

표면탄성과 필터 설계용 시뮬레이션 개발

Development of Simulator for surface acoustic wave filters

권희두*, 윤영섭*, 김동일*, 류재구**, 류재성**

(Heedoo Kwon*, Yungsup Yoon*, Dongil Kim*, Jaegu Ruy**, Jaesung Ryu**)

요약

본 연구에서는 카이저 창함수를 이용하여 이동통신용 표면탄성과 필터를 설계하기 위한 CAD를 제작하였다. 제작된 CAD는 아포다이제이션 형태로서 하중함수가 주어진 빗살변환기와 정규형형태의 빗살변환기, 위드드롤로 형태로서 하중함수가 주어진 빗살 변환기 한쌍으로된 변환기와 아포다이제이션 형태로서 하중함수가 주어진 빗살변환기와 정규형 변환기, 반사기를 설치한 공진기 형태의 필터로서 구성되어 있다. 중심 주파수가 222MHz에서 343MHz 영역내의 표면탄성과 필터를 제작된 CAD로 모의 실험 하였다. 본 연구에서 제작된 CAD는 표면탄성과 필터로써 응용될 뿐만 아니라 디지털 FIR 필터에도 응용될 수 있다.

Abstract

We developed a surface scoustic wave (SAW) computer aided design(CAD) for mobile communication usign Kaier window function. The systems are composed of modules for designing apodization weighted IDT-uniform IDT, withdrawal weighted IDT-withdrawal weighted IDT, and resonator type. The design of SAW bandpass with center frequencies from 222MHz to 343MHz were simulated by the developed CAD system. Although the method proposed in this paper is formulated primarily for SAW filters, it is equally applicable to finite impulse response (FIR) digital filter design.

I. 서론

최근의 산업동향에 비추어 볼때 향후 비약적인 발전이 예견되는 정보 산업의 주축은 이동통신 분야로서, 장래의 개인용 통신기기화를 향하여 디지털화, 소형휴대화가 급속하게 진행되고 있으며 이에 따라

전자부품에 대한 요구도 변화하고 있다. 이중에서 주요 소자로 각광받고 있는 것이 표면탄성과 필터로서 통신 시스템의 성능을 좌우하는 주요소로서 그 중요성이 증가하고 있다.

표면탄성과 필터는 압전기판 위에 interdigital transducer(IDT)를 설치 하므로써 전기적 신호를 압전기판의 표면을 따라서 전파하는 탄성표면파로 변환하고, 여기된 탄성표면파를 출력측 변환기에서 전기적 신호를 검출하는 소자이다. 이러한 탄성 표면파 필터는 변환기 전극의 기하학적 구조에 의하여 주파

*인하대학교 전자재료공학과
Dept. of Electronic Materials and Devices Engineering
Inha University

**제이슨 어드밴스트 테크놀로지
Jason Advanced Technology
접수일자: 1995년 5월 11일

수 특성이 주파수 특성이 결정되므로, 특성주파수의 반송신호를 통과 시키도록 설정된 진폭 및 위상특성을 갖는 대역통과 필터로 이용되고 있다. 특정한 주파수 요구특성을 만족하는 탄성표면과 필터를 설계하기 위해서는 전극의 구조에 따른 변환기의 특성을 모의 실험을 하므로써 필터 설계가 가능하다.

정확한 모의 실험을 위한 CAD는 D. C. Malocha 등이 개발한 SAW CAD 및 SAW COM^[1, 2] 등이 있고, 이는 apodization 및 withdrawal 형태의 transversal 표면탄성과 필터 설계를 위하여 개발되었으나 고주파와 저손실을 요구하는 이동통신용 표면탄성과 필터에 적용하기는 적절하지 못하다. 저손실을 요하는 이동통신용 표면탄성과 필터의 구조는 공진기형, interdigitated interdigital transducer (IIDT), unidirectional transducer(UDT)형이 있다. IIDT 형은 고주파와 저손실에 있어서는 적합하나 통과대역에서의 리플이 큰 단점을 가지고 있으며, UDT형은 $\lambda/8$ 의 전극을 필요하므로 고주파수의 필터를 제작할 경우에 있어서 공정상의 어려움을 가지고 있다.^[3, 4, 5]

본 연구에서는 apodization, withdrawal, resonator 형태의 저손실 이동통신용 표면탄성과 필터를 설계하기 위한 CAD를 제작하였고, 결합모드 방정식^[7, 8]을 이용하여 반사계수 및 투과계수를 계산하였다. CAD의 구성은 변환기의 형태에 따라 입력측과 출력측을 각각 apodization-uniform, withdrawal-withdrawl로 구성하였고, 저손실 표면 탄성과 필터의 설계를 위하여 출력 변환기에 반사기를 설치하였고 반사기의 주파수특성 및 손실을 모의 실험하였다.

II. 이론 및 모의실험 방법

1. 표면탄성과 설계를 위한 카이저 창함수^[6, 10]

통과대역폭과 저지대역간의 타협은 주파수영역에서 f(frequency)가 0인 주위에 집중되어 있는 창함수를 구하므로써 정량화 시킬 수 있고, 카이저 창함수는 매개변수 β 값을 변화시키면, 하중함수 값이 변화되므로 다른 창함수에 비하여 최적의 창함수를 구할 수 있다. 카이저 창함수의 정의식은

$$w(n) = \begin{cases} \frac{I_0[\beta(1 - [(n-\alpha)/\alpha]^2)]^{1/2}}{I_0[\beta]}, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{그밖의 경우} \end{cases} \quad (1)$$

이며, 여기서 $\alpha = M/2$ 이고, $I_0(x)$ 는 0차 제1종 Bessel 함수이다. (1)식은 임펄스 열의 길이 M과 형상 매개변수 β 를 갖고 있다. 길이 M과 β 를 조절하므로써 창함수의 길이와 형상인 통과대역 폭에 대하여 저지대역 진폭이 적절하게 조절될 수 있다. 최적화된 β 값을 결정하기 위하여, $A = -20 \log \delta$ 로써 정의한다. 여기서 δ 는 주파수 응답의 리플이며, 특정한 A의 값을 결정하는데 필요한 β 값은

$$\beta = \begin{cases} 0.1102(A-8.7), & A > 50 \\ 0.5842(A-21)^{0.4} + 0.07886(A-21), & 21 \leq A \leq 50 \\ 0.0, & A < 21 \end{cases}$$

이다. 카이저 창함수의 또 다른 매개변수인 M은

$$M = \frac{A-8}{2.285 \Delta\omega} \quad (3)$$

이고, 여기서 $\Delta\omega$ 는 저역통과 필터의 통과대역 차단 주파수와 정지대역 차단주파수의 차이를 나타내고 있다. 위에서 기술한 이러한 사항들은 다른 창함수와는 달리 각각의 다른 매개변수를 변화시키므로써 통과대역과 리플등을 쉽게 최적화 시킬 수 있다. 이러한 잇점을 가지고 있는 카이저 창함수를 표면탄성과 필터에 적용하므로써 시행착오를 최소화시킬 수 있다.

2. 변환기 안에서의 음파산란 및 결합모드방정식

그림 1에서는 빗살 변환기에서의 전극 구조와 전극 안에서의 음파의 현상을 도시하였다.

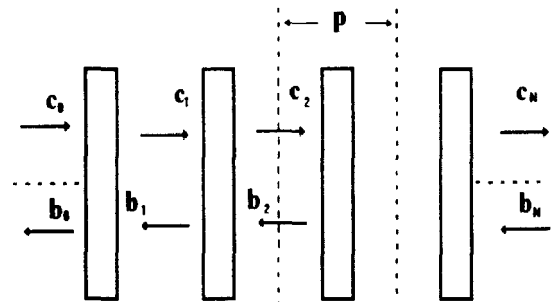


그림 1. 전극안에서 음파의 전파 현상

그림 1에서 보는 것과 같이 특정한 한개의 전극을 고려할 때 왼쪽에 있는파의 진폭을 c_1, b_1 으로 표시하였으며 오른쪽 파의 진폭을 c_2, b_2 로 표시하였고, 이 진폭은 전극의 중심으로부터 $n/2$ 거리에서 측정하였다. c_1 과 c_2 는 오른쪽으로 이동하는 파를 나타내고 b_1, b_2 는 왼쪽으로 이동하는 파를 나타내고 있다. 입사파와 반사파의 관계는

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ c_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

로써 산란행렬을 이용하여 규명할 수 있다. 여기서 $S_{11} = r \exp(-jk_0 p)$, $S_{12} = t \exp(-jk_0 p)$ 이며, r 는 전극의 반사계수이고, t 는 투과 계수를 나타낸다. 에너지 보존 법칙에 의하면

$$|r|^2 + |t|^2 = 1 \quad (5)$$

이다. 입력측의 파와 출력측의 파의 관계는

$$\begin{bmatrix} c_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{12} & T_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

로써 투과행렬을 이용하여 규명할 수 있다. 여기서 $c_2 = c_1 \exp(-j\gamma p)$, $b_2 = b_1 \exp(-j\gamma p)$ 이고 γ 는 전파 상수를 나타낸다. n 개의 전극에 대한 음파의 진폭은

$$\begin{bmatrix} c_n \\ b_n \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} c_{n-1} \\ b_{n-1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

이고, n 개의 전극으로 구성된 변환기에서 초기 입력측의 파에 기인한 출력측의 파는

$$\begin{bmatrix} c_n \\ b_n \end{bmatrix} = [T]^n \begin{bmatrix} c_{n-1} \\ b_{n-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

이다. T_{ij}^n 로써 $[T]^n$ 의 요소를 표시하면,

$$\begin{aligned} T_{11}^n &= \frac{\sin(n\gamma p) - \tau^* \sin[(n-1)\gamma p]}{\tau^* \sin(n\gamma p)} \\ T_{12}^n &= -T_{21}^n = \frac{r \sin(n\gamma p)}{t \sin(\gamma p)} \\ T_{22}^n &= \frac{\sin(n\gamma p) - \tau \sin[(n-1)\gamma p]}{\tau \sin(n\gamma p)} \end{aligned} \quad (9)$$

이다. c 항 만이 존재한다면 b_n 은 0이되므로

$$\begin{aligned} \frac{c_n}{c_0} &= \frac{\sin(N-n)\gamma p - \tau \sin(N-n-1)\gamma p}{\sin N\gamma p - \tau \sin(N-1)\gamma p} \\ \frac{b_n}{c_0} &= \frac{r}{t} \frac{\tau \sin(N-n-1)\gamma p}{\sin N\gamma p - \tau \sin(N-1)\gamma p} \end{aligned} \quad (10)$$

로 각각 표시된다. 위 식으로부터 입사파와 반사파의 크기는

$$\left| \frac{b_0}{c_0} \right|^2 = \left[1 + \left| \frac{t}{r} \right|^2 \frac{\sin^2(\gamma p)}{\sin^2(N\gamma p)} \right]^{-1} \quad (11)$$

이다.

그러나 표면탄성과 소자는 전기적 에너지가 역학적 에너지로 변환되고 다시 전기적 에너지로 변환되기 때문에 전기적에너지와 역학적에너지 모두를 고려하여야 한다. 먼저 전기적 에너지항부터 고려하면, 기관과 전극의 형태에 따른 물질 상수로부터 식 (12)과 식 (13)에 의하여, 전기적인 섭동항과 역학적인 섭동항이 크기를 각각 결정할 수 있다. 전기적 에너지에 의하여 필터의 속도 변화에 영향을 미치는 항은

$$D_k = -\frac{1}{2} \left[1 + \frac{P_s(-\cos(\pi\eta))}{P_{s-1}(-\cos(\pi\eta))} \right] \quad (12)$$

이고, 전극에 의한 음파의 반사항은

$$R_k = -\frac{\pi}{2} \left[\cos(\pi\eta) + \frac{P_s(-\cos(\pi\eta))}{P_{s-1}(-\cos(\pi\eta))} \right] \quad (13)$$

이다. 여기서 η 는 전극의 주기와 전극의 넓이 비를 나타내고, $P_s(x)$ 는 s 차 르장드르함수를 나타내고 있으며, s 는 전극의 주기와 과장의 비이다.

역학적인 에너지에 의하여 표면탄성과의 속도와 반사계수에 영향을 미치는 섭동항 D_m 과 R_m 은 각각

$$\begin{aligned} D_m &= \frac{\pi k^2}{C_s} \left[\left| \frac{U_1}{\phi} \right|^2 (\alpha_1 - \rho' v_f^2) + \left| \frac{U_2}{\phi} \right|^2 \right. \\ &\quad \left. (\alpha_2 - \rho' v_f^2) + \left| \frac{U_3}{\phi} \right|^2 \rho' v_f^2 \right] \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} R_m &= \frac{\pi k^2}{C_s} \left[\left(\frac{U_1}{\phi} \right)^2 (\alpha_1 - \rho' v_f^2) + \left(\frac{U_2}{\phi} \right)^2 (\alpha_2 - \rho' v_f^2) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{U_3}{\phi} \right)^2 \rho' v_f^2 \right] \end{aligned} \quad (15)$$

이다. 여기서 ρ 는 전극의 질량 밀도를 나타내고, α_1 과 α_2 는 각 방향으로의 전극의 탄성상수이고, U 는 기관

에 전압을 가하였을 경우의 입자변위이며, ϕ 는 전위를 나타낸다.

(12)-(15)식에서 나타낸 계수에 의한 속도 변화와 반사계수는

$$\frac{\Delta v}{v_f} = D_k \left(\frac{k^2}{2} \right) + \eta D_m \left(\frac{H_m}{\lambda} \right) \quad (16)$$

$$v_{sc} = v_f + (v_f - v_m) D_k + v_f \eta D_m \left(\frac{H_m}{\lambda} \right) \quad (17)$$

이며, Δv 는 기관의 표면탄성과 속도와 전극이 있는 부분의 표면탄성과 속도이고, H_m 는 전극의 두께를 나타낸다.

전극에 의한 반사계수 γ 는

$$r = j\kappa = j \left[R_k \left(\frac{k^2}{2} \right) + R_m \left(\frac{H_m}{\lambda} \right) \sin(\pi\eta) \right] \quad (18)$$

이다. (11)식을 이용한 중심주파수에서 반사기 전체의 반사계수

$$|R| = \tanh N |\gamma| \quad (19)$$

이며, 여기서 N 은 전극의 수이다. 만일 $N|\gamma| \gg 1$ 이라면 $|R|$ 값은 거의 1이 되므로 100%가 반사 된다. 반사에 의한 주파수 응답의 bandwidth는

$$\frac{B}{f_0} = \frac{2|r|}{\pi} \sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{N|r|} \right)^2} \quad (20)$$

$$\sim \frac{2|r|}{\pi} \quad N|r| \gg \pi$$

이며, 여기서 B 는 null frequency이고, f_0 는 중심주파수, $|r|$ 는 각각 전극의 반사 계수를 나타낸다.

3. 표면탄성필터 설계

표면탄성과 소자의 기본구조는 입력 IDT와 출력 IDT로 구성되어 있다. 우리가 원하는 주파수 응답을 얻기 위한 표면탄성과 필터의 구조는 크게 두가지로 구분된다. 첫번째는 입력 변환기를 weighted-IDT로 하고, 출력 변환기를 uniform-IDT로 구성하는 방법, 그리고 두번째는 입력과 출력 모두를 weighted-IDT로 구성하는 방법이 있다. 첫번째 방법에서는 보통 apodization 형태로 입력 변환기를 구성하며, 두번째 방법에서는 입력과 출력 변환기 모두를 withdrawal weighted-IDT를 이용하여 구성한다. 여기서 입력과

출력 변환기 모두를 apodization 형태로써 구성하는 방법이 있으나 음파의 회절이 많이 발생하므로, 이를 최소화 시키기 위하여 multistrip coupler를 사용한다. 협대역 필터일 경우에는 보통 apodization IDT를 사용하지 않고 입력과 출력변환기 모두를 withdrawal 형태를 취할 수 있다. 설계방법은 개발하고자 하는 필터의 용도, 공정의 특성 및 2차 효과 등을 고려하여 선택한다. 그림 2는 표면탄성과 필터 설계를 위한 CAD 시스템의 흐름을 나타내고 있다.

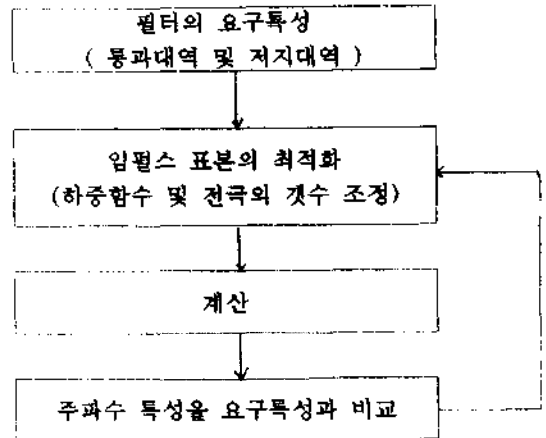


그림 2. CAD 시스템의 흐름 과정

특정한 주파수특성이 주어지면, 임펄스표본의 최적화과정에서 식(1, 2, 3)를 이용하여 하중함수와 전극의 갯수를 구한후 식 (18, 19)를 이용하여 반사계수를 분석하게 된다. 이 과정을 거친후 계산 과정에서는 필터의 주파수 응답 특성을 분석하는데 있으므로, 카이저 창함수를 이용하여 구한 임펄스응답을 이산 Fourier 변환을 취하므로써 필터의 주파수 응답을 구할 수 있다. 주파수 응답을 분석하기 위한 Fourier 변환 공식은

$$H(w) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp(-iwt) dt$$

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(w) \exp(iwt) dw \quad (21)$$

이다. 표면탄성과 소자의 주파수응답 특성은 입력 변환기와 출력 변환기 각각의 주파수응답을 곱한 것과 같으므로

$$H(\omega) = H_1(\omega) \cdot H_2(\omega)$$

$$h(t) = h_1(t) \cdot h_2(t) \tag{22}$$

이며, 여기서 $H(\omega)$ 는 $H_1(\omega)$ 과 $H_2(\omega)$ 의 곱이고, $H_1(\omega)$ 과 $H_2(\omega)$ 는 입력 변환기와 출력 변환기 각각의 주파수 응답이고, $h(t)$ 는 $h_1(t)$ 과 $h_2(t)$ 의 콘볼루션이며, $h_1(t)$ 과 $h_2(t)$ 는 입력 및 출력 변환기 각각의 임펄스 특성을 나타낸다. 입력 변환기는 비 정규형으로 출력 변환기는 정규형으로 필터를 설계하기 위해서는 입력 및 출력변환기를 각각 설계하여야 한다. 정규형 변환기를 설계하기 위한 식은

$$h(t) = 4k \sqrt{c_s} f_0^{3/2} \sin \theta(t) \tag{23}$$

이며, 여기서 k = 표면탄성파 결합계수, C_s = electrode pairs capacitance per unit length (pf/cm-pair), $\theta(t) = 2\pi f_0 t$, f_0 는 중심 주파수이다. 정규형 변환기의 통과 대역폭은

$$\Delta f = \frac{0.88 f_0}{N_p} \tag{24}$$

이다. 여기서 f_0 는 중심 주파수, N_p 는 전극의 pairs 수이다.

비 정규형의 IDT를 설계하기 위해서는 (1) 식과 (23)식을 곱하므로써 하중함수가 주어진 비 정규형 변환기를 설계할 수가 있다.

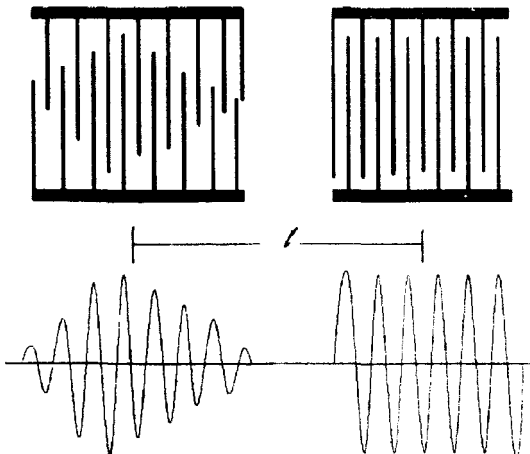


그림 3. Apodization weighted 전극의 형태와 임펄스응답과의 관계

표면탄성파 필터를 구성하는 필터의 IDT 형태는 전극의 겹침으로서 하중을 적용하는 apodization-weighted IDT형태, 전극의 간격으로서 하중을 적용하는 withdrawal-weighted IDT형태 및 위상차로서 하중을 적용하는 phase-weighted IDT형태 등이 있다. 본 연구에서는 apodization weighted-IDT와 withdrawal weighted-IDT를 설계 하였다.

그림 3는 apodization weighted-IDT와 임펄스 응답과의 관계를 나타내고 있다.

Apodization-weighted IDT형태는 근접한 전극과의 겹침을 임펄스 응답의 크기에 따라서 변화시키는 방법이므로 임펄스의 강도를 소자에 직접 적용할 수 있는 장점을 가지고 있으나, 다른 소자에 비하여 음파의 회절이 크므로 우리가 얻고자하는 주파수 응답을 얻기가 어렵다. 이러한 경우에는 전극의 형태를 split 형태로써 제작하면 해결할 수 있다.^[9]

Withdrawal weighted-IDT의 모양은 그림 4에 나타내었다.

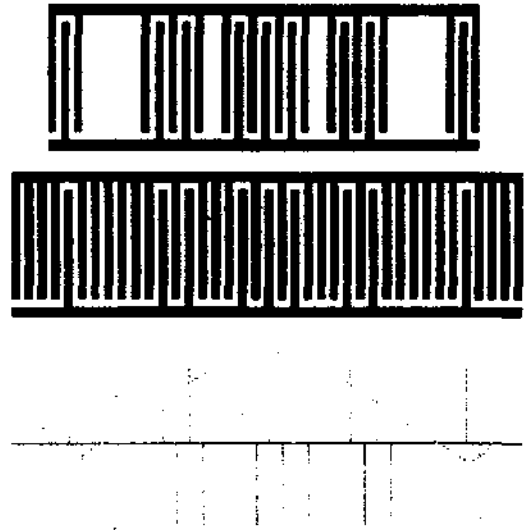


그림 4. Withdrawal weighted IDT와 임펄스응답과의 관계

Withdrawal weighted-IDT의 구성은 정규형 IDT로 구성되어 있으며, 하중 함수의 식에 따라 전극을 제거하는 방식이다. Withdrawal-weighted IDT의 장점은 모든 전극의 길이가 같기 때문에 음파의 회절을 최소로 줄일 수 있고, 더욱 중요한 것은 Input IDT와 output IDT 모두 weighted-IDT로 구성할 수

있다는 점이다. 그러나 단점은 withdrawal weighted-IDT를 구성을 위한 모의실험이 어렵고, 협대역필터(Passband < 5%)에만 응용될 수 있다는 단점을 가지고 있다.^[3, 10] 본 연구에서는 표면탄성파 필터 설계용 위한 시뮬레이터 제작시 Electric Charge Distribution (ECD)과 탄성파의 반사는 고려하였으나 삽입손실은 고려하지 않았다.

III. 시뮬레이션 결과

본 연구에서 제작한 시뮬레이터의 정확성을 검토하기 위하여 카이저 창함수의 매개변수의 변화에 따른 주파수 응답을 모의 실험 하였다. 그림 5(b)에 도시한 바와 같이 β 가 0, 3, 6일 경우 각각의 사이드 로우브는 -13, -23, 43dB로 계산되었다. 이는 A.V. Oppenheim과 R.W.Schafer^[7]가 연구한 카이저 창함수의 시간영역과 주파수 응답의 특성과 일치된 결과를 보여주고 있다. 그림 5에서는 카이저 창함수의 시간영역과 주파수 응답의 특성을 나타내었다.

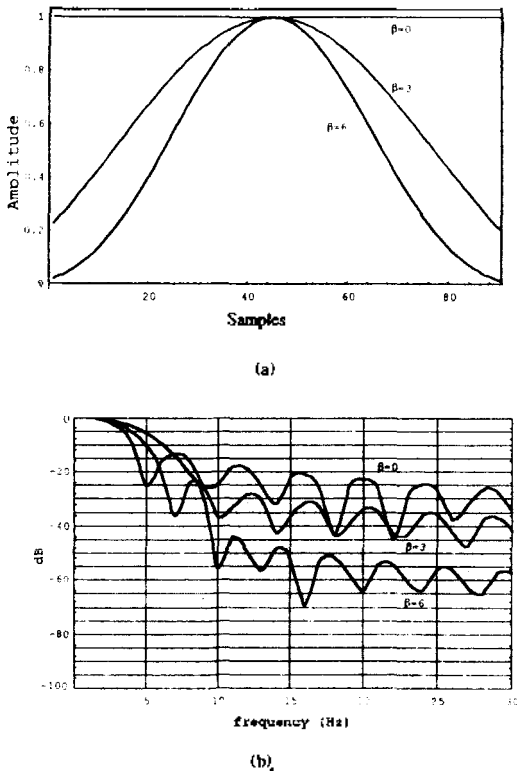


그림 5. (a) 카이저 창함수 형태
(b) 카이저 창함수의 푸리에 변환

그림 5에서는 통과대역 폭과 저지대역간의 타협은 주파수 영역에서 카이저 창함수의 β 값이 증가함에 따라 통과 대역은 증가하고 있으며, 저지 대역은 감소하고 있음을 알 수 있다. 이러한 카이저 창함수의 성질을 이용하여 특정한 주파수 응답 특성을 가진 표면탄성파 필터를 카이저 창함수의 β 값을 변화 시키므로써 설계 할 수가 있다.

그림 6는 중심주파수 222MHz 대역의 표면탄성파 필터를 설계하기 위한 하중 함수가 주어지지 않은 정규형으로 구성된 Input 변환기의 임펄스 응답 및 주파수 응답특성을 나타내고 있다.

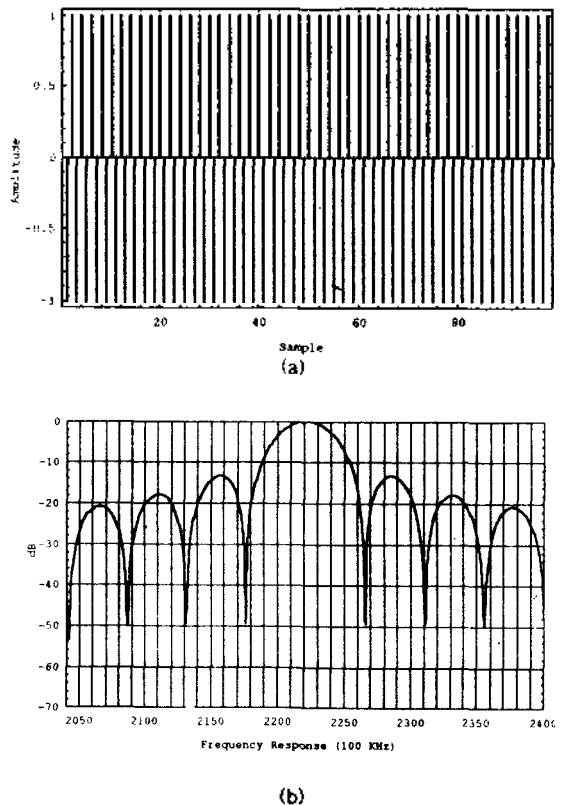
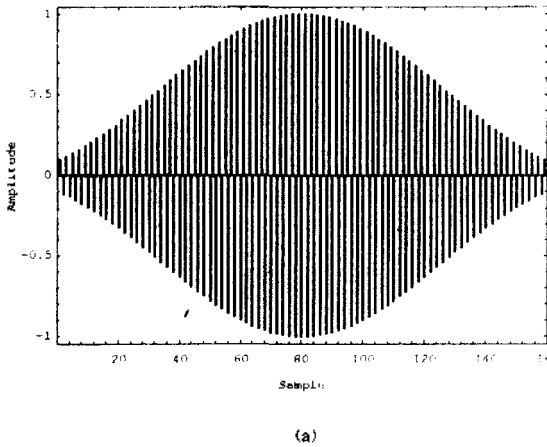


그림 6. (a) 출력변환기로 사용된 정규형 IDT의 구조
(b) 출력변환기의 주파수 응답

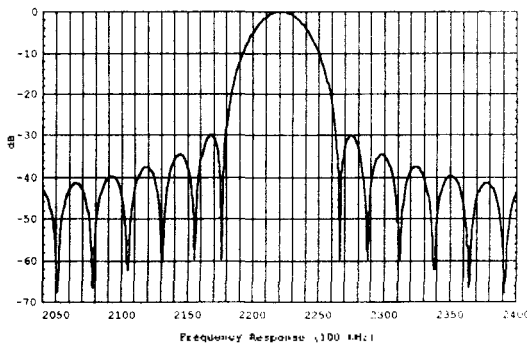
전극의 갯수는 39 쌍으로 구성하였고, 통과 대역은 4.8MHz이다. 이는 이론식(24)와 일치하므로써 본 연구에서 제작한 시뮬레이터는 정확함을 알 수 있다. 그림 6에 나타난 것과 같이 정규형으로 구성된 변환기의 저지대역은 -13dB이므로 하중 함수가 주어지

지 않은 정규형 변환기만으로 구성된 표면탄성과 필터는 실제 응용에 있어서 부적합하다.

그림 7은 카이저 창함수를 이용하여 설계한 output 변환기의 임펄스응답 및 주파수 응답을 나타내고 있다.



(a)



(b)

그림 7. (a) 카이저 창함수를 사용한 입력 변환기 구조
(b) 입력변환기의 주파수 응답

전극의 형태는 하중함수를 쉽게 적용할 수 있는 apodization 형태로서 구성되어 있고, 임펄스 응답의 하중함수를 주기 위한 β 값은 6이며, 전극의 갯수는 79개로서 구성되어 있다. 저지 대역 값은 -45dB 로서 그림 5와 일치하고 있으며, 통과대역은 3.7MHz 으로 계산되었다.

우리가 얻고자 하는 표면탄성과 필터의 최종 주파수 응답은 식 (22)과 같이 입력 변환기의 주파수 응답과 출력 변환기의 주파수 응답의 곱이 된다. 식 (22)를 이용하여 계산된 최종 주파수 응답을 그림 8에 나타내었다.

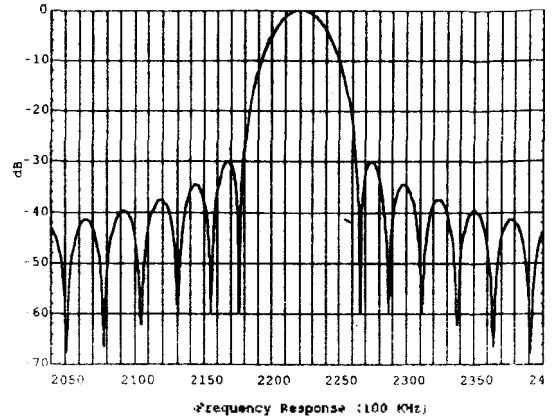


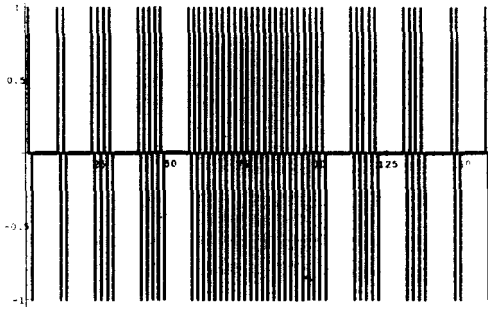
그림 8. 최종 주파수 응답

그림 8과 같은 결과를 얻기 위해서는 정규형 IDT와 비정규형 IDT로서 구성된 표면탄성과 필터일 경우, 입력 IDT의 정규형 변환기와 출력 IDT의 비정규형 변환기를 별도로 설계하므로써 우리가 요구하는 필터를 제작할 수 있다. 그림 8에 보인바와 같이 통과대역은 3.0MHz 이고, 저지대역은 -60dB 이 된다. 여기서 저지 대역을 낮추는 방법은 비 정규형 변환기 설계시에 β 값을 크게하므로써 하중함수를 크게하는 방법과 정규형 변환기의 전극 갯수를 늘리는 방법이 있다. 그러나 하중함수를 크게하면 통과대역이 넓어지게 된다. 또한 정규형 변환기의 전극 갯수를 크게하면 통과 대역이 좁아지기 때문에, 이 두 IDT를 최적화 시키므로써 일정한 특성을 갖는 필터를 설계할 수 있다.

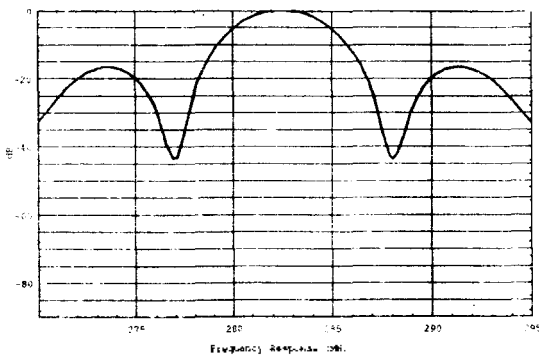
지금까지는 전극간의 겹침을 변화시킨 Apodization 형태의 변환기를 설계하였으나, 이러한 형태는 실제로 제작시 삽입 손실이 큰 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 전극의 겹침을 일정하게 하면서 전극의 일부를 제거하는 방법이 있다. 이러한 방법을 이용하여 apodization 형태와 동일한 임펄스 응답 특성을 가진 표면탄성과 필터를 설계할 수 있다. 그림 9에 withdrawal 형태의 전극과 이에 대응되는 주파수 응답 특성을 나타내었다.

카이저 창함수의 β 값은 6이고 전극의 갯수는 79개로 설계하였으며, 하중을 주는 방법은 4개씩 전극을 제거하면서 카이저함수에 대응되는 전극의 수를 남겨 놓았다. 이에 대응되는 주파수 응답은 그림 9에 나타낸 것과 같이 통과 대역은 2.9MHz 이고, 저지대역

은 -20dB이다. withdrawal 형태의 주파수 응답은 apodization 형태의 전극에 비하여 저지대역이 크게 올라와 있는 단점이 있음을 알 수 있다. 이를 해결하기 위한 방법으로, 본 연구에서는 입력 IDT와 출력 IDT 모두를 withdrawal 형태의 전극으로 구성함으로써 저지대역을 감소시킬 수 있었다.



(a)



(b)

그림 9. (a) Withdrawal 형태의 전극.
(b) Withdrawal 형태의 변환기에 대응되는 주파수 응답

입력과 출력 IDT 모두를 withdrawal 형태로 구성된 필터의 주파수 응답을 그림 10에 나타내었다.

그림 10에서는 통과 대역은 2.3MHz, 저지대역은 -40dB로 계산된 결과를 보여준다. 그러나 withdrawal 형태의 전극을 설계하는데 있어서 변수는 특정한 β 값이 주어져 있을 경우라도 전극을 빼는 방법에 따라서 주파수 응답이 변화된다. 이러한 점은 withdrawal 형태의 전극 설계에 있어서 어려운 점으로 지적되고

있지만, 통신장비 같은 고주파 장비의 경우에는 음파의 회절에 의한 손실을 줄이기 위해서 withdrawal 형태의 IDT를 구성하는 것이 바람직하다.

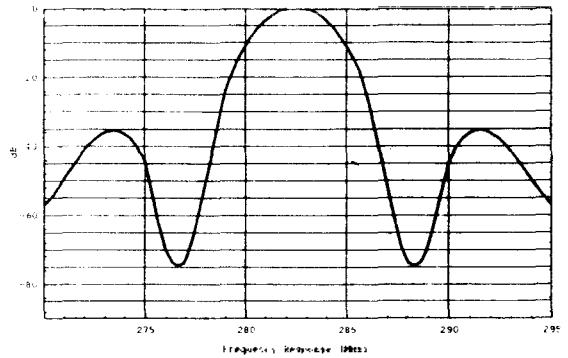


그림 10. 입력단과 출력단 모두 Withdrawal weighted IDT로서 구성된 주파수 응답

그림 11에서는 36° YX-LiTaO₃ 위에 각각 40, 100, 200개 전극으로 구성된 반사기의 주파수특성을 나타내었다.

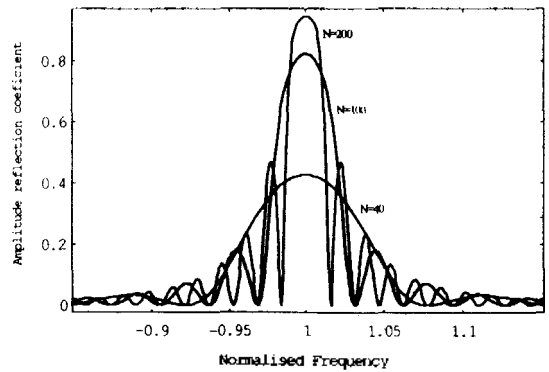


그림 11. 반사기에 의한 반사계수

전극에 의한 반사계수는 정전기적인 반사계수와 역학적인 에너지에 의한 반사계수로 나누어진다. 그러나 결합계수가 큰 기관의 경우에는 역학적인 에너지에 의한 반사계수는 거의 무시되고 전기적인 에너지에 의하여 대부분의 반사가 일어나게 된다. 36° YX-LiTaO₃의 경우 결합계수는 다른 압전물질에 비하여 크므로 전기적에 의한 반사계수는 전극의 길이 $\lambda/4$ 일

경우 1개의 전극당 0.021로 계산되었다. 위 그림에서 보는 것과 같이 전극의 갯수가 40일 경우 반사기에 의한 반사계수는 0.4로서 40%의 반사가 일어난다. 100 일 경우에는 85%, 200일 경우에는 95% 정도의 반사가 일어나므로써 저손실의 표면탄성과 필터를 제작시에는 많은 반사기를 설치하거나, 전기결합계수가 큰 기관위에 설치하는 것이 좋지만, 그림 11에 나타낸바와 같이 많은 반사기를 설치하면 주파수 통과 대역이 좁아지게 된다. 이를 이용하여 협대역 필터를 설계시에는 전기기계결합 계수가 작은 기관 위에 많은 반사기를 설치하므로써 협대역 필터를 설계할 수 있지만 전기기계결합 계수가 큰 기관을 사용할 경우에는 마지막 반사기까지 음파가 진행하지 않으므로 많은 반사기를 설치할 필요가 없게 된다.

그림 12에서는 중심주파수 341MHz 대역의 반사기를 설치한 표면탄성과 필터를 설계하기 위한 주파수 응답 특성을 모의 실험한 결과를 나타내었다.

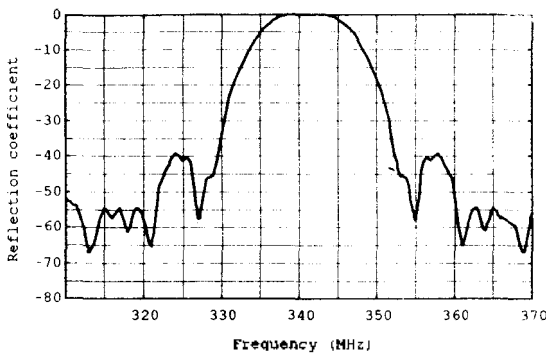


그림 12. 반사기를 이용한 저손실 표면탄성과 필터의 계산된 주파수 응답

그림 12에서 나타낸 특성을 보이는 표면탄성과 필터의 구조는 입력 변환기로서 withdrawal weighted IDT가 중앙에 설치되어 있고, 양방향성 변환기의 단점인 방향성 삽입 손실을 없애기 위하여 바깥쪽에 140개의 반사기가 설치된 출력 변환기를 양방향에 설치한 소자로서 가정하였다. 이러한 소자의 이론적인 삽입 손실은 단지 전극의 저항에 의한 삽입 손실은 0.1 dB 이하가 된다. 그림 12에 나타낸 주파수 응답의 특징을 보면, 3dB에서의 통과 대역이 8MHz이고 첫 번째의 사이드루오브는 -40dB 이하로 계산되었으므로써 좋은 필터특성을 가진 주파수 응답이 계산되었다.

IV. 결 론

본 연구에서는 통신용 핵심부품 중의 하나인 표면탄성과 필터를 설계하기 위한 시뮬레이터를 제작하였다. 제작 방법은 FIR 필터의 설계에 사용되는 카이저 창함수를 이용하였고, 변환기의 분석을 위하여 결합모드 방정식을 이용하였다. 제작된 시뮬레이터의 정확성을 검토하기 위하여 기존의 카이저 창함수의 주파수 응답특성과 비교한 결과 일치하였다. 본 연구에서 제작한 시뮬레이터를 이용하여 중심주파수 221 MHz에서 341MHz 대역의 표면탄성과 필터를 설계하였고, IDT는 apodization 형태 및 withdrawal 형태로 구성하였다. 계산된 주파수 응답의 저지대역은 apodized-IDT일 경우에는 -45dB이고, withdrawal weighted-IDT일 경우에는 -20dB이었다. 반사기를 설치한 통신용 저삽입손실 표면탄성과 필터의 경우 저지대역이 -40dB 이하로 계산 되었으므로, 이를 이용하여 소자를 제작할 경우 이상적인 소자를 제작할 것으로 판단 되었다. 본 연구에서 제작한 시뮬레이터는 표면탄성과 필터 설계를 위한 모의 실험뿐만 아니라 FIR 필터에도 응용할 수 있다.

참 고 문 헌

1. S. M. Richie, C. D. Bishop, and D. C. Malocha, "SAW Filter Computer Aided Design Workstion," Ultrasonic Symposium Proceedings, pp. 85-89, 1976.
2. S. M. Richie, M. J. Mccollister, and D. C. Malocha, "Development of The Rule Base for a Design Automation System for SAW Filters Using Bidirectional Transducers," Ultrasonic Symposium, pp. 155-158, 1990.
3. O. Ikata, T. Miyashita, T. Nishihara, and Y. Satoh, "Development of Low-Loss Band-Pass Filters Using SAW Resonators for Portable Telephones," Ultrasonics Symposium, pp. 111-115, 1992.
4. M. Hikita, H. Kojima, Toyoji Tabuchi, and Y. Kinoshita, "800 MHz High Performance SAW Filter Using New Resonant Configuration," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-33, No. 6, pp. 510-517, 1985.
5. C. S. Hartmann and B. P. Abbott, "Overview of Design Challenges for Single Phase Unidirectional SAW Filters," Ultrasonics Symposium, pp. 79-89, 1989.

- 6. A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, Prentice-Hall International, Inc., 1989.
- 7. D. P. Morgan, Surface Wave Device for Signal Processing, New York: Elsevier, 1985.
- 8. T. Thorvaldsson and B. P. Abbott, "Low Loss SAW Filters Utilizing the Natural Single Phase Unidirectional Transducer," Ultrasonics Symposium, pp. 43-48, 1990.
- 9. C. Campbell, Surface Acoustic Wave Device and Their Signal Processing Applications, Academic Press, Inc., New York, 1989.
- 10. 권희두 외, "카이저창함수를 이용한 표면탄성과 변환기 설계," 한국 물리 학회 논문지, 제 8 권, 제 4호, 1995(게재예정).

▲ 권희두(Heedoo Kwon) 1963년 4월 20일생



1985년 2월: 순천향대학교 물리학과 졸업(이학사)

1989년 8월: 인하대학교 응용물리학과 졸업(공학석사)

1992년 3월 현재: 인하대학교 전자재료공학과 박사과정

※주관심분야: 표면탄성과 필터, 디지털 신호처리

▲ 윤영섭(Yungsup Yoon) 1952년 9월 7일생



1975년 2월: 서울대학교 금속공학과 졸업

1977년 2월: 한국과학원 졸업(공학석사)

1988년: 미국 Univ. of Southern California(공학박사)

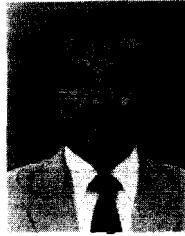
1992년~현재: 인하대학교 전자재료공학과 조교수

1977년~1980년: KIST 주임 연구원

1989년~1992년: 삼성전자 기흥반도체 수석연구원

※주관심분야: ULSI DRAM을 위한 소자 및 공정개발, 강유전체 박막, Sensor, 고주파소자

▲ 김동일(Dongil Kim) 1933년 5월 6일생



1962년: 서울대학교 물리학과 졸업

1967년: 서울대학교 대학원 물리학과(이학석사)

1975년: 인하대학교 대학원 응용물리학과(공학박사)

1962년~1967년: 육군기술 연구소 연구원

1967년~1969년: 서울대학교 전임강사

1979년~1980년: 미국 Argonne 연구소 객원 연구원

▲ 류재구(Jaegu Ruy) 1966년 3월 10일생

1988년 2월: 고려대학교 생물학과 졸업

1990년 2월: 고려대학교 대학원 생물학과 졸업(이학석사)

1990년 6월~1990년 12월: 고려대학교 의과대학 조교

1993년~현재: 제이슨 어드밴스트 테크놀로지 근무

※주관심분야: 표면탄성과 CAD개발, 신경회로망 CAD개발, 디지털신호처리

▲ 류재성(Jaesung Ryu) 1956년 9월 2일생



1980년 2월: 중앙대학교 전자공학과 졸업

1982년 8월: 중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1983년~1986년: 삼성전자 종합연구소 연구원 근무

1986년 6월~1989년: 데이시시스템 한국지사 근무

1989년 11월~현재: 제이슨 어드밴스트 테크놀로지 대표

※주관심분야: Simulator 개발, 디지털 신호처리