

# 彈性表面波 素子を 利用한 帶域通過 濾波器的 設計에 관한 研究

論 文  
31~2~4

## A Study on the Design of Bandpass Filters Using SAW Components

田 啓 石\* · 黃 金 燦\*\* · 金 鳳 烈\*\*\*  
(Kye-Suk Jun · Keum-Chan Whang · Bong-Ryul Kim)

### Abstract

In this paper, surface acoustic wave (SAW) bandpass filter is designed using the Fourier series approach and the  $I_0 \cdot \sinh$  window function. And also we studied a method to realize SAW filter using the apodized ID transducer which was fabricated with aluminum metallization of about 1500 Å thickness on Y-cut Z-propagating LiNbO<sub>3</sub> crystal by photolithographic technique (lift-off method). Experimental results on SAW bandpass filter responses show good agreements with the theoretical characteristics.

### 1. 序 論

SAW(Surface Acoustic Wave)素子は 壓電氣効果를 통해 彈性表面波를 勵振(excitation) 시키고 이를 檢出(detection)하는 두개의 入·出力 ID變換器(interdigital transducer)로 構成된 2次元構造를 갖는다. 종래의 bulk acoustic wave素子에 비해 製作過程이 간편하며 SAW 傳播路上的의 入의의 位置에서 필요한 情報를 檢出할 수 있는 長點때문에 신호처리(signal processing)素子<sup>(1),(2)</sup>로서 많은 관심을 끌고 있다. 그중에서 특히 SAW filter는 SAW素子の 應用에서 큰 比重을 차지하며<sup>(3)</sup> 통신, 레이더, TV수신기 등에서 광범위하게 利用되고 있다. <sup>(4),(5),(6)</sup>

SAW filter의 周波數特性은 ID變換器의 幾何學的 構造에 의해서 決定되며 入·出力 ID變換器의 傳達函數의 積으로 주어진다. <sup>(7)</sup> 따라서 SAW filter의 合成은 ID變換器의 解析에 基를 두며 지금까지 발표된 ID變換器의 解析方法을 살펴보면 W.R. Smith 등이 發表한

ID變換器의 電氣의 等價回路모델<sup>(8)</sup>은 材料의 物理的 常數, ID變換器의 크기 및 外部電氣回路등을 ID變換器의 設計에 포함할 수 있는 반면에 복잡한 回路網을 解析하여야 한다. C.S. Hartmann등의 임펄스모델<sup>(9)</sup>은 ID變換器의 入力입피이던스를 구하는데 단순히 積分과 Fourier 변환만을 계산하면 되는 편리함이 있다. 그후 R.H. Tancrilli<sup>(9)</sup>은 SAW filter의 傳達函數가 endfire array antenna 및 nonrecursive digital filter의 傳達函數와 동일한 形을 갖음을 보여주고 window函數를 SAW filter의 設計에 사용하여 리플과 副葉레벨을 향상시킬 수 있음을 提示하였다.

本 論文에서는  $I_0 \cdot \sinh$  window函數를 使用하여 non-recursive digital filter를 設計하는 方式<sup>(10)</sup>을 SAW filter의 設計에 適用하고 이를 實現하는 方法을 연구하였다. 이 方法은 設計를 簡素化하고 要求하는 리플 및 transition帶域에 필요한 ID變換器의 길이(즉, 電極數)를 알 수 있는 利點이 있다. 入·出力 ID變換의 入力 입피이던스는 임펄스모델을 利用해서 구하고 각각 信號 電源과 負荷에 整合하였다. SAW filter의 製作은 dummy fingers와 入·出力 ID變換器 사이에 靜電遮蔽線의 挿入등을 포함하여 製作하므로써 waveform distortion과 direct electrical feedthrough 등의 filter의 特性을 低下시키는 second-order effects를 減少하였다.

\* 正會員: 慶熙大 工大 電子工學科 助教授  
\*\* 正會員: 延世大 工大 電氣工學科 助教授  
\*\*\* 正會員: 延世大 工大 電子工學科 教授  
接受日字: 1982年 11月 24日

以上の方法으로 設計, 製作한 SAW filter는 實驗을 통해 그 應答特性을 測定하고 理論値와 比較하였다.

### 2. 設計 理論

SAW filter의 周波數特性은 入·出力 ID變換器의 傳達函數의 積으로 주어진다. 그러나 出力 ID變換器의 finger overlap과 帶域幅을 入力 ID變換器보다 각각 더 크도록 해주면 濾波器의 周波數特性은 入力 ID變換器에 의해서 決定되고 濾波器의 合成 및 實現이 便利해진다. 따라서 本 論文에서는 出力 ID變換器가 광대역特性을 갖도록 하기위해서 W.R. Smith<sup>(11)</sup> 등의 理論에 따라 인접전극들간의 겹치는 부분의 길이가 모두 동일한 ID변환기(unapodized ID변환기)를 선택하여 YZ-LiNbO<sub>3</sub> 결정체위에서 이것이 4쌍의 電極을 갖도록 設計하였다. 이경우 出力 ID變換器는 比帶幅(fractional bandwidth) 24%의 광대역성을 나타내며 以後 SAW filter의 合成은 단순히 入力 ID變換器의 設計로 簡素化된다.

一般的으로 ID變換器의 構造는 transversal filter와 동일한 形態를 나타내며 그 出力信號는 入力信號와 임펄스응답과의 convolution으로 주어진다<sup>(12)</sup>. 따라서 ID變換器의 設計는 ID變換器의 電極間隔 및 overlap을變化시켜 要求된 濾波器의 特性을 갖는 임펄스응답의 공간적 이미지(spatial image)를 만드는 것이며 이것은 transversal filter의 合成過程을 利用해서 達成할 수 있다. 즉, 濾波器의 特性이 周波數領域에서 주어질때 Fourier변환을 통해 그 임펄스응답을 얻은후 이것을 적절한 샘플링한다. 이때 샘플링시간은 ID變換器에서 電極間隔을 샘플값들은 각 電極에 주는 finger weight를 決定해준다. 그러나 이들 관계를 實際로 適用할때는 여러가지 문제가 부수적으로 發生하며 그것은 (2.1), (2.2), (2.3)절에서 상세히 취급한다.

#### 2.1. ID變換器의 傳達函數

그림 1은 中心周波數  $f_0$ 와 帶域幅  $B$ 를 갖는 理想的인 帶域通過濾波器의 周波數特性을 보여준다.

그림 1의 주파수특성을 갖는 濾波器의 임펄스응답은 Fourier 역변환을 통해 식(1)과 같이 된다.

$$h(t) = 2B \frac{\sin \pi B t}{\pi B t} \cos 2\pi f_0 t \quad (1)$$

ID變換器는 식(1)의 임펄스응답의 sampled version으로 그림 1의 周波數特性을 나타내어야 하므로 aliasing效果를 고려하여 sampling rate를 신중히 選擇하여야 한다. 그러나 中心周波數  $f_0$ 를 갖는 ID變換器를 設

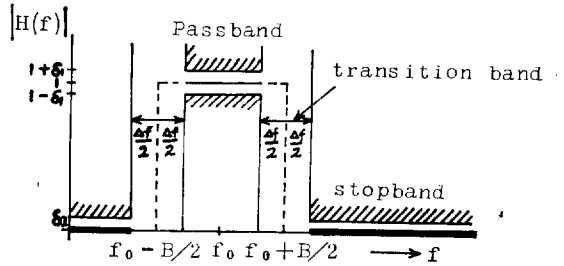


그림 1. 帶域通過 濾波器의 周波數特性

Fig. 1. Frequency response of bandpass filter

計하기 위해서는 電極間隔이  $T = \frac{1}{2f_0}$  이어야 하므로 sampling rate는  $f_s = 2f_0$ 로 選擇된다. 이경우 aliasing效果는 그림 1에서처럼 濾波器가  $2f_0$ 보다 작은 帶域幅을 가지고 band-limited되므로 무시할 수 있다. 따라서 식(1)의 임펄스응답을  $T = \frac{1}{2f_0}$ 의 간격으로 샘플링하면 샘플들은 振動의 最大點에서 發生하고 샘플링效果는 그림 1의 周波數特性을 周波數領域에서 週期  $2f_0$ 를 갖고 反復하도록 만든다.<sup>(13)</sup> 따라서 이것을 Fourier급수로 전개하면 식(2)와 같이 된다.

$$H(f) = C_0 + 2 \sum_{n=1}^M C_n \cos(2\pi n T f) \quad (2)$$

$$\text{여기서 } C_0 = \frac{B}{f_0}$$

$$C_n = \frac{B}{f_0} \cos n\pi \frac{\sin(\pi B T n)}{\pi B T n} \quad (3)$$

式(2)에서 Summation의 上限을 有限한 값(M)으로 해주면 對稱性을 갖는 ID變換器의 傳達函數와 동일한 形을 나타내며<sup>(9)</sup> 이경우  $H(f)$ 는 실함수이므로 ID變換器의 位相反應은 주파수에 대해 선형함수가 될 수 있다. 또한 식(3)은 식(1)의 임펄스응답을 샘플링한 것과 동일한 形이므로 ID變換器의 각 電極에 주는 finger weight는 식(3)의  $C_n$ 에 비례한다.

#### 2.2. $I_0$ -sinh window 函數

sampling rate의 選定보다 더 重要한 문제는 ID變換器의 有限性에서 發生한다. 식(1)의 임펄스응답은 時間領域에서 無限한 길이를 갖는다. 그러나 ID變換器는 그 길이가 有限하므로 有限한 길이의 임펄스응답만을 提供하며 이것으로 그림 1의 周波數特性을 近似시켜야 한다. 이때 有限한 길이의 임펄스응답은 그림 1의 통과대역내에 리플을 만들어 transition 대역 및 副葉을 가져온다. 따라서 단순히 임펄스응답의 길이를 延長하면 이것은 transition帶域의 幅을 減少시켜주나 Gibbs 現象때문에 리플의 振幅에는 영향을 주지 못하며 週期에만 영향을 준다.

그와같은 Gibbs現象을 效果의로 감소시키는 方法은 적절한 window函數를 使用하는 것이다. 理想的인 window函數는 時間領域과 周波數領域에서 有限한 duration을 갖어야 한다. 그러나 不確定性原理때문에 그와같은 函數는 存在하지 못하며  $I_0$ -sinh window函數는 時間領域에서 有限한 time-duration을 갖고 있으며 대부분의 에너지가 mainlobe에 포함되어 있다.

$I_0$ -sinh window函數는 다음과 같이 定義한다.<sup>(10)</sup>

$$W(t) = \begin{cases} \frac{I_0[\alpha\sqrt{1-(t/\tau)^2}]}{I_0(\alpha)} & |t| < \tau \\ 0 & |t| > \tau \end{cases} \quad (4)$$

여기서  $\alpha = \omega_c \tau$ 는 window shape parameter이고  $I_0(x)$ 는 零階의 第1種 modified Bessel函數로서 먹급수 전개에 의하여 쉽게 계산할 수 있다.

式(4)에서  $I_0$ -sinh window函數는 window幅( $2\tau$ )와 "shape"를 決定해주는 매개변수( $\alpha$ )를 포함하고 있으며 이들은 다음과 같은 過程을 거쳐서 SAW filter의 ID變換器의 設計에 使用된다.

① 濾波器의 리플( $\delta$ )를 決定하고 그림 1에서  $\delta = \delta_1 = \delta_2$ 로 놓은후 式(5)에서 定義하는 Attenuation(ATT)를 계산한다.

$$ATT = -20 \log_{10} \delta \quad (dB) \quad (5)$$

② window 幅( $2\tau$ )은 ID變換器의 電極數를 決定해주며 만일 變換器가  $(2M+1)$ 개의 電極을 그 中心地點에 대해 對稱의으로 分布한다면  $2\tau = 2MT$  ( $T$ 는 샘플링 시간이다)으로 되고 Kaiser가 유도한 經驗式<sup>(10)</sup>을 利用하여 式(6)의 관계식을 얻을 수 있다.

$$M = \frac{ATT - 7.95}{14.36(24F)} \quad (6)$$

여기서  $4F = \frac{4f}{f_c}$ 는 샘플링 주파수( $f_c$ )로서 正規化된 transition幅이다.

③ window shape parameter( $\alpha$ )는 Kaiser<sup>(10)</sup>에 의해서 式(7)로 주어진다.

$$\alpha = \begin{cases} 0.1102*(ATT-8.7) & ATT > 50 \\ 0.5842*(ATT-21)^{0.4} + 0.07886*(ATT-21) & 21 < ATT < 50 \\ 0.0 & ATT < 21 \end{cases} \quad (7)$$

以上에서 filter spec.이 주어질 때 式(6), (7)은 ID變換器의 電極數 및 window函數를 決定해 주며 ID變換器의 각 電極에 주는 finger weight( $W_n$ )는 式(4)와 式(3)을 결합한 式(8)로 주어진다. 또한 이경우에 ID變換器의 傳達函數는 式(2)로부터 式(9)로 표현된다.

$$W_n = (-1)^n \left( \frac{\sin(n \frac{\pi B}{2f_0})}{n \frac{\pi B}{2f_0}} \right) \left( \frac{I_0[\alpha\sqrt{1-(n/M)^2}]}{I_0(\alpha)} \right) \quad (8)$$

$$n=0, 1, 2, \dots, M$$

$$H(f) = 1 + 2 \sum_{n=1}^M W_n \cos(2\pi f T n) \quad (9)$$

### 2.3. ID變換器의 實現 方法

ID變換器의 電極들은 임펄스응답을 샘플링하는 시간에 대응하는 空間의 位置에 놓여져야 하며 그림 2에서 볼때 그地點은  $x_n = n \frac{v_R}{2f_0}$  ( $v_R$ 은 Rayleigh波의 速度이다)로서 나타낼 수 있다.

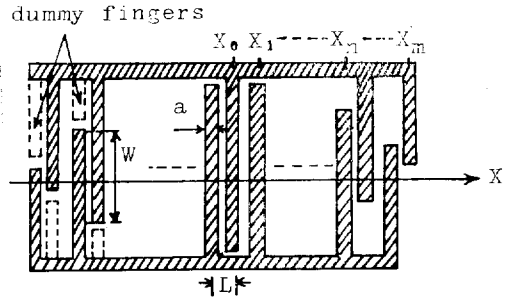


그림 2. Apodized ID變換器의 構造

Fig. 2. The structure of apodized IDT

式(8)로부터 각 電極은  $n$ 에 따라 正, 負의 값을 번갈아 가지므로 이것은 그림 2에서처럼 隣接電極을 서로 반대편 bus bar에 連結해주어야 한다. 그러나 임펄스응답에서  $\frac{\sin x}{x}$  함수의 符號變化에 의한 位相反轉이 일어나는地點에서는 隣接電極을 同一 bus\_bar에 連結해주어야 한다.

式(8)에서 주어지는 finger weight( $W_n$ )는 임의의地點( $x_n$ )에서 우리가 要求하는 임펄스응답의 局部的 振幅을 나타낸다. 따라서 이것을 實現하기 위해서는 ID變換器의 單一 電極構造가 임펄스응답에 미치는 영향을 알아야하며 이것은 다음 事項을 考慮하여 얻을 수 있다.

- ① 隣接電極과의 overlap길이( $W$ )
- ② metallization ratio( $\frac{a}{L}$ )에 따른 電界分布<sup>(11)</sup>
- ③ frequency scaling rules<sup>(12)</sup>

그러나 上記 事項中에서 frequency scaling rules는 ID變換器의 길이를 따라 電極間隔이 變하는 分散形(dispersive) ID變換器에만 適用되고<sup>(12)</sup>,  $\frac{a}{L} = \frac{1}{2}$ 인 경우에는 高調波 成分은 무시하고 基本周波數 成分만을 考慮하면 된다.<sup>(14)</sup> 따라서 ID變換器의 全 길이에 대해 電極間隔 및  $\frac{a}{L} = \frac{1}{2}$ 을 一定하게 유지하면 임펄스응답의 振幅은 電極 overlap길이에 의해서만 영향을 받으므로 式(8)의 finger weight는 단순히 電極 overlap

길이를 그에 대응하도록 變化시켜 주므로서 實現할 수 있다. 그러나 電極 overlap 길이가 均一한 ID變換器에서는 發生하지 않으나 電極 overlap 길이가 變하는 apodized ID變換器에서만 發生하는 second-order effects가 存在한다. 그림 2에서 中心線 附近을 進行하는 波는 bus bar附近을 進行하는 波보다 더 많은 電極을 通過함을 알 수 있고 Rayleigh波의 位相速度는 壓電材料의 自由表面보다 금속表面을 通過할때 더 작으므로 出力 ID變換器에 到着하는 Rayleigh波의 波動面은 심한 位相 찌그러짐을 갖게 된다. 이러한 現象은 出力 ID變換器에 不要한 干涉을 일으켜 濾波器의 特性을 低下시키므로 그림 2에서 點線으로 보여주는 dummy finger를 使用하여 除去하여야 한다. dummy finger는 隣接 電極과 同一 電位를 가지므로 不活性의이며 어떠한 電界도 이것에 의해 만들어질 수 없다. 오직 그 役割은 apodized ID變換器를 傳播하는 Rayleigh波가 同一한 量의 금속을 볼 수 있게 하는데 있다.

3. SAW濾波器의 設計

通過帶域이 20.71~22.89MHz이고, 帶域幅이 2.18 MHz이며, transition帶域이 1.06MHz이고 通過帶域 리플이 0.03dB인 SAW 帶域通過 濾波器를 前節에서 考察한 方法에 따라 設計하고자 한다.

우선 ID變換器의 電極의 幅 및 間隔을 決定하자. 그림 2를 참조하여 ID變換器에서 同一 bus bar에 連結된 電極사이의 間隔은 SAW와의 결합효율을 높이기 위해 SAW의 波長과 同期하여야 하며 또한 前節에서  $\frac{a}{L} = \frac{1}{2}$ 의 값을 취했으므로 이경우 電極의 幅 및 間隔은 모두  $\frac{1}{4}$ 波長으로 된다. 이 값은 LiNbO<sub>3</sub>結晶體에서 SAW의 速度가 3488[m]이고 同期周波數(中心周波數)는 21.8(MHz)이므로 40[μm]이다.

SAW濾波器의 임펄스응답의 길이(즉, 入力 ID變換器의 길이)는 式(5)(6)으로부터 電極數를 求하면 60쌍이 되므로 2.76[μsec]이다. 또한 임펄스응답의 main-lobe의 幅은 0.92[μsec]이다.

$I_0$ -sinh window函數의 選定은 式(7)로부터  $\alpha=4.5378$ 을 決定하고 이 값을 式(4)에 代입하여 얻는다. 그림 3은 컴퓨터에 의해서 계산한  $I_0$ -sinh window函數를 보여준다.

그림 4는 second-order-effects<sup>(15)</sup>를 무시하고 式(9)를 컴퓨터 프로그램하여 求한 理想的 濾波器의 周波數特性을 보여준다.

SAW濾波器는 보통 패키지상의 수많은 電極으로 構

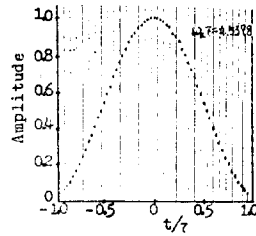


그림 3.  $I_0$ -Sinh window 함수  
Fig. 3.  $I_0$ -Sinh window function

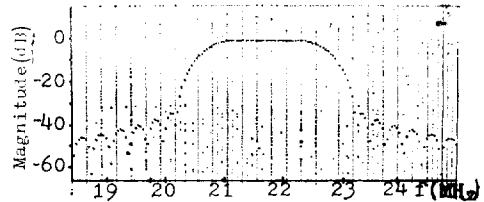


그림 4. 理想的 濾波器의 周波數特性  
Fig. 4. Ideal filter response

成되며 복잡한 構造를 갖는다. 그러나 電極들간에는 어떠한 短絡도 容납할 수 없으므로 製作에는 고도의 解像度(resolution)와 精밀한 dimension control을 要한다. lift-off technique는 이러한 要求條件을 提供해주므로 本 研究에서는 이 方法을 使用하여 Y-cut, Z-propagating LiNbO<sub>3</sub>結晶體의 表面에 Al금속을 약 1500Å 두께로 蒸着시켜 SAW濾波器를 製作하였다. 製作過程에서 positive photoresist는 AZ-1350B를 使用하였으며 Mask필름은 Rubyolith paper로 設計하여 縮小카메라를 使用하여  $\frac{1}{50}$ 로 縮小하여 표 1과 같은 크기

표 1. Mask 필름의 크기  
Table 1. Dimensions of mask film

	入力 IDT	出力 IDT
電極數	60 雙	4 雙
電極幅 및 間隔	40 μm	40 μm
overlap length	Apodized	Unapodized (50波長)

를 갖도록 하였다. 그림 5는 SAW濾波器의 製作에 使用한 표 1의 Mask필름을 보여준다.

ID變換器의 input admittance는 外部 信號電源 및 負荷와의 整合을 위해 필요하며 式(10)으로 表現된다.

$$Y_{in} = j2\pi f C_T + G_a(f) + jB_a(f) \quad (10)$$

여기서  $C_T$ ,  $G_a(f)$ , 및  $B_a(f)$ 는 각각 ID變換器의 總靜電容量, 輻射 conductance 및 輻射 susceptance를 나

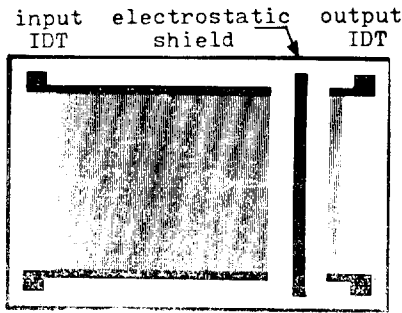


그림 5. Mask 필름  
Fig. 5. Mask film

다내며 문헌<sup>(7),(8)</sup>에서 주는 식을 利用해서 구할 수 있다.

一般的으로 整合回路는 濾波器의 中心周波數( $f_0$ )에서 構成되므로  $B_s(f)$ 를 무시하고<sup>(7)</sup> 동조코일( $L_T$ )과 콘다턴스( $G$ )를 外部에서 ID變換器에 병렬로 連結하여  $L_T$ 는  $C_T$ 와 共振하도록 하고,  $G$ 는  $G_a(f_0)$ 와 非整合시켜 triple transit echo(TTE)를 억압하도록 한다.<sup>(11)</sup> 표 2는 中心周波數에 대해 위에서 언급한 ID變換器의 input admittance와  $L_T$  및  $G$ 의 값들을 보여준다.

표 2. ID變換器의 入力어드미턴스와  $L_T$  및  $G$ 값  
Table 2. Input admittance,  $L_T$ , and  $G$  values of IDT

	$G_a(f_0)$ ( $\mu\Omega$ )	$C_T$ (PF)	$L_T$ ( $\mu\text{H}$ )	$G$ (m $\Omega$ )
入力 IDT	8750	55	1	13.1
出力 IDT	460	15	3.6	13.8

#### 4. 實驗結果 및 檢討

그림 (6)(7)은 3節에서 設計, 製作한 SAW帶域通過濾波器에 대한 測定結果를 보여준다.

그림 6의 임펄스응답을 그 理論值인 그림 5의 mask 필름과 비교할때 mainlobe의 幅은 매우 잘 一致하나 trailing sidelobe에서 약간의 찌그러짐이 發生함을 볼 수 있다. 이것은 ID變換器의 금속電極의 양모서리에서 彈性的 不連續으로 인한 彈性表面波의 反射가 主原因<sup>(15)</sup>이다. 즉, 개개의 電極에서 發生하는 反射量은 작지만 이들은 中心周波數에서 同位相으로 合쳐져 累積된 큰 反射效果를 招來한다. 그 結果 그림 7의 周波數特性에서 中心周波數 附近에 심한 찌그러짐이 發生함을 볼 수 있다. 그러나 이러한 電極反射效果는 “二重電極(double electrodes)”<sup>(16)</sup>을 使用하여 效果的으로

除去할 수 있으며 이 경우, 彈性表面波의 反射는 中心周波數의 두배에서 發生하므로써 관심의 周波數帶域의 外部에 나타나게 된다.

그림 6에서 임펄스응답이 끝난 後에도 계속 不要信號가 殘存해 있는 것을 볼 수 있는데 그 原因은 電極 反射效果外에 TTE 및 結晶體의 兩端에 附着한 彈性波 吸收材料의 不完全性에서 오는 反射效果라고 豫測

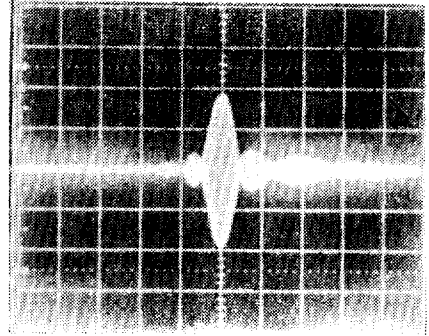


그림 6. SAW濾波器의 임펄스응답  
수평축 :  $1\mu\text{s}/\text{div}$ .  
Fig. 6. Impulse response of SAW filter  
horizontal scale:  $1\mu\text{s}/\text{div}$ .

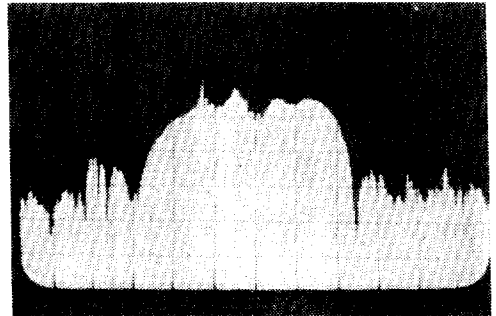


그림 7. SAW 濾波器의 周波數特性  
수직축 :  $10\text{dB}/\text{div}$ ., 수평축 :  $0.5\text{MHz}/\text{div}$ .  
Fig. 7. Frequency response of SAW filter(scales:  $10\text{dB}/\text{div}$ . vertical and  $0.5\text{MHz}/\text{div}$ . horizontal)

할 수 있다. 그 結果, 그림 7의 周波數特性에서 리플 및 副葉의 레벨이 그림 4에 비해 약간 증가했음을 볼 수 있으며 이러한 現象은 위에서 言及한 二重電極과 더불어 性能이 좋은 彈性波 吸收材料를 使用하면 상당히 改善될 것으로 豫想된다. 본실험에서 삽입손실은  $27\text{dB}$ 로 측정되었다. 이값은 통과대역에서 리플의 주요인인 TTE의 영향을 前節에서 말한 전기적 비경합을 사용하여 약  $50\text{dB}$ 로 억압시킨 결과이다. 그러나 삽입손실은 이론치에 비해 약 9%의 오차를 가져왔으며 그 원인은 wire contact pad에서 접촉저항이 ultrasonic bonding 대신에 silver epoxy를 사용하므로써 증가했을

것으로 예상되며 그외에 substrate에서의 전파손실 및 beamspreading 손실등으로 예상된다.

끝으로 그림 7에서 spike 모양의 波形들출부분들은 본 實驗에서 使用한 스펙트럼 분석기(TF 2370, Marconi) 자체의 不安定에서 發生한 것이다.

### 5. 結 論

대부분의 SAW filter의 設計에서 가장 관심을 갖는 問題는 주어진 filter spec.을 만족시켜 주는 ID變換器의 길이와 電極數의 決定이다. 本 論文에서는  $I_0$ -sinh window函數를 使用하여 SAW filter를 設計하므로서 이러한 問題를 용이하게 해결할 수 있음을 확인하였으며 또한 設計된 SAW filter의 實現方法을 提示하였다.

製作된 SAW filter에서 임펄스응답의 mainlobe의 幅은 약  $0.9(\mu\text{sec})$ 로 測定되었으며 이 값은 理論値와 매우 잘 一致했고, 그 結果 그림 7의 周波數特性에서 中心固波數와 帶域幅이 그림 4의 理論値와 잘 一致함을 볼 수 있었다. 그러나 그림 6의 임펄스응답의 trailing sidelobe는 그 理論値인 그림 5와 比較할때 약간의 오차를 보여주었으며 그 原因은 4節에서 “實驗結果 및 檢討”를 통해 자세히 分析하고 二重電極을 使用하여 改善할 수 있음을 提案하였다. 그러나 二重電極을 使用하는 경우에는 電極의 幅 및 間隔이 現在의 값의 半으로 減少되는 反面에 電極數는 두배로 증가하므로 製作에는 現在보다 더 높은 解像度를 제공하는 技術을 要하게 된다.

끝으로 本 論文은 1980年度 文敎部 學術研究造成費에 의하여 이루어졌음을 알리는 바입니다.

### 參 考 文 獻

- [1] G.S. Kino and H. Matthews; "Signal processing in acoustic surface-wave devices," IEEE spectrum, Vol. 8, pp.22~35, Aug. 1971.
- [2] J.D. Maines and E.G.S. Paige; "Surface-acoustic-wave devices for signal processing applications," Proc. IEEE, Vol. 64, pp.639~651, May 1976.
- [3] R.C. Williamson; "Case studies of successful surface-acoustic-wave devices," 1977 Ultrasonics Symp., Proc. IEEE, Cat. No. 77 CH1264-1SU, pp.460~468.
- [4] H.M.Gerard et al.; "The design and applications of highly dispersive acoustic surface-wave filters," IEEE Trans. Sonics & Ultrason., Vol.20, pp.94~104, Apr. 1973.

- [5] A.J. DeVries and R. Adler; "Case history of a surface-wave TV IF filter for color television receivers," Proc. IEEE, Vol. 64, pp.769~771, May 1976.
- [6] IEEE Trans. Microwave Theory Tech. (special issue on surface-acoustic wave device applications), Vol. MTT-29, No. 5, May 1981.
- [7] C.S. Hartmann, D.T. Bell, and R.C. Resenfeld; "Impulse model design of acoustic surface wave filters," IEEE Trans. Sonics & Ultrason., Vol. 20, pp.80~93, Apr. 1973.
- [8] W.R. Smith et al.; "Analysis of interdigital surface wave transducers by use of an equivalent circuit model," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 17, pp. 856~864, Nov. 1969.
- [9] R.H. Tancrell; "Analytic design of surface wave bandpass filters," IEEE Trans. Sonics & Ultrason., Vol. 21, pp.12~22, Jan. 1974.
- [10] J.F. Kaiser; "Nonrecursive digital filter design using the  $I_0$ -sinh window function," Proc. 1974 IEEE int. Symp. on Circuits and Syst. Apr. 22~25, pp.20~23, 1974.
- [11] W.R. Smith et al.; "Design of surface wave delay lines with interdigital transducers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 17, pp. 865~873, Nov. 1969.
- [12] W.D. Squire, H.J. Whitehouse, and J.M. Alsop; "Linear signal processing and ultrasonic transversal filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 17, pp.1020~1040, Nov. 1969.
- [13] R. Bracewell; "The Fourier transform and its applications, McGraw-Hill Book Co., New York, 1965, ch. 10.
- [14] H. Engan; "Excitation of elastic surface waves by spatial harmonics of interdigital transducers," IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 16, pp.1014~1017, Dec. 1969.
- [15] W.S. Jones, C.S. Hartmann, and T.D. Sturdivant; "Second order effects in surface wave devices," IEEE Trans. Sonics & Ultrason., Vol. 19, No. 3, pp.368~377, July 1972.
- [16] T.W. Bristol et al.; "Application of double electrodes in acoustic surface wave device design," 1972 Ultrasonics Symp., Proc. IEEE, Cat. No. 72 CHO 708-8SU, pp.343~345.