

# TV용 탄성표면파 필터의 개발 II - 회절 영향 보상방법 (Development of TV-IF SAW Filter II - Compensation Methods of Diffraction Effect)

金鎮河\*, 南政憲\*\*, 朴松培\*

(Jin Ha Kim, Jeong Heon Nam and Song Bae Park)

### 要 約

SAW 필터에서 변환기의 구경(aperture)의 크기를 작게 하면 회절의 영향이 크게 나타나게 되어 트랩(trap)부근에서 주파수 특성이 크게 손상된다. 회절의 영향을 해석할 수 있는 컴퓨터 시뮬레이션 프로그램이 작성되었으며 회절의 영향이 큰 SAW 필터에 적용될 수 있는 회절보상방법이 제안되었다. 이를 TV 중간주파 필터에 적용하여 실현적으로 유용성을 확인하였다.

### Abstract

In SAW filters with a small aperture, diffraction effect is not negligible and degrades the frequency response near the trap. A computer simulation program for diffraction analysis is developed, and an effective diffraction compensation method is proposed to compensate the diffraction effect.

A TV-IF SAW filter was designed with the diffraction taken account by the proposed method, which satisfies given frequency specifications.

### I . 序 論

부품의 소형화와 제품의 저가격화라는 측면에서 SAW(surface acoustic wave) 필터의 칩(chip) 크기는 중요한 요소이다. 특히 민생용 제품인 TV용 SAW 필터는 양산제품으로서 압전물질인 칩의 가격이 전체 재료비의 절반이상을 차지하므로 소형 칩을 사용해야 한다. 칩크기를 줄이기 위해 구경크기를 줄이면 회절 현상이 크게 나타나게 되어 트랩 부근의 주파수 특성이 심하게 나빠진다. 이러한 회절현상을 해석하기 위해 Szabo와 Slobodik<sup>1)</sup>은 이방성(anisotropic) 물질

에서의 회절현상을 수학적으로 해석하였다. SAW 필터의 경우 핑거가 많기 때문에 적분으로 나타나는 회절식을 계산하려면 많은 시간이 소요된다. 최근에 Penu-nuri<sup>2)</sup>와 Savage<sup>3)</sup> 등에 의해 회절계산을 수치적 기법(numerical technique)으로 빨리 계산할 수 있는 방법이 개발되어 실제 시뮬레이션이 용이하게 되었다. 이를 바탕으로 Savage와 Matthaer<sup>4)</sup>, Kodama 등에 의해 회절을 보상할 수 있는 여러가지 방법이 개발되었다. 논문[4]에 발표된 방법을 최대 핑거 중첩길이가  $16\lambda_0$ 인 TV 중간주파 필터에 적용시켜 본 결과 알고리즘이 발산되었다. 이는 [4]의 경우 실험대상이 핑거 중첩길이가  $50\lambda_0$ , 핑거 수가 25~49개 정도인 필터이며 본 연구에서 개발하고자 하는 필터에서는 회절현상이 훨씬 심하기 때문이다. [5]의 논문에서도 이들의 보상 알고리즘이 발산할 가능성을 보이고 있다. 본 연구에서는 주파수 축상에서 대역제한을 시킴으로써 수렴성이 좋은 보상 알고리즘을 제안하여 이를 실제 최대

\*正會員, 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., KAIST)

\*\*일신통신기(주)

(Il Shin Comm. Co.)

接受日字: 1984年 3月 16日

핑거 중첩길이가  $16\lambda_0$ 이고  $4f_0$ 로 샘플링된 핑거 수 256 개의 소형 필터 개발에 적용하였다. II장에서는 회절 해석을 위한 식들이 기술되며 III장에서는 제안된 회절 보상방법이 설명된다. IV장에서는 시뮬레이션 및 실험 결과를 보인다. 본 논문은 논문 I부<sup>1)</sup>에 계속되는 것으로 초기에 원하는 임펄스 응답을 얻기 위한 설계방법이나 제작방법은 논문 I부에 나타나 있다.

II. 회절해석의 이론

그림 1과 같은 2 차원 구조에서, 점 P가 x축에 근접해 있고 Fresnel 영역에 있다하면 길이가  $L_1$ 인 균일한 공급원(source)에 의한 P점에서의 장  $u(x, y)$ 는 Fresnel 회절식에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$u(x, y) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \exp(-j \frac{\pi}{2} v^2) dv \quad (1)$$

여기에서

$$\theta_1 = \sqrt{\frac{2}{\lambda x}} \left( y - \frac{L_1}{2} \right), \quad \theta_2 = \sqrt{\frac{2}{\lambda x}} \left( y + \frac{L_1}{2} \right) \quad (2)$$

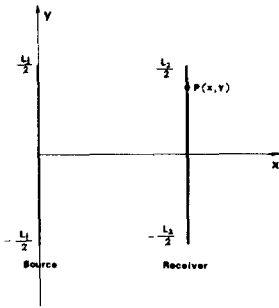


그림 1. 회절해석을 위한 송, 수신소자의 구조  
Fig. 1. Structure of a transmitter and a receiver for the diffraction analysis.

(1)식은 등방성 매질내에서 회절을 설명하는 식으로 다음과 같이 Fresnel 적분에 의해 나타난다.

$$u(x, y) = C_1(\theta_2) - C_1(\theta_1) - j |S_1(\theta_2) - S_1(\theta_1)| \quad (3)$$

(3)식에서

$$\theta_1 = \frac{\pi}{\lambda x} \left( y - \frac{L_1}{2} \right)^2, \quad \theta_2 = \frac{\pi}{\lambda x} \left( y + \frac{L_1}{2} \right)^2 \quad (4)$$

$$C_1(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\theta \frac{\cos t}{\sqrt{t}} dt, \quad S_1(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\theta \frac{\cos t}{\sqrt{t}} dt \quad (5)$$

로써 (5)식으로 주어지는 Fresnel 적분값은 보통 수표화되어 있다. 이방성 매질에서의 현상은 cohen<sup>6)</sup>에 의해 발표된 결과를 이용한다. 그 결과에 의하면 이방성 매질내에서의 회절식은 등방성 매질내에서의 회절식 (1)에 전파방향의 거리  $x$ 를  $x \cdot |1 + \gamma|$ 로 대치시킨

식으로 나타난다.  $\gamma$ 는 이방성 파라미터, 또는 전력 흐름각의 경사도(slope of power flow angle)라 불리는 파라미터로서  $\gamma$ 의 부호에 따라 회절현상이 커지거나, 작아짐을 나타낸다. 본 연구에서 사용된  $128^\circ$  회전된 Y절단  $\text{LiNbO}_3$ 의 경우  $\gamma = -0.45$ 로 주어진다. 따라서 이방성 매질내에서의 회절계산은 (3)식을 그대로 사용하고 (4)로 주어지는 경계값만 다음과 같이 변경시켜서 수행한다.

$$\theta_1 = \frac{\pi}{\lambda x \cdot |1 + \gamma|} \left( y - \frac{L_1}{2} \right)^2, \quad \theta_2 = \frac{\pi}{\lambda x \cdot |1 + \gamma|} \left( y + \frac{L_1}{2} \right)^2 \quad (6)$$

만일 공급원으로부터 x만큼 떨어진 위치에  $L_2$ 의 길이 를 갖는 전극이 있다면 이 전극에서 수신되는 신호  $A(x, L_2)$ 는 (3)식으로부터 다음과 같이 주어진다. 이때 수신전극 중심이 중심축으로부터  $d/2$ 만큼 벗어나 (offset)있다고 가정한다.

$$A(x, L_2) = \int_{-\frac{1}{2} \frac{L_2 + d}{x}}^{\frac{1}{2} \frac{L_2 + d}{x}} u(x, y) dy = \alpha [C_{ii}(\phi_2) - C_{ii}(\phi_1) - C_{ii}(\phi_1) + C_{ii}(\phi_2) - j |S_{ii}(\phi_2) - S_{ii}(\phi_2) - S_{ii}(\phi_1) + S_{ii}(\phi_1)|] \quad (7)$$

여기서  $\alpha = \sqrt{|1 + \gamma| x / \pi \lambda}$ 이고,

$$C_{ii}(\theta) = \int_0^\theta \frac{C_1(t)}{\sqrt{t}} dt, \quad S_{ii}(\theta) = \int_0^\theta \frac{S_1(t)}{\sqrt{t}} dt \quad (8)$$

$$\phi_1 = \left( \frac{L_2 - L_1 + d}{2\alpha} \right)^2, \quad \phi_2 = \left( \frac{-L_2 - L_1 + d}{2\alpha} \right)^2,$$

$$\phi_2 = \left( \frac{L_2 + L_1 + d}{2\alpha} \right)^2, \quad \phi_1 = \left( \frac{-L_2 + L_1 + d}{2\alpha} \right)^2 \quad (9)$$

(7)식에서

$$E_{ii}^*(\theta) = C_{ii}(\theta) - j |S_{ii}(\theta)| \quad (10)$$

으로 정의한다면 (7)식은 다음과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$A(x \cdot L_2) = \alpha \{ E_{ii}^*(\phi_2) - E_{ii}^*(\phi_1) - E_{ii}(\phi_1) + E_{ii}(\phi_2) \} \quad (11)$$

따라서 그림 2와 같은 구조를 갖는 필터의 주파수 응답 특성은

$$H(f) = \sum_{m=1}^M S_m \sum_{n=1}^N A(x_{nm}, L_2) e^{-j2\pi f x_{nm}} \quad (12)$$

으로 주어진다. (12)식에서 M, N은 각각 TRD1, TRD2의 전극갯수이고  $x_{nm}$ 은 TRD1의 m번째 전극에서 TRD2의 n번째 전극까지의 거리이며  $S_m$ 은 TRD1의 부호로서, (12)식과 같은 결과가 논문 [4]에 나타나 있다. Fresnel 적분은 논문 [2]에 발표된 것과 같이 다항식 (polynomial) 근사방법을 이용하였다.

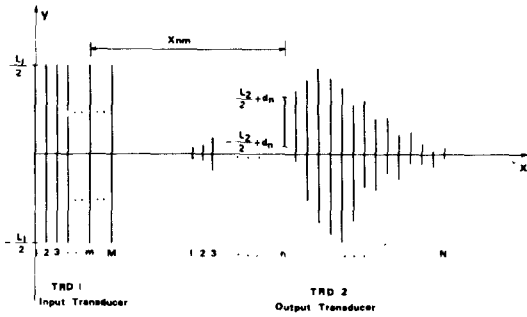


그림 2. SAW 필터에서 입출력 변환기의 구조  
Fig. 2. Structure of input and output transducer in a SAW filter.

### III. 회절의 보상방법

SAW 필터에서 회절현상을 수학적으로 간단히 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$x_0 = D \cdot x \quad (13)$$

여기에서  $x$ 는 설계된 임펄스 응답이고  $D$ 는 회절연산자,  $x_0$ 는  $x$ 가 회절에 의해 나타나는 임펄스 응답이다. 즉,  $x$ 는 원하는 사양에 맞도록 델타 함수 해석방법에 의해 설계된 임펄스 응답으로 회절에 의해  $x$ 와는 다른 임펄스 응답  $x_0$ 가 나타난다. 따라서 문제는 원하는 임펄스 응답이  $x_0$ 가 되는 다음과 같은  $x$ 를 구하는 것이다.

$$x = D^{-1}x_0 \quad (14)$$

(14)식에서  $D^{-1}$ 은  $D$ 의 역연산자로서 직접 구하기에는 계산이 어렵고  $x_0$ 에 오차가 있을 때는 큰 오차가  $x$ 에 나타나기 때문에 어려움이 있다. 따라서 보통 다음과 같은 반복계산에 의해  $k+1$ 번째의 반복계산값  $x_{k+1}$ 을 구한다.

$$x_{k+1} = x_k + \lambda (x_0 - Dx_k) \quad (15)$$

$$= Fx_k \quad (16)$$

(15)식에서  $\lambda$ 는 이완(relaxation) 파라미터로서 수렴속도를 결정하는 상수이고  $F$ 연산자는

$$Fx_k = x_k + \lambda (x_0 - Dx_k) \quad (17)$$

로 주어진다. (16)식에서  $F$ 연산자 특성에 따라 수렴성이 결정된다.  $x$ 의 norm  $\|x\|$ 을

$$\|x\| \equiv \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x_n|^2 \right\}^{1/2} \quad (18)$$

와 같이 정의하고 다음이 성립한다고 가정하면  $F$ 연산자는 수렴성을 갖는다.

$$\|Fx_i - Fx_j\| < \|x_i - x_j\| \quad (19)$$

여기에서  $x_i, x_j$ 가 신호  $x$ 의 부분공간(subspace)에 있다 하면 (19)식은 압축변환(constriction mapping)<sup>7)</sup>을 나타내는 관계식으로  $x = Fx$ 인 유일한 해와, 수렴성

을 보장한다. 본 논문에서 사용될  $F$ 연산자의  $\|Fx_i - Fx_j\|$ 는 (17)식으로부터  $\lambda = 1$ 을 가정하면

$$\|Fx_i - Fx_j\| = \|x_i - x_j - D(x_i - x_j)\| \quad (20)$$

$$\leq \|x_i - x_j\| + \|\hat{x}_i - \hat{x}_j\| \quad (21)$$

(21)식에서  $\hat{x}_i = Dx_i$ 로서 반복계산의 수렴성은  $\hat{x}_i - \hat{x}_j$ 의 특성에 따라 결정된다. 만일 회절영향이 크게 되면 (20)식으로 주어지는  $\|Fx_i - Fx_j\|$ 는  $\|x_i - x_j\|$ 보다 커지게 되어 발산할 가능성이 있다. TV 중간주파 필터는 중심주파수 43.5MHz를 중심으로  $\pm 3.75$ MHz 내에서만 사양이 주어지고 그외의 점에서는 감쇄량이 일정치 이상이면 된다. 중심주파수에서 상당히 떨어진 점에서는 SAW 필터의 입출력회로의 정합코일에 의해서도 감쇄가 이루어지므로 SAW 필터 자체의 특성은 문제가 되지 않는다. 따라서  $F$ 연산자에 대역폭이  $\Delta W$ 인 대역제한연산자  $W$ 를 포함시키면  $F$ 연산자는 다음과 같이 표시된다.

$$Fx_k = Wx_k + \lambda (Wx_0 - WDx_k) \quad (22)$$

또한 (20)식에서  $\lambda = 1$ 을 가정하면,

$$\|Fx_i - Fx_j\| = \|W(x_i - x_j) - WD(x_i - x_j)\| \quad (23)$$

$$\leq \|W(x_i - x_j)\| + \|W(\hat{x}_i - \hat{x}_j)\| \quad (24)$$

$\bar{W}$ 를 대역제한 연산자의 컴플리먼트(complement)로써  $W + \bar{W} = I$ 인 성질을 갖는 연산자라 하면 (19)식으로 주어지는 수렴조건은 (24)식을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\|W(x_i - x_j)\| + \|W(\hat{x}_i - \hat{x}_j)\| < \|W(x_i - x_j)\| + \|\bar{W}(x_i - x_j)\| \quad (25)$$

(25)식을 norm의 성질을 이용하여 간단히 하면

$$\|W(\hat{x}_i - \hat{x}_j)\| < \|\bar{W}(x_i - x_j)\| \quad (26)$$

$T$ 를 시간축 샘플링 주기라 하고  $X_i, X_j, \hat{X}_i, \hat{X}_j$ 를 각각  $x_i, x_j, \hat{x}_i, \hat{x}_j$ 의 푸리에 변환이라 하면 Parseval 정리에 의해 (26)식은

$$\left( \int_{-\omega_c}^{\omega_c} |X_i - X_j|^2 d\omega \right)^2 < \left( \int_0^{\omega_c} |X_i - X_j|^2 d\omega + \int_{-\omega_c}^{-\omega_c} |X_i - X_j|^2 d\omega \right)^2 \quad (27)$$

여기에서  $\omega_c, \omega_0$ 는 대역제한 연산자의 하한, 상한 차단주파수를 나타내며  $\omega_0$ 는  $2\pi/T$ 로 주어지는 샘플링 주파수이다.

(27)식을 보면 대역제한 연산자  $W$ 의 대역폭  $\omega_0 - \omega_c$ 에 의해 부등호의 성립여부가 결정된다. 따라서 (19)식으로 주어지는 수렴성은 대역제한 연산자의 대역폭에 의해 결정되고 반복계산시 수렴속도는 대역폭을 감소시킬수록 증가한다. (27)식에서 좌변과 우변이 같게 되는 점에서의  $\omega_c, \omega_0$ 의 계산은 회절연산자  $D$ 가 복잡하여 어려우므로 수렴속도를 고려하여 가능한  $\omega_0 - \omega_c$ 이 크도록 결정한다. (22)식으로 주어지는  $F$ 연산자에 의

한 반복계산과정을 요약해 보면 다음과 같다.

- 1)  $x_k$ 의 초기치  $x_0$ 로서 최적화에 의해 구해진 임펄스 응답을 사용한다.
- 2) (12)식으로 주어진 회절계산식에 의해  $Dx_k$ 를 계산한다.
- 3) (22)에서  $x_0$ 로서 최적화에 의해 구해진 임펄스 응답을 사용하여  $x_{k+1} = Fx_k$ 를 계산한다. 이때의 계산은 주파수축상에서 수행한다.

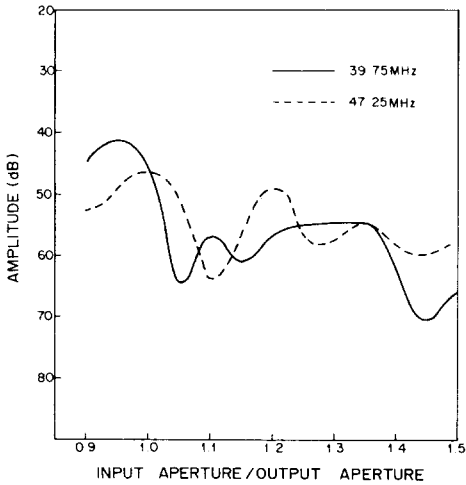


그림 3. 입력변환 크기에 따른 트랩에서의 주파수 특성 변화

Fig. 3. Frequency response of traps as function of input aperture size.

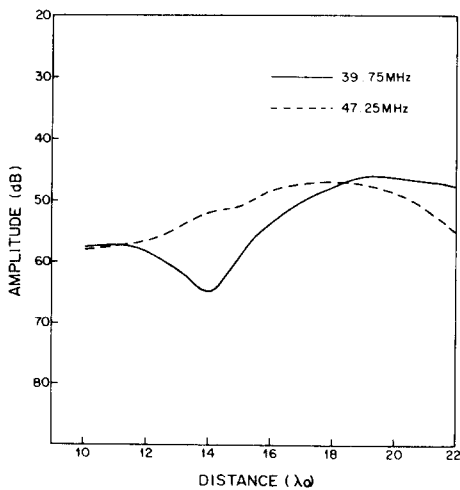


그림 4. 입출력 변환기간의 거리변화에 따른 trap에서의 주파수 특성 변화

Fig. 4. Frequency response of traps as function of the distance between input and output transducer.

- 4)  $\|x_{k+1} - x_k\|$ 가 충분히 작을 때까지 2)항부터의 과정을 반복한다.

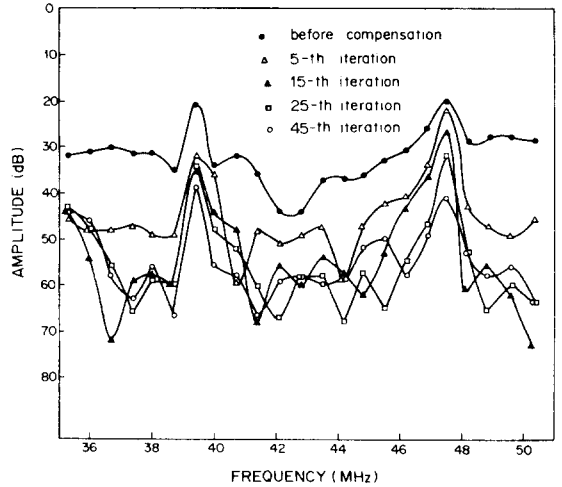


그림 5. k 번째 반복계산시의 오차

Fig. 5. Errors in the k-th iteration.

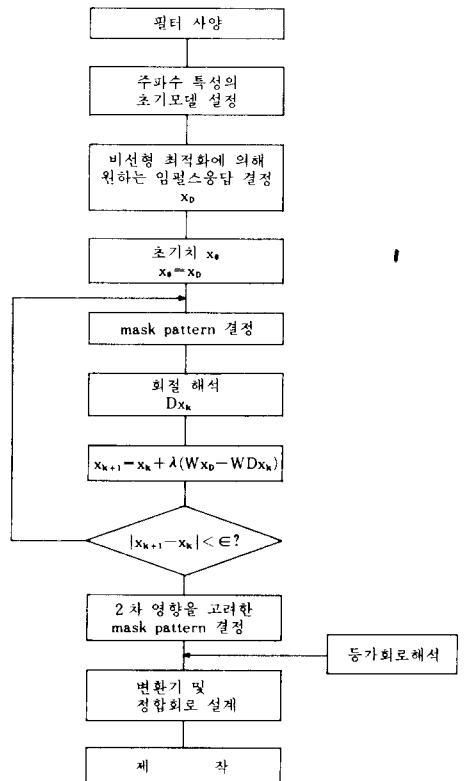


그림 6. 설계과정의 flow chart

Fig. 6. Flow chart of design process.

IV. 설 계

논문 I 부에 기술된 방법에 의해 설계된 임펄스 응답으로써 마스크에 나타날 전극 패턴을 계산한 후 II 장에서 설명된 회절해석방법에 의해 주파수 특성을 계산한다. 출력측 변환기 TRD2의 전극 최대 중첩길이를  $16\lambda_0$ 로 하고 입력측 변환기 TRD1의 구경의 크기를 변화시키면서 주파수 특성을 계산하면 주파수 특성이 변화되는 것을 알 수 있다. 회절의 영향이 가장 크게 나타나는 트랩에서의 주파수 특성이 그림 3에 나타나 있다. 회절의 영향이 트랩에서 작도록 감쇄가 많은 점에서의 구경의 크기를 입력변환기의 구경크기로 정한다. 입출력 변환기간의 거리도 변화시키면 그림 4와 같이 나타나므로 동일한 방법에 의해 입출력 변환기간의 거리를 정한다. 소자크기가 너무 커지지 않는 범위에서 입력변환기의 출력변환기 크기에 대한 비를 1.08, 입출력 변환기간의 거리를  $12\lambda_0$ 로 결정하였다. III장에서 제안된 방법에 의해 회절보상을 수행한다. 설계과정에서 (22)식의  $Wx_0 - WDX_k$ , 즉 원하는 특성과 k번째 계산된 특성과의 차가 그림 5와 같이 주파수축상에 나타나 있다.

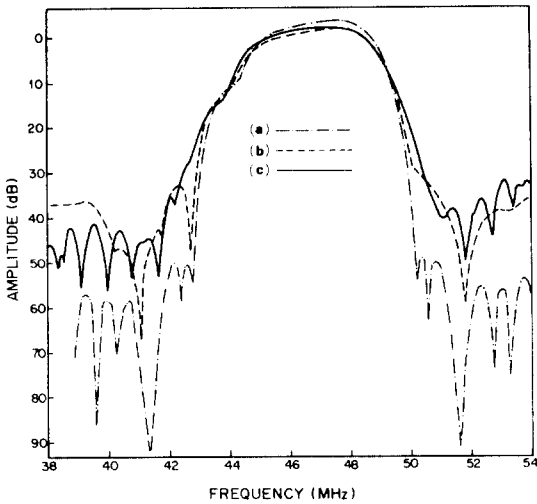


그림 7. 1 차로 회절이 보상이 되지 않은 상태에서 제작된 필터의 주파수 특성  
(a) 델타함수 해석에 의한 특성  
(b) 회절 시뮬레이션 특성  
(c) 실험치

Fig. 7. First experimental results of SAW filter without diffraction compensation.  
(a) Calculated response using delta function model.  
(b) Calculated response including diffraction effects.  
(c) Experimental result.

대역제한 연산자 W를 사용하지 않을 경우에는 반복계산과정이 발산하였으나  $\omega_1 = 33.5\text{MHz}$   $\omega_0 = 53.5\text{MHz}$ 인 경우에는 그림 5에서와 같이 수렴되었다. 반복계산을 계속하면 원하는 주파수 특성과의 오차가 계속 작아지거나 제작시의 오차때문에 일정값 이하의 오차는 의미가 없게 된다. 본 연구에서 수행된 설계과정이 그림 6에 플로우 차트(flow chart)로 나타나 있다.

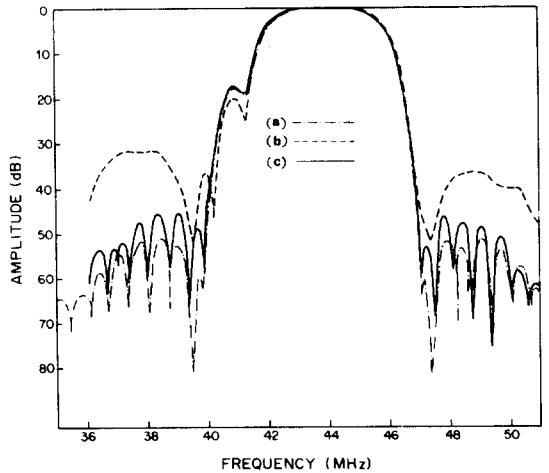


그림 8. 회절이 보상된 필터의 회절 시뮬레이션 결과  
(a) 회절 보상이 되지 않은 필터의 델타함수 해석 특성  
(b) 회절보상이 되지 않은 필터의 회절 시뮬레이션 특성  
(c) 회절보상이 된 필터의 회절 시뮬레이션 특성

Fig. 8. Simulation results of SAW filter with diffraction compensation.  
(a) Calculated response of SAW filter without diffraction compensation using delta function model.  
(b) Calculated response of SAW filter without diffraction compensation including diffraction effects.  
(c) Calculated response of SAW filter with diffraction compensation including diffraction effects.

V. 실험 및 결과

I 차로 회절의 영향을 무시하고 논문 I 부에서 기술된 방법에 의해 설계, 실험된 결과가 그림7에 설계치와 비교되어 나타나 있다. 설계치와는 전혀 다른 실험결과가 나타나 이를 해석하기 위해 II 장에서 기술된 회절해석방법을 사용하였다. 회절해석의 결과는 그림 7에 나타난 바와 같이 실험치와 거의 유사하여 실

제 소형 SAW 필터에서 회절의 영향이 크게 나타나고 II장에서 기술된 회절 해석방법이 유용함을 알 수 있었다. 그림 7에서 중심주파수가 43.5MHz에서 약 3MHz 정도 이동한 것은 제작시 SAW 속도 결정에 오차가 있었기 때문에 설계치는 실험치와 비교하기 위해 스케일링(scaling)하였다.

2차로 설계시부터 트랩을 강조하고 3장에서 제안된 회절 보상방법에 의해 회절 영향을 보정한 후 제작을 시도하였다. 회절이 보상된 필터의 주파수 특성이 회절이 전혀 고려되지 않은 주파수특성과 비교되어 그림 8에 나타나 있고, 이 결과에 의해 제작된 필터의 주파수 특성이 그림 9에 나타나 있다. 그림 9의 실험결과는 그림 8에 회절이 보상된 필터의 시뮬레이션 결과와 거의 비슷하나 저지대역의 감쇄량이 약간 증가되어 있다. 이는 전극단효과(end effect)의 보상오차, 제작 오차등에 의한 것으로서 제작된 필터의 저지대역 감쇄량이 38dB 이상으로 원하는 사양을 충분히 만족하므로 무시될 수 있다. 본 연구에서 사용한 모든 제작 및 실험방법은 논문 I 부에 나타나 있다.

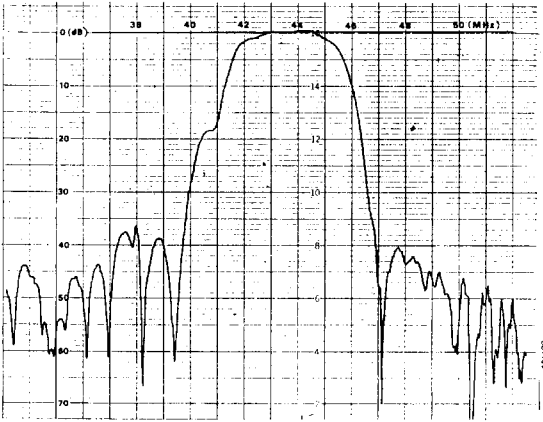


그림 9. 회절이 보상되어 2차로 제작된 필터의 특성  
Fig. 9. Second experimental result of SAW filter with diffraction compensation.

## VI. 結 論

TV 중간주파 필터에서 변환기의 구경크기를 작게 하

면 회절영향이 크게 나타남이 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인되었다. 회절의 영향이 크게 나타나는 SAW 필터에 적용될 수 있는 회절 보상방법이 제안되었으며 이 방법을 이용하여 원하는 주파수특성을 만족시킬 수 있는 소형 SAW 필터가 개발되었다. 본 연구의 결과로써 저가격의 양산성이 있는 TV 중간주파용 SAW 필터가 가능하게 되었다.

## 參 考 文 獻

- [1] T.L. Szabo, and A.J. Slobodnik, "The effect of diffraction on the design of SAW devices", *IEEE Trans. on Son. Ultrason.*, vol. SU-20, pp. 240-251, July 1973.
- [2] D. Penunuri, "A numerical technique for SAW diffraction simulation", *IEEE Trans. on Microwave th. Tech.*, vol. MTT-26, pp. 284-289, Apr., 1978.
- [3] E.B. Savage, "Fast computation of SAW filter responses including diffraction", *Electron. Letter*, vol.15, pp. 538-539, Aug. 1979.
- [4] E.B. Savage and G.L. Matthaei, "A study of some methods for compensation for diffraction in SAW IDT filters," *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, vol. SU-28, pp. 439-448, Nov. 1981.
- [5] T. Kodama, "Broad-band compensation for diffraction in surface acoustic wave filters", *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, vol. SU-30, pp. 127-136, May, 1983.
- [6] M.G. Cohen, "Optical study of ultrasonic diffraction and focusing in anisotropic media," *Journal of Applied Physics*, vol. 38, pp. 3821-3828, 1967.
- [7] D.G. Luenberger, *Optimization by Vector Space Methods*, Chap. 10, John Wiley & Sons, Inc., 1969.
- [8] 김진하, 남정현, 양범진, 박송배, "TV용 탄성표면파 필터의 개발 I - 설계 방법의 비교 및 제작 방법" 전자공학회지, 동호, 9월, 1984년.