

# TV용 탄성표면파 필터의 개발 I - 설계 방법의 비교 및 제작방법

## (Development of TV-IF SAW Filter I - Comparison of the Design Methods and Fabrication)

金鎮河\*, 南政憲\*\*, 梁凡鎮\*\*\*, 朴松培\*

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

### 要 約

본 논문은 탄성표면파를 이용한 소형 TV 중간주파 필터의 설계 및 제작과정을 보고한다. 초기의 원하는 임펄스응답을 얻기 위해 윈도우잉(windowing) 방법 및 주파수 샘플링 방법이 제안되어 시간축 샘플링 방법과 비교 연구되었으며, 트랩부근에서 원하는 특성을 얻기 위해 회절영향이 보상되었다. 다중 반사를 줄이고 비대칭 특성을 얻기 위해 4f<sub>0</sub> 샘플링 기법을 사용하였으며, 효과적인 사진부식 방법을 사용하여 11.2μm의 폭을 갖는 양호한 핑거가 얻어졌다. 본 연구는 SAW 필터의 국산화라는 차원에서, 요구하는 사양을 만족시킬 수 있고, 양산성이 있는 크기를 가진 제품을 개발하였음을 보고한다.

### Abstract

This paper reports the design methods and fabrication processes developed for a TV-IF SAW filter. The windowing method, the frequency sampling method, and the time sampling method were studied and compared to obtain a satisfactory initial impulse response. To obtain high attenuation near the trap frequency, diffraction effects were compensated. The 4f<sub>0</sub> sampling technique was used for avoiding multiple reflections at finger edges and obtaining an asymmetrical frequency response, and effective photolithographic techniques were used for electrode fingers with 11.2μ width. The developed filter is of sufficiently small size to be cost-effective and satisfies the industry specifications required for mass production.

### I. 序 論

탄성표면파(surface acoustic wave; SAW) 필터는 각종 민생용 및 군용 송수신기의 중간주파 필터 또는 정합 필터에 적용되어 왔고, 그 유용성은 날로 증가되

고 있는 추세이다. 그 중에서도 TV 중간주파용 SAW 필터는 양적으로 가장 많은 부분을 차지하고 있어 이에 대한 많은 연구가 수행되어 왔다.<sup>1) 2)</sup> 이는 SAW 필터가 TV 중간주파 필터에 사용됨으로써 그림1과 같이 소형화와 무조정화가 가능하게 되어 양산제품인 TV의 필수부품으로 되었기 때문이다.<sup>3)</sup> TV용 SAW 필터는 외국의 경우 양산화된 제품으로 특성들은 거의 비슷하나 설계방법이나 제작공정이 서로 상이하다.<sup>4)</sup> 샘플링 방법으로 주로 2f<sub>0</sub> 샘플링 방법을 사용하며 필터 설계에는 시간축 샘플링 방법을 주로 사용한다. 국내에서는 SAW 필터에 대한 연구결과가 수차 발표되었으나 천

\*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.)

\*\*\* (株)金星社 中央研究所 (Gold Star Elec. Co.)

接受日字: 1984年 3月 16日

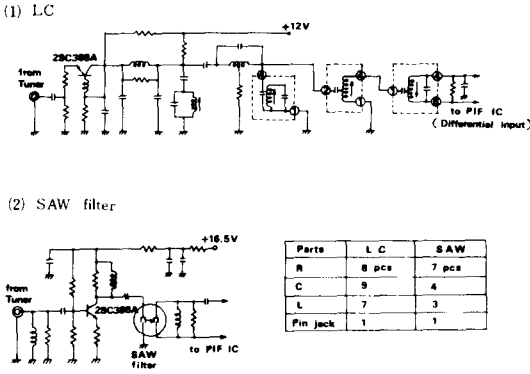


그림 1. TV-IF 회로에서 LC필터 또는 SAW 필터를 사용했을 때의 비교  
Fig. 1. Comparison between LC and SAW filter version of TV-IF circuit.

이대역 부근에서의 감쇄량, 필터의 크기등에서 실제 외국의 제품과는 거리가 있었다.<sup>16,17,18</sup> 이에 본 연구에서는 TV용 SAW 필터의 국산화라는 차원에서 양산성이 있는 크기를 갖고 원하는 규정을 만족시키는 SAW 필터의 개발을 목적으로 하였다. 본 연구에서 개발된 SAW 필터 설계에는 마스크 제작시의 위상조정 오차를 피하기 위해  $4f_0$  샘플링 기법을 사용하였으며 SAW 필터의 소형화를 위해 회절영향을 보상하였다. 개발된 SAW 필터의 크기는  $2f_0$  샘플링을 사용한 외국의 제품과 비슷하며  $4f_0$  샘플링시 광경 중첩길이에 비해 구경 크기가 1.3~1.4배 늘어나는 점에 비추어 보면 상당히 소형임을 알 수 있다. 본 논문에서는 윈도링 방법 및 주파수 샘플링 방법에 의한 SAW 필터의 새로운 설계 방법이 제안되어 있으며, 시간축 샘플링 방법과 그 장단점이 비교되었다. 선형 필터 설계에는 제안된 주파수 샘플링 방법이 가장 우수한 특성을 갖고 있었으나 비선형 특성을 얻기 위해 논문[9]의 비선형 프로그래밍 방법을 사용하여 설계하였다. 기타의 각종 제작방법들은 외국에서 거의 해결된 기술들으로써 문헌에 발표된 사항은 재화인의 차원에서, 발표되지 않은 사항은 국산화라는 차원에서 연구하여 그 결과를 기술하였다. 본 서론에 이어 II 장에서는 SAW 변화기의 설계방법이 비교되었으며 III 장에서는 2 차 영향을 고려한 SAW 변화기의 설계과정은 기술했고 4 장에서는 SAW 필터의 제작과정 및 실험결과를 기술하였다. 2 차 영향중 회절효과에 대한 보상방법은 논문 2 부에서 연구되었다.

II. 임펄스 응답 설계

1. 설계 기본이론

그림 2 의 구조로 이루어진 SAW 필터의 변화기 TRD1

에 전압이 가해지면 전계구배가 가장 큰 핑거 가장자리에서 델타 함수와 비슷하게 탄성표면파가 발생한다. TRD1 에서 발생된 SAW는 TRD2 로 전파되어 수신되는데 이러한 구조는 디지털 필터에서 이용되는 트랜스버설(transversal) 필터와 같게 된다. 따라서 SAW 필터의 주파수 특성  $R(\omega)$ 는 TRD1 이 정규형(unapodized)으로 되어 있다면 다음 식으로 주어진다.<sup>15)</sup>

$$R(\omega) = R_1(\omega) \cdot R_2^*(\omega) \cdot \exp(-j\omega l/v) \quad (1)$$

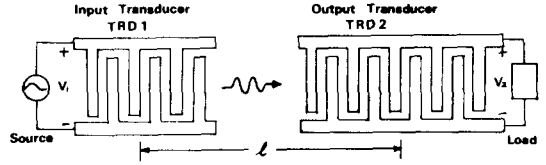


그림 2. SAW filter 의 구조  
Fig. 2. Structure of SAW filter.

여기에서  $R_1(\omega)$  및  $R_2(\omega)$ 는 각각 TRD1, TRD2의 주파수 특성이고,  $l$ 는 변환기간의 거리,  $v$ 는 SAW의 전파속도이다. TRD2 를 비정규형화시켜 원하는 특성을 얻기 위해서는 TRD2 의 임펄스 응답을 적절하게 결정해야 한다. TV중간주파 필터는 비대칭 진폭특성과 비선형 위상특성을 가지므로 디지털 필터 설계와는 다른 설계방법이 요구된다. 그림 3 과 같은 비대칭 진폭특성을 갖는 필터의 주파수 특성을  $H(\omega)$ 라 하고  $H_1(\omega)$  및  $H_2(\omega)$ 를 각각  $H(\omega)$ 의 양의 주파수 특성과 음의 주파수 특성이라 하면

$$H(\omega) = H_1(\omega) + H_2(\omega) \quad (2)$$

와 같이 표시된다.  $H_1(\omega)$ 와  $H_2(\omega)$ 를 주파수 축상의 원점으로 이동한 것을 각각  $H_{01}(\omega)$ 와  $H_{02}(\omega)$ 라 하면 이들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

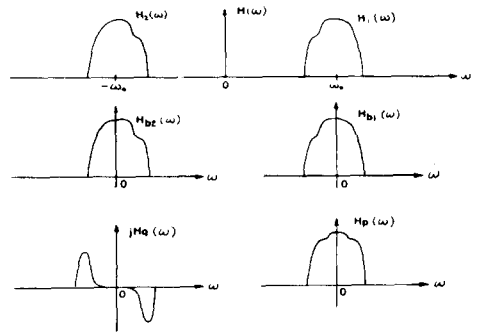


그림 3. 비대칭 주파수 특성의 분해  
Fig. 3. Decompositions of asymmetrical frequency response.

$$H_{b1}(\omega) = H_1(\omega + \omega_0), \quad H_{b2} = H_2(\omega - \omega_0) \quad (3)$$

$H_p(\omega)$ 와  $H_q(\omega)$ 를 다음과 같이 정의한 후

$$H_p(\omega) = \frac{H_{b1}(\omega) + H_{b2}(\omega)}{2},$$

$$H_q(\omega) = \frac{H_{b2}(\omega) - H_{b1}(\omega)}{2j} \quad (4)$$

$h_p(t)$ 와  $h_q(t)$ 를 각각 이들의 푸리에 역변환이라 하면  $H(\omega)$ 의 푸리에 역변환  $h(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.<sup>16)</sup>

$$h(t) = 2\sqrt{h_p^2(t) + h_q^2(t)} \cos\left(\omega_0 t - \tan^{-1} \frac{h_q(t)}{h_p(t)}\right) \quad (5)$$

(5)식을 보면  $h(t)$ 는 진폭변조 및 위상 변조되어 있음을 알 수 있다. 이러한 임펄스 응답  $h(t)$ 를 실현하기 위해서는 SAW 필터 핑거의 크기와 위치를 변화시켜야 한다. 위상샘플링을 위한 핑거 위치변화는 핑거 폭에 비해 매우 작으므로 마스크 제작시 어려움이 따른다. 이와는 다른 한가지 방법으로는 중심주파수의 4배가 되는 주파수로서 샘플링하는  $4f_0$  샘플링 방법이 있다.  $4f_0$ 로 샘플링하게 되면 마스크 제작이 용이하게 되고 핑거에서 일어나는 반사현상을 줄일 수 있다. 이 방법의 단점으로는 핑거폭이 위상 샘플링 방법에 비해 1/2로 줄어들게 되어 제작시 핑거가 단락될 우려가 높아진다 할 수 있겠으나 이는 제작기술 향상으로 해결될 수 있는 문제이므로 본 연구에서는  $4f_0$  샘플링 방법을 사용하였다. 그림 4에 위상 샘플링과  $4f_0$  샘플링 방법이 비교되어 나타나 있다.

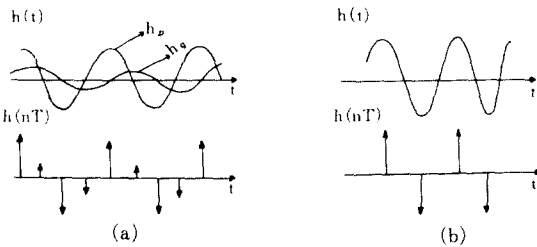


그림 4. 임펄스 응답의 샘플링 방법  
 (a)  $4f_0$  주파수에 의한 진폭 샘플링  
 (b)  $2f_0$  주파수에 의한 진폭 및 위상 샘플링  
**Fig. 4.** Sampling methods of impulse response.  
 (a) Amplitude sampling by  $4f_0$  frequency.  
 (b) Amplitude and phase sampling by  $2f_0$  frequency.

2. 설계방법

TRD 2의 임펄스응답을  $h(t)$ 를 결정하는 방법에는 윈도우잉에 의한 방법, 주파수 샘플링에 의한 방법 및 시간축 샘플링에 의한 방법의 3가지로 분류할 수 있다. 이외에도 빌딩 블록(building block)방법이 있으나

이는 다중선 결합기(multi-strip coupler)가 필요로 되어 필터 크기가 커지므로 본 연구에서는 제외되었다. 윈도우잉 방법과 주파수 샘플링 방법은 디지털 필터의 일반적인 설계방법으로 SAW 필터에는 천이대역에서 사양이 주어지므로 그대로 적용될 수 없다. 그러나 이 두가지 방법을 SAW 필터 설계에 적용시켜 보았고, 이들의 장단점을 Kodama<sup>17)</sup> 등에 의해 제안된 시간축 샘플링 방법과 비교하였다.

1) 윈도우잉 방법

SAW 필터 실현시에는 임펄스응답  $h(t)$ 의 샘플링된 값이 요구되므로 이를  $h(n)$ 이라 하고 원하는 주파수 특성 및 이의 임펄스 응답을 각각  $H_d(e^{j\omega})$  및  $h_d(n)$ 이라 한다.  $H_d(e^{j\omega})$ 와  $h_d(n)$ 은 다음의 관계식에 의해 주어진다.

$$H_d(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_d(n) e^{-j\omega n} \quad (6)$$

$$h_d(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_d(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (7)$$

(6)식에서 원하는 주파수 특성  $H_d(e^{j\omega})$ 는 대역이 제한되어 있으므로  $h_d(n)$ 은 무한개의 샘플 갯수를 가져야 한다. 이를 실현 가능하도록 하기 위해 다음과 같이 윈도우잉을 하게 된다.

$$h(n) = h_d(n) \cdot W(n) \quad (8)$$

여기에서  $W(n)$ 은 윈도우함수로서 윈도우잉시 발생하는 리플을 줄이기 위해 여러가지 윈도우함수가 제안되어 있으나 본 연구에서는 Hamming 윈도우를 사용하였다.<sup>17)</sup> TV 중간주파 필터는 보통의 디지털 필터와는 달리 천이대역에서 사양이 주어지므로 (8)식의  $h_d(n)$  즉  $H_d(e^{j\omega})$ 를 잘 설계해야 한다. 본 연구에서는 그림 5와 같은 초기 주파수 특성  $H_d(e^{j\omega})$ 를 정해놓고 다음과 같이 반복 계산하여  $h(n)$ 을 결정하였다. 그림 5와 같은 초기 모델로부터  $h_d(n)$ 을 구한 후 윈도우잉하여  $h(n)$ 을 얻는다. 이의 주파수 특성을 원하는 사양

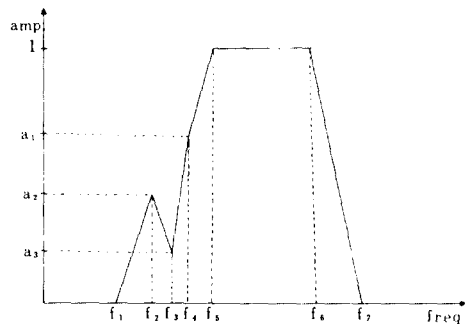


그림 5. 비대칭 진폭 특성의 초기 주파수 모델  
**Fig. 5.** Initial frequency model for the asymmetrical frequency response.

과 비교하여 사양을 만족하지 않는 점부근에서 그림 5의  $f_1$ 와  $a_1$  값들을 바꾼다. 이 과정을 표 1의 원하는 사양을 만족시킬 때까지 반복하여  $h(n)$ 을 얻었다. 비선형 위상 특성을 얻기 위해  $H_d(e^{j\omega})$ 에 위상특성을 포함하도록 하였다.

## 2) 주파수 샘플링 방법

주파수 축상에서 원하는 주파수 특성을 샘플링하게 되면 샘플과 샘플사이에서 리플이 발생된다. 천이대역의 샘플값은 변화될 수 있는 여유가 있으므로 이 부근의 값들을 변화시키면 그림 6과 같이 리플을 상쇄시킬 수 있다.<sup>17)</sup> 따라서 원하는 주파수 특성을 통과대역과 저지 대역에서는 그대로 샘플링하고 천이대역에서는 샘플링 값을, 변화시키면서 주어진 사양을 만족시키도록 했다. 이 과정을 수식으로 표현하면 다음과 같다. 필터가 선형 위상 특성을 가질 때 주파수 특성  $H(e^{j\omega})$ 를 주파수 샘플값에 의해 나타내 보면 (9)식과 같이 표시된다.

$$H(e^{j\omega}) = e^{-j\omega(N-1)/2} \cdot H_m(\omega) \quad (9)$$

여기에서  $N$ 은 샘플수이고,  $H_m(\omega)$ 는

$$H_m(\omega) = \frac{S_0}{N} \frac{\sin(\omega N/2)}{\sin(\omega/2)} + \sum_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} \frac{S_k}{N} \left[ \frac{\sin\{N(\omega/2 - \pi k/N)\}}{\sin(\omega/2 - \pi k/N)} + \frac{\sin\{N(\omega/2 + \pi k/N)\}}{\sin(\omega/2 + \pi k/N)} \right] \quad (10)$$

으로 주어진다. 주어진 사양을  $H_d(\omega)$ 라 하면 설계문제는 다음과 같이 표시된다.

문제: 저지대역 감쇄량  $A_s$ 를 최대로 하는 주파수  $\omega_k$ 에서의 샘플값  $S_k$ 를 구한다.

조건:  $|H_m(\omega_1) - H_d(\omega_1)| \leq \epsilon_p$ ;  $\omega_1$ 에서의 통과대역의 사양점.

$|H_m(\omega_1) - H_d(\omega_1)| \leq \epsilon_t$ ;  $\omega_1$ 에서의 천이대역의 사양점.

$|H_m(\omega_1)| \leq A_s$ ;  $\omega_1$ 에서의 저지대역의 사양점.

위 조건에서  $\epsilon_p$ 와  $\epsilon_t$ 는 각각 통과대역과 천이대역에

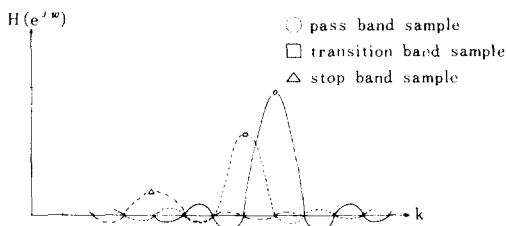


그림 6. 주파수 샘플링 방법에서 리플 상쇄 SAW 필터에서는 stopband 샘플에 의해서도 리플 상쇄를 시킬 수 있다.

Fig. 6. Ripple cancellation in the frequency sampling method.

In the SAW filter, ripple can be cancelled by stopband samples.

서 허용된 오차이다. 위에서 기술된 최적화 문제에서 천이대역의 샘플값  $S_k$ 를 변수로 하고 (10)식을  $S_k$ 에 의한 성분과 그외의 고정된 샘플값에 의한 성분  $R(\omega)$ 로 나누면 다음과 같다.

$$H_m(\omega) = \sum_{k=1}^L C_k(\omega) \cdot S_k + R(\omega) \quad (11)$$

여기에서  $C_k(\omega)$ 는 (10)식 우변 둘째 항에서  $S_k$ 에 곱해지는 항이고,  $L$ 은 변수의 갯수이다. 위 설계문제에서  $H_m(\omega)$ 가  $S_k$ 의 선형방정식으로 나타나므로 위 설계문제는 선형프로그램에 의해 쉽게 해결된다. TV 중간주파 필터의 경우 천이대역에 규정된 사양점이 존재하므로 천이대역의 샘플 값이 변하는데 한계가 있다. SAW 필터의 경우 정구형 변환기(unapodized transducer) TRD 1에 의해 저지대역에 노치(notch)가 생기므로 이 노치 점들에서 샘플 값을 변수로 취할 수 있다. 본 연구에서는 저지대역에서 16개의 변수, 천이대역에서 3개, 통과대역에서 2개를 변수로 취하여 Data General에서 개발된 SIMLEX 선형프로그램 APEX-III 패키지로서 최적화를 하였다.<sup>18)</sup>

## 3) 시간축 샘플링 방법

T. Kodama<sup>19)</sup>에 의해 제안된 방법으로 주파수축상의 사양을 만족하도록 시간축의 샘플 값을 변수로 하여 최적화 하는 방법이다. 시간축상의 변수를 줄이기 위해 (3)식과 같이 원하는 주파수 특성을 기본대역(base band)으로 움직인 후 최적화를 하여 다시 원래의 주파수로 환원시켰다. 기본대역에서의 주파수 특성  $H_1(k)$ 는 다음과 같이 진폭 특성  $A(k)$ 와 위상 특성  $\theta(k)$ 에 의해 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} H_1(k) &= \sum_{n=0}^{M-1} h_1(n) \exp(-j2\pi kn/M) \\ &= A(k) \exp[-j\theta(k)] \\ &= R(k) + jX(k) \end{aligned} \quad (12)$$

(12)식에서  $M$ 은 샘플 수로서 본 연구에서는 128로 하였고, 기본대역으로 움직인 후에는 15개로서 샘플 수를 줄였다. 따라서 기본대역에서 사양을 만족할 수 있도록  $H_1(k)$ 를 결정하는 문제는 다음과 같이 최적화 문제로 표시된다.

문제: 다음의 목적함수를 최소로 하는 시간축상의 복소 샘플 값  $h_1(n)$ 를 구한다.

$$F = F_T + F_P$$

여기에서

$$F_T = \sum_{k \in M_A} a(k) \left[ \frac{A(k)}{A_s(k)} - 1 \right]^2 + \sum_{k \in M_P} b(k) [\theta_k - \theta_s(k)]^2 \quad (13)$$

$$F_P = \sum_{k \in M_{AU}} c(k) \left[ \left( \text{MAX} \left( 1, \frac{A(k)}{A_{SU}(k)} \right) \right)^2 - 1 \right] + \sum_{k \in M_{AL}} d(k) \left[ \left( \text{MIN} \left( -1, \frac{A(k)}{A_{SL}(k)} \right) \right)^2 - 1 \right]$$

$$-2) \Big)^2 - 1 \Big] \quad (14)$$

(13), (14)식의 첨자들중 S는 사양점, A는 진폭, P는 위상, U는 최대 허용치, L은 최저 허용치를 나타낸다.  $F_T$ 와  $F_p$ 는 각각 목표(target), 페널티(penalty)함수이고, 제약(constraint)을  $F_p$ 로 표시함으로써 문제를 비제약(unconstraint)화한 것이다.  $a(k) \sim d(k)$ 는 웨이팅(weighting) 계수로서 사양점의 중요도에 따라 결정된다. 본 연구에서 (13), (14)식의 최적화 문제를 풀기 위해 Conjugate Gradient 방법(Fletcher and Reeves unconstrained search technique)을 사용하였으며 구배(gradient)의 계산은 논문[9]에 의해 개발된 방법으로 수행하였다.

4) 설계결과 비교

본 연구에서는  $4f_0$  샘플링 기법을 사용하고 TRD2에서 발생하는 임펄스의 수가 256개가 되도록 설계하였다. TRD2의 핑거 수가 적으면 필터 크기가 적게되어 경제적이거나 저지대역에서의 감쇄를 적게 하므로 필터 특성을 만족시키는 범위에서 핑거 수를 정하였다.  $4f_0$  샘플링의 핑거 수 256개는  $2f_0$  샘플링에서 128개의 전체 길이에 해당되는 크기이다. TV 중간주파 필터의 여러 설계방법에 대한 결과가 그림 7에 비교되어 나타나 있다. 우선 원하는 필터의 사양을 표 1과 같이 정하고 진폭 및 위상 특성이 이 사양의 1/2의 허용 오차범위를 가지도록 하였다. 주파수 특성을 계산하기 위하여 TRD1의 특성 및 정합회로의 특성을 고려하여 앞에서 기술한 방법에 의해 TRD2의 임펄스 응답을 결정하

고 델타 함수 해석방법에 의해 주파수 응답을 얻었다.<sup>(4)</sup> 1)의 방법에 의한 결과는 트랩 부근의 감쇄특성이 좋지 못하여 제작오차에 의해 쉽게 트랩이 없어질 수 있는 가능성을 나타내고 있다. 2)의 방법은 기본대역 감쇄 특성이 크고 트랩 부근의 감쇄량도 웨이팅에 의해 쉽게 조성할 수 있으나 비선형 위상 특성을 갖는 필터에는 적용하지 못한다는 단점을 갖고 있다. 보통의 TV 중간주파 필터는 종전의 LC 필터와 호환성이 있어야 하는 제약때문에 비선형 위상 특성을 갖고 있어야 하나 선형 위상 특성으로 송신하는 TV 시스템에는 2)의 설계방법이 가장 적합하다. 3)의 방법은 트랩 부근의 감쇄량을 조정할 수 있고 비선형 위상 특성을 얻을 수 있으나 저지대역 감쇄 정도는 1)의 방법과 비슷하다. 개발하고자 하는 필터는 트랩 부근에서 많은 감쇄가 이루어져야 하고 비선형 위상 특성을 가져야 하므로 본 연구에서는 3)의 시간축 샘플링 방법을 사용하였다.

III. SAW 변환기 설계

1. 임펄스 응답 설계

II장에서 기술된 바와 같이 트랩 부근의 특성이 우수하고, 비선형 위상 특성을 가질 수 있는 시간축 샘플링 방법을 사용하여 표 1과 같은 사양을 만족시키면서 트랩 부근의 감쇄가 크도록 설계하였다.

표 1. NTSC TV-IF 필터의 사양(S회 사용)  
Table 1. Specifications of NTSC TV-IF filter.

Characteristics	Freq (MHz)	Upper (dB)	Nom (dB)	Lower (dB)	Measured
Amplitude Response  0 dB ref = 44.0 MHz	47.25	-40.0	--	--	-53.5
	46.5	-11.7	-16.0	-18.0	-20.0
	45.75	-1.9	-3.5	-4.7	-4.0
	45.0	0.8	-0.5	-2.0	-1.6
	42.67	0.8	-0.5	-2.0	-0.8
	42.17	-1.3	-3.1	-4.9	-1.8
	41.67	-6.0	-9.5	-13.0	-6.5
	41.25	-15.0	-19.0	-23.0	-16.0
	3975	-40.0	--	--	-42.0
Passband Ripple	43.5 ~ 44.5	0.6	--	--	0.4
Group Delay Ripple (ns)	42.17 ~ 45.75	80	--	--	80

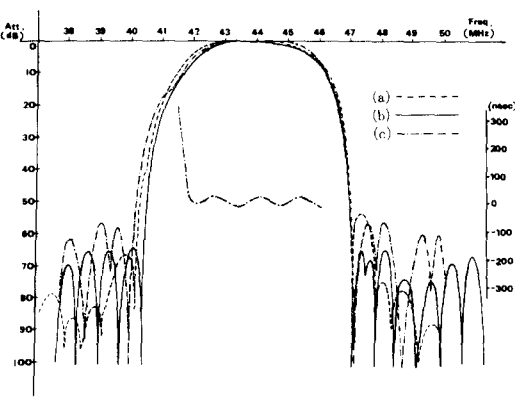


그림 7. SAW 필터 설계방법들의 설계결과 비교  
(a) Windowing 방법  
(b) 주파수 샘플링 방법  
(c) 시간축 샘플링 방법

Fig. 7. Comparison of design results.  
(a) Windowing method.  
(b) Frequency sampling method.  
(c) Time sampling method.

2. 2차 영향

SAW 변환기 설계시에는 필터 특성에 영향을 미치는 다음과 같은 여러가지 2차 영향이 고려되어야 한다.

1) TTE(triple transit echo)

TRD 1에서 발생된 탄성표면파가 TRD 2에서 반사된 후 다시 TRD 2로 수신되는 현상으로 다음과 같은 수식에 의해 주어진다.

$$\frac{\text{TTE 전력}}{\text{주신호 전력}} (\text{dB}) = 6 (\text{dB}) + 2 \cdot \text{IL} (\text{dB})^{10)} \quad (15)$$

(15)식에서 IL은 TRD 1과 TRD 2 간의 삽입손실로써 본 연구에서는 20dB가 되도록 비정합회로를 설계하여 TTE 전력이 주신호 전력에 비해 46dB 낮게 하였다. 그림 8(a)에 비정합회로가 잘못 설계되어 TTE가 클 경우의 주파수 특성이 나타나 있다.

2) 핑거 가장자리에서의 반사

4f<sub>0</sub> 샘플링 기법을 사용하였으므로 한 핑거에서 반사된 신호가 다음 핑거에서 반사된 신호와 180°위상차가 나므로 상쇄되어 버린다. 핑거 가장자리가 균일하지 못하여 핑거에서 반사 현상이 지연값의 불균일에 의한 현상과 합쳐져 나타나는 주파수 특성이 그림 8(b)에서 비교 되었다.

3) 회절 영향

핑거길이가 작아지게 되면 회절현상이 일어나게 되어 트랩 부근의 특성을 저하시킨다. 이에 대한 해석 및 보상방법은 논문 2부에 나타내었다.<sup>11)</sup>

4) 전자파의 직접전파

TRD 1에서 발생된 전자파가 TRD 2로 직접 전파되는 현상으로 그림 11과 같이 중간에 접지전극을 설치하도록 하였다.

5) 체파(bulk wave)

TRD 1에서 발생하는 체파가 TRD 2에 수신되어 통과대역 우측의 저지대역에 불요파(spurious)가 나타나는 현상이다. 본 연구에서는 체파의 발생을 줄이기 위해 128°회전된 Y절단 LiNbO<sub>3</sub> 웨이퍼를 사용하였고, 체파가 전파시 산란(scattering)에 의해 감쇄하도록 웨이퍼 밑면이 600메쉬(mesh)로서 거칠게 가공된 것을 사용하였다.

6) 모서리에서의 반사

변환기에서 발생한 파는 양방향으로 다 전파하므로 TRD 1에서 TRD 2와는 반대쪽으로도 탄성표면파가 전파한다. 웨이퍼 모서리에서 이를 흡수시키지 않으면 반사되어 TRD 2로 전파된다. 본 연구에서는 왁스에 의해 이를 흡수하여 그림 8(c)와 같은 현상이 나타나지 않도록 하였다.

7) 전극단 효과(end effect)

전극단 효과는 핑거 중첩부근이 아닌 부분에서도 전계가 발생되어 유효전극 길이가 핑거 중첩길이 보다 커지는 현상이다. 논문[11]에 나타나 있는 2중전극에서의 전극단효과 보상 방법을 이용하여 설계치보다 실

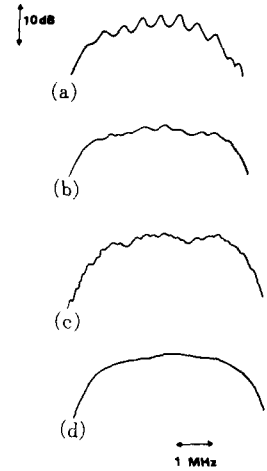


그림 8. 제작된 SAW 필터에서 2차 영향에 의한 pass-band의 주파수 특성  
 (a) TTE 영향  
 (b) Chip 모서리 반사 영향  
 (c) Finger 가장자리 반사  
 (d) 2차 영향이 보상됨

Fig. 8. Secondary effects in the passband of SAW filter.

- (a) TTE effect.
- (b) Reflection effect in the edges of chip.
- (c) Multiple reflections in the fingers.
- (d) Secondary effect compensated.

제 핑거 중첩길이 l<sub>n</sub>을 Δl<sub>n</sub>만큼씩 줄였다.

$$\Delta l_n = 2\lambda \quad ; l_n \geq 8\lambda$$

$$\Delta l_n = 2\lambda [l_n / 4\lambda - (l_n / 8\lambda)^2] \quad ; l_n < 8\lambda \quad (16)$$

3. 등가회로 해석

SAW 필터의 양측에 연결되는 비정합 회로의 특성을 포함한 필터 특성을 계산할 때 등가회로에 의해 해석한다. 핑거크기가 줄어들면 회절의 영향때문에 통과대역이외의 부근에서 주파수 특성은 거의 실제의 특성과 일치하지 않는다. 그러나, 통과대역 부근의 임피던스 특성 및 삽입손실을 계산하기 위해서는 등가회로 해석방법이 유용하다. Mason<sup>12)</sup> 등가회로가 주로 등가회로 계산이 이용되어 왔으나 계산량이 너무 많으므로 Krimholz<sup>13)</sup> 등에 의해 개발된 KLM(Krimholz, Leedom, Mattaei) 등가회로에 의해 임피던스를 계산하였다. KLM 등가회로는 정규형 IDT의 핑거에 대해서 적용되므로 비정규형 IDT를 해석하기 위해서는 여러개의 채널로 나눈 후 이를 병렬로 연결하여 계산하여야 한다.<sup>15)</sup> 본 연구에서 설계된 필터에 대해 TRD 2, 즉 출력측에서 본 임피던스를 계산한 결과를 그림 9에 나타내었다.

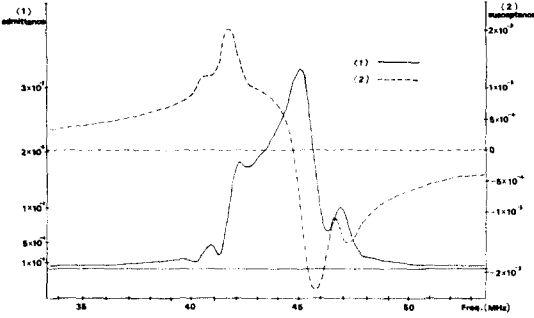


그림 9. 설계된 SAW 필터의 출력 임피던스 특성  
Fig. 9. Output impedance characteristics of designed SAW filter.

IV. 제작 및 실험결과

1. 제작 과정

0.05 $\mu$ m의 해상도를 갖도록 패턴 제너레이터 (pattern generator)로 4인치 크롬마스크를 제작하였으며 각 제작공정은 수차례의 실험을 거쳐 최적의 방법을 선택하여 다음과 같이 수행하였다.

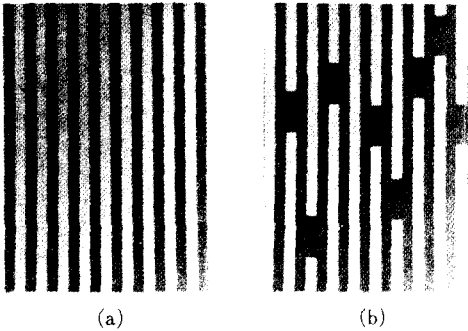


그림10. 사진 시각에 의해 제작된 11.2 $\mu$ m의 전극 모양  
(a) TRD1의 전극  
(b) TRD2의 전극

Fig. 10. Figure of 11.2 $\mu$ m electrodes developed by photolithography.  
(a) Electrodes of TRD 1.  
(b) Electrodes of TRD 2.

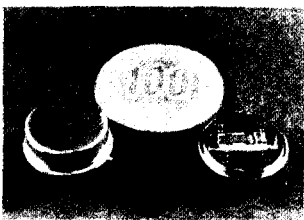


그림11. To-8 용기에 포장된 SAW 필터  
Fig. 11. SAW filter in the To-8 package.

1) 세정 과정

- ① 세척액 속에 담근 후 30분간 초음파 세정
- ② 이온이 제거된 (deionized; 이하 D.I) 물로 세척
- ③ 100 $^{\circ}$ C 트리클로로에틸렌 (trichlorethylene; T. C. E.)에 10분간 담금
- ④ 100 $^{\circ}$ C 아세톤 (acetone)에 10분간 담금

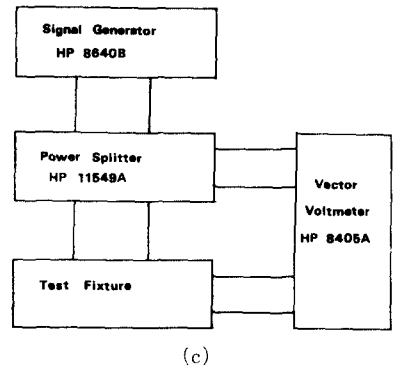
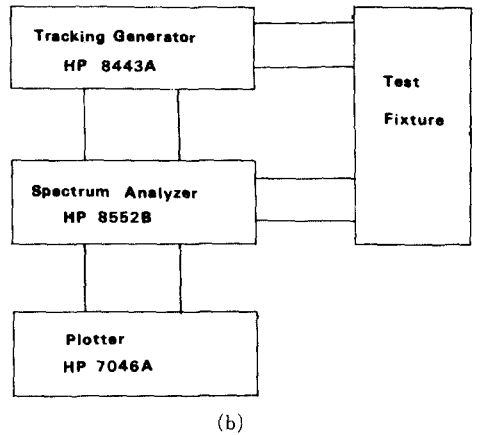
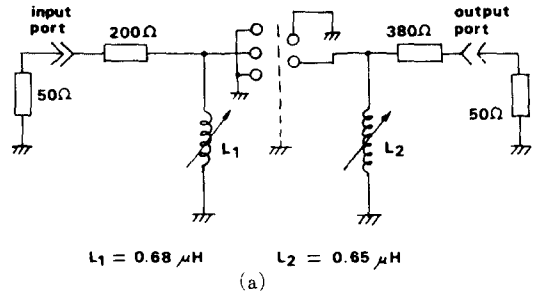
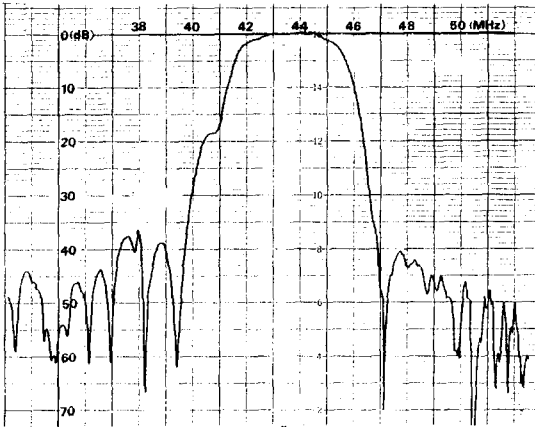


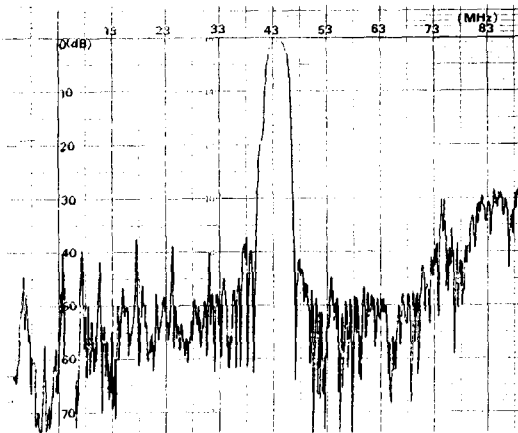
그림12. (a) 시험회로  
(b) 진폭특성 측정회로  
(c) 위상특성 측정회로

Fig. 12. (a) Test fixture.  
(b) Measurement circuit for amplitude characteristic.  
(c) Measurement circuit for phase characteristic.

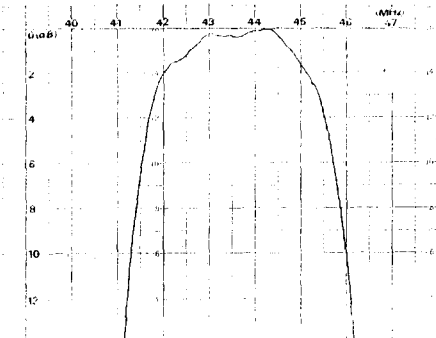
- ⑤ 100℃ 메탄올(methanol)에 10분간 담금
- ⑥ D. I. 물로 세척
- ⑦ 75℃의 H<sub>2</sub>O : NH<sub>4</sub>OH : H<sub>2</sub>O<sub>2</sub> (3 : 1 : 1) 혼합액 속  
에 담금
- ⑧ 묽은 세척액 속에서 10분간 초음파 세정
- ⑨ D. I. 물로 충분히 세척



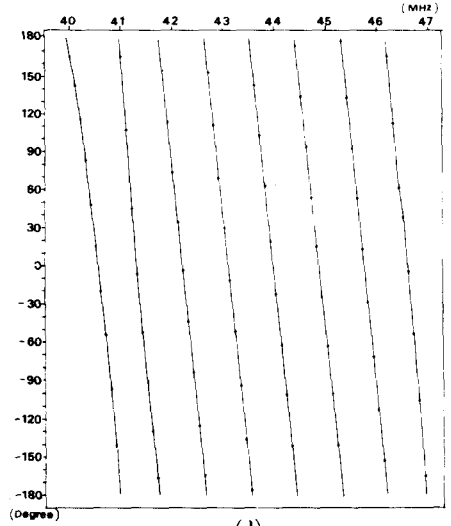
(a)



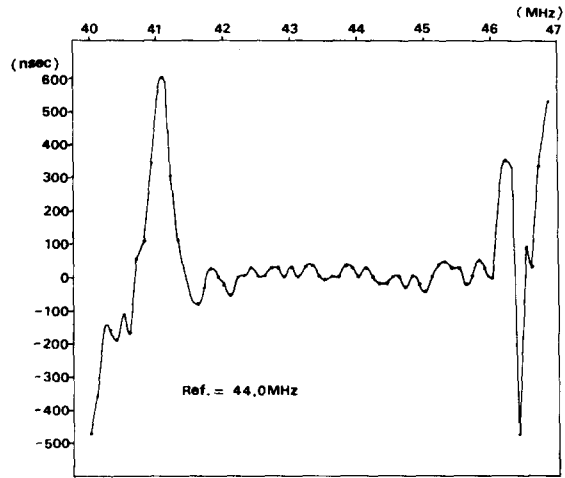
(b)



(c)



(d)



(e)

그림 13. 제작된 SAW 필터의 측정결과  
(a) 주파수 특성 (d) 위상 특성  
(b) 불요파 특성 (e) 군지연 특성  
(c) 리플 특성

Fig. 13. Experimental results of a fabricated SAW filter.

- (a) Frequency response.
- (b) Spurious response.
- (c) Ripple characteristic.
- (d) Phase characteristic.
- (e) Group delay characteristic.

2) 사진식각(photolithography) 및 부식

2000Å 두께의 알루미늄을 증착시킨 웨이퍼 위에 네거티브 포토리지스터(negative photoresistor)를 떨어뜨린 후 6500rpm의 속도로 25초간 회전시켜 얇게 도포하였다. 85℃의 열판위에서 10분간 올려놓고 구운



후(soft baking), 마스크 정열기(aligner)에서 웨이퍼의 X방향과 SAW 전파방향을 잘 일치시킨 후 자외선에 1.0~1.2초간 노출시켜 포토리지스터를 감광시켰다. 현상액(developer)을 40초, 린서(rinser)를 20초간 분무시켜서 패턴을 형성시킨 후 115°C의 열판위에 놓고 구웠다(hard baking). 알루미늄 부식액(Al-etchant)을 30°C~40°C로 유지한 상태에서 부식이 과하지 않도록 부식시간을 잘 조정하여 부식하였다.

100°C의 A-40용액에 10분간 담근후 포토리지스터를 벗겨내고 T. C. E., 아세톤, 메탄올로써 차례로 세정한 후 D. I. 물로 깨끗이 씻었다.

### 3) 절단 및 포장

절단기(sawing machine)로 절단하여 칩(chip)을 형성한 후 칩 밀면과 양쪽 모서리에 철판과 모서리 반사파를 흡수하기 위해 왁스를 바르고 To-8 트랜지스터 용기에 접착하였다. 접착기(bonding machine)로 입력과 출력단의 전극부를 To-8 용기 단자에 연결하여 포장하였다.

위에서 기술된 제작방법에 의해 11.2 $\mu$ m의 폭을 가지는 전극패턴이 그림10과 같이 정확하게 제작되었으며 그림11과 같이 포장되었다.

## 2. 실험 결과

그림12와 같은 시험회로에 의해 측정된 실험결과가 그림13(a)에 나타나 있다. 표 1에 주어진 사양을 46.5 MHz를 제외한 모든 점에서 만족하고, 특히 트랩 부근 및 저지대역의 특성이 좋게 나타났다. 46.5 MHz에서 사양보다 2dB정도 낮게 나타나는 것은 부정확한 측정에 의해 SAW 속도 값을 실제 속도보다 0.3% 낮게 측정하여 중심 주파수가 낮은 쪽으로 이동했기 때문이다. 마스크 제작시 설계가능 오차가 0.1 $\mu$ m이므로 마스크 크기를 축척(scaling)하기보다는 설계시 중심주파수를 0.3% 이동시키면 앞에서의 문제는 쉽게 해결된다. 그림13(b)를 보면 철판의 영향이 거의 나타나지 않음을 알 수 있고, 그림13(c)에서 볼 수 있듯이 리플 특성도 규정치내에 있었다. 그림13(d)에 위상특성이 나타나 있고, 그림13(e)에 보여지듯이 사양의 42.17 MHz부터 45.75 MHz까지의 군지연(group delay) 특성도 사양을 만족했다.

## V. 결 론

SAW 필터의 특성중 지금까지 가장 문제시 되어 온 사항은 트랩부근의 특성 및 저지대역의 감쇄량이다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 여러가지 설계방법이 제안, 비교되었으며, 원하는 필터 특성을 만족시킬 수 있는 제작방법이 사용되었다. NTSC용 TV 중간주파

필터 사양을 만족시킬 수 있고, 양산성을 갖는 크기를 가진 소형 SAW 필터가 개발되었다. 본 논문에서 제작된 SAW 필터의 패턴 크기는 6.1mm $\times$ 1.96mm로, 외국 의 기존제품중 T사의 5.8mm $\times$ 1.9mm나, Z사의 5.8mm $\times$ 2.5mm, S사의 6.8mm $\times$ 1.6mm와 비교할때 뒤떨어지지 않음을 알 수 있었다. 2f<sub>0</sub> 샘플링을 할 경우 구경크기가 1.3배 이상 줄어들게 되므로 위상조정을 할 수 있을 정도의 마스크 제작 및 방법을 사용하면 2f<sub>0</sub> 부식 샘플링에 의해 구경크기를 1.5mm로 줄일 수 있음을 알 수 있다. 본 연구에서는 외국제품을 참고로 핑거 수를 256개로 고정시키고 최적 설계를 시도했다. 핑거의 갯수를 줄이기 위한 새로운 필터 설계방법이나 위상 변화를 갖는 2f<sub>0</sub> 샘플링 기법에 필요한 정확한 마스크 제작 및 부식 방법의 개발은 본 연구의 범위를 벗어나며 앞으로의 과제로 미룬다. 끝으로 증착용 마스크를 제작하여 준 한국전자기술연구소 관계연구원들에게 사의를 표한다.

## 參 考 文 獻

- [1] A.J. Devries, "Case history of a surface wave TV IF filter for color television", *IEEE Proc.*, vol. 64, pp. 671-676, May, 1976.
- [2] S. Takahasi, et al, "Television IF surface acoustic wave filter", 日本 電子通信學會論 文誌, vol. J60-A, pp. 1038-1045, Nov., 1977.
- [3] Toshiba TV-IF SAW Filter Application notes, 1978.
- [4] C.S. Hartsman, "Impulse model design of acoustic surface wave filter", *IEEE Trans. Microwave th, Tech.*, vol. MTT-21, pp. 162-175, Apr, 1973.
- [5] H. Matthews, *Surface Acoustic Wave Filters*, Jonh Wiley & Sons, Chap.3, 1976.
- [6] A. Papoulis, *The Fouries Integral and its Applications*. McGraw-Hill, Chap. 7, 1962.
- [7] A.V. Oppenheim, *Digital Signal Processing*. Prentice Hall, Chap. 3-5, 1975.
- [8] APEX-III Reference Manual, *Control Data*. 1976.
- [9] T. Kodama. *Optimization Technique for SAW Filter Design*. IEEE Ultrason. Symposium, pp. 522-526, 1979.
- [10] A. Ronnekleiv, H. Skeie, and H. Hanebrekke, *Design Problems in Surface Aconstic Wave Devices*. IEEE Proc. Conf. on SAW devices, England, pp. 141-151,

1973.

- [11] H. Skeie and A. Ronnkleiv, *Electrostatic Neighbor and End Effects in Weighted Surface Wave Transducers*, IEEE Ultrason. Symposium, pp. 540-544, 1976.
- [12] W.P. Mason, *Electromechanical Transducers and Wave Filters, 2nd ed.*, Princeton N.J. Von Nostrand, pp. 201-209, 1948.
- [13] D.A. Leedom, R. Krimholz, and G.L. Matthaei, "Equivalent circuits for transducers having arbitrary even- or odd-symmetry piezoelectric excitation," *IEEE Trans. Sonic. Ultrason.*, vol. SU-18, pp. 128-141, July, 1971.
- [14] G.L. Matthaei, et al., "Simplifications for the analysis of interdigital surface wave devices," *IEEE Trans. Sonic. Ultrason.*, vol. SU-22, pp. 105-114, Mar., 1975.
- [15] 김진하, 남정현, 박송배, "TV용 탄성표면파 필터의 개발 II - 회절영향보상 방법," 전자공학회지 동호, 9월, 1984년.
- [16] 유상대, 권영세, "텔레비전 중간주파 표면음파 필터", 전자공학회지, 제20권 6호, 11월, 1983년.
- [17] 박용서, 최영호, 황금찬, "NTSC 방식 칼라 SAW IF 필터의 개발에 관한 연구", 전자공학회, 추계 종합학술대회, 1983년.
- [18] 김진하, 박송배, "주파수 샘플링에 의한 SAW 필터의 설계", 전자공학회, 춘계종합학술대회, 1980년.