

Ouasi-Static 근사화에 의한 탄성표면파 필터의 특성 해석

正會員 李 東 度* 正會員 鄭 榮 地* 正會員 黃 金 燦*

The Analysis of SAW Filter Characteristics Using Ouasi-Static Approximation

Dong Do Lee*, Young Jee Chung*, Keum Chan Whang* *Regular Members*

要 約

등간격의 전극구조를 갖는 탄성표면파 필터의 정전계적 임피던스 해석을 위하여 무한개의 인접전극의 정전계적 상호작용을 해석하여 전극의 구조에 따른 전하분포를 구하였는데, 이는 Element Factor와 Array Factor로 분리하여 계산할 수 있었다. 임의의 전극 구조를 갖는 탄성표면파 필터의 입력 및 출력 전극의 Radiation Conductance, Susceptance 및 static Capacitance는 이러한 전극에서의 전하분포를 통하여 구하였고 Apodized IDT의 임피던스는 Multi-Track 해석에 의하여 다수의 Uniform Track의 병렬 연결로써 계산하였다. 이와같이 얻어진 입·출력 전극의 임피던스를 실제로 제작된 필터의 측정 임피던스와 비교한 결과 잘 일치하였다.

ABSTRACT

The charge distribution is calculated to analyze the quasi-static impedance of periodic interdigital transducer taking into account the effect of infinite neighboring electrodes. The charge distribution can be represented by the element factor and array factor. The radiation conductance, susceptance and static capacitance of the input and output IDT's with arbitrary voltages are obtained by the charge distribution. The impedance of apodized IDT is analyzed by multi-track model in which IDT is represented by the parallel connection of the uniform tracks. The calculated input and output impedances are in good agreement with the experimental results.

I. 서 론

탄성표면파 필터에서는 사용하는 인터디지털 변환

기(IDT)의 정확한 등가회로 모델을 구현하는 것이 매우 중요하며, 이를 통하여 탄성표면파 필터의 주파수 특성과 임피던스 특성을 계산함으로써 설계된 필터의 제반특성을 예측하는 것이 필요하다.

탄성표면파 필터의 등가회로 모델로 제안된 crossed-field Mason 회로 모델^[1]은 전기음향적으로 벌크파

*延世大學校 電氣工學科
Dept. of Electronics, Yonsei Univ.
論文番號 : 93 - 49

동에 대한 등가회로 모델이므로 탄성표면파를 여기, 검출하는 IDT의 등가회로 모델로는 적합하지 못하였으며, 또한 공진주파수 이외의 부분에서는 등가회로로 볼 수 없었다. 이 등가회로 모델을 수정^[2]하여 표면에 수직인 전기장의 분포에 의하여 탄성표면파의 전기음향적 전달함수가 결정되는 것을 밝혔으나 표면에 수직인 전기장의 분포를 계산하는 것이 복잡하기 때문에 이를 단순화하여 전극의 수직 전기장 분포를 1쌍의 델타함수로 근사화하거나, 임펄스 모델로 근사화한 등가회로 모델이 제안되었다.^{[3][4]}

한편, Bahr와 Lee^[5]는 Engan^[6]에 의하여 얻어진 무한개의 전극열에서의 기판표면에 수직인 전기장 분포를 등가회로 모델에 적용함으로써 탄성표면파동에 대한 등가회로 모델을 얻을 수 있게 되었다. 이러한 등가회로 모델은 전극의 공진 주파수 이외의 제 3고조파수에 대해서도 실험과 부합되었으나 단위전극당 전기장을 회로적으로 연결하여 인접한 핑거전극간에 발생하는 전기장의 영향을 고려할 수 없었기에 따라 등가회로의 특성이 실험결과와 차이가 있었다.

인접전극의 전기장의 영향을 고려하기 위하여, Smith와 Pedler는 인접하는 2개의 핑거전극에 의한 전자기적 영향을 포함하여 해석하였는데 가능한 극성변화를 가정하여 Polynomial형태로 해석하여 이분야에 큰 진전이 있었으나 Polynomial의 계수를 얻기가 매우 어려우며, 인접한 2개의 전극에 의한 전기장의 영향만을 고려하고, 전극구조에 따라서 각각의 계수가 모두 필요하므로 비현실적이다.^[7]

인접한 핑거전극의 전기장에 의한 영향은, 핑거전극 1개에 의해서 이로부터 떨어진 무한개의 전극열에 미치는 전기장의 영향을 구하고, 각 Source 전극에 의한 무한개의 유효 전기장을 모두 중첩함으로써 얻을 수 있다. 이는 수식적으로 1개의 전극에 의한 유효 전기장과 전극의 구조에 따라 특성으로 분리하여 생각할 수 있는데, 1개의 핑거전극에 의한 전기장 분포를 Element Factor라 하고 전극구조에 의한 특성을 Array Factor라 하면 전극간에 미치는 전기장의 영향을 포함한 필터의 전기장 분포는 Element Factor와 Array Factor의 Convolution으로 그 표현이 가능하다.^[8]

본 연구에서는 등간격의 핑거전극 구조를 갖는 CTV용 영상 중간주파수 탄성표면파 필터의 주파수 특성을 얻기위하여 인접 핑거전극에 미치는 전기장의 영향을 고려하여 Quasi-Static 근사화에 의한 등가회로를 모델링하고 그 결과를 실제로 제작된 필터

의 주파수 특성과 비교하고자 한다.

II. 탄성표면파 인터 디지틀 변환기에서의 전하분포

그림 1과 같이 전극 비율 $\eta = a/p$ 가 일정하고, 전극의 간격 p 가 일정한 주기적 전극의 Array를 고려할 때, 중앙의 전극 탭에 1 Volt가 인가되고 다른 전극은 모두 접지되어 있는 전극에서의 전하분포 $q_f(x, \eta)$ 는 다음과 같이 얻어진다.^[8]

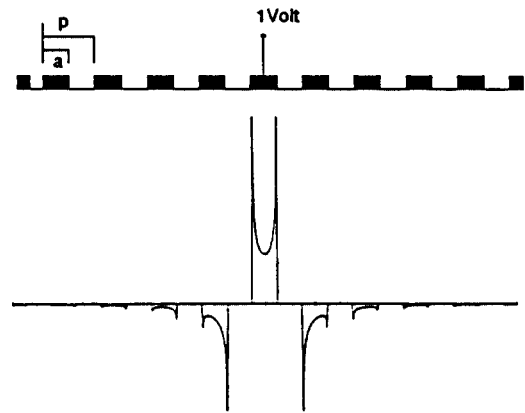


그림 1. 주기적 전극구조에서의 전하분포
Fig 1. Charge Distribution on the Regular Electrode

$$q_f(x, \eta) = \frac{2V}{p} (\epsilon_p + \epsilon_0) \frac{\sin(\pi s_0)}{P_{s_0-1}(-\cos \Delta)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n(\cos \Delta) \exp(-j(s_0+n)\theta) \quad (1)$$

여기서,

$\theta = 2\pi x/p$, p 는 전극의 주기

ϵ_p : 기판의 유효 유전율

ϵ_0 : 표면위 매질의 유전율

$\Delta: \eta\pi$, η 는 전극비율

P_n : Legendre Function(n 이 정수시는 polynomial)

$s_0: k_0 p/2\pi$

각각의 핑거 전극에 전압이 인가되었을 때의 전하 분포는 변환기의 길이가 충분히 긴 경우, 식(1)에서 주어진 기본 전하분포를 적용하여 각각의 핑거 전극에 대한 전하의 중첩에 의하여 구할 수 있으며, 변환

기 전극 전체에 대한 전하 분포함수는 중첩의 원리에 의하여 기본 전하분포 함수와 각각의 핑거전극에 인가되는 전압 분포함수의 콘벌루션 합으로 표현될 수 있다. 즉, 변환기의 전하분포 함수 $q_e(x, \eta) = q_f(x, \eta) * a_f(x)$ 로 표현이 가능하다. 여기서 $q_f(x, \eta)$ 는 기본 전하분포 함수로서 Element Factor라고 하며 $a_f(x)$ 는 탄성표면과 소자의 전극 구성에 따른 전압 분포함수로 탭의 크기와 관련된 Array Factor로 볼 수 있다.

변환기의 전하 분포함수는 주기적 Array에서 결정되는 기본 전하분포 함수와 필터의 특성에 따라 변화하는 Array Factor로 나누어 생각할 수 있다. 이러한 변환기의 전하분포 함수는 탄성표면과 변환기의 전파 어드미턴스와 밀접한 관계가 있는데 전파어드미턴스의 주파수 특성은 이 전하분포 함수의 프리에 변환된 주파수 특성으로 부터 얻을 수 있다.

프리에 변환 성질에 의하여 변환기 전하분포의 프리에 변환은 기본 전하분포 함수와 전압분포 함수 각각의 프리에 변환 쌍의 곱으로 표현된다. Q_f, A_f 를 각각 q_f, a_f 의 프리에 변환이라고 하면

$$q_e(x, \eta) = q_f(x, \eta) * a_f(x) \xrightarrow{F} Q_e(x, \eta) = Q_f(x, \eta) A_f(x) \quad (2)$$

여기서, 계산이 복잡한 기본 전하분포 함수를 프리에 변환한 Q_f 는 분석적 방법에 의하여 다음과 같이 주어진다.^[8]

$$Q_f(\omega) = 2(\epsilon_p + \epsilon_0) \frac{\sin(\pi s)}{P_s(-\cos(\pi a/p))} P_n(\cos(\pi a/p)) \quad (3)$$

여기서 $s = \omega p / (2\pi V_s) \cdot n$
 $n : \omega p / (2\pi V_s)$ 의 정수부이다.

그림 2는 $Q_f(\omega)$ 와 $q_x(x)$ 를 식(1), 식(2)에 의하여 구하고 ω 축과 x 축에 대하여 각각 Plot한 그림이다.

$a_f(x)$ 는 균일한 핑거전극의 길이를 갖는 Uniform IDT에서의 Polarity Sequence를 나타내는 것으로

$$a_f(x) = \sum_{i=1}^N W_i \delta(x - x_i) \quad (4)$$

여기서 $W_i = V_i, L_i$
 V_i : 전극의 극성
 L_i : 전극의 길이

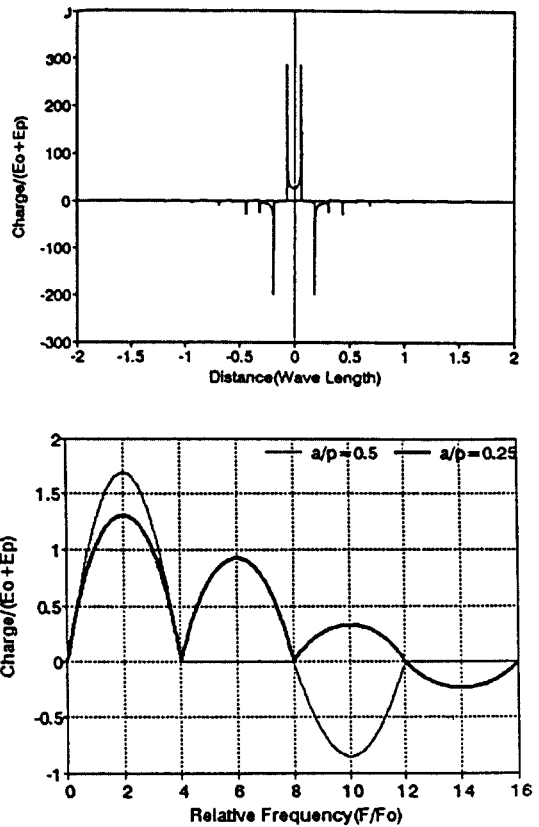


그림 2. 기본 전하분포 함수
 Fig 2. Basic Charge Distribution function

로 표현되며 그 주파수 특성 $A_f(\omega)$ 는 $a_f(x)$ 를 프리에 변환함으로써 얻을 수 있다.

따라서, 변환기 전체의 전하분포 함수에 대한 전하 분포의 주파수 특성은 식(2)에 의하여 얻을 수 있다.

III. 전파 어드미턴스와 정전용량

3.1 Uniform 전극에서의 전파 어드미턴스와 정전용량

탄성 표면과 변환기의 전기 음향 특성이 나타내는 전기적 등가회로는 일반적으로 그림 3과 같이 표현되는데 $G_a(\omega)$ 와 $B_a(\omega)$ 는 탄성 표면과 변환되는 음향적 콘덕턴스와 서셉턴스를 각각 나타낸다. 또한 C_i 는 핑거전극이 갖는 정전용량으로서 탄성 표면과 소자의 임피던스를 나타내는 구성요소가 된다. 그림 3에서 C_{pcb}, C_p, R_e 는 각각 탄성표면과 소자를 구성하고 있는 측정용 Connector와 PCB, Package 그리고

박막 전극의 저항 등에서 생기는 측정 정전용량, 기생 정전용량 및 전극저항으로 볼 수 있다. 그러나 이러한 기생 요소는 측정시 Calibration을 통하여 최소화 할 수 있고 CTV와 같은 실제의 적용회로에서 그 값을 측정하여 보정할 수 있으므로 본 연구에서는 음향전기 요소만을 구한다.

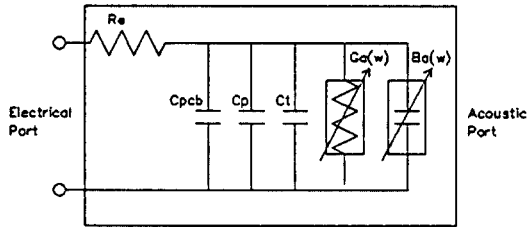


그림 3. 탄성표면파 변환기의 등가회로
Fig 3. Equivalent Circuit for SAW IDT

음향전기 콘덕턴스는 기판으로 사용하는 물질의 물질상수와 II에서 설명한 변환기의 전극에 분포하는 전하에 의하여 결정되는데, 균일한 전극길이를 가지며 주기적인 Array 전극에서의 음향전기 콘덕턴스는 다음과 같이 표현된다.^[10]

$$G_a(\omega) = G_s |A_f(\omega) Q_f(\omega)|^2 \quad (5)$$

여기서, G_s 는 길이가 무한한 변환기에서의 핑거전극 1개에 대한 콘덕턴스를 나타내는 것으로

$$G_s = 8 K^2 C_s W f_0 \quad (6)$$

인데

K^2 : 기판물질의 Coupling Coefficient

C_s : $\epsilon_p + \epsilon_0$ 로 단위길이당 정전용량

W : 변환기의 구경길이

f_0 : $V_s / (2p)$ 가 된다.

또한 음향전기 서셉턴스는 식(5)에 의하여 얻어진 음향전기 콘덕턴스로 부터 얻을 수 있는데 식(7)과 같이 표현된다.

$$B_a(\omega) = G_a(\omega) * -1 / (\pi\omega) \quad (7)$$

한편 식(7)은 힐버트 변환으로 표현이 가능하며 이는 다음과 같은 계산과정을 통하여 고속 계산 Algorithm인 FFT 를 사용하여 고속계산이 가능하다.

$$B_a(\omega) = H[G_a(\omega)] \\ = F[(j) \operatorname{sgn}(t) F^{-1}[G_a(\omega)]] \quad (8)$$

여기서,

$H[\cdot]$: 힐버트 변환

$F[\cdot]$: 푸리에 변환

$\operatorname{sgn}(t)$: Signum 함수로 $t > 0$ $\operatorname{sgn}(t) = 1$

$t < 0$ $\operatorname{sgn}(t) = -1$ 을 나타낸다.

탄성표면파 변환기의 정전용량은 각 핑거전극에 분포하는 전하분포를 통하여 각 전극에서의 전하를 계산함으로써 얻을 수 있다. 각 전극에 유기되는 전하는 그림 1과 같은 전하분포를 공간적으로 각전극에 대하여 전분함으로써 얻을 수 있으며, 총전하는 각 Source 전극에 의하여 유기되는 전하를 Source 전극에 대하여 합산함으로써 얻을 수 있다.

그림 1의 전극 Array를 갖는 무한길이의 변환기에서, Source로 부터 m 개 만큼 떨어진 전극에서의 전하량 Q_{fm} 은 다음과 같이 주어진다.

$$Q_{fm} = 2(\epsilon_p + \epsilon_0) \int \frac{\sin(\pi s) \cos(2\pi m s)}{P_s(-\cos(\pi a/p))} P_{-s}(\cos(\pi a/p)) ds \quad (9)$$

Q_{fm} 은 $m=0$ 로 부터 m 만큼 떨어진 전극에서의 전하량을 나타내는데 여러 source 전극에 의하여 한 핑거 전극에 유기되는 총 전하를 구하기 위해서는 m 의 각값에 대하여 Q_{fm} 을 구하는 과정이 필요하다.

한편, 전분으로 표현된 (식9)의 Q_{fm} 은 다음과 같은 과정을 통하여 푸리에 변환함으로써 m 에 대한 Sequence인 Q_{fm} 을 얻을 수 있다.^[9]

$$Q_{fm} = 2(\epsilon_p + \epsilon_0) F^{-1} \left[\frac{\sin(\pi s)}{P_s(-\cos(\pi a/p))} P_{-s}(\cos(\pi a/p)) \right] \quad (10)$$

여기서 주파수 변수는 s 이고, Space 변수는 m 이 되는데 주파수 변수 s 에 의한 []안의 값을계산하여 Sequence로 취하고 이를 FFT Algorithm에 의하여 계산하면 각 m 에 대한 sequence Q_{fm} 이 얻어진다. FFT Algorithm에 의하여 Q_{fm} sequence를 구할 때

FFT에 의하여 나타나는 Aliasing 현상을 막기 위하여 Sequence를 취하여 계산하는 것이 바람직하다.

이와 같이 계산된 단일 source 전극에 의한 전하량 Q_{fm} 으로부터 n번째 전극에 N개의 source 전극에 의해 유기되는 전하량 Q_n 을 계산할 수 있는데

$$Q_{fm}|_{m=0} + Q_{fm}|_{m \neq 0} = 0 \quad (11)$$

의 관계식을 이용하여 다음과 같이 표현된다.

$$Q_n = \sum_{m=1}^M (2W_n - W_{n-m} - W_{n+m}) Q_{fm} \quad (12)$$

각 전극에서의 총전하량 Q_n 에 의하여 변환기에 1Volt의 전압이 인가되었다고 가정하면 탄성표면파 필터의 변환기 Capacitance는

$$C_t = \sum_{n=1}^N |Q_n| / 2 \quad (13)$$

가 된다.

이러한 어드미턴스 특성을 갖는 Uniform IDT의 탄성과동에 의한 전달특성은 전파 콘덕턴스에 의하여 표현될 수 있는데 인가된 단위 전압에 대하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_t(\omega) = G_s^{1/2} A_f(\omega) Q_f(\omega) \exp(-1/2jk_0L) \quad (14)$$

여기서, $k_0 = \omega / V_s$

$L =$ 변환기의 길이가 된다.

3.2 Apodized 변환기에서의 전파 어드미턴스와 정전 용량

Apodized IDT에서는 전극이 겹치는 크기가 일정하고 전극의 길이가 균일한 Uniform IDT에서와는 다르게 전극의 겹치는 크기가 필터의 특성에 따라서 변하며 전극내에서도 전극이 서로 겹치는 Active 영역과 겹치지 않는 Passive 영역이 존재한다. 이러한 전극의 구조를 갖는 Apodized IDT에서는 Uniform IDT에서와 같이 Element Factor와 Array Factor로 나눌 수 없다.

그러나, 그림 4와 같이 Apodized IDT를 각 극성간 핑거전압이 떨어져 있는 부위를 경계로 하여 여러개의 Channel로 분리한다면 각 Channel은 Uniform IDT의 구조로 볼 수 있으며 각 Channel은 상하 공통 전극과 병렬로 연결된 것으로 생각할 수 있다. 이와 같이 Multi-track에 의한 해석방법을 이용하면, Apodized 전극 구조를 갖는 변환기에 대해서도 각각의 Channel에 대한 어드미턴스를 Uniform 전극의 어드미턴스 모델링을 이용하여 계산하고 이를 병렬 연결함으로써 Apodized IDT에 대한 어드미턴스를 구할 수 있다.

Apodized IDT를 M개의 Channel로 나누고 i번째 channel로 나누고 i번째 channel의 길이를 W^i 라 하

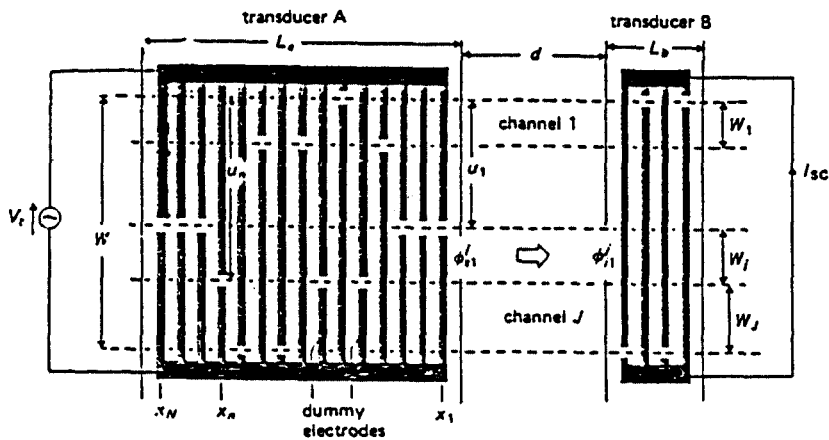


그림 4. NTSC 향 SAW PIF Filter의 전극 도면
Fig 4. Multi-Track Channeling for Apodized IDT

고 i번째 Channel에서의 Array Factor 를 $A_i^f(\omega)$ 라고 하면 Apodized IDT의 전파 콘덕턴스는 Uniform IDT에서의 전파 콘덕턴스가 병렬로 연결된 것으로 볼 수 있으며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_a(\omega) = G_s |Q_f(\omega)|^2 \sum_{i=1}^M [|A_i^f(\omega)|^2 W^i / W] \quad (15)$$

또한, 전파 서셉턴스는 Uniform IDT에서와 마찬가지로 힐버트 변환에 의한 FFT Algorithm에 의하여 구할 수 있다.

Apodized IDT에서의 정전용량은 channel의 정전용량이 병렬로 연결된 것으로 볼 수 있으므로 Uniform IDT 전극에서 얻어진 C_t^i 의하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_t = \sum_{i=1}^M [C_t^i W^i / W] \quad (16)$$

Apodized IDT에 있어서 탄성표면파동의 전달특성 역시 각 channel에서의 Uniform IDT에 대한 전달특성을 구하고 이를 각 channel에 대하여 합으로써 얻을 수 있다. 즉 Apodized IDT에서의 탄성표면파동의 전달 특성은

$$H_t(\omega) = G_s^{1/2} Q_f(\omega) \exp(-1/2jk_0L) \sum_{i=1}^M [A_i^f(\omega) W^i / W] \quad (17)$$

가 된다.

IV. 등가회로 모델링, 특성측정 및 결과고찰

등가회로 모델링에 의하여 얻어진 등가회로 요소들은 VAX-8550 Computer에 의하여 Simulation되었으며, 이러한 Simulation과정은 FORTRAN Language에 의하여 Program화 함으로써 임의의 구조를 갖는 필터에 대해서도 등가회로 Simulation이 가능하도록 하였다.

본 논문에서는 실제로 적용가능한 응용성을 보기 위하여, 현재 CTV에서 사용하고 있는 SAW PIF Filter인 NTSC향 1213에 대하여 등가회로 Simulation을 수행하였으며 이에 대한 필터 전극에 대한 제원은 표 1과 같으며 그림 5는 NTSC향 SAW PIF Filter의 전극도면이다.

표 1. NTSC 향 SAW PIF Filter의 전극 제원

항 목	입력측 전극	출력측 전극
중심주파수	44MHz	44MHz
핑거전극 수	182개	46개
핑거전극 폭(a)	1/8λ	1/8λ
전극비율(η=a/p)	0.5	0.5
전극 형태	1/8λ Apodized Weighted Finger	1/8λ Uniform Split Finger
전극 구경	12λ	20λ
기생 Capacitance	BNC	3.3 [pF]
	PCB	5.5 [pF]
전극저항	9 [ohm]	5 [ohm]
정전용량	11.67 [pF]	16.75 [pF]

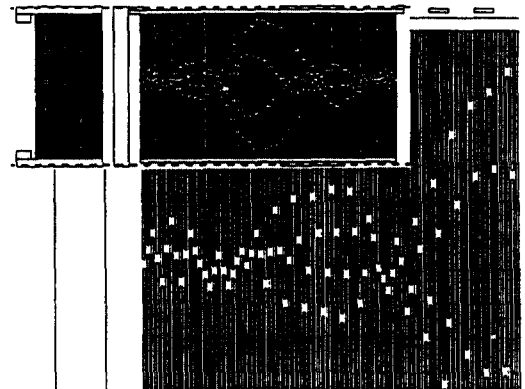


그림 5. NTSC 향 SAW PIF Filter의 전극 도면
Fig 5. Electrode Pattern of SAW PIF Filter for NTSC System

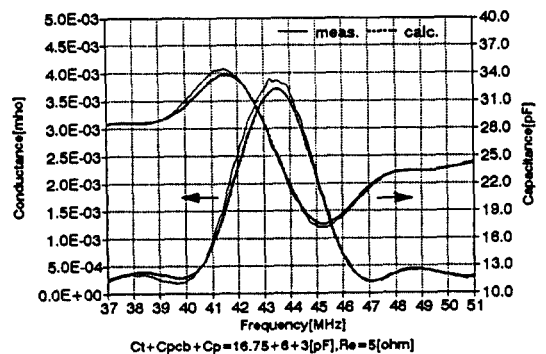


그림 6. 정류형 변환기의 전파 어드미턴스
Fig 6. Radiation Admittance on Uniform IDT

그림 6은 46개의 Split전극을 갖는 출력측 Uniform IDT에 대한 음향전기 전파 콘덕턴스와 서셉턴스의 계산치와 측정치를 비교하여 주파수 축에 대하여 Plotting한 것이다.

그림 6에서 계산치와 측정치를 비교하여 볼때, 측정된 어드미턴스에는 측정시 분리가 불가능한 등가 회로에서의 Static Capacitance와 기생 요소들이 포함되어 있으므로 어드미턴스의 계산시에도 이를 고려하여 계산하였으며 이는 측정된 결과와 잘 일치하였다.

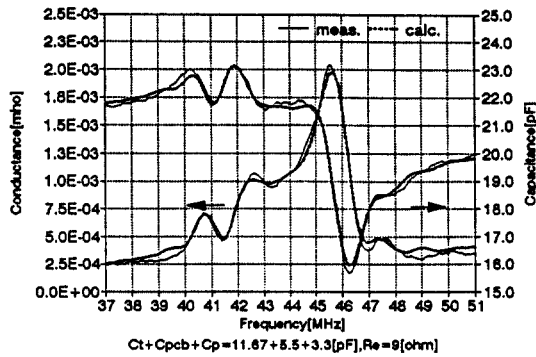


그림 7. 비정규형 변환기의 전파 어드미턴스
Fig 7. Radiation Admittance on Apodized IDT

그림 7은 식(15)에 의하여 Apodized IDT에서의 전파 콘덕턴스와 전파 서셉턴스를 계산하고, 측정하여 Plotting한 것으로 7203에서의 입력측 측정 어드미턴스와 비교하면 Simulation 결과와 매우 잘 일치함을 알 수 있다.

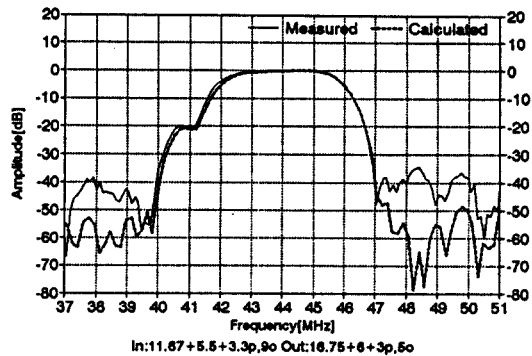


그림 8. SAW Filter에서의 탄성표면파동의 전달특성
Fig 8. Transfer Function of Surface Acoustic Wave

그림 8은 입·출력, 전극에서 각각 탄성표면파동의 전달특성을 식(14), 식(17)에 의하여 계산하고 등가 회로적으로 연결하여 필터의 전달특성을 나타낸 것으로 측정값과 비교하였다. 비교결과, 필터제조시 적용된 탄성표면파동의 속도오차에 의한 주파수 편이 (+80kHz)를 감안할 때 -40dB이하의 저지대역부 이외의 통과대역특성이 Simulation결과와 일치되었다. 저지대역에서의 오차는 탄성표면파 필터 제작시의 제작오차에 기인한 것으로 판단되나 실용상 저지대역의 감쇄도를 -40dB로 유지하므로 설계시 충분한 특성해석이 가능하다.

V. 결 론

본 연구에서는 등 간격의 전극구조를 갖는 탄성 표면파 필터의 정전계전 임피던스 해석을 통하여 탄성 표면파 필터의 입·출력 IDT에 대한 어드미턴스 특성과 전달특성을 해석하였으며 제작된 Sample의 측정치와 비교하였다.

사용된 해석방법은 인접전극의 정전계적 상호 작용을 고려한 전하분포를 Element Factor와 Array Factor로 분리함으로써 필터 구조에 따라 Array Factor만을 변화시킬 수 있도록 하였다.

음향전기 전파 서셉턴스는 전극의 전하분포로부터 계산된 전파 콘덕턴스를 직접힐버트 변환하여 얻었으며 Apodized IDT의 어드미턴스는 Multi-Track 해석방법을 통하여 다수의 Uniform IDT가 병렬연결된 것으로 계산하였다.

이러한 탄성표면파 필터의 특성해석 방법에 의하여 계산된 어드미턴스와 필터전달특성은 제작된 Sample의 측정치와 비교하여 볼 때 잘 일치하였으며 저전력부에서의 오차는 불요신호 및 제작오차에 기인하는 것으로 볼 수 있으나 CTV와 같은 적용회로에서 저지대역을 -40dB이하로 유지하므로 충분한 특성해석이 된다.

앞서 서술한 탄성표면파 필터의 특성해석 방법에 의하여 해석된 주파수 특성이 측정된 것과 일치함으로써 탄성표면파 필터의 설계단계에서 필터의 입·출력 임피던스를 Simulation하는 것이 가능하며, 이에 따라 적용회로에서의 임피던스 정합조건을 고려한 설계가 가능하게 되었다.

향후에는 임피던스 Simulation을 통하여 임피던스 정합조건을 고려한 필터의 설계가 이루어지도록 탄성표면파 필터 설계이론과 결합한 연구가 이루어져

야 할 것으로 사료 된다.

참 고 문 헌

1. W. R. Smith, H. M. Gerard, et al., "Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by Use of an Equivalent Circuit Model," IEEE Trans. Micro-wave. vol. MTT-17, pp.856-864, 1969.
2. W. R. Smith, H. M. Gerard, W. R. Jones, "Analysis and design of dispersive interdigital surface-wave transducers," IEEE Trans. Micro-wave. vol. MTT-20, pp.458-471, July 1972.
3. R. H. Tancrell and M. G. Holland, "Acoustic surface wave filters," Proc. IEEE, vol.59. pp. 393-409, Mar. 1971.
4. C. S. Hartmann, D. T. Bell and R. C. Rosenfeld, "Impulse Model Design of Acoustic Surface Wave Filters," IEEE Trans. MTT-21, pp. 162-175, 1973.
5. A. J. Bahr, R. E. Lee, "Equivalent circuit model for interdigital transducers with varying electrode widths," Electron Lett., vol.9, pp. 281-282, June 28, 1978.
6. H. Engan, "Excitation of elastic surface waves by spatial harmonics of interdigital transducers," IEEE Trans. electron Devices, vol. ED-16, pp.1014-1017, Dec. 1969.
7. W. R. Smith and W. F. Pedler, "Fundamental and Harmonic Frequency Circuit-Model Analysis of Interdigital Transducers with Arbitrary metallization Ratios and Polarity Sequences," IEEE Trans. MTT-23, pp.853-864, 1975.
8. S. Datta and B. J. Hunsinger, "Element Factor for Periodic Transducers," IEEE Trans. Sonics and Ultrason., vol. SU-27, no.1, pp.42-44, Jan, 1980.
9. D. P. Morgan, Surface Wave Devices for Signal Processing, Elsevier, 1985.
10. S. Datta, B. J. Hunsinger and D. C. Malocha, "A Generalized Model for Periodic Transducers with Arbitrary Voltages," IEEE Trans. Sonics and Ultrason., vol. SU-26, no.3, pp. 235-242, May. 1979.
11. D. C. Malocha, S. M. Richie, and B. P. Abbott, "Methods of Computer Aided Analysis and Design for Surface Acoustic Wave Devices," IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 11-21, 1971.
12. B. Lewis, P. M. Jordan, R. F. Milsom and D. P. Morgan, "Charge and Field Superposition Methods For Analysis of Generalized SAW Interdigital Transducers," IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 709-714, 1978.



李 東 度 (Dong Do Lee) 정회원
 1963년 9월 9일생
 1987년 : 연세대 전기공학과 졸업 (공학사)
 1989년 : 연세대 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)
 1992년~현재 : 연세대 대학원 전기공학과 박사과정

※주관심분야 : 이동무선 통신 및 Spread Spectrum 통신, 탄성표면파 소자 및 응용분야

鄭 榮 地 (Young Jee Chung) 正會員
 1959년 10월 22일생
 1982년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1984년 2월 : 연세대학교 전기공학과 대학원 졸업(공학석사)
 1993년 2월 : 연세대학교 전기공학과 대학원 졸업(공학박사)
 1984년 1월~1987년 7월 : 금성계전(주) 연구소
 1987년 8월~1993년 2월 : 삼성종합기술원
 1993년 3월~현재 : 한국전자통신연구소 재직중
 ※주관심분야 : 이동무선통신, Spread Spectrum 통신, 탄성표면파 소자및 그응용분야



黃金燦 (Keum Chan Whang) 正會員

1944년 7월 18일생

1967년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)

1975년 6월 : 미국 Polytechnique Institute of New York 대학원(공학석사)

1979년 6월 : 미국 Polytechnique Institute of New York 대학원(공학박사)

1979년 6월 ~ 1980년 9월 : 大田機械倉 선임연구원

1980년 9월 ~ 현재 : 延世大學校 電氣工學科 教授