

# PCS 이동통신용 SAW필터의 최적화 설계 시뮬레이션

## Optimum Design and Simulation of SAW Filters for Personal Communication Systems

정 영 지\*  
(Yeong-je Chung\*)

※이 논문은 1995년도 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음.

### 요 약

본 연구에서는 필터의 길이를 최소로 유지하면서 원하는 목표 주파수 사양을 만족하는 최적화 설계 방법을 제시하였다. 또한, 통과 대역에서의 리플과 군지연 특성을 진폭 특성과 함께 설계에 반영할 수 있는 최적화 평가함수의 고속 계산 알고리즘을 제안하였으며, 이를 설계 시뮬레이터로 구현하여 그래픽 사용자 인터페이스를 갖는 설계 시뮬레이션 Tool을 제작하였다.

제안된 최적화 설계 알고리즘과 설계 시뮬레이션 Tool은 Chip 크기 및 적용 회로의 패키지 크기가 제한적인 이동통신 기기용 SAW 필터의 설계 및 시뮬레이션 분야에 활용될 수 있을 것으로 기대되며, 이러한 최적화 설계 기술은 FPLMTS와 같은 광대역의 이동통신기기용 대역통과 필터의 설계에 적용될 수 있을 것으로 사료된다.

### ABSTRACT

A Design & Simulation Tools of Surface Acoustic Wave(SAW) Filters for Mobile Communication Systems, which is based on Optimization of Impulse Samples with Object Function of Amplitude, Ripple and Group Delay Characteristics, is developed and is also evaluated by designing and simulating the SAW IF Filter for PCS. In Optimization Process, fast calculation algorithm of Object Function is proposed.

With this Design Tools, Transversal SAW IF Filters can be easily designed under limited conditions of small chip size and package size. It may be also applicable to wide Band Pass Filters in future Communication Systems such as FPLMTS.

### I. 서 론

압전성 고체의 탄성 표면파 (SAW: Surface Acoustic Wave)를 이용한 SAW 필터는 전자 통신용 부품으로서 통신 시스템 과 신호 처리 분야로의 응용이 연구되어, 현재는 통신 분야뿐만 아니라 민생용 전자 기기의 핵심부품으로 실용화 되어지고 있다. 또한 반도체 기술의 발전에 따라 대량 생산 기술이 개발되어 저렴하면서도 고 신뢰성과 우수한 성능을 갖는 SAW 필터가 개발되어 실용화 되고 있다.

SAW 필터는 압전기판위에 인터디지털 변환기(IDT)를 설치함으로써 압전 효과에 의하여 전기적 신호를 압전 기판의 표면을 따라서 전파하는 탄성표면파로 변환하고,

여기된 탄성표면파를 출력측 변환기에서 전기적신호로 검출하는 소자이다. 이러한 탄성표면파 소자는, 변환기 전극의 기하학적인 구조에 의하여 주파수 특성이 결정되는 일종의 트랜스버설 필터로, 특정 주파수의 반송신호를 통과하도록 설정된 진폭 및 위상 특성을 갖는 대역통과 필터로 응용되고 있다. 특정한 주파수 특성을 만족하는 SAW 필터를 설계하기 위해서는 전극구조에 따라 그 주파수 특성을 예측할 수 있는 설계 시뮬레이션 과정이 필요하다. 보다 정밀한 설계 시뮬레이션을 위하여 D.C. Malocha등은 이러한 설계 시뮬레이션을 수행할 수 있도록 특하는 SAWCAD와 같은 시뮬레이션 Tool등을 개발한 바 있으나 이동통신기기용 SAW 필터의 설계에는 적합하지 못하였다.

한편, 트랜스버설형 SAW 필터의 설계 방법에는 주로 Chevichev 창함수, Kaiser 창함수 등과 같은 창함수를 이용한 설계 방법이 연구되어 왔으나 이 경우 통과대역에

\*원광대학교 컴퓨터공학과  
접수일자: 1997년 2월 6일

서의 리플을 효율적으로 억제하기가 어렵고 CDMA 방식의 이동통신시스템에서 중요한 근자연 특성을 설계에 반영할 수 없다는 단점이 있다. 또한, Remez 알고리즘에 의하여 통과대역내 리플을 완화할 수는 있으나 이 경우 역시 근자연 특성을 설계시 반영할 수 없다는 단점이 있다.

본 연구에서는 SAW 필터를 구성하고 있는 비정규형 변환기의 임펄스 모델링을 통하여 임펄스 표본을 추출하고 최적화 이론에 근거하여 이러한 임펄스 표본을 최적화 설계 시뮬레이션할 수 있는 설계 방법을 제안 한다. 특히, CDMA 이동통신시스템에서 중요한 요소인 통과 대역내 리플과 근자연 특성을 진폭 특성과 같이 설계에 반영할 수 있는 최적화 설계 알고리즘을 제안함으로써, 이동통신기에 적합한 트랜스버설형 SAW 필터를 설계 시뮬레이션하고자 한다. 또한, 이러한 최적화 설계 시뮬레이션 방법을 통하여 설계자가 손쉽게 CDMA 방식의 이동통신기기용 SAW 필터를 설계할 수 있도록 그래픽 사용자 인터페이스를 갖는 SAW 필터의 설계 시뮬레이션 Tool을 제작하였다.

그리고, 이동통신기기용 SAW 필터의 Chip 크기를 고려하여 임펄스 표본 수를 최소화하면서 필터의 설계가 가능하도록, 정규형 및 비정규형 변환기의 임펄스 표본 수에 따른 시뮬레이션을 통하여 최소 설계 임펄스 표본의 수를 설정하고, PCS 이동통신시스템에서 사용할 수 있는 SAW 대역통과 필터를 설계 시뮬레이션함으로써 제작된 설계 시뮬레이션 Tool을 검증하고, 그 성능을 분석하고자 한다.

II. 탄성표면파 필터의 최적화 설계 이론

탄성표면파 필터를 설계하기 위해서는, 변환기 전극의 길이, 변환기 전극의 폭 그리고 핑거 전극의 최소 선폭 등과 같이 제작에 따른 전극 구조의 제한 조건하에서, 주어진 사양을 만족하는 필터의 전극구조를 설계할 수 있어야 한다. 특히, CDMA 방식의 PCS 이동통신에 적용하기 위해서는 우수한 근자연 특성 및 리플 특성을 얻어야 하기 때문에 임펄스 샘플의 최적화 설계 방법은 매우 적합한 설계 방법이라고 할 수 있다.

2.1 탄성표면파 필터의 설계이론

이동통신기기용 중간주파 필터와 같이 광대역, 대칭형의 진폭 특성 및 위상 특성을 갖는 필터를 설계하기 위해서는 대칭형의 필터를 설계하는 것이 일반적이지만, 델타함수에 의하여 설계된 필터의 설계오차를 보정하고, 탄성표면파동의 물리적인 특성을 고려하기 위해서는 비대칭형의 임의 진폭 및 위상특성을 갖는 필터의 설계방법이 필요하다.

그림 1과 같은 비대칭의 진폭특성을 갖는 필터의 주파수 특성을  $H(\omega)$ 라 하고,  $H_1(\omega)$ ,  $H_2(\omega)$ 를 각각  $H(\omega)$ 의 양의 주파수 특성 및 음의 주파수 특성이 라고 하면

$$H(\omega) = H_1(\omega) + H_2(\omega) \tag{1}$$

와 같이 표시된다.

$H_1(\omega)$ 와  $H_2(\omega)$ 의 중심주파수를 원점으로 이동한 기저대역 변환된 주파수 응답을 각각  $H_{11}(\omega)$ 과  $H_{12}(\omega)$ 라 하면, 이들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_{11}(\omega) = H_1(\omega + \omega_0), H_{12}(\omega) = H_2(\omega - \omega_0) \tag{2}$$

식 (2)을  $H_p(\omega)$ 와  $H_q(\omega)$ 의 관계식으로 다시 정리하면

$$H_p(\omega) = \frac{H_{11}(\omega) + H_{12}(\omega)}{2}, H_q(\omega) = \frac{H_{12}(\omega) - H_{11}(\omega)}{2j} \tag{3}$$

이다. 이 수식을 역프리에 변환하여 보면 기저대역에서의 임펄스 응답을 각각 얻을 수 있다.

$$h_{11}(t) = F^{-1} [H_{11}(\omega)] = h_p(t) - jh_q(t) \tag{4}$$

그러므로 설계하고자 하는 필터의 주파수 응답  $H(\omega)$ 의 임펄스 응답은 식 (5)와 같다.

$$h(t) = F^{-1} [H_1(\omega) + H_2(\omega)] = 2h_p(t) \cos \omega_0 t + 2h_q(t) \sin \omega_0 t \tag{5}$$

필터의 임펄스 응답  $h(t)$ 를 표본화하여 탄성표면파 소자로 구현하는 방법으로는 중심주파수의 4배수에 해당하는 주파수로 등간격 표본화하는  $4f_0$  표본화 방법이 있는데 핑거전극 폭이 탄성표면파 파장의 1/8이 되므로 전극간 파동의 반사를 억제할 수 있다. 또한,  $2f_0$  표본화에서는  $h_q(t) \sin \omega_0 t$ 가 항상 0 인데 반하여  $4f_0$  표본화에서는

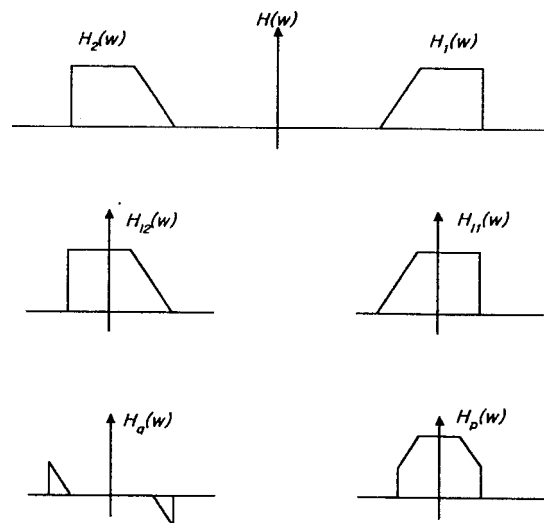


그림 1. 비대칭형 대역통과 필터의 주파수 응답

$h_p(t)$ 와  $h_q(t)$ 의 표본값이 평가전극 위치에 따라 교대로 나타나므로, 비대칭형 대역통과 필터에 적합하다.

2.2 주파수 축 및 시간 축상에서의 최적화 설계 이론

필터의 임펄스 응답이 시간제한 되었다면 표본화 정리에 의하여  $H_{11}(\omega)$ 를 표본화 함수  $E(\omega)$ 와 표본값  $A(n\Delta\omega)$ 로 전개하고 유한항으로 근사하면 다음과 같다.

$$H_{11}(\omega) = \sum_{n=-N}^N A(n\Delta\omega)E(\omega - n\Delta\omega) \quad (6)$$

여기서,  $\Delta\omega$ 는 표본화 간격이다.

통상  $E(\omega)$ 로는  $\sin(\omega)/\omega$ 가 사용되며, 유한개의 주파수 표본  $A(n\Delta\omega)$ 에 의하여 필터의 임펄스 응답 역시 유한장이 된다. 표본화 함수  $E(\omega)$ 가 결정되면, 필터의 주파수 특성은 필터의 길이에 해당하는 임펄스 표본의 개수와 평가 전극간 거리인 표본화 간격을 고려하여 복소 주파수 표본  $A(n\Delta\omega)$ 를 최적화 하는 문제로 귀착되며, 이는 시간 축 표본화 방법과 최적화 과정을 통하여 최적화된 복소 주파수 표본을 얻을 수 있다.

필터의 임펄스 응답,  $h_{11}(t)$ 가  $\Omega$ -대역 제한되도록 가져 대역 변환된 필터의 주파수 특성  $H_{11}(\omega)$ 와 대역 제한폭  $\Omega$ 를 적절하게 선택하고, 탄성표면파 필터로 구현하기 위하여 유한한 길이를 갖는 임펄스 표본을 취하면, 시간 축상에서는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_{BL}(t) = \sum_{n=-N}^N h_{11}\left(\frac{n\pi}{\Omega}\right) \frac{\sin(\Omega t - n\pi)}{\Omega t - n\pi} \quad (7)$$

여기서,  $h_{11}\left(\frac{n\pi}{\Omega}\right) = h_p\left(\frac{n\pi}{\Omega}\right) - jh_q\left(\frac{n\pi}{\Omega}\right)$ 이고,  $N$ 은

$$\frac{\Omega TN}{\pi} - 1 < N \leq \frac{\Omega TN}{\pi}$$

를 만족하는 정수이다.

일반적으로  $\Omega$  ( $\omega_0$ 로 선택하기 때문에, 최적화의 대상이 되는  $2N+1$ 개의 복소 최적화 변수  $h_{BL}(n\pi/\Omega)$ 의 개수를 평가전극의 개수 이하로 설정하여 대역 통과 필터의 임펄스 응답을 구하는 것이 가능하며, 탄성표면파 필터로 구현할때 제작상의 제한 조건인 임펄스의 길이를 최소화할 수 있다.

2.3 임펄스 표본의 최적화와 평가함수

대역제한된 임펄스 표본의 최적화 과정은, 원하는 주파수 특성을 갖는 최적화된 주파수 표본을 갖도록  $2N+1$ 개의 복소 임펄스 표본  $h_{BL}(n\pi/\Omega)$ 을 얻는 과정이다.

최적화 과정에서는 진폭, 위상특성이 반드시 사양점 또는 사양의 범위를 통과하도록 하기 위하여, 그 사양 범위를 벗어난 오차의 제곱에 대한 총합으로 평가함수를 설정하고, 평가함수를 최소자승방법을 통하여 최소화 함으로써 필터가 원하는 주파수 특성을 갖도록 복소 임펄스 표본을 최적화한다. 또한, 진폭특성이나 위상특성 이

외에도 CDMA 방식의 PCS 이동통신시스템의 대역통과 필터에서 매우 중요한 리플특성과 군지연 특성을 고려함으로써 필터의 주파수 특성을 개선할 수 있는 평가함수를 설정한다.

대역통과 필터의 한 예로서 CDMA 방식의 PCS 이동통신시스템용 중간주파수 필터의 경우, 진폭특성과 군지연 특성이 허용범위를 통과하도록 사양이 주어진다. 표 1에는 사양점과 허용 범위를 간략히 표시하였으며, 이러한 사양을 만족하는 충실한 설계가 이루어 지도록 평가 함수와 제약조건을 설정하는 것이 필요하다.

표 1. 중간주파수 필터의 주파수 사양

	진폭 특성	위상 특성	군지연 특성	리플 특성	군지연미분 특성
사양점	$A_s(k) \quad k \in M_A$	$\theta_s(k) \quad k \in M_\theta$	$\tau_s(k) \quad k \in M_\tau$	$R_s(k) \quad k \in M_R$	$r_s(k) \quad k \in M_r$
허용상한	$A_{su}(k) \quad k \in M_{Au}$	$\theta_{su}(k) \quad k \in M_{\theta u}$	$\tau_{su}(k) \quad k \in M_{\tau u}$		
허용하한	$A_{sl}(k) \quad k \in M_{Al}$	$\theta_{sl}(k) \quad k \in M_{\theta l}$	$\tau_{sl}(k) \quad k \in M_{\tau l}$		

표 1에서  $(M_A, M_{AU}, M_{AL}), (M_\theta, M_{\theta U}, M_{\theta L}), (M_\tau, M_{\tau U}, M_{\tau L}), (M_R, M_{RU}, M_{RL}), (M_r, M_{rU}, M_{rL})$ 은 각각 필터의 진폭특성, 위상 특성, 군지연 특성, 리플특성, 군지연 1차 미분 특성의 사양으로 선택되어진 표본점의 부분집합을 의미한다.

복소 임펄스 표본의 최적화의 문제는 결국 주파수 응답이 허용범위를 초과하지 않아야 한다는 조건하에서, 사양의 중앙값으로부터 떨어진 오차의 제곱합을 최소화 하는 문제이다. 최적화 문제를 풀기 위하여, 실제로 임펄스 표본에 의해 실현 가능한 주파수 응답을

$$H(k) = A(k) \exp(-j\theta(k)) = R(k) + jX(k); k=0, 1, \dots, M-1 \quad (8)$$

라 하면, 사양점의 오차 및 사양 범위에 대한 제약 조건을 식 (9), 식 (10)의 목표 평가함수와 페널티 평가함수로 표현함으로써 비제약조건 최적화 문제로 변형할 수 있다.

$$F(k) = F_T(k) + F_P(k) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} F_T(k) &= F_{TA}(k) + F_{TP}(k) + F_{TG}(k) + F_{TR}(k) + F_{TG1}(k) \\ &= \sum_{k \in M_A} a(k) \left( \frac{A(k)}{A_s(k)} - 1 \right)^2 + \sum_{k \in M_\theta} b(k) (\theta(k) - \theta_s(k))^2 \\ &\quad + \sum_{k \in M_\tau} c(k) (\tau(k) - \tau_s(k))^2 + \sum_{k \in M_R} d(k) \left( \frac{R_s(k)}{R(k)} - 1 \right)^2 \\ &\quad + \sum_{k \in M_r} e(k) \left( \frac{\partial \tau(k)}{\partial k} \right)^2 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} F_P(k) &= F_{PA}(k) + F_{PP}(k) + F_{PG}(k) \\ &= \sum_{k \in M_{Au}} a_U(k) \left[ \left( \text{MAX} \left( 1, \frac{A(k)}{A_{su}(k)} \right) - 1 \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k \in M_{Al}} a_L(k) \left[ \left( \text{MAX} \left( -1, \frac{A(k)}{A_{sl}(k)} - 2 \right) - 1 \right)^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{k \in M_{\theta u}} b_U(k) \left[ \left( \text{MAX}(\theta(k), \theta_{su}(k)) - \theta_{su}(k) \right)^2 \right. \right. \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{k \in M_{\theta}} b_L(k) [(\text{MIN}(\theta(k), \theta_{SL}(k))) - \theta_{SL}(k)]^2 \quad (11) \\
 & + \sum_{k \in M_{\tau}} c_U(k) [(\text{MAX}(\tau(k), \tau_{SU}(k))) - \tau_{SU}(k)]^2 \\
 & + \sum_{k \in M_{\alpha}} c_L(k) [(\text{MIN}(\tau(k), \tau_{SL}(k))) - \tau_{SL}(k)]^2
 \end{aligned}$$

여기서,  $F_{TA}$ ,  $F_{TP}(k)$ ,  $F_{TG}(k)$ ,  $F_{TR}(k)$ ,  $F_{TO}(k)$ 는 진폭, 위상, 군지연 시간, 리플, 군지연 시간 1차 미분항에 대한 목표 평가함수를 각각 나타내며,  $F_{PA}(k)$ ,  $F_{PP}(k)$ ,  $F_{PG}(k)$ 는 진폭, 위상, 군지연 시간의 페널티 평가함수를 각각 나타낸다.

본 논문에서는 Conjugate Gradient 방법에 비하여 메모리량은 많이 차지하지만 변수가 많은 함수의 최소점을 효과적으로 찾는 Fletcher Powell의 FMFP 알고리즘을 사용하여 평가함수를 최소로 하는 임펄스 표본을 결정한다. 식 (11)에서 보는 바와 같이 평가함수의 값을 구하기 위해서는 먼저 식 (12)의  $R(k) + jX(k)$ 의 값을 구해야 한다. 이는 다음의 고속 푸리에 변환(FFT)을 사용하여 쉽게 계산할 수 있다.

$$R(k) + jX(k) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} (p_n - jq_n) W_M^{-kn} \quad (12)$$

여기서,  $W_M = \exp(j2\pi/M)$ 이며, 최적화 변수의 개수는  $2N + 1$ 이 되고 FFT의 표본수는  $M$ 이 된다.

같은 방법으로 위상 특성의 주파수축에 대한 1차 미분인 군지연 특성이나 진폭 특성의 주파수축에 대한 2차 미분인 리플 특성에 대한 평가함수 역시 FFT를 통해 고속으로 그 계산이 가능하다.

평가함수를 최소화하는 대상이 되는 변수는 식 (12)에 표현된  $\theta$ 이 아닌  $2N + 1$ 개의 복소 임펄스 표본  $(p_n - jq_n)$ 이므로 FMFP 알고리즘에 필요한 도함수 벡터는 각각  $2N + 1$ 개의  $\partial F(k)/\partial p_n$ 와  $\partial F(k)/\partial q_n$ 로 이루어진다. 식 (9)로부터  $\partial F(k)/\partial p_n$ 는 다음과 같다.

$$\frac{\partial F}{\partial p_n} = \frac{\partial F_T}{\partial p_n} + \frac{\partial F_P}{\partial p_n} \quad (13)$$

식 (10)로부터  $\partial F_{TA}/\partial p_n$ ,  $\partial F_{PA}/\partial p_n$ 는 각각 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial F_{TA}}{\partial p_n} = \sum_{k \in M_A} 2a(k) \left( \frac{A(k)}{A_S(k)} - 1 \right) \frac{1}{A_S(k)} \frac{\partial A(k)}{\partial p_n} \quad (14)$$

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial F_{PA}}{\partial p_n} &= \sum_{k \in M_{AU}} 2a_U(k) \left( \frac{A(k)}{A_S(k)} \right) \frac{1}{A_{SU}(k)} \frac{\partial A(k)}{\partial p_n} \quad (15) \\
 &+ \sum_{k \in M_{AL}} 2a_L(k) \left( \frac{A(k)}{A_S(k)} - 2 \right) \frac{1}{A_{SL}(k)} \frac{\partial A(k)}{\partial p_n}
 \end{aligned}$$

여기서,  $\partial A(k)/\partial p_n$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\partial A(k)}{\partial p_n} = \frac{1}{A(k)} \left\{ R(k) \text{Re} \left[ \frac{1}{M} W_M^{-kn} \right] - X(k) \text{Im} \left[ \frac{1}{M} W_M^{-kn} \right] \right\} \quad (16)$$

같은 방법으로  $\frac{\partial F_{TG}}{\partial p_n}$ ,  $\frac{\partial F_{PG}}{\partial p_n}$ 를 각각 구하고, 사양으로 선택되어진  $M$ 의 부분집합  $(M_A, M_{AU}, M_{AL})$ ,  $(M_T, M_{TU}, M_{TL})$ 을 적용하여 실수부와 허수부로 나누어 정리하면 다음과 같은 형태가 된다.

$$\begin{aligned}
 & \frac{\partial F_{TA}}{\partial p_n} + \frac{\partial F_{TG}}{\partial p_n} + \frac{\partial F_{PA}}{\partial p_n} + \frac{\partial F_{PG}}{\partial p_n} \\
 &= \text{Re} \left[ \frac{1}{M} \sum_{k \in M} \left\{ W_1(k) R(k) + W_2(k) \right. \right. \\
 & \left. \left. \left( V_1(k) + V_3(k) 2\pi \frac{1(n)}{M} \right) \right\} W_M^{-kn} \right] \quad (17) \\
 & - \text{Im} \left[ \frac{1}{M} \sum_{k \in M} \left\{ W_1(k) X(k) + W_2(k) \right. \right. \\
 & \left. \left. \left( V_2(k) - V_4(k) 2\pi \frac{1(n)}{M} \right) \right\} W_M^{-kn} \right]
 \end{aligned}$$

$\partial F/\partial q_n$ 는 식 (17)을 구하는 방법과 동일한 과정을 통하여 식 (18)과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & \frac{\partial F_{TA}}{\partial q_n} + \frac{\partial F_{TG}}{\partial q_n} + \frac{\partial F_{PA}}{\partial q_n} + \frac{\partial F_{PG}}{\partial q_n} \\
 &= -\text{Im} \left[ \frac{1}{M} \sum_{k \in M} \left\{ W_1(k) R(k) + W_2(k) \right. \right. \\
 & \left. \left. \left( V_1(k) + V_3(k) 2\pi \frac{1(n)}{M} \right) \right\} W_M^{-kn} \right] \quad (18) \\
 & \text{Re} \left[ \frac{1}{M} \sum_{k \in M} \left\{ W_1(k) X(k) + W_2(k) \right. \right. \\
 & \left. \left. \left( V_2(k) - V_4(k) 2\pi \frac{1(n)}{M} \right) \right\} W_M^{-kn} \right]
 \end{aligned}$$

여기서, 식 (17)와 식 (18)의  $[\ ]$ 은 각각 1회의 FFT에 해당하는데 공통항을 고려하면 2회의 FFT 조작에 의하여 고속으로 연산 처리할 수 있다. 이러한 최적화 방법에 의하면, 제작에 따른 제한 조건인 임펄스의 길이를 최소로 유지하면서 원하는 필터의 사양을 만족하는 대역제한된 임펄스 표본  $p_n - jq_n$ 의 최적치를 구할 수 있다. 최적화에 의하여 얻어진  $p_n - jq_n$ 으로부터 입력측 변환기의 기저대역 변환된 임펄스 응답은 내삽법에 의하여 식 (7)로부터 얻을 수 있으며, 식 (5)에 의하여 통과대역으로 변조된 변환기의 임펄스 응답을 얻을 수 있다.

### III. SAW 필터의 최적화 설계 시뮬레이터 제작 및 설계 시뮬레이션

#### 3.1 Filter 설계 Tool의 제작

탄성표면과 필터 설계 및 시뮬레이션 Tool은 2장에서 기술한 탄성표면과 필터의 최적화 설계 방법을 프로그래밍하여 Windows 방식의 그래픽 사용자 인터페이스를 갖는 설계 Tool로서 구현하였다. 이러한 SAW 필터 설계

Tool에 의한 설계 흐름도는 그림 2와 같다. 설계 흐름도에서 보는 바와 같이, 탄성표면과 필터를 설계하는데 있어서 설계 사양점의 중요도 및 허용 범위를 고려하고, 효율적으로 필터의 설계 시뮬레이션을 수행하기 위해서 가중계수 (weighting coefficients)를 설정하게 된다. 가중계수는 필터의 설계 시뮬레이션에서 설계 시뮬레이션 결과에 따라 변경할 수 있는 수단이 되며 원하는 주파수 특성을 얻기 위하여 재설정하게 된다.

그림 3은 제작된 설계 시뮬레이션 Tool의 그래픽 사용자 인터페이스의 예이며 설계 시뮬레이션 Tool의 소프트웨어 모듈의 구성은 다음과 같다.

- ① 탄성표면과 필터의 사양 입력 모듈(Filter Specification)
- ② 임펄스 표본에 의한 평가함수 계산 및 최적화 설계 모듈(Calculate Object Fn. & Optimization)
- ③ 내삽법에 의한 전극 구성 임펄스 표본 추출 모듈(Interpolation)
- ④ 전극 패턴 설계 모듈(Electrode Construction)의 예

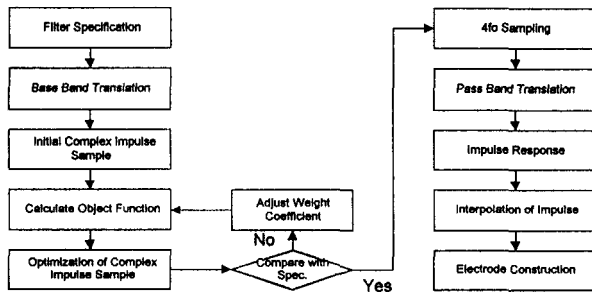


그림 2. 설계 Flow chart

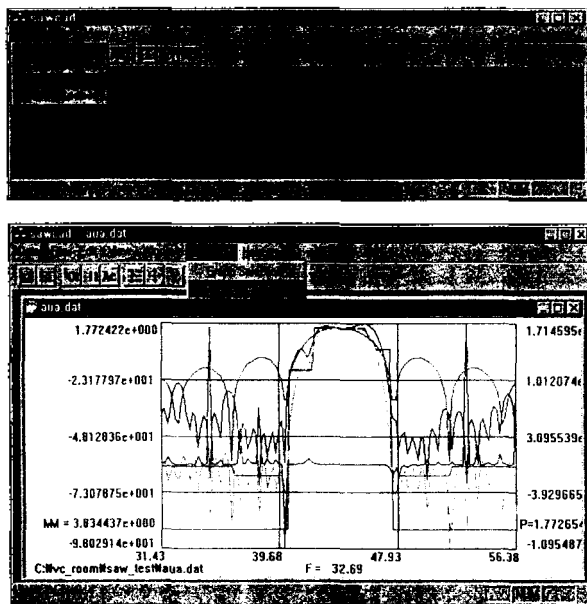


그림 3. SAW 필터 설계 시뮬레이션 Tool의 그래픽 사용자 인터페이스의 예

3.2 PCS용 SAW 필터의 설계 시뮬레이션

제작된 탄성표면과 필터의 설계 시뮬레이션 Tool을 이용하여 설계하고자 하는 대칭구조의 대역 통과 필터인 CDMA 방식의 PCS 이동통신시스템용 탄성 표면과 IF Filter에 대한 사양은 표 2와 같다.

표 2. CDMA IF Filter의 목표 사양

설계변수 항목	Typical	Units
Center Frequency	85.38	MHz
Insertion Loss	< 17	dB
5dB Bandwidth	> 1.26	MHz
33dB Bandwidth	> 1.8	MHz
저지대역감쇄	> 45	dB
Group Delay Variation	< 50	nsec
통과대역 Ripple	< 0.8	dB

일반적으로 탄성표면과 필터를 설계하는 방법에는 입력측 변환기를 비정규형, 변환기로 하고 출력측 변환기를 정규형 변환기로 하는 경우와 입력측 변환기를 모두 비정규형 변환기로 설계한 후 Withdrawal Weighted 변환기로 구성하는 방법이 있다. 본 연구에서는 최적화 설계 과정을 확인하고 임펄스 표본 수를 최소로 유지한 상태에서 SAW 필터의 설계가 가능한 것을 보이기 위하여 정규형 변환기와 비정규형 변환기로 구성된 SAW 필터를 설계하였다.

한편, CDMA 방식의 PCS 이동통신시스템용 탄성 표면과 필터를 설계하기 위해서는 제작되는 탄성표면과 필터의 Chip 크기를 최소화해야 할 뿐만 아니라, 저손실형 필터의 구현을 위하여 핑거 전극이 놓이는 임펄스 표본의 수를 최소화 하도록 임펄스 표본의 최적화 설계가 필요하다. 또한, 최적의 설계 변수를 설정하기 위하여 핑거 전극이 놓이는 임펄스 표본 수에 따라 최적화 설계된 필터의 특성 변화를 고찰할 필요가 있다. 이에 따라 제작된 탄성표면과 필터의 설계 시뮬레이션 Tool을 이용하여 CDMA 방식의 PCS 이동통신시스템용 탄성표면과 필터를 설계 시뮬레이션하였으며 시뮬레이션시의 설계변수는 표 3에 요약하였다.

설계기종의 선택은 설계할 임펄스 응답의 대역 제한 폭( $\Omega$ )에 따라서 설정하였으며, 각 기종별 설계 변수의 설정은 실제 필터 제작시 SMT 패키지 크기를 고려한 필터

표 3. CDMA 방식 PCS 이동통신용 탄성표면과 필터의 설계변수

설계변수	설계기준	CDMA-25	CDMA-16.67	CDMA-12.5
대역제한 폭 ( $\Omega$ )		F <sub>0</sub> /25	F <sub>0</sub> /16.67	F <sub>0</sub> /12.5
최적화 표본수*		29쌍	29쌍/33쌍/35쌍	29쌍
통과주파수 Apod.		85.38MHz	85.38MHz	85.35MHz
Unif.		85.38MHz	85.38MHz	85.35MHz
Unif. IDT 쌍수		158쌍/64쌍/22쌍	140쌍	158쌍
Apod. IDT 배치형태		비경사형	비경사형	비경사형
Apod. IDT 구성형태		진폭변조형	진폭변조형	진폭변조형

\* 최적화 임펄스 표본수는 최소 임펄스 표본수를 나타냄.

의 Chip 크기와 최소 임펄스 표본 수에 따른 최적화 성능 분석을 위하여 비정규형 변환기의 최적화 임펄스 표본 수와 정규형 변환기의 핑거 전극쌍 수를 설계 변수로 설정하였다.

3.3 설계 시뮬레이션 결과 및 고찰

본 연구에서 제안된 최적화 설계 방법과 이를 근거로 제작된 설계 시뮬레이션 Tool의 최적화 설계 성능을 검토하기 위하여 정규형 및 비정규형 변환기에 대한 임펄스 표본 수의 변화에 따른 주파수 특성을 설계, 시뮬레이션하였다.

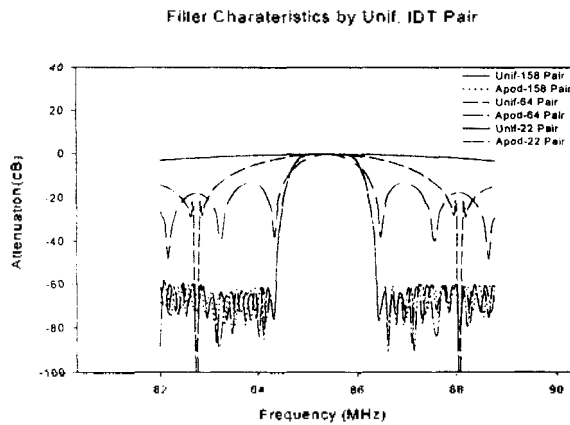


그림 4. 정규형 변환기의 핑거 전극수에 따른 필터의 주파수 특성



그림 5. 핑거 전극 쌍수에 따른 정규형 변환기의 길이 비교

그림 4에서 보는 바와 같이, 출력측 정규형 변환기의 핑거 전극 쌍수를 158쌍, 64쌍, 22쌍으로 변화하면서 필터의 최적화 설계 시뮬레이션을 수행하였을 때, 정규형 변환기의 핑거 전극 수에 관계없이 PCS용 SAW 필터의 주파수 특성을 최적화 설계 과정에 의하여 얻을 수 있었다. 이것은 정규형 변환기의 임펄스 표본수를 변화하더라도 최적화 과정을 통하여 비정규형 변환기의 임펄스 표본을 최적화하기 때문에 필터의 주파수 특성에는 영향을 미치지 않는다고 할 수 있다. 그림 5는 그림 4에서

SAW 필터의 Chip 크기를 고려하여, 시뮬레이션 환경규형 변환기를 전극으로 구성하였을 때의 크기를 비교한 것이다.

한편, SAW 필터는 입력측 변환기로 구성되는데, 일반적으로 정규형 변환기는 출력측 변환기로, 비정규형 변환기는 입력측 전극으로 사용된다. 그림 6은 입력측으로 사용되고 필터의 주파수 특성을 결정하며, 최적화 설계 과정에서 임펄스 표본의 최적화가 이루어지는 비정규형 변환기에 대한 임펄스 표본 수의 변화에 따른 주파수 특성을 시뮬레이션한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 최적화 임펄스 표본 수에 따라 필터의 주파수 특성 중 저지대역의 저지 감쇄도에 영향을 주는 것을 알 수 있다. 이는 최적화 과정을 통하여 최적화된 임펄스 표본을 얻는 난이도를 의미한다. 즉, 동일한 주파수 특성을 얻는데 있어서 최적화 임펄스 표본의 수가 적을수록 최적화 과정을 통하여 우수한 주파수 특성을 얻는데 한계가 있다는 것을 의미한다. 그러므로 최적화 설계 방법을 통하여 SAW 필터를 설계할 때에는 Chip 크기와 적용 분야에서 요구되는 주파수 특성을 고려하여 이러한 최적화 임펄스 표본 수가 최소가 되도록 설정하는 것이 중요하다. 이는 소형, 경량화되고 있는 이동통신기용 SAW 필터를 제작할 때 Chip의 크기와 적용 회로에 수용 가능한 패키지 크기가 제한적이기 때문이다. 그림 7은 비정규형 변환기의 최적화 임펄스 표본 수를 변화하였을 때의 필터의 길이를 비교한 것이다.

그림 8은 이러한 최적화 시뮬레이션 과정을 통하여 목표 주파수 특성을 얻을 수 있는 최소 임펄스 표본 수와 대역제한 폭을 적용하여 설계된 PCS 이동통신시스템용 SAW 중간주파수 필터의 설계 시뮬레이션 결과이다. 그림에서 보는 것과 같이 PCS 이동통신시스템에서 요구 사양을 만족하는 주파수 특성을 보이고 있다.

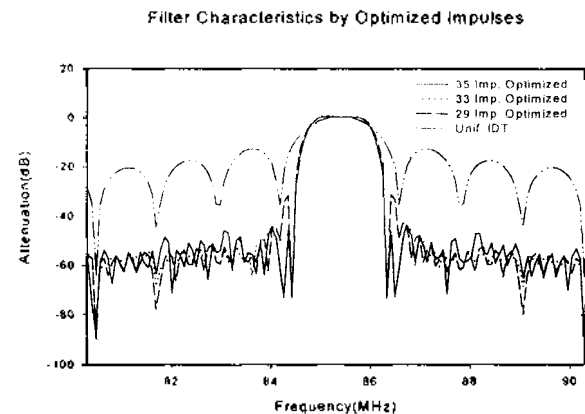


그림 6. 비정규형 변환기의 임펄스 표본수에 따른 필터의 주파수 특성

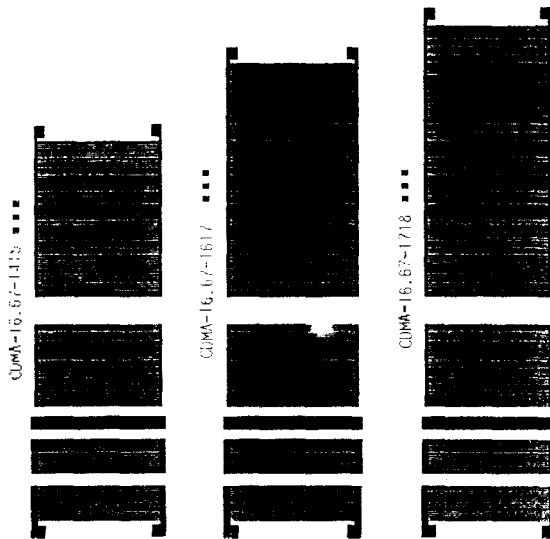


그림 7. 최적화 임펄스 표본수에 따른 비정규형 변환기의 크기 비교

시스템용 SAW 필터의 설계 시뮬레이션에서는, 정규형 변환기의 평균 전극 수를 변화하였을 때 정규형 평지 전극의 쌍수에 관계없이 PCS용 SAW 필터의 목표 사양을 만족하는 임펄스 표본의 최적화 설계를 확인할 수 있었다. 또한, 필터의 주파수 특성을 좌우하는 비정규형 변환기의 임펄스 표본의 수에 따른 최적화 시뮬레이션에서는 비정규형 변환기의 임펄스 표본 수에 의하여 저지대역에서의 저지 감쇄도에 영향을 미치는 것을 알 수 있었으며, Chip 크기와 목표 주파수 특성을 고려하여 최소 임펄스 표본 수를 유지하는 것이 필요하고 설계 시뮬레이션을 통하여 최소 임펄스 표본 수를 추출할 수 있다는 것을 보였다.

본 연구에서 제안된 최적화 설계 알고리즘과 설계 시뮬레이션 Tool은 Chip 크기 및 적용 회로의 패키지 크기가 제한적인 이동통신기기용 SAW 필터의 설계 및 시뮬레이션 분야에 활용될 수 있을 것으로 기대되며, 이러한 최적화 설계 기술은 FPLMTS와 같은 광대역의 이동통신기기용 대역통과 필터의 설계에 적용될 수 있을 것으로 사료된다.

Filter Characteristics for PCS

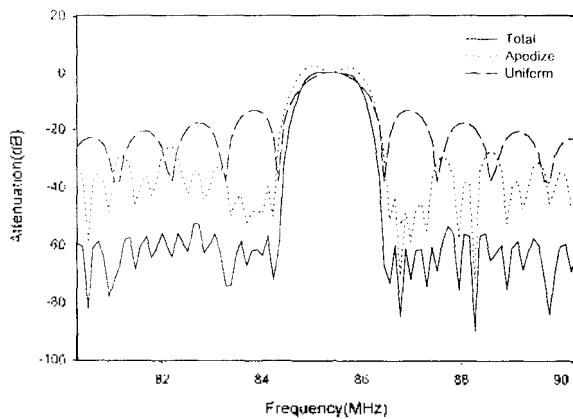


그림 8. PCS 이동통신시스템용 SAW 중간주파수 필터의 주파수 특성

참 고 문 헌

1. S.M. Richie, C.D. Bishop and D.C. Malocha, "SAW Filter Computer Aided Design Workstation," Ultrasonic Symposium Proceedings, pp. 85-89, 1976.
2. S.M. Richie, M.J. Mccollister and D.C. Malocha, "Development of Rule Base for a Design Automation System for SAW Filters Using Bidirectional Transducers," Ultrasonic Symposium, pp. 155-158, 1990.
3. L.R. Rabiner "Techniques for Designing Finite Duration Impulse-Response Digital Filters," IEEE Trans. Technol. Vol COM-19, pp. 188-195, Apr. 1971.
4. T. Kodama, "Optimization Techniques for SAW Filter Design." in IEEE Ultrasonic Symposium Proceedings, pp. 522-526, 1979.
5. Toshkaju Kodama, "彈性表面波 フィルタの最適設計法," 電子通信學會論文誌 '79/9, Vol. J62-C, No. 9, pp. 613-620.
6. C. Ruppel, E. Ehrmann-Falkenau, H.R. Stockoer, R. Veith "Optimum Design of SAW Filters by Linear Programming," in IEEE Ultrasonics Symp. Proc., pp.23-26, 1983.
7. 정영지, "탄성표면파 필터의 최적화 설계와 준정근사 해석," 박사학위논문, 연세대학교 대학원, 1993.
8. 정영지 외, "최적화 기법을 이용한 저손실형 IF 필터의 설계," 연구보고서, 원광대학교, 1996.

IV. 결 론

PCS 시스템과 같이 소형, 경량화를 추구하는 이동통신기기용 SAW 필터를 제작할 때 적용 패키지 크기를 고려하여 필터의 길이를 최소화하는 것은 매우 중요하다. 이러한 점에서 본 연구에서는 필터의 길이를 최소로 유지하면서 원하는 목표 주파수 사양을 만족하는 최적화 설계 방법을 제시하였다. 또한, 통과 대역에서의 리플과 균지면 특성을 진폭 특성과 함께 설계시 반영할 수 있는 최적화 평가함수의 고속 계산 알고리즘을 제안하였으며, 이를 설계 시뮬레이터로 구현하여 그래픽 사용자 인터페이스를 갖는 설계 시뮬레이션 Tool을 제작하였다.

제작된 설계 시뮬레이션 Tool을 이용한 PCS 이동통신

▲정 영 지(Yeongjee Chung)

- 1978년 3월~1982년 2월:연세대학교 전기공학과(학사)
  - 1982년 3월~1984년 2월:연세대학교 전기공학과(석사)
  - 1984년 3월~1993년 2월:연세대학교 전기공학과(박사)
  - 1984년 1월~1987년 7월:금성계전(주) 연구소(주임연구원)
  - 1997년 7월~1993년 2월:삼성종합기술원 소재부품연구소(선임연구원)
  - 1993년 3월~1995년 2월:한국전자통신연구소 이동통신 기술연구단 무선제어연구실(선임연구원)
  - 1995년 3월~현재:원광대학교 컴퓨터공학과 조교수
- ※주관심분야:탄성표면파 필터 설계, 디지털 신호처리, 이동통신 및 위성통신시스템업.