한국음향학회지 제20권 제5호 pp. 69~75 (2001)

탄성표면파 필터의 성능 개선을 위한 임피던스 정합의 해석적 방법

Impedance-matching Method Improving the Performance of the SAW Filter

이 영 진*, 이 승 희**, 노 용 래***
(Youngjin Lee*, Seunghee Lee**, Yongrae Roh***)

*대구과학대학 정보전자통신계열, **경북대학교 센서공학과, ***경북대학교 기계공학부
(접수일자: 2001년 2월 9일; 수정일자: 2001년 4월 10일; 채택일자: 2001년 6월 20일)

본 연구에서는 일반적인 1, 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합회로를 간단하고 빠르게 구할 수 있는 새로운 방법을 제시하였다. 먼저 임피던스 정합 대상인 1단자쌍 또는 2단자쌍 회로망에 인덕터와 캐패시터의 조합으로 이루어진 임의의 L-회로망 형태의 정합회로가 포함된 전체 회로망 구조를 설정하고, 이 구조에 대한 전송행렬을 계산한 뒤에 회로망 양단의 부하저항 조건을 적용하여 전체 회로망의 입출력 임피던스를 구하였다. 이 식으로부터 정합용 소자의 정확한 값을 연립방정식을 이용하여 계산하였다. 본 연구의 타당성을 검증하기 위해 CDMA (code division multiple access)용 소자로 널리 사용되는 중간주파수 대역 withdrawal 가중형 SAW 필터에 본 연구에서 제시한 방법을 적용하여 임피던스 정합 전후의 특성변화를 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하였다. 그 결과 85.38 MHz의 중심주파수에서 비대역폭이 1.2 %, 삽입손실이 29 dB, VSWR (voltoge standing wave ratio)이 80인 필터를 본 연구방법을 이용하여 정합한 경우에 각각의 성능이 1.8 %, 9 dB, 3으로 향상됨을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다. 본 연구결과는 SAW (surface acoustic wave) 디바이스의 정합에 매우 용이하게 이용될 수 있을 뿐만 아니라 다른 형태의 1, 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합에도 널리 사용될 수 있다.
핵심용어: 탄성표면파 필터, 임피던스 정합, 정합회로
투고분야: 초음파 및 탄성파 분야 (4.5)

In this paper, a fast and easy impedance matching method, which could give the impedance matching component for the general 1 or 2-port network was introduced. First, the entire network structure was defined which consists of the network part to be matched and the impedance matching part composed of inductors and capacitors. Next, the transmission matrix and input and output impedances of the entire network from the terminal impedance conditions were calculated, then the exact solutions for the matching components were obtained. To verify the efficiency of this method, this method was applied to the CDMA IF band withdrawal weighted SAW transversal filter, and investigated the effects of the impedance matching before and after, through the simulation and experiment. As the result, the performance of a fractional bandwidth of 1.2 %, insertion loss of 29 dB, and VSWR of 80 have improved to a factional bandwidth of 1.8 %, insertion loss of 9 dB, VSWR of 3 at 85.38 MHz center frequency. The result shows that this impedance matching method could be used in the SAW devices and other types of 1 or 2-port network.

책임저자: 이영진 (yjlee@ecom.taegu-c.ac.kr)
702-723 대구시 북구 태전동 390번지
대구과학대학 정보전자통신계열
(전화: 053-320-1160; 팩스: 053-320-1159)

Keywords: *SAW filter, Impedance matching, Matching circuit, Withdrawal weighting*
ASK subject classification: *Ultrasonic and elastic waves (4.5)*

I. 서 론

임피던스 정합은 SAW (surface acoustic wave) 필터뿐만 아니라 일반 회로설계에 있어서 필수적인 단계로서, 원하는 특정 주파수대역에서 외부 회로단과의 전기에너지 전달이 최대가 될 수 있도록 하는데 목적이 있다. 일반적으로 임피던스 정합을 위해서는 정합대상 회로망과 부하 사이에 인덕터와 커패시터의 조합으로 이루어진 임의의 정합용 회로망을 삽입하여 원하는 주파수에서 부하에서 들여다 본 입출력 임피던스가 부하와의 정합조건을 만족할 수 있도록 정합회로 내의 각 소자값들을 조절하는 방법을 사용하고 있다. 아울러 정합회로에서의 소자 개수와 정합회로망의 형태도 중요한 사항이다.

1단자쌍 회로망의 경우에는 입력단 임피던스를 특정 임피던스에 맞추기가 용이하며, 인덕터 또는 커패시터의 적절한 직렬 또는 병렬 결합으로 전체 임피던스 정합이 가능하고, 이를 이론적으로 또는 실험적으로도 구현하기도 쉽다. 그러나 2단자쌍 회로망의 경우 입력단과 출력단의 임피던스 정합을 동시에 고려하여야 하므로 상대적으로 1단자쌍 회로망에 비해 임피던스 정합이 까다롭다. 즉, 입력단에 정합회로를 추가하면 출력단의 임피던스가 변화하게 되며 이와 반대로 출력단의 정합시 입력단의 임피던스가 다시 변화하게 되어 반복적으로 오차를 줄여 최적값을 실험적으로 찾는 방법을 사용하고 있다[1,2].

예를 들어 SAW 디바이스를 설계할 경우, 필터의 대역폭, 형상도, 저지대역 감쇠도 등을 기준으로 설계가 이루어지고, 미처 해결하지 못한 삽입손실, 리플 등은 임피던스 정합을 통하여 해결하는 경우가 일반적이다. SAW 필터의 임피던스 정합은 실험적으로 스미스 챠트를 통하여 행하는 것이 일반적이다. 스미스 챠트를 이용한 정합방법은 1단자쌍 회로망의 임피던스 정합방법으로서, 출력단 쪽에 50Ω의 부하저항을 연결한 뒤에 SAW 필터의 통과대역에 해당하는 주파수에서 입력단에서의 반사계수 그래프가 스미스 챠트의 중심에 오도록, 바꾸어 말하면 입력단에서 들여다본 임피던스가 회로망 양단의 부하저항 조건인 $50+j\cdot 0\ \Omega$에 근접하게 임피던스 정합회로망을 적절히 구성한다. 하지만, 이렇게 하더라도 입력단에 50 Ω의 부하저항을 연결하고 출력단에서 들여다본 임피던스는 임피던스 정합조건인 $50+j\cdot 0\ \Omega$과 일치하지 않으므로, 다시 출력단에서 임피던스 정합과정을 반복하여야 하고, 이러한 과정을 행하고 정합효과가 향상되기는 하지만, 또 다시 입력단에서 들여다 본 임피던스가 임피던스 정합조건에서 벗어나기 때문에 입력단 쪽의 정합회로를 수정하여야 하는 반복과정이 여러 차례 필요하다.

따라서 본 연구에서는 1, 2단자쌍 회로망을 임의의 입출력 임피던스에 대해 정합할 경우, 임피던스 정합회로를 간단하고 빠르게 구할 수 있는 수식을 유도함으로써, SAW 디바이스뿐만 아니라 일반적인 1, 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합에 널리 사용될 수 있는 방법을 제시하였다. 본 연구의 타당성을 검증하기 위해 CDMA (code division multiple access)용 소자로 널리 사용되는 중간주파수 대역 withdrawal 가중형 SAW 필터에 본 연구의 결과를 적용하여 임피던스 정합 전후의 특성변화를 시뮬레이션과 실험을 통하여 동시에 확인하였다.

II. 임피던스 정합 이론

2.1. 1단자쌍 회로망의 정합

1단자쌍 회로망에 대한 임피던스 정합은 인덕터나 커패시터를 L-회로망 구조로 적절히 연결하여 구현할 수 있다. 예를 들어 그림 1에서와 같이 1단자쌍 회로망이 있고, 이 회로망의 입력임피던스가 정합하고자 하는 주파수 f_0에서 Z_i로 주어진 경우에 대하여 고려해 보자. 먼저 임피던스 정합을 위해서 그림 1과 같은 형태의 L-회로망을 구성한 뒤에 무손실 정합용 소자가 위치할 부분에

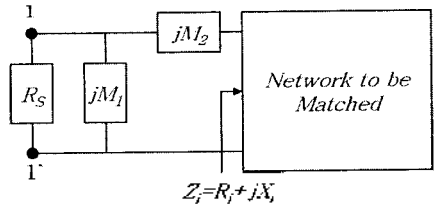

그림 1. 1단자쌍 정합회로 A
Fig. 1. 1-port impedance matching network A.

미지의 리엑턴스 값을 M_1, M_2로 정의한다. 그 다음 정합 회로망을 포함한 전체 임피던스가 입력 임피던스 R_S와 동일하다는 식 (1)의 조건을 이용하고,

$$\frac{(Z_i+jM_2)\times jM_1}{(Z_i+jM_2)+jM_1}=R_S \tag{1}$$

측정한 입력임피던스의 값을 $Z_i=R_i+j\cdot X_i$와 같이 저항성분과 리엑턴스 성분값으로 나누어 대입하여 식을 전개하면 식 (2), (3)과 같이 임피던스 정합소자의 값을 구할 수 있다.

$$M_1=\pm\sqrt{\frac{R_S^2R_i}{R_S-R_i}} \tag{2}$$

$$M_2=\mp\left(\frac{-R_SR_i}{M_1}-X_i\right) \tag{3}$$

여기서 계산된 정합용 소자값 M_1, M_2는 항상 실수이어야 하고, 양의 값을 가지면 인덕터로, 반대로 음의 값을 가지면 커패시터로 볼 수 있으며 항상 M_1, M_2의 값은 부호가 서로 반대임을 알 수 있다. 즉, M_1이 인덕터이면 M_2는 커패시터, 반대로 M_2가 인덕터이면 M_1은 커패시터로 나타내어진다. 만약 $R_S>R_i$ 경우에는 위의 M_1, M_2는 허수값을 가지게 되므로, 이러한 경우에는 그림 2와 같이 정합용 L-회로망에서 소자의 직병렬 배열 순서를 바꾸고 위의 과정을 반복하면 식 (4), (5)와 같은 최종 결과를 얻을 수 있다. 이렇게 계산된 M_1, M_2는 실수값을 가지게 되고, 역시 M_1과 M_2의 부호는 반대이다.

$$M_1=\pm\sqrt{R_iR_S+\frac{R_S}{R_i}X_i^2-R_S^2} \tag{4}$$

$$M_2=\mp\frac{R_SR_i+X_iM_1}{X_i+M_1} \tag{5}$$

따라서 위의 식 (2), (3), 또는 (4), (5)를 이용하면, 1단자쌍 회로망에 대한 정합회로의 구조를 바로 정하고, 그 리엑턴스 값을 바로 계산할 수 있다. 또한 이렇게 계산된 정합용 소자의 리엑턴스 값 M_1, M_2로부터 정합용 소자값의 결정은 소자가 인덕터인 경우와 커패시터인 경우로 나누어 식 (6), (7)처럼 계산 가능하다.

리엑턴스 $M_i>0$ 인 경우, $L=\dfrac{M_i}{2\pi f_0}$ [Henry] (6)

리엑턴스 $M_i<0$ 인 경우,

$$C=-\frac{1}{2\pi f_0M_i}\ \text{[Farad]} \tag{7}$$

여기서, f_0는 정합하고자 하는 주파수이다.

2.2. 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합

서론에서도 언급하였듯이, 1단자쌍 회로망의 임피던스 정합방법을 2단자쌍 회로망에 그대로 적용하면, 입력단과 출력단의 임피던스 정합조건을 동시에 만족할 수 없기 때문에, 입력단과 출력단 쪽의 임피던스 정합회로를 여러 번 수정하는 작업을 반복해야 하는 번거로움이 있다. 구체적으로 설명하자면, 그림 3과 같은 2단자쌍 회로망에서 임피던스 정합회로의 M_1~M_4값을 구하기 위해서, 먼저 M_3, M_4를 포함하는 출력단 쪽의 임피던스 정합회로를 생략하고, 부하저항 R_L을 연결하여, 2.1절의 방법으로 입력단 쪽의 임피던스 정합회로에서 M_1, M_2값을 결정한다면, 입력단에서의 임피던스 정합조건은 만족이 되지만, 출력단에서의 임피던스 정합조건은 만족되지 않기 때문에 M_1, M_2를 포함한 상태에서 위와 동일한 방법으로 다시 출력단 쪽의 임피던스 정합회로의 M_3, M_4값을 결정하여야 한다. 이렇게 하고 나면, 다시 입력단 쪽에서 들여다 본 임피던스가 정합조건에서 벗어나는 결과를 초래하게 되므로, 위의 방법을 이용하여 M_1, M_2의 값을 다시 결정해야 한다. 이러한 반복과정을 여러 번 거쳐야만 비교적 정확한 2단자쌍 회로망의 정합이 이루어진다.

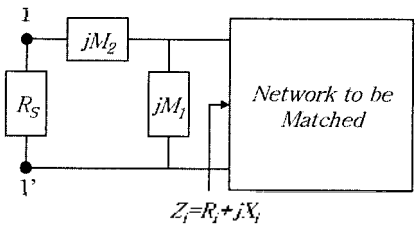

그림 2. 1단자쌍 정합회로 B
Fig. 2. 1-port impedance matching network B.

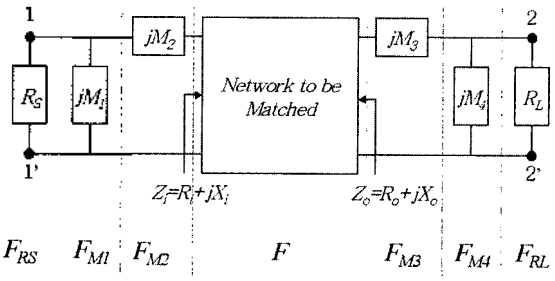

그림 3. 2단자쌍 정합회로 A
Fig. 3. 2-port impedance matching network A.

이러한 임피던스 정합시의 어려움을 해결하기 위해서 그림 3과 같은 2단자쌍 회로망에서 임피던스 정합회로의 $M_1 \sim M_4$값을 동시에 구하는 방법을 유도하였다. 그 과정으로, 먼저 정합대상인 원래의 회로망에서 미지의 리액턴스값 M_3, M_4를 가지는 정합용 소자 및 부하저항 R_L까지의 전송행렬 (transmission matrix) F_i를 식 (8)과 같이 주어진 회로망의 부분들의 전송행렬을 내적하여 구한다[3]. 이 식으로부터 회로망의 왼쪽에서 들여다본 입력임피던스 Z_i를 식 (9)와 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} F_i &= F \cdot F_{M_3} \cdot F_{M_4} \cdot F_{R_L} \\ &= \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & jM_3 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/jM_4 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/R_L & 1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} F_{i_{11}} & F_{i_{12}} \\ F_{i_{21}} & F_{i_{22}} \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned} Z_i &= F_{i_{11}}/F_{i_{21}} \\ &= \frac{F_{11}\left(1+\frac{M_3}{M_4}+j\frac{M_3}{R_L}\right)+F_{12}\left(\frac{1}{R_L}-j\frac{1}{M_4}\right)}{F_{21}\left(1+\frac{M_3}{M_4}+j\frac{M_3}{R_L}\right)+F_{22}\left(\frac{1}{R_L}-j\frac{1}{M_4}\right)} \\ &= \frac{C+jD}{A+jB} \end{aligned} \tag{9}$$

또한 입력저항 R_S에서 미지의 리액턴스값 M_1, M_2를 가지는 정합용 소자 및 원 회로망까지의 전송행렬 F_o를 위와 동일한 방법을 사용하여 식 (10)과 같이 구하고, 마찬가지로 이 식으로부터 회로망의 오른쪽에서 들여다본 출력임피던스 Z_o를 식 (11)과 같이 유도하였다.

$$\begin{aligned} F_o &= F_{R_S} \cdot F_{M_1} \cdot F_{M_2} \cdot F \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/R_S & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/jM_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & jM_2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} F_{o_{11}} & F_{o_{12}} \\ F_{o_{21}} & F_{o_{22}} \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} Z_o &= F_{o_{22}}/F_{o_{21}} \\ &= \frac{F_{12}\left(\frac{1}{R_S}-j\frac{1}{M_1}\right)+F_{22}\left(1+\frac{M_2}{M_1}+j\frac{M_2}{R_S}\right)}{F_{11}\left(\frac{1}{R_S}-j\frac{1}{M_1}\right)+F_{21}\left(1+\frac{M_2}{M_1}+j\frac{M_2}{R_S}\right)} \\ &= \frac{C'+jD'}{A'+jB'} \end{aligned} \tag{11}$$

여기서,

F_i : 입력단에서 부하 R_L까지의 전송행렬

F_o : 부하 R_S에서 출력단까지의 전송행렬

F : 정합할 소자의 전송행렬

F_{M_1} : 정합소자 M_1의 전송행렬

F_{M_2} : 정합소자 M_2의 전송행렬

F_{M_3} : 정합소자 M_3의 전송행렬

F_{M_4} : 정합소자 M_4의 전송행렬

F_{R_L} : 부하 R_L의 전송행렬

F_{R_S} : 부하 R_S의 전송행렬

이다.

식 (9), (11)을 임피던스 정합조건 관계식 (12), (13)에 대입하여 전개하면 식 (14)~(17)과 같이 미지의 소자값 $M_1 \sim M_4$에 대한 4개의 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$(R_S // jM_1) + jM_2 = Z_i^* \tag{12}$$

$$(R_L // jM_4) + jM_3 = Z_o^* \tag{13}$$

$$\frac{-M_1M_2R_S + R_S(M_1+M_2)M_1}{R_S^2+M_1^2} = \frac{AC+BD}{A^2+B^2} \tag{14}$$

$$\frac{R_S^2(M_1+M_2)+M_1^2M_2}{R_S^2+M_1^2} = \frac{BC+AD}{A^2+B^2} \tag{15}$$

$$\frac{-M_4M_3R_L + R_L(M_4+M_3)M_4}{R_L^2+M_4^2} = \frac{A'C'+B'D'}{A'^2+B'^2} \tag{16}$$

$$\frac{R_L^2(M_4+M_3)+M_4^2M_3}{R_L^2+M_4^2} = \frac{B'C'+A'D'}{A'^2+B'^2} \tag{17}$$

그림 4와 같이 정합회로의 연결이 반대로 되어있는 경우에 대해서도 위에서의 방법을 그대로 적용하면 입력임피던스 Z_i'와 Z_o'를 식 (18), (19)와 같이 구할 수 있으며, 마찬가지로 임피던스 정합조건 관계식을 적용하여 식 (20)~(23)과 같은 연립방정식을 얻을 수 있다.

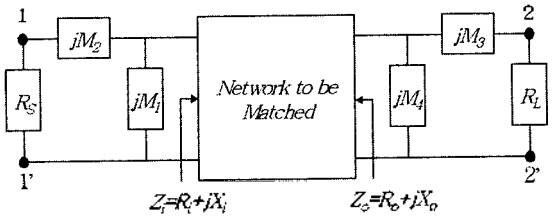

그림 4. 2단자쌍 정합회로 B
Fig. 4. 2-port impedance matching network B.

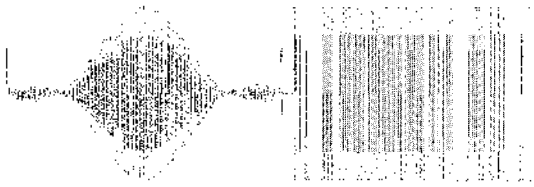

그림 5. Apodization-withdrawal 가중형 SAW 필터
Fig. 5. Apodization-withdrawal weighted SAW filter.

$$Z_i' = \frac{F_{11}\left(1+j\frac{M_4}{R_L}\right)+F_{12}\left(\frac{1}{R_L}+\frac{M_4}{M_3R_L}-j\frac{1}{M_3}\right)}{F_{21}\left(1+j\frac{M_4}{R_L}\right)+F_{22}\left(\frac{1}{R_L}+\frac{M_4}{M_3R_L}-j\frac{1}{M_3}\right)} = \frac{\gamma+j\delta}{\alpha+j\beta} \quad (18)$$

$$Z_o' = \frac{F_{11}\left(\frac{1}{R_S}+\frac{M_1}{R_SM_2}-j\frac{1}{M_2}\right)+F_{12}\left(1+j\frac{M_1}{R_S}\right)}{F_{21}\left(\frac{1}{R_S}+\frac{M_1}{R_SM_2}-j\frac{1}{M_2}\right)+F_{22}\left(1+j\frac{M_1}{R_S}\right)} = \frac{\gamma'+j\delta'}{\alpha'+j\beta'} \quad (19)$$

$$\frac{-M_1M_2R_S-R_S(M_1+M_2)M_2}{R_S^2+(M_1+M_2)^2} = \frac{\alpha\gamma+\beta\delta}{\alpha^2+\beta^2} \quad (20)$$

$$\frac{-M_1M_2(M_1+M_2)+R_S^2M_2}{R_S^2+(M_1+M_2)^2} = \frac{-\alpha\delta-\beta\gamma}{\alpha^2+\beta^2} \quad (21)$$

$$\frac{-M_3M_4R_L-R_L(M_3+M_4)M_3}{R_L^2+(M_3+M_4)^2} = \frac{\alpha'\gamma'+\beta'\delta'}{\alpha'^2+\beta'^2} \quad (22)$$

$$\frac{-M_3M_4(M_3+M_4)+R_L^2M_3}{R_L^2+(M_3+M_4)^2} = \frac{-\alpha'\delta'-\beta'\gamma'}{\alpha'^2+\beta'^2} \quad (23)$$

이상의 식 (14)~(17) 또는 식 (20)~(23)을 연립하여 미지의 정합소자 리엑턴스값 M_1, M_2, M_3, M_4의 값을 계산할 수 있다. 역시 마찬가지로 계산된 값의 부호로 소자의 종류를 결정하고, 식 (6), (7)을 이용하여 정합소자의 값을 계산해낼 수 있다. 따라서 정합주파수에서 입출력 경계 임피던스에 대한 정확한 정합소자의 값을 이상의 관계식을 통해 간단하고 빠르게 구할 수 있다.

III. 시뮬레이션 및 실험

이상에서의 연구결과의 타당성을 검증하기 위해 일반적으로 CDMA용 소자로 많이 사용되고 있는 중간주파수 대역의 withdrawal 가중형 SAW 필터에 본 연구에서의 정합방법을 적용하여 정합전후의 성능개선 효과를 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하고자 하였다. 실험용 SAW 필터는 그림 5와 같이 입력단은 apodize 가중을, 출력단은 withdrawal 가중을 취한 형태를 가지고 있으며, 이러한 구조는 다양한 형태의 IDT에 대해 정합효과를 확인하는데 의미가 있다. SAW 필터의 전극 수는 입력단과 출력단 각각 126, 110 쌍으로 하였고, 전극주기는 37 ㎛, 전극두께는 5000 Å, 전극길이 (aperture width)는 1.2 ㎜그리고 물성으로 ST-Quartz 기판을 이용하였다. 그림 6은 정합을 행하기 전과 정합을 행한 후의 필터 전달특성 S_{21}의 스미스 등가회로 해석법을 통해 계산한 결과에 대한 비교이다. 정합 전에는 85.38MHz의 중심주파수에서 비대역폭이 1.2 %, 삽입손실이 29 dB, VSWR (voltage standing wave ratio)이 80으로 에너지전달 측면에서는 매우 좋지 못한 필터 특성을 나타내고 있으며, 이는 그림 7에서와 같이 입력단자에서의 반사특성을 나타내는 S_{11}이 매우 나쁜 것으로도 확인할 수 있다. 이렇게 손실 측면에서 부족한 특성을 보이는 SAW 필터에 그림 4의 정합회로를 이용하여 앞에서의 2-단자쌍 회로망의 정합방법을 85.38 MHz의 중심주파수에서 적용한 결과, 입력단의 정

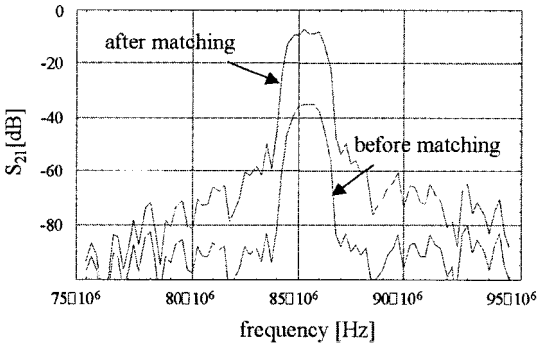

그림 6. 정합 전후의 필터 통과특성 S_{21} (시뮬레이션)
Fig. 6. Transmission coefficient S_{21} before and after the impedance matching (simulation).

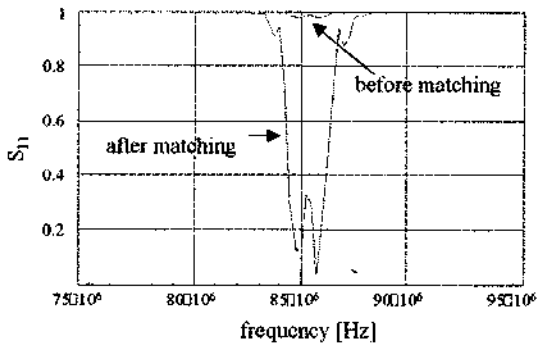

그림 7. 정합 전후의 필터 반사특성 S_{11} (시뮬레이션)
Fig. 7. Reflection coefficient S_{11} before and after the impedance matching (simulation).

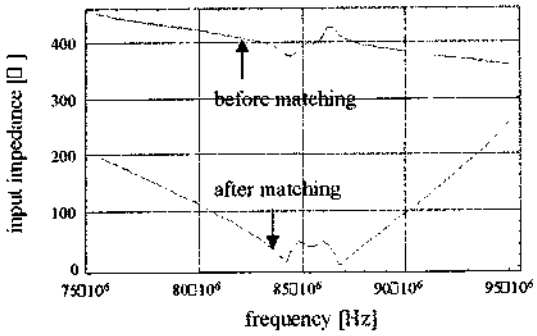

그림 8. 정합 전후의 필터 입력임피던스 (시뮬레이션)
Fig. 8. Input impedance before and after the impedance matching (simulation).

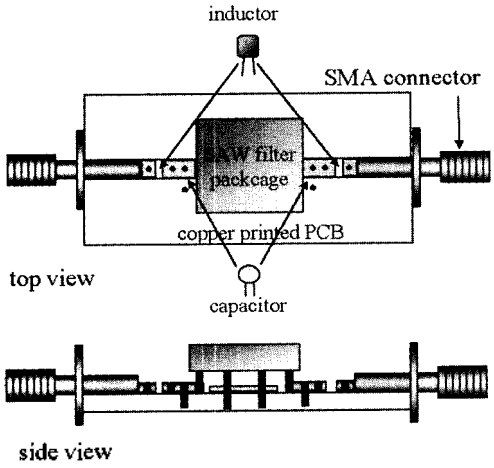

그림 9. 측정 지그의 도식도
Fig. 9. Schematic diagram of the measurement jig.

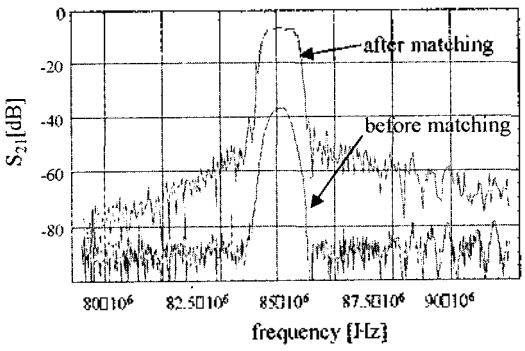

그림 10. 정합 전후의 필터 통과특성 S_{21} (실험)
Fig. 10. Transmission coefficient S_{21} before and after the impedance matching (experiment).

합소자는 직렬 커패시터 4.2 pF, 병렬 인덕터 390.5 nH로 결정되었으며, 출력단은 병렬 인덕터 224.9 nH, 직렬 커패시터 4.6 pF로 결정되었다. 이렇게 결정된 정합소자를 포함하는 전달특성을 다시 계산하면 그림 5에서와 같이 비대역폭이 1.8 %, 삽입손실이 9 dB, VSWR이 3으로 향상됨을 확인할 수 있다. 이러한 정합효과는 그림 8의 임피던스 특성에서도 확인할 수 있으며 입력단의 임피던스가 정합 전에는 400 Ω 정도로 50 Ω에는 크게 벗어나 있으나 정합 후에는 거의 50 Ω으로 부하저항 조건과 잘 일치함을 알 수 있다.

지금까지의 시뮬레이션 결과에 대한 실험적 검증을 위하여 apodize-withdrawal 가중형 SAW 필터를 제작하고 측정하였다. 정합효과를 정량적으로 비교하고 측정오차를 최소화하기 위해서, 제작한 SAW 필터를 패키지 하였고, SAW 필터와 정합용 소자를 착탈할 수 있는 형태의 측정 지그를 제작하여 측정하였다. 측정장비로는 네트워크 분석기 HP-8752C를 사용하였다. 위에서 구한 임피던스 정합용 소자값을 구현하기 위해서, 커패시터는 시중에 판매하고 있는 세라믹 가변용량 콘덴서를 이용하였고, 인덕터는 시중에 판매되고 있는 코일형 인덕터가 1 μH이상의 값을 가지므로 그 값을 구현하기 위해서 두 개이상의 인덕터를 병렬 연결하거나 자기코어에 에나멜선을 적절한 턴 수로 감는 방법을 이용하였다. 그림 9는 측정지그의 개략도이다. 이렇게 측정한 결과는 그림 10과 같으며, 다소 통과대역에서 리플이 증가하고 저지대역이 좀 더 증가한 것을 볼 수 있지만 나머지 필터특성인 삽입손실과 대역폭에 대해서는 그림 6에서 보인 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 연구에서는 일반적인 1, 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합회로를 간단하고 빠르게 구할 수 있는 방법을 개발하였다. 먼저 임피던스 정합 대상 2단자쌍 회로망에 인덕터와 커패시터의 조합으로 이루어진 임의의 L-회로망 형태의 정합회로가 포함된 전체구조를 설정하고, 이 구조의 전송행렬을 계산한 뒤에 회로망 양단의 부하저항 조건을 적용하여 전체구조의 입출력 임피던스를 구하였으며, 이 식으로부터 정합용 소자의 정확한 값을 계산하였다. 본 연구의 타당성을 검증하기 위해 CDMA용 소자로 널리 사용되는 중간주파수 대역 withdrawal 가중형 SAW 필터에 본 연구에서 제시한 방법을 적용하여 임피던스 정합 전후의 특성변화를 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인하였다. 그 결과 85.38 MHz의 중심주파수에서 비대역폭이 1.2%, 삽입손실이 29 dB, VSWR이 80인 필터를 본 연구방법을 이용하여 정합한 경우에 각각의 성능이 1.8%, 9 dB, 3으로

향상됨을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다. 본 연구 결과는 SAW 디바이스의 정합에 매우 용이하게 이용될 수 있을 뿐만 아니라 다른 형태의 1, 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합에도 널리 사용될 수 있다.

참 고 문 헌

1. G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures, McGraw-Hill, New York, 1964.
2. G. Gonzalez, Microwave transistor amplifiers, Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., 1997.
3. 노용래, "사다리형 SAW 필터의 최적 설계," 한국음향학회지, Vol. 18, No. 1, pp. 16-24, 1999.

저자 약력

● 이 영 진 (Youngjin Lee)

1995년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1997년 2월: 경북대학교 센서공학과 (공학석사)
2001년 8월: 경북대학교 센서공학과 (공학박사)
2001년 3월~현재: 대구과학대학 정보전자통신계열 전임강사
※ 주관심분야: 표면탄성파소자, 초음파 트랜스듀서

● 이 승 희 (Seunghee Lee)

1997년 2월: 영남대학교 금속 및 재료공학부 (공학사)
1999년 2월: 경북대학교 센서공학과 (공학석사)
2001년 2월: 경북대학교 센서공학과 박사과정 수료
※ 주관심분야: 표면탄성파소자, 압전세라믹소자

● 노 용 래 (Yongrae Roh)

한국음향학회지 제19권 제7호 참조