

임피던스 정합을 통한 횡단형 Withdrawal SAW 필터의 성능개선

이영진*, 이승희*, 노용래**

*경북대학교 센서공학과

**경북대학교 전자전기공학부/센서공학과

Improvement of Withdrawal Weighted SAW Transversal Filter Performance through Impedance Matching

Youngjin Lee*, Seunghee Lee* and Yongrae Roh**

* Dept. of Sensor Eng., Kyungpook National University

** Dept. of Sensor Eng./School of Elec. and Elec. Eng., Kyungpook National University

*yjlee@aslab.knu.ac.kr, *leesh@aslab.knu.ac.kr, **yryong@eeg.kyungpook.ac.kr

요약

본 연구에서는 1, 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합회로를 간단하고 빠르게 구할 수 있는 방안을 개발하였다. 우선 회로망의 전체 전달함수를 F 행렬로부터 계산하고, 이를 이용하여 양단의 부하저항 및 정합회로가 포함된 각각의 단자의 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 연구의 결과를 적용하여 임피던스 정합 전후의 특성변화를 시뮬레이션과 실험을 통하여 동시에 확인하였다. 그 결과 85.38 MHz의 중심주파수에서 비대역폭이 1.2 %, 삽입손실이 29 dB, VSWR이 80인 필터를 본 연구방법을 이용하여 정합한 경우, 각각 1.8 %, 9 dB, 3으로 향상됨을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다. 본 연구결과는 SAW 디바이스의 정합에 매우 용이하게 이용될 수 있을 뿐만 아니라 일반적인 1, 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합에도 널리 사용될 수 있다.

던스에 맞추기가 용이하며, 인덕터 또는 캐패시터의 적절한 직렬 또는 병렬 결합으로 전체 임피던스 정합이 가능하고, 이를 이론적으로 또는 실험적으로도 구현하기도 쉽다. 그러나 통상의 SAW 필터와 같은 2단자쌍 회로망의 경우 입력단과 출력단의 임피던스 정합을 동시에 고려하여야 하므로 상대적으로 1단자 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].

따라서 본 연구에서는 1, 2단자쌍 회로망을 임의의 입출력 임피던스에 대해 정합할 경우, 임피던스 정합회로를 간단하고 빠르게 구할 수 있는 수식을 유도함으로써, SAW 디바이스 뿐만 아니라 일반적인 1, 2단자쌍 회로망의 임피던스 정합에 널리 사용될 수 있는 기술을 개발하였다. 본 연구의 타당성을 검증하기 위해 CDMA용 소자로 널리 사용되는 중간주파수 대역 withdrawal 가중형 SAW 필터에 본 연구의 결과를 적용하여 임피던스 정합 전후의 특성변화를 시뮬레이션과 실험을 통하여 동시에 확인하였다.

I. 서론

임피던스 정합은 SAW 필터뿐만 아니라 일반 회로설계에 있어서 필수적인 단계로서 원하는 특정 주파수대역에서 가능한 최대의 전기에너지를 외부 회로단으로 전달하는 동시에 원치 않는 주파수대역의 신호는 통과하지 못하게 하는 기능을 가진다. 일반적으로 SAW 디바이스를 설계할 경우 설계단계에서 입출력단의 임피던스를 고려하여야 하지만, 이를 해결하지 못하는 경우 임피던스 정합 과정을 따로 행하는 경우가 많이 발생한다. 예를 들어 가중기법이 적용된 특수한 SAW 필터의 설계시 필터의 대역폭, 형상도, 저지대역 감쇠도 등을 기준으로 설계가 이루어지고, 미처 해결하지 못한 삽입손실, 리플 등은 임피던스 정합을 통하여 해결하는 경우가 많다. 1단자쌍 회로망의 경우에는 입력단 임피던스를 특정 임피

II. 이론적 배경

2. 1. 1단자 회로망의 정합

1단자 회로망에 대한 임피던스 정합은 적절한 인덕터나 캐패시터를 사다리 구조로 연결하여 구현할 수 있으며, 정합회로를 구현하기 위해서 우선 정합을 하고자 하는 주파수에서의 입력 임피던스인 Z_L 를 구해야 한다. 예를 들어 그림 1에서 만약 출력단의 정합회로가 리액티브 소자 M_3, M_4 로 이미 결정되어 있을 때 입력단을 정합하는 1단자 회로망의 정합 시, 입력 임피던스는 전체 회로망의 전달 행렬 (F-Matrix)을 이용하여 구할 수 있다[3]. 입력측에서 부하 R_L 까지의 전달행렬은 식 (1)과 같이 각 소자

에 대한 전달함수의 나열을 통해 구할 수 있다.

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

F_i : 입력단에서 부하까지의 전달행렬

F : 정합할 소자의 전달행렬

F_{M_3} : 정합소자 M_3 의 전달행렬

F_{M_4} : 정합소자 M_4 의 전달행렬

F_{R_L} : 부하 R_L 의 전달행렬 (1)

입력임피던스 Z_i 는 다음 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_i = F_{i_{11}}/F_{i_{21}} \quad (2)$$

입력단의 정합용 집중소자가 위치할 부분을 미지의 소자값 M_1, M_2 로 두고, 정합 회로망을 포함한 전체 임피던스가 입력임피던스(R_S)와 같다는 식 (3)의 조건을 이용하고,

$$((Z_i + jM_2) // jM_1)^* = R_S \quad (3)$$

식 (3)에 미리 구한 $Z_i = R_i + jX_i$ 의 값을 대입하여 식을 전개하면 식 (4)와 같이 임피던스 정합소자의 값을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 M_1 &= \pm \sqrt{\frac{R_S^2 R_i}{R_S - R_i}} \\
 M_2 &= \mp \left(\frac{-R_S R_i}{M_1} - X_i \right) \quad (4)
 \end{aligned}$$

여기서 구한 M_1, M_2 의 값은 부호가 서로 반대이며 M_1 이 인덕터이면 M_2 는 커패시터, 반대로 M_2 가 인덕터이면 M_1 은 커패시터로 나타낼 수 있다. 만약 $R_S > R_i$ 인 경우에는 위의 식은 만족되지 않게 되며 이런 경우에는 그림 2와 같이 정합회로망의 소자의 직병렬 배열 순서를 바꾸고 위의 과정을 반복하면 식 (5)와 같은 최종결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 M_1 &= \pm \sqrt{R_i R_S + \frac{R_S}{R_i} X_i^2 - R_S^2} \\
 M_2 &= \mp \frac{R_S R_i + X_i M_1}{X_i + M_1} \quad (5)
 \end{aligned}$$

따라서 위의 식 (4), (5)를 이용하면 1단자회로망의 정합을 빠르고 간단하게 행할 수 있다.

2. 2. 2단자 회로망의 임피던스 정합

1단자 회로망의 정합방법은 입력단 또는 출력단쪽의 정합 회로망을 먼저 알고 있어야 반대편 회로단의 정합회로망을 결정할 수 있다. 따라서 2단자 회로망의 정합에는 위에서의 결과를 그대로 적용하는 것이 불가능하며, 대신 동시에 입출력 정합회로를 결정하기 위하여 앞에서의 결과를 응용하여 구할 수 있다. 그림 1의 2단자망 회로를 정합할 경우, 식 (1), (2)와 이에 대응되는 출력단에서의 전달함수를 이용하면 식 (6), (7)과 같은 관계식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Z_i &= \frac{F_{11} \left(1 + \frac{M_3}{M_4} + j \frac{M_3}{R_L} \right) + F_{12} \left(\frac{1}{R_L} - j \frac{1}{M_4} \right)}{F_{21} \left(1 + \frac{M_3}{M_4} + j \frac{M_3}{R_L} \right) + F_{22} \left(\frac{1}{R_L} - j \frac{1}{M_4} \right)} \\
 &= \frac{C + jD}{A + jB} \quad (6)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z_o &= \frac{F_{12} \left(\frac{1}{R_S} - j \frac{1}{M_1} \right) + F_{22} \left(1 + \frac{M_2}{M_1} + j \frac{M_2}{R_S} \right)}{F_{11} \left(\frac{1}{R_S} - j \frac{1}{M_1} \right) + F_{21} \left(1 + \frac{M_2}{M_1} + j \frac{M_2}{R_S} \right)} \\
 &= \frac{C' + jD'}{A' + jB'} \quad (7)
 \end{aligned}$$

식 (6), (7)을 정합 관계식 (8)에 대입하여 전개하면 식 (9)와 같이 미지의 소자값 M_1, M_2, M_3, M_4 4개에 대한 연립방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 (R_S // jM_1) + jM_2 &= Z_i^* \\
 (R_L // jM_4) + jM_3 &= Z_o^* \quad (8)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{-M_1 M_2 R_S + R_S (M_1 + M_2) M_1}{R_S^2 + M_1^2} &= \frac{AC + BD}{A^2 + B^2} \\
 \frac{R_S^2 (M_1 + M_2) + M_1^2 M_2}{R_S^2 + M_1^2} &= \frac{BC + AD}{A^2 + B^2} \\
 \frac{-M_4 M_3 R_L + R_L (M_4 + M_3) M_4}{R_L^2 + M_4^2} &= \frac{A'C + B'D'}{A'^2 + B'^2} \\
 \frac{R_L^2 (M_4 + M_3) + M_4^2 M_3}{R_L^2 + M_4^2} &= \frac{B'C + A'D'}{A'^2 + B'^2} \quad (9)
 \end{aligned}$$

그림 2와 같이 정합회로의 연결이 반대로 되어있는 경우에 대해서도 위에서의 방법을 그대로 이용하면 식 (10), (11), (12)와 같이 표현된다.

$$Z_i' = \frac{F_{11}\left(1 + j\frac{M_4}{R_L}\right) + F_{12}\left(\frac{1}{R_L} + \frac{M_4}{M_3 R_L} - j\frac{1}{M_3}\right)}{F_{21}\left(1 + j\frac{M_4}{R_L}\right) + F_{22}\left(\frac{1}{R_L} + \frac{M_4}{M_3 R_L} - j\frac{1}{M_3}\right)}$$

$$= \frac{\gamma + j\delta}{\alpha + j\beta} \quad (10)$$

$$Z_o' = \frac{F_{11}\left(\frac{1}{R_S} + \frac{M_1}{R_S M_2} - j\frac{1}{M_2}\right) + F_{12}\left(1 + j\frac{M_1}{R_S}\right)}{F_{21}\left(\frac{1}{R_S} + \frac{M_1}{R_S M_2} - j\frac{1}{M_2}\right) + F_{22}\left(1 + j\frac{M_1}{R_S}\right)}$$

$$= \frac{\gamma' + j\delta'}{\alpha' + j\beta'} \quad (11)$$

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

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

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

$$\frac{-M_3 M_4 (M_3 + M_4) + R_L^2 M_3}{R_L^2 + (M_3 + M_4)^2} = \frac{-\alpha' \delta' - \beta' \gamma'}{\alpha'^2 + \beta'^2} \quad (12)$$

이상의 식 (9)와 (12)로부터 미지의 정합소자의 값 M_1, M_2, M_3, M_4 를 연립관계식을 이용하여 구할 수 있다. 정합주파수에서 정합하고자 하는 소자의 전달 함수인 F 행렬의 값을 알고 있는 경우, 입출력 경계 임피던스에 대한 정확한 정합소자의 값을 위의 관계식을 통해 간단하고 빠르게 구할 수 있다.

III. 실험 및 고찰

이상에서의 연구결과의 타당성을 검증하기 위해 일반적으로 CDMA용 소자로 많이 사용되고 있는 중간주파수대역의 withdrawal 가중 SAW 필터에 본 연구에서의 정합방법을 적용하여 정합전후의 성능개선효과를 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하고자 하였다. 실험용 SAW 필터는 그림 3와 같이 입력단은 apodization 가중을, 출력단은 withdrawal 가중을 취한 형태를 가지고 있으며, 이러한 구조는 다양한 형태의 IDT에 대해 정합효과를 확인하는 효과를 거둘 수 있도록 한다. SAW 필터의 전극수는 입력단과 출력단 각각 126, 110 쌍으로 하였고, 전극주기는 37 μm , 전극두께는 5000 \AA , aperture는 1.2 μm 그리고 물성으로 ST-Quartz 기판을 이용하였다. 그림 4에서는 정합을 행하기 전후의 필터의 전달특성인 S_{21} 을 Smith 등가회로를 이용한 해석법을 통해 계산한 결과를 나타내고 있다. 정합전에는 85.38 MHz의 중심주파수에서 비대역폭이 1.2%, 삽입손실이 29 dB, VSWR이 80으로 매우 좋지 못한 필터 특성을 나타

내고 있으며, 이는 그림 5에서와 같이 입력단에서의 반사특성을 나타내는 S_{11} 이 매우 나쁜 것으로도 확인할 수 있다. 이렇게 특성이 좋지 못한 SAW 필터를 그림 2의 정합회로를 이용하여 앞에서의 2단자 회로망의 정합방법을 적용하면 입력단의 정합소자는 직렬 커패시터 4.2 pF, 병렬 인덕터 390.5 nH로 계산되며, 출력단은 병렬 인덕터 224.9 nH, 직렬 커패시터 4.6 pF가 된다. 정합소자를 포함한 전달특성을 다시 계산하면 그림 3에서와 같이 비대역폭이 1.8%, 삽입손실이 9 dB, VSWR이 3으로 향상됨을 확인할 수 있다. 이러한 정합효과는 그림 6의 임피던스 특성에서도 확인할 수 있으며 입력단의 임피던스가 정합전에는 400 Ω 정도로 50 Ω 에는 크게 벗어나 있으나 정합 후에는 거의 50 Ω 으로 조절되는 것을 알 수 있다. 지금까지의 시뮬레이션 결과를 실제 실험을 통해 검증한 결과 그림 7과 같이 계산결과와 거의 일치함을 볼 수 있다.

IV. 결론

본 연구에서는 1, 2단자쌍 회로망을 임의의 입출력 임피던스에 대해 정합할 경우, 임피던스 정합회로를 간단하고 빠르게 구할 수 있는 방법을 개발하였다. 본 연구의 타당성을 검증하기 위해 CDMA용 소자로 널리 사용되는 중간주파수 대역 withdrawal 가중형 SAW 필터에 본 연구의 결과를 적용하여 임피던스 정합 전후의 특성변화를 시뮬레이션과 실험을 통하여 동시에 확인하였다. 본 연구결과는 SAW 디바이스의 정합에 매우 용이하게 이용될 수 있을 뿐만 아니라 1, 2단자쌍 회로망 또는 SAW 필터가 아닌 다른 일반 회로망의 임피던스 정합에도 널리 사용될 수 있을 것이다.

참고 문헌

1. George L. M, Leo Young and E. M. T. Jones, *Matthaei, George L. Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures*, New York, McGraw-Hill, 1964.
2. G. Gonzalez, *Microwave transistor amplifiers*, Upper Saddle River, N.J., Prentice Hall, 1997.
3. 노용래, "사다리형 SAW 필터의 최적 설계," 한국음향학회지, 제 18 권, 1 호, pp.16-24, 1999.
4. Pieter L. D. Abrie, *Design of impedance matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers*, Boston, Artech House, 1985.

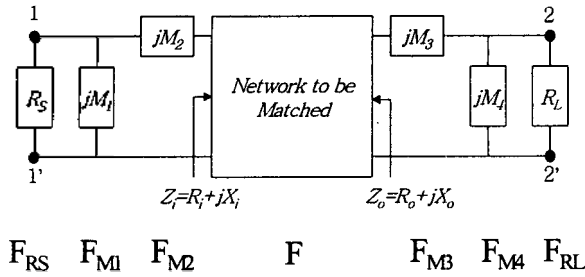


그림 1. 2단자망의 정합회로 A

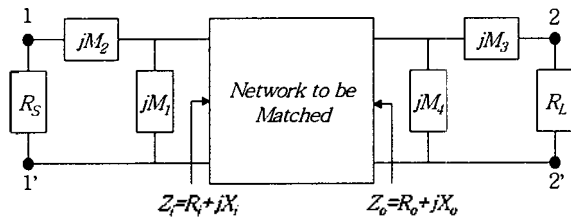


그림 2. 2단자망의 정합회로 B

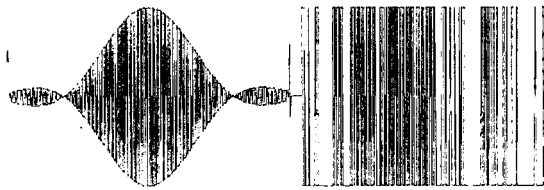


그림 3. Apodization-Withdrawal SAW 필터

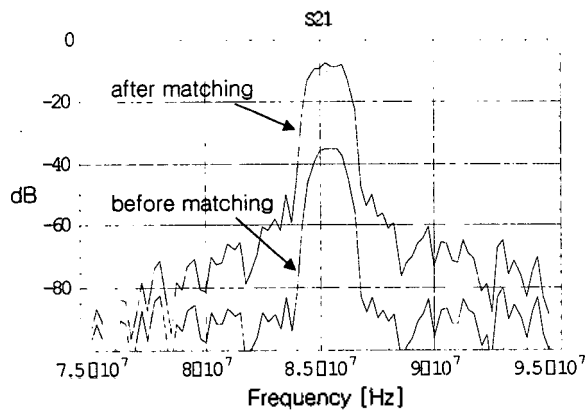


그림 4. 정합전후의 필터 통과특성 S₂₁ (simulation)

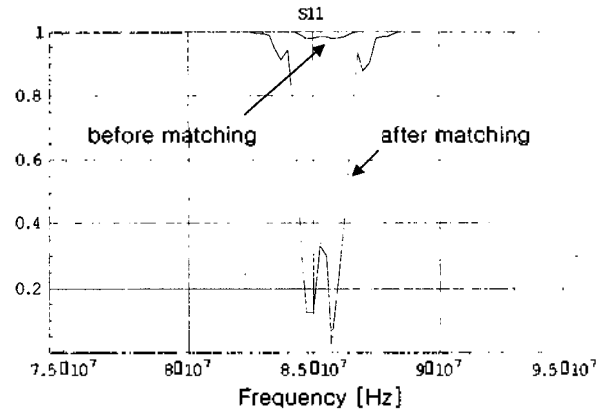


그림 5. 정합전후의 필터 반사특성 S₁₁ (simulation)

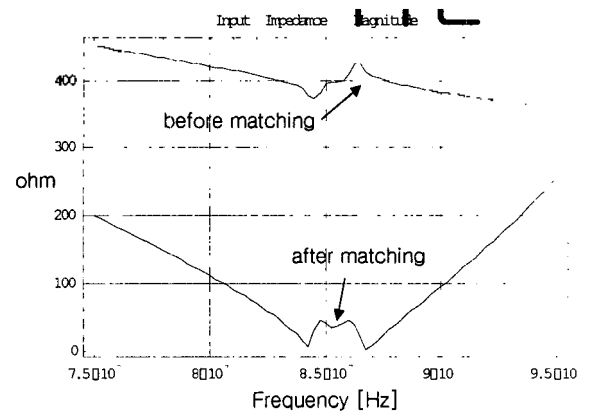


그림 6. 정합전후의 필터 입력임피던스 (simulation)

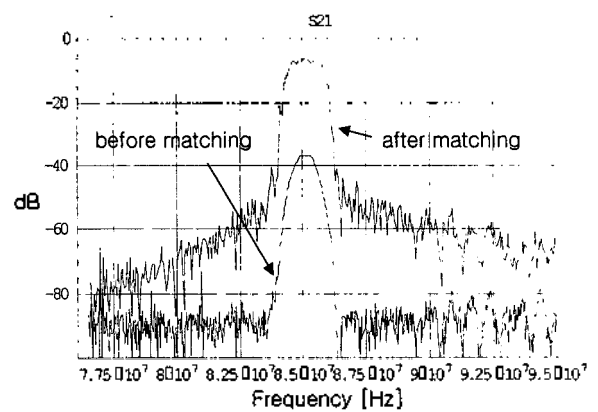


그림 7. 정합전후의 필터 통과특성 S₂₁ (실험)