

논문 15-1-13

## 탄성표면파 듀플렉서용 마이크로 스트립라인 집중소자 해석 및 실험

### Analysis and Experiment of Micro-strip Line Lumped Elements for SAW Duplexers

이승희\*, 노용래\*\*  
(Seunghye Lee\* and Yongrae Roh\*\*)

#### Abstract

In this study, we analyzed and experimented micro-strip line inductors and capacitors for a SAW duplexer, an important device for mobile communication. For SAW duplexers, micro-strip line lumped elements must have small impedance values, below several tens of nH or several tens of pF, and a small area pattern. In this study, we performed theoretical analysis of flat line type, meander line type, and spiral line type inductors and interdigital capacitors on a LiTaO<sub>3</sub> piezo-crystal. We proposed a measurement method to evaluate small values of lumped elements accurately with network analyzer. In experiments, we confirmed validity of the theoretical analysis method through fabrication and characterization of micro-strip line lumped elements. The analysis method in this paper can be applied to SAW duplexers well as other microwave devices.

**Key Words** : Micro-strip line lumped element, Micro-strip line inductor, Interdigital capacitor, SAW duplexer, LiTaO<sub>3</sub>

#### 1. 서 론

오늘날 이동 통신 기기 시장의 급성장에 따라 고주파 디바이스에 대한 개발이 활발히 이루어지고 있고, 특히 소형화, 고사양화, 생산성 향상에 대한 기술개발이 절실히 요구되고 있다. 이러한 고주파 소자들 중에서 핵심이라고 할 수 있는 탄성표면파 듀플렉서의 개발도 활발히 이루어지고 있는데, 현재 주로 사용되고 있는 탄성표면파 듀플렉서는 분포소자인 1/4 파장 정합선로를 이용하여 임피던스 정합을 하는 방식을 이용하고 있기 때문에

구조적으로 소형화에 한계가 있으며, 제작상의 난점을 가지고 있다[1]. 이에 반해서 마이크로 스트립라인 집중소자를 이용하여 임피던스 정합을 한다면, 전체 소자의 소형화에 기여를 할 수 있을 뿐만 아니라, 제작 공정이 훨씬 간단해 지고, 신축성 있는 디바이스 최적화를 할 수 있는 장점을 가진다[2].

기존의 탄성표면파 듀플렉서의 정합선로는 전송선로 이론으로부터 설계를 하고, 적용방법은 단순히 1/4 파장 길이의 정합선로를 설치하는 것이기 때문에 정합선로를 이용하여 듀플렉서 성능을 극대화한다든가 하는 설계상의 신축성이 없다. 반면에 저항, 인덕터, 커패시터 등의 집중소자를 탄성표면파 듀플렉서에 적용하게 된다면, 여러 형태의 회로망을 구성할 수 있고, 회로망 내에 위치하는 집중소자의 소자 값들을 최적화 하여 듀플렉서 전

\* : 경북대학교 센서공학과 박사과정

\*\* : 경북대학교 기계공학부 부교수

(대구시 북구 산격동 1370, Fax: 053-950-6827

E-mail : leesh@usound.knu.ac.kr)

2001년 9월 3일 접수, 2001년 10월 4일 1차 심사 완료  
2001년 11월 20일 2 차 심사 완료

체 성능을 향상시킬 수 있는 가능성이 있다.

집중소자 해석 중에서, 단순선로의 인덕턴스 해석은 단순한 형태인 경우에 대해서 이미 많은 연구가 이루어졌고, 역시 이를 간단한 형태의 마이크로 스트립라인에 그대로 적용할 수 있으나, 다소 복잡한 형태에 대한 연구사례에 대한 수식을 보면, 해석적으로 유도된 형태가 아니라, 실험 등을 통한 근사식의 형태이므로, 수식과 실제상황이 일치하는 설계변수의 범위가 상당히 제한적이고, 정확한 값을 유추하기가 어렵다[3-7]. 그래서, 본 연구에서 다소 복잡한 형태인 meander line 형 및 spiral line 형 인덕터를 정확하게 해석할 수 있는 방안을 마련하였다. 마이크로 스트립라인 커패시터의 경우에는 일반적인 유전체에서의 커패시턴스 값에 대한 계산식은 잘 소개되어 있으나, 압전현상을 가지는 재료를 이용하는 경우에는 기존 수식을 이용할 수 없다는 단점이 있다. 따라서, 압전현상을 포함한 해석이 가능한 Smith 등가회로 해석법을 이용하여 해석을 행하였다[8].

고주파용으로 사용할 마이크로 스트립라인 집중소자의 임피던스는 매우 작은 값을 가지기 때문에, 수동소자의 임피던스 값을 측정하는 전용기기인 임피던스 분석기나 RLC 미터를 사용하여 측정하는 것이 불가능하다. 따라서 본 연구에서는 네트워크 분석기를 이용하여 매우 작은 임피던스 소자의 측정을 정확하게 할 수 있는 방안을 마련하였다. 이러한 방법들을 토대로, 본 연구에서는 마이크로 스트립라인 집중소자를 직접 제작하고, 임피던스를 측정하는 실험을 행하였다. 그 결과 본 연구에서 제안한 마이크로 스트립라인 집중소자의 해석 방법이 타당함을 알 수 있었다. 본 연구에서 제시한 마이크로 스트립라인 집중소자 해석법은 탄성표면과 듀플렉서의 최적설계에 직접 적용될 수 있을 뿐만 아니라 다른 고주파 소자의 설계에 적용될 수 있으리라 기대된다.

## 2. 마이크로 스트립라인 집중소자 해석

### 2.1 마이크로 스트립라인 인덕터 해석

2차원 평면상에 표현할 수 있는 마이크로 스트립라인 인덕터의 종류는 그림 1 (a)~(c)와 같이 단순한 선로 형태인 flat line 형 인덕터, 인접한 도선의 전류의 방향이 반대가 되도록 도선들이 나열된 형태인 meander line 형 인덕터, 인접한 도선의 전류의 방향이 동일하게 되도록 도선들이 나열된

형태인 spiral line 형 인덕터로 크게 나뉠 수 있다. 기본적으로 수십 nH 이하의 작은 인덕터를 구현하기 위해서는 도선의 길이가 짧아야 하고, 이러한 이유에 근거하여 위 세 종류 중에서 flat line 형 인덕터는 매우 작은 값의 인덕턴스를 구현하는데 적합하다. Meander line 형 인덕터는 정해진 면적에 도선의 길이와 폭, 반복회수 등을 조절하여 특정 값의 인덕턴스를 구현하기에는 용이하지만, 인덕턴스 값에 비해 매우 큰 저항성분 값을 가지는 단점이 있고, 이웃한 도선의 상호인덕턴스가 전체 인덕턴스에는 음(-)으로 작용하기 때문에, 동일한 면적에 구현된 spiral line 형 인덕터에 비해 인덕턴스의 값이 작다는 단점을 가진다. 이에 반해서, spiral line 형 인덕터는 이웃한 도선의 상호인덕턴스가 전체 인덕턴스에 양(+)으로 작용하기 때문에, 제한된 면적에 비교적 큰 값의 인덕턴스를 구현할 수 있다. 하지만, 표면형 디바이스에 배선을 입체적으로 해 주어야 한다는 단점을 가지고 있다.

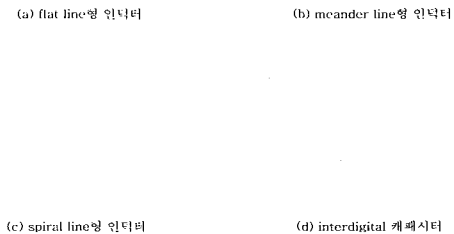


그림 1. 마이크로 스트립라인 집중소자의 형태.  
Fig. 1. Schematics of micro-strip line lumped elements.

간단한 형태의 마이크로 스트립라인 인덕터의 해석은 스트립라인의 자기인덕턴스와 상호인덕턴스 수식으로부터 간단히 계산할 수 있다. 단순 선로에서의 자기 인덕턴스는 아래의 식과 같이 표현된다[4].

$$L_1 = \mu_0 l / 2\pi \cdot [\ln [l / (w + t)] + 1.193 + 0.2235 \cdot (w + t) / l] \quad [\text{Henry}] \quad (1)$$

여기서,  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  (진공에서의 투자율)  
 $t$ : 전극 두께 [m]

$w$  : 전극 폭 [m]  
 $l$  : 전극 길이 [m]

이다.

그런데, 실제 상황에서는 고주파일수록 Skin effect가 많이 발생하게 된다. Skin effect란 고주파일수록 도선 표면의 전류밀도가 도선 중심보다 크게 되는 현상으로, 도선 내부의 인덕턴스가 도선 외부의 인덕턴스보다 매우 작게 되는 현상이다. Skin effect가 전체 인덕턴스 값에 미치는 영향은 실제로는 미미하다. 이러한 효과를 고려한 수식은 다음과 같이 표현된다[9].

먼저, 주파수에 무관한 도선 외부의 인덕턴스는 다음과 같다.

$$L_{2-1} = \mu_0 l / 2\pi [ \operatorname{arcsinh}(l/(w+t)) + l/(w+t) \cdot \operatorname{arcsinh}((w+t)/l) + (w+t)/3l - 1/3(l/(w+t))^2 \cdot ((1+(w+t)^2/l^2)^{3/2} - 1) ]$$

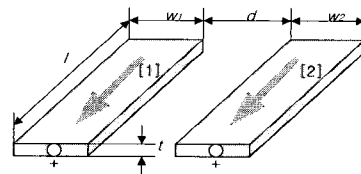
[Henry]

(2)

그리고, 주파수에 의존하는 Skin effect에 의한 도선 내부의 인덕턴스는 다음과 같다.

$$L_{2-2} = \frac{\mu_0 l}{4mw} \frac{\sinh(mt) - \sin(mt)}{\cosh(mt) - \cos(mt)}$$

[Henry]



$$L_{total} = L_1 + L_2 + 2M_{12}$$

where,  $L_1, L_2$ : self inductance  
 $M_{12} = M_{21}$

(a) 전류방향이 같을 때.

(3)

여기서,  $m = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \sigma \cdot \mu}$   
 $f$  : 주파수  
 $\sigma$  : 전극의 전기전도도  
 $\mu$  : 전극의 투자율

이다.

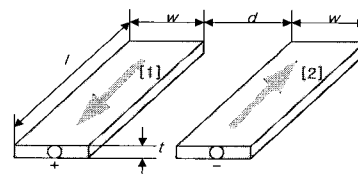
전체적인 자기 인덕턴스는 다음과 같이 식 (2), 식 (3)에 표시한 도선 외부의 인덕턴스와 도선 내부의 인덕턴스의 합으로 표현된다.

$$L_2 = L_{2-1} + L_{2-2} \quad [\text{Henry}] \quad (4)$$

실제로는 Skin effect에 의한 효과는 미미하기 때문에 식 (1)과 식 (4)의 계산값이 보이는 차이는 매우 적다. 위의 수식으로부터 스트립라인의 설계 변수에 따른 자기 인덕턴스의 변화를 살펴보면, 전극길이( $l$ )가 증가할수록, 전극폭( $w$ )과 전극두께( $t$ )가 감소할수록 인덕턴스 값이 증가함을 알 수 있다. 그리고, 인덕턴스는 기판재료에 무관함을 알 수 있다.

Meander line 형 인덕터와 spiral line 형 인덕터와 같이 좀더 복잡한 형상의 해석을 위해서는 상호인덕턴스를 고려해야 한다. 그림 2와 같이 두 평행한 도선에서 발생하는 상호인덕턴스는 다음 수식으로 계산될 수 있다[4].

$$M_{12} = 2 \times 10^{-3} \cdot l \cdot [ \ln[2l/d] - \ln k - 1 + d/l - d^2/4l^2 ] \quad (5)$$



$$L_{total} = L_1 + L_2 - 2M_{12}$$

where,  $L_1, L_2$ : self inductance  
 $M_{12} = M_{21}$

(b) 전류방향이 반대일 때.

그림 2. 두 개의 평행한 도선에서 전류방향에 따른 상호 인덕턴스의 효과.

Fig. 2. Effects of mutual inductance in two parallel strip lines.

여기서,

for  $t/w = 0.0$ ,

$$\ln k \approx 0.019 - 0.081(t/d)^3 - 0.019e^{t/d}$$

for  $t/w = 0.1$ ,

$$\ln k \approx 0.020 - 0.077(t/d)^3 - 0.019e^{t/d}$$

for  $t/w = 0.2$ ,

$$\ln k \approx 0.001 - 0.008(t/d)^3 - 0.001e^{t/d}$$

$d$  : 두 스트립라인 간의 간격  
이다.

수식으로부터 상호 인덕턴스는 두 스트립라인 간의 간격이 감소할수록 커진다는 것을 알 수 있다. 이러한 상호 인덕턴스는 전류의 방향에 따라 전체 인덕턴스에 미치는 영향이 반대인데, 그림 2 (a)와 같이 전류방향이 같은 경우에는 두 도선간에 나타나는 상호 인덕턴스가 전체 인덕턴스에서 (+) 성분으로 작용하고, 그림 2 (b)와 같이 전류방향이 반대인 경우는 전체인덕턴스에서 (-)성분으로 작용하게 된다. 그래서, 전류의 방향이 한 쪽으로 정렬된 spiral type 인덕터가 meander line 인덕터보다 큰 인덕턴스 값을 구현하는데 용이하다.

본 연구에서 실제로 구현하고자 하는 meander line 형 인덕터와 spiral line 형 인덕터의 인덕턴스 계산은 앞서 보인 자기인덕턴스와 상호인덕턴스 수식의 조합으로 가능하다. 그림 3과 같은 형태의 meander line 형 인덕터에서 전체 인덕턴스는 아래와 같은 수식으로 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} L_{total} &= nL_V + (n-1)L_H - 2(n-1)M_{12} \\ &+ 2(n-2)M_{13} - 2(n-3)M_{13} \\ &+ \dots - 4M_{1(n-1)} + 2M_{1n} \\ &= nL_V + (n-1)L_H \\ &+ \sum_{N=2}^n [(-1)^{N-1} \cdot 2(n-N+1) \cdot M_{1N}] \end{aligned} \quad (6)$$

여기서,  $n$  : meander line finger의 반복개수  
( $n = 2, 3, 4, \dots$ )  
 $L_V$  : 세로 방향 스트립라인 한 개의 자기인덕턴스

$L_H$  : 가로 방향 스트립라인 한 개의 자기인덕턴스

$M_{1n}$  :  $n-1$  칸만큼 이웃한 스트립라인 도선간의 상호인덕턴스

이다.

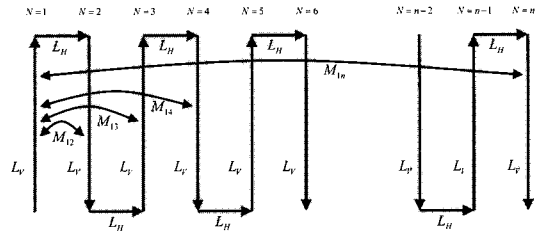


그림 3. Meander line에서의 인덕턴스.  
Fig. 3. Inductance of a meander line.

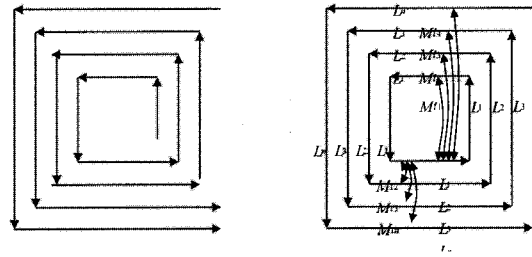


그림 4. 인덕턴스 계산을 위해 단순화된 spiral line의 구조.  
Fig. 4. Simplification of a spiral line for inductance calculation.

Spiral line 형 인덕터는 그림 4와 같이 정사각형 루프가 반복된 형태로 단순화 시켜서, 역시 자기인덕턴스와 상호인덕턴스 수식의 조합으로 간단히 계산할 수 있다. 이는 아래와 같은 수식으로 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned} L_{total} &= 4 \sum_{M=1}^{n_t} L_M + 8 \sum_{M=1}^{n_t} \sum_{N=M+1}^{n_t} M_{MN} \\ &- 4 \left( 2 \sum_{M=1}^{n_t} \sum_{N=1}^{n_t} M'_{MN} - \sum_{M=1}^{n_t} M'_{MM} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서,  $n_t$  : 턴 수 ( $n_t = 2, 3, 4, \dots$ )  
 $L_M$  : 1/4 루프 길이 도선의 자기

인덕턴스

$M_{MN}$  : 전류방향이 동일한 1/4 루프 길이 도선간의 상호인덕턴스

$M'_{MN}$  : 전류방향이 반대인 1/4 루프 길이 도선간의 상호인덕턴스

이다.

### 2.2 마이크로 스트립라인 커패시터 해석

마이크로 스트립라인을 이용해서 설계하는 커패시터는 주로 interdigital 형 커패시터이고 그 구조는 그림 1 (d)에 나타낸 바와 같다. 일반적으로 유전체에서의 커패시터의 임피던스 특성은 주파수 증가에 따라 임피던스의 절대값이 감소하고, 임피던스의 위상은  $-90^\circ$  로 유지된다. 이와는 달리, 본 연구에서 사용될 마이크로 스트립라인 커패시터는 탄성표면과 듀플렉서의 한 부분이므로, LiTaO<sub>3</sub> 압전 단결정 위에 구현해야 한다. 따라서, 일반적인 커패시터의 특성과는 달리 압전현상이 발생하게 된다. 즉, 커패시터로서의 역할을 기대하는 주파수 대역에서는 전기-기계적 공진과 반공진 현상이 나타나는 부분을 피해서 커패시터의 특성만 나타날 수 있도록 전극주기를 적절히 조정해야 할 필요가 있다.

유전체에서의 interdigital 형 커패시터를 해석하는 방법은 여러 문헌에 간단한 수식으로 소개되어 있지만, 본 연구에서는 압전체에서의 interdigital 형 커패시터에 대한 해석이 요구되므로, 압전현상을 고려한 interdigital 트랜스듀서 해석방법인 Smith 등가회로 해석법을 이용하여 임피던스를 해석하였다. Smith 등가회로 해석법은 그림 5와 같이 하나의 전극과 그 양쪽에 두 개의 빈 공간으로 구성된 전극 모델을 수립하고, interdigital 형 커패시터는 이 전극 모델들의 조합으로 표현한다. Smith 등가회로 해석법은 각각의 전극배열에 대한 해석을 하기 때문에, 정확한 해석을 행할 수 있다는 장점을 가진다[10].

Smith 등가회로 해석법에 의한 전체 interdigital 형 커패시터의 전기-음향 전송행렬( $F_{t_{ij}}$ )로부터 임피던스( $Z_C$ )는 가우스 소거법(Gaussian elimination)과 2단자쌍 회로망 파라미터 변환규칙에 의해 구할 수 있다.  $Z_C$ 는 interdigital 형 커패시터의 규격과 압전체의 물성의 함수로 표현되고, 유도과정은 참고문헌 [10]에 자세히 소개되어 있다.

$$Z_C = [F_{t_{43}} - (F_{t_{13}} + F_{t_{23}}Z_0) (F_{t_{42}} + F_{t_{41}}Z_0) / (F_{t_{21}}Z_0^2 + (F_{t_{11}} + F_{t_{22}}Z_0) + F_{t_{12}})]^{-1} \quad (8)$$

식 (8)로부터 주파수  $f$ 에서의 캐패시턴스는 아래와 같이 표현된다.

$$C = -\frac{1}{2\pi f \cdot \text{Im}[Z_C]} \quad [\text{Farad}] \quad (9)$$

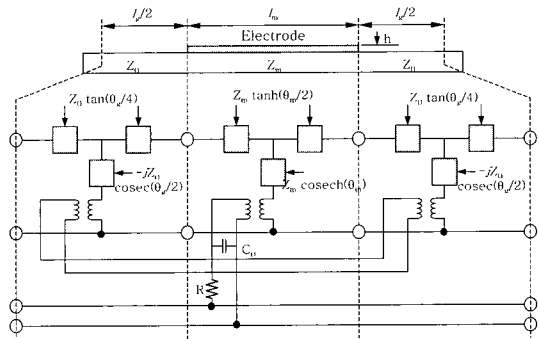


그림 5. Smith 등가회로모델.

Fig. 5. Smith Equivalent circuit model.

### 3. 측정실험 및 이론적 해석의 검증

#### 3.1 네트워크 분석기를 이용한 임피던스 해석

앞서 설명한 마이크로 스트립라인 집중소자의 정확성을 실험적으로 증명하기 위해서 마이크로 스트립라인 집중소자 인덕터 및 커패시터를 직접 제작하여 측정함으로써 해석의 타당성을 증명하였다. 수 nH ~ 수십 nH의 인덕턴스 값과 수 pF ~ 수십 pF의 캐패시턴스 값은 임피던스를 측정하는 대표적인 장치인 임피던스 분석기나 RLC 미터로 측정하기에는 너무 작은 값이기 때문에 다른 측정방법이 필요하였다. 따라서 본 연구에서는 네트워크 분석기인 HP-8752C를 이용하여 매우 작은 값의 집중소자의 측정을 시도하였다.

일반적으로 네트워크 분석기는 장치의 특성상 기기 입력단의 임피던스는 50 Ohm 이기 때문에, 임피던스가 50 Ohm 부근이고 동시에 위상값이  $0^\circ$  부근에서 측정된 값에 대해 신뢰도가 높으며,

이 부근에서 많이 벗어나는 값이 측정되었다면 그 측정값은 신뢰하기가 어렵다. 따라서 임피던스가 매우 작은 마이크로 스트립라인 집중소자를 단순히 직접 측정하거나, 측정 시에 측정 지그의 기생 임피던스 성분이 포함되면, 정확한 측정결과를 얻을 수 없었다. 이러한 문제를 극복하고자, 그림 6과 같이 제작한 마이크로 스트립라인 집중소자에 50 Ohm의 저항을 직렬 또는 병렬로 연결해서 전체적인 임피던스의 값을 50 Ohm 부근으로 옮겨두고 측정한 임피던스 값과 단순히 50 Ohm의 저항을 측정한 임피던스 값으로부터 순수한 마이크로 스트립라인 집중소자의 임피던스 값을 계산, 추정하였다.

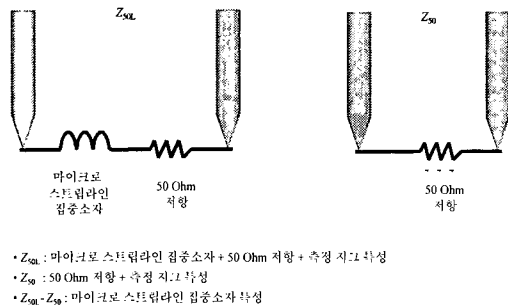


그림 6. 마이크로 스트립라인 집중소자의 측정 정확도 개선책.

Fig. 6. Measurement method to improve accuracy in characterizing micro-strip line lumped elements.

### 3.2 마이크로 스트립라인 인덕터 측정결과

마이크로 스트립라인 인덕터 해석방법의 타당성을 증명하기 위해서 제작과 측정실험을 행하였다. 마이크로 스트립라인 집중소자는 LiTaO<sub>3</sub> 압전 단결정 기판에 4500 Å 두께의 알루미늄 박막을 스퍼터링 기법으로 증착한 후에 photolithography 기법을 이용하여, 전극을 부분적으로 식각하는 과정을 거쳐서 제작하였다. 마이크로 스트립라인 인덕터는 인덕턴스 값에 비해서 저항성분 값이 너무 커서 탄성표면과 듀플렉서용으로 부적합한 meander line 형 인덕터를 제외하고, flat line 형, spiral line 형을 제작 측정하였다. 측정은 flat line 형 인덕터는 저항성분 및 인덕턴스 값이 매우 작으므로, 50 Ohm 저항을 직렬 연결하여 측정하였고, 반대로 spiral line 형 인덕터는 50 Ohm 저항

을 병렬 연결하여 측정하였다. 제작, 측정된 마이크로 스트립라인 인덕터에 대한 설계사양 및 이론적 예상치를 표 1과 표 2에 나타내었다.

표 1. Flat line 형 마이크로 스트립라인 인덕터의 규격 및 이론적 예상치.

Table 1. Dimension and theoretically predicted impedance values of flat line type micro-strip line inductors.

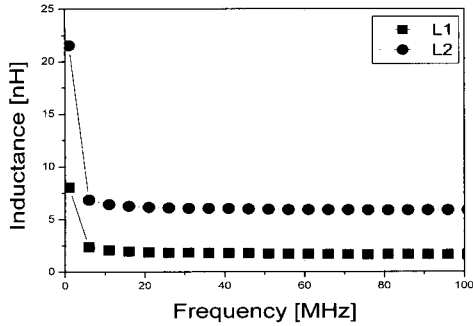
소자	예상 이론치		규격	
	L [nH]	R [Ohm]	w [ $\mu$ m]	l [ $\mu$ m]
L1	1.12	0.05	2800	3500
L2	6.37	0.98	330	7400

표 2. Spiral line 형 마이크로 스트립라인 인덕터의 규격 및 이론적 예상치.

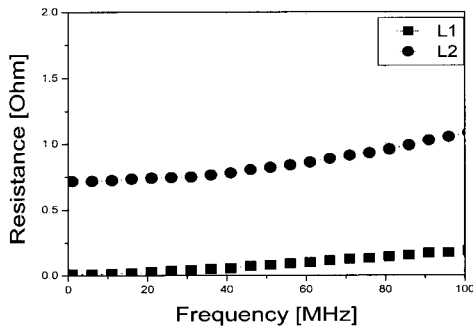
Table 2. Dimension and theoretically predicted impedance of spiral line type micro-strip line inductors.

소자	예상 이론치		규격		
	L [nH]	R [Ohm]	턴수	w (=g) [ $\mu$ m]	최내각 루프의 직경 [ $\mu$ m]
ST	346.9	113.4	6	40	4000
T1	184.7	74.2	4	40	4000
T2	547.3	154.0	8	40	4000
W1	378.7	218.4	6	20	4000
W2	332.7	78.4	6	60	4000

Flat line 형 인덕터의 측정결과를 그림 7, spiral line 형 인덕터의 측정결과를 그림 8에 각각 나타내었다. 측정결과는 표 1과 표 2에 보인 이론적 예상치와 비교적 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 그림 7의 flat line 형 인덕터의 측정결과에서 비교적 낮은 주파수에서 실험결과가 예상치과 비교적 잘 일치하는 경향을 볼 수 있는데, 그 이유는 주파수가 낮을수록 측정되는 임피던스 값이 50 Ohm에 더 가깝게 측정되므로, 비교적 낮은 주파수에서의 측정값에 대한 신뢰도가 높기 때문이다. 한 가지 특이한 점으로, 매우 낮은 주파수에서 인덕턴스 값이 매우 크게 계산되었는데, 이는 저주파에서의 측정장비 분해능의 한계로 인해 발생하는 계산상의 오차 때문에 발생하는 문제임을 확인할 수 있었다. 그림 8의 spiral line 형 인덕터의 측정결과를 보면,



(a) 인덕턴스



(b) 저항

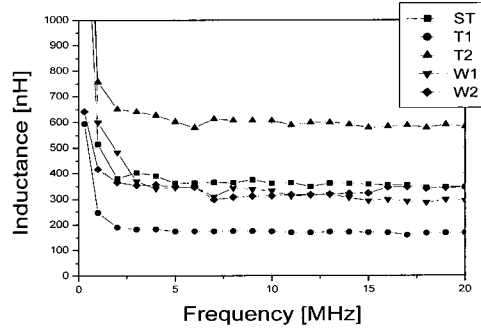
그림 7. Flat line 형 인덕터의 측정결과.

Fig. 7. Experimental result with flat line type inductors.

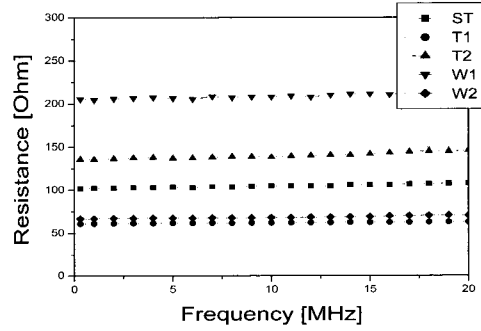
특성 값 자체가 비교적 크기 때문에 flat line 형 인덕터에 비해 이론적 결과 치보다 훨씬 더 오차가 작음을 알 수 있다. 하지만, T2, W1과 같이 저항성분이 매우 큰 경우에는 네트워크 분석기의 측정값 신뢰구간에서 많이 벗어나는 측정이 이루어지게 되므로, 역시 측정값이 약간 부정확해지는 경향을 볼 수 있었다.

### 3.3 마이크로 스트립라인 커패시터 측정결과

마이크로 스트립라인 커패시터는 interdigital 형으로 제작하였고, 제작방법은 앞서 설명한 마이크로 스트립라인 인덕터의 제작방법과 동일하다. 그리고 커패시터의 저항성분 값이 이론적으로 매우 작기 때문에 50 Ohm의 저항을 직렬 연결하여 측정하였다. 제작, 측정된 마이크로 스트립라인 커패



(a) 인덕턴스



(b) 저항

그림 8. Spiral line 형 인덕터의 측정결과.

Fig. 8. Experimental result with spiral line type inductors.

표 3. Interdigital 형 마이크로 스트립라인 커패시터의 규격 및 이론적 예상치.

Table 3. Dimension and theoretically predicted impedance of interdigital type micro-strip line capacitors.

소자	예상 이론치 커패시턴스 [pF]	규격		
		w (=g) [μm]	l [μm]	NIDT [fingers]
C1	4.8	21.4	500	41
C2	38.0	21.4	1500	105

시터의 설계사양 및 이론적 예상치를 표 3에 나타내었고, 측정결과를 그림 9에 나타내었다. 커패시터의 경우에는 저항성분 값이 매우 작고, 탄성포

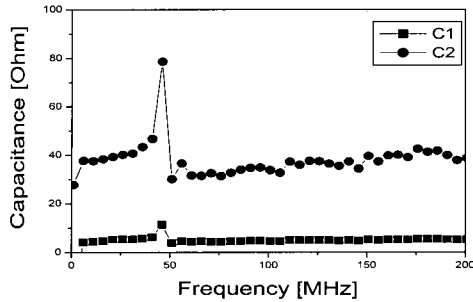


그림 9. Interdigital 형 커패시터의 측정결과.

Fig. 9. Experimental result with interdigital type capacitors.

면과 듀플렉서에 실제 적용하는데 있어서도 저항 성분 값이 그리 중요하지 않기 때문에 커패시터 값만 측정, 계산하였다. 측정 결과를 보면, 공진 및 반공진이 발생하는 주파수 구간을 제외하고, 이론적 예상치와 실험결과가 비교적 잘 일치함을 알 수 있다.

#### 4. 결론

본 연구에서는 탄성표면파 듀플렉서 내의 회로부에 사용될 마이크로 스트립라인 커패시터와 인덕터의 이론적 해석 방법을 제시하고, 그 해석법의 타당성을 실험적으로 검증하였다. 구체적으로 단순한 형태의 마이크로 스트립라인 수직으로부터 좀더 복잡한 형태인 meander line 형과 spiral line 형 마이크로 스트립라인 인덕터의 임피던스 값을 정확하게 해석할 수 있는 방안을 제시하였다. 또한 Smith 등가회로 해석법을 이용하여, 압전현상을 고려하는 interdigital 형 마이크로 스트립라인 커패시터의 임피던스 특성을 예측하였다. 정확한 실험을 행하기 위해서, 매우 작은 임피던스 값을 가지는 소자를 네트워크 분석기와 50 Ohm 저항을 이용하여 정확하게 측정할 수 있는 방안을 제시하였고, 이러한 방법들을 토대로 하여, 마이크로 스트립라인 집중소자를 제작하고 측정하였다. 그 결과 해석에 의한 이론적 예상치와 실험에 의한 측정결과가 비교적 잘 일치함을 볼 수 있었다. 이와 같은 검증을 거친 마이크로 스트립라인 집중소자의 해석방법은 탄성표면파 듀플렉서뿐만 아니라, 기타 고주파 디바이스 설계에 직접 적용될 수 있

으리라 기대된다.

#### 참고 문헌

- [1] O. Ikata, Y. Satoh, H. Uchishiba, H. Taniguchi, N. Hirasawa, K. Hashimoto, and H. Ohmori, "Development of small antenna duplexer using SAW filter for handheld phones", IEEE Ultras. Symp. Proc., p. 111, 1993.
- [2] 이승희, 이영진, 노용래, "마이크로 스트립라인 집중소자를 이용한 일체형 탄성표면파 듀플렉서 필터의 최적설계", 한국음향학회지, 20권, 3호, p. 83, 2001.
- [3] F. W. Grover, "Inductance Calculations: Working Formulas and Tables", D. Van Nostrand Company, Inc., p. 31, 1946.
- [4] B. C. Wadell, "Transmission Line Design Handbook", Boston Artech House, p. 384, 1991.
- [5] 윤의중, 김좌연, 박노경, 김상기, 김종대, "DC-DC Converter용 자성박막 인덕터 설계에 관한 연구", 전기전자재료학회논문지, 14권, 1호, p. 74, 2001.
- [6] 김현식, 송계성, 오영우, "습식 식각법으로 제조된 박막 인덕터의 임피던스 특성", 전자전기재료학회논문지, 10권, 8호, p. 813, 1997.
- [7] 박민, 현영철, 김천수, 유현규, 구진근, 남기수, 이성현, "고저항 실리콘 기판을 이용한 마이크로 웨이브 인덕터 제작", 한국전기전자재료학회 1996추계학술대회 논문집, p. 291, 1996.
- [8] W. Smith, H. M. Gerard, and W. R. Jones, "Analysis and design of dispersive interdigital surface-wave transducers", IEEE Trans. MTT, Vol. 20, No. 7, p. 458, 1972.
- [9] E. Pettenpaul, H. Kapusta, A. Weisgerber, H. Mampe, J. Luginsland, and I. Wolff, "CAD models of lumped elements on GaAs up to 18 GHz", IEEE Trans. MTT. Vol. 36, No. 2, p. 294, 1988.
- [10] Y. R. Roh, Y. J. Lee, and S. H. Lee, "Development of a new design technique for SAW ladder filters," Jpn. J. Appl. Phys., Vol. 40, No. 8, p. 142, 2001.