

논문 2006-43TC-12-10

# 개구 접지 면과 적층 PCB를 이용한 우수한 민감도를 갖는 미앤더 선로 인덕터 설계

( A Design of The Meander Line Inductor With Good Sensitivity Using  
Aperture Ground plate and Multi-layer PCB )

김 유 선\*, 남 훈\*\*\*, 정 진 우\*, 임 영 석\*\*

( Yuseon Kim, Hun nam, Jinwoo Jung, and Yeongseog Lim )

## 요 약

본 논문에서는 개구를 갖는 접지면의 높은 특성 임피던스를 이용하여 주파수에 대한 민감도가 좋고 높은 품질 계수를 갖는 미앤더 라인 인덕터들을 설계하였다. 주파수에 대한 민감도는 자기 공진 주파수 (SRF) 대신에 해석 주파수 범위에 대한 유효 인덕턴스 변화량으로 새로 정의 되었다. 등가 집중 소자 회로는 고주파 인덕터의 특성을 설명하기 위해 전개되었다. 개구 접지 면을 갖는 4 nH 미앤더 라인 인덕터는 0.45 nH/GHz의 좋은 민감도와 0.7 GHz에서 86의 Q 값을 갖는다.

## Abstract

In this paper, we design the meander line inductors with high sensitivity and high quality factor(Q) using high characteristic impedance of aperture ground plate. Sensitivity as a frequency is new defined by variation of effective inductance per analysis frequency range instead of self resonance frequency (SRF). An equivalent lumped circuit is derived to explain the characteristic of high frequency inductor. The 4 nH meander line inductor with aperture ground plate has 0.45 nH/GHz of good sensitivity and 86 of Q at 0.7 GHz.

**Keywords :** sensitivity, microwave passive element, multi-layer, meander line, aperture

## I. 서 론

인덕터는 단위 전류에 대한 자속 쇄교 수의 비로 정의 된다. 시변 전자기장에서 전류 분포는 매 시간, 매 위치마다 균일하지 않으며, 고주파 신호가 특정 선로를 통과 할 경우 특정 시간, 위치에 대한 전류 분포의 변화량은 증가한다. 또한 매질에 따라 자속의 분포도 다를 것 이며, 인덕터 구조 내의 커패시턴스 성분은 인덕터의 민감도를 더욱 떨어뜨린다. 이러한 이유로 인덕터는 모든 주파수에서 일정한 값을 가질 수 없으며, 인덕터

스 값이 고정되어 있다고 가정한 저주파이론을 고주파 회로 설계에 적용하기 위해서는 회로 해석과 장 해석의 중간 단계인 전송선로 이론을 적용해야 한다.

현재 고주파 회로에 적용되는 인덕터의 성능을 결정 짓는 주요 파라미터들은 자기 공진 주파수 SRF와 품질 계수 Q이다. 자기 공진 주파수는 인덕터 구조의 고유 공진 주파수이며, SRF가 낮다면 주파수에 대한 유효 인덕턴스 변화가 많다. 또한 SRF 이상에서는 더 이상 인덕터로서 동작하지 않는다. 품질 계수는 손실 성분에 대한 리액턴스 성분을 나타내는 것으로써, 이가 좋지 않을 경우 많은 손실을 가지고, 능동 회로에서는 잡음을 증가 시킨다<sup>[1-12]</sup>.

최근의 인덕터에 대한 연구들은 주로 RF-IC(Radio Frequency Integrated Circuit)분야에서 높은 품질 계수를 갖는 인덕터 설계, IC 칩 내의 물질들의 특성을 고

\* 학생회원, \*\* 정회원 전남대학교 전자공학과  
(Dept. of Electronics Engineering, Chonnam Nat. University)

\*\*\* 정회원 (주)LG-Nortel  
(LG-Nortel Co. Ltd.)

접수일자: 2006년8월31일, 수정완료일: 2006년12월12일

려한 인덕터 등가 회로 연구 등이 이루어지고 있다<sup>[1-4]</sup>. 수동 회로 분야에서는 준 집적회로 소자 개념을 이용하여 인덕터와 커패시터를 적층으로 구성하여 필터를 설계하는 연구 등이 있다<sup>[8-12]</sup>.

하지만 기존 논문들의 인덕터 구조들은 높은 인덕턴스 값을 갖는 인덕터를 구현하였을 시에는 낮은 SRF 값을 갖고, 주파수에 대한 유효 인덕턴스 변화가 심하다는 단점을 극복하기 어려웠다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위해 스트립 전송 선로의 구조에 기인한 전기적 요소들을 포함한 적합한 등가 회로 모델을 구성하였고, 이에 대한 회로 해석을 통해 적층 구조 내의 각각의 성분들이 유효 인덕턴스에 어떠한 영향을 주는지를 밝혔다. 이를 통해 유효 인덕턴스 변화에 영향을 많이 미치는 기생 커패시턴스 성분을 개구 접지 면을 이용하여 효과적으로 억제함으로써 우수한 민감도를 갖는 미앤더 선로 인덕터를 설계하였다.

본 논문에서는 비교적 등가 회로 모델 구성이 쉽고, 제작하기가 용이한 유전상수가 4.2인 FR-4 기판을 적층함으로써 인덕터를 설계하였다.

## II. 등가 회로 모델링 및 회로 해석

### 1. 구조 변수와 등가 회로의 소자들과의 관계

그림 1은 개구 접지 면을 갖는 적층 형 미앤더 선로의 구조와 주요 변수를 나타낸 것이고, 그림 2는 그림 1의 전기적 요소들의 등가 회로 모델이다.  $L_S$  는 미앤더 선로의 자기 인덕턴스를 나타낸 것이고,  $M$  은 미앤더 선로 사이의 전체 상호 인덕턴스를 나타낸 것이다.  $C_S$  는 그라운드와 선로 사이의 전기장에 의한 기생 커패시턴스,  $C_F$  는 프린징 효과에 의한 커패시턴스와 미앤더 선로의 상호 커패시턴스의 합,  $R_S$  는 저항 손실,  $R_G$  는 유전체 손실을 나타낸 것이다. 구조 변수와 등가 회로를 구성하는 소자들의 관계는 다음과 같다. 전체 구조의 두께는 특성 임피던스 관계식에 포함되므로 생략하였다.

$$L_S = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}{2c_0} l_T \quad (1)$$

$Z_c$  는 선로의 특성임피던스,  $\epsilon_r$  은 유효유전율,  $c_0$  는 공기 중에서의 전파 속도,  $l_T$  는 선로의 전체길이로써 단위는  $m$ 이다. 위의 식은 해석 주파수 파장의  $\lambda/8$ 이

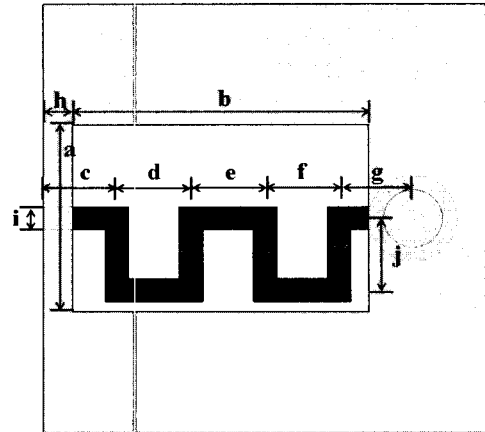


그림 1. 개구 접지 면을 갖는 적층 미앤더 선로 인덕터  
Fig. 1. The Multi-layer meander line inductor with aperture ground plate.

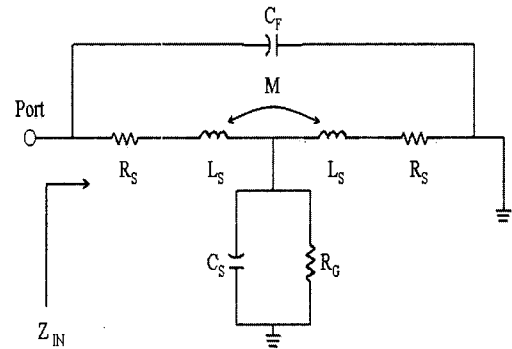


그림 2. 제안된 등가 회로  
Fig. 2. Proposed equivalent circuit.

하의 길이를 가진 선로에서 오차가 적은 값을 갖는다. 또한 선로의 폭이 얇을수록 근사된 결과를 갖는다<sup>[7-9]</sup>.

$$M_{12} = 2l_M Q \quad (2)$$

$M_{12}$  는 두 선로간의 상호 인덕턴스이며 단위는  $nH$ ,  $l_M$  은 두 선로가 교차하는 길이이고 단위는  $cm$ 이고,  $Q$ 는 상호 인덕턴스 파라미터이다. 아래의 식은  $Q$  값과  $GMD$ (geometric mean distance),  $l_M$ 들과의 관계식이다.

$$Q = \ln \left[ \frac{l_M}{GMD} + \sqrt{1 + \left( \frac{l_M}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left( \frac{GMD}{l_M} \right)^2} + \frac{GMD}{l_M} \quad (3)$$

여기서  $GMD$ 는 두 선로 간의 기하학적 평균 거리를 나타낸 것으로써, 아래의 식은 선로의 폭  $w$ 와 두 선로 중심 간의 거리  $d$ 에 의해서 결정되어지는  $GMD$ 의 값

을 나타낸 것이다<sup>[1,5]</sup>.

$$\ln GMD = \ln d - \frac{w^2}{12d^2} - \frac{w^4}{60d^4} - \frac{w^6}{168d^6} - \frac{w^8}{360d^8} - \frac{w^{10}}{660d^{10}} - \dots \quad (4)$$

그림 1에서 전체 상호 인덕턴스  $M$ 에 주로 영향을 미치는 변수들은  $d, e, f$  이다. 이들은 4 개의 선로 사이를 나타내는 구조 파라미터들로서, 좌측으로부터 첫 번째 선로와 두 번째 선로 사이의 상호 인덕턴스를  $M_{12}$ 라 하고, 나머지 선로들 간의 상호 인덕턴스를  $M_{13}, M_{14}, M_{23}, M_{24}, M_{34}$ 라 놓으면, 전류 방향을 고려한 전체 상호 인덕턴스는 다음과 같다<sup>[6]</sup>.

$$M = -M_{12} + M_{13} - M_{14} - M_{23} + M_{24} - M_{34} \quad (5)$$

$C_S$ 와  $C_F$ 는 완전 도체, 손실이 없는 매질로 가정하여 전자기 모의실험을 수행함으로써 무 손실 선로의 등가 회로와의 비교를 통해 결정하였다. 기생 커패시턴스 값과 구조 파라미터들은 다음과 같은 관계를 가진다.

$$C_S = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{Z_c c_0} l_T \quad (6)$$

$Z_c$ 는 선로의 특성임피던스,  $\epsilon_r$ 은 유효유전율,  $c_0$ 는 공기 중에서의 전파 속도,  $l_T$ 는 선로의 전체길이이다.

도체 손실은 높은 주파수일수록 큰 값을 가진다. 이는 높은 주파수를 가진 전류일수록 도체 표면에 흐르게 되는 표피 효과에 기인한다. 이에 대한 관계식은 아래와 같다<sup>[1-4]</sup>.

$$R_s = \frac{\rho \cdot l_T}{2 \cdot w \cdot \delta \cdot (1 - e^{-t/\delta})} \quad (7)$$

$\rho$ 는 도전율의 역수인 저항률이고,  $w$ 와  $l_T$ 는 선로의 폭과 길이를,  $t$ 와  $\delta$ 는 도체 두께와 전류가 통과하는 표피의 깊이를 나타낸 것이다. 본 논문에서는 구리의 도전율과  $17\mu m$ 의 도체 두께를 이용하여 이를 구하였으며, 선로의 폭과 길이에 따른 도체 손실의 값을 그림 3과 같다. 유전체 손실을 나타내는  $R_G$ 값은 손실이 있는 등가 회로와 측정 결과 값을 curve-fitting 하여 결정하였다.  $R_G$ 값과 구조 파라미터들의 관계는 다음과 같다.

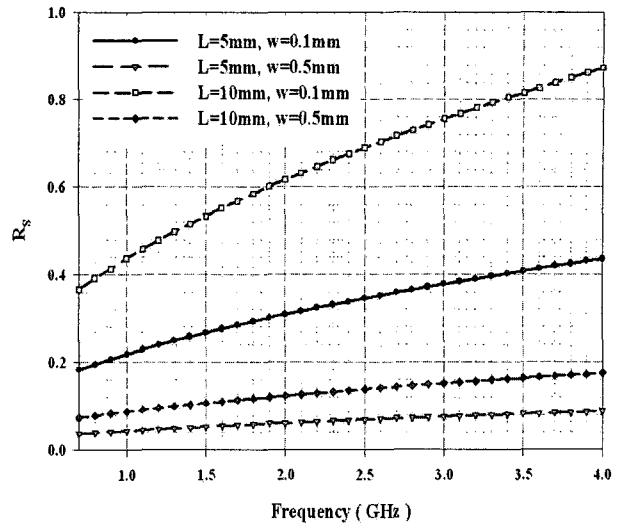


그림 3. 주파수에 따른 도체 손실  
Fig. 3. Conductor loss as a frequency.

$$R_G = \frac{R_{sub}}{w \cdot l_T} \quad (8)$$

여기서  $R_{sub}$ 는 물질에 따라 다른 값을 갖는 비례 상수이며,  $w$ 와  $l_T$ 는 선로의 폭과 전체 길이를 나타낸다.

### 2. 등가 회로 해석

현재까지의 등가 회로 모델은 크게 T형 모델과 II형 모델 두 가지의 모델이 있지만, II형 모델은 상호 인덕턴스를 포함시키기 어렵다는 단점이 있고, T형 모델은 II형 모델에 비해 손실을 포함한 회로 해석이 복잡하다는 단점이 있다. 본 논문에서는 상호 인덕턴스를 포함시키기 용이한 T형 모델을 사용하였다<sup>[1-4,8-12]</sup>.

그림 2의 등가 회로에서 포트에서 바라보는 입력 임피던스와 ABCD 행렬의 요소들과의 관계는 다음과 같다.

$$Z_{IN} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (9)$$

한편, 그림 2의 등가 회로에서 손실이 있는 인덕터의 입력 임피던스와 품질 계수는 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{IN} = R(w) + jI(w) = \frac{(2Z_1 Z_2 + Z_1^2) Z_3}{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + 2Z_1 Z_2 + Z_1^2} \quad (10)$$

$$L_{MS} = L_S \pm M \quad (11)$$

$$Z_1 = R_S + jwL_{MS} \quad (12)$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_S + \frac{1}{R_G}} \quad (13)$$

$$Z_3 = \frac{1}{j\omega C_F} \quad (14)$$

$$Q(\text{Quality factor}) = \frac{I(\omega)}{R(\omega)} \quad (15)$$

$R_S = 0, R_G = \infty$  라 가정하고, 회로 해석을 통해 그림 2의 등가회로의 입력 임피던스를 구하여, 정리하면 다음과 같다.

$$Z_{IN} = j \frac{2\omega L_{MS} - \omega^3 L_{MS}^2 C_S}{1 - \omega^2 L_{MS} C_S - 2\omega^2 L_{MS} C_F + \omega^4 L_{MS}^2 C_S C_F} \quad (16)$$

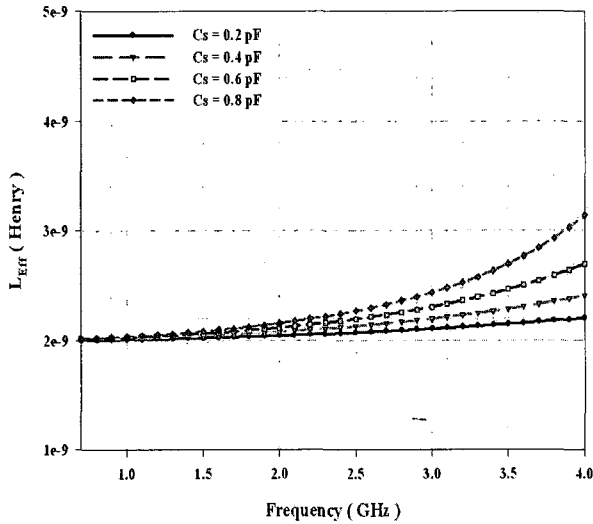


그림 4. 기생 커패시턴스의 영향  
Fig. 4. The effect of parasitic capacitance.

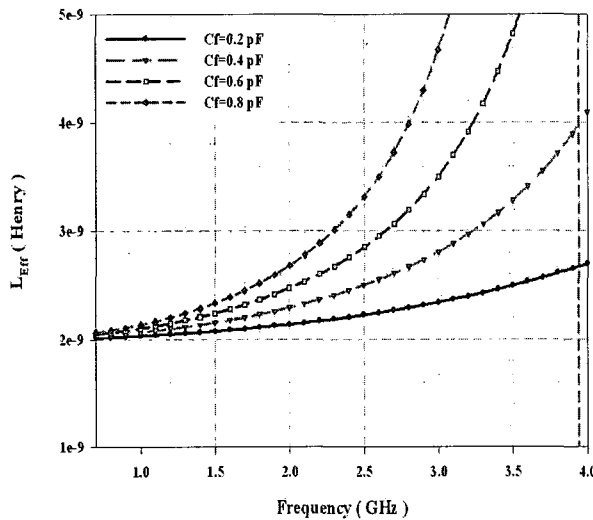


그림 5. 프린징 효과와 상호 커패시턴스의 영향  
Fig. 5. The effect of fringing effect and mutual capacitance.

이상적인 인덕터를 사용하였을 경우와 비교 하여 유효 인덕턴스와 관련된 식을 정리하면 아래와 같다.

$$L_{Eff} = \frac{2L_{MS} - \omega^2 L_{MS}^2 C_S}{1 - \omega^2 L_{MS} C_S - 2\omega^2 L_{MS} C_F + \omega^4 L_{MS}^2 C_S C_F} \quad (17)$$

본 논문에서는 인덕터의 민감도(Sensitivity)를 해석 주파수 사이에 대한 유효 인덕턴스의 평균 변화율의 역수로 정의 하였다.

$$S = \frac{1}{\text{Sensitivity}} = \frac{L_{Eff2} - L_{Eff1}}{f_2 - f_1} (\text{H/Hz}) \quad (18)$$

$S$  값이 0이라면 주파수와 인덕턴스는 독립적으로 작용하는 이상적인 인덕터의 특성과 같다.

그림 4는 기생 커패시턴스에 의한 주파수에 따른 유효 인덕턴스 변화를 보인 것으로서, 각각의 소자 값은  $L_{MS}$ 는 1 nH,  $C_F$ 는 0.02pF,  $C_S$ 는 0.2 pF부터 0.8 pF으로 하였다. 그림 5는 프린징 효과에 대한 영향과 구조간의 전기 커플링에 기인한 커패시턴스에 의한 주파수에 따른 유효 인덕턴스 변화를 보인 것이다. 소자들의 값은  $L_{MS}$ 는 1 nH,  $C_F$ 는 0.2 pF부터 0.8 pF,  $C_S$ 는 0.02pF으로 하였다. 위의 결과는 기생 커패시턴스 효과보다 프린징 효과와 상호 커패시턴스의 영향에 의해 유효 인덕턴스는 주파수에 따라 더욱 많은 변화를 갖는 것을 확인할 수 있다. 하지만, 실제 물리적 구조 상 프린징 효과와 상호 커패시턴스는 기생 커패시턴스의 영향에 비해 적은 값을 갖는다<sup>[1-12]</sup>.

### III. 모의 실험을 통한 개구면의 효과 검증

1. 직선 선로의 구조를 갖는 개구 접지면 인덕터  
직선 선로의 구조를 이용한 인덕터 시뮬레이션은 구조 내의 인덕턴스와 커패시턴스의 값을 상호 인덕턴스에 영향을 받지 않고 비교적 정확하게 추출할 수 있다. 그림 6은 전자기 시뮬레이션 툴인 HFSS 9.1을 이용하여 스트립 구조의 높이가 0.8 mm일 때, 50 옴의 특성 임피던스, 75 옴의 특성 임피던스, 75 옴의 특성 임피던스 선로를 사용하고 1.6 mm×2.4 mm, 1.6 mm×5.55 mm의 면적의 개구 접지 면을 갖는 스트립 라인 구조들이 각각 2 nH, 4 nH의 인덕턴스 값을 갖는 인덕터들을 설계하여 주파수에 따른 유효 인덕턴스 변화들을 도시한 것이다. 그림 7은 그림 6의 4 nH 인덕터들의 품질 계수 값을 도시한 것이다. 이는 개구 접지 면을 갖는 인덕터들은 우수한 주파수에 대한 민감도와 높은 품질 계수들을

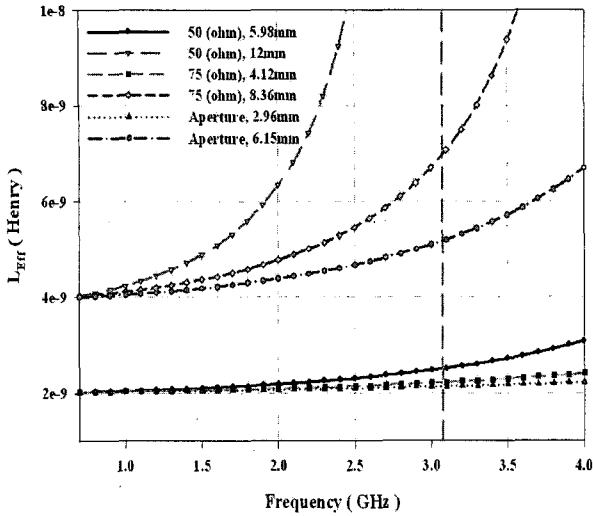


그림 6. 다양한 특성 임피던스를 갖는 선로들을 이용한 2nH, 4nH 직선 선로 인덕터의 주파수에 따른 유효 인덕턴스 변화들

Fig. 6. Variations of effective inductance as a frequency of the 2 nH, 4 nH straight line inductors using lines which have variable characteristic impedance.

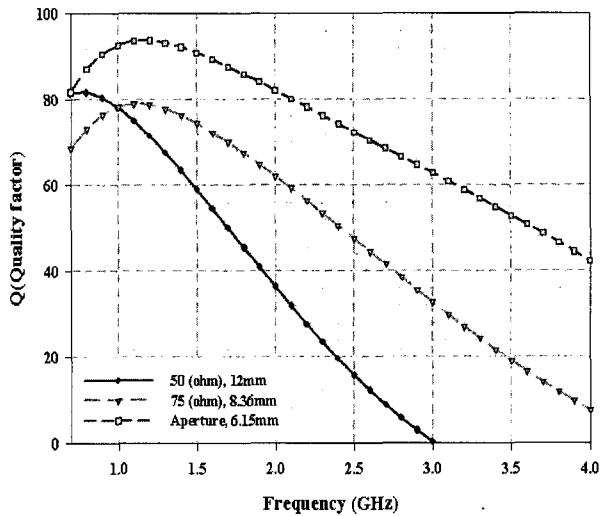


그림 7. 다양한 특성 임피던스를 갖는 선로들을 이용한 4nH 직선 선로 인덕터의 품질 계수 값들

Fig. 7. Values of quality factor of the 4 nH straight line inductors using lines which have variable characteristic impedance.

을 갖는다는 것을 보인다. 즉, 개구 접지 면을 갖는 구조는 높은 특성 임피던스 값을 구현할 수 있으므로 식 (1)에 따라 적은 길이에 같은 인덕턴스 값을 갖는 인덕터를 설계할 수 있고, 식 (6)에 따라 적은 기생 커패시턴스 값을 갖는다.

그림 8에서는 개구 접지 면의 넓이에 따라 스트립 구조의 75옴으로 설계된 4 nH 인덕터의 유효 인덕턴스

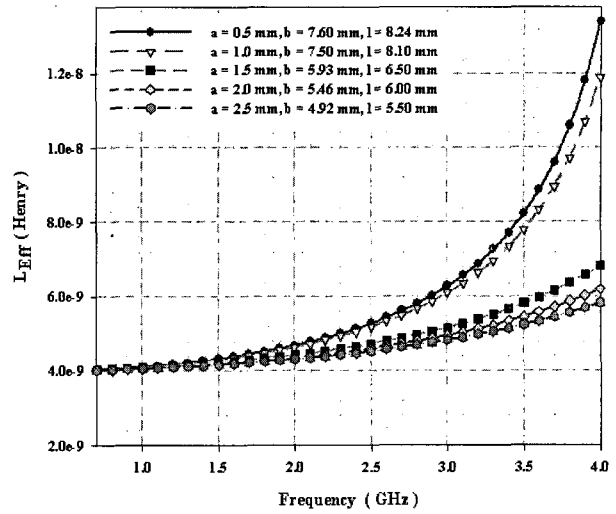


그림 8. 개구 면의 폭에 의한 영향

Fig. 8. The effect of aperture width.

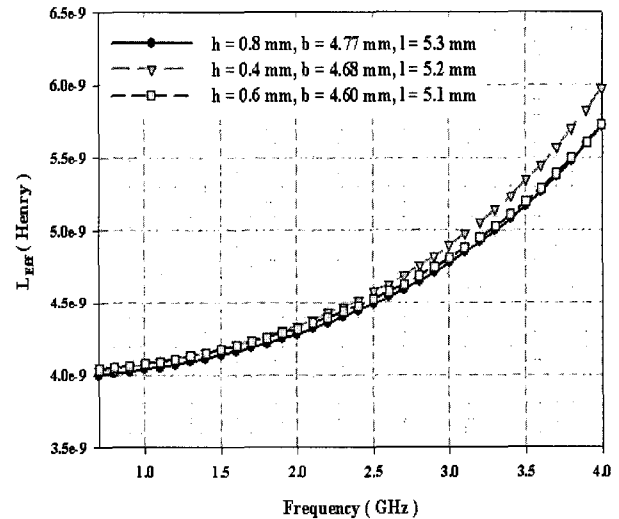


그림 9. 개구 접지 면을 갖는 스트립 선로 구조의 높이에 의한 영향

Fig. 9. The effect of height in strip line structure.

변화량을 보였다. 개구의 폭이  $a = 1.0$  mm에서  $a = 1.5$  mm 사이에 기생 커패시턴스의 변화가 많은 것을 확인할 수 있다. 그림 9는 개구면의 폭과 선로의 폭을  $a = 3.0$  mm,  $i = 0.2$  mm 로 고정하고 구조의 높이를 변화시키며 각각의 4 nH 인덕터의 유효 인덕턴스 변화량을 관찰한 것이다. 개구 접지 면이 존재하지 않을 경우에는 특성 임피던스 변화에 의해 기생 커패시턴스의 변화가 클 것이라 예상할 수 있지만, 충분히 넓은 개구 접지 면이 존재할 경우 같은 인덕턴스 값을 갖는 인덕터를 설계하였을 시 높이에 대해서는 큰 변화가 없는 결과를 보인다.

2. 미앤더 선로의 구조를 갖는 개구 접지면 인덕터  
미앤더 선로의 구조를 갖는 인덕터는 직선 선로 내의 인덕턴스 성분과 커패시턴스 성분 이외에 상호 인덕턴스 성분을 포함한다. 대략적인 상호 인덕턴스 값은 식 (5)를 이용함으로써 구할 수 있지만, 실제로는 주파수에 따라 한 주기 동안 전류 분포에 대한 자속 쇄교 수의 평균값은 다르므로 상호 인덕턴스 또한 주파수에 대한 독립적인 함수가 아니다. 그러므로 본 논문에서는 식 (5)와 전자기 모의실험을 병행하여 전체 상호 인덕턴스

값을 결정하였고, 앞 절의 직선 선로를 이용한 인덕터 설계의 데이터를 참고하여 구조 내의 인덕턴스 이외의 소자 변수들에 의한 영향을 최소화 하였다.

그림 10은 위의 예를 보인 것으로써 식 (5)를 이용한 전체 상호 인덕턴스 계산 수치는 모두 같지만, 전자기 모의 실험의 결과 미소한 차이를 갖는 것을 확인할 수 있다. 그림 1에서 변화를 준 구조 변수 외의 다른 변수들의 값은 각각  $a = 6 \text{ mm}$ ,  $b = 2.8 \text{ mm}$ ,  $c = 0.5 \text{ mm}$ ,  $g = 0.83 \text{ mm}$ ,  $h = 0.1 \text{ mm}$ ,  $i = 0.2 \text{ mm}$ ,  $j = 0.65 \text{ mm}$ ,  $\text{height} = 0.4 \text{ mm}$  로 고정하였다.

그림 11은 상쇄되는 상호 인덕턴스 값을 줄이기 위해 그림 1에서 전체 길이와 다른 구조 변수들의 값은 같고  $j$  값을 변화시키며 주파수에 따른 유효 인덕턴스 변화량을 관찰한 것이다. 그림의 변수들은 미앤더 선로의 왼쪽부터 차례로  $j_1, j_2, j_3, j_4$  이다.  $j_1 = 0.85 \text{ mm}$ ,  $j_2 = 0.45 \text{ mm}$ ,  $j_3 = 0.45 \text{ mm}$ ,  $j_4 = 0.85 \text{ mm}$  일 때, 가장 좋은 효율을 갖는 것을 확인할 수 있다. 다른 구조 변수들은 각각  $a = 6 \text{ mm}$ ,  $b = 2.8 \text{ mm}$ ,  $c = 0.5 \text{ mm}$ ,  $g = 0.83 \text{ mm}$ ,  $h = 0.1 \text{ mm}$ ,  $i = 0.2 \text{ mm}$ ,  $d = e = f = 0.65 \text{ mm}$ ,  $\text{height} = 0.4 \text{ mm}$  로 고정하였다.

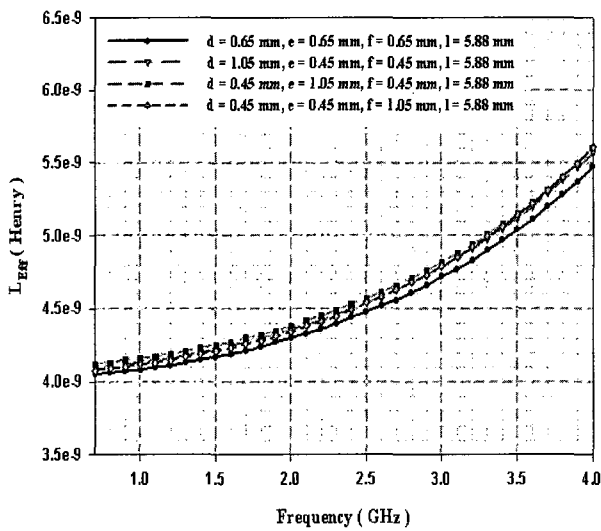


그림 10. 미앤더 선로의 모양에 의한 상호 인덕턴스 변화들 (1)

Fig. 10. Variations of mutual inductance by the meander line shape (1).

#### IV. 인덕터 설계 및 집중 소자 추출

앞 절의 데이터를 기반으로 하여 비유전율,  $\tan\delta$ , 구조의 높이가 각각 4.2, 0.02, 0.4 mm이고 6 mm×2.8 mm의 개구 접지 면을 갖는 스트립 라인 구조를 이용하여

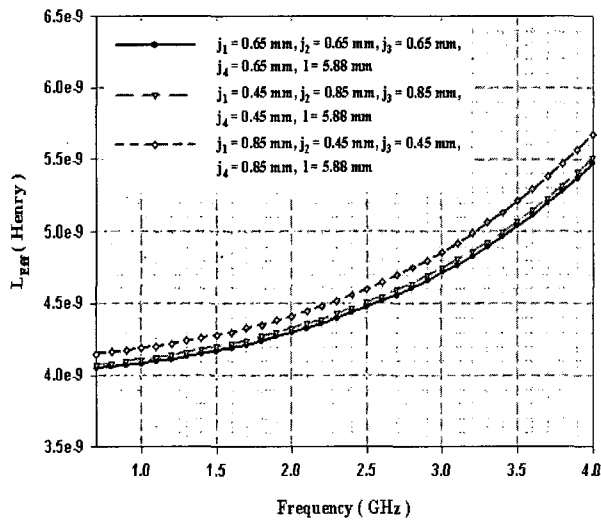


그림 11. 미앤더 선로의 모양에 의한 상호 인덕턴스 변화들(2)

Fig. 11. Variations of mutual inductance by the meander line shape (2).

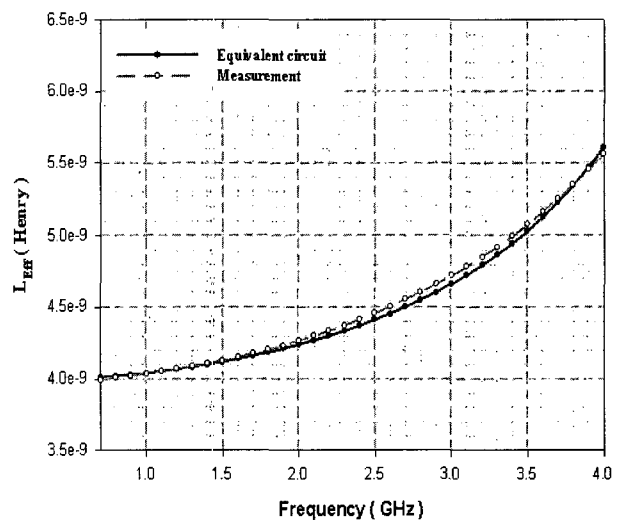


그림 12. 개구 접지면을 갖는 4 nH 미앤더 선로 인덕터의 유효 인덕턴스

Fig. 12. Effective inductance of the 4 nH meander line inductor with aperture ground plate.

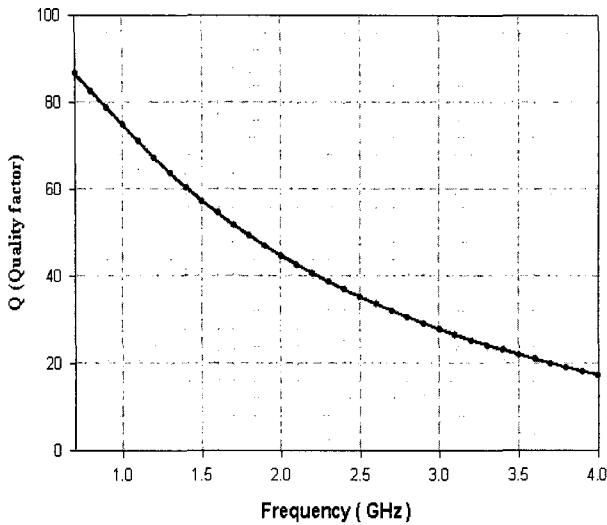


그림 13. 개구 접지면을 갖는 4 nH 미앤더 선로 인덕터의 품질 계수

Fig. 13. Quality factor of the 4 nH meander line inductor with aperture ground plate.

표 1. 집중 소자 값들과 인덕터 성능

Table 1. Values of lumped element and inductor performance.

Lumped Element	0.7 GHz	2.5 GHz	4 GHz
$L_S$	2.75 nH	2.75 nH	2.75 nH
$M$	-0.76 nH	-0.76 nH	-0.76 nH
$C_S$	0.25 pF	0.25 pF	0.25 pF
$C_F$	0.03 pF	0.03 pF	0.03 pF
$R_S$	0.10 ohm	0.19 ohm	0.24 ohm
$R_G$	7000 ohm	4500 ohm	1600 ohm
$L_{Eff}$	4.00 nH	4.45 nH	5.56 nH
$Q$	86	35	17

4 nH의 인덕턴스 값을 갖는 미앤더 선로 인덕터를 설계 하였다. 그림 12 와 13은 설계된 인덕터의 주파수에 따른 유효 인덕턴스 변화와 품질 계수를 도시한 것이다. 표 1에는 추출된 등가 회로의 집중 소자들 값과 인덕터 성능을 표기하였다.

### V. 결 론

본 논문의 개구 접지 면을 이용한 미앤더 라인 인덕터 설계는 다음과 같은 장점들을 갖는다. 첫째, 적은 기생 커패시턴스 값은 식 (17)로부터 주파수에 대한 유효 인덕턴스 변화율을 감소시킨다. 둘째, 적은 길이에 같은 인덕턴스 값을 갖는 인덕터를 설계할 수 있으므로 식 (7)과 식 (15)로부터 높은 품질 계수를 갖는다. 셋째, 선로 폭에 대한 특성 임피던스 변화량이 스트립 선로 구조에 비해 적기 때문에 제작에 유리하다. 넷째, 개구 면

이 충분히 넓을 경우 구조 높이에 대한 변화가 거의 없으므로 소형화에 유리하다. 다섯째, 미앤더 라인 구조의 상쇄되는 상호 인덕턴스 양을 줄임으로써 고효율의 인덕터를 설계하였다. 여섯째, 등가 회로와 구조 변수들 간의 연관성을 밝힘으로써 인덕터 내의 저항 성분뿐만 아니라 다른 성분들을 효율적으로 제어할 수 있다.

### 참 고 문 헌

- [1] C. Patrick Yue, and S. Simon Wong, "Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon." IEEE Trans. electron devices, vol. 47, no. 3, pp. 560-568, Mar, 2000.
- [2] Yu-Yang Wang, and Zheng-Fan Li, "Group-Cross Symmetrical Inductor (GCSI) : A New Inductor Structure With Higher Self-Resonance Frequency and Q Factor" IEEE Transactions on magnetics, vol. 42, NO. 6, pp. 1681-1686, June, 2006.
- [3] Olive H. Murphy, Kevin G. McCarthy, Christophe J. P. Delabie, Aidan C. Murphy, and Patrick J. Murphy, "Desing of Multiple-Metal Stacked Inductors Incorporating an Extended Physical Model" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53 no. 6, pp.2063-2072, June, 2005.
- [4] Chin-Yuan Lee, Tung-Sheng Chen, Joseph Der-Son Deng, and Chin-Hsing Kao, "A Simple Systematic Spiral Inductor Design With Perfected Q Improvement for CMOS RFIC Application." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, no. 2, pp.523-528, Feb, 2005.
- [5] H. M. Greenhouse "Design of Planer Rectangular Micro electronic Inductors," IEEE Trans. parts, hybrids, and packaging, vol. php-10, no.2, pp. 101-109, June, 1974.
- [6] Risaburo Sato, "A Design Method for Meander-Line Networks Using Equivalent Circuit Transformations." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, no. 5, pp.431-442, May, 1971.
- [7] A. R. Djordjevic and T. K. Sarkar, "Closed form formulas for frequency dependent resistance and inductance per unit length of microstrip and strip transmission lines." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 42, pp. 241-248, Feb, 1994.
- [8] A. Sutono, J. Laskar, and W. R. Smith, "Design of Miniature Multilayer On-Package Integrated Image-Reject Filters." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, NO. 1, pp. 156-162, Jan, 2003.
- [9] A. Sutono, Deukhyoun H, Y. J. E. Chen, and J. Laskar, "High-Q LTCC-Based Passive Library for Wireless System-on Package(SOP) Module Development. "IEEE

Trans. Microwave Theory Tech., vol.49, NO. 10, pp. 1715-1724, Oct, 2001.

[10] A. Sutono, A. V. H. Pham, J. Lasker, and William R. smith, "RF/Microwave Characterization of Multilayer Ceramic-Based MCM Technology." IEEE Trans. advanced packaging, vol. 22, no. 3, pp. 326-331, Aug, 1999.

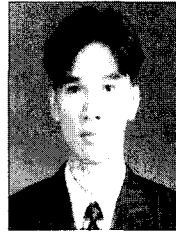
[11] S.Chaki, S.Aono, N.Andoh, Y.Sasaki, N.Tanini, and O.Ishihara, "Experimental Study on Spiral Inductors." 1995 IEEE MTT-S Digest, pp.753-756, 1995.

[12] T. S. Horng, J. M. Wu, L. Q. Yang, and S. T. Fang, "A Novel Modified-T Equivalent Circuit for Modeling LTCC Embedded Inductors With a Large Bandwidth." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, NO. 12, pp. 2327-2333, Dec, 2003.

저 자 소 개



김 유 선(학생회원)  
 2004년 전남대학교 전자공학과 학사  
 2006년 전남대학교 전자공학과 석사  
 2006년~현재 전남대학교 전자공학과 박사과정  
 <주관심분야 : 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 안테나>



남 훈(정회원)  
 1997년 동신대학교 전자공학과 학사  
 2001년 전남대학교 전자공학과 석사  
 2001년~현재 전남대학교 전자공학과 박사과정  
 2001년~현재 LG-Nortel 선임연구원  
 <주관심분야 : 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 전자파 수치 해석>



정 진 우(학생회원)  
 2005년 전남대학교 전자공학과 학사  
 2005년~현재 전남대학교 전자공학과 석사과정  
 <주관심분야 : 안테나 설계 및 해석, 초고주파 회로 설계>



임 영 석(정회원)  
 1980년 서울대학교 전자공학과 학사  
 1982년 서울대학교 전자공학과 석사  
 1989년 전북대학교 전자공학과 박사  
 1984년~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수  
 <주관심분야 : 전자파 해석, RF 소자 설계, 초고주파 회로 설계 및 해석, 안테나>