

사각 맴돌이 인덕터의 새로운 등가 모델

正會員 安東植*, 張東弼*, 吳承燁**

A new equivalent circuit model of square spiral inductor

Dong Sik Ahn*, Dong Pil Jang*, Seung Heup Oj** Regular Members

要 約

본 고에서는 사각맴돌이 인덕터의 기존에 사용하던 집중형 등가회로 모델을 개량하여 인덕터 설계시 좀더 정확한 파라메타들을 줄 수 있고, 해석 능력에 있어서도 우수한 수정된 집중형 등가회로 모델을 제시하였으며, 또한 기존에 사용하던 분산회로 개념에 의한 해석 방식인 마이크로스트립 결합 회로 방식에 의한 해석 방식을 개선하여 좀더 정확한 해석이 가능함을 제작과 실험을 통해 입증하였다.

ABSTRACT

Modified equivalent lumped element model for square spiral inductors have been derived. This model shows more accurate analysis performance than conventional models, and gives reliable design parameters.

And we proposed improved distributed circuit analysis based on microstrip coupled lines. This analysis shows also good agreement between analysis and experiments.

*한국전자통신연구소

**충남대학교

論文番號 : 95081-0223

接受日字 : 1995年 2月 23日

I. 서론

사각 맴돌이 인덕터의 해석은 전송선로 이론에 근거한 집중형 등가회로에 의한 해석과 결합선로에 의한 해석, 그리고 수치해석에 의한 전자장 해석기법의 세가지 형태로 크게 분류할 수 있다.

기존의 집중형 등가회로에 의한 해석은 매우 많은 사람들에 의해 이론적으로 또는 실험적으로 그 등가소자 값들을 결정할 수 있는 수식들을 제공하고 있다. 이것들은 비교적 작은 인덕턴스 값에서는 실험치와 일치하지만 큰 인덕턴스 값의 경우 높은 주파수에서는 오차가 크게 나타난다. 그러나 비교적 간단하게 원하는 인덕터를 설계하는데 아직도 많이 사용하고 있으며 다른 회로들과 동시에 회로를 쉽게 해석할 수 있다. 본 논문에서는 상호 인덕턴스간에 작용하는 위상 지연을 마이크로스트립 선로를 삽입하여 보상함으로써 이러한 단점을 보완하여 높은 주파수에서도 신뢰성 있는 해석이 가능한 개량된 집중형 등가회로 모델을 제시하고자 한다.

한편 결합선로에 의한 해석기법은 결합선로 해석을 위한 라이브러리 (Library)가 포함된 회로 해석 Software 를 이용할 경우 매우 효율적이다. 결합선로 모델로는 Shepherd에 의해 제안된 기법을 기초로 하되 반대면 선로들을 동시에 고려함으로써 반대면 선로들에 의한 결합을 반영하였다.

또한 수치 해석기법은 이론적으로 가장 정확하게 그 특성을 해석할 수 있으나 해석하는데 비교적 많은 시간

이 소요되며 다른 회로들과 동시에 해석하는데 어려움이 따른다. 따라서 본 논문에서는 고려하지 않았다.

II. 사각 맴돌이 인덕터의 해석

1. 집중형 등가회로에 의한 해석

사각 맴돌이 인덕터의 인덕턴스는 밀면에 접지면이 있는 경우 독립적인 직선 선로가 갖는 정전 인덕턴스 L_s 와 밀면 접지면에 의해 발생하는 상호 인덕턴스 L_j , 그리고 인접 선로들에 의한 상호 인덕턴스 L_m 과 직각 밴드에서의 등가 인덕턴스 L_B 로 구분할 수 있다.

위 인덕턴스 모델에서 전류의 방향이 같은 even 모드 의 경우 인덕턴스 값은 양이 되고 전류의 방향이 서로 다른 odd 모드의 경우 인덕턴스 값은 음이 된다. 정전 인덕턴스는 선폭이 w , 선두께가 t 일 경우 식 1과같이 된다.⁽¹⁾

$$L_s = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left\{ \sinh^{-1} \left(\frac{l}{w+t} \right) + \frac{l}{w+t} \sinh^{-1} \left(\frac{w+t}{l} \right) + \frac{w+t}{3l} - \frac{1}{3} \left(\frac{l}{w+t} \right)^2 \left[\left(1 + \left(\frac{w+t}{l} \right)^2 \right)^{\frac{3}{2}} - 1 \right] \right\} \quad (1)$$

여기서 l 은 인덕터의 연속된 전체 길이를 나타낸다.

평행한 인접 선로간의 상호 인덕턴스는 식2와 같다.⁽²⁾

$$L_m = \sum_{i=1}^4 \sum_{j=-i+4,4}^i M_{ij} \quad (2a)$$

$$F(q) = q^2 \sinh^{-1} \left(\frac{1}{q} \right) + q \sinh^{-1}(q) \frac{\pm q^3}{3}$$

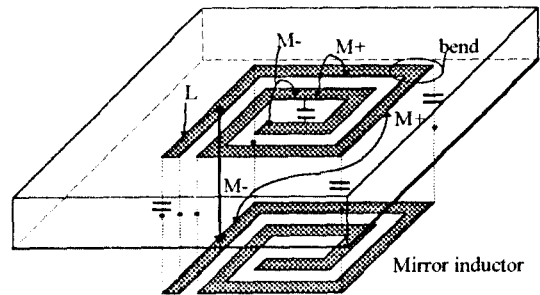
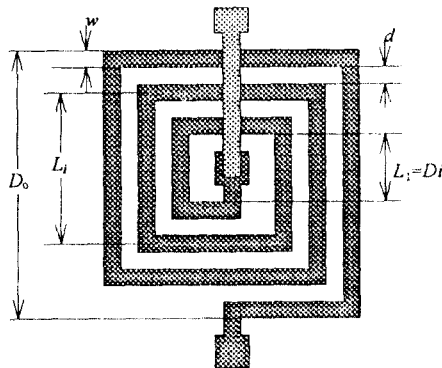


그림 1. 사각 맴돌이 인덕터의 구조 및 인덕턴스와 커패시턴스 모델

Fig. 1. The configuration and model of the square spiral inductor on a substrate with metallized ground plane

$$\frac{-1}{3}(1+q^2)^{3/2} \tag{2b}$$

$$M_{ij} = \frac{\mu l_i}{4\pi} \left(\frac{l_i}{w} \right)^2 \left[F(q) \Big|_{q=(w+d)/l_i}^{q=d/l_i} + F(q) \Big|_{q=(w+d)/l_i}^{q=(2w+d)/l_i} \right] \tag{2c}$$

여기서 d 는 선간 간격을 나타내며, l_i 는 내부로부터 순서된 직선 길이를 나타낸다. 여기서 n 은 직선 수를 나타낸다.

한편 영상 선로에 의한 상호 인덕턴스 L_j 는 식2에서 d 대신에 $\sqrt{d^2+4h^2}$ 을, $\sum_{j=1}^{n-4} \sum_{j=4}^n$ 을 $\sum_{j=1}^n \sum_{j=4}^n$ 으로 대체하여 근사적으로 구할 수 있다. 또한 직각 밴드에서의 등가 인덕턴스 L_B 는 식3과같이 나타낸다.^[7]

$$L_B(nH) = 2n \cdot 0.22 \cdot [1 - 1.35e^{-0.18(w/h)^{1.39}}] \tag{3}$$

여기서 n 은 직선의 수 또는 직각 밴드의 수를 나타낸다.

따라서 전체적인 인덕턴스는 $L_t = L_s + L_m - L_i + L_B$ 가 된다.

이제 접지면에 의한 기생 커패시턴스와 반대측 선로와의 결합 커패시턴스를 고려해 주어야 한다. 그림2는 결합 마이크로스트립 선로의 가장자리 커패시턴스를 각 모드에 대해 나타낸 것이다.

이때 각 요소 값들은 다음과 같다.^[3]

$$C_f = 0.5 \left\{ \frac{\epsilon_{eff}^{1/2}}{C_o Z_o} - \frac{\epsilon_o \epsilon_r w}{h} \right\} \tag{4}$$

$$C_f' = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_{eff}}} \tag{5}$$

$$A = \exp\{-0.1 \exp(2.33 - 2.53 w/h)\}$$

$$C_m = \frac{\epsilon_o \epsilon_r w}{h} \tag{6}$$

$$C_{go} = \frac{\epsilon_o}{2} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \tag{7}$$

$$C_{ge} = \frac{\epsilon_o \epsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{s}{h} \right) + 0.65 C_f \left(\frac{0.02}{s/h} \epsilon_r^{1/2} + 1 - \epsilon_r^{-2} \right) \right] \tag{8}$$

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) : 0 \leq k^2 \leq 0.5$$

$$= \frac{\pi}{\ln \left[2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right]} : 0.5 \leq k^2 \leq 1$$

$$k = \frac{s/h}{(s/h + 2w/h)}$$

$$k' = (1 - k^2)^{1/2}$$

여기서 Z_o 는 단일 마이크로스트립 선로의 주파수를 고려한 특성 임피던스이고, C_o 는 공기 중에서 전파의 속도를 나타낸다. 따라서 접지면에 의한 기생 커패시턴스 C_q 는 식 9와같이 된다.

$$C_q = (C_m + C_f + C_f') \cdot \sum_{i=n-3}^n l_i + (C_m + C_f') \cdot \sum_{i=1}^1 l_i + \sum_{i=0}^{n-1} (C_m + 2C_f') \cdot l_i \tag{9}$$

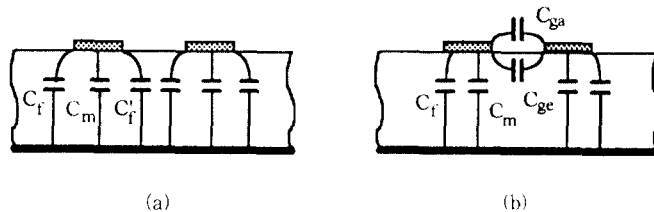


그림 2. 결합 마이크로스트립 선로의 가장자리 커패시턴스 (a) even 모드 (b) odd 모드
Fig. 2. Fringing capacitance of coupled microstrip line. (a) Even mode. (b) Odd mode.

여기서 i 는 내부선으로부터 $i=1, 2, \dots, n$ 의 순서로 규정한다.

한편 직각밴드에서 발생하는 등가 커패시턴스 C_b 는 식 10과 같이된다.⁽⁷⁾

$$C_b = n \cdot 0.001 \{ (10.35\epsilon_r + 2.5)(w/h)^2 + (2.6\epsilon_r + 5.44)(w/h) \} \quad (\text{pF}) \quad (10)$$

그리고 odd모드 선로간에 발생하는 결합 커패시턴스는 주로 가장 내부의 선로간에 주로 발생하게 되며 그림 3과 같은 구조로 형성된다고 볼 수 있다. 그러나 엄밀히 하자면 상호 반대편 선로간에 선간 폭을 통해 서로 용량성 결합이 존재하게 되어 이것을 모두 고려한 등가회로는 사실상 불가능하며 분산회로의 개념으로 해석해야 할 것이다.

그림3의 수정 제시하는 모델에서 L' 는 전체 인덕턴스 L 에서 상호 인덕턴스와 가장 내부의 정전 인덕턴스들만을 제외한 값이다. 그리고 내부 선로의 결합 커패시턴스 $C_{L,i}$ 는 식 11과 같다.

$$C_{L,i} = (C_{ga} + C_{gb}) \cdot l_i \quad (11)$$

한편 $Mlin$ 은 특성임피던스 Z_0 를 갖는 전송선로로서

그 길이는 optimization기법과 경험적 추론에 의해 결정되었으며 식 12와 같다.

$$Mlin = \frac{1}{2} (D_i + D_o) \quad (12)$$

다음으로 고려할 사항은 교차 통과 선로에 의한 케환 커패시턴스인데, 이는 회전수에 관계없이 평행 판 커패시터와 같이 계산된 값에 기생 효과들을 포함하여 1.5 ~ 2.0 배 정도가 되는 것으로 보고되고 있다.⁽⁵⁾ 이 케환 커패시턴스는 유효 인덕턴스를 증가시키는 효과가 있으며 MIM 커패시터와 같이 모델링 된다.

$$C_{kd} = 1.7\epsilon_0 \epsilon_{rd} w \cdot \frac{l_c}{d_c} \quad (13)$$

여기서 ϵ_{rd} 는 절연 물질의 유전 상수이고, d_c 는 절연 거리, 그리고 l_c 는 교차 통과 선로의 길이를 나타내며 모든 경우 단위는 mm이다. 또한 이 교차통과 선로의 길이에 의한 인덕턴스의 증가를 생각할 수 있는데 이는 C_{kd} 의 효과에 의해 무시될 만하다.

한편 저항 R 은 식14와같이 나타낼 수 있다.⁽⁴⁾

$$R = \frac{R_s l}{(w+t)} \left\{ 0.0035(w/t-1)^{1.8} + \right.$$

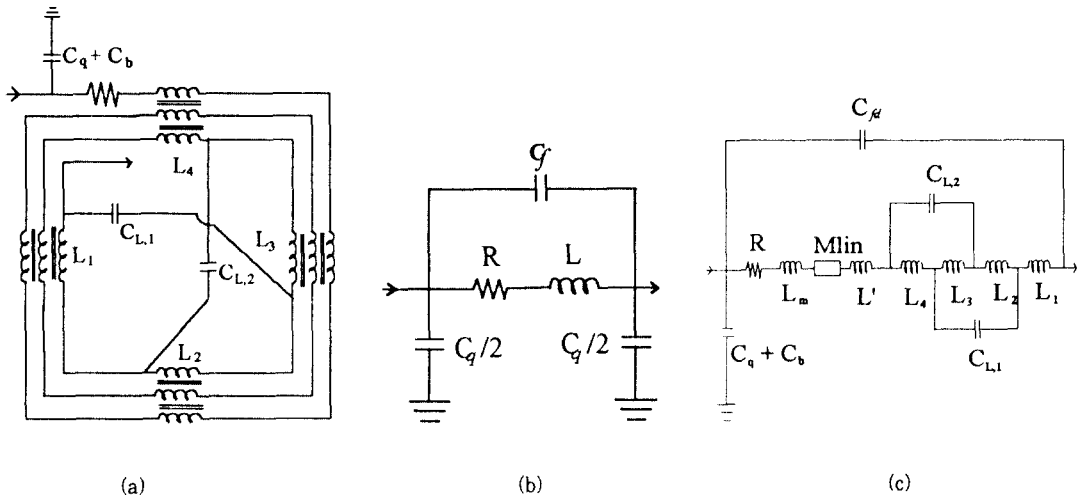


그림 3. 사각 뱀들이 인덕터의 등가회로 (a) 결합 모델 (b) 기존의 모델 (c) 수정 제안하는 모델
 Fig. 3. Equivalent lumped element model of square spiral inductor.
 (a) Coupled model. (b) Conventional model. (c) Newly proposed model.

$$\frac{0.43093x_w}{1 + 0.041(w/t)^{1.19}} + \frac{1.1147 + 1.2868x_w}{1.2296 + 1.287x_w} \Bigg\}$$

$$: x_w \geq 2.5$$

$$= \frac{R_s l}{(w+t)} \left\{ 1 + 0.0122x_w^{(3+0.01x_w^2)} \right\} : x_w < 2.5$$

$$x_w = \left(\frac{2f\mu(w+t)}{R_s} \right)^{1/2}$$

(14)

여기서 R_s 는 전도 매질의 표면 저항을 나타낸다.
 이와 같은 것들 이외에도 Bend부에서의 방사저항, 유전체 손실 등이 고려되어야 좀더 정확한 모델이 될 것이다.

2. 결합 마이크로스트립 선로에 의한 해석

결합선로 자체에 대한 해석은 Kirshning과 Jansen에 의해 이루어 졌으며 이러한 결과들을 이용한 결합 마이크로 스트립 선로에 의한 사각 뱀돌이 인덕터의 해석은 Sheperd에 의해 이루어 졌다. 그러나 Sheperd의 경우 단일면 선로들의 연속 접속으로만 해석함으로써 반대면들과의 관계에서 발생하는 odd 모드에 의한 영향을 고려하지 않았다. 여기서는 반대면 신호들을 동시 고려함으로써 좀더 정확도를 기하고자 한다. 그림4는 반대면을 동시에 고려한 회로의 분리를 나타낸 것이다.

이와 같은 회로 모델 분석 기법은 당연히 기존에 한쪽 면만을 고려한 등가모델에 비해 실험치와 더욱 일치함을 나타낸다. 특히 정사각 뱀돌이가 아니고 한쪽이 다른 한 쪽에 비해 매우 길고 긴 면이 반대쪽과 매우 가까운 경우는 더욱

더 그러하다. Bend부는 마이크로 스트립 Bend 모델을 사용하여 반드시 고려되어야 하며, 교차 통과 부분을 고려할 때는 집중형 등가모델과 같이 MIM 커패시터를 입출력간 레환으로 부가하여 해석하면 된다.

III. 실험 및 결과

사각 뱀돌이 인덕터의 제작은 $\epsilon_{rd}=9.6$, $h=25\text{mils}$ 이고 한쪽 면이 집지면으로 되어있는 알루미늄 기판 위에 금(Au)을 전도성 매질로 하여 Micropen이라는 직접인쇄 장비로서 제작되었다. Micropen은 선폭이 2mils, 선간 간격이 0.5mils까지 가능하며, 유전체를 이용한 Crossover 및 다층선로의 제작이 가능하다.

또한 구성은 입출력을 중앙 위치에 있게 하여 그림5와 같은 구조로 하였다.

사용된 전도성 매질의 표면저항 R_s 는 0.0025ohm/square 이었고, 인덕터의 폭은 3mils, 선간 간격은 2mils, 그리고 내경은 15mils, 회전수 1.5, 2.5, 3.5, 4.5에 대해 실험하였다.

1. 측정

사각 뱀돌이 인덕터는 크기가 매우 작기 때문에 측정을 위하여 마이크로스트립 전송선로에 직렬로 연결하여 회로망 분석기로 분석하였다. 따라서 별도의 보상용 컷트가 필요하게 되며 그림6은 이러한 보상용 컷트를 나타낸 것이다. 그러나 사각 뱀돌이 인덕터의 성능 측정을 하는데 있어 작은 저항을 갖는 경우 S-파라메타의 크기만으로도 충분하며 이럴 경우에는 별도의 보상용 컷트를

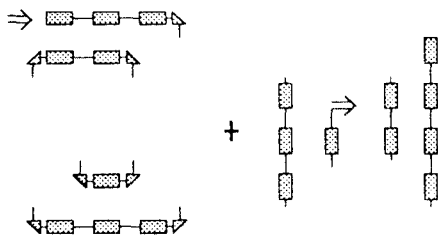


그림 4. 반대면까지 동시 고려한 결합선로에 의한 회로의 분리
 Fig. 4. Divided circuit for analysis that considered opposite side turns simultaneously.

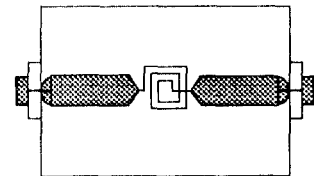


그림 5. 사각뱀돌이 인덕터의 구조
 Fig. 5. The configuration of square spiral inductor

사용하지 않아도 큰 차이가 없다.
 다음은 직렬로 연결된 피측정체의 임피던스를 S-파라메타로 나타낸 것이다.

$$[S] = \frac{1}{Z + 2Z_o} \begin{bmatrix} Z & 2Z_o \\ 2Z_o & Z \end{bmatrix} \quad (15)$$

따라서 Z는 다시 S-파라메타 S₁₁ 또는 S₂₁으로 식16과 같이 나타내어진다.

$$Z = R_{eff} + j\omega L_{eff} = 2Z_o \cdot \frac{S_{11}}{1 - S_{11}} \quad \text{or} \quad 2Z_o \cdot \left(\frac{1}{S_{21}} - 1 \right) \quad (16)$$

여기서 R_{eff} ≈ 0인 경우 X_L 즉 jωL은 식17과 같이 나

타낼 수 있어 S₁₁이나 S₂₁의 특성으로부터 L의 특성을 파악할 수 있게 된다.

$$j\omega L = X_L = 2Z_o \frac{S_{11}}{1 - S_{11}} = 2Z_o \left(\frac{1}{S_{21}} - 1 \right) \quad (17)$$

그림6은 제작된 마이크로스트립 보상용 전송선로 킷트를 나타낸 것이다.

2. 결과

그림7은 제작된 사각 맴돌이 인덕터의 회전수별 S-파라메타를 나타낸 것이다. 이것을 보게 되면 회전수가 4 이상이 되면 주파수 4GHz 이상에서 위상 반전이 크게

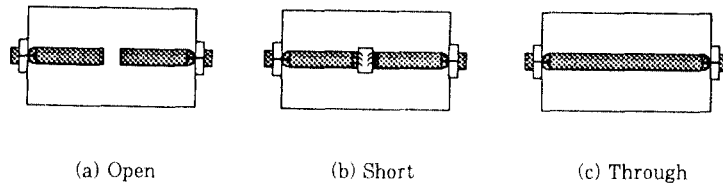


그림 6. 마이크로스트립 보상용 전송선로 킷트
 Fig. 6. Specially designed calibrating set.

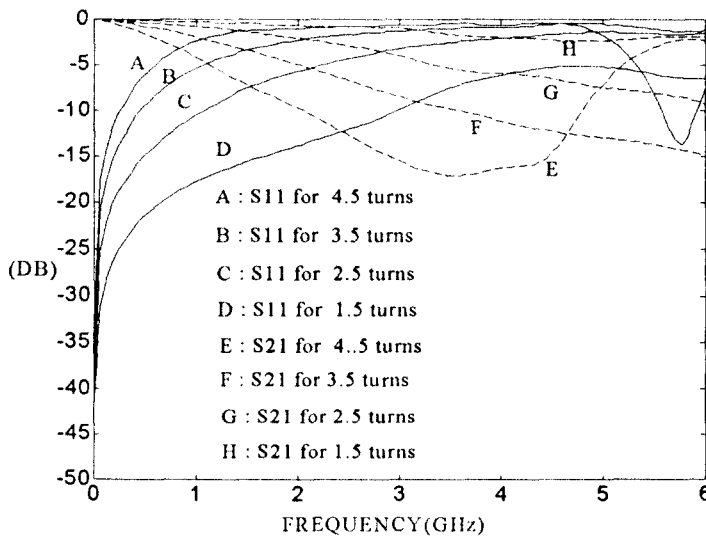


그림 7. 제작된 사각맴돌이 인덕터의 회전수별 S-파라메타
 Fig. 7. Experimental |S₁₁| and |S₂₁| results for various turns of square spiral inductors.

증대되어 인덕터로서의 기능을 상실하고 커패시터와 같은 특성을 나타내게 된다. 이것은 기판의 유전율을 낮게 하고 인덕터의 내외 직경을 작게 할 수록 사용할 수 있는 주파수 대역을 높일 수가 있을 것이다. 즉 등가 마이크로스트립 선로의 물리적 길이를 적게, 진행파장을 길

게 하여 전기적 길이를 적게 하는 것이 이와 같은 특성을 개선할 수 있는 방안이라 하겠다.

그림8은 회전수 4.5인 사각 뱀돌이 인덕터의 수정된 집중형 등가 모델과 기존의 등가 모델 그리고 각 파라메타의 고려 상황별 특성을 나타낸 것이다. 여기서 보게

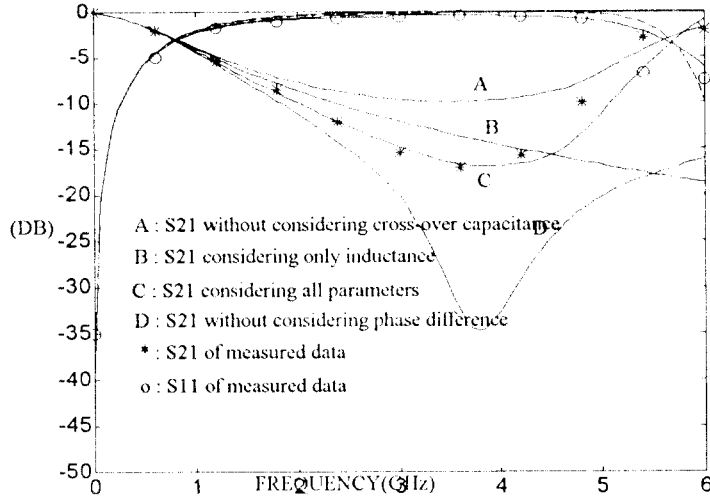


그림 8. 회전수 4.5인 경우의 각 집중형 등가회로 모델에서 파라메타별 특성
 Fig. 8. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 4.5 turns square spiral inductors for equivalent lumped element model analysis with parameters.

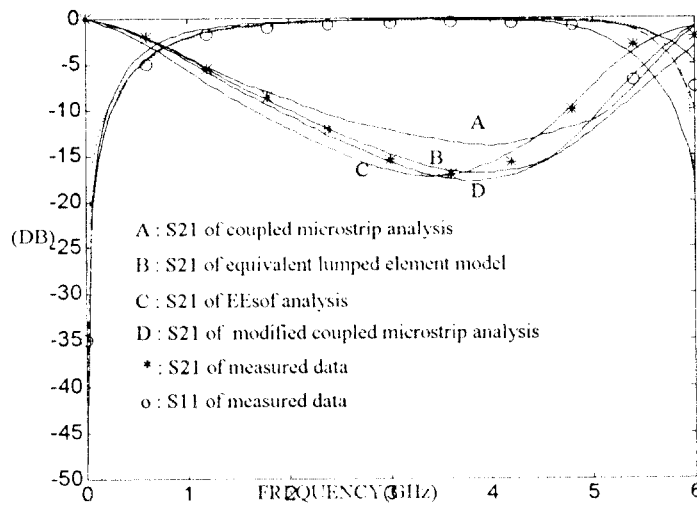


그림 9. 회전수 4.5인 경우 해석 방식별 특성
 Fig. 9 $|S_{11}|$ $|S_{21}|$ and of 4.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

되면 기존의 등가 모델은 상호 인덕턴스 위상 지연과 교차 통과에 따른 계환 커패시턴스를 고려하지 않는 경우가 대부분이며, 이와 같은 것들을 고려하지 않을 경우 매우 많은 해석상의 오차를 가짐을 알 수 있다.

그림9는 회전수 4.5일 때 수정된 집중형 등가회로 모

델과 개선된 마이크로스트립 결합선로에 의한 해석, 기존의 마이크로스트립 결합선로에 의한 해석, 그리고 상용 해석 S/W 인 Eesof사의 Libra S/W를 이용하여 해석한 결과들의 비교이다.

여기서 오차가 가장 적은 것은 수정된 집중형 등가회

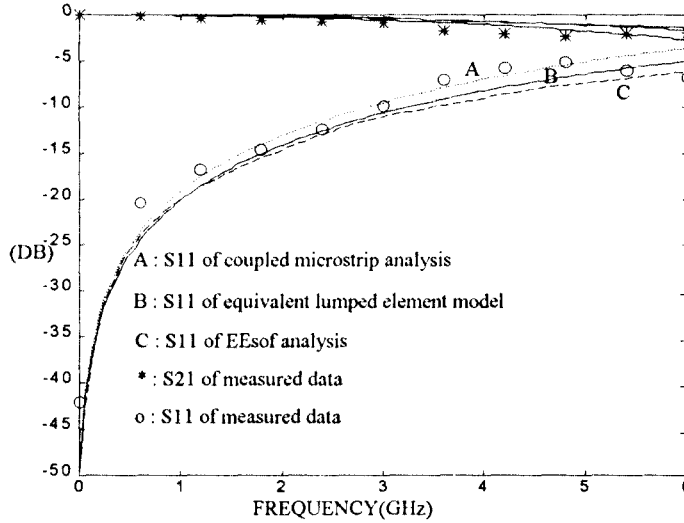


그림 10. 회전수 1.5인경우의 각 해석 방식별 특성
 Fig. 10. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 1.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

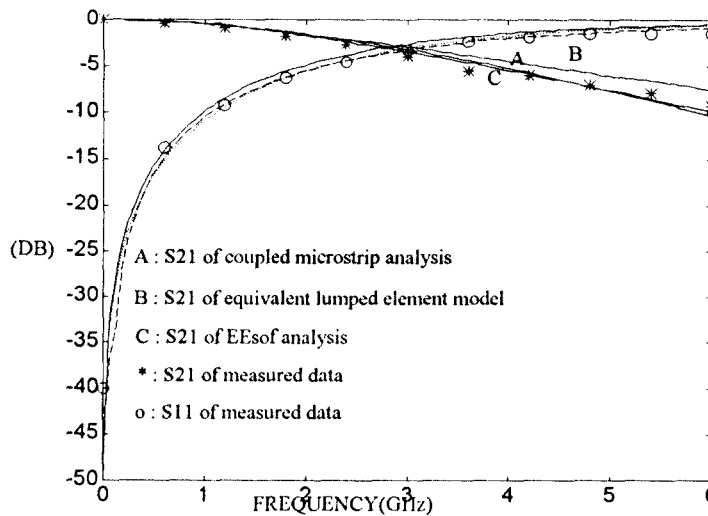


그림 11. 회전수 2.5인경우의 각 해석 방식별 특성
 Fig. 11. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 2.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

로 모델이었으며 그 다음이 개선된 결합선로에 의한 해석 방식이고 기존 결합선로에 의한 해석 방식, Libra 해석 결과들의 순으로 나타났다.

그리고 그림 10, 11, 12는 회전수 1.5, 2.5, 3.5 일 경우 각 해석 방식 별 성능을 나타낸 것이다. 이것을 보게 되면 대체적으로 수정된 집중형 등가회로 모델과 개선된 마이크로스트립 결합선로에 의한 해석이 충분히 신뢰성 있는 해석 성능들을 보여주고 있으며 이것은 기존

의 상용 S/W인 Libra의 결과들보다 앞서는 것으로 평가된다.

그리고 표1은 각 회전수별 등가 파라메타 값들을 보여주고 있다. 이와 같은 표로부터 L_s , L_t 의 관계를 그래프로 나타낸 것이 그림 13이다.

또한 그림 13으로부터 L_t 와 L_s 의 관계를 Polynomial 계수들을 구함으로써 얻을 수 있게 되며 식 18은 이와 같은 관계식을 나타내 준다.

표 1. 각 회전수별 등가 파라메타 값
Table 1. The values of equivalent parameters for each turn number

Turns Element	1.5	2.5	3.5	4.5
L_t (nH)	2.1	6.42	13.25	22.76
L_m (nH)	0.34	1.483	3.71	7.33
C_q (pF)	0.071	0.124	0.199	0.289
C_{jd} (pF)	0.0367	0.054	0.0717	0.089
M_{lin} (mm)	0.5715	0.6985	0.8255	0.9525
CL_1 (pF)	0.0134	0.0134	0.0134	0.0134
CL_2 (pF)	0.0076	0.0076	0.0076	0.0076
R (ohm) at 6GHz	0.854	1.799	3.024	4.529

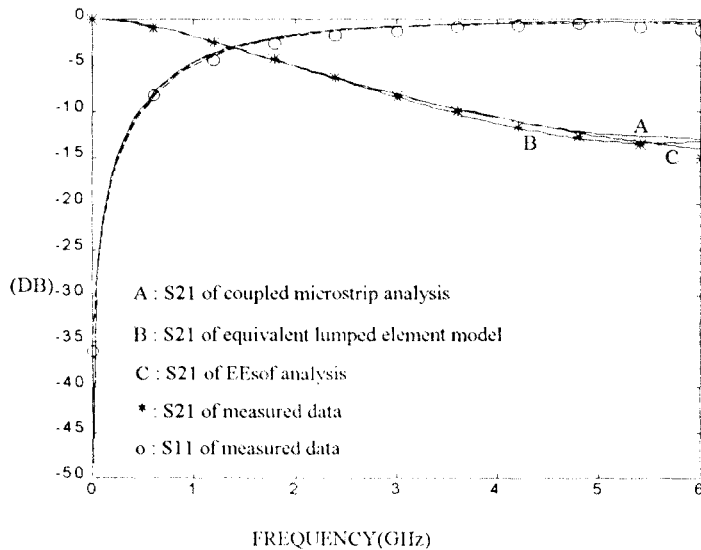


그림 12. 회전수 3.5인 경우의 각 해석 방식별 특성
Fig. 12. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 3.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

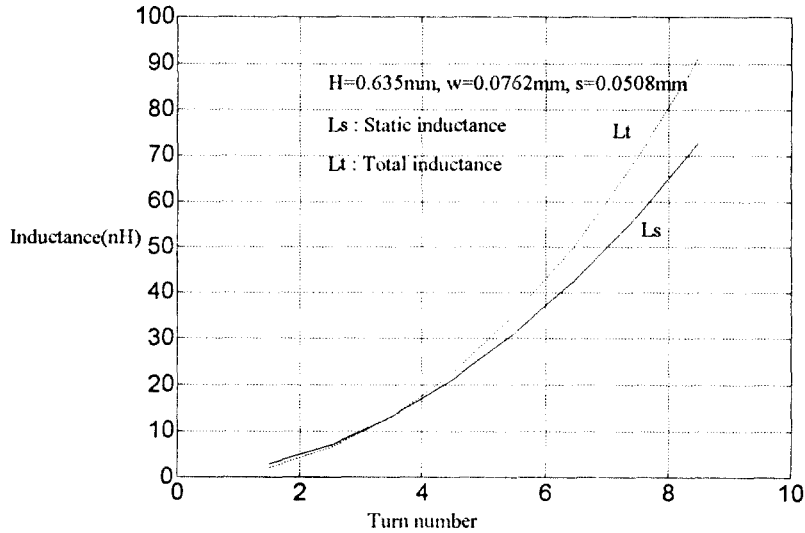


그림 13. Ls 와 Lt의 관계
Fig. 13. The relation between Ls and Lt

$$L_t = 0.0022 L_s^2 + 1.1152 L_s - 1.6356 \quad (18)$$

이것은 L_m , L_i , L_B 등의 요소들을 고려하지 않고도 간단히 L_s 만으로써 L_t 를 구할 수 있게 해준다.

IV. 결 론

사각 맴돌이 인덕터의 정확하고 단순한 집중형 등가회로 모델을 얻기는 사실상 어려움이 많다. 그러나 본 논문에서 제안된 마이크로스트립 선로를 삽입하여 위상 지연의 효과를 고려해주는 수정된 집중형 등가회로 모델은 여러 경우에 있어서 신뢰성 있는 해석 결과들을 보여주고 있다. 따라서 초기의 사각 맴돌이 인덕터를 설계하는데 있어 사용 주파수와 인덕터 값 그리고 기판의 유전율 등을 고려하여 D , w , s , 그리고 회전수 등을 설계하는데 아주 유효하게 이용 될 수 있으며, 또한 다른 MIC 회로들과 동시에 해석하는데도 편리하게 활용 될 수 있다.

또한 개선된 마이크로스트립 다중 결합선로를 이용한 해석 방식은 기존의 결합선로 방식보다 정밀함을 보여 주었고 수정된 집중형 등가회로 모델 방식과 함께 아주 우수한 해석 특성을 보여주었다. 그러나 이 경우는 마이크로스트립 다중 결합선로에 대한 해석 S/W가 있어야

활용할 수가 있으며, 인덕터를 초기에 설계하는데는 도움을 주지 못한다. 본 논문에서 제시된 두 해석 방식들은 기존의 상용 해석 S/W인 Eesof사의 Libra에 비해 우수한 해석 특성을 보여 주었다.

특히 그 동안 사각 맴돌이 인덕터의 특성을 결정짓는 파라메타들을 명확히 규명하지 못해 설계시 갖던 어려움을 다소나마 줄 일 수 있을 것이다.

참고문헌

1. M.Caulton, S.P.Knight, and D.A.Daly, Hybrid integrated lumped element microwave amplifiers, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol.ED-15 pp.459-466, 1968.
2. C.Hentschel, *Konzentrierte Dunnfilmreaktanzen*, Doctoral thesis, Technical University of Aachen, FRG, 1971.
3. R.Grag and I.J.Bahl, Characteristics of coupled microstriplines, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.MTT-27, pp.700-705, 1979.
4. S.J. Haefner, Alternating Current of rectangular conductors, *Proc. IRE*, Vol.18, p.56, July

1977.

5. L.Wiemer, and R.H.Jansen, Determination of coupling capacitance of underpass, air bredges and crossings in MICs and MMICs. *Electronics Letters*. Vol.23, NO.7. pp.344-346. March 26, 1987.

6. P.R.Shepherd, Analysis of square-spiral inductor for use in MMICs. *IEEE Trans. Microwave*

Theory and Tech., Vol. MTT-34, NO.4, pp.467-472, April 1986.

7. Kirschning, M., et al. Measurement and computer-aided modelling of microstrip discontinuities by an improved resonator method. *IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium (Boston, U.S.A.) Digest*, pp.495-497, 1983.



安 東 植(Dong Sik Ahn) 정회원

1957년 12월 19일생

1976년~1980년 : 아주대학교 전자공학과(학사)

1980년~1984년 : 연세대학교 대학원 전자공학과(석사)

1990년~현재 : 충남대학교 대학원 전자공학과(박사과정)

1984년~현재 : 한국전자통신연구소 근무



張 東 弼(Dong Pil Jang) 정회원

1971년 2월 12일생

1988년~1992년 : 충남대학교 전자공학과(학사)

1992년~1994년 : 충남대학교 대학원 전자공학과(석사)

1994년~현재 : 한국전자통신연구소 근무

吳 承 燁(Scung Heup Oj)

정회원

1945년 12월 25일생

1964년~1971년 : 연세대학교 전기공학과(학사)

1971년~1973년 : 연세대학교 대학원 전기공학과(석사)

1973년~1982년 : 연세대학교 대학원 전기공학과(박사)

1977년~현재 : 충남대학교 전자공학과 교수

1980년~1981년 : 일본 동국대 전기통신연구소 객원연구원

1985년~1986년 : 미국 펜실바니아 주립대학 객원연구원