

論文95-32B-10-5

사각 맴돌이 인덕터의 개량된 등가회로 모델

(A Modified Equivalent Element Model for Square Spiral Inductor)

安東植*, 張東弼*, 吳承燁**

(Dongsik Ahn, Dongpil Jang, and Seungheup Oh)

요약

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 해석과, 수치 해석에 의한 해석, 그리고 실험 데이터들을 비교하여 활용 주파수 범위에서 그 특성이 우수함을 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 this model is made through comparison among distributed multiple coupled line, numerical analysis and experimental data.

I. 서론

사각 맴돌이 인덕터의 해석은 전송선로 이론에 근거한 집중형 등가회로에 의한 해석과 결합선로에 의한 해석, 그리고 수치해석에 의한 전자장 해석기법의 세 가지 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 일

치하지만 큰 인덕턴스 값의 경우 높은 주파수에서는 오차가 크게 나타난다. 그러나 비교적 간단하게 원하는 인덕터를 설계하는데 아직도 많이 사용하고 있으며 다른 회로들과 동시에 회로를 쉽게 해석 할 수 있다. 본 논문에서는 상호 인덕턴스 간에 작용하는 위상 지연을 마이크로스트립 선로를 삼입하여 보상함으로써 이러한 단점을 보완하여 보다 높은 활용 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 동시 고려함으로써 반대면 선로들에 의한 결합을 반영하였다.

또한 수치 해석기법은 이론적으로 가장 정확하게

* 正會員, 韓國電子通信研究所
(ETRI)

** 正會員, 忠南大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Chungnam Nat'l Univ.)

接受日字: 1995年3月15日, 수정완료일: 1995年10月4日

그 특성을 해석할 수 있으나 해석하는데 비교적 많은 시간이 소요되며 다른 회로들과 동시에 해석하는데 어려움이 따른다. 그러나 임의 형태의 인덕터를 해석하는데 있어 가장 신뢰성 있는 방법이라 할 수 있을 것이다.

II. 사각 맴돌이 인덕터의 해석

1. 집중형 등가회로에 의한 해석

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

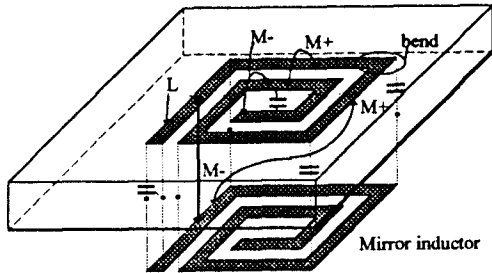


그림 1. 사각 맴돌이 인덕터의 인덕턴스와 커패시턴스 모델

Fig. 1. Inductance and capacitance of the square spiral inductor on a substrate with metallized ground plane.

위 인덕턴스 모델에서 전류의 방향이 같은 even 모드의 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 1 과같이 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 전체 길이를 나타낸다.

평행한 인접 선로간의 상호 인덕턴스는 식2와 같다.^[2]

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

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

$$M_{ij} = \frac{\mu_0 l_i}{4\pi} \left(\frac{l_j}{w} \right)^2 \left[F(q) \Big|_{q=(w+d)/l_i}^{q=d/l_i} + F(q) \Big|_{q=(w+d)/l_i}^{q=(2w+d)/l_i} \right] \quad (2c)$$

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

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

$$L_B(nH) = 2n \cdot 0.22 \cdot [1 - 1.35 e^{-0.18(w/h)^{1.38}}] \quad (3)$$

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.

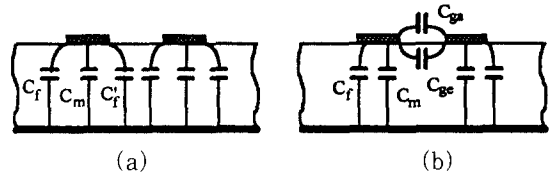


그림 2. 결합 마이크로스트립 선로의 가장자리 커패시턴스. (a) even 모드 (b) odd 모드

Fig. 2. Fringing capacitance of coupled microstrip line. (a) Even mode. (b) Odd mode.

이때 각 요소 값들은 다음과 같다.^[3]

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

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

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

$$C_m = \frac{\epsilon_o \epsilon_r w}{h} \quad (6)$$

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

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

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

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

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

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

여기서 Z_0 는 단일 마이크로스트립 선로의 주파수를 고려한 특성 임피던스이고, C_0 는 공기 중에서 전파의 속도를 나타낸다. 따라서 접지면에 의한 기생 커패시턴스 C_q 는 식9와같이 된다.

$$C_q = (C_m + C_f + C_j) \cdot \sum_{i=n-3}^n l_i + (C_m + C_f) \cdot \sum_{i=1}^4 l_i + \sum_{i=5}^{n-4} (C_m + 2C_f) \cdot l_i \quad (9)$$

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

한편 직각밴드에서 발생하는 등가 커패시턴스 C_b 는 식10과 같이된다. ^[7]

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

그리고 odd모드 선로간에 발생하는 결합 커패시턴스는 주로 가장 내부의 선로간에 주로 발생하게 되며 그림3과 같은 구조로 형성된다고 볼 수 있다. 그러나 엄밀히 하자면 상호 반대면 선로간에 선간 폭을 통해서 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 식11과 같다.

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

다음으로 고려할 사항은 교차 통과 선로에 의한 케환 커패시턴스인데, 이는 회선수에 관계없이 평행 판 커패시터와 같이 계산된 값에 기생 효과들을 포함하여 1.5~2.0 배 정도가 되는 것으로 보고되고 있다. ^[15] 이 케환 커패시턴스는 유효 인덕턴스를 증가시키는 효과가 있으며 MIM 커패시터와 같이 모델링 된다.

$$C_{fd} = 1.7 \epsilon_o \epsilon_r d w \cdot \frac{l_c}{d_c} \quad (12)$$

여기서 $\epsilon_r d$ 는 절연 물질의 유전 상수이고, d_c 는 절연 거리, 그리고 l_c 는 교차 통과 선로의 길이를 나타내며 모든 경우 단위는 mm 이다.

한편 저항 R 은 식13과같이 나타낼 수 있다. ^[14]

$$R = \frac{R_s l}{(w+t)} \left\{ 0.0035(w/t-1)^{1.8} + \frac{0.43093x_w}{1+0.041(w/t)^{1.19}} + \frac{1.1147 + 1.2868x_w}{1.2296 + 1.287x_w^3} \right\} : x_w \geq 2.5$$

$$= \frac{R_s l}{(w+t)} \left\{ 1 + 0.0122x_w^{(3+0.01x_w^2)} \right\} : x_w < 2.5 \quad (13)$$

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

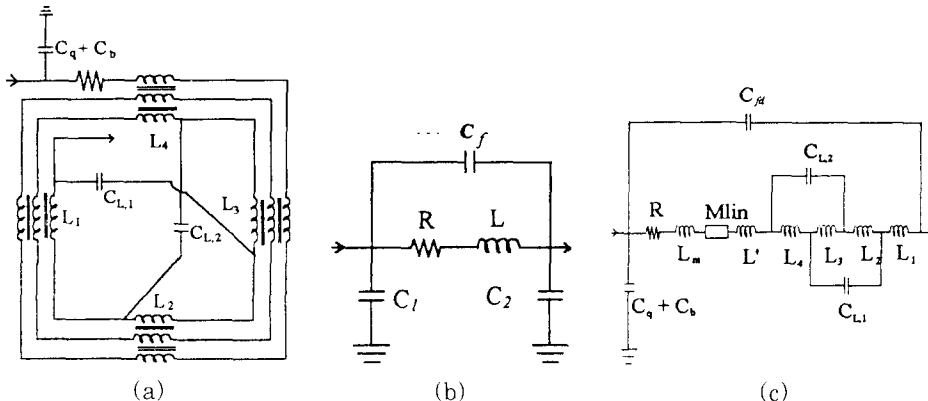


그림 3. 사각 맴돌이 인덕터의 등가회로 (a) 결합 모델 (b) 기존의 모델 (c) 수정 제안하는 모델
Fig. 3. Equivalent lumped element model of square spiral inductor.

(a) Coupled model. (b) Conventional model. (c) Newly proposed model.

여기서 R_s 는 전도 매질의 표면 저항을 나타낸다.

이와 같은 것들 이외에도 Bend부에서의 방사저항, 유전체 손실 등이 고려되어야 좀더 정확한 모델이 될 것이다. 그리고 마이크로스트립 선로 Mlim의 길이는 $\frac{1}{2}(D_i+D_o)$ 이다.

이와같은 해석은 인덕턴스 값을 각 요소별로 구분하여 분석함으로써 각 요소별 제어가 가능케 해준다. 반면 기존 모델에서는 C_f 및 C_1, C_2 값을 경험이나 공정 에 따라 결정해 주게 되므로 설계 단계에서의 제어가 어렵고 해석상 오차가 매우크다.

기존 모델과의 비교를 위하여 기존 모델의 요소값들을 결정하는 기준을 설정한다. 먼저 인덕턴스 L 값의 결정은 Grover에 의해 제안된 수식이 비교적 가장 일치하는 것으로 여겨져 많이 사용되었으므로 이것을 기준으로 한다.¹⁸⁾

$$L(\text{nH}) = 0.0004\pi n^2 r k P \quad (14)$$

$$s = \frac{D_o + D_i}{\pi}, \quad t = \frac{D_o - D_i}{\pi}, \quad r = s\sqrt{2}, \quad k = 0.845$$

$$P = \left(\ln \frac{4s}{t} - 0.5\right) + \frac{1}{24} \left(\frac{t}{s}\right) \cdot \left(\ln \frac{4s}{t} + 3.583\right)$$

그리고 Cf에 대하여는 경험수식으로 제안된 식15를 이용한다.¹⁹⁾

$$C_f(\text{pF}) = 0.0446D_o + 0.06 \quad (15)$$

여기서 D_o 는 인덕터의 외부직경, 그리고 n은 회전수이며 단위는 mm이다.

한편 C_1 는 D_o 가 1~5mm의 범위에서 $h=25\text{mils}$ 인 알루미늄 기판의 경우 0.15pF, $C_2=0.075\text{pF}$ 가 대표적인 값으로 하는 것을 기준으로 하였다.

III. 실험 및 결과

사각 맴돌이 인덕터의 제작은 $\epsilon_r=9.6, h=25\text{mils}$ 이고 한쪽면이 접지면으로 되어있는 알루미늄 기판 위에 금(Au)을 전도성 매질로 하여 직접인쇄 기법으로 제작되었다.

또한 구성은 입출력을 중앙 위치에 있게 하여 그림4와 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,

4.5, 5.5, 7.5에 대해 실험하였다.

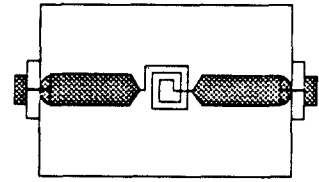
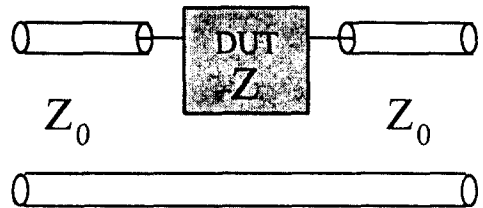


그림 4. 사각맴돌이 인덕터의 구조
Fig. 4. The configuration of square spiral inductor.

1. 측정

사각 맴돌이 인덕터는 크기가 매우 작기 때문에 측정을 위하여 마이크로스트립 전송선로에 직렬로 연결하여 회로망 분석기로 분석하였다. 따라서 별도의 보상용 컷트가 필요하게 되며 그림5는 이러한 보상용 컷트를 나타낸 것이다. 그러나 사각 맴돌이 인덕터의 성능 측정을 하는데 있어 작은 저항을 갖는 경우 S-파라메타의 크기만으로도 충분하며 이럴 경우에는 별도의 보상용 컷트를 사용하지 않아도 큰 차이가 없다.

다음은 직렬로 연결된 피측정체의 임피던스를 S-파라메타로 나타낸 것이다.



$$[S] = \frac{1}{Z+2Z_o} \begin{bmatrix} Z & 2Z_o \\ 2Z_o & Z \end{bmatrix} \quad (16)$$

따라서 Z는 다시 S-파라메타 S_{11} 또는 S_{21} 으로 식1과 같이 나타내어진다.

$$Z = R_{eff} + j\omega L_{eff} = 2Z_o \cdot \frac{S_{11}}{1-S_{11}} \quad (17)$$

$$\text{or } 2Z_o \cdot \left(\frac{1}{S_{21}} - 1\right)$$

2. 결과

그림7은 제작된 사각 맴돌이 인덕터의 회전수별 S-파라메타를 나타낸 것이다. 이것을 보게 되면 회전수가 4이상이면 주파수 4GHz 이상에서 위상 반전이 크게 증대되어 인덕터로서의 기능을 상실하고 커패시터

와 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 마이 크로스스트립 선로의 물리적 길이를 적게, 진행파장을 길게 하여 전기적 길이를 적게 하는 것이 이와 같은 특성을 개선할 수 있는 방안이라 하겠다.

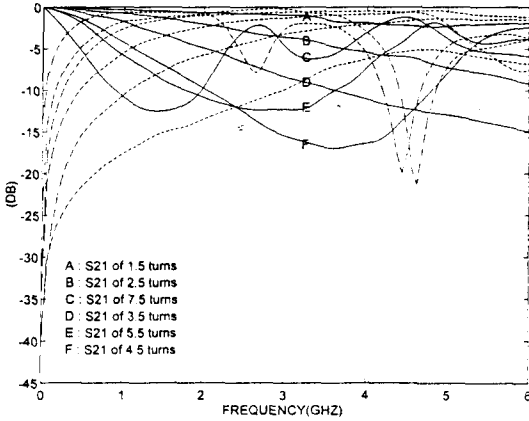


그림 5. 제작된 사각맴돌이 인덕터의 회전수별 S-파라메타
Fig. 5. Experimental $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ results for various turns.

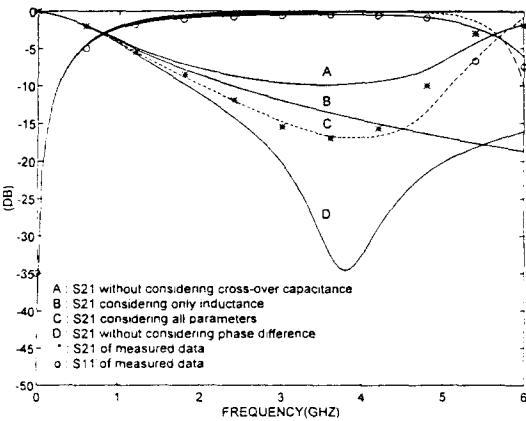


그림 6. 회전수 4.5인 경우의 각 집중형 등가회로 모델에서 파라메타별 특성
Fig. 6. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 4.5 turns square spiral inductors for equivalent lumped element model analysis with parameters.

그림6은 회전수 4.5인 사각 맴돌이 인덕터의 수정된 집중형 등가 모델과 기존의 등가 모델 그리고 각 파라

메타의 고려 상황별 특성을 나타낸 것이다. 여기서 보게 되면 기존의 등가 모델은 상호 인덕턴스 위상 지연과 교차 통과에 따른 케환 커패시턴스를 고려하지 않는 경우가 대부분이며, 이와 같은 것들을 고려하지 않을 경우 매우 많은 해석상의 오차를 가짐을 알 수 있다.

그림7는 회전수 5.5일 때 수정된 집중형 등가회로 모델과 마이크로스트립 결합선로에 의한 해석, 수치해석적 기법에 의한 해석결과, 그리고 상용 해석 S/W 인 Eesof사의 Libra S/W를 이용하여 해석한 결과들의 비교이다.

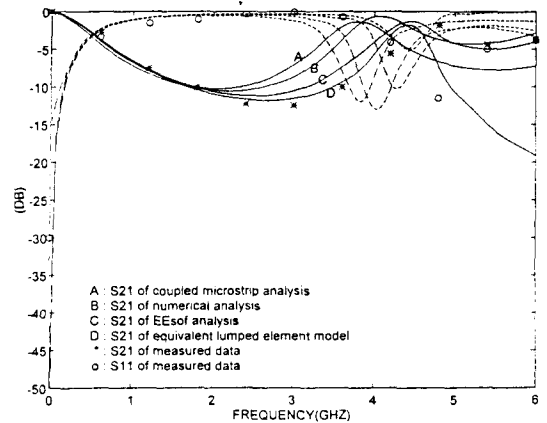


그림 7. 회전수 5.5인 경우 해석 방식별 특성
Fig. 7. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 5.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

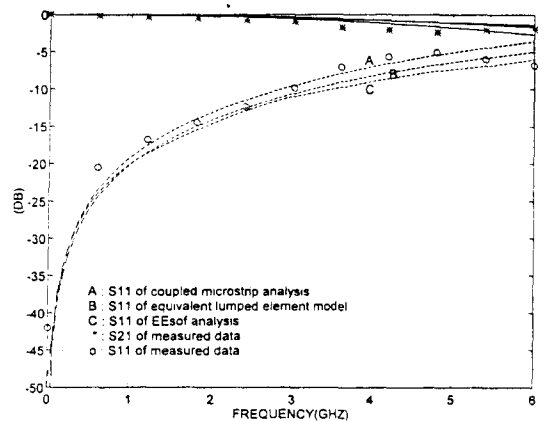


그림 8. 회전수 1.5인 경우의 각 해석 방식별 특성
Fig. 8. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 1.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

여기서 활용주파수 범위에서 오차가 가장 적은 것은 수정된 집중형 등가회로 모델이었으며 그 다음이 Eesof 해석결과이었다.

그러나 수정된 집중형 등가회로 모델은 첫번째 Zero 점(4.3GHz) 이상에서는 더이상 적용할 수 없는 단점을 드러냈다. 하지만 실제 활용 주파수범위는 첫번째 Pole점이라 할 수 있는 2.5GHz 이하이므로 활용 주파수 범위내 이용은 무난하다고 볼 수있다.

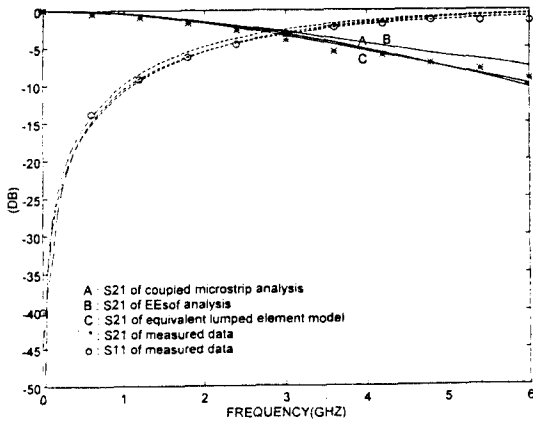


그림 9. 회전수 2.5인경우의 각 해석 방식별 특성
Fig. 9. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 2.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

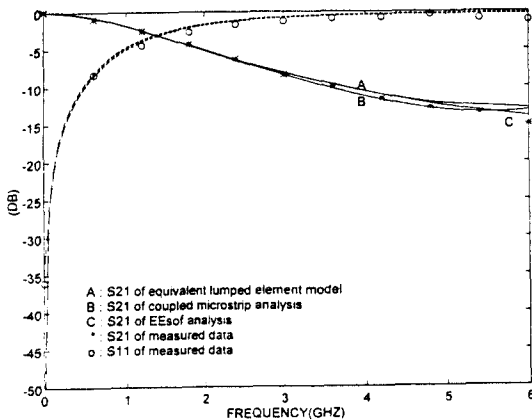


그림 10. 회전수 3.5인경우의 각 해석 방식별 특성
Fig. 10. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 3.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

그리고 그림8, 9, 10, 11, 12는 회전수 1.5, 2.5, 3.5, 4.5, 7.5 일 경우 각 해석 방식 별 성능을 나타낸 것이다. 이것을 보게 되면 대체적으로 수정된 집

중형 등가회로 모델에 의한 해석이 충분히 신뢰성 있는 해석 성능들을 보여주고 있으며 이것은 활용주파수 범위내에서 다른 결과들보다 앞서는 것으로 평가된다.

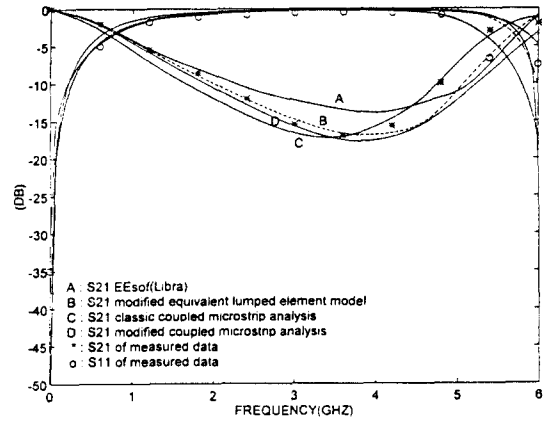


그림 11. 회전수 4.5인경우의 각 해석 방식별 특성
Fig. 11. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 4.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

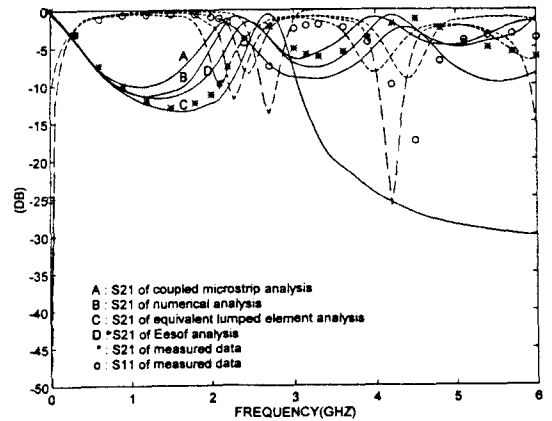


그림 12. 회전수 7.5인경우의 각 해석 방식별 특성
Fig. 12. $|S_{11}|$ and $|S_{21}|$ of 7.5 turns square spiral inductor for various analysis techniques.

그리고 표1은 각 회전수별 등가 파라메타 값들을 보여주고 있다. 이와 같은 표로부터 L_s , L_t 의 관계를 그래프로 나타낸 것이 그림13이다.

또한 그림13으로부터 L_t 와 L_s 의 관계를 Polynomial 계수들을 구함으로써 얻을 수 있게 되며 식18은 이와 같은 관계식을 나타내 준다.

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

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_{c1} (pF)	0.071	0.124	0.199	0.289
C_{c2} (pF)	0.0367	0.054	0.0717	0.089
Mlin (mm)	0.5715	0.6985	0.8255	0.9525
C_{c3} (pF)	0.0134	0.0134	0.0134	0.0134
C_{c4} (pF)	0.0076	0.0076	0.0076	0.0076
R (ohm) at 6GHz	0.854	1.799	3.024	4.529

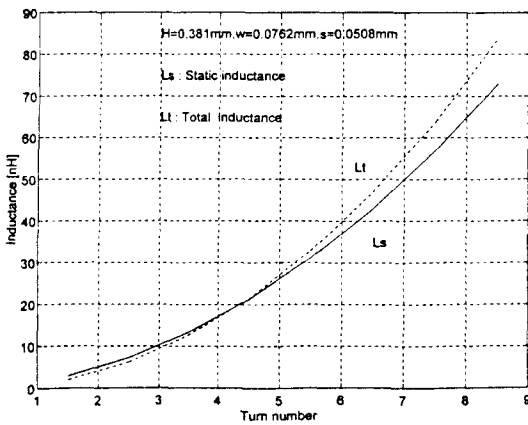


그림 13. L_s 와 L_t 의 관계
Fig. 13. The relation between L_s and L_t .

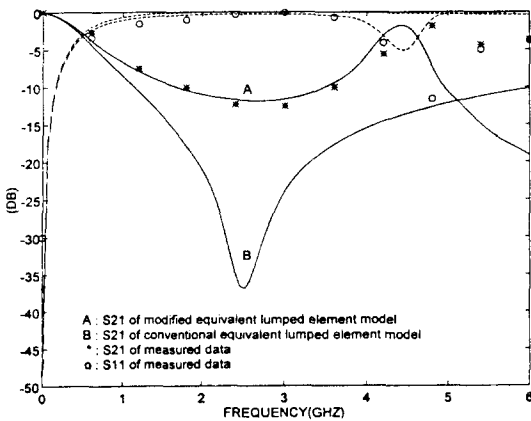


그림 14. 회전수 5.5인 경우 기존 등가회로 모델과 수정 등가회로 모델의 해석 결과 비교
Fig. 14. The comparison of the simulation results using conventional equivalent lumped element model and modified equivalent lumped element model for 5.5 turns.

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

그림 14은 회전수 5.5 에서 기존 등가회로 모델에 의한 경우와 수정된 등가회로 모델에 의한 경우의 해석 결과들을 비교한 것이다. 그리고 이 경우 각 요소 값들은 표 2와 같다.

표 2. 기존 등가회로 모델과 수정 등가회로 모델의 각 요소값들

Table 2. The parameters of conventional equivalent lumped element model and modified equivalent lumped element model.

파라메터	n	1.5	2.5	3.5	4.5	5.5	7.5
L (nH)	기존	1.95	5.52	11.57	20.73	33.61	73.04
	수정	1.75	5.64	11.9	20.77	32.47	65
C_c (pF)	기존	0.083	0.092	0.1	0.11	0.12	0.136
	수정	0.037	0.054	0.072	0.089	0.11	0.14
C_{c1} (C_1/C_2) (pF)	기존	0.15/0.075	0.15/0.75	0.15/0.075	0.15/0.075	0.15/0.075	0.15/0.075
	수정	0.068	0.12	0.189	0.275	0.375	0.62
R (ohm) at 6GHz		0.78	1.66	2.81	4.25	5.96	10.23
L_m (nH)	수정	0.28	1.25	3.21	6.47	11.26	27.34
	Mlin (nm)	수정	0.57	0.7	0.83	0.95	1.08

IV. 결론

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

본 연구를 통해 그 동안 사각 맴돌이 인덕터의 특성을 결정짓는 파라메타들을 명확히 규명하지 못해 설계 시 갖던 어려움을 다소나마 줄 일 수 있었으며, 계산량

이 마이크로스트립 결합선로 방식이나, 수치해석 기법에 비해 월등히 적어 일반 개인용 PC에서 쉽게 계산하고 활용 할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] M.Caulton, S.P.Knight, and D.A.Daly, Hybrid integreted lumped element microwave amplifiers, *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol.ED-15, pp.459-466, 1968.
- [2] C.Hentschel, *Konzentrierte Dunnfilm-reaktanzen*, 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 under pass, 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.
- [8] Grover F.W., Inductance calculation: Working formulars and tables, *Van Nostrand*, 1946.
- [9] Pengelly, R.S., and D.C.Rickard, Design, Measurement and application of lumped elements up to J-band, *Proc. 7th European Microwave Conf.*, (Copenhagen), PP.460-464, 1977.

저 자 소 개

安 東 植(正會員)

1980년 2월 아주대학교 전자공학과(학사). 1984년 8월 연세대학교 대학원 전자공학과(석사). 1990년 3월 ~현재 충남대학교 전자공학과 박사과정. 1984년 3월 ~현재 한국전자통신연구소 근무, 선임연구원.

吳 承 燁(正會員)

1971년 2월 연세대학교 전기공학과(학사). 1973년 2월 연세대학교 대학원 전기공학과(석사). 1982년 7월 연세대학교 대학원 전기공학과(박사). 1977년~1981년 일본 동북대 전기통신연구소 객원연구원. 1985년~1986년 미국 펜실바니아 주립대학 객원연구원.

張 東 弼(正會員)

1992년 2월 충남대학교 전자공학과(학사). 1994년 2월 충남대학교 대학원 전자공학과(석사). 1994년 2월 ~현재 한국전자통신연구소 근무, 연구원