

論文2000-37SD-10-2

# 실리콘 기판 위의 나선형 인덕터에 대한 SPICE 모델 (SPICE Model of the Spiral Inductor on Silicon Substrate)

金永碩\*, 朴鍾旭\*, 金南帥\*, 劉賢奎\*\*

(Yeong-Seuk Kim, Jong Wook Park, Nam Soo Kim, and Hyun Kyu Yu)

## 요 약

회로 설계 엔지니어들이 쉽게 RF IC 설계에 사용할 수 있는 나선형 인덕터의 SPICE 모델을 개발하였다. 이 모델은 나선형 인덕터의 등가회로 소자 값들을 SPICE의 user-defined function 및 subcircuit 기능을 이용하여, 레이아웃 변수, 공정 변수, 실리콘 기판 변수로부터 정의하였다. 특히 인덕턴스는 임의의 회전에 대한 인덕턴스  $L_i$  및 임의의 두 회전에 대한 상호 인덕턴스  $M_{ij}$ 를 subcircuit으로 정의하여 전체 인덕턴스 값을 계산하였다. 모델의 정확성을 검증하기 위하여 CMOS  $0.8\mu\text{m}$  공정으로 제작된 나선형 인덕터의 측정  $s$ -파라미터, 총 인덕턴스 및 quality-factor 결과를 시뮬레이션 데이터와 비교한 결과 일치함을 확인하였다. 본 논문에서 제시된 SPICE를 이용한 나선형 인덕턴스 모델은 scalable하며, 실리콘 기판의 영향 등을 포함하기 때문에 레이아웃 최적화에 쉽게 사용할 수 있는 장점을 가진다.

## Abstract

The SPICE model of the spiral inductor on silicon substrate which can be easily used for the RF IC design has been developed. In this proposed model the equivalent circuit elements of the spiral inductor are defined by the layout and process parameters using the user-defined function and subcircuit of the SPICE. The total inductance is calculated using the subcircuit  $L_i$  for the arbitrary turn  $i$  and the subcircuit  $M_{ij}$  for two arbitrary turns. The model was verified by comparing the simulated data with the measured  $s$ -parameters, total inductance, and quality factor of the spiral inductor fabricated by the CMOS  $0.8\mu\text{m}$  process. The proposed SPICE model of the spiral inductor is scalable and includes the effects of the silicon substrate.

## I. 서 론

최근 들어 휴대용 전화기를 비롯한 각종 무선 단말기들이 급속히 보급되고 있다. 이러한 무선단말기들은

\* 正會員, 忠北大學校 電氣電子工學科

(School of Electrical and Electronics Eng., Chungbuk Nat'l Univ.)

\*\* 正會員, 韓國電子通信研究所

(Electronics and Telecommunications Research Institute)

※ 본 논문은 1997년도 한국학술진흥재단 학술연구조성비(97-E-2305)에 의하여 지원되었음.)

接受日字:1999年10月13日, 수정완료일:2000年8月25日

GaAs를 이용한 MMIC를 많이 사용하였으나, 가격 경쟁력을 높이기 위하여 점차 실리콘 기판의 CMOS 소자에 기초한 RF(radio frequency) IC들이 많은 관심을 끌고 있다. 실리콘 CMOS 기술이 급격히 발전하면서 sub- $0.1\mu\text{m}$  노광기술을 이용하여 차단주파수  $f_r$ 가 150GHz인 CMOS 소자가 발표되었다<sup>[1]</sup>(CMOS 소자의 최대공진주파수  $f_{max}$ 는 보통  $f_r$ 보다 높다). CMOS소자의 주파수 특성은 GaAs 소자와 대등 혹은 그 이상의 성능을 실현하게 되었다. 이와 같이 실리콘 기판에서의 능동소자는 우수한 성능을 가지지만, RF IC 설계시 필요한 수동소자중의 하나인 나선형 인덕터(spiral inductor)는 기판의 초고주파 누설 때문에 좋은 성능을 나타내지 못한다. 따라서 나선형 인덕터를 포함한 RF IC를 설계할 경우 정확한 인덕턴

스 및 quality factor 값의 예측이 필요하다. 또한 레이아웃을 변화했을 때 인덕턴스, quality factor 등의 변화와 최적의 레이아웃 조건을 구할 필요가 있다.

현재 이러한 나선형 인덕터의 인덕턴스 및 quality factor를 알아내기 위하여 2차원 혹은 3차원의 EM(electro-magnetic) 시뮬레이션 툴(예, Maxwell, HFSS, Fasthenry<sup>[2]</sup>) 등을 사용한다. 이 방법은 정확한 인덕턴스 값을 계산할 수는 있으나, 툴 사용법을 알아야 하고 계산 시간이 많이 소모되기 때문에 회로 설계 엔지니어들이 사용하기에는 쉽지 않다. 또한 실리콘 기판의 영향을 시뮬레이션 할 수 없다. 또 다른 방법으로 Greenhouse 알고리즘<sup>[3]</sup>을 이용하여 인덕턴스를 계산할 수 있다. 이 방법은 복잡하여 컴퓨터 프로그램으로 계산하여야 하기 때문에 회로 설계 엔지니어들이 사용하기에는 불편하다. 혹은 등가회로 모델<sup>[4,5]</sup> 등이 있으나 복잡한 컴퓨터 프로그램으로 계산하여야 한다. S. S. Mohan<sup>[6]</sup>의 경우 간단한 식을 제안하였으나, 여러 가지의 물리적 의미가 없는 상수들을 사용하여야 하며 고정된 구조의 인덕터에 대해서만 가능하다.

본 논문에서는 회로 설계 엔지니어가 쉽게 이용할 수 있는 SPICE의 subcircuit 기능 등을 이용하여 scalable한 나선형 인덕터 모델을 개발하였다. 이 모델은 인덕터 내경, 선폭, 간격, 회전수와 같은 인덕터 레이아웃 변수와 산화막 두께, 실리콘 기판 변수로부터 SPICE의 user-defined function, subcircuit을 이용하여 인덕턴스, quality factor를 계산하도록 하였다. 이 모델의 장점은 (1) scalable한 인덕터 모델이며, (2) SPICE를 이용하며, (3) 기판의 영향을 고려하며, (4) 인덕터 레이아웃을 쉽게 최적화 할 수 있다는 것이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 SPICE를 이용한 나선형 인덕터의 등가회로 변수들의 계산 모델을 제시하였으며, III장에서는 모델의 검증을 위하여 CMOS 으로 제작된 나선형 인덕터의 s-파라미터 측정결과와 비교하였다.

## II. 나선형 인덕터 모델

나선형 인덕터의 등가회로가 그림 1에 나와 있다. 이 그림에서  $L$ 은 나선형 인덕터의 자기 인덕턴스(self-inductance) 및 금속선 사이의 상호 인덕턴스(mutual-inductance)를 합친 총 인덕턴스 값으로 본

모델에서는 SPICE를 이용하여 간단하게 계산하였다. 저항  $R$ 은 인덕터의 DC 저항 및 초고주파 표피효과(skin effect)를 고려한 AC 저항의 합이며,  $C_f$ 는 금속선 사이의 기생 커패시턴스를 나타낸다.  $C_{ox1}$  및  $C_{ox2}$ 는 인덕터와 기판사이의 기생 커패시턴스로 절연산화막 두께로부터 계산할 수 있으며,  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ ,  $R_{s1}$  및  $R_{s2}$ 는 실리콘 기판의 초고주파 누설 효과를 모델링한 것이다.

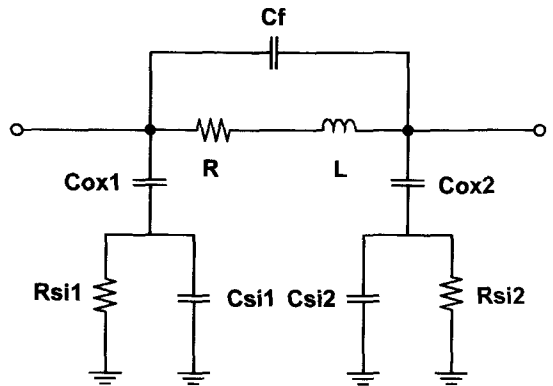


그림 1. 나선형 인덕터 등가회로

Fig. 1. Equivalent circuit of the spiral inductor.

나선형 인덕터 등가회로에서 가장 중요한 인덕턴스  $L$ 을 본 논문에서는 SPICE의 user-defined function 및 subcircuit를 이용하여 간단하게 계산하였다. 그림 2로부터 임의의 회전수  $i$ 에 대한 인덕턴스  $L_i$ ,  $L_j$ 와  $L_j$ 사이의 상호 인덕턴스  $M_{ij}$ 는 각각 SPICE의 subcircuit으로 모델링하였다. 인덕턴스  $L_i$ 는 그림 2에서처럼 자기 인덕턴스  $L_{11}$ ,  $L_{22}$ ,  $L_{33}$ ,  $L_{44}$ ,  $L_{11}$ 과  $L_{33}$ 사이의 상호 인덕턴스  $M_{13}$ ,  $L_{22}$ 와  $L_{44}$ 사이의 상호 인덕턴스  $M_{24}$ 의 합으로 다음과 같이 표시된다.

$$L_i = L_{11} + L_{22} + L_{33} + L_{44} - 2 \cdot M_{13} - 2 \cdot M_{24} \quad (1)$$

여기서  $M_{13}$ 와  $M_{24}$ 는 전류의 흐름이 반대임으로 음의 부호가 붙었다. 다음으로  $L_i$ 와  $L_j$ 사이의 상호 인덕턴스  $M_{ij}$ 는 다음과 같다.

$$M_{ij} = (M_{11j} + M_{22j} + M_{33j} + M_{44j}) - (M_{13j} + M_{24j} + M_{31j} + M_{42j}) \quad (2)$$

이 식에서  $M_{11j}$ ,  $M_{22j}$ ,  $M_{33j}$ ,  $M_{44j}$ 는 각각  $L_{11}$ 과  $L_{jj}$ ,

$L_{22}$ 와  $L_{22}$ ,  $L_{33}$ 와  $L_{33}$ ,  $L_{44}$ 와  $L_{44}$  사이의 양의 값의 상호 인덕턴스를 나타내며,  $M_{113}$ ,  $M_{224}$ ,  $M_{331}$ ,  $M_{442}$ 는  $L_{11}$ 과  $L_{33}$ ,  $L_{22}$ 와  $L_{44}$ ,  $L_{33}$ 와  $L_{11}$ ,  $L_{44}$ 와  $L_{22}$  사이의 음의 값의 상호 인덕턴스를 나타낸다(그림 2참조). 이렇게 모델링된 subcircuit  $L_i$  및  $M_{ij}$ 를 이용하여 그림 2와 같은 전체 나선형 인덕터에 대한 총 인덕턴스 값은 다음과 같다.

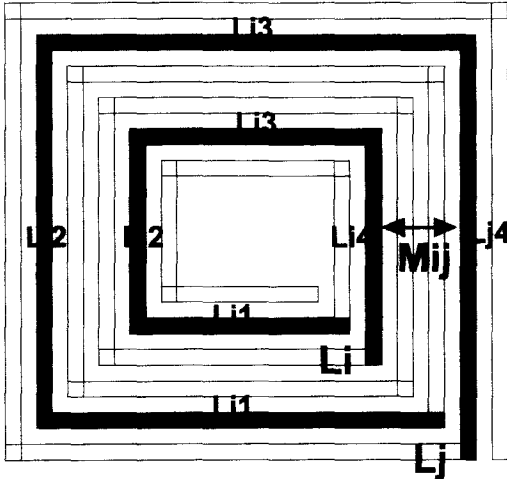


그림 2. 나선형 인덕터 레이아웃  
Fig. 2. Layout of the spiral inductor.

$$L = \sum_{i=1}^n L_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n M_{ij} \quad (3)$$

위의 식들 (1)-(3)에서 사용된 금속선 막대의 자기 인덕턴스  $L_{11}$ ,  $L_{22}$ ,  $L_{33}$ ,  $L_{44}$ ,  $L_{11}$ ,  $L_{22}$ ,  $L_{33}$ ,  $L_{44}$ 는 다음 식으로 표현된다<sup>[31][7]</sup>.

$$L_{self} = 2 \cdot l \cdot \left[ \ln \left( \frac{2 \cdot l}{w+t} \right) + 0.50049 + \frac{w+t}{3 \cdot l} \right] \quad (4)$$

(단위: cm, nH)

여기서  $l$ ,  $w$  및  $t$ 는 각각 금속선의 길이, 선폭, 두께를 나타낸다. 또한 위의 식들 (1)-(3)에서 사용된 두 개의 인접한 금속선 막대에 대한 상호 인덕턴스  $M_{113}$ ,  $M_{224}$ ,  $M_{111}$ ,  $M_{222}$ ,  $M_{333}$ ,  $M_{444}$ ,  $M_{112}$ ,  $M_{221}$ ,  $M_{331}$ ,  $M_{442}$ 는 인용문헌<sup>[31]</sup>,<sup>[8]</sup>의 식들을 이용하였다. 만약 길이가 동일한 두 개의 금속선에 대한 상호 인덕턴스는 다음 식으로 주어진다<sup>[33][8]</sup>.

$$M_{same} = 2 \cdot l \cdot Q(l) \text{ (단위: cm, nH)} \quad (5)$$

$$Q(l) = \ln \left[ \frac{l}{GMD} + \sqrt{1 + \left( \frac{l}{GMD} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left( \frac{l}{GMD} \right)^2} + \frac{GMD}{l} \quad (6)$$

$$\ln(GMD) = \ln d - \left\{ \frac{1}{12} \left( \frac{w}{d} \right)^2 + \frac{1}{60} \left( \frac{w}{d} \right)^4 + \frac{1}{168} \left( \frac{w}{d} \right)^6 + \frac{1}{360} \left( \frac{w}{d} \right)^8 + \frac{1}{660} \left( \frac{w}{d} \right)^{10} + \dots \right\} \quad (7)$$

여기서  $l$ ,  $d$ ,  $w$ 는 각각 금속선의 길이, 금속선 사이의 간격, 선폭을 나타내며, GMD(geometric mean distance)는 두 개의 인접한 금속선의 상호 인덕턴스가 임의의 무한정 얇은(반경=0) 두 개의 인접한 금속선의 상호 인덕턴스와 같은 경우의 무한정 얇은 두 개의 금속선의 간격을 의미한다. 만약 길이가 다른 두 개의 금속선에 대한 상호 인덕턴스는 다음 식으로 계산된다<sup>[33][8]</sup>.

$$M_{diff} = 0.5(M_{same, m+p} + M_{same, m+q} - M_{same, p} - M_{same, q}) \quad (8)$$

여기서 긴 금속선의 길이는  $l$ 이며, 다른 짧은 금속선은 길이가  $m$ 이며 긴 금속선보다 양쪽으로 각각  $p$  및  $q$  만큼 짧아서  $l = p + m + q$ 의 관계식이 성립한다. 식 (8)에서  $M_{same, m+p} = 2 \cdot (m+p) \cdot Q(m+p)$ ,  $M_{same, m+q} = 2 \cdot (m+q) \cdot Q(m+q)$ ,  $M_{same, p} = 2 \cdot p \cdot Q(p)$ ,  $M_{same, q} = 2 \cdot q \cdot Q(q)$ 는 길이가 동일한 두 개의 금속선에 대한 상호 인덕턴스들이다. 이러한 식들은 SPICE의 user-defined function을 이용하여 정의하였다.

나선형 인덕터의 등가회로 모델에서 각 소자들은 인용문헌 [5]의 식들( $R = \rho \cdot l / [w \cdot \delta \cdot (1 - e^{-l/\delta})]$ ,  $C_{ox} = 0.5 \cdot l \cdot w \cdot \epsilon_{ox} / t_{ox}$ ,  $C_{si} = 0.5 \cdot l \cdot w \cdot C_{sub}$ )을 이용하였다. 그러나  $R_{si}$ 는 인용문헌 [5]의 식 ( $R_{si} = 2 / [l \cdot w \cdot G_{sub}]$ )과 측정 데이터를 비교한 결과 나선형 인덕터 회전수에 상관없이 거의 일정한 값을 보였기 때문에 상수로서 정의하였다( $R_{si} = 2 / G_{sub}$ ). 여기서  $l$ ,  $w$ ,  $t$ 는 각각 나선형 인덕터의 총 길이, 선폭, 두께이며,  $\rho$ ,  $t_{ox}$ 는 각각 금속선의 DC 저항률 및 금속선과 기판사이의 절연산화막 두께이며,  $\delta(\delta = \sqrt{1/\pi f \mu \sigma})$ 는 침투깊이(skin depth)를 나타낸다.  $C_{sub}$ 는 기판의 초고주파 누설효과를 나타내는 실험(empirical) 변수로 s-파라미터 측정데이터로부터 추출된다.

본 논문에서 제안된 나선형 인덕터 모델은 그림 3에서와 같은 방법으로 SPICE에 프로그램되었다. 먼저 나선형 인덕터의 내경, 폭, 회전수, 간격 등의 레이어

웃 변수와 산화막 두께, 금속선 두께, 금속선 저항률 등의 공정 변수들을 정의한다. 또한 Grove<sup>[8]</sup>에 의한 자기 및 상호 인덕턴스를 SPICE의 user-defined function으로 정의한다(HSPICE의 경우 변수 및 함수의 정의는 .PARAM 실행문을 이용하면 된다.) 다음으로 식 (1), (2)에서 정의된 각 회전에 대한 인덕턴스  $L_i$  및  $M_{ij}$ (그림 2 참조)는 SPICE의 subcircuit으로 정의한다. 이로부터 총 인덕턴스  $L$ 을 계산한 후 그림 1의 나선형 인덕터의 등가회로 모델을 완성하고 q-factor 및 s-파라미터를 시뮬레이션할 수 있다.

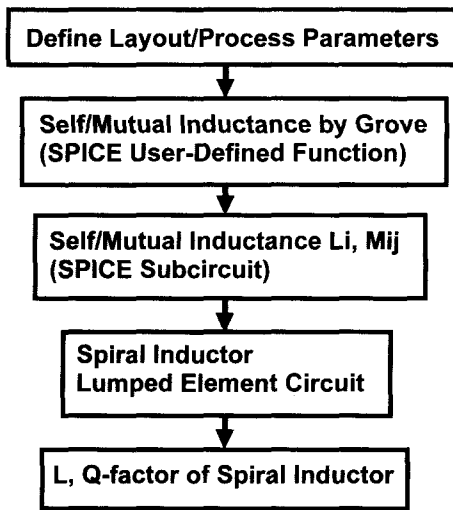


그림 3. 제안된 모델의 구성도  
Fig. 3. The flowchart of the proposed model.

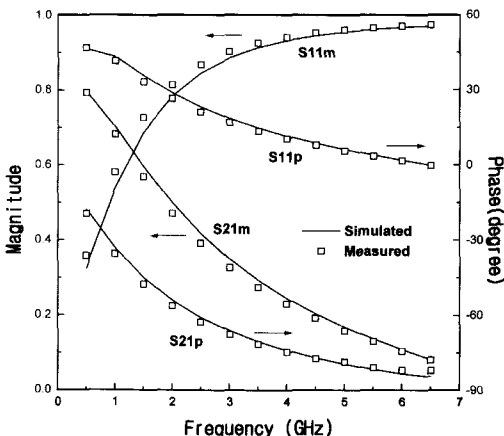


그림 4. 나선형 인덕터의 측정 및 시뮬레이션 s-파라미터 ( $r=45\mu\text{m}$ ,  $s=2\mu\text{m}$ ,  $n=7.5\text{turn}$ ,  $tox=2\mu\text{m}$ ,  $t=1.1\mu\text{m}$ ,)  
Fig. 4. Measured and simulated s-parameters of the spiral inductor.

### III. 측정 결과와의 비교

본 논문에서 제안된 나선형 인덕터 모델에 대한 입력 변수는 나선형 인덕터 내경  $r$ , 금속선 폭  $w$ , 간격  $s$ , 회전수  $n$ 과 같은 레이아웃 변수, 금속선 두께  $t$ 와 인덕터와 실리콘 기판사이의 산화막 두께  $t_{ox}$ 와 같은 공정 변수, 실리콘 기판의 초고주파 누설을 모델링하는 변수  $C_{sub}$ ,  $G_{sub}$ 를 포함하여 총 8개이다. 이 중에서  $C_{sub}$ ,  $G_{sub}$ 만이 유일한 실험(empirical) 변수로 주어진 나선형 인덕터 공정에 대하여 측정데이터로부터 추출된다.

나선형 인덕터를 CMOS  $0.8\mu\text{m}$  공정으로 제작하였다. 인덕터의 제작에 사용된 이차 금속 배선은 TiW/Al-1%Si/TiW 구조로 약  $1.1\mu\text{m}$  두께를 가진다. 이차 금속선과 실리콘 기판사이의 절연막은 PECVD 산화막으로 약  $2\mu\text{m}$ 의 두께를 가진다. 제작된 나선형 인덕터를 GGB 초고주파 프로브, 네트워크 에널라이저를 이용하여 on-wafer 상태에서 s-파라미터를 측정하였다. 측정된 s-파라미터는 소자가 없는 패드만의 개방(open)구조를 이용하여, 패드 등에 대한 기생성분을 y-파라미터 subtraction 방법으로 보정(de-embedding)하였다. 보정된 s-파라미터는 y-파라미터로 변환되어 등가회로 변수들에 대한 추출을 하였다. 그림 1의 등가회로로부터 각각  $y_{21}$  및  $y_{11}+y_{21}$ 을 유도해보면 다음 식과 같다. 이 식을 이용하여  $y_{21}$ 으로부터  $R$ ,  $L$ ,  $C_f$ 를 추출하였으며,  $y_{11}+y_{21}$ 으로부터  $C_{si}$ ,  $R_{si}$ 를 추출하고 최적화하였다.

$$y_{21} = \frac{1}{R + j\omega L} + \frac{1}{j\omega C_f} \tag{4}$$

$$y_{11} + y_{21} = \left[ \frac{1}{j\omega C_{ox}} + \frac{1}{j\omega C_{ox} + 1/R_{si}} \right]^{-1}$$

이 방법은 s-파라미터로부터 직접 등가회로 변수들을 추출하는 방법보다 더 정확한 값을 얻을 수 있었다. 이 등가회로 소자 값으로부터  $C_{sub}=0.76 \times 10^{-10} \text{ F/cm}^2$ ,  $G_{sub}=4.5 \times 10^{-4} \text{ S/cm}^2$ 를 추출하였다.

추출된  $C_{sub}$ ,  $G_{sub}$ 와 함께 레이아웃 변수  $r, w, s, n$ , 공정 변수  $t, t_{ox}$ 를 본 논문에서 제안된 모델에 삽입하여 SPICE 시뮬레이션한 결과가 그림 4에 나와 있다. 이 시뮬레이션에 사용된 변수 값들은  $r=45\mu\text{m}$ ,  $w=10\mu\text{m}$ ,  $s=2\mu\text{m}$ ,  $n=7.5\text{turn}$ ,  $t=1.1\mu\text{m}$ ,

$tox=2\mu m$ 이다. 이 그림에서 s21 및 s11의 크기 및 위상이 주파수 500MHz - 6.5GHz대역에서 측정데이터와 시뮬레이션 결과가 일치하고 있음을 알 수 있다.

그림 5는 나선형 인덕터 회전수  $n$ 의 변화에 따른 인덕턴스의 변화를 보여준다. 측정 데이터는 식 (4)에 의해 추출된  $L$  값을  $y$ -파라미터를 사용하여 최적화시킨 값으로 본 논문에서 제안된 SPICE 모델에 의한 계산값과 거의 일치함을 알 수 있다. 측정 데이터가 SPICE 모델값보다 조금 높은 이유는 나선형 인덕터 안쪽 노드로의 금속선 연결에 의한 기생 인덕턴스값의 증가 혹은 다른 기생 인덕턴스의 영향으로 추정된다. 또한 2-D EM 시뮬레이션 툴인 Fastheny를 이용하여 시뮬레이션 한 값을 그림 5에 비교하였는데, 회전수가 작을 때는 측정 데이터와 거의 일치하나 회전수가 증가하면 오차가 많아지는 것을 볼 수 있다.

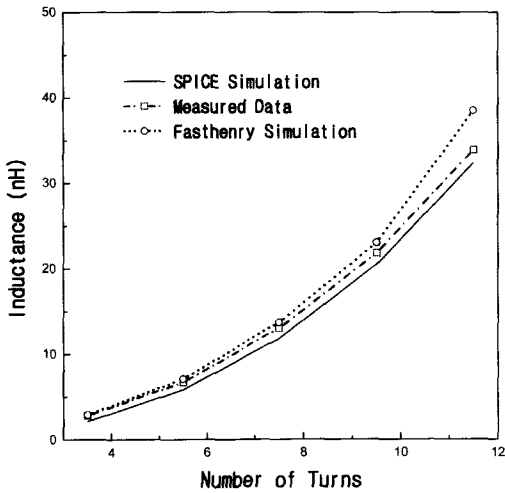


그림 5. 나선형 인덕터의 측정 및 시뮬레이션 인덕턴스 ( $r=45\mu m, s=2\mu m, t=1.1\mu m, tox=2\mu m$ )  
 Fig. 5. Measured and simulated inductance of the spiral inductor.

그림 6은 나선형 인덕터 quality-factor의 측정 및 시뮬레이션 데이터를 보여준다. SPICE 시뮬레이션시 어떤 레이아웃 및 공정 변수도 바꾸지 않고 그대로 사용하였음에도 불구하고, 측정 및 시뮬레이션된 인덕턴스 값이 정확하게 일치함을 알 수 있다. 3.5 회전수 인덕터와 9.5 회전수 인덕터가 고주파 영역에서 서로 상이한 경향을 보여주고 있는데, 이는  $R_s$  및  $C_s$  모델의 부정확성 때문으로 추정된다. 이에 대한 지속적인 연구가 수행되어야 할 것으로 생각된다. 그림 4~6의

결과로부터 제안된 SPICE를 이용한 인덕턴스 계산 알고리즘 및 등가회로 모델의 정확함을 확인할 수 있다.

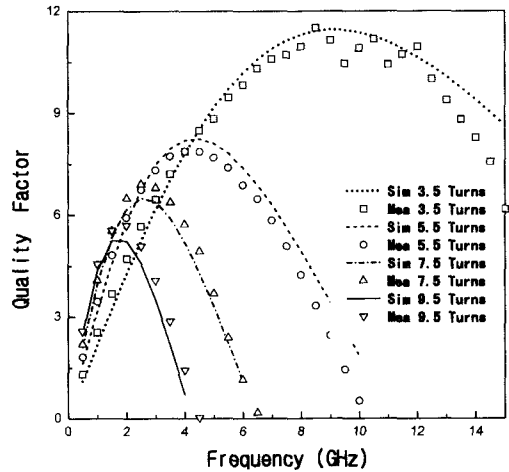


그림 6. 나선형 인덕터의 측정 및 시뮬레이션 quality factor ( $r=45\mu m, s=2\mu m, t=1.1\mu m, tox=2\mu m$ )  
 Fig. 6. Measured and simulated quality factor of the spiral inductor.

#### IV. 결 론

회로 설계 엔지니어들이 쉽게 사용할 수 있는 SPICE의 user-defined function 및 subcircuit 기능을 이용한 scalable한 나선형 인덕터 모델을 제시하였다. 이 모델은 레이아웃, 공정, 실리콘 기판 변수가 주어지면 인덕턴스 및 저항 등의 나선형 인덕터 등가회로 소자 값들을 시뮬레이션할 수 있다. 모델의 정확성을 검증하기 위하여 CMOS  $0.8\mu m$  공정으로 제작된 나선형 인덕터의  $s$ -파라미터, 총 인덕턴스 및 quality-factor 측정 데이터와 비교한 결과 시뮬레이션 데이터와 일치함을 확인하였다. 본 논문에서 제안된 SPICE를 이용한 인덕턴스 계산 알고리즘을 사용하면 나선형 인덕터 레이아웃을 쉽게 최적화할 수 있다.

#### 참 고 문 헌

[1] H. S. Momose et al., "High-frequency AC characteristics of 1.5 nm gate oxide

- MOSFETs," in *IEDM Tech. Dig.*, pp. 105-108, 1996.
- [2] <http://rle-vlsi.mit.edu/>
- [3] H. M. Greenhouse, "Design of planar rectangular microelectronic inductors," *IEEE Trans. Parts, Hybrids, Packaging*, vol. PHP-10, pp. 101-109, June 1974.
- [4] J. R. Long and M. A. Copeland, "The modeling, characterization, and design of monolithic inductors for silicon RF IC's," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 357-369, March 1997.
- [5] C. P. Yue, C. Ryu, J. Lau, T. H. Lee, and S. S. Wong, "A physical model for planar spiral inductors on silicon," in *IEDM Tech. Dig.*, pp. 155-158, 1996.
- [6] S. S. Mohan, M. M. Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 1419-1424, Oct. 1999.
- [7] F. E. Terman, *Radio Engineering Handbook*, McGraw-Hill, New York, pp. 48-60, 1943.
- [8] F. W. Grover, *Inductance Calculations*, Van Nostrand, Princeton, N.J., 1946.

---

 저 자 소 개
 

---

## 金永碩(正會員)

1980년 서울대학교 전자공학과 졸업(학사). 1982년 서울대학교 전자공학과 석사. 1990년 Univ. of Florida 전기공학과 박사. 1982-1985년 LG 전자 중앙연구소 연구원. 1990-1993년 Motorola APRDL Staff Engineer. 1993년-현재 충북대학교 전기전자공학부 부교수. 주 관심분야는 RF IC를 포함한 아날로그 IC 설계 및 소자 모델링

## 金南帥(正會員)

1977년 서울대학교 물리학과 졸업(학사). Univ. of Connecticut 물리학과 석사(1984) 및 박사(1988). 1993년-현재 충북대학교 전기전자공학부 부교수. 주 관심분야는 반도체소자의 신뢰성연구와 FED 및 MEMS 연구

## 朴鍾旭(學生會員)

1999년 충북대학교 반도체공학과 졸업(학사). 현재 충북대학교 반도체공학과 석사과정. 주 관심분야는 CMOS RF IC 설계

## 劉賢奎(正會員)

1958년 7월 31일생. 1981년 3년 2월 경북대학교 전자공학과 학사/석사. 1994년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사. 1983년 3월~현재 한국전자통신연구원 책임연구원, RF CMOS 회로팀장. 주요연구 분야 RF CMOS 집적회로 설계, 저전력 고속 디지털 회로설계, 초고주파 소자(Bipolar, CMOS, SOI) modelling, Transceiver 구조 설계