

# 유전 알고리즘과 분산처리기법을 이용한 스파이럴 인덕터의 고속설계 기법

論 文

57-3-18

## Fast Algorithm for Design of Spiral Inductor using Genetic Algorithm with Distributed Computing

史起東\*·安昌會†

(Ki-Dong Sa · Chang-Hoi Ahn)

**Abstract** - To design a spiral inductor a genetic algorithm is applied with fast computing technique. For the inductance extraction of the given geometry the fast multipole method is used, also the distributed computing technique using 10 personal computers is introduced for the massive computation of the genetic algorithm. A few important design parameters are used as genes for the optimization in the genetic algorithm. The target function is chosen as mean square error of the inductance at several sampling frequency points. A large-scaled inductor is fabricated and compared with the simulated data.

**Key Words** : Fast multipole method, Genetic algorithm, Distributed computing, Inductor

### 1. 서 론

최근 휴대용 통신 기기 시장의 확장으로 이동 통신 산업의 급속한 발전이 진행됨에 따라 통신 단말기에 장착되는 스파이럴 인덕터의 소형화 및 성능개선이 요구되고 있다. 인덕터 설계에 있어서 가장 중요한 부분중의 하나는 설계자가 원하는 인덕턴스 값을 가지도록 하는 것이다. 이를 위해 임의의 3차원 구조에서 인덕턴스 추출 알고리즘으로는 모멘트법(method of moments), FDTD(finite difference time domain), 유한요소법(finite element method), 유한차분법(finite difference method) 등 여러 가지 수치해석 방법이 사용되고 있고[1-4], 최근에는 대용량의 문제를 효율적으로 풀기 위한 MLFMA(Multi Level Fast Multipole Algorithm)가 도입되어 기존의  $O(N^2)$ 에 비례하는 계산시간을 가지는 모멘트법 등에 비교하여  $O(N \log N)$ 으로 줄일 수 있게 되었다[5].

그러나 인덕터 설계를 위해 인덕턴스 추출 알고리즘에 최적화 기법을 적용한 예는 그 필요성에 비해 거의 발표되고 있지 않는데, 공학적 문제에 가장 많이 응용되는 최적화 기법 중에 하나는 유전 알고리즘이다[6,7]. 유전 알고리즘은 최근 들어 신경망과 퍼지 로직과의 결합으로 그 응용 범위가 점점 늘어나고 있다. 그러나 간단한 문제를 제외하고는 유전 알고리즘의 특성상 굉장히 많은 계산이 필요하게 되어 개인용 컴퓨터에서는 한계가 있었다.

따라서 본 논문에서는 분산처리 기법[8,9]을 이용한 유전

알고리즘과 인덕턴스 추출을 위한 고속화 알고리즘인 MLFMA를 결합하여, 개인용 컴퓨터에서 마이크로파 대역의 스파이럴 인덕터를 효율적으로 설계하였다.

### 2. 인덕턴스 계산이론

PEEC법을 이용한 주파수  $\omega$ 에 의존적인 인덕턴스 계산은 도체의 단자에서의 전류와 전압의 관계로부터 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$Z_r(\omega)I_s(\omega) = V_s(\omega) \quad (1)$$

여기서, 도체단자의 수가  $k$ 개인 경우,  $Z_r(\omega) \in C^{k \times k}$ 인 행렬이고,  $I_s(\omega), V_s(\omega) \in C^k$ 인 벡터이다. 또한,

$$Z_r(\omega) = Y_r^{-1}(\omega) = R(\omega) + j\omega L(\omega) \quad (2)$$

이다. 예를 들어, 2개의 입력-출력 단자를 갖고 있는 그림 1과 같은 경우에 임피던스 행렬식은 다음과 같다.

$$Z_r(\omega) = \begin{bmatrix} R_{11} + j\omega L_{11} & R_{12} + j\omega L_{12} \\ R_{21} + j\omega L_{21} & R_{22} + j\omega L_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서,  $R$ 은 저항이고,  $L$ 은 인덕턴스이며,  $L_{11}$ 과  $L_{22}$ 는 자기 인덕턴스이며,  $L_{12} = L_{21}$ 는 상호 인덕턴스이다. 식(3)의 임피던스 행렬의 첫째 열의 값은 식(1)의 전류 값이  $I_{s1} = 1$ 과  $I_{s2} = 0$ 일 때의  $V_{s1}$ 과  $V_{s2}$ 의 값이다.

\* 學生會員 : 嶺南大 電子情報工學部 碩士 卒業

† 교신저자, 正會員 : 嶺南大 電子情報工學部 教授 · 工博

E-mail : chahn@yu.ac.kr

接受日字 : 2007年 12月 24日

最終完了 : 2008年 1月 29日

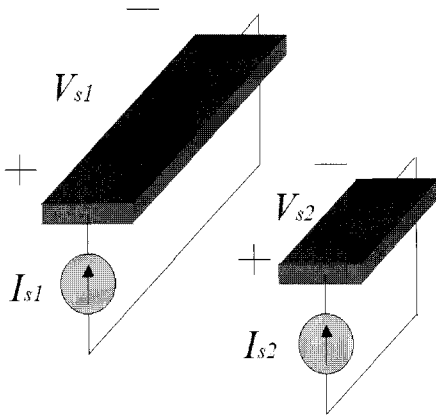


그림 1 두 도체의 전류  $I_{s1}$ 와  $I_{s2}$   
 Fig. 1  $I_{s1}$  and  $I_{s2}$  of two conductors

$Y_r$ 의 계산도 이와 유사한데, 이 경우에는 전압대신 전류 값이 되며, 이것은 맥스웰 방정식으로부터 변위 전류를 무시한 준정적 자계(magneto-quasistatic)의 가정 하에서 유도된 아래 식과 같은 적분방정식으로부터 얻어진다.

$$\frac{\mathbf{J}(\mathbf{r})}{\sigma} + \frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_{v'} \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv' = -\nabla\Phi(\mathbf{r}) \quad (4)$$

여기서,  $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ 는 전류밀도이고,  $\sigma$ 는 도전율,  $\mu$ 는 투자율, 그리고  $\Phi$ 는 포텐셜이다.

이 적분방정식을 PEEC법에 적용하기 위하여 가늘고 긴 사각 단면을 갖는 필라멘트로 도체를 나눈다. 이때 필라멘트 내에서는 전하의 축적이 없으며, 필라멘트의 길이방향으로 일정한 전류밀도를 갖는다고 가정한다. 해석모델이 IC패키지의 핀이나 비아와 같은 가늘고 긴 모양의 구조인 경우 길이방향으로의 전류만을 가정하므로 그림 2와 같이 도체방향으로만 가늘고 긴 필라멘트로 분할을 행한다.

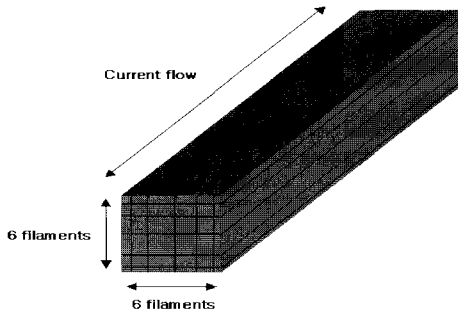


그림 2 도체를 필라멘트로 분할한 모양  
 Fig. 2 Division of a conductor by filaments

PEEC법을 적용하여 해석할 모델이 도체판이나 스파이럴 인덕터와 같이 한쪽 방향의 전류만으로 가정할 수 없는 경우 필라멘트를 격자모양으로 구성하여 도체판 위의 두 방향에서의 전류를 모두 고려하여야 한다. 그러므로 필라멘트 격자 생성방법은 그림 3과 같이 먼저 도체판을 셀로 분할한 후 인접한 셀과 겹쳐서 격자 모양으로 필라멘트를 생성한다.

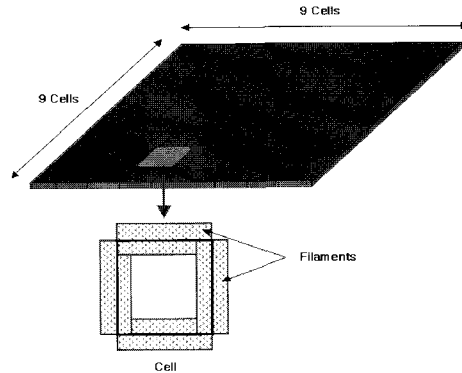


그림 3 도체판을 필라멘트로 분할한 모양  
 Fig. 3 Division of a conducting plate by filaments

식 (4)의 도체에서의 전류밀도는 다음 식 (5)와 같이 필라멘트에서의 전류 값으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}) \approx \sum_{i=1}^b I_i \omega_i(\mathbf{r}) \mathbf{l}_i \quad (5)$$

여기서,  $I_i$ 는 필라멘트에서의 전류 값이며,  $\mathbf{l}_i$ 는  $i$ 번째 필라멘트의 길이방향으로의 단위벡터이다.  $\omega_i(\mathbf{r})$ 는  $i$ 번째 필라멘트 안에서는  $1/a_i$ 의 값을 갖고, 밖에서는 0의 값을 갖는 가중함수이며,  $a_i$ 는 필라멘트 단면적이다. 모멘트법을 적용하여 식 (4)과 식 (5)로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} & \left( \frac{l_i}{\sigma a_i} \right) I_i + \\ & j\omega \sum_{j=1}^b \left( \frac{\mu}{4\pi a_i a_j} \int \int_{V_i, V_j} \frac{\mathbf{l}_i \cdot \mathbf{l}_j}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' dV \right) I_j \quad (6) \\ & = \frac{1}{a_i} \int_{a_i} (\Phi_A - \Phi_B) dA = I_b \end{aligned}$$

여기서,  $l_i$ 는  $i$ 번째 필라멘트의 길이이며,  $V_i$ 와  $V_j'$ 는 각각  $i$ 번째와  $j$ 번째의 필라멘트 체적이고,  $\Phi_A$ 와  $\Phi_B$ 는 필라멘트의 양쪽 끝면에서의 포텐셜을 나타낸다. 식(6)을 행렬방정식으로 나타내면

$$\mathbf{Z} \mathbf{I}_b = \mathbf{V}_b \quad (7)$$

또는

$$(\mathbf{R} + j\omega\mathbf{L}) \mathbf{I}_b = \mathbf{\Phi}_A - \mathbf{\Phi}_B \quad (8)$$

이다. 여기서,  $\mathbf{\Phi}_A$ 와  $\mathbf{\Phi}_B$ 는 필라멘트의 양쪽 끝면에서의

포텐셜의 평균값을 나타낸다. 또한, 식(8)에서의  $R$  과  $L$  은 다음 식과 같다.

$$R_{ii} = \frac{l_i}{\sigma a_i} \tag{9}$$

$$L_{ij} = \frac{\mu}{4\pi a_i a_j} \int_{V_i} \int_{V_j} \frac{\mathbf{1}_i \cdot \mathbf{1}_j}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' dV \tag{10}$$

식 (7)의 행렬식으로부터 전류 값을 구하기 위해 메쉬 해석법(mesh analysis)을 적용한다. 그림 1에서의 두 도체를 필라멘트로 분할하고, 메쉬 루프를 생성한다. 메쉬 루프에 키르히호프의 전압 법칙을 적용하면, 메쉬 행렬  $M$ 을 구할 수 있다. 구한  $M$ 을 이용하여 메쉬의 브랜치(branch)전압과 소스전압사이의 관계를 아래의 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$M V_b = V_s \tag{11}$$

또한, 메쉬루프에서의 전류와 브랜치에서의 전류의 관계식은

$$M^t I_m = I_b \tag{12}$$

와 같이 되며, 최종적으로 구하고자한 전류를 미지수로 둔 행렬식은 식 (7), 식 (11) 및 식(12)을 이용하여 아래 식과 같이 얻을 수 있다.

$$M Z M^t I_m = V_s \tag{13}$$

식 (13)의 행렬방정식을 계산하여 구한 메쉬루프에서의 전류  $I_m$  으로 인덕턴스와 저항을 구한다.

### 3. 고속화 알고리즘의 적용

고속화 알고리즘의 주요개념은 멀리 떨어져 있는 요소끼리의 상호작용의 세기는 서로 가까이 있는 요소끼리의 상호작용의 세기에 비해 작은 것을 바탕으로 하고 있다. 일반적으로 상호작용의 세기는 두 요소사이의 거리에 반비례한다. 멀리 떨어져 있는 요소들을 그룹으로 만들어 계층적으로 구성함으로써 상호작용의 수를 줄이는 방법을 사용하는 것이다. 본 논문에서는 인덕턴스 계산을 위한 고속화 알고리즘의 적용에 대하여 간략히 서술한다.

식 (13)의 행렬식을 반복 계산법에 의해 계산할 경우,  $k$  번째 반복에서의 행렬-벡터 곱은 다음 식과 같다.

$$M Z M^t I_m^k = M R M^t I_m^k + j\omega M L M^t I_m^k \tag{14}$$

여기서, 우변 첫째 항은 메쉬의 수인  $m$ 에 비례하는 계산시간이 필요하다. 왜냐하면, 메쉬 행렬인  $M$ 은 대부분이 0인 성긴 행렬(sparse matrix)이고  $R$ 은 대각행렬이기 때문이다.

하지만, 우변 둘째 항은  $L$ 이 짙은 행렬(dense matrix)이므로  $m^2$ 에 비례하는 계산시간을 필요로 한다. 따라서, 우변 둘째 항에 고속화 알고리즘을 적용한다. 먼저, 식(10)으로부터  $L M^t I_m^k$ 을 다시 적으면

$$(L I_b)_i = \sum_{j=1}^b \left( \frac{\mu}{4\pi a_i a_j} \int_{V_i} \int_{V_j} \frac{\mathbf{1}_i \cdot \mathbf{1}_j}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' dV \right) I_j \tag{15}$$

$$(L I_b)_i = \frac{1}{a_i} \int_{V_i} \mathbf{A}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{1}_i dV \tag{16}$$

이 되며, 여기서 벡터 포텐셜은

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{j=1}^b \left( \int_{V_j} \frac{\mathbf{1}_j}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' \right) \frac{I_j}{a_j} \tag{17}$$

이다. 식(17)은  $(L I_b)_i$ 가 각 필라멘트에서의 벡터 포텐셜의 적분에 의해 계산되어진다는 것을 의미한다. 또한, 벡터 포텐셜의 각 성분은

$$\Psi_p(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_{j=1}^b \left( \int_{V_j} \frac{(1_j)_p}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' \right) \frac{I_j}{a_j} \tag{18}$$

$p \in \{1, 2, 3\}$

와 같이 나타낼 수 있으며, 이 식은 고속화 알고리즘의 적용으로 계산되어 진다.

### 4. 스파이럴 인덕터 설계기법

설계자가 원하는 인덕턴스 값을 가지는 스파이럴 인덕터를 설계하기 위한 방법으로 먼저 근사식에 의한 방법을 들 수 있다. 그림 4와 같은 스파이럴 인덕터에서 인덕턴스 값을 구하기 위한 근사식은 다음과 같다.

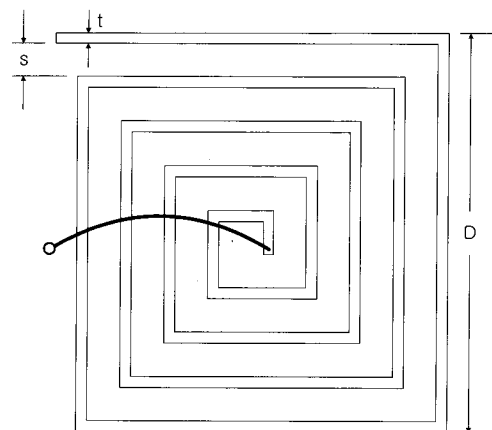


그림 4 평판형 스파이럴 인덕터  
Fig. 4 Flat square spiral inductor

$$L = 8.5 \times 10^{-3} \times D \times N^{1.7} \quad (19)$$

여기서

$L$  = Inductance ( $\mu\text{H}$ )

$D$  = Maximum dimension [cm]

$N = (D/2)/(w + s)$

$s$  = Space between lines [cm]

$w$  = Width of lines [cm]

이다.

그러나 이와 같은 방법으로 구한 인덕턴스 값은 실제의 인덕턴스 값과 상당한 오차가 있다. 따라서 앞의 2, 3장에서 기술한 인덕턴스 추출을 위한 고속화 알고리즘에 최적화 기법의 적용이 필요한데, 공학적 문제에 가장 많이 응용되는 최적화 기법 중에 하나는 유전 알고리즘(Genetic algorithm)이다. 기존의 최적화 기법들과 유전 알고리즘의 근본적인 차이점은 적합 함수(fitness function)에 연속, 미분 가능 등의 조건이 없어 어떠한 형태의 적합 함수에도 쉽게 적용할 수 있고, 변수가 부호화 되어 수행되므로 변수가 제약 조건을 갖는 경우에도 쉽게 적용되며, 다수의 변수들을 하나의 문자열로 나타낸 집단을 사용함으로써 병렬 연산 및 동시 최적화가 가능하다는 것이다. 또한 확률적인 방법에 의해 전역 탐색을 수행하므로 부분 극소점(Local minima)에 빠질 가능성이 적다. 유전 알고리즘은 최근 들어 신경망과 퍼지 로직과의 결합으로 그 응용 범위가 점점 늘어나고 있다. 그러나 간단한 문제를 제외하고는 유전 알고리즘의 특성상 굉장히 많은 계산이 필요하게 되어 개인용 컴퓨터에서는 한계가 있다. 이러한 경우 분산처리 기법을 도입하면 유전 알고리즘의 적용으로 인한 많은 계산 시간을 줄일 수 있다.

따라서 본 논문에서는 인덕턴스 추출을 위한 고속화 알고리즘인 MLFMA에 분산처리 기법을 이용한 유전 알고리즘을 결합하여, 개인용 컴퓨터에서 마이크로파 대역의 스파이럴 인덕터를 효율적으로 설계한다.

유전 알고리즘은 자연 선택과 유전학에 기반한 탐색 방법이다. 유전 알고리즘은 풀고자 하는 문제에 대한 가능한 해들을 염색체로 표현한 다음 이들을 점차적으로 변형함으로써 점점 더 좋은 해를 생성한다. 본 논문에서 염색체의 형태는 실수형이다. 또한 적합 함수는 각 샘플링 주파수에서의 인덕턴스의 MSE(Mean square error)를 사용하였다. 유전 알고리즘의 적절한 염색체를 정의하기 위해서는 인덕터의 구조에 따르는 여러 변수들이 인덕턴스에 미치는 중요도를 잘 평가해야하는데, 본 논문에서는 여러 가지 문헌조사 [10-12]와 시뮬레이션을 통해서 사전에 평가를 수행하였다. 인덕턴스 값을 구하기 위한 근사식인 식 (19)에서 인덕턴스에 가장 큰 영향을 주는 부분은  $D$ 이다. 따라서  $D$ 의 크기

에 가장 큰 영향을 미칠 수 있는 요소인 턴 수와 인덕터 내부의 가로 및 세로 길이를 염색체로 정의하고, 나머지 스트립 폭, 스트립 사이 거리, 스트립 두께, 및 비아 길이는 고정하였다. 그림 5는 전체적인 알고리즘의 흐름도이다. 먼저 염색체 수, 개체 수 및 최대 세대수를 정의함과 동시에 각 염색체의 구간을 정의하고, 이를 임의의 값으로 초기화한다.

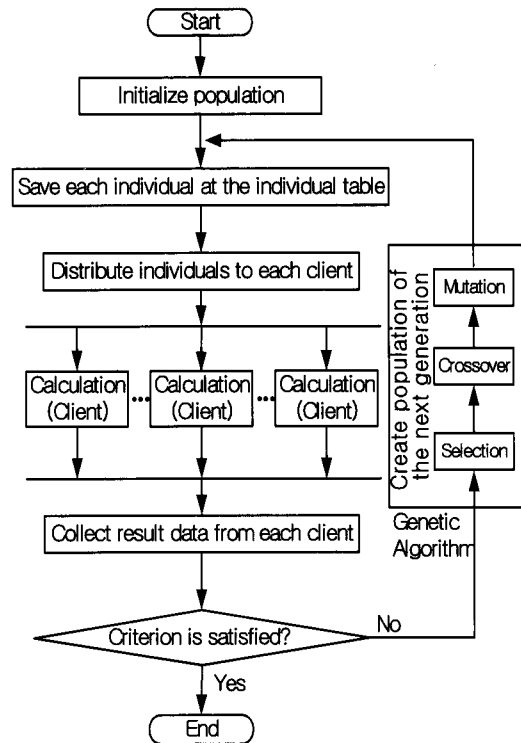


그림 5 유전 알고리즘의 흐름도  
Fig. 5 Proposed flow chart of the genetic algorithm

그 후 개체 테이블에 각 개체를 저장하고 여러 클라이언트로 개체들을 분배한다. 계산할 개체를 받은 클라이언트는 인덕턴스 추출 알고리즘을 실행한다. 계산이 끝난 클라이언트는 인덕턴스 값을 서버에 전송한다. 서버가 모든 클라이언트에게 인덕턴스 값을 전송 받으면 다음 세대 개체군을 생성하기 위해 유전 알고리즘을 실행한다.

### 5. 실험 및 수치계산 결과

인덕턴스 추출을 위한 고속화 알고리즘의 성능을 평가하기 위해 6 턴 스파이럴 인덕터를 FR4 기판을 이용하여 제작하였다. 그림 6은 제작된 6 턴 스파이럴 인덕터의 전체적인 구조이다. 여기서 제작된 인덕터의 크기는 표 1과 같다.

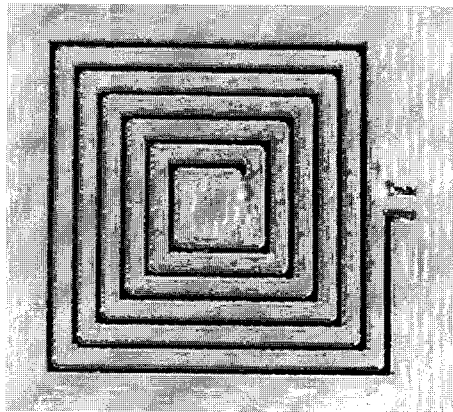


그림 6 FR4기판으로 제작된 6 턴 스파이럴 인덕터  
Fig. 6 Fabricated 6 turn spiral inductor with FR4 laminate

표 1 제작된 인덕터의 치수  
Table 1 Fabricated inductor size

Turn number	6
Horizontal length in the inner space of inductor	600 $\mu$ m
Vertical length in the inner space of inductor	600 $\mu$ m
Strip line width	300 $\mu$ m
Space between strip lines	300 $\mu$ m
Strip line thickness	35 $\mu$ m
Via length	1.6mm

실제 마이크로파 대역에서 사용하는 인덕터는 이보다 훨씬 작은 크기로 LTCC공정으로 제작해야 하지만, 학교에서 제작하는데 어려움이 있어 100MHz 대역에서 사용 가능한 위와 같은 large-scale 모델의 인덕터를 제작하여 계산 값과 비교하였다. 제작된 인덕터와 동일한 구조에서 임피던스의 허수 값을 계산하기 위해서는 인덕터의 기하특성을 고려하여 이산화 하였다.

그림 7은 130MHz에서부터 170MHz까지의 주파수 대역에서 측정된 임피던스의 허수 값과 인덕턴스 추출을 위한 고속화 알고리즘을 통해 계산된 임피던스의 허수 값을 비교한 그래프이다. 이 그림에서 측정값과 계산 값이 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

스파이럴 인덕터를 설계하기 위한 유전 알고리즘의 실행조건을 표 2와 같이 정의한다.

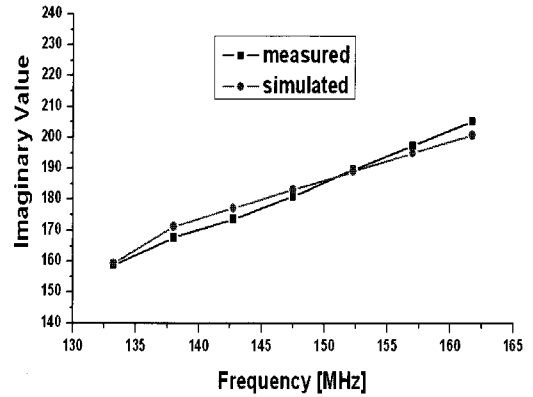


그림 7 임피던스 허수값의 측정치와 계산치 비교  
Fig. 7 Measured imaginary value and simulated imaginary value of impedance

표 2 유전알고리즘의 실행조건  
Table 2 Conditions of genetic algorithm

Selecting individual number in tournament selection	3
Population size	10
Maximum generation number	20
Crossover ratio	80%
Mutation ratio	5%

표 3은 4장에서 정의한 염색체가 가지는 값의 범위와 간격이며 표 4는 고정된 요소의 크기이다. 목표로 하는 인덕턴스 값은 99nH로 두고, 주파수 범위내의 샘플링 포인트는 500MHz, 1.25GHz, 2GHz로 한다. 본 논문에서 분산처리에 10개의 클라이언트용 컴퓨터를 사용하였다.

그림 8은 각 세대에서 주파수에 따른 적합도 평균의 최소값을 나타낸다. 여기서 세대가 증가 할수록 주파수에 따른 적합도 평균의 최소값이 감소함을 알 수 있다.

표 3 염색체의 값의 범위와 간격  
Table 3 Defined chromosome range and space

Chromosome	Range	Space
Turn number	1-9	1
Horizontal length in the inner space of inductor	150 $\mu$ m-750 $\mu$ m	150 $\mu$ m
Vertical length in the inner space of inductor	150 $\mu$ m-750 $\mu$ m	150 $\mu$ m

표 4 고정된 요소들의 치수

Table 4 Fixed elements size

Strip line width	150 $\mu\text{m}$
Space between strip lines	150 $\mu\text{m}$
Strip line thickness	10 $\mu\text{m}$
Via length	200 $\mu\text{m}$

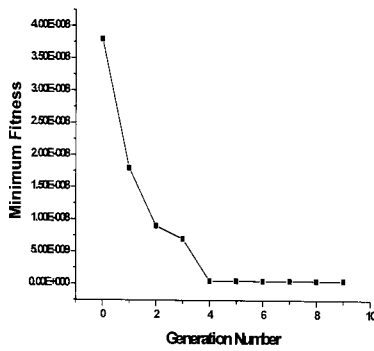


그림 8 각 세대에서의 최소 적합도

Fig. 8 Minimum fitness at each generation

그림 9는 각 세대에서 적합도가 가장 우수한 구조의 주파수에 따른 인덕턴스 평균값을 나타낸 것이다. 여기서 4세대의 인덕턴스 값 99.4559nH가 수렴된 값을 알 수 있다. 여기서 수렴된 인덕터의 크기는 표 5와 같다. 표 6는 직렬 계산과 병렬 계산에 따른 CPU 계산시간을 나타낸다. 직렬 계산에 비해 10대의 클라이언트용 컴퓨터로 병렬 계산을 한 경우 계산시간을 약 1/10정도로 줄일 수 있음을 알 수 있다. 그림 10은 수렴된 스파이럴 인덕터의 2GHz에서 전류분포이다. 대체적으로 스트립의 표면과 꺾이는 부분에 전류밀도가 높다는 것을 알 수 있다. 위에서 정의된 동일한 조건으로 10회 시뮬레이션 수행시에 평균적으로 4.1세대에서 수렴하였다.

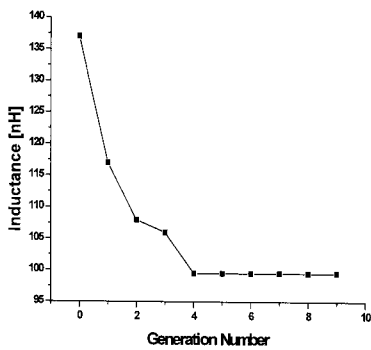


그림 9 각 세대에서의 최적구조에 대한 인덕턴스

Fig. 9 Inductance of the best fitness structure at each generation

표 5 수렴된 스파이럴 인덕터의 치수

Table 5 Converged spiral inductor size

Turn number	6
Horizontal length in the inner space of inductor	300 $\mu\text{m}$
Vertical length in the inner space of inductor	300 $\mu\text{m}$
Strip line width	150 $\mu\text{m}$
Space between strip lines	150 $\mu\text{m}$
Strip line thickness	10 $\mu\text{m}$
Via length	200 $\mu\text{m}$

표 6 CPU 계산시간 비교

Table 6 Comparison of CPU times

CPU times in serial processing [s]	CPU times in parallel processing using 10 personal computers [s]
38019	4002

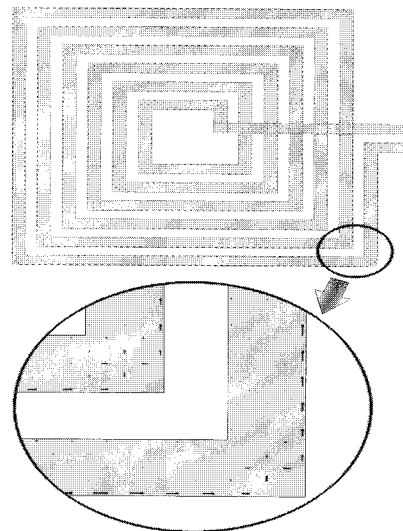


그림 10 2GHz에서의 6턴 스파이럴 인덕터의 전류분포

Fig. 10 Current distributions of 6 turn spiral inductor at 2GHz

## 6. 결 론

본 논문에서는 마이크로파 대역에서 설계자가 원하는 인덕턴스를 가지는 스파이럴 인덕터를 설계하기 위해 먼저 임의의 3차원 구조에서 인덕턴스 추출을 위한 PEEC법을 사용

하였고, PEEC법의 빠른 계산을 위해 MLFMA를 사용하였다. 다음으로 인덕터의 구조를 최적화하기 위해 유전 알고리즘을 도입하였으며, 유전 알고리즘의 사용으로 인한 과도한 계산시간을 줄이기 위해 분산처리방법을 적용하여 10대의 개인용 컴퓨터를 사용하였다. 본 논문에서 제안된 알고리즘은 스파이럴 인덕터의 설계 뿐 아니라, 각종 마이크로파 부품들의 수치설계에 적용이 가능하므로, 수요가 점점 많아지고 있는 통신 단말기의 소형화 및 성능개선에 도움을 줄 수 있으리라 예상된다.

**참 고 문 헌**

[1] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*. New York: Macmillan, 1968.  
 [2] M. Feliziani and F. Maradei, "Capacitance matrix calculation of a wire conductor line: A new FEM approach," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 40, pp. 262-270, Aug. 1998.  
 [3] M. Kamon, N. Marques, L. M. Silveira, and J. White, "Automatic generation of accurate circuit models of 3-D interconnect, " *IEEE Trans. Comp., Packag., Manufact. Technol. B*, vol. 21, pp. 225-240, Aug. 1998.  
 [4] L. M. Silveira, M. Kamon, I. M. Elfadel, and J. K. White, "A coordinate-transformed Arnoldi algorithm for generating guaranteed stable reduced order models of RLC circuits," in *IEEE/ACM Int. Conf. Computer Aided-design*, San Jose, CA, Nov. 1996.  
 [5] M. Kamon, M. J. Tsuk, and J. White, "FASTHENRY: A multipole accelerated 3-D inductance extraction program," *IEEE Trans. MTT.*, vol. 42, no. 9, September 1994.  
 [6] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison-Wesley, 1989.  
 [7] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*, The University of Michigan Press, Ann Arbor, M. I., 1975.  
 [8] Kuo-Chan Huang and Pei-Chi Wu, "Developing high performance scientific applications in distributed

computing environments," *Proc. IEEE Fifth Computer Society Workshop Distributed Computing Systems*, 28-30, pp.308-312, Aug. 1995.  
 [9] S. Hariri, J. B. Park, F. K. Yu, M. Parashar and G. C. Fox, "A message passing interface for parallel and distributed computing," in *Proc. IEEE 2nd International Symposium High Performance Distributed Computing*, 20-23, pp.84-94, July 1993.  
 [10] Bahl, I. J., *Lumped elements for RF and microwave circuits*, Artech House, 2003.  
 [11] Ferril Losee, *RF systems, components, and circuits handbook*, Artech House, 1997.  
 [12] Rajesh Mongia, Inder Bahl, Prakash Bhartia, *RF and microwave coupled-line circuits*, Artech House, 1999.

**저 자 소 개**



**사 기 동 (史 起 東)**

2003년 영남대 전자정보공학부 졸업,  
 2005년 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 2005년~현재 이수페타시스(주) 근무  
 E-mail : skfore1450@yumail.ac.kr



**안 창 회 (安 昌 會)**

1985년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 졸업 (공학박사). 1997년 University of Illinois at Urbana-Champaign post-doctorial fellowship, 2004년 Duke university 방문 교수. 현재 영남대학교 전자정보공학부 교수  
 Tel : 053-810-2489  
 Fax : 053-810-4629  
 E-mail : chahn@yu.ac.kr