

# 유전 알고리즘을 이용한 인덕터 장하 소형 루프 안테나 설계

## Design of Two-Inductor Loaded Small Loop Antennas Using Genetic Algorithm

조 규 영 · 김 재 희 · 박 위 상

Gyu Yeong Cho · Jae Hee Kim · Wee Sang Park

### 요 약

단순 유전 알고리즘을 사용하여 두 개의 인덕터를 가지는 소형 루프 안테나를 최적화하는 방법을 제안한다. 루프내의 인덕터의 위치와 값을 유전 알고리즘을 사용하여 조절하며, RFID 대역과 휴대단말기 이중 대역에서 안테나를 최적화 한다. 최적화를 위하여 비주얼 베이직을 사용하여 유전 알고리즘을 구현하였으며, 또한 이를 이용하여 전자기 시뮬레이터를 제어하여 유전자를 평가하였다. 최적화된 RFID 안테나는 중심 주파수 922 MHz에서 10 MHz의 -10 dB 대역폭을 가져 RFID 대역을 만족하며, 휴대단말기용 이중 대역 안테나는 중심 주파수 948 MHz와 1.81 GHz에서 대역폭을 각각 84 MHz와 266 MHz를 가져 GSM과 DCS 대역을 만족한다.

### Abstract

We propose optimization method of two-inductor loaded small loop antennas using simple genetic algorithm. To optimize the loop antennas for the RFID and the mobile phone band, we changed positions and values of the two inductors in the loop antenna. Visual basic was used to make genetic algorithm and to calculate fitness values by controlling the commercial EM software. The bandwidth of the optimized RFID loop antenna is 10 MHz at the center frequency of 922 MHz and that of the mobile phone antenna are 84 MHz and 266 MHz at the center frequency of 948 MHz(GSM band) and 1.81 GHz(DCS band), respectively.

Key words : Genetic Algorithm(GA), Inductors, Loop Antenna, RFID, Mobile Phone

### I. 서 론

무선 통신이 발달하고, 장비가 작아짐에 따라 안테나 역시 소형화와 집적화가 큰 화제가 되고 있다. 소형 안테나를 만들기 위한 기법은 미앤더 라인을 사용하거나<sup>[1]</sup> 슬롯을 사용하여 전류의 흐름을 길게 하여 전기적인 길이를 늘이는 방법, 고유전체를 사용하는 방법<sup>[2]</sup>, 메타 물질의 Composite Right Left Handed(CRLH) 전송 선로의 특징을 이용하는 방법<sup>[3]</sup> 등이 있다. 하지만, 이러한 방법들은 소형화를 위하여 구조를 복잡하게 만들어야 하고, 안테나 특성을

이해하고 적용해야 하며, 고유전체와 메타 물질을 이용하는 경우 협대역 특성을 가지고 있는 단점이 있다. 구조의 복잡성과 협대역 특성을 개선하는 방법으로 두 개의 인덕터를 이용하여 루프 안테나를 설계하는 방법이 제안된 바 있다<sup>[4],[5]</sup>. 루프 안테나 안에 두 개의 인덕터를 연결하고, 값들을 조절하여 안테나의 공진 주파수와 매칭을 결정하는 구조이다. 루프 안테나의 양쪽에 수직으로 세워진 도선에 전류가 동일한 방향으로 흘러 방사를 일으키는 구조이며, 인덕터를 통과할 때 발생하는 위상 지연과 양쪽의 인덕터 값에 의해 루프에 흐르는 전류의 양

「이 논문은 2009년도 두뇌한국21사업에 의하여 지원되었음.」

포항공과대학교 전자전기공학부(Department of Electronic and Electrical Engineering, POSTECH)

· 논문 번호 : 20090709-059

· 수정완료일자 : 2009년 9월 24일

을 조절하여 소형화와 매칭을 동시에 이룰 수 있다. 하지만 제안된 논문의 안테나의 경우 크기 및 인덕터의 위치가 고정되어 있어 활용이 제한적일 수밖에 없고, 안테나의 형태가 바뀔 경우에 적용하기 위해서는 최적의 인덕터의 위치와 값을 다시 찾아야 한다. 본 논문에서는 이와 같은 노력을 줄이고자 유전 알고리즘을 적용하여 제안된 논문에서와 다른 형태의 안테나를 설계하였다.

유전 알고리즘은 다양한 최적화 문제를 해결하기 위하여 자연 현상을 흉내낸 알고리즘으로 초기집단의 생성, 개체의 평가, 재생산, 교배, 돌연변이 등의 방법을 사용한다. 단순 유전 알고리즘은 최초 1975년 holland에 의해 개발이 되었으며, 기존의 최적화 알고리즘과는 달리 미분 불가능한 함수나 불연속인 함수에 대해서도 적용이 가능하고, 지역해에 빠지지 않고 전역해를 구해준다<sup>[6]</sup>. 따라서 이는 다양한 분야에 적용이 되고 있으며, 최근까지 마이크로파 분야에서는 모노폴 안테나 설계<sup>[7]</sup>, 다중 대역 패치안테나<sup>[8]</sup>, 주파수 선택적 표면 설계(Frequency Selective Surface: FSS)<sup>[9]</sup>, 인공 자계 도체(Artificial Magnetic Conductor: AMC), 전자기 금지 대역(Electromagnetic Band Gap: EBG)<sup>[10]</sup> 등의 응용에 적용되어 왔다.

본 논문에서는 두 개의 인덕터를 사용하는 루프 안테나의 최적 설계를 위하여 유전 알고리즘을 사용하는 방법을 소개한다. 유전 알고리즘을 이용하여 인덕터가 부착되는 위치와 인덕터의 값을 결정하였다. 안테나는 단순 루프 안테나와 휴대폰 그라운드를 가지는 루프 안테나로 두 가지를 선택하였다. 단순 루프 안테나에 대해서는 유전 알고리즘이 단일 대역을 최적화할 수 있음을 보일 것이고, 휴대폰 그라운드를 가지는 루프 안테나에 대해서는 이중 대역에 최적화 할 수 있음을 보일 것이다. 최적화를 위하여 대표적인 주파수 대역으로 단일 대역은 RFID, 이중 대역은 휴대단말기용 GSM/DCS 대역을 선정하였다. 유전 알고리즘의 개체들의 적합도 평가는 상용 시뮬레이션 툴인 CST Microwave Studio(CST MWS)<sup>[11]</sup>를 사용하였다. 유전 알고리즘과 전자기 시뮬레이터를 조절하는 알고리즘은 비주얼 베이직을 이용하여 구현하였으며, 인덕터 위치와 값을 각 안테나 타입별로 최적화 하였다. II장에서는 두 인덕터를 이

용한 루프 안테나를 RFID 대역에 최적화시킨 구조에 대해서 살펴볼 것이며, III장에서는 휴대폰의 그라운드 크기를 가지는 루프 안테나에 대해서 최적화시킨 구조를 살펴볼 것이다. IV장에서는 실험 결과를 살펴보고 V장에서 결론을 내리도록 한다.

## II. 단일 대역 공진 인덕터 장하 루프 안테나

유전 알고리즘을 적용하기 위한 안테나 구조는 루프의 크기를 인위적으로 정하고, 인덕터의 크기와 위치를 최적화하는 방법을 사용하였다. 안테나의 크기는 전기적으로 길이가 0.12 파장에 해당하는 가로, 세로 길이를 각각 40×40 mm로 결정하였다. 루프는 두께( $t$ )가 4 mm이고 비유전율( $\epsilon_r$ ) 4.5, 손실 탄젠트( $\tan \delta$ ) 0.02인 FR4 기판 위에 1 mm 두께를 가지고 바깥쪽으로 형성하였다. 급전 지점을 중심으로 하여 정확히 길이가 반이 되는 부분을 경계로 하여 앞쪽과 뒤쪽에 각각 인덕터 한 개씩 연결하였다. 안테나의 동작 주파수는 현행 RFID 대역인 917~923.5 MHz 내에서 동작하는 것을 목표로 하였다. RFID 대역을 목표로 둔 것은 상용 칩 인덕터의 사용주파수가 대부분 2~3 GHz 미만임을 고려하여 적절한 대역을 선정한 것이며, 입력 임피던스는 50  $\Omega$ 을 기준으로 하여 근거리 모바일 리더 안테나로의 사용 가능성을 보이기 위함이다. 본 논문에서는 추가적인 RFID 성능 평가는 진행하지 않았다.

인덕터의 값과 위치를 최적화하기 위하여 사용한 유전 알고리즘은 무작위 초기값 추출법(random initialization), 적합도 평가, 룰렛 휠 선택법(roulette wheel selection), 단일 지점 교배법(single point crossover), 돌연변이(mutation)로 구성된 단순 유전 알고리즘을 사용하였다. 초기집단에서는 이진배열을 가진 유전자를 무작위로 여러 개 추출을 하며, 각 유전자에 대해서 적합도 평가를 한다. 적합도는 비주얼 베이직으로 CST MWS를 제어하여 원하는 결과, 파라미터를 뽑아낸 후 이를 목적 함수에 넣어 평가한다. 적합도 평가 후 수렴 여부를 결정하여 수렴하면 시뮬레이션을 멈추고 수렴하지 않으면 재생산에 들어간다. 재생산에서는 확률적으로 좋은 적합도를 가지는 유전자가 많이 선택된다. 그리고 유전자의 한 지

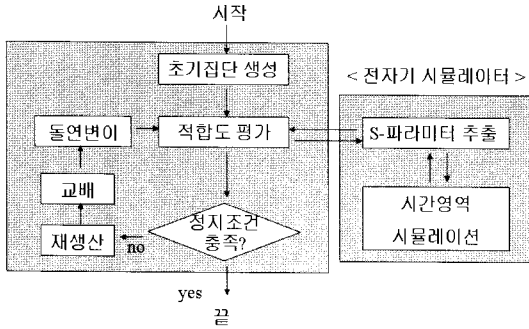
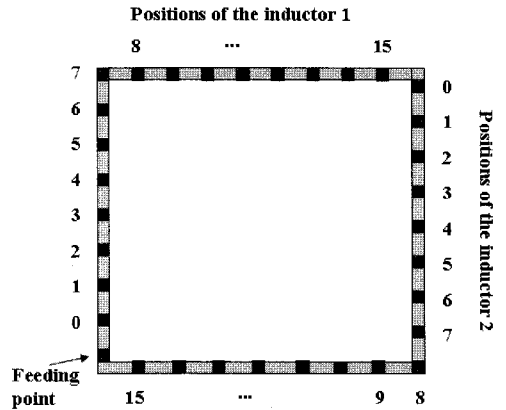


그림 1. 유전 알고리즘을 이용한 설계 절차도  
Fig. 1. Basic optimization scheme method based on the GA.

점을 확률적으로 선택하여 일정 교배를 하며 자식세대에 일정 확률로 돌연변이 유전자를 만든다. 새로이 형성된 유전자 집단에 다시 적합도 평가를 하며 정지조건을 따져 만족하지 못하면 세대를 다시 반복한다(그림 1). 안테나의 최적화 값은 유전자의 이진수를 이용하여 결정하였다. 유전자의 이진수 배열을 4등분하였으며, 각 부분을 십진수로 변환을 하여 위치 및 인덕터의 값을 결정하였다. 단일 대역 공진을 위하여 유전 알고리즘에 사용된 유전자는 21개의 이진수로, 순서대로 처음 4개의 이진수는 첫 번째 인덕터(인덕터 1)의 위치를 결정하고, 다음의 4개의 이진수는 두 번째 인덕터(인덕터 2)의 위치를 결정한다. 그리고, 나머지 13개의 이진수 중 앞의 6개가 인덕터 1의 값을 결정하며(1~10 nH의 값을 64개로 분할하여 하나의 값을 취함), 뒤의 7개의 이진수는 인덕터 2의 값(100~640 nH의 값을 128개로 분할하여 하나의 값을 취함)을 결정한다(그림 2). 인덕터 1과 인덕터 2의 값의 범위는 다르게 설정을 하였으며, 이는 유전 알고리즘을 실행 중 시행착오를 거치면서 수렴도가 빨라질 수 있는 초기치를 찾은 것이다. 너무 넓은 인덕터 범위는 유전자 길이를 길게 하여 계산 시간을 늘릴 뿐만 아니라 수렴 시간 또한 느리게 한다.

원하는 주파수 대역에서의 안테나 최적화를 위해서는 목적 함수 설정을 잘 하는 것이 중요하다. 본 논문에서는 주파수 대역과 매칭 정도에 따라 가장 가중치를 달리하는 목적 함수를 사용하였다. 안테나의 공진이 RFID 대역에 가까워지면 가중치를 높이 두었다. 이는 동작 대역 주변에서 공진하는 안테나



Ex) S = 0 0 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1  
 Position 3    Position 9    1 nH    640 nH  
 (Inductor 1) (Inductor 2) (Inductor 1) (Inductor 2)

그림 2. 유전자 값에 따른 인덕터의 위치 및 값들  
Fig. 2. Positions and values of the inductors for the chromosome.

의 유전자를 다음 세대에 전달하여 인덕터의 위치와 값에 대한 경향성을 잃지 않기 위해서이다. 안테나의 공진 주파수에 따른 가중치는 아래의 함수( $F1_n$ )를 사용하였다.

$$F1_n = \begin{cases} 2 & 900 \leq f < 930 \text{ MHz} \\ 1 & 830 \leq f < 900 \text{ MHz} \\ & 930 \leq f < 1,000 \text{ MHz} \\ 0.6 & 730 \leq f < 830 \text{ MHz} \\ & 1,000 \leq f < 1,100 \text{ MHz} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

여기서,  $n$ 은 시뮬레이션 주파수 대역 내에서 샘플링 수를 나타내고  $f$ 는 주파수를 의미한다. 시뮬레이션은 0.5~3 GHz에서 실행되었으며, 샘플링 수는 1,001이다. 인덕터의 위치가 불연속적이고, 인덕터 값이 불연속적이므로 원하는 주파수 내에서의 정확한 매칭은 어렵다. 따라서 안테나 설계에 있어서 약간의 여유를 두기 위하여 900~930 MHz의 범위를 최적의 가중치로 두었다.

매칭 정도에 따라서도 가중치 함수를 사용하였으며, 매칭 가중치 함수( $F2_n$ )는 다음과 같이 정의된다.  $S_{11}$ 은 반사계수 값을 의미하며, 매칭이 잘 이루어질수록 가중치 값을 높게 하였다.

$$F2_n = \begin{cases} 0 & -2 \leq S_{11} < 0 \text{ dB} \\ 1 & -4 \leq S_{11} < -2 \text{ dB} \\ 2 & -6 \leq S_{11} < -4 \text{ dB} \\ 4 & -8 \leq S_{11} < -6 \text{ dB} \\ 6 & -10 \leq S_{11} < -8 \text{ dB} \\ 10 & S_{11} < -10 \text{ dB} \end{cases} \quad (2)$$

위의 두 가중치 함수를 이용하여 목적 함수를 다음과 같이 정의하였다.

$$Objective \text{ Function} = \sum_{n=1}^N (F1_n \times F2_n) \quad (3)$$

식 (3)의 목적 함수가 의미하는 것은 우리가 원하는 주파수 대역 내에서 안테나가 매칭이 잘 되면 큰 값을 가지게 되며, 원하는 주파수와 멀어지고 매칭이 안 될수록 목적 함수의 값이 작아짐을 의미한다. 만약 반사계수( $S_{11}$ )가 0과 -2 사이의 값이 되면 F2의 값이 0이 되기 때문에 목적 함수의 값은 0이 된다. 안테나 시뮬레이션을 위한 유전 알고리즘의 초기설정 값은 다음과 같다.

- 한 집단의 유전자 개수: 30,
- 최대 시뮬레이션 세대: 100,
- 유전자 길이: 21,
- 교배 확률: 0.8,
- 돌연변이 확률: 0.05.

총 시뮬레이션 횟수는  $30 \times 100 = 3,000$ 번이 되며, 1회 시뮬레이션 당 평균 90초가 소요되므로 총 75시간의 시뮬레이션 시간이 소요된다. 위의 설정 값을 기준으로 시뮬레이션을 하였으며, 70세대 시뮬레이션 후 최대의 목적 함수 값을 얻을 수 있었다. 처음 20세대까지는 급격히 수렴하고 그 이후에는 세대별로 약간의 변화가 있다(그림 3). 이와 같은 이유는 세대수가 작고, 집단의 유전자수가 작기 때문이다. 유전자 알고리즘을 사용하여 RFID 대역에 최적화된 구조를 그림 4에 도시하였다. 인덕터의 위치는 루프의 위쪽과 아래쪽 선에 존재하며, 왼쪽 끝으로부터 인덕터 1은 29 mm 떨어져 있으며, 인덕터 2는 25 mm 떨어져 있다. 그리고 인덕터 1의 값은 4.43 nH이며, 인덕터 2의 값은 366 nH이다. 이때 안테나의 반사계수는 그림 5에 도시하였다. 안테나가 RFID

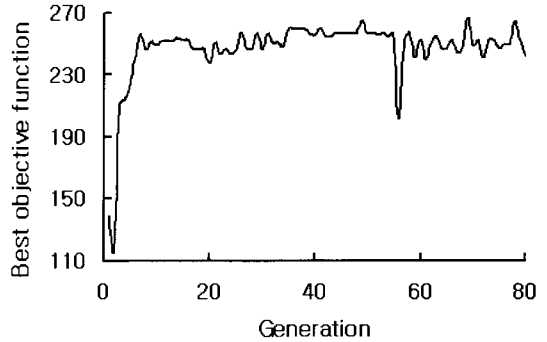


그림 3. RFID 대역에 최적화된 안테나의 반사계수  
Fig. 3. Reflection coefficient of the optimized antenna for the RFID band.

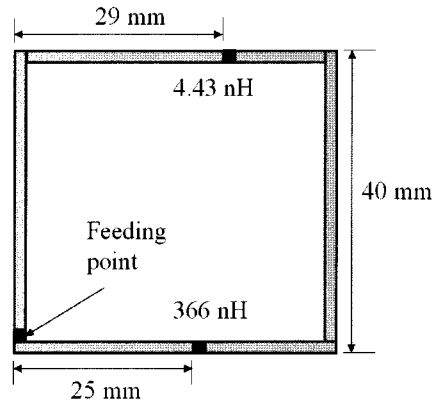


그림 4. 최적화된 RFID용 루프 안테나  
Fig. 4. Optimized loop antenna for RFID.

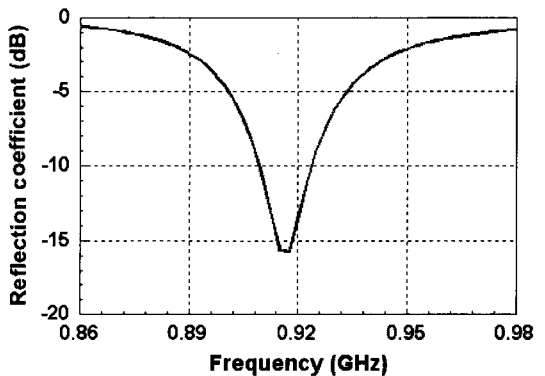


그림 5. RFID 대역에 최적화된 안테나의 반사계수  
Fig. 5. Reflection coefficient of the optimized antenna for the RFID band.

대역에서 최적화 된 것을 확인할 수 있으며, 주파수 범위 909~924 MHz에서 반사계수가 -10 dB 이하가 되어 15 MHz의 대역폭을 갖는 것을 확인할 수 있

다. 최적화된 안테나 구조는 RFID 대역을 모두 만족한다.

### III. 이중 대역 공진 인덕터 장하 루프 안테나

두 개의 인덕터를 사용한 루프 안테나를 휴대단말기에 적용하여 이중 대역에 최적화를 해보았다. 아직까지 인덕터를 사용한 루프 안테나를 휴대단말기에 적용된 예가 없으며, 또한 이중 대역으로 설계된 바가 없다. 휴대단말기 적용을 위한 구조는 그림 6에 도시하였다. 휴대단말기의 경우, 단말기 내부의 기판이 그라운드로 간주된다. 따라서 안테나를 인덕터가 포함된 안테나부와 단말기의 크기에 해당하는 그라운드로 구성해야 한다. 안테나의 설계 주파수는 Global System for Mobile Communications(GSM, 890~960 MHz)과 Digital Cellular System(DCS, 1,710~1,880 MHz)를 목표로 두었다. 그라운드를 제외한 안테나의 크기는 가로, 세로 40×15 mm로 정하였으며, 그라운드의 크기는 가로, 세로 40×80 mm로 정하였다. 안테나 설계에 사용된 기판은 II장과 동일한 비유전율( $\epsilon_r$ ) 4.5, 손실 탄젠트( $\tan \delta$ ) 0.02, 두께가 0.4 mm인 FR4를 이용하였고 사용한 알고리즘과 방법역시 동일하다. 다만 인덕터 1과 2의 값을 1~64 nH의 값을 총 64개로 분할하여 한 개의 값을 취하도록 하였기 때문에 유전자 한 개는 20개의 bit로 구성이 된다. 최적화를 위한 유전 알고리즘의 초기 설정 값

은 한 집단의 유전자 개수가 50, 유전자의 길이가 20인 것을 제외하고는 II장의 값과 동일하다.

목적 함수는 GSM과 DCS 대역에 가중치를 두어, 두 대역을 모두 만족시키면 큰 값을 갖도록 설정하였다.

$$Objective\ Function = \sum_{n=1}^N (F1_n + F2_n) \quad (4)$$

$$F1_n = \begin{cases} 1 & 0.89 \leq f < 0.96 \text{ GHz,} \\ & 1.71 \leq f < 1.88 \text{ GHz} \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (5)$$

$$F2_n = \begin{cases} 0 & -1 \leq S_{11} < 0 \text{ dB} \\ 1 & -2 \leq S_{11} < -1 \text{ dB} \\ 2 & -4 \leq S_{11} < -2 \text{ dB} \\ 4 & -6 \leq S_{11} < -4 \text{ dB} \\ 8 & S_{11} < -6 \text{ dB} \end{cases} \quad (6)$$

식 (5)는 식 (1)과는 달리 주파수 대역을 벗어나면 가중치가 없는 것으로 하였다. 이는 휴대단말기 안테나의 경우 RFID에 비해 상대적으로 대역폭이 넓고 이중 대역을 동시에 만족시켜야 하기 때문에 공진 주파수의 경향성을 쉽게 찾을 수 없어 대역폭을 벗어나는 값에 대해서는 가중치를 두지 않았다. 식 (6)에서 가중치의 값을  $S_{11}$ 이 -6 dB의 값을 가질 때 최대값을 가지게 하였으며, 이는 일반적인 휴대단말기용 안테나를 -6 dB를 기준으로 대역폭을 평가하기 때문이다. 시뮬레이션 결과, 64세대 이후 최적의 유전자를 찾을 수 있었다. 세대별 최적 목적 함수 값은 그림 3과 유사하나 적은 세대수로 인하여 수렴은 하지 않는다. 하지만, 세대수가 거듭날수록 목적 함수 값은 높아졌다. 최적의 안테나 구조는 그림 6에서 인덕터 1의 위치는 루프의 위쪽 선에 있으며, 왼쪽으로부터( $x=$ ) 30 mm 떨어진 지점이며, 인덕터 2의 위치는 루프의 아래쪽 선에 있으며, 왼쪽으로부터( $y=$ ) 32 mm 떨어진 지점이다. 인덕터 1과 2의 값은 각각 42.7 nH와 61.6 nH이다. 최적화된 안테나의 반사계수를 그림 7에 도시하였다. 반사계수가 -6 dB보다 낮은 주파수의 대역은 899~960 MHz와 1,715~1,976 MHz로 GSM과 DCS 대역에서 각각 61 MHz의 대역폭과 261 MHz의 대역폭을 가져 최적화된 것

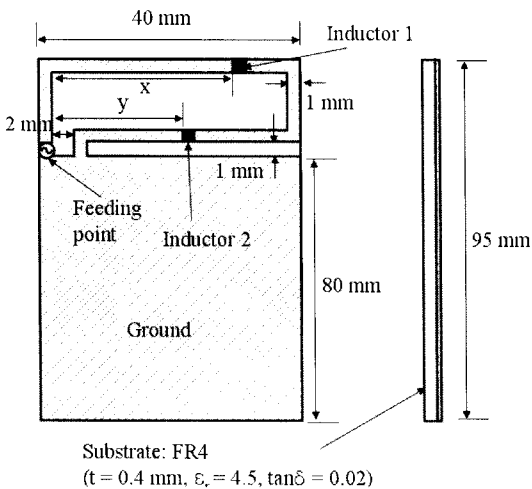


그림 6. 휴대단말기 적용을 위한 루프 안테나 구조  
Fig. 6. Geometry of the loop antenna for mobile phone.

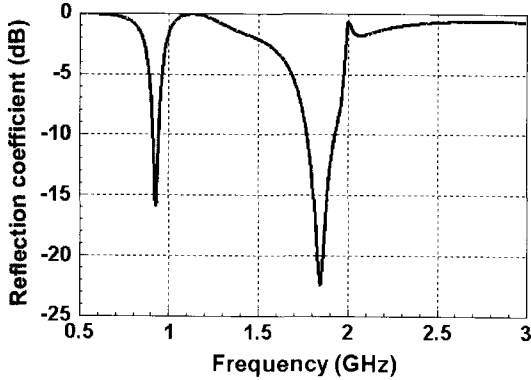


그림 7. 휴대단말기에 최적화된 안테나의 반사계수  
Fig. 7. Reflection coefficient of the optimized antenna for the mobile phone.

을 확인할 수 있다.

#### IV. 실험 결과 및 토의

II 장과 III 장의 시뮬레이션 데이터를 바탕으로 실제 안테나를 제작하여 성능을 평가해 보았다. 안테나는 시뮬레이션에 사용한 두께 0.4 mm인 FR4 기판을 사용하였으며, 에칭 기법을 이용하여 제작하였다. 제작에 사용된 인덕터는 코일 인덕터(Murata LQW18A series)이다.

RFID에 최적화된 루프 안테나의 제작된 사진을 그림 8에 나타내었다. 실제 사용하는 인덕터의 경우, 시뮬레이션과 달리 정확한 값이 존재하지 않는다. 따라서 인덕터 1의 값은 시뮬레이션과 가장 근접한 값인 4.3 nH를 사용하였고, 인덕터 2의 경우는 값이

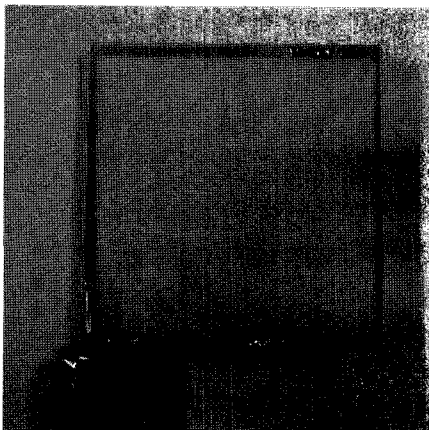


그림 8. 제작된 RFID용 루프 안테나  
Fig. 8. Fabricated loop antenna for RFID.

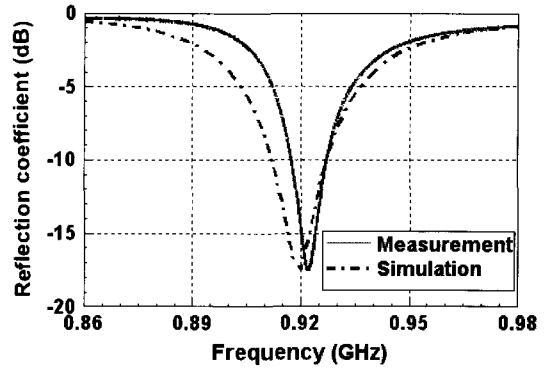


그림 9. RFID용 루프 안테나의 시뮬레이션 및 측정된 반사계수  
Fig. 9. Simulated and measured reflection coefficient for the fabricated RFID loop antenna.

크기 때문에 인덕터 자체 공진 주파수를 고려하여 200 nH와 220 nH를 직렬로 연결하여 420 nH를 구현하였다. 시뮬레이션과 비교하여 측정된 반사계수 결과를 그림 9에 도시하였다.  $S_{11} < -10$  dB 기준으로 시뮬레이션된 대역폭은 913~927 MHz이며, 측정된 대역폭은 917~927 MHz로 상당히 유사한 결과를 보여 준다. 두 결과 모두 현행 RFID 대역의 주파수 대역폭을 만족시킨다. 공진 주파수인 922 MHz에서 안테나의 방사 패턴을 측정하였으며, 측정된 방사 패턴의 효율은 50.5 %이다. 측정된 방사 패턴은 특별한 지향성을 가지지 않으며 전 방향으로 방사가 일어나고 이득이 1.37 dBi이다(그림 10). 공진 주파수에서 시뮬레이션 효율은 80 %이며, 이득은 0.26 dBi이다. 측정에서는 시뮬레이션 보다 낮은 효율 값을 보이며, 이는 급전 선로에서의 손실과 인덕터의 손실에 의한 것으로 판단이 된다. 또한, 측정 이득이 시뮬레이션 보다 높게 나왔는데, 이는 급전 선로에 의한 영향으로 방사 패턴이 약간 왜곡되었기 때문이다. 안테나의 공진을 분석하기 위하여 그림 11에 전류 분포를 도시하였다. 안테나에 흐르는 전류는 루프를 따라서 동일한 한쪽 방향으로 흐르며 크기가 점점 약해지는 것을 알 수 있다. 특히 인덕터 2의 위치에서는 높은 인덕터 값에 의해 마치 끊겨진 것과 같은 효과를 보인다. 따라서 공진이 형성되는 조건은 한쪽 끝이 개방(open)된 루프 안테나와 동일하다. 하지만 두 개의 인덕터를 사용함으로써 인해서 개방 루프 안테나에서 얻기 힘든 입력단의 매칭을 이룰 수 있다.

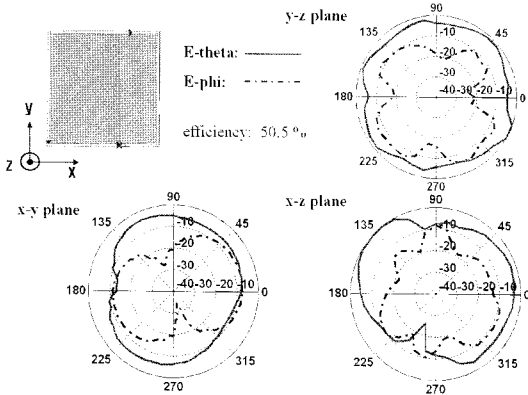


그림 10. x-z, y-z, x-y 방향으로 주파수 922 MHz에서 RFID 루프 안테나에 대해서 측정된 방사 패턴

Fig. 10. Measured radiation patterns at 922 MHz in the x-z, x-y, and y-z planes for the RFID antenna.

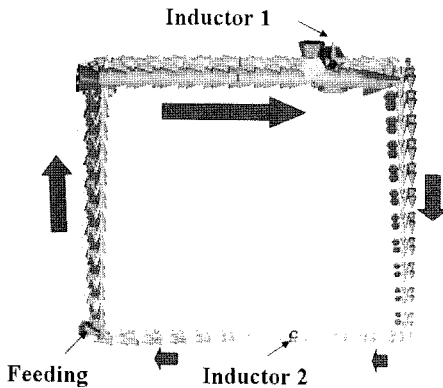


그림 11. RFID 루프 안테나의 전류 분포  
Fig. 11. Current distributions of the RFID loop antenna.

휴대단말기에 최적화된 루프 안테나의 구조를 이용하여 안테나를 제작하였다. 제작된 안테나는 그림 12에 도시하였다. 실제 제작에 사용된 인덕터 1 값은 43 nH이며, 인덕터 2의 값은 62 nH이다. 제작된 안테나의 반사계수를 네트워크 분석기를 이용하여 측정을 하였으며, 측정된 값은 그림 13에 나타내었다. 시뮬레이션과 측정이 유사한 값을 가지는 것을 확인할 수 있으며, 반사계수가 -6 dB보다 작은 값을 기준으로 하였을 때 측정된 안테나의 대역폭은 GSM과 DCS 대역에서 각각 906~990 MHz와 1,715~1,976 MHz로 84 MHz, 266 MHz의 값을 가졌다. III장에서 시뮬레이션된 대역폭과 비교하였을 때 약간

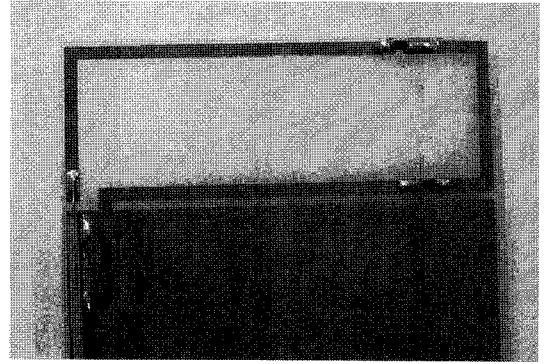


그림 12. 휴대단말기용으로 제작된 루프 안테나  
Fig. 12. Fabricated loop antenna for mobile phone.

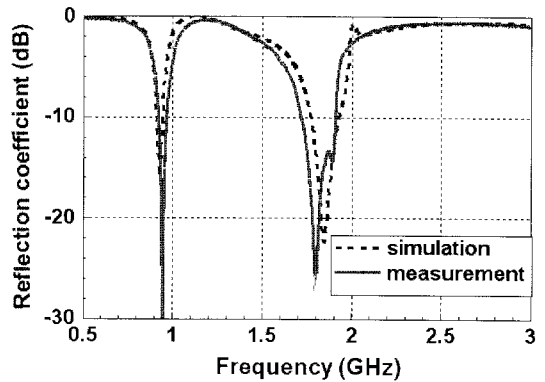
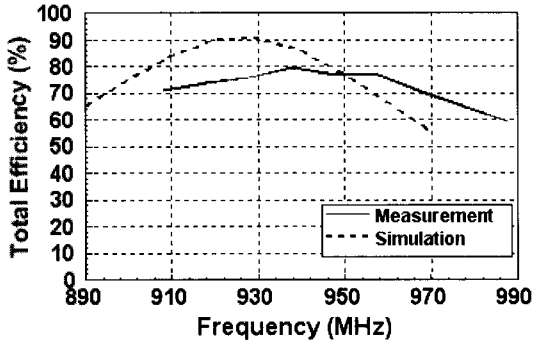


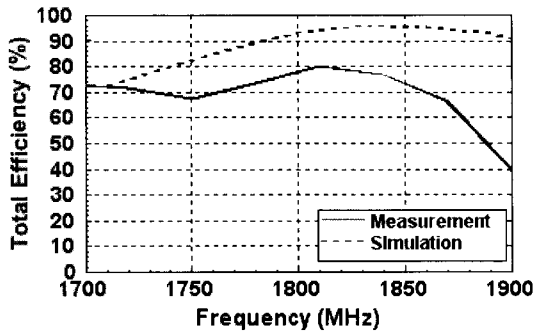
그림 13. 휴대단말기용 루프 안테나의 시뮬레이션 및 측정된 반사계수

Fig. 13. Simulated and measured reflection coefficient for the fabricated mobile phone loop antenna.

증가하였으며, 이는 인덕터에 의한 손실에 의한 영향으로 판단된다. 안테나의 효율을 시뮬레이션 및 측정을 하여 그림 14에 도시하였다. 대역폭 내에서의 GSM 공진 주파수에서의 측정된 효율은 그림 14(a)에서 살펴볼 수 있듯이 최대 효율이 79 %이며, 60 % 이상의 효율을 가진다. DCS 대역 주파수에서의 측정된 효율은 최대 효율이 80 %이며, 65 % 이상의 효율을 가진다. 시뮬레이션과 측정 효율은 유사한 경향을 가지나 원하는 주파수 대역 내에서 측정 효율이 시뮬레이션보다 떨어지고 GSM 대역의 경우 측정 효율이 오른쪽으로 이동되었다. 이는 급전 선로의 손실, 인덕터의 손실, 시뮬레이션과 다른 실제 FR4의 손실 탄젠트 값의 영향으로 판단된다. 특히 DCS 대역의 높은 주파수의 측정 효율은 급격히 감소하게 되는데 이는 인덕터 자체의 손실이 크기



(a)



(b)

그림 14. (a) GSM 대역과 (b) DCS 대역에서 시뮬레이션 및 측정된 방사 효율

Fig. 14. Total radiation efficiencies of the proposed loop antenna for the (a) GSM band and the (b) DCS band.

때문이다. 데이터 시트에 의하면 62 nH 인덕터의 자체 공진 주파수는 2.3 GHz로 효율이 감소되는 주파수와 근접해있다. 각 대역에서의 안테나의 방사 패턴은 그림 15에 도시하였다. x-z 방향으로 하여 GSM과 DCS 대역에서 균일한 방사 패턴을 보이고 있으며, y-z 방향에 대해서는 DCS 대역에서 그라운드 쪽으로 방사 패턴이 쏠리는 현상을 볼 수 있다. 이는 휴대단말기의 큰 그라운드 때문이다. GSM의 공진 주파수인 948 MHz에서는 최대 이득이 2.03 dBi이며, DCS의 공진 주파수인 1.81 GHz에서는 3.66 dBi이다. 방사 패턴과 안테나의 효율은 실제 휴대단말기에 사용하기에 적합한 수치를 보이고 있다. 각 서비스 대역에서 안테나의 전류 분포를 그림 16에 도시하였다. GSM 대역의 전류 분포를 살펴보면 전류가 인덕터 1과 인덕터 2 사이를 지나가면서 전류 방향이 한번 바뀌는 것을 확인할 수 있고, DCS 대역의 전류

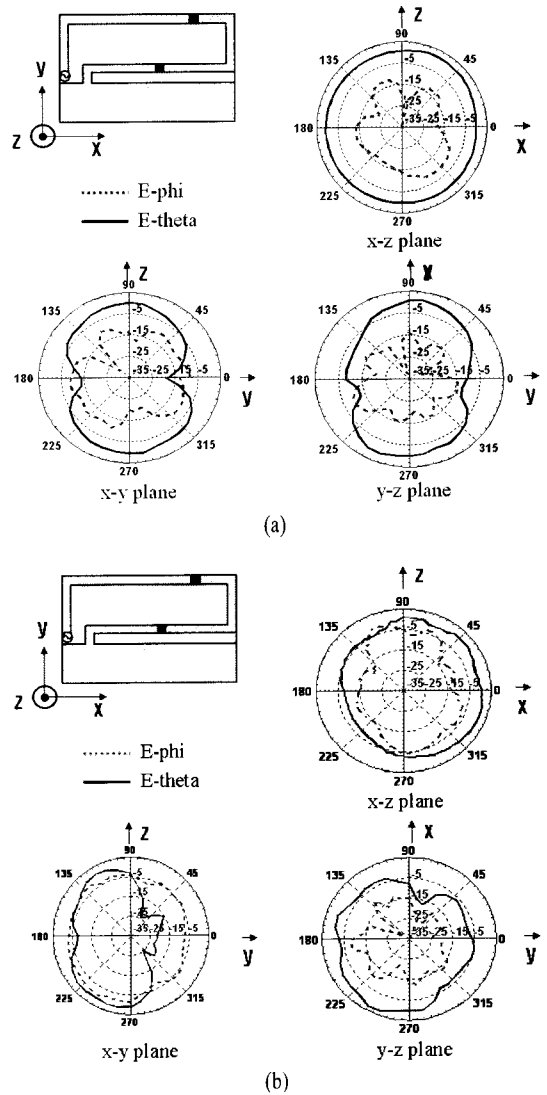


그림 15. x-z, y-z, x-y 방향으로 주파수 (a) 948 MHz와 (b) 1.81 GHz에서 측정된 방사 패턴  
Fig. 15. Measured radiation patterns (a) at 948 MHz and (b) 1.81 GHz in the x-z, x-y, and y-z planes for the mobile phone loop antenna.

분포를 보면 인덕터 1과 인덕터 2 지점에서 각각 전류 분포가 한 번 씩 바뀌는 것을 확인할 수 있다. 저주파에서는 그라운드의 전류와 루프의 아래쪽 전류가 서로 반대 방향으로 흘러 상쇄되는 효과를 가져온다. 따라서 루프의 아래쪽 선의 전류를 무시한다면 역 L 안테나의 전류 분포와 동일하며 루프의 급전 지점에서 오른쪽 선까지 파장/4의 공진을 유발한다. 고주파에서는 루프의 아래쪽 선의 전류와 그



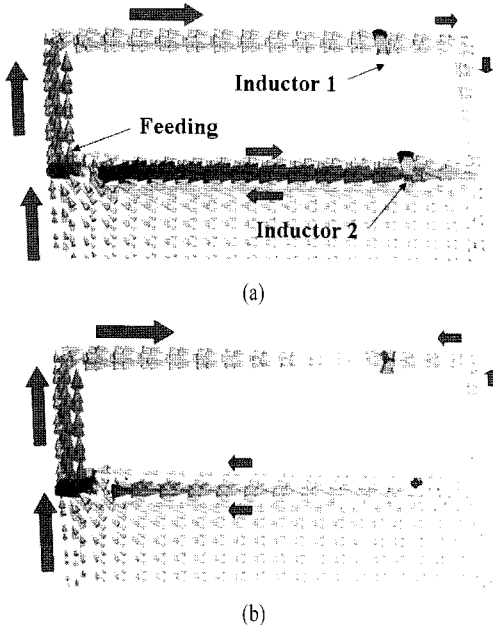


그림 16. (a) GSM 대역과 (b) DCS 대역의 휴대단말기 루프 안테나의 전류분포

Fig. 16. Current distributions of the mobile phone loop antenna for the (a) GSM and (b) DCS bands.

라운드의 전류가 동일한 방향으로 흐르기 때문에 루프의 모든 길이가 공진에 영향을 미친다. 두 인덕터의 위상지연 효과에 의해 한 파장 공진이 형성되고, 이는 기존의 한 파장 루프 안테나와 동일한 전류분포이다. 왼쪽 라인과 오른쪽 라인의 전류가 상대적인 크기 차이를 가지지만 동일한 방향으로 흐르므로 방사에 주된 영향을 미친다.

유전 알고리즘을 사용하여 두 인덕터를 사용한 루프 안테나의 최적화된 구조에 대해서 제작을 통하여 성능을 검증하였다. RFID 대역용과 휴대단말기용으로 최적화된 구조에 대해서 모두 시뮬레이션 결과와 잘 일치하며, 또한 우리가 원하는 대역에서 최적화가 이루어졌다. 만약 고주파에 동작하는 인덕터를 사용한다면 좀 더 정확한 측정 결과를 낼 수 있을 것이며, 유전 알고리즘을 사용하여 다른 서비스 대역에 적용하더라도 위치와 인덕터 값의 조절을 통하여 동작 대역을 최적화가 가능할 것이다.

### V. 결 론

본 논문에서는 유전 알고리즘을 사용하여 두 개

의 인덕터를 사용한 루프 안테나를 RFID 대역과 휴대단말기 대역에 최적화 하였다. 최적화를 위하여 사용한 변수는 루프 내부의 인덕터의 부착 위치와 인덕터의 값이다. 단순 유전 알고리즘을 사용하여 원하는 대역 내에서 매칭이 잘 이루어지도록 최적화 하였으며, 제작된 RFID 안테나는 917~927 MHz에서 반사계수가 -10 dB 이하의 값을 가져 현재 RFID 대역에서 최적화 된 것을 확인할 수 있었다. 휴대단말기 안테나는 906~990 MHz와 1,715~1,976 MHz에서 반사계수가 -6 dB 이하가 되도록 최적화 되어 84 MHz와 266 MHz의 대역폭을 가져 GSM과 DCS의 요구하는 대역폭을 모두 만족시킨다. 루프의 구조를 임의로 정하고 유전 알고리즘을 사용하여 안테나의 동작 대역을 최적화 할 수 있음을 본 논문에서는 제시하였으며, 특히 기존에는 제시되지 않았던 휴대단말기용 두 개의 인덕터를 이용한 이중 대역 안테나도 제시되었다.

### 참 고 문 헌

- [1] T. Endo, Y. Sunahara, S. Satoh, and T. Katagi, "Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas", *Electron. Commun. Jpn.*, vol. 83, no. 1, pp. 52-58, Jan. 2000.
- [2] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub, and J. R. Mosig, "PCS antenna design: the challenge of miniaturization", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 4, pp. 12-27, Aug. 2001.
- [3] C. J. Lee, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line based compact resonant antennas for RF module integration", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 8, pp. 2283-2291, Aug. 2006.
- [4] J. H. Jang, D. H. Lee, J. P. Kim, W. Seong, and W. S. Park, "A small meandered loop antenna for T-DMB applications", *Proc. IEEE AP-S International Symposium*, pp. 2459-2462, Jun. 2007.
- [5] D. H. Lee, A. Chauraya, Y. Vardaxoglou, and W. S. Park, "A compact and low-profile tunable loop antenna integrated with inductors", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, no. 1, pp. 621-624,

May 2008.

[6] 진강규, "유전 알고리즘과 그 응용 2판", 교우사, 2004.

[7] Aaron J. Kerkhoff, Robert L. Rogers, and Hao Ling, "Design and analysis planar monopole antennas using a genetic algorithm approach", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 10, pp. 2709-2718, Oct. 2004.

[8] H. Choo, H. Ling, "Design of multiband microstrip antennas using a genetic algorithm", *IEEE Microwave Wireless Components Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 345-347, Sep. 2002.

[9] M. Ohira, H. Deguchi, M. Tsuji, and H. Shigesawa, "Multiband single-layer frequency selective surface designed by combination of genetic algorithm and geometry-refinement technique", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 11, pp. 2925-2931, Nov. 2004.

[10] Y. Ge, K. P. Esselle, "GA/FDTD technique for the design and optimization of periodic metamaterials", *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 1, pp. 158-164, Feb. 2007.

[11] <http://www.cst.com/>

### 조 규 영



석, 채널 모델링

2008년 2월: 경북대학교 전자전기 컴퓨터학부 (공학사)  
 2008년 2월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 석·박사 통합과정  
 [주 관심분야] 마이크로스트립 안테나, UTP 케이블의 누화특성 해

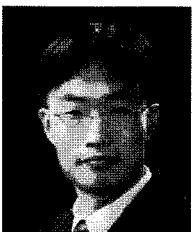
### 박 위 상



자공업주식회사

1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
 1982년 6월: University of Wisconsin-Madison 전자공학과 (공학석사)  
 1986년 8월: University of Wisconsin-Madison 전자공학과 (공학박사)  
 1976년 7월~1978년 11월: 삼성전자공업주식회사  
 1984년 1월~1986년 8월: University of Wisconsin-Madison, TA 및 RA  
 1986년 8월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 교수  
 [주 관심분야] Design of Microstrip Antennas, Full-Wave Analysis of Microstrip Structures, Design of Passive Microstrip Devices by Network Modeling, Measurement and Simulation of EMI/EMC for Cellular Phones

### 김 재 희



als

2004년 8월: 고려대학교 전기전자 전파공학부 (공학사)  
 2005년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 석·박사 통합과정  
 [주 관심분야] 밀리미터파 빔 형성 안테나, 소형안테나, Metamaterials