

다각 다단 구조 헬릭스 안테나 설계

On the Design of Multi-layered Polygonal Helix Antennas

주재율 · 추호성 · 박익모* · 오이석

Jaeyul Choo · Hosung Choo · Ikmo Park* · Yisok Oh

요 약

본 논문에서는 새로운 구조의 헬리컬 안테나를 UHF 대역 RFID 리더용 안테나로 제안하였다. 제안된 헬리컬 안테나는 안테나의 선로가 다각 구조의 외부단에서 내부단으로 감겨 들어가는 형태를 가져 복사 이득과 복사 패턴의 조절이 용이하고, 감긴 선로의 수평 회전각과 수직 회전각을 조절하여 양질의 원형 편파를 복사할 수 있다. 세부적인 안테나 설계 변수는 Pareto 유전자 알고리즘을 사용하여 RFID 리더 특성에 적합하도록 최적화 시켰다. 최적화된 RFID 리더 안테나들 중 2단 구조의 표본 안테나를 선별하여 유연한 유전체인 종이 위에 스트립 선로로 제작하였으며, 제작된 안테나의 측정값을 시뮬레이션 결과와 비교, 분석하였다. 제작된 안테나는 $kr=3.2$ 의 크기를 가지며 21.4 %의 반사 손실 대역폭, 31.9 %의 원형 편파 대역폭, 약 5.5 m²의 인식 영역 특성을 보였다. 안테나 선로의 전류 분포와 선로 구조의 민감도를 조사한 결과, 급전 부위 근처에서 선로가 0.25λ 정합 기로 동작하게 되어 광대역의 정합 특성을 가지며, 꺾이는 스트립 선로 구조는 최적의 진행파를 형성하여 양질의 원형 편파를 발생시키는 것을 확인하였다.

Abstract

In this letter, we propose a novel printed helix antenna for RFID reader in UHF band. The printed strip line of the antenna is first wound up outside a polygonal shaped layer and then the winding continues on an inner layer to control the overall gain and the radiation pattern. In addition, the winding pitch angles on each layer have either negative or positive values resulting in the broad CP bandwidth. The detail structure of the antenna was optimized using Pareto genetic algorithm(GA), so as to obtain excellent performances for RFID reader antennas. The optimized two-layered polygonal helix was fabricated on the cardboard of a flexible substrate and the performances were measured and compared with the simulations. The fabricated antenna was made up of copper tape which can adhere to a flexible cardboard and had 21.4 % matching bandwidth, 31.9 % CP bandwidth, readable range of 5.5 m² with $kr=3.2$. Also based on the current distribution of the strip line of the antenna and sensitivity of the antenna bents points, we confirmed that the antenna has the quarter-wave transformer near the feed for the broad matching bandwidth and radiates the traveling wave for the broad CP bandwidth using the bent strip line.

Key words : Broad Bandwidth, Broad CP Bandwidth, Novel Helix Structure, Pareto Algorithm

I. 서 론

Radio Frequency Identification(RFID)은 HF 대역

(13.56 MHz), UHF 대역(860~960 MHz), ISM 대역 (2.45 GHz)에서 실현되고 있으며, 특히 전자파 복사 방식을 사용해서 수동 태그의 인식을 및 인식거리

「이 논문은 2004학년도 홍익대학교 교내 연구비에 의하여 지원되었습니다.」

홍익대학교 전자전기공학부(School of Electronic and Electrical Engineering, Hongik University)

*아주대학교 전자공학부(Department of Electrical and Computer Engineering, Ajou University)

· 논문 번호 : 20051118-130

· 수정완료일자 : 2006년 2월 27일

가 뛰어나며 전파 특성이 안정적인 UHF 대역 RFID 시스템의 연구가 최근에 활발히 진행되고 있다. 또한 태그 칩의 저가 생산이 가능해지면서 다양한 분야에서 UHF 대역 RFID의 사용이 넓어지고 있다^{[1][2]}. UHF 대역의 RFID는 인식 대상에 대한 정보를 저장하고 있는 태그와 그 정보를 읽는 리더로 구분할 수 있으며, 정보는 리더 안테나를 통하여 시스템에서 태그 안테나로 전파가 송출된 후, 수신된 전파가 태그 칩에 저장된 정보에 따라 다양한 변조 방식으로 변조되어 태그 안테나를 통하여 다시 리더 안테나로 반송되어 인식된다. RFID는 리더 안테나로부터 수신한 전파를 태그의 전원으로 사용하는 수동형 방식과 태그가 전원 및 전원 공급 회로를 포함하고 있는 능동형 방식으로 구분된다^{[1][2]}. 수동형 방식은 태그의 전원 공급을 위한 부가적인 회로가 없으므로 능동형 방식에 비해 저렴하고 간단히 제조할 수 있는 장점이 있으나, 리더 안테나와 태그 안테나의 성능에 의해서 RFID 시스템의 효율이 크게 좌우된다는 단점이 있다. 특히 RFID 리더 안테나는 평판형 안테나가 많이 사용되고 있으나 평판형 안테나의 경우 일반적으로 반사 손실 대역폭($S_{11} < -10$ dB)과 원형 편파 대역폭(axial ratio < 3 dB)이 좁다는 단점이 있기 때문에 전 세계적으로 사용되는 UHF 대역(860~960 MHz)을 만족시키기 위해서는 높은 수준의 설계 기술을 필요로 한다. 또한 RFID의 사용 범위가 넓어짐에 따라서 다양한 태그 인식 영역이 요구되고 있으나, 평판형 안테나의 경우는 복사 패턴 조절에 제한이 있어서 인식 영역을 제어하기 어렵다는 단점을 가지고 있다. 그러므로 UHF 대역 RFID를 위해서는 기존의 평판형 안테나의 제약을 극복할 수 있는 새로운 안테나의 개발이 이루어져야 한다.

헬리컬 안테나는 광대역의 반사 손실 대역폭, 복사패턴 조절이 가능한 고이득의 원형 편파 특성을 가지기 때문에 무선 통신 송수신용 안테나로서 많이 사용되고 있으며 RFID 리더 안테나로서 응용이 가능하다. 헬리컬 안테나는 원통형, 구형, 반구형, quadrifilar 헬리컬 안테나 등 다양하게 연구되었으나 UHF 대역 RFID 리더 안테나로서 사용되기에는 각각의 종류에 따라서 장단점을 가지고 있다^{[3]~[6]}. 원통형 헬리컬 안테나는 반사 손실 대역폭이 넓으며

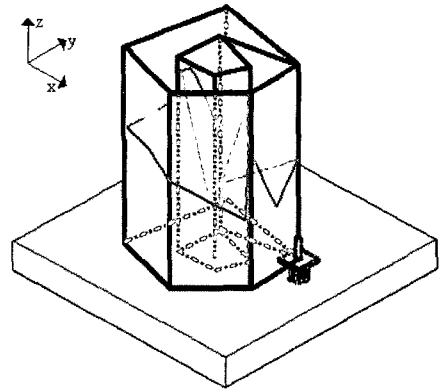
고이득을 가지지만 복사패턴의 빔 폭이 좁기 때문에 넓은 태그 인식 영역을 갖기 어려우며, 구형과 반구형 헬리컬 안테나는 기생 복사 없이 넓은 복사패턴을 가지나 제작이 어려우며 선로의 회전수와 곡률각에 의해서 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭이 민감하게 변한다. 또한 quadrifilar 헬리컬 안테나는 접지면의 영향이 적고 넓은 영역에서 양질의 원형 편파를 복사하나 반사 손실 대역폭이 매우 좁으며 복잡한 급전 구조를 가져야 한다는 단점을 갖고 있다. 즉, 헬리컬 안테나는 종류에 따라 특성과 응용범위가 다르기 때문에 RFID 리더 안테나로 사용되기 위해서는 새로운 헬리컬 안테나의 개발이 필요하다.

일반적으로 헬리컬 안테나의 선로가 감기는 회전수, 수직 회전각(pitch angle)과 ϕ 방향의 수평 회전각은 유도되는 전류 특성을 결정하기 때문에 중요한 설계변수가 된다^{[7]~[10]}. 본 논문에서는 수직 회전각이 음과 양의 값을 가지며, 수평 회전각이 다양한 값을 갖는 다단 구조의 헬리컬 안테나(multi layered polygonal helix antenna: MPHA)를 제안하였다. 제안된 안테나는 급전 부분의 선로 구조가 0.25 λ 정합기를 형성하여 광대역의 정합 특성을 가지며, 안테나 본체의 선로 각도가 선로에 유기되는 전류의 크기와 위상을 조정하여 광대역의 원형 편파 복사 특성을 갖게 한다. 또한 선로 각도에 의해서 조정된 전류는 RFID 사용 환경의 인식 영역에 필요한 복사 패턴을 형성한다. 제안된 안테나는 최적의 선로 구조를 구현하는데 많은 설계 변수를 가지고 있기 때문에, 다양한 설계 변수를 최적화 하기 위해서 먼저 시뮬레이션 툴인 Numerical Electromagnetic Code(NEC)를 사용하여 안테나의 특성을 해석한 후, 해석된 안테나 특성을 Pareto 유전자 알고리즘에 적용하여 최적화된 안테나 구조를 도출하였다. MPHA는 유연한 유전체위에 마이크로스트립 선로로 구현하여 유전체를 접어서 제작할 수 있으며, $kr=3.2$ 의 표본 안테나를 제작하여 측정된 결과 동작 주파수 912 MHz에서 21.4 %의 반사 손실 대역폭($S_{11} < -10$ dB), 31.9 %의 원형 편파 대역폭(axial ratio < 3 dB), 약 5.5 m²의 태그 인식 영역을 가졌다.

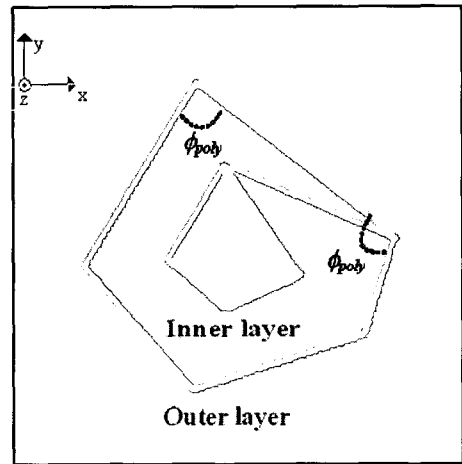
II. 안테나의 구조 및 최적화

그림 1은 2단 구조를 갖는 MPHА로서, 그림 1(a)에는 접지면을 포함한 안테나의 사시도, 그림 1(b)는 위에서 본 안테나의 평면도, 그림 1(c)는 안테나가 펼쳐진 전개도이다. 제안된 안테나는 그림 1(b)의 다수의 수평 회전각(ϕ_{poly})과 그림 1(c)의 다수의 수직 회전각(θ_{pitch})으로 구조화된 선로로 구성되어 있다. 안테나 선로는 유연한 유전체 위에 스트립 선로를 그림 1(c)처럼 인쇄하여 점선 방향으로 접어서 그림 1(a)의 안테나 구조를 쉽게 제작할 수 있다. 안테나는 스트립 선로가 접힌 정도에 따라 x-y 평면에서 그림 1(b)의 다각 구조를 갖는 내부 단과 외부 단으로 구성되며, 외부 단에서 50 Ω 동축 케이블로 급전되어 전류가 선로를 따라서 내부 단까지 흐르게 된다. 기존의 헬릭스 안테나는 수직 회전각이 항상 증가하는 반면 제안된 안테나는 수직 회전각이 증가 또는 감소하게 설계할 수 있어, 기존의 헬릭스 안테나보다 선로에 흐르는 전류의 크기와 위상을 조정하기가 용이한 구조를 갖는다. 선로에 흐르는 전류는 진행파(traveling wave)를 생성하여 안테나가 양질의 원형 편파를 복사하게 하며, 특히 수평 회전각은 전류의 수평 방향 진행 속도에 영향을 주어 원형 편파의 각속도를 조절하는 역할을 한다. 그림 1(c)에서 급전 부위 근처의 선로의 높이(h)는 안테나 임피던스 변화에 많은 영향을 미쳐 반사 손실 대역폭을 결정하는 중요한 설계변수가 되며^[6], 내부 단은 외부 단 내부에 존재하며 동일한 안테나 크기에서 선로의 감기는 회전수는 복사 이득을 결정하는 중요한 역할을 한다. 제안된 안테나는 안테나의 특성을 결정하는 다수의 설계변수(다수의 수직 회전각과 수평 회전각, 선로 길이)를 갖고 있기 때문에 RFID 리더 안테나의 조건인 제한된 안테나의 크기, 양질의 원형 편파, 충분한 반사 손실 대역폭, 고효율에 의한 넓은 인식 영역 특성을 도출할 수 있도록 설계변수의 최적화 과정이 필요하다.

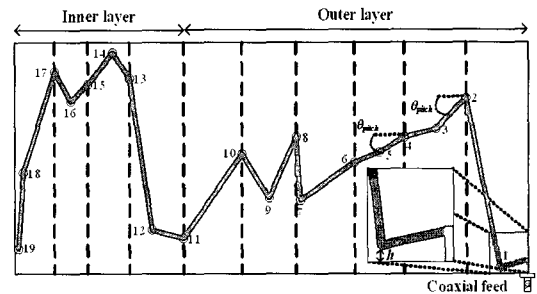
유전자 알고리즘을 적용한 최적화 방법은 최근 다양한 분야에서 부각되고 있으며, 안테나 설계 분야에서도 설계변수의 최적화를 위해서 많이 사용되고 있다^[11]. 기존의 deterministic 최적화 방법은 초기 값에 따른 목적함수의 경향성에 근거하여 최적화되며 초기값 설정에 따라서 최종 최적 값이 아닌 부분 최적 값(local minima)으로 수렴될 수 있다는



(a) 사시도
(a) Perspective view of the MPHА



(b) 위에서 본 평면도
(b) Top view of the MPHА



(c) 선로가 펼쳐진 전개도
(c) Unfolded structure of the MPHА

그림 1. 2단 MPHА의 기본 구조
Fig. 1. Geometry of the two layered MPHА.

단점을 갖고 있다. 반면에 유전자 알고리즘을 적용한 최적화 방법은 다양한 특성이 융합된 유전정보

에 근거하여 최적화 정도를 판단하기 때문에 빠른 시간 내에 넓은 영역에서 목적 함수의 최종 최적 값을 쉽게 구할 수 있다는 장점을 갖고 있다^{[12],[13]}. 특히 RFID 리더 안테나 설계와 같이 다양한 조건 (제한된 크기, 적은 반사 손실, 고효율, 넓은 인식 영역, 양질의 원형 편파)을 만족하는 안테나 구조를 최적화해야 하는 경우 다양한 목적 함수를 동시에 고려할 수 있는 Pareto 유전자 알고리즘을 사용하는 것이 매우 효과적이다^[11]. 본 논문에서는 시뮬레이션 툴인 NEC를 사용하여 안테나 특성을 도출하여 4개의 정규화 비용 평가 함수에 대입한 후 Pareto 유전자 알고리즘을 이용하여 안테나 구조를 최적화 하였다. 최적화 과정에서 최적화 진행 방향은 설정된 비용 평가 함수에 의해서 결정되며 RFID 리더 안테나 설계를 위해서 대입된 정규화 비용 평가 함수는 다음 식으로 설정하였다. 식 (1)~(4)의 각 Cost 가 0에 가까울수록 안테나 설계변수가 최적화 되었음을 의미한다.

$$Cost 1 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{Eff_{Reader} \times BW_{Reader}}{BW_{RFID}} \right) + RQ \quad (1)$$

$$Cost 2 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{CPBW_{Reader}}{BW_{RFID}} \right) + AQ \quad (2)$$

$$Cost 3 = Size_{Norm} \quad (3)$$

$$Cost 4 = 1 - \frac{RP_{Reader}}{RR_{RFID}} \quad (4)$$

식 (1)과 (2)는 각각 안테나의 효율(Eff_{Reader})이 고려된 반사 손실 대역폭(BW_{Reader})과 원형 편파 대역폭($CPBW_{Reader}$)의 최적화를 위해서 설정한 비용 평가 함수다. BW_{RFID} 는 전 세계적인 UHF 대역의 사용 주파수 860~960 MHz를 포함하며 실제 안테나 제작 오차에 따른 주파수 변동을 함께 고려한 762~1,062 MHz로 설정하였다. 안테나의 효율이 고려된 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭이 설정한 BW_{RFID} 대역폭을 모두 만족시킨 경우, 추가적인 질적 평가를 위해서 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭 내의 반사 손실과 축비의 최대값이 최소가 되도록 하는 RQ (Return loss Quality)와 AQ (Axial ratio Quality) 함수를 첨가하였다. 결국 설계 안테나는 식 (1)과 (2)에 의해서 BW_{RFID} 의 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭을 가지며 대역폭 내에서 반

사 손실이 거의 없이 양질의 원형 편파를 복사하는 안테나로 최적화 되게 된다. 식 (3)은 안테나를 소형화하기 위한 비용 평가 함수로서 접지면을 포함한 안테나의 최대 반경 r 에 전파 상수(wave number) k 를 곱한 kr 로 표준화 시켜 계산된다. 식 (4)는 안테나의 인식 영역을 최적화하기 위해서 설정하였으며 목표로 하는 이상적인 인식 영역인 $RR_{RFID}(3 \times 3 \text{ m}^2)$ 와 비교 후에 정량화되어 계산된다. 안테나의 인식 영역 RR_{Reader} 는 보유한 상용 RFID 리더의 규격^[14]에 radar detectable range equation을 적용한 식 (5)를 사용하여 계산하였다^{[7],[8]}.

$$R_{max} = 4 \sqrt{\frac{P_T G_{Reader}^2 G_{Tag}^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^4}{P_{R, min}}} \quad (5)$$

보유한 상용 RFID 리더의 규격에 맞추어 식 (5)의 입력단 전력 P_T 는 1 W, 리더가 태그를 인식하기 위한 최소 인식 전력 $P_{r, min}$ (minimum detectable power)은 -50 dBmW로 설정하였다. 태그 안테나 복사 이득 G_{Tag} 는 다이폴 안테나가 복사할 때 E 평면상의 편파에 대한 이득으로 하였으며, G_{Reader} 는 리더 안테나의 y-z 평면상의 편파 이득(G_θ)을 나타낸다. 추가적으로 원거리 인식 영역을 확보하기 위해서 복사 이득이 0 dBi보다 작은 경우는 최적화 과정에서 제외되도록 하였다.

설정된 비용 평가 함수에 기초하여 약 200번의 최적화 과정을 시행한 결과 그림 2의 최적화 안테나들을 얻을 수 있었다. 그림 2(a)는 1단과 2단 구조의 최적화된 MPHA의 복사 이득을 인식 영역과 함께 보여주고 있으며, 점선은 제한된 크기(kr)에서 얻을 수 있는 이론적인 최대 이득 값($(kr)^2 + 2(kr)$)을 나타낸다^[15].

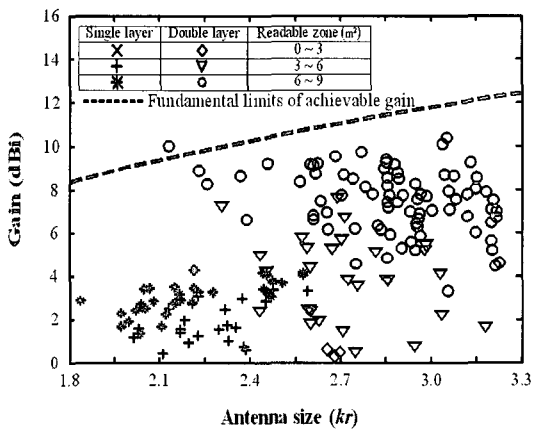
최적화된 MPHA는 안테나 크기(kr) 약 2.6을 경계로 약 2.6보다 작은 크기에서는 1단 구조의 MPHA가 최적화 되었으며, 약 2.6보다 큰 크기에서는 2단 구조의 MPHA가 최적화 되었다. 2단 구조의 MPHA는 복사 이득이 이론적인 최대 복사 이득 값에 가까워지는 것을 확인할 수 있으며, 높은 이득에 의해서 1단 구조의 MPHA보다 인식 영역을 넓게 가졌다. 이런 최적화 결과는 안테나 크기가 약 2.6보다 큰 조건에서는 내부 단 안테나를 형성하여 제한된 안테나 크기를 보다 효율적으로 이용하였으

며, 내부 단의 증가된 선로 회전수는 넓은 대역 인식에 필요한 높은 복사이득을 도출하였다. 그러므로 최적화된 안테나들 중에서 2단 구조의 MPHA는 1단 구조의 MPHA 보다 좋은 인식 영역 특성을 가짐을 확인할 수 있었다. 그림 2(b)는 1단과 2단 구조를 갖는 최적화된 MPHA의 크기에 따른 원형 편파 대역폭과 반사 손실 대역폭을 동시에 보여주고 있다. 안테나의 반사 손실 대역폭은 1단과 2단 구조의 MPHA 모두 광대역 특성을 보였으나, 원형 편파 대역폭의 경우 내부 단의 선로를 이용하여 전류의 크기와 위상을 조정하기가 용이한 2단 구조의 MPHA가 보다 넓은 대역폭 특성을 보였다. 본 논문에서는

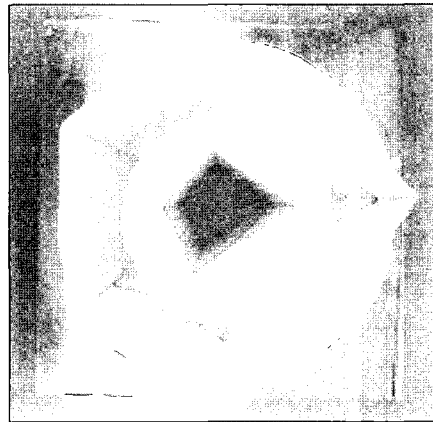
안테나 최적화 결과를 확인하기 위해서 $kr=3.2$ 의 크기를 가지는 표본 안테나를 제작하였다.

III. 최적화 안테나 특성

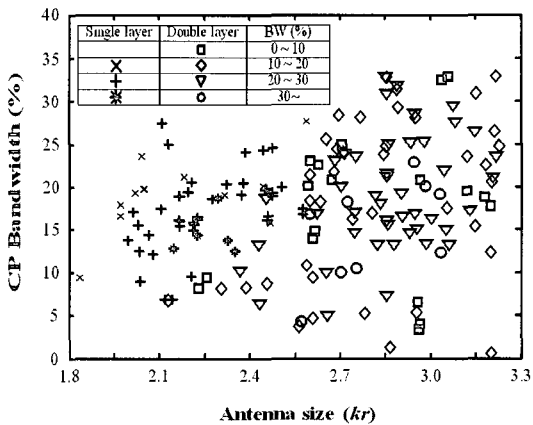
그림 3은 안테나 선별 과정을 거쳐서 선택된 최적화 안테나의 실제 제작 모습이고, 표 1은 안테나 설계변수들의 값을 보여주고 있다. 안테나는 접지면($20 \times 20 \text{ cm}^2$)위에 최대 반경이 $r=16.8 \text{ cm}$ ($kr=3.2$)인 반구 안에 폭 2 mm의 스트립 선로로 구성되었으며, 특성 임피던스가 50 Ω 인 동축 케이블에 의해서 표 1에 나타난 start point에서 급전된다. 스트립 선로는 그림 1(c)의 선로 모양을 얇은 종이($\epsilon'=2.3$,



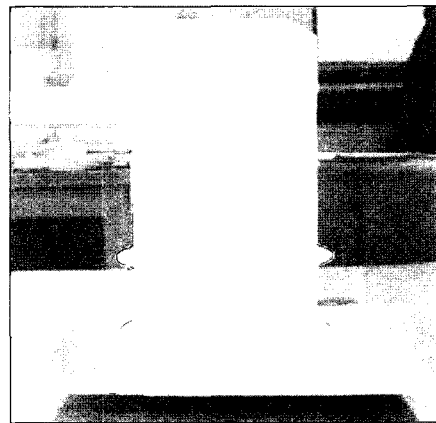
(a) 안테나 크기에 따른 복사 이득
(a) Gain vs. antenna size



(a) 위에서 본 모습
(a) Top view



(b) 안테나 크기에 따른 원형 편파 대역폭
(b) CP bandwidth vs. antenna size



(b) 측면도
(b) Side view

그림 2. 안테나 최적화 결과
Fig. 2. Optimized results.

그림 3. 제작한 MPHA 모습
Fig. 3. Photographs of the fabricated MPHA.

표 1. MPHA의 설계변수

Table 1. Design parameters for the MPHA.

Bending point	Position (m)		
	x	y	z
Ground point	1.055	1.000	0.000
Start point	1.055	1.000	0.007
1	1.027	1.025	0.001
2	0.993	1.055	0.126
3	0.973	1.027	0.092
4	0.946	0.990	0.087
5	0.966	0.964	0.074
6	0.975	0.951	0.069
7	1.028	0.954	0.055
8	1.031	0.954	0.094
9	1.042	0.974	0.052
10	1.055	1.00	0.084
11	0.997	1.024	0.024
12	0.988	1.010	0.030
13	0.977	0.994	0.130
14	0.986	0.987	0.159
15	0.998	0.976	0.125
16	1.007	0.981	0.115
17	1.021	0.988	0.128
18	1.005	1.012	0.078
19	0.997	1.024	0.017

$\tan \delta=0.22$) 위에 인쇄한 후 종이를 그림 1(c)의 점선 방향으로 접어서 총 19개의 단편 선로로 구현하였으며 매우 얇은 스티로폼 고리 2개를 외부 단과 내부 단에 사이에 끼워서 선로의 수평 회전각의 정확도를 향상시켰다.

그림 4와 5는 제작된 안테나의 반사 손실과 축비를 측정된 값과 시뮬레이션 한 값을 비교하여 보여주고 있다. 반사 손실은 HP사의 8753D 회로망 분석기를 이용하여 측정하였으며 축비는 선형 안테나를 회전하여(rotating dipole) 측정된 각도에 따른 G_{θ} 의 최대 이득과 최소 이득의 차이로부터 도출하였다. 반사 손실 대역폭은 $S_{11}=-10$ dB를 기준으로 21.4%(850~1,045 MHz)로 측정되어 시뮬레이션 결과인 15.8%(904~1,038 MHz)보다 다소 넓게 나왔으며, 원형 편파 대역폭은 축비 3 dB를 기준으로 31.9

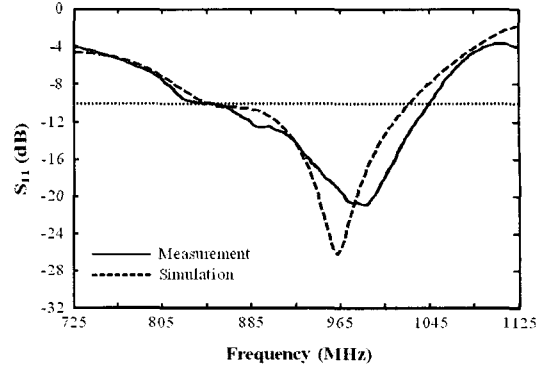


그림 4. MPHA의 반사 손실
Fig. 4. Return loss of the MPHA.

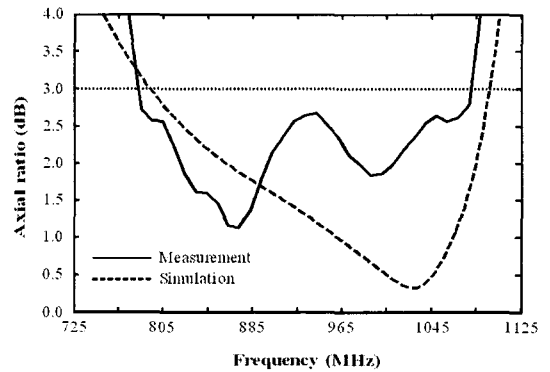


그림 5. MPHA의 축비
Fig. 5. Axial ratio of the MPHA.

%(780~1,071 MHz)로 측정되어 시뮬레이션 결과인 33.2%(794~1,097 MHz)와 비슷한 대역폭에서 원형 편파를 복사하는 것으로 나타났다. 측정된 반사 손실과 축비의 값이 시뮬레이션 값과 약간 차이가 나는 것은 제작상의 오차와 유전체의 영향 때문이라고 사료된다. 또한 안테나의 효율은 Wheeler cap 효율 측정법을 사용하여 $7 \times 7 \times 18$ cm³ 크기의 직육면체 cap을 이용하여 측정하였다. 측정 결과 제작된 안테나는 912 MHz에서 약 91%의 고효율로 동작하는 것을 확인하였다.

그림 6은 제작한 MPHA를 상용 RFID 리더기^[14]에 장착하여 측정된 상용 태그^[14]에 대한 인식 영역과 식(5)로부터 도출한 시뮬레이션 인식 영역을 비교하여 보여주고 있다. 측정된 인식 영역은 제작된 안테나의 y-z 평면과 다이폴 태그 안테나의 E-평면을 지평면과 평행하게 위치시킨 후 $\theta=0^{\circ} \sim \theta=90^{\circ}$

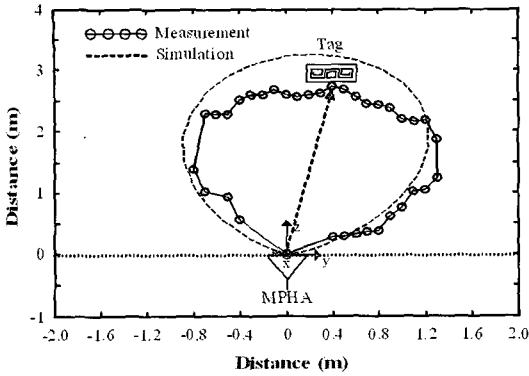
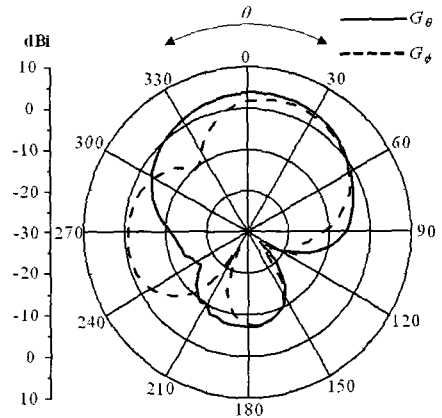


그림 6. MPHA의 인식 영역
Fig. 6. Readable zone of the MPHA.

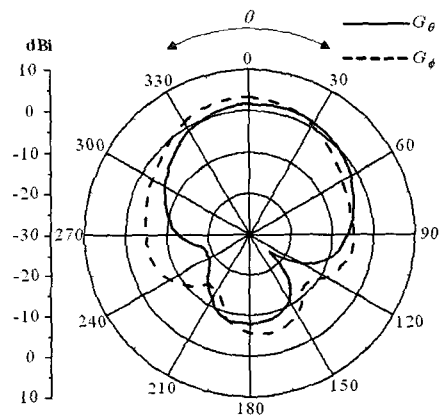
에서 최대 인식거리를 측정하였으며, 시뮬레이션 인식 영역은 동일한 조건에서 리더 안테나와 태그 안테나의 시뮬레이션 복사 이득을 이용하여 도출하였다. 제작된 안테나는 약 5.5 m²의 측정 인식 영역을 가졌으며, 측정 인식 영역은 z축 방향에서 시뮬레이션 인식 영역보다 짧게 측정되었으나 시뮬레이션 인식 영역과 매우 흡사한 측정 인식 영역을 가졌다. 그러므로 MPHA는 설정한 이상적 영역에 포함되도록 안테나 구조를 최적화 시켜 사용할 수 있으며, 실제 사용 환경에 높은 적응력을 갖는다. 동작 주파수 912 MHz에서 안테나 복사 패턴을 측정하였으며 측정 결과를 그림 7에 나타내었다. 그림 7(a)와 그림 7(b)는 각각 $\phi=0^\circ, \phi=90^\circ$ 일 때 θ 방향에 따른 안테나의 복사 패턴을 나타내고 있으며, $\theta=0^\circ$ 인 방향에서 약 6 dBi의 이득을 가지며 원활한 복사를 하는 것을 확인할 수 있다. 그림 7(c)는 제작된 안테나와 선형 안테나를 각각 $\theta=0^\circ$ 인 평면(x-y 평면)에서 서로 마주 보게 하고, 선형 안테나를 ϕ 방향으로 회전시켜(rotating dipole) 측정한 복사 이득을 나타내며, 각 ϕ 방향에 따른 안테나의 측정 이득 차이의 비로부터 안테나가 z 방향으로 축비가 약 2.3 dB인 원형 편파를 복사하는 것을 확인하였다.

IV. 최적화 안테나 동작 원리 분석

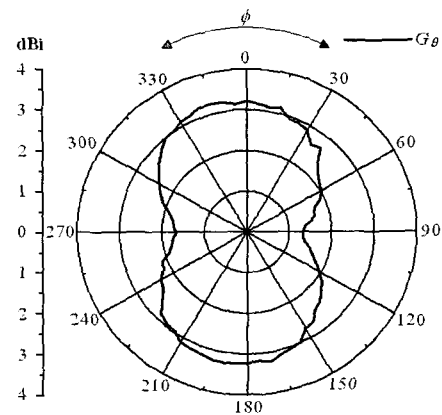
MPHA의 동작 원리를 분석하기 위해서 동작 주파수인 912 MHz에서 선로에 유기된 전류를 시뮬레이션 툴을 사용하여 분석하였다. 그림 8에서 선로



(a) x-z 평면
(a) x-z plane



(b) y-z 평면
(b) y-z plane



(c) x-y 평면
(c) x-y plane

그림 7. 측정된 MPHA의 복사 패턴
Fig. 7. Measured radiation patterns of the MPHA at 912 MHz.

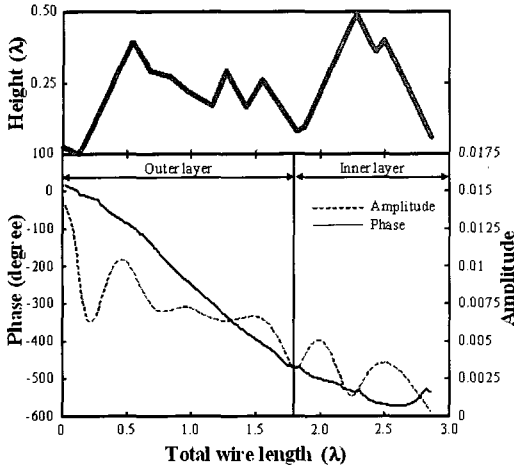
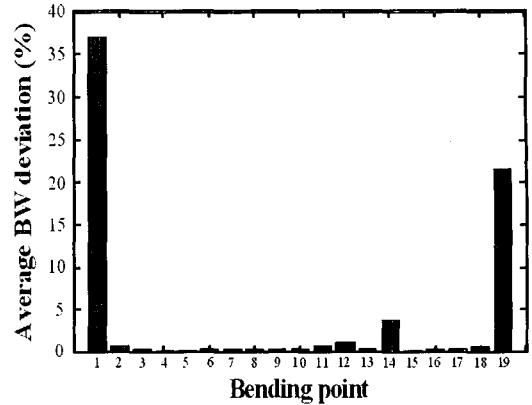
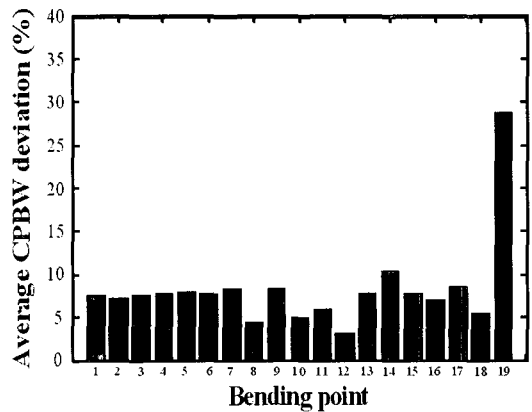


그림 8. 안테나 선로에 유기된 전류 분포
Fig. 8. Current distribution on the strip line.

길이에 따른 유기된 전류의 크기와 위상을 나타내었으며, 보다 정확한 해석을 하기 위해서 상단에 전류 분포에 대응하는 선로 위치와 외부 단과 내부 단 영역을 표시하였다. 안테나의 위상은 공기 중에서 전파가 진행할 때 보이는 위상 변화와 비슷한 진행파(traveling wave) 성질을 보였으며 일반적인 헬리컬 안테나가 원형 편파를 복사할 때(axial mode) 선로에 유기된 전류의 위상 변화 특징을 보였다. 이런 위상 변화는 안테나가 수평 및 수직 회전각에 의해서 전류의 위상 변화가 급격히 변하는 것을 방지하여 원형 편파가 복사하기 용이한 구조를 가져 나타난 결과이다. 전류 크기 변화는 정재파(standing wave)에서 나타나는 전류 크기 변화와는 다르게 전류가 선로를 흐르면서 점진적으로 줄어드는 것을 확인할 수 있으며, 이것은 수평, 수직 회전각에 의해서 형성된 지그재그(zigzag)한 선로가 진행파 형성에 유리한 전류 특성을 갖도록 한 것으로 사료된다^[10]. 그러나 선로 길이가 0.25 λ인 지점에서 급전점(0 λ)으로 다가갈수록 전류의 크기가 급격히 증가하였으며, 급전부에서 보는 임피던스를 0.25 λ 지점에서의 임피던스보다 낮추어 급전부에 정합시키는 역할을 한다. 이것은 0.25 λ 정합기^[7]와 유사한 동작원리를 보이며, 동작 주파수 전 대역에서 일관되게 적용되는 것을 볼 수 있다. 따라서 제안된 안테나는 급전 부근 선로 구조가 0.25 λ 정합기^[7]로 동작하여 일반적으로 100~200 Ω의 값을 가지는



(a) 반사 손실 대역폭의 민감도
(a) Sensitivity of the bandwidth sensitivity



(b) 원형 편파 대역폭의 민감도
(b) Sensitivity of the CP bandwidth

그림 9. 꺾이는 지점에 따른 민감도
Fig. 9. Sensitivity of bending points.

헬리컬 안테나의 임피던스를 50 Ω의 특성 임피던스에 효과적으로 정합시켜 넓은 대역에서 좋은 정합 특성을 가지게 한다. MPHA 설계에서 급전 부위의 0.25 λ 정합기 구조가 매우 중요하며 이를 확인하기 위해서 선로가 꺾이는 위치에 0~1 cm의 변화를 약 200개 주어서 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭의 민감도를 확인하여 보았다.

그림 9는 꺾이는 위치와 위치 변화에 따른 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭의 평균 변화율을 보여준다. 그림 9(a)에서 반사 손실 대역폭은 1번의 꺾이는 위치에서 약 37%, 19번의 꺾이는 위치에서 22%의 큰 민감도를 보였으나 나머지 꺾이는 위치에서는 매우 낮은 민감도를 보였다. 그림 9(b)에서

원형 편파 대역폭은 19번의 꺾이는 위치에서만 약 29 %의 민감도를 보였으며 나머지 꺾이는 위치에서는 약 7 % 내외의 일정한 민감도를 유지하였다. 민감도 분석 결과, MPHA의 1번 꺾이는 위치는 0.25 λ 정합기의 특성에 큰 영향을 줌으로 반사 손실 대역폭에 매우 큰 영향을 미쳤으며 19번 꺾이는 위치는 개방된 공기와 접지면 사이의 커패시터 성분 영향 때문에 안테나 임피던스와 선로의 전류 분포에 큰 변화를 주어 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭에 큰 영향을 미쳤다.

V. 결 론

본 논문에서는 다각 다단 구조를 갖는 새로운 구조의 헬릭스 안테나인 MPHA를 설계하였으며, 안테나 크기, 반사 손실 대역폭, 원형 편파 대역폭, 인식 영역을 설계 조건에 적합한 특성이 나오도록 안테나 구조를 Pareto 유전자 알고리즘을 이용하여 최적화 시켰다. 최적화 결과 제안한 MPHA는 우수한 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭을 가졌으며 특히 2단 구조의 최적화된 MPHA는 제한된 안테나 크기에서 높은 복사 이득으로 인하여 넓은 인식 영역을 가졌다. 최적화 결과를 검증하기 위해서 $kr=3.2$ 의 2단 구조의 MPHA를 유전체인 얇은 종이 위에 스트립 선로로 구현한 후 유전체를 접어서 쉽게 제작하였다. 제작된 안테나는 912 MHz에서 동작하며 21.4 %의 반사 손실 대역폭과 31.9 %의 원형 편파 대역폭을 가졌으며 $\theta=0^\circ$ 에서 약 6 dBi의 복사 이득과 약 2.3 dB의 축비를 가지며 복사하였다. 상용 RFID 시스템에 장착하여 측정된 결과 시뮬레이션 인식 영역과 매우 흡사하게 나타났으며, 약 5.5 m²의 인식 영역을 가졌다. 측정된 안테나 특성을 토대로 MPHA를 주어진 사용 환경에 적합하게 인식 영역을 최적화시킬 수 있었으며 UHF 대역 RFID 리더 안테나에 사용이 가능하다는 것을 검증하였다. 안테나의 동작 원리를 설명하기 위해서 안테나 선로에 흐르는 전류 분포를 조사하였으며, 전류의 위상 분포를 통해서 안테나 선로에 양질의 원형 편파를 복사하기가 용이한 진행파 전류 위상 특징을 갖는 것을 확인하였다. 또한, 전류 크기 분포를 통해서 급전 부위에 있는 선로가 0.25 λ 정합기처럼

동작하여 100~200 Ω의 안테나 임피던스를 50 Ω의 특성 임피던스에 정합시켜 안테나가 광대역의 반사 손실 대역폭을 가지는 것을 확인하였다. 선로의 꺾이는 지점에 변화를 주어 민감도를 조사한 결과 0.25 λ 정합기가 있는 선로의 첫 위치가 반사 손실 대역폭에 큰 영향을 미치며, 선로의 마지막 위치가 개방된 공기와 접지면의 커패시터 성분에 영향을 주기 때문에 반사 손실 대역폭과 원형 편파 대역폭에 큰 영향을 주었다. 제시된 민감도 분석은 안테나의 구조와 특성 관계를 보다 정확히 규명해 줄 수 있었으며, 안테나의 구조 변화에 따른 특성 안정성에 중요한 연구 지침이 될 것이라고 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] K. Finkenzeller, *RFID Handbook*, 2nd Ed., West Sussex, England: Wiley, 2003.
- [2] W. Rankl, W. Effing, *Smart Card Handbook*, New York: John Wiley & Sons, 2003.
- [3] H. E. King, J. L. Wong, "Characteristics of 1 to 8 wavelength uniform helical antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 28, pp. 291-296, Mar. 1980.
- [4] A. Safaai Jazi, J. C. Cardoso, "Radiation characteristics of a spherical helical antenna", *Proc. IEE. Microwave and Antennas Propagat.*, vol. 143, pp. 7-12, Feb. 1996.
- [5] J. M. Tranquilla, S. R. Best, "A study of the quadrifilar helix antenna for global positioning system applications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, pp. 1545-1550, Oct. 1990.
- [6] Y. Zhang, H. T. Hui, "A printed hemispherical helical antenna for GPS receivers", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, pp. 10-12, Jan. 2005.
- [7] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [8] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, New York: John Wiley & Sons, 1998.
- [9] J. D. Kraus, *Antennas*, New York: McGraw Hill, 1988.

[10] H. Nakano, *Helical and Spiral Antennas a Numerical Approach*, Research Studies Press, 1987.
 [11] H. Choo, H. Ling, "Design of electrically small planar antennas using an inductively coupled feed", *Electron. Lett.*, vol. 39, pp. 3080-3081, Oct. 2003.
 [12] J. Horn, N. Nafpliotis, and D. E. Goldberg, "A niched pareto genetic algorithm for multiobjective optimization", *Proc. First IEEE Conf. Evolutionary Compu*

tation, vol. 1, pp. 82-87, Jun. 1994.

[13] Y. Rahmat Samii, E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, New York: John Wiley & Sons, 1999.
 [14] <http://www.aliotechnology.com>, RFID system.
 [15] R. Harrington, "On the gain and beamwidth of directional antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 6, pp. 219-225, Jul. 1958.

주 재 울



2004년 2월: 홍익대학교 전자전기 공학부 (공학사)
 2006년 2월: 홍익대학교 전파통신 공학과 (공학석사)
 2006년 2월~현재: LS산전(주) 중앙 연구소 Telemetrics 연구단 연구원

[주 관심분야] GA 유전자 알고리즘을 이용한 최적화 안테나 설계, RFID용 태그 및 리더 안테나

박 익 모



1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자 공학과 (공학사)
 1989년: 일리노이대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 (공학석사)
 1994년: 일리노이대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 (공학박사)
 1994년~1996년: LG전자기술원

1996년~현재: 아주대학교 전자공학부 교수
 [주 관심분야] 초고주파 수동소자(안테나 포함) 설계 및 해석

추 호 성



1998년 2월: 한양대학교 전파공학과 (공학사)
 2000년 8월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (공학석사)
 2003년 5월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (공학박사)

2003년 6월~2003년 8월: 미국 Univ. of Texas at Austin 전자전기공학부 (Post Doctor)

2003년 8월~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 조교수
 [주 관심분야] 초소형 안테나, 최적화 알고리즘을 이용한 안테나 설계, RFID용 태그 및 리더 안테나

오 이 석



1982년: 연세대학교 전기공학과 (공학사)
 1988년: 미국 University of Missouri-Rolla, 전기 및 컴퓨터 공학과 (공학석사)
 1993년: 미국 University of Michigan, Ann Arbor, 전기공학 및 컴

퓨터과학과 (공학박사)
 1994년~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 부교수
 [주 관심분야] 전파 산란, 마이크로파 원격탐사, 안테나