

주파수 가변 및 소형 Metamaterial Peano Antenna

A Frequency Tunable and Compact Metamaterial Peano Antenna

이 동 현 · 장 경 덕 · 박 위 상

Dong Hyun Lee · Kyung Duk Jang · Wee Sang Park

요 약

본 논문에서는 Peano curve의 가장자리에 인덕터를 집적한 주파수 가변 소형 metamaterial 안테나를 제안하였다. 제안된 안테나는 1차 Peano curve 평면과 그라운드 평면으로 구성되며, 이 두 평면은 두 개의 단락 post로 연결되어 있다. 이 단락 post와 Peano curve 사이에는 인덕터가 부착되어 있다. 두 인덕터의 inductance를 적절히 선택하여 입력 임피던스 대역폭의 감소없이 안테나의 동작 주파수를 조절할 수 있다. 안테나의 동작 원리를 설명하기 위해 안테나의 등가 회로를 제시했다. 시뮬레이션 결과를 검증하기 위해 몇 가지 다른 인덕터가 부착된 안테나를 제작했으며, 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 매우 잘 일치한다. 인덕터 값 조합에 따라 입력 임피던스의 감소 없이 동작 주파수가 1.47 GHz에서 0.586 GHz로 변함이 측정되었다. 91 nH와 470 nH의 두 인덕터를 집적한 경우, 안테나의 전기적 크기는 $0.0246 \lambda \times 0.0246 \lambda \times 0.0114 \lambda$ 로 매우 소형이다. 이 때 측정된 입력 임피던스 대역폭($S_{11} \leq -10$ dB)과 방사 효율은 각각 5.22 %와 47.25 %이다.

Abstract

In this paper, we present a frequency tunable and compact antenna which consists of a first-order Peano curve, two shorting posts, and two inductors which are serially connected between the posts and the edge of the Peano curve. By properly choosing the inductance of two inductors, the operating frequency of the antenna can be controlled without sacrificing the fractional bandwidth. To give good demonstration of the operating mechanism, the equivalent circuit of this antenna is included. To validate the simulation results, we have fabricated the several antennas of being integrated with different inductors, and the measured results show a good agreement with the simulated ones. The measured results reveal that the operating frequency is shifted from 1.47 GHz to 0.586 GHz without the decrease of the input impedance bandwidth. In case of integrating two inductors of 91 nH and 470 nH, the electric size of the antenna is only $0.0246 \lambda \times 0.0246 \lambda \times 0.0114 \lambda$. The measured fractional bandwidth($S_{11} \leq -10$ dB) and the radiation efficiency of the antenna are 5.22 % and 47.25 %, respectively.

Key words : Metamaterial, Peano Curve, Inductor, Frequency Tunable Antenna, Compact Antenna

I. 서 론

무선 통신 시스템은 다양한 소비자의 요구를 만족시키기 위해 급속도로 발전되어 오고 있다. 최근 이러한 무선 통신 시스템 발전은 경량이면서 작은

무선 통신 장치를 필요로 한다. 이러한 무선 통신 장치를 구현하는데 있어 해결해야 하는 핵심 과제 중 하나는 안테나의 크기를 줄이는 것이다. 일반적인 안테나의 동작 주파수는 기본적으로 안테나의 물리적인 크기에 의존하기 때문에 동작 주파수가 낮을수

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 IT신성장동력핵심기술개발사업의 일환으로 수행하였음(2006-S-018-02, 휴대방송서비스가 가능한 초소형 복합형 안테나 기술 개발)」

포항공과대학교 전자전기공학과(Department of Electronic and Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology)

· 논문 번호 : 20070518-04S

· 수정완료일자 : 2007년 8월 6일

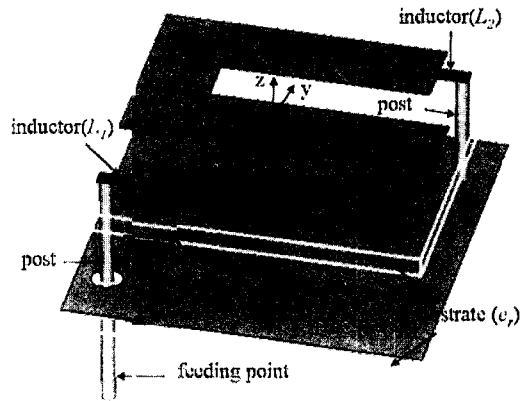
록 안테나의 크기가 커지는 것은 필연적이기 때문이다. 소형이면서 경량의 안테나를 구현하기 위한 다양한 연구가 보고되었다^{[1]-[3]}. 이러한 기법은 안테나의 크기를 줄일 수 있지만, 대역폭 감소, cross polarization 증가, 방사 효율 감소 등과 같은 다른 문제점을 야기한다.

최근 metamaterial 기법을 이용하여 안테나를 소형화 시키는 기법이 많은 주목을 받고 있다. Metamaterial은 특정 단위 구조를 주기적으로 배열하여 자연계에 존재하지 않는 전자기적 특성을 지니는 구조를 지칭한다. 대표적인 metamaterial의 특성 중 하나인 zeroth-order 모드를 이용한 소형 패치 안테나가 참고 문헌^[4]에서 소개되었다. 이 모드에서는 전파 전송 상수가 0이 되고 파장이 ∞ 가 되어, 공진 주파수가 안테나의 물리적인 크기에 비해하지 않아 안테나를 소형화 시킬 수 있다. 몇 가지 다른 prototype의 음의 전송 상수를 가지는 소형 metamaterial 안테나가 참고 문헌^[5]에 보고되었다. 그러나 이 metamaterial을 기반한 안테나는 구조가 복잡하며, 대역폭이 1% 미만으로 매우 좁은 단점이 있다. Metamaterial의 다른 특성인 phase compensation^[6]을 이용하여 패치 안테나를 소형화 시킨 연구가 보고되었다^{[7],[8]}. 이 안테나의 동작 주파수는 안테나의 물리적인 크기에 의존하지 않고, 일반적인 물질과 metamaterial의 비율인 filling ratio에 의해 결정된다. 그러나 이러한 안테나는 아직까지 구현이 불가능하다.

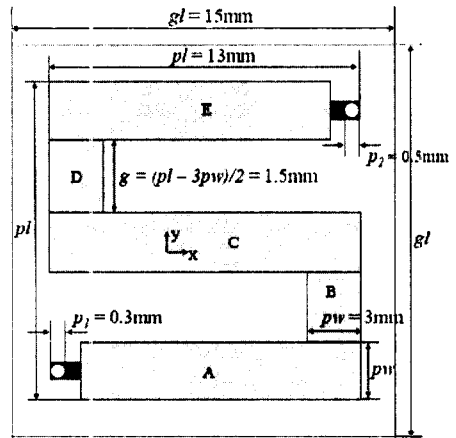
본 논문에서는 두 인덕터를 집적한 소형 metamaterial Peano 안테나를 제안하였다. 두 인덕터의 inductance 값을 조절하여 안테나 동작 주파수를 조절할 수 있으며, 높은 inductance를 가지는 인덕터를 부착하더라도 안테나의 입력 임피던스 대역폭이 일정하게 유지되는 장점을 가지고 있다. 제안한 안테나의 등가 회로를 제시하였으며, 다양한 인덕터 값에 따른 안테나 특성을 분석하였다. 이를 이용하여 몇 가지 다른 인덕터 조합을 가지는 안테나를 설계 및 제작하였다. 이 때 안테나의 동작 주파수, 입력 저항 그리고 대역폭 등의 특성을 관찰하였다.

II. 안테나의 구조

제안한 안테나는 1 차원 Peano curve로 되어 있는



(a) 3차원 구조
(a) 3 dimensional view



(b) 정면도
(b) Top view

그림 1. 제안한 안테나의 구조 및 파라미터
Fig. 1. The geometry and parameters of the proposed antenna.

위쪽 면과 그라운드 평면인 아래쪽 면으로 구성되어 있다. 이를 그림 1에 나타냈다. Peano curve의 길이는 pl 이고, 너비는 pw 이다. 그림에서 'B'와 'D' 라인의 길이는 $g = (pl - 3pw)/2$ 로 두었다. 그라운드 평면과 Peano curve 사이의 거리는 h 이고, 두 개의 post의 직경은 p_1 과 p_2 이다. 두 인덕터, L_1 과 L_2 는 post와 Peano curve의 'A'와 'E' 전송선 사이에 부착되어 있다.

III. 등가 회로 및 특성

제안된 안테나의 등가 회로를 그림 2에 나타냈다. 그림 1의 Peano curve를 5개의 라인('A', 'B', 'C', 'D',

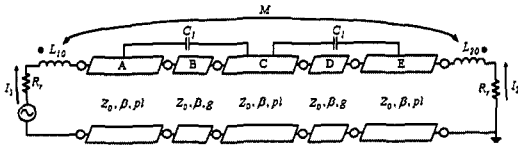


그림 2. 제안된 안테나의 등가 회로
Fig. 2. The equivalent circuit of the proposed antenna.

‘E’)으로 구분하여 이를 등가 회로에서 전송 선로로 나타냈다. ‘A’, ‘C’, ‘E’ 라인은 길이가 pl' 이고 너비가 pw' 인 전송 선로로 등가화 했고, ‘B’와 ‘D’ 라인은 길이와 너비가 g, pw 인 전송 선로로 등가화 하였다. 이 때 Peano curve 위에서의 전류는 실제 Peano curve의 길이보다 짧기 때문에 등가 회로에서 이 전류 길이의 차이를 보상해 주기 위해 전송 선로의 길이에 prime(')을 붙였다. 주된 방사는 두 post에서 발생하므로 두 post는 방사 저항인 R_r 로 등가화 하였다. 두 post에 흐르는 전류 I_1 과 I_2 는 공진 주파수에서 전압이 높아져 동위상으로 흐르게 된다^[9]. Peano curve는 구부러져 있기 때문에 전송 선로 사이에는 상호 캐패시터(mutual capacitor)가 발생하게 된다. 이 중 가장 주된 상호 캐패시터인 라인 ‘A’와 ‘C’ 사이와 ‘C’와 ‘E’ 사이의 상호 캐패시터만 고려하였으며, 이를 C_i 로 두었다. 또한, 두 인덕터 사이에 강한 전류가 야기되어 상호 인덕터(mutual inductor)가 발생하므로 이를 M 으로 표시하였다.

제안된 등가 회로를 검증하기 위해 full-wave 시뮬레이션과 등가 회로의 circuit 시뮬레이션 결과를 비교했으며, 이를 표 1에 나타냈다. 이 때 full-wave 시뮬레이션은 CST사의 MWS(Microwave Studio)를 사용했으며, circuit 시뮬레이션은 Agilent사의 ADS(Advanced Design System)를 이용했다. 이 때 파라미터 값은 $pl=12$ mm, $pw=3$ mm, $h=3$ mm, $g=1.5$ mm, $pl'=10$ mm, $g'=1$ mm로 설정했다. Circuit 시뮬레이션을 하기 위해서는 방사 저항인 R_r 을 정해야 한다. 이는 L_1 과 L_2 가 부착되지 않은 full-wave 시뮬레이션 결과를 이용하여 구할 수 있다. L_1 과 L_2 가 0일 때, full-wave 시뮬레이션에서 입력 저항이 5.66 Ω 이므로, circuit 시뮬레이션을 위한 두 R_r 은 2.83 Ω 으로 설정했다. C_i 은 0.5 fF으로 두었다. 상호 인덕터의 inductance 값인 M 은 두 인덕터의 inductance 값과 두 인덕터가 놓여 있는 위치의 함수이므로 이를 이론적

표 1. Full-wave 시뮬레이션과 circuit 시뮬레이션 결과 비교, L_1, L_2 : inductance(nH), f_0 : 동작 주파수(GHz), Z_r : 입력 저항(Ω), BW : 입력 임피던스 대역폭(MHz)

Table 1. Comparison of the results from full-wave simulation and from circuit simulation. L_1, L_2 : inductance(nH), f_0 : operating frequency(GHz), Z_r : input resistance(Ω), BW : input impedance bandwidth(MHz).

		Full-wave 시뮬레이션			Circuit 시뮬레이션			
L_1	L_2	f_0	Z_r	BW	M	f_0	Z_r	BW
0	0	3.97	5.66	n/a	0	3.844	5.66	n/a
1	1	3.42	4.7	n/a	1	3.64	5.65	n/a
10	1	2.73	16.6	n/a	1.5	2.74	14.2	n/a
20	1	2.51	38.16	n/a	2	2.48	36.6	n/a
25	1	2.45	55.72	29.1	2.3	2.41	55.5	33
30	1	2.41	78.55	n/a	2.5	2.36	79.2	n/a
1	10	2.56	2.64	n/a	1.5	2.74	3.5	n/a
1	20	2.41	2	n/a	2.3	2.46	3	n/a
1	30	2.31	1.8	n/a	2.5	2.36	2.9	n/a

인 수식으로 예측하는 것은 매우 까다롭다. 본 논문에서는 간단히 두 인덕터 값에 대해 이론적으로 존재할 수 있는 M 값의 범위 내에서 M 을 변화시키면서 circuit 시뮬레이션 결과와 full-wave 시뮬레이션 결과가 일치되는 M 값을 찾아냈으며, 이를 표 1에 나타냈다.

표 1에서부터 다른 L_1 과 L_2 값에 대해 circuit 시뮬레이션 결과와 full-wave 시뮬레이션 결과가 매우 잘 일치함을 볼 수 있다. L_1 이 증가하면, 공진 주파수는 감소하고 공진 주파수에서의 입력 저항은 증가한다. L_2 가 증가하면, 공진 주파수, 입력 저항 모두 감소함을 볼 수 있다. 따라서 L_1 과 L_2 를 적절히 조절하여 입력 저항을 50 Ω 에 쉽게 매칭할 수 있을 뿐만 아니라 안테나의 동작 주파수를 낮춰 안테나의 전기적인 크기를 줄일 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과

몇 가지 다른 L_1, L_2 조합으로 안테나의 입력 임피던스를 50 Ω 으로 매칭시켰을 때, 안테나의 공진 주파수, 입력 저항, 그리고 입력 임피던스 대역폭을 표

표 2. L_1, L_2 조합에 따른 안테나 특성. L_1, L_2 : inductance(nH), f_0 : 동작 주파수(GHz), Z_r : 입력 저항(Ω), BW : 입력 임피던스 대역폭(%)

Table 2. Antenna characteristics with different sets of L_1, L_2, L_1, L_2 : inductance(nH), f_0 : operating frequency(GHz), Z_r : input resistance(Ω), BW : input impedance bandwidth(%).

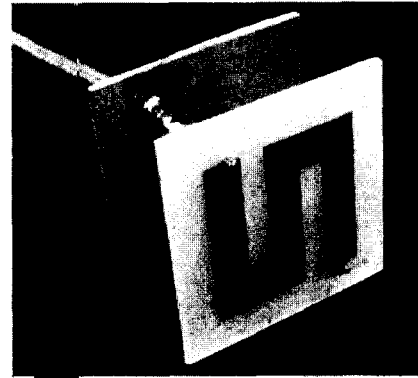
L_1	L_2	f_0	Z_r	BW	$pl \times pl \times h$
0	0	3.33	42.9	9.68	$0.1443 \lambda \times 0.1443 \lambda \times 0.0666 \lambda$
18	27	1.46	55.5	6.75	$0.0633 \lambda \times 0.0633 \lambda \times 0.0292 \lambda$
39	100	0.93	53.6	7.3	$0.0403 \lambda \times 0.0403 \lambda \times 0.0186 \lambda$
91	470	0.567	47.6	6.52	$0.0246 \lambda \times 0.0246 \lambda \times 0.0114 \lambda$

2에 나타냈다. 이는 full-wave 시뮬레이션 결과이다. 이 때 $pl=13 \text{ mm}$, $pw=3 \text{ mm}$, $h=6 \text{ mm}$, $gl=15 \text{ mm}$, $p_1=0.3 \text{ mm}$, $p_2=0.5 \text{ mm}$ 로 두었다. 유전체는 두께가 0.4 mm인 FR4를 사용했다.

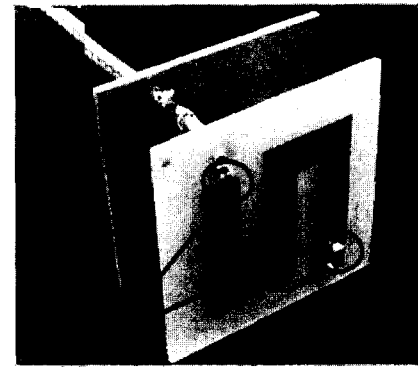
인덕터가 부착되지 않았을 때($L_1=L_2=0$), 안테나의 동작 주파수는 3.33 GHz이고, 대역폭은 9.68 %이다. 이 때 안테나의 전기적인 크기는 $0.1443 \lambda \times 0.1443 \lambda \times 0.0666 \lambda$ 이다. L_1 이 18 nH, L_2 가 27 nH일 때, 동작 주파수는 1.46 GHz, 대역폭은 6.75 %이다. 인덕터가 부착되지 않은 경우와 비교하면 안테나의 전기적인 크기는 2배가 감소했다. L_1 이 39 nH이고, L_2 가 100 nH일 때는 안테나의 동작 주파수가 0.93 GHz이고 대역폭은 7.3 %로 관찰된다. $L_1=18 \text{ nH}$, $L_2=27 \text{ nH}$ 인 경우보다 입력 저항이 50 Ω 에 더 잘 매칭되었기 때문에 대역폭이 약간 넓게 나타난다. $L_1=91 \text{ nH}$ 이고, $L_2=470 \text{ nH}$ 일 때는 안테나의 동작 주파수는 567 MHz이며, 이 때 안테나의 전기적인 크기는 $0.0246 \lambda \times 0.0246 \lambda \times 0.0114 \lambda$ 이다. 이는 $L_1=L_2=0$ 인 경우보다 약 6배가 감소한 것이다. 입력 임피던스 대역폭은 6.52 %로 이는 다른 L_1, L_2 조합의 경우와 거의 동일한 수준이다. 따라서 제안된 안테나의 동작 주파수를 L_1 과 L_2 의 적절한 조합으로 조절할 수 있을 알 수 있다. 또한, 높은 L_1 과 L_2 를 사용하여 안테나의 크기를 소형화 시키더라도 임피던스 대역폭이 일정하게 유지된다.

V. 제작 및 측정 결과

몇 가지 다른 L_1, L_2 의 조합이 부착된 제안한 안테



(a) 인덕터가 없는 경우
(a) Without inductors



(b) 인덕터가 부착된 경우
(b) With inductors

그림 3. 제작된 안테나
Fig. 3. The fabricated antennas.

나를 제작하였으며, 그림 3은 제작된 인덕터가 부착된 Peano 안테나와 인덕터가 부착되지 않은 Peano 안테나를 보여준다. 이 때 사용된 파라미터 값은 표 2에서 설계된 것과 동일하다.

그림 4는 제안된 안테나의 측정 및 시뮬레이션 반사 손실 계수를 보여준다. 두 인덕터 조합이(18 nH, 27 nH)에서 (91 nH, 470 nH)으로 증가하면, 동작 주파수는 1.47 GHz에서 0.586 GHz로 감소한다. 두 경우의 측정된 입력 임피던스 대역폭은 5.4 %, 5.22 %이다. 입력 임피던스 대역폭이 거의 일정하게 유지되기 때문에 이러한 안테나의 동작 주파수의 가변성은 매우 주목할 만하다. 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 매우 잘 일치함을 볼 수 있다.

그림 5는 $L_1=91 \text{ nH}$, $L_2=470 \text{ nH}$ 가 부착된 안테나의 586 MHz에서 측정된 방사 패턴을 보여준다. 비대칭

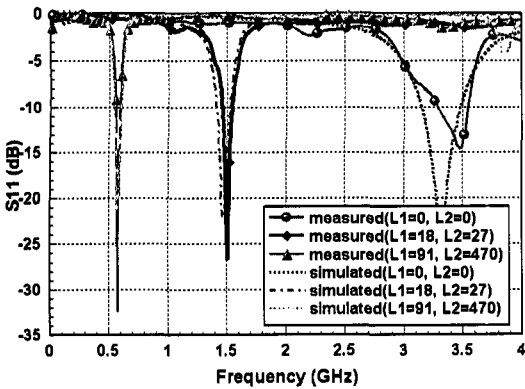
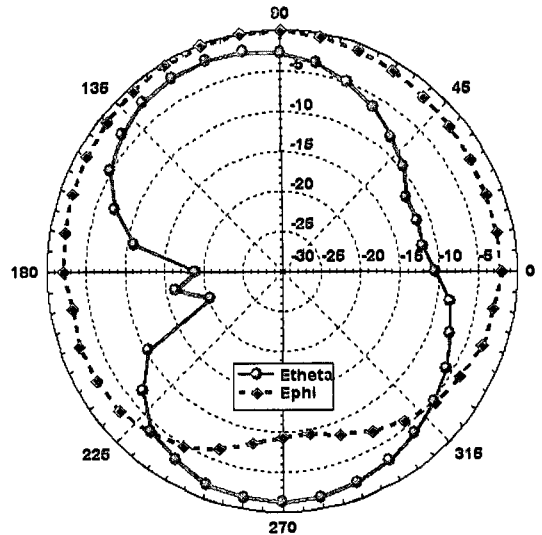


그림 4. 제안된 안테나의 반사 손실 계수
Fig. 4. The return losses of the proposed antenna.

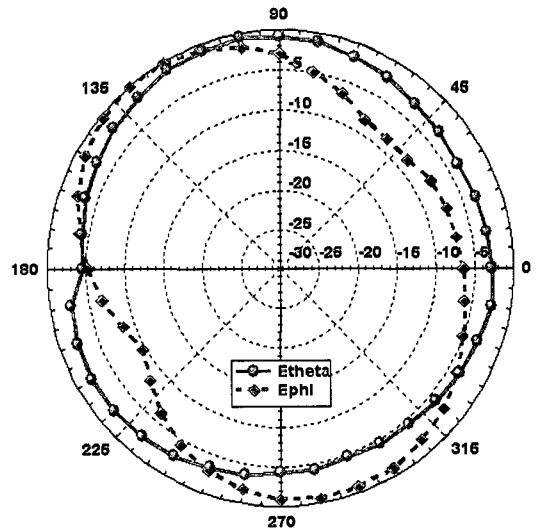
방사 패턴이 관측되는데, 이는 두 post의 전류 강도가 다르기 때문이다. E-plane에서 90°와 270°에서의 E_{θ} 강도가 0°와 180°의 E_{θ} 강도보다 상대적으로 감함을 볼 수 있다. 이는 E_{θ} 는 두 post에서 전류에 의한 방사임을 나타내는 것이며, 소형 그라운드 평면 위의 모노폴 안테나의 방사 패턴과 유사하다. 측정된 안테나의 방사 효율은 47.25 %이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 두 개의 인덕터가 부착된 meta-material Peano 안테나를 제안하였다. 안테나의 등가 회로를 제시하였으며, full-wave 시뮬레이션 결과와 비교하여 이를 검증하였다. 두 인덕터의 inductance 값인 L_1 과 L_2 에 따라 안테나 특성을 분석하였다. L_1 이 증가하면 안테나의 동작 주파수는 감소하고 입력 저항은 증가한다. L_2 가 증가하면 안테나 동작 주파수와 입력 저항은 동시에 감소한다. 따라서 이 두 인덕터 값을 적절히 조절하여 안테나의 동작 주파수를 조절할 수 있을 뿐만 아니라 안테나의 입력 임피던스를 50 오에 쉽게 매칭시킬 수 있다. 이는 제안된 안테나가 인덕터 값을 선택할 수 있는 스위칭 회로와 집적되어 reconfigurable 안테나의 예로 사용될 수 있음을 의미한다. 높은 인덕터 값을 사용하여 안테나의 크기를 감소시키더라도 안테나의 대역폭은 일정하게 유지된다. 즉, 기존의 안테나 소형화 기법이 가지고 있는 좁은 대역폭 문제점에서 벗어날 수 있다. 다른 L_1 과 L_2 조합을 가지는 몇 가지 안테나를 제



(a) E-평면
(a) E-plane



(b) H-평면
(b) H-plane

그림 5. 제안된 안테나의 측정된 방사 패턴
Fig. 5. The measured radiation patterns of the antenna.

작하였으며, 제작된 안테나의 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 매우 잘 일치한다. L_1 과 L_2 가 91 nH와 470 nH일 때, 안테나의 전기적인 크기는 $0.0246 \lambda \times 0.0246 \lambda \times 0.0114 \lambda$ 로 매우 소형이며, 이때 안테나의 대역폭과 효율은 각각 5.22 %, 47.25 %로 각각 측정되었다.

참고 문헌

- [1] R. Porath, "Theory of miniaturized shorting-post microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 48, no. 1, pp. 41-47, Jan. 2000.
- [2] D. H. Schaubert, D. M. Pozar, and A. Adrian, "Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittivity", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol 37, no. 6, pp. 677-682, Jun. 1989.
- [3] J. H. Lu, K. L. Wong, "Slot-loaded meandered rectangular microstrip antenna with compact dual-frequency operation", *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 1048-1050, May 1998.
- [4] A. Sanada, K. Murakami, I. Awai, H. Kubo, C. Caloz, and T. Itoh, "A planar zeroth-order resonator antenna using a left-handed transmission line", *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, The Netherlands, pp. 1342-1344, Oct. 2004.
- [5] Cheng-Jung Lee, Kevin M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line based compact resonant antennas for RF module integration", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 54, no. 8, pp. 2283-2291, Aug. 2006.
- [6] N. Engheta, "An idea for thin subwavelength cavity resonators using metamaterials with negative permittivity and permeability", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 1, no. 1, pp. 10-13, 2002.
- [7] S. F. Mahmoud, "A new miniaturized annular ring patch resonator partially loaded by a metamaterial ring with negative permeability and permittivity", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 19-22, Nov. 2004.
- [8] A. Alu, F. Bilotti, N. Engheta, and L. Vegni, "Sub-wavelength, compact, resonant patch antennas loaded with metamaterials", *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 55, no. 1, pp. 13-24, Jan. 2007.
- [9] F. Qureshi, M. A. Antoniadou, and G. V. Eleftheriades, "A compact and low-profile metamaterial ring antenna with vertical polarization", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 333-336, 2005.

이 등 현



2003년 2월: 아주대학교 전자공학부 (공학사)
 2003년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 석·박사 통합과정
 2006년 12월~2007년 12월: Visiting Scholar, Wireless Communications

Research Group (WiCR), Loughborough University (UK)
 2007년 5월~2007년 12월: Visiting Scholar, Antenna and Electromagnetics Group, Queen Mary, University of London (UK)

[주 관심분야] 안테나 이득 향상을 위한 주기구조 설계 및 해석, Metamaterial 소형 안테나, 마이크로스트립 안테나 설계 및 해석, T-DMB 안테나, UWB 안테나, RFID 리더 및 태그 안테나

장 경 덕



2006년 2월: 경북대학교 전자전기 컴퓨터학부 (공학사)
 2006년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 석사과정
 [주 관심분야] 마이크로스트립 안테나 Metamaterial 소형 안테나

박 위 상



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: 삼성전

자공업주식회사

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