

# 다중 모드 다중 대역(MMMB) 통신 환경을 위한 매크로-마이크로 주파수 재구성 안테나

## Macro-Micro Reconfigurable Antenna for Multi Mode & Multi Band(MMMB) Communication Systems

염인수 · 최정환\* · 정영배\*\* · 김동호 · 정창원

In-Su Yeom · Jung-Han Choi\* · Young-Bae Jung\*\* · Dong-Ho Kim · Chang-Won Jung

### 요 약

본 논문에서는 다중 대역에서 매크로-마이크로 주파수 튜닝이 가능한 소형의 패치 모노폴 안테나를 소개하였다. 제안된 재구성 안테나는 PCB 기판(FR-4:  $\epsilon_r=4.4$  and  $\tan \delta=0.02$ ) 위에 미앤더(meander) 형태의 안테나로 설계하였고, Wibro(2.3~2.4 GHz)와 WLAN a/b(2.4~2.5 GHz/5.15~5.35 GHz) 대역에서 일정한 이득을 유지하면서 각각의 서비스 대역에서 동작한다. 두 개의 다이오드, 핀 다이오드와 벡터 다이오드가 주파수 튜닝을 위해 안테나 상에 내장되었으며, 핀 다이오드는 2 GHz와 5 GHz의 대역을 스위칭(매크로 튜닝)하기 위해 사용되었으며, 벡터 다이오드는 2.3~2.5 GHz와 5.15~5.35 GHz의 서비스 대역 내 미세 주파수 튜닝(마이크로 튜닝)을 위하여 사용되었다. 또한, 두 주파수 대역(2 GHz와 5 GHz) 사이에서의 불요 공진(spurious resonance)은 미앤더(meander) 사이의 갭을 조정하여 제거되었다. 안테나는 각각의 서비스 대역에서 2 dBi 이상의 일정한 이득을 보인다. 제안된 안테나의 측정 결과는 매크로-마이크로 주파수 튜닝 기술이 재구성 가능한 다중 대역 다중 모드(Multi-Mode Multi-Band: MMMB) 무선 통신 시스템에서 유용하게 사용될 수 있음을 보여준다.

### Abstract

A small microstrip monopole antenna for macro-micro frequency tuning over multiple bands is presented. The meander-shape antenna is fabricated on a conventional printed circuit board(FR-4,  $\epsilon_r=4.4$  and  $\tan \delta=0.02$ ). The antenna operates over WiBro(2.3~2.4 GHz) and WLAN a/b(2.4~2.5 GHz/5.15~5.35 GHz) service bands with an essentially constant antenna gain within each service band. Two diodes, a PIN diode and a varactor, are embedded into the antenna for frequency reconfiguration. The PIN diode is used for frequency switching(macro-tuning) between 2 GHz and 5 GHz bands while the varactor is used for frequency tuning(micro-tuning) within the service bands, 2.3~2.5 GHz and 5.15~5.35 GHz. Unwanted resonances between the two frequency bands(2 GHz and 5 GHz) are suppressed by filling up the gaps between the meander lines. The antenna gain is essentially constant and higher than 2 dBi within each service band. The measured performance of the proposed antenna system suggests the macro-micro frequency tuning techniques be useful in reconfigurable wireless communication systems.

Key words : Reconfigurable Antenna, Macro-Micro Frequency Tuning, Constantgain, PIN Diode, Varactor, Multi-Band

### I. 서 론

현재 평면 역 F형 안테나(PIFA)가 상업적인 모바일

서울산업대학교 NID 융합기술대학원(Graduate School of NID Fusion Technology, Seoul National University of Technology)

\*삼성전자 DMC 연구소(Digital Media & Communication R&D Center, Samsung Electronics)

\*\*한국전자통신연구원(ETRI)

· 논문 번호 : 20090709-062

· 수정완료일자 : 2009년 8월 20일

일 응용제품에서 넓게 사용되고 있으나, PIFA 안테나의 대역폭은 일반적으로 10 % 이내의 협대역 특성을 갖는다<sup>[1]~[5]</sup>. 이러한 PIFA 구조는 셀룰라 서비스 대역; GSM(824~960 MHz: 15 %), PCS(1.717~1.99 GHz: 15 %), WCDMA(1.85~2.17 GHz: 16 %) 그리고 무선 전송 서비스(Connectivity) 대역; 802.11b, Bluetooth, Zigbee(2.4~2.5 GHz: 4 %), Mobile WiMax(2.5~2.69 GHz: 7.3 % or 3.4~3.6 GHz: 5.7 %), 802.11 a/g/n(5.15~5.825 GHz: 12.3 %) 등의 상용 서비스 대역을 모두 만족시키기에는 협대역 특성 때문에 어려움이 있는 것이 사실이며, 또한 일반적으로 안테나가 중심 주파수 대역에서 최대 공진이 일어나게 설계되므로 서비스 주파수 대역의 끝부분에서 안테나 이득은 일반적으로 감소하는 약점이 있다. 따라서 다양한 상용 서비스 대역에서 동작하며 충분한 이득을 유지하면서 안테나를 설계하는 것은 다중 대역 다중 모드(Multiband Multimode: MMB) RF 시스템에서 하나의 주된 주제이다<sup>[1]~[14]</sup>.

단일 안테나를 사용함으로써 다중 주파수 대역에서 동작하도록 설계하는 방법은 주로 광대역(예; UWB 서비스의 원형 모노폴, 스파이럴, 보우타이, 비발디 등) 또는 다중 대역(안테나 브랜치 기술 등) 안테나 설계 기술로 진행되어왔다<sup>[1]~[7]</sup>. 그러나 이러한 안테나는 근본적으로 단일 대역 안테나 시스템에 비해 낮은 방사 효율을 보여준다. 또한, 광대역 안테나는 전방향의 방사 패턴이 요구되어지는 모바일 통신 환경에서 일반적으로 방사 빔의 null이 많아지는 고차 모드(higher mode) 방사를 갖는다. 단일 대역 안테나의 성능을 유지하면서 다중 대역에서 공진하게 하기 위한 기본적인 형태는 구조적으로 안테나를 재구성하는 것이다. 이것은 일반적으로 다이오드나 MEMS 스위치를 사용함으로써 구현되어 왔다<sup>[8]~[14]</sup>.

비록 다이오드가 MEMS 스위치에 비해 낮은 RF 성능(높은 삽입 손실: high-insertion loss, 낮은 아이솔레이션: low-isolation 등)을 보일지라도 스위칭 속도가 빠르며, 가격이 비교적 저렴하며, 낮은 전압으로 동작하는 것이 가능하기 때문에 많은 연구자들이 아직 주파수 스위칭 또는 튜닝에 MEMS 스위치 대신에 반도체 다이오드를 사용하고 있는 것이 현실이다<sup>[8]~[12]</sup>. 이러한 주파수 튜닝용 다이오드로써 가장 대표적인 것은 핀 다이오드(PIN diode)와 버렉터(varac-

tor) 다이오드이다. 핀 다이오드의 경우는 맴스(MEMS) 또는 일반적인 다이오드에 비해 비교적 빠른 스위칭 속도를 가지며, 버렉터 다이오드는 공급 전압 변화에 따른 공핍층의 변화로 캐패시턴스를 가변하여 주파수 튜닝을 한다. 안테나를 사용할 수 있는 공간이 점차 줄어들고 상용 모바일 어플리케이션이 더 많은 서비스 대역을 커버해야 할 필요성이 증가되고 있는 시점에서, 안테나 상에서 이러한 주파수 스위칭과 튜닝 기술 실현은 현재의 MMB 환경에서 더욱더 요구되고 있다.

본 논문에서는 두 종류의 다이오드, 핀 다이오드와 버렉터 다이오드를 매크로-마이크로 주파수 튜닝에 이용하였다. 핀 다이오드는 무선 서비스 대역(매크로 튜닝)간 주파수 스위칭을 위해 사용되었으며, 버렉터 다이오드는 서비스 대역 내에서 미세한 주파수 튜닝(마이크로 튜닝)을 위해 사용되었다. 이로 인하여 다중 주파수 대역에서 서비스 대역 끝부분의 효율 저하를 해결하고, 전 대역에서 단일 대역 안테나와 같은 방사 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다. 또한 제안된 안테나의 측정 결과는 제안된 안테나가 다중 모드 다중 대역(MMB)에서 주파수 튜닝이 가능하고 동시에 서비스 대역 내에서 일정한 이득을 유지하는 것이 가능하다는 것을 보여준다.

## II. 미앤더 안테나

### 2-1 주파수 튜닝을 위한 미앤더 안테나

그림 1은 매크로-마이크로 주파수 튜닝을 위한 기본 안테나 구조로써, 안테나 크기를 소형화하기 위해 모노폴(monopole)의 미앤더(meander) 형태로 설계하였다. 기판은 상대 유전율( $\epsilon_r$ ) 4.4, 두께 1 mm의 FR-4를 사용하였다. 미앤더 방사체의 크기는 10 mm(RL)×8 mm(RW)이다. 또한 미앤더 안테나는 2 GHz/5 GHz 대역 스위칭을 위하여 핀 다이오드가 위치하게 될 지점이다(그림 1의 P점). 따라서 P점의 핀 다이오드의 on/off 상태에 따라 미앤더의 길이는 전기적으로 변화하며, 스위치가 on 상태일 때 미앤더의 길이는 68 mm이고, 안테나는 2.5 GHz에서 공진한다. 또한 스위치가 off 상태일 때는 미앤더의 길이는 15 mm가 되며, 안테나는 5.35 GHz에서 공진한다. 광대역 매칭을 위한 단락 라인(short line)의 길이

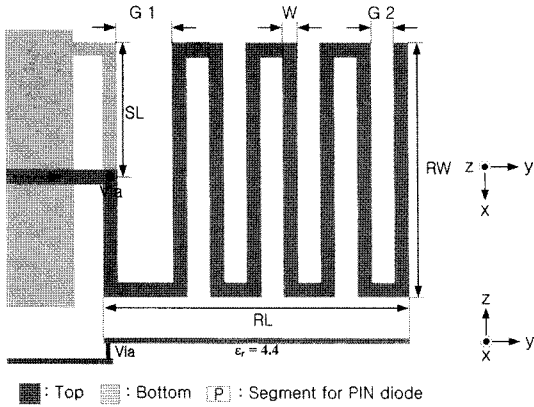


그림 1. 제안된 미앤더 안테나 구조  
Fig. 1. Proposed meander-type antenna.

(SL)는 4 mm이며, 급전선과 연결되어 있다. 모든 미앤더 라인의 넓이(W)는 0.5 mm이고, 미앤더 라인 사이의 갭( $G_1$ ,  $G_2$ )은 안테나가 두 주파수 영역(2.5와 5.35 GHz)에서 공진할 수 있도록  $G_1=1.4$  mm,  $G_2=0.7$  mm로 최적화 하였으며, 스위치의 이상적인 on/off 상태 즉, 실제 핀 다이오드를 삽입하지 않은 상태에서 이상적인 직렬 개방(off) 또는 단락(on) 회로로 안테나를 설계하여 실제 안테나의 두 공진 길이(2 GHz, 5 GHz)를 측정하였다. 따라서 두 개의 안테나 (Type A: 동작 주파수 2.5 GHz, Type B: 동작 주파수 5.35 GHz)를 제작하여 두 안테나의 반사 손실(return loss)[dB]을 측정하였으며, 그림 2에 나타내었다. Type A는 이상적인 스위치 on 상태(P점에서 단락 회로)이며, Type B는 이상적인 스위치 off 상태에서 개방 회로)이다. 안테나의 대역폭은 반사 손실 [dB]이 -10 dB 이하를 기준으로 2 GHz 대역에서 7.2 % = 180 MHz / 2,500 MHz 그리고 5 GHz 대역에서 9.5 % = 510 MHz / 5,350 MHz이다. 실제 시뮬레이션과 측정 결과에서 두 개의 필요한 주파수 대역 사이에 각 미앤더 라인 구조에 의한 원하지 않는 불요파(spurious) 또는 커플링 대역이 나타났으며, 이 커플링 대역은 각각 Type A와 Type B 안테나에서 4.7 GHz와 3.8 GHz이다.

### 2-2 커플링 대역의 제거

이러한 커플링 대역을 제거하기 위해, 본 연구에서는 미앤더 사이의 갭(gap)을 안테나 기판에 사용된 같은 재료의 구리(copper)로 채워 급전점으로부

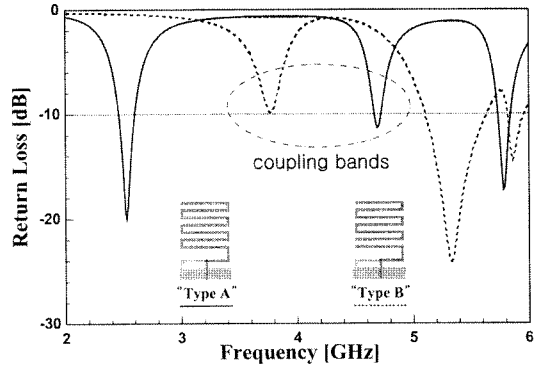
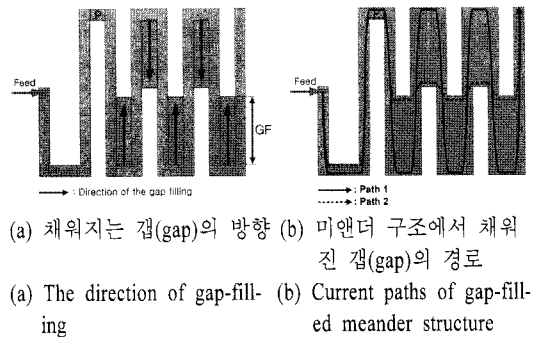
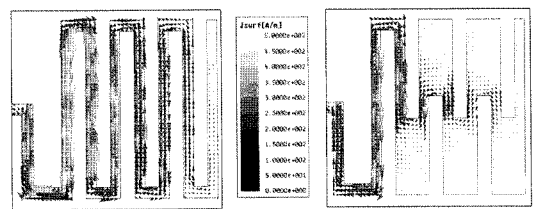


그림 2. 두 형태(Type A, Type B)의 안테나에서 측정된 반사 손실  
Fig. 2. Measured return losses of the two antenna types for the two operation bands.

터의 전류 방향을 변화시켜 원래의 공진 주파수는 그대로 유지하면서 커플링 대역을 제거하였다<sup>[15]</sup>. 갭의 채워짐(gap-filling) 방향은 그림 3(a)와 같다. 이 갭이 채워졌을 때, 안테나의 구조는 변화하고, 표면 전류가 그림 3(b)에서와 같이 흐른다. 여기에서 표면



(a) 채워지는 갭(gap)의 방향 (b) 미앤더 구조에서 채워진 갭(gap)의 경로  
(a) The direction of gap-filling (b) Current paths of gap-filled meander structure



(c) 갭(gap)이 채워지지 않은 상태의 Type A의 표면 전류 (d) GF=3 mm의 갭(gap)이 채워진 상태에서 Type A의 분포 표면 전류 분포  
(c) Surface current distribution of Type A antenna without gap-filling (d) Surface current distribution of Type A antenna with 3 mm gap-filling

그림 3. 미앤더 안테나의 갭을 채우는(gap filling) 구성  
Fig. 3. Gap-filling in the meander antenna.

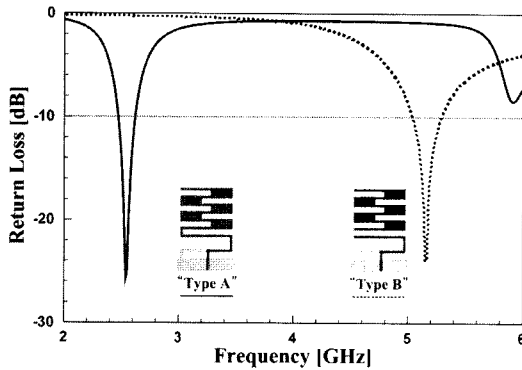
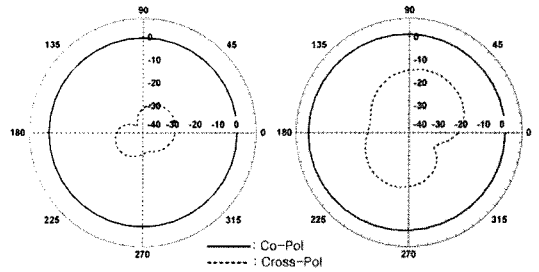


그림 4. 갭이 채워진 상태에서의 측정된 반사 손실 (GF=3 mm)  
 Fig. 4. Measured return losses of two antennas with gap-filling (GF=3 mm).

전류의 가장 긴 경로는 Path 1이며, 표면 전류의 가장 짧은 경로는 Path 2이다. 그림 3(c)와 (d)는 HFSS 상에서 시뮬레이션된 Type A 안테나의 표면 전류 분포의 결과이다. 그림 3(c)는 갭이 채워지지 않은 상태 즉, 커플링 대역이 존재하는 상태의 전류 분포이며, 그림 3(d)는 갭이 채워진 상태 즉 커플링 대역이 존재하지 않는 상태에서의 전류 분포이다. 그림 3(d)와 같이 갭이 채워진 경우 전류의 경로는 Path 1 뿐만 아니라 Path 2에서도 전류가 흐른다는 것을 보여준다. 따라서 실제 급전점으로부터의 전류 경로가 짧아져 안테나의 두 공진 주파수 대역이 고주파 대역으로 이동하지만, 이에 비해 커플링 주파수 대역은 보다 높은 고주파 대역으로의 이동을 하면서 결국에는 두 대역 내에서 커플링 대역이 사라지게 된다. 그림 4는 Type A와 Type B 안테나에서 갭이 3 mm로 채워진 상태에서의 측정된 반사 손실을 보여준다. 이때, 그림 2에서의 커플링 대역이 두 공진 주파수 2 GHz와 5 GHz 사이에서 제거되었음을 보여준다. 그림 5는 갭이 채워진 안테나의 측정된 x-y 평면상 방사 패턴이며, 안테나의 최대 이득은 Type A(2.56 GHz)에서 0.5 dBi이며, Type B(5.17 GHz)에서 2.5 dBi이다. 또한 두 Type 모두 전 방향(omni-directional) 방사 특성을 보여주고 있다.

### III. 매크로-마이크로 주파수 튜닝

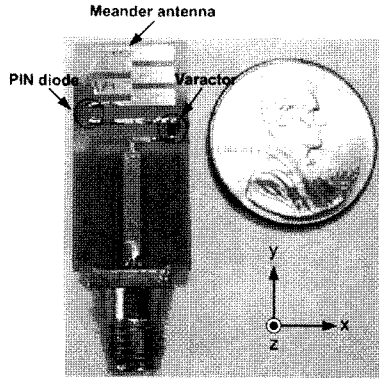
#### 3-1 재구성 안테나



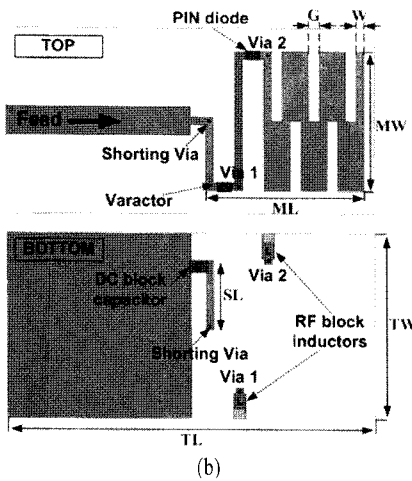
(a) Type A: 2.56 GHz에서 (b) Type B: 5.17 GHz에서의 안테나  
 (a) Type A antenna at 2.56 GHz (b) Type B antenna at 5.17 GHz

그림 5. 갭(gap)의 길이가 3 mm일 때 측정된 방사 패턴  
 Fig. 5. Measured radiation patterns of both antennas with 3 mm gap-filling.

그림 6(a)는 위(II)에서 언급된 커플링 대역이 제거된 미앤더 안테나 상에 매크로-마이크로 주파수 튜닝을 위하여 핀 다이오드와 벡터 다이오드가 삽입되어 제작된 재구성 안테나의 사진이다. 또한 미앤더 안테나의 치수와 주파수 재구성을 위한 다이오드들 그리고 다이오드들을 구동하기 위한 소자들(인덕터, 캐패시터)을 포함하는 안테나 구조(윗면, 아랫면)를 그림 6(b)에 나타내었다. 재구성 안테나는 위(II)에서 언급된 미앤더 안테나와 같은 FR-4 기판 상에 설계되었으며, 기판의 두께는 1 mm이며, 크기는  $TL=24\text{ mm} \times TW=12\text{ mm}$ 이다. 본 안테나 또는 방사체의 크기는  $ML=10\text{ mm} \times MW=8\text{ mm}$ 이고, 미앤더 폭은  $W=0.5\text{ mm}$ 이다. 미앤더 라인의 갭(G)은 0.7 mm이며, 커플링 대역을 제거하기 위해 채워진 갭의 길이(GF)는 3.5 mm이다. 또한 입력 임피던스 매칭을 위한 쇼팅 라인의 길이(Shorting Line: SL)는 4 mm이다. 제안된 안테나는 고주파(< 6 GHz) 대역에서 아이솔레이션이 높은 핀 다이오드(Microsemi's MPP4203)를 미앤더 라인상의 P지점에 직렬 연결하였다. 또한 미세 튜닝을 하기 위한 비교적 높은 Q값을 갖는 벡터 다이오드(Infineon's BBY59)를 미앤더 라인 사이에 직렬 연결하였다. 벡터 다이오드는 핀 다이오드의 상태(핀 다이오드-on/off)에 따른 두 주파수 대역(2/5 GHz)에서 모두 미세 튜닝을 하기 위해 핀 다이오드보다 급전(feed)에 더 가깝게 위치한다. 두 개의 인덕터가 핀 다이오드와 벡터의 각 전원부와



(a)



(b)

그림 6. 제안된 매크로-마이크로 주파수 튜닝 안테나 (a) 안테나의 프로토타입 사진, (b) 안테나 앞면과 뒷면

Fig. 6. Proposed macro-micro frequency tuning antenna. (a) photograph of antenna prototype, (b) topologies of top and bottom sides of the antenna.

안테나간 RF 억제(choke)를 위해 안테나의 뒷면에 있고, DC 블록을 위해 그라운드와 쇼팅 라인 사이에 한 개의 캐패시터가 안테나 뒷면에 있다. 그림 7은 매크로-마이크로 주파수 튜닝을 위한 바이어스 회로 구성이다. 두 개의 전원 공급원(DC #1과 DC #2)은 두 다이오드들로의 바이어스 전압을 조절하기 위해 사용되었다. 전원 공급 #1(DC #1)은 버렉터에 역 방향 바이어스 전압( $V_r$ )을 공급한다. 반면, 전원 공급 #2(DC #2)은 핀 다이오드에 순 방향 바이어스 전압( $V_f$ )을 공급한다. 핀 다이오드에 흐르는 순방향 바이어스는 0 V 또는 1 V로 공급되고, 버렉터 다이오드의 역방향 바이어스 전압은 0 V에서 3 V로 연속적

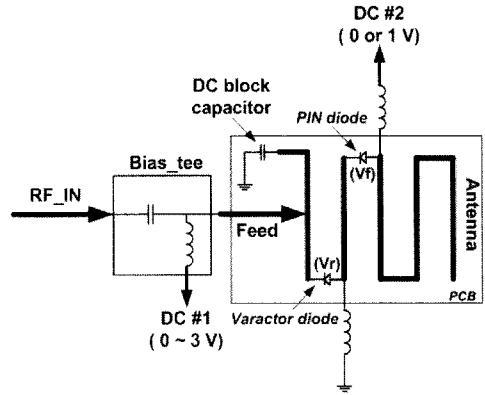


그림 7. 매크로-마이크로 주파수 튜닝을 위한 회로 구성

Fig. 7. Bias network of the antenna for macro-micro frequency tuning.

으로 공급되며, 또한 측정 시에는 바이어스 티(bias tee)를 통하여 공급된다.

### 3-2 매크로 주파수 튜닝

제안된 안테나에서 핀 다이오드는 WLAN 서비스 대역(2 GHz와 5 GHz) 사이에서 주파수 스위칭(매크로 튜닝)을 한다. 핀 다이오드가 off 상태(0 V)일 때, 안테나의 전기적인 길이는 짧아지고, 안테나는 고주파(5 GHz) 대역에서 동작하며, 핀 다이오드가 on 상태(1 V)일 때, 안테나의 전기적인 길이는 길어지며, 안테나는 낮은 주파수(2 GHz)에서 동작한다. 핀 다이오드의 고주파 등가회로는 그림 8(a)와 같다. 일반적으로 직렬 인덕턴스( $L_p$ )는 0.2 nH보다 작고 병렬 캐패시턴스( $C_p$ )는 대략 0.06 pF이다. 또한 직렬 저항은 2  $\Omega$ 보다 작으며, 또한  $C_p$ 는 I-영역의 캐패시턴스이다<sup>[16]</sup>. 본 논문에서 사용된 핀 다이오드는 이러한 직렬 저항 또는 직렬 인덕턴스 값이 작아 고주파에서 높은 아이솔레이션 특성이 요구되는 회로에 적합하다. 핀 다이오드의 가장 중요한 특징은 RF-주파수에서 거의 순수한 저항 성분으로 존재한다는 것이다. 다이오드 내 RF-저항( $R_f$ )은 다이오드를 통과하는 전류를 조정함으로써 on/off시 각 10,000  $\Omega$ 과 1  $\Omega$  정도의 저항 값을 갖는다. 이러한 직렬 저항은 핀 다이오드에 순방향 바이어스가 공급될 때, I-영역의 길이에 비례한다<sup>[17]</sup>. 그림 8(b)는 핀 다이오드 성능 측정을 위한 구성도이며, 핀 다이오드의 RF 특성에 관한

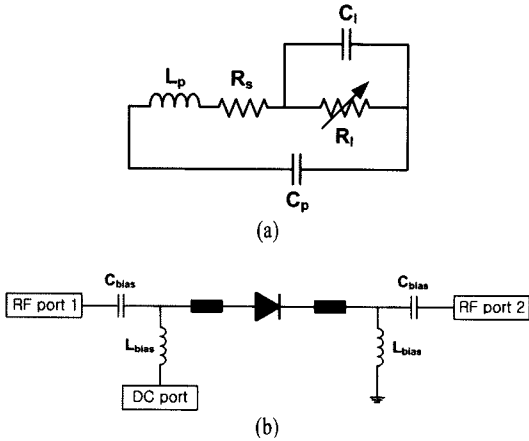
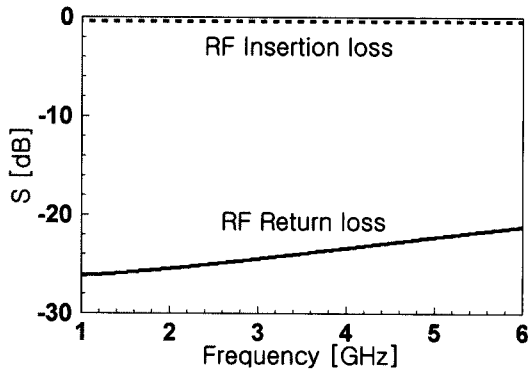
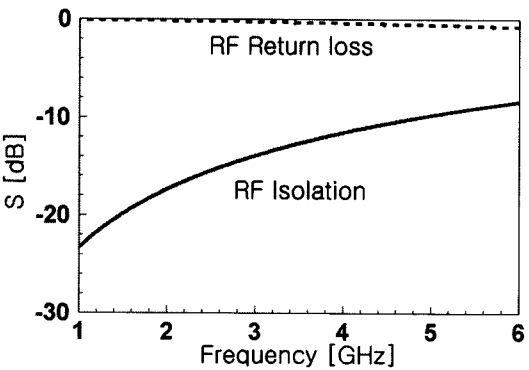


그림 8. (a) 편 다이오드의 고주파 동가회로, (b) 편 다이오드의 성능 측정  
 Fig. 8. (a) The high frequency equivalent circuit of the PIN diode, (b) schematic of the measurement set up.



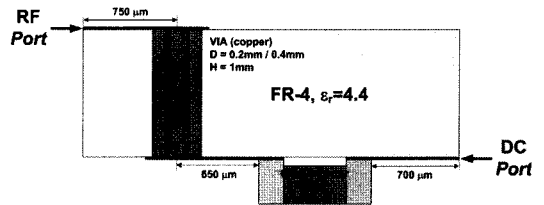
(a) On 상태  
 (a) On state



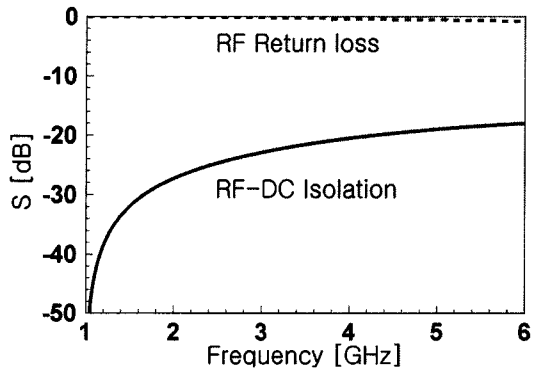
(b) Off 상태  
 (b) Off state

그림 9. 편 다이오드의 RF 특성에 대한 시뮬레이션 결과  
 Fig. 9. Simulated RF characteristics of PIN diode.

시뮬레이션 결과는 그림 9에 나타내었다. 반사 손실은 안테나의 동작 주파수(2 GHz와 5 GHz)에서 0.5 dB이며, 아이솔레이션은 2 GHz에서 18 dB, 5 GHz에서 10 dB이다. 따라서 본 안테나의 주파수 대역(6 GHz 이하)에서 사용이 가능함을 확인하였다. 그림 10에서는 DC 바이어스 회로의 RF 억제 정도를 예측하기 위한, DC 포트와 안테나 사이의 아이솔레이션(RF-DC Isolation)에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 10(a)는 DC 바이어스 회로의 측면도이며, 안테나는 RF 포트로부터 내부 반지름 0.2 mm이고, 외부 반지름 0.4 mm인 비아 홀과 연결되어 있고, RF 억제용으로 사용된 560 nH의 0603 type 칩 인덕터를 통하여 DC 포트에 연결되어 있다. 시뮬레이션된 RF와 DC 포트 사이의 아이솔레이션은 2 GHz와 5 GHz에서 각각 28 dB와 20 dB이며, 이는 DC 포트로부터의 RF 영향을 억제하기에 충분한 값이라고 판단된다. 그림 11은 RF 성능이 검증된 편 다이오드를 장착하여 측정된 즉 매크로 주파수 튜닝에 대한 안테나의 반사 손실이며 안테나의 대역폭은 편 다이오드가 on/off 상태에서 각각 2.2~2.42 GHz(대역폭 9.1 %



(a) DC 바이어스 회로의 측면도  
 (a) Cross sectional view of the DC biasing circuits



(b) RF-DC 아이솔레이션  
 (b) RF-DC isolation

그림 10. RF-DC 아이솔레이션에 대한 시뮬레이션 결과  
 Fig. 10. Simulation result of RF-DC isolation.

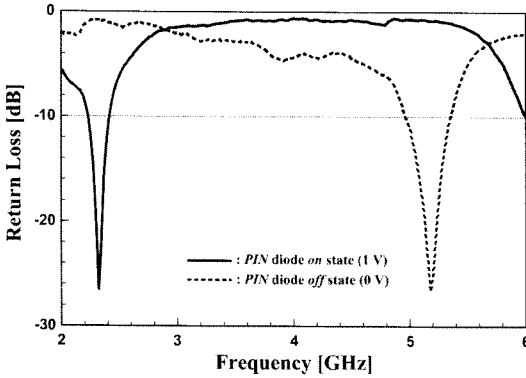


그림 11. 매크로 주파수 튜닝에 의한 반사 손실  
Fig. 11. Measured return losses of the macro frequency tuning.

@< -10 dB 반사 손실)와 4.95~5.35 GHz(대역폭 8.1% @< -10 dB 반사 손실)이다.

### 3.3 마이크로 주파수 튜닝

제안된 안테나에서 버렉터 다이오드는 WLAN 대역 내 매크로 스위칭(2 GHz/5 GHz)시 각 대역 내 마이크로 스위칭(2.3~2.5 GHz/5.15~5.325 GHz)을 위하여 사용되며, 안테나의 급전점에서 편 다이오드 보다 가까운 곳에 위치한다. 그림 12는 사용된 버렉터 다이오드(Infineon's BBY59)의 접합 캐패시턴스( $C_j$ ) 대 공급되는 역전압( $V_r$ )의 그래프이다<sup>[18]</sup>. 버렉터 다이오드는 공급 전압 변화에 대해 안테나의 동

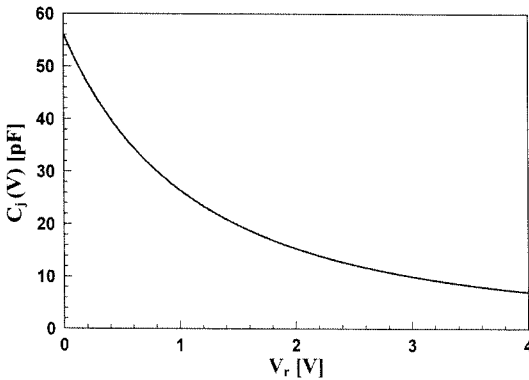


그림 12. 역전압( $V_r$ ) 증가에 따른 캐패시턴스( $C_j$ )의 변화 곡선, 버렉터 다이오드(BBY-59 series)

Fig. 12. Typical junction capacitance( $C_j$ ) of a varactor (BBY-59 series) as a function of applied reverse voltage( $V_r$ ).

작 주파수 변화를 최대화하기 위해 캐패시턴스( $C_j$ ) - 전압( $V_r$ ) 변화율이 높은(49 pF/4 V=12) 버렉터를 사용하였다. 버렉터 다이오드는 역전압( $V_r$ )이 증가할 때, 공핍층이 증가하므로 캐패시턴스 값이 감소한다. 일반적으로 안테나의 공진 주파수는 인덕턴스와 캐패시턴스의 곱의 루트값에 반비례하며, 버렉터 다이오드는 미앤더 사이에 직렬 연결되어 있으므로 안테나의 공진 주파수( $f_0$ )는 다음의 식으로 정의될 수 있다.

$$f_0 \propto \frac{1}{\sqrt{L_A(C_A + C_j(V_r))}} \quad (1)$$

위 식 (1)에서,  $L_A$ 는 안테나의 인덕턴스이며,  $C_A$ 는 안테나의 캐패시턴스이다. 미앤더 구조에서 안테나의 구조에서  $C_A$ 와  $C_j$ 는 병렬로 연결되어 있으며, 따라서 전체 캐패시턴스는  $C_A$ 와  $C_j$ 의 합으로 계산된다. 식 (1)로부터 안테나의 공진 주파수( $f_0$ )는 역전압( $V_r$ )이 증가(감소)할 때, 높은 주파수(낮은 주파수)로 이동함을 알 수 있다. 안테나 상의 버렉터 다이오드는 각각의 서비스 대역(2.3~2.5 GHz or 5.15~5.35 GHz) 사이에서 미세 주파수 튜닝(마이크로 튜닝)을 위해 사용된다. 버렉터 다이오드의 공급 전압이 0 V 이면 캐패시턴스는 최대가 되고, 이때 공진 주파수는 서비스 대역에서 가장 낮은 주파수가 되며, 버렉터 다이오드의 전압이 증가함에 따라 버렉터의 캐패시턴스는 감소하고, 안테나의 공진 주파수는 높은 주파수로 이동한다. 이때 안테나의 측정된 반사 손실을 그림 13에 나타내었다. 반사 손실은 매크로-마

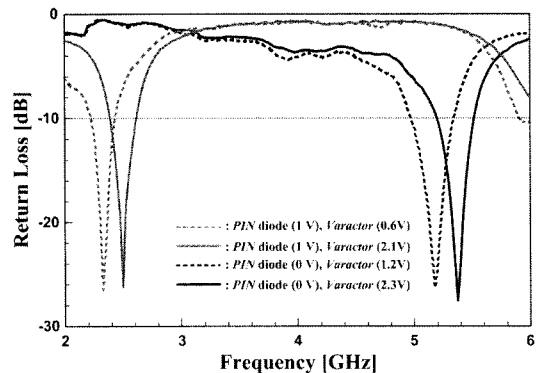


그림 13. 매크로-마이크로 주파수 튜닝에 의한 반사 손실

Fig. 13. Measured return losses of the macro-micro frequency reconfigurable antenna.

이므로 주파수 튜닝에 의한 안테나의 동작 특성을 보여준다. 그림 13에서와 같이 핀 다이오드가 on 상태(1 V)에서 버렉터 다이오드의 공급 전압( $V_b$ )이 변화(0.6 V~2.1 V)하면서 안테나의 최대 공진 주파수는 2.3 GHz에서 2.5 GHz로 가변되며, 또한 핀 다이오드가 off 상태(0 V)에서는 버렉터 다이오드의 공급 전압( $V_b$ )이 변화(1.2 V~2.3 V)하면서 안테나의 최대 공진 주파수는 5.15 GHz에서 5.35 GHz로 가변된다. 따라서 제안된 매크로-마이크로 튜닝 안테나는 와이브로(WiBro)와 WLAN의 서비스 대역 내에서 일정한 최대 공진 성능을 가질 수 있게 되어 안정적인 안테나의 동작 특성을 갖는다. 또한 서비스 대역 내에서 안테나의 대역폭은 버렉터 다이오드에 의한 마이크로 튜닝에 거의 영향을 받지 않는다.

#### IV. 안테나 이득의 비교

안테나 측면에서 버렉터 다이오드에 의한 마이크로 주파수 튜닝의 주된 목적은 원하는 서비스 대역 내에서 일정한 방사 이득 또는 방사 효율을 유지하기 위한 것이며, 이것은 안테나 성능 측면에서 매우 중요한 주제가 된다. 안테나의 매크로-마이크로 튜닝 시 두 다이오드에 공급되는 전압에 따른 안테나의 최대 이득 변화를 표 1에 정리하였다. 안테나의 핀 다이오드가 on 상태일 때 버렉터 다이오드에 공급되는 전압(0.6~2.1 V)이 변화하는 동안 안테나는 거의 일정한 이득 2.6~2.63 dBi을 갖는다. 또한, 핀

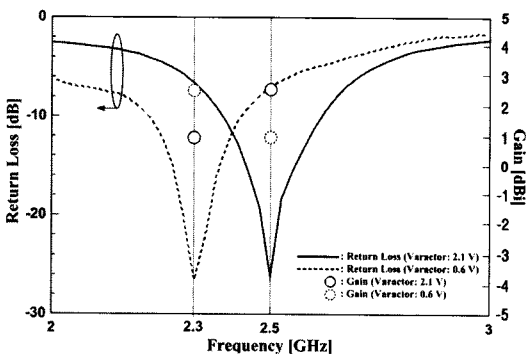


그림 14. 핀 다이오드 on 상태일 때, 마이크로 튜닝에 의한 방사 손실과 이득

Fig. 14. Measured gain and return loss comparison by varactor tuning when the PIN diode is on state.

표 1. 매크로-마이크로 주파수 튜닝에 의한 안테나 이득 비교

Table 1. Antenna gain comparison by macro-micro frequency tuning.

PIN diode (V)	Varactor (v)	Gain at resonance frequency(dBi)			
		2.3 GHz	2.5 GHz	5.15 GHz	5.35 GHz
1	2.1	0.95	2.63		
	0.6	2.60	0.96		
0	2.3			1.10	2.50
	1.2			2.10	1.40

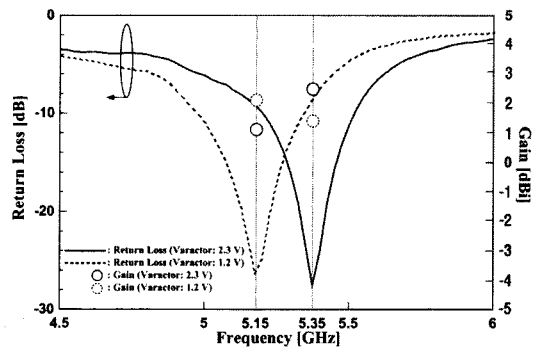


그림 15. 핀 다이오드 off 상태일 때, 마이크로 튜닝에 의한 방사 손실과 이득

Fig. 15. Measured gain and return loss comparison by the varactor tuning when the PIN diode is in off state.

다이오드가 off 상태일 때에도 버렉터 다이오드에 공급되는 전압(1.2~2.3 V)이 변화하는 동안 안테나는 거의 일정한 이득 2.1~2.5 dBi을 갖는다. 핀 다이오드가 on 또는 off 상태일 때 방사 손실에 따른 안테나 이득은 그림 14와 15에 나타내었다. 서비스 대역(2.3~2.5 GHz과 5.15~5.35 GHz)의 양 끝부분에서 x-z 평면상에 일반화된(normalized) 방사 패턴을 그림 16에 나타내었다. 각 핀 다이오드의 on/off 상태에서 마이크로 튜닝에 의한 안테나 이득의 변화를 볼 수 있으며, 방사 패턴은 모두 상용 모노폴 안테나의 전방향성 특성을 갖는다.

#### V. 결론

본 논문에서는 핀 다이오드와 버렉터 다이오드를 사용해서 매크로-마이크로 주파수 재구성 안테나를



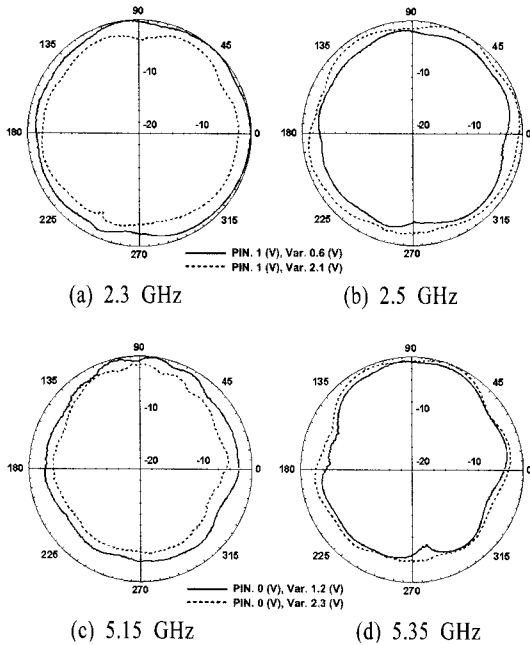


그림 16. 매크로-마이크로 주파수 튜닝에 의한 방사 패턴

Fig. 16. Measured radiation patterns by macro-micro frequency tuning.

구현하였다. 단일 안테나로 서비스 대역 간 주파수 스위칭 그리고 서비스 대역 내 미세 주파수 튜닝이 가능함을 시뮬레이션, 제작 및 측정을 통하여 확인하였다. 또한 미앤더 형태의 안테나에서 다이오드에 의한 주파수 스위칭 시 커플링 주파수 영역을 제거하는 새로운 기술을 제시하였고, 실험적으로 증명하였다. 제안된 안테나는 각각의 서비스 대역 내에서 거의 일정한 이득을 가질 수 있으므로 일반적인 단일 또는 다중 대역 안테나에서 발생되는 서비스 대역 끝부분에서의 안테나 성능 저하 문제를 해결할 수 있으며, 이와 같은 매크로-마이크로 튜닝 기술은 현재 또는 차세대 다중 대역 다중 모드(MMMB) RF 시스템에서 보다 효과적으로 사용될 수 있음을 보여준다.

### 참 고 문 헌

[1] Y. Guo, M. Y. W. Chia, and Z. N. Chen, "Miniature built-in quad-band antennas for mobile handsets", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 2, issue 1, pp. 30-32, 2003.

[2] J. Anguera, C. Puente, C. Borja, N. Delbene, and J. Soler, "Dual-frequency broad-band stacked microstrip patch antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 2, issue 1, pp. 36-39, 2003.

[3] J. Row, "Two-element dual-frequency microstrip antenna with high isolation", *IEE Electronics Lett.*, vol. 39, issue 25, pp. 1786-1787, Dec. 2003.

[4] L. Boccia, G. Amendola, and G. Di Massa, "A dual frequency microstrip patch antenna for high-precision GPS applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 3, issue 1, pp. 157-160, 2004.

[5] Y. Shin, B. Kim, W. Kwak, and S. Park, "GSM/DCS/IMT-2000 triple-band built-in antenna for wireless terminals", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 3, issue 1, pp. 104-107, 2004.

[6] Y. J. Cho, S. H. Hwang, and S. Park, "A dual-band internal antenna with a parasitic patch for mobile handsets and the consideration of the handset case and battery", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 4, pp. 429-432, 2005.

[7] P. Li, K. M. Luk, and K. L. Lau, "A dual-feed dual-band l-probe patch antenna", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 53, issue 7, pp. 2321-2323, Jul. 2005.

[8] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang, and J. T. Bernhard, "A novel radiation pattern and frequency reconfigurable single turn square spiral microstrip antenna", *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 13, issue 2, pp. 57-59, Feb. 2003.

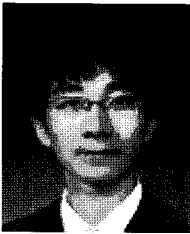
[9] C. G. Christodoulou, J. C. Lyke, "Neurocomputational analysis of a multiband reconfigurable planar antenna", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 53, issue 11, pp. 3453-3458, Nov. 2005.

[10] D. Peroulis, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, "Design of reconfigurable slot antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 53, issue 2, pp. 645-654, Feb. 2005.

[11] S. Nikolaou, R. Bairavasubramanian, C. Lugo, Jr., I. Carrasquillo, D. C. Thompson, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, "Pattern and

- frequency reconfigurable annular slot antenna using PIN diodes", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 54, issue 2, pp. 439-458, Feb. 2006.
- [12] S. V. Shynu, G. Augustin, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, "C-shaped slot loaded reconfigurable microstrip antenna", *IEE Electronic Lett.*, vol. 42, issue 6, pp. 316-318, Mar. 2006.
- [13] N. Behdad, K. Sarabandi, "Dual-band reconfigurable antenna with a very wide tunability range", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 54, issue 2, pp. 409-416, Feb. 2006.
- [14] N. Behdad, K. Sarabandi, "A varactor-tuned dual-band slot antenna", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 54, issue 2, pp. 401-408, Feb. 2006.
- [15] 정창원, 박세현, 김영일, "커플링이 제거된 다중대역 안테나", 대한민국 특허 등록번호 10-07-42343, 2007년 7월.
- [16] Microsemi MPP4201-MPP4202, MPL4700 Data sheet, Microsemi, Lowell, MA, 2000.
- [17] Applications of PIN Diodes. Application note 922, 5965-8662E, HEWLETT PACKERD.
- [18] BBY59 Series Datasheet, Infineon Technologies, Munich, Germany, 2002.

염 인 수



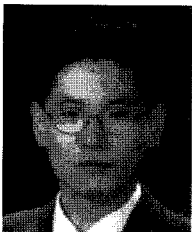
2009년 2월: 서울산업대학교 전자공학과 (공학사)  
 2009년~현재: 서울산업대학교, NID 융합기술대학원 석사과정  
 [주 관심분야] 안테나, RF, 방송통신 융합

정 영 배



2001년 2월: 한국정보통신대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2009년 8월: 한국과학기술원 정보통신공학과 (공학박사)  
 2001년 2월~현재: 한국전자통신연구원 전파기술연구부 선임연구원  
 [주 관심분야] 안테나, RF/Microwave 부품, 이동/위성통신 시스템

최 정 환



1999년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2004년 9월: 독일 뮌헨공과대학교 전자공학과 (공학박사)  
 2005년 4월~2008년 6월: 삼성종합기술원 전문연구원  
 2008년 7월~현재: 삼성전자 DMC

연구소 책임연구원  
 [주 관심분야] 초고주파 반도체, 초고주파 회로 설계

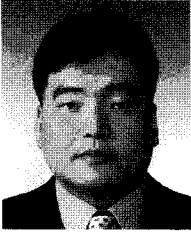
김 동 호



1999년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
 2004년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
 2004년 9월~2006년 2월: 삼성종합기술원 전문연구원  
 2006년 3월~2007년 2월: 삼성전자

통신연구소 책임연구원  
 2007년 3월~현재: 서울산업대학교 매체공학과 조교수  
 [주 관심분야] 이동통신 및 방송시스템 설계, 통신이론, MIMO, 오류정정부호

정 창 원



2001년 12월: Univ. of Southern California 전자공학과 (공학석사)

2005년 6월: Univ. of California, Irvine 전자공학과 (공학박사)

1997년 1월~2000년 6월: LG 정보통신연구원

2005년 7월~2005년 10월: Univ. of California, Irvine, Post Dr.

2005년 11월~2008년 4월: 삼성종합기술원 전문연구원

2008년 5월~현재: 서울산업대학교 NID 융합기술대학원 조교수

[주 관심분야] 안테나, RF, EMI/EMC, RF-MEMS, 센서