

이중모드 링 공진기를 이용한 Balun-BPF의 설계

Design of Balun-BPF Using Dual-mode Ring Resonator

정 을 영 · 황 희 용

Eul-Young Jung · Hee-Yong Hwang

요 약

본 논문에서는 한 파장 길이의 이중 모드 링형 공진기를 이용하여 대역 통과 여파기와 발룬의 특성을 동시에 만족하는 Balun-BPF를 제안하였다. 링 공진기의 대칭되는 위치에 각 출력단을 위치시킴으로써 불평형 위상 특성을 얻었고, 입출력단 선로간의 임피던스 차를 통해 이중 모드를 형성하였다. 제작된 Balun-BPF는 중심 주파수 2.45 GHz에서 40 MHz 대역폭과 삽입 손실 2.4 dB를 가지며, 181°~184°의 불평형 위상과 1 dB 이내의 불평형 출력차를 나타내었다. 측정된 주파수 특성 결과는 시뮬레이션 결과와 잘 일치하였다.

Abstract

In this paper, a Balun-BPF with the balun and BPF characteristics is proposed by using dual-mode ring resonator of 1λ . We obtained the property of balun with the phase imbalance by symmetrically placing each output of ring resonator. The dual mode has been made by impedance difference between input and output lines. The fabricated Balun-BPF shows bandwidth of 40 MHz and insertion loss of 2.4 dB at a center frequency of 2.45 GHz. It shows the phase imbalance of 180~184 degree and the magnitude imbalance of within 1 dB. The measured frequency responses agree well with simulated ones.

Key words : Balun, BPF(Band Pass Filter), Dual-Mode, Ring Resonator

I. 서 론

최근 무선 랜, 블루투스 등의 무선 통신 기술이 발달함에 따라 통신 모듈의 성능뿐만 아니라 소형화 및 집적화에 대한 중요성이 대두되고 있다. 현재 반도체 공정 기반의 집적 기술로 인해 능동 소자 집적 기술은 이미 보편화된 기술이 되었지만, 안테나, 여파기, 발룬, 커플러, 믹서 등의 수동 소자 집적 기술은 아직 미비한 실정으로 최근에는 수동 소자의 집적도 및 성능의 차이가 곧바로 전체 시스템의 차이를 결정짓는 중요 요소가 되었다. 최근에 수동 소자들은 LTCC 기술이나 Embedded PCB 기술을 이용하여 집적시킴으로써 전체 시스템의 소형화를 기대할 수 있지만, 이러한 기술들은 설계와 제작상의 어려

움을 갖고 있다.

이 수동 소자들 중에서 발룬은 초고주파 회로 상에서 믹서나 증폭기같이 평형 신호를 사용하는 부품과 불평형 신호를 입출력으로 하는 부품들의 상호 연결로서 특정 주파수 영역에서 두 출력단이 같은 크기와 180° 위상차를 가지며 보통 안테나나 저잡음 증폭기, 믹스 등과 연결된다^{[1]~[4]}. 그리고 초고주파 회로에서 안테나를 통해 들어온 신호는 여파기와 발룬으로 연결되어 LNA를 포함한 MIC 또는 MIC와 믹스 사이를 통과하는 것이 일반적이다. 따라서 이와 같이 흔히 직결되어 같이 쓰이는 여파기와 발룬의 합성은 전체적인 모듈의 크기의 소형화를 가져올 것이다.

이에 본 논문에서는 발룬과 여파기를 간단한 마이크로스트립 선로 구조를 사용하여 하나의 Balun-

강원대학교 IT특성화학부대학(College of Information Technology, Kangwon National University)

· 논문 번호 : 20061002-121

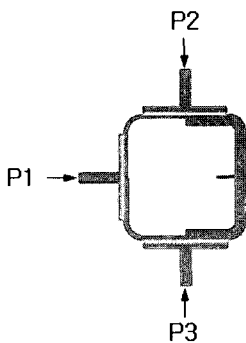
· 수정완료일자 : 2006년 11월 15일

BPF^[5]로 구현하고자 한다. 발문과 대역 통과 여파기의 특성을 동시에 충족시키기 위한 구조로서 기존의 한파장 링형 공진기^{[6]~[10]}에 출력단을 하나 더 추가함으로써 불평형 위상 특성을 만족하게 하고^[4] 입력단에서 각 출력단으로 통하는 상·하 선로 간 임피던스 차를 줌으로 인해 이중 모드를 형성하여 2단 대역 통과 특성을 나타나게 하는 구조를 제안한다.

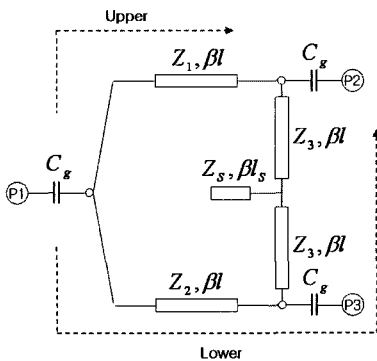
II. Balun-BPF의 설계 및 해석

2-1 제안한 Balun-BPF의 구조

본 논문에서 제안한 Balun-BPF의 구조를 그림 1에 나타내었다. 전체적인 구조는 한 파장 링 공진기를 기본형으로 하나의 새로운 출력단을 기존의 출력단과 대칭되는 위치에 하나 더 추가하므로 인해 결



(a) 평면 구조
(a) A plane figure



(b) 등가회로
(b) An equivalent circuit

그림 1. 제시한 Balun-BPF의 구조
Fig. 1. Structure of presented Balun-BPF.

과적으로 출력단 사이에는 180° 길이의 선로가 놓여 있게 됨으로서 출력단 간의 불평형 위상 특성을 만족하도록 하였다. 그리고 기존의 입출력단 사이에 있던 개방 스티브는 출력단 사이에 있는 180° 선로의 중간에 삽입하였으며, 전체 면적을 줄이기 위해 링 공진기의 안쪽 방향으로 위치시켰다. 등가 회로 그림 1(b)에서 보이는 입출력단과 링 공진기 사이의 커패시턴스 C_g 는 실제적인 구조에서는 그림 1(a)에서 보는 바와 같이 입출력단과 공진기 사이의 평형 선로 겹 커플링을 사용하여 구현하였다^{[9],[10]}.

2-2 감쇠극의 형성

각각의 임피던스와 감쇠극의 관계를 알아보기 위하여 일단 입력 P1과 출력 P2를 입출력단으로 설정하고 그림 1(b)의 등가회로에서 아래의 출력 P3는 특성임피던스 Z_0 로 대치하였다. 그리고 ABCD 파라미터와 Y 파라미터를 이용하여 입력 P1에서 출력 P2로 향하는 상·하 경로 전송 어드미턴스를 각각 구한 후 전체 어드미턴스를 구하였다^[9].

상·하 경로에 대한 각각의 ABCD 파라미터는 다음과 같다^[11].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_u = \begin{bmatrix} C & Z_1 S \\ Y_1 S & C \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_l = \begin{bmatrix} C & Z_2 S \\ Y_2 S & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_p} & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} C & Z_3 S \\ Y_3 S & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_s} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C & Z_3 S \\ Y_3 S & C \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서

$$C = \cos \beta l, \quad S = j \sin \beta l$$

$$Z_p = \frac{j}{\omega C_g} + Z_0, \quad Z_s = \frac{\tan \beta l_s}{Z_s}$$

이며, 위에서 구한 ABCD 파라미터를 정리하여 B 성분을 구하면 다음과 같다.

$$B_u = jZ_1 \sin \beta l \quad (3)$$

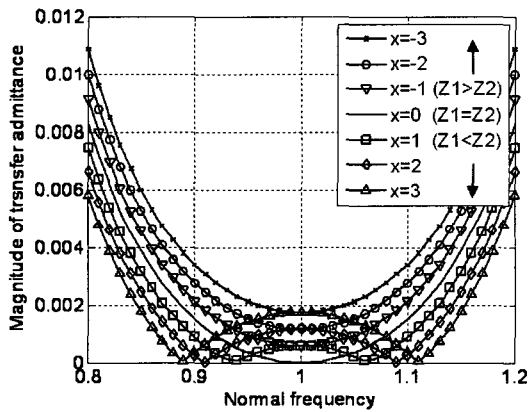
$$\begin{aligned} B_l = & j(Z_2 + 2Z_3) \sin \beta l \\ & - \frac{Z_2 Z_3}{Z_0} \sin \beta l \sin 2\beta l \\ & - \left[\frac{j}{2Z_s} (Z_2 Z_3 + Z_3^2) \right] \sin \beta l \sin 2\beta l \\ & + \left[\frac{Z_2 Z_3^2}{Z_0 Z_s} - 2j(Z_2 + Z_3) \right] \sin^3 \beta l \end{aligned} \quad (4)$$

전송 어드미턴스는 $Y_{21} = -1/B$ 이므로 위의 식 (3) 과 식 (4)를 이용하여 전체의 전송 어드미턴스를 다음과 같이 구할 수 있다.

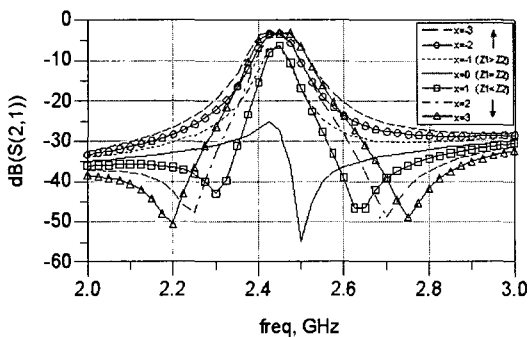
$$Y'_{21} = Y_{21} + Y'_{21} = -\frac{1}{B_u} - \frac{1}{B_l} \quad (5)$$

그림 2는 전송 어드미턴스가 $Y'_{21} = 0$ 이 되는 지점 즉, 감쇠극을 위의 식 (5)를 이용하여 그래프로 나타낸 결과이다. 여기서 그래프의 변수 x 는 $Z_1 + x$, $Z_1 + x$ 로서 각 상·하 선로 임피던스의 차이다.

그래프에서 보듯이 감쇠극은 임피던스 차 x 에 의해 결정이 되는 것을 알 수 있는데, Z_1 과 Z_2 가 같을 때는 한 개, Z_1 이 Z_2 보다 큰 경우는 감쇠극이 형성 되지 않는다. 그러나 Z_1 이 Z_2 보다 작은 경우는 중심 주파수의 양옆에 하나씩 감쇠극이 형성된다.



(a) 전송 어드미턴스
(a) Transfer admittance



(b) S(2, 1)
(b) S(2, 1)

그림 2. 감쇠극 계산 결과
Fig. 2. Calculated results of the transmission-zeros.

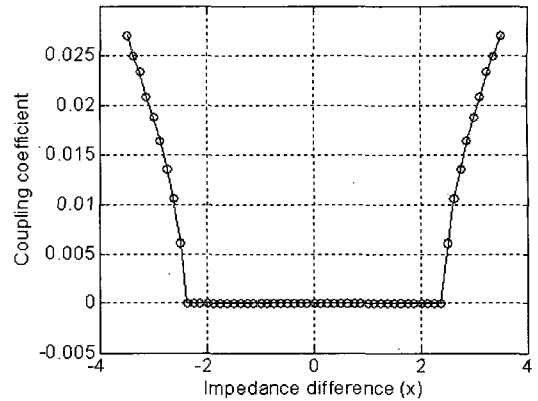


그림 3. 커플링 계수
Fig. 3. Coupling coefficient.

2-3 커플링 계수

그림 3은 상·하 선로의 임피던스 차 x 와 커플링 계수와의 관계를 나타낸 것이다. 여기서 커플링 계수는 다음 식^[9]을 이용하여 구하였다.

$$k = \frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \quad (6)$$

여기서 f_{02} 과 f_{01} 는 각각 통과 대역의 최상단 및 최하단 주파수이며, 앞서 계산한 어드미턴스 파라미터의 x 에 대한 시뮬레이션을 통해 얻어내었다.

그림 3의 결과에서 보면 감쇠극 뿐만 아니라 커플링 계수의 결정에도 임피던스 차가 큰 영향이 있음을 알 수 있으며 커플링 계수와의 관계를 살펴보면 임피던스 차 x 의 절대값이 2.4보다 작은 구간에서는 0이고 그 구간을 제외한 x 의 절대값 크기가 2.4보다 큰 구간에서는 x 의 절대값이 크면 클수록 커플링 계수의 크기도 그에 따라 비례적으로 커진다.

2-4 180° 선로 임피던스에 의한 Notch의 이동

다음으로 180° 선로의 임피던스와 180° 선로의 중간에 삽입되어 있는 스텐브 선로의 임피던스가 감쇠극의 위치에 미치는 영향을 그림 4, 5에 나타냈다.

먼저 그림 4는 180° 선로의 특성 임피던스 Z_3 를 증가시키면서 그에 따른 감쇠극의 이동을 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이 선로의 임피던스 Z_3 가 증가할수록 전체적인 감쇠극의 위치가 낮은 주파수로 이동한다. 마찬가지로 그림 5는 스텐브 선로의 임피던

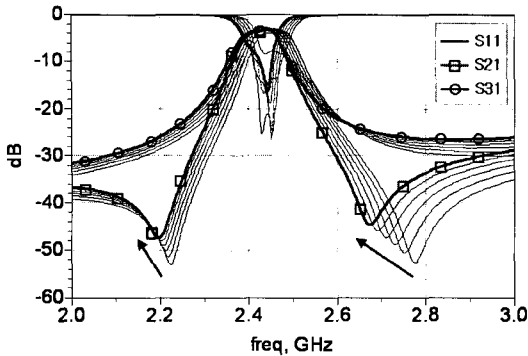


그림 4. 180° 선로의 임피던스에 따른 감쇠극의 위치 변화
Fig. 4. Change of Notch as a result of 180° line impedance.

스 Z_5 에 따른 감쇠극의 이동을 나타낸 것으로서 Z_3 의 경우와는 반대로 Z_5 는 증가할수록 전체적인 감쇠극의 위치는 높은 주파수로 이동한다.

그러나 각각의 출력단에서의 특성이 아닌 전체적인 감쇠극 특성을 살펴보면 S(2, 1) 상에서는 감쇠극이 중심주파수를 중심으로 양쪽에 명확히 나타났으나, S(3, 1) 상에서는 없음을 볼 수 있다. 이는 앞서 계산된 수식 (5)와 그림 2의 수식 해석 결과를 통해서 알 수 있는데 우선 입력 P1에서 출력 P2로 향하는 경로에서는 상·하 선로의 임피던스 Z_1 이 Z_2 보다 작아야만 감쇠극이 형성되고 다른 경우인 입력단에서 출력 P3로 향하는 경로에서는 임피던스가 반대로 Z_1 이 Z_2 보다 커야 감쇠극이 형성된다. 그러나 수치

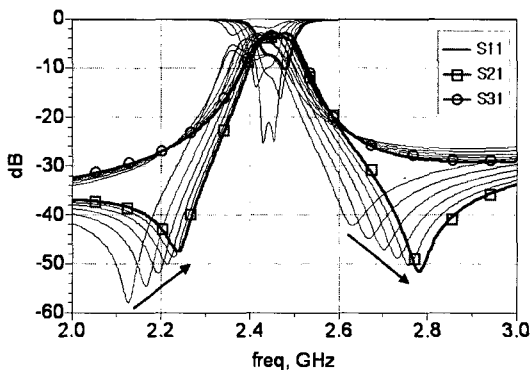


그림 5. 스텐브 선로의 임피던스에 따른 감쇠극의 위치 변화
Fig. 5. Change of Notch as a result of stub line impedance.

설정 시 출력 P2를 출력으로 설정하고 출력 P3는 특성임피던스 Z_0 로 놓고 정합 후 해석을 하게 되어 출력 P2에서 감쇠극이 생기는 수치 $Z_1 < Z_2$ 로 설정되므로 출력 P3의 측면에서 보면 감쇠극이 형성되는 경우인 $Z_1 > Z_2$ 가 아닌 반대의 경우인 $Z_1 < Z_2$ 가 되어 감쇠극이 형성이 되지 않는다.

III. 시뮬레이션 및 측정 결과

2.45 GHz를 중심 주파수로 앞서 계산된 수식과 그래프의 해석 결과에서 결정된 수치들로 시뮬레이션 및 제작을 수행하였다. 시뮬레이션 프로그램은 Agilent社의 ADS2004A를 사용하였고 측정은 Anritsu社의 VNA 37397C를 이용하여 측정하였으며 실제 제작된 Balun-BPF를 그림 6에 나타내었다. 제작은 유전율 $\epsilon_r=6.15$, 두께 0.64 mm, 유전 체손실 $\tan \delta = 0.0025$ 인 Taconic社의 RF-60A 기판을 사용하여 제작되었다.

그림 7(a)는 시뮬레이션과 제작한 Balun-BPF의 S 파라미터 측정 결과를 비교해 놓은 것이다. 측정 결과 삽입 손실은 실제 제작 측정시 기판, 커넥터 등의 손실과 대역폭의 일부 변화에 의해 시뮬레이션의 삽입손실보다 전체적으로 2~3 dB 낮은 -2~-3 dB로 나왔지만 감쇠극의 위치나 통과 대역 등의 전체적인 특성은 시뮬레이션과 동일하게 나왔다. 2.45 GHz를 중심 주파수로 약 40 MHz 대역폭의 2단 통과 대역이 나타났고 두 출력단 간의 차이도 1 dB 이내로 거의 차이가 없음을 볼 수 있다. 그리고 위상차 특성도 그

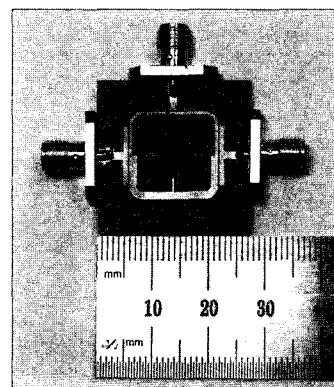
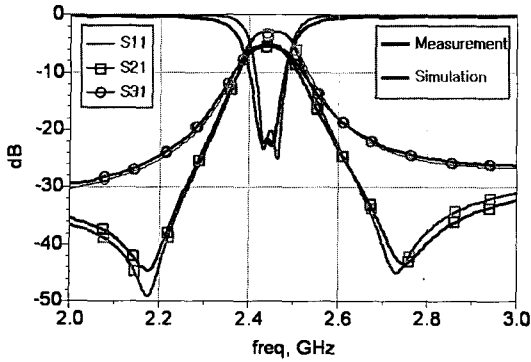
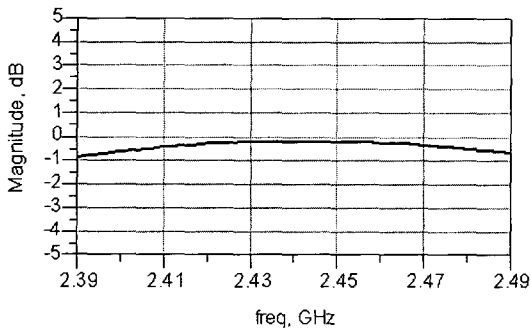


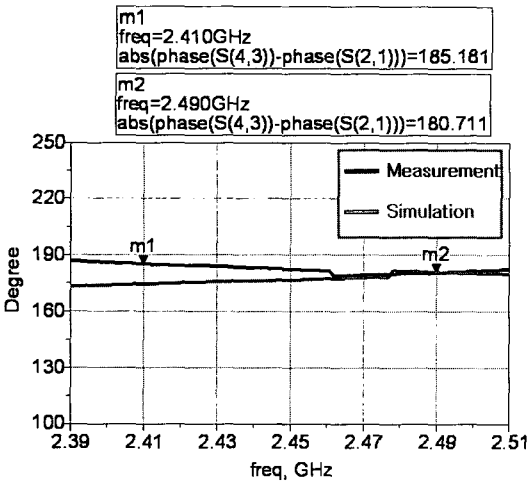
그림 6. 제작된 Balun-BPF
Fig. 6. The fabricated Balun-BPF.



(a) S 파라미터
(a) S-parameter



(b) 두 출력단의 출력차
(b) Amplitude imbalances



(c) 위상 특성
(c) Phase imbalance

그림 7. 시뮬레이션 및 측정 결과
Fig. 7. Simulation and measurement result.

림 7(c)에서 보듯이 전체적으로 181°~184°로 발룬의 위상 특성을 만족하였다.

IV. 결론

본 논문에서는 링 공진기를 이용하여 각각의 소자인 발룬과 대역 통과 여파기를 하나의 링 공진기로 구현한 Balun-BPF를 제안하였다. 제안한 Balun-BPF를 제작·측정한 결과 통과대역 내에서 2단 대역 통과 특성과 181°~184°의 불평형 위상 특성과 출력 간 1 dB 이내의 전력 분배차 특성을 동시에 만족하였다. 제안한 Balun-BPF는 발룬과 대역 통과 여파기의 특성을 동시에 구현하므로 적은 용량과 작은 면적을 필요로 하는 초고주파 및 밀리터파 분야에 다양하게 응용할 수 있을 것으로 기대한다.

감사의 글

연구 관련 장비 및 시설을 지원해 주신 강원대학교 정보통신연구소와 EFRG에 감사드립니다.

참고 문헌

- [1] N. Marchand, "Transmission line conversion transformers", *Electronics*, vol. 17, pp. 142-145, Dec. 1944.
- [2] 이병화, 박동석, 박상수, "새로운 3-라인 발룬 설계", *한국전자과학회논문지*, 14(7), pp. 750-754, 2003년 7월.
- [3] 이종환, 염경환, "결합선로를 이용한 평판 구조의 Marchand 발룬의 합성", *한국전자과학회논문지*, 16(2), pp. 161-166, 2005년 2월.
- [4] Dae-won Lew, Jun-Seok Park, Dal Ahn, Nam-Kee Kang, Chan Sei Yoo, and Jae-Bong Lim, "A design of the ceramic chip balun using the multilayer configuration", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 1, pp. 220-224, Jan. 2001.
- [5] 정을영, 황희용, "이중모드 링 공진기를 이용한 Balun-BPF의 설계", *한국전자과학회 종합학술발표대회 논문집*, 16(1), pp. 89-93, 2006년 11월.
- [6] Michiaki Matsuo, Hiroyuki Yabuki, and Mitsuo Makimoto, "Dual-mode stepped-impedance ring resonator for bandpass filter applications", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 7, pp. 1235-1240, Jul. 2001.

[7] Hee-Ran Ahn, Noh-Hoon Myung, "Ring filters and small-sized wideband ring filters", *Journal of The Korea Electromagnetic Engineering Society*, vol. 3, no. 2, pp. 104-110, Nov. 2003.

[8] 김동일, 김보영, 이서, "링 공진기를 사용한 대역통과 필터의 설계에 관한 연구", *한국전자과학회논문지*, 15(6), pp. 533-539, 2004년 6월.

[9] Lung-Hwa Hsieh, "Dual-mode quasi-elliptic-function bandpass filters using ring resonators with enhanced-coupling tuning stubs", *IEEE Trans. Mi-*

crowave Theory and Techniques, vol. 50, no. 5, pp. 1340-1345, May 2002.

[10] Adnan Görür, "Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications", *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 671-677, Feb. 2004.

[11] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1998.

정 을 영



2005년 2월: 강원대학교 전기전자
정보통신공학부 (공학사)
2005년 3월~현재: 강원대학교 전
기전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 수동 소자
및 시스템 설계

황 희 용



1992년 2월: 서울대학교 전자공학
과 (공학사)
1995년 2월: 서강대학교 전자공학
과 (공학석사)
2000년 2월: 서강대학교 전자공학
과 (공학박사)
2001년 3월~2002년 4월: University
of Maryland Research Scholar
2002년 5월~2003년 4월: (주)아모텍 연구소장
2003년 2월~현재: 강원대학교 IT특성화학부대학 전기전
자공학전공 조교수
[주 관심분야] RF, Microwave, Millimeter wave 분야의 부
품 및 시스템