

개방 스텐브를 갖는 평행 결합 선로의 해석과 브랜치 라인 하이브리드에의 응용

The Analysis of the Parallel Coupled Line with an Open Stub and Its Branch-Line Hybrid Application

이 원 균 · 황 희 용

Won-Kyun Lee · Hee-Yong Hwang

요 약

본 논문에서는 개방 스텐브를 갖는 평행 결합 선로의 해석과 이를 이용하여 고조파 저지 특성을 갖는 소형화된 새로운 브랜치 라인 하이브리드를 제안한다. 먼저, 개방 스텐브를 포함한 평행 결합 선로 전체의 Z-파라미터를 유도하였으며, 이는 넓은 저지 대역을 갖는 단위 저역 통과 여파기(LUC)의 특성을 갖는다. 이를 브랜치 라인 하이브리드의 설계에 적용하여, 중심 주파수 1.8 GHz 근처에서는 기존 브랜치 라인 하이브리드와 동일한 특성을 가지지만 크기는 약 1/2로 줄이고, 5차배 고조파를 포함한 12 GHz까지 스퓨리어스 성분을 -20 dB 이하로 저지하는 새로운 브랜치 라인 하이브리드를 설계하였다.

Abstract

In this paper, the exact analysis of the parallel coupled line with open stub and an application to branch-line hybrid are presented. The Z-parameter of the parallel coupled line with an open stub is derived. The structure shows the characteristics as a lowpass filter unit cell(LUC) with wide stop band. Using the characteristics we designed a miniaturized branch-line hybrid with wide harmonic-suppressed band. The size of the new branch-line hybrid is a half of the conventional branch-line hybrid. The frequency response is the same with that of the conventional one near 1.7 GHz center frequency. Including the fifth harmonics, up to 12 GHz spurious responses are suppressed below to -20 dB.

Key words : Lowpass Filter Unit Cell(LUC), Parallel Coupled Line, Branch-Line Hybrid, Size Reduction, Harmonic Suppression

I. 서 론

마이크로스트립 라인을 이용한 방향성 결합기는 위상 천이기, 평형 혼합기 및 전력 분배기 등 초고주파 회로에서 광범위하게 사용되고 있다. 마이크로스트립 라인을 이용한 방향성 결합기의 대표적인 예는 1/4 파장 평행선형 결합기, 1/4 파장 브랜치 라인 하이브리드 및 링 하이브리드 등이 있다.^[1] 그중에서도 1/4 파장 브랜치 라인 하이브리드의 경우, 직접

커플링을 이용한 대표적인 방향성 결합기로서 매우 광범위하게 응용되어지고 있다. 하지만 브랜치 라인 하이브리드의 경우, 1/4 파장의 선로를 가지고 있어서, 파장에 비례하여 그 크기가 증가하는 단점이 있다. 또한, 홀수 차배 주파수에서 나타나는 고조파로 인하여 원치 않는 신호가 통과할 수 있는 단점이 있다. 이러한 고조파는 시스템의 성능을 떨어뜨리는 원인이 되며, 시스템 설계에 많은 부담으로 작용하게 된다^{[2]~[7]}. 이러한 고조파를 제거하기 위한 가장

강원대학교 전기전자공학과(Dept. of Electronical & Electronics Engineering, Kangwon National University)

· 논문 번호 : 20071127-134

· 수정완료일자 : 2008년 1월 11일

손쉬운 방법은 필터를 사용하는 것이지만 이럴 경우 시스템의 크기와 손실, 비용 증가 등을 감수해야 하는 단점이 있다.

최근 개방 스테르브를 갖는 평행 결합 선로 형태의 단위 저역 통과 여파기(LUC: Lowpass-filter Unit Cell) 구조가 링 하이브리드 등에 적용되어 부품의 크기의 감소뿐만 아니라 불요 고조파 신호 제거에 우수한 특성을 보여주고 있다^{[5]~[8]}. 하지만 이 구조에 대해서는 아직 그 근사식만이 발표^[8]되어 있어서, 설계자가 원하는 저역 통과 여파기의 특성을 얻기 위해서는 많은 반복 설계를 필요로 하는 단점이 있다.

본 논문에서는 이와 같이 개방 스테르브를 갖는 평행 결합 선로 형태의 LUC 구조의 정확한 해석식을 유도하고, 이를 브랜치 라인 하이브리드의 소형화 및 고조파 제거를 위한 설계에 적용한 예를 보인다.

II. 본 론

2-1 LUC의 정확한 해석

개방 스테르브를 갖는 평행 결합 선로의 구조는 그림 1과 같다^{[2],[5],[8]}. 그림 2는 평행 결합 선로의 구조이며, 그림 2의 평행 결합 선로의 Z 파라미터는 식 (1)과 같이 표현할 수 있다^{[1],[9]}. 여기서, Z_{0e} 는 평행 결합 선로의 우수 모드 임피던스, Z_{0o} 는 기수 모드 임피던스, θ 는 평행 결합 선로의 각주파수이다.

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = \frac{-j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\cot\theta \quad (1-1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = \frac{-j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o})\cot\theta \quad (1-2)$$

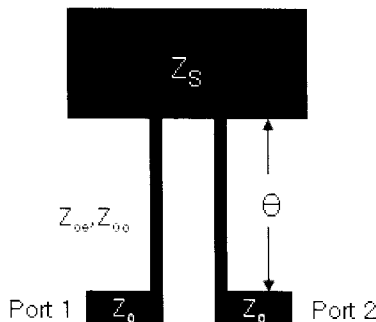


그림 1. 개방 스테르브를 갖는 평행 결합 선로의 구조^[8]

Fig. 1. Parallel coupled line with an open stub^[8].

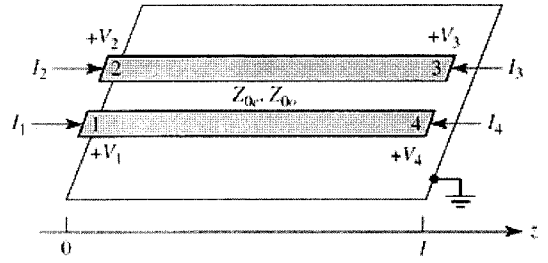


그림 2. 평행 결합 선로의 구조

Fig. 2. Structure of parallel coupled line.

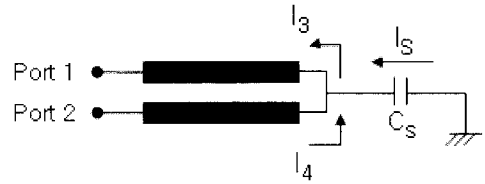


그림 3. 참고문헌 [8]에 대한 등가 구조

Fig. 3. Equivalent circuit of reference [8].

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = \frac{-j}{2}(Z_{0e} - Z_{0o})\csc\theta \quad (1-3)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = \frac{-j}{2}(Z_{0e} + Z_{0o})\csc\theta \quad (1-4)$$

또한, 개방 스테르브를 갖는 평행 결합 선로 구조에 대한 등가 구조는 그림 3처럼 개방 스테르브의 등가 회로를 C_S 로 나타낼 수 있다. 여기에, 키르히호프의 전압, 전류 법칙을 적용하여, $V_3 = V_4 = V_S = I_S(1/j\omega C_S)$ 와 $I_3 = -(I_4 + I_S)$ 의 두 방정식을 이끌어낼 수 있으며, 이를 식 (1-1)~(1-4)에 대입하여 풀면, 그림 3의 두 개의 포트에 대해서, 식 (2)와 같은 임피던스 행렬을 구할 수가 있다.

$$Z_{11}^* = Z_{22}^* = \frac{-j}{2}(Z_{0e}\cot\theta - Z_{0o}\tan\theta + A) \quad (2-1)$$

$$Z_{12}^* = Z_{21}^* = \frac{-j}{2}(Z_{0e}\cot\theta + Z_{0o}\tan\theta + A) \quad (2-2)$$

$$\text{단, } A = -\frac{(Z_{0e}\csc\theta)^2}{\frac{2}{\omega C_S} + Z_{0e}\cot\theta}$$

이제 식 (2)의 정확성을 확인하기 위하여 그림 3의 구조에 대해서, 표 1과 같은 임의의 회로 파라미터 값들을 식 (2) 및 고주파 회로 시뮬레이터인 ADS-TM에 적용하여 그림 4와 같은 결과를 얻었다. 식 (2)

에 의한 임피던스 그래프와 시뮬레이션 결과는 정확히 일치한다. 여기서 이상적인 경우, Z_{11} 과 Z_{12} 의 실수부 값은 모든 주파수에서 0이 된다.

이제, 위의 그림 1과 같은 개방 스테르브를 갖는 평행 결합 선로에 대해 그림 5(a)와 같은 T형 등가 회로를 고려한다. 그림 5(a)의 임피던스 행렬은 식 (3)과 같이 쉽게 유도된다. 여기서, L, C 값은 설계하고자 하는 LPF의 ripple과 차단 주파수 f_c 가 주어지면 표준적인 LPF 설계법^[9]에서 얻어질 수 있다.

$$Z_{11}^{LPF} = Z_{22}^{LPF} = \frac{1 - \omega^2 LC}{2j\omega L - j\omega^3 L^2 C} \quad (3-1)$$

$$Z_{12}^{LPF} = Z_{21}^{LPF} = \frac{1}{j\omega C} \quad (3-2)$$

표 1. 임의의 파라미터
Table 1. Arbitrary Parameter.

변수	C_S (pF)	$Z_{0e}(\Omega)$	$Z_{0o}(\Omega)$	θ (deg.)
값	0.9174	150.9560	72.3521	23.4949
at 2.45 GHz				

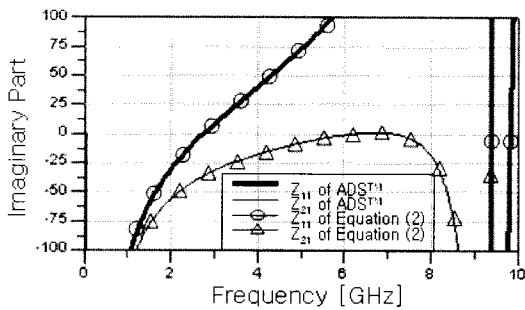


그림 4. 표 2의 파라미터를 이용한 임피던스 회로 시뮬레이션과 식 (2)의 그래프

Fig. 4. Z parameter simulation of circuit simulation and graph of equation (2).

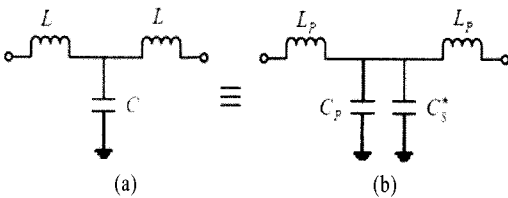


그림 5. 그림 1에 대한 (a) T형 등가 회로, (b) 세부 등가 회로

Fig. 5. (a) T-type equivalent circuit, (b) Equivalent circuit detail of Fig. 1.

또한, 그림 1의 등가 회로에 대한 그림 5(b)와 같은 등가 회로를 고려하면, 식 (4)^{[2],[5]~[8]}와 같이 나타낼 수 있으며, 여기서 L_p, C_p 는 평행 결합 선로에 대한 등가 회로 값들이고, $\beta l, Z_I$ 는 각각 평행 결합 선로에 대한 등가 전송 선로의 전기적 길이 및 이미지 임피던스이다. 또한, C_s^* 는 $C - C_p$ 와 같다.

$$C_p = \frac{Y_I \sin(\beta l)}{\omega} \quad (4-1)$$

$$L_p = \frac{Z_I \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right)}{\omega} \quad (4-2)$$

$$Z_I = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}} \quad (4-3)$$

$$\cos(\beta l) = \frac{\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} - \tan^2(\theta)}{\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} + \tan^2(\theta)} \quad (4-4)$$

식 (2)와 (3)을 같다고 놓으면 식 (5)와 같이 그림 5(a)의 LPF 설계를 위해 필요한 C_S 값이 구해진다. 또한, 이 C_S 값은 개방 스테르브 Z_S 의 필요한 등가 회로 값이며, 이를 개방 스테르브와 등가 캐패시턴스의 일반적인 관계식인 (6)에 의하여 개방 스테르브로 변환할 수 있다. θ_S 는 개방 스테르브의 전기적 길이이다.

$$C_S = \frac{2(D \cos \theta - 2 \sin \theta + E \sin \theta \tan \theta)}{\omega Z_{0e}(D \sin \theta - E \sin \theta + 2 \cos \theta)} \quad (5)$$

여기서, $D = \omega C Z_{0e}, E = \omega C Z_{0o}$

$$C_S = \frac{Y_S \cdot \tan(\theta_S)}{\omega} \quad (6)$$

위와 같이 정확한 등가 회로가 유도되면, 참고문헌 [5], [6]에서와 같은 방법으로, 개방 선로를 갖는 평행 결합 선로에 양단에 전기적 길이 θ_1 과 θ_2 의 전송 선로를 연결하여 중심 주파수 f_0 에서 등가 전기적 길이와 특성 임피던스가 전체적으로 각각 $\lambda/4, Z_0$ 인 LUC를 쉽게 형성할 수 있고, 이 $\lambda/4$ -LUC의 특성은 원하는 차단 주파수 f_c 를 가지는 LPF가 되도록 설계를 할 수 있다.

2-2 개선된 브랜치 라인 하이브리드의 설계

일반적인 브랜치 라인 하이브리드의 구조는 그림 6과 같이 나타낼 수 있다.

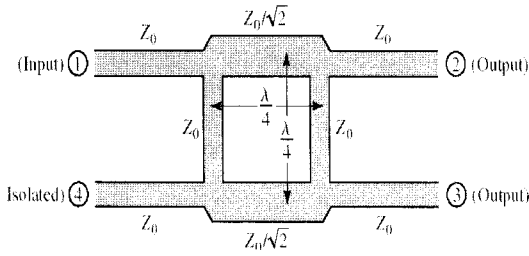


그림 6. 일반적인 브랜치 라인 하이브리드
Fig. 6. Conventional branch-line hybrid.

표 2. 브랜치 라인 하이브리드의 물리적 길이(회로 시뮬레이션)

Table 2. Physical parameters of proposed branch-line hybrid(Circuit simulation).

선로(mm)	결합 선로(mm)	개방 스티브(mm)
50 Ω line Width: 1.45 Length: 3.45 7.33	50 Ω line Width: 0.20 Space: 0.40 Length: 5.30	50 Ω line Width: 3.10 Length: 3.50
35.36 Ω line Width: 2.52 Length: 3.32 7.13	35.36 Ω line Width: 0.50 Space: 0.20 Length: 5.40	35.36 Ω line Width: 4.30 Length: 3.60
기판 제원 : $\epsilon_r=4.4, h=0.762$ mm, $t=35$ μ m		

브랜치 라인 하이브리드의 일반적인 특성은 홀수 차배 주파수에서 통과 대역이 규칙적으로 반복한다. 이러한 고조파 성분의 제거는 그림 8과 같이 브랜치 라인 하이브리드 4개의 각 전송 선로에 알맞은 특성 임피던스를 갖는 $\lambda/4$ -LUC 구조를 적용하여 각 전송 선로들이 저역 통과와 특성을 지니게 함으로써 해결할 수 있다. 또한, 이러한 구조는 접힌 구조를 가지므로 일반적인 브랜치 라인 하이브리드에 비하여 작은 크기를 가진다.

이와 같은 과정에 의해서 FR-4 기판($\epsilon_r=4.4, h=0.762$ mm) 상에 각 브랜치의 차단 주파수 $f_c=3.5$ GHz 근처에서 서로 조금씩 다른 LUC들을 이용하여 설계된 브랜치 라인 하이브리드의 회로 파라미터는 표 2와 같다. 여기서 기판의 손실은 포함되지 않았으며, 중심 주파수와 고조파 대역에서 보다 우수한 특성을 위해 회로 시뮬레이터 상에서 간단히 최적화 과정을 수행하였다.

설계된 브랜치 라인 하이브리드의 최종 회로 시뮬

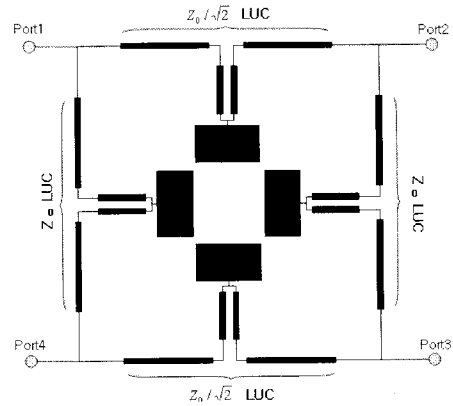


그림 7. 제안한 브랜치 라인 하이브리드의 구조
Fig. 7. Structure of proposed branch-line hybrid.

레이션 결과(ADSTM)는 그림 8에서 나타난 것과 같이, 중심 주파수 $f_0=1.7$ GHz, 대역폭 내에서는 3 dB 전력 분배를 만족하며, 12 GHz까지 -20 dB 이하로 고조파가 저지된다.

그림 9는 제안한 브랜치 라인 하이브리드의 측정 결과를 보여준다. Anritsu社의 VNA 37397C를 사용하여 측정하였다. 중심 주파수 1.8 GHz로 0.1 GHz 상승하였다. 이는 시뮬레이션에서 기판의 손실을 포함하지 않음으로써 나타난 결과이다. S_{21}, S_{31} 값은 (SMA 커넥터를 포함하여) 각각 -3.258 dB, -3.813 dB, $3f_0, 5f_0$ 를 포함한 12 GHz까지 고조파 성분이 -20 dB 이하로 제거되는 특성을 나타낸다. 대역폭 내에서 출력 포트의 위상차는 $90\pm 4(^{\circ})$ 로 측정되었다. 또한, 기존 브랜치 라인 하이브리드의 대역폭(11.11%)과 비교하여 같은 결과를 나타낸다.

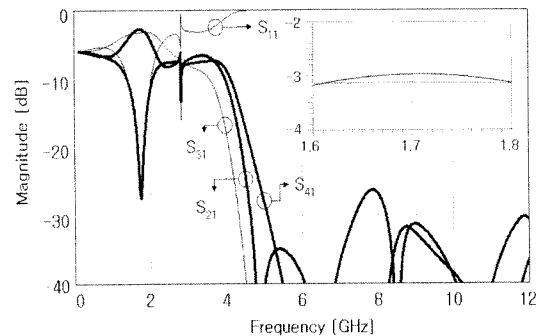


그림 8. 제안한 브랜치 라인 하이브리드의 주파수 특성-회로 시뮬레이션

Fig. 8. Frequency response of the proposed branch-line hybrid.-Circuit simulation.

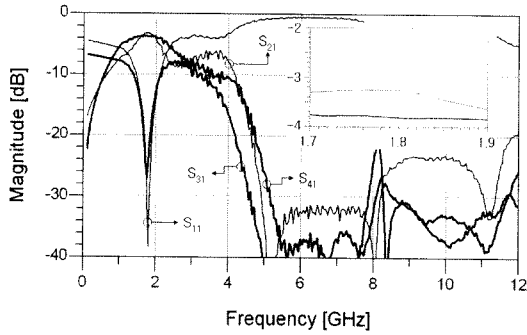


그림 9. 제안한 브랜치 라인 하이브리드의 측정 결과
Fig. 9. Measured result of the proposed branch-line hybrid.

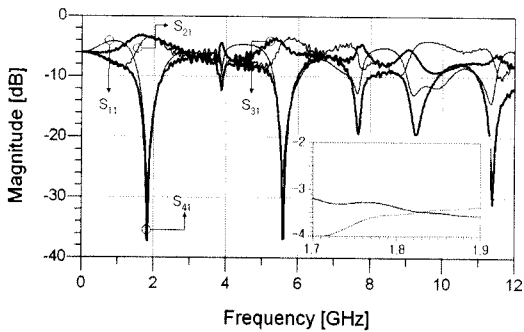


그림 10. 일반적인 브랜치 라인 하이브리드의 측정 결과
Fig. 10. Frequency response of the conventional branch line hybrid.

제작한 브랜치 라인 하이브리드의 실물 사진은 그림 11에 나타내었다. 일반적인 브랜치 라인 하이브리드와 비교하여 약 1/2만큼 그 크기가 감소되었다.

또한, 개방 스테브와 평행 결합 선로간의 연결 위치에 의한 전체적인 특성의 변화는 HFSS로 비교 시물레이션한 결과 무시할 정도로 작기 때문에, 안쪽으로 접혀 있는 LUC의 스테브간의 커플링을 작게 하기 위하여 그림 11에서 개방 스테브와 평행 결합 선로의 연결 부분을 그림 7에서 표현한 것과는 다르게 한쪽으로 치우쳐 설계를 하였다.

III. 결 론

본 논문에서는 개방 스테브를 갖는 평행 결합 선로의 정확한 등가 회로를 제시하고, 이를 $\lambda/4$ -LUC로 만들어 브랜치 라인 하이브리드에 적용하였다.

제안한 브랜치 라인 하이브리드는 전력 분배 배

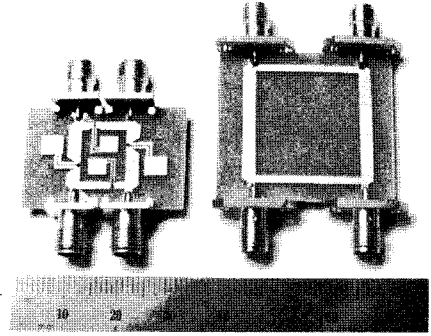


그림 11. 제안한 브랜치 라인 하이브리드의 제작 및 크기 비교

Fig. 11. A comparison the proposed branch-line hybrid to the conventional branch-line hybrid.

역에서는 기존의 브랜치 라인 하이브리드와 동일한 특성을 지니고, 1/2 정도의 크기를 갖고 5체배 고조파를 포함한 12 GHz까지 -20 dB 이하로 고조파를 저지하는 특성을 보였다. 또한, 브랜치 라인 하이브리드뿐만 아니라 윌킨슨 전력 분배기, 마이크로스트립 라인을 이용한 발룬 등에 적용하여 동일한 특성을 얻을 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Edition, John Wiley & Sons, Inc., pp. 416-420, 2005.
- [2] 이원균, 강성준, 황희용, "고조파 저지 특성을 갖는 소형화된 브랜치 라인 하이브리드", 한국전자과학회 종합학술발표회 논문집, 16(1), pp. 431-434, 2006년 11월.
- [3] 이진국, 김수태, 임종식, 정용채, "고조파 차단 특성을 가지는 정합용 튜너와 바이어스 선로를 이용한 증폭기 설계", 한국전자과학회논문지, 16(12), pp. 1186-1193, 2005년 12월.
- [4] 이수열, 강정훈, 박규호, 안달, "저역 통과 여파기 감쇠를 갖는 90° 하이브리드 특성에 관한 연구", 한국전자과학회논문지, 15(2), pp. 178-182, 2004년 2월.
- [5] Hong-Seop Lee, Kyoung Choi, and Hee-Yong Hwang, "A harmonic and size reduced ring hybrid using couple lines", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 4, pp. 259-261,

Apr. 2007.

- [6] 이홍섭, 황희용, "헤어핀 형태의 결합 선로를 이용한 소형화된 링 하이브리드의 설계", 한국전자과학기술논문지, 18(5), pp. 547-552, 2007년 5월.
- [7] Hong-Seop Lee, Hee-Yong Hwang, "A harmonic size reduced ring hybrid using hairpin-type LUCs", *Microwave Journal* 등재예정.
- [8] Rui Li, Dong Il Kim, "A new compact low-pass filter with broad stopband and sharp skirt characteristics", *IEEE AMPC 2005 Proceeding*, vol. 3, no. 1, pp. 607-611.
- [9] George L. Matthaei, Leo young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Inc.

이 원 균



2007년 8월: 강원대학교 전기전자
정보통신공학부 (공학사)
2007년 8월~현재: 강원대학교 전
기전자공학과 석사과정
[주 관심분야] RF, Microwave, Mi-
llimeter Wave 분야의 부품 및 시
스템

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
자공학 부교수
[주 관심분야] RF, Microwave, Millimeter Wave 분야의 부
품 및 시스템
*책임저자