

임의의 분배비를 갖는 새로운 이중 대역 가지 선로 결합기

A New Dual Band Branch Line Hybrid Coupler with Arbitrary Power Division Ratio

김귀수 · 권철현 · Baatarkhuu Dorjsuren · 임종식 · 안 달

Kwisoo Kim · Chilhyeon Gwon · Baatarkhuu Dorjsuren · Jongsik Lim · Dal Ahn

요 약

본 논문에서는 두 개의 대역에서 서로 다른 임의의 분배비를 갖는 이중 대역 가지 선로 결합기를 제안한다. 가지 선로 결합기의 선로들을 π -형 등가회로로 변환할 때 이 등가회로가 임의의 두 주파수에서 서로 다른 임피던스 특성을 갖고 두 주파수에 대하여 선로의 전기적 길이는 중심 주파수의 $\lambda/4$ 가 되도록 설계한다. 제안된 설계법의 타당성을 입증하기 위해서 0.9 GHz와 2 GHz에서 서로 다른 분배비를 갖는 결합기를 설계하였다. 분배비가 두 주파수에서 각각 1:1과 1:3이 되는 결합기를 설계, 제작 및 측정하였다. 측정 결과, 중심 주파수에서 삽입 손실은 0.33 dB 이내의 오차 범위를 보였고, 반사 손실과 격리 특성은 -18.07 dB 이상으로 매우 우수한 특성을 보였다.

Abstract

This paper presents the design of a dual band branch line hybrid coupler(BLHC) with different power division ratios at two bands. In the proposed design, transmission lines of the BLHC are transformed to π -type equivalent circuits which represent different impedances and $\lambda/4$ electrical length at two frequency bands. In order to verify the proposed method, a dual band coupler with different power division ratios is designed for 0.9 GHz and 2 GHz applications. The desired power division ratios are 1:1 and 1:3 at the two operating frequency bands. The measured results show excellent performance with an insertion loss of less than 0.33 dB, a return loss of less than -18.07 dB, and good isolation characteristics.

Key words : Dual Band Coupler, Branch Line Hybrid Coupler, Unequal Power Divider

I. 서 론

최근 모바일 정보통신 기기는 다중 대역 그리고 다기능 목적으로 사용되고 있다. 모바일 정보통신 기기의 대명사로 불리는 휴대전화는 더 이상 상대방과 음성만을 사용하는 상호 의사 소통 수단인 단순한 전화기를 탈피하여 상대방의 얼굴을 보며 화상 통화를 하고 인터넷과 TV 시청을 언제 어디서나 할 수 있는 다목적 디지털 기기로 진화되고 있다. 이처

럼 하나의 통신 기기를 통하여 다양한 서비스를 사용하기 위해서는 각각의 주파수에 맞추어 설계된 여러 개의 회로 소자들이 필요하다. 하지만 여러 개의 회로 소자를 사용하는 것은 통신기기의 제조 단가를 상승시키고 무게가 증가하는 등 이동성 기기의 치명적인 약점으로 작용하기 때문에 바람직한 방법이 아니다.

최근까지 하나의 회로로 서로 다른 주파수 대역의 서비스를 이용하기 위하여 다중 대역에서 동작하는 회로 구조에 대한 연구의 결과로 다수의 논문이 발

순천향대학교 전기통신공학과(Department of Electrical and Communication Engineering, Soonchunhyang University)

· 논문 번호 : 20090209-018

· 수정완료일자 : 2009년 4월 14일

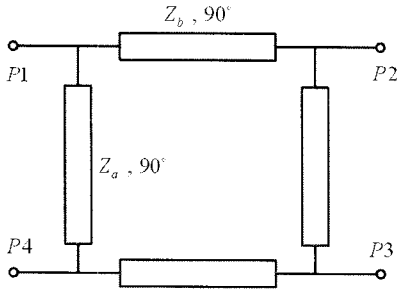


그림 1. 가지 선로 결합기의 기본 구조도
Fig. 1. A schematic of a branch-line hybrid coupler.

표되었다^{[1]~[9]}. 다중 대역 회로들은 대표적으로 다중 대역 여파기와 다중 대역 분배기/결합기로 나눌 수 있다. 그중 분배기/결합기에 대한 논문들은 임의의 두 주파수 대역에서 동일한 분배비에 대한 설계방법을 소개한 것이 대부분이다^{[5]~[9]}. 그에 반하여 본 논문에서는 임의의 두 주파수 대역에서 임의의 서로 다른 분배비를 갖는 단일 소자 가지 선로 결합기를 제안하고자 한다.

가지 선로 결합기는 하나의 입력 단자, 두 개의 출력 단자, 그리고 하나의 격리 단자로 구성되어 있는 4단자 회로로서 RF 및 microwave 분야에서 주로 사용되는 소자이다^{[10]~[13]}. 그림 1은 가지 선로 결합기의 기본 구조도를 보여주고 있다. 가지 선로 결합기는 일반적으로 Z_a 의 임피던스를 갖는 세로 선로와 Z_b 의 임피던스를 갖는 가로 선로로 구성된다. 모든 선로의 전기적 길이는 설계 주파수에 대하여 $\lambda/4$ 가 된다. 결합기의 세로/가로 선로의 임피던스는 두 출력 단자 사이의 결합 비에 따라 결정되며, 다수의 참고 서적과 논문을 통하여 확인할 수 있다^{[10]~[13]}.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 설계 방법에 대하여 설명을 하였고, 그와 관련된 모든 관계 수식들이 유도되었다. 3장에서는 제안된 설계 방법을 사용하여 0.9 GHz와 2 GHz에서 각각 1:1과 1:3의 분배비를 갖는 이중 대역 결합기를 설계 및 제작하였다. 그리고 마지막 4장에서는 본 논문의 결론을 맺었다.

II. 설계 이론

2-1 전송 선로의 π -형 등가회로

그림 1의 가지 선로 결합기는 두 출력 단자 사이

의 전력 결합비가 결정이 되면 그 값으로부터 각 선로의 임피던스를 다음의 식으로부터 계산이 가능하다.

$$k^2 = \frac{P_3}{P_2} \left(\frac{P_{cp}}{P_{dp}} \right) \quad (1-1)$$

cp: coupled port, dp: direct port

$$Z_a = \frac{Z_0}{\sqrt{k^2}} \quad (1-2)$$

$$Z_b = \frac{Z_0}{\sqrt{1+k^2}} \quad (1-3)$$

그림 2(a)와 같은 특성 임피던스 Z_0 와 전기적 길이 θ 를 갖는 일반적인 전송 선로는 그림 2(b)와 같이 π -형 등가 모델링 할 수 있다. 이때 각 소자의 값은 다음 식 (2), (3)을 이용하여 계산할 수 있다.

$$Z_e = \frac{Z_0 \sin \theta}{\sin \theta_e} \quad (2)$$

$$Y_{in} = j \frac{\cos \theta_e}{Z_e \sin \theta_e} \left(\theta_e = \frac{\omega \ell}{v_p} \right) \quad (3)$$

그림 2(b)에서 직렬 선로의 임피던스나 전기적 길이가 정해지면 다른 하나를 계산하고, 그 값으로부터 병렬 개방 스테르브의 값을 계산할 수 있다. 본 논문에서 제안하고자 하는 서로 다른 분배비를 갖는 이중 대역 분배기는 결합기의 분배비에 따라 선로의 임피던스가 다르기 때문에 등가 모델링된 π -형 회로가 두 주파수에서 서로 다른 임피던스를 나타내야

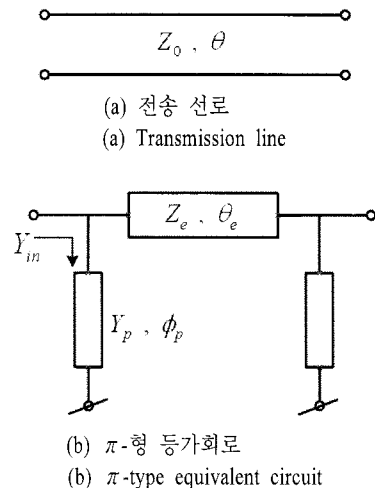


그림 2. 전송 선로의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of a transmission line.

한다. 따라서 π -형 등가 모델링 회로의 직렬 선로 임피던스 Z_e 와 전기적 길이 θ_e 는 다음의 두 식을 연립하여 계산하면 구할 수 있다. 두 주파수에서 필요한 임피던스(Z_{0,ω_1} , Z_{0,ω_2})와 전기적 길이(θ_{ω_1} , θ_{ω_2})는 알고 있는 값이며, 변수는 Z_e 와 전기적 길이 θ_e 이고, 방정식이 두 개이기 때문에 연립하면 계산이 가능한 것이다.

$$\begin{aligned} Z_{0,\omega_1} \sin \theta_{\omega_1} &= Z_e \sin \theta_e \\ Z_{0,\omega_2} \sin \theta_{\omega_2} &= Z_e \sin \theta_e \end{aligned} \quad (4)$$

계산된 직렬 선로의 값을 식 (3)에 대입하면 병렬 연결된 개방 스테르브의 입력 어드미턴스를 계산할 수 있다. 이때 θ_e 는 주파수 함수이기 때문에 주파수에 따라 두 개의 값을 계산할 수 있다. 그러므로 임의의 주파수를 결정할 수 있는 것이다. 개방 스테르브의 입력 어드미턴스 관계식과 식 (3)에서 계산된 결과 값을 연립하면 다음으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{in,\omega_1} &= Y_p \tan \phi_p \\ Y_{in,\omega_2} &= Y_p \tan \phi_p \end{aligned} \quad (5)$$

같은 방법으로 식 (5)로부터 개방 스테르브의 특성 어드미턴스와 전기적 길이(Y_p , ϕ_p)를 구할 수 있다.

2.2 이중 대역 가지 선로 결합기 설계

본 논문에서 제안하는 이중 대역 결합기는 임의의 주파수와 분배비를 갖도록 설계가 가능하다. 표 1은 이중 대역 결합기를 설계하기 위한 설계 조건표이다. 중심 주파수는 0.9 GHz와 2 GHz로 선택하였고, 각 주파수에서의 분배비는 1:1과 1:3로 정하였다. 표 1의 설계 조건을 기준으로 다음의 설계 순서에 따라 이중 대역 분배기의 설계가 가능하다.

- 설계 순서 -

- ① 두 개의 주파수 대역에서 분배비가 정해지면 식 (1-1)~(1-3)을 이용해 모든 선로의 임피던스 ($Z_{a,\omega 1(2)}$, $\theta_{a,\omega 1(2)}$, $Z_{b,\omega 1(2)}$, $\theta_{b,\omega 1(2)}$)를 계산한다.
- ② 하나의 선로가 두 주파수 대역에서 나타내어질 임피던스와 길이가 정해지면 식 (4)를 이용하여 등가회로의 직렬 선로 임피던스와 길이 (Z_{ea} , θ_{ea} , Z_{eb} , θ_{eb})를 계산한다.

표 1. 이중 대역 가지 선로 결합기 규격
Table 1. Specifications of the dual-band BLHC.

구분	f_1	f_2
중심 주파수 [GHz]	0.9	2
분배 비율(출력:결합)	1:1	1:3
입/출력 임피던스	50	50
세로 선로 임피던스(Z_a)	50	28.86
가로 선로 임피던스(Z_b)	35.35	25

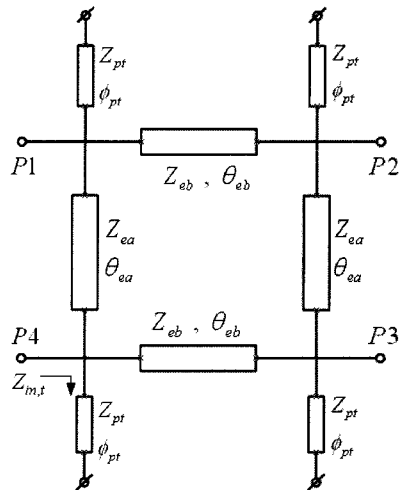


그림 3. 제안된 이중 대역 가지 선로 결합기 구조도
Fig. 3. Schematic of a proposed dual band BLHC.

- ③ 직렬 선로의 임피던스와 전기적 길이 값들을 식 (3)에 대입하여 병렬 개방 스테르브의 값들 ($Y_{in,a,\omega 1(2)}$, $Y_{in,b,\omega 1(2)}$)을 계산한다.
- ④ 인접해 있는 두 개의 병렬 스테르브를 서로 합한다 ($Y_{in,a,\omega 1(2)} + Y_{in,b,\omega 1(2)} = Y_{in,t,\omega 1(2)}$).
- ⑤ 위의 ④에서 계산된 값을 식 (5)에 대입하여 개방 선로의 특성 어드미턴스와 길이 (Y_{pt} , ϕ_{pt})를 계산한다.

위의 설계 순서에 따라 그림 3의 모든 소자 값들을 표 2에 적어 놓았다.

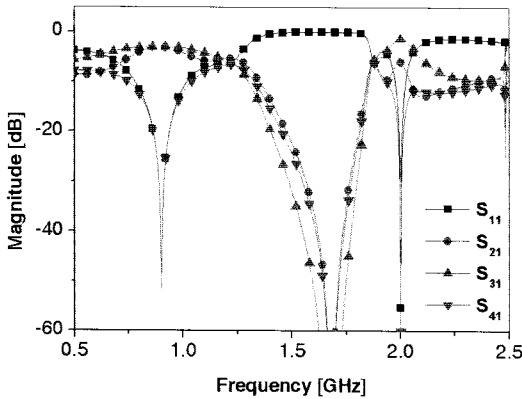
표 2. 이중 대역 가지 선로 결합기 각 소자값
Table 2. Each value of the dual-band BLHC.

임피던스 [Ω]	전기적 길이 [deg]		
Z_{ea}	54.48	θ_{ea}	66.60
Z_{eb}	39.56	θ_{eb}	63.36
Z_t	54.14	ϕ_t	48.15

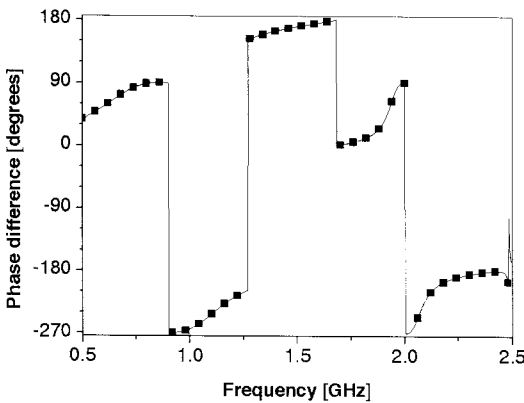
Ⅲ. 새로운 이중 대역 결합기 설계, 제작 및 측정

제안된 설계 방법의 타당성을 입증하기 위하여 이중 대역 결합기를 설계하고 시뮬레이션, 제작 및 측정하였다. 첫 번째로 표 2에 계산된 각 선로의 값으로 회로 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 4(a), (b)에서 보여주고 있다. 그림 4(a)는 각 단자에 전달되는 신호의 크기를 보여주고 있다.

그 값들은 0.9 GHz에서 -3.01 dB, -3.01 dB, 2 GHz에서는 -6.02 dB, -1.28 dB의 이상적인 분배비를 보였다. 격리도와 반사 손실은 -51 dB 이상의 값을 얻었다. 그림 4(b)는 두 출력 단자 사이의 위상 차이를 보여주고 있다. 설계 주파수인 0.9 GHz와 2 GHz



(a) 삽입, 반사, 격리 손실
(a) Insertion, return, and isolation loss



(b) 두 출력 포트간의 위상 차이
(b) Phase difference between two output ports

그림 4. 회로 시뮬레이션 결과
Fig. 4. Circuit simulation results.

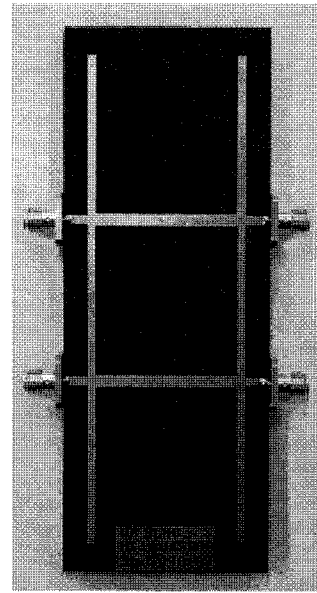


그림 5. 제작된 새로운 이중 대역 가지 선로 결합기
Fig. 5. Photograph of the fabricated a dual band BLHC.

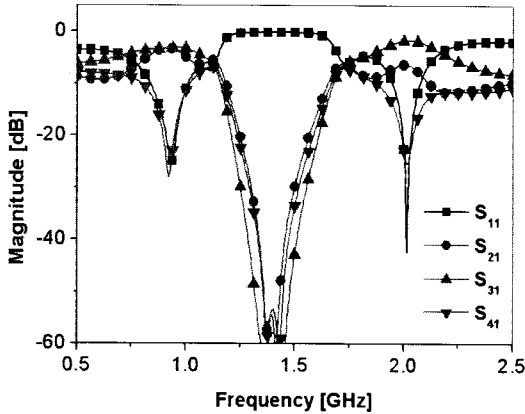
에서 90° 의 위상 차이가 나는 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 본 논문에서 제안된 dual band BLHC의 제작된 사진이다. 제작에 사용된 기판은 Rogers사의 RT duroid 5880이고, 기판의 두께는 0.7874 mm이다. 그림 6(a), (b)는 제작된 회로의 측정된 결과이다. 회로의 측정을 위하여 Agilent사의 E5071B Network Analyzer를 사용하였다. 측정 결과, 낮은 주파수에서 삽입 손실은 각각 -3.34 dB, -3.31 dB로 약 0.33 dB의 오차를 보였고, 반사 손실과 격리 특성은 -18.07 dB, -21.42 dB 이상의 값을 나타내었다. 반면, 높은 주파수에서는 삽입 손실이 각각 -6.34 dB, -1.77 dB로 약 0.49 dB의 오차를 보였고, 반사 손실과 격리 특성은 -22.55 dB, -22.98 dB 이상의 값을 나타내었다.

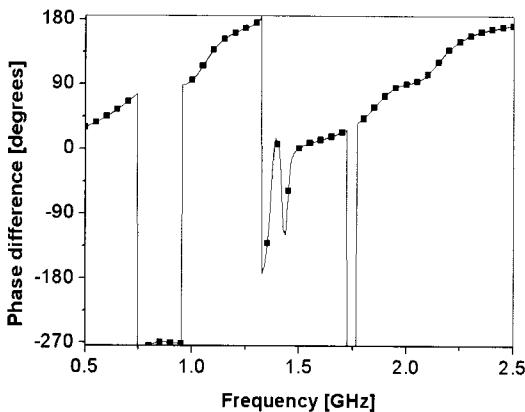
그림 6(b)는 두 출력 단자 사이의 위상 차이를 보여주고 있다. 낮은 주파수인 0.9 GHz에서는 $90 \pm 0.074^\circ$, 높은 주파수인 2 GHz에서는 $90 \pm 0.22^\circ$ 오차 범위를 보였다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 새로운 구조의 이중 대역 결합기를 제안하였다. 제안된 결합기는 두 개의 임의의 주파



(a) 삽입, 반사, 격리 손실
(a) Insertion, return, and isolation loss



(b) 두 출력 포트간의 위상 차이
(b) Phase difference between two output ports

그림 6. 제작된 회로의 측정 결과
Fig. 6. Measured results of the fabricated circuit.

수 대역에서 서로 다른 임피던스의 결합도를 갖도록 설계할 수 있는 장점이 있다. 일반적인 가지 선로 결합기 각각의 선로를 π -형 등가회로로 변환할 때 상이한 두 주파수에서 서로 다른 임피던스를 나타내는 방법을 사용하였다. 그와 관련된 관계식은 모두 유도되었다. 제안된 이중 대역 결합기의 설계 방법의 타당성을 검증하기 위하여 0.9 GHz와 2 GHz에서 각각 1:1, 1:3의 분배비를 갖는 결합기를 설계 제작 및 측정하였다. 본 논문에서 제안된 새로운 이중 대역 결합기는 하나의 회로로 임피던스의 두 주파수에서 임피던스의 분배비를 갖는 응용 회로로 사용 가능하다. 이를 통하여 회로의 소형화는 물론 통신기기의 소형화에 큰 요소로 작용할 것이라 사료된다.

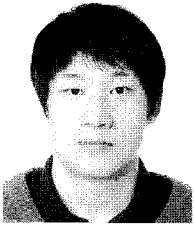
참 고 문 헌

- [1] Himanshu Joshi, William J. Chappell, "Dual-band lumped-element bandpass filter", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4169-4177, Dec. 2006.
- [2] Cesar Lugo, John Papapolymerou, "Bandpass filter design using microstrip triangular loop resonator with dual-mode operation", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 7, pp. 475-477, Jul. 2005.
- [3] 전익태, 서철현, "PBG 구조를 이용한 Dual Band 전력증폭기 연구", *한국전자과학회논문지*, 15(8), pp. 788-793, 2004년 8월.
- [4] 박욱기, 고민호, 강석엽, 박효달, "802.11a/b/g W-LAN용 이중 대역 혼합기 설계에 관한 연구", *한국전자과학회논문지*, 16(11), pp. 1106-1113, 2005년 11월.
- [5] Tadashi Kwwai, Jun Yamasaki, Yoshihiro Kokubo, and Iao Ohta, "A design method of dual-frequency wilkinson power divider", *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 913-916, Dec. 2006.
- [6] Kwok-Keung M. Cheng, Fai-Leung Wong, "A novel approach to the design and implementation of dual-band compact planar 90° branch-line coupler", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 52, no. 11, pp. 2458-2463, Nov. 2004.
- [7] Myun-Joo Park, Byungje Lee, "Dual-band, cross coupled branch line coupler", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 655-657, Oct. 2005.
- [8] R. Vincenti Gatti, A. Ocera, L. Marcaccioli, and R. Sorrentino, "A dual band reconfigurable power divider for WLAN applications", *2006 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 465-468, Jun. 2006.
- [9] Tadashi Kwwai, Jun Yamasaki, Yoshihiro Kokubo, and Iao Ohta, "A design method of dual-frequency wilkinson power divider", *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 913-916, Dec. 2006.
- [10] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Ed., MA John Wiley & Sons, Inc., 2005.

[11] Robert E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd Ed., New York: IEEE press, 2001.
 [12] J. Reed, G. J. Wheeler, "A method of analysis of symmetrical four-port networks", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 4, pp. 246-252, Oct. 1956.

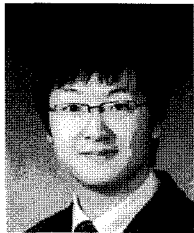
[13] 이수열, 강정훈, 박규호, 안달, "지역 통과 여파기 감쇠를 갖는 90° 하이브리드 특성에 관한 연구", *한국전자과학회논문지*, 15(2), pp. 178-182, 2004년 2월.

김 귀 수



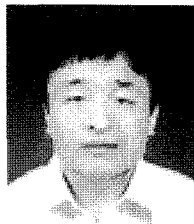
2004년 2월: 순천향대학교 정보기술공학부 (공학사)
 2006년 2월: 순천향대학교 전자공학과 (공학석사)
 2006년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 박사과정
 [주 관심분야] RF, 마이크로파 수동/능동 소자 설계, 주기구조의 모델링 및 회로응용

권 칠 현



2007년 2월: 순천향대학교 정보기술공학부 (공학사)
 2007년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 석사과정
 [주 관심분야] RF, 마이크로파 수동 및 능동소자 설계 해석, EMI/EMC 등

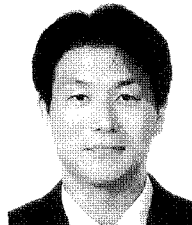
Baatarkhuu Dorjsuren



1999년 2월: 몽골농업대학교 기계공학부 (공학사)
 2003년 2월: 몽골농업대학교 기계공학부 (공학석사)
 2008년 6월: 순천향대학교 전기통신공학과 (공학석사)
 2008년 9월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 박사과정

[주 관심분야] RF, 마이크로파 수동 및 능동소자 설계 해석 등

임 중 식



1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1993년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 2003년 2월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학박사)
 1993년 2월~1999년 3월: 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 무선방송기술연구소 선임연구원

2003년 3월~2003년 7월: 서울대학교 BK21 정보기술사업단 박사후 연구원

2003년 7월~2004년 9월: 특허청 특허심사관

2004년 9월~2005년 2월: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 전파기술연구그룹 선임연구원

2005년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 조교수
 [주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용 등

안 달



1984년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1986년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 1990년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
 1990년 8월~1992년 2월: 한국전자통신연구원 선임연구원

1992년 9월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 교수
 [주 관심분야] RF, 마이크로파 수동소자 해석 및 설계 등