연결된 결합 선로를 갖는 소형 브랜치 선로 결합기

Miniaturization of Branch Line Coupler with Connected Coupled Lines

이 승 엽

Seungyeop Rhee

요 약

본 논문은 연결된 결합 선로를 이용하여 브랜치 선로 결합기를 소형화하는 방법을 제시하였다. 이 방법은 기존 마이크로스트립 브랜치 선로 결합기에 사용되는 $\lambda/4$ 선로를 같은 특성을 갖는 연결된 결합 선로로 대신한 방법이다. 연결된 결합 선로는 우-기 모드 해석 방법을 기반으로 Z 파라미터와 T 등가 회로로 분석하였다. 이 결과를 이용하여 연결된 결합 선로를 갖는 브랜치 선로 결합기를 중심 주파수 2.4 GHz에서 FR4 기판으로 설계하고 제작하였다. 실험 결과는 이론값과 잘 일치했다. 그리고 실험 결과, 기존 단일 마이크로스트립 선로로 구현된 결합기보다 37 % 크기가 줄어들었음을 확인할 수 있었다. 이 방법은 앞으로 이동 통신 빔 형성 안테나의 급전선인 Butler Matrix의 크기를 줄이는 방법으로 사용 가능하리라 사료된다.

Abstract

A method of miniaturizing branch line coupler with connected coupled lines is presented. The quarter-wavelength transmission lines in the typical microstrip branch line coupler are replaced with the connected coupled lines with same characteristics of ones for compact size. The connected coupled line is analyzed by T-equivalent circuit and Z parameters based on the even-odd mode analysis. The proposed branch line couplers with connected coupled line are designed and fabricated on FR4 substrate at 2.4 GHz. The measured results show good agreement with theoretical prediction. And the experimental results show that the size of coupler is 37 percent smaller than conventional coupler. This minimized coupler is suitable for Butler Matrix as feeder for mobile communication beam forming antenna.

Key words : Branch Line Coupler, Coupled Line, T Equivalent Circuit

I. 서 론

일반적인 브랜치 선로 결합기는 입력 포트와 직접 연결된 출력 포트와 결합된 출력 포트 사이의 위상차는 90도이고, 각 출력 포트의 전력은 입력 전력을 3 dB로 동일하게 나누어지는 기능을 갖고 있어, 전력분배기 및 합성기, 평형 믹서나 증폭기 또는 배열 안테나의 급전선에 주로 응용되는 주요 RF 소자

이다.

이러한 브랜치 선로 결합기는 길이가 $\lambda/4$ 이고, 특성 임피던스가 50 Ω 과 $50/\sqrt{2}$ Ω 인 선로들로 구성되어 있기 때문에, 이동 통신 주파수처럼 낮은 마이크로파 대역에서 브랜치 선로 결합기의 크기는 매우 중요한 고려 사항이 되고 있다. 특히, 낮은 유전율을 갖는 기판을 사용하는 경우나 안테나와 같은 다른 회로와 같이 집적화하는 시스템^[1]에서는 더욱

「이 논문은 2009년도 전남대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음[This study was financially supported by Chonnam National University, 2009].」

전남대학교 전자통신공학과(Dept. of Electronic Communication Engineering, Chonnam University)

· 논문 번호 : 20110210-015

· 교신저자 : 이승엽(e-mail : yrsy@chonnam.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 6월 1일

주요 고려 사항이 된다.

따라서, 브랜치 결합기의 소형화에 대한 연구는 현재도 활발히 진행되어 왔다. 소형화 방법으로 자주 사용되는 방법은 스파이럴(spiral) 인덕터와 집중 커패시터(lumped capacitor)를 이용한 집중 소자(lumped-element) 해법^[2]이다. 그러나 집중 소자 회로의 구현은 실험상 다소 차이가 있고, 측정 소자들의 정밀한 측정에 기초한 정확한 인덕터 모델이 필요하다. 또한, 주파수가 높아짐에 따라서 구현은 더욱 어려워진다. 이러한 집중 소자 브랜치 결합기의 단점을 보완하기 위해 연구된 방법은 짧은 고 임피던스 전송 선로와 집중 소자를 혼합한 방법이다^[3]. 이 방법의 잇점은 짧은 선로 길이에 의한 회로 크기의 감소 그리고 집중 소자만을 사용한 방법에 비해 높은 주파수 대역에서도 정확한 구현이 가능한 장점이 있다. 그러나 이 방법은 높은 임피던스를 갖는 전송 선로를 사용하기 때문에 선로 폭이 가늘어지고 미소한 선로 폭 변화로 임피던스 변화가 많아 실제 제작에는 정확한 정밀도가 요구되는 단점이 있다. 또, 다른 방법으로 집중 소자를 사용하지 않고 $\lambda/4$ 전송 선로를 다양한 형태의 선로 구조를 가지고 소형화하는 방법들로 최근에 많이 연구되어 지고 있다^{[4]~[8]}. 즉, 두 개의 고 임피던스 선로를 병렬로 연결하는 형태^[4], 개방 스텔브를 선로 양단에 연결한 구조^[5], 서로 다른 임피던스 선로를 직렬로 연결한 스텝 임피던스 구조(steped impedance structure)나 T형태로 병렬 연결된 전송 선로를 이용하는 방법^[6]이 그것이다. 특히, 결합 선로 종단에 부하를 연결하여 소형화를 하는 방법도 소개되고 있다. 이 방법은 복잡한 구조로 정확한 설계 방법을 제시하지 못했지만, 기존 브랜치 선로 결합기에 비해 최대 78 %의 소형화를 이루었다^[7].

본 논문에서는 3 dB 브랜치 선로 결합기를 소형화하는 방법으로 연결된 결합 선로(connected coupled line)를 사용하는 방법을 제시하고자 한다. 이 방법은 기존 50 Ω $\lambda/4$ 단일 전송 선로를 결합 선로로 단순히 대체하여 브랜치 선로 결합기를 해석한 방법^[9]과는 달리 50 $\sqrt{2}$ 선로를 결합 선로로 등가화한 후, 전송 파라미터를 이용하여 등가화된 결합 선로의 주요 설계 파라미터를 구하는 방법이다. 그리

고 이 결과를 이용하여 중심 주파수 2.4 GHz의 3 dB 브랜치 선로 결합기를 설계, 제작하여 그 특성을 이론값과 비교하였다.

II. 연결된 결합 선로 해석

브랜치 선로 결합기 구조에서 크기에 가장 큰 문제가 되는 것이 $\lambda/4$ 길이의 선로이다. 이것은 낮은 주파수에서 다른 소형화 된 RF 소자와 같이 사용할 때에는 더욱 큰 문제가 된다. 이 장에서는 그림 1과 같이 $\lambda/4$ 의 전송 선로를 연결된 결합 선로로 전송 파라미터(transmission parameter)를 이용하여 등가화한 후, 특성이 같도록 한 연결된 결합 선로의 설계 파라미터를 구하는 수식을 유도하고자 한다.

$$[T]_{Z_0} = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ \frac{j \sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{bmatrix}_{\theta = \beta l} \quad (1)$$

식 (1)은 전기적 길이(electrical length)가 θ 이고, 임피던스가 Z_0 인 단일 선로의 전송 파라미터이다. 여기서, l 은 길이이고, β 는 주파수에 따라 변화하는 전파상수이다.

그림 1과 같이 대칭 구조를 갖는 연결된 결합 선로를 해석하기 위해 결합 마이크로스트립 선로 해석에 이용되는 우 모드와 기 모드로 해석하는 방법^[10]과 두 개의 포트가 서로 연결되는 경계 조건을 이용하였다. 이 방법으로 구한 연결된 결합 선로의 전송

그림 1. $\lambda/4$ 전송 선로와 같은 연결된 결합 선로
Fig. 1. Equivalent circuits of a quarter wavelength transmission line with connected coupled line.

파라미터는 다음과 같다.

$$[T]_c = \begin{bmatrix} \frac{Z_{oe} \cot \theta_e - Z_o \tan \theta_o}{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_o \tan \theta_o} & \frac{2jZ_{oe} Z_{oo} \cot \theta_e \tan \theta_o}{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \tan \theta_o} \\ \frac{2j}{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \tan \theta_o} & \frac{Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \tan \theta_o}{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \tan \theta_o} \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, $Z_e, \theta_e, Z_o, \theta_o$ 는 우 모드와 기 모드에 대한 각각의 특성 임피던스와 전기적 길이이다. 식 (1)과 식 (2)의 두 전송 파라미터를 2단자 등가 회로인 T 등가 회로로 해석하기 위해 Z 파라미터로 파라미터 변환을 하면 다음과 같은 식을 각각 얻을 수 있다.

$$[Z]_{Z_o} = \begin{bmatrix} \frac{Z_o \cos \theta}{j \sin \theta} & \frac{Z_o}{j \sin \theta} \\ \frac{Z_o}{j \sin \theta} & \frac{Z_o \cos \theta}{j \sin \theta} \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

$$[Z]_c = \begin{bmatrix} \frac{Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \tan \theta_o}{2j} & \frac{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \tan \theta_o}{2j} \\ \frac{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \tan \theta_o}{2j} & \frac{Z_{oe} \cot \theta_e - Z_{oo} \tan \theta_o}{2j} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

그림 2(a)는 일반 2단자 가역(reciprocal) 회로망($Z_1 = Z_2$)을 집중 소자로 표현된 T 등가 회로와 Z 파라미터로 나타낸 것이다. 그림 2(b)와 그림 2(c)는 전송 선로와 연결된 결합 선로를 식 (3)을 기반으로 T 등가 회로로 각각 표현한 것으로 두 선로의 특성이 같아질 조건을 찾기 위한 것이다.

그림 2처럼 식 (3)을 이용하여 구한 전송 선로와 연결된 결합 선로의 T 등가 회로 집중 소자 각 성분이 같다는 조건 즉, $Z_{1m} = Z_{1c}$ 과 $Z_{3m} = Z_{3c}$ 을 이용하면 두 선로의 특성이 같아질 조건을 식 (4)와 같이 유도할 수 있다.

$$jZ_o \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = jZ_{oo} \tan \theta_o \quad (4-1)$$

$$\frac{Z_o}{j \sin \theta} = \frac{Z_{oe} \cot \theta_e + Z_{oo} \tan \theta_o}{j2} \quad (4-2)$$

식 (4-1)에서는 연결된 결합 선로의 기 모드 특성을 단일 전송 선로 설계 파라미터로인 특성 임피던스와 전기적 길이로 구할 수 있고, 식 (4-2)에서는 연

(a) 일반 2단자 회로
(a) A general two-port network

(b) 단일 전송 선로
(b) A single transmission line

(c) 연결된 결합 선로
(c) A connected coupled line

그림 2. 단일 전송 선로와 연결된 결합 선로의 T 등가 회로

Fig. 2. T-equivalent circuits of a single transmission line and a connected coupled line.

결된 결합 선로의 우 모드의 특성을 식 (4-1)에서 이미 구한 기 모드 특성과 단일 전송 선로 설계 파라미터로부터 구할 수 있다. 연결된 결합 선로의 길이는 $\lambda/4$ 보다 길지 않기 때문에 그림 2(c)의 등가 회로에서 Z_{1c} 는 인덕터로, Z_{3c} 는 커패시터로 등가화 할 수 있다.

그림 3은 $35.4(50/\sqrt{2})$ 옴이고, 중심 주파수 2.4 GHz에서 $\lambda/4$ 길이인 16.8 mm인 단일 마이크로스트립 선로와 연결된 결합 선로의 등가 회로 소자에 대한 주파수 응답 특성을 비교한 결과이다.

(a) W_c 변화에 따른 Z_{1c} 와 Z_{1m} 응답
(a) Responses of Z_{1c} and Z_{1m} versus W_c

(b) W_c 변화에 따른 Z_{3c} 와 Z_{3m} 특성
(b) Responses of Z_{3c} and Z_{3m} versus W_c

(c) l_c 변화에 따른 Z_{1c} 와 Z_{1m} 특성
(c) Responses of Z_{1c} and Z_{1m} versus l_c

(d) l_c 변화에 따른 Z_{3c} 와 Z_{3m} 특성
(d) Responses Z_{3c} and Z_{3m} versus l_c

그림 3. 그림 2(b)와 (c)의 등가 소자에 대한 주파수 특성

Fig. 3. Frequency response of equivalent elements in Fig. 2(b) and (c).

그림 3의 계산 결과로부터 연결된 결합 선로의 주요 파라미터인 Z_{oc} , Z_{oo} , θ_c , θ_o 에 영향을 주는 실제 설계 파라미터인 결합 선로 폭(W_c)과 길이(l_c)를 적절하게 변화시킨다면, 단일 선로와 주파수 특성이 같아지도록 할 수 있다는 것을 알 수 있다. 결합 선로 폭보다는 길이 변화에 등가 회로의 주파수 응답이 더 민감하며, 특히, 병렬 연결된 소자의 특성이 더 큰 변화를 보임을 알 수 있다.

사용된 기판은 유전율이 4.4이고, 두께가 1.0 mm인 FR4 기판이다. 단일 선로와 연결된 결합 선로의 임피던스와 유효유전율은 Kirschning과 Jansen의 closed-form 근사식^[11]을 이용하여 계산하였다.

위의 결과를 바탕으로 주파수 2.4 GHz에서 브랜치 선로 결합기의 35.4 Ω (선로 폭 3.1 mm)이고, 길이가 $\lambda/4$ (16.8 mm)인 단일 선로와 특성이 같아지는 연결된 결합 선로는 선로 폭은 2.4 mm와 선로간의 간격은 0.2 mm가 되어야 하며, 결합 선로 길이는 8.0 mm가 되어야 함을 곡선 일치(curve fitting)법을 통하여 근사적으로 구할 수 있다.

III. 연결된 결합 선로를 이용한 3 dB 브랜치 선로 결합기

그림 4는 기존의 35.4 Ω 이고, 길이가 $\lambda/4$ 인 선로를 연결된 결합 선로를 이용한 3 dB 브랜치 결합기로 대체하여 구현한 구조 및 제작된 결합기 사진이다.

실제 제작에서는 결합 선로를 바로 분기점에 연결하는 것이 불가능하기 때문에, 그림 4처럼 결합 선로 양쪽에 연결을 위한 여유 길이만큼 50 Ω 선로 b 가 필요하다. 이 길이는 결정은 선로 a 와 충분히 떨어져 상호 영향이 없어야 하기 때문에 그리고 이 길이는 결합 선로의 길이 c 를 줄여줌으로써 보상해 주어야 한다. 실제 설계 시는 선로 b 의 길이를 1.7 mm (약 $\lambda/40$)로 하였다. 세로 선로 a 의 길이는 일반 브랜치 선로 결합기의 설계 길이와 동일한 방식으로 계산한다.

이 구조의 특징은 가로 방향의 길이를 연결된 결합 선로를 이용하여 줄였고, 분기점에서는 모두 50 Ω 으로 분기하는 구조로 선로 폭의 불연속을 최소화

(b) 사진
(b) Photo

그림 4. 전체 결합기 구조 및 사진

Fig. 4. Structure and photo of the fabricated branch line couplers.

한 것이다.

$$T_{\text{결합기}(even,odd)} = T_{a(even,odd)} T_b T_c T_b T_{a(even,odd)} \quad (5)$$

여기서,

$$[T]_{a(even,odd)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Z_{oa}/\left(j\tan\frac{\theta_a}{2}\right) & 1 \end{bmatrix}_{even}, \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\tan\frac{\theta_a}{2}/Z_{oa} & 1 \end{bmatrix}_{odd}$$

$$[T]_b = \begin{bmatrix} \cos\theta_b & jZ_{ob}\sin\theta_b \\ \frac{j\sin\theta_b}{Z_{ob}} & \cos\theta_b \end{bmatrix} \text{이다.}$$

그림 4의 전체 결합기 특성은 식 (5)처럼 각 부분 전송 파라미터를 구해 이를 곱하고, 이를 산란 계수로 환산하면 전체 결합기의 특성인 입력 단자의 반사계수, 입출력 단자간의 결합 및 격리 특성을 구할 수 있다^[10]. 즉, 2장의 수식과 기준 결합기를 해석하

기 위한 우-기 모드 해석을 이용하면 결합기의 설계 파라미터 값을 구할 수 있다. 최적화된 브랜치 선로의 주파수 특성은 그림 5의 계산값으로 나타내었다.

그림 5에서 측정값은 제안된 브랜치 선로 결합기를 HP8510c로 측정한 값이며, 계산값은 식 (5)를 이용하여 이론적으로 구한 값이다. 또한, 계산 결과의 정확성을 비교하기 위해 상용 마이크로파 회로 분석 프로그램인 IE3D^[12]로 구한 결과와도 함께 비교하였다. 그림 5의 이론값과 비교하면 S_{11} , S_{21} 그리고 S_{41} 은 중심 주파수인 2.4 GHz에서 대칭을 이루고, 이론값과 거의 일치함을 확인할 수 있다. 반면, S_{31} 은 낮은 주파수로 천이된 비대칭적인 특성을 보여주고 있다.

표 1은 제안한 브랜치 선로 결합기와 $\lambda/4$ 선로로 이루어진 일반 브랜치 선로 결합기에 대해 측정된 값과 이론적으로 구한 계산값을 종합적으로 정리하여 표로 나타낸 것이다.

결합기의 가장 중요한 특징인 대역폭을 $3 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ 의 결합계수로 대역폭으로 정의하면, S_{31} 의 대역폭은 870 MHz이고, S_{21} 은 280 MHz의 대역폭이 측정되었다. 이처럼 S_{21} 특성 저하로 결합 특성에 대한 대역폭이 좁아진 문제점이 발생하였는데, 결합 선로 간의 간격을 제작 상의 한계로 0.2 mm로 하였지만 좀 더 좁힐 수 있는 공정을 사용하거나, 브랜치 선로 결합기를 2단 또는 3단으로 결합하는 방법^{[5],[10]}을 적용

표 1. 브랜치 선로 결합기들의 특성

Table 1. Characteristics of branch line couplers.

결합기 대역폭 기준		제안한 브랜치 선로 결합기		일반 브랜치 선로 결합기	
		계산값 [GHz]	실험값 [GHz]	계산값 [GHz]	실험값 [GHz]
결합계수 기준 대역폭 (-3 dB± 1 dB)	S_{21}	2.82 ~ 2.10 (0.72)	2.60 ~ 2.32 (0.28)	2.83 ~ 2.16 (0.67)	2.67 ~ 2.28 (0.39)
	S_{31}	2.96 ~ 1.73 (1.23)	2.66 ~ 1.79 (0.87)	3.34 ~ 1.82 (1.52)	2.89 ~ 1.79 (1.10)
반사 손실 기준 대역폭(-10 dB 이하)	S_{11}	2.84 ~ 2.03 (0.81)	2.73 ~ 2.10 (0.63)	2.95 ~ 2.09 (0.86)	2.90 ~ 2.05 (0.85)
	S_{41}	2.86 ~ 1.93 (0.93)	3.12 ~ 1.87 (1.25)	3.07 ~ 2.00 (1.07)	3.48 ~ 1.78 (1.70)

(a) 반사 손실 및 격리 응답
(a) Return loss and isolation responses

(b) 결합 응답
(b) Coupling responses

(c) 위상 응답
(c) Phase responses

그림 5. 연결된 결합 선로를 이용한 브랜치 선로 결합기의 주파수 특성

Fig. 5. Frequency response of branch line coupler with connected coupled line.

하면 개선될 것으로 사료된다. 결합기 면적은 단자에 연결되는 50 Ω 선로를 뺀 사각형의 면적으로 정의하였다. 일반적인 브랜치 선로의 면적은 동일 기판과 중심 주파수로 설계했을 때 18.6 mm $\times$ 21.9 mm 이고, 결합 선로를 이용한 브랜치 결합기의 면적은 12.4 mm $\times$ 20.6 mm로 약 37 %의 소형화를 이루었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 연결된 결합 선로를 Z 파라미터와 T 등가 회로로 해석하여 특성을 분석하고, 이를 기반으로 결합 선로 폭과 길이를 적절하게 변화시킨다면 단일 선로와 주파수 특성이 같아지도록 할 수 있다는 것을 알 수 있었다. 이러한 점을 이용하여 본 논문에서는 일반적인 브랜치 결합기에 사용되는 50/ $\sqrt{2}$ Ω 이고, 길이가 $\lambda/4$ 인 선로와 같은 특성을 갖도록 하는 연결된 결합 선로를 사용하여 결합기를 소형화하는 방법을 제시하였다.

중심 주파수가 2.4 GHz로 하는 연결된 결합 선로를 이용한 결합기를 설계 제작하고, 결합기의 크기 및 대역폭 특성 변화를 측정하였다. 해석 결과에 의해 제작된 결합기 특성은 상용 프로그램으로 해석한 결과나 측정 결과와 잘 일치하였다. 전체적인 크기는 기존 브랜치 라인 결합기에 비해 약 37 % 줄어듬을 확인할 수 있었다.

따라서, 이 방법은 여러 브랜치 선로 결합기로 구현되는 Butler Matrix의 소형화에 매우 유용한 방법으로 판단된다. 또한, 3 dB 브랜치 선로 결합기의 광대역화를 하기 위해서는 브랜치 선로 결합기를 2단 또는 3단으로 결합하는 방법을 사용하는 데, 이때도 크기를 줄이는 방법으로 사용할 수 있으리라 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] R. Comitangelo, D. Minervini, and B. Piovano, "Beam forming networks of optimum size and compactness for multibeam antennas at 900 MHz", in *IEEE Antennas Propag. Soc. Symp. Dig.*, pp 2127-2130, 1997.
- [2] W. S. Tung, H. H. Wu, and Y. C. Chiang, "Design of microwave wideband quadrature hybrid using

- planar transformer coupling method", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 7, pp. 1852-1856, Jul. 2003.
- [3] M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, and T. M. Weller, "Miniaturized Wilkinson power dividers utilizing capacitive loading", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 1, pp. 6-8, Jan. 2002.
- [4] Ching Wen Tang, Ming Guang Chen, and Chih-Hung Tsai, "Miniaturization of microstrip branch-line coupler with dual transmission lines", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 185-187, Mar. 2008.
- [5] Young-Hoon Chun, Jia-Sheng Hong, "Compact wide band branch line hybrids", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 704-709, Feb. 2006.
- [6] Abdel Fattah Sheta, Ashraf Mohra, and Samir F. Mahmoud, "A new class of miniature quadrature couplers for MIC and MMIC applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 34, no. 3, pp. 215-219, Aug. 2002.
- [7] M. Nosrati, B. Virdee, "Realization of a compact branch-line coupler using quasi-fractal loaded coupled transmission lines", *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 13, pp. 33-40, 2010.
- [8] 이홍섭, 황희용, "개방 스텔브를 갖는 평행 결합 선로의 해석과 브랜치 라인 하이브리드에의 응용", 한국전자파학회논문지, 19(1), pp. 40-45, 2008년 1월.
- [9] V. K. Tripathi, H. B. Lunden, and J. P. Starski, "Analysis and design of branch line hybrids with coupled lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 4, pp. 427-432, Apr. 1984.
- [10] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [11] M. Kirschning, R. H. Jansen, "Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, no. 1, pp. 83-90, Jan. 1984.
- [12] IE3D manual, Zealand software

이 승 업

1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1993년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
 1993년 9월~2006년 2월: 국립여수대학교 전자통신공학과 교수

2004년 7월~2005년 8월: Syracuse대학교 방문교수

2006년 3월~현재: 국립전남대학교 전자통신공학과 교수

[주 관심분야] 안테나 해석 및 설계, 초고주파 회로 설계, 전자파 해석