

## S-파라미터 변환을 통한 비대칭 분배되는 임피던스 변환기

# An Impedance Transformer with Unequal Split Based on S-Parameter Conversion

김 영

금오공과대학교 전자공학과

Young Kim

School of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology, Gyeongsangbuk-do 39177, Korea

### [요 약]

본 논문은 S-파라미터를 어드미턴스 파라미터로 변환하는 것을 바탕으로 비대칭 분배되면서 동시에 임의의 임피던스로 변환시킬 수 있는 임피던스 변환기를 나타내었다. 회로 해석 방법을 우수/기수 모드 방법과 비교하면 본 논문의 파라미터 변환을 통한 방법은 위상 지연 정보와 임의의 포트 임피던스 값을 포함시키고 그리고 비대칭 구조등을 해석하는데 간단함을 알 수 있다. 이 설계 방법의 타당성을 확인하기 위해서 중심주파수 1 GHz에서 3:1의 비대칭 분배비율을 갖고 있고 50 Ω을 12.5 Ω 비율로 변환되는 임피던스 변환기를 설계하였다. 임피던스 변환기를 구현하는 방법은 유도된 수식으로부터 계산된 작은 임피던스 선로를 병렬 오픈스터브가 연결된 전송선로를 사용하여 구현하였고, 이것의 실험 결과는 시뮬레이션 결과와 동일하게 나옴을 확인하였다.

### [Abstract]

This paper presents an arbitrary impedance transformer with unequal split, based on S- to admittance parameter conversion. When compared even/ odd- mode analysis, the parameter conversion design method constitutes a simple design method to include phase delay information and arbitrary port impedances and asymmetrical configurations. To validate this design method, we designed a 50 to 12.5 Ω impedance transformer with a 3:1 unequal power split, at an operating frequency of 1 GHz. To implement the proposed impedance transformer, the low impedance transmission lines of calculated result are fabricated by the transmission line connected shunt open stub. Good experimental performances were obtained, in full agreement with simulated results.

**Key word :** Branch line structure, Impedance transformer, S-to admittance parameter conversion, Unequal split.

<http://dx.doi.org/10.12673/jant.2016.20.4.361>



This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

**Received** 12 July 2016; **Revised** 20 July 2016  
**Accepted (Publication)** 24 August 2016 (30 August 2016)

**Corresponding Author; Young Kim**

**Tel:** +82-54-478-7506

**E-mail:** youngk@kumoh.ac.kr

## 1. 서론

전력 증폭기는 현대 무선 통신 시스템에서 가장 핵심적인 소자이다. 전력 증폭기에 사용되는 전력 트랜지스터의 입출력 임피던스는 거의 쇼트에 가까운 매우 낮은 임피던스를 갖고 있으며, 그것에 적합한 정합회로는 50 Ω에서 쇼트에 가까운 작은 임피던스 값 또는 그 반대로 변환되는 특성을 만족해야 한다. 하지만 이러한 정합회로는 큰 임피던스 변화 때문에 인덕터와 캐패시터로 구현하기가 어려워 동축 케이블을 이용한 임피던스 변환기를 사용한다. 이러한 설계 방법은 임피던스의 변환기가 케이블을 이용한 회로로 구현됨으로서 증폭기의 크기가 커지는 문제를 갖고 있다 [1],[2]. 또한 비대칭 도허티 증폭기에서는 주 증폭기와 피크 증폭기 사이에 신호가 비대칭으로 분배되면서 임피던스가 변환되는 회로가 필요하다 [3],[4].

임피던스 변환기는 서로 다른 임피던스를 정합시켜주는 역할을 함으로서 RF/ 초고주파 회로에서 중요한 기능을 하는 소자이다. 이러한 기능을 갖는 임피던스 변환기는 많은 연구자들에 의해서 연구가 되었는데 브랜치 라인 결합기와 탠덤 커플러 회로 [5], 다중 섹션 브랜치 라인 결합기 [6], 스타브 커플링 라인 [7], 임의의 포트 임피던스와 임의의 전력 분배 비율을 갖는 회로 [8], 그리고 Ruthroff 변환기 방법 [9] 등이 존재한다. 이러한 설계 방법의 대부분은 우수/기수 모드 해석방법 또는 다른 복잡한 수학적 기법들을 사용하였다.

앞의 많은 임피던스 변환기의 우수/기수 해석법은 계산 과정에 위상 지연에 대한 정보가 없으며, 또 비대칭 구조와 임의의 포트 임피던스일 경우에는 복잡하게 해석해야 하지만, 본 논문에서는 S-파라미터를 어드미턴스 파라미터로 변환 [10]-[12] 하는 것을 바탕으로 임의의 포트 임피던스와 비대칭 전력 비율을 갖는 비대칭 브랜치 라인 결합기 구조를 갖는 임피던스 변환기 설계 방법을 제시하였다. 이 설계 방법의 타당성을 확인하기 위해서 3:1 분배 비율을 갖으면서 임피던스의 4:1 비율 즉, 50 Ω을 12.5 Ω으로 변환되고 중심 주파수 1 GHz에서 임피던스 변환기를 제작하여 그것의 삽입 손실, 반사계수 그리고 고립 특성을 확인하였다.

## II. 임피던스 변환기

### 2-1 비균등 분배 비율을 갖는 임피던스 변환기

그림 1은 이 논문에서 제시한 비대칭 분배 비율  $k^2 (= P_3/P_2)$ 을 갖는 브랜치 라인 구조의 임피던스 변환기 회로를 나타낸 것이다. 이 비대칭 임피던스 변환기 S-파라미터는 다음과 같이 표현된다.

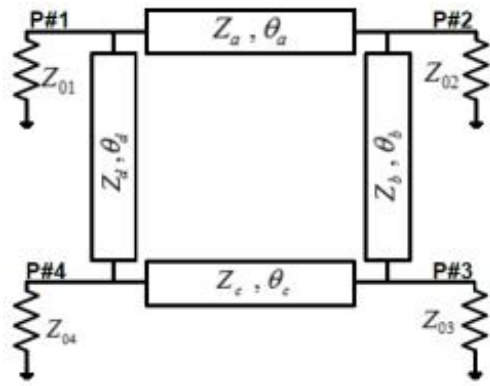


그림 1. 비대칭 분배 비율  $k^2$  을 갖는 브랜치 라인 구조 임피던스 변환기 회로도

Fig. 1. Schematic of branch line structure impedance transformer with unequal power ratio  $k^2$ .

$$(S) = \frac{-1}{\sqrt{1+k^2}} \begin{pmatrix} 0 & j & k & 0 \\ j & 0 & 0 & k \\ k & 0 & 0 & j \\ 0 & k & j & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

S-파라미터를 어드미턴스 파라미터로 변환하는 방법은 다음과 같은 방정식을 사용하여 수행한다.

$$(Y) = (Y_{oi})(U - S)(U + S)^{-1}(Y_{oi}) \quad (2)$$

$$(Y_{oi}) = \begin{pmatrix} \sqrt{Y_{01}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{Y_{02}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{Y_{03}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{Y_{04}} \end{pmatrix} \quad (3)$$

여기서  $Y_{01}, Y_{02}, Y_{03}$ , 그리고  $Y_{04}$ 는 각 포트의 어드미턴스 값이고,  $U$ 는 단위 매트릭스이다.

방정식 (2) ~ (3)을 사용하여 비대칭 분배 비율  $k^2$ 을 갖는 브랜치 라인 임피던스 변환기의 어드미턴스 파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$(Y)_{con-IT} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{j\sqrt{(1+k^2)}}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}} & 0 & \frac{jk}{\sqrt{Z_{01}Z_{04}}} \\ \frac{j\sqrt{(1+k^2)}}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}} & 0 & \frac{jk}{\sqrt{Z_{02}Z_{03}}} & 0 \\ 0 & \frac{jk}{\sqrt{Z_{02}Z_{03}}} & 0 & \frac{j\sqrt{(1+k^2)}}{\sqrt{Z_{03}Z_{04}}} \\ \frac{jk}{\sqrt{Z_{01}Z_{04}}} & 0 & \frac{j\sqrt{(1+k^2)}}{\sqrt{Z_{03}Z_{04}}} & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

한편, 어드미턴스 파라미터 정의에 의해서 그림 1의 각 포트에서 어드미턴스 파라미터를 구하면 다음과 같다.

$$(Y)_{proposed-IT} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & 0 & Y_{14} \\ Y_{12} & Y_{22} & Y_{23} & 0 \\ 0 & Y_{23} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{14} & 0 & Y_{34} & Y_{44} \end{pmatrix} \quad (5a)$$

$$Y_{11} = -j \left( \frac{\cot\theta_a}{Z_a} + \frac{\cot\theta_d}{Z_d} \right), \quad Y_{22} = -j \left( \frac{\cot\theta_a}{Z_a} + \frac{\cot\theta_b}{Z_b} \right) \quad (5b)$$

$$Y_{33} = -j \left( \frac{\cot\theta_b}{Z_b} + \frac{\cot\theta_c}{Z_c} \right), \quad Y_{44} = -j \left( \frac{\cot\theta_c}{Z_c} + \frac{\cot\theta_d}{Z_d} \right) \quad (5c)$$

$$Y_{12} = \frac{j}{Z_a \sin\theta_a}, \quad Y_{14} = \frac{j}{Z_d \sin\theta_d} \quad (5d)$$

$$Y_{23} = \frac{j}{Z_b \sin\theta_b}, \quad Y_{34} = \frac{j}{Z_c \sin\theta_c} \quad (5e)$$

본 논문에서 제안한 임피던스 변환기의 설계 방정식을 얻기 위해서 각 포트에서의 전송선로의 전기적 길이를 다음과 같이 가정하였다.

$$\theta_a = \theta_b = \theta_c = \theta_d = 90^\circ \quad (6)$$

식 (6)의 조건하에서 앞에서 구한 식(4)과 식(5a)의 등가성을 이용하여 임피던스 변환기 그림 1에서 각 포트에 연결된 전송선로의 파라미터 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Z_a = \sqrt{\frac{Z_{01} Z_{02}}{1+k^2}}, \quad Z_b = \frac{\sqrt{Z_{02} Z_{03}}}{k} \quad (7a)$$

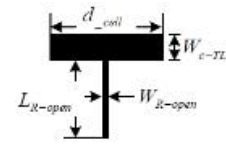
$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_{03} Z_{04}}{1+k^2}}, \quad Z_d = \frac{\sqrt{Z_{01} Z_{04}}}{k} \quad (7b)$$

## 2-2 병렬 오픈 스테르브가 연결된 전송선로 [13-16]

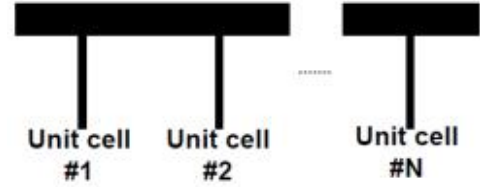
본 논문에서 구현하려는 비대칭 분배비율을 갖는 임피던스 변환기에는 비대칭의 분배 비율에 의해서 수 오음의 낮은 임피던스 선로를 구현해야한다. 현재 마이크로스트립 기술로 구현할 수 있는 전송선로 임피던스 값은 10 ~ 150 Ω 사이의 값들만이 가능하다.

작은 임피던스 값을 갖는 전송선로는 관내 파장의 길이보다 짧은 길이를 갖는 전송선로 ( $d_{cell}$ )와 병렬로 오픈 스테르브가 연결된 단위 셀 전송선로 (CLTL; capacitive loaded transmission line)가 주기적으로 연결된 슬로우 웨이브 구조의 전송선로를 사용하여 구현할 수 있으며, 이러한 슬로우 웨이브 구조의 전송선로는 그림 2에 나타내었다.

그림 2와 같은 구조는 슬로우 웨이브 특성을 갖고 있기 때문에, 단위 셀 전송선로는 구현하고자 하는 전송선로의 물리적인 길이를 줄임과 동시에 작은 임피던스 값을 갖는



(a)



(b)

그림 2. (a) 병렬 연결된 전송선로의 단위 셀 등가회로 (b) N 개 단위 셀의 직렬연결 구조

Fig. 2. (a) Equivalent circuit of unit-cell of capacitive loaded line. (b) Cascade connection of N unit cells.

전송선로를 구현할 수 있다. 이러한 특성을 갖는 전송선로를 구현하기 위해서는 설계하고자 하는 전송선로 (이것의 임피던스 값은  $Z_{R-TL}$ , 위상 속도는  $v_{R-TL}$  로 가정)와 CLTL 선로 (이것의 임피던스 값은  $Z_{C-TL}$ , 위상 속도는  $v_{C-TL}$ , 전기적 길이  $\theta_{C-TL}$  로 가정)의 파라미터로부터 CLTL 전송선로의 길이  $d_{cell}$  과 병렬 오픈 스테르브의 캐패시턴스 값  $C_s$ 를 식 (7a), (7b)와 같이 구할 수 있다.

$$d_{cell} = \frac{Z_{C-TL} \cdot \theta_{C-TL} \cdot v_{C-TL}}{2\pi \cdot N \cdot f_o \cdot Z_{R-TL}} \quad (8a)$$

$$C_s = \frac{\theta_{C-TL} \cdot (Z_{R-TL}^2 - Z_{C-TL}^2)}{2\pi \cdot N \cdot f_o \cdot Z_{R-TL}^2 \cdot Z_{C-TL}} \quad (8b)$$

여기서 N은 단위 셀의 숫자,  $f_o$ 는 동작 주파수를 나타내었다.

## III. 시뮬레이션 및 실험결과

비대칭 분배비율을 갖는 임피던스 변환기는 유도된 수식 (7a), (7b), (8a), (8b)들을 이용하여 설계한 후, 시뮬레이션을 수행하였다.

동작 주파수 1 GHz에서 전력분배 비율이  $k^2=3$  이고, 50 Ω을 12.5 Ω으로 변환시켜주는 임피던스 변환기를 설계하기 위해서 먼저 변환기를 구성하고 있는 포트 임피던스 값을  $Z_{01} = Z_{04} = 50 \Omega$ ,  $Z_{02} = Z_{03} = 12.5 \Omega$ 으로 설정한 후, 각 전송선로의 임피던스 값을 구한다. 식 (7a) ~ (7b)를 이용하여 각 전송선로의 임피던스는  $Z_a = 12.5 \Omega$ ,  $Z_b = 7.2 \Omega$ ,  $Z_c = 12.5 \Omega$ , 그리고  $Z_d = 28.9 \Omega$  으로 계산되었고, 모든 선로의 전기적 길이는 모두  $90^\circ$  이다.

표 1. 구현된 CLTL 선폭과 길이

Table 1. Width / length of the CLTL.

	$Z_a = Z_c = 12.5$ $\Omega$	$Z_b = 7.2$ $\Omega$	$Z_d = 28.9$ $\Omega$
$W_{R-TL}$ (mm)	4.5	4.5	2.2
$d_{cell}$ (mm)	6.6	4.0	9.1
$W_{R-OPEN}$ (mm)	0.7	0.7	0.7
$L_{R-OPEN}$ (mm)	30.6	38.2	15.4
$N$	3	3	3

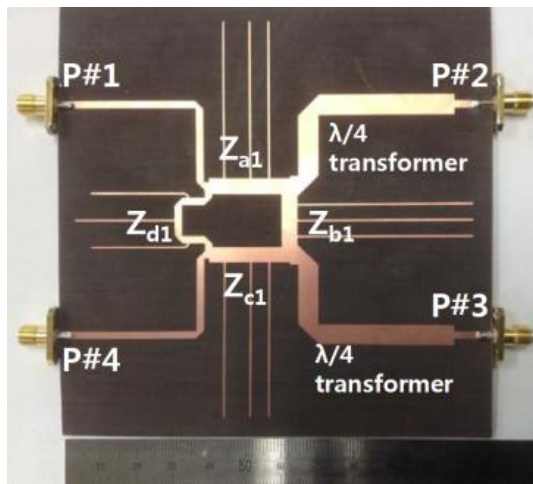
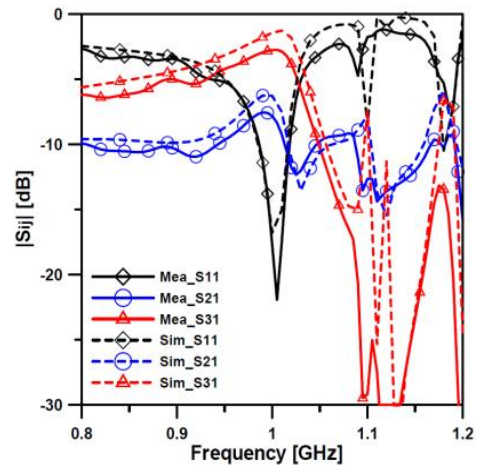


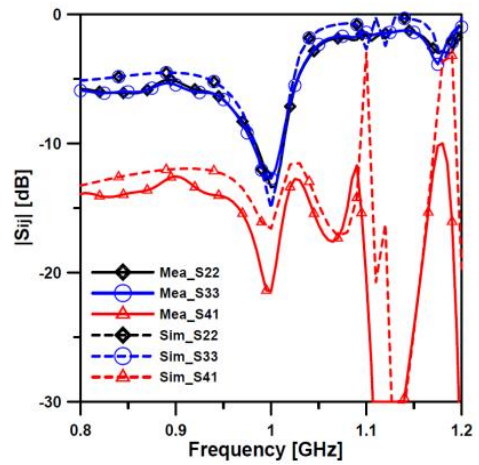
그림 3. 제작된 비대칭 분배가 되는 임피던스 변환기 사진  
Fig. 3. Photograph of the fabricated impedance transformer with unequal split.

여기서 계산된 임피던스 값  $Z_b = 7.2 \Omega$  는 마이크로 스트립 기술로 구현하기 어렵기 때문에 CLTL 구조를 이용하였다. 하지만, 그림 1의 구조에서 한 개의 전송선로만을 CLTL 구조로 변경하면 다른 전송선로와의 전기적 길이 차이에 의해서 그림 1과 같은 형태로 구현 할 수가 없다. 그러므로 그림 1과 같은 형태의 임피던스 변환기를 구현하기 위하여 포트와 연결된 모든 전송선로를 CLTL 구조로 설계하였고, 식 (8a)~(8b)를 이용하여 설계 된 파라미터 값은 표 1에 나타내었다.

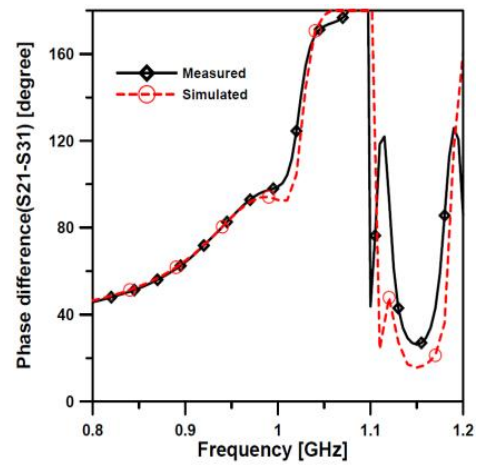
표 1은 CLTL을 구성하는 소자들 즉, 짧은 전송선로 길이( $d_{cell}$ )와 선폭 ( $W_{c-TL}$ ), 개방 스텐브의 선폭 ( $W_{R-OPEN}$ )과 길이 ( $L_{R-OPEN}$ )을 나타낸 것이며, 여기서 사용된 PCB는 TACONIC사의 TLX-9 으로, 유전율  $\epsilon_r = 2.5$ , 유전체 두께  $h = 0.787 \text{ mm}$  인 PCB를 사용하였고, 중심 주파수는 1 GHz 로 설계를 하였다. 또한, 시뮬레이션 소프트웨어는 NI 사의 Microwave Office를 사용하였다.



(a)



(b)



(c)

그림 4. 시뮬레이션과 측정된 결과 (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$ ,  $|S_{41}|$  (c)  $S_{21}$ 과  $S_{31}$ 의 위상 차이

Fig. 4. Simulated and measured results. (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$ ,  $|S_{41}|$  (c) phase difference of  $S_{21}$  and  $S_{31}$ .

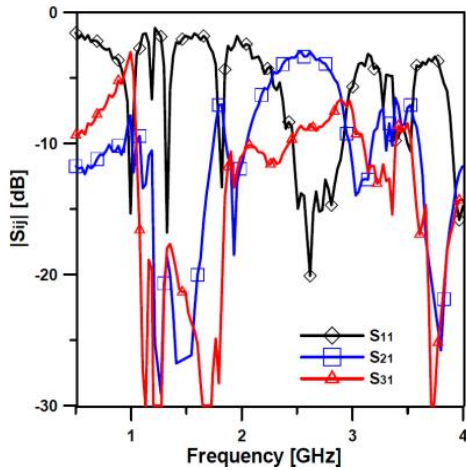


그림 5. 측정된 임피던스 변환기의 하모닉 특성  
Fig. 5. Harmonic characteristics of measured impedance transformer.

그림 3은 제작된 비대칭 임피던스 변환기 사진이다. 또한, 이 임피던스 변환기의 측정 데이터는 그림 4에 나타나었고, 시뮬레이션과 측정 결과가 일치함을 알 수 있다.

그림 4에서 보면, 1 GHz에서 삽입 손실은  $|S_{21}| = 2.7$  dB 와  $|S_{31}| = 7.4$  dB로 나타났으며, 이 값들은 PCB 재질의 손실과 제작상의 손실들 때문에 시뮬레이션 결과와 차이가 발생하였다. 고립도는  $|S_{41}| = 20.5$  dB, 그리고 반사계수는 포트 1,2,3에서  $|S_{ii}| > 13$  dB 이상 얻었다. 출력 포트 2와 3 사이의 위상 차이는 동작 주파수 0.98 ~ 1.01 GHz에서  $\pm 5^\circ$  이내의 값을 얻었다.

그림 5는 0.5 GHz ~ 4.0 GHz까지 대역에서 하모닉 특성을 나타낸 것이다. 이 임피던스 변환기의 고주파 하모닉 특성은 출력 포트에서 최소 10 dB 이상 억압된 형태로 나타나는 것을 알 수 있다. 이러한 현상은 다른 특성을 갖는 CLTL로 네 개의 전송선로가 구성된 임피던스 변환기이기 때문으로 판단된다.

#### IV. 결 론

본 논문은 기존 우수/기수 해석법이 아닌 S-파라미터를 어드미턴스 파라미터로 변환 시키는 방법을 이용하여 간단하게 설계 하는 방법을 이용하였다. 이러한 설계 방법을 이용하여 동작 주파수 1 GHz에서 3:1의 분배 비율을 갖고 50  $\Omega$ 에서 12.5  $\Omega$ 으로 임피던스가 변환되는 임피던스 변환기를 설계 및 구현하였다.

이렇게 제작된 비대칭 임피던스 변환기는 포트 1, 2, 3에서 반사계수는  $|S_{ii}| > 13$  dB, 삽입손실은 각각  $|S_{21}| = 2.7$  dB,  $|S_{31}| = 7.4$  dB, 그리고 고립도  $|S_{41}| = 20.5$  dB를 얻었고 이것은 시뮬레이션과 유사함을 확인하였다.

이 논문에서 제시한 S-파라미터를 어드미턴스 파라미터로 변환하는 해석법은 비대칭 임피던스 변환기를 설계하는데 있어 타당성을 확인하였고, 또한 임의의 포트 임피던스를 갖는 다양한 비율의 분배기등의 수동소자 설계하는데 유용하게 적용 될 수 있을 것으로 판단된다.

#### 참고 문헌

- [1] S. Kophon, P. Uthansakul, M. Uthansakul, and S. Cheedket, "Performance enhancement of power amplifier class AB push-pull using component balun and invert Doherty combined with negative feedback," *International Journal of Modeling and Optimization*, Vol. 1, No. 5, pp. 380-384, Dec. 2011.
- [2] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, 1st ed. Norwood, MA: Artech House, 2002.
- [3] R. Negra, F. M. Ghannouchi, and W. Bachtold, "Monolithic lumped-element unequal branch-line coupler for the use in asymmetrical Doherty amplifiers," *IEEE Topical Symposium on Power Amplifiers for Wireless Communications*, pp. 1-8, Jan. 2009.
- [4] H.-D. Jang, P. Roblin, C. Quindroit, Y. Lin, and R. D. Pond, "Asymmetric Doherty power amplifier designed using model-based nonlinear embedding," *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, Vol. 62, No. 12, pp. 3436-3451, Dec. 2014.
- [5] R. K. Gupta, S. E. Anderson, and W. J. Getsinger, "Impedance transforming 3 dB 90° hybrids," *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-35, No. 12, pp. 1302-1307, Dec. 1987.
- [6] S. Kumar, C. Tannous, and T. Danshin, "A multisection broadband impedance transforming branch-line hybrid," *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, No. 11, pp. 2517-2523, Nov. 1995.
- [7] X. H. Wang, L. Zhang, Y. Xu, Y.-F. Bai, C. Liu, and X. Shi, "A tri-band impedance transformer using stubbed coupling line," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 141, pp. 33-45, 2013.
- [8] Y. B. Kim, H. T. Kim, K. S. Kim, J. S. Lim, and D. Ahn, "A branch line hybrid having arbitrary power division ratio and port impedances," in *Proceeding of Asia-Pacific Microwave Conference*, Bangkok: Thailand, pp.1-4, Dec. 2007.
- [9] C. L. Ruthroff, "Some broadband transformers," *Proceeding of the Institute of Radio Engineers*, Vol. 47, Issue 8, pp. 1337-1342, Aug. 1959.
- [10] C. Miao, G. Tian, J. Yang, and W. Wu, "Analysis of

- multiport passive components using admittance matrix,” in *Proceeding International Conference Microwave Millimeter-wave Technology (ICMMT)*, Shenzhen, pp. 1-4, 2012.
- [11] C. Miao, X. Zheng, J. Yang, and W. Wu, “A symmetrical outputs uniplanar out-of-phase power divider without phase shifter,” *Progress in Electro-Magnetics Research Letters*, Vol. 48, pp. 95-101, 2014.
- [12] Y. Kim, “Compact size unequal power divider using parameter conversion,” *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 58, No. 7, pp.1655-1658, July 2016.
- [13] Y. Kim, “A 10:1 Unequal Gysel power divider using a capacitive loaded transmission line,” *Progress in Electromagnetics Research Letters*, Vol. 32, pp. 1-10, 2012.
- [14] S. K. Kwon, Y. Kim, and Y. C. Yoon, “ Unequal dualband Wilkinson divider using CPW and shunt connected open stub transmission lines,” *Journal of Advanced Navigation Technology*, Vol. 20, No. 1, pp. 59-64, Feb. 2016.
- [15] R. E. Collin, Periodic Structures and Filter, *Foundations for Microwave Engineering*, 1st ed., New York, NY: McGraw-Hill, 1992.
- [16] K. W. Eccleston, and S. H. Ong, “Compact planar microstripline branch-line and rat-race couplers,” *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, No. 10, pp. 2119-2125, Oct. 2003.



**김 영 (Young Kim)**

1988년 2월 : 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
2002년 8월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)  
1988년 1월 ~ 1993년 5월 : 이즈텔 시스템즈(주) 연구소 선임연구원  
1993년 6월 ~ 1998년 2월 : 삼성전자(주) 정보통신사업본부 선임연구원  
1998년 3월 ~ 2003년 2월 : 두원공과대학 정보통신과 조교수  
2003년 3월 ~ 현재 : 금오공과대학교 전자공학부 교수  
※ 관심분야 : RF 및 Microwave 회로해석 및 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계