

## CPW와 개방 스텐브가 병렬 연결된 전송선로를 이용한 비대칭 이중대역 Wilkinson 분배기

# Unequal Dualband Wilkinson Divider Using CPW and Shunt Connected Open Stub Transmission Lines

권상근<sup>1</sup> · 김영<sup>1\*</sup> · 윤영철<sup>2</sup>

<sup>1</sup>금오공과대학교 전자공학부

<sup>2</sup>가톨릭관동대학교 전자통신공학부

Sang-Keun Kwon<sup>1</sup> · Young Kim<sup>1\*</sup> · Young-Chul Yoon<sup>2</sup>

<sup>1</sup>School of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology, Gyeongsangbuk-do 39177, Korea

<sup>2</sup>Department of Electronic Engineering, Catholic Kwandong University, Gangwon-do 25601, Korea

### [요약]

본 논문은 CPW와 개방 스텐브가 병렬 연결된 전송선로를 사용하여 높은 분배 비율의 비대칭 이중대역 분배기를 나타내었다. 이중대역 설계 방정식에 의하여 계산된 전송선로의 구현은 낮은 임피던스의 전송선로는 짧은 선로와 병렬로 개방 스텐브가 주기적으로 연결된 형태로 그리고, 높은 임피던스 전송선로는 CPW 선로 형태로 구현하였다. 이러한 두 종류 전송선로를 이용한 이중대역 분배기의 설계방법의 타당성을 확인하기 위해서 중심 주파수가 1 GHz와 2 GHz인 10:1 비대칭 이중대역 전력분배기를 제작하였고, 이것의 측정 결과 특성이 시뮬레이션과 동일함을 확인하였다.

### [Abstract]

This paper presents a high dividing ratio unequal dualband divider using coplanar waveguide (CPW) and shunt connected open stub transmission lines. In order to implement transmission lines for a dualband divider using design equations, the low impedance lines of divider can be realized a shunt connected open stub transmission line. Also, the high impedance lines are realized by CPW transmission lines. To certify the validity of an unequal dualband divider using CPW and shunt connected open stub transmission lines, the 10:1 unequal dualband divider is implemented at operating frequency of 1 and 2 GHz. Good experimental performance at each frequency are obtained, which are in good agreement with the simulated results.

**Key word** : CPW line, Dualband, Shunt connected open stub transmission line, Unequal divider.

<http://dx.doi.org/10.12673/jant.2016.20.1.59>



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 14 January 2015; Revised 5 February 2016  
Accepted (Publication) 12 February 2016 (28 February 2016)

\*Corresponding Author; Young Kim

Tel: +82-54-478-7506

E-mail: [youngk@kumoh.ac.kr](mailto:youngk@kumoh.ac.kr)

## 1. 서론

최근의 무선통신 기술에서 다중 대역의 마이크로웨이브/ RF 소자들이 광범위하게 사용되고 있다. 이러한 다중대역의 기능을 확보하기 위해서는 다중 대역 전송선로 변환기가 필요하다. 이러한 특성을 갖는 변환기는 이중대역에서 설계하는 방법 [1]과 3개 또는 네 개의 주파수에서 설계하는 방법[2-5]등이 연구되었다. 또한, 다중의 주파수에서 동작하는 일반적인 설계 방법[6]이 제시되었다.

Wilkinson 분배기는 마이크로웨이브/ RF 분야에서 가장 많이 사용되는 분배기로서, 이 소자의 이중대역 특성은 많은 응용 분야를 갖고 있다. Wilkinson 분배기는 동일 크기 분배기의 이중대역 특성[7-8]과 비대칭 분배기의 이중대역 특성[9-10], 그리고 링 하이브리드 이중대역 특성[11-12]등 다양한 형태의 분배기들이 제시되었다.

기존의 논문들은 이중대역의 분배기 구현 시 그 분배 비율이 5이하의 비율로 구현되었으며, 다중 대역의 특성과 큰 분배 비율을 동시에 만족해야하는 응용분야인 레이더 또는 도허티 증폭기 특성을 얻기 위한 이중대역 분배기 논문은 아직 발표되지 않았다. 큰 분배 비율을 만족하는 분배기는 임피던스의 차이가 크게 나타남으로 인하여 분배기를 구성하는 선로를 구현하는 것이 문제가 된다. 이러한 문제점들을 보완하기 위해서 이 논문에서는 높은 분배 비율의 비대칭 분배기를 설계하고, 이것을 Monzon's 방정식[1]을 이용하여 이중대역으로 설계를 하였다. 이렇게 설계된 분배기의 높은 임피던스는 마이크로스트립으로 구현하기 불가능한 선폭이 계산되므로 이것을 CPW 전송선로[13]로 구현하고 또한, 낮은 임피던스 선로는 병렬로 개방 스텐터브가 연결된 전송선로[14]로 구현하였다. 이러한 설계 방법으로 1 GHz와 2 GHz에서 동작하는 비대칭 이중대역 분배기를 구현하였다.

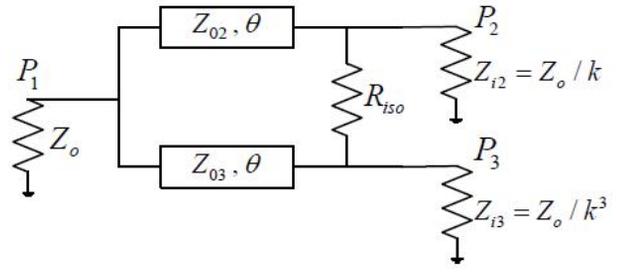
## II. 이론

### 2-1 비균등 이중대역 Wilkinson 분배기 (unequal dualband Wilkinson divider)

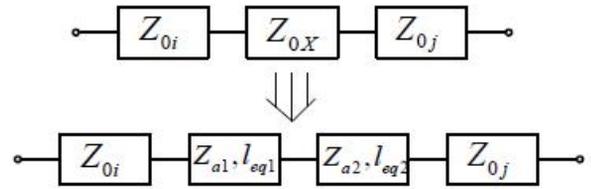
그림 1 (a)는 일반적인 비균등 Wilkinson 분배기 등가회로이다. 분배 비율이  $k^2 (= P_3/P_2)$ 인 상태에서, 각 포트에서 정합하기 위한 조건 그리고, 출력 포트의 입력 임피던스를 정의하여 그림 1 (a)의 비균등 Wilkinson 분배기를 구성하는 전송선로에 해당하는 각각의 임피던스는 다음과 같이 나타내었다.

$$Z_1 = Z_o \sqrt{k(1+k^2)}, Z_2 = Z_o \sqrt{\frac{1+k^2}{k^3}} \quad (1)$$

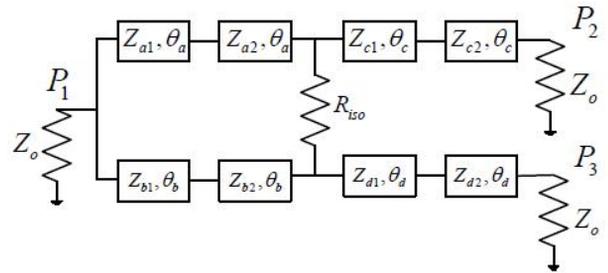
$$R_{iso} = Z_o \left( \frac{1+k^2}{k^3} \right) \quad (2)$$



(a)



(b)



(c)

그림 1. 등가회로 (a) 비균등 Wilkinson 분배기 (b) 이중대역 투색선 전송선로 (c) 비균등 이중대역 Wilkinson 분배기

Fig. 1. Equivalent circuit (a) conventional unequal Wilkinson divider (b) dualband two-section transmission line (c) unequal dual band Wilkinson divider.

$$Z_{i2} = \frac{Z_o}{k}, Z_{i3} = \frac{Z_o}{k^3} \quad (3)$$

여기서 특성 임피던스  $Z_o = 50 \Omega$  은 포트의 특성 임피던스이며,  $k^2$ 는 포트 2,3 사이의 전력비( $k^2 = P_3/P_2$ )를 나타내었고,  $Z_{i2}, Z_{i3}$ 는 포트 2,3의 종단 임피던스, 그리고 각 전송선로의 전기적 길이는  $\pi/2$ 이다.

그림 1 (b) 회로는 전송선로를 이중대역 투색선 전송선로로 변환시킨 것을 나타낸 것이며, 이때 Monzon's 방정식을 이용하여 구현한 것으로 사용된 방정식은 다음과 같다.

$$l_{eq1} = l_{eq2} \quad (4)$$

$$l_{eq2} = \frac{\pi}{\beta_a + \beta_b} \quad (5)$$

$$\gamma = \frac{\sin^2(\beta_a l_{eq1})}{\cos^2(\beta_a l_{eq1})} \quad (6)$$

$$Z_{a1} = \sqrt{\frac{Z_{0i}}{2\gamma}(Z_{0j} - Z_{0i}) + \sqrt{\left[\frac{Z_{0i}}{2\gamma}(Z_{0j} - Z_{0i})\right]^2 + Z_{0i}^3 Z_{0j}}} \quad (7)$$

$$Z_{a2} = \frac{Z_{0i} Z_{0j}}{Z_{a1}} \quad (8)$$

여기서  $\beta_{a1}$  과  $\beta_{a2}$ 는 설계 주파수  $f_1$ 과  $f_2$ 의 위상 상수를 나타낸 것이다.

또, 그림 1 (c) 는 Monzon's 방정식 (4) ~ (8)을 이용하여 비대칭 분배기의 임피던스 값을 이중대역의 두 섹션으로 변환시킨 것을 나타낸 것이다.

### 2-2 CPW와 병렬 개방 스테르브 연결 전송선로

그림 1 (c)에 표현된 두 섹션 임피던스  $Z_{a1}$  은 100 Ω 이상의 높은 임피던스 값을 갖게 되어 선폭이 너무 작아서 마이크로 스트립으로 구현하기 어렵다. 높은 임피던스 선로를 구현할 수 있는 것은 그림 2에 나타낸 CPW 전송선로이다. 이 전송선로는 마이크로 스트립과는 다르게 밑면의 그라운드가 없는 구조를 갖고 있으며, 이 선로의 임피던스를 구하는 식은 다음과 같다[12].

$$Z_o = \frac{30.0\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff,t}}} \frac{K(k'_t)}{K(k_t)} \quad (9)$$

여기서  $\epsilon_{eff,t}$  는 유효 유전율을 나타낸 것이고,  $K(k)$  는 일차 엘립틱 함수를 나타낸 것이다.

또한, 그림 1 (c) 에서 포트 2 와 3에 연결된 전송선로 임피던스 값은 15 Ω 이하의 작은 크기로 계산된다. 이렇게 낮은 임피던스 선로를 구현하려면 짧은 전송선로에 병렬로 개방 스테르브를 연결한 구조를 연속적으로 연결한 전송선로를 사용하여야 하며 이렇게 함으로서 마이크로스트립 구조로 구현이 가능하다. 이러한 전송선로의 등가회로는 그림 3에 나타내었으며, 이 등가회로에 따라 전송선로의 길이와 개방 스테르브의 캐패시터 값은 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$d_{-unit} = \frac{Z_{a-TL} \cdot \theta_{a-TL} \cdot v_{a-TL}}{2\pi \cdot f_o \cdot N \cdot Z_{c-TL}} \quad (10)$$

$$C_{s-unit} = \frac{\theta_{a-TL} \cdot (Z_{a-TL}^2 - Z_{c-TL}^2)}{2\pi \cdot f_o \cdot N \cdot Z_{a-TL}^2 \cdot Z_{c-TL}} \quad (11)$$

여기서  $N$ 은 단위 셀 숫자,  $f_o$ 는 동작 주파수, 구현된 전송선로의 임피던스는  $Z_{a-TL}$ , 계산된 전송선로 임피던스  $Z_{c-TL}$ , 구현된 선로의 위상속도는  $v_{a-TL}$ , 그리고  $\theta_{a-TL}$ 은 개방 스테르브가 연결된 전송선로의 전기적 길이를 나타낸다.

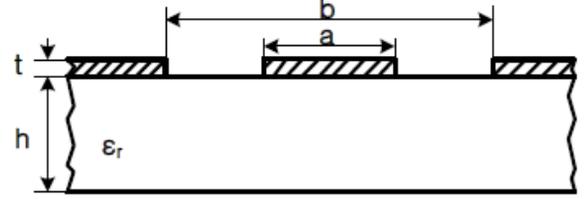


그림 2. CPW 전송선로 구조  
Fig. 2. Structure of CPW transmission line.

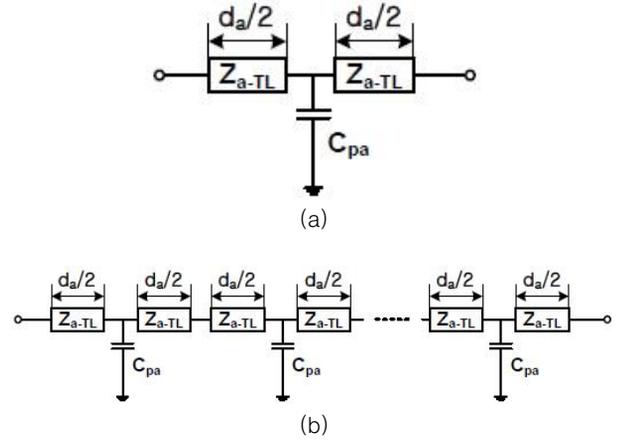


그림 3. 캐패시터의 병렬연결 전송선로 (a) 단위 셀 등가회로 (b) N개 연결된 전송선로

Fig. 3. Transmission line of parallel connected capacitor; (a) equivalent circuit of unit-cell, (b)Transmission line of N cascade connection.

### III. 시뮬레이션 및 실험결과

본 논문에서 구현하고자 한 비균등 이중대역 Wilkinson 분배기는 2 장에서 유도된 수식들을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 출력 포트 사이의 전력분배 비율이  $k^2 = 10$  일 때, 비균등 분배기를 구성하고 있는 각 전송선로의 임피던스 값은 2장의 수식을 이용하여 계산하면 다음과 같다.

$$Z_{02} = 93.3 \Omega, Z_{03} = 9.3 \Omega, R_{i,s_o} = 17.4 \Omega$$

$$Z_{i2} = 28.1 \Omega, Z_{i3} = 8.9 \Omega$$

이 때 모든 전송 선로의 전기적인 길이는  $\theta = 90^\circ$  이다. 이 값들을 이용하여 이중대역 1 GHz, 2 GHz를 만족하는 두 섹션 임피던스 및 선로 길이는 Monzon's 방정식을 이용하여 각각의 값을 구할 수 있다.

$$Z_{a1} = 148.1 \Omega, Z_{a2} = 58.7 \Omega, Z_{b1} = 14.8 \Omega, Z_{b2} = 5.9 \Omega$$

$$Z_{c1} = 23.2 \Omega, Z_{c2} = 33.9 \Omega, Z_{d1} = 5.6 \Omega, Z_{d2} = 14.0 \Omega$$

이때 전송선로의 전기적 길이는 60°로 하였다.

이 분배기의 출력 선로 사이의 고립저항은  $R_{iso} = 18 \Omega$ 을 사용하였다. 계산된 임피던스 값에서  $Z_{a1}$ 은 CPW 전송선로로 구현하고 그리고, 낮은 임피던스 값인  $Z_{b1}$ ,  $Z_{b2}$ ,  $Z_{d1}$  그리고  $Z_{d2}$ 는 짧은 전송선로에 병렬 개방 스테르브가 연결된 전송선로로 구현하였고, 이것을 구하기 위한 단위 셀 숫자, 전송선로의 길이 그리고 캐패시터의 용량에 해당하는 개방 스테르브 길이는 표 1에 정리하였다. 여기서  $W_{a-n}$ 은 병렬 개방 스테르브 연결 전송선로의 선폭을 나타낸 것이고,  $d$ 는 물리적인 길이,  $L$ 은 계산된 캐패시턴스 값을 구현한 개방 스테르브의 길이를 나타낸 것이다. 또,  $N$ 은 그림 3(a)의 단위 셀의 숫자를 나타낸 것이다. 이 때, 사용된 Epoxy PCB는 유전율  $\epsilon_r = 4.3$ , 유전체 두께  $h = 1.6 \text{ mm}$ 인 것을 사용하였다. 이렇게 계산된 값으로 설계된 분배기는 NI사의 소프트웨어 Microwave Office를 사용하여 시뮬레이션 하였다.

이렇게 구한 전송선로를 이용하여 제작된 10:1 이중대역 Wilkinson 분배기 사진의 전면도와 후면도는 그림 4에 나타났다.

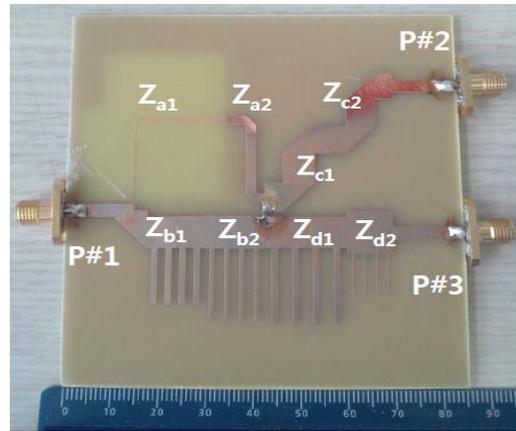
그림 5 (a)는 제안된 10:1 비대칭 이중대역 Wilkinson 분배기의 시뮬레이션과 측정결과의 삽입손실을 비교하여 나타낸 것이다. 이중대역 주파수 1.0 GHz에서 시뮬레이션의 결과는  $|S_{11}| = 30 \text{ dB}$ ,  $|S_{21}| = 10.4 \text{ dB}$ ,  $|S_{31}| = 0.7 \text{ dB}$ 를, 측정 결과는  $|S_{11}| = 21.8 \text{ dB}$ ,  $|S_{21}| = 10 \text{ dB}$ ,  $|S_{31}| = 1.2 \text{ dB}$ 의 값을 나타내고 있으며, 2.03 GHz에서는 시뮬레이션의 결과는  $|S_{11}| = 15 \text{ dB}$ ,  $|S_{21}| = 12.5 \text{ dB}$ ,  $|S_{31}| = 1.5 \text{ dB}$ 를, 측정 결과는  $|S_{11}| = 11.9 \text{ dB}$ ,  $|S_{21}| = 14 \text{ dB}$ ,  $|S_{31}| = 3.4 \text{ dB}$ 의 값이 측정되었으며 2 GHz 부근에서는 오차가 많이 생기는 것을 보여주고 있다. 여기서 2 GHz 중심 주파수가 30 MHz 이동한 것은 EM (electromagnetic) 시뮬레이션을 통해서 확인되었으며, 1.5 dB 이상의 손실이 발생한 것은 제작 때 전송선로의 선폭과 길이등의 오차 때문에 발생된 것으로 판단된다.

또, 그림 5 (b)는 시뮬레이션과 측정결과의 반사손실을 비교한 그래프로, 반사손실 특성 역시 시뮬레이션과 측정결과가 유사한 것을 볼 수 있다. 이 때 1.0 GHz 주파수에서  $|S_{11}| = 21.8 \text{ dB}$ ,  $|S_{22}| = 13 \text{ dB}$ ,  $|S_{33}| = 29 \text{ dB}$  그리고  $|S_{22}| = 17.7 \text{ dB}$ 의 결과를 보여주고 있으며, 2.03 GHz 주파수에서  $|S_{11}| = 11.9 \text{ dB}$ ,  $|S_{22}| = 4.5 \text{ dB}$ ,  $|S_{33}| = 14.6 \text{ dB}$  그리고  $|S_{22}| = 26.9 \text{ dB}$ 의 결과를 얻었다. 이 측정 결과에서 포트2의 반사 손실을 보면 다른 포트에 비해 정

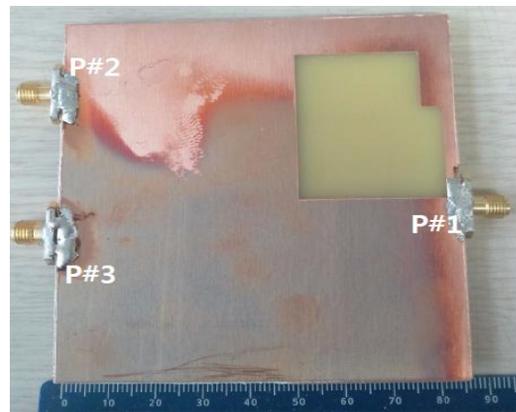
표 1. 개방 스테르브가 연결된 마이크로스트립 전송선로의 선폭과 길이

Table 1. Width and length of the shunt connected open stub micro-strip transmission line.

	$Z_{b1}$	$Z_{b2}$	$Z_{d1}$	$Z_{d2}$
	14.8 $\Omega$	5.8 $\Omega$	5.6 $\Omega$	14.0 $\Omega$
$W_{a-n}(\text{mm})$	7.5	7.8	7.5	10.3
$d(\text{mm})$	1.6	2.1	1.8	2.0
$L(\text{mm})$	13.1	16.6	17.6	9.5
$N$	4	4	4	4



(a)



(b)

그림 4. CPW와 병렬 연결 캐패시터를 이용한 전송선로를 이용한 10:1 이중대역 Wilkinson 분배기 사진 (a) 전면도 (b) 후면도

Fig. 4. Photograph of the fabricated 10:1 dualband Wilkinson divider using CPW and shunt connected capacitor transmission line (a) front (b) rear.

합이 안 된 것처럼 나타나는데, 이것은  $\lambda/4$  임피던스 변환기의 임피던스를 적절히 튜닝하면 포트3 과 같이 20 dB 이상의 값을 얻을 수 있음을 시뮬레이션을 통해서 확인하였다.

#### IV. 결 론

본 논문은 기존 비균등 Wilkinson 분배기를 이중대역으로 구현하기 위하여 Monzon's 방정식을 이용하여 두 색선 전송선로로 변환한 후, 낮은 임피던스 선로는 병렬로 개방 스테르브가 연결된 전송선로로 그리고 높은 임피던스 값을 갖는 전송선로는 CPW 구조를 이용한 전송선로 변환하여 1 GHz와 2 GHz에서 동작하는 10:1 분배기를 구현하였다.

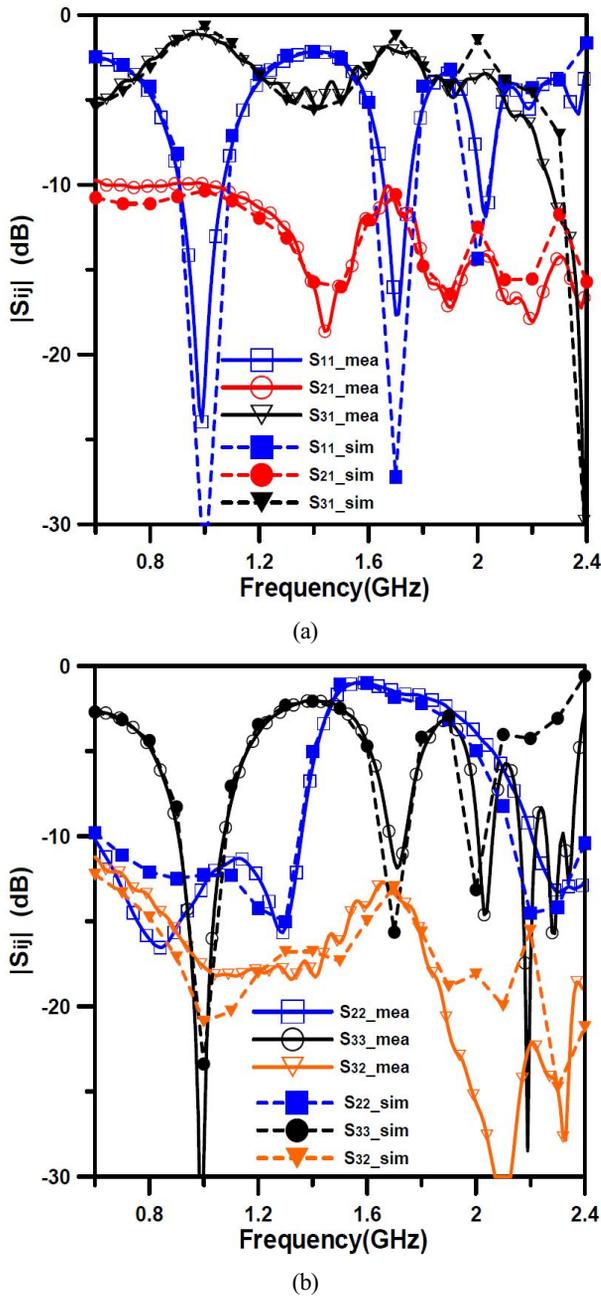


그림 5. CPW와 병렬 연결 개방 스테르브를 이용한 전송선로를 이용한 10:1 이중대역 Wilkinson 분배기 시뮬레이션과 측정 결과 (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{23}|$ ,  $|S_{33}|$ .

Fig. 5. Measured and simulated results of the implemented 10:1 dualband Wilkinson divider using CPW and shunt connected capacitor transmission line (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$ , (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{23}|$ ,  $|S_{33}|$ .

이렇게 제작된 비대칭 이중대역 Wilkinson 분배기는 두 주파수에서 반사계수는  $|S_{11}| = 12$  dB 이상, 삽입손실은 각각  $|S_{21}| = 12.5$  dB,  $|S_{31}| = 1.5$  dB, 그리고 격리도  $|S_{32}| = 25$  dB 이상을 얻었고, 이것은 시뮬레이션과 유사함을 확인하였다.

## 감사의 글

본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문입니다.

## 참고 문헌

- [1] C. Monzon, "A small dual frequency transformer in two sections," *IEEE Transaction Microwave Theory Techniques*, Vol. 15, no. 4, pp. 1157-1161, Apr. 2003.
- [2] M. Chongcheawchamnan, S. Patissang, and S. Srisathit, "Analysis and design of a three section transmission line transformer," *IEEE Transaction Microwave Theory Techniques*, Vol. 53, no. 7, pp. 2458-2462, Jul. 2005.
- [3] H. Jwaied, F. Muwanes, and N. Dib, "Analysis and design of quad-band four section transmission line impedance transformer," *Applied Computational Electromagnetic Society (ACES) Journal*, Vol. 22, no. 3, pp. 381-387, Nov. 2007.
- [4] H. Jwaied, F. Mawanes, and N. Dib, "Analysis and design of a quad-band Wilkinson power divider," *International Journal on Wireless and Optical Communication*, Vol. 4, no. 3, pp. 305-312, 2007.
- [5] M. Chongcheawchamnan, S. Patissang, M. Krairiksh, and I. Robertson, "Tri-band Wilkinson power divider using a three section transmission line transformer," *IEEE Microwave and Wireless Communication Letters*, Vol. 16, no. 8, pp. 452-454, Aug. 2006.
- [6] M. Khodier, N. Dib, and J. Ababneh, "Design of multiband multi-section transmission line transformer using particle swarm optimization," *Electrical Engineering Journal (Archiv fur Elektrotechnik)*, Vol. 90, no. 4, pp.293-300, Apr. 2008.
- [7] A. Mohra and M. Alkanhal, "Dual band Wilkinson power dividers using T-sections," *Journal of Microwave, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 7, no. 2, pp.83-90, 2008.
- [8] Y. Wu, Y. Liu, and S. Li, "A compact Pi-structure dualband transformer," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 88, pp.121-134, 2008.
- [9] C. Feng, G. Zhao, X. Liu, and F. Zhang, "A novel dual-frequency unequal Wilkinson power divider," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50, no. 6, pp. 1695-1699, Jun. 2008.
- [10] A M. Qaroot, N. I. Dib, and A. A. Gheethan, "Design methodology of multi-frequency unequal split Wilkinson power divider using transmission line transformers,"

*Progress in Electromagnetics Research B*, Vol. 22, pp.1-21, 2010.

- [11] K. K. Cheng and F. Wong, "A novel approach to the design and implementation of dual-band compact planar 90 branch line coupler," *IEEE Transaction Microwave Theory Techniques*, Vol. 52, no. 11, pp. 2458-2463, Nov. 2004.
- [12] J. X. Niu and X. L. Zhou, "A novel dual-band branch line coupler based on strip-shaped complementary split ring

resonators," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, no. 11, pp. 2859-2862, Nov. 2007.

- [13] C. Brain. Wadell, *Transmission line Design Handbook*, Norwood, MA, Artech House, 1991.
- [14] 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.



**권 상 근 (Sang-Keun Kwon)**

1987년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
1993년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
1990년 9월 ~ 현재: 금오공과대학교 전자공학부 교수  
※주 관심분야: 영상통신, 디지털 통신 시스템, 신호 처리



**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 회로 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계



**윤 영 철 (Young-Chul Yoon)**

1978년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)  
1982년 2월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1989년 2월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)  
1987년 9월 ~ 현재 : 가톨릭관동대학교 전자정보통신공학부 교수  
※ 관심분야: RF 및 Microwave 회로설계