

## 다른 복소 종단 임피던스를 갖는 비대칭 전력 분배기

# Unequal Power Divider with Different Complex Termination Impedance

김 영  
금오공과대학교 전자공학부

Young Kim

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

### [요 약]

본 논문은 부하에 서로 다른 복소 임피던스로 종단되면서 출력 분배 비율이 다른 비대칭 전력 분배기를 구현하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 출력의 종단된 복소 임피던스를 전송선로만을 이용하여 특정 임피던스 또는 특정 복소 임피던스 값으로 정합하는 방법을 사용하여 설계하였으며, 또한 종단 복소 임피던스 포트 사이의 고립도를 만족하기 위한 고립회로를 설정하는 방법을 제시하였다. 이러한 방법의 타당성을 증명하기 위해서, 입력포트는 50 Ω이고 서로 다른 출력 복소 임피던스를 갖으면서 분배 비율이  $k^2 = 3$  dB 와 1.7 dB 인 경우와 모든 포트가 서로 다른 복소 임피던스로 종단되어 있으면서 분배 비율이  $k^2 = 3$  dB를 갖는 비대칭 전력분배기를 중심주파수 2 GHz에서 설계하였으며, 전기적 특성의 실험 결과는 시뮬레이션과 잘 일치함을 확인하였다.

### [Abstract]

In this paper, we propose a method to implement an unequal power divider with different complex termination impedances for different output power ratios. The proposed method was designed using a matching the terminated complex impedances of the output port using only the transmission line, and presented an isolation circuits to satisfy the isolation characteristic between the terminating complex impedance ports. To prove the feasibility of this method, an unequal power divider with different load complex impedances with a splitting ratio  $k^2 = 3$  dB and 1.7 dB and an unequal power divider with different complex termination impedances of all ports with a splitting ratio  $k^2 = 3$  dB was designed at a center frequency of 2 GHz, and it was confirmed that the measured results of the electrical characteristics agree well the simulation.

**Key word** : Complex termination impedance, Microstrip, Transmission line, Unequal power divider, Wilkinson divider.

<https://doi.org/10.12673/jant.2022.26.1.15>



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 5 January 2022; Revised 10 February 2022  
Accepted (Publication) 25 February 2022 (28 February 2022)

\*Corresponding Author; Young Kim

Tel: +82-54-478-7506

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

## I. 서론

정합된 포트가 중단되고 포트 사이에 전기적으로 고립 특성을 갖고 있는 상태에서 신호의 결합 또는 분배시키는 회로는 전력분배기 또는 전력 결합기로서 많은 응용분야에는 사용되고 있다. 대표적인 분배기로는 대칭과 비대칭의 윌킨슨 분배기가 있으며[1], 이것의 특성중에서 대역폭을 넓게 설계하는 방법[2]과 듀얼 밴드[3]등의 특성을 만족하는 것이 존재한다. 또한, 이것을 구현하는데 사용되는  $\lambda/4$  파장의 전송선로의 길이를 줄이는 방법[4]등이 연구되었다. 또한, 출력 포트 사이의 고립도를 개선하기 위한 방법으로 설계된 것[5]과 하모닉 성분을 제거하는 분배기[6]등이 제안되었다.

LTE 또는 5G 등 새로운 이동통신 시스템에 사용되는 능동소자와 안테나들은 입출력 임피던스가 복소 임피던스를 갖고 있으므로 이러한 시스템에 적용할 수 있는 분배기의 설계가 필요하게 되었다. 이러한 복소 임피던스로 중단된 분배기의 설계 방법을 살펴보면 복소 임피던스로 중단된 2단 또는 4단의 분배기 설계를 나타낸 것[7]과 출력 포트가 같은 복소 임피던스로 구성된 분배기를 설계하기 위한 방법[8], 복소 임피던스로 중단된 3dB 윌킨슨 전력분배기[9] 그리고 임의의 중단 임피던스를 갖은 비대칭 결합 선로 분배기[10]가 발표되었다. 기존에 설계된 방법들은 복소 중단 임피던스가 동일한 대칭 전력분배기를 설계한 것들이다.

현재 이동통신에서 사용되는 고효율의 전력증폭기는 대부분 도허티 방법으로 설계하고 있으며 이중에서도 비대칭 도허티 방법은 상대적으로 큰 복소 임피던스에 작은 전력이 그리고 작은 복소 임피던스에 큰 전력이 전달되어야 한다. 그런데 기존의 어떤 논문도 비대칭 도허티 전력증폭에 적용 가능한 복소 임피던스로 중단되면서 비대칭으로 전력이 분배되는 전력분배기를 제시하지 못하고 있다. 따라서 본 논문에서 복소 임피던스로 중단되면서 전송선로만으로 구성된 비대칭 전력 분배기에 대한 설계 방법을 제시하고, 그 이론의 타당성을 증명하기 위하여 전력 분배비율이 3 dB, 1.7 dB를 갖고 중심 주파수 2 GHz에서 동작하는 3종류의 분배기를 설계 제작하여 전기적 특성을 확인하였다. 그림 1은 본 논문에서 설계한 분배기의 회로도를 나타내었다.

## II. 분배기 설계

### 2-1 복소 임피던스 정합[11]

복소 임피던스를 특정 저항 값으로 정합시킬 때의 전송선로 길이와 특성 임피던스 값을 구하기 위해서 그림 2(a)는 부하는 복소 임피던스  $Z_L$ , 특정 저항 값은  $R_S$ 로 가정하고

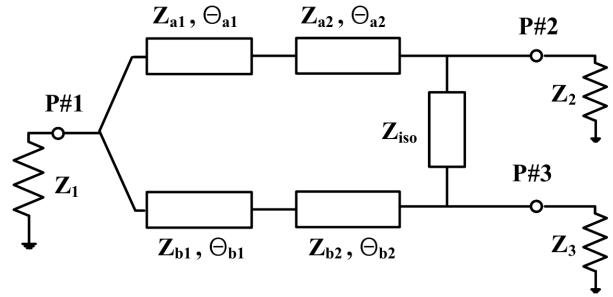


그림 1. 복소 임피던스를 갖는 비대칭 전력분배기 회로도.  
Fig. 1. Schematic of unequal power divider with complex termination impedance.

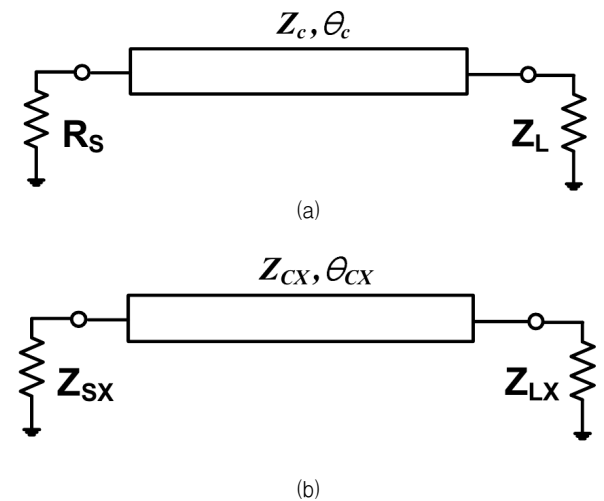


그림 2. (a) 복소 임피던스  $Z_L$ 을 특정 저항  $R_S$  변환하기 위한 전송선로 변환기, (b) 복소 임피던스  $Z_L$ 을 특정 임피던스  $Z_S$ 로 변환하기 위한 전송선로 변환기.  
Fig. 2. (a) Transmission line transformer to transform complex impedance  $Z_L$  into a real impedance  $R_S$ , (b) Transmission line transformer to transform complex impedance  $Z_L$  into complex impedance  $Z_S$ .

전송선로의 길이는  $\theta_C$  그리고 특성 임피던스는  $Z_C$ 로 설정하였다. 이때, 복소 임피던스  $Z_L$  값을  $R_S$  값으로 정규화하여 나타낸 것을 아래 식에 나타내었다.

$$Z_L = R_L + jX_L \tag{1}$$

$$z_l = \frac{R_L}{R_S} + j \frac{X_L}{R_S} = r_l + jx_l \tag{2}$$

$$\Gamma_L = \frac{z_l - 1}{z_l + 1} = \Gamma_{rL} + j\Gamma_{iL} \tag{3}$$

$$\Gamma_{rL} = \frac{(r_l^2 - 1) + x_l^2}{(1 + r_l)^2 + x_l^2}, \Gamma_{iL} = \frac{2x_l}{(1 + r_l)^2 + x_l^2} \tag{4}$$

이 식들을 이용하여 임피던스 변환기의 특성 임피던스

를 구하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_C = R_S \cdot \sqrt{\frac{\Gamma_{rL} + \Gamma_{rL}^2 + \Gamma_{iL}^2}{\Gamma_{rL} - (\Gamma_{rL}^2 + \Gamma_{iL}^2)}} \quad (5)$$

식 (5)를 이용하여  $Z_L$ ,  $R_S$  값을 정규화하는 (2)-(4) 과정을 다시 수행하면 전송선로의 길이를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$z'_l = \frac{R_L}{Z_C} + j \frac{X_L}{Z_C} = r'_l + jx'_l \quad (6)$$

$$r'_s = \frac{R_S}{Z_C} + j \frac{X_S}{Z_C} = r'_{rs} + jx'_{is} \quad (7)$$

$$\Gamma'_{rL} = \frac{(r'_l{}^2 - 1) + x'_l{}^2}{(1 + r'_l)^2 + x'_l{}^2}, \Gamma'_{iL} = \frac{2x'_l}{(1 + r'_l)^2 + x'_l{}^2} \quad (8)$$

$$\Gamma'_{rS} = \frac{(r'_{rs}{}^2 - 1) + r'_{is}{}^2}{(1 + r'_{rs})^2 + r'_{is}{}^2}, \Gamma'_{is} = \frac{2r'_{is}}{(1 + r'_{rs})^2 + r'_{is}{}^2} \quad (9)$$

$$\theta_C = \frac{1}{2} \left( \tan^{-1} \left( \frac{\Gamma'_{iL}}{\Gamma'_{rL}} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{\Gamma'_{is}}{\Gamma'_{rS}} \right) \right) \quad (10)$$

또한, 복소 임피던스를 특정 임피던스 값으로 정합시킬 때의 전송선로 길이와 특성 임피던스 값을 구하기 위한 방법은 그림 2(b)에서 부하는 복소 임피던스  $Z_{LX}$ , 특정 임피던스 값은  $Z_{SX}$ 로 가정하고 전송선로의 길이는  $\theta_{CX}$  그리고 특성 임피던스는  $Z_{CX}$ 로 설정하였다. 이때, 복소 임피던스  $Z_{LX}$  값을  $R_{SX}$  값으로 정규화하여 나타낸 것을 아래 식에 나타내었다.

$$Z_{LX} = R_{LX} + jX_{LX}, Z_{SX} = R_{SX} + jX_{SX} \quad (11)$$

$$z_{lx} = \frac{R_{LX}}{R_{SX}} + j \frac{X_{LX}}{R_{SX}} = r_{lx} + jx_{lx}, z_{sx} = 1 + jx_{sx} \quad (12)$$

최대 전력을 전달하기 위해서는  $Z_{in-sx} = Z_{SX}^*$  를 만족해야한다.

$$\Gamma_{LX} = \frac{z_{lx} - 1}{z_{lx} + 1} = \Gamma_{rLX} + j\Gamma_{iLX} \quad (13)$$

$$\Gamma_{rSX}^* = \frac{x_{sx}^2}{4 + x_{sx}^2}, \Gamma_{isX}^* = \frac{-2x_{sx}}{4 + x_{sx}^2} \quad (14)$$

식 (13)과 (14)를 연결한 선분의 수직과 반사계수의 실수부와 만나는 지점을 C로 정의하면 이 지점에서의 반사계수는 다음과 같이 구할 수 있다.

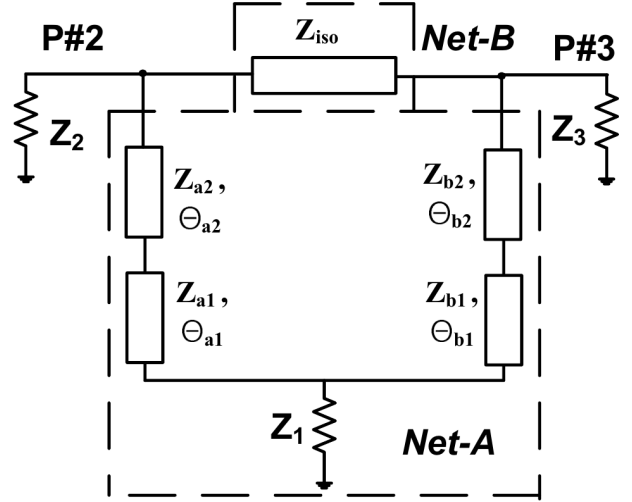


그림 3. 비대칭 분배기의 고립특성을 얻기 위한 등가회로.  
Fig. 3. Equivalent circuit of unequal power divider to obtain isolation characteristics.

$$\Gamma_{rC} = \frac{\{(\Gamma_{rSX}^*)^2 + (\Gamma_{isX}^*)^2\} - \{(\Gamma_{rLX})^2 + (\Gamma_{iLX})^2\}}{2(\Gamma_{rSX}^* - \Gamma_{rLX})} \quad (15)$$

또,  $Z_{LX}$ 에서 C 지점까지의 거리를 다음과 정의할 수 있다.

$$DIS = \sqrt{(\Gamma_{rLX} - \Gamma_{rC})^2 + (\Gamma_{iLX})^2} \quad (16)$$

$$\Gamma_{r1} = \Gamma_{rC} - DIS, \Gamma_{r2} = \Gamma_{rC} + DIS \quad (17)$$

이 식들을 이용하여 임피던스 변환기의 특성 임피던스를 구하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_{CX} = R_{SX} \cdot \sqrt{\left( \frac{1 + \Gamma_{r1}}{1 - \Gamma_{r1}} \right) \left( \frac{1 + \Gamma_{r2}}{1 - \Gamma_{r2}} \right)} \quad (18)$$

식 (18)을  $Z_{LX}$ ,  $Z_{SX}$  값을 정규화하는 (11)-(14) 과정을 다시 수행하면 전송선로의 길이를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$z'_{lx} = \frac{R_{LX}}{Z_{CX}} + j \frac{X_{LX}}{Z_{CX}} = r'_{lx} + jx'_{lx} \quad (19)$$

$$r'_{sx} = \frac{R_{SX}}{Z_{CX}} + j \frac{X_{SX}}{Z_{CX}} = r'_{rsx} + jx'_{isx} \quad (20)$$

$$\Gamma'_{rLX} = \frac{(r'_{lx}{}^2 - 1) + x'_{lx}{}^2}{(1 + r'_{lx})^2 + x'_{lx}{}^2}, \Gamma'_{iLX} = \frac{2x'_{lx}}{(1 + r'_{lx})^2 + x'_{lx}{}^2} \quad (21)$$

$$\Gamma'_{rSX} = \frac{(r'_{rsx}{}^2 - 1) + r'_{isx}{}^2}{(1 + r'_{rsx})^2 + r'_{isx}{}^2}, \Gamma'_{isX} = \frac{2r'_{isx}}{(1 + r'_{rsx})^2 + r'_{isx}{}^2} \quad (22)$$

$$\theta_{CX} = \frac{1}{2} \left( \tan^{-1} \left( \frac{\Gamma'_{iLX}}{\Gamma'_{rLX}} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{\Gamma'_{iSX}}{\Gamma'_{rSX}} \right) \right) \quad (23)$$

**2-2 비대칭 분배기의 고립특성**

분배기의 고립특성을 확보하기 위한 등가회로는 그림 3에 나타내었으며, *Net-A*에서 전송선로와 종단 임피던스를 ABCD 파라미터의 곱으로 표현하고 이것을 어드미턴스 파라미터  $[Y]_A$ 로 변환한다. 또한, 고립회로인 *Net-B*의 어드미턴스 파라미터  $[Y]_B$ 를 구한다. 이렇게 구한 각각의 어드미턴스 파라미터를 합한 결과를 S-파라미터로 변환 시킨다. 이렇게 구한 S-파라미터에서  $|S_{22}|, |S_{33}|, |S_{23}|$ 의 크기가 모두 -10 dB 이하가 되는 조건을 만족하는 고립회로  $Z_{iso}$ 를 구한다.

**III. 다른 분배비율을 갖는 전력 분배기 실험결과**

본 논문에서 제시한 설계 방법의 타당성을 확인하기 위하여 중심주파수 2 GHz에서 입력 포트는 50 Ω이고, 부하는 복소 임피던스를 갖고 있는 경우에 분배비율이  $k^2 = 3$  dB 1.7 dB 일 때와 모든 포트가 복소 임피던스일 경우 분배 비율이  $k^2 = 3$  dB인 세 종류의 비대칭 전력 분배기를 설계하였다.

이 실험에 사용된 PCB는 FR-4로 유전율 상수  $\epsilon_r = 4.4$ , 유전체 두께  $h = 0.787$  mm, 동박 두께  $t = 0.035$  mm를 사용하였다. 또한, 앞에서 얻은 수식을 통하여 각종 파라미터들은 Matlab 2015b를 이용하여 구하였으며, 동작 확인을 위하여 사용한 시뮬레이션 툴은 Cadence Design System사의 Microwave Office ver13을 사용하였다.

먼저, 분배 비율이  $k^2 = 3$  dB 이고, 입력 포트는  $Z_1 = 50 \Omega$ , 부하 임피던스는  $Z_2 = 1.3 + j 3.37 \Omega, Z_3 = 0.84 + j 3 \Omega$ 를 갖는 비대칭 분배기 정합회로는 앞 절의 식 (5), (10)을 이용하여 특성 임피던스와 전기적 길이를 구하였으며, 정합을 위하여 2단계의 스텝 임피던스를 이용하여 설계하였다. 또한 이 분배기의 각 전송선로의 설계 값은 표 1에 나타내었다. 여기에 사용된  $TL_{iso}, R_{iso}$  와  $C_{iso}$  는 고립회로를 구성하는 전송선로, 저항 및 커패시터를 나타낸 것이다.

두 번째는 분배 비율이  $k^2 = 1.7$  dB 그리고 입력 포트는  $Z_1 = 50 \Omega$ , 부하 임피던스는  $Z_2 = 100 - j 30 \Omega, Z_3 = 100 + j 30 \Omega$ 인 를 갖는 비대칭 분배기 정합회로는 앞 절의 식 (5), (10)을 이용하여 특성 임피던스와 전기적 길이를 구하였으며,

**표 1.** 분배비율이  $k^2 = 3$  dB인 분배기의 소자 값 ( $Z_1 = 50 \Omega, Z_2 = 1.3 + j 3.37 \Omega, Z_3 = 0.84 + j 3 \Omega$ ).

**Table 1.** Element values of unequal power divider with  $k^2 = 3$  dB splitting ratios ( $Z_1 = 50 \Omega, Z_2 = 1.3 + j 3.37 \Omega, Z_3 = 0.84 + j 3 \Omega$ ).

Symbol	Width (mm)	Length (mm)
$Z_{a1}$	1.1	23.46
$Z_{a2}$	19.3	10.4
$Z_{b1}$	0.78	19.3
$Z_{b2}$	26.2	8.67
$TL_{iso}$	0.4	6.6
$R_{iso}$	150 Ω	
$C_{iso}$	0.25 pF	

**표 2.** 분배비율이  $k^2 = 1.7$  dB인 분배기의 소자 값 ( $Z_1 = 50 \Omega, Z_2 = 100 - j 30 \Omega, Z_3 = 100 + j 30 \Omega$ ).

**Table 2.** Element values of unequal power divider with  $k^2 = 1.7$  dB splitting ratios ( $Z_1 = 50 \Omega, Z_2 = 100 - j 30 \Omega, Z_3 = 100 + j 30 \Omega$ ).

Symbol	Width (mm)	Length (mm)
$Z_{a1}$	0.34	12.3
$Z_{a2}$	0	0
$Z_{b1}$	0.2	6.5
$Z_{b2}$	0	0
$R_{iso}$	150 Ω	
$C_{iso}$	1.0 pF	

**표 3.** 분배비율이  $k^2 = 3$  dB인 분배기의 소자 값 ( $Z_1 = 60 + j40 \Omega, Z_2 = 100 + j 60 \Omega, Z_3 = 50 + j 80 \Omega$ ).

**Table 3.** Element values of unequal power divider with  $k^2 = 3$  dB splitting ratios ( $Z_1 = 60 + j40 \Omega, Z_2 = 100 + j 60 \Omega, Z_3 = 50 + j 80 \Omega$ ).

Symbol	Width (mm)	Length (mm)
$Z_{a1}$	1.1	4.68
$Z_{a2}$	0	0
$Z_{b1}$	1.0	10.7
$Z_{b2}$	0	0
$TL_{iso}$	0.4	1.1
$R_{iso}$	15 Ω	
$C_{iso}$	1.0 pF	

이 분배기의 각 전송선로의 설계 값은 표 2에 나타내었다. 이것은 하나의 전송선로로 정합회로를 구성하였다.

마지막으로 분배 비율이  $k^2 = 3.0$  dB 그리고 입력 포트는  $Z_1 = 60 + j 40 \Omega$ , 부하 임피던스는  $Z_2 = 100 + j 60 \Omega, Z_3 = 50 + j 80 \Omega$ 인 를 갖는 비대칭 분배기 정합회로는 앞 절의 식 (18), (23)을 이용하여 특성 임피던스와 전기적 길이를 구하였으며, 이 분배기의 각 전송선로의 설계 값은 표 3에 나타내었다. 이것은 하나의 전송선로로 정합회로를 구성하였다.

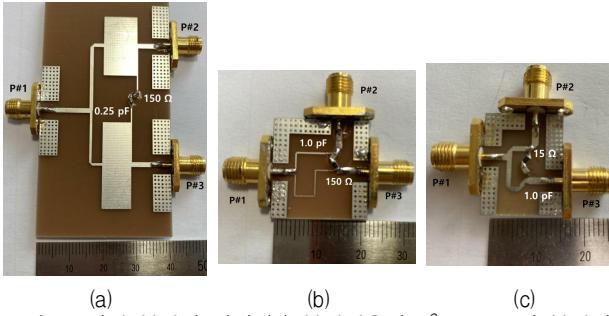


그림 5. 전력 분배기 사진 (a) 분배비율이  $k^2 = 3$  dB인 분배기 (b) 분배비율이  $k^2 = 1.7$  dB인 분배기 (c) 분배비율이  $k^2 = 3$  dB인 분배기

Fig. 5. Photographs of power divider (a)  $k^2 = 3.0$  dB splitting ratios (b)  $k^2 = 1.7$  dB splitting ratios (c)  $k^2 = 3.0$  dB splitting ratios.

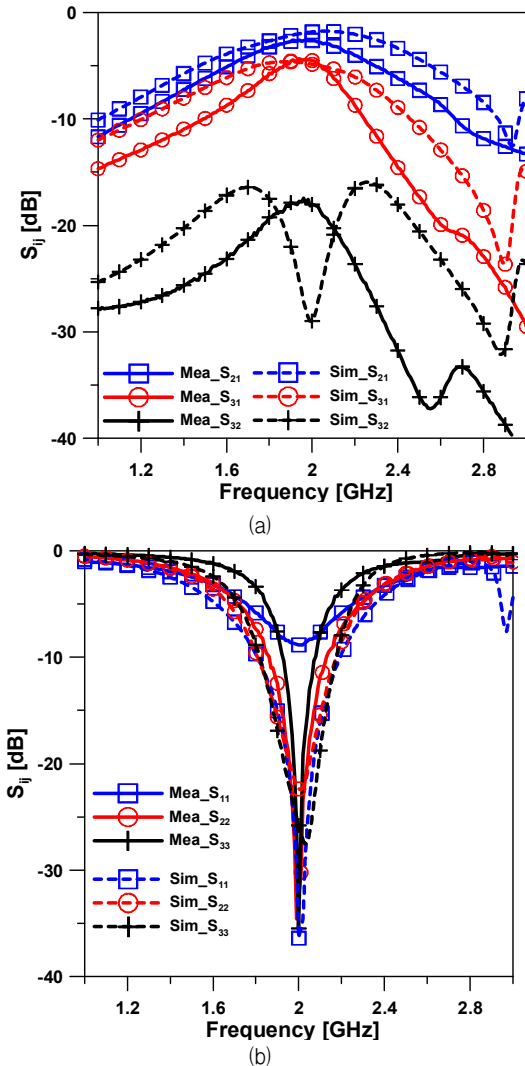


그림 6.  $k^2 = 3.0$  dB인 비대칭 전력분배기 시뮬레이션과 측정결과 (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$ ,  $|S_{32}|$ .

Fig. 6. Measured and simulated results of unequal power divider with  $k^2 = 3.0$  dB. (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$ ,  $|S_{32}|$ .

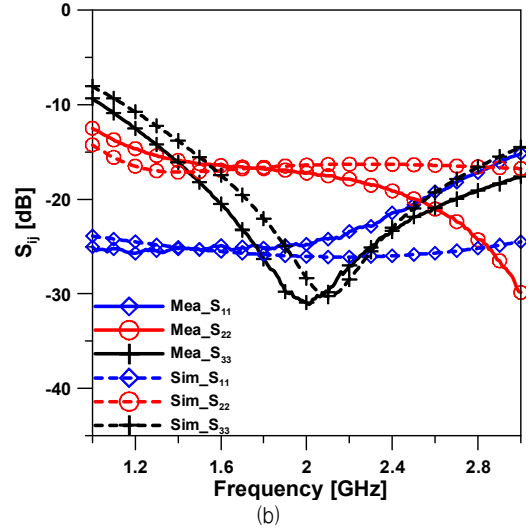
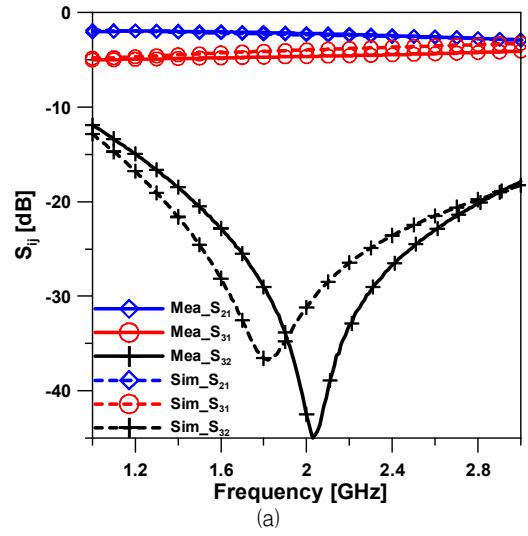


그림 7.  $k^2 = 1.7$  dB인 비대칭 전력분배기 시뮬레이션과 측정결과 (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$ ,  $|S_{32}|$ .

Fig. 7. Measured and simulated results of unequal divider with  $k^2 = 1.7$  dB. (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$ ,  $|S_{32}|$ .

그림 5는 본 논문에서 구현한 세 종류의 분배기 사진을 나타낸 것이다. 그림 5(a)는 2단 스텝 임피던스 형태로 정합을 시켰으며, 그림 5(b), (c)는 단일 전송선로로 정합시켰다.

여기서 구현된 분배기는 포트들이 복소 임피던스로 중단되어 있어서 50 Ω의 측정 시스템으로는 측정할 수가 없다. 그런 이유로, 이 분배기들은 50 Ω 계측기로 측정된 후에 그 결과를 Microwave Office를 사용하여 복소 중단 임피던스를 갖도록 변환하여 비대칭 분배기의 측정 결과로 나타내었다.

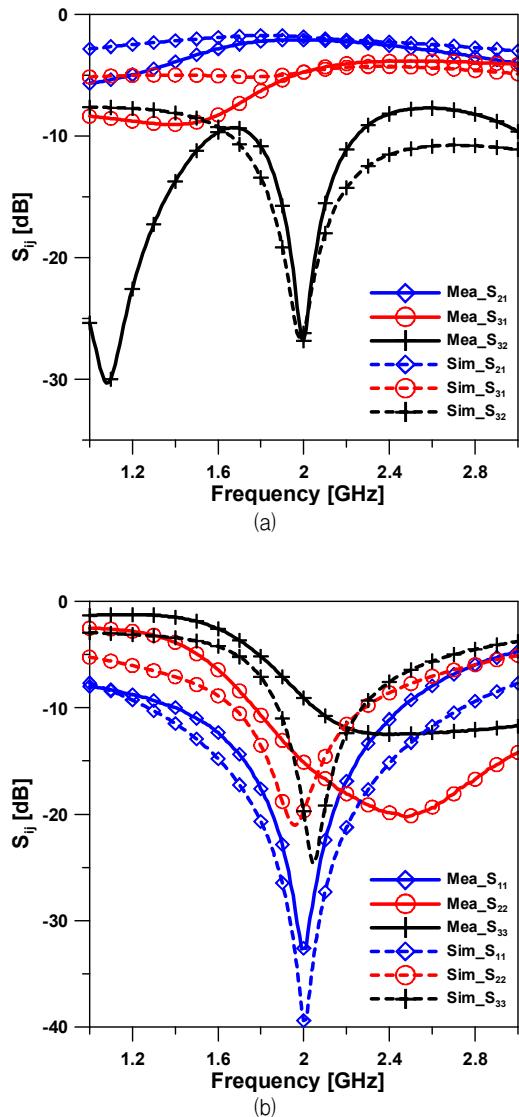


그림 8.  $k^2 = 3.0$  dB인 비대칭 전력분배기 시뮬레이션과 측정결과 (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$ ,  $|S_{32}|$ .

Fig. 8. Measured and simulated results of unequal power divider with  $k^2 = 3.0$  dB. (a)  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$  (b)  $|S_{22}|$ ,  $|S_{33}|$ ,  $|S_{32}|$ .

표 4. 기존 전력분배기기와 비교.

Table 4. Comparison with conventional power divider.

Ref.	$k^2$ (dB)	Freq. (GHz)	RL (dB)	IL (dB)	Type
[7]	0	1	23	-	equal
[8]	0	1	28	-3.0	equal
[9]	0	2	19.2	-3.3	equal
This work	1.7	2	24.8	-2.2/-4.7	unequal
	3.0	2	32.6	-2.1/-4.7	unequal

그림 6은 분배 비율이  $k^2 = 3$  dB 이고, 입력 포트는  $Z_1 = 50 \Omega$ , 부하 임피던스는  $Z_2 = 1.3 + j 3.37 \Omega$ ,  $Z_3 = 0.84 + j 3 \Omega$ 를 갖는 비대칭 분배기 결과를 나타낸 것으로 각 포트의 전달특성은 중심주파수 2 GHz에서  $|S_{21}| = -2.6$  dB,  $|S_{31}| = -4.5$  dB를 얻었으며, 출력 포트 사이의 고립도  $|S_{32}| = -18.1$  dB를, 그리고 반사계수  $|S_{11}| = -8.8$  dB,  $|S_{22}| = -43.5$  dB,  $|S_{33}| = -35.5$  dB를 얻었다. 그림 7은 분배 비율이  $k^2 = 1.7$  dB 그리고 입력 포트는  $Z_1 = 50 \Omega$ , 부하 임피던스는  $Z_2 = 100 - j 30 \Omega$ ,  $Z_3 = 100 + j 30 \Omega$ 를 갖는 비대칭 분배기 결과를 나타낸 것으로 각 포트의 전달특성은 중심주파수 2 GHz에서  $|S_{21}| = -2.2$  dB,  $|S_{31}| = -4.7$  dB를 얻었으며, 출력 포트 사이의 고립도  $|S_{32}| = -42.5$  dB를, 그리고 반사계수  $|S_{11}| = -24.8$  dB,  $|S_{22}| = -17.2$  dB,  $|S_{33}| = -30.9$  dB를 얻었다. 그림 8은 분배 비율이  $k^2 = 3.0$  dB 그리고 입력 포트 임피던스는  $Z_1 = 60 + j 40 \Omega$ , 부하 임피던스는  $Z_2 = 100 + j 60 \Omega$ ,  $Z_3 = 50 + j 80 \Omega$ 를 갖는 비대칭 분배기 결과를 나타낸 것으로 각 포트의 전달특성은 중심주파수 2 GHz에서  $|S_{21}| = -2.1$  dB,  $|S_{31}| = -4.7$  dB를 얻었으며, 출력 포트 사이의 고립도  $|S_{32}| = -26.8$  dB를, 그리고 반사계수  $|S_{11}| = -32.6$  dB,  $|S_{22}| = -15.1$  dB,  $|S_{33}| = -9.1$  dB를 얻었다. 시뮬레이션 결과와 차이가 존재하는 이유는 실제 제작상의 손실과 그 손실이 복소 중단 임피던스로 변환하는 것에 추가가 되어 오차가 발생된 것으로 판단된다.

표 4는 본 논문에서 설계된 분배기와 기존 복소 임피던스 부하를 갖는 분배기에 대한 비교 데이터를 정리한 것이다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 복소 중단 임피던스를 갖는 세 종류의 전력 분배기를 제작하였다. 이렇게 제작된 전력 분배기는 입력 포트가 50  $\Omega$ 이고 두 출력포트가 다른 복소 임피던스를 갖고 있는 경우와 모든 포트가 복소 임피던스를 갖고 있는 경우에 적용했을 때 시뮬레이션과 유사한 전기적 특성을 얻었음을 확인하였다. 이러한 중단 복소 임피던스를 갖고 있는 회로에 적용되는 비대칭 분배기는 비대칭으로 구동되는 도허티 증폭기등의 다양한 회로에 활용이 가능할 것으로 판단된다.

#### Acknowledgments

이 연구는 금오공과대학교 대학 학술연구비로 지원되었음(2021).

## References

- [1] E. J. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider," *IRE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-8, No. 1, pp. 116-118, Jan. 1960.
- [2] H. Oraizi and A.-R. Sharifi, "Design and optimization of broadband asymmetrical multisection Wilkinson power divider," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 5, pp. 2220-2231, May 2006.
- [3] N. Gao, G. Wu and Q. Tang, "Design of a novel compact dual-band Wilkinson power divider with wide frequency ratio," *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, Vol. 24, No. 2, pp. 81-83, Feb. 2014.
- [4] X. Wang, I. Sakagami, A. Mase and M. Ichimura, "Wilkinson power divider with complex isolation component and its miniaturization," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 62, No. 3, pp. 422-430, Mar. 2014.
- [5] W. Choe and J. Jeong, "Compact modified Wilkinson power divider with physical output port isolation," *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, Vol. 24, No. 12, pp. 845-847, Dec. 2014.
- [6] R. Mirzavand, M. M. Honari, A. Abdipour and G. Moradi, "Compact microstrip Wilkinson power dividers with harmonic suppression and arbitrary power division ratios," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, No. 1, pp. 61-68, Jan. 2013.
- [7] S. Rosloniec, "Three-port hybrid power dividers terminated in complex frequency-dependent impedances," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 44, No. 8, pp. 1490-1493, Aug. 1996.
- [8] H.-R. Ahn and S. Nam, "3-dB power dividers with equal complex termination impedances and design methods for controlling isolation circuits," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, No. 11, pp. 3872-3883, Nov. 2013.
- [9] W. Hallberg, M. Ozen, D. Kuylenstierna, K. Buisman and C. Fager, "A generalized 3-dB Wilkinson power divider/combiner with complex terminations," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 66, No. 10, pp. 4497-4506, Oct. 2018.
- [10] Y. Wu and Y. Liu, "An unequal coupled-line Wilkinson power divider for arbitrary terminated impedances," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 117, pp. 181-194, Jun. 2011.
- [11] H.-R. Ahn and M. M. Tentzeris, "Complex impedance transformers," *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 21, No. 9, pp. 53-64, Sep. 2020.



**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