

# CRLH 전송선로를 기반으로 한 이중대역 비대칭 전력 분배기

## Dual-Band Unequal Power Divider based on CRLH Transmission Line

류재현\*, 김영\*, 윤영철\*\*

Jae-Hyun Yoo\*, Young Kim\* and Young-Chul Yoon\*\*

### 요 약

이 논문은 CRLH 전송선로의 이중대역 특성을 이용하여 비대칭 전력 분배기를 제안하였다. 이 분배기는 이중대역 브랜치라인 하이브리드 결합기, 결합기의 입력과 고립 포트의 연결 선로 그리고  $\lambda/4$  변환기로 구성되어 있다. 이것의 동작은 이중대역의 브랜치라인 하이브리드 결합기를 이용하여 입력 신호를 결합기의 입력과 고립 포트에 연결할 때 서로 다른 길이의 전송선로를 연결함으로써 하이브리드 결합기의 두 출력 포트에서 동위상을 갖고 비대칭으로 출력되도록 하였다. 이것은 기존의 비대칭 윌킨슨 분배기의 단점을 보완한 것으로 시뮬레이션 결과가 0 dB ~ 20 dB 까지의 출력비를 나타내도록 설계하였다. 이와 같은 기능이 동작하는지 확인하기 위하여 880 MHz 와 1850 MHz에서 동작하는 이중대역 비대칭 전력분배기를 제작하여 각각의 주파수에서 3.2 dB ~ 8.8 dB, 2.5 dB ~ 14.0 dB까지 분배되는 것을 확인하였다.

### Abstract

In this paper, the unequal power divider based on CRLH (Composite Right/Left-Handed) transmission line with dual-band characteristic is proposed. They consist of dual-band branch line hybrid coupler, the connection between input and isolation port of hybrid coupler and  $\lambda/4$  impedance transformer. When the transmission line between input and isolation port of hybrid coupler is asymmetrical connected, the divider is obtained the output results of the equal phase and unequal power dividing ratio. The simulation results of the divider represent the power ratio of 0 dB ~ 20 dB. To validate a function of divider, the hybrid coupler and transformer with 880 MHz and 1850 MHz is implemented. As a result, the proposed unequal divider obtains the power ratio of 3.2 dB ~ 8.8 dB at 880 MHz and 2.5 dB ~ 14.0 dB at 1850 MHz.

Key words : CRLH transmission line, Unequal power divider, Dual-band, Metamaterial

### I. 서 론

현대 무선통신에 사용되는 다중 소자 안테나 시스템은 원하는 방사 패턴을 구성하기 위해서 특정한 구

조로 배열된 다수의 안테나 소자를 포함한다. 일반적으로 하나의 입력 신호는 공급 네트워크에 따라서 안테나 시스템에 신호를 제공하게 된다. 이 때 이 신호들은 여러 전력 레벨과 다양한 위상을 갖게되며 결국

\* 금오공과대학교 진과통신과(Department of Radio Communication Engineering, Kumoh National Institute of Technology)

\*\* 관동대학교 전자정보통신공학부(Department of Electronics & Information Communication Eng., Kwandong University)

· 제1저자 (First Author) : 류재현, · 교신저자: 김 영

· 투고일자 : 2010년 11월 9일

· 심사(수정)일자 : 2010년 11월 9일 (수정일자 : 2010년 12월 13일)

· 게재일자 : 2010년 12월 30일

이러한 신호가 안테나 소자를 구동하게 되는 것이다.

이러한 신호 공급 시스템은 하나의 신호원을 여러 개의 단위 신호로 나누어주는 것으로, 하나의 신호를 두 개의 출력 신호로 변환시켜주는 결합기의 집합으로 볼 수 있다. 결국 이 결합기는 입력 신호를 첫 번째와 두 번째 신호로 나누고, 첫 번째 신호는 다시 셋째와 넷째 신호로 나누는 연속적인 분배 과정을 통해서 멀티 소자 안테나 시스템의 각 소자에 신호가 공급되도록 하는 것이다 [1].

이러한 다중 소자 안테나 시스템에서 중요한 설계 규격은 안테나 소자 사이의 고립도와 작은 크기가 중요한 요소가 된다. 또한, 결합기 출력 신호의 전력 비율을 크게 하면 간편한 설계가 가능하게 된다. 이러한 요구 사항들을 만족하기 위하여 윌킨스 전력 분배기 [2], 비대칭 하이브리드 링 [3], 결합 선로 방향성 결합기 [4] 그리고 비대칭 분배기 [5] 등이 사용되었다.

이와 같은 결합기를 이용하여 출력 전력 비율을 조정하면 필연적으로 커플러의 출력 임피던스가 커지게 되며, 이 임피던스를 마이크로스트립 선로로 구현하려면 그 선폭이 작아 구현하기가 어렵게 된다.

따라서 여기에서는 이러한 높은 임피던스에 의한 구현상의 문제를 해결하기 위하여 브랜치라인 커플러와 그 입력과 고립 포트에 연결되는 선로의 길이를 조정하여 14 dB 이상의 비대칭 전력 분배와 동위상을 갖는 전력 분배기를 설계하였다.

또한, 다중 안테나 시스템이 멀티 밴드에서 동작할 수 있도록 하기 위하여 880 MHz와 1850 MHz 두 주파수에서 사용할 수 있도록 비선형적인 위상 특성을 갖고 있는 CRLH (Composit Right/Left- Handed) 전송선로를 이용하였으며, 이러한 선로를 이용하여 출력 전력비가 14 dB 이상 차이가 나는 높은 비대칭 비율의 전력분배기의 특성을 제작, 확인하였다.

## II. 본 론

### 2-1 CRLH 전송선로 이론

LH 전송선로는 직렬 인덕터와 병렬

단락 스테르브로 구현 할 수 있다. 이러한 LH 전송선로와 직렬 캐패시터에 따른 인덕터 기생성분 또, 단락 스테르브에 따른 캐패시터 기생성분에 의한 영향으로 만들어지는 전송선로를 CRLH (Composite Right/Left-Handed) 전송선로라고 한다. 그림 1은 일반적인 CRLH 전송선로의 등가회로를 나타낸 것이다 [6].

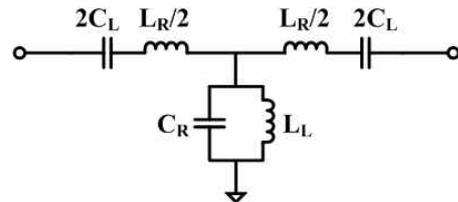


그림 1. CRLH 전송선로 등가회로.

Fig. 1. Equivalent circuit of CRLH transmission line.

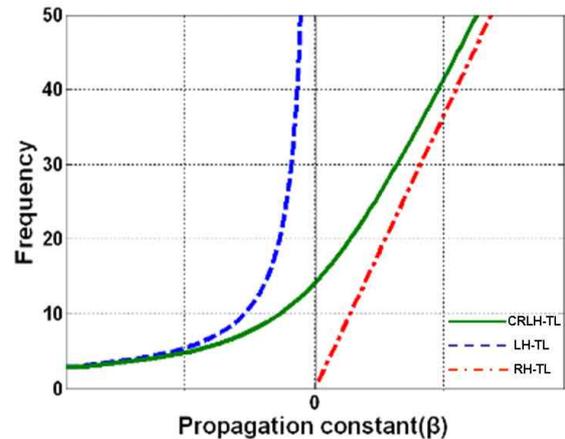


그림 2. RH, LH, CRLH 전송선로 위상특성.

Fig 2. RH, LH, CRLH-TL phase characteristic.

CRLH 전송선로의 위상 천이는 RH 와 LH 전송선로 위상 천이의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\phi_{CRLH} = \phi_{RH} + \phi_{LH} \quad (1)$$

CRLH 전송선로 위상 특성은 저주파에서는 기생 성분인 LR과 CR의 존재가 무시되어 LH 전송선로의 특성을 갖으며, 또한 높은 주파수에서는 LL과 CL의 존재가 무시되어 RH 전송선로의 특성을 따라간다.

그림 2는 RH, LH 그리고 평형 CRLH 전송선로의 위상 변화를 주파수에 따라서 나타낸 그림이다.

CRLH 전송선로의 비선형적인 위상 특성을 이용하

여 이중대역 선로를 구성할 수 있는데, 먼저 주파수  $f_1$ ,  $f_2$ 를 결정하고 이들의 위상 특성을 결정한다[7].

$$\phi_{CRLH}(f_1) = \phi_1, \phi_{CRLH}(f_2) = \phi_2 \quad (2)$$

여기서 두 주파수의 관계는 다음과 같다.

$$f_2 = \alpha f_1 \quad (3)$$

여기서  $\alpha$ 는 임의의 실수이다.

CRLH 전송선로의 위상속도와 임피던스는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta_{CRLH} = \omega \sqrt{L_R C_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}} \quad (4)$$

$$Z_C^{CRLH} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (5)$$

위의 식을 이용하여 각각의 소자 값을 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_R = \frac{Z_t[\phi_1(w_1/w_2) - \phi_2]}{Nw_2[1 - (w_1/w_2)^2]} \quad (6)$$

$$C_R = \frac{\phi_1(w_1/w_2) - \phi_2}{Nw_2Z_t[1 - (w_1/w_2)^2]} \quad (7)$$

$$L_L = \frac{Z_t N[1 - (w_1/w_2)^2]}{w_1[\phi_1 - (w_1/w_2)\phi_2]} \quad (8)$$

$$C_L = \frac{N[1 - (w_1/w_2)^2]}{w_1Z_t[\phi_1 - (w_1/w_2)\phi_2]} \quad (9)$$

여기서 사용된 N값은 단위 셀의 숫자를 나타낸 것이다.

위의 식들로 부터 구해진 소자의 값들을 사용하여 CRLH 전송선로를 설계하고, LR, CR 값들은 식 (10)을 이용하여 RH 전송선로를 구현한다.

$$Z_{cR} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}, \phi_1^{RH} = -Nw_1\sqrt{L_R C_R} \quad (10)$$

식 (10)을 이용하여 단위 셀이 두 개인 CRLH 전송선로를 구현하면 그림 3의 형태로 전송선로를 설계할 수 있다.

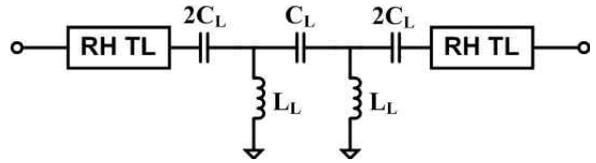


그림 3. 단위 셀 두 개로 구성된 이중대역 CRLH 전송선로의 등가회로.

Fig 3. Equivalent circuit of dual-band CRLH transmission line with two unit cells.

### 2-2 이중대역 비대칭 전력분배기 설계

여기서 설계된 비대칭 전력분배기의 블록도는 그림 4와같이 하이브리드 결합기와  $\lambda/4$  전송선로의 결합으로 구성되어 있으며, 입력 신호가  $\lambda/4$  임피던스 변환기를 통해 브랜치라인 결합기의 두 입력 단자로 입력하기 위한 전송선로를 통과하는데 두 입력 단자에 연결된 전송선로의 길이를 다르게 해주면 하이브리드 결합기 두 출력 단자에 서로 다른 위상으로 결합되어 비대칭적으로 전력이 분배된다. 이렇게 비대칭적으로 분배되는 비율은 아래 식과 같이 선로의 길이에 따라서 분배 비율이 다르게 됨을 나타낸다[5].

$$\frac{P_3}{P_2} = \tan^2\left(\frac{\pi a}{2b}\right) \quad (11)$$

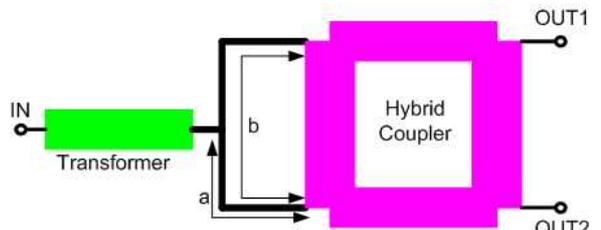


그림 4. 이중대역 비대칭 전력 분배기 블록도.

Fig 4. Block diagram of dual-band unequal power divider.

브랜치라인 하이브리드 결합기를 이중대역에서 만족하도록 설계를 하기위해서 앞의 수식들을 이용하여 소자 값들을 구하면, 임피던스의 값이 50 Ω인 전송선로는 CL=2.5 pF, LL=5.6 nH 그리고 RH 전송선로의 전기적 길이는 81.7°, 그리고 35.4 Ω 전송선로는 CL=4.0 pF, LL=4.7 nH 그리고 RH 전송선로의 전기적 길이는 81.7° 값을 갖으며, 이것을 이용하여 그림 5와 같은 이중대역 브랜치라인 하이브리드 결합기를 설계하였다.

위의 설계를 바탕으로 그림 6은 이중대역 브랜치라인 하이브리드 결합기 회로도를 이용하여 시뮬레이션 결과를 나타내었다.

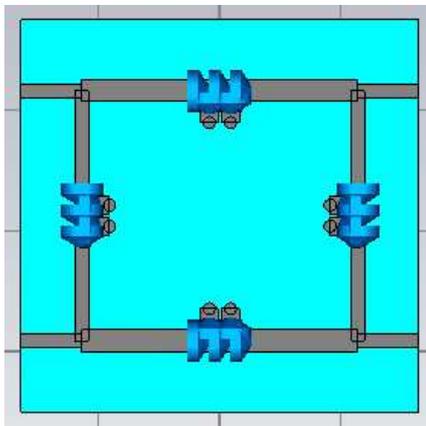


그림 5. 이중대역 쿼드러처 하이브리드 결합기 회로도.  
Fig. 5. Schematic of dual-band branch line hybrid coupler.

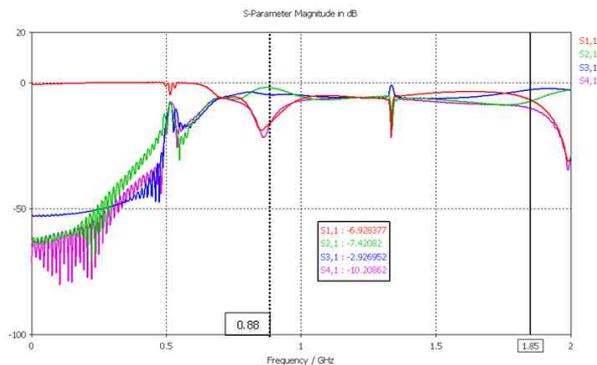


그림 6. 이중대역 브랜치라인 하이브리드 결합기 시뮬레이션 결과.  
Fig. 6. Simulation result of dual-band branch line hybrid coupler.

여기서 설계한 이중대역 비대칭 전력 분배기는 이

중대역 브랜치라인 하이브리드 결합기와 이것의 두 입력을 연결시키는 전송선로 그리고 정합을 위한 λ/4 임피던스 변환기로 구성되어 있다. 여기서 사용된 λ/4 임피던스 변환기는 앞의 CRLH 전송선로의 비선형적인 위상특성을 이용하여 설계하였으며, 소자 값은 CL=2.4 pF, LL=8.2 nH 그리고 RH 전송선로의 전기적 길이는 81.7° 값을 갖는다.

880 MHz와 1850 MHz 이중대역 하이브리드 결합기를 바탕으로 비대칭 전력 분배기를 설계하였고, 이것을 시뮬레이션한 결과는 그림 7에 나타내었다.

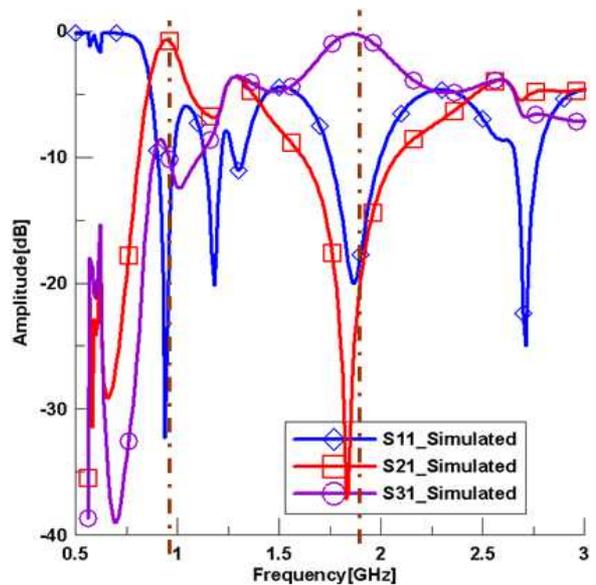


그림 7. 이중대역 비대칭 전력 분배기 시뮬레이션 결과.  
Fig. 7. Simulation result of dual-band unequal power divider.

시뮬레이션 결과는 입력 길이가 λ/4 만큼 차이가 날 때 880 MHz에서는 0.7dB 손실과 30dB의 리턴로스 그리고 1850 MHz에서는 0.2 dB의 손실과 17 dB의 리턴로스를 얻었다.

### III. 이중대역 비대칭 분배기 제작 및 측정결과

여기에서는 이중대역 하이브리드 결합기와 이 결합기의 입력을 연결하는 전송선로 그리고 정합을 위한 λ/4 임피던스 변환기를 이용하여 이중대역 비대

칭 전력 분배기의 특성을 확인하기 위하여 그림 8과 같이 제작하였다.

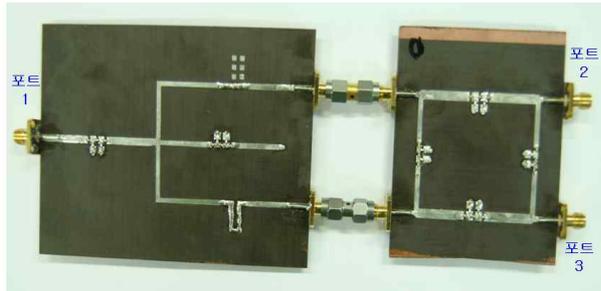
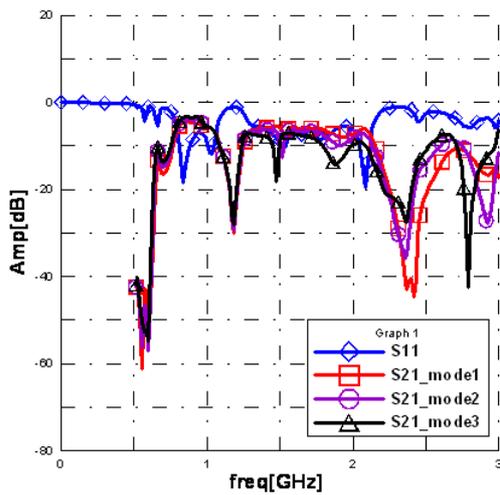
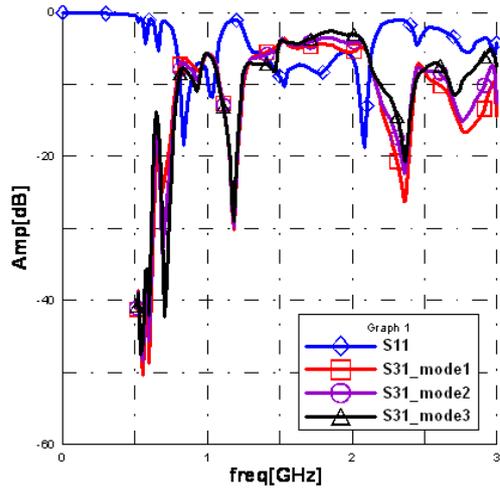


그림 8. 제작된 이중대역 비대칭 전력 분배기.  
Fig. 8. Photograph of dual-band unequal power divider.

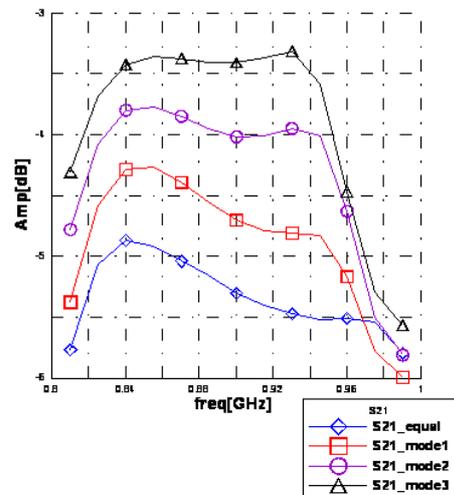


(a) S<sub>21</sub> 특성

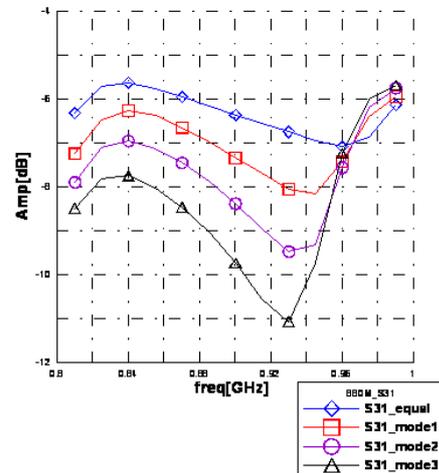


(b) S<sub>31</sub> 특성

그림 9. 이중대역 비대칭 전력 분배기 측정 결과.  
Fig. 9. Measurement results of dual-band unequal power divider.

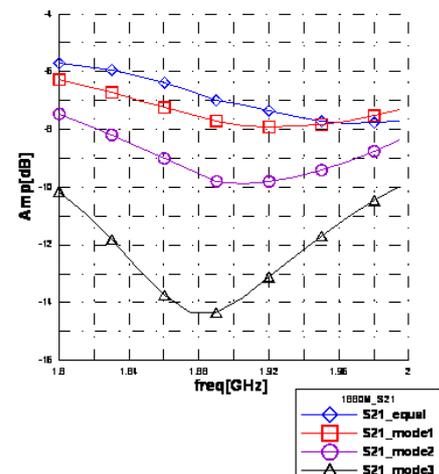


(a) S<sub>21</sub> 특성

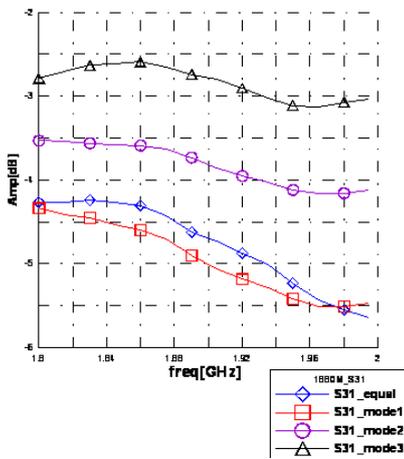


(b) S<sub>31</sub> 특성

그림 10. 880MHz에서 전송선로 길이에 따른 출력변화.  
Fig. 10. Output variation of transmission line length change at 880 MHz.



(a) S<sub>21</sub> 특성



(b) S<sub>31</sub> 특성

그림 11. 1850 MHz에서 전송선로 길이에 따른 출력 변화.

Fig. 11. Output variation of transmission line length change at 1850 MHz.

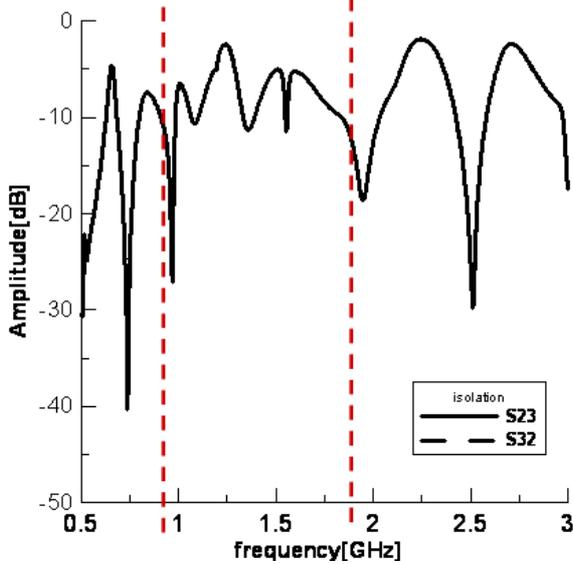


그림 12. 포트간 고립 특성.

Fig. 12. Isolation characteristic between ports.

여기에 사용된 PCB는 타코닉사 유전율  $\epsilon_r = 2.2$ , 두께 0.8 mm 테프론 기판을 사용하였다.

위의 사진에서  $\lambda/4$  임피던스 변환기에 병렬로 연결된  $\lambda/4$  이중대역 단선 스테브는 880 MHz 와 1850 MHz에서 출력단자 포트 2와 3의 리턴로스를 개선하기 위해서 연결한 것이다. 정상적인 하이브리드 결합기는 고립 포트가 50  $\Omega$  일 때 고립특성이 좋게 나오지만 여기서는 입력과 고립포트를 연결했기 때문에

출력 포트 2와 3사이의 고립특성은 2 dB ~ 3 dB를 얻었다. 따라서 두 포트 사이에 고립특성을 얻기 위해서  $\lambda/4$  임피던스 변환기에 병렬로 단선 스테브를 연결하여 8 dB ~ 10 dB의 고립특성을 확보하였다.

앞에서 언급한 설계 이론을 바탕으로 제작된 이중대역 비대칭 전력 분배기의 측정된 결과는 그림 9에 나타내었다. 여기서는 선로의 길이가 7mm, 14mm 그리고 21mm 만큼 차이가 날 때 출력 포트 2와 3의 결과를 나타낸 것이다. 또한, 앞에서 언급한 전송선로의 길이에 따른 출력 결과의 변화는 880 MHz 주파수에서 그림 10에, 그리고 1850 MHz에서의 특성은 그림 11에 나타내었다.

이 측정 결과를 보면 선로의 전기적 길이가 7mm 변화에 따라서 3 ~ 4 dB의 변화가 생김을 알 수 있으며, 같은 길이에 1850 MHz에서는 그 변화가 크게 나타남을 알 수 있다. 결과적으로 선로 길이는 주파수에 비례하기 때문에 같이 길이에서 주파수가 높으면 전기적 길이를 크게 하는 효과를 나타내므로 880 MHz에서는 3.2 dB ~ 8.8 dB, 그리고 1850 MHz에서는 2.5 dB ~ 14.0 dB 까지 변화하는 것을 확인하였다.

또, 그림 12는 포트 사이의 고립도를 나타낸 것으로 그 특성이 8~10 dB를 나타내고 있다.

이와 같은 결과는 시뮬레이션과 유사한 특성을 나타내었고, 제작된 분배기는 연결부분에 대한 손실 그리고 PCB 제작 손실등이 추가가 되어 삽입손실이 커짐을 확인하였다.

#### IV. 결 론

이 논문은 CRLH 전송선로의 비선형 위상 특성을 이용하여 이중대역 브랜치라인 하이브리드 결합기와 입력 연결 전송선로 그리고 정합을 위한  $\lambda/4$  임피던스 변환기를 이용하여 이중대역 비대칭 전력 분배기를 설계한 것이다.

비대칭 전력분배기에서 입력 전송선로의 길이에 따라서 동위상의 출력과 출력 분배 비율이 880 MHz에서는 3.2 dB ~ 8.8 dB, 그리고 1850 MHz에서는 2.5 dB ~ 14.0 dB 까지 변화하는 것을 확인하였다.

이러한 분배기는 기존의 높은 임피던스값에 의해

서 제한된 전력 분배기의 단점을 극복했으며 출력 포트 사이의 고립도를 개선하는 문제는 추후로 연구할 것이다.

참 고 문 헌

[1] R. C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook, McGraw-Hill, Inc., Chapter 20*, 1993.

[2] E. Wilkinson, " An N-way Hybrid Power Divider", *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. *MTT-8*, pp.116-118, Jan. 1960.

[3] G. F. Mikucki and A. K. Agrawal, "A Broad-Band Printed Circuit Hybrid Ring Power Divider" , *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. *MTT-37*, no. 1, pp. 112-117, Jan. 1989.

[4] C. Y. Pon, "Hybrid Ring Directional Couplers for Arbitrary power division", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. *MTT-9*, pp. 529-535, Nov. 1961.

[5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Wiley, pp.381-322, 2009.

[6] C Caloz, T Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications.*, Wiley & Sons Inc, 2006.

[7] X. Q. Lin, R. P. Liu, X. M. Yang, J. X. Chen, X. X. Yin, Q. Cheng, and T. J. Cui, "Arbitrarily Dual-Band Components Using Simplified Structure of Conventional CRLH TLs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol. *54*, no. 7, pp.2902-2909, July 2006.

류 재 현 (柳 在 賢)



2010년 2월 : 금오공과대학교 전자공학부 전자공학과(공학사)  
2010년 3월~ 현재: 금오공과대학교 대학원 전자통신공학과 재학 중  
관심분야 : RF 회로 설계, Metamaterial, 수동소자 회로 설계

김 영 (金英)



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 부교수  
관심분야 :] RF 및 Microwave 회로해석 및 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계

윤 영 철 (尹永哲)



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