

CRLH 전송선로 구조를 이용한 이중대역 브랜치 라인 커플러 설계

논문
58-12-26

Design of A Dual Band Branch Line Coupler Using a CRLH Transmission Line Structure

박민우* · 구자경** · 임종식† · 정용채*** · 안달§
(Minwoo Park · Jakyung Koo · Jongsik Lim · Yongchae Jeong · Dal Ahn)

Abstract - This paper proposes a dual band branch line coupler (BLC) using a composite right/left handed (CRLH) transmission line. The existing dual band BLCs with open stubs require hundreds of line impedance for the open stub as the frequency bands approach to each other, so it has been almost impossible to realize them. However in the proposed BLC, a CRLH transmission line replaces the open stub with an extremely high line impedance so that the BLC circuit may be realized even two frequencies are close to each other. As an example, a dual band BLC operating at 1800MHz and 2300MHz (the frequency ratio is 1:1.28) is designed and measured. Open stubs with 560Ω line impedance are replaced by CRLH transmission lines for realizing the dual band BLC. The measured performances prove that the dual band operation is well acceptable and the proposed design method is successful even the ratio between two frequencies is not around two nor more.

Key Words : Composite right/left handed, CRLH, Dual band, Branch line coupler

1. 서론

2세대 이동통신이 활성화되기 수년 전부터 무선으로 데이터 전송이 가능해지고 이로 인하여 소비자들의 정보통신 서비스에 대한 욕구가 점차 다양화되면서 정보통신기기는 크기와 기능면에서 엄청난 집적화를 요구하고 있다. 최근 이동통신 단말기와 같은 경우 음성 및 데이터 단말기로서의 기능뿐 아니라 DMB나 내비게이션 기능 등이 탑재되어 컴퓨터나 PDP 등 멀티미디어 기기들과의 벽이 점차 허물어지고 있고, 이로 인하여 여러 멀티미디어 기능이 하나의 기기로 단일 집적화 되는 추세로 나가고 있다. 그런데 고집적 단일화된 정보통신기기는 여러 기능별로 사용 주파수가 서로 다르고, 이에 따라서 각각의 회로소자들을 필요로 한다. 그러나 각각의 주파수에 맞는 회로소자를 개발하여 나란히 배열하는 것은 개발 비용, 이동기기의 크기, 집적화, 사용의 편리성, 이동의 용이성 측면 등에서 서비스 제공업체와 사용자 모두에게 불편을 끼치게 된다. 따라서 무선 이동 정보통신기기들은 최근에 다중대역에 대한 기술적 요구가 높아지고 있고, 최근에는 다중대역 응용이 가능한 여파기, 분배기/결합기 등에 관한 연구가 발표되고 있다[1]-[3].

브랜치 라인 커플러(branch line coupler, BLC)는 전력분배기와 더불어서 무선 이동통신용 부품으로 널리 사용되는데,

신호의 검출, 전력분배/결합의 용도로 매우 널리 사용된다[4],[5]. 따라서 다중대역용 부품에 대한 수요가 증가하는 상황에서 가장 우선적으로 개발이 필요한 부품이다. 이중대역의 경우에 필요한 두 주파수 f_1 , f_2 의 차이는 대개 약 2배 내외인 것이 일반적이며, 선행 연구에서도 900MHz대와 2000MHz대의 사례가 주로 발표되었다. 각 나라마다 조금씩 다르기는 하지만 이 두 주파수 대역이 이동통신 서비스에 대표적으로 사용되는 주파수 대역이기 때문이다[2],[3].

그림 1은 종래에 발표된 이중대역 BLC의 예를 보여주고 있다[2]. 이중 대역의 두 주파수는 이론상으로 임의의 주파수를 가질 수 있으나 실제로 두 주파수(f_1, f_2)의 간격이 가까울수록 개방 스텐브 선로의 특성 임피던스 Z_3 가 급격히 높아져서 회로구현이 사실상 불가능하게 된다. 구현 가능한 마이크로스트립 선로의 고임피던스의 한계를 최대 100~120Ω 정도로 본다면, f_1 과 f_2 의 간격이 약 2배 근처인 경우에는 큰 어려움이 없이 구현이 가능하다[6].

그러나 f_1 과 f_2 의 간격(비율)이 2배 이하로 좁혀질수록 Z_3 가 급격히 증가하여 선행논문의 구조에서 제안한 방법으로는 구현이 불가능하게 된다. 가령 본 논문에서는 f_1 , f_2 를 각각 1800MHz, 2300MHz로 취하는데, $f_1:f_2$ 의 비율이 1:1.28에 불과하여, 선행연구의 방법대로라면 그림 1의 구조에서 560Ω의 특성 임피던스가 필요하게 되어 사실상 구현이 불가능하게 된다.

이에 반하여 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하고자 고 임피던스의 개방선로와 동일한 동작특성을 갖는 CRLH (composite right/left handed) 전송선로 구조를 이용하여 구현하는 방법을 제안하고자 한다. 본 논문에서는 이를 위해 먼저 2장에서 이중대역 브랜치 라인 커플러에 관한 선행 연구를 소개하고 이의 문제점을 지적한 뒤, 3장에서는 제안하

† 교신저자, 정회원 : 순천향대 전기통신공학과 조교수 · 공박
E-mail : jslim@sch.ac.kr

* 비회원 : 순천향대 전기통신공학과 학사

** 비회원 : 순천향대 전기통신공학과 석사과정

*** 정회원 : 전북대 전자정보공학부 교수 · 공박

§ 비회원 : 순천향대 전기통신공학과 교수 · 공박

접수일자 : 2009년 9월 21일

최종완료 : 2009년 11월 13일

는 구조 즉, CRLH 전송선로 구조를 이용한 이중대역 브랜치 라인 커플러의 설계, 제작 및 측정 결과를 언급하고, 마지막으로 결론을 맺고자 한다.

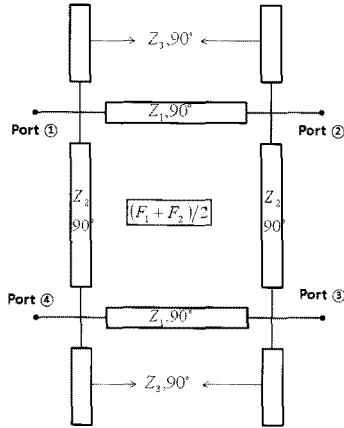


그림 1 개방 스텐브를 갖는 이중대역 브랜치 라인 커플러 구조

Fig. 1 Dual band branch line coupler using open stubs

2. 종래의 방법에 의한 이중대역 BLC

그림 1과 같은 개방 스텐브를 갖는 이중대역 BLC의 설계를 위해서 $\lambda/4$ 전송선로를 그림 2에 보인 바와 같이 π 형 등가회로로 변환하는 것이 필요하다. 그림 2의 두 회로를 등가화 시키기 위하여 ABCD 파라미터를 분석해 보면, Z_A , θ , Y 와 Z_T 의 관계는 식 (1)과 같다.

$$Z_A \sin \theta = \pm Z_T \tag{1-a}$$

$$Y = \frac{\cot \theta}{Z_A} \tag{1-b}$$

입력의 두 주파수에서 동작하기 위해 식 (1)은 식 (2)와 같이 표현된다.

$$Z_A \sin \theta_1 = \pm Z_T \tag{2-a}$$

$$Z_A \sin \theta_2 = \pm Z_T \tag{2-b}$$

여기서 θ_1 , θ_2 는 두 주파수에서의 전기적 길이인데 식 (3)의 관계를 갖는다.

$$\theta_2 = n\pi - \theta_1 \quad n = 1, 2, 3, \dots \tag{3}$$

입력의 두 주파수의 비는 각 주파수에서의 전기적 길이의 비와 같으므로 (4)가 얻어진다.

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{f_1}{f_2} \tag{4}$$

따라서 식 (3)과 식(4)를 이용하여 각각의 θ 에 관하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{cases} \theta_1 = \frac{n\pi}{2}(1-\delta) \\ \theta_2 = \frac{n\pi}{2}(1+\delta) \end{cases} \tag{5}$$

$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \tag{6}$$

이제 식 (5)를 식 (1)에 대입하여 Z_A 와 Y 를 구하고 개방 스텐브의 입력 어드미턴스와 비교함으로써 그림 1의 Z_1 , Z_2 그리고 Z_3 를 식 (7)을 이용하여 구할 수 있다.

$$Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)} \tag{7-a}$$

$$Z_2 = Z_0 \cdot \frac{1}{\cos\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)} \tag{7-b}$$

$$Z_3 = \frac{Z_0}{1 + \sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sin\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)\tan\left(\frac{\delta\pi}{2}\right)} \tag{7-c}$$

식 (7)을 이용하여 두 주파수 f_1 , f_2 의 중간인 2050MHz에서 각 선로의 길이와 폭을 구해 보면 표 1과 같이 정리된다. 표 1에서 나타난 각 선로의 값을 사용하여 초고주파 회로 설계 S/W인 Agilent ADS를 이용하여 시뮬레이션한 이중대역 BLC의 특성을 그림 3에 나타내었다. 입력단자(단자 1)에서 단자 2와 단자 3으로 분배되는 신호가 1800MHz에서는 각각 -3.39dB, -3.6dB이고, 2300MHz에서는 각각 -4dB, -3.94dB로서 이중대역에서 BLC로 잘 동작하고 있음을 보여 준다.

그러나 표 1과 그림 3은 시뮬레이션으로만 얻을 수 있는 수치상의 결과이지 실제로 구현가능한 회로가 아니다. 표 1에서 Z_3 는 무려 560 Ω 이 넘고 여기에 해당하는 선폭은 1 μ m이다. 따라서 마이크로스트립 전송선로의 실제 구현한계를 훨씬 뛰어넘은 값이므로, 그림 3의 이론적인 시뮬레이션 결과를 구현할 수 없다. 그러므로 선행 연구결과는 두 주파수의 차이가 두 배보다 낮아서 Z_3 가 실제 구현한계보다 훨씬 높은 경우에는 적용이 불가능하다는 결론에 도달한다.

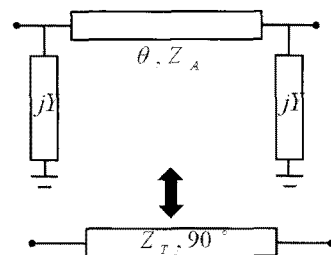


그림 2 $\lambda/4$ 전송선로의 π 형 등가회로
Fig. 2 π -type equivalent circuit of a $\lambda/4$ transmission line

표 1 종래의 방법으로 구한 이중대역 BLC의 각 선로의 임피던스와 길이

Table 1 Length and impedances of transmission lines of the dual band BLC using the previous design method

@2050MHz ($\theta=90^\circ$)				
구분	특성 임피던스 [Ω]	길이 [mm]	폭 [mm]	기판 제원
Z ₁	35.35	19.39	2.49	$\epsilon_r=4.6$ $H=31\text{mil}$ $T=0.036\text{mm}$ $\tan\delta=0.02$
Z ₂	50.93	20.41	1.42	
Z ₃	560.9	21.59	0.000001	

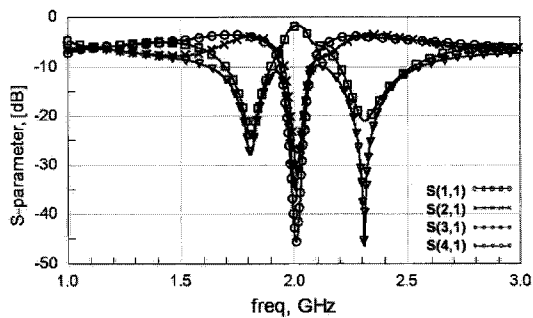


그림 3 표 1의 설계값을 적용한 종래방법의 이중대역 BLC의 특성

Fig. 3 Characteristics of the ideal dual band BLC using previous theoretical design in Table 1

3. 제안하는 이중대역 BLC의 설계, 측정 결과 및 검토

3.1 CRLH 구조를 이용한 고임피던스 스테브 선로의 대체 설계

본 논문에서는 상기와 같은 문제를 해결하고자 $Z_3=561\Omega$ 의 값을 갖는 전송선로를 대체 구현하기 위하여 CRLH 전송선로를 이용한다. 그림 4(a)는 집중소자로 표현한 CRLH 전송 선로의 단위 셀 회로와 위상 특성을 나타내고 있다 [7]-[10]. LH 전송선로는 직렬C-선틀L의 구조를 가지고 있는데, 보통의 전송선로에 존재하는 등가의 직렬L-선틀C 성분(RH 전송선로에 해당) 및 손실을 의미하는 미소단위 길이(dz)당 저항성분과 함께 CRLH 선로를 구성한다. 그림 4(a)에는 편위상 RH 선로에 해당하는 등가의 직렬L-선틀C는 표시되어 있지 않다.

LH 선로는 L-C값의 설계에 따라서 음의 위상속도를 갖게 할 수 있는데, 이를 보통의 전송선로(RH 전송 선로)와 결합하여 CRLH 선로를 구성하면 원하는 두 주파수에 $\pm 90^\circ$ 의 유의미한 길이를 갖게 할 수 있다. 이 때 두 주파수의 관계는 어떤 정수배가 아닌 비율을 임의의 비율이 가능하다. 한편 RH 전송선로에서는 반드시 정수배의 주파수에서만 유의미한 길이가 반복된다는 것이 너무나 잘 알려져 있다.

이제 고임피던스의 $\lambda/4$ 길이를 갖는 개방 스테브의 전송 특성을 먼저 확인하기 위하여 560 Ω 의 개방 스테브가 선틀로

연결된 2단자 전송선로를 그림 5(a)와 같이 정의하고 그 특성을 시뮬레이션 하여 그림 5(b)에 보였다. 시뮬레이션 특성을 살펴본 결과 2050MHz를 중심으로 대역저지 특성이 보이고 있음을 알 수 있다. 또한 1800MHz와 2300MHz에서 S11이 -10dB 이하의 값을 가짐을 알 수 있다. 따라서 두 주파수에서 그림 5(a)와 유사한 저지특성과 반사특성을 보이는 CRLH 선로를 구성하면, 고임피던스의 선틀 스테브를 대체하였다고 할 수 있고, 결과적으로 560 Ω 개방 스테브가 없어도 이중대역 BLC를 설계할 수 있다.

그림 6(a)는 고임피던스 선틀 스테브를 대체하기 위하여 CRLH 전송선로를 선틀 스테브로 갖는 2단자 회로이고, 그림 6(b)는 전송특성을 보여주고 있다. CRLH 단위 전송선로를 직렬C-선틀L-직렬C의 구조로 취하였으며 2개의 단위 구조가 연결되어 있다. 관심 주파수 영역에서 그림 5(b)와 유사한 S21, S11 특성을 보임을 알 수 있다. 관심주파수 대역에서 이와 같은 특성을 갖도록 하는 CRLH 전송선로 구성에서 LH 부분에 해당하는 L, C 값의 도출은 선행 연구 결과를 따랐으므로 본고에서는 이에 대한 자세한 과정은 지면 관계상 생략한다[7]-[9]. 선행 연구 결과에 따라서 계산하여 본 논문에서 사용한 L, C 값은 각각 1.7nH, 20pF이다.

그림 6(a)가 갖는 중요한 장점은, RH 부분에 해당하는 전송선로 부분의 임피던스가 560 Ω 아닌 평범한 값이어도 된다는 것인데, 따라서 단순히 단자 임피던스(Z_0)와 동일하게 해도 560 Ω 선로를 지는 개방 임피던스처럼 구현을 할 수 있다는 것이다. 왜냐 하면 560 Ω 선틀 스테브가 갖는 주파수 특성을 LH 부분을 포함하는 CRLH 선로가 대체해 주기 때문이다.

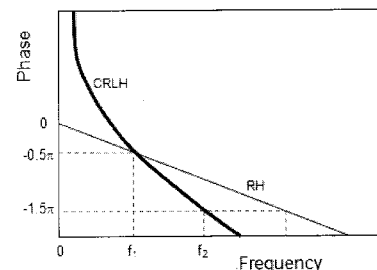
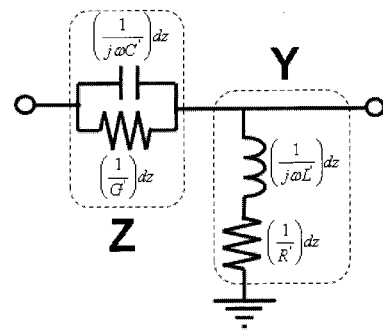


그림 4 CRLH 전송 선로 (a) 단위 회로 (b) 위상 특성의 예
Fig. 4 CRLH Transmission line (a) unit section (b) phase characteristics

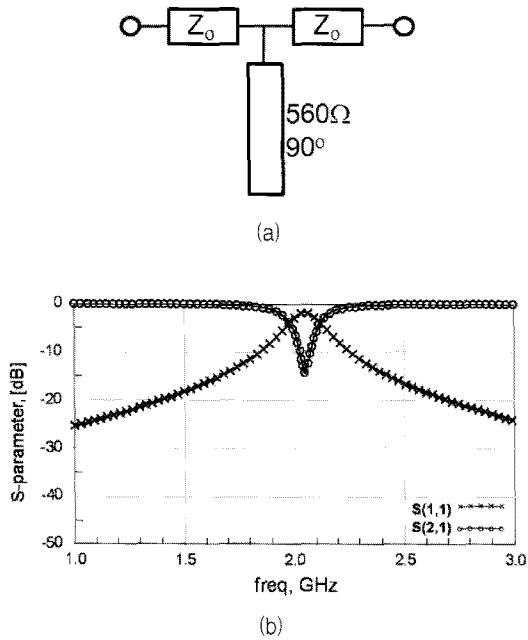


그림 5 (a) 고임피던스 개방 스텐트를 갖는 2단자 회로망 (b) 전송특성
 Fig. 5 (a) 2-port network with the open stub with very high line impedance (b) transmission characteristics

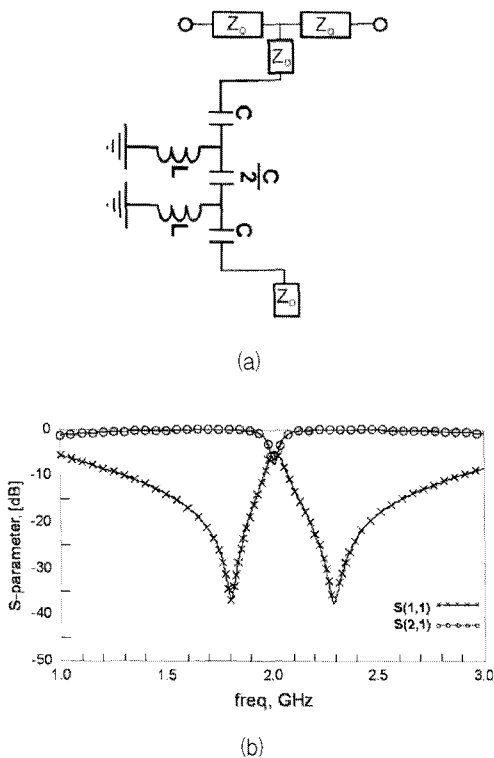


그림 6 (a) 고임피던스 개방 스텐트를 대체하는 션트 CRLH 전송선로를 갖는 2단자 회로 (b) 전송특성
 Fig. 6 (a) 2-port network with the shunt CRLH structure replacing the open stub with very high line impedance (b) transmission characteristics

3.2 제안하는 이중대역 BLC의 제작 및 측정 결과

그림 7은 고임피던스 개방 스텐트를 대체하는 CRLH 스텐트를 이용하여 1800MHz, 2300MHz에서 동작하도록 설계하여 제작한 이중대역 BLC의 사진을 보여주고 있다. 제작을 위해 표 1의 제원을 갖는 기판을 이용하였다. 제작된 회로의 크기는 가로 29.8mm, 세로 64mm이며 RH 부분의 스텐트는 소형화를 위하여 안쪽으로 꺾어 주었다.

설계한 이중대역 BLC의 특성을 시뮬레이션 한 결과, 1800MHz과 2300MHz 대역에서 S21, S31이 각각 -3.87dB, -4.31dB, 그리고 -3.68dB, -3.96dB이었으며, 두 주파수 대역에서 각 단자의 반사와 격리 특성은 모두 -20dB 이하의 값을 보였다. 이상적인 경우라면 두 주파수에서 S21, S31이 모두 -3dB이겠지만, 고임피던스 션트 스텐트를 대신하여 L-C 집중소자로 LH 전송선로 부분을 구성한 CRLH 선로이므로 약간의 성능 변화가 있음을 감수한다면 이중대역 동작특성이므로 받아들일 수 있는 특성이라 할 수 있다. 한편, 두 출력단자간의 위상차는 이상적인 값인 90°에 근접하고 있는데, 1800MHz에서 89.34°, 2300MHz에서 88.71°의 위상차 특성을 보인다.

그림 9는 제작한 이중대역 BLC 회로의 측정 결과이다. 1800MHz에서 측정된 S21, S31은 각각 -4.88dB, -4.87dB이고, 반사계수와와 격리도 특성은 각각 -12.01dB, -18.46dB를 나타내었다. 또한 두 번째 동작 주파수인 2300MHz에서는 삽입 손실이 -4.28dB, -4.42dB이고, 반사 및 격리 특성은 -17.05dB와 -27.32dB로 측정되었다. 두 출력 단자간 위상차는 1800MHz에서 90.92°, 2300MHz에서 90.18°로 측정되어 이론적 설계값인 90°와 매우 유사하다.

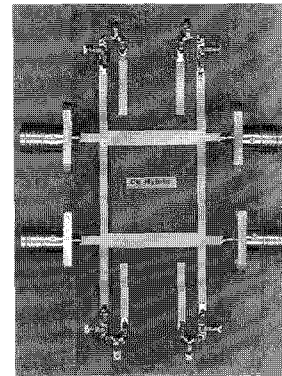
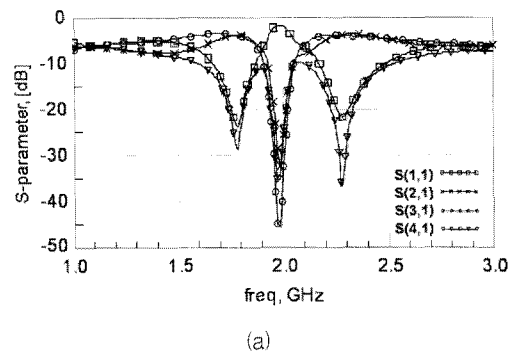


그림 7 이중대역 BLC의 제작 사진
 Fig. 7 Fabricated dual band BLC



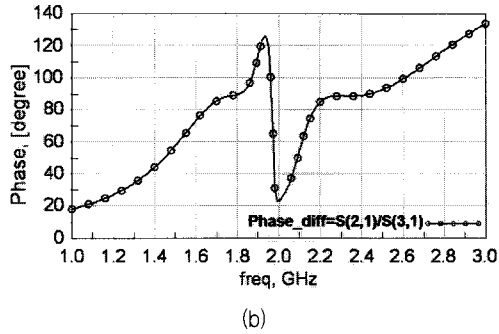


그림 8 고임피던스 선트 스테브 대신 CRLH 선로 스테브를 이용한 이중대역 BLC의 시뮬레이션 특성 (a) 삽입손실, 반사계수, 격리도 특성 (b) 위상차

Fig. 8 Simulation results of the designed dual band BLC using CRLH stubs instead of the high impedance open stub (a) insertion loss, reflection loss and isolation (b) phase difference

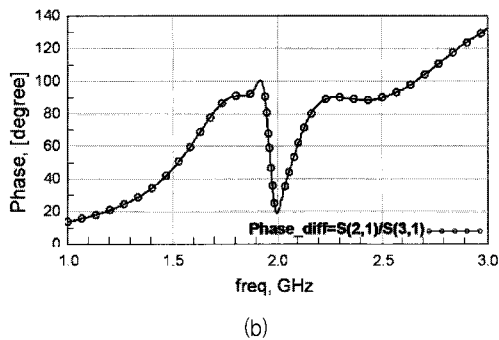
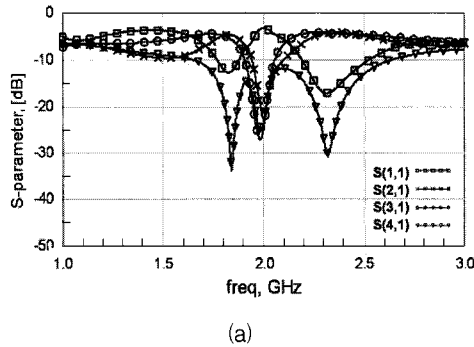


그림 9 제작한 이중대역 BLC의 측정 특성 (a) 삽입손실, 반사계수, 격리도 특성 (b) 위상차

Fig. 9 Measured results of the fabricated dual band BLC (a) insertion loss, reflection loss and isolation (b) phase difference

4. 결 론

본 논문에서는 하나의 결합기를 사용하여 주파수 대역이 가까운 이중대역에서 동작하는 브랜치 라인 결합기(BLC)의 설계에 대하여 언급하였다. 종래에 제안된 이중대역 BLC는 두 주파수대가 거의 두 배 가까이 차이가 있는 경우에는 구

현이 비교적 용이하였으나, 주파수의 차이가 1.5배 이내로 가까운 경우에는 요구되는 개방 스테브 선로의 임피던스 값이 수백Ω 수준이어서 구현이 불가능하다는 문제점이 있었다. 본 논문에서는 고임피던스 개방 스테브 선로와 전송특성이 유사한 CRLH 전송선로를 이용하여 고임피던스 개방 스테브 선로를 대체하여, 두 주파수 차이가 가까운 경우에 구현이 불가능했던 종래의 문제점을 해결하였다.

실제 제작 및 측정으로 제안한 방법의 타당성을 확인하기 위해서 1800MHz와 2300MHz에서 동작하는 이중대역 BLC를 설계하고 (두 주파수비는 1:1.28), 여기에 요구되는 560Ω의 개방 스테브 선로를 CRLH 스테브 선로로 대체하여 설계를 완성하고, 실제 제작 및 측정하여 이중대역 BLC의 동작이 원활하게 이루어짐을 확인하였다. 제작된 회로의 측정 결과 이중대역 BLC로서의 전기적 특성을 잘 보여주었다. 다만 제작과정에서 발생한 약간의 손실은 기판, 제작과정, 측정과정의 비이상성(nonideality)에서 발생한 것으로 피할 수 없으나 차후에 우수한 품질의 저손실 기판선택과 제작 및 측정과정의 정밀도를 보강하면 얼마든지 개선할 수 있으리라 판단된다. 본 논문에서 제안된 회로는 두 주파수의 차이가 크지 않은 이중대역 시스템 및 상위레벨 부품 등에서 매우 유용하게 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] K. C. Gupta, et al., Microstrip Lines and Slotlines, [1] H. Joshi and W. J. Chappell, "Dual-band lumped-element bandpass filter", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, vol. 54, no. 12, pp. 4169-4177, December 2006.
- [2] K. K. M. Cheng and F. L. Wong, "A novel approach to the design and implementation of dual-band compact planar 90° branch-line coupler", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, vol. 52, no. 11, pp. 2458-2463, November 2004.
- [3] 김귀수, 권철현, B. Dorjsuren, 임종식, 안달, "임의의 분배비를 갖는 새로운 이중대역 브랜치라인 커플러", 한국전자과학회논문지, 제20권, 5호, pp. 444-449, 2009. 5.
- [4] 임종식, 구재진, 오성민, 안달, 최관순, "결합접지구조를 이용한 초고주파 비대칭 전력 분배기 설계" 대한전기학회논문지 제56권, 6호, pp. 1099-1104, 2007. 6.
- [5] 임종식, 차현원, 정용채, 박용희, 안달, "접지접촉문제가 없는 새로운 DGS 비대칭 브랜치라인 하이브리드 결합기", 대한전기학회논문지 제57권, 8호, pp. 1416-1421, 2008. 8.
- [6] K. C. Gupta, et al., Microstrip Lines and Slotlines, 2nd edition, Artech House, Boston, 1996.
- [7] C. Caloz and T. Itoh, "Transmission line approach of left-handed materials and microstrip implementation of an artificial LH transmission line", IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vol. 52, no. 5, pp. 1159-1163, May 2004.
- [8] I-H. Lin, M. DeVincentis, C. Caloz and T. Itoh,

"Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, vol. 52, no. 4, pp. 1142-1149, April 2004.

- [9] Z. Yu, H. Li and H. Sai-ling, "A Tunable Dual Broadband Branch line Coupler Utilizing Composite Right/Left-Handed Transmission Lines", Journal of Zhejiang Univ. Science, vol. 6A, no. 6, pp. 483-486, June 2005.
- [10] H. Lee and S. Nam, "Triband Branch Line Coupler Using Double-Lorentz Transmission Lines", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, no. 5, pp. 1174-1177, May 2008.

저 자 소 개



박민우 (朴民祐)

2009년 순천향대 정보기술공학부 졸업 (공학사). 2009년 현재 백금 T&A 연구원 근무중.

Tel : (041)530-1630

Fax : (041)530-1735

E-mail : ddfno0@naver.com



구자경 (具滋慶)

2008년 순천향대 정보기술공학부 졸업 (공학사). 2009년 현재 동대학원 전기통신공학과 석사과정 재학중.

Tel : (041)530-1630

Fax : (041)530-1735

E-mail : tigerjk999@nate.com



임종식 (林鍾植)

1991년 서강대 전자공학과 졸업(공학사). 1993년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 2003년 서울대 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 1993~2005 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원, 2005~현재 순천향대학교 전기통신공학과 조교수.

Tel : (041)530-1332

Fax : (041)530-1548

E-mail : jslim@sch.ac.kr



정용채 (鄭龍采)

1989년 서강대 전자공학과 졸업(공학사). 1991년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원 전자공학과 졸업(공학박). 1991~1998 삼성전자 정보통신본부 선임연구원, 1998~현재 전북대학교 전자정보공학부 교수.

Tel : (063)270-2458

Fax : (063)270-2461

E-mail : ycjeong@chonbuk.ac.kr



안달 (安達)

1984년 서강대 전자공학과 졸업(공학사). 1986년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 1990년 동대학원 전자공학과 졸업(공학박). 1990~1992 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원, 1992~현재 순천향대학교 전기통신공학과 교수.

Tel : (041)530-1331

Fax : (041)530-1609

E-mail : dahnkr@sch.ac.kr