

차단 주파수 이상에서 평형 조건을 만족하는 CRLH 직각 도파관

CRLH Rectangular Waveguide with Balanced Condition above Cut-off Frequency

김 동 진 · 이 정 해

Dong-Jin Kim · Jeong-Hae Lee

요 약

본 논문에서는 도파관의 차단 주파수 이상에서 평형 조건을 만족하는 CRLH(Composite Right-/Left-Handed) 직각 도파관이 설계되었다. 제안된 CRLH 도파관 구조는 특정 주파수에서 음의 유효 투자율 특성을 나타내는 하나의 단락 스티브와 음의 유효 유전율을 구현하는 두 개의 꼬인 형태의 H-plane 아이리스로 구성된다. 도파관 내부에 삽입된 꼬인 형태의 H-plane 아이리스는 단락 스티브와 아이리스 사이의 상호 작용을 최소화하여 RH(Right-Handed) 대역과 LH(Left-Handed) 대역의 밴드 갭을 조절하는 직렬 및 병렬 공진 주파수를 독립적으로 제어할 수 있으므로, 평형 조건을 만족하는 CRLH 도파관의 설계가 가능하다. 설계된 CRLH 도파관 구조의 해석을 위하여 교차 결합된 등가 회로가 제시되었고, 시뮬레이션 및 측정 결과로부터 차단 주파수 이상에서 RH 대역과 LH 대역 사이에 밴드 갭이 존재하지 않는 평형 조건의 CRLH 전송선 특성을 확인하였다.

Abstract

In this paper, a composite right-/left-handed(CRLH) rectangular waveguide satisfying a balanced condition above the cut-off frequency is presented. The proposed structure consists of one shorted stub and two twisted H-plane irises which produce an effectively negative permeability and permittivity, respectively. The CRLH structure can independently control the series and shunt resonance frequencies of a CRLH transmission line which determine the left-handed(LH) and right-handed(RH) bands due to a minimized coupling between a shorted stub and twisted H-plane irises. Thus, the design of the CRLH waveguide satisfying a balanced condition is possible. To analyze the CRLH structure, a crossly connected equivalent circuit is derived. The simulated and measured results confirm that the proposed CRLH waveguide has a transmission property without a band gap among the LH and RH bands.

Key words : Metamaterials, CRLH Rectangular Waveguide, Balanced Condition

I. 서 론

메타 물질의 대표적인 전송선이라 할 수 있는 CRLH(composite right/left-handed) 전송선은 크게 왼

손 범칙 대역과 오른손 범칙 대역 사이에 밴드 갭이 존재하는 불평형 조건(unbalanced condition)의 전송선과 밴드 갭이 존재하지 않는 평형 조건(balanced condition)의 전송선으로 나뉜다^[1]. 이러한 메타 물질

[본 연구는 한국방송통신전파진흥원의 전파방송위성 원천기술개발사업의 일환으로 수행하였음[KI002071, 메타전자파 구조를 이용한 전파(RF) 스펙트럼 특성 개선 기술 연구.]

홍익대학교 전자전기공학부(Department of Electronic and Electrical Engineering, Hongik University)

· 논문 번호 : 20110721-05S

· 교신저자 : 이정해(e-mail : jeonglee@hongik.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 8월 26일

전송선은 설계의 용이성 때문에 대부분 유전체 기판 등을 이용한 평면 형태로 구현된다. 최근, 고출력 및 저손실 시스템에 적합한 도파관 형태의 메타 물질에 대한 연구가 많은 관심을 받고 있지만, 도파관 자체의 구조적 제한성으로 인해 평형 조건을 만족하는 CRLH 전송선 구현은 물론, 메타 구조 설계 자체에 많은 어려움이 따른다. 일부 제안된 메타 물질 도파관의 경우 차단 주파수 아래에서 도파관 고유의 음의 유전율 특성을 이용하는 경우^{[2]~[5]}와 차단 주파수 위에서 LH(left-handed) 및 RH(right-handed) 특성을 나타내는 전송선으로 구분할 수 있다^{[6]~[9]}.

일반적으로 차단 주파수 아래에서 동작하는 메타 물질 도파관의 경우, 특정 주파수에서 음의 투자율 특성을 나타내는 split ring resonators(SRRs)^{[2],[3]} 또는 유전체로 채워진 corrugation 구조^{[4],[5]}를 이용하여 왼손 법칙 전송 대역을 구현하게 된다. 하지만, 이와 같은 메타 물질 도파관은 입/출력단과 도파관 사이의 정합 설계가 어렵고 또한, 상대적으로 높은 유전체 손실이 발생함에 따라 통과 대역에서의 전송 특성이 나빠지는 단점이 있다. 반면, 차단 주파수 이상에서 동작하는 메타 도파관의 경우 음의 유전율 특성을 나타내는 인덕티브 구조와 음의 투자율을 생성하는 SRRs^{[6],[7]} 또는 단락 스텐브^[8]의 조합으로 왼손 법칙 전송 대역을 구현하지만, 이 역시 전송 대역이 매우 협소할 뿐만 아니라 평형 조건의 전송선 설계가 어려워, 대역 통과 필터나 안테나와 같은 실제적인 응용에 한계가 있다.

최근 기존 메타 물질 도파관의 협대역 문제를 해결하기 위해, double L 모양의 스텐브와 E-plane 포스트를 이용한 광대역 LH 도파관^[9]이 제안되었지만, 이 또한, 평형 조건을 만족하지는 못한다. 따라서 본 논문에서는 실제적인 대역 통과 필터 또는 빔 스캐닝 특성의 누설과 안테나^{[10],[11]} 등에 적용 가능한 평형 조건의 CRLH 도파관을 제안한다.

II. 일반적인 CRLH 도파관

본 절에서는 평형 조건을 만족하는 CRLH 도파관의 설계에 앞서 차단 주파수 이상에서 동작하는 일반적인 형태의 CRLH 도파관에 대해 살펴보고자 한다. 그림 1은 기존에 제안된 CRLH 구조^[8]의 단위 셀

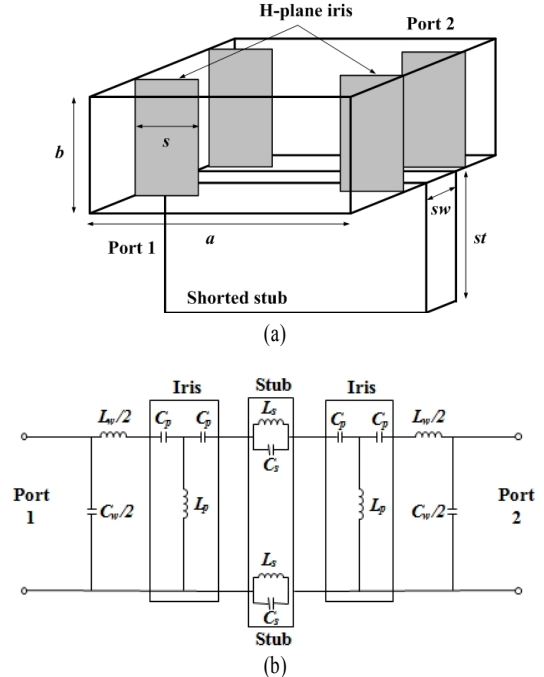


그림 1. 일반적인 CRLH 직각 도파관^[8]의 단위 구조 (a) 및 등가 회로 (b)

Fig. 1. Unit-cell structure (a) and equivalent circuit (b) of conventional CRLH rectangular waveguide.

과 등가 회로를 나타낸 것으로, 도파관 내부에 특정 주파수에서 음의 투자율을 나타내는 단락 스텐브와 음의 유전율 특성을 나타내는 곧은 모양의 H-plane 아이리스로 구성된다. 일반적으로 단락 스텐브는 인덕터(L_s)와 캐패시터(C_s)의 병렬 회로로 등가화 되고, H-plane 아이리스는 분로 인덕터(L_p)와 직렬 캐패시터(C_p)로 구성된 T-등가 회로로 표현됨에 따라, 두 구조의 조합으로 이루어진 메타 물질 도파관은 그림 1(b)와 같은 등가회로로 표현할 수 있다. 또한, 정확한 등가 모델링을 위해 도파관의 고유한 성분인 L_w 와 C_w 가 함께 포함되는데, 이때의 L_w 와 C_w 는 식 (1)과 (2)로부터 얻어진다^[12].

$$L_w = L'l, \quad C_w = C'l \quad (1)$$

$$L' = Z_0 \sqrt{\mu\epsilon}, \quad C' = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\mu\epsilon} \left(\frac{\beta}{k} \right)^2 \quad (2)$$

여기서 L' 과 C' 은 직각 도파관의 단위 길이의 인덕턴스와 캐패시턴스를 의미하고, 상수 k 는 $\omega \sqrt{\mu\epsilon}$ 로 주

어지며, β 는 직각 도파관의 기본 모드(TE₁₀ mode)에 대한 전파 상수를 나타낸다. 또한, l 은 단위 구조의 길이를 의미하고, 도파관의 특성 임피던스의 power-voltage 정의에 따른 Z_0 는 식 (3)을 통해 계산된다^[13].

$$Z_0 = 2\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \left(\frac{b}{a}\right) \quad (3)$$

여기서 a 와 b 는 각각 도파관의 너비와 높이를 의미한다.

이러한 메타 도파관 구조의 등가 회로는 Π-T 변환을 통해 그림 2에 표기된 일반적인 전송선 형태의 T-등가 회로로 변형할 수 있다. 이러한 등가회로 분석을 통해 그림 2와 같이 주파수에 따른 임피던스와 어드미턴스의 허수부를 계산할 수 있는데, 이때 임피던스(Z_T)와 어드미턴스(Y_T)의 허수부는 각각 전송선의 유효 투자율과 유효 유전율에 상응한다. 따라서 도파관의 차단 주파수($f_c=6.54$ GHz) 이상에서 두 허수부가 음이 되는, 즉 동시에 음의 투자율과 유전율을 가지는 대역은 LH 전송 특성을 나타내며, 반대로 동시에 양의 값을 가지는 대역에서는 RH 전송 특성을 나타낸다. 또한, CRLH 전송선의 평형 조건을 만족하기 위해서는 전송 선로의 직렬 공진 주파수와 병렬 공진 주파수가 일치하여야 하지만, 그림에서

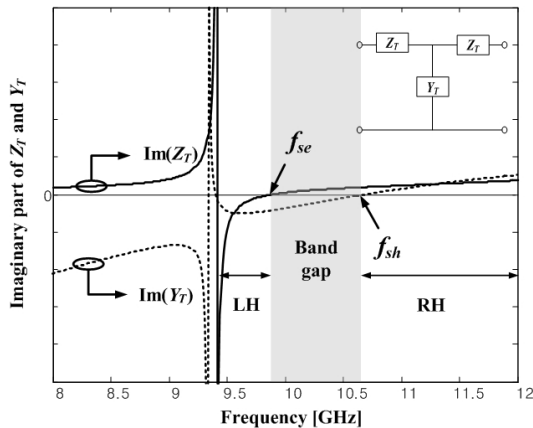


그림 2. 일반적인 CRLH 도파관의 T-등가 모델링을 통한 직렬 임피던스(Z_T)와 분로 어드미턴스(Y_T)의 허수부

Fig. 2. Imaginary parts of series impedance(Z_T) shunt admittance(Y_T) for T-equivalent circuit of conventional CRLH waveguide.

확인할 수 있듯이 직렬 공진 주파수(f_{se})가 병렬 공진 주파수(f_{sh})의 아래에 위치함에 따라 두 주파수 사이에 밴드 갭이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 평형 조건의 CRLH 전송선을 설계하기 위해서는 직렬 공진 주파수를 높이거나 병렬 공진 주파수를 낮추어야 한다. 이를 위해 등가 회로의 파라미터에 따른 공진 주파수의 변화를 분석해 보면, 그림 1(b)에 제시된 등가 회로의 파라미터 L_p 가 커질수록 직렬 공진 주파수는 거의 변화가 없는 반면, 병렬 공진 주파수는 아래로 이동됨을 확인할 수 있었다. 파라미터 L_p 는 주로 인덕티브 아이리스에 의해 결정되는 항목으로 H-plane 아이리스의 너비(s)가 작을수록 큰 L_p 값을 갖는다. 따라서 직렬 공진 주파수(f_{se})가 고정되어 있다면, 작은 너비의 아이리스를 취하는 것이 평형 조건의 설계에 유리하다. 하지만 일반적인 메타 도파관의 경우 그림 3과 같이 단락 스테브에 H-plane 아이리스가 인가되면 두 구조 사이의 상호 작용으로 인해 f_{se} 역시 낮은 주파수도 이동하게 된다. 실제로 등가 모델링을 통해 얻어진 파라미터를 비교해 보면, 표 1과 같이 스테브 만 있는 구조의 L_s 및 C_s 값이 아이리스가 인가됨에 따라 많은 변화가 일어남을 알 수 있고, 이는 H-plane 아이리스가 단락 스테브 및 직렬 공진 주파수에 많은 영향을 주고 있음을 의미한다. 따라서 일반적인 메타 물질 도파관의 경

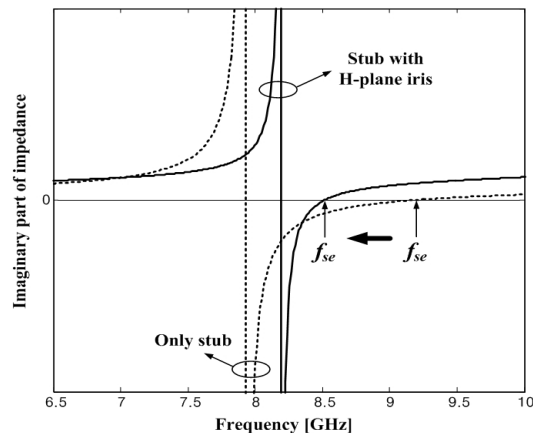


그림 3. 단락 스테브 만의 구조와 H-plane 아이리스가 인가된 구조의 직렬 임피던스(Z_T)의 허수부 비교

Fig. 3. Comparison of imaginary parts of series impedance(Z_T) for a shorted stub with/without H-plane iris.

표 1. 단락 스텐브 만의 구조와 H-plane 아이리스가 인가된 구조의 등가 회로 파라미터 비교

Table 1. Comparison of parameters of equivalent circuit for a shorted stub with/without H-plane iris.

	L_s	C_s	L_p	C_p
Only stub	0.614 nH	0.653 pF	.	.
Stub with H-plane iris	0.201 nH	1.910 pF	5.253 nH	0.279 pF

우 평형 조건의 CRLH 전송선을 설계하기 위해 낮아지는 f_{se} 만큼 f_{sh} 역시 더 낮은 주파수로 이동해야만 하고, 이를 위해 더 작은 너비의 아이리스가 구현되어야 하지만, 너무 작은 아이리스를 취할 경우 LH 대역이 오히려 사라지는 결과를 초래한다. 결국 단락 스텐브와 H-plane 아이리드 사이의 상호 작용으로 인해 두 공진 주파수의 독립적 제어가 자유롭지 못함에 따라, 평형 조건의 CRLH 도파관 구조의 설계에 어려움이 따른다.

III. 평형 조건의 CRLH 도파관 설계

그림 4는 본 논문에서 제안하는 CRLH 도파관 구조와 등가 회로를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 제안된 구조는 하나의 단락 스텐브와 꼬인 형태의 H-plane 아이리드의 조합으로 이루어지고, 두 구조가 각각 음의 투자율 및 유전율 역할을 하게 된다. 또한, 본 구조는 꼬인 H-plane 아이리드에 의해 단락 스텐브를 기준으로 입·출력 포트가 교차적으로 연결됨에 따라 그림 4(b)와 같은 교차 결합된 등가회로로 표현할 수 있다. 일반적인 CRLH 도파관의 등가 회로와 동일하게 L_s 및 C_s 단락 스텐브를 의미하고, H-plane 아이리드는 L_p 및 C_p 에 대응된다.

표 2. 단락 스텐브 만의 구조와 꼬인 형태의 H-plane iris가 인가된 구조의 등가 회로 파라미터 비교

Table 2. Comparison of parameters of equivalent circuit for a shorted stub with/without twisted H-plane iris.

	L_s	C_s	L_p	C_p
Only stub	0.642 nH	0.469 pF	.	.
Stub with H-plane iris	0.648 nH	0.450 pF	4.561 nH	0.704 pF

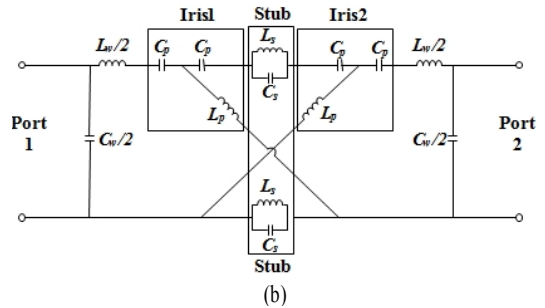
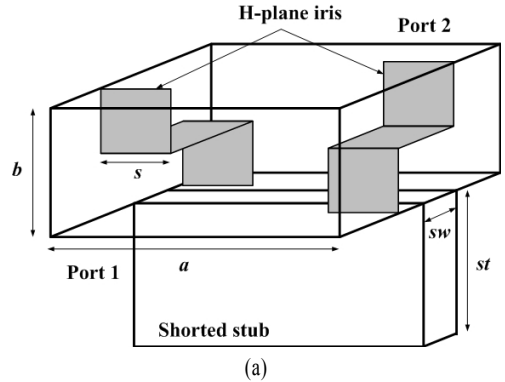


그림 4. 평형 조건을 만족하는 CRLH 직각 도파관의 단위 구조 (a) 및 등가 회로 (b)($a=22.86$ mm, $b=10.16$ mm, $st=10.0$ mm, $w=1$ mm, $g=1$ mm, $s=7$ mm, $l=10.5$ mm)

Fig. 4. Unit-cell structure (a) and equivalent circuit, (b) of CRLH rectangular waveguide with balanced condition.

평형 조건 설계를 위해 등가 회로의 파라미터 분석 결과를 살펴보면, 제안된 구조의 경우 비록 교차 결합된 등가 회로로 모델링되지만, 기존의 경우와 유사하게 파라미터 L_p 가 커짐에 따라 f_{sh} 가 낮은 주파수로 이동한다. 또한, 일반적인 꼬인 형태의 아이리드와 마찬가지로 꼬인 형태의 아이리드 역시 너비가 작을수록 큰 L_p 값을 나타내고, 따라서 f_{se} 가 고정된다면 아이리드의 크기 조절을 통해 f_{sh} 를 낮은 주파수로 이동시킴으로써 평형 조건의 CRLH 도파관을 설계할 수 있다. 제안된 구조의 경우 2절에서 해석되어진 일반적인 메타 도파관 구조와는 달리 단락 스텐브와 H-plane 아이리드 간의 상호 작용이 줄어들어, 비교적 쉽게 평형 조건의 전송선을 설계할 수 있다. 실제로 등가 회로를 통한 스텐브 만 있는 구조와 꼬인 형태의 H-plane 아이리드가 삽입된 경우의 임피던스(Z_T)를 계산하면, 그림 5와 같이 변화가 거

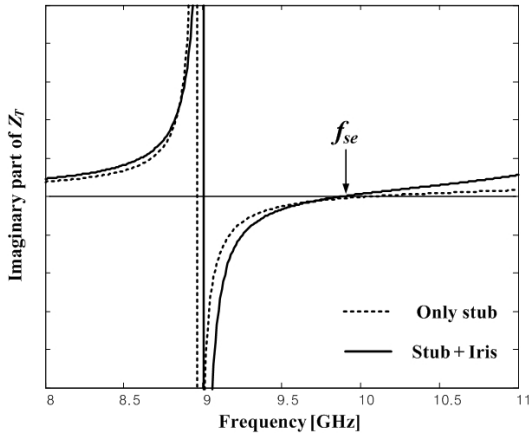


그림 5. 단락 스텐브 만의 구조와 꼬인 형태의 H-plane iris가 인가된 구조의 직렬 임피던스(Z_T)의 허수부 비교

Fig. 5. Comparison of imaginary parts of series impedance(Z_T) for a shorted stub with/without twisted H-plane iris.

의 일어나지 않음을 확인할 수 있다. 또한, 등가 모델링을 통해 얻어진 파라미터를 비교해 보면 L_s 및 C_s 역시 거의 동일한 값을 나타내고 있음을 확인할 수 있다. 즉, 기존의 구조와는 달리 꼬인 형태의 H-plane 아이리스는 단락 스텐브 및 직렬 공진 주파수에 거의 영향을 미치지 않음에 따라 도파관 내부에 삽입된 구조의 크기 조절을 통한 두 공진 주파수의 독립적인 제어가 상대적으로 용이하다. 따라서 제안된 구조의 경우 아이리스의 너비(s)를 조절하여 병렬 공진 주파수를 직렬 공진 주파수에 일치시킴으로써 평형 조건의 전송선을 설계하게 되고, 설계된 도파관 구조의 크기는 그림 4에 표기하였다. 이때 사용된 도파관은 차단 주파수 6.54 GHz의 WR-90이다. 그림 6은 설계된 CRLH 전송선의 임피던스(Z_T)와 어드미턴스(Y_T)의 실수부를 나타낸 것으로 f_{se} 와 f_{sh} 가 9.75 GHz에서 동시에 형성됨에 따라 LH와 RH 대역 사이에 밴드 갭이 사라지는 것을 확인할 수 있다.

평형 조건의 CRLH 도파관의 전송 특성을 확인하기 위해 단위 셀이 5개 및 10개로 이루어진 주기 구조가 설계되었다. 그림 7은 단위 셀이 5개로 이루어진 실제 제작된 도파관을 나타낸 것으로 측정을 위해 입력 및 출력 단에 WR-90 규격의 상용 어댑터가 체결되었다. 그림 8은 제작된 CRLH 도파관의 측정 및 시뮬레이션에 의한 S-parameter 특성을 나타낸 것

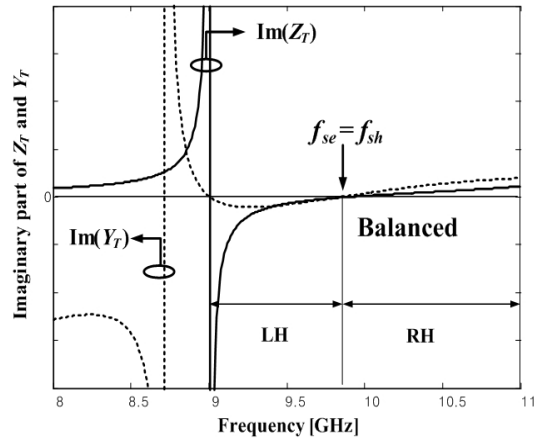


그림 6. 평형 조건의 CRLH 도파관의 T-등가 모델링을 통한 직렬 임피던스(Z_T)와 분로 어드미턴스(Y_T)의 허수부

Fig. 6. Imaginary parts of series impedance(Z_T) shunt admittance(Y_T) for T-equivalent circuit of CRLH waveguide with balanced condition.

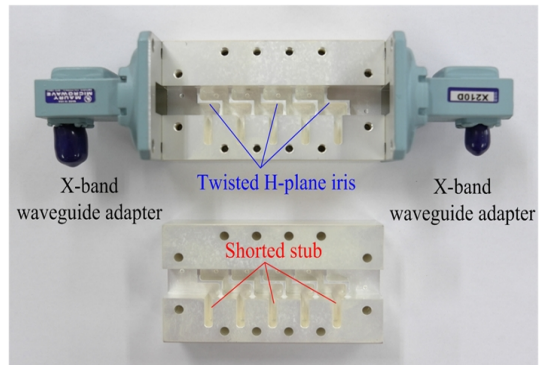
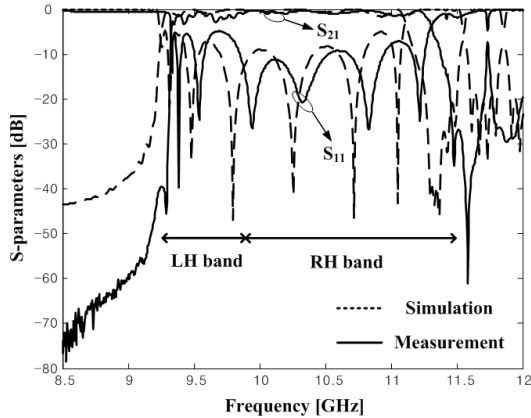


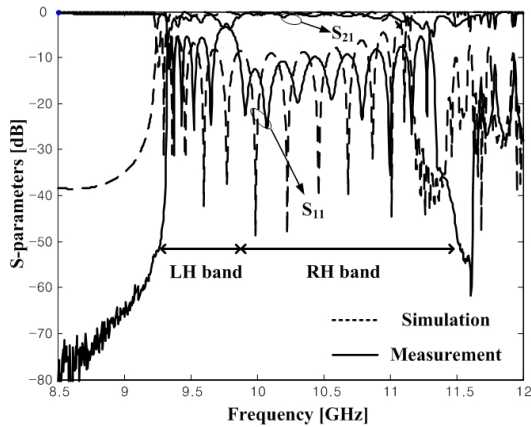
그림 7. 평형 조건을 만족하는 CRLH 도파관의 제작된 사진(단위 셀 5개)

Fig. 7. Photograph of the fabricated CRLH waveguide with balanced condition(Unit cells of 5)

으로, 두 결과가 잘 일치하고 있음을 확인할 수 있으며, LH 전송 대역(9.27~9.75 GHz)과 RH 전송 대역(9.75~11.17 GHz) 사이에 밴드 갭 없이 대역 통과 특성을 나타냄을 확인할 수 있다. LH와 RH 대역을 포함한 전체 통과 대역의 비 대역폭은 중심 주파수 10.2 GHz를 기준으로 18.6%로 확인된다. 시뮬레이션으로부터 확인된 삽입 손실은 두 도파관 모두 2.0 dB 이하의 매우 우수한 특성을 나타내며, 측정된 삽입 손실 역시 전체 통과 대역에서 단위 셀이 5개 일 때 2.7 dB 이하, 10개 일 때 3.2 dB 이하로 기존에 제



(a) 단위 셀 5개
(a) Unit cells of 5



(b) 단위 셀 10개
(b) Unit cells of 10

그림 8. 평형 조건을 만족하는 CRLH 도파관의 S-parameter

Fig. 8. S-parameters for the periodic structure of the CRLH waveguide.

시된 메타물질 도파관^{[2]~[8]}에 비해 매우 향상된 전송선으로서의 설계 결과를 보여준다.

그림 8은 CST MWS의 Eigen 모드 시뮬레이션과 측정을 통한 분산 곡선을 나타낸 것으로 측정 결과, 약 0.1 GHz의 주파수 상향 이동이 발생하였지만, 전체적으로 그 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있고, 또한, 밴드 갭 없이 주파수에 연속적인 위상 천이 이루어짐을 확인할 수 있다. 이러한 설계 결과는 메타 물질 전송선의 우수한 전송 특성과 함께 평형 조건이 필수적으로 요구되는 빔 스캐닝 누설파 안테나^[11]에 매우 유용하게 응용될 수 있다.

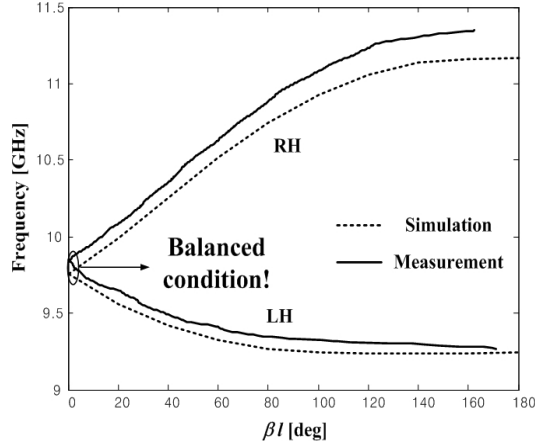


그림 9. 평형 조건을 만족하는 CRLH 도파관의 분산 곡선

Fig. 9. Dispersion curves of CRLH waveguide with balanced condition.

IV. 결 론

본 논문에서는 차단 주파수 이상에서 평형 조건을 만족하는 CRLH 도파관을 제안하였다. 기존의 CRLH 도파관 구조의 경우 음의 투자율을 결정하는 단락 스티브와 같은 구조와 음의 유전율을 특성을 나타내는 인덕티브 아이리스 구조 사이의 상호 작용으로 인해 평형 조건의 전송선 설계가 어려운 반면, 제안된 구조는 꼬인 형태의 H-plane 아이리스를 이용함으로써 도파관 내부의 상호 작용을 최소화 하여 전송선의 공진 주파수의 독립적인 제어를 통해 평형 조건의 CRLH 전송선을 보다 쉽게 설계하게 된다. 설계된 CRLH 전송선은 9.75 GHz에서 평형 조건이 이루어짐을 확인하였고, 측정 결과 LH(9.27~9.75 GHz)와 RH(9.75~11.17 GHz) 대역 사이에서 통과 대역 특성이 잘 나타남을 알 수 있다. 또한, 측정된 분산 곡선 특성 역시 밴드 갭 없이 주파수에 연속적인 위상 천이 특성을 잘 보여주고 있으며, 이러한 설계 결과는 메타 물질을 이용한 도파관 구조의 실질적 응용에 기본적인 설계 지침이 될 뿐만 아니라 평형 조건이 요구되는 빔 스캐닝 누설파 안테나 등에 유용하게 적용될 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] C. Caloz, T. Ito, *Electromagnetic Metamaterials:*

Transmission Line Theory and Microwave Applications, Hoboken, NJ: Wiley, 2006.

[2] R. Marques, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "Left-handed-media simulation and transmission of EM waves in subwavelength split-ring resonator-loaded metallic waveguides", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 89, no. 18, pp. 183901-183904, 2002.

[3] S. Hrabar, J. Bartolic, and Z. Sipus, "Waveguide miniaturization using uniaxial negative permeability metamaterial", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 1, pp. 110-119, Jan. 2005.

[4] I. Eshrah, A. Kishk, A. Yakovelv, and A. Glisson, "Rectangular waveguide with dielectric-filled corrugations supporting backward waves", *IEEE, Trans. Microw., Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, 2005.

[5] T. Iwasaki, H. Kamoda, T. Derha, and T. Kuki, "A composite right/left-handed rectangular waveguide with tilted corrugations for millimeter-wave frequency scanning antenna", *European Microwave Conference*, pp. 563-566, Oct. 2008.

[6] J. Carbonell, L. J. Rogla, V. E. Boria, and D. Lippens, "Design and experimental verification of backward-wave propagation in periodic waveguide structures", *IEEE, Trans. Microw, Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, 2006.

[7] T. Deccopman, O. Vanbesien, and D. Lippens, "Demonstration of a backward wave in a single split ring resonator and wire loaded finline", *IEEE Microw Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 11, Nov. 2004.

[8] T. Ikeda, K. Sakakibara, T. Matsui, N. Kimura, and H. Hirayama, "Beam-scanning performance of leak-wave slot-array antenna on variable stub-loaded left-handed waveguide", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 12, pp. 3611-3618, 2008.

[9] D. J. Kim, J. H. Lee, "Broadband left-handed waveguide with double L-shaped short stubs and E-plane posts", *IEEE AP-S Int'l Symp.*, 2011.

[10] A. Grbic, G. V. Eleftheriades, "Experimental verification of back-ward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial", *J. Appl. Phys.*, vol. 92, no. 10, pp. 5930-5935, Nov. 2002.

[11] L. Liu, C. Caloz, and T. Itoh, "Dominant mode (DM) leaky wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability", *Electron., Lett.*, vol. 38, pp. 1414-1416, 2002.

[12] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, London, U. K. : Peregrinus, 1984.

[13] P. A. Rizzi, *Microwave Engineering: Passive Circuits*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1988.

김 동 진



2005년 2월: 홍익대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2007년 2월: 홍익대학교 전자정보통신공학과 (공학석사)
 2007년 3월~현재: 홍익대학교 전자정보통신공학과 박사과정
 [주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 회로 설계, Metamaterial RF 소자

이 정 해



1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
 1988년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
 1996년 3월: UCLA 전기공학과 (공학박사)
 1993년 3월~1996년 2월: General Atomics 교환연구원
 1996년 3월~1996년 8월: UCLA 전기공학과 Postdoctor
 1996년 9월~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 교수
 [주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 회로 설계, 안테나, Metamaterial RF 소자, 무선 전력 전송