

주파수 가변성을 갖는 D-CRLH 전송 선로

Frequency Adjustable Dual Composite Right/Left Handed Transmission Lines

임종식 · 구자경 · 한상민 · 정용채* · 안 달

Jongsik Lim · Jakyung Koo · Sang-Min Han · Yongchae Jeong* · Dal Ahn

요 약

종래 발표된 D-CRLH 전송 선로의 설계상의 어려움과 주파수가 불가변성 문제를 해결하기 위하여 본 논문은 주파수 가변성이 있는 D-CRLH 전송 선로 구조 두 가지를 제안한다. 첫째 구조(type 1)는 DGS와 DGS 내의 아일랜드 패턴(island pattern)에 버랙터 다이오드를 연결하여 병렬 공진 회로 내의 C_L 을 조절할 수 있고, 둘째 구조(type 2)는 스텐브에 다이오드를 연결하여 직렬 공진 회로 내의 C_R 을 조절한다. 바이어스 조절에 따라 RH/LH 대역에서 각각 +/-90도의 유의미한 전기적 길이를 갖는 이중 대역 주파수가 가변된다. 1~12 V의 바이어스 전압에 대하여 측정된 결과, LH 영역에서 -90도인 전기적 길이를 갖는 주파수가 type 1과 type 2에서 각각 4.22~5.39 GHz와 4.21~5.05 GHz이다. 또한, type 2의 경우에 RH에서 LH 영역으로 전환하는 주파수(ω_∞)가 3.26~4.22 GHz의 가변 영역을 갖는다.

Abstract

Frequency adjustable D-CRLH(dual-composite right/left handed) transmission lines, which solve the problem of design complexity and uncontrolled frequency of the existing structures, are proposed in this paper. The first design(type 1), consisting of defected ground structure(DGS), island pattern in DGS, fixed stub and varactor diodes, controls C_L in the parallel resonant circuit, while the second structure(type 2) composed of fixed DGS, shunt stub and diode adjusts C_R in the series resonant circuit. The dual band frequency points which correspond to the meaningful electrical length of +/-90 degree in the RH/LH region are adjustable according to the bias voltage. The measurement shows that the LH frequency point which has -90 degree of electrical length are adjusted over 4.22~5.39 GHz and 4.21~5.05 GHz for type 1 and type 2, respectively, under 1~12 V of bias voltage. In addition, the frequency ω_∞ where RH turns over LH is controlled over 3.26~4.22 GHz for type 2 with the same bias condition.

Key words : CRLH, DCRLH, Defected Ground Structure

I. 서 론

일반적으로 존재하는 전송 선로는 그림 1(a)와 같이 등가적으로 유한한 값의 직렬 인덕턴스와 병렬 커패시턴스의 구조를 지니므로 기본적으로 저역 통

과 전달 특성을 갖게 된다. 이 때 전송 선로 매질의 유전율과 투자율은 모두 양(+)의 값이며, 전자파의 위상 속도와 군속도도 모두 양의 값이다. 이러한 일반적인 전송 선로의 경우를 right handed 전송 선로(Right Handed Transmission Line: RHTL)라 부른다.

「이 논문은 2007년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2007-611-D00026).」
순천향대학교 전기통신공학과(Department of Electrical and Communication Engineering, Soonchunhyang University)

*전북대학교 전자정보공학부(Department of Electronic and Information Engineering, Chonbuk National University)

· 논문 번호 : 20080903-114

· 수정완료일자 : 2008년 11월 13일

그런데 인위적으로 전송 선로 매질의 구성을 바꾸어 그림 1(b)와 같이 등가적으로 직렬 커패시턴스와 병렬 인덕턴스의 구조를 갖게 하면, 결과적으로 유전율과 투자율이 모두 음(-)의 값을 갖도록 하는 NRI(Negative Refractive Index) 전송 매질이 형성된다^{[1],[2]}. NRI 매질 안에서 전자파는 전송 방향과 반대인 음의 위상 속도를 갖게 되므로 이를 left handed 전송 선로(Left Handed Transmission Line: LH TL)라고 부른다.

한편 LH 구조와 RH 구조를 동시에 구성한 그림 2(a)의 C-CRLH(Conventional Composite Right/Left Handed) 전송 선로 구조가 종래에 발표된 바 있다^[3]. 또한, 이것과 쌍대 구조(Dual structure)를 갖는 그림 2(b)의 구조를 지니는 D-CRLH(Dual CRLH) 전송 선로 구조도 발표된 적이 있다^[4]. CRLH는 LH와 RH 구조가 동시에 구성되어 있으므로 주파수에 따라 LH와 RH 특성이 혼재하여 나타나게 된다. CRLH의 전파 상수(β)를 구해보면 LH와 RH 대역에서 각각 + 또는 -90도의 위상값을 갖는 주파수가 존재하므로 이중 대역 회로에 널리 응용되고 있다^{[5],[6]}. 선행 연구 결과에 따르면 C-CRLH 구조에서는 낮은 주파수에서 LH 특성이 먼저 나타나고 나중에 RH 특성이 나타나며, D-CRLH에서는 그 반대이다^{[3]~[6]}.

마이크로스트립 전송 선로의 바닥 접지면에 일정한 기하학적 패턴을 삽입하면 등가적으로 인덕턴스(L)와 커패시턴스(C)의 병렬 공진 회로가 형성된다^[7]. 따라서 DGS는 L-C 병렬 공진 회로가 필요한 경우에 아주 편리하게 응용할 수 있는 구조여서, 초고주파용 회로 설계에 매우 자주 응용되고 있다^{[8],[9]}.

최근에 전송 선로용 결함 접지 구조(Defected Ground Structure: DGS)를 이용하여 D-CRLH를 구성하는 방법이 제시된 바 있다^[10]. 따라서 이 논문을 통하여 DGS가 CRLH 구조에도 응용될 수 있음이 제시되었다. 본 논문에서는 전송 선로용 DGS와 스테르베 다이오드를 결합하여 LH 또는 RH 주파수 대역을 가변할 수 있는 D-CRLH 구조를 제시한다. 즉, CRLH 구조가 기본적으로 이중 대역 이상의 동작 특성을 가진다는 장점이 있으나, 기존 연구에서는 주파수가 변성이 없었는데, 본 논문을 통하여 이중 대역을 가변할 수 있는 방법을 제시하고자 한다.

II. 선행 연구의 간단한 고찰 및 연구 동기

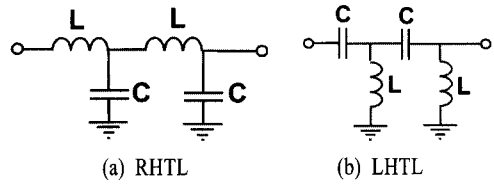


그림 1. RHTL과 LH TL의 등가 회로 표현
Fig. 1. Basic equivalent circuit of RHTL and LH TL.

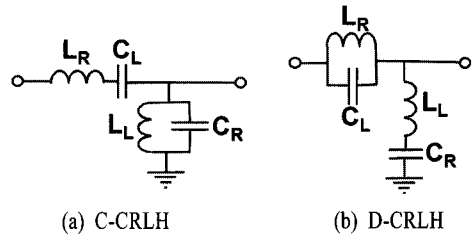


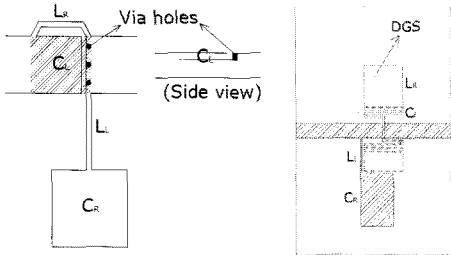
그림 2. CRLH 전송 선로의 등가 회로 표현
Fig. 2. Basic equivalent circuit of CRLH transmission lines.

본 장에서는 본 논문에서 주요한 선행 연구로 고찰한 두 가지의 구조를 간단하게 살펴보고자 한다. 먼저 그림 3(a)는 마이크로스트립 선로로 구성된 D-CRLH 전송 선로의 실제 구현 예이다^[11]. 이 구조는 그림 2(b)에 보인 이론적인 D-CRLH 구조를 실제로 구현했다는 점에서 의미가 있다. 그러나 이 구조를 구현하기 위해서는 매우 복잡한 공정을 거쳐야 한다. 우선 C_L 을 구현하기 위하여 그림 3처럼 두 층의 유전체 기판이 요구되며, 두 유전체 기판을 강력하게 압착해 줘야 한다. 또한 C_L 을 L_L 과 연결시키기 위한 비어홀 공정을 필요로 하며, 이 때 정밀한 위치조정(alignment) 공정을 필요로 한다.

제작 공정뿐만 아니라 설계 측면에 있어서도 이 구조는 복잡한 설계 과정을 필요로 한다. D-CRLH의 두 구성 요소, 즉 L-C 병렬 공진 회로와 직렬 공진 회로 부분으로부터 식 (1)로 표현되는 원하는 주파수 특성과 이에 해당하는 등가의 L_R, C_L, L_L, C_R 을 얻기 위하여, 수차례의 반복적인(iterative) 전자기적 시뮬레이션(electromagnetic(EM) simulation)과 이에 대한 모델링 과정을 매번 수행해야 한다.

$$\omega_{se} = 1/\sqrt{L_R C_L} \tag{1a}$$

$$\omega_{sh} = 1/\sqrt{L_L C_R} \tag{1b}$$



(a) 두 개의 기판과 션트 스티브를 이용한 예
(b) DGS와 션트 스티브를 이용한 예
(a) Example with two substrates and shunt stub
(b) Example with DGS and shunt stub

그림 3. 선행 연구에서 D-CRLH 전송 선로를 구현한 예

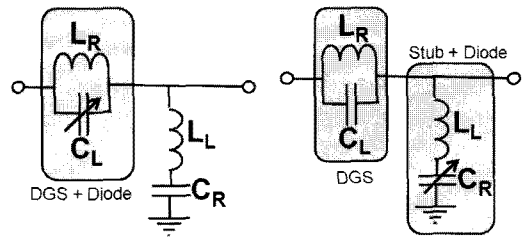
Fig. 3. The previous realization examples of D-CRLH transmission lines.

그림 3(b)의 구조는 L_R 과 C_L 을 DGS의 등가 회로로 구현한 경우이다^[10]. 종래의 DGS가 갖는 L-C 병렬 공진 회로의 특성을 이용하므로 그림 3(a)의 구조보다 간단하다는 장점이 있으나, 이 경우도 원하는 등가의 L_R , C_L , L_L , C_R 을 얻기 위하여 수차례의 치수 조정, 반복적인 EM 시뮬레이션 및 모델링 과정을 필요로 한다. 또한, 이 구조도 참고문헌 [11]에서처럼 수동 소자로만 구성되므로 일단 설계, 제작이 완료되면 주파수 특성을 가변할 수 없다.

상기와 같이 선행 구조가 갖는 설계상의 복잡성 및 주파수 가변성 문제를 해결하고자, 본 논문에서는 DGS, DGS 내의 격리된 아일랜드 패턴(island pattern), 그리고 다이오드를 이용하여 설계가 간단하면서도 이중 대역 주파수의 가변성을 갖는 새로운 형태의 D-CRLH를 제안한다.

III. 제안하는 D-CRLH 구조의 설계

그림 4는 본 논문에서 제시하는 D-CRLH의 두 가지 구성 방법을 보여주고 있다. 먼저 그림 4(a)는 종래의 DGS가 갖는 L-C 병렬 회로에 다이오드를 결합한 경우에 대한 등가 회로적 표현이다. 이 경우에는 직렬 공진 회로에 의한 공진 특성 ω_{sh} 가 이미 먼저 결정이 된 상태이므로 C_L 을 가변한다. 그러면 ω_{sh} 가 가변될 것이므로 전체적으로 불평형-평형의 조건이 연속적으로 나타나면서 주파수 특성이 가변된다. C_L 은 엄밀히 말해서 DGS의 등가 커패시턴스와 다이오



(a) C_L 을 가변하는 경우
(b) C_R 을 가변하는 경우
(a) C_L is controlled
(b) C_R is controlled

그림 4. 본 논문에서 제안하는 주파수 가변성을 갖는 D-CRLH의 등가 회로적 표현

Fig. 4. Basic equivalent circuits of the proposed frequency adjustable D-CRLH by controlling C_L or C_R .

드의 커패시턴스로 이루어지나, DGS에 의한 커패시턴스는 상대적으로 크기가 크지 않고 고정된데 비하여 다이오드에 의한 커패시턴스와 그 가변성이 더 크기 때문에 사실상 다이오드에 의한 효과가 지배적이다.

그림 4(b)는 그림 4(a)에 대한 쌍대(dual)적 구조를 갖는데, 여기서는 L_R 과 C_L 에 의한 ω_{sh} 가 DGS로 구현되어 먼저 고정되고, L_L 과 C_R 을 위한 스티브에 다이오드가 연결되는 구조이다. 제안하는 두 가지 구조 모두 커패시턴스가 변하면 공진 주파수가 변하게 되므로 주파수 가변 특성을 얻을 수 있다.

그림 5는 그림 4(a)의 회로를 구현하기 위하여 본 논문에서 제안한 D-CRLH 구조의 레이아웃을 보여주고 있다. 마이크로스트립 기판 윗면에는 고정된 $L_L - C_R$ 을 구현하기 위한 스티브가 구현되어 있고, 기판 아랫면에는 본 논문에서 이용한 DGS 구조가 구현되어 있다. 종래의 아령형 DGS에서는 등가의 인덕턴스가 우세한 가운데 등가의 커패시턴스를 어느 정도 확보하기 위하여, 두 개의 결함 부분(defected area)을 연결하는 연결 슬롯(connecting slot)의 폭을 좁게 하였다. 그러나 본 논문에서는 다이오드를 연결하고 동시에 DC 바이어스를 인가하기 위한 목적으로 연결 슬롯의 폭을 키우고 DGS 내부에 같은 모양의 아일랜드 패턴을 삽입하였다.

이렇게 구현하면 기판의 바닥면에서 DGS에 의한 등가의 인덕턴스와 커패시턴스가 발생하고, 또 여기에 다이오드를 연결하므로 결국 바이어스에 의하여 가변성이 있는 커패시턴스(C_L)가 구현된다. 이를 통

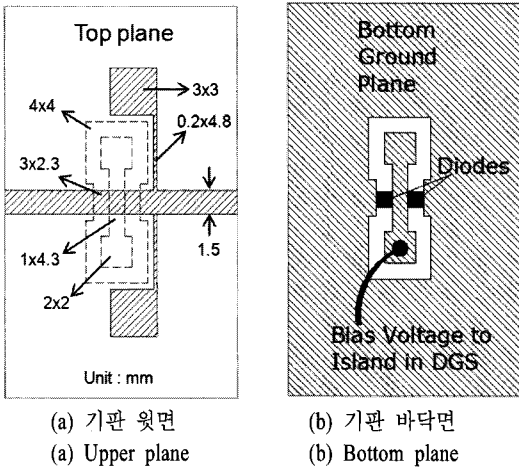


그림 5. 제안하는 D-CRLH 마이크로스트립 구조(type 1: 다이오드를 DGS에 결합하여 C_L 을 가변)
 Fig. 5. Layout of the proposed D-CRLH microstrip line(type 1: diodes are attached to DGS, and C_L is controlled).

하여 얻을 수 있는 중요한 효과가 바로 주파수 가변성은 물론 먼저 결정된 ω_{sh} 와 같은 값을 갖는 ω_{se} 를 쉽게 얻을 수도 있다는 점이다. 즉, 평형 조건이 쉽게 얻어진다는 점인데, 이것은 그림 3의 종래 구조들에서 주파수 특성을 맞추기 위하여 수차례의 반복적인(iterative) 구조 변경과 EM 시뮬레이션 및 등가 모델 추출 과정을 수행해야 하는 것에 사실에 비추어 우수한 점이다.

그림 6은 제안하는 D-CRLH 구조의 두 번째 레이아웃을 보여주고 있는데, 그림 4(b)의 등가 회로에 해당한다. 그림 5의 구조와는 달리 이번에는 다이오드를 기판 윗면 스텐트에 연결하였으며, 기판 아랫면에는 오로지 DGS 패턴만 존재한다. DGS 설계시 어느 정도의 등가 커패시턴스를 확보하기 위하여 연결 슬롯의 길이를 길게 하려는 목적으로 미앤더(meander) 형태의 구조를 갖게 하였다. 이 경우에는 DGS에 의하여 $L_R - C_L$ 값이 고정되므로 ω_{se} 가 먼저 결정된다.

사용한 스텐트 패턴 자체에도 인덕턴스는 물론 일정량의 커패시턴스가 존재하지만 여기에 다이오드를 결합시키고 바이어스를 인가하면 다이오드에 의한 커패시턴스가 우세하게(dominantly) 가변되므로 결과적으로 C_R 이 가변되어 ω_{sh} 를 쉽게 가변시킬 수 있다. 따라서 먼저 결정된 ω_{se} 와 같은 값을 갖는

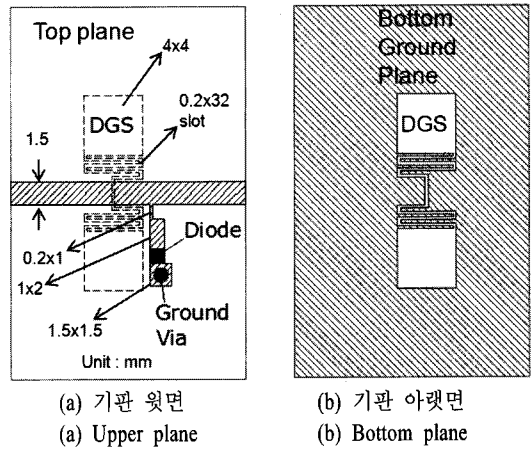


그림 6. 제안하는 D-CRLH 마이크로스트립 구조(type 2: 다이오드를 션트 스텐트에 결합하여 C_R 을 가변하는 경우)
 Fig. 6. Layout of the proposed D-CRLH microstrip line (type 2: diodes are attached to the shunt stub, and C_R is adjusted).

ω_{sh} 를 쉽게 얻거나 또는 다르게 가변할 수 있어서, 종래 구조에 비하여 장점을 갖는다.

한편, 본 논문에서는 자세하게 언급하지 않았으나, 다이오드의 실제적 등가 회로를 추출하기 위하여 회로 내에서 사용된 동일한 비어홀을 포함하는 별도의 측정 회로를 구성하여, 비어홀 효과까지 고려된 등가 회로 소자값을 추출하여 이를 설계에 이용하였다. 또한, 다이오드가 결합된 회로 부분, 즉 type 1의 경우에 $L_R - C_L$ 회로, type 2의 경우에 $L_L - C_R$ 회로를 사전에 따로 제작 및 측정하여, 이들의 가변되는 공진 주파수가 type 1의 경우에 $L_L - C_R$ 회로, type 2의 경우에 $L_R - C_L$ 회로의 고정된 공진 주파수(IV장 그림 8과 그림 11에 제시)를 포함하면서 가변함을 확인하였다. 이런 과정을 거쳐서 본 논문에서 제안하자 하는 D-CRLH 전송 선로를 설계하였다.

IV. 제안하는 D-CRLH 구조의 제작 및 측정

본 장에서는 제안하는 구조의 타당성을 검증하기 위하여 그림 5와 그림 6의 구조를 직접 제작하여 측정된 전기적 특성에 대하여 기술한다.

그림 7은 상기 그림 5와 그림 6을 통하여 설명된 본 논문의 전송 선로의 제작 사진을 보여주고 있다. 회로 제작을 위하여 비유전율이 2.33이고, 두께가 20

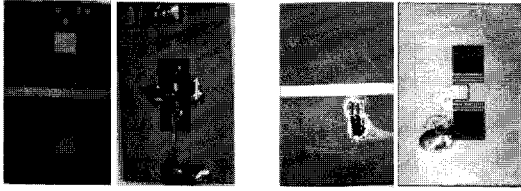


그림 7. D-CRLH 전송 선로의 제작 사진(type 1, 2)
Fig. 7. Fabricated D-CRLH transmission lines (type 1 and 2).

mils인 유전체 기판을 사용하였고, 가변 커패시턴스를 얻기 위하여 Aeroflex metelics社의 MSV34,060-0805 버랙터 다이오드를 사용하였다.

먼저 그림 5에 보인 type 1을 레이아웃 패턴을 구현하였다. 그림 8은 type 1의 구조에서 윗면 패턴만을 따로 제작하여 주파수 특성을 측정한 것이다. 측정 결과 3 dB 차단 주파수와 ω_{sh} 공진 주파수는 각각 2.44 GHz, 3.68 GHz였으며, 이로부터 추출된 등가 L_L, C_R 은 각각 1.3349 nH, 1.4012 pF이다.

이제 DGS에 연결된 다이오드에 바이어스 전압 (V_b)을 인가하여 전송 특성을 측정하고, 측정된 특성에 대한 $\omega - \beta$ 다이어그램을 얻으면 D-CRLH 선로의 RH-LH 주파수 특성을 알 수 있다^[12]. 본 논문에서 사용한 다이오드는 제작사에서 제공한 data sheet에 의하여 바이어스 범위가 0.8~15 V일 때 바이어스에 비례하는 정상적인 동작 범위를 가지므로 본 논문에서는 편의상 1~12 V까지 1 V 간격으로 가변하면서 전송 특성을 측정하였다.

그림 9는 그림 5의 회로를 측정된 S-파라미터로부터 구한 $\omega - \beta$ 다이어그램의 예이다. 이 그림에 의

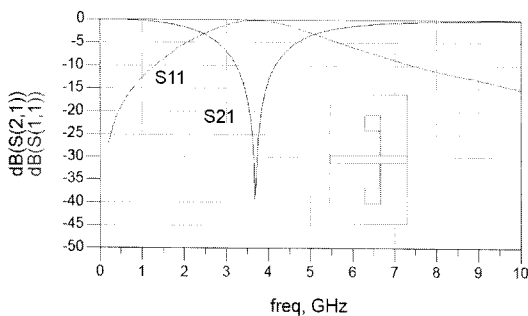


그림 8. Type 1에서 스텐브($L_L - C_R$)만의 측정된 S-파라미터 특성
Fig. 8. Measured S-parameters of the shunt stub($L_L - C_R$) in type 1.

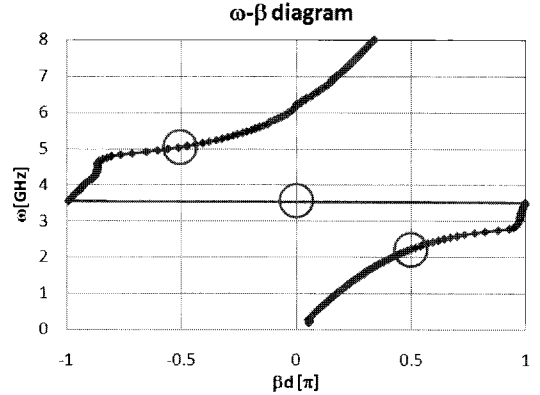


그림 9. Type 1의 S-parameter로부터 구한 $\omega - \beta$ 다이어그램의 예

Fig. 9. Example of $\omega - \beta$ diagram of type 1 from measurement.

하면 주파수가 낮을 때는 β 가 +값을 갖는 RH 특성이, 주파수가 높을 때에는 β 가 -값을 갖는 LH 특성이 나중에 나타나는데, 이것은 D-CRLH 구조의 일반적 경향을 잘 보여주고 있다^[4]. 예로 보인 그림 9의 경우에 βd 가 $+0.5\pi$ 의 값을 갖는 주파수는 RH 영역 내에 속하는 2.24 GHz이고, -0.5π 의 값을 갖는 주파수는 LH 영역에 속하는 5.05 GHz이다. 따라서 이 두 주파수 대역에서 ± 90 도의 유의미한 전기적 길이를 가지므로 이중 대역 주파수 특성을 보이고 있다. 이것은 D-CRLH 구조의 중요한 성질 가운데 하나이다^[4].

한편, RH 영역에서 LH 영역으로 경계를 보여주는 주파수(ω_∞)는 3.54 GHz인데, 이것은 그림 8에 보인 ω_{sh} 와 거의 같다. 이상적인 집중 소자(lumped element)로 이루어진 D-CRLH 구조에서는 평형 조건일 경우에 ω_∞ 가 ω_{sh} 와 완벽하게 같다^[4]. 본 논문의 경우에는 실제로 유전체 기판과 다이오드를 사용한 경우이므로 실제로는 약간의 주파수 차이가 존재함을 알 수 있다.

그림 10은 type 1에 대하여 각 바이어스 전압별 $\omega - \beta$ 다이어그램을 모두 그린 후 $+0.5\pi, -0.5\pi, \omega_\infty$ 를 모두 정리하여 그린 그래프인데, 제안된 D-CRLH 구조가 바이어스 전압에 따라 주파수 가변성을 가짐과 동시에, 이중 대역 응용이 가능한 주파수가 가변적이라는 매우 중요한 정보를 보여주고 있다. 그림 10에 의하면, 바이어스 전압에 따라서 RH 대역의

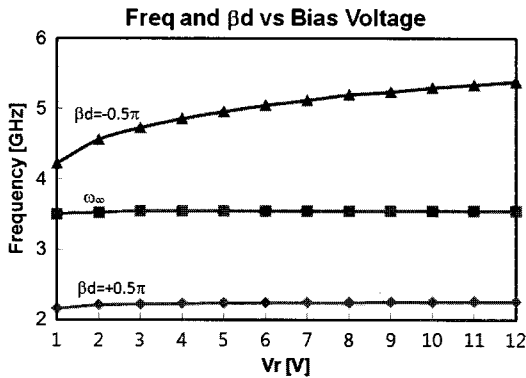


그림 10. 바이어스 전압에 따라 가변성을 보이는 type 1의 특성
 Fig. 10. Adjustable characteristics of type 1 versus bias voltage.

+0.5π를 갖는 주파수는 2.16~2.26 GHz로 거의 일정하나, LH 대역의 -0.5π를 갖는 주파수는 가변적이며, 가변 영역은 4.22~5.39 GHz로 1.17 GHz의 가변 주파수 영역을 갖는다. 이로부터 바이어스를 조절하여 동작 주파수를 조정하는 이중 대역 회로나 안테나 응용 등에서 매우 유용할 것으로 예측된다.

이제 type 2의 측정 결과를 살펴보기로 하겠다. 그림 11은 type 2에서 고정된 ω_{sc}를 먼저 알기 위하여, 그림 6의 구조에서 DGS만 따로 구현하여 그 특성을 측정하는 것이다. 슬롯 부분을 길게 설계한 이유는 DGS에 의한 등가 커패시턴스 값을 일정 부분 확보하기 위해서인데, 그림 11에 보인 측정 결과에 의하면 3 dB 차단 주파수와 ω_{sc}가에 해당하는 공진 주파수가 각각 2.52 GHz와 3.44 GHz이므로, 이로부터 추

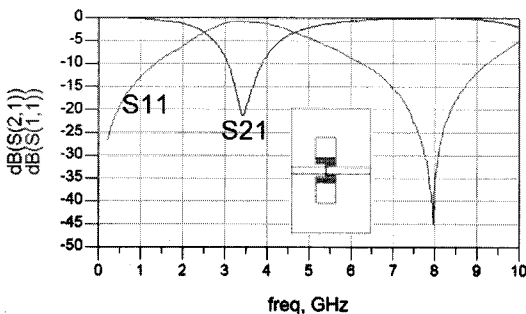


그림 11. Type 2에서 DGS(L_L-C_R)만의 측정된 S-파라미터 특성
 Fig. 11. Measured S-parameters of the DGS(L_L-C_R) in type 2.

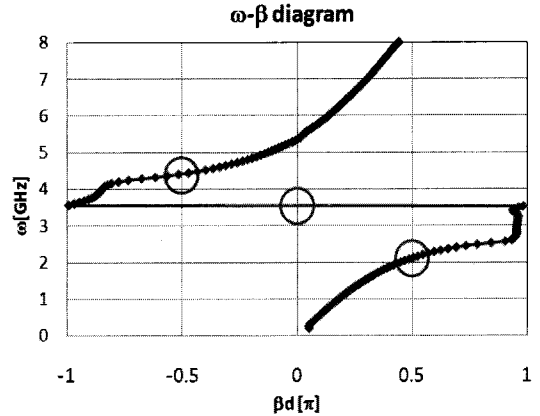


그림 12. Type 2의 S-parameter로부터 구한 ω-β 다이어그램의 예
 Fig. 12. Example of ω-β diagram of type 2 from measurement.

출된 등가 L_R, C_L은 각각 2.93 nH, 0.73 pF이다.

본 논문에서 사용한 type 2의 스테브는 0.2×1과 1×2의 패턴이 서로 연결된 치수를 가지며, 여기에 다이오드가 연결하여 L_L과 C_R이 구현하도록 하였다. C_R은 스테브와 다이오드에 의하여 형성되나, 다이오드에 의하여 가변성을 갖는다.

그림 12는 측정된 S-파라미터로부터 구한 ω-β 다이어그램을 보인 것이다. 이 그림에 의하면 βd가 +0.5π의 값을 갖는 주파수는 RH 영역 내에 속하는 2.11 GHz이고, -0.5π의 값을 갖는 주파수는 LH 영역에 속하는 4.42 GHz이다. 이 경우에도 역시 type 1 처럼, 그리고 전형적인 D-CRLH 구조처럼 이중 대역의 특성을 보이고 있다.

그림 13은 type 2의 주파수 가변성을 갖는 ω-β 다이어그램을 바이어스 전압에 따라 주요 주파수를 정리하여 보인 것이다. 바이어스를 1~12 V까지 1 V 간격으로 조정하여 실험한 결과 +0.5π를 갖는 주파수 영역은 2~2.32 GHz, -0.5π를 갖는 주파수 영역은 4.21~5.05 GHz로 측정되었다.

한편, type의 2의 경우에는 바이어스 전압에 따라서 ω_∞가 3.26~4.22 GHz의 영역을 가져서 type 1과 다소 다른 결과를 보여주고 있고, 또한 +0.5π를 갖는 주파수 영역도 type 1에 비하여 약간 늘어난 결과를 보여주고 있다. 이로써 type 1의 경우처럼 C_R을 가변할 경우에는 -0.5π를 갖는 LH 영역의 주파수만 가변성을 갖지만, type 2의 경우처럼 C_L을 가변할

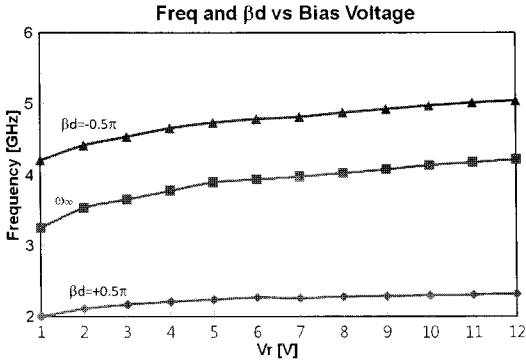


그림 13. 바이어스 전압에 따라 가변성을 보이는 type 2의 특성
 Fig. 13. Adjustable characteristics of type 2 versus bias voltage.

경우에는 ω_{∞} 과 $+0.5\pi$ 를 갖는 RH 영역의 주파수도 가변시킬 수 있으므로 이중 대역 응용에서 훨씬 자유도(flexibility)가 높다고 할 수 있다.

또한, 측정 및 분석 결과로부터, 가변되는 병렬 공진 회로는 -0.5π 에 해당하는 주파수에만 주로 영향을 미치지만, 가변되는 직렬 공진 회로 부분은 -0.5π 에 해당하는 주파수는 물론 ω_{∞} 도 가변시키므로 미치므로 결국 RH와 LH 주파수 영역의 범위에 영향을 더 많이 미친다는 것을 알 수 있다.

그림 10과 그림 13을 보면 두 가지 type의 주파수 특성에서 약간의 차이를 알 수 있다. 즉, type 1의 경우에 ω_{∞} 와 RH 영역의 주파수가 거의 고정되는 반면에 type 2의 경우에는 변하고 있음을 알 수 있다. 이런 결과의 차이는 다음과 같이 설명할 수 있다.

Type 1의 경우, ω_{∞} 이 거의 고정되는 것은 셉트스터브에 의한 등가 회로 소자값($L_L - C_R$)이 거의 고정된 것에 기인한다. 이는 RH 영역에서 LH 영역으로의 변환 주파수가 $L_L - C_R$ 에 의하여 결정되는 것에 기인한다^[4]. 또한, type 1의 RH 영역 주파수의 변화가 매우 극히 미약한 반면 LH 영역에서 다소 변하고 있는데, 이것은 DGS의 등가 인덕턴스인 L_R 과 셉트스터브에 기인한 C_R 이 거의 변하지 않기 때문이다.

한편, type 2의 경우에는 type 1과 다르게 DGS에 의한 등가 회로 소자값($L_R - C_L$)이 고정된 반면, 셉트스터브와 다이오드에 의한 C_R 이 가변되므로, type 1과는 다소 다르게 ω_{∞} 가 약간 변하고 있다. 또한 $L_R - C_R$ 이 관여하는 RH 영역도 미약하나마 type 1과는

다른 결과를 보여주고 있다.

V. 맺음말

본 논문에서는 기존의 D-CRLH 구조가 갖는 설계상의 복잡성을 해결하고 또한 주파수 가변적인 이중 대역 특성을 얻어내고자, DGS와 DGS 내의 아일랜드 패턴 및 다이오드를 이용한 새로운 D-CRLH 구조를 제시하였다. 병렬 공진 회로 또는 직렬 공진 회로에 있는 커패시턴스를 바이어스 전압을 통하여 가변하여 모두 이중 대역 특성을 갖는 D-CRLH 구조를 얻을 수 있음을 실험적으로도 검증하였다.

제안한 두 가지 D-CRLH 구조에서, 바이어스를 1~12 V로 가변시켜 type 1에서 병렬 공진 회로를 조절할 경우에는 β_d 가 -0.5π 에 해당하는 LH 영역 내의 주파수가 4.22~5.39 GHz의 가변 범위를 가졌다. 또한, 동일한 바이어스 가변 조건으로 type 2에서 직렬 공진 회로를 조절할 경우에는 4.21~5.05 GHz의 가변 범위를 가졌다.

한편, type 1의 경우에 ω_{∞} 가 거의 고정되었으나, type 2의 경우에는 3.26~4.22 GHz의 가변 범위를 가져서, 직렬 공진 회로를 조절할 경우에 자유도(flexibility)가 더 높은 것으로 판단되나, 이 부분에 대한 추가적인 연구가 지속적으로 수행되어야 할 것으로 판단된다.

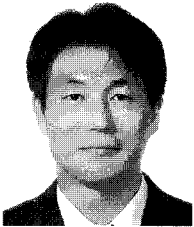
또한, 본 연구에서의 결과를 토대로 양쪽 모두를 가변시킴으로써 자유도가 훨씬 더 높은 D-CRLH 전송 선로 구조를 추가적으로 설계할 수 있을 것으로 판단되어, 이 부분에 대한 추가적인 연구를 지속할 예정이다. 동시에 본 논문의 결과를 실제로 응용하는 연구도 기술적 가치가 높을 것으로 판단되므로 향후에 이중 대역의 동작 특성이 필요한 각종 초고주파 회로 및 안테나 분야에 응용하는 연구도 계속할 예정이다.

참고 문헌

[1] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Soviet Physics Usp.*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, Jan. 1968.
 [2] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer,

- "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2702-2712, Dec. 2002.
- [3] C. Caloz, T. Itoh, "Application of the transmission line theory of Left-Handed(LH) materials to the realization of a microstrip LH transmission line", *IEEE-APS Int'l Symp.*, vol. 2, pp. 412-415, San Antonio, TX, Jun. 2002.
- [4] C. Caloz, "Dual composite right/left-handed(D-CR-LH) transmission line metamaterial", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 11, pp. 585-687, Nov. 2006.
- [5] I. H. Lin, C. Caloz, and T. Itoh, "A branch-line coupler with two arbitrary operating frequencies using left-handed transmission lines", *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Special Session Metamaterials*, Philadelphia, USA, pp. 325-327, Jun. 2003.
- [6] I. H. Lin, K. M. K. H. Leong, C. Caloz, and T. Itoh, "Dual-band sub-harmonic quadrature mixer using composite right/left-handed transmission lines", *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 4, pp. 153-180, Aug. 2006.
- [7] C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and J. B. Lim, "A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 10, no. 4, pp. 131-133, Apr. 2000.
- [8] D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 86-93, Jan. 2001.
- [9] J. S. Lim, C. S. Kim, D. Ahn, Y. C. Jeong, and S. Nam, "Design of low-pass filters using defected ground structure", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2539-2545, Aug. 2005.
- [10] Y. H. Ryu, J. H. Park, J. H. Lee, and H. S. Tae, "DGS dual composite right/left handed transmission line", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 7, pp. 434-436, Jul. 2008.
- [11] C. Caloz, S. Abielmona, H. V. Nguyen, and A. Rennings, "Dual Composite Right/Left-Handed(D-CR-LH) leaky-wave antenna with low beam squinting and tunable group velocity", *Phys. Stat. Solidi (b)*, vol. 244, no. 4, pp. 1219-1226, Apr. 2007.
- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, pp. 423-430, 2004.

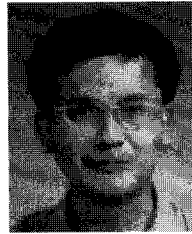
임 종 식



1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1993년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 2003년 2월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학박사)
 1993년 2월~1999년 3월: 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 무선방송기술연구소 선임연구원

2003년 3월~2003년 7월: 서울대학교 BK21 정보기술사업단 박사후 연구원
 2003년 7월~2004년 9월: 특허청 특허심사관
 2004년 9월~2005년 2월: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 전파기술연구그룹 선임연구원
 2005년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 조교수
 [주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용 등

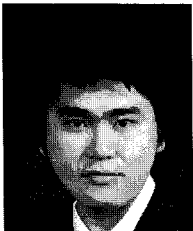
정 용 채



1989년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
 1991년 2월~1998년 2월: 삼성전자 정보통신본부 선임연구원

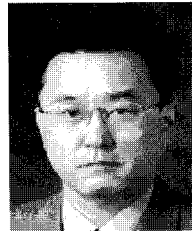
2006년 7월~2007년 12월: 미국 Georgia Institute of Technology 방문연구교수
 1998년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 부교수 및 전북대학교 IDEC WG 책임교수
 [주 관심분야] RF 및 Microwave 회로 해석 및 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계 등

구 자 경



2008년 2월: 순천향대학교 정보기술공학부 (공학사)
 2008년 12월 현재: 순천향대학교 전기통신공학과 재학중
 [주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 발진기 등

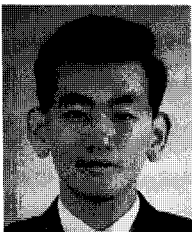
안 달



1984년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1986년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 1990년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
 1990년 8월~1992년 2월: 한국전자통신연구원 선임연구원

1992년 9월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 교수
 [주 관심분야] RF, 마이크로파 수동소자 해석 및 설계 등

한 상 민



1996년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학사)
 1998년 8월: 서강대학교 전파공학과 (공학석사)
 2003년 8월: 고려대학교 전파공학과 (공학박사)
 2003년 10월~2004년 11월: UCLA 박사후 연구원

2005년 1월~2007년 8월: 삼성종합기술원 전문연구원
 2007년 9월~현재: 순천향대학교 전임강사
 [주 관심분야] RF 시스템, Low Power RF Transceivers, Active Integrated Antenna Systems 등