초고주파 메타 전송 선로의 최근 연구 동향

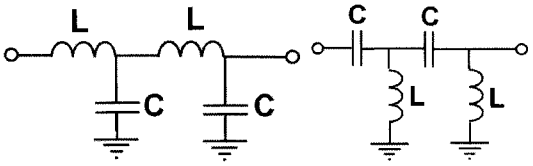
임 종 식

순천향대학교
전기통신공학과

Ⅰ. 서 론

초고주파 신호를 전달하는 일반적인 전송 선로는 등가적으로 직렬 인덕턴스와 병렬 캐패시턴스의 구조를 지니므로 기본적으로 저역 통과 전달 특성을 갖게 된다. 이 때 전송 선로 매질의 유전율과 투자율은 모두 양(+)의 값이며, 전자파의 위상 속도와 군속도도 모두 양의 값을 갖는다. 그런데 전송 선로 매질의 구성을 서로 뒤바꾸어 등가적으로 직렬 캐패시턴스와 병렬 인덕턴스의 구조를 갖게 하면 등가적으로 고역 통과 전달 특성을 갖는 전송 선로가 되는데, 바로 이 구조로부터 유전율과 투자율이 모두 음(-)의 값을 갖도록 하는 NRI(Negative Refractive Index) 전송 매질이 형성된다[1]~[3]. NRI 매질 안에서 전자파는 전송 방향과 반대인 음의 위상 속도를 갖게 되므로 이를 LH(Left Handed) 전송 선로라고 부른다. 그래서 먼저 언급한 일반적인 경우의 전송 선로를 RH(Right Handed) 전송 선로라고 부른다.

LH 특성을 나타내는 메타 물질(meta material) 내에서는 전송 선로 내에서 위상의 흐름이 역방향이므로 기존의 RH 전송 선로와는 다른 물리적 현상이 나타나며, 이를 이용한 응용도 매우 특이하다. 정상적인 전송 선로에서는 진행 방향으로 비례하여 전기적 길이가 늘어나는데, LH 전송 선로에는 그 반대이므로 회로의 소형화, 위상의 조절, 다중 대역에서의 동위상 확보 측면에 있어서 RH 전송 선로보다 상대적으로 우수한 응용성을 지니고 있다. 따라서 최근에 초고주파 전송 선로 분야에서 응용 가능성이 큰 것으로 인식되어 국외는 물론 국내에서도 매우 활발하게 연구되고 있다.



(a) RH 전송 선로 (b) LH 전송 선로

[그림 1] RH와 LH 전송 선로의 등가회로 표현

[그림 1]은 매우 간단하면서도 개념적으로 RH, LH 전송 선로를 소개하는 기본적인 등가 회로이다. 그런데 최근에는 RH와 LH가 혼재하는 형태의 메타물질 전송 선로에 대한 연구가 더 활발하다. 왜냐하면 보다 다양한 물리적 현상을 유인하고, 이를 이용하여 다중 대역 초고주파 회로 및 안테나 분야의 다양한 응용을 시도하기 위해서이다.

본고에서는 최근 널리 수행되고 있는 초고주파 메타 전송 선로의 연구 동향을 소개하기 위하여 몇 가지의 연구 발표 사례를 살펴봄으로써 관련 분야 연구자들로 하여금 본 주제에 대한 이해를 증진시키는 데 도움이 되고자 한다.

Ⅱ. CRLH 전송 선로 구조

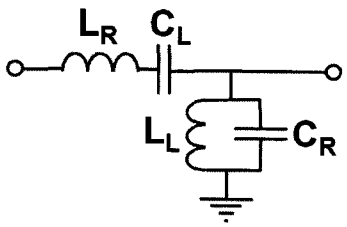
특정 주파수 대역에서 동작하는 여파기 관점에서 고역 통과 여파기(high pass filters)가 등가적으로 직렬 캐패시턴스-션트 인덕턴스로 표현되기는 하나, 이상적인 전송 선로 관점에서 [그림 1](b)와 같이 표현되면서 전자기적으로 균일성(uniformity)이 유지되는 순수한 LH 전송 선로 물질은 물리적으로 존재하

지 않는다. 순수한 LH 물질에서는 군속도의 한계가 제한되지 않아서 이상적으로는 빛의 속도보다 훨씬 커질 수 있으나, 인위적으로 LH 전송 선로를 구현하기 위한 매질이 근본적으로 직렬 인덕턴스-션트 캐패시턴스의 RH 성질을 가지고 있을 뿐 아니라, 높은 주파수에서는 RH 성질이 우세하게 되어 군속도를 제한하기 때문이다[4],[5]. 따라서 LH 전송 선로의 구현은 사실상 RH 특성이 혼재하는 전송 선로를 통하여 이루어지는데, 결국 LH와 RH 전송 선로가 혼재하여 구현되므로 이를 CRLH(Composite Right/Left handed) 전송 선로라고 한다. 즉 LH 전송 선로를 구현하기 위한 물리적인 매질로 일반적인 RH 전송 선로에서 사용되는 매질을 사용하게 된다.

[그림 2]는 CRLH 전송 선로의 등가회로 표현을 보여주고 있는데, 이 회로도에 의하면 LH 전송 선로의 기본 구조가 RH 전송 선로의 기본 구조와 함께 혼재함을 알 수 있다. 즉, LH 전송 선로에 해당하는 직렬 C_L-션트 L_L이 존재하고, 동시에 RH 전송 선로에 해당하는 직렬 L_R-션트 C_R이 함께 존재한다. 그러므로 직렬 부분에는 L_RC_L이, 션트 부분에는 L_LC_R이 일종의 공진 회로를 형성하며 병존하게 된다. [그림 2]에서 직렬과 병렬 회로의 공진 주파수는 식 (1)처럼

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (1\text{-a})$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (1\text{-b})$$



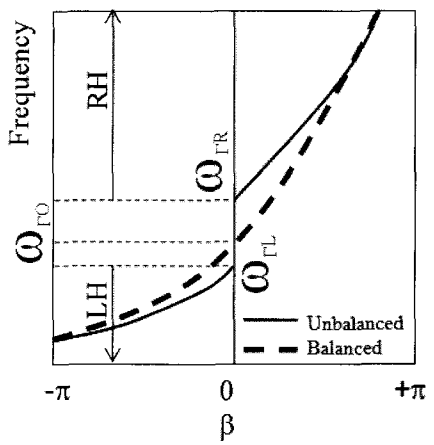
[그림 2] CRLH 전송 선로의 등가회로 표현

표현된다.

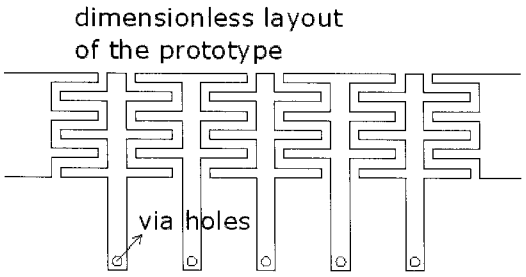
CRLH 전송 선로 구조에서는 낮은 공진주파수 아랫쪽 영역에서는 위상상수(β)가 음(-)의 값을 가지므로 LH 특성이 나타나고, 높은 공진 주파수 윗쪽 영역에서는 β가 (+)의 값을 가지므로 RH 특성이 나타난다. 이것을 [그림 3]에서 실선으로 보였는데 $\omega_{\Gamma L}$= min(ω_{se}, ω_{sh})이고 $\omega_{\Gamma R}$=max(ω_{se}, ω_{sh})이다[5].

만약에 식 (1)에서 ω_{se}와 ω_{sh}가 같으면 이 때 일치하는 공진주파수를 $\omega_{\Gamma 0}$로 나타낼 수 있는데, [그림 3]에서 점선으로 표현되는 ω-β 관계를 갖는다. [그림 3]에서 점선의 경우를 평형(balanced)이라 하고 실선의 경우를 불평형(unbalanced)이라 하는데, 그림에서 알 수 있듯이 평형의 경우에는 LH 영역에서 RH 영역으로 넘어가는 주파수 천이가 연속적으로 이루어지며 차단 대역이 없으므로 광대역의 대역 통과 특성이 얻어진다. 평형 상태에서는 $L_L/C_L = L_R/C_R$의 관계가 성립한다.

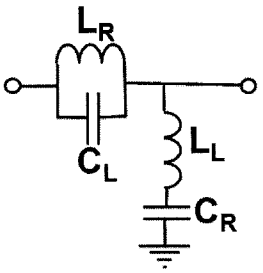
그러나 실선의 경우에는 CRLH 전송 선로가 낮은 주파수에는 LH 전송 특성을 보이고, 높은 주파수에서는 RH 전송 특성을 보이는 반면, 중간 부분에서는 군지연 속도가 0이 되면서 차단 특성을 보이는 밴드



[그림 3] CRLH 전송 선로의 ω-β 분산 관계(dispersion relation)



[그림 4] CRLH 전송 선로의 대표적 구현 예[4]



[그림 5] D-CRLH 전송 선로의 등가회로 표현

갭(bandgap)이 존재하게 된다.

[그림 4]는 CRLH 전송 선로의 대표적인 예로서, 다수의 선행 연구를 통하여 구현되고 안테나 등에 이용된 구조이다[6]~[8]. 인터디지털(interdigital) 구조는 직렬 공진회로인 L_R-C_L을, 션트 스터브는 병렬 공진회로인 L_L-C_R을 구현한다. 비어홀은 션트 인덕터의 접지 연결 역할을 한다.

Ⅲ. Dual-CRLH 전송 선로 구조

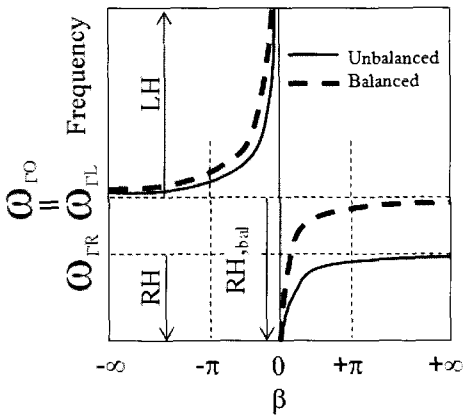
이상적인 LH 전송 선로를 물리적으로 구현할 수 없기에 이에 대한 대안으로 [그림 2]의 CRLH 전송 선로 구조와 이에 대한 실제 구현 사례가 제안되었다고 상기에서 설명하였다. 이제 [그림 1]에서 발전한 [그림 2]의 CRLH 구조는 그 쌍대(dual)인 [그림 5]의 구조, 즉 Dual-CRLH(D-CRLH) 전송 선로 구조를 쉽게 유추할 수 있게 해준다[9]. 그리고 D-CRLH 구조와 구별하기 위해 [그림 2]의 구조를 Conventional-CRLH (C-CRLH)라고 부르기도 한다.

D-CRLH는 구조적으로 C-CRLH와 유사하여 이에 대한 설명은 상기에서 기술했던 것과 유사하다. 우선 구조를 보면 LH 전송 선로에 해당하는 직렬 C_L-션트 L_L이 존재하고, 동시에 RH 전송 선로에 해당하는 직렬 L_R-션트 C_R이 함께 존재한다.

그런데 중요한 차이점이라 할 수 있는 것이 있는데, 직렬 부분에는 L_R-C_L이 병렬 공진회로를, 션트 부분에는 L_L-C_R이 직렬 공진회로를 형성하며 병존한다는 점이다. 물론 두 공진회로의 공진주파수는 여전히 식 (1)로 표현되지만, C-CRLH와D-CRLH 구조의 직렬 선로 부분과 션트 선로 부분이 서로 쌍대 구조를 이루므로 ω-β 다이어그램에서도 서로 순서가 다르게 나타난다. 즉, D-CRLH 구조에서는 주파수가 낮은 쪽에서 L_R-C_R이 우세(dominant)하므로 신호의 전송이 원활하게 이루어지는 RH 전송 선로 특성이 먼저 나타난다. 그래서 D-CRLH 전송 선로는 [그림 6]과 같은 ω-β 분산 관계를 보이는데 먼저 β가 (+) 값을 갖는 영역이 나타나고, 이어서 불평형일 때는 차단 대역이 형성되다가 나중에 β가 (−)값을 갖는 LH 특성이 나타난다. 그리고 평형을 이루는 조건에서는 RH-LH 변환이 [그림 6]의 점선과 같은 특성을 보이면서 나타난다.

C-CRLH 전송 선로가 기본적으로 대역 통과 특성을 갖는 것에 비하여 이것의 쌍대 구조인 D-CRLH는 대역 차단 특성을 갖는다. [그림 6]에서 알 수 있듯이 주파수가 증가할수록 β도 0에서 시작하여 (+)의 값을 가지며 증가하므로 RH 전송 특성이 이루어지며, 이후에 β가 (−)에서 (+) 값으로 급반전이 이루어지는 영역을 전후로 하여 차단 특성이 형성되다가 다시 LH 전송 특성이 이루어지기 때문이다.

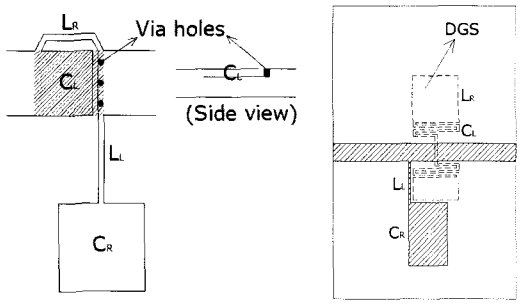
한편, C-CRLH이나 D-CRLH 전송 선로 구조에서는 LH와 RH 영역에서 각각 유의미한 위상값을 갖는 주파수가 존재하므로 CRLH 전송 선로는 이중 대역



[그림 6] CRLH 전송 선로의 ω-β 분산 관계

회로나 안테나 분야에서 응용이 가능함을 [그림 3]과 [그림 6]을 통하여 알 수 있다.

D-CRLH 전송 선로의 구현 예가 선행 연구를 통하여 제시된 적이 있으며, 이에 대한 기술적 토론이 언급된 적이 있다[10]~[12]. [그림 7](a)는 마이크로스트립 선로로 구성한 D-CRLH 전송 선로이다[10]. 이 구조는 이론적인 D-CRLH 구조를 처음으로 구현했다는 점에서 의미가 있다. 그러나 이 구조를 얻기 위해서는 매우 복잡한 공정을 거쳐야 한다. 우선 C_L을 구현하기 위하여 두 층의 유전체 기판이 요구되며, 두 유전체 기판을 강력하게 압착해 줘야 한다. 또한 C_L을 L_L과 연결시키기 위한 비어홀 공정을 필요로 하며 이때 정밀한 위치 조정(alignment) 공정을 필요로 한다. 제작 공정뿐만 아니라 설계 측면에 있어서도 이 구조는 복잡한 설계 과정을 필요로 하는데, 식 (1)로 표현되는 원하는 주파수 특성과 이에 해당하는 등가의 L_R, C_L, L_L, C_R을 얻기 위하여, 수차례의 반복적인(iterative) 전자기적 시뮬레이션(electromagnetic(EM) simulation)과 이에 대한 모델링 과정이 뒤따라야 한다.



(a) 두 개의 기판과 션트 스터브를 이용

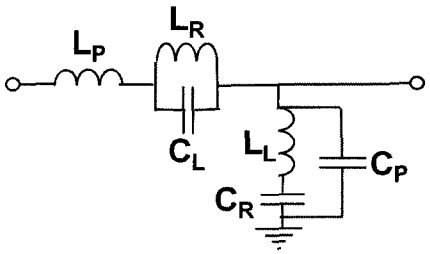
(b) DGS와 션트 스터브를 이용

[그림 7] D-CRLH 전송 선로의 구현 사례

[그림 7](b)의 구조는 L_R과 C_L을 결함 접지 구조(Defected Ground Structure, DGS)의 등가회로로 구현한 경우이다[11]. DGS가 갖는 L-C 병렬 공진 회로의 특성을 이용하므로 구조가 간단하다는 장점이 있으나, 이 경우도 원하는 등가의 L_R, C_L, L_L, C_R을 얻기 위하여 수차례의 치수 조정, 반복적인 EM 시뮬레이션 및 모델링 과정을 필요로 한다.

Ⅳ. Double-Lorentz 전송 선로

[그림 5]의 D-CRLH 전송 선로를 구현하는 과정에서 실제로는 기생 성분으로 인하여 직렬의 인덕턴스(L_P)와 션트 캐패시턴스(C_P) 성분이 RH 구조를 이루면서 소량이나마 존재하게 된다. 따라서 상대적으로 주파수가 높은 영역에서는 이 성분들로 인하여 LH에서 RH 영역으로의 천이가 다시 한 번 일어나게 된다. 사실상 D-CRLH의 물리적 구현은 [그림 8]과 같은 Double-Lorentz(DL) 매질 구조를 통해서 구현되며, 이 그림에서 알 수 있듯이 제 3의 공진 구조가 삽입



[그림 8] DL 전송 선로의 등가회로

되었으므로 DL 전송 선로 구조는 삼중 대역 응용이 가능하다[13].

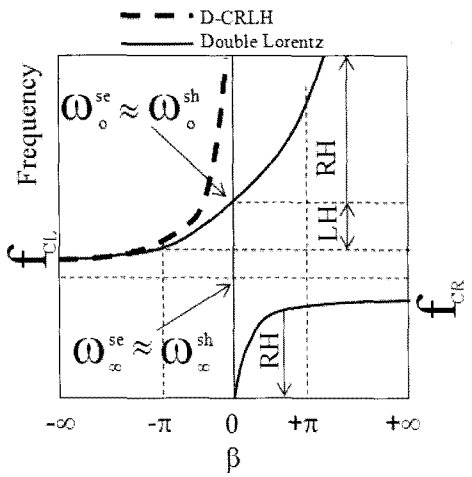
[그림 8]에서 L_P, L_R, C_L로 이루어진 단위직렬 선로 부분의 임피던스(Z)와, C_P, L_L, C_R로 이루어진 단위션트 선로 부분의 어드미턴스(Y)를 식 (2)처럼 나타낼 수 있다.

$$Z(\omega) = j\omega L_P \frac{\omega^2 - (\omega_o^{se})^2}{\omega^2 - (\omega_\infty^{se})^2} = j\omega\mu_o\mu_r(\omega) \quad (2\text{-a})$$

$$Y(\omega) = j\omega C_P \frac{\omega^2 - (\omega_o^{sh})^2}{\omega^2 - (\omega_\infty^{sh})^2} = j\omega\varepsilon_o\varepsilon_r(\omega) \quad (2\text{-b})$$

여기서 $\omega_\infty^{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$, $\omega_o^{se} = \sqrt{\frac{L_P + L_R}{L_P L_R C_L}}$ 이고, $\omega_\infty^{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$, $\omega_o^{sh} = \sqrt{\frac{C_P + C_R}{C_P L_L C_R}}$ 이다. 이 식에서 알 수 있듯이 유효 유전율과 유효 투자율을 표현하는 수식의 분모항이 모두 공진 특성을 보이는 DL 전송 매질의 특성을 보인다.

[그림 9]는 DL-전송 선로의 ω-β 관계를 보여준다. 낮은 주파수에서는 RH 특성을 보이나, 대역 차단 대역(f_{CL}-f_{CR})의 위쪽 주파수에서는 마치 C-CRLH에서처럼 LH-RH 영역이 연속적으로 분포하는 특성을 보인다. 따라서 이 그림으로부터 DL 전송 선로가 삼중 대역 특성이 있음을 알 수 있는데, 이를 응용한 삼중 대역 회로 설계 사례가 최근에 발표되기도 하였다[14].

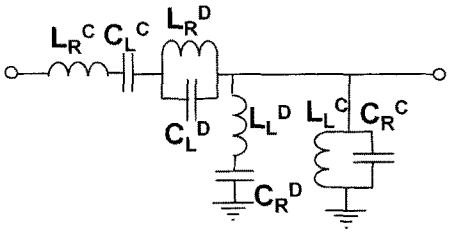


[그림 9] DL-전송 선로의 ω-β 분산 관계

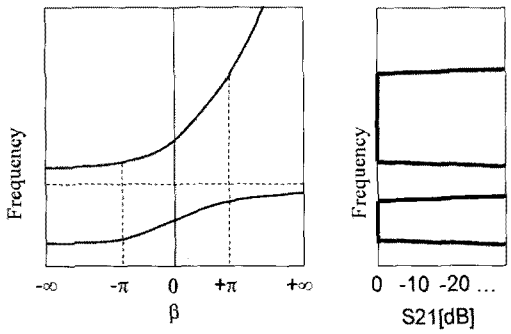
V. Generalized CRLH 전송 선로

이제 [그림 2]와 [그림 5]의 구조가 모두 존재하는 단위 CRLH 전송 선로를 [그림 10]과 같이 생각해 볼 수 있다. [그림 10]은 extended(E)-CRLH 또는 Generalized Negative Refractive Index(G-NRI) 전송 선로라고 불리는 구조의 단위 구조의 등가회로 표현을 보여주고 있다[15],[16]. [그림 10]에서 알 수 있듯이 직렬 부분과 션트 부분에 모두 C-CRLH 구조와 D-CRLH 구조가 함께 존재한다. 따라서 이중 대역의 두 구조가 합쳐진 구조이므로 이론적으로는 4중 대역의 주파수 특성을 기대할 수 있다. 이 구조에서는 LH-RH-LH-RH 주파수 영역이 순서대로 나타나는데, 상기의 C-CRLH와 D-CRLH에서의 주파수 특성이 모두 나타나므로 두 곳의 통과 대역 특성과 한 곳의 차단 대역 특성을 기대할 수 있다.

다소 복잡한 과정의 분석에 의한 전송 특성의 전형적인 예를 [그림 11]에 보였다. [그림 11]에 의하면 LH-RH 전이가 이루어지는 주파수를 중심으로 두 곳의 통과 대역이 나타나는데, 이것은 마치 C-CRLH 전송 선로에서의 특성과 같다. 그리고 한 곳의 차단 대



[그림 10] E-CRLH 전송 선로의 등가회로

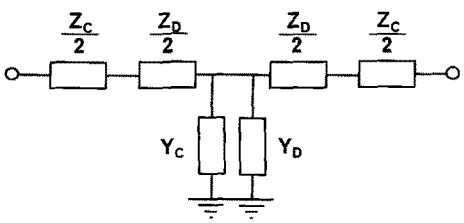


[그림 11] E-CRLH 전송 선로의 일반적인 전송 특성

역에 나타나는데, 이것은 마치 D-CRLH에서 나타나는 특성과 같다.

한편, [그림 10]의 E-CRLH 전송 선로 구조를 집중 소자와 분산 소자 구조를 이용하여 실제로 구현해 본 연구 결과가 참고문헌 [17]에 제시된 적이 있다. 이를 위하여 [그림 10]의 단위 구조를 대칭형 구조로 재구성하여 구현하였는데, [그림 12]에서 Z_C는 L_R^C, C_L^C로 구성되는 임피던스를, Z_D는 L_R^D, C_L^D로 구성되는 임피던스를, Y_C는 L_L^C, C_R^C로 구성되는 어드미턴스를, 그리고 Y_D는 L_L^D, C_R^D로 구성되는 어드미턴스를 의미한다.

[그림 12]에 제안된 전송 선로 구조를 이용하여 설계한 4중 대역 전력 분배기가 제안된 적이 있다[18]. 아직 이 분야에 대한 연구가 세계적으로 초기 단계이기는 하나 E-CRLH 전송 선로 구조를 이용하여 4중 대역의 응용이 가능함을 보였다는 점에서 이 연구 결과는 중요한 의미를 갖는다.

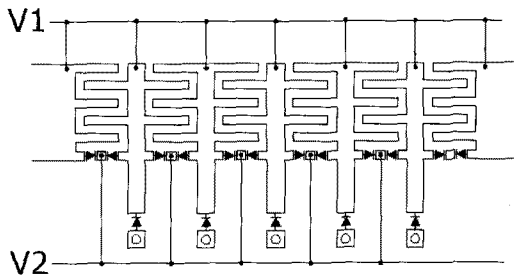


[그림 12] 대칭형으로 표현한 T-shape 임피던스 선로로 구성된 등가회로

Ⅵ. 주파수 가변 CRLH 전송 선로

지금까지 위에서 살펴본 몇 가지 메타 전송 선로를 보면 모두 주파수 가변성이 없는 구조였다. 따라서 원하는 등가의 단위 소자값을 얻기 위해서 수차례의 치수 조정 및 이에 따른 반복적인 EM 시뮬레이션 및 모델링 과정을 필요로 한다. 그러므로 어떤 구조이든 일단 제작이 완료되면 주파수 특성을 가변시킬 수 없다. 그러나 최근에는 다수의 초고주파 회로들이 주파수 가변적인 특성을 필요로 하는 경우가 많다. 따라서 메타 전송 선로 구조도 주파수 가변성을 갖는 구조가 차츰 연구자들의 관심을 끌고 있다. 본 장에서는 그간에 발표된 몇 가지의 주파수 가변적인 메타 전송 선로를 소개하고자 한다.

[그림 13]은 메타 전송 선로에 관하여 많은 연구 결과를 발표한 Caloz 그룹에서 발표한 주파수 가변 특성을 갖는 CRLH 전송 선로 구조이다[19]. 주파수 가변성은 거의 대부분 가변 캐패시턴스 효과에 의존하는데, 이 경우도 종래 발표한 [그림 4]의 구조에 버랙터 다이오드를 결합한 경우이다. [그림 4]에 의하면 C_L과 평행하게 두 개의 다이오드($C_{L,var}$)가 연결되고, C_R과 평행하게 한 개의 다이오드($C_{R,var}$)가 연결되어 있다. 이제 다이오드에 필요한 바이어스 전압을 위하여 V_1, V_2를 인가해야 한다.



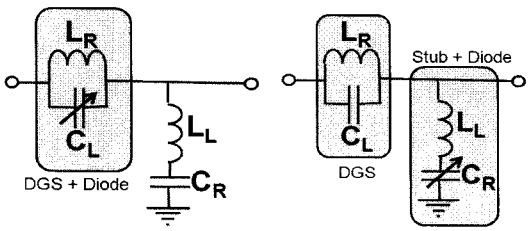
[그림 13] 주파수 가변 C-CRLH 전송 선로[19]

[그림 4]에 의하면 V_1은 독립적으로 $C_{R,var}$를 조절하고 있는데, $C_{L,var}$는 V_1과 V_2의 차이에 의하여 조절되므로, V_2를 결정할 때는 다이오드에 필요한 바이어스 전압이 되도록 V_1과의 전압차를 고려하여 결정하여야 한다. 바이어스 전압에 의하여 버랙터 다이오드의 캐패시턴스가 변하므로 CRLH 전송 선로의 주파수 특성이나 이에 따른 이중 대역 특성이 가변성을 갖는다는 것을 쉽게 이해할 수 있다.

한편, 주파수 가변성이 있는 D-CRLH가 최근에 제안된 적이 있다[12]. [그림 14]는 버렉터 다이오드와 DGS 구조를 이용하여 제안된 구조인데, C_L 또는 C_R을 가변하는 두 가지 경우에 대한 등가회로 표현을 보여주고 있다. 그리고 [그림 14]에 대한 단위소자 구현 예가 [그림 15]에 제시되어 있다. 익히 알려져 있듯이 DGS는 등가적으로 직렬 연결된 L-C 병렬공진기 구조를 취하고 있으므로, DGS에 다이오드를 연결하면 결과적으로 DGS의 등가 캐패시턴스가 조절된다. 따라서 C_L이 가변성을 갖는다.

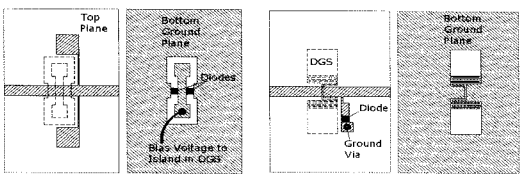
또한, 두 번째 경우로 DGS 패턴을 고정한 채, 션트 스터브에 버랙터 다이오드를 연결하여 C_R을 가변하는 경우도 가능하다. 션트 스터브 패턴 자체에도 인덕턴스는 물론 일정량의 캐패시턴스가 존재하지만 여기에 다이오드를 결합시키고 바이어스를 인가하면 다이오드에 의한 캐패시턴스가 우세하게(dominantly) 조절되므로 결과적으로 C_R이 가변되는 것이다.

[그림 16]은 [그림 15](a)에 보인 가변 D-CRLH 전송 선로의 바이어스 전압에 따른 ω-β 다이어그램의 가변 특성의 예이다. 다이오드에 인가한 전압에 따라 ω-β 분산 관계가 달라지는데, +/- 90 도의 유의미한 전기적 길이를 가지는 이중 대역 주파수 특성이 바이어스에 따라 가변되고 있음을 알 수 있다. 한편, [그림 15](b)에 보인 구조가 지닌, 인가 전압에 따른 ω-β 분산 관계도 이미 [그림 16]과 비슷하게 보고된 바 있어서 본고에서는 별도의 소개를 하지 않는다.



(a) C_L을 가변 (b) C_R을 가변

[그림 14] 주파수 가변 D-CRLH 단위 전송 선로 등가회로 표현

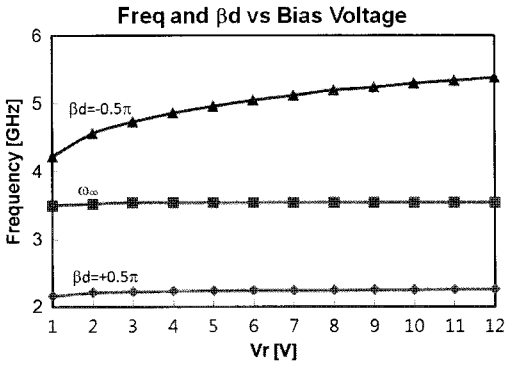


(a) C_L을 가변 (b) C_R을 가변

[그림 15] 주파수 가변 D-CRLH 단위 전송 선로의 PCB 레이아웃

Ⅶ. 결 론

본고에서는 LH 전송 선로와 RH 전송 선로에 대



[그림 16] [그림 15](a)에 보인 가변 D-CRLH 전송 선로의 바이어스 전압에 따른 ω-β 다이어그램의 가변 특성[12]

한 기본 구조를 간략히 소개한 후에, 이들의 조합구조이면서 초고주파 응용이 가능한 몇 가지 형태의 CRLH 메타 전송 선로 구조에 대하여 살펴보았다.

LH 구조의 실제적인 구현시 RH 전송 매질을 이용하므로 CRLH 구조가 구현됨을 설명하였고, C-CRLH와 D-CRLH 메타 전송 선로가 이중 대역의 특성을 지님을 살펴보았다. 또한, D-CRLH의 경우에 매질이 갖는 RH 구조의 기생 성분으로 인하여 삼중 대역 특성을 갖는 DL-CRLH 구조로 구현됨을 살펴보았다.

최종적으로 일반화된 CRLH 메타 전송 선로 구조를 소개한 후, 이 구조가 4중 대역의 주파수 특성을 가짐을 설명하고, 가장 최근에 발표된 4중 대역 회로에의 응용사례를 살펴보았다.

본 고에서 살펴본 구조 이외에도 다양한 구조의 초고주파 메타 전송 선로 구조와 이에 대한 응용 연구가 앞으로 꾸준히 계속될 것으로 전망되는데, 다중 대역 특성이 요구되는 다양한 초고주파 회로 및 안테나로의 응용과 3차원 메타 전송 선로 구조에 대한 연구가 여기에 해당한다. 현재 필자가 판단하기에 이 분야에 대한 발전 가능성이 매우 높은 것으로 보이며, 여기에 지대한 관심과 연구 노력을 기울인다면 우수한 연구 성과를 얻을 것으로 기대한다.

참 고 문 헌

[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.*, San Antonio, TX, vol. 2, pp. 412-415, Jun. 2002.

[4] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2004.

[5] C. Caloz, T. Itoh, "Unusual propagation characteristics in CRLH periodic structures", in *Proc. IEEE AP-S International Symposium USNC/URSI National Radio Science Meeting, Special session EBG/PBG-Based Antennas and Wave-Guiding Structures*, Monterey, CA, USA, CD-R 55.7. Invited, Jun. 2004.

[6] F. P. Casares-Miranda, C. Camacho -Peñalosa, and C. Caloz, "High-gain active composite right/left-handed leaky-wave antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 8, pp. 2292-2300, Aug. 2006.

[7] A. Rennings, T. Liebig, S. Otto, C. Caloz, and I. Wolff, "Highly directive resonator antennas based on composite right/left-handed (CRLH) transmission lines", in *Proc. 2nd International ITG Conference on Antennas (INICA), Munchen*, Germany, Mar. 2007.

[8] H. V. Nguyen, C. Caloz, "Coupled mode theory approximation for arbitrary conventional/metamaterial contradirectional coupled-line couplers", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Yokohama, Japan, CD-ROM, Dec. 2006.

[9] C. Caloz, "Dual composite right/left-handed(D-CRLH) transmission line metamaterial", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 11, pp. 585-687, Nov. 2006.

[10] C. Caloz, S. Abielmona, H. V. Nguyen, and A. Re-

nnings, "Dual Composite Right/Left-Handed(D-CRLH) leaky-wave antenna with low beam squinting and tunable group velocity", *Phys. Stat. Solidi (b)*, vol. 244, no. 4, pp. 1219-1226, Apr. 2007.

[11] 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.

[12] 임종식, 구자경, 한상민, 정용채, 안달, "주파수 가변성을 갖는 D-CRLH 전송 선로", 한국전자파학회논문지, 19(12), pp. 1375-1383, 2008년 12월.

[13] A. Rennings, T. Liebig, C. Caloz, and I. Wolff, "Double Lorentz transmission line metamaterials and their applications to triband devices", in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Honolulu, HI, pp. 1427-1430, Jun. 2007.

[14] H. Lee, S. Nam, "Triband branch line coupler using double-lorentz transmission lines", *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 50, no. 5, pp. 1174-1177, May 2008.

[15] A. Rennings, S. Otto, J. Mosig, C. Caloz, and I. Wolff, "Extended Composite Right/Left-Handed (E-CRLH) metamaterial and its application as quad-band quarter-wavelength transmission line", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Yokohama, Japan, CD-ROM, Dec. 2006.

[16] G. V. Eleftheriades, "A Generalized Negative-Refractive-Index Transmission-Line (NRI-TL) metamaterial for dual-band and quad-band applications", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 6, pp. 415-417, Jun. 2007.

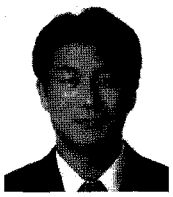
[17] M. Studniberg, G. V. Eleftheriades, "Physical implementation of a generalized NRI-TL medium for quad-band applications", in *Proc. 37th European Microwave Conference(EUMC)*, pp. 408-411, Oct. 2007.

[18] A. C. Papanastasiou, G. E. Georghiou, and G. V. Eleftheriades, "A quad-band wilkinson power divider using generalized NRI transmission lines", *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 8, pp. 521-523, Aug. 2008.

[19] R. Siragusa, H. V. Nguyen, C. Caloz, and S. Tedjini, "Efficient electronically scanned CRLH leaky-wave antenna using independent double uning for impedance equalization", in *Proc. CNC/USNC URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, Jul. 2008.

≡ 필자소개 ≡

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 박사 후 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