

LH Metamaterial의 마이크로파 응용

박 면 주

광운대학교 전파공학과

I. 서 론

최근의 마이크로파 분야에서는 광학 또는 전기 밴드갭(Photonic or Electronic Bandgap: PBG/EBG), 인공 자기 도체(Artificial Magnetic Conductor: AMC), 음의 유전율/투자율(negative permittivity/permeability) 물질 그리고 유전율과 투자율이 모두 음의 값을 가지는 음의 굴절율 물질(negative refractive index(NRI) material) 등의 인공적인 metamaterial에 대한 이론 및 응용 연구가 매우 활발하게 이루어지고 있다^{[1],[2]}.

Metamaterial이란 자연계에서 흔히 볼 수 없는 특수한 전자기적 성질을 나타내도록 인공적인 방법으로 합성된 물질을 통칭하는 용어이다. 이중 흔히 doubly negative material(DNG), 음의 굴절율(negative refractive index(NRI)) 혹은 left-handed material(LHM) 등 여러 이름으로 불리는 물질들은 어떤 특정 조건 하에서 그 유효 유전율과 유효 투자율이 모두 음의 값을 가지게 되며 이에 따라 일반적인 물질과는 매우 상이한 전자파 전파 특성을 나타낸다.

이와 관련된 최초의 체계적인 연구는 러시아 물리학자인 Veselago^[3]로부터 시작된 것으로 알려져 있다. 그는 유전율과 투자율이 동시에 음의 값을 가지는 가상적인 물질을 상정하여 그 전자기적 성질을 최초로 규명하였는데 그 결과 이와 같은 매질 내에서 Snell의 법칙, Doppler 효과, Cerenkov 방사 등이 일반적인 매질에서와 반전되어 나타나는 현상을 이론적으로 예측하였다. 또한 이와 같은 매질 내를 진행하는 전자파의 경우 전장, 자장, 그리고 전파 방향이 기존 매질에서의 오른손 법칙과는 반대로 왼손

법칙을 따르게 됨을 보이고 이런 특성을 “left handed”라고 명명하였다.

이후 약 30여년간 정체되었던 이 분야의 연구는 최근 들어 이전의 이론적인 예측을 실험적으로 뒷받침할 수 있는 실제적인 구조 및 방법들이 나타나기 시작하면서 다시 활기를 띄게 되었다.

Pendry 등은 음의 유전율을 가지는 금속 도체 구조^[4]와 분할 링 공진기(Split Ring Resonator: SRR)를 주기적으로 배열하여 비자기적인 물질만으로도 음의 투자율을 가지는 구조^[5]를 제안하였으며 이후 이 두 가지 구조를 적절히 조합한 구조에서 그동안 이론적으로만 예측되었던 LH 전파 현상이 실험적으로 입증되었다^{[6]-[8]}. 이로부터 선형 다이폴 구조와 SRR을 조합한 방식 또는 그 변형 구조가 LHM의 실제적인 구현에 많이 이용되어 왔다. 그러나 이와 같은 방식은 기본적으로 공진 현상에 기반을 둔 구조이기 때문에 그에 수반되는 좁은 대역폭이나 손실 등의 각종 제약과 실제 구현 및 제작상의 문제점들로 인해 마이크로파 회로 등의 실제 응용 분야에서는 널리 활용되지 못하였다.

마이크로파 분야에서 LH 전파 현상의 실제적인 응용은 주로 전송선 방식의 LHM 구조^{[9],[10]}에 기반을 두고 있다. 일반적으로 직렬 L (inductance)과 병렬 C (capacitance)의 등가회로로 나타내어지는 통상의 전송선 등가회로 모델에서 L 과 C 의 위치를 바꾸어 직렬 L -병렬 C 로 구성된 전송선 구조에서는 이를 통해 전송되는 전자파의 위상속도가 반전되는 현상이 나타난다^[11]. 이 같은 전송선 방식의 LHM은 비공진 구조이므로 앞서서 언급된 SRR 등의 공진 구조에

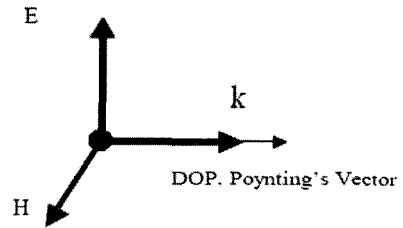
기반한 방식에 비해 대역폭과 손실 등의 측면에서 훨씬 유리하다. 또한 구조적인 측면에서도 마이크로파 분야에서 널리 사용되는 전송선 형태로 구현할 수 있어 마이크로파 회로 등에서의 실제적인 응용에도 보다 편리한 장점이 있다. 이에 따라 특히 LHM의 특성을 이용한 마이크로파 응용 연구에 있어서는 대부분 전송선 방식의 LHM 구조가 사용되어 오고 있다.

II. LHM 이론 및 응용

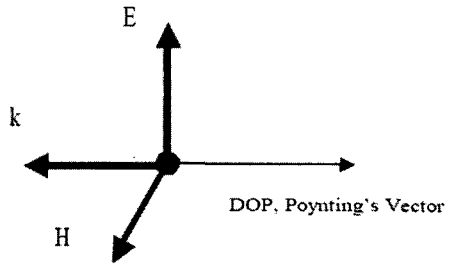
2-1 LHM 정의 및 구현 방법

LHM의 기원은 유전율과 투자율이 모두 음의 값을 가지는 DNG(Doubly Negative) 혹은 음의 굴절율(NRI) 매질이다. 이와 같은 매질에서는 일반적인 경우에서 볼 수 없는 특이한 전자파 전파 특성이 나타나게 되는데 그 중 대표적인 것이 전자파의 위상속도가 반전되는 이른바 *left-handed* 전파 현상이다.

[그림 1(a)]에 나타낸 것처럼 유전율과 투자율이 모두 양의 값을 가지는 통상적인 매질에서는 전자파의 파 벡터(wave vector) k 로 표현되는 위상 전파 방향(위상 속도)과 Poynting 벡터로 나타나는 에너지 전달 방향(군속도)이 서로 일치하며 전장과 자장 및 전자파의 전파 방향은 오른손 법칙에 따른다. 그러나 유전율과 투자율이 모두 음의 값을 가지게 되면 [그림 1(b)]에서 볼 수 있는 것처럼 전자파의 위상 전파방향과 에너지 전달 방향이 서로 반대 방향을 향하게 되어 전자파의 군속도와 위상 속도가 서로 반대 부호를 가지는 소위 *backward wave*가 진행하게 된다. 이 경우 전장과 자장 그리고 전자파의 전파 방향은 왼손 법칙을 따르게 되므로 이를 *left-handed wave*라고 하며, *left-handed material(LHM)*이라는 명칭도 이로부터 비롯된 것이다. LHM 매질에서 전자파의 에너지는 전원에서부터 멀어지는 방향으로 전달되지만 파면(wavefront)은 전원쪽으로 움직이며 이에 따라 LHM



(a)



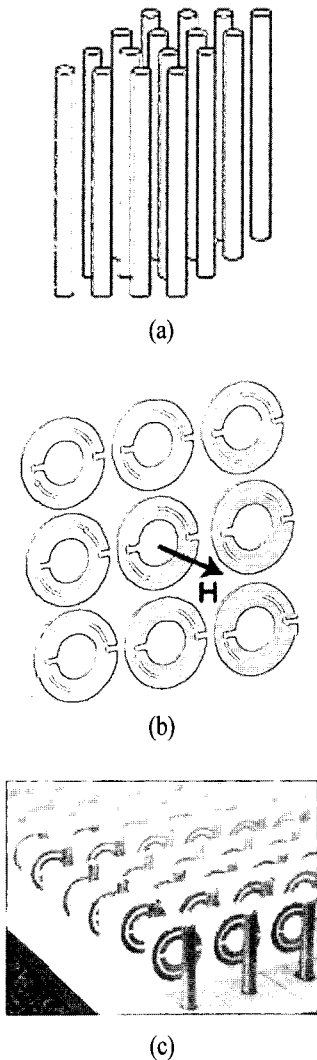
(b)

[그림 1] (a) RH(Right Handed), (b) LH(Left Handed) 전파

의 유효 굴절율은 음의 값을 가지는 것으로 보이게 되어 음의 굴절율(NRI) 물질로 불리기도 한다.

현재까지 이와 같은 LHM 특성을 인공적으로 구현하는데 이용되어온 방법은 크게 두 가지로 분류할 수 있다. 선형 다이폴과 SRR(Split Ring Resonator)이 조합된 주기 구조를 통한 방법^{[6]~[8]}과 직렬 C-병렬 L조합의 전송선 구조^{[9],[10]}에 의한 방법들이 그것이다.

먼저 [그림 2(a)]와 같이 선형 다이폴을 주기적으로 배열한 구조에 다이폴과 평행한 전장 방향을 가지는 전자파가 입사되면 특정 주파수 대역에서 전자파가 투과하지 못하는 저지 대역이 나타난다. 따라서 이 대역에서는 등가적인 유효 유전율이 음의 값을 갖는 것으로 생각할 수 있다. 또한 [그림 2(b)]와 같이 SRR이 주기적으로 배열된 구조에 자장의 방향이 SRR 평면에 수직이 되는 전자파가 입사되면 역시 특정 주파수 대역에서 해당 전자파의 저지 대역이 생겨나는데 이 경우에는 유효 투자율이 음의

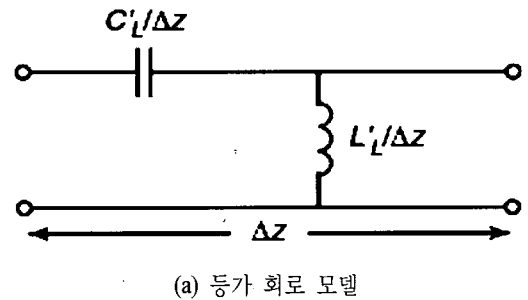


[그림 2] (a) 선형 다이폴 주기구조, (b) SRR 주기구조, (c) SRR과 선형 다이폴 주기 구조를 조합한 LHM 구조

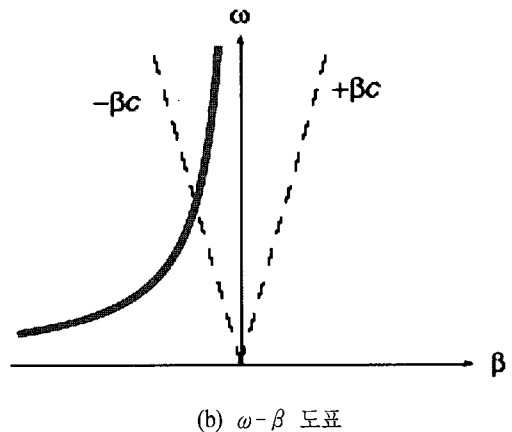
값을 갖는 것으로 생각할 수 있다. 이 두 가지 구조를 적절하게 조합하여 [그림 2(c)]와 같이 선형 다이폴과 SRR의 복합 주기 구조를 구성하면 선형 다이폴 및 SRR 각각의 주기 구조에서는 저지 대역이었던 주파수 영역 중 일부분에서 대역 통과 특성이 나타

난다. 이는 선형 다이폴에 의한 음의 유효 유전율과 SRR에 의한 음의 유효 투자율이 중첩되어 나타나는 현상으로서 그 결과 이 대역에서의 유효 굴절율은 음의 값을 나타낸다. 이런 종류의 LHM 구조들은 기본적으로 SRR 등의 공진 효과에 의존하기 때문에 LHM 특성을 얻을 수 있는 주파수 대역폭에 상당한 제한을 받는 단점이 있다.

인공적으로 LHM 특성을 구현하는 다른 하나의 방법은 전송선 구조를 이용하는 것이다. 그림 3에 이에 대한 등가 회로 모델과 그 전송 특성을 나타내었다. 통상적인 전송선 등가회로 모델이 직렬 L -병렬 C 로 구성되는데 비해 [그림 3(a)]에 나타난 LH 전송선 구조에서는 직렬 C 와 병렬 L 로서 반대로 구성되어 있다. 이와 같은 전송선에서 전자파의 전파 상수



(a) 등가 회로 모델



(b) ω - β 도표

[그림 3] LH 전송선

β 는 다음과 같은 식으로 나타낸다^[11].

$$\beta = -1/\omega\sqrt{L_L C_L} \quad (1)$$

이 관계를 [그림 3(b)]의 $\omega-\beta$ 도표로 나타내었다. 일반적인 전송선로의 $\omega-\beta$ 도표는 1 사분면에서 원점을 지나는 직선 형태로 나타나는데 비해 [그림 3(a)]의 구조를 가지는 전송선의 경우는 2 사분면에서 비선형적인 주파수 특성을 보인다. 이때 전자파의 위상속도 v_p 와 군속도 v_g 는 다음과 같이 계산된다.

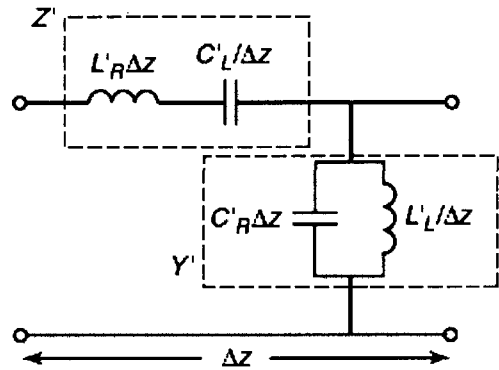
$$v_p = \omega/\beta = -\omega^2\sqrt{L_L C_L} \quad (2)$$

$$v_g = d\omega/d\beta = \omega^2\sqrt{L_L C_L} \quad (3)$$

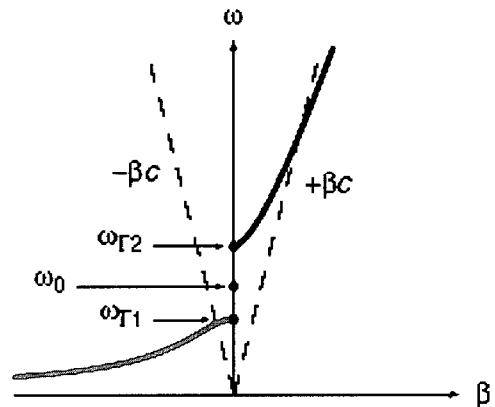
즉 위상속도와 군속도가 서로 반대 방향을 향하는 LH 전파 특성을 볼 수 있다.

[그림 4(a)]는 RH 전송선과 LH 전송선을 통합한 보다 일반적인 구조로서 CRLH(Composite Right/Left Handed) 전송선으로 알려져 있다^[12]. 이와 같은 구조는 특정 주파수 대역에서 직렬 연결부와 병렬 연결부의 L 또는 C 중 어느 한 성분의 영향이 두드러지게 나타나느냐에 따라 LH 또는 RH 전송선의 특성을 나타내며, 직렬부와 병렬부의 공진 주파수에서는 저지 대역 특성을 나타내게 된다. [그림 4(a)]에 나타난 일반적인 CRLH 전송선의 전송 특성에서 이와 같은 사실을 쉽게 확인할 수 있다. 이에 따르면 낮은 주파수 대역에서는 주로 직렬 C_L 와 병렬 L_L 의 작용으로 인해 LH 전송 특성이 나타나며 반대로 높은 주파수 대역에서는 직렬 L_R 과 병렬 C_R 이 주로 작용하여 RH 전송 특성이 나타난다. 그리고 이 두 영역 사이에 전자파의 저지 대역이 존재함을 보여 준다.

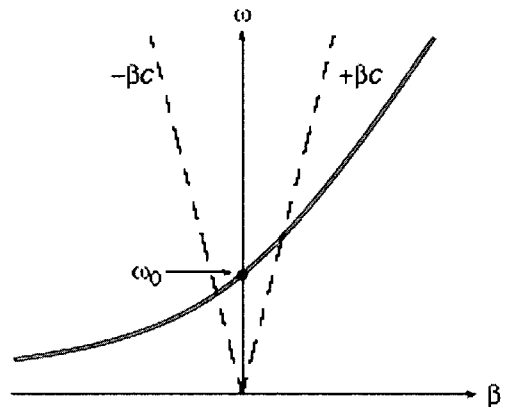
CRLH 전송선의 특수한 경우로서 등가회로 모델의 직렬 부분과 병렬 부분의 공진 주파수가 일치하는 경우 이를 평형(balanced) CRLH 전송선이라 하며 그 전송 특성은 일반적으로 [그림 4(c)]와 같이 나타난다. [그림 4(b)]에 나타난 일반적인 비평형(unbalanced)



(a) 등가 회로 모델



(b) 비평형 CRLH 전송 특성



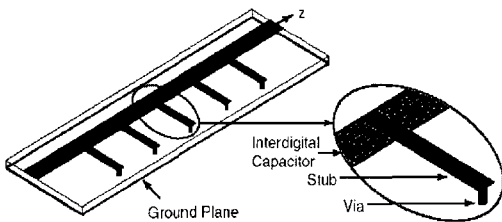
(c) 평형 CRLH 전송 특성

[그림 4] CRLH 전송선

CRLH 전송선의 경우와 비교할 때 평형 CRLH 전송선의 전송 특성에서는 저지 대역이 나타나지 않은 것을 알 수 있다. 또한 전송선의 특성 임피던스를 계산해 보면 비평형 CRLH 전송선의 경우 주파수에 따라 임피던스가 변화하는 분산(dispersion) 특성이 나타나지만 평형 CRLH 전송선의 특성 임피던스는 주파수에 무관한 상수이며 특히 RH나 LH 대역에서 서로 동일한 값을 가지므로 실제 회로 응용에 보다 적합하다.

지금까지는 설명의 편의상 LH나 CRLH 전송선이 모두 분포(distributed) 정수 회로로 구성되는 것으로 가정하였으나 실제의 구현에 있어서는 대부분 집중(lumped) LC 소자를 이용하고 있다. 집중 소자로는 표면 실장형(SMD) 칩 형태의 L, C 를 장착하여 사용하거나 회로 패턴상에 interdigital 캐패시터, 전송선 스텐드 등을 이용하여 등가적인 집중 LC 소자를 구현하기도 한다. [그림 5]에 이와 같은 방식으로 구성된 CRLH 전송선의 한 구현 예를 나타내었다^[13].

[그림 5]에 나타난 단위 셀의 세부 구조를 살펴보면 LHM 특성 구현에 필요한 직렬 C_L 구현을 위해 interdigital 구조가 사용되었으며 병렬 L_L 은 끝이 단락(short)된 전송선을 사용하여 구현되었다. 또한 interdigital 구조와 접지면 사이의 기생 용량 성분이 병렬 C_R 을 구성하며 interdigital finger상에 존재하는 전류에 의해 직렬 L_R 이 생성되어 전체적으로 CRLH 전송선 구조로 동작하게 된다.



[그림 5] Interdigital 구조와 단락 스텐드 구조로 구성된 CRLH 전송선

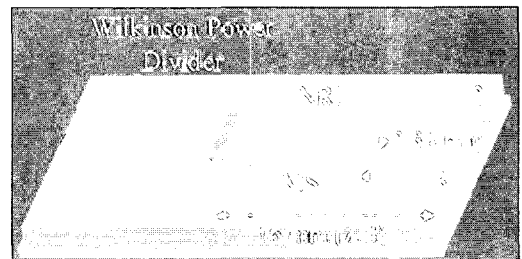
2-2 LHM의 마이크로파 응용

앞에서 LHM 특성을 가지는 매질을 인공적으로 구현하는 두 가지 방법에 대하여 설명하였으나 마이크로파 분야에서의 실제 응용은 대부분 전송선 방법을 이용하고 있다. 이번 절에서는 주로 이와 같은 전송선 방식을 중심으로 LHM의 특성이 각종 마이크로파 응용 분야에서 어떻게 이용되고 있는지에 대해 간단히 살펴보기로 한다.

2-2-1 CRLH 위상 변위기 및 발룬

CRLH 전송선은 그 특이한 위상 특성으로 인해 기존과는 다른 특성의 위상 변위기 구현에 효과적으로 이용될 수 있다. CRLH 위상변위기는 일반적인 전송선을 이용한 기존의 위상 변위기에 비해 소형으로 구현 가능하며 +와 -값의 위상 지연 특성을 동시에 구현할 수 있는 장점을 가진다. 이에 따라 위상 지연이 0이 되는 선로도 구현할 수 있는데 이런 특성을 안테나 급전 구조에 적용한 연구 결과가 참고 문헌 [14]에 제시되어 있다. 이 연구에서는 다이폴 배열을 위상 지연이 0이 되는 CRLH 위상 변위기를 사용하여 급전하였다. 그 결과 직렬 순차 급전 방식임에도 불구하고 각 안테나 소자의 급전 위상은 비교적 넓은 주파수 영역에서 동일한 값으로 유지된다.

[그림 6]은 LH 선로 위상 변위기를 이용한 발룬



[그림 6] LH 위상 변위기를 이용한 발룬

(balun) 구조로서 Wilkinson 전력 분배기의 두 출력단에 각각 -90° 위상의 마이크로스트립 선로와 음의 굴절율(NRI) 특성을 이용하여 $+90^\circ$ 위상을 가지는 LH 선로를 사용하여 두 출력 신호간에 180° 위상 특성을 가지는 발룬을 구현하였다^[15]. 이 두 선로간의 위상차는 비교적 넓은 주파수 범위에서 일정한 값으로 유지되므로 이러한 구조는 일반적인 RH 선로 발룬에 비해 광대역 위상 특성을 가진다.

2-2-2 LH 전송선을 이용한 링 하이브리드 결합기

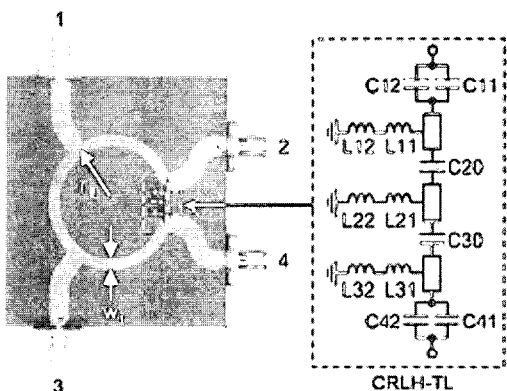
LHM 특성으로 나타나는 중요한 결과 중 하나는 LH 전송선상의 신호 위상이 일반적인 RH 선로에서와 반대 부호를 가지게 된다는 점이다. 따라서 LH 전송선의 등가적인 전기적 길이는 음의 값을 가지게 된다. 일반적인 구조의 링 하이브리드는 결합기는 3개의 90° 브랜치와 하나의 270° 브랜치로 구성된다. 이중 270° 브랜치에 해당하는 부분은 전기적으로 -90° 와 동일하므로 이를 소형의 LH 전송선으로 구현한 것이 [그림 7]에 나타난 새로운 구조의 링 하이브리드 결합기^[16]이다. LH 전송선 부분은 집중 소자 LC를 이용하여 -90° 의 전기적 길이를 가지도록 구현하였으며 이에 따라 결합기의 전체적인 크기를 크게 감소시키는 효과를 거두었다. 또한 그 성능면에 있어

서도 기존의 링 하이브리드에 비해 더 향상된 광대역 특성을 나타낸다. 이는 주로 LH 전송선의 비선형적인 위상 특성으로 인해 RH 전송선과의 위상차에 있어 그 주파수에 따른 변동폭이 적어지게 되는 효과에서 기인한다^[16].

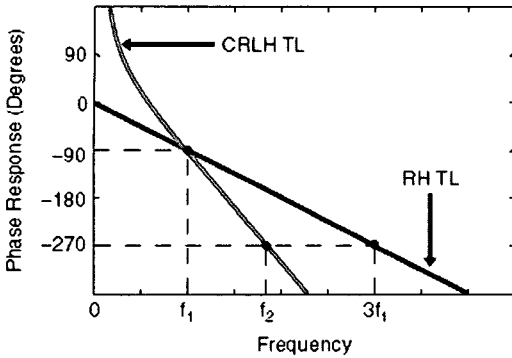
2-2-3 이중 대역 CRLH 브랜치 선로 결합기

일반적인 브랜치 선로 결합기는 기본 동작 주파수의 3배 되는 주파수에서 첫번째 기생(parasitic) 응답이 나타난다. 이때 각 브랜치를 기존에 사용되던 RH 전송선 대신 적당한 CRLH 전송선으로 대체하면 임의의 두 주파수 대역에서 동작하는 이중 대역 브랜치 선로 결합기로 사용할 수 있다^[17]. 브랜치 선로 결합기의 각 브랜치는 기본 동작 주파수에서 90° 의 전기적 길이를 가지도록 설계되며 이 값이 270° 가 되는 주파수에서 첫번째 기생 응답으로 인해 기본 주파수에서와 동일한 결합기 특성을 나타낸다. [그림 8]에서 주파수에 따른 전송선의 위상 특성 변화를 보면 먼저 통상적인 RH 전송선의 경우 그 위상이 주파수에 정비례하기 때문에 기본 주파수(f_1)의 3배가 되는 주파수에서 선로의 위상이 270° 로 된다. 그러나 CRLH 전송선의 경우, 주파수에 따른 위상 특성이 비선형적이다. 따라서 위상이 270° 로 되는 두 번째 동작 대역의 주파수(f_2)가 반드시 기본 주파수의 3배가 될 필요가 없다. CRLH의 전송선 파라미터들을 적절히 조절함으로써 기본 동작 주파수(f_1)와 두 번째 대역의 주파수(f_2)를 원하는 비로 설계할 수 있으며, 이 방법을 모든 브랜치에 적용하면 임의의 두 주파수 대역에서 동작하는 이중대역 브랜치 선로 결합기가 완성된다. [그림 9]는 이와 같은 원리를 이용한 이중 대역 CRLH 브랜치 선로 결합기의 구조를 보여주고 있다.

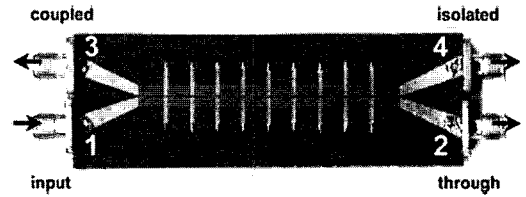
이처럼 CRLH선을 이용한 이중 대역 동작 원리는 비단 브랜치 선로 결합기에만 한정되지 않으며, 링 하이브리드 결합기, 임피던스 정합회로, 위상 천이



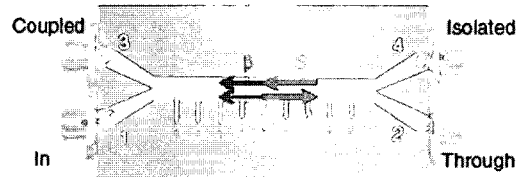
[그림 7] CRLH 전송선을 이용한 링 하이브리드 결합기



[그림 8] RH 전송선과 CRLH 전송선의 위상 특성



(a) 대칭형 CRLH 결합 선로



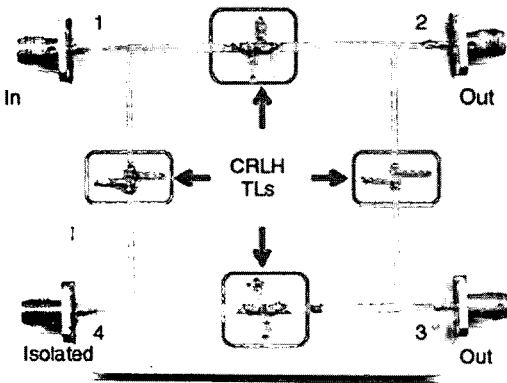
(b) 비대칭형 CRLH-마이크로스트립 결합 선로

[그림 10] CRLH 결합 선로 결합기

형 [그림 10(a)]과 한 쪽은 CRLH, 다른 한 쪽은 마이크로스트립 등의 RH 전송선으로 구성된 비대칭형 [그림 10(b)]의 두 가지로 분류된다.

대칭형 CRLH-CRLH 결합선의 우모드-기모드 (even-odd mode) 해석 결과^[19]에 의하면 이와 같은 결합선로의 우모드/기모드 각각은 전파상수가 순허수가 되는 저지대역에서 동작하며 그 결합도는 우모드/기모드 각각의 감쇄 길이 αd 에 비례하는 등 일반적인 RH 결합선에서 볼 수 없는 특이한 결합 특성을 가진 것으로 나타난다. 이런 대칭형 CRLH-CRLH 결합선로의 성질은 순방향 결합기^[20]나 0 dB, 3 dB 등 고결합도의 역방향 결합기^[19] 설계에 이용되었다.

비대칭 CRLH-마이크로스트립 결합선 결합기^[21]는 일반적인 비대칭 결합선로와 마찬가지로 c 모드와 π 모드를^[22] 이용하여 해석할 수 있다. 결합선로 간의 결합이 약한 경우를 가정하면 비대칭 CRLH-마이크로스트립 결합선의 c 모드 및 π 모드 전파상수는 각각 CRLH 전송선과 마이크로스트립 전송선의 전파상수와 동일하다^[21]. 이 경우 CRLH 전송선의 전파상수가 음의 부호를 가지게 되므로 결합선 결합기



[그림 9] 이중 대역 CRLH 브랜치 선로 결합기

기(phase shifter), 발룬(balun) 등 다양한 마이크로파 회로에 일반적으로 적용될 수 있다^[18].

2-2-4 CRLH 결합선로 결합기

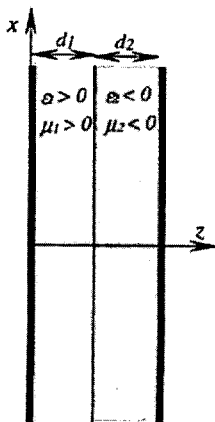
일반적인 결합선로 결합기는 브랜치 선로 결합기에 비해 대역폭이 넓은 대신 결합도가 약하기 때문에 주로 10 dB 이하의 약한 결합에 사용된다. 결합선 결합기에 CRLH 전송선을 도입함으로써 결합도를 크게 향상시키는 동시에 대역폭도 훨씬 넓어지는 효과를 얻을 수 있다. CRLH를 이용한 결합선로는 결합선의 양쪽 편이 모두 다 CRLH 선으로 구성된 대칭

에서 최대 결합도를 얻는데 필요한 coherent 길이가 일반적인 비대칭 전송선에 비해 훨씬 줄어드는 효과가 나타난다. 비대칭 CRLH-마이크로스트립 결합선로의 응용으로서 광대역 고결합도 결합기의 설계 및 측정에 적용한 결과가 알려져 있다^[21].

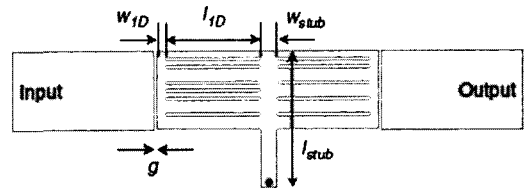
2-2-5 RHM-LHM 소형 공진기 응용

[그림 11]과 같이 두 개의 도체판 사이에 양의 굴절율을 가지는 일반적인 물질과 음의 굴절율을 가지는 LHM을 평면 형태로 겹쳐 놓으면 두 매질에서의 위상이 서로 반대 부호를 가지기 때문에 전체 위상이 0이 되는 주파수에서 공진이 발생한다. 이때 두 매질에서의 위상이 같은 크기를 가지지만 한다면 그 절대값은 공진조건에 전혀 영향을 미치지 않으므로 공진기의 크기를 파장에 무관하게 설계할 수 있다. 따라서 두 매질의 파라미터를 잘 조절하면 이론적으로는 임의의 두께를 가지는 초소형 공진기를 구현할 수 있다^[23].

[그림 12]는 CRLH 구조를 이용하여 구현된 0차 공진기(Zeroth Order Resonator: ZOR) 구조를 보여준다^[24]. 앞에서 설명한 공진기에서 전체 위상이 0이 되듯이 이 구조에서도 CRLH의 전송상수가 0이 되



[그림 11] RHM-LHM 적층 평면형 공진기



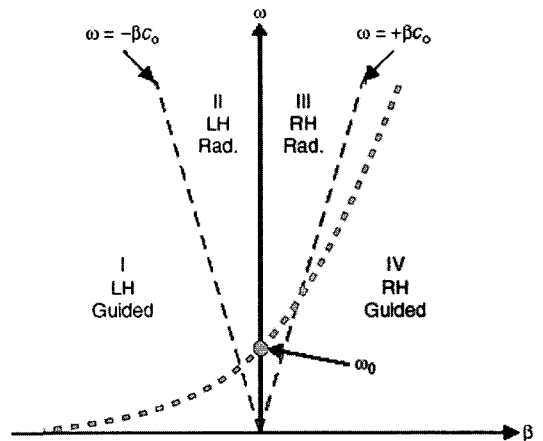
[그림 12] CRLH 0차 공진기(ZOR)

는 주파수에서 전체 위상이 0이 되어 공진이 발생한다. 이때 공진 주파수는 공진기의 크기와 근본적으로 무관하며 오직 구조의 LC loading에만 관련되므로 낮은 주파수에서도 파장에 제한되지 않는 소형의 공진기를 구현할 수 있다.

2-2-6 CRLH 누설파(Leaky Wave) 안테나

평형(balanced) CRLH 전송선을 사용하여 누설파(leaky wave) 안테나를 구성하면 기존의 마이크로스트립에 기반한 경우에 비해 훨씬 단순하고 기능면에 있어서도 전혀 새로운 특성을 나타내는 효과적인 방사체로 이용될 수 있다^{[25],[26]}.

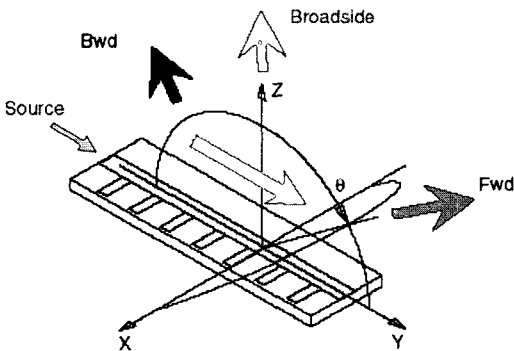
일반적인 마이크로스트립 누설파 안테나의 경우, 마이크로스트립 전송선의 기본 모드는 전파(guided) 모



[그림 13] CRLH 전송선의 기본 모드 특성

드로서 방사를 일으키지 않으므로 고차 모드를 이용하게 되고 이에 따라 고차 모드를 발생시키기 위한 복잡한 급전 구조가 필요하게 된다. 그러나 CRLH 전송선의 경우 [그림 13]의 ω - β 도표에서 볼 수 있듯이 기본 모드 자체가 특정 주파수 대역에서 방사 특성을 나타내기 때문에 고차 모드를 발생시키기 위한 별도의 특수한 급전 구조가 불필요하여 전체 안테나 구조를 매우 단순화시킬 수 있는 장점이 있다.

CRLH 전송선을 이용한 누설파 안테나의 또 다른 장점은 주파수에 따라 후방에서 전방까지 넓은 빔 조향 범위를 가지게 된다는 것이다. 일반적인 RH 마이크로스트립 누설파 안테나에서는 위상 속도가 항상 선로상의 전자파 전파 방향과 일치하기 때문에 이로부터 방사되는 안테나 빔도 진행 방향으로 향하는 전방(forward) 방사만 발생한다. 그러나 CRLH 누설파 안테나의 경우 방사 대역의 높은 주파수대에서는 RH 모드가 전파되므로 일반적인 누설파 안테나와 동일하게 전방으로 향하는 빔이 형성되지만 주파수가 낮아지면 LH 모드 전파로 바뀌면서 위상속도가 반전되고 이에 따라 안테나의 빔이 후방으로 향하게 된다. 따라서 이와 같은 안테나는 주파수에 따라 후방에서 전방으로 훨씬 넓은 범위의 빔 조향각을 가질 수 있다^[25].



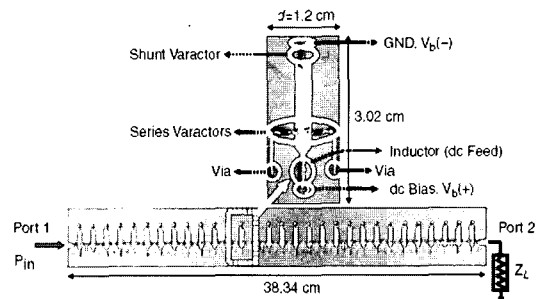
[그림 14] 전방-후방 방사 CRLH 누설파 안테나

2-2-7 전자 빔 조향 CRLH 안테나

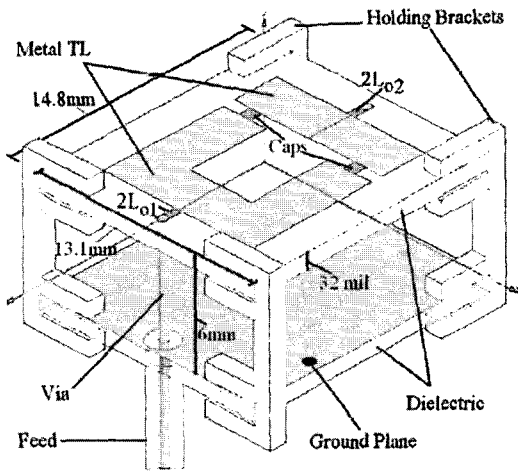
앞에서 설명한 CRLH 누설파 안테나의 빔 조향 특성은 안테나의 동작 주파수에 따라 결정된다. CRLH 누설파 안테나에서 CRLH 전송선 파라미터를 전자적인 수단으로 제어함으로써 주파수를 고정시킨 상태에서도 연속적인 빔 조향 능력과 빔 폭 조절 기능을 가지도록 할 수 있다^[26]. [그림 15]에 나타난 안테나와 그 단위 셀의 구조를 보면 CRLH 전송선에서 C에 해당되는 부분에 varactor 다이오드를 사용함으로써 외부 바이어스로 varactor의 리액턴스를 조절하면 고정된 주파수에서도 CRLH 전송선의 전송 특성을 LH나 RH 등으로 다양하게 변화시킬 수 있으며 이에 따라 이로부터 방사되는 빔의 방향이나 폭을 선택적으로 조절할 수 있다.

2-2-8 소형 CRLH 안테나

앞에서 RH와 LH 구조를 혼합하면 소형의 공진기를 구성할 수 있음을 설명하였다. 이와 유사한 원리가 소형 공진형 안테나 설계에도 적용될 수 있다. [그림 16]에 이와 같은 소형 공진형 안테나의 한 구현예를 나타내었다^[27]. 이 안테나에서는 집중 LC 소자를 이용하여 LH 특성을 구현하고 있으며 도체 스트립 등의 구조물이 RH 특성을 제공함으로써 전체적으로는 RH와 LH 구조가 혼합된 공진구조로 이해



[그림 15] 전자빔 조향 CRLH 누설파 안테나



[그림 16] LH-RH 소형 링 안테나

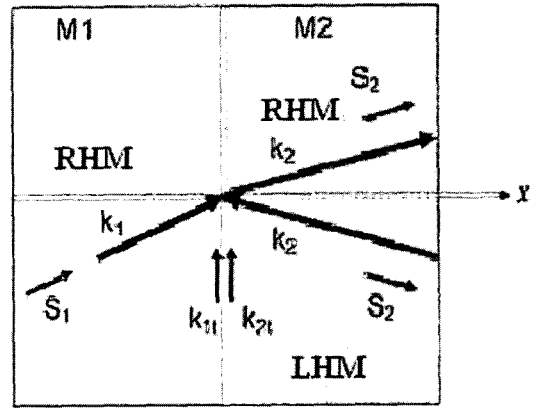
할 수 있다. 이 경우 공진 주파수는 기본적으로 크기에 제한을 받지 않기 때문에 안테나의 크기를 크게 감소시킬 수 있다.

이와 같은 방식의 안테나 소형화 원리는 앞서 제시된 CRLH 0차 공진기 구조를 안테나에 응용한 연구 결과^[28]에서 보다 직접적으로 확인할 수 있다.

2-2-9 LH 렌즈 응용

LH 매질과 RH 매질의 경계에서는 두 매질에서의 전자파의 위상 속도가 서로 다른 부호를 가지기 때문에 전자파의 굴절에 대한 Snell의 법칙이 일반적인 RH 매질 사이의 경계면에서와는 반대로 되는 역굴절(negative refraction) 현상이 나타난다. 즉, [그림 17]에서 RH-LH 매질 경계에서의 투과파는 RH-RH 매질 경계에서와는 반대 방향을 향하게 되어 굴절각이 음의 값을 가지는 것을 볼 수 있다.

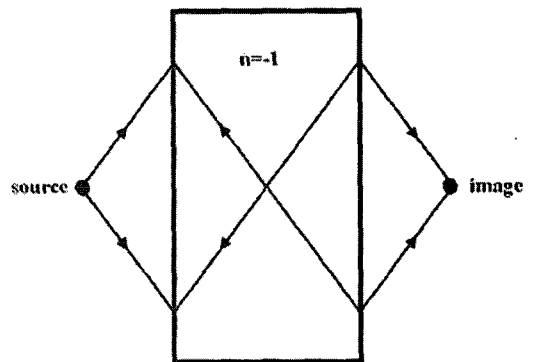
이와 같은 역굴절 성질을 이용하면 전혀 새로운 구조와 특성을 가지는 렌즈를 구현할 수 있다. Veselago^[3]에 의해 제안된 렌즈의 기본 구성을 [그림 18]에 나타내었다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 굴절율이 -1 이 되는 LH 매질을 평면 형태로 구성하면



[그림 17] RHM-RHM 및 RHM-LHM 경계에서의 전자파 굴절

역굴절현상에 의해 이를 통과하는 전자파가 집속되는(focusing) 현상을 관측할 수 있다. 이는 근본적으로 렌즈와 같은 작용이지만 종래의 렌즈와는 달리 평면 형태로 구현되어 광학축이 존재하지 않게 된다. 또한 공기와 렌즈의 굴절율이 같으므로 렌즈 경계면에서 반사로 인한 손실이 없다.

음의 굴절율을 가지는 렌즈의 또 하나의 장점은 초분해능(super resolution) 성질이다. 종래의 렌즈들은 회절 한계(diffraction limit)로 인해 분해능에 제한을 받는다. 이는 종래의 렌즈들이 전자파의 전파



[그림 18] Veselago 렌즈

(propagation) 성분은 집속시킬 수 있으나 evanescent 전파의 경우 감쇠현상을 일으키기 때문에 렌즈를 통해 재생되는 영상에서 파장에 비해 작은 세부 부분이 부정확해지는 현상이다. 점(point) 전원의 경우, 이는 렌즈를 통해 집속된 영상이 넓게 번지는 현상으로 나타난다. 그러나 Pendry^[29]의 연구 결과 [그림 18]과 같은 음의 굴절율 렌즈의 경우 회절 한계를 넘어 완벽한 영상을 얻어낼 수 있는 것으로 밝혀졌다. LH 현상에 기반한 음의 굴절율 렌즈는 전자파의 전파(propagation) 성분에 대해서는 종래의 렌즈와 동일한 작용을 하며 여기에 추가적으로 evanescent 전파에 대해서는 증폭 작용을 하여 이에 의한 감쇠 효과를 상쇄함으로써 초분해능을 실현하고 영상의 세부까지 완벽하게 재생할 수 있다.

이와 같은 현상들은 [그림 19]에 나타난 것과 같은 2차원 LH 전송선 배열 구조를 이용하여 실험적으로 관측되고 있다. 이 예에서는 마이크로스트립 전송선으로 등가 RH 매질을 구현하고 그 사이에 집중 LC 소자에 기반한 LH 매질을 구현하여 등가적으로 [그림 18]과 같은 평면형 Veselago 렌즈로 동작할 수 있도록 하였다. 이와 같은 구조에서 역굴절각과 렌즈의 집속작용 및 evanescent 전파 증폭에 의한 초분해능 특성들이 실험적으로 확인되고 있다^{[30],[31]}.

이 밖에 평행판 도파관에 기반한 RH 매질과 버섯

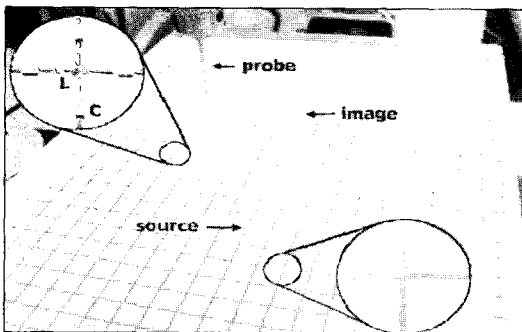
(mushroom) 구조의 2차원 배열을 통한 LH 매질 특성을 이용하여 수행된 또 다른 연구^[32]에서도 유사한 실험결과가 관측되고 있다.

III. 결 론

본고에서는 유효 유전율과 투자율 그리고 굴절율이 모두 음의 값을 가지는 LH metamaterial의 이론과 마이크로파 분야에의 응용에 대하여 알아보았다. LHM은 계속해서 새로운 물리적인 현상과 이를 구현할 수 있는 다양한 구조들 그리고 이와 같은 특이한 성질들과 새로운 구조들을 응용한 새로운 개념과 특성의 소자들이 속속 나타나고 있기 때문에 매우 흥미로운 연구 분야 중 하나이다. 현재까지는 전송선 방식을 이용한 1차원 LHM 구조가 각종 마이크로파 응용에서 주로 사용되어 오고 있으나 이를 2차원 혹은 3차원으로 확장하여 렌즈 등 LHM 구조의 독특한 광학적 성질을 응용하는 분야에서는 아직도 많은 연구가 필요하다고 생각된다. 이와 더불어 이 분야의 실제 적용이 더욱 더 확산되기 위해서는 전송선 방식 이외에 LHM 특성을 얻을 수 있는 좀 더 경제적이고 효율적인 방법의 개발이 아직도 해결해야 할 과제로 남아 있다.

참 고 문 헌

- [1] R. W. Ziolkowski, N. Engheta, *Metamaterial Special Issue IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no. 10, part 1, Oct. 2003.
- [2] P. -S. Kildal, A. A. Kishk, and S. Maci, "Ed. special issue on artificial magnetic conductors, soft hard surfaces, and other complex surfaces", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, no. 1, part 1, Jan. 2005.
- [3] V. G. Veselago, "The electrodynamics of sub-



[그림 19] 전송선 구조로 구성한 평면형 Veselago 렌즈

- stances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Sov. Phys.-Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, Jan.-Feb. 1968.
- [4] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs, "Extremely low frequency plasmons in metallic microstructures", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 76, no. 25, pp. 4773-4776, Jun. 1996.
- [5] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, Nov. 1999.
- [6] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, May 2000.
- [7] D. R. Smith, N. Kroll, "Negative refractive index in left-handed materials", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, no. 14, pp. 2933-2936, Oct. 2000.
- [8] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index refraction", *Science*, vol. 292, pp. 77-79, Apr. 2001.
- [9] C. Caloz, H. Okabe, T. Iwai, and T. Itoh, "Transmission line approach of left-handed(LH) materials", in *USNC/URSI Nat. Radio Science Meeting*, vol. 1, pp. 39, Jun. 2002.
- [10] A. K. Iyer, G. V. Eleftheriades, "Negative refractive index metamaterials supporting 2-D waves", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 1067-1070, Jun. 2002.
- [11] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, 2nd Ed. New York: Wiley, 1984.
- [12] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, Sep. 2004.
- [13] C. Caloz, T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, New York: Wiley, 2004.
- [14] G. V. Eleftheriades, M. A. Antoniades, A. Grbic, and R. Isalm, "Electromagnetic applications of negative refractive index transmission line metamaterials", *27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas*, Santiago, Spain, pp. 21-28, Mar. 2004.
- [15] G. V. Eleftheriades, "Enabling RF/Microwave devices using negative refractive index transmission line metamaterials", *Radio Science Bulletin*, no. 312, pp. 57-69, Mar. 2005.
- [16] H. Okabe, C. Caloz, and T. Itoh, "A compact enhanced-bandwidth hybrid ring using an artificial lumped-element left-handed transmission-line section", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1142-1149, Apr. 2004.
- [17] I. Lin, C. Caloz, and T. Itoh, "A branch-line coupler with two arbitrary operating frequencies using left-handed transmission lines", in *IEEE-MTT Int. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, vol. 1, pp. 325-327, 2003.
- [18] I. Lin, M. DeVincentis, C. Caloz, and T. Itoh, "Arbitrary dual-band components using composite right/left-handed transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1142-1149, Apr. 2004.
- [19] Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, "A novel composite right/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.

- 52, no. 3, pp. 980-992, Mar. 2004.
- [20] L. Liu, C. Caloz, C. -C. Chang, and T. Itoh, "Forward coupling phenomena between artificial left-handed(LH) transmission lines", *J. App. Phys.*, vol. 92, no. 9, pp. 5560-5565, Nov. 2002.
- [21] C. Caloz, T. Itoh, "A novel mixed conventional microstrip and composite right/left-handed backward-wave directional coupler with broadband and tight coupling characteristics", *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, pp. 31-33, Jan. 2004.
- [22] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, Norwood, MA: Artech, 1999.
- [23] N. Engheta, "An idea for thin subwavelength cavity resonators using metamaterials with negative permittivity and permeability", *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 1, no. 1, pp. 10-13, 2002.
- [24] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Zeroth order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Seoul, Korea, vol. 3, pp. 1588-1592, 2003.
- [25] L. Liu, C. Caloz, and T. Itoh, "Dominant mode (DM) leaky-wave antenna with backfire-to-endfire scanning capability", *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 23, pp. 1414-1416, 2000.
- [26] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh, "Metamaterial-based electronically controlled transmission line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, submitted.
- [27] F. Qureshi, M. A. Antoniadis, and G. V. Eleftheriades, "A compact and low-profile metamaterial ring antenna with vertical polarization", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 333-336, 2005.
- [28] A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, H. Kubo, C. Caloz, and T. Itoh, "A planar zeroth order resonator antenna using left-handed transmission line", *European Microwave Conf.*, Amsterdam, Netherlands, 2004.
- [29] J. B. Pendry, "Negative refraction makes a perfect lens", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, pp. 3966-3969, Oct. 2000.
- [30] A. K. Iyer, P. C. Kremer, and G. V. Eleftheriades, "Experimental and theoretical verification of focusing in large, periodically loaded transmission line negative refractive index metamaterial", *Optics Express*, vol. 11, no. 7, pp. 696-708, Apr. 2003.
- [31] A. Grbic, G. V. Eleftheriades, "Subwavelength focusing using a negative-refractive-index transmission line lens", *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 2, no. 13, pp. 186-189, 2003.
- [32] C. Caloz, T. Itoh, "Positive/negative refractive index anisotropic 2-D metamaterials", *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, pp. 547-549, Dec. 2003.

≡ 필자소개 ≡

박 면 주



1991년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1993년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)

1998년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학박사)

1998년 11월~2002년 8월: 삼성전자(주)

책임연구원

2002년 9월~현재: 광운대학교 전파공학과 조교수

[주 관심분야] 마이크로파 수동회로 및 안테나, 전자파 수치해석, high speed signal integrity and interconnections, EMI/EMC