한국산학기술학회논문지
Vol. 11, No. 7 pp. 2541-2548, 2010

주기구조가 결합된 전송선로의 특성 임피던스 계산

임종식[1*], 이재훈[1], 이 준[1], 한상민[1], 안 달[1]
[1]순천향대학교 전기통신공학과

Calculation of the Characteristic Impedance of Transmission Lines with Periodic Structures

Jongsik Lim[1*], Jaehoon Lee[1], Jun Lee[1], Sang-Min Han[1] and Dal Ahn[1]
[1]**Department of Electrical and Communication Engineering, Soonchunhyang University**

요 약 본 논문에서는 결함접지구조와 포토닉 밴드갭과 같은 주기구조가 삽입된 전송선로의 특성 임피던스 계산에 대하여 기술한다. λ/4 전송선로 이론을 이용한 계산하는 종래 방법을 고찰하고, 이 방법에 의한 계산 결과가 주파수 의존성이 커서 신뢰도가 낮다는 문제점을 제시한다. 균일한 유전체 기판에 구현된 전송선로의 특성 임피던스 계산에 적용되는 해석적인 방법을 주기구조가 결합된 전송선로에서도 적용될 수 있음을 보인다. λ/4 전송선로 방법과 대신 해석적 방법으로 특성 임피던스를 구하고, 후자의 결과가 주파수에 관계없이 비교적 고정된 값을 가짐을 제시한다. 또한 종래에 특성 임피던스 계산 사례가 없었던 PBG 구조를 지닌 전송선로에 대해서도 특성 임피던스를 계산한다. 시뮬레이션뿐만 아니라 직접 제작하여 측정한 S-파라미터로부터 각각 특성 임피던스를 계산하고 서로 비교하여 상당히 유사함을 보인다. 그리고 이를 통하여 해석적 방법에 의한 특성 임피던스의 결정 방법이 DGS와 PBG와 같은 주기구조가 결합된 전송선로의 특성 임피던스 계산에 잘 적용될 수 있음을 보인다.

Abstract This paper describes the calculation for characteristic impedance of transmission line with periodic structures such as defected ground structure (DGS) and photonic bandgap (PBG). The previous method which uses the λ/4 transmission line model is reviewed and its disadvantage that the calculated characteristic impedance is strongly dependent on the frequency is discussed. The characteristic impedance of transmission lines with periodic structures are calculated using the λ/4 transmission line model and analytic method. The calculated characteristic impedance by the latter method is an almost constant value while that from the first method depends on the frequency strongly. In addition, the characteristic impedance of the transmission line with PBG is calculated and proposed, while it has been rarely studied ever. S-parameters are obtained from the measurement using the fabricated sample as well as simulation, and used for calculating the characteristic impedances and comparison. The characteristic impedances calculated from the measured S-parameters agree well with the simulated results. It is well described that the analytic method to calculate the characteristic impedance of transmission lines on uniform dielectric structures can be applied successfully to the transmission lines with periodic structures such as DGS and PBG.

Key Words : Transmission line, Characteristic impedance, DGS, PBG

1. 서론

가장 널리 사용되는 초고주파 평면형 전송선로인 마이크로스트립(microstrip) 전송선로는 주어진 유전체 기판의 양면에 금속 도체면이 분포하여 어느 한 쪽은 신호선 패턴이, 다른 한 쪽은 접지금속면이 분포하는 구조를 갖는다. 마이크로스트립 전송선로에서는 주어진 어떤 유전체 기판의 비유전율과 두께 정보가 있을 때, 그림 1에 보인 것처럼 신호선 패턴의 선폭(W)이 그 전송선로의 특성 임피던스를 결정짓는 중요한 요인이 된다[1,2].

*교신저자 : 임종식(jslim@sch.ac.kr)
접수일 10년 04월 16일 수정일 10년 06월 01일 게재확정일 10년 07월 06일

한편 평면형 마이크로스트립 전송선로의 특성 임피던스는 전송선로가 응용되는 용도, 즉 임피던스 정합, 고주파 회로 설계, 그리고 시스템 내에서 회로 모듈간의 연결 등에 있어서 정확한 값을 갖는 것이 매우 중요하다. 정확한 특성 임피던스가 결정되지 않으면 초고주파 회로 구성요소로서의 전송선로의 가치가 크게 상실된다.

평면형 마이크로스트립 전송선로는 기본적으로 전대역 통과 특성을 가지고 있다. 따라서, 단위 길이당 등가의 인덕턴스와 커패시턴스에 의하여 형성되는 차단주파수보다 낮은 주파수 대역이라면, 어느 특정한 주파수 대역에 구애받지 않고 사용된다.

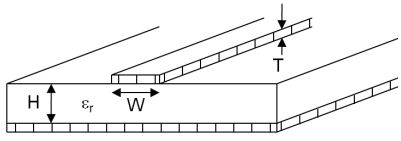
그런데 이런 표준형 전송선로에 의도적으로 어떤 외부적인 섭동(perturbation)을 주기적으로 또는 비주기적으로 인가하여 종래에 없던 새로운 특성을 얻는 전송선로 구조가 최근에 많이 제안되고 있다[3-7]. 매우 활발하게 연구되는 대표적인 섭동 구조로는 그림 2에 보인 바와 같이 결함접지구조(defected ground structure, DGS)와 포토닉 밴드갭(photonic bandgap, PBG) 구조가 있다. 이런 섭동 구조를 전송선로 구조 특히 신호선 주변의 접지면에 삽입하면, 삽입된 구조에 의하여 별도의 등가 인덕턴스와 커패시턴스가 부가되어, 차단주파수가 급격히 낮아지고 전기적 길이가 길어지는 전파지연 효과(slow wave effect)를 얻을 수 있다[3-7].

삽입된 섭동구조에 의한 등가 기생성분에 의하여 특성 임피던스가 변하게 되는데, 이러한 섭동 구조를 포함하는 전송선로를 초고주파 회로 설계에 응용하려면 그 변호한 특성 임피던스를 정확하게 계산해야 한다. 회로 내에 포함되는 전송선로는 정확한 특성 임피던스 값이 유지되어야 목표하는 회로가 제대로 작동하기 때문이다.

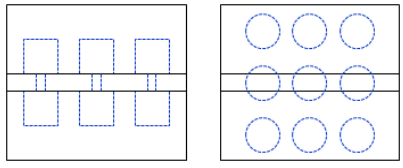
지금까지 알려진 연구결과를 보면, DGS에 의한 마이크로스트립 전송선로의 변화된 특성 임피던스를 구하는 방법이 제시된 적이 있기는 하다[8,9]. 그러나 이 연구에서는 λ/4 전송선로 이론을 이용하여 특성 임피던스를 구하기 때문에, 길이가 λ/4가 되는 주파수에서만 특성 임피던스를 신뢰할 수 있을 뿐, 다른 주파수에서는 주파수에 따라 표동(fluctuating)하는 특성 임피던스 값을 보였다는 단점이 있었다. 또한 선행 PBG 전송선로의 경우에는 아예 등가회로 소자값의 모델링이 되지 않아서 특성 임피던스의 변화에 의한 연구가 거의 이루어지지 않은 상태였다.

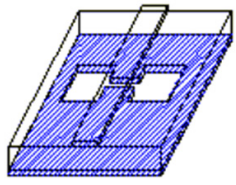
한편 기판적층 가유전체 구조에서 해석적 방법으로 특성 임피던스를 구한 연구가 발표된 적이 있다.[10-12] 이 방법으로 구한 특성 임피던스는 주파수에 따라서 균일한 특성 임피던스를 보여주기 때문에 기판적층 가유전체 구조에서의 특성 임피던스 계산에 용이하였다. 그러나 기판적층 가유전체 구조는 회로기판의 전 영역에서 가유전체 구조를 위한 비어홀이 수백에서 수천 개 규모로 매우 균일하게 삽입되므로, 마치 새로운 유전율을 지니는 균일한 기판과 동일한 조건을 갖는다. 따라서 균일한 특성 임피던스를 갖는 결과를 보여준다.

그러나 본 논문에서는 마이크로스트립 전송선로에 DGS와 PBG 구조가 수 개 정도 삽입되어 전송선로가 제한적으로 주기적이면서 불균일성을 가지는 경우에도, 해석적인 방법을 적용하여 신뢰성 있는 특성 임피던스 값을 얻을 수 있음을 보이고자 한다. 이를 위해 먼저 선행 연구 결과들을 고찰하고, DGS나 PBG 전송선로의 경우에 해석적인 방법으로 보다 신뢰성있는 특성 임피던스를 구할 수 있음을 보이고, 예제로써 실제로 DGS와 PBG가 주기적으로 결합된 전송선로를 제작하여 측정 결과를 시뮬레이션 결과와 함께 제시하고자 한다.



[그림 1] 마이크로스트립 전송선로의 구조





(c)

[그림 2] 마이크로스트립 전송선로에 인가되는 섭동구조의 예(a)결함접지구조 (b)포토닉 밴드갭 구조 (c)접지면 식각면의 3차원 도시 (DGS)

2. λ/4 전송선로 모델에 의존하는 종래의 DGS 전송선로의 특성 임피던스 계산 방법

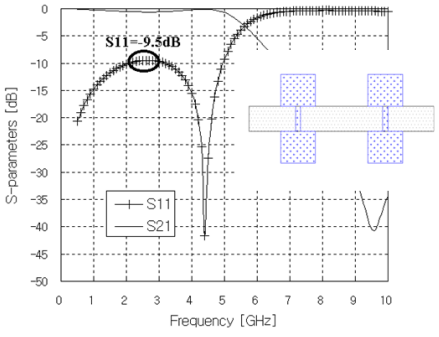
본 장에서는 λ/4 전송선로 이론을 이용하여 DGS 전송선로의 특성 임피던스를 구하는 종래의 방법을 먼저 고

찰한다[13]. 그림 3은 λ/4 전송선로 이론을 이용하는 종래의 방법을 설명하는 예로써, 2개의 단위 DGS가 있는 마이크로스트립 전송선로와 그 전송특성을 보여주고 있다. 전송선로의 전기적 길이가 λ/4인 주파수에서 반사계수(Γ)의 크기가 최대인데, 여기에서의 S11 값을 식 (1)처럼 쓸 수 있다. DGS 전송선로가 단자 임피던스(port impedance) Z_p로 연결되었다고 하면, 그림 4와 같은 회로망으로 등가화시킬 수 있다. 이 때 Z_{DGS}는 구하고자 DGS 전송선로의 특성 임피던스이고, Z_{IN}은 등가회로의 입력 임피던스로 식 (2)와 같이 나타난다. Z_{DGS}는 식 (3)으로 구할 수 있는데, 예로써 그림 3에 보인 DGS 전송선로의 특성을 이용하여 주파수 2.5GHz에서 구한 Z_{DGS}는 약 70.8Ω이다.

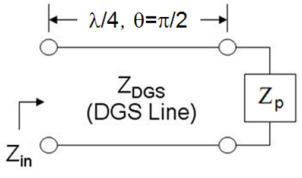
$$S_{11}[dB] = 20\log|\Gamma| \tag{1}$$

$$Z_{IN} = Z_p \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \tag{2}$$

$$Z_{DGS} = \sqrt{Z_{IN} Z_p} = Z_p \sqrt{\frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}} \tag{3}$$



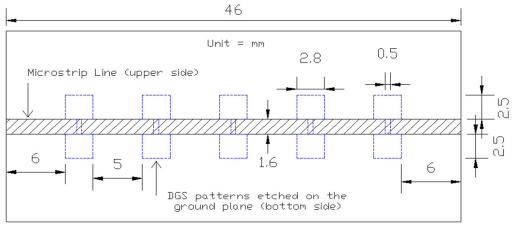
[그림 3] DGS 전송선로의 전송특성의 예



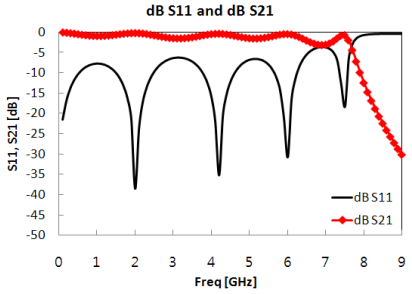
[그림 4] DGS 전송선로의 특성 임피던스를 구하기 위한 등가회로도

그러나 이 방법에 의한 특성 임피던스 계산은 전기적 길이가 λ/4인 주파수에서만 유효하다는 제약점이 있다. 왜냐하면 그림 3, 그림 4와 식 (1)~(3)을 통하여 설명한 바와 같이 선로의 길이가 λ/4인 주파수에서 반사계수의 크기가 가장 크고, 이와 관련된 λ/4 변환기(transformer) 이론이 전개되기 때문이다. 따라서 전기적 길이가 λ/4가 아닌 다른 주파수에서는 이 방법으로 계산한 특성 임피던스의 신뢰도는 낮다고 할 수 있다.

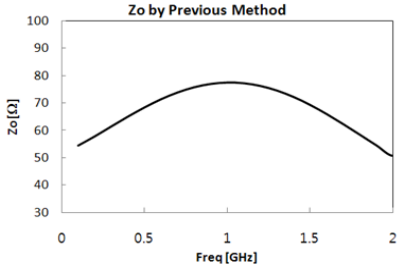
이 방법으로 특성 임피던스를 구하는 사례를 보이기 위하여 실제로 DGS 전송선로를 설계하여 시뮬레이션한 후 특성 임피던스를 구해 보았다. 사용한 기판은 유전율이 2.2, 유전체 두께가 31mils인 마이크로스트립 전송선로용 유전체 기판이다. 그림 5와 그림 6은 각각 시뮬레이션한 DGS 마이크로스트립 전송선로의 구조와, 전자기적 시뮬레이션으로 구한 전송특성을 보여준다. 이 특성을 이용하여 위에서 설명한 종래의 방법으로 구한 특성 임피던스를 그림 7에 나타내었다. 그림 7에 의하면 입력 주파수에 따라서 고정되지 않고 변동하는 특성 임피던스 값을 보여주고 있는데, λ/4인 주파수에서만 정확하고 다른 주파수에서는 부정확하다는 이 방법의 단점을 잘 보여주고 있다.



[그림 5] DGS 마이크로스트립 전송선로의 구조와 치수



[그림 6] 그림 5의 회로에 대한 시뮬레이션된 S-파라미터

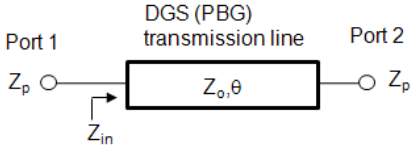


[그림 7] λ /4 전송선로 방법으로 구한 DGS 전송선로의 특성 임피던스

3. 해석적인 방법에 의한 DGS 전송선로의 특성 임피던스

본 장에서는 S-파라미터를 이용한 해석적인 방법에 의해서 DGS 전송선로의 특성 임피던스를 이전보다 더 정확히 계산할 수 있음을 보이고자 한다. 그림 5의 구조에서 보듯이 DGS 식각 구조를 주기적으로 몇 개 삽입할 경우 길이 방향으로는 불균일한 전송선로 구조를 갖게 된다. 즉, 기판을 전체적으로 놓고 볼 때, 주기적인 구조가 몇 개 삽입되면 유전체 기판의 균일성이 깨진다고 볼 수 있다. 한편 앞에서 설명한 방법은 전송선로의 유효 길이가 λ/4인 경우에만 유효하므로, 여러 주파수에서의 특성 임피던스 값을 구하고자 하는 경우에는 적용이 곤란하다. 더구나 DGS를 삽입하여 유전체 기판의 균일성이 다소 깨지는 경우에는 더욱 어렵다. 여기에 해석적인 방법을 이용하여 특성 임피던스를 구하면 유전체 기판의 균일성이 완전하지 않다고 해도 보다 좋은 결과를 기대할 수 있다.

이제 해석적인 방법을 적용하기 위하여 DGS가 인가된 전송선로를 그림 8과 같은 전송선로 모델로 다시 정의하기로 하자. 그림 8이 그림 4와 다른 점은 전기적 길이가 λ/4(즉, π/2)가 아닌, 임의의 길이 Θ일 수 있다는 것이다. 양쪽 단자(port)는 단자 임피던스 Z_p로 단락(termination)되어 있다. 이 회로의 S_{11}은 회로를 바라본 쪽에서의 반사계수 및 입력 임피던스와 밀접한 관련이 있다. 구하고자 하는 특성 임피던스를 Z_o라 하면, 간단한 전송선로 수식을 이용하여 (4)의 관계를 얻는다. S_{11}은 복소수 값을 가지므로 수식을 정리해 보면 식(5)의 관계를 얻을 수 있다. 수학적 등치 관계에 의하여 (5)에서 두 등식을 얻을 수 있는데, S11의 실수부와 허수부를 이용하고 수식을 전개하면 매우 간단한 이차방정식의 꼴을 얻는다. 이제 근을 구하는 수식을 활용하면 특성 임피던스를 구할 수 있다.



[그림 8] 주기구조를 지니는 마이크로스트립 전송선로의 특성 임피던스를 구하기 위한 구성도

$$S_{11}=\frac{Z_{in}-Z_p}{Z_{in}+Z_p}=\frac{z_{in}-1}{z_{in}+1} \tag{4}$$

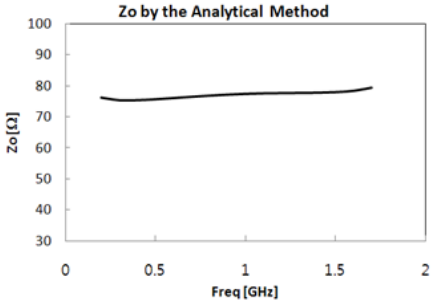
여기서 $Z_{in}=Z_o\dfrac{Z_p+jZ_o\tan(\theta)}{Z_o+jZ_p\tan(\theta)}$ 이고,

$$z_{in}=\frac{Z_{in}}{Z_p}=\frac{Z_o}{Z_p}\frac{1+j\dfrac{Z_o}{Z_p}tan(\theta)}{\dfrac{Z_o}{Z_p}+j1\tan(\theta)}$$

$$=z_o\frac{1+jz_o\tan(\theta)}{z_o+j1\tan(\theta)} \quad \text{이다.}$$

$$\begin{aligned}&2z_oRe(S_{11})-(z_o^2+1)\tan\theta Im(S_{11})\\&+j[2z_oIm(S_{11})+(z_o^2+1)\tan\theta\, Re(S_{11})]\\&=j(z_o^2-1)\tan\theta\end{aligned} \tag{5}$$

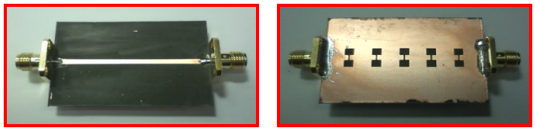
한편 그림 6에서 보면 전송선로의 물리적 길이가 고정되더라도 주파수에 따라서 유효 전기적 길이가 λ/2이거나 λ/2의 정수배인 주파수가 반복되므로, 주파수가 매우 낮은 영역이나 공진주파수 영역에서는 전기적 각도가 급격히 변하여 계산의 신뢰도가 떨어지는 문제가 근본적으로 존재한다. 따라서 첫 번째 공진주파수에 도달하기 이전의 적당한 주파수까지에서 S-파라미터와 상기 수식을 이용하여 특성임피던스를 구한다. 즉, 너무 낮은 주파수 영역을 벗어난 주파수부터 시작하여, λ/4인 주파수를 포함하고, 그 이후로 λ/2이 되는 주파수가 되기 이전까지 적용하면 그림 7보다 더 정확한 특성 임피던스를 구할 수 있다. 그림 9는 이 방법으로 계산한 특성 임피던스이다. λ/4 전송선로 이론으로 구한 그림 7과는 다르게 거의 일정한 값을 보여주는데, 이 결과가 더 신뢰성이 높다고 할 수 있다.



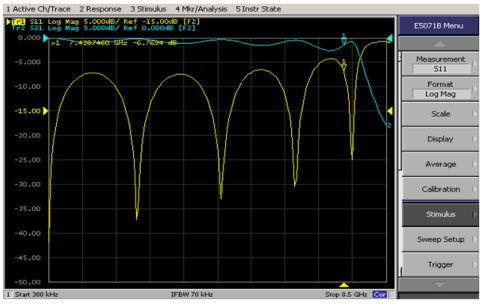
[그림 9] 해석적인 방법으로 구한 DGS 전송선로의 특성 임피던스

그림 5의 회로를 실제로 그림 10처럼 제작하여 전송특성을 측정하고 이를 그림 11에 보였다. 또한 측정한 S-파라미터를 이용하여 특성 임피던스를 구하여 그림 12와 같은 결과를 얻었다. 측정 과정에서 기인하는 오차로 인

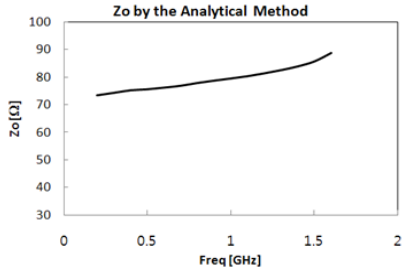
하여 미세한 차이가 보이지만 그림 9에 보인 것과 유사하며, 주파수 의존성이 크게 약화되어 있다. 따라서 이 역시 그림 7의 결과보다 더 우수한 결과이다.



[그림 10] 실제로 제작한 DGS 전송선로



[그림 11] DGS 전송선로의 측정 결과



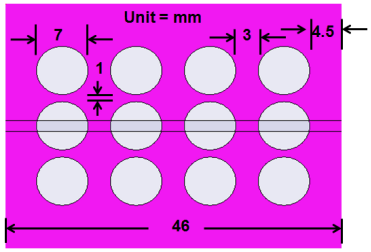
[그림 12] 측정한 S-파라미터를 이용하여 해석적인 방법으로 구한 DGS 전송선로의 특성 임피던스

4. PBG 전송선로의 특성 임피던스 계산

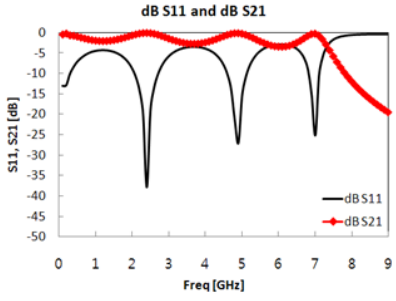
선행 연구들에서는 PBG 전송선로의 특성 임피던스 변화에 대한 계산 결과가 발표된 바가 없다. 그 이유는 DGS와는 달리 PBG 전송선로에서는 등가적인 기생 커패시턴스가 극히 작아서 차단 특성이 불분명하고, 따라서 명확한 주파수 특성에 기인한 특성 임피던스의 추출이 어렵기 때문이다. 그러나 해석적 방법을 PBG 전송선로에 적용하면 등가회로 추출과정이 없어도 특성 임피던스를 계산할 수 있다.

그림 13은 마이크로스트립 전송선로의 바닥 접지면에 일정한 원형 PBG를 주기적으로 삽입한 PBG 전송선로 구조를 보여준다.[4] 상기 DGS 전송선로 회로에서처럼 유전율이 2.2이고 유전체 두께가 31mils인 유전체 기판을 사용할 때, 이 회로에 대한 전송특성을 전자기적 시뮬레이션으로 구한 결과가 그림 14에 제시되어 있다. 그리고 시뮬레이션된 S-파라미터를 이용하여 λ/4 전송선로 방법으로 구한 특성 임피던스가 그림 15에 제시되어 있는데, 이것 역시 λ/4인 주파수서만 의미가 있고 다른 주파수에서는 변하는 값을 보이고 있다. 그러나 해석적 방법을 적용하여 그림 16과 같은 특성 임피던스를 얻을 수 있는데, 거의 일정한 값임을 알 수 있다.

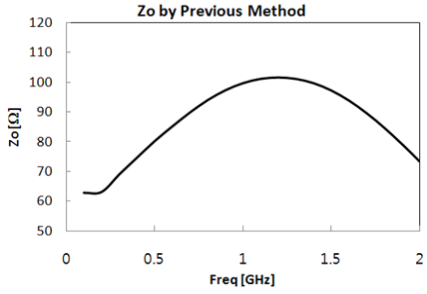
그림 17과 그림 18은 실제로 제작한 PBG 전송선로의 사진과 측정한 S-파라미터를 보여주고 있다. 그리고 측정한 S-파라미터로부터 계산한 특성 임피던스 값이 그림 19에 제시되어 있다. 그림 16과 비교할 때, 측정 과정에서 발생한 오차에 기인한 약간의 차이가 있으나, 주파수 의존성이 크게 약화된 결과임을 알 수 있다.



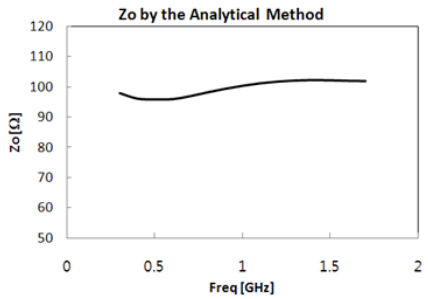
[그림 13] PBG 마이크로스트립 전송선로의 구조와 치수



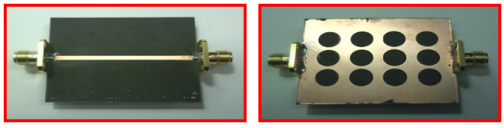
[그림 14] 그림 13의 회로에 대한 시뮬레이션된 S-파라미터



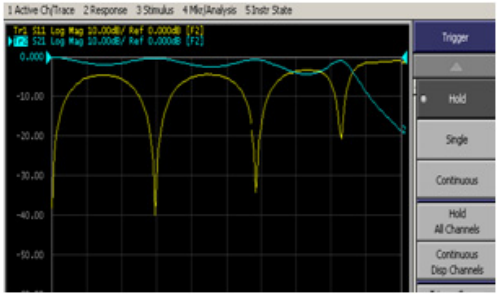
[그림 15] λ /4 전송선로 방법으로 구한 PBG 전송선로의 특성 임피던스



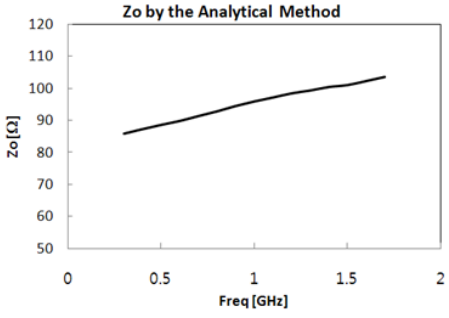
[그림 16] 해석적인 방법으로 구한 PBG 전송선로의 특성 임피던스



[그림 17] 실제로 제작한 PBG 전송선로



[그림 18] PBG 전송선로의 측정 결과



[그림 19] 측정한 S-파라미터를 이용하여 해석적인 방법으로 구한 PBG 전송선로의 특성 임피던스

5. 결론

본 논문에서는 해석적인 방법으로 주기적 전송선로 구조의 특성 임피던스를 구할 수 있음을 보이고, 실제 예로써 DGS와 PBG가 주기적으로 결합된 마이크로스트립 전송선로에 대하여 S-파라미터로부터 특성 임피던스를 구한 결과를 제시하였다. 또한 전자기적으로 시뮬레이션한 전송선로 구조를 실제로 제작하여 S-파라미터를 측정하고, 이를 이용하여 실제 회로의 특성 임피던스를 구하여 시뮬레이션 결과와 비교하였다. λ/4 전송선로 등가회로를 이용하는 방법에서는 λ/4 변환기(transformer) 이론을 이용하므로, λ/4인 주파수를 벗어나면 특성 임피던스 값이 심하게 흔들리는 결과를 보였다. 그러나 해석적인 방법에서는 λ/2 이내의 주파수 범위 안에서 λ/4가 되는 주파수를 중심으로 여러 주파수에서도 비교적 일정한 특성 임피던스 값을 가져서, 보다 신뢰성 있는 특성 임피던스 값을 보여주었다. 실제 측정 결과에서 특성 임피던스 값이 주파수에 따라 약간의 기울기를 갖는 이유는 DGS나 PBG의 주기구조가 삽입됨으로 인하여 유전체 기판이 전체적으로 균일성이 약간 깨지기 때문으로 보이며, 만약에 완벽한 균일성을 갖는 완전 2차원 주기구조를 갖는 유전체 기판이라면 보다 수렴하는 값을 가질 것으로 기대된다.

유한 개수의 DGS와 PBG가 주기적으로 삽입된 전송선로에 대하여 특성 임피던스를 보다 정확하게 계산할 수 있다는 것은, 향후 DGS와 PBG를 결합한 주기적 전송선로를 초고주파 회로나 각종 시스템에서의 회로 모듈간 연결선로를 설계할 때 보다 정확한 설계를 할 수 있다는 의미를 지니므로, 저자들은 향후 본 연구 결과 및 관련 응용 연구를 추가적으로 더 진행할 예정이다.

참고문헌

[1] K. C. Gupta, et al., *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd edition, Artech House, Boston, 1996.

[2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd edition, John Wiely and Sons, Inc., 2003.

[3] V. Radisic, Y. Qian, and T. Itoh, "Broad Power Amplifier Using Dielectric Photonic Bandgap Structure," *IEEE Microwave Guide Wave Letters*, vol.8, no.1, pp.13-14, Jan.1998.

[4] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, "Novel 2-D Photonic Bandgap Structure for Microstrip Lines," *IEEE Microwave Guide Wave Letters*, vol.8, no.2, pp.69-71, Feb.1998.

[5] C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and J. B. Lim, "A Novel 1-D Periodic Defected Ground Structure for Planar Circuits," IEEE Microwave Guide Wave Letters vol. 10, no. 4, pp. 131-133, Apr. 2000.

[6] T. Y. Yun and K. Chang, "Uniplanar One-Dimensional

Photonic-Bandgap Structures and Resonators," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, no. 3, pp. 549-553, Mar. 2001.

[7] 정치현, 윤화영, 박광식, 임종식, 최흥택, 안달, "DGS를 이용한 Kuroda 저역통과여파기 설계", 한국산학기술학회논문지 제 10권, 제 4호, pp. 765~770, 2009년 4월.

[8] J. S. Lim, C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "Design of 10dB 90o branch line coupler using microstrip line with defected ground structure," IEE Electronics Letters, vol. 36, no. 21, pp. 1784-1785, Oct. 2000.

[9] J. S. Lim, S. W. Lee, C. S. Kim, J. S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "A 4:1 Unequal Wilkinson Power Divider," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, no. 3, pp. 124-126, Mar. 2001.

[10] M. Coulombe, H. V. Nguyen, and C. Caloz, "Substrate Integrated Artificial Dielectric (SIAD) Structure for Miniaturized Microstrip Circuits", *IEEE. Ant. and Wir. Prop. Lett.* vol. 6, pp. 575-579, 2007.

[11] 구자경, 임종식, 안달, "기판적층형 가유전체를 이용한 소형화된 윌킨슨 전력분배기 설계", 한국산학기술학회논문지 제 10권, 제 7호, pp. 1542~1548, 2009년 7월.

[12] 임종식, 구자경, 한상민, 정용채, 안달, "기판적층형 가유전체 전송선로의 특성 임피던스 계산 방법", 대한전기학회논문지 제 58권, 제 8호, pp. 1585~1591, 2009년 8월.

[13] J.S. Lim, S.W. Lee, C.S. Kim, J.S. Park, D. Ahn, and S.W. Nam, "A 4 : 1 Unequal Wilkinson Power Divider", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 3, pp. 124-126, Mar. 2001.

임 종 식(Jongsik Lim) **[종신회원]**

- 1991년 2월 : 서강대 전자공학과 (공학사)
- 1993년 2월 : 서강대 대학원 전자공학과 (공학석사)
- 2003년 2월 : 서울대 대학원 전기컴퓨터공학부 (공학박사)
- 1993년 2월 ~ 2005년 2월 : 한국전자통신연구원 선임연구원
- 2005년 3월 ~ 현재 : 순천향대학교 전기통신공학과 재직중

<관심분야>
초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용 등임.

이 재 훈(Jaehoon Lee) **[준회원]**

- 2010년 2월 : 순천향대 정보기술공학부 (공학사)
- 2010년 3월 ~ 현재 : 순천향대 대학원 전기통신시스템공학과 석사과정 재학중

<관심분야>
초고주파 무선 능동/수동 회로/부품 설계 분야 등

이 준(Jun Lee) **[준회원]**

- 2010년 2월 : 순천향대 정보기술공학부 (공학사)
- 2010년 3월 ~ 현재 : 순천향대 대학원 전기통신시스템공학과 석사과정 재학중

<관심분야>
초고주파 무선 능동/수동 회로/부품 설계 분야 등

한 상 민(Sang-Min Han) **[정회원]**

- 1996년 2월 : 고려대 전파공학과 (공학사)
- 1998년 8월 : 고려대 대학원 전파공학과 (공학석사)
- 2003년 8월 : 고려대 대학원 전파공학과 (공학박사)
- 2003년 10월 ~ 2004년 11월 : UCLA Post Doc.
- 2005년 1월 ~ 2007년 8월 : 삼성종합기술원 전문교육원
- 2007년 9월 ~ 현재 : 순천향대학교 재직중

<관심분야>
RF 시스템, Low power RF transceivers, Active integrated antenna systems 등임.

안 달(Dal Ahn) **[종신회원]**

- 1984년 2월 : 서강대 전자공학과 (공학사)
- 1986년 2월 : 서강대 대학원 전자공학과 (공학석사)
- 1990년 8월 : 서강대 대학원 전자공학과 (공학박사)
- 1990년 8월 ~ 1992년 8월 : 한국전자통신연구원 선임연구원
- 1992년 9월 ~ 현재 : 순천향대학교 전기통신공학과 재직중

<관심분야>
RF, 마이크로파 수동소자 해석 및 설계 등임.