

DGS 전송선로의 등가회로와 전파지연계수에 대한 재고찰

論 文

57-11-24

A Study for the Equivalent Circuit and Slow-Wave Factor of Defected Ground Structure Transmission Line

林鍾植[†] · 具滋慶* · 韓相敏** · 鄭龍采*** · 安達[§]
(Jongsik Lim · Jakyung Koo · Sang-Min Han · Yongchae Jeong · Dal Ahn)

Abstract - A frequency-dependent slow-wave factor (SWF) and equivalent circuit model of transmission line with defected ground structures (DGS) is described. Once S-parameters of a DGS transmission line are given, the conventional frequency-independent equivalent circuit elements are extracted using 3dB cutoff and resonant frequencies (F_c and F_o) as the first step. Using the initial equivalent elements and simple transmission line theories, a frequency-dependent equivalent transmission line model is established through an analytical method, and finally the frequency-dependent SWF is calculated. The proposed equivalent circuit model and SWF are frequency-dependent and more reliable because even small insertion loss within available passband is considered, while they have been independent of frequency.

Key Words : DGS, Defected ground structure, Slow-wave factor

1. 서 론

전송선로 신호선 주변 접지면에 일정한 기하학적 패턴을 구현하면, 이로 인하여 등가의 인덕턴스와 커패시턴스가 형성되어 전송선로의 전기적 특성이 크게 변한다는 사실이 최근의 연구들을 통하여 잘 알려져 있다. 이러한 기하학적 패턴은 PBG(photonic bandgap), DGS(defected ground structure), EBG(electromagnetic bandgap) 등의 이름으로 불리고 있는데, 모두 전송선로의 접지면의 구조를 변형시킨다는 공통점을 가지고 있다[1-5].

이러한 접지면 변형 전송선로들은 일정한 기하학적 패턴이 주기적으로 반복되거나 또는 한 개의 단일 패턴이 사용되는데, 표준형 전송선로에는 없는 전기적 특성을 가지고 있다. 특히 DGS의 경우, 단위 element의 정의가 가능하고 이에 대한 등가회로 소자값 추출이 용이하여 회로응용성이 매우 뛰어나다는 것이 최근의 연구 결과를 통하여 많이 증명되었다. 대표적인 특성으로는 전기적 길이의 증가, 등가적으로 생성된 L-C가 전송선로에 부가, 전송선로의 특성 임피던스 증가 등을 들 수 있다. 이러한 특성을 응용하여 마이크로파 회로의 소형화, 등가회로 소자값 자체를 이용한 회로 설계, 증가한 특성 임피던스를 이용하여 고임피던스 선로가

필요한 회로를 설계하거나 하는 응용을 할 수 있다[6-9].

PBG나 DGS를 전송선로의 접지면에 삽입하면 등가의 소자값의 유발되고 이로 인하여 동일한 물리적 길이에 비하여 전기적 길이가 길어져서 전파진행 속도(propagation velocity)가 늦어지는 지연파 효과(slow-wave effect)가 나타난다[3,4,10]. 지연파 효과는 회로의 크기를 줄이는데 유용하게 이용되는데 전파지연 계수(slow-wave factor, SWF)가 클수록 전기적 길이가 더욱 증가하는 효과를 가지므로 회로의 소형화에 유리하다.

PBG나 DGS를 포함하는 전송선로의 SWF에 관한 종래의 연구에서는, 전자기적 시뮬레이션(electromagnetic(EM) simulation)에 의한 전달계수(transmission coefficient, S21)의 위상값만을 상호 비교하는 방식으로 SWF를 구하였다[3,4]. 따라서 종래의 방법에서는 주파수나 대역내 손실에 관계없이 SWF가 거의 일정하게 나온다. 그런데 PBG나 DGS를 포함하는 전송선로가 유효길이 $\lambda_{eff}/2$ 인 주파수를 넘어서서 공진주파수를 향하여 증가할수록 S21에 의한 손실과 위상의 변화도 점점 급격하게 된다. 따라서 SWF에 서서히 변화가 생기기 시작해야 한다. 그러나 종래의 방법에서는 주파수에 따라 S21의 손실이 증가해도 SWF가 거의 일정하게 나오는 문제가 있었다.

공진주파수에 접근할수록 S21으로 표시되는 삽입손실이 급격히 커지므로, DGS를 이용한 전송선로의 사용 주파수 영역은 공진주파수보다는 매우 낮은 곳으로 삽입손실이 적은 곳이어야 한다. PBG나 DGS를 포함하는 전송선로의 유효길이가 $\lambda_{eff}/2$ 이내인 주파수 대역에서 손실이 극히 작은데, 본 논문에서는 이 주파수 대역을 가용 통과 대역(available passband)으로 취하기로 한다.

특정주파수에서 DGS의 공진특성을 이용하는 발진기 응용이라면 가용 통과 대역과는 큰 상관이 없으나[11], 회로의

[†] 교신저자, 正會員 : 順天鄉大 電氣通信工學科 助教授 · 工博

E-mail : jslim@sch.ac.kr

* 非會員 : 順天鄉大 電氣通信工學科 碩士課程

** 非會員 : 順天鄉大 專任講師 · 工博

*** 正會員 : 全北大 電子情報工學部 副教授 · 工博

§ 非會員 : 順天鄉大 電氣通信工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2008年 7月 8日

最終完了 : 2008年 10月 9日

소형화 등의 응용처럼 DGS에 의하여 증가한 전기적 길이와 SWF가 중요한 경우에서는 가용 통과 대역에서 좀더 정확한 SWF를 계산하는 것이 이론적으로도 또한 실제 응용차원에서 도움이 될 것이다.

본 논문에서는 그림 1에 보인 것과 같은 DGS 선로에 대해 종래의 등가회로를 먼저 고찰하고 이를 통하여 얻어진 등가회로 소자값과 SWF가 주파수 의존성을 가짐을 밝히고자 한다. 본 논문에서 사용하는 선행 이론은 기존에 이미 알려진 3dB 차단주파수(F_c)와 공진주파수(F_0)를 이용한 DGS의 등가회로와 기본적인 전송선로 이론이다. 그러나 본 논문에서는 이를 이용하여 단일 특성 임피던스와 전기적 길이를 갖는 전송선로로 등가화한다. 또한 가용 통과 대역 내에서 작으나마 존재하는 전송손실을 표현하기 위하여 전송선로에 직렬연결된 등가저항을 구한다. 제안하는 단일 특성 임피던스와 직렬 저항은 주파수 의존성을 가짐을 밝히게 되는데, 이를 이용하여 가용 통과 영역(available passband)에서 주파수에 따라서 변하는 SWF의 결과를 제시한다.

본 논문에서 제시하는 등가 회로는 매우 중요한 이론적 의미를 내포하는데, 그것은 바로 제안되는 등가 전송선로의 특성 임피던스와 직렬 저항값이 어느 특정한 값으로 고정되는 것이 아니라 주파수에 따라 변한다는 것이다. 이것은 DGS의 전기적 특성이 주파수에 따라 일정하지 않으므로 당연한 결과로 예측되는 것인데, 이에 비하여 종래의 등가회로에서는 등가회로 소자값들이 공진주파수에서의 특성에 맞춰지도록 구해져서 그 값이 고정되었다.

한편 그림 2에서 F_c , F_0 를 찾고 이를 이용하여 그림 3의 고정된 등가 LC값을 찾은 후에, 공진주파수 이내에서는 인덕턴스가 우세하므로 DGS 등가회로의 특성이 전체적으로 유도성(inductive)이고, 공진주파수 이후에는 용량성(capacitive)임을 보이기 위하여, 정성적으로 이해할 수 있는 인덕턴스 성분이 주파수 의존적임을 설명한 논문이 발표된 적이 있다[12]. 그러나 [12]는 LC로 표현되는 등가회로 소자값이 정량적으로 주파수 의존적임을 주장한 것이 아니라, 그림 3의 고정된 등가회로 LC 소자값이 공진주파수 이내에서는 전체적으로 유도성임을 정성적으로 설명한 것이다. 따라서 본 논문에서처럼 등가회로 소자값 자체가 정량적으로도 주파수 의존적임을 밝히는 경우와는 차이가 있다.

2. 이론적 고찰

2.1 DGS 선로와 종래의 등가회로 소자

그림 1은 DGS 선로의 예를 보여주고 있는데, 가장 널리 사용되는 초고주파용 전송선로인 마이크로스트립 선로와, 접지면에 존재하는 DGS를 보여주고 있다. 등가적으로 부가되는 인덕턴스의 원천인 결합 면적의 가로, 세로 치수를 각각 G, S라 하였고, 두 결합면적을 서로 연결하는 슬롯의 폭과 길이를 각각 SW, SL이라 하였다. 윗면 마이크로스트립 선로의 선폭이 W인데, SL이 반드시 W와 같을 필요는 없으나 편리하게 같게 하는 경우가 많다. DGS의 전송특성 및 등가회로 소자값 추출을 편리하기 하기 위하여 설계 및 측정에 편리한 50Ω에 해당하는 값을 W로 취하는 것이 일반적이다.

본 논문에서는 DGS 선로의 예로써, 비유전율(ϵ_r)이 2.2이고 두께가 31mils인 기판을 선택하고, W, G, S, SL, SW의

치수가 각각 2.4, 3, 3, 0.5, 2.4mm인 DGS를 설계하였다. 그림 1에 보인 DGS 선로의 총 길이가 15mm일 때 이에 대하여 Agilent ADS에서 수행한 EM 시뮬레이션에 의한 S-파라미터가 그림 2에 제시되어 있다. 이 그림에서 알 수 있듯이 표준형 전송선로에서는 볼 수 없는 공진현상이 나타나는데, 이는 DGS에 의하여 부가적인 등가 회로 소자값에 기인함을 알 수 있다.

한편 그림 2에 의하면 저주파 대역에서는 손실(S21)이 거의 없으나, 4GHz에 가까울수록 서서히 손실이 발생하기 시작하여 주파수가 증가할수록 손실이 급격하게 증가한다. 따라서 이 경우에 가용 통과 대역(available passband)은 4GHz 정도로 취하는 것이 바람직하다.

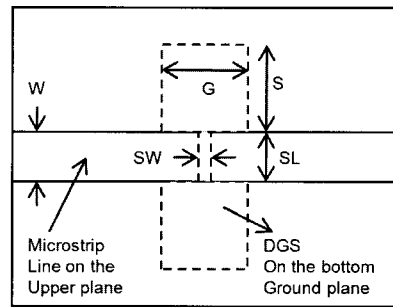


그림 1 DGS 마이크로스트립 전송선로

Fig. 1 DGS microstrip line

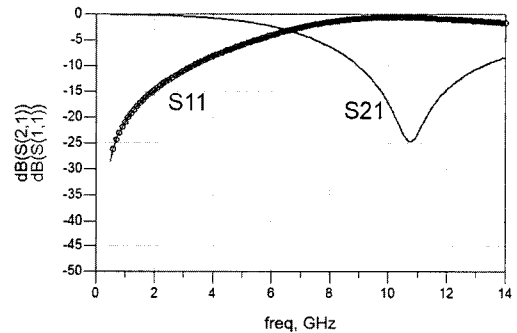


그림 2 DGS 마이크로스트립 선로의 S-파라미터

Fig. 2 S-parameters of the DGS microstrip line

본 논문에서 제안하는 방법은 손실이 작은 가용 통과 대역 이내에서 유효하다. 그 이유는 첫째, 가용 통과 대역을 벗어나면서 손실이 급격히 증가하므로 기존에 알려진 DGS의 장점, 즉 DGS의 SWF 증가에 의한 회로의 소형화나 선로 임피던스 값의 증가를 응용하는 긍정적 효과가 큰 의미가 없다는 점이다. 둘째로 해석과정에서 DGS 선로의 유효길이가 $\lambda_{eff}/2$ 가 되는 주파수에서는 특이점(singularity)이 발생하는데, 이 주파수가 바로 가용 통과 대역을 규정짓는 주파수와 거의 일치한다. 그래서 가용 통과 대역을 벗어나면 손실과 위상 변화가 급격하게 변하기 시작하므로, 중요한 의미를 부여할 수 없는 해석 결과가 도출된다. 따라서 본 논문에서 제안한 방법은 DGS 선로의 유효길이가 $\lambda_{eff}/2$ 이내 이면서 손실이 극히 작은 가용 통과 대역에 한하여 적용된다. 다시 말해서 본 논문에서는 공진주파수에서의 전기적

특성을 분석하기 위한 것이 아니라, 가용 통과 대역 이내에서의 정확한 SWF를 구하고자 하는 목표를 가지고 있다.

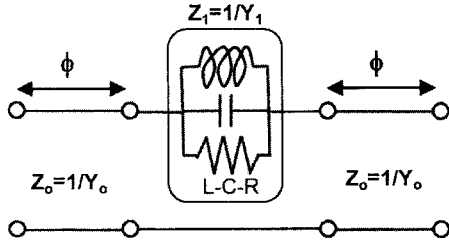


그림 3 DGS 마이크로스트립 선로의 종래의 등가회로
Fig. 3 Conventional equivalent circuit of the DGS microstrip line

앞서 많은 선행연구에 의하여, DGS에 의한 등가회로가 그림 3에 보인 바와 같은 LCR 병렬 공진회로임이 이미 밝혀졌다[7,8]. 여기서 Z_0 와 ϕ 는 DGS가 연결된 전송선로의 특성 임피던스와 길이를 나타낸다. 여파기 기본이론에 의하면, LC 공진에 의하여 3dB 차단주파수 특성과 공진주파수 특성이 형성되는데, 다수의 선행연구들에 의하여 DGS의 등가 RLC 값을 찾아내는 방법이 자세하게 기술되었으므로 본 논문에서는 이에 대하여는 자세히 언급하지 않는다. 선행 연구의 결과와 그림 2의 S-파라미터 특성에 보인 차단주파수와 공진주파수 특성을 이용하여 구한 LCR 값은 각각 1.5109nH, 0.1437pF, 1678Ω이다.

2.2 주파수 의존성을 갖는 등가회로 소자

그림 3의 LCR 회로의 합성 임피던스를 Z_1 이라 한다면 식 (1)처럼 나타낼 수 있고, 이 때 실수성분과 허수성분은 각각 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1} = \frac{1}{G_1 + jB_1} = R_1 + jX_1 \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{\frac{1}{R}}{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} \quad (2 a)$$

$$X_1 = \frac{-\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} \quad (2-b)$$

본 논문에서는 DGS 선로의 SWF를 해석적인 방법으로 구하기 위하여 DGS 선로에 대하여 그림 4와 같은 단일 등가 전송선로 모델을 이용한다. Z는 단일 등가 전송선로의 특성 임피던스이고, q는 전기적 길이로서 그림 3의 회로가 지니는 전체 전기적 길이를 의미한다. 만약에 무손실 선로라면 저항 소자가 불필요하지만, 그림 2에서 보듯이 가용 통과 대역 내에서도 적은 손실이 존재하므로 이를 고려하기 위하여 갖는 직렬 저항 R_s 를 연결하였다. R_s 가 갖는 어떤 전기적 길이는 이미 q에 포함되어 있다고 취급한다.

이제 기본적인 회로 해석 이론을 적용하면, 그림 3과 그림 4는 같은 DGS 선로의 등가 회로이므로 식 (3)처럼 ABCD 파라미터가 같음을 알 수 있다. 이 식을 계속 정리해보면 식 (4)의 관계가 얻어진다.

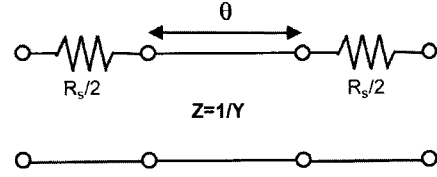


그림 4 제안하는 단일 등가전송선로
Fig. 4 Proposed simplified equivalent transmission line

$$\begin{bmatrix} \cos \phi & jZ_0 \sin \phi \\ jY_0 \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_1 + jX_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi & jZ_0 \sin \phi \\ jY_0 \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{R_s}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ \sin \theta \\ jY \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{R_s}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (4-c)의 좌변에서 실수성분이 0이어야 하는데, 이것을 위한 다음의 세 가지 경우를 생각할 수 있다. 첫째, $\phi=0$ 인 경우이다. 그러나 DGS 선로의 전기적 길이가 0일수는 없기 때문에 이 조건은 배제된다. 만약에 $f=0$ 인 경우라면 (4-c)의 허수성분 비교에서 $\theta=0$ 이 되어 단순해(trivial solution) 조건이 되어 버린다. 둘째, $Y_0=0$ 인 경우이다. 그러나 이때는 $Z_0=\infty$ 이 되고, 또한 $Z=\infty$ 이 되므로 이 조건도 배제된다. 임피던스가 ∞ 이면 전송선로의 선폭이 0이 되기 때문에 이것도 단순해 조건이 된다. 결국 셋째 조건인 $R_1=0$ 이 타당성을 갖게 된다. 실제로 DGS의 등가 저항(R)이 수천 Ω 이상의 큰 값이므로 (2-a)을 통하여 $R_1=0$ 으로 근사해도 타당하다. 상기에서 예로 들었던 DGS의 경우도 $R=1678\Omega$ 인데, 결국 R_1 은 거의 0이다.

$$\cos^2 \phi - \sin^2 \phi - Y_0 X_1 \sin \phi \cos \phi \quad (4-a)$$

$$+ j Y_0 R_1 \sin \phi \cos \phi = \cos \theta + j Y \frac{R_s}{2} \sin \theta$$

$$R_1 \cos^2 \phi + j 2 Z_0 \sin \phi \cos \phi + j X_1 \cos^2 \phi \quad (4-b)$$

$$= R_s \cos \theta + j \sin \theta \left[Z + Y \left(\frac{R_s}{2} \right)^2 \right]$$

$$- Y_0^2 R_1 \sin^2 \phi + j 2 Y_0 \sin \phi \cos \phi - j Y_0^2 X_1 \sin^2 \phi = j Y \sin \theta \quad (4-c)$$

식 (4)의 좌, 우변을 각각 비교하면 5개의 조건이 나오는데, 본 논문에서 제시하고자 하는 단일 전송선로 모델을 구하기 위하여 구해야 할 미지수는 3개 즉, θ , Z , R_s 이다. 따라서 필요한 3개의 식을 (5)와 같이 정리하면, 단일 등가 전송선로의 파라미터 θ , Z , R_s 를 식 (6)으로 구할 수 있다.

식 (6)으로 구한 Z , R_s 를 보면 매우 중요한 의미를 가지고 있는데, 그것은 이 값들이 주파수에 의존성을 갖는다는 것이다. 전기적인 길이(θ)가 주파수에 비례한다는 것은 당연

하므로 논의로 하더라도, Z, R_s가 주파수 의존성을 갖는다는 것이 주목된다. 종래의 연구결과에서는 DGS의 공진특성에서 구한 등가회로 소자값들이 고정되었는데, 본 논문에서는 주파수 의존성을 갖는 DGS의 등가회로가 얻어진 것이다.

$$\cos\theta = \cos^2\phi - \sin^2\phi - Y_o X_1 \sin\phi \cos\phi \quad (5-a)$$

$$Y \sin\theta = 2 Y_o \sin\phi \cos\phi - Y_o^2 X_1 \sin^2\phi \quad (5-b)$$

$$Y \frac{R_s}{2} \sin\theta = Y_o R_1 \sin\phi \cos\phi \quad (5-c)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{Y_o X_1}{2} \right)^2 \cos(2\phi - \alpha)} \right] \quad (6-a)$$

$$Z = \frac{\sin\theta}{Y_o \left[\sin 2\phi - \frac{Y_o X_1}{2} (1 - \cos 2\phi) \right]} \quad (6-b)$$

$$R_s = \frac{Y_o R_1 \sin 2\phi}{Y \sin\theta} \quad (6-c)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{-Y_o X_1}{2} \right) \quad (6-d)$$

2.3 주파수 의존성을 갖는 SWF

전송선로에서 전기적 각도(θ), 전파위상상수(β), 길이(L)가 θ=βL의 관계로 설명되고, 자유공간에서는 β 대신 κ_o를 사용하여 κ_oL의 관계로 표현된다. 따라서 전송선로의 SWF는 자유공간 대비 늘어난 전기적 길이의 비 또는 κ_o와 β의 비로 표현할 수 있는데, 전송선로의 유효 유전율 ε_{eff}는 식(7)과 같이 κ_o와 β의 비를 의미하므로 이것이 곧 SWF가 된다[6,10,12]. 한편, 전기적 각도가 θ이고 길이가 L인 전송선로는 1λ_g(guided wavelength)에서 2π의 위상을 가지므로 L:λ_g=θ:2π의 비례 관계로부터 식(8)을 이용하여 SWF를 구할 수 있다.

$$\frac{\beta}{\kappa_o} = \sqrt{\epsilon_{eff}} = SWF \quad (7)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{2\pi L}{\theta} \quad (8-a)$$

$$\sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{\theta \lambda_o}{2\pi L} \quad (8-b)$$

3. 제안한 방법에 의한 등가회로와 SWF

그림 5는 본 논문에서 제안한 방법에 의한 DGS 선로의 등가 회로의 손실을 의미하는 R_s의 크기를 보여 주고 있다. 종래의 등가회로에서는 소자값들이 고정되었으나, 본 논문에서 제안하는 방법에서는 가용 통과 대역 내에서 주파수에 따라 변함을 알 수 있다. 그림 2에 보인 특성에 의하면 3GHz 이후로 서서히 S21 손실이 보이기 시작하는데, 그림 5에서도 3GHz에서부터 R_s가 서서히 증가하기 시작하므로 타당성 있는 결과임을 알 수 있다.

그림 6은 본 논문에서 제안한 방법에 의한 DGS 선로의 등가 특성 임피던스를 보여주고 있다. 비록 W=2.4mm가 50

Ω에 해당하는 선폭이기는 하지만, DGS에 의하여 부가된 인덕턴스가 커패시턴스보다 우세하므로 저손실 주파수 영역에서도 특성 임피던스가 50Ω보다 큰 값이 되는 것이 당연한 결과이다. 그림 6에 의하면 DGS 선로의 특성 임피던스 값은 낮은 주파수에서 60.2Ω을 가지며, 가용 통과 대역 내에서 주파수에 따라 서서히 변하는 특성을 보이고 있다. 이것은 주파수에 따라 손실이 점점 커지는 것을 반영하는 결과인데, 다른 한편으로는 특성 임피던스가 서서히 증가하여 부정합이 심해지므로, 이로 인한 손실이 증가하는 것으로도 설명될 수 있는 부분이다. 그림 5와 그림 6의 결과는 가용 통과 대역 내에서 주파수 의존성을 갖는 DGS 등가회로의 특성을 보여주고 있다.

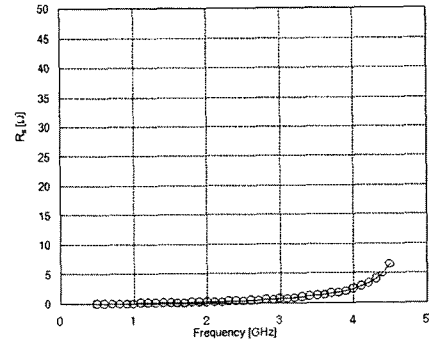


그림 5 가용 통과 대역에서 주파수 의존성을 보이는 등가 직렬 저항(R_s)

Fig. 5 Frequency dependent equivalent series resistance (R_s) in the available passband

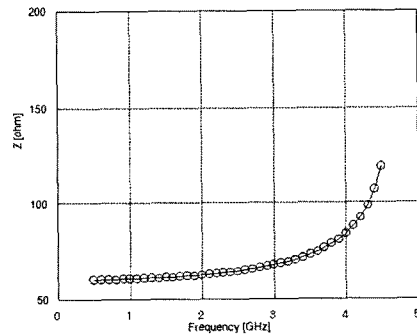


그림 6 가용 통과 대역에서 주파수 의존성을 보이는 등가 특성 임피던스(Z)

Fig. 6 Frequency dependent equivalent characteristic impedance (Z) in the available passband

그림 7은 제안하는 방법과 종래의 방법으로 구한 SWF를 비교한 그림이다. 종래의 방법에서는 S21의 손실은 고려하지 않고, S21의 위상값 만으로 β와 κ_o를 비교하여 구하였으므로 가용 통과 대역에서 손실이 증가하더라도 SWF가 일정하였다. 그러나 본 논문에서 제시한 방법에 의한 SWF는 가용 통과 대역 내에서 손실증가에 따라 약간 증가한 값을 보이고 있다. 가용 통과 대역을 벗어나 손실이 커지기 시작하면 SWF도 따라서 증가하는 선행연구 결과와 유사한 경향을 보이고 있다[3,4]. 따라서 손실여부에 관계없이 일정한 SWF를 내주는 종래의 방법과는 차이가 있는 결과이다.

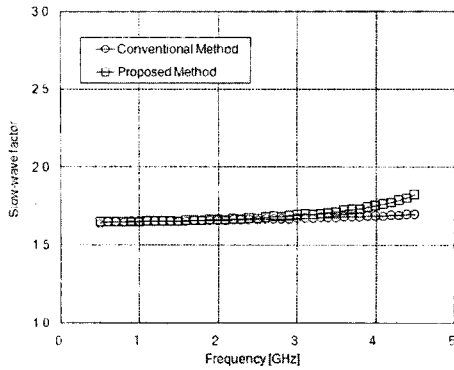


그림 7 가용 통과 대역에서 전파지연계수의 비교
Fig. 7 Comparison of SWFs in the available passband

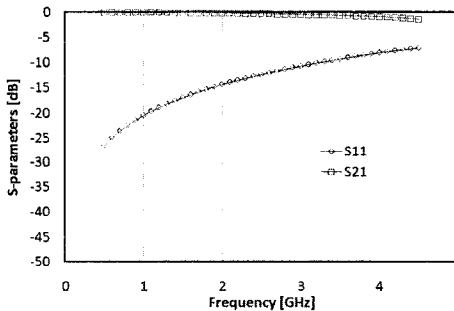
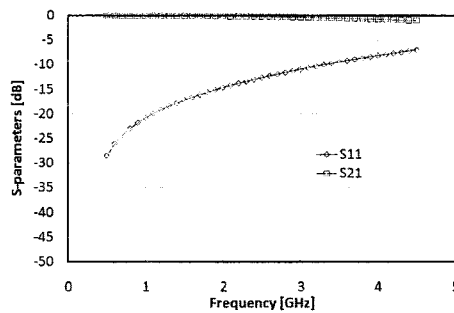


그림 8 가용 통과 대역에서 S-파라미터의 비교 (a) 원래의 S-파라미터 (b) 제안하는 방법으로 구한 주파수 의존성이 있는 등가회로의 S-파라미터

Fig. 8 Comparison of S-parameters in the available passband (a) original S-parameters (b) calculated S-parameters from the frequency-dependent equivalent circuit

본 논문의 방법으로 구한, 가용 통과 대역 이내에서 주파수 의존성이 있는 DGS의 등가회로 소자값이 타당한지를 확인하였다. 이를 위하여 위에서 구한 소자값을 이용하여 S-파라미터 특성을 구하여 원래의 S-파라미터와 비교하였다. 먼저 그림 8(a)는 그림 2에 보인 원래의 S-파라미터를 가용 주파수 대역에 한하여 표시한 것이다. 그림 8(b)는 위에서 구한 주파수 의존적인 등가회로를 이용하여 구한 S-파라미터이다. 두 그림이 정확하게 일치하고 있는데, 이는 본 논문에서 제시한 등가회로의 주파수 의존성이 있는 등가회로 소자값 및 SWF가 타당함을 검증해 주는 것이다.

4. 맺음말

본 논문에서는 손실이 낮은 DGS 전송선로의 가용 통과 대역에서 주파수 의존성을 갖는 DGS의 등가회로를 제안하고 이로부터 주파수 의존성이 있는 SWF를 계산하였다. 이를 위하여 먼저 종래의 DGS 등가회로 소자값들을 추출하는 방법을 고찰한 후에, 이것과 고주파 회로망 해석 이론을 이용하여 단일 전송선로와 저항으로 구성된 등가회로를 제안하였다. 종래의 DGS 등가회로들은 고정된 소자값을 가졌으나, 본 논문에서 제시한 등가회로는 주파수에 따라 변하는 소자값을 갖는다. 그 결과 얻어진 SWF도 주파수에 따라 조금씩 변하였다. 제안한 방법으로 구한 DGS 선로의 S-파라미터 특성은 원래의 것과 정확하게 일치하여, 제안한 방법의 타당성이 검증되었다.

본 논문에서 DGS의 등가회로와 SWF가 주파수 의존성을 가짐을 제시하였으므로, 향후에 DGS를 초고주파 회로에 응용할 때, 본 논문의 연구결과를 바탕으로 보다 정확하게 DGS 회로의 설계 및 성능 예측을 할 수 있을 것으로 기대한다. 특히 DGS를 이용한 회로의 소형화 응용에서, 정확한 SWF의 계산은 소형화된 회로의 제작에 보다 더 정확성을 기할 수 있으므로 매우 중요하다고 하겠다. 왜냐 하면 정확하지 않는 소형화는 오히려 회로의 임피던스 정합 등을 깨뜨려서, 소형화 이후의 성능이 악화될 수 있기 때문이다.

본 연구의 결과는 DGS 뿐만 아니라 종래 등가회로 모델링이 가능했던 모든 종류의 주기구조와, 여기에 변형을 가하는 전송선로 구조에 적용이 가능할 것으로 기대된다. 따라서 향후 DGS 및 기타 주기구조의 초고주파 회로 응용시 유용할 것으로 기대된다.

감사의 글

이 논문은 2007년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임.(KRF-2007-611-D00026). 또한 이와 관련하여 이 논문은 2008년도 순천향대학교 교수연구년제에 의하여 연구하였음.

참고 문헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] F. R. Yang, K. P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure and its Applications for Microwave Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1509-1514, Aug. 1999.
- [4] J. S. Lim, C. S. Kim, Y. T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "A Spiral-Shaped Defected Ground Structure

for Coplanar Waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 330~332, Sep. 2002.

- [5] S. G. Mao and M. Y. Chen, "Propagation Characteristics of Finite-Width Conductor-Backed Coplanar Waveguides With Periodic Electromagnetic Bandgap Cells," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 11, pp. 2624-2628, Nov. 2002.
- [6] J. S. Lim, J. S. Park, Y. T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Application of Defected Ground Structure in Reducing the Size of Amplifiers," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 7, pp. 261-263, Jul. 2002.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [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] Y. Zhang and H. Y. D. Yang, "Ultra Slow-Wave Periodic Transmission Line Using 3D Substrate Metalization," *2008 International Microwave Symposium Digest*, pp. 891~894, Jun. 2008.
- [11] Y. T. Lee, J. S. Lim, J. S. Park, D. Ahn, and S. Nam, "A Novel Phase Noise Reduction Technique in Oscillators Using Defected Ground Structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 2, pp. 39-41, Feb. 2002.
- [12] G. H. Li, X. H. Jiang, and X. M. Zhong, "A Novel Defected Ground Structure and Its Application to a Lowpass Filter," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 9, pp. 1760-1763, Sep. 2002.

저 자 소 개



임 종 식 (林鍾植)

1991년 서강대 전자공학과 졸업(공학사).
1993년 동대학원 전자공학과 졸업(석사).
2003년 서울대 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(공학박). 1993~2005 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원, 2005~현재 순천향대학교 전기통신공학과 조교수.

Tel : (041)530-1332

Fax : (041)530-1548

E-mail : jslim@sch.ac.kr



구 자 경 (具滋慶)

2008년 순천향대 정보기술공학부 졸업(공학사). 2008년 동대학원 전기통신공학과 석사과정 재학중.

Tel : (041)530-1630

Fax : (041)530-1735

E-mail : tigerjk999@nate.com



한 상 민 (韓相敏)

1996년 고려대 전파공학과 졸업(공학사).
1998년 동대학원 전파공학과 졸업(석사).
2003년 동대학원 전파공학과 졸업(공학박).
2003년 10월~2004년 11월 UCLA Post Doc., 2005년 1월~2007년 8월 삼성종합기술원 전문연구원, 2007년 9월~현재 순천향대학교 전임강사.

Tel : (041)530-1348

Fax : (041)530-1548

E-mail : smhan@sch.ac.kr



정 용 채 (鄭龍采)

1989년 서강대 전자공학과 졸업(공학사).
1991년 동대학원 전자공학과 졸업(석사).
1996년 동대학원 전자공학과 졸업(공학박).
1991~1998 삼성전자 정보통신본부 선임연구원, 1998~현재 전북대학교 전자정보공학부 부교수.

Tel : (063)270-2458

Fax : (063)270-2461

E-mail : ycjeong@chonbuk.ac.kr



안 달 (安達)

1984년 서강대 전자공학과 졸업(공학사).
1986년 동대학원 전자공학과 졸업(석사).
1990년 동대학원 전자공학과 졸업(공학박).
1990~1992 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원, 1992~현재 순천향대학교 전기통신공학과 교수.

Tel : (041)530-1331

Fax : (041)530-1609

E-mail : dahnkr@sch.ac.kr