

CPW에 삽입된 T자형 DGS

T-Shaped DGS for CPW

김 형 미 · 이 범 선

Hyung-Mi Kim · Bom-Son Lee

요 약

본 논문에서는 CPW에 식각된 T자형 DGS를 제안하고 전송이론을 이용하여 전파 방사를 포함한 손실률, BW(3-dB fractional bandwidth) 등을 closed-form 형태의 수식으로 유도하고 이의 영향에 대해 분석한다. 제안된 T자형 DGS 구조는 기존의 아령형 DGS 구조보다 약 5.5배 정도 큰 커패시턴스(C) 조절 특성을 가진다. 또 DGS 등가회로의 R, L, C 값과 손실률, BW, 저지대역 공진 각주파수(ω_0)의 상관관계를 정량적으로 이끌어낸다.

Abstract

In this paper, we propose a T-shaped DGS for CPW and provide the closed-form solutions for power loss rate, and bandwidth of the DGS. The proposed T-shaped DGS structure has a range of capacitance(C) 5.5 times wider than the dumbbell-shaped DGS structure. In addition we also analyze relations between R, L, C values of the DGS equivalent circuit and total loss rate, BW, ω_0 of the DGS.

Key words : DGS, CPW(Coplanar Waveguide), 3 dB-Fractional Bandwidth, Quality Factor

I. 서 론

주기적인 유전체나 도체 구조는 특정 주파수 대역을 저지하는 특성을 갖는다^[1]. 이 밴드를 Photonic Band-Gap(PBG)이라고 한다. 최근에 마이크로파 대역에서 사용 가능한 많은 PBG 구조에 대한 연구가 발표되었다^{[2]-[4]}. 그 중에서도 DGS(Defected Ground Structure)는 마이크로스트립라인이나 CPW의 접지면상에 식각을 하여 특정 주파수 대역의 전파(propagation)를 저지시킬 수 있는 구조이다^[2]. 지금까지 필터나 증폭기, 고조파 제거 등에 사용할 수 있는 DGS 구조에 기초한 많은 응용 회로들이 제안되었다^{[5]-[7]}. 본 논문에서는 커패시턴스(C)를 증가시켜 중심주파수와 대역폭의 조절 범위를 넓힐 수 있는 T자형 DGS 구조를 제안하고 DGS 구조의 식각면적, 도체 사이의 간격, 도체 길이와 인덕턴스, 커패시턴스의

상관관계를 얻는다. 또한 T자형 DGS 구조를 R, L, C 병렬 공진 등가 회로로 모델링하여 total loss rate (P_{loss}/P_{in}), BW(3-dB fractional bandwidth)를 closed-form 형태의 수식으로 유도한다. 이러한 분석에 의해 DGS 구조의 저지대역 중심 각주파수(ω_0), 손실률(total loss rate), BW와 DGS 등가 회로 파라미터 R, L, C 값들의 상관관계를 정량적으로 이끌어 내고, N=4인 경우의 DGS 구조의 EM 시뮬레이션, ABCD 파라미터를 이용한 전송 이론적 분석에 의한 S-parameter 결과 값과 실제 제작에 의한 S-parameter 결과 값을 비교함으로써 본 논문의 타당성을 입증한다.

II. 제안된 T자형 DGS 구조

그림 1은 CPW에 식각된 아령형 DGS 구조이다^[2]. 여기서 a와 d₁은 각각 식각된 사각면의 가로, 세로

「이 연구는 ERC 지원으로 연구되었음.」

경희대학교 전파공학과(Department of Radio Engineering, Kyunghee University)

· 논문 번호 : 20040611-079

· 수정완료일자 : 2004년 8월 18일

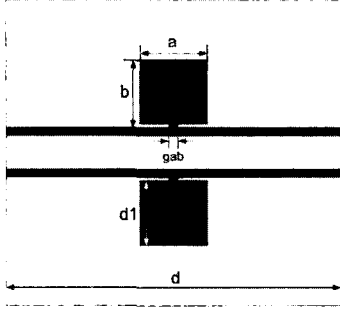


그림 1. 아령형 DGS 구조
Fig. 1. Dumbbell-shaped DGS structure.

길이이고 gap은 식각된 얇은 면에 의한 도체 간격이다. 이 구조는 식각된 사각면을 지나는 추가적인 자속으로 인한 인덕턴스 증가와 그림에서 보이는 바와 같은 gap 커패시턴스 증가로 전송선로의 임피던스를 변화시켜 특정 주파수 대역의 전파를 저지시킬 수 있다. 그림 2는 CPW에 식각된 T자형 DGS 구조이다. 여기서 l 은 식각된 사각면 중간에 삽입된 두 개의 가느다란 도체의 길이이다. 추가된 도체 길이 때문에 T자형 DGS 구조는 아령형 구조보다 C 를 추가로 증가시킬 수 있다. 도체 길이로 인한 커패시턴스(C)를 추가함으로써 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 로 결정되는 중심주파수와 susceptance slope parameter ($\sqrt{\frac{C}{L}}$)에 반비례하는 대역폭의 조절 범위가 넓어진다^[5]. 면적의 한정성을 고려했을 때 주파수와 대역폭 조절을 위해 L 보다는 C 를 변화시키는 것이 유리하다. 단일 DGS 구조는 그라운드 면의 식각면을 지나는 추가적인 자속에 의한 인덕턴스(L), 식각면 사이 간격(gap)에 의한 커패시턴스(C), 식각된 구조 자체에서의 손실과 누설되어 방사되는 전력을 설명하는 저항(R)으로써 그림 3과 같은 RLC 병렬 등가회로로 분석될 수 있다^{[5],[6]}. 여기서 단일 DGS 구조는 ABCD 파라미터로 분석되며 연속한 N 개의 식각 구조에 대한 분석도 매우 용이하다^[5]. 그림 3에서 Γ 와 V_1 은 DGS 구조 바로 왼쪽 면에서의 반사 계수와 전압이고 V_2 는 DGS 구조 바로 오른쪽 면에서의 전압이다. V 와 Z 는 DGS 구조 바로 왼쪽 면과 오른쪽 면 사이의 전압과 임피던스이다. kd (여기서 d 는 단위 셀의 물리적 길이)는 DGS 단위 셀의 전기적 길이이다. DGS 등가회로의 R, L, C 파라미터는 DGS 구조에 대한 EM 시뮬레이션

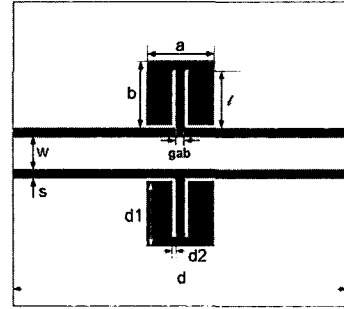


그림 2. T형 DGS 구조
Fig. 2. T-shaped DGS structure.

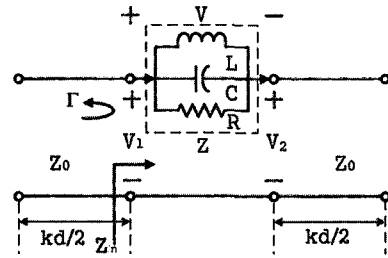


그림 3. DGS 등가회로
Fig. 3. DGS equivalent circuit.

결과를 이용하여 다음 식으로부터 구할 수 있다^{[2],[6]}.

$$C = \frac{\omega_c}{2Z_0(\omega_0^2 - \omega^2)}, \quad L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C}$$

$$R(\omega) = \frac{2Z_0}{\sqrt{\frac{1}{|S_{11}(\omega)|^2} - \left(2Z_0\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right)^2 - 1}} \quad (1)$$

여기서 f_0 는 저지대역 중심 주파수이고 ω_0 는 저지대역의 중심 각주파수($1/\sqrt{LC}$)이며 ω_c 는 S_{21} 의 3 dB 각주파수를 나타낸다. $S_{11}(\omega)$ 는 S_{11} 파라미터를 나타낸다. Z_0 는 DGS가 삽입된 전송선로의 특성임피던스이다. DGS 구조 바로 왼쪽 면에서 바라본 입력 임피던스는 $Z_{in} = Z + Z_0$ 이고, DGS 구조 왼쪽 기준면에서의 입사전압을 V^+ 라고 하면 DGS 구조에 걸리는 전압은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V = V_1 \frac{Z}{Z + Z_0} = V^+ (1 + \Gamma) \frac{Z}{Z + Z_0} \quad (2)$$

입력전력과 방사를 포함한 손실전력은 식 (3)과 식 (4)로 각각 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = \frac{|V^+|^2}{2Z_0} \quad (3)$$

$$P_{loss} = \frac{|V|^2}{2R} = \frac{|V|^2 |1 + \Gamma|^2 \left| \frac{Z}{Z + Z_0} \right|^2}{2R} \quad (4)$$

따라서 방사전력 대 입사전력의 비는 다음과 같다.

$$\frac{P_{loss}}{P_{in}} = |1 + \Gamma|^2 \left| \frac{Z}{Z + Z_0} \right|^2 \frac{Z_0}{R} \quad (5)$$

도체손실과 유전체 손실이 없을 경우에 손실전력은 방사전력이다. 식 (5)에서 반사계수는 $\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{Z}{Z + 2Z_0}$ 이고 공진 주파수 즉, $\omega \rightarrow \omega_0$ 일 때의 반사계수는 $\Gamma = \frac{R}{R + 2Z_0}$ 이므로 저지 중심 주파수에서 손실 전력 대 입사 전력의 비, 즉 손실률(total loss rate)은 식 (6)과 같다.

$$\text{손실률}(\eta) = \frac{P_{loss}}{P_{in}} = \frac{1}{\frac{R}{4Z_0} + \frac{Z_0}{R} + 1} \quad (6)$$

식 (6)으로부터 손실률은 DGS 단위 셀 등가회로의 R과 전송선의 특성 임피던스 Z_0 의 비에 의해서 결정됨을 알 수 있다. $\frac{R}{Z_0} = 2$ 일 때 손실전력은 최대이다. 그림 4는 그림 2에서 $a=4$ mm, $b=4$ mm, $s=0.7$ mm, $w=2.4$ mm, $d=10$ mm, $d_1=3.5$ mm, $d_2=0.3$ mm, gap=0.5 mm, $l=3.5$ mm 일 경우의 S-parameter와 손실률을 보여준다. 그림 4의 EM simulation S-parameter 결과 값과 식 (1)로부터 구한 R, L, C 등가

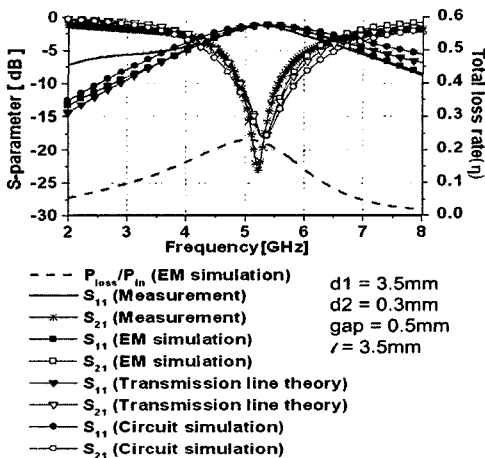


그림 4. T자형 단위 셀에 대한 S 파라미터와 손실률
Fig. 4. S-parameter and total loss rate for T-shaped unit cell.

회로 파라미터는 $R=692.46(\Omega)$, $L=1.654(\text{nH})$, $C=0.54(\text{pF})$ 이다. 그림 4에서 측정값은 실제 DGS 구조를 제작하여 NA(network analyzer)로 S-parameter를 측정된 것이고 Transmission line theory는 단위 셀에 대해 ABCD 행렬을 적용한 후 S-parameter로 변환한 것이며^[1], EM simulation은 HFSS9.0을 사용하였고, Circuit simulation은 ADS를 사용하였다. 이 네 가지 방법을 통한 S-parameter 결과는 서로 잘 일치한다. 그림 4에서 손실률은 EM simulation 결과로부터 $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$ 을 주파수의 함수로 그린 것이다. 단위 셀이 무손실 매질로 이루어졌을 경우에 손실률(η)은 방사로 인한 손실률을 의미한다. 그림 4의 DGS 구조 등가회로 모델 파라미터 중 R 값은 692.46(Ω)으로 계산되었고 전송선의 특성임피던스는 50(Ω)이므로 식 (6)에 의해서 손실률은 0.2205가 되고 이것은 그림 4에 있는 손실률의 공진 주파수에서의 값 0.2208과 거의 일치한다. 그림 5는 그림 1의 아령형 DGS 구조의 도체 간격(gap)에 따른 등가회로 파라미터 L, C를 그린 것이다. 여기서 $a=b=4$ mm, $d=10$ mm, $s=0.7$ mm, $w=2.4$ mm, $d_1=3.5$ 이다. 일반적으로 커패시턴스(C)는 식 $C = \epsilon \frac{A}{g}$ (단, A는 도체판의 면적, ϵ 은 도체판 사이의 유전체 유전율, g는 도체판 사이의 간격)에 의해서 도체 사이의 간격(gap)에 반비례한다. 이것은 그림 5와 잘 일치한다. 그림 5에서 커패시턴스(C)는 gap이 감소하면 증가하지만 구현을 고려한 gap의 한계를 0.05 mm라고 했을 때, 실현 가능한 커패시턴스는 0.3 pF 안팎이고 C의 조절범위는 0.2 pF를 넘지 못한다. 따라서 C를 증가시키고 조절하기 위한 방안이 요구된다. 그림 5에서 인덕턴스(L)는 gap에 관계없이 거의 일정하다. 이것은 gap의 변화가 식각면을 지나는 자속의 양에는 거의 영향을 미치지 못하기 때문이다. 그림 5에서 P_{loss} / P_{in} (Transmission line theory)는 식 (6)으로 계산한 total loss rate 이고 P_{loss} / P_{in} (EM simulation)은 EM simulation 결과로부터 공진 주파수에서의 $1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$ 을 그린 것이다. 두 값은 정확히 일치하며 다음에 제시되는 모든 그림에서도 이 두 값은 정확히 일치함을 볼 수 있다.

그림 6은 T자형 DGS 구조의 gap에 따른 L과 C 값이다. 이 때, $a=b=4$ mm, $s=0.7$ mm, $w=2.4$ mm, $d=10$

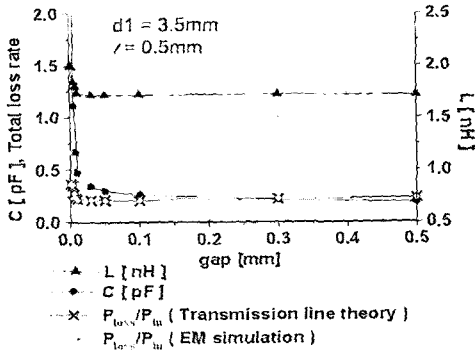


그림 5. 아령형 DGS의 도체간격(gap)에 따른 L과 C
Fig. 5. L and C with different conductor gap of the dumbbell-shaped DGS.

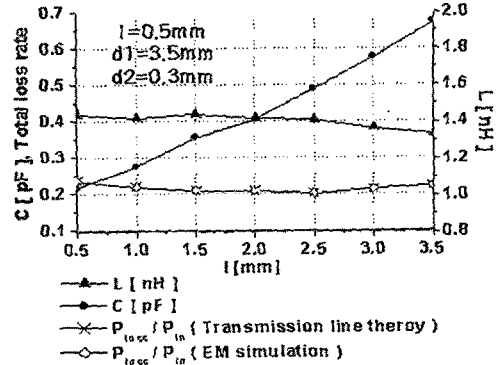


그림 7. T형 DGS의 도체길이(l)에 따른 L과 C
Fig. 7. L and C with different conductor length.

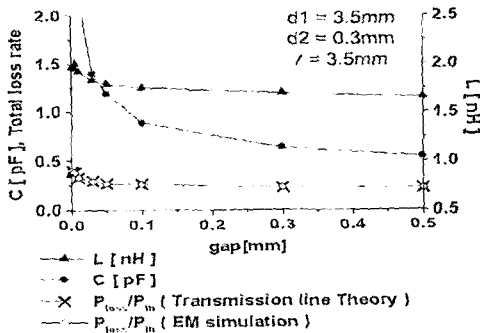


그림 6. T형 DGS의 gap에 따른 L과 C
Fig. 6. L and C with different conductor gap of the T-shaped DGS.

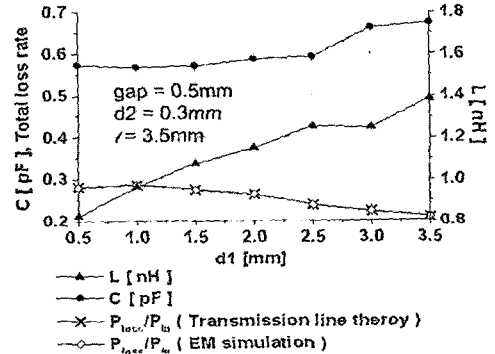


그림 8. T형 DGS 구조의 d1에 따른 L과 C
Fig. 8. L and C with different length of d1.

mm, $d_1=3.5$ mm, $d_2=0.3$ mm이다. T자형 DGS 구조 역시 gap이 작아지면 C가 커지는데 추가된 도체 길이 때문에 아령형 구조보다 C 값이 평균 약 3배 크고 커패시턴스(C)의 조절 범위가 약 5.5배 크다. 이에 따라 아령형 DGS 구조보다 매우 큰 저지 중심 주파수 조절 범위를 갖는다. 그림 7은 도체 길이(l)에 따른 L과 C를 보여준다. 여기서 $a=b=4$ mm, $s=0.7$ mm, $w=2.4$ mm, $d=10$ mm, $d_1=3.5$ mm, $d_2=0.3$ mm, gap = 0.5 mm이다. 보통 커패시턴스는 도체면의 넓이에 비례하는데 도체 길이(l)가 길어지면 전하가 축적될 수 있는 도체판의 면적이 넓어지기 때문에 커패시턴스(C)가 커진다. 즉, T자형 DGS 구조의 추가된 도체의 길이를 조절함으로써 커패시턴스를 조절할 수 있다. 그림 7에서 보는 바와 같이 도체 길이에 의한 커패시턴스의 조절 범위는 약 0.347 pF이다. 도체 길이가 식각면을 지나는 자속의 양에는 거의 영향을 미

치지 못하기 때문에 그림 7에서 인덕턴스는 도체 길이에 상관없이 거의 일정하다. 그림 8은 $a=b=4$ mm, gap=0.5 mm, $l=3.5$ mm, $d_2=0.3$ mm일 때 d_1 길이에 따른 L과 C 값을 보여준다. 보통 d_1 이 커짐에 따라 식각된 면을 지나는 자속의 양이 증가하기 때문에 d_1 과 L은 비례한다. 그림 3의 DGS 등가회로에서 R, L, C 병렬 공진부의 Q(Quality factor)는 $Q = \frac{\omega_0 C}{G}$ 이고(단, $G=1/R$) DGS 구조 바로 왼쪽 면에서의 반사 계수 Γ 는 $\Delta\omega$ 의 함수로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{Z_0 - Z_{in}}{Z_0 + Z_{in}} = \frac{Z}{Z + 2Z_0} = \frac{1}{1 + 2Z_0 Y} \\ &= \frac{1}{1 + 2Z_0 \left(G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right)} \\ &= \frac{1}{1 + 2Z_0 (G + 2jC\Delta\omega)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{1 + 2Z_0 \left(G + j \frac{2QG\Delta w}{w_0} \right)} \\
 &= \frac{1}{1 + 2Z_0 G + j 2Z_0 \frac{2QG \cdot \Delta w}{w_0}} \quad (7)
 \end{aligned}$$

반사전력($|r|^2$)이 반이 되는 $\frac{2\Delta w}{w_0}$ 를 3-dB fractional bandwidth(BW)로 정의하면 BW는 아래 식 (8)을 만족해야 한다.

$$(1 + 2Z_0 G)^2 + (2Z_0 QG \cdot (BW))^2 = 2 \quad (8)$$

식 (8)에 의해서 3-dB fractional bandwidth(BW)는 다음과 같이 구해진다.

$$BW = \frac{\sqrt{2 - (1 + 2Z_0 G)^2}}{2Z_0 w_0 C} \quad (9)$$

그림 4와 관련하여, 식 (9)를 이용해 BW를 구하면 0.369(또는 36.9%)로, S_{11} (EM simulation)으로부터 구한 0.341(또는 34.1%)과 매우 유사함을 알 수 있다.

지금까지, 주어진 DGS 구조를 EM 시뮬레이션 하여 R, L, C 등가회로를 추출한 후 여기서부터 w_0 , 손실률(η), BW를 closed-form으로 유도하였다. 역으로 주어진 w_0, η, BW 로부터 단일 DGS 등가 회로 모델의 R, L, C 파라미터는 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{1}{G} = \frac{2Z_0}{\eta} (1 - \eta + \sqrt{1 - 2\eta}) \\
 L &= \frac{2Z_0 \cdot BW}{w_0 \sqrt{2 - (1 + 2Z_0 G)^2}} \\
 C &= \frac{\sqrt{2 - (1 + 2Z_0 G)^2}}{2w_0 Z_0 \cdot BW} \quad (10)
 \end{aligned}$$

원하는 R, L, C 값의 구현은 임의의 DGS 구조(initial try)를 시뮬레이션 하여 구한 R', L', C' 를 판단하여 한 두 차례의 추가적인 EM 시뮬레이션으로 가능하다. 그림 9는 4개의 연속된 T자형 DGS 구조의 EM 시뮬레이션(HFSS), ABCD 파라미터를 이용한 전송이론 및 실제 측정으로 구한 S-parameter 결과이다. 세 결과는 서로 잘 일치한다. 그림 9에서 Transmission line theory는 단위 셀의 ABCD 행렬을 4번 곱하여 얻은 ABCD 행렬을 S-parameter로 변환한 것이다. 이때 단위 셀의 파라미터들은 $d_1=3.5$ mm, $d_2=0.3$ mm, gap=0.5 mm, $l=3.5$ mm이다. 그림 10은 실제 제

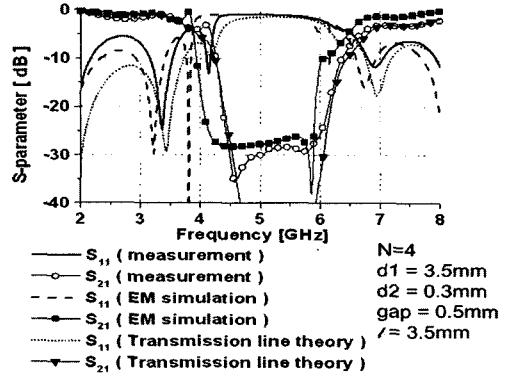


그림 9. $N=4$ 인 T자형 DGS 구조의 S_{11} 과 S_{21}
Fig. 9. S_{11} and S_{21} of T-shaped DGS for $N=4$.

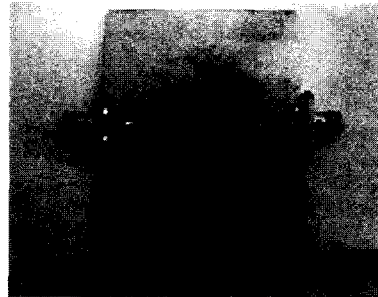


그림 10. $N=4$ 인 T형 DGS 실제 제작
Fig. 10. Fabrication of T-shaped DGS for $N=4$.

작한 $N=4$ 인 T자형 DGS 구조를 보여주고 있다.

III. 결 론

본 논문에서는 기존의 아령형 DGS 구조에 가난 다란 도체를 삽입하여 C 를 증가시킨 T자형 DGS 구조를 제안하였다. 제안된 T자형 DGS 구조의 추가된 도체 길이에 의해 커패시턴스의 조절범위는 아령형보다 약 5.5배 증가했고, 이에 따라 저지 대역 중심 주파수의 조절범위도 매우 커질 수 있다. 제안된 단일 T자형 DGS 구조를 R, L, C 병렬 공진 등가회로로 모델링하여 ABCD 파라미터를 이용한 전송 이론적 분석과 회로 시뮬레이션(ADS), EM 시뮬레이션(HFSS), 실제측정이 서로 잘 일치함을 보였다. 그리고 DGS 단위 셀의 등가회로부터 저지 대역 중심 주파수, 손실률, 3-dB 대역폭을 closed-form으로 유도해 냈으며(Analysis) 그 역의 관계도 유도하였다(Synthesis). 또한 $N=4$ 인 T자형 DGS 구조의 EM simulation,

Transmission line theory와 실제 측정된 S-parameter 결과가 잘 일치함을 보였다.

참 고 문 헌

[1] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., pp. 422-425, 1992.

[2] Dal Ahn, Jun-Seok Park, Chul-soo Kim, Juno Kim, Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure", *IEEE Trans. MTT*, vol. 49, no. 1, pp. 86-93, Jan. 2001.

[3] Jong-Sik Lim, Chul-Soo Kim, Young-Taek Lee, Dal Ahn and Sangwook Nam, "A spiral-shaped defected ground structure for coplanar waveguide", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 9, Sep. 2002.

[4] Boon Tiong Tan, Jong Jen Yu, Soon Joo Koh and Siou Teck Chew, "Investigation into broadband PBG using a butterfly-radial slot(BRS)", *IEEE MTTs International*, vol. 2, pp. 8-13, Jun. 2003.

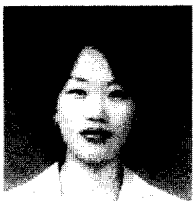
[5] 신윤미, 이지면, 이범선, "1D PBG 구조의 저지대역 특성 분석", *한국전자파학회 논문지*, 13(2), pp. 136-145, 2002년.

[6] Insik Chang, Bomson Lee, "Design of defected ground structures for harmonic control for active microstrip antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 852-855, Jun. 2002.

[7] Jong-Sik Lim, Young-Taek Lee, Jae-Hee Han, Jun-Seok Park, Dal Ahn and Sangwook Nam, "A technique for reducing the size of amplifiers using defected ground structure", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1153-1156, 2002.

[8] Robert E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, Second Edition, McGraw-Hill, N.Y., 1992.

김 형 미



2004년 2월: 경희대학교 전파공학과 (공학사)
 2004년 3월~현재: 경희대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 초고주파 수동회로, 전파전파

이 범 선



1982년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
 1991년 8월: 미국 네브래스카 주립대 전자공학과 (공학석사)
 1995년 5월: 미국 네브래스카 주립대 전자공학과 (공학박사)
 1995년 5월~1995년 8월: 미국 네브래스카 주립대 (Post Doctor)
 1995년 9월~현재: 경희대학교 전자정보학부 부교수
 [주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 초고주파 수동회로