



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

Si RFIC상에서 주기적 구조를 이용한
코프레너형 전송선로의 기본특성연구

Study on Basic Characteristics of a Coplanar-type
Transmission Line Employing Periodic Structure on

Si RFIC



指導教授 尹 榮

2009 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

趙 한 나

本 論 文 을 趙 한 나 의
工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 金 泓 承



委 員 : 姜 錫 燁



委 員 : 尹 榮



2009 年 2 月

韓國海洋大學教 大 學院

電波工學科

趙 한 나

목 차

Nomenclature

Abstract	1
제 1 장 연구 배경 및 목적	3
제 2 장 종래의 코프레너형 전송선로 구조	6
제 3 장 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송선로 구조	8
제 4 장 PGS 구조의 등가회로 해석 및 이론적 특성 고찰	11
4.1 이론적 해석 및 대역폭 특성	11
4.2 등가회로 해석 및 공진주파수 특성	18
제 5 장 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 설계 및 제작 결과	21
5.1 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 설계.....	21
5.2 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 제작.....	22
5.3 선로과장 축소 특성	23
5.4 유효 유전율 특성	26
5.5 선로손실 특성	28
5.6 특성 임피던스 특성	30
제 6 장 결 론	33
참고문헌	35

그림 목 차

그림 2.1 종래의 코프레너형 전송선로의 구조	6
그림 2.2 종래의 코프레너형 전송선로의 3차원 구조	6
그림 3.1 주기적 접지구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 구조	8
(a) 정면구조	8
(b) X-X 단면 구조	8
(c) Y-Y 단면 구조	8
(c) 3차원 구조	8
그림 4.1 PGS의 등가회로	11
(a) 주기적인 C_b 를 가지는 등가회로	11
(b) 주기적인 jb 를 가지는 등가회로	11
그림 4.2 $k-\beta$ 그래프	16
그림 4.3 주기적 접지 구조(PGS) 선로의 단위 셀과 등가회로	17
그림 4.4 EM 시뮬레이션으로부터 계산된 주기적 접지구조(PGS)의 삽입 손실 S_{21} 과 등가회로의 계산된 삽입손실	18
그림 5.1 (a) 종래의 코프레너형 전송선로 layout	20
그림 5.1 (b) PGS 구조의 코프레너형 전송선로 layout($T=5\mu\text{m}$) ..	20



그림 5.2 (a) 제작된 종래의 코프레너형 전송선로	21
그림 5.2 (b) 제작된 PGS 구조의 코프레너형 전송선로($T=5\mu\text{m}$) ..	21
그림 5.3 선로과장의 설계결과와 측정결과 비교($T=5\mu\text{m}$)	22
그림 5.4 주파수 변화에 따른 측정된 선로과장	23
그림 5.5 T 값의 변화에 따른 측정된 선로과장($T=5\mu\text{m}$)	23
그림 5.6 T의 변화에 따른 PGS를 가지는 전송선로의 전파상수 ..	25
그림 5.7 T의 변화에 따른 PGS를 가지는 전송선로의 유효유전율	26
그림 5.8 PGS를 가지는 전송선로의 측정된 삽입손실($T=5\mu\text{m}$)	27
그림 5.9 T 값의 변화에 따른 PGS를 가지는 전송선로의 삽입손실	28
그림 5.10 계산된 특성 임피던스 Z_B	29
그림 5.11 측정된 특성 임피던스 Z_0	30



표 목 차

표 1. 계산된 통과대역과 저지대역의 대역폭	21
--------------------------------	----

Nomenclature

C_a	:	Capacitance between the line and GND
Z_0	:	Characteristic Impedance
λ_g	:	Guided-avelength
L	:	Inductance
f	:	Frequency
C_b	:	Additional Capacitance between the line and PGS
jb	:	Susceptance
T	:	Spacing
I	:	Current
V	:	Voltage
β	:	Phase Constant
ϵ	:	Permittivity
ϵ_0	:	Permittivity of Vacuum
μ	:	Permeability
μ_0	:	Permeability of Vacuum
L	:	Length of the line
L_{ind}	:	Inductance of the line per unit cell
C_g	:	Gap capacitance between the line and PGS
C_f	:	Gap capacitance between the contact and PGS
L_g	:	Inductance of PGS per unit cell
f_R	:	Resonance frequency



Abstract

Study on Basic Characteristics of a Coplanar-type Transmission Line Employing Periodic Structure on Si RFIC

In this study, a short-wavelength coplanar-type transmission line employing periodic ground structure (PGS) was developed for application to miniaturized on-chip passive component on Si Radio Frequency Integrated Circuit (RFIC). The transmission line employing PGS showed shorter wavelength and lower characteristic impedance than conventional coplanar-type transmission line. The wavelength of the transmission line employing PGS structure was 57 % of the conventional coplanar-type transmission line on Si substrate. Using the theoretical analysis, basic characteristics of the transmission line employing PGS (e.g., bandwidth, loss, impedance, and resonance characteristics) were also investigated in order to evaluate its suitability for application to a development of miniaturized passive on-chip components on silicon RFIC. According to the results, the bandwidth of the transmission line employing PGS was more than 895 GHz as long as T is less than

20 μm , and the resonance characteristic was observed in 1239 GHz, which indicates that the PPGM structure is a promising candidate for application to a development of miniaturized on-chip passive components on Si RFIC.



제 1 장 연구 배경 및 목적

최근 정보통신 기술의 급속한 발전과 더불어 무선통신 영역이 점점 확대되고 있다. 특히, 멀티미디어 휴대 이동통신 서비스에서는 무선통신 단말기의 이동성과 광대역성이 강조되고 있으며, 이중 이동성을 위해서는 단말기의 소형화는 필수적인 요소이라고 할 수 있다.

즉 최근에는 멀티미디어 휴대 이동통신을 서비스의 확대로 광대역, 고집적성을 가지는 저가의 RFIC (Radio Frequency Integrated Circuit)가 무선통신 시장에서 더욱더 많이 요구되어지고 있다. 이러한 RFIC의 고집적화를 이용한 무선통신 단말기를 실현하기 위해서는 수동소자의 집적화 기술의 연구는 필수적이다.

최근에는 화합물 반도체공정 보다 실리콘 반도체공정을 사용하는 실정이며, RFIC 고집적화를 위한 수동소자의 집적화가 요구되어지고 있다. 하지만 실리콘 RFIC의 결합기 및 분배기, 필터 등의 대부분의 수동소자들은 큰 점유면적으로 인해 실리콘 RFIC 내부에 집적되지 못하고 있으며, RFIC 외부의 프린트 기판 상에 설계 및 제작되고 있다[1,2]. 따라서 RFIC 내부에 배치하는 수동소자의 소형화 기술은 매우 중요하며, 선로자체의 파장이 축소된 형태의 단파장 전송선로의 개발이 절실한 실정이다.

이러한 문제점을 해결하기위해 최근 많은 연구가 이루어지고 있으며, 그 중 대표적인 구조로 PBG (photonic bandgap)와 DGS (Defected Ground Structure)가 있다. PBG나 DGS 구조의 경우는

축소된 선로파장으로 인해 소형화를 위한 전송선로로 사용가능하나, 10 GHz이하의 낮은 공진주파수 특성으로 인해 그 이상대역에서는 필터로써 이용되어지는 문제점이 있으며, 공진구조에 의한 삽입손실이 증가하는 문제점도 존재한다[3,4].

또한 일반적으로 RF용 트랜지스터는 고주파에서는 보통 10 ~ 25 Ω의 낮은 입출력 임피던스를 가지며 [5-7], 따라서 회로구성의 간략화를 위해서는 FET 입력부에 10 ~ 25 Ω의 저임피던스 정합소자 및 수동소자가 필요하다. 하지만 PBG 나 DGS 구조의 경우 높은 특성임피던스를 가지므로 저임피던스 정합소자 및 수동소자로는 적합하지 않다는 단점을 가진다. 이러한 문제점을 보완하기 위해서는 저임피던스와 높은 공진주파수를 가지는 새로운 구조의 소형화된 전송선로의 개발이 필요하다.

이러한 단점을 보완하기 위한 방법으로 유전체박막필름과 실리콘기판 사이에 주기적으로 삽입된 접지구조를 가지는 주기적 접지구조(Periodic Ground Structure: PGS)가 있다.

실제로 주기적 접지구조(Periodic Ground Structure: PGS)는 GaAs 화합물 반도체에서는 via-hole과 함께 사용되었으며, 주기적 접지 금속막 구조를 가지는 마이크로스트립 선로를 이용한 다양한 GaAs MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit)용 on-chip 수동소자로 개발되었다[5,6].

그러나 현재까지는 실리콘 반도체 상에서 이러한 주기적 구조를 이용한 단파장 전송선로에 관한 연구는 전무한 실정이다.

따라서 본 논문에서는 넓은 대역폭 및 낮은 특성임피던스와 짧은 파장 특성의 장점을 가지는 주기적 구조를 실리콘 반도체상에 적용하

여 그 특성을 살펴보고자 한다.

특히, 실리콘 RFIC의 경우 비어 홀 공정이 불가능 하므로 오직 코프레너형 전송선로만이 사용될 수 있으므로, 본 논문에서는 화합물 GaAs에 적용되었던 주기적 접지구조(PGS)를 새롭게 변형한 코프레너형 주기적 접지구조(PGS)를 사용하였다.

본 논문에서는 실리콘 반도체상의 PGS 선로구조[8]에 대한 대역폭 특성 및 특성 임피던스, 과장 및 유효유전율, 공진특성 및 손실 특성 등의 광범위한 물리적 특성을 등가회로를 통해 이론적·실험적 방법을 통하여 고찰하였으며, 이를 통해 상기 선로구조에 대해 실리콘 반도체 상에서의 응용 가능성을 타진하였다.



제 2 장 종래의 코프레너형 전송선로 구조

일반적으로 코프레너형 전송선로는 평행한 면에 일정거리의 그라운드
드가 존재하는 선로로써, MMIC(Monolithic Microwave Integrated
Circuits)에서 종종 사용된다. 이러한 코프레너 구조의 가장 큰 장점
은 신호선과 그라운드가 같은 면에 존재하기 때문에, 표면에 실장되는
소자들이 전부 위쪽 면에서 깨끗하게 마운팅 될 수 있다는 점이다. 또
한 뒷면의 그라운드로 via를 뚫을 필요가 없기 때문에, shunt 소자들
을 간편하게 배치할 수 있기 때문이다. 이는 단순한 공정상의 이점뿐
만 아니라, 밀리미터파 등의 영역에서 via 등에 의한 기생효과 역시
줄일 수 있다. 그로인해 코프레너 전송선로는 수 GHz ~ 수십 GHz 이상
의 회로에서 주로 이용되는 경향이 있다.

그림 2.1은 종래의 실리콘 반도체 상의 코프레너형 전송선로 구조
를 보여준다. 여기서 그림 2.1의 C_a 는 선로와 주기적 접지 금속막
사이에서 발생하는 단위 길이 당 정전용량을 나타내며, 그림 2.1에서
보인 종래의 코프레너형 전송선로의 특성 임피던스 Z_0 와 선로 파장
 λ_g 는 다음 식(1), (2)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1)$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega \sqrt{LC}} = \frac{1}{f \sqrt{LC}} \quad (2)$$

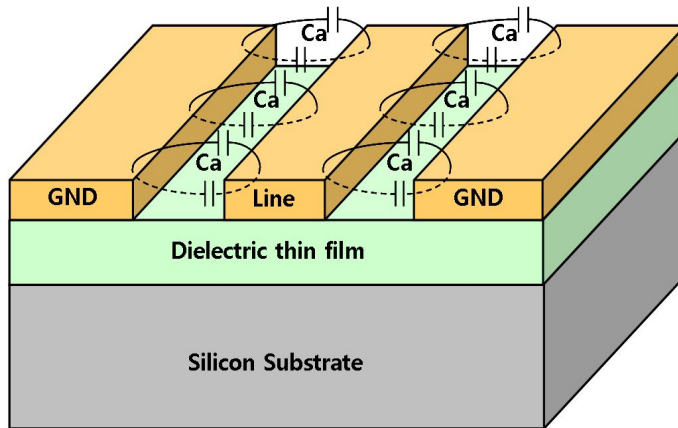


그림 2.1 종래의 코프레너형 전송선로의 구조

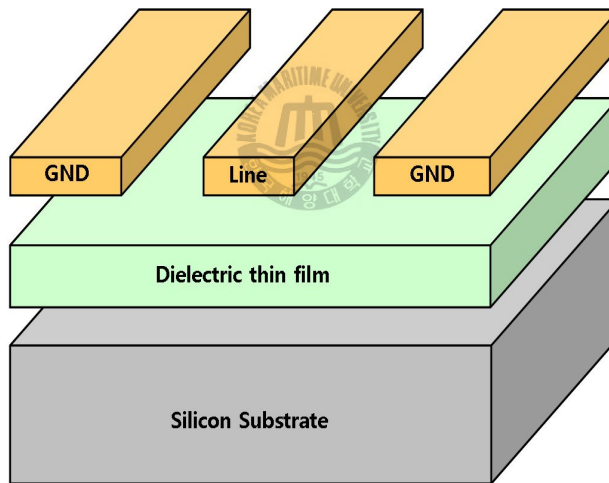


그림 2.2 종래의 코프레너형 전송선로의 3차원 구조

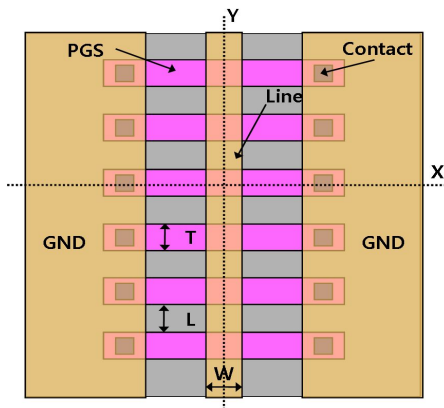
식(1), (2)에서 용량 C 는 그림 2.1의 선로와 접지 사이의 단위길이 당 용량 (예를 들면, 그림 2.1의 종래의 선로 구조의 경우에는 C_a 에 해당)에 해당하며, 인덕턴스 L 은 선로의 단위 길이 당 인덕턴스 치에 해당하며, 그리고, f 는 동작 주파수이다.

제 3 장 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 구조

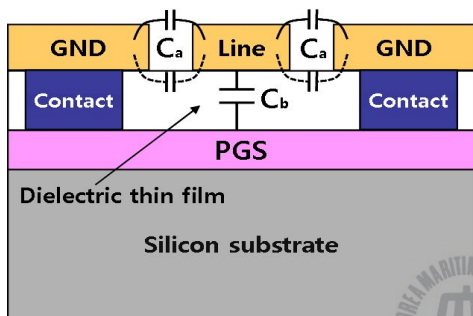
식 (1), (2)에서 알 수 있는 바와 같이 선로의 용량성분을 증가시키면 선로의 특성임피던스와 선로과장이 감소할 것으로 예상되어진다. 용량성분을 증가시키기 위해서 선로와 접지면 사이의 간격을 줄이는 방법도 있지만 공정상에서의 최소 간격이 주어지며, 간격을 줄이는 것도 한계가 있기 때문에 추가적인 용량성분이 필요하게 된다. 따라서 이 점에 주목하여, 유전체 층 아랫부분에 사다리형의 주기적 접지 금속막을 삽입하여 선로의 용량성분 C 를 증가시킨 주기적 접지구조 (PGS)를 채택하였다.

그림 3.1(a)는 주기적 접지구조 (PGS)를 이용한 코프레너형 전송선로의 구조를 나타내고 있으며, 그림 3.1(b)는 (a)의 X-X 방향에 대한 단면 구조이고, 그림 3.1(c)는 (a)의 Y-Y 방향에 대한 단면 구조이다.

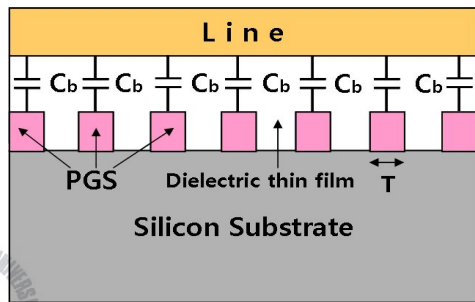
그림에서 보는 바와 같이 선로와 실리콘 반도체 기판 사이에 주기적인 접지 구조인 PGS를 삽입하였으며, 주기적 접지구조(PGS)는 contact를 통해서 접지 금속막에 연결되어 접지전위를 공급하였다. 주기적 접지 금속막과 선로 사이에는 유전체 박막을 삽입하였으며, 유전체 박막의 두께는 10000 Å 이다. 그림 3.1(c)에서 알 수 있는 바와 같이 주기적 접지구조(PGS)의 용량에 있어서, 종래의 코프레너형 선로구조에서 존재하는 용량 C_a 뿐 아니라 주기적 접지 금속막과 선로사이의 용량 C_b 가 추가적으로 존재하게 된다.



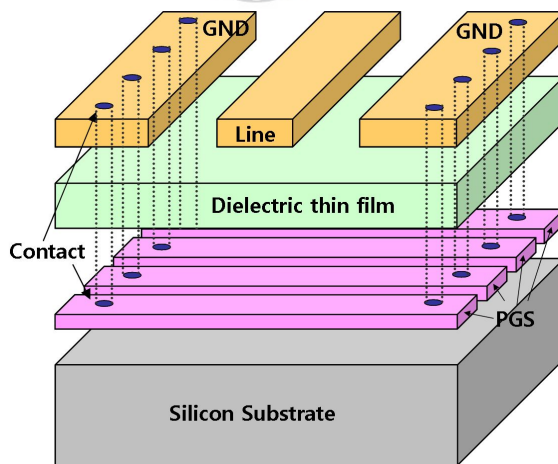
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3.1 주기적 접지구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 구조
 (a) 정면구조 (b) X-X 단면구조 (c) Y-Y 단면구조 (d) 3차원 구조

그림 2.1의 종래의 코프레너 선로구조의 경우, 식 (1), (2)의 용량부는 $C = C_a$ 이지만, 그림 3.1 (a)~(c)의 주기적 접지구조(PGS) 선로에 대해서는 $C = C_a + C_b$ 가 되므로, 주기적 접지구조 선로의 임피던스와 선로과장은 종래의 선로구조에 비해 크게 축소될 것으로 예상되어진다. 즉, 그림 3.1 (a)의 선로두께 T , 선로간격 L 등을 조절하면, 주기적 접지 금속막과 선로사이의 용량 C_b 는 쉽게 변화시킬 수 있으며, 그 결과, 특성임피던스 Z_0 와 선로과장 λ_g 의 크기를 조절할 수 있음을 알 수 있다.



제 4 장 PGS 구조의 등가회로 해석 및 이론적 특성 고찰

4.1 이론적 해석 및 대역폭 특성

제안된 PGS 구조의 이론적인 해석을 위해서, 주기적 접지구조 (PGS)는 그림 4.1과 같이 용량 C_b 가 종단된 길이 d 인 주기적 전송 선로로 나타낼 수 있다. 여러 특성 중 대역폭 또는 임피던스를 계산하기 위한 가장 용이한 등가회로는 용량성분으로 종단된 전송 선로이며, 이를 위해 본 절에서는 용량으로 종단된 전송선로를 주기적 접지구조 (PGS)에 대한 등가회로로 채택하였다. 그러나 공진주파수 등의 보다 정밀한 수치를 요하는 계산을 위해서는 다양한 기생성분이 포함된 집중소자를 이용하여야 하며, 집중소자를 이용한 좀 더 자세한 등가회로에 대한 고찰은 4.2절에서 자세히 논하기로 한다.

주기적 접지구조(PGS)는 용량성분 C_a 와 C_b 를 가지지만, 용량성분 C_a 는 선로와 접지사이에 존재하는 용량이므로 그림 4.1의 길이 d 인 주기적인 전송선로에 내재되어 있다. 주기적 접지구조(PGS)를 가지는 선로의 각 단위 셀(cell)은 선로와 주기적 접지 금속막 사이에 병렬 서셉턴스를 가지는 길이 d 의 전송선로로 구성되며, 서셉턴스 jb 는 다음 (3)과 같이, 길이 d 는 (5)과 같이 나타낼 수 있다.

$$jb = \frac{j\omega C_b}{Y_0} = j\omega C_b Z_0 \quad (3)$$

$$b = \omega C_b Z_0 \quad (4)$$

$$d = \frac{L}{2} + T + \frac{L}{2} = L + T \quad (5)$$

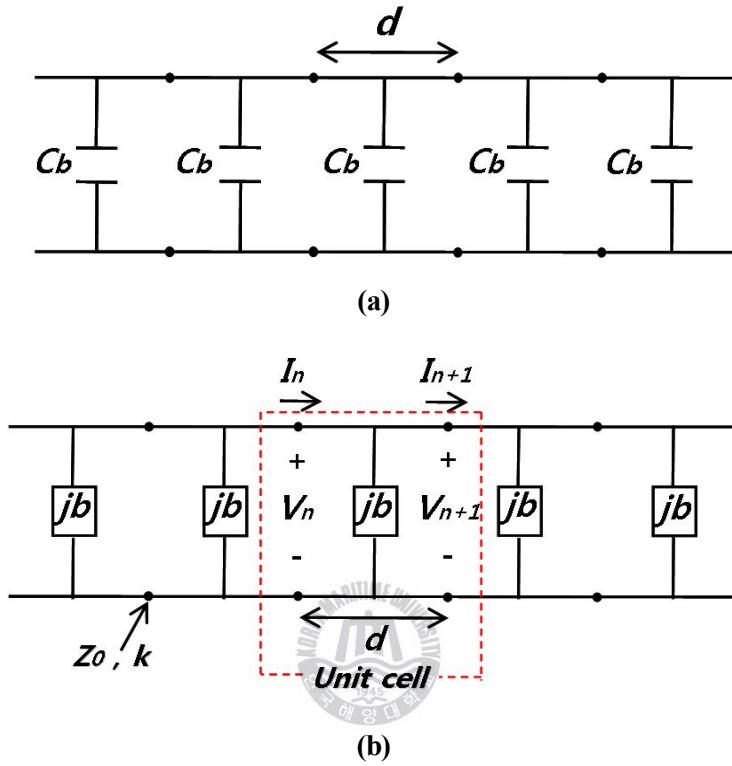


그림 4.1 PGS의 등가회로

(a) 주기적인 C_b 를 가지는 등가회로 (b) 주기적인 j_b 를 가지는 등가회로

그림 4.1 (b)의 주기적 구조의 n 번째 단위 셀에 대한 입출력 전류 I_n , I_{n+1} 과 입출력 전압 V_n , V_{n+1} 은 ABCD 행렬에 의해 아래의 식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

상기 식 (6)에서 A, B, C, D는 그림 4.1 (b)에서 보이는 길이 $d/2$ 인 2개의 전송선로와 서셉턴스 jb 인 회로로 구성된 단위 셀에 대한 ABCD 행렬이며, 전송선로에 대한 ABCD 행렬인 식(6)을 이용하면 아래의 식 (7a), (7b) 와 같이 된다.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} & (7a) \\ & = \begin{bmatrix} \cos \frac{kd}{2} & j \sin \frac{kd}{2} \\ j \sin \frac{kd}{2} & \cos \frac{kd}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{kd}{2} & j \sin \frac{kd}{2} \\ j \sin \frac{kd}{2} & \cos \frac{kd}{2} \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} \left(\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \right) & j \left(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd - \frac{b}{2} \right) \\ j \left(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd + \frac{b}{2} \right) & \left(\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \right) \end{bmatrix} \\ & kd = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_e \epsilon_0} d & (7b) \end{aligned}$$

상기 식 (7a), (7b)에서, ω , μ , ϵ 와 d 는 각각 각주파수 $2\pi f$, 단위 셀을 구성하는 전송선로의 투자율, 유전율 그리고 단위길이이다. 만일 그림 4.1와 같은 주기적 구조상에서의 전송상수를 γ 라고 가정하면, 다음의 식 (8a), (8b)가 성립된다.

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d} \quad (8a)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d} \quad (8b)$$

(6)과 (8)를 이용하면, 아래의 식 (9)가 성립한다.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} e^{\gamma d} \\ I_{n+1} e^{\gamma d} \end{bmatrix} \quad (9a)$$

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9b)$$

상기 방정식이 0이 아닌 근을 갖기 위해서는 다음의 식 (10a)가 성립되어야 한다.

$$\begin{aligned} AD + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} & \quad (10a) \\ = e^{-\gamma d} + e^{\gamma d} - (A + D) & = 0 \end{aligned}$$

무손실 회로에서는 $AD - BC = 1$ 이므로[9],

$$\begin{aligned} 1 + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} & \quad (10b) \\ = e^{-\gamma d} + e^{\gamma d} - (A + D) & = 0 \end{aligned}$$

이며, 식 (7)과 (10)를 이용하면, 아래의 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} \frac{e^{-\gamma d} + e^{\gamma d}}{2} & \quad (11) \\ = \cosh \gamma d & \\ = \frac{(A + D)}{2} & \\ = \left(\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \right) & \end{aligned}$$

주기적 구조상에서의 전송상수를 γ 는 손실성분을 가지므로

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (12)$$

이 되며, 식(11), (12)로부터, 아래의 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} & \cosh \gamma d & (13) \\ & = \cosh \alpha d \cos \beta d + j \sinh \alpha d \sin \beta d \\ & = \cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \end{aligned}$$

상기 식 (13)은 통과대역과 저지대역으로 나누어 질 수 있다.

통과대역의 경우는 그림 3.1의 선로 상에서 손실이 존재하지 않으므로, $\alpha = 0$, $\beta \neq 0$ 이며, 식 (1b)과 (13)를 통해 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\cosh j\beta d = \cos \beta d = \cos kd - Xkd \sin kd \quad (14a)$$

$$X = \left(\frac{C_b Z_0}{2\sqrt{\epsilon_e} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} d} \right) \quad (14b)$$


저지대역의 경우는 그림 3.1의 선로 상에서 손실이 존재하여 신호가 전달되지 못하므로, $\alpha \neq 0$, $\beta = 0$ 이며, 식 (1b)과 (13)로부터 아래의 식 (15)로 성립된다.

$$\cosh \alpha d = |\cos kd - Xkd \sin kd| \geq 1 \quad (15)$$

또한, 주기적 구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 특성 임피던스 Z_B 는 주기적 구조로부터 아래의 식 (16)과 같이 계산되어 진다.

먼저, 종단된 단위 셀의 특성 임피던스는 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$Z_B = Z_0 \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (16)$$

V_{n+1} 과 I_{n+1} 은 위에서 유도된 식 (16)에 의해 정규화 되며, 식 (10)은 아래의 식 (17)과 같이 성립한다.

$$(A - e^{\gamma d})V_{n+1} + B I_{n+1} = 0 \quad (17)$$

그리고 위의 식(16), (17)에 의해 아래의 식 (18)이 성립한다.

$$Z_B = \frac{-B Z_0}{(A - e^{\gamma d})} \quad (18)$$

또한, 식 (11)로부터 $e^{\gamma d}$ 는 A 와 D 에 관한 식으로 아래와 같이 성립한다.

$$e^{\gamma d} = \frac{(A + D) \pm \sqrt{(A + D)^2 - 4}}{2} \quad (19)$$

A는 D($A = D$)와 같으므로, 식 (18), (19)로부터 아래의 식 (20)이 성립한다.

$$Z_B = \frac{\left| \left(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd - \frac{b}{2} \right) \right| \cdot Z_0}{\sqrt{\left(1 - \left(\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \right)^2 \right)}} \quad (20)$$

그림 4.2는 (14), (15)로부터 계산된 통과대역과 저지대역을 나타낸다. 구체적으로 10000 Å 두께의 SiO₂ 막을 가지는 주기적 접지구조 (PGS)의 대역폭은 표 4.1 과 같이 정리된다.

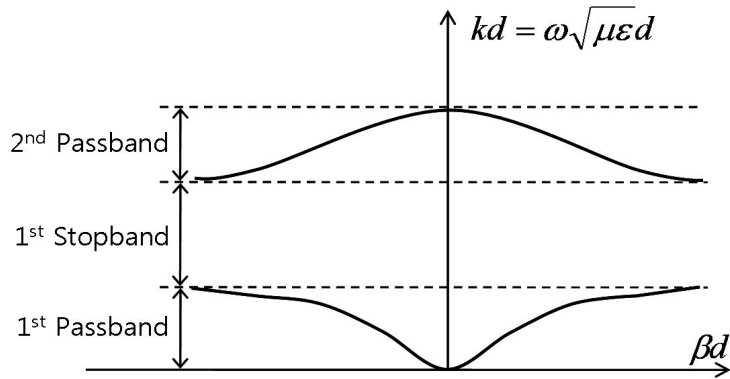


그림 4.2 k - β 그래프

제안된 PGS 구조의 코프레너형 전송선로의 대역폭은 표 4.1과 같이 넓은 대역폭을 가지지만, 실제 측정 장비로 측정하기에는 매우 높은 주파수를 가지므로, 등가회로를 계산한 결과로 해석할 수 있다.

표 4.1 계산된 통과대역과 저지대역의 대역폭

T (μm)	Cb (pF)	1st passband [GHz]	1st stopband [GHz]	2nd passband [GHz]	2nd stopband [GHz]
5	0.0067707	0~2177	2177~5997	5997~6799	6799~11459
10	0.013541	0~1448	1448~4997	4997~5411	5411~9565
20	0.027083	0~895	895~3748	3748~3963	3963~7173

표 4.1에서의 첫 번째 통과대역은 실제 대역폭을 의미한다. 표 4.1에서의 첫 번째 통과 대역으로부터 미루어보아, 주기적 접지구조 (PGS)를 가지는 전송선로는 매우 넓은 대역폭을 가지는 것을 확인할 수 있으며 높은 주파수대역까지도 전송선로로 사용하기에 적합함을 보여준다.

4.2 등가회로 해석 및 공진주파수 특성

일반적으로 PBG나 메타 물질과 같은 종래의 주기적인 구조는 공진 주파수를 가지며, 이는 그 고유 LC 병렬 기생 성분과 LC 병렬 구조의 공진으로부터 발생하는 공진 구조로써 수 GHz 대역에서 공진이 발생된다[10-12]. 따라서 이러한 PBG나 메타물질과 같은 기존의 주기적인 구조는 동작 주파수대역에서의 공진 특성을 이용하므로, 필터로서의 응용은 가능하나 전송 선로로서의 응용은 곤란하다. 즉, 동작 주파수에서의 공진이 전송 선로의 손실에 심각한 영향을 끼치므로 전송 선로로서 사용되기 위해서는 동작 주파수 대역보다 훨씬 더 높은 주파수 대역에서 일어나야 한다. 본 절에서는 등가회로 해석 결과와 EM 시뮬레이션 결과를 이용하여 선로 구조로부터 발생하는 공진 특성을 고찰하고자 한다.

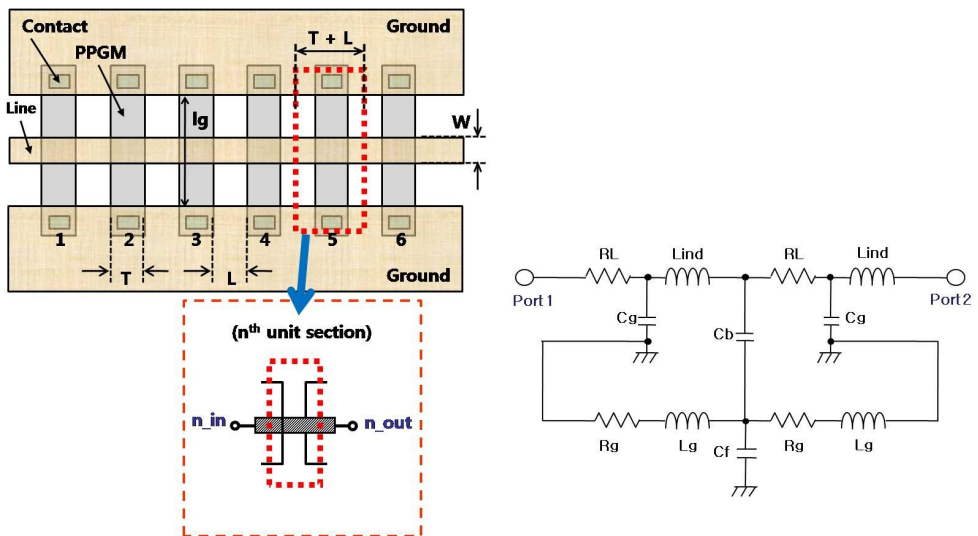


그림 4.3 주기적 접지 구조(PGS) 선로의 단위 셀과 등가회로

주기적 접지 구조(PGS)의 코프레너 선로의 1개의 기본 셀에 대한 등가 회로는 그림 4.3과 같으며, 여기서 L_{ind} , C_g , C_f , C_b , L_g 는 다음과 같이 설명할 수 있다. L_{ind} 는 선로를 따라 흐르는 전류로부터 발생하는 인덕턴스를, C_g 는 선로와 그라운드 사이에서 발생하는 커패시턴스를, C_f 는 Contact 층을 통하여 주기적 접지 금속막과 접지간에 발생하는 커패시턴스를, C_b 는 선로와 주기적 접지 금속막 사이에서 발생하는 커패시턴스를 그리고, L_g 는 주기적 접지 금속막을 따라 흐르는 전류로부터 발생하는 인덕턴스를 나타낸다. 실제로 주기적 접지 구조(PGS)가 매우 복잡하기 때문에 정확한 등가 회로의 풀이는 어려우며, 본 논문에서는 공진 특성을 설명하기 위한 간단한 등가 회로를 제안한다.

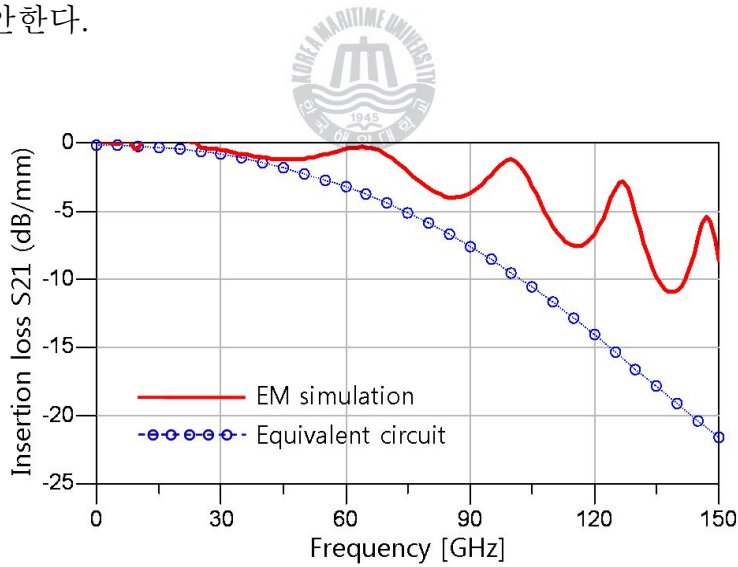


그림 4.4 EM 시뮬레이션으로부터 계산된 주기적 접지 구조(PGS)의 삽입손실 S21과 등가회로의 계산된 삽입손실 (특성 임피던스는 38Ω으로 정규화 됨)

그림 4.4는 등가 회로의 EM simulation 결과로부터 계산된 삽입 손실 특성이며, 그림에서와 같이 100 GHz 근방에서도 공진이 발생하지 않으며, 이로부터 적어도 100 GHz까지는 전송 선로로써 사용할 수 있음을 알 수 있다. 기존의 PBG 구조가 수 GHz에서 공진이 발생하였던 점을 감안하면[10-12], 본 논문의 주기적 접지 구조(PGS)의 가장 큰 장점은 높은 공진주파수에 의해 적어도 100 GHz이하의 대역에서도 전송 선로로서의 사용이 가능하다는 점이다.

그림 4.2의 등가 회로로부터 공진주파수를 계산하면 식(22)와 같다.

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2L_g C_f}} \quad (22)$$

예를 들어, $T = 20 \mu\text{m}$ 일 때의 등가 회로 파라미터는 $L_g = 0.0251 \text{ nH}$, $C_g = 0.032 \mu\text{F}$ 와 같으며, 상기 식을 이용하면 공진주파수는 1239.3 GHz 이다.

이러한 결과로 미루어 보아, 주기적 접지 구조(PGS)를 가지는 코프러너형 전송 선로는 낮은 공진주파수로 인하여 필터로써 사용되어지는 PBG나 메타 물질과 달리 공진주파수가 매우 높기 때문에 공진주파수 대역 이하에서 전송 선로로 사용 가능함을 보여준다.

제 5 장 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 설계 및 제작 결과

5.1 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 설계

그림 5.1은 종래의 코프레너형 전송선로와 주기적 접지구조(PGS)를 이용한 코프레너형 전송선로의 layout을 보여준다. Advanced Design System으로 설계했으며, 코프레너 모드로 설계하였다. 선로의 길이와 주기적 홀 사이의 간격인 T 는 각각 $500\ \mu\text{m}$ 와 $5\ \mu\text{m}$ 이다.

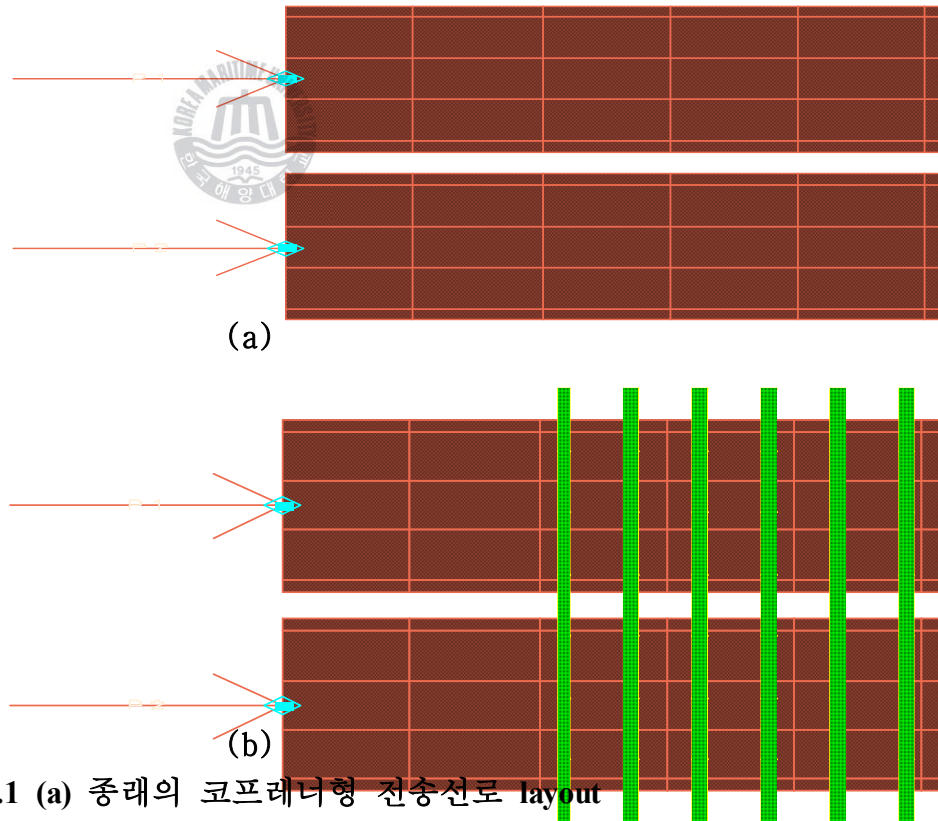
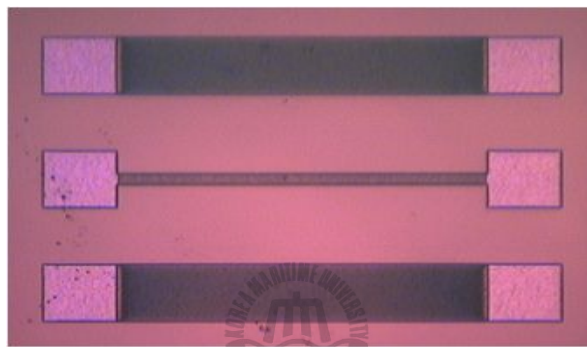


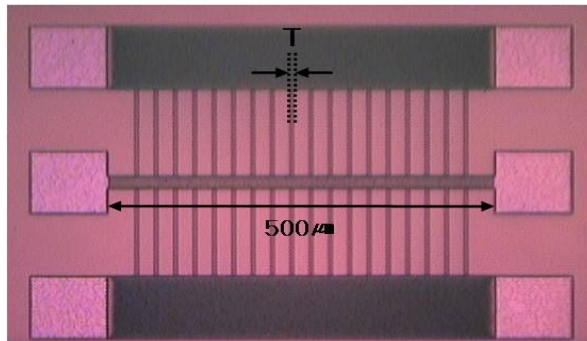
그림 5.1 (a) 종래의 코프레너형 전송선로 layout
(b) PGS 구조의 코프레너형 전송선로 layout ($T=5\ \mu\text{m}$)

5.2 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송선로의 제작

그림 5.2는 실리콘 기판 상에 제작된 종래의 코프레너형 전송선로와 주기적 접지구조(PGS)를 이용한 코프레너형 전송선로의 제작 결과 사진을 보여준다. 설계 시와 동일하게 선로의 길이와 주기적 홀 사이의 간격인 T 는 각각 $500\ \mu\text{m}$ 와 $5\ \mu\text{m}$ 이다.



(a)



(b)

그림 5.2 (a) 제작된 종래의 코프레너형 전송선로
(b) 제작된 PGS 구조의 코프레너형 전송선로 ($T=5\ \mu\text{m}$)

5.3 선로파장 축소 특성

본 절에서는 주기적 접지구조(PGS)를 사용하는 코프레너형 전송선로의 파장축소 특성을 알아보려고 한다. 제작된 주기적 접지구조(PGS)를 사용하는 전송선로의 파장과 설계결과를 비교한 결과는 그림 5.3과 같으며, 선로파장이 매우 일치함을 볼 수 있다.

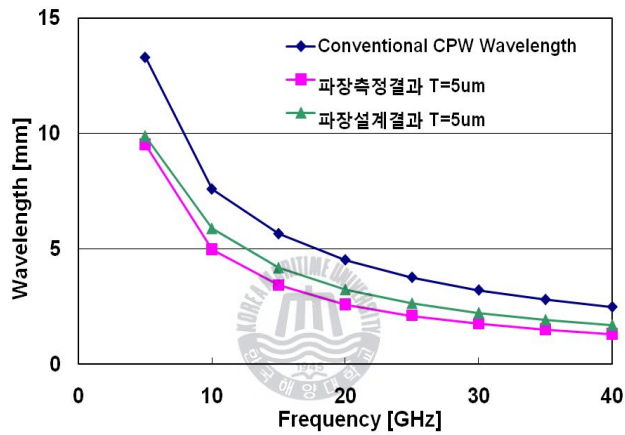


그림 5.3 선로파장의 설계결과와 측정결과 비교 (T=5 μm)

다음은 종래의 코프레너형 전송선로의 파장과 주기적 접지구조(PGS)를 사용하는 전송선로의 파장을 비교하였다. 그림 5.4는 종래의 코프레너형 전송선로와 주기적 접지구조(PGS)를 가지는 전송선로에 대해 선로파장을 비교한 그래프이며, 단위 선로 폭 T (그림 3.1 참조)를 각각 T=5 μm , T=10 μm , T=20 μm 로 변화시켰을 때의 선로파장 변화를 그래프로 나타낸 것이다.

그림 5.4에서 보는 바와 같이 주기적 접지구조(PGS)를 가지는 전

송선로는 종래의 전송선로에 비해 선로파장이 대폭 축소됨을 알 수 있으며, T 값이 커질수록 용량성분이 증가하므로 선로파장이 감소하는 것을 볼 수 있다. 주기적 접지구조 (PGS)를 사용하는 경우의 코프레너선로의 선로파장은 종래의 코프레너 선로의 57 %로 축소됨을 볼 수 있다.

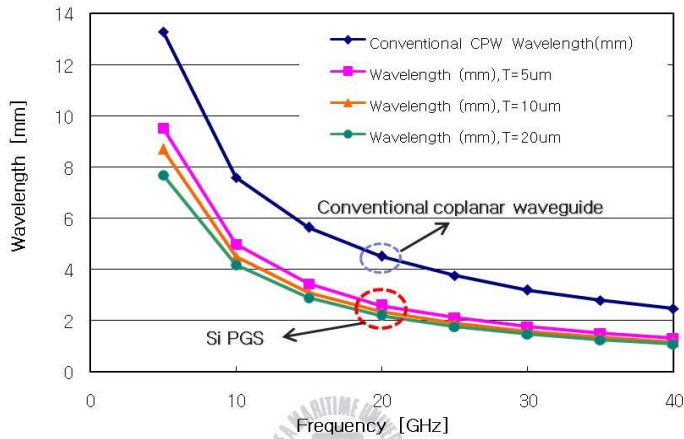


그림 5.4 주파수 변화에 따른 측정된 선로파장

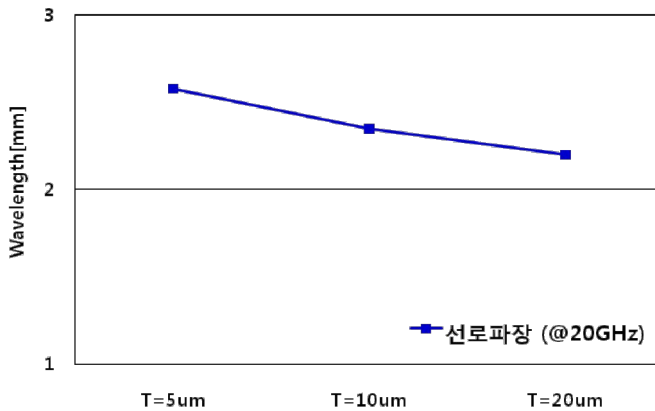


그림 5.5 T 값의 변화에 따른 측정된 선로파장 (@ 20 GHz)

예를 들어, 그림 5.5와 같이 동작주파수 20 GHz에서 종래의 코프레

너형 전송 선로의 경우 선로과장 λ 는 4.51 mm이며, 주기적 접지구조 (PGS)의 경우, $T=5 \mu\text{m}$ 일 때의 선로과장 λ 는 2.58 mm이며, 따라서, 전송선로의 과장이 매우 축소됨을 볼 수 있다. 또한, 주파수 20 GHz에서 T 값이 20 μm 일 때, 유전체 박막 두께 변화에 따른 선로과장은 유전체 박막이 1000 Å일 때 1.598 mm, 5000 Å일 때 2.527 mm, 10000 Å일 때 2.941 mm, 15000 Å일 때 3.175 mm 이다.



5.4 유효 유전율 특성

본 절에서는 주기적 구조에 대한 이론적 접근법과 측정 결과를 사용하여 유효 유전율에 대한 기본 특성을 보다 자세히 고찰하고자 한다. 그림 5.6과 그림 5.7은 각각 주기적 접지구조 (PGS)를 가지는 전송선로 구조에 대한 전파상수와 유효유전율 측정 결과이다. 유효 유전율은 파장 측정 결과로부터 다음의 식을 이용하여 계산되었다.

$$\epsilon_e = \left(\frac{2\pi}{\omega\lambda} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \right)^2 \quad (21)$$

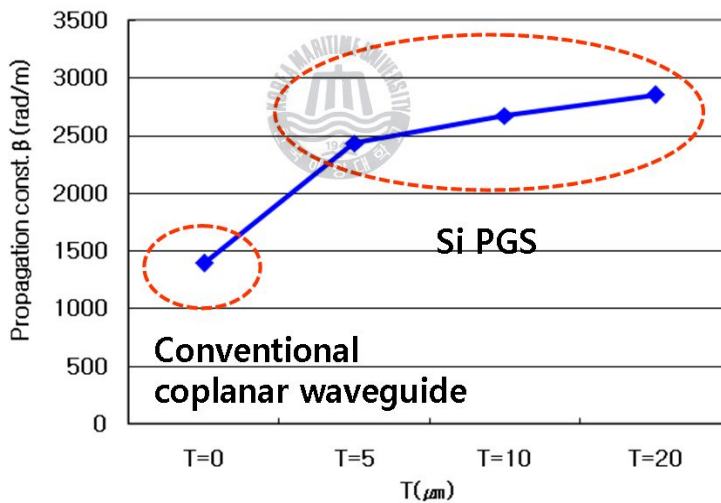


그림 5.6 T의 변화에 따른 PGS를 가지는 전송선로의 전파상수

그림 5.6과 그림 5.7에서 보는 바와 같이 종래의 전송 선로 (그림에서 T = 0인 경우)에 비해 T = 5 ~ 20 μm인 경우가 훨씬 큰 전파상

수 β 와 유효 유전율 ϵ_e 를 가지며, $T = 5 \sim 20 \mu\text{m}$ 인 범위에서는 T 가 증가함에 따라 전송 정수 β 와 유효 유전율 ϵ_e 가 증가함을 알 수 있다.

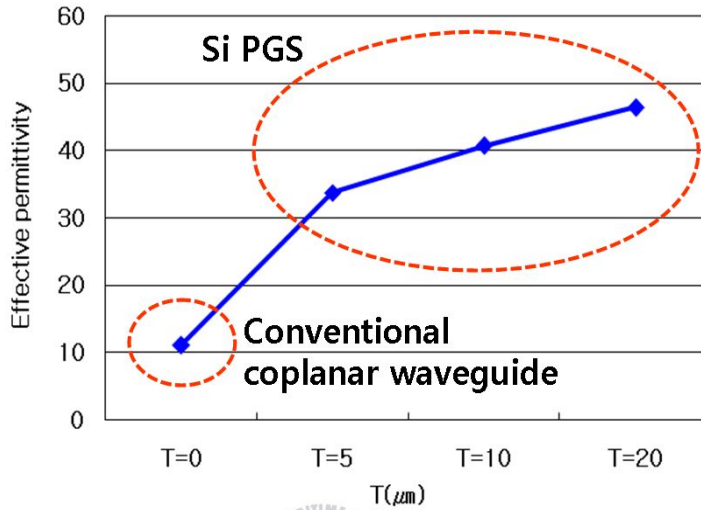


그림 5.7 T 의 변화에 따른 PGS를 가지는 전송선로의 유효유전율

이는 다음과 같이 설명 될 수 있다. 즉, 종래의 전송 선로 (그림에서 $T = 0$ 인 경우)는 주기적 구조가 아닌데 반해 $T = 5 \sim 20 \mu\text{m}$ 인 선로는 주기적 구조이므로 β 값이 큰 slow-wave가 존재하며, T 가 증가함에 따라 주기적인 용량 C_0 (그림 3.1 참조)가 증가하므로 β 값이 더욱 큰 slow-wave가 존재하기 때문이다. 이러한 결과로부터, 단파장의 전송 선로를 구현하기 위해서는 반드시 주기적인 구조가 필요함을 알 수 있다.

5.5 선로손실 특성

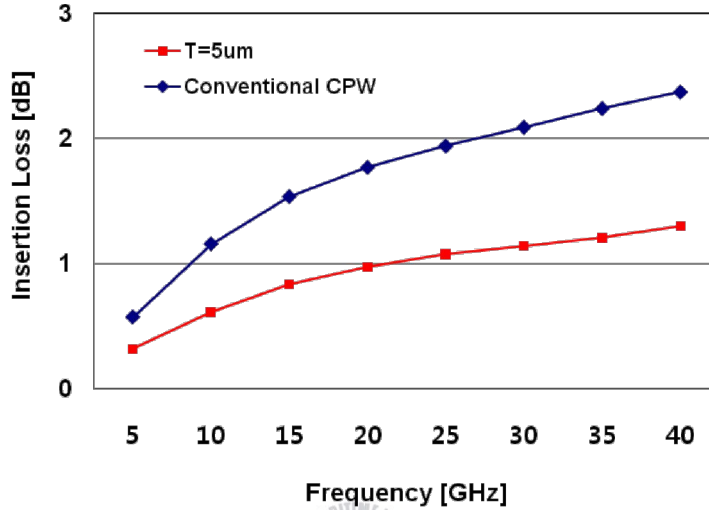


그림 5.8 PGS를 가지는 전송선로의 측정된 삽입손실 ($T=5\mu\text{m}$)

그림 5.8은 종래의 코프레너형 전송선로의 삽입손실과 PGS 선로의 폭 T 가 $5\mu\text{m}$ 이고, 길이가 $500\mu\text{m}$ 인 PGS 구조의 코프레너형 전송선로의 측정된 삽입손실을 보여준다. 여기서 알 수 있는 바와 같이 0 ~ 40 GHz 대에서 PGS를 가지는 코프레너형 전송선로는 약 -1.3 dB 이하의 선로 손실을 보이며, 이는 주기적 접지구조 (PGS)를 사용하지 않는 종래의 실리콘 반도체 상의 코프레너형 전송선로보다 낮은 손실특성을 보여준다.

이러한 결과로부터 주기적 접지 구조(PGS)를 가지는 전송선로는 Ka 밴드 대역에서도 -1.3 dB 이하의 비교적 낮은 손실을 가지며, 선로로 사용하기에 적합함을 보여준다. 구체적으로, 그림 5.9에서와 같이,

T= 5 μm 인 경우 20 GHz에서 -0.976 dB 이며, T= 10 μm 인 경우 20 GHz에서 -0.976 dB 이며, T= 20 μm 인 경우 20 GHz에서 -1.254 dB를 보인다.

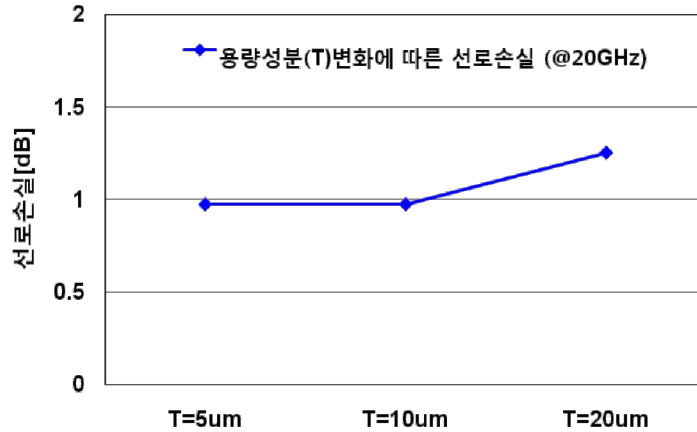


그림 5.9 T 값의 변화에 따른 PGS를 가지는 전송선로의 삽입 손실



5.6 특성 임피던스 특성

앞서 4.1절에서 이론적 해석으로 계산한 식 (16)에서 알 수 있는 바와 같이, 특성 임피던스 Z_B 는 결합 접지 구조 등의 기존의 PBG 구조[10-12]와는 달리 실수 값의 특성 임피던스를 가지며, 이 특성 임피던스의 주파수 의존성은 매우 적다. 그림 5.10은 식 (16)의 특성 임피던스 Z_B 에 대한 계산 결과이다. 그림 5.10에서 보는 바와 같이 특성 임피던스는 실수 값을 가지면 주파수 의존성이 매우 적음을 알 수 있다.

이러한 결과로 미루어보아, 기존의 PBG 구조는 강한 주파수 의존성을 가지는 허수 값의 특성 임피던스로 인해 전송 선로보다는 필터 제작에 응용되기에 적합하였으나[10-12], 본 논문에서 제안된 PGS 구조는 이들에 비해 실수부 임피던스를 가지며 주파수 의존성이 매우 적다.

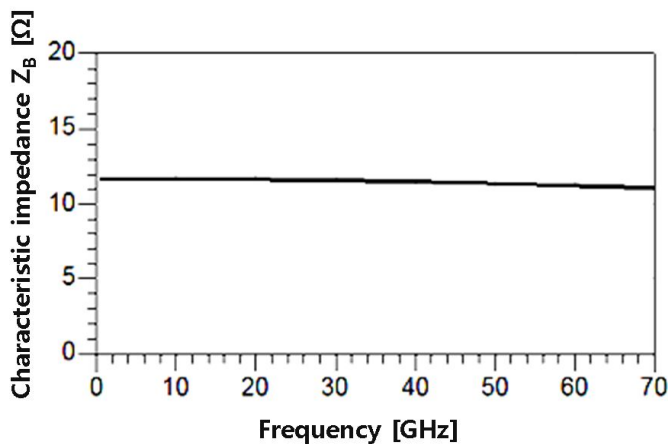


그림 5.10 계산된 특성 임피던스 Z_B

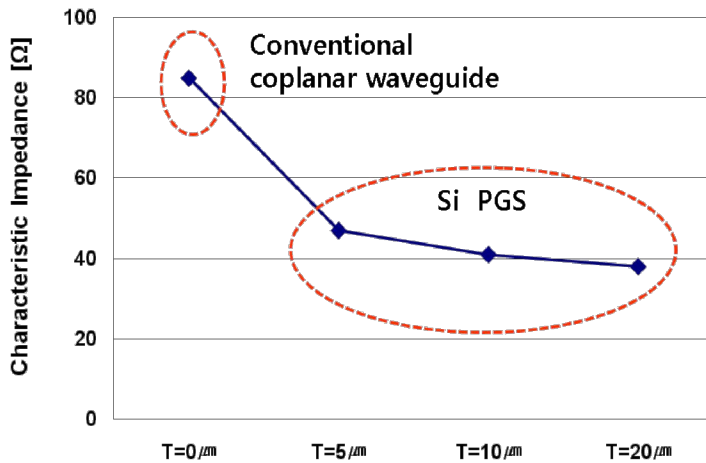


그림 5.11 측정된 특성 임피던스 Z_0

그림 5.11은 주기적 접지 구조(PGS)를 가지는 코프레너형의 전송선로의 측정된 특성 임피던스 Z_0 이다. 여기서 T는 그림 3.1에서 보는 바와 같이 주기적 접지 구조(PGS)의 단위 셀에 대한 두께를 의미한다. 주기적 접지 구조(PGS)에서 T 값이 커질수록 선로와 주기적 접지 구조(PGS)의 메탈 사이에서 생기는 정전용량 C_b 는 증가하게 되며, 그 결과 식 (1)로부터 특성 임피던스 Z_0 값은 줄어들게 됨을 알 수 있다.

실제로 측정 결과를 확인해보면, 그림 5.11에서 보는 바와 같이, 주기적 접지 구조(PGS)가 없는 종래의 코프레너형 전송선로 구조의 특성임피던스는 85 Ω이나, 주기적 접지 구조(PGS)의 경우 T = 20 μm일 때 38 Ω의 특성 임피던스를, T = 10 μm일 때 41 Ω의 특성 임피던스를, T = 5 μm일 때 47 Ω의 특성 임피던스를 보여준다. 또한, 주파수 20 GHz에서 T값이 20 μm일 때, 유전체 박막 두께 변화에 따른

특성 임피던스는 유전체 박막이 1000 Å일 때 30 Ω, 5000 Å일 때 35 Ω, 10000 Å일 때 38 Ω, 15000 Å일 때 40 Ω 이다. 일반적으로 RF용 트랜지스터는 고주파에서 보통 50 Ω보다 매우 낮은 입출력 임피던스를 가지므로, 이와 같은 주기적 접지 구조(PGS)의 저임피던스 특성은 RFIC 상에서 트랜지스터 간의 정합에 매우 유용하게 사용될 수 있으며, 따라서 제안된 선로 구조는 저임피던스 전송 선로 응용에 적합한 특성을 가지고 있음을 알 수 있다.



제 6 장 결 론

최근 무선통신의 이동성이 강조되고 있으며, 이동성의 편의를 위하여 무선통신기기의 소형화가 요구되고 있으며, 실리콘 반도체 공정을 요구하는 추세이다. 또한 고주파 반도체 소자 제조 및 설계 기술의 발달과 더불어 광대역 및 고집적성을 가지는 낮은 가격의 RFIC (Radio Frequency Integrated Circuit)가 무선통신 시장에서 요구되어지고 있다. 이러한 RFIC의 고집적화를 이용한 무선통신 단말기를 실현하기 위해서는 수동소자의 집적화기술의 연구는 필수적이다. 이러한 수동소자의 집적화를 위해 본 논문에서는 실리콘 반도체 상의 주기적 접지 구조 (PGS)를 가지는 코프레너형 전송 선로에 대한 물리적 특성을 등가 회로를 통해 이론적·실험적 방법을 이용하여 고찰하였으며, 이를 통해 주기적 접지 구조(PGS)를 가지는 전송선로에 대해 실리콘 반도체 상에서의 응용 가능성을 타진하였다.

이론적 해석을 통해 주파수 대역폭 특성 결과를 통해 주기적 접지 구조(PGS)를 가지는 코프레너형 전송 선로는 매우 넓은 대역폭을 가지는 것을 확인 할 수 있었으며, 890 ~ 2,177 GHz의 높은 대역폭 특성을 가짐을 알 수 있었다.

등가회로 해석결과로 미루어보아, 낮은 공진주파수로 인하여 필터로써 사용되어지는 종래의 주기적 구조인 PBG나 메타 물질과 달리 주기적 접지 구조(PGS) 선로는 1239.3 GHz의 매우 높은 공진주파수 특성을 보여주었다.

그리고 실제 실리콘 반도체상에 제작하여 측정한 결과, 주기적 접지 구조(PGS)를 가지는 전송 선로의 선로 파장은 종래의 코프레너형 전송선로의 57%로 축소됨을 알 수 있으며, 종래의 코프레너형 전송선로에 필적하는 -1.3 dB이하의 선로손실을 보여주었다. 또한, 주기적 접지 구조(PGS)를 사용하는 코프레너형 전송선로는 종래의 코프레너형 전송선로에 비해 비교적 낮은 특성 임피던스를 보여준다. 이는 종래의 주기적 구조인 PBG나 메타 물질과 달리 실수 값의 특성 임피던스를 가지며, 이러한 실수 값을 가지는 특성 임피던스의 주파수 의존성은 매우 적었다.

이러한 결과로부터, 주기적 접지구조(PGS)를 이용한 코프레너형 전송 선로는 종래의 주기적 구조의 전송선로에 비해 우수한 특성의 전송선로로서 다양한 마이크로파 분야에 적용될 수 있음을 확인하였으며, 실리콘 RFIC용 초소형 수동소자 개발을 위한 단파장 전송 선로로서 매우 유효하게 사용될 수 있음을 알 수 있다. 또한 향후 제안된 PGS 구조의 코프레너형 전송선로를 이용하여 다양한 응용연구를 통한 실장연구가 진행되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

[1] A. A. Abidi, "RF-CMOS Comes of Age", IEICE Trans. Electron., vol. E87-C, no. 6, pp.840-853, Jun. 2004.

[2] J. R. Long, "Passive Components for Silicon RF and MMIC Design", IEICE Trans. Electron., vol. E86-C, no. 6, pp.1022-1031, Jun. 2003.

[3] 김철수, 성정현, 길준범, 김상혁, 김호섭, 박준석, 안달, "Defected Ground Structure를 갖는 전송선로의 특성과 집중소자에 의한 특성" 한국전자과학회논문지, 제 11권, 제 6호, pp. 946-951, 2000년 9월

[4] 김성일, "마이크로스트립 PBG 링 구조를 기초로 한 저지대역 여파기의 설계 및 구현", 아주대학교, 2003년 6월

[5] Y. Yun, "A Novel Microstrip-Line Structure Employing a Periodically Perforated Ground Metal and Its Application to Highly Miniaturized and Low-Impedance Passive Components Fabricated on GaAs MMIC", IEEE Trans Microwave Theory Tech, 53, pp.1951-1959, June 2005.

[6] Y. Yun, K. S. Lee, C. R. Kim, K. M. Kim, J. W. Jung, "Basic RF Characteristics of the Microstrip Line Employing Periodically Perforated Ground Metal and Its Application to Highly Miniaturized On-Chip Passive Components on GaAs MMIC", IEEE Trans Microwave Theory Tech, 54, pp.3805-3817, Oct 2006.

[7] Y. Yun, "A Fully-integrated broadband amplifier MMIC employing a novel chip size package", IEEE Trans Microwave Theory Tech. Vol 50, pp.2930~2937, 2002.

[8] 조한나, 박영배, 윤영, "Si RFIC 온칩 수동소자에의 응용을 위한 주기적 접지 금속막 선로를 이용한 단파장 전송선로 개발, 한국마린엔지니어링학회지, 제32권, 제2호, pp.330-336, 2008년 3월.

[9] D.M. Pozar, "Microwave engineering", 2nd ed., Chapter 4, Addison-wesley, 1990

[10] D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, pp. 86-93, Jan. 2001.

[11] F. R. Yang, K. P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A UC-PBG structure and its applications for microwave circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, no. 8, pp. 1509-1514, Aug. 1999.

[12] J. Gao, and L. Zhu, "Per-Unit-Length Parameters of 1-D CPW Metamaterials with Simultaneously Series-C and Shunt-L Loading," in Proc. Asia-Pacific Microwave Conf., Suzhou, China, Dec. 2005, pp. 39-42.

[13] 윤영, 'RF 능동회로 설계이론 및 실무', 홍릉과학출판사, 2005

