한국마린엔지니어링학회지 제32권 제6호, pp. 964~973, 2008. 9 (ISSN 1226-9549)
Journal of the Korean Society of Marine Engineering

Si RFIC상에서 주기적 구조를 이용한 코프레너형 전송선로의 기본특성연구

조한나* · 박영배** · 윤 영†

(원고접수일 : 2008년 8월 5일, 원고수정일 : 2008년 9월 5일, 심사완료일 : 2008년 9월 16일)

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

Han-Nah Joh* · Young-Bae Park** · Young Yun†

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

Key words : Periodically ground structure (주기적 접지구조), Transmission line(전송선로), RFIC (RF 고주파 집적회로), Coplanar-type line (코프레너형 선로)

1. 서 론

최근 정보통신 기술이 급속히 발전함에 따라 무선 통신 영역이 점점 확대되고 있다. 특히, 이동통신과 같은 무선통신의 이동성이 강조되고 있으며, 기존의 음성 데이터뿐만 아니라 영상 및 텍스트 등의 대량의 데이터 전송을 위한 광대역 고속 통신 또한 중요한 부분으로 자리 잡고 있다. 이러한 이동성의 편의를 위한 무선통신 단말기의 소형화가 대두되고 있다. 이에 따른 고주파 반도체 소자 제

† 교신저자 (한국해양대학교 전파공학과, E-mail: yunyoung@hhu.ac.kr, Tel: 051)410-4426)
* 한국해양대학교 전파공학과
** 한국해양대학교 전파공학과

조 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 그러나 이를 위해서는 다음의 문제점들이 해결되어야 한다. 첫째, 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 실리콘 RFIC 내부에 집적 가능한 소형 수동소자 개발을 위해 위의 문제점을 해결하기 위해 단파장 선로의 개발은 필요하다. 둘째, 일반적으로 RF용 트랜지스터는 고주파에서는 보통 10 ~ 25 Ω의 낮은 입출력 임피던스를 가지며[3]-[5], 따라서 회로구성의 간략화를 위해서는 FET 입력부에 10 ~ 25 Ω의 저임피던스 정합소자 및 수동소자가 필요하다. 따라서 상기 문제를 해결하기 위해 실리콘 기판 상에 주기적 선로구조인 PPGM (periodically perforated ground metal) 선로구조가 제작되어 선로의 특성이 평가되었으며, 제안된 주기적 전송선로는 기존의 전송선로에 비해 짧은 선로파장을 가지며 저임피던스 특성을 가짐을 알 수 있었다[6]. 그러나 실지 실리콘 반도체 회로에 상기 선로구조를 응용하기 위해서는 대역폭 및 특성 임피던스, 파장 및 유효유전율, 공진특성 및 손실 특성 등의 광범위한 물리적 특성이 연구되어야 하나, 최근의 연구결과[6]에서는 실리콘 반도체상의 주기적 선로구조에 대한 단파장 및 저임피던스 특성을 포함한 기본적 특성에 대한 실험적 고찰만이 이루어 졌으며, 아직도 이론 및 실험적 방법을 이용한 광범위한 물리적 특성 고찰이 이루어지지 못하였다.

본 논문에서는 실리콘 반도체상의 PGS (periodic ground structure) 선로구조[6]에 대한 대역폭 및 특성 임피던스, 파장 및 유효유전율, 공진특성 및 손실 특성 등의 광범위한 물리적 특성을 등가회로를 통해 이론적·실험적 방법을 이용하여 고찰하였으며, 이를 통해 상기 선로구조에 대해 실리콘 반도체상에서의 응용가능성을 타진하였다.

2. 주기적 접지 구조 (PGS)를 가지는 coplanar-type 단파장 전송선로의 구조

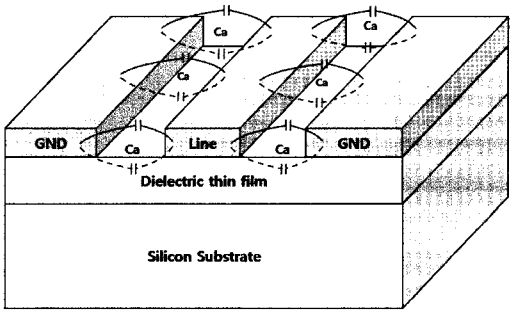


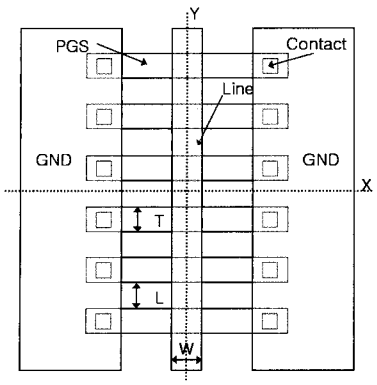
Fig. 1 Structure of conventional coplanar-type transmission line

Fig. 1은 기존의 실리콘 반도체 상의 coplanar-type 의 전송선로[6] 구조를 보여준다. 여기서 Fig. 1의 Ca 는 선로와 접지 금속막 사이에서 발생되는 단위 길이 당 정전용량을 나타내며, Fig. 1에서 보인 기존의 coplanar-type의 전송선로의 특성 임피던스 Z_0와 선로 파장 λg는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

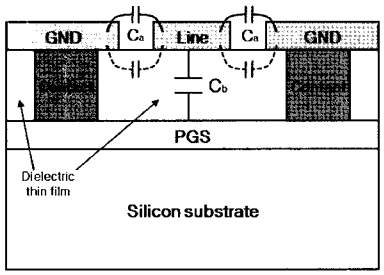
$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{1}$$

$$\lambda_g = \frac{1}{f\sqrt{LC}} \tag{2}$$

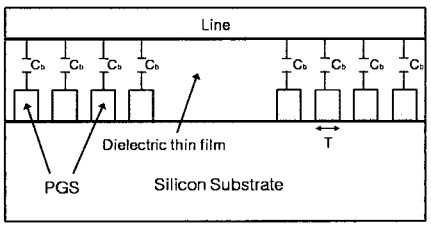
(1), (2)에서 용량 C는 Fig. 1의 선로와 접지 사이의 단위길이 당 용량 (예를 들면, Fig. 1의 종래의 선로 구조의 경우에는 Ca 에 해당)에 해당하며, 인덕턴스 L은 선로의 단위 길이 당 인덕턴스 치에 해당하며, 그리고, f 는 동작 주파수이다. (1), (2)에서 알 수 있는 바와 같이 선로와 접지사이의 용량 C가 증가 할수록 특성 임피던스 Z0 와 선로파장 λg 은 감소한다. 이 점에 주목하여, 유전체 층 아랫부분에 사다리형의 주기적인 접지 금속막을 삽입하여 선로의 용량성분 C를 증가시킨 주기적 구조를 채택하였다[6].



(a)



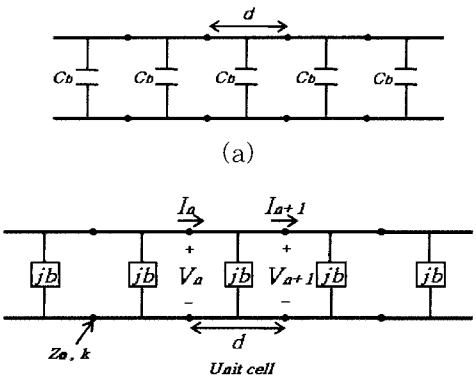
(b)



(c)

Fig. 2 Top view of the Coplanar-type transmission line structure employing PGS (periodic ground structure) (a), cross-section view according to X-X direction (b) and cross-section view according to Y-Y direction (c)

Fig. 2 (a)는 주기적 접지 구조를 이용한 코프레너형 전송선로의 구조를 나타내고 있으며, Fig. 2 (b)는 (a)의 X-X 방향에 대한 단면 구조이고, Fig. 2 (c)는 (a)의 Y-Y 방향에 대한 단면 구조이다. 그림에서 보는 바와 같이 선로와 실리콘 반도체 기판 사이에 주기적인 접지구조인 PGS를 삽입하였으며, PGS는 contact를 통해서 접지 금속막에 연결되어 접지전위를 공급한다. PGS와 선로 사이에는 유전체 박막을 삽입하였으며, 유전체 박막의 두께는 10000 Å 이다. Fig. 2 (c)에서 알 수 있는 바와 같이 PGS 선로구조의 용량에 있어서, 종래의 coplanar-type 선로구조에서 존재하는 용량 Ca 뿐 아니라 PGS와 선로사이의 용량 Cb가 추가적으로 존재한다. 즉, Fig. 1의 종래의 선로구조의 경우, 식 (1), (2)의 용량부는 C = Ca 이지만, Fig. 2 (a)-(c)의 PPGM 선로에 대해서는 C = Ca + Cb가 되므로, PPGM 선로의 임피던스와 선로파장은 종래의 선로구조에 비해 크게 줄어들었다[6].



(a)

(b)

Fig. 3 An equivalent circuit of the PGS (periodic ground structure) with periodically loaded capacitor Cb (a) and an equivalent circuit of the PGS (periodic ground structure) with periodically loaded suceptance jb (b)

3. PGS 구조를 가지는 coplanar-type 전송선로 특성 고찰

3.1 대역폭 특성

주기적인 접지 구조를 가지는 선로의 특성 임피던스 측정결과는 이미 논문에서 보고된 바 있으나[6], 본 논문에서는 주기적 구조에 대한 이론적 접근법을 사용하여, 선로의 대역폭 및 특성임피던스의 기본특성에 대해 보다 자세히 고찰하고자 한다. 우선, 대역폭 및 특성임피던스에 대해 간단한 이론적인 해석을 위해서, PGS 선로구조는 Fig. 3과

Table 1 Calculated bandwidth for the passband and stopband

T(㎛)	Cb (pF)		First passband [GHz]	First stopband [GHz]	Second passband [GHz]	Second stopband [GHz]
5	0.0067707	Freq.	0 ~ 2177	2177 ~ 5997	5997 ~ 6799	6799 ~ 11459
10	0.013541	Freq.	0 ~ 1448	1448 ~ 4997	4997 ~ 5411	5411 ~ 9565
20	0.027083	Freq.	0 ~ 895	895 ~ 3748	3748 ~ 3963	3963 ~ 7173

같이 용량 Cb가 종단된 길이 d인 주기적 전송선로로 표현되었다. 대역폭 및 임피던스를 계산하기 위한 가장 용이한 등가회로는 용량으로 종단된 전송선로이며, 이를 위해 본 절에서는 용량으로 종단된 전송선로를 주기적 접지 선로구조에 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 후에 자세히 논하기로 한다. 주기적 접지 선로구조는 용량 Ca와 Cb를 가지지만, 용량 Ca는 선로와 접지사이에 존재하는 용량이므로 Fig. 3의 길이 d인 주기적인 전송선로에 내재되어 있다. 주기적 구조를 가지는 선로의 각 단위 셀(cell)은 선로와 주기적 접지구조 (PGS) 사이에 병렬 서셉턴스를 가지는 길이 d의 전송선로로 구성되며, 서셉턴스 jb는 다음 (3)과 같이, 길이 d는 (5)과 같이 나타낼 수 있다.

$$jb = \frac{j\omega C_b}{Y_0} = j\omega C_b Z_0 \tag{3}$$

$$b = \omega C_b Z_0 \tag{4}$$

$$d = \frac{L}{2} + T + \frac{L}{2} = L + T \tag{5}$$

Fig. 3 (b)의 주기적 구조의 n번째 단위 셀에 대한 입출력 전류 In, In+1과 입출력 전압 Vn, Vn+1은 ABCD 행렬에 의해 아래의 식으로 표현된다.

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

상기 식에서 A, B, C, D는 Fig. 3(b)에서 보이는 길이 d/2인 2개의 전송선로와 서셉턴스 jb인 회로로 구성된 단위 셀에 대한 ABCD 행렬이며, 전송선로에 대한 ABCD 행렬 식[6]을 이용하면,

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{kd}{2} & j\sin\frac{kd}{2} \\ j\sin\frac{kd}{2} & \cos\frac{kd}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jb & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\frac{kd}{2} & j\sin\frac{kd}{2} \\ j\sin\frac{kd}{2} & \cos\frac{ke}{2} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \left(\cos kd - \frac{b}{2}\sin kd\right) & j\left(\sin kd + \frac{b}{2}\cos kd - \frac{b}{2}\right) \\ j\left(\sin kd + \frac{b}{2}\cos kd + \frac{b}{2}\right) & \left(\cos kd - \frac{b}{2}\sin kd\right) \end{bmatrix} \tag{7a}$$

$$kd = \omega\sqrt{\mu_0 \varepsilon_e \varepsilon_0}\, d \tag{7b}$$

이 된다. 상기 식에서, ω, μ, ε와 d는 각각 각주파수 2πf, 단위 셀을 구성하는 전송선로의 투자율, 유전율 및 길이이다. 만일 Fig. 3과 같은 주기적 구조상에서의 전송상수를 γ라고 가정하면, 다음의 식 (8)이 성립된다.

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

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

(6)과 (8)를 이용하면, 아래의 식이 성립한다.

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

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

상기 방정식이 0이 아닌 근을 갖기 위해서는 다음의 식이 성립되어야 한다.

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

무손실 회로에서는 AD - BC = 1이므로[7],

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

이며, 식 (7)과 (10)를 이용하면, 아래의 식이 성립한다.

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

주기적 구조상에서의 전송상수를 γ는 손실성분을 가지므로

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

이 되며, 식(11),(12)로부터, 아래의 식이 성립한다.

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

상기 식은 통과대역과 저지대역으로 나누어 질 수 있으며, 통과대역의 경우는 Fig. 2의 선로 상에서 손실이 존재하지 않으므로, α=0, β≠0이며, 식 (1b)과 (13)를 통해

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

$$X=\left(\frac{C_p Z_0}{2\sqrt{\varepsilon_e}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}d}\right) \quad (14b)$$

으로 표현된다. 그리고 저지대역의 경우는 Fig. 2의 선로 상에서 손실이 존재하여 신호가 전달되지 못하므로, α≠ 0, β= 0이며, 식 (1b)과 (13)로부터

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

이 된다.

또한, 주기적 구조를 가지는 coplanar-type 전송선로의 특성 임피던스 Z_B는 주기적 구조로부터 아래와 같이 계산되어지며, 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 식에 의해 정규화되며, 식(10)은 아래와 같이 성립한다.

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

그리고 위의 식(16), (17)에 의해 아래의 식이 성립한다.

$$Z_B=\frac{-BZ_0}{(A-e^{\gamma d})} \quad (18)$$

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 식이 성립한다.

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

Fig. 4는 (14), (15)로부터 계산된 통과대역과 저지대역을 나타낸다. 구체적으로 10000Å 두께의 SiO_2 막을 가지는 주기적 접지 구조의 대역폭은 Table 1과 같이 정리된다.

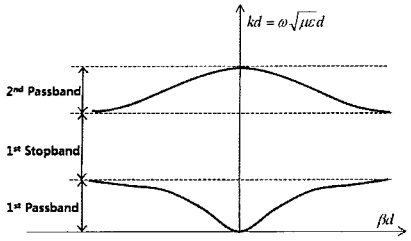


Fig. 4 k-β graph

Table 1에서, 첫 번째 통과대역은 실제 대역폭을 의미한다. Table 1 에서의 첫 번째 통과 대역으로부터 미루어보아, PPGM 구조를 가지는 전송선로는 매우 넓은 대역폭을 가지는 것을 확인 할 수 있으며 높은 주파수대역까지도 전송선로로 사용하기에 적합함을 보여준다.

3.2 선로파장 축소 특성

Fig. 5는 실리콘 기판 상에 제작된 주기적 접지 선로 구조를 이용한 코프레너형 전송선로를 보여준다. 선로길이와 주기적 홀 사이의 간격 T 는 각각 500 ㎛와 5 ㎛이다. 종래의 코프레너형 전송선로의 파장과 주기적 접지 선로 구조를 사용하는 전송선로의 파장을 비교하였다.

Fig. 6(a)과 (b)는 각각 종래의 coplanar-type 전송선로와 주기적 접지 선로 구조에 대해 선로파장을 비교한 그래프와 단위 선로 폭 T (Fig. 2(a) 참조)를 각각 T=5 ㎛, T=10 ㎛, T=20 ㎛로 변화시켰을 때의 파장 변화를 그래프로 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 주기적 접지 선로 구조는 종래의 전송선로에 비해 선로파장이 대폭 축소됨을 알 수 있다.

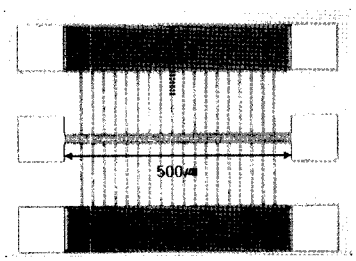
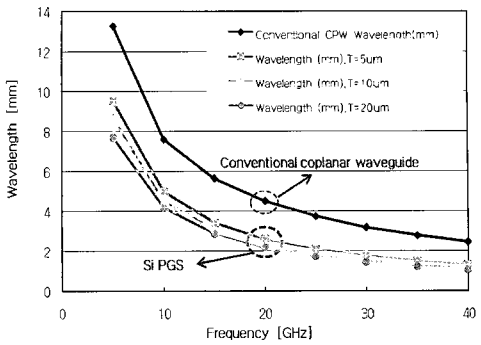
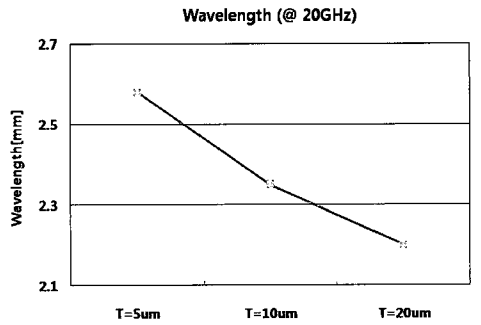


Fig. 5 Fabricated Coplanar-type transmission line employing PGS (periodic ground structure) (T=5㎛)



(a)



(b)

Fig. 6 (a) Measured wavelength vs. frequency and (b) Measured wavelength vs. T

Fig. 6 (b)에서와 같이, T 값이 커질수록 선로파장이 감소하는 것을 볼 수 있다. 예를 들어, Fig. 6(b)에서와 같이 주파수 20 ㎓에서, T 값이 5일 때 선로파장은 2.58 ㎜이고, T 값이 10 일 때 선로파장은 2.34 ㎜이고, T 값이 20일 때 선로파장은 2.20 ㎜이며, 이러한 결과는 Fig. 2에서 보이는 T가 커질수록 선로와 주기적 접지 구조(PGS) 사이의 용량 Cb가 커지므로, 식 (2)로부터 T가 커질수록 파장이 감소하게 됨을 보여준다.

3.3 유효 유전율 특성

주기적 접지 구조(PGS)를 가지는 전송선로의 파장 측정 결과는 이미 논문에서 보고된 바 있으나[6], 본 논문에서는 주기적 구조에 대한 이론적 접근법과 측정 결과를 사용하여 유효 유전율에 대한 기본 특성을 보다 자세히 고찰하고자 한다. Fig. 7, 8은

각각 PGS 선로구조에 대한 전송상수와 유효유전율 측정 결과이다. 유효 유전율은 파장 측정 결과로부터 다음의 식을 이용하여 계산되었다.

$$\varepsilon_e = \left(\frac{2\pi}{\omega\lambda} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \right)^2 \quad (21)$$

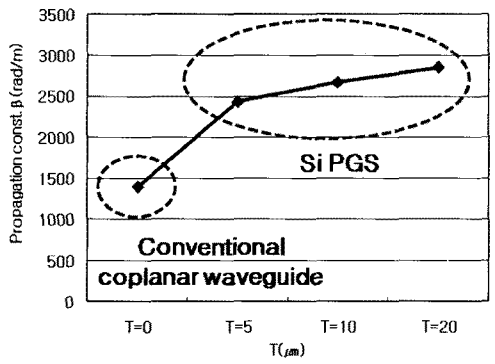


Fig. 7 Measured the propagation constant of microstrip line employing PGS (periodic ground structure) with various of T

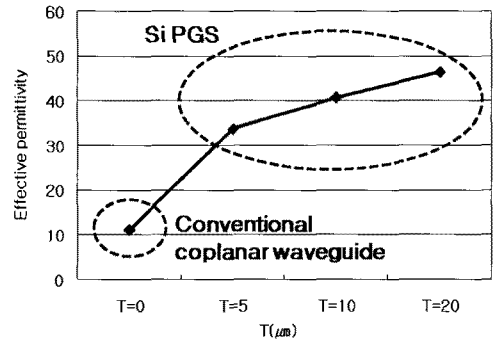


Fig. 8 Measured the effective permittivity of microstrip line employing PGS (periodic ground structure) with various of T

Fig. 7, 8에서 보는 바와 같이 종래의 전송 선로 (그림에서 T = 0인 경우)에 비해 T = 5 - 20 ㎛인 경우가 훨씬 큰 전송 정수 β와 유효 유전율 ε_e을 가지며, T = 5 - 20 ㎛인 범위에서는 T 값이 증가함에 따라 전송 정수 β와 유효 유전율 ε_e이 증가함을 알 수 있다. 이는 다음과 같이 설명 될 수 있다. 즉, 종래의 전송 선로 (그림에서 T = 0인 경우)는 주기적 구조가 아닌데 반해 T = 5 - 20 ㎛인 선로는 주기적 구조이므로 β 값이 큰 slow-wave가 존재하며, T가 증가함에 따라 주기적인 용량 Cb (그림 2 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.

3.4 선로손실 특성

Fig. 9 는 T = 5 ㎛이고, 길이가 500 ㎛인 전송선로의 손실을 보여준다. 여기서 알 수 있는 바와 같이 0 ~ 40 ㎓ 대에서 약 -1.3 dB이하의 선로 손실을 보인다. 이는 주기적 접지 구조를 사용하지 않는 종래의 실리콘 반도체 상의 coplanar-type 전송선로에 필적하는 결과이나, 상기 결과에서 알 수 있는 바와 같이, GaAs 화합물 반도체에 비해서는 다소 높은 손실을 보여준다[1]. 이러한 높은 손실 특성은 실리콘 반도체 기판 자체의 높은 도전성에 기인한다[1]-[2]. 상기 결과로부터 PGS 구조를 가지는 전송선로는 Ka 밴드 대역에서도 -1.3 dB이하의 비교적 낮은 손실을 가짐을 알 수 있다.

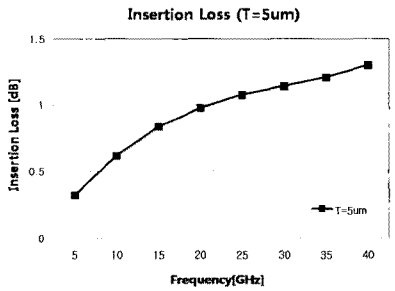


Fig. 9 Measured the insertion loss (T=5㎛)

3.5 특성 임피던스 특성

Fig.10은 PPGM 구조를 가지는 coplanar-type의 전송선로의 측정된 특성 임피던스 Z0이다. 여기서 T는 Fig. 2 에서 보는바와 같이 주기적 접지 구조의 단위 셀에 대한 두께를 의미한다. PPGM 구조에서 T 값이 커질수록 선로와 PPGM 구조의 메탈 사이에서 생기는 정전용량 Cb는 증가

하게 되며, 그 결과 식 (1)로부터 특성 임피던스 Z0값은 줄어들게 됨을 알 수 있다.

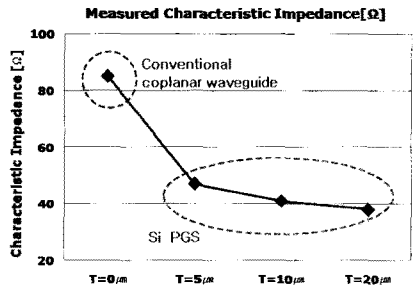


Fig. 10 Measured characteristic impedance Z_0

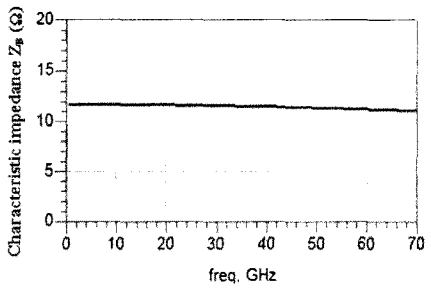


Fig. 11 Calculated characteristic impedance Z_B

실제로 측정 결과를 확인해보면, 그림에서 보이는 바와 같이, PGS가 없는 종래의 coplanar-type 선로 구조의 특성임피던스는 85 Ω이나, PGS 구조의 경우 T= 20 ㎛일 때 38 Ω의 특성 임피던스를, T= 10 ㎛일 때 41 Ω의 특성 임피던스를, T= 5 ㎛일 때 47 Ω의 특성 임피던스를 보여준다. 일반적으로 RF용 트랜지스터는 고주파에서 보통 50 Ω보다 매우 낮은 입출력 임피던스를 가지므로(Yun, 2002), 이와 같은 PGS 구조의 저임피던스 특성은 RFIC 상에서 트랜지스터 간의 정합에 매우 유용하게 사용될 수 있다.

그리고 식 16에서 알 수 있는 바와 같이, 특성 임피던스 Z_B는 결합 접지 구조 등의 기존의 PBG 구조[8]-[10]과는 달리 실수 값의 특성 임피던스를 가지며, 특성 임피던스의 주파수 의존성이 매우 적다. Fig. 11은 식 16의 특성 임피던스 Z_B에 대한 계산 결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 특성 임피던스는 실수 값을 가지면 주파수 의존성이 매우 적다. 강한 주파수 의존성을 가지는 허수 값의 특성 임피던스로 인해 기존의 PBG 구조는 전송 선로보다는 필터 제작에 응용되기에 적합하였으나[8]-[10], 본 논문의 선로 구조는 이들에 비해 실수부 임피던스를 가지며 주파수 의존성이 매우 적다. 따라서 본 논문의 선로 구조는 저임피던스의 전송 선로 응용에 적합한 특성을 가지고 있음을 알 수 있다.

3.6 등가 회로와 공진주파수 특성

일반적으로 PBG나 메타 물질과 같은 종래의 주기적인 구조는 공진 주파수를 가지며, 이는 그 고유 LC 병렬 기생 성분과 LC 병렬 구조의 공진으로부터 발생되는 공진 구조로써 수 ㎓대역에서 공진이 발생된다[8]-[10]. 따라서 이러한 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.

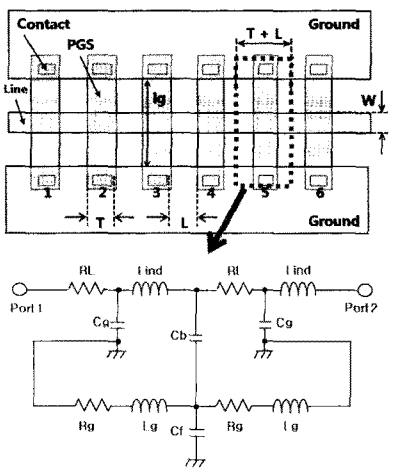


Fig. 12 Equivalent circuit of unit cell for PGS (periodic ground structure)

본 논문에서는 등가 회로와 전자계 시뮬레이션

결과를 이용하여 선로 구조로부터 발생하는 공진 특성을 고찰하였다. PGS 구조의 코프레너 선로의 1개의 기본 셀에 대한 등가 회로는 Fig. 12와 같으며, 여기서 Lind, Cg, Cf, Cb, Lg는 아래와 같이 설명할 수 있다. Lind는 선로를 따라 흐르는 전류로부터 발생하는 인덕턴스를, Cg는 선로와 그라운드 사이에서 발생하는 커패시턴스를, Cf는 Contact 층을 통하여 주기적 접지 금속막과 접지 간에 발생하는 커패시턴스를, Cb는 선로와 주기적 접지 금속막 사이에서 발생하는 커패시턴스를 그리고, Lg는 주기적 접지 금속막을 따라 흐르는 전류로부터 발생하는 인덕턴스를 나타낸다. 실제, PPGM구조가 매우 복잡하기 때문에 정확한 등가 회로의 풀이는 어려우며, 본 논문에서는 공진 특성을 설명하기 위한 간단한 등가 회로를 제안한다.

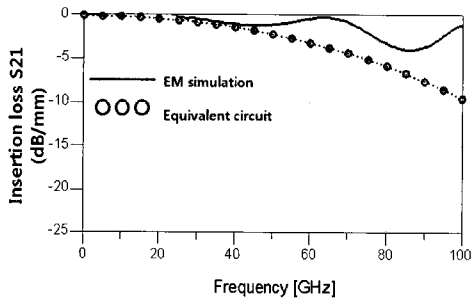


Fig. 13 Insertion loss S21 of the PGS (periodic ground structure) calculated from EM simulation and equivalent circuit (it was normalized by a characteristic impedance of 38 Ω)

Fig. 13은 등가 회로의 EM simulation 결과로부터 계산된 삽입 손실 특성이며, 그림에서와 같이 100 ㎓근방에서도 공진이 발생하지 않으며, 이로부터 적어도 100 ㎓까지는 전송 선로로써 사용할 수 있음을 알 수 있다. 기존의 PBG 구조가 수 ㎓에서 공진이 발생하였던 점을 감안하면[8]-[10], 본 논문의 PPGM 구조의 가장 큰 장점은 높은 공진 주파수에 의해 적어도 100 ㎓이하의 대역에서도 전송 선로로서의 사용이 가능하다는 점이다.

Fig. 12의 등가 회로로부터 공진주파수를 계산하면 다음과 같다.

$$f_R = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{2L_gC_f}} \tag{22}$$

예를 들어, T = 20 ㎛일 때의 등가 회로 파라미터는 Lg = 0.0251 nH, Cg = 0.032 ㎌과 같으며, 상기 식을 이용하면 공진주파수는 1239.3 ㎓ 이다. PGS 구조를 가지는 coplanar-type 전송 선로는 낮은 공진주파수로 인하여 필터로써 사용되어지는 PBG나 메타 물질과 달리 공진주파수가 매우 높으므로, 공진주파수 대역 이하에서 전송 선로로 사용 가능함을 보여준다.

4. 결 론

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 PGS 선로 구조에 대해 실리콘 반도체 상에서의 응용 가능성을 타진하였다

주파수 대역폭 특성 결과를 통해 PGS 구조를 가지는 코프레너형 전송 선로는 매우 넓은 대역폭을 가지는 것을 확인 할 수 있었으며, T = 5 ~ 20 μm인 경우, 890 ~ 2,177 ㎓의 높은 대역폭 특성을 가짐을 알 수 있었다. 그리고 전송 선로의 선로 파장은 종래의 마이크로 스트립 선로의 57%로 축소되었으며, 종래의 코프레너형 전송 선로에 필적하는 -1.3 dB 이하의 손실을 보여주었다. 또한, PGS를 사용하는 코프레너형 전송 선로는 종래의 전송 선로에 비해 비교적 낮은 특성 임피던스를 보여주었으며 종래의 PBG나 메타 물질과 달리 실수 값의 특성 임피던스를 가지며, 특성 임피던스의 주파수 의존성이 매우 적었다. 또한 낮은 공진 주파수로 인하여 필터로써 사용되어지는 종래의 PBG나 메타 물질과 달리 PPGM 선로는 1239.3 ㎓의 매우 높은 공진주파수 특성을 보여주었다. 상기 결과로부터, PGS 구조를 이용한 코프레너형 전송 선로는 실리콘 RFIC용 초소형 수동소자 개발을 위한 단파장 전송 선로로써 매우 유효하게 사용될 수 있음을 알 수 있다.

참고문헌

[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] 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.

[4] 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.

[5] 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.

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

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

[8] 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.

[9] 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.

[10] 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.

저 자 소 개

조한나 (趙 한 나)

2007년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사). 2007년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정. [주 관심분야] 무선통신용 MMIC/RFIC 등

박영배 (朴英培)

2005년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사). 2007년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학석사). 2007년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 박사과정. [주 관심분야] 초고주파 집적회로

윤 영 (尹 榮)

1993년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사). 1995년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사). 1999년 3월: 일본 오사카 대학교 전기공학과 (공학박사). 1999년 4월~2003년 9월: 마쯔시따전기 반도체 디바이스 연구센터 MMIC/ RFIC 연구그룹. 2003년 9월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 조교수. [주 관심분야] 무선통신용 MMIC/RFIC 등