

GaAs MMIC상에서 주기적으로 천공된 홀을 가지는 접지 금속막 구조를 이용한 전송선로 특성연구 및 코프레너 선로를 이용한 온칩 초소형 임피던스 변환기에의 응용

윤 영†

(원고접수일 : 2008년 2월 11일, 원고수정일 : 2008년 4월 18일, 심사완료일 : 2008년 4월 21일)

A Study on Characteristics of the Transmission Line Employing Periodically Perforated Ground Metal on GaAs MMIC and Its Application to Highly Miniaturized On-chip Impedance Transformer Employing Coplanar Waveguide

Young Yun†

Abstract : In this paper, basic characteristics of transmission line employing PPGM (periodically perforated ground metal) were investigated using theoretical and experimental analysis. According to the results, unlike the conventional PBG (photonic band gap) structures, the characteristic impedance of the transmission line employing PPGM structure showed a real value, which exhibited a very small dependency on frequency. The transmission line employing PPGM structure showed a loss (per quarter wave length) higher by 0.1 ~0.2 dB than the conventional microstrip line. According to the investigation of the dependency of RF characteristic on ground condition, the RF characteristic of the transmission line employing PPGM structure was hardly affected by the ground condition in the frequency lower than Ku band, but fairly affected in the frequency higher than Ku band, which indicated that coplanar waveguide employing PPGM structure was optimal for RF characteristic and reduction of size. Considering above results, impedance transformer was developed using coplanar waveguide with PPGM structure for the first time, and good RF characteristics were observed from the impedance transformer. In case that $\lambda/4$ impedance transformer with a center frequency of 9 GHz was fabricated for a impedance transformation from 20 to 10 Ω , the line width and length were 20 and 500 μm , respectively, and its size was only 0.64 % of the impedance transformer fabricated with conventional microstrip lines. Above results indicate that the transmission line employing PPGM is a promising candidate for a development of matching and passive elements on MMIC.

Key words : Transmission line(전송선로), Periodically perforated ground metal(주기적 접지 금속막), Impedance transformer(임피던스 변환기), Coplanar waveguide(코프레너 선로), MMIC(모노리식 마이크로파 집적회로)

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

1. 서 론

최근, 고주파 반도체 디바이스 제조 및 설계기술의 발전과 더불어 광대역 및 고집적특성을 가지는 저가격의 MMIC가 무선통신시장에서 요구되어지고 있다. 그러나, RF 회로에 널리 사용되는 필터, 결합기 및 분배기등의 수동소자들은, 큰 사이즈 때문에 MMIC 내부에 집적되지 못하고 대부분 MMIC 외부에 집적되며, 이는 고집적 MMIC개발에 장애요소가 되어왔다. 상기 문제를 해결하기 위해 PPGM (periodically perforated ground metal) 선로구조가 개발되었으며, 선로과장 축소를 통해 MMIC용 온칩 초소형 커플러 및 결합기, 분배기등이 구현되었다^[1]. 결합접지구조등의 기존의 PBG (photonic bandgap)구조^{[2]-[4]}는 주로 필터에 응용되었으며, 10 GHz이하의 낮은 주파수에서 발생하는 저주파공진특성으로 인하여 전송선로로서는 이용되지 못하였다. 이에 반해, PPGM 선로구조는 기존의 PBG 구조에서 발생하는 저주파 공진특성이 관찰되지 않았으며, 따라서, 전송선로로서 유용하게 사용되었고, 특히, PPGM 선로구조가 가지는 저임피던스 특성은 능동소자간의 임피던스 정합용 저임피던스 분배 및 결합기 제작에도 유용하게 이용되었다^[1]. 이러한 PPGM 선로구조의 고주파응용을 위해서는 선로구조에 대한 기본특성이 규명되어야 하나, 아직까지는 손실 및 대역폭에 대한 간단한 특성고찰만이 이루어졌으며^[1], 이론 및 실험적 방법을 이용한 PPGM 선로구조의 물리적 특성에 대한 광범위한 고찰이 이루어지지 못하였다.

본 논문에서는 PPGM 선로구조에 대한 대역폭 및 특성 임피던스, 과장특성등이 등가회로를 통한 이론적 방법과 실험적 방법을 통하여 고찰되었으며, 주기적 격자구조 변형에 따른 기본특성과 접지조건에 따른 RF 특성변화도 고찰하였다. 이와 함께, 본 연구에서는 PPGM 구조를 GaAs MMIC 상의 코프레너 선로에도 적용하여, 기존의 마이크로스트립형 PPGM 선로구조^[5]와 특성비교를 수행하였으며, PPGM 구조를 코프레너 선로에 적용하여 임피던스 변환기를 제작하였다.

2. 주기적 홀을 가지는 접지 금속막 (PPGM)을 이용한 마이크로스트립 선로구조

그림 1은 본 논문의 주기적 홀을 가지는 접지금속막을 이용한 마이크로스트립 선로구조, 즉, PPGM (periodically perforated ground metal) 선로구조이다. PPGM 선로구조는 여러 논문을 통해서 발표된 바 있다^[1]. 그림에서 보는 바와 같이 선로와 GaAs 기판의 접지금속막 사이에 추가로 주기적 홀을 가지는 접지금속막을 삽입하였으며, 주기 접지금속막은 비어 홀을 통해서 GaAs 기판의 접지금속막에 연결되어 접지전위를 공급한다. 접지금속막과 선로 사이에는 SiN 박막을 삽입하였다. 그림 1에서 알 수 있는 바와 같이 접지금속막 선로구조의 용량에 있어서, 종래의 마이크로스트립 선로구조에서 존재하는 용량 C_a 뿐 아니라 접지금속막과 선로 사이의 용량 C_b 가 추가적으로 존재한다. 전송선로의 과장과 임피던스는 선로의 용량에 반비례하므로^[5], 선로와 접지금속막

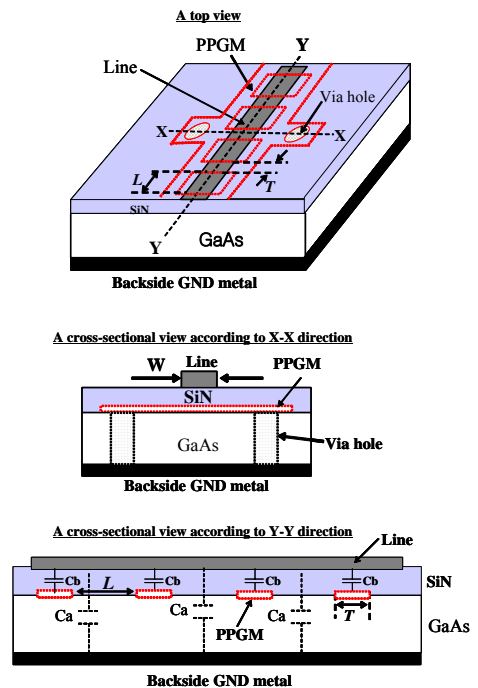


Fig. 1. Microstrip line structure employing PPGM.

사이의 용량이 증가할수록 특성임피던스 Z_0 와 선로 파장 λ_g 은 감소하며, 따라서, 그림 1의 선로구조는 종래의 마이크로스트립 선로구조에 비해 저임피던스 특성과 단파장 특성을 보여준다^[1]. 이러한 PPGM 선로의 단파장 및 저임피던스 특성을 이용하여 여러 가지 형태의 소형화된 MMIC용 수동소자가 개발되었다^[1].

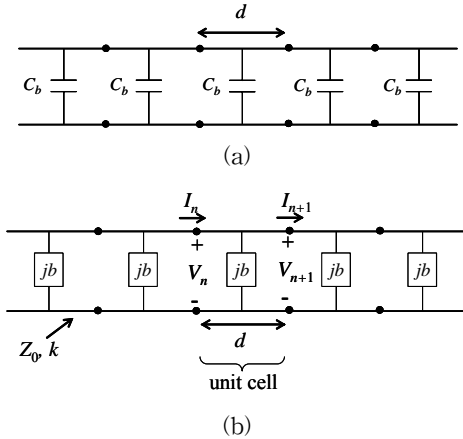


Fig. 2 (a) An equivalent circuit of the PPGM structure with periodically loaded capacitor C_b . (b) An equivalent circuit of the PPGM structure with periodically loaded susceptance jb .

3. 주기적 홀을 가지는 접지 금속막 (PPGM)을 이용한 마이크로스트립 선로구조의 기본특성

3.1 대역폭 및 특성임피던스

PPGM 선로의 특성 임피던스 측정결과는 이미 논문에서 보고된 바 있으나^[1], 본 논문에서는 주기적 구조에 대한 이론적 접근법을 사용하여, PPGM 선로의 대역폭 및 특성임피던스의 기본특성에 대해 보다 자세히 고찰하고자 한다. 대역폭 및 특성임피던스에 대해 간단한 이론적인 해석을 위해서, 그림 1의 PPGM 선로구조는 그림 2(a)와 같이 용량 C_b 가 종단된 길이 d 인 주기적 전송선로로 표현되었다. 대역폭 및 임피던스를 계산하기 위

한 가장 용이한 등가회로는 용량으로 종단된 전송선로이며^[5], 이를 위해 본 절에서는 용량으로 종단된 전송선로를 PPGM 선로에 대한 등가회로로 채택하였다. 그림 1의 PPGM 선로구조는 용량 C_a 와 C_b 를 가지지만, 용량 C_a 는 마이크로스트립선로의 선로와 접지사이에 존재하는 용량이므로 그림 2(a)의 길이 d 인 주기적인 전송선로에 내재되어 있다. 그림 2(a)의 등가회로는 그림 2 (b)와 같이 주기적인 서셉턴스 jb 로 표현될 수 있으며, jb 는 다음의 식으로 표현될 수 있다.

$$jb = j\omega C_b / Y_0 = j\omega C_b Z_0 \tag{1a}$$

$$b = \omega C_b Z_0 \tag{1b}$$

$$C_b = \epsilon_{SIN} \cdot \frac{S}{d_{SIN}} = \epsilon_{SIN} \cdot \frac{W \times T}{d_{SIN}} = 7\epsilon_0 \cdot \frac{W \times T}{d_{SIN}} \tag{1c}$$

$$d = \frac{L}{2} + T + \frac{L}{2} = L + T \tag{1d}$$

주기적 구조에 대한 통과 및 저지대역 식을 적용하면^[5], 통과대역의 경우는

$$\cosh j\beta d = \cos \beta d = \cos kd - Xkd \sin kd \tag{2a}$$

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

$$kd = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_e \epsilon_0} d \tag{2c}$$

으로 표현된다. 상기 식에서 a 와 β 는 각각 선로의 전송상수 γ 에 대한 손실성분과 비손실성분이며, 다음과 같다.

$$\gamma = \alpha + j\beta \tag{3}$$

그리고, 저지대역의 경우는 다음 식으로 표현된다.

$$\cosh \alpha d = |\cos kd - Xkd \sin kd| \geq 1 \tag{4}$$

이 된다. 식 (2), (4)를 이용하여 계산한 통과대역과 저지대역 계산결과는 표 1에 요약되어 있다. 표 1의 결과는 선로 폭 $W = 20 \mu\text{m}$, 주기적인 홀 간격 $L = 20 \mu\text{m}$ 에 대한 계산 결과이다. 상기 결과에서 PPGM 선로에 대한 대역폭은 1차 통과대역에 해당하므로, $T = 20 \mu\text{m}$ 이하의 범위에서는, 적어도 266 GHz이상의 대역폭을 가지며, 고주파 전송선로에 충분히 응용될 수 있음을 알 수 있다.

Table 1 Calculated pass- and stopband of the PPGM structure($W = 20 \text{ m}$, $L = 20 \text{ m}$)

T (m)	C_b (pF)	First Pass Band (GHz)	First Stop Band (GHz)	Second Pass Band (GHz)
5	0.00885	• $f \leq 639$ • BW = 639	• 639 ~ 1650 • BW = 1011	• 1650 ~ 1917 • BW = 267
10	0.0177	• $f \leq 443$ • BW = 443	• 443 ~ 1373 • BW = 930	• 1373 ~ 1528 • BW = 155
20	0.0354	• $f \leq 266$ • BW = 266	• 266 ~ 1031 • BW = 765	• 1031 ~ 1131 • BW = 100

주기적 구조에 대한 특성 임피던스 식을 적용하면^[5], 특성 임피던스는 다음과 같이 표현된다.

$$Z_B = \frac{\left| \left(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd - \frac{b}{2} \right) \right| \cdot Z_0}{\sqrt{1 - \left(\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \right)^2}} \quad (5)$$

그림 3은 PPGM 선로구조에 대해 상기 식을 이용하여 계산된 결과와 측정결과를 비교한 그래프이다. 그림에서 보는 바와 같이 종래의 마이크로스트립 선로에 비해 PPGM 선로구조는 저임피던스 특성을 보인다. 이는 앞에서 설명한 바와 같이 전송선로의 임피던스는 선로의 용량에 반비례하므로, PPGM 선로구조의 증가된 용량이 특성임피던스의 감소를 초래하였다. 일반적으로 고주파 대역에서 GaAs FET는 보통 10 ~ 25 Ω 의 낮은 게이트 입력 및 드레인 출력 임피던스를 가지므로, 저임피던스 특성을 가지는 PPGM 선로구조는 능동소자간의 정합을 위한 저임피던스 정합소자로서 유용하게 사용되었다^[1]. 그리고, 식 (5)에서 알 수 있는 바와 같이, 특성 임피던스 Z_B 는 결합접지구조등의 기

존의 PBG 구조^{[2]-[4]}와는 달리 실수 값의 특성 임피던스를 가지며, 특성임피던스의 주파수 의존성이 매우 적다. 그림 4는 식 (5)의 특성임피던스 Z_B 에 대한 계산결과이다. 강한 주파수 의존성을 가지는 허수 값의 특성 임피던스로 인해 기존의 PBG 구조는 전송선로보다는 필터제작에 응용되기에 적합하였으나^{[2]-[4]}, PPGM 선로는 이들에 비해 저임피던스의 전송선로 응용에 적합한 특성을 가지고 있음을 알 수 있다.

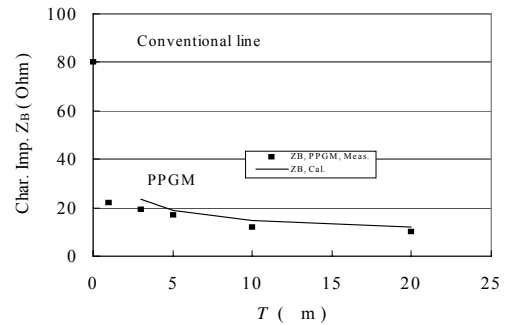


Fig. 3 Measured and calculated characteristic impedance of microstrip line employing PPGM.

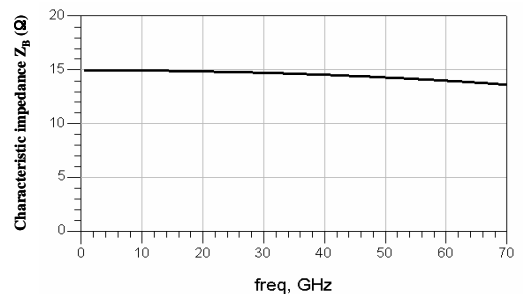


Fig. 4 The dependency of characteristic impedance on frequency of microstrip line employing PPGM.

3.2 선로파장 특성

그림 5는 PPGM 선로에 대한 파장 측정결과이다. PPGM 선로구조는 종래의 마이크로스트립 선로보다 높은 용량성분을 가지므로 축소된 길이의 파장을 가진다는 사실은 이미 보고되었다^[1]. 본 연구에서는 주기적 구조변화에 따른 선로파장 의존성도 고찰하였다. 그림 6은 다양한 주기적 홀의 간격 T (그림 1 참조)의 변화에 따른 선로파장 의존성

측정결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 $T = 5 \sim 20 \mu\text{m}$ 의 범위에서는 T 가 증가할수록 파장이 짧아 지는데, 이는 그림 1에서 알 수 있는 바와 같이 T 가 증가할수록 선로와 PPGM사이에 교차하는 면적이 커지므로 용량 C_b 값이 커지기 때문이다. 그리고, $T = \infty$ 의 경우는 그림 1에서 주기적 홀이 완전히 도체로 채워진 경우에 해당되며, 이 경우는 SiN 바로 아랫부분에 접지면이 존재하게 된다. 그런데, 한 가지 주목해야 할 사실은, $T = \infty$ 의 경우 선로와 접지사이의 용량성분이 $T = 5 \sim 20 \mu\text{m}$ 의 경우보다도 훨씬 큼에도 불구하고, 파장은 이들보다 더 커진다. 그 이유는, $T = 5 \sim 20 \mu\text{m}$ 의 경우는 주기적 구조이므로 β 값이 큰 slow-wave가 존재하나, $T = \infty$ 의 경우는 주기적 구조가 아니므로 β 값이 큰 slow-wave가 존재하지 않기 때문이다.

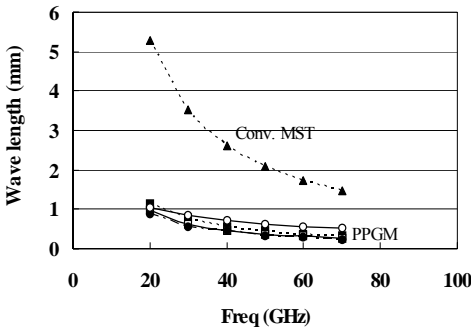


Fig. 5 Measured wave length of microstrip line employing PPGM.

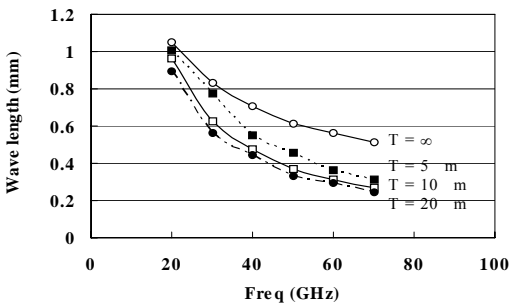


Fig. 6 Measured wave length of microstrip line employing PPGM with various values of T.

3.3 선로손실 특성

표 2는 종래의 마이크로스트립 선로와 PPGM 선로에 대한 $\lambda/4$ 파장 당 손실을 보여준다. 표에서 보는 바와 같이, PPGM 선로가 대략 0.1 ~ 0.2 dB정도 높은 손실특성을 보인다. 이에 대한 이유는 다음의 유전손실에 대한 식으로부터 설명될 수 있다.

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_{eff}} (\epsilon_r - 1)} = \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_{eff}} (\epsilon_r - 1)}$$

$$= \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \epsilon_r (\sqrt{\epsilon_{eff}} - 1 / \sqrt{\epsilon_{eff}}) \tan \delta}{2(\epsilon_r - 1)} \quad (\text{NP/m}) \quad (6)$$

상기 식에서 ϵ_e 와 $\tan \delta$ 는 각각 유효유전율과 손실탄젠트이며, 유전손실은 대략 $(\epsilon_e)^{0.5}$ 에 비례한다. PPGM구조를 사용하면 주기적 용량증가에 의해 유효유전율이 증가하므로, 결국 종래의 전송선로에 비해 손실도 증가하게 된다. 따라서, PPGM 선로를 이용하여 수동소자를 제작하는 경우, 종래의 마이크로스트립 선로를 이용하는 경우보다 사이즈를 대폭 축소할 수 있으나, 약간 추가적인 손실이 발생한다는 사실은 염두에 두어야 한다.

Table 2 Loss of quarter wavelength microstrip line employing PPGM and conventional one

Frequency (GHz)	PPGM line (dB)	Microstrip line (dB)
10	0.404	0.378
20	0.425	0.413
30	0.417	0.395
40	0.520	0.328
50	0.440	0.301

3.4 접지조건에 다른 PPGM 선로의 특성변화

그림 1과 같이 비어 홀을 통해 PPGM은 접지 금속막과 연결되며, 따라서, PPGM은 접지 금속막과 분리된 또 다른 접지면이 된다. 따라서, 양호한 PPGM 선로특성을 위해서는 PPGM이 이상적

인 접지면이 되어야 한다. 그러나 비어 홀은 고주파에서 기생 인덕턴스 성분을 가지며, 이로 인해 PPGM은 고주파에서 완벽한 접지면이 되지 못한다. 결국, PPGM의 접지조건은 고주파에서 PPGM 선로에 큰 영향을 미치게 된다. 그림 7은 여러 가지 접지조건에 따른 PPGM 선로의 삽입손실 측정결과를 특성 임피던스로 정규화하여 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이, 양면에 4개의 비어 홀을 사용한 구조, 단면에 2개의 비어 홀을 사용한 구조 및 1개의 비어 홀을 사용한 구조를 비교하였으며, PPGM 구조를 이용한 코프레너형 선로에 대해서도 특성을 조사하였다. 이제까지 PPGM 구조를 이용한 마이크로스트립 선로에 대해서만 검토를 하였으나^[1], PPGM 구조를 이용한 코프레너형 선로에 대해서는 본 논문에서 처음으로 검토하였다. PPGM 구조를 이용한 코프레너형 선로구조는 그림 8에 나타나 있다. 그림 7에서 보는 바와 같이 주파수가 12 GHz 이하인 대역에서는 RF 특성은 접지조건에 거의 영향을 받지 않는다. 그러나, 12 GHz 이상이 되면 비어 홀의 수가 적을수록, PPGM면의 불완전한 접지특성에 의해 성능저하가 두드러진다. 이는 주파수가 높을수록 비어 홀에 의한 기생 인덕턴스 성분이 RF 특성에 큰 영향을 미치며, 많은 수의 비어 홀을 사용할수록 기생 인덕턴스 성분이 감소하기 때문이다. 대략, 기생 인덕턴스 성분은 비어 홀의 갯수에 반비례한다. 그림에서 보는 바와 같이, 코프레너형 선로의 경우는 가장 양호한 RF 특성을 보이며, 이는 비어 홀을 사용하지 않으므로 PPGM면이 이상적인 접지조건에 가장 가깝기 때문이다. 검토결과에 의하면, 마이크로스트립 선로에 대해 PPGM 구조를 적용하는 경우, Ku 밴드 이하에서는 1mm 길이 당 1개의 비어 홀로 충분하며, Ku 밴드 이상의 높은 주파수 대역에서는 적어도 1mm당 4개의 비어 홀이 필요하였다. 따라서, Ku 밴드 이상의 높은 주파수 대역에서는 많은 수의 비어 홀에 의해 선로 주변의 면적이 증가하여, 그 만큼 PPGM 구조의 단과장 선로에 의한 수동소자의 면적감소 효과가 적어짐을 의미한다. 따라서, Ku 밴드 이상의 높은 주파수 대역에서는 코프레너 선로형태의 PPGM

구조가 RF 성능 및 면적감소의 측면에서 적합한 구조이며, 본 논문에서는 PPGM 구조를 코프레너형 선로에 적용하여 임피던스 변환기^[5]를 제작하였다.

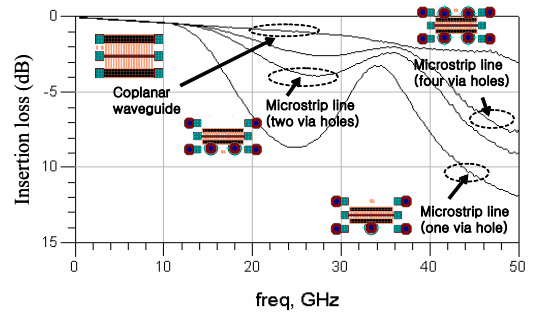


Fig. 7 Insertion loss of microstrip lines employing PPGM with various ground conditions.

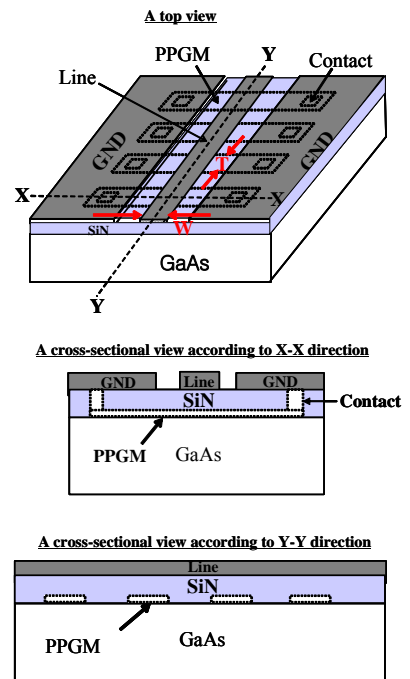


Fig. 8 Coplanar waveguide employing PPGM.

4. 코프레너형 PPGM 선로를 이용한 임피던스 변환기

그림 8은 PPGM 구조를 이용한 코프레너형 선로구조를 보여준다. 마이크로스트립 선로를 이용한

PPGM 구조와는 달리 비어 홀을 사용하지 않고, 선로양단의 접지면에 PPGM이 연결되어 있다. 그림 9는 코프레너형 PPGM 선로를 이용하여 100 μm 두께의 GaAs MMIC상에 제작한 임피던스 변환기 사진을 보여준다. 온웨이퍼 측정을 위해서 GSG 패드를 사용했으며, 임피던스 변환기에 해당하는 부분은 파선으로 둘러싸인 영역이다. 그림에서 보는 바와 같이 특성 임피던스 Z_{c2} 에서 Z_{c1} 로의 변환을 위해서 사용되며, 임피던스 변환관계식^[5]을 만족시키기 위해서는 아래의 식이 만족되어야 한다.

$$Z_c = \sqrt{Z_{c1}Z_{c2}} \tag{7}$$

$Z_{c1} = 10 \ \Omega$, $Z_{c2} = 20 \ \Omega$ 이며, 중심주파수 9.25 GHz인 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 제작하는 경우, $T = 10 \ \mu\text{m}$ 이며, 선로 폭과 길이는 각각 20, 500 μm 이다. 종래의 마이크로스트립 선로를 이용하여 상기 임피던스 변환기를 100 μm 두께의 GaAs MMIC상에 구현하는 경우, 선로 폭 560 μm , 선로길이 2780 μm 이며, 따라서, 코프레너형 PPGM 선로를 이용하여 제작한 임피던스 변환기는 종래의 마이크로스트립 선로를 이용해서 제작한 경우에 비해 0.64 %의 매우 적은 점유면적만을 차지한다. 임피던스 변환기의 반사손실 S_{11} 및 삽입손실 S_{21} 측정 결과는 그림 10에 보인다. 그림에서 보는 바와 같이, 중심주파수 9.25 GHz에서 -33.5 dB의 반사손실과 -0.64 dB의 삽입손실특성이 관찰된다. 그리고, 한 가지 주목해야 할 사실은 변환기 선로의 길이가 $\lambda/4$ 에 해당하는 주파수 뿐 아니라, $3\lambda/4$ 에 해당하는 주파수에서도 동일한 임피던스 변환기능을 수행하므로^[5], 27 GHz 근방에서도 양호한 반사손실 및 삽입손실 특성이 나타난다. 따라서, 임피던스 변환기에는 선로의 길이가 $\lambda/4$ 에 해당하는 제 1 대역폭과 선로의 길이가 $3\lambda/4$ 에 해당하는 제 2 대역폭이 존재한다. 그림에서 보는 바와 같이 정확히는 중심주파수가 27.75 GHz가 아닌 26 GHz이며, 이는 PPGM 선로 기생성분등에 의해 선로파장은 주파수에 대해 정확히 선형적으로 변하기 않기 때문이다. 그림 10의 제 2 대역폭에 해당되는 26 GHz 동작용 임피던스 변환기

를 종래의 마이크로스트립 선로를 이용하여 제작하는 경우, 선로 폭 560 μm , 선로길이 962 μm 이며, 제 2 대역폭에서 동작하는 경우에도 코프레너형 PPGM 선로를 이용하여 제작한 임피던스 변환기는 종래의 마이크로스트립 선로를 이용해서 제작한 경우에 비해 1.86 %의 매우 적은 점유면적만을 차지한다. 표 3은 다양한 T 값을 가지는 코프레너형 PPGM 선로를 이용한 임피던스 변환기의 RF 성능 측정결과 및 대역폭을 보여준다. 표에서 대역폭은 반사손실 -10 dB이하의 범위로 정의하였다. 상기 결과로부터 코프레너형 PPGM 선로를 이용하여 제작한 임피던스 변환기는 두 개의 대역폭에서 매우 유용한 MMIC용 정합소자로써 사용 가능함을 알 수 있다.

Table 3 Measured RF performance and its bandwidth of impedance transformer employing coplanar waveguide with PPGM structure.

T	Trans. Imp.	Measured RF characteristic	First bandwidth h & center freq.	Second bandwidth h & center freq.	Size in first & second center freq.
5 μm	24 \rightarrow 12 Ω	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $S_{11} = -31.6$ dB@11 GHz ▪ $S_{21} = -0.52$ dB@11 GHz 	11 \mp 8.5 GHz	32 \mp 9.1 GHz	1 %/2.91 % of conv. transformer
10 μm	20 \rightarrow 10 Ω	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $S_{11} = -33.5$ dB@9 GHz ▪ $S_{21} = -0.64$ dB@9 GHz 	9.25 \mp 7.2 GHz	26 \mp 5.3 GHz	0.64 %/1.86 % of conv. transformer
20 μm	16 \rightarrow 9 Ω	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $S_{11} = -44.1$ dB@8 GHz ▪ $S_{21} = -0.78$ dB@8 GHz 	8 \mp 7.2 GHz	23 \mp 4.3 GHz	0.47 %/1.35 % of conv. transformer

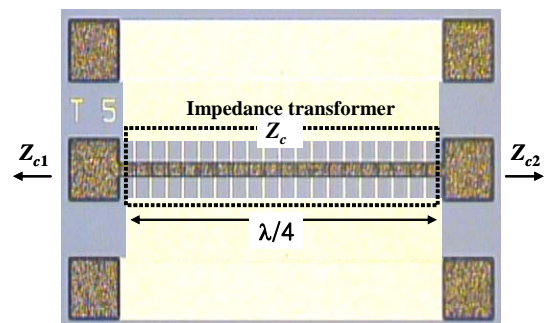


Fig. 9 A photograph of impedance transformer employing coplanar waveguide with PPGM structure.

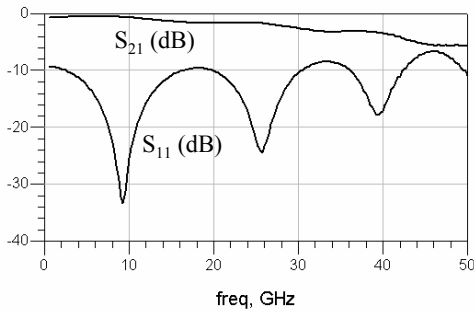


Fig. 10 Measured return and insertion loss of impedance transformer employing coplanar waveguide with PPGM structure.

5. 결 론

본 논문에서는 이론적 방법과 실험적 방법을 통하여 PPGM 선로에 대한 기본특성을 고찰하였으며, 주기적 격자구조 변형에 따른 기본특성변화와 접지조건에 따른 RF 특성변화도 고찰하였다. 그 결과에 의하면 PPGM 선로는 기존의 PBG 구조와는 달리 실수 값의 특성 임피던스를 가지며, 특성임피던스의 주파수 의존성이 매우 적어 전송선로로서 충분한 응용가능성을 보였으며, 특히, PPGM 선로자체의 저임피던스 및 단파장 특성에 의해 초소형 MMIC용 정합 및 수동소자 응용에 적합함을 알 수 있었다. 주기적 격자구조 변형에 따른 기본특성결과에 의하면, $T = \infty$ 의 경우 선로와 접지사이의 용량성분이 $T = 5 \sim 20 \mu\text{m}$ 의 경우보다도 훨씬 큼에도 불구하고, 파장은 이들보다 더 커짐을 알 수 있었으며, 그 결과로부터 단파장의 전송선로를 구현하기 위해서는 반드시 slow-wave가 존재하는 주기적 구조가 필요함을 알 수 있었다. 선로손실 특성 고찰결과에 의하면, $T = 5 \mu\text{m}$ 인 $\lambda/4$ 파장의 선로에 대해, PPGM 선로가 종래의 마이크로스트립 선로보다 대략 0.1 ~ 0.2 dB정도 높은 손실특성을 보였으며, T 가 증가할수록 유전손실증가에 의해 선로손실도 증가하였다. 접지조건에 따른 RF 특성변화 고찰결과에 의하면, Ku 밴드 이하에서는 접지조건에 거의 영향을 받지 않았으나, Ku 밴드 이상에서는 접지조건에 크게 영향을 받았으며, RF 성능 및 면적감소의

측면에서 코프레너형 PPGM 선로가 가장 최적의 구조임을 알 수 있었다. 상기 결과를 토대로, 본 논문에서는 PPGM 구조를 코프레너 선로에도 적용하여 임피던스 변환기를 제작하였으며, 양호한 RF 특성을 관찰할 수 있었다. GaAs MMIC상에 중심 주파수 9 GHz인 20 \rightarrow 10 Ω 변환용 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 제작하는 경우, 선로 폭과 길이는 각각 20, 500 μm 이며, 그 점유면적은 종래의 마이크로스트립 선로를 이용해서 제작한 변환기의 0.64 % 밖에 되지 않았고, 제 2 대역폭인 26 GHz에서 사용하여도 그 점유면적은 1.86%밖에 되지 않았다. 상기 결과들로부터 PPGM 선로는 MMIC용 정합소자 및 수동소자로서 매우 유용하게 사용될 수 있음을 알 수 있다.

후 기

이 논문 또는 저서는 2008년 교육과학기술부로부터 지원받아 수행된 연구임 (지역거점연구단육성사업/차세대물류IT기술연구사업단). 본 연구는 ETRI SoC 산업진흥센터 IT SoC 핵심설계인력양성사업의 지원에 의해 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] H. Wang, "Silicon-based monolithic millimeter-wave integrated circuits," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Yokohama, Japan, Dec. 2006, pp. 268-275.
- [2] S. K. Alam, "A 1.5-V 2.4 GHz CMOS variable gain front-end for bluetooth and wireless LAN applications," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Yokohama, Japan, Dec. 2006, pp. 1139-1142.
- [3] H. Yukawa, Y. Tsuyama, T. Hamabe, A. Iida, Y. Tahara, K. Mori, and M. Nakayama, "12-GHz low noise MIC amplifier with 0.86 dB noise figure," in

- Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Yokohama, Japan, Dec. 2006, pp. 181-184.
- [4] S. Kurachi, J. Chen, Y. Shimamatsu, H. Liu, and T. Yoshimasu, "A wideband amplifier MMIC with InGaP/GaAs HBT technology," in *Proc. International Symposium on Microwave and Optical Technology*, Fukuoka, Japan, Aug. 2005, pp. 764-766.
- [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] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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 Guided Wave Lett.*, Vol. 10, No. 4, pp. 131-133, April, 2001.
- [10] A. S. Andrenko, Y. Ikeda, and O. Ishida, "Application of PBG microstrip circuits for enhancing the performance of high-density substrate patch antennas," *Microwave Opt. Tech Lett.*, Vol. 32, No. 5, pp. 340-344, Mar. 2002.
- [11] A. Lai, and T. Itoh, "Microwave composite right/left-handed metamaterials and devices," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Suzhou, China, Dec. 2005, pp. 31-34.
- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, Reading, 1990.

저 자 소 개



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: 마쯔시 따전기 반도체 디바이스 연구센터 MMIC/RFIC 연구그룹. 2003년 9월~현재: 한국해양대학교 전자공학과 부교수 [주 관심분야] 무선통신용 MMIC/RFIC 등