

# 주기적으로 배치된 용량성 소자를 이용한 단파장 전송선로의 기본특성 연구와 MMIC용 초소형 수동소자개발에의 응용

장의훈<sup>1</sup> · 정장현<sup>1</sup> · 최태일<sup>2</sup> · 윤영<sup>†</sup>

(원고접수일 : 2011년 8월 8일, 원고수정일 : 2011년 10월 4일, 심사완료일 : 2011년 10월 21일)

## A Study on Basic Characteristics of Short Wavelength Transmission Line Employing Periodically Arrayed Capacitive Devices and Its Application to Highly Miniaturized Passive Components on MMIC

Eui-Hoon Jang<sup>1</sup> · Jang-Hyeon Jeong<sup>1</sup> · Tae-Il Choi<sup>2</sup> · Young Yun<sup>†</sup>

**요약** : 본 연구에서는 MMIC 상에서 온칩용 수동소자의 개발을 위해서, 주기적으로 배치된 용량성 소자를 이용한 단파장 전송선로를 연구하였다. PACD 구조의 전송선로는 기존의 마이크로스트립 전송선로에 비해, 단파장 특성과 낮은 특성 임피던스를 나타내었다. PACD 구조의 전송선로 구조는 기존의 마이크로스트립 전송선로 파장의 8%의 파장 단축효과를 나타낸다. MMIC 상에서의 온칩용 수동소자로서의 적합성을 판단하기 위하여 이론적으로 PACD 선로구조의 손실특성, 유효유전율, 전파상수, 대역폭 등의 기본 특성을 분석하였다. 위의 결과들을 통하여 PACD 구조의 전송선로는 MMIC 상에서 온칩용 수동소자로서의 특성에 효과적임을 알 수 있다.

**주제어** : 전송선로, 주기적으로 배치된 용량성 소자, 모놀리식 초고주파 집적회로

**Abstract**: In this study, a short-wavelength transmission line employing periodically arrayed capacitive devices (PACD) was studied for application to miniaturized on-chip passive component on monolithic microwave integrated circuit (MMIC). The transmission line employing PACD showed shorter wavelength and lower characteristic impedance than conventional microstrip transmission line. The wavelength transmission line employing PACD structure was 8% of the conventional microstrip transmission line on GaAs substrate. Using the theoretical analysis, basic characteristic of the transmission line employing PACD (e.g., loss, effective dielectric constant, effective propagation constant, bandwidth ) were also investigated in order to evaluate its suitability for application to a development of miniaturized passive on-chip components on MMIC. Above results indicate that the transmission line employing PACD is a promising candidate for a development of miniaturized passive components on MMIC.

**Key words**: Transmission Line, PACD(periodically arrayed capacitive devices), MMIC(monolithic microwave integrated circuit)

### 1. 서 론

최근 SoC(System on Chip) 화에 따른 단말기의 소형화, 고집적화가 RF 부품시장에서 요구되어지고

있으며, 그 중 RF 송수신단은 수동소자를 다량 집적한 고집적 단말기가 요구되어지고 있는 추세이다. 특히, 결합기 및 분배기, 필터 등의 대부분의

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

1 한국해양대학교 전파공학과

2 광주여자대학교 보건행정학과

수동소자들은 큰 점유면적으로 인해 MMIC 내부에 집적되지 못하고 있으며, MMIC 외부의 프린트 기판 상에 설계 및 제작되고 있는 실정이다[1,2]. 따라서 회로구성의 간략화를 위하여 GaAs 기판 상에 주기적 선로구조인 PACD(periodically arrayed capacitive devices) 선로구조가 제작되어 선로의 특성이 평가되었으며, 제안된 주기적 전송선로는 기존의 전송선로에 비해 짧은 선로파장을 가지며, 저임피던스 특성을 가짐을 알 수 있었다[3]. 그러나 반도체 회로에 상기 선로구조를 응용하기 위해서는 대역폭 및 특성 임피던스, 파장 및 유효유전율, 손실특성 등의 광범위한 물리적 특성이 연구되어야 하나, 최근의 연구결과[3]에서는 반도체상의 주기적 선로구조에 대한 단파장 및 저임피던스 특성을 포함한 기본적 특성에 대한 실험적 고찰만이 이루어졌으며, 아직도 이론 및 실험적 방법을 이용한 광범위한 물리적 특성 고찰이 이루어지지 못하였다.

본 논문에서는 반도체 상의 PACD(periodically arrayed capacitive devices) 선로구조[3]에 대한 대역폭 및 특성 임피던스, 파장 및 유효유전율, 손실특성 등의 광범위한 물리적 특성을 등가회로를 통해 상기 선로구조에 대해 MMIC 상에서의 응용가능성을 연구하였다.

## 2. 주기적으로 배치된 용량성 소자를 이용한 단파장 전송선로

### 2.1 PACD 선로구조

Figure 1 (a)는 주기적으로 배열된 용량성 소자를 이용한 선로(PACD: periodically arrayed capacitive devices)의 구조를 나타내고 있으며, Figure 1 (b)는 (a)의 X-X 방향의 단면 구조이다. 빗 무늬 형태의 선로는 Figure와 같이 직선의 선로의 양 옆에 주기적인 금속 스트립(PMS: periodic metal strip)이 접속되어 있다. 선로가 주기적으로 용량성분을 가지게 하기 위해서 주기적인 금속 스트립(PMS: periodic metal strip)상에 상부금속 ULM(upper layer metal)을 배치하고, PMS와 ULM사이에는 SiN를 삽입하였다. 그리고, ULM은 비어홀을 통해 뒷면의 접지 금속막(backside metal)에 연결됨으로써 ULM은 접지가 된다. 따라서, Figure 1의 (b), (c)와 같

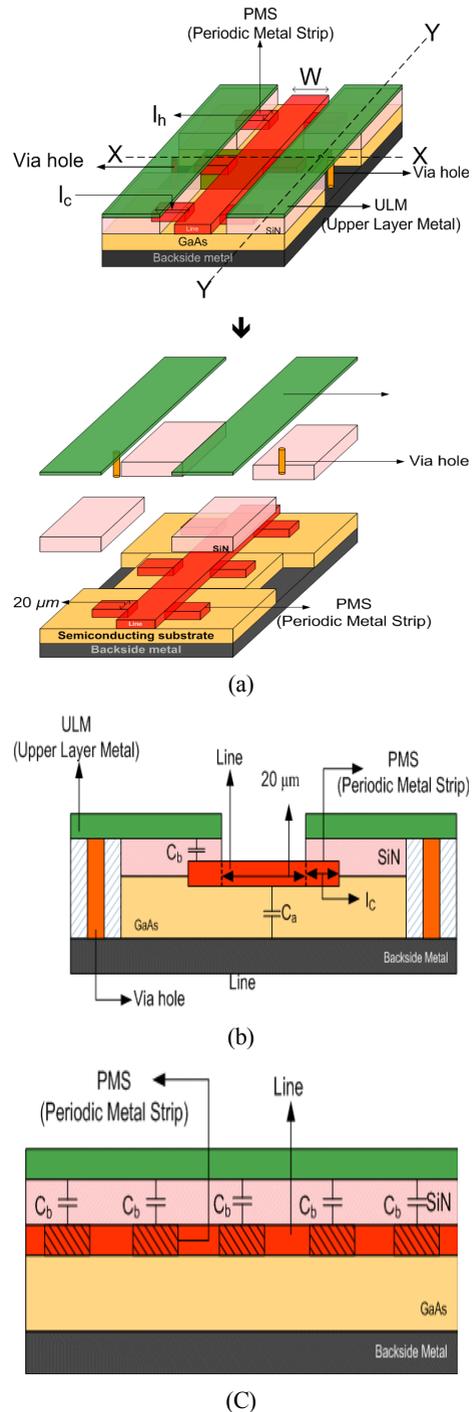


Figure 1: (a) PACD를 적용한 마이크로스트립 전송선로의 구조, (b) X-X 방향의 단면도, (c) Y-Y 방향의 단면도

이 PACD 구조는 기존의 마이크로스트립 선로에 비해 PMS와 접지면인 ULM 사이에 주기적인 용량  $C_b$ 가 추가적으로 존재한다.

즉, Figure 1의 기존의 선로구조의 경우 선로 전체의 용량부는  $C=C_a$ 이지만, Figure 1 (a), (b)의 PACD 구조에서는 추가적으로 발생한 용량  $C_b$ 에 의하여, 전체의 용량부는  $C=C_a+2C_b$ 가 되므로, PACD 구조를 이용한 선로의 임피던스와 선로파장은 기존의 선로구조에 비해 줄어들게 된다. 이러한 PACD의 이론을 적용하면 다음과 같다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_a + 2C_b}} \quad (1)$$

$$\lambda_g = \frac{1}{f\sqrt{L(C_a + 2C_b)}} \quad (2)$$

추가적인 용량  $C_b$ 는 Figure 1 (a)의 용량성 소자 부분인 PMS의 길이  $l_c$ 를 조절하면, 쉽게 변화시킬 수 있으며, 그 결과, 특성임피던스  $Z_0$ 와 선로파장  $\lambda_g$ 의 크기를 조절할 수 있다. 그리고  $l_c$ 의 길이를 증가시켜도 단위 길이당 셀의 수는 고정되어 주기적인 구조를 유지하므로 선로 파장의 축소 효과가 있게 된다.

### 2.2 단파장 전송선로의 파장축소 특성

PACD 구조에서 선로부분의 폭과 PMS의 폭은 20  $\mu\text{m}$ 이다. 이 장에서는 기존의 마이크로스트립 선로 파장과 본 논문에서 PACD 구조의 선로파장을 비교해 보았다.

Figure 2는 기존의 마이크로스트립 선로의 파장과 PACD 구조의 파장을 측정된 값의 결과를 비교한 그래프이다[3]. PACD 구조의 선로파장은 기존의 마이크로스트립 선로의 8%로 축소됨을 볼 수 있다. 예를 들어, 주파수 5 GHz에서 기존의 마이크로스트립 선로의 경우, 선로파장  $\lambda$ 는 21.12 mm이며 PACD 구조의 경우,  $l_c=30 \mu\text{m}$ 일 때의 선로파장  $\lambda$ 는 1.71 mm이다. 이는 기존의 PPGM 구조의 선로파장 축소비율 20% 보다도 훨씬 더 축소된 양이다. 상기 결과를 미루어 볼 때, PACD 구조를 이용하면 MMIC상에 초소형의 수동소자를 제작할 수 있음을 알 수 있다.

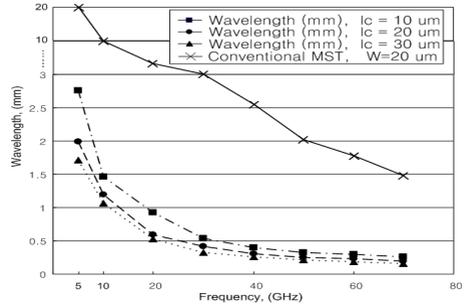


Figure 2: PACD를 적용한 마이크로스트립 전송선로의 선로 파장

Figure 2와 식 (2)를 통하여  $l_c$  값이 커질수록 용량성분  $C_b$ 가 증가하므로 파장이 감소하는 것을 알 수 있다. 본 연구그룹에서는 본 연구에 앞서 PPGM (periodically perforated ground metal) 구조[10]를 제안하였으며, 상기 구조로부터 단파장 특성을 확인하였다. 그러나, PPGM 구조의 경우 주기적 구조를 구성하는 단위 셀의 크기가 너무 커지면, 단위 길이 당 존재하는 주기적인 셀의 수가 감소하여 오히려 파장이 증가하였다. 따라서, PPGM 선로 구조의 파장은 종래의 마이크로스트립 선로파장의 20% 정도로 단파장특성을 보여주었으나, 그 이상의 파장축소 효과는 실현되지 못하였다. 본 논문에서 제안하는 PACD 선로 구조는 주파수 5 GHz에서 기존의 마이크로스트립 선로 파장의 8%의 파장축소 효과를 보였고, PPGM 구조의 선로 파장의 38%의 파장축소 효과를 나타내었다[3]. 표 1은 주파수 5 GHz에서 기존의 마이크로스트립 선로와 PPGM 구조의 선로, 본 논문에서 제안하는 PACD 구조의 선로 파장( $\lambda_g$ )을 비교한 표이다.

Table 1: PACD, PPGM, 기존의 전송선로의 선로파장 비교

구분	$\lambda_g(f = 5 \text{ GHz})$
PACD ( $l_c = 30 \mu\text{m}$ )	1.71 mm
PPGM ( $T = 5 \mu\text{m}$ )[10]	4.46 mm
Conventional MST	21.12 mm

### 2.3 선로손실 특성

Figure 3은 PACD 구조에서  $l_c = 10 \mu\text{m}$ 이고, 길이

가 0.5mm인 전송선로의 손실을 보여준다. 여기서 알 수 있는 바와 같이 0 ~ 5 GHz 대에서 약 -0.82dB 이하의 선로 손실을 보이고, 5 ~ 10 GHz 대역에서는 약 -2.8dB이하의 손실을 보이고 있다. 이는, 기존의 마이크로스트립 선로보다 다소 높은 손실을 보여준다.

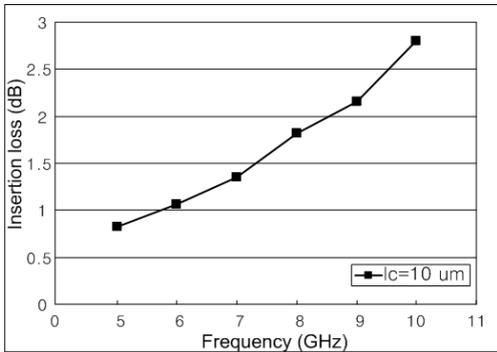


Figure 3: PACD를 적용한 마이크로스트립 전송선로 구조의 삽입 손실 ( $T=5\mu m$ )

이러한 선로에서의 손실의 원인은, 추가적으로 발생한 용량  $C_b$ 로 인한 기생성분이 발생하였기 때문이다. 선로의 손실을 분석하기 위하여 등가회로를 통하여 기생성분의 생성을 살펴보면 다음과 같다. Figure 4는 PACD 구조를 단위 셀로 쪼개었을 때의 단위 셀에 대한 등가회로이다.

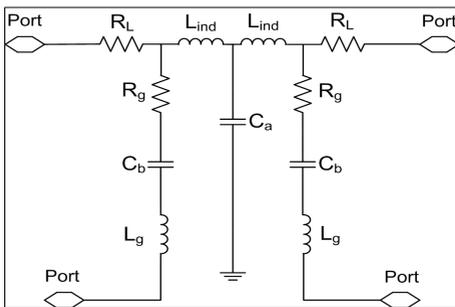


Figure 4: PACD 구조의 등가회로

Figure 4의 각 성분을 살펴보면,  $C_a$ 는 선로와 접지면 사이에서 발생하는 용량성분이며,  $C_b$ 는 PMS와 ULM 사이에서 발생하는 용량성분이다. 이 외

에  $R_g$ 와  $L_g$ 는 각각 PMS 상의 손실에 의한 저항 성분과 전류흐름에 의한 인덕턴스 성분이며,  $L_{ind}$ 와  $R_L$ 은 선로 표면으로부터 발생하는 기생 인덕턴스 성분과 저항 성분이다. PACD 구조의 선로 손실은 이러한 기생성분에 의하여 나타나게 되는 것이다.

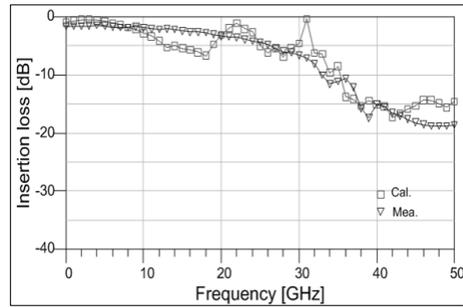


Figure 5: PACD 구조의 삽입 손실의 계산값과 측정값

그러나 PACD 구조는 기존의 마이크로스트립 선로에 비해 파장이 줄어든 만큼 단위 파장 당 손실도 줄어들 것으로 예상되므로 정확한 손실을 검토하기 위해서는 단위위상각 1°변화량에 대한 손실을 검토·비교하여야 한다. 표 2은 위상각 1°변화량에 대한 손실을 PACD 구조와 기존의 마이크로스트립 선로를 비교한 것이다. Figure에서 보는 바와 같이 1°길이 당 기존 선로에 비해 0.0055 - 0.014 dB 정도의 약간의 손실이 더 발생한다. 이는 90°길이에 해당하는  $\lambda/4$  선로에 대해, PACD 구조가 기존의 선로에 비해 0.49 - 1.26 dB정도 더 높은 손실이 발생함을 의미한다. 그러나 MMIC용 수동소자의 설계시에 사이즈 축소효과를 고려하면 다소 손실을 감안하더라도 수동소자의 제작에 효과적일 것으로 판단된다. 그리고 상기 손실은 증폭기의 이득을 조절하면 충분히 보상 가능한 범위이다.

Table 2: PACD 구조와 기존의 전송선로의 삽입 손실

구분	f=5GHz	f=10GHz
conventional MST	-0.0072dB	-0.0068dB
PACD ( $l_c = 10 \mu m$ )	-0.0127dB	-0.0217dB

본 논문에서는 주기적 구조에 대한 측정결과를 사용하여 기존의 마이크로스트립 선로와 PACD 구조의 마이크로스트립 선로에 대한 전송상수와 유효 유전율에 대한 기본특성을 고찰하고자 한다. Figure 6,7은 각각 PACD 선로구조에 대한 전송상수와 유효유전율 측정결과이다. 유효유전율은 파장 측정결과로부터 다음의 식을 이용하여 계산되었다.

$$\epsilon_c = \left( \frac{2\pi}{\omega\lambda} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \right)^2 \quad (3)$$

Figure 6,7에서 보는 바와 같이 기존의 마이크로스트립 선로보다 PACD 구조의 경우가 훨씬 큰 전송정수  $\beta$ 와 유효유전율  $\epsilon_c$ 을 가지는 것을 알 수 있으며, 이는 다음과 같이 설명 될 수 있다. 즉, 기존의 마이크로스트립 선로는 주기적 구조가 아닌 데 반해 상기 선로는 주기적 구조이므로  $\beta$  값이 큰 slow-wave가 존재하며, T가 증가함에 따라 주기

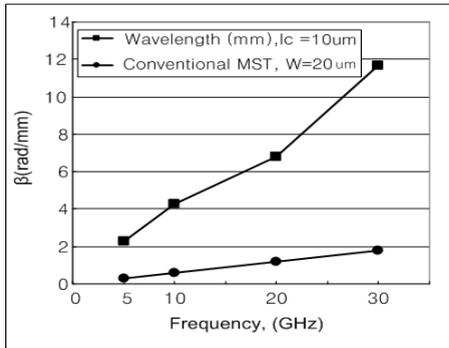


Figure 6: PACD를 적용한 마이크로스트립 전송선로와 기존의 전송선로의 전파상수 측정

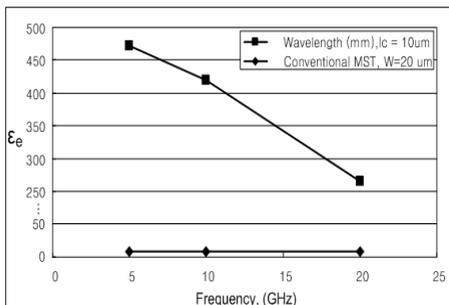


Figure 7: PACD를 적용한 마이크로스트립 전송선로와 기존의 전송선로의 유효유전율 측정

적인 용량  $C_b$ 가 증가하므로  $\beta$  값이 더욱 큰 slow-wave가 존재하기 때문이다. 이러한 결과로부터, 단파장의 전송선로를 구현하기 위해서는 반드시 주기적인 구조가 필요함을 알 수 있다.

대역폭 및 임피던스를 계산하기 위하여 PACD 선로구조는, 용량  $C_b$ 가 중단 된 길이 d인 주기적 전송선로로 표현되었다[4]. PACD 선로구조는 용량  $C_a$ 와  $C_b$ 를 가지지만, 용량  $C_a$ 는 마이크로스트립선로의 선로와 접지사이에 존재하는 용량이므로, 길이 d인 주기적인 전송선로에 내제 되어 있다. PACD 구조에서 주기적으로 PMS와 ULM사이에 발생하는 용량성 성분  $C_b$ 는 주기적인 세셉턴스  $j_b$ 로 표현될 수 있으며, 다음 식 (4)와 같다.

$$j_b = j\omega C_b / Y_0 = j\omega C_b Z_0 \quad (4)$$

$$b = \omega C_b Z_0 \quad (5)$$

$$C_b = \epsilon_{SiN} \cdot \frac{S_{ULM}}{d_{SiN}} = 7 \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{W_{ULM} \times L_{ULM}}{d_{SiN}} \quad (6)$$

$$d = \frac{L}{2} + T + \frac{L}{2} = L + T \quad (7)$$

위의 식에서  $d_{SiN}$ 과  $\epsilon_{SiN}$ 은 각각 SiN의 두께와 유전율을 나타내며,  $W_{ULM}, L_{ULM}, T$ 는 각각 ULM의 폭과 길이, 주기적으로 나열된 open-stub의 간격을 나타낸다. 주기적 구조의 n번째 단위 셀에 대한 입출력 전류  $I_n, I_{n+1}$ 과 입출력 전압  $V_n, V_{n+1}$ 은 ABCD 행렬에 의해 식 (8)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd) & j(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd - \frac{b}{2}) \\ j(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd + \frac{b}{2}) & (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$kd = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_c} d \quad (10)$$

위의 식 (10)에서  $\omega, \mu, \epsilon$ 와 d는 각각 주파수  $2\pi f$ , 단위 셀을 구성하는 전송선로의 투자율, 유전율 및 길이이다. 만일 주기적인 구조상에서 전송상수를  $\gamma$ 라 가정하면 다음 식 (11), (12)가 성립한다.

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d} \tag{11}$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d} \tag{12}$$

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

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{13}$$

위의 방정식이 0이 아닌 근을 갖으며, 무손실 회로에서 AD-BC = 1 임을 적용하여 방정식을 풀이하면,

$$\frac{e^{-\gamma d} + e^{+\gamma d}}{2} = \cosh \gamma d \tag{14}$$

$$\frac{(A+D)}{2} = (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd)$$

주기적 구조 상에서의 전송 상수  $\gamma$ 는 손실성분을 가지므로  $\gamma = \alpha + j\beta$  가 되어, 아래의 식 (15)가 성립 된다.

$$\cosh \gamma d = \cosh \alpha d \cosh \beta d + j \sin \alpha d \sin \beta d$$

$$= \cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \tag{15}$$

위의 식 (15)를 통하여  $\alpha = 0, \beta \neq 0$  일 때의 통과대역을 구할 수 있으며,  $\alpha \neq 0, \beta = 0$  일 때의 저지대역을 구할 수 있다. 통과대역과 저지대역을 구하는 수식은 아래의 각각 식 (16), (17)과 같다.

$$\cosh j\beta d = \cos \beta d = \cos kd - X kd \sin kd \tag{16}$$

$$\cosh \alpha d = |\cos kd - X kd \sin kd| \geq 1 \tag{17}$$

$$X = \left( \frac{C_b Z_0}{2\sqrt{\epsilon_c} \sqrt{\mu_0 \epsilon_c} d} \right) \tag{18}$$

**Table 3:** PACD 구조의 통과-저지 대역폭 계산 ( $W = 20 \mu\text{m}$ )

$l_c$ ( $\mu\text{m}$ )	C (pF)	1차 통과대역 (GHz)	1차 저지대역 (GHz)	2차 통과대역 (GHz)
10	0.259334	• $f \leq 39.5$ • BW = 39.5	• 39.5 ~ 54.10 • BW = 11.6	• 54.10 ~ 82.10 • BW = 28
20	0.507246	• $f \leq 32.46$ • BW = 32.5	• 32.46 ~ 54.10 • BW = 21.6	• 54.10 ~ 72.82 • BW = 18.72
30	0.755158	• $f \leq 28.17$ • BW = 28.2	• 28.17 ~ 54.10 • BW = 25.9	• 54.10 ~ 68.18 • BW = 14.08

위의 표 3은 PACD 구조의  $l_c$  값의 변화에 따른 통과-저지 대역을 표로 나타낸 것이다. PACD 선로의 특성 임피던스를 계산하기 위하여 전압 대 전류비로 정의하였을 경우 특성 임피던스의 식은 (19)와 같다.

$$Z_B = Z_0 \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \tag{19}$$

위의 식 (19)를 식 (13)을 이용하여 풀이하면, 다음과 같다.

$$(A - e^{\gamma d}) V_{n+1} + B I_{n+1} = 0 \tag{20}$$

$$Z_B = \frac{-B Z_0}{(A - e^{\gamma d})} \tag{21}$$

$$e^{\gamma d} = \frac{(A+D) \pm \sqrt{(A+D)^2 - 4}}{2} \tag{22}$$

위의 식에서 A=D라는 점을 이용하여 특성 임피던스 수식을 구하면 식 (23)과 같다.

$$Z_B = Z_0 \frac{\left| \sin kd + \frac{b}{2} \cos kd - \frac{b}{2} \right|}{\sqrt{1 - (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd)^2}} \tag{23}$$

Figure 8은 PACD선로의  $l_c$  값의 변화에 따른 특성 임피던스의 주파수 의존성을 나타낸 것이다. Figure 8에서 알 수 있듯이, 본 논문에서 제안하는 PACD 구조의 전송선로는 0 ~ 70 GHz의 범위에서 저임피던스의 특성을 보이고 있다. 구체적으로 0 ~ 70 GHz의 범위에서  $l_c$ 가 10  $\mu\text{m}$ 인 경우 40  $\Omega$ , 20  $\mu\text{m}$ 인 경우 33 ~ 34  $\Omega$ , 30  $\mu\text{m}$ 인 경우 31 ~ 30  $\Omega$ 이다. 또한, 주파수가 변화하더라도 임피던스의 변화는 매우 미미한 것을 알 수 있다. 기존의 주기적 구조[5-9]의 경우, 주파수 변화에 따른 특성 임피던스 변화가 커서, 전송선로에는 응용되지 못하고 필터에 주로 이용되었다. 그러나 본 논문이 주기적 구조의 경우 주파수 변화에 따른 특성 임피던스의 변화가 미미하므로 전송선로에 이용될 수 있다.

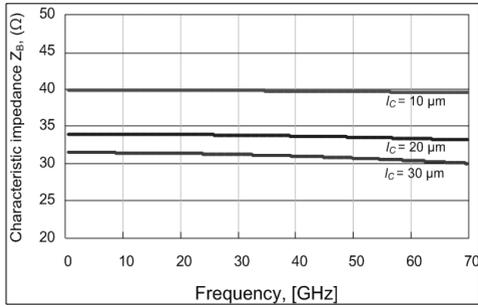


Figure 8: PACD 구조의 특성 임피던스의 독립성

2.4 임피던스 변환기 특성

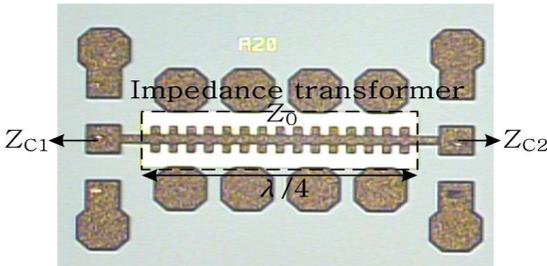


Figure 9: PACD 구조를 적용한 임피던스 변환기의 사진

본 논문에서는 상기 PACD 구조를 사용하여 GaAs MMIC상에 초소형임피던스 변환기를 제작하였다. Figure 9는 임피던스 변환기 사진을 보여준다. PACD 구조에서는 PMS의 길이  $l_c$  (Figure 2 참조)가 커질수록 선로와 PMS 사이에서 생기는 정전용량  $C_b$ 는 증가하게 되며, 그 결과 특성 임피던스  $Z_0$  값은 줄어들게 됨을 알 수 있다. 따라서, PMS의 길이  $l_c$  를 조절하면 특성임피던스를 자유롭게 변화 시킬 수 있다. 이러한 성질을 이용하여 특성 임피던스  $Z_{C2}$ 에서  $Z_{C1}$ 으로의 변환을 위한 임피던스 변환기를 제작하였다. 특성 임피던스  $Z_{C2}$ 에서  $Z_{C1}$ 으로의 변환관계식[4]을 만족시키기 위해서는 임피던스 변환기의 특성임피던스  $Z_C$ 는 아래의 식이 만족되어야 한다.

$$Z_C = \sqrt{Z_{C1}Z_{C2}} \tag{24}$$

본 논문에서는  $Z_{C1}=12\Omega$ ,  $Z_{C2}=5\Omega$  이며, 중심주파수는 7GHz인 임피던스 변환기를 제작하였으며  $l_c$ 의 길이는 10  $\mu\text{m}$ 이다. 표 3은 기존의 마이크로스트립 선로를 이용해서 제작한 임피던스 변환기와 본 논문에서 제안된 PACD선로 구조를 이용한 임피던스 변환기를 비교한 것이다. 표 4에서는 PACD 선로 구조의 임피던스 변환기에 대해, 비어홀이 포함된 경우와 포함되지 않은 경우를 모두 나타내었다. 실제 회로 상에서 접지가 연결된 경우, 접지 한 곳에서만 비어홀을 비치하면 되므로 실제로 비어홀을 포함하지 않은 경우가 실제 사이즈가 된다. 비어홀을 포함한 경우는 면적이 0.231  $\text{mm}^2$  로 기존의 임피던스 변환기 면적의 5.24%가 되고 비어홀을 포함하지 않은 경우의 면적은 0.042  $\text{mm}^2$  로 기존의 마이크로스트립 선로 임피던스 변환기 면적의 약 0.95%정도의 크기로 줄어든다.

Figure 10은 PACD 선로 구조로 제작된 임피던스 변환기의 RF특성이다. Figure에서 보는 바와 같이 중심 주파수 7 GHz에서 -29 dB정도의 반사 손실과 -2 dB 이하의 삽입 손실특성이 관찰되며, 3.8 - 9.2 GHz 대역에 걸쳐서 -10 dB 이하의 반사 손실과 -1.5  $\pm$  0.5 dB정도의 삽입손실 특성이 관찰된다. 이와 같은 PACD 구조를 이용한 초소형 임피던스 변환기의 특성은 MMIC 상에서 RF 소자 간의 임피던스 정합에 매우 유용하게 사용될 수 있음을 의미한다.

Table 4: PACD 구조를 적용한 임피던스 변환기와 기존의 임피던스 변환기의 크기

	W	$\lambda/4$	SIZE
Conventional MST	1.17mm	3.77 mm	4.41 $\text{mm}^2$
PACD (비어홀 포함)	0.385mm	0.6mm	0.231 $\text{mm}^2$
PACD (비어홀 불포함)	0.07mm	0.6mm	0.042 $\text{mm}^2$

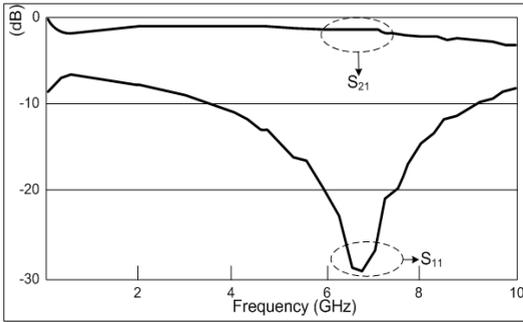


Figure 10: PACD 구조를 적용한 임피던스 변환기의 삽입 손실과 반사 손실

### 3. 결론

본 논문에서는 PACD 선로구조를 이용하여 GaAs MMIC용 단파장 전송선로 구조에 대한 물리적 특성을 이론적인 방법과 실험적인 방법을 통하여 고찰하였다. 위와 같은 고찰을 통하여 MMIC 상에서 온칩용 수동소자로서의 PACD 선로구조의 적합성을 연구하였다. PACD 선로구조의 선로 파장은 기존의 마이크로스트립 선로의 8%로 축소되었다.  $\lambda/4$  선로에 대해, PACD 구조가 기존의 선로에 비해 0.49 - 1.26 dB 정도의 약간 더 높은 손실이 발생하였다. 그리고, 주기적 구조의 slow-wave 특성에 의해 PACD 구조는 기존의 마이크로스트립 선로에 비해 훨씬 더 높은 전파상수와 유효유전율 값을 보였다. 상기 PACD 구조를 이용하여 GaAs MMIC 상에 임피던스 변환기를 제작한 결과, 점유 면적은 기존의 마이크로스트립 선로 임피던스 변환기 면적의 약 0.95% 정도로 대폭 축소되었다. 상기 임피던스 변환기 광대역에 걸쳐서 양호한 RF 특성을 보였다. 구체적으로 중심 주파수 7 GHz에서 -29 dB 정도의 반사 손실과 -2 dB 이하의 삽입 손실 특성이 보였으며, 3.8 - 9.2 GHz 대역에 걸쳐서 -10 dB 이하의 반사 손실과 -1.5 ~ 0.5 dB 정도의 삽입 손실 특성을 보였다. 위의 결과를 통하여 PACD 구조 전송선로는 MMIC 상에서 온칩용 수동소자로서의 특성에 효과적임을 알 수 있다. 단파장 전송선로를 이용하여 회로의 크기를 축소하는데에는 만족하는 결과를 얻었으나, 향후 과제로서 PACD 구조의 손실을 최소화하기 위한 연구를 계속 하여 진행하여, 최종적으로 임피던스 변환기로

서의 최적의 성능을 만족하기 위한 연구가 계속 되어야 할 것이다.

### 후 기

본 연구는 2010년 교육과학기술부로부터 지원받아 수행된 연구임 (지역거점연구단육성사업/차세대 물류IT기술연구사업단). 본 연구는 2010년도 정부 (교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (2010-0007452). 본 연구는 지식경제부와 한국산업기술재단의 전략기술인력양성사업으로 수행된 연구결과임. 본 연구는 지식경제부와 한국산업기술진흥원의 지역산업기술 개발사업으로 수행된 연구결과입니다.

### 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] 정장현, 강석엽, 윤영, "MMIC 상에서 주기적으로 배치된 용량성 소자를 이용한 단파장 전송선로", *한국마린엔지니어링학회지*, 제34권 제6호, pp. 840-845, 2010.
- [4] D.M. Pozar, "Microwave engineering", 2nd ed. Chapter 4, Addison-wesley, 1990.
- [5] 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.
- [6] A. Lai, and T. Itoh, "Microwave composite right/left-handed metamaterials and devices", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Suzhou, China, pp. 31-34, Dec. 2005.
- [7] J. Gao, and L. Zhu, "Per-unit-length parameters of 1-D CPW metamaterials with simultaneously Series-C and Shunt-L loading", *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Suzhou, China, pp. 39-42,

Dec. 2005.

- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.



**윤영(尹榮)**

1993년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사), 1995년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사), 1999년 3월: 일본 오사카 대학교 전기공 학과 (공학 박사), 1999년 4월~2003년 9월: 마쯔시 따전기 반도체 디바이스 연구센터 MMIC/RFIC 연구그룹, 2003년 9월~현

재: 한국해양대학교 전파 공학과 정교수.  
[주 관심분야] 무선통신용 MMIC/RFIC 등

**저 자 소 개**



**장의훈(張義訓)**

2011년 2월 한국해양대학교 전파공학과 (공학사), 2011년 3월~현재 : 한국해양 대학교 전파공학과 석사과정.  
[주 관심분야]무선통신 MMIC/RFIC 등



**정장현(鄭章鉉)**

2010년 2월 한국해양대학교 전파공학과 (공학사), 2010년 3월~현재 : 한국해양 대학교 전파공학과 석사과정.  
[주 관심분야]무선통신 MMIC/RFIC 등



**최태일(崔泰一)**

1985년 2월 인하대학교 전자공학과 (공학사), 1988년 8월 인하대학교 대학원 전자공학과(공학석사), 1996년 8월 인하대학교 대학원 전자공학과(공학박사), 1994.6.23~2011.12월, 현재 :광주여자대학교 보건행정학과 교수.

[주관심분야] 광통신,안테나,전자장이론