



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](#)

工學博士 學位論文

MMIC상에서 주기적으로 배열된 다이오드를
이용한 전압 제어형 전송선로에 관한 연구

A Study on Voltage-controlled Artificial Transmission
Line Employing Periodically Arrayed Diodes on MMIC



指導教授 尹 榮

2016 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

鄭 章 鉉

本 論 文 을 鄭 章 鉉 의
工 學 博 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

委 員 長 : 高 相 春

委 員 : 金 泓 承

委 員 : 尹 榮

委 員 : 吳 元 泰

委 員 : 崔 宇 進



2016 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 教 大 學 院

電 波 工 學 科

鄭 章 鉉

목 차

Nomenclature	
Abstract	1
제 1 장 연구 배경 및 목적	3
제 2 장 PACD 구조 선로의 기본 특성	6
2.1 기존 마이크로스트립 선로의 기본 구조	6
2.2 PACD 선로구조	7
2.3 InGaP/GaAs 다이오드	13
제 3 장 PAD 구조 선로	16
3.1 PAD 구조 선로의 기본 구조	16
3.1 PAD 구조 선로의 파장 축소 효과 및 특성 임피던스	20
제 4 장 PAD 구조 선로의 RF 특성	25
4.1 PAD 구조 선로의 손실 특성	25
4.2 PAD 구조 선로의 전송 특성	36
4.3 PAD 구조 선로의 유효 유전율 특성	39
4.4 PAD 구조 선로의 등가회로를 통한 이론적인 해석법	45
4.5 PAD 구조 선로의 대역폭	54

제 5 장 PAD 구조 선로의 수동 소자에의 응용.....	66
제 6 장 결 론	75
참고문헌	77



그림 목 차

그림 2.1.1 (a) Conventional microstrip line structure	6
그림 2.1.1 (b) Equivalent circuit of conventional MST	6
그림 2.2.1 (a) A structure of the microstrip line employing PACD	8
그림 2.2.1 (b) A cross-sectional view according to X-X direction of the microstrip line employing PACD	9
그림 2.2.1 (c) A cross-sectional view according to Y-Y direction of the microstrip line employing PACD	9
그림 2.2.2 Measured wavelength of the microstrip line employing PACD and conventional one	11
그림 2.2.3 Measured wavelength of the microstrip line employing PACD and PPGM	11
그림 2.3.1 (a) Structure of diode	13
그림 2.3.1 (b) Structure of diode by P, N semiconductors	14
그림 2.3.2 I-V curve of diode	14
그림 3.1.1 (a) A structure of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD	17

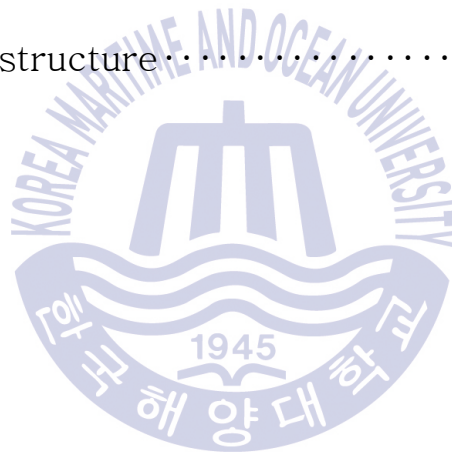
그림 3.1.1 (b) A cross-sectional view according to X-X direction of PAD	17
그림 3.1.2 A capacitance of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD with changing applied voltage	19
그림 3.2.1 (a) Wavelength of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD and conventional one	21
그림 3.2.1 (b) Wavelength of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD	22
그림 3.2.2 Characteristic impedance of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD with changing applied voltage	22
그림 4.1.1 (a) Transmission line	26
그림 4.1.1 (b) Equivalent circuit of transmission line	27
그림 4.1.2 (a) Attenuation constant of PAD structure	44
그림 4.1.2 (b) Attenuation constant of conventional transmission line	44
그림 4.2.1 Effective propagation constant of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD and conventional one	38
그림 4.3.1 (a) Transmission line	39

그림 4.3.1 (b) Structure of transmission line with electron-magnetic	39
그림 4.3.2 Effective permittivity of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD and conventional one	44
그림 4.4.1 (a) A structure of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD	46
그림 4.4.1 (b) Its equivalent circuit for unit cell.....	46
그림 4.4.2 A Equivalent circuit of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD	48
그림 4.4.3 (a) Measured and calculated insertion loss of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD(0 V)	52
그림 4.4.3 (b) Measured and calculated insertion loss of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD(0.25 V)	52
그림 4.4.3 (c) Measured and calculated insertion loss of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD(0.5 V)	53
그림 4.4.3 (d) Measured and calculated insertion loss of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD(1 V)	53

그림 4.5.1 (a) Equivalent circuit of the voltage-controlled artificial transmission line employing PAD	54
그림 4.5.1 (b) Equivalent circuit of transmission line.....	54
그림 4.5.2 $k-\beta$ graph of between passband and stopband.....	63
그림 4.5.3 Bandwidth of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.....	64
그림 5.1 $\lambda/4$ impedance transformer.....	66
그림 5.2 A impedance transformer using voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.....	68
그림 5.3 RF characteristics of impedance transformer PAD structure with applied voltage 0.25 V	70
그림 5.4 RF characteristics of impedance transformer PAD structure with applied voltage 0.5 V	71
그림 5.5 RF characteristics of impedance transformer PAD structure with applied voltage 0.75 V	72
그림 5.6 RF characteristics of impedance transformer PAD structure with applied voltage 1.0 V	73

표 목 차

Table 4.1.1 Insertion loss of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD and conventional one with length of $\lambda/4$	35
Table 4.5.1 Passband and stopband of the transmission line employing PAD	65
Table 5.1 The summary of RF characteristics of impedance transformer PAD structure.....	74



Nomenclature

C_a	: Capacitance between the line and GND
C_b	: Additional Capacitance of diode
Z_0	: Characteristic impedance
λ_g	: Guided-wavelength
α	: Effective attenuation constant
β	: Effective propagation constant
ε_e	: Effective permittivity
W	: Width of the line
G	: Width between the line and GND
l_h	: Width of PMS
d_i	: Thickness of signal line
R_g	: Resistance of PMS
L_g	: Inductance of PMS
R_L	: Resistance of the line
L_{ind}	: Inductance of the line
L	: Inductance
f	: Frequency

Abstract

A Study on Voltage-controlled Artificial Transmission Line Employing Periodically Arrayed Diodes on MMIC

In this study, a short-wavelength voltage-controlled artificial transmission line employing periodically arrayed diodes (PAD) was studied for application to miniaturized on-chip passive component on monolithic microwave integrated circuit (MMIC). According to the results, the voltage-controlled artificial transmission line employing PAD showed shorter wavelength and lower characteristic impedance than conventional one. The wavelength voltage-controlled artificial transmission line employing PAD structure was 35.2% of the conventional one on GaAs substrate. Using the theoretical analysis, basic characteristic of the transmission line employing PAD (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. In

addition, for application to the design of RF passive components, the equivalent circuit of the PAD structure should be extracted. And for the theoretical analysis, parasitic components of PAD's equivalent circuit were used closed-form equations. Above results indicate that the microstrip line employing PAD is a promising candidate for a development of miniaturized passive components on MMIC.

In this study, we fabricated the impedance transformer employing PAD structure for application to highly miniaturized passive on-chip components on MMIC. According to results, the impedance transformer employing PAD structure showed good RF characteristics. And it showed size reduction 3.12% than conventional impedance transformer.

제 1 장 연구 배경 및 목적

현대에 이르러 인류 삶의 질은 향상되어지고 사회는 급속하게 발전하고 있다. 이에 상호간의 커뮤니케이션을 위한 통신 시스템의 발전 역시 이러한 흐름에 맞추어 빠르게 발전하고 있는 추세이다. 통신 시스템의 발전에 있어 시스템의 소형화 및 경량화, 저단가화는 해결해야할 중요 이슈로 떠오르고 있다. 이에 따른 단말기의 소형화, 고집적화가 RF 부품시장에서 요구되어지고 있으며, 그 중 RF 송수신단은 수동소자를 다량 집적한 고집적 단말기가 요구되어지고 있는 추세이다. 따라서 이를 위한 수동소자의 집적화 기술은 매우 중요하다고 할 수 있다[1-10, 13-26]. 그러나 결합기 및 분배기, 필터 등의 대부분의 수동소자들은 큰 점유면적으로 인해 MMIC 내부에 집적되지 못하고 있으며, MMIC 외부의 프린트 기판 상에 설계, 제작되고 있는 실정이다 [1-10]. 위의 문제점을 해결하기 위해서는 MMIC 내부에 집적 가능한 소형 수동소자 개발을 위해 단파장 전송선로의 개발이 필요하며, 상기 전송선로의 RF 특성을 분석함으로써 실지 통신 시스템 및 구성될 능동·수동 소자에의 응용 가능성을 고찰한 연구가 필요하다.

이를 위해 본 연구 그룹에서는 PACD (periodically arrayed capacitive device)구조를 제안하였으며, 상기 구조로부터 단파장 특성 및 소형화된 수동소자에의 응용 가능성을 확인하였다

[3,4]. 그러나, PACD 구조의 경우 현재까지 발표된 주기적 구조를 가지는 전송선로 중 가장 단파장의 선로파장을 보여주었으나 삽입손실이 크다는 단점을 보여주었다[3,4]. 구체적으로, PACD 선로구조의 파장은 기존의 마이크로스트립 선로파장의 8 %정도로 단파장특성을 보여주었으나, 삽입손실은 주파수 0 ~ 10 GHz 에서 -0.82 ~ -2.8 dB의 높은 손실을 나타내었다. 또한, PACD 선로 구조는 주기적 금속 스트립 (PMS, periodic metal strip) 의 길이를 조절함으로써 특성 임피던스의 조절이 가능 하지만, 이는 임피던스의 변화가 필요할 시 선로 구조 자체를 다시 제작해야 하는 단점이 있다. 이는 통신 시스템 및 구성 소자들에의 응용은 가능하나 실용화 단계에 있어 개선점이 필요함을 보여주었다.

본 연구 그룹은 상기의 문제점을 해결하기 위해서 GaAs 반도체 상에서 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로 (PAD: periodically arrayed diodes)를 제안하였다 [1]. 본 연구에서 제안된 전압 제어형 전송선로는 PACD 선로구조에 비해 다소 긴 선로파장의 특성을 나타내었으나 PACD 선로구조에 비해 낮은 삽입손실의 특성을 보여주었다. 본 논문에서는 제안하고자 하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 폭넓은 RF 특성을 연구하였다. 구체적으로, 본 연구에서는 GaAs 반도체 상의 PAD 선로구조에 대한 대역폭 및 closed-form 방정식을 이용한 이론적인 해석, 유효 유전율, 전송상수, 손실 특성 등의 광범위한 물리적 특성을 등가회로를 통

하여 상기 선로 구조에 대하여 MMIC 상에서의 응용 가능성을 연구하였다.



제 2 장 PACD 구조 선로의 특성

2.1 기존 마이크로스트립 선로의 기본 구조

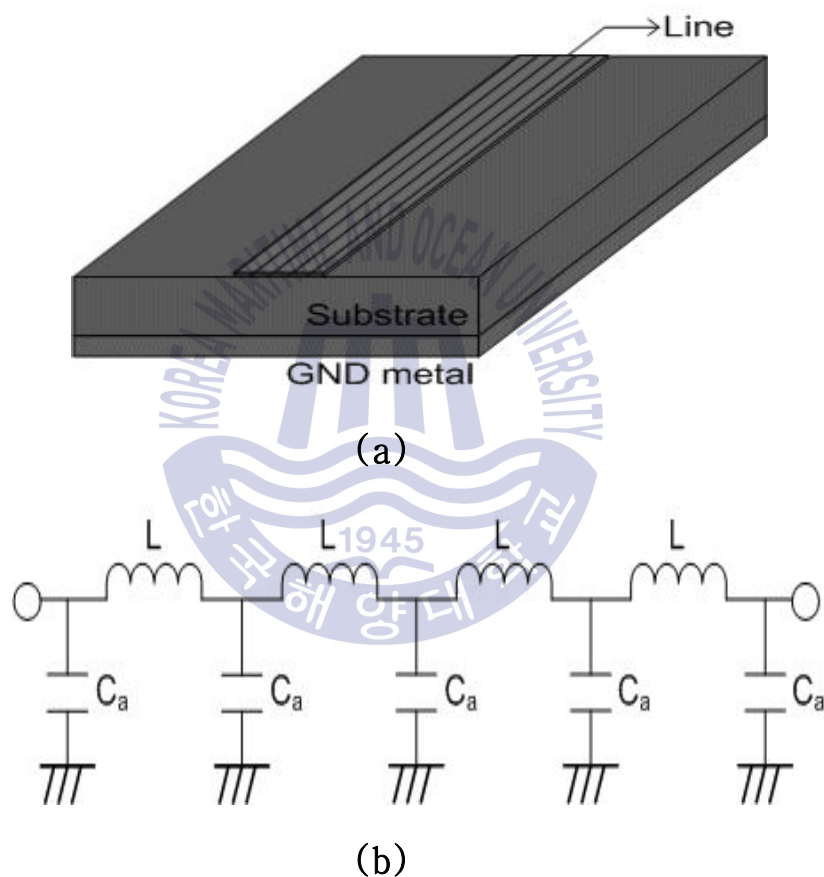


그림 2.1.1(a) Conventional microstrip line structure.

(b) Equivalent circuit of conventional MST.

그림 2.1.1(a)는 기존의 GaAs 반도체 상의 마이크로스트립 구조[3]를 보여준다. 선로와 접지 금속막 사이에 발생하는 전계에

의해 단위 길이당 정전용량 C_a 가 존재하며, 선로상에 흐르는 전류에 의해 인덕턴스가 발생한다. 따라서, 마이크로파 전송선로는 그림 2.1.1(b)와 같이 주기적인 LC구조와 동등하다. 따라서, 그림 2.1.1에서 보여진 기존의 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스 Z_0 와 선로 파장 λ_g 는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1.1)$$

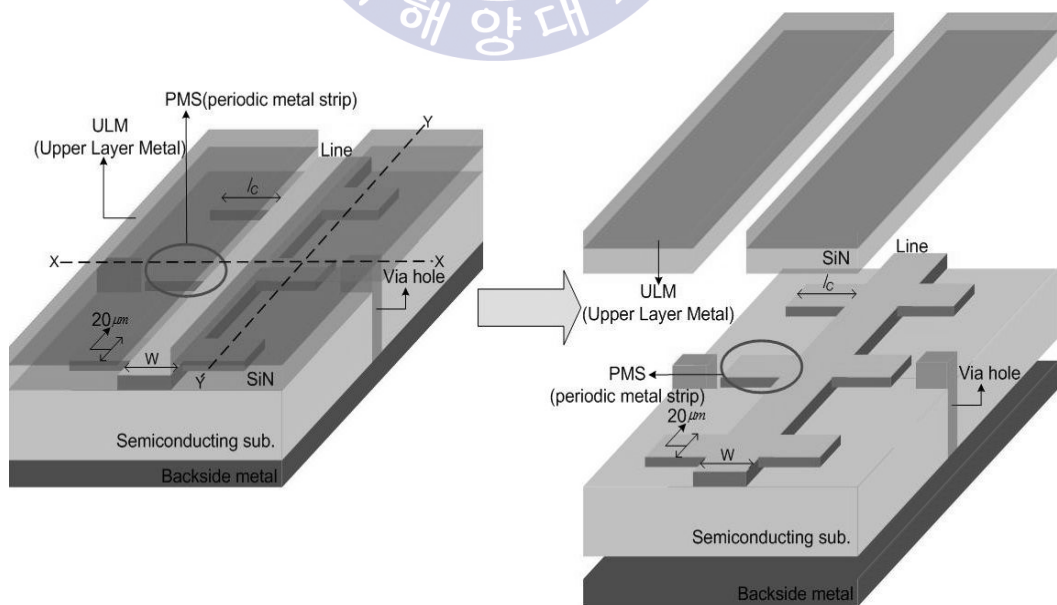
$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} = \frac{1}{f\sqrt{LC}} \quad (2.1.2)$$

상기 식에서 인덕턴스 L 은 선로의 단위 길이당 인덕턴스 치에 해당하며, f 는 동작주파수이다. 식 (2.1.1)과 식 (2.1.2)에서 알 수 있듯이 선로와 접지금속사이의 용량 C 가 증가 할수록 특성임피던스 Z_0 와 선로 파장 λ_g 은 감소한다. 이 점에 주목하여 본 연구에서는 GaAs 반도체 기판상에 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로구조 (PAD: periodically arrayed diodes)를 제안한다. 그리고, 본 연구에서 사용된 InGaP / GaAs 다이오드에 대한 내용은 다음 절에서 설명하였다.

2.2 PACD 선로 구조

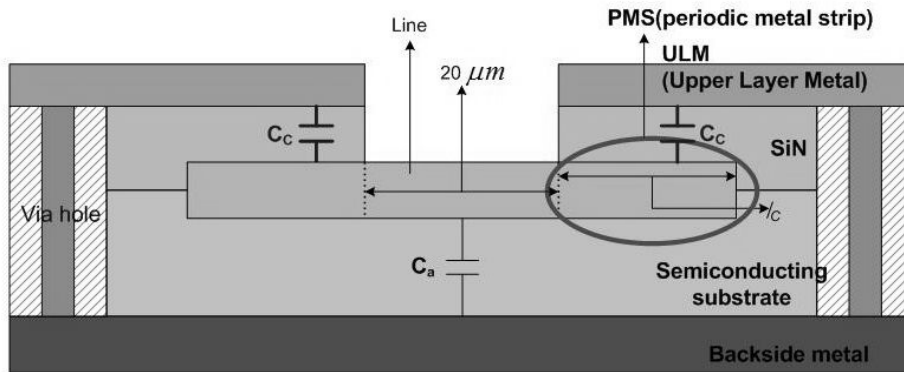
그림 2.2.1(a)는 본 연구에서 제안하는 주기적으로 배치된 용

량성 소자를 이용한 선로(PACD: periodically arrayed capacitive devices)의 구조이고, (b)는 PACD 구조의 X-X 방향에 대한 단면 구조이고, (c)는 Y-Y방향에 대한 단면구조이다. 빗무늬 형태의 선로의 형태는 그림과 같이 직선의 선로의 양단에 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, 그림 2.2.1(b), (c)와 같이 PACD 구조는 종래의 마이크로스트립 선로에 비해 PMS와 접지면인 ULM사이에 존재하는 주기적인 용량 C_c 가 추가적으로 존재한다.



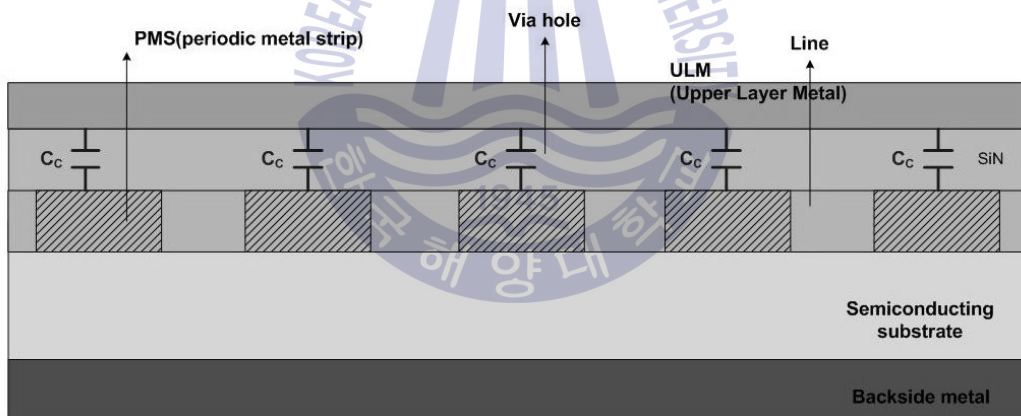
(a)

(A cross-sectional view of X-X direction)



(b)

(A cross-sectional view of Y-Y direction)



(c)

그림 2.2.1(a) A structure of the microstrip line employing PACD[3,4].

(b) A Cross-sectional view according to X-X direction of the microstrip line employing PACD.

(c) A Cross-sectional view according to Y-Y direction of the microstrip line employing PACD.

추가적으로 발생한 용량 C_c 에 의해 그림 2.2.1의 PACD 구조는 종래의 전송선로보다 더 짧은 파장을 보여준다. 즉, 그림 2.1.1의 종래의 선로구조의 경우, 식 (2.1.1), (2.1.2)의 용량부는 $C=C_a$ 이지만, 그림 2.2.1의 PACD 구조에 대해서는 $C=C_a+2C_c$ 가 되므로, PACD 구조를 이용한 선로의 임피던스와 선로파장은 종래의 선로구조에 비해 줄어들게 된다. 식 (2.1.1), (2.1.2)에 PACD의 이론을 적용하면 다음과 같다[3,4].

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_a + 2C_c}} \quad (2.2.1)$$

$$\lambda_g = \frac{1}{f\sqrt{L(C_a + 2C_c)}} \quad (2.2.2)$$

그림 2.2.1(b)의 용량성 소자부분인 PMS의 길이 l_c 를 조절하면, 용량 C_c 는 쉽게 변화시킬 수 있으며, 그 결과, 특성임피던스 Z_0 와 선로파장 λ_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.

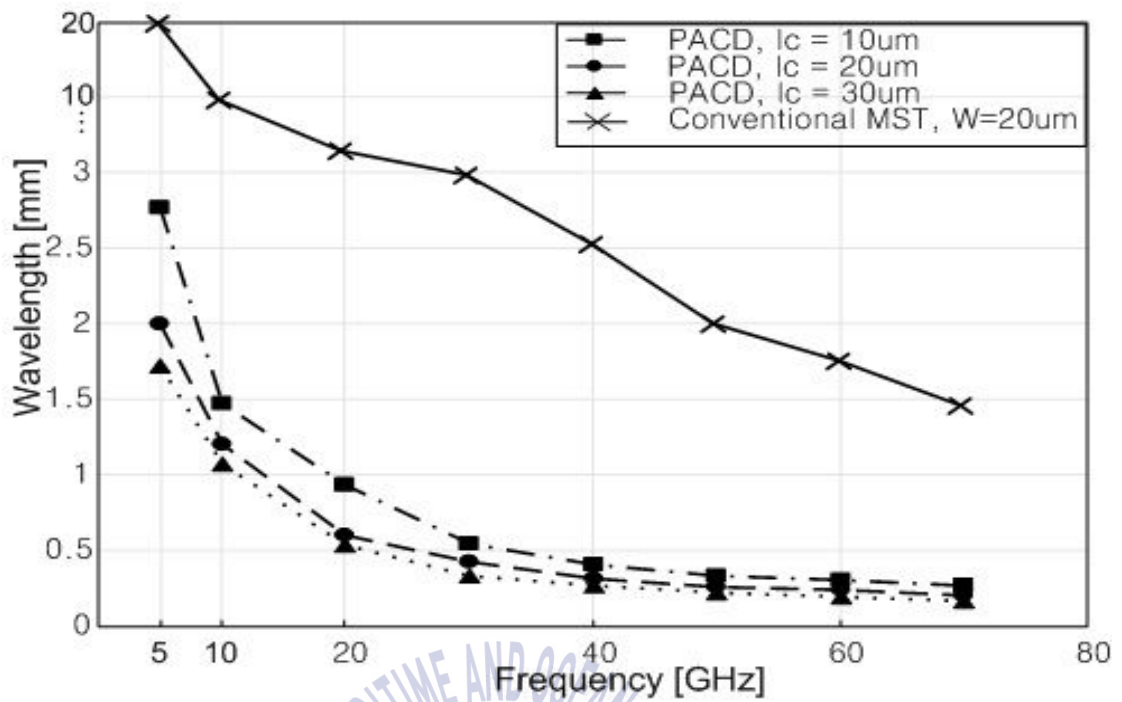


그림 2.2.2. Measured wavelength of the microstrip line employing PACD and conventional one.

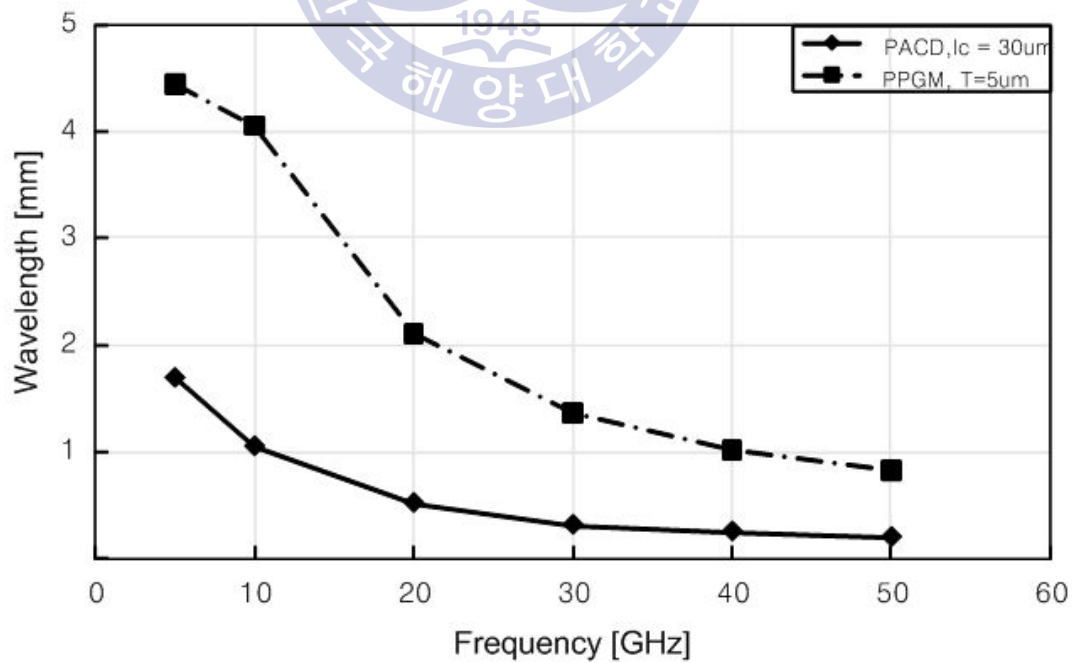


그림 2.2.3 Measured wavelength of the microstrip line

employing PACD and PPGM.

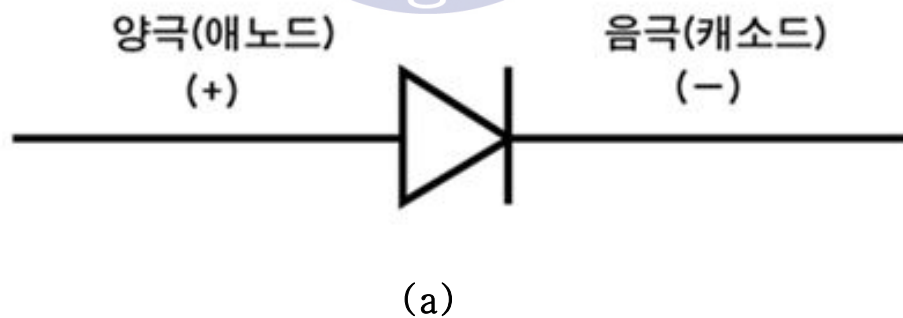
그림 2.2.2은 기존의 마이크로스트립 선로의 파장과 PACD 구조의 파장을 측정한 값의 결과를 비교한 그래프이다. 그림 2.2.2에서 알 수 있듯이 PACD 구조의 선로파장은 종래의 마이크로스트립 선로의 8 %로 축소됨을 볼 수 있다. 예를 들어, 주파수 5 GHz에서 종래의 마이크로스트립 선로의 경우, 선로파장 λ 는 21.12 mm이며 PACD 구조의 경우, $l_c = 30 \mu\text{m}$ 일 때의 선로파장 λ 는 1.71 mm이다. 또한, 그림 2.2.1에서와 같이, l_c 값이 커질수록 용량성분 C_b 가 증가하므로 파장이 감소하는 것을 볼 수 있다. 주파수 5 GHz에서, l_c 가 $10 \mu\text{m}$ 일 때 선로파장은 2.76 mm이고, l_c 가 $20 \mu\text{m}$ 일 때 선로파장은 1.99 mm이고, l_c 가 $30 \mu\text{m}$ 일 때 선로파장은 1.71 mm이다. 이러한 결과는 다음과 같이 설명될 수 있다. 즉, 그림 2.2.1에서 보이는 l_c 가 커질수록 선로와 상부금속 (ULM) 사이의 용량 C_c 가 커지므로, 식 (2.1.2)의 분모항이 커져 l_c 가 커질수록 파장이 감소하게 된다. 이는 종래의 PPGM 구조 [3-4, 6-8]의 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.

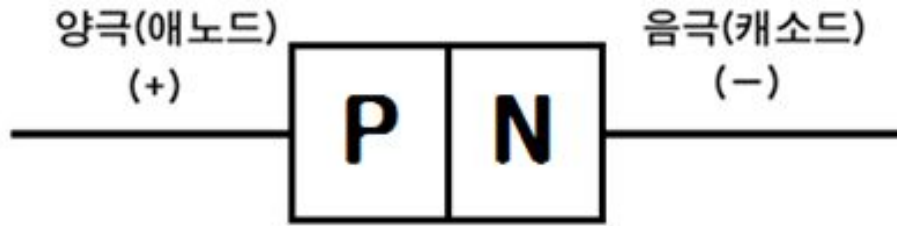
그림 2.2.3는 PACD 선로 구조와 기존에 제안된 PPGM 선로 구조의 선로파장을 비교한 그래프이다. 그림 2.2.2과 2.2.3에서 알 수 있듯이 주파수 5 GHz에서 기존의 마이크로스트립 선로의 파장은 21.12 mm이고, PPGM 선로의 경우($T = 5 \mu\text{m}$ 일 때)는

4.46 mm로 20%의 파장 축소를 보였다. 이에 반해 본 연구에서 제안한 PACD구조의 선로의 경우는 $l_c = 30 \mu\text{m}$ 일 때, 선로 파장이 1.71 mm로 기존의 마이크로스트립 선로의 파장의 약 8%, PPGM 구조의 선로 파장의 38%정도로 축소됨을 알 수 있다 [3,4].

2.3 InGaP / GaAs 다이오드

일반적으로 다이오드의 정의는 전류를 한 방향으로만 흐르게 하고, 그 역방향으로는 흐르지 못하게 하는 성질을 가진 반도체 소자를 의미한다. 다이오드는 그림 2.3.1 (a)와 (b)에서 나타난 것처럼, P형 반도체인 애노드와 N형 반도체인 캐소드의 PN접합에 바탕을 두고 있으며 P에서 N으로 전류를 흘려보낸다.





(b)

그림 2.3.1(a) Structure of diode.

(b) Structure of diode by P, N semiconductors.

다이오드는 응용 분야에 따라 정류 / 스위칭 / 정전압 / 가변 용량 / 발광 / 쇼트키 / 칩 등 다양한 종류로 나뉘며 다이오드의 전류-전압 관계 그래프는 그림 2.3.2에 나타내었다[11].

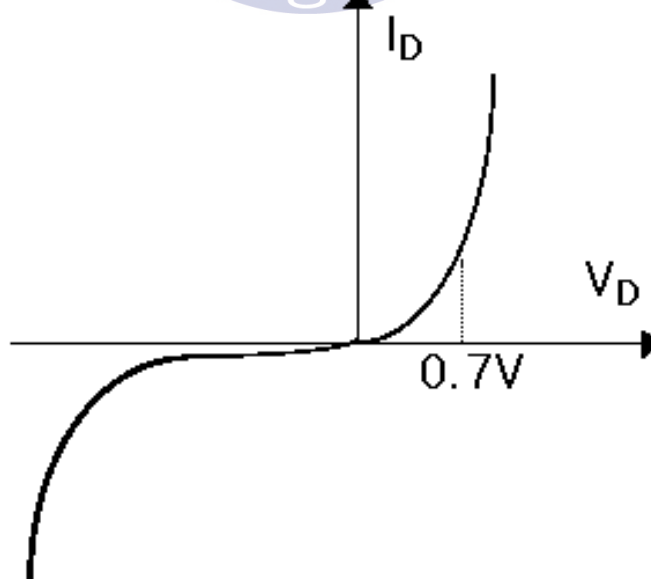


그림 2.3.2 I-V curve of diode.

상기 다이오드의 해석을 위해서는 아래의 식 2.3.1을 이용하여야 하며 실험적으로 측정된 특성은 아래의 식 2.3.2를 활용한다.

$$I = I_s [e^{V_D/nV_T} - 1] \quad (2.3.1)$$

$$I = I_s e^{V_D/nV_T} \quad (2.3.2)$$

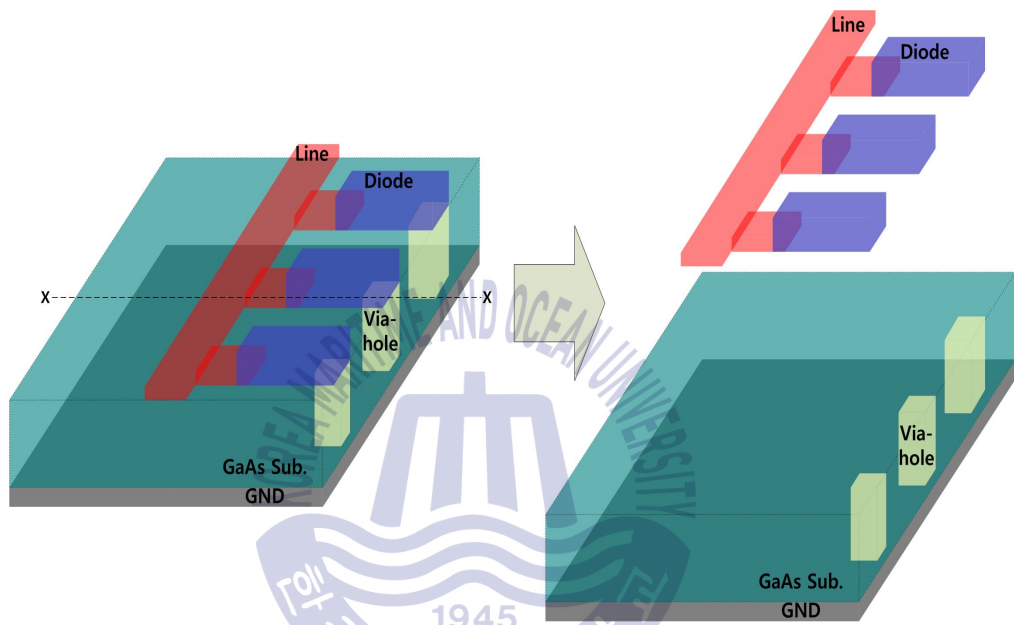
상기 두 개의 식에서 I_s 는 역방향의 포화전류, n 은 이상계수, T 는 PN접합의 절대 온도, e 는 기본전하를 나타낸다. 또한 다이오드는 등가회로로 표현될 때 복잡한 구조를 가지지만 일반적으로 가변의 용량성 성분으로 대체 가능하다 [1]. 본 연구에서는 InGaP / GaAs 공정을 통한 다이오드를 사용하였다.

제 3 장 PAD 구조 선로

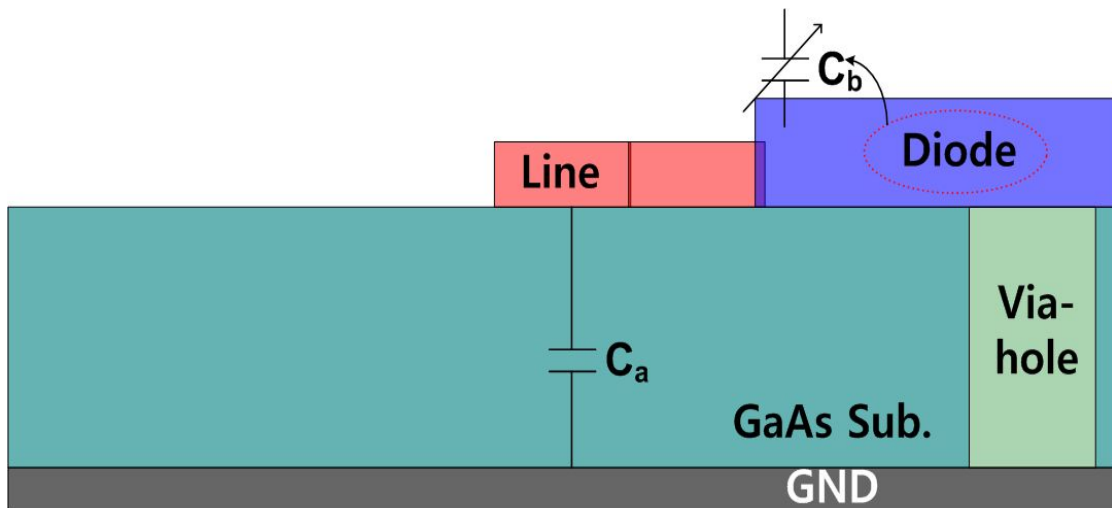
3.1 PAD 구조 선로의 기본 구조

본 장에서부터는 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로에 대하여 기술하고자 한다. 그림 3.1.1(a)는 본 연구에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로 (PAD: periodically arrayed diodes, 이하 PAD)의 구조[1]이고, (b)는 PAD 구조의 X-X 방향에 대한 단면 구조이다. 그림 3.1.1에서 알 수 있듯이, PAD 구조의 선로는 최하단에 접지금속, GaAs 유전체, 선로, InGaP/GaAs 다이오드, 주기적인 금속 스트립 (PMS: periodic metal strip), 비아홀로 구성되어 있다. 구체적으로 기존의 마이크로스트립 전송선로의 신호선 한 쪽으로 주기적인 금속 스트립을 설치한다. 이러한 주기적인 금속 스트립은 신호선과 InGaP/GaAs 다이오드를 연결하는 역할을 하게 되며, 다이오드는 다시 비아홀을 통하여 최하단의 접지 금속과 연결된다. 따라서, InGaP/GaAs 다이오드는 접지 전위를 공급받게 된다. 일반적으로 다이오드는 등가회로로 표현될 때 복잡한 회로 구조를 가지게 되지만, 가변의 용량성 성분 (Capacitance) 으로 표현 가능하다[1]. 즉, 기존의 마이크로스트립 전송선로는 접지 금속면과

신호선 사이에 존재하는 주기적인 용량성 성분 C_a 를 가지는 반면, 본 논문에서 제안하는 PAD 구조의 전압 제어형 전송선로는 그림 3.1.1(b)와 같이 추가적인 용량 C_b 가 추가적으로 존재한다 [1-10].



(a)



(b)

그림 3.1.1(a) A structure of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD[1].

(b) A Cross-sectional view according to X-X direction of PAD.

추가적으로 발생한 용량 C_b 에 의해 그림 3.1.1의 PAD 구조는 기존의 전송선로보다 단과장의 선로 파장을 보여준다. 즉, 그림 2.1.1의 기존의 선로구조의 경우, 식 (2.1.1), (2.1.2)의 분모인 용량부는 $C=C_a$ 이지만, 그림 3.1.1의 PAD 구조에 대해서는 $C=C_a+C_b$ 가 되므로, PAD 구조를 이용한 선로의 임피던스와 선로파장은 기존의 선로구조에 비해 줄어들게 된다. 식 (2.1.1), (2.1.2)에 PAD의 이론을 적용하면 다음과 같다[1-10, 17-18].

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_a + C_b}} \quad (3.1.1)$$

$$\lambda_g = \frac{1}{f\sqrt{L(C_a + C_b)}} \quad (3.1.2)$$

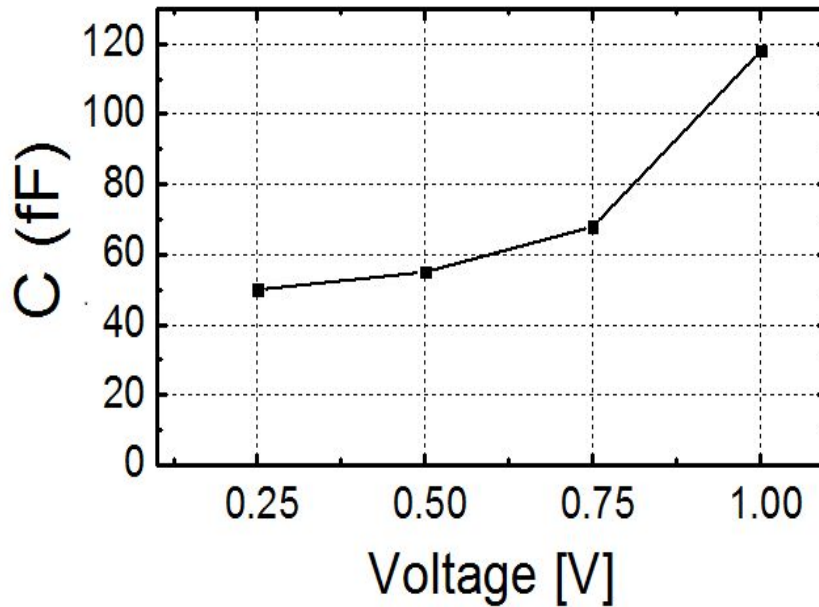


그림 3.1.2 A capacitance of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD with changing applied voltage.

그림 3.1.2는 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 선로의 인가전압의 변화에 따라 발생하는 회로의 용량성 성분을 나타내는 그림이다. 그림 3.1.2에서 알 수 있듯이, 다이오드에 인가되는 전압의 변화에 따라 용량성 성분이 변화함을 알 수 있다. 구체적으로 다이오드에 인가되는 전압이 0.25 V일 경우 용량성 성분은 50 fF, 인가전압이 0.5 V일 경우 용량성 성분은 55 fF, 인가전압이 0.75 V인 경우 용량성 성분은 68 fF, 1 V인 경우는 118 fF으로 나타났다. 즉, 인가전압이 높을수록 다이오드와 등가 성분인 용량성 성분이 증가함을 알 수 있다. 따라서, 그림 3.1.1의 다이오드에 인가전압을 조절하면, 용량성 성분 C_b 는 쉽게 변화시킬 수 있으며, 그 결과, 특성임피던스 Z_0 와 선로과장 λ_g 의 크기

를 조절할 수 있다[1-10, 17-18].

3.2 PAD 구조 선로의 파장 축소 효과 및 특성 임피던스

그림 3.2.1(a)는 기존의 마이크로스트립 선로의 파장과 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 선로파장을 측정한 값의 결과를 비교한 그래프이다. 본 논문에서 제안된 PAD 구조 선로의 길이는 $860\ \mu\text{m}$ 이며, 선로의 폭은 $20\ \mu\text{m}$ 이다. 또한 다이오드의 간격은 $54\ \mu\text{m}$, 신호선에서 다이오드까지 총 길이는 $160\ \mu\text{m}$, GaAs 반도체의 두께는 $200\ \mu\text{m}$ 이다. 그림 3.2.1에서 알 수 있듯이 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 선로파장은 기존의 마이크로스트립 선로의 약 35.2%로 축소됨을 알 수 있다. 예를 들어, 주파수 5 GHz에서 기존의 마이크로스트립 선로의 경우, 선로파장 λ 는 21.12 mm이며 PAD 구조 선로의 경우, InGaP/GaAs 다이오드에 인가전압이 0.25 V인 경우 선로파장 λ 는 7.02 mm이다. 또한, 그림 3.2.1에서와 같이, 다이오드에 인가되는 전압이 커질수록 다이오드로부터 비롯된 추가적인 용량성 성분 C_b 가 증가하므로 파장이 감소하는 것을 볼 수 있다. 구체적으로 주파수 5 GHz에서, 인가전압이 0.75 V인 경우의 선로파장은 6.23 mm, 인가전압이 1 V인 경우의 선로파장은 4.49 mm이다. 이러한 결과는 다음과 같이 설명될 수 있다. 즉, 그림 3.1.1에서 보이는 다이오드의 인가전압이 커질수록 용량성 성분 C_b 가 커지므로, 식 (3.1.1)의 분모항이 커져 파장이

감소하게 된다[1-10]. 상기 결과를 미루어 볼 때, PAD 구조를 이용하면 MMIC상에 초소형의 수동소자를 제작할 수 있음을 알 수 있다. 인가전압의 변화에 따른 선로파장의 변화를 세밀하게 관찰하기 위하여 기존 마이크로스트립 전송선로의 파장을 제외한 선로파장의 비교 그림을 그림 3.2.1 (b)에 도시하였다.

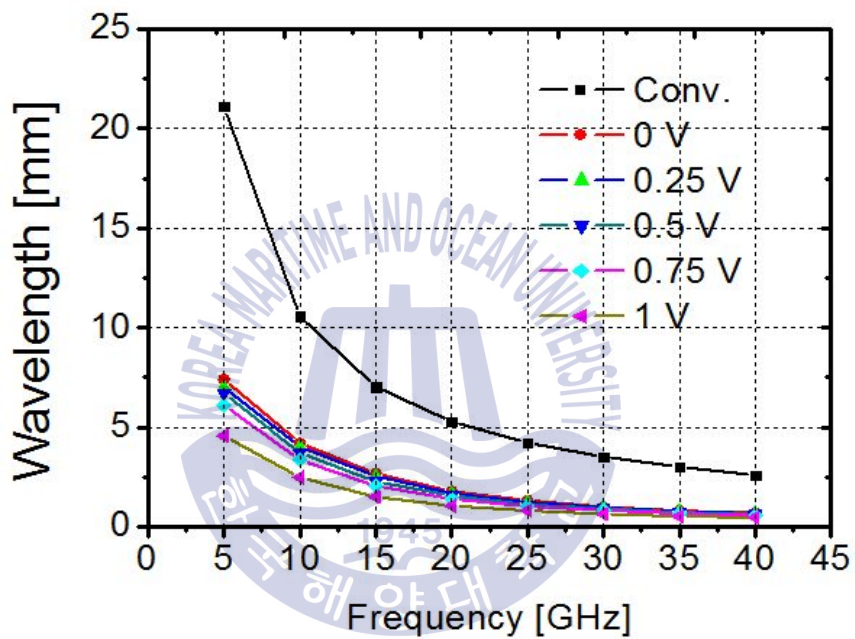


그림 3.2.1(a) Wavelength of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD and conventional one.

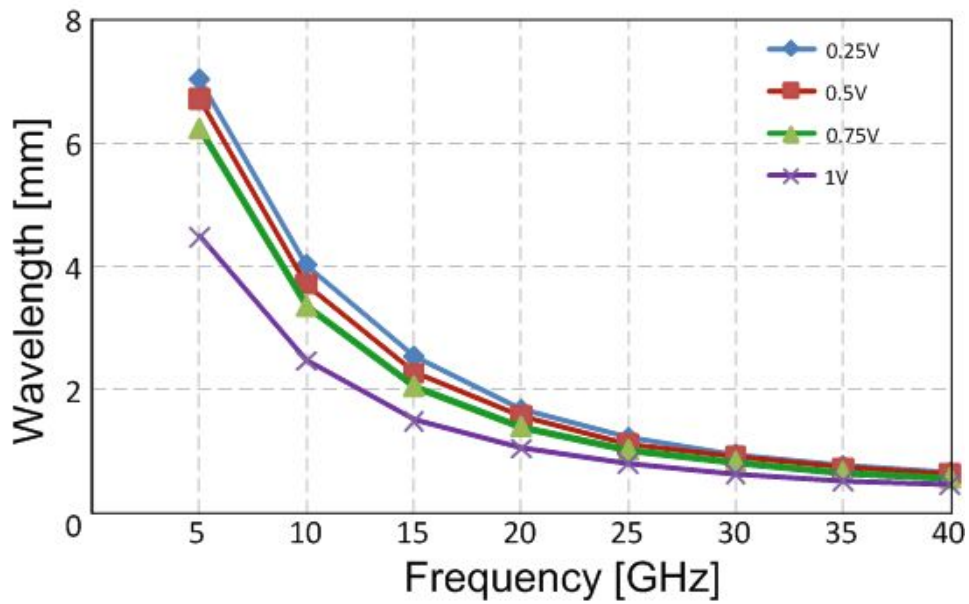


그림 3.2.1(b) Wavelength of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.

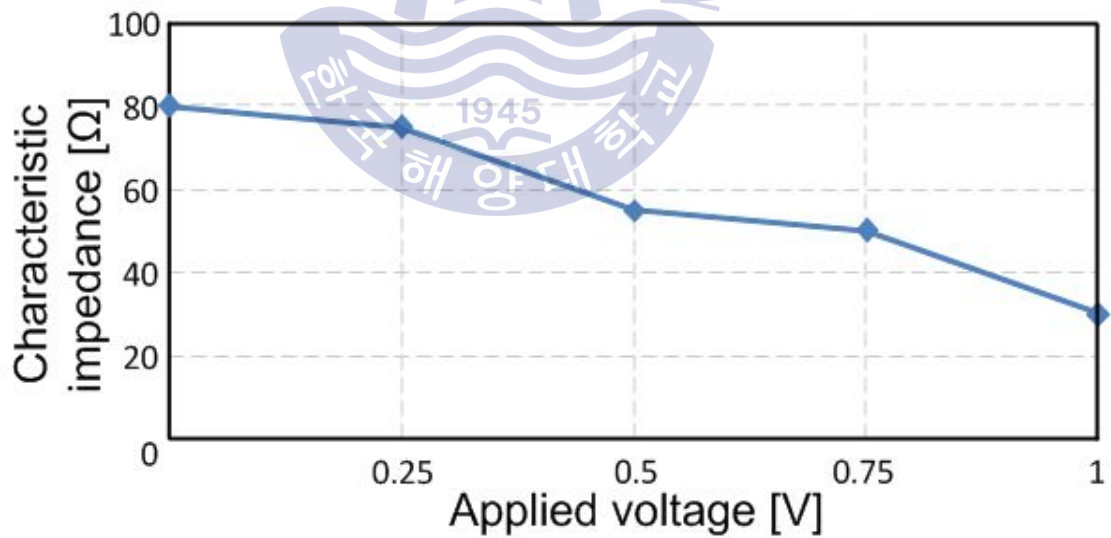


그림 3.2.2 Characteristic impedance of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD with changing applied voltage.

그림 3.2.2는 본 연구에서 제안한 PAD 선로 구조의 다이오드 인가 전압의 변화에 따른 특성 임피던스의 변화를 나타낸 그래프이다. 그림 3.2.2에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로는 다이오드에 인가되는 전압에 따라 특성 임피던스가 감소함을 알 수 있다. 구체적으로 인가전압이 0 V일 때 특성 임피던스는 80 Ω 이고, 인가전압이 0.5 V 인 경우에는 55 Ω , 인가전압이 1 V 인 경우에는 30 Ω 의 특성 임피던스를 나타내고 있다. 이는 다음과 같이 설명된다. 본 논문에서 제안하는 PAD 구조의 전압 제어형 전송선로는 기존의 전송선로와는 다르게 설치된 다이오드에 인가 전압을 변화함으로써 추가적인 용량성 성분이 존재하게 된다. 이러한 이유로 식 (3.1.1)의 특성 임피던스에서 분모항이 C_a 에서 $C_a + C_b$ 로 바뀌므로 특성 임피던스가 감소하게 된다. 또한 인가 전압이 높아질수록 그림 3.1.2에서 보는 것처럼 PAD 구조 전송선로의 용량성 성분이 증가함으로 인가 전압이 높을수록 특성 임피던스의 감소를 보여주게 된다. 상기의 특성 임피던스와 관련하여, 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로는 저자가 현재까지 연구해온 주기적 구조의 전송선로[1-10]에 비하여 가장 용이하게 특성 임피던스를 조절할 수 있다. 예를 들어 PACD (periodically arrayed capacitive device) 구조의 전송선로[3-4]와 PAGS (periodically arrayed ground structure) 구조의 전송선로[7-8, 17-18]의 경우, 특성 임피던스의 조절을 위한 용량성 성분의 조

절은 PMS (periodic metal strip)와 PGS (periodic ground structure)의 길이, 폭을 각각 조절하여야만 한다. 이는 특성 임피던스의 조절을 위해서는 새로운 공정을 하여 전송 선로 자체를 새로이 만들어야 하는 번거로움이 있다. 그러나 본 논문에서 제안하는 PAD 구조의 전송선로는 새로운 공정으로 선로를 제작하는 것이 아니라 다이오드에 인가 전압의 변화를 줌으로써 용이하게 특성 임피던스의 조절이 가능하다.



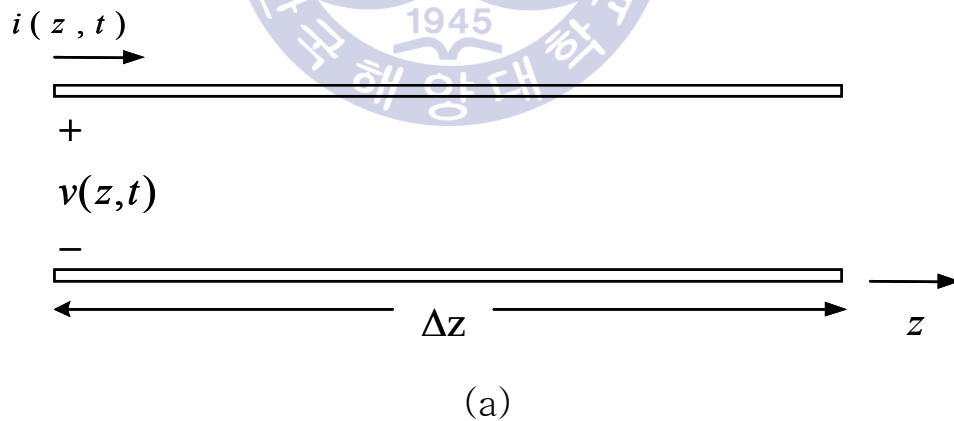
제 4 장 PAD 구조 선로의 RF 특성

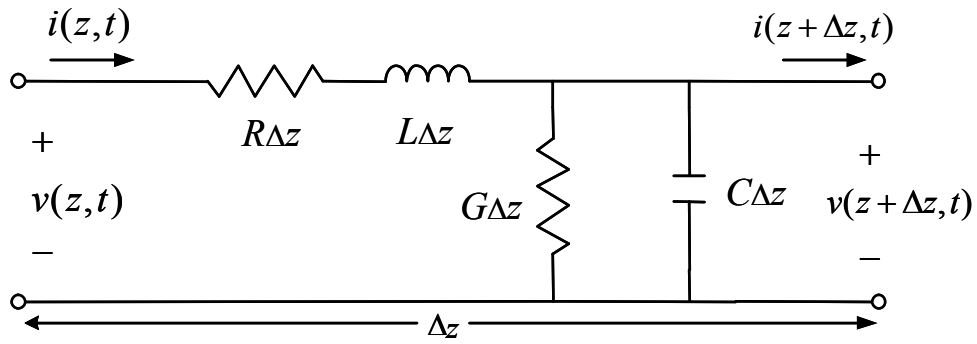
4.1 PAD 구조 선로의 손실 특성

본 장에서부터는 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 RF 특성에 대하여 전반적으로 연구하고자 한다. 또한 본론적인 RF 특성을 연구하기에 앞서 전송선로의 RF 파라미터에 대하여 고찰하고자 한다 [11-12].

회로상의 신호의 파장이 DC에서 수십 kHz인 경우에는 회로의 물리적 크기가 전기적 파장에 비하여 매우 작다고 가정하여, 키르히호프 법칙을 이용하여 회로를 해석한다. 반면에, 회로상의 신호의 파장이 수십 MHz이상인 경우에는 회로의 물리적 크기가 전기적 파장에 비하여 매우 작다고 가정할 수 없으며, 따라서, 회로상의 각 위치에서의 신호에 대한 위상차가 발생한다. 이러한 경우에는 키르히호프 법칙 등을 포함하는 집중소자회로에 대한 회로이론이 성립하지 않으며, 따라서, 이러한 초고주파 회로를 해석하기 위하여 별도의 해석법이 필요하다. 특히, 초고주파 신호가 전송되는 전송선로를 해석하기 위해서는 전송선로 이론을 이용하여야 한다. 전송선로는 분포정수 회로 (distributed-parameter network)이며, 전송선로에서의 위치에 따라 전압 및 전류의 크기와 위상이 변화한다. 그림 4.1.1(a)에

서 보는 바와 같이 전송선로는 대개 두 개의 평행한 도체로 구성되어 있기 때문에 종종 두 개의 도선으로 표현할 수 있다. 전송선로는 차분길이 Δz 에 대하여 그림 4.1.1(b)와 집중정수 소자 등가회로로 표현될 수 있으며, 여기서 R , L 은 각각 단위길이당 저항과 인덕턴스 값이며, G , C 는 각각 단위길이당 병렬 컨덕턴스와 병렬용량 값이다. 직렬 인덕턴스 L 은 두 도체의 자기 인덕턴스의 합을 나타내며, 병렬용량 C 는 두 도체가 근접하게 놓일 때 발생한다. 직렬저항 R 은 도체의 전도도가 유한하여 생긴 저항이며, 병렬 컨덕턴스 G 는 두 도체 사이의 물질인 유전체에 의한 손실이다. 따라서 R 과 G 는 손실을 의미한다. 그림 4.1.1(b)로부터 키르히호프의 전압법칙과 전류법칙을 적용하면 다음 식을 얻을 수 있다[11].





(b)

그림 4.1.1 (a) Transmission line.

(b) Equivalent circuit of transmission line.

$$v(z,t) - v(z+\Delta z,t) = R\Delta z i(z,t) + L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (4.1.1)$$

$$i(z,t) - i(z+\Delta z,t) = G\Delta z v(z+\Delta z,t) + C\Delta z \frac{\partial v(z+\Delta z,t)}{\partial t} \quad (4.1.2)$$

식 (4.1.1)과 (4.1.2)를 Δz 로 나누고 $\Delta z \rightarrow 0$ 의 극한을 취하면 전송선로의 전압 및 전류에 대한 다음의 미분 방정식을 얻는다.

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{v(z+\Delta z,t) - v(z,t)}{\Delta z} = \frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (4.1.3)$$

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \frac{i(z+\Delta z, t) - i(z, t)}{\Delta z} = \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (4.1.4)$$

이 식들은 전송선로에 대한 시간영역 형태 방정식 또는 전신 방정식이라고 한다. 만일 전송선로 상의 신호가 정현파인 경우에는, 식 (4.1.3)과 (4.1.4)는 다음과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (4.1.5)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (4.1.6)$$

전송선로를 해석하는 경우에는, 신호의 과도상태를 고찰하는 특별한 경우를 제외하고는 대부분은 정상상태의 정현파 신호만을 고려하므로, 식 (4.1.5)와 (4.1.6)을 이용하면 대부분의 전송선로 문제를 해석할 수 있다[11-12].

식 (4.1.5)와 (4.1.6)에서 $I(z)$ 를 소거하면 $V(z)$ 에 대한 단일 파동 방정식 식 (4.1.7)을 얻으며, $V(z)$ 를 소거하면 $I(z)$ 에 대한 단일 파동 방정식 식 (4.1.8)을 얻는다.

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2V(z) = 0 \quad (4.1.7)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (4.1.8)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (4.1.9)$$

여기서, γ 는 복소 전파상수이다. 복소 전파상수의 허수부 β 를 위상상수라고 부르며 이는 전자파가 전송선로상을 진행하는 동안에 발생하는 위상변화와 관계한다. 복소 전파상수의 실수부 α 를 감쇠상수라 부르며, 이는 전자파가 전송선로 상을 진행하는 동안에 발생하는 손실과 관계한다. 전파상수는 일반적으로 주파수의 함수가 된다. 식 (4.1.7), (4.1.8)의 진행파에 대한 해는 다음과 같이 주어진다.

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (4.1.10)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (4.1.11)$$

식 (4.1.5)를 식 (4.1.10)의 전압에 대한 식에 대입하면 전송선로 상의 전류에 대한 다음 식을 얻는다.

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (4.1.12)$$

만일 아래의 식 (4.1.13)과 같이 특성 임피던스 Z_0 를 정의하고, 식 (4.1.10)과 식 (4.1.12)를 비교하면 $I(z)$ 는 식 (4.1.14)와 같이 나타내어진다.

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (4.1.13)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (4.1.14)$$

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = \frac{-V_0^-}{I_0^-} \quad (4.1.15)$$

시간영역의 위상을 추가하면

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \Phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \Phi^-) e^{\alpha z} \quad (4.1.16)$$

가 되며, 여기서 ϕ 는 복소전압 V_0 의 위상각이다. 진행파의 파장

은 한 시각에 동위상이 되는 인접한 두 점 간의 거리로 정의되며 다음과 같이 표현된다.

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (4.1.17)$$

파의 위상속도는 전송선로 상의 위상점이 이동하는 속도로 정의되며 $w = 2\pi f$ 이므로 다음과 같다.

$$v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (4.1.18)$$

그러나 대부분의 경우에는 전송선로의 손실이 매우 작아 무시할 수 있으므로 앞선 식들을 단순화 할 수 있다[11-12]. 즉, $R = G = 0$ 이므로, 식 (4.1.9)와 (4.1.13)은

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (4.1.19)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (4.1.20)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.1.21)$$

그러나, 본 논문에서는 손실특성을 고려하여야 하므로 R, G 를

0으로 보기에 는 어렵다. 따라서,

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(R \sqrt{\frac{C}{L}} + G \sqrt{\frac{L}{C}} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + G Z_0 \right) \quad (4.1.22)$$

손실특성 고찰을 위한 감쇠정수 α 는 일반적으로 전계와 자계의 정의에서 살펴볼 수 있다.

$$E = E_0 e^{-(\alpha + j\beta)z} \quad (4.1.23)$$

$$H = H_0 e^{-(\alpha + j\beta)z} \quad (4.1.24)$$

실지 dB 스케일로 표현된 S_{21} 의 이론적인 정의는 아래의 식과 같다.

$$S_{21}(dB) = 10 \log |e^{-\alpha l}|^2 |e^{-j\beta l}|^2 \quad (4.1.25)$$

식 (4.1.25)에서 $e^{-j\beta l}$ 은 1이므로 식 (4.1.25)는 아래와 같다.

$$S_{21}(dB) = 10 \log |e^{-\alpha l}|^2 \quad (4.1.26)$$

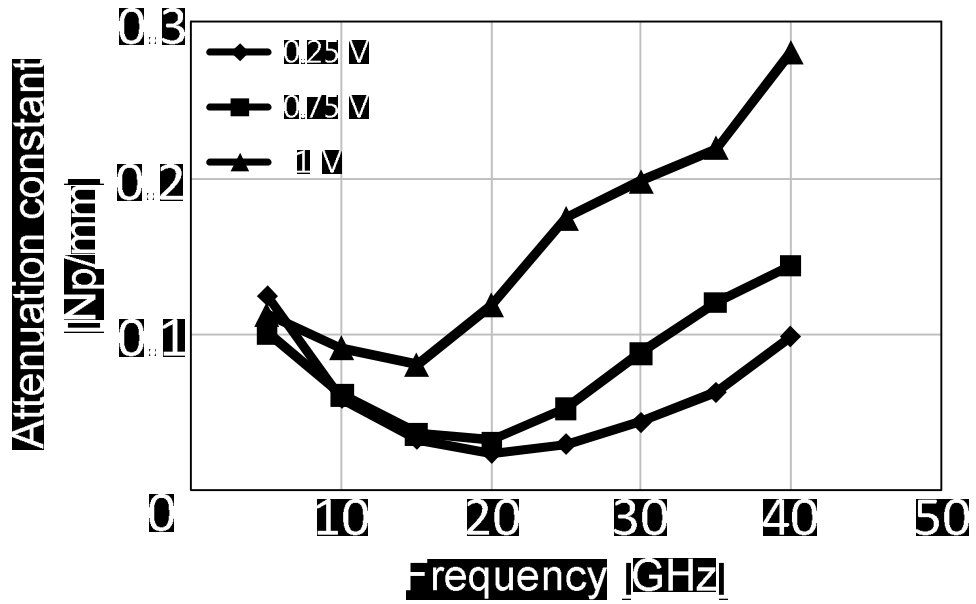
상기의 식에서 l 은 선로의 길이를 나타낸다. 식 (4.1.26)을 α 에

대하여 정리하면 아래의 식 (4.1.27)을 얻을 수 있다.

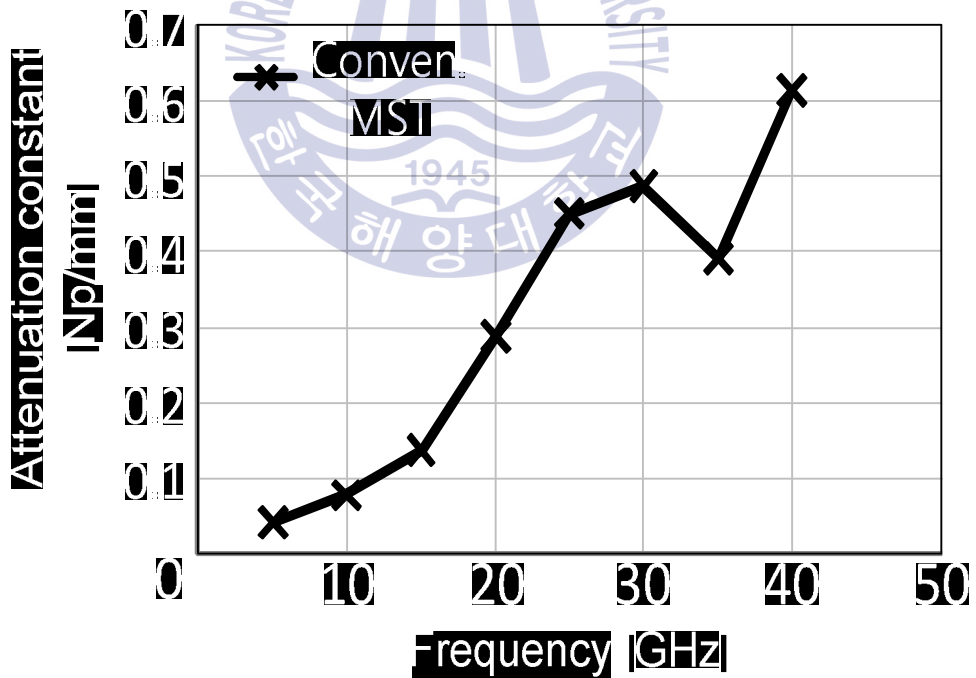
$$\alpha = -0.5 \ln[10^{0.1S_{21}(dB)}] / l \quad (\text{Np/mm}) \quad (4.1.27)$$

본 절에서부터는 상기의 이론과 식들을 바탕으로 본 논문에서 제안하고자 하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 RF 특성을 고찰하고자 한다.

그림 4.1.2 (a)는 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 감쇠정수 (α)를 나타내고 있고, 그림 4.1.2 (b)는 기존의 마이크로스트립 전송선로의 감쇠정수를 나타내고 있다. 두 그림의 감쇠정수는 모두 식 (4.1.27)의 결과이다. 두 그림에서 알 수 있듯이, 일부 구간에서의 차이점은 다소 있지만, 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 감쇠정수가 기존 마이크로스트립 전송선로의 감쇠정수에 비하여 낮은 수치를 보임을 알 수 있다. 구체적으로 InGaP/GaAs 다이오드에 0.25 V의 전압을 인가하는 경우의 감쇠정수는 주파수 대역 0 ~ 50 GHz 범위에서 0.02 ~ 0.12 Np/mm를 나타내고 있고 인가 전압이 0.75 V, 1 V 일 때의 감쇠정수는 각각 0.031 ~ 0.144 Np/mm, 0.081 ~ 0.281 Np/mm로 나타났다. 반면 기존 마이크로스트립 전송선로의 감쇠정수는 동일한 주파수 범위에서 0.034 ~ 0.605 Np/mm로 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 감쇠정수에 비하여 다소 높은 수치를 보였다.



(a)



(b)

그림 4.1.2(a) Attenuation constant of PAD structure.

(b) Attenuation constant of conventional transmission line.

그림 4.1.2 (a)와 (b)의 결과로 본 논문에서 제안하는 PAD 구조의 전송선로는 기존 마이크로스트립 전송선로에 비하여 낮은 손실 특성을 보인다고 할 수 있지만, 공정한 손실의 비교 데이터로는 보기 어렵다. 이러한 이유는 다음과 같이 설명할 수 있다. 두 가지의 다른 전송선로의 손실 특성을 비교하기 위해서는 두 가지 전송선로가 비슷한 물리적, 전기적인 길이를 가지고 있어야 한다. 그러나 본 논문에서 제안하는 PAD 구조의 전송선로는 기존의 마이크로스트립 전송선로에 비하여 짧은 선로과장을 가지고 있다. 그렇기 때문에 두 전송선로의 손실 특성을 정확히 하기 위해서는 감쇠정수 뿐만 아니라 $\lambda/4$ 길이에 대한 손실을 비교해야 한다[4]. 표 4.1.1에서 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로와 기존 마이크로스트립 전송선로의 $\lambda/4$ 길이에 대한 손실을 비교하였다.

표 4.1.1 Insertion loss of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD and conventional one with length of $\lambda/4$.

Frequency (GHz)	Insertion loss with length of $\lambda/4$ (dB)			
	0.25 V	0.75 V	1 V	conv. MST
5	1.899	1.376	1.100	0.384
10	0.518	0.452	0.494	0.395
20	0.088	0.097	0.272	0.355
30	0.092	0.160	0.275	0.329
40	0.143	0.182	0.286	0.418

상기의 표 4.1.1에서 볼 수 있듯이 본 논문에서 제안하는 PAD 구조의 전송선로는 기존의 마이크로스트립 전송선로에 비하여 다소 높은 손실 특성을 보여주고 있다. 예를 들어 다이오드의 인가 전압이 0.25 V 인 경우 손실은 0.143 ~ 1.899 dB를 나타내는 반면 기존 마이크로스트립 전송선로는 0.384 ~ 0.418 dB를 보여주고 있다. 두 선로의 감쇠정수와 $\lambda/4$ 길이에 따른 손실을 비교한 결과 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전송선로는 기존의 마이크로스트립 전송선로에 비하여 약간의 삽입손실의 증가라는 단점이 있지만 기존 전송선로에 비하여 월등히 짧은 선로과장의 특성을 보여주므로 무선 통신 시스템 및 통신 소자의 사이즈 축소에 기여할 수 있음을 보여준다.

4.2 PAD 구조 선로의 전송 특성

본 절에서는 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 전송 특성에 대하여 고찰하고자 한다. 전송상수는 앞 절의 식 (4.1.20)에 의하여 구할 수 있다. 그러나 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로는 다이오드에 인가하는 전압의 크기에 따라 특성 임피던스가 변화하는 구조이며, 인덕턴스와 커패시턴스는 주파수 의존성을 가지고 있기 때문에 식 (4.1.20)의 단순화가 필요하다. 따라서 전송 상수의 고찰을 위해서는 아래의 식 (4.2.1)을 이용하여야 한다.

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4.2.1)$$

그림 4.2.1은 식 (4.2.1)을 이용하여 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 전송상수 (β)를 나타낸 것이다. 그림 4.2.1에서 알 수 있듯이, PAD구조 전송선로의 경우 기존의 전송선로의 전파상수에 비해 높게 나타난 것을 알 수 있다. 구체적으로 5 ~ 40 GHz에서 기존의 마이크로스트립 선로의 경우 약 0.297 ~ 2.415 Rad/mm로 나타났으며, 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로는 인가 전압이 1 V 일 때 1.398 ~ 13.262 Rad/mm로 나타났다. 또한 인가 전압이 0 V 일 때의 전송상수는 0.847 ~ 8.819 Rad/mm로 나타났다. 약 51 % 전송상수가 증가함을 알 수 있다. 이러한 결과는 다음과 같이 설명될 수 있다. 기존의 마이크로스트립 전송선로는 주기적 구조의 선로가 아닌 반면 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로는 주기적 구조를 가지므로, 기존의 마이크로스트립 전송선로에 비하여 월등히 높은 slow-wave 특성을 가지기 때문이다.

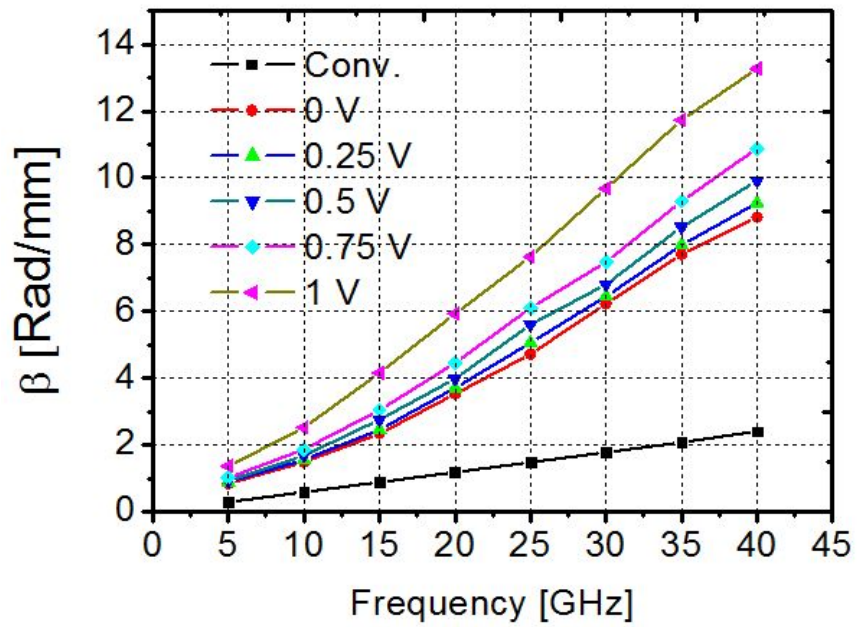
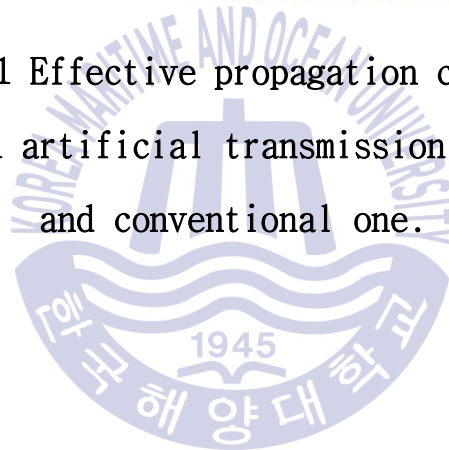


그림 4.2.1 Effective propagation constant of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD and conventional one.



4.3 PAD 구조 선로의 유효 유전율 특성

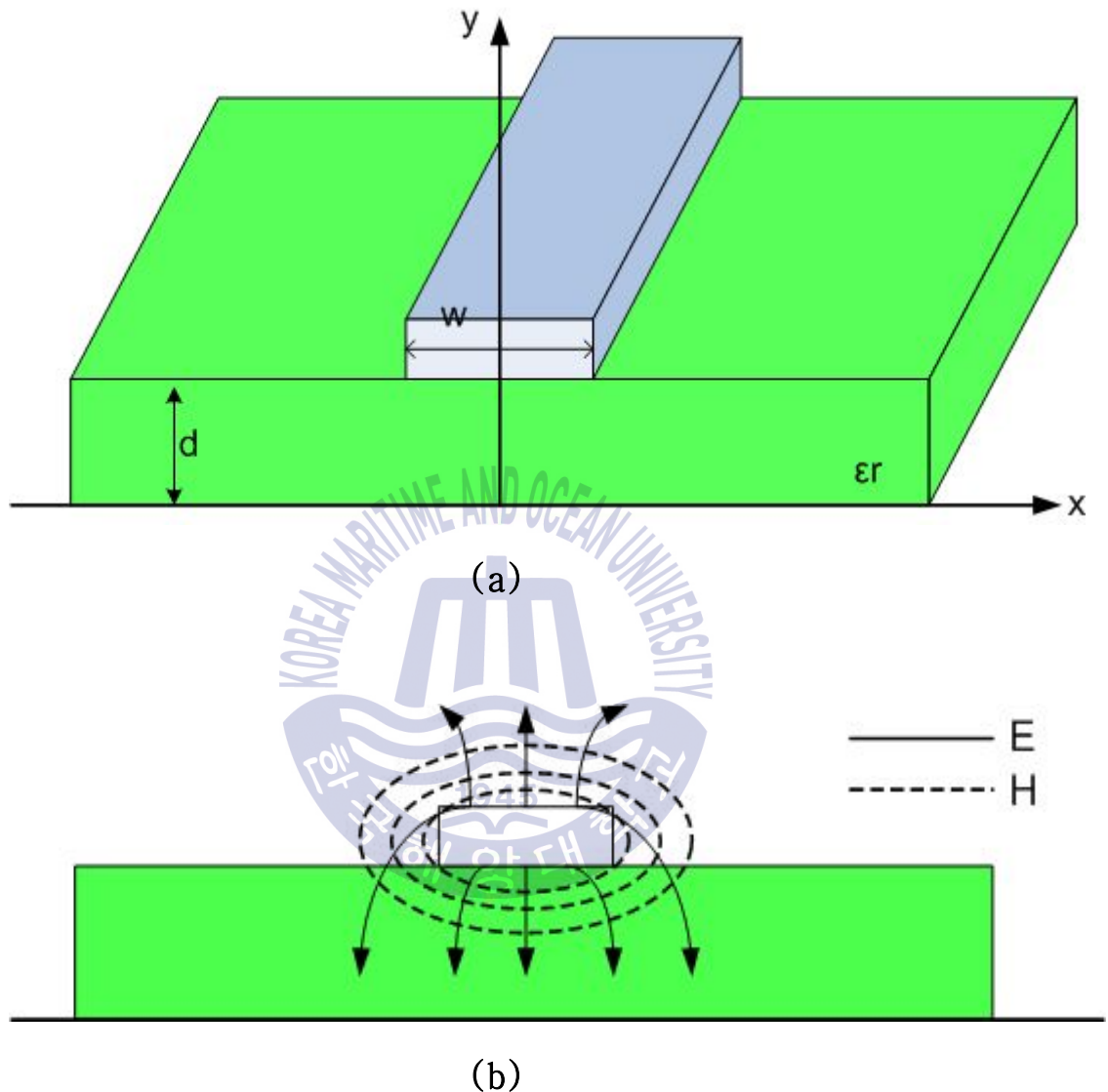


그림 4.3.1 (a) Transmission line.

(b) Structure of transmission line with electron-magnetic.

기존의 전송선로는 광 석판법으로 제작될 수 있고[12], 다른 수동 및 능동 초고주파 소자와 쉽게 집적되는 주된 이유 때문에

가장 흔히 사용되는 선로 중 하나이다. 기존의 마이크로스트립 전송선로와 기하학적 구조도가 그림 4.3.1 (a)와 (b)에 도시되어 있다. 폭이 W 인 도체가 두께 d , 비유전율 ϵ_r 인 얇고 접지된 유전체 판 위에 인쇄된다.

만일 유전체가 없으면, 이것은 거리가 $2d$ 만큼 떨어져 있고 (접지판은 영상이론에 의해 없는 것으로 간주 가능하다.) 폭이 W 인 두 개의 납작한 스트립 도체로 구성된 두선 전송선로로 간주 가능하다. 이 경우에 이것은 $v_p = c$ 이고, $\beta = k_0$ 인 단순한 TEM 전송선로가 된다. 유전체가 존재하고, 특히 스트립의 위 영역 ($y > d$)에는 공기가 분포되어 있으므로 전송선로의 동작 특성 및 해석이 복잡해진다. 스트립 라인의 경우 모든 장들은 균질 유전체 안에 분포되어 있지만, 마이크로스트립 선로의 경우는 이와는 달리 대부분의 전자장선이 유전체 영역 안에 분포하여 스트립 도체와 접지판 사이에 밀집되어 있으며(그림 4.3.1(b)) 유전체 판 위의 공기 영역에서는 소량의 양만 존재하게 된다. 이러한 이유로 마이크로스트립 전송선로에는 순수한 TEM 파가 아닌 quasi-TEM 파가 존재하게 된다. 따라서 유전체-공기 접합면에서의 위상접합은 TEM 형태의 파에서는 얻을 수 없다[12].

구체적으로, 마이크로스트립 전송선로에는 TM-TE의 복합파동이 형성되므로 여기에서는 고도의 분석 방식이 요구된다. 그러나 대부분은 유전체 판이 전기적으로 아주 얇으므로 ($d \ll \lambda$) 전자장은 quasi-TEM파로 간주될 수 있다. 즉, 전자장은 근본적으로 정지장의 경우와 같게 된다. 따라서, 위상속도, 전파상수, 그리고

특성 임피던스에 대한 근사치를 정지 혹은 준 정지해로부터 얻으면 높은 수준의 결과를 기대할 수 있다. 이러한 경우 위상속도와 전파상수의 근사치는

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (4.4.1)$$

$$\beta = k_o \sqrt{\epsilon_e} \quad (4.4.2)$$

로 표현 가능하고, 여기서 ϵ_e 는 마이크로스트립 전송선로의 유효 유전율이다. 전자장선의 일부는 유전체의 영역 안에 있고 일부는 공기 중에 있으므로 유효 유전율은 $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$ 의 관계를 만족하며 유전체의 두께 d 와 선로의 폭 W 에 의해 결정된다.

일반적으로 마이크로스트립 전송선로의 유효 유전율은 근사적으로 다음과 같이 주어진다.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (4.4.3)$$

유효 유전율은 마이크로스트립 전송선로의 공기와 유전체 영역을 대체하는 균질 매질의 유전율로 해석될 수 있다. 이 경우 위상속도와 전송상수는 식 (4.4.1)과 (4.4.2)에 의해 주어지게 된다. 마이크로스트립 전송선로의 크기가 결정되면 특성 임피던스는 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) \quad W/d \leq 1 \quad (4.4.4a)$$

$$\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_d} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} \quad W/d \geq 1 \quad (4.4.4b)$$

특성 임피던스와 유효 유전율이 결정되면, W/d 비는

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad W/d < 2 \quad (4.4.5a)$$

$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad W/d > 2 \quad (4.4.5b)$$

와 같이 쓸 수 있고, 여기서

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

이다.

마이크로스트립 전송선로는 quasi-TEM 선로이므로, 유전체 손실에 의한 감쇄는

$$\alpha_d = \frac{k_0 \varepsilon_r (\varepsilon_e - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\varepsilon_e (\varepsilon_r - 1)}} \quad (4.4.6)$$

이고, $\tan \delta$ 는 유전체의 손실 탄젠트 이다. 이는 마이크로스트립 전송선로 주변의 전자장은 부분적으로는 공기에 있고, 부분적으로는 유전체에 있음을 의미한다. 도체 손실에 의한 감쇄는 근사적으로

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad (4.4.7)$$

이 되는데, 여기서 R_s 는 도체의 표면 저항이다[12]. 본 논문에서는 상기의 이론을 적용하여 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 유효 유전율에 대하여 연구하고자 한다. 상기의 이론 중 유효 유전율의 근사를 주파수와 파장에 대한 식으로 정리하면 아래와 같다[1-3, 21].

$$\varepsilon_e = \left(\frac{2\pi}{\omega \lambda} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \right)^2 \quad (4.4.8)$$

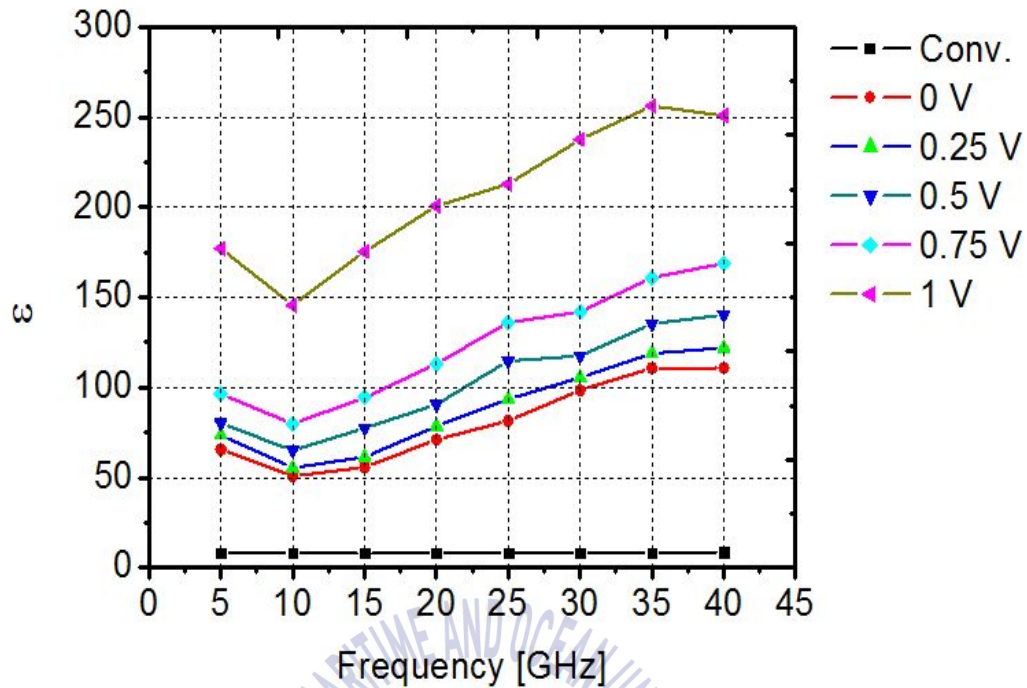


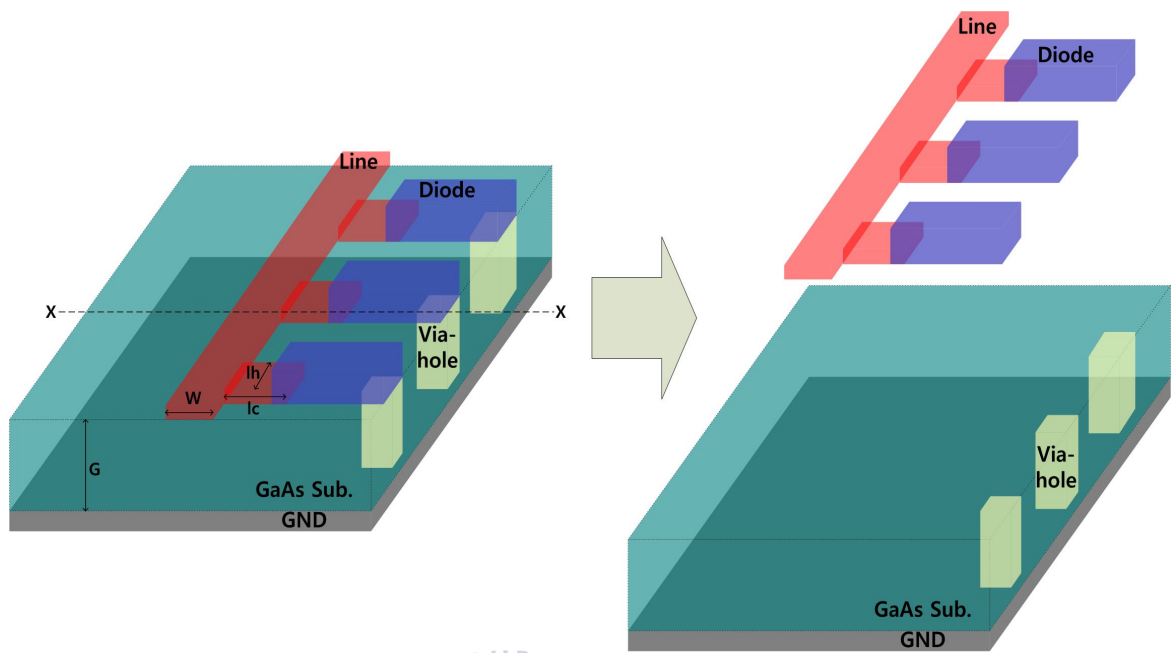
그림 4.3.2 Effective permittivity of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD and conventional one.

그림 4.3.2는 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 유효 유전율을 나타내는 그림이다. 그림 4.3.2에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 유효 유전율은 기존의 마이크로스트립 전송선로의 유효 유전율에 비해 월등히 높은 수치를 보여준다. 구체적으로, PAD 구조 전송선로의 다이오드에 0 V의 전압을 인가하는 경우 유효 유전율은 주파수 범위 5 ~ 40 GHz에서 65.52 ~ 110.93 으로 나타났으며, 인가 전압이 1 V인 경우 178.48 ~ 250.86 으로 나타났다. 반면 기존 마이크로스트립 전송선로의

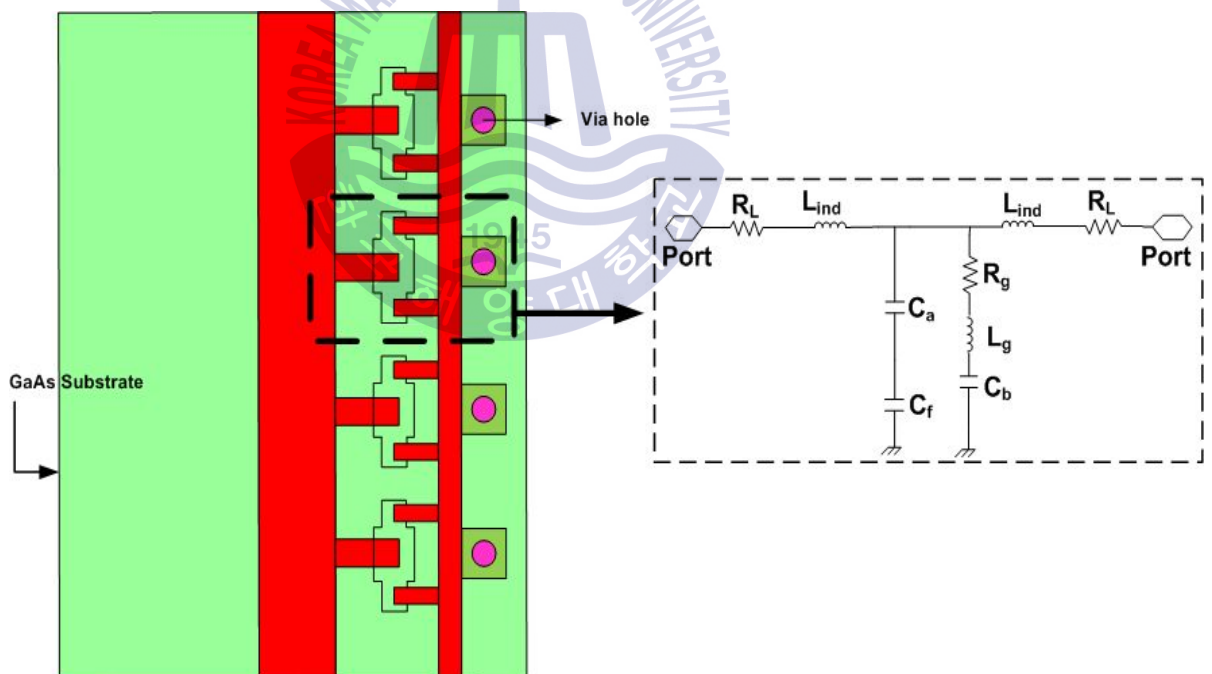
유효 유전율은 동일한 주파수 범위에서 8.67 ~ 8.79의 결과를 보여준다. 또한 다이오드에 인가되는 전압이 높을수록 유효 유전율은 증가함을 나타내고 있다. 이러한 결과는 아래와 같이 설명된다. 기존의 마이크로스트립 전송선로는 주기적 구조의 선로가 아닌 반면 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로는 주기적 구조를 가지므로, 기존의 마이크로스트립 전송선로에 비하여 월등히 높은 slow-wave 특성을 가지기 때문이다. 그리고, 다이오드에 인가되는 전압이 높을수록 선로의 용량성 성분이 높아져 선로 파장이 감소하게 되므로 식 (4.4.8)의 분모항이 감소하여 전체 유효 유전율이 커지는 효과를 보이게 된다.

4.4 PAD 구조 선로의 등가회로를 통한 이론적인 해석법

본 절에서는 본 논문에서 제안하는 GaAs MMIC 반도체 상에서 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 이론적인 해석을 하고자 한다.



(a)



(b)

그림 4.4.1 (a) A structure of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.

(b) Its equivalent circuit for unit cell.

주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로 구조의 공진 주파수를 해석하기 위해서는 일반적으로 전자계 해석을 이용해야 한다. 그러나 전자계 해석의 경우는 많은 시간이 소요되고, 이는 전체 RF 회로설계의 효율성을 떨어뜨린다 [9-10]. 이러한 문제의 해결하기 위하여, 본 절에서는 RF용 초소형 수동 소자 개발에의 응용을 위하여, 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로를 등가회로를 이용하여 이론적으로 해석하였다. 구체적으로는 RLC 등가회로와 closed-form equation을 이용하였다. 그림 4.4.1은 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 등가회로의 단위 셀에 대한 등가회로를 보여준다. PAD 구조의 선로는 최하단에 접지금속, GaAs 유전체, 선로, InGaP/GaAs 다이오드, 주기적인 금속 스트립 (PMS: periodic metal strip), 비아홀로 구성되어 있다. 구체적으로 기존의 마이크로스트립 전송선로의 신호선 한 쪽으로 주기적인 금속 스트립을 설치한다. 이러한 주기적인 금속 스트립은 신호선과 InGaP/GaAs 다이오드를 연결하는 역할을 하게 되며, 다이오드는 다시 비아홀을 통하여 최하단의 접지 금속과 연결된다. 따라서, InGaP/GaAs 다이오드는 접지 전위를 공급받게 된다. 일반적으로 다이오드는 등가회로로 표현될 때 복잡한 회로 구조를 가지게 되지만, 가변의 용량성 성분 (Capacitance) 으로 표현 가능하다[1].

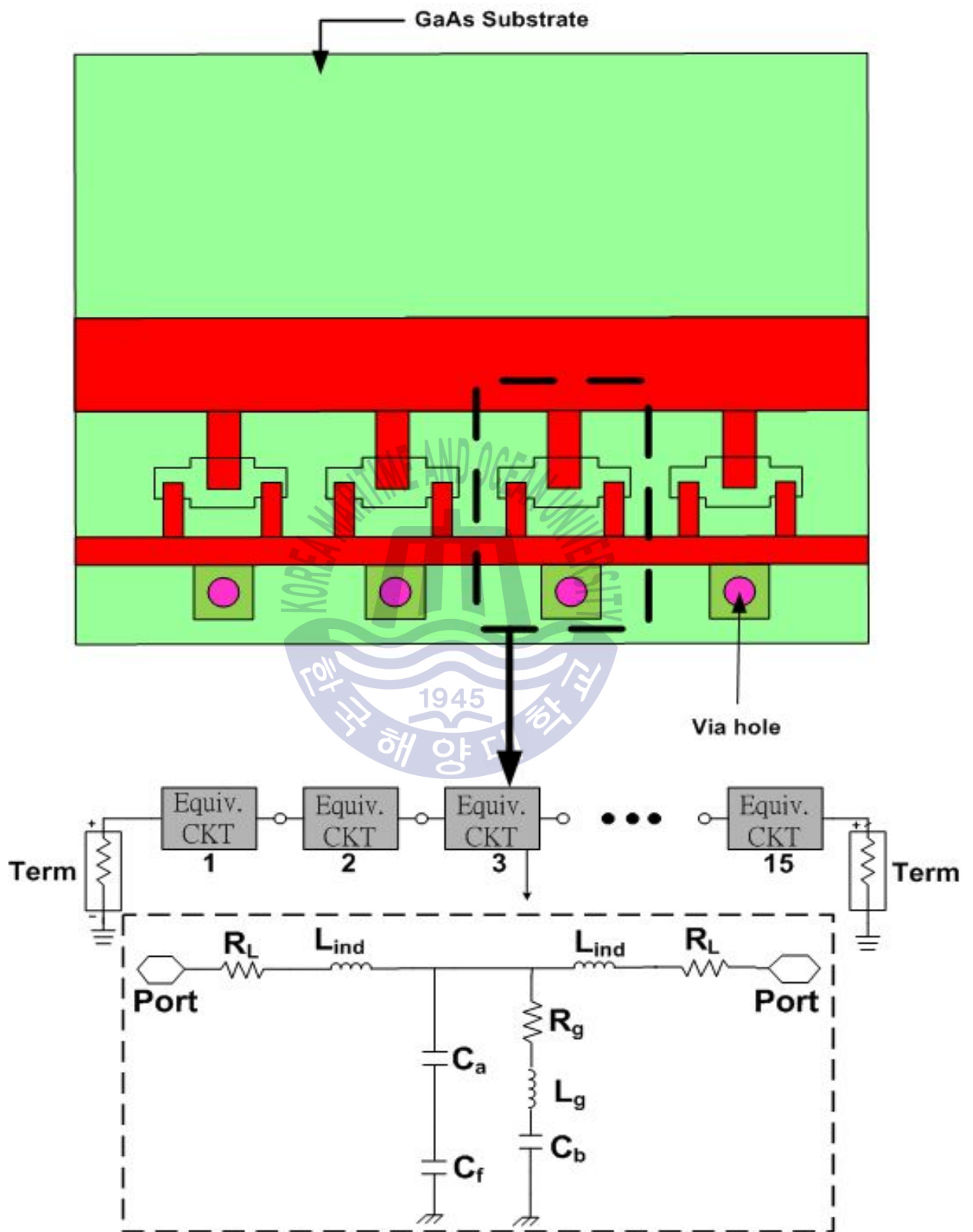


그림 4.4.2 A Equivalent circuit of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.

그림 4.4.2는 PAD 선로구조에 대한 단위셀과 전체의 등가 회로를 보여주며, 그림 4.4.1의 네모 박스에 둘러싸인 주기적 구조의 N 번째 구성 요소의 등가 회로이다.

C_b 는 다이오드의 가변 용량 성분이다. 이것은 그림 4.4.1에 나타난다. 그리고 상기용량 C_b 는 InGaP/GaAs 다이오드에 인가되는 전압에 비례한다(그림 4.4.1(a)에서 보는 것처럼 l_h 와 l_c 는 각각 PMS (periodic metal strip)의 폭과 길이이며 l_h 는 $20 \mu\text{m}$ 이다). R_g 와 L_g 는 각각 폭 l_c 를 가지는 PMS의 주기적인 스트립의 손실과 전류 흐름에서 비롯된 인덕턴스이다. C_a 는 선로와 GaAs 기판 뒷면의 접지 금속막 사이에 정전용량과 일치한다. 그리고 L_{ind} 와 R_L 은 각각 선로에서 발생하는 인덕턴스와 저항성분이다.

그림 4.4.2에서는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 단위 셀을 전체 구성요소 수만큼 등가회로를 연결하며, 그라운드 포트끼리는 서로 연결하고 실제 주기적인 금속 스트립을 삽입한 구조의 비어홀이 위치하는 부분에 비어홀의 등가 인덕터를 연결한다. 그림 4.4.2에서 보이는 각각의 RLC 값은 측정값과 등가회로로부터 계산 값과의 curve-fitting으로 구하였으며 다음과 같다.

$$L_{ind} = \left[0.1255 + 0.026 \times \left(\frac{l}{W} \right) - 0.0415 \times \left(\frac{l}{W} \right)^2 \right] (nH) \quad (4.4.1)$$

$$R_L = \left[-0.58 \times \left(\frac{W}{l} \right) + 0.608 \right] (\Omega) \quad (4.4.2)$$

$$C_b = \left[0.45 - 0.2 \times \left(\frac{l_c}{G} \right) + 0.25 \times \left(\frac{l_c}{G} \right)^2 \right] (pF) \quad (4.4.3)$$

$$C_a = \left[0.01 - 0.77 \times 10^{-2} \times \left(\frac{l_c}{d_i} \right) + 0.3 \times 10^{-5} \times \left(\frac{l_c}{d_i} \right)^2 \right] (pF) \quad (4.4.4)$$

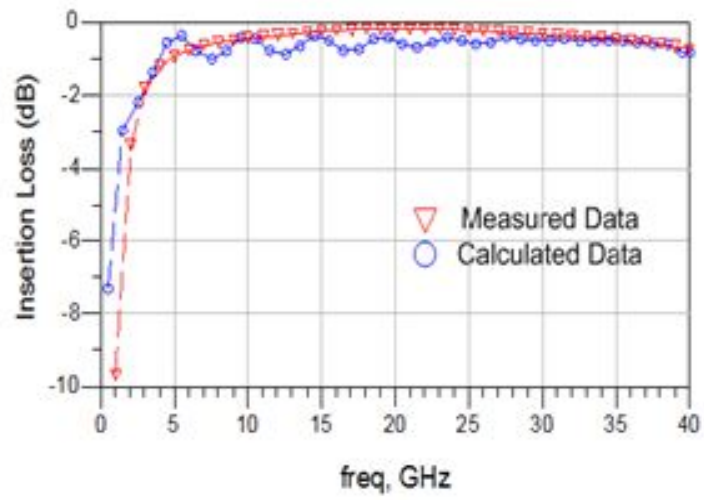
$$R_g = \left[1.87 - 0.38 \times \left(\frac{l_c}{l_h} \right) + 0.608 \times \left(\frac{l_c}{l_h} \right)^2 \right] (\Omega) \quad (4.4.5)$$

$$L_g = \left[-0.1 + 30 \times \left(\frac{l_h}{l_c} \right) + 15.1 \times \left(\frac{l_h}{l_c} \right)^2 \right] (nH) \quad (4.4.6)$$

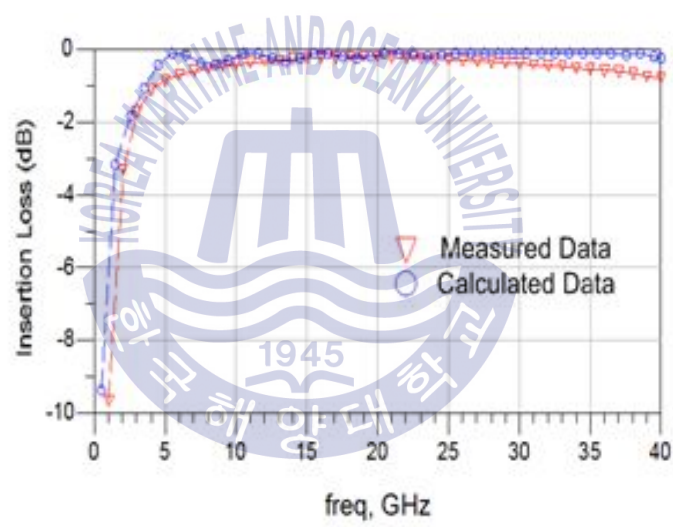
식 (4.4.1) ~ (4.4.6) 에 있는 W , l_c , d_i 는 각각 선로의 폭, PMS의 길이, 전송선로 신호선의 두께를 의미한다. 또한, G 는 선로와 접지 금속 사이의 간격, 즉 GaAs 기판의 두께를 의미하며, l_h 는 PMS의 폭을 의미한다. 본 연구에서 제안한 PAD 구조의

전송선로는 $G = 500 \mu\text{m}$, $W = 20 \mu\text{m}$, $l_h = 20 \mu\text{m}$, $d_i = 500 \text{ nm}$ 이다. 또한, 전체 선로의 길이는 $860 \mu\text{m}$ 이고, 각각의 다이오드의 간격은 $54 \mu\text{m}$, 선로와 비아홀까지의 길이는 $160 \mu\text{m}$ 이다. 식 (4.4.3)에서 $(l_d/G)^2$ 이 포함되어 있는 이유는 다이오드에 존재하는 기생 용량성분으로 인한 기생성분에서 비롯된 비선형성이 존재하기 때문이다[4-5, 9-10].

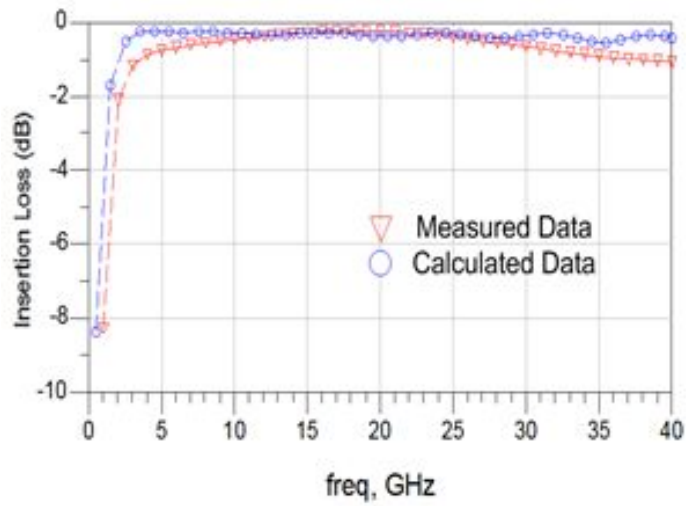
본 연구에서는 PAD 선로 구조의 등가회로의 상기 closed-form equation을 이용하여 PAD 선로 구조의 RF 특성을 측정값과 계산값을 이론적으로 연구하였다. 그림 4.4.3(a) ~ 4.4.3(d) 는 PAD 선로 구조의 삽입 손실의 측정된 값과 계산된 수치를 다이오드의 인가 전압에 따라 비교한 그림이다. 계산의 결과를 위하여 PAD 선로 구조의 등가회로와 식 (4.4.1) ~ (4.4.6)의 closed-form equation을 이용하였다. 그림 4.4.3에서 알 수 있듯이, 주파수 40 GHz 이하에서 다이오드의 인가전압이 0 V , 0.25 V , 0.5 V , 1 V 일 때, 계산된 수치와 측정된 값이 유사한 RF 특성을 나타내었다. 즉, 그림에서 보는 바와 같이 측정 결과와 계산결과가 비교적 잘 일치함을 볼 수 있다.



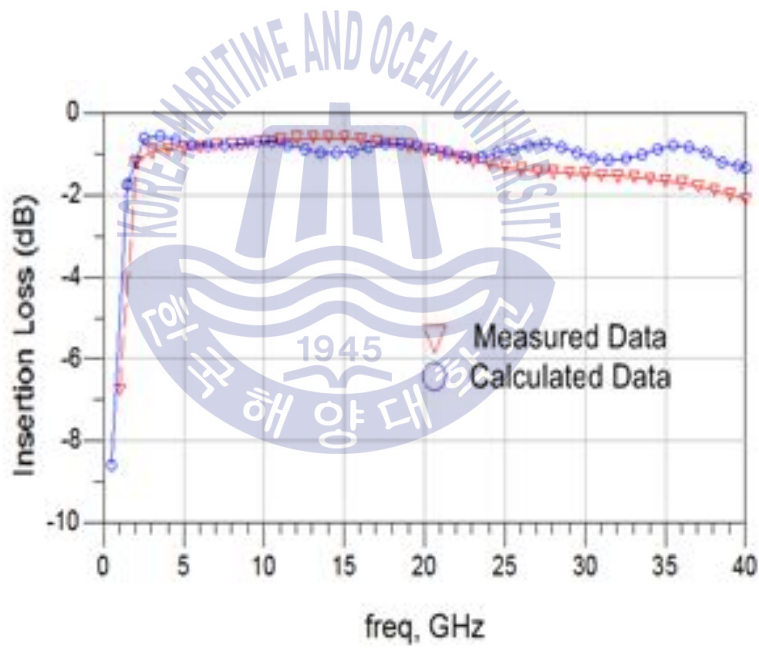
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 4.4.3 Measured and calculated insertion loss of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.

(a) 0 V (b) 0.25 V (c) 0.5 V (d) 1 V

4.5 PAD 구조 선로의 대역폭

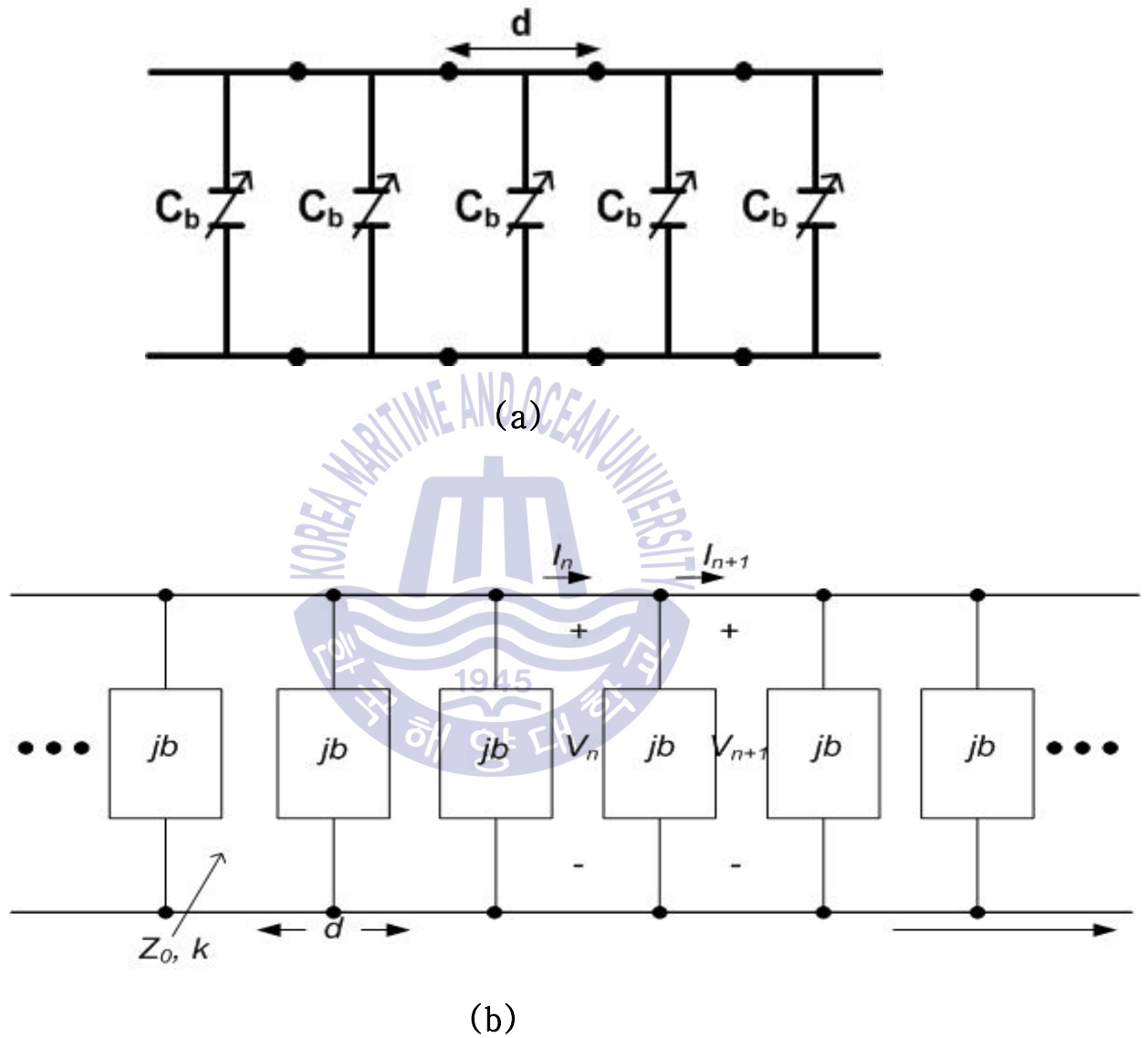


그림 4.5.1 (a) Equivalent circuit of the voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.
 (b) Equivalent circuit of transmission line.

본 절에서는 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로의 대역폭에 대하여 고찰하였다. 대역폭 및 임피던스를 계산하기 위해서 PAD 구조 전송선로는 그림 4.5.1(a)와 (b)같이 인가되는 전압에 의한 다이오드의 용량성 성분 C_b 가 중단된 길이 d 인 주기적인 전송선로로 표현되었다. PAD 구조 전송선로는 용량성 성분 C_a 와 C_b 를 가지지만 C_a 는 마이크로스트립 선로의 선로와 접지사이에 존재하는 용량으로 기존의 주기적인 전송선로에 포함되어 있다. C_b 는 PAD 구조 전송선로의 주기적인 세셉턴스 j_b 로 표현되며, 식 (4.5.1) ~ (4.5.3)과 같다[12].

$$j_b = j\omega C_b / Y_0 = j\omega C_b Z_0 \quad (4.5.1)$$

$$b = \omega C_b Z_0 \quad (4.5.2)$$

$$d = \frac{L}{2} + T + \frac{L}{2} = L + T \quad (4.5.3)$$

위의 식에서 L 은 그라운드 길이이며, T 는 다이오드와 다이오드 사이의 간격을 나타낸다.

그림 4.5.1 (b) 와 같은 무한 길이의 부하선로의 전파 특성의 경우 단위 셀은 선로의 중간에 병렬 세셉턴스를 가진 길이 d 의

전송선로로 구성된다. 즉, 세셉턴스 b 는 특성 임피던스 Z_0 에 대한 정규화된 값이다. 만약 무한의 선로가 이상적인 2포트 회로의 종속 연결로 구성되었다고 생각하면, ABCD 행렬을 사용하여 n 번째 단위 셀의 양 측에 대한 전압과 전류 관계를 나타낼 수 있다[9-12].

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (4.5.4)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd) & j(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd) \\ j(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd + \frac{d}{2}) & (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd) \end{vmatrix} \quad (4.5.5)$$

$$kd = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_b \epsilon_\epsilon} d \quad (4.5.6)$$

위의 식 (4.5.4)와 (4.5.5)는 주기적 구조의 n 번째 단위 셀에 대한 입출력 전류 I_n, I_{n+1} 과 입출력 전압 V_n, V_{n+1} 에 대한 ABCD 행렬을 나타낸다. 또한, A, B, C, D는 길이 $d/2$ 의 종속 연결 전송선로에 대한 파라미터, 병렬 세셉턴스 b , 길이 $d/2$ 인 다른 부분의 전송선로에 대한 파라미터이다. 그리고 $\theta = kd$ 이고, k 는 무부하 선로의 전파상수이다. 식 (4.5.6)의 $\omega, \mu, \epsilon,$

d 는 각각 단위 셀을 구성하는 전송선로의 투자율, 유전율, 길이를 나타낸다. 무손실 회로에서 요구되는 $AD-BC=1$ 은 증명될 수 있다.

$z=0$ 을 위상 기준으로 한 경우 $+z$ 방향으로 진행파는

$$V(z) = V(0) e^{-\gamma z} \quad (4.5.7)$$

$$I(z) = I(0) e^{-\gamma z} \quad (4.5.8)$$

가 되어야 한다. 주기적 구조 선로가 무한히 길기 때문에 n 번째 단에서의 전압과 전류는 $(n+1)$ 번째 단에서의 전압과 전류와 오직 전파요소 $e^{-\gamma d}$ 만 다르다. 주기적 구조상에서 전송상수를 γ 라 가정하면 아래의 식이 성립한다.

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d} \quad (4.5.9)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d} \quad (4.5.10)$$

상기의 결과를 식 (4.5.4)에 대입하면 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} e^{\gamma d} \\ I_{n+1} e^{\gamma d} \end{bmatrix} \quad (4.5.11)$$

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.5.12)$$

nontrivial 해를 가지려면 행렬의 행렬식은 0이 되어야 한다 [12].

$$AD + e^{2\gamma d} - (A + D)e^{\gamma d} - BC = 0 \quad (4.5.13)$$

위의 방정식의 근이 0이 아닌 근을 가지며, 무손실 회로에서 $AD - BC = 1$ 이라 적용하여 방정식을 풀이하게 되면 식 (4.5.14), 식 (4.5.15)와 같은 값을 가지게 된다.

$$\frac{e^{-\gamma d} + e^{+\gamma d}}{2} = \cosh \gamma d \quad (4.5.14)$$

$$\frac{(A + D)}{2} = \left(\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \right) \quad (4.5.15)$$

선로의 구조가 주기적일 때 전송 상수 γ 는 손실성분을 가지므로 $\gamma = \alpha + j\beta$ 가 되므로 식 (4.5.16)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \cos \gamma d &= \cosh \alpha d \cosh \beta d + j \sin \alpha d \sin \beta d \\ &= \cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \end{aligned} \quad (4.5.16)$$

식 (4.5.16)의 우변은 실수부만 있으므로 $\alpha=0$ 혹은 $\beta=0$ 이 되어야 한다.

이 때, $\alpha=0, \beta \neq 0$ 인 경우에는 주기적 구조 선로상의 무감쇠 진행파에 해당하며, 주기적 구조선로의 통과대역을 정의하게 된다. 이 때 식 (4.5.16)은 아래와 같이 간소화 된다.

$$\cos \beta d = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \quad (4.5.17)$$

만약 우변의 크기가 1보다 작거나 같으면 이 식은 β 에 대하여 해석된다. 반대로 $\alpha \neq 0, \beta = 0$ 인 경우에는 파가 전파되는 것이 아니고 선로를 따라 감쇠가 일어난다. 즉 이것은 구조의 저지대역을 정의한다[9-12]. 무손실 선로이기 때문에 전력은 소모되지 않으나 선로의 입력 쪽으로 반사가 일어난다. 이 때 식 (4.5.16)의 크기는

$$\cos \alpha d = \left| \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta \right| \geq 1 \quad (4.5.18)$$

로 간소화된다. 이것은 +방향 진행파에 대하여 오직 하나의 해를 갖는다. 그리고 -방향의 진행파에 대해서는 $\alpha < 0$ 이 적용된다. 만약, 식 (4.5.18)이 -1보다 작거나 같으면, 식 (4.5.18)은 $\beta = \pi$ 로 놓으므로 식 (4.5.16)로부터 얻을 수 있다. 그러면 선

로상의 모든 집중 소자 부하는 $\lambda/2$ 만큼 떨어져 있게 되고, 마치 $\beta=0$ 인 것과 같이 똑같은 입력 임피던스를 갖게 된다. 이와 같이 주파수나 정규화된 세셉턴스 값에 따라서 주기적 선로는 통과대역 혹은 저지대역 특성을 나타낼 수 있고, 어떠한 형태의 필터로 간주될 수 있다. 식 (4.5.7) ~ (4.5.10)에서 정의된 전압과 전류파들은 단위 셀에서 측정될 때만 의미가 있고, 단위 셀내의 존재할 수 있는 전압과 전류에는 적용할 수 없다[12].

단위셀에서의 특성 임피던스는

$$Z_B = Z_0 \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (4.5.19)$$

로 정의된다. 위의 유도식에서 V_{n+1} 과 I_{n+1} 은 정규화된 값이고 식 (4.5.12)로부터

$$(A - e^{\gamma d})V_{n+1} + BI_{n+1} = 0 \quad (4.5.20)$$

을 얻으며, 식 (4.5.19)는 다시

$$Z_B = \frac{-BZ_0}{A - e^{\gamma d}} \quad (4.5.21)$$

로 나타낼 수 있다. 식 (4.5.13)에서 A와 D항으로 $e^{\gamma d}$ 에 대해 풀게 되면, 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$e^{\gamma d} = \frac{(A+D) \pm \sqrt{(A+D)^2 - 4}}{2} \quad (4.5.22)$$

가 되고, 임피던스는

$$Z_B^{\pm} = \frac{-2BZ_0}{2A - A - D \mp \sqrt{(A+D)^2 - 4}} \quad (4.5.23)$$

로 주어지는 2개의 해를 갖는다. 대칭 단위 셀인 경우 항상 $A=D$ 를 얻는다. 이 경우 식 (4.5.23)은

$$Z_B^{\pm} = \frac{\pm BZ_0}{\sqrt{A^2 - 1}} \quad (4.5.24)$$

로 간소화 된다.

본 절에서는 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 통과 대역과 저지대역의 특성을 살펴보고자 함으로 위의 식 (4.5.16)에서 $\alpha=0, \beta \neq 0$ 일 때 통과대역 식 (4.5.25)을 구할 수 있으며 $\alpha \neq 0, \beta=0$ 일 때 저지대역 식 (4.5.26)을 구할 수 있다.

$$\cosh j\beta d - \cos \beta d = \cos kd - Xkd \sin kd \quad (4.5.25)$$

$$\cosh \alpha d = |\cos kd - Xkd \sin kd| \geq 1 \quad (4.5.26)$$

$$X = \left(\frac{C_b Z_0}{2\sqrt{\epsilon_\epsilon} \sqrt{\mu_0} \epsilon_\epsilon d} \right) \quad (4.5.27)$$

주기적 구조 선로의 통과대역과 저지대역 특성을 위한 $k-\beta$ 도는 식 (4.5.17)로부터 그릴 수 있고, 이것은 일반적인 주기적 구조 선로에 대하여 분산 관계를 갖는다. 실제로 $k-\beta$ 도는 많은 종류의 초고주파 부품과 전송선로의 분산 특성연구에 사용될 수 있다[12].

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (4.5.28)$$

또는

$$k = \sqrt{\beta^2 + k_c^2} \quad (4.5.29)$$

여기서 k_c 는 모드의 차단 파수, k 는 자유공간의 파수, 그리고 β 는 모드의 전파상수이다.

$k-\beta$ 도는 분산 구조를 가진 다양한 전파속도 표현에 유용하다. 위상 속도는

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = c \frac{k}{\beta} \quad (4.5.30)$$

이고 이것은 $k-\beta$ 도에서 원점부터 동작점까지의 직선 기울기의 c 배와 같음을 보여준다. 군 속도는

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = c \frac{dk}{d\beta} \quad (4.5.31)$$

이고, 이것은 동작점에서 $k-\beta$ 곡선의 기울기이다. 이와 같이 도파관 모드에 대한 위상 속도는 차단 영역에서는 무한대이고, k 가 증가함에 따라 c 에 접근한다. 그러나 군 속도는 차단 영역에서 0이고, k 가 증가함에 따라 c 이하로부터 접근한다 [12][30-34].

그림 4.5.2는 식 (4.5.25) ~ 식 (4.5.27)을 이용하여 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 통과대역과 저지대역의 $k-\beta$ 의 관계를 그래프로 나타낸 것이다. 0.25 V, 0.5 V, 0.75 V, 1 V에서의 1차 passband 및 2차 stopband, passband의 계산 결과를 보여주고 있다.

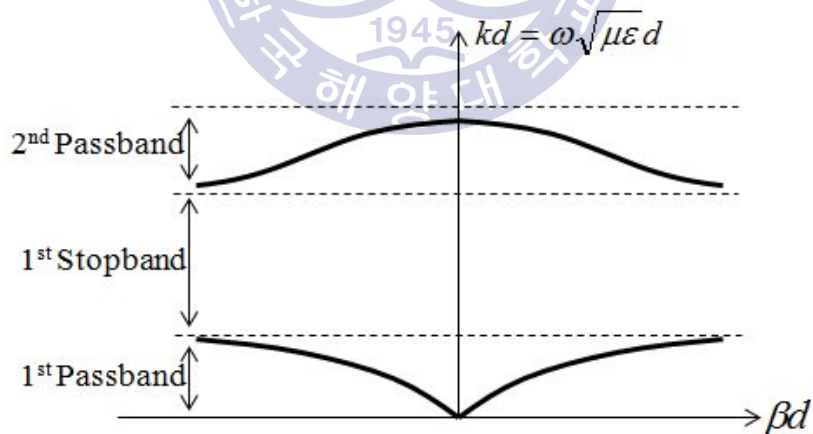


그림 4.5.2 $k-\beta$ graph of between passband and stopband

그림 4.5.3은 식 (4.5.25) ~ 식 (4.5.27)을 주파수 영역에서 그래프로 표현한 결과이다.

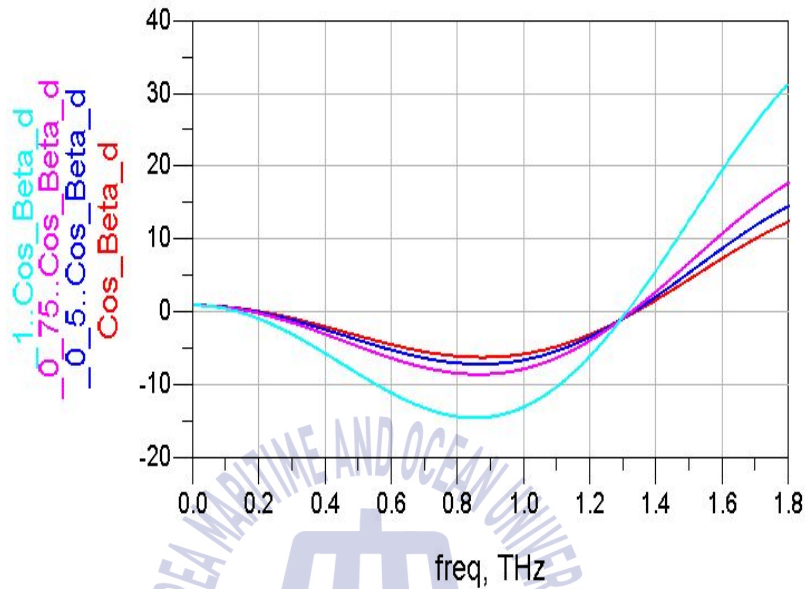


그림 4.5.3 Bandwidth of voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.

Table 4.5.1은 식 (4.5.25) ~ 식(4.5.27)을 이용하여 구한 그림 4.5.3의 결과를 표로 나타낸 것이다. 인가전압이 증가함에 따라 1차 통과대역 및 2차 통과대역 모두 감소하는 모습을 나타내고 있다. RF 대역에서 물리적으로 의미가 있는 1차 통과대역이 각각 0.25 V에서 322 GHz, 0.5 V에서 299 GHz, 0.75 V에서 273 GHz, 1 V에서 208 GHz로 나타났으며, 2차 통과대역의 경우 인가 전압이 증가 할수록 감소하는 모습을 보여주었다. 인가전압이 증가할수록 전송선로의 커패시턴스 성분은 증가하게 된다. 이 때 회로의 기생 커패시턴스 성분은 전송선로의 대역폭에 영향을

주게 되는데, 커패시턴스의 값이 증가 할수록 대역폭은 줄어들게 된다. 하지만 최대 인가전압인 1 V에서도 광대역 특성을 나타내어 본 논문에서 제시한 PAD구조 전송선로는 광대역에서 여러 수동소자의 개발에 응용이 될 것이다.

Table 4.5.1 Passband and stopband of the transmission line employing PAD

	1st passband (GHz)	1st stopband (GHz)	2st passband (GHz)
0.25 V	f<322 BW:322	322 ~ 1292 BW:970	1292 ~ 1371 BW:79
0.5 V	f<299 BW:299	299 ~ 1292 BW:993	1292 ~ 1361 BW:69
0.75 V	f<273 BW:273	273 ~ 1291 BW:1018	1291 ~ 1349 BW:58
1 V	f<208 BW:208	208 ~ 1292 BW:1084	1292 ~ 1325 BW:33

제 5 장 PAD 구조 선로의 수동 소자에의 응용

본 장에서는 본 논문에서 제안하는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로 (voltage-controlled artificial transmission line employing PAD)를 MMIC 상의 초소형 수동 소자에 응용됨을 연구하고자 한다.

$\lambda/4$ 임피던스 변환기는 임피던스 정합을 위한 유용하고 실제적인 회로이며, 정합되어진 선로 상에서 정재파의 특성을 기술하여 주는 간단한 전송선로회로를 제공한다. 이 때 $\lambda/4$ 의 전송선로를 사용하여 부하를 Z_0 선로에 정합시키도록 하여, $\lambda/4$ 정합 구간을 들여다보는 점에서 $\Gamma=0$ 이 성립하도록 함이 바람직하다. 그림 5.1은 $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 일반적인 구조를 나타낸다 [11-12].

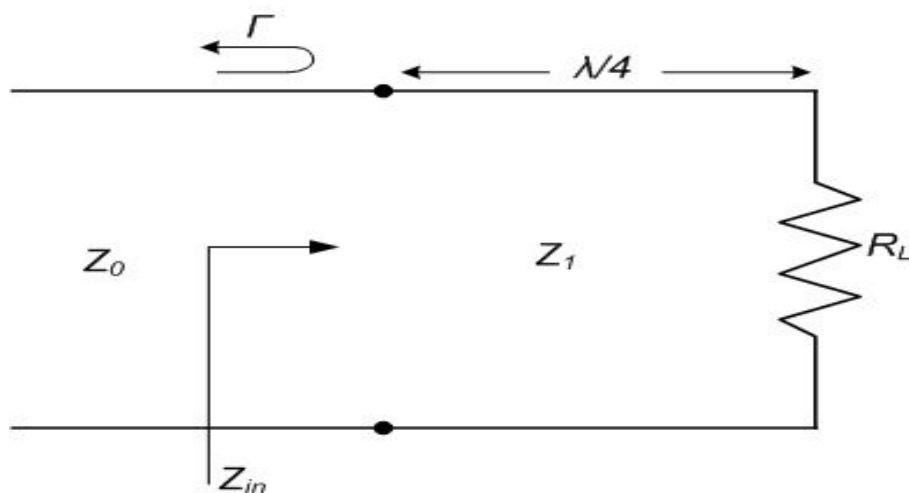


그림 5.1 $\lambda/4$ impedance transformer .

상기 그림의 입력 임피던스 Z_{in} 은 다음과 같이 구해진다.

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jR_L \tan \beta l} \quad (5.1)$$

$\beta l = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$ 에 대한 이 값을 계산하기 위해서, 분자와 분모를 $\tan \beta l$ 로 나누고 $\beta l \rightarrow \pi/2$ 와 같이 극한을 취하면

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (5.2)$$

$\Gamma = 0$ 으로 하기 위해서는 $Z_{in} = Z_0$ 가 되어야 하며, 이는 특성 임피던스 Z_1 이

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L} \quad (5.3)$$

으로 되어 부하와 전원의 임피던스의 기하학적 평균값을 갖는다. 따라서 급전선로 위에는 정재파가 존재하지 않으며, $\lambda/4$ 구간 상에는 정재파가 존재하게 된다. 또한 상기와 같은 조건은 오직 정합구간의 길이가 $\lambda/4$ 일 경우 또는 $\lambda/4$ 의 홀수배인 경우에만 적용되어져서 완전한 정합은 어느 한 주파수에만 달성될 수 없으며, 그 이외의 주파수에서는 정합이 이루어지지 않는다. 이와 같은 임피던스 정합방법은 실수값을 갖는 부하 임피던스에

국한되지만, 복소값을 갖는 부하 임피던스는 선로의 길이를 적절하게 변환시킴으로써, 어느 한 주파수에서 실수값을 갖도록 할 수 있다[11].

본 연구에서는 상기의 이론을 바탕으로 초소형 RF 수동소자의 개발을 위하여 상기 PAD 구조 전송선로를 이용하여 GaAs MMIC 상에 초소형 임피던스 변환기를 제작하였다.

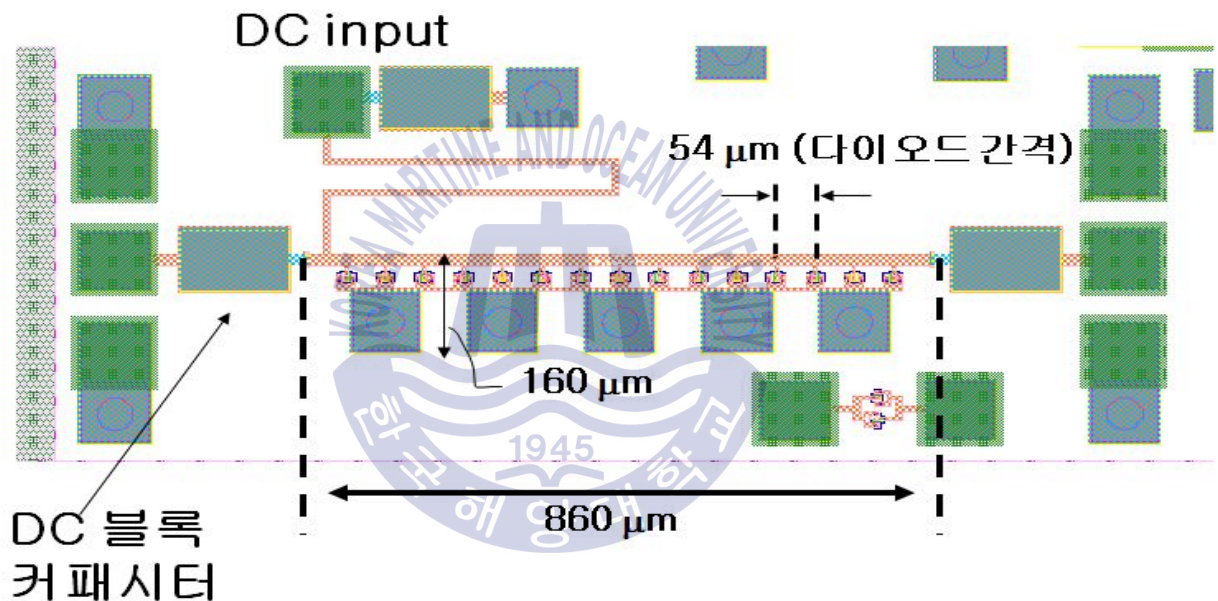


그림 5.2 A impedance transformer using voltage-controlled artificial transmission line employing PAD.

그림 5.2 는 PAD 구조의 선로를 이용하여 제작한 임피던스 변환기 사진을 보여준다. PAD 구조에서는 InGaP/GaAs 다이오드에 인가되는 전압(그림 3.3.1 참조)이 커질수록 정전용량 C_b 는

증가하게 되며, 그 결과 식 (3.1.1)과 (3.1.3)으로부터 특성 임피던스 Z_0 값은 줄어들게 됨을 알 수 있다. 따라서, 다이오드에 인가되는 전압을 조절하면 특성 임피던스를 자유롭게 변화시킬 수 있다. 상기의 사실은 본 저자가 지금까지 연구한 다른 주기적인 구조를 가지는 전송선로 보다 특성 임피던스의 조절이 용이함을 나타내고 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[11-12]을 만족시키기 위해서는 임피던스 변환기의 특성임피던스 Z_C 는 상기의 이론을 바탕으로 아래의 식이 만족되어야 한다.

$$Z_C = \sqrt{Z_{C1} Z_{C2}} \quad (5.4)$$

본 연구에서는 상기의 임피던스 변환기를 연구하고 제작함에 있어 다이오드에 인가되는 전압에 따라 그 특성을 고찰하였다. 다이오드에 인가되는 전압이 0.25 V 인 경우 $Z_{C1} = 100 \Omega$, $Z_{C2} = 50 \Omega$ 이며, 임피던스 변환기의 크기는 0.1376 mm^2 이다. 이는 기존의 마이크로스트립 전송선로를 이용한 임피던스 변환기의 크기 4.41 mm^2 의 약 3.12%의 크기로 축소됨을 보여준다. 그리고 다이오드에 인가되는 전압이 0.5 V 인 경우 $Z_{C1} = 100 \Omega$, $Z_{C2} = 30 \Omega$ 이며, 임피던스 변환기의 크기는 인가 전압이 0.25 V 인 경우와 동일하다. 다이오드에 인가되는 전압이 0.75 V 인 경우 $Z_{C1} = 80 \Omega$, $Z_{C2} = 30 \Omega$ 이며, 1 V 인 경우 $Z_{C1} =$

65 Ω , $Z_{C2} = 20 \Omega$ 이다. 상기의 데이터 중 임피던스 변환기의 크기는 모두 비어홀이 포함되지 않은 경우를 나타낸다. 이러한 이유는 다음과 같이 설명될 수 있다. 실제 회로상에서 접지가 연결된 경우, 접지 한 곳에서만 비어홀을 비치하면 되므로 실제로 비어홀을 포함하지 않은 경우가 실제 사이즈가 된다. 아래의 그림 5.3 ~ 5.6은 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로를 이용한 초소형 임피던스 변환기의 RF 특성을 보여주고 있다.

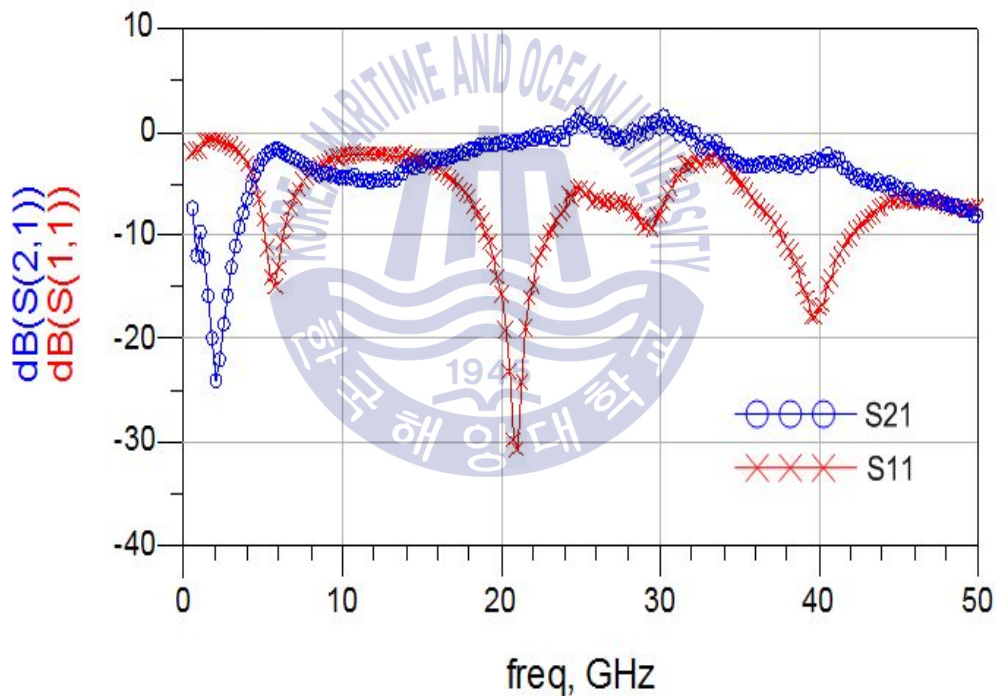


그림 5.3 RF characteristics of impedance transformer PAD structure with applied voltage 0.25 V.

그림 5.3 은 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 다이오드 인가전압이 0.25 V인 임피던스 변환기의 RF특성이다.

그림 5.3에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안하는 PAD 구조를 이용한 임피던스 변환기는 양호한 RF 특성을 보여준다. 구체적으로, 그림에서 보는 바와 같이 주파수 5 ~ 6.5 GHz에서 -8.5 dB 이하의 반사 손실과 -2.6 dB 이하의 삽입 손실특성이 관찰된다.

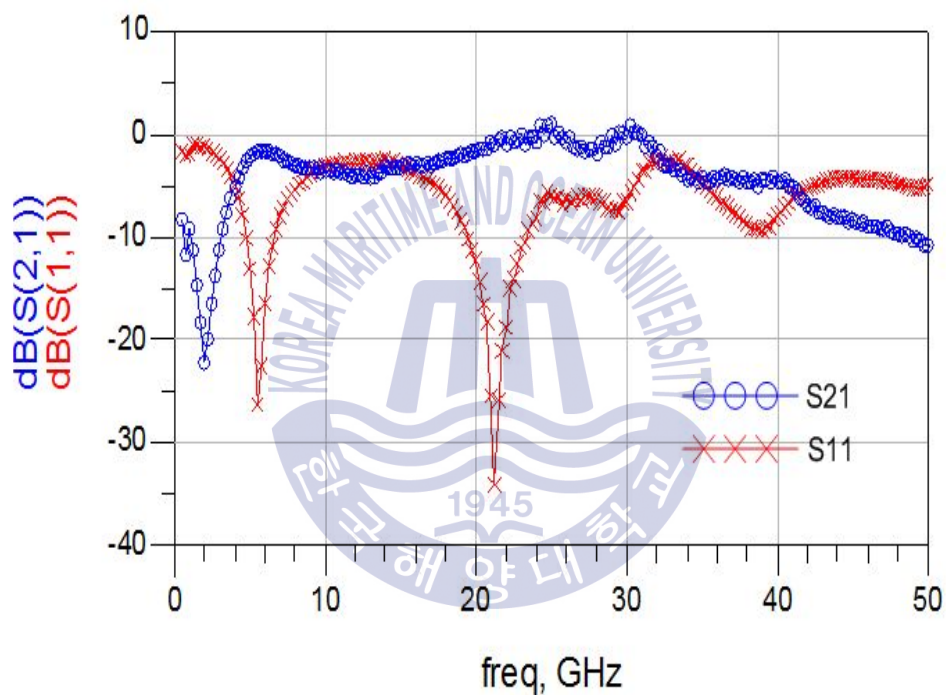


그림 5.4 RF characteristics of impedance transformer PAD structure with applied voltage 0.5 V.

그림 5.4 는 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 다이오드 인가전압이 0.5 V인 임피던스 변환기의 RF특성이다. 그림 5.4에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안하는 PAD 구조를 이

용한 임피던스 변환기는 양호한 RF 특성을 보여준다. 구체적으로, 그림에서 보는 바와 같이 주파수 4.75 ~ 6.75 GHz에서 -8.5 dB 이하의 반사 손실과 -2.6 dB 이하의 삽입 손실특성이 관찰된다.

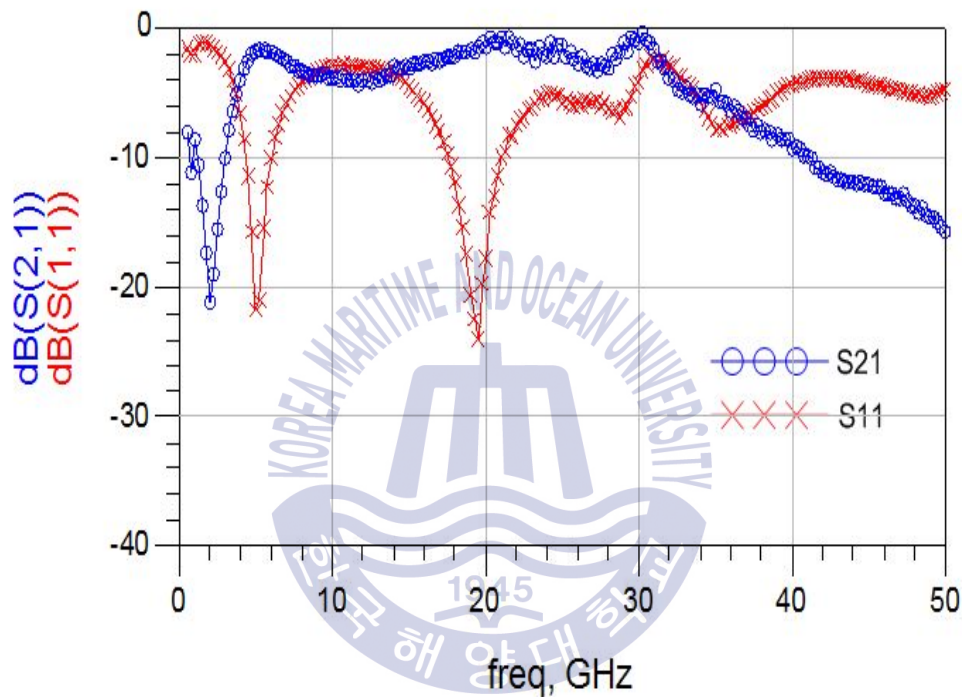


그림 5.5 RF characteristics of impedance transformer PAD structure with applied voltage 0.75 V.

그림 5.5 는 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 다이오드 인가전압이 0.75 V인 임피던스 변환기의 RF특성이다. 그림 5.5에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안하는 PAD 구조를 이용한 임피던스 변환기는 양호한 RF 특성을 보여준다. 구체적으로, 그림에서 보는 바와 같이 주파수 4.25 ~ 6.25 GHz에서

-8.5 dB 이하의 반사 손실과 -3.12 dB 이하의 삽입 손실특성이 관찰된다.

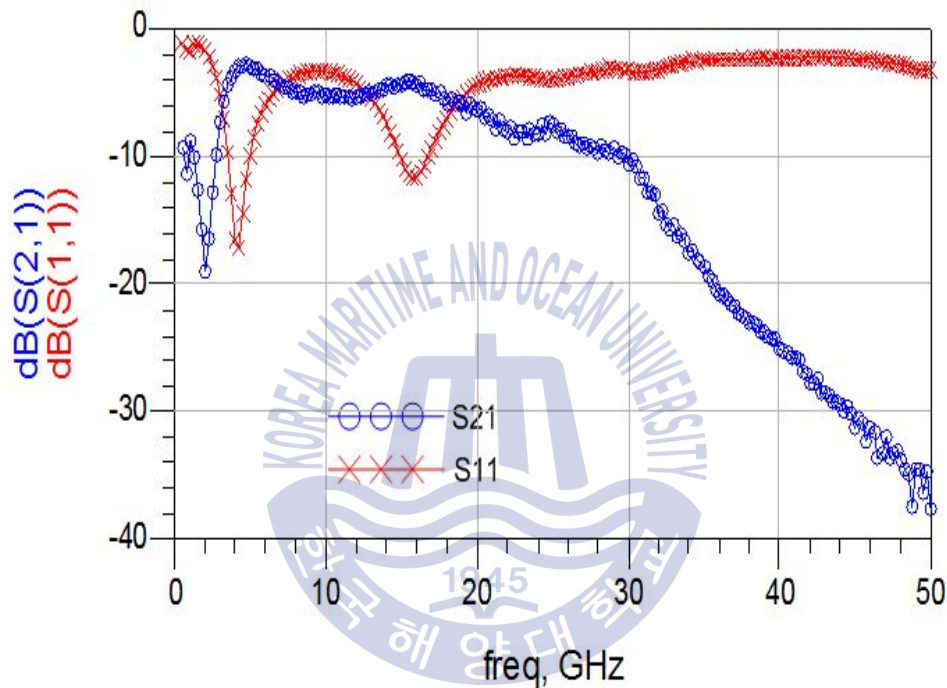


그림 5.6 RF characteristics of impedance transformer PAD structure with applied voltage 1.0 V.

그림 5.6 은 본 논문에서 제안하는 PAD 구조 전송선로의 다이오드 인가전압이 1 V인 임피던스 변환기의 RF특성이다. 그림 5.5에서 알 수 있듯이 본 논문에서 제안하는 PAD 구조를 이용한 임피던스 변환기는 양호한 RF 특성을 보여준다. 구체적으로, 그림에서 보는 바와 같이 주파수 3.5 ~ 5.25 GHz에서 -8.5 dB

이하의 반사 손실과 -4.49 dB 이하의 삽입 손실특성이 관찰된다. 상기의 결과로 알 수 있듯이, 본 논문에서 제안하는 PAD 구조를 이용한 초소형 임피던스 변환기의 특성은 MMIC 상에서 RF 소자간의 임피던스 정합에 매우 유용하게 사용될 수 있음을 의미한다. 아래의 Table 5.1 에 상기 임피던스 변환기의 특성을 요약하였다.

Table 5.1 The summary of RF characteristics of impedance transformer PAD structure.

구 분	$Z_0(\Omega)$	$Z_{C2} \rightarrow Z_{C1}$	특성	Size(mm ²)
0.25 V	75	100 \rightarrow 50	S11 : -8.5 dB S21 : -1.1 dB @ 5-6.5 GHz	0.1376
0.5 V	55	100 \rightarrow 30	S11 : -8.5 dB S21 : -2.6 dB @ 4.75-6.75 GHz	0.1376
0.75 V	50	80 \rightarrow 30	S11 : -8.5 dB S21 : -3.1 dB @ 4.25-6.75 GHz	0.1376
1.0 V	30	65 \rightarrow 20	S11 : -8.5 dB S21 : -4.4 dB @ 3.5-5.25 GHz	0.1376

제 6 장 결 론

21세기에 들어선 이후, 유비쿼터스 서비스가 가능한 정보통신 기술의 발전은 IC(integrated circuit) 기술의 급격한 발전을 초래하였다. 이에 따른 단말기의 소형화, 고집적화가 RF 부품시장에서 요구되어지고 있으며, 그 중 RF 송수신단은 수동소자를 다량 집적한 고집적 단말기가 요구되어지고 있는 추세이다.

이에 본 연구에서는 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송선로 (PAD, periodically arrayed diodes)를 개발하였다. PAD 구조 전송선로의 선로 파장은 기존의 마이크로스트립 선로의 35.2 %로 축소되었다. 구체적으로 기존의 전송선로는 21.12 mm인 반면, PAD 구조의 전송선로는 7.414 mm로 나타났다으며, 이는 본 저자가 연구하여온 PACD (periodically arrayed capacitive device) 선로구조에 비하여 긴 선로파장을 보여주지만, 본 논문에서 제안하는 PAD 구조의 전송선로는 다이오드에 인가되는 전압을 조절함으로써 특성 임피던스의 용이한 조절이 가능한 장점이 있었다. $\lambda/4$ 선로에 대해, PAD 구조가 기존 마이크로스트립 전송선로 비해 조금 더 낮은 손실이 발생하였다. 그리고, 주기적 구조의 slow-wave 특성에 의해 PACD 구조는 종래의 마이크로스트립 선로에 비해 훨씬 더 높은 전파상수와 유효 유전율 값을 보였다. 즉, PAD구조 전송선로의 전파상수는 5 ~ 40 GHz에서 인가 전압이 1 V 일 때 1.398 ~

13.262 Rad/mm 기준 전송선로의 경우 약 0.297 ~ 2.415 Rad/mm로 나타났다. 또한 PAD 구조 전송선로의 유효 유전율은 5 ~ 40 GHz에서 인가 전압이 1 V일 때 178.48 ~ 250.86으로 나타났고, 기존 전송선로의 경우 약 5 ~ 40 GHz에서 약 8.307 ~ 8.32로 나타났다. 그리고 PAD구조 전송선로의 감쇠상수는 0.5 V에서 약 1.017 ~ 1.447 Np/mm로 가장 낮게 나왔으며, 1 V에서 1.128 ~ 2.8 Np/mm로 나타났다. 또한 closed-form 방정식을 이용하여 PAD구조 전송선로의 등가회로를 이론적으로 해석하였으며, 실제 측정값과 계산값의 이득을 비교하였다. 그 결과 실질적인 의미를 가지는 1차 통과대역이 0.25 V에서 322 GHz, 1 V에서 208 GHz로 광대역의 특성을 나타내었다.

응용 분야를 위하여 상기 PAD 구조를 이용하여 GaAs MMIC 상에 임피던스 변환기를 제작한 결과, 점유면적은 기존의 마이크로 스트립 선로 임피던스 변환기 면적의 약 3.12% 정도로 대폭 축소되었다. 상기 임피던스 변환기 광대역에 걸쳐서 양호한 RF 특성을 보였다. 예를 들어, 다이오드에 인가되는 전압에 따라 특성의 차이점은 존재하지만 -8.5 dB 이하의 반사 손실과 -2dB 이하의 삽입 손실특성이 보였다. 상기의 결과로부터, 본 논문에서 제안하는 PAD 구조를 이용한 전송선로는 GaAs MMIC용 초소형 온칩 수동소자 및 정합소자에 매우 유효하게 사용될 수 있음을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 윤영, “MMIC용 온칩 정합 소자에의 응용을 위한 주기적 배열 다이오드 구조를 이용한 전압 제어형 전송선로,” 한국전자과학회논문지/Volume 19, No.1/p.7-14, 2008년 1월.
- [2] 윤영, “저손실·단파장 특성을 가지는 반전된 형태의 주기적 용량성 선로구조와 MMIC상의 초소형 수동소자 개발에의 응용”, 한국마린엔지니어링학회지, vol. 36, No. 1, pp. 149-156, 2012.
- [3] 정장현, 강석엽, 윤영, “MMIC상에서 주기적으로 배치된 용량성 소자를 이용한 단파장 전송선로”, 한국마린엔지니어링학회지, vol. 34, No. 6, pp. 840-845, 2010.
- [4] J. H. Jeong, Y. Yun, H. S. Kim, N. W. Jang and Y. J. Baek, “A Basic Study on RF Characteristics of Short Wavelength Comb-type Capacitive Transmission Line on MMIC”, Microwave Journal, vol. 55, no. 2, pp. 82-94, 2012.
- [5] Jang-Hyeon Jeong, YoungYun, and Suk-Youb Kang, “A Basic Study on RF Characteristics of Meander Line Employing Periodic Ground Structure on GaAs MMIC for Application to a Miniaturization of RF Components”, International Journal of Antennas and Propagation, May,

2014.

[6] Young Yun, and Jang-Hyeon Jeong, "A miniaturized impedance transformer employing PGS on GaAs," Microwave Journal, Vol. 56, No. 1, 2013, pp. 106-110.

[7] Jeong-Gab Ju, Young Yun, Young-Bae Park and Suk-Youb Kang "Ultra-compact On-chip RF Divider Circuit Employs a PAGS Structure," Microwave Journal, vol. 55, No. 1, January 2012, pp.108-115.

[8] Young Yun, Jeong-Gab Ju, Hong Seung Kim, Basic Study on the RF Characteristics of the Transmission Lines Employing Periodically Perforated Ground Metal on GaAs MMIC and Their Equivalent Circuits, Japanese Journal of Applied physics, vol.50, No.1, January 2011, pp. 014101-1 ~ 014101-9.

[9] 손기준, 정장현, 운영, "실리콘 RFIC 상에서 무선 통신 시스템의 소형화를 위한 마이크로스트립/코프레너 복합구조를 가지는 박막필름 전송선로의 등가회로 및 대역폭에 관한 연구," 한국마린엔지니어링학회지/第39卷 第1號/p.45-51, 2015년 1월.

[10] 한성조, 정장현, 운영" RF 소자의 소형화를 위해 실리콘 박막상에서 다양한 형태의 주기적 스트립 구조를 가지는 전송선로의 기본특성 연구, 한국마린엔지니어링학회지/第38卷 第1號 /p.70-77, 2014년 1월.

[11] 운영 저, "RF 능동회로 설계이론 및 실무", 홍릉과학 출판

사, 2005년.

[12] D.M. Pozar, "Microwave engineering", 3rd ed..Chapter 4, Addison-wesley, 2005.

[13] Zargari, M., and Su, D.: 'Challenges in Designing CMOS Wireless System-on-a-Chip', IEICE Trans. Electron., 2007, E90-C, pp.1142-1148.

[14] Y. Yun, T. Fukuda, T. Kuniyoshi, and O. Ishikawa,: 'A High Performance Downconverter MMIC for DBS Applications,' IEICE Trans. Electron., vol.E84-C, no.11, pp.1679-1688, Nov.2001.

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

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

[17] 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.

[18] 윤영, "GaAs MMIC상에서 주기적으로 천공된 홀을 가지는 접지 금속막 구조를 이용한 전송선로 특성연구 및 코프레너 선로를 이용한 온칩 초소형 임피던스 변환기에의 응용", 한국마

린엔지니어링학회지, 第32卷 第8號p.160-168, 2008.

[19] 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.

[20] 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.

[21] 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.

[22] 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.

[23] 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.

[24] 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.

[25] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*. Boston, MA: ArtechHouse,1991,ch.3.

[26] Y. Yun, J. W. Jung, K. M. Kim, H. C. Kim, W. J. Jang, H. G. Ji and H. K. Ahn, “Experimental Study on Isolation Characteristics Between Adjacent Microstrip Lines Employing Periodically Perforated Ground Metal for Application to Highly Integrated GaAs MMICs,” *MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 17, NO. 10, pp. 703-705, Oct. 2007.

[27] K. Matsunaga, I. Miura, and N. Iwata, “A CW 4-W Ka-Band Power Amplifier Utilizing MMIC Multichip Technology,” *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 35, pp. 1293-1297, Sept. 2000.

[28] 윤영, 김세호”주기적 접지구조를 이용한 실리콘 RFIC용 초소형 수동소자의 개발, 한국마린엔지니어링학회지 /第33券 第4號 / p. 562 - 568, 2009년 5월.

[29] E. J. Wilkinson, “An N-way hybrid power divider”, *IRE trans, Microwave Theory Tech.*, vol. 8, pp. 116-118, Jun 1960.

[30] K. Masu, K. Okada, and H. Itoh, "RF Pssive Components Using Metal Line on Si CMOS", *IEICE Trans.*

Electron., Vol. E89-C, No. 6, pp. 681-691, Jun., 2006.

[31] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering, McGraw-Hill, N. Y., 1966.

[32] J. A. G. Malherbe, "Microwave Transmission Line Filters", Artech House, Dedham, Mass., 1979.

[33] R. F. Harrington, "Time-Harmonic Electromagnetic Fields, McGraw-Hill, N. Y., 1961.

[34] E. M. T. Jones and J. T. Bolljahn, "Coupled-strip-transmission Line Filters and Directional Couplers", IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-4, pp.78-81, April 1956.

[35] 장의훈, 정장현, 최태일, 운영, "주기적으로 배치된 용량성 소자를 이용한 단파장 전송선로의 기본특성 연구와 MMIC용 초 소형 수동소자개발에의 응용", 한국마린엔지니어링학회지, 제 36 권, 제 1호, pp.157-165, 2012년 1월.

감사의 글

2년간의 석사 과정과 4년간의 박사 과정을 주위의 많은 도움으로 잘 마무리하게 되었습니다. 먼저 본 논문이 완성되기까지 늘 따뜻하게 배려해 주시고 용기를 잃지 않게 웃으시면서 도와주시고, 세심한 조언을 아끼지 않으신 윤 영 교수님께 감사드립니다. 그리고 논문의 미비한 점을 보완하여 충실한 내용이 될 수 있도록 해주신 고상춘 박사님, 오원태 교수님, 최우진 소장님, 김홍승 교수님, 강인호 교수님께 감사드리며, 항상 새로운 가르침과 조언을 아끼지 않으셨던 김동일 교수님, 조형래 교수님, 정지원 교수님, 김기만 교수님, 민경식 교수님께도 감사드립니다.

처음에 실험실에 들어와서 아무것도 모르면서 막무가내로 열심히만 연구와 설계를 할 때 뒤에서 많은 도움을 줬던 동기 정갑이, 1년 늦게 들어와서 궂은 일 다한 의훈이, 석사 과정이 끝날 때 입실한 성조, 항상 과묵하고 묵묵하게 열심히 했던 기준이, 툭툭거리도 심성이 여린 정훈이, 항상 FM인 수정이, 막내 현수 모두 말썽 일으키지 않고 지시에 따라 준 점에 감사합니다. 그리고, 대학원 생활에 조언을 아끼지 않으신 동식이형, 정우형, 민혁이형, 태두형, 동수에게 무한 감사를 드립니다. 늦은 나이에 대학원에 입학하여 이제 박사 과정을 시작하는 백창욱이 계속 열심히 해라, 이제 시작이다. 전파공학과와 모든 인원을 세심하게 신경쓰고 있는 전파과 문채원 김현정 조교에게도 감사의 말을 전합니다.

주말 알바로 시작하여 현재에 이르기까지 많은 도움과 믿음을 보여주신 (주)뉴굿타임 렌터카/관광의 대표이사 이준섭 사장님, 강두연 전

무이사님, 강대율 이사님, 이학송 부장님, 김정미 과장님, 전진확 대리님, 김윤석 주임님, 김보겸, 김도형, 박현경, 김진태, 박성수, 이은규 사원 등등 많은 분들에게 감사합니다. 제 전공과는 무관한 일이지만 여러 분들께 항상 많은 것을 배웁니다.

마지막으로 항상 뒤에서 아낌없는 사랑과 믿음을 보여주시는 사랑하는 어머니, 늘 부족한 아들이어서 항상 죄송합니다. 앞으로 살아가면서 모든 것을 보답하겠습니다.

더욱 열심히 노력하겠습니다.

