

MMIC용 온칩 정합 소자에의 응용을 위한 주기적 배열 다이오드 구조를 이용한 전압 제어형 전송 선로

Voltage-Controlled Artificial Transmission Line Employing Periodically Loaded Diodes for Application to On-Chip Matching Components on MMIC

윤 영

Young Yun

요 약

본 논문에서는 다이오드를 주기적으로 배열한 구조를 이용한 전압 제어형 전송 선로를 제안한다. 주기적 다이오드 선로 구조를 이용한 전송 선로의 경우, 주기적인 용량에 의해 종래의 전송 선로에 비해 선로 파장이 대폭 축소되며, 인가 전압을 조절하여 전송 선로의 특성 임피던스를 쉽게 제어할 수 있다. 구체적으로는, GaAs MMIC 상에 선로 폭 20 μm 인 전송 선로에 주기적으로 배열된 다이오드가 접속된 경우, 0~1.05 V 사이의 전압 조절에 의해 80~20 Ω 범위의 특성 임피던스 조절이 가능하며, 20 GHz에서의 선로 파장이 종래의 전송 선로가 5.3 mm인 반면, 주기적 다이오드 선로 구조의 경우에는 선로 파장이 1.5 mm 밖에 되지 않는다. 그리고, 본 논문에서는 주기적 다이오드 선로 구조를 이용하여 K 밴드 정합용 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 GaAs MMIC상에 온칩으로 제작하였다. 상기 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 사용하는 경우, 0.25~0.75 V 사이의 전압 조절에 의해 30~100 Ω 의 다양한 범위의 임피던스를 가지는 RF 소자간의 임피던스 정합이 가능하다.

Abstract

In this paper, we propose VATL(Voltage-controlled Artificial Transmission Line) employing periodically loaded diodes for application to on-chip matching components on MMIC. Compared with conventional microstrip line, the VATL showed a much shorter wave length due to periodic capacitance of diodes, and the characteristic impedance of the VATL was easily controlled by changing supplied voltage. Concretely, the characteristic impedance of the VATL was changed from 80~20 Ω in a range of 0~1.05 V and the VATL showed a wavelength of 1.5 mm at 20 GHz, while conventional microstrip line showed a wavelength of 5.3 mm at the same frequency. Using the VATL, a $\lambda/4$ impedance transformer was fabricated on GaAs MMIC for application to on-chip matching components on MMIC. Using the $\lambda/4$ impedance transformer made it possible to perform impedance matching between RF components with various characteristic impedance of 30~100 Ω by adjusting applied voltage.

Key words : Voltage-Controlled Artificial Transmission Line, Periodically Loaded Diode, On-Chip Matching Component, MMIC

I. 서 론

최근, 고주파 반도체 소자 제조 및 설계 기술의 발전과 더불어 광대역 및 고집적 특성을 가지는 저가

「본 연구는 한국과학기술진흥재단의 2단계 BK 사업의 지원에 의해 수행되었습니다.」

한국해양대학교 전파공학과(Dept. of Radio Science and Engineering, Korea Maritime University)

· 논문 번호 : 20070716-073

· 수정완료일자 : 2007년 12월 3일

격의 MMIC가 밀리미터파 무선 통신 시장에서 요구되어지고 있다^{[1]~[7]}. MMIC의 고집적화를 통한 저가격 밀리미터파 무선 통신 단말기의 실현을 위해서는 종래의 밀리미터파 MMIC^{[1]~[7]}에 관해서 다음의 항목들이 개선되어야 한다. 일반적으로 X 밴드 이하의 MMIC의 경우, MMIC 회로의 정합을 위해서는 나선형 인덕터 혹은 MIM(Metal-Insulator-Metal) 커패시터 등의 집중 정수 소자가 이용되나, Ku 밴드 이상의 밀리미터파 MMIC의 경우, 전송 선로를 이용한 분포형 소자가 임피던스 정합에 이용된다. 특히, 밀리미터파 MMIC의 양호한 RF 특성을 위해서는 프리매칭된 능동 소자간을 전송 선로를 이용하여 정합하는 방법이 효과적이라고 알려져 있다^{[7][8]}. 그러나, 전송 선로를 이용한 분포형 소자는 MMIC 상에서 매우 큰 면적을 가지므로 임출력 정합 회로가 밀리미터파 MMIC에 내장되는 경우, MMIC의 면적은 매우 커진다. 예를 들어, 10 Ω의 입력 임피던스를 가지는 트랜지스터와 50 Ω의 포트 임피던스를 가지는 수동 소자를 중심 주파수 20 GHz에서 임피던스 정합시키기 위해서는 22.4 Ω의 특성 임피던스와 $\lambda/4$ 의 길이를 갖는 전송 선로가 필요하며, 이를 높이 100 μm 의 GaAs MMIC 상에 제작하는 경우, 선로 폭 300 μm , 길이 1,320 μm 가 되어, MMIC 상에서 매우 큰 점유 면적을 가진다. 따라서, MMIC 상에서 작은 점유 면적을 가지는 분포형 수동 소자를 개발하기 위해서는 MMIC 상에서 단과장 특성을 가지는 새로운 형태의 전송 선로의 개발이 필요하다. 그리고, 또 하나의 문제점으로서, RF 회로상에는 다양한 임피던스를 가지는 능동 및 수동 소자가 존재하므로, 이들의 임피던스 정합을 위해서는 다양한 특성 임피던스를 가지는 여러 가지의 전송 선로가 필요하게 된다는 점이 문제가 되고 있다. 일반적으로 임피던스 정합은 개방 선로 및 MIM(Metal Insulator Metal) 커패시터를 이용하나, pre-matching 기법 등을 이용하여 실수부 임피던스간의 정합을 수행하는 경우, 주로 $\lambda/4$ 임피던스 변환기가 이용된다^[7]. 전송 선로를 이용한 $\lambda/4$ 임피던스 변환기에 의해 임피던스 정합을 수행하는 경우, 20 Ω의 입력 임피던스와 30 Ω의 출력 임피던스를 가지는 트랜지스터를 정합하는 경우, 24.5 Ω의 특성 임피던스를 가지는 전송 선로가 필요하며, 20 Ω의 입력 임피던스를 가지는 트랜지스터와 50 Ω의

포트 임피던스를 가지는 수동 소자를 정합하는 경우, 31.6 Ω의 특성 임피던스를 가지는 전송 선로가 필요하다. 그러나, 동일한 전송 선로에 대해 특성 임피던스를 임의로 조절할 수 있다면, 1개의 전송 선로만을 이용하여 다양한 임피던스를 가지는 수동 및 능동 소자 사이의 임피던스 정합이 가능하다.

본 논문에서는 다이오드를 주기적으로 배열한 구조를 이용한 전압 제어형 전송 선로를 제안한다. 상기 전송 선로의 경우, 주기적인 용량에 의해 종래의 전송 선로에 비해 선로 파장이 축소되었으며, 인가 전압을 조절하여 전송 선로의 특성 임피던스를 쉽게 제어할 수 있다.

II. 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송 선로

그림 1(a)는 전송 선로의 한 예로서 종래의 마이크로스트립 선로 구조를 보여주며, 그림 1(b)는 이에 대한 LC 등가 회로를 보여준다. C_i 는 선로와 MMIC 기판의 접지 금속막 사이의 단위 길이당 용량에 해당하며, L_i 는 선로에 흐르는 전류에 의해 발생하는 단위 길이당 인덕턴스에 해당한다. 그림 1(a)의 종래의 마이크로스트립 선로와 같은 전송 선로는 모두 그림 1(b)와 같은 주기적인 LC 등가 회로로 표현되며,

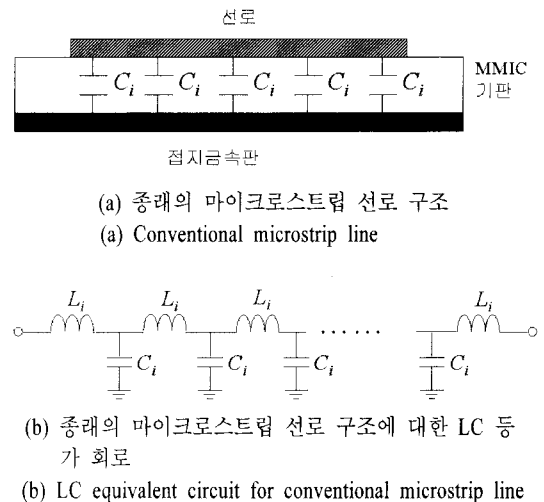
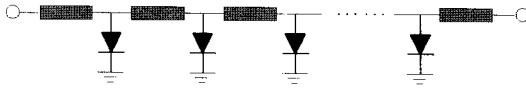
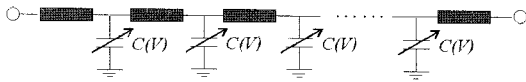


그림 1. 종래의 마이크로스트립 선로 구조 및 LC 등가 회로

Fig. 1. Conventional microstrip line and its LC equivalent circuit.



(a) 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송 선로 구조
 (a) VATL(Voltage-controlled Artificial Transmission Line) employing periodically loaded diodes



(b) 가변 용량 $C(V)$ 로써 표현한 전압 제어형 전송 선로 구조의 등가 회로
 (b) Equivalent circuit employing variant capacitance $C(V)$ for VATL with periodically loaded diodes

그림 2. 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송 선로 구조와 가변 용량 $C(V)$ 로써 표현한 등가 회로

Fig. 2. VATL(Voltage-controlled Artificial Transmission Line) employing periodically loaded diodes and its equivalent circuit employing variant capacitance $C(V)$.

그러한 선로의 특성 임피던스 Z_i 와 선로 파장 λ_i 는 다음과 같이 표현된다^[9].

$$Z_i = \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \quad (1a)$$

$$\lambda_i = \frac{1}{f\sqrt{L_i C_i}} \quad (1b)$$

상기 식에서 f 는 동작 주파수이다. 상기 식에서 알 수 있는 바와 같이, 선로와 접지 금속막 사이의 용량 C_i 를 제어할 수 있다면 특성 임피던스 Z_i 를 제어할 수 있으며, 더욱이 용량 C_i 를 증가시키면 선로 파장 λ_i 가 감소함을 알 수 있다. 이 점에 주목하여, 본 논문에서는 그림 2(a)와 같이 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송 선로 구조를 제안한다. 다이오드는 외부 전압에 대한 가변 커패시터로 표현되므로, 그림 2(a)의 선로 구조는 그림 2(b)와 같이 가변 용량 $C(V)$ 가 주기적으로 접속된 선로 구조로 간단히 표현될 수 있다. 상기 주기적 다이오드 선로 구조에 대한 LC 등가 회로는 그림 3과 같다. 그림 1(b)와 같은 종래의 전송 선로에 대한 주기적

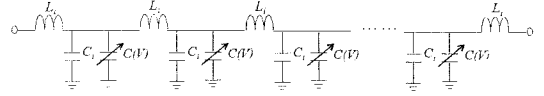


그림 3. 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송 선로에 대한 LC 등가 회로

Fig. 3. LC equivalent circuit for VATL employing periodically loaded diodes.

인 LC 등가 회로와 비교하면, 주기적으로 배열된 다이오드에 의해 가변 용량 $C(V)$ 가 추가되었다는 점이 다르다. 따라서, 그림 3과 같은 선로 구조에 대한 특성 임피던스 Z_d 와 선로 파장 λ_d 는 다음 식으로 표현된다.

$$Z_d = \sqrt{\frac{L_i}{C_i + C(V)}} \quad (2a)$$

$$\lambda_d = \frac{1}{f\sqrt{L_i [C_i + C(V)]}} \quad (2b)$$

이들 식에서 알 수 있는 바와 같이, 주기적 다이오드 선로 구조의 경우, 종래의 전송 선로 구조에서 존재하는 용량 C_i 뿐 아니라, 다이오드에 의한 가변 용량 $C(V)$ 가 추가적으로 존재한다. 따라서, 인가 전압을 통해 가변 용량 $C(V)$ 를 조절함으로써 특성 임피던스 Z_d 를 제어할 수 있으며, 가변 용량 $C(V)$ 가 추가된 만큼 종래의 전송 선로보다 파장 λ_d 가 감소함을 알 수 있다. 그림 4는 GaAs MMIC에 제작된 다이오드에 대한 인가 전압과 용량과의 관계를 측정된 결과이다.

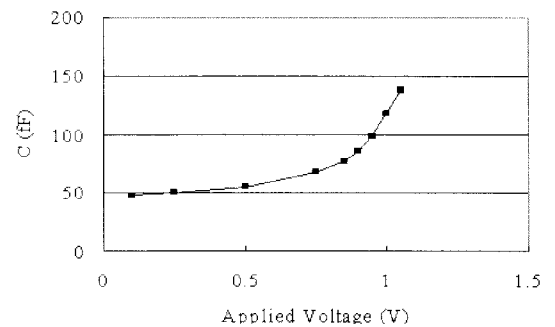


그림 4. GaAs MMIC에 제작된 다이오드에 대한 용량 측정 결과

Fig. 4. Measured C-V characteristics of diode fabricated on GaAs MMIC.

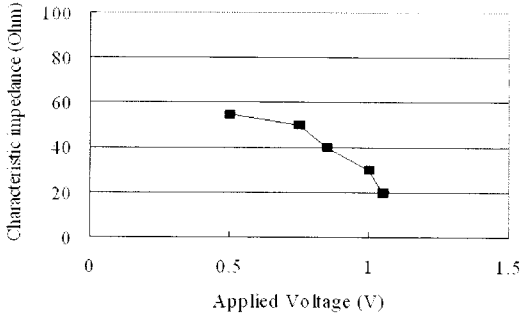
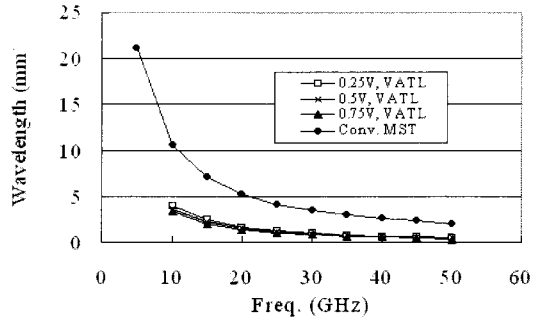
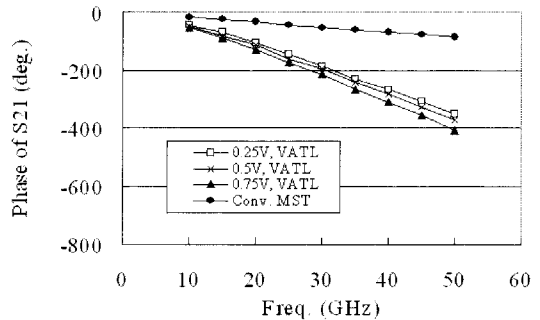


그림 5. 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송 선로에 대한 특성 임피던스 측정 결과
 Fig. 5. Measured characteristic impedance of VATL employing periodically loaded diodes.

그림에서 볼 수 있는 바와 같이, 0.1~1.05 V 사이의 전압 조절에 의해 48~138 fF 범위의 용량 조절이 가능하다. 따라서, 본 논문에서 제안한 주기적 다이오드 선로 구조를 사용하면, 특성 임피던스 Z_d 를 제어할 수 있을 뿐 아니라, 가변 용량 $C(V)$ 의 증가에 의해 선로 파장 λ_d 가 감소함을 알 수 있다. 그림 5는 다이오드에 대한 인가 전압과 그림 2의 주기적 다이오드 선로 구조에 대한 특성 임피던스와의 관계를 측정한 결과이다. 다이오드 선로에 대한 특성 임피던스 측정 방법은 다음과 같다. 첫 번째 절차는 온웨이퍼 측정법을 이용하여 50 Ω -S 파라미터를 측정하고, S 파라미터와 Z 파라미터 변환 관계식^[9]을 이용하여 측정된 S 파라미터를 Z 파라미터로 변환한다. 두 번째 절차는 상기 Z 파라미터를 임의의 포트 임피던스 Z_0 로 정규화된 S 파라미터로 변환한 뒤, 정규화된 S 파라미터 중 $S_{21}=0$ 이 되는 조건을 만족하는 Z_0 를 구하면, 그 결과가 다이오드 선로의 특성 임피던스에 해당한다. 그림 6(a)와 (b)는 각각 그림 2의 주기적 다이오드 선로 구조와 그림 1(a)의 종래의 마이크로스트립 선로 구조의 선로 파장 및 길이 0.5 mm 선로에 대한 위상 $\angle S_{21}$ 에 대한 측정 결과를 보여준다. 선로들은 두께 100 μm 의 GaAs MMIC에 제작되었으며, 선로 폭은 20 μm 이다. 종래의 선로의 경우에는 20 GHz에 대한 선로 파장이 5.3 mm인 반면, 주기적 다이오드 선로 구조의 경우에는 인가 전압 0.25~0.75 V 범위에서 선로 파장이 대략 1.5~1.4 mm 정도밖에 되지 않는다. 인가 전압 0.25~0.75 V



(a) 파장 측정 결과
 (a) Measured wavelength



(b) 길이 0.5 mm 선로에 대한 위상 $\angle S_{21}$ 측정 결과
 (b) Measured phase $\angle S_{21}$ for transmission lines with a length of 0.5 mm

그림 6. 주기적으로 배열된 다이오드를 이용한 전압 제어형 전송 선로에 대한 파장 및 위상 측정 결과
 Fig. 6. Measured wavelength and phase of VATL employing periodically loaded diodes.

범위에서는 전압에 대한 선로 파장 의존성은 비교적 미미하며, 이는 인가전압 변화에 따라 용량이 변화하더라도, 선로 인덕턴스도 함께 변화하기 때문이라고 판단된다. 상기 결과들로부터 본 논문의 선로 구조를 이용하면, 종래의 선로 구조에 비해 파장이 대폭 축소되므로, MMIC 상에 집적 가능한 소형 수동 소자의 제작이 용이함을 알 수 있으며, 전압 조절에 의해 임피던스 조절이 가능하므로 동일한 1개의 전송 선로를 이용하여 다양한 수동 및 능동 소자 사이의 임피던스 정합이 가능함을 알 수 있다.

주기적인 선로 구조에 대한 기존의 방법과 본 논문의 방법을 표 1에서 비교하였다. 표 1에서 보는 바와 같이, 본 논문의 VATL의 가장 큰 특성은 외부 인가 전압에 의한 임피던스의 가변성이며, 이미

표 1. 다양한 종류의 주기적 구조를 가지는 전송 선로 특성 비교

Table 1. Comparison of characteristics of transmission lines with various periodic structures.

	파장 @ 20 GHz	임피던스 가변성	제작 기판	차단 주파수	선형성	응용 분야
마이크로스트립 선로 ^[9]	5.3 mm	×	GaAs MMIC	Unlimited	○	MMIC용 정합 소자, 결합기 및 분배기, 필터 등
VATL	1.4 mm	○	GaAs MMIC	$f_0 > 70$ GHz	$P_{1dB} = 3$ dBm	MMIC용 가변 정합 소자
주기적 open stub 이용한 선로 ^[10]	2.4 mm	×	Duroid 기판 ($\epsilon_r = 10.2$)	—	○	Off-chip 결합기 및 분배기
결합 접지 구조 ^[11]	—	×	Duroid 기판	$f_0 =$ 2~5 GHz	○	Off-chip 필터
π 형 다중 결합 선로 ^[12]	3 mm	×	Duroid 기판 ($\epsilon_r = 2.3$)	—	○	Off-chip 결합기 및 분배기
주기적 접지 금속막 선로 구조 ^[13]	1.3 mm	×	GaAs MMIC	$f_0 > 200$ GHz	○	MMIC용 결합기 및 분배기 등

언급한 바와 같이 비선형 소자인 다이오드를 사용하고 있으므로, 다른 구조에 비해 선형성에는 제약이 있다.

III. 주기적 다이오드 선로 구조를 이용한 MMIC용 온칩 수동 소자의 제작

본 논문에서 제안한 선로 구조를 MMIC 상의 온칩 수동 소자에 응용하기 위해서, GaAs MMIC 상에 $\lambda/4$ 임피던스 변환기^[9]를 제작하였다. 임피던스 변환기는 두 개의 서로 다른 임피던스 Z_{c2} 에서 Z_{c1} 로의 변환을 위해서 사용되며, 임피던스 변환 관계식^[9]을 만족시키기 위해서는 아래의 식이 만족되어야 한다.

$$Z_d = \sqrt{\frac{L_i}{C_i + C(V)}} = \sqrt{Z_{c1}Z_{c2}} \quad (3)$$

상기 식으로부터 변환하여야 할 임피던스 Z_{c1} , Z_{c2} 와 가변 다이오드 용량 $C(V)$ 의 관계식은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{L_i}{Z_{c1}Z_{c2}} - C_i = C(V) \quad (4)$$

주기적 다이오드 선로 구조를 이용하는 경우, 상기 식으로부터 인가 전압 V 를 조절함으로써, 다양한 임피던스 Z_{c1} , Z_{c2} 에 대해 임피던스 변환이 가능함을

알 수 있다. 표 2는 다양한 임피던스 Z_{c1} , Z_{c2} 의 정합을 위해 요구되어지는 임피던스 변환기의 특성 임피던스 Z_d 와 인가전압과의 관계를 보여준다. 그림 7은 GaAs MMIC 상에 제작된 $\lambda/4$ 임피던스 변환기에 대한 사진이며, 동작 주파수가 21 GHz가 되도록 설계하였다. 측정을 위해 GSG 패드가 접속되었으며, 실제 실선으로 표시된 임피던스 변환기 부분의 면적은 $60 \times 375 \mu\text{m}$ 이며, 비어 홀과 바이어스 회로를 포함한 전체 면적은 종래의 전송 선로를 이용한 임피던스 변환기 사이즈의 53 %에 해당되는 $216 \mu\text{m}^2$ 이다. 즉, 종래의 마이크로스트립 선로를 이용하여 두께 100 μm 의 GaAs 상에 동작 주파수가 21 GHz가 되는 특성 임피던스 49 Ω (80 \rightarrow 30 Ω 변환용) 임피던스 변

표 2. 다양한 임피던스 Z_{c1} , Z_{c2} 의 정합을 위해 요구되어지는 임피던스 변환기의 특성 임피던스 Z_d 와 인가 전압

Table 2. Characteristic impedance Z_d and applied voltage of impedance transformer required for impedance matching between various Z_{c1} and Z_{c2} .

Z_{c1}	Z_{c2}	$Z_d = \sqrt{Z_{c1}Z_{c2}}$	인가전압
50 Ω	100 Ω	70.7 Ω	0.25 V
30 Ω	100 Ω	54.8 Ω	0.5 V
30 Ω	80 Ω	49 Ω	0.75 V

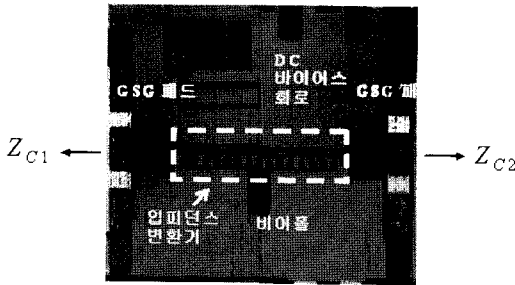
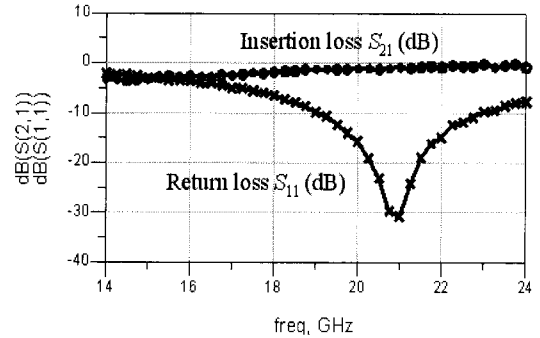


그림 7. GaAs MMIC 상에 제작된 주기적 다이오드 선로 구조를 이용한 $\lambda/4$ 임피던스 변환기 사진

Fig. 7. A photograph of $\lambda/4$ impedance transformer employing VATL with periodically loaded diodes.

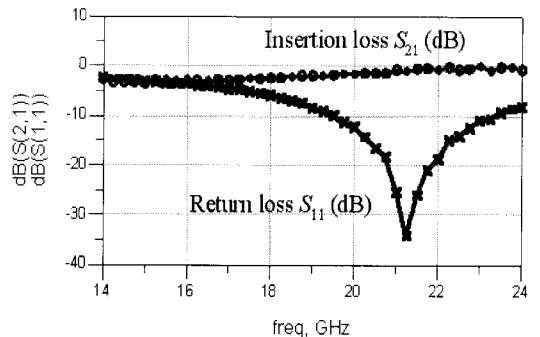
환기를 제작하는 경우, 선로 폭 및 선로 길이는 각각 70, 1,257 μm 가 된다. 따라서, 본 논문에서 제안한 선로 구조를 이용하면 축소된 파장의 효과 때문에 수동 소자의 사이즈가 축소되며, 이는 MMIC상에 집적 가능한 온칩형 수동 소자의 실현을 가능하게 한다.

그림 7의 $\lambda/4$ 임피던스 변환기의 인가 전압이 0.25 V인 경우, $Z_{c1}=50 \Omega$, $Z_{c2}=100 \Omega$ 인 경우에 대한 임피던스 변환기의 반사 손실 S_{11} 및 삽입 손실 S_{21} 측정 결과는 그림 8(a)에 보여진다. 그림에서 반사 손실이 주파수 의존성을 보이는 이유는 중심 주파수에서 어느 정도 벗어나면, 임피던스 변환기 및 바이어플 선로의 길이가 더 이상 $\lambda/4$ 이 되지 않기 때문이다. 인가 전압이 0.5 V인 경우, $Z_{c1}=30 \Omega$, $Z_{c2}=100 \Omega$ 인 경우에 대한 그림 7의 임피던스 변환기의 특성 측정 결과는 그림 8(b)에 보여진다. 인가 전압이 0.75 V인 경우, $Z_{c1}=30 \Omega$, $Z_{c2}=80 \Omega$ 인 경우에 대한 임피던스 변환기의 특성 측정 결과는 그림 8(c)에 보여지며, 21 GHz에서 -11 dB의 반사 손실과 -0.4 dB의 삽입 손실 특성이 관찰된다. 상기 결과에서 볼 수 있는 바와 같이, 인가 전압이 0.25 V와 0.5V의 경우에는 중심 주파수가 21 GHz이나, 인가 전압이 0.75 V인 경우에는 중심 주파수가 19.75 GHz로 이동하였다. 이에 대한 원인은 그림 4에서 보는 것처럼, 인가 전압이 0.25 V와 0.5 V인 경우에는 다이오드에 인가되는 용량이 비슷하나, 인가 전압이 0.75 V인 경우에는 다이오드에 인가되는 용량의 증가에 의해 파장이 약간 감소되므로 중심 주파수가 아래로 조금 이동한



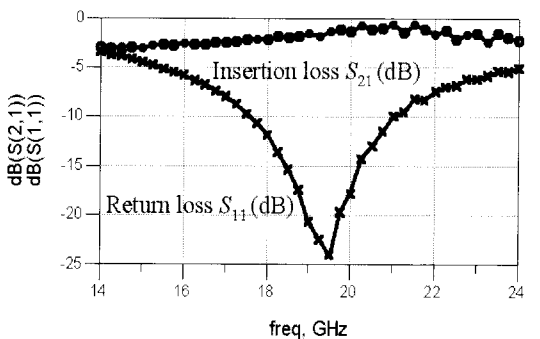
(a) 임피던스 변환기의 RF 특성 측정 결과(0.25 V, $Z_{c1}=50 \Omega$, $Z_{c2}=100 \Omega$)

(a) Measured RF characteristics of $\lambda/4$ impedance transformer(0.25 V, $Z_{c1}=50 \Omega$, $Z_{c2}=100 \Omega$)



(b) 임피던스 변환기의 RF 특성 측정 결과(0.5 V, $Z_{c1}=30 \Omega$, $Z_{c2}=100 \Omega$)

(b) Measured RF characteristics of $\lambda/4$ impedance transformer(0.5 V, $Z_{c1}=30 \Omega$, $Z_{c2}=100 \Omega$)



(c) 임피던스 변환기의 RF 특성 측정 결과(0.75 V, $Z_{c1}=30 \Omega$, $Z_{c2}=80 \Omega$)

(c) Measured RF characteristics of $\lambda/4$ impedance transformer(0.75 V, $Z_{c1}=30 \Omega$, $Z_{c2}=80 \Omega$)

그림 8. 임피던스 변환기의 반사 손실 S_{11} 및 삽입 손실 S_{21} 측정 결과

Fig. 8. Measured return loss S_{11} and insertion loss S_{21} of $\lambda/4$ impedance transformer.

표 3. 다양한 인가 전압에 대한 임피던스 변환기의 변환 임피던스 범위 및 RF 특성

Table 3. The transformation impedance and RF characteristics of the $\lambda/4$ impedance transformer for various applied voltages.

인가 전압	변환 임피던스	RF 특성 측정 결과 @21 GHz
0.25 V	100 \rightarrow 50 Ω	반사 손실 $S_{11} = -30$ dB 삽입 손실 $S_{21} = -0.3$ dB
0.5 V	100 \rightarrow 30 Ω	반사 손실 $S_{11} = -34$ dB 삽입 손실 $S_{21} = -0.2$ dB
0.75 V	80 \rightarrow 30 Ω	반사 손실 $S_{11} = -11$ dB 삽입 손실 $S_{21} = -0.4$ dB

것으로 생각된다. 그러나, 중심 주파수가 약간 변하더라도, 인가 전압 0.25~0.75 V 사이의 범위에 대해 동작 주파수 21 GHz에서의 특성은 반사 손실 -11 dB 이하, 삽입 손실 -0.4 dB 이하의 특성이 보장됨을 알 수 있다. 표 3은 다양한 인가 전압에 대한 임피던스 변환기의 변환 임피던스 범위 및 RF 특성을 보여준다. 상기 결과들로부터 본 논문의 주기적 다이오드 선로 구조를 이용한 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 사용하는 경우, 인가 전압을 조절하는 것만으로 동작 주파수에서 다양한 임피던스 변환을 수행할 수 있음을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 다이오드를 주기적으로 배열한 구조를 이용한 전압 제어형 전송 선로를 제안하였다. 주기적 다이오드 선로 구조를 이용한 전송 선로의 경우, 주기적인 용량에 의해 종래의 전송 선로에 비해 선로 파장이 축소되었으며, 인가 전압을 조절하여 전송 선로의 특성 임피던스를 쉽게 제어할 수 있었다. 이러한 성질을 이용하여 본 논문에서는 주기적 다이오드 선로 구조를 이용한 K 밴드 정합용 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 GaAs MMIC 상에 온칩으로 제작하였다. 상기 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 사용하는 경우, 0.25~0.75 V 사이의 전압 조절에 의해 30~100 Ω 의 다양한 범위의 임피던스를 가지는 RF 소자의 임피던스 정합이 가능하였다.

참 고 문 헌

- [1] B. Matinpour, N. Lal, J. Laskar, R. E. Leoni, and C. S. Whelan, "K-Band receiver front-ends in a GaAs metamorphic HEMT process", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 2459-2463, Dec. 2001.
- [2] K. Y. Lin, I. S. Chen, and H. K. Chiou, "A 25~65 GHz GaAs pHEMT cascaded single stage distributed amplifier with high gain/area efficiency", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Yokohama, Japan, pp. 722-725, Dec. 2006.
- [3] C. Karnfelt, H. Zirath, J. P. Starski, and J. Rudnicki, "Flip chip assembly of a 40~60 GHz GaAs microstrip amplifier", in *Proc. 34th European Microwave Conf.*, Amsterdam, Netherlands, pp. 89-92, Oct. 2004.
- [4] P. Cortese, M. Camiade, W. Doser, J. Shaefer, and N. Moeller, "Fully integrated and plastic packaged 24 GHz VCO for ISM and automotive applications", in *Proc. 34th European Microwave Conf.*, Amsterdam, Netherlands, pp. 253-255, Oct. 2004.
- [5] S. Kumar, L. K. Chia, and H. Morkner, "Low-cost active frequency-doubler MMIC in SMT package for 6~20 GHz commercial applications", in *Proc. 34th European Microwave Conf.*, Amsterdam, Netherlands, pp. 1021-1024, Oct. 2004.
- [6] A. Bessemoulin, M. Parisot, P. Quentin, C. Saboureaux, M. V. Heijningen, and J. Priday, "A 1-Watt Ku-band power amplifier MMIC using cost-effective organic SMD package", in *Proc. 34th European Microwave Conf.*, Amsterdam, Netherlands, pp. 349-352, Oct. 2004.
- [7] Y. Yun, M. Nishijima, M. Katsuno, H. Ishida, K. Minagawa, T. Nobusada, and T. Tanaka, "A fully-integrated broadband amplifier MMIC employing a novel chip size package", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 2930-2937, Dec. 2002.
- [8] Y. Itoh, T. Takagi, H. Masuno, M. Kohno, and T. Hashimoto, "Wideband high power amplifier design using novel band-pass filters with FET's parasitic

- reactances", *IEICE Trans. Electron.*, vol. E76-C, no. 6, pp. 938-943, 1993.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, Reading, 1990.
- [10] T. Fujii, Y. Kokubo, and I. Ohta, "Compact CPW rat-race and branch-line hybrids utilizing slow-wave structure", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Yokohama, Japan, pp. 1349-1352, Nov. 2006.
- [11] J. S. Lim, Y. C. Jeong, D. Ahn, and S. W. Nam, "Improvement in performance of power amplifiers by defected ground structure", *IEICE Trans. Electron.*, vol. E87-C, no. 1, pp. 52-59, Nov. 2004.
- [12] D. H. Lee, Y. B. Park, and Y. Yun, "A highly miniaturized Wilkinson power divider employing π -type multiple coupled microstrip line structure", *Electronics Letters*, vol. 42, no. 13, pp. 763-765, Jun. 2006.
- [13] Y. Yun, K. S. Lee, C. R. Kim, K. M. Kim, and J. W. Jung, "Basic RF characteristics of the microstrip line employing periodically perforated ground metal and its application to highly miniaturized on-chip passive components on GaAs MMIC", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 3805-3817, Oct. 2006.

윤 영



1993년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1995년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)

1999년 3월: 일본 오사카대학교 전기공학과 (공학박사)

1999년 4월~2003년 9월: 마쓰시마

전기 반도체 디바이스 연구센터 MMIC/RFIC 연구그룹
2003년 9월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 조교수

2006년 8월~현재: IEICE Associate Editor

[주 관심분야] 무선통신용 MMIC/RFIC 등