

측정을 통한 PIN 다이오드 대신호 모델 구축 기법

A Technique of Large Signal Modeling of PIN Diode through Measurements

양 승 식 · 염 경 환

Seong-Sik Yang · Kyung-Whan Yeom

요 약

본 논문에서는 PIN 다이오드 대신호 모델을 제시하였고, 대신호 모델의 각 파라미터 측정 방법을 보였다. 이 파라미터들을 일정한 값을 가지는 소자와 다이오드 접합(junction) 전압에 의존하는 소자로 분류하고, ADS(Advanced Designed System)에서 일정한 값을 가지는 소자는 집중소자로, 접합 전압에 의존하는 소자는 SDD(Symbolically Defined Devices)로 구현하였다. 이렇게 구현된 PIN 다이오드 대신호 모델은 간단한 DC, AC 및 S-파라미터 시뮬레이션뿐만 아니라 Transient 및 HB(Harmonic Balance) 시뮬레이션도 가능하다. 본 논문에서 제시한 PIN 다이오드 대신호 모델의 타당성을 보이기 위해서 감쇄기 및 리미터의 측정값이 제시한 PIN 다이오드 모델 시뮬레이션 결과와 일치함을 보였다.

Abstract

In this paper, we introduced the large signal model of a PIN diode and presented the measurement methods for each parameter of the large signal model. The elements of the PIN diode model are classified into the elements with a constant value and the elements depending on the junction voltage. We implemented the constant elements by lumped elements and the voltage-dependent elements by a SDD in ADS. The developed large signal model was successfully worked with various circuit simulations, such as simple DC, AC, S-parameter, Transient, and HB simulations. In order to verify the developed large signal model, we compared that the measured results of a limiter and a attenuator with the simulated results using the PIN diode model, which are in good agreement.

Key words : PIN Diode, Large Signal Model, Limiter, Attenuator

I. 서 론

PIN 다이오드는 pn 접합 사이에 전성 영역(Intrinsic-region 또는 I-영역)을 삽입한 형태의 다이오드 소자이다. 이 다이오드에 순방향 바이어스 전압이 인가되면 전자/정공은 I-영역으로 유입됨에 따라, I-영역의 도전율(conductivity)을 증가시켜 직렬저항 값의 감소를 야기한다. 이때 PIN 다이오드에 흐르는 전류가 클수록 유입되는 전자 및 정공의 수는 증가하여, PIN 다이오

드는 흐르는 전류에 따라 저항 값이 변하는 가변 저항으로 동작한다^{[1],[2]}. 반면 역방향 바이어스 전압이 인가되면 I-영역에는 열적으로 생성되는 전자 정공 쌍밖에 존재하지 않게 되어, I-영역은 큰 저항이 나타나게 되고, 이것은 두께가 커질수록 큰 저항을 보이게 된다. 이와 같이 특성 때문에 PIN 다이오드는 스위치, 감쇄기, 변조기, 위상 천위기 및 리미터 등 다양한 RF 및 마이크로파 응용 부품으로 널리 사용된다^[3].

이러한 PIN 다이오드를 이용한 마이크로파 회로

「본 연구는 한국과학기술원 전파탐지특화연구센터를 통한 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행되었습니다.」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20080908-118

· 수정완료일자 : 2008년 10월 28일

를 시뮬레이션하기 위해서는 적절한 PIN 다이오드의 대신호 등가회로가 필요하게 되는데, Caverly^[4]와 Liew^[5]는 수학적 해석으로 이러한 모델을 구축하였다. 그러나 이를 다른 시뮬레이션과 연계하기 위한 등가회로로 구축하는 것은 상당히 어려우며, 또한, 이것의 유용성은 상당한 실험을 통하여 증명을 필요로 한다. Walston^[6]은 처음으로 스파이스 시뮬레이션에 적합한 PIN 다이오드 모델을 제안하였고, 이 모델은 다양한 다이오드 특성을 포함하도록 모델링되었다. 그러나 이 모델의 파라미터들을 실험을 통한 추출방법보다는 이것을 스파이스에 구현하는 방향에 초점이 주어지고 있다. 이후 많은 응용 노트에서 이러한 PIN 다이오드의 모델이 연구된 바 있다^{[7]-[9]}. 이들 모델의 형태는 다소 다르며, 모델의 실험을 통한 체계적인 구축 방법이나 추출 방법보다는 이러한 모델의 응용에 집중되고 있다.

본 논문에서는 기존의 PIN 다이오드 등가회로를 일부 수정 PIN 다이오드의 대신호 모델을 정의하고, 이들의 실험을 통한 체계적 추출방법을 제안하였다. 제안된 모델은 각 파라미터의 특성이 지배적인 상황을 예측할 수 있어, 본 논문에 정확한 파라미터 측정 방법을 기술하였다. 이렇게 측정된 파라미터 값을 이용하여 ADS를 통해 PIN 다이오드 모델을 구현하였다. 또한, 다른 방법으로 구축된 PIN 다이오드 모델은 회로 시뮬레이션 시 수렴의 문제를 동반하게 되는데, 제안된 모델은 간단한 DC, AC 및 S-파라미터 시뮬레이션뿐만 아니라 Transient 및 HB(Harmonic Balance) 시뮬레이션도 가능함을 검증하였다. 또한, 본 논문에서는 구축된 모델을 이용 제작된 감쇄기와 고출력 1단 리미터를 제작하여 측정하고 제안된 PIN 다이오드 모델을 이용한 시뮬레이션 결과와 비교함으로써 타당성을 검증하였다.

II. PIN 다이오드 대신호 등가회로 추출 및 구축

2-1 PIN 다이오드 등가 모델 파라미터 추출

본 논문에서 그림 1과 같은 형태의 GC4731^[10] PIN 다이오드 대신호 모델을 제안하였다. 여기서 D 는 이 상적인 PN 접합 다이오드이며, C_J 는 다이오드 역 전

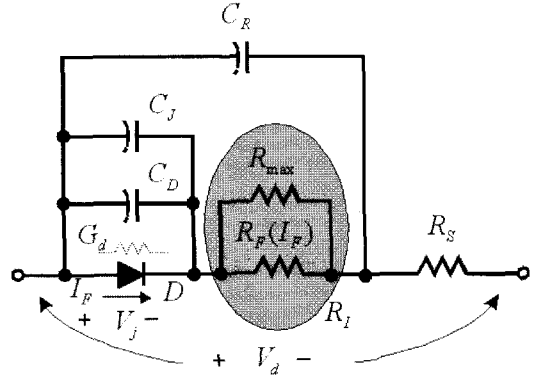
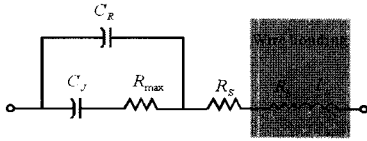


그림 1. PIN 다이오드 등가 모델
Fig. 1. The equivalent circuit of the PIN diode.

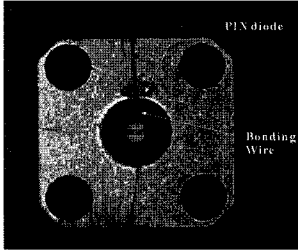
압에 따라 변화는 공핍 영역 커패시터, C_D 는 정 전류에 의해 생기는 확산 커패시터이다. 또한, C_R 는 PIN 다이오드의 I-영역 도핑과 두 단자의 간격에 의해 결정되는 커패시터를 나타낸다. 저항 R_S 는 접촉 저항을 나타내며, 다이오드의 순 방향 전류(I_F)에 따라 변하는 가변 저항 R_F 과 가변 저항의 최대값을 결정하는 R_{max} 로 이루어지며, R_{max} 는 PIN 다이오드의 I-영역의 물성(두께, 도핑 농도 등)에 의해 결정되어진다^[11].

다이오드에 DC 전압이 인가되지 않을 경우, 즉 0인 상태에서는 PIN 다이오드는 DC 전류 흐름이 없고, 따라서 이의 소신호 임피던스는 다이오드 D 가 0 V시 저항 값이 되고, $C_D=0$, $R_F=\infty$ 가 된다. 따라서 0 바이어스에서 그림 2(a)와 같이 간단한 등가 모델이 가능하며, 특히 높은 주파수($1/\omega C_R \ll R_{max}$)에서는 다이오드가 R_S 와 C_R 로 근사화 된다. 그림 2(b)는 높은 주파수에서의 1-단자 S-파라미터 측정을 위한 PIN 다이오드 조립을 보여주고 있다. PIN 다이오드는 SMA(Small Miniature Assembly) 커넥터의 접지에 붙이고, 다이오드의 anode와 커넥터의 중앙 핀을 와이어 본딩으로 연결하였다. 커넥터의 기생 파라미터 영향은 다이오드가 연결되지 않은 동일 상태의 개방 커넥터를 NA(Network Analyzer)의 port extension를 이용하여 제거하였다. 이와 같은 형태는 와이어 본딩 인덕터(L_0)의 영향으로 직력 RLC 회로로 보인다. 그림 3은 NA를 이용한 1-단자 S-파라미터 측정 결과로 약 8.5 GHz에서 공진함을 알 수 있다. 공진주파수와 LC 관계는

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_R} \quad (1)$$



(a) 영 바이어스 등가 회로
(a) The equivalent circuit at zero bias



(b) 1-단자 측정을 위한 조립 사진
(b) Photograph of the assembly for 1-port measurement

그림 2. GC4731 1-단자 측정
Fig. 2. The 1-port measurement of GC4731.

이며, 측정된 1-포트 측정 결과를 이용하여 공진주파수에서의 리액턴스 기울기를 구하면 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\left. \frac{\partial X}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_b} = 2L_b \quad (2)$$

그림 3에서 식 (1)과 (2)를 이용하면 $C_R=0.135 \text{ pF}$, $L_b=2.58 \text{ nH}$ 를 구할 수 있다. PIN 다이오드는 전류 즉 측정된 전하에 따라 특성이 다르므로 파라미터 측정 시 측정 신호의 크기가 잘 조정되어야 한다. 여기서는 NA의 출력을 -20 dBm 설정하였다. 또한, 여기에 역방향 DC 전압을 인가하였을 때 이러한 공진주파수의 변화는 관측되지 않았다. 따라서 이것은 전압에 관계없는 상수로 고려하였다.

DC 전압이 없을 때 낮은 주파수에서 다이오드의 임피던스는

$$\begin{aligned} Z &= \frac{\frac{1}{j\omega C_R} \left(R_{\max} + \frac{1}{j\omega C_J} \right)}{R_{\max} + \frac{1}{j\omega C_R} + \frac{1}{j\omega C_J}} + R_m \\ &= \frac{1}{j\omega C_R} \frac{j\omega C_J R_{\max} + 1}{j\omega C_J R_{\max} + 1 + \frac{C_J}{C_R}} + R_m \end{aligned} \quad (3)$$

이며, 주파수가 낮아 와이어 분당 효과는 무시되었고, R_m 은 R_s+R_b 이다. 이 다이오드 임피던스의 위상은

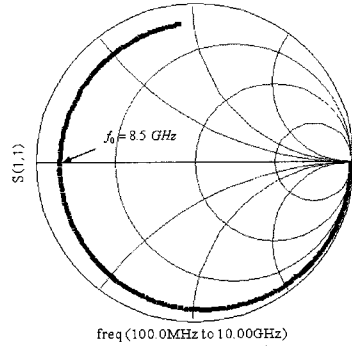


그림 3. 1-단자 측정 결과
Fig. 3. The measured 1-port S-parameter.

$$\phi = -90^\circ + \tan^{-1} \omega C_J R_{\max} - \tan^{-1} \omega C_P R_{\max} \quad (4)$$

이다. 낮은 주파수에서 R_m 값이 상대적으로 작아 위상 변화에 기여하지 못하며, 여기서 C_P 는

$$C_P = \frac{C_J C_R}{C_J + C_R} \quad (5)$$

로 정의하였다. 위상이 최대가 될 때의 주파수를 ω_L 이라 정의하면 이 주파수에서 위상의 변화는 0이 되며, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \phi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_L} &= \frac{C_J R_{\max}}{1 + (\omega_L C_J R_{\max})^2} \\ &\quad - \frac{C_P R_{\max}}{1 + (\omega_L C_P R_{\max})^2} = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

따라서 ω_L 은 다음의 관계가 성립한다.

$$\omega_L^2 = \frac{C_J + C_R}{R_{\max}^2 C_J C_R} \quad (7)$$

또한 DC 상태에서의 위상과 ϕ_{\max} 값의 차이인 위상차 ($\Delta\phi$)를 다음과 같이 정의하면

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \omega_L C_J R_{\max} - \tan^{-1} \omega_L C_P R_{\max} \quad (8)$$

이며, 이 식을 간단히 표현하면 다음과 같다.

$$\tan(\Delta\phi) = \frac{C_J}{2\sqrt{C_R(C_J + C_R)}} \quad (9)$$

따라서 높은 주파수 1-포트 S-파라미터 측정으로 구한 C_R 값과 낮은 주파수에서 구한 다이오드 위상을 이용하며, C_J 와 R_{\max} 값을 구할 수 있다. 그러나 측정 결과는 이러한 관계를 보여주지 않았다. 측정 결과

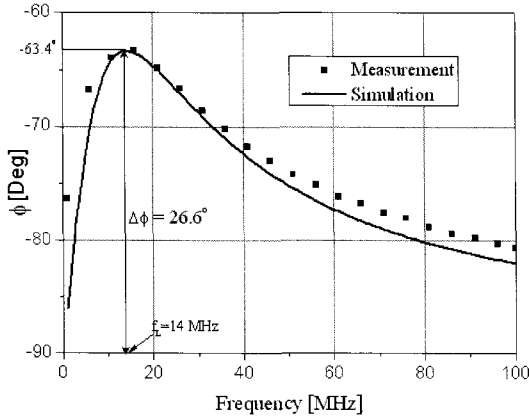


그림 4. HSMP3810 PIN 다이오드의 위상 측정 결과
Fig. 4. The phase measurement of the HSMP3810 PIN diode.

는 위상은 -90° 로 변화가 없었다. 이것은 DC 전압이 없을 때 I-영역은 완전히 공핍상태가 되어 $C_f=0$ 이 되기 때문으로 사료된다. 즉, DC 전압이 인가되지 않았을 때도 I-영역의 두께가 얇아 완전히 펀치 스루가 형성되어 공간 전하는 I-영역을 사이에 두고 분리되기 때문으로 사료된다.

그림 4는 위 수식의 확인을 위해서 충분히 큰 I-영역 두께를 갖고 있는 HSMP3810[11] PIN 다이오드를 임피던스 분석기(impedance analyzer)로 측정 한 결과이다. 1-포트 S-파라미터 측정한 결과, C_R 은 0.22 pF 이었고, 위상은 14 MHz에서 최대값을 가지며 $\Delta\phi$ 가 26.6° 로 측정되었다. 따라서 위 식에 의해 $C_f=0.36\text{ pF}$, $R_{\max}=52.3\text{ k}\Omega$ 이 계산되었고 그림 4에서 볼 수 있듯이 측정 결과와 ADS을 이용한 회로 시뮬레이션이 일치함을 알 수 있다.

그림 5는 그림 2(b)의 1-포트 측정 지그에 정 방향 다이오드 전압(V_d)을 변화되며 측정 한 결과와 그림 1과 같은 다이오드 등가 회로의 S-파라미터 시뮬레이션 결과가 같도록 최적화(optimization)하여 얻은 결과이다. 이때 최적화 범위는 각 전압에 따른 다이오드 공진주파수에서 약 2 GHz 대역으로 설정하였는데, 이것은 실수부의 영향이 두드러져 저항값의 측정을 용이하게 하기 위함이다. 그림 5에 보듯이 다이오드가 도통(turn-on)되기 직전에는 일정한 저항 값을 가지다가 도통 후에는 작아지는 것을 볼 수 있다. 따라서 다이오드가 도통되기 전의 저항 값이 근사적인

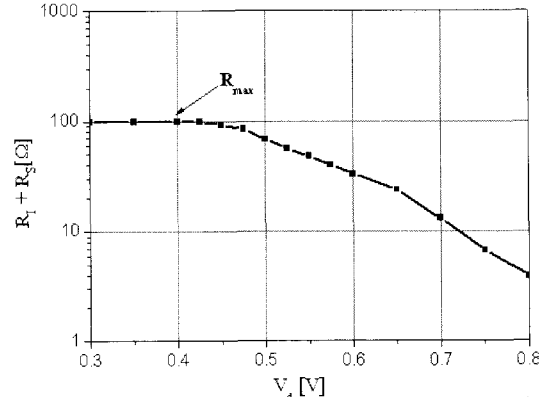


그림 5. DC 전압에 따른 GC4731 PIN 다이오드의 R_T+R_S 특성
Fig. 5. The measured R_T+R_S characteristics of GC4731 PIN diode for the applied DC voltage.

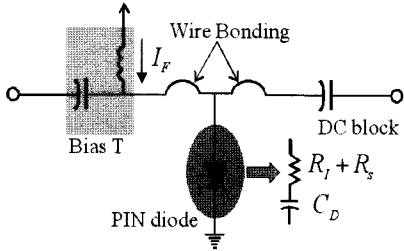
PIN 다이오드 R_{\max} 값이며, GC47731 PIN 다이오드는 약 100 Ω임을 알 수 있다.

R_f 와 R_s 파라미터 결정은 그림 6(a)와 같은 2-포트 S-파라미터로 측정이 가능하다. 이렇게 측정된 2-포트 S-파라미터를 이용하여 Z_{12} 를 계산하면 이 값의 실수부 값이 R_T+R_S 이 된다. 이와 같이 방법은 본딩 와이어 효과를 효율적으로 제거할 수 있어 본딩 와이어 저항값을 포함하고 있는 1-포트 측정보다 정확한 방법이다. 다이오드가 도통되면 C_D 와 다이오드 접합의 G_d 가 고려되어야 하며, 이것은 다음과 같은 관계가 성립된다^{[7]~[9]}.

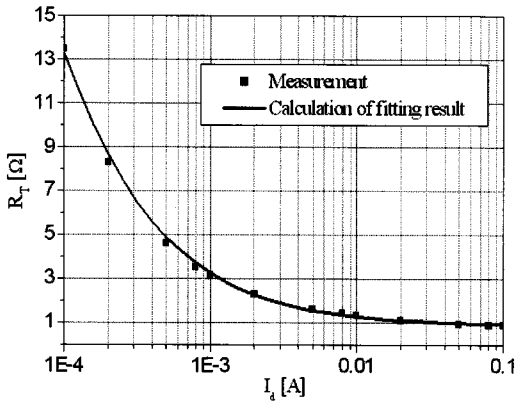
$$G_d = \frac{\partial I_F}{\partial V_j} = \frac{1}{nV_T} I_F \quad (10)$$

$$C_D = T_t \frac{\partial I_F}{\partial V_j} = T_t \cdot G_d \quad (11)$$

여기서 n 은 이상값(ideality factor), V_T 는 열전압(thermal voltage), T_t 는 통과 시간(transit time)이다. 두 어드미턴스가 $\omega C_D \gg G_d$ 관계를 만족하면, 즉 $\omega T_t \gg 1$ 이면, G_d 를 무시할 수 있다. GC47731은 수 ns 값의 통과 시간을 가지므로 1 GHz 이상에서 측정하면 G_d 가 무시된다. 또한, GC47731은 다이오드가 도통되면 수 옴의 저항 값을 가지므로 C_R 의 임피던스가 수백 옴이 되도록 측정 주파수를 5 GHz 이하로 하면 C_R 역시 무시할 수 있다. 따라서 GC47731 PIN 다이오드의 2-포트 S-파라미터는 1~4 GHz에서 측정하였고, 이때



(a) 2-포트 S-파라미터 측정 블록도
(a) The block to measure 2-port S-parameter



(b) 정 전류에 따른 저항값
(b) The resistance for forward currents

그림 6. 정 전류에 따른 GC4731 다이오드 특성
Fig. 6. The characteristics of GC4731 diode for forward currents.

등가 모델은 그림 6(a)와 같다. 측정시 바이어스 T와 DC 블록은 교정(calibration)하고 측정하였다. 그림 6(b)에 측정된 다이오드 저항 값과 보정(fitting)^[7]한 다이오드 저항 값을 보였다. 가변저항 R_F 는

$$R_F(I_F) = \frac{k_1}{(I_F)^{k_2}} \quad (12)$$

$$R_T = R_T + R_s = \frac{R_{\max} R_F}{R_{\max} + R_F} + R_s \quad (13)$$

이 된다. 보정 결과 $k_1=0.011$, $k_2=0.782$ 및 $R_s=0.88 \Omega$ 을 얻었고, 그림 6(b)와 같이 두 결과 값이 잘 일치함을 알 수 있다.

다이오드 접합 전압(V_j)에 따른 정 전류(I_F) 특성은 그림 7과 같다. 다이오드의 DC I-V 측정으로 접합 전압을 측정할 수 없으므로 이미 구한 총 저항 R_T 를 이용하여 다음과 같이 접합 전압을 구하였다.

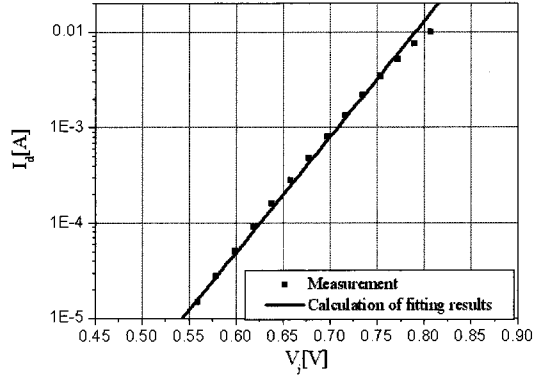


그림 7. GC4731 다이오드 I-V 특성
Fig. 7. The I-V characteristics of GC4731 diode.

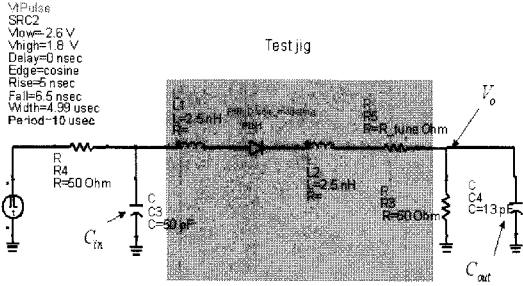
$$V_j = V_d - R_T I_F \quad (14)$$

다이오드 접합 전압과 정 전류(I_F) 관계는

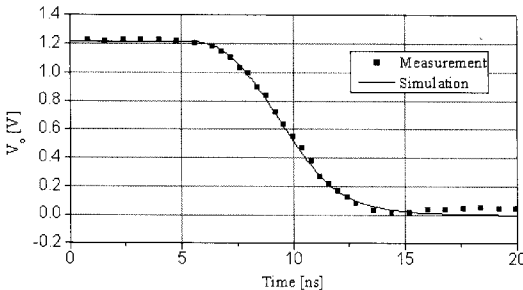
$$I_F = I_s \left(e^{\frac{V_j}{nV_T}} - 1 \right) \quad (15)$$

이다. 여기서 I_s 는 포화전류이며, 열저항 V_T 는 0.025 V로 선정하였다. 저항과 같은 방법으로 I-V 특성을 보정하면 $I_s=2.7 \text{ pA}$, $n=1.388$ 값을 얻을 수 있고 그림 7은 측정치와 보정 결과가 잘 일치함을 보여준다.

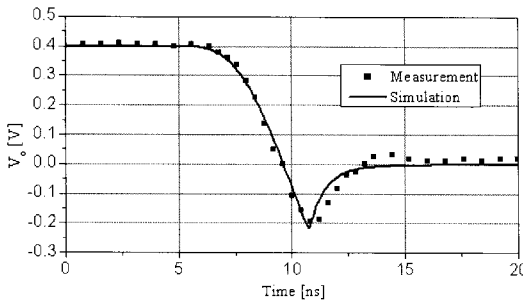
식 (11)에서 보듯이 C_D 는 다이오드 정 전류와 통과 시간(T_f) 관계에 의해 결정된다^{[11]~[13]}. 이는 C_D 가 정 전류에 의한 다이오드에 축적된 전하량에 의한 결정됨을 의미한다. 통과 시간은 정 전류에 의해 다이오드에 축적된 전하가 역 전류에 의해 소모되어 없어지는 회복 시간(recovery time: τ_r)과 관계되어지며, 이러한 회복 시간 측정 및 통과 시간 관계에 대한 연구는 많이 이루어졌다^{[12]~[14]}. 그러나 GC4731와 같이 매우 짧은 전하의 수명(lifetime: τ)을 가지는 다이오드의 측정은 정 전압에서 역 전압으로 매우 빠른 변화가 이루어져야 회복 시간 측정이 가능하다. 따라서 보통의 상승 및 하강 시간을 가지는 함수 발생기(function generator)는 정확한 회복 시간 측정이 용이하지 않다. 그림 8(b)는 (a)의 구성 회로에서 함수발생기에서 직접 부하에 인가되는 전압을 오실로스코프(oscilloscope)로 측정한 결과로 ADS에서 사용되는 펄스 전원을 함수 발생기 출력과 같아지도록 조정하였다. 같은 조건에서 측정 지그가 있을 때 부하에 인가되는 전압의 측정치와 ADS transient



(a) 통과 시간 최적화 회로
 (a) Circuit for the optimization of the transit time



(b) 측정 지그를 포함하지 않은 출력 파형
 (b) Output waveform without the test jig



(c) 측정 지그를 포함한 출력 파형
 (c) Output waveform with the test jig

그림 8. GC4731 다이오드의 통과 시간 측정
 Fig. 8. The transit time measurement of GC4731 diode.

시뮬레이션 결과가 같아지도록 통과 시간을 최적화하였고, 그 결과 $T=2.1$ ns 일 때 그림 9(c)와 같은 동일한 출력 파형을 얻었다. 이때 시뮬레이션을 위한 PIN 다이오드 모델은 다음 절에서 설명할 대신호 다이오드 모델을 사용하였다.

2-2 PIN 다이오드 대신호 모델 구축

위에서 측정된 PIN 다이오드 파라미터를 이용한 대신호 모델 구현은 ADS tool에서 제공하는 SDD

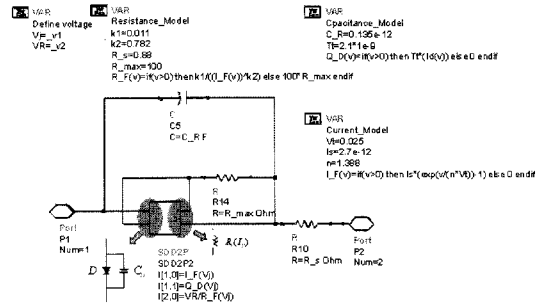


그림 9. SDD를 이용한 GC4731 PIN 다이오드 대신호 모델

Fig. 9. Large signal model of the GC1731 PIN diode using SDD.

(Symbolically Defined Devices)와 집중소자를 이용하였다. 사용된 SDD는 사용자가 수식으로 소자를 정의할 수 있게 하며, 비선형 소자도 구현 가능하다. 앞에서 언급한 PIN 다이오드 대신호 모델은 일정한 값을 가지는 파라미터(C_R , R_s , R_{max})와 다이오드 적합 전압(V_j)에 따라 변화는 전류(I_F)에 의존하는 파라미터(D , C_D , R_F)로 이루어져 있다. 따라서 일정한 값을 가지는 파라미터는 집중소자로, 전류(I_F)에 의존하는 파라미터는 V_j 의 함수로 정의되어진 SDD로 그림 9와 같이 구현하였다. 집중 소자는 위에서 구한 값으로 정의하였고, 함수로 표현한 소자는 음의 값을 가지 않도록 if 문을 사용하여 한정시켰다.

SDD의 식 $I[i, j]$ 는 i 번째 포트에 인가된 전압에 따른 전류를 정의하며, 가중함수(weighing function)를 사용하지 않을 때 j 를 0으로, 사용할 때 1로 둔다. 여기서 사용자가 따로 정의하지 않으면, 가중함수는 시간 도함수로 정의되며, 시간 도함수 가중함수는 주파수에서 $j\omega$ 를 의미한다. 또한, 각 포트의 전압은 각각 $_v1$ 및 $_v2$ 로 표현되며, 전류는 포트의 +로 들어가는 방향이다. 따라서 다음과 같은 관계가 성립한다^[15].

$$I[1, 0] = f(_v1) \implies i(v) = f(v) \quad (16-1)$$

$$I[1, 1] = G(_v1) \implies i(v) = \frac{\partial f(v)}{\partial t} \quad (16-2)$$

우선 각 포트 전압을 $V_j = _v1$, $V_R = _v2$ 으로 정의하고 식 (12)로부터 $R_F(v)$ 와 식 (15)로부터 $I_F(v)$ 를 정의한 후, $I[1, 0]=I_d(V_j)$ 로 표현하면, 1-포트 양단의 걸

리는 전압 V_j 에 따른 다이오드의 전류원으로 동작하며 $I[2, 0]=VR/R_F(V_j)$ 으로 표현하면 $I_F(v)$ 에 따라 변하는 저항으로 동작한다. C_D 를 정의한 식 (11)로부터 커패시터에 쌓이는 전하량은

$$Q_D(V_j) = Tt \cdot I_F(V_j) = \int_0^{V_j} C_D(v)dv \quad (17)$$

이므로 $I[1, 1]=Q_D(V_j)$ 으로 C_D 가 구현된다.

III. PIN 다이오드 대신호 모델 검증

대신호 모델의 정확도를 알아보기 위해서 PIN 다이오드를 이용한 리미터와 감쇄기에 적용하였다. 리미터와 감쇄기는 PIN 다이오드의 전류에 따른 다이오드 저항 변화로 입력 신호를 반사하여 신호를 감쇄하는 공동점이 있으나, 리미터는 높은 RF 입력 전력에 따라 다이오드에서 발생하는 DC 전원이 다이오드 저항을 변화하는 반면 감쇄기는 외부에서 인가된 DC 전원이 다이오드의 저항을 변화한다^{[3],[16],[17]}. 리미터와 감쇄기 측정을 위해 전송선에 PIN 다이오드를 병렬로 연결한 지그는 그림 10과 같다.

1단 PIN 다이오드 리미터는 그림 11(a)와 같이 접지에 병렬로 연결된 PIN 다이오드, 2개의 DC 블록용 커패시터와 단락된 RF 초크용 인덕터로 구성되어진다. 리미터 입력 파형은 16 GHz RF 신호가 4 kHz의 RF(Pulse Repetition Frequency)와 0.05 %의 duty ratio로 펄스 변조되었고, 변조 신호의 최대전력을 0~45 dBm으로 변화시켰다. 리미터 출력은 최대 전력 분석기로 측정하였다. 이와 같은 펄스폭은 약 2,000번

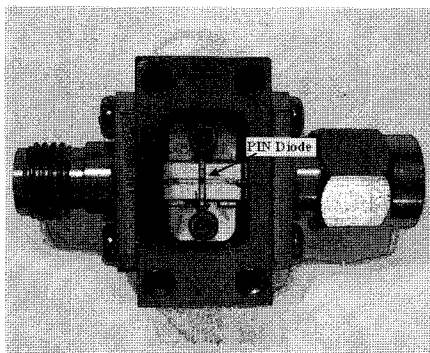
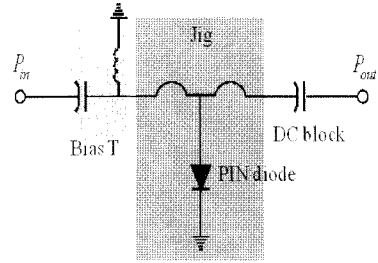
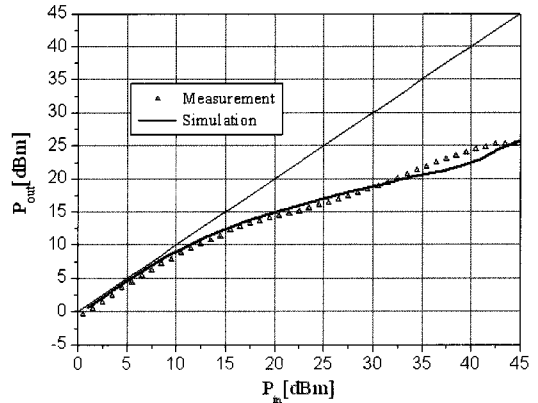


그림 10. GC4731 PIN 다이오드 지그 사진
Fig. 10. Photograph of the jig with GC4731 PIN diode.



(a) 측정 구성
(a) The measurement setup

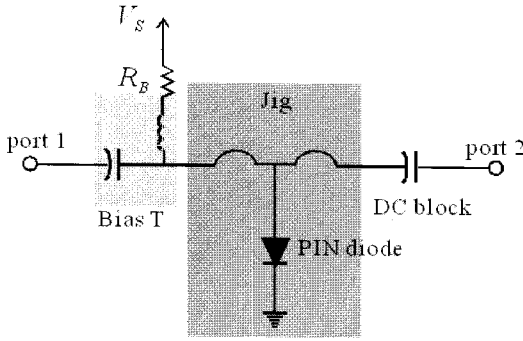


(b) 누설 전력
(b) Leakage power

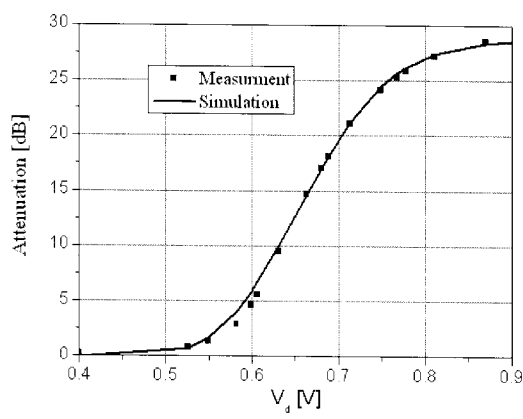
그림 11. 리미터의 누설 전력 비교
Fig. 11. The comparison of the leakage power for limiter.

의 RF 주기 변화에 해당하며, 보통의 PIN 다이오드가 100번의 RF 주기 변화 안에서 정상 상태로 동작하기 때문에 충분히 긴 시간이다. 따라서 실험 결과는 만약 PIN 다이오드 리미터가 열이 발생하지 않는다면 동일한 평균 입력 전력의 CW(Continuous Wave)에서도 동일한 평균 출력 전력이 측정됨을 의미한다. 그림 11(b)는 측정 결과와 대신호 PIN 다이오드 모델을 이용한 HB(Harmonic Balance) 시뮬레이션 결과로 동일한 결과를 주는 것을 알 수 있다.

일반적인 감쇄기는 입출력의 50 Ω 정합을 위해서 기본 T형, π형 및 H형과 응용된 bridged T형, bridged H형 및 Quadrature Hybrid 감쇄기가 사용된다^[3]. 여기서는 대신호 모델의 정확도를 확인하기 위해서 그림 12(a)과 같이 병렬로 연결된 PIN 다이오드에 DC 전압을 인가하고 전압의 변화에 따른 감쇄량을 측정하였다. 그림 12(b)의 측정치는 바이어스 T와



(a) 측정 구성
(a) The measurement setup



(b) 감쇄량
(b) Attenuation

그림 12. SDD를 이용한 GC4731 PIN 다이오드 대신호 모델

Fig. 12. Large signal model of the GC1731 PIN diode using SDD.

DC 블록을 포함하여 교정한 NA 측정 결과이며, 시뮬레이션 결과는 같은 회로에서 ADS의 S-파라미터 시뮬레이션 한 결과이다. 그림 12(b)에서 두 결과가 거의 비슷함을 보여준다.

이와 같은 결과들은 본 논문에서 제시한 대신호 모델이 실제 PIN 다이오드 특성을 잘 반영하고 있음을 보여준다.

IV. 결 론

본 논문에서는 물리적 의미가 뚜렷한 PIN 다이오드 대신호 등가회로를 제시하였고, 대신호 모델의 각 파라미터를 측정하는 방법을 설명하였다. 이렇게

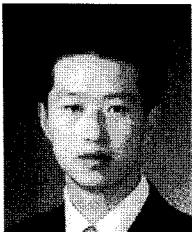
추출한 파라미터를 일정한 값을 가지는 소자와 접합에서의 전압에 의존하는 소자로 분류하고, ADS tool에서 일정한 값을 가지는 소자는 집중소자로, 접합 전압에 의존하는 소자는 SDD로 구현하였다. 이렇게 구현된 PIN 다이오드 대신호 모델은 간단한 DC, AC 및 S-파라미터 시뮬레이션뿐만 아니라 transient 및 harmonic balance 시뮬레이션도 가능한 대신호 모델 조건을 만족한다. 낮은 주파수, 저 전력의 응용인 감쇄기와 높은 주파수, 고 출력의 응용인 리미터를 제작하고 측정하여 제시한 PIN 다이오드 모델을 이용한 시뮬레이션 결과와 비교함으로써 타당성을 검증하였다. 따라서 본 논문에서 제시한 PIN 다이오드 대신호 모델 기법은 PIN 다이오드를 이용한 회로 설계에 유용하게 사용될 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] J. F. White, *Microwave Semiconductor Engineering*, New York NY: Van Nostrand Reinhold Company, 1982.
- [2] P. Sahjani, J. F. White, "PIN diode operation and design trade-offs", *Appl. Microwaves Wireless*, pp. 68-78, Spr. 1991.
- [3] G. Hiller, *Design with PIN Diodes*, M/A-COM Inc. Application Note AG312, Available: <http://www.macom.com>
- [4] R. H. Caverly, G. Hiller, "Distortion in p-i-n diode control circuits", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 35, no. 5, pp. 492-501, May 1987.
- [5] Y. H. Liew, J. Joe, "Large-signal diode modeling an alternative parameter-extraction technique", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2633-2638, Aug. 2005.
- [6] J. Walston, "Spice circuit yields recipe for PIN Diode", *Microwaves & RF*, pp. 78-89, Nov. 1992.
- [7] *PIN Diode Model Parameter Extraction from Manufacturers Data Sheets*, Ansoft Corp. Application note, 1997. Available: <http://www.ansoft.com>
- [8] *Design with PIN Diode*, Alpha Industries Inc. Application Note APN-1002, 1999. Available: <http://www.alphaind.com>

- [9] *A Wideband General Purpose PIN Diode Attenuator*, Alpha Industries Inc. Application Note APN-1003, 1999.
- [10] *Limiter Diodes*, Microsemi-Lowell, MA, 1998. Available: <http://www.microsemi.com>
- [11] *Surface Mount RF PIN low distortion Attenuator Diodes*, Agilent Technology, 2005. Available: <http://www.datasheetcatalog.com>
- [12] S. H. Gamal, H. Morel, and J. P. Chante, "Carrier lifetime measurement by ramp recovery of p-i-n diodes", *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 37, no. 8, pp. 1921-1924, Aug. 1990.
- [13] *Carrier Lifetime and forward Resistance in RF PIN Diodes*, Siemens AG, Application Note AN 034, Jul. 1997.
- [14] R. H. Caverly, "RF technique for determining ambipolar carrier life time in pin RF switching diodes", *Electronics Lett.*, vol. 34, no. 23, pp. 2277-2278, Nov. 1998.
- [15] *Custom Modeling with Symbolically Defined Devices*, ADS 2006A Manual.
- [16] R. Cory, "PIN-limiter diodes effectively protect receivers", *EDN*, pp. 59-64, Dec. 2004. Available: <http://www.edn.com>
- [17] D. G. Smith, D. D. Heston, J. Heston, B. Heimer, and K. Decker, "Designing high-power limiter circuit with GaAs PIN diodes", *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 329-332, Jun. 1999.

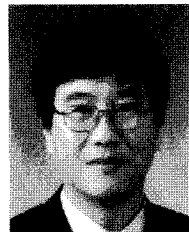
양 승 식



2003년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
 2005년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
 2005년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로

및 시스템, MMIC 설계

염 경 환



1976년~1980년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)
 1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)
 1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품

연구소 선임연구원 (MIC팀 팀장)

1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원
 1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원
 1991년 8월: (주)LTI
 1999년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계