

---

# 약하게 핀치오프된 Cold-HEMT를 이용한 새로운 HEMT 소신호 모델링 기법

전 만 영\*

A New Small-Signal Modeling Method of HEMT Using Weakly Pinched-Off Cold-HEMT

Man-Young Jeon\*

## 요 약

본 논문에서는, cold-HEMT의 게이트에 핀치오프 전압보다 약간 낮은 전압을 가함으로써 게이트 손상 문제로부터 자유로우며 추가적인 DC 측정을 필요로 하지 않는 새로운 HEMT 소신호 모델링 방법을 제시한다. 제시된 방법에 의해서 모델링된 회로의 S-파라미터 이론치는 49개의 동작 바이어스점에서 측정치와 62 GHz까지 뛰어난 일치율을 보였다.

## ABSTRACT

By biasing the gate of cold-HEMT with a voltage slightly lower than the pinch-off point, a new small-signal modeling method that is free from gate degradation problem and requires no additional DC measurement is proposed in this paper. The method has shown excellent agreement between modeled and measured S-parameters up to 62 GHz at 49 different normal operating bias points.

## 키워드

parameter extraction, HEMT characterization, equivalent-circuit, cold-HEMT modeling of HEMT, modeling of MESFET, extraction of small-signal equivalent-circuit

## 1. 서 론

HEMT(High Electron Mobility Transistor)는 마이크로웨이브 또는 밀리미터 대역의 회로설계에서 널리 사용되는 능동소자중 하나로서 이의 정확한 등가회로 추출은 회로설계에 있어서 필수적이다. HEMT 또는 MESFET(Metal Semiconductor Field Effect Transistor)의 소신호 등가회로 파라미터를 추출(모델링)하는 실용적인 방법은 최적화에 의한 방법[1]-[3]과 Cold-FET[4]-[6]에 의한 방법 두가지로 나눌 수 있

다. 최적화에 의한 방법은 여러개의 동작 바이어스에서 측정된 S-파라미터에 HEMT 또는 MESFET의 등가회로에서 계산한 S-파라미터와의 에러를 최소화 함으로써 등가회로의 파라미터를 추출하는 방법이다. 이 방법은 측정된 S-파라미터와 범용 마이크로웨이브 회로 설계용 CAE Tool만을 가지고 파라미터를 추출할 수 있음으로 인하여 편리하다. 그러나 이 방법은 파라미터 추출에 소요되는 시간이 길며, 초기조건에의 민감성으로 인하여, 추출된 파라미터 값이 소자의 실제 값과 다를 수 있다 [7]-[9].

---

\*동양대학교 정보통신공학부

접수일자 : 2003. 4. 3

cold-FET에 의한 방법은 이러한 문제점을 해결하기 위하여 제시된 방법으로서, HEMT 또는MESFET의 드레인과 소스에 0 V의 전압을 가함으로써 소자를 비활성 상태(cold-FET state)로 만들어 보다 단순한 등가회로가 형성되게 한다. 이 등가회로와 cold-FET의 S-파라미터 그리고 부가적 DC 측정 데이터를 사용하여 소자의 외인성 파라미터(extrinsic parameter)를 추출한다. 다음으로 이렇게 추출된 외인성 파라미터를 소자의 실제 동작 바이어스에서 측정된 S-파라미터로부터 디임베딩(de-embedding) 과정을 수행함으로써 소자의 나머지 파라미터인 내인성 파라미터(intrinsic parameter)를 추출해낸다. cold-FET에 의한 방법중 가장 대표적인 것은 Dambrine에 의해 제안된 방법이다 [4]. 이는 cold-FET의 게이트에 강한 순방향 전압을 가함으로써 외인성 파라미터를 추출하는 방식이다. 그러나 이 방법은 쇼트키 접합(Schottky junction)을 통하여 높은 게이트 전류를 흐르게 함으로써 HEMT의 경우 게이트에 손상을 유발시킬 수 있다. 더욱이 이 방법은 외인성 저항(extrinsic resistance)을 추출하기 위하여 부가적인 DC 측정을 수행하여야 한다. 이러한 게이트 손상의 문제를 해결하기 위하여 게이트에 최소 순방향 전압과 0 V의 전압을 가하는 cold-FET 방법이 [10]-[11]에서 각각 제안되었다. 그러나 이들 방법 역시 외인성 저항(extrinsic resistance)을 추출하기 위하여 부가적인 DC 측정이나 소자의 공정 파라미터를 필요로 하는 단점이 있다. 본 논문에서는, 상기의 게이트 손상 문제에서 자유로우며 부가적인 DC 측정이나 공정 파라미터 필요로 하지 않는 HEMT 소신호 등가회로 파라미터 추출에 관한 새로운 방법을 제시한다. 본 논문에서 제안하는 방식은 소자의 게이트에 HEMT의 핀치오프 전압 보다 약간 낮은 전압을 가한 상태의 cold-HEMT, 즉 “약하게 핀치오프된 cold-HEMT”를 이용하여 HEMT를 모델링하는 방식이다. 본 논문에서의 방식은, 단 하나의 부가적 S-파라미터, 즉 약하게 핀치오프된 cold-HEMT 상태의 S-파라미터만을 사용하여 소자의 외인성 파라미터를 추출할 수 있는 방식이다.

모델링을 위하여 본 연구에서 사용한 소자는 Fujitsu Lab.에서 제작되고 측정된 게이트 길이 0.35 $\mu$ m, 게이트 폭 100 $\mu$ m, 핀치오프 전압 -0.8V를 갖는 AlGaAs/GaAs HEMT를 사용하였다.

## II. 외인성 파라미터 추출

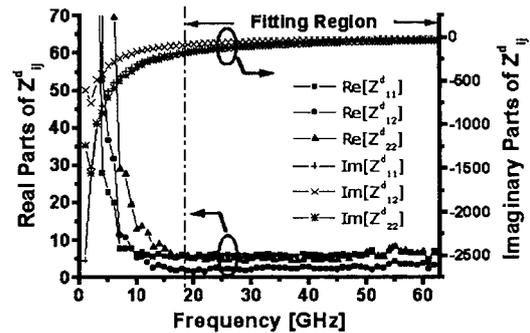


그림 1. 약하게 핀치오프된 cold-HEMT의 Z-파라미터(측정범위:1-62GHz)  
Fig. 1 Measured Z-parameters of the weakly pinched-off cold-HEMT over the frequency range of 1 to 62GHz

상기 그림 1은  $V_{gs}=-0.9V$ 를 가하여 약하게 핀치오프된 cold-HEMT의 Z-파라미터 측정치를 나타낸다. 이 파라미터는 측정된 S-파라미터로부터 파라미터 변환에 의해 얻어진다. 그림에서 보는 바와 같이 Z-파라미터의 실수부는 저주파 영역에서 급격하게 감소하며 약 18 GHz 이상의 주파수에서는 일정하게 된다. 허수부 역시 저주파 영역에서는 급격하게 증가하다가 고주파로 갈수록 완만하게 상승하고 있다. 핀치오프 전압 근방에서의 이러한 Z-파라미터의 주파수 특성은 참고문헌[4]의 통상적 cold-HEMT 모델로는 설명될 수 없다. 사실상 이러한 주파수 특성은 다음 그림2의 cold-HEMT 모델에 의해 설명이 가능하다[12].

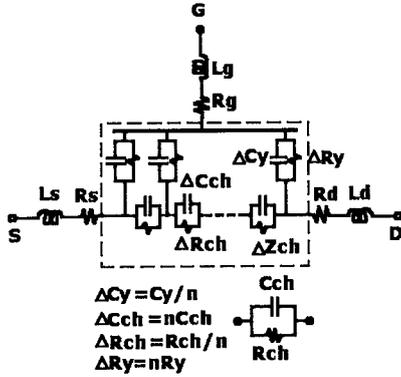


그림 2. cold-HEMT 등가회로  
Fig. 2 Equivalent-circuit of cold-HEMT

그림2 에서 점선으로 둘러싸인 부분은 HEMT의 내인성 부분(intrinsic part)을, 점선밖은 외인성 부분(extrinsic part)을 나타낸다. 내인성 부분은 분포회로(distributed circuit)로 모델링 되지만 집중회로(lumped circuit)의 관점에서 표현이 가능하다. 이 경우, 그림2의 내인성 부분의 Z-파라미터는

$$z_{11} = \alpha Z_{ch} + Z_y = \alpha \frac{R_{ch}}{1 + j\omega C_{ch} R_{ch}} + \frac{R_y}{1 + j\omega C_y R_y} \quad (1)$$

$$z_{12} = z_{21} = \beta Z_{ch} = \beta \frac{R_{ch}}{1 + j\omega C_{ch} R_{ch}} \quad (2)$$

$$z_{22} = Z_{ch} = \frac{R_{ch}}{1 + j\omega C_{ch} R_{ch}} \quad (3)$$

이다. 여기서  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 분포회로를 집중회로로 표현할 때 도입되는 상수로서 0과 1사이의 값을 갖는다.

상기의 식에서  $Z_y = R_y // C_y$ 는 쇼트키 접합의 등가 집중 임피던스(equivalent-lumped impedance)이고  $Z_{ch} = R_{ch} // C_{ch}$ 는 채널의 등가 집중 임피던스를 나타낸다.

약하게 핀치오프된 cold-HEMT의 경우  $R_y$ 는 거의 무한대의 값을 가지므로 (1)식에서  $Z_y = -j/\omega C_y$ 이 된다. 식(1)-(3)에 외인성 저항  $R_s, R_g, R_d$ 와 외인성 인덕턴스(extrinsic inductance)  $L_s, L_g, L_d$ 를 더한 후 실수부와 허수부를 분리하면 다음과 같이 약하게 핀치 오프된 cold-HEMT의 Z-파라미터를 얻게된다.

$$Z_{11} = R_g + R_s + \alpha \frac{R_{ch}}{1 + \omega^2 C_{ch}^2 R_{ch}^2} + j \left[ \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega C_y} - \alpha \frac{\omega C_{ch} R_{ch}^2}{1 + \omega^2 C_{ch}^2 R_{ch}^2} \right] \quad (4)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \beta \frac{R_{ch}}{1 + \omega^2 C_{ch}^2 R_{ch}^2} + j \left[ \omega L_s - \beta \frac{\omega C_{ch} R_{ch}^2}{1 + \omega^2 C_{ch}^2 R_{ch}^2} \right] \quad (5)$$

$$Z_{22} = R_d + R_s + \frac{R_{ch}}{1 + \omega^2 C_{ch}^2 R_{ch}^2} + j \left[ \omega(L_d + L_s) - \frac{\omega C_{ch} R_{ch}^2}{1 + \omega^2 C_{ch}^2 R_{ch}^2} \right] \quad (6)$$

### II - I. 외인성 저항 추출

식(4)-(6)에서  $\omega^2 C_{ch}^2 R_{ch}^2 \gg 1$ 을 가정하면 Z-파라미터의 실수부  $Re[Z_{11}], Re[Z_{12}], Re[Z_{21}], Re[Z_{22}]$ 의 마지막 항들은 주파수가 증가함에 따라 급격하게 감소한다. 따라서 Z-파라미터의 실수부들은 주파수가 증가함에 따라 일정한 값들로 수렴하게되며,  $Re[Z_{11}], Re[Z_{12}], Re[Z_{22}]$ 의 수렴치는 각각  $R_g + R_s, R_s, R_d + R_s$ 이 된다. 이와 같은 주파수 특성은 그림1에 보여진 Z-파라미터 실수부의 측정치가 나타내는 주파수 특성을 잘 설명하고 있다. 따라서 식(4)-(6)의  $R_g + R_s, R_s, R_d + R_s$ 는, 그림1에 표시된 피팅영역(fitting region)인 18-62GHz 주파수 대역의  $Re[Z_{11}], Re[Z_{12}], Re[Z_{22}]$ 의 값을 평균함으로써 각각 얻어진다. 이렇게 얻은  $R_g + R_s, R_s, R_d + R_s$ 의 값은 각각 4.34, 1.25, 3.69  $\Omega$ 이다. 따라서  $R_s, R_g, R_d$ 는 각각 1.25, 3.09, 2.44  $\Omega$ 로 추출된다.

외인성 저항  $R_s, R_g, R_d$ 를 추출하기 위한 상기의 과정은 별도의 DC 저항 측정이나 HEMT의 공정 파라미터를 필요로 하지않고 오직 RF 측정 데이터(S-파라미터) 만으로 외인성 저항을 모두 추출할 수 있다는 점을 주목해야 한다. 이는 식(4)-(6)의 실수부에서 채널저항  $R_{ch}$ 이 포함되는 항은 주파수의 증가와 함께 급격하게 감소하며 사라지기 때문이다. 그러나 참고문헌 [4]-[6], [10]-[11]에서 제시된 방식들에서는 채널저항이 포함되는 항이 사라지지 않기 때문에 3개의 방정

식으로 4개의 저항  $R_s, R_g, R_d, R_{ch}$ 을 구하여야 한다. 따라서 이들 방식은 외인성 저항을 추출하기 한개의 부가적인 관계식을 더 필요로하며 이를 DC 저항 측정이나 HEMT의 공정 파라미터에 의해 얻어야 하는 번거러움이 있다.

### II-II. 외인성 인덕턴스 추출

그림1의 피팅영역에서  $\omega_2 C_{ch}^2 R_{ch}^2 \gg 1$ 을 가정하면 식(4)-(6)의 허수부는 다음과 같이 정리된다.

$$Im(Z_{11}) = \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{C_y} + \frac{a}{C_{ch}} \right) \quad (7)$$

$$Im(Z_{12}) = Im(Z_{21}) = \omega L_s - \frac{\beta}{\omega C_{ch}} \quad (8)$$

$$Im(Z_{22}) = \omega(L_d + L_s) - \frac{1}{\omega C_{ch}} \quad (9)$$

상기식에서  $C_t$ 를  $C_{ch}/a$ 와  $C_y$ 로 이루어진 직렬 용량성으로 두고,  $1/C_a = (C_{ch} - \beta C_t) / C_{ch} C_t$ ,  $1/C_b = (1 - \beta) / C_{ch}$ ,  $1/C_c = \beta / C_{ch}$ 로 두면 식(6)-(8)은 다음과 같이 정리된다.

$$Im(Z_{11}) = \omega(L_g + L_s) - \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{C_a} + \frac{1}{C_c} \right) \quad (10)$$

$$Im(Z_{12}) = Im(Z_{21}) = \omega L_s - \frac{1}{\omega C_c} \quad (11)$$

$$Im(Z_{22}) = \omega(L_d + L_s) - \frac{1}{\omega} \left( \frac{1}{C_b} + \frac{1}{C_c} \right) \quad (12)$$

식(10)-(12)를 최소자승 여러법을 사용하여 그림1의 피팅영역에서 허수부 측정치에 각각 커브피팅(curve-fitting)을 수행하면  $L_s, L_g, L_d$ 는 각각 1.03, 34.00, 21.87 pH로 추출된다.

다음 표1은 본 논문에서 제시된 방법에 의해서 추출된 외인성 파라미터를 요약한 것이다.

표 1. 추출된 외인성 파라미터  
Table. 1 Extracted extrinsic parameters

파라미터	추출치	파라미터	추출치
$R_s$	1.25 $\Omega$	$L_s$	1.03 pH
$R_g$	3.09 $\Omega$	$L_g$	34.00 pH
$R_d$	2.44 $\Omega$	$L_d$	21.87 pH

### III. 내인성 파라미터 추출

다음 그림3은 실제 동작 바이어스에 있는 HEMT의 소신호 등가회로를 나타낸다. 그림에서 점선으로 둘러싸인 부분은 HEMT의 내인성 부분(intrinsic part)를 나타내며  $C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}, R_i, R_{ds}, g_m, \tau$  등은 추출하고자 하는 내인성 파라미터 (intrinsic parameter)이다. 내인성 파라미터를 추출하기 위해서는 우선 디임베딩 과정이 필요하며 이를 설명하면 다음과 같다. 우선, 실제 동작 바이어스에서 측정된 S-파라미터로부터 파라미터 변환공식에 의해 Z-파라미터를 얻는다. 이 Z-파라미터로부터 II장에서 구한 외인성 파라미터  $R_s, R_g, R_d, L_s, L_g, L_d$ 를 디임베딩하여  $Z_{int}$ 를 얻은후 이의 역행렬을 구함으로써 그림3의  $Y_{int}$  행렬을 얻는다. 이렇게 구한  $Y_{int}$ 와 그림3의 점선 부분으로 둘러싸인 내인성 파라미터들에 의해서 형성되는 Y-파라미터를 같게 두면 내인성 파라미터와 행렬  $Y_{int}$  요소사이의 해석적 관계식들이 얻어지며 이로부터 내인성 파라미터를 얻을 수 있다. 이러한 과정을 디임베딩 과정이라 한다[5].

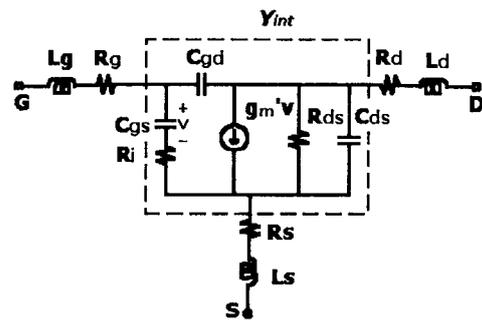


그림 3. HEMT 소신호 등가회로 ( $g_m' = g_m e^{-j\omega\tau}$ )  
Fig. 3 Small-signal equivalent-circuit of HEMT( $g_m' = g_m e^{-j\omega\tau}$ )

표2는 상기의 디임베딩 과정에 의하여, 본 연구에

서 사용한 HEMT의 49개의 동작 바이어스에서 추출된 내인성 파라미터 중에서,  $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$  바이어스하에서 추출된 내인성 파라미터를 나타낸다.

표 2. 추출된 내인성 파라미터( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )  
Table. 2 Extracted intrinsic parameters( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )

파라미터	추출치	파라미터	추출치
$C_{gs}$	113.47 fF	$R_{ds}$	483.91 $\Omega$
$C_{gd}$	13.82 fF	$g_m$	32.79 S
$C_{ds}$	37.14 fF	$\tau$	1.11 ps
$R_i$	4.80 $\Omega$		

이렇게 추출된 내인성 파라미터 값은 동작 바이어스에 따라 다른값을 가진다.

그림4는  $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$  에서 추출된 내인성 파라미터와, II장에서 추출한 외인성 파라미터를 사용하여 계산한 S-파라미터(모델링치)와 동일 바이어스에서 측정된 S-파라미터와의 비교를 나타낸다(실선: 모델링치, x : 측정치).

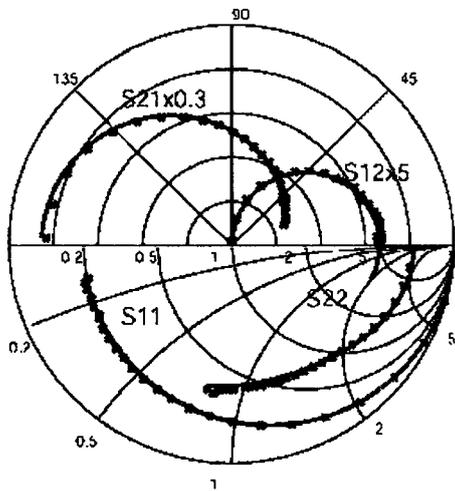


그림 4. 측정된 S-파라미터와 모델링된 S-파라미터와의 비교( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )  
Fig. 4 Comparison of modeled and measured S-parameters( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )

그림에서 알 수 있듯이 측정치와 모델에 의한 모델링치는 잘 일치 하고 있음을 알 수 있다.

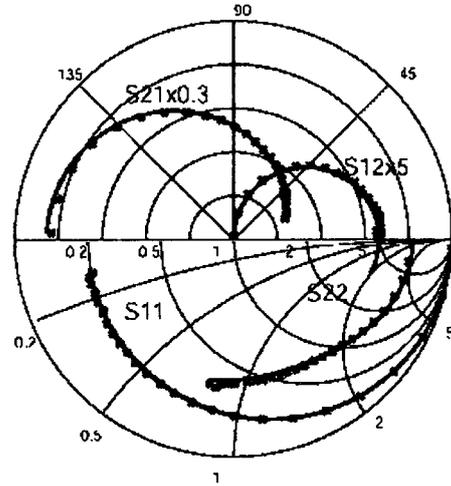


그림 5. 참고문헌[10]의 방법에 의하여 모델링된 S-파라미터와 측정된 S-파라미터와의 비교( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )

Fig. 5 Comparison of S-parameters modeled by the method proposed in [10] and measured S-parameters( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )

실제로 모델링치와 측정치와의 평균오차는 4.12%로서, 최적화 과정을 사용하지 않았다는 사실과 모델에 의해 다루고 있는 주파수 대역이 1-62 GHz로서 광범위하다는 사실을 고려하면, 모델링치와 측정치의 사이의 일치는 매우 좋다고 할 수 있다. 다른 동작 바이어스 조건하에서도 Knee Voltage 이하의 선형 I-V 영역을 제외하고는 측정치와 모델링치는 2-6% 내에서 잘 일치하였다.

다음 그림5는 그림4와 같은 바이어스 조건 ( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )에서 참고문헌[10]에서 제시된 방법에 의해 모델링된 S-파라미터와 측정된 S-파라미터를 비교한 것이다. S11, S21의 경우 측정치와 모델링치는 양호한 일치를 보이고 있으나, S12, S22의 경우 측정치와 모델링치 사이의 오차가 크다는 것을 볼 수 있다. 다음 표3은 그림 4와, 5의 S-파라미터 측정치와 모델링치 사이의 오차를 비교 요약한 것이다.

표 3. 그림 4, 5 의 S-파라미터 모델링치와 측정치의 오차 비교( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )  
 Table. 3 Comparison of errors between measured and modeled S-parameters, which are shown in Fig. 4 and 5( $V_{gs}=-0.4V$ ,  $V_{ds}=1V$ )

	그림 4	그림 5
S11	1.64 %	3.94 %
S12	9.08 %	22.57 %
S21	2.72 %	4.15 %
S22	3.02 %	8.79 %
평균	4.12 %	9.86 %

표에서 알 수 있듯이 참고문헌[10]에서 제시된 방법에 의한 모델링치와 측정치 사이의 오차는 S21과 S11의 경우 5% 이내로 비교적 만족스러우나 S22와 S12는 각각 8.79%, 22.57%로서 불일치의 정도가 심하다. 특히 S12의 경우 고주파 영역에서의 불일치의 정도가 상당히 심하다. 또한, 평균오차의 경우, 본 연구에서 제시된 모델링에 의한 것은 참고문헌[10]의 모델링 의한 평균오차의 1/2에도 미치지 않음을 알 수 있다. 나머지 48개의 바이어스 포인트에 대해서도 평균 오차비에 있어서 같은 경향을 확인할 수 있었다.

다음 그림6은 본 연구에서 제안된 모델링 기법에 의하여 49개의 동작 바이어스에서 추출된 전달 컨덕턴스  $g_m$ 을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이  $g_m$ 은, 일정한 소스 대 드레인 전압  $V_{ds}$ 에 대하여 소스에 대 게이트 전압  $V_{gs}$ 가 증가함에 따라 증가하다가  $V_{gs}=-0.4V$ 에서 최대가 된후 감소하기 시작한다. 이는 HEMT의 전달컨덕턴스  $g_m$ 의 전형적인 특성을 잘 반영하고 있으며 이로부터 본 논문에서 제안한 HEMT 소신호 등가회로 파라미터 추출법의 타당성을 다시 확인할 수 있다. 추출된 다른 내인성 파라미터들도 바이어스에 따른 HEMT의 예견된 물리적 특성과 잘 일치함을 확인할 수 있었다.

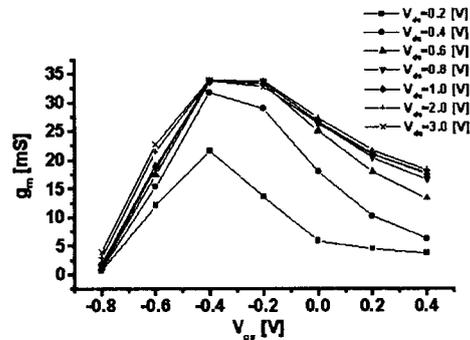


그림 6. 다른 49개의 바이어스에서 추출된 전달 컨덕턴스

Fig. 6 Transconductance extracted at 49 different bias points

#### IV. 결 론

본 논문에서는, cold-HEMT의 게이트에 강한 순방향 전압대신, 핀치오프 전압(pinched-off voltage)보다 약간 낮은 전압을 가함으로써, HEMT 게이트 손상 문제를 피할 수 있고 부가적인 DC 측정이나 공정 파라미터 필요로 하지 않는 새로운 HEMT 소신호 등가회로 파라미터 추출에 관한 모델링 기법을 제시하였다. 본 논문에서 제시된 모델링 기법에 의해 49개의 바이어스에서 계산된 S-파라미터는 측정치와 2~6% 내에서 우수한 일치를 보였다. 이는 최적화 과정을 사용하지 않았다는 점과 모델에 의해 다루고 있는 주파수 대역이 1~62 GHz로서 광범위하다는 사실을 고려하면, 모델링치와 측정치의 사이의 일치는 매우 뛰어나다고 할 수 있다.

#### 참고문헌

- [1] Shirakawa et al., " An approach to determining an equivalent circuit for HEMTs," IEEE Trans. MTT, vol. 43, no. 3, pp. 499-503, Mar. 1995
- [2] Christian Fager et al., "Optimal parameter extraction and uncertainty estimation in intrinsic FET small-signal models," IEEE Trans. MTT, vol. 50, no. 12, pp. 2797-2803, Dec. 2002
- [3] C. V. Niekerk, "A new hybrid multibias analytical/decomposition-based FET parameter

- extraction algorithm with intelligent bias point selection," IEEE Trans. MTT, vol.51, no. 3, pp. 893-902, Mar. 2003
- [4] G. Dambrine et al., "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit," IEEE Trans. MTT, vol. 36, no. 7, pp.1151-1159, July 1988
- [5] Berroth et al., "Broadband determination of the FET small-signal equivalent-circuit," IEEE Trans. MTT, vol. 38, no. 7, pp. 891-895, July 1990
- [6] R. Anholt et al., "Equivalent-circuit parameter extraction for cold GaAs MESFET's." IEEE Trans. MTT, vol. 39, no. 7, pp. 1234-1247, July 1991
- [7] R.L. Vaitkus, "Uncertainty in the values of GaAs MESFET equivalent circuit elements extracted from measured two-port scattering parameters," Proc. 1983 IEEE Conf. High Speed Semiconductor Devices Circuits, pp. 301-308, Cornell Univ. Ithaca, NY.
- [8] V. Sommer et al., "A new method to determine the source resistance of FET from measured S-parameters under active-bias condition," IEEE Trans. MTT, vol.43, no.3, pp. 504-510, Mar. 1995
- [9] Yeong-Lin Lai et al., "A new pinched-off cold-FET method to determine parasitic capacitances of FET equivalent circuits," IEEE Trans. MTT, vol.49, no.8, pp. 1410-1418, Aug. 2001
- [10] R. Tayrani et al., "A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs," 23rd European Microwave conf. Dig. pp. 451-453, Madrid, Spain, 1993
- [11] A. Miras and E. Legros, "Very high-frequency small-signal equivalent circuit for short gate-length InP HEMT's," IEEE Trans. MTT, vol. 45, no. 7, pp. 1018-1026, July 1997
- [12] M.-Y. Jeon et al., "A technique for extracting small-signal equivalent-circuit elements of HEMTs", IEICE Trans. Electron., vol. E82-C, no. 11, pp. 1968-1976, Nov. 1999

저자 소개



**전만영(Man-Young Jeon)**

1987년 2월 경북대학교 전자공학과 (공학사)

1991년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

2000년 2월 포항공대 대학원 전자및전기공학과(공학 박사)

1987년 2월 ~ 1997년 3월 : 삼성전자 주임연구원, 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원

2000년 6월 ~ 2001년 8월 : 삼성종합기술원 수석연구원

2001년 9월 ~ : 동양대학교 정보통신공학부 교수

※ 관심분야 : 마이크로웨이브 소자 모델링, RFIC 설계, ASIC 설계, ATM 트래픽 모델링, 적응신호처리