

# 정방향 게이트 전류를 이용하지 않는 고성능 HEMT의 소자값 추출법

正會員 이 대 희\*, 권 영 우\*, 구 경 현\*\*

A new parameter extraction technique for high performance HEMT's using S-parameters under nonconducting gate bias condition

Daehee Lee\*, Youngwoo Kwon\*, Kyung Heon Koo\*\* *Regular Members*

※본 연구는 96년도 교육부 반도체 분야 학술 연구 조성비 지원과제(96-E-3104)에 의하여 수행 되었음.

## 요 약

본 논문에서는 S-파라미터로부터  $R_g + R_d$ 의 값을 계산하는 방법과 게이트 전류를 흘리지 않는 바이어스에서  $R_g$  및  $L_g$ 를 추출하고 이를 이용하여 다른 extrinsic 및 intrinsic 파라미터를 추출하는 새로운 방법을 제시하였다. Intrinsic 등가회로에서는 Rgd 및 Cdc를 첨가하여 여러 바이어스 영역에서 fitting을 향상시켰으며, 각 intrinsic 파라미터는 주파수 영역을 선택적으로 사용하여 추출하였다. 이 방법을 이용하여 구한 등가회로의 S 파라미터와 측정 S 파라미터를 비교해본 결과 1-50GHz에서 매우 좋은 결과를 얻었다.

## ABSTRACT

A new method for extracting extrinsic parameters of high performance HEMTs is presented. Extrinsic resistors were extracted using only S-parameter data. No DC measurements were thus needed for the extraction. Furthermore, gate inductance and resistance were extracted using measured data under nonconducting gate bias conditions. Nonconducting conditions prevents the devices from being exposed to unwanted damage during measurements. After the extraction of the extrinsic parameters, intrinsic elements were extracted analytically using matrix conversions. Cdc and Rgd were added to the conventional 8-element intrinsic equivalent circuit to improve the

\*서울대학교 전기공학부  
 \*\*인천대학교 전자공학과  
 論文番號: 97265-0731  
 接受日字: 1997年 7月 31日

accuracy at high frequencies. Measured S-parameters were compared with the calculated S-parameters, resulting in a good agreement from 1GHz to 50GHz.

## I. 서 론

최근 무선 통신의 급격한 발전으로 인하여 마이크로파 및 밀리미터파 소자 및 회로에 대한 관심이 급격히 고조되고 있다. 여러 소자들 중에서 가장 대표적인 마이크로파 소자로는 MESFET과 HEMT를 들 수 있다. 이러한 소자들의 등가회로 파라미터 값들을 아는 것은 소자의 동작을 이해하고 회로를 디자인하는데 있어서 필수적이다. 따라서 이러한 소자들의 개발 당시부터 소자의 값들을 계산하기 위한 많은 연구가 진행되고 있었다. HEMT를 모델링하는 방법에는 최적화(optimization) 방법과 직접 추출(direct extraction) 방법의 두 가지가 있다. 최적화 방법은 초기값에 따라 추출된 값이 바뀔 수 있고 또 계산한 S 파라미터와 측정 S 파라미터의 값이 잘 맞더라도 추출된 값들이 실제 물리적인 값들과 차이가 큰 경우가 있을 수 있으므로 직접 추출법에 비하여 신뢰도가 떨어진다고 할 수 있다. 직접 추출법은 최적화 방법을 쓰지 않고 바이어스를 적절히 변화시켜 가며 트랜지스터의 각 파라미터를 해석적으로 추출하는 방법이다. Dambrine et al.<sup>(1)</sup>은 직접 추출법을 통하여 extrinsic parameter와 intrinsic parameter 값들을 추출할 수 있는 방법을 제시하였다. 이 방법은 우선 extrinsic 부분을 "cold"구조를 이용하여 추출하고, intrinsic부분은 extrinsic부분의 값들을 행렬 변환을 통하여 de-embedding한 후 해석적인 수식으로 추출하는 방법이다. 이 방법에서 intrinsic부분의 정확한 값들을 알아내기 위해서는 extrinsic parameter들의 값을 정확하게 알아야 한다. Dambrine 이전의 논문들은 주로 DC측정을 통해 소스 저항과 드레인 저항을 구하는 것이었으며<sup>(4, 6, 7)</sup>, 그 이후에도 DC측정을 통해 저항을 구하는 논문은 다수가 있다<sup>(4, 5, 6)</sup>.

Dambrine et al.<sup>(1)</sup>은 DC 측정을 최대한 피하고 S 파라미터를 이용하여 등가회로값을 쉽게 구할 수 있는 방법을 제시하였으나, 게이트쪽 저항과 인덕턴스를 구할 때 게이트에 정방향 전류를 이용하게 되는데, 이때에 다음과 같은 문제가 생길 수 있다. 현재

FET의 구조는 동작특성을 향상시키기 위하여 게이트의 길이가 점점 짧아지는 추세인데, 이와 같이 게이트 길이가 짧은 고성능 HEMT와 같은 경우 정방향 전압에 의해 전류가 흐를 경우 게이트 전극의 전류밀도가 매우 높아 이로 인한 열화 현상이 초래되어 추출한 값에 대한 신뢰도가 떨어진다. 또 Si-MOSFET과 같이 게이트에 전류가 흐를 수 없는 소자에서는 이 방법을 그대로 적용할 수가 없다. 따라서 본 논문에서는 turn on 전압 이하의 정방향 전압이나 역방향 전압 조건같이 게이트 전류를 흘리지 않는 바이어스에서 extrinsic parameter를 계산하는 방법을 제시하였다.

Parasitic 저항을 구하는데 있어서 항상 생기는 문제는 구하려는 저항의 개수보다 식의 수가 모자라는 것이다. 이 문제를 해결하기 위해 주로 DC측정을 하게 되는데, 이런 불편을 없애기 위하여 본 논문에서는 S 파라미터를 이용하여  $R_s + R_d$ 의 값을 구하는 방법을 또한 제시하였다.

본 논문은 여러 조건에서 측정한 S 파라미터만을 이용하여, 최적화 방법을 쓰지 않고 소자의 모든 값들을 직접 구하였다. 우선 cold 바이어스 상태에서 S-파라미터를 이용하여 extrinsic 파라미터를 추출하였고 이 값들을 행렬 변환을 통하여 de-embedding한 후 해석적인 방법으로 intrinsic 파라미터를 추출하였다. 정확도를 향상시키기 위하여  $R_{gd}$ 와  $C_{dc}$ 를 intrinsic 파라미터에 포함시켰으며 S-파라미터의 주파수 영역을 적절히 사용하여 undetermined된 intrinsic 파라미터를 해석적으로 계산하였다. 이렇게 구한 소자의 값들을 검증하기 위하여 등가회로로부터 구한 S-파라미터와 측정 S-파라미터를 비교하여 좋은 결과를 얻었다.

## II. Extrinsic 소자값 추출 방법

그림 1은 동작영역에서의 HEMT의 등가회로를 나타내고 있는데 점선안 부분은 intrinsic 파라미터이고 밖의 부분은 extrinsic 파라미터이다. 본 논문에서는 "cold"( $V_{ds} = 0$  V)상태의 바이어스에서 extrinsic 파라

미터 값들을 추출한 후 이 값들을 이용하여 intrinsic 파라미터 값을 해석적인 방법으로 추출하는 방법을 사용하였다. 본 논문에서 구한 순서는 패드 커패시턴스  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ 를 제일 먼저 구하고, 그 다음 기생 저항 값과 인덕터값을 구한 다음, intrinsic값들은 전체 Z 파라미터에서 extrinsic 값들을 deembedding한 후 행렬 변환을 통하여 그림1의 intrinsic 부분의 Y 파라미터를 이용하여 구하였다.

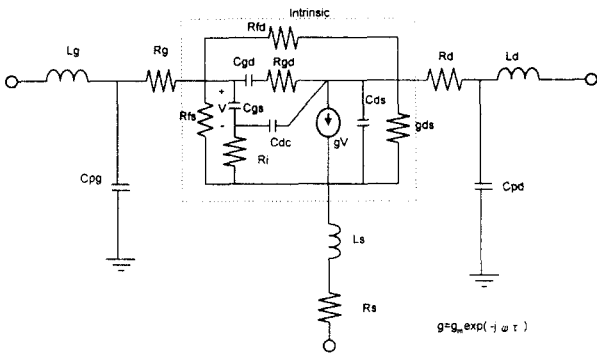


그림 1. Saturation 영역에서의 소신호 등가회로  
Fig. 1. Small-signal equivalent circuit under active bias condition

각 소자값들을 추출하는 방법을 차례대로 살펴보면 패드 커패시터 값은 pinch-off 상태에서 추출이 용이하므로<sup>(3)</sup>, 잘 알려진 White<sup>(2)</sup>의 방법으로 pinch-off에서의 S-parameter를 측정 한 후  $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ 의 값을 구하였다.

Extrinsic 저항을 추출하는 방법중에서 우선  $R_s + R_d$ 의 값을 추출하는 방법을 살펴보면 다음과 같다.  $R_s + R_d$ 는 일반적으로 DC 측정을 통하여 구하나 본 논문에서는 S-파라미터를 이용하여 Z-파라미터로 변환하여 구하였다. "Cold" 바이어스 조건에서  $Re(Z_{22})$ 는  $R_s + R_d + R_c$ 이다<sup>(1)</sup>.  $Re(Z_{22})$  성분 중에서 채널 저항  $R_c$ 는 space charge 영역에 존재하는 전하량에 반비례한다. 따라서  $Re(Z_{22})$ 를  $\frac{1}{q}$ 에 대해서 그리면 선형적으로 변하게 된다. 전하량이 매우 크게 되면 채널 저항 성분이 없으므로,  $Re(Z_{22})$ 와  $\frac{1}{q}$  그래프에서 y절편값이  $(R_s + R_d)$  값이 된다. 이 점에 착안하여 본 논

문에서는 게이트 바이어스를 바꾸어가면서  $Re(Z_{22})$ 를 측정하고 그때의 전하량을 계산하여  $R_s + R_d$ 를 추출하는 방법을 제시하였다.

전하량  $q$ 는 게이트 전극 밑의 전체 전하의 양을 표시하는 양으로서 게이트의 커패시턴스를 적분하여 구할 수 있다.

$$q(v) = \int_{v_T}^v C_g dv \quad (1)$$

여기서  $C_g$ 는 게이트의 내부 총 커패시턴스이고, 적분 변수  $v$ 는 게이트의 전압이며  $v_T$ 는 핀치오프 전압이다. 본 논문에서는 게이트 전압을 0.1V 단위로 변화시켜가며 그때의 S-파라미터를 측정하여 수치적인 적분을 수행하였다. 게이트의 내부 총 커패시턴스  $C_g$ 는 그림 2의 cold 바이어스 상태에서의 등가회로에서 보듯이  $Z_{11}$ 에서  $L_g$ 와  $C_{pg}$ 를 deembedding하여 구한다.

$$C_g = -\frac{1}{\omega} \frac{1}{Im \left[ \frac{1}{(Z_{11} - j\omega L_g)^{-1} - j\omega C_{pg}} \right]} \quad (2)$$

$C_{pg}$ 의 값은 이미 구하였으나  $L_g$ 값은 아직 구하지 않았다. 따라서  $L_g$ 의 값은 적당한 초기치로 가정하고서

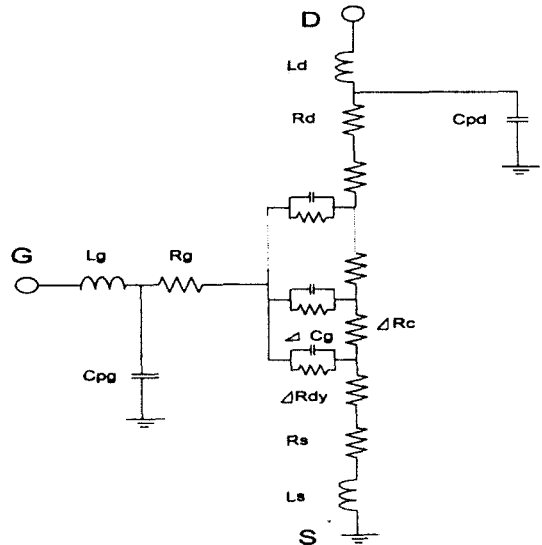


그림 2. Cold 영역에서의 소신호 등가회로  
Fig. 2. Small-signal equivalent circuit under cold bias condition

$C_g$ 의 값을 계산한 다음, 뒤에서 나올 (13)식을 이용하여  $L_g$ ,  $C_g$ 의 값을 반복계산법(iteration)을 통하여 구하였다.

$R_s + R_d$ 의 값을 추출한 후  $R_s$ 와  $R_d$ 의 개별 파라미터 값과  $L_s$ 와  $L_d$ 의 값은 저주파의 Z-파라미터를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

Cold 조건에서의 intrinsic Z 파라미터는 그림 2의 등가회로부터 다음과 같이 구할 수 있다<sup>(1)</sup>.

$$z_{11} = \frac{R_c}{3} + Z_{dz} \quad (3)$$

$$z_{12} = z_{21} = \frac{R_c}{2} \quad (4)$$

$$z_{22} = R_c \quad (5)$$

$Z_{dy} = Z_{dy} // \frac{1}{j\omega C_g} R_{dy}$ : Schottky diode의 junction 저항  
 $C_g$ : Schottky diode의 커패시턴스

(3)-(5)식의 값에 extrinsic 저항 및 인덕터를 포함한 전체 Z 파라미터는 저주파 영역에서 다음과 같이 표시될 수 있다<sup>(1)</sup>.

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + Z_{dy} + j\omega(L_s + L_g) \quad (6)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j\omega L_s \quad (7)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j\omega(L_s + L_d) \quad (8)$$

위의 식은 병렬로 연결된 패드 커패시턴스의 영향은 무시할 수 있는 저주파(<5GHz)에서 성립하는 식이다. 위의 식에서 보면  $L_s$ 는  $Im(Z_{12})$ 에서 구할 수 있고,  $L_d$ 는  $Im(Z_{22})$ 에서 구할 수 있다. 소스 저항은 채널저항( $R_c$ )을  $Re(Z_{22}) - (R_s + R_d)$ 에서 계산한 후 이 값을 이용하여  $Re(Z_{12})$ 에서 구할 수 있다. 드레인 저항은 게이트 커패시턴스의 적분으로부터 구한  $R_s + R_d$ 의 값에서 소스 저항값을 빼면 구할 수 있다. 소스와 드레인쪽의 저항값과 인덕터값은 (7), (8)식에서 구할 수 있었으나 게이트 저항( $R_g$ )값과 인덕터( $L_g$ )값은 본 논문에서 제시한 새로운 방법을 이용할 경우 고주파 영역의 S-파라미터가 이용되므로 (6)식에서  $R_g$ 의 값과  $L_g$ 의 값을 구할 경우 오차가 크기 때문에, 본 논문에서는 커패시터까지 고려한  $Z_{11}$ 에서  $R_g$ ,  $L_g$ 의 값을

구하였다.

$R_g$ 와  $L_g$ 를 구하기 위하여 게이트 영역의 분산형 등가회로를 살펴보면, HEMT나 MESFET에서 게이트와 채널사이는 그림 2와 같이 단위 segment당 저항과 커패시턴스에 해당하는  $\Delta R_{dy}$ 와  $\Delta C_g$ 의 병렬결합형인 분산형 RC회로로 모델링 할 수 있다. 여기서  $R_{dy} = \sum \Delta R_{dy}$ 는 게이트와 채널사이의 Schottky 다이오드의 전도 특성을 나타내는 저항이고  $C_g = \sum \Delta C_g$ 는 앞서 기술한 전체 게이트 커패시턴스 값이다. Dambrine의 논문<sup>(1)</sup>에서는 다이오드에서 정방향 전압을 인가하면 정방향 전류가 지수함수적으로 증가하여  $\Delta R_{dy}$ 가  $\frac{1}{\omega \Delta C_g}$ 에 비하여 훨씬 작아져서 커패시턴스 성분  $\Delta C_g$ 를 무시하는 방법을 사용하였다. 이때  $Z_{dy}$ 는  $R_{dy}$ 만의 함수로 표시되고 다시  $R_{dy}$ 는 게이트 전류의 역수로 표시되므로  $Re(Z_{11})$ 을  $\frac{1}{I_g}$ 에 대하여 그러서 y절

편으로부터  $R_s + R_g + \frac{R_c}{3}$ 을 구하였다. 그러나 이 방법을 사용할 경우 과도한 전류를 게이트 전극을 통해 흘러야 하므로 소자의 열화 현상을 초래할 수 있다. 특히 밀리미터파용 고성능 PHEMT 같은 경우 게이트 길이가 짧으므로 단위 게이트 폭당 흘릴 수 있는 전류의 크기가 한정되어 있어 이 방법을 사용할 경우 오차가 크게 나타난다. 본 논문에서는 게이트 전류를 이용하지 않고  $Z_{dy}$  성분중  $\frac{1}{\omega C_g}$ 가 dominant한 바이어스에서 고주파의 S-parameter를 이용하여  $R_g$ 와  $L_g$ 를 추출하는 방법을 제시하였다.

게이트에 turn on 이하의 전압이나 역방향 전압이 걸리는 경우  $R_{dy} = \frac{nkT}{qI_g}$  이므로  $R_{dy}$ 값은 무한대에 가까운 큰 값을 가진다. 이러한 바이어스 조건에서 35GHz 이상의 고주파 S-parameter 데이터를 이용해 추출한  $\frac{1}{\omega C_g}$  값은  $R_{dy}$ 에 비하여 작으므로  $Z_{dy}$ 는 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$Z_{dy} = R_{dy} // \frac{1}{j\omega C_g} = \frac{R_{dy}}{1 + j\omega C_g R_{dy}} \approx \frac{1}{j\omega C_g} \quad (9)$$

근사식(9)가 성립할 조건은  $\omega C_g R_{dy} \gg 1$ 이다. 이 식

을 충분히 만족시키기 위하여 본 논문은 35GHz에서 50 GHz까지의 측정 데이터를 이용하였다.

(9)식을 이용하여 (3)식을 다시 적어 보면 다음과 같다.

$$z_{11} = \frac{R_c}{3} + \frac{1}{j\omega C_g} \quad (10)$$

(10)식을 이용하고, 패드 커패시터를 고려한 Z11은 다음과 같다.

$$Z_{11} = j\omega L_g + \frac{\left(\frac{R_c}{3} + \frac{1}{j\omega C_g} + R_g + R_s + j\omega L_s\right) \frac{1}{j\omega C_{pg}} \left(\frac{R_c}{2} + R_d + \frac{1}{j\omega C_{pd}}\right) + \frac{1}{j\omega C_{pg}} (R_c + R_d + R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{pd}}) + \left(\frac{1}{j\omega C_g} - \frac{R_c}{6} + R_g\right) \left(\frac{R_c}{2} + R_s + j\omega L_s\right) + \frac{1}{j\omega C_{pg}} \left(\frac{1}{j\omega C_g} - \frac{R_c}{6} + R_g\right) \left(\frac{R_c}{2} + R_s + j\omega L_s\right) + \left(\frac{R_c}{2} + R_d + \frac{1}{j\omega C_{pg}}\right) \left(\frac{R_c}{3} + \frac{1}{j\omega C_g} + R_g + R_s + j\omega L_s\right)}{\frac{1}{j\omega C_{pg}} \frac{1}{j\omega C_{pd}} + \frac{1}{j\omega C_{pd}} \frac{1}{j\omega C_g}} \quad (11)$$

위 식에서 커패시터에 의한 임피던스값이 저항이나 인덕터의 임피던스 값보다 훨씬 크므로, (11)식을 커패시턴스의 곱으로 나타나는 항만을 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$Z_{11} = j\omega L_g + \frac{\left(\frac{R_c}{3} + \frac{1}{j\omega C_g} + R_g + R_s + j\omega L_s\right) \frac{1}{j\omega C_{pg}} \frac{1}{j\omega C_{pd}} + \frac{1}{j\omega C_{pg}} \frac{1}{j\omega C_g} \left(\frac{R_c}{2} + R_s + j\omega L_s\right) + \frac{1}{j\omega C_{pg}} \frac{1}{j\omega C_{pd}} + \frac{1}{j\omega C_{pd}} \frac{1}{j\omega C_g}}{\frac{1}{j\omega C_{pg}} \frac{1}{j\omega C_{pd}} + \frac{1}{j\omega C_{pd}} \frac{1}{j\omega C_g}} \quad (12)$$

$L_g$ 는  $Z_{11}$ 의 허수부에서 구하면 다음과 같다.

$$L_g = \frac{1}{\omega} \left[ \text{Im}(Z_{11}) - \frac{1}{C_g + C_{pg}} (\omega L_s (C_g + C_{pg}) - \frac{1}{\omega}) \right] \quad (13)$$

앞에서  $C_g$ 를 구할 때에는  $L_g$ 를 적당한 초기치로 가정하고 계산하였으므로 (2)식과 (13)식을 이용하여 반복계산법을 실시하여  $C_g$ 의 값과  $L_g$ 의 값을 계산할 수

있다.  $L_g$ 의 초기치로 25pH로 가정하고 반복계산을 실시하였을 때  $V_{gs} = -0.25, 0, 0.25$  V에서 모두 iteration 횟수가 5회 미만으로서 빠르게 수렴하였다. 각 바이어스 조건에서 iteration한 결과는 표 1에 나와 있다.

$R_g$ 는  $L_g$ 를 구한 다음 (11)식을  $R_g$ 에 대해 정리하여 구하였다.

표 1. 반복계산 결과( $L_g$ : [pH]  $C_g$ : [fF])  
Table 1. Result of iteration( $L_g$ : [pH]  $C_g$ : [fF])

Iteration Number	$V_{gs} = -0.25V$		$V_{gs} = 0 V$		$V_{gs} = 0.25V$	
	$L_g$	$C_g$	$L_g$	$C_g$	$L_g$	$C_g$
1	25	186.651	25	198.115	25	214.998
2	33.4114	186.490	33.2885	197.931	33.4114	214.781
-3	33.1167	186.489	33.519	197.929	33.4785	214.78
4	33.1172		33.524		33.4963	

마지막으로 intrinsic 부분을 살펴보면 다음과 같다. Extrinsic 파라미터를 모두 구한 후 이를 deembedding 하여 intrinsic 파라미터를 해석적으로 구할 수 있다. Intrinsic 부분의 등가회로는 그림 1의 점선안 부분이다. 등가회로에서  $C_{dc}$ 는 채널의 도메인 커패시터 성분을 나타내고 있다. 채널의 전기장 분포는 일정하지 않고 게이트의 드레인쪽 끝부분에서 가장 크다. 전하들이 전기장이 큰 부분에서는 빨리 이동하여 전하의 수가 작고 속도가 느린 영역에서 전하가 모이게 되어 마치 커패시터가 있는 것처럼 보이게 되는데, 이것을 도메인 커패시터라고 부른다. 일반적으로  $C_{dc}$ 의 값은 매우 작아서 무시되는 경우도 있지만,  $y_{12}$ 의 실수부값이 양인 부분이 있을 경우  $C_{dc}$ 를 고려해 주어야 한다<sup>(10)</sup>. 또  $R_{gd}$ 는 게이트쪽의  $R_i$ 에 대칭되는 파라미터로서  $y_{12}$ 의 실수부값이 고주파 부분에서 감소하는 것을 나타내기 위하여 필요하다.

그림 1에 나와있는 intrinsic 부분의 Y 파라미터는 다음과 같다.

$$y_{11} = \frac{1}{R_{fs}} + \frac{1}{R_{fd}} + \frac{\omega^2 R_i C_{gs}^2}{1 + \omega^2 \tau_1^2} + \frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2}{1 + \omega^2 \tau_2^2} + j\omega \left( \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 \tau_2^2} + \frac{C_{gs}(1 + \omega^2 R_i C_{dc} \tau_1)}{1 + \omega^2 \tau_1^2} \right) \quad (14)$$

$$y_{12} = \frac{-1}{R_{fd}} + \frac{\omega^2 R_i C_{gs} C_{dc}}{1 + \omega^2 \tau_1^2} - \frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2}{1 + \omega^2 \tau_2^2} - j\omega \left( \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 \tau_2^2} + \frac{\omega^2 R_i C_{gs} C_{dc} \tau_1}{1 + \omega^2 \tau_1^2} \right) \quad (15)$$

$$y_{12} = g_m \exp(-j\omega\tau) \frac{1 + j\omega R_i C_{dc}}{1 + j\omega\tau_1} + y_{12} \quad (16)$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{fd}} + g_{ds} + \frac{\omega^2 R_i C_{dc}^2}{1 + \omega^2 \tau_1^2} + \frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2}{1 + \omega^2 \tau_2^2} + j\omega \left( \frac{C_{gd}}{1 + \omega^2 \tau_2^2} + C_{ds} + \frac{C_{dc}(1 + \omega^2 R_i C_{gs} \tau_1)}{1 + \omega^2 \tau_2^2} \right) - g_m \exp(-j\omega\tau) \frac{j\omega R_i C_{dc}}{1 + j\omega\tau_1} \quad (17)$$

$$\tau_1 = R_i(C_{gs} + C_{dc}), \tau_2 = R_{gs} C_{gd}$$

위식을 살펴보면  $R_{fd}$ ,  $R_{fs}$ ,  $g_{ds}$ 는 다음과 같이  $y_{11}$ ,  $y_{12}$ ,  $y_{R22}$ 의 실수부를 이용하여 저주파에서 구할 수 있다.

$$\frac{1}{R_{fd}} = -\text{Re}(y_{12})|_{\omega \rightarrow 0} \quad (18)$$

$$\frac{1}{R_{fs}} = -\text{Re}(y_{11})|_{\omega \rightarrow 0} - \frac{1}{R_{fd}} \quad (19)$$

$$g_{ds} = \text{Re}(y_{22})|_{\omega \rightarrow 0} - \frac{1}{R_{fd}} \quad (20)$$

$C_{gd}$ 와  $C_{gs}$ 와  $C_{ds}$ 는 다음과 같이 Y 파라미터의 저주파 값을 이용하여 구할 수 있다.

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(y_{12})}{\omega} |_{\omega \rightarrow 0} \quad (21)$$

(저주파에서의  $y_{12}$ 의 허수부의 기울기)

$$C_{gs} = -\frac{\text{Im}(y_{11} + y_{12})}{\omega} |_{\omega \rightarrow 0} \quad (22)$$

(저주파에서의  $y_{12} + y_{11}$ 의 허수부의 기울기)

$C_{ds}$ 는 다음에 추출할  $C_{dc}$ 를 구한 후 다음과 같이 구해진다.

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(y_{12} + y_{22})}{\omega} |_{\omega \rightarrow 0} - C_{dc} \quad (23)$$

$\tau_1$ 의 값은  $R_i$ 를 구하기 위하여 필요한데 20GHz 미만

의 저주파에서 ( $y_{11} + y_{12}$ )의 실수부가 다음과 같이 표시되는 성질을 이용하여 구할 수 있다.

$$\text{Re}(y_{11} + y_{12}) = \frac{\omega^2 C_{gs} \tau_1}{1 + \omega^2 \tau_1^2} \approx \omega^2 C_{gs} \tau_1 \quad (24)$$

즉 ( $y_{11} + y_{12}$ )의 실수부의  $\omega^2$ 에 대한 기울기로부터  $\tau_1$ 을 구할 수가 있다.  $\tau_1$ 을 구한 후  $C_{gs}$ 가  $C_{dc}$ 보다 일반적으로 훨씬 크다는 성질을 이용하여  $R_i$ 를 다음과 같이 구한다.

$$R_i = \frac{\tau_1}{C_{gs} + C_{dc}} \approx \frac{\tau_1}{C_{gs}} \quad (25)$$

$C_{dc}$ 의 값은 보통 매우 작은 값이므로 식에서 정확하게 구하기가 어려워  $y_{12}$ 의 실수부 그래프에서 함수 맞춤법을 이용하여  $C_{dc}$ 와  $R_{gd}$ 의 값을 구하였다. 마지막으로  $\tau$ 와  $g_m$ 은  $y_{12}$ 와  $y_{21}$ 에서 다음과 같은 수식을 이용하여 구할 수 있다.

$$\tau = \frac{1}{\omega} \arctan \left[ -\frac{\text{Im} \left[ \frac{(y_{21} - y_{12})(1 + j\omega\tau_1)}{1 + j\omega R_i C_{dc}} \right]}{\text{Re} \left[ \frac{(y_{21} - y_{12})(1 + j\omega\tau_1)}{1 + j\omega R_i C_{dc}} \right]} \right] \quad (26)$$

$$g_m = \left| \frac{(y_{21} - y_{12})(1 + j\omega\tau_1)}{1 + j\omega R_i C_{dc}} \right| \quad (27)$$

표 2. Extrinsic 값들( $V_{gs} = 0.25$  V,  $V_{ds} = 1$  V)

Table 2. Extrinsic parameters( $V_{gs} = -0.25$  V,  $V_{ds} = 1$  V)

$C_{pg}$	1943 fF	$R_g$	0.27 $\Omega$	$R_d$	4.34 $\Omega$	$L_s$	5.31 pH
$C_{pd}$	11.29 fF	$R_s$	2.34 $\Omega$	$L_g$	33.31 pH	$L_d$	36.33 pH

표 3. Intrinsic 값들( $V_{gs} = -0.25$  V,  $V_{ds} = 1$  V)

Table 3. Extrinsic parameters( $V_{gs} = -0.25$  V,  $V_{ds} = 1$  V)

$g_m$	126.657 mS	$C_{gs}$	175.522 fF	$C_{ds}$	36.264 fF	$R_{fd}$	76291.2 $\Omega$
$R_{ds}$	11.5055 $\Omega$	$C_{gd}$	20.32 fF	$C_{dc}$	9.24 fF	$R_{fs}$	171042 $\Omega$
$R_i$	5.17 $\Omega$	$R_{gd}$	22.849 $\Omega$	$\tau$	0.877 ps		

### III. 결 과

본 논문에서 제시한 방법을 이용하여 게이트 길이

$l=0.2\mu\text{m}$ , 게이트 폭  $W=160\mu\text{m}$ 인 HEMT의 소자값을 구해 보았다. 결과값들은 표2와 표3에 정리되어 있다.

$R_g, L_g$ 를 구할 때 식 (9)의 성립 조건을 만족시키기 위하여 높은 주파수 영역의 값을 이용하여 계산하였는데, 본 논문에서 계산에 사용한 주파수 영역은 35-45GHz대역이다. 이 주파수 대역에서  $\omega C_g R_{dy}$  값을 살펴보면,  $f=35\text{GHz}$ 에서  $C_g$ 가 약 100fF이고  $I_g$ 를 약  $1\mu\text{A}$ 라고 가정할 경우  $\omega C_g R_{dy} \approx 875 \gg 1$ 이 되어 근사식을 이용할 수 있다. 조건식을 보면 주파수가 더욱 높아질수록 근사식이 더욱 더 잘 성립됨을 볼 수 있다. Extrinsic 파라미터인  $L_g$ 와  $R_g$ 는 이론적으로 바이어스의 영향을 받지 않으므로, 여러 바이어스에서 추출한 값과 여러 주파수에서 구한 값들은 바이어스 조건과 주파수영역에 상관없이 일정한 값을 가져야 하므로,  $L_g$ 와  $R_g$ 가 일정한 값을 가지는지를 확인함으로써  $R_g$ 와  $L_g$ 의 정확도를 검증해 볼 수 있다.  $L_g$ 와  $R_g$ 는 turn on 전압이하에서 구하여야 하므로 본 논문에서는  $V_{gs} = -0.25\text{ V}$ ,  $V_{gs} = 0\text{ V}$ ,  $V_{gs} = 0.25\text{ V}$ 에서  $L_g$ 와  $R_g$ 값의 일정도를 측정해 보았으며, 결과 그래프는 그림 3에 나와있다. 그림 3에서 볼 수 있듯이  $R_g$ 와  $L_g$ 는 바이어스와 주파수에 관계없이 거의 일정한 값을 가지는 것을 볼 수 있다. 이로서 추출된  $R_g$ 와  $L_g$ 의 정확도를 확인 할 수 있었다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 extrinsic 파라미터인  $R_g$ 와  $L_g$ 를 구하는데 있어서 게이트 전류를 이용하지 않는 방법을 제시하였고,  $R_s + R_d$ 의 값은 이전의 DC 측정값을 이용하는 대신 S-파라미터로부터 추출하는 새로운 방법을 제시함으로써 HEMT의 모든 소자값들을 S-파라미터로부터 구할 수가 있었으며, 추출된 extrinsic 파라미터를 de-embedding한 후  $C_{dc}$ 와  $R_{gd}$ 가 포함된 intrinsic 파라미터를 주파수 영역을 선택적으로 사용하여 구하는 방법을 개발하였다. 추출된 파라미터는 물리적으로 의미있는 값들이었으며 계산된 S-파라미터는 측정치와 매우 잘 일치하였다. 본문에서 제시한 방법으로 구한 값들을 확인하여 보기 위하여 추출한 값으로부터 S-파라미터를 계산하여 측정된 데이터 값과 비교한 결과가 그림 4와 5에 나와있다. 그림 4는

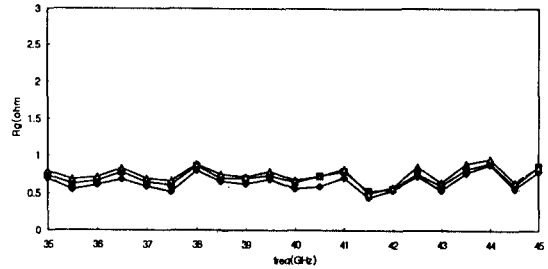


그림 3. a 여러 바이어스에서 추출된 주파수- $R_g$  그래프  
Fig 3. a Frequency dependence of extracted  $R_g$  under various bias conditions

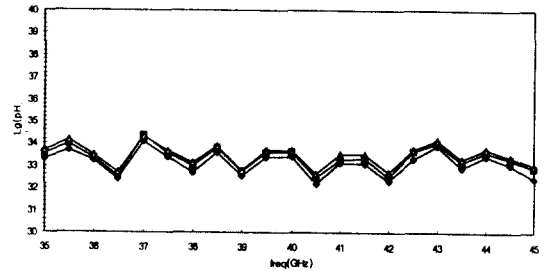


그림 3. b 여러 바이어스에서 추출된 주파수- $L_g$  그래프  
Fig 3. b Frequency dependence of extracted  $L_g$  under various bias conditions

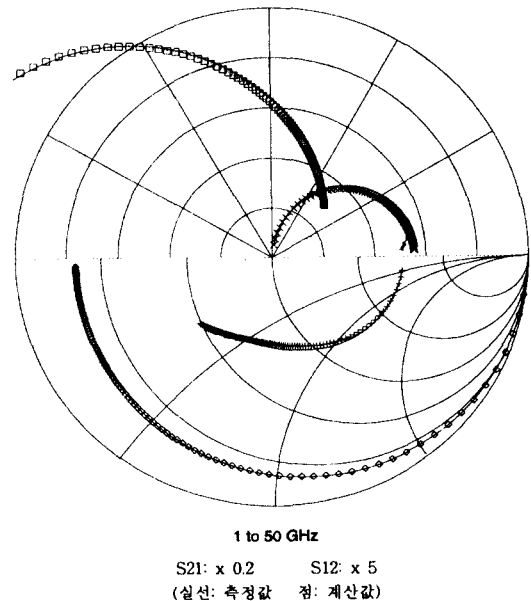


그림 4. S-파라미터 비교( $V_{gs} = -0.25\text{ V}$ ,  $V_{ds} = 1\text{ V}$ )  
Fig 4. Comparison between measured and calculated S-parameters( $V_{gs} = -0.25\text{ V}$ ,  $V_{ds} = 1\text{ V}$ )

$V_{gs} = -0.25V$ ,  $V_{ds} = 1V$ 의 knee 전압 근처의 작은 드레인 바이어스에서 비교한 것이고, 그림 5는  $V_{gs} = -0.25V$ ,  $V_{ds} = 2V$ 의 saturation 영역에서 비교한 결과이다. 그림 4와 5를 보면 1GHz에서부터 50GHz까지의 값이 잘 일치하고 있는 것을 볼 수 있다.

본 방법은 게이트 전류를 흘리지 않는 바이어스에서 측정된 S-파라미터에서 HEMT의 모든 파라미터를 추출하는 방법이므로 밀리미터파 고성능 HEMT 뿐만 아니라 MOSFET의 등가회로 값 추출에도 유용한 방법이라고 하겠다.

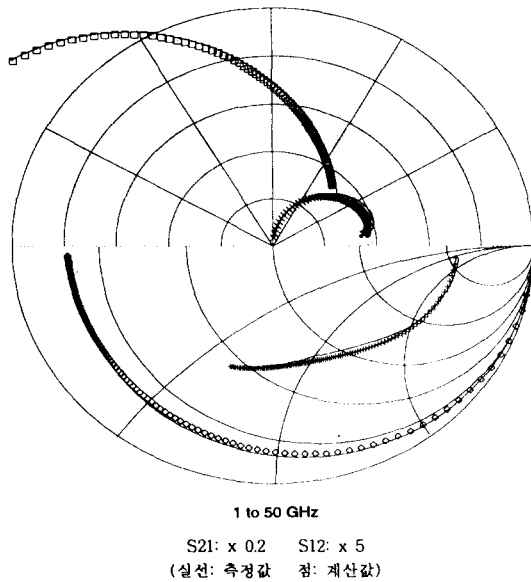


그림 5. S-파라미터 비교( $V_{gs} = -0.25 V$ ,  $V_{ds} = 2 V$ )  
 Fig 5. Comparison between measured and calculated S-parameters( $V_{gs} = -0.25 V$ ,  $V_{ds} = 2 V$ )

### 참 고 문 헌

1. G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez, "A new method for determining the FET small signal equivalent circuits", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, pp 1151-1159, July 1988
2. P. M. White, R. M. Healy, "Improved Equivalent

- Circuit for Determination of MESFET and HEMT Parasitic Capacitances from "coldfel" Measurement", IEEE Trans. Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, pp 453-454, December 1993.
3. R. Anholt and S. Swirhun, "Measurement and Analysis of GaAs MESFET Parasitic Capacitances", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 34, pp 1247-1251, July 1991.
4. K. W. Lee, K. Lee, M. S. Shur, T. T. Vu, P. C. T. Roberts, M. J. Helix, "Source, Drain, and Gate Resistances and Electron Saturation Velocity in Ion-Implanted GaAs FET's", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-32, No. 5, pp 987-992, May 1985.
5. S. Chaudhuri, M. B. Das, "On the Determination of Source and Drain Series Resistances of MESFET's", IEEE Electron Device Lett., Vol. EDL-5, No. 7, pp 244-246, July 1984.
6. L. Yang, S. I. Long, "New Method to Measure the Source and Drain Resistance of the GaAs MESFET", IEEE Electron Device Lett., Vol. EDL-7, No. 2, pp 75-77, February 1986.
7. S. J. Liu, S. Fu, M. Thurairaj, M. B. Das, "Determination of Source and Drain series Resistances of Ultra-Short Gate-Length MODFET's", IEEE Electron Device Lett., Vol. 10, No. 2, pp 85-87, February 1989.
8. P. Pouvil, B. Zémour, D. Pasquet, J. Gaubert "Determination of Source and Drain Parasitic Resistance of HEMTs", Electron Lett., Vol. 28, No. 7, pp 618-620, March 1992.
9. Y. Zhu, Y. Ishimizu "Direct determination of Source, drain and channel resistances of HEMTs", Electron Lett., Vol. 31, No. 4, pp 318-320, February 1995.
10. S. Yanagawa, H. Ishihara, M. Ohtomo, "Analytical Method for Determining Equivalent Circuit Parameters of GaAs FET's", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 10, pp 1637-1641, October 1996.





이 대 회(Daehee Lee) 정회원  
1973년 11월 11일생  
1997년 2월: 서울대학교 전기공학부 졸업(공학사)  
1997년 3월~현재: 서울대학교 대학원 전기공학부 석사과정  
※주관심분야: 밀리미터파 회로

설계, 능동소자 모델링



권 영 우(Youngwoo Kwon) 정회원  
1965년 8월 8일생  
1984년~1988년: 서울대학교 전자공학과(공학사)  
1988년~1990년: University of Michigan, M.S.E.E.  
1990년~1994년: University of Michigan, Ph.D.

1994년~1996년: Rockwell International Science Center, MTS

1996년~현재: 서울대학교 전기공학부 전임강사  
※주관심분야: MMIC설계, 밀리미터파 회로 및 시스템, 능동소자 모델링, 비선형 회로 해석



구 경 현(Kyung Heon Koo) 정회원  
1959년 7월 17일생  
1981년: 서울대학교 전자공학과(공학사)  
1983년: 서울대학교 대학원 전자공학과(공학석사)  
1991년: 서울대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1984년~1985년: 나우정밀주식회사 연구원

1986년: 통신기술 주식회사 위촉연구원

1987년~현재: 인천대학교 공과대학 전자공학과(부교수)

※주관심분야: 선형, 고효율 RF/MW 회로 설계 및 측정, 전파 통신 시스템 분석등임