

GaAs MESFET 모델 매개변수 추출에 관한 연구

正會員 朴 義 俊* 正會員 朴 鎮 雨**

A Study on the GaAs MESFET Model Parameter Extraction

Eui Joon PARK*, Jin Woo PARK** *Regular Members*

본 연구는 체신부의 '91 전기 통신 학술 연구 과제의 지원에 의해 이루어진 것입니다.

要 約 GaAs MESFET 모델의 정확한 매개변수 값을 구하기 위하여 바이어스 의존성을 바탕으로 3가지 바이어스 변화에 대한 S-파라미터 측정만으로 모델 매개변수를 추출할 수 있는 새로운 계산 방법을 제시한다. Weighted Broyden update 방법의 최적화 과정에서 얻어지는 오차 함수에 대한 매개변수의 감도를 이용해서 선형 및 비선형 매개변수의 유일해를 결정한다. 제안된 방법을 적용하기 위해 Marterka & Kacprzak 모델을 사용하였으며 추출한 매개변수 값의 정당성은 측정치와 비교함으로써 입증하였다.

ABSTRACT A new efficient method for GaAs MESFET model parameter extraction is proposed, which is based on the bias dependence of each parameter characteristics derived from the analytic model. The requirements of the method are only small-signal S-parameter measurements under the three bias variations. Fixation of the linear model parameter values in the optimization process is made using the sensitivity information of the model parameter obtained by the weighted Broyden update method. Hence, it is to improve the uniqueness and reliability of the solution. The validity of the extracted values of the FET model parameters is confirmed by comparing the simulation results with the experimental data.

I. 서 론

HMIC(Hybrid Microwave Integrated Circuits)와 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuits)와 같은 마이크로파 직접 회로가 발전함

에 따라 저잡음, 고출력 특성을 갖는 GaAs MESFET 마이크로파 회로 설계를 위한 CAD의 연구도 활발히 진행되고 있다.

MIC 설계는 분포 정수 회로와 능동 소자에 의한 비선형 회로를 고려하여야 하므로 CAD를 위해서는 사용하는 비선형 소자의 모델링과 모델 매개변수 값 추출을 정확히 해야한다.

MIC에 적용되는 GaAs MESFET의 모델은 1952년 Shockley가 비포화된 velocity mode에서

*金烏工科大学 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Kum-Oh Institute of Technology

**高麗大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Korea University
論文番號 : 91-59(接受1991. 2. 19)

동작하는 게이트 길이가 긴 소자에 적용 가능한 FET 모델로부터 대신호용 해석적 모델을 최초로 발표하였으며, 그 후 제시된 GaAs MESFET의 모델은 일반적으로 DC 및 소신호 모델 [1]-[2], 수치적 모델 [3] [4], 대신호 해석적 모델 [5]-[6], 그리고 경험적 모델 [7]-[9] 등이 있다.

DC 및 소신호 모델은 채널에서의 속도 포화 효과 및 불균일 도우니 분포를 고려함으로써 Shockley 해석을 개선시켰으나 게이트 길이와 채널 두께와의 비가 제한되었고, 드레인 소스 저항을 계산하기에 어려움이 있다. 수치적 모델은 소자 특성을 나타내는 편미분 방정식의 해를 유한 요소법 혹은 유한 차분법 등을 이용하여 구하는 것으로서 소자의 물리적 특성을 이해하는 데는 도움이 되지만 RF 회로 시뮬레이션을 위해서는 계산상 비효율적이다. 대신호 해석적 모델은 소자의 기본적인 방정식을 몇가지 물리적인 현상으로부터 도출하여 근사화시킨 모델로서, 위의 모델들을 상호 보완시키는 잇점은 있지만 회로 설계자에게 잘 알려지지 않은 FET의 물리적 매개변수를 알아야하는 제한점이 있다.

Willing, Raucher 와 de Santis [7] 등은 실제 디바이스의 소신호 S 파라미터 측정으로부터 소자의 바이어스 의존성을 근사화시키는 quasi-static 접근 방법을 제시하여, 대신호 소자 특성을 계산하기 위해 시간 영역 해석 프로그램을 사용하였다. 그 결과는 실험치와 잘 일치하였으나, 등가회로가 복잡하여 모델 매개변수를 추출하기에 매우 어려운 단점이 있다. 그 후 Raucher [9]는 FET의 macromodel을 제안하여 발전 회로에서의 FET의 최적 대신호 동작 조건을 해석적으로 결정하는 것을 가능케 하였다. 그러나 이 방법의 단점은 계산된 최적치는 주어진 바이어스 전압의 조합에 대해서만 일치하므로 많은 바이어스 전압에 대한 측정을 해야한다는 것이다. 본연구에서는 이러한 단점을 보완한 Materka & Kacprzak 모델 [10]을 이용한다.

등가 모델 매개변수 추출에는 Load-pull 방법 [11]과 DC 및 RF S-파라미터 측정 방법등의 실험적 방법이 적용되어왔다. Load-pull 방법은

대신호에서 최적 부하 조건을 실험적으로 구하는 편리한 점은 있으나 측정장치가 복잡하고, 광대역에서 회로의 성능 해석에 필요한 회로 매개변수들 간의 관계를 파악하는데는 어려움이 있다. 그래서 Willing, Rauscher와 de Santis 등은 소신호 GaAs MESFET의 S-파라미터 계산치와 측정된 S 파라미터를 비교하여 회로 매개변수를 추출하였으나 사용된 등가회로가 매우 복잡하며, 시뮬레이션 대역폭이 좁으므로 광대역에서의 추출된 값은 정확치 못한 단점이 있다.

Bandler [12] 등은 Monte-Carlo법을 이용하여 각 변수들의 감도(sensitivity)를 계산하고, 임의로 선정된 주파수 대역에서 감도가 큰 변수부터 차례로 변수값을 최적화시키면서, 변수의 갯수를 분할하는 방법을 취하였다. 이 방법은 오차 함수를 최소화시키는데는 효율적이거나 실제로 구해진 변수값이 소자가 갖고있는 특성에 부합하지 않는 현상이 생기는 문제점을 갖고 있다.

본 연구에서는 해석적 방법에서 유도된 매개변수들의 바이어스에 따른 물리적 성질을 토대로 하여, 바이어스 변화에 따른 소신호 S-파라미터의 측정만으로 GaAs MESFET 모델의 최적 매개변수 추출을 할 수 있는 새로운 방법을 제시한다. 많은 매개변수를 최적화할 때 파라미터 값의 초기치의 설정에 따라서 최적화의 값이 변화하는 현상은 주로 파라미터 값의 불확실성(uncertainty)에 기인한다. 그러므로 본 연구에서는 이 불확실성을 제거하기 위하여 각 매개변수의 전체 오차 함수에 대한 각 매개변수의 감도로부터 매개변수값 고정을 위한 우선 순위(priority)를 구하여 선형 매개변수 값을 구하였다. 본 연구 결과의 유효성은 서로 다른 3가지 바이어스 조건에 대해서 시뮬레이션한 결과로부터 얻어진 비선형 및 선형 매개변수 값의 DC 및 S-파라미터 측정치와 연구 결과치를 비교하여 서로 일치함을 보임으로서 입증한다.

2. GaAs MESFET 모델 매개변수 추출

2.1 GaAs MESFET 모델

Materka & Kacprzak 모델의 대신호 등가회로는 그림 1과 같으며 드레인 전류는 다음과 같이 표현된다 [10].

$$i_d = I_{dss} \left[1 - \frac{v_g}{V_p} \right]^2 \cdot \tanh \frac{\alpha \cdot v_d}{(v_g - V_p)} \quad (1)$$

$$V_p = V_{p0} + \gamma \cdot v_d \quad (2)$$

여기서 I_{dss} , V_{p0} , α 및 γ 는 모델 fitting 매개변수이다.

그림 1에서 L_g , L_s , L_d 와 R_g , R_s , R_d 는 각각 bond wire 집합에 기인하는 기생 인덕턴스와 오묘성 접촉에 의한 기생 저항을 나타내는 것으로서 선형 소자이다. R_i 는 게이트-소스간의 채널 저항으로서 바이어스에 따라 변화하는 비선형 소자이지만 그 크기가 매우 작고, 포화 영역에서 거의 일정하므로 선형 소자로 생각할 수 있다. C_{ds} 는 드레인-게이트 간의 커패시턴스로서, 포화 영역에서 바이어스의 의존성이 매우 약하지만 FET 성능에 따라 성능 다소 비선형적으로 동작할 수도 있으므로 비선형 소자로 간주한다. C_{ds} 는 드레인-소스 간의 전달 커패시턴스와 Gunn domain 다이폴 층의 형성으로 그 값이 증가하지만 포화 영역에서는 거의 일정하다.

일반적으로 포화 영역에서 비선형 심질에 크게 영향을 주는 것은 C_{gs} 와 $i_d(v_g, v_d)$ 이다. 비선형 게이트-소스 커패시턴스 C_{gs} 는 다음과 같이 주어진다.

$$C_{gs} = C_{gs0} \left(1 - \frac{v_g}{V_{bi}} \right)^{-\beta}, \quad v_g < 0.8V_{bi} \quad (3)$$

여기서 C_{gs0} 는 $v_g=0$ 에서의 게이트-소스 커패시턴스이고 V_{bi} 는 built-in 전압이다. β 는 fitting 매개변수이다.

소신호 등가 회로는 그림 2와 같다. v_g 와 v_d 는 다음과 같이 DC 바이어스 전압과 관계하여 이 식으로부터 G_m 과 G_{ds} 의 i_d 와의 관계를 갖게 한다.

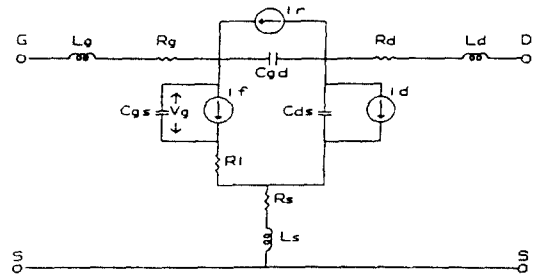


그림 1. GaAs MESFET의 대신호 등가회로.
Fig. 1. Large signal equivalent circuit of GaAs MESFET.

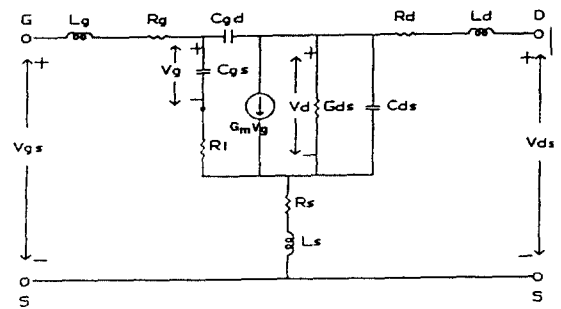


그림 2. GaAs MESFET의 소신호 등가회로.
Fig. 2. Small signal equivalent circuit of GaAs MESFET.

$$v_g = V_{gs} - R_s \cdot i_d \quad (4)$$

$$v_d = V_{ds} - (R_s + R_d) \cdot i_d \quad (5)$$

Transconductance G_m 과 Drain conductance G_{ds} 는 다음과 같이 정의된다.

$$G_m = \frac{\partial i_d}{\partial v_g} = G_{m0} [\exp(-j\omega\tau)] \quad (6)$$

$$G_{ds} = \frac{\partial i_d}{\partial v_d} \quad (7)$$

여기서 τ 는 전달 지연 시간으로서 주로 S_{21} 의 위상에 영향을 많이 준다.

측정된 S-파라미터 데이터와 그림 1,2의 등가 모델로부터 계산된 S-파라미터의 차를 최소화

하여 19개의 매개변수 {Rg, Rs, Rd, Lg, Ls, Ld, C_{gs}, V_{bl}, β, R_i, C_{gd}, I_{dss}, α, V_{po}, γ, G_{m0}, τ, G_{ds}, C_{ds}}를 추출하는 것은 Touchstone [13] 혹은 Super-Compact [14]와 같은 범용 최적화 프로그램 패키지로부터 가능하지만, 몇 개의 다른 바이어스 조건에서 얻어지는 각각의 S-파라미터부터 고정된 소자 매개변수를 구하는 것은 어려운 점이 있다. 왜냐하면 초기치의 값에 따라서 귀결되는 최적화된 매개변수 값들은 서로 다를 수 있으며 이것은 최적화 알고리즘에 기인하는 소자값의 불확실성 영향 때문이다. 이 매개변수 값의 불확실성은 제조 공정 허용 오차, 근사화된 모델링 형태 및 측정 오차등에 주로 기인한다. 만약 S-파라미터의 정확한 측정을 할 수 있다면 제조 공정 허용 오차와 모델형태에 따라 불확실성의 감소될 수 있고, 따라서 모든 소자값은 최적화 과정에서 오차 함수를 최소로 함으로써 결정될 수 있다. 오차 함수가 다소 변화하면 특히 Rg, Rs, Rd의 최적치가 최적화 방법 및 초기치에 의해 크게 변화되므로 Curtice는 Fukui dc 측정법으로 정확한 저항값을 구하였다.

최근에 개발된 ROMPE(Robust Model Parameter Extractor) [15]는 변수분할법을 이용하여 모델 매개변수 및 fitting 매개변수들을 한꺼번에 최적화하므로써 측정된 데이터로부터 등가 회로 소자값을 추출하는데 매우 유용하지만, 어떤 소자값을 일의적으로 구하기가 힘들고 그 결과치는 최적치를 위한 탐색(search)방법에 따라 변화한다.

본 연구에서는 전체 오차 함수의 최소치가 일정하다고 가정하여 각 변수들의 미소한 변화에 대한 다른 변수의 변화정도를 최적화하는 과정에서 유도하고, 식(1)-(7)에 부합시키면서 선형 및 비선형 매개변수 값을 구한다.

일반적인 최적화 기법에 있어서 모든 모델 매개변수는 N-차원 공간에서 최적화 알고리즘으로부터 추출된다. 어떤 비선형 시스템을 Y=G(φ)로 표현하면, 오차 함수 U(φ)가 최소가 되도록 최적 입력 벡터 φ를 발견해야 한다.

모델 함수 G는 그림 2로부터 구할 수 있다.

그림 2로부터 기생 인덕턴스 및 저항을 나타내는 Lg-Rg, Ls-Rs, Ld-Rd를 뺀 intrinsic FET의 어드미턴스행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{j\omega C_{gs}}{1+j\omega R_i C_{gs}} & -j\omega C_{gd} \\ G_m & G_{ds}+j\omega(C_{ds}+C_{gd}) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Z'를 intrinsic FET의 임피던스 행렬이라고 하고 Z''를 Ls-Rs 가지의 임피던스 행렬이라고 하며 Z1와 Z2는 각각 Lg-Rg, Ld-Rd 가지의 임피던스라 할때 FET 전체의 Z-행렬은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}' & Z_{12}' \\ Z_{21}' & Z_{22}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_{11}'' & Z_{12}'' \\ Z_{21}'' & Z_{22}'' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_1 & 0 \\ 0 & Z_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

식(9)를 Z-S 행렬 변환식에 의해 S-파라미터로 변환한다. 이때 S-행렬을 계산할 때의 입출력 임피던스는 50 Ω으로 하였다.

2.2 최적화 알고리즘

사용한 알고리즘은 Davidon-Fletcher-Powell (DFP) 방법이다. 각 변수들의 오차 함수에 대한 gradient의 정확한 값은 비선형 DC adjoint network 해석에 의해 구할 수 있으나, S-파라미터 계산식이 매우 복잡하므로 근사적인 gradient를 사용한다. 그러나 gradient가 근사적이면, 수렴 속도가 늦을 수 있고, 일부 변수들의 update는 이루어지지 않든지 혹은 매우 작게될 가능성이 있기 때문에 오차 함수의 최소치를 고속으로 얻기 위해서 오차의 변화에 대한 각 변수들의 감도를 계산하고, gradient 각각에 대해서 weight를 주는 weighted Broyden update 방법[16]을 이용하였다. 즉 목적 함수를 U_j(φ), 변수를 φ_j라 할때

$$\frac{U_j(\phi)}{\phi_j} = \frac{U_j(\phi + hu_i) - U_j(\phi)}{h} \quad (10)$$

로 표시되는데, $\varphi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n]^T$ 이며, u_i 는 단위 열 벡터를 나타내고, h 는 미소 변화량이다. 여기에 Broyden update 방법을 적용하면

$$G_{k+1} = G_k + \frac{U(\phi_k + h_k) - U(\phi_k) - G_k \cdot h_k}{h_k \cdot h_k^T} \cdot h_k^T \quad (11)$$

가 되고, 여기서 G_k 는 φ_k 에서의 $jacobian[\frac{\partial U^T}{\partial \varphi}]^T$ 의 근사치를 나타내고, h 는 증분 벡터이다. U_j 의 gradient인 $U_j(\varphi_k)$ 를 $(g_j)_k$ 라고 하면

$$(g_j)_{k+1} = (g_j)_k + \alpha \cdot H(\phi_k) \cdot h_k \quad (12)$$

로 표시되고, 여기서 H 는 U 의 Hessian 행렬이다.

$$\alpha = \frac{U_j(\phi_k + h_k) - U(\phi_k) - (g_j)_k^T \cdot h_k}{h_k^T \cdot H(\phi_k) \cdot h_k} \quad (13)$$

로 취하고, 일정한 대각선 행렬 W 을

$$W_j = \text{diagonal}[W_{j1}, W_{j2}, \dots, W_{jn}], \quad W_{ji} \geq 0 \quad (14)$$

로 정의하면 다음과 같은 weighted update식이 유도된다.

$$(g_j)_{k+1} = (g_j)_k + \frac{U(\phi_k + h_k) - U_j(\phi_k) - (g_j)_k^T \cdot h_k}{q_{jk}^T \cdot h_k} \cdot q_{jk} \quad (15)$$

$$q_{jk} = W_j \cdot h_k = [W_{j1} \cdot h_{k1}, \dots, W_{jn} \cdot h_{kn}]^T \quad (16)$$

오차 함수는 최소자승법을 이용하여 최소화시켰고 그 표현은 다음과 같다.

$$\text{minimize} \sum_{\phi} \sum_{i=1} \sum_{j=1} \sum_{k=1} W_{ijk} |F_{ik}(\phi, w_i) - S_{ik}(w_i)|^2 \quad (17)$$

이에서 첨자 i 는 각각의 주파수(2GHz-18GHz)를, j 와 k 는 $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ 의 첨자를 표현한 것이고, F 와 S 는 각각 계산치 및 측정치를 나타낸다.

한편 감도의 계산은 다음과 같다.

$$SE_{ji} = \frac{\partial U_j(\phi)}{\partial \phi_i} \cdot \frac{\phi_i}{U_j(\phi)} \quad (18)$$

2.3 모델 매개변수 결정 알고리즘

사용한 GaAs MESFET는 MGF1305이고, S 파라미터 값은 HP 85841A 트랜지스터 테스트 fixture와 HP 8510A NETWORK ANALYZER를 이용하여 정밀 측정하였다. 단일 바이어스에 대한 S 파라미터 측정은 복잡한 FET 특성을 근사적으로 모델화한 등가 매개변수 값을 추출하는데 불완전하므로 $V_{ds}=3[V]$ 에서 $I_d=10, 15, 20[mA]$ 에 대해 각각의 S 파라미터를 동시에 생각하다. 그 이유는 근사 모델과 실제 측정치의 오차가 존재하므로 앞에서 서술한 불확실성이 발생하며, 그 결과로서 매개변수 값 추출때 정확한 고정된 값을 구하기 힘들고 초기치의 값에 따라 결과치가 많이 다를 수 있기 때문에 몇 개의 다른 바이어스 조건으로부터 불확실성의 범위를 축소시킬 수가 있다.

그리고 기존의 해석적인 방법으로부터 얻어진 비선형 소자 매개변수 성질을 제한적(constraint) 최적화 방법에 활용한다.

- 1) 게이트 바이어스가 증가함에 따라 공핍층폭이 증가하게 되어 C_{gs} 는 감소한다.
- 2) C_{gs} 는 포화영역에서 $V_{gs}(-)$ 가 증가함에 따라 다소 증가하나 그 변화는 C_{gs} 보다는 크지 않으며 대체로 드레인 전압이 증가하면 드레인-게이트간의 공핍층 폭의 증가에 의해 감소하게 된다.
- 3) 일반적으로 게이트 전압이 부로 증가할때 G_m 은 줄어들고, G_{ds} 는 증가한다. 이것은 출력 I-V 특성 곡선으로부터 관찰된다.

한편 최적화 과정에서 공통적인 유형은 다음과 같은 특성이 있다.

- 1) 최적화 하는 변수의 갯수가 최소로 될때 더 완전하다.
- 2) Gradient 탐색 방법에서 탐색 방향은 초기치에 독립적이고, 반드시 수렴되어가야 한다.
- 3) 어떤 회로 소자값은 데이터의 값에 따라 절대 수렴하지 않을 수 있다.
- 4) 감도가 큰 회로 소자의 수렴은 제일 먼저 일어난다.

만약 한개의 specification을 갖는 경우의 오차 함수는

$$U_j(\varphi) = W_{uj} F_j(\varphi) - S_{uj}, \quad j=1,2,3 \dots m \quad (19)$$

가 되고 upper spec. S_{uj} 와 lower spec. S_{lj} 가 존재하면 오차 함수는 다음과 같다.

$$U_{uj}(\varphi) = W_{uj} F_j(\varphi) - S_{uj} \quad (20)$$

$$U_{lj}(\varphi) = W_{lj} F_j(\varphi) - S_{lj} \quad (21)$$

$F_j(\varphi)$ 는 물리적 제한 내에 존재해야하며 전체 매개변수는 $U(\varphi)$ 가 최소가 되는 허용 영역 내에 들어가게 해야한다. 본 연구에서는 고정 매개변수를 구하기 위해 제한적 변환(constraint transformation) 방법[17]을 사용한다. 즉

$$\phi_j = \phi_{li} + \frac{(\phi_{ui} - \phi_{li})}{\pi} \cdot \cot^{-1}(\phi'_i) \quad (22)$$

인데 여기서 $-\infty < \phi'_i < \infty$, $0 < \cot^{-1}(\phi'_i) < \pi$ 의 관계에 의해서 ϕ_i 의 어떠한 값에도 ϕ_i 는 제한 내에 들어가게 된다.

이 방법의 활용은 다음과 같이 진행된다.

- 1) 먼저 3가지 바이어스 상태에서 각각 최적화시킨후 임의의 선형소자값은 각 바이어스 상태에 따라 서로 다르므로 임의의 고정값을 일단 선정한다. 이 고정값은 3개의 값의 평균치를 사용한다.
- 2) 시뮬레이션한 결과 비선형 소자의 바이어스의 의존성이 성립하면 다음 선형 소자값의 고정치를 구하는 순서로 진행하고, 성립하지 않으면 식(22)를 이용하여 설계 조건 내에서의 임의의 값을 구한다.

3가지 바이어스 조건에 대한 각각의 최적치로부터 오차 함수에 대한 감도 계산을 식(18)을 이용하였는데, 그 결과에 대한 상대적 크기를 백분율로 표시한 것을 표 1에 나타내었다. 비선형 소자 중 감도가 큰 순서는 C_{gs} , C_{gd} , G_m , G_{ds} 이며 선형소자에 대해서는 C_{ds} , R_i , L_d , L_g , τ , L_s , R_d , R_g , R_s 순이다. 여기서 C_{gs} , C_{gd} , G_m , G_{ds} 등의 비선형 소자의 감도는 각각 100, 96, 93, 87%로서 수렴도가 좋음을 알 수 있다. 또한 표 1에 바이어스 변화시 각 매개변수 값의 1% 변화에 대한 다른 매개변수의 변화율을 나타내었다. 이 때 바이어스가 $V_{ds}=3V$, $I_d=20mA$ 에서 $V_{ds}=3V$, $I_d=15mA$ 까지 변화할 때 임의의 매개변수 값의 변화의 크기를 1% 변화로 환산하였고 이 변화가 다른 매개변수 변화에 미치는 크기를 파악하므로서 고정될 선형소자의 값을 결정할 수가 있다. 먼저 C_{gs} 의 감도가 제일 크므로 표 1로부터 C_{gs} 값의 1% 변화에 대한 선형 소자들의 변화율을 검토한다. 여기서 R_s 와 R_i 의 변화율이 25.8, 6.4%로 매우 큼을 알 수 있다. 이것은 각각의 바이어스에 대한 최적치가 서로 다르다는 것을 나타내며, 동시에 R_s 와 R_i 등은 선형 소자로서 먼저 고정되어야 함을 알 수 있다. 여기서 R_i 의 전체 오차 함수에 대한 감도가 90%로서 매우 크므로 고정값을 위한 우선 순위는 R_i 에 주어져야 한다. 비선형 소자의 바이어스 조건을 만족시키기 위해서 고정값을

표 1. 각 변수들의 감도의 상대적 크기

Table 1. Relative magnitude of the sensitivity of each variables.

	Cgs	Ggd	Gm	Gds	Cds	Lg	Ls	Ld	Ri	τ	Rg	Rs	Rd
Cgs	100	2.5	3.7	1.8	.39	1.1	.18	.33	6.4	1.0	.55	25.8	.07
Cgd		96	1.5	7.2	.16	.44	.07	.14	2.6	.41	.22	10.5	.03
Gm			93	48	.11	.30	.05	.90	1.8	.27	.15	7.14	.02
Gds				87	.22	.61	.10	.19	3.6	.57	.31	14.3	.04
Cds					95	2.8	.47	.87	16.5	2.6	1.4	66.6	.19
Lg						65	.17	.31	5.9	.93	.50	23.7	.07
Ls							38	1.8	35.0	5.5	3.0	14.1	.40
Ld								70	19.1	3.0	1.6	77.0	.22
Ri									90	.16	.09	4.03	.01
τ										40	.54	25.6	.07
Rg											25	47.1	.13
Rs												10	.003
Rd													30

위한 우선 순위가 제일 높은 Ri값을 식(22)로부터 구한다. 이 때 경계 조건은 바이어스 1과 바이어스 3에서의 Ri값이며 suboptimization을 위한 초기치는 3가지 Ri값의 평균치를 이용하였다.

한편 표 1에서 바이어스 변화에 따른 Ri의 1% 변화는 Rs에 대해 다른 매개변수에 비해 영향을 제일 작게 미치므로(표 1. (B)의 4.03%), Rs는 Ri에 대해 거의 독립적이다. 그리고 Ri는 Cgs의 charging 저항으로서 동작하므로 Cgs의 값의 영향을 제일 많이 받는다(표 1.(A)의 6.4%). 식(3)로부터 v_g 가 (-)로 커지면 Cgs 값의 줄어드는 폭은 점점 작아짐을 알 수 있다. 그러므로 드레인 전류 I_d 가 20[mA] 일 때와 15[mA]일 때의 Cgs크기의 차와, 15[mA]와 10[mA]일 때의 차를 각각 D1, D2라 하면 $D1 > D2$ 가 되어야하고 이것도 하나의 제한 조건이 된다. Ri의 변화에 대한 Cgs와 Cgd의 변화를 그림 3에 보였다. 여기서 Cgs와 Cgd는 각각 0.42 pF와 0.062 pF로 정규화시킨 값을 나타낸다.

τ , Lg, Ld, Ls는 오차 함수에 대한 감도는

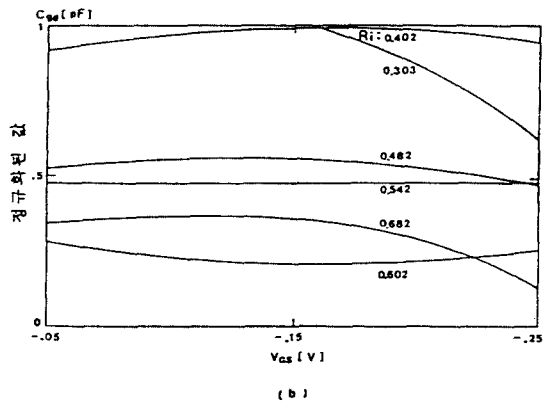
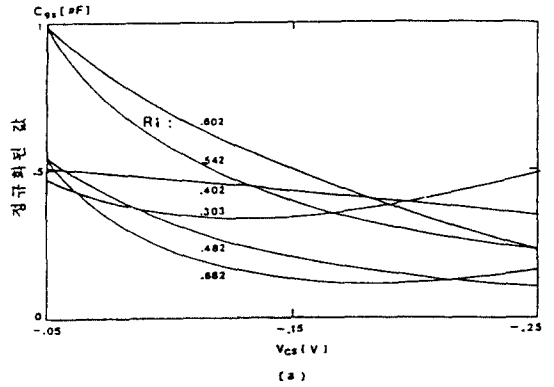


그림 3. 바이어스와 Ri 변화에 대한 Cgs와 Cgd의 변화. (a) Cgs의 변화 (b) Cgd의 변화.

Fig. 3. Cgs & Cgd variation with bias and Ri variations. (a) Cgs variation (b) Cgd variation.

높은 편이나, 비선형 소자에 미치는 영향은 크지 않다. 즉 감도가 높다는 것은 3가지 바이어스 상태에 대해 거의 일정하다는 것이며 그 평균치를 고정치로 선정해도 전체 오차에 미치는 영향은 거의 없다.

Rs와 Rd는 식(4)와 (5)로부터 G_m 과 G_{ds} 에 많은 영향을 주고, 식 (1)과 (2)에서의 fitting 매개변수 추출에 영향을 주므로 DC 특성과의 관계가 크다. 그러므로 fitting 매개변수 추출시 최적화 변수로 사용한다. 이때 결정된 값을 고정 값으로 택한다. 단 매개변수 추출 시물레이션에 적용하여 위의 조건들을 만족시키면서 오차 함수의 크기가 일정하도록 해야한다.

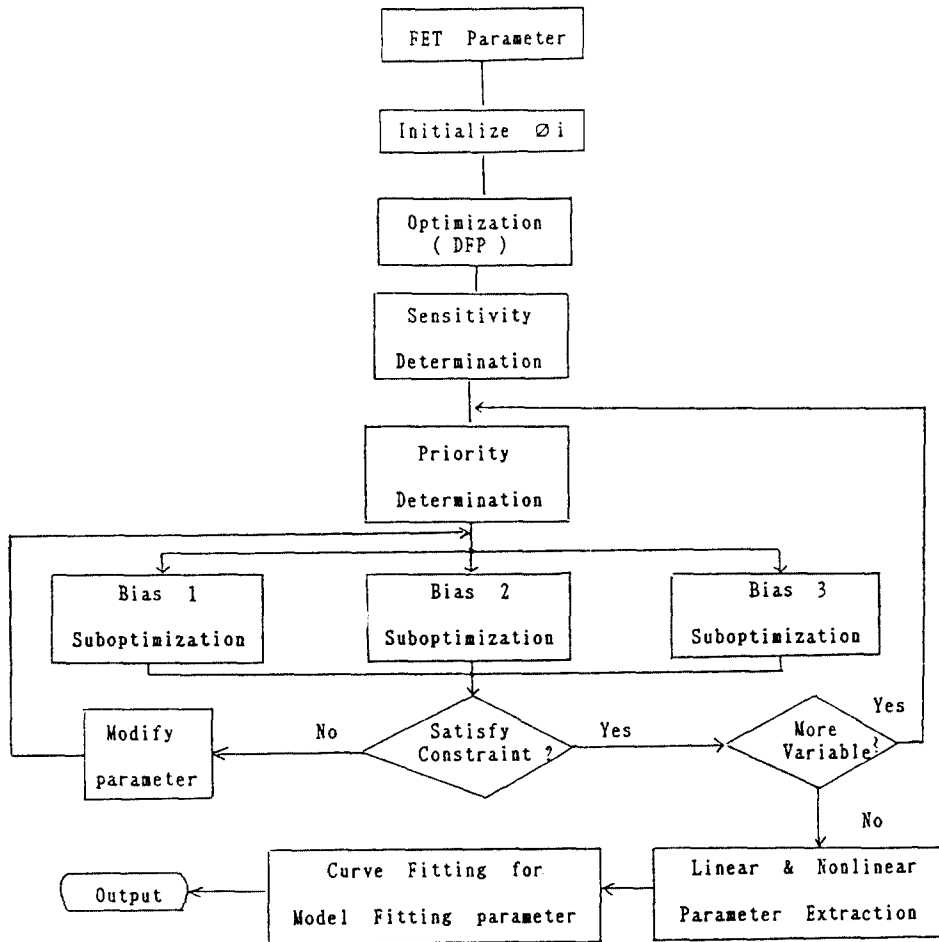


그림 4. FET 모델 매개변수 추출을 위한 알고리즘
 Fig. 4. Algorithm for the FET model parameter extraction.

이상의 알고리즘을 그림 4와 5에 표시하였다. 그림 5에서 e 는 최초의 최적화 계산에서 최소의 오차 함수 크기이며, δ' 는 suboptimization에서 임의로 설정한 최소 오차 함수 크기의 허용 증가치이다.

2.4 컴퓨터 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 결과를 표 2에 나타내었다. 여기서 RoMPE의 시뮬레이션 결과도 표시하였는데 G_m 과 G_{ds} 의 결과는 시뮬레이션에 사용한 FET의 물리적 성질에 맞지 않으며, R_d 와 L_s 는 그 값이 너무 작음을 알 수 있다. 그에 반하여 분

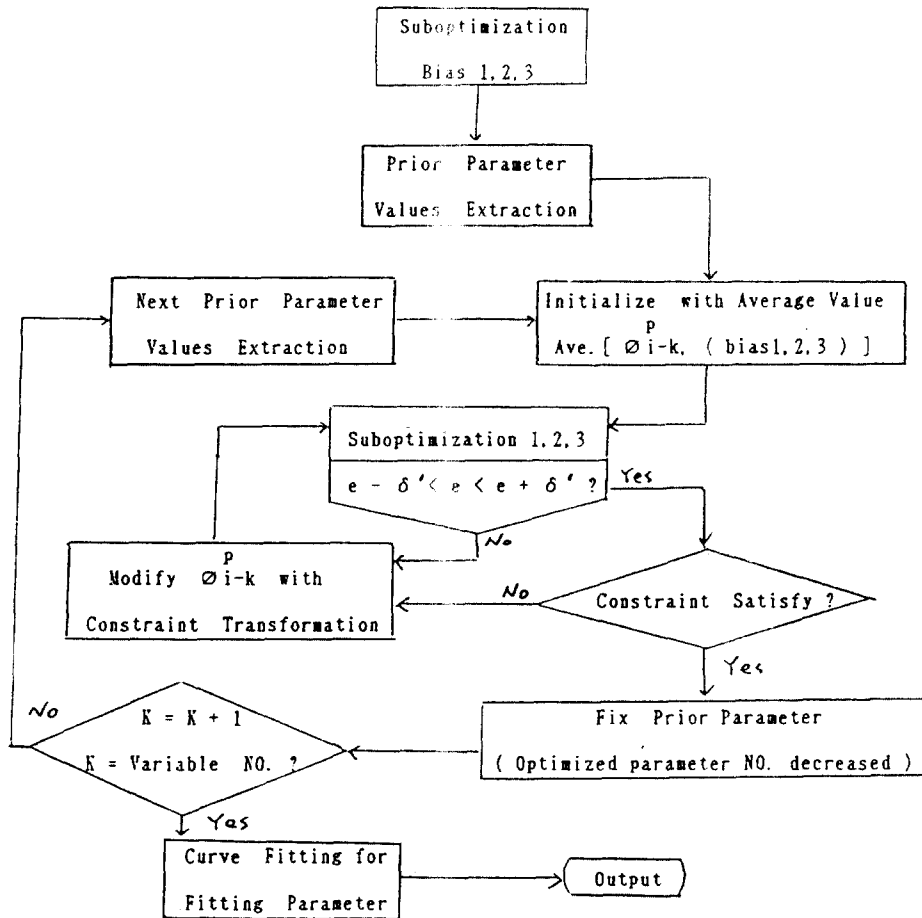


그림 5. 고정된 매개변수 값을 구하는 알고리즘
Fig. 5. Algorithm for fixed parameter value.

연구에서 제안한 방법의 결과는 G_m 과 G_{ds} 의 값이 측정된 바이어스 특성에 부합함을 보이고, 위에서 서술한 각 소자의 바이어를 만족시킴을 알 수 있다.

FET의 출력 I-V 특성과 주파수 특성을 그림

6과 7에 각각 보였다. DC 출력 특성은 선류 포화 영역에서 측정치에 대해 약 0.1%이내의 오차를 가지며 RF 특성도 2.18 GHz의 범위에서 S 파라미터 값이 최대 4%, 최소 0.5% 이내의 오차만을 허용하는 정확함을 보였다.

표 2. 바이어스에 따른 FET 모델 매개변수 값
Table 2. Parameter value of FET model with bias variations.

Parameter	Bias 1		Bias 2		Bias 3	
	RoMPE	method	RoMPE	method	RoMPE	method
	proposed		proposed		proposed	
Cgs	.628	.415	.623	.408	.549	.396
Cdg	.033	.054	.034	.055	.038	.055
Cds	.274	.245	.281	.245	.287	.245
Ri	7.62	.542	.419	.542	5.81	.542
Rs	2.45	.034	2.93	.034	2.44	.034
Rg	5.15	.212	10.34	.212	8.81	.212
Rd	10.E-6	.025	10.E-6	.025	10.E-6	.025
Ls	5.7E-3	.037	7.6E-3	.037	10.E-3	.037
Lg	.326	.398	.325	.398	.338	.398
Ld	.335	.364	.333	.364	.332	.364
τ	3.84	10.236	3.05	10.236	2.72	10.236
Gm	.082	.048	.075	.044	.057	.037
Gds	5.5E-3	2.3E-3	5.4E-3	2.7E-3	4.9E-3	3.2E-3

* 참조

bias 1 : Vds=3V, Id=20 mA

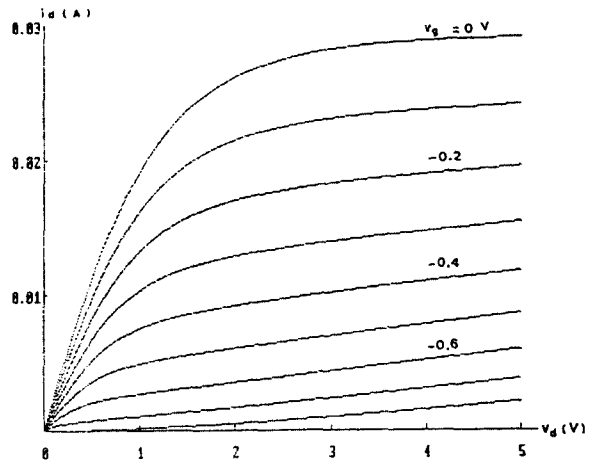
bias 2 : Vds=3V, Id=15 mA

bias 3 : Vds=3V, Id=10 mA

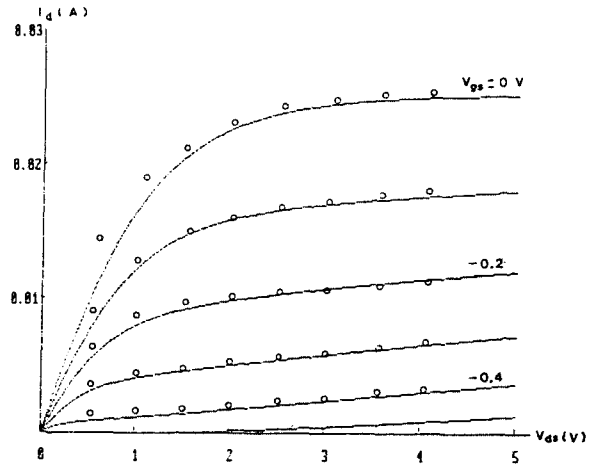
Fitting	Parameter	start	solution
	γ	.5	.493
	Vbi	1.0	.704
	Cgo	.5	.446
	Idss	.015	.029
	α	3.0	.578
	β	-.2	-.580
	Vpo	-3.0	-.806

{C[pF], L[nH], R[Ω], τ [pS], Idss[mA]}

FET와 같은 능동 소자를 사용하는 비선형 마이크로파 회로 해석을 위해서는 입출력 포트에 나타나는 비정현적인 전류, 전압을 예측해야 하며, 이는 Harmonic Balance 기법 혹은 일반화한 Power Series 등으로서 가능하다. 이를 위해



(a) Id, Vg, Vd 간의 관계.



(b) Id, Vgs, Vds 간의 관계.

그림 6. FET의 DC 출력 특성.(-: 이론치, OO: 측정치)
Fig. 6. DC output characteristics of FET.

위의 FET 매개변수 추출 방법은 회로 해석 시뮬레이션에 쉽게 이식될 수 있을 것이다.

III. 결 론

본 연구에서는 GaAs MESFET를 이용한

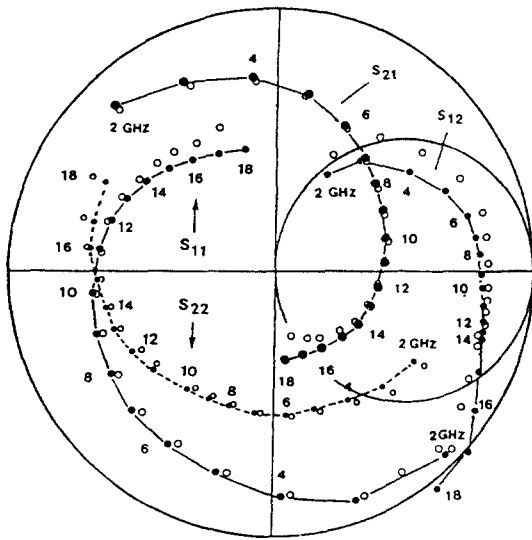


그림 7. 주파수 특성의 이론치와 측정치.(○ : 이론치, ● : 측정치)
(외부 위의 스케일 : S_{11} 와 S_{22} : 스미스 도표 상, S_{12} : 0.1, S_{21} : 5.)

Fig. 7. Theoretic and measured value of frequency characteristics.

비선형 마이크로파 회로 해석에 필요한 정확한 FET 모델 매개변수의 추출 방법을 새로이 제안하였다. 추출 과정에 있어서, FET의 S 파라미터 측정치와 계산치를 서로 근접시키는 최적화 과정에서 도출된 감도를 이용하여 선형 소자값의 고정 순서를 결정하였고 그에 따라 고정치의 수렴도를 높였다. Davidon-Fletcher-Powell 방법과 quadratic interpolation법을 병행 사용하였으며 고정된 선형 매개변수 값을 구하는데 있어서 비선형 소자의 바이어스 의존성에 부합하도록 하기위해 제한적 변환방법을 선형 매개변수의 값을 고정하는 과정에 적용하였다. 그 결과 DC 출력 특성은 전류 포화 영역에서 측정치에 대해 약 0.1%이내의 오차를 갖는 정확함을 보였다. RF 특성도 또한 2 GHz-18 GHz의 범위에서 S-파라미터 값이 최대 4%, 최소 0.5% 이내의 오차만을 허용하는 정확함을 보였다. 최대의 오차는 S_{21} 의 결정에서 발생하였고, 최적화 시 S_{21} 에 보다 큰 가중 계수를 사용하므로써 오차를

줄일 수 있을 것이다. 그러나 이러한 과정은 다른 S-파라미터의 정확도의 감소에 의해서만 얻어질 수 있으므로, 결국 이러한 부정확성의 타협 현상은 각 S-파라미터의 최적화 상의 불확실성에 기인하는 것으로 볼 수 있다.

본 연구에서 제안한 방법은 비선형 마이크로파 회로 해석에 쉽게 적용할 수 있으며 특히 GaAs MESFET 혹은 HEMT 등의 능동 소자를 사용하는 MMIC 설계에 유용할 것이다.

참고 문헌

1. A. B. Grebene and S. K. Ghandhi, "General theory for pinched operation of the junction-gate FET", Solid-State Electron., vol. 12, pp. 573-589, 1969.
2. R. Pucel, H. Haus, and M. State, "Signal and noise properties of gallium in Electronics and Electron physics, vol. 38, New York : Academic Press, 1975, pp. 195-205.
3. K. Yamaguchi, S. Asai, and K. kodera, "Two-dimensional numerical analysis of stability criteria of GaAs FETs", IEEE Trans, Electron Devices, vol. MTT-29, pp. 1283-1290, Dec. 1976.
4. C. M. Snowden and D. Loret, "Two-dimensional hot electron models for short gate length GaAs MESFET's", IEEE Trans, Electron Devices, vol. ED-34, pp. 212-223, Feb. 1987.
5. T. Wada and J. Frey, "Physical basis for short-channel MESFET operation", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-26, pp. 476-490, Apr. 1979.
6. A. Madjar and F. J. rosenbaum, "Analysis of a microwave FET oscillator using an efficient computer model for the device", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, pp. 915-917, June. 1982.
7. H. A. Willing, C. Rancher, and P. Desantis, "A Technique for predicting large-signal performance of a GaAs MESFET", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp. 1017-1023, Dec. 1978.
8. W. R. Curtice and M. Ettenberg, "A non-linear GaAs FET model to use in the design of output circuits for power amplifiers", IEEE Trans. Microwave Theory

- Tech., vol. MTT-33, pp. 1383-1394, Dec. 1985.
9. C. Rauscher, "Large-signal technique for designing single-frequency and voltage-controlled GaAs FET oscillators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-29, pp. 293-304, Apr. 1981.
 10. A. Materka and T. Kacprzak, "Computer calculations of large-signal GaAs FET amplifier characteristics", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, pp. 129-135, Feb. 1985.
 11. Y. takayama, "A new load-pull characterization method for microwave power transistors", in Int. Microwave Symp. Dig. Tech. papers, 1976, pp. 218-20.
 12. J. W. Bandler, S. H. Chen, S. YE, and Q. J. Zhang, "Integrated model parameter extraction using large-scale optimization concepts", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, pp. 1629-1638, Dec. 1988.
 13. TOUCHSTONE User's Manual, EEsof Inc., Westlake Village, CA 91362, Aug. 1985.
 14. SUPER-COMPACT User's Manual, Compact Software Inc., Paterson, NJ07504, May 1986.
 15. ROMPE User's Manual, Optimization systems Associates Inc., Dundas, Ontario, Canada, Report OSA-88-RO-19-M, Oct. 1988.
 16. C. G. Broyden, "A class of methods for solving nonlinear simultaneous equations", Mathematics of computation, vol. 19, pp. 577-593, 1965.
 17. K. C. Gupta, R. Garg and R. Chadha, Computer aided design of microwave circuits, Artech House, Inc., 1981, pp. 530-535.



朴 義 俊(Eui Joon PARK) 正會員
 1958年 4月 2日生
 1983年 2月: 東亞 大學校 電子 工學科
 (工學士)
 1986年 8月: 高麗 大學校 大學院 電子
 工學科(工學碩士)
 1990年 2月: 高麗 大學校 大學院 電子
 工學科(工學博士)
 1990년 3月~ 現在: 釜山 大學校 大學
 電子 工學科 專任講師