

論文95-32A-8-8

GaAs MESFET의 새로운 드레인 전류 모델

(A New Drain-Current Model of GaAs MESFET)

曹永松*, 慎哲宰**

(Young Song Cho, and Chull Chai Shin)

요약

본 논문에서는 GaAs MESFET의 새로운 드레인전류 모델을 제안하였다. 이 모델은 게이트전압에 따른 포화전류의 기울기 감소를 새롭게 포함하여 전달콘덕턴스의 감소를 표현할 수 있으므로 게이트 순방향영역과 차단영역 근처까지 전달콘덕턴스와 출력콘덕턴스 특성이 개선되었다. 따라서 포화전류의 제곱오차가 Statz 모델에 비하여 46% 감소하였으며, I-V 곡선의 모든 영역에서 최적화가 가능하여 대신호동작과 고차왜곡의 시뮬레이션에 쉽게 적용할 수 있다.

Abstract

A new DC drain-current model of GaAs MESFET with improved accuracy is proposed in this paper. The proposed model includes the decrease of current slope according to gate voltages. It is possible to represent a transconductance compression using the proposed model. It shows improved transconductance and output resistance in accuracy from the forward biased gate region to near the cutoff region. The square error of saturation current is decreased by 46% compared with Statz model. The proposed model can be useful for the simulation of large-signal operation and harmonic distortion.

I. 서론

소자의 물리적인 해석은 소자를 개발하고 모델을 정의하는 측면에 있어서는 성숙단계에 이르렀으나 회로를 시뮬레이션하고 성능을 평가하는 CAD tool과는 동떨어져 있다.

소자의 모델은 제조공정, 표면의 트랩(trap), 주파

수분산 및 기타 예상하기 힘든 영향들 때문에 실제값과는 큰 차이가 있으며 기존의 시뮬레이터에 적용하기 힘들고 실행시간도 많이 걸린다. 그러므로 회로설계 시뮬레이터에서는 소자의 경험적인 모델이 사용된다. 파라미터를 결정할 때 최적화 과정의 종류와 초기값에 따라 파라미터의 값들이 변하므로 물리적인 해석에 근거하면서 모든 특성을 잘 표현할 수 있는 모델을 사용해야한다. 또한, 회로설계에 사용되는 모델은 파라미터의 수가 작고 물리적인 이해가 가능하며 각 파라미터가 물리적인 특성에 일대일로 대응해야한다.

모델 내에서 비선형성이 가장 큰 직류 드레인전류의 특성은 이득과 왜곡을 예상하는 가장 중요한 요소이다. Curtice의 전류모델^[1]은 대부분의 상용 프로그램에 사용되는 단순한 모델이지만, 대신호회로 시뮬레이션에

* 正會員, 草堂産業大學校 情報通信工學科

(Dept. of Information and Telecomm. Eng., Chodang Univ.)

** 正會員 亞洲大學校 情報電子工學部

(School of Elec. Computer Eng., Ajou Univ.)

接受日字: 1994年12月5日, 수정완료일: 1995年7月29日

는 적합치 않으며 문턱전압이 큰 소자에 대해서도 정확성이 감소한다. Tajima^[2]^[3]와 Curtice Cubic 모델^[4]은 전반적인 특성이 뛰어나지만 물리적인 이해가 부족하고 파라미터의 수가 많은 단점이 있다. 상용 프로그램에 주로 사용되는 Statz 모델^[5]은 게이트전압에 따른 드레인전류 특성이 잘 설명되어 있으나, 드레인전압에 따른 문턱전압의 변화가 포함되지 않았으며 전달콘덕턴스의 감소가 설명되지 않았다. 이득과 혼변조왜곡(intermodulation distortion)을 정확히 예상하기 위하여 Statz 모델과 파라미터의 수는 같으면서 게이트전압 0V 근처에서 전달콘덕턴스의 감소를 표현할 수 있고 드레인 바이어스에 따른 전달콘덕턴스 특성까지 새롭게 포함하는 포화전류 모델을 제안하였다. 또한 물리적 동작에 일대일로 대응하는 파라미터를 포함하여 드레인전류의 특성이 모든 바이어스 영역에서 폭 넓게 적용될 수 있도록 모델을 개선하였다.

II. GaAs MESFET의 전류모델

일반적인 GaAs MESFET의 전류모델은 크게 게이트전압에 따른 특성과 드레인전압에 따른 특성으로 나뉜다. 게이트전압 (V_{GS})에 따른 드레인전류 (I_{DS})는 포화전류로서 이의 기울기는 전달콘덕턴스이며, 드레인전압 (V_{DS})에 따른 드레인전류는 이의 기울기가 출력콘덕턴스이다. 이 두가지 성분은 증폭기를 설계할 때 이득과 출력정합 및 최대전력을 위한 최적부하임피던스(optimum load impedance)를 결정하는 중요한 성분이다. 따라서 전류모델이 시뮬레이션의 오차를 좌우한다.

1. 드레인 포화전류

MESFET의 게이트전압에 따른 드레인 포화전류는 증폭기의 이득에 큰 영향을 미치는 성분으로서 신호의 왜곡과 포화전력을 예상하는데 중요한 성분이다. 입력 신호가 대신호일 때는 게이트전압이 문턱전압 근처와 순방향전압 근처에서 주로 왜곡되기 시작하므로 포화전류도 이 근처의 특성이 중요하다.

Curtice는 포화전류를 JFET의 해석적 모델로부터 게이트전압에 따른 제곱에 근접한 형태로 근사화하여 포화전류 $I_{DS,SAT} = \beta(V_{GS} - V_{TH})^2$ 과 같은 단순한 형태로 나타내었다. 여기서 V_{GS} 는 게이트전압, V_{TH} 는 문턱전압이며, β 는 전류이득에 관계된 파라미터이다. 이

것은 대부분의 상용 프로그램에 사용되는 단순한 모델이지만 대신호의 회로 시뮬레이션에는 적합치 않으며, 펀치-오프전압이 큰 소자에 대해서도 정확성이 감소한다.

게이트전압에 따른 드레인 포화전류는 문턱전압 이상에서 급속히 증가하다가 게이트전압이 0V 근처에서 기울기가 감소하기 시작하며 순방향에서는 급속히 감소하기 시작한다. 따라서 게이트전압이 0V 근처에서 전달콘덕턴스도 감소한다. 전달콘덕턴스의 감소는 소오스저항에 의한 영향과 GaAs MESFET 소자의 표면에서 비균일한 도핑과 이동도 프로파일에 의한 영향 때문이다^[6]. 전달콘덕턴스 감소에 대한 또 하나의 주된 원인은 소자 표면의 불필요한 트랩들에 기인하며, 이러한 특성은 게이트길이가 마이크로미터(μm) 이하인 소자에서 더 뚜렷히 나타난다^[7]. 입출력 신호가 이 부근에서까지 동작하는 회로나 대신호 증폭기에서는 이러한 특성이 중요하게 다루어져야하며 시뮬레이션 과정에서 포화전력과 고조파 및 혼변조왜곡의 오차를 좌우한다.

Angelov^[8]와 Chen^[7]은 이와 같은 전달콘덕턴스의 감소에 대하여 포화전류를 모델화하였다. Angelov 모델은 식 (1)과 같이 포화전류를 3차다항식과 쌍곡선 함수를 사용하여 전달콘덕턴스의 감소를 표현하였다.

$$I_{DS,SAT} = I_{pk}(1 + \tanh(\psi)) \quad (1)$$

여기서 $\psi = P_1(V_{GS} - V_{pk}) + P_2(V_{GS} - V_{pk})^2 + P_3(V_{GS} - V_{pk})^3$ 이고, P_1, P_2, P_3 는 멱급수의 계수들이며, I_{pk} 와 V_{pk} 는 전달콘덕턴스가 최대일 때 드레인전류와 게이트전압이다. 그러나 이 모델은 파라미터의 수가 많고 문턱전압이 큰 소자의 경우에 오차가 크며 전달콘덕턴스의 최대값에 맞추어 최적화하기 때문에 문턱전압 근처의 특성 표현이 부족한 단점이 있다. Chen의 모델은 파라미터수는 작지만 문턱전압이 큰 소자와 전달콘덕턴스의 감소가 크게 나타나는 소자에 대해서는 정확성이 감소한다.

Statz 모델을 수정하여 전달콘덕턴스의 감소를 나타내기 위하여 아래와 같이 포화전류를 제안하였다.

$$I_{DS,SAT} = \frac{\beta(V_{GS} - V_{TH})^2}{1 + d_2(V_{GS} - V_{TH})^2} \quad (2)$$

식 (2)의 포화전류는 펀치오프 근처에서 Curtice 모델과 같이 제곱으로 증가한다. 그 이상의 영역에서는

Statz 모델과 같이 선형에 가깝게 증가하다가 게이트 전압 0V 근처에서는 전류의 기울기가 포화하는 형태이다. 이 모델은 Statz 모델과 파라미터의 수는 같으면서 더 넓은 영역까지 최적화가 가능하다. 여기서 β 와 a_2 는 Statz와 같은 형태의 파라미터들이다.

그림 1에 문턱전압이 약 -1V인 소자의 특성을 나타내었다. 수정된 포화전류 모델은 (a)와 같이 단지 3개의 파라미터로 0V 근처에서 전류기울기의 감소를 정확히 표현하면서, 이 이하의 영역과 문턱전압 근처에서는 Statz 모델과 같은 특성을 나타낸다. 각 파라미터는 제곱오차를 정의하고 이를 최소화 하도록 반복적으로 컴퓨터 시뮬레이션하였다¹⁹⁾. 제곱오차가 Statz 모델은 0.17이고 제안된 모델은 0.092로서 47% 개선되었다. 따라서, 이의 미분값인 그림 1의 (b)에서 나타난 전달콘덕턴스는 Statz 모델이 표현하지 못한 전달콘덕턴스의 감소를 파라미터의 수를 그대로 유지하면서 정확히 나타낼 수 있다.

그림 2의 (a)와 (b)에 문턱전압이 -3~-4V인 소자에 대하여 드레인전류와 전달콘덕턴스를 비교하였다.

드레인전류의 제곱오차가 Angelov 모델은 1.36이고 제안된 모델은 0.72이다. Angelov의 모델은 문턱전압

이 작은 소자의 경우에는 전반적으로 잘 일치한다. 그러나, 문턱전압이 크고 선형영역이 넓게 나타나는 소자의 경우에는 문턱전압 근처에서 오차가 크며 모델의 3차항 때문에 그림 2의 (b)와 같이 전달콘덕턴스의 피크값이 2개가 나타나는 단점이 있다. 제안된 포화전류 모델은 단지 세개의 파라미터만으로 문턱전압이 작은 소자와 큰 소자의 경우에도 측정값을 정확히 모델링할 수 있다.

2. 드레인전류

일반적인 드레인전류 모델에서 드레인전압에 대한 드레인전류의 관계를 나타내기 위하여 $\tanh(aV_{DS})$ 라는 함수를 사용한다 [1] [8] [10] [11]. 이것은 GaAs MESFET의 드레인전류가 V_{GS} 에 관계없이 일정한 V_{DS} 에서 포화되기 시작한다는 가정에 의하여 사용된 것이다. 그러나 이것은 채널이 편치-오프 되기전에 캐리어 속도가 포화되어 드레인전류가 포화된다는 이상적인 가정에 의한 것이다. 대부분 소자의 측정결과는 오히려 JFET의 특성처럼 $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$ 근처에서 드레인전류가 포화되기 시작한다(단지 MESFET이 JFET보다 I_{DS} 가 일찍 포화될 뿐이다). 따라서 식

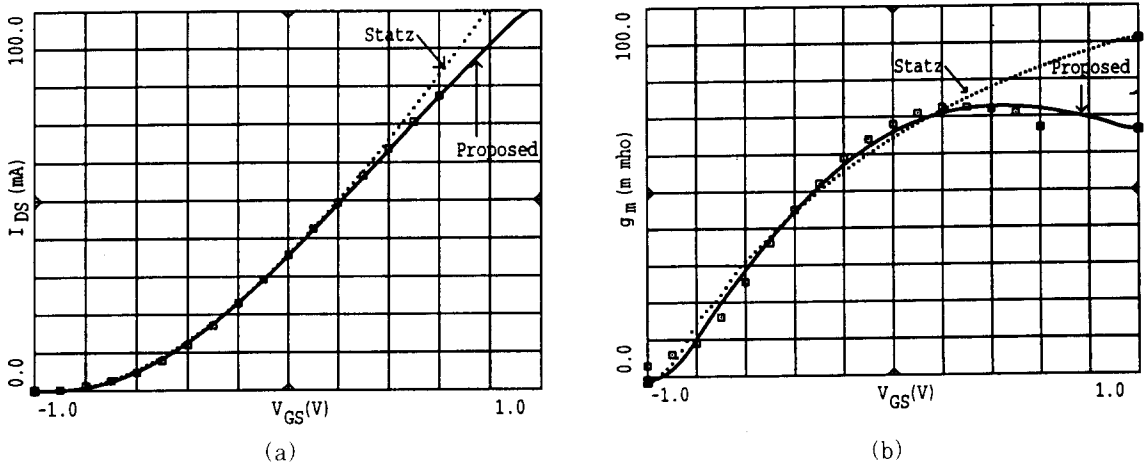


그림 1. 문턱전압이 작은 소자의 측정값과 계산값의 비교

(a) 드레인전류 (b) 전달콘덕턴스

... : Statz($\beta=56 \times 10^{-3}$, $b=0.38$, $V_{TH} = -0.930$)

— : Proposed($\beta=48 \times 10^{-3}$, $b=0.185$, $V_{TH} = -0.908$)

□ : Measured(AVANTEK사의 ATF 13736, $V_{DS}=0.7V$)

Fig. 1. Comparison of the Calculated Values and the Measured Values of Low Threshold Voltage Device

(a) Drain Current (b) Transconductance

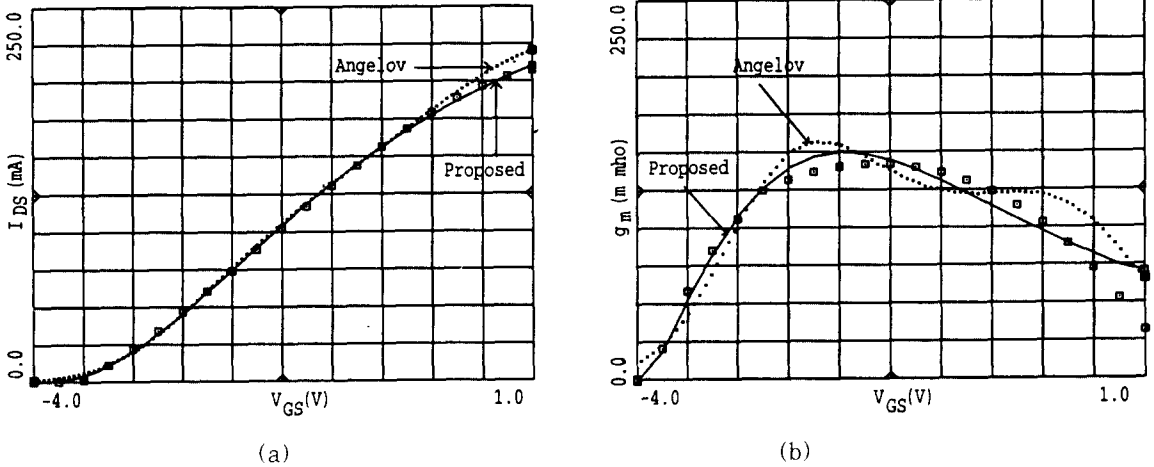


그림 2. 문턱전압이 큰 소자의 측정값과 계산값의 비교

(a) 드레인전류 (b) 전달콘덕턴스

— : Angelov ($I_{pk} = 112 \times 10^{-3}$, $V_{pk} = -1.3$, $P_1 = 0.45$, $P_2 = -0.05$, $P_3 = 0.055$)

— : Proposed ($\beta = 27.5 \times 10^{-3}$, $b = 0.089$, $V_{TH} = -3.89$)

□ : Measured (NEC사의 NE900100, $V_{DS} = 4V$)

Fig. 2. Comparison of the Calculated Values and the Measured Values of High Threshold Voltage Device (a) Drain Current (b) Transconductance

(3)의 쌍곡선함수 항과 같이 똑같은 α 라는 파라미터 하나를 사용하여 선형영역과 포화영역의 경계 근처에서 기존의 모델보다 더 넓은 범위에서 측정값과의 최적화를 이룰 수 있도록하였다 [10] [11].

$$I_{DS} = \frac{\beta(V_{GS} - V_{TH})^2}{1 + d_1 V_{DS} + d_2 (V_{GS} - V_{TH})^2} \tanh\left(\frac{\alpha V_{DS}}{V_{GS} - V_{TH}}\right) \quad (3)$$

여기서,

β (A/V^2): 전류이득에 관한 파라미터

d_1 ($1/V$): 드레인전압에 따른 전달콘덕턴스의 억압에 관한 파라미터

d_2 ($1/V^2$): 채널도핑에 관한 파라미터

α : 전류포화에 관한 파라미터

V_{TH} (V): 문턱전압 ($V_{TH} = V_{T0} - \gamma V_{DS}$)

V_{T0} (V): $V_{DS} = 0$ 일 때의 문턱전압

γ : 문턱전압의 변동에 관한 파라미터

이다. 단, 각 파라미터는 포화전류의 경우와 같은 방법으로 추출한다.

드레인 전류를 독립적인 V_{DS} 와 V_{GS} 의 함수로 나타내면 모델의 특성이 뚜렷해져 파라미터들을 쉽게 구할수 있다. 그러나 이와 같은 형태로는 V_{DS} 와 V_{GS} 의 함수로

복합된 소자의 특성에 거의 맞출 수 없기 때문에 이론적인 모델에 그칠 따름이다. 그러므로 식 (3)의 포화 전류 분모항에 d_1 이라는 경험적인 파라미터를 삽입하였다. d_1 은 포화영역에서 드레인전압에 따른 전달콘덕턴스의 변화에 대한 파라미터이다. $d_1 V_{DS}$ 항은 V_{DS} 가 큰 부분에서 출력저항 ($R_o = 1/g_o$)에도 약간의 영향을 미치며, 이 영역에서도 MESFET의 일반적인 특성 (V_{DS} 에 비례하는 부정저항 특성 및 열에 의한 전류감소 현상)과 일치한다. 단, $d_1 V_{DS}$ 항은 선형영역에서 반대의 특성이 나타나기도 한다. 그러나 신호의 대부분이 포화영역에서 동작하므로 선형영역에서 생기는 약간의 오차는 무시할 수 있으며 α 라는 파라미터에 의하여 충분히 보상된다.

식 (2)의 포화전류에서 설명한 d_2 는 채널의 도핑프로파일에 관계되며 드레인전류의 증가치가 제곱의 형태에서 선형으로 감소하는 특성을 묘사한다. 제안된 모델에서는 곱해진 값이 분자와 같이 제곱의 항이기 때문에 전달콘덕턴스의 감소에도 관계한다. 마지막으로, V_{TH} 는 문턱전압이며, γ 는 드레인전압에 따른 문턱전압의 변화를 나타내는 파라미터이다.^{[10] [11]}

그림 3에 GaAs MESFET 소자의 드레인전류 측정 값과 모델의 계산값들을 비교하였다. Statz 모델은 드레인전압이 클 때 전류가 큰 부분과 차단영역 근처에서 큰 차이를 보인다. 제안된 모델은 전류곡선의 전체 영역에서 Statz 모델에 비하여 개선된 특성을 나타내며, 문턱전압에 관계된 파라미터인 V_{T0} 와 γ 값도 측정값의 약 10% 내에서 최적화된다.

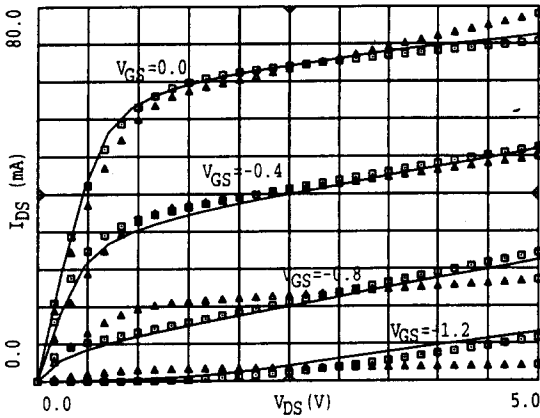


그림 3. 드레인전류 특성 ($V_{DS}: 0 \sim 5V$, $V_{GS}: 0 \sim -1.2V$, step: $0.4V$).
 Δ : Statz ($\beta = 64 \times 10^{-3}$, $b = 0.93$, $V_{TH} = -1.41$, $\alpha = 1.80$, $\lambda = 0.085$)
 \square : Proposed ($\beta = 78 \times 10^{-3}$, $d_1 = 0.190$, $d_2 = 0.395$, $V_{T0} = -1.09$, $\gamma = 0.12$, $\alpha = 1.8$)
 —: Measured (AVANTEK사의 ATF13736)

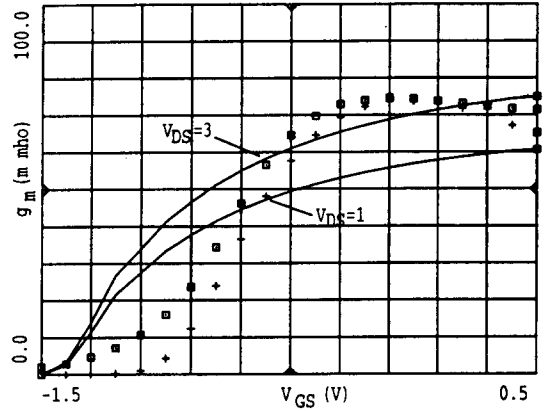
Fig. 3. Characteristics of Drain-Source Current.

3. 전달콘덕턴스와 출력저항

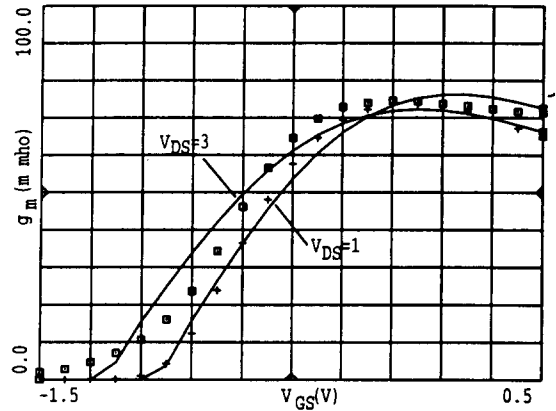
전달콘덕턴스와 출력저항은 증폭기의 이득과 반사손실을 시뮬레이션할 때 중요한 성분이다. 특히, 대전력 증폭기의 포화전력과 혼변조왜곡 등을 정확히 시뮬레이션하기 위해서는 바이어스 전압의 전 영역에서 측정값을 정확히 모델링 할 수 있어야 한다. 전달콘덕턴스 g_m 과 출력저항의 역수인 출력콘덕턴스 g_o 는 식 (3)의 드레인전류의 특성으로부터 다음과 같이 주어진다.

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_{TH}} - \frac{2d_2(V_{GS} - V_{TH})I_{DS}}{1 + d_1V_{DS} + d_2(V_{GS} - V_{TH})^2} + \frac{-\alpha\beta V_{DS}}{1 + d_1V_{DS} + d_2(V_{GS} - V_{TH})^2} \operatorname{sech}^2\left(\frac{\alpha V_{DS}}{V_{GS} - V_{TH}}\right) \quad (4)$$

$$g_o = 2\beta\gamma(V_{GS} - V_{TH})I_{DS} - \frac{(d_1 + 2d_2\gamma(V_{GS} - V_{TH}))I_{DS}}{1 + d_1V_{DS} + d_2(V_{GS} - V_{TH})^2} + \frac{\beta(V_{GS} - V_{TH})^2}{1 + d_1V_{DS} + d_2(V_{GS} - V_{TH})^2} \left(\frac{\alpha}{V_{GS} - V_{TH}} - \frac{\alpha\gamma V_{DS}}{(V_{GS} - V_{TH})^2} \right) \operatorname{sech}^2\left(\frac{\alpha V_{DS}}{V_{GS} - V_{TH}}\right) \quad (5)$$



(a)



(b)

그림 4. 게이트-소오스 전압에 따른 전달콘덕턴스 (a) Statz 모델 (b) 제안된 모델 (Measured (AVANTEK사의 ATF13736) : +: $V_{DS} = 1.0V$, \square : $V_{DS} = 3.0V$ Simulated : —)

Fig. 4. Transconductance versus Gate-Source Voltage (a) Statz Model (b) Proposed Model

그림 4의 전달콘덕턴스에서, (a)의 Statz 모델에 비교하여 제안된 모델 (b)는 특성이 월등히 개선되었다. 제안된 모델은 파라미터 d_1 에 의하여 전달콘덕턴스가 드레인 바이어스에 따른 특성이 잘 모델화 되었으며,

파라미터 d_2 에 의하여 문턱전압 근처에서부터 순방향 근처까지 측정값과 잘 일치하였다.

정값과의 최적화가 쉽고 이해가 빠르다.

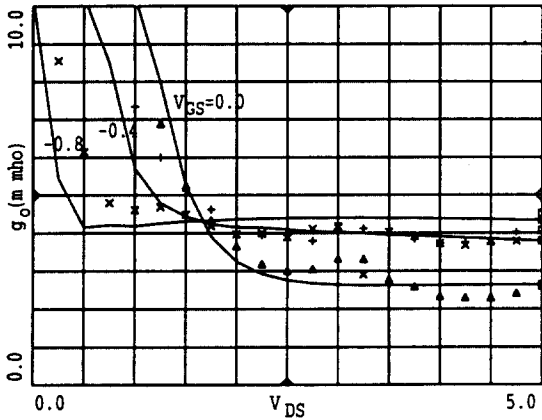


그림 5. 드레인-소오스 전압에 따른 출력컨덕턴스 (Measured(AVANTEK사의 ATF13736) : Δ : $V_{GS}=0.0V$, $+$: $V_{GS}=-0.4V$, \times : $V_{GS}=-0.8V$ Proposed Model : —)

Fig. 5. Output Conductance versus Drain-Source Voltage.

제안된 모델은 그림 5에 나타난 출력컨덕턴스에서 도 게이트전압에 따른 특성이 잘 일치한다. 일반적으로 오차가 크게 나타나는 차단영역 근처에서도 근접한 결과를 얻을 수 있으며, 파라미터 d_1 에 의하여 드레인 전압이 큰영역 까지도 거의 근사하게 일치하였다.

4. 각 모델들의 특성비교

표 1에 상용 프로그램에서 가장 많이 사용되는 여러 가지 모델들의 특성을 비교하였다. 기호 'O'는 모델이 원하는 특성을 포함하고 있음을, ' Δ '는 약간 포함되어 있음을, ' \times '는 그렇지 않음을 나타내며, '*'는 특성이 잘못 포함되어 있거나 물리적인 의미가 없음을 나타낸다.

Curtice, Materka 및 Statz와 같은 모델들은 각 파라미터들이 물리적인 의미를 갖고 단순화되었으나 모든 특성을 완전히 포함하지 못하여 전반적인 특성이 뒤떨어진 반면, Tajima와 Curtice Cubic 모델은 특성은 양호하나 파라미터의 수가 많고 수식의 나열에 불과하다. 제안된 DC I-V 모델은 양쪽 모두의 단점을 제거하여 도표상의 모든 특성을 잘 포함하고 있으며 실제 측정하여 결정되는 문턱전압에 관련된 2개의 파라미터를 제외하면 파라미터의 수는 4개 뿐 이므로 측

표 1. 각 모델들의 비교

Table 1. Comparison Among Several Models.

모델 비선형 특성	Curtice	Tajima	Materka	Statz	Curtice	Angelov	Proposed
I_{DS} 의 파라미터 수	4	8	4	5	7	7	6
포화전류의 파라미터 수	2	4	2	3	6	5	3
I_{DS} 의 포화영역의 근사함수	tanh	poly3	tanh	poly3, tanh	poly3	tanh	tanh
전달 콘덕턴스의 감소	\times	O*	\times	\times	O*	O	O
V_{DS} 에 대한 핀치오프 전압의 변화	\times	O	O	\times		\times	O
V_{DS} 에 대한 포화 시작점의 변화	O	O*	O	O	O	O	O
V_{GS} 에 대한 포화 시작점의 변화	\times	\times	O	\times	\times	Δ	O
채널길이에 따른 영향	O	Δ	\times	O	Δ	O	Δ
V_{DS} 에 따른 전달콘덕턴스의 변화	\times	Δ *	\times	\times	Δ *	\times	O*
실행시간(sec)(SPARC 10, by MDS)	0.43	0.44	0.44	0.43	0.46	0.50	0.46

III. 결론

초고주파회로의 시뮬레이터에 다양하게 응용할 수 있는 GaAs MESFET의 DC 드레인 전류를 제안하였다. 상용 프로그램에서 많이 사용되는 Statz 모델의 드레인 포화전류를 분석하고, 대신호동작에 관계된 전류특성을 개선하도록 수정하였다. 제안된 모델은 기존의 모델에 비하여 드레인전류를 포함한 전달콘덕턴스와 출력컨덕턴스를 훨씬 더 정확히 모델화 하였으며, Angelov 모델에 비해서도 문턱전압이 큰 소자의 경우에는 I-V 특성이 순방향 영역과 문턱전압 근처에서까지 측정값과 더욱 잘 일치하였다. 또한 제안된 모델은

파라미터의 수도 작고 실행속도가 빠르므로 대신호중 폭기의 특성을 비롯한 다양한 초고주파 회로설계에 많은 도움을 줄것이다.

참 고 문 헌

- [1] W. R. Curtice, "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuit," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-28, No. 5, pp.448-456, May 1980.
- [2] Y. Tajima, B. Wrona, and K. Mishima, "GaAs FET Large Signal Model and Its Application to Circuit," IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-28, pp.171-175, Feb. 1981.
- [3] Y. Tajima and P. D. Miller, "Design of Broad-Band Power GaAs FET Amplifier," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-32, No. 3, pp.261-267, Mar. 1984.
- [4] W. R. Curtice, and M. Ettenberg, "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-33, pp.1383-1394, 1985.
- [5] H. Statz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel, and H. A. Haus, "GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE," IEEE Trans. Electron Devices, ED-34, Feb. 1987.
- [6] A. Peczalcki, C-H. Chen, M. S. Shur, and S. M. Baier, "Modeling and Characterization of Ion-Implanted GaAs MESFET's," IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-34, pp.726-732, Apr. 1987.
- [7] C.-L. Chen, and K. D. Wise, "Transconductance Compression in Sub-micrometer GaAs MESFET's," IEEE Trans. Electron Device Lett., vol. EDL-4 pp.341-343, Oct. 1983.
- [8] I. Angelov, H. Zirath, and N. Rorsman, "A New Emperical Model for HEMT and MESFET Devices," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-40, No.12, pp.2258-2266, Dec. 1992.
- [9] R. Goyal, *Monolithic Microwave Integrated Circuits : Tech. & Design*, Aretch House, pp.237-244, 1989
- [10] T. Kacprzak and A. Materka, "Compact DC Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-18, No. 2, pp.211-213, April 1983.
- [11] A. Materka and T. Kacprzak, "Computer Calculation of Large-Signal GaAs FET Amplifier Characteristics," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-33, No. 2, pp.129-135, Feb. 1985.

저 자 소 개

曹永松(正會員) 第31卷A編第2號 參照
1995年2月 아주대학교 대학원 전자공학과 졸업(박사) 현재 초당산업대학교 정보통신공학과 전임강사

慎哲宰(正會員) 第31卷A編第2號 參照
현재 아주대학교 정보전자공학부 교수