論文97-34D-4-3

바이어스 효과를 포함하는 GaAs MESFET의 새로운 비선형 채널전류 모형

(A New MESFET Channel Current Model including Bias-Dependent Dispersion Effect)

盧 泰 文 *, 金 永 植 *, 金 英 雄 **, 朴 位 相 *, 金 汎 晩 *

(Tae Moon Roh, Young Sik Kim, Young Woong Kim, Wee Sang Park, and Bumman Kim)

요 약

본 논문에서는 초고주파 능동회로 해석에 적합한 GaAs MESFET의 채널전류 모형을 제안하였다. 이 모형은 여러 바이어스 지점에서 측정한 펄스 I-V 특성들을 이용하여 MESFET의 트랩 및 전력소모에 의한 채널 내부온도 상승효과에 의한 주파수 분산특성를 간단한 표현식으로 모델링한다. 이 모형을 전력증폭기와 주파수 혼합기에 적용시켜 설계치와 측정치를 비교하였으며 제안한 채널전류 표현식이 비선형 능동회로의 특성을 정확히 예측함을 확인하였다.

Abstract

A new channel current model of GaAs MESFET suitable for applications to microwave CAD has been developed. The current model includes the bias-dependent frequency dispersion effects and its parameters are extracted from the pulsed I-V measurements at several quiescent bias points. The model is verified by applying to the nonlinear circuit designs of power amplifier and MMIC mixer.

I. 서 론

초고주파 회로의 능동소자로 저잡음, 고이득, 고출력 전력 등의 우수한 특성을 가지고 있으면서 대량 생산을 위한 수급이 용이한 GaAs MESFET가 많이 사용되고 있다. 이러한 MESFET를 사용하는 전력증폭기, 주파수 혼합기 등과 같은 초고주파 비선형회로의 설계에는 harmonic balance 해석방법을 널리 이용하고 있으며, 이를 위해서는 능동소자의 정확한 대신호 등가모형의 추출이 필수적이다. MESFET의 가장 중요한 비선형 성분은 채널전류이며 이의 올바른 측정과 모델링이 회로의 비선형특성 예측을 위해 반드시 필요하다. 채널전류 모형은 그 중요성만큼 많은 연구가 국내외에서 이루어져 왔으며 이들은 각각의 장점을 가지고 있다[1 - 7]. 그러나 선형 전력증폭기의 왜곡특성이나 주파수 혼합기의 전환이득 등과 같은 더욱 복잡한 비선형특성을 예측하기 위해서는 보다 정확한 채널전류식이 요구된다. MESFET의 채널전류는 바이어스 조건에 따라 다른 주파수 분산특성(frequency dispersion characteristics)을 가지게 되어 각기 다른 I-V 특성을 보인다. 그러므로 여러 동작점 바이어스 상태에서의

* 正會員, 浦港工科大學校 電子電氣工學科 및 電子波特化硏究센터

(Department of Electronic and Electrical Engineering and Microwave Application Research Center, Phhang University of Science and Technology)

** 正會員, 國防科學硏究所

(Agency for Defnce Development)

接受日字:1996年12月4日, 수정완료일:1997年4月8日

펄스 I-V 특성을 측정하고 반드시 이를 이용하여 채널전류를 모델링해야 한다. 본 논문에서는 채널전류 모형을 동작 바이어스에 관한 간단한 함수로 나타내면서, 채널전류식의 고차 미분항들이 불연속점을 가지지 않고 또한 핀치오프 및 포화특성을 포함하는 전체 I-V 특성을 정확히 표현하는 모형을 제시하였다. 최종적으로 이 모형을 비선형회로 설계에 적용하여 초고주파 동작의 우수한 예측특성을 확인하였다.

Ⅱ. 채널전류의 측정

채널전류를 측정하는 가장 일반적인 방법은 파형분석기(curve trace)를 이용하는 방법으로 게이트-소오스와 드레인-소오스에 저주파 정현파를 인가하고 이때 흐르는 드레인전류를 측정하는 방법이다. 이 방법의 단점은 소자가 실제로 동작할 때 발생하는 열과 다른 열상태를 만들어 온도효과에 의한 소자의 전달컨덕턴스 변화를 가져오며, 마이크로미터 이하의 게이트 길이를 갖는 소자들에서 보이는 소자의 surface state density와 deep level traps 등에 기인한 저주파 분산효과를 제거하지 못하는 것이다. 다른 측정방법은 무전력소비 구형파펄스를 이용한 것으로, 게이트단에 수 msec 구형파 주기의 핀치-오프 전압을 오프셋 전압으로 가한 후 500 nsec 정도의 폭을 가진 펄스를 인가하여 드레인전류를 측정한다. 이렇게 하면 드레인전류는 대부분의 시간 동안은 흐르지 않고 아주 짧은 시간만 흐르게 되어 소자는 거의 전력을 소비하지 않는다. 그리고 트랩의 시상수 보다 짧은 시간내에 측정되므로 초고주파 동작시의 I-V 특성에 가까운 특성을 얻을 수 있다. 그러나 이 방법에서는 핀치-오프 상태의 바이어스가 동작점 바이어스와 다르기 때문에 트랩된 전자의 분포가 실제 동작시와 다르게 나타난다. 또한 전력소자는 실제 동작시 일정 전력을 열 형태로 소비하며 이로 인해 소자는 상온상태가 아닌 특정 온도 하에서 동작한다. 그러므로 동작 바이어스 상태 하에서 게이트단과 드레인단에 동시에 펄스를 가해 측정하는 것이 가장 정확한 측정방법이다. 동작점 바이어스 하에서 펄스 I-V 특성은 동작점 전압을 소자에 인가한 후 500 nsec 정도 폭의 전압을 가감하여 측정한다. 여기서 펄스전압 및 전류를 공급하면서 내부 임피던스는 거의 영에 가까운 펄스 전원장치를 이용한다. 이 장치는 구형파발생기의 펄스를 buffering 시켜 공급하는 것으로 고속/고전력 OP-Amp.와 Buffer Amp.로 구현하거나 고속/고전력 스위칭회로와 직류공급장치로 구현한다[8-10]. 표 1은 각 측정방식들의 비교이며 ○는 전류의 특성을 잘 표현함을, ×는 표현하지 못함을, 그리고 △는 온도계수 (thermal resistance) 측정 등과 같은 다른 측정을 추가하여 특성을 표현할 수 있는 것을 의미한다. 표에서 동작점 바이어스 하에서의 펄스 I-V 측정결과가 소자의 RF 동작을 잘 예측함을 알 수 있다.

그림 1은 OKI사의 MESFET인 KGF1284를 여러 동작 바이어스 하에서 측정한 펄스 I-V 특성들이다. 바이어스 조건에 따른 채널영역 트랩의 주파수 분산특성과 분포의 변화에 의해 측정된 펄스 I-V 특성이 많은 차이를 보임을 확인할 수 있다. 동작 드레인 바이어스가 증가할 때 출력컨덕턴스의 큰 증가와 채널전류량의 감소를 볼 수 있는데 반해 게이트 바이어스의 변화는 전체 I-V 특성의 작은 변화만을 가져옴을 확인할 수 있다. 드레인 바이어스 조건에 의한 영향이 게이트 바이어스에 의한 것에 비해 우세하며, 이 영향은 상당히 커서 바이어스 조건에 따른 채널전류 모델링이 반드시 이루어져야 한다.

표 1. 채널전류 측정방식에 따른 특성 비교
Table 1. Comparison of characteristics for MESFET channel current measurement methods.

	DC I-V 측정방법	무전력소비 pulsed I-V 측정법	on-biased pulsed I-V 측정법
Channel modulation	○	○	○
Bias Trap Effect	△	×	○
Freq. Trap Effect	×	○	○
Thermal Effect	△	△	△

Ⅲ. 채널전류 모형의 특성 비교

일반적으로 GaAs MESFET 채널전류는 게이트전압 및 드레인전압에 따른 특성으로 모형화한다. 인가 게이트전압 및 드레인전압에 따른 채널전류의 변화는 채널의 폭의 변화와 이에 따른 전달컨덕턴스(g_m)와 출력컨덕턴스(g_{ds})의 변화에 기인한다. 이들 성분은 증폭기를 설계할 때 이득, 출력전력과 최적 입출력 정합임

피던스를 결정하는 중요한 성분이며, 특히 g_m과 g_{ds}의 고차 미분항의 계수는 증폭기의 고조파 신호량이나 상호 혼변조와 같은 왜곡특성을 결정하는 성분으로 알려져 있다. 이러한 중요성을 가진 채널전류 모형은 그 중요성만큼 많은 연구가 이루어져 왔다. 그 대표적인 것으로는 Curtice 모형[1], Marteka 모형[2], Curtice-Cubic 모형[3], Raytheon-Statz 모형[4], TOM 모형[5] 등과 이들을 수정 보완한 여러 모형들[6, 7]이 있다.

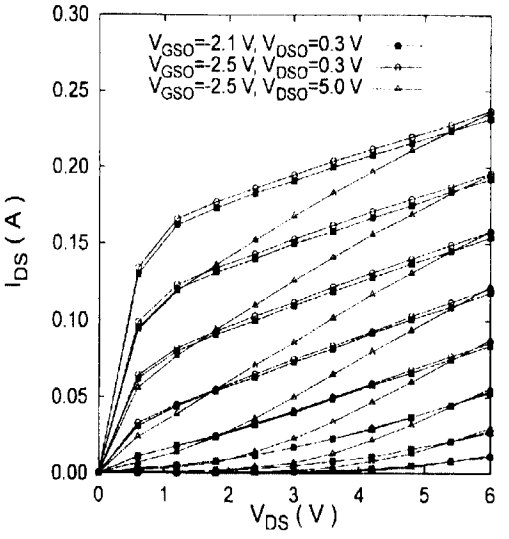


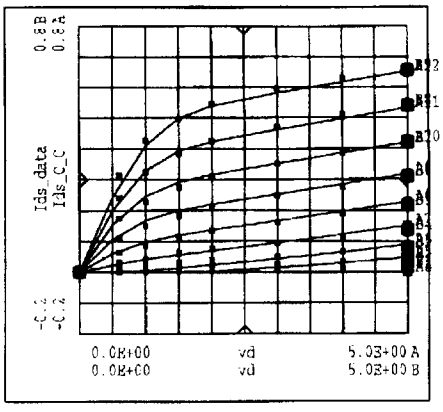
그림 1. 바이어스 조건에 따른 펄스 I-V 특성의 비교 (OKI KGF 1284 GaAs MESFET)
Fig. 1. Comparison of experimental pulsed I-V data. (OKI KGF 1284 GaAs MESFET)

Curtice 모형은 채널전류를 JFET의 해석적 모형으로부터 게이트전압의 자승함수형의 단순한 형태로 나타낸다. 그러나 이것은 측정치와 모형간의 큰 오차로 채널전류의 비선형특성을 나타내는데 적합하지 않다. Marteka 모형은 Curtice 모형과는 달리 드레인-소오스 전압의 변화에 따른 핀치-오프 영역에서의 채널전류 변화를 나타내는 소프트 핀치-오프 현상을 표현할 수 있는 장점이 있으나 이 역시 채널전류를 자승함수로 표현하여 전달컨덕턴스를 잘 묘사하지 못하는 단점을 가지고 있다. 또한 자승함수로 표현되는 전달함수는 왜곡특성을 잘 예측하지 못하며 대전류 영역에서 출력저항 값이 커지는 단점이 있어서 펄스 I-V 특성의 모형으로는 적합하지 않다. 상용 CAD 프로그램에서 널리 사용되고 있는 Curtice - Cubic 모형은 3차 다항식으로 게이트-소오스 전압에 의한 채널전류 변화를 표현하고 있다. 이는 펄스로 측정된 I-V 특성과 소프트 핀치-오프 현상 등을 비교적 잘 모델링할 수 있으나 게이트-소오스 전압이 핀치-오프전압 보다 낮은 경우 큰 채널전류가 다시 흐르게 되는 단점과 3차 이상의 게이트전압이나 드레인전압에 따른 고차 미분치가 존재하지 않거나 비현실적이라는 단점이 있다. Raytheon-Statz 모형은 Curtice 모형을 보완한 것이나 이 역시 대전류 영역과 핀치-오프 영역에서의 변화를 잘 묘사하지 못하고 있으며, TOM 모형은 Raytheon-Statz 모형에 게이트전압 변화에 따른 출력컨덕턴스의 변화까지 모형화하여 비교적 정확히 모델링하였으나 이 역시 게이트전압이나 드레인전압에 따른 고차 미분항 특성을 잘 표현하지 못하는 단점이 있다. 모형들의 이러한 장단점을 고려하여 보다 정확한 채널전류식을 얻기 위한 노력이 국내에서도 활발히 진행되어 왔다. 참고문헌[6]의 모형은 물리적 이해가 쉽고 모델 파라미터 수가 작은 장점이 있는 반면 채널전류식이 기함수의 특성을 가지고 있어 게이트-소오스 전압이 핀치-오프 전압 보다 낮은 경우 점차로 큰 음의 채널전류가 흐르게 되는 점과 고차 미분치들의 특성이 불연속적인 점 등이 비현실적이다. [7]의 모형은 Curtice-Cubic 모형과 간단한 weigting 함수를 사용하여 핀치-오프 영역 근처의 정확한 묘사와 핀치-오프 전압 이하 게이트 전압에서의 비현실적 특성을 제거하여 수렴성과 왜곡현상의 예측성을 향상시켰다. 그러나 이 모형은 모델 파라미터 수가 많으며 또한 고차 미분항 특성을 표현하기 위한 파라미터들의 추출이 어려운 단점을 가지고 있다. 위의 모형들의 공통적인 단점인 게이트전압이나 드레인전압에 따른 고차 미분치가 존재하지 않거나 불연속 특성을 가지는 것을 보완하기 위하여 Mass[11, 12] 등은 채널전류의 고차 미분항를 측정하여 이를 이용하여 테일러 전개식으로 채널전류를 모형화하였으나 이 모형도 채널전류의 일부만을 묘사하며 또 비선형성이 크지 않은 회로의 설계에만 유용한 단점이 있다.

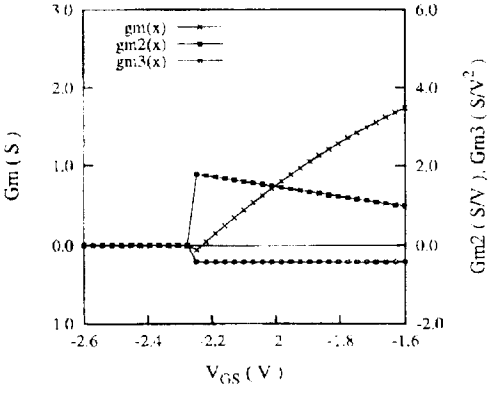
식 1로 주어진 Pedro 모형[13]은 채널전류의 전체 I-V 특성 (핀치-오프 영역 및 문턱전압 영역 포함)를 잘 묘사하면서 고차 미분항의 불연속성도 없으며 모델링 파라미터의 수가 적은 우수한 모형으로 비선형특성의 정확한 예측이 가능한 장점을 가지고 있다. 이 식에서 v_{po}와 γ는 핀치-오프 전압을, α는 드레인전압에 따

$$I_{ds} = \beta [u + \ln(e^{u} + e^{-u}) \tanh(\alpha v_{ds})]$$
$$v_p = v_{po} + \gamma v_{ds} \quad (1)$$
$$d = \left(\frac{v_b - v_{gs}}{v_p} \right)$$
$$u = A(1-d) - C$$

른 드레인전류의 변화를 나타내며, d와 u는 공핍영역의 폭 (depletion width)과 채널의 높이 (active channel height)에 관련되어 있다. 낮은 v_{gs}에서는 채널이 거의 모두 공핍화 되어 u는 아주 작은 값을 가지게 되며 이로 인해 [u + ln(e^{u} + e^{-u})] 은 영으로 수렴해 간다.



(a)

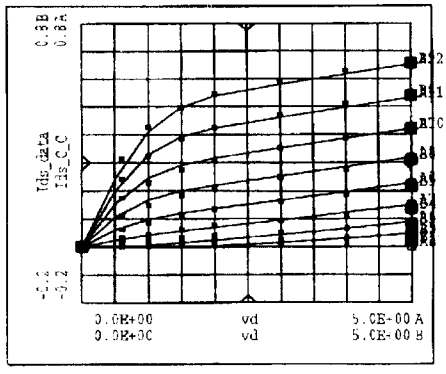


(b)

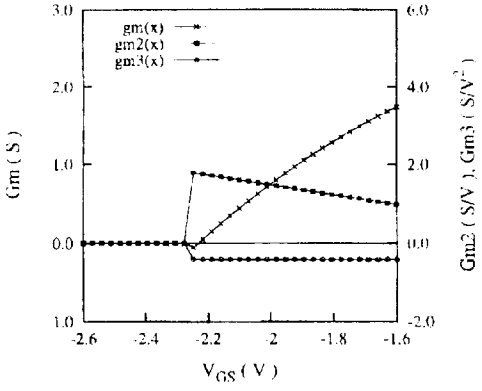
그림 2. Materka Model [2] (KGF-1606)
(a) 채널전류 측정치와 근사화 결과, (b) gm, gm2, gm3 특성의 모델링 결과

Fig. 2. Materka Model [2] (KGF-1606).
(a) Measurement and simulation results of channel current, (b) Modeling results of gm, gm2, gm3 characteristics

그러므로 핀치-오프 영역에서의 불연속성을 가지지 않으며 드레인 바이어스에 따른 핀치-오프 전압의 변화를 나타내고 있다. 반면 v_{gs}가 커지게 되면 u는 커지게 되어 [u + ln(e^{u} + e^{-u})] 은 2u로 수렴해 가며 이는 게이트전압에 따른 드레인전류가 점차 일정한 값에 수렴하는 것을 표현한다.



(a)



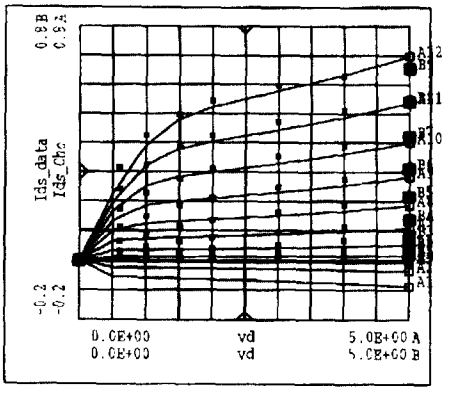
(b)

그림 3. Curtice - Cubic Model [3] (KGF-1606)
(a) 채널전류 측정치와 근사화 결과, (b) gm, gm2, gm3 특성의 모델링 결과

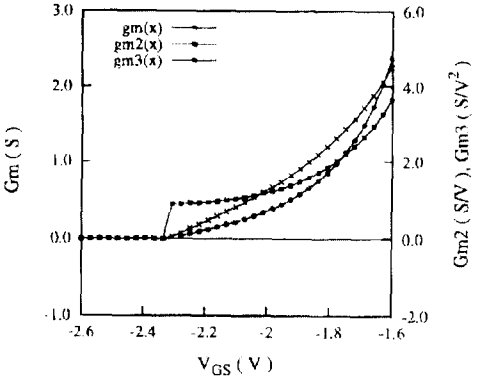
Fig. 3. Curtice - Cubic Model [3] (KGF-1606).
(a) Measurement and simulation results of channel current, (b) Modeling results of gm, gm2, gm3 characteristics

그림 2 - 5는 위의 모델 중 상용 CAD에 많이 사용되는 모형들을 이용하여 OKI사 KGF1606의 채널전류를 모형화하고 이의 특성을 그린 것이다. 그림에서 g_m의 크기와 g_m의 고차 미분치를 구할 때 채널전류가 핀치-오프 전압 이하에서 비정상적으로 모델링된 경우는 강제로 영으로 설정하여 그렸다. 이 그림에서 [13]의 모형을 제외한 다른 모형들은 g_m의 고차 미분치가 불연

속 특성을 가짐을 확인할 수 있다. 이러한 불연속 특성은 g_m의 고차 미분치 뿐만 아니라 g_{ds}와 $g_m g_{ds}$의 고차 미분치들에서도 볼 수 있다. 이는 다른 모형들[1 - 7]이 단순히 채널전류만을 고려해 표현식을 선택하고 근사화시킨 데 반해 [13]의 모형은 채널전류와 그 미분항들의 값이 가지는 전체 형태까지 고려하여 표현식을 선택하고 근사화시킨 결과이다.



(a)



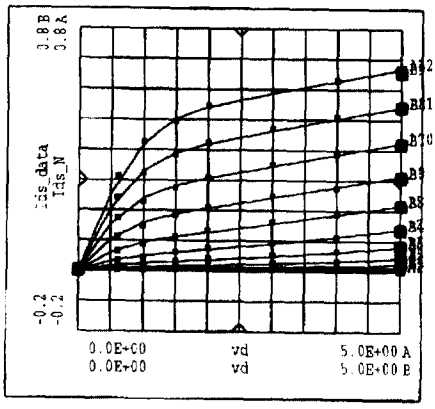
(b)

그림 4. [6] Model (KGF-1606)
(a) 채널전류 측정치와 근사화 결과, (b) gm, gm2, gm3 특성의 모델링 결과

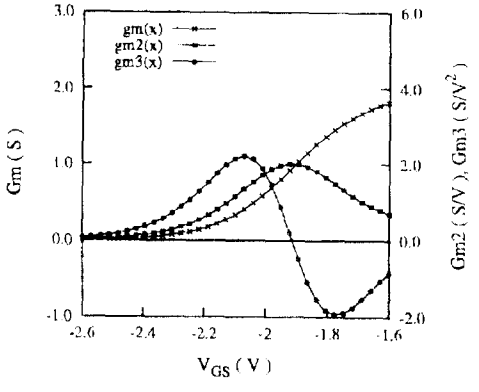
Fig. 4. [6] Model (KGF-1606).
(a) Measurement and simulation results of channel current, (b) Modeling results of gm, gm2, gm3 characteristics

그러나 MESFET의 채널전류는 바이어스 조건에 따라 서로 다른 주파수 분산특성(frequency dispersion)을 가지게 되어 서로 다른 I-V 특성을 보이므로 이를 모델링에 반영하여야 한다. 최근 이러한 특성을 포함하는 모형에 관한 연구가 이루어지고 있으나 모델링시의 복잡도 증가와 모델 파라미터 수가 많은 단점을 가지고 있다[14 - 16].

표 2는 알려진 여러 전류식의 특징과 모델 파라미터 수를 비교한 것으로 모델링시의 난이도는 일반적으로 파라미터의 수가 많을수록 또 파라미터들이 복잡한 지수형일수록 어렵다.



(a)



(b)

그림 5. Pedro Model [13] (KGF-1606)
(a) 채널전류 측정치와 근사화 결과, (b) gm, gm2, gm3 특성의 모델링 결과

Fig. 5. Pedro Model [13] (KGF-1606).
(a) Measurement and simulation results of channel current, (b) Modeling results of gm, gm2, gm3 characteristics

Ⅳ. 바이어스효과를 포함하는 새로운 채널전류 모형

MESFET의 비선형동작을 정확히 예측하는 모형은 핀치-오프 및 문턱전압 영역을 포함하는 모든 영역의

I-V 특성과 g_m, g_{ds}의 고차 미분항의 특성을 동시에 잘 표현하면서 또한 동작 바이어스 조건에 따른 채널전류의 변화까지 포함하는 형태이어야 한다. 그리고 실제 초고주파 비선형회로를 harmonic balance 시뮬레이터와 같은 비선형회로 해석기법을 이용하여 효과적으로 설계하기 위해서는 모델링 파라미터의 추출이 용이하고 파라미터의 수가 적으면서 간단한 함수로 모델링하는 것이 중요하다. 따라서 동작 바이어스 상태에서의 펄스 I-V 측정장치를 이용하여 여러 바이어스 조건에서의 펄스 I-V 특성을 구하고 이를 이용하여 채널전류를 게이트 바이어스 전압, 드레인 바이어스 전압 및 게이트, 드레인 변조전압에 관한 함수로 표현하여야 한다.

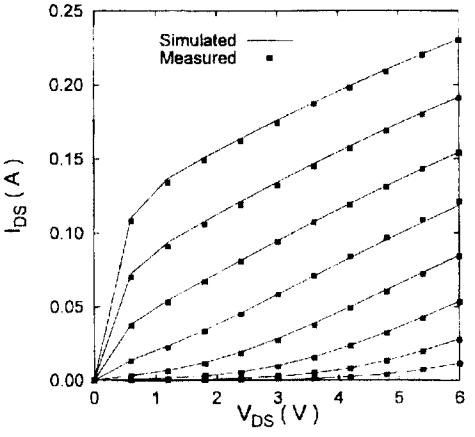
표 2. 대표적 기존 채널전류 모형의 특징
Table 2. Characteristics of previous reported current models.

모형	파라미터 수	특 징
Materka [2]	4	자승함수형, 소프트 핀치-오프 표현, I-V 특성 표현 부정확
Curtice-Cubic [3]	8	I-V 특성 비교적 정확히 표현, 음 채널전류 존재, 불연속점 가짐
Statz [4]	5	Curtice 모형[1] 보완, 대전류 및 핀치-오프 영역 부정확
[6]	6	Statz 모형[4] 보완, 물리적 이해 우수, 음 채널전류 존재, 불연속점 가짐
[7]	13	Curtice-Cubic 모형[3]과 weighting 함수 이용, 파라미터 수 많음
[13]	7	전체 I-V 특성 표현 우수, 불연속점 없음, 파라미터 수 적음, 수렴성 높음,
[15]		nonlinear integral model 사용, 추출의 난이도 큼, CAD 적용시 어려움
[16]	25	채널전류의 바이어스 의존성 포함, 파라미터 수 많음, 추출의 난이도 큼, 시뮬레이션시 수렴성에 문제

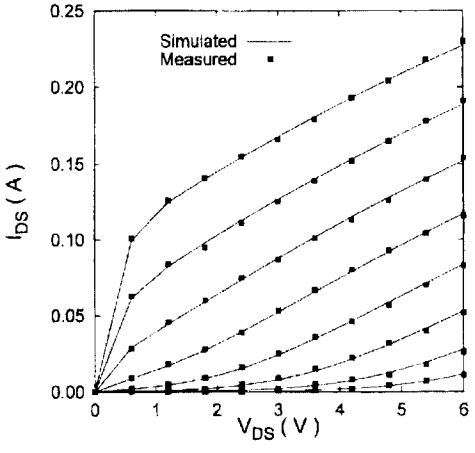
여러 측정결과와 Filicori의 자료[15]를 통해 바이어스 조건에 대한 채널전류의 관계를 게이트와 드레인 바이어스 전압에 대한 일차함수 형태로 모델링할 수 있음을 확인하였고 최종적으로 식 2와 같은 새로운 채널전류식을 제안한다. 이는 g_m, g_{ds}의 고차 미분항의 특성을 잘 묘사하는 Pedro 모형[13]에 바이어스 조건에 의한 영향을 포함하여 모델링한 것이다. 드레인 바이어스에 의한 출력컨덕턴스, 핀치-오프 전압과 채널전류량의 변화는 v_b, α, γ 및 A 파라미터를 인가 드레인 바이어스에 관한 함수로 나타내고, 게이트 바이어스에 의한 I-V 특성의 변화는 β 와 α 파라미터를 인가 게이트 바이어스에 관한 함수로 나타내어 표현한다.

$$
\begin{aligned}
I_{dsRF} &= \beta\,[u + \ln(e^{u} + e^{-u})]\tanh(\alpha v_{ds}) \\
V_p &= V_{po} + \gamma v_{ds}, & d &= \left(\frac{v_b - v_{gs}}{V_p}\right) \\
u &= A(1-d) - C \\
v_b &= v_{bo} + v_{b1} * V_{dso} & A &= A_o + A_1 * V_{dso} \\
\gamma &= \gamma_o + \gamma_1 * V_{dso} & \beta &= \beta_o + \beta_1 * V_{gso} \\
\alpha &= \alpha_o + \alpha_1 * V_{dso} + \alpha_2 * V_{gso}
\end{aligned}
\tag{2}
$$

채널전류 모형의 추출은 다음의 순서로 이루어 진다. 먼저 비슷한 내부 소모전력을 가지면서 바이어스 효과의 추출이 용이한 세 개의 동작점들 (낮은 V_{gso}와 낮은 V_{dso}, 낮은 V_{gso}와 높은 V_{dso}, 높은 V_{gso}와 낮은 V_{dso}) 조건 하에서 pulsed I-V를 측정한다. 그리고 이들 I-V 특성들 중에서 낮은 V_{gso}와 낮은 V_{dso} 바이어스 지점의 자료를 선택하고, 식 1의 표현식을 이용한 최적화과정을 수행하여 7 개의 최적화 파라미터 값을 얻고 이를 기준값으로 삼는다. 다음으로 기준 동작점과 드레인 동작점 바이어스 조건이 다른 I-V 특성 자료를 근사화시킬 때는 식 2에서와 같이 v_b, A, γ, α값 만을 최적화 파라미터로 사용하고 다른 파라미터는 기준값으로 고정하고 최적화시킨다. 또한 기준 동작점과 게이트 동작점 바이어스 조건이 다른 I-V 특성 자료를 근사화시킬 때는 식 2에서와 같이 β, α값 만을 최적화 파라미터로 사용하고 다른 파라미터는 기준값으로 고정하고 최적화시킨다. 이러한 과정을 통해 기준 바이어스 지점과의 바이어스 차이에 의한 파라미터 값의 변화 관계를 쉽게 추출할 수 있다. 제안한 식 2의 모형은 바이어스에 따라 다른 형태를 보이는 I-V 특성들의 전체를 데이터로 보고 한꺼번에 근사화 하는 기존의 발표된 방법[14 - 16]과는 달리 바이어스 조건에 따른 I-V 특성 각각을 근사화시키고 다음에 이들 모델 파라미터의 바이어스 의존성을 추출하여 모형을 완성하는 것으로 그 추출의 용이함이나 파라미터의 수 및 시뮬레이션 속도면에서 월등히 우수하다.



(a)



(b)

그림 6. I-V 특성의 측정치와 시뮬레이션 결과 비교 (점 : 측정치, 선 : 시뮬레이션 결과, KGF-1284) (a) 동작점 : V_{gso} = -2.2 V, V_{dso} = 3 V, (b) 동작점 : V_{gso} = -2.0 V, V_{dso} = 4 V

Fig. 6. Measured and simulated pulsed I-V curves (KGF-1284). (a) quiescent point : V_{gso} = -2.2 V, V_{dso} = 3 V, (b) quiescent point : V_{gso} = -2.0 V, V_{dso} = 4 V

제안한 모형이 MESFET의 바이어스 효과를 포함하는 I-V 특성과 초고주파 동작 특성을 잘 표현하는지 검증하기 위하여 OKI사 MESFET KGF-1284의 대신호 모형을 추출하였고 이를 이용한 시뮬레이션 결과와 실험치를 비교하였다. 표 3은 완성한 대신호 모형의 채널전류 모형 파라미터이며, 이를 HP-EEsof사 MDS의 SDD (Symbolic Defined Device)를 이용하여 대신호 등가모형을 구현하였다. 그림 6은 구현한 대신호 등가모형에서 구한 I-V 특성과 측정치를 비교한 것으로 핀치-오프 전압 이하의 게이트 전압에서도 비정상적인 음의 전류와 채널전류의 고차 미분항의 불연속성을 가지지 않으면서, 문턱전압 및 핀치-오프 영역을 포함하는 전체 I-V 특성과 이의 동작점에 따른 변화까지 정확히 표현함을 확인할 수 있다. 그림 7은 회로망분석기로 측정한 소신호 산란계수와 시뮬레이션 결과를 비교한 것으로 완성한 대신호 등가모형이 초고주파 특성을 잘 예측하고 있음을 볼 수 있다.

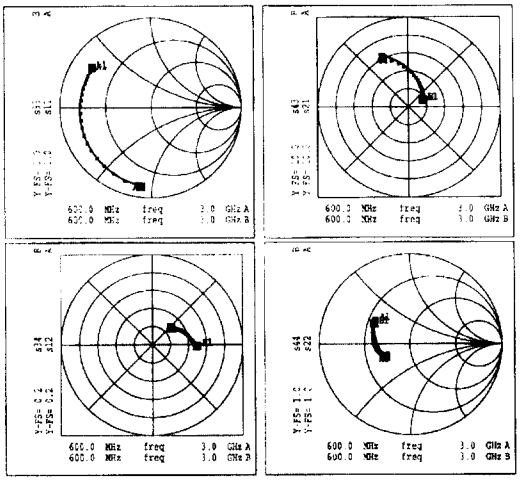


그림 7. 소신호 산란계수의 측정치와 등가모형에서 구한 시뮬레이션 결과 (점 : 측정치, 선 : 시뮬레이션 결과, V_{gso} = -1.8 V, V_{dso} = 4 V)

Fig. 7. Measured and simulated s-parameter using large-signal model. (points : measured, line : simulated, V_{gso} = -1.8 V, V_{dso} = 4 V)

표 3. 바이어스 효과를 포함한 채널전류 모델링 파라미터들 (KGF-1284)

Table 3. Parameters of the channel current model for KGF-1284.

V_{po}	-1.3565
v_b	v_{bo} : 0.3344, v_{b1} : -0.045527
A	A_0 : 17.226, A_1 : 0.34834
C	-2.3326
β	β_o : 0.023177, β_1 : -8.25e-4
γ	γ_o : -0.05815 , γ_1 : -0.00749
α	α_o : 0.28499, α_1 : 0.11704, α_2 : -0.6721

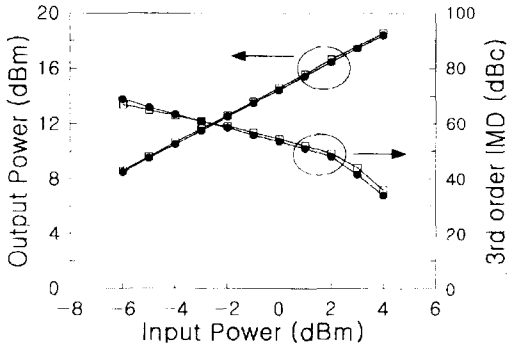


그림 8. 전력증폭기의 2-tone 측정결과(□)와 설계치(●)의 비교(동작주파수 : 1750 MHz, 동작전압 : 4.2 V)

Fig. 8. Comparison of experimental(□) and simulated(●) results for power amplifier performance. (operation freq. : 1750 MHz, drain bias : 4.2 V)

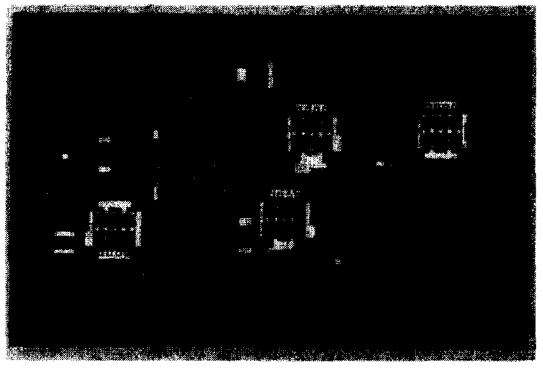


그림 9. 위성 수신 튜너용 MMIC 주파수 혼합기의 사진 (크기 : 1.2 x 1.8 mm^2)

Fig. 9. Photograph of MMIC Mixer. (size : 1.2 x 1.8 mm^2)

완성한 모형을 대표적 비선형회로인 전력증폭기의 설계에 적용시켜 보았고 그 출력전력 및 왜곡특성을 그림 8에서 비교하였다. 동작주파수 1750 MHz와 동작전압 4.2 V에서 증폭기의 입력전력을 -6 dBm에서 4 dBm까지 변화시키면서 2-tone 출력전력과 IMD_3의 측정치가 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 알 수 있다. 또한 제안한 채널전류 모형을 위성 수신 튜너용 MMIC 주파수 혼합기의 설계에도 적용하였다. 설계한 회로는 국제상사의 0.5㎛ GaAs Foundry 공정을 사용하여 제작하였으며 그림 9, 10은 완성한 MMIC의 사진 (크기 : 1.2 x 1.8 mm^2)과 특성의 측정치와 시뮬레이션 결과의 비교이다[17]. RF 전력이 -20 dBm이면서 RF 주파수를 950 MHz에서 2050 MHz까지 변화시켰을 때 변환이득은 7.53 dB에서 10.8 dB를 나타내었고 설계결과와의 차이는 1 dB 미만으로 제안한 모형이 우수한 동작 예측특성을 가짐을 확인할 수 있으며, 표 4는 주파수 혼합기의 측정결과를 설계치와 비교, 요약한 것이다.

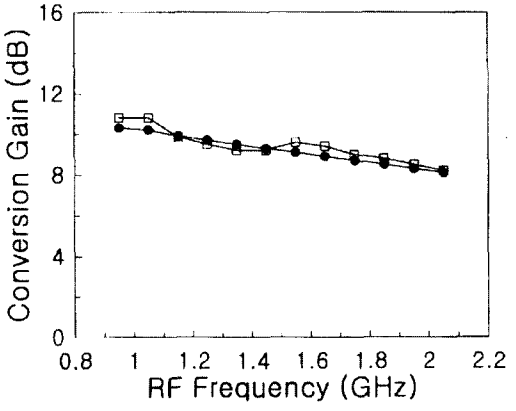


그림 10. 위성수신 튜너용 주파수 혼합기의 측정결과(□)와 설계치(●)의 비교(RF 전력 : -20 dBm, LO 전력 : 0 dBm, 동작전압 : 3.0 V, 전체 소비전류 : 7 mA)

Fig. 10. Comparison of experimental(□) and simulated(●) results for MMIC mixer performance. (RF power : -20 dBm, LO power : 0 dBm, drain bias : 3.0 V, total current : 7 mA)

표 4. 제작된 MMIC 주파수 혼합기의 특성 비교

Table 4. Comparison of MMIC mixer performances.

항목	설계결과	측정결과
RF 주파수	950 - 2050 MHz	950 - 2050 MHz
LO 주파수	1430 - 2530 MHz	1430 - 2530 MHz
IF 주파수	480 MHz	480 MHz
변환이득	8.0 dB (min) 10.8 dB (max)	7.53 dB (min) 10.8 dB (max)
LO 누설	< -30 dBm (RF) < -0.3 dBm (IF)	< -30 dBm (RF) < -0.3 dBm (IF)
소모전력	3 V, 6 mA	3 V, 7 mA

V. 결 론

초고주파 설계용 CAD에 이용할 수 있는 동작 바이

어스의 효과를 포함하는 GaAs MESFET의 채널전류 모형을 제안하였다.

제안한 모형은 기존의 모형에 비해 핀치-오프, 항복 영역 및 문턱전압 영역에서의 전달컨덕턴스 및 출력컨덕턴스의 정확한 묘사와 채널전류 고차 미분치의 연속성을 보장하면서, 동작 바이어스 조건의 변화로 인한 채널전류의 주파수 분산특성까지도 포함하고 있다. 모델 파라미터들은 여러 동작점 하에서의 측정한 펄스 I-V 특성을 가지고 구해지며 적은 파라미터의 수를 가지면서 추출과정은 단순하다. 제안한 채널전류 모형이 초고주파 회로의 비선형 동작특성을 정확히 예측할 수 있음을 펄스 I-V 특성과 소신호 산란계수 특성에서 뿐만 아니라 KGF-1284를 이용한 전력증폭기와 국제 GaAs MESFET Foundry를 이용한 주파수 혼합기의 설계와 측정결과에서 확인하였다. 본 채널전류 모형은 설계시 정확한 특성의 예측이 필요한 선형 전력증폭기 및 자기발진 주파수 혼합기 등과 같은 복잡한 초고주파 회로나 회로 제작 후 미세 조정이 불가능한 MMIC의 구현에 많은 도움을 줄 것이다.

감사의 글

※ 본 연구는 통상산업부의 공업기반기술개발사업 및 국제상사의 부분적인 도움에 의해 수행되었음을 알려드립니다.

참 고 문 헌

[1] W. R. Curtice, "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits," *IEEE Trans. MTT*, pp. 448-455, May, 1980.

[2] A. Materka and T. Kacprzak, "Computer Calculation of Large - Signal GaAs FET Amplifier Characteristics," *IEEE Trans. MTT*, pp. 129-134, Feb., 1985.

[3] W. R. Curtice, "A MESFET Model for Use in the Design of GaAs IIntegrated Circuits," *IEEE Trans. MTT*, pp. 448-455, May, 1980.

[4] H. Statz, et al., "GaAs FET device and circuit simulation in SPICE," *IEEE Trans. Electron Devices*, pp. 160-169, Feb., 1987.

[5] Joe Barnard, "A Practical Approach to Use of the Triquint Own Model," *Microwave Engineering Europe*, pp. 37-42, March, 1995.

[6] 조영송, 신철재, "GaAs MESFET의 새로운 드레인 전류 모델," *전자공학회논문지*, pp. 64-70, 1995 8월

[7] Tae Moon Roh, Youngseok Suh, Youngsik Kim, Wee Sang Park, and Bumman Kim, "A Highly Accurate MESFET Model to Predict the Nonlinear Behavior of a Linear Power Amplifier," *Microwave and Optical Technology Letters*, pp. 184-186, Nov., 1996.

[8] Sam Pritchett, Ryan Stewart, James Mason, and Gailon Brehm, "Precision Pulsed I-V System for Accurate GaAs Device I-V Plane Characterization," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1353-1356, 1994.

[9] 노태문, 김영식, 서영석, 박위상, 김범만, "MESFET 채널전류 측정용 펄스 I-V 시스템," *마이크로파 및 전파전파연구회 학술발표회 논문집*, 제19권, 제1호, pp. 32-34, 1996년 5월

[10] Kye-ik Jeon, Young-se Kwon, and Song-cheol Hong, "A Frequency Dispersion Model of GaAs MESFET for Large Signal Application," *무선통신용 MMIC 및 Module 워크샵 자료집*, pp. 149-151, 1996년 10월.

[11] Stephen A. Mass and D. Neilson, "Modeling GaAs MESFETs for Intermo dulation Analysis," *Microwave Journal*, pp. 295-300, May, 1991.

[12] Stephen A. Mass and D. Neilson, "Modeling MESFET's for Intermodulation Analysis of Mixers and Amplifiers," *IEEE Trans. MTT*, pp. 1964-1971, Dec., 1990.

[13] J. C. Pedro, and J. Perez, "A Novel Non-linear GaAs FET Model for Intermodulation Analysis in General Purpose Harmonic-Balance Simulators," *European Microwave Conference Digest*, pp. 714-457, 1993.

[14] T. Fernandez, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazon, A. Mediavilla, "Modelling of Operating Point Nonlinear Dependence of

Ids Characteristics from Pulsed Measurements in MESFET transistor," *European Microwave Conference Digest*, pp. 518-521, 1993.

[15] F. Filicori, G. Vannini, A. Santarelli, A. Mediavilla, A Tazon, and Y. Newport, "Empirical Modeling of Low-Frequency Dispersive Effects Due to Traps and Thermal Phenomena in III-V FET's," *IEEE Trans. MTT*, pp. 2972-2981, Dec., 1995.

[16] T. Fernandez, Y. Newport, J. M. Zamanillo, A. Tazon, A. Mediavilla, "Extracting a Bias-Dependent Large Signal MESFET Model from Pulsed I/V Measurements," *IEEE Trans. on MTT*, pp. 372-378, March, 1996.

[17] 김영웅, 오승건, 곽명현, 김범만, "위성 수신 튜너용 MMIC 혼합기의 설계 및 제작," *전자파학술대회 논문집*, 1996 11월

저 자 소 개

盧 泰 文(正會員)

1968년 9월 3일생. 1991년 연세대학교 전자공학과 졸업. 1993년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업(공학석사). 1993년 ~ 현재 포항공과대학교 전자전기공학과 박사과정. 관심분야는 초고주파 및 이동통신용 능동소자 모델링, 회로 설계

金 英 雄(正會員)

1971년 8월 15일생. 1994년 전북대학교 전자공학과 졸업. 1997년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업(공학석사). 1997년 ~ 현재 국방과학연구소 재직. 관심분야는 초고주파 회로 설계

金 汎 晩(正會員)

1972년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1974년 University of Texas 공학석사. 1979년 Carnegie-Mellon University 공학박사. 1978년 ~ 1981년 GTE Laboratories 연구원. 1981년 ~ 1989년 Texas Instruments 책임연구원. 1990년 ~ 현재 포항공과대학교 전자전기공학과 교수. 관심분야는 초고주파 반도체 소자 및 회로 연구

金 永 植(正會員)

1969년 9월 23일생. 1993년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업. 1995년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업(공학석사). 1995년 ~ 현재 포항공과대학교 전자전기공학과 박사과정. 관심분야는 초고주파 능동소자 모델링 및 회로 시뮬레이터 개발

朴 位 相(正會員) 第 29卷 A編 第 11號 參照
현재 포항공과대학교 전자전기공학과 부교수