

GaAs FET 소자 모델링을 위한 소신호 모델의 검증과 대신호 모델 추출기 개발

Development of Large Signal Model Extractor and Small Signal Model Verification for GaAs FET Devices

최형규* · 전계익** · 김병성*** · 이종철* · 이병제* · 김종현* · 김남영*

Hyung-Kyu Choi* · Kye-Ik Jeon** · Byong-Sung Kim*** ·

Jong-Chul Lee* · Byungje Lee* · Jong-Heon Kim* · Nam-Young Kim*

요 약

본 논문에서는 초고주파 회로에 사용되는 GaAs FET의 대신호 모델 추출기 개발에 관하여 다루었다. 모델링을 하기에 앞서 모델링에 필요한 대량의 측정 데이터를 얻기 위하여 컴퓨터에서 자동제어가 가능한 측정프로그램을 개발하였고 측정계에서 생기는 전압강하를 막기 위해 전압 강하 보상을 위한 알고리즘을 측정프로그램에 추가하였다. 소신호 모델은 대신호 모델의 복잡도를 고려하여 7개의 내부 파라미터를 갖는 소신호 모델을 사용하였으며 각 바이어스에서의 측정된 산란계수를 소신호 모델이 예측한 산란계수 결과와 비교하여 소신호 모델의 바이어스에 따른 정확성을 검증하였다. 대신호 모델은 다양한 비선형 시뮬레이션에 유리하도록 변형된 맞춤형 함수 모델을 사용하였고 대신호 모델 파라미터 추출 과정에서는 일차원적 최적화 기법을 통하여 최적화된 파라미터를 추출하였다. 이러한 연구는 비선형 회로 설계 시 필요한 대신호 모델의 추출시간과 측정시간을 단축시킬 수 있고 빠른 시뮬레이션 특성으로 인해 초고주파회로 설계용 시뮬레이터에서의 최적화과정 수행에 적합한 모델을 얻을 수 있다.

Abstract

In this paper, the development of large-signal model extractor for GaAs FET device through the Monolithic Microwave Integrated Circuit(MMIC) is presented. The measurement program controlled by personal computer is developed for the processing of an amount of measured data, and the de-embedding algorithm is added to the program for voltage dropping as attached series resistance on measurement system. The small-signal model parameters are typically consisted of 7 elements that are considered as complexity of large-signal model and its the accuracy of the small-signal model is verified through comparing with measured data as varied bias point. The fitting function model, one of the empirical model, is used for quick simulation. In the process of large-signal model parameter extraction, one-dimensional optimization method is proposed and optimized parameters are extracted. This study can reduce the modeling and measuring time and can secure a suitable model for circuit

「본 연구는 2000년도 광운대학교 교내 학술연구비 지원과 정보통신부 지원대학 정보통신 연구센터(ITRC)사업의 지원을 받아 수행되었음」

*광운대학교 RFIC 연구 및 교육센터/Mission Technology 연구센터(RFIC Research and Education Center & Mission Technology Research Center, Kwangwoon University)

**알에프코어(주)(RF Core Co.)

***성균관대학교 전자공학부(Dept. of Electronic Engineering, Sungkyunkwan University)

· 논문 번호 20010507-061

· 수정완료일자 : 2001년 6월 25일

I. 서 론

정보의 중요성이 증대됨에 따라 이송되는 정보량이 늘어가고 이를 처리하기 위한 초고속, 초고주파 통신시스템에 대한 요구가 증가되고 있다. 초고속, 초고주파 통신시스템의 보편화를 위해서는 대량생산이 가능한 초고주파 집적회로(MMIC)의 안정적 구현이 요구되며 능동소자의 정확한 모델링은 이를 위한 전제조건이 된다.

MMIC의 경우, 그 특성상 제작 후 미세조정이 어려우며 초기 생산비용이 크므로 단 한번에 만족할 만한 성능의 결과를 얻어야만 생산성을 만족시킬 수 있다. 재래식 방법인 하이브리드 회로설계에서도 능동소자의 모델 라이브러리가 제공되지만 평균적 특성을 의미할 뿐, 실제 제작에 사용될 개별소자의 특성과는 미세조정이 필요할 만큼의 특성 차이를 갖게 된다. 그러므로 평균적 특성을 토대로 한 회로설계는 시뮬레이션 특성이 실제 특성을 정확히 재현하기 어렵게 되며 이로 인해 대량생산 시에도 미세조정과정을 거쳐야 하는 단점이 생기게 된다. 따라서 CAD를 이용한 초고주파회로 설계 시 미세조정을 최소화하고 시뮬레이션의 정확성을 개선시키기 위해서는 사용될 소자의 비선형 특성을 정확히 예측하는 대신 모델 개발이 필수적 조건이 된다.

경험적 대신 모델은 측정결과를 토대로 전기적 특성을 회로적으로 구성하고 그것을 다시 재현하기 때문에 무엇보다도 정확한 측정이 선행되어야 하며, 여기에는 DC 전류-전압 특성과 소신호 특성인 S 파라미터가 이용된다. 제안한 대신 모델링은 각 소

바이어스에서의 S 파라미터 측정 결과를 이용한 소신호 모델링과 이 과정에서 얻은 각 바이어스의 소신호 파라미터들을 잘 맞추는 함수의 계수를 추출함으로써 구현된다. 그림 1은 이러한 모델추출을 위한 측정계의 구조를 설명한다.

II. 소신호 모델과 검증

소신호 모델은 고정 바이어스에서 소신호 주파수 특성을 묘사한다. 소신호는 미세한 전압변화 신호이기 때문에 시간에 따라 내부 등가회로의 값이 변화되지 않는다. 이는 등가회로 내부의 커패시턴스가 포화영역에 들지 않아 일차원적인 전하제어모델로 기술될 수 있기 때문이다. 이로 인해 FET소자의 능동영역에서 선형적 해석이 가능하고 소신호 파라미터의 모든 요소는 물리적 관점에서 그림 2와 같은 등가회로로 대체될 수 있게 된다. 그러나 등가회로가 실제회로의 완전한 물리적동작을 설명할 수는 없다. 이것은 소신호 등가회로에서 얻을 수 있는 산란계수와 측정된 산란계수를 비교한 그림 3의 오차를 통해 확인할 수 있다. 그러므로 모든 전기적 성분이 분산되어 있는 초고주파 소자에서 그림 2와 같이 기하학적인 형태에 따라 제한된 집중소자를 배치하는 것은 이미 그 한계성을 가지고 있다고 말할 수 있다. 물론 소신호 등가모델에 전기적 요소의 추가를 통해 좀 더 현실적이며 측정값에 근사한 등가모델의 구현이 가능하다. 그러나, 그 경우 증가된 등가요소의 값 결정이 2단자로 제한된 측정 조건 하에서는 더욱 어려워진다. 따라서 본 논문의 소신호

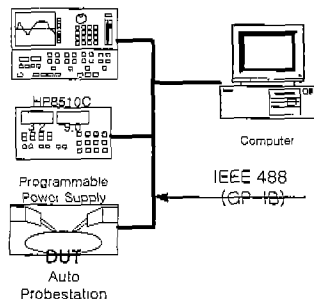


그림 1. 측정을 위한 장비구성

Fig. 1. Diagram of an automated measurement system.

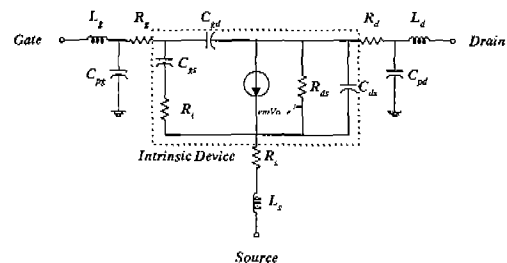


그림 2. 소신호 등가모델

Fig. 2. Small signal model.

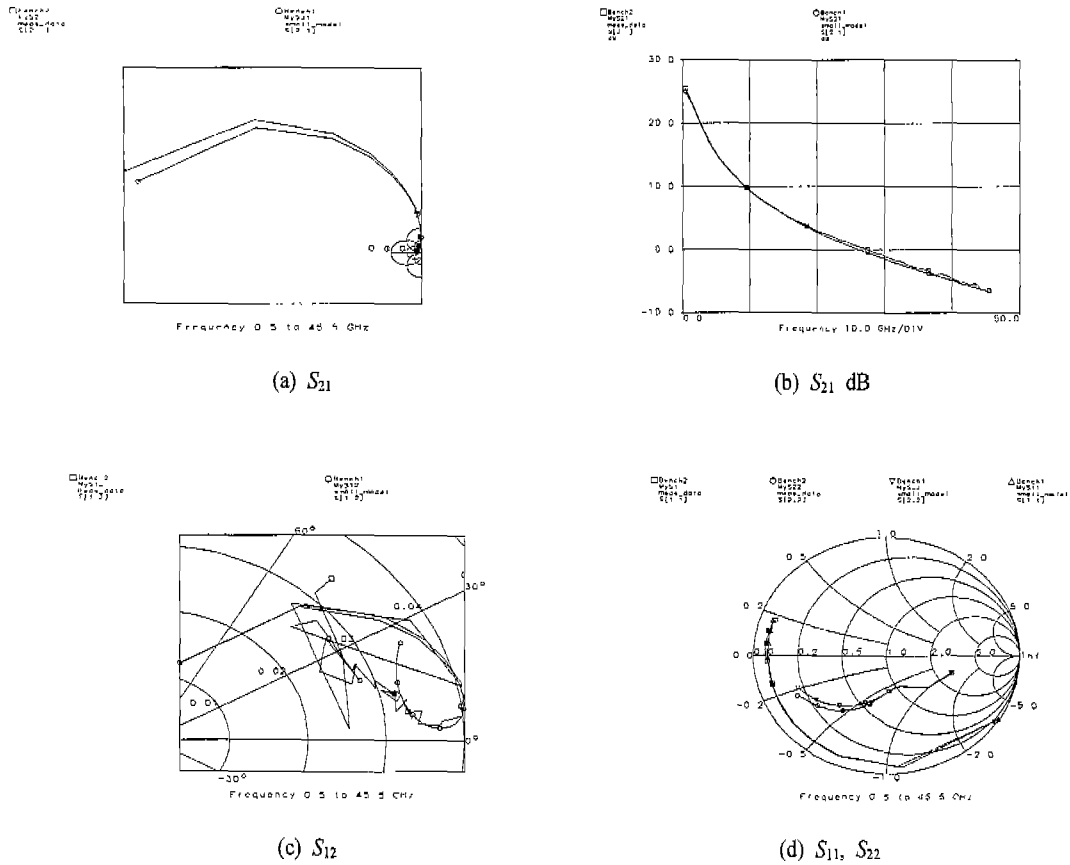


그림 3. 측정과 소신호 모델에 의한 S 파라미터 비교($V_{gs} : -0.4, V_{ds} 3.0$)
 Fig. 3. Comparison between measured and small signal modeled S-parameters.
 ($V_{gs} : -0.4, V_{ds} 3.0$)

모델은 대신호 모델을 하기 위한 과정으로 대신호 모델에서 고려될 수 있는 한도 내에서 가장 효과적으로 소신호 모델이 가능한 7개의 내부요소와 8개의 기생요소를 가지는 소신호 등가모델을 사용하였다. 소신호 모델링은 Dambrine, et al^[1]과 Berroth and Bosch^[2]가 제안한 직접추출법을 사용하였다. 기생소자를 추출하고 내부소자를 결정한 후 측정된 산란계수와 소신호 모델의 산란계수를 전 바이어스 영역에서 비교하여 그림 4와 같이 검증하였다. 그림 4의 산란계수오차의 등고선 그래프는 7개의 내부소자로 각 바이어스점에서 소신호 모델을 했을 때의 각 산란계수 오차와 그들의 평균 오차 백분율이다. 그림 4에서 알 수 있듯이 7개의 내부소자로 모델링

된 소신호 모델은 편치오프영역과 선형영역에서 소신호 특성을 잘 설명하지 못함을 알 수 있다.

다양한 기생저항 추출법^{[3]~[5]} 중 실험적으로 소신호 오차가 최소의 값을 보여준 K. Lee^[5]의 측정법을 참고하였다. 기생소자 값이 결정되면 측정된 산란계수에서 기생성분이 제거되고 방정식의 대수적 계산을 통해 내부소자 값을 결정하게 된다. 따라서 소신호 모델에 있어서, 추출된 기생성분은 상수로써 모든 바이어스 영역에서 소신호 모델에 영향을 주게 된다. 따라서 정확한 외부 기생소자 값을 제거하여야만 바이어스에 따른 내부소자 값이 합리적인 값을 가지게 되므로 기생성분의 추출은 소신호 모델에 있어 가장 중요한 작업이 된다.

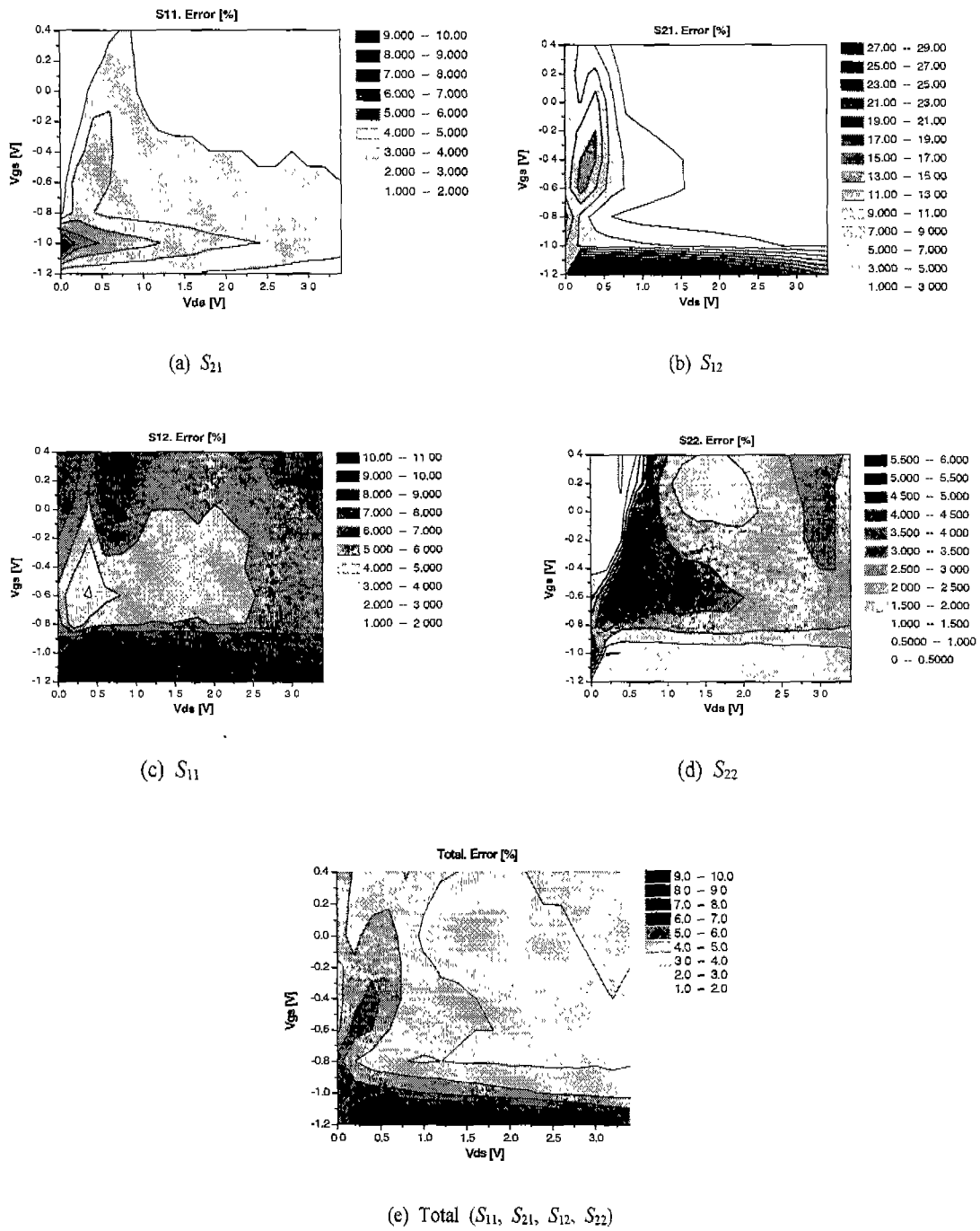


그림 4. 소신호 모델의 산란계수 오차(%) 등고선
 Fig. 4. Contours of error(%) for the small signal model.

Ⅲ. 대신호 모델과 일차원적 최적화 기법

본 논문에서 제안하는 대신호 모델은 Materka-Kacprzak^[6] 모델을 기반으로, 경험적 대신호 모델의

취약 부분인 최적화 과정에 유리하도록 개선된 대신호 모델이다. 모델을 추출하기 위한 측정과 소신호 모델, 그리고 대신호 모델을 추출하기 위한 최적화 과정이 연속적으로 이루어 지도록 C언어를 이용하여 프로그래밍 되었다. 그림 5는 대신호 등가모델을 도시하였다.

$$I_{ds} = IDSS \left(1 + SS \frac{V_{dsi}}{IDSS} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{gsrl}}{VFO + GAMA \cdot V_{dsi}} \right)^{(E + KE \cdot V_{gs})} \times \tanh \left(\frac{SL \cdot V_{dsi}}{IDSS(1 - KG \cdot V_{gsi})} \right) \quad (1)$$

$$I_{gs} = IG0(\exp(AFAG \cdot V_{gsi}) - 1) - IB0(\exp(-AFAB(V_{gsi} + VBC))) \quad (2)$$

$$I_{gdi} = IG0(\exp(AFAG \cdot V_{gsi}) - 1) - \frac{GMAX}{4} (\tanh(KID(V_{gsi} - K2D)) - 1) \cdot (V_{gsi} + VBC - \sqrt{(V_{gsi} + VBC)^2 + K3D}) \quad (3)$$

$$Ri = RI0(1 - KR \cdot V_{gsi}) \quad (4)$$

$$C_{gs} = C0 + C1 \frac{(1 + \tanh(ACGS \times (V_{gsi} - VCGS)))}{2} \quad (5)$$

$$C_{gdi} = CF0(1 - KF \cdot V_{gdi})^{-MCD} \quad (6)$$

기존 Marterka 모델과 비교하면, 전류식 (1)을 표현하는 4개의 파라미터에 4개의 파라미터가 더 추가되어 총 8개의 파라미터를 갖는다. 그러나 추가된 4개의 파라미터는 초기값을 0으로 놓을 수 있는 단순 맞춤계수이므로 초기값 설정을 고려하지 않는다. 동시에 각 파라미터는 수학적 분리도가 유지되어 제안한 일차원적 최적화 방법에 잘 부합된다. 식 (2), (3), (4), (6)은 기존모델^[6]의 수식을 참조하였고 RF적으로 상당히 중요한 요소인 게이트 커패시턴스의 경우에는 기존 모델식이 바이어스 조건에 따라 두가지 함수로 정의해 놓아 불연속적이며 실제 변화특성을 잘 예측하지 못하고 초기값 설정에 어려움이 있으므로 본 논문에서는 파라미터 수를 증가시키지 않으면서 동시에 초기값 예측이 가능할 수 있도록 맞춤함수를 tanh함수로 변화시켜 최대 최

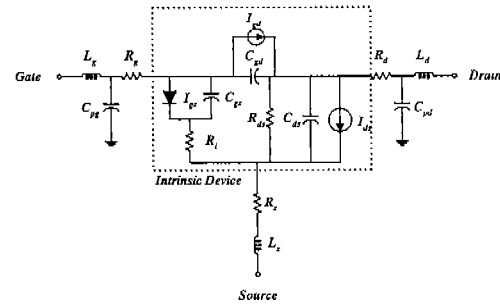


그림 5. 대신호 등가모델
Fig. 5. Large signal model.

소값의 설정이 용이하고 연속함수이며 최적화에 유리한 식 (5)으로 개선하였다.

맞춤함수 모델은 데이터 테이블 모델^[7]에 비해 상당히 빠른 시뮬레이션 결과를 얻을 수 있다. 그중 Materka-Kacprzak 모델은 다른 맞춤함수 모델에 비하여 적은 수의 대신호 모델 파라미터를 가지고 있으면서 정확성에 있어서는 뒤떨어지지 않는 특징을 가지고 있다^[8]. 또한 대신호 모델 파라미터인 맞춤함수의 계수가 핀치오프전압이나 게이트 전압이 0일때 드레인 소스간 포화전류와 같이 물리적으로 예측 가능한 값이므로 최적화 과정에서 필요한 초기값 설정에 유리하다.

본 논문에서 제안한 최적화 기법은 최적화된 대신호 모델 파라미터를 구하기 위한 기법으로 최적화 파라미터가 많은 함수에 잘 동작하도록 모델함수의 계수를 순차적으로 선택하여 중요계수만 먼저 하나씩 최적화한 후, 단순 맞춤계수를 포함시켜 위 과정을 반복하여 최적의 계수를 찾아 대신호 모델 파라미터를 결정하는 구조로 되어 있다.

대신호 모델 파라미터는 대부분 맞춤함수의 계수로 구성되어 있으며, 각 파라미터는 대부분 함수에 있어서 민감한 계수로 작은 값의 차이에도 함수의 결과는 크게 변화된다. 따라서 대신호 모델 파라미터 추출에 있어서 가장 중요한 과정이 바로 최적화 과정과 초기값 설정이다. 다양한 모습으로 전압에 따라 변화되는 소자의 특성을 맞춤함수를 이용하여 특성을 예측할 때, 함수의 차수증가에 의해 대응되는 계수가 증가될수록 다양한 폐곡선의 함수가 가능해져 소자값의 다양한 변화에 대하여 최소의 오

차를 갖는 모델이 가능해진다. 그러나 계수의 증가는 곧 대신호 파라미터를 추출하기 위한 최적화 과정의 변수가 증가됨을 의미한다. 최적화의 변수의 증가는 오차함수가 복잡해짐을 의미하고 함수의 복잡도 증가는 수많은 지역 최소점의 증가를 의미하므로 계수를 늘려 오차를 줄이는 방법은 바람직하지 않다.

최적화 과정에서 변수가 3개 이하일 경우에는 최적값을 찾는 것이 그리 어렵지 않으나 그 이상의 변수에서는 매우 어렵다. 본 논문이 사용한 알고리즘은 기본적으로 Levenberg-Marquardt [9],[10] 알고리즘을 이용하였다. 이 방법은 바이어스 포인트 전 영역의 측정값과 모델값을 비교하여 그 오차의 합이 최소점이 되는 변수값을 찾는 방법으로 평균적 최소점을 찾는 경향이 있다. 그러므로 비교 포인트가 적은 영역에서는 그 오차가 간과될 수 있다. 그러나 본 논문에 제시한 최적화 기법은 바이어스 영역마다 가중치를 부여하여 이 단점을 극복하였다.

최적화를 위해 가장 이상적인 측정은 소신호 파라미터의 바이어스에 대해 변화가 큰 부분에 대해서는 조밀하게 측정하는 것이다. 이 방법을 통해 평균오차의 최소점으로 접근하는 알고리즘의 맹점을 근본적으로 예방할 수 있다. 대신호 모델로 DC전류를 근사하는 경우 단순히 8개의 파라미터를 순차적으로 최적화하면 물리적 의미를 갖는 초기값이 적정 값에 수렴하기 전에 단순 최적화 계수들이 크게 변화하여 근사하게 되고, 이 경우 지역 최소점에 수렴하기 쉽다. 따라서 본 논문에서는 먼저 해석적 의

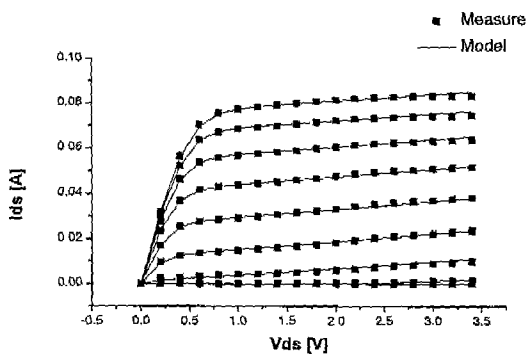
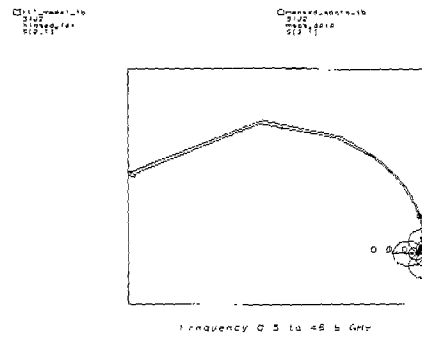
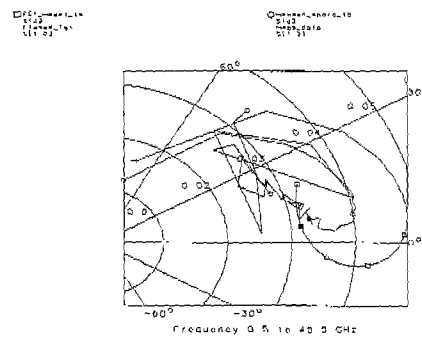


그림 6. 최적화된 모델의 전류 I_{ds} 와 측정값
Fig. 6. Optimized drain current I_{ds} and measured one.

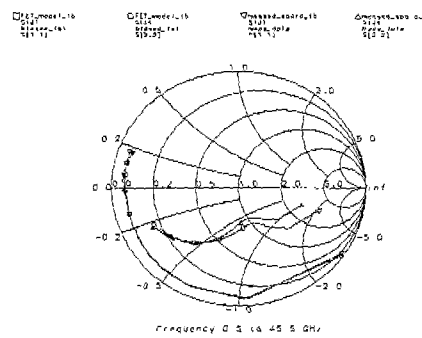
미를 갖는 파라미터를 먼저 최적화한 후 단순 최적화 계수를 함께 최적화 하였고, 전역 최소점 주위에는 상대적으로 지역 최소점이 존재할 가능성이 적으므로 최적화 초기에는 파라미터의 변화를 크게



(a) S_{21}



(b) S_{12}



(c) S_{11}, S_{22}

그림 7. 대신호 모델과 측정된 산란계수의 비교
($V_{gs} : -0.3, V_{ds} : 4.0$)

Fig. 7. Comparison between measured and small signal modeled S-parameters.

($V_{gs} : -0.3, V_{ds} : 4.0$)

하였고 오차가 15% 이내에서부터 파라미터 변화를 미세하게 하여 최적화하였다. 그림 6은 대신호 모델의 전류식을 이용하여 150 μm p-HEMT의 DC특성을 모델링하고 측정결과와 비교해 보았다. 그리고 전역 최소점으로의 수렴성을 확인하기 위해 초기값을 최적화 된 값에서 점차적으로 왜곡시켜 일차원적 최적화 알고리즘의 신뢰성을 확인해 보았다.

IV. 결 론

본 논문에서는 초고주파 회로설계를 위한 GaAs FET 소자의 경험적 대신호 모델링을 수행하였다. 제한한 경험적 대신호 모델링은 그림 7, 8에서와 같이, 소신호 측정결과와 대신호 모델의 소신호 예측을 비교하고 DC전류측정과 대신호 모델의 DC 전류예측을 비교하여 모델에 대한 정확성과 타당성을 확인하였다.

대신호 모델링을 하기에 앞서 소신호 모델링을 실시 함으로써 소자에 대한 기본적 특성을 파악하여 DC특성과 S파라미터 특성만으로 대신호 모델을 직접 추출하는 방법에 비하여 일관적인 대신호 파라미터를 얻을 수 있었다. 기존 대신호 모델의 불연속 함수를 이용한 모델식을 연속함수이며 초기값 선정에 유리한 함수로 변환하여 다양한 비선형 시뮬레이션에 유리하도록 하였다. 대신호 모델 파라미터를 구하기 위한 최적화 과정에서는 일차원적 최적화라는 주어진 모델식에 유리하도록 새롭게 고안

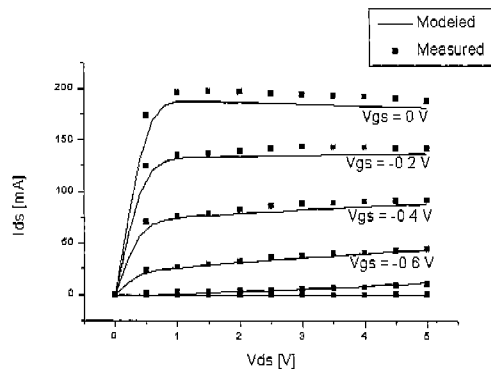


그림 8. 모델된 드레인 전류 I_{ds} 와 측정값
Fig. 8. Modeled drain current I_{ds} and measured one.

된 대신호 모델 최적화 기법을 사용하였다. 이를 통해 실험적으로 250 %까지의 초기값 왜곡 변화에도 전역 최소점에 수렴하는 결과를 얻을 수 있었다.

본 연구를 통해 대신호 시뮬레이션을 필요로 하는 회로설계에 필요한 대신호 모델링 자동화 기술을 확보할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] G. Dambrine et al., "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp.1151-1159, 1988.
- [2] M. Berroth and R. Bosch, "Broad-band Determination of the FET Small-Signal Equivalent Circuit", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 7, pp. 891-895, July 1990.
- [3] L. Yang and S. I. Long, "New Method to Measure the Source and Drain Resistance of the GaAs MESFET", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 7, pp.75-77, Feb. 1986.
- [4] D. Root, S. Fan and J. Meyer, "Technology Independent Non-Quasi-Static FET Models by Direct Construction from Automatically Characterized Device Data", in *Proc. 21th European Microwave Conf.*, Sept. 1991, pp. 927-932.
- [5] K. Lee, et al., "Low Field Mobility Profile in GaAs Ion-Implanted FET's", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 31, pp. 390-393, Mar., 1984.
- [6] A. Materka and T. Kacprzak, "Compact dc Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 2, pp.211-213, 1983.
- [7] D. Root and S. Fan, "Experimental Evaluation of Large-Signal Modeling", *IEEE MTT-S Digest*, pp.255-258, 1992.
- [8] Z. R. Hu, et al, "Comparison of GaAs MESFET DC Models", *IEEE MTT-S Digest*, pp.311-314, 1990.
- [9] K. Levenberg, "A Method for the Solution of Certain Problems in Least Squares", *Quari. Appl. Math.*, vol. 2, pp.164-168, 1944.

[10] D. Marquardt, "An Algorithm for Least Squares Estimation of Nonlinear Parameters", *J. Ind.*

Appl. Math., 1963, pp.431-441.

최 형 규



1975년 9월 서울 출생
1998년 2월: 광운대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
1998년 9월~2000년 6월: LG종합기술원 RF팀 위축연구원 (MMIC 개발 참여)
2000년 2월: 광운대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

2000년 6월~7월: Excelics Semiconductors in U.S.A 방문연구원

2000년 3월~현재: 광운대학교 대학원 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] Microwave Device Modeling, RFIC/MMIC Design, and Communication Systems

김 병 성



1989년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1991년: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)

1997년: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)

1997년 8월~1999년 9월: 성균관대학교 전임강사

1999년 10월~현재: 성균관대학교 조교수

[주 관심분야] RF active/passive device 모델링, RFIC 설계

이 종 철

2001년 1월호 논문지 (vol. 12, no. 1) 참조

이 병 제

2001년 1월호 논문지 (vol. 12, no. 1) 참조

김 종 헌

2001년 1월호 논문지 (vol. 12, no. 1) 참조

김 남 영

2001년 1월호 논문지 (vol. 12, no. 1) 참조

전 계 익



1968년: 출생
1991년, 1993년, 1998년: 한국과학기술원 학사, 석사, 박사과정 졸업
1998년~2000년: LG 종합기술원 선임연구원
2000년~현재: 알에프코어 주식회사의 대표이사로 재직중

[주 관심분야] Microwave Device Modeling, RFIC/MMIC Design, LPA, HPA and Pulsed IV Measurement