

초광대역 마이크로파 증폭기 설계를 위한 단순화한 GaAs MESFET 모델링

(A Simplified GaAs MESFET Modeling for the Design of Ultrabroad-Band Microwave Amplifiers)

尹永哲*, 金炳哲**, 安達***, 張益洙***

(Young Chul Yoon, Byung Chul Kim, Dal Ahn, and Ik Soo Chang)

要 約

초광대역 마이크로파 증폭기의 설계에 적합한 10개의 회로소자로 구성되는 단순화한 GaAs MESFET 등가회로 모델을 제시하였으며, 측정된 S-파라미터로부터 complex-curve fitting 방법을 적용하여 회로소자 값을 추출해내는 새로운 알고리즘을 제안하였다. 마이크로파 대역에서 Packaged GaAs MESFET의 등가회로는 chip 고유의 π -모델과 그 주변에 나타나는 여러 기생성분들로 구성되는데, 이 중에서 도선인덕턴스에 의한 영향이 가장 크므로 이를 측정된 S-파라미터로부터 제거시키면 여기서 얻어지는 새로운 파라미터는 더욱 고유 π -모델에 가까워져 이로부터 나머지 회로소자 값을 손쉽게 찾을 수 있다.

본 논문에서 제시하는 회로소자 값을 추출하는 방법으로 packaged GaAs MESFET인 NE71083에 적용한 결과, 측정된 S-파라미터와 모델로부터 얻은 S-파라미터는 DC에서 8GHz까지의 대역내에서는 $\pm 2\%$ 이내로 정확히 일치하며, 적용대역을 12GHz까지 확장하면 약 $\pm 5\%$ 정도의 오차를 보인다.

Abstract

A simplified 10-element GaAs MESFET equivalent circuit model has been presented which is suitable for the design of ultrabroad-band microwave small-signal amplification, the these circuit element values are extracted from measured S-parameters using complex-curve fitting algorithm. Packaged GaAs MESFET equivalent circuits are composed of intrinsic π -model and several extrinsic elements at microwave frequencies, of which the largest effects are caused by package lead inductances. If these are eliminated from measured S-parameters, newly obtained S-parameters are closed to intrinsic π -model, and the rest element values can be easily extracted.

The modeling results applied to the packaged GaAs MESFET NE71083 are almost equal between the measure S-parameters and the modeled S-parameters within $\pm 2\%$ errors from DC to 8GHz, and errors are increased to $\pm 5\%$ upto 12GHz wide bandwidth.

*正會員, 關東大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kwandong Univ.)

**正會員, 金烏工科大學 電子通信工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kumoh Inst. of Tech.)

***正會員, 西江大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)

接受日字: 1989年 5月 27日

I. 서 론

GaAs MESFET은 2단자쌍회로망(2-port network)으로 동작하는 증폭소자로서, 이에 대한 등가회로 모델링은 회로소자 값의 추출과정이 매우 힘들어 몇몇 특수한 분야에서만 응용되어 왔으며, 더우기 회로적으로 복잡한 등가모델을 증폭기의 설계에 직접

적용하기란 그리 용이하지 않다. 이에 본 논문에서는 DC에서 마이크로파까지를 동작대역으로 하는 초광대역 증폭기의 설계에 적합하도록 단순화한 GaAs MESFET 소신호 등가회로 모델을 제시하고, 이를 구성하는 회로소자 값을 추출해내는 새로운 알고리즘을 제안한다.

Packaged GaAs MESFET에 대한 모델링은 chip 주변의 많은 기생성분들로 인하여 이를 구성하는 회로소자의 갯수도 15~20개 정도로 증가하게 된다. 이러한 경우 컴퓨터를 이용한 최적화 방법에 의하여 회로소자 값을 추출하게 되나, 구성소자의 갯수가 10개 이상이 되면 쉽게 목적치에 접근하기 어렵고 초기치에 따라 추출된 소자들의 값도 달라지기 때문에 추출방법에 대한 여러가지 새로운 알고리즘이 계속 발표되고 있다.¹⁻⁵⁾ 이러한 등가모델은 MESFET의 구조와 동작특성에 따른 물리적 의미를 갖는 회로소자들로 구성되며 모델만으로도 소자의 전기적 특성을 어느 정도 파악할 수 있다.⁶⁻⁸⁾ 그러나 많은 회로소자로 이루어지는 등가모델을 마이크로파 증폭기 설계에 직접 적용하기에는 부적절하므로 이를 구성하는 소자들이 물리적 의미를 잃더라도 적절히 변형시켜 구조를 단순화하는 것이 바람직하다.

II. GaAs MESFET Chip의 구조 및 소신호 등가회로

선형적으로 변화하는 소신호 영역에서 GaAs MESFET의 동작특성은 입력신호의 크기에 무관한 2단자 쌍회로망 파라미터로 대체되며, 동작대역 내에서 꼭 같은 파라미터를 갖고 있는 회로가 있다면 이를 소자의 등가모델로 가정하여도 무방하다. 그러나 일반적으로 적용 주파수대역이 넓어지면 소자의 구조와 동작특성에 따라 등가회로도 거의 결정된다고 볼 수 있으므로 먼저 이들의 기본구조에 대한 연구가 필요하다.

그림 1(a)에 공통소스로 동작하는 GaAs MESFET chip에 대한 등가회로를 보이며, 각 소자들의 MESFET내에서의 구성위치를 그림 1(b)에 나타냈다.⁹⁾

GaAs MESFET chip내부의 고유모델을 구성하는 소자들을 살펴보면, C_{dg} 와 C_{gs} 는 게이트-채널 커패시턴스를, C_{ac} 는 쌍극자층의 커패시턴스를, R_1 와 R_{as} 는 채널저항을 나타내며, i_{ds} 는 전압제어 전류원으로 전달어드미턴스 y_m 과 C_{gs} 에 걸리는 전압 V_{gs} 와의 곱으로 결정된다. y_m 도 mm과 이하의 마이크로파대역에서는 주파수에 무관한 값으로 볼 수 있으나 그 값은 복소수로 표현되어야 한다. 즉, 전달콘덕턴스 g_{m0} 와 채널구간에서의 캐리어 주행시간에 따른 위상지

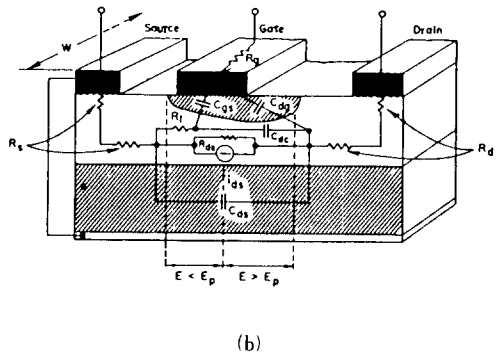
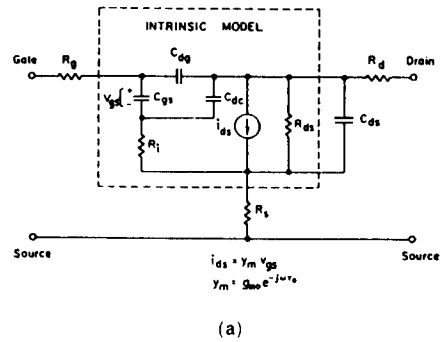


그림 1. (a) GaAs MESFET chip의 등가회로
(b) 구성소자들의 구조적 대응위치
Fig. 1. (a) Equivalent circuit for GaAs MESFET chip.
(b) the physical origin of the circuit elements.

연 r_o 로 구성된다.

다음은 chip의부모델을 구성하는 소자들로서 R_g , R_s , R_d 는 각각 게이트, 소스 및 드레인에 나타나는 저항성분들이며 C_{as} 는 기관커패시턴스이다. 또한 이러한 소자를 회로에 사용하기 위해서는 여기에 본딩 와이어에 의한 인덕턴스성분인 L_g , L_s , L_d 와 본딩 패드 등에 의한 기생 커패시턴스성분들이 추가되어야 한다.

III. 단순화한 증폭기용 등가회로 모델링

GaAs MESFET을 소신호 증폭용 소자로서 사용할 경우 10GHz 정도의 주파수대역에서는 C_{ac} 는 C_{dg} 에 포함시키고 여기에 기관커패시턴스인 C_{as} 만을 추가함으로써 chip 고유의 등가회로를 구성할 수 있다. 이는 그림 2와 같은 π -모델로서 4개의 가지는 모두 Y-파라미터에 의한 복소함수로 표시되므로, 각각은

실수부를 나타낼 수 있는 소자와 허수부를 나타낼 수 있는 소자로 구성되어야하며 소자값은 단일주파수에서의 4개의 복소 파라미터로부터 쉽게 찾아진다.

$$\begin{aligned}
 y_m &= g_{m0} \cdot \exp(-j\omega \tau_0) \\
 Y_{11} + Y_{12} &= j\omega C_{dg} / (1 + j\omega R_1 C_{gs}) \\
 -Y_{12} &= j\omega C_{dg} / (1 + j\omega R_f C_{dg}) \\
 Y_{22} + Y_{12} &= 1/R_{ds} + j\omega C_{ds} \\
 Y_{21} - Y_{12} &= y_m / (1 + j\omega R_1 C_{gs})
 \end{aligned}$$

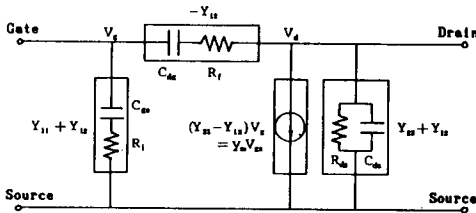


그림 2. GaAs MESFET의 고유 π -등가회로 모델
Fig. 2. GaAs MESFET intrinsic π -equivalent circuit model.

그러나 이러한 π -모델이 보다 넓은 마이크로파대역에서 등가회로로 쓰이기 위해서는 GaAs MESFET 구조에 따라 적절한 회로소자로 구성되어야 한다. 그림 1에서 제시한 GaAs MESFET chip 등가회로를 참조하면, $(Y_{11} + Y_{12})$ 의 경우 R_1 와 C_{gs} 와의 직렬연결에 의한다고 볼 수 있으며, $(Y_{22} + Y_{12})$ 는 R_{ds} 와 C_{ds} 가 병렬로 연결되어 있다고 보는 것이 타당하다. 또한 MESFET의 동작특성에서 전류원은 게이트-소스 양단에 걸리는 전압 V_{gs} 에 비례하는 것이 아니라 C_{gs} 의 양단에 걸리는 전압 V_{gs} 에 비례하므로,

$$V_{gs} = (1 + j\omega R_1 C_{gs}) V_{gs}$$

의 관계식을 이용하여 전압제어전류원을 $(Y_{21} - Y_{12})(1 + j\omega R_1 C_{gs}) V_{gs}$ 로 바꾸면, 구성소자의 갯수를 늘리지 않고서도 보다 정확한 등가회로를 구성할 수 있다.

나머지 가지는 귀환소자로서 등가회로에는 C_{dg} 만 으로 구성되어 있으나 일반적으로 측정된 MESFET의 S-파라미터로부터 변환된 Y-파라미터의 Y_{12} 에는

실수부가 포함될 수 있으므로, 귀환 저항소자인 R_f 에 C_{dg} 가 직렬로 연결되어 있다고 가정하고 등가회로 모델을 구성하지^[9,10]

Packaged MESFET의 경우 8개의 소자로 이루어지는 고유 π -등가회로는 정확한 모델링이 이루어지지 않는데, 이는 실제 측정된 S-파라미터로부터 각 주파수에 대하여 추출한 회로소자 값들의 변화를 살펴봄으로써 알 수 있다. 이들이 주파수에 관계없이 일정한 값을 갖는 범위내에서는 8개의 소자로 이루어지는 π -모델도 유용하게 사용할 수 있다.

그림 3에 NEC사의 packaged GaAs MESFET NE71083에 대하여, 실제로 측정된 S-파라미터로부터 각 주파수에 대하여 추출한 고유 π -모델의 회로소자 값의 변화를 예로 보인다.

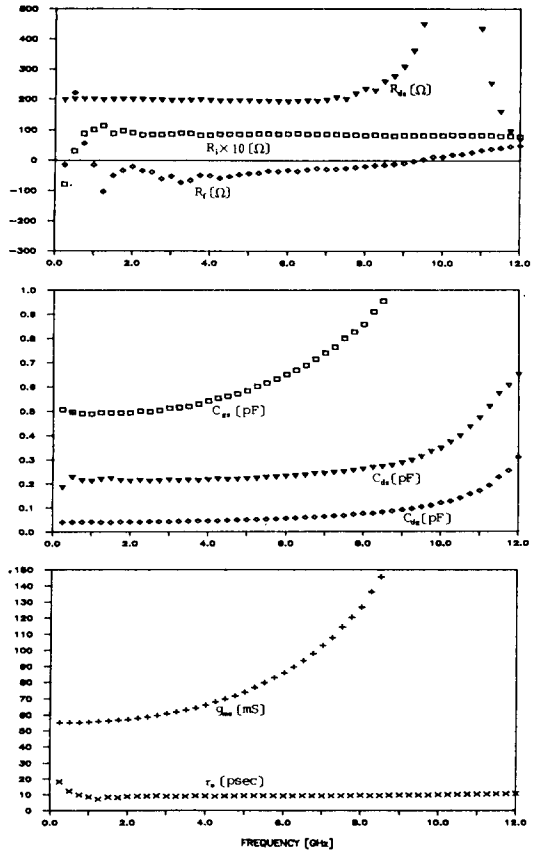


그림 3. NE71083에 대한 고유모델 구성소자들의 주파수에 따른 변화
Fig. 3. Frequency dependence of element values in intrinsic π -model for NE71083.

저항성분은 대부분 DC에서 8GHz정도까지 변화가 없으며 τ_0 역시 전 대역에서 고른 값을 갖는다. 그러나 g_{m0} 와 C_{gs} 는 2GHz 근방부터 급격히 증가함을 알 수 있고 대부분의 커패시터들도 주파수의 증가와 함께 용량이 증가하고 있다.

결과적으로 NE71083에 대하여 앞에서 제시한 모델을 2GHz 이상의 주파수 대역에 적용시키기 곤란하며, 그 이상의 대역에 대하여 모델링이 이루어지기 위해서는 또 다른 외부소자가 요구된다. Packaged GaAs MESFET의 경우 이들의 변화는 주로 패키지 내의 도선인덕턴스를 무시함으로써 생긴다고 볼 수 있는데, C_{gs} 와 C_{ds} 의 주파수에 따른 소자값의 증가를 막기 위해서는 입력단자에 게이트 도선인덕턴스 L_g 를, 출력단자에 드레인 도선인덕턴스 L_d 를 추가하여 등가회로를 구성하는 것이 바람직하다. 이렇게 함으로써 10개의 회로소자로 구성되는 단순한 모델이지만 동작대역을 10GHz 이상까지 확장할 수 있다.¹¹⁾

그림 4에 10개의 회로소자로 이루어지는 변형된 π -등가회로를 보인다.

$$y_m = g_{m0} \cdot \exp(-j\omega \tau_0)$$

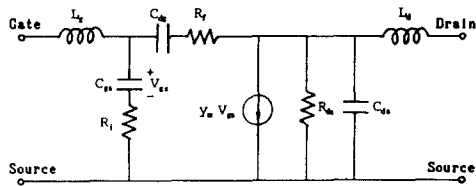


그림 4. 10개의 회로소자로 이루어지는 변형된 π -등가회로 모델

Fig. 4. 10-element modified π -equivalent circuit model.

IV. 회로소자 값의 추출

앞 절에서 제시한 MESFET 등가회로는 고유 모델의 입·출력 양단에 2개의 도선인덕턴스가 추가된, 모두 10개의 회로소자로 이루어지는 변형된 π -등가회로로 볼 수 있다. 이때 측정된 파라미터로부터 먼저 등가회로의 양단에 붙어있는 2개의 인덕턴스 값을 추출해내어 이들에 의한 영향을 제거시키면, 이로부터 얻어지는 새로운 파라미터는 고유의 π -등가회로로 모델링이 가능하게 된다.¹¹⁾

2 단자쌍 회로망에서 Laplace 변환에 의한 전달함수를 식(1)과 같은 표시할 때 E. C. Levy는 이들 계수를 complex-curve fitting하여 얻은 선형 대수방정식으로부터 찾아내는 방법을 제시하였다.¹²⁾

즉, 임의의 회로망에서 전달함수를

$$H(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3 + \dots}{1 + b_1s + b_2s^2 + b_3s^3 + \dots} \quad (1)$$

로 가정하면, M개의 주파수에서 측정된 복소 데이터들로부터 식(1)의 각 항에 대한 계수들은 다음과 같은 연립방정식을 만족시키는 해를 구함으로써 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_0 & 0 & -L_2 & 0 & \dots & T_1 & S_2 & -T_3 & \dots \\ 0 & L_2 & 0 & -L_4 & \dots & -S_2 & T_3 & S_4 & \dots \\ L_2 & 0 & -L_4 & 0 & \dots & T_3 & S_4 & -T_5 & \dots \\ 0 & L_4 & 0 & -L_6 & \dots & -S_4 & T_5 & S_6 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_1 & -S_2 & -T_3 & S_4 & \dots & U_2 & 0 & -U_4 & \dots \\ S_2 & T_3 & -S_4 & -T_5 & \dots & 0 & U_4 & 0 & \dots \\ T_3 & -S_4 & -T_5 & S_6 & \dots & U_4 & 0 & -U_6 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \dots \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \dots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 \\ T_1 \\ S_2 \\ T_3 \\ \dots \\ 0 \\ U_2 \\ 0 \\ \dots \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, 복소 데이터를

$$H(s=j\omega) = R(\omega) + jI(\omega)$$

의 실수부와 허수부로 나누어 표시하면, M개의 표본 주파수에 대하여

$$L_n = \sum_{k=1}^M \omega_k^n, \quad S_n = \sum_{k=1}^M \omega_k^n R_k, \quad T_n = \sum_{k=1}^M \omega_k^n I_k, \\ U_n = \sum_{k=1}^M \omega_k^n H_k^2$$

로 주어진다.

H(s)를 개방회로 임피던스 파라미터의 하나인 Z_{11} 이라 하고 식(2)를 분모 및 분자항에 대하여 각각의 분할된 행렬로 표시하자.

$$\begin{bmatrix} [NNZ_{11}] & [NDZ_{11}] \\ [DNZ_{11}] & [DDZ_{11}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [a] \\ [b] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [NZ_{11}] \\ [DZ_{11}] \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 분할된 각 행렬식은 다음과 같다.

$$[NNZ_{11}] = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & -L_2 & 0 & \dots \\ 0 & L_2 & 0 & -L_4 & \dots \\ L_2 & 0 & -L_4 & 0 & \dots \\ 0 & L_4 & 0 & -L_6 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

$$[NDZ_{11}] = \begin{bmatrix} T_1 & S_2 & -T_3 & \cdot \\ -S_2 & T_3 & S_4 & \cdot \\ T_3 & S_4 & -T_5 & \cdot \\ -S_4 & T_5 & S_6 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}$$

$$[DNZ_{11}] = \begin{bmatrix} T_1 & -S_2 & -T_3 & S_4 & \cdot \\ S_2 & T_3 & -S_4 & -T_5 & \cdot \\ T_3 & -S_4 & -T_5 & S_6 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}$$

$$[DDZ_{11}] = \begin{bmatrix} U_2 & 0 & -U_4 & \cdot \\ 0 & U_4 & 0 & \cdot \\ U_4 & 0 & -U_6 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix}$$

$$[a] = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \cdot \end{bmatrix} \quad [b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \end{bmatrix} \quad [NZ_{11}] = \begin{bmatrix} S_0 \\ T_1 \\ S_2 \\ T_3 \\ \cdot \end{bmatrix} \quad [DZ_{11}] = \begin{bmatrix} 0 \\ U_2 \\ \cdot \end{bmatrix}$$

$Z_{21} \cdot Z_{12} \cdot Z_{22}$ 에 대해서도 꼭 같은 형태의 행렬식으로 표시할 수 있으며, Levy의 complex-curve fitting 방법에 의하여 각각의 파라미터에 대한 다항식의 계수들을 구할 수 있다.

일반적으로 2 단자쌍회로망은 4 개의 파라미터로 표시되며, 이들 전달함수의 분모를 만드는 다항식은 모두 같은 형태로 나타나므로, 이들 4 개의 전달함수들 사이의 유기적 관계식을 curve fitting과정에 삽입시키는 하나의 방법으로서 4 개의 분자를 만드는 다항식에 분모에 대한 다항식만은 공통으로, 모두 5 개의 다항식에 대하여 동시에 curve fitting하는 방법을 이용하자. 이를 $Z_{11} \cdot Z_{21} \cdot Z_{12} \cdot Z_{22}$ 에 대하여 하나의 수식으로 나타내면 다음과 같은 행렬식이 된다.

$$\begin{bmatrix} [NNZ_{11}] & [0] & [0] & [0] & [NDZ_{11}] \\ [0] & [NNZ_{21}] & [0] & [0] & [NDZ_{21}] \\ [0] & [0] & [NNZ_{12}] & [0] & [NDZ_{12}] \\ [0] & [0] & [0] & [NNZ_{22}] & [NDZ_{22}] \\ [DNZ_{11}] & [DNZ_{21}] & [DNZ_{12}] & [DNZ_{22}] & [DDZ] \end{bmatrix} [x] = \begin{bmatrix} [NZ_{11}] \\ [NZ_{21}] \\ [NZ_{12}] \\ [NZ_{22}] \\ [DZ] \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서, 행렬의 각 항은 앞에서 사용된 분할 행렬을 표시하며

$$[DDZ] = [DDZ_{11}] + [DDZ_{21}] + [DDZ_{12}] + [DDZ_{22}]$$

$$[DZ] = [DZ_{11}] + [DZ_{21}] + [DZ_{12}] + [DZ_{22}]$$

이고, $[x]$ 는 4 개의 분자항과 1 개의 분모항에 있는 모든 계수들을 나타낸다.

$[DDZ]$ 와 $[DZ]$ 로 표현되는 행렬식을 살펴보면, $Z_{11} \cdot Z_{21} \cdot Z_{12} \cdot Z_{22}$ 의 모든 파라미터로부터 얻어지는 분모항에 대한 수식들이 합의 형태로 표현되면서 이들이 분모의 다항식을 동일한 형태로 curve fitting 될 수 있도록 조건을 만들어 준다고 볼 수 있다.

그림 4 에서 주어진 10개의 회로소자로 구성되는 등가모델의 Z-파라미터를 구하자. 먼저 외부소자인 2 개의 인덕턴스를 제외한 고유 π -모델로부터 Y_i -파라미터를 찾으면

$$[Y]_i = \begin{bmatrix} \frac{sR_{gs}}{1+sR_iC_{gs}} + \frac{sC_{dg}}{1+sR_fC_{dg}} + \frac{sC_{dg}}{1+sR_fC_{dg}} \\ \frac{y_m}{1+sR_iC_{gs}} - \frac{sC_{dg}}{1+sR_fC_{dg}} \\ \frac{1}{R_{ds}} + sC_{ds} + \frac{sC_{dg}}{1+sR_fC_{dg}} \end{bmatrix}$$

$$y_m = g_{m0} \cdot \exp(-j\omega \tau_0) \quad (5)$$

를 얻는다.

식(5)를 Z_i -파라미터로 변환하여 Z_{11} 에는 sL_g 를, Z_{22} 에는 sL_d 를 더하면 식(6)과 같은 최종 등가모델의 Z-파라미터가 만들어지며, 이들 4 개의 항은 모두 동일한 Δi 의 분모항을 갖는다.

$$[Z] = \begin{bmatrix} \frac{Y_{i22} + sL_g}{\Delta i} & -\frac{Y_{i12}}{\Delta i} \\ -\frac{Y_{i21}}{\Delta i} & \frac{Y_{i11} + sL_d}{\Delta i} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\Delta i = Y_{i11} \cdot Y_{i22} - Y_{i12} \cdot Y_{i21}$$

회로 내의 모든 수동소자들은 Laplace변환하여 사용하며, 전달어드미턴스 y_m 에 대해서는

$$y_m = g_{m0} \cdot \exp(-j\omega \tau_0) = g_{m0} \cdot \tau_0 \cdot (1 - s + \frac{1}{2}S^2 - \dots) \quad (7)$$

의 근사식을 사용하자.

식(6)으로부터 알 수 있듯이 Z_{11} 과 Z_{22} 에만 L_g 와 L_d 가 포함되어 있으므로 식(4)에 Z_{11} 과 Z_{22} 에 해당하는 행렬만을 대입하여 이들로부터 L_g 와 L_d 에 해당하는 소자 값을 추출해 보자.

$$\Delta(s) = \Delta i (1 + sR_1 C_{gs}) (1 + sR_2 C_{dg})^2$$

이라 놓고, y_m 에는 s 에 대한 2차 근사식을 대입하면

$$\Delta(s) = \Delta_1 s + \Delta_2 s^2 + \Delta_3 s^3 + \Delta_4 s^4 + \dots$$

의 4차식으로 나타낸다. 여기서 $\Delta_1 \sim \Delta_4$ 는 회로소자로 표시되는 상수이며, $y_m(s)$ 에 대하여 차수를 늘려 대입하면 $\Delta(s)$ 도 한 차수씩 증가하게 된다

$\Delta(s)$ 를 이용하여 Z_{11} 과 Z_{22} 를 s 에 대하여 전개하자.

$$Z_{11} = \frac{Y_{i22}}{\Delta i} + sL_g = \frac{(1/R_o) + \dots + (\Delta_4 L_g) s^5 + \dots}{\Delta_1 s + \Delta_2 s^2 + \Delta_3 s^3 + \Delta_4 s^4 + \dots} \quad (8a)$$

$$Z_{22} = \frac{Y_{i11}}{\Delta i} + sL_d = \frac{(C_{gs} + C_{dg})s + \dots + (\Delta_3 L_d) s^3 + (\Delta_4 L_d) s^4 + \dots}{\Delta_1 + \Delta_2 s + \Delta_3 s^2 + \Delta_4 s^3 + \dots} \quad (8b)$$

분모의 상수항을 1로 정규화한 후, 분모와 분자를 구성하는 다항식의 계수를 $x_1, x_2, x_3, \dots, x_{14}$ 로 대체하여 정리하면,

$$s \cdot Z_{11} = \frac{x_1 + x_2 s + x_3 s^2 + x_4 s^3 + x_5 s^4 + x_6 s^5}{(1 + x_{12} s + x_{13} s^2 + x_{14} s^3)} \quad (9a)$$

$$Z_{22} = \frac{x_7 + x_8 s + x_9 s^2 + x_{10} s^3 + x_{11} s^4}{(1 + x_{12} s + x_{13} s^2 + x_{14} s^3)} \quad (9b)$$

로, $s \cdot Z_{11}$ 의 분자는 5차, Z_{22} 의 분자는 4차 다항식으로 표시되며 분모는 모두 동일한 3차 다항식으로 표시된다.

즉, Z_{11} 에 s 를 곱하면 분모항을 같도록 만든 후 Z_{22} 와 함께 Levy의 방법을 적용시켜 식(2)로 표현되는 [14×14]행렬식의 해를 구하면 간단히 14개의 다항식 계수를 구할 수 있으며, 이로부터 L_g 와 L_d 로 표시된 회로소자의 값을 얻을 수 있다.

$$L_g = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Z_{11}}{s} = \frac{x_6}{x_{14}} \quad (10a)$$

$$L_d = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{Z_{22}}{s} = \frac{x_{10}}{x_{13}} = \frac{x_{11}}{x_{14}} \quad (10b)$$

그러나 식(8b)와 식(10b)에서 나타나듯이 $y_m(s)$ 에 대하여 2차 근사식을 사용하면 L_d 는 두 가지의 식으로 표현되는데, 실제로 Levy의 방법으로 해를 구하면 이들에 대한 결과는 꼭 같지 않고 서로 약간의 차이를 갖는다. 이렇게 되면 정확한 소자값을 결정하기 곤란하므로 반복법(iteration method)을 사용하여 두 식이 같은 값을 갖도록 보정할 필요가 있다.

x_{12}, x_{13}, x_{14} 로 이루어지는 분모의 3차 다항식에 대하여 분자 다항식의 계수들을

$$x_{10} = k \cdot x_{13}$$

$$x_{11} = k \cdot x_{14}$$

로 놓고, x_7, x_8, x_9 및 비례상수 k 를 미지수로 하여 해를 구한다. 다음은 두 개의 분자항에 대하여 수정된 분모항 x_{12}, x_{13}, x_{14} 를 찾고, 또 다시 이러한 과정을 되풀이함으로써 식(8)의 모든 조건을 만족하는 계수들을 찾을 수 있다.

등가모델로부터 L_g 와 L_d 의 값을 찾았으므로 이에 의한 인덕턴스를 원래의 주어진 파라미터로부터 제거시키면 Y_i -파라미터를 얻게 되며, 이로부터 주파수에 따른 π -등가회로를 구성하는 8개의 회로소자 값이 결정된다. 다만, 여기서 얻어지는 소자 값은 주파수마다 약간의 오차를 갖으므로 적용대역 내에서 평균값을 취하면 손쉽게 고유 소자 값을 추출해 낼 수 있다.

V. Packaged GaAs MESFET에의 적용

NEC사의 packaged GaAs MESFET NE71083의 S -파라미터를 250MHz에서 12.75GHz까지 250MHz 간격으로 측정된 후, 이에 앞 절에서 제시한 해석방법을 적용시키면 다음과 같은 $s \cdot Z_{11}$ 및 Z_{22} 에 해당하는 전달함수의 계수들을 얻는다.

$$s \cdot Z_{11} = \frac{1.032E12 + 67.24E0 s + 1.228E-9 s^4}{1.000E0 + 3.037E-11 s + 5.037E-22 s^2 + 1.608E-32 s^3} \quad (11a)$$

$$Z_{22} = \frac{113.0E0 + 4.534E-10 s + 7.224E-20 s^4}{1.000E0 + 3.037E-11 s + 5.037E-22 s^2 + 1.608E-32 s^3} \quad (11b)$$

이로부터,

$$L_g = \frac{6.004E-42}{1.608E-32} = .3733 \text{ [nH]} \quad (12a)$$

$$L_d = \frac{2.346E-31}{5.037E-22} = \frac{7.491E-42}{1.608E-32} = .4658 \text{ [nH]} \quad (12b)$$

의 두 외부회로 소자값이 구해진다.

측정된 파라미터에서 L_g 와 L_d 의 영향을 제거한 후 얻어지는 새로운 파라미터를 가지고 8개의 내부 회로소자 값을 추출한 결과를 앞의 그림 3에서 보여준 것과 비교하여 그림 5에 나타냈다.

이 그림에서 실선으로 보이는 주파수에 따른 회로소자 값의 변화는 L_g 와 L_d 가 제거된 새로운 파라미

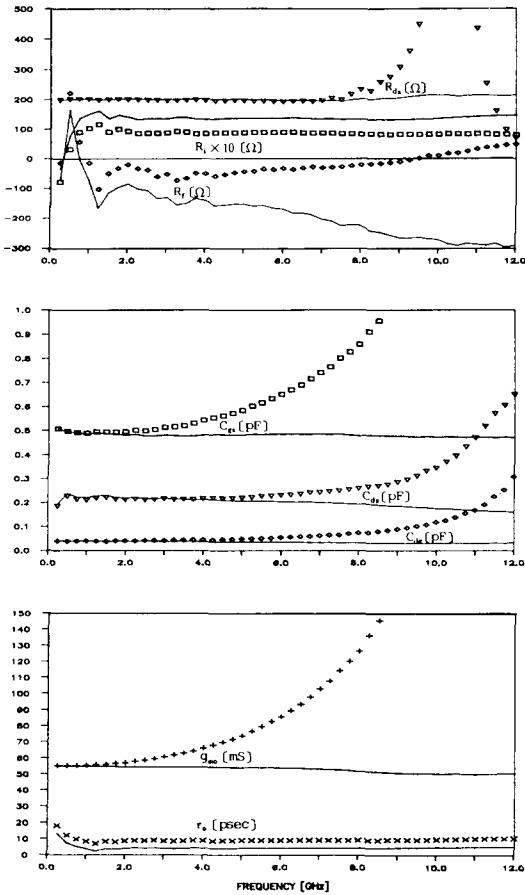


그림 5. 인덕터가 제거된 모델 내의 회로소자들의 주파수에 따른 변화
 Fig. 5. Frequency dependence of element values in the model eliminated two inductors.

터의 특성으로 10GHz 이상까지 고른 값을 보이고 있다. 다만 R_s 에 해당하는 값만이 큰 폭으로 변화한다. 이 R_s 의 값은 10GHz 이하의 대역에서 대부분 “-”값으로 나타나는데 이는 MESFET의 등가회로를 구성할 때 공통소스에 나타나는 저항성분과 도선인덕턴스 등에 의한 귀환효과를 무시함으로써 이들의 영향이 그 값을 “-”로 만든다고 볼 수 있다. R_s 는 본 논문에서 제시하는 등가모델을 구성하는데 없어서는 안되는 중요한 양이며, 물리적으로 타당한 “+”의 값을 갖게 하기 위해서는 소스에 생기는 귀환성분들도 등가회로에 포함시키는 것이 바람직하다.¹³

NE71083에 대하여 추출된 10개의 회로소자 값을 표 1에 보인다.

표 1. NE71083의 추출된 회로소자 값

Table 1. Extracted element values for NE71083.

$L_1 = .3733$ [nH]	$C_{gs} = .4825$ [pF]
$R_i = 13.42$ [Ω]	$C_{dg} = .0349$ [pF]
$R_f = -188.5$ [Ω]	$T_o = 4.341$ [pS]
$g_{m0} = 54.12$ [mS]	$C_{ds} = .2036$ [pF]
$R_{ds} = 198.7$ [Ω]	
$L_o = .4658$ [nH]	

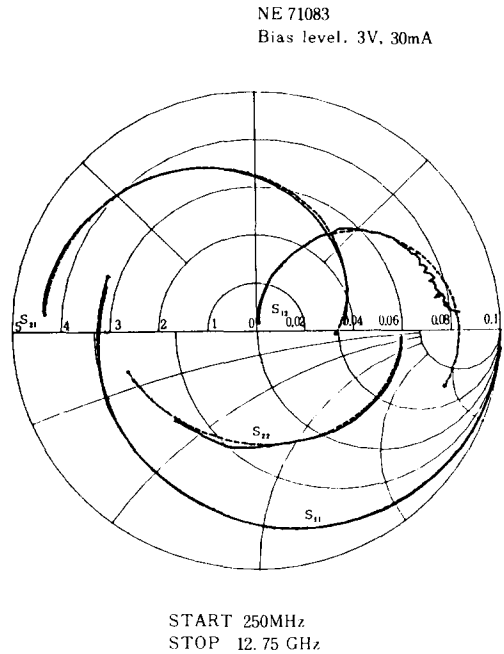


그림 6. NE71083에 대한 측정된 S-파라미터(실선)와 모델의 S-파라미터(점선)와의 비교
 Fig. 6. The comparison between measured S-parameters (lines) and the modeled S-parameters (points) of NE71083.

그림 6에 측정된 S-파라미터와 모델로부터 얻은 S-파라미터를 스미스선도 상에서 비교하였다. 전 대역에서 두 파라미터는 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. DC에서 8GHz 사이에서 파라미터의 크기는 ± 0.01 이내, 위상은 $\pm 5^\circ$ 이내의 오차로 매우 정확한 모델링의 결과들을 보여준다. 다만 10GHz 이상의 대역에서 S22의 위상이 큰 오차를 보이는데, 이는 파라미

터들 측정할 때 사용한 측정용 치구의 크기에 의한 MESFET의 드레인도선에서 생기는 기생성분에 의한 것으로 판단된다.

VI. 결 론

증폭기의 설계에 적합한 10개의 회로소자로 이루어지는 단순화한 변형된 π 모델을 제시하고, 소자값의 추출과정에 Levy의 complex-curve fitting 방법을 확장 적용하여 해석적으로 다루었다.

증폭기의 설계에 적용하기 쉽도록 소스단자에 붙는 기생성분들을 무시하고 입·출력 양단에 도선인덕턴스만을 추가한 10개의 회로소자로 이루어지는 단순화한 등가모델은 공통접지와와의 사이에 나타나는 귀환회로가 제거되어 손쉽게 설계에 응용할 수 있으며, 특히 도선인덕턴스의 값이 큰 packaged GaAs MESFET에 적용할 경우 좋은 결과를 얻을 수 있다.

등가회로 모델은 근본적으로 반도체소자의 파라미터 측정으로부터 정보들을 얻어내는 것이므로 이들 이용하기 위해서는 매우 정교하게 측정하여야 한다. 특히 MESFET의 경우 입력 반사계수가 거의 1에 가깝기 때문에 S_{11} 에 대한 측정오차가 커지면 증폭기의 설계에서 입력 정합회로에 따른 이득의 변화가 크게 나타나며, S_{11} 의 값은 그 크기가 작아서, 지구에 의한 입·출력 분리특성의 저하가 생겨서는 정확한 값이 얻어지지 않는다. 또한 S_{22} 는 지구와의 구조적 차이로 인하여 주파수가 높아지면서 이에 따른 영향이 심하게 나타날 수 있으므로 주의할 요한다.

단순화한 10개의 회로소자로 이루어지는 π -모델을 실제로 NE71083에 적용하여 저주파로부터 12GHz에 이르는 대역에서 $\pm 5\%$ 이내로 거의 측정치와 동일한 파라미터들을 얻었다.

參 考 文 獻

- [1] K. Hartmann, *et al*, "Computer-aided determination of the small-signal equivalent network of a bipolar microwave transistor," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp. 120-126, Feb. 1972.
- [2] G.D. Vendelin and M. Omori, "Try CAD for accurate GaAs MESFET models," *Microwaves*, pp. 68-70, June 1975.
- [3] W.R. Curtice and R.L. Camisa, "Self-consistent GaAs FET models for amplifier design and device diagnostics," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 1573-1578, Dec. 1984.
- [4] J.W. Bandler, *et al.*, "Microwave device modeling using efficient l_1 optimization: A novel approach," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, pp. 1282-1293, Dec. 1986.
- [5] H. Kondoh, "An accurate FET modeling from measured S-parameters," *IEEE Int. M MTT-S Symp. Dig.*, pp. 377-380, June 1986.
- [6] R. Soares, *ed.*, *GaAs MESFET Circuit Design*. Norwood; Artech House Inc., 1988, Ch. 1.
- [7] H. Hukui, "Determination of the basic device parameters of a GaAs MESFET," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 58, pp. 771-797, Mar. 1979.
- [8] R.S. Pengelly, *Microwave Field-Effect Transistors-Theory, Design and Applications*. New York: John Wiley & Sons Inc., 1982, Ch 2.
- [9] C.A. Liechti, "Microwave field-effect transistors-1976," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-24, pp. 279-300, June 1976.
- [10] G.D. Vendelin, "Feedback effects in the GaAs MESFET model," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-24, pp. 383-385, June 1976.
- [11] 윤영철, 김병철, 강인호, 안달, 장익수 "측정된 S-파라미터를 이용한 MESFET Model의 단순화," 1988년도 마이크로파 및 전파전파, 광파 및 양자 전자공학 연구회 합동학술발표회 논문집, 제 11권, pp. 6-9, 1988년 5월.
- [12] E.C. Levy, "Complex-curve fitting," *IRE Trans. Automatic Control*, vol. AC-4, pp. 37-43, Mar. 1959.
- [13] 염경환, "Design of microwave FET oscillator and modeling of FET," 박사학위논문, 한국과학기술원, 1987.

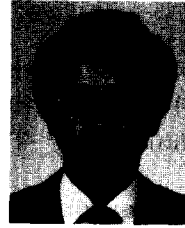
著 者 紹 介



尹 永 哲 (正會員)

1956年 2月 15日生. 1978年 서강대학교 전자공학과 졸업. 1989年 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업, 공학박사학위 취득. 1987年 ~현재 관동대학교 전자공학과 조교수. 주관심분야는 마이크로파 통신, 회로설계 등임.

신, 회로설계 등임.



安 達 (正會員)

1961年 10月 15日生. 1984年 서강대학교 전자공학과 졸업. 1986年 서강대학교 대학원 졸업 공학석사학위 취득 1986年 3月 ~현재 박사학위 과정중. 주관심분야는 이동통신 및 위성통신용 RF 회로설계 등임.

金 炳 哲 (正會員)

1954年 3月 3日生. 1980年 서강대학교 전자공학과 졸업. 1982年 서강대학교 대학원 졸업. 공학석사학위 취득. 1987年 ~현재 박사과정중. 1982年 ~현재 금오공과대학 전자통신공학과 조교수. 주관심분야는 마이크로파 리바이스 설계임.



張 益 洙 (正會員)

1943年 1月 19日生. 1967年 서울대학교 전자공학과 졸업. 1969年 서울대학교 대학원 전자공학과 공학석사학위 취득. 1979年 서울대학교 대학원 전자공학과 공학박사학위 취득. 1970~1973年 육군사관학교 전자공학과 교수. 1974年 ~현재 서강대학교 전자공학과 교수.

관학교 전자공학과 교수. 1974年 ~현재 서강대학교 전자공학과 교수.