

GaAs MESFET의 소오스 및 부하 임피던스가 선형성에 미치는 영향

Effects of Source and Load Impedance on the Linearity of GaAs MESFET

안광호* · 이승학** · 정윤하*

Kwang-Ho Ahn* · Soong-Hak Lee** · Yoon-Ha Jeong*

요 약

본 연구에서는 GaAs MESFET의 게이트-소오스 캐패시턴스(C_{gs})와 드레인-소오스 전류(I_{ds})의 비선형성에 의한 이득감소(Gain Compression) 및 위상왜곡(Phase Distortion)특성을 알아보고, 이를 최소화 할 수 있는 소오스 및 부하 임피던스의 조건에 대해 조사하였다. 먼저 Volterra-Series 분석을 통하여, $C_{gs}(V_{gs})$ 와 $I_{ds}(V_{gs})$ 의 비선형특성을 조사하고, 각각의 비선형성분이 상호 소멸되는 소오스 및 부하 임피던스의 조건에서, 전체소자의 비선형성이 최소화 됨을 알아보았다. 그리고 소오스 및 부하추정(Source, Load Pull)을 통하여 출력전력값에 따라 최적의 선형성이 나오는 입출력 임피던스값을 찾고, Volterra-Series에서 구한 이론적인 결과와 비교 및 분석을 행하였다.

Abstract

The linearity of the GaAs FET power amplifier(PA) is greatly influenced by source and load impedance for the FETs. The third order intermodulation products, IM3, from the GaAs FET PA are investigated in relation with source and load impedance. From heuristic as well as analytic point of view, e.g., Volterra series analysis, is employed to analyze the effects of nonlinear circuit elements, gate-source capacitance, C_{gs} , and drain-source current, I_{ds} . The sweet spots where source and load impedance produce the least intermodulation products are calculated and compared with the load and source pull data with good agreements. It also shows that source impedance has a greater effect on the intermodulation products than the load impedance.

I. 서 론

최근에 이동통신 시스템에 대한 수요가 증가함에 따라, 성능이 우수한 이동통신용 부품에 대한 필요

성이 증가하고 있다. 이러한 이동통신용 시스템의 성능을 결정짓는 주요 핵심부품이 선형전력증폭기이다. 선형전력증폭기의 제작을 위해서는 사용되는 소자의 선형성에 대한 연구가 필요하다. 이동통신 및 초고주파 소자로는 MESFET(Metal Semicon-

* 포항공과대학교 전자전기공학과(Dept. of Electronic and Electrical Engineering Pohang University of science and Technology)
** (주)엘티아이 부설연구소(Research and Development Center of LTI Inc.)
· 논문번호 : 990826-02S
· 수정완료일자 : 1999년 9월 2일

ductor Field Effect Transistor), HBT(Heterojunction Bipolar Transistor), HEMT(High Electron Mobility Transistor)등이 사용되고 있다. 이중 다른 소자에 비해, 가격이 저렴하고 고출력이면서 동시에 이득특성이 우수한 MESFET이 초고주파용 소자로 많이 사용되고 있다. MESFET을 이용한 전력증폭기의 선형성을 개선시키기 위한 많은 연구가 진행되고 있다^{[1],[2]}. 일반적으로 소자 및 회로의 선형성, 중심주파수(ω_1, ω_2)와 인접주파수($2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$)에서의 출력전력의 차이로 정의되는 3차왜곡 특성(Third-order Intermodulation: IMD₃)값으로 나타내는데, 이러한 MESFET의 IMD₃특성에 가장 큰 영향을 미치는 요소가 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 와 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형특성이다. 따라서 전력증폭기의 설계에 있어서, 이러한 비선형특성을 최소화시키는 소오스 및 부하 임피던스의 선택이 중요하다^[3].

지금까지의 연구결과에 의하면 전력증폭기의 설계에 있어서, 최대의 출력전력은 주로 부하 임피던스에 의해 결정된다. S. C. Cripps 등^[4]은 간단한 이론적인 분석을 통하여, 최대의 출력전력이 나오는 부하 임피던스를 유추하는 방법에 관한 연구를 발표한 바 있다. 따라서, 선형전력증폭기의 설계에 있어서도 최적의 선형특성을 가지는 소오스 및 부하 임피던스에 관한 이론적인 분석이 필요하다. 선형증폭기의 설계시 소자의 포화이득에서 1 dB 작은점에서의 출력전력인 P_{1dB} 에서 감쇄(Back-Off)시켜 사용하므로, 근사화시켜 선형적으로 볼 수 있다. 따라서 소자의 선형성 해석에 있어 복잡한 Harmonic-Balance 방법대신 간단한 Volterra-Series분석이 주로 사용된다. 지금까지 MESFET의 선형성에 관한 연구는 주로 드레인-소오스 전류인 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 의 비선형성을 분석하고, 최소화시킬 수 있는 출력단의 임피던스조건을 찾은 것이었다^[5]. 하지만 회로 및 시스템의 출력전력 및 정합조건등의 변화와 같은 외부요인에 의한 선형특성의 변화에는 게이트-소오스 캐패시턴스인 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형성이 주로 영향을 미친다. 또한, 소자전체의 선형특성은 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$

의 비선형성에 의한 위상왜곡성분을 상쇄시키는 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 위상특성에 큰 영향을 받는다. 따라서 $C_{gs}(V_{gs})$ 가 소자의 비선형특성에 미치는 영향을 분석하고, 그 영향을 최소화 할 수 있는 소오스단의 임피던스의 조건에 대한 연구가 중요하다.

본 논문에서는 Volterra-Series를 이용한 소자의 이론적인 분석을 통하여, $C_{gs}(V_{gs})$ 와 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 의 비선형특성에 의한 소자의 이득감소(Gain Compression) 및 위상왜곡(Phase Distortion)특성을 소오스 및 부하임피던스를 변화시키면서 살펴보고, 최적의 선형성을 가지는 입출력임피던스의 조건을 소오스 임피던스의 경우 동일출력 영역(Contour)에서 저항성분이 가장 작은 영역에서, 부하 임피던스의 경우 허수성분이 큰 영역에서 찾았다. 또한 Source 및 Load Pull을 통하여 출력전력값에 따라 최적의 선형성이 나오는 입출력 임피던스값을 찾고, Volterra-Series에서 구한 이론적인 결과와 비교 및 분석을 행하였다.

II. 이 론

최적의 선형성이 나오는 소오스 및 부하 임피던스를 이론적으로 구하고자 한다. 분석을 간단히 하기 위해 아래의 그림 1과 같이 소자의 비선형성에 가장 큰 영향을 미치는 게이트-소오스 캐패시턴스 및 드레인 전류로 구성된 간단한 MESFET 모델을 사용하였다. 여기에서 $V_{gs}(\omega_1, \omega_2)$ 와 $V_{gs}(2\omega_1 - \omega_2)$ 는 각각 C_{gs} 의 비선형특성에 의해 중심주파수인 ω_1, ω_2 과 인접주파수인 $2\omega_1 - \omega_2$ 에서 C_{gs} 에 걸리는 전압을 나타내며, 등가적으로 $I_{ds}(V_{gs})$ 의 전압원으로 나타난다. 또한, $I_{ds1}(\omega_1), I_{ds3}(\omega_1)$ 는 $V_{gs}(\omega_1, \omega_2)$ 에 의한 중심주파수에서의 1차 및 3차 드레인-소오스 전류, $I_{ds13}(2\omega_1 - \omega_2), I_{ds31}(2\omega_1 - \omega_2)$ 는 각각 $V_{gs}(\omega_1, \omega_2)$ 에 의한 인접주파수에서의 드레인-소오스 전류, $V_{gs}(2\omega_1 - \omega_2)$ 에 의한 인접주파수에서의 드레인-소오스 전류를 나타낸다.

소자의 비선형성은 주로 출력신호의 이득감소와

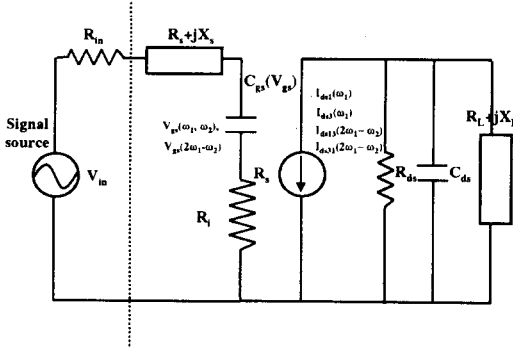


그림 1. 비선형요소로 구성된 MESFET 등가회로

위상왜곡으로 나타난다. 이중 위상왜곡은 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형특성에 의한 것으로 주로 소자의 메모리 효과(Memory Effect)등에 영향을 미친다. 이러한 메모리 효과를 가지는 소자의 선형성을 분석하는데, Volterra-Series 해석이 주로 사용된다^[6]. Quiescent Point 근처에서 V_{gs} 에 대한 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 관계식을 3차항까지 Taylor-Series로 전개하면 다음과 같다.

$$C_{gs}(V_{gs}) = C_1 + C_2 \cdot V_{gs} + C_3 \cdot V_{gs}^2 \quad (1)$$

여기에서 C_1 , C_2 및 C_3 는 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형특성에 의해서 결정되는 상수이다. 입력단에서 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형성을 분석하고 소오스 임피던스의 변화에 따른 이득감소 및 위상왜곡 특성을 살펴 보고자 한다. 입력단에 크기는 동일하고 인접한 주파수를 가지는 2-Tone 신호인 $V_{in} = V_1 \cdot [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]$ 를 인가할 때, Volterra-Series를 이용하여 $C_{gs}(V_{gs})$ 에 전달되는 중심주파수(ω_1 , ω_2) 및 인접주파수($2\omega_1 - \omega_2$)에서의 전압성분인 $V_{gs}(\omega_1, \omega_2)$ 와 $V_{gs}(2\omega_1 - \omega_2)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{gs}(\omega_1, \omega_2) = & |H_1(\omega_1)| V_1 \cos[\omega_1 t + \arg[H_1(\omega_1)]] \\ & - \frac{V_1^3}{4} \left| \left(R_x \parallel \frac{1}{j\omega_1 C_1} \right) H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1) \right| \\ & \cdot \cos[\omega_1 t + \arg[(R_x \parallel \frac{1}{j\omega_1 C_1})]] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \cdot H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1)] \\ & + |H_1(\omega_2)| V_1 \cos[\omega_2 t + \arg[H_1(\omega_2)]] \\ & - \frac{V_1^3}{4} \left| \left(R_x \parallel \frac{1}{j\omega_2 C_1} \right) H_3(\omega_2, \omega_2, -\omega_2) \right| \\ & \cdot \cos[\omega_2 t + \arg[(R_x \parallel \frac{1}{j\omega_2 C_1})]] \\ & \cdot H_3(\omega_2, \omega_2, -\omega_2)] \end{aligned} \quad (2-a)$$

$$\begin{aligned} & V_{gs}(2\omega_1 - \omega_2) \\ & = \frac{V_1^3}{4} \left| \frac{-R_x H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1)}{1 + j((2\omega_1 - \omega_2)c_1 R_x)} \right| \\ & \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t \\ & + \arg\left[\frac{-R_x H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1)}{1 + j((2\omega_1 - \omega_2)c_1 R_x)} \right]] \end{aligned} \quad (2-b)$$

여기에서 $H_1(\omega_1)$, $H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1)$, $H_1(\omega_2)$, $H_3(\omega_2, \omega_2, -\omega_2)$, $H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1)$, R_x 는 각각 ω_1 에서의 1차 전달함수, ω_1 에서의 3차 전달함수, ω_2 에서의 1차 전달함수, ω_2 에서의 3차 전달함수, $2\omega_1 - \omega_2$ 에서의 3차 전달함수, 입력등가선형저항이고, 다음과 같이 나타난다.

$$H_1(\omega_1) = \frac{i\omega_1 C_1}{1 + i\omega_1 C_1 R_x} \quad (3-a)$$

$$\begin{aligned} H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1) \\ & = \frac{1}{(1 - i\omega_1 C_1 R_x) \cdot (1 + i\omega_1 C_1 R_x)^2} \\ & \cdot \left\{ \frac{2C_2^2 \omega_1 R_x (2\omega_1)}{1 + i2\omega_1 C_1 R_x} + i3C_3 \omega_1 \right\} \end{aligned} \quad (3-b)$$

$$H_1(\omega_2) = \frac{i\omega_2 C_1}{1 + i\omega_2 C_1 R_x} \quad (3-c)$$

$$\begin{aligned} H_3(\omega_2, \omega_2, -\omega_2) \\ & = \frac{1}{(1 - i\omega_2 C_1 R_x) \cdot (1 + i\omega_2 C_1 R_x)^2} \\ & \cdot \left\{ \frac{2C_2^2 \omega_2 R_x (2\omega_2)}{1 + i2\omega_2 C_1 R_x} + i3C_3 \omega_2 \right\} \end{aligned} \quad (3-d)$$

$$\begin{aligned}
 H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_2) &= \frac{1}{(1 - i\omega_2 C_1 R_x) \cdot (1 + i\omega_1 C_1 R_x)^2} \\
 &\cdot \left\{ \frac{2C_2^2(2\omega_1 - \omega_2)R_x(2\omega_1)}{1 + i2\omega_1 C_1 R_x} \right. \\
 &+ \frac{4C_2^2(2\omega_1 - \omega_2)R_x(\omega_1 - \omega_2)}{1 + i(\omega_1 - \omega_2)C_1 R_x} \\
 &\left. + i3C_3(2\omega_1 - \omega_2) \right\} \quad (3-e)
 \end{aligned}$$

$$R_x = R_{in} + R_s + jX_s + R_i \quad (3-f)$$

또한, 드레인-소오스 전류의 비선형성을 고려한 동작점 근처에서의, V_{gs} 에 대한 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 의 관계식은 W. R. Curtice 등^[7]에 의하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &= (g_1 + g_2 V_{gs} + g_3 V_{gs}^2) \\
 &\cdot \tan h(\gamma V_{ds}) \quad (4)
 \end{aligned}$$

여기에서 g_1, g_2, g_3, γ 는 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 의 비선형성에 의해 결정되어지는 상수다. 그림 1을 참조하고, $C_{gs}(V_{gs})$ 및 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 의 비선형성을 고려하여, 중심주파수인 ω_1 과 인접주파수인 $2\omega_1 - \omega_2$ 에서의 전력성분을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P(\omega_1) &= \frac{\omega_1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R_{Y1}}{(1 + g_1 R_{Y1})^2} \\
 &\cdot |I_{ds1}(\omega_1) + I_{ds3}(\omega_1)|^2 dt \quad (5-1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P(2\omega_1 - \omega_2) &= \frac{2\omega_1 - \omega_2}{2\pi} \\
 &\cdot \int_0^{2\pi} \frac{R_{Y3}}{(1 + g_1 R_{Y3})^2} \\
 &\cdot |I_{ds13}(2\omega_1 - \omega_2) + I_{ds31}(2\omega_1 - \omega_2)|^2 dt \quad (5-2)
 \end{aligned}$$

여기에서

$$I_{ds1}(\omega_1) = \left[g_3 - \frac{2g_2^2 R_{Y1}}{1 + R_{Y1} g_1} \right]$$

$$\cdot V_{gs}^3(\omega_1, \omega_2) @ \omega_1 \quad (6-1)$$

$$\begin{aligned}
 I_{ds3}(\omega_1) &= g_1 |H_1(\omega_1)| V_1 \\
 &\cdot \cos[\omega_1 t + \arg[H_1(\omega_1)]] \\
 &- g_1 \frac{V_1^3}{4} \left| \left(R_x \parallel \frac{1}{j\omega_1 C_1} \right) \right. \\
 &\cdot H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1) | \\
 &\cdot \cos[\omega_1 t + \arg[(R_x \parallel \frac{1}{j\omega_1 C_1}) \\
 &\cdot H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_1)]] \quad (6-2)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{ds13}(2\omega_1 - \omega_2) &= \left[g_3 - \frac{2g_2^2 R_{Y3}}{1 + R_{Y3} g_1} \right] \\
 &\cdot V_{gs}^3(\omega_1, \omega_2) @ 2\omega_1 - \omega_2 \quad (6-3)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{ds31}(2\omega_1 - \omega_2) &= -g_1 \frac{V_1^3}{4} \\
 &\cdot \left| \left(R_x \parallel \frac{1}{j(2\omega_1 - \omega_2) C_1} \right) \right. \\
 &\cdot H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_2) | \\
 &\cdot \cos[\omega_1 t + \arg[(R_x \parallel \\
 &\cdot \frac{1}{j(2\omega_1 - \omega_2) C_1}) H_3(\omega_1, \omega_1, -\omega_2)]] \quad (6-4)
 \end{aligned}$$

$$R_{Y1} = R_{ds} \parallel \frac{1}{j\omega_1 C_{ds}} \parallel (R_L + jX_L) \quad (6-5)$$

$$R_{Y2} = R_{ds} \parallel \frac{1}{j(2\omega_1 - \omega_2) C_{ds}} \parallel (R_L + jX_L) \quad (6-6)$$

여기에서 $V_{gs}^3(\omega_1, \omega_2) @ \omega_1$ 와 $V_{gs}^3(\omega_1, \omega_2) @ 2\omega_1 - \omega_2$ 는 각각 $V_{gs}^3(\omega_1, \omega_2)$ 의 ω_1 및 $2\omega_1 - \omega_2$ 의 성분을 나타낸 것이다. 위에서 구한 중심주파수(ω_1) 및 인접주파수($2\omega_1 - \omega_2$)에서의 전력성분인 $P(\omega_1)$, $P(2\omega_1 - \omega_2)$ 를 이용하여 동일전력에서 최적의 선형성이 나오는 소오스 및 부하 임피던스의 조건을 찾고자 한다. 시뮬레이션에 사용된 소자는 Fujitsu사의 FLL351ME MESFET이다. $V_{drain} = 10V$, $I_{drain} = 0.6A$ 의 A급에서 동작시켜서 측정된 S-Parameter로부터 $C_1 = 5.0 \times 10^{-12}$, $C_2 = 2.5 \times 10^{-12}$, $C_3 = 1.87 \times 10^{-12}$,

$g_1 = -7.93$, $g_2 = -20.31$, $g_3 = -15.1$, $\gamma = 0.157$, $R_{ds} = 55 \Omega$, $C_{ds} = 1.2 \text{ pF}$ 를 얻었다. 먼저 부하임피던스가 27 dBm의 출력전력에서 최적의 선형성을 가지는 $0.635 \angle -172^\circ$ 에 고정되어 있을 때 $f_1 = 1.87 \text{ GHz}$, $f_2 = 1.874425 \text{ GHz}$ 의 주파수에서 소오스 임피던스의 변화에 따른 $P(\omega_1) + P(2\omega_1 - \omega_2)$ 와 $P(\omega_1)/P(2\omega_1 - \omega_2)$ 는 아래 그림 2와 같다. 그림 2-(a)에서 $P(\omega_1) + P(2\omega_1 - \omega_2)$ 가 27~24 dBm인 입력 임피던스 영역을 표시하고, 이 영역에서의 선형 특성을 그림 2-(b)에 나타내었다. 그림 2-(b)에서 보듯이 동일 출력전력 Contour에서 R_S 가 작은 영역에서 전반적으로 선형성이 좋음을 알 수 있는데, 이는 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형성에 의한 3차 왜곡전류성분인 $I_{ds31}(2\omega_1 - \omega_2)$ 와 채널전류의 비선형성에 의한 3차 왜곡전류성분인 $I_{ds13}(2\omega_1 - \omega_2)$ 가 상쇄되기 때문이다. 그림 2(c)에 입력임피던스의 변화에 대해 $I_{ds31}(2\omega_1 - \omega_2)$ 를 고려하지 않고 $P(\omega_1)/P(2\omega_1 - \omega_2)$ 를 계산한 결과를 나타내었다. 그림에서 보면, 출력전력이 감소함에 따라서 오히려 선형성이 증가함을 알 수 있는데, 이는 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형성에 의한 $I_{ds31}(2\omega_1 - \omega_2)$ 성분과 $I_{ds}(V_{gs})$ 의 비선형성에 의한 $I_{ds13}(2\omega_1 - \omega_2)$ 의 상쇄효과를 포함하지 않은 결과이다.

부하임피던스가 선형성에 미치는 영향을 살펴보기 위해, 소오스 임피던스를 27 dBm의 출력전력에서 최적의 선형성이 나오는 $0.52 \angle 134^\circ$ 에 고정시키고, 부하 임피던스를 변화시키면서 소자의 선형특성을 시뮬레이션하여 그림 3(a), (b)에 나타내었다.

그림에서 보듯이 27 dBm의 출력전력에서 최적의 선형성은 부하임피던스의 허수값인 X_L 이 가장 큰 영역에서 선형성이 제일 좋음을 알 수 있다. 그림 2 (a), 2(b)와 비교할 때, 출력전력의 변동에 따른 선형특성의 변화는 상대적으로 소오스쪽이 훨씬 더 민감함을 알 수 있다. 따라서 선형특성이 우수하면서 동시에 외부요인(출력전력의 변화, 동작온도의 변화)에 대해 좋은 선형특성을 유지하기 위해서는 적절한 소오스 임피던스의 선택이 중요하다.

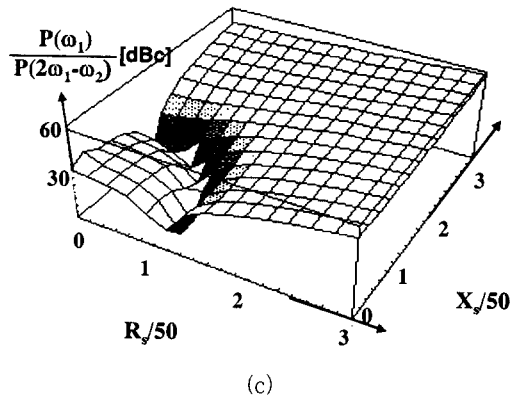
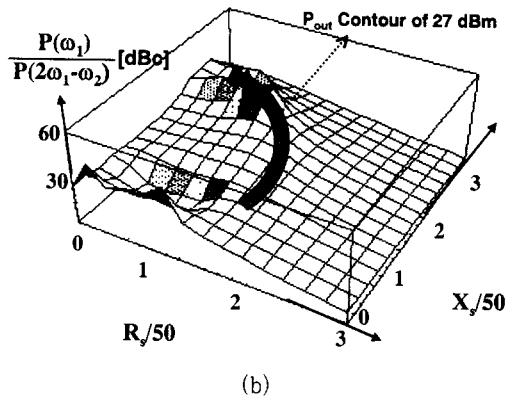
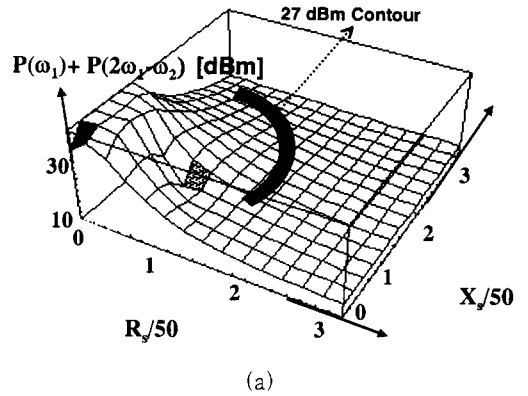


그림 2. 소오스 임피던스의 변화에 따른 FLL351 MESFET의 출력 및 선형특성. (a) 27dBm의 출력전력이 나오는 소오스 임피던스 영역, (b) 27 dBm의 출력전력에서 소오스 임피던스의 변화에 따른 선형특성의 변화, (c) $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형 전류성분인 $I_{ds31}(2\omega_1 - \omega_2)$ 를 고려하지 않은 소자의 선형특성

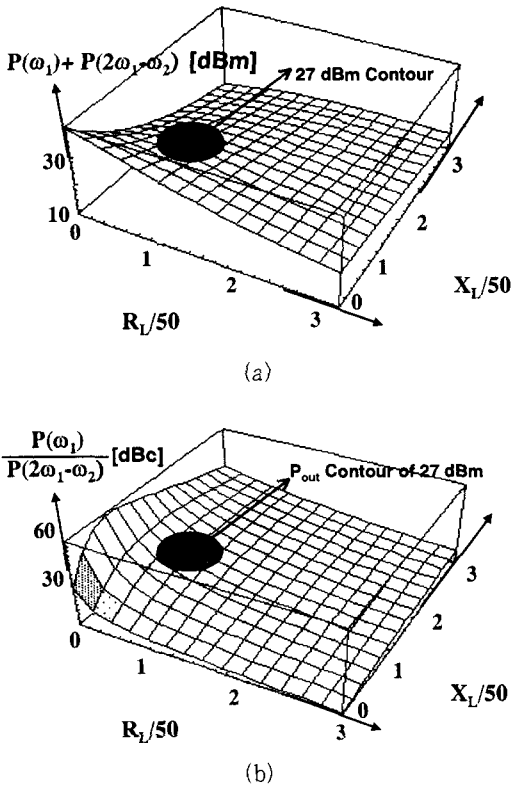


그림 3. 부하 임피던스의 변화에 따른 FLL351 ME-SFET의 출력 및 선형특성. (a) 27 dBm의 출력전력이 나오는 부하 임피던스 영역, (b) 27 dBm의 출력전력에서 부하 임피던스의 변화에 따른 선형특성의 변화

III. 실험결과 및 논의

앞장에서 제시한 최적의 선형성을 결정하는 Source와 Load 임피던스에 대한 이론적인 분석을 바탕으로 실질적으로 입출력 임피던스가 증폭기의 선형성에 미치는 영향을 살펴본다. 실험에 사용된 소자는 Fujitsu사의 FLL351ME GaAs MESFET이고, Tuner는 Focus Microwaves사의 Programmable Tuner를 사용하였다. 먼저, 1.87 GHz의 주파수에서 $V_{drain}=10\text{ V}$, $I_{drain}=0.6\text{ A}$ 의 Class A급으로 바이어스를 가한 뒤, 소자의 소오스와 부하부분에 Tuner를 물리고 입력과 출력 임피던스를 변화시켜, $\Gamma_S=0.73$

$\angle -177^\circ$ 와 $\Gamma_L=0.52\angle -179^\circ$ 에서 35 dBm의 최대 출력전력을 얻었다.

소자의 최대전력이 나오는 임피던스 조건과 최대 선형성이 나오는 임피던스 조건의 관계를 알기 위해, 입력에 크기는 동일하고 주파수가 각각 $f_1=1.87\text{ GHz}$, $f_2=1.8744\text{ GHz}$ 인 신호를 인가하고, 출력전력을 35 dBm에서 24 dBm으로 변화시키면서, 각각의 출력전력에서 최적의 선형성이 나오는 소오스 및 부하 점을 조사하였다. 아래의 그림 4에 그 결과를 나타내었다. 그림에서 보듯이 출력전력의 변화에 대해 부하 임피던스의 변화는 거의 없는 반면, 소오스 임피던스는 급격한 변화를 보여, Volterra-Series를 이용한 분석결과와 일치함을 알 수 있다. 지금까지 발표된 연구에 의하면 MESFET의 비선형요소는 크게 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 와 $C_{gs}(V_{gs})$ 성분으로 나눌 수 있다 [3]. 이중 소자의 비선형성에 가장 크게 영향을 미치는 요소는 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 성분이다. 하지만 그림 4에

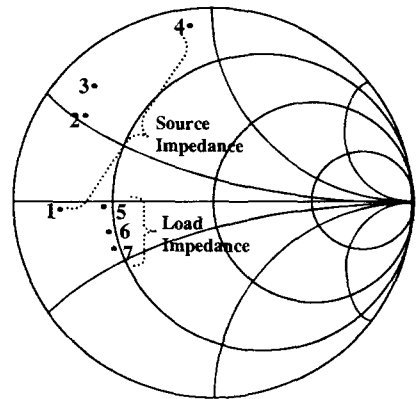


그림 4. $V_{drain}=10\text{ V}$, $I_{drain}=0.6\text{ A}$ 에서 FLL351ME GaAs MESFET의 P_{out} 의 변동에 따른 최적의 선형특성이 나오는 Source 및 Load 임피던스의 변화[1: Z_S @최대출력전력, 2: Z_S @최대선형성 ($P_{out}=35\sim33\text{ dBm}$), 3: Z_S @최대선형 ($P_{out}=32\sim30\text{ dBm}$), 4: Z_S @최대선형성 ($P_{out}=29\sim24\text{ dBm}$), 5: Z_L @최대출력전력, 6: Z_L @최대선형성 ($P_{out}=35\sim33\text{ dBm}$), 7: Z_L @최대선 ($P_{out}=32\sim24\text{ dBm}$)]

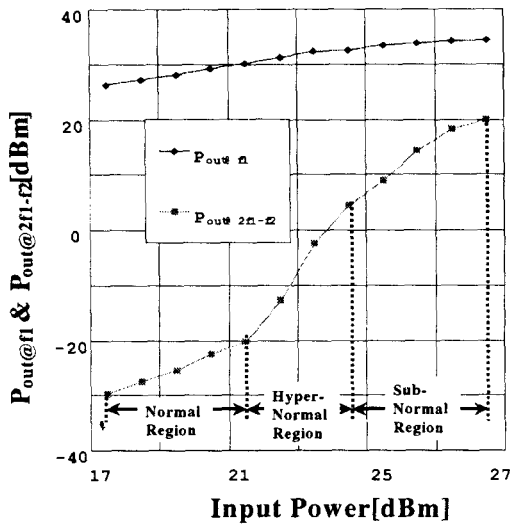


그림 5. P_{in} 의 변화에 따른 $P_{out}(\omega_1)$ 과 $P_{out}(2\omega_1 - \omega_2)$ 의 전달특성

서 보는 바와 같이 35~33 dBm, 32~30 dBm, 29~24 dBm의 각각의 출력전력에 대해 최적의 선형성이 나오는 소오스 및 부하 임피던스의 변화는 소오스쪽이 급격히 변함을 알 수 있다. 따라서 외부요인에 의한 출력전력의 변화(ΔP_{out})에 상관없이 좋은 선형특성을 유지하기 위해서는 적절한 Source 임피던스의 선택이 중요하다.

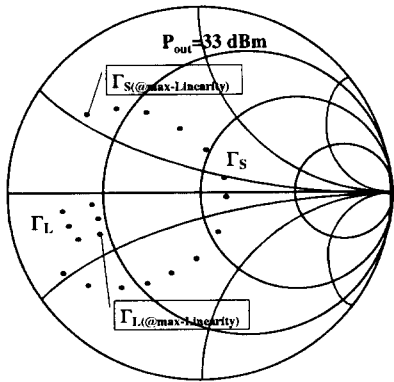
그림 4의 출력전력에 따라 최적의 선형성이 나오는 소오스-임피던스가 급격히 변하는 이유를 보기 위해, 그림 5에 소자를 26 dBm의 출력전력에서 최적의 선형성이 나오는 소오스 및 부하 임피던스에 고정시키고 입력전력을 변화시키면서, 중심주파수인 ω_1 과 인접주파수인 $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$ 에서의 출력전력특성을 조사하였다. 그림에서 보는 바와 같이 입력전력의 변화에 대해, 중심주파수에서의 출력전력 $P(\omega_1)$ 은 1:1의 기울기를 가짐을 알 수 있다. 하지만 인접주파수에서의 출력전력 $P(2\omega_1 - \omega_2)$ 은 35~33 dBm(Sub-Normal 영역), 32~30 dBm(Hyper-normal 영역), 29~24 dBm(Normal 영역)에 대해 각각 3:1, 7:1, 5:1의 다른 기울기를 가져, 각 영역에 따른 비선형 전력성분의 기울기가, 출력전력에 따른

$C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형성이 최소가 되는, 소오스 임피던스의 변화와 밀접한 관계가 있는데, 이것은 C_{gs} 의 비선형성에 의한 메모리효과(Memory Effect) 때문이다^[6].

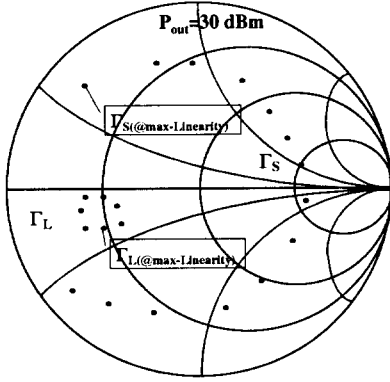
각각의 3영역에서 동일출력이 나오는 영역(Contour)를 따라 소오스 및 부하 임피던스를 변화시키면서 소자의 선형특성을 조사하였다. 먼저 출력전력을 26 dBm으로 고정시키고, 최적의 선형성이 나오는 소오스 및 부하 임피던스를 찾았다. 그 다음 부하 임피던스를 최적의 선형성이 나오는 점에 두고, 출력전력이 26 dBm이 나오는 점을 따라 소오스 임피던스를 변화시키면서 선형성을 조사하였다. 동일한 방법으로 부하 임피던스에 대해서도 선형성을 조사하고, 그 결과를 그림 6(a)에 나타내었다. 그림 6(b)와 (c)에 출력전력이 각각 30, 33 dBm에서 동일한 방법으로 실험한 결과를 나타내었다. 실험결과에서 보듯이 출력전력이 정상(Normal), 초정상(Hyper-normal), 부정상(Sub-normal)영역으로 변함에 따라 최적의 선형성이 나오는 부하 임피던스는 거의 변화가 없으나, 소오스 임피던스는 급격한 변화를 보임을 알 수 있다. 또한 출력전력이 26, 30, 33 dBm인 영역모두에 대해 같은 출력전력에서 소오스 임피던스는 저항성분이 제일작은 영역에서, -57.3, -51.9, -29.4 dBc의 최적의 선형성을 가져, 이론적인 분석결과와 일치함을 알 수 있었다. 한편, 최적의 선형성이 나오는 부하 임피던스의 값은 출력전력의 변화에 따라 큰 차이가 없고, 각각의 출력전력에서 부하임피던스의 허수값인 X_L 이 가장 큰 곳에서 최적의 선형성을 가져, Volterra-Series를 이용한 이론적인 분석결과와 일치함을 알 수 있다.

IV. 결 론

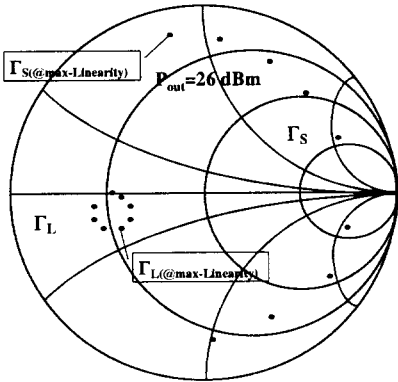
GaAs MESFET의 이득감소(Gain Compression), 위상왜곡(Phase Distortion)에 영향을 미치는 $C_{gs}(V_{gs})$ 와 $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ 의 비선형성을 최소화 할 수 있는 소오스 및 부하 임피던스의 조건에 대해 알아보



(a)



(b)



(c)

그림 6. 각각의 출력전력 Contour에서 최대의 선형성을 가지는 Source 및 Load 임피던스의 조건. (a) 부정상 영역($P_{out}=33$ dBm), (b) 초정상 영역($P_{out}=30$ dBm), (c) 정상영역($P_{out}=26$ dBm)

았다. 먼저 Volterra-Series 분석을 통해, 중심주파수인 (ω_1, ω_2) 와 인접주파수인 $(2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1)$ 에서의 전력성분인 $P(\omega_1)$ 와 $P(2\omega_1 - \omega_2)$ 를 각각 구하고, 시뮬레이션을 통해 $P(\omega_1)/P(2\omega_1 - \omega_2)$ 이 상대적으로 큰 조건을 구해, 소오스 임피던스의 저항이 작은 영역에서, 또한 부하임피던스의 허수값이 제일 큰 영역에서 최적의 선형성을 얻었다. 이론적인 분석결과를 토대로 Source 및 Load Pull 방법을 통하여, 출력전력의 값에 따라, 최적의 선형성이 나오는 입출력 임피던스의 조건을 찾아, 출력전력의 변동에 따른 $C_{gs}(V_{gs})$ 의 비선형성의 변화가 전체 소자의 비선형성의 변화에 영향을 미침을 알았다. 실험적으로 26, 30, 33 dBm의 출력전력 각각에 대해, 동일한 출력전력이 나오는 Contour를 따라서 소오스 및 부하 임피던스를 변화시켜가면서 최적의 선형성이 나오는 값을 비교하였다. 소오스 임피던스는 저항값이 제일 작은 영역에서 최적의 선형특성을 가지고, Load 임피던스의 경우 허수값이 제일 큰 영역에서 최적의 선형성을 가져, Volterra-Series를 이용한 이론적인 분석결과와 일치함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] J. Pedro, "Evaluation of MESFET Nonlinear Intermodulation Distortion Reduction by Channel-Doping Control," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1989-1997, Nov., 1997.

[2] F. Ono, Z. Singu, K. Asano, J. Morikawa, M. Kuzuhara, and F. Emori, "A 50-W Low Distortion GaAs MESFET for Digital Cellular Base Stations," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 1402-1404, Sep., 1997.

[3] J. Garcia, A. Sanchez, J. Pedro, N. Carvalho, A. Puente, and J. L. Garcia, "Characterizing the Gate-to-Source Nonlinear Capacitor Role on GaAs FET IMD Performance," *IEEE*

- Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 2344-2355, Nov., 1998.
- [4] S. C. Cripps, "A Theory for the Prediction of GaAs FET Load-Pull Power Contours," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Boston, MA, May 31-June 3, 1983, pp. 221-223.
- [5] R. Hajji, F. Beaugerard, and F. M. Ghanouchi, "Multitone Power and Intermodulation Load-Pull Characterization of Microwave Transistors Suitable for Linear SSPA's Design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1093-1099, July, 1997.
- [6] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, Norwood, MA: Artech House, 1998.
- [7] 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 Tech.*, vol. 33, pp. 1383-1394, Dec., 1985.

안 광 호



1972년 11월 25일생
 1995년 2월: 경북대학교 공과대학 전자공학부(공학사)
 1997년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학부(공학석사)
 1997년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학부 박사과정

1995년 2월~1997년 12월: 포항산업과학연구원 위촉연구원
 [주 관심분야] 반도체 소자제작 및 모델링, RF, 마이크로파회로설계

이 승 학



1937년 2월 23일생
 1959년 3월: 서울대학교 문리대 물리학과(이학사)
 1968년 9월: 미국 펜실베이니아 주립대학교 고체과학부(공학박사)
 1968년: 영국 사우샘튼대학 물리학과 튜트

1972년: 미국 일리노이대학 전기공학부 조교수
 1980년: 웨스팅 하우스 ATL FELLOW
 1989년: IEEE Senior Member
 1989년: 국제상사 부사장
 1991년: (주) 엘티아이 설립
 [주 관심분야] 반도체소자, RF, 마이크로파회로설계

정 윤 하



1950년 6월 18일생
 1974년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1976년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학석사)
 1987년 3월: 동경대학교 전자공학과(공학박사)

1977년 3월~1982년 3월: 경남전문대학 조교수, 주임교수, 공학부장
 1982년 3월~1987년 3월: 동경대학교 전자공학과 연구조교/연구원
 1990년 1월~1991년 2월: Bellcore 연구원
 1987년 2월~1992년 3월: 포항공과대학교 전자전기공학과 조교수
 1992년 3월~1997년 3월: 포항공과대학교 전자전기공학과 부교수
 1996년: IEEE Senior Member
 1997년 7월~1998년 6월: 워싱턴대학교 교환교수
 1997년 4월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 교수
 [주 관심분야] RF, 마이크로웨이브 소자 및 회로, OEIC, 나노소자