

# GaAs SBFET의 雜音動作에 關한 研究

## (Study on Noise Behavior of GaAs SBFET)

朴 漢 奎\*  
(Park, Han Kyu)

### 要 約

GaAs Schottky Barrier Gate 電界效果트랜지스터의 雜音動作을 雜音等價回路를 使用하여 研究하였으며, 附加的인 雜音根源은 pinch-off領域에서 GaAs FET bias에 依하여 具現되었다. 이것이 바로 intervalley 散亂雜音과 hot electron에 依한 雜音이었다.

本 論文의 雜音等價回路에서는 carrier의 飽和速度와 寄生抵抗의 影響을 考慮한 parameter를 定하였다.

### Abstract

The noise behavior of the Schottky Barrier Gate FET has been investigated by the use of noise equivalent circuit.

It has been found that an additional noise source has to be taken into account in the GaAs SBFET's biased in the pinch-off region; the intervalley scattering noise and the hot electron noise.

In this paper, a noise equivalent circuit has been used to determine the noise parameter which was taken into account influence of the saturation velocity of carrier and parasitic resistance.

### 1. 序 論

最近 마이크로波 能動裝置에 利用되는 半導體素子에는 여러가지가 있겠으나, 쇼트키경계게이트 電界效果트랜지스터는 雙極形트랜지스터에 比하여 저잡음이며, 高利得을 얻을 수 있으므로, 마이크로波 能動裝置인 增幅器나 發振器에 가장 많이 使用하고 있다.

특히 X-밴드(8-12GHz)에서 使用할 수 있는 새로운 半導體素子에 對한 開發이 要求되고 있으며, 효율적으로 實用化 될 수 있는 能動裝置라도 雜音指數가 높으면 利用이 不可能하므로, 게이트 길이와 幅이  $1 \times 500 \mu\text{m}$ 이며, Epitaxial成長層의 通路두께는  $0.2 \mu\text{m}$ 이고, 도우핑(doping)은  $10^{17} \text{ cm}^{-3}$ 의 Selenium물질로 도우핑되어 있는 英國 Plessey會社의 GAT-3 SBFET의 雜音特性을 Van der Ziel<sup>(1)</sup>과 Baechtold<sup>(2)</sup>의 理論에 의한 附加的인 雜音根源, 즉 pinch-off領域에서 트랜지스터의 바이어스電壓에 依하여 發生되는 intervalley散亂雜

音과 hot electron에 依한 雜音을 규명하였으며, 보다 精確한 측정치와 콤퓨터에 依하여 계산된 값과 一致됨을 立證하기 爲하여 實驗적으로 再現해 보고, 이들의 측정치와 比較하기 爲하여 Dawson<sup>(3)</sup>에 依하여 확정된 트랜지스터 等價回路의 各素子에 값을 콤퓨터로 시뮬레이션하여 求한 寄生抵抗值의 影響과  $V_D=4.5$ 이고,  $V_g=0$ 일 때 雜音電流에 依하여 成形되는 雜音指數를 콤퓨터에 依하여 決定된 理論値와 測定値를 比較하여 正確하게 一致됨을 具現하려고 한다. 이러한 比較는 雜音指數가 利得과 密接한 關係가 있으므로, 무엇보다도 重要하다고 본다.

### 2. 雜音理論

쇼트키경계게이트 電界效果트랜지스터의 雜音理論은 一般的인 트랜지스터의 小信號雜音理論에 根據하며, 이미 잘 알려진 가장 重要한 두가지 種類는 채널의 熱雜音  $\langle i_{cn} \rangle$ 와 게이트에 유겨되는 雜音根源  $\langle i_{ng} \rangle$ 이 있으며, 트랜지스터의 內部 等價回路를 그림 (1)과 같이 表示할 수 있다.

\* 正會員, 延世大學校 電子工學科

Dept. of Electronics Eng., Yon Sei Univ.

接受日字: 1977年 5月 16日

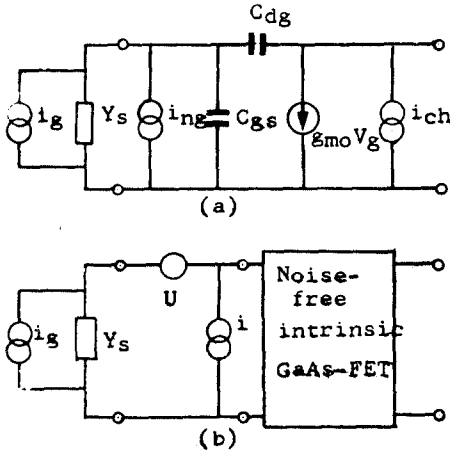


그림 1. SBFET의 내부 등가회로  
Fig.1. Intrinsic equivalent circuit of SBFET.

차원의 熱雜音  $\langle i_{ch} \rangle$ 는 Van der Ziel<sup>(4)</sup>의 理論에 의하면 다음과 같다.

$$\langle i_{ch}^2 \rangle = 4kTg_mdfP \quad (1)$$

여기서,  $k$ 는 Boltzmann常數,  $T$ 는 絕對溫度,  $df$ 는 帶域幅,  $g_m$ 는 傳達콘덕턴스이고,  $P$ 는 DC-바이어스와 素子の 크기에 따라 變化되는 因子이다. 드레인콘덕턴스  $G_{ds}$ 에 의하여 發生하는 熱雜音은 드레인電壓이 zero 일 때 생기며,  $P = G_{ds}/g_m$ 으로 表示된다.

通路에서 局部的으로 發生하는 雜音電壓은 空乏層의 幅을 變化시키며, 이러한 結果에 의해서 일어나는 通路에서의 電荷變動은 게이트電極에 誘起된 雜音電流  $\langle i_{ng} \rangle$ <sup>(4)</sup>를 發生시키며,  $\langle i_{ng} \rangle$ 는

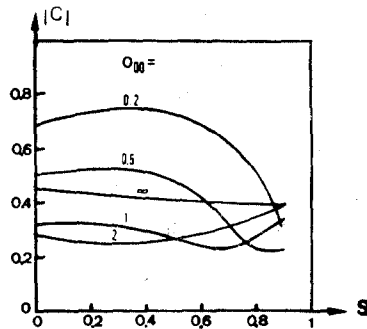
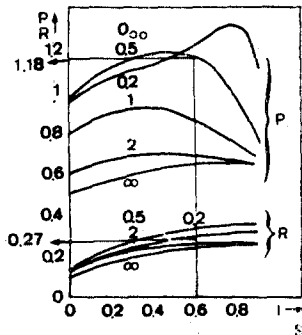


그림 2. 공간전하폭(s)에 대한 잡음인자  
Fig 2. Noise factors for space charge width (s)

$$\langle i_{ng}^2 \rangle = 4kTdf \frac{W^2 C_{gs}^2}{g_m} R \quad (2)$$

여기서,  $W$ 는 角周波數이고,  $C_{gs}$ 는 게이트와 소오스 間의 容量이며,  $R$ 는 바이어스와 素子の 幾何學的 構造와 크기에 따라 變化하는 因子이다.

以上の 두개의 雜音電流는 通路에서 꼭 같은 雜音電壓에 의해서 發生되므로 상관관계를 갖게 되며, 相關因子  $C$ 는 다음과 같이 定義된다.

$$jC = \frac{i_{ng}^* \cdot i_{ch}}{\sqrt{i_{ng}^2 \cdot i_{nd}^2}} \quad (3)$$

여기서,  $j$ 는 虛數單位이며,  $*$ 표는 共액복소수를 表示한다. 이 때의 雜音電流에 의하여 雜音指數( $F$ )<sup>(5)</sup>는 다음과 같다.

$$F = \frac{\langle i_{tot}^2 \rangle}{\langle i_{gs}^2 \rangle} \quad (4)$$

여기서,  $i_{gs}$ 는 雜音根源에서 發生되는 閉回路 出力電流이며,  $i_{tot}$ 은 모든 雜音根源에서 發生하는 總電流의 合이다. 이러한 雜音指數( $F$ )의 結果式은 (5)式에 究明하였다<sup>(6)</sup>. (부록 1 참조)

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_f} |Y_f + Y_{opt}|^2 = F_{min} + \frac{R_n}{G_f} |(G_f - G_{opt})^2 + (B_f - B_{opt})^2| \quad (5)$$

여기서,  $F_{min}$ 은 最小雜音指數이고,  $R_n$ 은 雜音抵抗,  $Y_f = G_f + jB_f$ 는 入力어드미턴스,  $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$ 는 雜音이 豫상되는 最適 入力어드미턴스이며, (1)과 (2)式 및 (3)式에 表示된 GaAs SBFET에 대한 因子  $P$ 와  $R$  및  $C$ 는 Bachtold<sup>(7)</sup>에 의하여 그림(2)와 같이 나타낼 수 있다.

Van der Ziel<sup>(8)</sup>의 理論値와 比較하면, 각 因子의 값은 表 1과 같이 나타낼 수 있다.

또한 正의 드레인電壓에서는 通路에서 發生된 雜音이  $G_{ds}$ 에 의하여 發生된 熱雜音보다 훨씬 큰 現象이

발견되는데, 이러한 附加의 雜音을 고려하여 眞性雜音에 첨가하여 만족할 만한 측정치와 계산치의 一致가 성취될 수 있으며, 電子移動도가 높은 半導體物質 GaAs에서 電界에 의한 電子雜音溫度에 對한 方程式은

〈表 1〉

因子	理論	Van der Ziel	Baechtold
P		0.61	1.12
R		0.22	0.42
C		0.25	0.425

(6)식과 같으며<sup>(7)</sup>,

$$\frac{T_n}{T_o} = 1 + \delta \left( \frac{E}{E_{sat}} \right)^3 \quad (6)$$

여기서  $T_o$ 는 주위온도이며,  $E$ 는 電界의 세기,  $E_{sat}$ 는 飽和電界이며, 실험계수인  $\delta$ 는 6<sup>(9)</sup>으로 보았다.

높은 드레인電壓에서 通路의 드레인 쪽에 도달한 電子들은 制限速度에 머무르게 되는데, 이러한 領域에서 電界는 carrier의 drift速度에는 아무런 영향을 미치지 못한다. 그러므로, 이러한 通路의 斷面은 抵抗性 導體로 취급할 수 없게 되며, 雜音은 強電界 擴散雜音으로 形成되어, 半導體에서의 雜音電流의 平均値는 強電界 擴散係數에 比例하기 때문이다.

### 3. 實驗 및 結果考察

마이크로波 周波數領域 2-10GHz 사이에서 測定한 雜音指數의 測定裝置는 그림 (3)과 같이 설치하여 自動雜音指數 指示器는 Ailtech 75型을 利用하였고, Plessey GAT-3型 트랜지스터를 回路에 삽입하여 測定하였다. 雜音根源으로서 Airborne 7012型和 튜너 사이에 격리기를 連結하여 국부발진기의 電力이 트랜지스터에 미치는 영향을 防止하기 위하여, 격리기와 튜너 사이에 10dB의 감쇠기를 연결하여 電力을 감소시켰다. 튜너는 短絡回路로 構成하여 調整할 수 있는 同軸線을 利用하였으며, 트랜지스터에 나타난 초과잡음을 결정짓기 위하여 點 ①과 點 ② 사이의 감쇠를 測定한 結果 0.4dB의 감쇠를 보였다.

또한 입력튜너의 4개의 소우서어드미턴스를 調整하여 하나의 입력어드미턴스가 0.02mho의 값에 接近하도록 調整하였으며, 다른 3개의 입력어드미턴스는 0.02±j0.01mho와 0.01mho로 하였다.

이상과 같이 入力튜너에 주어진 소우서어드미턴스를 裝置하고, 50Ω의 마이크로스트립線과 連結된 트랜지스터를 SMA아답터와 silver paste로 接觸하였으며, 임피던스를 整合시키기 위하여 同軸線 튜너를 使用하여 각 周波數에서 正確한 雜音指數를 自動적으로 測定하였다.

계산은 그림 (1-a)와 같이 入力側에 閉回路 어드미턴스를 앞에서와 같이 4 가지로 선택하여 부록 (2)에 表示된 프로그래밍을 利用하여 계산된 각각의 雜音指數

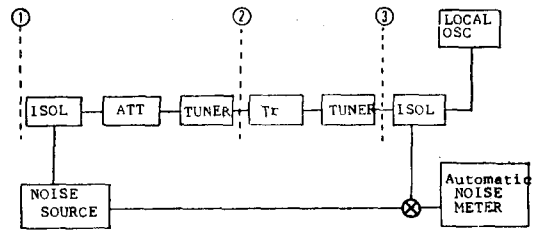


그림 3. 잡음측정  
Fig.3. Noise measurement

를  $F_1, F_2, F_3, F_4$ 로 하여, 즉,

$$\begin{aligned} Y_{s1} &= 20 \text{ (mmhos)} & ; F_1 \\ Y_{s2} &= 20 + j10 \text{ (mmhos)} & ; F_2 \\ Y_{s3} &= 20 - j10 \text{ (mmhos)} & ; F_3 \\ Y_{s4} &= 10 \text{ (mmhos)} & ; F_4 \end{aligned}$$

라 하고,  $F_2 - F_1 = \alpha$ ,  $F_3 - F_2 = \beta$ ,  $F_4 - F_1 = \gamma$ 와 같이 가정하면,

$$\left. \begin{aligned} F_{\min} &= F_4 - [3(2\alpha + \beta) + 2\gamma \\ &\quad - \sqrt{8(2\alpha + \beta)(2\alpha + \beta + \gamma) - \beta^2}] \\ R_n &= 100(2\alpha + \beta) \\ G_{opt} &= \frac{5\sqrt{8(2\alpha + \beta)(2\alpha + \beta + \gamma) - \beta^2}}{2\alpha + \beta} \\ B_{opt} &= \frac{5\beta}{2\alpha + \beta} \end{aligned} \right\} (7)$$

이다<sup>(10)</sup>. 이상과 같이 각 어드미턴스에 의하여 계산된 雜音素子の 값을 (5)식에 代入하여 각 周波數에서 24번의 계산을 하였다.

또한 그림 (2)에서 表示한 바와 같이 附加의인 雜音根源인 hot electron에 의한 雜音과 intervalley散亂雜音을 考慮하기 위하여  $V_{dir} = 0.5V$ 일 때,  $S = 0.6$ <sup>(1)</sup>으로 하여 雜音因子 P, R, C를 求한 結果

$$\begin{aligned} P &= 1.18 \\ R &= 0.27 \\ C &= 0.44 \end{aligned}$$

이었다. 이상의 條件을 (1), (2)식 및 (3)식에 代入하여 各各의 電流 및 電壓雜音을 드레인電壓  $V_D = 5V$ , 드레인電流  $I_D = 25mA$ , 게이트電壓  $V_g = 0$ 로 하여 부록의 프로그래밍에 의하여 계산한 結果値와 實驗値를 比較한 結果, 그림 (4)와 같이 比較的 잘 맞음을 알 수 있다.

(註 I)  $S = \sqrt{\frac{|V_{gs} + V_{dir}|}{V_c}}$ 이며 通路의 폐전압과 關係가 있다.

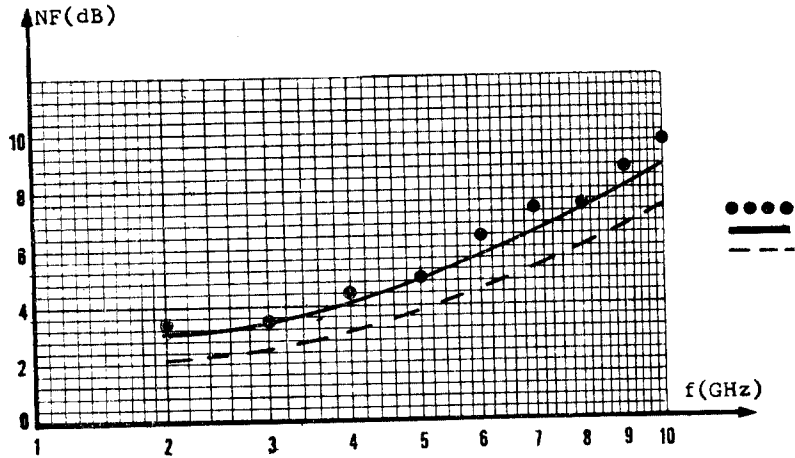


그림 4. 주파수에 대한 잡음지수

Fig.4. Noise figure versus frequency.

一致하는 理由는 雜音等價回路 素子の 값, 즉 게이트와 소우스間的의 抵抗值  $R_{gs}$ 가 增加하였기 때문에  $V_{gs}$ 의 값도 增加하였다. 따라서, Baechtold의  $S=0.41$ 보다 큰 0.6으로 하였으므로 表 1에 表示된 雜音因子 P,R,C의 값보다 약간 上昇하였기 때문에, Baechtold의 理論值보다 약간 上昇된 理論值를 얻을 수 있었다.

#### 4. 結 論

X-밴드(8-12GHz)內에서 使用할 수 있는 半導體素子の 雜音指數를 hot electron雜音과 intervalley 散亂雜音을 考慮한 Baechtold의 理論에 의하여 實驗的으로 再現해 보았고, 계산방법은 컴퓨터의 도움으로 雜音等價回路의 素子값을 토대로 雜音指數를 計算한 結果, 바이어스電壓과  $V_{gs}$ 의 電壓에 따라 理論值가 달라짐을 보였다. 따라서, 正確한 트랜지스터의 等價回路를 具現하는 것이 바람직 하겠다.

#### 부 록(1)

그림 (1) b에 表示한 바와 같이 雜音根源은 트랜지스터의 內部等價回路의 入力에 두개의 雜音根源  $i$ 와  $u$ 를 計算하면,

$$i = i_{ng} + i_{ch} \frac{y_{11}}{y_{21}} \quad (A.1)$$

$$u = i_{ch} \frac{1}{y_{21}} \quad (A.2)$$

여기서,

$$y_{11} = j\omega(C_{dg} + C_{gs}) \quad (A.3)$$

$$y_{21} = g_m - j\omega C_{dg} \quad (A.4)$$

이다. 트랜지스터 内部의 雜音指數는

$$F = 1 + \frac{\langle (i + Y_s U)^2 \rangle}{\langle i_g^2 \rangle} \\ = 1 + \frac{\langle i^2 \rangle + |Y_s|^2 \langle u^2 \rangle + 2\text{Re}\langle i^* Y_s u \rangle}{\langle i_g^2 \rangle} \quad (A.5)$$

로 表示된다. 따라서, (5)式과 (A.5)式을 比較하여 4가지의 雜音素子를 求하면,

$$F_{\min} = 1 + \frac{\text{Re}\langle i^* u \rangle + \sqrt{\langle i^2 \rangle \langle u^2 \rangle - [I_m \langle i^* u \rangle]^2}}{2kT\Delta f} \\ R_n = \frac{\langle u^2 \rangle}{4kT\Delta f} \\ G_{\text{opt}} = \frac{\sqrt{\langle i^2 \rangle \langle u^2 \rangle - [I_m \langle i^* u \rangle]^2}}{u^2} \\ B_{\text{opt}} = \frac{I_m \langle i^* u \rangle}{\langle u^2 \rangle} \quad (A.6)$$

(A.1)과 (A.2)式에 (1)과 (2)式을 代入한 후 다시 (A.6)式에 代入하면,

$$F_{\min} = 1 + \frac{2\omega C_{gs} \sqrt{f_1 f_2} g_m}{g_m^2 + \omega^2 C_{dg}^2} (D_1 + \sqrt{1 + D_2}) \\ R_n = \frac{f_1 g_m}{g_m^2 + \omega^2 C_{dg}^2} \\ G_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{f_2}{f_1}} \omega C_{gs} (1 + D_2)^{1/2} \\ B_{\text{opt}} = -\omega C_{gs} \left(1 - C \sqrt{\frac{f_1}{f_2}}\right) \quad (A.7)$$

여기서,

$$D_1 = -\frac{\omega C_{dg} C}{g_m}$$

$$D_2 = \frac{\omega^2 C_{dg}^2}{g_m^2} - C^2 + 2C \sqrt{\frac{f_2}{f_1}} \left(1 + \frac{C_{dg}}{C_{gs}}\right)$$

가 된다.

## 부 록(2)

READY

※LIST PHK

0010 \$ :IDENT:ICS432, PHK  
 0020 \$ :USERID:MPP \$ ZZZ  
 0030 \$ :OOTION:FORTRAN, NOMAP  
 0040 \$ :SELECT:SERVICE/PROGAR  
 0050 \$ :EXECUTE  
 0060 \$ :LIMITS:10,60K, 10K  
 0070 \$ :FILE:10, X1RS, 5L  
 0080 \$ :FILE:07, X1RS, 5L  
 0090 \$ :INCODE:IDMF  
 0120:ARCNET  
 0130PHK CPM/ICS432  
 0140CALCUL DU BRUIT A 295K  
 0150ANALYSE ALTERNATIVE  
 0160FREQUENCES EN MHZ 1000  
 0170B1/NO,N9/R=50  
 0180B2/=NO,N1/L=2.1E-9  
 0190B3/NI,N2/R=20/E=0  
 0200B4/N2, N3/R=10/C=0.63E-12  
 0210B5/N2, N4/S (B4)=15E-3/R=1E7  
 0220B6/N2, N4/R=580  
 0230B7/N3, N4/C=0.066E-12  
 0240B8/N3, N5/R=3/E=0  
 0250B9/N4, N6/R=22/E=0  
 0260B10/N1, N5/C=0.035E-12  
 0270B11/N1, N6/C=0.2E-12  
 0280B12/N5, N7/L=1.5E-9  
 0290B13/N6, N8/L=1, 2E-9  
 0300B14/N7, N8/C=0.025E-12  
 0310B15/NO,N7/C=0.53E-12  
 0320B16/NO,N8/C=0.5E-12  
 0330B17, N7, N9/L=1.3E-9  
 0340B18/N8, N10/L1.2E-9  
 0350B19/N2, N3/R=1E7/I=0  
 0360B20/N2, N4/R=1E7/I=0  
 0370B21/NO,N10/R=150/E=0  
 0380B22/NO,N9/L=1E-3/C=1E-14  
 0390B23/NO,N9/R=1E7/I=2.408  
 0391B24/N2, N4/R=1E7/I=0  
 0392B25/N9, N10/R=2E3/E=0  
 0393B26/N9, N10C=0.07E-12  
 0400Ecrire CB 21(CONCISION)

0410SORTIES SUR CARTES PERFOREES  
 0420EXECUTEZ  
 0430CORRECTIONS I(23, 23) = 0/I(20, 20) = 2.517  
 0440EXECUTEZ  
 0450CORRECTIONS I(20, 20) = 0/I(19, 19) = 0.3178  
 0460EXECUTEZ  
 0470CORRECTIONS I(19, 19) = 0/E(8, 8) = 32.77  
 0480EXECTEZ  
 0490CORRECTIONS E(8, 8) = 0/E(3, 3) = 84.617  
 0500EXECUTEZ  
 0510CORRECTIONS E(3, 3) = 0/E(9, 9) = 88.747  
 0520EXECUTEZ  
 0530CORRECUTIONS E(9, 9) = 0/I(24, 24) = 2  
 0540EXECUTEZ  
 0542CORRECTIONS I(24, 24) = 0/E(25, 25)  
 = 846.168  
 0543EXECUTEZ  
 0550CORRECTIONS E(25, 25) = 0/C(22)  
 = 1.59E-12/L(22) = 1E-12/I(23, 23) = 2.408  
 0560EXECUTEZ  
 0570CORRECTIONS I(23, 23) = 0/I(20, 20) = 2.517  
 0580EXECUTEZ  
 0590CORRECTIONS I(20, 20) = 0/I(19, 19) = 0.3178  
 0600EXECUTEZ  
 0610CORRECTIONS I(19, 19) = 0/E(8, 8) = 32.77  
 0620EXECUTEZ  
 0630CORRECTIONS E(8, 8) = 0/E(3, 3) = 84.617  
 0640EXECUTEZ  
 0650CORRECTIONS E(3, 3) = 0/E(9, 9) = 88.747  
 0660EXECUTEZ  
 0670CORRECTIONS E(9, 9) = 0/I(24, 24) = 2  
 0680EXECUTEZ  
 0682CORRECTIONS I(24, 24) = 0/E(25, 25)  
 = 846.168  
 0683 = XECUTEZ  
 0690CORRECTIONS E(25, 25) = 0/C(22)  
 = 1E-3/L(22) = 15.9E-9/I(23, 23) = 2.408  
 0700EXECUTEZ  
 0710CORRECTIONS I(23, 23) = 0/I(20, 20) = 2.517  
 0720EXECTUEZ  
 0730CORROCTIONS I(20, 20) = 0/I(19, 19) = 0.3178  
 0740EXECUTEZ  
 0750CORRECTIONS I(19, 19) = 0/E(8, 8) = 32.77  
 0760EXECUTEZ  
 0770CORRECTIONS E(8, 8) = 0/E(3, 3) = 84.617

0780EXECUTEZ  
 0790CORRECTIONS  $E(3,3)=0/E(9,9)=88.747$   
 0800EXECUTEZ  
 0810CORRECTIONS  $E(9,9)=0/I(24,24)=2$   
 0820EXECUTEZ  
 0822CORRECTIONS  $I(24,2)=0/E(25,25)=846.168$   
 0823EXECUTEZ  
 0930CORRECTIONS  $E(25,25)=0/C(22)$   
 $=1E-14/L(22)=1E-3/R(1)=100/I(23,23)=1.70$   
 0840EXECUTEZ  
 0850CORRECTIONS  $I(23,23)=0/I(20,20)=2.517$   
 0860EXECUTEZ  
 0870CORRECTIONS  $I(20,20)=0/I(19,19)=0.3178$   
 0880EXECUTEZ  
 0890CORRECTIONS  $I(19,19)=0/E(8,3)=32.77$   
 0900EXECUTEZ  
 5910CORRECTIONS  $E(8,8)=0/E(8,8)=84.617$   
 0920EXECUTEZ  
 0930CORRECTIONS  $E(3,3)=0/E(9,9)=88.747$   
 0940EXECUTEZ  
 0950CORRECTIONS  $E(9,9)=0/I(24,24)=2$   
 0960EXECUTEZ  
 0962CORRECTIONS  $I(24,24)=0/E(25,25)$   
 $=846.168$   
 0963EXECUTEZ  
 0970 \$ :REMOTE:07  
 0980 \$ :ENDJOB

## 참 고 문 헌

(1) A Van der Ziel, "Thermal noise in Field-effect Transistor," Proc. IRE. Vol. 50,, pp.1808-

- 1812, Aug. 1962  
 (2) W. Baechtold, "Noise behavior of Schottky Barrier Gate FET at Microwave frequencies." IEEE. ED-18 pp 97-104. Feb.1971  
 (3) R. H. Dawson, "Equivalent circuit of the Schottky Barrier FET at Microwave Frequencies." IEEE. MTT-12 pp 499-501, June. 1975.  
 (4) A Vander Ziel "Gate noise in FET at moderately high Frequencies." Proc. IEEE. Vol-51, pp 461-467. Mar 1963  
 (5) A. Anastassiou. "Effect of Source Lead Inductance on the Noise figure of a GaAsFET." Proceeding of the IEEE. pp 406-408 March. 1974  
 (6) M.J.O Strutt. "Experimental and Computed Four Scattering and Four Noise Parameters of GaAs FET'S Up to 4GHz." IEEE, MTT-2. pp 138-140. Feb. 1974  
 (7) W. Baechtold "Noise behavior of GaAs FET with Short Gate Length." IEEE. ED-17. pp 674-680. May. 1972  
 (8) A Van der Ziel. "Noise, Sources, Characterization, Measurement." Prentice-Hall. New Jersey 1970.  
 (9) M.J. Howers, D.V. Morgam, "Microwave Devices," chapter 4 pp.176-179. John Wiley & Sons London. 1976.  
 (10) H.K. Park, "Etude de la Contre-reaction dans les Amplificateurs a TES AsGa," These de Doctorat, Universite de Paris, 1975