

# 歸還 루우프를 가진 FET를 사용한 配分增幅器에 관한 研究

## (A Study on the Distributed Amplifier Using FET's with a Feedback Loop)

姜 永 採\*, 崔 甲 石\*\*

(Young Chae Kang and Kap Seok Choi)

### 要 約

配分增幅器의 各 增幅素子에 歸還 루우프를 利用하여 帶域幅을 增加시킬 수 있는 方法을 提示한 것이다. 즉, 낮은 周波數 領域에서는 歸還이 걸리지 않고, 높은 周波數에서는 正歸還이 되도록 各 增幅素子에 歸還 루우프를 걸어주면 帶域幅이 增加한다.

이 設計方法에서는 各 增幅素子를 單向성으로 간주하고 週期的 構造傳送線路理論을 택하였으며, 실제의 컴퓨터 해석은 精確한 結果를 얻기 위하여 K. B. Niclas의 方法을 택하여 4-포트 理論으로 수행하였다. 여기서 理論적으로 얻은 結果는 샘플로 택한 FET로서 歸還 루우프가 없을 때, 帶域幅은 16[GHz] 정도였으나, 歸還 루우프를 걸었을 때는 약 20[GHz] 정도로 증가하였다.

### Abstract

The method of increasing the bandwidth of distributed amplifier by the feedback loop is presented in this paper.

In this method, it is tried to increase the gain of the amplifier in the high frequency range by giving a positive feedback on the device, while giving no influence in the low frequency range.

For the simplicity of the amplifier design the transmission line theory of periodical structure with a unilateral device is used in the design, and the 2-ports cascade network theory developed by K.B. Niclas is used in computer analysis for the purpose of precise results.

In this simulation, the bandwidth of the amplifier is increased from 16 [GHz] without feedback loop to about 20 [GHz] with the feedback loop.

### I. 序 論

配分增幅器의 理論은 1948年 E. L. Ginzton, W. R. Hewlett 等에 의하여 발표되었는데<sup>1)</sup> 그 후 많은 사람들이 그 응용문제등을 다루어왔다.

그러나 이것은 주로 5극관에 의한 것으로써 몇 10 MHz 정도의 廣帶域으로 실현 할 수 있다는 方法을 提

\*正會員, 仁川大學校 工科大學 電子工學科  
(Dept. of Electron. Eng., Incheon Univ.)

\*\*正會員, 明知大學校 工科大學 電子工學科  
(Dept. of Electron. Eng., Myong Ji Univ.)

接受日字: 1984年 7月 6日

示한 것이었다.

특히 이들 회로는 擬似(artificial)傳送線路를 구현하기 위하여 실제 코일로 인덕턴스를 사용한 것이었다. 그러나 周波數가 높아져서 超短波 或은 極超短波와 같은 領域에서는 擬似傳送線을 실현하는 것은 거의 불가능하였다.

따라서 이 方法에 의한 配分增幅器는 現在 몇 10 MHz 정도의 廣帶域 增幅器로 널리 사용되고 있는 형편이다. 그런데 1982년에 Y. Ayasli, R. M. Mozzi<sup>1)</sup> 등이 周波數 領域 1~13GHz 까지 動作되는 GaAs MES-FET 및 의한 마이크로스트립(microstrip)에 MIC(microwave-integrated circuit)의 配分增幅器를 提示하였다.

그리고 또 1983년에 K. B. Niclas, W. T. Wilser<sup>2)</sup> 등은 廣帶域 配分增幅器를 回路網으로 해석하는 方法들을 提示하였다.

本 論文에서는 FET를 使用한 配分增幅器 特性을 개선하기 위하여 각 FET 素子에서 드레인과 게이트 간에 外部歸還을 삽입한 配分增幅器를 구성하고 그 回路解析을 하고자 한다.

즉, 增幅素子 고유의 歸還素子를 고려하여 낮은 周波數에서는 歸還效果가 무시되고 높은 周波數에서는 利得이 증가 할 수 있도록 한 것이다.

낮은 周波數에서는 内部的 歸還特性이 영향을 미치지 못하기 때문에 단항성의 增幅素子로 취급 할 수가 있지만 周波數가 증가할 때는 内部的 寄生歸還을 무시 할 수가 없게 된다.

따라서 外部 歸還을 걸어줄 때에도 낮은 周波數에서는 内部에 있는 寄生歸還과 外部 歸還에 의하여 配分增幅器의 利得이 증가하는 특성을 얻기 위한 것이다.

II. 歸還 루우프를 가진 FET 增幅素子 回路網과 그 特性

주어진 FET의 게이트와 드레인 사이에 歸還을 병렬로 걸어주고 FET를 (Y)라 하고<sup>3)</sup> 그림1과 같이 歸還루우프를 (Y<sub>F</sub>)라고 하면 전체의 2-포트 (Y<sub>T</sub>)는<sup>4)</sup>,  

$$(Y_T) = (Y) + (Y_F) \quad (1)$$

가 된다. 여기서  $(Y_F) = \begin{bmatrix} Y_{F11} & Y_{F12} \\ Y_{F21} & Y_{F22} \end{bmatrix}$ 이므로 歸還 루우프를 갖고 있는 FET 전체의 파라미터는

$$(Y_T) \begin{bmatrix} Y_{11} + Y_{F11} & Y_{12} + Y_{F12} \\ Y_{21} + Y_{F21} & Y_{22} + Y_{F22} \end{bmatrix} \quad (2)$$

가 주어진다. 식 (2)는 한 개의 다른 增幅素子가 되며 이 素子의 특성이 전체 配分增幅器의 특성을 결정하게 된다. 歸還 루우프의 增幅素子에서 특성을 찾기 위하여 그

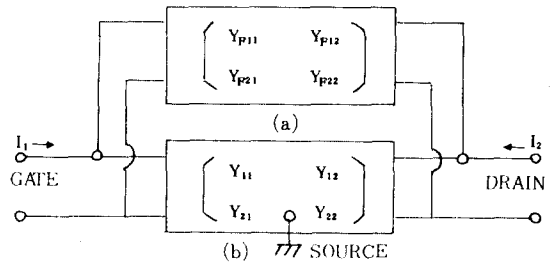
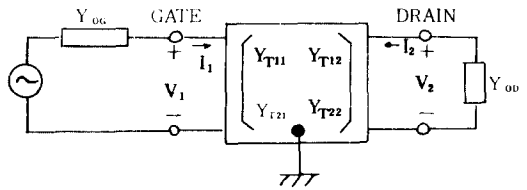


그림 1. 歸還 루우프를 가진 Y파라미터의 2-port 회로망

Fig. 1. 2-port network with a feedback loop in Y-parameter.



$$\begin{aligned} Y_{T11} &= Y_{11} + Y_{F11} & Y_{T12} &= Y_{12} + Y_{F12} \\ Y_{T21} &= Y_{21} + Y_{F21} & Y_{T22} &= Y_{22} + Y_{F22} \end{aligned}$$

그림 2. 전체 회로망의 Y파라미터 표시  
 Fig. 2. Y-parameter representation of the total network.

림 1의 드레인에 Y<sub>0D</sub> 負荷를 연결하고 게이트에 Y<sub>0G</sub>를 연결하였을 때 增幅器는 그림 2와 같이 된다.

이 경우의 특성은 다음과 같다.

$$\begin{cases} I_1 = Y_{T11}V_1 + Y_{T12}V_2 \\ I_2 = Y_{T21}V_1 + Y_{T22}V_2 \\ I_3 = -Y_{0D}V_2 \end{cases} \quad (3)$$

式 (3)에서 電壓利得 入力어드미턴스 및 出力어드미턴스는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} A_{VT} &= V_2/V_1 = \frac{Y_{T21}}{Y_{0D} + Y_{T22}} \\ Y_{in} &= Y_{T11} - \frac{Y_{T12}Y_{T21}}{Y_{0D} + Y_{T22}} \\ Y_{out} &= Y_{T22} - \frac{Y_{T21}Y_{T12}}{Y_{0G} + Y_{T11}} \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)에서 周波數가 증가할 때 |A<sub>VT</sub>|의 값이 歸還 루우프가 없을때의 電壓利得 A<sub>V</sub> = V<sub>2</sub>/V<sub>1</sub> = Y<sub>21</sub>/(Y<sub>0D</sub> + Y<sub>22</sub>)와 비교하여 그 利得의 감쇠하는 정도가 훨씬 적다면 |A<sub>VT</sub>|의 動作帶域幅은 |A<sub>V</sub>|보다 증가하게 된다. 따라서 이와같은 周波數 特性을 얻을 수 있는 (Y<sub>F</sub>)를 선정하여야 한다. 한편 Linvill의 안정계수를 C<sub>SF</sub>라 하면<sup>4)</sup>

$$C_{SF} = |Y_{T12} \cdot Y_{T21}| / |2 \text{Re}(Y_{T11}) \text{Re}(Y_{T22}) - \text{Re}(Y_{T21}Y_{T12})|$$

이며 다음과 같이 安定을 판정하였다.

절대 안정 ;  $0 \leq C_{sr} < 1$   
 조건부 안정 ;  $C_{sr} > 1$   
 안정의 한계 ;  $C_{sr} = 1$ ,

그런데 요구되는 모든 周波數 領域에서 FET 자체가 절대 안정이라도 歸還루우프 ( $Y_f$ )를 걸어줄 경우 조건부 안정이 될 가능성이 있다.

이와 같이 不安定한 領域이 나타날 경우(즉, 조건부 안정일때)  $Y_{0d}$  및  $Y_{0c}$ 를 선정하여 增幅器가 安定 領域이 되도록 하여야 한다.

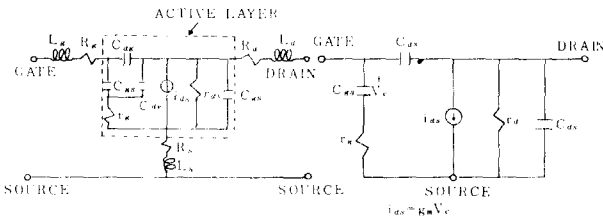
### III. 歸還增幅素子에 의한 配分增幅器

#### 1. 歸還回路網의 決定

마이크로파 領域에서 MES-FET增幅器의 帶域幅을 증가시키기 위하여 드레인-게이트사이의 歸還루우프를 사용한 단일 增幅器의 理論을 配分增幅器에 적용시켰다.<sup>15, 16</sup>

우선 결정하여야 할 것은, FET가 주어졌을 때 歸還 루우프를 결정하는 方法문제이다.

실제 FET의 等價回路는 그림 3 (a)와 같지만 動作 周波數 領域에서의 等價回路는 간단히 하기 위하여 그림 3 (b)와 같다고 하고 歸還루우프를 결정한다. 이것은  $L_g, R_g, L_d, R_d, L_s$  및  $R_s$  값이 一般的으로 다른 素子값에 비하여 작으며, 원래 等價回路에서 결정하기가 대단히 복잡하기 때문이다.



(a) FET equivalent circuit (b) MES FET의 개략적 등가회로

그림 3. MES FET 등가회로  
 Fig. 3. MES FET equivalent circuit.

그림 3 (b)에서 FET의 ( $Y$ ) - 파라미터를 구하면 다음과 같이 주어진다.

$$(Y) = \begin{bmatrix} \frac{\omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g}{1 + \omega^2 \gamma_g^2 C_{gs}^2} + j\omega \left( C_{gd} + \frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g^2} \right) - j\omega C_{gd} \\ \frac{gm}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g^2} - j\omega \left( \frac{gm \gamma_g C_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g^2} + C_{gd} \right) \\ (C_{ds} + C_{gd}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

문제를 간단히 하기 위하여  $\omega C_{gs} \gamma_g \ll 1$ 인 周波數 領域에서 使用하기로 한다.

이 경우 식(5)는

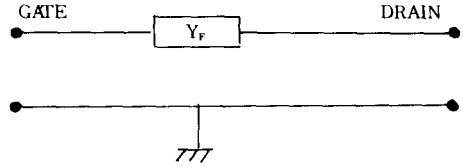


그림 4. 饋還 루우프  
 Fig. 4. Feed-back loop.

$$(Y) = \begin{bmatrix} \omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g + j\omega (C_{gd} + C_{gs}) - j\omega C_{gd} \\ g_m - j\omega (g_m \gamma_g C_{gs} + C_{gd}) \quad G_d + j\omega (C_{gd} + C_{ds}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

가 된다. 여기서  $G_d = 1/\gamma_d$ 이다.

FET ( $Y$ )의  $Y_{22}$  및  $Y_{21}$ 이 전체 配分增幅器에 영향을 미치고 있다. 즉,  $Y_{22}$ 는 FET 자체의 歸還 특성을 나타내고 있으며  $Y_{21}$ 은 電壓利得에 직접 영향을 미치기 때문에 식(4)에서  $Y_f$ 를 결정한다.

만일 ( $Y_f$ )를 그림 6과 같은 간단한 루우프를 사용한다면 歸還루우프를 갖는 增幅素子 ( $Y_T$ )는

$$(Y_T) = \begin{bmatrix} \omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g + j\omega (C_{gd} + C_{gs}) + Y_f - j\omega C_{ds} - Y_f \\ g_m - j\omega (g_m \gamma_g C_{gs} + C_{gd}) - Y_f \quad G_d + j\omega \\ (C_{ds} + C_{gd}) + Y_f \end{bmatrix} \quad (7)$$

가 된다.

增幅素子和 電壓利得이 周波數에 따라서 증가하게 하고 또 식(4)의 분모  $Y_{T22} + Y_{0d}$ 에서,  $|Y_{T22}| \ll |Y_{0d}|$ (실제 경우이다) 되게 하여  $Y_{0d}$ 가 거의 실수가 되게 하면, 增幅素子の 電壓利得은  $Y_{T21}$ 에 직접 비례하게 된다.

따라서  $Y_f$ 를  $R_f$ 와  $C_f$ 의 직렬회로로 하면 周波數가 증가함에 따라서 歸還이 증가한다. 즉,

$$Y_f = \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} + j \frac{\omega C_f}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \quad (8)$$

가 되며, 여기서  $\omega_f = 1/R_f C_f$ 이다.

식(7)에서 歸還 루우프를 갖는 增幅素子の ( $Y_T$ )는,

$$(Y_T) = \begin{bmatrix} Y_{T11} & Y_{T12} \\ Y_{T21} & Y_{T22} \end{bmatrix} \text{로 부터}$$

$$Y_{T11} = \omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g + \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} + j\omega \left( C_{gd} + C_{gs} + \frac{C_f}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \right)$$

$$Y_{T12} = -\frac{(\omega/\omega_f)^2}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} - j\omega \left( C_{gd} + \frac{C_f}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \right)$$

$$Y_{T21} = g_m - \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} - j\omega \left( g_m \gamma_g C_{gs} + C_{gd} + \frac{C_f}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \right)$$

$$Y_{T22} = G_d + \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} + j\omega \left( C_{gd} + C_{ds} + \frac{C_f}{1 + (\omega/\omega_f)^2} \right) \quad (9)$$

가 된다. 식(9)에서 다음과 같은 조건을 가정한다. (설계상에서  $C_f$  및  $R_f$ 를 선정할 때 고려한다) 즉,

$$\left. \begin{aligned} \omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g &\gg \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1+(\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} \\ g_m &\gg \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1+(\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} \\ G_d &\gg \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1+(\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

라고 하면,

$$\left. \begin{aligned} Y_{T11} &\approx \omega^2 C_{gs} \gamma_g + j\omega \left( C_{gs} + C_{gs} + \frac{C_f}{1+(\omega/\omega_f)^2} \right) \\ Y_{T12} &\approx \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1+(\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} - j\omega \left( C_{gd} + \frac{C_f}{1+(\omega/\omega_f)^2} \right) \\ Y_{T21} &\approx g_m - j\omega \left( g_m \gamma_g C_{gs} + C_{gd} + \frac{C_f}{1+(\omega/\omega_f)^2} \right) \\ Y_{T22} &\approx G_d + j\omega \left( C_{gd} + C_{ds} + \frac{C_f}{1+(\omega/\omega_f)^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

가 주어진다.

만일

$C_f / (1 + (\omega/\omega_f)^2) \gg C_{gd}$ ,  $g_m \gamma_g C_{gs}$  가 되도록  $C_f$ 를 선정하면,

$(Y_T) =$

$$\left[ \begin{array}{cc} \omega^2 C_{gs}^2 \gamma_g + j\omega \left( C_{gs} + \frac{C_f}{1+(\omega/\omega_f)^2} \right) & \frac{(\omega/\omega_f)^2}{1+(\omega/\omega_f)^2} \cdot \frac{1}{R_f} - j\omega \frac{C_f}{1+(\omega/\omega_f)^2} \\ g_m - j\omega \frac{C_f}{1+(\omega/\omega_f)^2} & G_d + j\omega \left( C_{ds} + \frac{C_f}{1+(\omega/\omega_f)^2} \right) \end{array} \right] \quad (12)$$

가 된다.

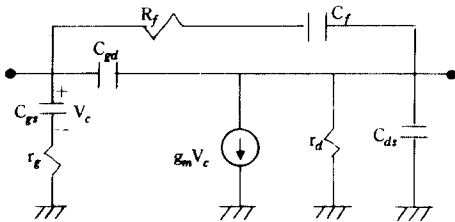


그림 5. R-C 귀환 루우프를 가진 FET 등가회로  
Fig. 5. Equivalent circuit of a FET amplifier with feedback loop.

예를 들어 그림 5와 같은 회로의 **歸還 루우프**를 결정해 보자.

$$\left[ \begin{array}{ccc} C_{gs} = 0.25 \text{ pF} & C_{gd} = 0.012 \text{ pF} & \gamma_g = 5.2 \Omega \\ g_m = 25 \text{ m}\Omega & C_{ds} = 0.066 \text{ pF} & \gamma_d = 272 \Omega \end{array} \right]$$

그리고 **動作周波數**를 20[GHz]까지로 한다. 그러면  $\omega = 2\pi \times 20 \times 10^9$ 이고  $\omega^2 C_{gs} \gamma_g = 0.0052$ 가 되므로  $(\omega/\omega_f)^2$ 은 이보다 작게 한다.

따라서  $\omega_f = 2\pi \times 20 \times 10^9$ 로 할 경우  $R_f$ 는 100[Ω] 이상이면 된다.

한편  $C_f / (1 + (\omega/\omega_f)^2) \gg C_{gd}$ ,  $g_m \gamma_g C_{gs}$  이어야 하기 때문에  $C_f/2$ 는  $C_{gd}$  혹은  $g_m \gamma_g C_{gs}$  보다 크게 하여야 한다.

따라서 20[GHz]까지 동작시키고자 할 경우에는  $R_f > 100$  및  $C_f > 0.05$ [pF]의 개략적인 조건을 찾을 수 있다.

한편,  $C_f = 0.05$ [pF]로 하면  $R_f = 1/\omega_f C_f$ 에서 약 150 [Ω] 정도의 값을 얻을 수가 있다.

위와 같은 방법으로 결정한  $R_f$  및  $C_f$ 를 포함한 **增幅素子(Y)**의 파라미터는 II의 Linvill의 안정계수의 조건을 만족해야 한다.

그런데 지금은  $R_f$  및  $C_f$ 에 의하여 **正歸還 루우프**를 걸어준 상태이기 때문에 **歸還量**이 많아져서 **發振條件**에 들어가게 되면 이 시스템 전체가 불안정하게 된다. 따라서 각 **周波數**에서 안정을 판정해야 한다.

### 2. 歸還 增幅素子 配分增幅器의 解析

**歸還 루우프**의 값  $R_f$  및  $C_f$ 가 선정되면 **配分增幅器**는 그림 6과 같은 회로가 된다. 一般의 **配分增幅器**에 **歸還 루우프**  $Y_f$ 만을 더 첨가하면 유니트셀은 그림 7과 같이 된다. 그리고, **增幅素子**사이의 **傳送線路**를

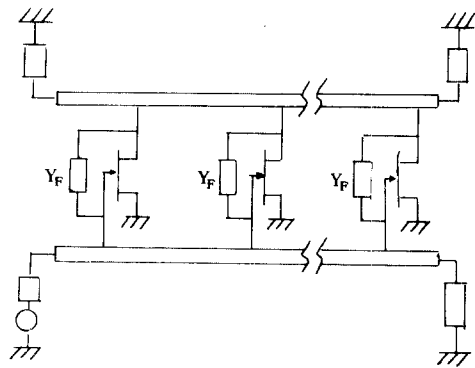


그림 6. 귀환 루우프를 갖는 FET 배분 증폭기  
Fig. 6. Distributed amplifier of FET with feedback loops.

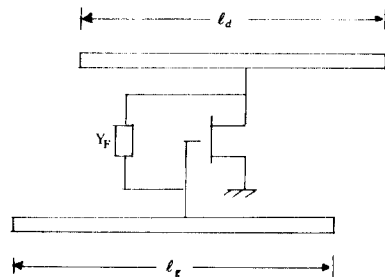


그림 7. 배분 증폭기의 유니트 셀  
Fig. 7. Unit cell of a distributed amplifier

集中素子로 바꾸면 그림 8 과 같이 된다.

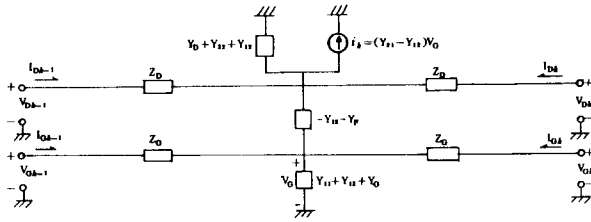


그림 8.  $Y_F$ 를 가진 Unit cell  
Fig. 8. Equivalent circuit of an unit cell with  $Y_F$ .

이 유닛 셀에서 電壓 및 電流 관계식은,

$$\begin{bmatrix} V_{0a-1} \\ I_{0a-1} \\ V_{0a} \\ I_{0a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11F} & C_{12F} \\ C_{21F} & C_{22F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{0k} \\ -I_{0k} \\ V_{0c} \\ -I_{0c} \end{bmatrix} = [A_1][A_{1F}][A_1] \begin{bmatrix} V_{0k} \\ -I_{0k} \\ V_{0c} \\ -I_{0c} \end{bmatrix} \quad (13)$$

으로 구해지는데 여기서

$$[A_1] = \begin{bmatrix} 1 & Z_0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & Z_0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$[A_{1F}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ Y_0 + Y_{22} + Y_{FF} & 1 & Y_{21} - Y_F & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ Y_{12} - Y_F & 0 & Y_0 + Y_{11} + Y_F & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$(A_1) (A_{1F}) (A_1) = \begin{bmatrix} C_{11F} & C_{12F} \\ C_{21F} & C_{22F} \end{bmatrix} \quad (16)$$

이고,

$$\begin{aligned} [C_{11F}] &= \begin{bmatrix} 1 + Z_0(Y_0 + Y_{11} + Y_F) & Z_0[2 + Z_0(Y_0 + Y_{11} + Y_F)] \\ (Y_0 + Y_{11} + Y_F) & 1 + Z_0(Y_0 + Y_{11} + Y_F) \end{bmatrix} \\ [C_{12F}] &= (Y_{21} - Y_F) \begin{bmatrix} Z_0 & Z_0 Z_0 \\ 1 & Z_0 \end{bmatrix} \\ [C_{21F}] &= (Y_{12} - Y_F) \begin{bmatrix} Z_0 & Z_0 Z_0 \\ 1 & Z_0 \end{bmatrix} \\ [C_{22F}] &= \begin{bmatrix} 1 + Z_0(Y_{11} + Y_0 + Y_F) & Z_0[2 + Z_0(Y_{11} + Y_0 + Y_F)] \\ (Y_{11} + Y_0 + Y_F) & 1 + Z_0(Y_{11} + Y_0 + Y_F) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

이 된다.

그러므로 그림 6 과 같이  $n$ 개의 유닛 셀로 연결된 配分增幅器에  $R_G$ 와  $R_D$ 로 게이트와 드레인 선로를 termination 시키면 그 특성은

$$\begin{bmatrix} V_{0n} \\ -V_{0n}R_D^{-1} \\ V_{0c} \\ I_{0c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11F} & C_{12F} \\ C_{21F} & C_{22F} \end{bmatrix}^n \begin{bmatrix} V_{0n} \\ -I_{0n} \\ V_{0c} \\ V_{0c}R_G^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11}D_{12}D_{13}D_{14} \\ D_{21}D_{22}D_{23}D_{24} \\ D_{31}D_{32}D_{33}D_{34} \\ D_{41}D_{42}D_{43}D_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{0n} \\ -I_{0n} \\ V_{0c} \\ V_{0c}R_G^{-1} \end{bmatrix} \quad (18)$$

가 되고 다시 정리하면,

$$\begin{bmatrix} V_{0n} \\ I_{0n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 & D_2 \\ D_3 & D_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{0n} \\ -I_{0n} \end{bmatrix} \quad (19)$$

와 같이 2-포트 회로망 특성으로 나타난다. 여기서,

$$\begin{aligned} D_1 &= D_{31} - \frac{(D_{21} + R_D^{-1}D_{11})(D_{33} + \frac{D_{34}}{R_G})}{D_{23} + \frac{D_{24}}{R_G} + R_D^{-1}(D_{13} + \frac{D_{14}}{R_G})} \\ D_2 &= D_{32} - \frac{(D_{22} + R_D^{-1}D_{12})(D_{33} + \frac{D_{34}}{R_G})}{D_{23} + \frac{D_{24}}{R_G} + R_D^{-1}(D_{13} + \frac{D_{14}}{R_G})} \\ D_3 &= D_{41} - \frac{(D_{21} + R_D^{-1}D_{11})(D_{43} + \frac{D_{44}}{R_G})}{D_{23} + \frac{D_{24}}{R_G} + R_D^{-1}(D_{13} + \frac{D_{14}}{R_G})} \\ D_4 &= D_{42} - \frac{(D_{22} + R_D^{-1}D_{12})(D_{43} + \frac{D_{44}}{R_G})}{D_{23} + \frac{D_{24}}{R_G} + R_D^{-1}(D_{13} + \frac{D_{14}}{R_G})} \end{aligned}$$

이다.

따라서 歸還 루우프를 갖는 配分增幅器의 삽입 특성은

$$G = \frac{P_{out}}{P_{av}} = \left| \frac{2Z_0}{Z_0(Z_0D_3 + D_4) + Z_0D_1 + D_2} \right|^2 \quad (20)$$

으로 구해진다.

#### IV. 配分增幅器 設計 및 컴퓨터 解析

##### 1. 配分增幅器의 設計<sup>(8)</sup>

本論文에서는 週期的으로 裝荷된 傳送線路의 理論을 바탕으로 하여 設計하고 기 設計된 增幅器를 컴퓨터에 의하여 산출할 때 精確한 값을 얻기 위하여 回路網 解析 方法을 택하였다.

設計의 복잡성을 피하기 위하여 다음과 같은 가정을 한다.

첫째; 드레인과 게이트사이의 結合容量  $C_{gd}$ 를 무시한다.

둘째; 增幅素子간의 간격은 動作周波數의  $\lambda/4$ 보다 짧다.

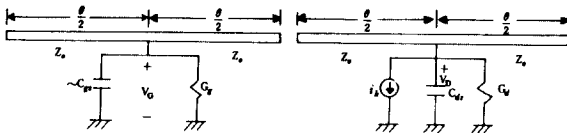
셋째; 增幅素子間에 연결된 傳送線路 특성 임피던스를  $120[\Omega]$ 으로 한다(현재 제작 할 수 있는 한계).<sup>(10,11)</sup>

넷째; 드레인과 게이트 增幅素子간의 傳送線路를 같게 한다.

다섯째; 週期的으로 裝荷된 傳送線路의 특성 임피던스를  $50[\Omega]$ 으로 맞추고 位相定數도 같게 한다.

위와 같은 가정에서는 配分增幅器의 유닛 셀은 게이트와 드레인이 서로 독립이다.

이때의 유닛 셀은 그림 9 와 같이 된다.



(a)  $C_{gs} = \omega^2 C_{gs}^2 r_g$  ( $\omega \ll 1/r_g C_{gs}$ ) (b)  $i_k = g_m V_g$

그림 9. (a) 게이트 선로 unit cell  
(b) 드레인 선로 unit cell.

Fig. 9. (a) Gate line unit cell  
(b) Drain line unit cell.

여기서 週期的으로 裝荷된 傳送線路의 特性 임피던스 및 位相定數를 구할 수 있다.

즉 週期的 構造線路 理論(periodical structure theory)에 의하여<sup>1)</sup> 구하면, 特性 임피던스는 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{Bgate} = \frac{Z_0 \sqrt{2 \sin \theta + Z_0 (\omega C_{gs} - jG_g) \cos \theta - Z_0 (\omega C_{gs} - jG_g)}}{2 \sin \theta + Z_0 (\omega C_{gs} - jG_g) \cos \theta + Z_0 (\omega C_{gs} - jG_g)} \quad (21-a)$$

$$Z_{Bdrain} = \frac{Z_0 \sqrt{2 \sin \theta + Z_0 (\omega C_{ds} - jG_d) \cos \theta - Z_0 (\omega C_{ds} - jG_d)}}{2 \sin \theta + Z_0 (\omega C_{ds} - jG_d) \cos \theta + Z_0 (\omega C_{ds} - jG_d)} \quad (21-b)$$

만일  $\theta < \pi/8$  이고 (動作 周波數에서 길이가  $\lambda/4$  보다 작을때), 드레인 線路에 容量을 더 삽입하여 그 線路에 같은 容量  $C_0$ 로 裝荷시킨다고 하면 즉,

$C_{gs} = C_0$ ,  $C_{ds} + \text{插入容量} = C_0$ 로 하면, 식(21(a), (b)는

$$Z_B \approx Z_0 \sqrt{\frac{\theta}{\theta + Z_0 (\omega C_0 - jG_{g,d})}} \approx Z_0 \sqrt{\frac{\theta}{\theta + Z_0 \omega C_0}} \quad (22)$$

가 된다 (단,  $\theta + Z_0 \omega C_0 \gg Z_0 G_{g,d}$ 인 周波數). 따라서 식(22)에서  $Z_B$ 를 정하고 特性 周波數에서  $\theta$ 를 주면  $Z_B$ 가 결정된다.

역으로  $Z_B$ 가 주어지면 (예를 들면  $Z_B = 50[\Omega]$  이라면 周波數  $\omega$ 에 따른  $\theta$ 가 결정된다.) 즉, 增幅素子間의 電氣的 길이  $\theta$ 가 주어지며, 따라서 기판의 유효 비유전율  $\epsilon_r$ 가 주어지면 실제 길이  $l$ 이 결정된다. 즉,

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}} \theta \quad (23)$$

이 된다. 이 裝荷된 傳送線의 傳播定數를  $\gamma$ 라 하면

$$\gamma l = \cos^{-1} \left( \cos \theta - \frac{\sin \theta}{2} (Z_0 \omega C_0 - jZ_0 G_{g,d}) \right) \quad (24)$$

가 된다.<sup>17)</sup>

여기서  $\gamma = 2 + j\beta$  라 두면

$$\alpha + j\beta = \frac{1}{l} \cosh^{-1} \left\{ \left( \cos \theta - \frac{\sin \theta}{2} Z_0 \omega C_0 \right) + j \frac{\sin \theta}{2} Z_0 G_{g,d} \right\} \quad (25)$$

가 된다.

따라서  $\theta$ 와  $l$ 가 식(22), (23)에 의하여 얻어졌기 때문에 周波數에 대하여 減衰定數  $\alpha$ , 位相定數  $\beta$ 를 얻을 수 있다. 요구하는 最大 周波數가 주어졌을때 歸還 루우프  $R_f$ ,  $C_f$ 를 구하는 方法은 III에서 歸還 루우프를 결정하는 方法에 따라서 개략적으로 얻을 수 있다.

위와 같이 실제 增幅素子의 設計例를 들어 본다.

設計例: Watkins-Johnson社의 게이트幅 150[ $\mu\text{m}$ ] MES FET의 데이터.

$$C_{gs} = 0.25[\text{pF}], \quad \gamma_g = 5.2 [\Omega], \quad C_{gd} = 0.012[\text{pF}]$$

$$C_{ds} = 0.066[\text{pF}], \quad \gamma_d = 272[\Omega], \quad g_m = 25[\text{m}\Omega]$$

最大 動作 周波數: 20[GHz]

裝荷된 線路의 特性 임피던스: 50[ $\Omega$ ]

드레인에 삽입한 容量:  $C_0 = C_{gs} - C_{ds} = 0.184[\text{pF}]$

GaAs의 비유전율: 약 12.

增幅素子間 傳送線路의 特性 임피던스: 120[ $\Omega$ ]

위와 같은 데이터의 特性을 가지고 실제 파라미터를 구하자.

식(22)에 의하여

$$\theta/2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_0 \omega C_0}{(Z_0/Z_B)^2 - 1} \quad (26)$$

을 얻을 수 있다.

만일 10[GHz] (帶域幅 中心 周波數)에서  $Z_B = 50$ 이라 하면 식(26)에 의하여  $\theta/2 = 0.11978$ 을 얻을 수 있다.

실제 길이는 식(23)에 의하여  $l/2 = 0.27[\text{mm}]$ 를 얻을 수 있다.

이때 歸還回路의 素子값은 III에서 구한 값을 그대로 쓸 수 있으며  $R_f$  및  $C_f$ 는 전체 配分增幅器의 特性을 고려하여 컴퓨터에 의하여 택한다.

한편 개략적인  $R_f$  및  $C_f$ 를 여러 값으로 바꾸어 가면서 전체 特性의 변화상태를 조사하면서 찾는 것이 타당하다.

위와 같은 과정을 거쳐서 실제 제작한다면 그림 10

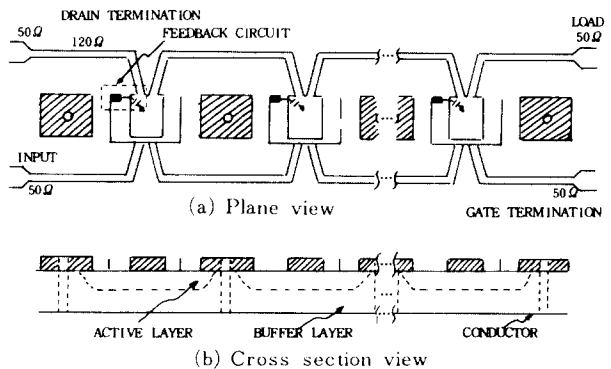


그림 10. MIC 배분 증폭기  
Fig. 10. MIC distributed amplifier.

과 같은 구조를 갖게 될 것이다.

2. 컴퓨터 해석 및 특성

Ⅲ의 1에서 선정한 歸還 루우프  $Y_F$ 를 가지고 전체 FET의 Y-파라미터  $Y_T$ 를 산출할 수 있다.

이  $Y_T$ -파라미터와 Ⅳ의 1에서 얻은 增幅素子間 傳送線路特性 즉 特性 임피던스  $Z_0$  및 전기적 길이  $\theta$ 를 가지고 Ⅲ의 2의 K. B. Niclas의 回路網 解析方法을 利用하여 계산을 한다.

이와 같은 해석과정을 흐름도로 나타내면 그림11과 같다.

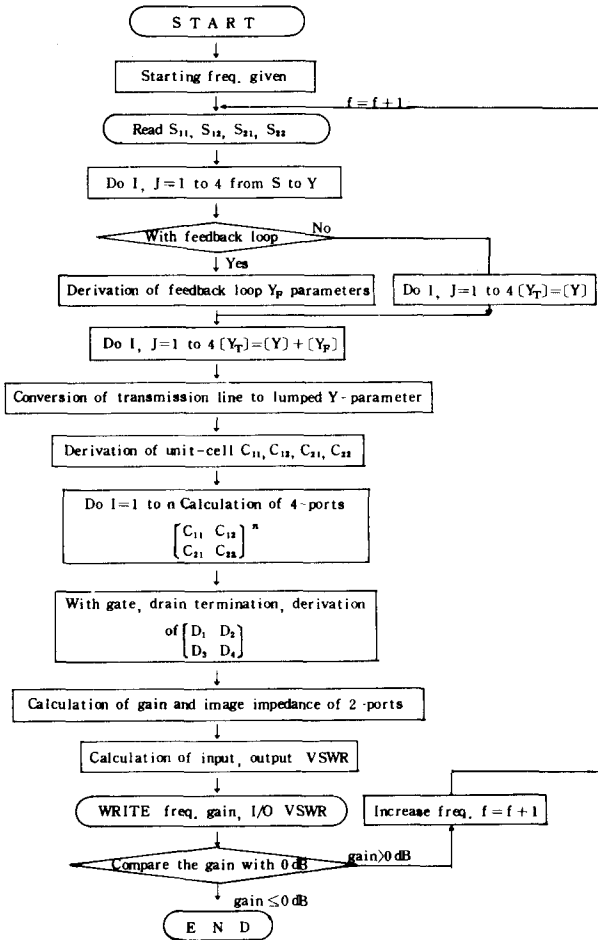


그림11. 시뮬레이션 흐름도  
Fig. 11. Simulation flow chart.

그림12는 Hewlett-Packard GaAs MES-FET 칩에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 특성이다.

增幅素子 n=4 및 n=5로 게이트 선로 및 드레인 선로에 각각 裝荷하였을 때의 특성 임피던스  $Z_0$ 가

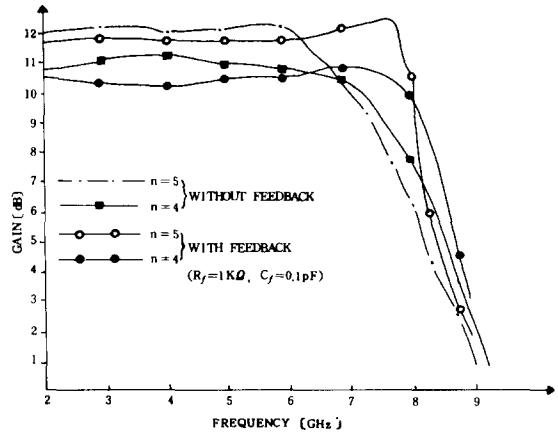


그림12 전력이득 특성 (Hewlett-packard FET를 사용할 때)

Fig. 12. Power gain characteristics (FET by H-P).

50[Ω]이 되도록  $Z_0$  및  $\theta$ 를 택했을 경우 電力利得特性은 歸還이 없을 때와 있을 때 현저한 차이가 있다.

즉, 歸還 루우프가 없을 때 利得이 평탄한 영역은 n=4일때 약 7[GHz], n=5일때 약 6[GHz] 정도였지만  $R_f=1[K\Omega]$ ,  $C_f=0.1[pF]$  歸還 루우프로 正歸還할 때 利得은 큰 차이가 없으나 帶域幅은 증가했다.

이것은 利得이 떨어지는 領域에서 正歸還에 의하여 보상되기 때문이다.

그림 13은 n=4 및 n=5에 대한 入出力의 임피던스 整合特性을 나타내고 있다. 周波數가 증가하면 VSWR은 1보다 훨씬 크다. 다시 말해서 임피던스 整合이 잘되지 못한다. 또한 歸還 루우프가 있을 때의 낮은 周波數 領域에서는 없을 때와 별 차이가 없으나 周波數가 증가하면 歸還 루우프에 의하여 임피던스 整合이 나빠지는데 이것은 周波數가 증가하면 歸還量의 증가로 반사되기 때문이다. 그러나 增幅器에서 VSWR < 2인 영역은 실제로 만족할만한 값이므로 전체 시스템에는 큰 영향을 주지 않는다. 그림14 및 4, 7은 Watkins-Johnson社의 GaAs MES-FET chip에 대한 특성이다. 즉, 歸還이 없을 경우 n=3일때 18[GHz], n=4일때 16[GHz] 및 n=5일때 14[GHz] 정도의 帶域幅을 갖는다. 이때의 裝荷된 傳送線路 특성 임피던스는 50[Ω]으로 하였으며 增幅素子間의 마이크로 스트립 傳送線路 특성 임피던스는 120[Ω]으로 하여 設計한 것이다. 이 특성은 K. B. Niclas의 결과와 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 15는 n=3, 4 및 5에 대한 入·出力 임피던스 整合特性을 나타낸 것이다.

그림 16 및 그림 17은 n=3, 4 및 5에 대한 것으로 똑같은 回路에  $R_f=0.1[K\Omega]$  및  $C_f=0.05[pF]$ 로서 正歸

還 루우프를 사용한 경우의 특성이다. 이 경우 n=3일때 18[GHz], n=4일때 16[GHz] 및 n=5일때 14[GHz] 정도의 帶域幅을 갖는다. 이때의 裝荷된 傳送線路 특성 임피던스는 50[Ω]으로 하였으며 增幅素子間의 마이크로 스트립 傳送線路 특성 임피던스는 120[Ω]으로 하여 設計한 것이다. 이 특성은 K. B. Niclas의 결과와 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 15는 n=3, 4 및 5에 대한 入·出力 임피던스 整合特性을 나타낸 것이다.

그림 16 및 그림 17은 n=3, 4 및 5에 대한 것으로 똑같은 回路에  $R_f=0.1[K\Omega]$  및  $C_f=0.05[pF]$ 로서 正歸

還 루우프를 사용한 경우의 특성이다. 이 경우 n=3일때 18[GHz], n=4일때 16[GHz] 및 n=5일때 14[GHz] 정도의 帶域幅을 갖는다. 이때의 裝荷된 傳送線路 특성 임피던스는 50[Ω]으로 하였으며 增幅素子間의 마이크로 스트립 傳送線路 특성 임피던스는 120[Ω]으로 하여 設計한 것이다. 이 특성은 K. B. Niclas의 결과와 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 15는 n=3, 4 및 5에 대한 入·出力 임피던스 整合特性을 나타낸 것이다.

그림 16 및 그림 17은 n=3, 4 및 5에 대한 것으로 똑같은 回路에  $R_f=0.1[K\Omega]$  및  $C_f=0.05[pF]$ 로서 正歸

還 루우프를 사용한 경우의 특성이다. 이 경우 n=3일때 18[GHz], n=4일때 16[GHz] 및 n=5일때 14[GHz] 정도의 帶域幅을 갖는다. 이때의 裝荷된 傳送線路 특성 임피던스는 50[Ω]으로 하였으며 增幅素子間의 마이크로 스트립 傳送線路 특성 임피던스는 120[Ω]으로 하여 設計한 것이다. 이 특성은 K. B. Niclas의 결과와 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 15는 n=3, 4 및 5에 대한 入·出力 임피던스 整合特性을 나타낸 것이다.

그림 16 및 그림 17은 n=3, 4 및 5에 대한 것으로 똑같은 回路에  $R_f=0.1[K\Omega]$  및  $C_f=0.05[pF]$ 로서 正歸

顯시켰을 때의 특성이다. 이 경우도 그림12 및 그림 13에서와 비슷한 현상이 나타났다.

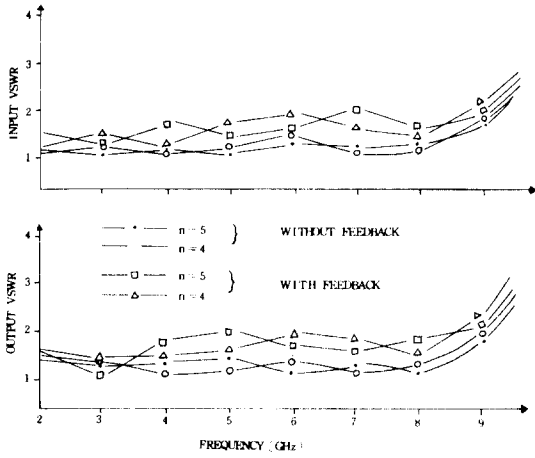


그림13. 입출력 임피던스 정합특성(Hewlett-packard FET)

Fig. 13. Input and output impedance matching characteristics(Hewlett-packard FET).

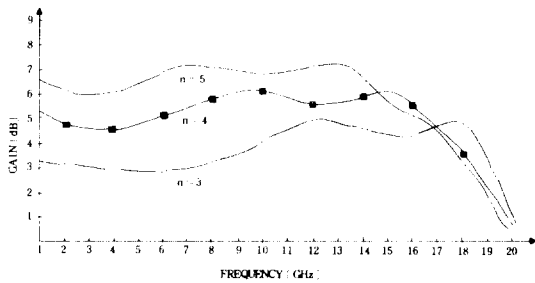


그림14. 전력이득 특성(Watkin-Johnson FET를 사용할 때, 귀환 루우프가 없을 때)

Fig. 14. Power gain characteristics without any feedback loop(FET by Watkins-Johnson).

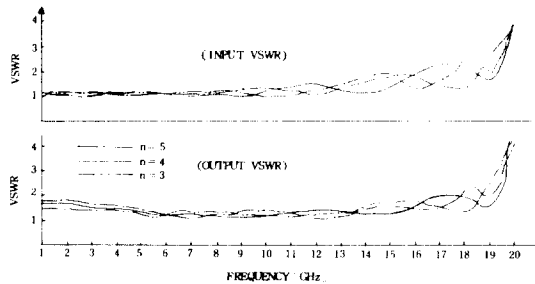


그림15. 入出力 임피던스 정합 특성(귀환 루우프가 없을 때) (Watkins-Johnson社 FET)

Fig. 15. Input and output impedance matching characteristics without any feedback loop (FET by Watkins-Johnson).

즉, 낮은 周波數에서는 별다른 영향이 없으나 주파수가 증가할 때 正歸還에 의하여 利得이 보상되지만, 임피던스 整合 特性은 歸還이 없을때 보다 다소 나빠짐을 알 수 있었다.

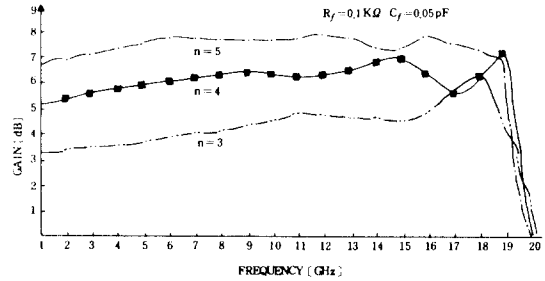


그림16. 전력 이득 특성(귀환 루우프가 있을 때) (Watkins-Johnson社 FET)

Fig. 16. Power gain characteristics with feedback loops(FET by Watkins-Johnson).

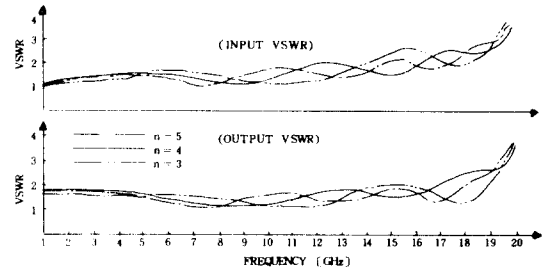


그림17. 入出力 임피던스 정합 특성((Watkins-Johnson社 FET) (귀환 루우프가 있을 때)

Fig. 17. Input and out-put impedance matching characteristics with feedback loops(FET by Watkins-Johnson).

### V. 結 論

歸還 루우프에 의하여 配分增幅器의 帶域幅을 增加시킬 수 있는 方法을 提示하였다.

낮은 周波數 領域에서는 歸還이 작용하지 않으며 이득이 감소하는 높은 領域에서는 正歸還 特性에 의하여 利得을 보상해 줌으로써 전체의 利得이 증가하였다. 正歸還을 插入하고 2 가지 FET 칩을 택하여 解析한 결과 帶域幅이 20~25% 증가됨을 확인하였다.

Hewlett-Packard 모델에서는 약 15~20% 정도가 증가되었으며 Watkins-Johnson 모델에서는 약20~25% 정도의 帶域幅이 증가되었으며 平滑特性도 改善되었다.

그러나 入·出力의 임피던스 整合特性은 다소 나빠



것으나 動作 周波數 領域에서는  $VSWR < 2$  이므로 이것은 큰 문제가 되지 않는다.

따라서 配分增幅器의 增幅素子에 正歸還을 挿入함으로써 增幅器의 帶域幅이 改善될 수 있음을 確認하였다.

#### 參 考 文 獻

- [1] E.L. Ginzton and W.R. Hewlett, "Distributed amplification," *Proc. IRE*, vol. 356, pp. 956-969, Aug., 1948.
- [2] Y. Ayasli and R.L. Mozzi, "A monolithic GaAs 1-13 GHz traveling-wave amplifier" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 976-981, July, 1982.
- [3] K.B. Niclas and W.T. Wilser, "On theory and performance of solid-state microwave distributed amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 447-456, June, 1983.
- [4] R.S. Carson, *High-Frequency Amplifiers*. John Wiley Sons, pp. 31-34, 1975.
- [5] K.B. Niclas and W.T. Wilser, "The Matched feedback amplifier: ultrawide-band microwave amplification with GaAs MESFET's" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 285-295, April, 1980.
- [6] F. Perez and V. Ortega, "A 0.15-12 GHz matched feedback amplifier using commercially available FET's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 1289-1291, Aug., 1982.
- [7] R.E. Collin, *Foundation for Microwave Engineering*. Mc Graw-Hill, pp. 364-369, 1966.
- [8] T.T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifier Design*. John Wiley and Sons, pp. 92-95, 1981.
- [9] K.B. Niclas and R.R. Pereira, *Feedback Applied to Balanced FET Amplifiers*. MSN, pp. 66-69, Nov., 1980.
- [10] R.A. Pucel, "Design Considerations for Monolithic Microwave Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 513-534, June, 1981.
- [11] Y. Ayasli and L.D. Reynolds, *Monolithic 2-20 GHz GaAs Traveling Wave Amplifier*. Electronics Letters, vol. 18, pp. 596-598, July, 1982.
- [12] J.J. Pan and M.J. Russell, *MESFET Amplifier with RF Feedback Gives High Performance, Low Noise*. MSN, pp. 110-115, June, 1983.