

주파수 특성이 좋은 광대역 마이크로웨이브 증폭기의 설계 (Design of wide Band Microwave Amplifier with Good Frequency Characteristics)

姜 熙 稔* · 朴 逸** · 陳 年 鋼***
(Hee Chang Kang · Ill Park · Youn Kang Chin)

要 約

GaAs FET 초고주파 증폭기의 DC 블럭용으로 사용되는 칩 커패시터 대신 DC블럭 및 임피던스 변환 성질을 가진 DC block /transformer(비대칭 2선 마이크로스트립 선로 및 짝지긴 3선 마이크로스트립 선로)를 사용한 초고주파 증폭기의 새로운 구성 방법을 제시하였다. 새로운 구성을 갖는 초고주파 증폭기의 대역 특성은 평탄하며 대역폭이 3.5(GHz)인 광대역 특성을 얻을 수 있었다. 초고주파 증폭기에 사용된 짝지긴 3선 마이크로스트립 결합 선로는 DC블럭 기능과 함께 임피던스 정합 역할을 할 수 있는 큰 장점을 가지고 있다.

ABSTRACT

The new structure method of GaAs microwave amplifiers using DC block function and impedance transforming property of DC block/transformer(non-symmetrical two-microstrip coupled line and interdigital three-microstrip coupled line), instead of chip capacitor, is presented. The newly structured microwave amplifier showed wideband characteristics(bandwidth, 3.5 GHz) and flat frequency response. Interdigital three-microstrip coupled line which is used for microwave amplifier can be used to match amplifiers as well as DC blocking.

I. 서 론

최근에 위성 통신 및 초고주파 통신 시스템등의 발달로 인한 초고주파 통신의 수요가 급격히 증가함에 따라 초고주파 대의 능동소자 및 수동소자의 설계 및 제작 기술이 급격히 발달되고 있다^(1, 2, 3). 회로의 집적화가 가능해지면서 수동소자로서의 마이크로스트립결합 선로의 응용범위가 넓어짐에 따라 이 분야의 연구도 활발히 진행중에 있다^(4, 5, 6). 마이크로스트립결합 선로는 DC 블럭, 필터, 방향성 결합기 및 임피던스 변환기 등으로 다양하게 이용되고 있고, 결합 선로의 선로 수에 따라 이득과 주파수 특성이 변화되므로 복수 결합 선로의 설계 방법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^(4, 7, 8, 9).

현재 통상적으로 초고주파 증폭기의 입력 및 출력 측

에서 DC 블럭용으로 커패시터가 많이 사용되고 있으나 커패시터는 증폭기의 주파수 대역 감소의 주 원인이 되며 또한 높은 주파수에서 발생하는 불필요한 인덕티브 성분에 의한 리액턴스 값의 증가 및 납땜으로 인한 오차 등 여러가지 나쁜 영향을 발생시키는 문제점을 가지고 있다. 본 연구에서는 칩커패시터 대신 DC 블럭 및 transformer기능을 가지고 있는 비대칭 2선 마이크로스트립 결합선로 및 짝지긴 3선 마이크로스트립 결합 선로 2-port (이하 DC block / transformer 로 표기함)를 증폭기의 DC 블럭으로 사용함으로써 신호원과 증폭기, 증폭기와 증폭기 사이의 DC 차단 뿐만 아니라 증폭기의 입력과 출력측의 임피던스의 정합기능 까지 하여 회로의 구성이 간단해질 수 있는 새로운 회로 설계 방법을 제시하였고, 또한 복수 결합 선로의 용이한 설계 방법을 모색하였다. 본 연구 방법에 의하여 구성된 초고주파 증폭기는 광대역 특성과 대역이 평탄한 좋은 주파수 특성을 얻을 수 있었다.

* 정회원, 서울산업대학 전자공학과

** , 동양공업전문대학 통신공학과

*** , 단국대학 전자공학과

II. 이 론

1. DC block/transformer

본 논문에서는 N-선로 2n-포트 구조의 등가 어드미턴스를 구하는 여러가지 방법 중에서 박^[9]이 제안한 방법을 이용하였다.

N-선로 2n-포트 구조에서 전압, 전류관계는 다음과 같다

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ - \\ - \\ I_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{13} \\ y_{12} & y_{22} & \dots & y_{12} \\ - & - & \dots & - \\ - & - & \dots & - \\ y_{13} & y_{12} & \dots & y_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ - \\ - \\ V_m \end{bmatrix} \quad (1)$$

N-선로 2n-포트 단자를 그림 4와 같이 4-포트로 접속시키는 경우 각 포트를 a, b, c, d라 하면 이들 포트 구성은 다음과 같다.

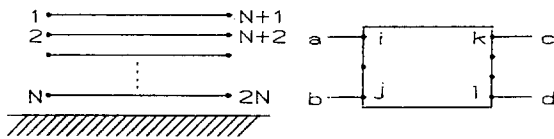


그림 1. N-선로 4-포트 구성도

Fig. 1. Diagram of N-line 4-port.

여기서 $\{i\}$, $\{j\}$, $\{k\}$, $\{l\}$ 은 서로 배타적인 선로 단자 번호의 집합이다. 포트 단자 a와 a 포트에 접속된 단자를 1, 3이라 가정하고 각각의 전류를 I_a, I_1, I_3 이라 가정하면 $I_a = I_1 + I_3$ 이고 해당 전압이 각각 V_a, V_1, V_3 , 라 하면 $V_a = V_1 = V_3$ 인 경계조건을 가진다. 각 포트에서의 경계조건을 같은 방법으로 나타내면 경계조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_a &= \sum I_i & I_b &= \sum I_j & I_c &= \sum I_k & I_d &= \sum I_l \\ V_a &= \sum V_i & V_b &= \sum V_j & V_c &= \sum V_k & V_d &= \sum V_l \end{aligned}$$

포트 구성 단자 이외의 단자 집합을 $\{\alpha\}$ 라 하면 이들 단자는 개방상태이므로 단자 전류는 모두 0이다.

$$I\{\alpha\} = 0$$

식 (1)에 경계조건을 적용하고 포트 구성 단자와 그의

단자로 구분하면 포트 구성 단자에서의 전압, 전류 관계식은 다음과 같다.

$$\{I\} = [Y_p]\{V_p\} + [Y_q]\{V_q\} \quad (2)$$

여기서,

$$\{I\} = [I_a I_b I_c I_d]^t$$

$$\{V_p\} = [V_a V_b V_c V_d]^t$$

$\{V_q\}$ = 포트 구성 단자 이외의 단자 전압 열 벡터이다.

$$\sum_i \sum_i y_{ii} = y_{11} + y_{13} + y_{31} + y_{33}$$

$$\sum_i \sum_j y_{ij} = y_{14} + y_{34}$$

여기서 a-포트를 단자 1, 3으로 구성하고 b-포트를 단자 4로 구성한 경우와 같이 나타낼 수 있다. 이와 같은 방법으로 각 어드미턴스를 표현하면 다음과 같다.

$$[y_p] = \begin{bmatrix} \sum_i \sum_i y_{ii} & \sum_i \sum_j y_{ij} & \sum_i \sum_k y_{ik} & \sum_i \sum_l y_{il} \\ \sum_j \sum_i y_{ji} & \sum_j \sum_j y_{jj} & \sum_j \sum_k y_{jk} & \sum_j \sum_l y_{jl} \\ \sum_k \sum_i y_{ki} & \sum_k \sum_j y_{kj} & \sum_k \sum_k y_{kk} & \sum_k \sum_l y_{kl} \\ \sum_l \sum_i y_{li} & \sum_l \sum_j y_{lj} & \sum_l \sum_k y_{lk} & \sum_l \sum_l y_{ll} \end{bmatrix}$$

$$[y_q] = \begin{bmatrix} \sum_i \sum_p y_{ip} & \sum_i \sum_q y_{iq} & \sum_i \sum_r y_{ir} & \sum_i \sum_s y_{is} \\ \sum_j \sum_p y_{jp} & \sum_j \sum_q y_{jq} & \sum_j \sum_r y_{jr} & \sum_j \sum_s y_{js} \\ \sum_k \sum_p y_{kp} & \sum_k \sum_q y_{kq} & \sum_k \sum_r y_{kr} & \sum_k \sum_s y_{ks} \\ \sum_l \sum_p y_{lp} & \sum_l \sum_q y_{lq} & \sum_l \sum_r y_{lr} & \sum_l \sum_s y_{ls} \end{bmatrix}$$

$[Y_p]$ 포트 단자간 어드미턴스 행렬

$[Y_q]$ 포트 단자와 포트 단자 이외의 단자간 어드미턴스

포트를 구성하지 않은 개방단자에서의 전류, 전압관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [I_{np}] &= [Y_a]\{V_p\} + [Y_b]\{V_q\} = 0 \\ [V_q] &= -[Y_b]^{-1}[Y_a]\{V_p\} \end{aligned} \quad (3)$$

$[Y_a]$ (포트 단자 이외의 단자와 포트 단자간 어드미턴스)와 $[Y_b]$ (포트 단자 이외의 단자간 어드미턴스)도

$[Y_p]$ 와 $[Y_q]$ 를 구한 동일한 방법으로 구할 수 있다. 전류와 포트 단자 간의 어드미턴스 식은

$$[I] = \{ [Y_p] - [Y_q][Y_b]^{-1}[Y_a] \} [V_p]$$

이다. 그러므로

$$[Y_{eq}] = [Y_p] - [Y_q][Y_b]^{-1}[Y_a] \quad (4)$$

이다. 식 (4)를 이용하면 N-선로 4-포트, 또는 2-포트의 등가 어드미턴스를 구할 수 있다.

등가 어드미턴스 산출식 (4)에 경계조건을 적용하면 등가 어드미턴스 $[Y_{eq}]$ 는 행렬 형태로 용이하게 구할 수 있다. 위의 결과를 이용하면 결합 선로의 원하는 포트 임피던스에 대한 선로의 치수를 쉽게 구할 수 있다.

2. 초고주파 증폭기

초고주파 증폭기는 그림 2에서 처럼 입력과 출력측이 동시에 공역으로 정합될 때 입력측 반사계수 (Γ_{SM})와 출력측 반사계수 (Γ_{SL})는 일반적인 반사계수식으로 부터 다음과 같이 된다 [2].

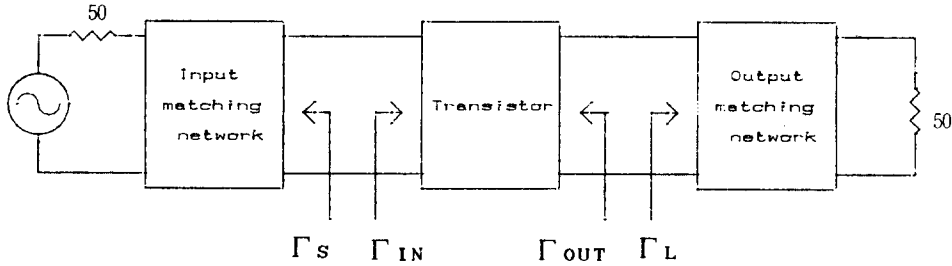


그림 2. 증폭기 블록 다이어그램.

Fig. 2. Block diagram of the amplifier.

그림 2에서 입력 및 출력측이 동시에 정합될 때 입력측 반사계수와 출력측 반사계수는 일반적인 반사계수 식 Γ_s

및 Γ_L 로부터 다음과 같이 된다 [7, 8, 9].

$$\Gamma_{SM} = C_1 * \left[B_1 \pm (B_1^2 - 4|C_1|^2)^{1/2} \right] / (2|C_1|^2) \quad (5)$$

$$\Gamma_{LM} = C_2 * \left[B_2 \pm (B_2^2 - 4|C_2|^2)^{1/2} \right] / (2|C_2|^2) \quad (6)$$

능동 소자와 입력과 출력측이 모두 정합되었을 때 얻어진 최대 전달이득 G_{max} 는

$$G_{max} = |S_{21}'|^2 = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K + \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (7)$$

이다.

증폭기의 안정도를 판별하는 Rollet 안정계수 K 는

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}|^2}{2|S_{12} S_{21}|} \quad (8)$$

이다.

안정도 판별을 위하여 먼저 Rollet 안정계수 K 값과 Δ 값을 구한다. 그 다음 그림 3에서와 같이 입력측과 출

력측의 안정도 원을 그리고 입력측과 출력측의 임피던스를 안정도 원의 밖에 있는 Smith chart 내의 값으로 취하면 안정한 동작을 할 수 있다. GaAs FET를 사용한 증폭기는 최소 잡음지수를 얻기 위한 정합조건과 최대이득을 얻기 위한 정합조건이 서로 상반 되기 때문에 이를 최적화 하는 것이 증폭기 설계의 중요한 요소가 된다. 최적화된 값을 얻기 위해 식 (9)~(12)에 의한 정이득원 (constant gain circle)과 정 잡음지수 원 (constant noise figure circle)을 그림 3에서와 같이 그리고 두 원의 교차점을 선정하여 출력측 반사계수 Γ_L 을 정한다.

정 이득원 (constant gain circle)의 중심 C_p 와 Γ_p 는

$$C_p = \frac{g_p (S_{11}^* - \Delta^* S_{22})}{1 + g_p (|S_{11}^*|^2 - |\Delta^*|^2)} \quad (9)$$

$$\Gamma_P = \frac{(1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_P + |S_{12} S_{21}|^2 g_P^2)^{1/2}}{|1 + g_P (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (10)$$

이다.

정 잡음지수 원(constant noise figure circle)의 중심 C_F 와 Γ_L 는

$$C_F = \frac{\Gamma_{in}}{1 + N_i} \quad (11)$$

$$r_F = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_{in}|^2)} \quad (12)$$

이다.

입력 반사계수 Γ_S 는 다음과 같이 주어진다.

$$\Gamma_S = \left(\frac{S_{11} - \Gamma_L \Delta}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right)^* \quad (13)$$

이상에 의하여 얻어진 입력측 및 출력측 반사계수 Γ_S 와 Γ_L 에 의하여 입력측과 출력측을 정합하여 증폭기의 이득과 잡음지수를 얻는다.

III. 설 계

초고주파 증폭기(GaAs FET amplifier)의 출력단에 DC block / transformer를 사용하여 설계하였다. 증폭기의 이득은 12.84 dB로 하고 중심 주파수는 4 GHz로 하였다. 그림 3에 표시된 바와 같이 4 GHz에서 조건부 불안정($K < 1, B1 > 0$)이고, Smith chart 상에서 출력측의 안정 영역을 고려하여 $\Gamma_L = 0.18 < 112^\circ$ 인 A점을 취했다. 입력측 반사계수 Γ_S 는 식(13)에 의해서 $\Gamma_S = 0.846 < 155.7^\circ$ 가 되었다. 입력측은 Γ_S 를 사용하면 그림 3에서 정합용으로 사용되는 개방 스테터와 직력 선로의 길이를 구할 수 있다. 출력측에 컵패시터 대신 정합용으로 DC block / transformer를 사용하기 위한 어드미턴스 값은 $Y_L = 1.078/50 - j(0.372/50)$ 이 된다. 이 Y_L 은 병렬 어드미턴스이며 허수 성분으로 inductive reactance 성분인 $j 134.4(\Omega)$ 와 실수 성분 $46.380(\Omega)$ 으로 구성된다.

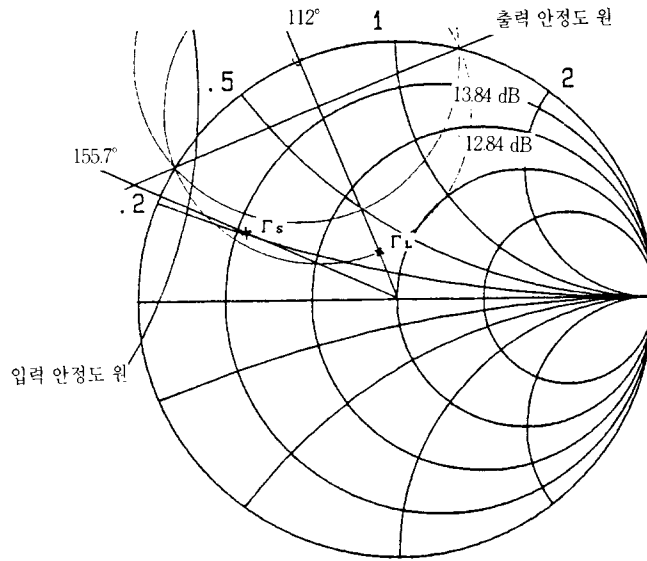
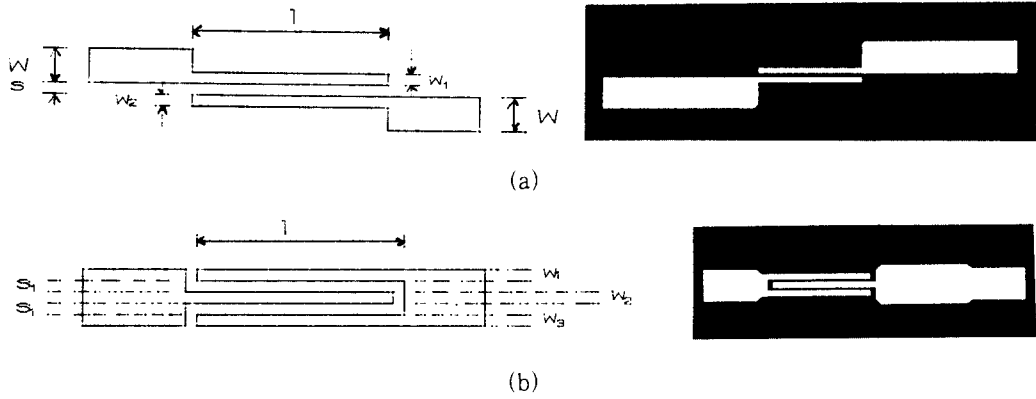


그림 3. 증폭기의 입출력 정합회로 설계를 위한 도표

Fig. 3. Chart for input and output matching network design of amplifier.

134.4Ω은 선로의 특성임피던스가 134.4Ω이고, 길이가 3/8λ인 개방 스테터를 사용해서 구할 수 있고, 46.38Ω은 DC block/transformer를 사용해서 정합시킬 수 있다.

박^[9]의 방법에 의한 DC block/transformer는 그림 4에 보였다



(a) 비대칭 2선 마이크로스트립 결합 선로

(a) Non-symmetrical two-microstrip coupled line.

$W_1 = 0.988\text{mm}$ $S = 0.341\text{mm}$
 $W_2 = 0.592\text{mm}$ $l = 13.80\text{mm}$
 $W = 4.53\text{mm}$

(b) 깎지낀 3선 마이크로스트립 결합 선로

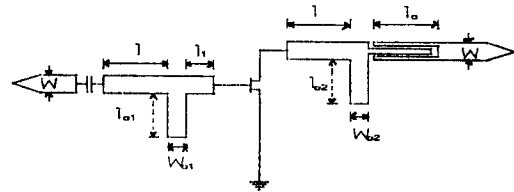
(b) Interdigital three-microstrip coupled line.

$W_1 = 0.824\text{mm}$ $S_2 = 0.341\text{mm}$
 $W_2 = 0.628\text{mm}$ $S_1 = 0.341\text{mm}$
 $W_3 = 0.824\text{mm}$ $l = 13.80\text{mm}$
 $W = 4.53\text{mm}$

그림 4. 증폭기의 출력정합을 위한 DC block/transformer의 구조

Fig. 4. DC block/transformer structure for output matching of amplifier.

DC block /transformer를 컵 커패시터 대신 사용하여 설계한 초고주파 증폭기를 EEsof-Libra CAD Program으로 최적화한 결과를 그림 5에 보였다. 설계에 사용된 GaAS FET는 Avantek사의 AT-12535($V_{DS}=3V$, $I_{DS}=20\text{mA}$)이며 기판은 Teflon으로 유전율은 $\epsilon=2.50$ 이고 두께 $h=1.58\text{mm}$ 이다.



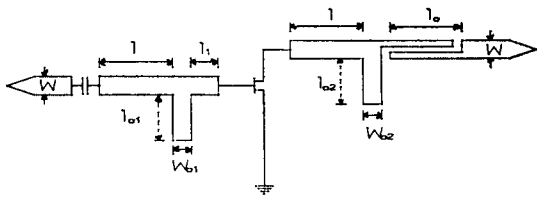
$l = 25.64\text{mm}$ $l_1 = 2.684\text{mm}$ $l_{01} = 5.271\text{mm}$ $W_{01} = 0.296\text{mm}$
 $l_{02} = 3.513\text{mm}$ $l_c = 13.80\text{mm}$ $W_{02} = 0.089\text{mm}$ $W = 4.53\text{mm}$

(b) 깎지낀 3선 마이크로스트립 결합선로를 이용한 증폭기의 구조

(b) Structure of use of interdigital three-microstrip coupled line.

그림 5. DC block/transformer를 사용한 증폭기

Fig. 5. Amplifier using DC block/transformer.



$l = 25.64\text{mm}$ $l_1 = 2.684\text{mm}$ $l_{01} = 2.26\text{mm}$ $W_{01} = 5.53\text{mm}$
 $l_{02} = 19.5\text{mm}$ $l_c = 13.8\text{mm}$ $W_{02} = 0.58\text{mm}$ $W = 4.53\text{mm}$

(a) 비대칭 2선 마이크로스트립 결합선로를 이용한 증폭기의 구조

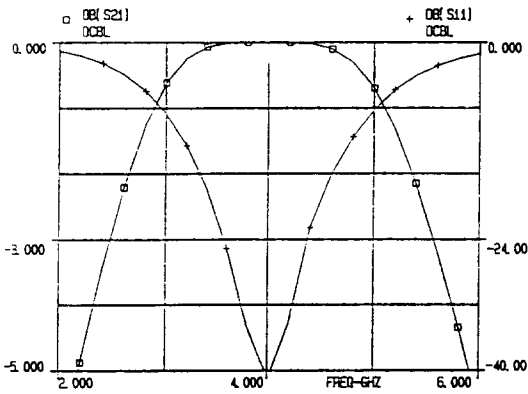
(a) Structure of amplifier use of non-symmetrical two-microstrip coupled line.

IV. 실험 및 검토

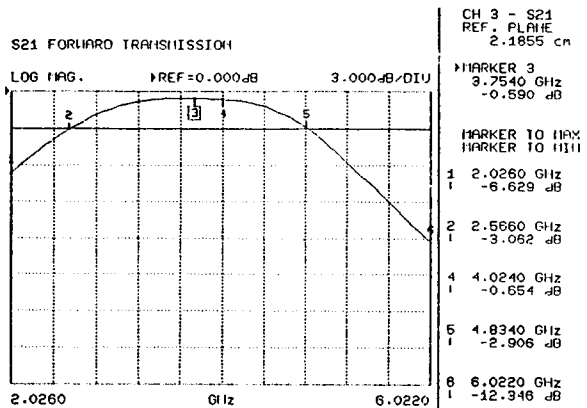
증폭기에 사용하기 위해 설계제작된 DC block/transformer는 유전율이 2.50 이고, 두께가 1.588 mm인 Tef-

Ion 기판위에 제작하였다. 특성은 그림 6에 나타난 것과 같이 3선 2선 결합선로 보다 더 넓은 주파수 대역폭을 가지고 있다. 유전체의 두께가 얇고 유전율이 높은

유전체를 사용하면 유전체 및 선로손실을 감소시킬 수 있으므로 결합도를 높일 수 있다.



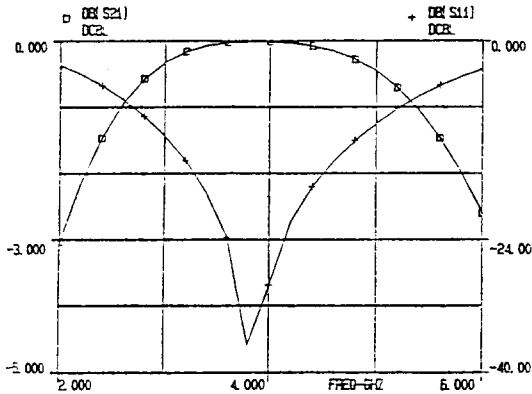
(이론치)



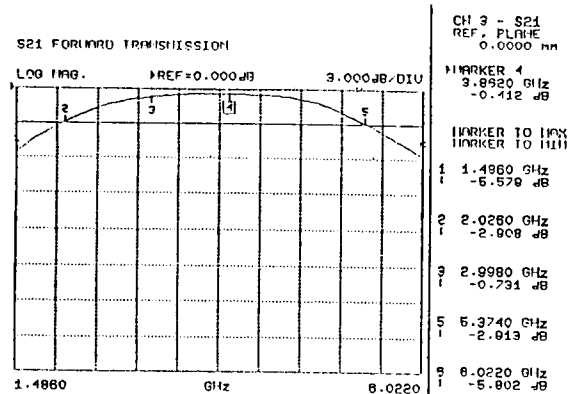
(측정치)

(a) 비대칭 2선 마이크로스트립 결합 선로의 주파수 특성

(a) Non-symmetrical two-microstrip coupled line vs. frequency



(이론치)



(측정치)

(b) 각지간 3선 마이크로스트립 결합 선로의 주파수 특성

(b) Interdigital three-microstrip coupled line vs. frequency

그림 6. DC block/transformer의 S_{21} and S_{11} of DC block/transformer vs. frequency.

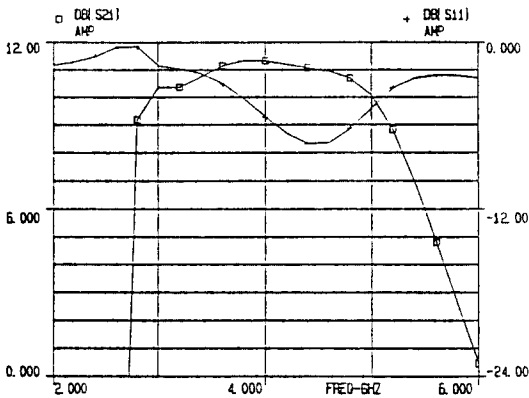
Fig. 6. S_{21} and S_{11} of DC block/transformer vs. frequency.

DC block /transformer의 주파수 특성은 6(a), (b)에 보여진 것 처럼 각지간 3선이 2선 보다 주파수 대역폭이 더 넓으며 이론치와 측정치가 거의 일치하고 결합도가 좋은 것으로 나타났다.

DC block /transformer (2선 및 3선)를 이용한 증폭기의 이득(S_{21}) 및 반사계수(S_{11})는 그림 7에 보인 바와 같다. 그림 7에서 보는 바와 같이 각지간 3선 마이크로스트립 결합 선로를 이용한 증폭기의 주파수 대역폭은

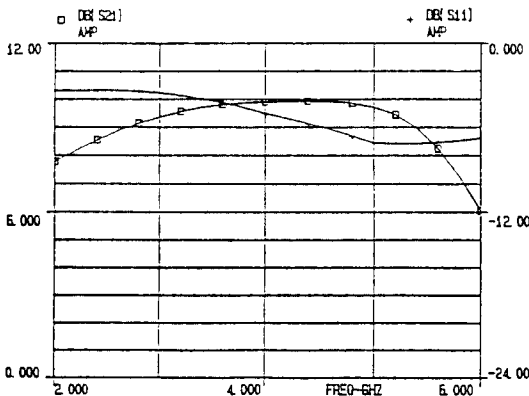
3.5GHz이며 비대칭 2선 마이크로스트립 결합 선로를 사용했을 경우는 2.5 GHz로서 3선의 경우가 2선의 경우보다 대역폭이 더 넓고, 평탄도가 좋은 주파수 특성을 나타냈다. DC block/transformer 결합 선로의 수를 변화시키면 주파수 대역폭이 변화함을 알 수 있다.

그림 7에 보인 특성은 이론적으로 구한 스테브의 길이 및 폭 등을 적용하여 광대역 고주파 증폭기를 EEsof-Libra CAD로 시뮬레이션 하여 얻은 최적화의 결과이다. 증폭기의 주파수 특성은 DC block/transformer 결합 선로의 수(2선 또는 3선)에 따라 변함을 보였고, 또한 선로간의 간격과 선로의 길이를 조절함으로써 변화시킬 수 있음을 알 수 있었다.



(a) 비대칭 2선 마이크로 스트립 결합선로를 사용한 증폭기의 주파수 특성

(a) Frequency characteristics of amplifier using non-symmetrical two-microstrip coupled line.



(b) 깎지킨 3선 마이크로스트립 결합선로를 사용한 증폭기의 주파수 특성

(b) Frequency characteristics of amplifier using interdigital three-microstrip coupled line.

그림 7. 증폭기의 이득(S_{21}) 및 반사계수(S_{11})

Fig 7. The gain(S_{21}) and reflection coefficient (S_{11}) of the amplifier.

V. 결 론

DC 블럭 기능과 함께 임피던스 변환 기능을 가진 DC block/transformer를 GaAs FET 초고주파 증폭기에 사용하여 DC 차단 외에 임피던스 정합 기능을 하는 증폭기 회로의 새로운 구성 방법을 제시하였다. 얻어진 결과에 따르면 깎지킨 3선 마이크로스트립 결합 선로를 사용한 증폭기는 3dB 대역폭이 3.5GHz였으며 비대칭 2선 마이크로스트립 결합 선로를 이용한 것 대역폭이 2.5 GHz로서 3선 마이크로스트립 결합 선로를 사용한 증폭기가 대역폭이 더 넓고 평탄도가 좋은 주파수 특성을 가지고 있음을 보였다. 또한 선로의 수 및 간격을 변화시켰을 때 증폭기의 특성이 변화됨을 알 수 있었다. 제시된 새로운 방법은 특히 초고주파 대의 주파수에서 컵패시터를 사용한 증폭기에서 나타나는 이득 저하 및 발진 등의 여러가지 불안정 요인을 제거 할 수 있는 장점이 있으며 또한 컵패시터를 사용하지 않기 때문에 회로구성이 간단해지기 때문에 MIC 및 MMIC용으로 유리하다.

參 考 文 獻

- (1) Pucel, Robot A, Monolithic Microwave Integrated Circuit. New York: IEEE press, 1985.
- (2) Guillermo Gonzalez, Ph. D. Microwave transistor amplifiers analysis and design. Englewood Califfs: Prentice-Hall, Inc., 1984.
- (3) Asamitsu Higashisaka and Takeyuki Mizuta, "20-GHz band monolithic GaAs FET low-noise amplifier," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-20, pp.1-5, January 1981.
- (4) 진년강, "비균질 매질내에서 대칭 및 비대칭구조를 갖는 3선 4 포트 스트립 결합회로의 설계," 한국통신학회지 1985, 제 10 권, 제 6 호, pp.287-296
- (5) Tripathi, V.K. and Vhang, C.L., "Quasi-TEM parameters of non-symmetrical coupled lines," INT.J. Electronics Vol. 00, No. 0, 1978.
- (6) 진년강, "Network function characterizing the general n-line 2n-port coupled transmission system," 대한전자공학회지, 1985, 제 22 권, 제 3 권, pp.84-90.

- (7) 진년강, “초고주파 집적회로를 위한 각지긴 복수결합 마이크로스트립 광대역 필터/DC 블럭 설계,” 한국 전자공학회지, 1987, 제24권, 제5호, pp. 15-20.
- (8) Tajima, Y. and kamihashi, S., “Multiconductor couplers.” IEEE Trans, MTT-26 pp.795-801, October 1978.
- (9) 박일, “복수마이크로스트립 선로결합의 해석과 응용,” 박사학위논문, 단국대학교 전자공학과, 1989, 8.