論文 89-26-4-2

마이크로波 다이오드 混合器의 非線形 및 線形解析에 關한 硏究

(A Study on the Nonlinear and Linear Analysis of Microwave Diode Mixer)

朴 義 俊*, 朴 槿 基*

(Eui Joon Park and Cheong Kee Park)

要 約

Gauss-Jacobi relaxation 方法으로부터 非線形 마이크로波 回路解析 알고리듬을 導出하고, Harmonic Balance 技法을 應用하여 갈륨비소 쇼트키 障壁 다이오드를 이용한 混合器의 非線形 및 線形 回路解析 方法을 提示하였다. 本 硏究에서의 解析方法으로부터 마이크로波 混合器의 變換損失을 正確히 豫測하고, 컴퓨터 시뮬레이션으로부터 MMIC設計에 有用함을 보였다. 實際로 Ku-밴드用 混合器를MIC로 設計, 製作하여 시뮬레이션 結果의 妥當性을 立證하였다.

Abstract

A technique is suggested which enables the large signal current and voltage waveforms to be determined for a GaAs Schottky-Barrier diode mixer by extracting the algorithm for the nonlinear circuit analysis from the Gauss-Jacobi relaxation and the application of the Harmonic Balance Technique. Both the nonlinear and linear steps of the analysis are included.

This analysis permitts accurate determination of the conversion loss for microwave mixer and the computer simulation provides an method applicable to MMIC design.

The validity of the nonlinear and linear analysis is confirmed by comparing the simulation results with experimental data of the conversion loss.

I. 序 論

다이오드, bipolar 트랜지스터와 GaAs MESFET 등과 같은 非線形 素子를 마이크로波 回路에 많이 이용함에 따라 大信號에 의한 回路 特性을 정확히 解析해야 할 필요가 생겼다. 混合器(Mixer)에 사용되어온 非線形 素子로서는 point contact diode, tunnel diode 및 Schottky barrier diode 등이 있으며, 작은 直列抵抗, 작은 入力容量, 적은 電力消耗, 雜音特性 및 安定度 등을 고려하여 schottky barrier diode를 이용한 混合器가 많이 硏究, 開發되어 왔으나 特히 근래에 schottky barrier와 pinch off 효과의 非線形 성질을 이용하여 變換利得(conversion gain)을 얻을 수 있는 GaAs MESFET 混合器의 硏究가 활발히 행해지고 있다.

*正會員, 高麗大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Korea Univ.)

接受日字 : 1988年 9月 16日

그러나, 최근 미리미터波 通信이 증가함에 따라, schottky barrier diode 混合器의 最適化는 매우 중요한 과제가 되고있다.[1] 왜냐하면 현재의 GaAs FET 혹은 HEMT를 이용한 低雜音 增幅器는 미리미터波 帶域에서 원하는 特性을 만족시키기 어려울 뿐만 아니라, 약 45GHz 周波數까지의 低雜音 增幅器가 開發, 發展되고 있긴하나 약 100GHz 以上에서의 周波數를 사용하고 있는 受信機나 radiometer 등에서는 아직 다이오드 混合器를 受信機 前段部에 사용하기 때문이다. 그리고 MIC의 範疇를 벗어나MMIC를 設計코자할 때 回路의 node에 線形 素子 및 非線形 素子를 연결함에 있어서 FET 혹은 다이오드의 모델링과 非線形 特性을 正確히 解析해야 할 필요가 있다.[2]

本 硏究에서는 非線形 回路를 時間領域에서 解析하는 Spice 프로그램이나, 周波數 傳達函數를 이용한 Volterra 級數展開에 의한 解析方法[3] 과는 달리 Gauss-Jacobi relaxation 方法으로부터 分割(decomposition) relaxation 알고리듬[4]을 이용하고 Harmonic Balance 技法을[5][6] 應用하였다. 즉 마이크로波 混合器를 構成하고 있는 時不變 線形 回路網은 周波數 領域에서, 非線形 素子의 모델은 時間 領域에서 各各 解析하고 FFT와 分割 relaxation 알고리듬을 이용하여 두 領域을 서로 變換시켜 定常解를 구한다. 이때 定常解에 도달할 때까지의 過渡期는 假想 傳送線路를 分離된 線形 및 非線形 回路網 사이에 挿入하여서 multiple-reflection 方法을 適用하여 생각하였다. 定常解에 대한 에러 減少를 위해 反射의 反復回數를 4回 以內로 줄였으며 收斂速度를 加速시키는 무게 係數를 이용한 새로운 方法을 提示하고 컴퓨터 시뮬레이션 프로그램에 活用하였다.

局部 發振器의 出力 信號는 r.f 入力信號에 비해 매우 크므로 LO信號에 대해서는 非線形 解析을, 入力信號에 대해서는 線形 解析을 하였다. 끝으로, Ku-밴드 다운 컨버터에 適用 可能한 single-ended mixer 設計에 시뮬레이션 結果를 이용하여 製作, 實驗하였다.

Ⅱ. 非線形 解析

一般的으로 非線形 回路의 時間 領域에서의 方程式의 形態는

$$\mathbf{i}(t)=\mathbf{f}\left[\mathbf{i}(t),\ \frac{\mathbf{di}}{\mathbf{dt}},\ \mathbf{v}(t),\ \frac{\mathbf{dv}}{\mathbf{dt}},\ \cdots\right] \qquad (1)$$

로 주어지며, f는 解析的인 非線形 函數이다.

周波數 領域에서의 表現式

$$\mathbf{I}(\omega)=\mathbf{Y}(\omega,\mathbf{P})\mathbf{V}(\omega)+\mathbf{J}(\omega,\mathbf{P}) \qquad (2)$$

에서 P는 電氣的 혹은 物理的인 未知의 매개변수 벡터이며 V와 I는 電壓, 電流의 phasor벡터, Y는 어드미턴스行列, J는 Norton의 等價電流源 벡터이다.

周期的인 基本 角周波數를 ω_0라 하면

$$\mathbf{i}(t)=\mathrm{Re}\left[\sum_{K=0}^{N}\mathbf{I}_K\exp(jk\omega_0 t)\right]$$

$$\mathbf{v}(t)=\mathrm{Re}\left[\sum_{K=0}^{N}\mathbf{V}_K\exp(jk\omega_0 t)\right] \qquad (3)$$

와 같다. 但 N은 高調波의 數이다. 여기서 式(2)는 다시 다음과 같이 된다.

$$\mathbf{I}_K=\mathbf{Y}(k\omega_0,\mathbf{P})\mathbf{V}_k+\mathbf{J}_K(\mathbf{P}) \qquad (4)$$

윗 式들을 i(t)에 대해 정리하면

$$\mathbf{i}(t)=\mathrm{Re}\left[\sum_{k=0}^{N}\mathbf{F}_k(\mathbf{v})\exp(jk\omega_0 t)\right] \qquad (5)$$

이 되는데 式(4)와 式(5)를 比較하면 다음과 같은 非線形 方程式이 유도된다.

$$\mathbf{F}_k(\mathbf{V})-\mathbf{Y}(k\omega_0,\mathbf{P})\mathbf{V}_k-\mathbf{J}_k(\mathbf{P})=\mathbf{0},\quad k=0,1,\cdots N \qquad (6)$$

한편 Schottky barrier 다이오드의 非線形 解析을 위한 等價回路는 그림 1과 같다.

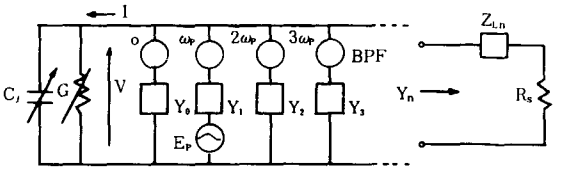


그림 1. 다이오드 混合器의 等價回路
Fig. 1. Equivalent circuit of diode mixer.

그리고 式(6)을 이용하면 다음 式을 얻는다.

$$\mathbf{F}(\mathbf{V})=\mathbf{I}+\mathbf{Y}\cdot(\mathbf{V}-\mathbf{E}_p)=\mathbf{0} \qquad (7)$$

그림 1에서 BPF는 各 高調波를 통과시키는 理想的인 필터이며, Z_{Ln}은 高調波들에 대한 source 임피던스로 볼 수 있는 各 高調波의 embedding 임피던스를 나타낸다.

式(7)에서 Y를 非特異라고 假定하고 Gauss-Jacobi relaxation方法을 適用하면

$$\mathbf{YV}^{(J+1)}=-\mathbf{I}(\mathbf{V}^{(J)})+\mathbf{Y}\cdot\mathbf{E}_p \qquad (8)$$

이 되고, 여기서 j는 反復回數이고, 매우 작은 數 ε에 대하여 $\|V^{(j+1)}-V^{(j)}\| \leq \varepsilon$가 될 때까지 反復을 계속한다.

한편 Newton 法에 의한 反復은 收斂時間이 길며 初期値에 따라 發散 可能性이 있으나 式(8)은 contraction mapping 定理[4]와 Rudin에 의해 整理된 定理[7]에 의해 收斂性이 매우 높다. 解析의 便易를 위해서 Harmonic Balance 技法을 이용하면 回路 形態는 그림 2와 같다. 點線部는 非線形 및 線形回路網 사이의 電壓, 電流値를 구하기위해 導入된 假想의 電送線路[8]이다.

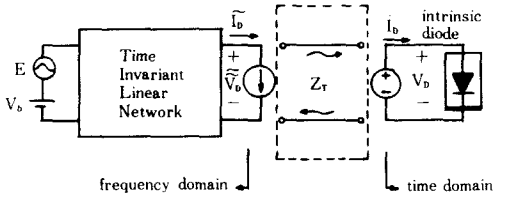


그림 2. 非線形 回路의 分割法에 의한 形態
Fig. 2. Nonlinear circuit representation of the decomposition method.

均一하게 에피텍셜 도핑된 그림 2의 Schottky barrier 다이오드 I-V特性은

$$I(V) = I_o\{\exp(qVj(t)/\eta kT) - 1\} \qquad (9)$$

이며, 接合容量은 다음과 같다.

$$Cj(V) = Cjo/(1-Vj(t)/\phi)^{1/2} \qquad (10)$$

여기서 q는 電荷量(1.6×10^{-19}Coulombs), V는 接合部에 걸리는 電壓, η는 ideality factor, K는 볼쯔만 상수(1.37×10^{-23}J/K°), T는 絶對溫度, Cjo는 電壓이 0일 때의 接合容量이며 ϕ는 接合部의 built-in 電壓이다. 그림 2의 假想 傳送線路의 特性임피던스를 Z_T라 하고, 電氣的 길이를 LO信號 基本波 波長의 整數倍로 하면 定常狀態에서 高調波들과 DC信號에 영향을 미치지않으면서 두 領域 間의 관계를 解析할 수 있다.

$E = Ep \cdot Re\{e^{j\omega_p t}\}$라 하고, 初期의 入射波를 $V_i^1(t)$, 反射波를 $V_r^1(t)$라 하면 그림 1, 2로부터 다음 式이 얻어진다.[8]

$$V_i^1(t) = \frac{V_{bias}\cdot Z_T}{Z_T+Z_{LO}} + \frac{E^p\cdot Z_T\cdot R_e\{e^{j(\omega_p t+\theta)}\}}{\{(Z_T+R_e(Z_{L1}))^2+(I_m(Z_{L1}))^2\}^{1/2}} \qquad (11)$$

$$\theta = -\tan^{-1}\left[\frac{I_m\{Z_{L1}\}}{R_e\{Z_{L1}\}+Z_T}\right] \qquad (12)$$

$$V_r^1(t) = (V_D^1(t) - I_D^1(t)Z_T)/2 \qquad (13)$$

또한 그림 1, 2로부터

$$V_D(t) = V_J(t) + R_s I_o\{\exp(qV_J(t)/\eta kT) - 1\} + R_s C_J(V_J(t))\frac{dV_J(t)}{dt} \qquad (14)$$

$$I_D(t) = I_o\{\exp(qV_J(t)/\eta kT) - 1\} + C_J(V_J(t))\frac{dV_J(t)}{dt} \qquad (15)$$

이 된다. 그리고 $V_r^1(t)$에 대한 퓨리에 級數形態는 다음과 같다.

$$V_r^1(t) = \sum_{n=0}^{\infty} V_r^1(n\omega_p)e^{jn\omega_p t} \quad n=0, 1, 2, \cdots \qquad (16)$$

그리고 k를 連續的으로 일어나는 反射回數라고 하면 다음과 같이 된다.

$$V_i^{(k+1)}(t) = V_i^1(t) + \sum_{n=0}^{\infty}\Gamma_i(n\omega_p)V_r^k(n\omega_p)\exp(jn\omega_p t) \qquad (17)$$

여기서 $\Gamma_i(n\omega_p)$는 周波數 $n\omega_p$에서의 反射係數로서 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma_i(n\omega_p) = \frac{Z_{Ln}-Z_T}{Z_{Ln}+Z_T} \qquad (18)$$

이렇게하여 定常解가 구해질 때까지 反射의 反復이 계속된다. 本 硏究에서는 두개의 連續的으로 이루어지는 反射波의 rms値의 差가 相對的인 크기로서 0.2%보다 작을 때 定常解가 구해진 것으로 간주했다. 反射波는 假想의 傳送線路를 導入하여 決定되고 收斂速度에 영향을 주므로 무게係數(weighting coefficient)를 適用시켜서 收斂速度를 加速시켰다. 즉 어떤 反射電壓 $V_r^k(n\omega_p)$에 대해서 反復을 위한 새로운 反射電壓은

$$V_r^k(m\omega_p) = V_r^{k-1}(m\omega_p) + W_m(V_r^k(n\omega_p) - V_r^{k-1}(m\omega_p)), \quad m=0, 1, 2, \cdots \qquad (19)$$

로 표현하였다. 여기서 反射係數는 다이오드의 非線形 特性에 관계되며, 收斂速度는 反射回數에 관계되므로 W_m은 다이오드의 非線形 特性에 따라 작용함을 알 수 있다.

Ⅲ. 線形 解析

LO信號에 의해 時間的으로 변화하는 可變컨덕턴

스와 接合容量에 의해서 入力 r·f 信號와 LO信號의 混合(mixing)이 發生한다.[10] r·f 및 高調波 周波數를 ω_n, LO周波數를 ω_P, 그리고 中間周波數를 ω_0라고 하면 다음 式이 성립된다.

$$\omega_n = \omega_0 + n\omega_P \tag{20}$$

다이오드의 接合部 電壓 $V_j(t)$가 결정되면 式(9), (10)에서 $Cj(Vj(t))$와 $I(Vj(t))$를 구할 수 있고 퓨리에 級數 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$G = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n \exp(jn\omega_P t)$$

$$Cj = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \exp(jn\omega_P t) \tag{21}$$

한편 어드미턴스行列은

$$I_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Y_{k-n} \cdot V_n \tag{22}$$

이며, 行列형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ I_2 \\ I_1 \\ I_0 \\ I_{-1} \\ I_{-2} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & Y_0 & Y_1 & Y_2 & Y_3 & Y_4 & \cdots \\ \cdots & Y_1^* & Y_0 & Y_1 & Y_2 & Y_3 & \cdots \\ \cdots & Y_2^* & Y_1^* & Y_0 & Y_1 & Y_2 & \cdots \\ \cdots & Y_3^* & Y_2^* & Y_1^* & Y_0 & Y_1 & \cdots \\ \cdots & Y_4^* & Y_3^* & Y_2^* & Y_1^* & Y_0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ V_2 \\ V_1 \\ V_0 \\ V_{-1} \\ V_{-2} \\ \vdots \end{bmatrix} \tag{23}$$

위 變換行列의 係數는 G와 Cj의 퓨리에 係數로부터 계산된다. 즉

$$Y_{k-n} = R_e\{g_{k-n}\} - (k\omega_P + \omega_0) I_m\{C_{k-n}\} + j[I_m\{g_{k-n}\} + (k\omega_P + \omega_0) R_e\{C_{k-n}\}] \tag{24}$$

이다.

다이오드 直列抵抗 R_S와 r·f 信號側의 source 임피던스인 embedding 임피던스 Z_{Sn}을 고려하면 小信號 入力에 대한 augmented network[11,12,13]의 어드미턴스는 다음과 같다.

$$\mathbf{Y}^a = [\mathbf{Z} + \mathbf{Z}_D]^{-1} \tag{25}$$

$$\mathbf{Z}_D = \text{diagonal}(R_S + Z_{Sk}) \tag{26}$$

여기서 $\mathbf{Z}$는 intrinsic 다이오드의 임피던스 變換行列을 의미한다. r·f 信號와 i·f信號에 대한 2-포트 Y-行列은 式(25) 로부터 구해진다. augmented network와 入出力 관계를 나타내는 2-포트回路網을 그림 3에 나타내었다.

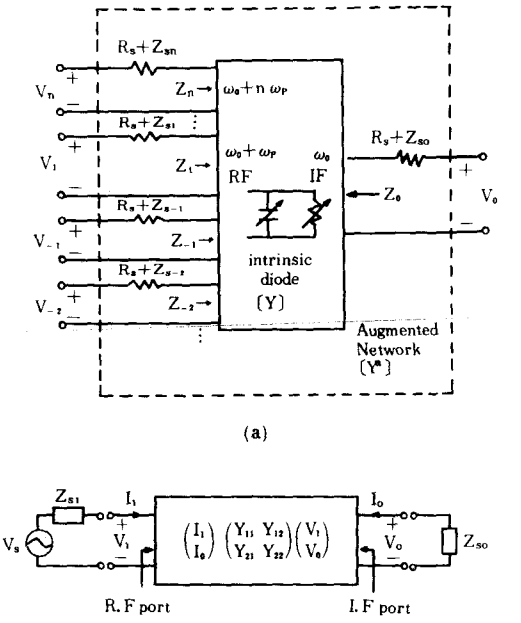


그림 3. (a) 小信號에 대한 混合器의 augmented 멀티포트回路網
(b) 入,出力 관계를 나타내는 2-포트 回路網

Fig. 3. (a) Small signal representation of the augmented multiport network of the mixer.
(b) Reduced two-port network.

그림 3 (b)에서 Z_{S1}은 信號源 임피던스이고 Z_{S0}는 i·f出力段 부하임피던스이다. 混合器의 트랜스듀서 變換損失 L과 入出力임피던스는 아래와 같다.[9,12,13]

$$L = 4\,|Y_{21}|^2 \cdot R_e\{Z_{S1}\} \cdot R_e\{Z_{S0}\} \tag{27}$$

$$Zin = 1/Y_{11} - Z_{S1} \tag{28}$$

$$Zout = 1/Y_{22} - Z_{S0} \tag{29}$$

Ⅳ. 컴퓨터 시뮬레이션

컴퓨터 시뮬레이션 프로그램은 FORTRAN 77로 構成하였고 그 흐름도는 그림 4와 같다. 사용한 다이오드(NEC1SS105A)의 I_0는 0.2×10^{-12}A, Cjo는 0.12 pF, ϕ는 0.8V, R_S는 1.3Ω이고, LO周波數는 10.75GHz, 入力 中心周波數는 12GHz에서 特性을 考察하였다. 한편 高調波에 대한 termination은 短絡으로 하여서 image enhanced 混合器 設計를 目標로 하

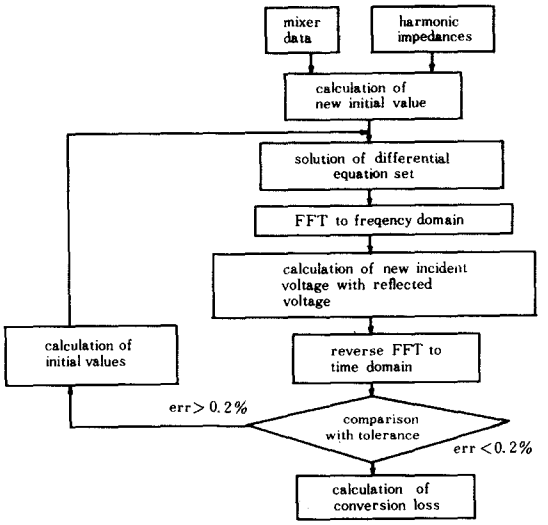


그림 4. 混合器 特性 解析을 위한 흐름도
Fig. 4. Flowchart for the analysis of mixer characteristics.

였다. r·f, i·f 및 LO側 embedding 임피던스는 50Ω으로 택하였다.

그림 5 (a, b, c)는 LO信號에 대한 接合部 電壓 Vj(t)와 電流 Ij(t) 및 컨덕턴스 G의 값들을 한 周期 T동안에 대해서 各各의 最大値로 正規化한 것을 重疊시킨 것이다. (d)는 接合容量 Cj(t)의 그림으로서 最大値 0.860pF로 正規化한 것이다.

時間에 따른 各 값들의 變化를 簡單히 表 1에 나타내었다. 여기서 正規化를 위한 最大値도 표시하였다.

그림으로부터 Vj(t)가 負에서 正으로, 正에서 負로 바뀔 때 컨덕턴스의 크기가 極大가 된다. 또 電壓, 電流値는 各 값들의 最大値로 正規化한 것으로서 LO피크電壓値가 커질수록 非線形 性質이 커짐을 알 수 있다.

한편 正의 電壓値가 負의 電壓値보다 작아질수록 대체로 變換損失이 작아지는데 그림 6에 LO피크電壓値에 대한 變換損失을 図示하였다. LO피크電壓値가 작아질수록 變換損失이 커짐을 알 수 있고 그림 7과 비교하면 變換損失이 急激히 變하는 점에서 出力임피던스의 크기가 急激히 커짐을 알 수 있다. LO電壓이 0.5V일때 15.9dB의 損失을 가져온다. 또 이 點 부근에서 入力임피던스의 實數値가 急激히 작아지는 것은 LO電壓이 작을수록 다이오드 入力임피던스는 容量性을 띤다는 것을 의미한다. 이것은 入力整合回路 設計時 간단히 스터브로 構成할 수 있음을 알 수 있다.

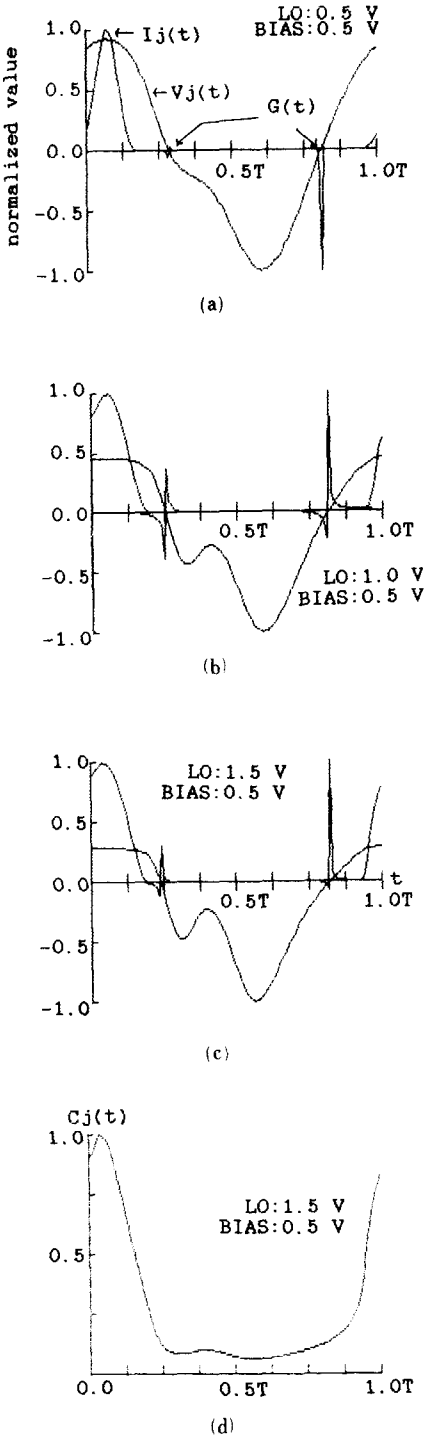


그림 5. LO信號의 한 周波 동안의 다이오드 非線形 特性
Fig. 5. Nonlinear characteristics of diode for one period.

표 1. 非線形 特性을 나타내는 데이타
Table 1. Data representing nonlinear characteristics.

t	Vj(t) [V]	Ij(t) [Amp]	Cj(t) [F]	G(t) [Mho]
T/8	≲7698504E+00	≲2082890E−02	≲6181376E−12	−≲4012409E−02
T/4	−≲4725408E+00	≲0000000E+00	≲1166056E−12	≲6339139E+00
T/2	−≲1862600E+01	≲0000000E+00	≲6577689E−13	≲7377484E−02
5T/8	−≲2269404E+01	≲0000000E+00	≲6126314E−13	−≲3826789E−02
3T/4	−≲6539813E+00	≲0000000E+00	≲8901164E−13	−≲1429096E−01
T	≲7770903E+00	≲2644112E−01	≲7091138E−12	≲2656015E−02
max	−≲2693572E+01	≲3367561E−01	≲8601526E−12	≲2065765E+01

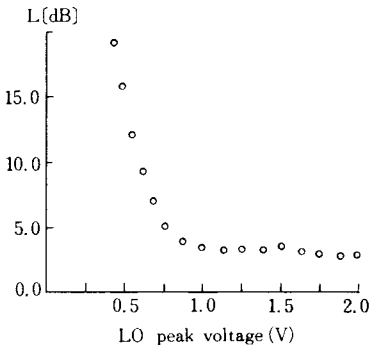


그림 6. LO피크電壓値가 變化할 때의 變換損失
Fig. 6. Conversion loss versus LO peak voltage.

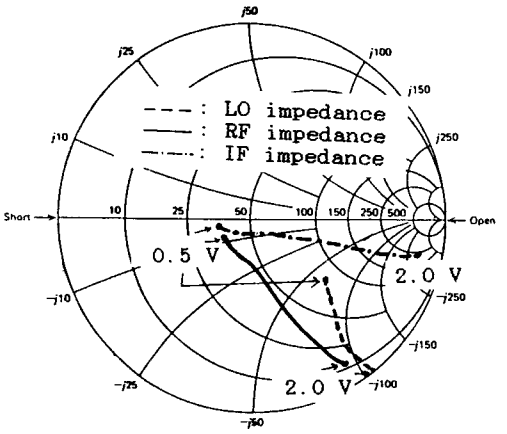


그림 7. LO피크電壓値가 變化할 때의 入出力 임피던스
Fig. 7. Input and output impedance versus LO peak voltage.

그림 8에 DC바이어스 電壓에 대한 變換損失을 나타내었다. 바이어스 電壓이 −0.5V~2.0V까지 變할 때 損失은 0.6% 增加할 정도로 바이어스에 의한 영향은 크지않음을 볼 수 있다.

한편 定常解를 구하기위한 反復回數는 式(19)에서 무게係數 W_m이 0.5일 때와 1.0일 때 假想 電送線路의 特性임피던스의 크기에 따라 그림 9에 나타내었다. 特性임피던스가 50Ω 근처에서는 反復回數가 30回였으며, W_m을 0.5로 했을 경우 6回로 줄어들었다. 이 W_m은 relaxation factor[14]와 같은 역할을 하지만 反射電壓間의 r.m.s値의 差를 줄이는 역할을 하므로, 이 W_m은 假想 電送線路의 特性임피던스와 함께 다이오드의 非線形 性質에 관계되며 시뮬레이션 결과 대개 W_m의 最適點은 0.5근처임을 確認하였다.

V. 設計 및 實驗

LO피크電壓 1.5V(5.625mW), DC 바이어스電壓

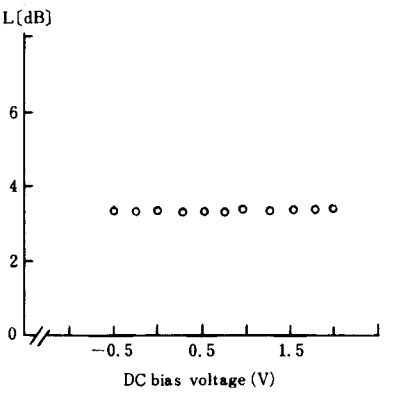


그림 8. 바이어스 電壓의 變化에 대한 變換損失
Fig. 8. Conversion loss versus bias voltage.

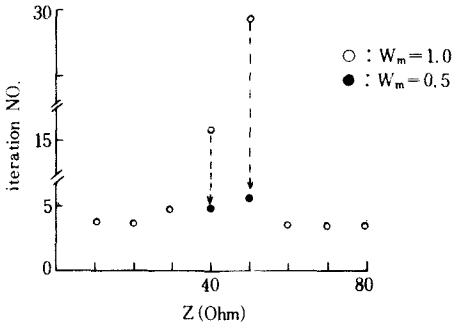


그림 9. 假想 電送線路의 特性 임피던스 變化에 대한 反復回數
Fig. 9. Iteration number versus characteristic impedance of virtual transmission line.

0.5V에서 다이오드 임피던스는 그림 7에 보였다.

한편 整合回路 設計를 위해서 影像信號 enhancement, 帶域幅 및 L·O信號 供給의 最大 效率 등을 考慮하였으며 그 設計패턴은 그림10과 같다. A點에서 L·O側으로 들여다본 임피던스는 入力信號側에서 보았을 때 다이오드와 並列 연결된 한개의 스터브에 의한 임피던스로 생각할 수 있다. 그러므로 다이오드로부터 入力信號源側으로 들여다 본 임피던스는 위의 任意의 임피던스와 並列로 연결되어 定해지므로 入力整合回路와 L·O側 整合回路가 동시에 만족되도록 해야한다. 또 影像信號(9.5GHz)에 의한 入力 embedding 임피던스는 시뮬레이션時 0으로 하였으나 整合回路에 의해 달라지므로 가능한한 작도록 해야할 필요가 있다.

以上을 考慮하여 L·O側 整合回路의 任意로 設定한 임피던스를 변화시키면서 反復計算한 結果, 그림 10의 A에서 L·O側으로 들여다본 임피던스는 25.51+j41.17Ω이며入力 RF信號側으로 47.66−j38.14Ω이

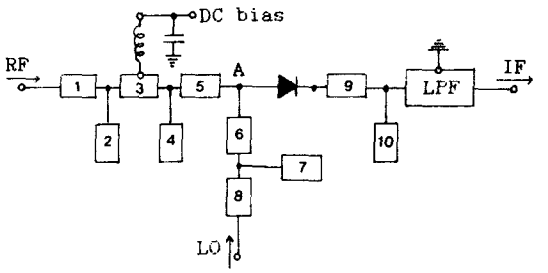


그림10. 마이크로스트립 線路로 構成된 混合器
Fig. 10. Mixer consisting of microstrip lines.

표 2. 整合回路 設計値
Table 2. Design parameter of matching network.

Input matching network	LO matching network	Output matching network
L2=0.120(35 Ohm)	L6=0.271(50 Ohm)	L9=0.0E0(50 Ohm)
L3=0.160(50 Ohm)	L7=0.120(35 Ohm)	L10=0.E0(50 Ohm)
L4=0.079(50 Ohm)	Length unit : LAMBDA	
L5=0.248(50 Ohm)		

였다.그래서 LO信號의 反射損失은 0.72dB로서 3dB 혹은 10dB 結合器를 사용할 때보다 훨씬 有利함을 알 수 있다. 또 影像周波數에서 入力整合回路에 의한 embedding 임피던스는 7.23+j5.25Ω으로서 이 값을 이용하여 다시 시뮬레이션한 結果, 變換損失은 3.78dB였다. 이때 RF임피던스와 LO임피던스는 거의 변화가 없었으나 IF임피던스는 41.091−j6.171Ω에서 50.21−j0.77Ω으로 변화하였다.

한편 LPF는 0.01dB의 ripple을 갖는 체비세프濾波器로 構成하였다.[15,16,17] 이때 다이오드의 IF임피던스와 整合이 이루어지도록 LPF의 入力임피던스를 50Ω으로 하였다.

그림10의 整合回路 設計値를 表2에 보였으며, 遮斷周波數가 2GHz인 低域通過濾波器의 形態와 設計値를 그림11과 表3에 各各 나타내었다.

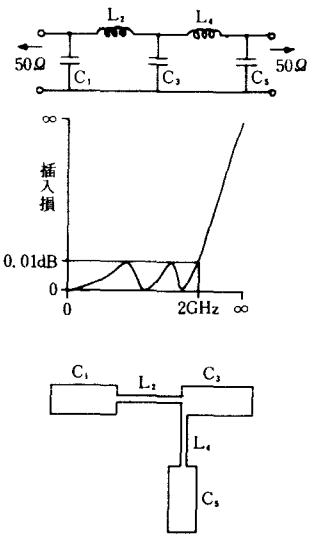


그림11. LPF 原形과 마이크로스트립으로 變換한 形態
Fig. 11. LPF prototype and transformed microstrip topology.

표 3. 캐패시턴스와 인덕터값 및 設計値
Table 3. Capacitance, inductance values and design parameters.

C1	L2	C3	L4	C5
1.20(pF)	5.19(nH)	2.51(pF)	5.19(nH)	1.20(pF)
Z1, L1	Z2, L2	Z3, L3	Z4, L4	Z5, L5
50(Ohm) 5.32(mm)	150(Ohm) 4.78(mm)	50(Ohm) 7.85(mm)	150(Ohm) 4.78(mm)	50(Ohm) 5.32(mm)

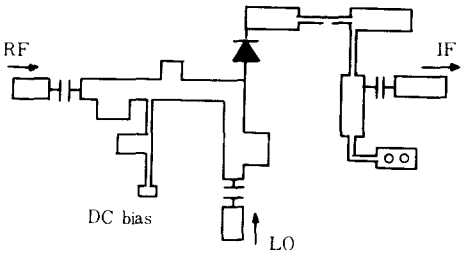


그림12. 設計된 다이오드 混合器
Fig. 12. Designed diode mixer.

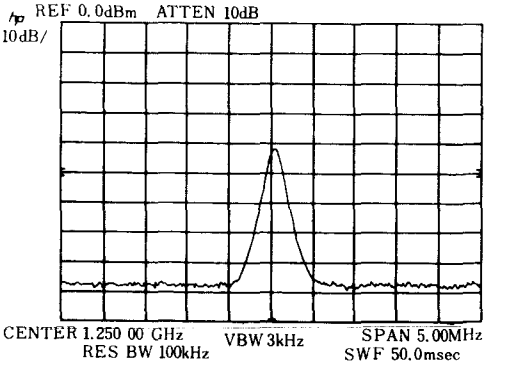
設計用 마이크로스트립 기판은 比誘電率 이 2.45, 誘電體 두께 0.762mm, 銅薄 두께 0.035mm인 테프론 기판이며, 設計된 混合器의 패턴은 그림12와 같다.實驗을 위해서, RF와 LO信號源으로서 Hp 8620C 스위프 發振器를 이용했고, 測定은 8566B 스펙트럼 分析器를 사용하여 하였다. 測定된 IF信號의 出力 周波數 特性은 그림13과 같았다.

測定 結果 1.25GHz에서 4.6dB의 變換損失이 얻어졌다. 理論値 3.78dB와의 차이는 마이크로스트립 線路의 設計 誤差와 影像周波數에 대한 embedding 임피던스 변화에 따른 IF임피던스의 약간의 변화에 의한 것으로 推定되며, 그 結果로서 影像信號의 enhancement에 약간의 誤差가 發生한 것이다.

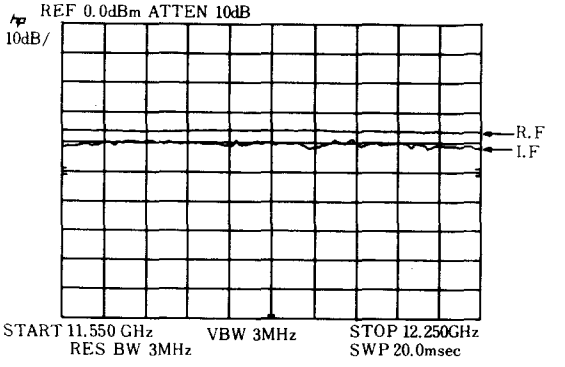
Ⅵ. 結 論

非線形 素子를 갖는 마이크로波 回路解析을 위해 Gauss-Jacobi decomposition relaxation 方法으로부터 알고리듬을 導出하고, 假想 傳送線路를 應用하여서 Harmonic Balance 技法을 適用시켰다.

이 方法은 Newton-Raphon 方法과는 달리 初期値에 관계없이 global 收斂이 可能함을 確認하였다. 또 무게係數를 適用하여 反射의 反復回數를 줄임으로서



(a)



(b)

그림13. 測定된 混合特性
(a) 中間 周波數
(b) 周波數 帶域特性
Fig. 13. Measured mixing characteristics.
(a) Intermediate frequency.
(b) Frequency band characteristics.

收斂速度를 加速시킬 수 있음을 보였다.

本 硏究에서의 解析方法은 混合器의 變換損失을 最小로 할 수 있도록 局部發振器의 出力과 混合器의 入,出力 整合回路를 正確히 決定할 수 있으며, MIC 및 MMIC設計에 適用할 수 있을것이다.實際로 3.78 dB의 變換損失을 갖는 Ku-밴드 周波數 變換機用 다이오드 混合器를 設計하여 4.6dB의 變換損失과 600 MHz以上의 넓은 帶域幅을 얻을 수 있었다.

本 硏究에서의 方法은 高調波의 영향이 큰 高出力 增幅器, 發振器 및 밸런스드 混合器 等의 非線形 回路解析에도 適用 可能하리라 믿는다.

參 考 文 獻

[1] Thomas W. Crowe, "Conversion loss in GaAs schottky-barrier mixer diodes," *IEEE Trans.*, MTT-34, no. 7, pp. 753-759, July 1986.

[2] R.A. Pucel, "Design considerations for monolithic microwave circuits," *IEEE Trans.*, MTT-29, pp. 513-534, June 1981.

[3] Tri T. Ha, "Solid-state microwave amplifier design," John Wiley & Sons, Inc., 1981.

[4] Jacob K. White, Alberto Sangiovanni. Vincentelli, "Relaxation techniques for the simulation of VLSI circuits," Kluwer Academic Publishers, 1987.

[5] Robert Soares, "GaAs MESFET circuit design,' Artech House, Inc., pp. 227-245, 1988.

[6 Ulrich L. Rohde, "Harmonic ralance method handles nonlinear microwave CAD problems," Microwave Journal, Technical Feature, pp. 203-210, Oct. 1987.

[7] W. Rudin, "Principles of mathematical analysis," McGraw-Hill, pp. 218-219, 1976.

[8] A.R. Kerr, "A technique for determining the local oscillator waveforms in a microwave mixer," *IEEE Trans., Microwave Theory Tech., Short paper*, pp. 828-831, Oct. 1975.

[9] Stephen A. Maas, "Microwave mixers," Artech House, Inc., pp. 89-127, 1986.

[10] H.C. Torry and C.A. Whitmer, "Crystal rectifier," McGraw-Hill, Ch. 5, 1948.

[11] Leon O. Chua, Pen-Min Lin, "Computer-aided analysis of electronic circuits," Prentice-Hall, Inc., 1975.

[12] Daniel N. Held, Anthony R. Kerr, "Conversion loss and noise of microwave and millimeter-wave mixers: partl-theory," *IEEE Trans.*, MTT-26, pp. 49-55, Feb. 1978.

[13] Anthony R. Kerr, "Short-noise in resistive diode mixers and attenuator noise model," *IEEE Trans.*, MTT-27, pp. 135-140, Feb. 1979.

[14] William F. Ames, "Numerical methods for partial differential equations," Academic Press, Inc., pp. 144-177, 1977.

[15] G. Mattaei, L. Young, E.M.T. Jones, "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures," Artech House Books, 1980.

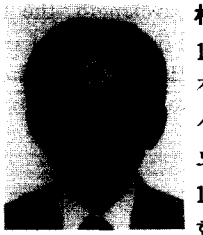
[16] T.C. Edwards, "Foundations for microstrip circuit design," John Wiley & Sons, Inc., 1981.

[17] K.C. Gupta, Ramesh Garg, I.J. Bahl, "Microstrip lines and slotlines," Artech House, Inc., 1979. *

著 者 紹 介

朴 義 俊(正會員)

1958年 4月 2日生. 1983年 2月 동아대학교 전자공학과 졸업. 1984年～1985年 4月 Fairchild Semiconductor 근무. 1986年 8月 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업. 공학석사학위 취득. 1986年 9月～1988年 2月 삼성전자 종합연구소 연구원. 1986年 9月～현재 고려대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 Microwave, 안테나 및 전파전송, 위성통신 등임.



朴 煙 基(正會員)

1923年 11月 28月生. 1946年 7月 경성대학 전기공학과 졸업. 공학사학위 취득. 1967年 4月 일본 도오호구대학 공학박사학위 취득. 1957年 3月～1959年 10月 전북대학교 조교수. 1959年 10月～1961年 4月 교통부 항공대학 부교수. 1961年 4月～1970年 2月 한양대학교 교수. 1970年 3月～현재 고려대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 Microwave, 안테나 및 전파전송, 위성통신 등임.