

論文91-28A-9-5

쌍일차 변환에 의한 부하평면 2-포트 매개변수의 그래픽적 표현에 관한 연구

(A Study on the Graphical Representations of the 2-Port Parameter
on the Load Plane by the Bilinear Transformation)

姜 源 俊*, 羅 克 煥*

(Won June Kang and Keuk Hwan Ra)

要 約

본 논문은 능동소자에 부가된 케환의 영향에 따른 매개변수의 변화를 쌍일차 변환에 의하여 부하평면에 그래픽적으로 표현하는 방법에 관하여 연구하였다. 쌍일차 변환에 의한 결과로 모든 매개변수들은 원으로 표현되었고 잡음지수원들은 각각 0.1dB의 간격을 가지며 이득원들은 각각 1dB의 간격을 갖게 하였다. 개발된 프로그램은 기존의 상용 소프트웨어에 비하여 회로설계 과정을 체계적으로 파악할 수 있는 장점을 가지고 있다. CAD 프로그램은 C-언어로 작성되었고 VGA 그래픽 어댑터가 장착된 IBM-PC 상에서 수행되었다.

Abstract

In this paper, graphical representations of parameter variations affected by series or parallel feedback in the load plane were studied. As a result of transformations, all parameters of 2-port was converted to circles, and the step of noise circles and gain circles was 0.1 dB and 1dB, respectively. Compared with conventional commercial CAD softwares, the circuit design procedures could be verified much more systemically. This CAD was programmed in C-language and executed in IBM-PC with VGA graphic adaptor.

I. 서 론

입력반사계수 Γ_{in} 이 부하반사계수 Γ_L 에 종속적인 반면 잡음지수는 Γ_L 과 독립적이기 때문에 입력반사계수 Γ_{in} 은 잡음지수에 영향을 주지 않는 상태에서 변화될 수 있다. 따라서 Γ_L 을 적절히 선택하면 최저 잡음지수를 갖는 곳에서 입력전력을 정합시킬 수 있

다. 하지만 이러한 동시 정합은 부하 어드미턴스의 실수부가 부(負)가 되거나 이득이 너무 작게 되어 실제 사용이 불가능하다.¹⁾ 또한 신호원 반사계수 Γ_s 가 적정 잡음 반사계수 Γ_{opt} 와 같을 때 입력측에서는 안정하지만 이러한 부하 어드미턴스를 가질 때 부하측은 종종 불안정 상태가 된다. 이러한 문제를 Rothe와 Dahlke²⁾는 케환을 걸어 주어 해결할 수 있는 방법을 제시하였으며 Engberg³⁾는 컴퓨터에 의한 최적화를 이용하여 $\Gamma_{in} = \Gamma_{opt}^*$ 가 되는 Γ_L 을 얻을 수 있는 그래프를 만들었고 이 그래프로부터 변환기 이득과 Γ_{opt} 도 얻었다. 그러나 이와 같은 Engberg의

*正會員, 光云大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kwangwoon Univ.)
接受日字: 1991年 6月 10日

방법은 무조건적 안정의 경우에 국한되기 때문에 사용상 한계가 있다.

또한 Γ_s 가 Γ_{opt} 가 되면 잡음지수는 최소값으로 고정되고 Γ_{in} 이 Γ_{opt} 의 공액이 되는 조건을 가하는 경우에는 이득이 최대가 된다. 이 두가지 경우에 이득과 잡음지수 사이에 적절한 값을 찾는 일은 불가능해진다. 하지만 Γ_{in} 이 Γ_s^* 가 되는 입력 정합 조건만을 택한 경우 신호원 어드미턴스를 선택함에 따라서 최대 이득을 얻을 수도 있고 최소 잡음지수를 얻을 수도 있다. 따라서 이득과 잡음지수 사이의 적정값 선택이 가능해진다. 그러나 Γ_s 를 선정하기 위하여 여러가지 변수가 동시에 고려되어야 하기 때문에 증폭기의 설계는 복잡해진다. 이러한 과정을 손쉽게 하기 위한 방법으로 Touchstone이나 Supercompact와 같은 여러가지 초고주파용 CAD 프로그램을 사용하고 있으나 신호와 부하평면을 분리하여 고찰하여야 하며 특히 케화에 의한 여러가지 매개변수들의 변화를 한 평면에서 고찰하려면 많은 노력이 필요하다.

본 논문은 무손실 캐패시터와 인덕터가 능동 소자에 직렬 또는 병렬연결 되었을 때 케환되는 양의 변화에 따른 매개변수의 변화를 그래픽적으로 찾아내고, 이들을 쌍일차변환을 이용하여 상수값을 갖는 원으로 변환하여 부하 평면상에 표현해 주는 CAD 프로그램을 작성하여 케화에 따른 매개변수의 변화를 고찰하였다.

II. 이론적 고찰

증폭기가 동시정합(simultaneous matching)이 될 때 통상적으로 이득이 너무 작아서 증폭기로 사용하기에 부적합하게 되며 종종 부하 어드미턴스의 실수부가 부(負)의 값을 갖게 되어 증폭기는 불안정 상태에 놓이게 된다. 이러한 문제점은 Rothe와 Dhalke가 제안한 케화에 의한 방법으로 제거될 수 있다. 이 장에서는 임의의 2포트에 케환이 가해질 때 S-파라미터와 삽입 파라미터들의 변화를 해석적으로 고찰하고 이들을 쌍일차 변환하여 부하평면 상에 원(圓)으로 나타내기 위한 매개변수원들의 중심과 반경을 유도하고자 한다.

a) Feedback에 의한 매개변수의 변화

2개의 2포트를 연결할 수 있는 경우의 수는 6가지가 될 수 있지만, 3개의 노드를 갖는 능동소자를 연결할 경우는 2가지만이 가능하게 된다.

그림1(a)에서 전류방정식을 적용하면 합성 임피던스 매트릭스는 각각의 임피던스 매트릭스의 합이 되고,

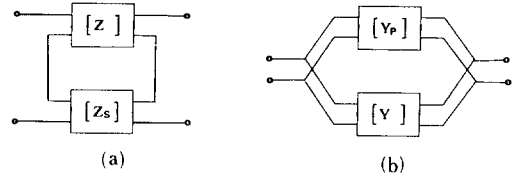


그림 1. (a) 직렬연결
(b) 병렬 연결

Fig. 1. (a) Series interconnection,
(b) Parallel interconnection.

마찬가지로 그림 (b)에서 합성어드미턴스 매트릭스는 각각의 어드미턴스 매트릭스의 합이 된다. 따라서 케화에 의한 능동소자의 산란 매개변수의 변화를 찾기 위해서는 산란 매트릭스를 어드미턴스 혹은 임피던스 매트릭스로 변환하여 합성 어드미턴스나 임피던스를 구한 후, 다시 산란 매트릭스로 변화시켜 준다. 여기서 무손실 캐패시터나 인덕터를 사용하는 경우, 병렬케환 어드미턴스 매트릭스는

$$\begin{bmatrix} Y_p & -Y_p \\ -Y_p & Y_p \end{bmatrix} \quad (1)$$

가 되며, 직렬케환 임피던스 매트릭스는

$$\begin{bmatrix} Z_s & Z_s \\ Z_s & Z_s \end{bmatrix} \quad (2)$$

가 된다.⁵⁾⁶⁾⁷⁾

삽입이 섞인 2포트의 신호와 삽입매개변수의 일반적인 해석은 Iversen⁸⁾에 의하여 이루어 졌는데, 무손실 집중정수인 경우 Engberg²⁾의 변환 공식을 적용하는 것이 편리하며 이 결과는 병렬케환에서

$$R_n' = R_n \frac{|Y_{21}|^2}{|Y_{21} - Y_p|} \quad (3)$$

$$G_n' = G_n \quad (4)$$

$$Y_{cor}' = Y_p \left[1 + \frac{Y_{11}}{Y_{21}} \right] + Y_{cor} \left[1 - \frac{Y_p}{Y_{21}} \right] \quad (5)$$

이 되고, 직렬 케환의 경우

$$g_n' = g_n \frac{|Z_{21}|^2}{|Z_{21} + Z_s|} \quad (6)$$

$$r_n' = r_n \quad (7)$$

$$Z_{cor}' = Z_s \left[1 - \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \right] + Z_{cor} \left[1 + \frac{Z_s}{Z_{21}} \right] \quad (8)$$

이 된다.

기타 잡음 매개변수 계산을 위한 최소 잡음지수 조건은 입력 잡음 적정 어드미턴스 $Y_{s,opt} = G_{s,opt} - jB_{s,opt}$ 라 하고 Correlated 어드미턴스 $Y_{cor} = G_{cor} - jB_{cor}$ 이라 할 때 최소 잡음지수를 얻을 조건은

$$B_{s,opt} = -B_{cor} \quad (9)$$

$$G_{s,opt} = \sqrt{\frac{G_n}{R_n} + G_{s,opt}^2} \quad (10)$$

이고, 이때의 최소 잡음지수

$$F_{min} = 1 + 2[R_n G_{cor} + \sqrt{R_n G_n + (R_n C_{cor})^2}] \quad (11)$$

이다. 이들을 임피던스 형태로 표현하면

$$Z_{s,opt} = R_{s,opt} + jX_{s,opt}, Z_{cor} = R_{cor} + jX_{cor} \text{이라 할 때}$$

$$X_{s,opt} = -X_{cor} \quad (12)$$

$$R_{s,opt} = \sqrt{\frac{r_n}{g_n} + R_{cor}^2} \quad (13)$$

$$F_{min} = 1 + 2[g_n R_{cor} + \sqrt{g_n r_n + (g_n R_{cor})^2}] \quad (14)$$

이 된다. 이때 어드미턴스 형태와 임피던스 형태 사이의 변환을 위한 관계식은 다음과 같다.

$$g_n = G_n + R_n |Y_{cor}|^2 \quad (15)$$

$$r_n = \frac{G_n}{|Y_{cor}|^2 + \frac{G_n}{R_n}} \quad (16)$$

$$Z_{cor} = \frac{Y_{cor}^*}{|Y_{cor}|^2 + \frac{G_n}{R_n}} \quad (17)$$

$$R_a = r_n + g_n |Z_{cor}|^2 \quad (18)$$

$$G_u = \frac{r_n}{|Z_{cor}|^2 + \frac{r_n}{g_n}} \quad (19)$$

$$Y_{cor} = \frac{Z_{cor}^*}{|Z_{cor}|^2 + \frac{r_n}{g_n}} \quad (20)$$

(b) 쌍일차 변환에 의한 매개변수

복소평면상에서 A와 B는 실수이고 C는 복소수일 때 $\Gamma = u + jv$ 로 표현되는 Γ 가 원의 방정식

$$|\Gamma|^2 B - 2\text{Re}[\Gamma C] = A \quad (21)$$

을 만족할 때 원으로 변환된 Γ 의 중심 Γ_c 는

$$\Gamma_c = \frac{C^*}{B} \quad (22)$$

가 되고 반경 Γ_r 는

$$\Gamma_r = \frac{\sqrt{BA + |C|^2}}{B} \quad (23)$$

이 된다.⁹⁾

(1) 부하평면상에서의 잡음원
2포트에서 잡음지수 F_1 는

$$F_1 = F_{min} + \frac{4R_n |G_s - G_{opt}|^2}{(1 - |G_s|^2)(1 + |G_{opt}|^2)} \quad (24)$$

이다. 이를 입력정합조건 $G_s = G_{in}^*$ 을 사용하여 G_s 를 Γ_L 로 표현하면

$$G_s = G_{in}^* = \left[S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right] = \left[\frac{S_{11} - \Gamma_L \Delta}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right] \quad (25)$$

여기서, $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$ 이다. 따라서 식(24)는

$$N_i |1 - S_{22} \Gamma_L|^2 - N_i |S_{11} - \Gamma_L \Delta|^2 = |S_{11} - \Gamma_L \Delta - G_{opt}^* (1 - S_{22} \Gamma_L)|^2 \quad (26)$$

여기서, $N_i = \frac{(F_1 - F_{min}) |1 + G_{opt}|^2}{4R_n}$ 이다.

이것을 식(21)의 형태로 정리하면

$$\begin{aligned} & |\Gamma_L|^2 [|S_{22}|^2 - |\Delta|^2] - |S_{22} G_{opt}^* - \Delta|^2 \\ & - 2 \text{Re}[\Gamma_L N_i (S_{22} - S_{11}^* \Delta) + (S_{11}^* - G_{opt}) \\ & (S_{22} G_{opt}^* - \Delta)] \\ & = |S_{11} - G_{opt}^*|^2 - N_i (1 - |S_{11}|^2) \end{aligned} \quad (27)$$

(2) 부하평면상에서의 입력 안정도원

임의의 2포트는 회로의 입력과 출력 저항이 양(陽)의 값을 갖을 때 안정하며 이때의 저항은 부하와 신호원의 임피던스, 그리고 2포트 매개변수에 의하여 결정된다. 이 안정도원을 스미스도표에 그리기 위한 경계조건은 신호원 반사계수에 대한 출력 저항이 영(零)일 때가 된다. 즉, 출력반사계수의 크기가 1이 되어야 하며, 따라서

$$|\Gamma_{opt}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| \quad (28)$$

이 된다. 이를 정리하면

$$|S_{22}^* - \Delta^* G_s^*| = |1 - S_{11}^* G_s^*| \quad (29)$$

이 되고 이때 입력정합조건 식(25)를 대입하면

$$|S_{22}^* - |S_{22}|^2 \Gamma_L - \Delta^* (S_{11} - \Delta \Gamma_L)|^2 = |1 - S_{22} \Gamma_L - S_{11}^* (S_{11} - \Delta \Gamma_L)|^2 \quad (30)$$

이 되고, 이를 식(21)의 형태로 정리하면

$$\begin{aligned}
 & |\Gamma_L|^2 (|\Delta|^2 - |S_{22}|^2)^2 - |\Delta S_{11}^* - S_{22}|^2 \\
 & - 2\text{Re}\{ \Gamma_L (1 - |S_{11}|^2) (\Delta S_{11}^* - S_{22}) - (S_{22} - \Delta S_{11}^*) \\
 & (|\Delta|^2 - |S_{22}|^2) \} \\
 & = (1 - |S_{11}|^2)^2 - |S_{22}^* - \Delta^* S_{11}|^2 \quad (31)
 \end{aligned}$$

이 된다.

(3) 부하평면상에서의 출력 안정도원

입력 안정도원에서의와 마찬가지로 출력안정도원의 경계조건은 부하반사 계수에 대하여 입력저항이 영(零)일 때가 되며 입력반사계수의 크기는 1이 된다. 따라서

$$|\Gamma_{in}| = 1 = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| \quad (32)$$

이 되고, 이를 정리하면

$|S_{11} - \Delta \Gamma_L|^2 = |1 - S_{22}\Gamma_L|^2$ 이 된다. 이것을 전개하여 식(21)의 형태로 고치면

$$|\Gamma_L|^2 (|\Delta|^2 - |S_{22}|^2) - 2\text{Re}\{ \Gamma_L (S_{11}^* \Delta + S_{22}) \} = 1 - |S_{11}|^2 \quad (33)$$

으로 표현된다.

(4) 부하평면상에서 전력 이득원

전력이득은 입력이 정합되었을 때 변환기 이득이 되며 부하반사계수 Γ_L 에 종속적이다. 따라서 출력정합의 정도에 따라 이득의 크기는 달라진다. 이때 이득은

$$G_p = G_{Tr} \left\{ \Gamma_S = \Gamma_{in}^* = \frac{1}{|1 - \Gamma_{in}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \right. \quad (34)$$

이 되고

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (35)$$

이 된다. 식(35)를 식(34)에 대입하여 정리하면

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Gamma_L \Delta|^2} \quad (36)$$

이 되고 전개하여 Γ_L 에 대하여 정리하면

$$\begin{aligned}
 & 1 + |S_{22}\Gamma_L|^2 - 2\text{Re}\{ |S_{22}\Gamma_L| - |S_{11}|^2 - |\Gamma_L \Delta|^2 \\
 & + 2\text{Re}\{ S_{11}^* \Gamma_L \Delta \} \\
 & = \frac{|S_{21}|^2}{G_p} - \frac{|S_{21}|^2}{G_p} |\Gamma_L|^2 \quad (37)
 \end{aligned}$$

이 된다. 식(37)을 식(21)의 형태로 정리한다.

$$\begin{aligned}
 & |\Gamma_L|^2 \left[|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + \frac{|S_{21}|^2}{G_p} \right] - 2\text{Re}\{ \Gamma_L (S_{22} - S_{11}^* \Delta) \} \\
 & = |S_{11}|^2 - 1 + \frac{|S_{21}|^2}{G_p} \quad (38)
 \end{aligned}$$

(5) 실수축원

신호원 반사계수가 스미스선도의 실수축에 존재한다면 1개의 $\lambda/4$ 임피던스 변환기로 간단히 입력을 정합시킬 수 있게 된다. 이때 실수축은 허수축이 되기 때문에 $\Gamma_S = \Gamma_S^*$ 로 표현 가능하다. 이때 Γ_S 가 식(25)로 표현되므로

$$\left[S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right] - \left[S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right]^* = 0 \quad (39)$$

이 되며 이것을 정리하면

$$\begin{aligned}
 & (S_{22}^* \Delta - S_{22} \Delta^*) |\Gamma_L|^2 + (S_{11}^* S_{22} - \Delta) \Gamma_L - \\
 & (S_{11} S_{22}^* - \Delta^*) \Gamma_L^* = S_{11}^* - S_{11} \quad (40)
 \end{aligned}$$

이 된다. 이것을 정리하면

$$\text{Im}\{ S_{22}^* \Delta \} |\Gamma_L|^2 + \text{Im}\{ (S_{11}^* S_{22} - \Delta) \Gamma_L \} = \text{Im}\{ S_{11}^* \} \quad (41)$$

이고 식(21)의 형태로 변형하면

$$\begin{aligned}
 & \text{Im}\{ S_{22}^* \Delta \} |\Gamma_L|^2 - 2 \text{Re}\left\{ \frac{j}{2} (S_{11}^* S_{22} - \Delta) \Gamma_L \right\} \\
 & = \text{Im}\{ S_{11}^* \} \quad (42)
 \end{aligned}$$

가 되어 부하평면상에서의 실수축의 쌍일차변환이 얻어진다.

(6) 단위 콘덕턴스원

입력정합조건에 의하여 부하 이드미턴스는 신호원 이드미턴스에 종속적이며 신호원 콘덕턴스의 정규화된 값이 1인 원주상에 신호원 반사계수 Γ_S 가 존재한다면 단위 스티브에 의한 입력정합이 가능해진다. 단위 콘덕턴스원은 다음 방정식

$$|\Gamma_S - x|^2 = r^2 \quad (43)$$

에서 $x = -0.5, r = 0.5$ 일 때가 된다.

여기에 입력정합조건 식(25)를 대입하면 x 가 실수이므로

$$\left[\frac{(S_{11} - \Gamma_L \Delta)}{(1 - S_{22}\Gamma_L)} - x \right]^2 = r^2 \quad (44)$$

이 된다. 이것을 전개하여

$$\begin{aligned}
 & |S_{11} - x|^2 + |x S_{22} - \Delta|^2 |\Gamma_L|^2 + 2\text{Re}\{ (S_{11}^* - x) \\
 & (x S_{22} - \Delta) \} \\
 & = r^2 + r^2 |S_{22}|^2 |\Gamma_L|^2 - 2\text{Re}\{ r^2 S_{22}\Gamma_L \} \quad (45)
 \end{aligned}$$

을 얻고 식(21)의 형태로 바꾸면

$$\begin{aligned} & |\Gamma_{L1}|^2 |xS_{22} - \Delta|^2 - r^2 |S_{22}|^2 + 2\text{Re}[\Gamma_{L1}(S_{11}^* - x) \\ & (xS_{22} - \Delta) + r^2 S_{22}] \\ & = r^2 - |S_{11} - x|^2 \end{aligned} \quad (46)$$

이 되어 Y_s 가 부하평면상으로 쌍일차 변환된다.

III. 매개변수의 그래픽적 표현 및 결과 고찰

부하평면상에서 케환의 영향에 따른 매개변수의 변화를 고찰하기 위한 2-포트 회로는 그림 2와 같다. 그림에서 케환 요소 Y_p 와 Z_s 에 의한 2-포트의 산란매개변수 변화는 병렬케환인 경우 능동소자의 산란매트릭스를 어드미턴스 매트릭스로 바꾸고 식(1)을 이용하여 합성어드미턴스를 구한 후 다시 산란매트릭스로 변환하였다.

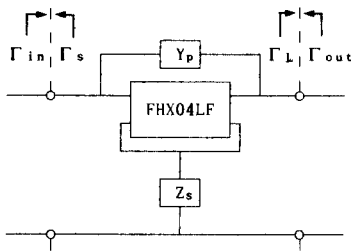


그림 2. 케환이 부가된 2포트 회로
Fig. 2. 2port network with applied feedback.

마찬가지로 직렬케환의 경우 능동소자의 산란매트릭스를 임피던스 매트릭스로 바꾸고 식(2)를 이용하여 합성임피던스를 구한 후 다시 산란매트릭스로 변환하여 얻었다. 잡음 매개변수들은 식(3)~(20)을 써서 변화하였다. 이러한 과정을 쉽고 빠르게 하기 위하여 그래픽 화면상에 마우스를 사용하여 임의의 케환요소를 입력할 수 있게 하였고 매개변수들의 변화를 직접 볼 수 있게 하였다. 이렇게 구한 매개변수들은 식(27), (31), (33), (38), (42), (46)을 식(22), (23)에 대입하여 각각의 반경과 중심을 구한 후 원으로 변환하여 그래픽 화면상에 표현하였다. 이와 같이 2-포트 회로의 매개변수 변화를 고찰하기 위한 CAD 프로그램은 C-언어로 작성하였고 Turbo C 2.0으로 컴파일하였으며 VGA 그래픽 모니터와 microsoft mouse를 사용하였다. 그림3은 프로그램의 흐름도이고 그림4와 6은 케환에 의한 매개변수 변화와 스미스선도상에 쌍일차 변환된 매개변수원들을 나타내는 그래픽 화면이다. 케환의 영향

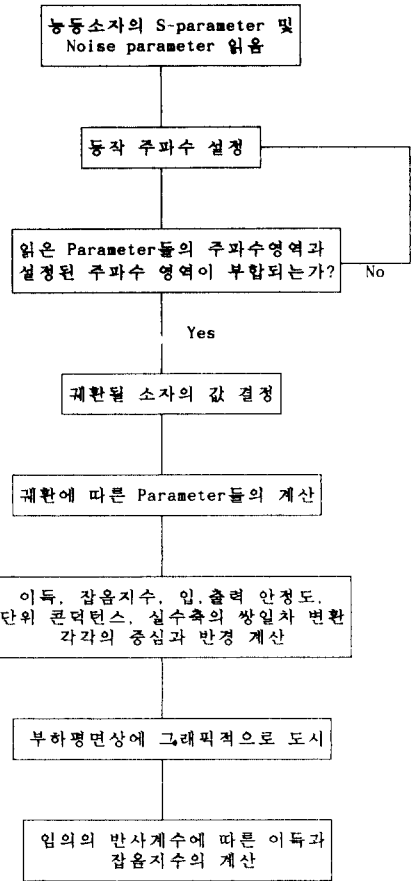


그림 3. 흐름도
Fig. 3. Flow chart.

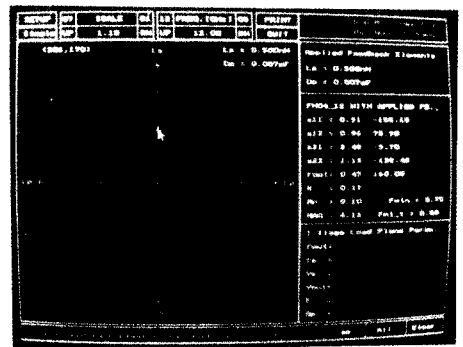


그림 4. 케환에 의한 매개변수 변화
Fig. 4. Converted parameters by feedback.

을 고찰하기 위한 능동소자는 후지쯔 저잡음 소자 HEMT FHX04LF를 사용하였는데 12GHz에서 $S_{11} = 0.63 \angle 170.58^\circ$, $S_{12} = 0.08 \angle 6.682^\circ$, $S_{21} = 2.18 \angle 6.567^\circ$

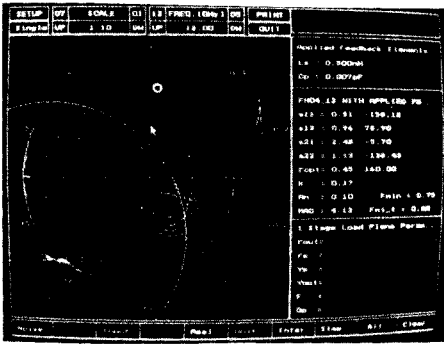


그림 5. 쌍일차 변환된 매개변수원
Fig. 5. Bilinear transformed parameter circles.

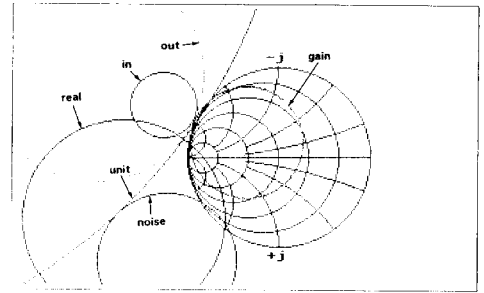


그림 8. 0.4 pF의 병렬케환시 매개변수원
Fig. 8. Parameter circles with 0.4μF parallel feedback.

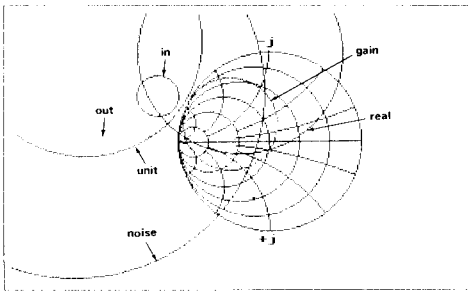


그림 6. 무 케환시 매개변수원
Fig. 6. Parameter circles with no feedback.

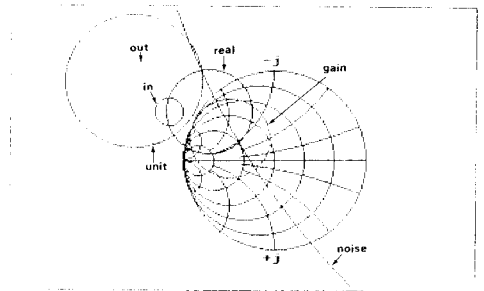


그림 9. 2.0nH의 병렬케환시 매개변수원
Fig. 9. Parameter circles with 2.0nH parallel feedback.

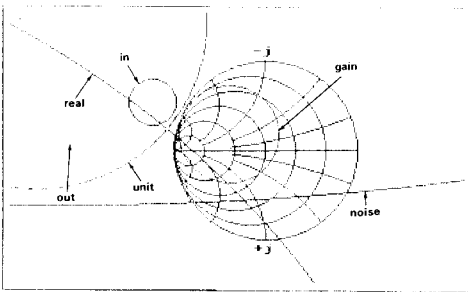


그림 7. 0.2 pF의 병렬케환시 매개변수원
Fig. 7. Parameter circles with 0.2pF parallel feedback.

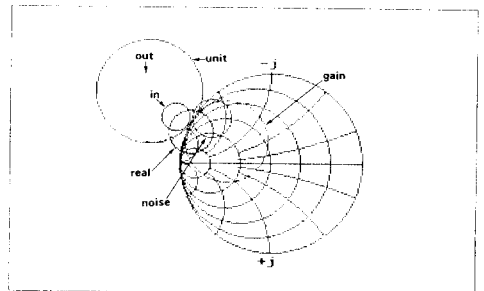


그림 10. 5.0nH의 병렬케환시 매개변수원
Fig. 10. Parameter circles with 5.0nH parallel feedback.

$S_{22}=0.49 \quad 155.93^\circ$ 이고 산란계수, 적정반사계수, 삽입저항, 그리고 최소삽입지수는 후지쓰 데이터북을 참조하였다. 병렬케환시 캐패시터는 0.20pF과 0.40pF 인덕터는 2.0nH와 5.0nH를 선택하였고 직렬케환시

케환 소자로 캐패시터는 1.0pF과 2.0pF, 인덕터는 0.5nH와 1.0nH이었다.

그림 6은 어떠한 케환도 걸리지 않은 상태에서의 능동소자의 매개변수원들을 나타내고 그림 7과 8은

0.2pF와 0.4pF가 능동소자에 병렬케환되었을 때 매개변수원들을 각각 나타낸다. 그림 6,7,8을 비교해 보면 병렬로 케환되는 캐패시터의 용량이 증가함에 따라 잡음원의 중심은 부하평면으로 서서히 이동하고 최소 잡음시는 감소하며 이득은 점진적으로 감소됨을 보여준다. 또한 실수축원과 단위 콘덕턴스원이 부하평면으로 이동하며 안정도원들의 거의 변화가 없음을 나타낸다.

그림 9와 10은 2.0nH와 5.0nH의 인덕터를 병렬케환했을 때 매개변수원의 변화를 각각 보여준다. 그림 6,9,10에서 병렬케환되는 인덕터의 용량을 증가하였을 때 잡음원은 2포트가 불안정 상태가 되어야만 부하평면으로 이동함을 보여주고 최소잡음지수는 약간 증가하게 되며 이득은 동조정점(resonance peak)을 향하여 증가하게 된다. 이와 반면 실수축은 부하평면으로 움직이지 않게 되고 단위 콘덕턴스원은 스미스도표에서 벗어나게 되며 안정도원은 동조정점이 될 때까지 증가하다 불안정 상태에 놓이게 된다.

그림 11과 12는 직렬케환으로 0.5nH와 1.0nH의 인덕터를 가했을 때 변화되는 매개변수원들을 나타낸다. 그림 6, 11, 12를 비교하였을 때 안정도원들은 서서히 감소하며 잡음원은 급격히 부하평면으로 이동하게 된 후 부하평면에서 벗어나게 된다. 또한 최소잡음지수도 서서히 감소하게 되며 실수축원과 단위 콘덕턴스원들은 부하평면으로 이동하게 됨을 보여준다.

그림 13, 14는 1pF과 2pF의 캐패시터를 직렬 케환시켰을 때 매개변수원들의 변화를 각각 보여준다. 그림 6,13, 14를 비교해 보면 잡음원과 실수축원은 부하평면으로 들어가지 않고 안정도원은 부하평면의 일부분을 벗어나면서 감소하게 된다. 이때 최소잡음지수는 변화하지 않게 되고 이득은 감소하게 된다.

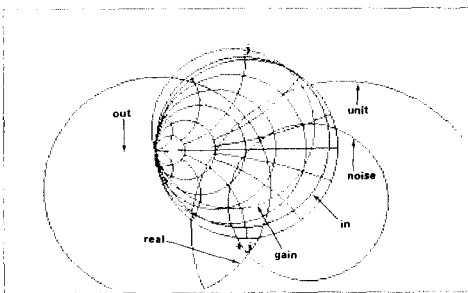


그림 11. 0.5nH의 직렬케환시 매개변수원
Fig. 11. Parameter circles with 0.5nH series feedback.

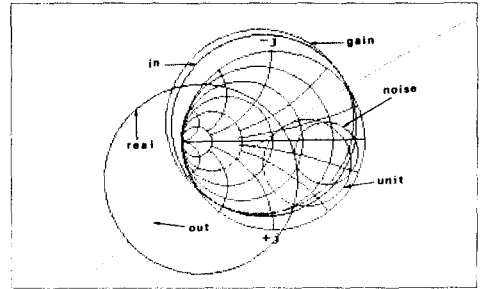


그림 12. 1.0nH의 직렬케환시 매개변수원
Fig. 12. Parameter circles with 1.0nH series feedback.

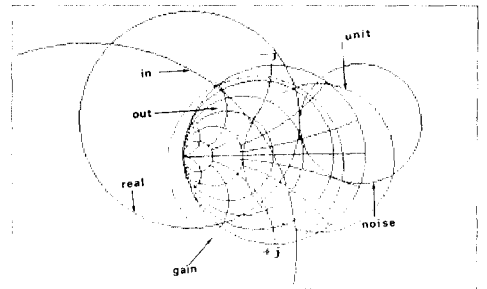


그림 13. 1.0pF의 직렬케환시 매개변수원
Fig. 13. Parameter circles with 1.0pF series feedback.

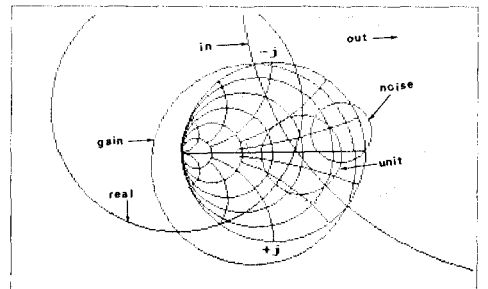


그림 14. 2.0pF의 직렬케환시 매개변수원
Fig. 14. Parameter circles with 2.0pF series feedback.

IV. 결론

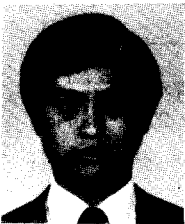
기존의 초고주파 회로설계용 CAD 프로그램들이 회로망 해석 지향적인 반면 본 논문에서 설계한 프로그램은 케환되는 회로소자의 변화에 따른 매개변수의 변화를 그래픽화면에서 빠르게 가시적으로 파악 할 수 있는 매우 상호작용적(interactive)이며 회

로망 합성적인 CAD를 설계하여 그 결과를 고찰하였다. 또한 부하평면상에 잡음, 이득, 입 출력 안정도, 그리고 스미스선도의 실수축과 단위 콘덕턴스원을 동시에 그래픽으로 표현하여 출력정합조건 뿐 만 아니라 입력정합조건까지도 함께 고려하여 포괄적인 설계가 가능한 이 CAD는 정합된 케환 증폭기의 설계에 특히 편리함을 알 수 있으며 케환이 부가되는 모든 초고주파회로 해석에 유용하다.

參 考 文 獻

- [1] H. T. Friis, "Noise figure of radio receivers," *Proc. IRE*, vol. 32, pp. 419-422, 1944.
- [2] H. Rothe and W. Dahlke, "Theory of noisy fourpoles," *Proc. IRE*, pp. 811-818, June 1956.
- [3] J. Engberg, "Simultaneous input power match and noise optimization using feedback," *Proc. 4th European Microwave Conf.*, Montreux, Switzerland, pp. 10-13, Sept. 1974.
- [4] H. Fukui, "Available power gain, noise figure and noise measure of two-port and their graphial representations," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 13, pp. 137-142, June 1966.
- [5] J. G. Linvill and J. F. Gibbons 原著, 트랜지스터와 능동회로綱, 코로나社, 昭和 43年
- [6] J. Choma, Jr., *Electrical Networks Theory and Analysis*, Wiley & Sons Inc., 1985.
- [7] L. Weinberg, *Network Analysis and Synthesis*, McGraw Hill, 1962.
- [8] S. Iversen, "The effect of feedback on noise figure," *Proc. IEEE*, pp. 540-542, March 1975.
- [9] Tri T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifier Design*, pp. 97-98, Wiley & Sons Inc., 1981.
- [10] B. Albinsson, "Noise parameter transformations of interconnected two-port networks," *Proc. IEEE*, pp. 125-129, April 1987.

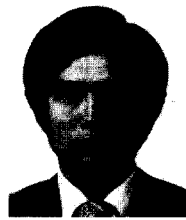
著 者 紹 介



姜 源 俊 (正會員)

1957年 7月 1日生. 1983年 2月 광운대학교 전자공학과 졸업. 1987年 8月 광운대학교 대학원 전자공학과 석사. 1988年 3月~현재 광운대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중. 주관심분야는

초고주파 반도체 소자 및 회로설계, 위성통신 등임.



羅 克 煥 (正會員)

1950年 10月 13日生. 1973年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업. 1977年 2月 연세대학교 대학원 전자공학과 석사. 1981年 7月 프랑스 ENSEEIHT 국립 종합 공과대학 전자공학과 박사. 1986年 9月

현재 광운대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 초고주파 회로설계, 레이다 및 위성통신 등임.