

# FDNR을 사용한 傳達函數의 實現에 關한 研究

## (A Study on Realization of Transfer Functions Using FDNR's)

李 太 遠\*

(Rhee, Tae Weon)

### 要 約

接地-非接地 FDNR 쌍을 구성하는 새로운 방법을 考案하였으며 이것과 admittance 變換函數가  $s^3$ 에 比例하는 CGIC를 交代로 使用하면 分母 分子의 低次項부터 3個項씩 同時에 實現할 수 있는 새로운 開放電壓 傳達函數合成方法을 提示하였다.

從前的 두 個項씩을 區分하여 나가는 方式과는 달리 3個項씩을 區分하여 나가므로 任意的 高次的 傳達函數 實現이 容易하여진다. 實地로 濾波特性을 가지는 5次的 傳達函數를 이 方法으로 實現하고 그 特性을 檢討함으로써 本 方法의 妥當性을 確認하였다.

### Abstract

In this paper is introduced a new method of constructing a grounded-ungrounded FDNR (Frequency Dependent Negative Resistance) pair. Open circuit voltage transfer functions of any order are readily realized using the pairs with RC elements and CGIC's whose admittance conversion functions are proportional to  $s^3$ . This method simplifies the realization of transfer functions of higher order. The transfer function of fifth order having low-pass filter characteristics is realized by this method. The measured frequency characteristics show satisfactory results.

### 1. 序 論

J.G. Linville이 1954년에 RC能動濾波回路에 관한 研究를 發表한 以來로 周波數選擇特性을 가지는 回路網의 構成에서 inductor 素子를 代置한 能動回路網素子의 研究가 本格化되었으며 RC能動素子로서 增幅器, Gyrator, Negative Impedance Converter (NIC), Positive Impedance Converter (PIC), Generalized Impedance Converter (GIC) 등이 쓰여져 왔다.

1961년에 J.M. Sypress [1]가 NIC를 利用한 能動回路網의 構成에 關한 論文을 發表했고 1963년에 S.K.

Mitra [2]가 GIC를 利用한 回路網構成 方式을 發表했다. 1967년에는 J. Gorski-Popiel [3]이 PIC를 利用하는 方式을 처음 發表했으며 1970년에 A. Antoniou [8]는 電流變換 GIC의 Admittance 變換函數인  $h(s)$ 가  $s^2$ 에 比例하도록 하여 電壓傳達函數의 分母分子의 多項式을 낮은 次數의 項에서부터 分母分子의 2個項씩을 區分하여 이에 GIC를 連結한 것을 基本 block로 하여 이것을 反復連結함으로써 任意的 傳達函數를 實現하는 方法을 發表하였다.

國內에서는 1972년에 李永根教授 [4]에 의해서  $h(s)$ 가  $s$ 에 比例하도록 하여 實際回路構成에 應用한 研究가 發表되었고 昨年에 筆者 [5]는  $h(s)$ 가  $\frac{1}{s}$ 와  $\frac{1}{s^2}$ 에 比例하는 두가지 경우의 GIC를 構成하여 傳達函數의

\* 正會員, 中央大學校 電子工學科  
Dept. of Electronics Engr., Chung-ang University.  
接受日字: 1975年 1月 20日

分母分子의 多項式의 高次項부터 區分함으로써 任意의 傳達函數를 實現하는 方法을 發表하였다.

1970년에 L.T. Bruton [6-7]은 Frequency Dependent Negative Resistance(FDNR)의 概念을 導入하였는데 이는 admittance 變換函數가  $s$ 나  $\frac{1}{s}$ 에 比例하는 CGIC에 capacitance 또는 RC能動回路로 構成한  $s$ 素子를 連結함으로써  $Ds^2$ ,  $D/s^2$ 를 만든 것이다. 이들은 각각  $-\omega^2 D$ ,  $-D/\omega^2$ 이 되어 周波數의 支配를 받는 負性抵抗이라는 새로운 素子라고 할 수 있다.

本 論文에서는  $h(s)$ 가  $s^3$ 에 比例하는 CGIC를 써서 傳達函數의 分母分子의 多項式을 3個項씩 분리하고 그 二次形式을 接地-非接地 FDNR雙과 RC素子를 써서 實現함으로써 全體傳達函數를 實現하는 方法을 論述하였으며, 이 方法을 5次의 傳達函數實現에 適用하여서 構成한 實際回路網의 周波數特性的의 實測值를 理論值와 比較하였다.

### 2. 各種 Impedance Converter의 定義

한쪽 端子雙(port)에  $Z_L(s)$ 이라는 Impedance를 接續하였을 때 反對쪽 端子雙에서 본 入力 impedance가  $Z_L(s)$ 에 正比例하는 4端子網을 impedance converter라 하며 그림 1에서 A,B,C,D parameter를 使用하여 入力 impedance를 表示하면

$$Z_i(s) = \frac{AZ_L(s) + B}{CZ_L(s) + D} \tag{1}$$

Impedance 變換特性을 얻으려면

$$Z_i(s) = K(s)Z_L(s) \tag{2}$$

여기서  $K(s)$ 는 實有理函數이다. (1), (2)式을 比較하면

$$\left. \begin{aligned} B &= C = 0 \\ A &\neq 0 \\ D &\neq 0 \end{aligned} \right\} \tag{3}$$

의 關係가 要求된다. 入力端子雙에  $Z_L(s)$ 을 連結하였을 때의 出力端子雙에서의 driving-point impedance  $Z_0(s)$ 는

$$Z_0(s) = \frac{DZ_L + B}{CZ_L + A} = \frac{D}{A} Z_L = \frac{Z_L}{K(s)} \tag{4}$$

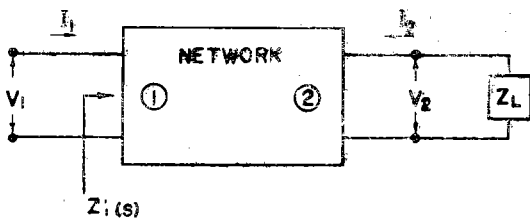


그림 1.  $Z_L$ 이 接續된 4端子網

이 되어 理想的인 impedance converter는 兩方向으로 impedance를 變換하여 준다. (3)式의 條件을 h-parameter로써 表示하면

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= h_{22} = 0 \\ h_{12} \cdot h_{21} &= -K(s) \end{aligned} \right\} \tag{5}$$

가 되며  $K(s)$ 를 conversion factor라고 한다. 다음에 Impedance converter로서의 NIC, PIC, GIC의 條件을 考察하기로 한다.

#### Negative Impedance Converter(NIC)

한쪽 端子雙에 接續된 impedance가  $Z_a$ 일 때 反對쪽 端子雙에서 본 driving point impedance가  $-Z_a$ 가 되는 Impedance converter를 NIC라 한다.  $h_{12}$ 와  $h_{21}$ 이 負의 實常數가 되는 것과 이와 反對로 正의 實常數가 되는 두가지 경우가 있다. 前者에서는 入力電壓에 對해서 出力電壓이 反對方向이고 後者에서는 入力電流와 出力電流의 方向이 反對가 된다. 前者를 電壓反轉形 NIC(VNIC), 後者를 電流反轉形 NIC(CNIC)라 한다.

#### Positive Impedance Converter(PIC)

Impedance conversion factor가 正의 實數인 4端子回路網을 Positive Impedance Converter라 하며 다음의 네가지 형태가 있다.

##### 1) 理想 transformer

捲線比가 正의 實數인  $n$ 으로 주어졌을 때 端子電壓, 電流間에  $V_1 = nV_2$ ,  $I_2 = -nI_1$ 의 關係가 成立한다.

##### 2) 理想 complex transformer

$n$ 가 複素數이고 그 공액 複素數를  $n^*$ 라 할 때 端子電壓電流 사이에  $V_1 = nV_2$ ,  $I_2 = -n^*I_1$ 의 關係가 成立한다.

##### 3) Active transformer

理想 transformer의 變形으로서  $n_1, n_2$ 를 實數라 하고  $n_1 \neq n_2$ 라면  $V_1 = n_1V_2$ ,  $I_2 = -n_2I_1$ 의 關係가 成立한다. 全流入電力이 負가 되도록  $n_1, n_2$ 를 定할 수 있고 그 경우에 이 回路網을 active transformer라 한다.

##### 4) Generalized active transformer

Active transformer에서의  $n_1, n_2$ 를 複素周波數變數  $s$ 의 函數로 바꾸어 놓은 것이다.

#### Generalized Impedance Converter(GIC)

入力側 및 出力側 driving-point impedance가 각각  $Z_a, Z_b$ 가 되고 conversion factor  $K(s)$ 가  $-\frac{Z_a}{Z_b}$ 가 되는 impedance converter를 GIC라 하며 h-parameter를 쓸때 GIC의 條件은

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= h_{22} = 0 \\ h_{12} &= -Z_a/Z_b \\ h_{21} &= -1 \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

또는

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= h_{22} = 0 \\ h_{12} &= 1 \\ h_{21} &= Z_a/Z_b \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

가 된다. (6)의 경우의 端子電壓電流間에는

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= -\frac{Z_a}{Z_b} V_2 \\ I_2 &= -I_1 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

의 關係가 成立하여 入出力端子에서의 電壓의 方向이 反轉되며 이러한 GIC를 電壓變換 GIC(VGIC)라 한다.

(7)의 경우에는

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_2 \\ I_2 &= -\frac{Z_a}{Z_b} I_1 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

가 되어 入出力電壓은 같으나 入力電流는 出力電流와 反對方向이다. 이 경우를 電流變換 GIC(CGIC)라 하여  $Z_a/Z_b = h(s)$ 를 Admittance 變換函數라 한다.

本論文에서는 傳達函數의 多項을 數個項씩 구분하기 위하여 CGIC를 사용한다.

### 3. 電流變換 GIC에 의한 傳達函數實現

電流變換 GIC(CGIC)에서 admittance 變換函數를  $h(s)$ 라 할때 그림 1의 回路에서

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_2 \\ I_1 &= h(s)I_2 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

가 成立한다. 本論文에서 使用하는 CGIC는 二個의 演算增幅器(Op. Amp.)를 利用하여 構成한 그림 2와 같은 A. Antoniou [8]의 回路이며 그의  $h(s)$ 는

$$h(s) = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3} \quad (11)$$

로 주어진다.

本章에서는  $h(s)$ 가  $\frac{1}{s^2}$ 와  $-\frac{1}{s}$ 에 比例하는 두가지 경우의 CGIC에 의한 傳達函數의 實現方法을 考察한다.

#### 3-1 $h(s)$ 가 $-\frac{1}{s^2}$ 에 比例할 때의 傳達函數實現 方法

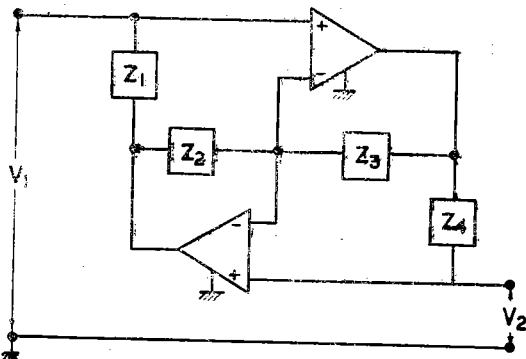


그림 2. Op. Amp를 쓴 CGIC

그림 2에서  $Z_1=R_1$ ,  $Z_3=R_3$ ,  $Z_2=\frac{1}{sC_2}$ ,  $Z_4=\frac{1}{sC_4}$ 로 놓으면 (11)식에 의하여

$$h(s) = \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2} = \frac{k}{s^2} \quad (12)$$

이 되며,  $k = \frac{1}{R_1 R_3 C_2 C_4}$ 이다.

實現하고자 하는 開放回路電壓 傳達函數를 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} T(s) &= \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \\ &= \frac{\sum_{i=0}^n a_i s^i}{\sum_{i=0}^n b_i s^i} \end{aligned} \quad (13)$$

이 식의 모든 常數는 實數이며  $a_i < b_i$ 의 條件이 있는 것으로 한다. 그러나  $a_i > b_i$ 인 경우에는 分子의 各項에 適當한 數를 곱하여  $a_i < b_i$ 가 滿足되게 할 수 있으며, 增幅器를 써서 감소된 利得을 보충할 수 있다. 一般의 4端子網의 開放回路電壓比를 y-parameter로 나타내면

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-y_{21}}{y_{22}} \quad (14)$$

이다. (13)식의 分母分子를  $s^{n-1}$ 로 나누면

$$T(s) = \frac{a_n s + a_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i}{b_n s + b_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i} \quad (15)$$

이며 (14)식과 (15)식을 比較하면

$$\left. \begin{aligned} -y_{21} &= (a_n s + a_{n-1}) + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i \\ y_{22} &= (b_n s + b_{n-1}) + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

와 같이 된다. 이 4端子網을 그림 3과 같이 A, B의 二個의 4端子網의 並列接續으로 본다면 개개의 4端子網과 全體 4端子網의 y-parameter사이에는 다음의 關係가 있다.

$$\left. \begin{aligned} -y_{21} &= -y_{A21} + (-y_{B21}) \\ y_{22} &= y_{A22} + y_{B22} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

(17)식을 (14)식에 代入하면

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-y_{A21} + (-y_{B21})}{y_{A22} + y_{B22}} \quad (18)$$

이므로 (16)식과 (18)식을 比較하면

$$-y_{A21} = a_n s + a_{n-1}, \quad -y_{B21} = \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i \quad (19)$$

$$y_{A22} = b_n s + b_{n-1}, \quad y_{B22} = \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i \quad (20)$$

따라서 A와 B 回路의 電壓傳達函數는 각각

$$T_A(s) = \frac{-y_{A21}}{y_{A22}} = \frac{a_n s + a_{n-1}}{b_n s + b_{n-1}} \quad (21)$$

$$T_B(s) = \frac{-y_{B21}}{y_{B22}} = \frac{\frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i}{\frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i} \quad (22)$$

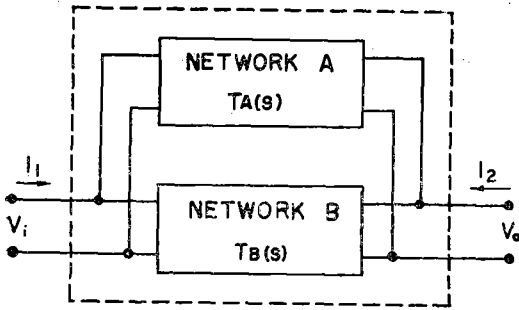


그림 3. 回路網 A와 B의 並列接續

이다. 먼저  $T_A(s)$ 로 주어지는 1次的 傳達函數는 그림 4의 回路로서 實現되며 그 素子의 定數는

$$\left. \begin{aligned} G_{sn} &= a_{n-1}, & C_{sn} &= a_n \\ G_{pn} &= b_{n-1} - a_{n-1}, & C_{pn} &= b_n - a_n \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

여기서  $G_{pn}$  및  $C_{pn}$ 이 正數가 되기 위해서는  $b_i > a_i$ 의 條件이 要求된다.

다음에  $T_B(s)$ 를 實現하기 위해서 그림 3의 B回路網을 別途의 回路網 C와  $h(s) = k/s^2$ 인 CGIC가 cascade된 그림 5와 같은 回路로 바꾸어 놓고 回路網 B의 端子 電壓電流사이의 關係를

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_{B2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ y_{B21} & y_{B22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{B2} \end{bmatrix} \quad (24)$$

와 같이 表示하고 여기에 CGIC의 性質인  $V_{B2} = V_{C2}$ ,

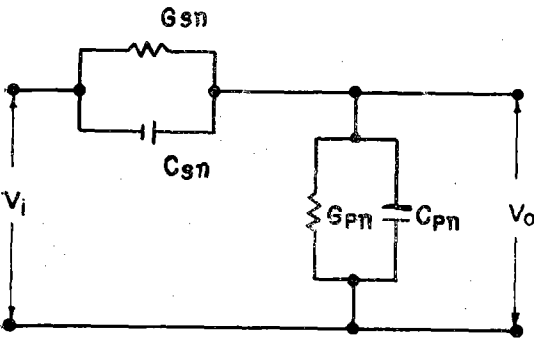


그림 4.  $T_A(s)$ 의 實現

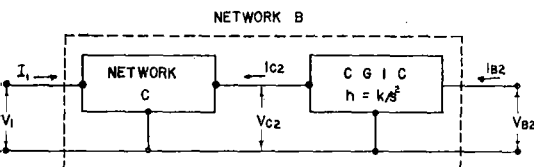


그림 5. CGIC를 쓴 B回路網의 分解

$I_{B2} = \frac{k}{s^2} I_{C2}$ 의 關係를 代入하면

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ \frac{k}{s^2} I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ y_{B21} & y_{B22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (25)$$

즉

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ \frac{s^2}{k} y_{B21} & \frac{s^2}{k} y_{B22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (26)$$

가 된다. 따라서 回路網 C의 y-parameter  $y_{21}, y_{22}$ 를  $y_{C21}, y_{C22}$ 라하면

$$\left. \begin{aligned} y_{C21} &= \frac{s^2}{k} y_{B21} \\ y_{C22} &= \frac{s^2}{k} y_{B22} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

여기에 (19)式과 (20)式的 둘째式을 代入하고 前과 같은 分解를 反復하면

$$\begin{aligned} -y_{C21} &= -\frac{1}{k s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left[ (a_{n-2}s + a_{n-3}) + \frac{1}{s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-4} a_i s^i \right] \quad (28) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y_{C22} &= \frac{1}{k s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left[ (b_{n-2}s + b_{n-3}) + \frac{1}{s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-4} b_i s^i \right] \quad (29) \end{aligned}$$

지금 回路網 C의 開放電壓傳達函數를  $T_C(s)$ 라 하면

$$\begin{aligned} T_C(s) &= -y_{C21}/y_{C22}, \text{ 따라서} \\ T_C(s) &= \frac{a_{n-2}s + a_{n-3} + \frac{1}{s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-4} a_i s^i}{b_{n-2}s + b_{n-3} + \frac{1}{s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-4} b_i s^i} \quad (30) \end{aligned}$$

이것은 (15)式과 同一한 形式을 가지며 다만  $s$ 의 次數가 2次 낮아진 것이다. 즉 그림 4와 같은 RC回路 1個와 CGIC 1個를 사용함으로써 元來의 傳達函數의 次數를 2次씩 遞減시킬 수 있다. 따라서  $s$ 의 次數가 0이 될 때까지 이 遞減 過程을 反復하면 어떠한 次數의 傳達函數라도 實現할 수 있을 것이다. 그림 6은  $n$ 次的 傳達函數를 以上과 같은 方法으로 實現한 回路이다.

Antoniou는  $h(s) = ks^2$ 인 CGIC를 이용하여  $s$ 의 低次項부터 시작하는 本節과 類似한 實現方法을 提示 하엿다[8].

### 3-2 $h(s)$ 가 $\frac{1}{s}$ 에 比例하는 경우의 實現

그림 2의 CGIC 中에서  $Z_2$ 와  $Z_4$  中의 어느 하나, 例컨데  $Z_2$ 를 capacitance, 나머지 3個의 impedance를 純抵抗으로 하면

$$h(s) = \frac{R_4}{s C_2 R_1 R_3} = \frac{k}{s}$$

로 되게 한다. 여기서  $k = R_4 / C_2 R_1 R_3$ 이다. (13)式으로 주어지는 傳達函數의 分母分子를  $s^*$ 으로 나누면

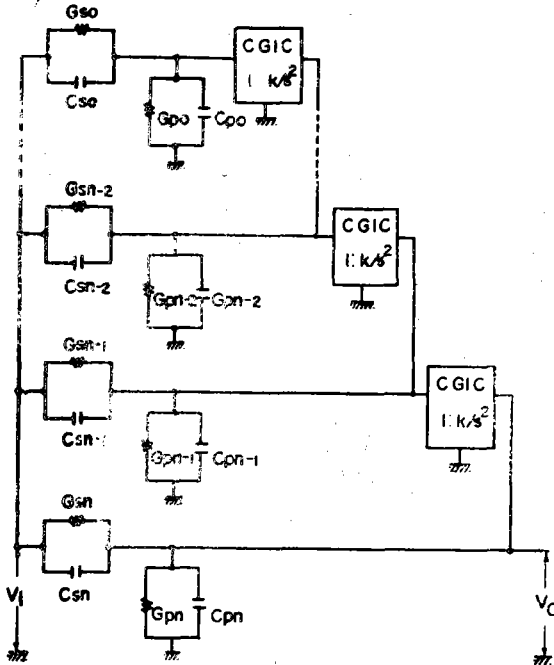


그림 6. 任意的 次數의 傳達函數의 實現

$$T(s) = \frac{a_n + \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i}{b_n + \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i} \quad (31)$$

가 되며 이것을 (15)(16)식과 비교하면

$$\left. \begin{aligned} -y_{21} &= a_n + \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i \\ y_{22} &= b_n + \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

라고 쓸 수 있다.

주어진 傳達函數를 實現하기 위하여 A, B 두個의 回路網으로 나누어 y-parameter를 (19)(20)식과 같은 方法으로

$$\left. \begin{aligned} -y_{A21} &= a_n, & -y_{B21} &= \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i \\ y_{A22} &= b_n, & y_{B22} &= \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

와 같이 分離한다. 回路網 A와 B의 傳達函數는 각각

$$T_A(s) = \frac{a_n}{b_n} = \frac{-y_{A21}}{y_{A22}} \quad (34)$$

$$T_B(s) = \frac{\frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i}{\frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i} = \frac{-y_{B21}}{y_{B22}} \quad (35)$$

가 된다.  $T_A(s)$ 로 주어지는 傳達函數를 實現하면 그림 7과 같이 純抵抗網의 回路가 되며 回路素子의 定數는 다음과 같다.

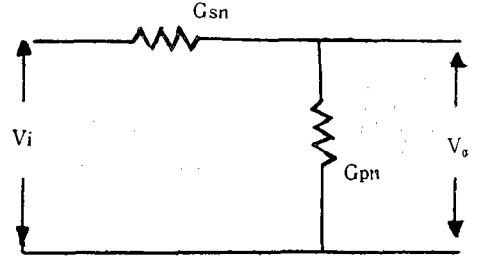


그림 7.  $T_A = \frac{a_n}{b_n}$ 의 實現

$$\left. \begin{aligned} G_{sn} &= a_n \\ G_{pn} &= b_n - a_n \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

먼저 경우와 같이  $a_i < b_i$ 의 條件이 必要하다. 다음에  $T_B(s)$ 를 實現하기 위하여 그림 5와 같이 回路網B를 다른 回路網C와 CGIC의 cascade 回路로 바꾸는 데 CGIC의  $h(s)$ 가  $\frac{k}{s}$ 인 點이 먼저와 다르다. 回路網B

의 端子電壓電流는 y-matrix와  $V_{B2} = V_{C2}$ ,  $I_{B2} = \frac{k}{s} I_{C2}$ 의 關係를 쓰면 다음과 같이 된다.

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ \frac{k}{s} I_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ y_{B21} & y_{B22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_{B2} \end{pmatrix} \quad (37)$$

즉

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ \frac{s}{k} y_{B21} & \frac{s}{k} y_{B22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{pmatrix} \quad (38)$$

따라서 回路網 C의 y-paramerte는 다음과 같이 된다.

$$\left. \begin{aligned} y_{C21} &= \frac{s}{k} y_{B21} \\ y_{C22} &= \frac{s}{k} y_{B22} \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

(33)식의  $-y_{B21}$ , 와  $y_{B22}$ 를 (39)식에 代入하면

$$\begin{aligned} -y_{C21} &= \frac{1}{k s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left( a_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i \right) \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} y_{C22} &= \frac{1}{k s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left( b_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i \right) \end{aligned} \quad (41)$$

가 된다. 지금 回路網 C의 開放回路電壓 傳達函數를  $T_c(s)$ 라하면

$$T_c(s) = -y_{c21}/y_{c22}, \text{ 따라서}$$

$$T_c(s) = \frac{a_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i}{b_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i} \quad (42)$$

이식은 (31)식과 같은 形式이므로 이 傳達函數도 遂次的으로 次數를 遞減하는 過程을 反復하면 어떠한 次數의 것이라도 그림 8와 같이 實現할 수 있다.

前節의  $h(s) = \frac{k}{s^2}$ 의 경우의 전달함수 實現方法을 本節의  $h(s) = \frac{k}{s}$ 의 경우와 비교하면 一回의 次數遞減 과정에서 次數가 2次씩 줄어들므로 反復과정의 수 따라서 CGIC 및 companion 回路의 數가 半으로 된다. 따라서 前節의 合成法이 더 간편하고 CGIC의 數가 半으로 줄어든다는 有利點이 있다.

다만 1個의 companion 回路에 R 2個, C 2個씩 必要함에 反하여 本節에서는 R 2個만 必要하므로 companion 回路網에 所要되는 受動素子の 總數는 兩者에서 같다.

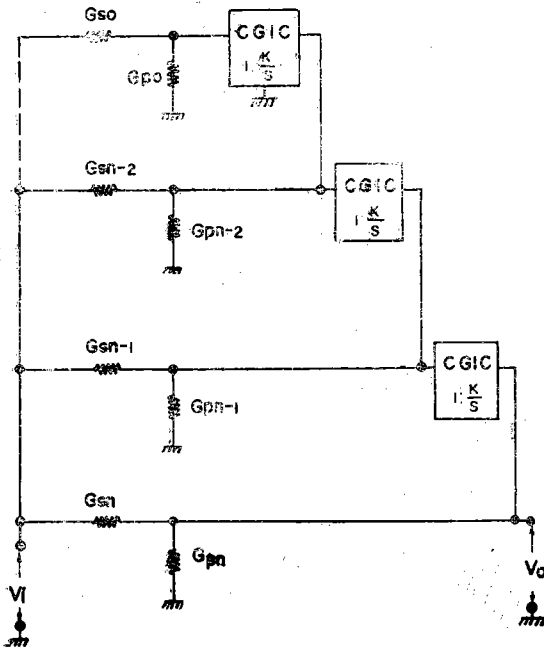


그림 8.  $h(s) = \frac{k}{s}$ 인 CGIC에 依한 傳達函數의 實現

#### 4. FDNR(Frequency Dependent Negative Resistance)의 構成 및 그 雙二次 傳達函數合成에의 應用

##### 4-1 接地形 FDNR

FDNR은 그 구동점 admittance가  $Ds^2$  또는  $D/s^2$ 으로 주어지는 2端子回路網이다. admittance가  $Ds^2$ 이던 抵抗値가 周波數의 自乘에 反比例하는 負性抵抗이고, admittance가  $D/s^2$ 인 경우에는 抵抗値가 周波數의 自乘에 比例하는 負性抵抗素子가 된다. 그림 9는 FDNR의 한 構成方法이다.

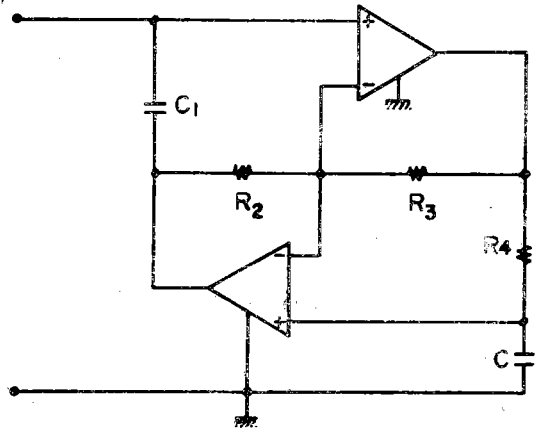


그림 9. CGIC를 利用한 接地形 FDNR의 구성

이것은 그림 2의 A. Antoniou의 CGIC 回路의  $Z_1$ 을 capacitance  $C_1$  나머지 3個의 impedance를 抵抗으로 하고 出力端子雙에 C를 連結한 것으로서 그 driving-point admittance는

$$Y(s) = \frac{s^2 R_2 R_4 C C_1}{R_3} = s^2 D \quad (43)$$

가 된다. 단  $D = R_2 R_4 C C_1 / R_3$ 이다.

##### 4-2 接地-非接地 FDNR 雙의 構成 및 그 雙二次 傳達函數合成에의 應用

4個의 Op.Amp.를 使用하여 하나의 非接地 FDNR를 構成하는 方法이 發表된바 있으나(9)

그림 10과 같은 回路를 使用하면 4個의 Op.Amp.로서 接地-非接地 FDNR 雙을 構成할 수 있다.

여기서 CGIC는 2個의 Op. Amp.를 쓰는 Antoniou의 回路를 쓰는 것으로 한다.

이 回路에서 다음과 같은 關係式을 용이하게 얻을 수 있다.

$$(V_1 - V_2)CD_s s = -\frac{I_A}{Hs} \quad (44)$$

$$CD_p s V_2 = \frac{I_A}{Hs} + \frac{I_B}{Hs} \quad (45)$$

$$I_1 = (V_1 - V_2)V_1 + I_A \quad (46)$$

$$I_2 = I_B - (V_1 - V_2)Y_1 + V_2 Y_2 \quad (47)$$

$I_A, I_B$ 를 消去하고  $I_1, I_2$ 를  $V_1, V_2$ 로서 表示하면

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 + HC_{D_s} s^2 & -(Y_1 + HC_{D_s} s^2) \\ -(Y_1 + HC_{D_s} s^2) & (Y_1 + Y_2) + H(C_{D_s} + C_{D_p}) s^2 \end{bmatrix} \quad (48)$$

와 같이 된다. 이 回路의 開放電壓傳達函數는

$$T(s) = \frac{-y_{21}}{y_{22}} = \frac{Y_1 + HC_{D_s} s^2}{Y_1 + Y_2 + H(C_{D_s} + C_{D_p}) s^2} \quad (49)$$

이며  $Y_1 = G_s + sC_s$ ,  $Y_2 = G_p + sC_p$ ,  $D_s = HC_{D_s}$ ,  $D_p = HC_{D_p}$ 로 놓으면

$$T(s) = \frac{G_s + sC_s + HC_{D_s} s^2}{(G_s + G_p) + s(C_s + C_p) + H(C_{D_s} + C_{D_p}) s^2} \quad (50)$$

이것은 形式的으로 그림 11과 같은 回路로서 表現할

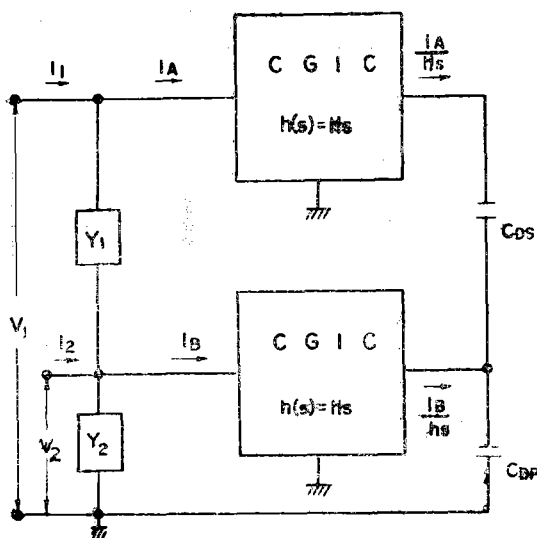


그림 10. 接地-非接地 FDNR 雙의 實現

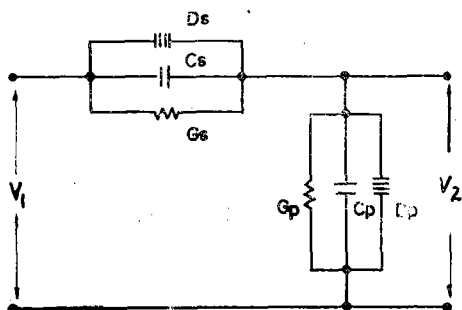


그림 11.  $T(s)$ 의 等價回路網

수 있다. 이 그림에서 ||||로 表示되는  $D_s$ 는 구동점 admittance가  $D_s s^2$ 가 되는 FDNR을 나타내며 그림 10에서 對應되는 2 端子網을 分離하여 생각할 수는 없으나 接地形 FDNR인  $D_p$ 와 共存할 때에는 等價的으로 非接地 FDNR와 같이 作用한다. 주어진 2次의 傳達函數

$$T(s) = \frac{A_0 + A_1 s + A_2 s^2}{B_0 + B_1 s + B_2 s^2} \quad (0 < A_i < B_i, i=0, 1, 2)$$

를 그림 10의 回路로서 實現하자면 그 素子定數는 다음과 같이 定하여진다.

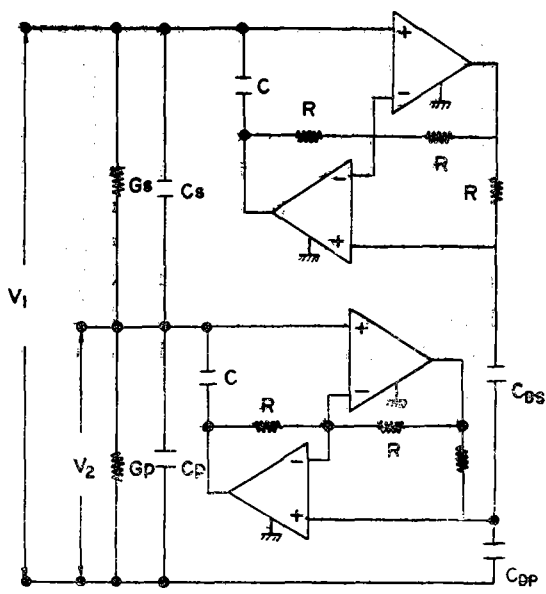


그림 12.  $T(s)$ 의 具體的인 實現回路網

$$\left. \begin{aligned} G_s &= A_0 \\ C_s &= A_1 \\ C_{D_s} &= A_2/H \\ G_p &= B_0 - A_0 \\ C_p &= B_1 - A_1 \\ C_{D_p} &= (B_2 - A_2)/H \end{aligned} \right\} \quad (51)$$

그림 12는 위의 雙二次形式의 電壓傳達 函數를 實現한 具體的인 回路이다.

앞으로 그림 12의 回路를 BIQUAD라 呼稱할 것이며 本論文의 合成法에서 反復使用하게 될 基本的인 單位回路이다.

### 5. FDNR에 依한 傳達函數實現

一般的으로 LCR並列回路의 admittance  $Y_{LCR}(s)$ 는

$$Y_{LCR}(s) = G + sC + \frac{1}{sL} \quad (52)$$

로 表示되는데 여기에  $s$ 를 곱한것을  $Y_{DCR}(s)$ 라 하면 다

음과 같은 形態가 된다.

$$Y_{DCR}(s) = sY_{RCL}(s) = sG + s^2C + \frac{1}{L} \quad (53)$$

위의 式으로 表示되는 branch를 DCR回路 branch [6]라 하며 capacitance 抵抗 및 FDNR素子는 各各 G, L 및 C로 표시된다. 3章에서 考査한 CGIC를 利用한 傳達函數實現 方式에서 CGIC의 admittance 變換函數를 選擇하는데 따라서 傳達函數의 分母分子의 多項式이 2個項씩 分離되기도 하고 1個項씩 分離되기도 함을 알았다.

本章에서는 (53)式으로 表示되는  $Y_{DCR}$ 이 3個項인에 着眼하여 傳達函數의 分母分子를 3個項씩 分離하여 나가는 方法을 考査한다.

이 方式의 實現에는  $h(s) = ks^3$ 인 CGIC를 必要로 한다. 그림 2의 Antoniou의 回路의 admittance 變換函數인 (11)式만으로  $ks^3$ 을 얻으려면 inductance 素子를 써야 한다. 그러나 inductance의 使用을 피하기 위하여  $h(s)$ 가  $s$ 에 比例하는 또 하나의 Antoniou型 CGIC를 만들어 그림 13과 같이  $h(s)$ 가  $s^3$ 에 比例하는 CGIC와 cascade로 연결하면 全體的인 admittance變換函數는

$$h(s) = \frac{s^3 C_1 C_3 C_5 R_2 R_4 R_6 R_8}{R_7} = ks^3 \quad (54)$$

但

$$k = \frac{C_1 C_3 C_5 R_2 R_4 R_6 R_8}{R_7}$$

로 表示된다.

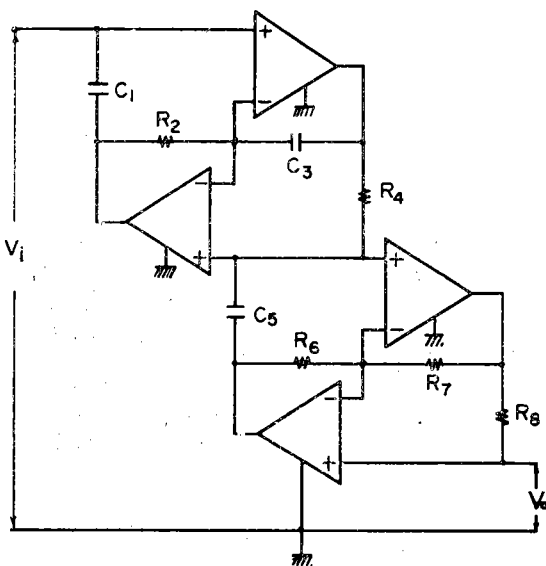


그림 13.  $h(s) = ks^3$ 인 CGIC

이와 같은 CGIC와 前章에서 導入한 BIQUAD를 使用해서 傳達函數를 實現하기 위하여 (13)式을 考査하면

$$T(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \sum_{i=3}^n a_i s^i}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \sum_{i=3}^n b_i s^i} \quad (55)$$

인데 (16)式과 比較하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} -y_{21} &= (a_0 + a_1s + a_2s^2) + \sum_{i=3}^n a_i s^i \\ y_{22} &= (b_0 + b_1s + b_2s^2) + \sum_{i=3}^n b_i s^i \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

그림 3에서와 같이 全體回路網을 A와 B의 두 回路網이 병렬접속된 것으로 보면 (56)式을 (19)(20)式과 比較하여

$$-y_{A21} = a_0 + a_1s + a_2s^2, \quad -y_{B21} = \sum_{i=3}^n a_i s^i \quad (57)$$

$$y_{A22} = b_0 + b_1s + b_2s^2, \quad y_{B22} = \sum_{i=3}^n b_i s^i \quad (58)$$

와 같이 分離할 수 있다.

따라서 A와 B 回路網의 開放電壓傳達函數는 각각

$$T_A(s) = \frac{-y_{A21}}{y_{A22}} = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2}{b_0 + b_1s + b_2s^2} \quad (59)$$

$$T_B(s) = \frac{-y_{B21}}{y_{B22}} = \frac{\sum_{i=3}^n a_i s^i}{\sum_{i=3}^n b_i s^i} \quad (60)$$

이다.  $T_A(s)$ 는 그림 14와 같은 BIQUAD로서 實現되며 (59)式의 係數를 써서 素子의 定數를 나타내면

$$\left. \begin{aligned} G_{S0} &= a_0 \\ C_{S0} &= a_1 \\ C_{DS0} &= a_2/H \\ G_{P0} &= b_0 - a_0 \\ C_{P0} &= b_1 - a_1 \\ C_{DP0} &= (b_2 - a_2)/H \end{aligned} \right\} \quad (61)$$

와 같이 되며 H는 FDNR 구성에 利用한 CGIC의 admittance 變換函數의 比例常數이다 ( $h(s) = Hs$ ).

다음에  $T_B(s)$ 를 實現하기 위해서 3章의 그림 5와 같이 B 回路網을 別途의 4端子網C와  $h(s)$ 가  $ks^3$ 인 CGIC

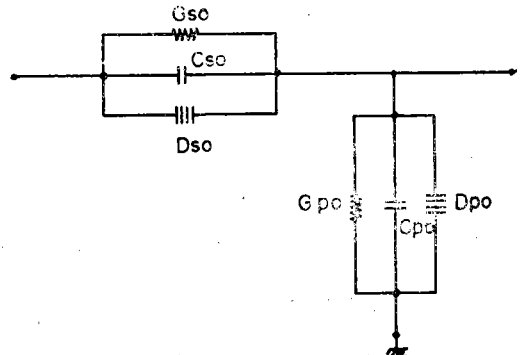


그림 14.  $T_A(s)$ 의 實現回路網



가 cascade로된 回路로 바꾼다. 回路網B의 y-matrix는

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_{B2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ -y_{B21} & y_{B22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{B2} \end{bmatrix} \quad (24)$$

인데 CGIC의 性質에 의하여  $V_{B2} = VC_2$ ,  $I_{B2} = kS^3 I_{C2}$ 의 關係가 成立하므로 (24)式을 고쳐쓰면

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ kS^3 I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ -y_{B21} & y_{B22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (62)$$

와 같이 되며 다시

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ -\frac{y_{B21}}{kS^3} & \frac{y_{B22}}{kS^3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{bmatrix} \quad (63)$$

와 같이 쓸 수 있다. 이 式에서

$$\begin{aligned} -y_{C21} &= y_{B21}/kS^3 \\ y_{C22} &= y_{B22}/kS^3 \end{aligned} \quad (64)$$

이라고 놓고 (57), (58)式을 (64)式에 代入하여

$$\begin{aligned} -y_{C21} &= \frac{1}{kS^3} \sum_{i=3}^n a_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left[ (a_3 + a_4 s + a_5 s^2) + \frac{1}{S^3} \sum_{i=6}^n a_i s^i \right] \end{aligned} \quad (65)$$

및

$$\begin{aligned} y_{C22} &= \frac{1}{kS^3} \sum_{i=3}^n b_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left[ (b_3 + b_4 s + b_5 s^2) + \frac{1}{S^3} \sum_{i=6}^n b_i s^i \right] \end{aligned} \quad (66)$$

가 된다.  $T_C(s) = -y_{C21}/y_{C22}$ 로 놓으면

$$T_C(s) = \frac{a_3 + a_4 s + a_5 s^2 + \frac{1}{S^3} \sum_{i=6}^n a_i s^i}{b_3 + b_4 s + b_5 s^2 + \frac{1}{S^3} \sum_{i=6}^n b_i s^i} \quad (67)$$

가 되는데 이 式은 (55)式과 같은 形式임으로 任意的 次數의 傳達函數의 實現은 2次的 函數와 別途의 函數의 實現으로 나누어 진다. 最終의 0이 될 때까지 이 過程을 反復하면 어떠한 次數의 傳達函數라도 實現할 수 있다.

그림 15는 以上의 方法으로 實現된 回路의 構成을 나타낸다.

$n$ 次的 傳達函數를 實現했을 때  $m$ 번째의 companion인 BIQUAD의 受動素子定數는 다음과 같이 傳達函數의 係數를 써서 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} G_{sm} &= a_M/k^{m-1} \\ C_{sm} &= a_{M+1}/k^{m-1} \\ C_{Dsm} &= a_{M+2}/k^{m-1} \cdot H \\ G_{pm} &= (b_M - a_M)/k^{m-1} \\ C_{pm} &= (b_{M+1} - a_{M+1})/k^{m-1} \\ C_{Dpm} &= (b_{M+2} - a_{M+2})/k^{m-1} \cdot H \end{aligned} \quad (68)$$

但,  $M=3(m-1)$

一般的인 傳達函數를 實現할 때 3項씩 區分하여

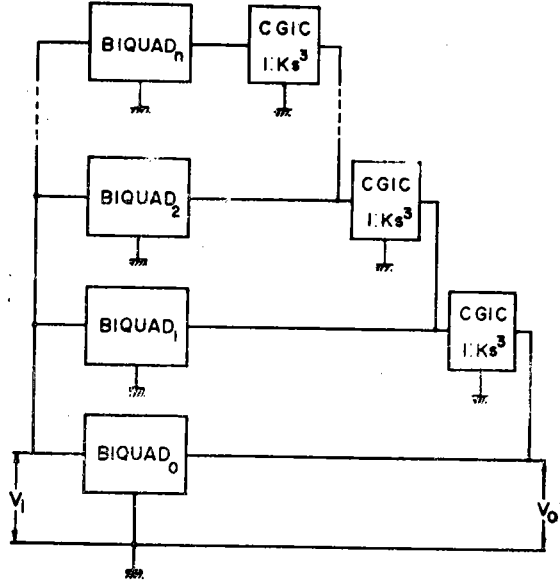


그림 15 BIQUAD와 CGIC에 의한 傳達函數의 實現

나가므로 最高次數에 最終段의 companion 回路의 素子の 個數가 세個 다 채워질 때도 있고  $(\text{mod}(n+1))_3 = 0$  일 경우) 2個나 1個만으로도 만날 때도 있다  $(\text{mod}(n+1))_3 = 1$  또는 2일 경우).  $n+1$ 을 3으로 나눌 때 商을  $q$ 라고 하면 다음식이 成立한다.

$$\frac{n+1}{3} = q + \frac{d}{3} \quad \text{但, } d = \text{mod}(n+1)_3$$

따라서 아래와 같이 세개의 경우로 나누어

①  $d=0$ 일 경우

最終 companion 回路의 素子定數는

$$\begin{aligned} G_{sn} &= a_{n-2}/k^{q-1} \\ C_{sn} &= a_{n-1}/k^{q-1} \\ C_{Dsn} &= a_n/k^{q-1} \cdot H \\ G_{pn} &= (b_{n-2} - a_{n-2})/k^{q-1} \\ C_{pn} &= (b_{n-1} - a_{n-1})/k^{q-1} \\ C_{Dpn} &= (b_n - a_n)/k^{q-1} \cdot H \end{aligned}$$

이 素子定數를 써서 全體의인 開放回路 電壓傳達函數로 表示하면

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\sum_{m=1}^q (G_{sm} + C_{sm}s + HC_{Dsn}s^2)k^{m-1}}{\sum_{m=1}^q [(G_{pm} + G_{pm}) + (C_{sm} + C_{pm})s + H(C_{Dsm} + C_{Dpm})s^2]k^{m-1}} \quad (69)$$

②  $d=1$ 일 경우에는

$$\begin{aligned}
 G_{sn} &= a_n/k^q \\
 C_{sn} &= 0 \\
 C_{Dsn} &= 0 \\
 G_{pn} &= (b_n - a_n)/k^q \\
 C_{pn} &= 0 \\
 C_{Dpn} &= 0
 \end{aligned}$$

이 되며 全體의인 傳達函數는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\sum_{m=1}^q (G_{sm} + C_{sm}s + HC_{Dsm}s^2)k^{m-1} + G_{sw}k^q}{\sum_{m=1}^q [(G_{pm} + G_{sm}) + (C_{pm} + C_{sm})s + H(C_{Dsm} + C_{Dpm})s^2]k^{m-1} + (G_{pw} + G_{sw})k^q} \quad (70)$$

여기서  $w=q+1$ 이다.

③  $d=2$ 일 경우에는

$$\begin{aligned}
 G_{sn} &= a_{n-1}/k^q \\
 C_{sn} &= a_n/k^q \\
 C_{Dsn} &= 0 \\
 G_{pn} &= (b_{n-1} - a_{n-1})/k^q \\
 C_{pn} &= (b_n - a_n)/k^q \\
 C_{Dpn} &= 0
 \end{aligned}$$

이 되고 傳達函數는 다음과 같다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\sum_{m=1}^q (G_{sm} + C_{sm}s + HC_{Dsm}s^2)k^{m-1} + (G_{sw} + C_{sw}s)k^q}{\sum_{m=1}^q [(G_{pm} + G_{sm}) + (C_{pm} + C_{sm})s + H(C_{Dsm} + C_{Dpm})s^2]k^{m-1} + [(G_{pw} + G_{sw}) + (C_{pw} + C_{sw})s]k^q} \quad (71)$$

### 6. 感度解析

簡單한 境遇로서

$$T(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2}{b_0 + b_1s + b_2s^2}$$

로 주어지는 2次의 電壓傳達函數의 感度解析을 한다.

이때의 發振周波數  $\omega_0$ 와  $Q$ 는 각각

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} \quad (72)$$

$$Q = \frac{\sqrt{b_2 b_0}}{b_1} \quad (73)$$

로 表示되며 定數  $e$ 의 變動에 對한  $\omega_0$ 와  $Q$ 의 感度を 각각  $s_e^{\omega_0}, s_e^Q$ 라하면 다음과 같이 定義된다.

$$s_e^{\omega_0} = \frac{e}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial e} \quad (74)$$

$$s_e^Q = \frac{e}{Q} \frac{\partial Q}{\partial e} \quad (75)$$

FDNR을 使用해서 實現한 2次의 電壓傳達函數를 素子 定數로 表示하면

$$T(s) = \frac{G_s + C_s s + HC_{Ds} s^2}{(G_s + G_p) + (C_s + C_p)s + H(C_{Ds} + C_{Dp})s^2} \quad (50)$$

이고 이식의 係數를 使用해서  $\omega_0$ 와  $Q$ 의 感度を 表現하던 다음의 表와 같다.

表 1. 定數의 變動에 對한  $Q$ 와  $\omega_0$ 의 感度

$e$	$s_e^Q$	$s_e^{\omega_0}$
$C_{DS}$	$C_{DS}/2(C_{DS} + C_{DP})$	$-C_{DS}/2(C_{DS} + C_{DP})$
$C_{DP}$	$C_{DP}/2(C_{DS} + C_{DP})$	$-C_{DP}/2(C_{DS} + C_{DP})$
H	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
$G_s$	$G_s/2(G_s + G_p)$	$G_s/2(G_s + G_p)$
$G_p$	$G_p/2(G_s + G_p)$	$G_p/2(G_s + G_p)$
$C_s$	$-C_s/(a_s + C_p)$	0
$C_p$	$-C_p/(C_s + C_p)$	0

$|s_e^Q|$ 는  $C_s$ 와  $C_p$ 의 變動에 對해서만 最惡의 경우 1이 되나 此外의 定數變動에 對해서는  $\frac{1}{2}$ 을 超過하지 못한다.  $|s_e^{\omega_0}|$ 는 어느 定數의 變動에 對해서도  $\frac{1}{2}$ 을 超過하지 못한다.

### 7. 實驗과 檢討

實際의 電壓傳達函數를 實現하기 위하여 다음과 같은 傳達函數로 주어지는 5次의 塔원 函數低域通過濾波回路를 對象으로 한다.

$$T(s) = \frac{1 + 1.35s^2 + 0.4203s^4}{1 + 3.125s + 4.527s^2 + 7.588s^3 + 3.837s^4 + 4.394s^5} \quad (77)$$

이 傳達函數를 實現하기 위하여  $h(s)$ 가  $s^3$ 에 比例하는 CGIC를 구성할 必要가 있는데 이 目的으로 그림 13에서  $C=0.1\mu F$ ,  $R=1k\Omega$ 로 定하였다. 이 回路網에서의 Op. Amp는  $\mu A741$ 을 썼다. 이 CGIC의 admittance 變換函數  $h(s)$ 는 (54)式으로부터  $10^{-12}s^3$ 이 된다. 주어진 函數를 前述한 理論에 따라  $T_A(s)$ 와  $T_C(s)$ 로 나누면 각각

$$T_A(s) = \frac{1 + 1.35s^2}{1 + 3.125s + 4.527s^2}$$

$$T_C(s) = \frac{0.4203s}{7.588 + 3.837s + 4.394s^2}$$

이 各各의 2次傳達函數는 그림 12와 같이 구된다. 周波數 scaling factor를  $10^4$ 로 定하고 (68)式에 따라 回路素子의 定數를 定하면  $T_A(s)$ 에 대해서는

$$G_s = 10^{-4} \cup (10k\Omega \text{ 저항})$$

$$G_p = 0$$

$$C_s = 0$$

$$C_p = 0.03125\mu F = 0.0312\mu F$$

$$C_{Ds} = 0.0135\mu F$$

$$G_{Dp} = 0.03177\mu F = 0.0318\mu F$$

이때  $T_C(s)$ 에 대해서는

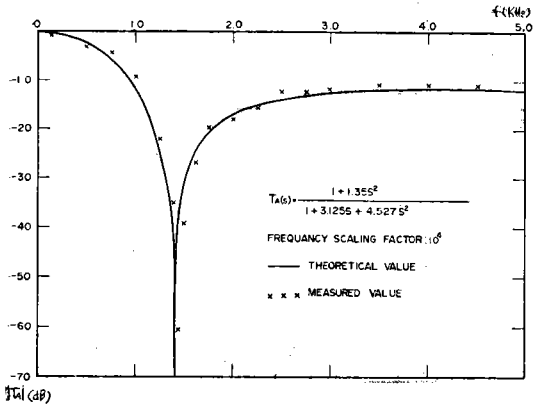


그림 16.  $T_A(s)$ 의 周波數特性

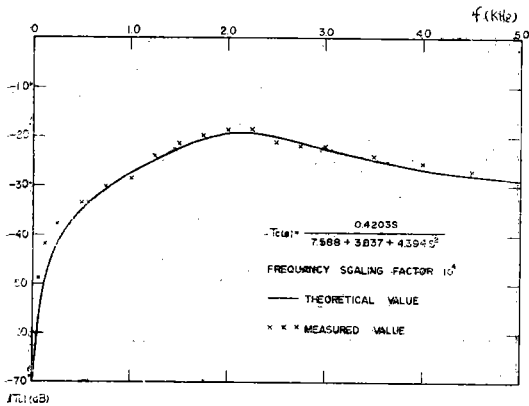


그림 17.  $T_C(s)$ 의 周波數特性

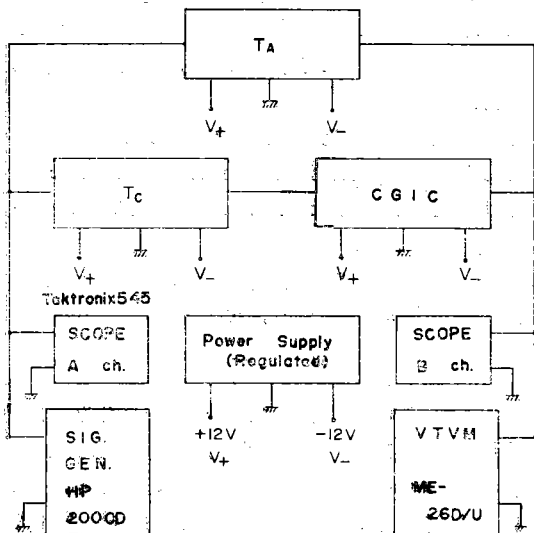


그림 18. 實驗장치의 구성소

$$G_s = 0$$

$$G_p = 7.588 \times 10^{-4} \Omega (= 1.32k\Omega \text{ 저항})$$

$$C_s = 0.004203 \mu\text{F} = 0.0042 \mu\text{F}$$

$$C_p = 0.034167 \mu\text{F} = 0.0342 \mu\text{F}$$

$$C_{D_s} = 0$$

$$C_{D_p} = 0.04394 \mu\text{F} = 0.0439 \mu\text{F}$$

가 된다. 두 경우의 CGIC의 受動素子定數를 함께  $C = 0.1 \mu\text{F}$ ,  $R = 1k\Omega$ , 그리고 Op. Amp.는  $\mu\text{A}741$ 을 사용하였다. 素子定數는 Universal bridge(GR-1650)로 측정하여 그 tolerance가 2%를 넘지 않는 것을 사용하였다.

$T_A(s)$  및  $T_C(s)$ 를 구현한 回路網의 周波數特性的 計算値와 實測値를 그림 16, 17에 表示하였다.

다음에  $T_A(s)$ ,  $T_C(s)$  및 CGIC를 그림 18과 같이 連結하고 低域通過濾波器로서의 周波數特性을 測定하여 그림 19에 表示하였다. 通過帶域과 阻止帶域에서의 level의 差가 30dB 以上이고 理論値와 比較해서 滿足할만한 roll off 特性을 나타내고 있다.  $T_A(s)$ ,  $T_C(s)$ 의 두個의 block의 구체적인 回路結線圖를 그림 20에 나타내었다. 本方法에 依한 傳達函數의 實現方法이 妥當함을 보여주고 있는데 傳達函數의 分母分子의 項을 3個項씩 區分하여 나가는 方法이므로 高次의 傳達函數의 實現에 利用度가 있다.

### 8. 結 論

4個의 演算增幅器를 使用하여 接地—非接地 FDNR (Frequency Dependent Negative Resistance)를 구성하는 새로운 方法을 考察하였으며 이 雙 하나와 R, C 각 2 個로서 雙二次形의 開放電壓傳達函數를 實現할 수 있는 BIQUAD가 얻어진다.

傳達函數의 分母分子를 低次項부터 3個項씩 區分하고 admittance 變換函數가  $s^3$ 에 比例하는 CGIC와 上記한 BIQUAD를 反復交代하여 使用하면 任意의 次數의 傳達函數를 實現할 수 있다.

從前의 方法은 2個項씩 區分하였으나 本方法에서는 3個項씩 區分하여 處理할 수 있으므로 高次의 傳達函數의 實現에 利用될 수 있다. 實際로 5次의 低域通過濾波特性函數를 本方法으로 實現하여 그 特性을 檢討함으로써 本方法의 妥當性을 立證하였다.

### 參 考 文 獻

1. J.M. Sippess, "Synthesis of active RC networks", IRE Trans. on Circuit Theory, Vol. CT-8, pp. 260-269, September 1961.
2. S.K. Mitra and N.M. Herbst, "Synthesis of

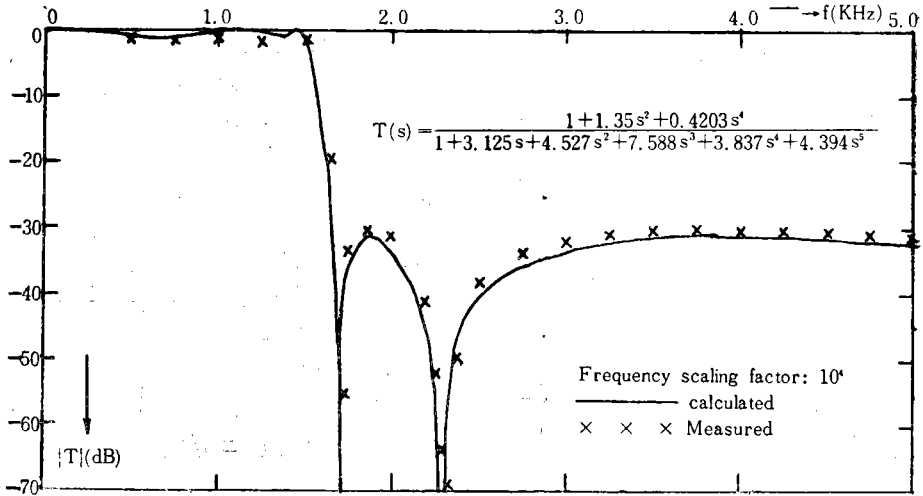
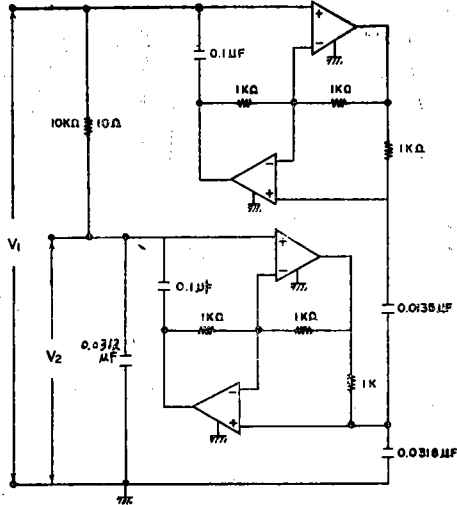
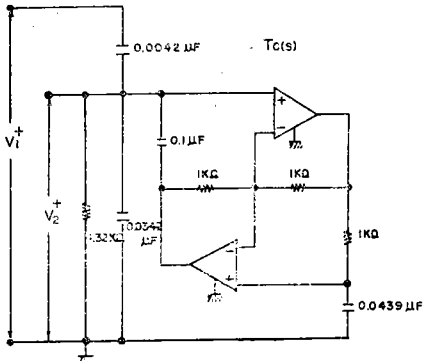


그림 19. 低域濾波回路網의 周波數特性



(a)  $T_A(s)$



(b)  $T_C(s)$

그림 20.  $T_A(s)$ 와  $T_C(s)$ 의 實現結線圖

active RC one-ports using gneralized impedance converters", IEEE Trans. on Circuit Theory,

Vol. CT-10, pp. 532, December 1963.

3. Gorski-Popiel, "RC active synthesis using positive impedance converters", Electronics Letters Vol. 3, pp. 381-382, August 1967.
4. 李永根, "GIC回路 및 그 應用에 關하여", 大韓電子工學會誌 第9卷第3號 1972年 6月.
5. 李太遠, "電流變換 GIC에 依한 傳達函數實現方式", 大韓電子工學會誌 第11卷第3號 1974年 6月.
6. L.T. Bruton, "Network transfer functions using the concept of frequency dependent negative resistance", IEEE Trans. on Circuit Theory, CT-16, pp. 406-408, August 1969.
7. L.T. Bruton, "Frequency selectivity using positive impedance converter type networks", Proc. IEEE(Letters) Vol. 56, pp. 1378-1379, August 1968.
8. A. Antoniou, "Novel RC-active network synthesis using generalized immittance converters", IEEE Trans. on Circuit Theory, CT-17, pp. 212-217, May 1974.
9. 金明圭, "FDNR 素子の 分析과 그 應用에 關한 研究", 서울大學校 碩士論文, 1974.

謝 辭

本 研究를 위하여 平준히 指導하여 주신 서울大學校 工科大學 電子工學科의 崔桂根 教授任과 平素 많은 鞭撻을 주신 朴麒洙教授任, 李鍾珽教授任, 安秀祐助教授에게 깊은 感謝를 드리며 特히 有益한 討論과 實驗의 便宜를 베풀어 주신 同科學科長 李晷漢教授任과 韓國科學院의 朴松培教授任에게 謝意를 表합니다.