

電流變換 GIC 에 의한 傳達函數實現方式

(Realization of Transfer Functions Using Current Conversion GIC's)

李 太 遠
(Rhee, Tae Weon)

要 約

任意的 次數의 傳達函數의 實現에 電流變換 GIC 를 쓰는데 그 admittance 變換函數 $h(s)$ 가 k/s^2 되게 하는 경우와 k/s 가 되게 하는 경우의 두가지에 대해서 實現方法을 提示하였다. $h(s)=k/s$ 의 方法이 受動回路 網에 Capacitor 를 要求하지 않은 利點이 있으나 必要的 GIC의 個數가 $h(s)=k/s^2$ 의 경우보다 많아진다. 提示된 두가지 方法으로 2次의 傳達函數를 實現하였고 回路素子의 Q와 發振周波數에 對한 Sensitivity를 調査하여 $h(s)=k/s^2$ 의 方式이 比較적으로 有利함을 밝혔다.

ABSTRACT

Two realization procedures of any open-circuit transfer functions are presented through the use of generalized immittance converters composed of two operational amplifiers and passive elements. The first procedure is to select the admittance conversion, $h(s)$, to be k/s^2 , and the second one to be k/s . The merit of the second procedure is the elimination of capacitors in passive networks, however, requires more CGIC's than the first. The second-order transfer function is realized in the two methods under discussion to find that the sensitivity of Q factor and the undamped oscillation frequency to the variation of circuit elements. The first procedure proved to be favorable from the view point of sensitivities.

I. 序 論

1954년에 J.G. Linvill 이 RC 能動濾波器에 關한 論文을 發表한 以後로 周波數選擇特性을 가지는 回路網의 構成에서 Inductor 素子를 除去하기 위한 能動回路網의 研究가 本格化되었으며 能動素子로서 增幅器, Gyration, Negative immittance converter(NIC) 등이 쓰여져 왔다. NIC는 入力 impedance가 出力端에 連結된 負荷 impedance와 反對부호가 되는 能動4端子回路網으로서 $Z_1 = -kZ_L$ 의 關係가 成立하는데 $-k$ 를 一般的인 函數 $f(s)$ 로 代置하면 $Z_1 = f(s)Z_L$ 가 되어 General immittance converter(GIC)가 되고 $f(s)$ 를 impedance 變換函數라고 한다. Admittance 로 表示

하면 $Y_1 = h(s)Y_L$ 이고 $h(s)$ 는 Admittance 變換函數라고 하며 $h(s)=1/f(s)$ 의 關係가 있다. NIC에 두가지 種類가 있듯이 GIC에도

$$V_1 = f(s)V_2$$

$$I_1 = -I_2$$

로 表示되는 電壓變換GIC(VGIC)와

$$V_1 = V_2$$

$$I_1 = -h(s)I_2$$

로 表現되는 電流變換 GIC(CGIC)가 있다. Andreas Antoniou는 $h(s)$ 가 S^2 에 比例하는 CGIC를 能動素子로 써서 傳達函數를 實現하는 方式⁽¹⁾을 發表하였고 國內에서는 李永根教授는 $h(s)$ 가 S 에 比例하는 方式⁽²⁾을 發表하였다.

本 論文에서는 $h(s)$ 가 $\frac{1}{s^2}$ 에 比例하는 方式과 $\frac{1}{s}$ 에 比例하는 方式의 두 가지를 써서 傳達函數實現의 方案을 提示하여 Sensitivity를 檢討하기로 한다.

* 正會員, 中央大學校工科學 電子工學科
Electronics Dept., College of Engineering,
Jung-ang Univ.

接受日字: 1974年 6月 28日

II. CGIC의 構成

電壓利得이 無限大인 演算增幅器를 써서 CGIC를 構成하는 回路의 一例¹⁾가 그림 1이며 이 CGIC의 admittance 變換函數는

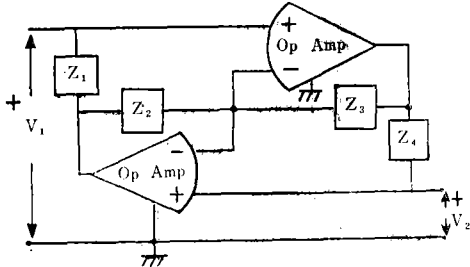


그림 1. 演算增幅器를 쓴 CGIC
Fig. 1. CGIC using Operational Amplifiers

$$h(s) = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3} \quad (1)$$

Z₁과 Z₃가 Capacitance, Z₂와 Z₄가 抵抗만으로 되어 h(s)가 S²에 正比例되게 한 것이 Antoniou의 방식이다. 本論文에서는 Z₁과 Z₃을 抵抗, Z₂와 Z₄를 Capacitance로 하여 Z₁=R₁, Z₃=R₃, Z₂=1/SC₂,

$$Z_4 = \frac{1}{sC_4} \text{로 놓고}$$

$$h(s) = \frac{1}{C_1 C_3 R_2 R_4 s^2} = k/s^2 \quad (2)$$

$$\text{但 } k = 1/C_1 C_3 R_2 R_4$$

와 같이 admittance 變換函數가 1/s²에 比例하는 방식과 또 다른 방식으로 Z₁과 Z₃中의 어느하나를 Capacitance(예를 들어 Z₁이 Capacitance), 나머지의 3개의 impedance는 純抵抗으로 하여

$$h(s) = \frac{1}{C_1 R_2 R_3 R_4 s} = k/s \quad (3)$$

$$\text{但 } k = 1/C_1 R_2 R_3 R_4$$

即 h(s)가 1/S에 比例하도록 하는 두 방식으로서 주어진 回路網을 實現하는 方法을 研究하기로 한다.

III. h(s)=k/s²의 境遇의 回路網實現

安定條件이 滿足된 開放回路電壓傳達函數를 다음과 같이 놓는다.

$$T(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} = \frac{\sum_{i=0}^n a_i s^i}{\sum_{i=0}^n b_i s^i} \quad (4)$$

이 式의 係數는 實數이며 係數間의 必要條件에 對해서는 後述하기로 하고 一般의 4端子網의 開放回路電壓比를 y-parameter로 나타내면

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{-y_{21}}{y_{22}} \quad (5)$$

(4)式의 分母分子를 sⁿ⁻¹로 나누면

$$T(s) = \frac{a_n s + a_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i}{b_n s + b_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i} \quad (5)$$

(5)式과 (6)式을 比較하여

$$\left. \begin{aligned} -y_{21} &= (a_n s + a_{n-1}) + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i \\ y_{22} &= (b_n s + b_{n-1}) + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

라고 놓고 이 4端子回路網을 그림 2와 같이 A와 B의 두 개의 4端子回路網이 Cascade 接續되었다고 하면

$$\left. \begin{aligned} -y_{21} &= -y_{A21} + (-y_{B21}) \\ y_{22} &= y_{A22} + y_{B22} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

와 같이 y-parameter를 y_A와 y_B로 나누면

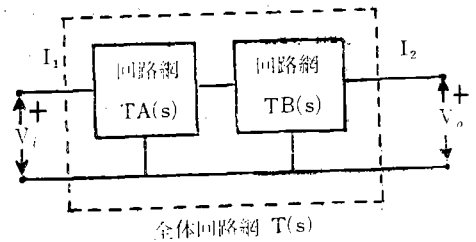


그림 2. 回路網 A와 B의 cascade
Fig. 2. Decomposition of Network

(5)式은

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{-y_{A21} + (-y_{B21})}{y_{A22} + y_{B22}} \quad (9)$$

(7)式과 (8)式을 比較하여

$$-y_{A21} = a_n s + a_{n-1}, \quad -y_{B21} = \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i \quad (10)$$

$$y_{A22} = b_n s + b_{n-1}, \quad y_{B22} = \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i \quad (11)$$

따라서 A와 B의 回路의 開放回路電壓傳達函數는

$$T_A(s) = \frac{-y_{A21}}{y_{A22}} = \frac{a_n s + a_{n-1}}{b_n s + b_{n-1}} \quad (12)$$

$$T_B(s) = \frac{-y_{B21}}{y_{B22}} = \frac{\frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i}{\frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i} \quad (13)$$

T_A(s)로 주어지는 1次的 傳達函數를 實現하면 그림 3과 같이 素子들의 定數는

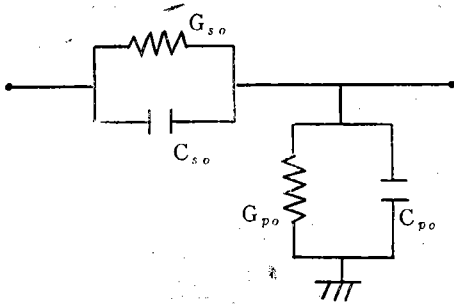


그림 3. $T_{A(s)}$ 의 實現
Fig. 3. Realization of $T_{A(s)}$

$$\left. \begin{aligned} G_{s0} &= a_{n-1} & C_{s0} &= a_n \\ G_{p0} &= b_{n-1} - a_{n-1} & C_{p0} &= b_n - a_n \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

으로 나타낼 수 있으며 $b_i > a_i$ 의 條件이 要求된다. 任意의 次數의 傳達函數의 實現은 (14)式으로 素子定數가 주어지는 그림 2와 같은 1次的 傳達函數 $T_{A(s)}$ 와 別途의 傳達函數인 $T_{B(s)}$ 의 實現으로 나누어진다.

$T_{B(s)}$ 를 實現하기 위해서 4端子回路網 B를 別途의 4端子網 C와 $h(s)$ 가 k/s^2 인 CGIC가 Cascade 된 그림 4와 같은 回路로 바꾼다. 回路網 B의 y -matrix는

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_{B2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ y_{B21} & y_{B22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_{B2} \end{pmatrix} \quad (15)$$

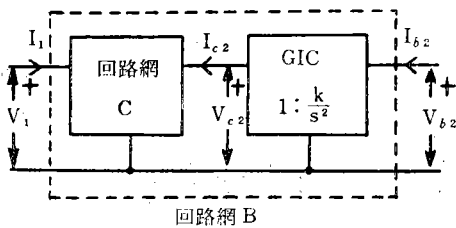


그림 4. CGIC를 利用한 回路網 B의 分解
Fig. 4. Decomposition of Network B using CGIC

인데 CGIC의 特性에 의하여 $V_{B2} = V_{C2}$, $I_{B2} = \frac{k}{s^2} I_{C2}$ 의 關係가 成立함으로 (15)式을 고쳐 쓰면

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ \frac{k}{s^2} I_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ y_{B21} & y_{B22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{pmatrix} \quad (16)$$

即

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ \frac{s^2}{k} y_{B21} & \frac{s^2}{k} y_{B22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{pmatrix} \quad (17)$$

이 式에서

$$\left. \begin{aligned} y_{C21} &= \frac{s^2}{k} y_{B21} \\ y_{C22} &= \frac{s^2}{k} y_{B22} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

(10), (11) 및 (18)式에서

$$\begin{aligned} -y_{C21} &= \frac{1}{ks^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left[(a_{n-2}s + a_{n-3}) + \frac{1}{s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-4} a_i s^i \right] \quad (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y_{C22} &= \frac{1}{ks^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left[(b_{n-2}s + b_{n-3}) + \frac{1}{s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-4} b_i s^i \right] \quad (20) \end{aligned}$$

$T_{C(s)} = -y_{C21}/y_{C22}$ 로 놓으면

$$T_{C(s)} = \frac{a_{n-2}s + a_{n-3} + \frac{1}{s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-4} a_i s^i}{b_{n-2}s + b_{n-3} + \frac{1}{s^{n-3}} \sum_{i=0}^{n-4} b_i s^i} \quad (21)$$

이 式은 (6)式과 같은 形態가 되어 이 傳達函數의 實現은 1次的 函數와 別途의 函數의 實現으로 나누어진다. 即 $T_{C(s)}$ 의 實現이 $T_{A(s)}$ 와 $T_{B(s)}$ 의 兩 傳達函數의 實現으로 나누어 지듯이 $T_{C(s)}$ 의 實現도 나누어 지며 最終的으로 s 의 次數가 零이 될때까지 이 過程을 反復하면 어떠한 次數의 傳達函數라도 實現할 수 있으

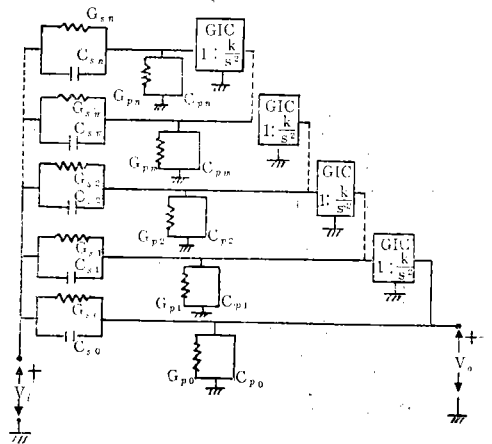


그림 5. 任意의 次數의 傳達函數의 實現
Fig. 5. Realization of general transfer function

며 n 次的 傳達函數를 實現했을 때 m 번째 Companion circuit의 受動素子定數는 $M = n - 2m$ 라고 놓을 때

$$\begin{aligned} G_{s_n} &= a_{M-1} k^{-m} \\ C_{s_n} &= a_M k^{-m} \\ G_{p_n} &= (b_{M-1} - a_{M-1})^{-m} \\ C_{p_n} &= (b_M - a_M) k^{-m} \end{aligned}$$

次數 n 이 偶數일 때 $N = \frac{n}{2}$ 이라고 하면

$$\begin{aligned} C_{s_n} &= a_0 k^{-N}, & G_{s_n} &= 0 \\ C_{p_n} &= (b_0 - a_0) k^{-N}, & G_{p_n} &= 0 \end{aligned}$$

次數 n 이 奇數일 때 $N = \frac{n-1}{2}$ 라고 하면

$$G_{sn} = a_0/k^{N+1}, \quad C_{sn} = a_1/k^{N+1}$$

$$G_{pn} = (b_0 - a_0)/k^{N+1}, \quad C_{pn} = b_1/k^{N+1}$$

그림 5과 같이 實現된 回路網素子定數를 써서 開放回路電壓傳達函數를 나타내기도 한다. 次數가 偶數이면

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} k^m (sC_{sn} + G_{sn}) s^{n-2m-1} + k^{\frac{n}{2}} C_{s\frac{n}{2}}}{\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} k^m [(C_{pn} + C_{sn}) + (G_{pn} + G_{sn})] s^{n-2m-1} + k^{\frac{n}{2}} (C_{p\frac{n}{2}} + C_{s\frac{n}{2}})}$$

次數가 奇數일 때에는

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} k^m (sC_{sn} + G_{sn}) s^{n-2m-1}}{\sum_{m=0}^{\frac{n}{2}-1} k^m [s(C_{pn} + C_{sn}) + (G_{pn} + G_{sn})] s^{n-2m-1}}$$

IV. $h(s) = k/s$ 의 경우의 回路網實現

(4)式으로 주어지는 安定된 傳達函數의 分母分子를 s^n 으로 나누면

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

이것을 (5)式과 비교하면

$$\left. \begin{aligned} -y_{21} &= a_n + \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i \\ y_{22} &= b_n + \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

주어진 傳達的函數를 實現하기 위하여 A와 B의 두 개의 4端子回路으로 나누어 y -parameter를 (8)式과 같이 分離하면

$$\left. \begin{aligned} -y_{A21} &= a_n & -y_{B21} &= \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i \\ y_{A22} &= b_n & y_{B22} &= \frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

回路網 A, B의 傳達函數는

$$T_{A(s)} = \frac{a_n}{b_n} = \frac{-y_{A21}}{y_{A22}} \quad (27)$$

$$T_{B(s)} = \frac{\frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i}{\frac{1}{s^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i} = \frac{-y_{B21}}{y_{B22}} \quad (28)$$

$T_{A(s)}$ 로 주어지는 傳達函數를 實現하면 그림 6와 같고 그 回路의 素子定數는

$$\left. \begin{aligned} G_{s0} &= a_n \\ G_{p0} &= b_n - a_n \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

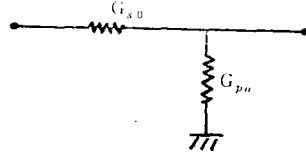


그림 6. $T_A = \frac{a_n}{b_n}$ 의 實現

Fig. 6. Realization of $T_A = \frac{a_n}{b_n}$

이고 前節의 경우와 같이 $b_i > a_i$ 의 條件이 要求된다. $T_{B(s)}$ 를 實現하기 위해서 먼저 경우 即 그림 4에서와 같이 回路網 B를 다른 回路網 C와 CGIC의 Cascade 回路로 바꾸는데 CGIC의 admittance 變換函數를 $h(s) = \frac{k}{s}$ 인 點이 前節의 경우와 다르다. 回路網 B의

y -matrix는 $V_{B2} = V_{C2}$, $I_{B2} = \frac{k}{s} I_{C2}$ 의 關係를 써서

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ \frac{k}{s} I_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ y_{B21} & y_{B22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{pmatrix} \quad (30)$$

고쳐 쓰면

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{B11} & y_{B12} \\ \frac{s}{k} y_{B21} & \frac{s}{k} y_{B22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_{C2} \end{pmatrix} \quad (31)$$

이式에서

$$\left. \begin{aligned} y_{C21} &= \frac{s}{k} y_{B21} \\ y_{C22} &= \frac{s}{k} y_{B22} \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

y_{B21} 와 y_{B22} 를 고쳐 쓰면

$$\begin{aligned} -y_{C21} &= \frac{1}{k s^n} \sum_{i=0}^{n-1} a_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left(a_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i \right) \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} y_{C22} &= \frac{1}{k s^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i s^i \\ &= \frac{1}{k} \left(b_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i \right) \end{aligned} \quad (34)$$

$T_{C(s)} = -y_{C21}/y_{C22}$ 로 놓으면

$$T_{C(s)} = \frac{a_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} a_i s^i}{b_{n-1} + \frac{1}{s^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-2} b_i s^i} \quad (35)$$

이式은 (24)와 같은 形態임으로 이 傳達函數도 遂次的으로 次數를 주려가는 過程을 反復하면 어떠한 次數의 것이라도 그림 6과 같이 實現할 수 있다. 實現된

全體回路網中の m 번 계의 小回路網의 變動素子定數는 $M=n-m$ 라고 할때

$$G_{s,m} = a_m k^m, G_{p,m} = b_m k \quad (36)$$

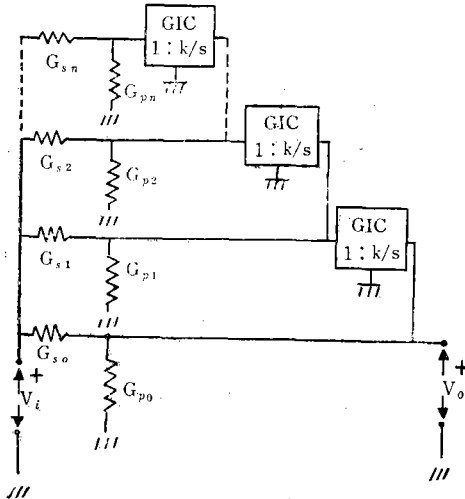


그림 7. $h(s) = \frac{k}{s}$ 에 의한 傳達函數의 實現

Fig. 7. Realization of transfer function using CGIC of $h(s) = k/s$

이고 前節의 경우와 같은 n 의 偶數, 奇數의 區別이 必要없다. 그림 7과 같이 實現된 回路網素子定數를 써서 開放電壓傳達函數를 나타내면 次數의 偶, 奇數에 關係없이

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\sum_{m=0}^n k^m G_{s,m} s^m}{\sum_{m=0}^n k^m G_{p,m} s^m} \quad (37)$$

但, $M=n-m$

V. Sensitivity 檢討

2次의 傳達函數의 實現을 例로 하여 III節과 IV節의 方式에 의해서 實現했을 때의 回路素次定數의 變動에 대한 Q 와 無制動發振周波數 ω_0 의 sensitivity를 調査한다. 2次傳達函數를

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (38)$$

이때의 Q 는

$$Q = \sqrt{b_2 b_0} / b_1 \quad (39)$$

이고 ω_0 는

$$\omega_0 = \sqrt{b_0 / b_2} \quad (40)$$

이다.

먼저 $h(s) = k/s^2$ 인 CGIC를 써서 實現할 때의 Sensitivity를 求하기 위하여 (38)式인 2次傳達函數를 쓰면 (22)式에 의하여

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{C_{s0} s^2 + G_{s0} s + k C_{s1}}{(C_{p0} + C_{s0}) s^2 + (G_{p0} + G_{s0}) s + k(C_{p1} + C_{s1})} \quad (41)$$

이式을 (38)式과 比較하여 (39)式에 代入하여 Q 를 구하면

$$Q = \frac{\sqrt{k(C_{p1} + C_{s1})(C_{p0} + C_{s0})}}{(G_{p0} + G_{s0})} \quad (42)$$

이 回路網의 素子定數 中에서 Q 에 影響을 주는 것이 $k, C_{s1}, C_{s1}, C_{p0}, C_{s0}, G_{p0}, G_{s0}$ 인데 이것들中의 어느 하나의 變動에 對한 Q 의 Sensitivity는

$$S_e^Q = \frac{e}{Q} \frac{\partial Q}{\partial e} \quad (43)$$

으로 주어지며 e 는 어느 하나의 素子定數이다. 또 (38)式과 이式을 比較하여 (40)式에 의하여 ω_0 를 쓰면

$$\omega_0 = \sqrt{k(C_{p1} + C_{s1}) / (C_{p0} + C_{s0})} \quad (44)$$

素子定數에 對한 ω_0 의 Sensitivity는

$$S_e^{\omega_0} = \frac{e}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial e} \quad (45)$$

表現式에 包含되어 있는 素子에 對한 Q 와 ω_0 의 Sensitivity를 求한 것이 다음의 表이다.

e	S_e^Q	$S_e^{\omega_0}$
G_{p0}	$-G_{p0} / (G_{p0} + G_{s0})$	0
G_{s0}	$-G_{s0} / (G_{p0} + G_{s0})$	0
k	1/2	1/2
C_{p1}	$C_{p1} / 2(C_{p1} + C_{s1})$	$C_{p1} / 2(C_{p1} + C_{s1})$
C_{s1}	$C_{s1} / 2(C_{p1} + C_{s1})$	$C_{s1} / 2(C_{p1} + C_{s1})$
C_{p0}	$C_{p0} / 2(C_{p0} + C_{s0})$	$-C_{p0} / 2(C_{p0} + C_{s0})$
C_{s0}	$C_{s0} / 2(C_{p0} + C_{s0})$	$-C_{s0} / 2(C_{p0} + C_{s0})$

이 表에 나타난 素子の 어느 것에 對해서도 Q 의 Sensitivity는 그 絕對值가 1에 未達하며 $C_{p0}=0, C_{s0}=0$ 일 경우에 단 1이 되므로 S_e^Q 가 낮음을 알수 있다. ω_0 에 對한 Sensitivity는 1/2以下이다.

다음에 $h(s) = k/s$ 인 CGIC를 써서 實現할 때를 考察하기 위하여 (37)式에 의해서 2次의 傳達函數를 表示하면

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G_{s0} s^2 + k G_{s1} s + k^2 G_{s2}}{G_{p0} s^2 + k G_{p1} s + k^2 G_{p2}} \quad (46)$$

이 式에 의해서 Q 와 ω_0 는

$$Q = \frac{\sqrt{k^2 G_{p2} \cdot G_{p0}}}{k G_{p1}} = \frac{\sqrt{G_{p2} \cdot G_{p0}}}{G_{p1}} \quad (47)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k^2 G_{p2}}{G_{p0}}} = k \sqrt{\frac{G_{p2}}{G_{p0}}} \quad (48)$$

이 表現式에 包含된 素子定數에 對한 Q 와 ω_0 의

Sensitivity 를 求한 것이 다음의 表이다.

G_{p1} 以外の 素子定數에 對한 Q 의 Sensitivity 는 그 絶對值가 $\frac{1}{2}$ 이고 特히 k 에 對해서는 無關하다.

ω_0 는 k 以外の 素子에 對해서는 Sensity 의 絶對值가 $\frac{1}{2}$ 임을 알 수 있다.

e	S_e^Q	$S_e^{\omega_0}$
k	0	1
G_{p0}	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
G_{p1}	-1	0
G_{p2}	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$

項式을 두個의 項씩 모아서 處理하고 있는 反面에 $h(s)=k/s$ 의 경우에는 多項式의 各項을 段階的으로 處理하므로 必要한 CGIC의 個數가 먼저 경우보다 많아 지지만 變動回路網에 Capacitor 를 必要하지 않음으로 有利하다. Sensitivity 의 面에서 보면 $h(s)=k/s^2$ 의 경우에는 어느 素子에 對해서도 1未滿이지만 $h(s)=k/s$ 의 경우에는 素子에 따라서 Sensitivity 의 絶對值가 1이 되기도 하여 Sensitivity 의 面에서는 前者가 有利하다.

VI. 結 論

電流變換 GIC의 admittance 變換函數인 $h(s)$ 가 k/s^2 와 k/s 인 두가지 경우에 任意의 次數의 傳達函數의 實現方法에 關해서 論述하였는데 傳達函數의 分母의 係數가 分子의 같은 次數의 係數보다 커야한다는 條件을 要求하고 있지만 分子에 充分히 작은 正의 常數를 곱하면 되고 $a_1 < 0$ 인 경우에는 電壓利得이 -1인 增幅器를 入力端에 挿入하면 됨으로 如何한 形態의 傳達函數라도 實現可能하다.

$h(s)=k/s^2$ 의 경우에는 傳達函數의 分母 分子의 多

參 考 文 獻

1. A. Antoniou, "Novel RC active-network synthesis using generalized immittance converters," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-17, pp.212-217 May 1970
2. 李永根, "GIC 回路 및 그 應用에 關하여" 大韓電子工學會誌 9卷 3號 1972年 6月
3. L.P. Huelsman, Active Filters; Lumped, Distributed, Integrated, Digital, and Parametric, McGraw-Hill, 1970