

능동 RC 여파기 (Active RC Filter)

李 興 九* 李 文 基**
(Lee, Hung Ku) (Lee, Moon Key)

要 約

負임피던스 變換器를 사용한 능동 RC 여파기의 RC 회로망의 極의 최적치 선정방법과 安定度 개선책을 論했다. 아울러 실제예로 차단주파수 3.4KC, 모듈라角 55°인 2차연립 Chebyshev 특성을 갖는 저주파 능동 RC 여파기를 설계하여 실험한 결과 이론치와 잘 일치했으며 동작 또한 안정했다.

Abstract

The paper presents pole optimization in RC network of active RC filter using current inversion negative impedance converter.

And also emphasis is placed on improving the stability of the active RC filter.

Experimental results obtained with active RC low pass filter, having Chebyshev 2nd order response and modular angle 55°, cutoff frequency 3.4KC, are shown and compared with theoretical curves.

1. 序 論

低周波數에서 인던턴스를 사용하지 않고 RC 素子만으로 여파기를 구성한다면 RLC 여파기에 비해 소형화될 수 있고 경제적이며 信賴性 또한 좋아진다. 그러나 이 RC 여파기는 R과 C素子만으로 回路函數를 나타내야 하기 때문에 많은 제한을 받게 된다. 예를 들면 이 受動 RC 여파기는 等價特性的 RLC 여파기보다도 더욱 복잡해져서 回路素子가 많이 필요하게 되며 삽입손실도 증가하고 Q값도 저하된다. 이런 결점을 제거하기 위해서 受動 RC 回路와 能動素子(演算增器, 負임피던스變換器, 자이레이트 등)로 여파회로를 구성하면 RLC 회로망으로 실현시킬 수 있는 회로망 함수를 전부 얻을 수 있을 뿐만 아니

라 受動 RC 回路로써는 얻을 수 없는 驅動點이나 傳達特性도 얻을 수 있다. 따라서 이와 같은 能動素子를 사용한 能動 RC 회로망 합성에 관한 연구가 오래 전부터 Linvill과 Yanagisawa 등에 의해 이루어졌다⁽¹⁻⁵⁾.

그런데 이와 같은 능동 RC 여파기는 安定度の 개선책이 중요한 문제이다. 즉, RLC 회로망 전달함수의 極은 左一半複素平面上에 존재해야 하므로 그 회로소자값이 미소량 변하거나 표유용량이 나타나도 불안정하게 되지 않는다. 그러나 능동여파기는 수동소자나 능동소자의 미소변화에 따라 불안정하게 되어 그의 안정도가 중요하게 된다.

따라서 본논문에서는 負임피던스 變換器의 變換比 변동을 최소로 하여 感度(능동소자의 변동에 의한 전달함수의 편차)를 개선하기 위한 RC 회로의 極(負의 實根)의 최적치를 선정하여 2차의 연립 Chebyshev 다항식특성을 갖는 저주파 능동 RC 여파기 구성이론을 전개하여 그 실

* 광운전자공과대학 전자공학과

** Dept. of Electronic Engr., Kwang Woon Electronic College

제예를 실험 검토했다.

2. 부임피던스 變換器^(6.7)

2-1 電壓, 電流反轉型 부임피던스 變換器

부하 임피던스가 Z_L 인 일반적인 4 단자 회로망을 h 파라미터로 표시하면 그림 2-1 과 같다. 여기서 입력임피던스 Z_{in} 은 다음과 같이 구해진다.

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}Z_L}{1+h_{22}Z_L} \dots\dots\dots(2-1)$$

따라서 $Z_{in} = -Z_L$ 을 만족하는 이상적인 부임피던스 變換器(Negative Impedance Converter: 이하 NIC로 약함)가 되기 위한 필요 충분조건은

$$\left. \begin{array}{l} h_{11}=0 \\ h_{22}=0 \\ h_{21} h_{12}=1 \end{array} \right\} \dots\dots\dots(2-2)$$

이 된다. 여기서, 입출력 전압(전류)비는 $Z_{in} = -Z_L$ 을 만족하는 한 임의의 값으로 취할 수 있지만 단위비로 하는게 상례이다.

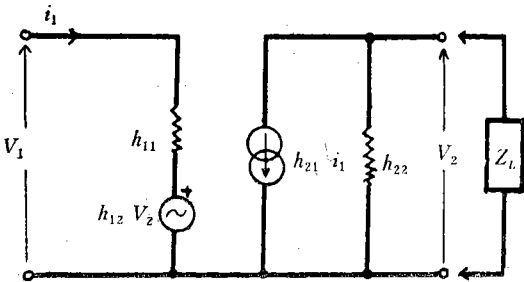


그림 2-1 일반적 4 단자 회로.
General 4 Terminal Network

전압반전형 NIC :

그림 2-1 에서 $h_{11}=0, h_{12}=-1, h_{21}=-1, h_{22}=0$ 되게 하면 $v_1 = -v_2, i_2 = -i_1$ 이 되므로(그림 2-2(a)) 이것을 電壓反轉型 NIC 라 하며 기본구성회로는 그림 2-2(b)와 같다. 여기서 전원전압, 결합콘덴서, 바이어스저항 등은 생략했다.

전압 v_2 가 오른쪽 단자에 인가되면 트랜지스터 Q_B 와 저항 R 이 위상스프리터를 이루고 있으

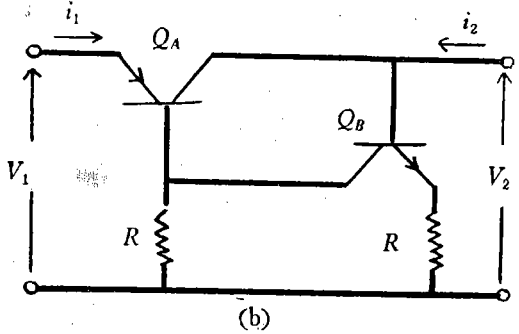
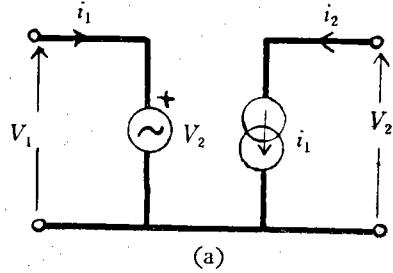


그림 2-2 電壓反轉型 NIC
(Voltage Inversion Type NIC)

므로 Q_A 의 베이스에서의 전압은 $-v_2$ 가 된다. 여기서 Q_A 가 에미터폴로아작용을 하므로 왼쪽 단자전압 v_1 은 $-v_2$ 가 된다. 또 베이스 전류는 무시할 수 있을 정도이므로 트랜지스터 Q_A 의 정상적 동작으로 전류 i_2 는 $-i_1$ 과 같아진다. 그러므로 이론회로인 그림 2-2(a)에서의 조건을 만족하게 된다.

전류반전형 NIC :

그림 2-1 에서 만약 $h_{11}=0, h_{22}=0, h_{12}=+1, h_{21}=+1$ 되게 하면 $v_1 = +v_2, i_2 = i_1$ 이 되므로(그림 2-3(a)) 이런 형을 電流反轉型 NIC 라 하고 기본동작회로는 그림 2-3(b)와 같다. 그림에서 오른쪽 단자에 v_2 전압을 인가하면 Q_1 의 에미터폴로아 작용에 의해 v_1 은 v_2 와 같게 된다. 전류 i_1 은 이 전압과 단자부하에 의해 결정된다. 그런데 Q_1 의 컬렉터전류는 실질적으로 v_1 과 동일하므로 저항 R_1 에 $v_1 = i_1 R_1$ 의 전압강하가 발생한다. 또 저항 R_2 의 전압강하는 실제로 v_1 과 같으므로 Q_2 의 컬렉터에미터 전류 i_2 는 v_1/R_1 혹은

2-2. NIC의 불완전성

대부분의 NIC는 초기에 완전보상이 가능하지만 부수적 소자의 부동으로 인한 오차가 발생하므로 선형동작 조건만을 고려할 경우 이상적 NIC와 비교하여 h 패러미터의 변화로 NIC의 동작 특성 불완전성을 해석한다. 불완전 NIC는 이상적 NIC의 양단자에 직렬, 병렬저항 Δr , ΔR 가 각각 첨가된 h_{11} , h_{22} 로 표시할 수 있다⁽⁶⁾.

그러면 전압비 $v_2/v_1 = k_1$ 이 되고 임피던스비는 $(\frac{v_2}{i_1} / \frac{v_1}{i_1}) = k_2$ 가 되므로 결국

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= \Delta r \\ h_{22} &= \frac{1}{\Delta R} \\ h_{12} &= \frac{1}{k_1} \\ h_{21} &= \frac{k_1}{k_2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2-3)$$

가 된다.

2-3. 전류반전형 NIC의 구성

이론회로인 그림 2-3(b)에 의해서 구성한 전류반전형 NIC의 저주파 등가회로는 그림 2-4와 같다.

이 등가회로에서 h 파라미터 · 매트릭스는

$$\left[\begin{array}{c|c} R_3 - \{r_{e1} + (1 - \alpha_1)r_{b1}\} \left[\frac{\alpha_1\alpha_2 R_1}{(r_{b2} + R_1)(1 - \alpha_2) + R_2 + r_{e2}} - (1 - \alpha_2) \right] & 1 \\ \hline \frac{\alpha_1\alpha_2 R_1}{(r_{b2} + R_1)(1 - \alpha_2) + R_2 + r_{e2}} - (1 - \alpha_2) & 0 \end{array} \right] \dots\dots\dots(2-4)$$

가 됨을 알 수 있다

저항 R_3 는 트랜지스터 Q_1 의 내부 임피던스를 보상하기 위해 사용했다. 만약 R_2 를 조정하여

$$R_2 = r_{e1} + r_{b1}(1 - \alpha_1)$$

되게 하면 전류반전형 NIC의 h 패러미터는 아래와 같게 된다.

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= R_2(1 - h_{21}) = \Delta r & h_{12} &= \frac{1}{k_1} = 1 & h_{22} &= \frac{1}{\Delta R} = 0 \\ h_{21} &= \frac{k_1}{k_2} = \frac{\alpha_1\alpha_2 \frac{R_1}{R_2} - (1 - \alpha_1) \left[\frac{1 + (1 - \alpha_2)(R_1 + r_{b2}) + r_{e2}}{R_3} \right]}{1 + \frac{(1 - \alpha_2)(r_{b2} + R_1) + r_{e2}}{R_2}} & & & & \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2-5)$$

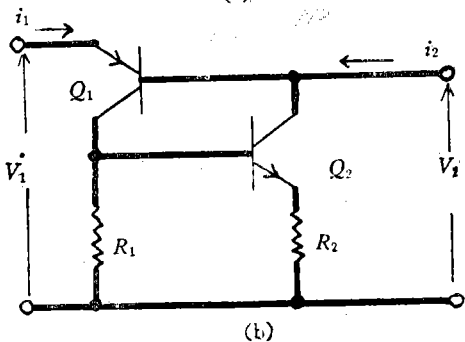
식 2-5에서 트랜지스터의 상수를 알면 임의의 R_2 에 대해 $h_{21} = 1$, $h_{11} = 0$ 되도록 R_1 을 결정할 수 있다.

또한 $h_{12}h_{21}$ 값은 NIC의 감도를 크게 좌우하

므로 $h_{12}h_{21} = 1$ 되도록 해야 한다. 그런데 식 2-5에서,

$$h_{12}h_{21} = \frac{R_1}{R_2} \alpha_1\alpha_2 - (1 - \alpha_2)$$

그림 2-3 電流反轉型 NIC
Current Inversion Type NIC



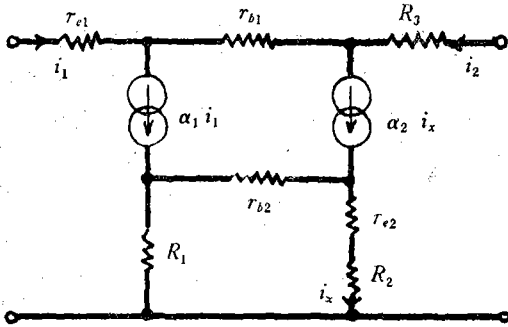


그림 2-4. 전류반전형 NIC의 등가회로
Equivalent Circuit for Current Inversion Type NIC

가 되므로 α_1, α_2 변화에 대한 안정도를 고려해야 한다. 즉, 안정도는 각각

$$S_{\alpha_1}^{h_{12}h_{21}} = \frac{\alpha_1}{h_{12}h_{21}} \left(\frac{dh_{21}h_{12}}{d\alpha_1} \right)$$

$$S_{\alpha_2}^{h_{12}h_{21}} = \frac{\alpha_2}{h_{12}h_{21}} \left(\frac{dh_{12}h_{21}}{d\alpha_2} \right)$$

와 같이 정의되므로 식 2-5를 이용하여 구하면 아래와 같다.

$$S_{\alpha_1}^{h_{12}h_{21}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\alpha_2}$$

$$S_{\alpha_2}^{h_{12}h_{21}} = 1$$

따라서 α_2 변화에 대한 $h_{12}h_{21}$ 변동을 최소로 하기 위한 조건

$$\frac{dh_{12}h_{21}}{d\alpha_2} \approx \frac{dh_{21}}{d\alpha_2} = 0$$

에 의해 소자값을 구한다. 그림 4-2는 실제로 능동 RC 여파기에 사용한 전류반전형 NIC의 회로이다.

3. 能動回路網의 構成理論

3-1. 能動 RC 濾波器的 合成

線型 受動 RLC 나 RC 회로망에서 얻기 어려운 傳達特性은 2절에서 논한 부임피던스 변환기를 능동소자로서 사용하여 능동 RC 회로망을 구성시킴으로써 실현된다⁽⁸⁾.

이 실현방법 중에서 대표적인 전달함수 합성

법은 다음과 같다.

Linville 방법⁽¹⁾ :

Linville에 의해 연구발표된 능동 RC 회로망의 구성은 그림 3-1과 같다.

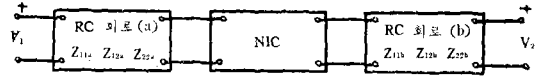


그림 3-1 직열 능동 RC 전달함수 합성
Synthesis of Series Active RC Transfer function

그림 3-1에서 부임피던스 변환기가 電壓反轉型이라 하면 이 회로망의 전달 임피던스는

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{Z_{12a} Z_{12b}}{Z_{22a} - k Z_{11b}} \dots\dots\dots(3-1)$$

이 되고 NIC가 電流反轉型이라 하면

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{k Z_{12a} Z_{12b}}{k Z_{11b} - Z_{22a}} \dots\dots\dots(3-2)$$

이 된다. 이제 능동소자를 單位電壓反轉型 NIC ($k=1$)라 하고 식 3-1의 反轉達임피던스를

$$S(p) = \frac{Z_{22a} - Z_{11b}}{Z_{12a} - Z_{12b}} = \frac{N(p)}{D(p)} \dots\dots\dots(3-3)$$

와 같은 實有理 多項式으로 놓자. 단 $N(p)$ 는 Hurwitz 다항식이다. 여기서 RC 회로망의 Z_{22a} 와 Z_{11b} 의 極은 복소평면의 負實軸상에 존재해야 하므로 Z_{12a} 와 Z_{12b} 의 極도 이것과 일치해야 한다. 이제 식 3-3에서 $N(p)$ 다항식의 최고차수를 n 이라 하고 正의 實傳達零點이 존재하지 않는 경우(無極, $D(p)=1$)이 式에서 그림 3-1의 RC 회로망의 각 소자는 다음과 같이 결정한다. 즉, $N(p)$ 의 특성근과 일치하지 않는 負의 실근을 임의로 $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n$ 와 같이 선정하여 이 根으로서 식 3-3을 部分分數로 전개하면

$$\begin{aligned} Z_{22a} - Z_{11b} &= \frac{N(p)}{\prod_{i=1}^n (p - \sigma_i)} \\ &= m_\infty + \sum_{i=1}^n \frac{m_i}{p - \sigma_i} \dots\dots\dots(3-4) \end{aligned}$$

이 된다. 여기서 Z_{22a} 는 留數가 正數 $m_i > 0$ 인 項의 합으로서, Z_{11b} 는 $m_i < 0$ 인 項의 합으로서 구한다. 이 Z_{22a} 와 Z_{11b} 가 결정되면 RC 회로의 각

소자값은 쉽게 구할 수 있다. 그러나 식 3-3의 $S(p)$ 가 감쇄극을 갖는 경우(즉, 有極일 때)는 이 감쇄극을 Z_{12a} 와 Z_{12b} 를 이용해서 나타내야 한다. 그런데 여기서 이 감쇄극은 NIC의 특성을 이용해서는 실현시킬 수가 없기 때문에 實周波數에서 Z_{12} 가 零點을 갖도록 Twin-T와 같은 회로를 만들어서 $Z_{22a}-Z_{11b}$ 가 식 3-4를 만족하도록 소자값을 결정해 주어야 한다. 따라서 有極濾波特性的 능동 RC 여파기를 설계할 때는 이 방법을 사용한다면 계산이 매우 복잡해진다.

Yanagisawa 방법⁽²⁾:

유극여파특성을 갖는 여파기의 경우 이 합성법은 Linvill 방법에 비해 매우 간단하다.

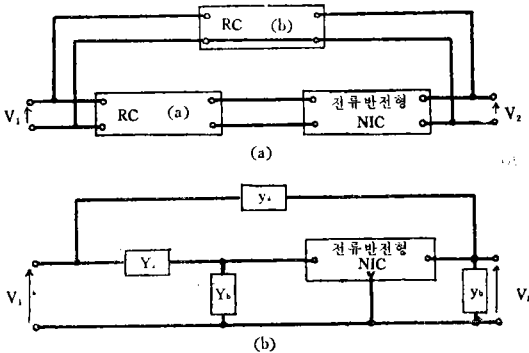


그림 3-2 병렬 능동 RC 전달함수 합성
Synthesis of Parallel Active RC Transfer Function

이 전달함수 합성법은 다음과 같다. 그림 3-2(a)와 같은 병렬 RC 능동 회로망의 全開回路 전달함수를 구하면

$$T(p) = \frac{V_2}{V_1} \Big|_{I_s=0} = -\frac{Y_{12a}-Y_{21b}}{Y_{22a}-Y_{22b}} \dots\dots\dots(3-5)$$

이다. 이제 그림 3-2(a)의 RC 회로망 a, b를 그림 3-2(b)와 같이 L 회로로 반전시키면 전달함수는

$$T(p) = \frac{Y_a - y_a}{(Y_a + Y_b) - (y_a + y_b)} \dots\dots\dots(3-6)$$

와 같이 된다. 여기서 NIC는 變換比가 1인 電流反轉型 NIC이다. 식 3-6을

$$S(p) = \frac{1}{T(p)} = \frac{N(p)}{D(p)} \dots\dots\dots(3-7)$$

와 같은 實係數 다항식 $N(p)$ 와 $D(p)$ 로 표시한 다음 이를 식 3-8과 같이 변형한다.

$$S(p) = \frac{D(p) + N(p) - D(p)}{D(p)} \dots\dots\dots(3-8)$$

다음, $S(p)$ 의 최고차수 n 에 대해서 $n-1$ 개의 負의 實根 $K(p)$ 를 임의로

$$K(p) = \prod_{i=1}^{n-1} (p - \sigma_i) \dots\dots\dots(3-9)$$

와 같이 결정한다. 이 根으로서 식 3-8을 부분 분수로 전개한 다음 식 3-7과 비교하면

$$\left. \begin{aligned} Y_a - y_a &= \frac{D(p)}{K(p)} \\ &= m_\infty p + m_0 + \sum_{i=1}^n \frac{m_i p}{p - \sigma_i} \\ Y_b - y_b &= \frac{N(p) - D(p)}{K(p)} \\ &= n_\infty p + n_0 + \sum_{i=1}^n \frac{n_i p}{p - \sigma_i} \end{aligned} \right\} \dots\dots(3-10)$$

이 되므로 여기서 그림 3-2(b)의 y_a, Y_a, y_b, Y_b 가 결정된다. 즉, 留數가 正인 項의 합은 Y_a 및 Y_b 로 負인 項의 합은 y_a, y_b 로 각각 결정된다. 이 값이 결정되면 그림 3-2(b)의 RC 회로망의 각 소자값은 2端子 RC 回路網合成⁽⁹⁾에 의해 쉽게 구해진다.

이때 C의 數는 감쇄극을 갖는 連立 Chebyshev 다항식 특성을 이용하면 경제적으로 정할 수 있다⁽²⁾ 또한 한變의 複素極을 갖는 함수(2차함수)를 이용하면 감도가 좋으므로 n 차 다항식특성의 여파 회로는 2차함수의 부분으로 분해하여 完충 증폭기를 사용해서 종속접속하면 좋다⁽³⁾.

3-2. 聯立 Chebyshev 特性 濾波器.

저주파 여파기의 連立 Chebyshev 전달함수는 다음과 같이 표시된다⁽¹⁰⁾

$$T(p) = K \frac{\prod(p + j\omega_z)(p - \omega_z)}{\prod(p + \sigma_p + j\omega_p)(p + \sigma_p - j\omega_p)} = \prod_{i=1}^n K_i t_i(p) \dots\dots\dots(3-11)$$

여기서 ω_z : 전달함수의 零點, σ_p : 전달함수 極點의 실수부, ω_p : 전달함수 極點의 허수부, $K = \prod_{i=1}^n K_i$: 定數, $t_i(p)$: 單位전달함수이다. 이제 식 3-11의 다

항식을 한쌍의 極點과 零點으로 구성되는 단위전달함수(2차함수)의 積으로 표시하고 並列 RC 전달함수 합성을 적용하기 위해서 식 3-11의 단위전달함수에 역수를 취하면

$$S(p) = H \frac{(p + \sigma_p + j\omega_p)(p + \sigma_p - j\omega_p)}{(p + j\omega_z)(p - j\omega_z)} \quad (3-12)$$

와 같이 된다. 여기서 H는 K의 역수로서 利得準位를 나타낸다. 이 單位反傳達函數를 式 3-10과 같은 부분분수로 전개하기 위하여 주파수가 零일 때 利得이 1이 되는 조건을 대입하고 분모와 분자를 실계수의 다항식 D(p)와 N(p)로 나타내면

$$S(p) = \frac{Hp^2 + 2H\sigma_p p + \omega_z^2}{p^2 + \omega_z^2} = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (3-13)$$

이 된다. 여기서 단위 반전달함수의 최고차수가 2차이므로 負의 實根은 1차로서

$$K(p) = p + \delta, \quad \delta > 0 \quad (3-14)$$

와 같이 임의로 선정한다. 이때 임의로 선정된 負의 實根 K(p)는 부임피던스 변환기의 變換比 변동에 따라서 구해진 회로망의 감도가 최소화 되도록 하는 최적치로 선택한다⁽⁵⁾. 여기서 식 3-12의 負의 실근은 $K(p) = p + \omega_p$ 로 선정된다. 이와같이 선정된 負의 실근으로 式 3-13을 부분분수 전개하여 그림 3-2(b)의 y_a, y_b, Y_a, Y_b 를 다음과 같이 결정한다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{D(p)}{K(p)} &= \frac{p^2 + \omega_z^2}{p + \omega_p} \\ &= m_{\infty} p + m_0 + \frac{m_1 p}{p + \omega_p} = Y_a - y_a \\ \frac{N(p) - D(p)}{K(p)} &= \frac{(H-1)p^2 + 2H\sigma_p p}{p + \omega_p} \\ &= n_{\infty} p + n_0 + \frac{n_1 p}{p + \omega_p} = Y_b - y_b \end{aligned} \right\} 3-15$$

$$T(p) = K \frac{(p^2 + 6.609237)(p^2 + 1.633030)}{(p^2 + 0.577375p + 0.350391)(p^2 + 0.123715p + 0.966434)} \quad (4-2)$$

와 같이 되고, 식 4-2를 單位전달함수 $T_1(p), T_2(p)$ 로 분해하면

$$\left. \begin{aligned} T_1(p) &= K_1 \frac{p^2 + 0.609237}{p^2 + 0.577375p + 0.350391} \\ T_2(p) &= K_2 \frac{p^2 + 1.633030}{p^2 + 0.123715p + 0.966434} \end{aligned} \right\} (4-3)$$

식 3-15에서 $D(p)/K(p)$ 와 $N(p) - D(p)/K(p)$ 의 留數가 正인 項의 합은 Y_a, Y_b 로, 負인 합은 y_a, y_b 로 각각 결정된다. 따라서 2단자 회로망 합성에 의해 RC 회로가 쉽게 구성된다.

4. 設計例

3절에서 논한 能動 RC 濾波回路 合成에 따라 通過帶域 리플=2[유니트], 모듈라 角=55°, 遮斷周波數=3.4KC의 저주파 여파기를 설계하고자 한다. 이와 같은 특성을 만족하는 2차 연립 Chebyshev 전달함수는

$$T(p) = K \frac{\prod_{i=1}^2 (p + j\omega_{zi})(p - j\omega_{zi})}{\prod_{i=1}^2 (p + \sigma_{pi} + j\omega_{pi})(p + \sigma_{pi} - j\omega_{pi})} \quad (4-1)$$

와 같이 표시되며 이 전달함수의 極點, 零點을 구하면 표 4-1과 같다⁽¹⁰⁾

표 4-1 극점과 영점

	실 수 부	허 수 부
극점	-0.288675	+0.215
	-0.288675	-0.215
	-0.0618575	+0.8825
	-0.0618575	-0.8825
영점	0	+2.078
	0	-2.078
	0	+1.278
	0	-1.278

표 4-1의 값을 식 4-1에 대입하면

와 같이 된다. 단 $K = K_1 K_2$ 이다. 여기서 $T_1(p), T_2(p)$ 의 이득을 零주파수에서 零이 되도록 하면 K_1, K_2 가 다음과 같은 값으로 결정된다.

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= 0.0534 \\ K_2 &= 0.597 \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

따라서 식 4-4를 식 4-3에 대입하고 이 식을 單位反傳達函數로 나타내면

$$S_1(p) = 18.63 \frac{p^2 + 0.577375p + 0.350391}{p^2 + 6.609237} \quad (4-5)$$

$$S_2(p) = 1.673 \frac{p^2 + 0.123715p + 0.966434}{p^2 + 1.633030}$$

이다. 이제 임의의 負의 實根(RC 回路의 極)의 최적치를 $K(p) = p + \omega_p$ 로 선정하여 이 根으로써 식 4-5를 부분분수 전개하면 각 단위반전달함수의 y_a, y_b, Y_a, Y_b 가 결정된다. 따라서 이 값에서 RC 회로망의 각 소자값을 구하고 각주파수 $\omega_o = 10^4$, $R_o = 10K\Omega$ 로 規準化시키면, 표 4-2와 같다. 이 표에 의하여 여파회로를 실현시키면 그림 4-1과 같은 能動 RC 여파기가 구성된다.

표 4-2 RC 수동회로 소자 값

RC 소자	수동회로 a		수동회로 b	
커패시터 (μF)	C_{11}	0.0005302	C_{21}	0.005918
	C_{12}	0.01053	C_{22}	0.01592
	C_{13}	0.00947	C_{23}	0.004082
	C_{14}	0.000284	C_{24}	0.002824
저항 ($K\Omega$)	R_{11}	16.89	R_{21}	10.17
	R_{12}	16.04	R_{22}	6.39
	R_{14}	594.6	R_{24}	36.03

여파기 구성에 사용한 負임피던스 변환기와 완충증폭기의 회로는 각각 그림 4-2, 그림 4-3과 같다.

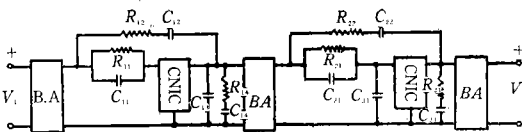


그림 4-1 능동 RC 여파기 구성도
Active RC Filter Configuration

5. 실험 결과

이 실험에 사용한 NIC(그림 4-2)와 완충증폭기의 특성은 각각 그림 5-1, 그림 5-2와 같다

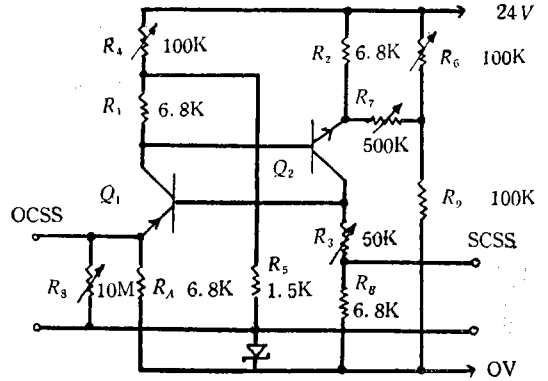


그림 4-2 전류반전형 부 임피던스 변환기
Actual Current Inversion NIC

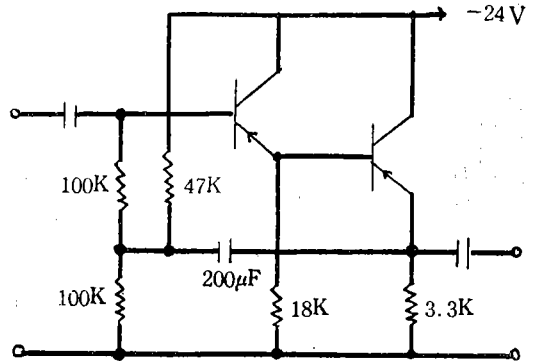


그림 4-3 완충 증폭기(BA)
Buffer Amplifier

그림 5-1은 부하저항 10K Ω 일 때 NIC의 주파수 특성을 표시한 것이며, 저주파에서는 변환비가 거의 일정함을 알 수 있다.

그림 5-3의 실선이 4절의 설계예에서 주어진 특성에 대한 진폭對주파수특성의 이론곡선이고, 측정치는 點으로 표시되어 있다.

그림 5-3에서 알 수 있듯이 설계한 능동 RC 여파기의 특성은 이론치와 거의 일치하였고 그 동작특성 또한 매우 안정하였다.

6. 結 論

재래의 RLC 여파기에서, 특히 인덕턴스를 사용하지 않는 RC 여파기에서 얻기가 어려운 濾波特性을 본 연구에서는 안정도가 좋은 NIC를 능동소자로서 능동 RC 여파기를 구성시켜 실현하였다. 따라서 低周波濾波器의 소형화가 요망되는 현시점에서 볼 때 능동 RC 여파기는 집적회로구성이 가능할 뿐만 아니라 直流에서 안정하게 동작하는 부임피던스 변화기를 실현시킨다면 超低周波 영역에서도 양호한 특성을 갖는 저주파 여파기를 구성시킬 수 있다.

※謝 意

본 연구는 1969년도 문교부 학술연구조성비로 이루어진 것으로서 본 연구비를 지급하여 준 문교부당국과 광운전자공과대학에 감사를 드리며 또한 본 연구에 많은 편의를 제공해준 경희대학교 전자공학과에 사의를 포함합니다.

參 考 文 獻

1. Linvill, J.G.: "R-C Active filters," Proc. IRE 1954, 42, p.555
2. Yanagisawa, T.: "R-C Active network using current inversion type negative-impedance Converters," IRE Trans, 1957, CT-4, p. 140
3. Kinariwara, B.K. "Synthesis of driving-point impedances using active R-C networks," Bell Syst. Tech. J., 1959, 38, p.1269
4. Horowitz, I.M.: "Optimisation of negative-impedance Conversion methods of active R-C synthesis," IRE Trans, 1959, CT-6, p. 296

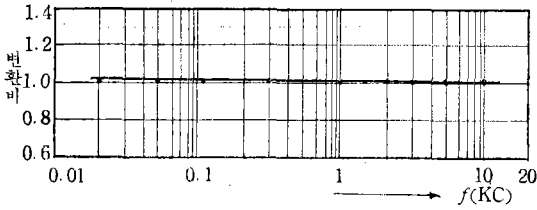


그림 5-1 NIC 변환비와 주파수 특성
Frequency vs. NIC Ratio Curve

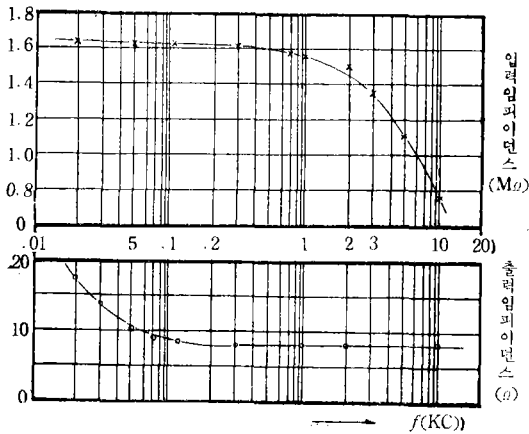


그림 5-2 완충 증폭기의 입출력 임피던스 특성
Characteristics of Input and Output Impedance for Buffer Amplifier

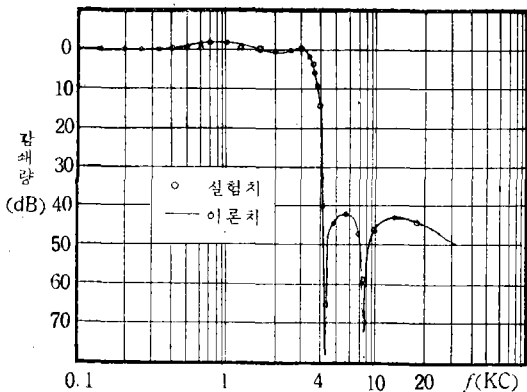


그림 5-3 주파수 특성의 이론치와 실험치
Theoretical and Experimental Values of frequency vs. Amplitude of Active RC filter

5. Sipress, J.M.: "Synthesis of active RC networks", Polytechnic Institute of Brooklyn, Electrical Engineering Department Dissertations, June 1960
6. Larky, A.I.: "Unbalanced negative-impedance converters", IRE Trans, 1957, CT-4, p.124
7. Horowitz, I.M.: "Negative-impedance converters," *ibid.*, 1962, CP-9, p.33
8. Sanjit Kumar Mitra: "Analysis and synthesis of linear active networks," John Wiley & Sons, Inc. (1969)
9. F.F.Kuo: "Network analysis and synthesis", McGraw-Hill (1966)
10. A. I. Zverv,: "Handbook of filter synthesis", John Wiley & Sons, Inc (1967)