

## Low Pass NIC Filter 設計에 關한 考察

## (A Study on Synthesis of The Low Pass NIC Filter)

\*李 晷 漢  
(Lee, Chung Han)

\*\*李 永 秀  
(Lee, Young Soo)

## 要 約

RC-NIC LPF設計를 解析的으로 하는 方法을 取扱하였으며 4次 橢圓函數特性을 갖도록 實際 LPF를 設計하여 實驗的으로 그 動作特性을 考察하였다.

## ABSTRACT

A low pass filter is synthesized with R,C and negative impedance converters(NIC). The filter has a 4-th order elliptic function, which gives best magnitude approximation with equi-ripple characteristics both in pass and stop band. And experimental investigations have been made on the effect of the anticipated deviation of the NIC conversion factor and of possible loaded operation. Through the study, it has been concluded that:

1. For minimum pole-zero sensitivity with respect to the NIC conversion factor, the network of a parallel RC-NIC configuration is preferable and the Horowitz polynomial decomposition method is applied in the synthesis procedure.
2. A few percentage variation of the NIC conversion factor changes the frequency and amplitude characteristics of the filter by nearly negligible amount.
3. With a load resistance below the critical value, the filter turns into an oscillator.

## 1. 序 論

電子裝置가 점점 小型化되어 감에 따라 Filter 設計問題에서도 低周波應用에 매우 부피가 클뿐만 아니라 完全한 理論值로 精密하게 얻을 수 없는 誘導性素子를 쓰지 않고 이보다는 간단하더 正確히 또 薄膜形(Thin Film Form)으로도 製作되는 R,C素子를 Transistor나 Tunnel Diode

等과 같은 半導體素子와 같이 써서 그 特性을 具現하도록 함이 必要하다.

本 論文에서는 이러한 回路網合成傾向에 따라 實用化할 수 있는 한가지의 Filter設計問題를 取扱하였다. 이 Filter는 通過帶域 및 阻止帶域內에서 모두 均等리플(ripple)을 가지는 橢圓函數特性을 기초로하여 Transistor를 써서 만든 NIC(Negative Impedance Converter)와 R,C를 쓰도록 解析的으로 設計하였다. 特히 設計過程에서 NIC Conversion Factor  $k$ 의 變動에 對한 感度를 最少로 되도록 Yanagisawa의 RC-NIC 並列構成形을 適用하였으며 또 Horowitz

\*, \*\* 서울大學校 工科大學 電子工學科

Dept of Electronics Eng. College of Eng. Seoul National University

接受日字, 1967年 4月 6日

多項式分離法을 利用하였다. 그리고 設計된 LPF에 對하여 그 動作特性을 實驗으로 檢討하였다. 이런 種類의 能動Filter는 앞으로 I.C. (Integrated Circuit) 部門에 直接應用할 수 있을 것이다.

2. RC-NIC 回路合成方法

(1) Negative Impedance Converter (NIC)

NIC란 한쪽 Port에서 본 入力임피던스가 他 Port에 終端된 임피던스의 負值로 나타나게 되는 能動 2-port 回路網을 指稱하는 것으로서, Negative Immittance Converter라고도 한다.

그 回路網 特性은 그림1을 參照하여 (1)式과 같은 Chain matrix로 表示된다. 卽,

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} v_2 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

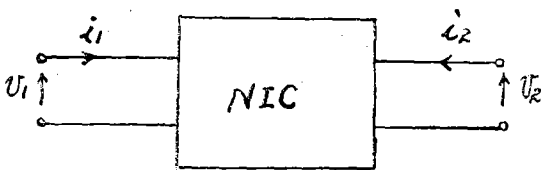


그림 1. NIC電流電壓表示

Fig. 1. Current-voltage representation of NIC 여기서

$$[F] = \begin{bmatrix} \pm 1 & 0 \\ 0 & \mp 1 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (1)$$

로 定義되는 것이다.

NIC로서 먼저 研究되었던 것이 電壓反轉形인데, 그 代表的인 種類로는 Linvill의 NIC<sup>(1)</sup>와, 高利得電流增幅器를 쓴 Lundry<sup>(2)</sup>의 NIC가 있다. 그리고 電流反轉 NIC는 Larky<sup>(3)</sup>의 NIC와, Yanagisawa<sup>(4)</sup>의 NIC가 考察되었다.

理想的인 NIC 回路의 解析은 Nullator(또는 Oport) 및 Norator(또는 Suport)라는 假想적인 回路素子<sup>(5)</sup>를 導入하여 等價回路를 그리면 쉽게 된다.

負임피던스로 變換할 수 있는 2-port 回路로는 NIC 以外에도 Negative Impedance Inverter (NII)가 있는데 이것은 主로 Tunnel Diode 및 負抵抗素子를 쓰므로 具現된다.<sup>(6)</sup>

(2) 並列 RC-NIC 回路合成

理論으로 任意次數의 有理函數로서 모든 極點이 s-平面的 左側半平面內에만 存在하면, NIC를 回路網素子로 導入함으로서 R, C만으로 實現할 수 있다. 回路合成方法으로는 (i) Linvill의 cascade 合成方式, (ii) Yanagisawa의 傳達函數 合成方法, (iii) Kinariwala의 驅動點合成方法等이 能動Filter 設計에 適用될 수 있다.

지금 複素周波數 s의 多項式으로 分母와 分子가 주어진 開放回路電壓傳達函數

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{P(s)}{Q(s)} \dots \dots \dots (2)$$

를 具現하기 爲하여 그림 2와 같은 回路網構成을 생각하고, R, C 回路網인 Na와 Nb를

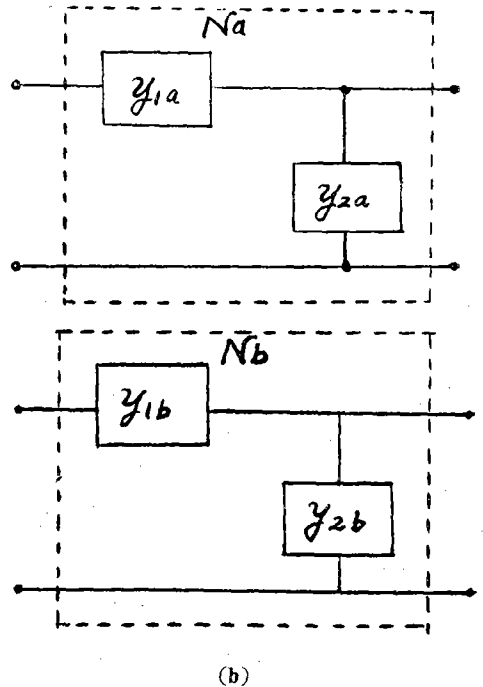
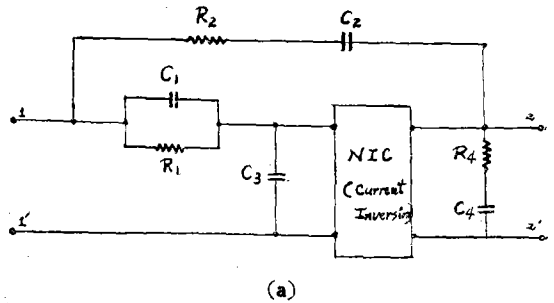


그림 2. RC-NIC 並列構成 回路 Fig. 2. RC-NIC parallel circuit

短絡回路어드미턴스 媒介變數를 써서 解析할 수 있다. 이때 NIC의 變換率를  $k$ 라하면 (1)式的 Chain matrix가 電流反轉NIC의 경우

$$\langle F \rangle = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -k \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

와 같이 實際로 나타나므로, 결국

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{k y_{12a} - y_{12a}}{y_{22a} - k y_{22a}} \dots\dots\dots (4)$$

로 開放回路電壓傳達函數가 表示된다.

이때 한가지 간단한 꼴로서  $N_a$ 와  $N_b$ 회로를 그림 2(b)와 같이 Inverted L-type으로 取하면

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{y_{1a} - k y_{1b}}{(y_{1a} + y_{2a}) - k(y_{1b} + y_{2b})} \dots\dots (5)$$

로 된다.

(2)식을 이런 形態로 具現하기 爲하여 任意的 多項式  $q(s)$ 를 取하에  $q(s)$ 는 各各 相異한 負實數 單極點들만 가지며 주어진 函數보다 一次 낮은 것으로 한다. (2)식의 分母에  $P(s)$ 를 加하였다 減하고 또 分母와 分子를 各各  $q(s)$ 로 나눈 다음 (5)式과 比較하면

$$y_{1a} - k y_{1b} = \frac{P(s)}{q(s)} \dots\dots\dots (6.a)$$

$$y_{2a} - k y_{2b} = \frac{Q(s) - P(s)}{q(s)} \dots\dots\dots (6.b)$$

로 놓을 수 있다.

(6) 式에서 右邊을 各各 Foster回路형태로 전개한 다음 左邊과 比較하여 同一符號의 項을 各各 取함으로써  $y_{1a}$ ,  $y_{1b}$ ,  $y_{2a}$ ,  $y_{2b}$ 가 모두 R, C素子만으로 構成된다.

(3) 最少感度合成

앞에서 任意로 擇한  $q(s)$ 多項式的 零點選擇이 全혀 任意的이었으나, 實際工學的見地에서 合成된 回路의 動作이 最少感도가 되도록 할것이 필요하다.

여기서는 NIC의  $k$ 變動에 對한 感도가 가장 問題視되는 것으로서 感度  $S_k^R$ 은 (7)式과 같이 定義되는 것이다.

$$S_k^R = \left[ \frac{\partial R/R}{\partial k/k} \right] \dots\dots\dots (7)$$

단, R는 應答量을 表示한다.

即 感도가 낮다는 것은  $k$ 의 變動이나 精密度의 誤差에 依한 영향이 別로없이 매우 信賴性있

는 動作을 하게 됨을 意味하는 것이다.

지금 Horowitz의 多項式分離法 (Polynomial<sup>1</sup> Decomposition Method)를 適用하여 回路를 合成한다. 이것은 앞에서 合成過程에서 주어진  $Q(s)$ 에 對하여  $Q(s)/q(s)$ 가 두개의 R, C immittance差로 나누도록 할 때  $q(s)$ 를 어떻게 擇하면  $k$ 에 對한 極點 및 零點의 位置變動이 最少가 되도록 할 수 있는가를 研究한 것이다.

一般的으로  $Q(s)$ 와 同次로  $q(s)$ 를 取하면,

$$\left. \begin{aligned} \frac{Q(s)}{q(s)} &= \frac{Q_1(s)}{q_1(s)} - k \frac{Q_2(s)}{q_2(s)} \\ &\equiv A(s) - kB(s) \end{aligned} \right\} \dots (8)$$

여기서

$$\begin{aligned} A(s) &= \sum_{n=0}^n a_n s^n \\ &= a_n (s + \alpha_1) (s + \alpha_2) \dots (s + \alpha_n) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} B(s) &= \sum_{n=0}^n b_n s^n \\ &= b_n (s + \beta_1) (s + \beta_2) \dots (s + \beta_n) \dots (10) \end{aligned}$$

回路를 R, C로 구성하기 위하여  $A(s)$ 와  $B(s)$ 는 모두 負實數의 零點들만 가져야 한다.

$Q(s)$ 의 係數하나에 關한 感度を 考慮한다면, (8)式에서

$$\begin{aligned} Q(s) &= A(s) - kB(s) \\ &= \sum_{i=0}^n (a_i - k b_i) s^i \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

이므로

$$S_k^{c_i} = \frac{\partial c_i}{\partial k} \cdot \frac{k}{c_i} = - \frac{k b_i}{c_i} \dots\dots\dots (12)$$

即  $B(s)$ 의 係數를 最少로 해야함을 알 수 있다. 이렇게 하기 爲하여는 多項式  $Q(s)$ 를  $A(s)$ 와  $B(s)$ 로 分離할때  $A(s)$ 와  $B(s)$ 의 零點들이 各各 그림 3에 表示되는 것처럼 原點以外에서는 負實數軸上에 모두 重根으로, 서로 交代하여 存在하도록 取하면 된다.<sup>(7)</sup>

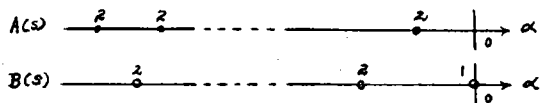


그림 3.  $A(s)$ 와  $B(s)$ 의 零點들의 位置

Fig. 3. Positions of  $A(s)$  and  $B(s)$ 's zero

$Q(\alpha) > 0$ 일때  $Q(s)$ 를 Horowitz 分離하면  $k$ 의 變動에 對하여 任意係數  $c_i$ 의 感度を 最少로 하

는 것이 되어 結果的으로 모든 係數의 感度가 同時에 最少로 된다. 따라서 모든  $w$ 에 對하여  $k$ 에 關한  $|Q(jw)|$ 의 極點과 零點들의 感度가 最少로 되며 이 Horowitz 分離는 Unique하게 存在한다.

3. 橢圓函數 Filter의 設計判斷

(1) 橢圓函數 filter

理想的인 基本 filter의 傳達函數特性은 그림 4와 같을 것이 要求된다. 여기서  $x$ 는 公稱周波數이며,  $x_0$ 는 遮斷周波數를 나타낸다.

그러나 이와같은 性質을 갖는 傳達函數는 物理的으로 實現不可能하므로<sup>(8)</sup>, 이것에 가까운 特性을 具現하도록 여러가지 近似的인 有理函數를 filter 函數로 取한다. 即 可能的 最少限의

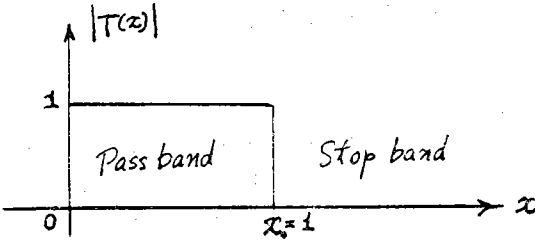


그림 4. 理想的 Filter의 傳達函數特性

Fig. 4. Transfer function of ideal filter

誤差範圍內에서 filter特性을 만족하면서 同時에 回路網으로 構成될 수 있는 最適有理函數를 擇하는 것이 filter를 解析的으로 設計하는 첫출발점이다.

이러한 近似 filter函數로는 原點을 基準으로 最大平濶特性(MFM)을 가지는 Butterworth 多項式 및 均等 ripple 特性을 通過帶域 혹은 阻止帶域에서 나타내는 Chebyshev 多項式, 그리고 線形位相特性을 얻는데 Bessel多項式 등을 應用할 수 있다.

本設計에서는 우선 magnitude應答을 考慮하여 filter 函數로서 가장 良好한 特性을 얻을 수 있는 橢圓函數 filter를 設計 構成한다.

filter의 公稱傳達函數를

$$|T(x)|^2 = \frac{1}{1+F^2(x)} \quad \dots\dots\dots (13)$$

로 나타내어,

$$\begin{cases} F^2(x) = 0; & 0 < x < 1 \\ F^2(x) = \infty; & x > 1 \end{cases} \quad \dots\dots\dots (14)$$

의 關係를 갖도록 하는 近似函數로서,

$$F^2(x) = h^2 f^2(x) \quad \dots\dots\dots (15)$$

여기서

$h$ 는 正의 實數인 常數이며,

$$f(x) = \frac{(\xi_1^2 - x^2)(\xi_2^2 - x^2)\dots(\xi_n^2 - x^2)}{(1 - \xi_1^2 x^2)(1 - \xi_2^2 x^2)\dots(1 - \xi_n^2 x^2)}$$

$$= \prod_{i=1}^{n/2} \frac{(\xi_i^2 - x^2)}{(1 - \xi_i^2 x^2)} \quad \dots\dots\dots (16a)$$

( $n$ 가 偶數일 때)

또는

$$f(x) = x \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{(\xi_i^2 - x^2)}{(1 - \xi_i^2 x^2)} \quad \dots\dots\dots (16b)$$

( $n$ 가 奇數일 때)

이 函數는  $[f(x)]^{-1} = f(x^{-1})$ 의 性質이 있으며  $0 < x < 1$  區間內에서 振動이 均等 ripple 特性을 가지도록  $\xi_i$ 를 적당히 擇하면  $1 < x < \infty$  區間에서는 自動的으로 均等 ripple特性을 나타내게 된다. 이러한 條件을 만족하는  $\xi_i$ 의 選擇을 解析的으로 하기 위하여 獨立變數  $x$ 를 特殊週期函數인 Jacobian橢圓函數  $SnU$ 로 變換하므로 數學的取扱이 可能하다.  $SnU = \sin\phi$ 의 關係로 定義되는데 이때

$$U(k, \phi) = \int_0^\phi \frac{dn}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \eta}} \quad \dots\dots\dots (17)$$

(17)式은 第一種橢圓積分으로  $U$ 와  $\phi$ 의 關係를 보이며  $k$ 는 橢圓函數의 modulus라고 稱하는 媒介變數이다. 그리고 이것은  $U$ 가  $\phi$ 의 單調增加函數임을 보여준다. 한편  $\phi = \frac{\pi}{2}$ 일 때

$$U(k, \frac{\pi}{2}) = K \quad \dots\dots\dots (18)$$

로  $K$ 는 第一種完全橢圓積分이다.

지금 (16)式으로 表示되는 特性에서 通過帶域內의 最大偏差를 가지는 最高周波數를  $p_n$ 이라할 때

$$p_n = \sqrt{k} \quad \dots\dots\dots (19)$$

로 놓고 다음과 같이 變數를 變換한다.

$$x = \sqrt{k} \cdot SnU \quad \dots\dots\dots (20)$$

$$\xi_i = \sqrt{k} \cdot SnU_i \quad \dots\dots\dots (21)$$

그러면 加法定理

$$\frac{(x^2 - \xi_i^2)}{(1 - \xi_i^2 x^2)} = k \cdot Sn(U + U_i) \cdot Sn(U - U_i) \quad \dots\dots\dots (22)$$

(22) 式의 關係를 써서 (16) 式으로부터 (15) 式을 考慮하여 보면  $F^2(U)$  는  $U$  에 關한 周期性을 나타내게 되고<sup>(9)</sup> 零點들은 다음과 같이 表示된다.

$$\xi_i = \sqrt{k} \operatorname{Sn}\left(\frac{2i-1}{n}K, k\right) \dots\dots\dots (23)$$

( $n$ 가 偶數일 때)

또는

$$\xi_i = \sqrt{k} \operatorname{Sn}\left(\frac{2i}{n}K, k\right) \dots\dots\dots (24)$$

( $n$ 가 奇數일 때)

따라서 阻止帶域內에서의 極點들은 모두

$$\xi_{\infty i} = \frac{1}{\xi_i} \dots\dots\dots (25)$$

로 決定된다.

이 filter 函數의 特性은 그림5와 같다.

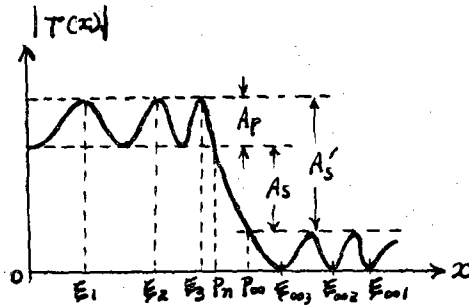


그림 5. 타원 Filter 함수 특성(6次函數의例)  
Fig. 5. Function characteristics of elliptical filter

(2) 設計判斷

實際 Filter 設計問題에서 우선 주어진 所要應答特性을 만족하는 Filter 函數中에서 可能的 最低次數  $n$ 의 것을 擇하는 것이 努力과 時間 및 實際素子數를 적게 들이는 實用的인 方法이다. 即 通過帶域內에서 最大許容誤差인 ripple과 阻止帶域內에서 實現할 수 있는 減衰量의 크기, 또 通過帶域과 阻止帶域間의 轉移區間(transition region)에서의 減衰率에 따르는 周波數帶의 制限등을 모두 만족할 수 있는 最低次數의 最適 Filter가 되도록 그 妥協點을 찾아야 한다.

$n$ 가 偶數일 때, 그림5를 참조하여, 通過帶域內의 ripple量  $A_p$ 는  $|T(0)|$ 와 같은 것이므로,

$$|T(0)|^2 = \frac{1}{1+h^2 f^2(0)} \equiv \frac{1}{X^2} \dots\dots\dots (26)$$

$$f(\infty) = \prod_{i=1}^{n/2} \xi_i^2 \equiv L_n \dots\dots\dots (27)$$

그리고  $A_p$ 를 db로 表示하면

$$A_p = 20 \log_{10} X \dots\dots\dots (28)$$

의 關係를 가진다.

(26), (27)의 關係에서,

$$h^2 = \frac{X^2 - 1}{L_n^2} \dots\dots\dots (29)$$

따라서 (28), (29)式에서 要求되는  $A_p$ (db)로부터  $h$ 를 決定한다.

阻止帶域內에서 減衰量을  $A_s'$ (db)라던

$$A_s' \equiv 20 \log_{10} Y \dots\dots\dots (30)$$

로 놓을 때, 이것은  $x = \infty$ 에서의 函數值이므로

$$f(\infty) = \prod_{i=1}^{n/2} \left(\frac{1}{\xi_i^2}\right) \dots\dots\dots (31)$$

따라서

$$|T(\infty)|^2 = \frac{1}{1+h^2 \frac{1}{L_n^2}} = \frac{1}{Y^2}$$

$$\therefore Y^2 = 1 + \frac{X^2 - 1}{L_n^4} \dots\dots\dots (32)$$

即 (30), (32)의 關係에서 阻止帶域內 減衰量을 算出할 수 있다.

그런데 (29)式 및 (32)式과 같은 關係式은  $n$ 가 奇數일 때에도 成立되는 것이므로 이것은 一般의 公式이다.

便宜上 通過帶域內 上限周波數에 對한 magnitude  $|T|$ 를 基準 0db로 取한다면 阻止帶域內 減衰量  $A_s$ (db)는 다음과 같이 된다.

$$A_s = A_s' - A_p \dots\dots\dots (33)$$

그리고

$$P_\infty = \frac{1}{\sqrt{k}} \dots\dots\dots (34)$$

로 놓으면 (34)式은 阻止帶域內의 下限 周波數를 나타낸다. 따라서  $k$ 는 通過帶域 上限 周波數  $P_n$ 에 對한 阻止帶域 下限 周波數  $P_\infty$ 의 比를 나타낸다는 物理的인 意味를 가진다고 해석된다. 即

$$\lambda \equiv \frac{1}{k} \dots\dots\dots (35)$$

로 取하여  $\lambda$ 를 轉移區間을 決定하여 주는 重要한 媒介變數로 쓸 수 있다.

$A_p, A_s', \lambda$ 와 次數  $n$ 의 關係를 M. Kawakami는 Nomograph로 作成하였으므로<sup>(10)</sup> 이것을 利用하면  $A_p, A_s', \lambda$ 의 要求值에 對한 最低  $n$ 을

쉽게 判別할 수 있다. 設計便宜上 부록(그림13)에 이 Nomograph를 수록하였다.

勿論이 關係는 Jacobian橢圓函數表를 利用하여 前記關係式들을 써서 計算한 結果를 綜合收錄한 것이다.

4. RC-NIC LowPass Filter 設計

LPF로서 다음과 같은 特性을 具現하도록 設計하고자 한다.

- (i) 通過帶域上 限周波數: 3000cps
- (ii) 通過帶域內 ripple 許容量: 1db
- (iii) 阻止帶域內 最少減衰量: 40db
- (iv) 阻止帶域下 限周波數對 通過帶域上 限周波數比: 1.5以下

實際로 filter動作에서 周圍溫度變化限界 및 動作信號準位等이 特性으로 要求될 수도 있으나 이런것은 通計하는 NIC 및 Isolating 增幅段의 考慮點이 되는 것이므로 여기서는 論外로 看做하기로 한다.

Nomograph에서  $A_p=1db$ ,  $A_s=40db$ ,  $\lambda < 1.5$ 의 條件에서 取할수 있는 最低次數  $n=4$ 임을 判定하여 解析的으로 filter 函數를 求한다. 即  $k=0.64279$  前節의 關係式들로부터  $\xi_1, \xi_2$ 를 算出하고  $h$ 를 求하므로  $|T(x)|^2$ 를 求한다.

지금  $s=jx$ ( $x$ 公稱複素周波數)를 代入하면

$$|T(s)|^2 = T(s) T(-s) \dots\dots\dots (36)$$

의 一般의인 性質을 가지므로 正의 實數函數만을 取하면 回路網函數가 된다.

數值解를 求하면

$$T(s) = K_o \frac{(s^2 + \omega_{o1}^2)(s^2 + \omega_{o2}^2)}{(s^2 + 2\sigma_1 s + \omega_{n1}^2)(s^2 + 2\sigma_2 s + \omega_{n2}^2)} \dots\dots\dots (37)$$

단  $K_o = K_{o1} K_{o2} = \left( \frac{\omega_{n1}^2 \cdot \omega_{n2}^2}{\omega_{o1}^2 \cdot \omega_{o2}^2} \right)$

即,

$$T_1(s) = \left( \frac{\omega_{n2}}{\omega_{o1}} \right)^2 \frac{s^2 + \omega_{o1}^2}{s^2 + 2\sigma_1 s + \omega_{o1}^2}$$

$$= 0.02676 \frac{s^2 + 8.54554}{s^2 + 0.58142s + 0.22867} \dots (38)$$

$$T_2(s) = \left( \frac{\omega_{n2}^2}{\omega_{n1}^2} \right)^2 \frac{s^2 + \omega_{o2}^2}{s^2 + 2\sigma_2 s + \omega_{o2}^2}$$

$$= 0.36467 \frac{s^2 + 1.75892}{s^2 + 0.17220s + 0.64143} \dots (39)$$

이 Filter는 (38), (39)式으로 表示된 두개의 Section을 isolating stage를 통하여 從續接續하므로서 實現될수 있다.

$T_1(s)$ 나  $T_2(s)$ 같이 한쌍의 複素極點과 한쌍의 虛軸上零點을 가지는 基本的인 二次傳達函數에 대하여서는 Yanagisawa의 RC-NIC 並列合成法이 NIC의  $h$ 變動率에 關해 가장낮은 極點感度를 가진다는 것이 밝혀졌다.<sup>(13)</sup> 따라서 第二節에서 論議한 方法으로 最少感度를 가지도록 合成한다면 그 合成回路는 그림 6과 같다.

이때  $T(s) = \frac{K_o(s^2 + \omega^2)}{(s^2 + 2\sigma_c s + \omega_n^2)} \dots\dots\dots (40)$

이 傳達函數의 設計公式은 (41)과 같다.

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{\omega_n} & C_1 &= k_o \\ R_2 &= \frac{1}{\omega_o(1+k_o)} & C_2 &= (1+k_o) \\ R_4 &= \frac{1}{\omega_n(1-k_o-\alpha)} & C_3 &= (1-k_o) \\ & & C_4 &= (1-k_o-\alpha) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (41)$$

단,  $k_o = \frac{\omega_n^2}{\omega_o^2}$

$\alpha = \frac{2\sigma_c}{\omega_n}$

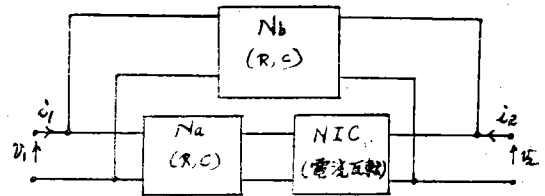


그림 6  $T(s) = K_o \frac{(s^2 + \omega^2)}{(s^2 + 2\sigma_c s + \omega_n^2)}$ 의 合成回路  
Fig. 6. Synthesis circuit of  $T(s)$

지금 임피던스 準位를 1000Ω로 取하고, 通過帶域上 限周波數 3000 cps을 필요 하므로  $f_o = \frac{3000}{\sqrt{k}} = 3741$  cps, 即  $\omega_o = 2,3516 \times 10^4$  rad/sec를  $x_o=1$ 로 取하여 임피던스 및 周波數 Scaling을 行하면<sup>(13)</sup> (38), (39)式의 函數를 그림6의 回路로 構成할때 實際回路素子值를 算定하게 된다. 設計된 LPF의 全回路는 그림 7과 같다. 여기서 Section 1은  $R_4$ 와  $C_4$ 가 負值로 算出되었으

므로 NIC의 反對쪽으로 옮겨 넣으므로써 實現되므로 결국 이때는 6個의 素子만으로 하나의 完全한 Section이 構成될 수 있다.

는 困難하다. 本 Filter에 쓰기 위하여 設計된 NIC는 그림9(a)와 같으며 그 動作靜特性은 그림 9(b)와 같다. NIC에 使用하는 트랜지스터는

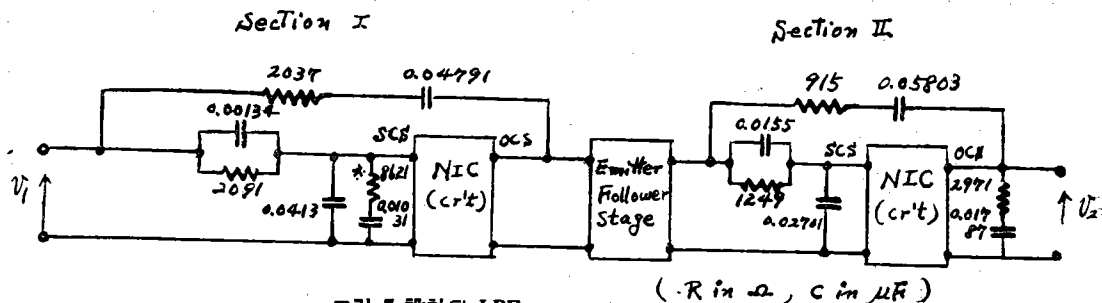


그림 7 設計된 LPF  
Fig. 7. Designed LPF

5. 實驗의 考察

(1) 周波數 應答特性

設計된 LPF의 動作特性을 理論値와 實驗値를 比較하면 그림8과 같다. 實際素子値는 理論値에 對해서 1%以內의 精密度를 갖도록 하였다. 各 Filter Section을 個別的으로 周波數特性을 測定한 結果 理論値와 一致하였고 isolating stage를 거쳐서 Overall stage에 對한 動作은 isolating段

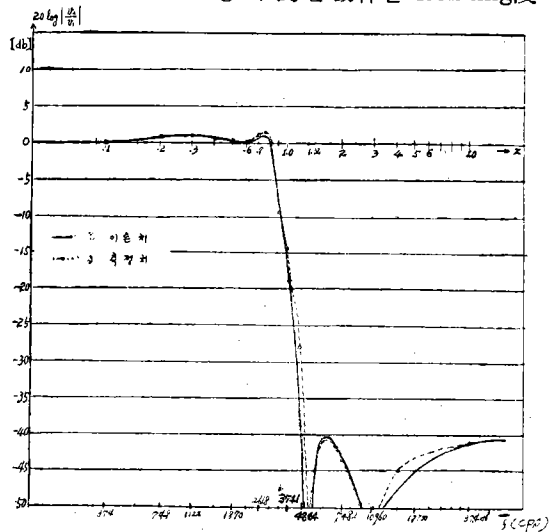


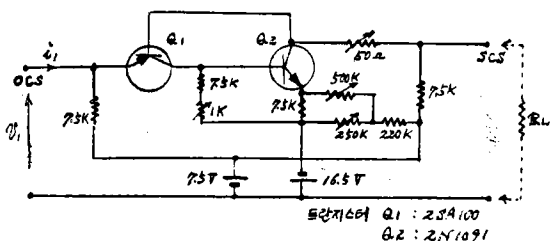
그림 8 設計된 LPF의 周波數應答特性  
Fig. 8. Freq. response chara of designed LPF

自體에 의한 損失 1db를 보상하여 測定한 結果는 通過帶域內의 誤差가 0.4db정도 나타났을 뿐 全filter動作이 理論値와 一致하였다.

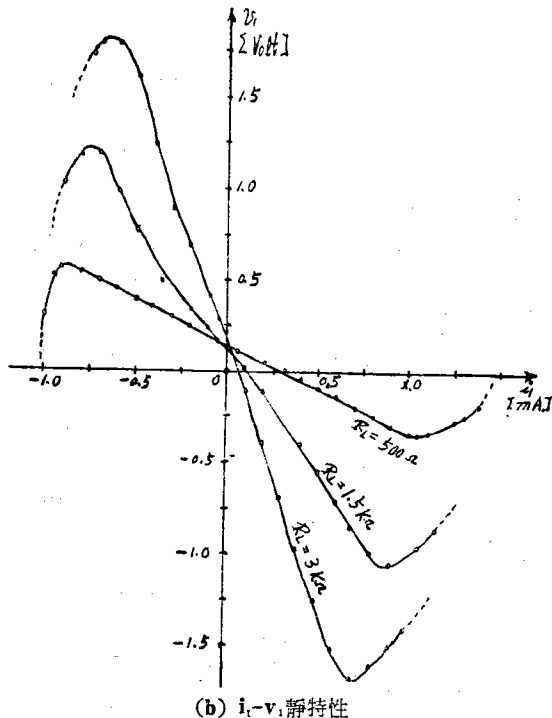
(2) NIC의 k變動에 의한 影響

트랜지스터 자체가 動作溫度 및 기타 주위 조건 또는 時間의 경과로 因한 電源電壓變動等의 影響으로 動作點이 轉移될 수 있으며 NIC回路設計時에 考慮對象이 되지 않았던 寄生임피던스의 출현에 의하여 完全한 k=1의 特性을 얻기

β-遮斷周波數가 높으며 同時에 β値가 커야하고 또取扱하는 電力單位에 充分하도록 選定하면 된다. 그림9의 NIC는 Harmonic Wave Analy-



(a) NIC回路(電流反轉形)



(b) i-v 靜特性

그림 9. NIC回路 및 動作特性  
Fig. 9. NIC circuit and characteristics

zer를 利用하여 平衡回路를 構成하므로써 小倍 號에 對하여 直接  $k$ 를 測定할 수 있는데 數百 乃至 數千 Ohm을 1%以內의 誤差범위 以內에 서 變換시킬 수 있었다. Filter動作時 실제로 豫 測되는 NIC  $k$ 의 微小變動量에 對한 應答特性은 그림 10과 같다. 卽  $k$ 變動에 對하여 本 Filter는 통과 帶域內 리플誤差가 현저하게 增加하는 데 5%의  $k$ 變動은 1.2db의 리플을 招來하였다. 또한 阻止帶域內 減衰量은 그 變動에 따른 誤差범위 가 實用限界內에서 無視할 수 있는 정도였다.

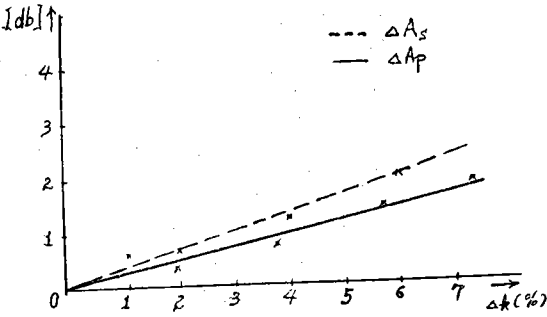


그림 10. NIC의  $k$  변동에 따른  $A_s$  및  $A_p$ 의 變動  
Fig. 10.  $A_s$  and  $A_p$ 's deviation with variation of NIC's  $k$

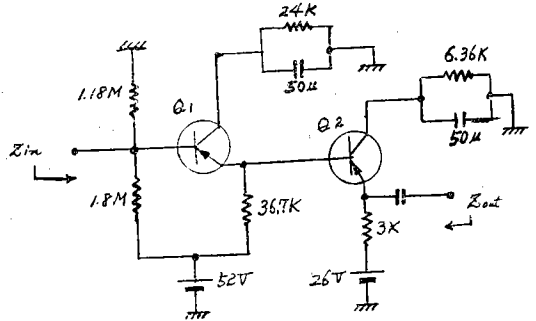
그리고  $f_0$ 周波數의 轉移는 數10cps(4%의  $k$ 變動에 대하여)로 測定되었으므로 問題視되지 않는다. 그러므로 本設計 Filter는 전체적으로  $k$ 가 數% 以內에서 變動하여도 만족스런 動作特性을 나타 낸이 確認되었다.

(3) Impedance Loading에 의한 영향

設計에서 開放出力端子電壓傳達特性을 前提로 하였으나 어느정도 實效的인 負荷가 實際로 걸리게 되므로 그 영향을 實驗的으로 考察하였다.

dc結合 NIC는 한쪽 Port는 開放回路安定(OCS)이고, 他 Port는 短絡回路安定(SCS)이므로 (14) 全 Filter 接續時에 임피던스 準位를 考慮해야한다. 多段 Section으로 된 Filter는 isolating stage를 써야하는데 여기에는 그림 11에 보인 Emitter Follower를 利用하였다. 이 회로의 입력 임피던스는  $620k\Omega$  정도로 상당히 크고, 出力임피던스는  $45\Omega$  정도로 극히 낮은 一定值를 가진다. 임피던스 負荷에 따른 영향은 各基本 filter section에 관하여 本實驗 Filter의 경우 Section I과 Section II의 動作은 그림 12과

같으므로 通過帶域內 ripple量은 負荷抵抗이 감소함에 따라서 점차 增加하다 Section II는  $13.5k\Omega$



$Q_1, Q_2 : 2SA100.$

그림 11 Isolating Emitter Follower 回路圖  
Fig. 11. Isolating emitter follower

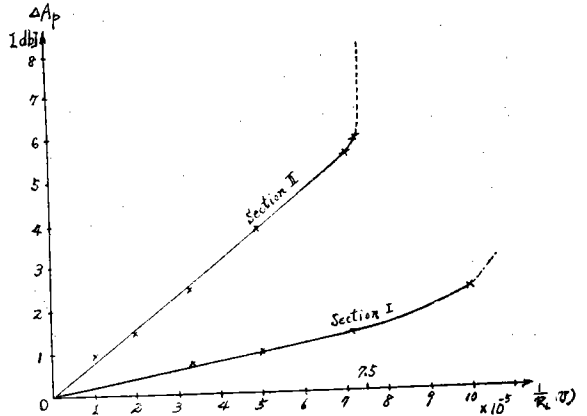


그림 12 Load 變動에 따른 Filter Section I의  $A_p$  變動量  
Fig. 12.  $A_p$  variation owing to load variation

以下에서, Section I은  $10k\Omega$  以下에서 RC-NIC 發振器(15)로 動作되어 Filter特性을 상실한다.

이것은 NIC의 性質에 따른 것으로서 Filter動作에서는 負荷의 限界性이 必然的으로 생기게 됨을 보여준다. 그리고 發振限界以內에서는 阻止帶域內 감쇄량과 周波數轉移의 영향은 거의 無視할 수 있는 정도였다.

6. 結 論

以上에서 RC-NIC filter 設計를 解析的으로 하는 方法을 取扱하였으며 實際 4次 橢圓函數特性을 갖도록 LPF를 設計하여 그 動作特性을 實驗的으로 考察하였다. 여기에서 下記와 같은 事實이 밝혀졌다.



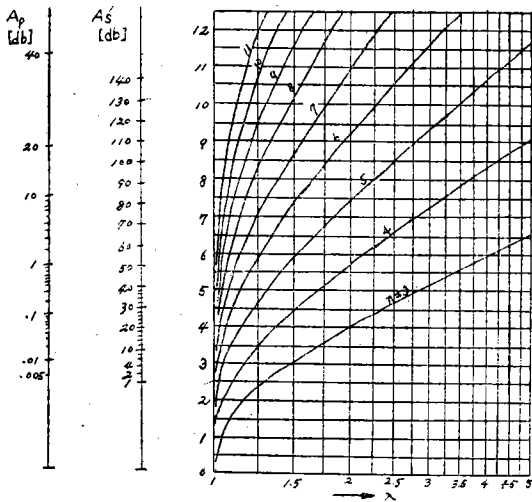
(1) NIC의  $k$ 變動에 관한 感度를 最少가 되도록 設計하기 爲하여서는 RC-NIC 並列構成形이 便利하고 또 設計過程에서 Horowitz多項式 分離法을 適用하면 된다.

(2) NIC의  $k$ 變動量이 數%以內일때 filter의 周波數및 그 magnitude 應答特性的 誤差는 實用限界以內에서 無視할수 있는 程度이다.

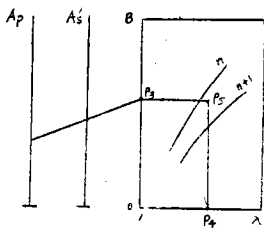
(3) 臨界值以下の 抵抗負荷動作에 對하여서는 Filter가 發振器로 動作되어 버리므로 그 機能을 喪失하게 된다.

附 錄

Kawakami Nomograph



Nomograph  $A_s^2 = (A_p^2 - 1) L_n^{-2}(\lambda) + 1$



Nomograph 의 사용방법

Kawakami Nomograph

그림 13

參考文獻

- (1) J. G. Linvill, "Transistor Negative Impedance Converters" Proc. IRE Vol. 41, June, 1953.
- (2) W. R. Lundry, "Negative Impedance Circuits: Some Basic Relations and Limitations" IRE trans. on Circuit Theory, Vol. CT-4, Sept, 1957
- (3) I. A. Larky, "Negative Impedance Converters" IRE trans. on Circuit Theory, Vol. CT-4, Sept, 1957
- (4) T. Yanagisawa, "Current Inversion Type Negative Impedance Converters" J. Inst. Elect. Commun. Engrs (Japan), Vol. 39, Nov. 1956
- (5) Jaromir Braun, "Equivalent NIC Networks with Nullators and Norators" IEEE trans. on Circuit Theory, Sept. 1965.
- (6) Eugene H. Kopp, "Negative Impedance Inverter Circuits," Proc. IEEE Vol. 53, Dec. 1965
- (7) K. L. Su, "Active Network Synthesis" McGraw Hill, Inc. 1965.
- (8) M. S. Ghauri, "Principles and Design of Linear Active Circuits" McGraw Hill, Inc. 1965.
- (9) E. A. Guillemin, "Synthesis of Passive Networks" John Wiley & Sons, Inc. 1957.
- (10) M. Kawakami, "Nomographs for Butterworth and Chebyshev Filters" IEEE trans. on Circuit Theory, Vol. CT-10 June 1963.
- (11) L. M. Milne-Thomson, "Jacobian Elliptic Function Tables" Dover Publications, 1950.
- (12) F. H. Blecher, "Application of Synthesis Techniques to Electronic Circuit Design" IRE trans. on Circuit Theory, Vol. CT-7. Aug. 1960.
- (13) M. E. Van Valkenburg, "Introduction to Modern Network Synthesis" John Wiley & Sons, Inc. 1960.
- (14) J. D. Brownlie, "On the Stability Properties of a Negative Impedance Converter" IEEE trans. on Circuit Theory, Vol CT-13, Mar. 1966.
- (15) Atsuyoshi Ouchi, "CR Oscillators Using Negative Impedance Converters" J. of IECE (Japan), May, 1962.