論文 80-17-4-7

GB 積을 考慮한 能動濾波回路構成에 關한 研究

(Synthesis of Active Filters Using Operational Amplifiers of Finite GB Product)

李 太 遠*, 曺 龍 鉉**, 柳 濟 根**

(Rhee, Tae Weon Cho, Yong Hyon and Yoo, Jae Keun)

要 約

集積回路化된 演算增幅器의 GB 積의 有限性으로 因한 位相誤差가 能動濾波器의 使用可能周波數를 5 KHz 內外로 限定하고 있는 問題點을 解消하기 위하여 새로운 形態의 積分器를 提案하였다.

이 積分器의 位相誤差와 選擇度가 正의 符號를 가지고 있어서 Thomas 의 biquad 回路網內의 Miller 積分器와 代置하면 元來의 負의 位相誤差를 補償하여 全體回路網特性을 改善한다.

Thomas 의 biquad 回路를 本補償法에 의해서 改造한 帶域通過濾波器의 周波數特性을 測定한바 中心周波數가 20 KHz 그리고 Q 가 100 에 이르기까지 滿足할만한 應答을 보여 特性의 改善을 確認할 수 있었다.

Abstract

In order to eliminate the phase errors caused by the finite GB product of operational amplifiers, novel integnator circuits are proposed. These circuits are characterized by their positive phase error angles and integrator selectivity.

The positive sign of the Q_I and ϕ_I of the circuits compensates the negative selectivity and phase error angles, inherent in the integrated operational amplifiers.

Miller inverting integrator of a biquad circuit realized by Thomas is replaced by the proposed circuit and the band-pass frequency response of the modified biquad network is experimentally analyzed. A considerable improvement is recognized to such extent that the center frequency of the band-pass filter is allowed to be shifted up to 20 KHz, which has been infeasible with conventional biquad networks.

1. 序 論

演算增幅器를 利用한 能動濾波器의 構成理論에서 演算增幅器의 GB 積을 無限大로 하는 理想特性을 前提로 하는 경우가 많은데 使用周波數가 音聲帶領域程度의 周波數에서는 큰 問題가 없으나 그보다 높은 周波數領域에서는 限定된 GB 積으로 인하 位相特性과 振幅特性이 理想特性으로 부터 變移하여 全體回路의 性能을 低下시킨다.

이러한 不利한 位相의 變移를 補償하기 위하여 受動과 能動의 補償法이 研究되어 왔다.[1] ~[3]

能動濾波回路設計에서 受動補償法은 元來의 構成素子外에 다른 素子를 첨가하여 演算增幅器의 高域周波數에서의 位相遲延을 補償하고 있으나 이 補償素子는 特定한 周邊溫度와 電源電壓에 따라 素子定數를 定하여 놓은 것이어서 周圍溫度나 電源電壓이 變動하였을 때에는 補償効果를 상실한다.

能動補償法은 複數個의 演算增幅器가 封入된 集積回路를 使用하여 位相의 補償을 期하여 受動補償方式

* 正會員, 高麗大學校 工科大學 電子工學科

** 準會員, 高麗大 大學院 工科大學 電子工學科

(Dept. of Electronics Engr., Korea Uuiv.)

接受日字 : 1980年 4月 14日

(※ 이 논문은 1979 년도 문교부 학술연구 조성비에 의하여 연구된 것임.)

의 問題點을 解消시킨다.

本硏究에서는 位相의 進相量과 選擇度를 可變할 수 있는 積分回路를 利用하는 能動補償法을 提案하고 이 方式을 Thomas의 biquad 回路[3]에 適用하여 그 補償效果를 實驗으로 確認하였다.

2. 積分回路의 Q와 位相誤差

本硏究에서 使用하는 演算增幅器는 單一極을 가지는 것으로 하여 그 開放루우프 利得 A(s)를

$$A(s) = -\frac{Ao\,\omega p}{S+\omega p} = -\frac{GB}{S+\omega p}$$

로 나타낸다. 여기서 Ao는 開放루우프直流利得이며 GB는 單位利得周波數帶域幅이다. $\omega \ll \omega p$인 周波數領域에서는

$$A(s) \fallingdotseq -\frac{GB}{S} \quad \cdots\cdots (1)$$

가 된다.

演算增幅器의 周波數特性을 고려할때 積分回路의 傳達函數 $T(j\omega)$는 다음과 같이 表示된다.

$$T(j\omega) = \frac{-1}{R(\omega)+jx(\omega)} \quad \cdots\cdots (2)$$

이 積分回路의 Q를 Q_I라 할때 다음과 같이 定義된다.[3]

$$Q_I = \frac{X(\omega)}{R(\omega)} \quad \cdots\cdots (3)$$

또한 積分回路의 電壓傳達函數는 다음과 같이 나타낼 수도 있다.[3]

$$T(s) \pm \frac{1}{S\tau}\varepsilon(s) \quad \cdots\cdots (4)$$

여기서 τ는 時定數이고 $\varepsilon(s)$는 誤差函數로서

$$\varepsilon(s)|_{s=jw} = R(\omega) + jx(\omega)$$

로 나타내며 位相誤差 ϕ_I는

$$\phi_I = \tan^{-1}\frac{X(\omega)}{R(\omega)} \quad \cdots\cdots (5)$$

로 나타낼 수 있다.

以上과 같이 Q_I와 位相誤差 ϕ_I를 實際의 演算增幅 積分回路에서 考察하기로 한다.

A) 反轉形 Miller 積分回路

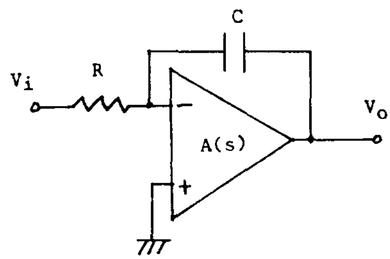

그림 1. 反轉形 Miller 積分回路
Fig. 1. Inverting Miller integrator.

그림 1과 같이 反轉形積分回路의 電壓傳達函數는

$$T(s) = -\frac{1}{SRC}\frac{1}{1+\frac{1}{RCGB}+\frac{S}{GB}} \quad \cdots\cdots (6)$$

이다. $\frac{1}{RCGB} \ll 1$이라 할 수 있으므로 Q_I와 ϕ_I는 다음과 같다.

$$Q_I \fallingdotseq \frac{GB}{\omega},\quad \phi_I \fallingdotseq -\frac{\omega}{GB} \quad \cdots\cdots (7)$$

B) 非反轉形 Miller 積分回路

그림 2와 같이 非反轉形積分回路의 傳達函數는

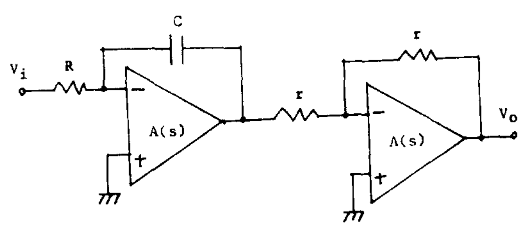

그림 2. 非反轉 Miller 積分回路
Fig. 2. Non-inverting Miller integrator

$$T(s) = -\frac{1}{SRC}\left[\frac{1}{1+\frac{1}{RCGB}+\frac{S}{GB}}\right]\cdot\left[\frac{-1}{1+\frac{2S}{GB}}\right]$$

$$= \frac{1}{SRC}\,\frac{1}{1+\frac{1}{RCGB}+S\left(\frac{3}{GB}+\frac{2}{RCGB^2}\right)+S^2\frac{2}{GB^2}} \quad \cdots\cdots (8)$$

로 나타나며 Q_I 는 다음과 같다.

$$Q_I = \frac{\omega\left(1+\frac{1}{RCGB}\right) - \omega^3 \frac{2}{GB^2}}{-\left(\frac{3}{GB} + \frac{2}{RCGB^2}\right)\omega^2} \fallingdotseq -\frac{1}{3}\frac{GB}{\omega} \quad \cdots (9)$$

位相誤差 ϕ_I 를 求하면

$$\phi_I = -\tan^{-1}\frac{\omega\left(\frac{3}{GB}+\frac{2}{RCGB^2}\right)}{1+\frac{1}{RCGB}} \fallingdotseq -\frac{3\omega}{GB} \quad \cdots\cdots (10)$$

從來에 開發된 바 있는, 演算增幅器의 有限GB積에 대한 補償이 없는 非反轉形積分回路는 Miller 의 回路以外에 balanced time-constant(BTC)積分回路 resitance-bridge(RB) 積分回路等이 있으나 受動素子의 變動에 대한 感度가 높아서 能動回路網에 使用하기에는 不利하다.

3. 提案된 積分回路

A) 可變 Q_I, $\varnothing_I$ 反轉形積分回路

그림 3 의 回路는 積分回路와 增幅回路의 接續으로 이루어진 것이며 K를 調節하므로써 Q_I와 $\varnothing_I$ 를 變化시킬 수 있다.

電壓傳達函數는 다음과 같다.

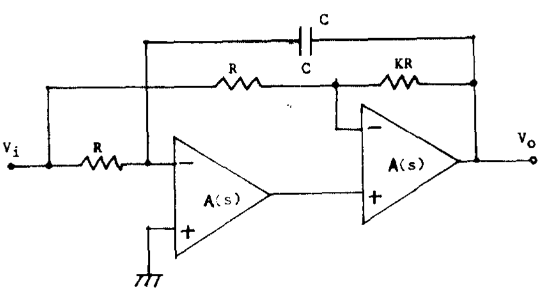

그림 3. 可變 Q_I, $\varnothing_I$ 反轉形積分回路
Fig. 3. Variable Q_I, $\varnothing_I$ inverting integrator.

$$T(s) = -\frac{\frac{K}{1+K} + \frac{1}{1+SRC}\cdot\frac{GB}{S}}{\frac{1}{1+K} + \frac{S}{GB} + \frac{SRC}{1+SRC}\cdot\frac{GB}{S}}$$

$$= -\frac{1}{SRC}\;\frac{1+\frac{KS}{(1+K)\,GB} +}{1+\frac{1}{RCGB(1+K)} + \left[\frac{1}{GB(1+K)}\right.}$$

$$\frac{\frac{KRC\;S^2}{(1+K)\,GB}}{\left.\frac{1}{RCGB^2}\right]S + \frac{S^2}{GB^2}} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (11)$$

Q_I 는

$$Q_I = \frac{\left[\frac{1}{GB^2} - \frac{K}{GB^2(1+K)^2}\right]\omega^2 - 1}{\frac{(1-K)\,\omega}{GB(1+K)} + \frac{K\omega^3}{(1+K)\,GB^3}}$$

$$\fallingdotseq \frac{(K+1)\,\omega}{(K-1)\,GB} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (12)$$

가 되며 位相誤差는

$$\varnothing_I = \tan^{-1}\frac{\frac{K\omega}{(1+K)\,GB}}{1-\frac{KRC\;\omega^2}{(1+K)\,GB}} - \tan^{-1}\frac{\frac{1}{GB(1+K)} +}{1+\frac{1}{GB(1+K)} -}$$

$$\frac{\frac{1}{GB^2\,RC}}{\frac{\omega^2}{GB^2}} \fallingdotseq \frac{(K+1)\,\omega}{(K-1)\,GB} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (13)$$

로 나타나는데 進相을 나타냄으로 大部分의 경우에 發生하는 遲相誤差를 補償할 수 있으며 K의 調節에 의하여 Q_I 와 $\varnothing_I$ 를 變化시킬 수 있다.

B) 微分器를 利用한 積分回路

그림 4 는 微分器를 通해서 演算增幅器의 非反轉入力端子에 饋還을 걸어준 形態의 積分回路이다.

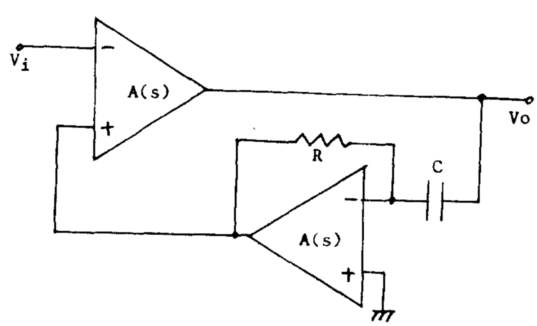

그림 4. 微分器를 利用한 積分回路
Fig. 4. Differentiator-based integrator.

이 回路의 電壓傳達函數는 다음과 같다.

$$T(s) = -\frac{\dfrac{1}{A} + \dfrac{1}{SCR+1}}{\dfrac{SRC}{SCR+1} + \dfrac{1}{A}\left(\dfrac{1}{A} + \dfrac{1}{SCR+1}\right)}$$

$$= -\frac{1}{SRC}\,\frac{1+\dfrac{s}{GB}+\dfrac{RCs^2}{GB}}{1+\dfrac{1}{RC\,GB}+\dfrac{s}{RC\,GB^2}+\dfrac{s^2}{GB_s}} \cdots (14)$$

이 式으로 부터 Q_I 를 求하면

$$Q_I = \frac{-\omega\left(RC+\dfrac{1}{GB}\right)+\omega^2\dfrac{RC}{GB^2}+\omega^3\left(\dfrac{R^2C^2}{GB}+\dfrac{RC}{GB^2}-\dfrac{1}{GB^3}\right)-\omega^4\dfrac{(RC^2)}{GB^3}}{-\omega^2\dfrac{RC}{GB}+\dfrac{\omega^3 RC}{GB^3}-\omega^4\dfrac{RC}{GB^3}} \fallingdotseq \frac{GB}{\omega} \cdots\cdots (15)$$

가 된다.

演算增幅器의 GB 積의 限定性에 起因하는 位相誤差 $\varnothing_I$는

$$\varnothing_I = \tan^{-1}\frac{\dfrac{\omega}{GB}}{1-\dfrac{RC}{GB}\omega^2} - \tan^{-1}\frac{\dfrac{\omega}{RC\,GB^2}}{1+\dfrac{1}{RC\,GB}-\dfrac{\omega^2}{GB^2}}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots (16)$$

여기서 $\dfrac{RC}{GB}\omega^2 \ll 1$, $\dfrac{1}{RC\,GB} - \dfrac{\omega^2}{GB^2} \ll 1$이라 할 수 있으므로 (16)式은

$$\varnothing_I = \frac{\omega}{GB}\left(1+\frac{RC}{GB}\omega^2\right) - \frac{\omega}{RC\,GB^2}\left(1-\frac{1}{RCGB}+\frac{\omega^2}{GB^2}\right) = \frac{\omega}{GB}\left[1-\frac{1}{RC\,GB}+\frac{1}{(RC\,GB)^2}\right]$$

$$+\frac{\omega^3}{GB^2}\left[RC-\frac{1}{RC\,GB^2}\right] \fallingdotseq \frac{\omega}{GB} \cdots\cdots (17)$$

以上의 提案된 回路에서의 位相誤差는 進相으로 나타나므로 biquad 回路[4]와 같은 能動濾波回路에 應用하면 다른 演算增幅器의 遲相誤差를 相殺하여 GB 積의 限定性의 影響을 補償할 수 있다.

4. 提案된 積分回路의 應用回路網

前節에서는 몇가지 積分回路의 位相誤差量 $\varnothing_I$와 選擇度 Q_I 에 대해서 考察하였는데 提案된 積分回路를 biqual 函數回路網에 適用한 形態를 考察하기로 한다.

Biquad 回路의 電壓傳達函數는 다음[4]으로 주어진다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{m\left(s^2+\dfrac{\omega z}{Qz}s+\omega z^2\right)}{s^2+\dfrac{\omega p}{Qp}s+\omega p^2} \cdots\cdots\cdots\cdots (18)$$

여기서 ωz, ωp는 各各 電點과 極의 周波數에 關聯되며 Qz, Qp는 各各 電點과 極이 나타나는 周波數應答曲線에서의 選擇度이다. 이러한 函數를 實現한 回路網의 불럭圖가 그림 5 이다.

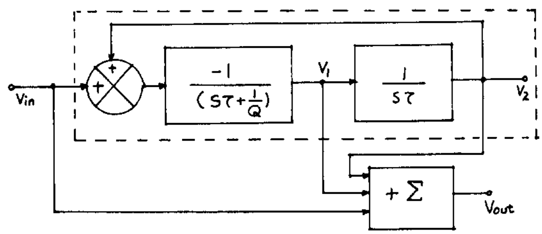

그림 5. Biquad 回路網의 불럭圖

Fig. 5. Block diagram of biquad network.

그림에 나타낸 바와 같이 biquad 回路網은 有損失積分器, 非反轉積分器 그리고 加算器를 結合한 것이다. 이 回路網의 有用性은 帶域通過 또는 低域通過의 周波數選擇特性을 가질 수 있다는 點이다. 即 그림 5 에서 V_1/Vin 은

$$V_1/Vin = \frac{1}{\tau}\,\frac{s}{s^2+\dfrac{1}{Q\tau}s+\dfrac{1}{\tau^2}} \cdots\cdots\cdots\cdots (19)$$

로서 低域通過特性을 그리고 V_2/Vin 은

$$V_2/Vin = -\frac{1}{\tau^2}\,\frac{1}{s^2+\dfrac{1}{Qz}s+\dfrac{1}{\tau^2}} \cdots\cdots\cdots\cdots (20)$$

로서 帶域通過特性을 나타낸다. 이 式들에서 τ는 積分器의 RC인 時定數이며 Q는 極의 Q로서 有損失積分器의 損失抵抗을 無損失積分器의 入力路의 抵抗으로 나눈 값이다.

本硏究에서는 그림 5 의 點線으로 둘러싼 部分만을 考察하기로 한다.

이 部分을 Thomas[4]는 그림 6 과 같은 形態로 實

現하였다. 이 回路는 有損失積分器에 miller 非反轉形積分器를 連結한 形態로 構成되어 있는데, 使用한 演算增幅器의 GB 積이 無限大일때 biquad 函數의 極의 Q는 그림의 QR에 의해서 定해져야 한다. 그러나

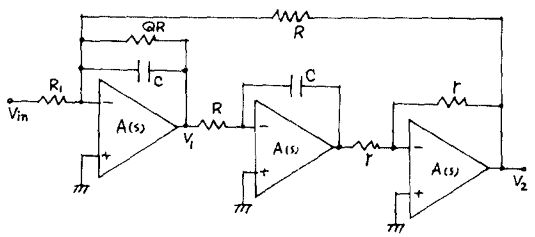

그림 6. Thomas 의 回路
Fig. 6. Thomas network.

實際로는 有損失積分器의 Q를 Q_1 非反轉積分器의 Q를 Q_2 라 할때 實現된 極의 Q인 Q_k 는 다음식[4]으로 주어진다.

$$Q_k = \frac{1}{\frac{1}{Q} + \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (21)$$

Q_1 은 反轉形 積分器에 關聯되므로 (7), (9)式에 나타낸 바와 같이 Q_1 과 Q_2 는 같은 負의 符號를 갖이게 되어 誤差成分이 오히려 强調된다. 位相誤差도 같은 符號여서 全體回路網特性이 劣化한다.

이러한 Thomas 回路의 缺點을 改善하기 위한 方案으로서 Thomas 回路의 Miller 反轉形積分器를 앞에서 提案된 回路로 置換한다. 提案된 積分回路의 Q_I 와 $\varnothing_I$ 가 正의 符號이므로 誤差成分을 相殺할 수 있다.

3. A)에서 提示된 積分回路를 使用하여서 Thomas 回路를 改善하면 그림 7과 같이 形態가 된다.

3. B)에서 提示된 積分回路를 使用한 biquad回路가 그림 8이다.

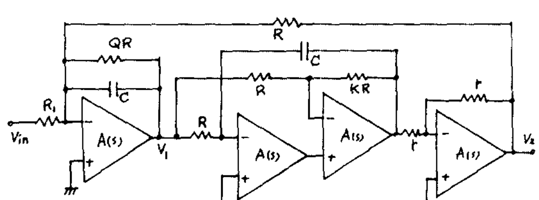

그림 7. 3. A)에서 提案된 積分器를 使用한 biquad 回路
Fig. 7. Biquad network using integrator proposed in 3. A).

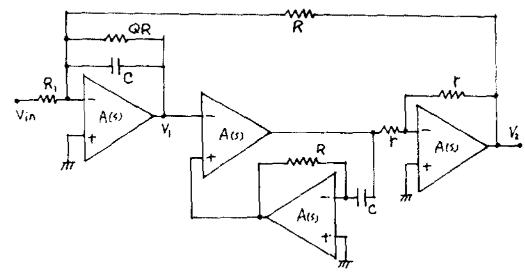

그림 8. 3. B)의 積分器를 使用한 biquad 回路
Fig. 8. Biquad network using integrator proposed in 3. B).

5. 實驗 및 檢討

Biquad 回路가 V_1 / Vin 에서 帶域通過特性을 나타내므로 Thomas 의 回路를 改造한 biquad 回路의 周波數應答特性을 調査하기 위해서 그림 7과 그림 8의 回路의 RC의 값으로 中心周波數를 決定하고 有損失積分器의 損失抵抗으로 Q를 選擇한다.

抵抗値와 靜電容量値는 設計値에 可能限 接近하도록 하기위해서 Universal bridge로 여러個中에서 選拔한 素子를 使用하였고 캐퍼시터는 세라믹 캐퍼시터를, 演算增幅器는 μA 741를 使用하였다. 測定場所의 周邊溫度가 18℃였으나 25°C까지 溫度를 올렸어도 測定値의 變化量은 無視할 수 있을 程度였다. 電源電壓은 ± 15 V로 하였다.

1) 그림 7의 回路에서 K의 값은 (10)式과 (13)式으로부터 補償條件에 의해서

$$\frac{3\,\omega}{GB} = \frac{(K+1)}{(K-1)}\frac{\omega}{GB}$$

卽 K = 2가 된다.

R = 398 Ω, r = 4.6 KΩ, R_1 = 3.3 KΩ, 그리고 中心周波數에 따라 f_0 = 10 KHz 의 경우는 C = 0.04 μF, f_0 = 20 KHz 의 경우에는 C = 0.02 μF로 定하였다.

f_0 = 10KHz 때의 周波數應答曲線을 다섯個의 Q의 값에 대해서 求한 것이 그림 9이다. 그림에 나타난 바와 같이 높은 Q의 경우에도 安定된 應答을 나타내고 있다.

f_0 = 20KHz로 定하였을 경우의 應答曲線을 역시 다섯個의 Q에 대해서 求한 것이 그림 10이다. 먼저 그림과 마찬가지로 Q = 100에서는 octave當 30dB 以上이라는 날카로운 기울기를 보이고 있다.

2) 그림 8의 回路에서도 R, C, r, 및 R_1 의 값을 앞의 回路의 경우와 같게 定하고 f_0 = 10 KHz 와 f_0=

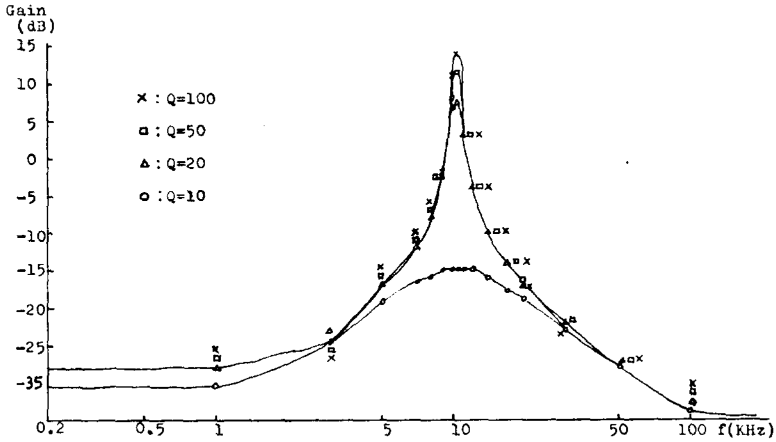

그림 9. 그림 7의 回路의 f_0= 10 KHz 에서의 周波數應答

Fig.9. Frequency response of the circuit in Fig. 7 at f_0= 10 KHz.

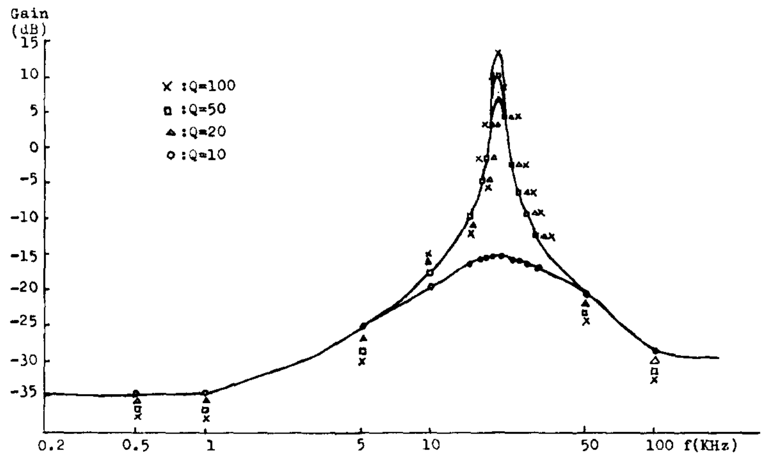

그림 10. 그림 7의 回路의 f_0= 20 KHz 에서의 周波數應答

Fig.10. Frequency response of circuit in Fig. 7 at f_0= 20 KHz.

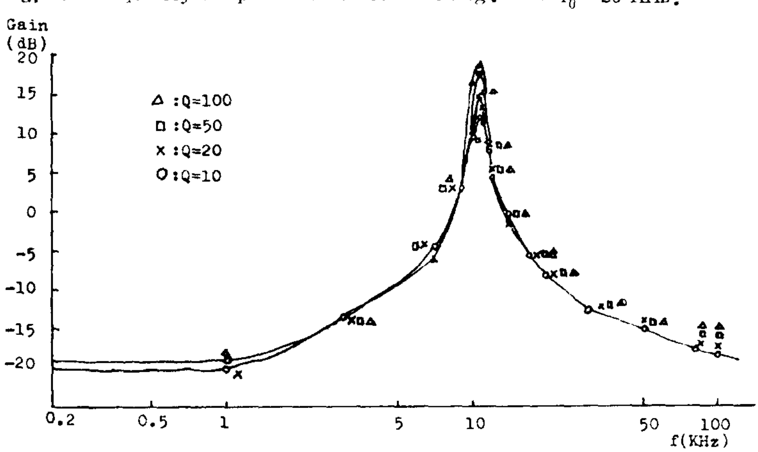

그림 11. 그림 8의 回路의 f_0= 10 KHz 에서의 周波數應答

Fig.11. Frequency response of circuit in Fig. 8 at f_0= 10 KHz.

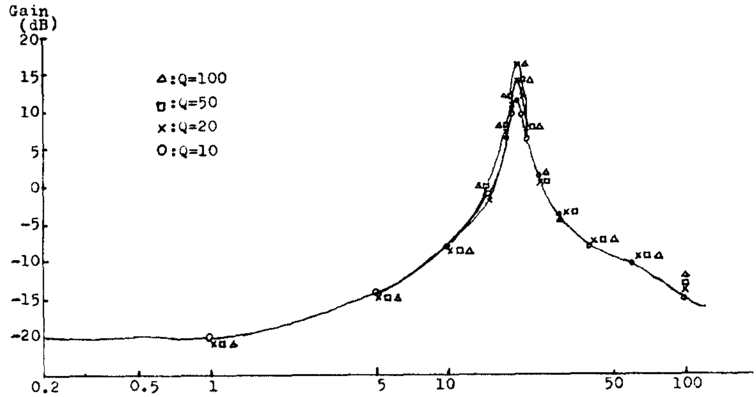

그림 12. 그림 8의 回路의 $f_0 = 20$ KHz 에서의 周波數應答
Fig. 12. Frequency response of circuit in Fig. 8 at $f_0 = 20$ KHz.

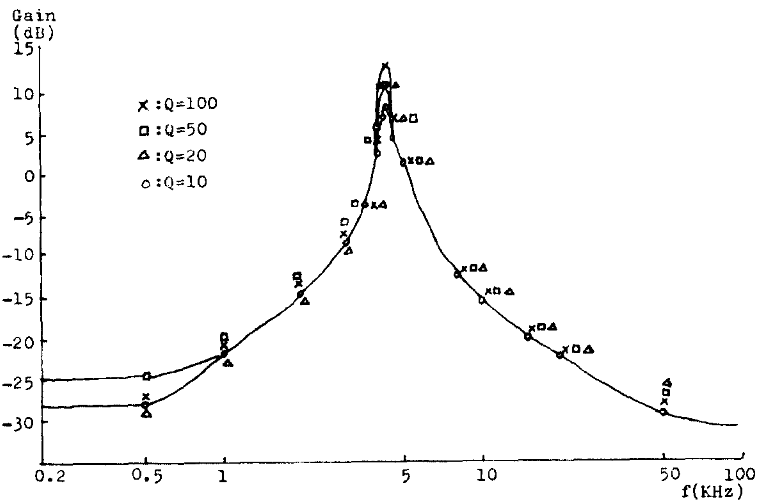

그림 13. Thomas 의 biquad 回路의 周波數應答
Fig. 13. Frequency response of Thomas biquad circuit.

20 KHz 의 경우의 周波數應答特性을 測定한 것이 그림 11 과 12 이다. 그림 7의 回路의 경우보다 最大기울기가 octave 當 5 dB 가량이 減小되었다.

3) 그림 6의 Thomas 의 biquad 回路에 對해서도 먼저와 같은 中心周波數 및 Q의 값에 대한 周波數應答曲線을 求하려고 하였으나 Q의 값이 16을 超過하면 $f_0 = 10$ KHz 로 設計한 回路의 動作이 不安定하여진다. 그림 7이나 8의 回路에서와 같은 Q의 여러가지 값에 대한 應答을 求하기 위해서는 그림 13과 같이 f_0를 4.2 KHz 까지 낮추어 주었다.

本硏究에서 提案한 補償方式을 適用한 biquad 回路의 帶域通過周波數應答特性이 Thomas 의 回路에 比해서 보다 높은 中心周波數와 Q의 값에 대해서도 滿足할만 함을 알 수 있다.

6. 結　論

能動濾波器構成에 使用되는 演算增幅器의 限定된 GB 積으로 因하여 位相誤差가 發生하여 高域周波數에서의 特性을 劣化시키는 問題點을 除去하기 위해서 biquad 回路에 適用할 수 있도록 位相誤差와 選擇度가 正의 符號를 가지는 積分回路를 提案하였다.

Thomas 의 biquad 回路內의 Miller 積分器를 이 새로운 積分回路로 代置하여 元來의 負의 符號의 位相誤差를 補償하였다.

提案된 方式으로 構成된 回路網의 帶域通過周波數應答特性을 測定한 바 中心周波數가 20 KHz, Q가 100 에 이르도록 安定된 作動을 하였고 Q = 100 에서 最大기울기가 octave 當 30 dB 以上이 되었다. Thomas

回路를 Q = 100의 경우에 利用하기 위해서는 中心周波數를 4.2 KHz 에 限定하여야 한다. 따라서 같은 型의 演算增幅器를 使用할때 本硏究에서 提案한 方式이 Thomas 의 回路보다 特性이 改善됨을 確認할 수 있다.

附 記

本硏究는 1979年度 文敎部의 硏究助成費의 支給으로 이루어진 것을 밝히며 謝意를 表한다.

參 考 文 獻

1. L. T. Bruton et al, "Frequency limitation of coupled-biquadric active ladder structures," IEEE Trans. J. Solid-State Circuits, vol. SC-9, pp. 70-72, Apr. 1974.
2. T. Yanagisawa et al, "Design and evaluation procedure of active RC filters using band limited amplifiers," IECEJ Trans. vol. J 59-A, No. 10, Oct. 1976.
3. P. O. Brackett et al, "Active compensation for high frequency effects in op-amp circuits withapplication to active RC filters," IEEE Trans. Circuits and Systems vol. CAS-23 No. 2, Feb. 1976.
4. L. C. Thomas, "The biquad-some practical design considerations,"IEEE Trans. Circuits and Systems, vol CAS-18, No. 3, May 1971.
5. M. A. Reddy, "Operational amplifier circuits with variable phase shift and their applications to high-Q active RC-filters and RC-oscillators," IEEE Trans. Circuits and Systems, vol CAS-23, No. 6 June 1976.