

中心周波數와 帶域幅의 制御가 獨立的인 能動濾波器 (Active RC Bandpass Filter with the Independent Tuning and Bandwidth Controls)

金 秀 重* · 鄭 信 一**

(Kim, Soo Joong and Chung, Shin Il)

要 約

indefinite admittance matrix 回路解析法을 써서 2개의 演算增幅器를 갖는 能動 RC濾波器的 合成方法을 제시하였고, 이 方法에 의하여 中心周波數와 帶域幅을 獨立的으로 制御할 수 있는 帶域通過 能動濾波기를 實現하였다. 實現된 回路에 대한 周波數特性的 理論値와 實驗値는 좋은 일치를 보였다.

Abstract

Employing indefinite admittance matrix analysis method, a novel synthesis procedure of general active-RC filters using 2 operational amplifiers has been shown in this paper. With this procedure, a stable active-RC bandpass filter has been designed, which provides for independent adjustment of the tuning and band-width control. The predicted and actual performance is in good agreement.

1. 序 論

1953年 J.G. Linvill 이 濾波器 設計에 能動素子를 이용한 合成方法을 發表한¹⁾ 이래 集積回路化의 이것 때문에 근래까지 많은 研究가 계속되고 있다. 사용되는 能動素子로는 주로 負性임피던스變換器 (NIC), gyrator 또는 演算增幅器等이며²⁻⁷⁾ 이들은 각각 그들 나름대로의 특징들을 갖고 있으며, 특히 演算增幅器를 사용하는 合成方法이 지금도 많이 研究되고 있다.⁶⁻¹⁵⁾ 1970年 W.J. Kerwin等은 4개의 演算增幅器를 써서¹⁶⁾ 中心周波數와 選擇度(Q)를 獨立的으로 調整할 수 있는 能動濾波器를 合成한 바 있으며, 1972年 A. Budak等 이 演算增幅器 1개를 써서, 일정한 帶域幅과 最大利得을 가지고, 中心周波數를 可變시킬 수 있는 能動濾波器를¹⁷⁾ 合成하였다. 한편 1975年 S. Bruminhent 등도 演算增幅器 2개를 이용해서 中心周波數를 可變함에 따

라 帶域幅이 같은 比率로 變化되는 能動濾波器를 設計하였다¹⁸⁾.

本 論文은 中心周波數와 帶域幅을 獨立的으로 制御할 수 있는 能動濾波器를 實現한 것으로서 그 合成方法으로는 (1) 2개의 演算增幅器를 能動素子로 이용하기로 하고, 이들의 各 端子 6개와 入力端子 1를 합쳐 모두 7개의 節點을 전제로 하고, (2) 한 가지는 오직 抵抗 또는 容量素子 1개만으로 이루어진 回路가 되도록 하며, (3) 出力側의 內部임피던스를 적게하기 위해 한 演算增幅器의 出力端子가 濾波器의 出力端子로 되는 條件에서 7×7次的 indefinite admittance matrix 回路解析法을 이용한 것이다. 그리고 實現된 濾波器에 대해서 實驗을 통해 그 特性을 확인하였다.

2. 回路合成

合成하려는 能動濾波器는 앞에서의 條件에 따라 7개의 節點을 갖는 것으로 하고 節點 사이에는 相互結合의 관계가 없는 R 또는 C 만으로 된 어드미턴스가 접속된 것으로 하여 演算增幅器를 제외한 回路網은 그림 1과 같이 된다. 그림 1에서 節點1과 6이 각각 濾波器의 入力端子와 出力端子이고 節點 7이 接地端子이다.

* 正會員 慶北大學校 工科學 電子工學科
College of Engineering, Kyungpook National University

** 準會員 慶北大學校
College of Engineering, Kyungpook National University

接受日字: 1976年 1月 28日

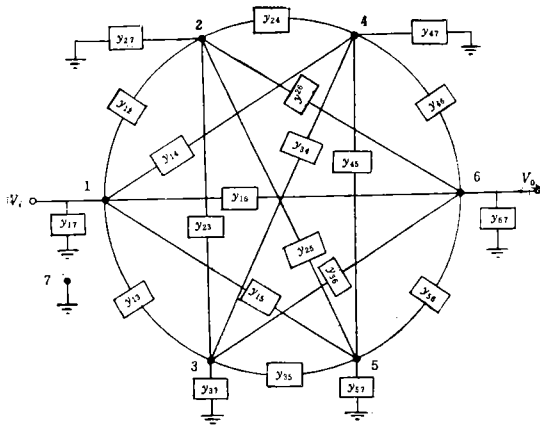


그림 1. 7개의 節點으로 된 受動回路網
Fig.1. Passive network with the 7-node.

受動素子로만 되어있는 그림 1의 回路網에 대한 indefinite admittance matrix를 구하던

$$[Y] = \begin{pmatrix} y_{11} & -y_{12} & -y_{13} & -y_{14} & -y_{15} & -y_{16} & -y_{17} \\ -y_{12} & y_{22} & -y_{23} & -y_{24} & -y_{25} & -y_{26} & -y_{27} \\ -y_{13} & -y_{23} & y_{33} & -y_{34} & -y_{35} & -y_{36} & -y_{37} \\ -y_{14} & -y_{24} & -y_{34} & y_{44} & -y_{45} & -y_{46} & -y_{47} \\ -y_{15} & -y_{25} & -y_{35} & -y_{45} & y_{55} & -y_{56} & -y_{57} \\ -y_{16} & -y_{26} & -y_{36} & -y_{46} & -y_{56} & y_{66} & -y_{67} \\ -y_{17} & -y_{27} & -y_{37} & -y_{47} & -y_{57} & -y_{67} & y_{77} \end{pmatrix} \quad (1)$$

이 된다. 여기서 $y_{jk}(j \neq k)$ 는 節點 j 와 k 를 잇는 가지의 어드미턴스이고 y_{kk} 는

$$y_{kk} = \sum_{i=1}^7 y_{ki} \quad (k=1, 2, \dots, 7)$$

로서 節點 k 에 접속되어 있는 모든 어드미턴스의 합이다.

그림 1의 受動回路網에 2개의 理想演算增幅器 A_1 과 A_2 의 入力端子와 出力端子를 그림 2에 보인 번호와 같은 節點에 접속하는 것으로 한다. 實現된 濾波器의

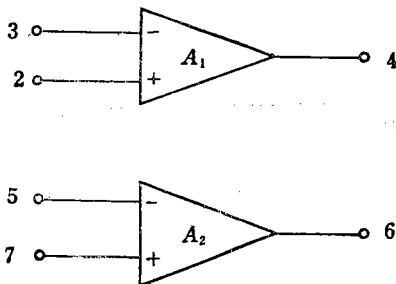


그림 2. 演算增幅器의 端子番號
Fig.2. Terminal numbers of OP amp.s

出力側の 内部임피던스가 작은 값을 갖도록하기 위해 演算增幅器 A_2 의 出力端子가 節點6이 되도록 하였다. A_1 과 A_2 가 理想演算增幅器이므로 入力임피던스 $Z_i = \infty$ 이고 演算增幅器 各 入力端子에 흐르는 電流는 零이며 出力임피던스 $Z_o = 0$ 이고, 增幅器의 利得 $A = \infty$ 이다. 따라서 各 演算增幅器는

$$v_4 = A_1(v_2 - v_3), \quad A_1 \rightarrow \infty \quad (2a)$$

$$v_6 = A_2(v_7 - v_5), \quad A_2 \rightarrow \infty \quad (2b)$$

을 만족한다. 여기서 v_k 는 節點 k 의 기준 節點에 대한 電壓이다. A. Nathan의 方法에¹⁹⁾ 의하여 그림 1의 受動回路網에 演算增幅器 A_1 과 A_2 가 接續된 回路를 解析하면 演算增幅器의 出力電壓 v_4 와 v_6 가 有限한 값을 갖기 위해서는 $v_2 = v_3$ 와 $v_5 = v_7 = 0$ 가 되어야 한다. 따라서 式(1)의 indefinite admittance matrix에서 제2행과 제3행을 합하고 제5행과 제7행을 제외한다. 그리고 各 演算增幅器의 出力端子가 接續되어 있는 節點 4와 6 및 基準節點7의 電流方程式은 一次從屬이므로 indefinite admittance matrix에서 역시 제4열, 6열 및 7열을 제외하여 4×4 차의 definite admittance matrix를 구하면 다음과 같이 된다.

$$[Y'] = \begin{pmatrix} y_{11} & -y_{12} - y_{13} & -y_{14} & -y_{16} \\ -y_{12} & y_{22} - y_{23} & -y_{24} & -y_{26} \\ -y_{13} & y_{33} - y_{23} & -y_{34} & -y_{36} \\ -y_{15} & -y_{25} - y_{35} & -y_{45} & -y_{56} \end{pmatrix} \quad (3)$$

入力端子인 節點1에 電流源 I_1 이 印加되고 다른 節點들에는 電流源이 없으므로 節點1과 6의 電壓은 각각

$$v_1 = \frac{Y_{11}'}{\Delta} I_1 \quad (4a)$$

$$v_6 = \frac{Y_{16}'}{\Delta} I_1 \quad (4b)$$

이다. 여기서 $\Delta = \det [Y']$, $Y_{11}' = \{y_{11}$ 의 餘因數), 그리고 $Y_{16}' = \{-y_{16}$ 의 餘因數)이다. 따라서 電壓傳達函數는

$$T = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_6}{v_1} = \frac{Y_{16}'}{Y_{11}'} = - \frac{-(y_{22} - y_{23})(y_{13}y_{45} - y_{15}y_{34}) + (y_{33} - y_{23})}{(y_{22} - y_{23})(y_{34}y_{56} - y_{45}y_{36}) - (y_{33} - y_{23})} \frac{(y_{12}y_{45} - y_{15}y_{24}) + (y_{25} + y_{35})(y_{12}y_{34} - y_{13}y_{24})}{(y_{24}y_{56} - y_{45}y_{26}) - (y_{25} + y_{35})(y_{24}y_{36} - y_{34}y_{26})} \quad (6)$$

이다.

2次系 濾波器의 電壓傳達函數는 일반적으로

$$T = \frac{a_0 s^2 + a_1 s + a_2}{a_0 s^2 + b_1 s + b_2} \quad (7)$$

로 나타낼 수 있는데⁵⁾ 특히 $a_0 = a_2 = 0$ 이고 $a_1 \neq 0$ 인 경우가 帶域通過濾波器로서 式(6)으로부터 이를 얻기 위해서

$$y_{24}=0, y_{26}=\infty, y_{13}=0, y_{35}=0 \quad (8)$$

으로 놓으면

$$T = -\frac{y_{15}y_{34}}{y_{34}y_{56} + y_{34}y_{45} + y_{25}y_{34} + y_{37}y_{45}}$$

를 얻을 수 있다.

式(8)의 條件에서 얻어진 回路는 그림3과 같으며 式(9)의 分母가 2次系의 濾波器가 되려면 最小한 2개의 容量素子가 필요로 된다. 따라서 中心周波數와 帶域幅의 制御가 獨立으로 될 수 있는 帶域通過能動濾波器를 實現하기 위해 각 어드미턴스를

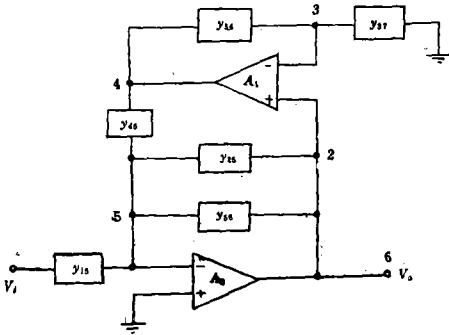


그림 3. 實現된 能動濾波器
Fig.3. realized active filter.

$$y_{56}=sC_1, y_{15}=1/R_1, y_{25}=1/R_2, y_{34}=sC_2, y_{45}=1/R_3, y_{37}=1/R_4 \quad (10)$$

로 놓고 이를 式(9)에 대입하여

$$T = -\frac{s \frac{1}{C_1} K_1}{s^2 + s \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}} \quad (11)$$

를 얻게 된다.

式(11)로 부터 實現된 濾波器의 中心周波數

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}}, \quad (12a)$$

帶域幅

$$4\omega = \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right), \quad (12b)$$

표 2. 感度特性的 비교

濾波器 種類	Sallen, Key		Hamilton, Sedra		Moschytz		Kerwin, Heulsman, Newcomb 상태 변 수	本 實 現 路
	PF	NF	MS	HS	MSFEN	HSFEN		
演算增幅器의 數	1	1	1	2	2	3	3	2
$S_{R,C}^{\omega_0}$	≤ 1	$\leq \frac{1}{2}$	≤ 1	≤ 1	≤ 1	≤ 1	$\leq \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$
$S_{R,C}^Q$	αQ	$\leq \frac{1}{2}$	≤ 1	$\frac{\alpha q R}{q R = 3}$	1	$\frac{\alpha q R}{q R = 5}$	$\leq \frac{1}{2}$	< 1

選擇度

$$Q = \frac{\omega_0}{4\omega} = \frac{R_2 \sqrt{C_1 R_3 / C_2 R_4}}{R_2 R_3} \quad (12c)$$

및 最大利得

$$H = -\frac{R_2 R_3}{R_1 (R_2 + R_3)} \quad (12d)$$

를 얻을 수 있다. 式(12a) 및 (12b)에서 보면 ω_0 와 4ω 는 각각 R_4 와 R_2 의 函數로서 서로 獨立으로 制御될 수 있다.

3. 感度(Sensitivity)

能動濾波器는 受動濾波器에 비해 感度が 매우 重要하며 能動濾波器를 評價하는 重要한 尺度 중의 하나이다. 20) 여기서는 다음과 같은 感度の 定義式을 이용하기로 한다.

$$S_x^y = \frac{d(\ln y)}{d(\ln x)} = \frac{x}{y} \frac{dy}{dx} \quad (13)$$

단, x는 回路에 사용된 素子의 값이고 y는 回路의 動作特性이다.

式(12)로 나타낸 각 動作特性에 대하여 式(13)에 의해 感度を 구하면 표1이 된다.

표 1 感度特性

$x \backslash y$	C_1	C_2	R_1	R_2	R_3	R_4
ω_0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
4ω	1	0	0	$< 1 $	$< 1 $	0
Q	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$< 1 $	$< \frac{1}{2} $	$-\frac{1}{2}$
H	0	0	-1	$< 1 $	$< 1 $	0

표2는 참고논문¹³⁾ 의하여 다른 回路의 感도와 本論文의 感度を 비교한 것으로 演算增幅器 1개를 사용한 Sallen과 Key의 濾波器에 비해 本濾波器의 感도가 우수하며 2 또는 3개의 演算增幅器를 사용한 다른 경우와는 거의 비슷한 결과를 얻었음을 보여 준다.

4. 實驗 및 考察

앞에서 實現한 回路가 실제의 傳達函數를 만족하는 가를 확인하기 위하여 한가지 例를 들어 實驗하였다. 그림 4에서 受動素子로는 $C_1=1.10 \times 10^{-6}$ [F], $C_2=9.45 \times 10^{-9}$ [F] 및 $R_3=5.57 \times 10^3$ [Ω]이었고 R_1, R_2 및 R_4 는 可變抵抗을 썼으며 演算增幅器는 Fairchild $\mu A 741C$ 를 이 그림 4에 用하였다.

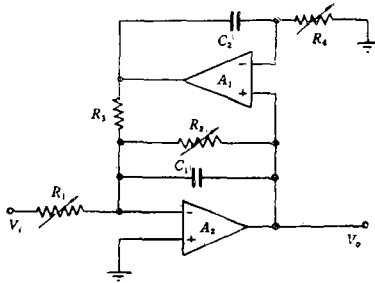


그림 4. 帶域通過 能動濾波器
Fig. 4 Banpass active filter.

理論的인 中心周波數 ω_0 를 100, 200, 400, 700, 및 1000[Hz]로 하기위한 R_4 는 각각 44, 200, 11, 000, 740, 894, 및 442 [Ω]이며 각 경우마다 R_1 과 R_2 로서

最大利得과 帶域幅을 調整하였을때 周波數應答曲線의 實驗結果는 그림5와 같다.

표3은 實驗値와 理論値를 比較한 것으로 f_{oi} 와 f_{om} 은 각각 中心周波數의 理論 및 實驗値이고, Δf_i 와 Δf_m 은 帶域幅의 理論 및 實驗値이며, H_i 와 H_m 은 中心周波數에서의 利得의 理論 및 實驗値이다.

표 3. 理論値와 實驗値의 比較

$C_1=1.10[\mu F], C_2=9.45 \times 10^{-9}[\mu F], R_3=5.57[k\Omega]$									
$R_1[k\Omega]$	1	5.6	1	1	5.6	1	1	5.6	1
$R_2[k\Omega]$	50	50	1	50	50	1	50	50	1
$R_4[\Omega]$	44, 200			2, 740			442		
f_{oi} [Hz]	100			400			1, 000		
f_{om} [Hz]	100	100	99	393	393	394	984	984	983
Δf_{oi} [Hz]	28.9	28.9	171	28.9	28.9	171	28.9	28.9	171
Δf_{om} [Hz]	31	32	168	49	46	186	77	76	221
H_i	5.0	0.89	0.85	5.0	0.89	0.85	5.0	0.89	0.85
H_m	4.48	0.83	0.83	3.15	0.58	0.78	2.03	0.38	0.70

結果를 살펴보면 中心周波數는 理論値와 實驗値가

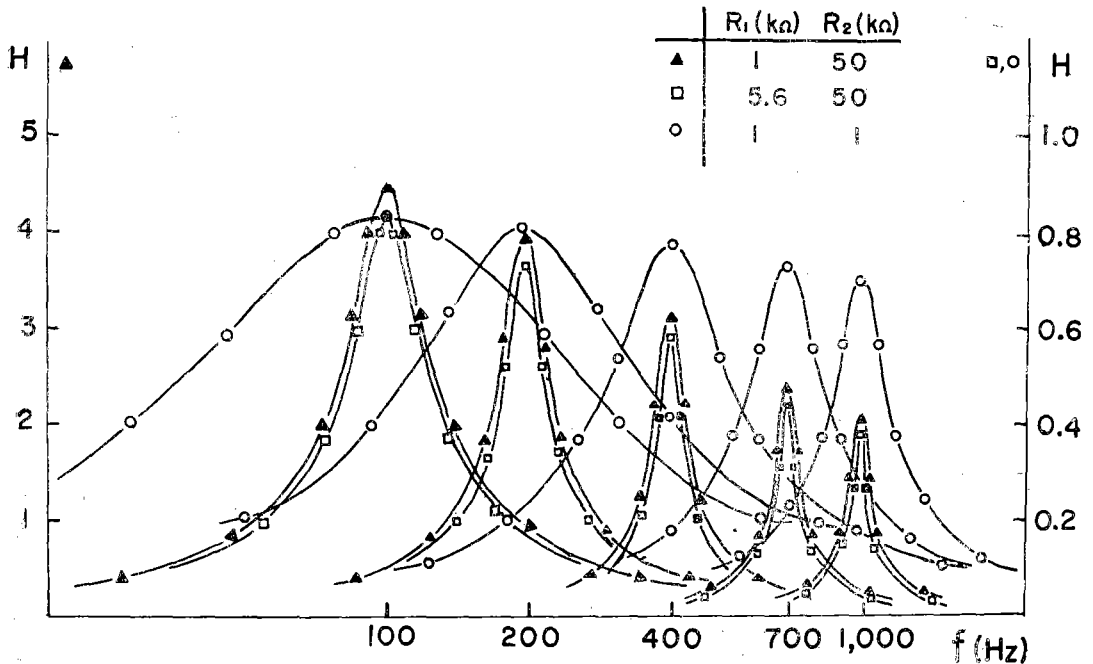


그림 5. 周波數應答曲線
Fig5. Frequency response curve.

잘 일치하였고 帶域幅은 周波數가 높아짐에 따라 理論值보다 實驗值가 좀 더 넓어지는 경향이 있고 最大利得은 작아지는 경향이 나타났다. 그러나 演算增幅器를 理想的이라고 가정하여 實現된 回路이므로 실제의 回路로서는 잘 맞는 결과라고 볼 수 있다.

5. 結 論

中心周波數와 帶域幅을 獨立的으로 制御할 수 있는 能動濾波器가 實現되었다. 이 回路은 Kerwin과 Shaffer가 合成한 濾波器에 비해 演算增幅器의 數와 受動素子の 數를 거의 절반으로 줄여서 그 特性에 準하는 特性을 나타내었으며, Bruminhent와 Su가 實現한 濾波器에 비해서도 受動素子の 數를 줄일 수 있었다. 感度는 표 2에서 比較된 바와 같이 다른 回路과 비

슷한 결과를 나타내었으며 특히 ω_0 의 感度는 $\frac{1}{2} \Delta\omega$, Q 및 H의 感度는 모두 1보다 낮은 感度を 가졌다.

實驗結果도 理論值와 實驗值가 좋은 일치를 보였으며, 다만 周波數가 높아짐에 따라 帶域幅이 좀 넓어지고 最大利得이 줄어드는 경향을 보였으나 演算增幅器의 실제의 特性을 고려해 넣는다면 잘 일치된 결과이다.

參 考 文 獻

1. D.B. Armstrong, and F.M. Reza: Synthesis of Transfer Function by Active RC Networks, IRE Trans Circuit Theory, vol. CT-1, no. 2, pp. 8-17, Jun., 1954
2. S.K. Mitra: Synthesizing Active Filters, IEEE Spectrum, vol. 6, no. 1, pp. 47-63, Jan., 1969
3. R. N.G. Piercey: Synthesis of Active RC Filter Network, A. T. E. J., vol. 21, no. 2, pp. 61-75, Apr., 1965
4. Masao Nishimaki: Special Issue on Recent Progresses of Filters, J. I. E. C. E., vol. 58, no. 7, Jul., 1975
5. A. H. Boyce: A Theoretical and Practical Study of Active Filters, Marconi Rev., vol. 30, 2nd qtr., pp. 68-97, 1967
6. K. L. Su: Active Network Synthesis, McGraw-Hill, N. Y., 1965
7. C. D. Kim: Active Filter Design Theory (II), J. K. I. E. E., vol. 9, no. 3, pp. 146-152, Jun., 1972
8. J. G. Graeme, G. E. Tobey, and L. P. Huelsman: Operational Amplifiers, ch. 8, McGraw-Hill,

- Kogagusha, 1971
9. L. P. Huelsman: Active Filters, ch. 2, McGraw-Hill, N. Y., 1970
10. H. C. Pande, and R. S. Shukla: Synthesis of Transfer Functions Using an Operational Amplifier, Proc. IEE, vol. 112, no. 12, pp. 2208-2212, Dec., 1965
11. S. K. Mitra: Transfer Function Synthesis Using a Single Operational Amplifier, Electron. Letters, vol. 3, no. 7, pp. 332-333, Jul., 1967
12. G. S. Moschytz: FEN Filter Design Using Tantalum nad Silicon Integrated Circuits, Proc. IEEE, vol. 58, no. 4, pp. 550-566, 1970
13. T. A. Hamilton, and A. S. Sedra: Some New Configurations for Active Filters, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-19, no. 1, pp. 25-33, Jan., 1972
14. A. S. Sedra: Generation and Classification of Single Amplifier Filters, Circuit Theory and App., vol. 2, no. 1, pp. 51-67, Mar., 1974
15. D. P. Leach, and S. P. Chan: A Generalized Method of Active RC Network Synthesis, IEEE Trans, Circuit Theory, vol. CT-18, no. 6, pp. 643-650, Nov., 1971
16. W. J. Kerwin, and C. V. Shaffer: Active RC Bandpass Filter with Independent Tuning and Selectivity Controls, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-5, no. 2, pp. 74-75, Apr., 1970
17. A. Budak, and E. R. Zeller: Practical Design Considerations for a Variable Center Frequency Constant Bandwidth, and Constant Peak-value Active Filter, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-7, no. 4, pp. 308-311, Aug., 1972
18. S. Bruminhent, and K. L. Su: Gain-Tuned Active Filters with Constant Percent Bandwidth IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-22, no. 7, pp. 587-594, Jul., 1975
19. G. S. Moschytz: Linear Integrated Networks, Fundamental, ch. 3-4, Van Nostrand Reinhold, N. Y., 1974.
20. L. C. Thomas: The Biquard: Part I-Some Practical Design Considerations, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-18, no. 3, pp. 350-357, May, 1971