

電子計算機에 依한 電子機器의 最適 設計方式 研究

(Computer-Aided Optimal Design of Electronic Systems)

金 憲 鎮* · 朴 仁 甲** · 金 善 英***

(Kim, Duck Jin, Park, In Kap and Kim, Sun Young)

要 約

本 論 文 에 서 는 複 素 函 數 에 對 한 最 適 設 計 理 論 을 提 案 하 여 演 算 回 路, 波 形 成 形 回 路, 濾 波 器, 增 幅 器, 傳 送 線 路 等 의 設 計 에 適 用 하 여 본 結 果, 實 驗 值 와 도 잘 一 致 하 였 으 며 複 素 函 數 의 두 가 지 要 素 인 絕 對 值 와 位 相 을 同 時 에 考 慮 한 回 路 網 의 最 適 設 計 를 可 能 하 게 하 였 으 며, 또 여 러 가 지 相 異 한 回 路 定 數 를 包 含 하 는 變 遇 라 도 設 計 可 能 하 도 록 무 重 函 數 의 選 定 方 法 을 提 示 하 였 다.

Abstract

A method by which one can optimize the complex responses of electronic circuits has been suggested. Though immittance functions of any circuits including capacitances or inductances are generally represented in the complex forms, the optimization methods presented so far have dealt with real response functions only. However, this new method provides the ways of optimizing both the magnitude and phase responses of circuits.

Design examples are shown on the optimal designs of an amplifier, filter, operational circuits transmission lines, and a wave-shaping circuit.

1. 序 論

靜電容量이나 인덕턴스가 포함되어 있는 회로를設計할 때 이들의 immittance 函數들은 一般의 複素函數로 表示된다. 그 代 表 的 인 例 是 電 壓 傳 達 函 數 (voltage transfer function)로써 普 通 入 力 電 壓 에 對 한 出 力 電 壓 의 比 인 複 素 利 得 으 로써 回 路 網 特 性 을 表 示 한다.

그러나 지금까지發表된 Fiacco-McCormick의 最 適 設 計 方 法 들 은 複 素 定 數 의 絕 對 值 에 對 해 서 만 最 適 化 시 키 도 록 되 어 있 기 때 문 에 複 素 定 數 의 두 가 지 重 要 한 要 素 인 絕 對 值 와 位 相 의 關 係 중 位 相 要 因 을 考 慮 해 넣 지 못 한 채 로 設 計 하 지 않 으 면 안 되 는 缺 點 이

있었다. 따라서 이러한 設 計 는 完 全 한 設 計 方 法 이 라 고 할 수 없으므로 本 論 文 에 서 는 複 素 平 面 에 서 의 最 適 化 方 法 을 새 로 이 提 案 하 므 로써 絕 對 值 와 位 相 의 關 係 를 同 時 에 滿 足 시 켜 수 있 는 回 路 網 設 計 를 可 能 하 게 만 들 었 다.

또 最 適 設 計 方 法 에 있 어 서 收 斂 하 는 最 適 值 은 設 計 者 에 依 해 주 어 지 는 무 重 函 數 등 여 러 가 지 媒 介 變 數 들 에 依 해 크 게 左 右 되 며, 잘 못 選 定 하 면 전 력 收 斂 하 지 않 는 變 遇 도 存 在 하 므 로 本 論 文 에 서 는 무 重 函 數 를 어 떻 게 選 定 하 야 할 것 인 가 를 밝 혔 다.

2. 複 素 函 數 에 對 한 最 適 設 計 理 論

設 計 하 고 자 하 는 回 路 網 의 設 計 파 라 메 터 들 로 構 成 되 는 벡터를 \vec{d} 라 하고 回 路 의 特 性 (一 般 的 으 로 電 壓 傳 達 函 數) 을 周 波 數 (또 는 時 間) x_i 의 어 떤 領 域 에 서 願 하 는 特 性 $\hat{F}_i(x_i)$ 에 가 장 가 깝 도 록 接 近 시 켜 주 는 \vec{d} 의 값을 찾는 最 適 化 問 題 에 있 어 서 實 變 數 誤 差 函 數 는

* 正 會 員 高 麗 大 學 校 理 工 大 學 電 子 工 學 科

** 準 會 員 " "

*** " "

member Dept. of Electronics Engineering, Korea Univ.

接受日字: 1976年 2月 18日

두 特性의 差에 依해서 式(1)과 같이 表示된다¹⁾

$$\varepsilon(\vec{d}, x_i) = w_i \{ F_i^j(\vec{d}, x_i) - \hat{F}_i(x_i) \} \quad (1)$$

여기서 w_i 는 무게 函數(weighting function)이고 $F_i^j(d, x_i)$ 는 j 번째 參數 修正에 依한 回路 特性을 나타낸다. 따라서 目的 函數(object function) E 는 式(1)로부터

$$E = \sum [w_i \{ F_i^j(\vec{d}, x_i) - \hat{F}_i(x_i) \}]^p \quad (2)$$

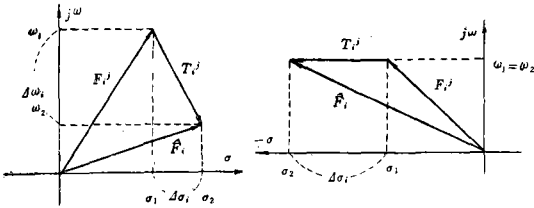
로 表示되며 p 는 2~10의 正의 偶數 整數이다.¹⁾

그러나 인덕턴스나 靜電容量을 包含하는 回路網 傳達 函數는 普通 複素數로 表示되므로 誤差 函數는 式(1)과 같은 實數가 아니고 式(3)과 같이 複素數로 表示될 것이다. 그리고 두 複素 特性의 差는 그림 1에서 보는 바와 같이 複素 平面에서 距離 函數 T_i^j 로 表示되며 複素 平面의 어느 象限에 있든지 式(4)로 表現할 수 있다.

$$F_i^j = \sigma_1 + j\omega_1 \quad \hat{F}_i = \sigma_2 + j\omega_2 \quad (3)$$

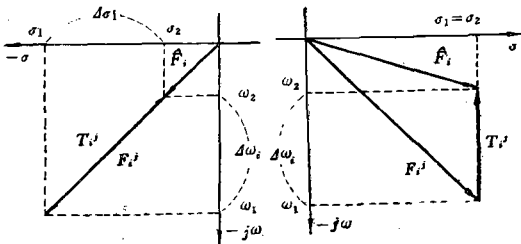
$$\Delta\sigma_i = \sigma_1 - \sigma_2 \quad \Delta\omega_i = \omega_1 - \omega_2$$

$$T_i^j = F_i^j - \hat{F}_i = (\sigma_1 - \sigma_2) + j(\omega_1 - \omega_2) \\ = \Delta\sigma_i + j\Delta\omega_i = \sqrt{(\Delta\sigma_i)^2 + (\Delta\omega_i)^2} \tan^{-1} \frac{\Delta\omega_i}{\Delta\sigma_i} \quad (4)$$



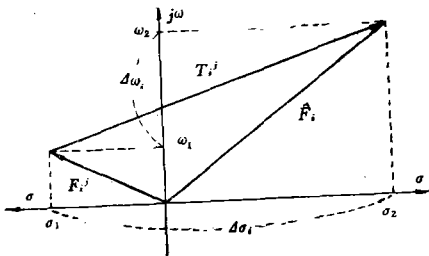
a) 1 象限에 있을 때

b) 2 象限에 있을 때

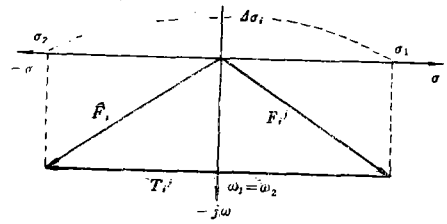


c) 3 象限에 있을 때

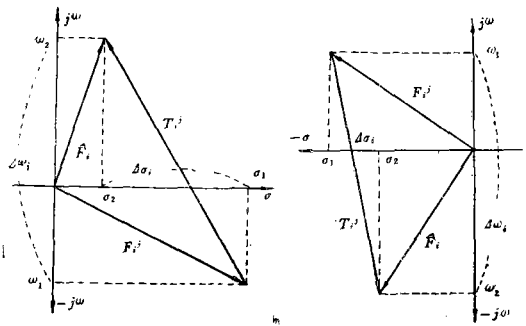
d) 4 象限에 있을 때



e) 1, 2 象限에 있을 때

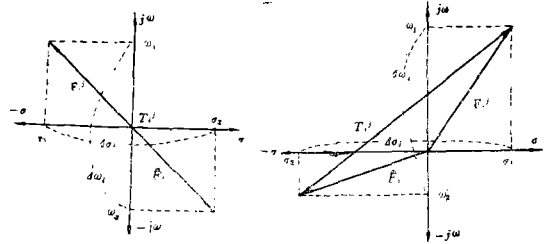


f) 3, 4 象限에 있을 때



g) 1, 4 象限에 있을 때

h) 2, 3 象限에 있을 때



i) 2, 4 象限에 있을 때

j) 1, 3 象限에 있을 때

그림 1. 複素 平面에서의 願하는 特性, 應答 特性 및 距離 函數 T_i^j 의 여러 가지 경우

Fig.1. The relations among the required-, computed-, responses, and the distance functions.

그러나 目的 函數는 scalar 量이라야 하므로 式(2)의 差代身

$\sqrt{(\Delta\sigma_i)^2 + (\Delta\omega_i)^2}$ 을 使用하여, 式(2)를 複素 函數에 對한 目的 函數로 고치면 式(5)로 表示된다.

$$E' \triangleq \sum [w_i \sqrt{(\Delta\sigma_i)^2 + (\Delta\omega_i)^2}]^p \quad (5)$$

여기서 $p=2\sim 10$ 사이의 整數이며 偶數일 때 誤差가 強調된다. $p=2$ 일 때는 最小 自乘 誤差에 該當되므로

$p=4$ 가 가장 普遍的으로 使用되며 本 研究에서도 $p=4$ 로 하였다.

또한 回路網의 最適設計 問題에 制約條件 $g_j(\vec{d}) \geq 0$ ($j=1, 2, \dots, m$)이 주어져 있다면 制約條件이 없는 非線型 問題로 바꾸기 위해서 Fiacco-McCormick의 SUM T²³⁾을 利用하면 式(6)과 같은 制約條件이 없는 새로운 目的函數로 바꿀 수 있다.

$$V(\vec{d}, r_k) = E(\vec{d}, x_i) + r_k \sum \frac{q_j}{g_j} \quad (6)$$

여기서 q_j 는 各 制約條件의 무게函數이며 $r_k \rightarrow 0$ 에 接近하면 $V=E$ 이므로 V 의 最小은 E 의 最小이 된다.

그러나 設計者가 要求하는 特性과 回路網應答特性이 複素函數이므로 式(5)를 式(6)의 E 代身 代入하면 式(7)과 같이 變形된다.

$$V'(\vec{d}, r_k) = E'(\vec{d}, x_i) + r_k \sum (q_j/g_j) \\ = \sum [w_i \sqrt{(\Delta\sigma_i)^2 + (\Delta\omega_i)^2}]^p + r_k \sum (q_j/g_j) \quad (7)$$

式(7)은 制約條件을 갖는 複素函數에 對한 目的函數로써 이 境遇의 最適化 過程은 다음과 같이 이루어진다.

① 回路素子の 初期值 集合 d_0 를 feasible region內에서 賦與하고, r_1 을 選定하여 $V'(\vec{d}_0, r_1)$ 을 最小化한 結果로써 \vec{d}_1 을 求한다.

② 回路素子 \vec{d}_1 과 $r_2 < r_1$ 인 r_2 를 選定하여 $V'(\vec{d}_1, r_2)$ 를 最小化한 結果로써 \vec{d}_2 를 求한다.

③ 回路素子 \vec{d}_k 와 $r_{k+1} < r_k$ 인 r_{k+1} 을 選定하여 $V'(\vec{d}_k, r)$ 이 最小點에 到達할 때 까지 이와 같은 過程을 反復한다.

여기서 V' 를 最小化 시키는 過程으로는 Fletcher-Powell 方法을 利用하여 最小點을 求한다.¹⁾²⁾³⁾⁵⁾

3. 무게函數의 選定

設計者가 願하는 複素性能函數 \hat{F}_i 를 어떤 誤差範圍까지 正確하게 設計할 것인가에 따라 무게函數가 決定되는 것이다. 즉 設計者가 i 번째 複素性能函數 \hat{F}_i 는 1%, $i+1$ 번째 \hat{F}_{i+1} 은 5%까지 正確하게 設計되기를 願한다면, 複素性能函數는 式(3)과 같이 주어지므로 여기서 ΔF_i 와 ΔF_{i+1} 을 式(8)과 같이 定義하여, 무게函數를 選定하면 된다.

$$\Delta F_i = \left[(0.01\sigma_i)^2 + (0.01\omega_i)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ \Delta F_{i+1} = \left[(0.05\sigma_{i+1})^2 + (0.05\omega_{i+1})^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

① 誤差가 너무 커지지 않을 어떤 特定 ΔF_p 를 基準으로 잡는다. 즉 ΔF_p 가 $0.6 \leq \Delta F_p \leq 1.0$ 의 값이면 무게函數 w_p 를 1로 選定한다.

② 만약 그러한 ΔF_p 가 없다면 $0.6 \leq (\Delta F_p \times w_p)^4 \leq 1.0$ 의 값이 되도록 w_p 를 定한다.

③ 그 外의 무게函數는 式(9)에 依하여 選定할 수 있다.

$$w_{p+1} = \Delta F_p \times w_p / \Delta F_{p+1} \quad (9)$$

그러므로 複素函數에 對한 最適化過程은 複素目的函數 E' 가

$$E' \leq n \times (\Delta F_p \times w_p)^4 \quad (10)$$

보다 적다든지, 더 以上 誤差가 減小하지 않을 때 끝나게 되는 것이다. 式(10)에서 n 은 設計者가 願하는 性能函數의 數이다.

무게函數 選定에 對한 微分回路를 例로 들면 表1과 같다. 이 境遇의 最終誤差 및 反復回數는 表2와 같으므로 여기서 알 수 있는 것과 같이 무게函數에 따라 反復回數에만 關係될 뿐만 아니라 最終誤差도 줄일 수 있다.

表 1. 微分回路의 要求하는 誤差範圍에 따른 무게函數와 最終 應答特性
a) 性能函數의 誤差範圍를 모두 1%로 願했을 때

特性 ω (rad/sec)	要求 特性			ΔF_i	w_i	最終 應答 特性			
	實 數	虛 數	誤差範圍 (%)			實 數	誤差(%)	虛 數	誤差(%)
10^0	-0.110	-9.999	1	0.100	10	-0.108	2.0	-9.937	0.6
10^1	-10.890	-98.901	1	0.995	1*	-10.667	2.0	-98.323	0.5
10^2	-544.550	-445.540	1	7.036	0.14	-542.560	0.4	-450.660	1.1
10^3	-544.550	445.540	1	7.036	0.14	-544.220	0.06	450.340	1.0
10^4	-10.890	98.901	1	0.995	1*	-10.732	1.5	98.619	0.2
10^5	-0.110	9.999	1	0.100	10	-0.108	1.5	9.968	0.3

* 表의 性能函數를 基準으로 擇하였음

b) 性能函數의 誤差範圍를 各各 다르게 願했을 때

特性 ω (rad/sec)	要求 特性			ΔF_i	w_i	最終 應答 特性			
	實 數	虛 數	誤差範圍 (%)			實 數	誤差(%)	虛 數	誤差(%)
10^0	-0.110	-9.999	1.0	0.1	10.	-0.110	0.07	-10.000	0.03
10^1	-10.890	-98.901	0.5	0.5	2.*	-10.897	0.06	-98.934	0.03
10^2	-544.550	-445.540	0.3	2.0	0.5	-544.730	0.03	-445.500	0.01
10^3	-544.550	445.540	0.3	2.0	0.5	-544.410	0.03	445.560	0.005
10^4	-10.890	98.901	0.5	0.5	2.*	-10.834	0.05	98.876	0.03
10^5	-0.110	9.999	1.0	0.1	10.	-0.110	0.04	9.996	0.03

* 表의 性能函數를 基準으로 擇하였음.

表 2. 微分回路의 要求하는 誤差範圍에 따른 影響.

	Initial Error Criterion	Final Error Criterion	反復回數	r_k 變化 回數
a)의 境遇	4.44×10^5	0.457	37	5
b)의 境遇	3.39×10^{10}	0.124×10^{-3}	27	3

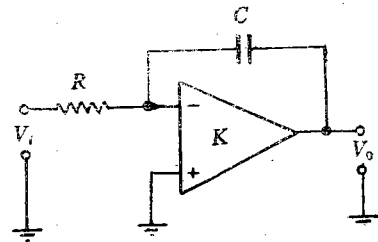


그림 2. 積分回路

Fig 2. Integrator.

4. 設計例 및 實驗結果

가. 演算回路.

(1) 積分回路

演算增幅器를 使用한 積分回路는 그림2와 같으며 電壓傳達函數는 式(11)과 같다⁶⁾.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{RC} \frac{GB}{s^2 + s(GB + \omega_a + \frac{1}{RC}) + \frac{\omega_a}{RC}} \quad (11)$$

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = -\frac{GB}{RC} \frac{(\frac{\omega_a}{RC} - \omega^2) - j\omega(GB + \omega_a + \frac{1}{RC})}{[(\frac{\omega_a}{RC} - \omega^2)^2 + (GB + \omega_a + \frac{1}{RC})^2 \omega^2]} \quad (12)$$

式(11)에 s代身 $j\omega$ 를 代入하여 實數部와 虛數部로 表示하면 式(12)와 같이 變形된다.

表 4. 積分回路의 應答特性 및 實驗值

特性 ω (rad/sec)	要求 特性		初期應答 特性		最終應答 特性		무개函數	實驗值 (絕對值)
	絕對值	位 相 (degree)	絕對值	位 相 (degree)	絕對值	位 相 (degree)		
10^{-2}	10^7	90	7.07×10^4	134.9	1.00×10^5	179.4	10^{-7}	
10^{-1}	10^6	90	9.99×10^3	95.7	1.00×10^5	174.3	10^{-6}	
10^0	10^5	90	9.99×10^2	90.6	0.71×10^5	134.8	10^{-5}	8.0×10^4
10^1	10^4	90	9.99×10^1	90.1	0.99×10^4	95.7	10^{-3}	8.5×10^3
10^2	10^3	90	9.99×10^0	89.9	0.99×10^3	90.6	10^{-2}	9.0×10^2
10^3	10^2	90	9.99×10^{-1}	89.9	0.99×10^2	90.0	10^{-1}	9.5×10^1
10^4	10^1	90	9.99×10^{-2}	89.4	0.99×10^1	98.5	10^0	9.8
10^5	10^0	90	9.99×10^{-3}	84.3	0.99×10^0	84.8	10^1	1.0

여기서 ω_a 는 開루우프 3-dB周波數이며 GB는 利得과 帶域幅의 積이다. 우리가 願하는 積分回路의 特性은 理想的인 積分回路로서 式(11)을 變形하여 $GB \rightarrow \infty$ 를 代入하면 式(13)과 같다.

$$V_o(s)/V_i(s)|_{GB \rightarrow \infty} = -1/sRC \quad (13)$$

積分回路에 使用한 演算增幅器는 $\mu A741$ 이며 그 特性

表 3. 積分回路의 初期值 및 最適值

	R [kΩ]	C [μF]	Error Criterion	反復回數	r_k 變化 回數
初期值	1	1	4.8×10^4	11	5
最適值	0.095	0.09511	3.8437		

은 $\omega_s = 10 \text{ rad/sec}$, $GB = 10^6 \text{ rad/sec}$ 이다. 表3에 回路素子の 初期值 및 最適值를 보였으며, 表 4에는 要求하는 特性, 應答特性, 무게函數 및 實驗值를 보였으며 이 特性들을 그림 3에 나타내었다. 이 回路에서의 制約條件은 $R \geq 1\Omega$, $C \geq 10\mu F$ 이다.

(2) 微分回路

그림4에서 R_F , C_1 만으로 構成된 微分回路는 減衰係數(damping factor) 이 매우 적고 極點이 $j\omega$ 軸 가까이 存在하기 때문에 그 回路는 매우 不安定하다⁶⁾. 그러므로 그림 4와 같은 修正된 微分回路를 設計하였으며, 그

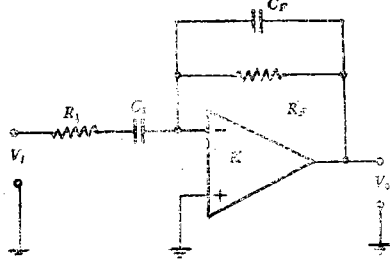


그림 4. 微分回路
Fig. 4. Differentiator.

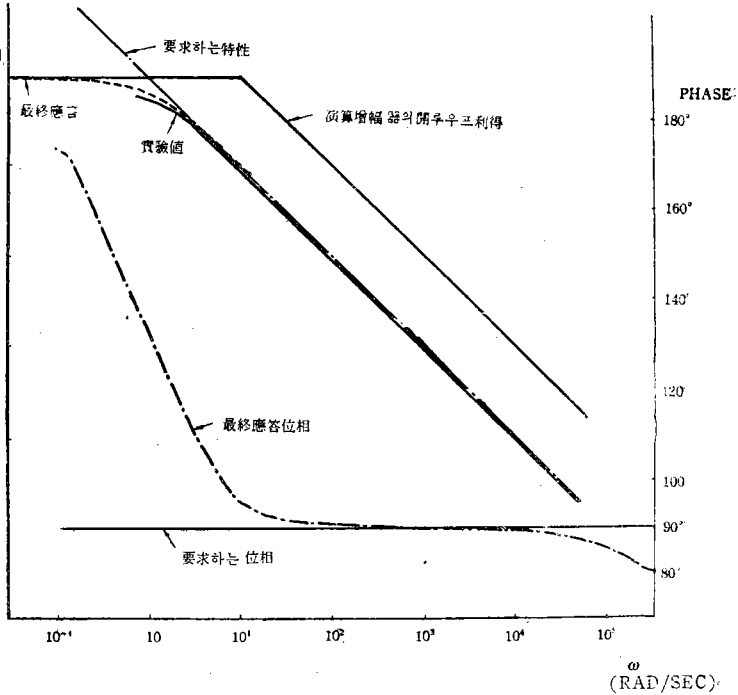


그림 3. 積分回路의 應答特性 및 實驗值
Fig.3. Computed and measured responses of the integrator.

電壓傳達函數는 式(14)와 같이 주어진다⁶⁾

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{K}{1-K} \frac{sR_F C_1}{R_1 R_F C_1 C_F s^2 + (R_1 C_1 + R_F C_F + R_F C_1 \frac{1}{1-K})s + 1} \quad (14)$$

式(14)에 s 代身 $j\omega$ 를 代入하여 實數, 虛數로 分離表

示하면 다음과 같다.

$$\frac{V_o}{V_i}(j\omega) = \frac{K}{1-K} \frac{\omega R_F C_1 \left((R_1 C_1 + R_F C_F + \frac{R_F C_1}{1-K})\omega + j(1 - R_1 R_F C_1 C_F \omega^2) \right)}{(1 - R_1 R_F C_1 C_F \omega^2)^2 + \omega^2 (R_1 C_1 + R_F C_F + \frac{R_F C_1}{1-K})^2} \quad (15)$$

表 5. 微分回路의 初期值 및 最適值

	R_1	R_F	C_1	C_F	Error Criterion	反復 回数	r_k 變化回数
初期 值	1k Ω	1k Ω	1 μF	1 μF	4.44×10^8		
最適 值	85.86 Ω	114.54k Ω	86.76 μF	11.68nF	0.457	37	5

表 6. 微分回路의 應答特性 및 實驗值

ω (rad/sec)	特性		初期 應答 特性		最終 應答 特性		早 函 數	實驗 值 (絕對值)	
	要求 特性	絕對 值	位相(degree)	絕對 值	位相(degree)	絕對 值			位相(degree)
10^0	9.9995		-90.629	10^{-3}	-90.1	9.9377	-90.62	10	14
10^1	99.499		-96.277	10^{-2}	-91.1	98.90	-96.192	1	130
10^2	703.980		-140.680	0.99×10^{-1}	-101.4	705.31	-140.28	0.14	900
10^3	703.980		140.680	0.50×10^0	-179.9	706.39	140.39	0.14	800
10^4	99.499		96.277	0.99×10^{-1}	101.4	99.201	96.211	1	100
10^5	9.9995		90.629	10^{-2}	91.1	9.9682	96.622	10	10

여기서 K 는 演算增幅器의 開루우프 利得이며, 우리가 要求하는 特性은 理想的인($K \rightarrow \infty$) 微分回路로써 式(16)과 같이 變形된다.

$$\frac{V_o}{V_i}(j\omega)|_{K \rightarrow \infty} = - \frac{\omega R_F C_1 [(R_1 C_1 + R_F C_F) \omega + j(1 - R_1 R_F C_1 C_F \omega^2)]}{(1 - R_1 R_F C_1 C_F \omega^2)^2 + \omega^2 (R_1 C_1 + R_F C_F)^2} \quad (16)$$

表5에 回路素子の 初期値, 最適值 및 error criterion을, 表6에는 要求하는 特性, 應答特性, 무게函數 및 實驗値를 나타내었으며, 그림5에 그 特性들을 圖示하였다. 이 回路에서의 制約條件은 $R_1 \geq 1\Omega$, $R_F \geq 1\Omega$, $C_1 \geq 10\mu F$, $C_F \geq 10\mu F$ 이다.

나. 增幅器

가장 普遍的으로 使用되는 그림6과 같은 에미터接地 增幅器를 設計하였으 며 R_L 은 똑같은 增幅器를 縱續接續할 때 다음 段의 入力抵抗이다.

우리가 願하는 特性으로는 콜렉터 바이어스 電流 I_C , 콜렉터-에미터 兩端間의 바이어스 電壓 V_{CE} 와 周波數에 따른 復素利得이며 表8에 나타내었다. 그 關係式들은 다음과 같이 주어진다²⁾.

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad V_B = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \quad (17)$$

$$I_C = \frac{h_{FE}(V_B - V_{BE})}{R_B + (1 + h_{FE})R_e}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_C \left(1 + \frac{1}{h_{FE}}\right) R_e \quad (18)$$

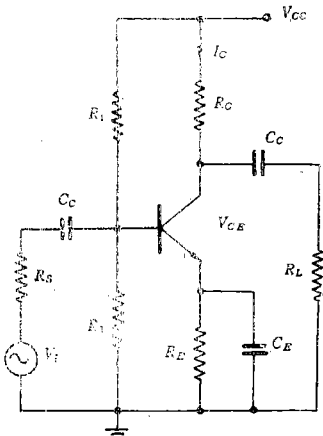


그림 6. 增幅器
Fig. 6. Amplifier.

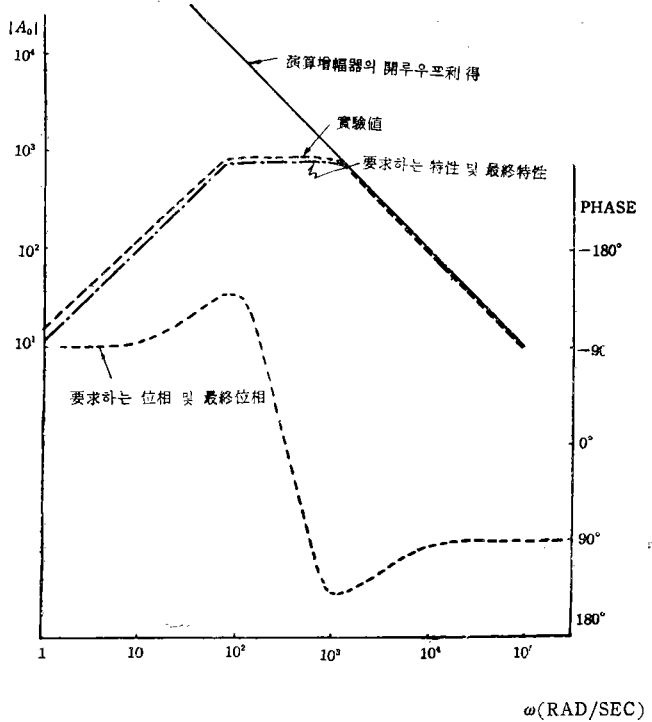


그림 5. 微分回路의 應答特性 및 實驗値
Fig. 5. Computed and measured responses of the differentiator.

$$A_o = \frac{V_o}{V_i}(\text{mid. freq.}) = - \left(\frac{R_B}{R_B + R_S} \right) \left(\frac{r_\pi}{r_\pi + r_x + R_B // R_S} \right) g_m R_L \quad (19)$$

$$R_T = R_e // \left[\frac{r_x + r_\pi + R_S}{h_{fe+1}} \right], G\beta = 1 / (R_S + r_x)$$

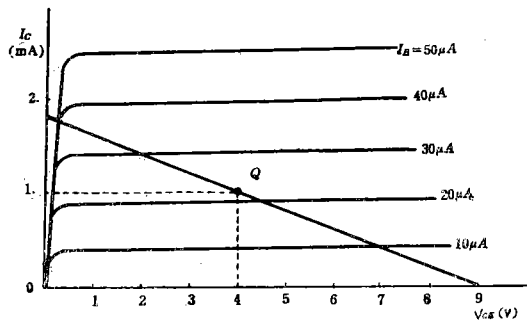


그림 7. 2N2369의 出力特性 및 動作點
Fig. 7. The output characteristics and the operating point of 2N2369 transistor.

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = A_o \frac{s(s + \frac{1}{R_e C_e})}{\left\{s + \frac{1}{C_C [R_s + R_B // (r_x + r_\pi)]}\right\} \left\{s + \frac{1}{R_T C_e}\right\}} \quad (20)$$

for low frequency

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = - \frac{G' R_L G_m}{G_S' + g_\pi + S\{C_\pi + C_\mu[1 + (g_m + G_S')R_C]\}} \quad (21)$$

for high frequency

이 回路에서 使用한 트랜지스터는 2N2369로써 그

定數값은 다음과 같다.

$$h_{FE} = h_{fe} = 40 \quad r_x = 100\Omega \quad r_\pi = 900\Omega$$

$$C_\pi = 100pF \quad C_\mu = 3pF$$

그 出力特性과 願하는 動作作點을 그림7에 나타내었다. 表7에 增幅器의 回路素子 初期值 및 最適值를 보였으며, 表8에 要求하는 特性, 應答特性, 무게函數 및 實驗值를 보였으며, 表8을 그림으로 나타내면 그림8과 같다. 이 回路의 制約條件은

$$R_1 \geq 2k\Omega, R_2 \geq 2k\Omega, R_e \geq 1\Omega, R_C \geq 1\Omega, C_C \geq 10pF, C_e \geq 10pF \text{ 이다.}$$

表 7. 增幅器의 初期值 및 最適值.

	R_1	R_2	R_e	R_C	C_C	C_e	Error criterion
初期值	10K Ω	10K Ω	10K Ω	10K Ω	10 μ F	10 μ F	2.93×10^7
最適值	21.29K Ω	25.34K Ω	3.9K Ω	0.98K Ω	61.8 μ F	137 μ F	334.4
反復回數	54	r_b 變化回數		5			

表 8. 增幅器의 應答特性 및 實驗值.

	要求 特性		初期 應答 特性		最終 應答 特性		무게函數	實驗值 (絕對值)
	絕對值	位相 (degree)	絕對值	位相 (degree)	絕對值	位相 (degree)		
$f=50\text{Hz}$	12.58	-135	4.39	-94.1	13.25	-136.1	3	11.
$f=500\text{Hz}$	17.8	-179	19.26	-154.2	17.6	-174.7	3	18.
$f=5\text{KHz}$	17.8	-180	21.26	-180.0	17.67	-180.0	5	18.
$f=500\text{KHz}$	17.8	-181	20.61	-185.1	16.0	-183.9	1	18.
$f=5\text{MHz}$	12.58	-225	15.48	-221.6	13.23	-214.4	1	17.
$I_C[\text{mA}]$	1		0.376		0.9998		90	1.
$V_{CE}[\text{V}]$	4		1.388		4.0184		25	3.95

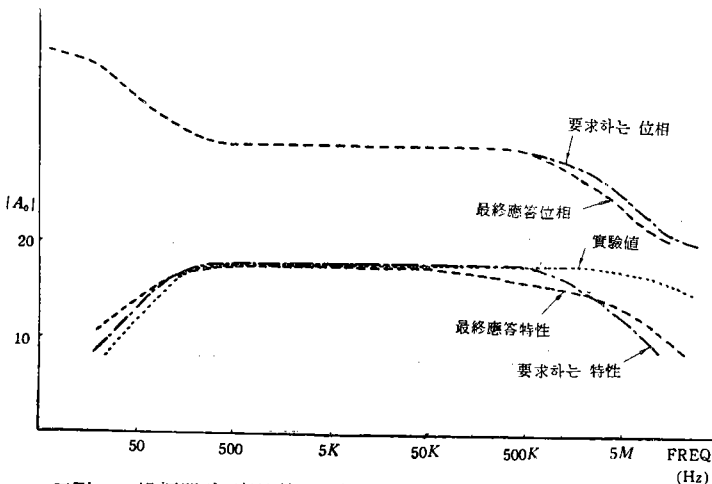


그림 8. 增幅器의 應答特性 및 實驗值.

Fig. 8. The computed and measured responses of the amplifier.

다. 波形 成形 回路

PHASE 그림9와 같은 波形 成形 回路의 電壓傳達函數는 式(22)와 같으며 댈핑을 K 와 週期 T_o 를 式(23)과 같이 定義하면 極點은 式(24)와 같이 주어진다⁸⁾.

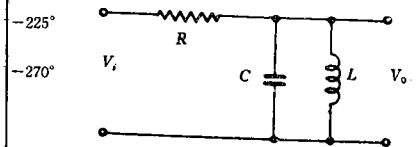


그림 9. 波形 成形 回路

Fig. 9. A wave shaping circuit.

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{sL}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (22)$$

$$K = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}, T_o = 2\pi \sqrt{LC} \quad (23)$$

$$s_{1,2} = \frac{-K}{\sqrt{LC}} \pm j \frac{\sqrt{1-K^2}}{\sqrt{LC}} \quad (24)$$

式(22)에서 $v_i = V$ 인 入力에 對한 時間領域에서의 出力은 式(25)와 같다.

$$\frac{v_o(t)}{V} = \frac{2K}{\sqrt{1-K^2}} e^{-2\pi K \frac{t}{T_0}} \sin 2\pi \sqrt{1-K^2} \frac{t}{T_0} \quad (25)$$

그러므로 $K=0.6$ 일 때 그림10과 같은 波形이 얻어지도록 覆素平面에서 pole의 位置를 最適化 시켰으며 表9와 같은 回路素子の 初期值, 最適值에의 極點의 位置는 다음과 같다. 우리가 要求하는 極點의 位置는 $-0.6 \times 10^6 + j0.8 \times 10^6$ 이였으며 初期值는 $-0.189 \times 10^8 + j0.253 \times 10^8$ 이였고 最適值는 $-0.599 \times 10^6 + j0.799 \times 10^6$ 이였다.

表9에는 回路素子の 初期值 및 最適值를, 表10에는 時間領域에서의 應答特性和 實驗值를 나타내었고 그림 10에서 그 波形을 나타 내었다. 이 回路에서의 制約條件은 $L \geq 1\mu H, C \geq 10^{-1} pF, R \geq 1\Omega$ 이다.

表 9. 波形 成形 回路의 初期值 및 最適值

	初期值	最適值
L	1mH	212mH
C	1pF	4.7pF
R	1KΩ	176KΩ
Error criterion 反復回數	8.79×10^{13}	0.63×10^{-12}
r_k 變化回數		4

表 10. 波形 成形 回路의 應答特性和 實驗值

時間 (μsec)	要求 特性 및 最終 特性 (v_o/V)	實驗值 (v_o/V)
0.628	0.496	0.45
1.257	0.596	0.59
1.885	0.483	0.499
2.513	0.3	0.319
3.142	0.134	0.16
3.769	0.019	0.1
4.398	-0.039	-0.04
5.026	-0.056	-0.06
5.655	-0.049	-0.08
6.283	-0.033	-0.07
6.911	-0.016	-0.05
7.539	-0.004	-0.04

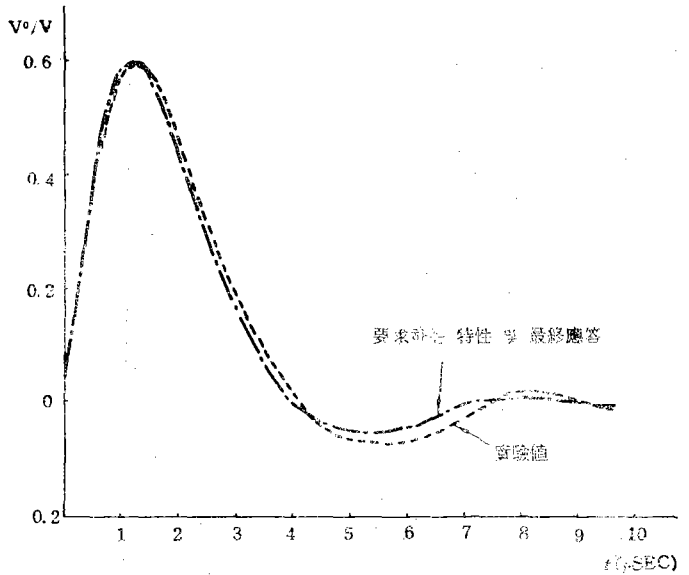


그림 10. 波形 成形 回路의 出力波形 및 實驗值
Fig. 10. The computed and measured output wave forms of the wave shaping circuit.

라. 濾波器

그림11과 같은 低域通過濾波器 回路의 電壓傳達函數는 式(26)으로 주어진다.

$$V_o(S)/V_i(S) = 1 / [s^3 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 + s^2 (R_2 R_3 C_2 C_3 + R_1 R_3 C_2 C_3 + R_1 R_3 C_1 C_3 + R_1 R_2 C_1 C_3 + R_1 R_2 C_1 C_2) + s (R_3 C_3 + R_2 C_3 + R_2 C_2 + R_1 C_3 + R_1 C_2 + R_1 C_1) + 1]$$

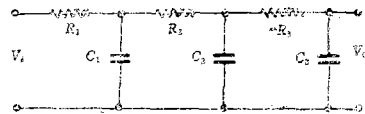


그림 11. 低域通過 濾波器
Fig. 11. A low-pass filter.

(26)

設計條件은 遮斷周波數가 1MHz 되도록 願했으며, 表11에 回路素子の 初期值와 最適值를, 表12에 要求하는 特性, 應答特性和 實驗值를 나타내었으며, 그 特性의 그림을 그림 12에 나타내었다.

이 回路의 制約條件은 $R_1 \geq 10\Omega, R_2 \geq 10\Omega, R_3 \geq 10\Omega, C_1 \geq 10pF, C_2 \geq 10pF, C_3 \geq 10pF$ 이다

表 11. 濾波器的 初期值 및 最適值

	$R_1[K\Omega]$	$R_2[K\Omega]$	$R_3[K\Omega]$	$C_1[pF]$	$C_2[pF]$	$C_3[pF]$	Error criterion
初期值	1	1	1	100	100	100	0.21×10^9
最適值	1	1	1	132.7	12.9	10.0	0.9082
反復回數	10		r_k 變化回數	5			

表 12. 濾波器的 應答特性 및 實驗值.

特性 (MHz) 周波數	要求特性		初期應答特性		最終應答特性		平均回數	實驗值 (絕對值)
	絕對值	位相 (degree)	絕對值	位相 (degree)	絕對值	位相 (degree)		
0.1	1.00	-7.	0.9522	-21.02	0.9948	-6.77	20.	1.00
0.2	1.00	-13.	0.8410	-39.23	0.9793	-13.42	20.	0.97
0.3	1.00	-20.	0.7179	-53.82	0.9562	-19.86	20.	0.95
0.4	0.93	-26.	0.6092	-65.37	0.9258	-26.01	20.	0.92
0.5	0.87	-32.	0.5203	-74.72	0.8905	-31.81	20.	0.87
0.6	0.82	-37.	0.4490	-82.53	0.8523	-37.23	20.	0.80
0.7	0.79	-42.	0.3915	-89.26	0.8126	-42.28	20.	0.75
0.8	0.76	-47.	0.3447	-95.21	0.7729	-46.96	20.	0.69
0.9	0.73	-51.	0.3060	-100.56	0.7340	-51.29	20.	0.64
1.0	0.71	-55.	0.2737	-105.46	0.6965	-55.31	20.	0.60
1.1	0.68	-59.	0.2462	-109.99	0.6608	-59.03	20.	0.56

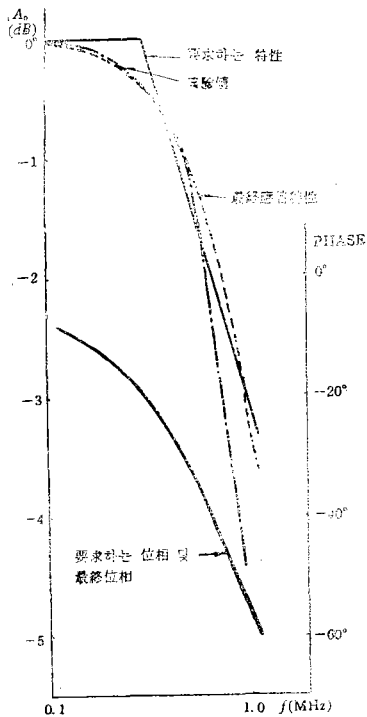


그림 12. 濾波器 應答特性 및 實驗值.

Fig. 12. The computed and measured responses of the low-pass filter.

마. 傳送線路

그림 13과 같이 수직률이 a 인 導線이 距離 D 만큼 떨어져

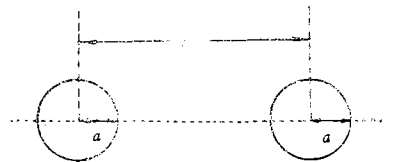


그림 13. 平行 2 線式 傳送線路의 斷面.

Fig. 13. The cross section of the parallel transmission lines.

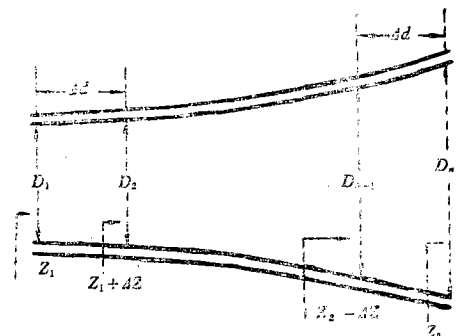


그림 14. 테이퍼 線路

Fig. 14. The tapered transmission lines.

어진 平行한 두 線路의 特性 임피던스는 式(27)과 같이 주어진다.⁹⁾

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega R}{G + j\omega L}} \quad (27)$$

50MHz~300MHz의 周波數 帶域幅을 가지고, 한쪽은 特性 임피던스가 73.13 + j42.55Ω인 半波長 dipole안테나에, 다른 한쪽은 50 + j0Ω에 各各 整合시킬 수 있는 傳送線路를 우리가 願하는 것으로 하고 그림14와 같은 tapered line을 設計하였다. 그림14에서 4Z가 無視할 수 있게 적다면 Z₁은 Z₁+4Z와 Z₁+4Z는 Z₁+24Z와 Z₁+(n-2)4Z는 Z₂와 各各 整合될 것이다.

그러므로 表14와 같은 特性임피던스를 가진 傳送線路를 50MHz와 300MHz때 各各 半지름 a와 線間距離 D의 最適値와 平均値를 表13에 보였으며, 두 境遇 모두 6.5×10³에서 12번 反復(r_k 6번 變化)後 3.5×10²으로 各各 誤差가 줄었다.

表 14. 傳送線路의 應答特性

	要求 特性 임피던스		最終 應答 特性 임피던스				무계函數
	實 數	虛 數	50(MHz)		300(MHz)		
			實 數	虛 數	實 數	虛 數	
Z ₁	50	0	37.979	-0.0695	37.942	-0.0284	0.1
Z ₁ +4Z	55	0	41.088	-0.0695	41.071	-0.0284	0.1
Z ₁ +24Z	60	0	63.002	-0.0695	63.428	-0.0284	0.1
Z ₁ +34Z	65	0	70.199	-0.0695	70.539	-0.0284	0.1
Z ₁ +44Z	70	0	72.533	-0.0695	72.875	-0.0284	0.1
Z ₂	73.13	42.55	73.109	-0.0695	73.105	-0.0284	0.1

5. 結 論

覆複素函數에 對한 最適設計 理論을 提案하여 設計例에서 보는 바와 같이 複素函數의 두가지 要素인 絶對値와 位相까지도 考慮한 回路網 最適設計를 可能하게 하였고 增幅器 設計에서와 같이 複素函數와 實數函數를 同時에 目的函數로 하여 最適設計를 할수있으며 무계 函數의 選定方法으로 우리가 원하는 誤差範圍까지 正確하게 設計할 수 있었다.

附 記

本 研究는 財團法人 産學協同財團의 1975年度 研究費에 依하여 實施된 것으로써 同財團에 깊은 謝意를 表하는 바입니다.

參 考 文 獻

- G.C. Temes and D.A. Calahan, "Computer-aided Network Optimization, the state of the art", Proc. IEEE, Vol.55, Nov., 1967.
- D.A. Calahan, "Computer-aided Network Design",

이 傳送線路의 制約條件은 $a \geq 1mm, \frac{D_1}{a} \geq 1, \frac{D_2}{a} \geq 1, \frac{D_3}{a} \geq 1, \frac{D_4}{a} \geq 1, \frac{D_5}{a} \geq 1, \frac{D_6}{a} \geq 1$ 이다.

表 13. 傳送線路의 最適値

두 導線間의 位置	線間距離 設計値 (cm)		
	50MHz	300MHz	平 均
D ₁	4.3625	4.3552	4.3588
D ₂	3.9125	3.9081	3.9103
D ₃	5.8082	5.8042	5.8062
D ₄	5.9865	5.9810	5.9838
D ₅	6.0489	6.0437	6.0463
D ₆	6.0489	6.0500	6.0573
a	2.5452	2.5391	2.5421

McGraw-Hill, 1972.

- Franklin F. Kuo and Waldo G Magnuson, "Computer-Oriented Circuit Design", Prentice-Hall, 1969
- A.V. Fiacco and G.P. McCormick, "The Sequential unconstrained minimization technique for nonlinear programing, a primal-dual method", Management Science, Vol.10, No.2, Jan.1964.
- R. Fletcher and M.J.D. Powell, "A rapidly Convergent descent method for minimization", computer J. Vol.7, 1963.
- Lawrence P. Huelsman, "Operational Amplifiers, Design and Applications", McGraw-Hill, 1971.
- Paul E. Gray and Campbell L. Searle, "Electronic Principles, physics and circuits", Wiley 1969.
- Millman and Taub, "Pulse, Digital and Switching Waveforms"
- Walter C. Johnson, "Transmission Lines and Network" McGraw-Hill, 1950.