

# 微分特性을 갖는增幅回路

(Amplifier Circuits with Differential Characteristics)

李 永 根\*

(Lee, Yung Kun)

## 요 약

微分特性을 갖는 增幅回路, 즉 電壓利得이 複素周波數에 비례하는 增幅回路에 대하여 논술했다. 트랜지스터의 누레이터-노레이터 모델에 의거하여 구성한 回路의 特性이 상세한 解析의 결과와 부합되며 또 측정된 실재의 特性이 이론과 일치함을 밝혔다.

## ABSTRACT

Amplifier circuits with differential characteristics, that is, amplifier circuits the voltage gain of which are proportional to the complex frequency are described. It is shown that the characteristics of the circuit predicted on the basis of the nullator-norator model of the transistor coincides with the result of the exact analysis of the circuit, and experimental result coincides with the theory.

## 1. 序 論

增幅回路에 있어서 出力電壓  $V_2(s)$ 와 入力電壓  $V_1(s)$ 와의 관계가 다음 식

$$V_1(s) = sV_2(s) \dots\dots\dots(1)$$

로 주어질 때, 이 回路는 微分回路로 알려져 있다. 위 식의 관계를 正弦波에 대한 複素數表示로 다시 쓰면

$$V_2 = j\omega V_1 \dots\dots\dots(2)$$

따라서 이 增幅回路에서는 電壓利得이 周波數에 비례하며 또 出力電壓과 入力電壓과의 位相差는 周波數에 관계없이  $90^\circ$ 로 된다. 이러한 特性을 실현하는데 잘 알려진 방법은 無限大利得을 갖는 增幅器에 負歸還을 건 微分演算器이다. 本論文은 이러한 無限大利得의 增幅器를 사용하지

않고 대단히 간단한 回路構成으로 微分特性을 얻는 방법에 대하여 논술한 것이다.

電子回路의 IC化에 관련되어 回路合成의 基本要素로서 gyrator, 負임피던스變換器와 같은 여러가지 能動要素들이 사용되어 있는데 이들 가운데는 한 端子對의 電流 또는 電壓과 다른 端子對의 電流 또는 電壓과의 관계가 複素周波數  $s$ 의 간단한 有理函數의 형식으로 주어지는 경우가 적지 않다. 한 예로  $s$ 를 變換函數로 하는 CGIC (current-conversion generalized immittance converter)<sup>(3)</sup>의  $F$ 퍼래미터는

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/s \end{pmatrix}$$

로 주어지며 한 端子對의 電流와 다른 端子對의 電流와의 比가  $s$ 에 비례하게 된다. 그러므로 出力信號와 入力信號와의 比가  $s$ 에 비례하는 微分回路 또는  $s$ 에 반비례하는 積分回路들은 이러한 관점에서 새로히 관심의 대상이 될 것으로 생각된다.

\* 正會員, 漢陽大學校工科大學  
College of Engineering, Hanyang Univ.

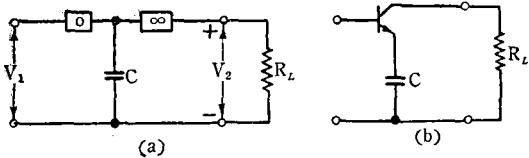


그림 1. 기본회로(1). (a)누레이터-노레이터 회로, (b) 트랜지스터 회로

Fig. 1. Basic circuit (1). (a) Nullator-Norator circuit, (b) Transistor realization of the circuit (a)

2. 회로(1)

그림 1(a)의 nullator-norator (1) 회로의 電壓利得은 다음式으로 주어진다.

$$V_2/V_1 = -sCR_L \dots\dots\dots(3)$$

따라서 그림 1(a)의 회로를 트랜지스터로서 구성한다면 電壓利得이 複素周波數  $s$ 에 비례하는 增幅회로를 얻는 셈이 된다. 서로 접속된 nullator 및 norator는 하나의 트랜지스터로서 근사적으로 실현될 수 있다. (2) 그러므로 그림 1(a)를 실현하는 가장 간단한 회로는 그림 1(b)와 같이 된다.

그림 1(b)의 회로에 대해서 실제로 實驗한 바에 의하면 그 결과는 만족할만한 것이 못되었다. 또 한가지 곤란한 것은 不安定하다는 사실이다. 이와 같이 실제의 동작이 상당한 차이를 보이는 주요한 원인은 負荷  $R_L$ 의 값을 충분히 작게 잡는 것이 실제에 있어서 어렵다는데 관련되어 있는 것으로 생각된다. 왜냐하면 發振은 入力쪽에서의 歸還量  $h_r V_2$ 에 관련되어 있으며 또 特性에 있어서는  $h_o R_L$ 의 頂이 관련되어 있기 때문이다. 그러므로 nullator-norator모형을 에미터接地의 트랜지스터로서 實現하려 할때 負荷를 되도록 작게 택하는 것이 바람직하다고 생각된다. 이러한 관점에서 그림 1의 基本회로를 變形한 것이 그림 2의 회로이다. 여기서 한 쌍의 nullator-norator NN1의 負荷는 0으로 되어 있으므로 위와 같은 곤란을 면할 수 있다. 한편 NN2는 共通베이스 접속의 트랜지스터로서 실현될 수 있으므로  $h_r, h_o$ 가 모두 대단히 작아  $R_L$ 의 값을 적당히 잡더라도 위와 같은 곤란이 없다고 기대할 수 있다. 그림 3은 그림 2의 基本회로를 실현하는 실제회로

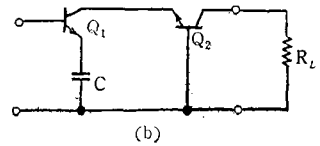
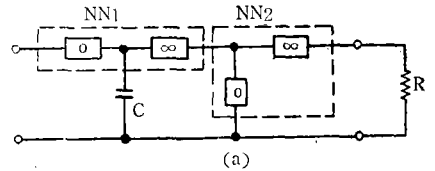


그림 2 기본회로(2) (a)누레이터-노레이터 회로, (b) 트랜지스터 회로

Fig. 2. Basic circuit (2) (a) Nullator-Norator circuit (b) Transistor realization of the circuit(a).

이다. 기대한 바와 같이 그 동작은 양호한 것이었다. 이 회로에 대한 자세한 解析은 그림 5의 회로의 경우와 비슷하므로 여기서 논의하지 않았다.

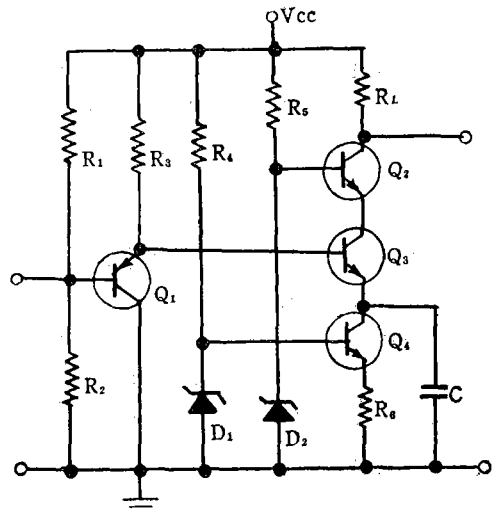


그림 3. 微分特性을 가진 增幅회로(1)  
Fig. 3. Amplifier circuit(1) with differential characteristics

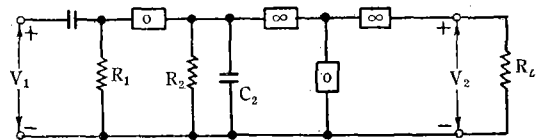


그림 4. 기본회로(3)  
Fig. 4. Basic circuit(3)

3. 回 路(2)

그림 3의 回路에 있어서 한 가지 결점이라고 할 수 있는 것은 트랜지스터의 바이어스를 위하여 定電流回路가 필요하며 回路가 복잡해진다는 점이다. 이러한 애로를 없게하고 定電流回路없이 실현될 수 있도록 고안한 것이 그림 4의 回路構成이다. 이 回路의 電壓利得은 다음 式으로 주어진다.

$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{sC_1R_1R_L(1+sC_2R_2)}{R_2(1+sC_1R_1)} \dots\dots\dots(4)$$

따라서 두 RC回路의 時定數를 똑같이 택하고 다음 조건

$$C_1R_1 = C_2R_2 \dots\dots\dots(5)$$

를 만족하도록 한다면

$$\frac{V_2}{V_1} = -sC_1R_1R_L/R_2 \dots\dots\dots(6)$$

즉 電壓利得이  $s$ 에 비례하게 된다. 지금까지의 解析은 nullator-norator model에 의거한 것이었으나 그 결과가 트랜지스터의  $h$ 定數에 의거하여 상세하게 解析한 결과와도 부합됨을 다음에 밝히겠다.

그림 5의 回路에 있어서 베이스端子에서 본 入力어드미턴스는 다음 式으로 주어진다 (4).

$$\frac{I_b}{V_b} = \frac{1}{(1+h_{fe})R_2+h_{ie}} \frac{1+j\omega C_2R_2}{1+\frac{j\omega C_2R_2h_{ie}}{(1+h_{fe})R_2+h_{ie}}} \dots\dots\dots(7)$$

여기서  $h$ 는 트랜지스터의  $h$ 定數이며  $h_{ie}$ 에 관련된 歸還量을 무시하였다. 또 다음 조건이 성립할 것으로 가정하였다.

$$h_{oe}|Z_2| \ll 1 \quad h_{oe}R_L \ll 1 \dots\dots\dots(8)$$

여기서  $Z_2$ 는  $C_2$ 와  $R_2$ 와의 並列回路의 임피던스이다. 따라서 入力어드미턴스가  $R_1$ 에 비교하여 무시될 수 있다고 가정한다면 傳達어드미턴스는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{I_2}{V_1} = \frac{j\omega h_{fe}C_1R_1(1+j\omega C_2R_2)}{(1+j\omega C_1R_1)[(1+h_{fe})R_2+h_{ie}]} \times \frac{1}{\left[1+\frac{\omega C_2R_2h_{ie}}{(1+h_{fe})R_2+h_{ie}}\right]} \dots\dots\dots(9)$$

그러므로 다음 조건

$$\omega C_2R_2h_{ie} \ll (1+h_{fe})R_2+h_{ie} \dots\dots\dots(10)$$

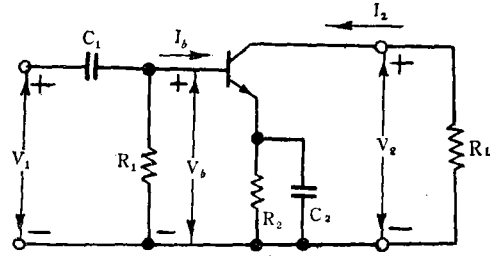


그림 5. 回路解析  
Fig. 5. Circuit analysis

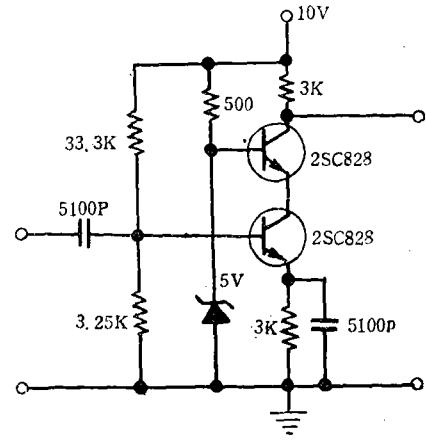


그림 6. 微分特性을 가진 增幅回路(2)  
Fig. 6. Amplifier circuit(2) with differential characteristics.

가 성립하는 周波數範圍에서는

$$\frac{I_2}{V_1} = \frac{j\omega C_1R_1(1+j\omega C_2R_2)h_{fe}}{(1+j\omega C_1R_1)[(1+h_{fe})R_2+h_{ie}]} \dots\dots\dots(11)$$

지금 두 CR回路의 時定數를 똑같이하여

$$C_1R_1 = C_2R_2 \dots\dots\dots(12)$$

로 되도록 택한다면

$$\frac{I_2}{V_1} = \frac{j\omega C_1R_1h_{fe}}{(1+h_{fe})R_2+h_{ie}} \dots\dots\dots(13)$$

윗式의 分母에 있어서  $R_2$ 를  $h_{ie}$ 와 같은 정도로 택한다면  $(1+h_{fe})R_2+h_{ie} \approx h_{fe}R_2$ 로 보아도 오차는 적을 것이다. 따라서 電壓利得은 다음 式으로 주어진다.

$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{j\omega C_1R_1R_L}{R_2} \dots\dots\dots(14)$$

式 (14)는 앞서 얻은 式 (6)과 일치한다. 電壓利得이 트랜지스터의  $h$ 定數에 관계하지 않는 것은 주목할만하다.

그림 5의 基本回路를 트랜지스터로 실현한 回路例를 그림 6에 나타냈다.

### 5. 實 驗

표 1의 回路要素로 꾸민 그림 3의 回路에 대하여 실험한 결과를 그림 7 및 표 2에 나타냈다. 實測値는 式 (3)에서 계산한 理論値와 잘 부합되고 있다. 그림 8은 그림 6의 回路에 대하여 실험한 결과를 式 (6)에서 계산한 理論値와 비교한

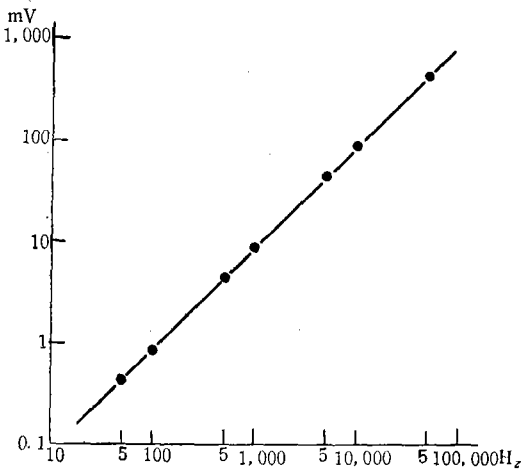


그림 7. 實測値(표 2)  
Fig. 7. Experimental result(Table 2)—calculated value, • measured value

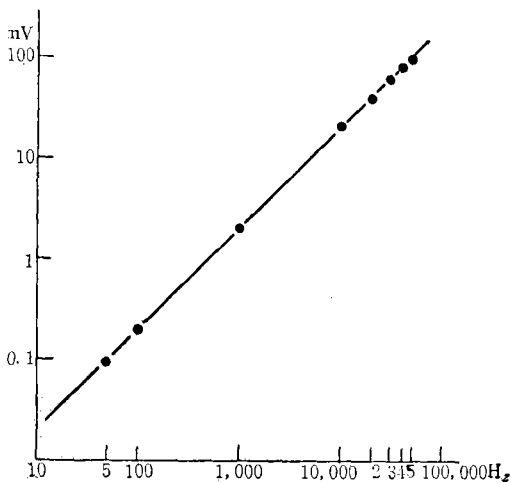


그림 8. 實測値(그림 6)  
Fig. 6. Experimental result(Fig. 6)  
—calculated value, • measured value

것이다. 그림 3 및 그림 6의 回路에 대하여 回路要素의 값을 여러가지로 해서 실험한 결과를 비교해 보면 그림 3의 回路가 보다 더 우수한 特性을 나타내는 것으로 보아진다.

표 1. 回路要素(그림 3)

Table. 1. Circuit elements (Fig. 3)

Q1	2SA562	R <sub>1</sub>	150K
Q2	2SC828	R <sub>2</sub>	89K
Q3	2SC828	R <sub>3</sub>	15K
Q4	2SC828	R <sub>4</sub>	1.5K
D1	6 V	R <sub>5</sub>	7.5K
D2	16 V	R <sub>6</sub>	5K
		R <sub>L</sub>	2.2K
C	0.001 $\mu$ F		

표 2. 實驗値(C=0.001 $\mu$ F, 入力電壓 0.62V)

Table. 2. Experimental result  
(C=0.001 $\mu$ F, input voltage 0.62V)

周波數(Hz)	出力變壓(mV)	오차(%)
50	0.45	+4.9
100	0.88	-3.2
500	4.5	+4.9
1,000	8.9	+3.2
5,000	45	+4.9
10,000	90	+4.9
50,000	435	+1.4

### 5. 結 論

無限大 利得의 算算增幅器를 사용하지 않고 대단히 간단한 回路構成으로 微分特性을 얻는 回路에 대하여 논술했고 또 Nullator-Norator 모델이 트랜지스터回路를 구성하는데 유익함을 밝혔다. 實驗은 50KHz까지로 하였으나 보다 더 높은 周波數範圍까지 좋은 特性이 얻어질 것으로 믿는다. 끝으로 實驗을 도와준 魯健兒 및 池大鉉君에게 감사한다.

### 참 고 문 헌

1) H. J. Carlin, D. C. Youla, "Network synthesis

- with negative resistors," Proc. IRE., Vol. 49, pp. 907-920, May 1961
- 2) B. R. Myers, "Nullator model of the Transistor," Proc. IEEE, Vol 53, pp. 758-759, July 1965.
- 3) 이영근, "GIC回路 및 그 응용에 관한 연구" 電子工學會誌, 9卷 3號, 1972. 8
- 4) 이영근, "電子工學의 基礎" p. 438 光林社, 1971