

# DC 增幅器의 設計方法에 관한 研究

## (A Study on the Design of DC Amplifier)

李 鍾 珏\*

(Lee, Chong Kak)

### 要 約

초퍼형DC增幅器의 AC增幅器의 入力信號는 一連의 矩形波이다. 따라서 이 때의 AC增幅器의 動作은 正弦波信號에 대한 그것과 큰 차이가 있다. 本論文은 矩形波에 대한 AC增幅器의 各段에서의 波形的 찌그러짐에 대한 解析을 하여 초퍼用AC增幅器의 設計上의 문제점을 고찰한 것이다. 各增幅段의 時定數가 동일한 경우에는 各段의 信號波형은 모두 指數減衰矩形波로 되며, 時定數가 다를 경우에는 여러개의 指數減衰矩形波의 合成波로 된다.

### Abstract

In a chopper amplifier the input signal of the AC amplifier is a train of square-waves. In the case of square-wave the operation of AC amplifier is much different from that of ordinary sinusoidal wave. In this paper for the purpose of contributing to the design of chopper amplifier distortions of waveforms in the amplifier were investigated. When the time constant of each stage is equal the waveform in each stage appears as square wave whose top is exponentially decaying. And when each stage has different time constant the waveform in  $n$ -th stage is composed of  $n$ -square waves whose tops are exponentially decaying.

### 1. 序 論

電子型電壓計, 電流計, 음計 등에서는 測定하고자 하는 量에 비례하는 電流 또는 電壓을 발생시키기 위하여 DC增幅器가 사용되며 이것에서 얻어진 電流나 電壓을 普通的 指示計器로 測定한다. 그리고 DC增幅器는 直結型和 초퍼型으로 구분되는데 直結型에서 가장 문제 가 되는 것은 “드리프트(drift)”이며 이것을 방지하기 위한 여러 방법이 제안되고 있으나 아직도 많은 문제 점을 포함하고 있다. 그리고 드리프트는 眞空管보다 트 란지스터에서 한층 더 문제시된다. 한편 초퍼型에서는 測定하고자 하는 量이 直流일 경우 이것을 chopping하여 一連의 矩形波로 바뀌서 AC增幅器로 增幅한 다음 整流 하여 원래의 直流에 比例하는 直流을 얻는다. 그리고

AC增幅器는 直結型DC增幅器에 비하여 回路構成이 간 단할 뿐아니라, 드리프트가 크게 문제되지 않기 때 문에 동작이 안정되고 感度가 높은 것으로 인정되고 있 다. 그런데 초퍼型增幅器의 交流增幅器의 入力信號는 矩形波이기 때문에 그 동작과정에서의 波形的 찌그러 짐에 있어서 信號가 正弦波일 경우와는 많은 차이가 있다. 특히 增幅段의 數가 증가할수록 波形的 찌그러 짐이 한층 더 심하게 된다.

本論文은 초퍼型增幅器의 設計에 도움을 주기 위 하여 이것에서의 信號波形的 찌그러짐에 대한 고찰을 한 것이다.

### 2. 基礎理論

그림 1(a)와 같은 回路에 있어서 電源電壓  $v_s$ 의 波 形이 그림 1(b)와 같을때 抵抗  $R_2$ 의 兩端에 나타나는 電壓  $v_0$ 를 구해본다. 그림 1(b)의 電壓  $v_1$ 는 그림 2에

\* 正會員, 서울大學校 工科大學  
College of Engineering, Seoul National University  
接受日字: 1975年 3月3日

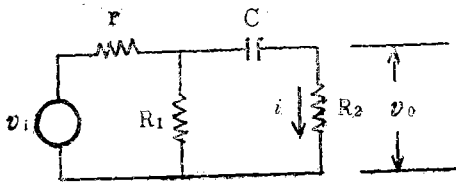


그림 1(a)

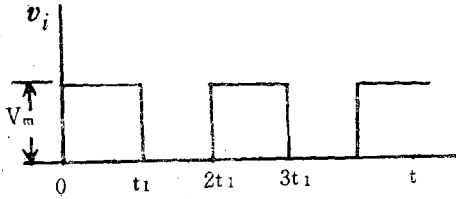


그림 1(b)

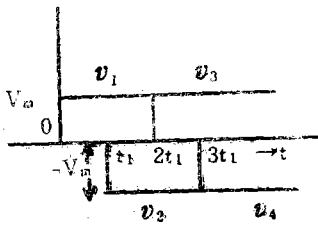


그림 2

표시한 바와 같은 스텝(step)電壓  $v_1 = V_m u(t)$ ,  $v_2 = -V_m u(t-t_1)$ ,  $v_3 = V_m u(t-2t_1)$ .....의 합으로 나타낼 수 있다. 그러므로  $v_1, v_2, v_3$ .....에 대한  $R_2$ 端子에서의 리스던스  $v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}$ .....를 구하여 이들을 중첩하면  $v_o$ 가 된다.  $v_1 = V_m u(t)$ 에 대한 커패시터 C의 端子電壓  $v_{c1}$ 은 다음과 같이 된다.

$$v_{c1} = \frac{R_1 V_m}{r + R_1} (1 - e^{-\alpha t}) u(t) \quad (1)$$

$$\text{단, } R = R_2 + \frac{r R_1}{r + R_1}, \quad \alpha = \frac{1}{RC} \quad (2)$$

抵抗  $R_2$ 에 흐르는 電流  $i$ 는  $i = C \frac{dv_{c1}}{dt}$ 이므로  $v_{o1}$ 은 다음과 같이 된다.

$$v_{o1} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{V_m}{r + R_1} e^{-\alpha t} u(t) = \frac{V_m}{r + R_1} e^{-\alpha t} u(t) \quad (3)$$

$$\text{단, } V_{m0} = \frac{R_1 R_2 V_m}{R(r + R_1)}$$

그리고 동일한 방법에 의하여  $v_{o2}, v_{o3}$ .....는 다음과 같이 구해진다.

$$\left. \begin{aligned} v_{o2} &= -V_{m0} e^{-\alpha t} u(t-t_1) \\ v_{o3} &= V_{m0} e^{-\alpha t} u(t-2t_1) \\ &\dots\dots\dots \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

그러므로  $t = (nt_1 + 0)$  ( $n$ 은 正整數)에서의  $v_{o1}, v_{o2}, \dots$   $v_{on}$ 의 合成値를  $V_{nt1}$ 이라 하면 다음 관계가 성립한다.

$$V_{nt1} = V_{m0} \{ e^{-\alpha nt_1} - e^{-(n-2)\alpha t_1} + e^{-(n-1)\alpha t_1} - \dots + (-1)^{n-2} e^{-\alpha t_1} + (-1)^{n-1} \} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} |V_{nt1}| &= |V_{m0} \{ 1 - e^{-\alpha t_1} + e^{-2\alpha t_1} - e^{-3\alpha t_1} \\ &\dots\dots + (-1)^{n-1} e^{-\alpha nt_1} \}| \\ &= |V_{m0} \frac{1 - (-1)^n e^{-\alpha nt_1}}{1 + e^{-\alpha t_1}}| \quad (6) \end{aligned}$$

이상의 결과로부터 定常狀態에서의  $v_o$ 의 最大値  $V_{max}$ 은 다음과 같이 구해짐을 알 수가 있다.

$$\therefore V_{max} \equiv \lim_{n \rightarrow \infty} |V_{nt1}| = \frac{V_{m0}}{1 + e^{-\alpha t_1}} \quad (7)$$

그리고 定常狀態에서의  $v_o$ 의 最小振幅을  $V_{min}$ 이라 하면 다음 관계가 성립한다.

$$V_{min} = V_{max} e^{-\alpha t_1} = \frac{V_{m0} e^{-\alpha t_1}}{1 + e^{-\alpha t_1}} \quad (8)$$

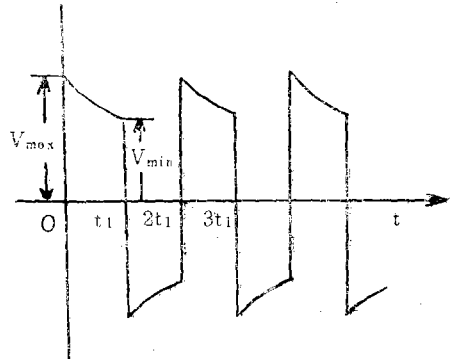


그림 3

그림 3은 定常狀態에 들어간 後의  $v_o$ 의 波形을 나타낸 것이다.

### 3. 矩形波에 대한 RC結合增幅段의 應答

眞空管, 트랜지스터 또는 FET를 사용한 RC結合增幅段의 低周波等價回路는 모두 그림 4와 같이 표시할 수가 있다. 여기서  $v_s$  및  $R_s$ 는 각각 增幅段의 Thevenin 等價電壓 및 Thevenin 等價抵抗을 나타낸다. 이 回路는 그림 1(a)의 回路와 全然 같은 것이므로 信號電壓이 그림 1(b)와 같은 矩形波일 경우 定常狀態에서의 出力電壓  $v_{o1}$ 의 波形은 그림 3과 같은 指數減衰矩形波로 되며, 그 最大振幅  $V_{1max}$  및 最小振幅  $V_{1min}$ 은 式 (7)에 의하여 다음과 같이 주어진다.

$$V_{1max} = \frac{V_{m0}}{1 + e^{-\alpha t_1}} \quad (9)$$

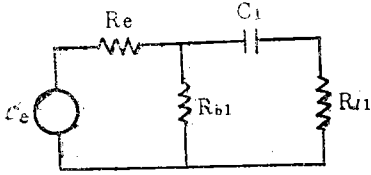


그림 4 RC結合增幅段의 等價回路

$$V_{min} = \frac{V_{m0}e^{-\alpha_1 t_1}}{1+e^{-\alpha_1 t_1}} \quad (10)$$

$$\text{단, } \alpha_1 = \frac{1}{RC_1}, \quad R = R_{l1} + \frac{R_{b1}R_{e1}}{R_{b1}+R_{e1}} \quad (11)$$

다음에 第2增幅段의 入力에 그림 3(b)와 같은 指數減衰矩形波電壓이 가해질 경우, 그 出力端에 나타나는 波形을 求解해보고자 한다. 이 때의 入力波形은 그림 5에 표시한 바와 같이 指數函數  $v'_{01} = V_{1max}e^{-\alpha_1 t}u(t)$ ,  $v'_{02} = -(V_{1max} + V_{1min})e^{-\alpha_1 t}u(t-t_1)$ ,  $\dots$ ,  $v'_{0n} = (-1)^{n-1}(V_{1max} + V_{1min})e^{-\alpha_1 t}u(t-t_{n-1})$ ,  $\dots$ 을 重疊한 것과 동일하다.

지금 이 重疊波形에 대한 第2增幅段의 應答을 求하기 위해 各成分에 대한 그 應答을 求解하면 다음과 같다.

入力信號가  $v'_{01} = V_{1max}e^{-\alpha_1 t}$ 일 때의 Thevenin等價電壓을  $v_{e2} = V_{e2}e^{-\alpha_1 t}$ , 等價抵抗을  $R_{e2}$ 라 하면, 第2段의 等價回路는 그림 6(a)와 같이 되며, 이것을 다시 고쳐 그

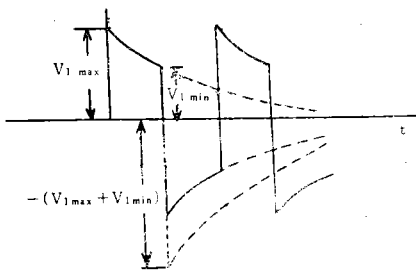


그림 5

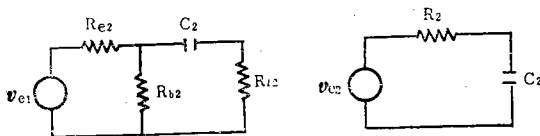


그림 6 第2段의 等價回路

리면 그림 6(b)와 같이 된다. 단 여기서 다음 관계가 있다.

$$v'_{e2} = \frac{R_{b2}V_{e2}}{R_{b2}+R_{e2}}e^{-\alpha_1 t}, \quad R_2 = R_{l2} + \frac{R_{b2}R_{e2}}{R_{b2}+R_{e2}} \quad (12)$$

그러므로  $C_2$ 의 電壓을  $v_c$ , 그 初期値를  $v_0$ 라 하면 다음과 같은 Laplace變換式을 얻는다.

$$V_c(s) = \frac{\alpha_2}{s+\alpha_2}V_{e2}(s) + \frac{s}{s+\alpha_1}V_0(s) \quad (13)$$

$$\text{단, } \alpha_2 = 1/R_2C_2 \quad (14)$$

$v_0=0$ 라는 가정하에 式(13)을 풀 다음  $R_{e2}$ 의 端子電壓  $v_{01}''$ 를 求하면 다음과 같이 된다.

$\alpha_1 \neq \alpha_2$ 의 경우:

$$v_{01}'' = \frac{\alpha_1\alpha_2V_{01}}{\alpha_2-\alpha_1}(e^{-\alpha_2 t} - e^{-\alpha_1 t}) \quad (15)$$

$\alpha_1 = \alpha_2 \equiv \alpha$ 의 경우:

$$v_{01}'' = V_{01}(e^{-\alpha t} - \alpha t e^{-\alpha t}) \quad (16)$$

$$\text{단, } V_{01} = \frac{R_{b2}R_{e2}R_{l2}C_2}{R_{b2}+R_{e2}} \quad (17)$$

$\alpha_1 \neq \alpha_2$ 의 경우에는 指數函數에 대한 應答은 式(15)와 같이 符號가 반대인 두 指數函數의 和으로 된다. 그러므로 그림 5의 實線으로 표시된 指數減衰矩形波에 대한 第2增幅段의 應答은 基礎理論에 의하여 符號가 서로 반대인 2개의 指數減衰矩形波의 和으로 될 筈이 있다. 그리고 이 2개의 指數減衰矩形波의 最大 및 最小振幅은 다음과 같이 된다.

第1指數減衰波:

$$V_{0max} = \frac{\alpha_1\alpha_2V_0}{\alpha_2-\alpha_1} \left( \frac{1}{1+e^{-\alpha_2 t_1}} \right) \quad (18)$$

$$V_{0min} = \frac{\alpha_1\alpha_2V_{01}}{\alpha_2-\alpha_1} \left( \frac{e^{-\alpha_2 t_1}}{1+e^{-\alpha_2 t_1}} \right) \quad (19)$$

第2指數減衰波:

$$V'_{0max} = \frac{\alpha_1\alpha_2V_{01}}{\alpha_2-\alpha_1} \left( \frac{1}{1+e^{-\alpha_1 t_1}} \right) \quad (20)$$

$$V'_{0min} = \frac{\alpha_1\alpha_2V_{01}}{\alpha_2-\alpha_1} \left( \frac{e^{-\alpha_1 t_1}}{1+e^{-\alpha_1 t_1}} \right) \quad (21)$$

$\alpha_1 = \alpha_2 \equiv \alpha$ 의 경우에는 指數函數에 대한 應答은 式(16)과 같이 指數函數  $V_{01}e^{-\alpha t}$ 와 指數函數의 微分形인 函數  $V_{01}\alpha t e^{-\alpha t}$ 의 差로 주어진다. 그런데 이 때

$$V_{01}(\alpha t e^{-\alpha t} - 2\alpha t e^{-2\alpha t} + \dots) = \frac{V_{01}t_1 \alpha e^{-\alpha t_1}}{(1+e^{-\alpha t_1})^2} \quad (22)$$

와 같은 관계가 있으므로 이 경우에도 應答은 定常狀態에 도달한다. 그리고 이 때의 應答波形은 한 개의 指數減衰矩形波와 톱(top)의 變化가  $\alpha t e^{-\alpha t}$ 와 같은 형태로 되는 한 개의 矩形波의 差로 주어진다. 그리고 이들이 合成되는 구간에 있어서의 合成波는 다음과 같이 표시된다.

$$\text{合成波} = \frac{V_{01}}{1+e^{-\alpha t_1}} e^{-\alpha t} + \frac{V_{01}t_1 \alpha e^{-\alpha t_1}}{(1+e^{-\alpha t_1})^2} t e^{-\alpha t} \quad (23)$$

그런데  $t < t_1$ ,  $t_1 \ll 1$ 의 관계가 있으므로 式(23)에서 第2項을 무시하여도 무방하다. 그러므로 결국  $\alpha_1 = \alpha_2 \equiv \alpha$

의 경우에는 근사적으로 出力波形은 한 개의 指數減衰 矩形波로 됨을 알 수가 있다.

지금까지 第1段 및 第2段의 波形에 대하여 고찰하였지만 第3段 이하의 增幅段에 대하여서도 동일한 방법에 의하여 그 波形을 고찰할 수가 있다. 즉 第1段에 矩形波信號가 인가될 경우 각 段의 時定數가 동일할 경우에는 第2段 이하의 出力波形은 모두 한 개의 指數減衰 矩形波로 된다. 그리고 時定數가 모두 다를 경우에는 第n段의 出力波形은 n개의 指數減衰 矩形波의 合成 波形으로 된다.

4. 計算例

$\alpha_1 = \alpha_2$ 의 경우에는 指數減衰 矩形波에 대한 RC結合 段의 應答은 한 개의 指數減衰 矩形波로 되기 때문에 最大振幅에 대한 利得을 높이는 문제가 별로 복잡하지 않다. 그러나 일반적으로 실지문제로서  $\alpha_1 \neq \alpha_2$ 의 경우가 대부분이라고 보아야 하며, 이 경우  $t_1$ ,  $\alpha_1$  및  $\alpha_2$ 의 선정을 적절히 하지 않으면 다음 計算例에서 보는 바와 같이 最大振幅에 대한 利得을 높일 수 없게 된다.

$t_1 = 1/400$ (sec),  $\alpha = 4000$ (sec<sup>-1</sup>)일 경우  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ 의 여러 値에 대하여 式 (18)(19)(20)(21)에 의하여  $(V_{0max} - V'_{0max})/V_{01}$  및  $(V_{0min} - V'_{0min})/V_{01}$ 을 계산한 결과는 표 1과 같다.

표 1

$\alpha_2/\alpha_1$	0.2	0.5	0.8	1.5	2
$(V_{0max} - V'_{0max})/V_{01}$	-26.3	276	160	84	0
$(V_{0min} - V'_{0min})/V_{01}$	-262	-3008	-175	-	-

다음에  $t_1 = 1/400$ (sec),  $\alpha_1 = 13.3$ (sec<sup>-1</sup>)로 하여 동일한 계산을 한 결과는 표 2와 같다.

표 2

$\alpha_2/\alpha_1$	0.2	0.6	1.2	2	3
$(V_{0max} - V'_{0max})/V_{01}$	-0.013	-0.013	-0.078	0.18	0.17
$(V_{0min} - V'_{0min})/V_{01}$	-0.0065	0	0.159	0.16	0.20

5. 結 論

RC結合多段增幅器의 入力에 一連의 矩形波信號가 인가될 때, 각 增幅段에는 각각 고유한 定常狀態의 波形이 형성된다. 그리고 각 增幅段의 時定數가 모두 같을 경우에는 第2段 이하의 信號波形은 모두 근사적으로 指數減衰 矩形波로 된다. 각 增幅段의 時定數가 다를 경우에는 第2, 3, 4, ……段의 信號波形은 각각 2, 3, 4, ……개의 指數減衰 矩形波의 合成波로 된다.

參 考 文 獻

1. D.P. Leach, S.K.Chan; A Generalized Method of Active RC Network Design, IEEE Trans. on CT-18, No. 6, Nov. 1971.
2. A.H. Hoffcit, R.D. Thornton; Nonvolt Transistor DC amplifier; Proc. of IEEE Vol.51, No.8 Aug. 1963. p.1147
3. Korn D.A., T.M. Korn; Electronic Analog Computer, McGraw Hill Co. Inc. 1956.
4. Texas Instrument Inc; Transistor Circuit Design, McGraw Hill Co. Inc. 1963.
5. W.D.Cooper; Electronic Instrumentation and Measurement Technique, Prentice-Hall, Inc 1970.