

에널로그 및 디지털計測의

基礎概念과 應用(Ⅱ)

高明三

<서울대학교 制御計測工學科 教授>

4. 미분기와 적분기

그림 1은 연산증폭기를 이용한 기본미분회로이며 기본 反轉회로(inverting circuit)와 매우 유사하다. 즉 出力電壓 v_o 는

$$v_o = -R_F C \frac{dv_i}{dt} \quad (1)$$

로 주어진다. 주파수의 증가와 더불어 용량성 리액턴스(capacitive reactance) $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$ 은 감소한다. 그러므로 周波數 f 의 증가와 더불어 미분기의 출력은 증가하게 되고 高周波 노이즈의 영향을 받기 쉬운 회로가 된다. 그러므로 보다 더 실제적인 미분회로는 그림 2와 같이 入力 캐파시터에 직렬로 저항을 삽입시키며, 高周波

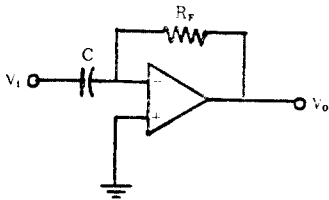


그림 1 미분기

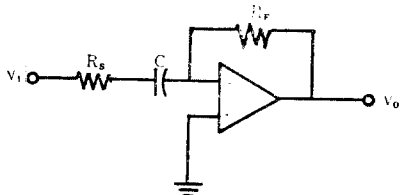


그림 2 실제적인 미분기

利得은 R_F/R_S 의 比로 주어지게 됨을 알 수 있다(주파수가 높아지면 콘덴서 C 는 短縮回路가 됨에 주의하라). 시간의 함수로서 出力電壓은 식 (1)과 같이 주어진다. 그러나 다음식으로 주어지는 入力周波數 f_c 보다 적은 周波數에 限하여 그림 2는 미분기의 기능을 발휘한다.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_S C} \quad (2)$$

식 (3)보다 더 큰 入力周波數인 경우 그 回路는 미분기라기 보다 電壓利得이

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_F}{R_S} \quad (3)$$

로 주어지는 反轉型 증폭기(inverting amplifier)의 기능으로 접근하게 된다. 식 (1)에서 $R_F C$ 를 時定數라 하며 이 값은 미분되는 入力信號의 周期과 近似的으로 같다. 실지로 R_S 는 보통 50~100Ω의 값으로 주어진다.

[例題 1]

高周波數利得은 10으로 제한되면서 500Hz인 入力信號를 미분하는 回路를 설계하라.

解:

入力信號의 周期은 $\frac{1}{500}$ Hz 혹은 2 msec 즉

$$0.002 \text{ sec} = R_F C$$

고로 $C = 1 \mu\text{F}$ 로 선정하면 R_F 는 2kΩ이어야 한다. 한편 高周波數利得은 10으로 제한되므로 식 (3)에 의하여 $R_S = 200\Omega$ 이다. 결국 최종회로는 그림 3과 같다. 만일

$$v_i = V_m \sin(\omega t)$$

와 같은 진동파 電壓을 이 미분기의 入力信號로
大韓機械學會誌 / Vol. 25, No. 3, 1985 / 225

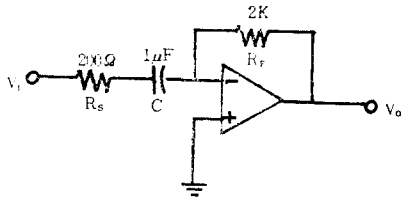


그림 3 설계된 미분회로

서 인가한다면 出力信號 v_o 는

$$v_o = -R_f C \frac{dv_i}{dt} = -\omega R_f C V_m \cos \omega t$$

이 되어 出力端의 피이크(peak) 電壓値는

$$(v_o)_{\text{peak}} = \omega R_f C V_m$$

로 주어진다. 즉 入力과 出力間에는 90° 位相差가 생김과 동시에 出力을 入力信號가 反轉되었음을 알 수 있다.

[例題 2] 그림 2에서 $R_f = 200\text{k}\Omega$, $C = 0.01\ \mu\text{F}$, 入力信號는 200Hz 에 피이크値가 1V 인 경우 出力電壓의 피이크値 $(v_o)_{\text{peak}}$ 는

$$\begin{aligned} (v_o)_{\text{peak}} &= \omega R_f C V_m \\ &= (6.28)(200\text{Hz})(200\text{k}\Omega)(0.01\ \mu\text{F})(1\text{V}) \\ &= 2.51\ \text{volts} \end{aligned}$$

[例題 3] 그림 4와 같은 三角波 入力信號(주파수는 100Hz , 피이크 電壓은, 1V , $t_1 = t_2$)를 $R_f = 200\text{k}\Omega$, $C = 0.01\ \mu\text{F}$ 인 그림 2의 미분회로에 인가시의 出力電壓의 波形을 구하라.

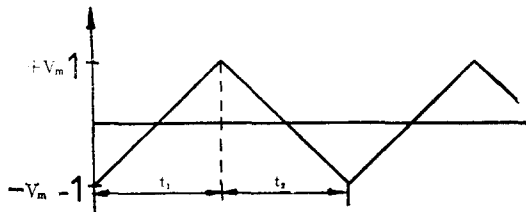


그림 4 三角波 入力信號

解:

時區間은 $t_1 = t_2$ 임으로

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = 100\ \text{Hz}$$

혹은 $t_1 + t_2 = 0.01\ \text{sec}$.

즉 $t_1 = t_2 = 0.005\ \text{sec}$ 이다. 그런데 t_1 에서의 出力 $(v_o)_{t_1}$ 은

$$\begin{aligned} (v_o)_{t_1} &= -R_f C \frac{d}{dt} \left(-V_m + 2 \frac{V_m}{t_1} - t \right) \\ &= -R_f C (2V_m/t_1) \end{aligned} \quad (a)$$

한편 t_2 에서의 出力 $(v_o)_{t_2}$ 는

$$(v_o)_{t_2} = R_f C (2V_m/t_2) \quad (b)$$

식 (a), (b)에 문제에서 주어진 수치를 대입하면

$$(v_o)_{t_1} = -0.8\ \text{volt},$$

$$(v_o)_{t_2} = 0.8\ \text{volt}$$

이 되어 일종의 短形波를 얻게됨을 알 수 있다.

그림 5는 일종의 積分器이다. 즉 미분기에서의 저항과 캐퍼시터를 상호 교환한 소위 이상적인 積分回路이다.

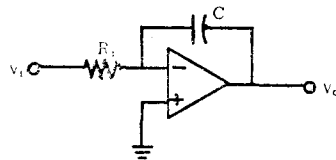


그림 5 이상적인 積分器

出力電壓은 入力電壓의 積分으로서 시간함수로 주어진다. 즉

$$v_o = -\frac{1}{R_i C} \int_0^t v_i dt \quad (4)$$

그러나 미분기인 경우와 같이 보다 실제적인 積分回路는 그림 6과 같다. 여기서 되먹임캐퍼시터(feedback capacitor) 양단의 저항 R_s 를 短絡抵抗(shunt resistance)이라 부른다. 이것은 이 회로의 低周波 利得을 제한시키는데 그 목적이 있다. 만일 低周波 利得을 제한하지 않는다면 비록 그 값이 미소하더라도 DC 오프셋(offset)電壓이 積分구간 동안에 積分됨으로서 연산증폭기를 결국 포화시키게 된다. 入力바이아스電流에 기인한 DC 오프셋電壓은 저항 $R_2 = \frac{R_1 R_s}{R_1 + R_s}$ 에

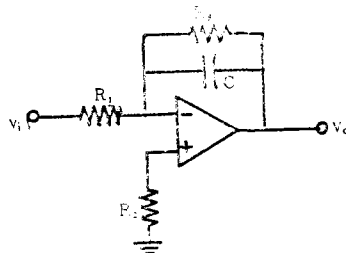


그림 6 실제적인 積分器

의하여 최소화된다. 短絡抵抗 R_s 는 이 積分回路의 低周波 利得을 제한시키는 역할을 수행하므로 식 (4)는 식 (5)로 주어지는 주파수 f_c 보다 더 큰 入力 周波數에 대해서만 그 기능을 발휘하게 된다.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C} \quad (5)$$

f_c 보다 더 적은 入力 周波數인 경우 되먹임캐퍼시터 C 는 R_s 에 비하여 임피던스 입장에서 볼 때 매우 커져서 이를 무한대 즉 開路狀態로 본다면 그림 6의 回路는 마치 C 가 없는 反轉型 增幅器와 같이 동작하며 그 利得은

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_s}{R_1} \quad (6)$$

로 주어지게 될 것이다.

실지설계에서는 R_s 는 R_1 의 약 10 배로 취한다. 미분기와 마찬가지로 時定數 $R_1 C$ 는 近似的으로 積分되는 入力信號의 周期과 같도록 한다.

[例題 4] 例題 3에서 얻어진 短形波를 그림 6의 入力信號로 사용시 R_1 , R_s , C 및 피크出力電壓 (v_o)_{peak} 을 구하라.

解 :

주파수 $f=100$ Hz 이고, 만일 $C=0.01 \mu F$ 라고 하면

$$100\text{Hz} = \frac{1}{R_1 C}$$

고로 $R_1=1M\Omega$, $R_s=10M\Omega$ 이다. 그런데

$$R_2 = \frac{R_1 R_s}{R_1 + R_s} = \frac{10}{11} \div 910k\Omega$$

한편 식 (4)로부터 $t=t_1=0.05$ sec 인 경우 出力電壓 (v_o)_{peak} 는

$$\begin{aligned} (v_o)_{\text{peak}} &= -\frac{1}{R_1 C} \int_0^{t_1} v_i dt \\ &= -\frac{1}{10^6 \times 0.0110^{-6}} \int_0^{t_1=0.05\text{sec}} (-0.8) dt \\ &= 0.4 \text{ V} \end{aligned}$$

마찬가지로 $t_2=-0.4$ 볼트에서의 出力電壓은 -0.4 볼트이다.

(設計指針)

(a) 미분기

$$\text{출력전압 } v_o = -R_f C \frac{dv_i}{dt}$$

$$\text{低周波應答 } f_c = \frac{1}{2\pi R_s C}$$

$f < f_c$ 인 경우 회로는 미분기로서 동작,

$f > f_c$ 인 경우 電壓利得이 $-\frac{R_f}{R_s}$ 인 反轉型 增幅器로서 동작하는 回路로 접근됨.

(b) 積分器

$$\cdot \text{出力電壓 } v_o = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t v_i dt$$

$$\cdot \text{低周波數應答 } f_c = \frac{1}{2\pi R_s C}$$

$f < f_c$ 인 경우 電壓利得이 $-\frac{R_s}{R_1}$ 으로 주어지는 反轉型 增幅器로 동작하는 회로도 접근함

$f > f_c$ 인 경우 積分器로서 동작한다.

\cdot 미분기 및 적분기 共히 入力바이아스電流에 기인된 最小出力 오프셋을 위하여 $R_2 = \frac{R_1 R_s}{R_1 + R_s}$ 로 한다.

실지 실험을 통해서 上記한 기능을 확인하기 위하여는 연산증폭기로서 741을 사용하고 v_i 및 v_o 신호를 오실로스코프(oscilloscope)의 CH1, CH2에 각각 인가하되 DC커플링(coupling) 상태로 조정해 놓으면 미분된 신호내지 적분된 신호를 확인할 수 있을 것이다.

5. 定電流源

브리지 회로에서 경우에 따라서는 定電流源(부하의 크기에 관계없이 일정한 크기의 電流를 負荷에 공급하는 電源)으로 구동시키는 경우가 있다. 그림 7는 연산증폭기를 이용한 定電流源이다. 蓄電池 혹은 기타의 安定한 基準電壓 V_{REF} 는 入力抵抗 R_1 에 定電流를 흐르게 하며 이 電流 I 는 되먹임저항인 負荷 R_2 를 흐르게 된다.

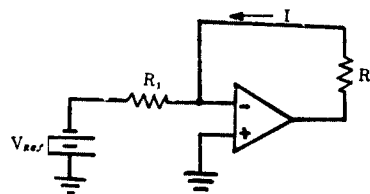


그림 7 定電流源

이때 R_2 가 변하더라도 여기에 흐르는 電流 I 는 일정하며

$$I = \frac{V_{REF}}{R} \quad (7)$$

로 주어진다.

6. 電流—電壓變換器

電流—電壓變換器의 기본회로는 그림 8과 같

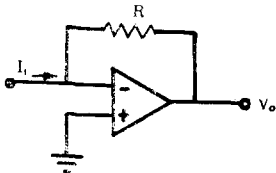


그림 8 電流—電壓變換器

이 入力抵抗이 없는 反轉型增幅器이다. 入力電流 I_i 는 직접 反轉端子에 인가한다. 이때 이 入力電流는 직접 反轉入力端에 인가한다. 이때 이 入力電流는 되먹임저항 R 에도 흐르므로 出力電壓은

$$v_o = I_i R \quad (8)$$

로 주어진다. 이 경우 연산증폭기의 入力바이아스電流 I_b 도 入力電流에 附加되므로 식 (7)은

$$v_o = (I_i + I_b)R \quad (9)$$

로 변형된다.

[例題] 光電池 P.C.(photo cell)는 直光下에서 $100\mu A$ 인 電류를, 光차단시에는 $10\mu A$ 인 電류를 발생한다고 하면 그림 9에서의 入力電流의 變化率은 $90\mu A$ 이다. 따라서 出力電壓의 變化量은

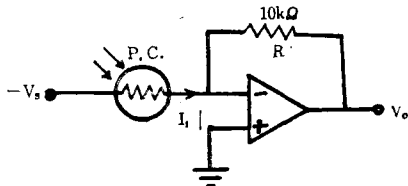


그림 9 光電池를 이용한 電流—電壓變換

$$\Delta v_o = \Delta I_i R = (90\mu A)(10k\Omega) = 0.9 \text{ volt}$$

즉 電류變化량이 대응되는 電壓變化량으로 전환되었음을 알 수 있다.

7. 電壓—電流變換器

리레이, 소레노이드 및 에널로그미터(analog meter)를 구동시 트랜스미터스 增幅器라 불리는 電壓電流變換器를 흔히 사용한다. 이때 應用對象에 따라서 電壓—電流變換器는 非接地 혹은 接地된 負荷(grounded load)를 구동할 수 있다.

비접지부하인 경우 그림 10 및 11와 같은 反轉電壓—電流變換器를 사용할 수 있고 電流 I_L 의 크기는

$$I_L = \frac{v_i}{R_1} \quad (10)$$

로 주어지며 負荷抵抗 R_L 에는 獨立이다. 그림 11는 非反轉型 電壓—電流變換器이며 負荷電流의 크기는 식 (10)과 같다.

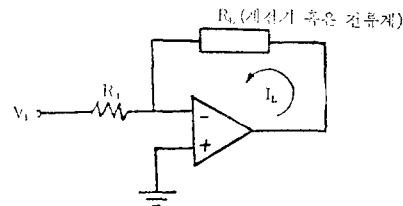


그림 10 反轉型 電壓—電流變換器

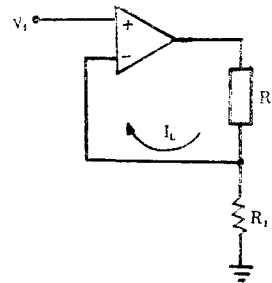


그림 11 非反轉型 電壓—電流變換器

다음 負荷가 接地된 경우에는 그림 12와 같은 회로를 사용하며 負荷電流 I_L 는 入力電壓 v_i 에 의하여 제어되며

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (11)$$

인 경우

$$I_L = \frac{v_i}{R_3} \quad (12)$$

로 주어진다.

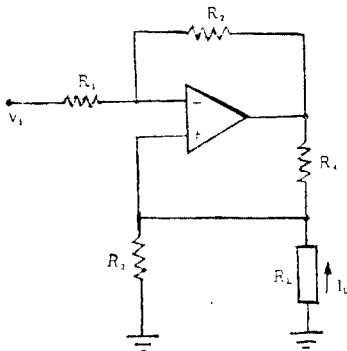


그림 12 接地負荷型 電壓—電流變換器

이상의 (5)(6)(7)에서 다룬 定電流源 및 電流—電壓 혹은 電壓—電流變換器의 基本設計에 관한 例를 들면 다음과 같다.

[例題 1] 定電流源 設計

그림 13과 같이 結線하여 P.C.와 같은 素子 \$R_L\$를 이용하면 다음과 같은 實驗으로 定電流源 동작을 확인할 수 있게 된다. 지금 直光下에서 \$I_L=0.2mA\$, \$v_o=+0.105volts\$, \$V_{REF}=-0.937volts\$인 값을 觀측하였다면 \$v_o=-(R_L/R_1)V_{REF}\$ 이므로

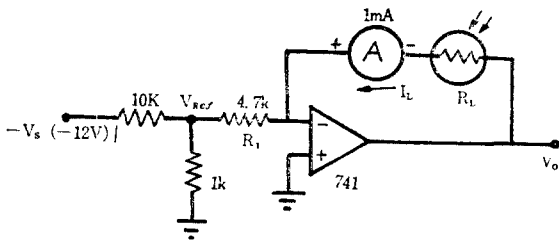


그림 13 定電流源 設計

$$0.105V = -\frac{R_L \times 0.937V}{4.7 \times 10^3}$$

$$\text{고로 } R_L = \frac{0.105(4.7 \times 10^3)}{0.937} = 527\Omega$$

다음 \$R_L\$의 上面을 차단시켰어도 \$I_L\$의 값은 不變임을 확인한다. 단 \$A\$는 \$1mA\$의 電流計이다.

[例題 2] 그림 14, 15, 16은 각각 反轉型 電流—電壓變換器, 非反轉型 電壓—電流變換器 및 反轉型 電壓—電流變換器의 동작을 실험할 수 있

는 回路들이며 흥미있는 讀者들은 IC 741을 구입하여 이들 回路의 機能을 확인하면 매우 有益할 것이다. 여기서 ㉠은 電流計이다. 波形觀측시 반드시 프로우브(probe)를 DC 커플링 상태로 두어야 한다.

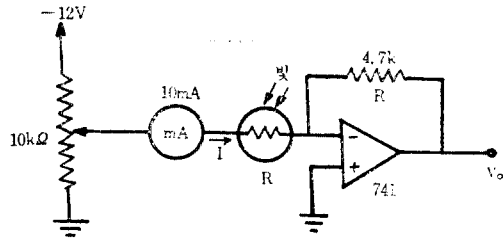


그림 14 反轉型 電流—電壓變換器 : 기본설계요점 \$v_o = -IR\$, \$R\$는 光制御式 抵抗

光의 照射量을 調整하여 電流 \$I\$의 변화에 따른 出力電壓의 변화량을 觀측한다.

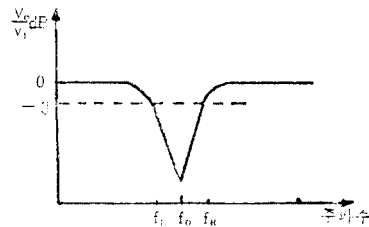


그림 15 非反轉型 電壓—電流變換器

기본설계요점 \$I_L = \frac{v_i}{R_1}\$, \$v_o = (1 + \frac{R_L}{R_1})v_i\$

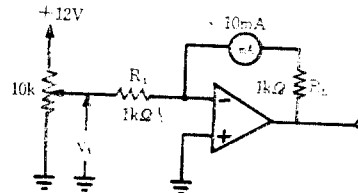


그림 16 反轉型 電壓—電流變換器

기본설계요점 \$I_L = \frac{v_i}{R_1}\$, \$v_o = (\frac{R_L}{R_1})v_i\$

8. 能動필터(Active Filter)

Webster 사견에 의하면 “A filter is a device or substance that passes electric currents at certain frequencies or frequency ranges while

preventing the passage of others”로 필터(filter)를 정의하고 있듯이 특정신호의 통과 내지 차단 효과를 발휘하는 장치이다. IC화된 연산증폭기가出現하기까지는 대부분의 필터들은 R.L.C로 주어지는 소위 受動素子들로 구성되었으나 1960년대 후반부터 본격적인 能動필터가 사용하게 되었다. 能動필터의 장점은

- 挿入損失(insertion loss)이 발생하지 않는다.
- 가격이 싸다.
- 응답파형의 변동없이 동조대역을 광범위한 주파수영역으로 조정할 수 있다.
- 入力임피던스가 크고 出力임피던스가 적기 때문에 필터와 전원 혹은 부하간을 적기적으로 분리시키는 효과를 초래한다.

반면에 단점은 다음과 같다.

- 주파수응답의 폭이 좁다.
- 電源이 필요하다.

(a) 필터의 종류

필터는 대체로 저주파 통과필터(low pass filter), 고주파통과필터(high pass filter), 대역필터(bandpass filter), 노치필터(Notch filter), (band-reject filter)의 네가지로 분류된다. 그림 17, 18, 19, 20은 각각 이들 필터들의 신호전달 특성을 나타낸다. 여기서 dB는 $20 \log_{10} \frac{v_0}{v_i}$ 로 v_0/v_i 를 취한 單位를 나타낸다.

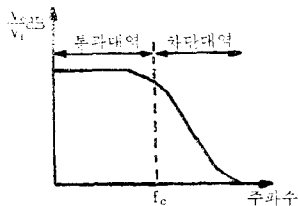


그림 17 저주파 통과 필터

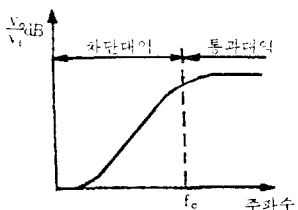


그림 18 고주파 통과 필터

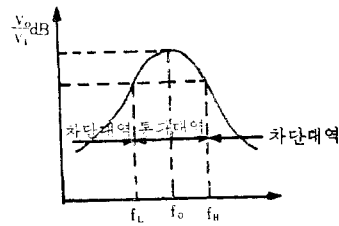


그림 19 대역 필터

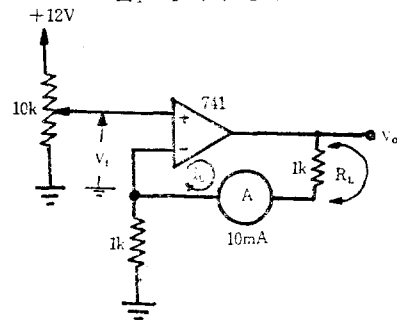


그림 20 노치 필터

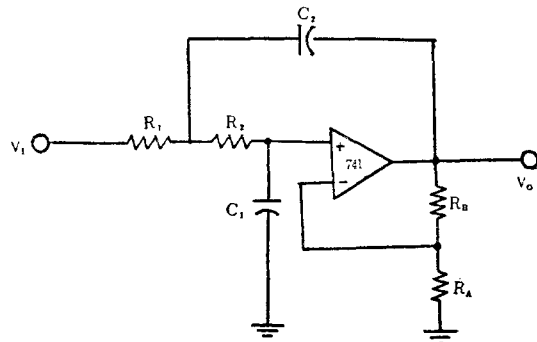


그림 21 2次系 저주파 통과 能力 필터

가장 간단한 2차계의 저주파통과 能力필터로서 그림 20과 같은 電壓制御型 電壓源 回路(VCVS)를 들 수 있다. 이 回路를 Sallen & Key filter 라고도 한다. 이 회로의 차단주파수 f_c 는

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_1 R_2 C_1 C_2)^{1/2}} \quad (13)$$

로 주어진다. 실지 설계에서 R_1 과 R_2 및 $C_1 \cdot C_2$ 를 선정하는 방법에는 여러가지 있으나, 가장 간단한 方法은 $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$ 로 택하는 경우이다. 즉

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (14)$$

이 되고 이를 等成分 VCVS 저주파통과 필터라고 부른다. 2次 버터워드(butterworth) 응답에 대한 통과 대역(passband) 利得은 1.586(+4dB)로 고정되어 있으며 차단주파수를 지나면 주파수 응답은 20dB/decade의 비율로 감소한다. 振幅應答은

$$20 \log_{10} \left(\frac{1.586}{[1+(f/f_c)^4]^{1/2}} \right) \quad (15)$$

로 주어진다.

이 필터는 非反轉型으로 연산증폭기를 사용하게 때문에 되먹임저항 R_B 는 1.586의 電壓利得을 위하여 入力抵抗值인 R_A 의 0.586倍가 되어야 한다. 따라서 $\pm 5\%$ 저항을 사용하는 경우 $R_A=47k\Omega$, $R_B=27k\Omega$ 로 선택하는 것이 좋다.

(設計例)

700Hz의 차단주파수를 갖는 2차 버터워드 VCVS 저주파통과 能力필터를 설계하자.

우선 C 를 $0.0033\mu F$ 로 선정한다면

$$\begin{aligned} R &= \frac{1}{2\pi f_c C} \\ &= \frac{1}{2\pi(700\text{Hz})(0.0033\mu F)} \\ &= 68,898\Omega \end{aligned}$$

그러므로 68k Ω 의 저항을 선정한다. 만일 C 의 값을 $0.01\mu F$ 로 취한다면 R 는 22,736 Ω 즉 22k Ω 가 될 것이다.

한편 그림 20에서 C_1 , C_2 와 R_1 , R_2 를 상호교환하면 VCVS 고주파통과 필터를 실현할 수 있다. 이때의 차단주파수는 식 (14)로 주어지며, 통과대역利得은 1.586 혹은 +4dB이다. 실제로 필터로서의 동작을 확인하기 위하여는 이중채널 오실로스코프를 이용하여 CH1에 v_i 를 CH2에 v_o 를 각각 入力시키고 AC 커플링모드(coupling mode)로 취한후 入力信號 v_i 의 주파수를 점차증가시키면 주파수 증가와 더불어 진폭의 감쇄를 관측할 수 있게 된다.

(다음호에 계속)



第 2 回 齒車工學 國際術學會議

(2nd World Congress on Gearing)

일 시 : 1986년 3월 3~5일(3일간)

장 소 : 프랑스 파리

연 락 처 : SEPIC(CME)

17, rue d'Uzès-75002 PARIS(France)

Tel. : (1)233.88.77., Telex : 217477 F Sepic

국내연락처 : 한양대학교 공과대학 기계설계학과 정태형 교수

[Tel. (02)292-2111 (交) 2261]