

序 言

運算放大器是電子電路中一個很重要的元件，借著這個元件可以發展成各式各樣的電路。本書的目的在於能確實的掌握運算放大器的各種特性，由一些簡單的測試電路進而深入瞭解此元件的各種參數，並且在將來作電路設計時，有清晰的運用概念，或作更深入研究時的一個良好基礎。

本書共分為九章。第一章敘述運算放大器的功能與特性。包含一些參數及所須的電源，包裝型態等。第二章舉出一些運算放大器的基本電路，雖是基本電路確是很實用的例子。第三章為信號處理，可作為教學上的微分、積分或合成濾波電路，含高通、低通、帶通及帶阻。第四章討論振盪器，可用來產生各種常用的信號測試波形如正弦波、三角波、方波……等。第五章是說明運算放大器應用在聲音電路方面，如等化曲線、聲音放大、音質控制……特別重要的是雜訊的處理。第六章討論對於運算放大器使用時如何避免破壞，增強其穩定度，以及測試等等。第七章用實驗的簡單方法來驗證運算放大器的種種特性，包括閉迴路與開迴路的討論，直流與交流的探討等。第八章正式進入一些基本電路如何設計的範圍。探討出設計的共通性，以備將來應用。第九章列舉了不少實際的應用例子，很值得初學者細加琢磨，舉一反三可以發展出自己想要的電路，這也是本書的目的。

筆者執教期間覺得紮根的工作很重要，為了適於高工的初學者，業餘者及使大專電子科系同學也有參考價值，撥冗將之整理出來。本書適合當教科書或參考書。筆者才疏學淺，錯誤之處難免，還望先進不吝指正，俾再版時更形完美，至為銘感！

歐福源
劉良俊 於台北

原 序

運算放大器已經變成使用非常廣泛的固態電子裝置——在工業上，消費者及家庭業餘者的實驗應用。這是由於它具有易實現的經濟效應，在積體電路形式僅須很小的空間和功率，而形成複雜的電路可以減少到一些廉價的元件，去適合特殊的電路。

本書所要談的，可能在有關運算放大器的書或手冊中已存在。然而，一本書必須提供對不同工作階層，像電子本科系學生、技術員、工程師，可容易讀的基本知識和技能。因此，本書不僅提供你運算放大器的理論，同時也直接提供你實用的技能。

本書的預備知識僅須基本的代數及直流／交流電路理論。雙接面電晶體理論會有所幫助，但並不是必要。這本書可提供教師以學生為中心的教學法。第一章到第六章有摘要，自我測驗題及習題可幫助個別學習，書中所有的電路均可以用所給的電路零件組合。

第一章闡明什麼是運算放大器，功能為何，並且解釋大部份重要的特性和參數。在第八章的實驗中有一些可以參考，並提供快速的動手方法，來熟悉運算放大電路的動作技巧。1~4 節提出運算放大器工作所須簡單的電源供應電路。第二章敘述基本運算放大電路組態。零件數值和電壓波形均已給予，用來幫助讀者組合電路和期望知道的量測情形。第三章基本的信號處理電路（積分器、微分器和濾波器），提出決定輸出電壓、截止頻率、頻帶寬度所須要的公式。第四章敘述數種波形產生器運算放大器振盪器的形式，給予所須要的公式，用來幫助瞭解運算放大器在波形產生電路中的功能。第五章顯示運算放大器應用在音頻電路，及許多消費性產品和音頻積體電路的運算放大器。第六章敘述運算放大器的保護，穩定度實際上的資料。這一章也提供基本運算放大器的測試和故障修護的技術，4 個運算放大器檢查電路組合來提供給讀者，製作專題。第七章包含有二十套容易執行的實驗，這些將提供你基本的技巧（故障維護、測試運算放大電路），並幫助你更瞭解運算放大器在第一章所給的功能特性如何？第八章敘述二十套具有一步接一步的設計步驟的基本運算放大電路，這些設計電路對初學者而言還算容易，可作直接設計的方法，然而對有經驗的設計者，提供快又省時的應用。第九章包含收集六十二套實用的運算放大電路，並且各別作清楚的敘述，提供給有興趣的讀者組合電路，或創造新的電子系統。

附錄列出十一種運算放大器製造廠商的規格表，這些實際的規格表，被選用來提供作進一步的研究或教本中出現的運算放大器電路組合。

沒有一本書，能提供培養一個專家所需的全部資料和技術。無論如何，本人期望這本書能使初學者熟悉運算放大器的工作以及提供有經驗的讀者不同的構想和方法。

Fredrick W. Hughes

1

運算放大器的功能與特性

運算放大器是特別設計與包裝的電子電路，可用在多種目的而僅須一些外加元件。直到最近，運算放大器才被設計成封密包裝的分離元件，且由於價錢昂貴，祇有少數的工程師和技術員曾經真正包容它們。然而今日，積體電路技術的改進，這些價廉的 IC 包裝品，幾乎在每一電子成品都可發現。

最初，運算放大器用於類比計算機電路、控制電路及儀器。它們的主要功能是提供線性（電壓及電流）的數學操作，像比較、加法、減法、微分、積分及放大電路。實際上它們出現於每一地方——音響製品、通信系統、數位處理系統、消費者電子、及許多愛好業餘者的裝置。

運算放大器的組態可以是單端輸入及單端輸出、差額輸入及差額輸出、或差額輸入及單端輸出，後者是電子工業最普及的組態，將用為本書的主要部份。任何電子從業者，必須瞭解運算放大器的功能、特性，且必須能夠認知及工作於基本的電路組態。

1-1 什麼是運算放大器

IC 運算放大器是一種固態裝置，且有感知及放大直流與交流輸入信號的能力。

一個典型的 IC 運算放大器包含三基本電路，高輸入阻抗的差額放大器、高電壓增益的放大器、及低輸出阻抗放大器（通常是推挽射極耦合）。圖 1-1 為運算放大器的方塊圖。注意，它通常需要一個正電源及一個負電源，這允許輸出電壓對地可以擺到正及擺到負。

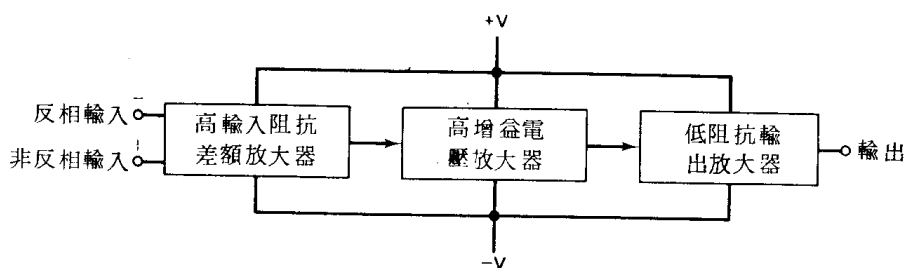


圖 1-1 運算放大器的方塊圖

運算放大器最重要的特性是：

- (1) 非常高的輸入阻抗，因此在輸入端產生的電流可以忽略。
- (2) 非常高的開路增益（open-loop gain）。
- (3) 非常低的輸出阻抗，所以放大器接負載時並不影響輸出。

標準運算放大器符號圖以一三角形表示，如圖 1-2。輸入端在三角形的底，反相輸入端以負號表之；一個直流電壓或交流信號加入這輸入端將有 180° 的相位差輸出。非反相輸入端以正號表之，一個直流電壓或交流信號加入這輸入端輸出為同相。運算放大器的輸出以三角形的頂點表之。

運算放大器手冊

4

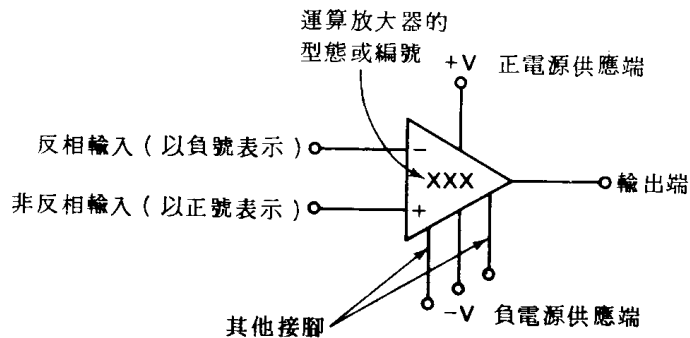


圖 1-2 標準運算放大器符號圖

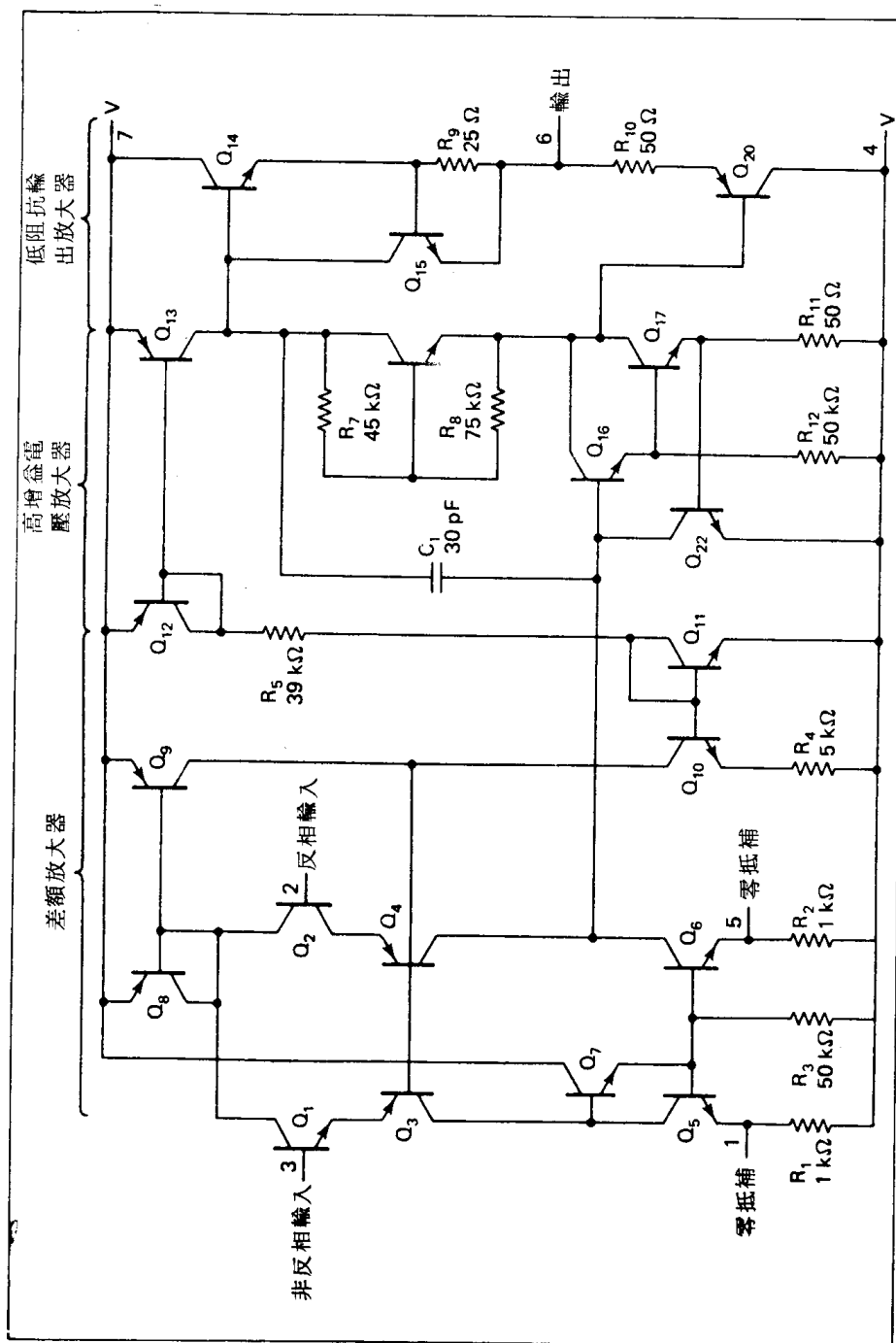


圖 1-3 典型運算放大器電路圖

電源供應端及其他接腳（頻率補償或零調整）於三角形兩邊的上或下。這些接腳並不時常顯示於符號圖，而是隱含的。電源連接是必須且容易瞭解的，而其他的接腳並不必要全部使用。

運算放大器的型式或製造廠的料號可標示於三角形的中央，然一般通用電路並不需要表示，可用 A_1 、 A_2 或 OP-1、OP-2 等符號。

雖然我們不用正確瞭解運算放大器的內部即能使用，但最好能瞭解其操作特性及其內部電路的一些概念。圖 1-3 顯示最普及的 741 運算放大器 IC 電路圖，其他的運算放大器與 741 相似。電阻和電容在 IC 設計時保持在絕對最小值，儘可能使用電晶體。不使用交連電容，以允許電路放大直流像放大交流信號一樣。30pF 的電容器提供內部頻率補償，將討論於後。

運算放大器包含三個基本級，高輸入阻抗的差額放大器、高增益的電壓放大器具準位移位（允許輸出擺至正及負）、及低阻抗的輸出放大器。

這三級是這樣的：電晶體 Q_1 及 Q_2 是差額輸入，電晶體 Q_{18} 是高增益達靈頓（Darlington）驅動器，輸出級是互補對稱用電晶體 Q_{14} 及 Q_{20} ，輸出短路保護由電流限制電晶體 Q_{15} 擔任，剩下的元件擔任偏壓及放大。一個外加電位器可用其兩端分別連至接腳 1 及 5（零抵補，offset null），而其接腳連接至接腳 4（ $-V_{CC}$ ）用來當零調整。

1-2 運算放大器的功能為何

理想運算放大器的增益為無窮大，然而實際上在開路模式（open-loop mode）增益必須超過 200000。在開路模式從輸出到輸入沒有回授，電壓增益（ A_v ）最大，如圖 1-4(a) 所示。在實際的電路，輸入端最微小的電位差，將使輸出電壓擺至供應電源準位的最大值。輸出電壓的最大值約為供應的電源電壓的 90%，這是由於運算放大器內部的電壓降（參考圖 1-3 並注意 Q_{14} 、 R_9 、 R_{10} 及 Q_{20} ）。輸出稱為在飽和，可以表示為 $+V_{sat}$ 及 $-V_{sat}$ 。例，一個運算放大器電路在開路模式使用 $\pm 15V$ 的電源，則輸出從 $+13.5V$ 擺至 $-13.5V$ 。這種型式的電路非常的不穩定，對零伏的輸入差輸出為零伏，但些微的輸入差，輸出即為極端值。開路模式最早出現在電壓比較器（voltage comparator）及準位偵測（level detector）電路。

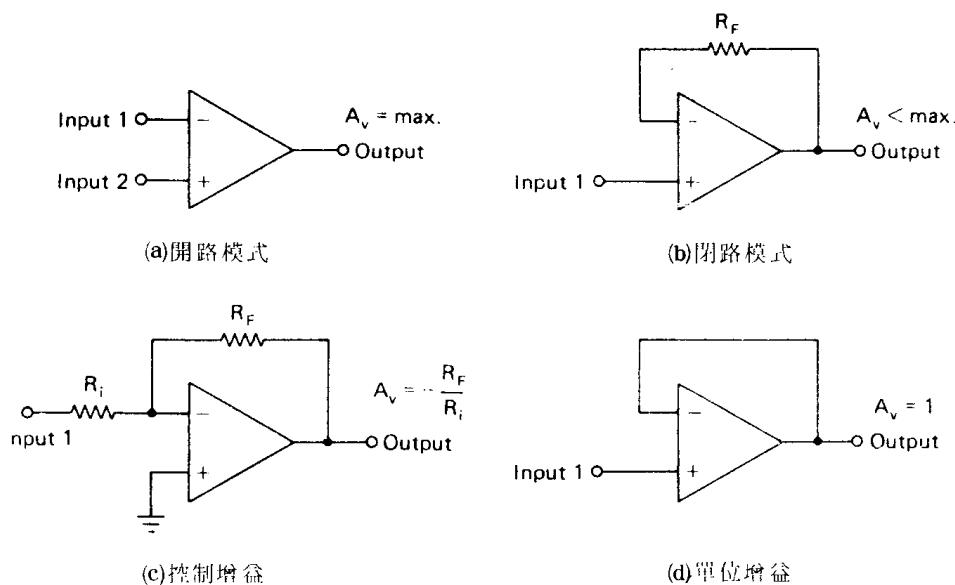


圖 1-4 運算放大器增益

事實上證明運算放大器是多方面的，可以用在閉路模式 (closed-loop mode)。很多型式的電路，如圖 1-4(b) 所示。外加元件是用來回授輸出電壓的一部份到反相輸入端，這回授穩定大部份的電路且能減少雜訊水準，電壓增益將比開路模式的最大增益還小。

閉路增益在實際電路必須能控制成任一值。加一電阻 R_{in} 在反相輸入端，如圖 1-4(c)，運算放大器的增益即能控制，電阻 R_F 對 R_{in} 的比值決定電路的電壓增益，可由下式求得：

$$A_v = -\frac{R_F}{R_{in}}$$

負號表示運算放大器電路在反相組態與計算無關。例，假設 $R_{in} = 10k\Omega$ ， $R_F = 100k\Omega$ ，則 A_v 等於 10，輸入電壓為 0.01V 時，輸出為 0.1V。如果 R_{in} 變為 $1k\Omega$ ，則 A_v 增加為 100，0.01V 的輸入電壓將產生 1V 的輸出電壓。

如果 R_{in} 及 R_F 值相同， A_v 等於 1 或單位增益，從輸出直接連接到輸入結果也是單位增益，如圖 1-4(d) 所示。在這非反相的組態輸出電壓等於輸入電壓， A_v 等於 1。

這些不同型態的增益將用在本書以後的基本電路，使你更熟悉運算放大器的功能。一個很重要的功能必須記住，就是輸入極性與輸出極性的關係。簡單的說，如果反相輸入比非反相輸入更正，則輸出為負。相似地，如果反相輸入比非反相輸入更負，則輸出為正。圖 1-5 顯示一個重要的功能，在此非反相輸入端接地或在零伏。(見實驗 7-1)。

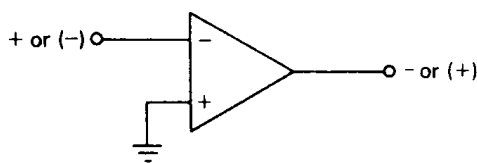


圖 1-5 輸入/輸出極性關係

1-3 運算放大器的特性及參數

瞭解電子裝置的特性與參數，將使你更瞭解所使用裝置的電路，從運算放大器的預期將幫助你修理或設計電路。這一節列出使用於大多數電路運算放大器特性與參數的適當資料。

1-3-1 輸入阻抗

理想運算放大器的輸入阻抗 (input impedance) 必須無窮大，但實際上，大約為 $1M\Omega$ 或更多，某些運算放大器可能有 $100M\Omega$ 的輸入阻抗。輸入阻抗愈高，運算放大器愈好。運算放大器的輸入電容在高頻可能變為重要，典型地，這輸入電容當有一輸入接地時其值小於 $2pF$ 。(見實驗 7-9)

1-3-2 輸出阻抗

理想運算放大器的輸出阻抗 (output impedance) 必須為零。實際上，每一運算放大器不同且其輸出阻抗可能範圍從 25 到數千歐姆。在大多數的應用，輸出阻抗假設為零，且具電壓源的功能提供負載寬電流範圍。由於高的輸入阻抗和低的輸出阻抗，運算放大器變成一個阻抗匹配裝置 (見實驗 7-10)。

1-3-3 輸入偏壓電流

理論上，輸入阻抗無窮大，因此，將沒有輸入電流。然而，卻有微小的輸入電流存在，其等級為 $10^{-6} \sim 10^{-12}$ 。兩輸入端電流的平均值稱輸入偏壓電流（input bias current）。這電流使運算放大器不平衡，進而影響輸出。一般輸入偏壓電流愈低，不平衡將愈小。運算放大器用電場效應電晶體（FET）於輸入端有更少的輸入偏壓電流。

1-3-4 輸入抵補電流

兩個輸入電流必須要等於零，以獲得零輸出電壓。然而，這是不可能的，必須有輸入抵補電流（input offset current）以維持輸出在零伏。換句話說，設定輸出在零伏，一個輸入端必須比另一輸入端具更多的電流。這抵補電流的範圍可達到 20mA（見實驗 7-11）。

1-3-5 輸入抵補電壓

理想運算放大器的輸出電壓必須為零，當兩輸入端電壓都為零時。然而，由於運算放大器的高增益，一個輕微的電路不平衡能使得有輸出電壓。借著在某一輸入端加入很小的抵補電壓（offset voltage），輸出電路可以返回到零。（見實驗 7-14）。

1-3-6 抵補歸零

有很多不同的方法引入輸入抵補電壓，使得輸出電壓為零。運算放大器製造商已經將此考慮進去，且在資料表通常有特殊運算放大器的最佳介紹。圖 1-6 顯示如何對一典型的運算放大器抵補，零抵補端在圖 1-2 及圖 1-3 已經提過，下面的步驟指述對輸出電壓零抵補的步驟。

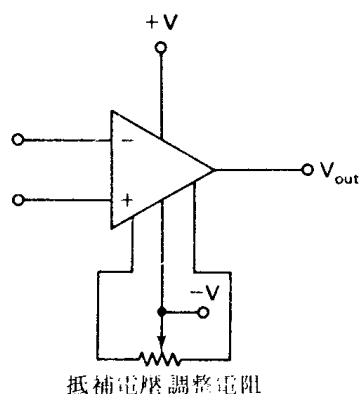


圖 1-6 零抵補

- (1) 確定電路已有正確的元件，包括歸零電路（歸零電路通常並不顯示於正常的電路圖）。
- (2) 將輸入信號減至零。如果任何串聯的輸入電阻大約比信號源的阻抗大 1%，不需做其他的工作。如果串聯電阻等於或少於信號源的阻抗，以一等於信號源阻抗的電阻代替每一信號源。
- (3) 將負載接到輸出端。
- (4) 加入直流電源，且等待幾分鐘使電路穩定。
- (5) 連接一靈敏的伏特計（具讀幾毫伏的能力）或一直流耦合的示波器橫跨於負載讀取為出電壓。
- (6) 調整可變電阻直到輸出電壓讀數為零。

(7) 移去任一加在輸入端的元件，再連接信號源；此時須確定沒有接觸到抵補電壓調整電阻（見實驗 7-12~7-14）。

1-3-7 溫度效應

改變溫度將影響所有的固態裝置，運算放大器也無法避免這種問題。運算放大器的直流電路比交流電路更易受影響，溫度的變化將使抵補電流和抵補電壓變化，這稱為漂移（drift）。由溫度產生的漂移，將擾亂任何運算放大器的不平衡調整，使輸出電壓產生錯誤。

1-3-8 頻率補償

因為運算放大器由一內部電路到另一電路高增益及相位移，有些點在某些高頻將有足夠的輸出信號能回授到輸入而引起振盪。頻率補償電容加到運算放大器，不論是內部或外部，以防止振盪，當頻率增加借減少運算放大器的增益來完成。

1-3-9 轉動率

轉動率（slew rate）是運算放大器輸出電壓最大變化速率可以敘述為：

$$\text{轉動率} = \frac{\text{輸出電壓最大變化}}{\text{變化時間}} = \frac{\Delta V_{out(max)}}{\Delta t}$$

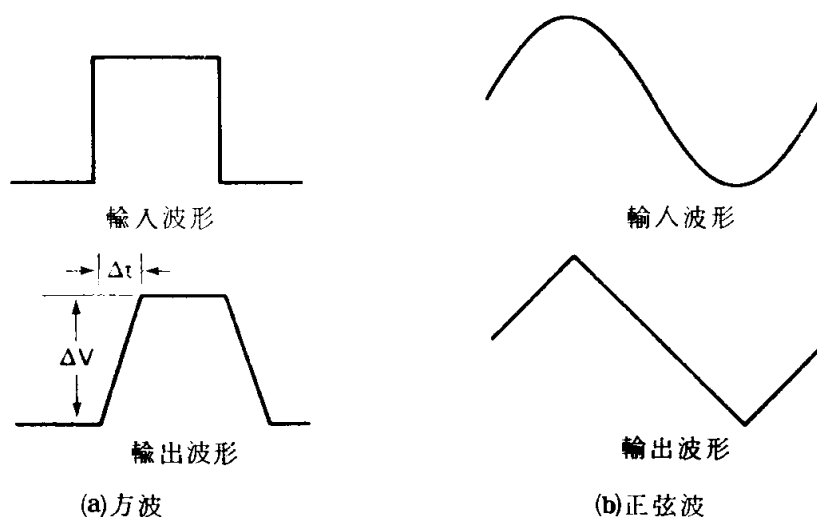


圖 1-7 轉動率在波形限制的例子

741 一般用途的運算放大器轉動率為 $0.5V/\mu s$ ，這意義是輸出電壓在 $1\mu s$ 最大可以變化 $0.5V$ 。電容限制轉動能力，輸出電壓將對輸入電壓延遲，如圖 1-7 所示。時常，頻率補償電容器，不論內部或外部，將使運算放大器的轉動率受限制。在高頻或高速率的信號變化，轉動率的限制變得更顯著。轉動率是大信號處理參數，轉動率通常是指明在單位增益（unity gain）運算放大器的轉動率較高，則頻寬較寬（見實驗 7-15）。

1-3-10 頻率響應

運算放大器當頻率增加，則增益減少。製造商所提供的增益通常在零赫或直流。圖 1-8 顯示一電壓增益對頻率響應（frequency response）的曲線。在開路模式，增益當頻率增加下降很快，當頻率增加十倍，結果增益也減少十倍。轉折點（breakover point）發生在最大增益 70.7%，頻寬通常考慮在增益下降到最大值 70.7% 的點。因此，開路的頻寬在這個例子約為 10Hz。幸運地，運算放大器在放大電路中通常必須有衰減的回授，而這回授增加了電路的頻寬。對一閉路增益為 100，頻寬已大約增加到 10kHz，降低增益到 10，頻寬約增加到 100kHz。單位增益點發生在 1MHz 稱為單位增益頻率。單位增益頻率建立了參考點，很多運算放大器製造商都指明這一頻率（見實驗 7-16 ~ 7-18）。

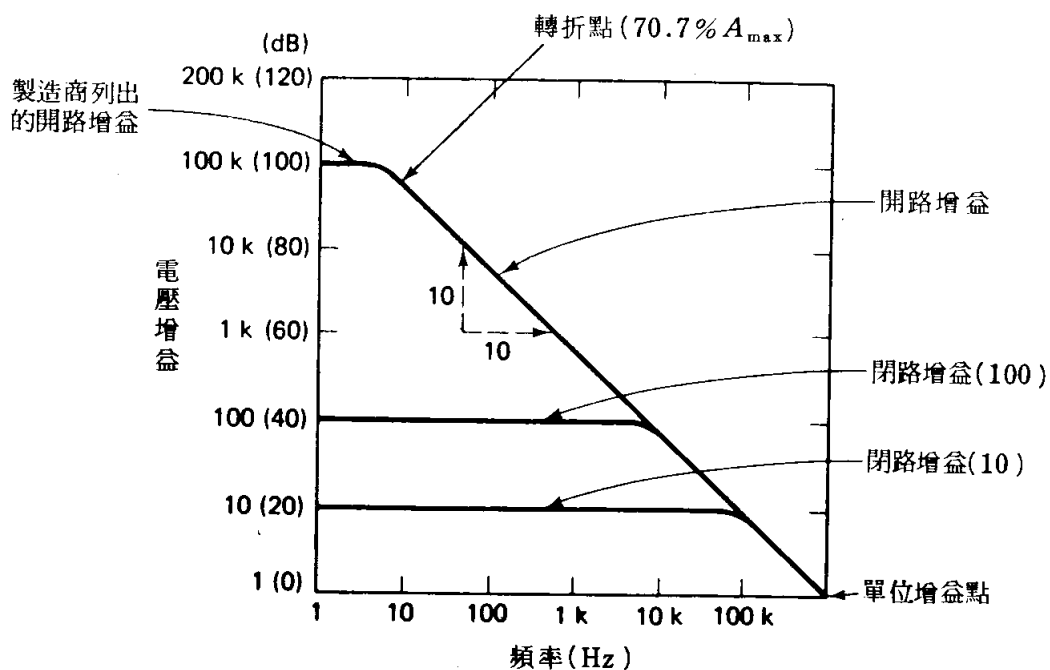


圖 1-8 電壓增益對頻率

1-3-11 增益頻寬乘積

增益頻寬乘積（gain-bandwidth product）等於單位增益頻率。這不僅告訴我們最高可用頻率，同時也允許我們對一已知的增益決定頻寬。例（參考圖 1-8，顯示一個頻率補償運算放大器的頻率響應曲線，如 741），如果對一特定的電路將增益與頻寬乘起來，乘積將等於單位增益頻率。

$$\text{增益頻寬乘積} = (\text{增益}) \times (\text{頻寬}) = \text{單位增益頻率}$$

$$\text{GBP} = 100 \times 10\text{kHz} = 1,000,000\text{Hz} (1\text{MHz})$$

$$\text{或 } \text{GBP} = 10 \times 100\text{kHz} = 1,000,000\text{Hz} (1\text{MHz})$$

因此，如果需要瞭解頻率上升或頻寬對一增益為 100 的電路，我們必須將單位增益頻率除增益：

$$\text{頻寬} = \frac{\text{單位增益頻率}}{\text{增益}}$$

1-3-12 雜訊

運算放大器與其他任何電子電路一樣易受雜訊（noise）影響。外在雜訊是由電子裝置產生，而固有的雜訊是由電子元件（電阻、電容等）產生，範圍可由 0.01Hz 到百萬 Hz，正確的電路結構技術可以將外在雜訊減到最小。內部雜訊是由內部元件、偏壓電流、漂移等產生。雜訊也會被運算放大器放大，就像抵補電壓和信號電壓。雜訊增益表示為

$$\text{雜訊增益} = 1 + \frac{R_F}{R_{in}}$$

內部雜訊可借串聯輸入電阻和回授電阻（其值實際上儘可能愈低愈好以滿足電路需要）而減少，以一很小的電容器（ $\approx 3\text{pF}$ ）來旁路回授電阻也可以在高頻減少雜訊增益。

1-3-13 共模斥拒比（CMRR）

共模斥拒（common mode rejection）是差分放大器的特色。如果相同且同相的電壓分別加到放大器的輸入端，則輸出為零，只有在輸入端有電位差輸出才会有電壓。例，一個 1020Hz 的信號加到運算放大器的反相輸入端，如圖 1-9 所示。相同的頻率但相位差為 180° 的信號加到非反相輸入端，這是差額的信號。然而，這 1020Hz 的信號還拾取 60Hz 的交流聲，這 60Hz 在兩個輸入端是同相，代表共模的信號。差額放大器將排斥 60Hz 的共模信號，而放大 1020Hz 的差額信號。運算放大器放大差額的信號，而排斥共模的信號的能力就稱為共模斥拒比（common mode rejection ratio；CMRR）。這比值可表為

$$\text{CMRR} = \frac{A_D}{A_{cm}}$$

其中 A_D 是差額增益， A_{cm} 是共模增益。CMRR 通常以分貝表示，比值愈高，性能愈佳（見實驗 7-19）。

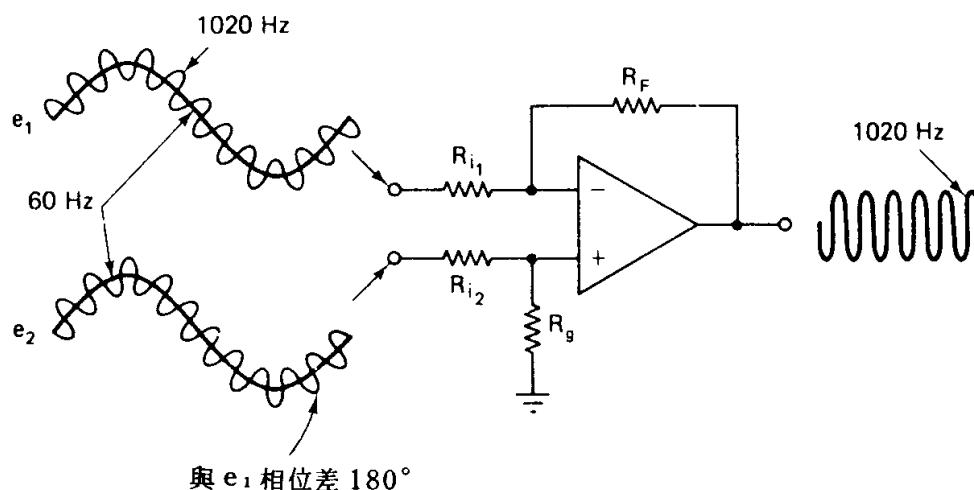


圖 1-9 共模斥拒比

1-3-14 短路保護

如果輸出短路到地運算放大器會產生損害電流（ $+V_C$ 或 $-V_C$ 提供這電流），除非有短路保護裝置。圖 1-3 的 Q_{15} 電晶體是一電流限制裝置，用來做短路保護，大部份新型運算放大器都有短路保護，而老式的則無。

1-3-15 電性限制

像所有的固態裝置，運算放大器也有電性限制，而不可超越，以保證正確的操作和防止可能的毀壞，這些限制稱為絕對最大額定值。

供給電壓 $\pm V$ (supply voltage)：可以加到裝置最大安全允許電壓，包括正及負供給電壓。

功率消耗：在一特別的溫度範圍，在連續的原理下設備所能承受安全功率消耗量。

差額輸入電壓：可以加到兩輸入間而沒有超額電流的最大安全電壓。

輸入電壓：可以安全加到輸入端與地間的電大電壓，這電壓的大小必須不超過供給電壓（典型值 15V）。

輸出短路持續時間：運算放大器可以抵抗從輸出端到地或電源供給端直接短路時間的長度。

操作溫度範圍：在指明的等級運算放大器所能執行的溫度範圍。商用等級裝置從 0 到 70°C，工業等級從 -25 到 85°C，軍用等級從 -55 到 125°C。

儲存溫度範圍：裝置能儲存的完全溫度範圍，典型值為 -65 到 +150°C。

銲接溫度：裝置在銲接過程的時間能承受的溫度，典型的額定個在 10 到 60 秒內為 300°C。

圖 1-10 為一典型製造商 741 運算放大器的資料。

運 算 放 大 器 手 冊

12

LM747/LM747C

absolute maximum ratings

Supply Voltage	LM747	$\pm 22\text{V}$
	LM747C	$\pm 18\text{V}$
Power Dissipation (Note 1)		800 mW
Differential Input Voltage		$\pm 30\text{V}$
Input Voltage (Note 2)		$\pm 15\text{V}$
Output Short-Circuit Duration		Indefinite
Operating Temperature Range	LM747	-55°C to 125°C
	LM747C	0°C to 70°C
Storage Temperature Range		-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		300°C

electrical characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM747			LM747C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		80	200		80	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$		200	500		200	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	0.3	1.0		0.3	1.0		M Ω
Supply Current Both Amplifiers	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		3.0	5.6		3.0	5.6	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	160		50	150		V/mV
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			6.0			7.5	mV
Input Offset Current				500			300	nA
Input Bias Current				1.5			0.8	μA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25			25			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$	± 12	± 14		± 12	± 14		V
		± 10	± 13		± 10	± 13		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	± 12			± 12			V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	77	96		77	96		dB

Note 1: The maximum junction temperature of the LM747 is 150°C , while that of the LM747C is 100°C . For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W , junction to ambient, or 45°C/W , junction to case. For the flat package, the derating is based on a thermal resistance of 185°C/W when mounted on a 1/16-inch-thick epoxy glass board with ten, 0.03-inch-wide, 2-ounce copper conductors. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W , junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15\text{V}$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified. With the LM747C, however, all specifications are limited to $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$.

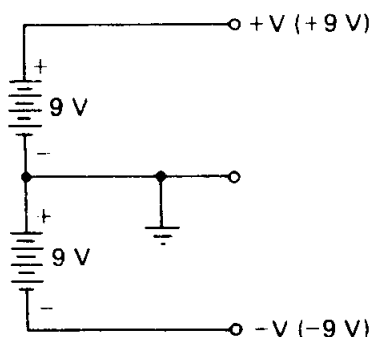
圖 1-10 典型資料表

1-4 運算放大器所須的電源

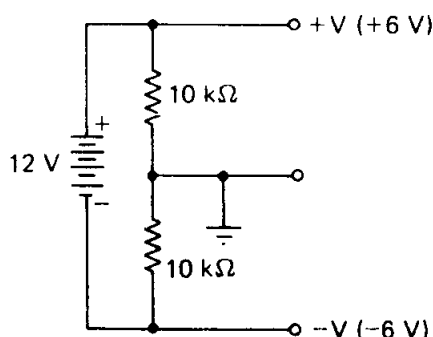
大多數的運算放大器在正確操作須要一對稱的 \pm 電源。用這型態的電源允許運算放大器的輸出以地為基準可以擺至正及負。這一特徵特別在直流電路和聲音電路中使用。

最簡單的電源，如圖 1-11(a)。二個 9 伏的乾電池串聯連接，共同連接點當做參考地點，輸出稱為 $\pm 9V$ 的電源供應器。如果需要再加入二個 9V 電池串聯將產生 $\pm 18V$ 的電源供應器。雖然這種電池供應器可以攜帶，但每一個電池必須是新的以使電路操作正確。

單一的電池，像汽車用 12V 可再充電的電池，可以用電阻分壓網路以產生 $\pm 6V$ 的電源供應器，如圖 1-11(b) 所示。如果這電路用在自動的應用，記住運算放大器的參考地點與車輛用作電池的接地點不一樣。

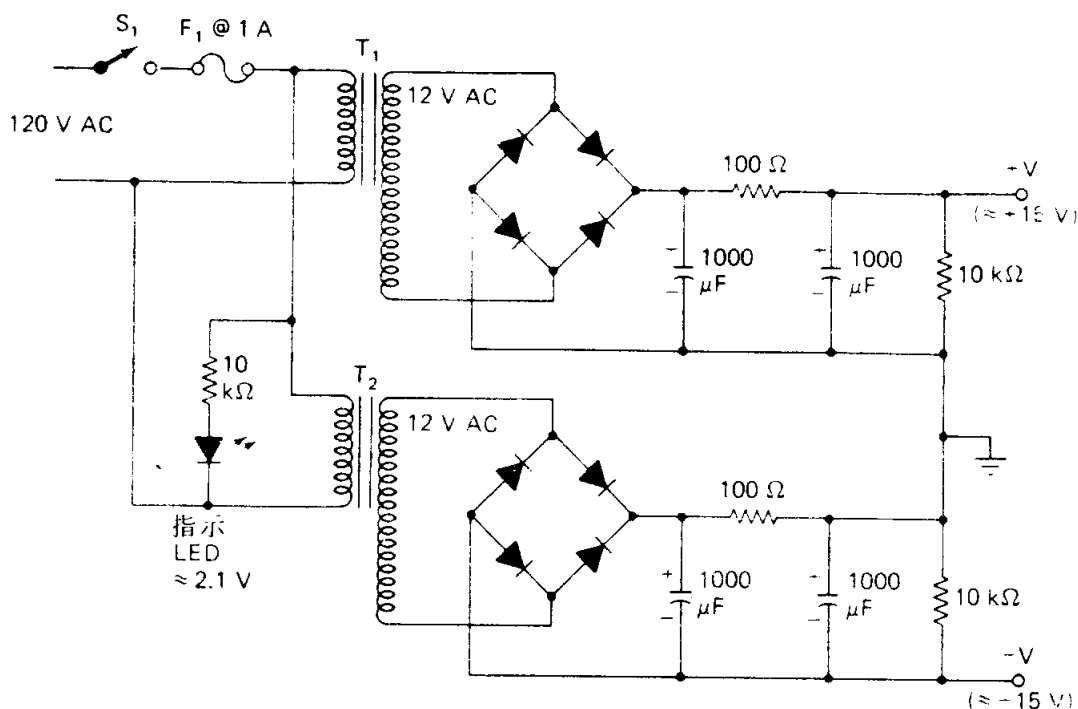


(a) ± 9 伏電池電源供應器

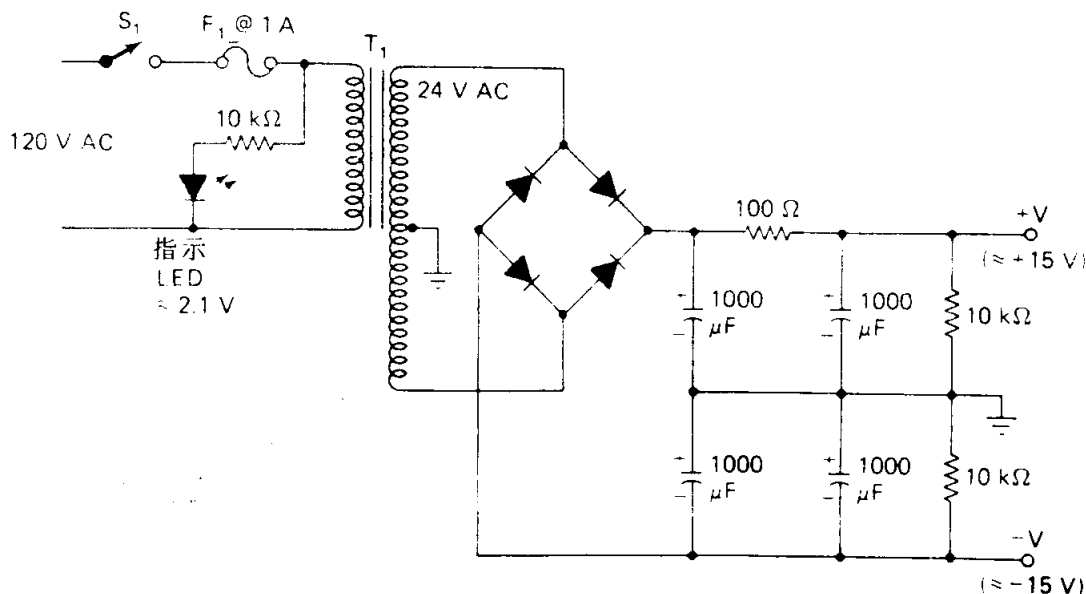


(b) ± 6 伏電池電源供應器

圖 1-11 電池雙電源供應



(a) 使用二個電源變壓器



(b) 使用一個中心抽頭變壓器

圖 1-12 雙極性電源供應器

電池操作的電源供應器要維持電壓值一定有其不方便。電子的對稱電源供應器，如圖 1-12，為商用的電子設備。兩個 12 伏的降壓變壓器，可以用來組成一個 $\pm 15\text{V}$ 對稱的電源供應器，以兩個供應器共同連接點為參考地點。

相同的對稱電源供應器，可以用一個 24V 有中心抽頭的變壓器來組成，如此較容易且體積較小、價錢較低，如圖 1-12(b)所示。

所討論的電源供應器，提供運算放大器操作的最基本電壓。很多的運算放大器應用需要具有穩定的電壓，且儘可能免除雜訊。基本的稽納二極體電壓穩壓器，如圖 1-13(a) 所示。這是很實用的，從整流器來的電壓 (V_{in}) 大約比全部的穩定電壓大 2 伏。例，一個 $\pm 15\text{V}$ 的供應器必須從 $-V$ 到 $+V$ 是 30V，因此， V_{in} 必須約為 32V。限制電阻 R_S 的值可由下式求得：

$$R_S = V_{in} - \frac{2V_Z}{I_Z}$$

其中 V_Z 為稽納二極體穩壓電壓，而 I_Z 是沒有負載時流經稽納二極體的電流。通常， I_Z 可以設定在最大額定電流的一半。

例： $I_{Z(\max)}$ 對一個 1W，15V 的稽納二極體為

$$I_{Z(\max)} = \frac{P_{\max}}{V_Z} = \frac{1\text{W}}{15\text{V}} = 66.6\text{mA}$$

則

$$I_Z = \frac{I_{Z(\max)}}{2} = 33.3\text{mA}$$

當然， I_Z 可以設得高一點，由電源供應器所接的負載而定，但它必須不超過 $I_{Z(\max)}$ 或當沒有負載時有可能毀壞稽納二極體的值。

在精確的運算放大器應用需要非常穩定的電源供應，IC 對稱極性追蹤電壓穩壓器可以使用，如圖 1-13(b) 所示。這些型態的電壓穩定器提供不同的電壓 ($\text{LM325} = \pm 15\text{V}$ ， $\text{LM326} = \pm 12\text{V}$)，且必須依照廠商的資料接到運算放大器電源接端。

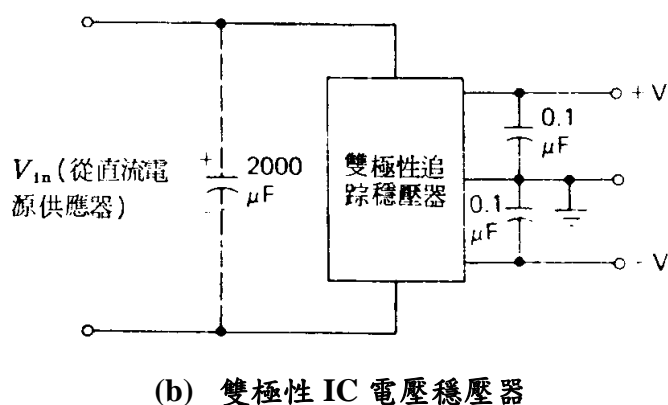
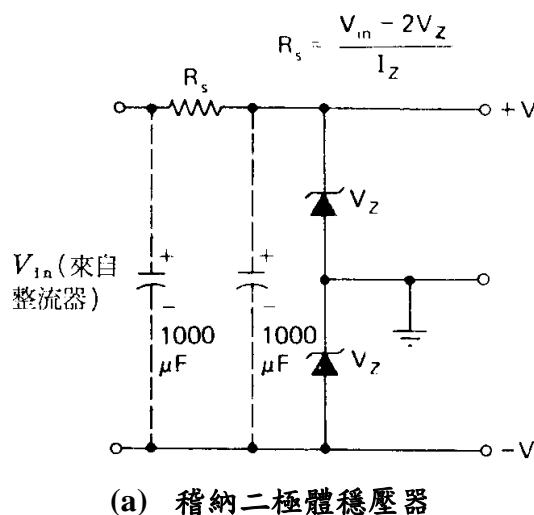


圖 1-13 雙極性電壓穩壓器

在低準位輸入及高增益的精密應用，電源供應器的要求更極端的嚴格。在電源供應器引線上電壓的變化或雜訊，可能耦合到運算放大器，且被當做輸入信號出現。製造商在設計運算放大器，已將這些列入考慮以減少這些影響。運算放大器拒因電源供應器產生的雜訊和漂移的能力稱為電源電壓斥拒比（power supply rejection ratio, PSRR）。換句話說，PSRR 是輸入抵補電壓的變化比產生它的電源電壓的變化。比值可以是對每一電源供應器或全部，給予一典型值或最大限制。單位為 $\mu\text{V/V}$ 或 dB（見實驗 7-20）。

一些特殊的運算放大器設計成使用單一電源（通常是正電源）。標準的運算放大器使用單一電源有些限制，在靜止狀態（沒有輸入信號存在）輸出必須調整為約最大供應電壓與地間電壓的一半。

1-5 運算放大器的型態和包裝

運算放大器已經盛行好幾年，但一直到 1963，當快捷半導體（fairchild semiconductor）提出第一個可使用的 IC 運算放大器（ $\mu\text{A}702$ ），運算放大器的使用傾向才建立起來。因為在那時，固態製造商已經改進及發展大量多種型態的運算放大器到可用於今日的主要頻譜設備。某些運算放大器已經變成專用，因此被製造成特殊的電路組態，像電壓比較器及電壓隨耦器。運算放大器的特性時常在改進，但可以不用考慮眾多的製造商產品，因運算放大器具有相似的特性，祇要把它歸納成一類或一族即可。

一般用途的運算放大器：一般用途的運算放大器其增益頻寬乘積接近於 1MHz，有相當高的增

益，輸入阻抗有幾百萬歐姆，且可以工作的電源大約從 ± 5 到 $\pm 22\text{V}$ 。

709 族：快捷 $\mu\text{A}709$ IC 運算放大器，對 $\mu\text{A}702$ 有很明顯的改進，所以它變成最先被認可的工業標準，而且到今日還一直使用。 $\mu\text{A}702$ 有非常窄的共模輸入範圍，相對的低電壓增益，且使用不配對的電壓（odd supply voltages），像 $+12\text{V}$ 及 -6V 。 $\mu\text{A}709$ 克服了很多問題且由 $\pm 15\text{V}$ 供應器操作，它的輸入電阻大約 $250\text{k}\Omega$ ，輸出電阻約 150Ω ，電壓增益大約 45,000，但是沒有輸出短路保護。它也有鎖上的困擾，祇要有確定值的共模信號存在也會將輸出電壓推動到某些準位。709 族的某些成員是，快捷（Fairchild） $\mu\text{A}709$ 、摩托羅拉（Motorola）MC1709、國際半導體（National semiconductor）LM709 及德州儀器（Texas Instruments）SN72709。

101 族：運算放大器的下一個進化階段是在 1967，國際半導體公司提出 LM101。101 的設計解決很多 709 的問題，除了增益增加到 160,000 且可使用的電源供應範圍從 $\pm 5\text{V}$ 到 $\pm 20\text{V}$ ，運算放大器 101A，107 及 301A 是屬於 101 族。

741 族：在 1968 快捷半導體提出 $\mu\text{A}741$ ，是第一個內部補償的 IC 半導體。這個運算放大器提供很多特徵，它使它的應用幾乎達到 foolproof（愚人也可解決的，極簡單的），輸入及輸出過載保護，當共模範圍超過不會鎖上，在大多數標準的振盪電路組態都可以自由使用。741 可能是今日工業標準最廣泛使用的元件。這一族包含 741A，747 雙運算放大器，748，LM148（四個 741）及 1558 雙運算放大器。

其他極多可用的一般用途的運算放大器特性都有所改進，或專門用法的這些基本運算放大器族也已提到。有些群或族強調極高的輸入阻抗，某些提供非常寬的頻寬具有高的轉動率，然而有些則設計操作於高電壓及電流。不同群運算放大器一般要點列於表 1-1。

表 1-1 運算放大器群的用法及特徵

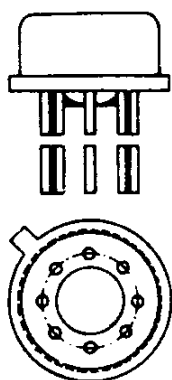
群	用 法	特 徵
I	一般用法	DC 到 1MHz 的頻寬
II	直流及低準位的執行	極高的輸入阻抗，低偏壓電流等。
III	交流及高準位的執行	寬的頻寬及高轉動率。
IV	高電壓及高功率	直接推動負載的能力。
V	唯一或特殊裝置	特殊運算放大器，像可程式的、數位可地址的等。

IC 運算放大器的包裝形狀：IC 運算放大器有四種通用的包裝，如圖 1-14(a)。金屬 TO-型（mettal TO-type）的包裝其直徑大約從 0.300 到 0.450 吋，高約 0.130 到 0.185 吋，底部有 8 或 10 根引腳。平面包裝（plat package）實體約從 0.250 到 0.270 平方吋，厚約 0.050 到 0.070 吋，在每一邊通常有 5 根引腳，這種包裝可以是金屬、玻璃或塑膠。雙排並列包裝（dual-in-line package，DIP）可以是金屬、陶器或塑膠，它的長約 0.750 吋，寬約 0.270 吋，厚約 0.190 吋，每一邊有 7 根引腳伸出然後向下。極小的雙排並列包裝（mini-DIP）大小約是標準 14-pin DIP 的一半，每邊有 4 根引腳伸出然後向下。

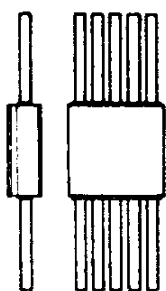
引腳的識別在圖 1-14(b)，通常是意義明顯的。正的電源供應電壓連到 $+V$ 端，而負的電源供應電壓連到 $-V$ 端。輸入及輸出端很明顯指出。平衡端（有時設計為零抵補）接到電位器當零調整。標示 NC 的端表示沒有連接。

運算放大器手冊

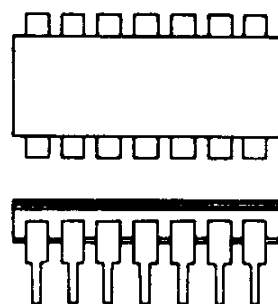
17



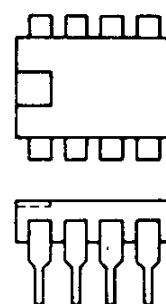
TO-99, TO-100, TO-5
金屬包裝



塑膠，陶瓷
玻璃／金屬
平面包裝

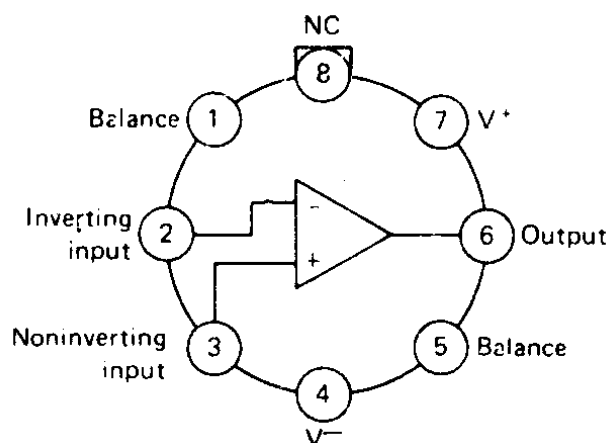


塑膠，陶瓷
玻璃／金屬
雙排並列包裝

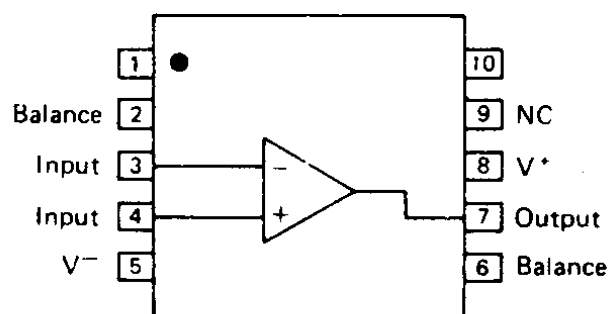


極小雙排
並列包裝

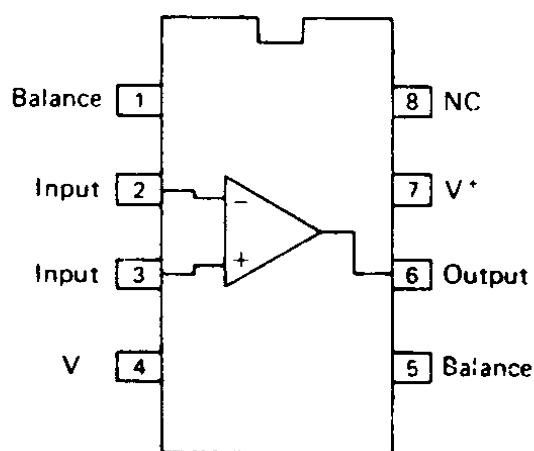
(a) IC 包裝—上視/底視及側視



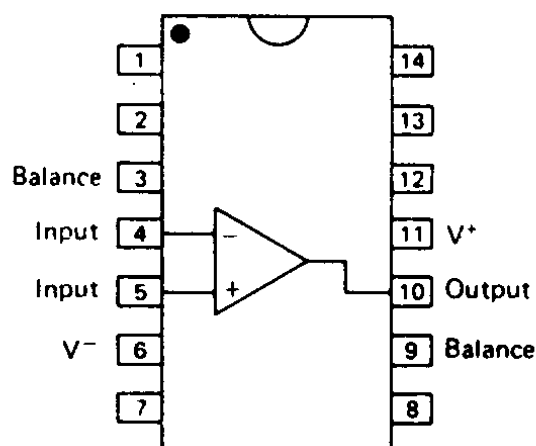
TO-5



平面包裝



8-腳塑膠極小
雙排並列包裝

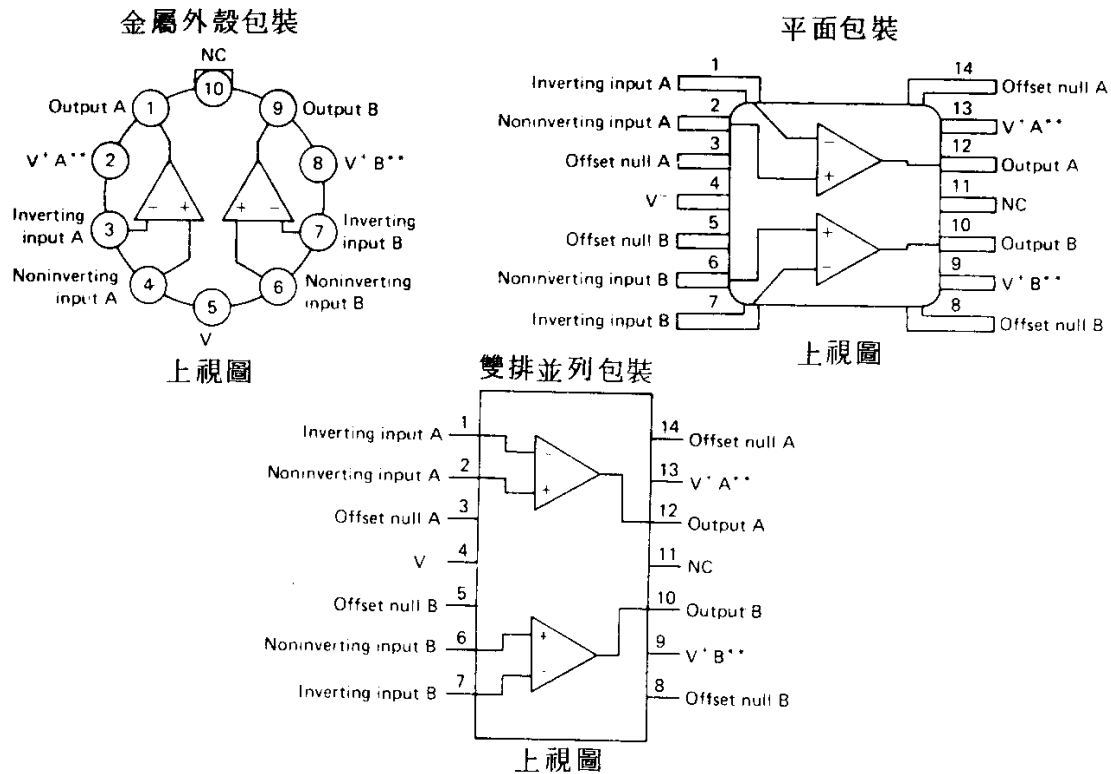


14-腳雙排並列包裝

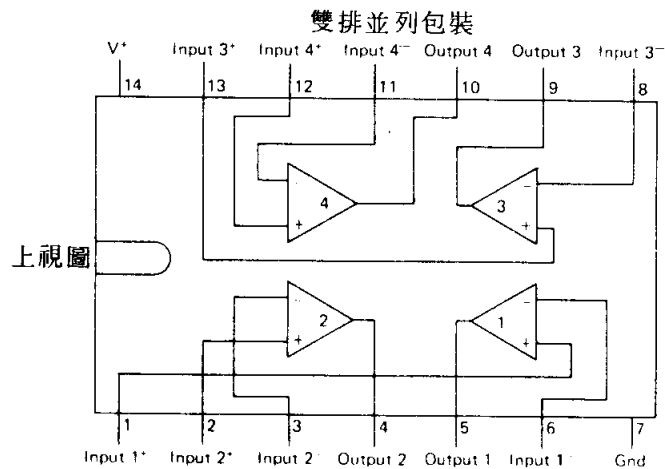
(b) 單一運算放大器 IC 包裝

運算放大器手冊

18



(c) 雙運算放大器 IC 包裝



(d) 四運算放大器 IC 包裝

圖 1-14 IC 運算放大器包裝

摘要

1. 運算放大器有很高的輸入阻抗。
2. 運算放大器有很高的開路增益。
3. 運算放大器有很低的輸出阻抗。
4. 大部份的運算放大器操作於雙（±）電源供應。
5. 控制閉路增益決定於回授電阻與反相輸入端的電阻比值，表示為 $A_v = R_F / R_{in}$ 。

運 算 放 大 器 手 冊

19

6. 當反相輸入端比非相反輸入端更正時，輸出為負，反之為正。
7. 輸入抵補電壓可以由外加零調整電路來補償。
8. 運算放大器可以用外部或內部頻率補償以防止自我振盪。
9. 轉動率是輸出電壓最大變化比其時間變化，表示為 $SR = \Delta V_{out(max)} / \Delta t$ 。
10. 運算放大器含高轉動率有較寬的頻寬。
11. 在開路模式，增益隨著頻率增加下降很快，結果產生一很窄的頻寬。
12. 在閉路模式，回授愈大，頻寬愈寬。
13. 增益頻寬乘積是增益乘頻寬，剛好等於單位增益頻率。 $GBP = G \times BW$ 。
14. 雜訊及溫度影響所有的電子電路，當使用運算放大器時也需要列入考慮。
15. 共模斥拒比（CMRR）是運算放大器差額信號斥拒共模信號的能力。表為 $CMRR = A_D / A_{cm}$ 。
16. 運算放大器必須操作在它的絕對額定值以內，以保證電路的可靠性。
17. 有五群的運算放大器：一般用途、直流及低準位的、交流及高準位的、高電壓及高功率，唯一或特殊裝置。
18. 運算放大器有四種包裝：一般的包裝、金屬 TO 型、平面包裝、DIP 及 mini-DIP。
19. 一個 IC 包裝，可能包含一個、二個、或四個運算放大器。
20. 運算放大器是一種多方面的固態裝置，因為它用以用在很多型態的電路。

自 我 測 驗

將 A 行的意義與 B 行正確配合（答案可能有兩個）

A 行

1. 開路模式有
2. 閉路模式有
3. 控制增益可以用
4. 輸入抵補電壓修正可用
5. 自我振盪排除可用
6. 高轉動率
7. 輸入阻抗
8. 輸出阻抗
9. 差額放大器有
10. GBP

B 行

- (a) 回授
- (b) 增益×頻寬
- (c) 窄頻寬
- (d) 高
- (e) 增加頻寬
- (f) 較寬頻寬
- (g) 二個輸入
- (h) 內部補償
- (i) 歸零
- (j) 低
- (k) 控制增益
- (l) 高增益

問 答 題（真或假）

1. 一個正電壓加到非反相輸入端將使輸出擺到負。
2. 運算放大器的基本組成是：差額放大器、高增益電壓放大器、低阻抗輸出放大器。

運 算 放 大 器 手 冊

20

3. 閉路增益為 $A_v = R_{in} / R_F$ 。
4. 輸入抵補電壓會使得輸出產生誤差。
5. 一個運算放大器單位增益頻率為 4MHz，增益為 50，則其頻寬為 80kHz。
6. 增益為 60，頻寬為 100kHz 則此運算放大器的單位增益頻率為 6MHz。
7. 轉動率為 $SR = \Delta V / \Delta t$ 。
8. 運算放大器的自我振盪可以用抵補歸零來減少或阻止。
9. 共模斥拒比愈高，運算放大器的性能愈佳。
10. 用一雙電源供應，運算放大器的輸出可以擺到正及負。

習 題

1. 劃一運算放大器的方塊圖。
2. 劃一運算放大器的電路圖並標明每一部份。
3. 當 $R_{in} = 2.2k\Omega$ ， $R_F = 68k\Omega$ ，則運算放大器的控制增益為何？
4. 當 $R_{in} = 4.7k\Omega$ ， $R_F = 4.7k\Omega$ ，則運算放大器的控制增益為何？
5. 劃一運算放大器的電路圖，指出抵補歸零。
6. 劃出兩個電壓波形轉動率限制的例子。
7. 一個運算放大器其增益為 45，頻寬為 50kHz，則其增益頻寬乘積為何？
8. 一個運算放大器其增益為 25，單位增益頻率為 1MHz，則其頻率上限為何？
9. 一運算放大器其單位增益頻率為 1MHz，開路增益為 200,000，劃出其電壓增益對頻率圖。指出閉路增益為 10,000 及 100。
10. 一個稽納二極體穩壓器所提供電壓為 $\pm 12V$ ，其中 $I_Z = 80mA$ ， $V_{in} = 30V$ ，求 R_S 值。

2 運算放大器基本電路

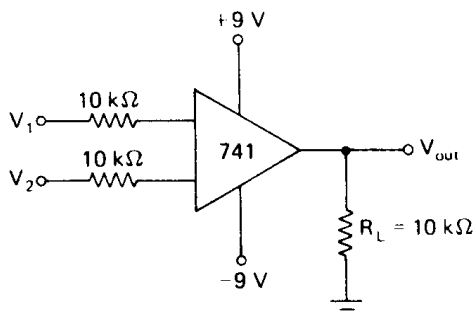
本章將討論有關運算放大器基本電路一些原理，瞭解這些原理將提供你如何使用及測試較複雜電路的基礎。

首先探討開路增益結構組成的基本電壓比較器（voltage comparator）。從電路結構中顯示運算放大器二個輸入端都可有效的使用，亦顯示比較器可用來當交流信號感知及電壓準位偵測（voltage-level detection）。更進入的知識為有關運算放大器的放大電路以及外加電阻如何決定電路增益。

你將瞭解反相及非反相的組態，使用這些公式並不難，你可依你的期望組合電路及執行。一些特殊電路，如和放大器（summing amplifier），差放大器（difference amplifier）顯示運算放大器具有多方面的功能。大部份的例子都以最普及的 741 運算放大器來解釋，書本中這些電路都可以用 741 來組合而得到正確的結果。

2-1 電壓比較器

一個電壓比較器是用來比較一個輸入端的電壓與另一輸入端的電壓。如圖 2-1 所示為最基本的電壓比較器。在這最簡單的電路（開路增益模式）組合中，祇要兩個輸入端有任何少許的差別，將推動輸出端到達飽和（saturation）。輸出達到飽和的方向取決定輸入信號的極性，當反相輸入端電壓比非反相輸入端電壓為正時，輸出電壓將擺到負飽和（ $-V_{sat}$ ）。同理，當反相輸入端電壓比非反相輸入端電壓為負時，輸出電壓將擺到正飽和（ $+V_{sat}$ ）。參考圖 2-1 之表，顯示反相輸入端加 1V 電壓比非反相輸入端加 2V 電壓為負，故輸出為正飽和。當二輸入端電壓顛倒則輸出為負飽和。如果二輸入電壓相同（振幅，極性皆相同）輸出電壓為零，如表中所示加負壓於輸入端所得結果一樣。記住反相輸入及非反相輸入的極性變化，輸出會有 180° 的相位差。



(a) 電路圖

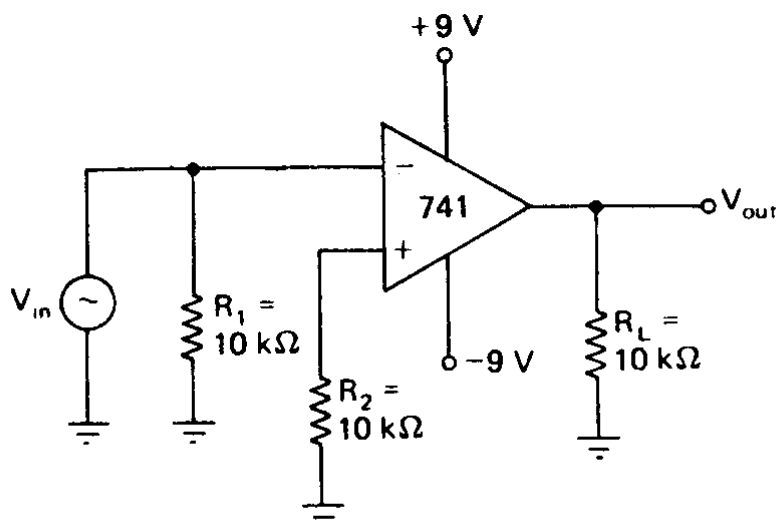
輸入電壓		輸出電壓
V_1	V_2	$\pm V_{sat}$
+1	+2	+8
+2	+1	-8
0	0	0
+1	-1	-8
-1	+1	+8
-1	-2	-8
-2	-1	+8

(b) 輸入/輸出電壓表

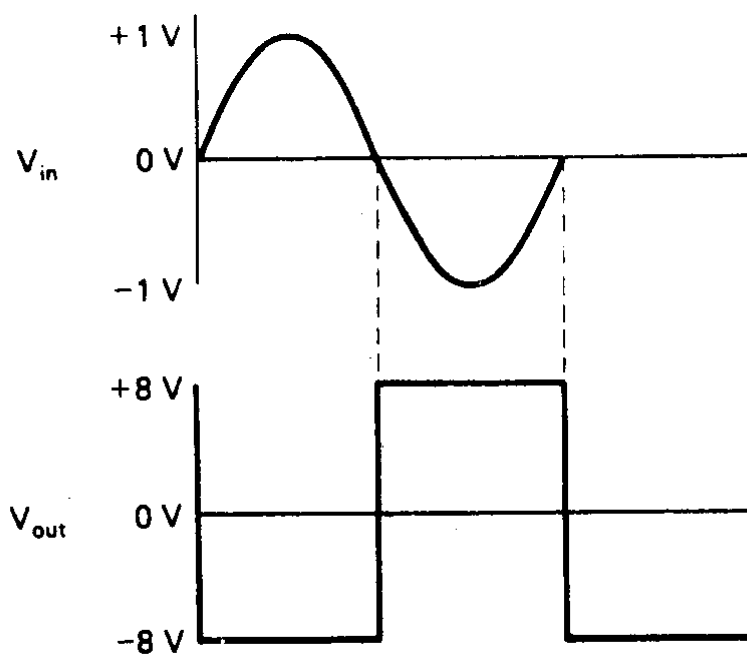
圖 2-1 電壓比較器

2-1-1 反相輸入端感知正弦信號

一個比較器可用來偵測某一輸入端電壓的變化，此時另一端加上一固定的參考電壓。如圖 2-2，反相輸入端用來感知一個正弦信號，信號源加在反相端，既然運算放大器的輸入阻抗可視為無窮大，電阻 R_1 即為信號源的負載，結果使電路的操作更為有效。非反相端經電阻 R_2 而接地， R_2 對任一抵補電流用來平衡輸入端，因此 R_2 必須存在。



(a) 電路圖



(b) 輸入/輸出電壓的關係

圖 2-2 在反相輸入端感知正弦波的比較器

非反相輸入端工作於零伏的參考電壓，因此輸入信號在正半週時，輸出為 $-V_{\text{sat}}$ ，當輸入信號

由零變化到負時，輸出為 $+V_{\text{sat}}$ ，注意輸出電壓與輸入信號相位差為 180° 。

2-1-2 非反相輸入端感知正弦波

如圖 2-3 所示，將信號源置於非反相輸入端。反相輸入端在零伏的參考點，當輸入信號在正半週時，輸出為 $+V_{\text{sat}}$ 。同理，當信號為零變化到負時，輸出為 $-V_{\text{sat}}$ ，這種電路的組態，輸出與輸入同相。

上面的二種電路有時稱為零偵測器，每當輸入信號越過零時，輸出極性正好相反，更有趣的是一個方波可由此種電路的正弦波產生。

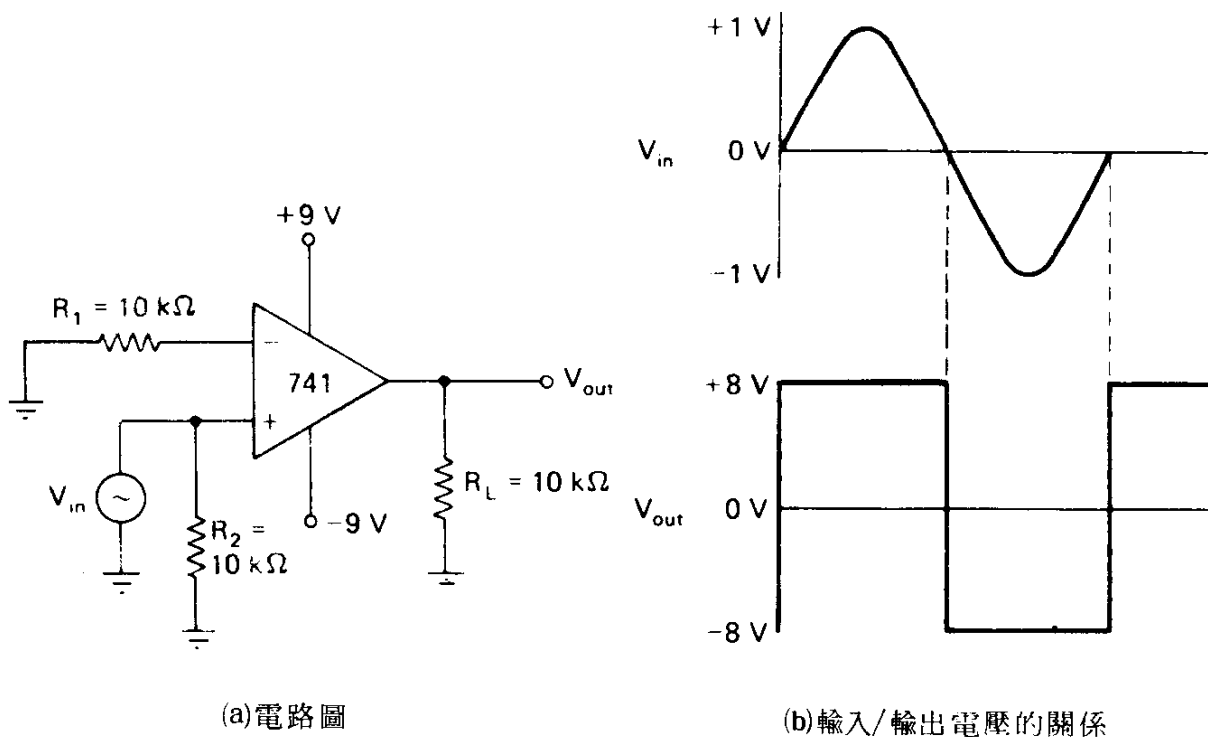
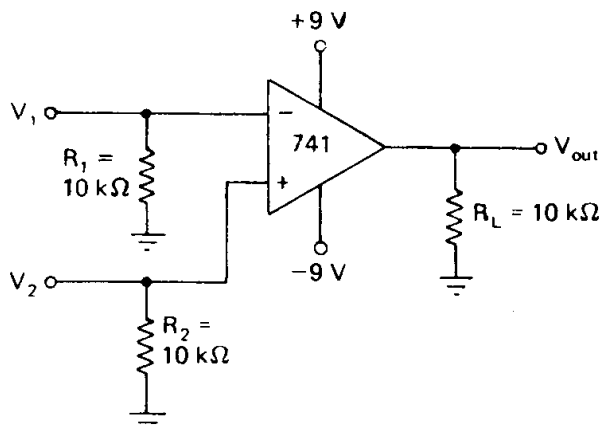


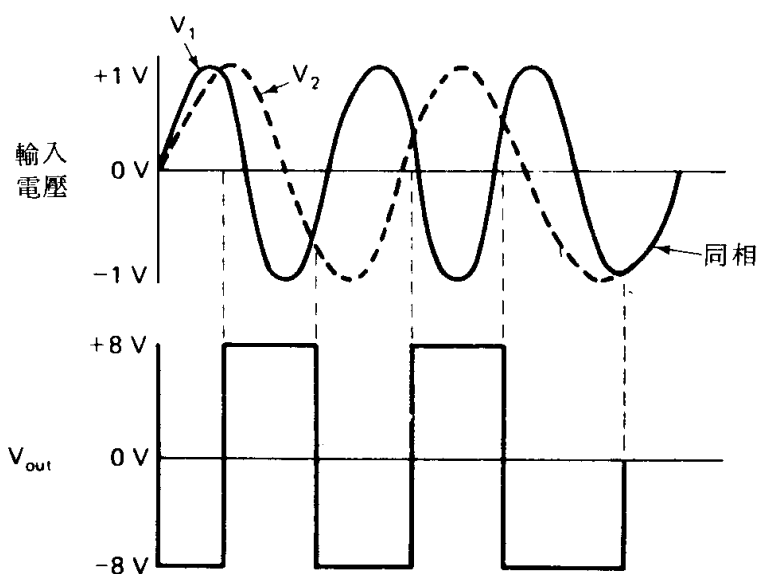
圖 2-3 在非反相輸入端感知正弦波的比較器

2-1-3 相位差偵測

如圖 2-4 所示，一個比較器可用來偵測二個相同頻率信號的相位差，當二個信號不同相，輸入端就有電位差，輸出端在 $\pm V_{\text{sat}}$ 。當 V_1 比 V_2 正，輸出為 $-V_{\text{sat}}$ ，反之為 $+V_{\text{sat}}$ 。當二個信號變成同相時，輸出變為零（此為共模互斥的效應）。



(a) 電路圖



(b) 輸入/輸出電壓關係

圖 2-4 在兩輸入端感知不同相的正弦波

2-1-4 正電壓準位偵測器

如圖 2-5 所示，一個不同於零的特殊電壓準位，可由比較器來偵測。這正電壓準位偵測器，使用反相輸入端來感知變化電壓，同時電阻電壓分壓網路在非相反輸入端建立參考電壓 (V_{ref})，分壓電阻接於外加電壓 ($+V$) 及地之間，參考電壓為：

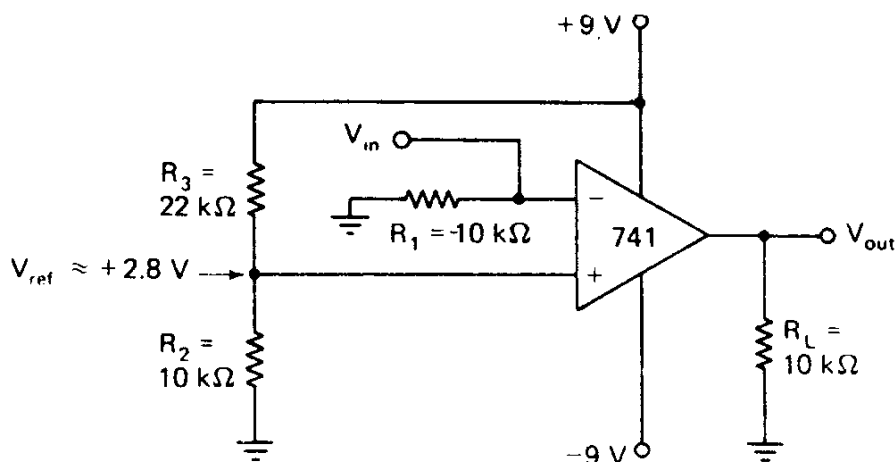
$$V_{ref} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} (+V)$$

將 R_2 ， R_3 及 $+V$ 值代入得

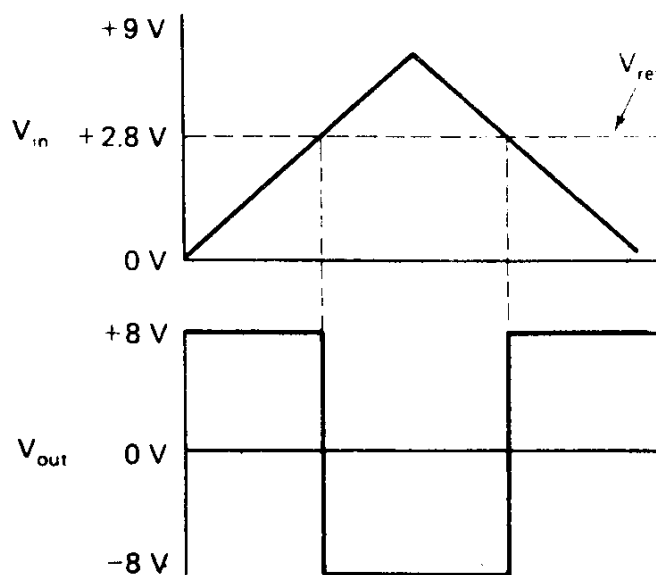
$$V_{ref} = \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 22k\Omega} 9 = 0.3125 \times 9 = 2.8V$$

非反相輸入端對地電壓為 $+2.8V$ ，祇要反相輸入端的電壓變化低於 $+2.8V$ ，輸出則為 $+V_{sat}$ ($\approx +8V$)。在反相輸入端大於 $+2.8V$ 的瞬間，輸出將變為 $-V_{sat}$ ($\approx -8V$)。如此指出此較器已偵

測 $+2.8\text{V}$ 的準位，如果這電壓在反相輸入端降至 $+2.8\text{V}$ 以下，輸出將再度變為 $+V_{\text{sat}}$ 。



(a) 電路圖

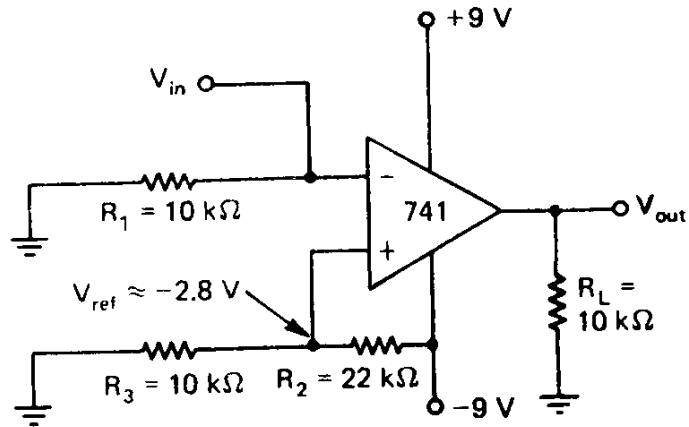


(b) 輸入/輸出電壓關係

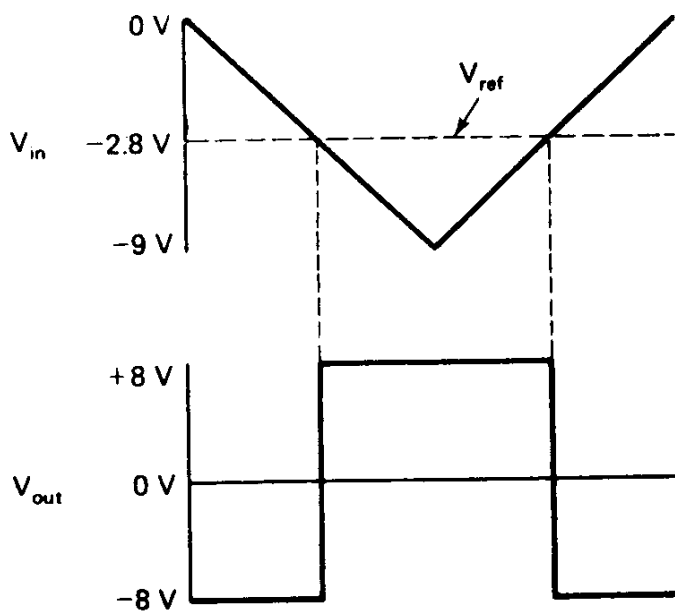
圖 2-5 正電壓準位偵測器

2-1-5 負電壓準位偵測器

如圖 2-6 所示，一個負電壓準位偵測器，可在外加電壓 ($-V$) 與地間，連接一電阻分壓電路組成。圖中參考點對地電壓 (V_{ref}) 為 -2.8V ，如果反相輸入端的電壓變化至大於 V_{ref} 時，則輸出為 $-V_{\text{sat}}$ 。同理，當偵測再度發生的瞬間，輸出擺動至 $+V_{\text{sat}}$ 。電壓準位偵測器亦可設計成，以非反相輸入端當感知輸入，而參考電壓則加至反相輸入端，輸出電壓將擺至偵測器相反的方向，如上所討論。



(a) 電路圖



(b) 輸入/輸出電壓關係

圖 2-6 負電壓準位偵測器

2-1-6 決定電阻分壓器電壓

圖 2-7 為決定電阻分壓器電壓的一個例子。首先，選擇或決定 V_{ref} 這電壓與電阻 R_2 上的壓降一樣， V_1 的求法是由 V_{source} 減掉 V_2 。電阻 R_2 是運算放大器的一個輸入電阻而且通常與其他的輸入電阻具有相同的值。因為選擇 R_2 的值，即可求 V_1 ，因此僅需求解 R_1 即可。

如果電壓降與電阻直接成比例：

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{R_1}{R_2}$$

則，上式重新安排，得

$$R_1 = \frac{V_1 R_2}{V_2}$$

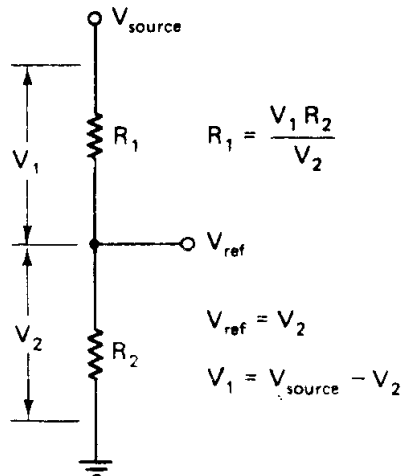
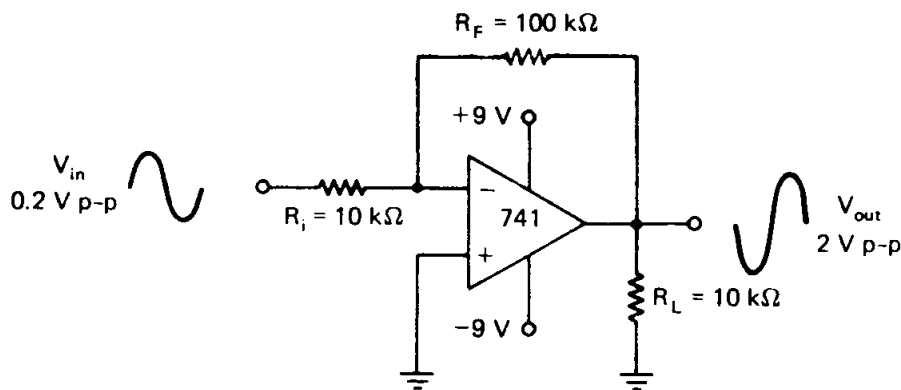


圖 2-7 電阻分壓器決定 V_{ref}

2-2 反相放大器

一個放大器在其輸入端接受一個小的電壓或電流，而在其輸出端產生一大電壓或電流，一個運算放大器具有相對的線性增益及輸出可由輸入控制的函數。圖 2-8 顯示最基本的反相放大器。



(a) 電路圖

V_{in}	V_{out}
+0.3	-3
-0.3	+3
+0.52	-5.2
-0.52	+5.2

(b) 直流電壓表

圖 2-8 反相放大

第一章介紹有關運算放大器操作在閉路模式的觀念，曾提到運算放大器的增益，在閉路模式中如何由外加電阻網路比來控制或決定。此種型態的閉路安排稱為負回授。在輸出端的反相電壓回授到反相輸入端，抵消原先的輸入信號，回授的電壓將大大的減弱輸入電壓的效果，而保持反相輸入接近於零伏。當然，回授電壓是不能完全抵消輸入電壓，或那裏將沒有回授。換句話說，在電路將

運 算 放 大 器 手 冊

28

沒有什麼發生。不過，在反相輸入端可能是幾微伏的輕微變化，這變化被增益極高的運算放大器所放大，於輸出端產生電壓的變化。

電路的電壓增益公式為：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

反相放大器的閉路增益因素（gain factor）為

$$A_v = -\frac{R_F}{R_{in}}$$

因此當輸入電壓已知，將其乘上增益因素，即可決定輸出電壓。

$$V_{out} = -(A_v V_{in}) \quad \text{或} \quad -\left(\frac{R_F}{R_{in}} V_{in}\right)$$

負號在計算中可以不用考慮，僅用來表示輸出與輸入為反相。

例：如圖 2-8，增益為

$$A_v = -\frac{R_F}{R_{in}} = -\frac{100k\Omega}{10k\Omega} = -10$$

而輸出電壓為

$$V_{out} = A_v V_{in} = -10 \times 0.2V_{p-p} = -2V_{p-p}$$

圖 2-8 亦顯示直流電壓的表格。輸入電壓被增益因素為 10 的電路所放大，且輸出電壓指出了正確的增益和反相放大器的極性。這種基本的反相放大電路，為本書以後各章所要討論的特殊直流及交流放大器的基礎。

進一步的分析，將使你了解電阻比（ R_{in} 及 R_F ）如何真正決定閉路增益。如圖 2-9，輸入 +1V 將產生 0.1mA 的電流，如下式

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} = \frac{1V}{10k\Omega} = 0.1mA$$

既然運算放大器的輸入電阻，可以考慮成非常高甚至無窮大，在大部份的實際應用，沒有電流可流進或流出輸入端。因此， I_{in} 必流經 R_F 表示為 I_F （回授電流）。因為 R_{in} 與 R_F 為串聯，所以 $I_{in} = I_F$ 。然而， R_F 比 R_{in} 大 10 倍，如果兩者所流經的電流相同，則 R_F 上的電壓降必 10 倍於 R_{in} 。運算放大器內部的電路也依此調整，而輸出擺至 -10V（負號用來表示電流流動是同一方向）。因為沒有電流流進或流出反相輸入端，而且從 V_{in} 到 V_{out} 所有電壓都降在 R_{in} 及 R_F 上，因此這點電壓為零伏，通常我們喜歡稱它為虛接地（virtual ground）。輸出電壓（ V_{out} ）橫跨在 R_F ，而 I_F 可由下式驗證。

$$I_F = -\frac{V_{out}}{R_F}$$

如果 $I_{in} = I_F$ ，則

$$I_{in} = -\frac{V_{out}}{R_F}$$

將等式重新整理，得

$$-\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_F}{R_{in}}$$

你將憶起任何反相放大器各級電壓增益可表示為：

$$A_v = -\frac{V_{out}}{V_{in}}$$

因此

$$A = -\frac{R_F}{R_{in}}$$

運算放大器的反相放大級電壓增益因素為外加電阻 R_F 及 R_{in} 的此。負載電流 I_L 由運算放大器流出而到地，可由負載電阻 R_L 決定：

$$I_L = -\frac{V_{out}}{R_L}$$

因此，運算放大器所提供的全部電流為：

$$I_{out} = I_F + I_L$$

如果， V_{in} 的極性變化（變為負電壓）， V_{out} 將為正而電流流入運算放大器。

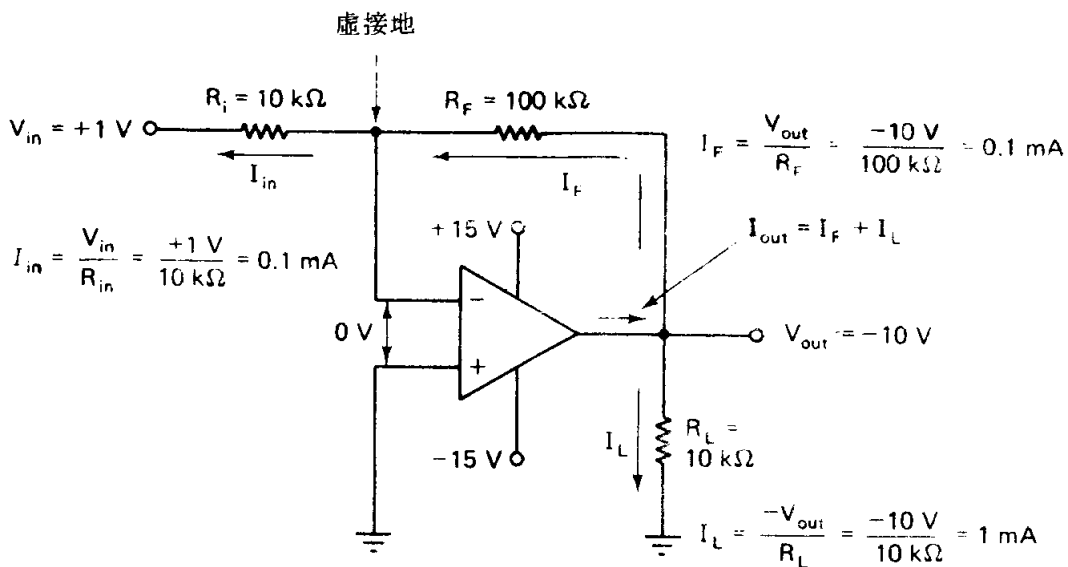


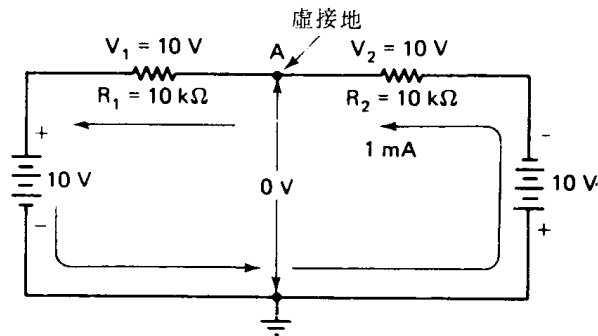
圖 2-9 反相放大器電路的電流

2-2-1 虛接地

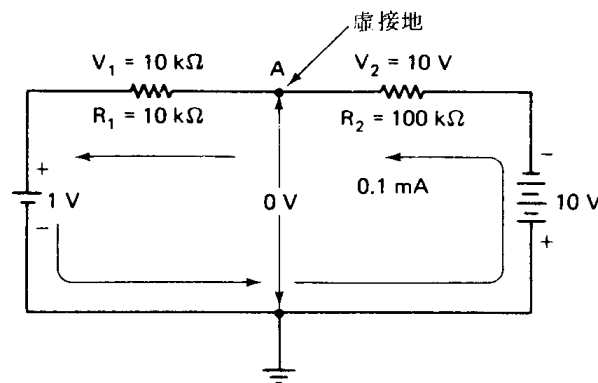
虛接地的觀念可由圖 2-10(a) 得到更好的了解。二個串聯的電池相當於 20V，而全部的電路電阻為 20kΩ，因此電路電流為 1mA，依據歐姆定律 (Ohm's law) $E = I R$ ，每一個電阻壓降為 10V，兩電阻壓降和等於總電壓。點 A 電壓對地而言為零伏，且與地隔離。圖 2-10(b)，顯示對不同的電壓與成比例的不同的電阻，也會有相同的結果。

這種電路近似於反相放大的類比運算放大器，如圖 2-10(c) 所示。固定的 V_{in} 使得運算放大器依照 R_F 比 R_{in} 值，調到正確的 V_{out} 。因此，反相輸入端傾向到與接地的非反相輸入端相同的電位。

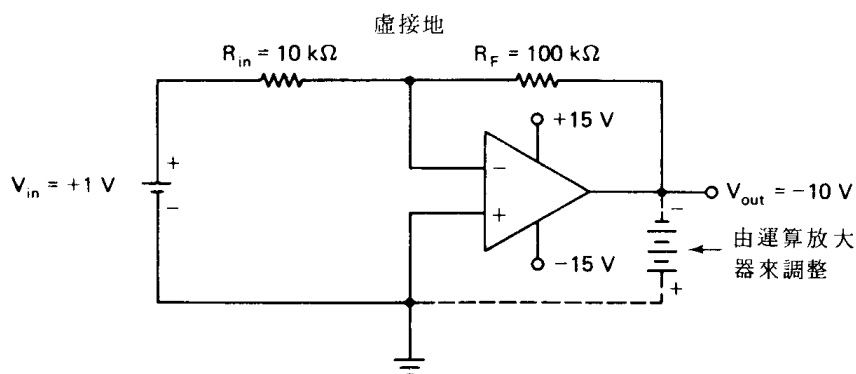
必須要記住的是在圖 2-10(a) 及 (b) 的電阻網路從 A 點到地間用導線短路祇有很小或沒有影響。然而，在圖 2-10(c) 橫跨運算放大器的二輸入端以導線短路，由於運算放大器本身會產生 V_{out} ，因此將對電路有所影響。



(a) 相等的電阻和電壓



(b) 不相等的電阻和電壓



(c) 運算放大器電路

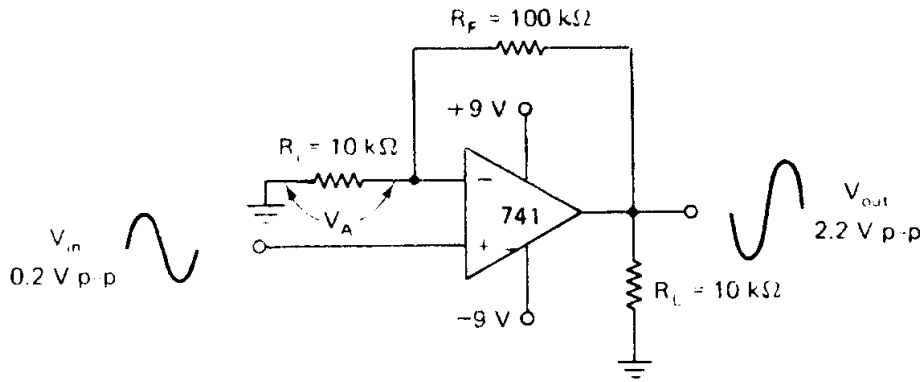
圖 2-10 虛接地的例子

2-2-2 輸入電阻

像前面所提到的，運算放大器的輸入阻抗非常高。但反相放大器其輸入阻抗是由 R_{in} 來決定，因此在圖 2-8 的輸入阻抗即等於 $10k\Omega$ 。

2-3 非反相放大器

運算放大器可以使用成非反相放大器，如圖 2-11 所示。在這種電路組合用來控制增益的回授，還是加在反相輸入端，但 V_{in} 是加在非反相輸入端，輸出電壓是與輸入電壓同相。



(a) 電路圖

V_{in}	V_{out}
+0.3	-3.3
-0.3	+3.3
+0.52	-5.72
-0.52	+5.72

(b) 直流電壓表

圖 2-11 非反相放大器

電阻 R_F 及 R_{in} 形成電阻比網路，用來產生反相輸入端所需的回授電壓 (V_A)，回授電壓 V_A 是降在 R_{in} 。因為在反相輸入端的電位趨近於非反相輸入端（如描述虛接地時所指出），所以在大部份的實際應用

$$V_{in} = V_A$$

既然 $V_A = V_{in}$ ，此級的增益可表示為：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_A}$$

然而， V_A 是由 R_{in} 及 R_F 的電阻比決定。因此，

$$V_A = \frac{R_{in}}{R_F + R_{in}} (V_{out})$$

如果將等式重新整理，使電壓在一邊，結果變為

$$\frac{V_A}{V_{out}} = \frac{R_{in}}{R_F + R_{in}}$$

將等式顛倒及化簡，得

$$\frac{V_{out}}{V_A} = \frac{R_F + R_{in}}{R_{in}} = \frac{R_F}{R_{in}} + \frac{R_{in}}{R_{in}} = \frac{R_F}{R_{in}} + 1$$

這級增益式爲：

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_A}$$

因此

$$A_v = \frac{R_F}{R_{in}} + 1$$

最後，輸出電壓可如下求得：

$$V_{out} = \left(\frac{R_F}{R_{in}} + 1 \right) V_{in}$$

圖 2-11 電路的輸出電壓，可求

$$V_{out} = \left(\frac{R_F}{R_{in}} + 1 \right) V_{in} = \left(\frac{100k\Omega}{10k\Omega} + 1 \right) 0.2V_{p-p} = 2.2V_{p-p}$$

表 2-11(b) 的直流電壓，表示一些輸入電壓乘以 11 倍的增益，注意輸入及輸出的極性是同相。

2-4 電壓隨耦器

電壓隨耦器通常定義爲電路增益爲 1 或輸出電壓隨著輸入電壓些微減少。存在於輸入與輸出間的阻抗是隔離的。運算放大器的電壓隨耦器是特別有用，如圖 2-12 所示。

圖 2-12(a) 爲基本的非反相電壓隨耦器，輸出直接接到反相輸入端，而輸入電壓則加於非反相輸入端，回授電阻爲零。因此，依照非反相放大器電壓增益式，

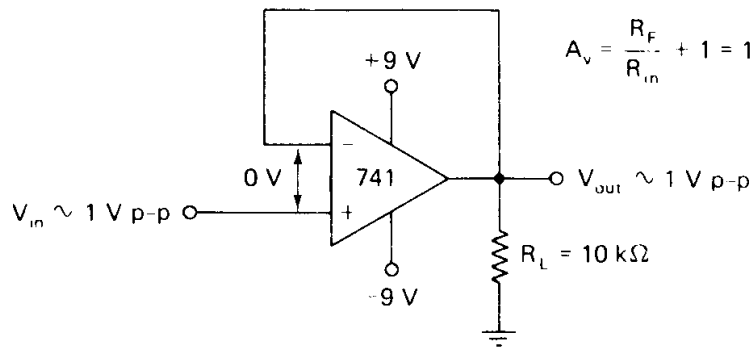
$$A = \frac{R_F}{R_{in}} + 1 = \frac{0}{R_{in}} + 1 = 1$$

故隨耦器增益爲 1。換句話說，具有百分之百的回授，輸出電壓是跟著輸入電壓。注意，反相輸入端電位還是與非反相輸入端相同。因此，在兩輸入端間的電位差將接近於零。這種電路的好處是具有極高的輸入阻抗和低的輸出阻抗，可用爲電路間一種理想的緩衝或隔離。

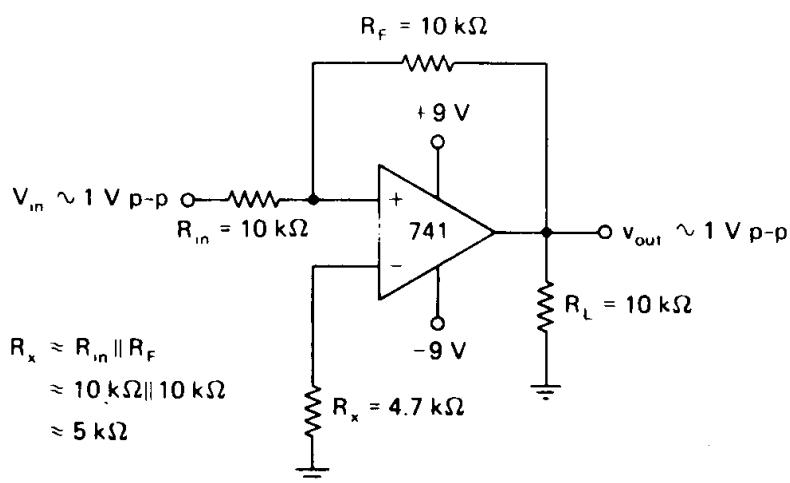
如果一種特殊的用途需要一種反相的電壓隨耦器，則圖 2-12(b) 可以使用。因爲 R_{in} 等於 R_F ，所以增益爲

$$A_v = -\frac{R_F}{R_{in}} = -\frac{10k\Omega}{10k\Omega} = -1$$

這種電路的缺點是輸入阻抗將大爲減小（因爲 R_{in} 等於輸入阻抗）。在非反相輸入端的電阻 R_x 是用來當輸入電流抵補的，其值等於 R_F 並聯 R_{in} ，即 $R_x = R_{in} || R_F$ 。



(a) 非反相電壓隨耦器



(b) 反相電壓隨耦器

圖 2-12 電壓隨耦器

2-5 電壓和放大器

在基本的反相放大器，加上另一輸入電阻，即可做成一個反相總和放大器或類比加法器，如圖 2-13 所示。輸出電壓為反相且等於每一輸入電壓乘以輸入電阻與回授電阻比值之和，表示如下：

$$V_{out} = - \left(\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R_F}{R_N} V_N \right)$$

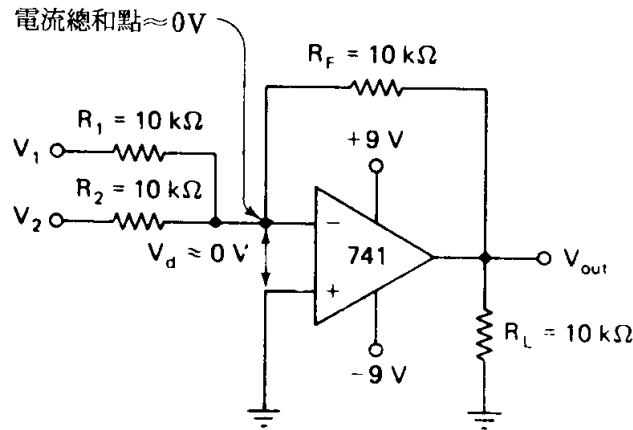
式 $\frac{R_F}{R_N} V_N$ 意義可以有兩個以上的輸入。如果所有的外加電阻彼此相等 ($R_F = R_1 = R_2 = \dots = R_N$)，輸出電壓可以很簡單的將每一輸入加起來而求得，表為

$$V_{out} = -(V_1 + V_2 + \dots + V_N)$$

輸入／輸出電壓表顯示幾種不同輸入電壓的結果，記住輸出電壓是所有代數和極性的反相。

運算放大器手冊

34



(a) 電路圖

輸入電壓		輸出電壓
V ₁	V ₂	代數和
+1	+1	-2
+1	-1	0
+2	+1	-3
-1	+1	0
-1	+2	-1
-2	+1	+1

$$V_{out} = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2 + \dots + \frac{R_F}{R_N}V_N\right)$$

當 $R_1 = R_2 = R_F = \dots = R_N$

$$V_{out} = -(V_1 + V_2 + \dots + V_N)$$

(b) 輸入/輸出電壓表

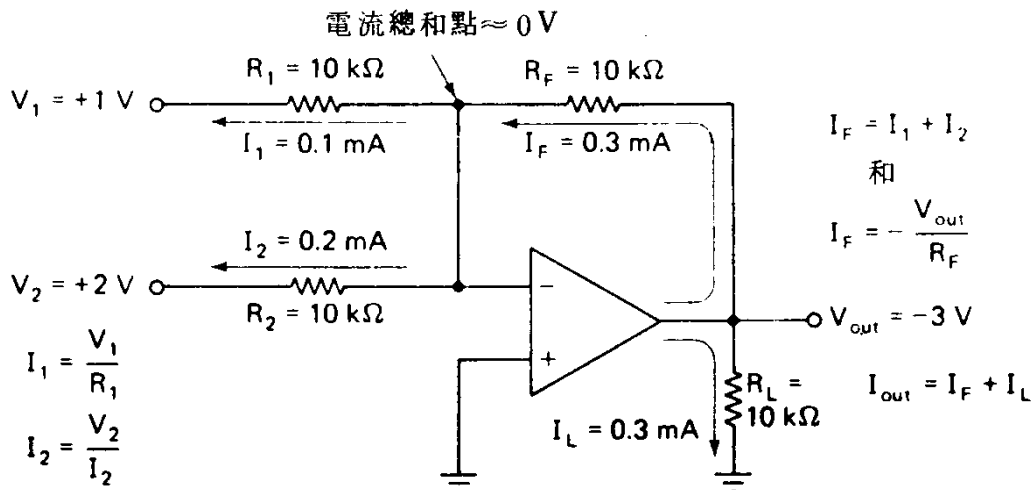
圖 2-13 電壓和放大器

前面所提到的虛接地，可以看成此種型態電路的電流總和點（current summing point）。了解總和點的觀念可完成加法放大器中電流的分析，如圖 2-14。既然總和點是虛接地，電壓在這一點還是與非反相輸入端一樣（ $\approx 0V$ ）。

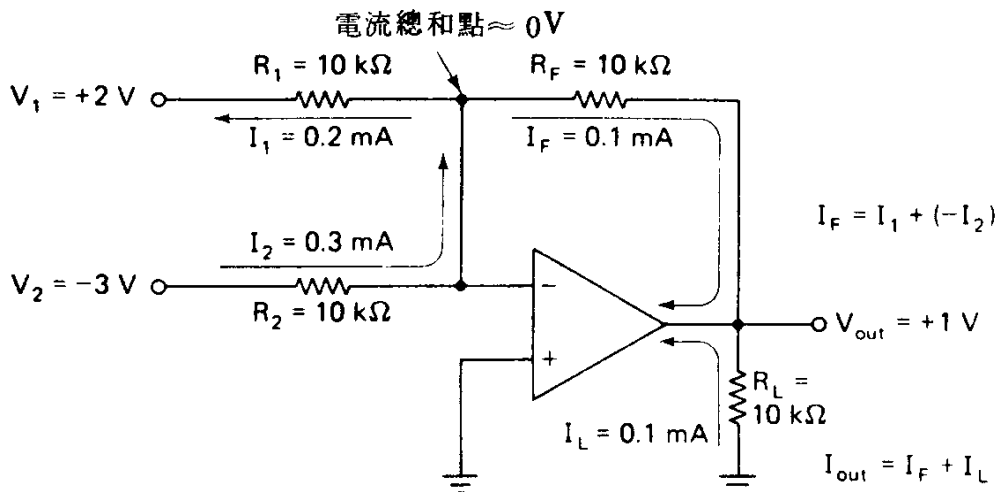
當兩個輸入端電壓都為正，電流流經每一電阻方向相同，如圖 2-14(a)， $I_1 = 0.1mA$ ； $I_2 = 0.2mA$ 。因此 I_F 必須等於 $0.3mA$ 而輸出為 $-3V$ 。

如果一個輸入端電壓為正，而另一輸入端電壓為負，如圖 2-14(b)。則一個輸入電流（ $0.3mA$ ）將朝總和點流入，然而另一輸入電流（ $0.2mA$ ）則由總和點流出。因為流入一點的電流，必須與離開此點的電流同量，所以必須有 $0.1mA$ 電流離開總和點流經 R_F ，為完成此項電流，輸出電壓將為 $+1V$ 。

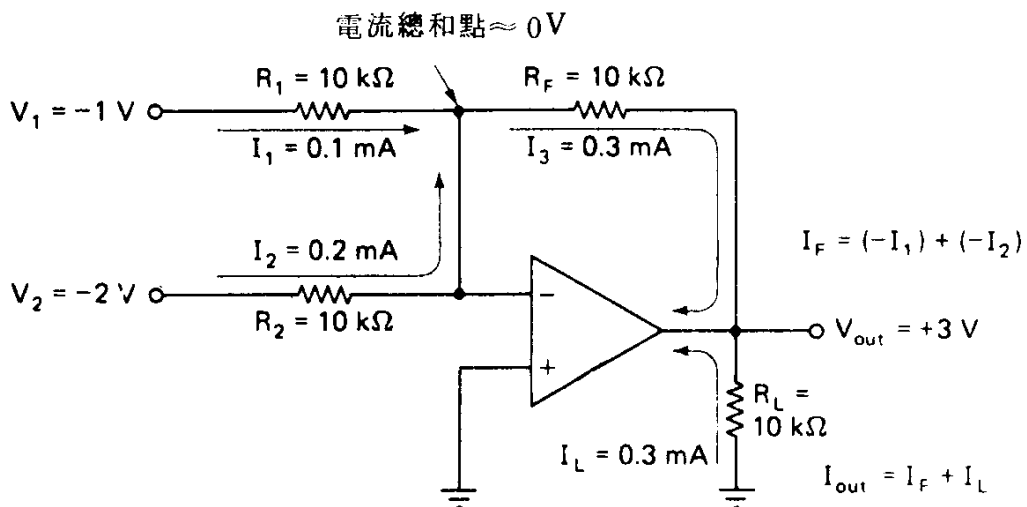
當兩個輸入端電壓都是負，如圖 2-14(c)，兩個輸入電流都朝總和點流入（ $0.1mA$ 及 $0.2mA$ ），流經 R_F 的電流必須為此二電流之和（ $0.3mA$ ）。同理，輸出電壓應為 $+3V$ 。



(a) 兩個輸入都是正



(b) 一輸入為正，另一輸入為負



(c) 兩個輸出都為負

圖 2-14 在反相和放大器的電流

2-5-1 電壓增益和放大器

一個加法放大器可以提供大於 1 的增益，如圖 2-15 所示。要達到這個目的， R_F 必須比輸入電阻大。將每一輸入端的增益求出，然後全部相加即為輸出。

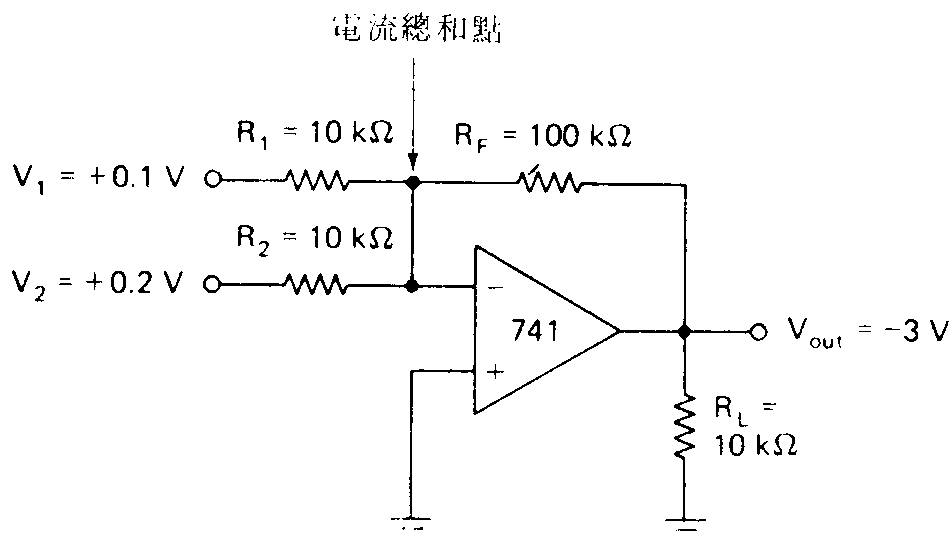


圖 2-15 含增益的和放大器

例：

$$V_{out} = \left(\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 \right) = - \left(\frac{100k\Omega}{10k\Omega} 0.1V + \frac{100k\Omega}{10k\Omega} 0.2V \right)$$

$$= -(10 \times 0.1V + 10 \times 0.2V) = -(1V + 2V) = -3$$

輸出 V_{out} 可表示為：

$$V_{out} = A_{v1} V_1 + A_{v2} V_2$$

其中

$$A_{v1} = -\frac{R_F}{R_1}$$

$$A_{v2} = -\frac{R_F}{R_2}$$

2-5-2 倍率加法放大器

加法放大器的某些運用上可能需要一個輸入比其他的輸入更影響輸出電壓，不同的增益對於多個輸入是必須的，結果輸入電阻間其有不同的電阻值，如圖 2-16。此種電路稱為刻度加法放大器（scaling adder amplifier）。

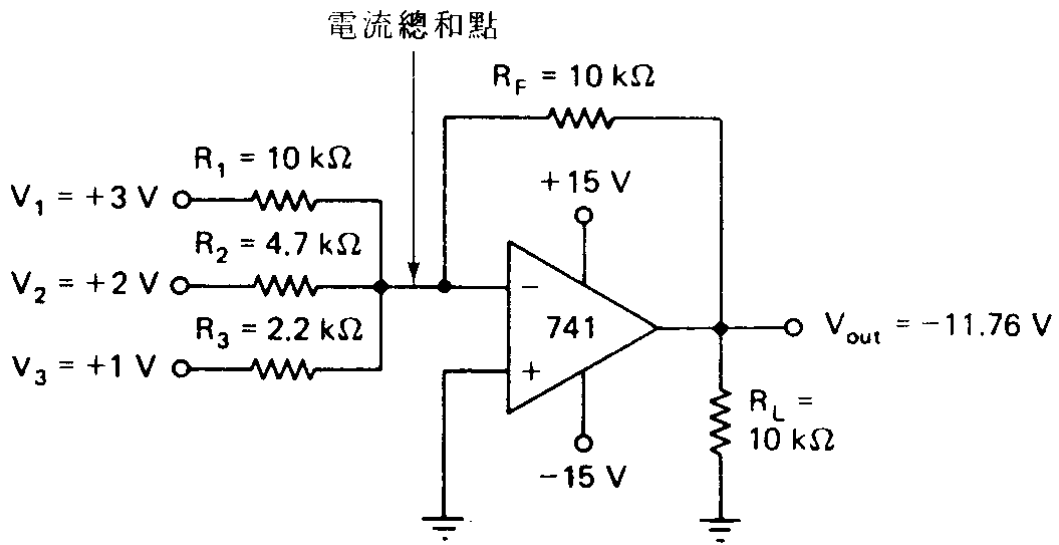


圖 2-16 倍率加法放大器

此種電路輸出電壓公式與其他的加法放大器電路一樣。例：

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2 + \frac{R_F}{R_3}V_3\right) \\
 &= -\left(\frac{10k\Omega}{10k\Omega} \times 3V + \frac{10k\Omega}{4.7k\Omega} \times 2V + \frac{10k\Omega}{2.2k\Omega} \times 1V\right) \\
 &= -(1 \times 3 + 2.13 \times 2 + 4.5 \times 1) \\
 &= -(3V + 4.26V + 4.5V) = -11.76V
 \end{aligned}$$

2-6 電壓差放大器

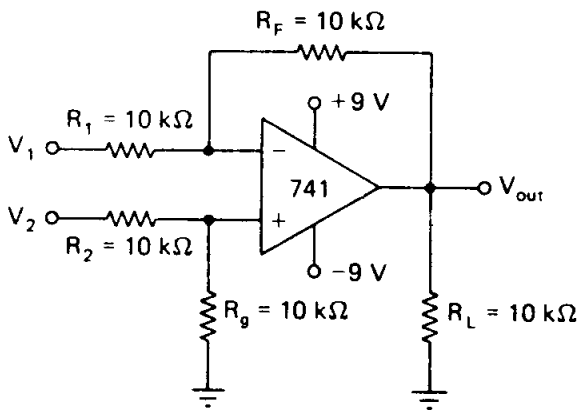
電壓差電路類似於 2-1 節所討論的比較器。兩輸入端用來感知兩者間的電位差，但這時電路是採用閉路模式，結果輸出電壓變為可以控制及可預知。如果外加電阻都相等的話，電壓差放大器（voltage difference amplifier）就像類比數學電路而通常稱為電壓減法器，如圖 2-17(a) 所示。輸出電壓是兩輸入間電壓差的反相，可以下式求得：

$$V_{out} = -\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_g}{R_2 + R_g} \times \frac{R_1 + R_F}{R_1} \times V_2$$

例：圖 2-17，如果 $V_1 = +2V$ ， $V_2 = +4V$ ，則

$$V_{out} = -\frac{10k\Omega}{10k\Omega} 2V + \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 10k\Omega} \times \frac{10k\Omega + 10k\Omega}{10k\Omega} \times 4V$$

$$= -(+2V) + 0.5 \times 2 \times 4V = +2V$$



(a) 電路圖

$$V_{out} = -\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_g}{R_2 + R_g} \times \frac{R_1 + R_F}{R_1} \times V_2$$

如果 $R_1 = R_2 = R_F = R_g$

則 $V_{out} = V_2 - V_1$

輸入電壓		輸出電壓
V_1	V_2	代 數 和
+2	+4	+2
+4	+2	-2
+4	-2	-6
-2	+4	+6
-4	+2	+6
-2	-4	-6
-4	-2	+2
-2	-4	-2

(b) 輸入/輸出電壓表

圖 2-17 電壓差放大器

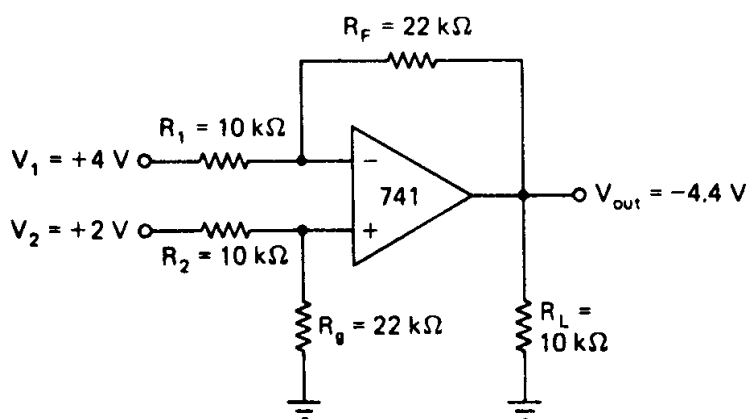
與比較器相同，如果在反相輸入的電壓比非反相還負，則輸出為正，反之亦然。圖 2-17(b) 輸入／輸出電壓表格，顯出輸出電壓對多種不同的輸入電壓的代數差及極性。

2-6-1 電壓增益放大器

如果電阻的比值改變（如圖 2-18 所示），電壓差放大器能提供放大。前面所給的公式可用來求輸出電壓，然而，如果 R_F 比 R_1 的值等於 R_g 比 R_2 的值（此為正常化的情況）則輸出電壓可以很容易求得：

$$V_{out} = -\frac{R_F}{R_1}(V_2 - V_1)$$

在前面所描述的為代數減法器，此種電路的最大好處是可用來感知大信號間的微小信號差。但不幸的是，此種電路的輸入阻抗非常低，因此，此種電路必須用電壓隨耦器做緩衝或隔離。



如果 $\frac{R_F}{R_1} = \frac{R_g}{R_2}$

$$V_{out} = -\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_g}{R_2 + R_g} \times \frac{R_1 + R_F}{R_1} \times V_2$$

則 $V_{out} = -\frac{R_F}{R_1}(V_2 - V_1)$

圖 2-18 含增益的電壓差放大器

摘 要

1. 電壓比較器感知那一輸入端電壓較另一輸入端為正（或負），以決定那一輸入端當做參考電壓。
2. 基本比較器輸出為零伏，如果輸入間電壓差為零伏；輸出為 $+V_{sat}$ （或 $-V_{sat}$ ），如果輸入端有電位差。
3. 比較器的輸出電壓極性，以反相輸入端相對非反相輸入端，則極性有 180° 的相位差。
4. 比較器可用作電壓準位偵測器。
5. 負回授用在閉路模式，可增加運算放大器的穩定度及頻寬。
6. 反相放大器將信號反相 180° 。
7. 虛短路存於運算放大器兩輸入端間。
8. 運算放大器的反相輸入端傾向，為沈入（sink）與非反相輸入端相同的電位差。
9. 因為輸入阻抗非常高，故在實際應用中，沒有電流流入或流出運算放大器的輸入端。

10. 對放大電路電流流過相反輸入電阻 (R_{in}) 與流經回授電阻 (R_F) 相同。
11. 非反相放大器不將信號反相。
12. 電壓隨耦器增益為 1，用來隔離電路。
13. 反相和放大器，對在輸入端所有信號代數和予以輸出並反相。
14. 和放大器如果回授電阻大於輸入電阻，則具有增益。
15. 倍率加法器，對某些輸入比其他輸入具較大的放大，此決定於不同輸入電阻值。
16. 對一個和放大器，在反相輸入端的虛接地變成電流總和點。
17. 電壓差放大器提供輸入間電壓差的輸出。輸出可以是代數比例數 (含增益)，或反映每一輸入的不同增益。

自 我 測 驗

將 A 行的名稱與圖 2-19 的圖正確配合。

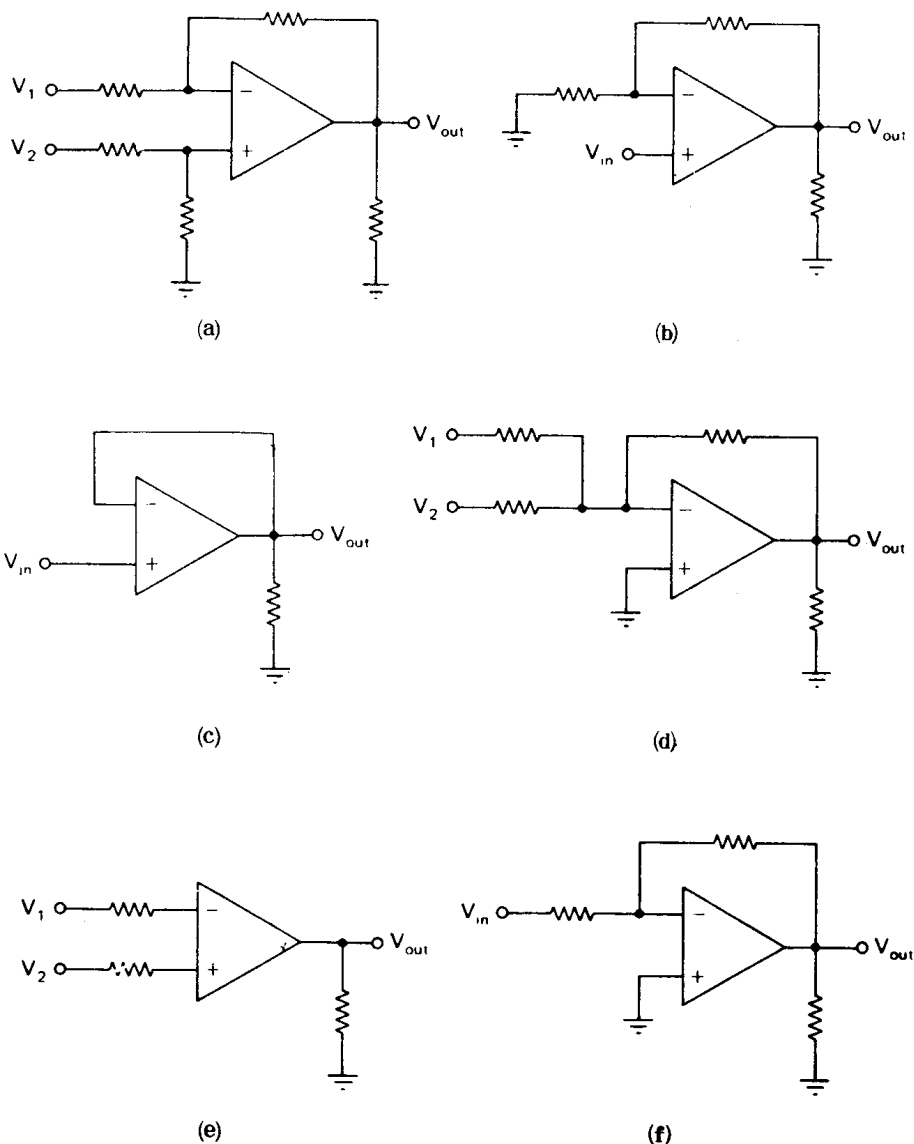


圖 2-19

A 行

1. 反相放大器
2. 和放大器
3. 比較器
4. 差放大器
5. 電壓隨耦器
6. 非反相放大器

多選題

1. 一個比較器反相輸入端為 $+2.5\text{V}$ ，非反相輸入端為 $+2.7\text{V}$ ，則輸出為：
 - (a) $+V_{\text{sat}}$
 - (b) $-V_{\text{sat}}$
 - (c) $+0.2\text{V}$
 - (d) -0.2V
2. 一個反相放大器， $R_{\text{in}}=22\text{k}\Omega$ ， $R_{\text{F}}=68\text{k}\Omega$ ， $V_{\text{in}}=+0.5\text{V}_{\text{p-p}}$ ，則輸出約為：
 - (a) $-0.5\text{V}_{\text{p-p}}$
 - (b) $+15\text{V}_{\text{p-p}}$
 - (c) $-1.5\text{V}_{\text{p-p}}$
 - (d) 0V
3. 一個非反相放大器， $R_{\text{in}}=10\text{k}\Omega$ ， $R_{\text{F}}=120\text{k}\Omega$ ， $V_{\text{in}}=+0.6\text{V}_{\text{p-p}}$ ，則輸出約為：
 - (a) $+7.8\text{V}_{\text{p-p}}$
 - (b) $-7.2\text{V}_{\text{p-p}}$
 - (c) $-8.2\text{V}_{\text{p-p}}$
 - (d) $+8.8\text{V}_{\text{p-p}}$
4. 一個非反相電壓隨耦器，輸入電壓為 $+5.5\text{V}_{\text{p-p}}$ ，則輸出約為：
 - (a) 0V
 - (b) $+V_{\text{sat}}$
 - (c) $-V_{\text{sat}}$
 - (d) $+5.5\text{V}_{\text{p-p}}$
5. 參考圖 2-20，如果 $V_1=+2\text{V}$ ， $V_2=+3\text{V}$ ， $V_3=-1\text{V}$ ，則 V_{out} 為
 - (a) $+4\text{V}$
 - (b) -4V
 - (c) $+6\text{V}$
 - (d) -6V

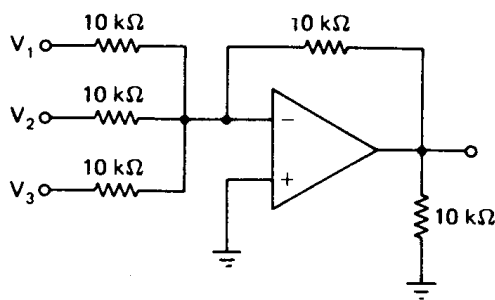


圖 2-20

6. 參考圖 2-20，如果 $V_1=-3\text{V}$ ， $V_2=-2\text{V}$ ， $V_3=+4\text{V}$ ，則 V_{out} 為
 - (a) $+1\text{V}$

- (b) $-1V$
 (c) $+9V$
 (d) $-9V$
7. 對一電壓隨耦器，下列敘述何者為錯？
 (a) 低輸出阻抗
 (b) 增益為 1
 (c) 低輸入阻抗
 (d) 當作緩衝放大器
8. 何種型態的回授用於閉路模式以增加運算放大器的穩定度和頻寬？
 (a) 正
 (b) 負
 (c) 再生
 (d) 衰減
 (e) (d)及(c)皆正確
 (f) (b)及(d)皆正確
9. 圖 2-21 中， V_{ref} 值約：

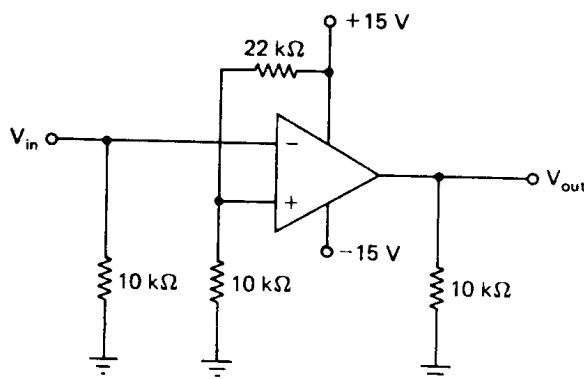


圖 2-21

- (a) $+1.5V$
 (b) $+4.7V$
 (c) $+10.0V$
 (d) $-4.7V$
10. 參考圖 2-21，當 $V_{in} = +3V$ ，則輸出約為
 (a) $+13.5V$
 (b) $-13.5V$
 (c) $+4.7V$
 (d) $-4.7V$
11. 參考圖 2-22，當 $V_1 = +4V$ ， $V_2 = +1V$ ，則 V_{out} 等於

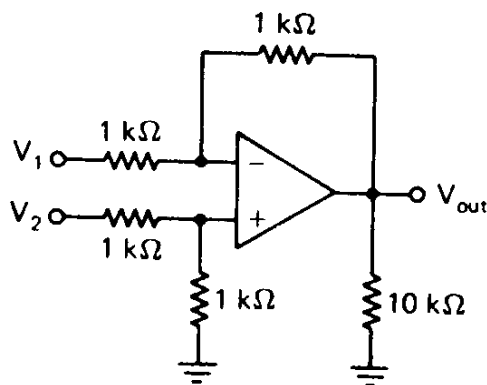


圖 2-22

- (a) $+3V$
12. 參考圖 2-22，當 $V_1 = -5V$ ， $V_2 = +2V$ ，則 V_{out} 等於

- (b) $-3V$
(c) $+7V$
(d) $-7V$
13. 虛接地點也是
(a) 共同接地
(b) 總和地
(c) 接地 (earth ground)
14. 參考圖 2-23，輸出電壓約為：
(a) $+1V$
(b) $-1V$
(c) $+4V$
(d) $-4V$

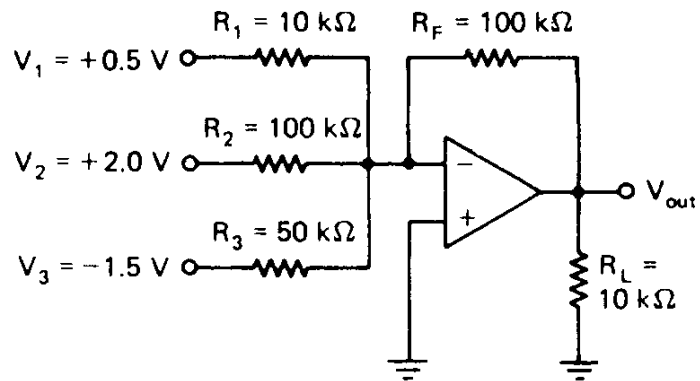


圖 2-23

習題

- 設計二個電壓準位偵測器，使用 $\pm 15V$ 的電源，劃出電路，並依所給的 V_{ref} ，顯示所有零件值。
 - $V_{ref} = +5V$
 - $V_{ref} = -3V$
- 劃出圖 2-24 電路輸出電壓波形，確定輸出是跟隨輸入在同一時間變化。

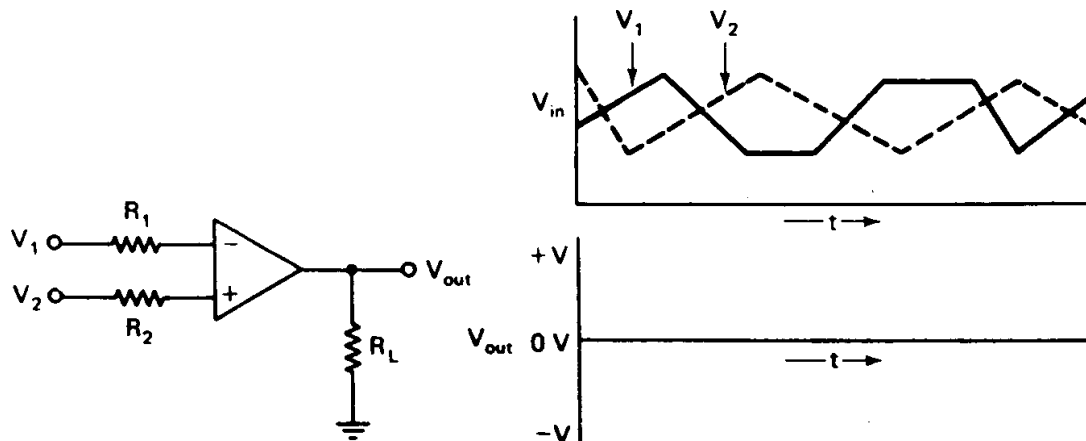


圖 2-24

- 參照圖 2-25，對一個反相放大器不同的 R_{in} ， A_v ， V_{in} 值，求 R_F ， V_{out} ， I_{in} ， I_F 及 I_c (設 $R_L = 10k\Omega$)
 - $R_{in} = 4.7k\Omega$ ， $A_v = 10$ ， $V_{in} = 1V$
 - $R_{in} = 1k\Omega$ ， $A_v = 22$ ， $V_{in} = -0.3V$
 - $R_{in} = 10k\Omega$ ， $A_v = 100$ ， $V_{in} = +0.05V$

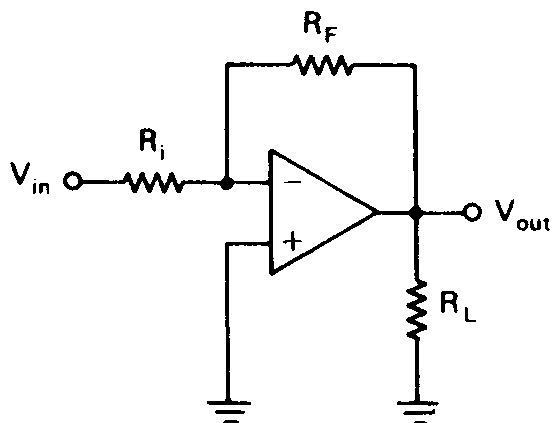


圖 2-25

4. 參照圖 2-25，對一個反相放大器不同的 R_F ， A_v ， V_{in} 值，求 R_{in} ， V_{out} ， I_{in} ， I_F 及 I_L （設 $R_L=47k\Omega$ ）
 - (a) $R_F=100k\Omega$ ， $A_v=20$ ， $V_{in}=-0.6V$
 - (b) $R_F=68k\Omega$ ， $A_v=10$ ， $V_{in}=+0.58V$
 - (c) $R_F=10k\Omega$ ， $A_v=1$ ， $V_{in}=-3V$
5. 計算圖 2-26 的非反相放大器對不同電阻值及輸入電壓值的增益及輸出電壓。
 - (a) $R_{in}=10k\Omega$ ， $R_F=22k\Omega$ ， $R_L=10k\Omega$ ， $V_{in}=+0.2V$
 - (b) $R_{in}=4.7k\Omega$ ， $R_F=22k\Omega$ ， $R_L=100k\Omega$ ， $V_{in}=-0.3V$
 - (c) $R_{in}=100k\Omega$ ， $R_F=220k\Omega$ ， $R_L=47k\Omega$ ， $V_{in}=+0.5V$

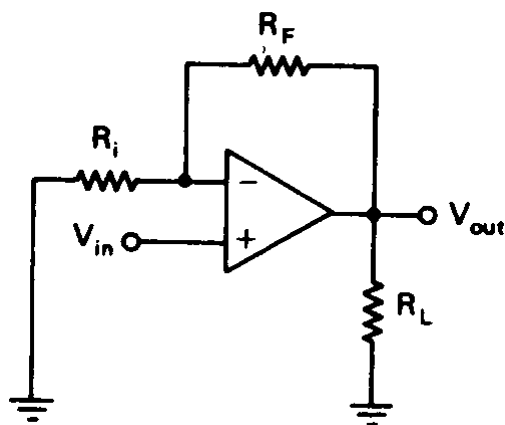


圖 2-26

6. 劃出一個基本非反相電壓隨耦器的電路圖。
7. 一個和放大器，所有電阻都相等，對已知的輸入電壓，計算其輸出電壓（見圖 2-13）
 - (a) $V_1=+3V$ ， $V_2=+2V$
 - (b) $V_1=+5V$ ， $V_2=-2V$
 - (c) $V_1=-4V$ ， $V_2=+3V$
 - (d) $V_1=-5V$ ， $V_2=+2V$
 - (e) $V_1=+2V$ ， $V_2=+5V$ ， $V_3=+4V$
 - (f) $V_1=-5V$ ， $V_2=+2V$ ， $V_3=-3V$ ， $V_4=+1V$
 - (g) $V_1=+1.2V$ ， $V_2=-0.5V$ ， $V_3=+2.3V$ ， $V_4=-0.7V$
8. 計算圖 2-27 倍率加法器對已知值的輸出電壓
 - (a) $R_1=10k\Omega$ ， $R_2=4.7k\Omega$ ， $R_3=2.2k\Omega$ ， $R_F=10k\Omega$ ， $V_1=+1V$ ， $V_2=+2V$ ， $V_3=+0.5V$

(b) $R_1=22\text{k}\Omega$, $R_2=33\text{k}\Omega$, $R_3=47\text{k}\Omega$, $R_F=100\text{k}\Omega$, $V_1=+0.3\text{V}$, $V_2=-0.7\text{V}$, $V_3=+1.5\text{V}$

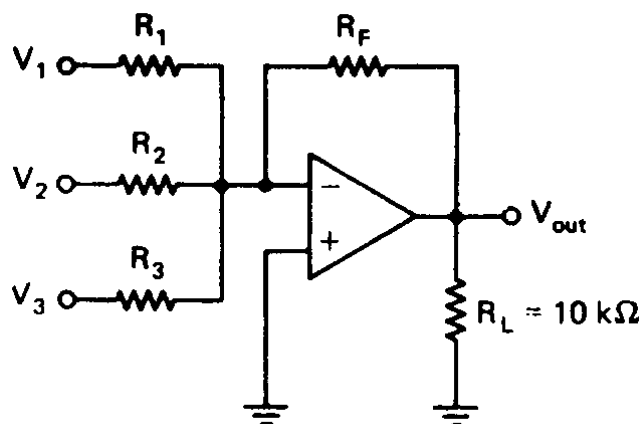
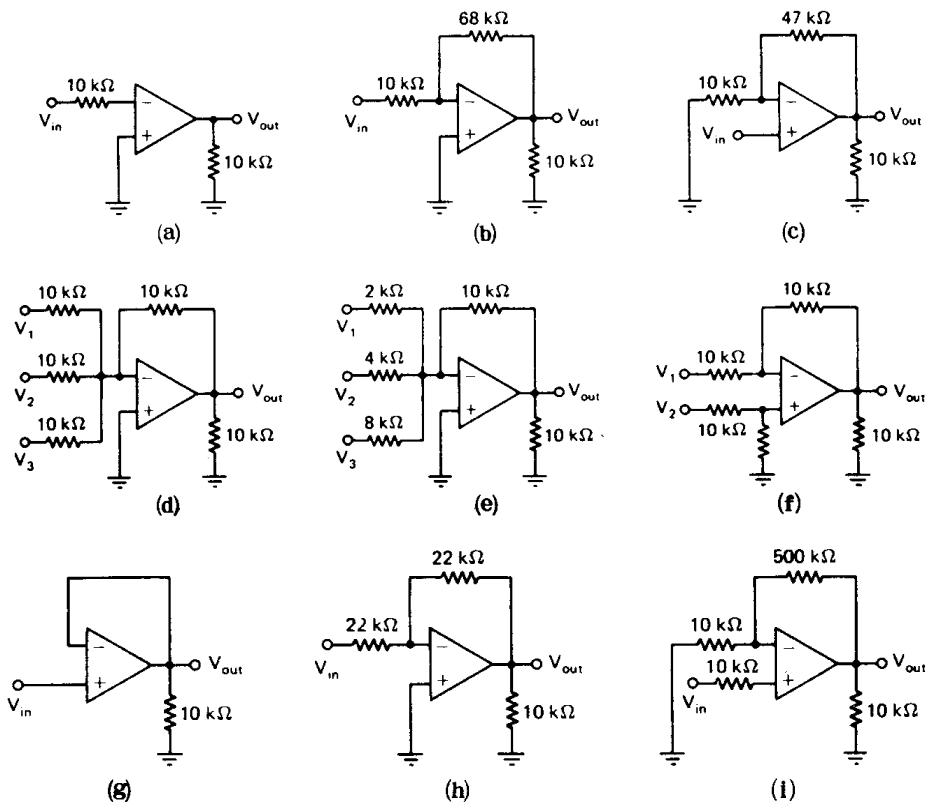


圖 2-27

9. 一個差放大器，所有電阻都相等，對已知的輸入電壓，求輸出電壓（見圖 2-17）
 - (a) $V_1=+5\text{V}$, $V_2=-3\text{V}$
 - (b) $V_1=-5\text{V}$, $V_2=+3\text{V}$
 - (c) $V_1=-5\text{V}$, $V_2=+3\text{V}$
 - (d) $V_1=+5\text{V}$, $V_2=+3\text{V}$
10. 圖 2-28 中，假如每一輸入電壓等於 $+1.0\text{V}$ 且每一運算放大器為理想放大器，則每一電路的輸出為何？



所有電路電源 $= \pm 15\text{V}$.

圖 2-28

3

信號處理

信號處理包含使用特殊的電路變更或修飾輸入信號。這種電路的輸出可用來執行不同的函數功能，波形整形電路可以將波形全部精確的變更，像積分電路及微分電路。某些電路可以在一確定的頻率衰減信號，習慣上稱為濾波器。

這些信號處理電路可以為被動元件，像電阻、電容、電感等。被動電路會使信號消失或損耗，體積也較龐大。主動電路通常與極少的被動元件（電阻、電容）組合而成主動裝置，像電晶體及其他分離的固態放大器，這些主動電路放大或至少維持輸入信號。

本章將使你了解運算放大器如何特別適合信號處理電路，在很多場合，運算放大器比使用分離元件的電路較便宜、容易使用、效率較高、需較少的外加零件、佔較少的空間、重量特別輕。

3-1 積分電路

積分電路量度某一週期的量，將其連續加起來，輸出的波形是成比例於輸入信號的時間區間。如圖 3-1 所示，為一基本被動 RC 積分電路，輸出由電容器兩端取出，其電壓由 RC 時間常數決定。因為當電容器在充電時電流減少，故電容兩端電壓呈指數上升，像一彎曲的波形，當輸入脈波降到零伏，電容也依指數速率放電。注意，輸入電壓是橫跨在電阻與電容上，因此，損耗發生而輸出電壓的振幅比輸入還小，當輸入脈波的工作週比一個時間常數（ $TC = RC$ ）還小則積分發生。

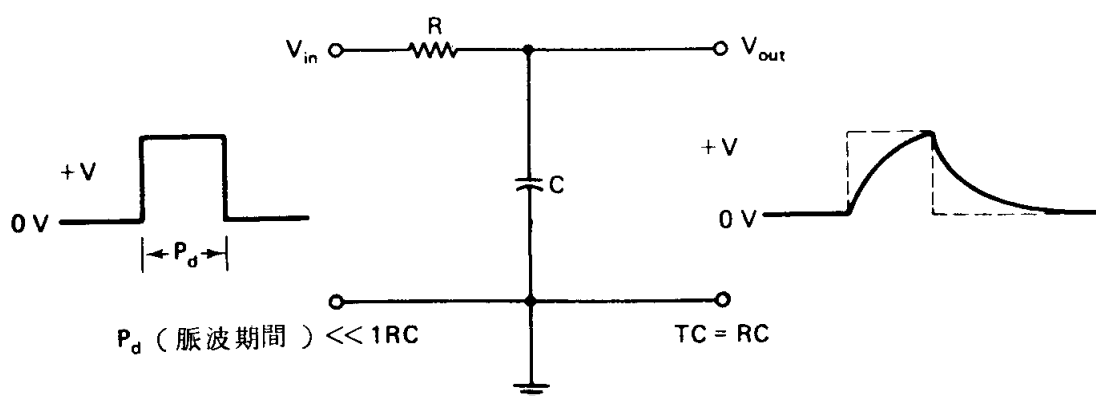


圖 3-1 簡單被動積分器

當一個運算放大器用在積分電路，如圖 3-2，電容即變為回授元件。從第二章所討論的，回授電流必須等於輸入電流，因此，運算放大器提供一直線上升的輸出電壓使充電電流保持常數。當輸入脈波降至零伏，下降的輸出波形也是線性，結果輸出波形為三角波。這種基本的運算放大器電路是開路模式，且甚至當 V_{in} 為零伏，輸入偏壓電流會使電容器充電，電容器將連續充電一直到輸出達到飽和，這電路是不可用的。

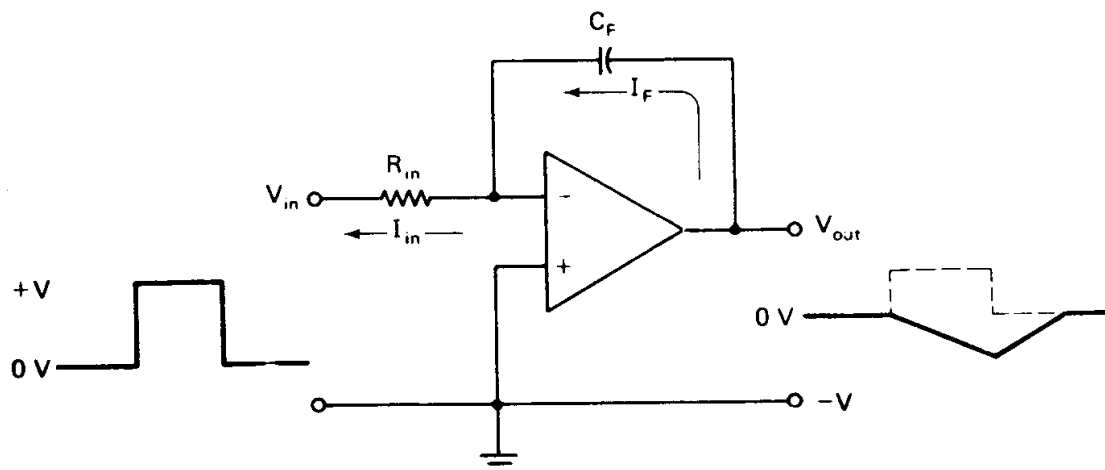


圖 3-2 基本運算放大器積分器

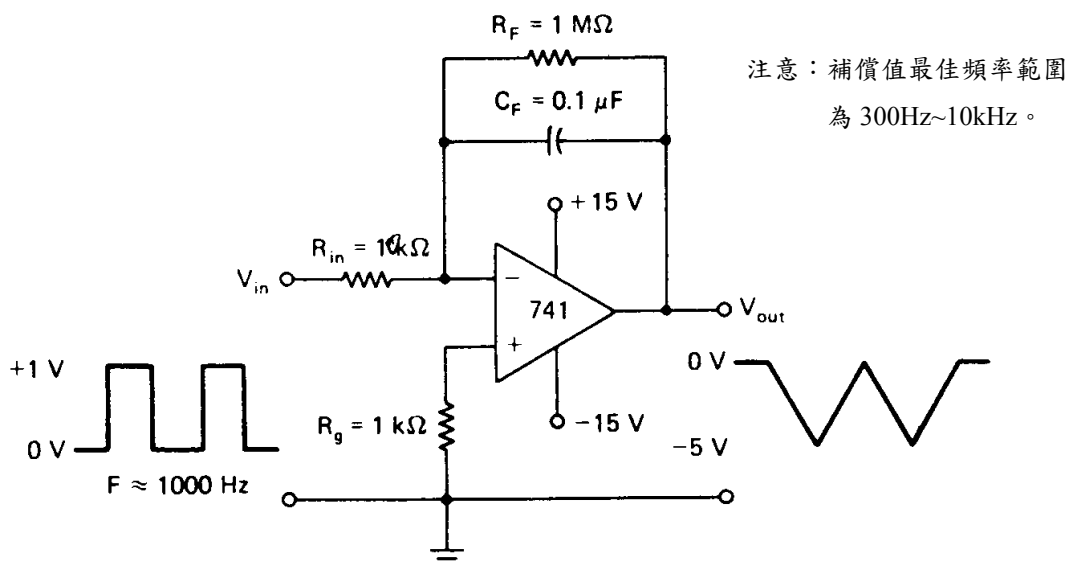


圖 3-3 實用的運算放大器積分器

一個大電阻與回授電容並聯，如圖 3-3，防止輸出飽和、提供減少雜訊、減少抵補漂移 (offset drift)、及較佳穩定度的實用積分器。增益可視輸出需要從 10 調到 100。當 V_{in} 等於零伏， V_{out} 也等於零伏。記住容抗 (X_C) 是隨頻率而變化，在較低頻率， X_C 增加，回授信號較少，輸出電壓增加。當頻率增高， X_C 減少，回授信號增加，輸出電壓減少，因為 X_C 的變更，所以此種積分電路就像低通濾波器 (low-pass filter)。

祇要 V_{in} 保持一定，輸出電壓可如下求得：

$$V_{out} = -\frac{1}{R_{in} C_F} \int_0^t V_{in} dt$$

積分符號 \int_0^t 表示所要積分的週期或極限，在此 V_{in} 是常數， dt 是積分時間或週期。例，如果圖 3-3 的輸入信號是對稱，週期是 0.001 秒，脈波在週期的一半是 +1V。現在，將數值代入式中，得

$$V_{out} = -\frac{1}{1k\Omega \times 0.1\mu F} \int_0^{0.0005s} (+1V \times 0.0005s)$$

$$= -10000 \times 0.0005 = -5V$$

負號僅表示輸出與輸入相位差為 180°。

3-2 微分電路

積分電路的反面觀念是微分電路。微分電路的輸出是比例於輸入信號的變化率。輸出由電阻兩端取出，如圖 3-4 簡單的被動微分器所示。起初，當脈波的邊緣輸入，電流流動最大，此時電流 I_R 降至電阻 (V_{out}) 亦為最大。當電容開始有電壓時，充電過程所需的電壓減少，因此輸出電壓依指數速率下降。當輸入脈波降至零伏，電容在相反方向放電，相同的過程發生但在負的方向。一樣地，輸入電壓是橫跨在電阻與電容上，結果輸出有所損耗。

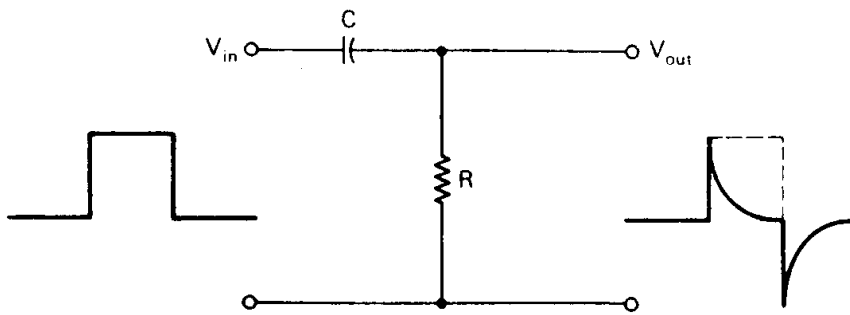


圖 3-4 簡單被動微分器

用運算放大器在微分電路中，如圖 3-5，可使輸出等於或大於輸入，輸出電壓可表為

$$V_{out} = -2R_F C_{in} \frac{dV_{in}}{dt}$$

其中 dV_{in} 是輸入電壓的變化， dt 是輸入發生變化的時間，負號僅表示反相。

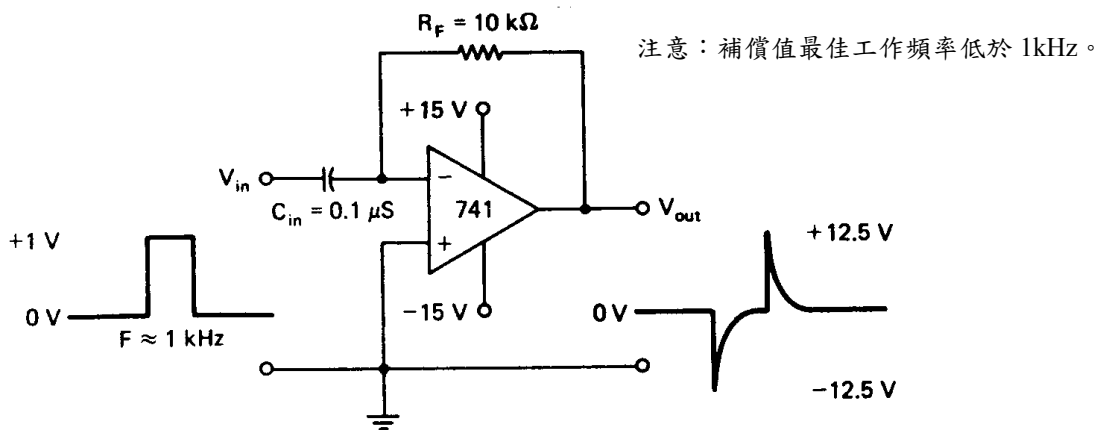


圖 3-5 基本運算放大器微分器

然而，這種輸入波形由於脈波的陡峭上升與下降時間，計算困難。圖 3-6 顯示三角波的輸入電壓較容易計算，並顯示微分器的作用恰與積分器相反。例，輸入頻率為 1kHz，即週期為 0.001 秒，輸入電壓上升或下降的時間為 0.0005 秒，將數值代入式中得

$$V_{out} = -2 \times 10k\Omega \times 0.1\mu F \times \frac{1V}{0.0005s} = 0.002 \times 2000 = -4V$$

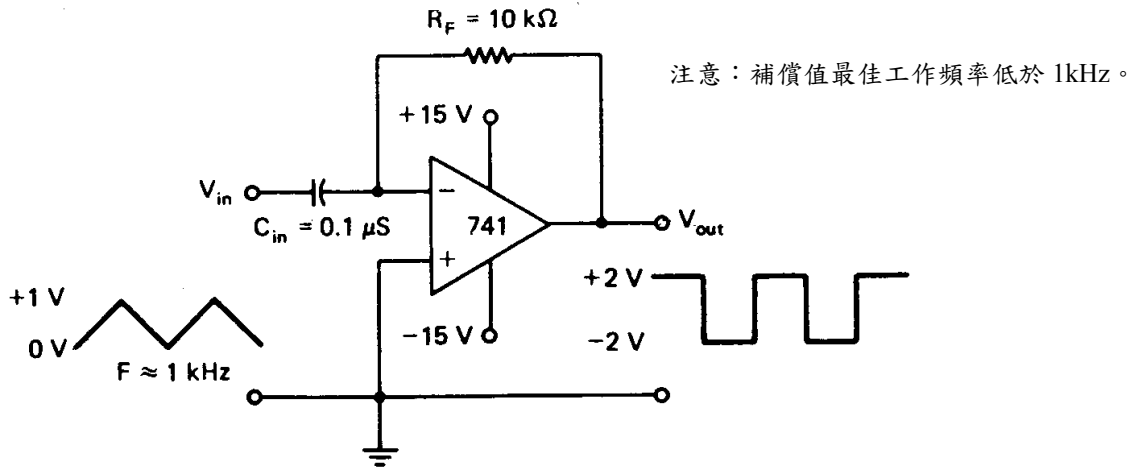


圖 3-6 實用的運算放大器微分器

微分電路的運用可用來產生尖的觸發脈波來推動其他電路，當輸入信號頻率增加，輸入電容之 X_C 減少，輸出信號加大。因此，微分電路就像高通濾波器(high-pass filter)。

3-3 主動低通濾波器

低通濾波器從直流到特別的截止頻率（cutoff frequency）（ f_c ）具有固定的輸出電壓。這截止頻率， f_c ，又稱 0.707 頻率、-3dB 頻率、轉角頻率（corner frequency）、或斷點頻率（breakpoint frequency）。超過 f_c 的頻率被衰減。在 f_c 以下的頻率範圍稱通帶（pass band），而 f_c 以上的頻率稱停止帶（stop band）。圖 3-7 為低通濾波器的頻率響應曲線，虛線表示理想的截止。然而，濾波器通常沒有這種效率，且會下降（roll-off）或峰化然後下降。實際的 f_c 是發生在半功率點，或最大輸出電壓的 70.7%。這通常以分貝 dB（decibels）表示，且可由下式導出

$$dB = -20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}} = -20 \log \frac{0.707V}{1V} = -20 \times 0.15059 = -3dB$$

運算放大器可以設計成不同的下降特性（roll-off characteristics），-20dB/十倍（-20dB/decade）的斜率意義是由 f_c 增加到 10 倍（ $\times 10$ ）時，輸出電壓將減少 20dB，斜率愈陡每十倍所損耗的 dB 數愈多。記住，每十倍有很大的 dB 數損耗是值得的，因這代表較尖銳的截止濾波器。

如圖 3-8 所示，為一簡單的低通濾波器。電路是一種電壓隨耦器，電阻 R 和電容 C 在非反相輸入端形成分壓器。在輸入頻率低於 f_c ，電容 X_C 很大，幾乎所有的 V_{in} 都降在 C 上， V_{in} 變大， V_{out} 也變大。在這些較低的頻率級的增益最大。當 V_{in} 的頻率增大超過 f_c ， X_C 減少，大部份的 V_{in} 降在電阻，事實上，電容分路較多的 V_{in} 至地， V_{in} 變小， V_{out} 也變小，因此，此級在較高頻率的增益比最大值小。

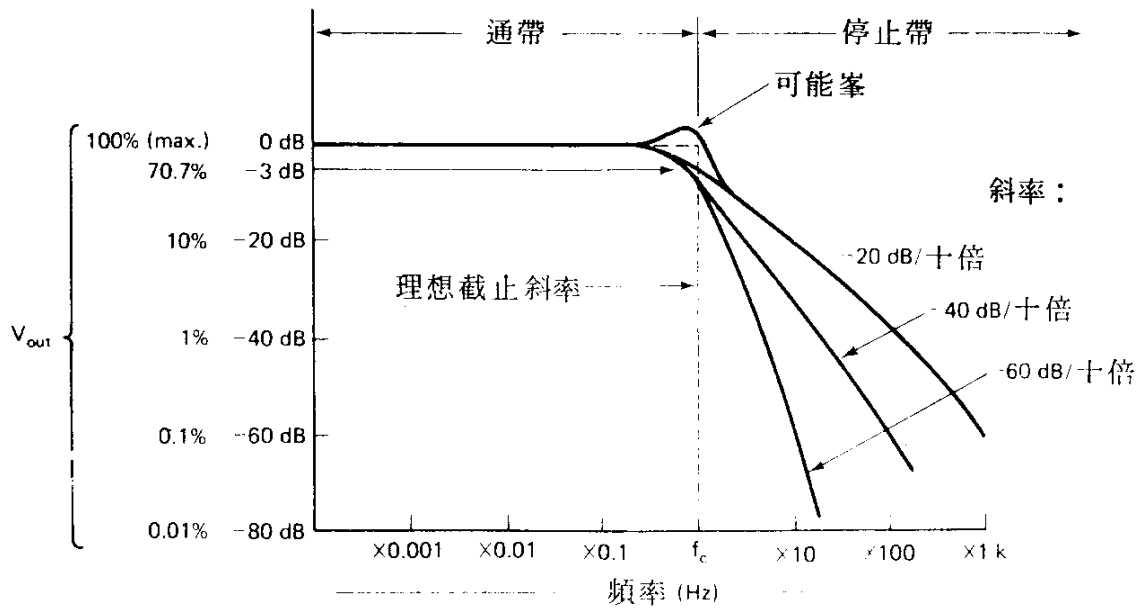


圖 3-7 低通濾波器頻率響應曲線

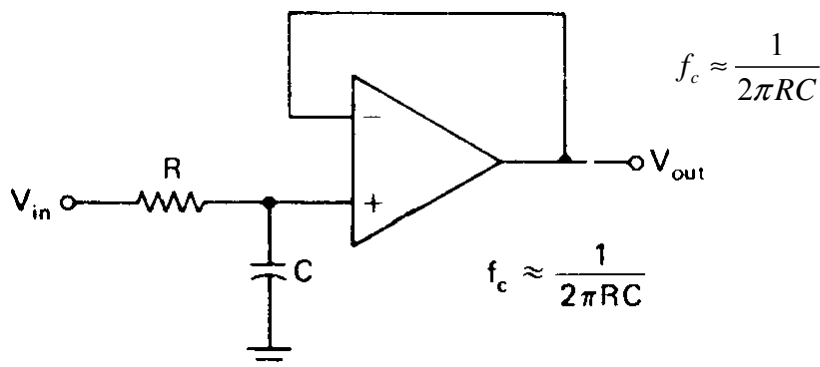


圖 3-8 簡單低通濾波器

這種電路的 f_c 可以近似為 $f_c \approx \frac{1}{2\pi RC}$

例，假設 $R=10\text{ k}\Omega$ ， $C=0.1\text{ }\mu\text{F}$ ，則

$$f_c \approx \frac{1}{6.28(10 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})}$$

$$\approx \frac{1}{6.28 \times 0.001} \approx \frac{1}{0.00628} \approx 159\text{ Hz}$$

這種簡單的低通濾波器斜率約 $-20\text{ dB}/十倍$ 。

由於電容器的關係，濾波器在 f_c 頻率並沒有固定的相角（輸入對輸出的相位）。基本的 $-20\text{ dB}/十倍$ 低通濾波器在 f_c 有 -45° 的相角，當 $-20\text{ dB}/十倍$ 增加，相角也由 -45° 增加。例，一個 $-40\text{ dB}/十倍$ 的濾波器有 -90° 的相角。

圖 3-9 所示為一尖銳的截止低通濾波器，有約為 $-40\text{dB}/十倍$ 的斜率，電容 C_2 在頻率超過 f_c 時，分路回授環路電流。在停止帶電容 C_1 的 X_C 低，更多的負回授加入輸入端，因此，增益激烈的減少。

這電路的轉角頻率可近似為

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

例，設 $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ， $R_2 = 10\text{k}\Omega$ ， $C_1 = 0.1\mu\text{F}$ ， $C_2 = 0.01\mu\text{F}$
則：

$$\begin{aligned} f_c &\approx \frac{1}{6.28\sqrt{(10 \times 10^3)(10 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})(0.01 \times 10^{-6})}} \\ &\approx \frac{1}{6.28\sqrt{(100 \times 10^6)(0.001 \times 10^{-12})}} \\ &\approx \frac{1}{6.28(0.316 \times 10^{-3})} \approx \frac{1}{1.99 \times 10^{-3}} \\ &\approx 500\text{Hz} \end{aligned}$$

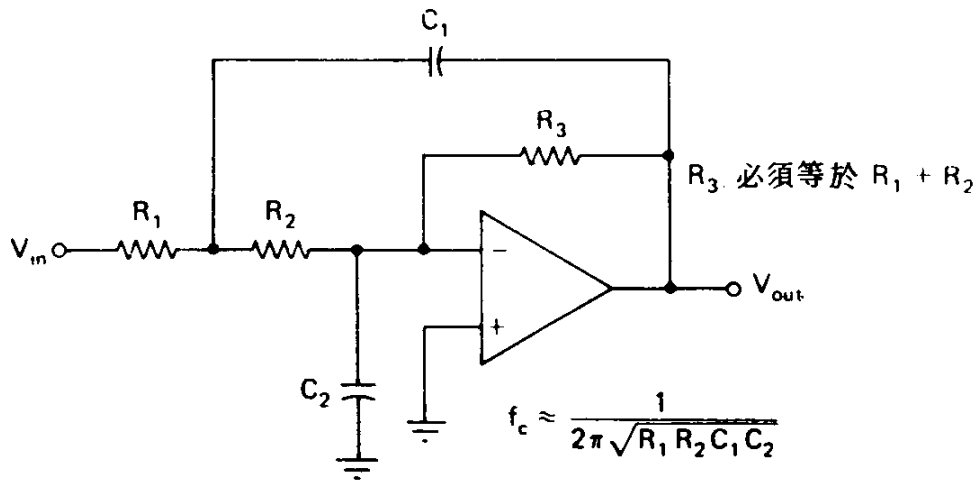


圖 3-9 $-10\text{dB}/十倍$ 低通濾波器

如果 $R_1 = R_2$ 且 C_1 大於 C_2 ，這式子將相當正確。電阻 R_3 用來當直流抵補必須等於 $R_1 + R_2$ 。

有極多型態的濾波器包括複數的計算用在特殊的應用。這些基本濾波器，有幾個計算在這一章的小節中提出，使你熟悉這些運算放大器電路的應用。

3-4 主動高通濾波器

高通濾波器執行的功能恰與低通濾波器相反。高通濾波器衰減一個特殊截止頻率 f_c 以下的所有頻率而通過 f_c 以上的所有頻率。圖 3-10 為高通濾波器的頻率響應曲線，與低通濾波器相似，高通濾波器實際 f_c 亦發生在最大輸出電壓的 70.7%。一個高通濾波器依設計的電路可有不同的斜率。

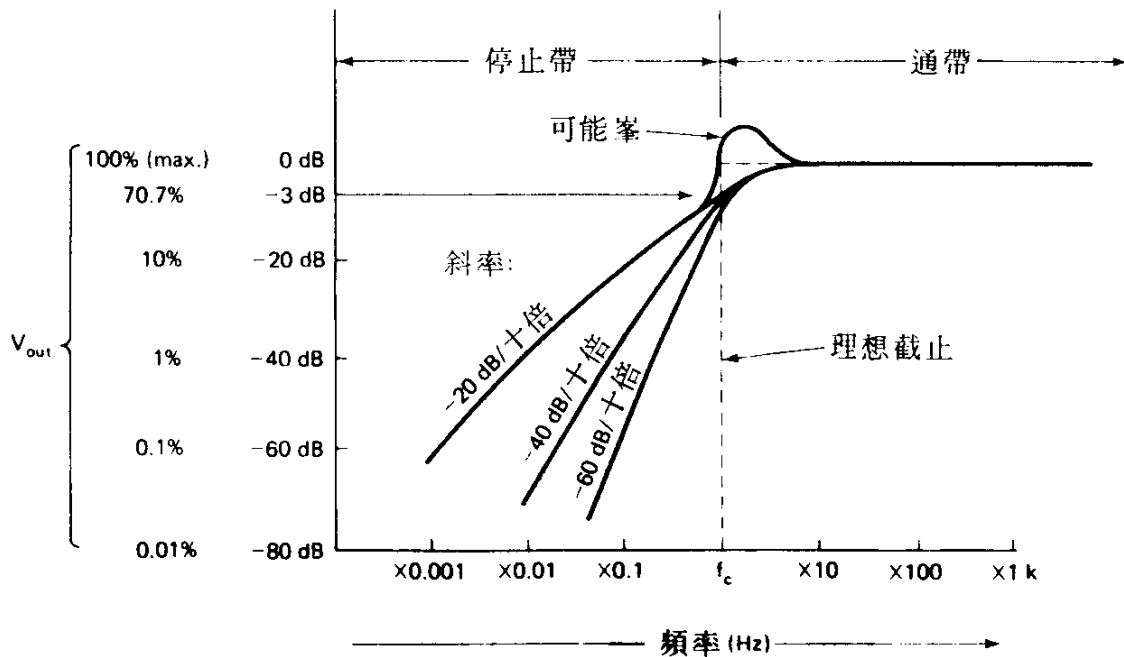


圖 3-10 高通濾波器頻率響應曲線

將低通濾波器的 R ， C 零件對調即為高通濾波器。圖 3-11 為一簡單的高通濾波器， V_{in} 加至非反相輸入端， C 及 R 形成分壓器。當 V_{in} 頻率低於 f_c ，電容阻抗 X_C 很大， V_{in} 大部份電壓降在 C 上。電阻 R 上的電壓很低，因為電路為隨耦器，故 V_{out} 亦低。當 V_{in} 頻率增加超過 f_c ， X_C 很低，大部份的 V_{in} 降在 R 上，因此 V_{out} 比較大。這個電路斜率大約為 $-20\text{dB}/十倍$ ，求 f_c 的式子與簡單的低通濾波器一樣。

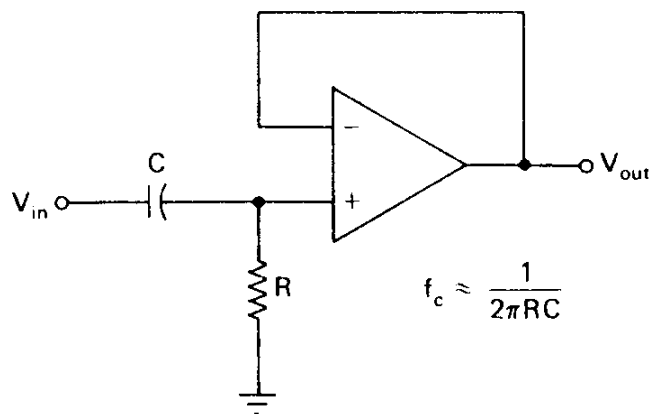


圖 3-11 簡單高通濾波器

一個更可靠的高通濾波器斜率為 $-40\text{dB}/十倍$ ，如圖 3-12 所示。在電路中， C_1 必須等於 C_2 ，同時 R_2 至少要 2 倍大於 R_1 ，電阻 R_3 用來當直流抵補必須等於 R_2 。 C_1 及 C_2 的 X_C 與圖 3-11 簡單高通濾波器中的 C 執行相同的功能，回授電阻 R_1 連至 C_1 及 C_2 的接點提供一種雙濾波（double-filtering）的動作。圖 3-9 的低通濾波器求 f_c 的式子，可用來求這電路的 f_c 。

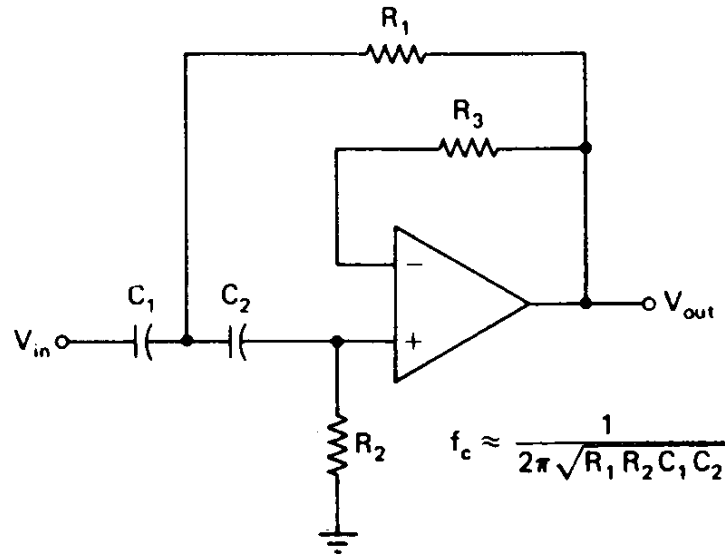


圖 3-12 $-40\text{dB}/十倍$ 高通濾波器

3-5 主動帶通濾波器

帶通濾波器（bandpass filter）可以通過一群確定的頻率而排斥其他的頻率。圖 3-13 為一典型的帶通濾波器頻率響應曲線。這種型態的濾波器最大輸出電壓是在一特殊的頻率稱為諧振頻率 f_r 形成一峰。當頻率在諧振頻率變化，輸出電壓減少，在 f_r 以上及以下輸出電壓降至 70.7% 的點決定濾波器的頻帶寬度，較高頻率的點標為 f_H ，較低頻率之點則標為 f_L 。介於 f_L 及 f_H 間的頻率即是電路的頻寬（ $BW = f_H - f_L$ ）。如果頻寬比 f_r 的 10% 還少，這個濾波器稱為窄帶通濾波器（narrow-bandpass filter），而大於 10% 者，則稱為寬帶通濾波器（wide-bandpass filter）。

濾波器的頻寬越窄，則愈具選擇性，選擇性的量以品質因素（quality factor） Q 來表示。電路的 Q 值可由諧振頻率除頻寬來決定，即

$$Q = \frac{f_r}{BW}$$

相同的電路頻寬為

$$BW = \frac{f_r}{Q}$$

高 Q 值的濾波器具有窄的頻帶及較大輸出的傾向，而低 Q 值的濾波器則有較寬的頻帶及輸出較少的傾向。圖 3-13 的虛線表示一低 Q 值濾波器。

組合低通及高通濾波器的電路，並選擇一特別的頻率，即可組成帶通主動濾波器，如圖 3-14 所示。 R_1 及 C_2 提供低通濾波，而 C_1 及 R_2 提供高通濾波。這電路的 f_r 約為

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_p R_3 C_1 C_2}}$$

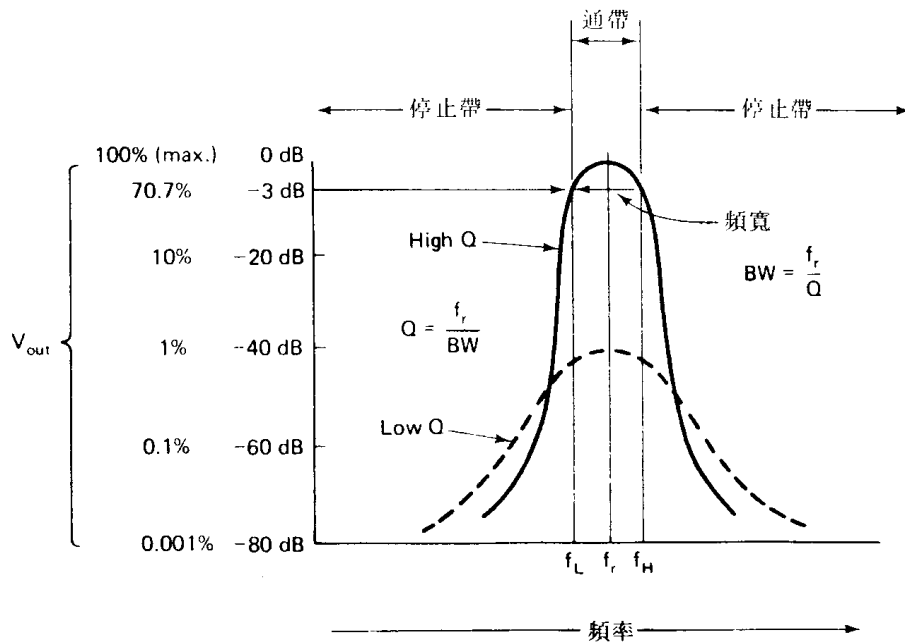


圖 3-13 帶通濾波器頻率響應曲線

其中 R_p 等於 R_1 並聯 R_2 ，即

$$R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

使簡化，當 $C_1 = C_2$ 求這電路的 Q 值為

$$Q = 0.5 \sqrt{\frac{R_3}{R_p}}$$

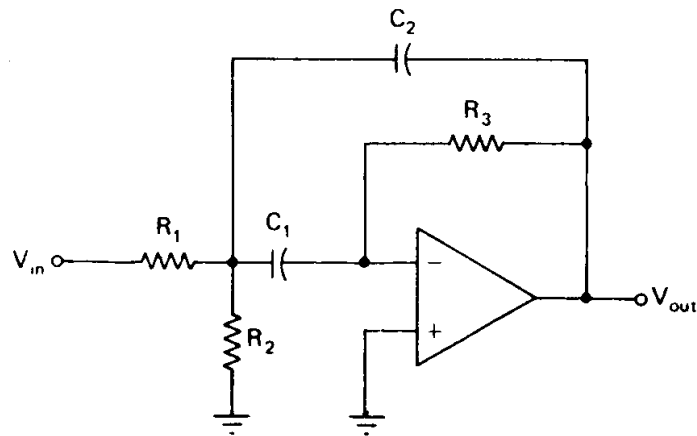


圖 3-14 主動帶通濾波器

回授電阻 R_3 在電路中扮演一重要的角色，它不僅確定電路的增益，但也影響 Q 及 f_r 。當 R_3

比較小， f_r 將變高而 Q 變低；而當 R_2 大時， f_r 變低， Q 變高。例，求圖 3-14 帶通濾波器之 f_r ， Q ， BW ；當

$$R_1 = 10k\Omega \quad C_1 = 0.01 \mu F$$

$$R_2 = 10k\Omega \quad C_2 = 0.01 \mu F$$

$$R_3 = 100k\Omega$$

$$R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10k \times 10k}{10k + 10k} = \frac{100k}{20k} = 5k\Omega$$

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_p R_3 C_1 C_2}} \approx \frac{1}{6.28\sqrt{(5 \times 10^3)(100 \times 10^3)(0.01 \times 10^{-6})(0.01 \times 10^{-6})}}$$

$$\approx \frac{1}{6.28\sqrt{0.05 \times 10^{-6}}} \approx \frac{1}{6.28(0.224 \times 10^{-3})} \approx 714Hz$$

$$Q \approx 0.5\sqrt{\frac{R_3}{R_p}} \approx 0.5\sqrt{\frac{100 \times 10^3}{5 \times 10^3}} \approx 0.5\sqrt{20} \approx 0.5 \times 4.5 \approx 2.25$$

$$BW = \frac{f_r}{Q} = \frac{714}{2.25} = 317Hz$$

所以，

$$f_H = f_r + \frac{BW}{2} = 714 + \frac{317}{2} \approx 873Hz$$

$$f_L = f_r - \frac{BW}{2} = 714 - \frac{317}{2} \approx 556Hz$$

如果 R_3 增加到 $1M\Omega$ ，則

$$f_r \approx \frac{1}{6.28\sqrt{(5 \times 10^3)(1 \times 10^6)(0.01 \times 10^{-6})(0.01 \times 10^{-6})}} \approx \frac{1}{6.28\sqrt{0.5 \times 10^{-6}}} \approx 225Hz$$

$$Q = 0.5\sqrt{\frac{1 \times 10^6}{5 \times 10^3}} = 7.07$$

$$BW = \frac{225}{7.07} \approx 32Hz$$

$$f_H = f_r + \frac{BW}{2} = 225 + \frac{32}{2} \approx 241Hz$$

$$f_L = f_r - \frac{BW}{2} = 225 - \frac{32}{2} \approx 209Hz$$

如果想要得到一個在頻寬期間有一非常固定輸出的寬帶通濾波器，可以將一個低通濾波器和一個高通濾波器連接在一起。頻率響應曲線將與圖 3-15 相似，這跟哪一個濾波器先出現沒有衝突。高通濾波器的 f_c 必須設計在整個頻寬的低端 (f_L)，而低通濾波器之 f_c 則設計在整個頻寬的高端 (f_H)。

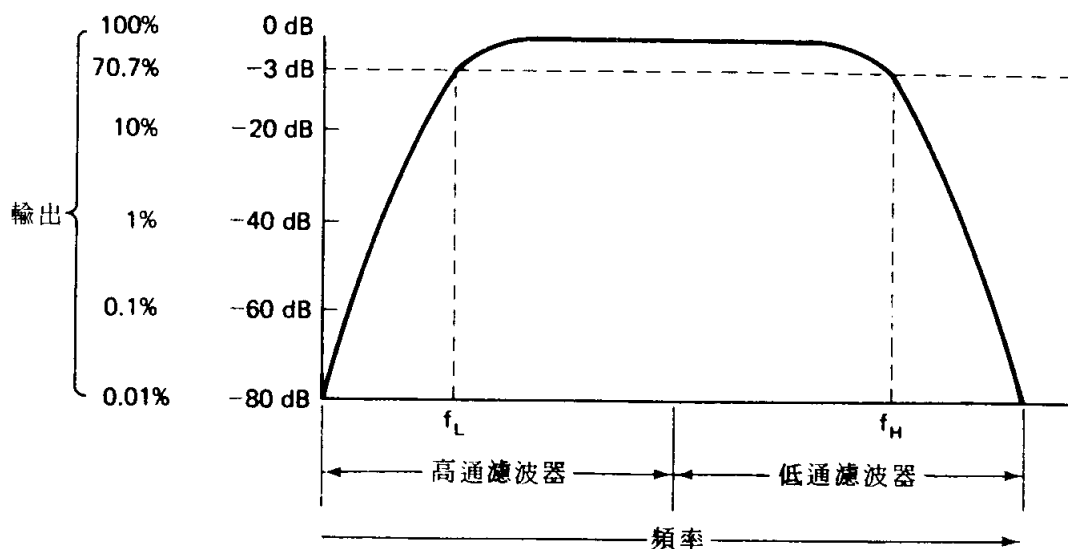


圖 3-15 寬帶通頻率響應曲線（使用兩個濾波器）

3-6 主動帶凹濾波器

帶凹濾波器 (notch filter)，又稱帶止濾波器 (band-reject filter) 功能與帶通濾波器剛好相反。圖 3-16 顯示這種電路除了一群特別頻率外，所有頻率都可以通過。輸出電壓將保持在最大一直到頻率接近 f_r 在那點輸出被衰減。頻帶發生在振幅為 V_{out} 的 70.7%，而帶通濾波器求 Q 及 BW 的式子亦可用在帶凹濾波器。帶凹濾波器比老的帶止形態具較高的選擇性，且時常用在減少不需要特殊頻率的影響，像 60Hz 的交流聲。

圖 3-17 為一基本的帶凹濾波器，在這電路結構 V_{in} 加到兩個輸入端。 R_1 、 R_4 、 C_1 及 C_2 形成一頻率選擇回授網路。電阻值對電容電抗的比值決定電路的 f_r ，表為

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_4 C_1 C_2}}$$

Q 值由 R_1 與 R_4 比值決定，當 $C_1 = C_2$ 時

$$Q = 0.5\sqrt{\frac{R_4}{R_1}}$$

凹入的斜率由 Q 值決定，然而凹入深度則與 Q 及 R_3 比 ($R_1 + R_3$) 的百分比有關，可以表為

$$N(\text{凹入斜率}) = \frac{\frac{1}{Q} - \frac{1 - R_p^*}{R_p}(2Q)}{\frac{1}{Q}} \quad \text{where} \quad R_p^* = \frac{R_3}{R_2 R_3}$$

電阻 R_3 典型上要比 R_2 大 50 倍。

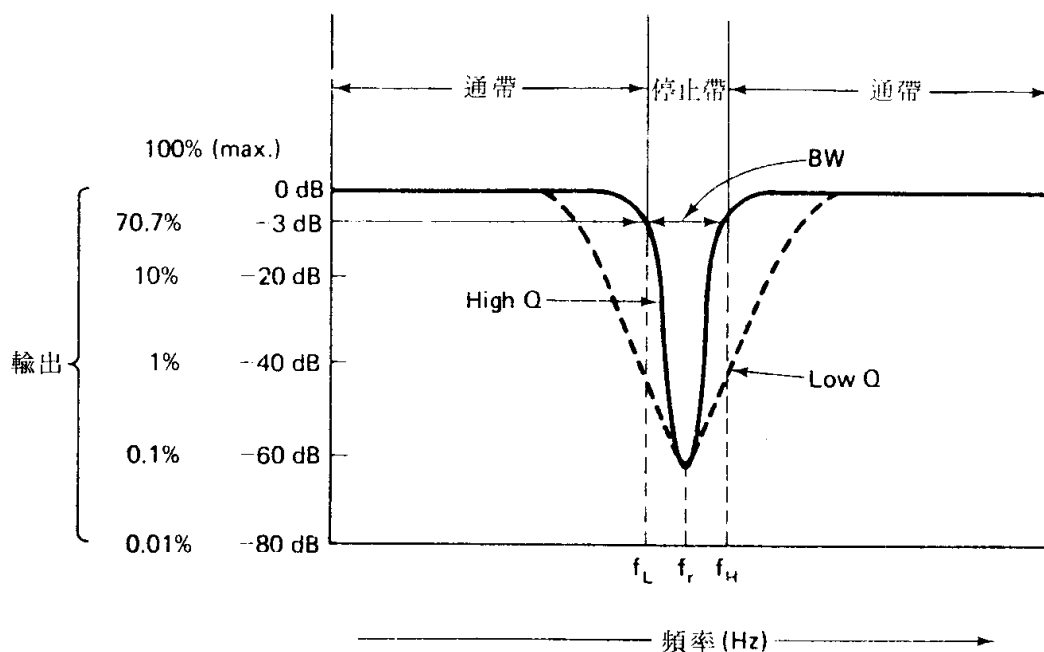


圖 3-16 帶凹濾波器頻率響應曲線

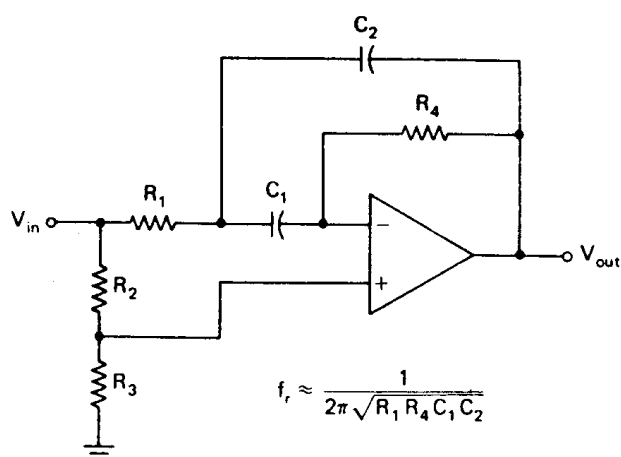


圖 3-17 主動帶凹濾波器

R_2 及 R_3 的電壓分壓器在運算放大器的輸入端產生電壓差。在頻率低於 f_r ，電容的 X_C 很高，只有少數的回授，因此輸出最大。當 V_{in} 的頻率接近 f_r ，電抗與電阻形成適當的關係與相角以產生負回授，使得輸出減少。當 V_{in} 的頻率增加超過 f_r ，電容的 X_C 減少，回授因素接近於 1，或電壓隨耦的增益。

例，設

$$R_1 = 10\text{k}\Omega$$

$$C_1 = 0.0266 \mu\text{F} \text{ (見提示)。}$$

$$R_2 = 1\text{k}\Omega$$

$$C_2 = 0.0266 \mu\text{F}$$

$$R_3 = 47\text{k}\Omega$$

(提示：一個 $0.02 \mu\text{F}$ 電容與二個 $0.0033 \mu\text{F}$ 電容並聯)

$$R_4 = 1\text{M}\Omega$$

則

$$f_r = \frac{1}{6.28\sqrt{(10 \times 10^3)(1 \times 10^6)(0.0266 \times 10^{-6})(0.0266 \times 10^{-6})}}$$

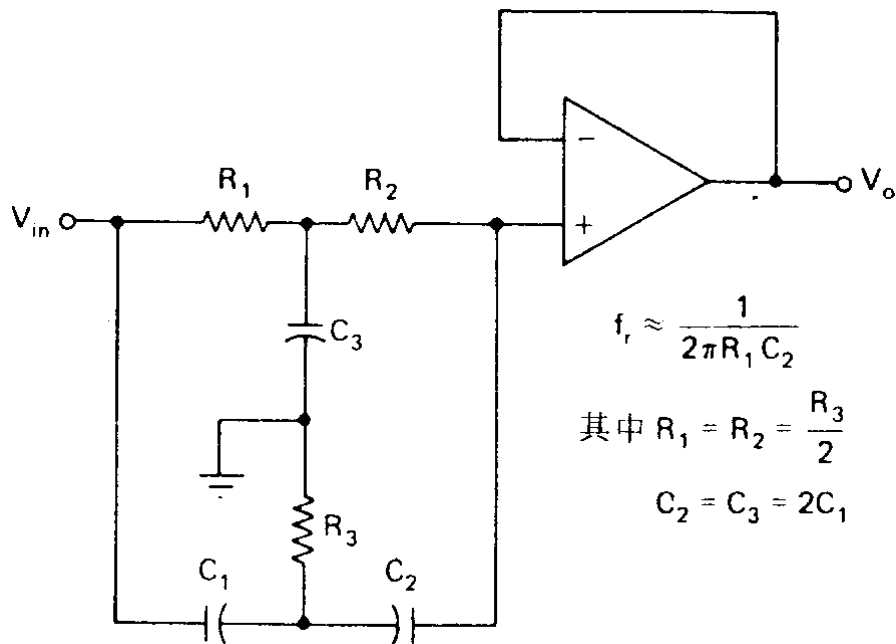
$$= \frac{1}{6.28\sqrt{7.075 \times 10^{-6}}} = \frac{1}{6.28(2.66 \times 10^{-3})} \approx 60\text{Hz}$$

$$Q = 0.5\sqrt{\frac{1 \times 10^6}{10 \times 10^3}} = 0.5\sqrt{100} = 5$$

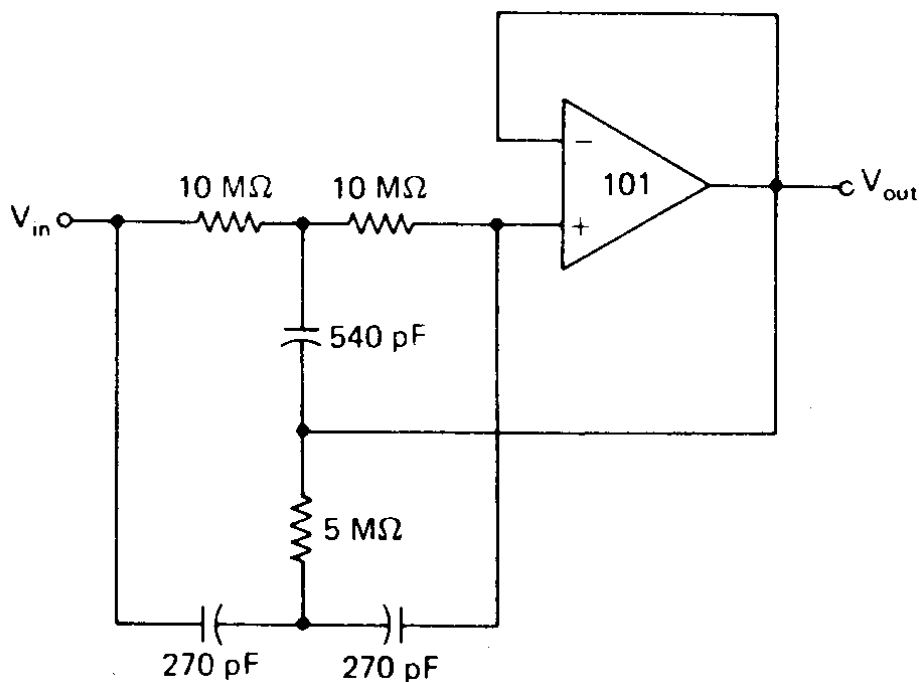
其他普通的帶凹濾波器是雙 T 濾波器 (twin-"T" notch filter)，如圖 3-18 所示。一個基本的雙 T 帶凹濾波器，如圖 3-18(a)，由被動雙 T 濾波器簡單地接上運算放大器。這種電路通常 Q 值很低 (小於 1)，而運算放大器僅當緩衝器，其中 $R_1 = R_2 = R_3/2$ ， $2C_1 = C_2 = C_3$ 。

一個相同的電路僅略微修改，如圖 3-18(b) 所示。在這種情形 C_3 及 R_3 並不回到地而是接到運算放大器的輸出 (具低阻抗)。這電路的 Q 值可以達到 50，造成一個極尖銳的帶凹。當 f_r 在低頻時它允許使用高電阻和非常低值的電容。上述兩種帶凹濾波器都使用相同的公式。

為減少因溫度引起頻率的漂移，很多運算放大器使用雲母電容器或使用 Polycarbonate 薄膜電容器 (聚合物質) 配合精密電阻。



(a) 基本雙 T 帶凹濾波器



(b) 高 Q 帶凹濾波器

圖 3-18 雙 T 帶凹濾波器

摘要

1. 電容器是運算放大器積分電路主要回授元件。
2. 運算放大器的積分器對直流輸入電壓產生斜波的輸出電壓（方波則產生三角波）。
3. 運算放大器的微分器有一電容器與輸入串聯。
4. 運算放大器的微分器對斜波輸入電壓產生一個尖銳的前緣輸出（三角波則產生方波）。
5. 一個實際的運算放大器低通濾波器在輸入端經由電容器將高頻分路至地，且將高頻經電容器回授以減少增益。
6. 一個實際的運算放大器高通濾波器以串聯在輸入端的電容阻斷低頻。
7. 運算放大器的帶通濾波器組合低通濾波器及高通濾波器的元件，所以輸出電壓僅在 f_r 有峰化形成。
8. 運算放大器的帶凹濾波器使用兩個輸入端，其中的頻率選擇回授網路使得輸出電壓在 f_r 尖銳衰減。
9. 截止頻率，又稱轉角頻率或斷點頻率，發生在輸出電壓的 70.7%（或低於最大輸出 -3dB）。
10. 濾波器的頻寬是高（ f_H ）及低（ f_L ）頻率，此為最大輸出電壓 70.7% 的頻率。
11. 濾波器的 Q 值決定如何對 f_r 選擇電路。
12. 每十倍分貝損失，意義是濾波器的頻率增加十倍的損失以分貝表示。

自我測驗

1. 將 A 行的名稱與圖 3-19 的輸出頻率響應曲線正確配合

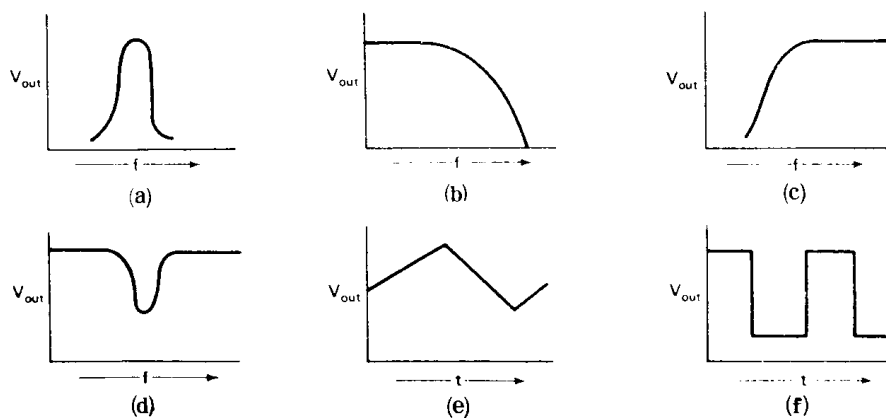


圖 3-19

A 行

1. 積分器
2. 微分器
3. 低通濾波器
4. 高通濾波器
5. 帶通濾波器
6. 帶凹濾波器

2. 將 B 行的名稱與圖 3-20 正確的配合

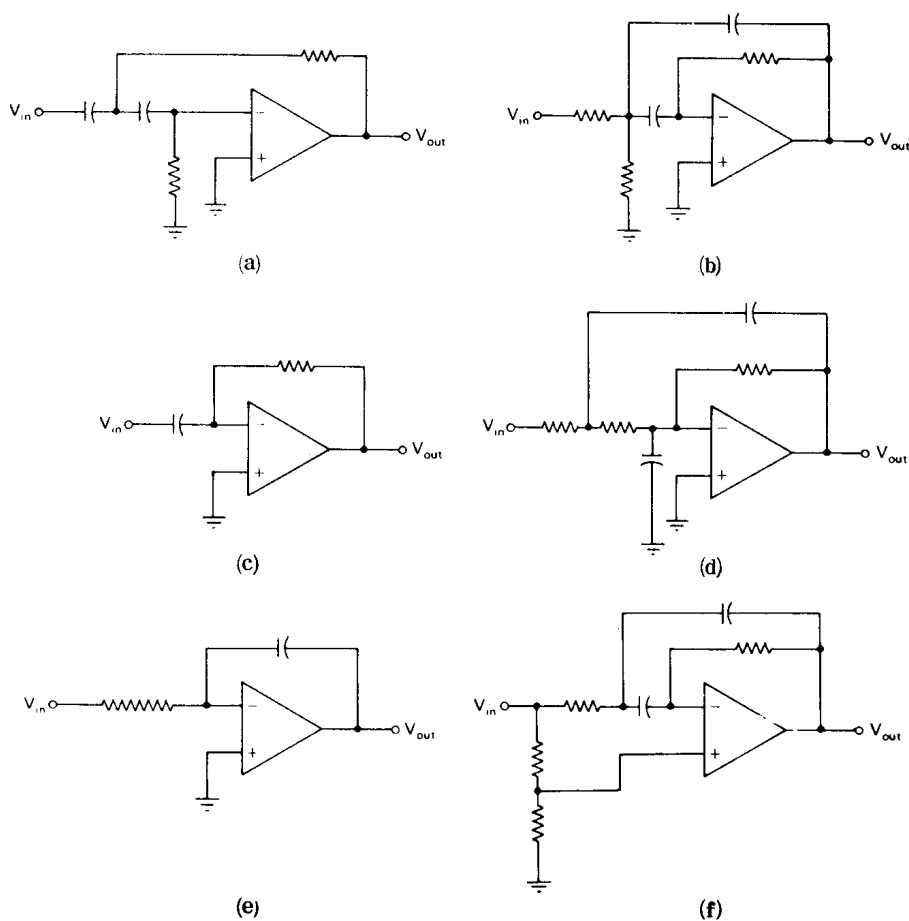


圖 3-20

B 行

1. 積分器
2. 微分器
3. 低通濾波器
4. 高通濾波器
5. 帶通濾波器
6. 帶凹濾波器

問 答 題（真或假）

1. 一個低通濾波器及一個高通濾波器可以結合成帶通濾波器。
2. 帶凹濾波器通過其頻寬的頻率。
3. 微分器當方波加入其輸入端，將輸出三角波。
4. 濾波器的頻寬可由 f_r 除 Q 求得。
5. 帶凹濾波器其凹入的深度由 Q 值決定。
6. 運算放大器的積分器可以將輸入方波轉為三角波輸出。
7. 一個高 Q 值帶通濾波器比低 Q 值帶通濾波器具有較寬的頻寬。
8. 一個電壓由 8V 降至 -5.7V 相當於 -3dB 的損失。

習 題

1. 參考圖 3-3，當 V_{in} 在 500Hz 時為 +2V，則 V_{out} 為何？
2. 參考圖 3-6，當 V_{in} 在 200Hz 時為 +2V，則 V_{out} 為何？
3. 圖 3-8，當 $R=22k\Omega$ ， $C=0.001\mu F$ ， f_c 約為何？
4. 圖 3-9，當 $R_1=22k\Omega$ ， $R_2=10k\Omega$ ， $C_1=0.01\mu F$ ， $C_2=0.01\mu F$ ， f_c 約為何？
5. 圖 3-11，當 $C=0.016\mu F$ ， $R=10k\Omega$ ， f_c 約為何？
6. 圖 3-12，當 $R_1=10k\Omega$ ， $R_2=100k\Omega$ ， $C_1=0.01\mu F$ ， $C_2=0.01\mu F$ ， f_c 約為何？
7. 一個濾波器，如果 $f_r=1kHz$ ， $BW=125Hz$ ，則 Q 為何？並求這電路的 f_H 及 f_L 。
8. 一個濾波器，如果 $Q=10$ ， $f_r=400Hz$ ，則 BW 為何？並求這電路的 f_H 及 f_L 。
9. 圖 3-14，當 $R_1=10k\Omega$ ， $R_2=22k\Omega$ ， $R_3=470k\Omega$ ， $C_1=0.01\mu F$ ， $C_2=0.1\mu F$ ，求 f_r ， Q ， BW ， f_H 及 f_L 。又假設輸入電壓為 $2.5V_{p-p}$ ，則在轉角頻率（ f_H 及 f_L ）的電壓為何？
10. 圖 3-17，當 $R_1=4.7k\Omega$ ， $R_2=1k\Omega$ ， $R_3=50k\Omega$ ， $R_4=2.2M\Omega$ ， $C_1=0.01\mu F$ ， $C_2=0.01\mu F$ ，求 f_r ， Q ， BW ， f_H 及 f_L 。

4

振 盪 器

振盪器將直流電壓轉換成交流電壓。每秒電壓變化的週數稱為振盪器的頻率，有四種基本的振盪器波形：方波、三角波、鋸齒波、正弦波。信號產生器與振盪器是時常可交換使用的名稱，信號產生器由其所產生的波形形態而分類。穩定度是用來表示，振盪器對其設計值，如何使其輸出振幅維持一定及頻率停留或接近所期望值。信號產生器用來提供其他電子電路所需要的信號源。

本章將說明運算放大器，如何應用到信號產生器。用運算放大器及幾個被動元件容易做成並具非常穩定的信號產生器。

4-1 方波產生器

方波是屬於振盪器中多諧振盪族。有時又稱為自由振盪或不穩多諧振盪器，因為在沒有任何輸入信號下，輸出一定變化狀態的信號（高或低）。如圖 4-1 為一基本的方波產生器。這個電路有兩個回授路徑，一個由輸出到反相輸入端，包含一個回授電阻和一個電容器連接到地。這 RC 組合決定產生器的基本操作頻率。另一回授路徑到非反相輸入端，包含兩個電阻，這些電阻組成一分壓器，在非反相輸入端產生一參考電壓 V_{ref} ，使得電路的行為像電壓準位偵測器。如果選擇 R_3 的值約為 R_2 之 86%，則產生器的大約頻率可以下式求得

$$f_{out} = \frac{1}{2R_1C}$$

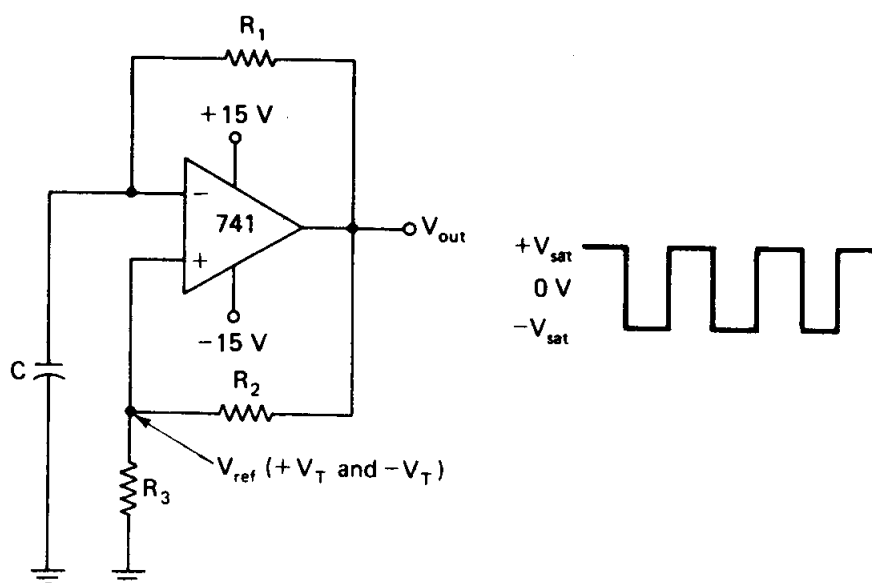


圖 4-1 基本方波產生器

當電源加入電路的瞬間，電容器經 R_1 朝 V_{out} 開始充電。運算放大器的輸出在 $+V_{sat}$ ， V_{ref} 在非

反相輸入端將在正的臨界電壓 $+V_T$ 。當電容器兩端的電壓增加到超過 $+V_T$ ，運算放大器交換狀態，而 V_{out} 進入負方向到 $-V_{sat}$ ， V_{ref} 在非反相輸入端此時在負的臨界電壓， $-V_T$ ，電容器改變其充電方向，開始朝 $-V_{sat}$ 充電。當電容器兩端電壓增加到低於 $-V_T$ ，運算放大器回到原先的狀態， V_{out} 進入 $+V_{sat}$ ，如此即完成一週期且重複進行。圖 4-2，為電容電壓 (V_C) 的動作及運算放大器的輸出電壓， V_{out} 。

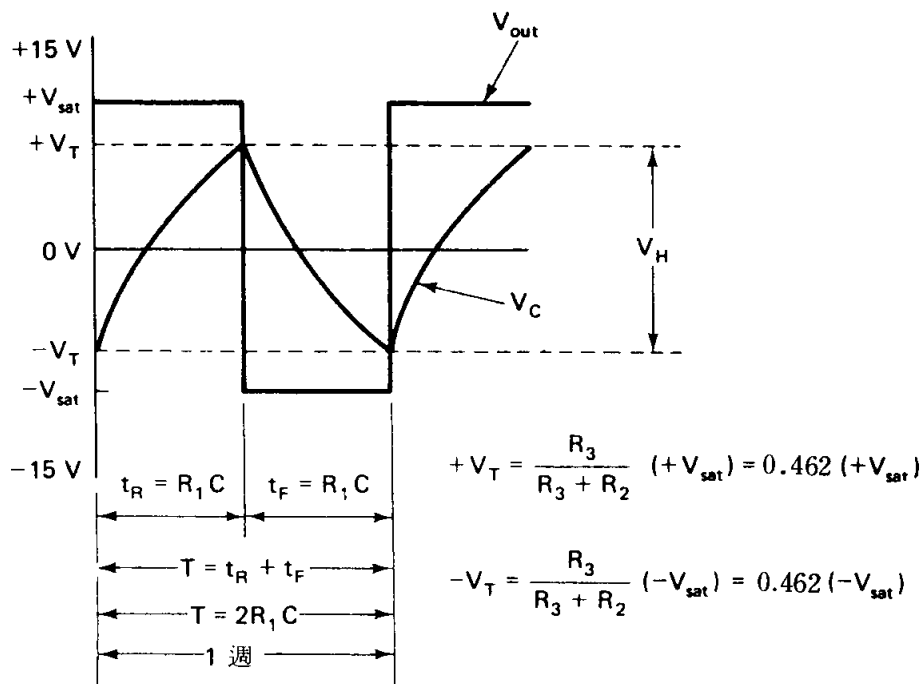


圖 4-2 電容器電壓對輸出電壓

臨界電壓 (threshold voltage) $+V_T$ 及 $-V_T$ 由 R_2 及 R_3 組成的電阻分壓器所決定，表示為

$$+V_T = \frac{R_3}{R_3 + R_2} (+V_{sat}) = 0.462 (+V_{sat})$$

$$-V_T = \frac{R_3}{R_3 + R_2} (-V_{sat}) = 0.462 (-V_{sat})$$

(註): $T = 2R_1 C \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$ ，其中 $\beta = \frac{R_3}{R_3 + R_2}$ ，當 $\beta \approx 0.462$ ； $\ln \frac{1+\beta}{1-\beta} \approx 1$ 故 $T = 2R_1 C$ ，即 $f = \frac{1}{2R_1 C}$ 。

建立一個信號產生器具有 1kHz 的測試信號，設 $R_1 = 10k\Omega$ ， $C = 0.05 \mu F$ ， $R_2 = 100k\Omega$ ， $R_3 = 86k\Omega$ 。以下驗證輸出頻率

$$f_{out} = \frac{1}{2(10 \times 10^3)(0.05 \times 10^{-6})} = \frac{1}{2(0.5 \times 10^{-3})} = \frac{1}{1 \times 10^{-3}} = 1kHz$$

如果 $+V_{sat}$ 及 $-V_{sat}$ 分別等於 $+13.5V$ 及 $-13.5V$ ，臨界電壓的振幅可以求得：

$$+V_T = 0.462 (+13.5V) = 6.24V$$

$$-V_T = 0.462 (-13.5V) = -6.24V$$

因此，臨限電壓的峰對峰值 V_H 為

$$V_{H(p-p)} = (+V_T) - (-V_T) = 6.24 - (-6.24) = 12.48V$$

或，換句話說， V_H 兩倍於 $+V_T$ 或 $-V_T$ ，即

$$V_{H(p-p)} = 2(+V_T) \text{ 或 } 2(-V_T)$$

4-2 鋸齒波產生器

鋸齒波產生器，或有時稱為斜坡電壓產生器，如圖 4-3(a) 所示。注意，這個電路與運算放大器積分電路相似。如果 $-1V$ 放在主動（反相）輸入端，電容器即開始以線性速率向正的方向充電，一直充電繼續至達到 $+V_{sat}$ ，如果在未達到 $+V_{sat}$ 前開關瞬間關閉，電容器將迅速放電。當開關再度打開，過程將再度重複，如圖 4-3(b) 所示。輸出電壓由下式決定：

$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{1}{R_{in} C_f} \right) \times t$$

其中 t 是開關打開的時間單位為秒。斜率由 V_{in} ， R_{in} 及 C_f 決定。如果需要負斜坡電壓，則 V_{in} 必須是正的。

當然以手操作這電路，結果輸出頻率將非常的低。因此，一個電子開關用在手動開關的地方為了產生一個有用的鋸齒波信號產生器，如圖 4-4 所示。

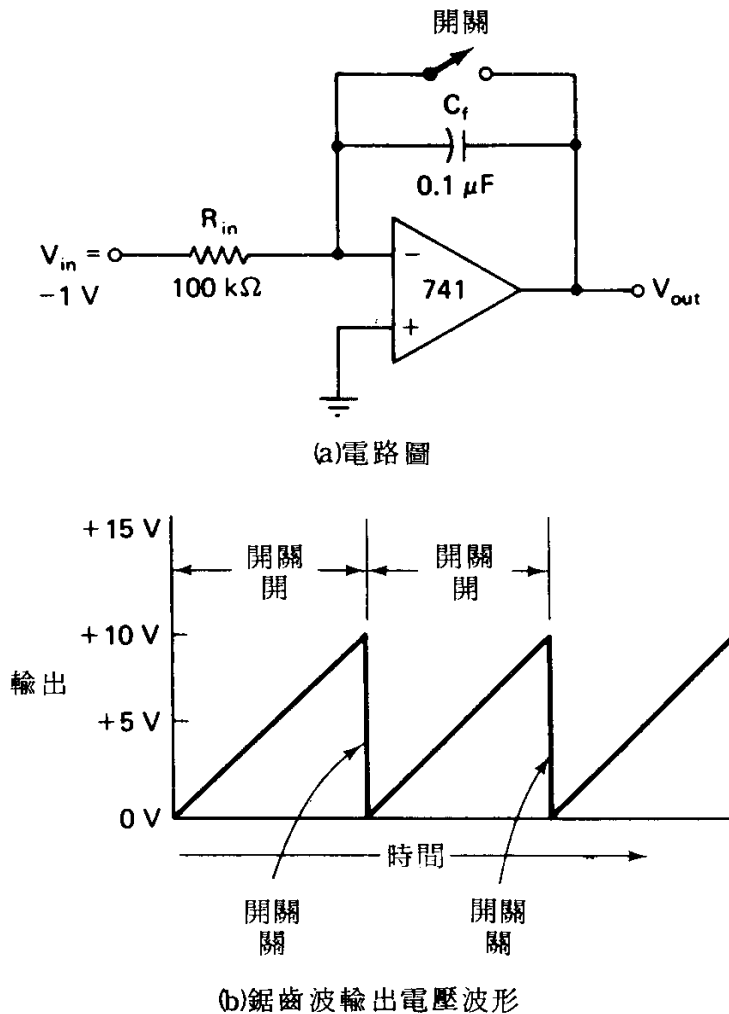


圖 4-3 手控的基本鋸齒波產生器

一個可規劃單接合面電晶體（Programmable unijunction transistor, PUT）用來當作主動開關。PUT 是屬於閘流體（thyristor）族的電子開關，操作上和矽控整流器（silicon-controlled rectifier, SCR）相似，不同的是它的觸發用負走向脈波（negative-going pulse）。然而，如果閘極電壓設定在一由 R_4 及 R_5 分壓器決定的正電壓 V_P ，而陽極（A）到陰極（K）的電壓（ V_{AK} ）此 V_P 更正，PUT 將導通。這結果與負脈波對閘極的工作相同。PUT 將保持導通一直到通過的電流降到最小維持電流值，此時 PUT 截止，變成像一個打開的開關。

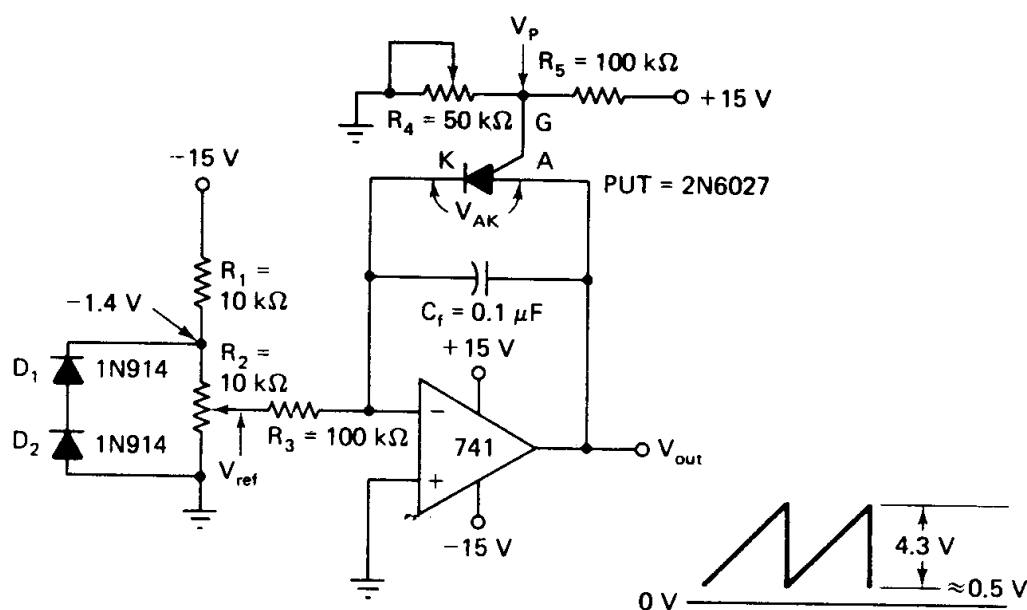


圖 4-4 自我產生的鋸齒波產生器

零件值和可變的電阻值如圖 4-4 所示，以便能改變產生器的頻率及驗證下面所給的式子。分壓器 R_1 及 R_2 用來建立 V_{ref} 。二極體 D_1 及 D_2 用來幫助穩定橫跨 R_2 上的電壓，當 R_2 調整時頻率將改變。 V_{out} 的振幅由 R_4 決定， R_4 轉動會影響頻率。

讓我們設 $V_{ref} = -1V$ ， $V_P = +4V$ 電容器開始直線的朝 $+V_{sat}$ 充電，在正好大於 V_P 的點，PUT 導通，電容器放電， V_{out} 到最小。經過 PUT 的電流降至最小維持電流值以下，PUT 截止，將回到原來的過程。當 PUT 導通時，其動作並不像正常關閉的開關，因有從十分之幾伏到 $+1V$ 的順向電壓降（ V_F ），視所使用的 PUT 而決定。然而，我們可將輸出頻率近似為

$$f_{out} = \frac{V_{ref}}{R_3 C_f} \left(\frac{1}{V_P - 0.5V} \right)$$

例，如上所給的電壓，及 $R_3 = 100k\Omega$ ， $C_f = 0.1\mu F$ 。

$$f_{out} = \frac{1}{(100 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6})} \times \frac{1}{4 - 0.5} = 29Hz$$

f_{out} 的峰值將比 V_P 大十分之幾伏（在這個情況大約 $+0.3V$ ）。這個等式顯示 V_{ref} 及 V_P 的振幅與 R_3 及 C_f 共同影響產生器的 f_{out} 。 V_{out} 上升速率是由 V_{ref} ， R_3 ， C_f 決定，就是等式 $V_{ref}/R_3 C_f$ 部份。然而 $(V_P - 0.5)$ 決定 V_{out} 在電容器放電前能夠上升的值。既然電壓在 f_{out} 中扮演一個角色，像這種電路有時稱電壓－頻率轉換器（voltage-to-frequency converter）或電壓控制振盪器。

4-3 三角波產生器

三角波產生器通常至少需要二個運算放大器。一個基本電路是由方波產生器連接到積分器，如圖 4-5(a) 所示。從討論積分器（見 3-1）和鋸齒波產生器（見 4-2），顯示積分器的輸出可以斜上或斜下，因為這個原因它時常稱為斜坡產生器。

當方波產生器的輸出是正的，則斜坡產生器的輸出是斜向負。相似地，當方波產生器的輸出是負，則斜坡產生器的輸出是斜向正。這動作如圖 4-5(b) 所示，產生三角波的輸出 (V_{tri})，同時也輸出方波 (V_{squ})。一個信號產生器像這樣產生二個或更多的不同波形，就稱為函數波信號產生器。

三角波輸出的頻率與方波產生器的頻率相同，可以由 4-1 節決定。為了防止三角波的失真， R_4 及 C_2 的 RC 時間常數可以二倍大於 R_1 及 C_1 的時間常數。方波的振幅接近 $\pm V_{sat}$ ，而三角波的振幅則由 3-1 節所討論的積分器電路決定。

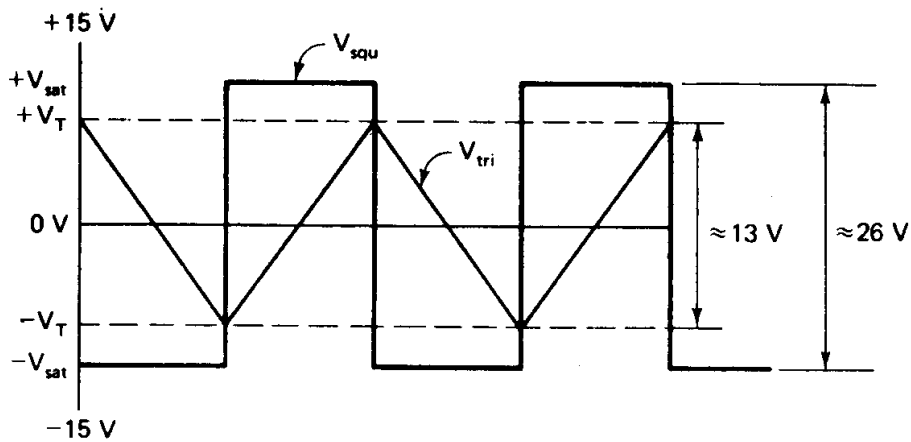
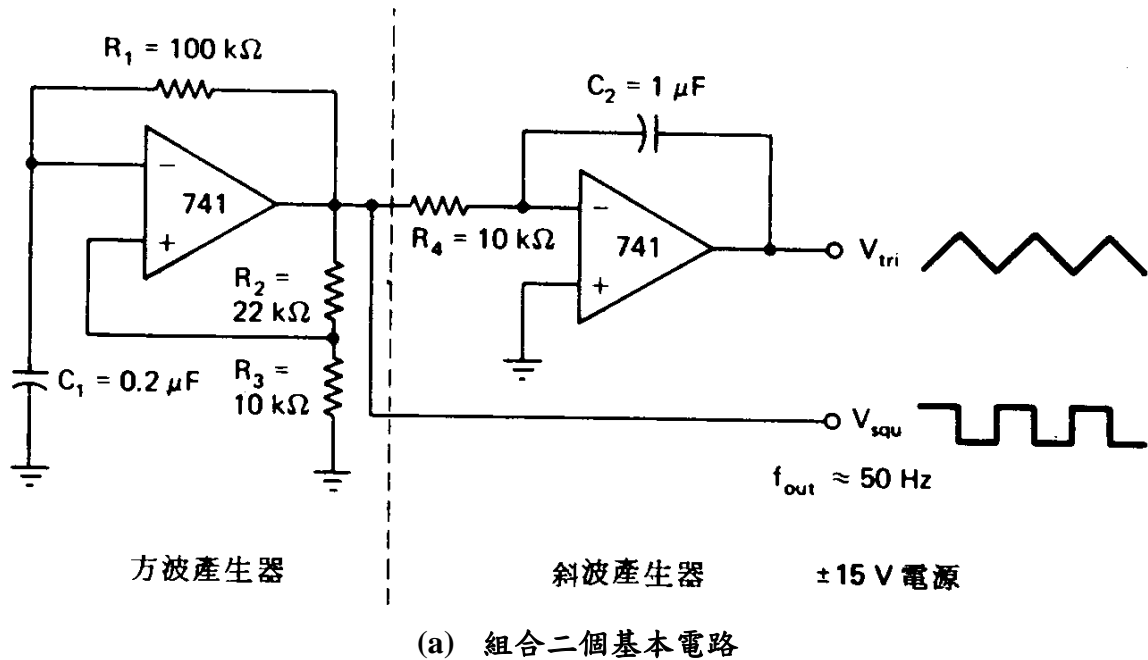


圖 4-5 簡單三角波產生器

4-3-1 正回授

另一種非常普通的三角波產生器是用一個斜坡產生器組一個電壓感知比較器。為瞭解這種形態的三角波產生器，那是值得分析含正回授的運算放大器電路，如圖 4-6 所示。注意，反相輸入端是連接到地，然而非反相輸入端則在它的上面，去詳察用運算放大器的電路圖這是合理的，因為這種處理時常使用。了解含這種形態的電路組合，將幫助你分析其他實用電路的操作情形。

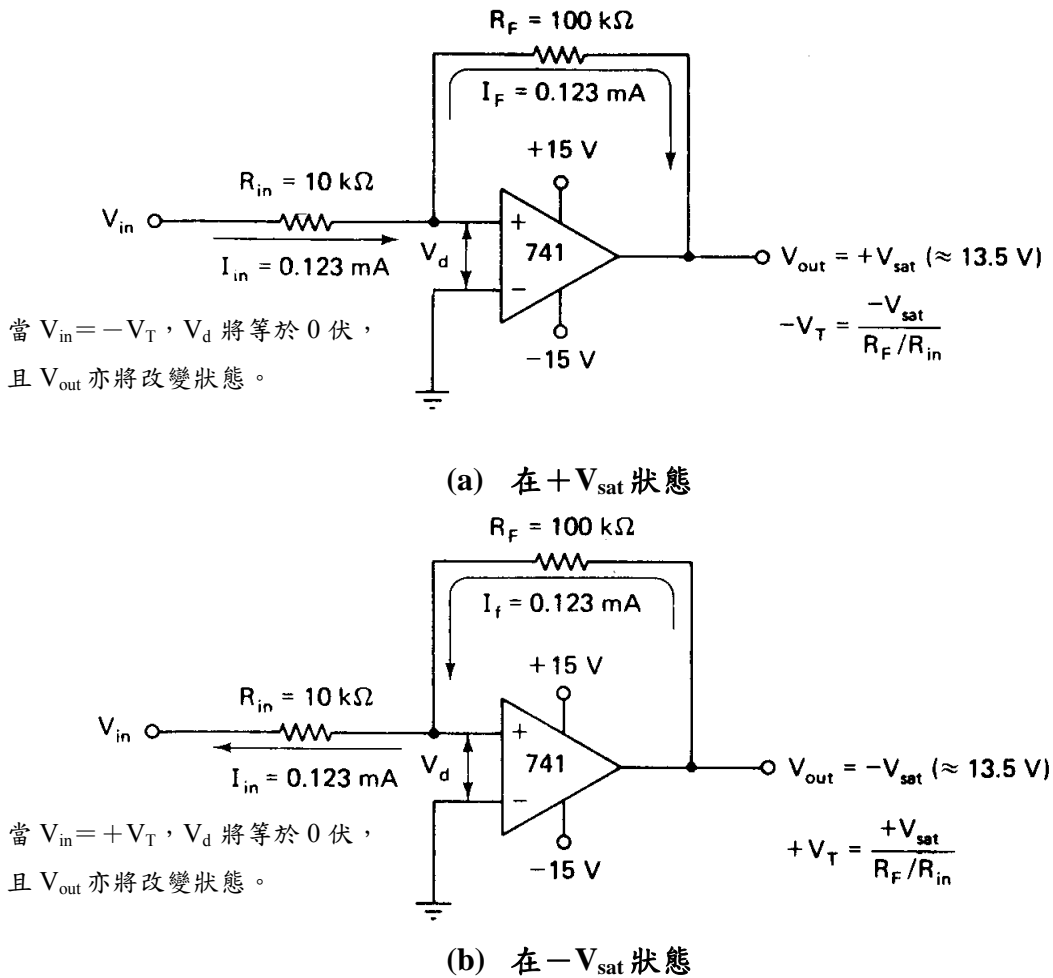


圖 4-6 運算放大器正回授

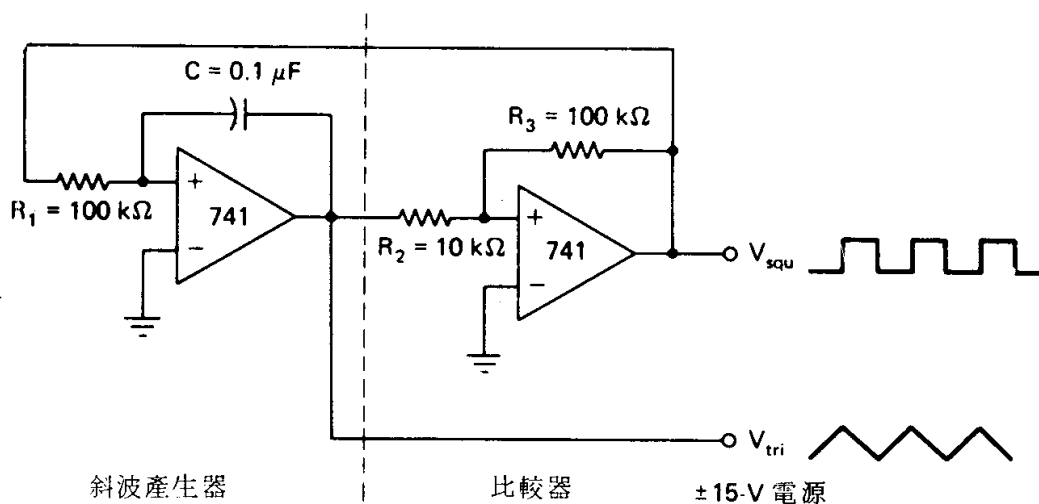
當電源初加上電路時，在輸入端有一輕微的電位差或抵補電壓，使得輸出電壓 V_{out} 在正飽和或負飽和。由於正回授再生的動作增加了輸入端的電壓，因此很難推動運算放大器在與輸出相同的方向。在圖 4-6(a)， V_{out} 在 $+V_{sat}$ 且一直保持在這個狀態到 V_{in} 降至負的臨限電壓 ($-V_T$)，此時 V_{out} 將推動至 $-V_{sat}$ 。回想 2-1 的電壓比較器每當在主動輸入端電壓超過零參考點， V_{out} 將擺動到相反的飽和電壓。在這狀態變化的時間，在輸入端的電位差 V_d 接近於零伏。我們可以經由分析電流流過電阻的路徑更瞭解這情形。如果 $V_{in} = 0V$, $V_{out} = +13.5V$ ，則依歐姆定律 ($I_{in} = I_f = V_{out} / R_{in} + R_f$)，電流流過 R_{in} 及 $R_f = 0.123mA$ (既然兩個電阻串聯，所以電流相同)。所以， $V_d = R_{in} \times I_{in} = +1.23V$ 。當 V_{in} 變得更負，由於不同極性電壓的代數和， V_d 減少。當 V_d 達到零伏， V_{out} 擺至 $-V_{sat}$ 。

當 V_{out} 在 $-V_{sat}$ (圖 4-6(b))， V_d 將為 $-1.23V$ 。如上相同的過程必須發生以強迫 V_{out} 到 $+V_{sat}$ ，除了 V_{in} 必須等於 $+V_T$ 之點外。

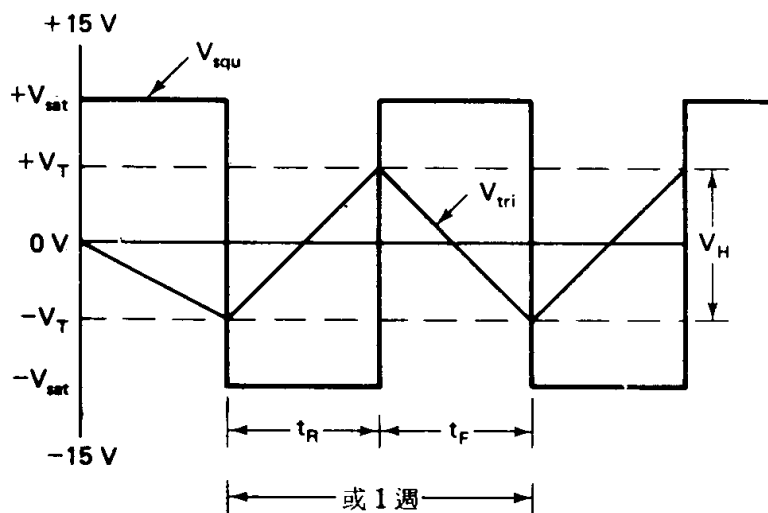
臨限電壓， $+V_T$ 及 $-V_T$ ，依 R_{in} 及 R_F 的此值而定，表示為

$$+V_T = \frac{+V_{sat}}{R_F/R_{in}} ; \quad -V_T = \frac{-V_{sat}}{R_F/R_{in}}$$

這種型態的比較器用一個斜坡產生器來製造三角波產生器示於圖 4-7(a)。斜坡產生器的輸出連接到比較器的輸入，然而比較器的輸出再回授到斜坡產生器的輸入端，每當斜坡電壓達到臨界電壓，比較器改變狀態，如圖 4-7(b) 所示。因此，振盪就一直維持著。



(a) 基本電路的組合



(b) 輸出波形

圖 4-7 基本三角波產生器

這電路的頻率可以由求三角波的上升時間 t_R 及下降時間 t_F 來決定，這將組成一週的時間 T ，然後求其倒數。上升及下降時間可由下式求得：

$$t_R = \frac{V_H}{-V_{sat}}(R_1 C) ; \quad t_F = \frac{V_H}{+V_{sat}}(R_1 C)$$

其中 V_H ，稱為磁滯電壓 (hysteris voltage)，是 $+V_T$ 及 $-V_T$ 之間的差，所以

$$V_H = +V_T - (-V_T)$$

或任一臨界電壓的兩倍。

則一週或 T 為

$$T = t_R + t_F$$

輸出頻率 f_{out} 為

$$f_{out} = \frac{1}{T}$$

例：用圖 4-7(a) 的值

$$+V_T = \frac{+13.5}{10} = +1.35V$$

$$\times V_T = \frac{-13.5}{10} = -1.35$$

$$V_H = +1.35V - (-1.35V) = 2.7V$$

$$t_R = \frac{2.7V}{-13.5V} (100 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6}) = 0.002s$$

$$t_F = \frac{2.7V}{+13.5V} (100 \times 10^3)(0.1 \times 10^{-6}) = 0.002s$$

$$T = 0.002s + 0.002s = 0.004s$$

$$f_{out} = \frac{1}{0.004s} = 250Hz$$

三角波輸出的振幅為 $\pm V_T$ 或 V_H 。

4-4 正弦振盪器

一個正弦波振盪器，用類似於窄帶通濾波器的頻率選擇網路，可以產生單一的正弦波。一種最老式的正弦波產生器是文氏電橋振盪器（Wien bridge oscillator）。圖 4-8 為文氏電橋振盪器用運算放大器的應用。

回授加到運算放大器兩個輸入端，頻率選擇網路包括 R_1 、 C_1 及 R_2 、 C_2 提供正回授到非反相輸入端。負回授經由 R_3 、 R_4 、 R_5 加入反相輸入端，正回授必須大於負回授以便維持振盪，電位器借減少負回授來達成這一作用。事實上，它是調整使電路開始振盪。頻率選擇網路依頻率控制正回授的量，當 R_4 調整到開始振盪之後，電抗和電阻的比值決定在非反相輸入端的正確正回授。如果頻率開始減少，電容器 C_1 的電抗變大，而正回授量減少。相同的，如果頻率開始增加，電容器 C_2 的電抗減少，而更多的正回授分路到地。因此，振盪器被強迫操作在這電路的諧振頻率。

正回授使得輸出電壓增加，一直到運算放大器鎖入飽和。有一實用的電路用來防止飽和，二個稽納二極體面對面（或背對背，實質上無差異）連接於 R_3 兩端。當輸出電壓上升超過稽納電壓點，

一或另一稽納二極體導電，決定於輸出電壓的極性。導電的稽納二極體分路 R_3 ，使得負回授電路的電阻減少。更多的負回授加到運算放大器而輸出電壓，被控制在一確定的準位。

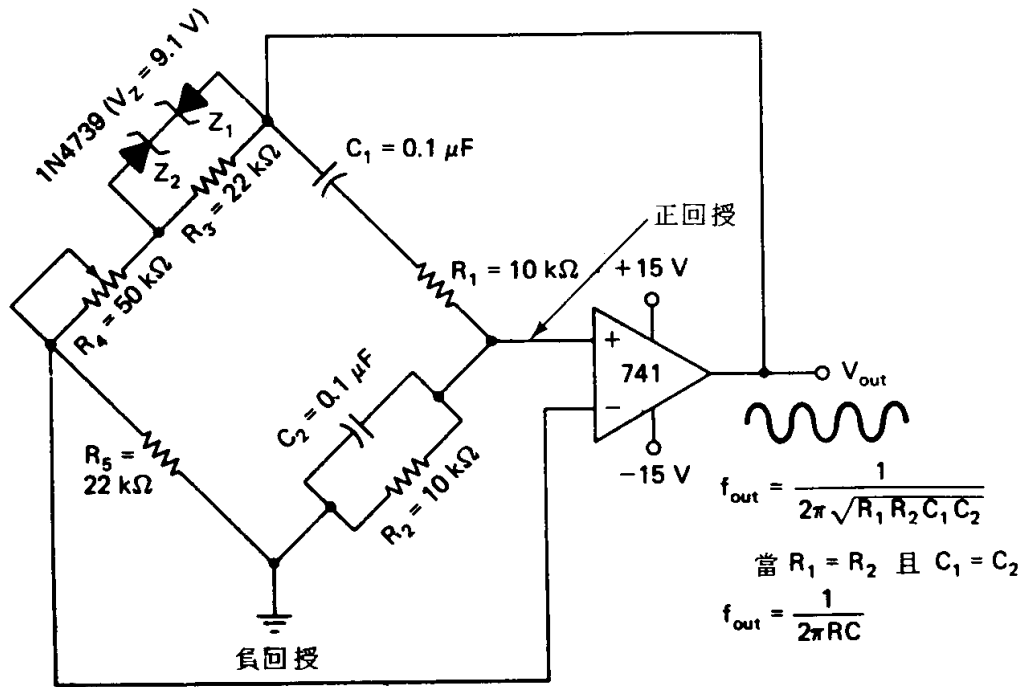


圖 4-8 文氏電橋振盪器

輸出頻率可由下式決定

$$f_{out} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

或，如果 $R_1 = R_2$ ， $C_1 = C_2$ ，則

$$f_{out} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

圖 4-8 的零件值， f_{out} 約為 160Hz。

另一種型態的正弦波振盪器用兩個運算放大器可以產生，如圖 4-9 所示。這個電路包含帶通濾波器和比較器，產生正弦波的一個方法是濾除一個方波，結果在輸出產生一個基本的正弦波。比較器從帶通濾波器輸入一個正弦波以獲得方波的輸出。方波則回授到帶通濾波器使能振盪。

f_{out} 由 R_1 、 R_3 、 R_4 、 C_1 及 C_2 決定，表示為

$$f_{out} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_p R_4 C_1 C_2}}$$

其中

$$R_p = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

電阻 R_2 可以考慮為 R_1 的一部份，因為它的值非常少，故可以忽略，它是用來防止回授短路到地。既然 R_1 是可變的，因此振盪頻率是可以變的。振盪頻率範圍依圖中零件值，大約從 7 到 1.6kHz。其他在聲頻頻帶範圍可以很容易的從變化 C_1 及 C_2 獲得。這電路可提供兩個輸出，一個從帶通濾波

器得到正弦波，而方波則從比較器獲得。

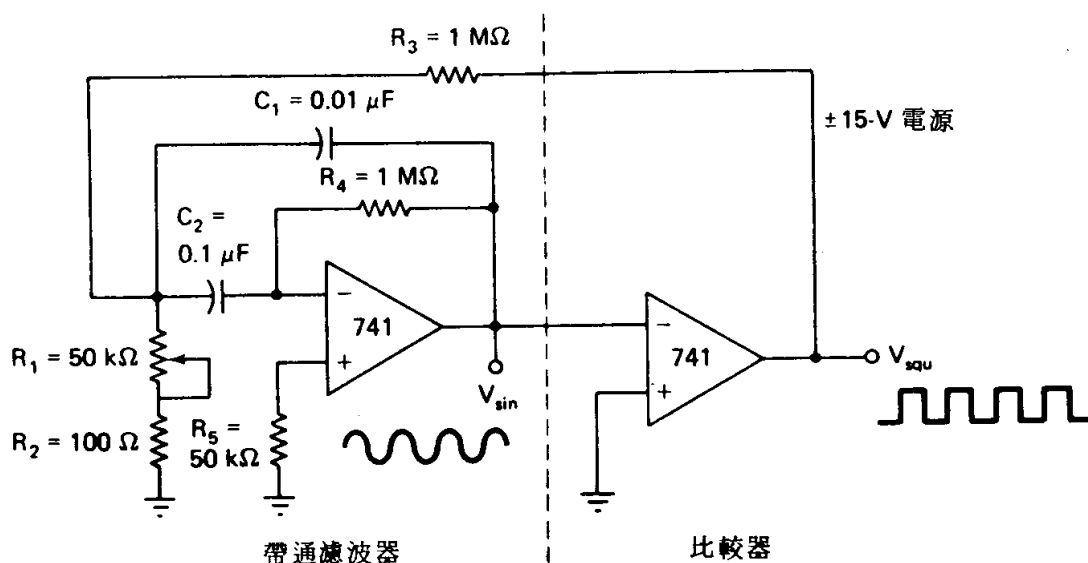


圖 4-9 二個運算放大器正弦波振盪器

4-5 積分振盪器

有時在電子系統中必須有兩個正弦波，相位相差 90° ，稱為積分。圖 4-10 所示為一積分振盪器 (quadrature oscillator)，在此輸出標為正弦和餘弦。基本上，電路包含兩個正回授的積分器，正弦的輸出由第一運算放大器取得，餘弦的輸出由第二運算放大器取得。既然積分器的相移為 90° ，因此餘弦的輸出與正弦的輸出相差為 90° 。

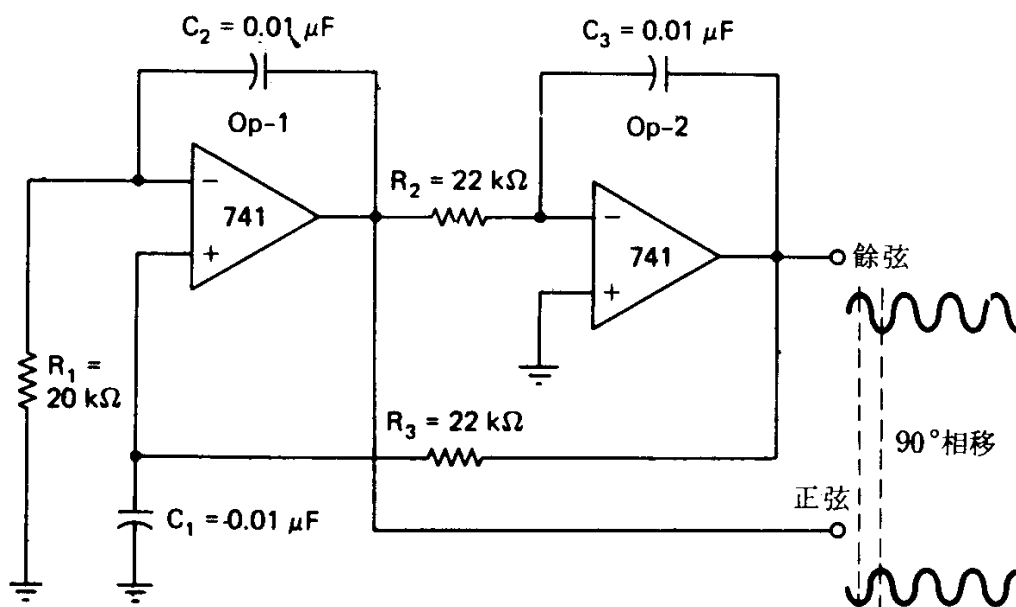


圖 4-10 基本的積分振盪器

電阻 R_1 的值通常比 R_3 略微小一些以保證電路振盪。如果 R_1 值太小，則輸出將被截掉像方波。電位器必須用來調整使輸出電壓的失真最小。輸出電壓也有可能達到運算放大器的飽和，如果這情形佔優勢，二個稽納二極體必須面對面橫跨接於 C_3 以限制輸出。

如果 $R_2 = R_3$ ， $R_1 < R_3$ 且 $C_1 = C_2 = C_3$ ，則 f_{out} 可容易求得

$$f_{out} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

4-6 函數波產生器

前面提到函數波產生器 (function generator) 是一種含有二個或更多不同波形輸出的信號產生器。很多種基本電路可用來組合產生函數波產生器，如圖 4-11 所示。一個基本的正弦/方波產生器 (圖 4-9) 用來建立 f_{out} ，輸出正弦波及方波。從比較器的輸出饋入電壓隨耦器以防止負載拉下基本振盪器。這也用來幫助由於負載使得振盪器頻率的任何改變，隨耦器的輸出然後饋到積分器 (圖 3-3) 以產生三角波的輸出。因為有三個輸出波形可資利用，電路可以稱為三函數產生器。

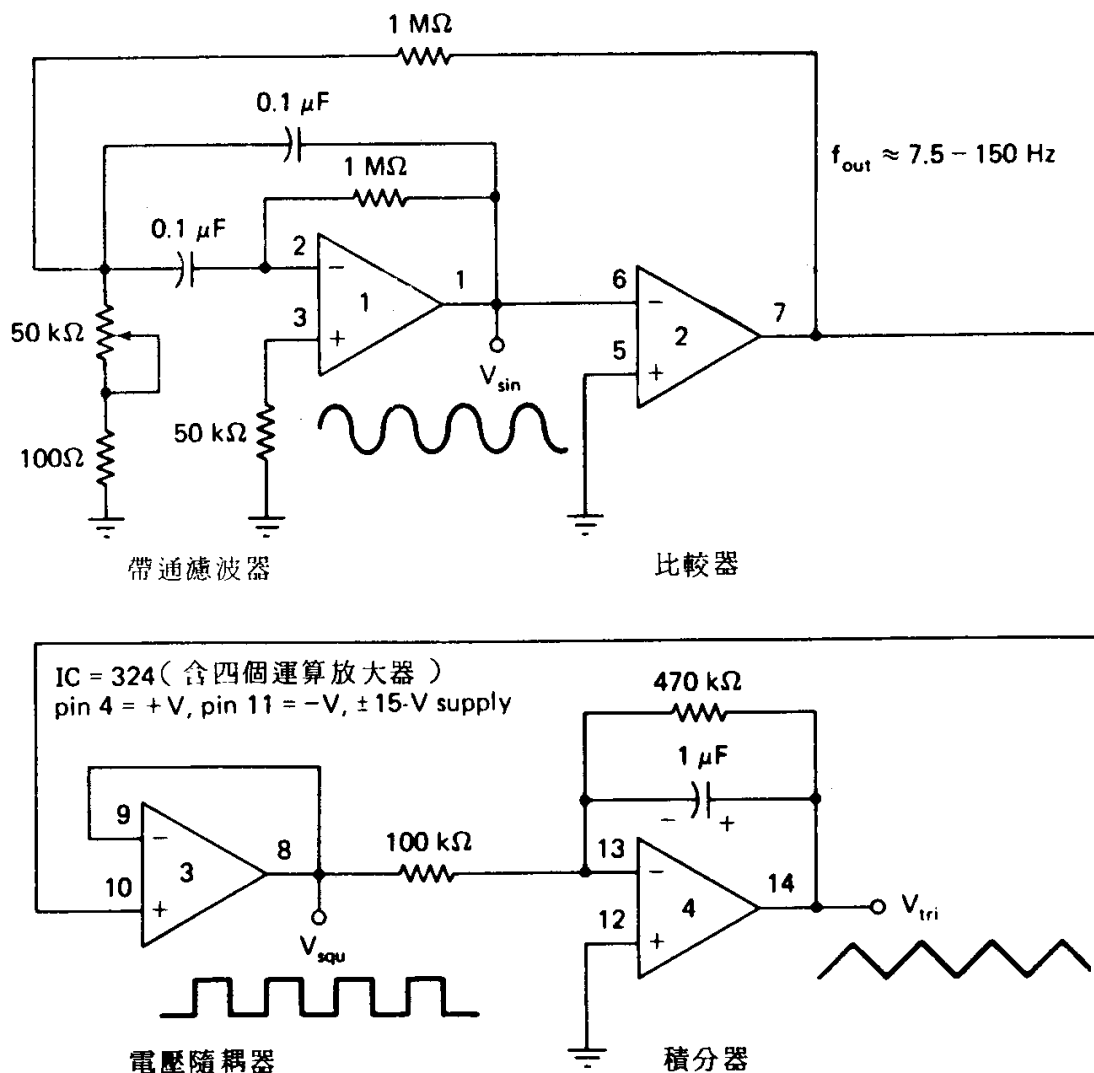


圖 4-11 基本的低頻三函數產生器

這個電路可以由一個單一 14-pin DIP 324（四個運算放大器）IC 來建立，認明接腳可使容易建造，電源使用 $\pm 15\text{V}$ ，輸出電壓的振幅大約如下：

$$\text{方波} = 26\text{V}_{\text{p-p}}$$

$$\text{正弦波} = 16\text{V}_{\text{p-p}}$$

$$\text{三角波} = 0.3 \sim 6\text{V}_{\text{p-p}} \text{（由 } f_{\text{out}} \text{ 決定）}$$

調整 $50\text{k}\Omega$ 的電位器， f_{out} 大約可由 7.5Hz 變化至 150Hz 。減少帶通濾波器兩個電容器的值將增加 f_{out} 。這是一個很好的練習，保持它們的值相等，則 4-4 節電路的式子可以用來做 f_{out} 的簡單計算。

摘 要

1. 振盪器將直流電壓轉變成交流電壓或其他時度的直流電壓。
2. 四個基本的波形是方波、三角波、鋸齒波和正弦波。
3. 振盪必須要有正回授。
4. 運算放大器的振盪器輸出頻率由 RC 時間常數決定。
5. 方波產生器屬於多諧振盪器族。
6. 積分器是斜坡電壓產生器的基本元件。
7. 鋸齒波產生器用一個電子開關來放電電容器。
8. 某些運算放大器的振盪器狀態的交換是由正、負臨界電壓來建立。
9. R_F / R_{in} 電阻比值和運算放大器電路的正回授量用來建立正、負臨界電壓。
10. 函數波產生器提供二個或更多的不同輸出波形。
11. 帶通濾波器在某些型態的運算放大器正弦波產生器，用來從一個方波選擇基本的正弦波。
12. 積分振盪器有兩個相位差 90° 的輸出。

自 我 測 驗

將 A 行每一個振盪器（產生器）與圖 4-12 正確配合。

A 行

1. 方波產生器
2. 三角波產生器
3. 鋸齒波產生器
4. 文氏電橋振盪器
5. 積分振盪器

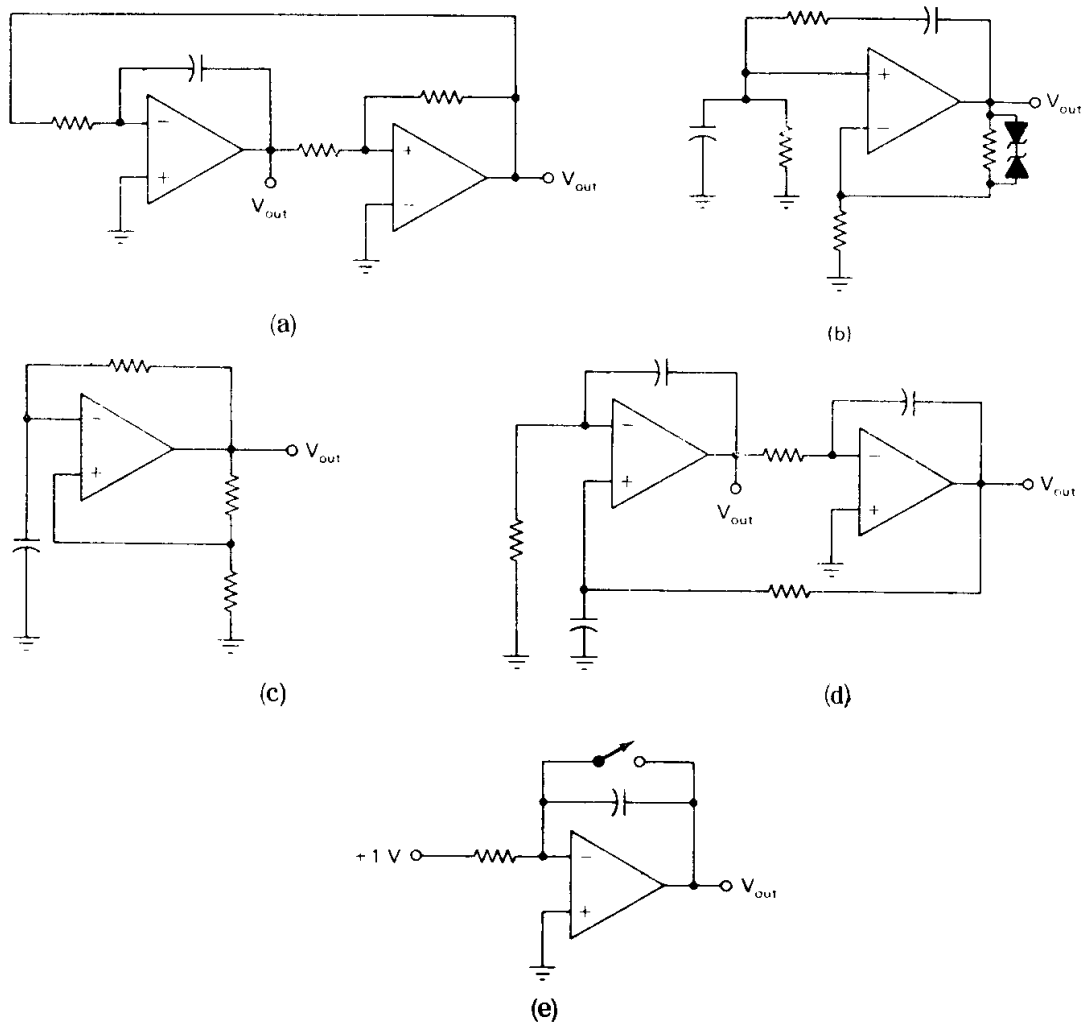


圖 4-12

問 答 題（真或假）

1. 一個運算放大器方波產生器的輸出以地為參考走向正或負。
2. 如果一個鋸齒波產生器輸出波的上升時間 $T_R = 0.02\text{ms}$ ，則頻率為 50kHz 。
3. 一個積分振盪器產生四個輸出波形。
4. 文氏電橋振盪器，使用正回授及負回授。

5. 如果一個對稱的三角波產生器輸出電壓的上升時間 $T_R = 0.025\text{s}$ ，則頻率為 40Hz 。

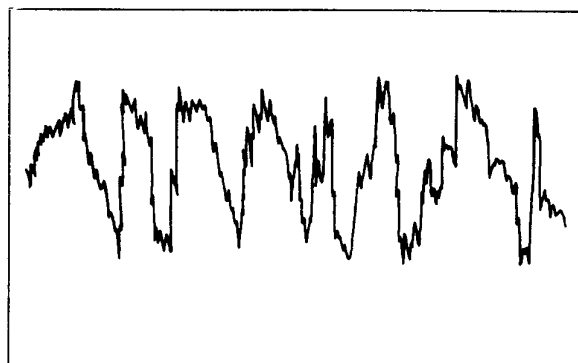
習題

1. 參考圖 4-1，當 $R_1 = 47\text{k}\Omega$ ， $R_2 = 100\text{k}\Omega$ ， $R_3 = 86\text{k}\Omega$ ， $C = 0.002\mu\text{F}$ ，求 f_{out} 。
2. 題 1 如果飽和電壓為 $\pm 10.8\text{V}$ ，則 $+V_T$ 及 $-V_T$ 為何？
3. 圖 4-4 的 f_{out} 為何？當 $V_{\text{ref}} = 0.5\text{V}$ ， $R_3 = 47\text{k}\Omega$ ， $C_f = 0.01\mu\text{F}$ ， $V_p = 3.5\text{V}$ 。
4. 題 3 輸出波形的大約峰值電壓為何？
5. 在圖 4-6，當 $V_{\text{in}} = 22\text{k}\Omega$ ， $R_F = 180\text{k}\Omega$ ，則 $+V_T$ 及 $-V_T$ 為何？
6. 圖 4-7，當 $R_2 = 22\text{k}\Omega$ ， $R_3 = 150\text{k}\Omega$ ， $(\pm V_{\text{sat}} = \pm 13.5\text{V})$ ，則三角波的 f_{out} 及輸出電壓振幅為何？
7. 題 6，方波的 f_{out} 及輸出電壓振幅為何？
8. 求圖 4-8 文氏電橋振盪器的 f_{out} ，當 $R_1 = R_2 = 100\text{k}\Omega$ ， $C_1 = C_2 = 0.01\mu\text{F}$ 。
9. 圖 4-9 大約 f_{out} 為何？當 $R_1 = 100\text{k}\Omega$ ， $R_2 = 100\Omega$ ， $R_3 = 2.2\text{M}\Omega$ ， $R_4 = 1\text{M}\Omega$ ， $C_1 = C_2 = 0.02\mu\text{F}$ 。
10. 求圖 4-10 的 f_{out} ，當 $R_2 = R_3 = 47\text{k}\Omega$ ， $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F}$ 。

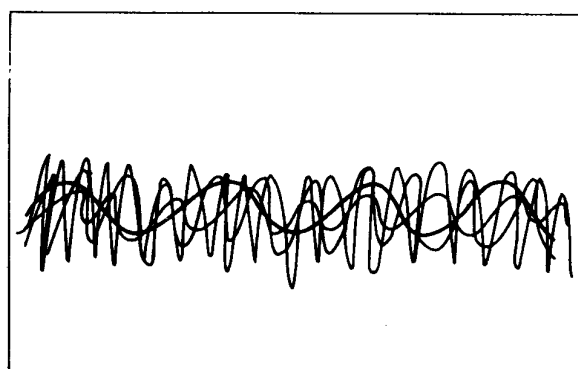
4

運算放大器應用於聲音電路

現代的半導體製造技術，特別是積體電路，使得今天的很多看似不可能的消費者產品（小型型可攜帶的收音機、可攜帶彩色電視機、卡式及八音路錄音機等）的可用變為可能。所有這些產品電路使用聲音電路（audio circuit）。IC 的運算放大器當使用在聲音電路有很多好處——尺寸小、較低的功率消耗（可攜帶的設備必具要件）、最少的組合元件、在低價錢具可靠的性能。不僅工程師更容易設計複雜的聲頻系統，而且業餘者及愛好者也能使用 IC 的運算放大器容易設計及組成多種聲音電路。



(a) 水平掃描設定於 100 赫



(b) 擴展圖

圖 5-1 示波器顯示的典型聲音信號

聲頻電路是一特別的範圍，那一個地方唯一需要視運算放大器的特性而定。運算放大器必須能處理複雜（合成）的交流信號，其頻率範圍從 20 至 20kHz，它的振幅從幾百毫伏變化到數伏。這些波形的特性，是由具暫態特性，一些尖銳複雜的波所組成不可數的，完全靜止的週期波。運算放大器必須能以最少的失真處理這些複雜的交流信號，不論諧波，振幅或相位；而且必須是儘可能沒有雜訊。圖 5-1 為一種聲頻波形，將圖與音樂及聲音的再生對照。低的持續頻率，將這些與一串的

低音聯想，有較大的時間週期；中的持續頻率，與聲音或樂器（小喇叭、色士風、鋼琴、吉他等）聯想，有中的時間週期；及高的持續頻率，與較高範圍的樂器（橫笛、小笛、小提琴）聯想，有窄的時間週期。撞擊樂器，特殊鼓及鈸，有尖銳的上升時間及相對快速的衰減。這些波形的組合，當然，無窮盡的，決定於材料的型態及操作的模式。

雜訊於聲音電路是令人討厭的，因它的效應在喇叭中會聽到。如第一章所提到，有兩種雜訊，外在及內在。外在雜訊起源於電子設備的操作，像馬達、開關及光。這種型態的雜訊在聲頻電路可以用隔離罩，隔離一電路的不同種零件，正確的元件佈置及雜訊反耦合技術來減至最小。內部雜訊，由抵補電壓及電流，帶電載子橫跨接面，熱雜訊在被動元件等產生。正確的偏壓及輸入抵補補償可減少抵補電壓及電流雜訊。熱雜訊可以使用低電阻值的電阻來減至最少，特別在運算放大器電路它可決定增益。

雜訊的範圍可以從 0.01Hz 到百萬 Hz，且有時決定可用來減低或消除它的頻率。低頻率雜訊，像 60 或 120Hz，發生於交流線或電源供應器，一個簡單低通濾波器通常可以用來減少這些效應。中及高頻雜音亦可由接近的濾波器來減弱。

一個幾微微法拉的電容器連接於運算放大器的回授電阻上，可減少高頻雜訊的增益。

一般用途的運算放大器適合於聲頻工作於一般的應用。然而，固態製造商已發展出特殊的運算放大器來適合聲頻工作的特殊要求。這些運算放大器有下列理想聲頻電路使用的特徵一項或多項。

- (1) 高轉動率。
- (2) 高增益——頻帶乘積。
- (3) 高輸入電阻或阻抗。
- (4) 高電壓及（或）功率操作。
- (5) 低失真操作。
- (6) 非常低輸入（電壓及（或）電流）雜訊。
- (7) 非常低輸入電流。
- (8) 容易使用具單一電源供應。

這一章將使你熟悉用運算放大器的基本電路，且提供某些你想組成的特殊聲頻電路。

5-1 聲音電壓放大器

5-1-1 反相放大器

一個反相放大器應用到聲頻，如圖 5-2 所示。它和基本的直流放大器的電路相似，除了在反相輸入端串聯一電容器 C_i 外。這電容器有兩個重要功能，首先，它阻斷從前級來的會被放大的任何直流信號，這會使輸出到某些不需要的直流準位（零除外）。當聲頻信號加到輸入時，這會使放大器達到飽和或失真。第二，電容器幫助用來阻斷加入放大器輸入端的任何低頻雜訊。低頻截止由 C_i 及 R_i 決定，如下式

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_i C_i}$$

增益式子與第二章所講的反相放大器相同，即 $A_v = -\frac{R_F}{R_i}$ ，且輸入電阻（ R_m ）與 R_i 相同。

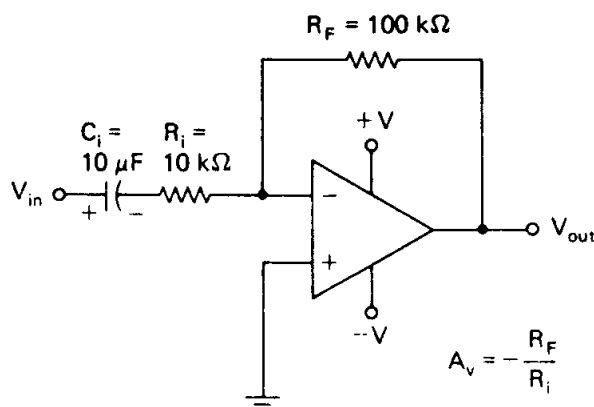


圖 5-2 反相交流放大器

單電源反相放大器，在某些例子中必須將反相運算放大器操作在單一電源，如圖 5-3 所示。輸出必須操作於供應電源一半的靜態點 (V_q) 以得到最大不失真的輸出。這可以由偏壓電阻 R_3 及 R_4 相等電阻值來達成，其範圍為從 10 到 100k Ω 。電容器 C_3 幫助濾掉（或反耦合）來到非反相輸入端的電源雜訊。而電容器 C_2 用來阻斷從下一級來的直流輸出 ($1/2 + V$)。所有電容器為電解質，當連接到電路時須注意其極性。 C_2 及 R_6 的值由下一級電路的輸入阻抗來決定。

雖然圖 5-3 是一個正電源電路，實際上用負源也一樣可以操作。電阻 R_3 及運算放大器正電源供應端接地，而電阻 R_4 的底及運算放大器負電源供應端接負電源 ($-V$)。記住，所有的電容器必須反接，以得到正確的電壓極性。某些特殊的聲頻運算放大器，可以使用單一電源或雙電源，而不必加上特別的偏壓電阻。

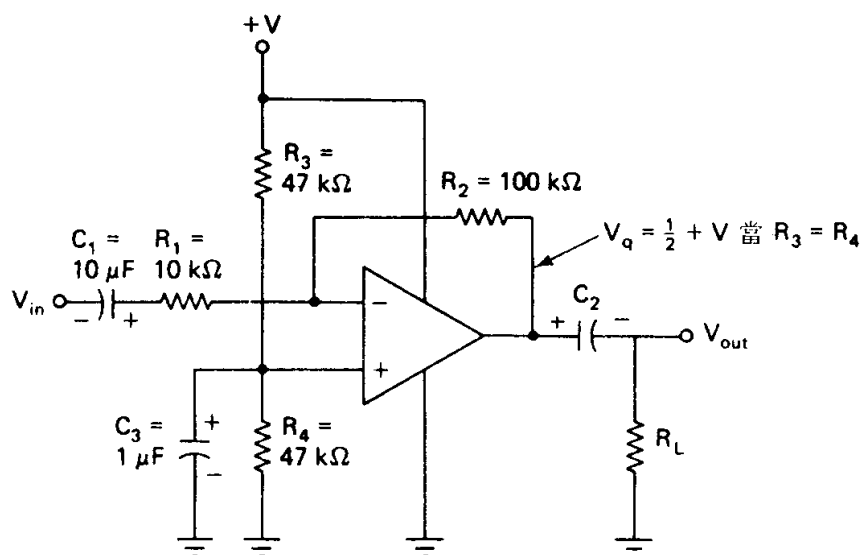


圖 5-3 使用單一電源的反相放大器

5-1-2 非反相放大器

既然反相放大器的輸入阻抗等於 R_i ，配合一高阻抗源（像麥克風），將存在一難以克服的問題。圖 5-4 所示的非反相交流放大器，時常用在聲頻電路以克服這問題。

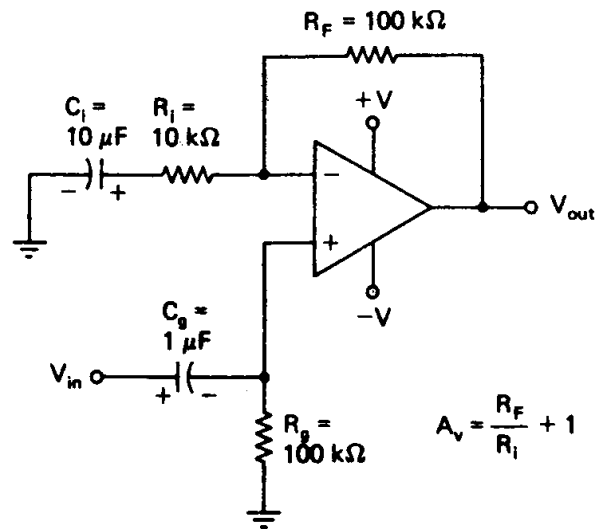


圖 5-4 非反相交流放大器

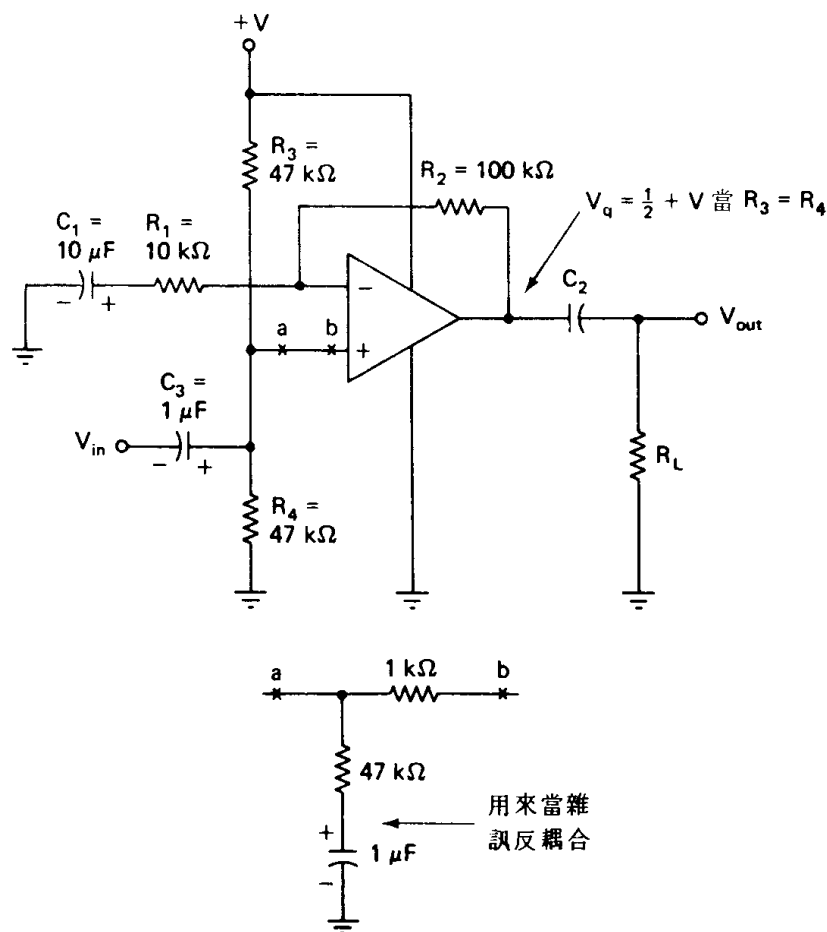


圖 5-5 使用單一電源的非反相放大器

元件 C_i 、 R_i 及 R_F 與圖 5-2 的功能相同。非反相輸入端提供一個非常高的輸入阻抗，而含 C_g 及 R_g 更能迅速地與電源電阻配合。下降頻率（rolloff frequency）由 C_g 及 R_g 求得，與 C_i 及 R_i 求得的相似。下降頻率在非反相輸入端的可以比反相輸入端的低到 10 倍。

交流非反相放大器的增益與其相對直流電路相似，輸入阻抗約等於 R_g 。下降頻率的求法與反相放大器相似。

單一電源非反相放大器 非反相放大器也可以用單一電源，如圖 5-5 所示。所有元件的功能與圖 5-3 的反相放大器相似。然而，一個雜訊反耦合電容器不能夠直接加到非反相輸入端，因為這將旁路信號到地如同旁路雜訊一樣。如果需要，一個外加雜訊反耦合電路可以插入點 a 及 b 之間。47k Ω 的電阻將 R_3 及 R_4 從 V_{in} 隔離，然而電源供應器雜訊被 1 μ F 的電容器旁路到地，而沒有影響輸入信號。

負電源供應操作也是可能的，將 R_3 及運算放大器正電源供應端接地，然而電阻 R_4 的底端與運算放大器負電源供應端接負電壓。

5-1-3 簡單的聲頻電壓放大器應用

四種聲頻電壓放大器的例子，舉例於以下的圖形。這些電路是簡單的、沒有困難的，而且工作得相當令人滿意。每一電路有 100（40dB）的電壓增益，任何運算放大器都可以使用。然而，運算放大器的品質愈高，則品質愈佳。

一個高阻抗輸入擴音器前置放大器，如圖 5-6 所示。下降頻率約為 1.5Hz，使 R_F 變為可調整，則電路的增益可以變化，電阻 R_g 也可以為可變，以配合擴音器的阻抗，擴音器的阻抗必須大於 600 Ω 。

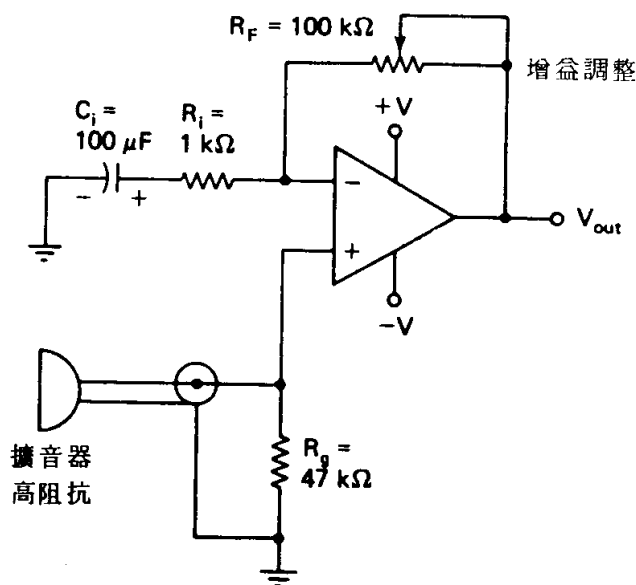


圖 5-6 高阻抗輸入的擴音器前置放大器

一個低阻抗輸入差額擴音器前置放大器，如圖 5-7 所示。不平衡的擴音器線易受共模雜訊耦合進入電纜的影響。這電路差額輸入的安排有助於減少雜訊，配合 1% 的電阻亦可改進共模斥拒比。當擴音器的阻抗愈低於 600 Ω ，則電路的性質愈佳。

一個單一標準的運算放大器，能非常有效地推動一組耳機，如圖 5-8 所示。耳機阻抗不得低於

150Ω，其他的耳機組祇要全部的阻抗在 150Ω 以上可以用並聯，一個低阻抗的耳機組或喇叭可以使用，如果由阻抗匹配變壓器來耦合，如圖虛線所示。電阻 R_3 當作音量控制，元件 R_3 及 R_4 幫助旁路高頻雜訊且改進輸出的聲音品質。

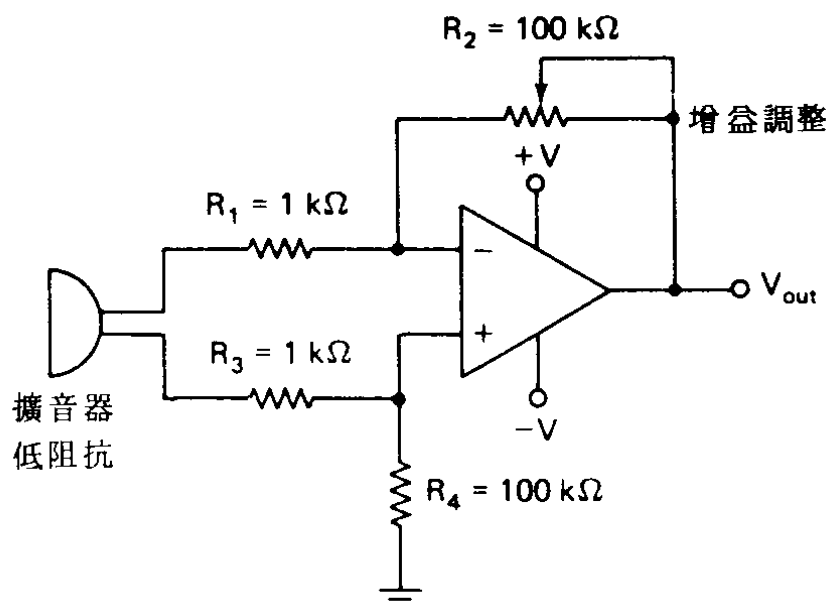


圖 5-7 低阻抗輸入，差額擴音器前置放大器

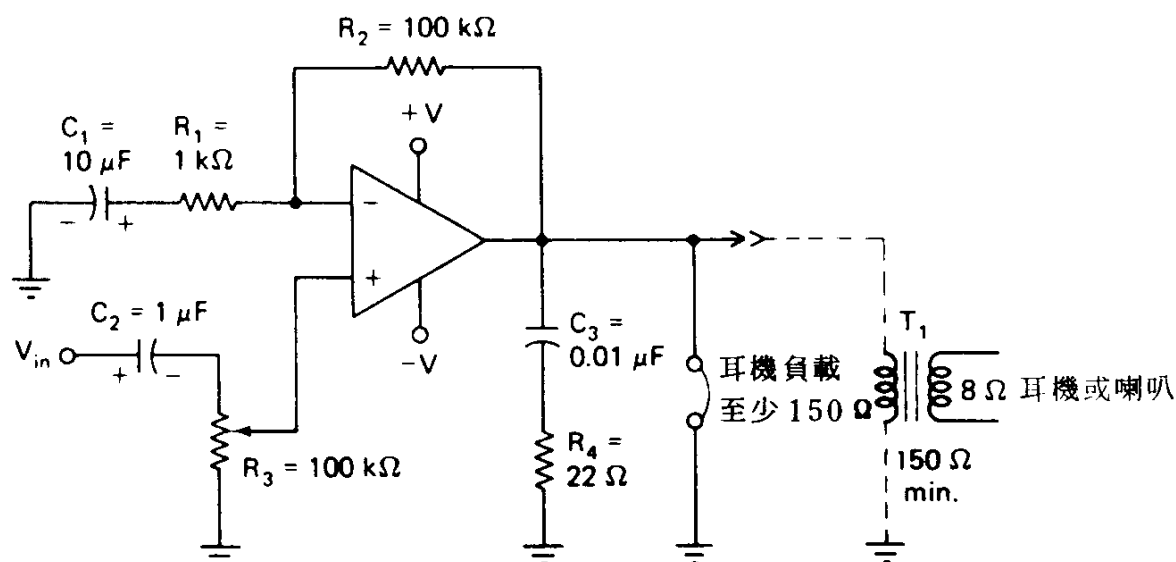


圖 5-8 基本耳機推動放大器

特殊的功率運算放大器達到幾瓦特的輸出，可以用來推動某些應用的耳機及喇叭。然而，如果你僅需要大約有二倍的電流來推動負載效應，你可以用圖 5-9 的電路。電壓放大器連接到兩個並聯的電壓隨耦器，它實際上將電流增為二倍有效的供應負載。以目前最通用的二個或四個運算放大器 IC，它可以很方便使用一個這種包裝在電路，但不能把它考慮成使用單一裝置。

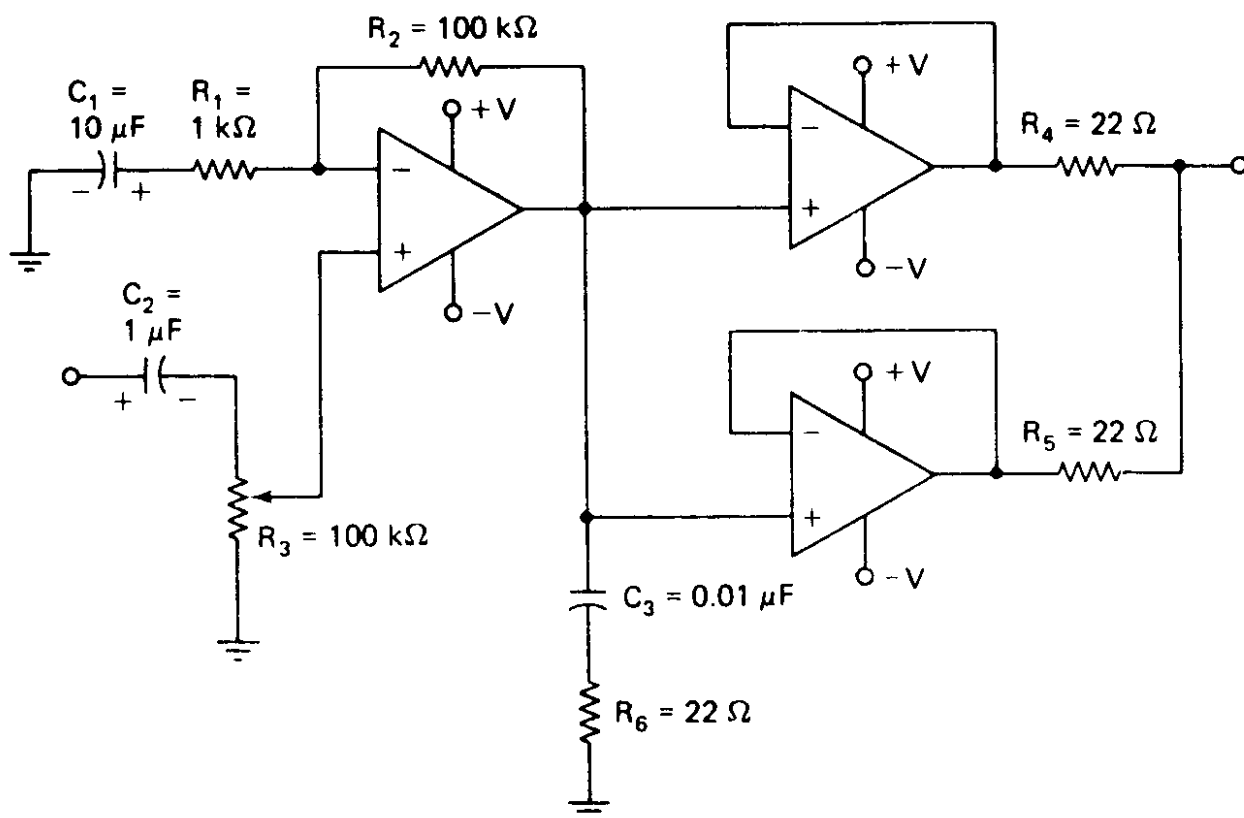


圖 5-9 具隨耦器以增加輸出負載電流的放大器

5-2 等化前置放大器

5-2-1 RIAA 等化前置放大器

製造留聲機錄音，通常稱為劃溝（音溝）錄音，是一種高複雜性及高度技術的精確程序，它超出本書的範圍。然而，一個典型的立體錄音基本的音溝被一個從一邊到一邊機械振動的鑿子型的劃溝唱針所劃溝。這種側面劃溝，是根據置於劃溝唱針機械結構的音頻信號。這種側面劃溝以音溝調制（調變）著稱。聲頻信號的振幅轉變成音溝調制（即音溝的深淺），然而聲頻信號的頻率決定音溝調制變化的速率。正常地，音溝調制設定在 1kHz，劃一個音溝而不影響鄰近的音溝。頻率愈低則振幅愈高，將推動劃溝唱針超過它的固定極限到鄰近的音溝。較高頻率有較低的振幅，不能有效的推動唱針，當放音時具有很差的信號雜訊比。因此，一個電子的程序稱為等化，衰減低頻的振幅而放大高頻的振幅於錄音過程。

當放音時，聲音系統的前置放大器必須顛倒等化過程，如圖 5-10 所示為 RIAA（美國唱片工業協會，Record Industry Association of America）曲線。上升頻率（turnover frequency）表示必須返回等化的頻率範圍。例，前置放大器在頻率 50 到 500Hz 必須有較高的增益，既然這些頻率在錄音的過程將被衰減。然而，前置放大器在頻率從 2 到 20kHz 必須有較少的增益，既然這些頻率於原先錄音時被放大。

某些唱頭（cartridge）像陶瓷的、晶體的（crystal），產生由 100mV 到 2V 的輸出，而不需要前置放大器。這些輸出通常饋到被動的音質網路，然後直接到功率放大器，在大多數的低傳真度

(Lo-Fi) 及中傳真度 (MID-Fi) 系統中可發現。在另一方面，磁頭產生由 3 到 10mV 的輸出，且必須含增益的前置放大器，這些唱頭用在高傳真度 (Hi-Fi) 系統，前置放大器必須至少有 100 的增益，放大從磁頭來的信號（設 5mV）以推動系統中的其他電路。

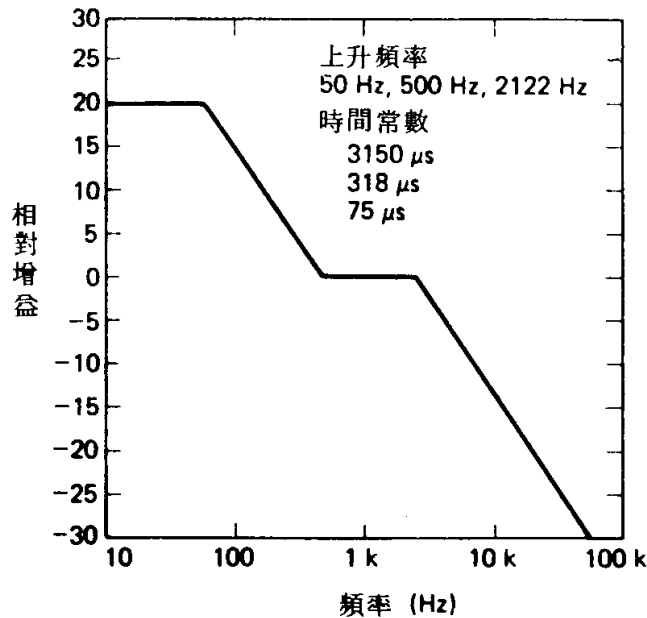


圖 5-10 標準的 RIAA 等化曲線

一個典型的 RIAA 前置放大器，如圖 5-11 所示。47k Ω 的電阻設定前置放大器的輸出電阻與磁頭的內部電阻匹配。從反相輸入端到地的 100k Ω 電阻與 1.2M Ω 的回授電阻設定直流偏壓。180 Ω 的電阻與 100k Ω 的回授電阻對頻率從 500 到 2kHz（在這例子，大約 560）建立參考增益。在頻率低於 500Hz，0.003 μ F 電容器的 X_C 大，使得回授阻抗較大，結果在這些頻率增益較高。在頻率超過 2kHz，0.003 μ F 和 0.001 μ F 的 X_C 值低，使得回授阻抗較小，因此增益在這些頻率降低。

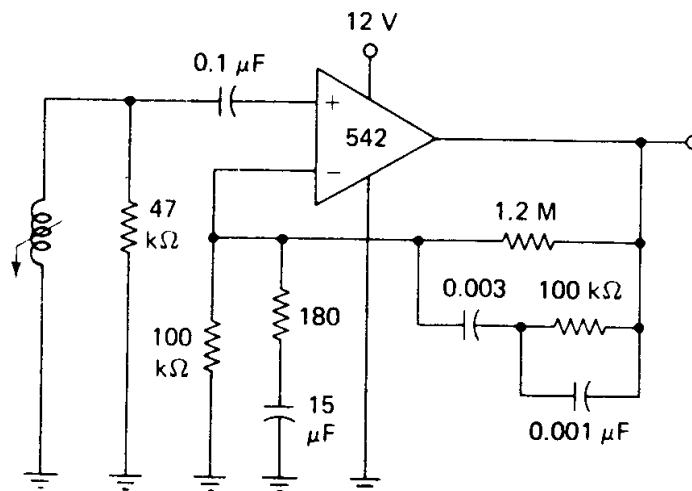


圖 5-11 典型的 RIAA 前置放大器

5-2-2 NAB 等化前置放大器

匣式錄音機放音前置放大器，必須一個不同型態的等化，因為在錄音過程對頻率關係有它自己固有的問題。TAPE HD（錄音頭或放音頭）是電感性的裝置，它的阻抗隨頻率直接變化（當頻率增加， X_L 變大）。因此，頻率愈高，阻抗愈高且產生的振幅也愈高。信息錄在磁帶在低頻有低振幅，而高頻有高振幅。然而，因為磁性材料在磁帶的量，磁帶的磁飽和，磁帶的速度，以及磁頭間隙（tape-head gap）的寬度，聲頻信號的振幅可以從 2 到 20kHz 任何地方降下。不過，有一個標準的磁帶放音等化曲線存在，如圖 5-12 為 NAB（National Association of Broadcasters；國際廣播協會）所定的曲線。

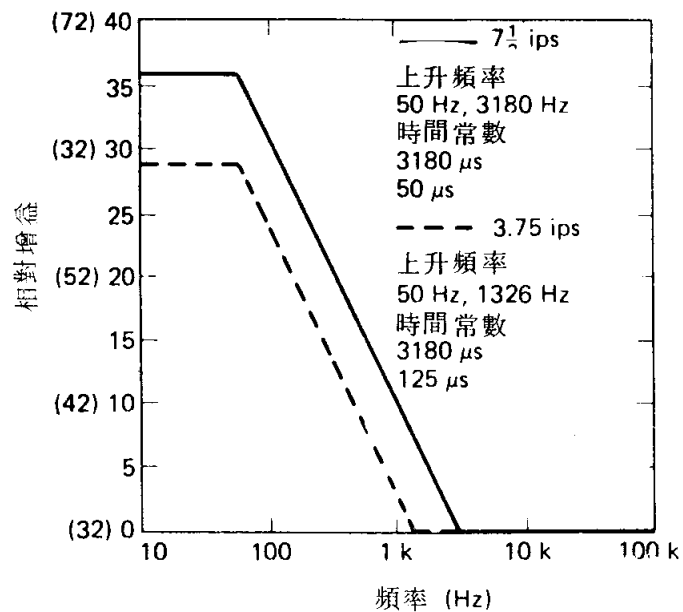


圖 5-12 標準的 NAB 等化曲線

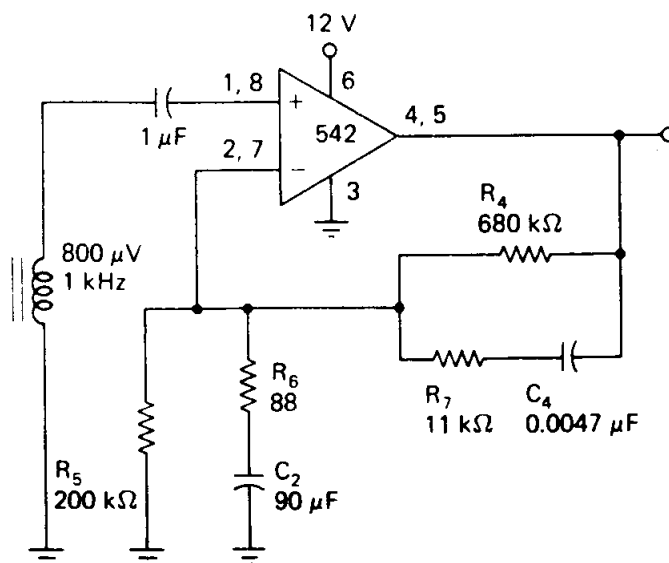


圖 5-13 NAB 響應放大器

放音前置放大器必須能將低頻放大而衰減高頻。磁帶的速度也影響增益，有二種標準的速度是 $7\frac{1}{2}ips$ 及 $3\frac{3}{4}ips$ 。

圖 5-13 為一典型的 NAB 磁帶放音前置放大器。與 RIAA 相似，電阻 R_4 及 R_5 是用來設定直流偏壓，電路的參考增益由 R_6 及 R_7 設定，高頻衰減由 X_{C4} 及 R_7 決定，而低頻下降頻率由 X_{C2} 及 R_6 決定。磁頭則經由 $1\mu F$ 的電容器饋入非反相輸入端。

5-3 主動音質控制電路

很多事先之準備為使音樂被錄製正確而加入，而等化前置放大器是設計來再生像原始資料的正確資料。這就是為什麼聲頻設備的使用者要改變所要操作資料的頻率響應？這有很多理由，放大器的輸出會受揚聲器的響應、房間的特性、及其他因素，但可能最重要的是聽者個人的愛好。某些人喜愛低音，然而有些人則喜愛高音。對被動低音及高音音質控制 (tone control) 的討論將有助於了解主動音質控制。

一個典型的被動低音 (bass) 音質控制，如圖 5-14 所示。"bass" 的意義是低頻的聲音。因此，這電路控制低頻的放大或衰減。被動音質控制必須是對數型的電位器，因為人們的聽覺能力也是對數型。當接帶設定在可變範圍的中央時，則全部的電阻被分成二部，在接帶上面有 90%，而下面有 10%。基本上，當接帶轉到 R_1 (bass boost)，電容器 C_1 被短路，則從輸出到地有更多的電阻，產生一較大的振幅。當接帶朝 R_3 轉 (bass cut)，則從輸出到地的電阻更少，而低頻將由 C_1 及 C_2 到 R_3 ，因此，振幅減少。

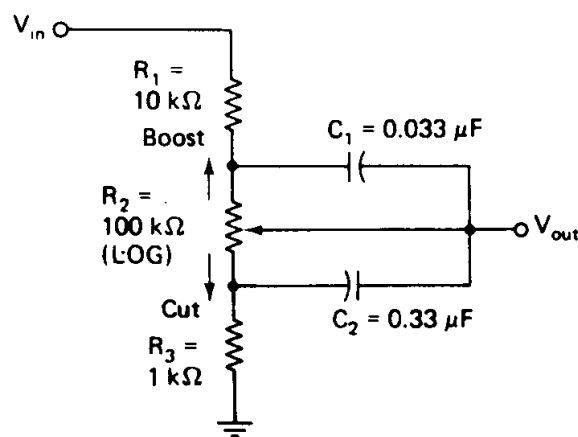


圖 5-14 典型的被動低音音質控制

一個典型的被動高音 (treble) 音質控制，如圖 5-15 所示。"treble" 的意義是高頻的聲音。因此，這電路控制高頻的放大或衰減。基本上，在低音電路中低音電路的元件將被重組，但因電路為處理高頻故電容器的值要改變。當接帶轉向 C_1 (boost)，則從輸出到地有較大的阻抗，因此 V_{out} 較大。當接帶朝向 C_2 (cut)，則有較小的電阻而信號被分路到地。

一個被動的低音及高音音質控制電路可以組合成單一電路，如圖 5-16 所示。電阻 R_4 幫助隔離二個控制電路並減少干擾。

被動的音質控制在使用的電阻及電容器會消耗功率，被稱為插入損失。在聲頻系統中必須加入放大以加強所有信號的振幅。使用運算放大器和音質控制電路以保持輸出在所有的輸入信號水準或

一些增益，這種電路稱為主動音質控制電路（active-tone-control circuit），如圖 5-17 所示。

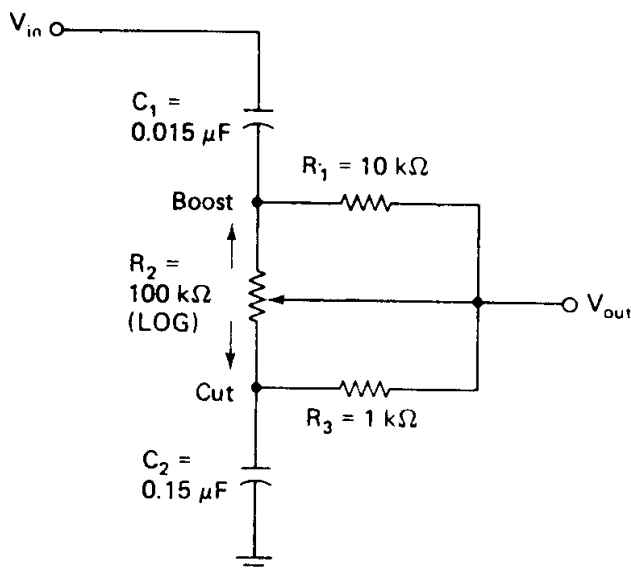


圖 5-15 典型的被動高音音質控制

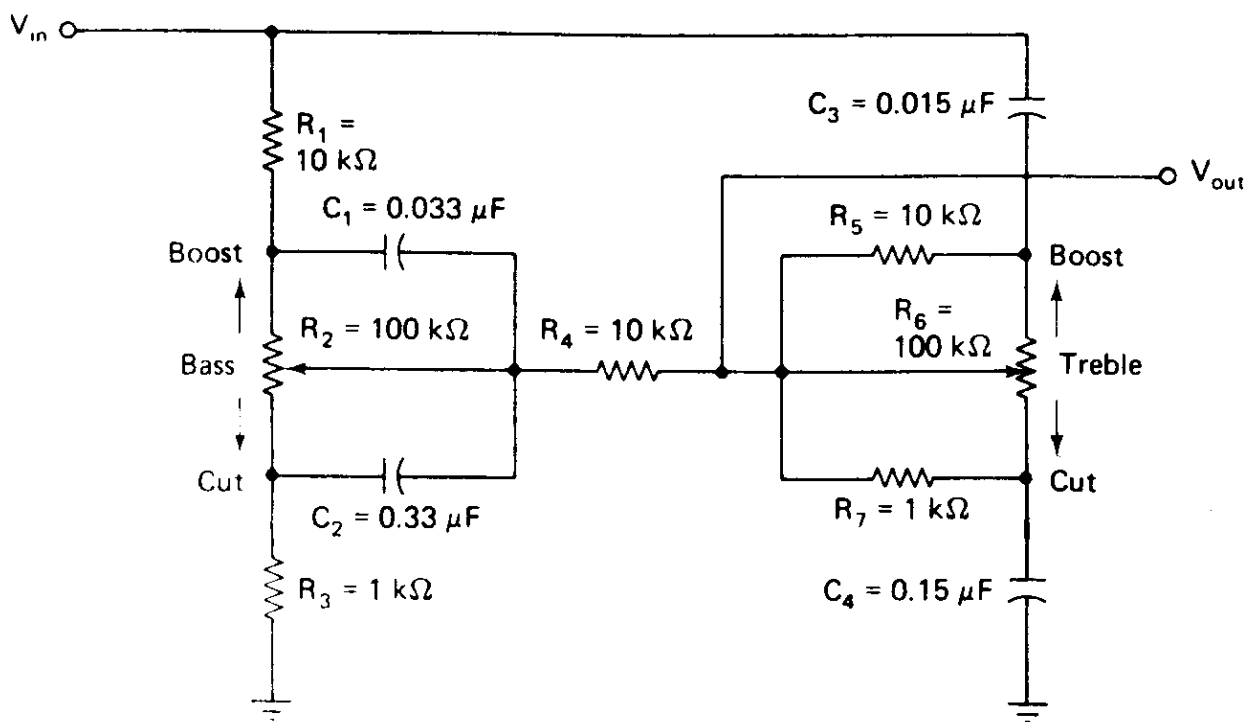
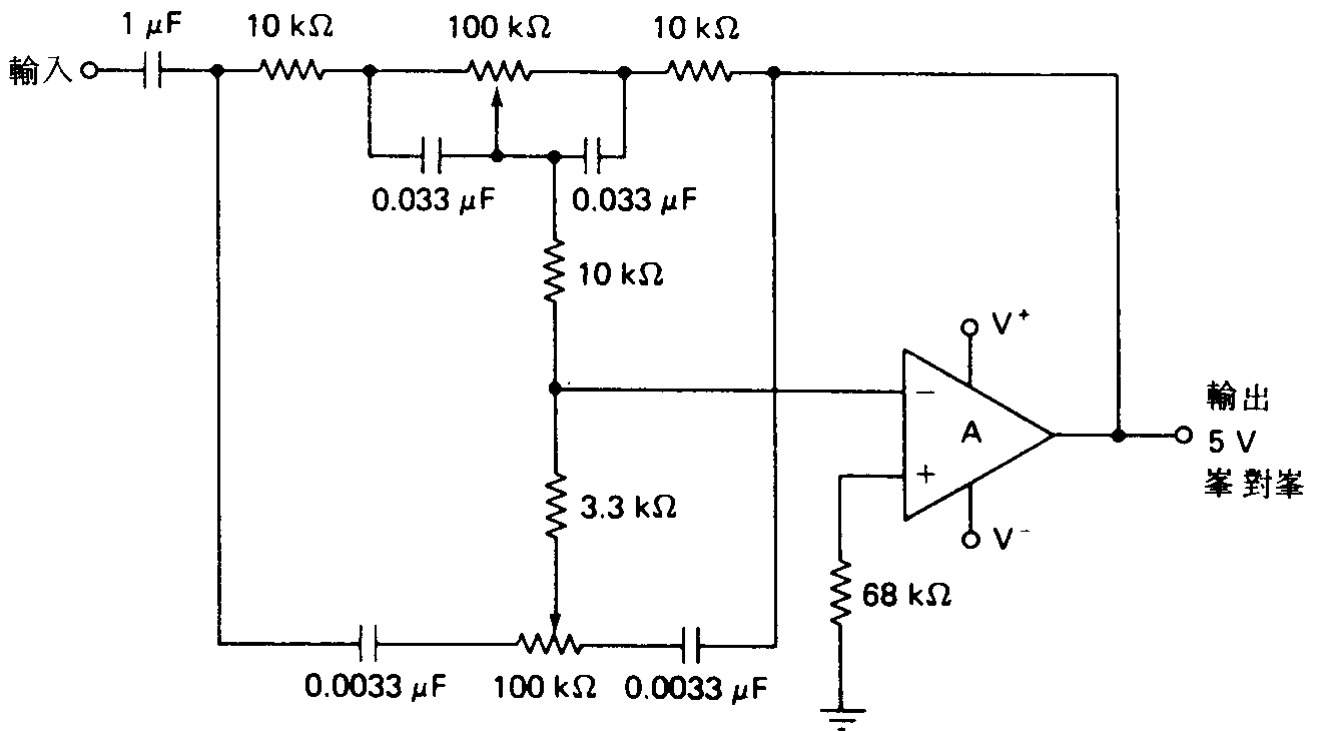


圖 5-16 完整的被動低音及高音音質控制

在電路中附加入一個中音範圍控制，用來加強（boost）或截止（cut）中頻，動作與低音及高音控制一樣，使音質控制更柔順。一個三頻帶（three-band）音質控制，如圖 5-18 所示。這電路是立體放大器的左頻道。輸入運算放大器當作隨耦緩衝器（follower-buffer）。如果，低音控制是低通濾波器，而高音控制是高通濾波器，則中音控制就是兩者的結合，或稱帶通濾波器。

這也有可能希望加入更多段的音質控制，然而，對一個單一的運算放大器三個並聯的音質控制

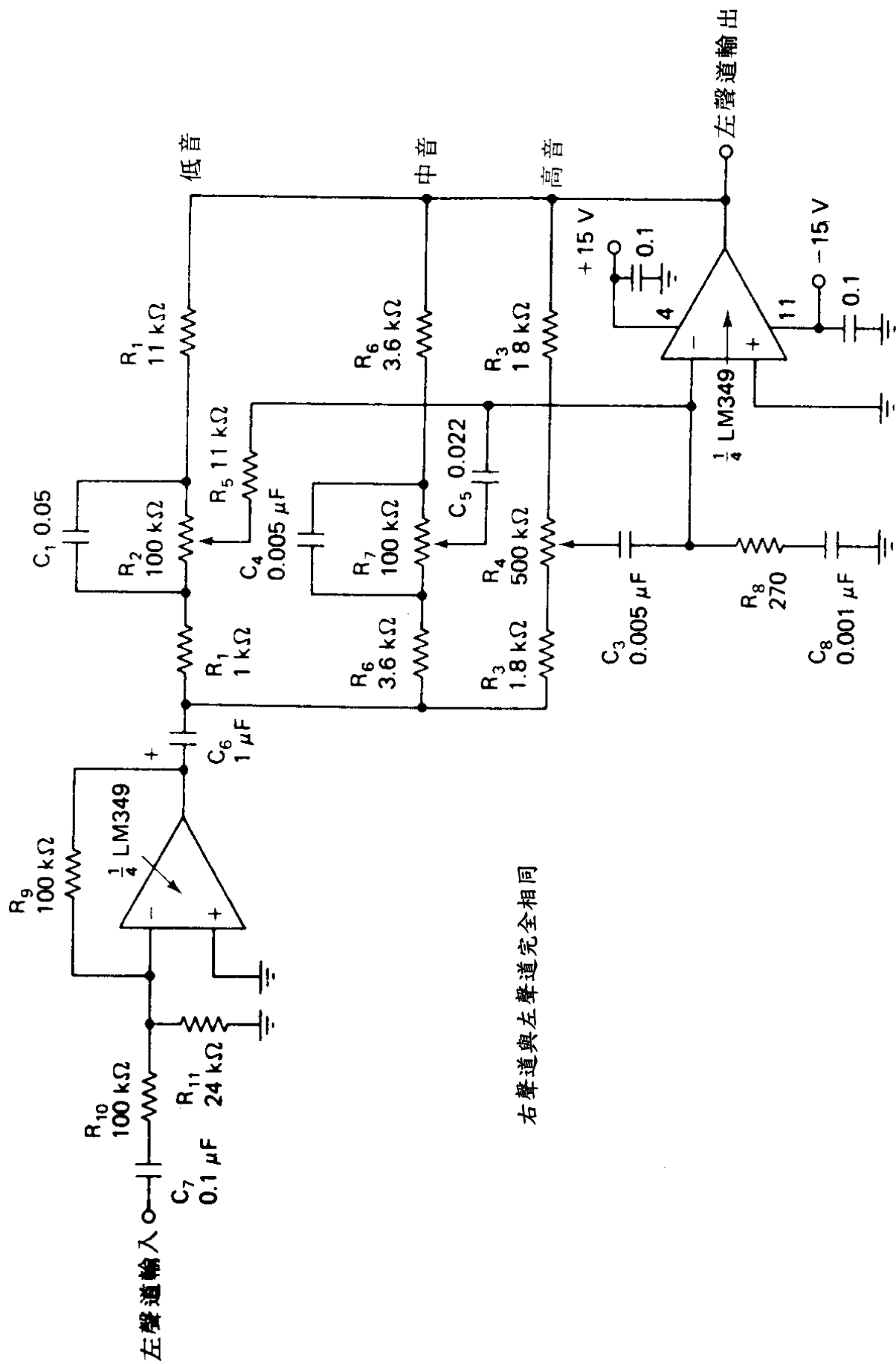
已顯示非常實際。更多的音質控制電路可以用在聲頻系統，這討論於 5-5 節。



注意：

1. 放大器 A 可以用 NE531 或 301，對單位增益非反相放大器必須有頻率補償。
2. 上升頻率——1kHz。
3. 在 20Hz 低音增強為 +20 分貝，低音截止為 -20 分貝；在 20kHz 高音增強為 +19 分貝，高音截止為 -19 分貝。

圖 5-17 運算放大器音質控制電路

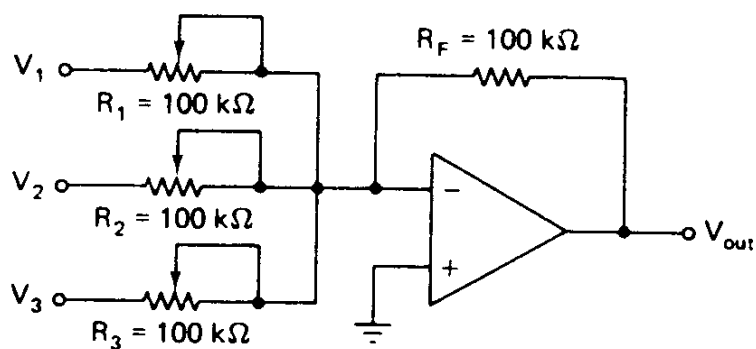


右聲道與左聲道完全相同

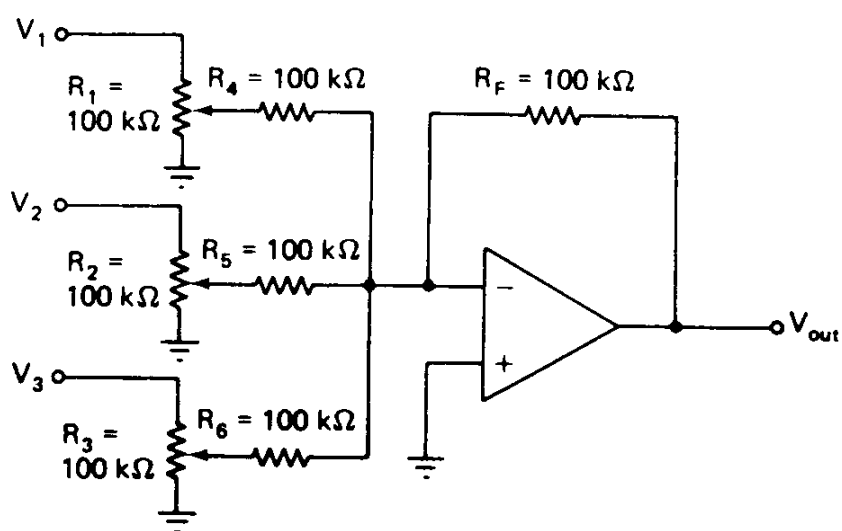
圖 5-18 三段的主動音質控制——低音，中音及高音

5-4 聲音混波器

聲音混波器（audio mixer）基本上與 2-5 節所討論的和放大器相似。圖 5-19(a) 為一基本的聲頻混波器，每一輸入電阻做成可變的，這允許每一輸入的增益可變，工作與刻度加法器相似。然而，運算放大器的輸入電阻時常在改變，這被證實對電路的效率有害。一個改進的聲頻混波器，如圖 5-19(b) 所示。在這電路電位器被用做獨立的輸入音量控制。在此每一輸入的增益是固定，而電位器調整每一輸入電壓。



(a) 基本電路



(b) 改進電路

圖 5-19 聲音混波器

5-5 聲音電路集錦

5-5-1 斯克雷齊濾波器

一個斯克雷齊 (Scratch) 濾波器是低通濾波器用來降下超過的高頻率雜訊，像來自壞的唱片的嘶嘶聲 (hiss)，滴答聲 (tick)，爆裂聲 (pops)。圖 5-20 的電路有 10kHz 的轉角頻率其斜率為 $-12\text{dB}/\text{八度}$ 。

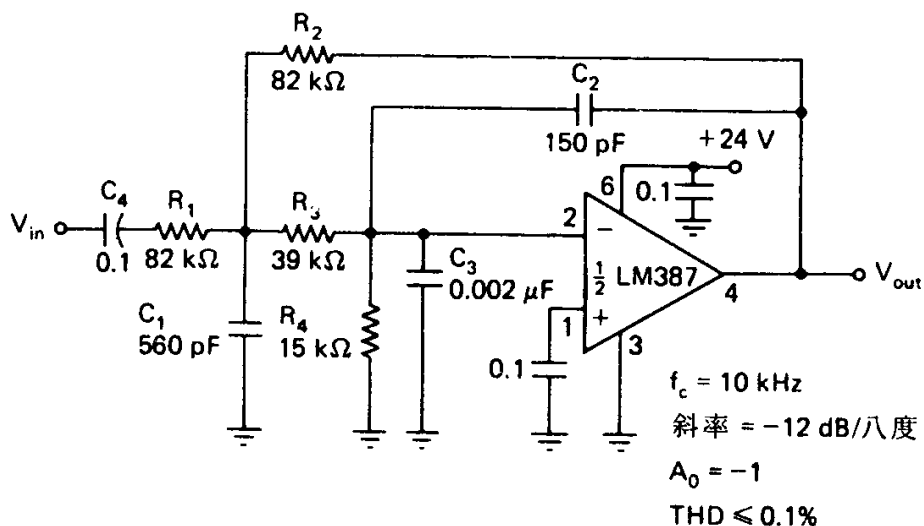


圖 5-20 斯克雷齊濾波器

5-5-2 亂波濾波器

一個亂波 (rumble) 濾波器是高通濾波器用來降下壞的轉盤和錄音帶傳動機械所發出的低頻雜訊。圖 5-21 的電路有 50Hz 的轉角頻率及 $-12\text{dB}/\text{八度}$ 的斜率。

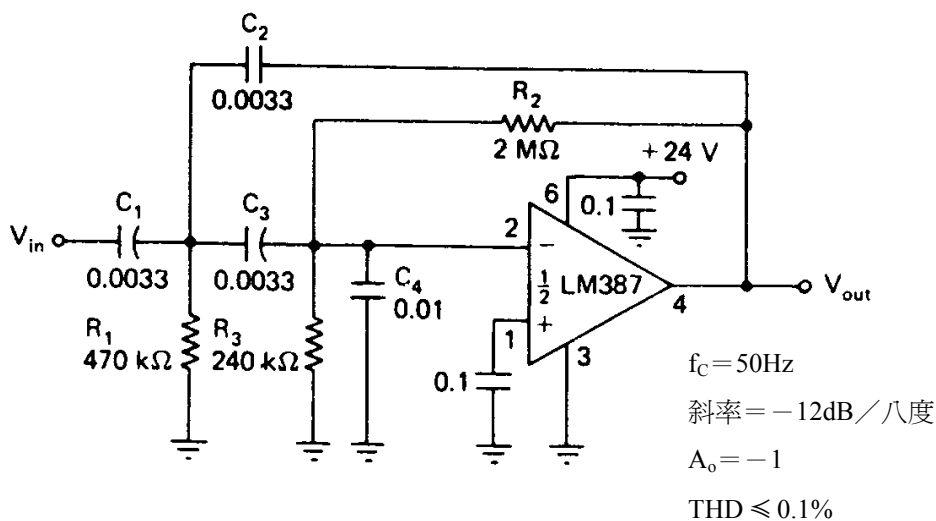


圖 5-21 亂波濾波器

5-5-3 斯畢齊濾波器

在某些聲頻應用僅有聲音是必須的，其頻率範圍為從 300 到 3kHz。在這頻率之上及以下是需要的，因此必須衰減使得聲音信息儘可能沒有失真。圖 5-22 為一斯畢齊 (Speech) 濾波器由高通濾波器串級低通濾波器組成，以產生所需要的帶通濾波器。轉角頻率為 300Hz 及 3kHz；下降斜率為每十倍 -40dB。

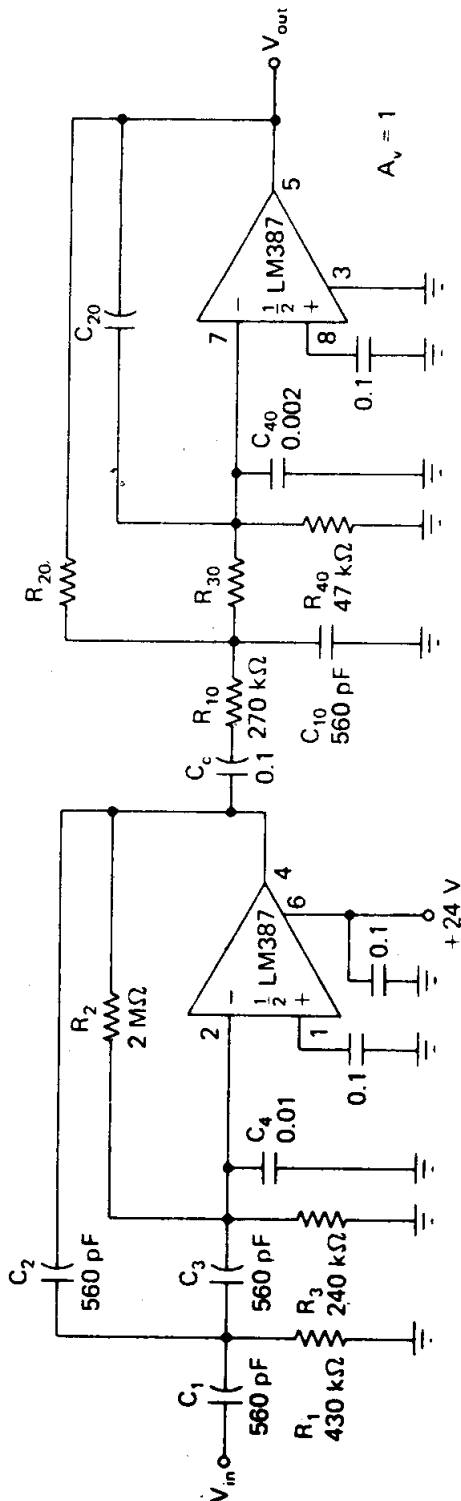


圖 5-22 斯畢齊濾波器，300Hz~3kHz

5-5-4 八音度等化器

音樂上，一個八音度是一個音符或一群音符可以為另一特別的參考音符或一群音符頻率的二倍或一半。最佳的結果可以在聲音系統實現，如果每一八音度的頻率響應可以經由全部的聲頻範圍分開控制。

基本的八音度等化器 (octave equalizer)，如圖 5-23 所示，是一簡單的音質控制電路。 C_1 及 C_2 的值決定頻率的範圍或八音度，這會被電路所影響。它設計來補償任何一個聲音系統所不需要的振幅——頻率或相位——頻率特性。

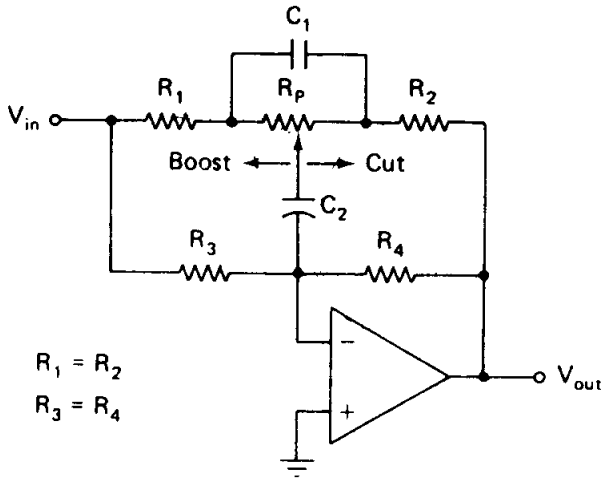
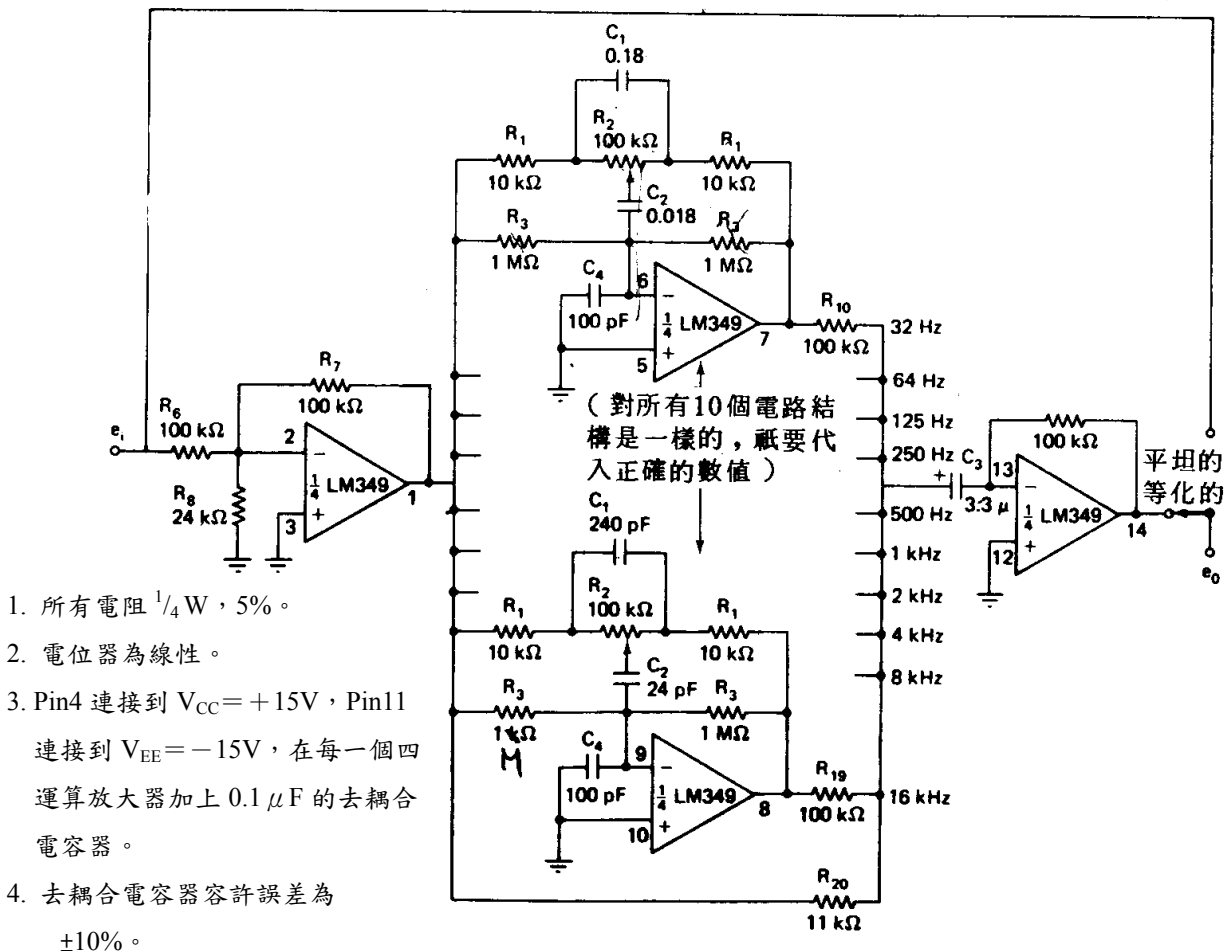


圖 5-23 典型的八音度等化器

容器 C_4 提供更大的穩定度。如果有直流電壓存在，輸入與輸出可能需要電容器。表 5-1 列出在聲音範圍每一已知的八音度 C_1 及 C_2 的值。

基本的八音度等化器可以複製以產生 10 段的八音度等化器，如圖 5-24 所示。使用四個運算放大器的 IC，全部電路僅須三個 IC 包裝。輸入緩衝放大器提供一低阻抗源以推動等化器，而提供一高輸入阻抗給前置放大器。電阻 R_8 用來穩定電路且保留 $2V/\mu s$ 的高轉動率。一個單位增益的輸出和放大器用來將每一等化的八度頻率加在一起。電阻 R_{20} 是用來使得同相的信號能正確的減掉反相的信號，而使每一等化器來的信號能維持全部的增益為 1。電容器 C_3 用來減少從輸出來的直流抵補電壓。在每一等化器的電



1. 所有電阻 $1/4 W$ ，5%。
2. 電位器為線性。
3. Pin4 連接到 $V_{CC} = +15V$ ，Pin11 連接到 $V_{EE} = -15V$ ，在每一個四運算放大器加上 $0.1 \mu F$ 的去耦合電容器。
4. 去耦合電容器容許誤差為 $\pm 10\%$ 。

圖 5-24 完整的十段八度等化器

表 5-1 適當的八音度電容 C_1 及 C_2 的值

f_0	C_1	C_2
32Hz	0.18 μ F	0.018 μ F
64Hz	0.1 μ F	0.01 μ F
125Hz	0.047 μ F	0.0047 μ F
250Hz	0.022 μ F	0.0022 μ F
500Hz	0.012 μ F	0.0012 μ F
1kHz	0.0056 μ P	560pF
2kHz	0.0027 μ F	270pF
4kHz	0.0015 μ F	150pF
8kHz	680pF	68pF
16kHz	240pF	24pF

5-5-5 主動交越網路

爲達到揚聲器的最大效率，僅有高頻必須加到小的高音用揚聲器（tweeter），而低頻則加到大的低音用揚聲器（woofer），達成這樣的電路稱爲交越網路（crossover network）。一個運算放大器的交越網路，如圖 5-25 所示。電路基本上是用一個高通濾波器來推動高音功率放大器，而一個低通濾波器用來推動低音功率放大器。這電路用一個有四個運算放大器的 IC，且顯示立體系統的左聲道，留下的二個運算放大器供右聲道使用。交越網路使用運算放大器 IC，是因其比傳統電路使用電感及電容器具有較低的價錢及較小的體積。

5-5-6 兩聲道的左右移動電路

圖 5-26 所示的電路，具有將單一的輸入信號，對電位器將其移到某一輸出的能力，它可以將輸入信號很公平的或任何量分到兩個輸出。由於這種全景的（panoramic）控制，這種電路稱爲左右移動（panning 或 panpot）電路。這個電路的輸出必須在電位器每一極端值時才有單位增益。即一個輸出有輸入信號的全部，而另一輸出則爲零。當電位器在中央時，每一輸出將在輸入信號的 -3dB 處。

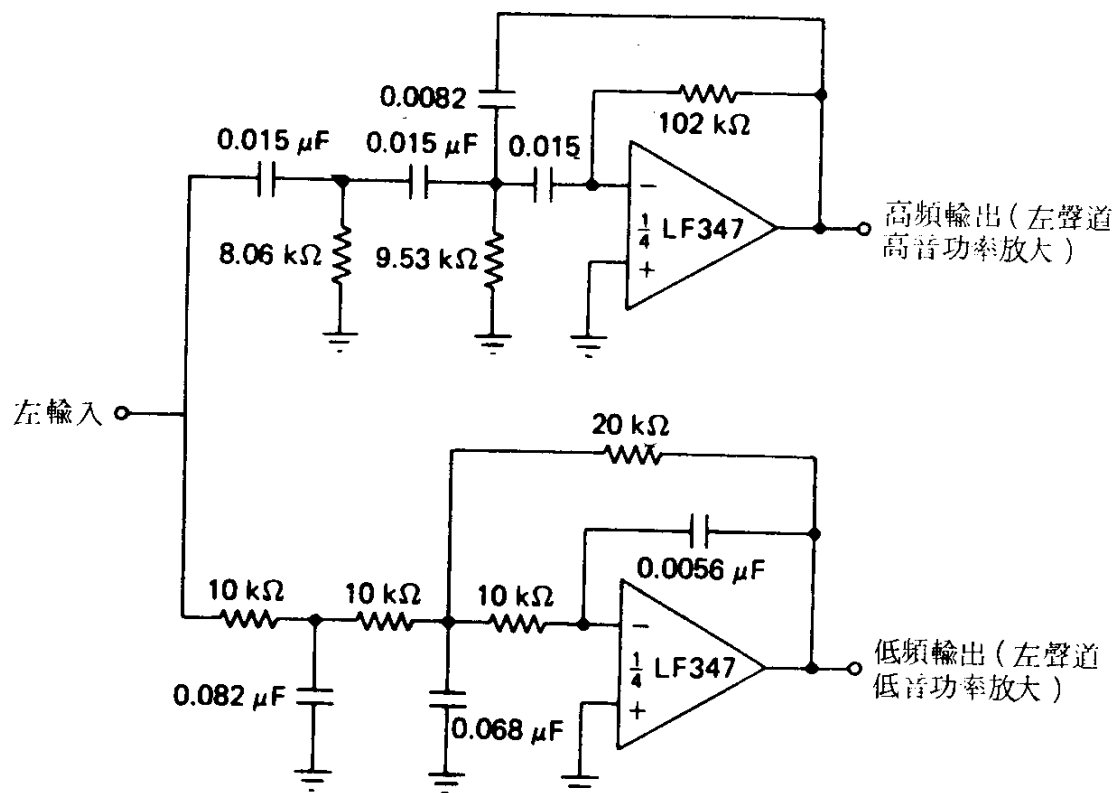


圖 5-25 主動交越網路

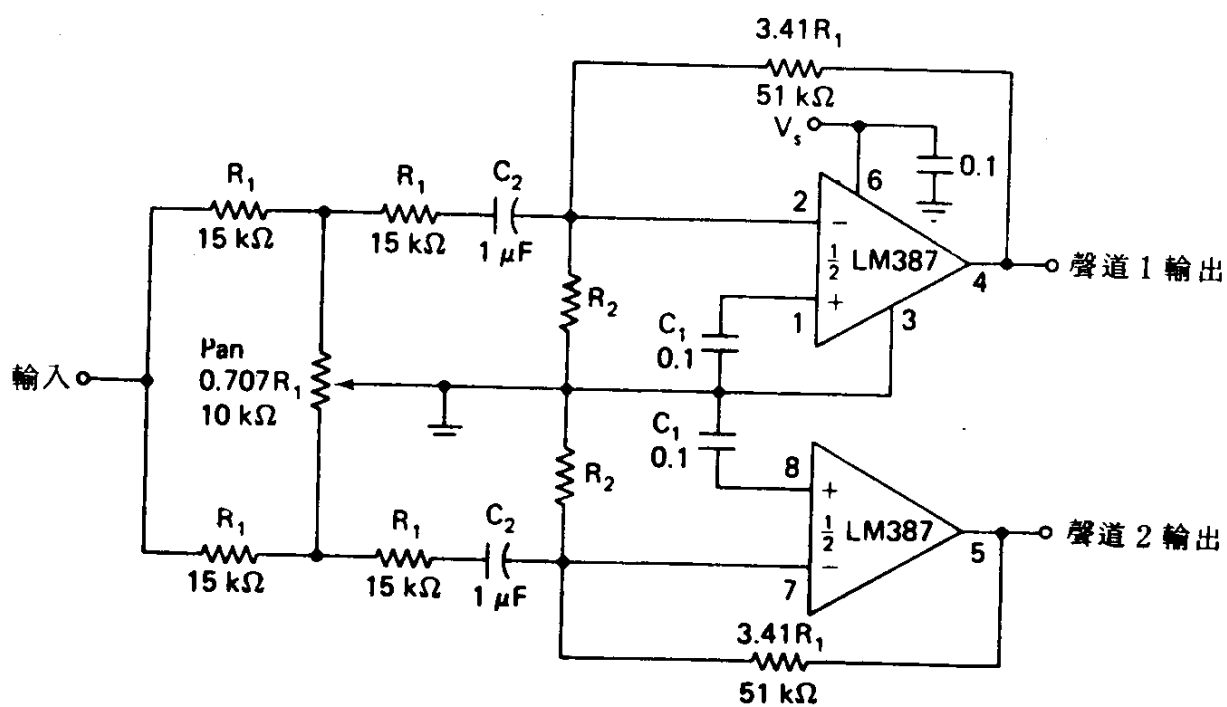


圖 5-26 二聲道左右移動電路

5-6 簡單中功率放大器

聲音功率放大器 IC 被用在低及中功率應用，像唱機、錄音帶、或收音機的單音（mono），立體（stereo），或多聲道（multi-channel）的聲音輸出。

這些聲音功率放大器 IC 與傳統的運算放大器在電路設計上並沒有不同的意義。主要設計不同處顯現於 AB 級高電流輸出級及特殊的 IC 配置技術以保證晶片（chip）的熱穩定。這些 IC 包裝類似於標準的 14-pin DIP，除了一些接腳在每一邊被一個翼所取代，這用來連接 IC 到散熱片（heat sink）。正常地，電路使用單一電源，但雙電源也可以使用，在沒有困難或輸出特性惡化下。

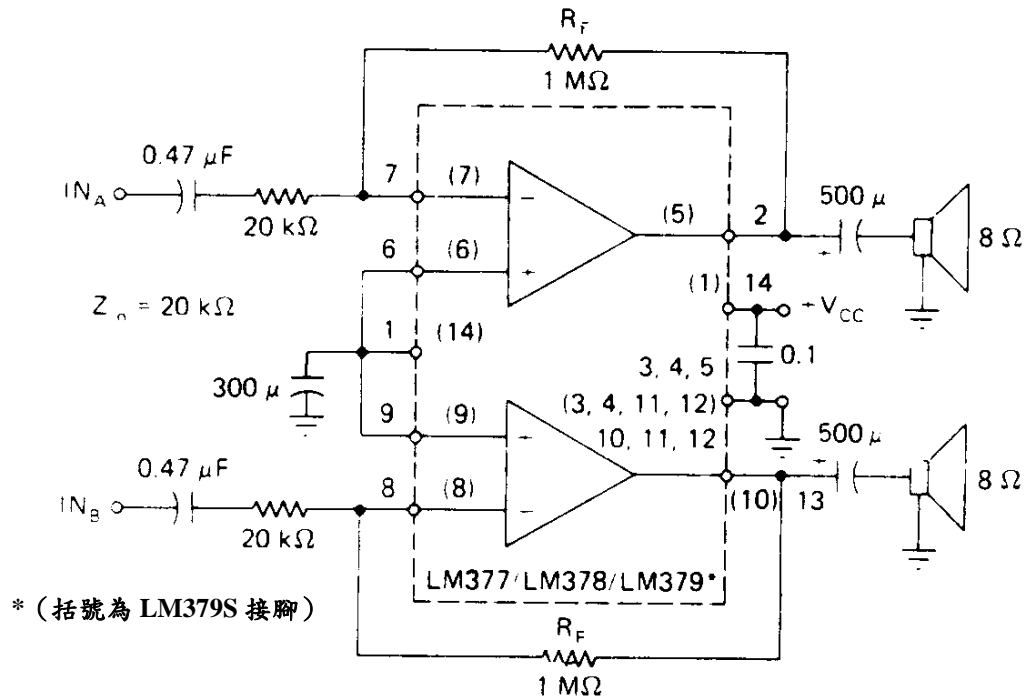
不幸地，電路用這些 IC 易受雜訊及在高頻自我振盪的影響。元件的配置是極端講究，且外加電路可能必須能濾掉雜訊或防止振盪。

二種電路組態用在聲音功率放大器 IC，如圖 5-27 所示。電路被用為立體輸出。反相放大器必須有較少量的元件，但必須被相關的低阻抗電路所推動。當使用額定的供給電壓，每一聲道的輸出功率也確定，輸入信號電壓 e_i 對每一電路必須不能超過以防止輸出失真。應用上如果需要一個高輸入阻抗，非反相放大器可以使用，雖然它有較多的元件。

一個典型單體（單音）的放大器，如圖 5-28 所示，具有輸出 5W 功率的能力。在應用上輸出的漣波及高頻的振盪並沒有多大問題， 2.7Ω 的電阻及所有的電容器，除了 $500\mu\text{F}$ 的輸出電容器，都可以省略。為達到最高效率電路必須被一低阻抗源所推動。

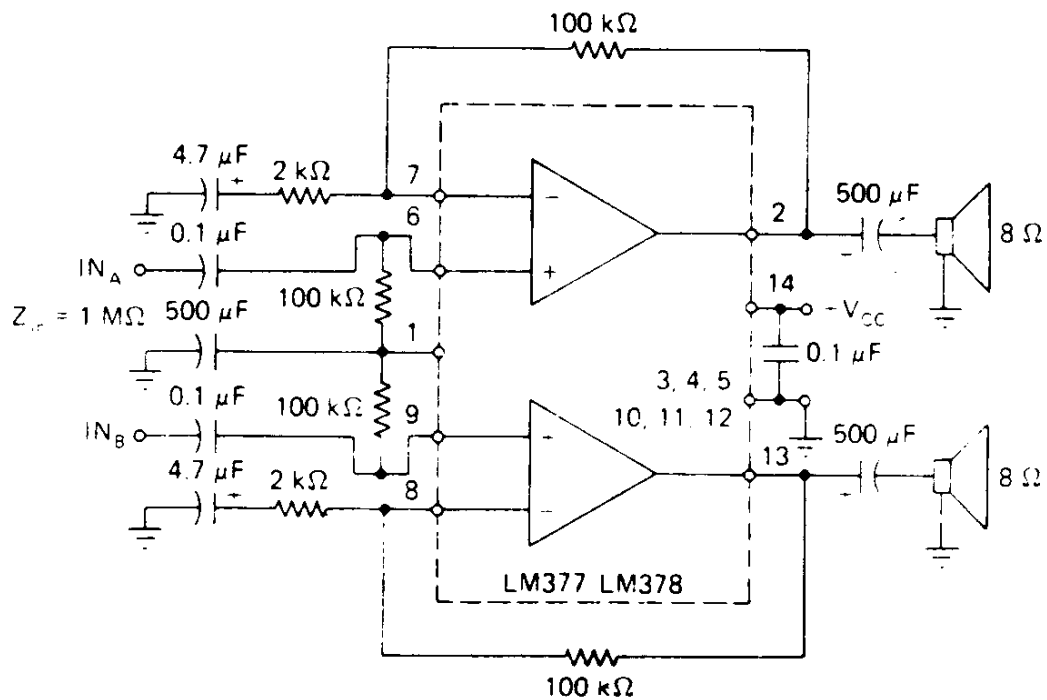
當輸出功率必須超過聲音功率放大器 IC 可用極限時，輸出可以用兩個外加功率晶體來增強，如圖 5-29 所示。這簡單的電路用互補的射極隨耦器具有一回授電路（ R_F ， C_3 及 $27\text{k}\Omega$ 的電阻）。電容器 C_4 及 C_5 用為電源供應的反耦合。在信號水準低於 20mW ，IC 直接經由 5Ω 電阻供給喇叭。超過這個水準，增強電晶體（booster transistors）被流經 5Ω 電阻的相同電流所偏壓而導通。

圖 5-30 顯示一個改進的 35W 增強功率放大器，用一個特別設計的功率推動 IC。這電路利用電流及功率限制，它使失真最小並保護輸出電晶體。電阻 R_1 及 R_6 是真正的電流限制裝置，而 R_2 、 R_3 及 R_4 、 R_5 形成電晶體的參考電壓，它使得電晶體在高負載時，保持在正確的偏壓。 $1\text{k}\Omega$ 的電位器用來調整電晶體的偏壓，因此在靜止狀態兩電晶體間（負載點 R_L ）電壓為零伏。



	LM377	3M377/378	LM379
$P_o =$	2W/ch	3W/ch	4W/ch
$e_i =$	80mV max.	98mV max.	113mV max.
$A_v =$	50	50	50
$V_{CC} =$	18V	24V	28V

(a) 反相放大器



(b) 非反相放大器

圖 5-27 立體放大器

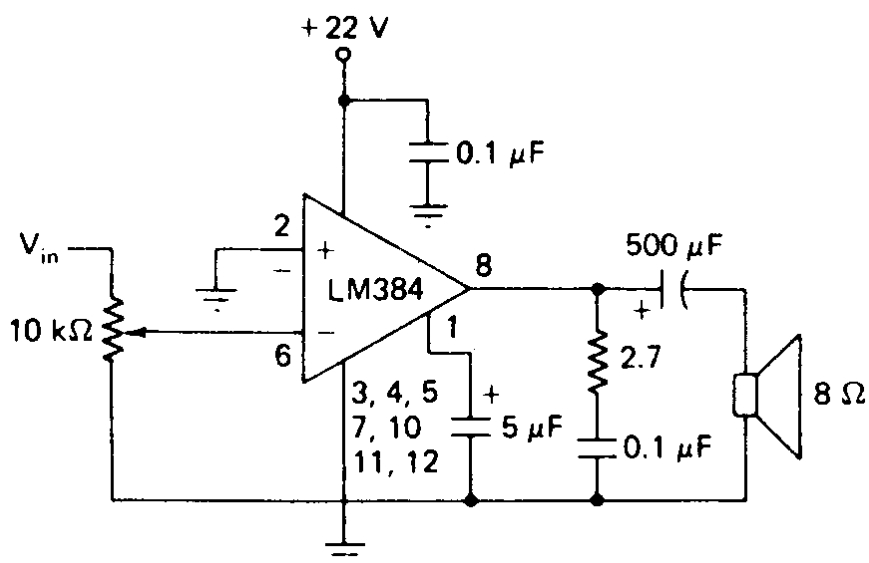


圖 5-28 典型的 5W 放大器

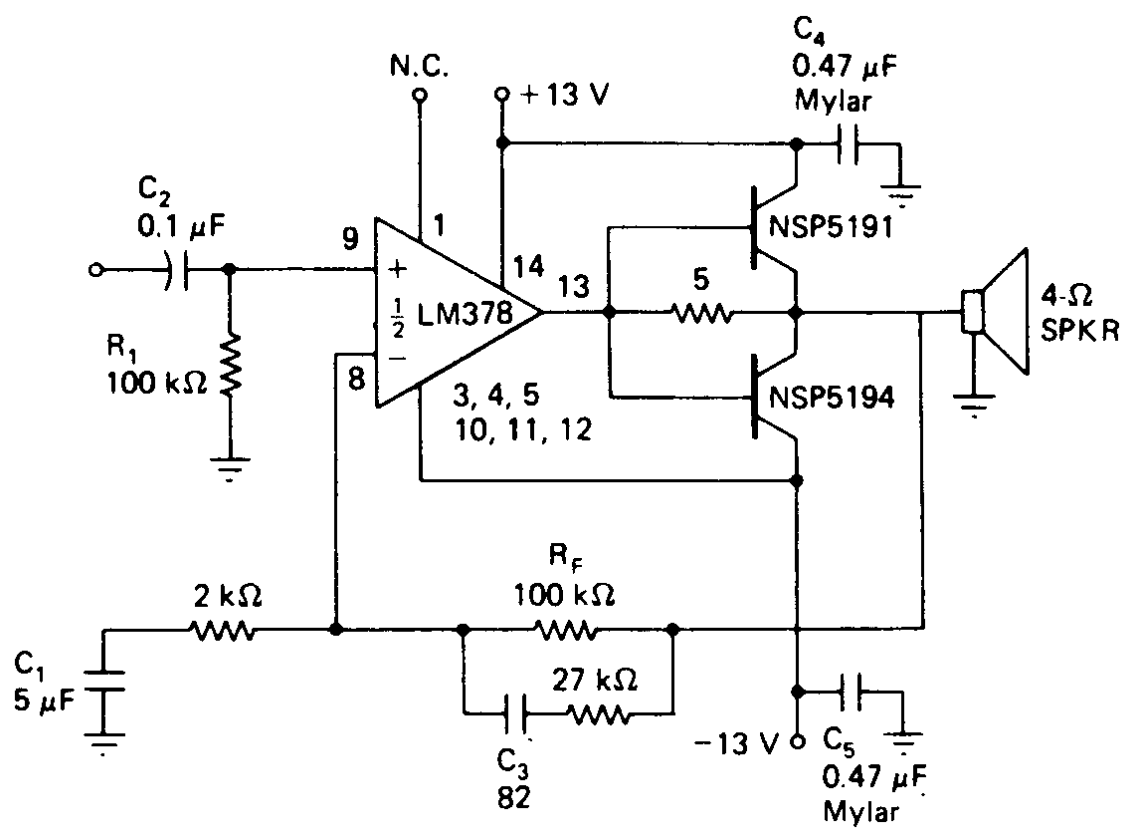


圖 5-29 12W 低失真功率放大器

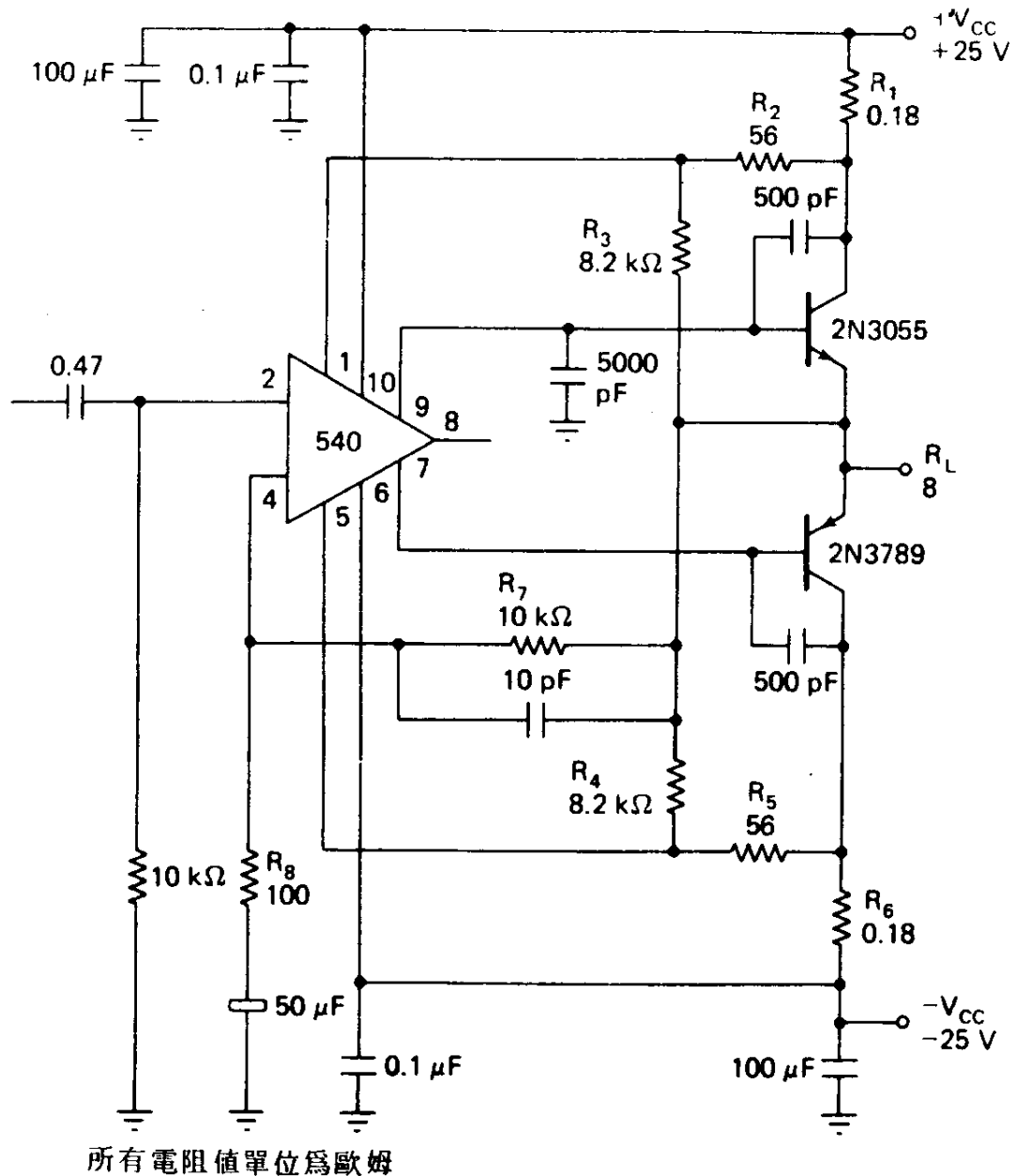


圖 5-30 35W 功率放大器

摘要

1. 反相聲音運算放大器通常與低阻抗源一齊使用。
2. 非反相聲音運算放大器通常與高阻抗源一齊使用。
3. 時常，運算放大器在聲音應用使用一個單一電源，而將非反相輸入端偏壓在 $\frac{1}{2}V_{CC}$ (+ 或 -)。
4. 特殊的聲音運算放大器，被設計操作於單一或雙電源。
5. RIAA 等化前置放大器被設計放大在 500Hz 以下的頻率，而衰減超過 2kHz。
6. NAB 等化前置放大器，被設計成更線性的衰減超過 50Hz 的頻率。
7. 主動音質控制電路維持輸入信號的振幅且甚至可能有些增益。
8. 聲音混波器基本上是和放大器。

9. 斯克雷齊濾波器是低通濾波器。
10. 亂波濾波器是高通濾波器。
11. 斯畢齊是從 300 到 3kHz 的帶通濾波器。
12. 八度等化器基本上是音質控制，在整個聲音範圍比簡單的低音及高音控制更柔順。
13. 交越網路將低頻導向較大的低音喇叭，而將高頻導向較小的高音喇叭。
14. 一個左右移動電路使操作者能夠完全或比例的移動單一的聲音源，從一聲道到另一聲道。
15. 特別設計的聲音運算放大器能夠將數瓦特的功率直接導向喇叭。
16. 當需要更多的聲音功率，一個聲音運算放大器可以推動輸出增強電晶體。

自 我 測 驗

參考圖 5-31，分辨運算放大器的元件或電路名稱。

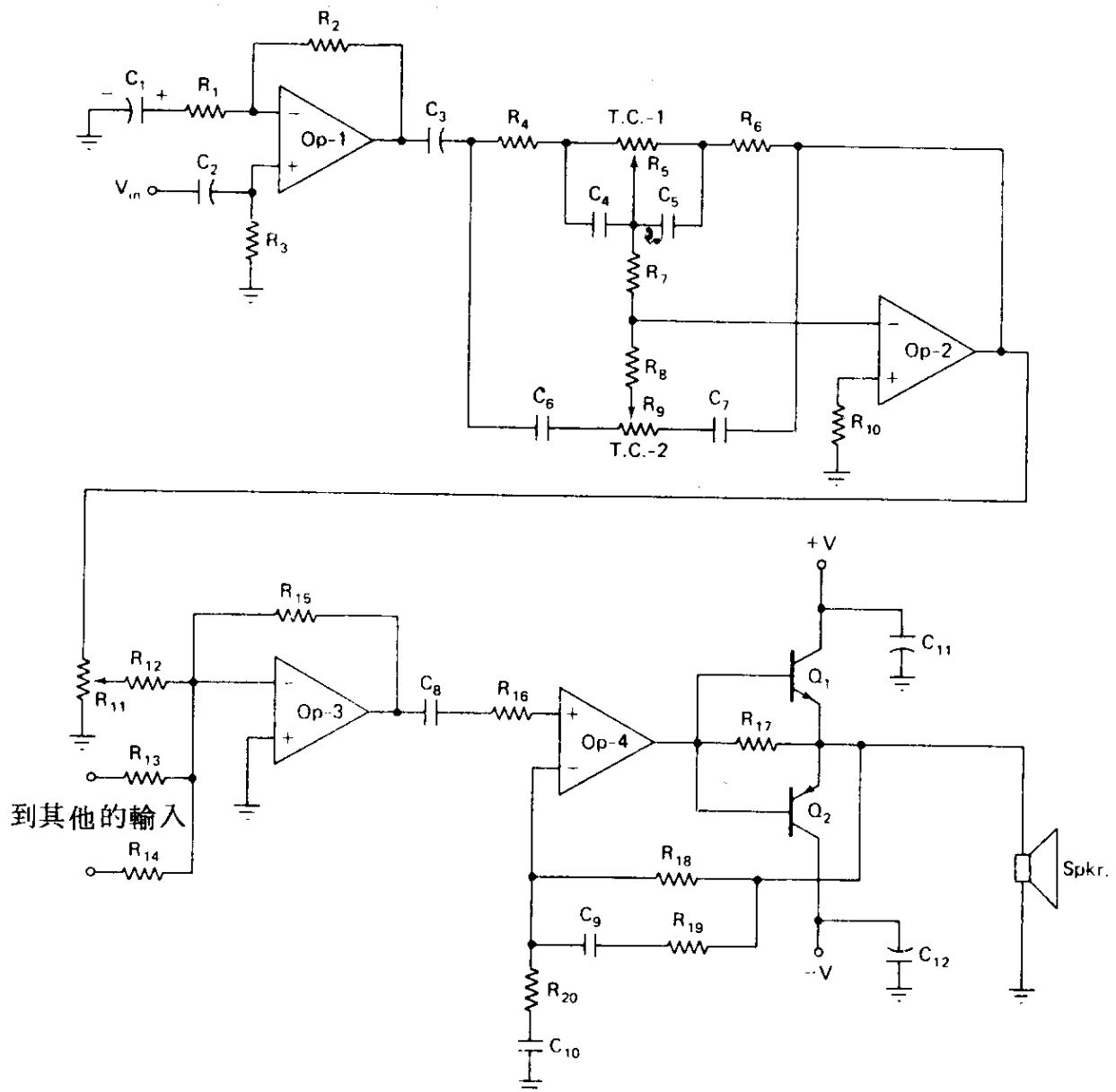


圖 5-31

1. 聲音混波器
2. 輸出推動級
3. 低音音質控制
4. 音質控制
5. 前置放大器
6. 高音音質控制

多 選 題

1. 一個電路具選擇聲音從兩個喇叭中的一個或兩者的能力，稱為
 - (a) 交越網路
 - (b) 左右移動電器
 - (c) 音質控制
 - (d) 八度等化器
2. 用來消除 60Hz 交流聲的最佳電路是
 - (a) 斯克雷齊濾波器
 - (b) 斯畢齊濾波器
 - (c) 亂波濾波器
 - (d) 八度等化器
3. 一個聲音系統必須一個具有 200 的增益前置放大器與有 $50\text{k}\Omega$ 阻抗的麥克風匹配，最佳的放大器是
 - (a) 非反相
 - (b) 放相
 - (c) 單一隨耦器
 - (d) 以上皆非
4. 一個十段八度等化器可以調整的頻率響應是
 - (a) 低頻
 - (b) 高頻
 - (c) 中頻
 - (d) 以上皆是

習題

1. 參考圖 5-2，當 $C_i = 4.7\mu\text{F}$ ， $R_i = 2.2\text{k}\Omega$ ，則低頻截止頻率為何？
2. 用一個單一電源劃一個反相放大器及一個非反相放大器。
3. 劃一個具有增益為 250 的非反相放大器，跟隨一個具有增益為 50 的反相放大器，來推動一個 8Ω 的喇叭。
4. 解釋圖 5-11 RIAA 前置放大器元件的功能。
5. 解釋圖 5-13 NAB 前置放大器元件的功能。
6. 劃出一個主動音質控制（低音及高音）電路。
7. 列出並解釋在聲音應用的三種濾波器。

8. 解釋八度等化器的操作，其性質與音質控制電路比較如何？
9. 解釋主動交越網路與左右移動電路的不同點？
10. 劃一簡單的輸出功率增加放大器，並寫出每一使用元件的功能。(提示：參考圖 5-29 及圖 5-30)

6 運算放大器的保護，穩定度及測試

任何元件遲早都會損壞，這是無可避免的事。可信賴的廠商或是自己組合的電路均需要依靠運算放大器穩定的程度來為他們效力。所以某些事前的防備工作在設計與組合運算放大器時就加入了，以確保電源未穩定之前能正確的操作。本章將提出實際上在過電壓保護，電路穩定度以及運算放大器的測試應用。

6-1 輸入保護

當使用固態元件超過了廠商的額定電壓，可能會破壞了運算放大器或者是改變它的特性。輸入端被破壞的原因是加入了過額的差動輸入電壓或過額的共模（common-mode）。運算放大器的輸入端電晶體，就好像兩個背靠背的稽納二極體等效電路一樣，若跨在輸入端的電壓超過了稽納二極體的崩潰電壓點，會有足夠的反向電流流過，因而破壞了輸入電晶體。限流電阻與二極體用來加在輸入端，作為保護運算放大器。如圖 6-1 所示。

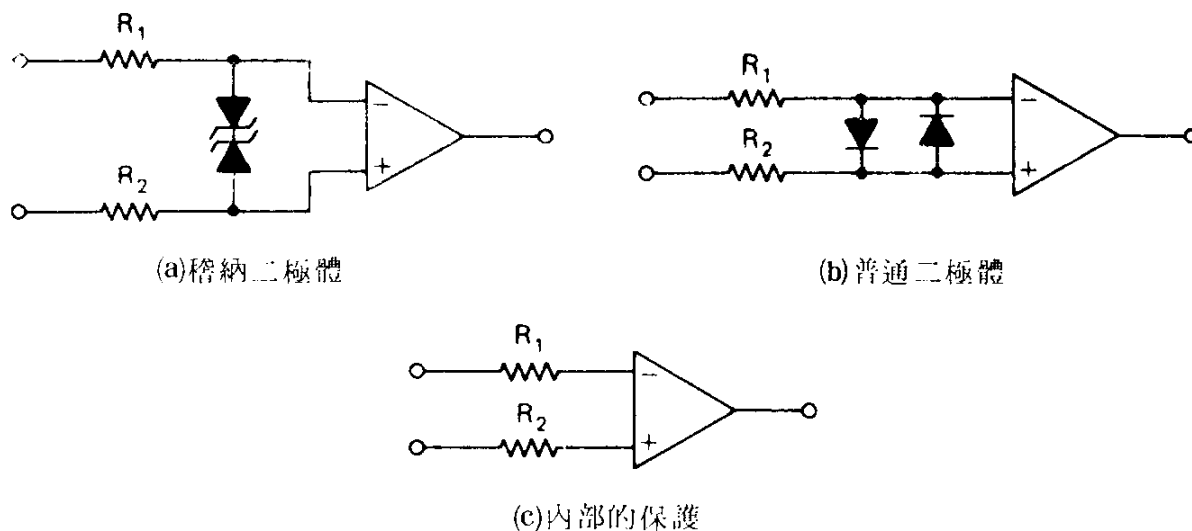


圖 6-1 輸入過電壓／過電流保護方法

R_1 與 R_2 電阻值相同都是 $10k\Omega$ ，用來加在輸入端，這對電路的性能來說是毫無作用。運算放大器輸入端內部電晶體由射極至基極之間的稽納崩潰電壓大約是 7 伏特，所以使用二個較低電壓的稽納二極體於輸入端，就可以保護運算放大器的輸入。如圖 6-1(a) 所示。常常因為稽納二極體不便宜，故以正規的二極體兩支，作相反方向的並接在運算放大器的輸入端代替稽納二極體，如圖 6-1(b) 所示。某些運算放大器的內部已經加有保護，外面僅須加入 R_1 ， R_2 電阻，如圖 6-1(c) 所示。在實際的工作電路上，電阻的輸入端常常被認為是運算放大器的真正輸入端。

6-2 輸出的保護和上鎖

大部份的運算放大器製造時，均在輸出部份合併了短路保護電路於 IC 中。你拿到的可能是老式的運算放大器，那就須要在輸出部份加入短路保護，如圖 6-2 所示。當輸出端串接了一個低值的電阻時，輸出電流就會被 R_1 所限制。在正常工作時，在 R_1 上的電壓降可以忽略，而且性能上並無損失。此外，特別是接電容性負載時改進了電路的穩定度。

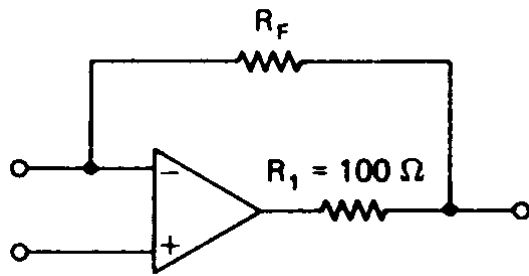
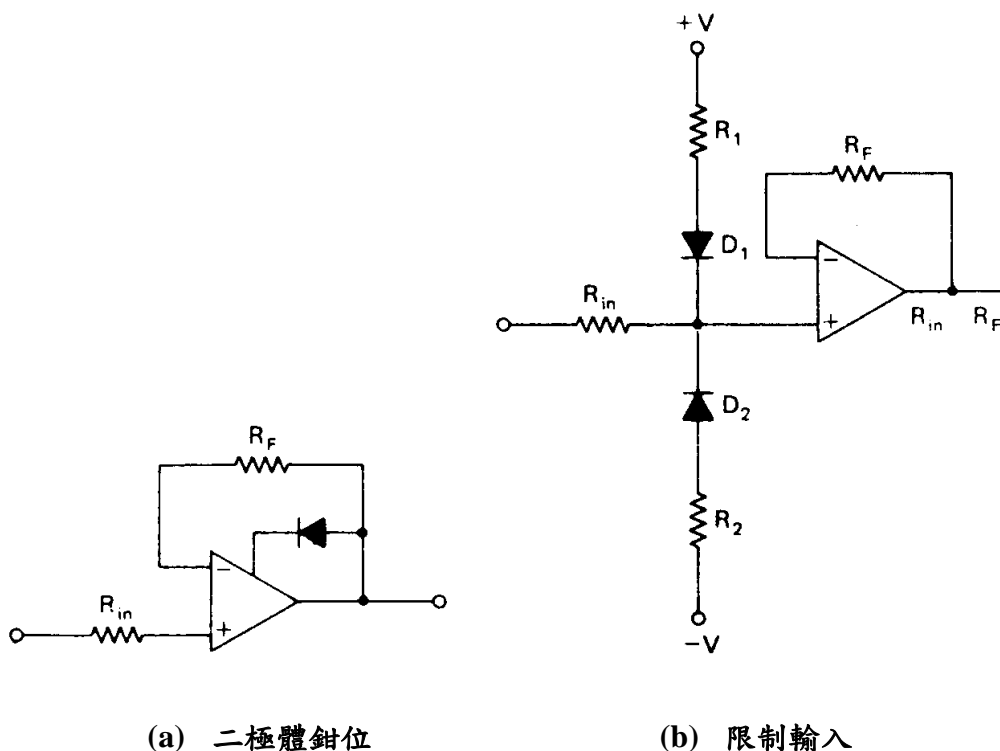


圖 6-2 輸出短路保護電路

使用運算放大器作電壓隨耦級時，有時候會產生一個問題，稱為上鎖 (latch up)。如果輸入信號的峰值電壓擺動大於輸入偏壓的準位，運算放大器就會飽和。在飽和狀態時，運算放大器不再有負回授，卻變成了正回授。這正回授繼續迫使運算放大器飽和，使得輸出上鎖在高電壓準位（接近電源供應的 $+V$ 或 $-V$ ）。

利用一個高阻值的回授電阻可以減少或者剔除上鎖的可能性。但是也可能因此而破壞了運算放大器的輸入特性。一種較為普通，避免上鎖的方法如圖 6-3(a) 所示。在輸入端到頻率補償端放入一個二極體，利用二極體的鉗位動作防止輸出電壓上升至大於輸入端。

因為上鎖時常發生於輸入電壓擺動的極限，所以加入一特別的電路，鉗住輸入電壓於某一特別準位，如此就可避免上鎖。如圖 6-3(b) 所示。使輸入的電壓無法擺動超過供應電壓 $+V$ 或 $-V$ 。



(a) 二極體鉗位

(b) 限制輸入

圖 6-3 防止上鎖

6-3 電源供應保護

運算放大器是由電晶體所組成的，所以加入電源供應時，極性不可錯誤，而且不得超過最大的額定電壓。如果電源的極性顛倒加入時，甚至僅僅片刻鐘，破壞性的電流很快的流入，這個 IC 就一命嗚呼矣！利用一個二極體串接在 $-V$ 的電源供應端，就可以保護單級放大時被誤加入相反極性的電源。如圖 6-4(a) 所示，對一群放大器極性顛倒的保護，可以在電源供應端，反向的接上一對功率二極體。如圖 6-4(b) 所示。二極體需選用能承受比保險絲，或電源供應短路電流值為大者。如果極性顛倒發生了， D_1 和 D_2 會鉗住電源供應器，限制住或是拉下足夠的電流，燒斷保險絲，藉以保護放大器。

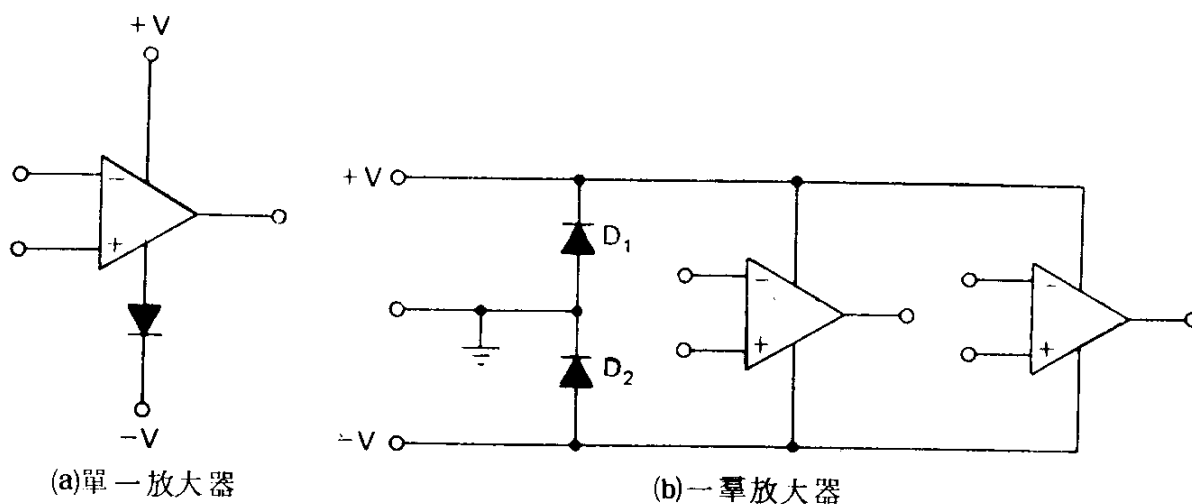


圖 6-4 電源供應極性顛倒的保護

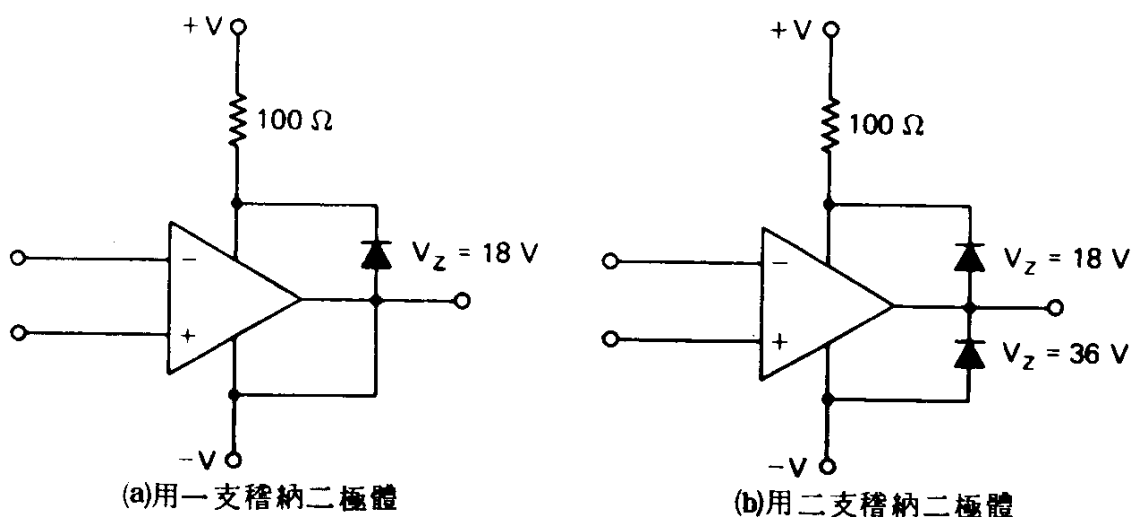


圖 6-5 電源供應過電壓的保護方法

普通型式的 IC，運算放大器最大的電源供應操作電壓是 $\pm 18V$ （全部為 $36V$ ）。加在 IC 的電源輸入端如圖 6-5 所示。一支 V_Z 是 $36V$ 的稽納二極體可以跨放在電源供應端，用來作過電壓保護，如果沒有 $36V$ 者，也可以用二個 $18V$ 的稽納二極體串聯來替代。

通常，操作電壓均設在額定電壓以下，稽納二極體並不抵觸電路的操作。記住！任何電源供應，過電壓的保護，稽納二極體的 V_Z 值必須等於或小於運算放大器的額定工作電壓。

6-4 基礎電路穩定度應用

穩定一個回授放大器，意思是指避免振盪發生，保持設計時的固定增益，降低雜訊至最少。正確的電路設計應當加強電路的穩定度。元件引線的長度應保持在最短。理想化的電路儘可能的使用直接而且最短的導線長度。一群迴路應當有最低的電阻抗和電感抗。

要保持良好的穩定度，電源供應電壓保持恆定是很重要的。電源供應的反交連電路如圖 6-6 所示。自己可以完成它。用電容器來旁路電源供應對接地端的電壓變動。通常使用 $0.1\ \mu\text{F}$ 的碟形陶質電容器，或 $1.0\ \mu\text{F}$ 的鉭質電容器，這是用來旁路很實用於印刷電路板的設計，至少每 5 個運算放大器就須要加入一組旁路電容。

輸入雜散電容是導因於放大器的輸入電容與線電容，會影響電路的穩定度。使信號產生相位漂移，有時甚至產生振盪，加入一小值的回授電容大約 3 至 10pF 並連在回授電阻上，能減少或剔除雜散電容所產生的問題。如圖 6-7(a) 所示。

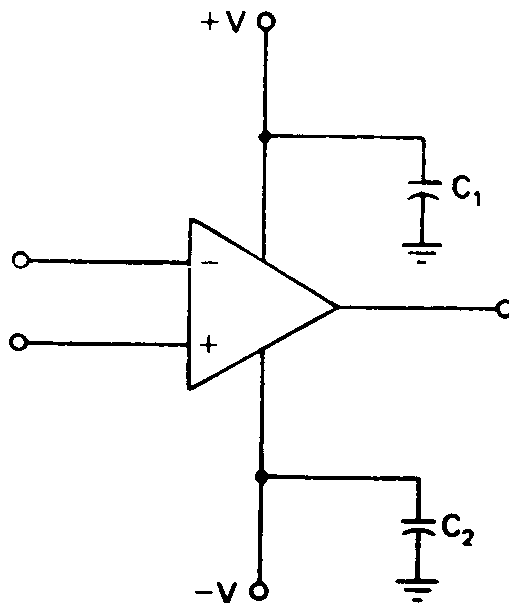
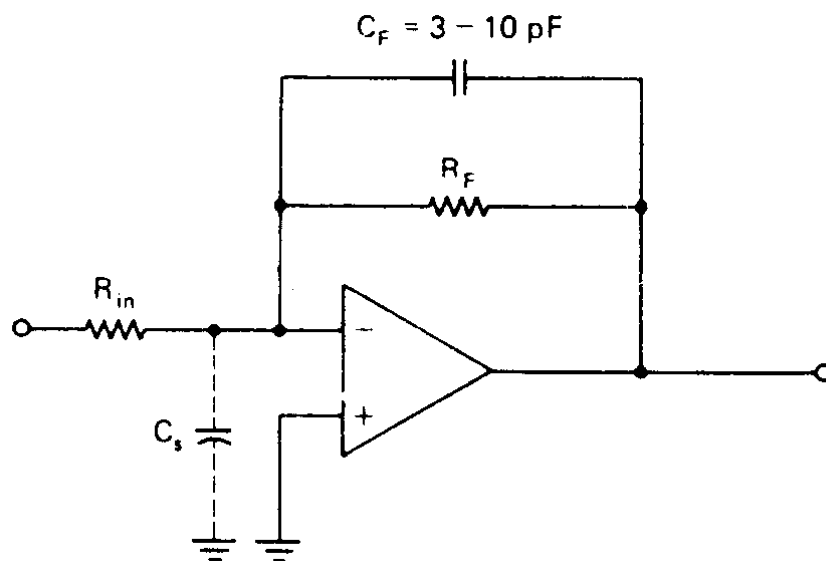


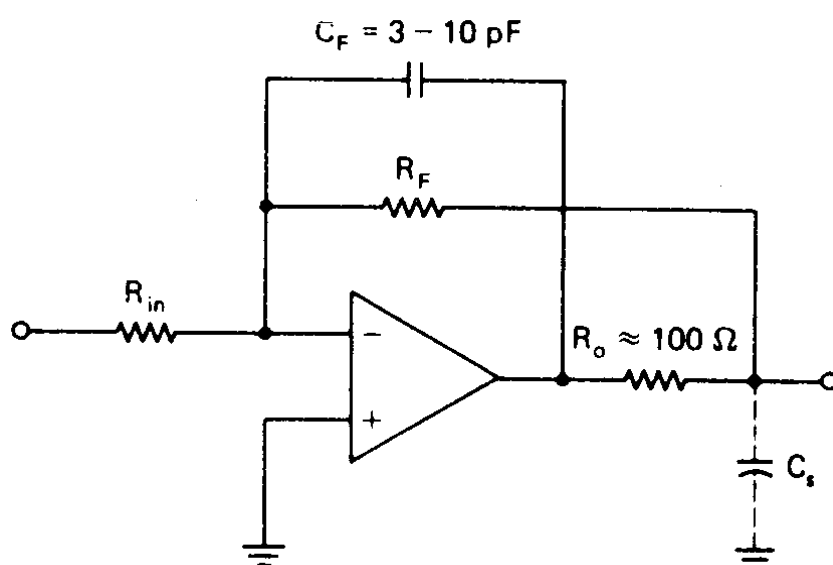
圖 6-6 電源供應退交連

輸出雜散電容也會產生穩定度的問題，可以加入一小值的輸出電阻串接在輸出端，雜散電容就與放大器隔離開了。如圖 6-7(b) 所示。

高頻增益（和雜訊）可以用回授電容 C_F 來降低，在單一增益頻率時， C_F 的阻抗應等於 $1/10$ （或更少）於 R_F 。



(a) 輸入電容



(b) 輸出雜散電容

圖 6-7 雜散電容和電路穩定度

6-5 運算放大器的測試

有幾種可執行的測試用來決定運算放大器的操作能力。這些測試包括偏壓電流、抵補電壓、抵補電流、轉動率限制、暫態響應、電壓增益、CMRR 與其他特別的測試。這些測試通常由廠商來執行。但是什麼是測試運算放大器功能的標準點？它在電路中工作或不工作呢？不像其他的固態元件，積體電路，特別是運算放大器太複雜，以致於無法用簡單的歐姆表，來決定它們到底工作或不工作的能力。

這一節提供四個簡單的運算放大器測試電路。用來決定是否運算放大器的輸出能擺動正與負，並且顯示某些相對增益。蓄電池的電源供應器可以應用在這些電路上。如果你想組合一組交流的電源供應器，可以用 1-4 節所提出的電路。

這些電路能在麵包板上來組合它，而且容易存放在很小的空間，如圖 6-8 所示。表示一通用的運算放大器測試器的設計。接線端子需要連上電源供應器，而且彈性的使用纏線方式來處理運算放大器，可以用不同的引線來認明。你可能需要用到下列引線端子，它們是：

- 小針形的插頭與插座。
- 小香蕉形的插頭與插座。
- 彈簧連接器和鍍錫線。
- 迷你鱷魚夾導線。

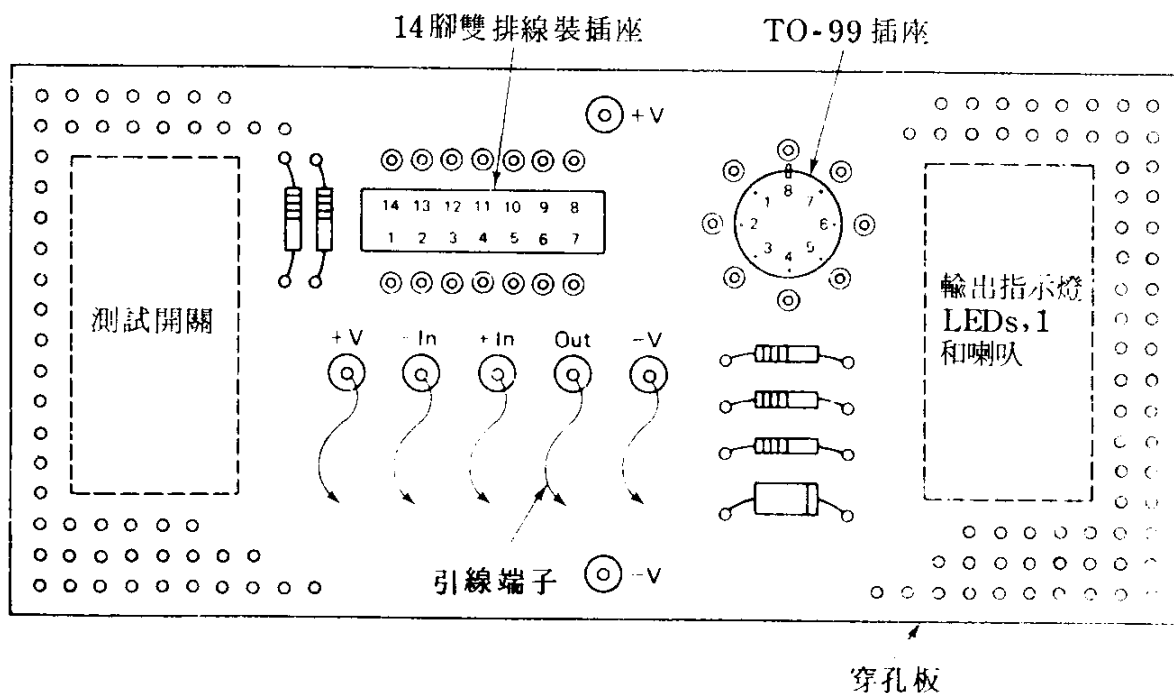


圖 6-8 通用的運算放大器測試器佈線設計

可用兩隻 IC 插座：14-腳二排線裝（DIP）和 8-腳 TO-99 型各一支。所有的元件均固定在板子上面，五個接線端子標明為 +V，-IN，OUT，和 -V，這些端子均已纏線焊牢並與正確的 IC 插座纏線好了。

特別注意在 IC 插入插座與拔出插座時，須先將電源切斷。使用二排線裝插座時，首先將 IC 一邊的腳插入，然後輕輕的壓入另一邊。使用 TO-99 插座，首先將第一腳插入，然後用頭小一點的工具如鉛筆，或螺絲起子，使每一腳對正於每一個孔，輕輕的將 IC 壓入插座。你可能會想要買一支拔 IC 的工具。或者你可以自己製造一個。從一支長的鉗子尖端 $\frac{1}{8}$ 吋處，將鉗子兩臂向內彎曲 90 度角，使兩臂面對面即可。

一支很小的螺絲起子可以用來蹺起插座中的 IC，記住 IC 蹺上來時儘量保持平坦，這樣 IC 離開插座以後，腳才不會太彎曲。

如圖 6-9 所示的電路是用 LED（發光二極體），來表示輸出擺動的狀態，當輸入極性在 +V 的位置時，而且測試開關閉合，輸出就顯示 "待測元件狀況"（D.U.T）並且使輸出變低電位，點亮 LED-1。相反的，當輸入極性在 -V 的位置時，輸出擺到正電壓輸出，點亮 LED-2。

如果其中之一或兩者 LED 均無法點亮，那麼這個運算放大器內部就有問題了。可能其中有一個電晶體已經開路。如果兩個 LED 在測試時同時點亮，那麼運算放大器的內部可能短路了。

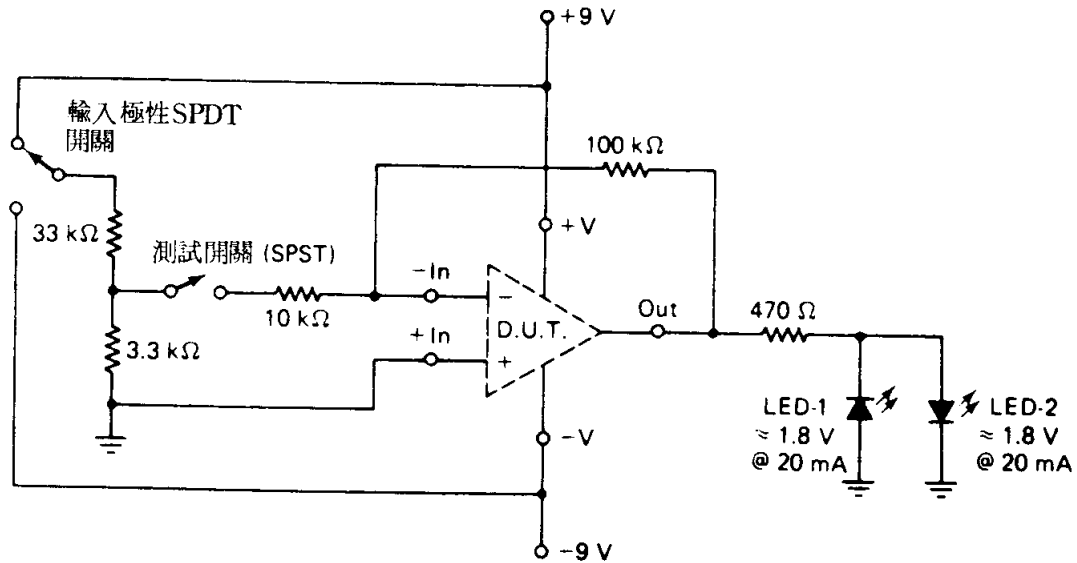


圖 6-9 LED 指示動作或不動作的運算放大器檢查器

一個自動 LED 顯示的運算放大器通過或不通過的測試器，如圖 6-10 所示。這個電路就如同 4-1 節所討論的方波產生器。可作如圖 6-9 電路相同的測試。輸出在測試中 (D.U.T) 作正負電壓的擺動，並且交互的點亮 LED1 與 LED2。

改變反相端的電阻與電容值，你可以把它變成有音響的運算放大器測試器。如圖 6-11 所示。用 $1\text{ k}\Omega$ 作負載，使用 AC 電壓表可以測出運算放大器輸出的相對讀值。輸出的擺動接近於 $+V$ 和 $-V$ ；所以輸出的讀值應在 $\pm V$ 的 50% 或大於 $\pm V$ 的 50%。當 S_1 閉合上時，就有 1 kHz 的音響從喇叭送出來；表頭的讀值將會激烈的衰減，這是因為喇叭負載拉下來的關係。

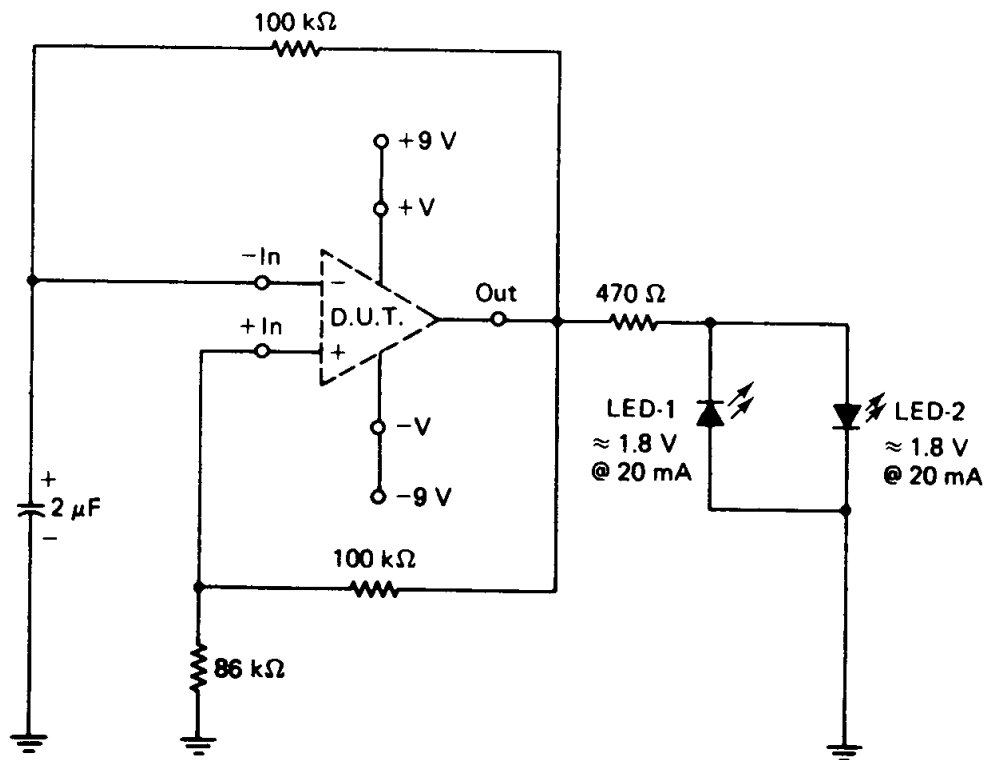


圖 6-10 全自動 LED 指示動作或不動作的運算放大器檢查器

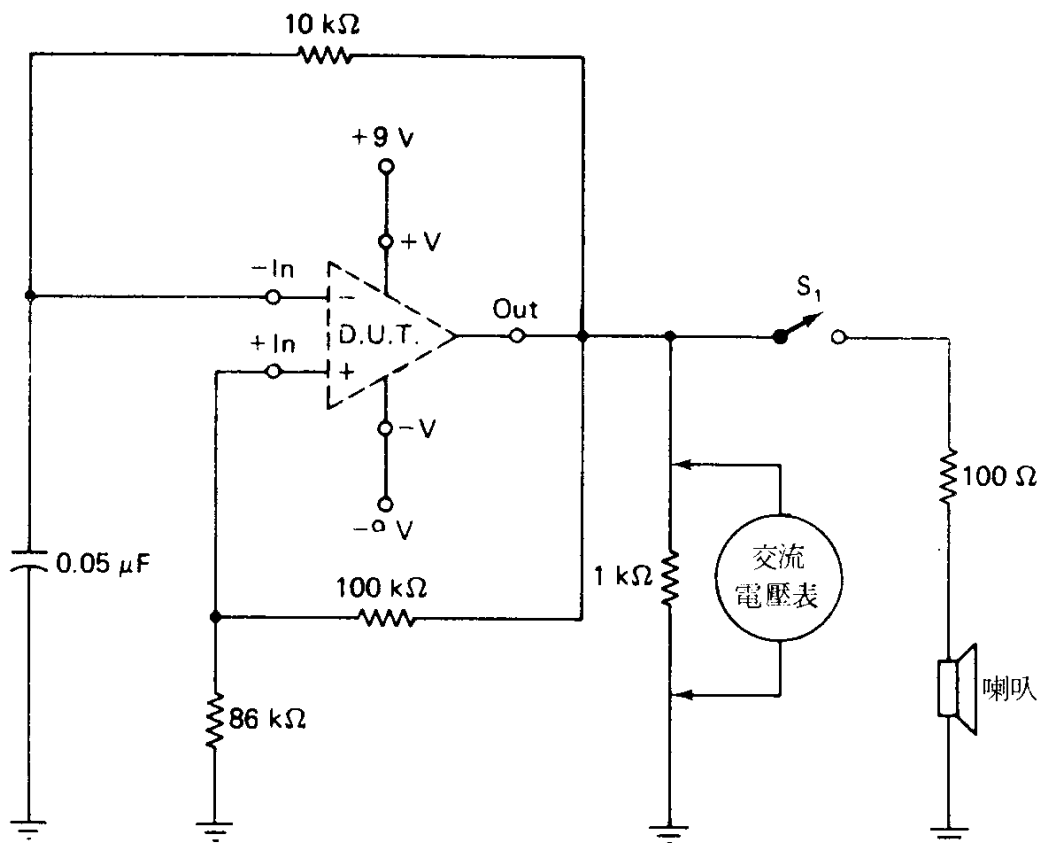


圖 6-11 有音響的運算放大器檢查器

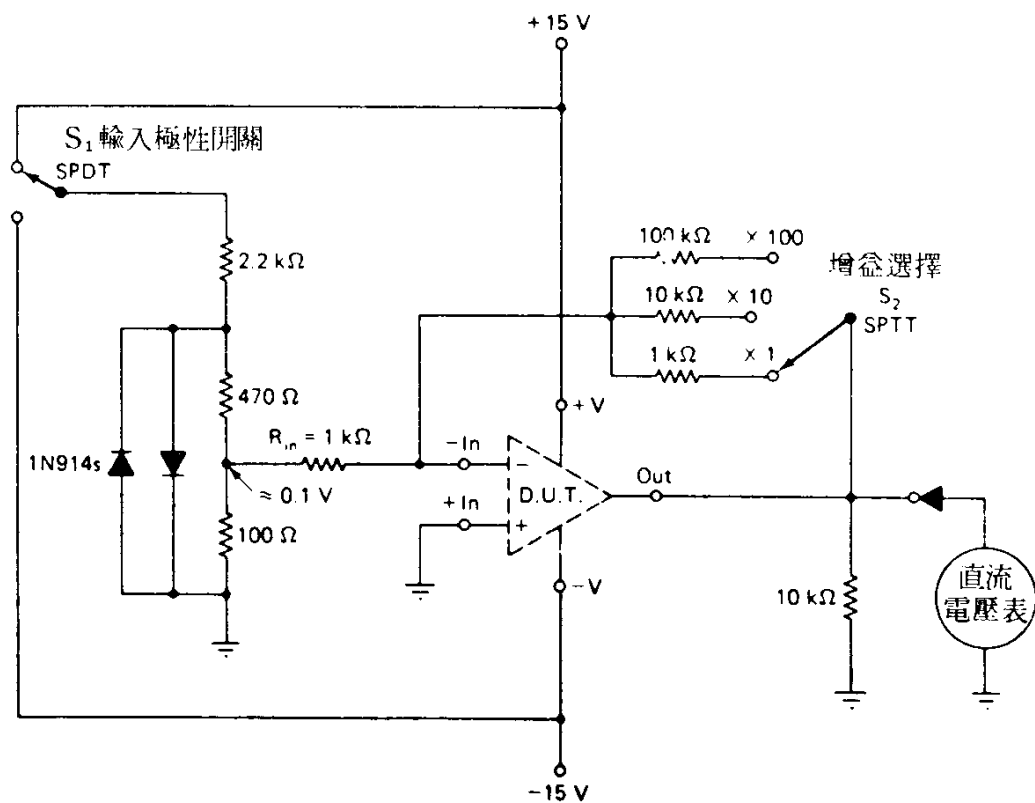


圖 6-12 基本運算放大器直流增益測試器

圖 6-12 所示是基本運算放大器直流增益的測試器。這個測試器使用±15V 的電源供給，但是如

果決定使用蓄電池，可以增加至 $\pm 18\text{V}$ 。輸入電阻與二極體降下了運算放大器輸入端的電壓。兩支二極體也幫忙限制住輸入的電壓，它們使正向電壓降在 0.7V 。 470Ω 與 100Ω 電阻提供反相輸入端接近 0.1V 的電壓，增益控制開關 S_2 ，可以各別的控制電路的增益 $\times 1$ ， $\times 10$ ，和 $\times 100$ ，輸出的電壓值相對的也應該是 0.1 ， 1.0 ， 10V 。當輸入極性開關 S_1 在 $+V$ 位置時，輸出的電壓是負值。反之亦然，因為電路是基本的反相放大器，如果任一運算放大器無法產生所需要的增益，那就應該把它扔棄了。

6-6 使用一支電壓表作內部電路測試

電壓表是基本上拿來量測電路中直流電壓的工具。作為電子方面的修護，來量測電源供應電壓是不是正確值，它永遠是最實用的。在量測運算放大器時，就應該量對電源供應腳。不正確的讀值就表示 IC 已經壞掉了。電源供應可能產生一個問題，會因為一個壞掉的電路而破壞了所有的電路。不要忽略了過電壓保護電路或是反交連電路，這些都可能影響到電源供應的電壓。漏電的二極體與電容器也會使電源供應的電壓下降。無論如何，它們決定了電源供應電壓是否正確，或者用量測直流的方式可以確定發生問題的地方。

零件的年齡也會造成直流電壓的改變，因而使電路不穩定。在作直流平衡控制或零位調整時，須先作檢查。這些控制是用來調整使恢復至電路工作在正確的條件下。藉著調整可以免去作進一步的處理故障電路。

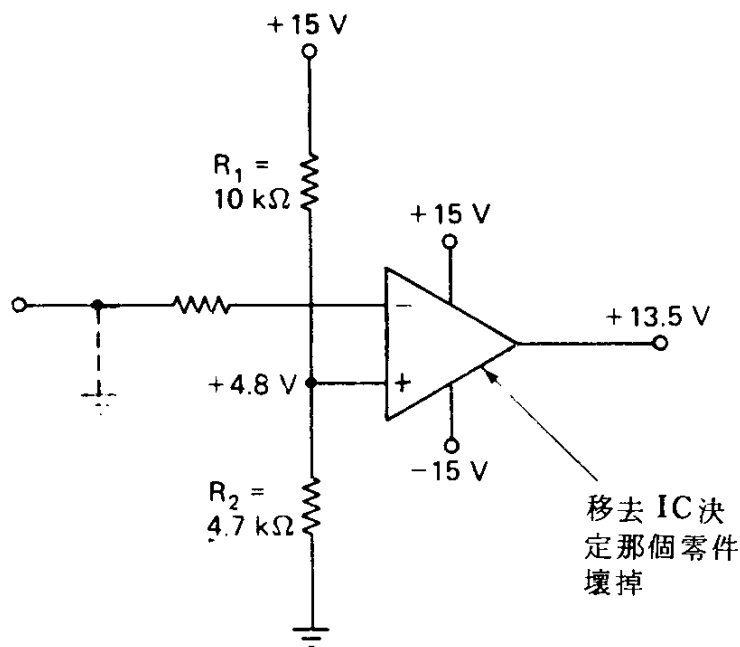


圖 6-13 直流輸入電壓測試

當直流準位發生變動時，就是告訴我們可能是運算放大器壞掉或是外接的電路出問題。有一個方法可以判斷是那一個發生問題。移去運算放大器再檢查電壓的讀值。如果電壓讀值回復正常，那問題是出在 IC，如果讀值仍然不正確，那就是發生在外接電路。有一個例子如圖 6-13 所示。在非反相端的輸入電壓應該讀到 $+4.8\text{V}$ ，但是我們卻只讀到 $+2.0\text{V}$ ，如果移去運算放大器，讀值回復正確值，這個運算放大器已被破壞了。如果電壓依然在 $+2.0\text{V}$ ，可能 R_1 的阻值已經增加，而使 R_2

上的電壓降下。

另外一種抓故障的技術是將運算放大器的輸入端一起短路。如圖 6-14 所示。差動輸入電壓變為零伏特，所以輸出電壓也應該降至零伏。如果輸出電壓不降為零，那這個運算放大器就已經被破壞掉了。

使用這種技術時，事前有一些預防措施要遵守。第一，要確定 IC 是運算放大器。有許多 IC 無法忍受輸入端短路。第二，要確定被短路的腳是輸入端。因為短路其他的腳會破壞 IC。第三，如果是直接交連的電路，至少要先使輸出電路開路，否則不得使用此法。第四，僅在使用雙極性電源供應的電路上方能使用這種測試。

在系統中若有增益損耗的問題，如圖 6-15 所示。可以測試各別的放大器。這是直流增益的測試，而且必須將輸入與輸出的連線加以隔離，用一個 1.5V 的小電流和 10kΩ 的電位計，可以調整與供應輸入電壓， R_{in} 與 R_F 兩支電阻須正確的測試，他們的值可應用增益的公式，來計算輸出所期望的電壓值。並且須記住觀察輸入輸出的電壓極性，與反相或非反相放大器的關係。

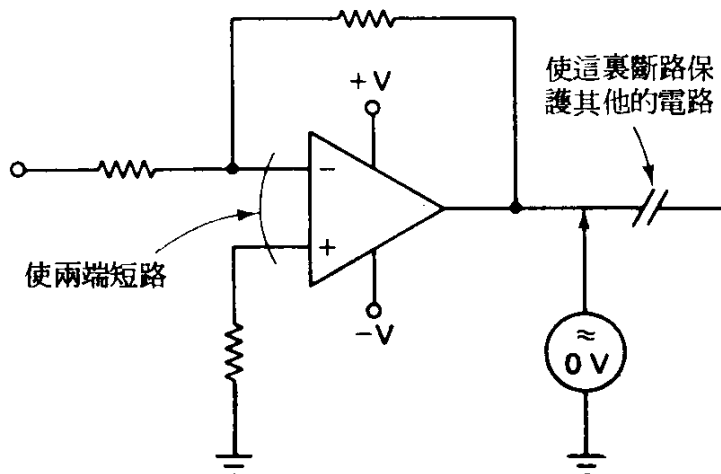


圖 6-14 將輸入短路看輸出是否零伏

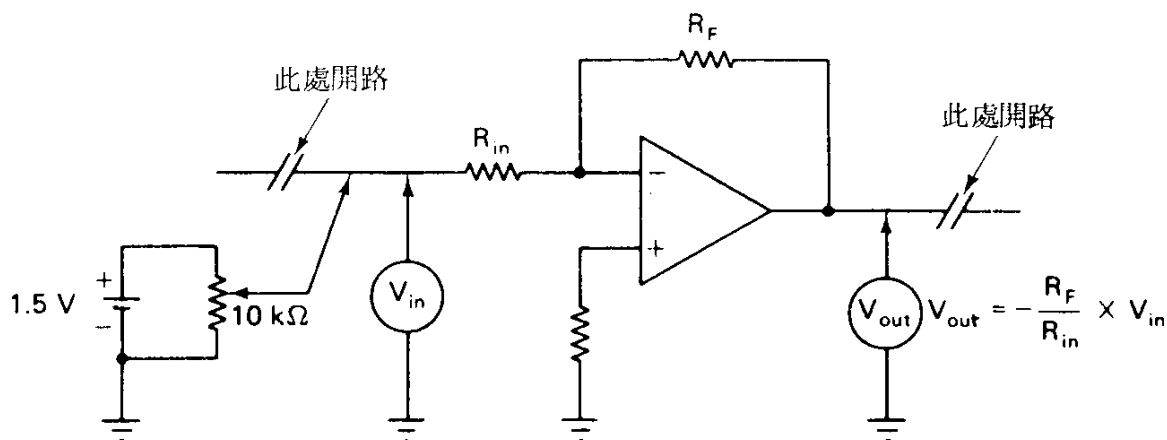


圖 6-15 測試直流增益

6-7 使用示波器作電路中測試

示波器可能是最佳的電子電路測試儀器，因為它能量測直流信號，暫態，和雜訊信號。它最大的方便是用信號來追蹤一個系統。如圖 6-16 所示。通常都是將信號輸入或注入系統的輸入端。示波器就是用來測試信號或級與級之間的任何失真。當壞掉的那級被找到以後，就可以集中去找零件是那一個有毛病。為了避免第一級被信號產生器的直流成份灌入，於是串聯了一支隔離電容在測試電路的輸入端。因為外來的直流成份會推翻測試的電壓而且造成失真。

如圖 6-17 所示。是用示波器來測試單級類似的方式，將信號產生器加在輸入端，用示波器來量測信號的輸出。量測峰對峰值的電壓就可以決定放大器的增益。

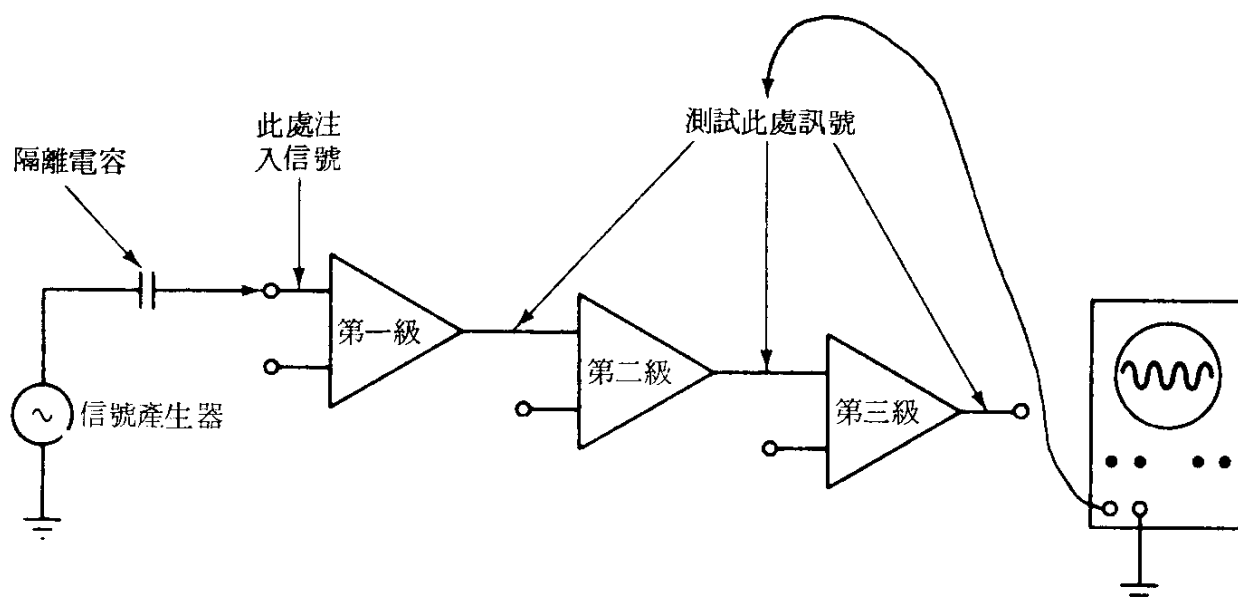


圖 6-16 用示波器作信號追蹤

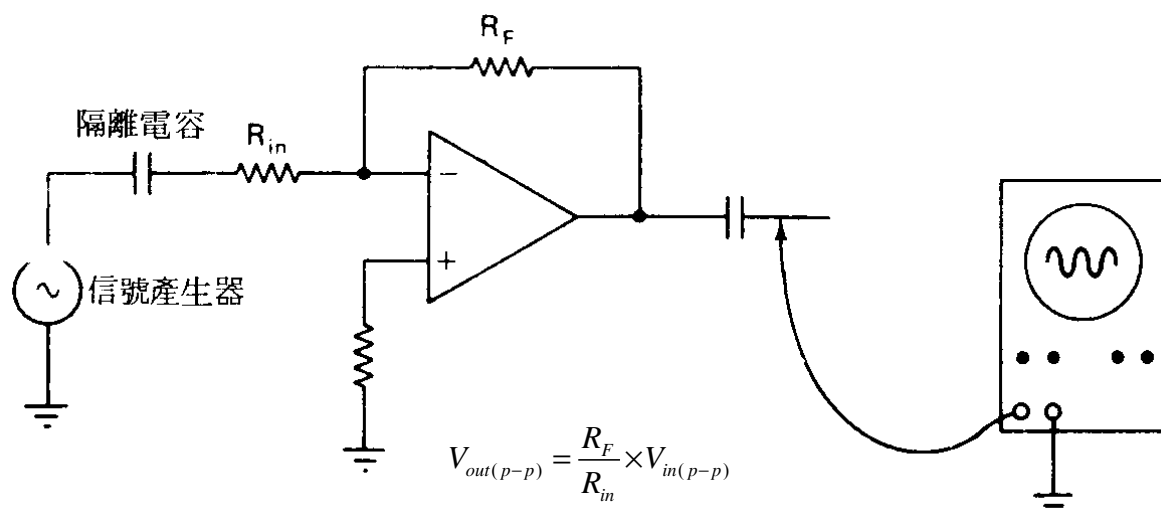


圖 6-17 用示波器測試單級電路

6-7-1 雜訊問題

因為運算放大器是用在臨界測量，或檢出電路。雜訊的存在是一種特別麻煩的問題。就如同其他電子電路一樣，示波器卻無法有效的量測出雜訊。

交流聲與漣波的低頻雜訊，通常是由電源供應器流入放大器。有一個方法可以用來找出交流聲或漣波問題。就是將運算放大器的輸入端短路，如圖 6-14 所示。用示波器來監督輸出端，如果交流聲或漣波消失了，可能是運算放大器的輸入端或引線上所拾取的信號，詳查引線上屏蔽是否良好，有無冷焊點，接地是否鬆脫。

零件的老化會產生高頻雜訊，如二極體與電容漏電，電阻值變值等。這些元件通常與放大器聯合使用，藉以保護和穩定電路。這些漏電的元件在檢測電路時特別困難，或者是根本就無法檢查。可以使用替代零件的方法，再觀察示波器出現的雜訊是否已改善至最佳，是一種較可行的治療方式。

摘 要

1. 運算放大器在輸入端保護的形式有限流電阻，稽納二極體，或是常用的二極體。
2. 可利用二極體與電阻作輸出保護或避免上鎖。
3. 運算放大器應該有顛倒極性與過電壓的電源保護。
4. 穩定運算放大器電路，包括回授接上一小電容抵消雜散電容和在電源供應端接上退交連電容。
5. 功能測試顯示運算放大器的輸出端能作正和負的擺動，且具有放大的能力。
6. 檢查直流調整和歸零控制，看看電路是否能恢復正常操作。
7. 當測試運算放大器時要檢查漏電二極體和電容、電阻，這些都是電路無法忍受的。
8. 電路中可以將運算放大器移去，作電壓量測。
9. 運算放大器可以將輸入短路來測試輸出是否是零電位。
10. 電路的增益可以用 $V_{out} = \frac{R_F}{R_{in}} \times V_{in}$ 的公式來執行測試。
11. 電壓表可以用來檢查直流供應電壓和運算放大器各端的直流電壓。
12. 示波器可以用來作信號追蹤和檢測暫態電壓與雜訊。

自 我 測 驗

將圖 6-18 所示的電路配合 A 行中正確的敘述。

A 行

1. 輸入保護
2. 輸出短路保護
3. 上鎖保護
4. 顛倒極性保護
5. 過電壓保護
6. 電源供應退交連
7. 雜散電容的穩定。

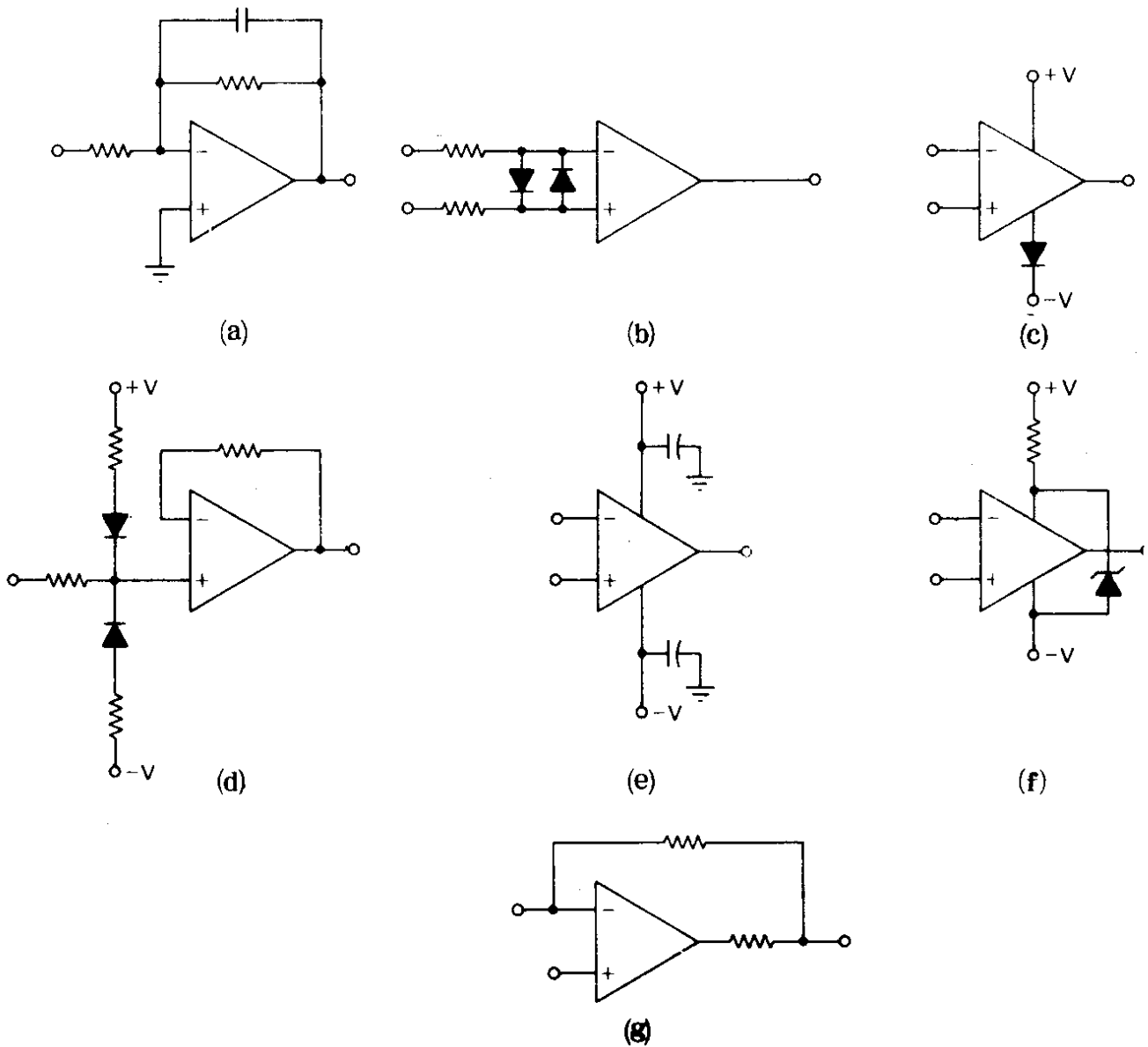


圖 6-18

多選題

- 如果運算放大器的兩個輸入電壓相同，輸出應該是在：
 - $+V$
 - $-V$
 - 要看 A_v 因素 (factor)
 - 零電壓
- 使運算放大器的電源供應端變成低電壓的原因是
 - 反交通電容開路
 - 保護二極體漏電
 - 回授電阻開路
 - 回授穩定電容短路

3. 算出增益。運算放大器的輸入電壓為 0.25V，輸出電壓為 17.5V
- (a) 4.375
 - (b) 17.75
 - (c) 17.25
 - (d) 70

習 題

1. 列出並且解釋運算放大器輸入保護的三種形式。
2. 說明運算放大器輸出短路保護的一種方法。
3. 說明上鎖的意義及它是如何產生的。
4. 列出並且解說二種保護上鎖的方法。
5. 列出為何需要保護電源供應的兩個原因。
6. 電源供應反交連的意義是什麼？為什麼需要它？
7. 劃出並且解釋降低輸出雜散電容的穩定電路。
8. 劃出並且解釋降低輸入雜散電容的穩定電路。
9. 說明測試運算放大器直流電壓的三種方法
10. 列出用示波器測試運算放大電路的用處。

7

以實驗來決定運算放大器的特性與參數

本章將提出一些基本的實驗，使你能夠熟悉運算放大器的特性。進而提供一些運算放大器工作的技巧。某一些實驗用來決定確實的運算放大器參數。實驗所安排的次序從基礎的操作到更複雜的步驟。並不強迫你要跟隨著這個進度。但是對初學者而言，將會發現作完這些實驗是非常有幫助的。

一步接一步的次序以及正確的方向是用來保證實驗的成功，和減少破壞 IC 及儀器的機會。在每一個實驗後面均有幾個問題，來幫助你證實你已經瞭解了正確的特性或參數。

實驗所用的運算放大器 IC 均是最通用的 741。要確定你所用的 IC 是高品質的，才能保證實驗出正確的結果。在圖中並沒有標示 IC 腳的識別，但是你可以參考如圖 1-14 所示。正確的腳數完全看你所用 IC 包裝的形式。其他形式的運算放大器用來提供你有一張 "說明書" 作為你所選 IC 腳識別的指導。

電路的聯接可以暫時使用錫線 "釘牢"，或是用萬用板或者是用麵包板。無論你用那一種方法，確實要使引線儘可能的保持在最短，來減少拾取到的雜散電容，實驗出更滿意的結果。

通常使用測試設備的程序

當你在組合中或更換零件時不要將電源供應接上測試電路。而且應該關閉電源，這是避免湧浪似的電流破壞了運算放大器如此靈敏的 IC，或者是破壞了測試儀器，電路組合完成後須作二次重複檢查方可接上電源。

圖中所示的電源供應是 $\pm 15\text{V}$ ，無論如何，你也可以選用 $\pm 12\text{V}$ 或 $\pm 9\text{V}$ 來達到目的。電源供應的使用相似於 1-4 節所示的。但是應該要有非常好的調整率。如果你決定用蓄電池（ $\pm 12\text{V}$ 或 $\pm 9\text{V}$ ），須確實的加上 $0.1\ \mu\text{F}$ 的旁路電容（看圖 6-6），當檢查電源供應電壓時，可以從正確的 IC 對映腳中得到。

有幾種實驗中都需要直流輸入電壓（信號），這個信號可以從 1.5V 的電池來供應。如一個新的閃光用電池，尺寸是 AA，C 或 D。

在實驗上測試設備的使用和說明敘述如下：

- (1) 電表：對量測直流而言，電壓表應有 $20\text{k}\Omega/\text{V}$ 或更高值。並且能量出毫伏特與微安培。電子電壓表如：真空管，電晶體，場效應電晶體是用來量測低電流和低電壓臨界值最好的方法。對這些實驗而言，良好品質的多用途數位電壓表是很優良的工具。電表能用來量測直流電壓和電流。如同交流電壓中的有效值一般。示波器能用來量測峰值對峰值的電壓。
- (2) 示波器：一個基本的示波器能用在大部份的實驗中。無論如何，一個已經垂直軸電壓校正，與水平軸時間校正的示波器，可以加速測試的時間。雙軌跡的示波器甚至更為方便。允許你同時注意到輸入與輸出的信號。
- (3) 信號產生器：大部份的實驗均需要音頻範圍內正弦波與方波的交流信號。這些信號可以用音頻信號產生器來供應。在音頻範圍以上，可用射頻信號產生器來供應，能產生 1V 有效值的信號輸出。這些產生器應該有低的輸出阻抗（愈低愈好），一組函數波產生器很適用在這些實驗

上。

- (4) 零件：電阻可以是 $\frac{1}{4} \text{ W}$ 或 $\frac{1}{2} \text{ W}$ 組合形態。容許 5% 或 10% 的誤差。電容使用無極型式，如陶質或麥拉電容，至少耐壓額定值要有 50V。電位計是用標準的組合型。除非有特別說明是線繞型式 (WW)。

通過這些實驗所使用的，都是相同的運算放大器，電源電壓供應器與測試設備，在實驗中僅給予零件說明。

實驗 7-1 輸出的極性

目的： 驗證運算放大器的輸出端能對接地端，作正和負的電壓擺動，而且與輸入端相位差 180 度。

所需零件：

1 支 $10\text{k}\Omega$ 電阻 (R_{in})

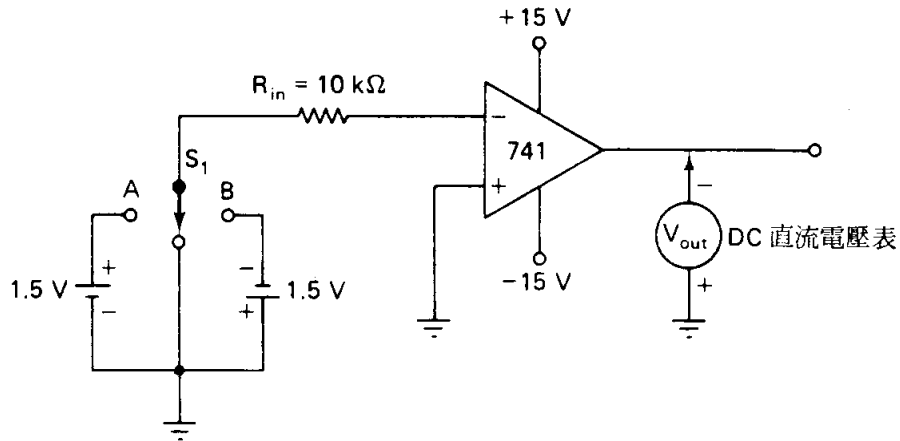
1 支三波段開關 (S_1)

測試程序：

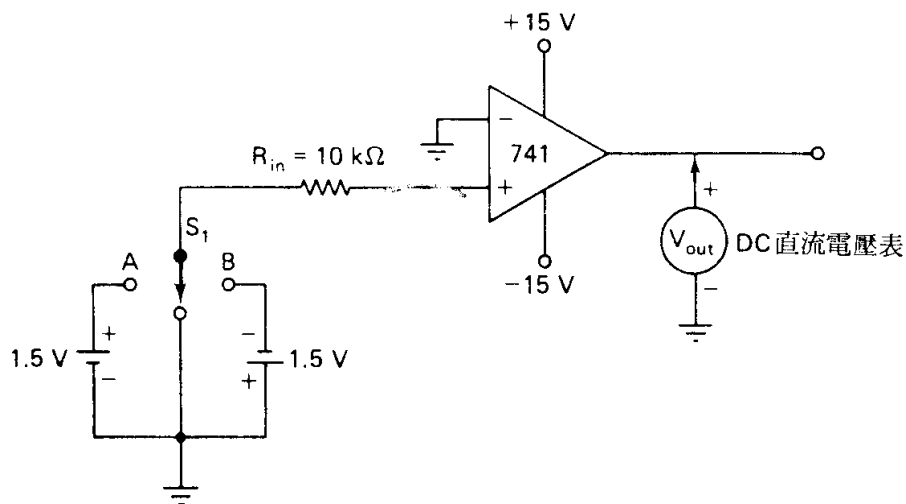
1. 使電源供應在關閉位置，組合如圖 7-1(a) 所示的電路。
2. 設定電壓表至下一個最高的範圍 15V 以上。
3. 打開電源供應在 "ON" 的位置。
4. 記錄 V_{out} 讀值_____ (電表可能因為抵補電壓而偏向)。
5. 使 S_1 放置在位置 A。
6. 記錄 V_{out} 並指示極性。_____
7. 使 S_1 放置在位置 B。
8. 記錄 V_{out} 並指示極性。_____
9. 關閉電源供應，移去電池組。
10. 重新排列組合如圖 7-1(b) 所示電路 (注意表頭引線的極性)
11. 重複步驟 3 數到 9。

圖 7-1 問答題

1. 圖 7-1(a) 所示。當 S_1 在位置 A 時， V_{out} 為何？
2. 圖 7-1(a) 所示。當 S_1 在位置 B 時， V_{out} 為何？_____
3. 對一反相放大器而言，當 V_{in} 是正時， V_{out} 的極性為何？_____
4. 對一反相放大器而言，當 V_{in} 是負時， V_{out} 的極性為何？_____
5. 圖 7-1(b) 所示。當 S_1 在位置 A 時， V_{out} 為何？_____
6. 圖 7-1(b) 所示。當 S_1 在位置 B 時， V_{out} 為何？_____
7. 對一非反相放大器而言，當 V_{in} 是正時， V_{out} 的極性為何？_____
8. 對一非反相放大器而言，當 V_{in} 是負時， V_{out} 的極性為何？_____



(a) 反相電路



(b) 非反相電路

圖 7-1 輸出極性測試

實驗 7-2 閉路直流電壓增益（反相電路）

目的： 驗證電路中電壓增益完全依 R_{in} 與 R_F 而定。

所需零件：

- 1 支 $10k\Omega$ 線繞電位計 (R_p)
- 1 支 $10k\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $10k\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支單刀雙擲 (SPDT) 開關 (S_1)

測試程序：

1. 使電源供應在關閉位置，組合如圖 7-2 所示的電路。
2. 使 S_1 放置於位置 A。

3. 打開電源供應器。
4. 調整 R_p 使 V_{in} 在 $+0.5V$ 。
5. 記錄 V_{out} ，指示極性，_____
6. 關閉電源供應器。
7. 使電表線反過來。
8. 使 S_1 放置於位置 B。
9. 打開電源供應器。
10. 調整 R_p 使 V_{in} 在 $-0.8V$ 。
11. 記錄 V_{out} ，指示極性，_____
12. 關閉電源供應，移去給 V_{in} 使用的電池組。
13. 用公式計算電路的增益。 $A = -\frac{R_F}{R_{in}}$
14. 用公式計算 V_{out} 。 $V_{out} = -\left(\frac{R_F}{R_{in}}\right) \times V_{in}$
15. 用公式計算電壓增益。 $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$
16. 改變 R_F 的阻值重覆幾次實驗，得到不同的增益。

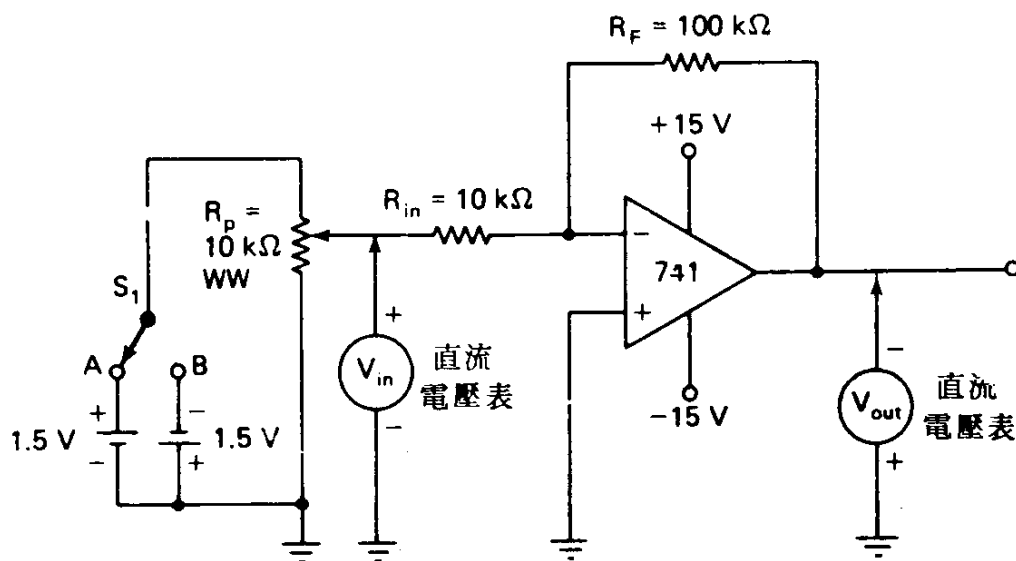


圖 7-2 閉迴路直流電壓增益（反相電路）

圖 7-2 問答題

1. 使 V_{in} 在 $+0.5V$ ， V_{out} 為何？（記住極性）_____
2. 使 V_{in} 在 $-0.8V$ ， V_{out} 為何？（記住極性）_____
3. 電路的增益為何？_____
4. 若 $R_F = 120\text{ k}\Omega$ ，電路中的增益為何？_____
5. 當 $R_F = 56\text{ k}\Omega$ ， $V_{in} = +0.6V$ ， V_{out} 為何？_____
6. 當 $R_F = 220\text{ k}\Omega$ ， $V_{in} = -0.4V$ ， V_{out} 為何？_____

實驗 7-3 閉路直流電壓增益（非反相電路）

目的： 驗明為何非反相放大器的電路增益比反相放大器為大。

所需零件：

- 1 支 $10\text{k}\Omega$ 線繞電位計 (R_p)
- 1 支 $10\text{k}\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100\text{k}\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支單刀雙擲 (SPDT) 開關 (S_1)

測試程序：

1. 使電源供應在關閉位置，組合如圖 7-3 所示電路。

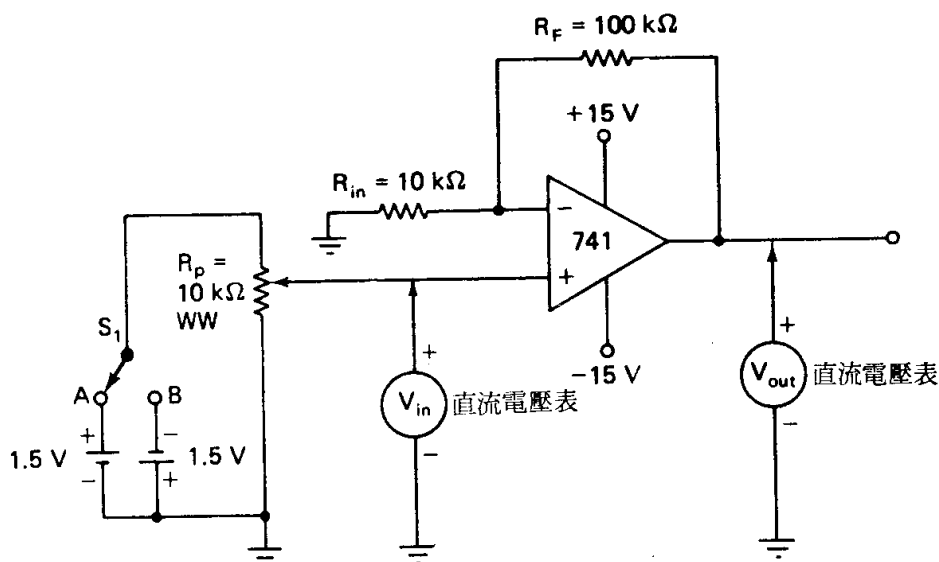


圖 7-3 閉迴路直流電壓增益（非反相電路）

2. 使 S_1 放置於位置 A。
3. 打開電源供應器。
4. 調整 R_p 使 V_{in} 在 $+0.5\text{V}$ 。
5. 記錄 V_{out} ，並指示極性。_____
6. 使 S_1 放置於位置 B。
7. 調整 R_p 使 V_{in} 在 -0.8V 。
8. 記錄 V_{out} ，並指示極性。
9. 關閉電源供應器，移去 V_{in} 所用的電池組。

10. 用公式計算電路增益。 $A = \frac{R_F}{R_{in}} + 1$

11. 用公式計算 V_{out} 。 $V_{out} = -\left(\frac{R_F}{R_{in}} + 1\right) \times V_{in}$

12. 用公式計算電壓增益。 $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$
13. 改變 R_F 阻值，重復作幾次實驗得到不同的增益。

圖 7-3 問答題

1. 使 V_{in} 在 $0.5V$ ， V_{out} 為何？（記住極性）。_____
2. 使 V_{in} 在 $-0.8V$ ， V_{out} 為何？（記住極性）。_____
3. 電路的增益為何？_____
4. 若 $R_F = 120k\Omega$ ，電路中的增益為何？_____
5. 當 $R_F = 56k\Omega$ ， $V_{in} = +0.6V$ ， V_{out} 為何？_____
6. 當 $R_F = 220k\Omega$ ， $V_{in} = -0.4V$ ， V_{out} 為何？_____

實驗 7-4 電流增益

目的： 驗證用運算放大器作大電流增益。

所需零件：

- 1 支 $100k\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $2M\Omega$ 電位計 (WW 型較佳)
- 1 支單刀雙擲開關 (S_1)

測試程序：

1. 使電源供應在關閉位置，組合如圖 7-4 電路。

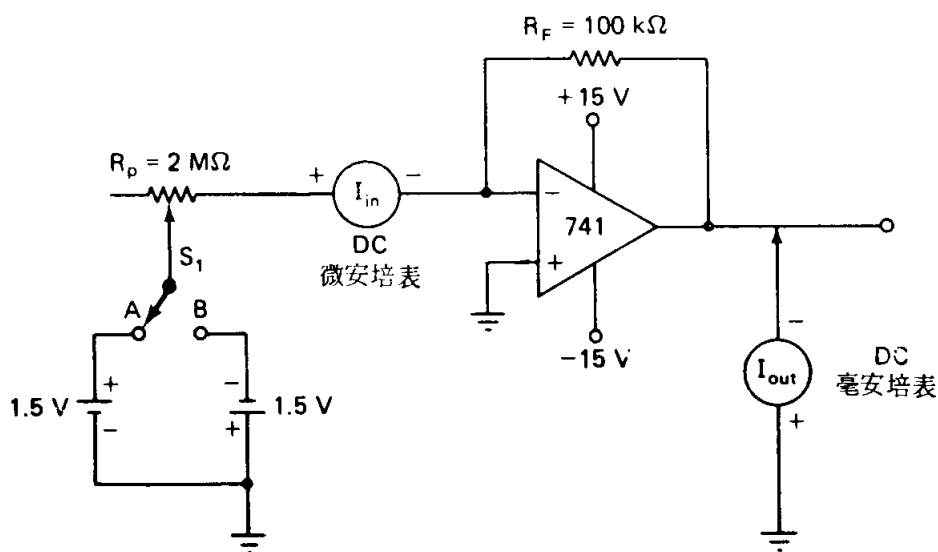


圖 7-4 電流增益

2. 使 S_1 放置於位置 A。
3. 設定 R_p 在最大阻值處。

4. 打開電源供應器。
5. 仔細調整 R_p ，直到 $I_{in} = 1 \mu A$ 。
6. 記錄 I_{out} ；參考運算放大器的輸出指示極性。
7. 關閉電源供應器，移去電池組。
8. 用公式計算電流增益。 $A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}$
9. 使 S_1 放置於位置 B，再接上電池組。
10. 將電表導線反過來。
11. 重複步驟 3 至 8。

圖 7-4 問答題

1. 當 $I_{in} = +1 \mu A$ 時， I_{out} 為何？_____
2. 當 $I_{in} = -1 \mu A$ 時， I_{out} 為何？_____
3. 電路的電流增益為何？_____
4. + 或 - 輸入時的增益是否相同？_____

實驗 7-5 最大的直流輸出電壓範圍

目的： 驗明運算放大器輸出飽和電壓

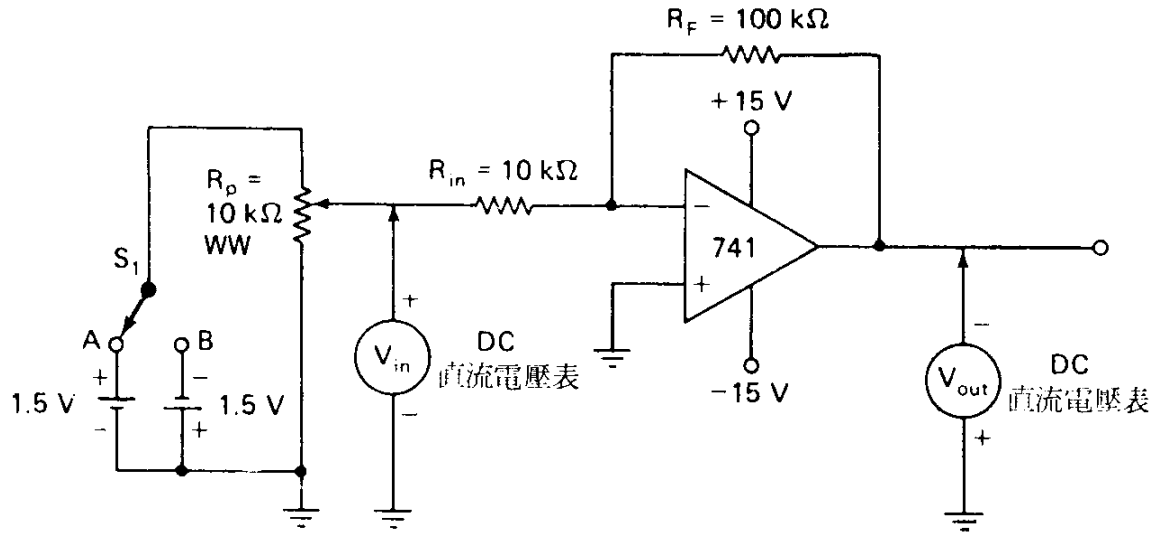
所需零件：

- 1 支 $10k\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100k\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $10k\Omega$ 線繞電位計 (R_p)
- 1 支單刀雙擲開關 (S_1)

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-5 所示電路。
2. 使 S_1 放置於位置 A。
3. 打開電源供應器。
4. 用資料表記錄 1，調整 R_p 使 V_{in} 值至表中的值，記下每一相對映的 V_{out} 值。
5. 關閉電源供應器。
6. 使 S_1 放置於位置 B。
7. 將電表引線反過來。
8. 打開電源供應。
9. 用資料記錄 2，調整 R_p 使 V_{in} 值至表中值，記錄每一相對映的 V_{out} 讀值。
10. 關閉電源供應，移去電池組。
11. 研究記錄的資料。

當進一步的增加 V_{in} 而 V_{out} 並沒有改變的那點，叫作飽和點。即正 V_{out} 和負 V_{out} 飽和發生在最大值直流電壓輸出時最小的輸入點。



資料記錄 1

$+V_{in}$	$-V_{out}$
0.2	
0.4	
0.6	
0.8	
1.0	
1.2	
1.4	
1.5	

資料記錄 2

$-V_{in}$	$+V_{out}$
0.2	
0.4	
0.6	
0.8	
1.0	
1.2	
1.4	
1.5	

圖 7-5 最大直流輸出電壓範圍

圖 7-5 問答題

1. 正飽和電壓 ($+V_{sat}$) 為何? _____
2. 負飽和電壓 ($-V_{sat}$) 為何? _____
3. 最大的直流輸出電壓範圍為何? _____

實驗 7-6 最大的直流輸入電壓範圍

目的： 驗證輸入電壓如何造成輸出電壓的飽和。

所需零件：

- 1 支 $10k\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100k\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $10k\Omega$ 線繞電位計 (R_p)
- 1 支單刀雙擲開關 (S_1)

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-6 所示電路。

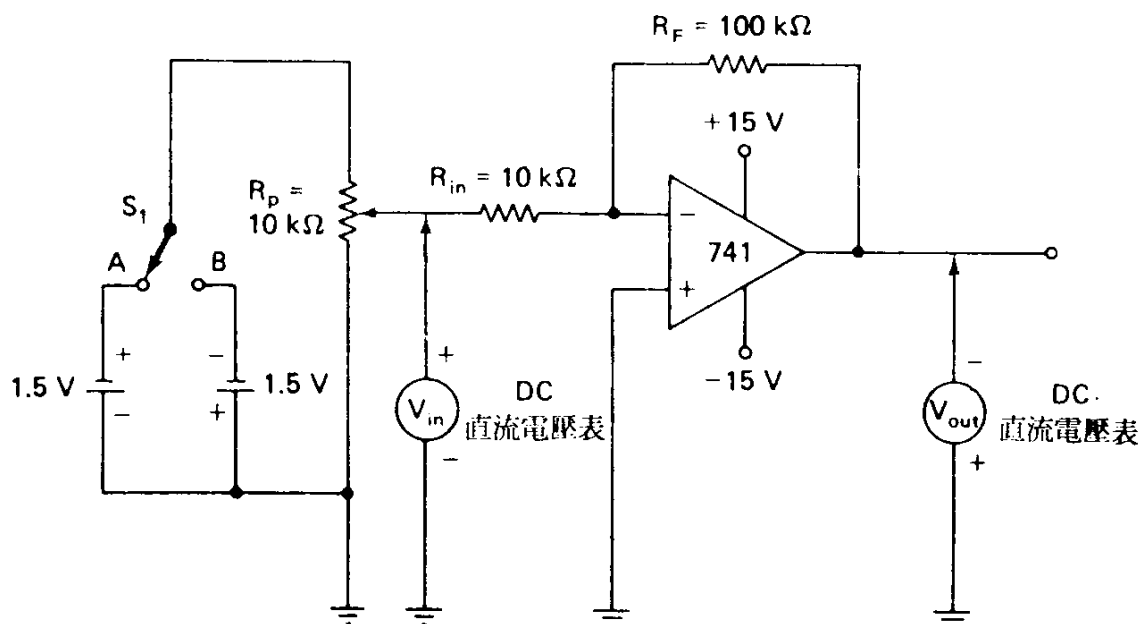


圖 7-6 最大直流輸入電壓範圍

2. 使 S_1 放置於位置 A。
3. 打開電源供應。
4. 從實驗 7-5 調整 R_p 直到 $-V_{sat}$ 值，記錄 V_{in} 數值與極性。
5. 關閉電源供應。
6. 使 S_1 放置於位置 B。
7. 將電表引線反過來。
8. 打開電源供應。
9. 從實驗 7-5，調整 R_p 直到 V_{out} 到達 $+V_{sat}$ 值，記錄 V_{in} 數值與極性。_____
10. 關閉電源供應，移去電池組。

圖 7-6 問答題

1. 當 $-V_{sat}$ 時最小的 V_{in} 為何？_____
2. 當 $+V_{sat}$ 時最小的 V_{in} 為何？_____
3. 最大的 V_{in} 直流範圍為何？_____

實驗 7-7 閉迴路交流電壓增益

目的： 驗證電路增益如何保持不變（常數）

所需零件：

- 1 支 $10k\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100k\Omega$ 電阻 (R_F)

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-7 所示電路。
2. 打開電源供應。
3. 設定正弦波產生器在 1000Hz。
4. 調整正弦波產生器的輸出振幅，使 v_{out} 在最大正弦輸出而不失真。
5. 記錄 v_{out} 振幅的峰對峰值。
6. 記錄 v_{in} 振幅的峰對峰值。
7. 調整正弦波信號產生器的輸出振幅，如步驟 5 的一半值。
8. 記錄 v_{out} 振幅的峰對峰值。

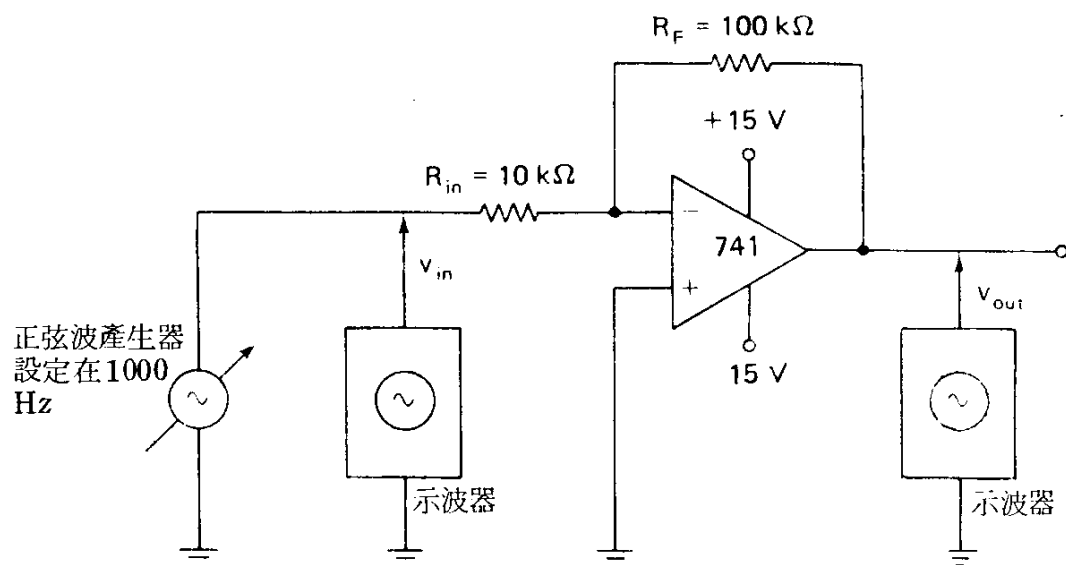


圖 7-7 閉迴路交流電壓增益

9. 記錄 v_{in} 振幅的峰對峰值。
10. 關閉電源供應。
11. 由步驟 5 和 6 的數值，用公式計算交流電壓增益。
$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

圖 7-7 問答題

1. 最大的 v_{out} 峰對峰值電壓為何？_____
2. 最大的 v_{in} 峰對峰值電壓為何？_____
3. 電路的交流電壓，增益為何？_____
4. 當 v_{in} 降低至一半時，交流電壓增益是否有改變？_____

實驗 7-8 兩級運算放大器

目的： 驗明總增益是一組電路的增益，乘以另一組電路，並且驗明信號相位間的關係。

所需零件：

2 支 $10\text{k}\Omega$ 電阻 (R_1, R_3)

1 支 $22\text{k}\Omega$ 電阻 (R_2)

1 支 $100\text{k}\Omega$ 電阻 (R_4)

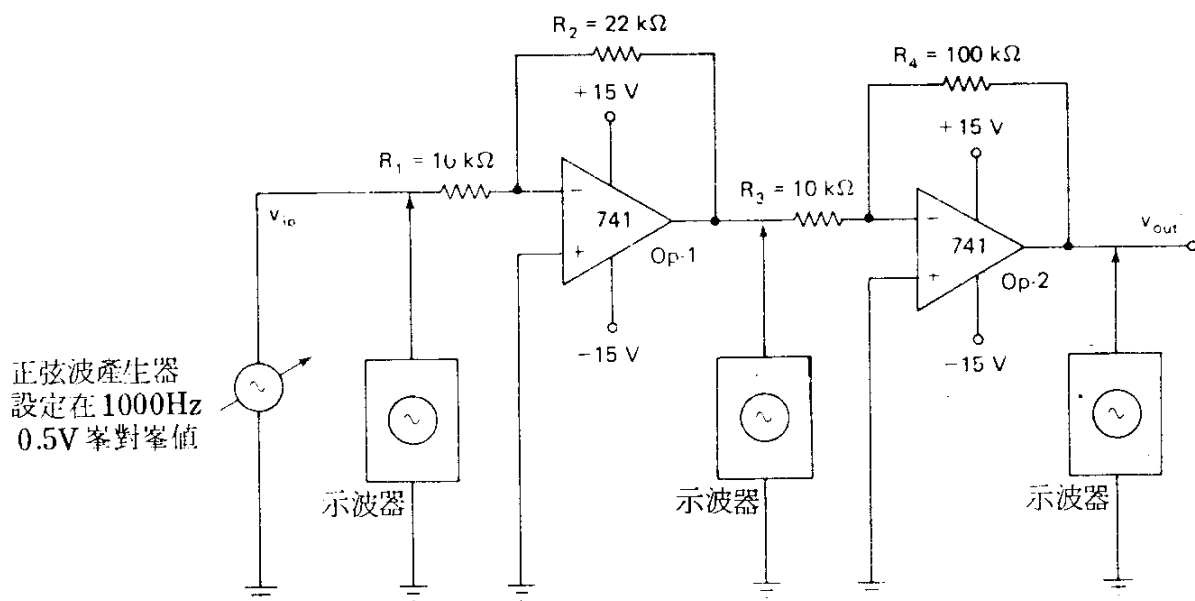


圖 7-8 二極運算放大電路

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-8 所示之電路。
2. 打開電源供應。
3. 設定正弦波產生在 1000Hz ，使振幅在 $0.5\text{V}_{\text{p-p}}$ 值
4. 記錄 OP-1 的峰對峰值輸出電壓。
5. 記錄 OP-2 的峰對峰值輸出電壓。
6. 關閉電源供應。

圖 7-8 問答題

1. OP-1 的 v_{out} 為何？_____
2. OP-1 的 A_v 為何？_____
3. OP-2 的 v_{out} 為何？_____
4. OP-2 的 A_v 為何？_____
5. 電路的所有電壓增益為何？_____

實驗 7-9 輸入阻抗

目的： 用實際的方法去求出運算放大器的輸入阻抗。

所需零件：

- 1 支 $10\text{k}\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100\text{k}\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $50\text{k}\Omega$ 線繞電位計 (R_p)
- 1 支單刀雙擲開關 (S_1)

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-9 所示電路。
2. 打開電源供應。
3. 設定正弦波產生器在 1000Hz 。

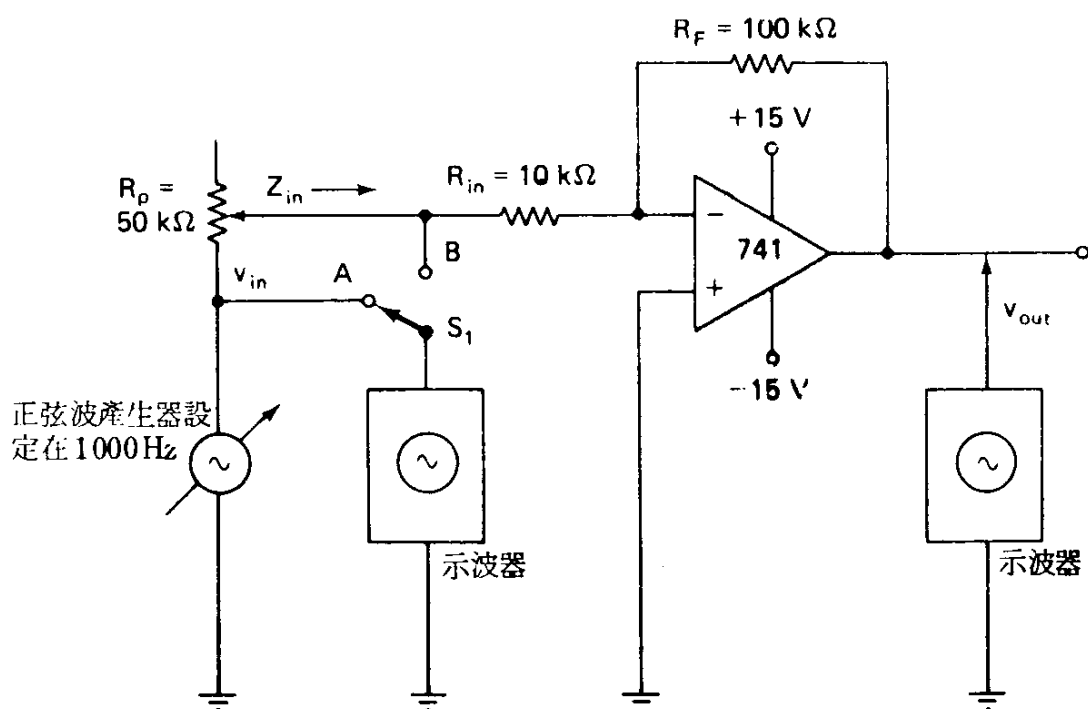


圖 7-9 輸入阻抗測試

4. 調整產生器的輸出振幅，使 V_{out} 在最大不失真信號。
5. 記錄 v_{in} 之峰到峰值。_____
6. 使 S_1 放置於位置 B。
7. 調整 R_p 值直到如步驟 5，記錄的 v_{in} 峰對峰值的一半。
8. 關閉電源供應。
9. 記錄 R_p 從中點到與信號產生器的連接點的阻值。_____ 這個電阻值就等於運算放大器的輸入阻抗。
10. 用不同的頻率： 100Hz ， 10kHz ， 50kHz ，和 100kHz 重覆步驟 2 至 9。

圖 7-9 問答題

1. 步驟 5 中 v_{in} 的值為何？_____
2. 為何這個數值要除以 2？_____
3. 從 R_p 中點至信號產生器聯接處，歐姆讀值為何？_____
4. 運算放大器的輸入阻抗為何？_____
5. 輸入阻抗，是否由於輸入不同的信號頻率而改變？_____為什麼？_____

實驗 7-10 輸出阻抗

目的： 求取運算放大器，輸出阻抗的一種實用方法。

所需零件：

- 1 支 $10\text{k}\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100\text{k}\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $1\text{k}\Omega$ 線繞電位計 (R_p)
- 1 支 $1\mu\text{F}$ 電容 (無極性) (C_1)
- 1 支單刀雙擲開關 (S_1)

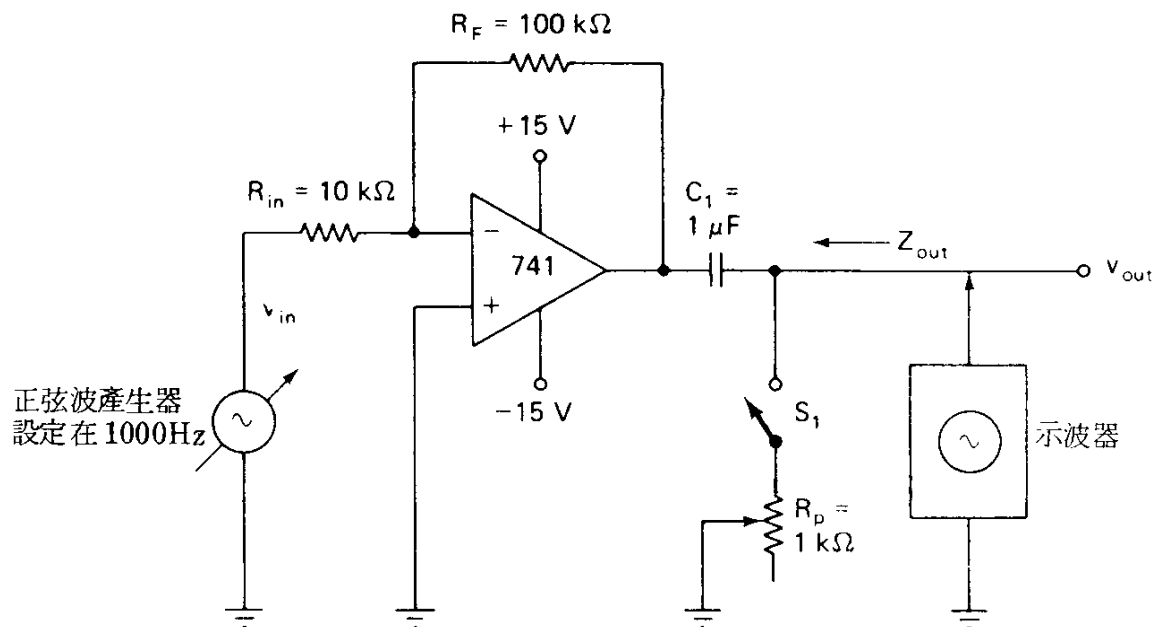


圖 7-10 輸出阻抗測試

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-10 所示之電路。
2. 設定正弦波產生器在 1000Hz 。
3. 打開電源供應。
4. 調整訊號產生器，使 v_{out} 信號振幅，在最大不失真。

5. 記錄 v_{out} 之峰對峰值。
6. 閉上 S_1 ，觀察 v_{out} 被影響情形。
7. 調整 R_p 使 v_{out} 的讀值，如步驟 5 所得到的原來讀值。
8. 關閉電源供應。
9. 記錄 R_p 由 S_1 到 S_1 到中點的歐姆值，_____。此電阻值等於運算放大器的輸出阻抗。
10. 用不同的頻率：100Hz，10kHz，50kHz，100kHz，重覆步驟 2 至 9。

圖 7-10 問答題

1. 步驟 5 中 v_{out} 的值為何？_____
2. 從 S_1 至 R_p 中點的歐姆讀值為何？_____
3. 運算放大器的輸出阻抗為何？_____
4. 輸出阻抗是否由於輸入不同的信號頻率而改變？_____為什麼？_____

實驗 7-11 輸入抵補電流

目的： 驗明輸入抵補電流如何影響輸出電壓。

所需零件：

- 1 支 22Ω 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100k\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $10k\Omega$ 線繞電位計 (R_p)
- 1 支單刀雙擲開關 (S_1)

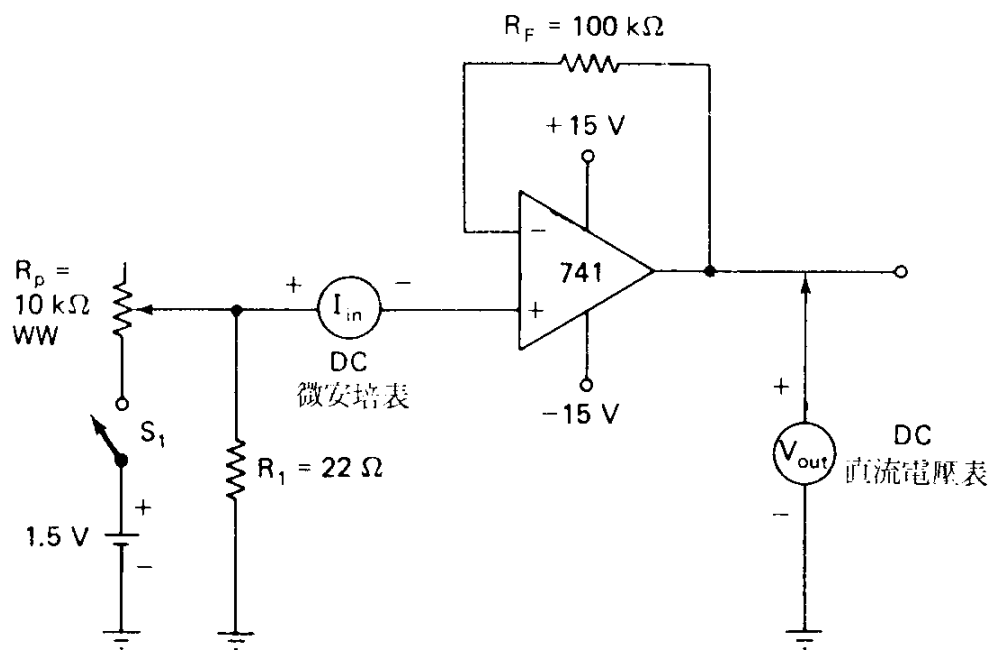


圖 7-11 入輸抵補電流測試

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-11 所示之電路。
2. 設定直流電壓表在輸出低範圍。
3. 打開電源供應。
4. 記錄 V_{out} 。_____
5. 記錄 I_{in} 。_____
6. 閉上 S_1 ，調整 R_p 直到 $V_{out}=0$ 。
7. 記錄 I_{in} ，_____這個電流值就是輸入抵補電流。
8. 關閉電源供應，移去電池組。

圖 7-11 問答題

1. 當 S_1 打開時， V_{out} 為何？_____
2. 當 S_1 閉合， $V_{out}=0$ ， I_{in} 的值為何？_____
3. 輸入抵補電流值為何？_____

實驗 7-12 輸入抵補電壓

目的： 驗明輸入抵補電壓如何影響輸出電壓。

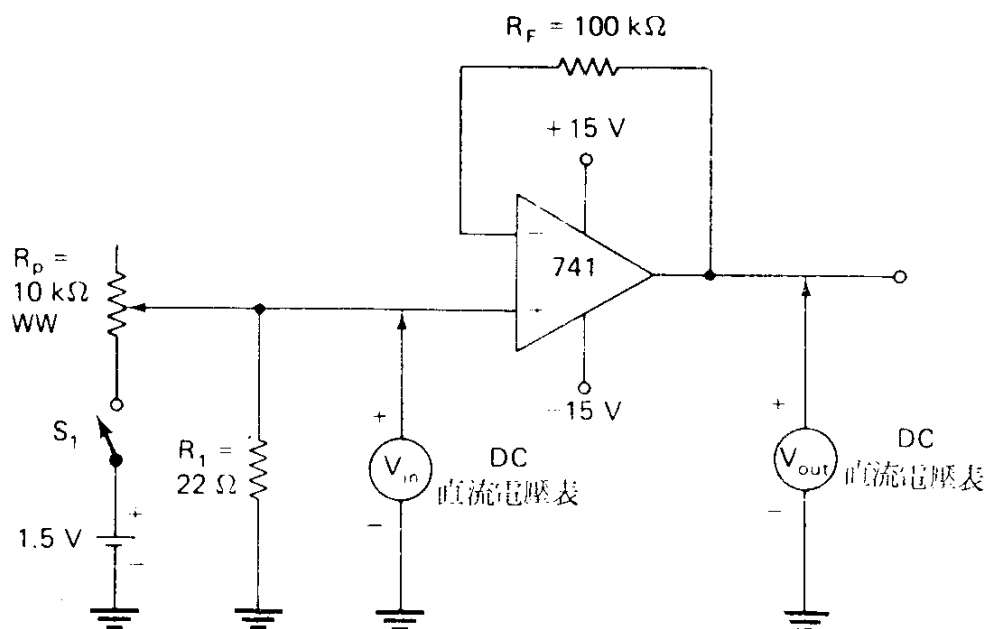


圖 7-12 輸入抵補電壓測試

所需零件：

- 1 支 22Ω 電阻 (R_1)
- 1 支 $100k\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $10k\Omega$ 線繞電位計 (R_p)
- 1 支單刀雙擲開關 (S_1)

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-12 所示電路。
2. 設定直流電壓表在低範圍。
3. 打開電源供應器。
4. 記錄 V_{out}
5. 記錄 V_{in}
6. 閉上 S_1 ，調整 R_p 直到 $V_{out}=0$ 。
7. 記錄 V_{in} _____這個電壓值就是輸入抵補電壓。一個運算放大器可用這種方法來作抵補零件調整。
8. 關閉電源供應，移去電池組。

圖 7-12 問答題

1. 當 S_1 打開時 V_{out} 為何？_____
2. 當 S_1 打開時 V_{in} 為何？_____
3. 當 S_1 閉合，調整 R_p 至 $V_{out}=0$ 時， V_{in} 為何？_____
4. 輸入抵補電壓值為何？_____

實驗 7-13 輸出抵補電壓

目的： 驗證運算放大器存在輸出抵補電壓。

所需零件：

- 1 支 $10k\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100k\Omega$ 電阻 (R_F)

測試程序：

1. 使電源供應開關關閉，組合如圖 7-13 所示電路。
2. 設定直流電壓表在低範圍。
3. 打開電源供應。
4. 記錄 V_{out} _____這就是輸出抵補電壓，可能為正，或為負，完全看運算放大器內部不平衡的形式。
5. 關閉電源供應。

圖 7-13 問答題

1. V_{out} 的值為何？_____
2. 輸出抵補電壓值為何？_____

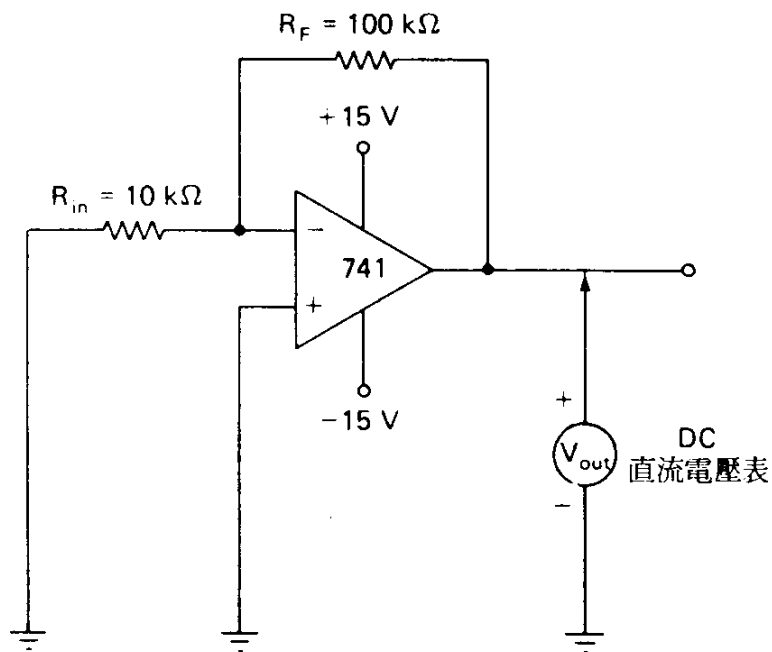


圖 7-13 輸出抵補電壓測試

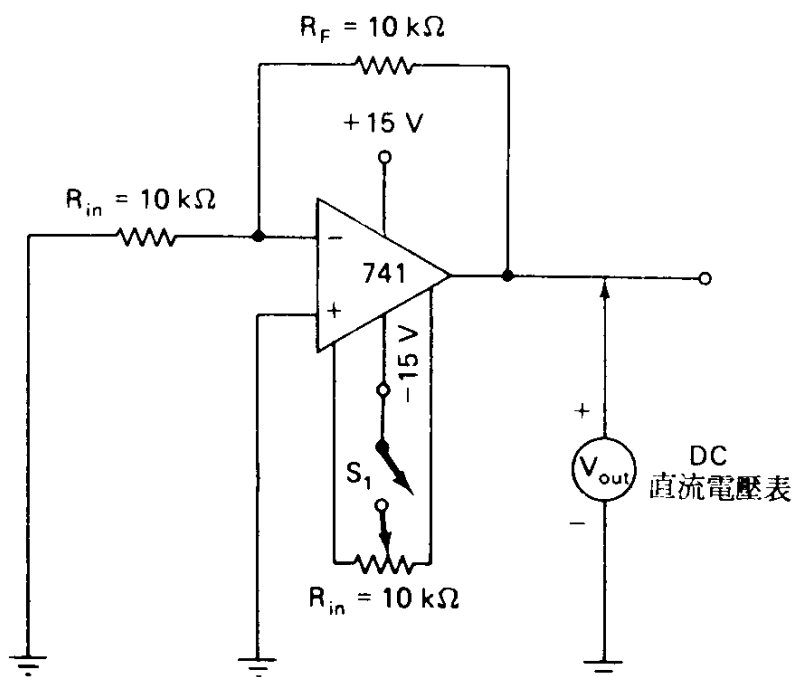


圖 7-14 抵補零位調整

實驗 7-14 抵補零位調整

目的： 使用一種方法來校正抵補電壓。

所需零件：

1 支 $10\text{ k}\Omega$ 電阻 (R_{in})

- 1 支 $100\text{k}\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $10\text{k}\Omega$ 線繞電阻 (R_n)
- 1 支單刀雙擲開關 (S_1)

測試程序：

1. 使電源供應關閉，組合如圖 7-14 所示電路。
2. 設定直流電壓表在低範圍。
3. 打開電源供應。
4. 記錄 V_{out} _____
5. 閉上 S_1 調整 R_n 使 V_{out} 至最小值（希望值為 0），這種抵補零位調整的方法是利用運算放大器的內部聯線。其他的外面抵補零位調整的方法，如實驗 7-11 和 7-12 所示。
6. 關閉電源供應。

圖 7-14 問答題

1. 當 S_1 打開時， V_{out} 為何？ _____
2. 當 S_1 閉上， R_n 作正確調整後， V_{out} 為何？ _____

實驗 7-15 轉動率

目的： 驗證運算放大器受到轉動率的限制。

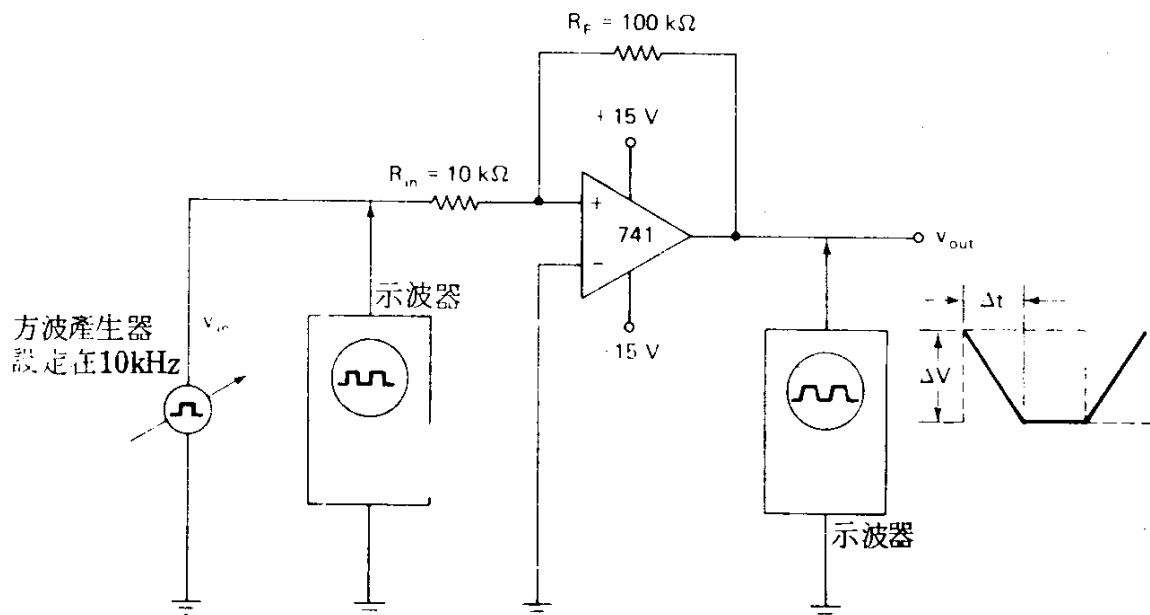


圖 7-15 轉動率測試

所需零件：

- 1 支 $10\text{k}\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100\text{k}\Omega$ 電阻 (R_F)

測試程序：

1. 使電源供應電壓關閉，組合如圖 7-15 所示。
2. 設定方波產生器在 10kHz。
3. 調整產生器的輸出振幅為 $1V_{p-p}$ 值。
4. 打開電源供應。
5. 觀察 v_{in} ，劃出正確的電壓波形，指示振幅與時間。
6. 觀察 v_{out} ，劃出正確的電壓波形，指示振幅與時間。
7. 用公式計算轉動率。 $SR = \Delta V / \Delta t$ 。
8. 重複步驟 2 至 7，用以下不同的頻率：100Hz，1kHz，50kHz，100kHz。
9. 關閉電源供應器。

圖 7-15 問答題

1. 電路在 10kHz 時 ΔV 值為何？_____
2. 電路在 10kHz 時 Δt 值為何？_____
3. 電路的轉動率為何？_____
4. 當輸入頻率降低時，轉動率是增加，減少或是保持不變？
5. 當輸入頻率升高時，轉動率是增加，減少或是保持不變？

實驗 7-16 開迴路頻率響應

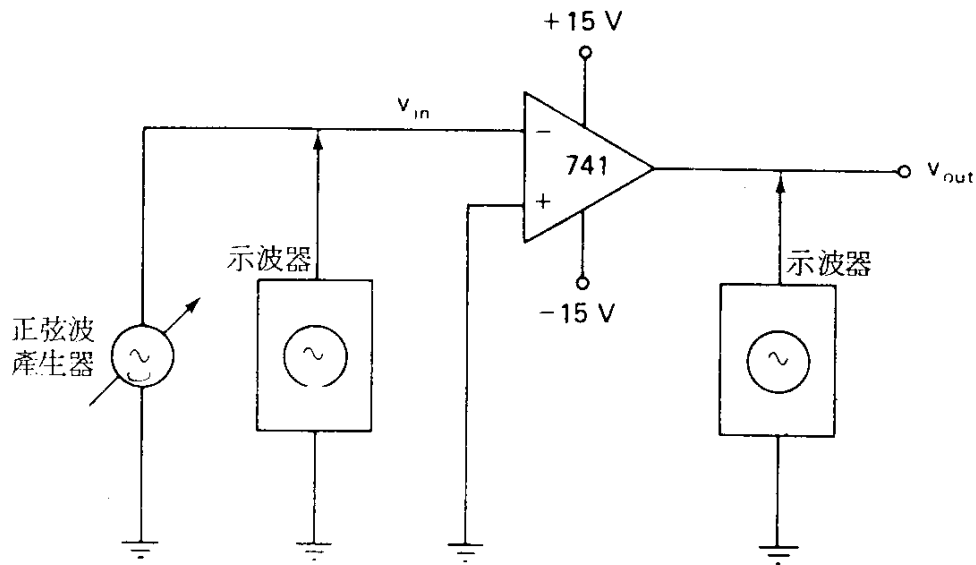
目的： 驗明在開迴路模式時不穩定和頻率響應的限制。

所需零件：

無。

測試程序：

1. 將電源供應關閉。組合如圖 7-16 所示電路。因在開迴路運算放大器的增益特別高，電路也就特別靈敏，所有的導線應該儘可能的保持最短。執行量測非常困難，必須非常小心才能保證正確。
2. 打開電源供應。
3. 調整信號產生器，使運算放大器的輸出不失真。用各種不同的頻率實驗記錄 v_{in} 和 v_{out} 在資料記錄表中。
4. 關閉電源供應。
5. 用公式計算不同頻率的電壓增益 $A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$ 記錄答案在資料記錄表中。
6. 用公式計算每一所給的頻率 dB 增益。 $A_{dB} = 20 \log \frac{v_{out}}{v_{in}}$ 。
7. 從資料記錄中劃 A_v 隨頻率變化的圖。(試用半對數圖表紙)



資料記錄表

Freq. (Hz)	V_{in}	V_{out}	A_v	A_{dB}
50				
100				
500				
1K				
5K				
10K				
100K				
500K				

圖 7-16 開迴路頻率響應

圖 7-16 問答題

1. 最高增益的頻率為何？_____
2. 最低增益的頻率為何？_____
3. 當頻率增加時， A_v 的變化如何？_____
4. 從 1 到 10kHz，dB 損失為何？_____

實驗 7-17 單一增益頻率

目的： 驗證在何頻率的 V_{in} 等於 V_{out} 。

所需零件：

無。

測試程序：

1. 將電源供應關閉，組合如圖 7-17 所示電路。
2. 打開電源供應。
3. 設定產生器在 100Hz，調整振幅在 100mV 或少於 100mV，如此才不致於在運算放大器的輸出端產生失真。可用能產生 2MHz 以上的信號產生器，或是音頻產生器與射頻產生器。如此電路在開迴路模式，所遭遇到的問題將與先前的實驗相同。
4. 當保持 v_{in} 為定值時，旋轉信號產生器使到達 v_{out} 等於 v_{in} 的頻率。這表示同時監督輸入與輸出，或是多作幾次測試。
5. 當 v_{out} 等於 v_{in} 時，記錄信號產生器所設定的頻率為_____，這就是運算放大器的單一增益頻率。
6. 關閉電源供應。

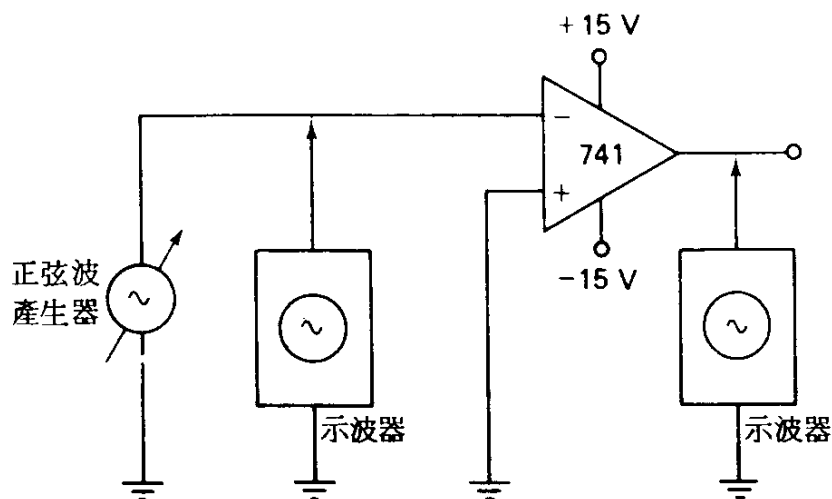


圖 7-17 單一增益的頻率測試

圖 7-17 問答題

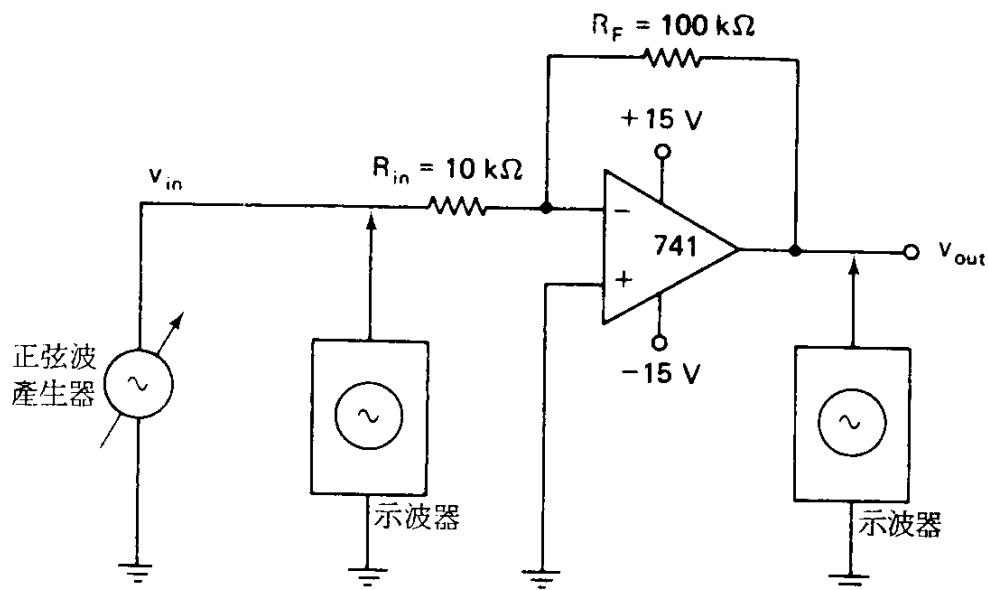
1. 在什麼頻率時 $A_v = 1$ ，($v_{in} = v_{out}$)？_____
2. 運算放大器的單一增益頻率是什麼？_____

實驗 7-18 閉迴路頻率響應

目的： 證實閉迴路模式的運算放大器，拓展了頻率響應及改善了穩定度。

所需零件：

- 1 支 $10\text{k}\Omega$ 電阻 (R_{in})
- 1 支 $100\text{k}\Omega$ 電阻 (R_F)
- 1 支 $1\text{k}\Omega$ 電阻 (R_{in}) 用在第二次測試



資料記錄表

Freq. (Hz)	V_{in}	V_{out}	A_v	A_{dB}
50				
100				
500				
1K				
5K				
10K				
100K				
500K				

圖 7-18 閉迴路頻率響應

測試程序：

1. 將電源開關關閉，組合如圖 7-18 所示電路。
2. 打開電源供應。
3. 設定信號產生器使輸出信號不失真，在所有的資料記錄表中記下 V_{in} 和 V_{out} ，在 V_{in} 保持在 $1V_{p-p}$

值振幅作實驗將很方便。

4. 關閉電源供應。
5. 用公式計算每一頻率的電壓增益 $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ ，記錄答案於資料記錄表中。
6. 用公式計算每一頻率的 dB 增益。 $A_{dB} = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}}$ ，記錄在資料記錄表中。
7. 由表中的資料劃出 A_v 隨著頻率變化的圖（試用半對數圖表紙劃）
8. 改變 R_{in} 或 $1k\Omega$ ，重複步驟 2 至 7。

圖 7-18 問答題

1. 電壓增益為 10，在近似什麼頻率時輸出降至半功率點（ $0.707 V_{out}$ ）？_____
2. 電路增益為 10，電路的近似頻寬為何？_____
3. 電路增益為 100，電路的近似頻寬為何？_____
4. 電路增益為 100，在近似什麼頻率時輸出降至半功率點（ $0.707 V_{out}$ ）_____
5. 當電路增益為 10 時，增益與頻寬的乘積為何？_____
6. 當電路增益為 100 時，增益與頻寬的乘積為何？_____

實驗 7-19 共模互斥

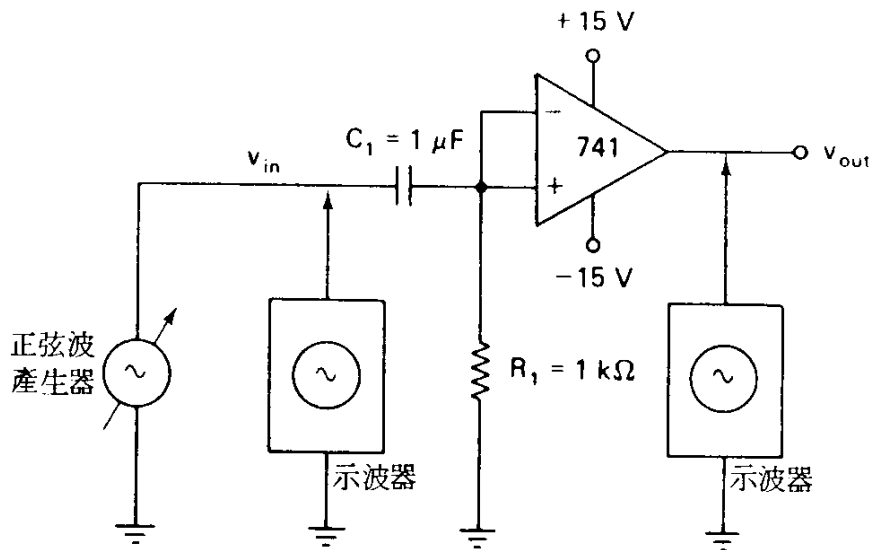
目的： 證明共模互斥的效果。

所需零件：

- 1 支 $1k\Omega$ 電阻（ R_1 ）
- 1 支 $1\mu F$ 電容（無極性）（ C_1 ）

測試程序

1. 將電源開關關閉，組合如圖 7-19 的電路。
2. 打開電源供應。
3. 設定信號產生器在輸出為 100Hz 不失真。
4. 記錄第一次 100Hz 之 V_{in1} ， V_{out2} 讀值於資料記錄表中。
5. 降低信號產生器的振幅，記錄第二次 100Hz 之 V_{in2} ， V_{out2} 讀值於資料記錄表中。
6. 重複步驟 3 至 5，在頻率是 1KHz，10kHz 和 100kHz 如表中所示。
7. 關閉電源供應。
8. 計算 V_{in} 微小的改變（ $\Delta V_{in1} - V_{in2}$ ）於每一不同的頻率。
9. 對每一不同的頻率計算 V_{out} 微小的改變（ $\Delta V_{out} = V_{out1} - V_{out2}$ ）。
10. 對每一不同的頻率計算 $\Delta V_{in} / \Delta V_{out}$ 之比值，並且記錄在表中。
11. 對每一不同頻率的比值，用公式轉換成 -dB 形式。 $-dB = 20 \log \frac{\Delta V_{in}}{\Delta V_{out}}$ 記錄在資料記錄表中。



資料記錄器

Freq. (Hz)	V_{in1}	V_{in2}	V_{out1}	V_{out2}	$\Delta V_{in} / \Delta V_{out}$	dB
100						
1K						
10K						
100K						

圖 7-19 共模互斥比

圖 7-19 問答題

1. 當 1kHz 時—dB 值為何？_____
2. 當 10kHz 時—dB 值為何？_____
3. 當頻率增加時共模互斥比會變如何？_____

實驗 7-20 電源供應的互斥比

目的：證明電源供應會影響到運算放大器的不穩定。

所需零件：

- 1 支 22Ω 電阻 (R_1)
- 1 支 100kΩ 電阻 (R_F)
- 1 支 10kΩ 線繞電位計 (R_p)

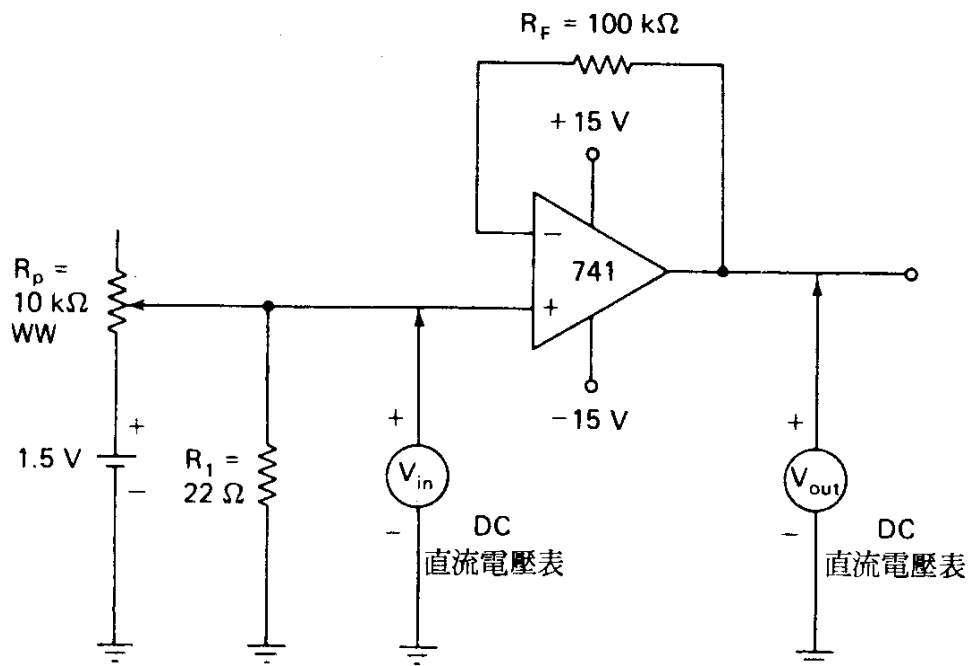
測試程序：

1. 將電源開關關閉，組合如圖 7-20 所示電路。
2. 設定直流電壓表在低範圍。
3. 打開電源供應。
4. 調整 R_p 使 V_{out} 等於零。

5. 記錄此時 V_{in} 的讀值為 V_{in1} 於表中。
6. 降低電源供應 $+V$ 和 $-V$ 至 12V。
7. 若輸出不為零，調整 R_p 使輸出變成零。
8. 記錄此時 V_{in} 的讀值為 V_{in2} 在表中。
9. 降低電源供應 $+V$ 和 $-V$ 至 10V。
10. 若輸出不為零，再調整 R_p 使成零輸出。
11. 記錄此時 V_{in} 的讀值為 V_{in2} 在表中。
12. 關閉電源供應。
13. 用公式計算 V_{in} 的改變。 $V_{in} = V_{in2} - V_{in1}$ 。
14. 用公式計算電源供應電壓的改變。

$$\Delta V_{ps} = 15V - 12V = \underline{\hspace{2cm}} \quad \Delta V_{ps} = 15V - 10V = \underline{\hspace{2cm}}$$

15. 用公式計算電源供應的互斥比 (PSRR)。 $PSRR = \frac{V_{in}}{V_{ps}}$



$\pm V$	$\Delta \pm V$	V_{in1}	V_{in2}	$\Delta V_{in} / \Delta V_{ps}$
15	0		—	
12	3	—		
10	5	—		

圖 7-20 電源供應互斥比

圖 7-20 問答題

1. 當 ΔV_{ps} 為 3V 時，電路的 PSRR 為何？
2. 當 ΔV_{ps} 為 5V 時，電路的 PSRR 為何？

8

運算放大器基本電路設計

許多運算放大器電路都是從簡單而基本的設計程序發展出來的。大部份要用到的設計公式。在前面的章節中都已涵蓋了。本章要談的是較實際且容易跟著作；按照設計程序一步接一步的完成基本運算放大器電路設計。這些設計技術的成果已經在第七章和各節之中獲得證實。

在所有電路設計中，標準的詞彙定義如下：

V_{in}	直流輸入電壓
V_{out}	直流輸出電壓
I_{in}	直流輸入電流（電流通過源極）
I_{out}	直流輸出電流（電流通過負載）
v_{in}	交流輸入信號電壓的峰對峰值
v_{out}	交流輸出信號電壓的峰對峰值
i_{in}	交流輸入信號電流的峰對峰值（電流通過源極）
i_{out}	交流輸出信號電流的峰對峰值（電流通過負載）
A_V	直流電壓增益
A_I	直流電流增益
A_v	交流峰對峰值電壓增益
A_i	交流峰對峰值電流增益
R_s	源極電阻
R_L	負載電阻
R_{in}	輸入電阻
R_F	回授電阻（所有電阻在電路中均有編號）
C_{in}	輸入電容
C_{out}	輸出電容
Z_{in}	輸入阻抗
Z_{out}	輸出阻抗
$+V$	正的電源供應電壓
$-V$	負的電源供應電壓

對所有的設計問題，某一些設計程序是共通的，而且在每一電路並不須要一再的重複。這些程序包括：

- (1) 選定一有 \pm 電源的供應器。要確定所使用的 V_{out} ，大約低於 \pm 電源 2V 左右。選用正確的 \pm 電源供應電壓值，或是不同電路中用不同值。（例如： $\pm 15V$ ， $-15V$ ，其 V_{out} 為 $+13V$ ， $-13V$ ）
- (2) 使用儀器來作設計的鑑定。這一章中設計電路的問題，可以用第七章所列相同的儀器來作正確的測試。
- (3) 抵補零位調整，電路中要求高度的正確性；抵補電流調整可以依照實驗 7-12 或 7-14 來作。

(4) 選用正確的運算放大器，選用時須合於所須的開路增益、轉動率和頻率響應來作電路設計。

設計 8-1 比較器電路

用小的直流控制電壓使運算放大比較器電路用來鉗住大的直流電壓準位。輸入的控制電壓可以是正或負。被鉗位的電壓輸出在零位，或是在某一特別的正或負準位。2-1 節中我們已看過利用此較器的一種方法。這個設計的例子是說明應用鉗位二極體的另一種方法。

8-1-1 基本的正鉗位比較器

參考圖 8-1，迴路中的回授二極體，使電路在開迴路模式時作正輸入準位響應，在閉迴路模式時作負輸入準位響應。參考電壓 ($-V_{ref}$) 經由 R_1 和變動的 V_{in} 經過 R_2 比較兩者，電壓波形顯示鉗位的電壓是 $+2V$ 。當 V_{in} 低於 $+2V$ 時 V_{out} 接近 $+0.5V$ 。(即是二極體的順向電壓)，當 V_{in} 到達鉗位的電壓時， V_{out} 改變狀態，而且擺至接近於 $-13V$ ($-V_{sat}$)。 $-V_{ref}$ 可用任意電壓，可以超過 V_{in} 一直到 $-V$ 的電源供應電壓。

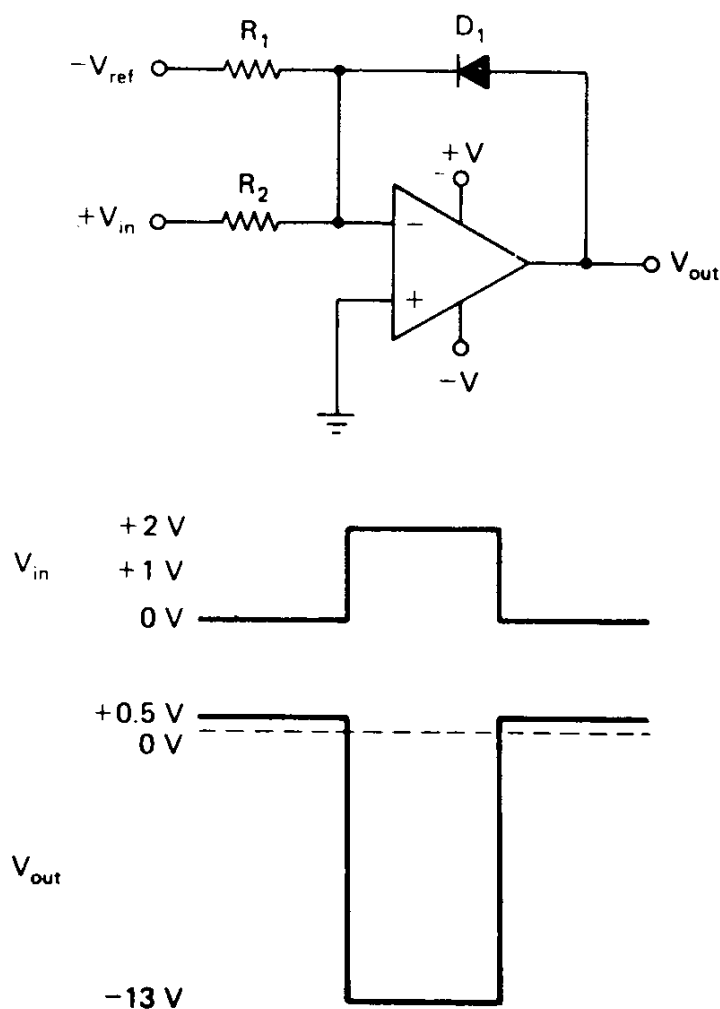


圖 8-1 正鉗位比較器（負輸出）

設計程序：

1. 選擇 R_1 (典型值為 $100\text{k}\Omega$)
2. 選擇 V_{in} (需要的輸入鉗位電壓)
3. 計算 R_2 。
$$R_2 = \frac{R_1 V_{in}}{-V_{ref}}$$
4. 組合電路驗證設計的結果。

如圖 8-2 所示，若將回授二極體反過來，當轉入小於鉗位電壓時， V_{out} 將變成正，而且當 V_{in} 大於鉗位電壓時輸出大約是 -0.5V 。

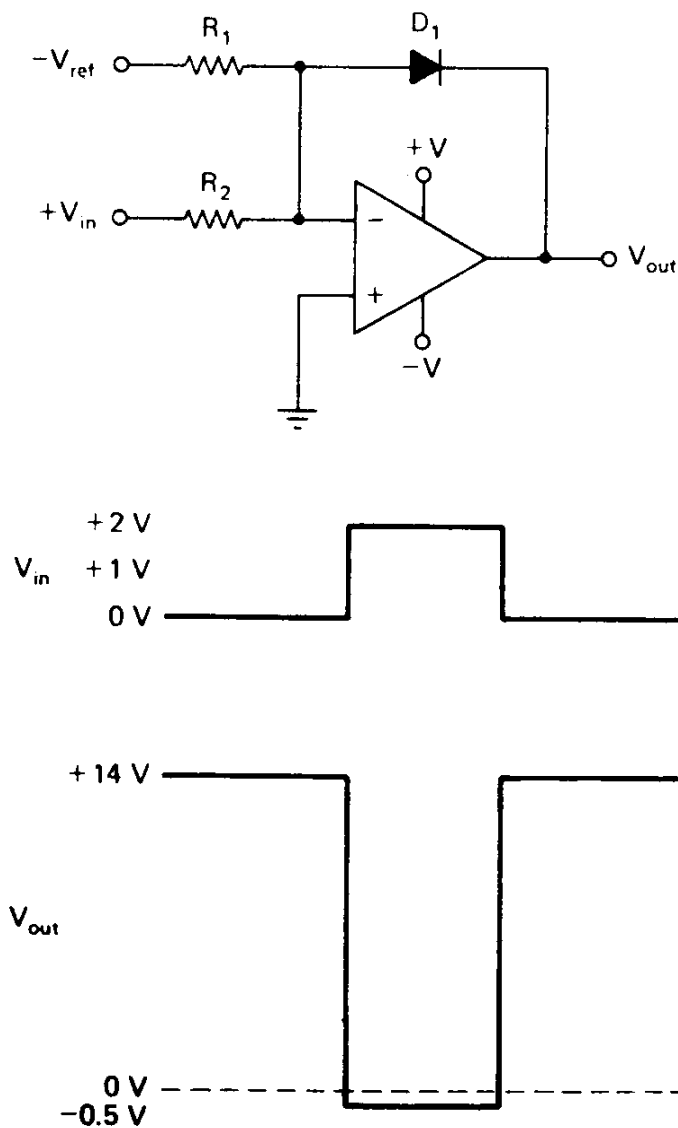


圖 8-2 正鉗位比較器 (正輸出)

8-1-2 基本負鉗位比較器

如圖 8-3 電路圖所示。會對負輸入準位響應。參考電壓 ($+V_{ref}$) 經過 R_1 與變動電壓 V_{in} 經過 R_2 比較，電壓波形顯示鉗位的電壓是 $-2V$ 。當 V_{in} 高於 $-2V$ 時， V_{out} 大約是 $-13V$ ($-V_{sat}$)，當 V_{in} 到達鉗位的電壓， V_{out} 改變狀態擺動至大約 $+0.5V$ (即是二極體的順向壓降)， $+V_{ref}$ 可用任意電壓，可超過 V_{in} 一直至 $+V$ 電源供應電壓。

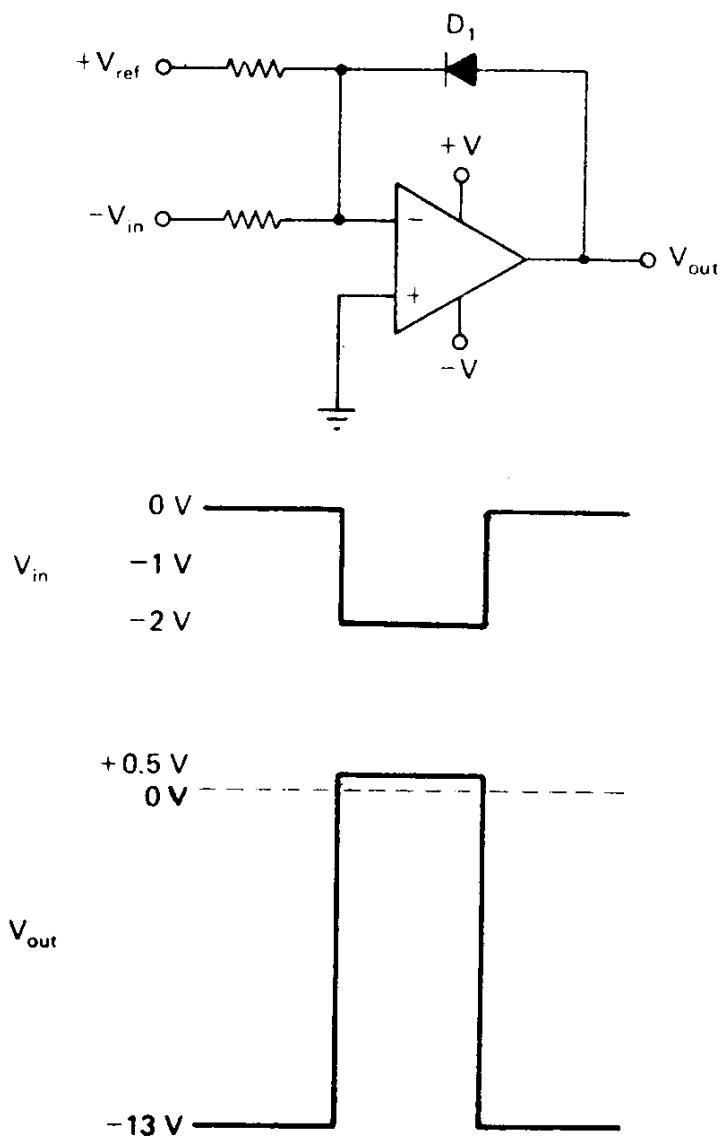


圖 8-3 負鉗位比較器（負輸出）

設計程序：

1. 選擇 R_1 (典型值 $100k\Omega$)。
2. 選擇 V_{in} (需要的輸入鉗位電壓)
3. 計算 R_2 。
$$R_2 = \frac{R_1 V_{in}}{+V_{ref}}$$
4. 組合電路驗證設計的結果。

如圖 8-4 所示。若將回授二極體反過來，當輸入小於鉗位電位， V_{out} 將變成大約 $-0.5V$ ，而且當 V_{in} 大於鉗位電壓時輸出變為正。

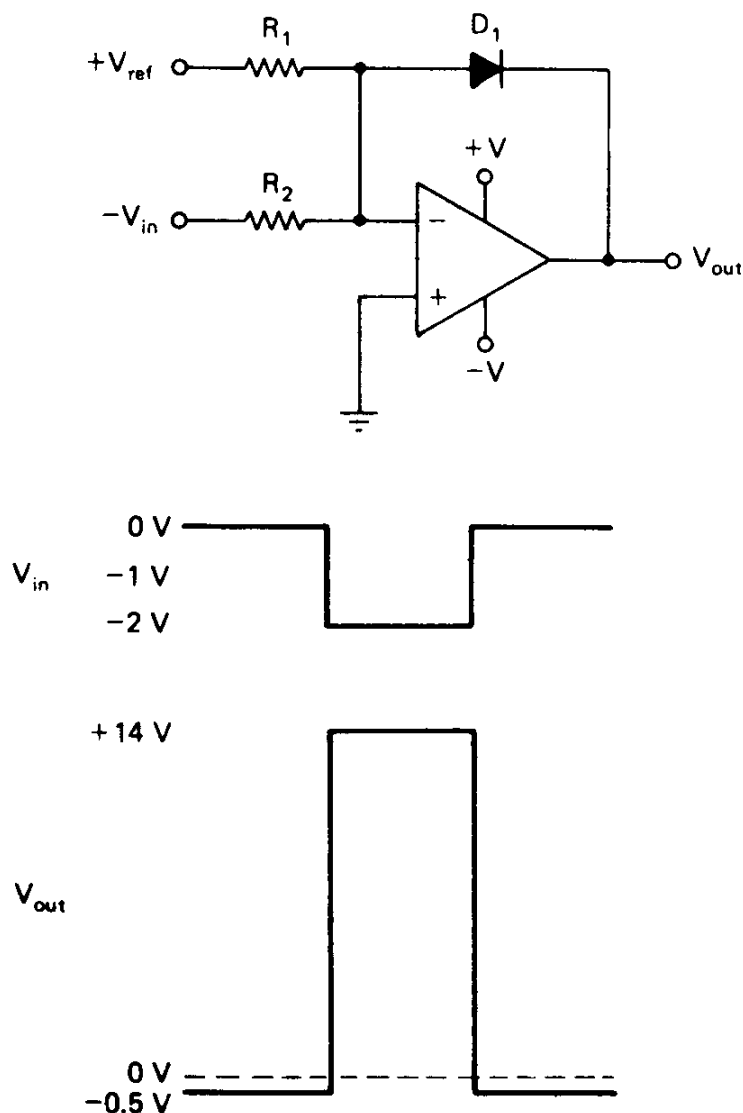


圖 8-4 負鉗位比較器（正輸出）

8-1-3 將輸出鉗位成特殊準位

如圖 8-5 所示。在回授迴路中使用稽納二極體，可將比較器的輸出鉗位在二個特殊的準位。當輸入低於鉗位電壓，稽納二極體會導通於稽納區，而且輸出 V_{out} 為 $+V_Z$ （即稽納崩潰電壓）。當輸入電壓大於輸入所設定的鉗位電壓時，稽納二極體變成順向偏壓，如同導通的二極體，輸出會鉗位在 $-0.6V$ 。

若將回授二極體反過來，當輸入低於所設定的鉗位電壓時， V_{out} 大約在 $+0.6V$ 。當 V_{in} 高於所設定的鉗位電壓時， V_{out} 會變成 $-V_Z$ 。

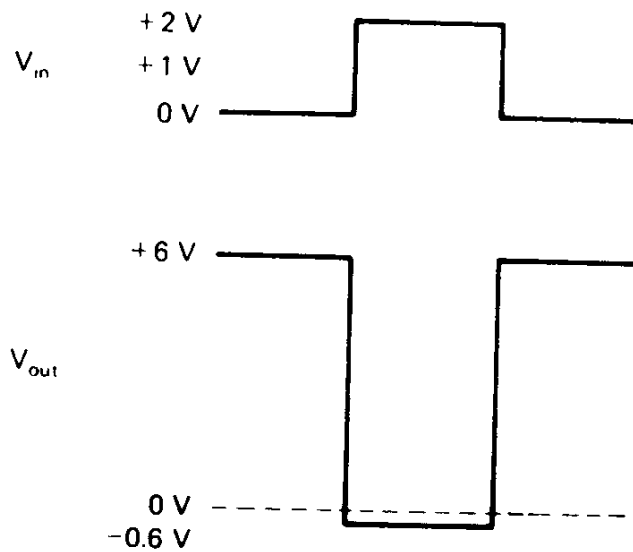
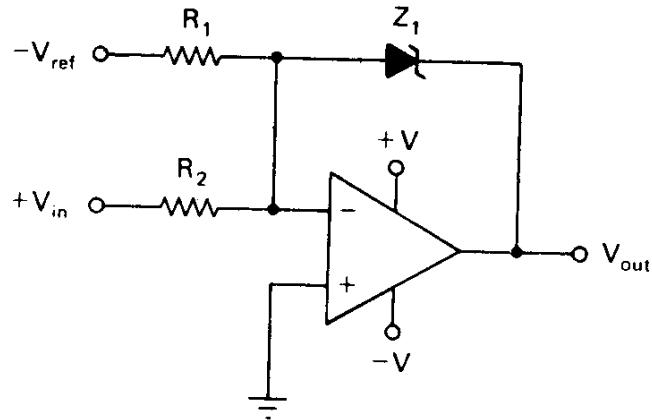


圖 8-5 特殊準位鉗位比較器

設計程序：

1. 選擇 R_1 (典型值 $100\text{k}\Omega$)。
2. 選擇 V_{in} (需要輸入鉗位電壓)
3. 計算 R_2 。
$$R_2 = \frac{R_1 V_{in}}{-V_{ref}}$$
4. 選用正確的 V_Z 稽納二極體，作為想要鉗位的電壓準位。
5. 組合電路，驗證設計的結果。

計設 8-2 反相放大電路

運算放大器提供大的電壓增益及大的電流增益，基本的反相放大器比較容易設計與組合。這些設計例子用來說明如何決定電壓增益，電流增益及與外接零件值的關係。

8-2-1 反相直流放大器

反相直流放大器的輸入阻抗（例中的 R_{in} ）通常選用大約是源極阻抗的 50 倍。如圖 8-6 所示。輸出阻抗很低，典型值約在 25 至 50 Ω 之間，在設計中通常是忽略。

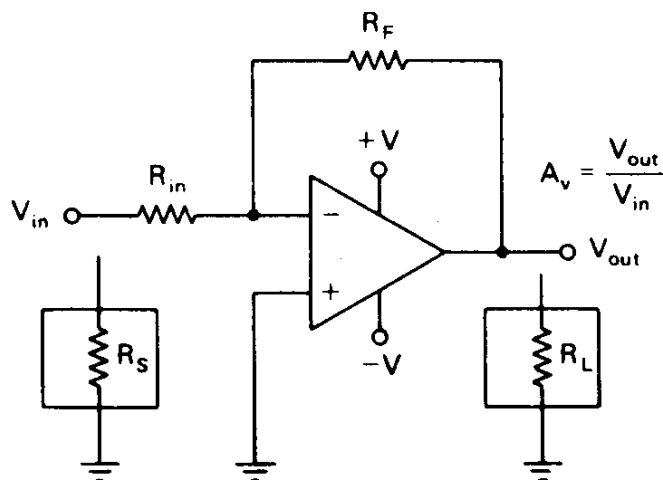


圖 8-6 反相直流放大器

設計程序：

1. 選定 V_{in} 。
2. 決定源極電阻 R_S ，可以用歐姆定律（ $R_S = V_{in} / I_{in}$ ）或歐姆表直接量測。
3. 選擇 R_{in} 比 R_S 約大 50 倍。
4. 用公式 $A_v = V_{out} / V_{in}$ ，計算所想要的電壓增益。（記住， V_{out} 的輸出最大值約比 $\pm V$ 低 2V。）
5. 用公式 $R_F = -A_v R_{in}$ 計算 R_F 值。
6. 決定電路中要推動的 R_L 值，或任選 R_L 為 2.2k Ω 。
7. 用公式計算 V_{out} 。 $V_{out} = (-\frac{R_F}{R_{in}})V_{in}$ 。
8. 用公式計算 I_{in} 。 $I_{in} = V_{in} / (R_S + R_{in})$ 。
9. 用公式計算 I_{out} 。 $I_{out} = V_{out} / R_L$ 。
10. 用公式計算 A_I 。 $A_I = I_{out} / I_{in}$ 。
11. 組合電路並且驗證設計的結果。

8-2-2 反相交流放大器

當作交流信號放大時，在反相放大器的輸入端加入了一電容器。如圖 8-7 所示，電容器 C_1 阻隔了源級的直流成份，如此可使輸出交流信號失真降低。除了須要計算特殊的斷點頻率 C_1 以外，設計交流反相放大器的程序與設計直流反相放大器相似。

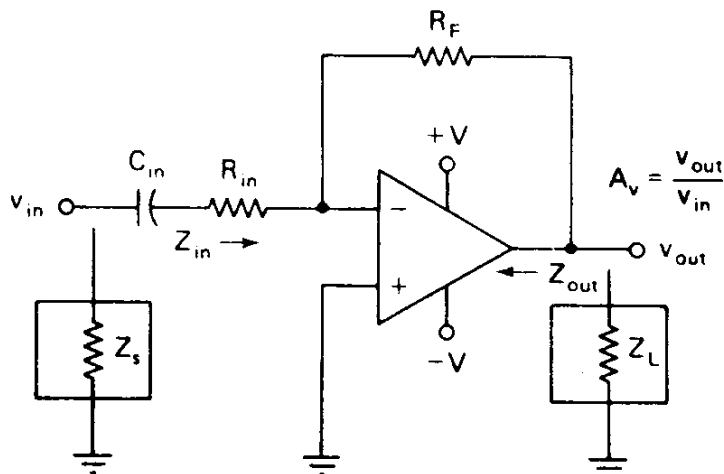


圖 8-7 反相交流放大器

雜訊也是一個問題，記住！若 R_F 值用得愈大，電路就愈容易受到外來雜訊的感染。運算放大器的選擇和電路增益的選定，在電路中超過頻寬部份的輸出信號電壓，會很快的滑下去（參考 1-3-10 節）。

設計程序：

1. 選定 v_{in} 值。
2. 決定源級阻抗 Z_S 。
3. 選擇 R_{in} 大約是 Z_S 的 50 倍。
4. 用公式計算所須的電壓增益 $A_v = v_{out} / v_{in}$ （記住！ v_{out} 的輸出最大值約比 $\pm V$ 低 2V）。
5. 用公式計算 R_F ， $R_F = -A_v R_{in}$ 。（先不管計算中的負號）
6. 決定電路中要推動的 Z_L ，或任選 Z_L 為 $2.2k\Omega$ 。
7. 用公式計算 v_{out} 。 $v_{out} = -(R_F / R_{in}) v_{in}$ 。
8. 用公式計算 i_{in} 。 $i_{in} = v_{in} / (Z_S + R_{in})$ 。
9. 用公式計算 i_{out} 。 $i_{out} = v_{out} / R_L$ 。
10. 用公式計算 A_i 。 $A_i = i_{out} / i_{in}$ 。
11. 用公式計算 C_1 的斷點頻率為 10Hz 時的數值。 $C_1 = 1 / (2\pi f (Z_S + R_{in}))$ 。
12. 組合電路，並且驗證設計的結果。

8-2-3 基本二級串級放大器

如圖 8-8 所示。是設計的基本二級串級反相放大器。這與設計每一級的增益是同樣簡單的一回事。重要的觀念是要記住，每一級的增益不可太大。因為全部的增益是第一級的增益（ A_{v1} ）乘以第二級的增益（ A_{v2} ），或說 $A_{vT} = A_{v1} \times A_{v2}$ 。

依照特殊的應用，第一級的增益可能要比第二級的增益高。無論如何，在設計的問題中第一級的增益可能用較低的增益來減小輸入雜訊準位。例如，如果 $v_{in} = 10mV$ 和 $A_{v1} = 10$ ，OP-1 的 v_{out} 是 $100mV$ 。如果 $A_{v2} = 100$ ，則 OP-2 的 v_{out} 將有 $10V$ ，全部的電路增益是 $A_v = v_{out} / v_{in} = 10V / 0.01V$

=1000。

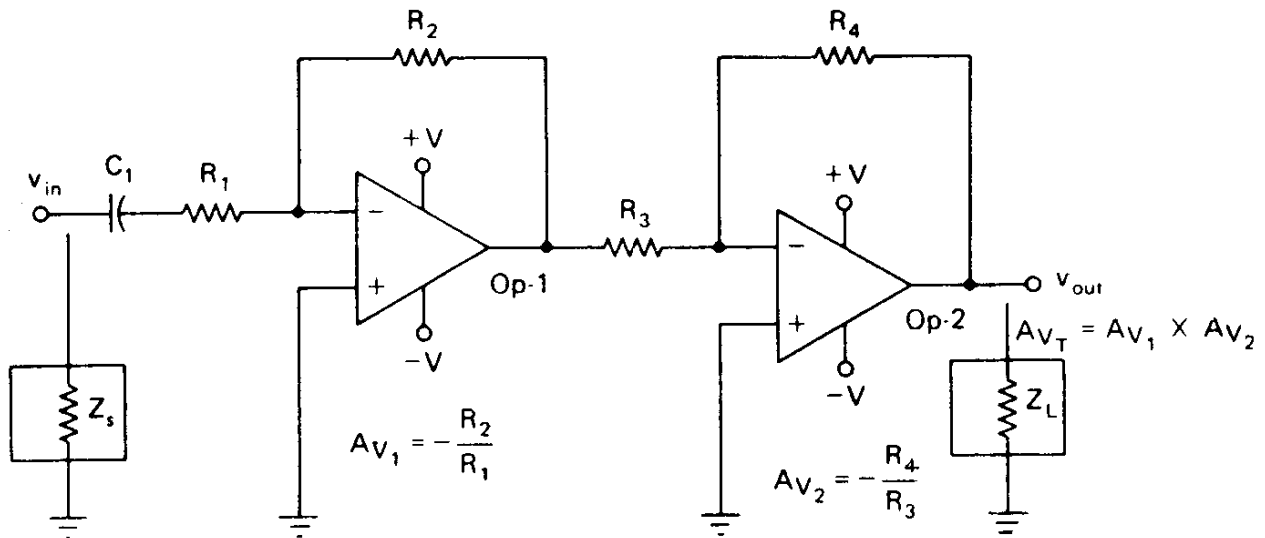


圖 8-8 二級串級反相放大器

設計程序：

1. 選定 v_{in} 數值。
2. 決定源級輸入阻抗 Z_S 。
3. 選擇 R_{in} 約為 Z_S 50 倍。
4. 用公式計算 C_1 的斷點頻率為 10Hz 時的值。 $C_1 = 1 / 2 \pi f (Z_S + R_1)$
5. 選擇第一級所須要的電壓增益。
6. 用公式計算 R_2 ， $R_2 = -A_{V1} R_1$ 。(先不管計算的正負號)
7. 選擇 R_3 大約是 OP-1 輸出阻抗的 10 倍大。(這個輸入阻抗大約 25~50 Ω)。
8. 選擇第二級所須的電壓增益 A_{V2} (確定 A_{VT} 不會造成步驟 1 中所選的 v_{in} 在輸出變成失真)。
9. 用公式計算 R_4 。 $R_4 = -A_{V2} R_3$ 。(先不管計算中的正負號)
10. 決定電路中要推動的 R_L ，或任意選定為 2.2k Ω 。
11. 用公式計算全部的電路增益。 $A_{VT} = A_{V1} \times A_{V2}$ 。
12. 用公式計算 v_{out} 。 $v_{out} = A_{VT} v_{in}$ 。
13. 用公式計算 i_{in} 。 $i_{in} = v_{in} / (Z_S + R_1)$ 。
14. 用公式計算 i_{out} 。 $i_{out} = v_{out} / Z_L$ 。
15. 用公式計算 A_i 。 $A_i = i_{out} / i_{in}$ 。
16. 組合電路，並且驗證設計的結果。

計設 8-3 非反相放大路電

非反相運算放大器提供高的電壓增益，和高的電流增益，而且有高的輸入阻抗。基本的非反相放大器電路比較容易設計與組合。這些設計的例子用來說明，如何來決定電壓增益，電流增益，在這些數值中與外接零件的關係。

8-3-1 非反相直流放大器

非反相直流放大器的輸入阻抗非常大，通常有幾個 $M\Omega$ ，因為這個原因，在電路中能通用於大部份的源極阻抗，不須考慮負載效應。如圖 8-9 所示為非反相放大器的增益，如同反相放大器一樣，依照相同的電阻比值。

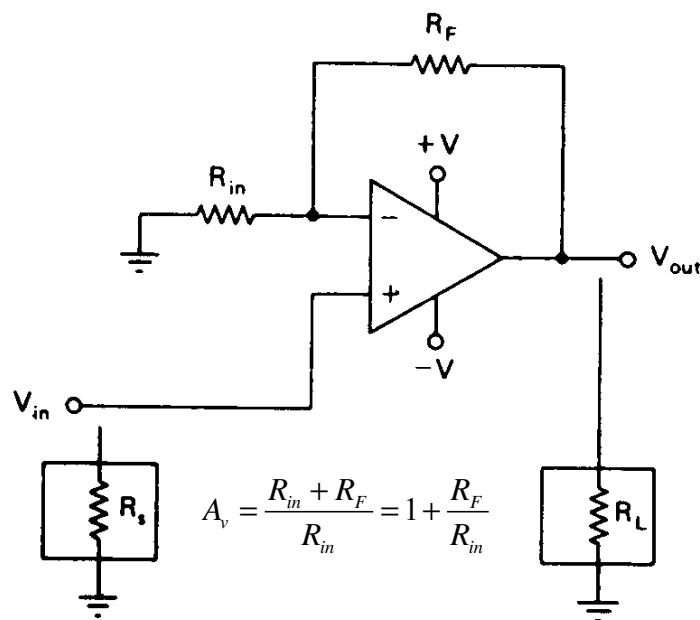


圖 8-9 非反相直流放大器

設計程序：

1. 決定源級電阻 R_S 。
2. 選擇 R_{in} 等於 R_S 。
3. 選定 V_{in} 。
4. 用公式計算所須的電壓增益。 $A_v = V_{out} / V_{in}$ 。(記住！ V_{out} 的輸出最大值比 $\pm V$ 低約 2V)
5. 用公式計算 R_F 。 $R_F = A_v R_{in} - R_{in}$ 。
6. 決定電路中要推動的 R_L 值，或任意選定為 $2.2k\Omega$ 。
7. 用公式計算 V_{out} ， $V_{out} = (1 + R_F / R_{in}) V_{in}$ 。
8. 用公式計算 I_{in} ， $I_{in} = V_{in} / (R_S + Z_{in})$ 。(令 $Z_{in} \approx 1M\Omega$)
9. 用公式計算 I_{out} ， $I_{out} = V_{out} / R_L$ 。

10. 用公式計算 A_I ， $A_I = I_{out} / I_{in}$ 。
11. 組合電路，並且驗證設計的結果。

8-3-2 非反相交流放大器

非反相放大器的輸入阻抗大約是 $5 \sim 50k\Omega$ 之間。由 R_1 來決定如圖 8-10 所示。用電容器 C_1 隔了源級的直流成份，減小了交流信號在輸出端的失真。除了 C_1 必須計算特殊的斷點頻率以外，設計非反相交流放大器，與直流放大器是類似的。

運算放大器的選擇，和電路增益的選定，在電路中超過頻寬的輸出信號會很快的滑下來（參考 1-3-10 節）。

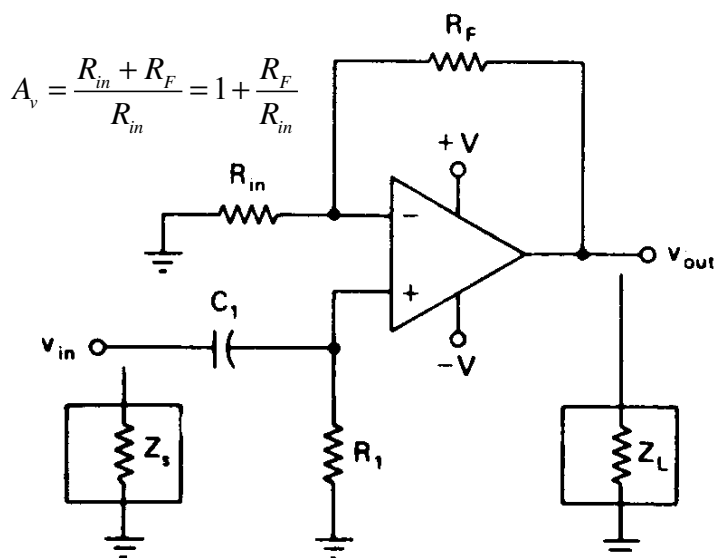


圖 8-10 非反相交流放大器

設計程序：

1. 選擇 R_1 在 $5 \sim 50k\Omega$ 之間。
2. 用公式計算 C_1 ， $C_1 = 1 / 2 \pi f (Z_S + R_1)$ 。
3. 選擇 R_{in} 等於 R_1 。
4. 選 V_{in} 。
5. 用公式計算所須的電壓增益。 $A_v = v_{out} / v_{in}$ 。
6. 用公式計算 R_F ， $R_F = A_v R_{in} - R_{in}$ 。
7. 決定電路中要推動的 Z_L ，任選為 $2.2k\Omega$ 。
8. 用公式計算 v_{out} ， $v_{out} = (1 + R_F / R_{in}) v_{in}$ 。
9. 用公式計算 I_{in} ， $i_{in} = v_{in} / (Z_S + R_1)$ 。
10. 用公式計算 i_{out} ， $i_{out} = v_{out} / Z_L$ 。
11. 用公式計算 A_i ， $A_i = i_{out} / i_{in}$ 。
12. 組合電路，並且驗證設計結果。

8-3-3 基本的二級串級非反相放大器

如圖 8-11 所示。是一組設計成基本的二級串級非反相放大器，由設計每一級的增益來完成。電路中的全部增益，是第一級的增益乘以第二級的增益。 $A_{VT} = A_{V1} \times A_{V2}$ ，例如：如果 $A_{V1} = 11$ ， $A_{V2} = 22$ ， $A_{VT} = 242$ ，如果 $v_{in} = 0.1V$ ，OP-1 的 v_{out} 是 1.1V，OP-2 的 v_{out} 是 24.2V。

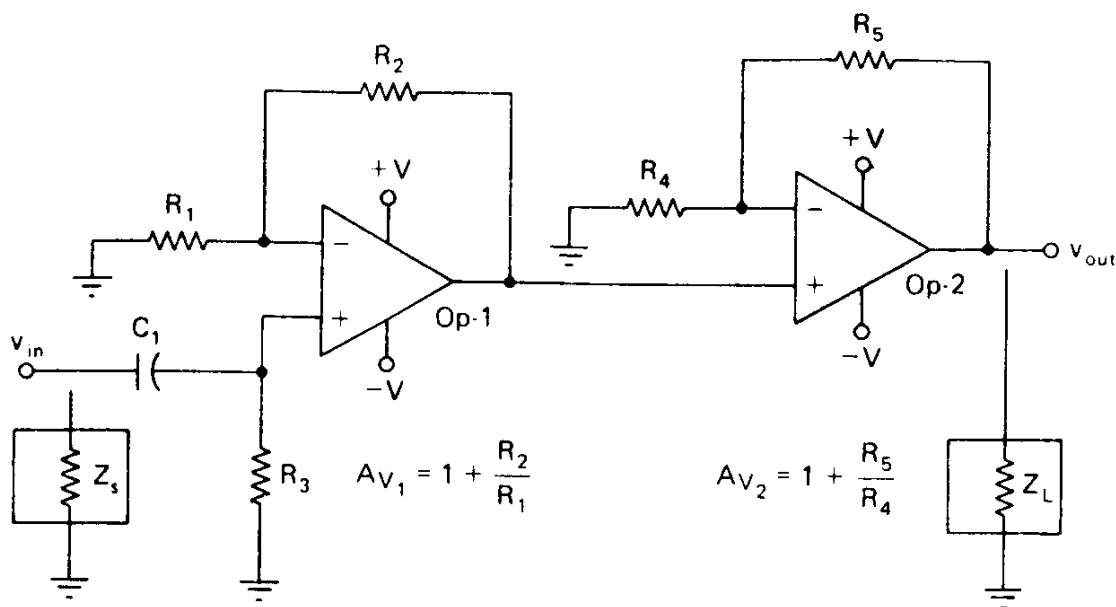


圖 8-11 二級串級非反相放大器

設計程序：

1. 選定 v_{in} 值。
2. 選擇 R_3 在 $5 \sim 0k\Omega$ 之間。
3. 用公式計算 C_1 。
4. 選用 R_3 等於 R_1 。
5. 選擇第一級所須的電壓增益， A_{V1} 。
6. 用公式計算 R_2 ， $R_2 = A_{V1} R_1 - R_1$ 。
7. 選用 R_4 等於 R_1 。
8. 選擇第二級所須要的電壓增益 A_{V2} 。(確定 A_{VT} 不會使所選 v_{in} 造成輸出失真)。
9. 用公式計算 R_5 。 $R_5 = A_{V2} R_4 - R_4$ 。
10. 決定電路中要推動的 Z_L 值，或任選 R_L 為 $2.2k\Omega$ 。
11. 計算全部的電壓增益。 $A_{VT} = A_{V1} \times A_{V2}$ 。
12. 用公式計算 v_{out} 。(記住 v_{out} 的最大輸出值大約比 $\pm V$ 小 2V)。
13. 用公式計算 i_{in} 。
14. 用公式計算 i_{out} 。
15. 用公式計算 A_i 。

16. 組合電路，並且驗證設計結果。

設計 8-4 電壓隨耦電路

電壓隨耦用來轉換信號從高阻抗至低阻抗。保持增益接近 1。換句話說，它們是用來控制輸出電壓用的緩衝器或阻抗匹配元件，但具有電流放大的能力。

8-4-1 非反相直流電壓隨耦器

如圖 8-12 所示。為一基本的非反相直流電壓隨耦器，並不須要外接任何元件。輸入的阻抗約有幾個 $M\Omega$ ，輸出的阻抗大約在 $25\sim 50\Omega$ 之間。電壓增益接近 1，電流增益通常比 1000 小一些，須看源極的電阻和負載電阻。

設計程序：

1. 選定 V_{in} 值。
2. 用公式計算 A_v 。 $A_v = V_{out} / V_{in}$ 。
3. 用公式計算 I_{in} 。 $I_{in} = V_{in} / (R_s + Z_{in})$ (令 $Z_{in} \approx 2M\Omega$)。
4. 用公式計算 I_{out} 。 $I_{out} = V_{out} / R_L$ 。
5. 用公式計算 A_I 。 $A_I = I_{out} / I_{in}$ 。
6. 組合電路，並且驗證設計結果。

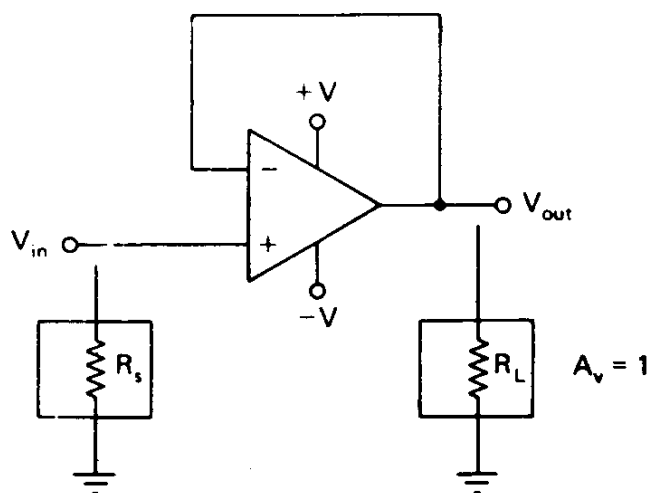


圖 8-12 非反相直流電壓隨耦器

8-4-2 非反相交流電壓隨耦器

如圖 8-13 所示。為非反相交流電壓隨耦器，輸入的阻抗由 R_1 來決定，這個典型的電阻值選在源級阻抗 (Z_S) 的 50 倍，回授電阻等於 R_1 ，電容器 C_1 用來隔離源級的直流成份，以免造成輸出信號的失真， C_1 值的決定完全由所須的頻率範圍決定。

設計程序：

1. 決定 v_{in} 值。
2. 用公式計算所需的 A_v ， $A_v = v_{out} / v_{in}$ 。
3. 用公式計算 C_1 ， $C_1 = 1 / 2 \pi f (Z_S + R_1)$ 。
4. 選擇 R_1 大約比 Z_S 大 50 倍。
5. 選擇 R_F 等於 R_1 。
6. 用公式計算 i_{in} ， $i_{in} = v_{in} / (Z_S + R_1)$ 。
7. 用公式計算 i_{out} ， $i_{out} = v_{out} / Z_L$ 。
8. 用公式計算 A_i ， $A_i = i_{out} / i_{in}$ 。
9. 組合電路，並且驗證設計的結果。

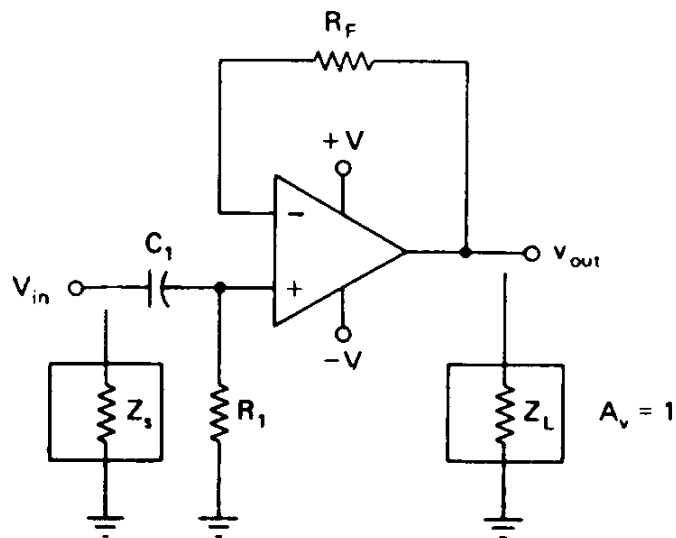


圖 8-13 非反相交流電壓隨耦器

8-4-3 反相直流電壓隨耦器

如圖 8-14 所示。爲一反相直流電壓隨耦器，此圖與反相放大器一樣，電阻 R_{in} 與 R_F 相等。增益結果爲 1。電壓隨耦器的輸出阻抗比非反相隨耦器來得小，而且依 R_{in} 來決定。

設計程序：

1. 決定 V_{in} 值。
2. 用公式計算 A_v ， $A_v = V_{out} / V_{in}$ 。
3. 選擇 R_{in} 大約爲 R_S 的 50 倍。
4. 選擇 R_F 等於 R_{in} 。
5. 用公式計算 I_{in} ， $I_{in} = V_{in} / (R_S + R_{in})$
6. 用公式計算 I_{out} ， $I_{out} = V_{out} / R_L$ 。
7. 用公式計算 A_I ， $A_I = I_{out} / I_{in}$ 。
8. 組合電路，並且驗證設計的結果。

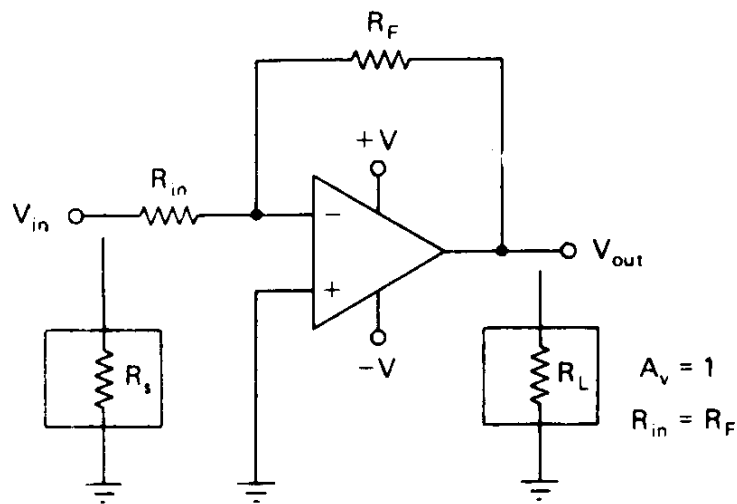


圖 8-14 反相直流電壓隨耦器

8-4-4 反相交流電壓隨耦器

如圖 8-15 所示。為反相電壓隨耦器。除了加入 C_1 以外，其他均類似於反相直流電壓隨耦器。 C_1 用來阻隔源級直流成份，降低輸出信號的失真。

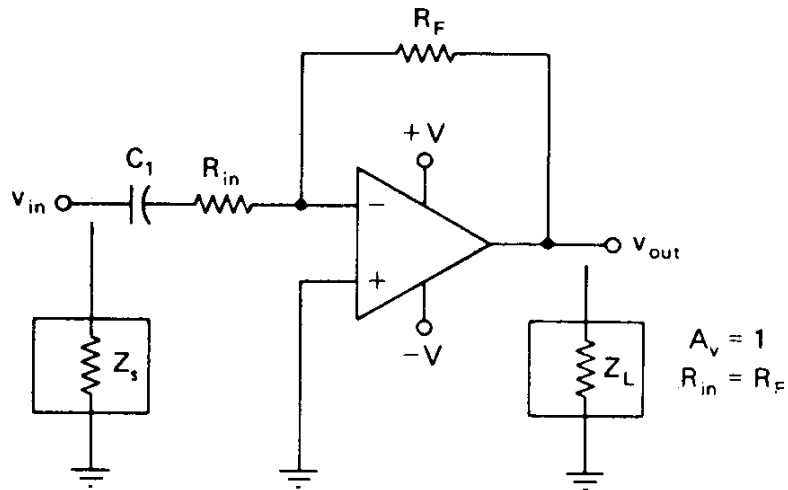


圖 8-15 反相交流電壓隨耦器

設計程序：

1. 決定 v_{in} 值。
2. 用公式計算 A_v ， $A_v = v_{out} / v_{in}$ 。
3. 用公式計算 C_1 ， $C_1 = 1 / 2 \pi f (Z_S + R_{in})$ 。(選擇中斷頻率為 10Hz)
4. 選擇 R_{in} 大於 Z_S 50 倍。
5. 選擇 R_F 等於 R_{in} 。
6. 用公式計算 i_{in} ， $i_{in} = v_{in} / (Z_S + R_{in})$ 。
7. 用公式計算 i_{out} ， $i_{out} = v_{out} / Z_L$ 。
8. 用公式計算 A_i ， $A_i = i_{out} / i_{in}$ 。
9. 組合電路，並且驗證設計的結果。

設計 8-5 電壓和放大電路

運算放大電壓和放大器，用來作幾個信號總和，而提供一組輸出信號。輸出信號是輸入信號的數學和，或者包含有一決定的增益量。用在直接數學和時，所有輸入電阻和回授電阻均同值。如果想要有增益，可以將回授電阻作得更大些。數學和放大器是一組可調整的加法器。當輸入端選擇不同的電阻值，可以提供每一輸入有不同的增益，加法（數學和）放大器可以是反相或非反相；無論如何，反相形式的電路較不複雜，而且容易組合，如果須要的是一組同相信號，僅須在反相加法放大器的輸出端，再加入反相隨耦級。

8-5-1 反相直流加法放大器

如圖 8-16 所示，是反相直流加法放大器的基本電路，能夠直接用來作數學和，且有一特別增益，或者可各別調整輸入的比例，這個電路設計的程序，在它的應用上，包含三方面。（設計程序 "3" 所示）

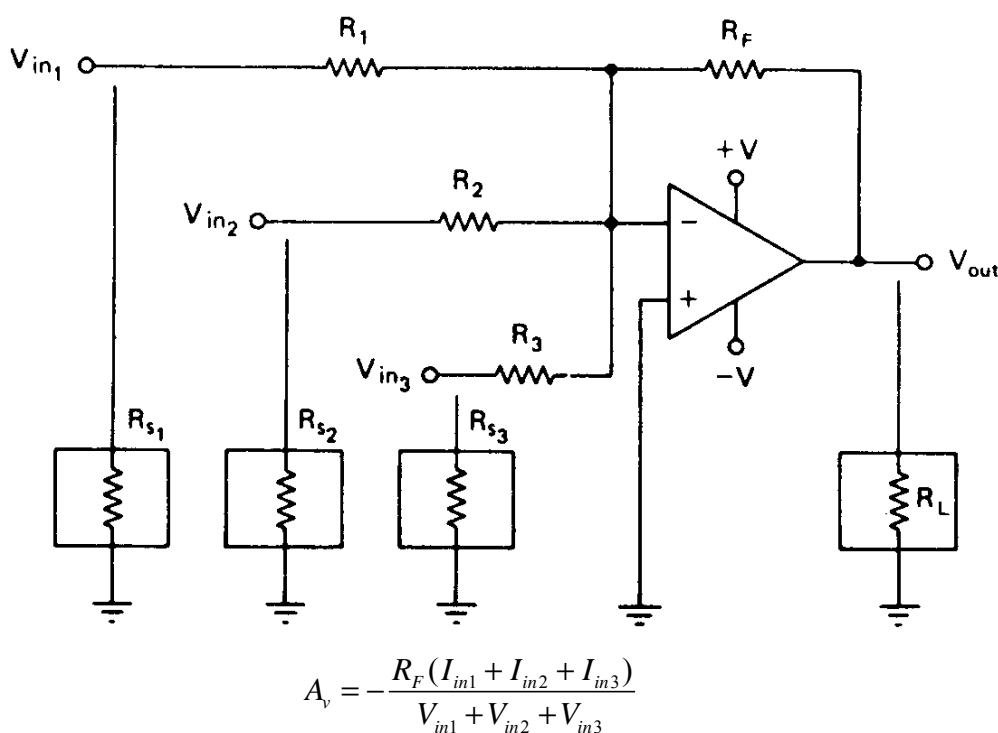


圖 8-16 反相直流加法放大器

設計程序：

1. 選定 V_{in1} ， V_{in2} ，和 V_{in3} 值。
2. 用公式計算所需 A_v 值， $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in1} + V_{in2} + V_{in3}}$ 。
3. ① 對直接數學和，選擇 $R_1 = R_2 = R_3 = R_F$ （典型值 $10 \sim 25k\Omega$ ）。

- ② 對數學和的增益選擇 $R_1 = R_2 = R_3$ (典型值 $10 \sim 25k\Omega$)。
- ③ 對比例加法輸入電阻，可由公式計算

$$R_1 = \frac{V_{in1}}{I_{in1}} - R_{S1}$$

$$R_2 = \frac{V_{in2}}{I_{in2}} - R_{S2}$$

$$R_3 = \frac{V_{in3}}{I_{in3}} - R_{S3}$$

選擇 $I_{in1} = I_{in2} = I_{in3}$ (典型值 $0.1mA$)

4. *對直接的數學和或總和的增益，可用公式計算 I_m

$$I_{in1} = \frac{V_{in1}}{R_{S1} + R_1}$$

$$I_{in2} = \frac{V_{in2}}{R_{S2} + R_2}$$

$$I_{in3} = \frac{V_{in3}}{R_{S3} + R_3}$$

*關於設計加法放大器的正確步驟。其他電路的設計步驟，均應用到三個電壓和放大器中。

5. 用公式計算 I_{out} ， $I_{out} = V_{out} / R_L$ 。
6. 用公式計算 A_I ， $A_I = I_{out} / (I_{in1} + I_{in2} + I_{in3})$ 。
7. *對加法電路的增益與比例相加輸入，可由公式計算 R_F

$$R_F = \frac{-A_v(V_{in1} + V_{in2} + V_{in3})}{I_{in1} + I_{in2} + I_{in3}} \quad (\text{先不管計算的負號})$$

8. 組合電路並且驗證設計結果。

8-5-2 反相交流加法放大器

交流加法放大器加圖 8-17 所示，除輸入電容外，其他均與直流加法放大器相似，且與直流加法反相放大器的設計程序相同，以下為反相加法交流放大器的設計程序。

*關於選擇設計加法放大器正確的步驟。其他所有的設計步驟，均應用到三個電壓和放大器中。

設計程序：

1. 如圖 8-17 所示。用小寫表示交流信號的符號。
2. 輸入電阻 R_1 ， R_2 ，和 R_3 用來直接作數學相加，是具有增益的加法電路。這些電阻至少大於源極阻抗 50 至 100 倍。
3. 用公式計算 C_1 ， C_2 和 C_3

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f(R_{s1} + R_1)}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f(R_{s2} + R_2)} \quad (f=10\text{kHz 典型值})$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f(R_{s3} + R_3)}$$

4. 組合電路，並且驗證設計結果

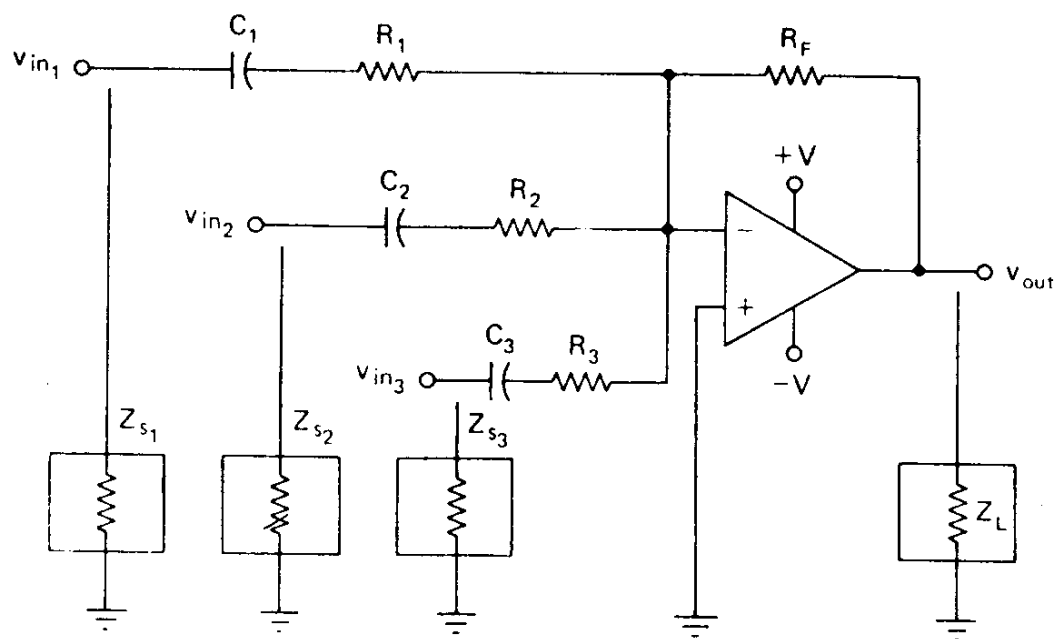


圖 8-17 反相交流加法放大器

設計 8-6 差動放大電路

差動放大器用來將輸入電壓差放大，差動放大器有低的電壓增益。但有大的電流增益，兩個輸入端都被使用到。而且電路的工作，除控制增益以外，很像電壓比較器。輸出是否反相，完全看反相端與非反相端的極性。

8-6-1 差動直流放大器

如圖 8-18 所示，差動直流放大器的輸入阻抗大約 $1\text{M}\Omega$ ，輸出阻抗大部份的運算放大器大約 $25\sim 50\Omega$ 左右。爲了設計上方便通常都當成零。輸入電壓並無嚴格的限制，約爲 $\pm V$ 電源供應的 $70\sim 80\%$ 。設計程序中使兩端有對稱的增益，無論如何，可用公式求出增益。

$$V_{out} = \left[\left(\frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_3} \right) \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \right] \times \left[\left(\frac{V_{in2} - R_F}{R_1} \right) \times V_{in1} \right]$$

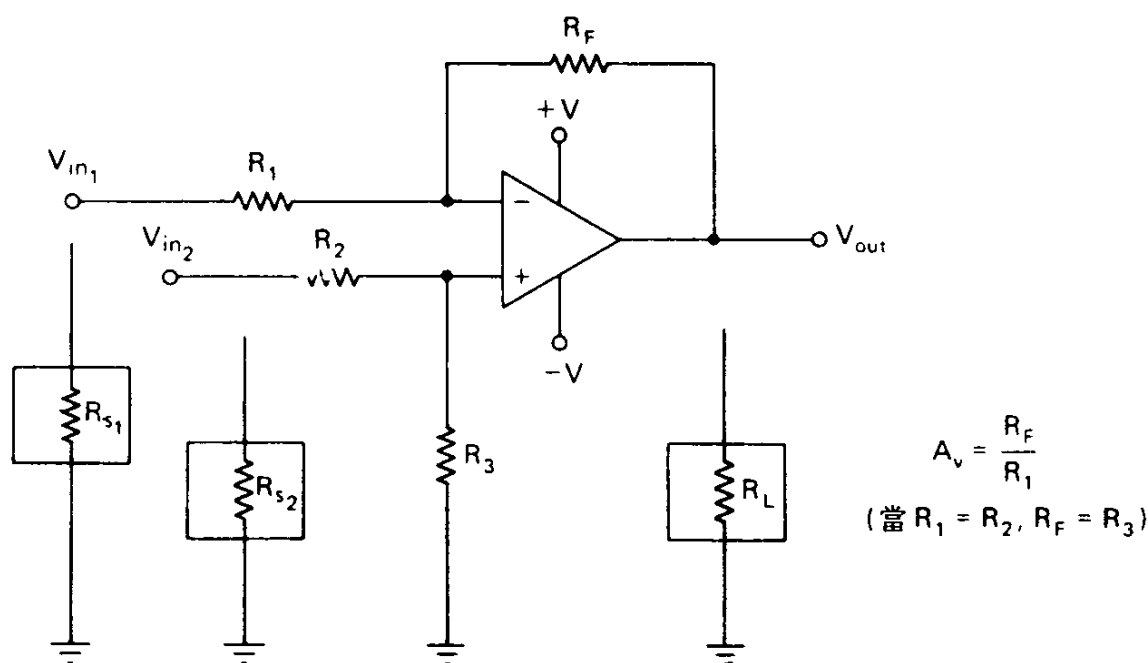


圖 8-18 差動直流放大器

設計程序：

1. 選定 V_{in1} ，與 V_{in2} 值。
2. 選擇 R_1 大約爲 R_{S1} 50 倍。
3. 選擇 R_2 等於 R_1 。
4. 用公式計算 A_v ， $A_v = V_{out} / (V_{in2} - V_{in1})$ 。
5. 用公式計算 R_F ， $R_F = -A_v R_1$ 。
6. 選擇 R_3 等於 R_F 。

7. 用公式計算 I_{in1} , $I_{in1} = \frac{V_{in1}}{R_{S1} + R_1 + \frac{R_F Z_{in1}}{R_F + Z_{in1}}}$
8. 用公式計算 I_{in2} , $I_{in2} = \frac{V_{in2}}{R_{S2} + R_2 + \frac{R_F Z_{in2}}{R_F + Z_{in2}}}$
9. 用公式計算 I_{out} , $I_{out} = V_{out} / R_L$ 。
10. 用公式計算 A_I , $A_I = I_{out} / (I_{in1} - I_{in2})$ 。
11. 組合電路，並且驗證設計的結果。

8-6-2 差動交流放大器

如圖 8-19 所示。為交流差動放大器。除輸入電容以外，均與差動直流放大器相似，設計的程序與差動直流放大器的設計相同。（除了加上幾項以外）

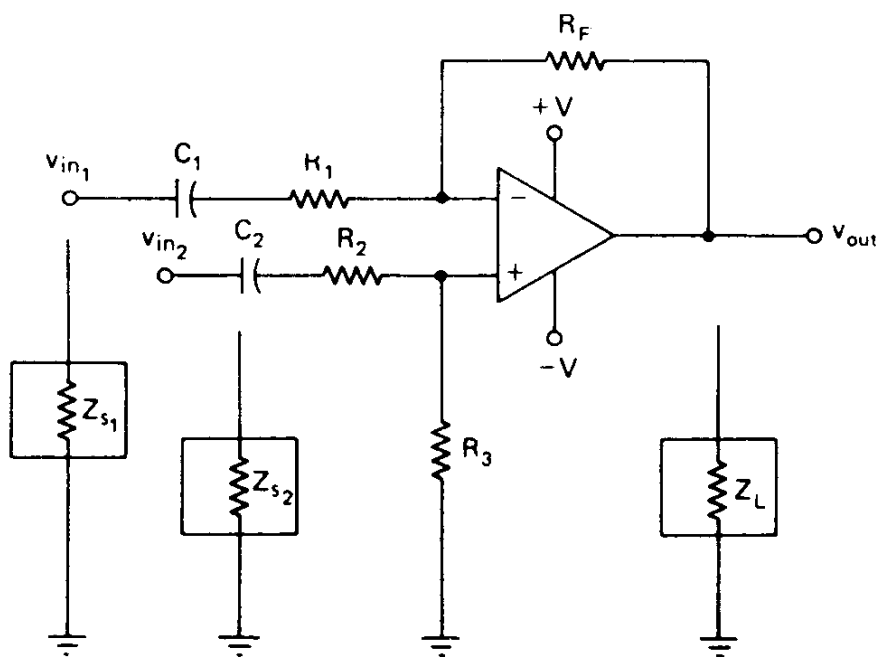


圖 8-19 差動交流放大器

設計程序：

1. 用公式計算 C_1 , $C_1 = \frac{1}{2\pi f(R_{S1} + R_1 + \frac{R_F Z_{in1}}{R_F + Z_{in1}})}$ 。
2. 用公式計算 C_2 , $C_2 = \frac{1}{2\pi f(R_{S2} + R_2 + \frac{R_F Z_{in2}}{R_F + Z_{in2}})}$ 。

3. 組合電路，並且驗證設計的結果。

設計 8-7 方波產生器電路

運用回授的方法可使運算放大器產生非常穩定的振盪電路。最簡單的振盪電路是非穩態的多諧振盪器。如圖 8-20 所示。常常拿來當作方波產生器，正確的頻率可正確的選擇 R_1 與 C_1 而獲得由 RC 提供一時間常數來決定想要的頻率，電阻 R_2 和 R_3 形成電壓分壓，其比例等於二倍時間常數，如此可以從簡單的公式中求取頻率。

設計程序：

1. 選擇 R_1 （通常為 $100\text{k}\Omega$ ）。
2. 選擇 R_2 等於 R_1 。
3. 用公式計算 R_3 ， $R_3 = 0.86 \times R_2$ 。
4. 選定想要的頻率。
5. 用公式計算 C_1 ， $C_1 = \frac{1}{2f R_1}$ 。
6. 組合電路，並且驗證設計的結果。

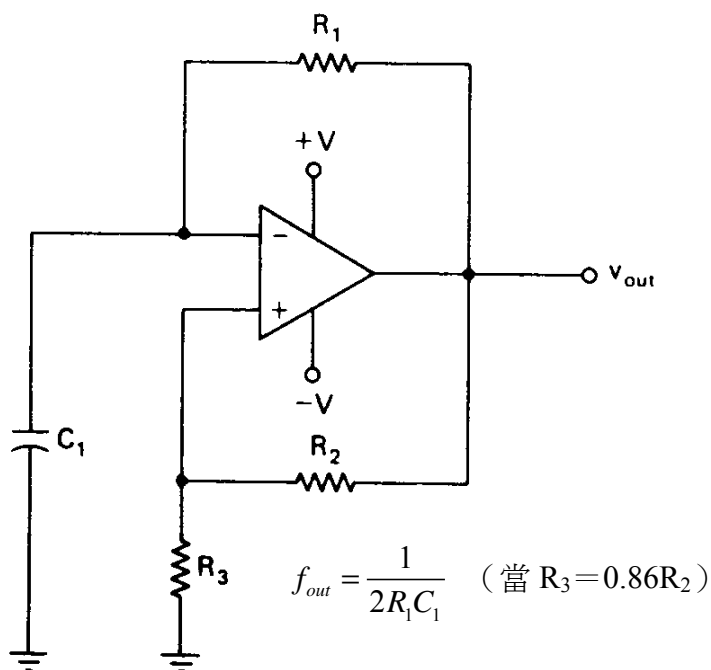


圖 8-20 方波產生器

9

實用運算放大電路集

本章提供一些實用的運算放大電路集，使你能夠認識多才多藝的運算放大器。希望你能從本章中發現一些電路，能適合你特別的應用，或者用此電路組合成你滿意的電路。每一個電路均敘述它的原理、操作及應用。以及一些切題的事實。

9-1 電源供應上應用

9-1-1 電壓調整器

如圖 9-1 所示為非反相放大器所作的運算放大電壓調整器。電路中用 R_{in} 與 R_F 來決定增益，作正電壓調整，被調整的電壓輸出是 $3 \times (+5)V = +15V$ ，被調整後的電壓至少低於未調整電壓 2V，並且保持稽納二極體工作於崩潰區。

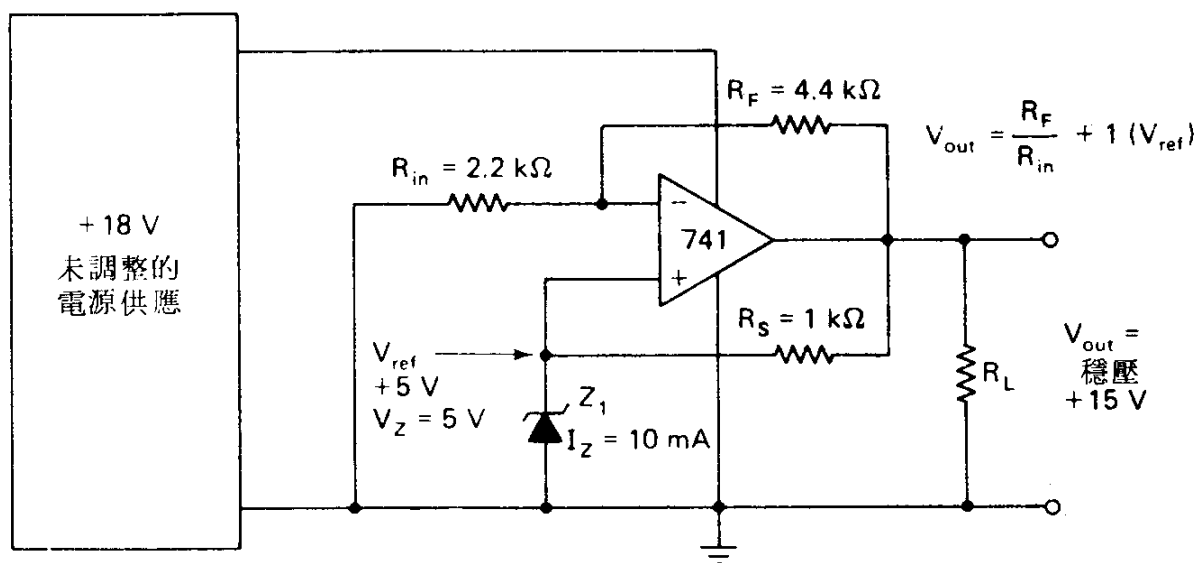


圖 9-1 運算放大電壓調整器

9-1-2 雙軌跡運算放大電源供應器

如圖 9-2 所示為雙軌跡運算放大電源供應器。作正的電壓調整，類似於 9-1 之電路，正的輸出端接入反相電壓隨耦用來產生負的電壓輸出。

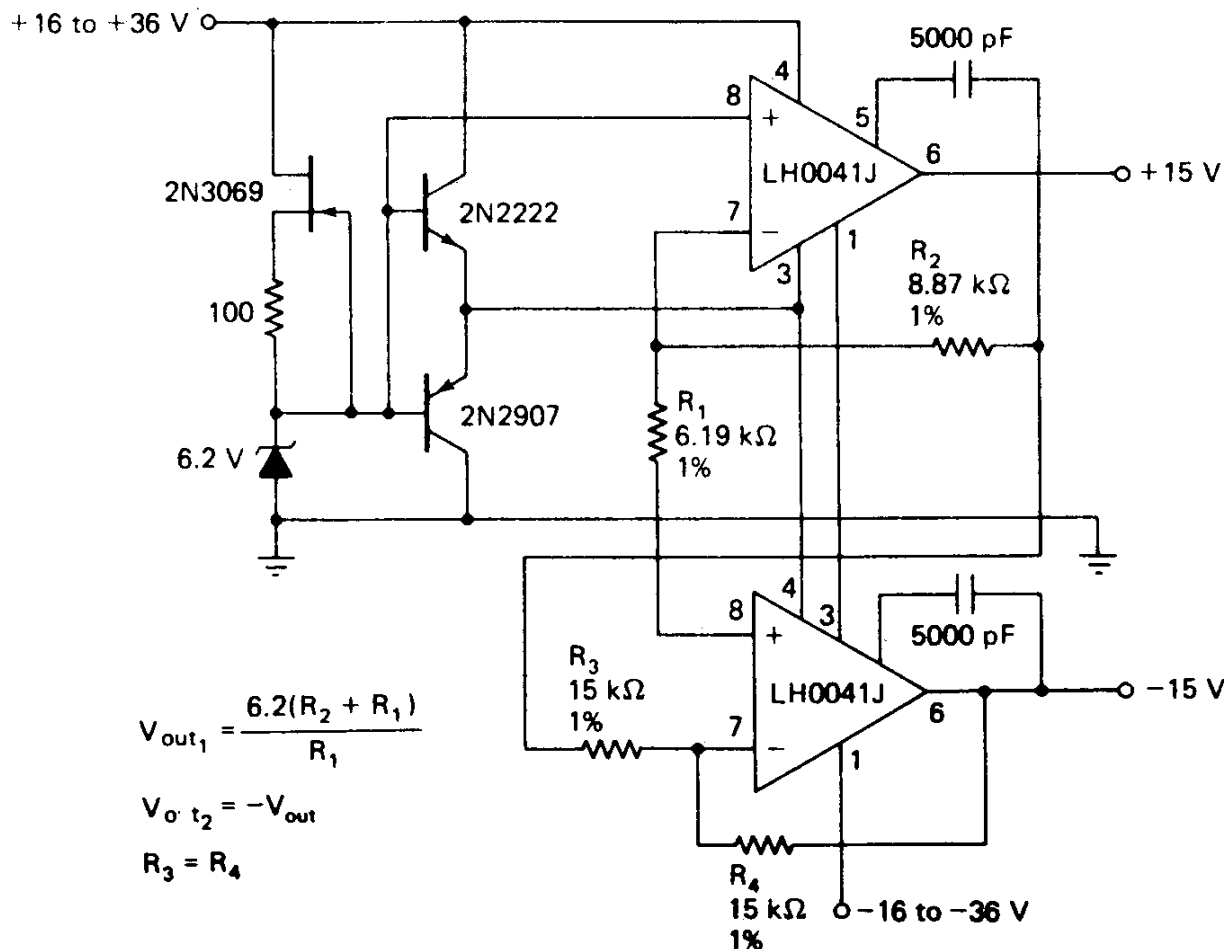


圖 9-2 雙軌跡運算放大電源供應器

9-1-3 鐵撬過壓保護

某些 IC 無法對付過電壓，如圖 9-3 所示是鐵撬過壓保護電路，快速地動作，保護負載 R_L 使它不受過電壓所損壞。稽納二極體設定在反向輸入端 +2.5V 參考值。設定在非反相輸入端的陷阱調整電壓也是 +2.5V。由於差動電壓輸入為零。所以運算放大器的輸出亦為零。使 SCR 開路。若 5V 的電源供應電壓上升，非反相輸入端也跟著增加，使 SCR 導通。SCR 產生短路燒斷保險絲，或使斷電器動作，或使限流器動作，電流就會繞過負載。當故障排除後，電源供應電壓仍是 5V，利用重置 (reset) 開關，使 SCR 斷開，允許全電壓加入負載。

9-1-4 鐵撬過低壓保護

在某些應用上，當電源電壓低於規格值時想要把電源關閉。除了將參考電壓加在非反相輸入端外，圖 9-4 電路類似於先前所述的電路。陷阱調整點設在反相輸入端為 +2.5V。當輸入差動電壓為零時，輸出電壓亦為零。SCR 開路。當電源供應電壓低於 5V 時，在反相輸入端的電壓降低，使運算放大器輸出電壓上升，使 SCR 導通，跨在負載上的電壓下降，並且使警報聲響，或使指示燈點亮。跨在稽納二極體的電容短暫的保持住，使非反相輸入端在低電壓，避免在開機時就使稽納二極體動作，防止 SCR 誤觸發。

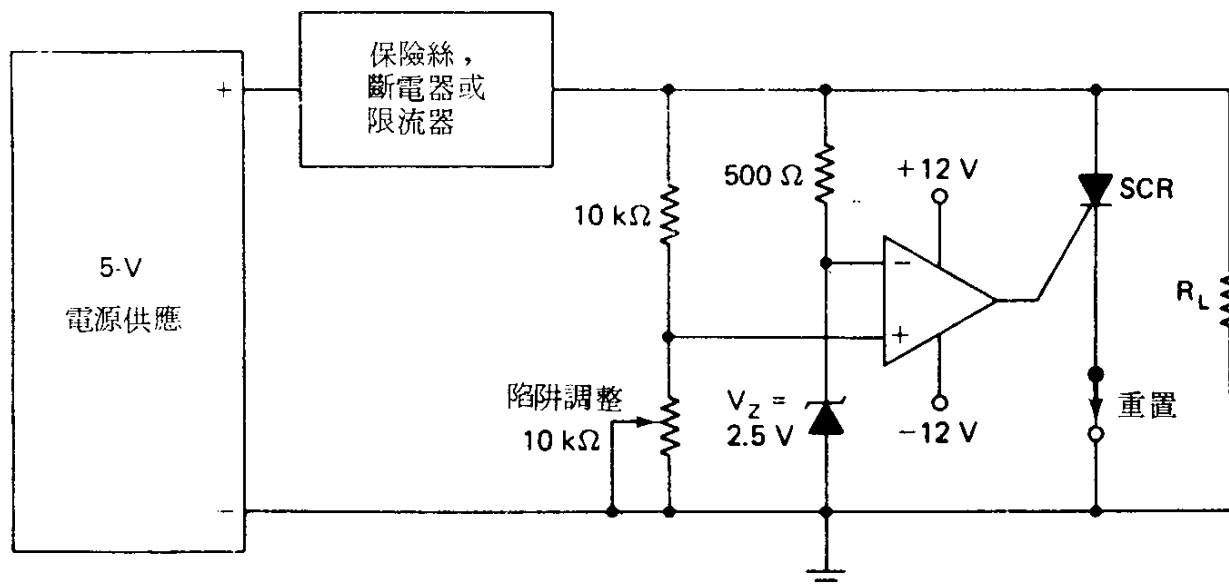


圖 9-3 鐵槌式過電壓保護

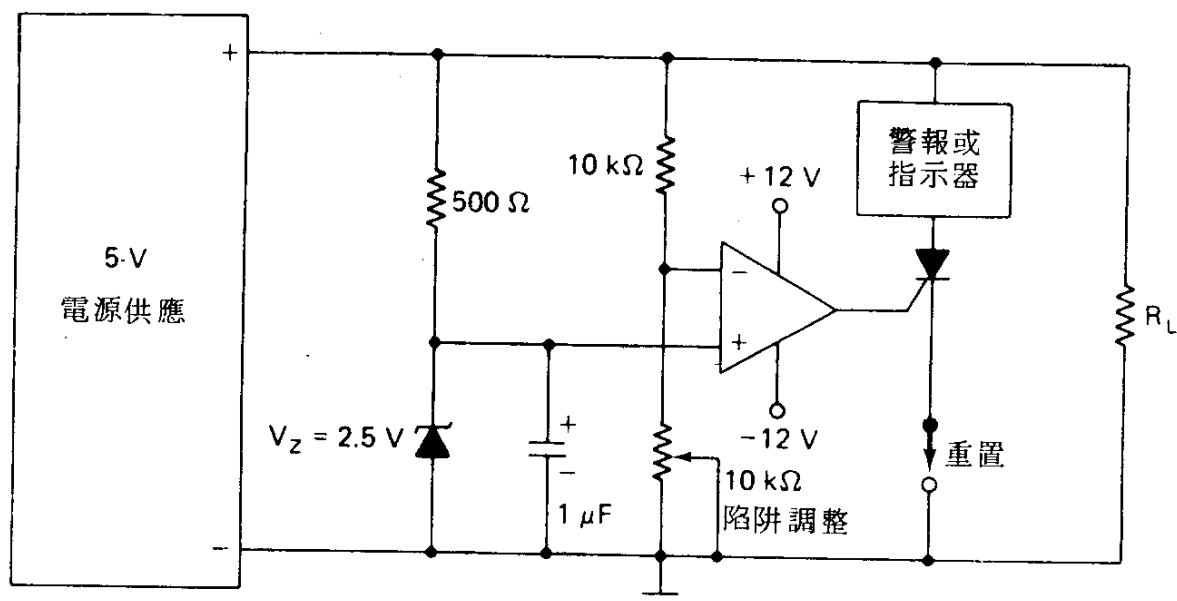
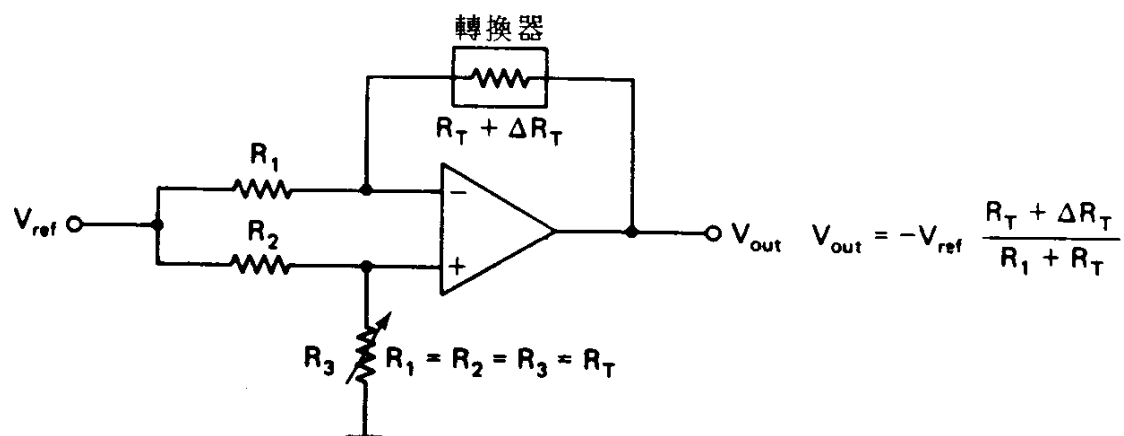


圖 9-4 鐵槌式低電壓保護

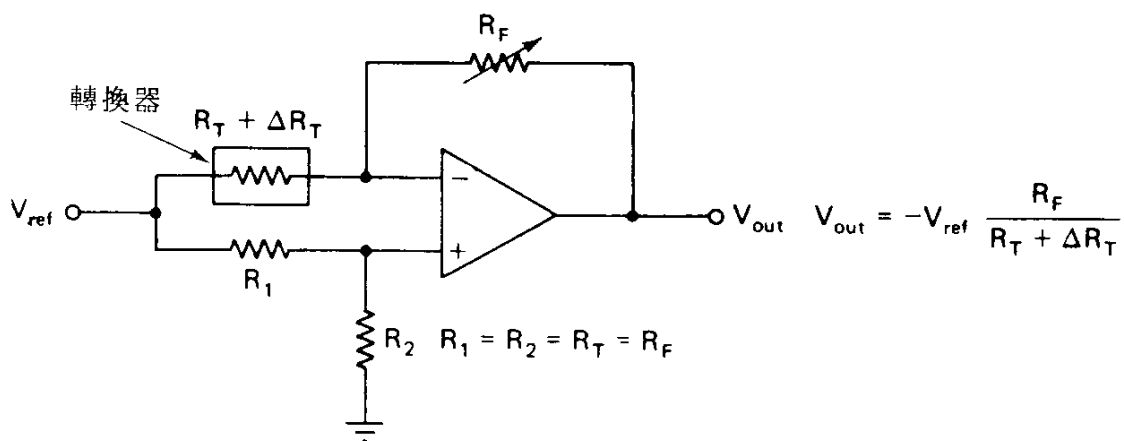
9-2 放大器

9-2-1 橋式放大器

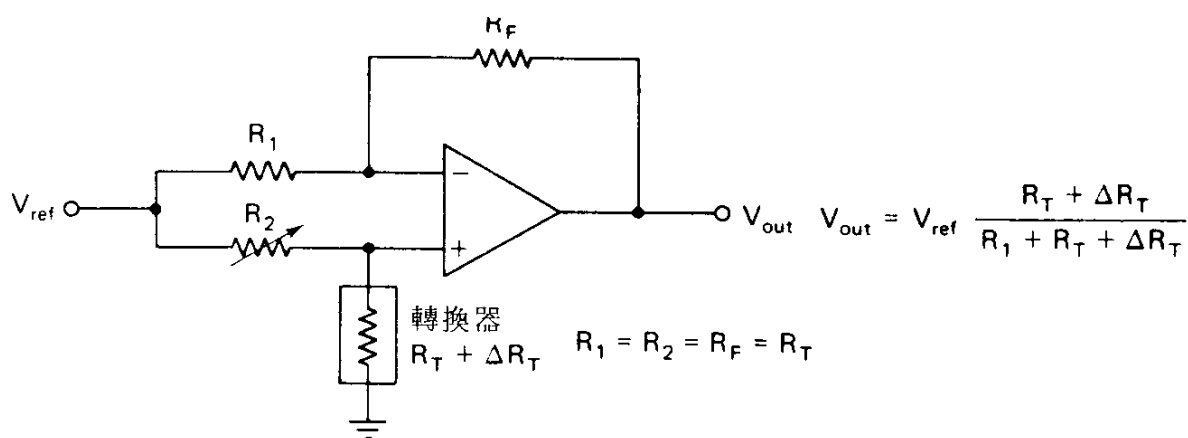
橋式放大器是一組平衡電路，它的輸入電阻均等值，回授電阻可以是任意值。完全看輸出多少而定，如圖 9-5 所示。所有的電阻均考慮成等值。作成平衡橋式，正常時 V_{out} 為零。轉換器是用來感測的元件，可用在電路中的幾個部份，如圖所示。轉換器是用來轉換環境改變的一種元件，可轉換成電阻的改變。可能是熱敏電阻，光敏檢測器，或壓力檢測器。當轉換器的電阻改變時，將會產生輸出電壓，每一電路的 V_{out} 皆有一套公式。



(a)



(b)



(c)

圖 9-5 橋式放大器

9-2-2 緩衝放大器

如圖 9-6 所示。是用來作隔離電路的實用緩衝放大器。如果 $1\text{M}\Omega$ 電阻產生雜訊問題，可使這個電阻降低，但是至少要有 10 倍於源級電路的阻抗。

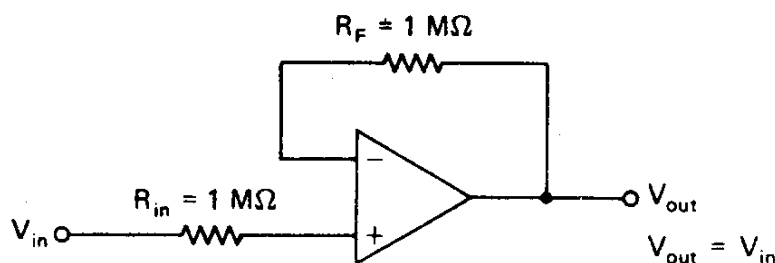


圖 9-6 緩衝放大器

9-2-3 電流放大器

運算放大器能檢出很小的電流，放大至最大的輸出電流。如圖 9-7 電路所示。負載電流的量完全看 $F = R_2 / R_1$ 因素與 I_s 電流輸入而定。例如從光電池所產生的小電流，可以放大至推動 LED，作為可見的顯示；LED 可能是光耦合的一部份，能推動較高電壓的電路。

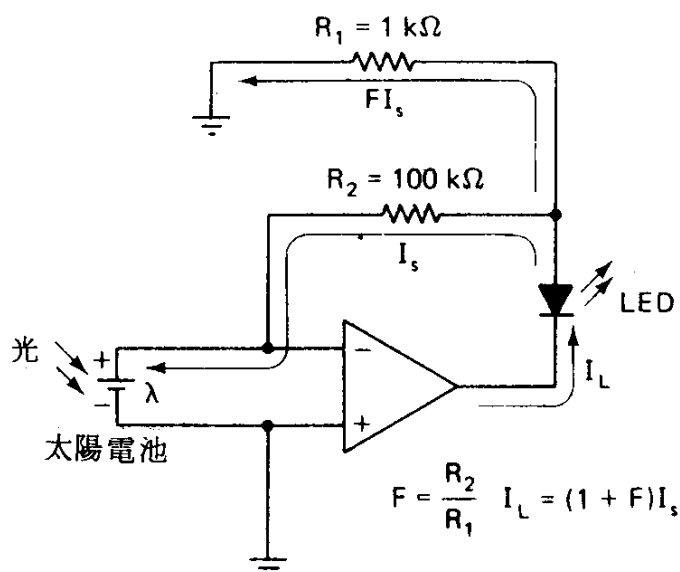


圖 9-7 電流放大器

9-2-4 推動燈泡

如圖 9-8 所示。是簡單的運算放大推動燈泡電路。運算放大器的輸出將變成正，使 NPN 電晶體導通，並且運算放大器須有足夠的振幅使電晶體飽和，電阻 R_1 用來限制基極電流在規格之下，而且電晶體的集極電流須比燈泡的點亮電流為大，才能點亮燈泡。

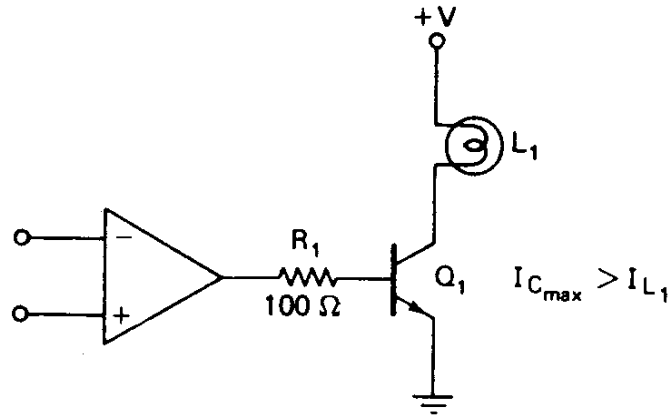


圖 9-8 燈泡推動器

9-2-5 推動 LED（發光二極體）

一個運算放大器能直接推動 LED，而不超過最大的輸出電流。如圖 9-9(a)所示。一正的上升電壓輸出將點亮 LED。如圖 9-9(b) 所示，一負的電壓輸出電壓將點亮 LED。R₁ 的數值可以用所給的公式來決定。V_{FLED} 表示正向 LED 電壓降。I_{FLED} 表示想要的順向 LED 電流。

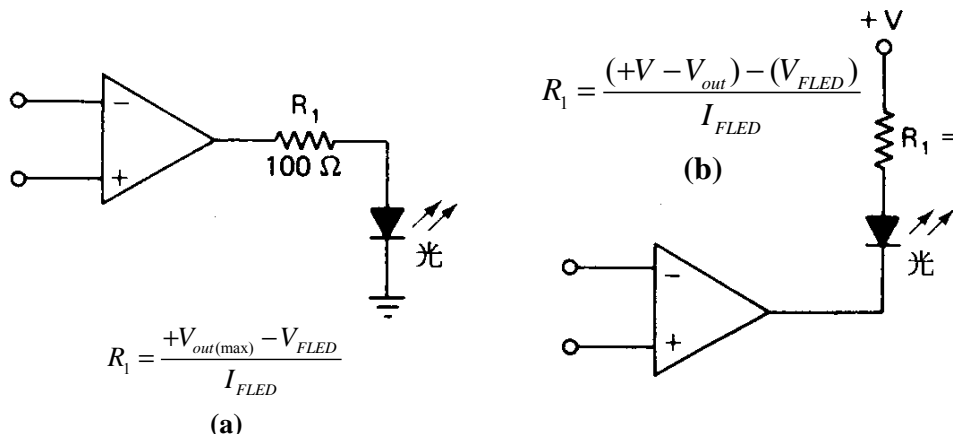


圖 9-9 LED 推動器

9-2-6 光敏二極體／光敏電晶體放大器

正常使用光敏二極體時必須在反向偏壓，如圖 9-10(a) 所示，當光線打在二極體上時會減少它的電阻，使負方向的電壓增加，相同的動作會發生在圖 9-10(b)所示的光敏電晶體放大器中。輸出電壓完全依流過 R_F 之電流大小而定，考慮基本增益公式 $A_v = -R_F / R_{in}$ ， R_{in} 降低時 A_v 將會提高。

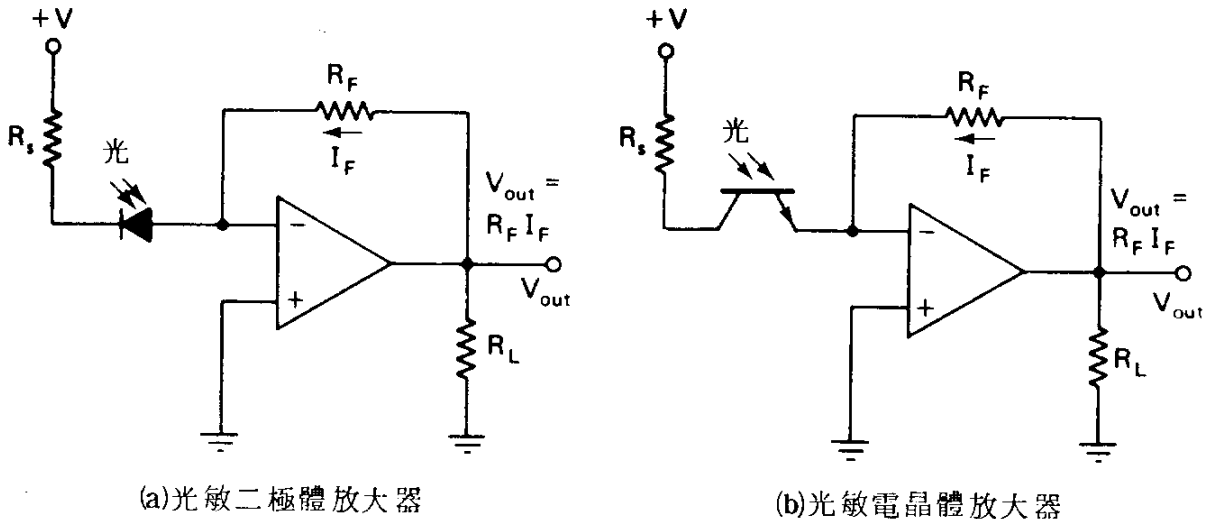


圖 9-10 光敏二極體／光敏電晶體放大器

9-2-7 光敏電阻放大器

類似於前面二個電路，光敏電阻放大器如圖 9-11 所示。同樣地，輸入電阻的變化將造成輸出的變化。

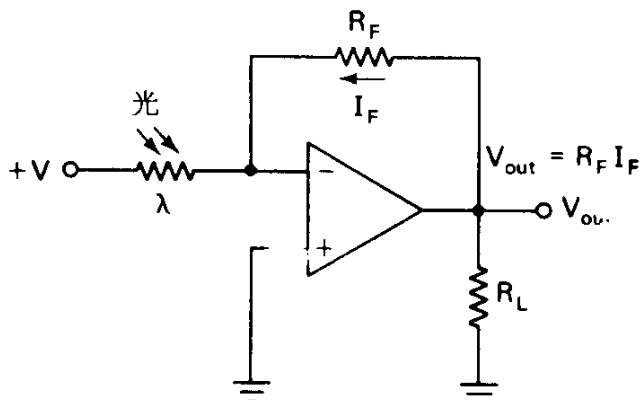


圖 9-11 光敏電阻放大器

9-2-8 光電池放大器

圖 9-12 所示為光電池放大器，類似於以前所提的電路，雖然操作上有某些的不同，反相輸入端是虛接地，光電池看來主要像是短路，其所產生的輸入電流比例於光線打在它的表面強度，用 R_F 將電流轉換成電壓，如所給的公式（看 9-2-3 節）

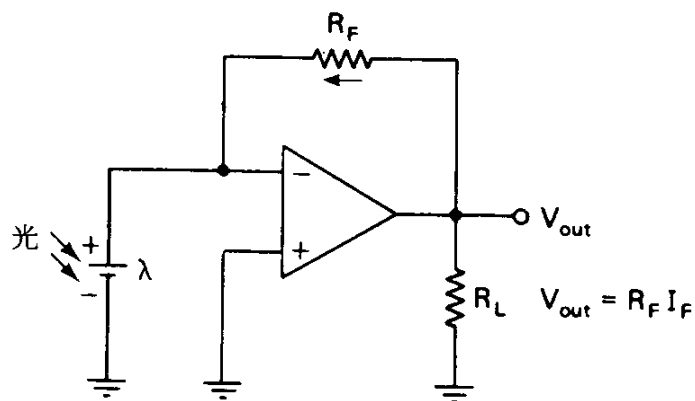
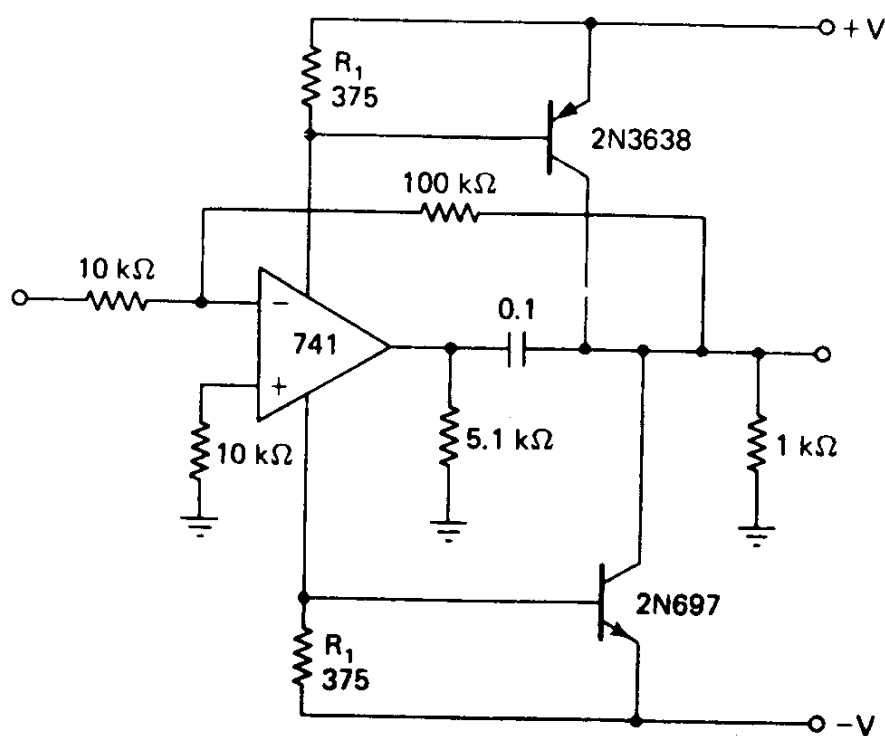


圖 9-12 太陽電池放大器

9-2-9 功率增強放大器

雖然運算放大器的功率是可變的，而且通常足夠，但某些情狀需要更大的功率時，功率增強放大器如圖 9-13 所示。能推動適度的負載。推挽式電路中的互補電晶體，將允許輸出電壓擺動至接近最大的正負電壓，而且能提供更大的電流（看圖 5-29 和 5-30）。



（所有電阻值以 Ω 為單位）

圖 9-13 功率增強放大器

9-2-10 電唱放大器

如圖 9-14 所示為基本的電唱放大器，使用 LM380 功率音頻放大 IC。能產生至少 2.5W (rms) 的功率。在大的信號輸出時須要散熱裝置。此電路用分壓器來控制音量，以及一組音頻衰減音調控制，若電路趨向振盪，可在第八腳接入 2.7 Ω 電阻串接 0.1 μ F 電容至接地端。

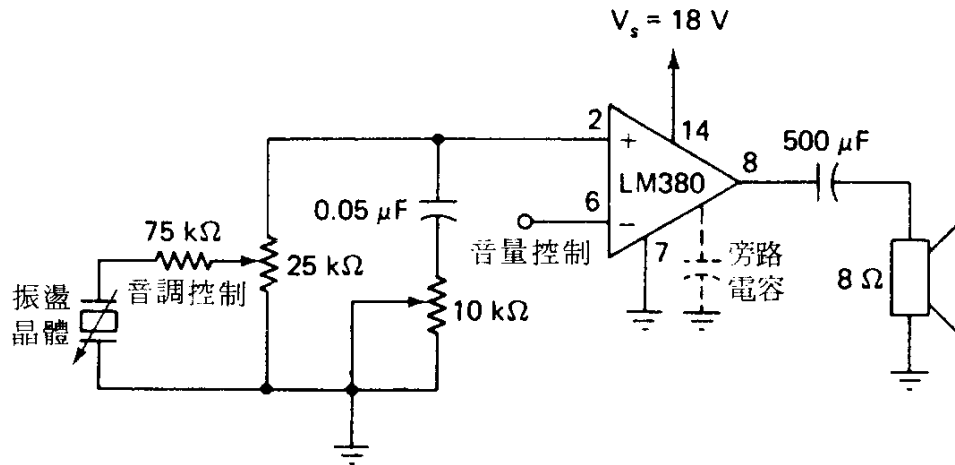


圖 9-14 電唱放大器

9-2-11 方波放大器

如圖 9-15 所示的方波產生器，由變抗轉換器產生的低準位信號常常須要放大，輸出對稱的遲滯，用高或低於零準位的特性，可以改善雜訊受干擾的程度，輸入端高的電阻，因為輸入電容的 " 米勒效應 " 會形成低通濾波器，由所示的數值輸出大約接近 $0.3V_{p-p}$ 值。

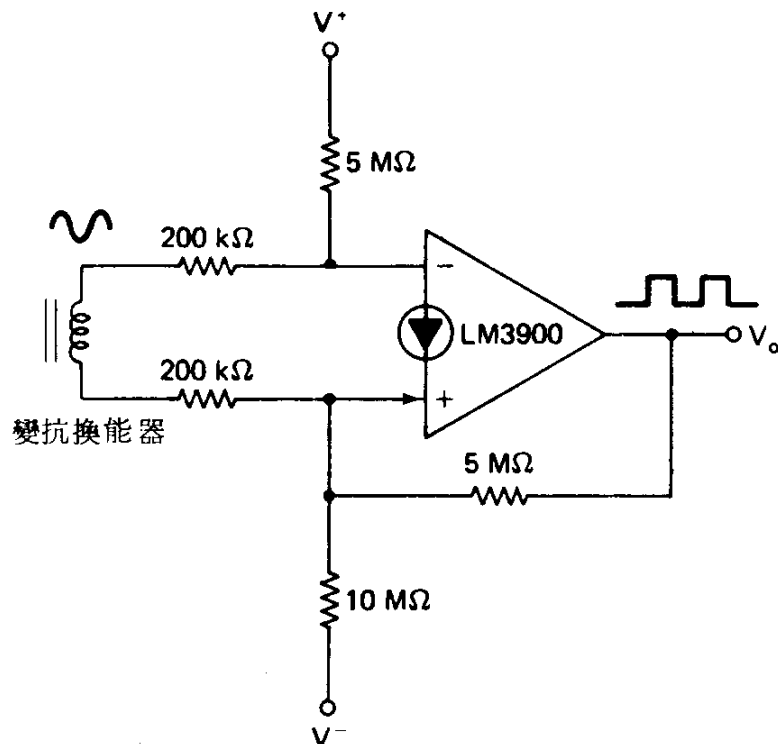


圖 9-15 方波放大器

9-2-12 儀表放大器

如圖 9-16 所示是非常通用的儀表放大電路。用在精密儀表與控制上。通常由二個電壓隨耦器組成差動放大器。隨耦器均有非常高的輸入阻抗，擁有低誤差和允許不平衡的源級電阻超過 $10\text{k}\Omega$ 以上。差動放大器提供了增益和極高的共模互斥比，當 $R_2=R_5$ ， $R_6=R_7$ 時，增益由 R_6 與 R_2 來決定。

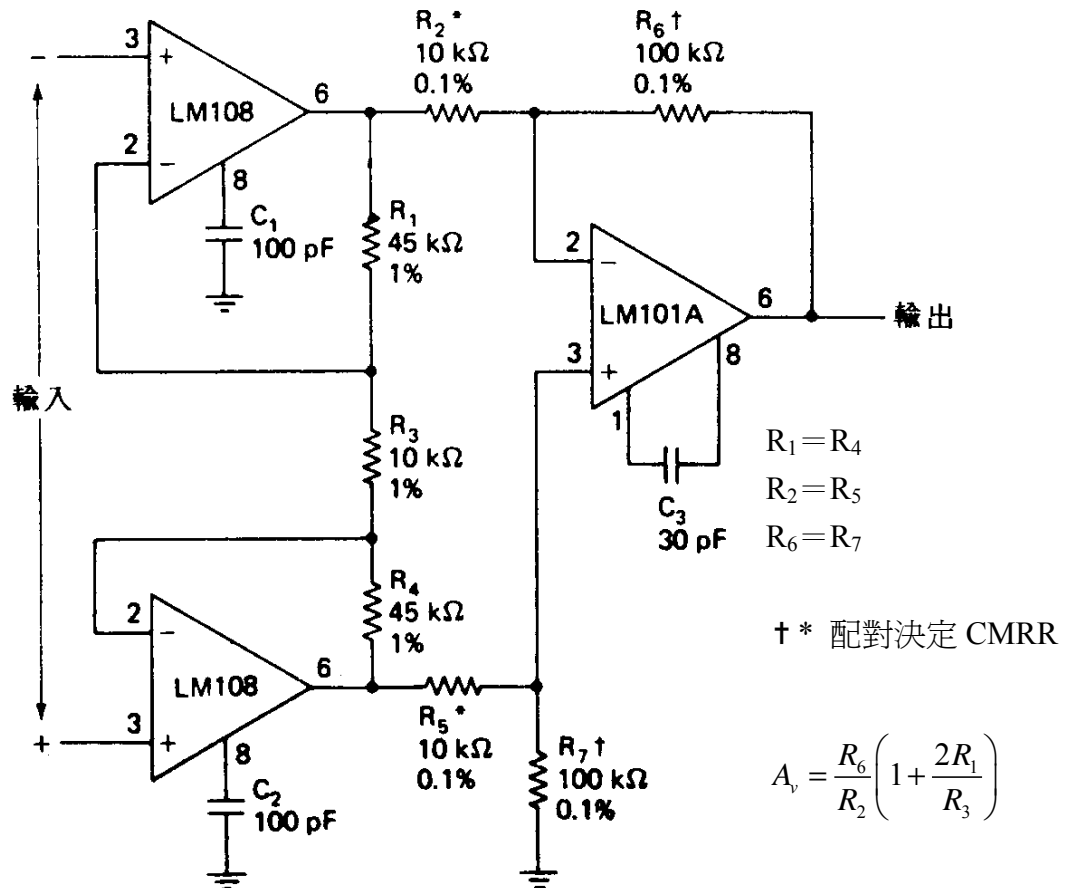


圖 9-16 高共模互斥比差動輸入儀表放大器

9-2-13 音頻橋式放大器

如圖 9-17 所示的電路，可以有二倍的輸出功率。圖中 LM377 放大器在推動浮動（floating）負載時非常好用。例如：音響喇叭或伺服馬達。

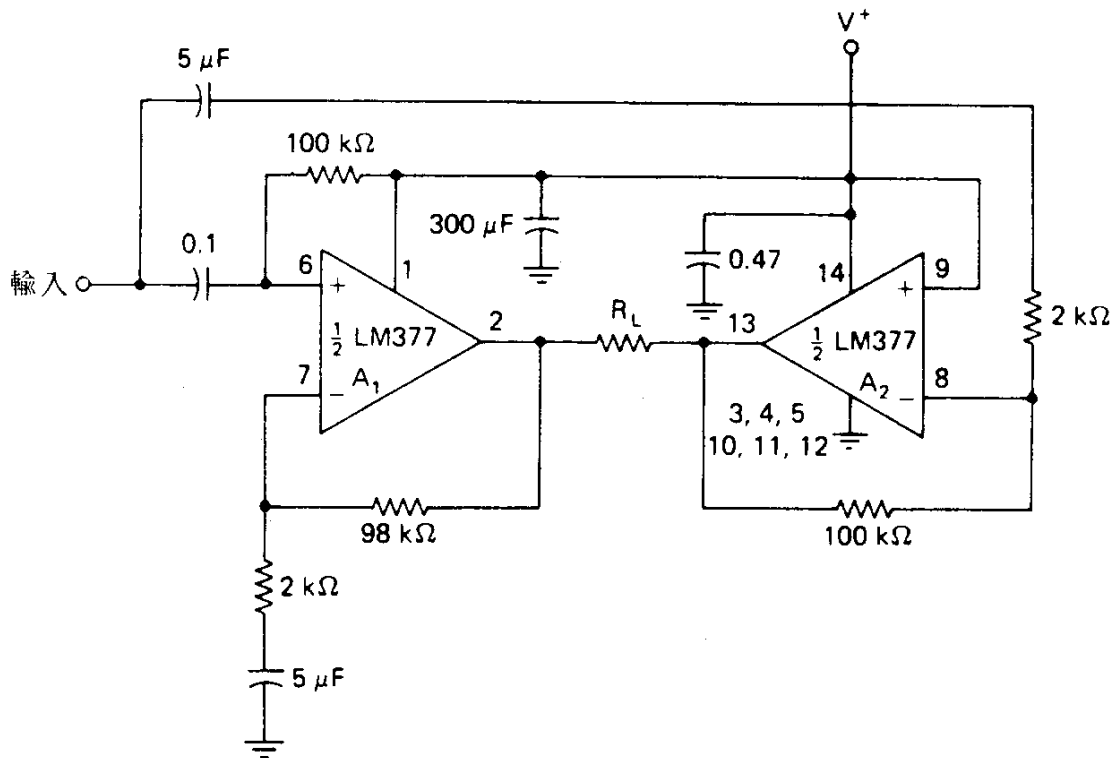


圖 9-17 音頻橋式放大器

9-2-14 直流伺服放大器

如圖 9-18 所示，運算放大器在控制伺服馬達上相當有效。輸入端的振幅與極性，決定馬達的速度與方向，這個電路的增益為 10。

9-2-15 交流伺服放大器

如圖 9-19 所示，交流伺服放大器，利用二個運算放大器，非反相輸入端保持直流參考電壓，由 V_{in} 控制馬達的速度與方向。

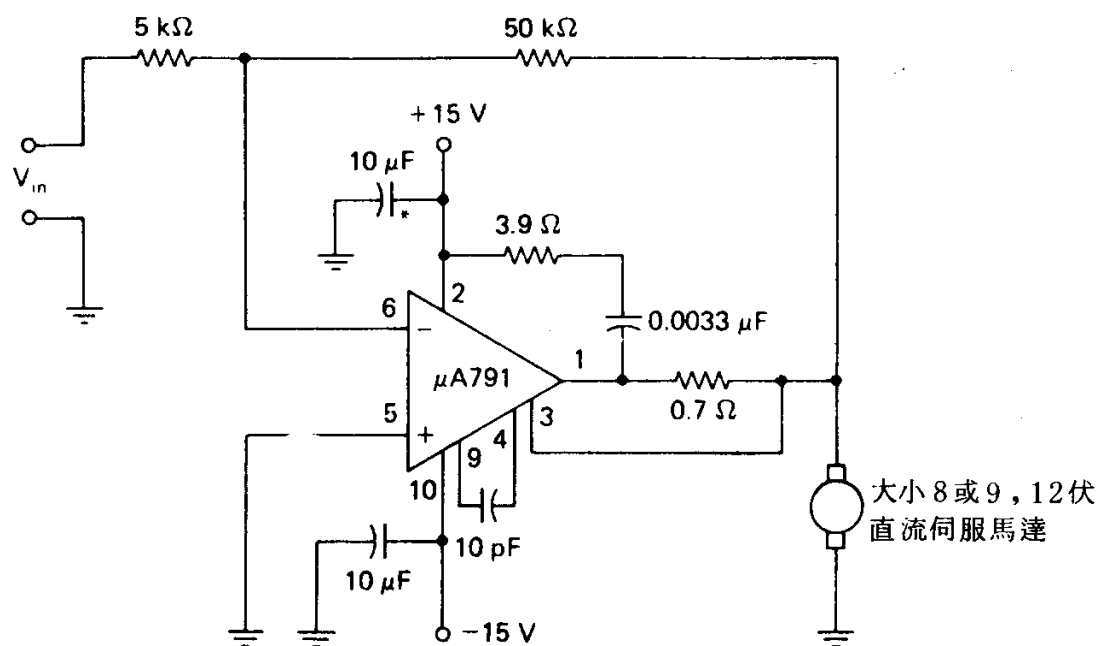


圖 9-18 直流伺服放大器

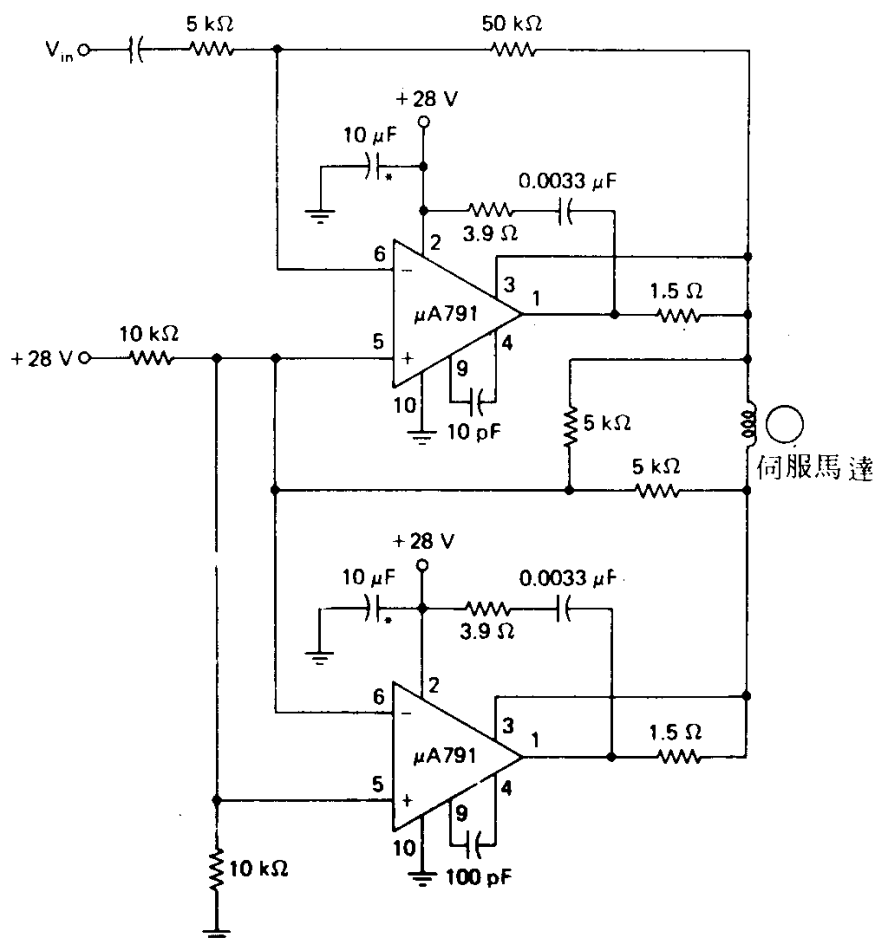
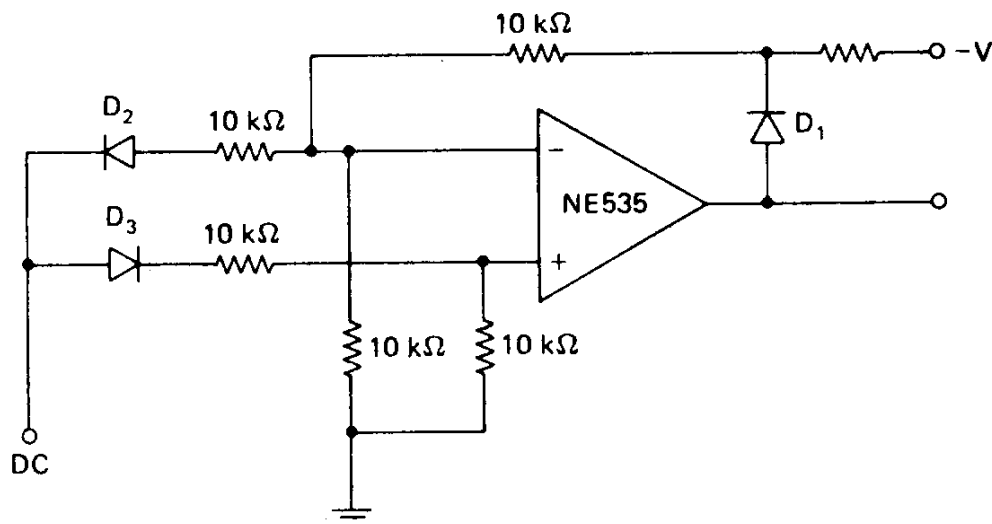


圖 9-19 交流伺服放大器

9-2-16 絕對值放大器

如圖 9-20 所示電路，對任何極性均產生一正電壓輸出，對於正的信號是一組非反相放大器，但對負信號卻是反相放大器，輸入信號在大於 1V 才能產生最正確的輸出。



(所有電阻以 Ω 為單位)

圖 9-20 絕對值放大器

9-3 波形產生器和振盪器

9-3-1 移相振盪器

如圖 9-21 所示，為移相振盪器，即在反相輸入端加入正回授，輸出信號經過每一電阻電容組移相 60° ，所以共移 ($3 \times 60^\circ = 180^\circ$) 而產生振盪。

9-3-2 容易調變的正弦波振盪器

如圖 9-22 所示，電路用方波濾波來產生正弦波，用一組電壓比較器來產生方波，送入到濾波放大器的調變電路，只產生基本的正弦波輸出。

將正弦波的輸出再輸入比較器，產生方波輸出，產生的頻率可改變表中的 C_1 與 C_2 值，可保證在 20Hz~20kHz 中。電阻 R_3 用來設定在範圍中想要的頻率，電阻 R_8 用來作振幅調整，稽納二極體用來穩定送入濾波器的方波。

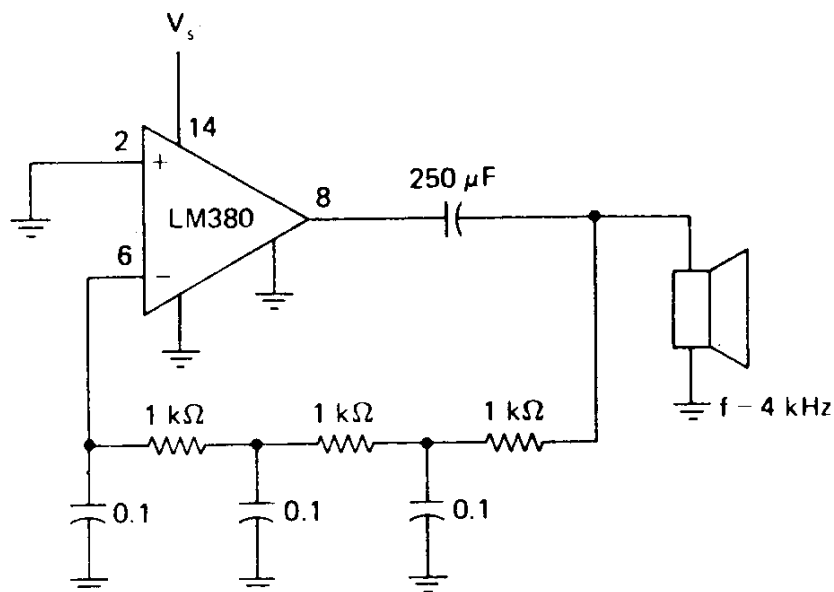
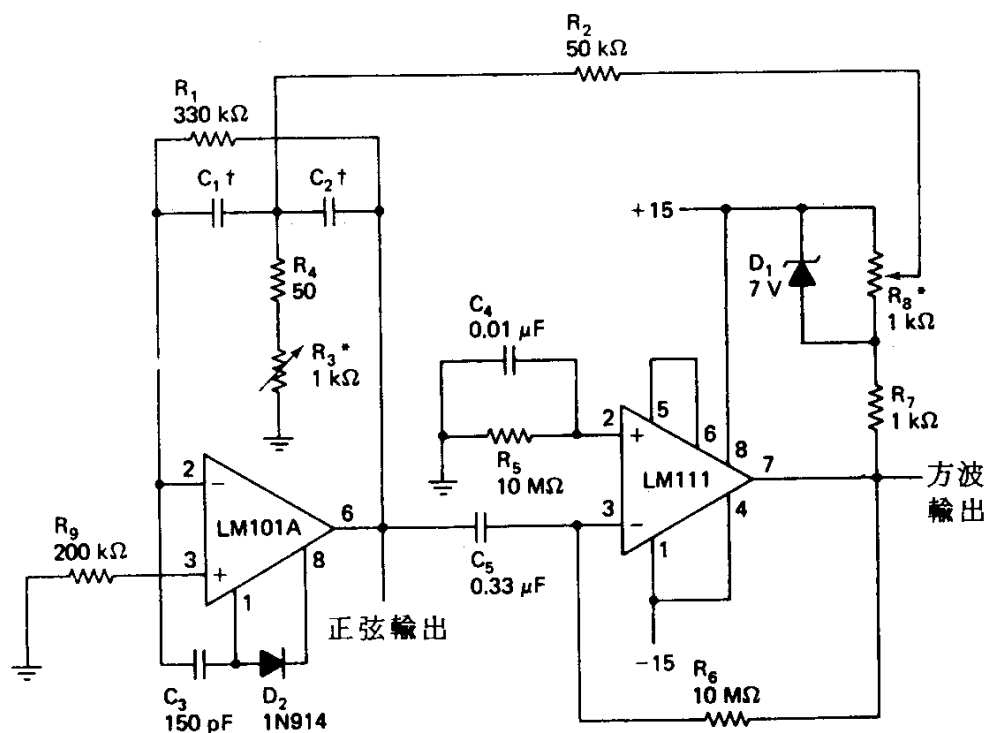


圖 9-21 移相振盪器



電容	頻率	
C_1, C_2	最小值	最大值
$0.47 \mu F$	18Hz	80Hz
$0.1 \mu F$	80Hz	380Hz
$0.022 \mu F$	380Hz	1.7kHz
$0.0047 \mu F$	1.7kHz	8kHz
$0.002 \mu F$	4.4kHz	20kHz

† $C_1 = C_2$
* 振幅調整

$$F_o = \frac{1}{2\pi C_1 \sqrt{R_3 R_1}}$$

圖 9-22 容易調變的正弦波振盪器

9-3-3 晶體振盪器

如圖 9-23 電路所示是用 LF111 電壓比較器組合的晶體振盪器，將正回授加在晶體上，使電路穩定度更高，類似於標準的方波產生器。

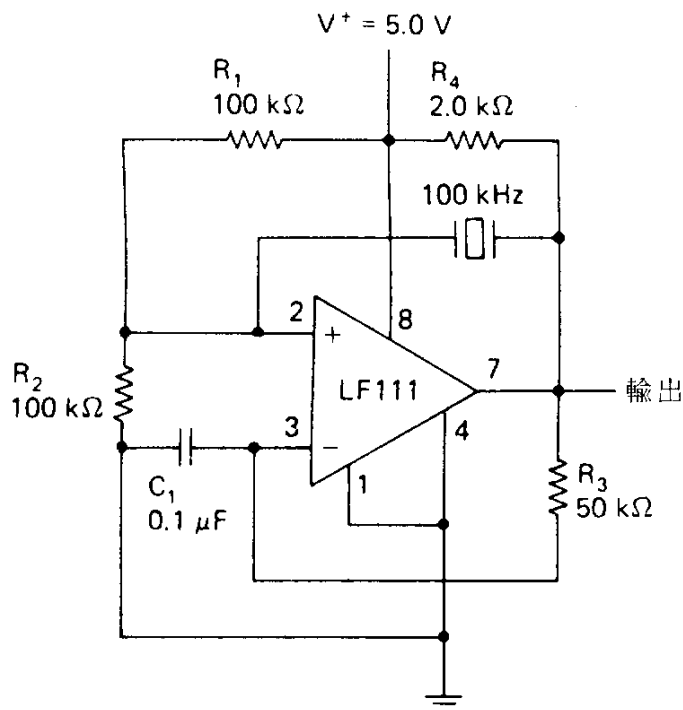


圖 9-23 晶體振盪器

9-3-4 簡單的階梯波產生器

圖 9-24 所示為基本的積分電路，當進來的脈沖使電容器充電時，使輸出往負的方向。當充電至 UJT 導通電壓時，使 UJT 導通，迅速將電容器上的電放掉，輸出電壓回復零，使 UJT 再成開路，整個程序重新開始。

9-3-5 自動操作階梯波產生器／脈沖計數器

如圖 9-25 所示用 4 個運算放大器，LM3900 IC 所改進的階梯波產生器。這個電路用運算放大器的其中一組來作脈沖產生器，再送入差動積分器的非反相輸入端。當送入電壓比較器時，輸出變為正電壓上升。當電容器上充電至比較器的導通電壓，單擊觸發多諧振盪器會清除差動積分器。

9-3-6 數位變類比階梯產生器

如圖 9-26 所示為數位變類比轉換電路，一支 7495 四位元移位記錄器。用來產生順序計數，再將輸出送入運算加法放大器，負方向的階梯波輸出由加法放大器送入反相放大器，產生正的階梯波輸出。

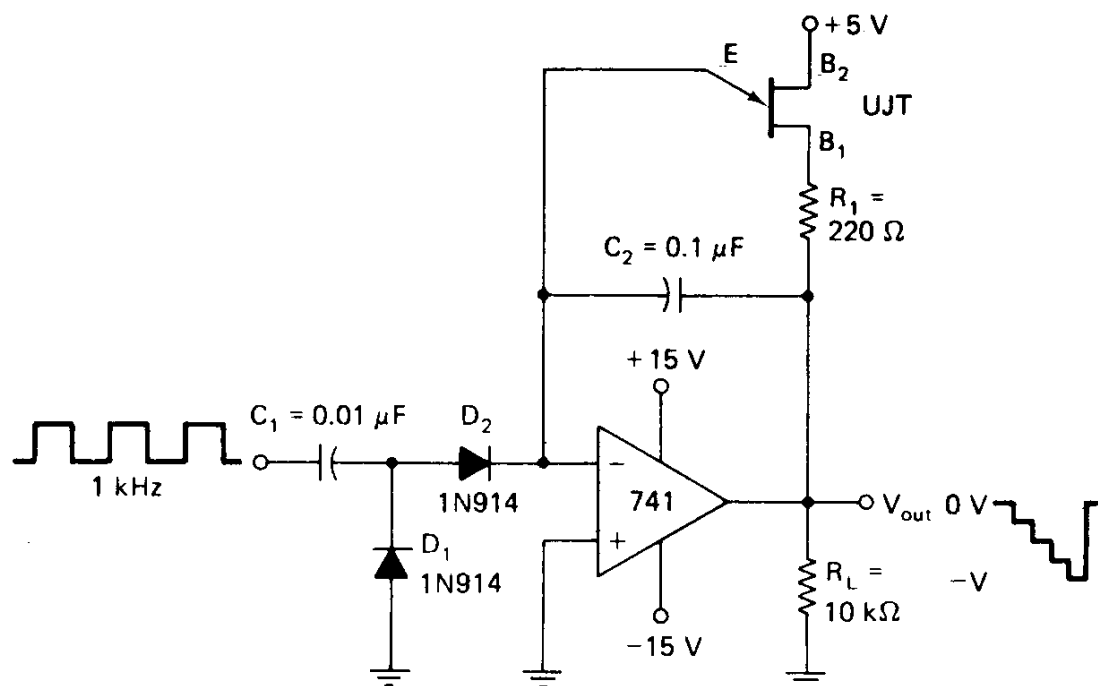


圖 9-24 簡單的階梯波產生器

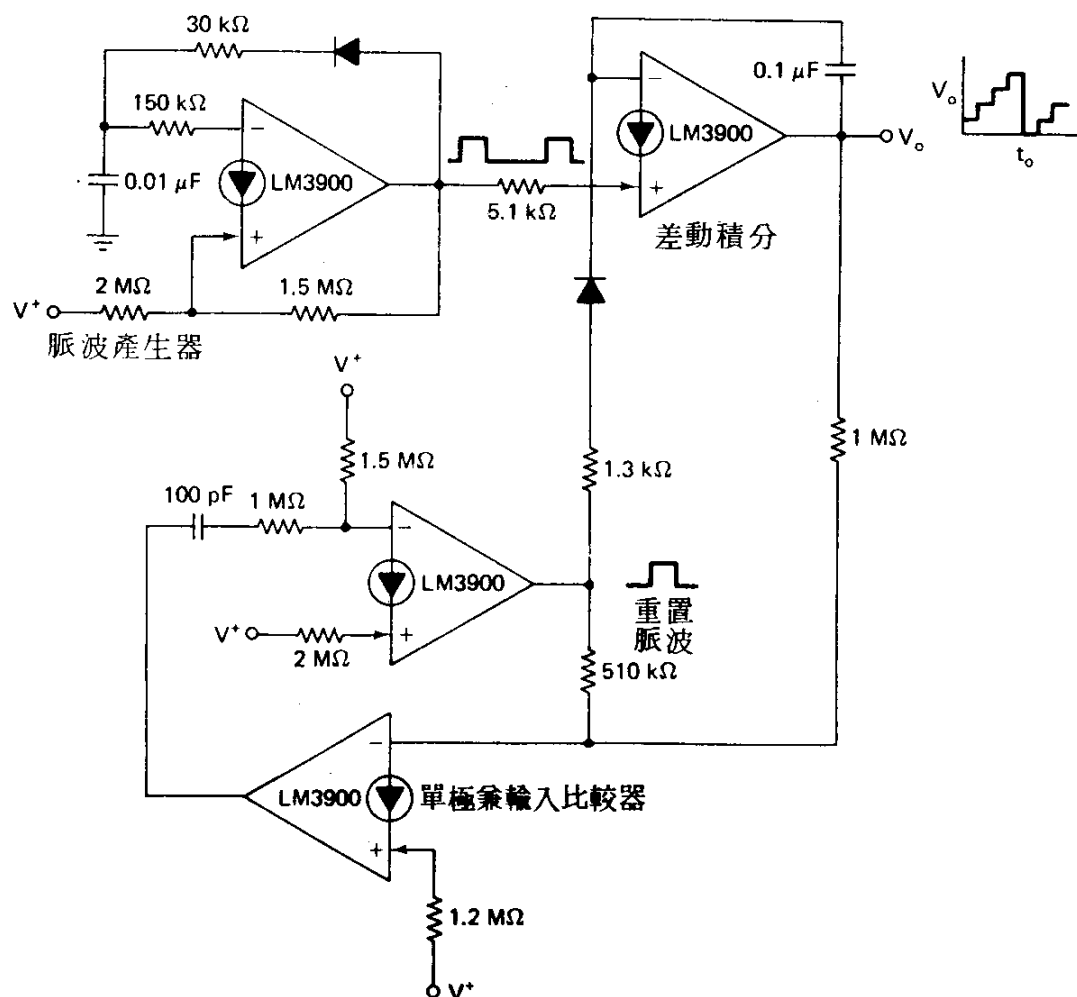


圖 9-25 自動操作階梯波產生器／脈波計數器

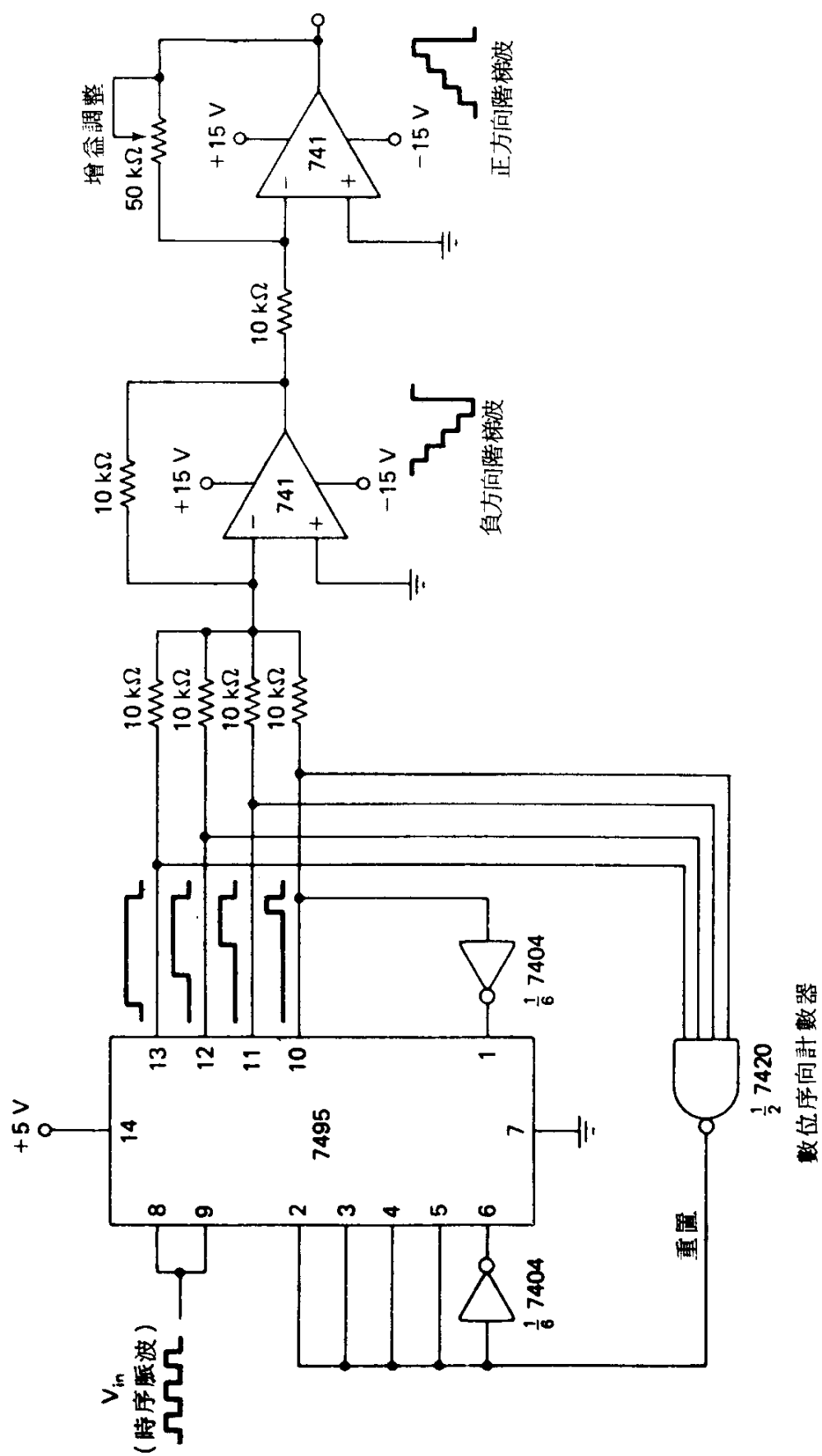


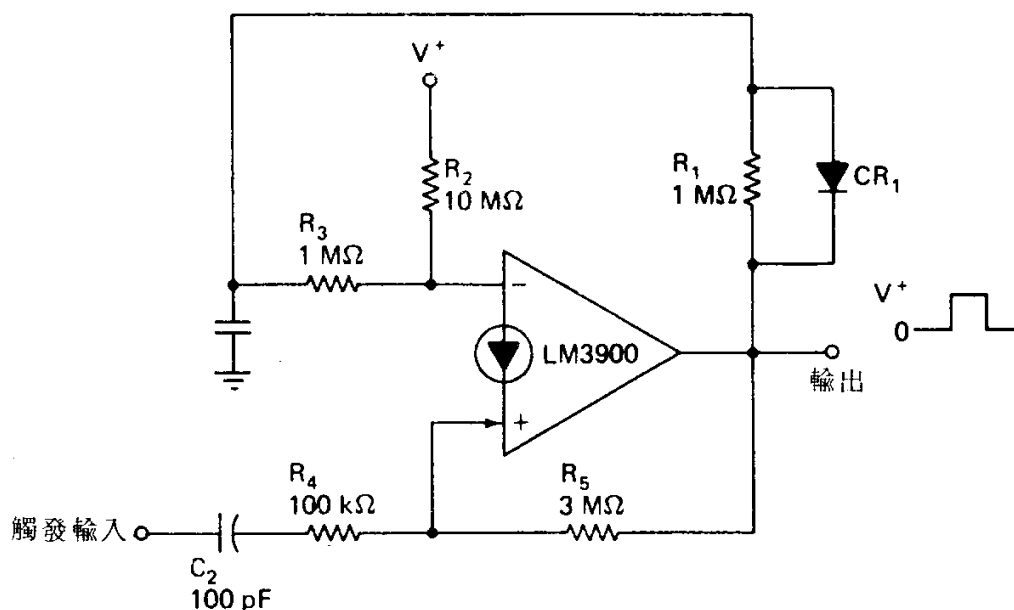
圖 9-26 數位變類比階梯波產生器

9-3-7 單穩態（單擊）多諧振盪器

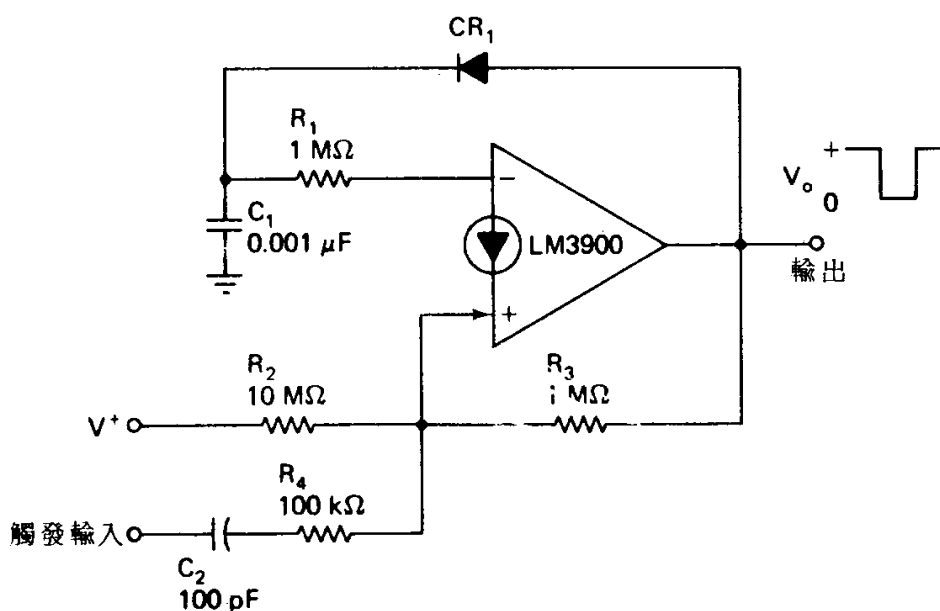
如圖 9-27(a) 所示為正方向輸出單擊觸發多諧振盪器，電阻 R_2 用來保持輸出在靜態時為零。差動正的輸入脈沖造成輸出轉向正電壓狀態，且被 R_5 電阻鎖住。當電容 C_1 充電至 $+V$ 電源 $1/4$ 時，電路回鎖至靜態，二極體可允許很快的第二次觸發。

如圖 9-27(b) 所示，將前面電路稍加修改可用來作負方向單擊觸發多諧振盪器， R_2 與 R_3 電阻主要保持反相輸入在地端，如此才能使 V_{out} 在正的準位，差動負輸入脈沖造成輸出轉至零電位，輸出在 C_1 放電到大約 $+V$ 的 $1/10$ 之前均保持在低電壓。

移動 R_4 ， C_2 網路到反相輸入端，可使電路工作在差動正輸入脈沖。



(a) 正脈波輸出



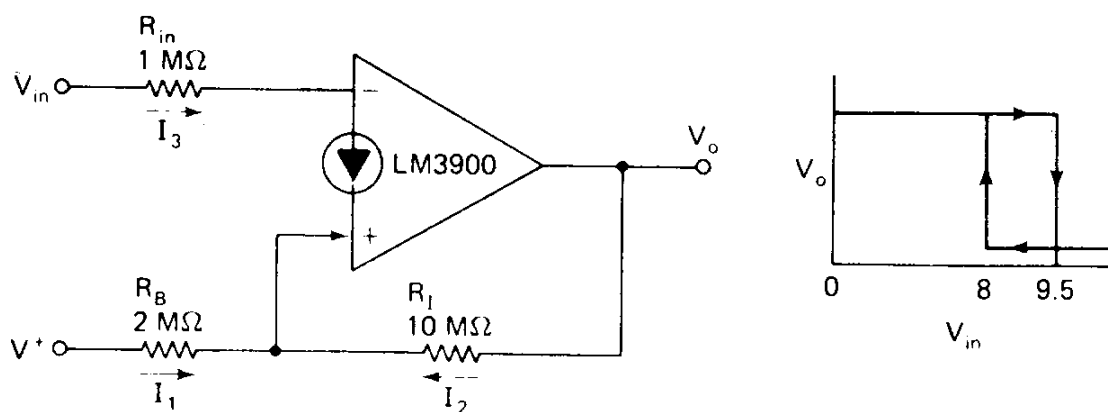
(b) 負脈波輸出

圖 9-27 單穩態（單擊）多諧振盪器

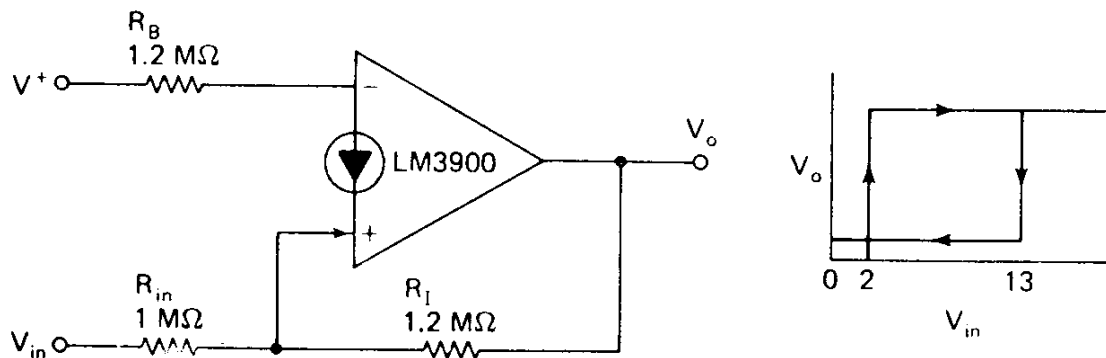
9-3-8 史密特觸發器

如圖 9-28(a) 所示。將運算放大器接成電壓準位檢出的功能。就如同史密特觸發器一般。在圖 9-28(a) 所示的反相電路正常有很高的輸出。在反相輸入端的電壓到達高的觸動點時，將使輸出變成零電位，當輸入電壓降低到達低的觸動點時，輸出再上升到高電位。兩個輸入電壓之間的差就是電路的遲滯。電阻 R_F 與 R_B 跟電源接在一起，決定了高跟低的觸動電壓。

如圖 9-28(b) 所示電路為非反相電路，除了輸出正常保持在低電位以外，均與以上所述相似，輸入電壓送至非反相輸入端，並且遲滯電壓可能會高一些。



(a) 反相



(b) 非反相

圖 9-28 史密特觸發器

9-3-9 可規劃單接面振盪器

如圖 9-29 所示。如果將一個二極體，以一組充電電路加到史密特觸發器中，就可以產生可規劃單接面振盪器，輸出平時保持在高電位，當輸入電壓到達高的觸動點，輸出將會下降至大約零伏特，電容器 C 經過二極體放電，這個低的觸動電壓，必須大於 1 伏特，用來保證二極體的 V_F ，加上輸出電壓小於低的觸動電壓，電阻 R_2 可以用小一點的數值，增加放電的電流。

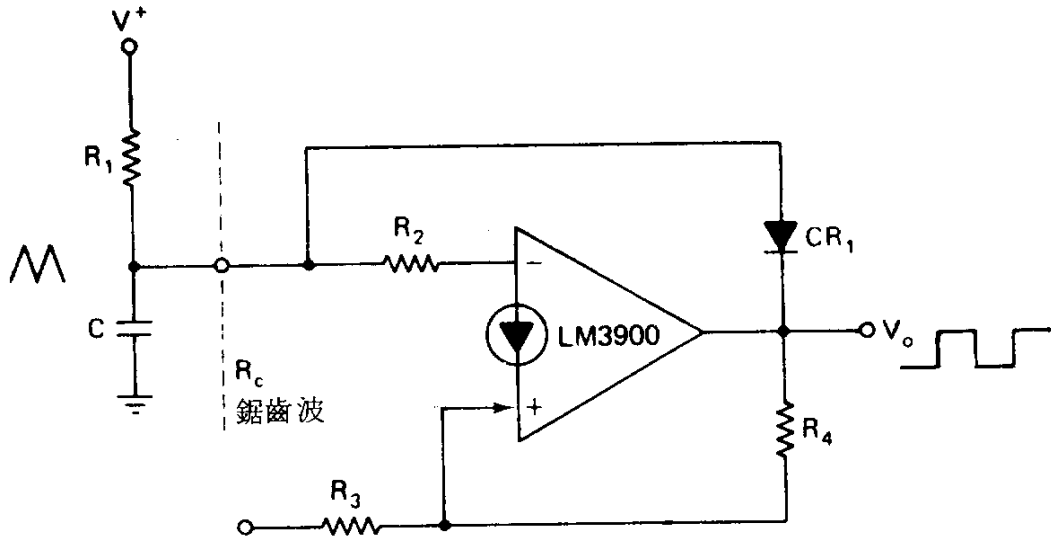


圖 9-29 可規劃單接面振盪器

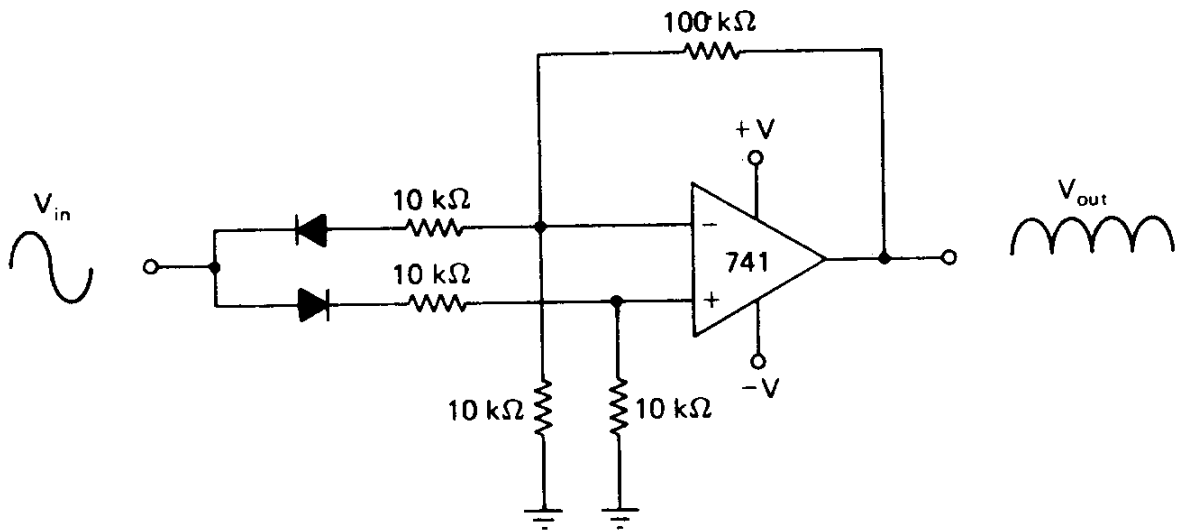


圖 9-30 倍頻器

9-3-10 倍頻器

如圖 9-30 所示為簡單的倍頻器，非常相似於圖 9-20 的絕對值放大器。一個正弦波的訊號，經過全波整流輸出，有兩倍的輸入訊號頻率。其他的波形整形電路，可以跟隨著這個電路，或用來恢復純的正弦波，或是造出其他所要的波形。

9-3-11 脈沖產生器

如圖 9-31 所示的脈沖產生器，類似於方波產生器，僅輸出信號由零到正準位，不同於由正到負，其他均相同。脈沖產生器的頻率，由電容器， R_1 和 V_{ref} 來決定。

9-3-12 雙音警報電路

如圖 9-32 所示是一種很新奇，又非常有效的警報電路。在喇叭中可以聽到兩種音調互相交變， C_2 的調整是改變雙音的間隔， C_1 的改變是控制交變的時間。

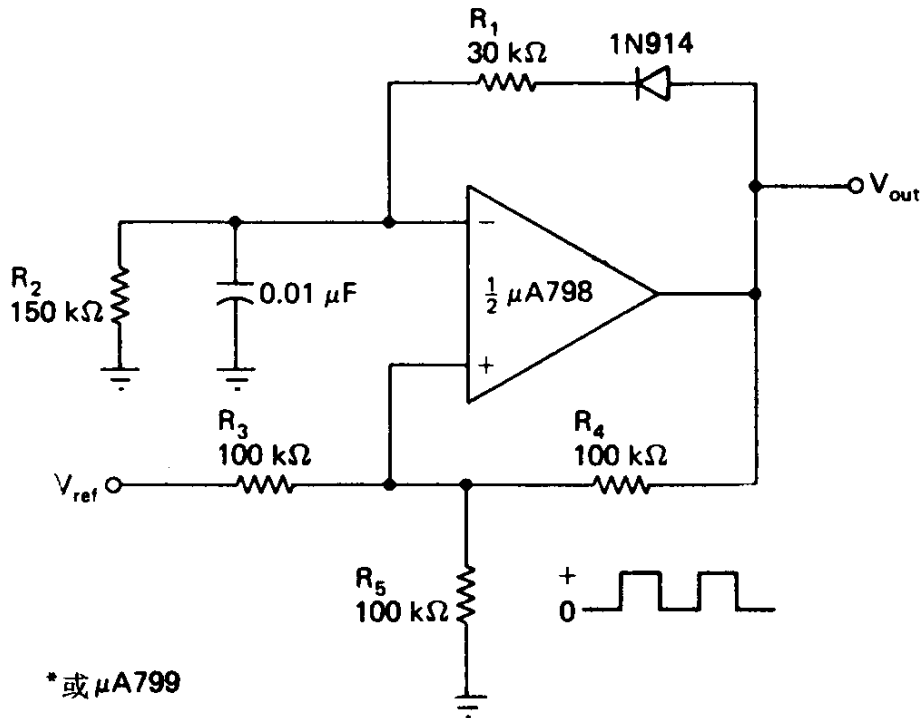


圖 9-31 脈波產生器

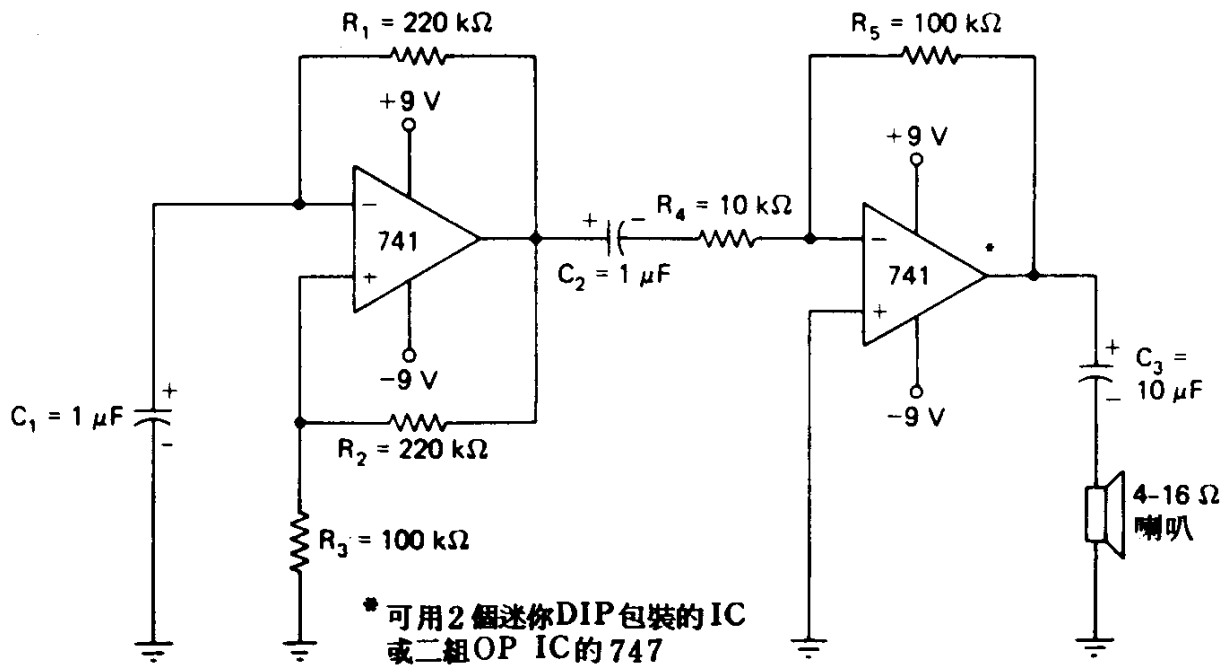


圖 9-32 雙音警報電路

9-4 簡單的測試儀器

9-4-1 靈敏的低價格直流電壓表

如圖 9-33 所示的電壓表，有非常高的輸入阻抗，運用 LF536 運算放大器，當成一組非反相放大器，輸入阻抗上升到 10 伏特範圍時，有 $5000\text{M}\Omega$ 。在 30 伏特範圍時，有 $30\text{M}\Omega$ 。在 100 伏特範圍時，有 $100\text{M}\Omega$ 。二極體用來保護輸入的過電壓，無論如何電表無法容忍超過 50% 的過負載。

9-4-2 寬頻帶交流伏特表

如圖 9-34 所示，為一寬頻帶交流電壓表，能測量 15mV 如此低的電壓，到 5 伏特，頻率從 100Hz 到 500KHz，改變電阻 R_1 到 R_6 的數值，就足以改變電表的滿刻度靈敏度。 $(R \cong V_{in} / 100 \mu\text{A})$ 。

9-4-3 三範圍歐姆表

如圖 9-35 所示，歐姆表使用線性刻劃不需要校正，並且對電源供應電壓不靈敏。在三範圍中能測量電阻 0 到 $100\text{k}\Omega$ ，如同一個標準電壓表，從滿刻度的標準點來測量電阻值。當在測試點開路時，用一鍺晶體來保護電表，防止過電流。

9-4-4 音頻電路測試器

如圖 9-36 所示是一個簡單的音頻訊號注入器，與訊號追蹤電路，能夠組合在一個單體中，這個訊號注入器，是一個方波產生器，頻率選擇範圍從 50Hz，到 20kHz 總共有四個步階，注入訊號的輸出振幅，可以被調整設定，頻率的範圍可以用來檢查電路的頻率響應，訊號追蹤器是一個標準可調整增益的反相放大器。注入器可以設定在想要的頻率和振幅、信號由注入器的探棒送入電路，電路在測試時，將信號追蹤探針，注入電路中的幾個點找出電路故障的那一節或那一級。

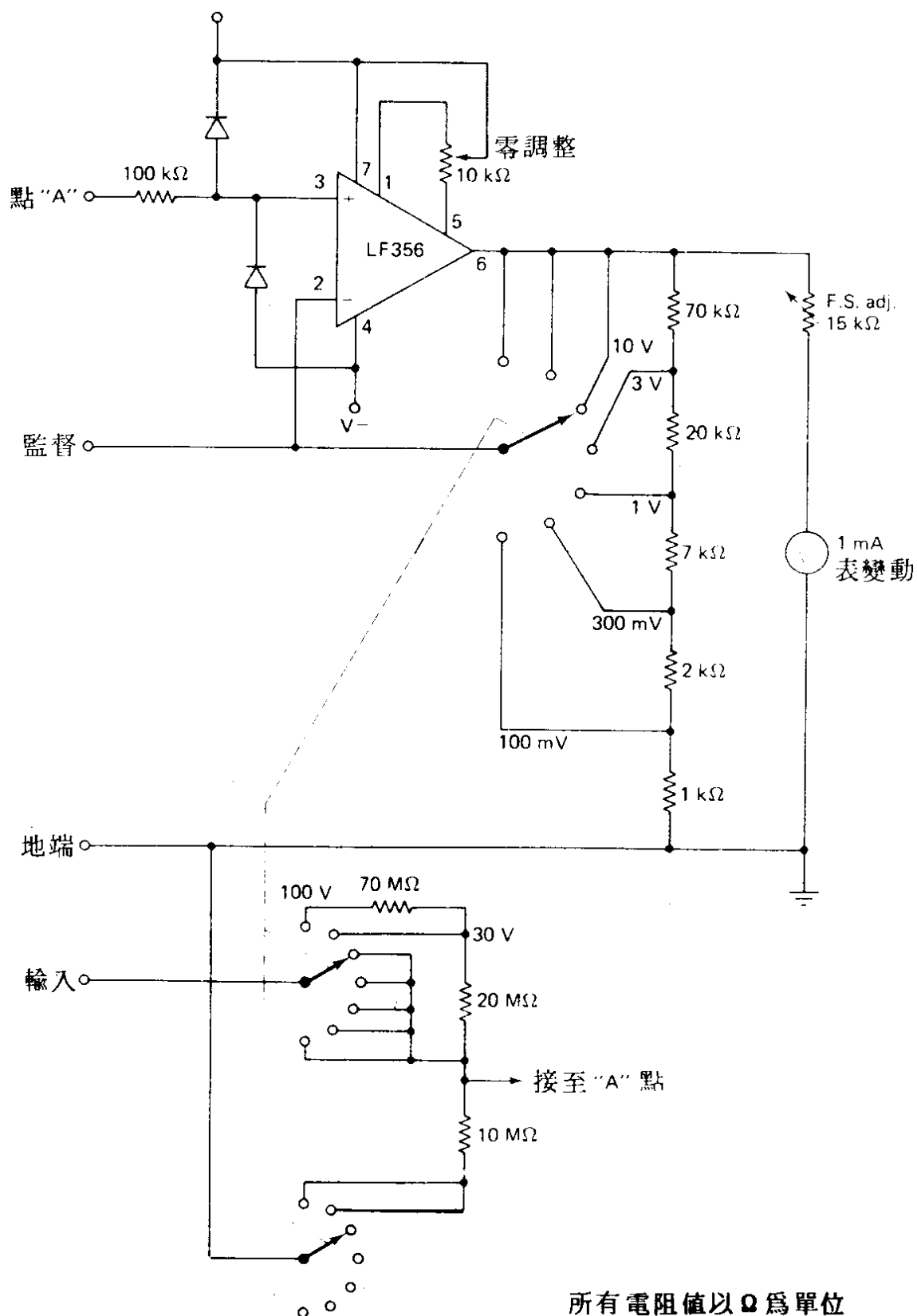


圖 9-33 靈敏的低價直流電壓表

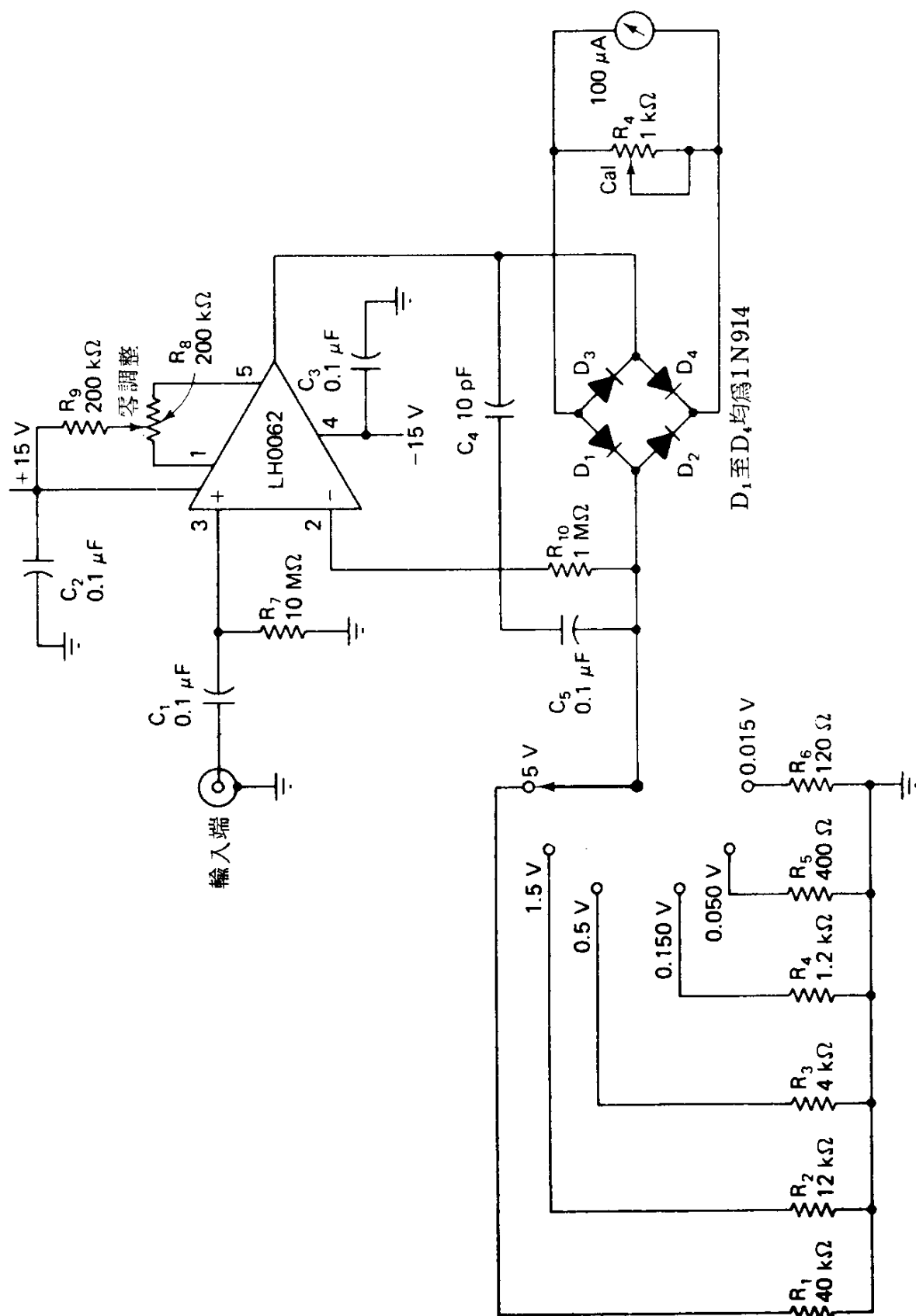


圖 3-34 寬頻帶交流電壓表

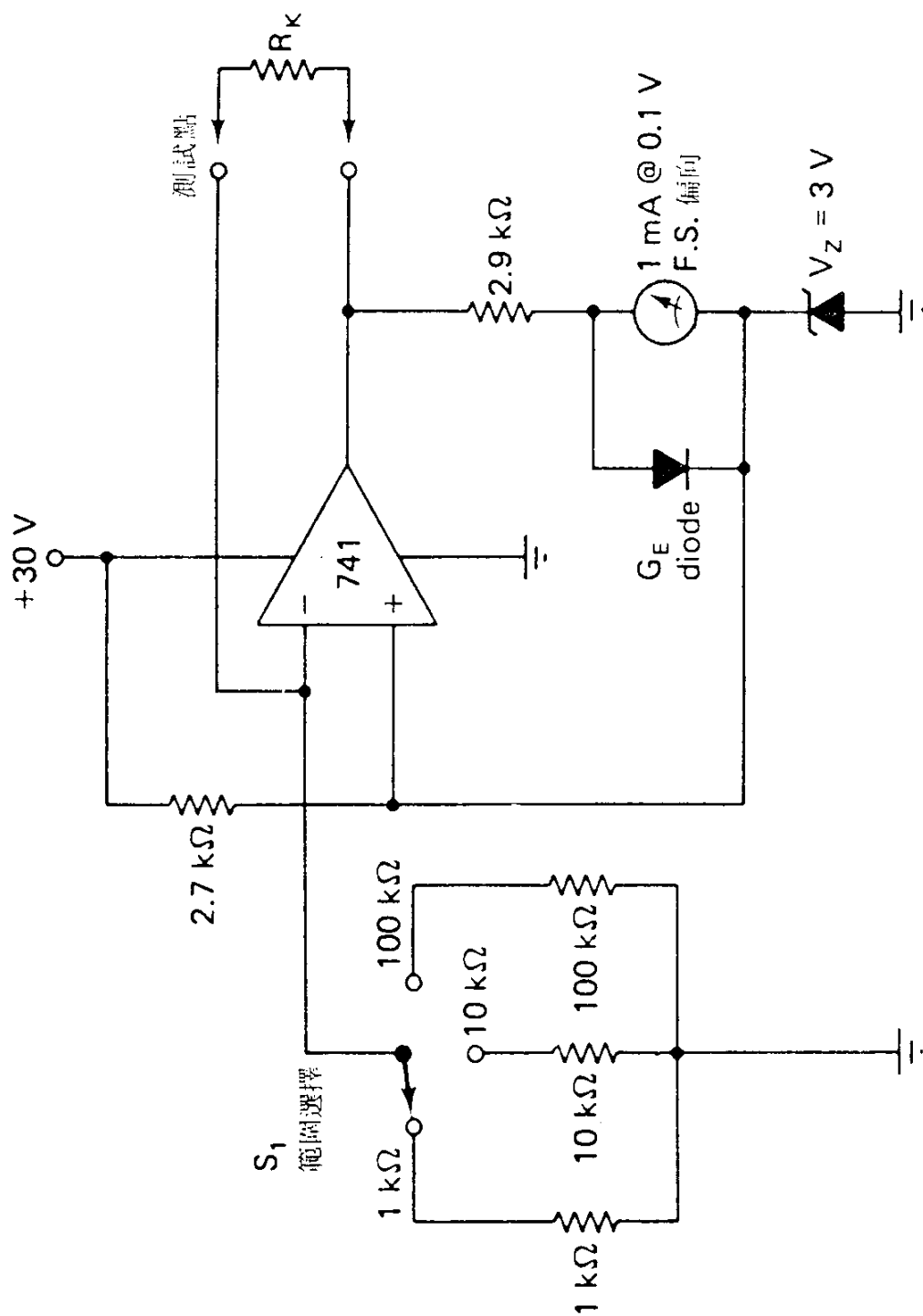


圖 3-35 三範圍歐姆表

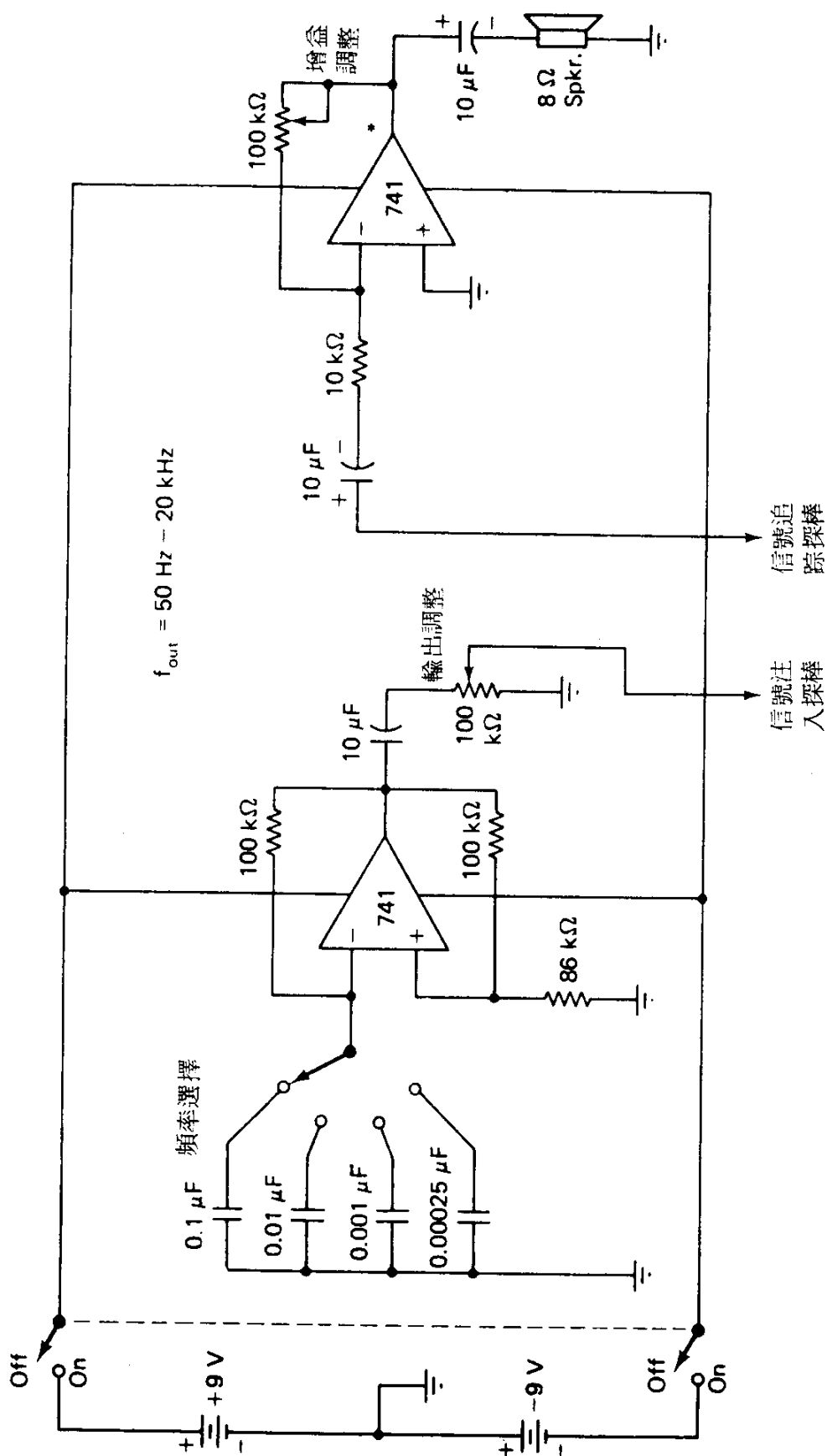


圖 9-36 音頻電路測試器

9-5 邏輯電路

9-5-1 及閘

如圖 9-37 所示為三端輸入及閘電路，當三端輸入均為 1 ($\approx +15\text{V}$) 時，輸出為 1 ($\approx +15\text{V}$) 之高電位，電阻 R_1 與 R_2 設定反相輸入端在 $+375\text{mV}$ ，在 "關閉" 狀態輸出電壓為零。當所有的輸入均為高電壓時，足夠的電流將流過 R_6 ，形成壓降在非反相端比反相端參考電壓為正，於是輸出一高電壓或叫 "打開" 狀態。

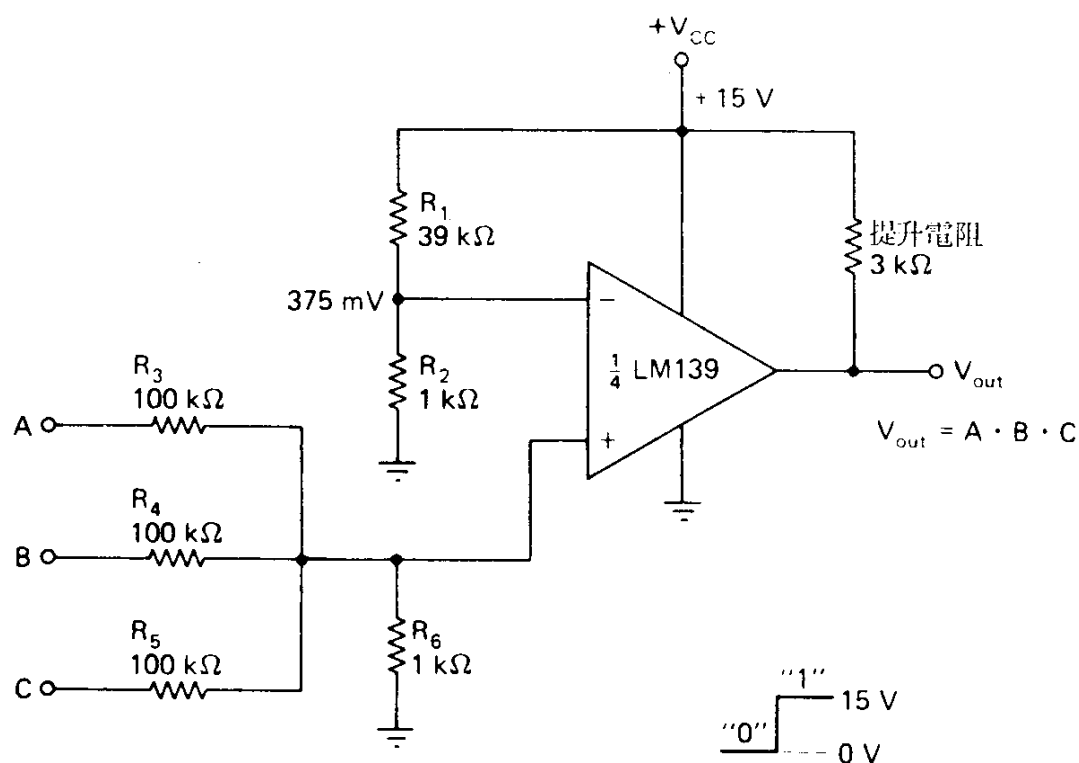


圖 9-37 及閘

9-5-2 或閘

如圖 9-38 所示或閘電路，除了 R_1 的數值增加，設定參考電壓為 75mV 以外，其他與及閘絲毫不差。當輸入端任何之一為高電位時 ($\approx +15\text{V}$)，輸出電壓會變高 ($+15\text{V}$)，只要其中之一為高電位，經過 R_6 上的壓降 ($\approx 150\text{mV}$) 就足夠使運算放大器輸出在高電位。

9-5-3 反及閘

反及閘使用反相輸入端，不像運算放大器的及閘。如圖 9-39 所示電路。只要有任一端輸入為零伏，將會使輸出造成 ($\approx +15\text{V}$)。當所有的二極體輸入端均為高電位，會將反相輸入端提升至高電位，輸出變為低電位，只要二極體輸入端有一為負，輸入端就會被拉下至低電位，而輸出變為高電位。

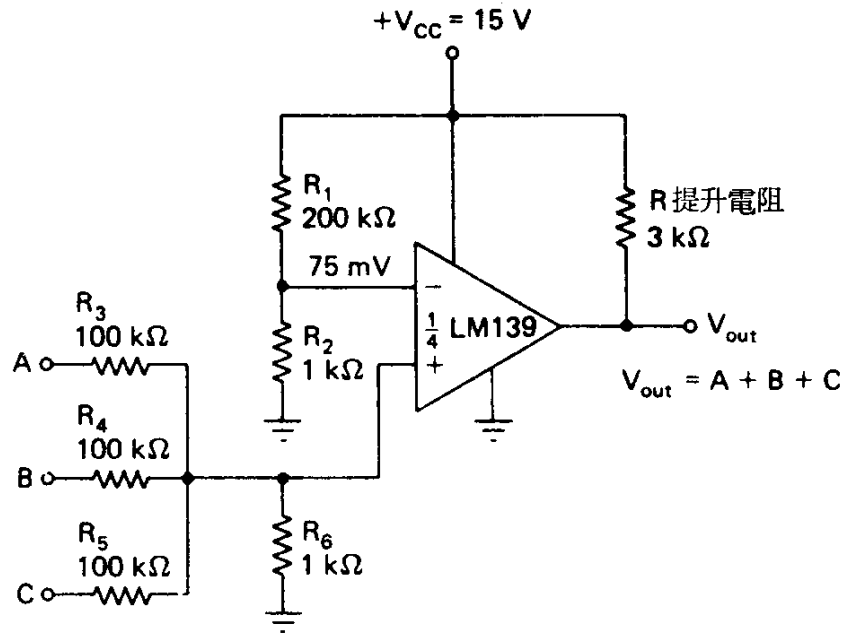


圖 9-38 或閘

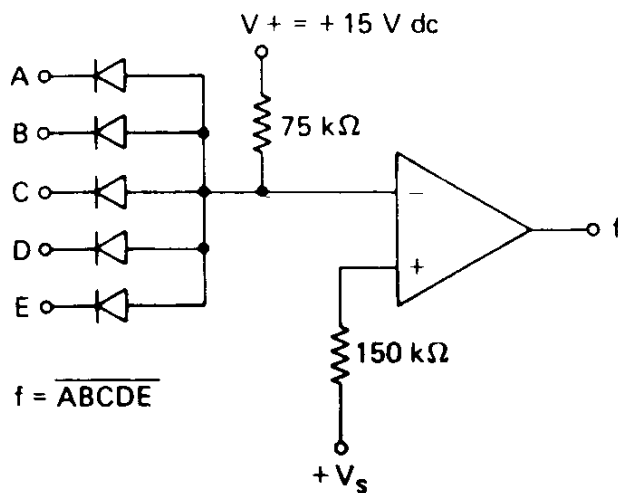


圖 9-39 反及閘

9-5-4 反或閘

如圖 9-40 所示的反或閘，就像圖 9-39 所示的反及閘，同樣使用反相輸入端來動作，只有在所有的輸入端均為低電位（0V）時輸出端才會變高電位（ $\approx +15V$ ），如果其中有一為高電位，就會產生足夠的正電壓在反向輸入端。使輸出保持在低電位，在所有輸入端均為低電壓時，反相輸入端變為低電位，使輸出轉變為高電位。

9-5-5 RS 正反器

如圖 9-41 所示為 RS 正反器，當 Q 輸出在低電壓（0V）互補端 \bar{Q} 輸出在高電位（+15V）時，

稱為 "off" 狀態。低電位從 Q 輸出回授到 OP-1 用來保持 \bar{Q} 在高電位。同樣的， \bar{Q} 的高電位輸出回授到 OP-2 的反相輸入端保持 Q 端輸出低電位。當把一個高電位加在設置端時，Q 端會輸出高電位， \bar{Q} 端會輸出低電位，使電路保持在 ON 狀態，如同前面所提的鎖住動作原因一般。當把一個正的脈沖送至重置端 (reset) 時，會使正反器返回原來的 OFF 狀態，可用這個電路作為暫時的儲存元件。

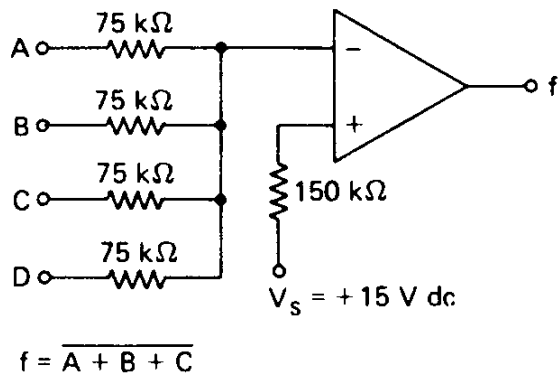


圖 9-40 反或閘

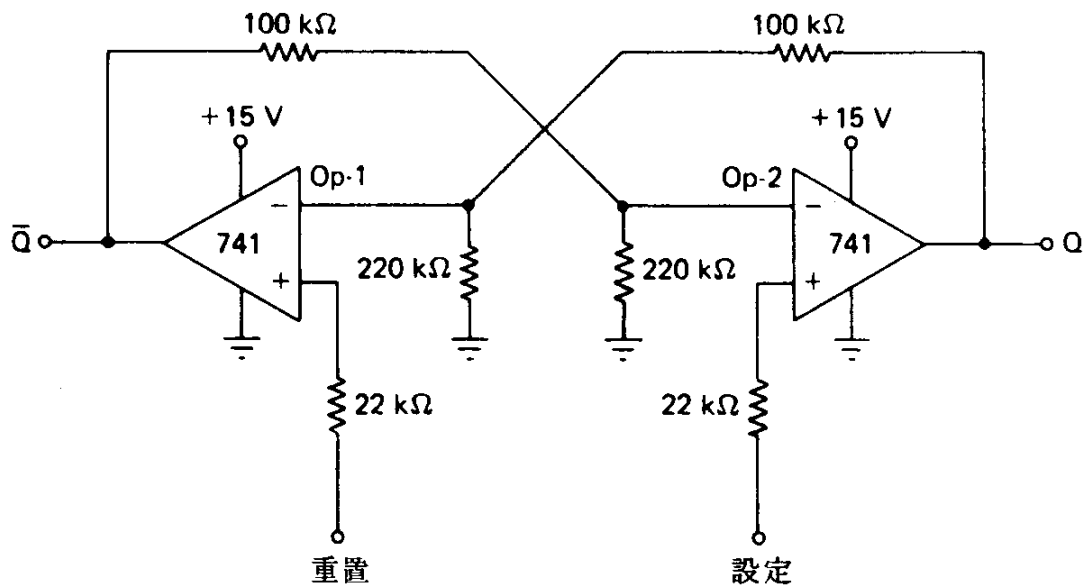


圖 9-41 RS 正反器

9-6 各種電路

9-6-1 前饋回授頻率補償

如圖 9-42 所示，如果運算放大器內部沒有頻率補償，可以加上正向回授網路來修吧，在特別的電路上可以增加轉動率與頻寬。前向回授頻率補償是將 C_1 接入補償的輸入端之一，高頻率繞過運算放大器的開始級旁路，可以增加頻寬。電容器 C_2 用來穩定回授迴路，加入二極體用來使輸入端的轉動率快速的上升。這加上高的高頻增益，同時也放大了高頻雜訊，頻率補償技術要看電路擴展的需要。

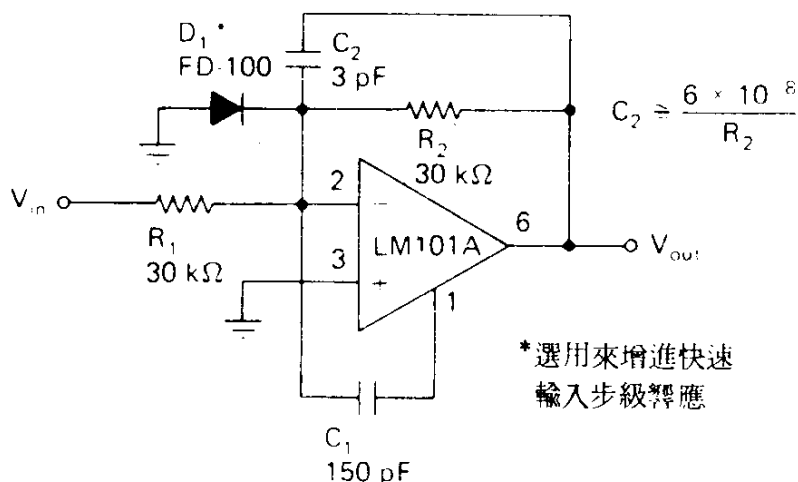


圖 9-42 前饋回授頻率補償

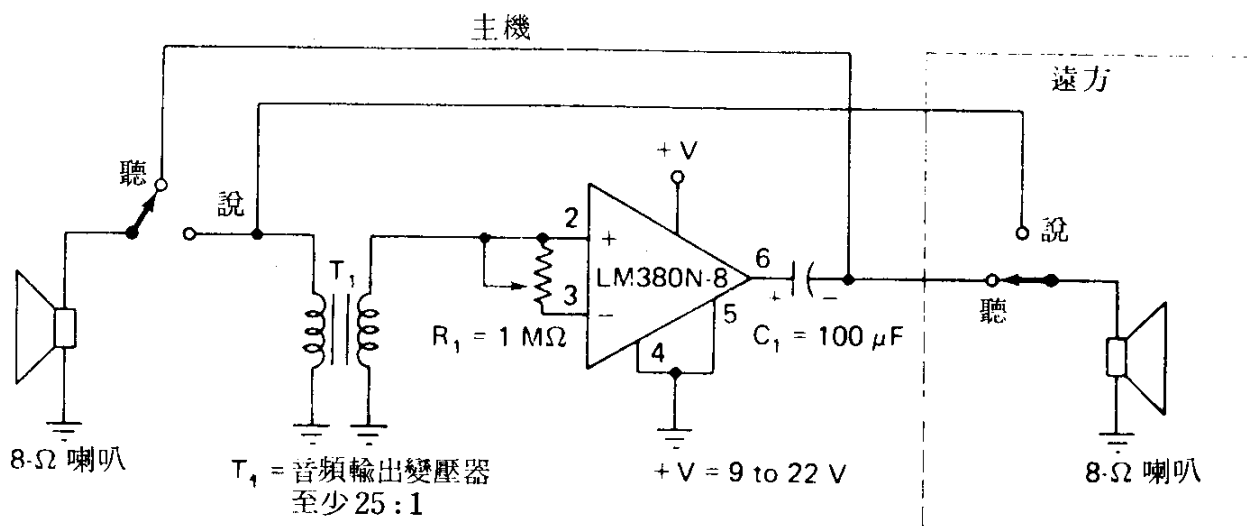


圖 9-43 單一 IC 對講機

9-6-2 單一 IC 的對講機

如圖 9-43 所示，用 LM380N-8 IC，組成一簡單又有效的對講機系統，利用喇叭來作輸入（麥克風）及輸出（喇叭）轉換器。如圖所示聽／說兩個開關停留在原來的位置，可以用彈簧復歸開關，

每次僅一個開關可以動作，避免正回授引起的振盪。當在發話時，音頻輸出變壓器用來提升發話者的信號，提供足夠的信號電壓來推動放大器，濾波電容器用來防止振盪的發生，這須依遠方的發話距離而定。

9-6-3 模擬電感 (gyrator)

如圖 9-44 所示，運算放大器可以用來模擬電感，這一型式的電路用來濾波或調諧電路的電感，當頻率增加時輸出的電感值也跟著增加，有效的電感值等於 $L \approx R_1 R_2 C_1$ 。

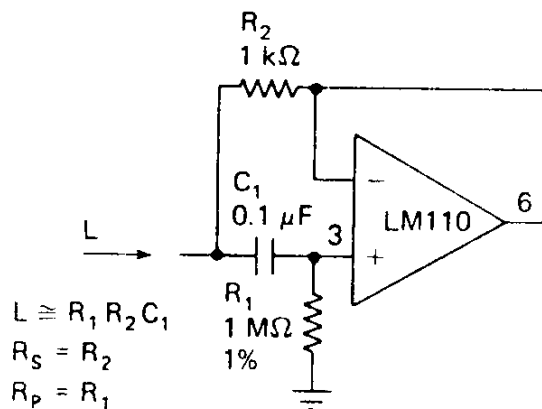


圖 9-44 模擬電感 (gyrator)

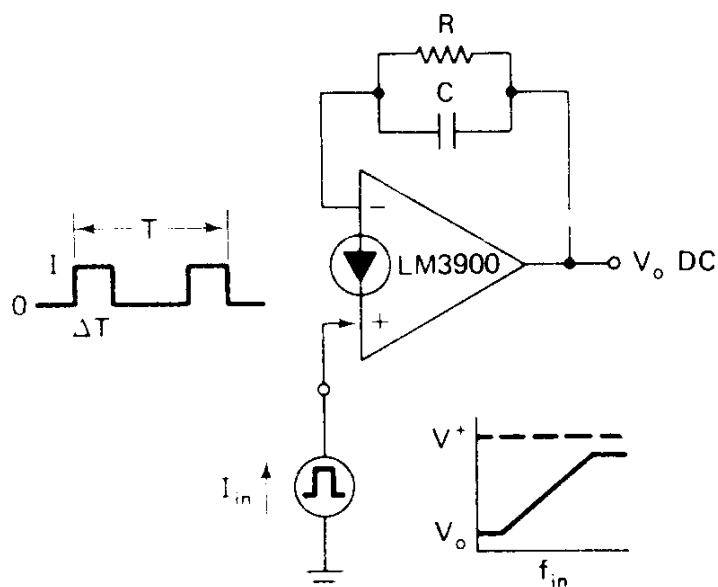
9-6-4 運算放大器轉速表

如圖 9-45(a) 所示為基本的運算放大器轉速表，用 RC 平均網路來轉換輸入脈沖成直流電壓輸出，增加輸入頻率將會使輸出的電壓作線性的電壓上升，電阻用來提供一放電的回路，使電容上的電壓不致於存積，RPM 的校正表可以接在運算放大器的輸出端。

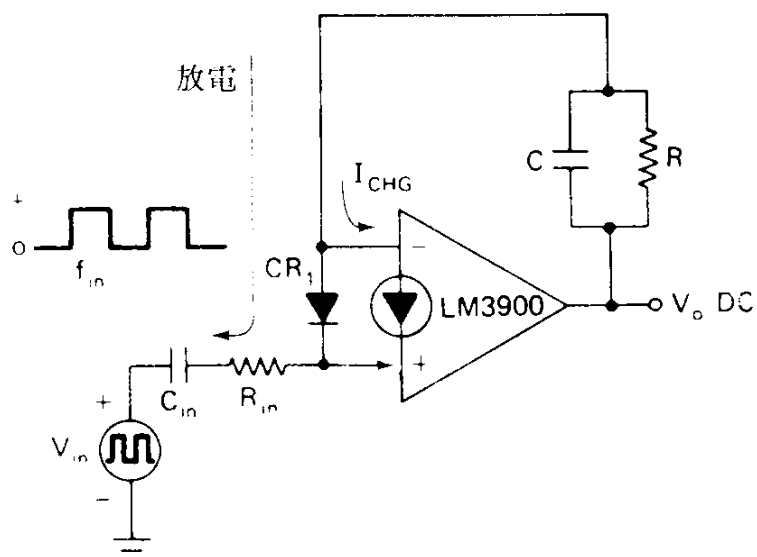
如圖 9-45(b) 所示為倍頻轉速表，可以減少輸出直流的漣波，能使用在更精密的電表指示器中，電路的工作是在電容器 C_{in} 上，充電和放電暫態的平均電流。電阻 R_{in} 用來轉換電壓脈沖成電流脈沖，並且限制湧浪電流，在輸入頻率的每一週，二個電流脈沖從 RC 平均網路被拉下來。

9-6-5 低頻混波器

如圖 9-46 所示，一組頻率混波器允許二個輸入頻率產生"和"與"差"頻。因為非反相的 LM3900 輸入端存在一個二極體，運算放大器可用來作非線性信號處理，用 $1M\Omega$ 與 $150pF$ 回授元件來完成濾波。在 $1kHz$ 角頻率時電路增益為 10，如本地振盪的信號，有大的振幅放在 V_1 端，在頻率 f_1 時輸入二極體被制住，小信號不同的頻率 f_2 放在 V_2 端，差額 ($f_2 - f_1$) 會由波形組合的結果出現在輸出端。想要的差頻只要是在頻寬容許與 RC 低通濾波之下，相對的，高頻可以應用在輸入端上。



(a) 基本轉速表



(b) 倍頻轉速表

圖 9-45 運算放大器轉速表

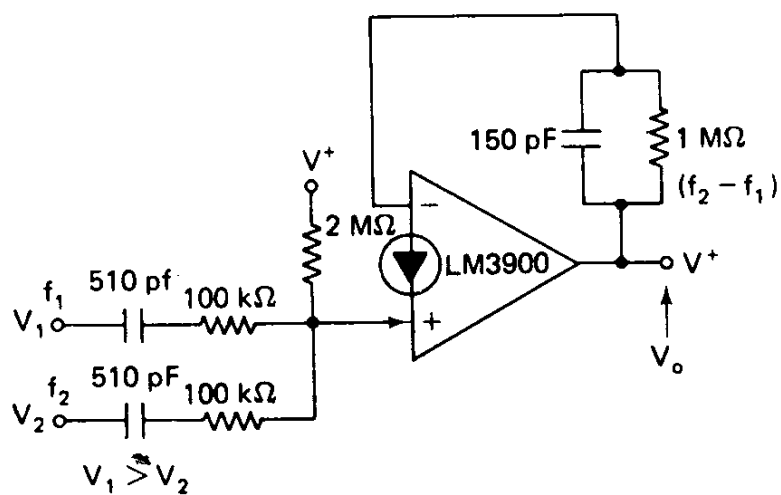
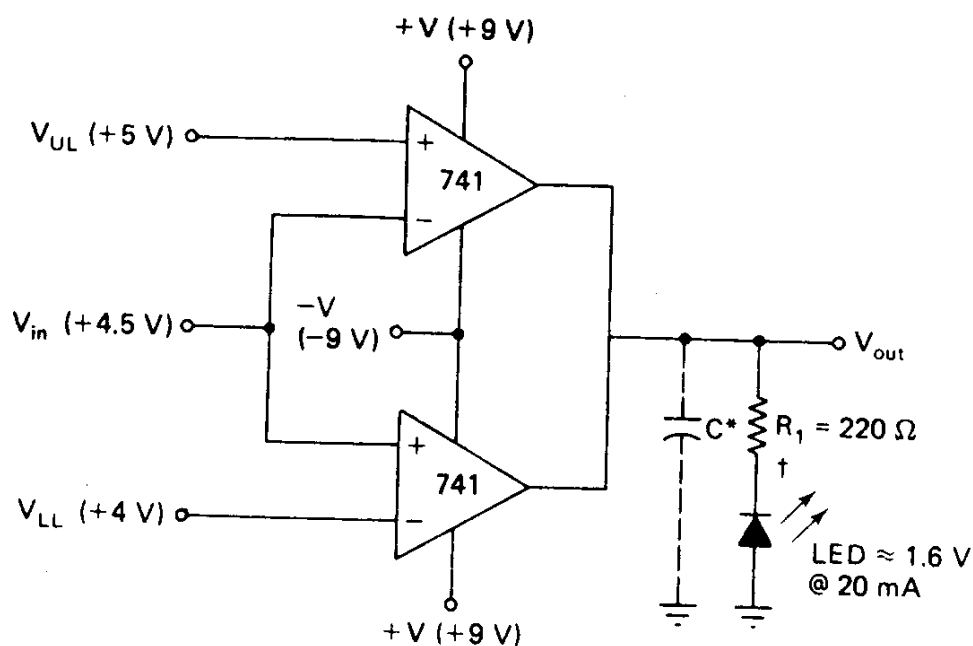


圖 9-46 低頻混波器

9-6-6 窗形電壓檢出器

如圖 9-47 所示，為窗形電壓檢出器，用來監視輸入電壓，以及顯示是否在所要的上限下限電壓以上，或以下。上限電壓若在 $+5\text{V}$ (V_{UL})，下限下壓若在 $+4\text{V}$ (V_{LL})，輸入電壓看進去的窗口是 $+5\text{V}$ 或 $+4\text{V}$ ，如果 V_{in} 超過 V_{UL} ，上限的運算放大器會擺至負端輸出，點亮 LED，如果 V_{in} 降低於 V_{LL} ，下限的運算放大器會擺至負端輸出，點亮 LED，窗形電壓檢出器可在多限制端的顯示之上。



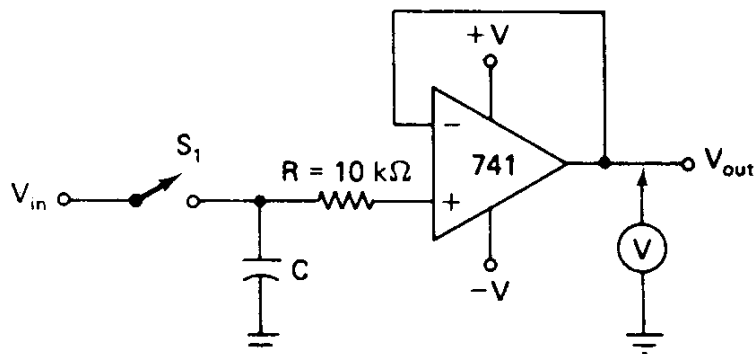
* $C=0.05\sim0.1\text{pF}$ 輸出振盪發生時加入 C

† (可能不需要) 完全依 V_{out} 是否在低準位而定

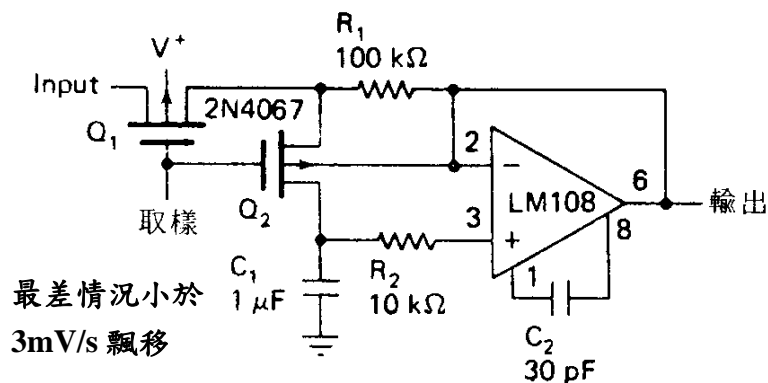
圖 9-47 窗形電壓檢出器

9-6-7 取樣保持電路

如圖 9-48(a) 所示，為一基本的取樣保持電路，運算放大器，接成非反向隨耦器，當閉合 S_1 時，電容器 C_1 將充電至 V_{in} 的最大值，當 S_1 打開之後， C 仍然保持電荷，使輸出在相同的電位，所以電路就可取樣電壓，並且作短暫的保持。無論如何，漏電的發生使輸出產生誤差，基本的電路用在高速暫態取樣時，就不穩定了。如圖 9-48(b) 所示電路，使用 FET 開關，來解決這個問題，任一型式的電容，如紙質、麥拉均存在有極化現象，當取樣區間大於 5V 範圍時會造成取樣電壓下降，約 50mV 後才穩定下來，用不同型式的電容器來減小這個問題。



(a) 基本電路



(b) 改進漏電的電路

圖 9-48 取樣和保持電路

9-6-8 四次活性帶通濾波

如圖 9-49 所示為四次帶通濾波器，可選的中心頻率為 1kHz，高 Q 值 50，電壓增益 100。無論如何，這個電路又叫變數濾波器，可以同時提供高通、低通和帶道輸出。高通輸出可以由上方的運算放大器得到，低通濾波可以由下方的運算放大器得到，帶通可以由中央的運算放大器所得到，當 $R_1 = R_3$ ， $R_5 = R_6$ ， $C_1 = C_2$ 時，這個電路很容易調變。它的中心頻率可由下式決，

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_5 C_1}$$

9-6-9 壓縮／擴張放大器

如圖 9-50 所示電路，有二種功能，壓縮放大器可以壓縮高阻抗輸入信號，避免下一級電路中被截波，或產生其他形式的失真，電阻 R_2 與二極體並聯的網路加在回授上，當輸入信號太高時，使之導向回路，所以降低了放大器的增益。擴張器恰與壓縮器相反，將收到的壓縮信號（可能從傳輸線擴展放大成原來全部振幅的範圍，比例中電阻網路與輸入電阻並聯，當輸入信號到達壓縮準位時，使網路導通，所以增加了放大器的增益。

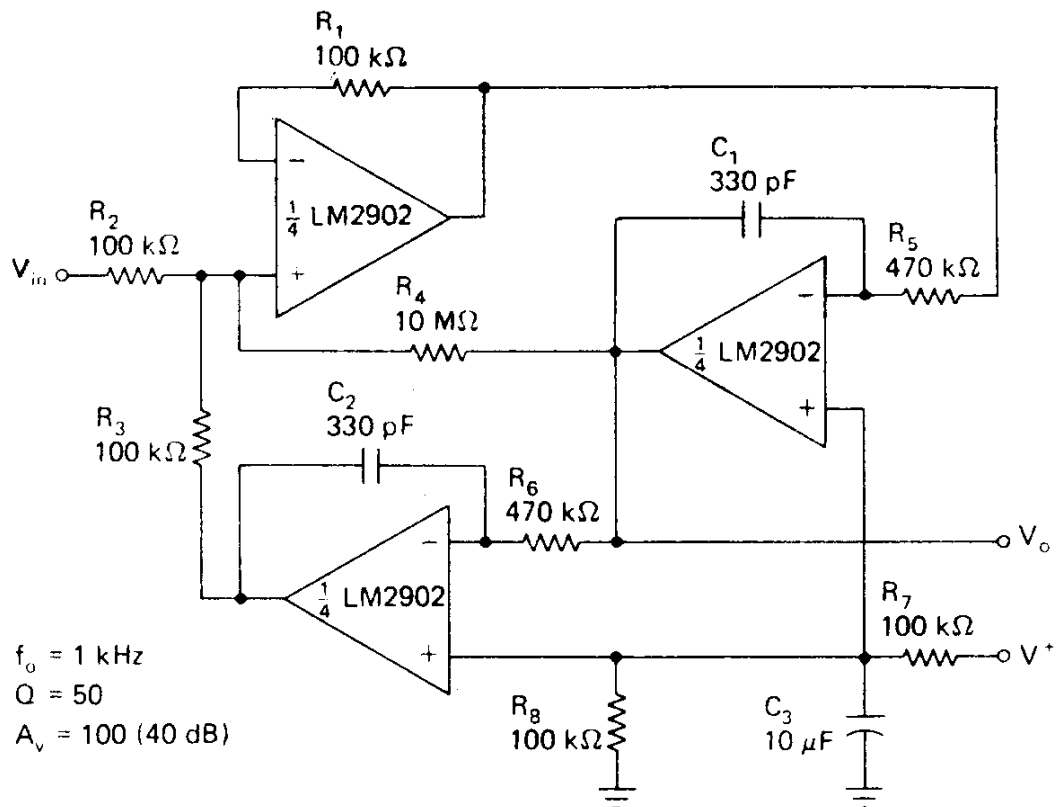
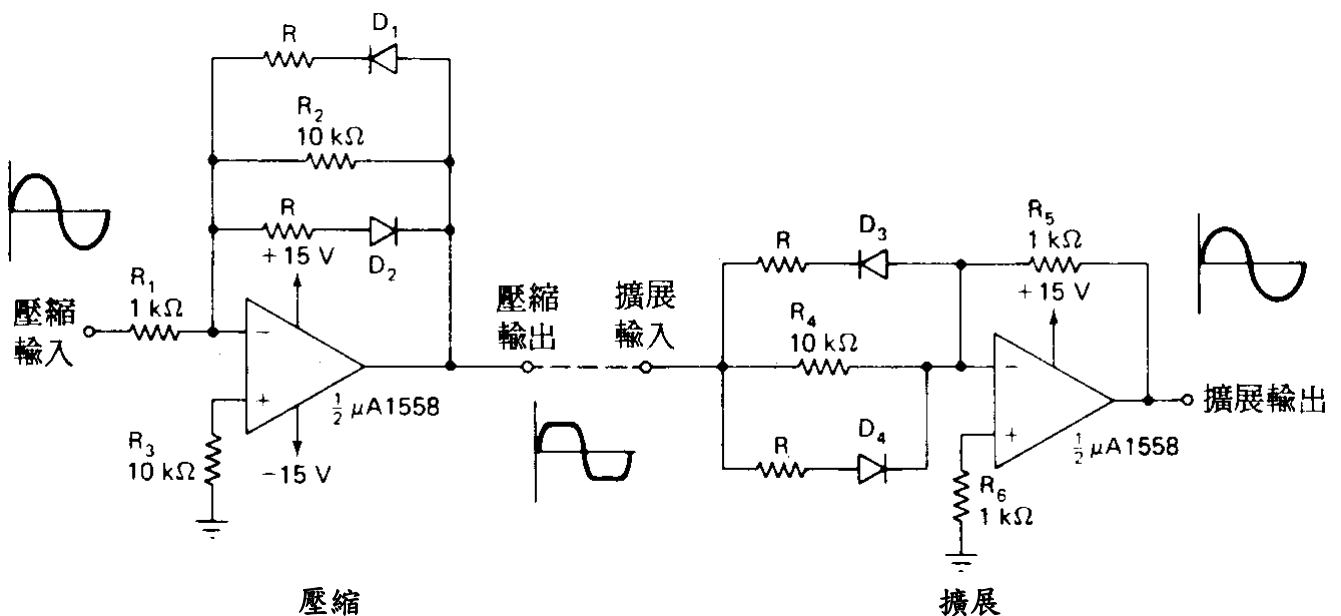


圖 9-49 四次活性帶通濾波器



最大壓縮擴展比 = R_1 / R ($10 \text{ k}\Omega > R \geq 0$)

注意：二極體 D_1 至 D_4 均為配對形式。

圖 9-50 壓縮／擴展放大器

9-6-10 對數產生器

聯合雙極性電晶體與運算放大器的特性，可以組成電路產生對數電壓的輸出。如圖 9-51 所示電路，由輸入線性電流來產生輸出的對數電壓，對數產生器是一低準位電路，能處理的範圍從 10nA 到 1.0mA，動態範圍有五個十信頻或者說有 100dB，其精確度有 3.0% 由所給的值，因素大小是 1V

／十信頻，及 $E_{out} = -\left[\log_{10}\left(\frac{E_{in}}{R_{in}}\right) + 5\right]$ 。

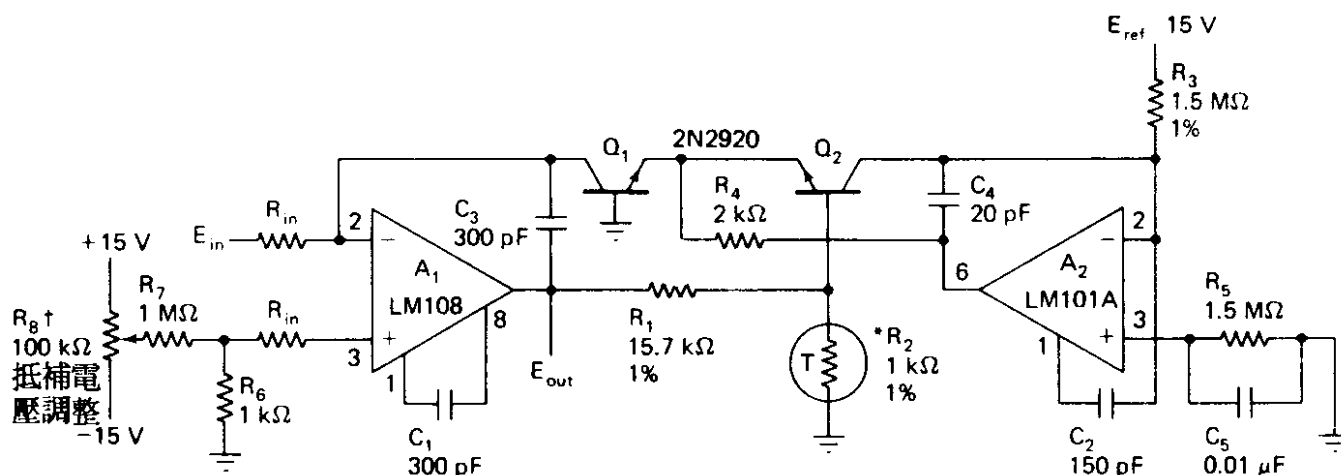


圖 9-51 對數產生器

9-6-11 半對數產生器

稍加修改圖 9-51 的對數產生器變成圖 9-52 的半對數產生器，線性電流輸入電路會產生指數（半對數）電壓的輸出。輸出值給為： $E_{out} = 10^{-(E_{in})}$ 。

9-6-12 乘法器／除法器

用對數方法來作乘法器，就變成簡單的加法。用對數形式來處理相乘，只須將二數以對數形式相加，用半對數來表示是一種方便的形式。相似地，除法器可以用對數相減的方法來求半對數的差，得到方便的答案。

如圖 9-53 所示是一乘法／除法電路，基本上用如圖 9-51 組成對數產生器，以及如圖 9-52 的半對數產生器。

對於乘法， E_2 設定在參考電壓，以及 $E_{out} = 10(E_1 \cdot E_3)$ ，作乘法／除法操作時， $E_{out} = E_1 E_3 / 10 E_2$ ，如果分子想要取單一數，可令 E_1 或 E_3 等於 1。

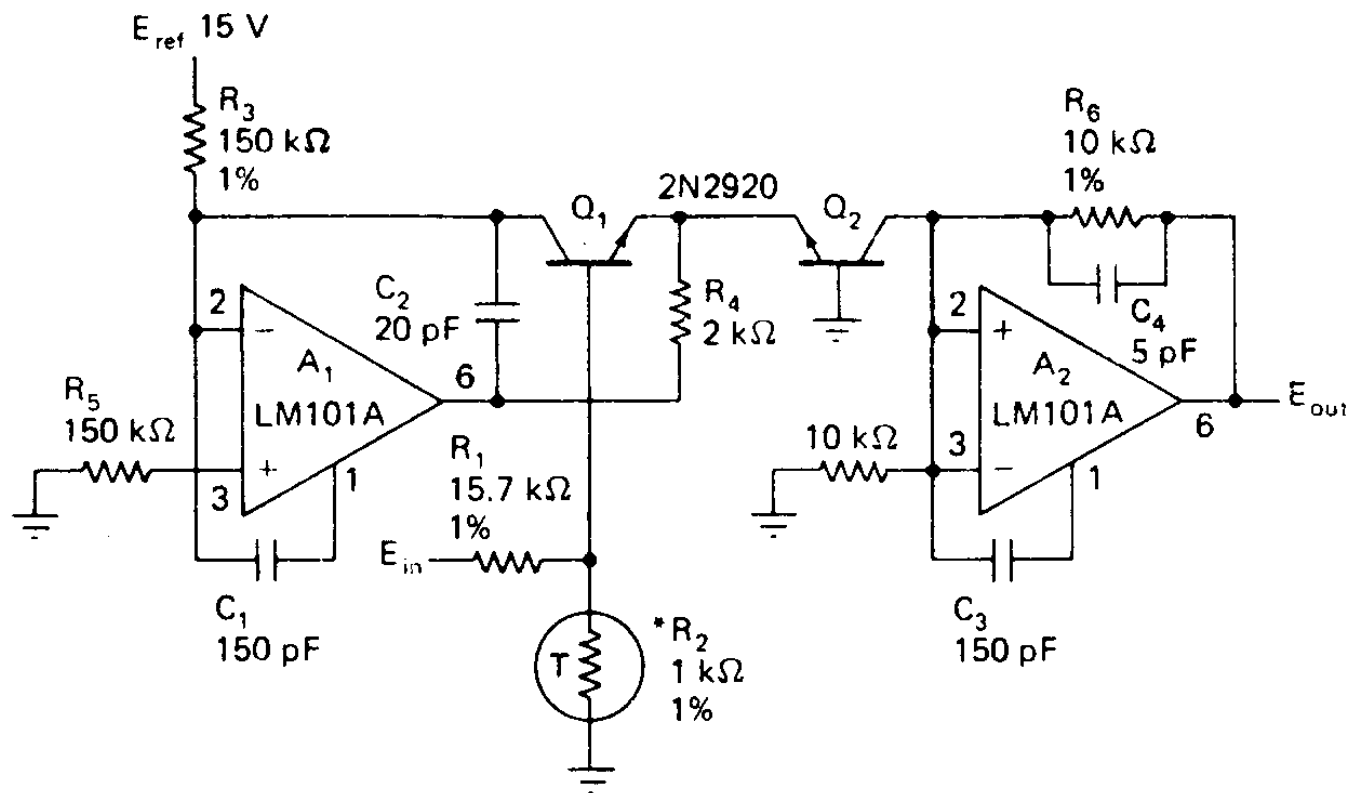


圖 9-52 半對數產生器

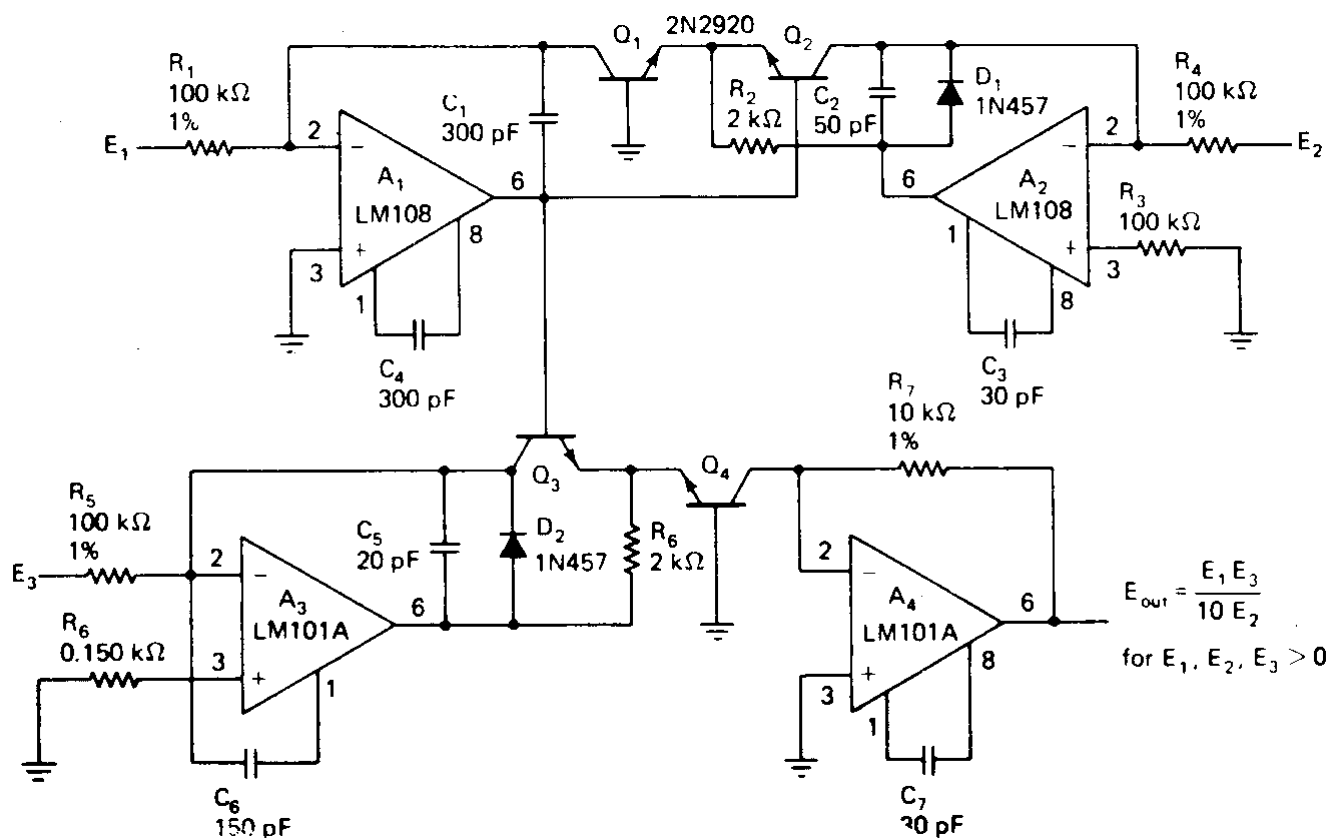


圖 9-53 乘法器／除法器

9-6-13 次方產生器

如圖 9-54 所示為次方 (X^2) 產生器，除了加上一些零件以及 E_2 , E_3 的參考電壓以外，均相似於圖 9-53 所示的乘法／除法電路。實際上改變 R_9 與 R_{10} 的數值會改變功率函數如以下公式所給：

$$E_{out} = E_{in} 16.7 R_9 / R_9 + R_{10}。$$

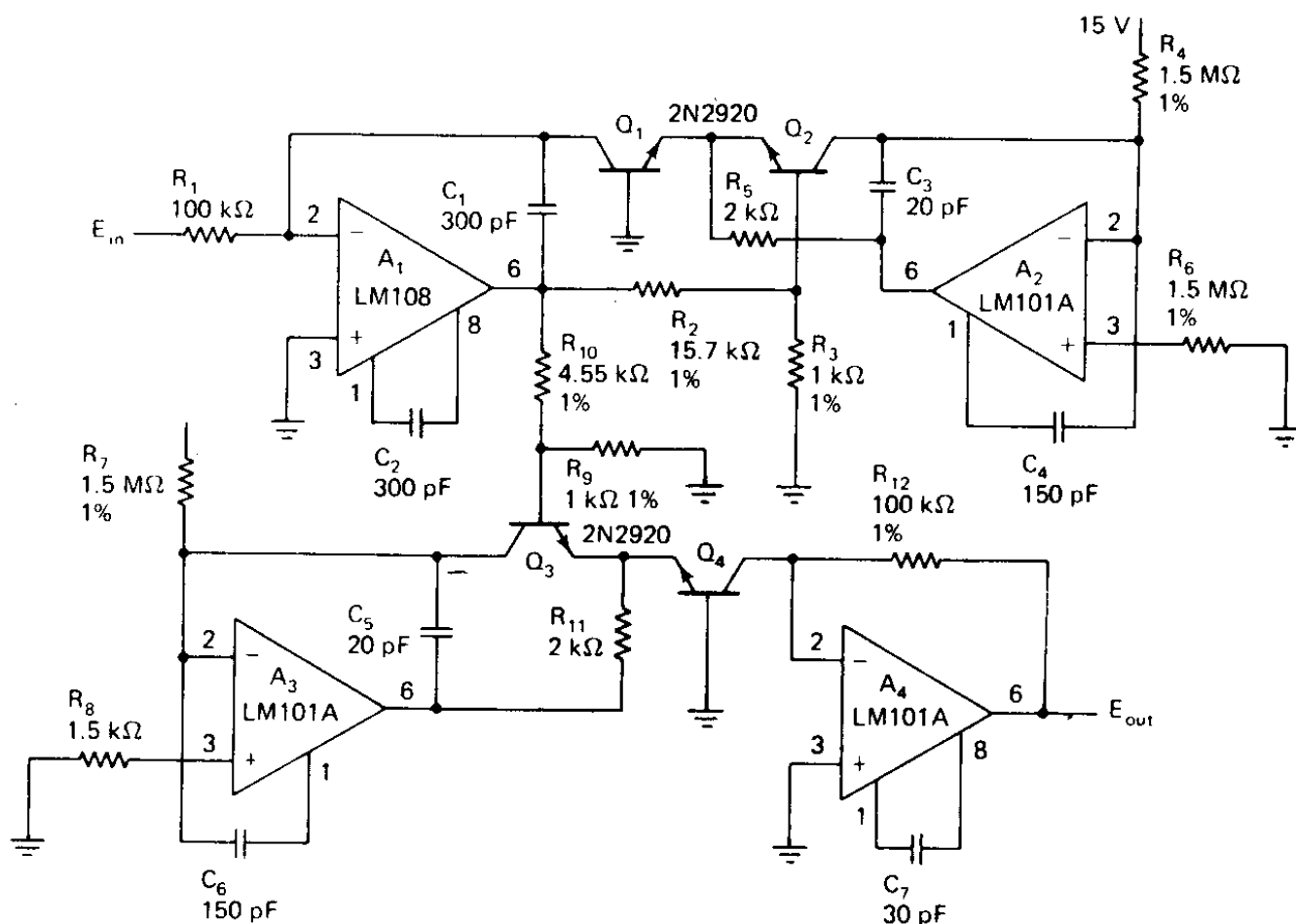


圖 9-56 次方產生器

9-6-14 開方器

應用對數計算，可求一數的根，先將一個數取其對數，然後除以 2 就可得平方根，用半對數轉換成方便的形式。如圖 9-55 所示的開方器，用 R_4 , R_5 分壓器，來決定對數電壓的比值，求取想要的根。

9-6-15 高速警戒設備

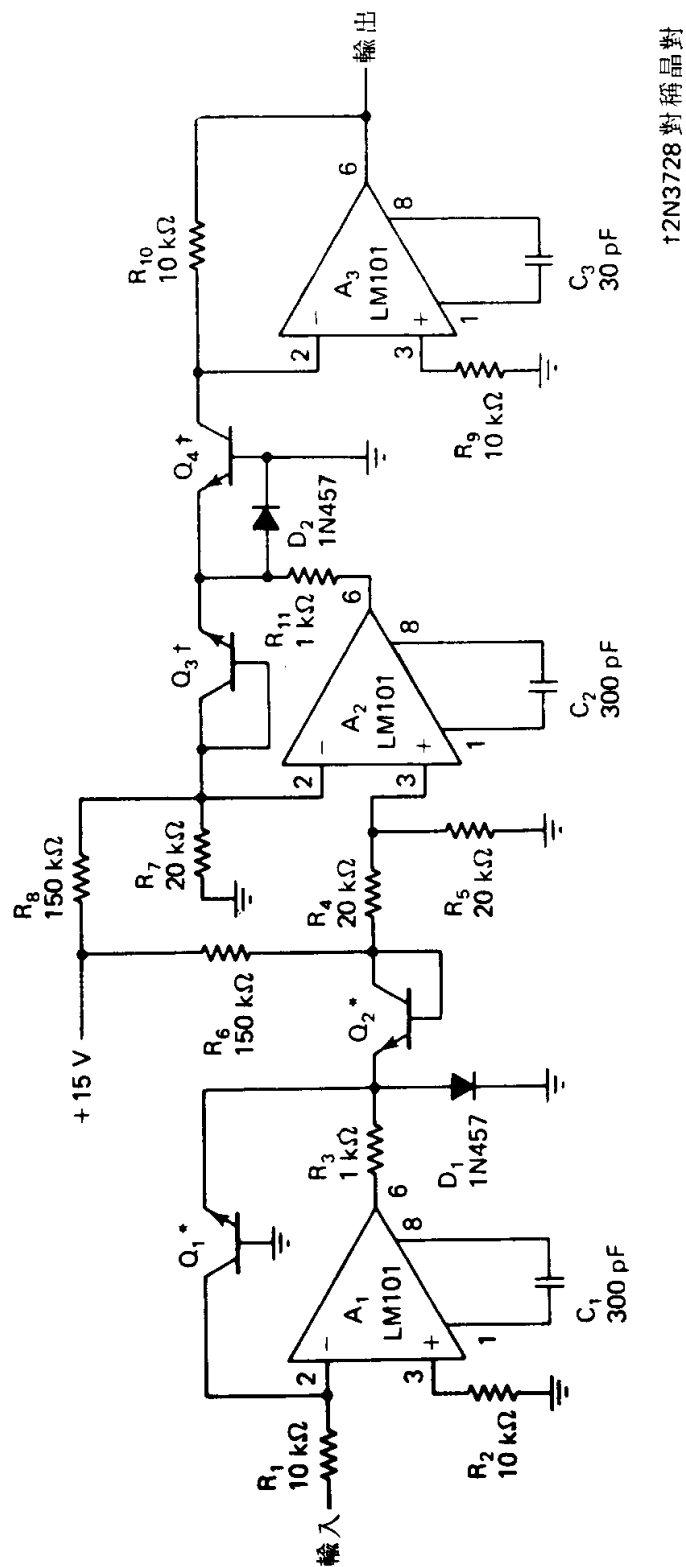
如圖 9-56 所示的高速度警告設備，用來作自動控制應用。輸入端信號來自調整引擎速度所用的一次火花線圈，如此可省略電子機械在傳輸或速度表電纜上的轉換器。傳輸線的開關接近齒輪的頂點，使顯示器以及可聞聽到的警報器能動作，顯示器用來顯示想要的速度限制，用 $100k\Omega$ 來設定，而且依據齒輪與輪軸比例，汽缸數目，車輪車胎尺寸………。LM2900 有四組諾頓運算放大器

運算放大器手冊

201

可用來執行所有的功能。

A₁ 放大和調整從火花線圈來的信號。A₂ 轉換頻率成電壓，並且其輸出比例於引擎的 RPM。A₃ 比較參考的電壓與送來的電壓，並且使電晶體導通點在所設定的速度，當車輛速度超過所設定的限制，音調產生器會產生聲音，爲了阻止警報聲，司機必須使車輛降低速度在設定值之下。



12N3728 對稱晶對

圖 9-55 開方器

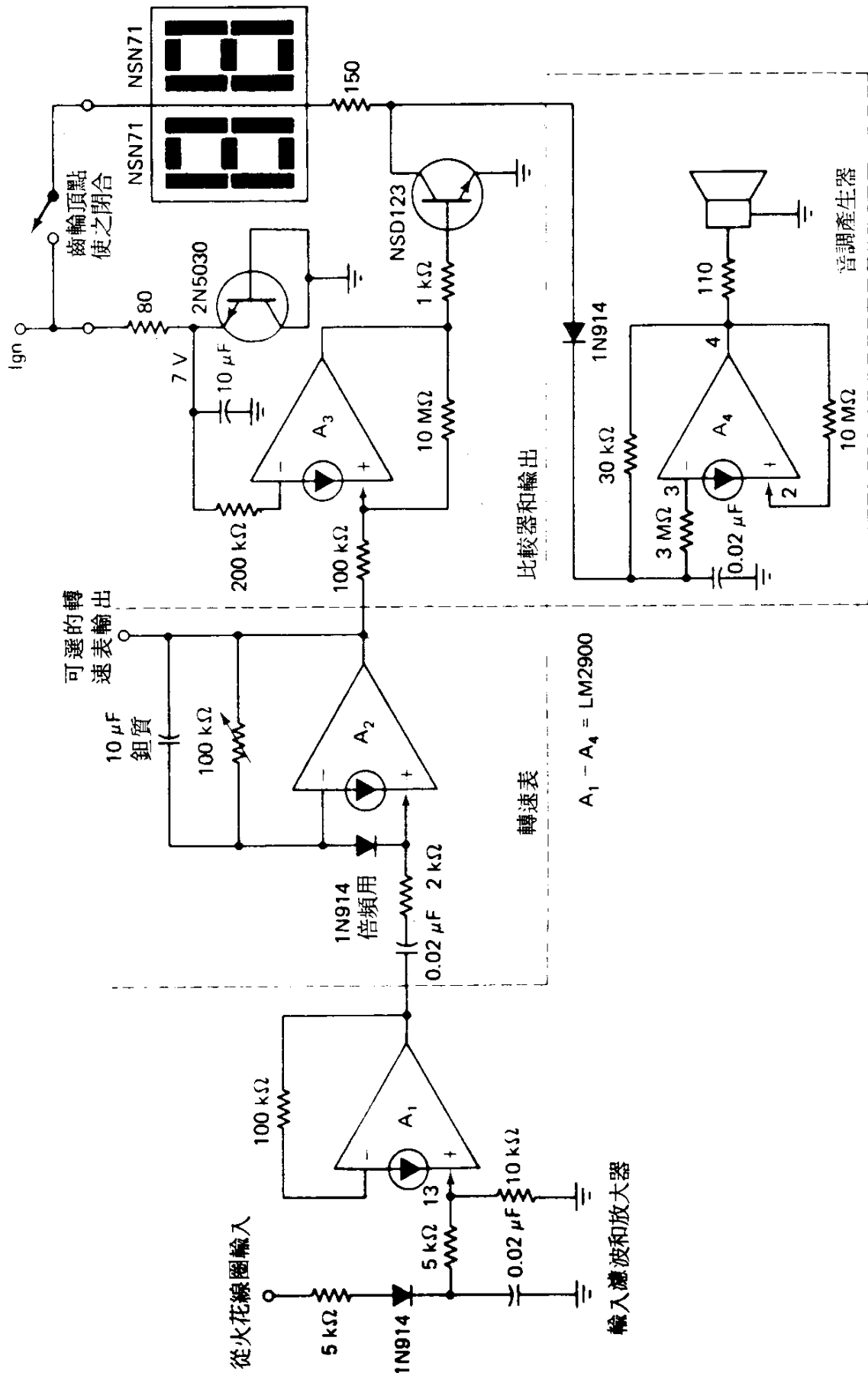


圖 9-56 高速警戒設備

9-6-16 波寬調整器

如圖 9-57 所示，為波寬產生器，除了脈沖寬度可以隨輸入信號調整以外，基本上與方波產生器相同，輸出的週期比可以改變的原因，是在輸入端加入電壓控制，改變了產生器所設的捕捉點。

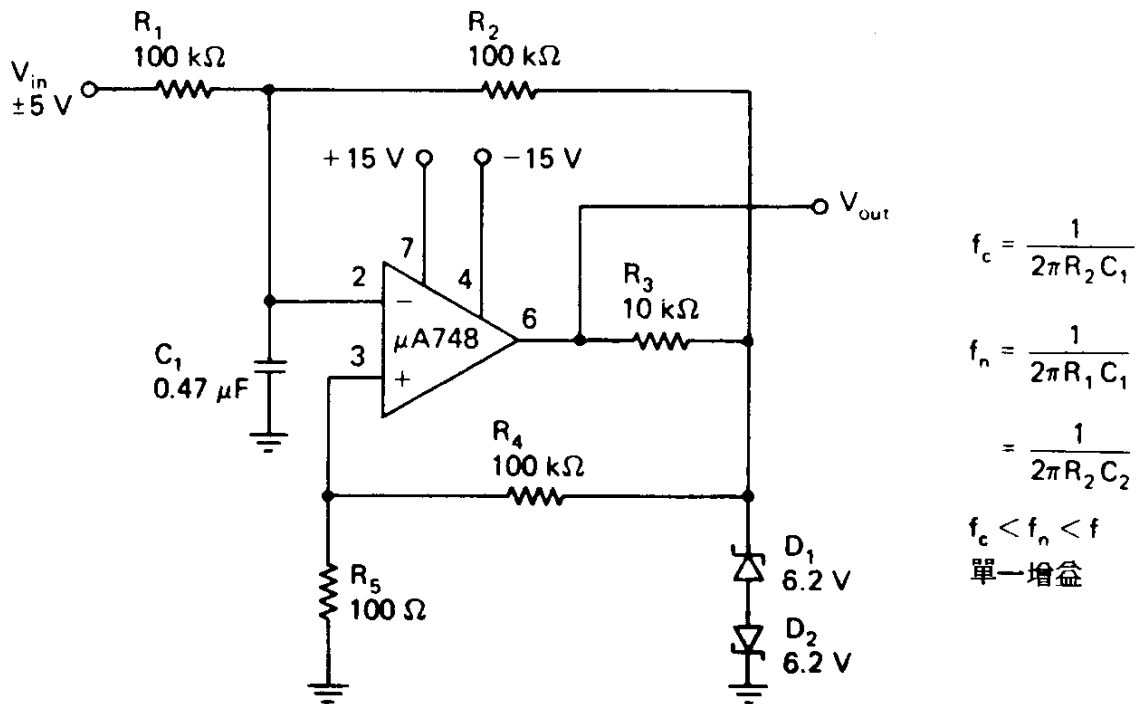


圖 9-57 脈波調變

9-6-17 電容倍增器

在低阻抗系統中常須要大的電容，可能會用到如圖 9-58 所示的電路，因為 Q 值很低，所以無法拿來做調諧或濾波，電容倍增器是用在計時電路，或伺服補償電路，電容 C 值由公式決定如下：

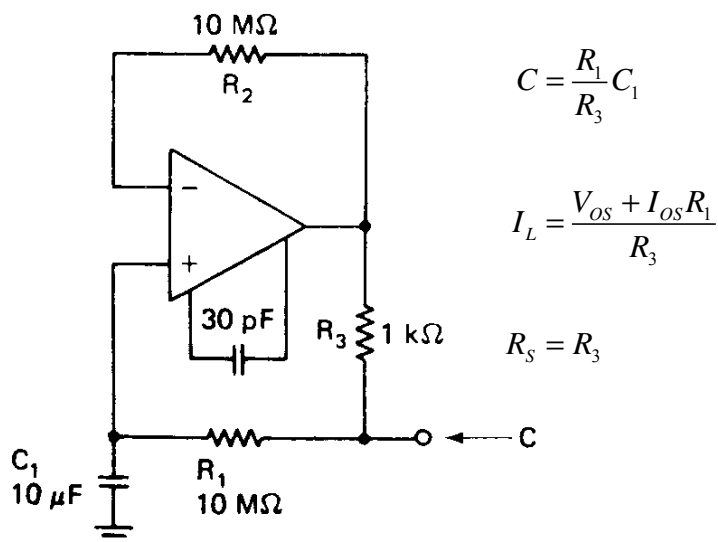


圖 9-58 電容倍增器

9-6-18 精密整流

普通二極體要導通，順向電壓要超過 0.5V，在小信號整流時，就導致很大的誤差，如圖 9-59 所示，是精密的整流電路，提供正確的整流作用，如圖 9-59(a)所示，為半波整流器在正信號有 0 增益，在負信號有 -1 增益。兩輸入極性的不同，輸出阻抗也不同，可能需要緩衝器，用 9-59(b) 所示，為全波整流器，對於二種極性其輸出阻抗均很低，在所有信號準位，誤差均很小，電路中，若將二極體反過來輸出，也將跟著倒過來。

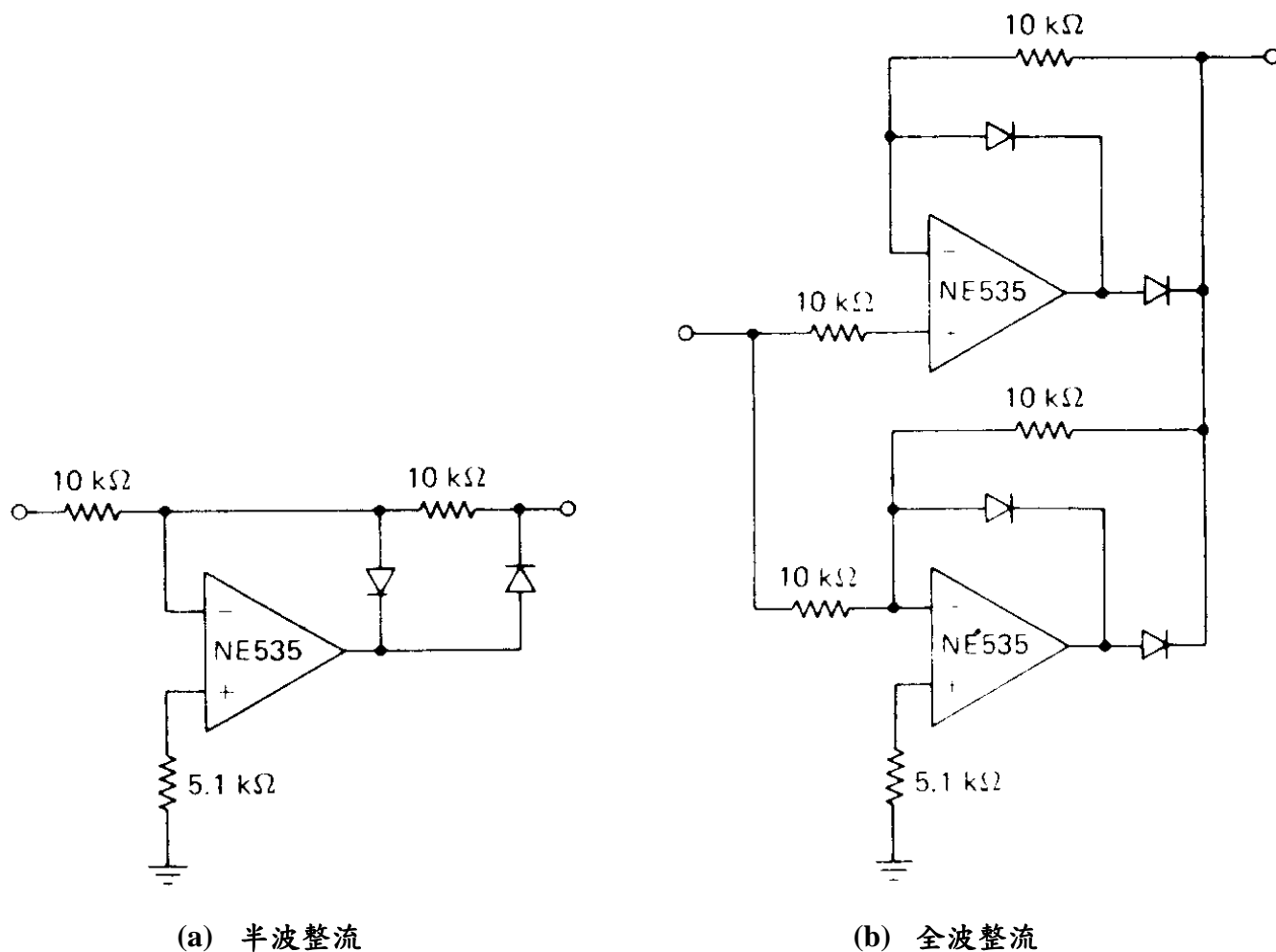


圖 9-59 精密整流

9-6-19 移相器

如圖 9-60 所示移相器，能將輸入信號移動接近 180° ，輸出的頻率相同，振幅不變，落後的角度完全看 C_x 與 R_x 而定，使 R_x 變數作最好的調整。

9-6-20 鎖相迴路

如圖 9-61 所示，LM3900 四組運算放大器，可用來作鎖相迴路，輸入運算放大器輸出的信號相位與中間的放大器比較，兩組信號之間有任何相位差，將轉換成修正電壓，回授到輸入運算放大器中，如此造成輸出信號相位的改變，以致於能追蹤輸入的參考信號，在相位比較器的輸出，也有

一組可變的三角波。

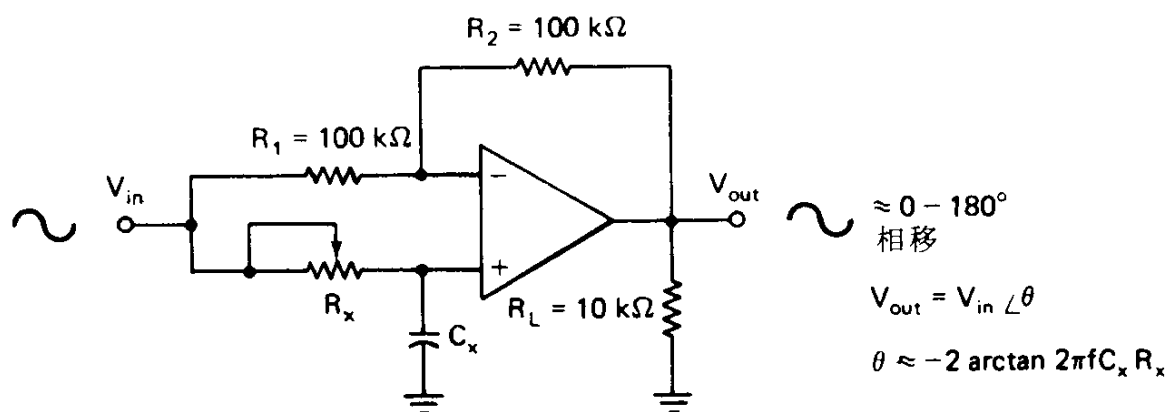


圖 9-60 相移電路

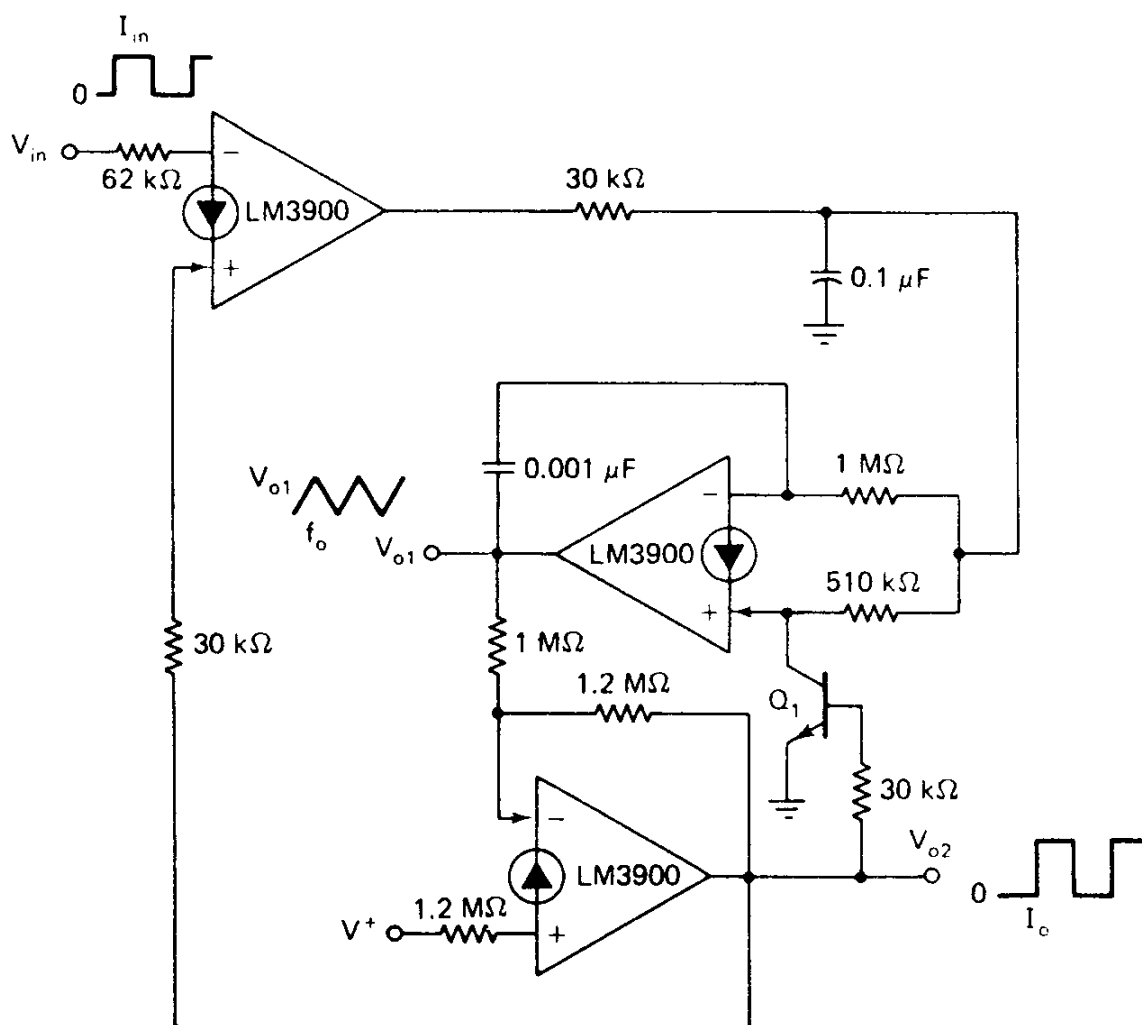
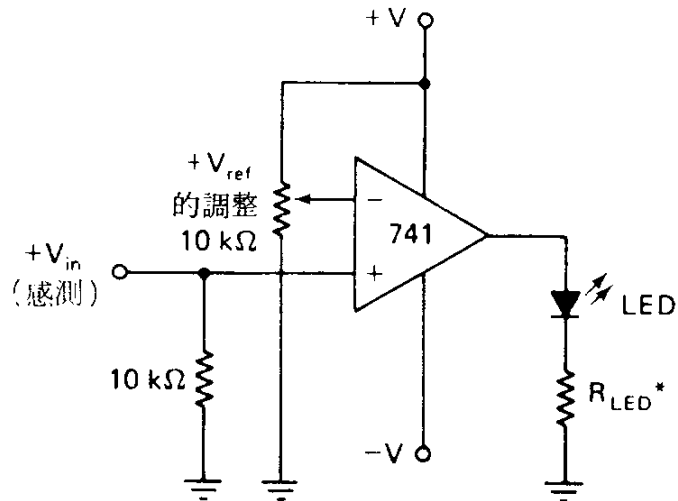


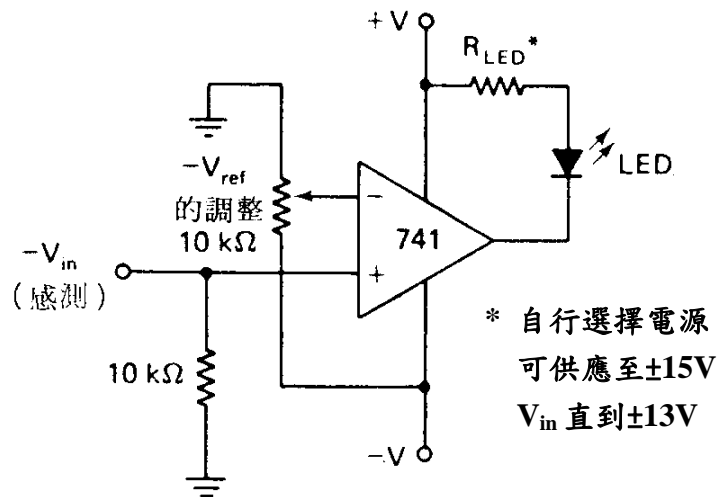
圖 9-61 鎖相迴路

9-6-21 電壓準位檢出

如圖 9-62 所示。是 LED 顯示的電壓準位檢出器，所加電壓的範圍，可一直到 $\pm 15\text{V}$ ，但是感測電壓必須比所加最高的電壓低 2~3V，用電位計來設定參考電壓，當 V_{in} 電壓超過 V_{ref} 時，使運算放大器的輸出改變狀態，點亮了 LED。



(a) 正指示



* 自行選擇電源
可供應至 $\pm 15\text{V}$
 V_{in} 直到 $\pm 13\text{V}$

(b) 負指示

圖 9-62 電位準位檢出

文件名稱： 運算放大器手冊

文件分類	I
文件編號	00030
文件批號	00

製作群	原稿掃圖	文稿編輯
	原稿圖文分離	文稿整合
	原稿辨識	文稿校對
	文稿成品輸出	特別感謝名單

文件完成日期	初版	2007-02-22	其他加註
	再版		

文件出處	原圖書名	運算放大器手冊
	原圖書者	Fredrick W. Hughes 原著，歐福源／劉良俊 編譯
	原圖書出版者	全華科技
	原圖書出版日期	民國 73 年 1 月

DDSC 文件 版權宣告

本文件版權屬原輸出公司、出版社、圖書公司或原著作人所有，作商業用途者請自行洽上述公司，本文件僅可在非商業上流傳或供私人收集資料用。另由於資料老舊，DDSC 不對原書內的內容負責，且除了更正原書內的錯字、漏字之外一切照原書內容所用的文字顯示。

Documents Digitize Service Center 製作
1998-2007

檔名格式說明：

DDSC — 文件分類 — 文件編號 — 文件批號 — 文件名.PDF

以 DDSC 為起頭，加上 1 個字母為分類代碼，再加上以 5 位數由 00001 起的編號，加上 2 位數由 01 起的編號，加上完整的文件名稱而成的。

其中分類代碼詳見下面列表。文件批號指該文件為非合訂版的，可能因書的內容過多而分批完成的，此項可有可無。

文件分類代碼說明	
代 碼	說 明
A	小說／文學類文章類
B	娛樂類
C	天文類
D	科學類
E	古文明事物類
F	自然界類
G	古怪事物類
H	動／植物類
I	電子類
J	電腦類
K	教育教學類