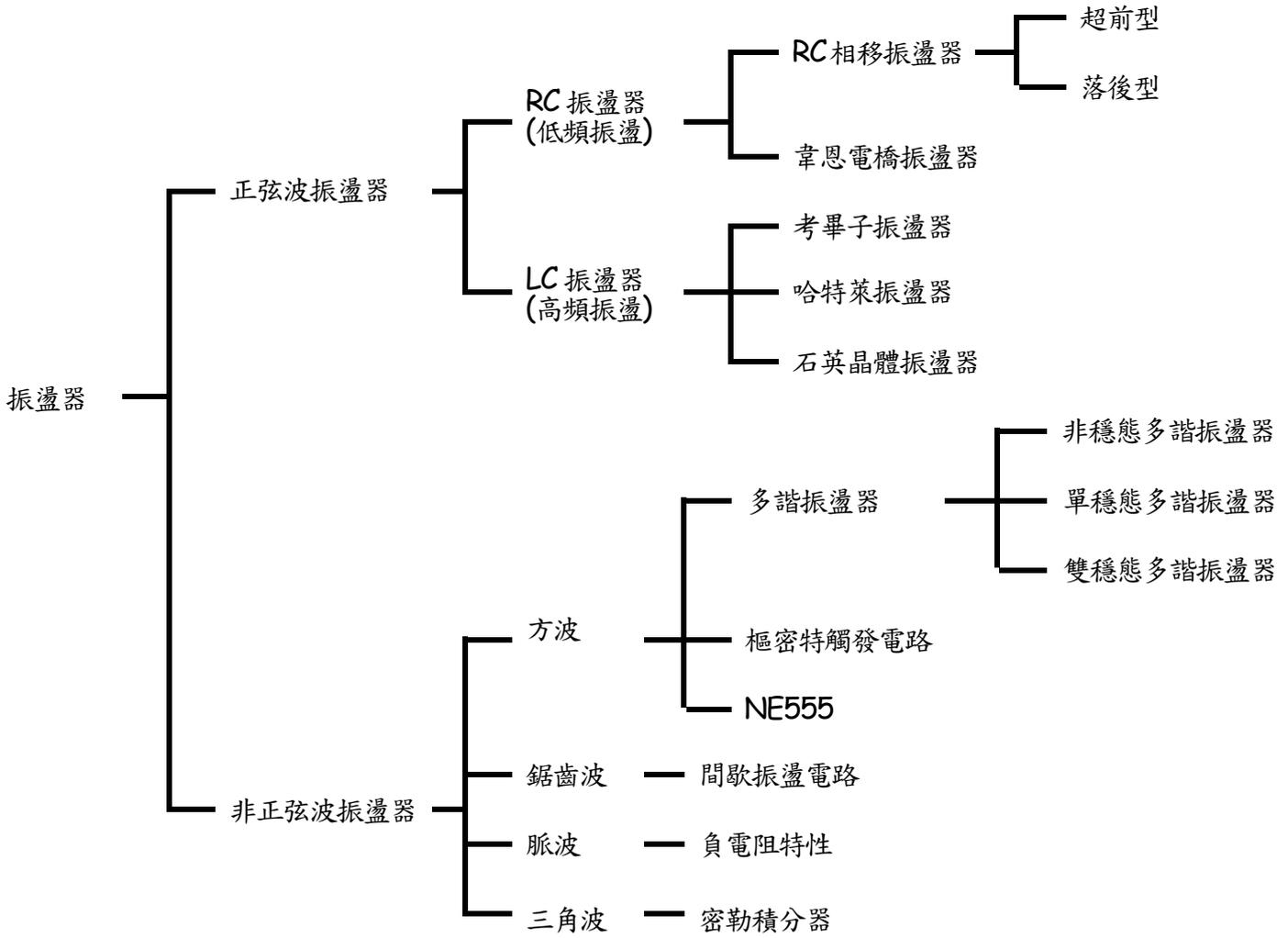


第十一章 基本振盪電路

※11-1 振盪電路基本觀念

1. 振盪電路又稱為振盪器或波形產生器，其分類如下：



2. 振盪器是一種不必輸入任何信號，即可將直流供給功率轉換為某特定頻率之交流信號的電路。

3. 所謂回授(feedback)是指將系統的輸出訊號送回輸入端比較，以為修正。

4. 正回授代表送回輸入端的訊號會使原來的輸入訊號增強，通常適用於振盪電路，而負回授代表送回輸入端的訊號會使原來的輸入訊號減弱，通常適用於放大電路，以增加電路穩定性。

5. 一回授放大器欲作為正弦電路，必須符合三個振盪條件：

- (1). 必須具有正回授(首要條件)。
- (2). 要有高效率放大電路：其放大要足夠，否則無法維持振盪。
- (3). 符合巴克豪生準則條件。

6. 常見正回授方塊圖說明

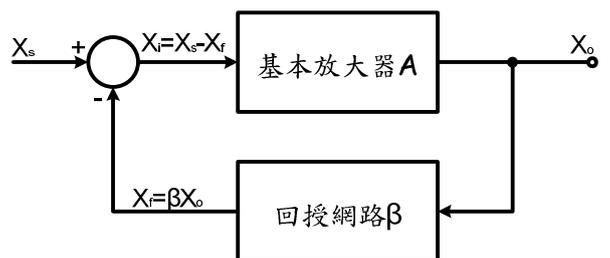
(1) 如圖(11-1-1)所示： $X_i = (X_s - X_f)$ $X_s = X_i + X_f$

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} = \frac{X_o}{X_i + X_f} = \frac{X_o}{X_i + \beta X_o} = \frac{AX_i}{X_i + \beta AX_i}$$

$$= \frac{AX_i}{X_i(1 + \beta A)} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

故振盪時 A_f 增益無窮大，即

迴路增益 $\beta A = -1 \angle 0^\circ$ 或 $\beta A = 1 \angle 180^\circ = 1 \angle -180^\circ$ 。



圖(11-1-1)回授放大器方塊圖

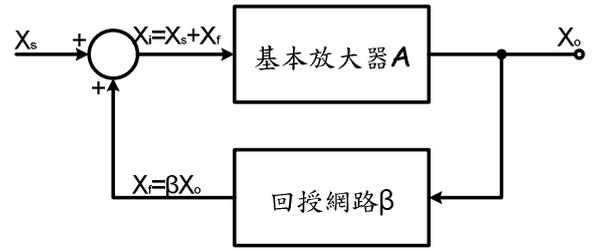
(2).如圖(11-1-2)所示： $X_i=(X_s+X_f)$

$$X_s=X_i-X_f$$

$$= \frac{AX_i}{X_i(1-\beta A)} = \frac{A}{1-\beta A}$$

故振盪時 A_f 增益無窮大，即

$$\text{迴路增益 } \beta A = 1 \angle 0^\circ \text{ 或 } \beta A = -1 \angle 180^\circ = -1 \angle -180^\circ。$$



圖(11-1-2)回授放大器方塊圖

7.實際的振盪器是不需要輸入訊號($X_s=0$)，如圖(11-1-3)所示。 βA 為迴路增益，若 $X_f=X_i$ ，則此迴路不需輸入任何信號，即可自行振盪。

$$X_f=X_i$$

$$\beta X_o=X_i$$

$$\beta A X_i=X_i$$

$$\beta A=1$$

此為正弦波振盪器之振盪條件—巴克豪生準則(Barkhausen criterion)

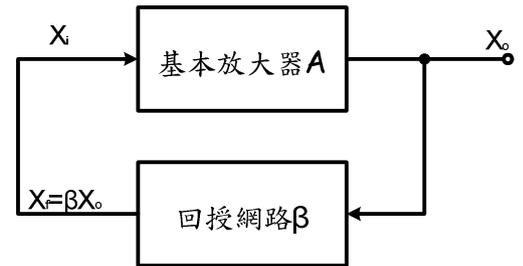
故巴克豪生準則可描述成：

$$\beta A = 1 \angle 2n\pi, n \text{ 為整數或 } \beta A = 1 \angle 0^\circ = -1 \angle 180^\circ = -1 \angle -180^\circ$$

(1).整個迴路總相位移為 0° 或 360° 。

(2).總迴路增益值為 1。

當符合上述條件時，就能維持輸出訊號等振幅。因為 β 、 A 會隨輸入頻率而改變，所以在電路剛啟動的瞬間，雜訊中包含了各種不同的頻率，卻只有一種能符合巴克豪生準則，經一段時間後，輸出便只剩下這種頻率。



圖(11-1-3) βA 迴路

8.振盪器工作時除了必須符合三個振盪條件以外，電路尚須搭配穩定的直流電源及要有頻率控制電路。

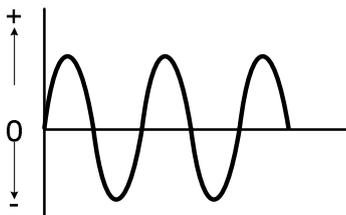
9.振盪器依迴路增益大小可分為如下四種：

(1). $|\beta A| = 1$ ：臨界振盪，輸出訊號為等幅波振盪器，輸出波形如圖(11-1-4-A)。

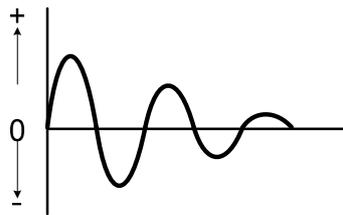
(2). $|\beta A| < 1$ ：無法振盪，形成如圖(11-1-4-B)所示之阻尼振盪(即減幅振盪)。輸出信號振幅逐漸減小，最後導致停止振幅。

(3). $|\beta A| > 1$ ：輸出信號振幅逐漸增大，形成如圖(11-1-4-C)所示之增長振盪現象；但其振幅輸出信號之振幅將被主動元件的非線性特性限制。

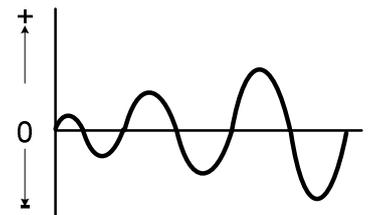
(4). $|\beta A|$ 略大於 1：實際應用上，常令 $|\beta A|$ 約超出 5% 以適應電路之漂移作用。



如圖(11-1-4-A) 臨界振盪



如圖(11-1-4-B) 阻尼振盪



如圖(11-1-4-C) 增長振盪

※11-2 低頻振盪器

※11-2-1 低頻振盪器

1.低頻振盪器又稱為音頻振盪器(AF)或 RC 振盪器。利用 RC 電路做成回授網路，可以產生適當的相位移，若再和放大器配合，就可以產生振盪訊號，典型的 RC 振盪器可分為相移振盪器、韋恩電橋振盪器及 T 型振盪器。

2.RC 振盪器最適合做音頻振盪器(100kHz 以下)，因為低頻率振盪器如果使用 LC 元件，則所需要的電感量底較大不適合。

3.RC 振盪器具有下列幾項特點：

(1).易於改變振盪頻率。

(2).不使用電感器。

(3).振盪器極易利用電壓或電流的線性關係來控制頻率。

(4).由於元件較小適合用於微型規模電路。

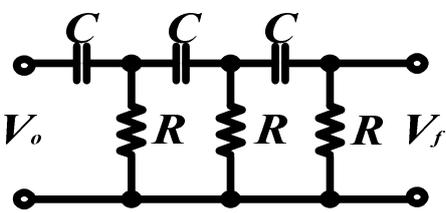
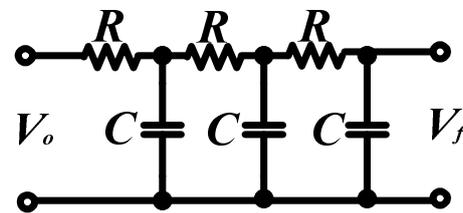
※11-2-2 RC相移振盪器

- 1.採用反相放大器，即放大器輸入及輸出呈現反相關係(倒相 180°)，故回授網路須再相移 180° ，如此才可滿足巴克豪生準則，總相位移 0° 或 360° 。
- 2.回授網路採用微分(超前)或積分(落後)RC相移方式，以完成正回授之振盪器。
- 3.單節RC串聯網路相位移角度小於 90° ，故欲完成 180° 的相位移至少需要三節RC相移電路。
- 4.每一節RC串聯網路相位移取等值方式，其 $\theta = \frac{180^\circ}{n}$ ($n \geq 3$ 且為正整數)。
- 5.若使用 n 節RC串聯網路，且電阻及電容均取等值方式，即 $R_1=R_2=R_3 = \dots = R_n=R$ ， $C_1=C_2=C_3 = \dots = C_n=C$ ，則其振盪頻率為：

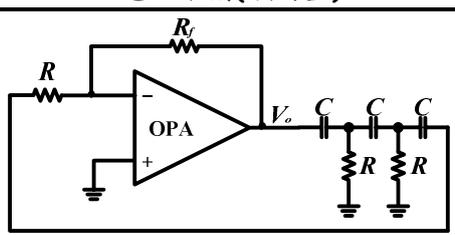
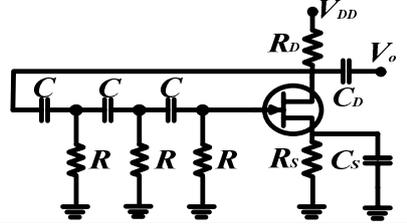
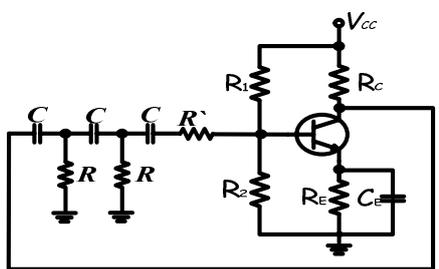
$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{2n}} \quad (\text{領前型})$$

$$f = \frac{\sqrt{2n}}{2\pi RC} \quad (\text{落後型})$$

- 6.三節RC串聯網路其結構有二種如圖(11-2-1A)及圖(11-2-1B)，其振盪之條件如表(11-2-1)。

	相位領前型RC串聯網路	相位落後型RC串聯網路
電路結構	 圖(11-2-1A)	 圖(11-2-1B)
回授因素 β	$-\frac{1}{29}$	$-\frac{1}{29}$
放大倍數 A_v	≥ 29	≥ 29
振盪頻率 f	$\frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$	$\frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$

- 6.RC相移振盪器採用具倒相 180° 的放大器條件如表(11-2-2)。

電路架構(領前型)	放大器條件	其他條件
	$\frac{R_f}{R} \geq 29$	
	$g_m(r_d // R_D) \geq 29$	
	$\beta \geq 29 \times \frac{R}{R_C} + 23 + 4 \times \frac{R_C}{R}$	$R = R' + (R_1 // R_2 // h_{ie})$ $f_o = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6 + 4 \left(\frac{R_C}{R} \right)}} \quad (\text{領前型})$ $f_o = \frac{\sqrt{6 + 4 \left(\frac{R_C}{R} \right)}}{2\pi RC} \quad (\text{落後型})$

※11-2-3 韋恩電橋振盪器

1. 韋恩電橋振盪器乃利用 OPA 之非反相放大，即輸出與輸入相位相同，故其回授網路不必相移 180° 。
2. 電路中分壓器使用負回授迴路，而 RC 網路使用正回授迴路，當 OPA 電路中同時有正/負回授存在時，如果要振盪就必須正回授大於負回授，此時虛接地的特性就不存在。

3. 電路分析：

- (1). 當電橋產生平衡時，對某個頻率會使電路變為純電阻性，純電阻性即沒有相移，因此 $\beta=0^\circ$ 即達到正回授條件。
- (2). 由 $R_1R_2C_1C_2$ 網路組成正回授，並決定振盪頻率及回授因素。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \quad \beta = \frac{1}{A_v}$$

- (3). 由 R_3R_4 網路組成負回授，並決定振盪迴路增益。

$$A_v = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

- (4). 故欲使韋恩電橋振盪器產生振盪，其條件必須符合

$$\frac{R_3}{R_4} \geq \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

- (5). 通常設計時取 $R_1=R_2=R$ ， $C_1=C_2=C$ ，則回授因素 β 呈現最大值 $\frac{1}{3}$ 。

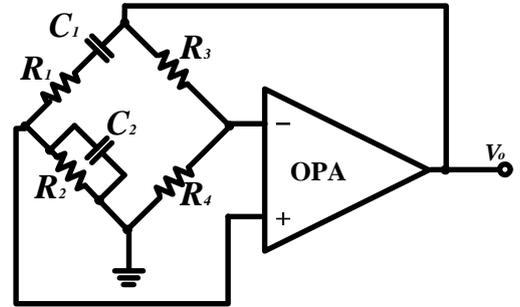
$$\textcircled{1} \text{振盪條件} \quad \frac{R_3}{R_4} \geq \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = 2$$

$$R_3 \geq 2R_4$$

$$\textcircled{2} \text{振盪頻率} \quad f = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\textcircled{3} \text{迴路增益} \quad A_v \geq 1 + \frac{R_3}{R_4} = 3$$

$$\textcircled{4} \text{回授因素} \quad \beta = \frac{1}{A_v} = \frac{1}{3}$$



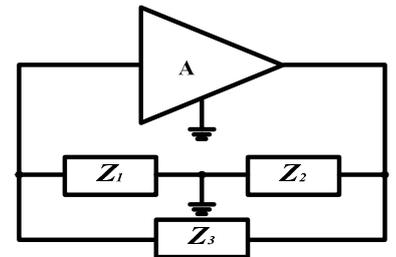
圖(11-2-3-1) 韋恩電橋振盪器

※11-3 高頻振盪器

※11-3-1 高頻振盪器

1. 高頻振盪器又稱為射頻振盪器(RF)或 LC 振盪器，電路結構如圖(11-3-1)。
2. 當頻率高於 100kHz 以上的正弦波訊號，就可以採用 LC 振盪器來產生，其振盪頻率由 LC 決定，即 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。

3. LC 振盪器為利用 LC 共振現象，頻率選擇性很高，所產生的正弦波非常良好。
4. 振盪原理仍然是 LC 正回授迴路相移 0° ，迴路增益 $|\beta A| \geq 1$ 。
5. 放大器採用具倒相 180° 之特性之放大電路，故回授網路須再相移 180° ，
6. 圖(11-3-1)為 LC 振盪器電路結構，表(11-3-1)為高頻振盪器 LC 組成電路種類。



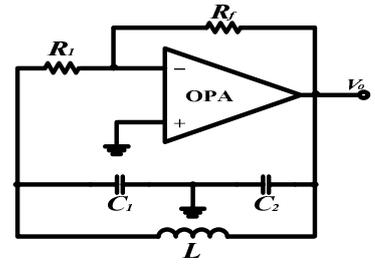
圖(11-3-1) LC 振盪器結構

振盪器類型	電抗元件		
	Z_1	Z_2	Z_3
考畢子振盪器(Colpitts)	C	C	L
哈特萊振盪器(Hartley)	L	L	C
密勒振盪器(Miller)	L(電感性晶體)	L(電感性調諧電路)	C
皮爾斯振盪器(Pierce)	C	C	L(電感性晶體)

※11-3-2 考畢子振盪器

1. 考畢子振盪器如圖(11-3-2)，採用 C_1 與 C_2 形成兩節回授網路，稱為“雙電容回授”，L 配合形成 LC 並聯諧振，當振盪時即受網路可形成倒相 180° ，故放大器採用具倒相 180° 的放大電路配合，而達到正回授形成振盪作用。其穩定性優於哈特萊振盪器，因此被大量應用在 LC 振盪器。

2. 振盪頻率 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}}$ $C_{eq} = C_1 // C_2 = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$ 。
3. 回授因素 $\beta = -\frac{X_1}{X_2} = -\frac{C_2}{C_1} = \frac{1}{A_v}$ 。
4. 迴路增益 $A_v = \frac{1}{\beta}$ 。

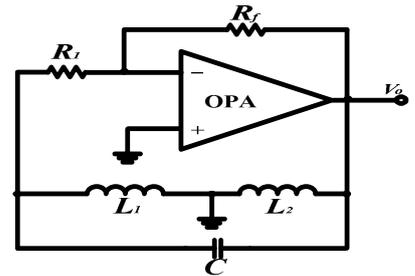


圖(11-3-2) 考畢子振盪器

※11-3-3 哈特萊振盪器

1. 哈特萊振盪器如圖(11-3-3)，採用 L_1 與 L_2 形成兩節回授網路，稱為“雙電感回授”， C 配合形成 LC 並聯諧振，當振盪時即受網路可形成倒相 180° ，故放大器採用具倒相 180° 的放大電路配合，而達到正回授形成振盪作用。

2. 振盪頻率 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C}}$ $L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M$ 。
3. 回授因素 $\beta = -\frac{X_1}{X_2} = -\frac{L_1}{L_2} = \frac{1}{A_v}$ 。
4. 迴路增益 $A_v = \frac{1}{\beta}$ 。



圖(11-3-3) 哈特萊振盪器

※11-3-4 石英晶體振盪器

1. 晶體振盪器在基本上，是一種利用壓電效應特性，通常是石英，作為調諧儲能電路的調諧電路振盪器，在高頻振盪器中石英晶體振盪的頻率是最穩定、最準確的。

2. 石英晶體的特性：

(1). 石英晶體為一種晶體型式，當機械力加於晶體面上時，則在晶體之另一面產生產生電位差，此晶體特性稱為壓電效應。

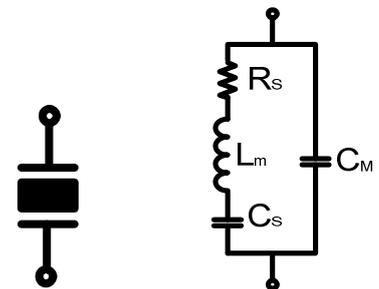
(2). 符號與等效電路：如圖(11-3-4)。

圖中 C_M ：代表晶體本身作電介質時兩極之間的電容器。

R_s ：代表晶體結構受振動時的機械摩擦力及電能的損耗。

L_m ：代表晶體本身發生振盪時的有效質量或慣性。

C_s ：代表晶體硬度的倒數，亦即在振動時的彈性。



圖(11-3-4)

石英晶體符號及等效電路

3. 每一晶體有其不同的頻率，而振盪頻率均與晶體之厚度成反比，厚度愈薄則振盪頻率愈高。

(1). 串聯諧振： C_M 忽略不計，則 $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_s}}$

(2). 並聯諧振： C_s 與 C_M 先串聯成 C_T ，再與 L_m 產生諧振，則

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_T}} \quad C_T = C_s // C_M = \frac{C_s \times C_M}{C_s + C_M} \text{ (因為 } C_s \text{ 甚小, 所以 } f_s \text{ 及 } f_p \text{ 甚為接近)}$$

4. 晶體的電抗特性，如圖(11-3-5)。

(1). 串聯諧振頻率時，阻抗為零，晶體呈現電阻性。

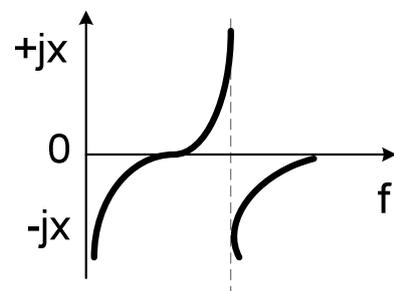
(2). 低於串聯諧振頻率時，晶體呈現電容性。

(3). 介於串聯諧振頻率與並聯諧振頻率之間的極窄頻率範圍內，晶體呈現電感性。

(4). 並聯諧振頻率時，晶體呈現極大之電感性阻抗。

(5). 高於並聯諧振頻率時，晶體呈現電容性。

5. 應用電路時通常利用石英晶體之電感特性。



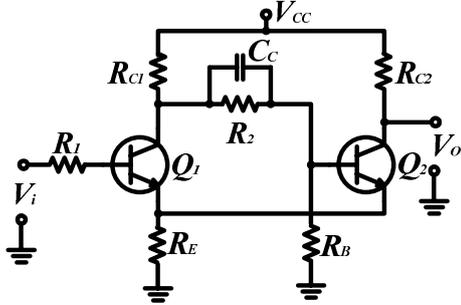
圖(11-3-5)

石英晶體電抗與頻率的變化曲線

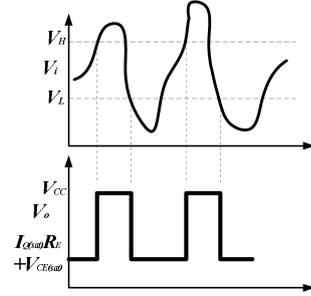
※11-4 樞密特觸發電路

※11-4-1 電晶體樞密特觸發電路

- 樞密特觸發電路：(1).又稱為波形整形電路，可將雜亂無章的信號或非方波類比信號，轉換為方波數位信號。
(2).可消除開關彈跳效應的影響。
(3).可提高雜訊抑制能力。
- 由電晶體組成的樞密特觸發電路，如圖(11-4-1)。



圖(11-4-1A) 樞密特觸發電路



圖(11-4-1B) 樞密特觸發電路的整形作用

- 當電源接通時，因為輸入信號未輸入，所以 Q_1 截止， Q_2 導通(飽和狀態)，故可得到 V_U (上限電壓)，即

$$I_{E2} = \frac{V_{CC} - 0.2V}{R_{C2} + R_E} \quad V_{o1} = V_{CE2} + I_{E2} \times R_E = 0.2V + (I_{E2} \times R_E) \quad V_U = V_{BE1} + I_{E2} \times R_E$$

欲使 Q_1 導通，則輸入 V_i 電壓需大於 V_U 電壓。

- 當 Q_1 導通後， Q_2 截止，故可得到 V_D (下限電壓)，即

$$I_{E1} = \frac{V_{CC} - 0.2V}{R_{C1} + R_E} \quad V_{o2} = V_{CC} \quad V_D = V_{BE1} + I_{E1} \times R_E$$

欲使 Q_2 導通， Q_1 截止則輸入 V_i 電壓需小於 V_D 電壓。

- 遲滯電壓值 $V_H = V_U - V_D = (I_{E2} - I_{E1}) \times R_E$ ，應用上 V_D 必須小於 V_U ，所以電路設計時必須 $R_{C1} > R_{C2}$ 。

※11-4-2 由運算放大器組成樞密特觸發電路

- 反相輸入型樞密特觸發電路

- 電路結構如圖(11-4-2-1)。

- 分析：

$$V_- = V_i$$

$$V_+ = (V_o - V_{ref}) \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ref} = V_o \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{ref} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ref}$$

$$= V_o \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ref} \times \left(-\frac{R_2}{R_1 + R_2} + 1 \right) = V_o \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ref} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

- ①當 $V_o = +V_{CC}$ 時，且 $V_- > V_+$ ，則 $V_o = -V_{CC}$

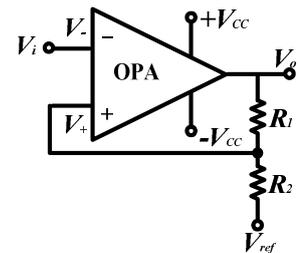
$$\therefore V_i > +V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ref} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ 時，} V_o \text{ 由 } +V_{CC} \text{ 轉變為 } -V_{CC}。$$

$$\text{定義上臨限電壓 } V_U = +V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ref} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

- ② $V_o = -V_{CC}$ 時，且 $V_- < V_+$ ，則 $V_o = +V_{CC}$

$$\therefore V_i < -V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ref} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ 時，} V_o \text{ 由 } -V_{CC} \text{ 轉變為 } +V_{CC}。$$

$$\text{定義下臨限電壓 } V_D = -V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ref} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



圖(11-4-2-1)

反相輸入型樞密特觸發電路
(轉態， V_o 由 $+V_{CC}$ 轉變為 $-V_{CC}$)

即 $V_i > V_U$ 時，則 $V_o = -V_{CC}$

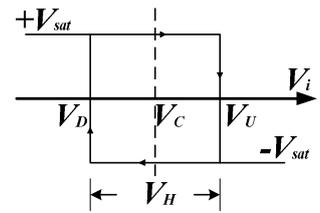
(轉態， V_o 由 $-V_{CC}$ 轉變為 $+V_{CC}$)

即 $V_i < V_D$ 時，則 $V_o = +V_{CC}$

③輸入/輸出特性曲線如圖(11-4-2-2)。其中

$$V_H = V_U - V_D = 2V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_C = \frac{1}{2}(V_U + V_D) = V_{ref} \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

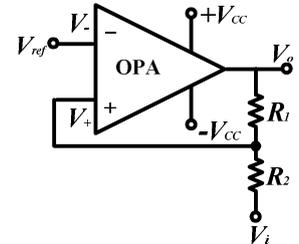


圖(11-4-2-2)輸入/輸出特性曲線

2. 非反相輸入型樞密特觸發電路

(1). 電路結構如圖(11-4-2-1)。

(2). 分析：



圖(11-4-2-1)

反相輸入型樞密特觸發電路

(轉態, V_o 由 $+V_{CC}$ 轉變為 $-V_{CC}$)

$$V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} > +V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times$$

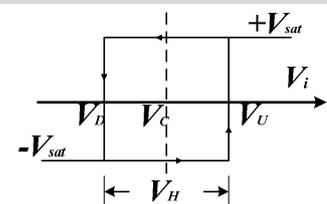
$$V_i < V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1} \text{ 時, } V_o$$

即 $V_i < V_D$ 時, 則 $V_o = -V_{CC}$

(轉態, V_o 由 $-V_{CC}$ 轉變為 $+V_{CC}$)

$$V_i > V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} + V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1} \text{ 時, } V_o$$

即 $V_i > V_U$ 時, 則 $V_o = +V_{CC}$



圖(11-4-2-2)輸入/輸出特性曲線

③輸入/輸出特性曲線如圖(11-4-2-2)。其中

$$V_H = V_U - V_D = 2V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_C = \frac{1}{2}(V_U + V_D) = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

① 當 $V_o = +V_{CC}$ 時, 且 $V_- > V_+$, 則 $V_o = -V_{CC}$

$$\therefore V_{ref} > +V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_i \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} + V_i$$

$$V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1} > V_i$$

由 $+V_{CC}$ 轉變為 $-V_{CC}$ 。

定義下臨限電壓 $V_D = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1}$

② $V_o = -V_{CC}$ 時, 且 $V_- < V_+$, 則 $V_o = +V_{CC}$

$$\therefore V_{ref} < -V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_i \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

由 $-V_{CC}$ 轉變為 $+V_{CC}$ 。

定義上臨限電壓 $V_U = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1} + V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1}$

※11-5 方波產生電路

※11-5-1 多諧振盪器

1. 將主動元件工作於非線性區域內, 使兩個主動元件交替工作於飽和及截止狀態, 使輸出造成嚴重的失真, 致使輸出波形中具有諧波, 未之多諧振盪器。

2. 多諧振盪器的分類: 方波在數位電路中是主要的訊號波形, 在許多較精密的儀器和控制系統中也作為控制訊號。

(1). 雙穩態多諧振盪器或稱為正反器: 該電路有兩個穩定狀態, 若電路的輸入端獲得一外來觸發信號, 將使整個工作狀態反轉, 並維持在此一狀態至下一個外來觸發信號時才做改變, 主要應用於邏輯電路。

(2).單穩態多諧振盪器或稱為單擊多諧振盪器：該電路只有在輸入端每次接收到觸發脈衝時才產生出一個單獨的矩形輸出脈波，其寬度的大小為電路元件(RC 值)的函數。

(3).無穩態多諧振盪器或稱自激多諧振盪器：此種振盪器不需要外加激發信號，只要設計妥當即可提供一連串輸出。

※11-5-2 無穩態多諧振盪器

1.電晶體組成無穩態多諧振盪器。

(1).電路結構如圖(11-5-2-1)， R_{B1} 、 R_{B2} 分別提供 Q_1 及 Q_2 之順向偏壓，他有兩個暫態：分別為 Q_1 截止 Q_2 飽和，及 Q_1 飽和 Q_2 截止。

(2).電路分析

①當 Q_1 截止時 Q_2 飽和導通， C_1 經由 R_{B1} 向 Q_2 放電，其放電時間為：

$$T_1 = 0.693R_{B1}C_1 \doteq 0.7R_{B1}C_1$$

②當 Q_1 飽和導通時 Q_2 截止， C_2 經由 R_{B2} 向 Q_1 放電，其放電時間為：

$$T_2 = 0.693R_{B2}C_2 \doteq 0.7R_{B2}C_2$$

③整個電路的週期為：

$$T = T_1 + T_2 = 0.7R_{B1}C_1 + 0.7R_{B2}C_2 = 0.7(R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2)$$

④振盪頻率：

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.7(R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2)} = \frac{1.4}{R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2}$$

⑤若設計時， $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ ， $C_1 = C_2 = C$ ，則此為對稱型多諧振盪器，輸出為一對稱方波。因為 $R_{B1}C_1 = R_{B2}C_2 = R_B C$ ，所以

$$\text{週期為：} T = 1.4R_B C$$

$$\text{振盪頻率：} f = \frac{1}{T} = \frac{0.7}{R_B C}$$

⑥集極輸出方波電壓為： $V_o = V_{CC} - V_{(sat)} \doteq V_{CC}$

(3).飽和條件： $\beta \times R_C \geq R_B$

$$\text{① } I_{B1} = \frac{V_{CC} - 0.8V}{R_{B1}}$$

$$\text{② } I_{C1(sat)} = \frac{V_{CC} - 0.2V}{R_{C1}} \doteq \frac{V_{CC}}{R_{C1}}$$

2.OPA 組成無穩態多諧振盪器(弛緩振盪器)。

(1).電路結構如圖(11-5-2-2)可分為三個部分，①輸出電壓經 R_1 、 R_2 分壓接到同向輸入端為正回授迴路。②R、C 組成的充放電迴路，輸出電壓經由 R 向 C 充電。③OPA 組成比較器。

(2).電路分析

① R_1 、 R_2 組成正回授迴路，回授因素 $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

②兩個轉態電壓點分別為

$$V_U = +V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = +V_{CC} \times \beta$$

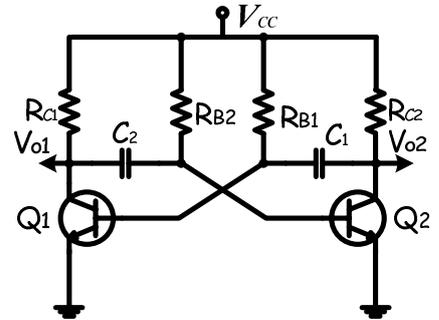
$$V_D = -V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -V_{CC} \times \beta$$

當 $V_C = V_U$ 時，則 $V_o = -V_{CC}$ ，

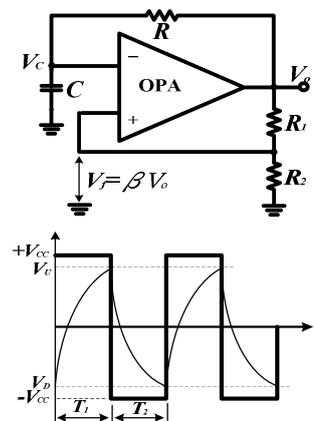
當 $V_C = V_D$ 時，則 $V_o = +V_{CC}$ ，如圖右波形

③振盪週期： $T = T_1 + T_2 = 2RC \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right) = 2RC \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$

④振盪頻率： $f = \frac{1}{T}$ ，因 $T_1 = T_2$ ，故輸出為方波。



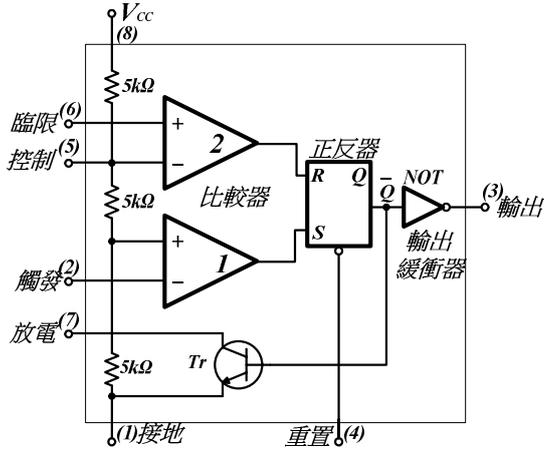
圖(11-5-2-1)
電晶體無穩態多諧振盪器



圖(11-5-2-2) OPA
無穩態多諧振盪器

3.NE555 組成無穩態多諧振盪器。

(1).NE555 定時器結構，內有一個 RS 正反器，一個放電電晶體，兩個比較器，三個相同大小的電阻器，再加上一個輸出緩衝器(或反相器)，如圖(11-5-2-3)所示。



圖(11-5-2-3)NE555 定時器內部結構

(2).在圖(11-5-2-4)中，各接腳功能如敘述：

- ①第 1 腳(接地 Ground)：為共用接點。
- ②第 2 腳(觸發 Trigger)：若小於 $\frac{1}{3} V_{cc}$ ，則 S 腳輸出“1”，否則必為“0”。
- ③第 3 腳(輸出 Output)：輸出脈波。
- ④第 4 腳(重置 Reset)：當加入“0”時， $\bar{Q} = 1$ ，輸出為低態，若不使用時與 V_{cc} 連接在一起，防止誤動作。

⑤第 5 腳(控制 Control)：此接點電壓為 $\frac{2}{3} V_{cc}$ ，與第六腳形成比較器輸入，亦可改變時序週期大小，若不使用時則最好加入一 $0.1 \mu F$ 之旁路電容，以防止雜訊干擾。

⑥第 6 腳(臨限 Threshold)：若大於 $\frac{2}{3} V_{cc}$ ，則 R 腳輸出“1”，若小於 $\frac{2}{3} V_{cc}$ ，則 R 腳輸出“0”。

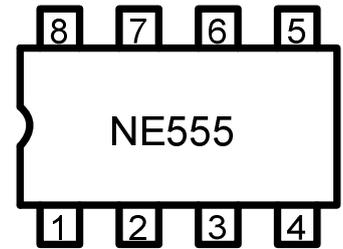
⑦第七腳(放電 Discharge)：當 Tr 不導通時，沒作用，當 Tr 因 $\bar{Q} = 1$ 時而導通，則外接電容之電壓經由第七腳藉由 Tr 放電。

⑧第八腳(電源 Source)：工作電壓為 4.5V~16V。

555 的輸出控制權優先順序：腳 4 > 腳 2 > 腳 6，輸出由腳 2 及腳 6 的電壓決定，若有衝突以腳 2 作為判斷依據。

(3).NE555 內部 RS 正反器真值表及控制電壓：

V_6 (上比較器)	V_2 (下比較器)	R	S	Q	\bar{Q}		V_o
$V_6 < \frac{2}{3} V_{cc}$	$V_2 > \frac{1}{3} V_{cc}$	0	0	Q	\bar{Q}		不變
$V_6 < \frac{2}{3} V_{cc}$	$V_2 < \frac{1}{3} V_{cc}$	0	1	1	0	充電	高態
$V_6 > \frac{2}{3} V_{cc}$	$V_2 > \frac{1}{3} V_{cc}$	1	0	0	1	放電	低態
$V_6 > \frac{2}{3} V_{cc}$	$V_2 < \frac{1}{3} V_{cc}$	1	1	X	X		



圖(11-5-2-4)

NE555 定時器接腳圖

(3).無穩態多諧振盪器如圖(11-5-2-5)所示。

①當電源接上後，電容器經由 $V_{cc} \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow C$ 之路經開始充電(此時輸出端為高態)，當 V_c 電壓達到 $\frac{2}{3} V_{cc}$ 時，OPA2

輸出為“1”， $R = 1$ ， $\bar{Q} = 1$ ，Tr 導通，外接電容之電壓經由 $R_2 \rightarrow$ 第七腳藉由 Tr 放電。輸出端轉為低態。

②當 V_c 電壓放電介於 $\frac{2}{3} V_{cc} \sim \frac{1}{3} V_{cc}$ 時，OPA1 及 OPA2 輸出均為“0”，輸出狀態維持低態。

③當 V_c 電壓下降至 $\frac{1}{3} V_{cc}$ 時，OPA1 輸出為“1”， $S = 1$ ， $\bar{Q} = 0$ ，Tr 截止，放電結束，電容器又開始充電，輸出端轉為高態。

④當 V_C 電壓充電介於 $\frac{1}{3}V_{CC} \sim \frac{2}{3}V_{CC}$ 時，OPA1 及 OPA2 輸出均

為“0”，輸出狀態維持高態。直到達到 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 時，重複步驟①，

如此循環由第三腳輸出脈波，直至電源 OFF 為止。

⑤充電所需時間 $T_1 = 0.7(R_1 + R_2) \times C$ 。

放電所需時間 $T_2 = 0.7(R_2) \times C$ 。

週期時間

$T = T_1 + T_2 = 0.7(R_1 + R_2) \times C + 0.7(R_2) \times C = 0.7(R_1 + 2R_2) \times C$ 。

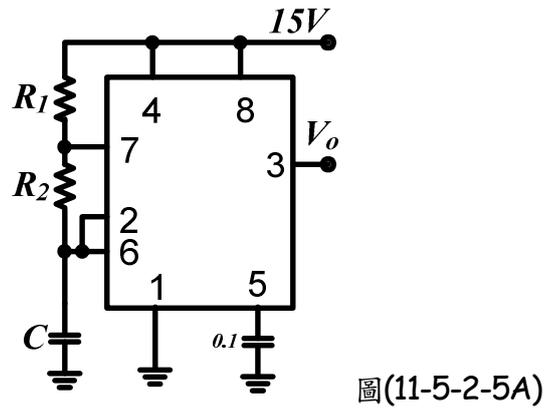
振盪頻率

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.7(R_1 + 2R_2)C} = \frac{1.4}{(R_1 + 2R_2)C}$$

工作週期

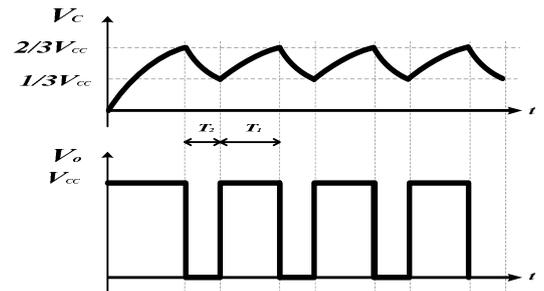
$$D = \frac{0.7(R_1 + R_2)C}{0.7(R_1 + 2R_2)C} = \frac{(R_1 + R_2)}{(R_1 + 2R_2)} \times 100\%$$

電容兩端電壓 $V_C = \frac{2}{3}V_{CC} - \frac{1}{3}V_{CC} = \frac{1}{3}V_{CC}$ 。



圖(11-5-2-5A)

NE555 定時器無穩態多諧振盪器



圖(11-5-2-5B) 振盪波形

4. NE555 組成舒密特觸發電路。

(1) 如圖(11-5-2-6)所示為 NE555 組成的舒密特觸發電路及其波形。

① $0.1\mu F$ 電容器為消除雜訊。

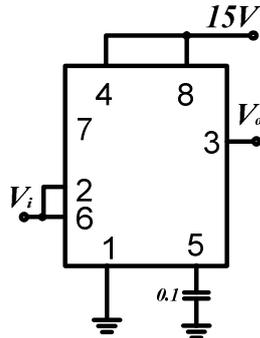
② $V_U = \frac{2}{3}V_{CC}$ 。

③ $V_D = \frac{1}{3}V_{CC}$ 。

④ $V_H = V_U - V_D = \frac{1}{3}V_{CC}$ 。

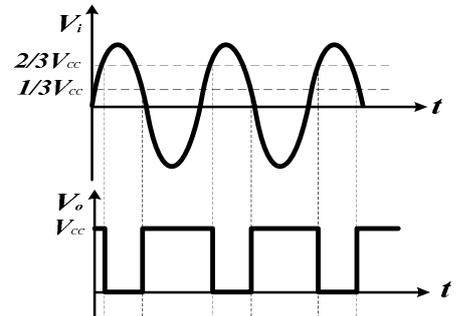
⑤ 當 $V_i > V_U$ 時， $V_o = 0$ 。

當 $V_i < V_D$ 時， $V_o = V_{CC}$ 。



圖(11-5-2-6A)

NE555 組成舒密特觸發電路



圖(11-5-2-6B) 輸入/輸出波形

※11-5-3 單穩態多諧振盪器

1. 電晶體組成單穩態多諧振盪器。

(1) 電路結構如圖(11-5-3-1)，當輸入端接收到觸發脈波信號時，輸出端才產生脈波輸出。

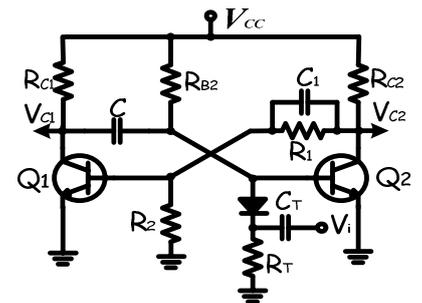
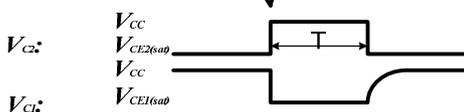
(2) C_T 、 R_T 組成微分電路，並於 D 二極體導通時提供電晶體 Q_2 B 腳負尖波。

(3) C_1 為加速電容(可加速移除基極中的少數載子使得電晶體由飽和進入截止的時間縮短)。

(4) R 、 C 決定單穩態多諧振盪器之脈波週期， $T = 0.693RC \approx 0.7RC$ 。

觸發脈波

微分負尖波



圖(11-5-3-1)

電晶體單穩態多諧振盪器

2. NE555 組成單穩態多諧振盪器。

(1). 如圖(11-5-3-2)所示為 NE555 組成的單穩態多諧振盪器及其波形。

① 當電源接上後， $V_2 > \frac{1}{3} V_{CC}$ ， $V_6 < \frac{2}{3} V_{CC}$ ，OPA1 及 OPA2 均輸出為“0”，

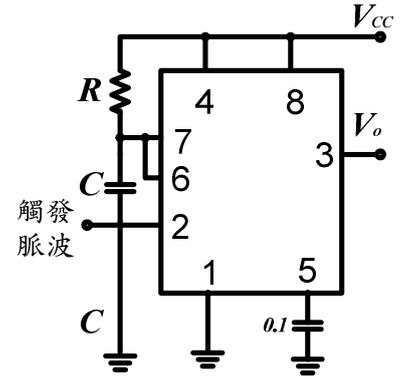
狀態不變。假設此時輸出為低態，Tr 導通，電容器被短路無法充電。

② 當腳 2 觸發脈波輸入時(負脈波)， $V_2 < \frac{1}{3} V_{CC}$ ，OPA2 輸出為“1”，因此輸

出電壓變為高態，電容器經由 $V_{CC} \rightarrow R \rightarrow C$ 之路經開始充電，當 V_C 電壓達到 $\frac{2}{3} V_{CC}$ 時，OPA1 輸出為“1”，

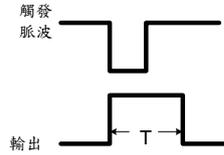
$R=1$ ， $Q=1$ ，Tr 導通，外接電容之電壓經由第七腳藉由快速放電。輸出端轉為低態。電路回復到原來狀態。

(2). RC 決定脈波週期 $T=1.1RC$ 。



圖(11-5-3-2A)

NE555 組成的單穩態多諧振盪器



圖(11-5-3-2B)

波形

※11-5-4 雙穩態多諧振盪器

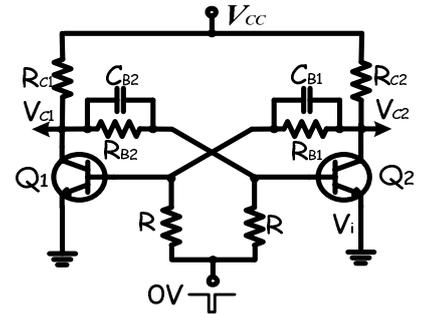
1. 電晶體組成雙穩態多諧振盪器。電路結構如圖(11-5-4-1)所示，當電路無觸發信號時，電晶體會持續維持在一個飽和一個截止兩個暫態，一旦外加觸發信號(負脈波)時，飽和的電晶體會立即截止，而截止的電晶體會立即轉變為飽和，且持續穩定直到下一個觸發信號輸入時。

2. 電路分析

(1). 當電源接上瞬間且沒有外加觸發信號時， R_{C2} 及 R_{B1} 形成電晶體 Q_1 之順向電壓， R_{C1} 及 R_{B2} 形成電晶體 Q_2 之順向電壓，故 Q_1 、 Q_2 均導通。此時 C_{B1} 及 C_{B2} 會被充電，若 $\beta_1 > \beta_2$ ，則 $I_{C1} > I_{C2} \rightarrow V_{C1} < V_{C2} \rightarrow V_{B2} < V_{B1} \rightarrow I_{B2} < I_{B1} \rightarrow I_{C2} < I_{C1}$ ，如此循環將導致 Q_1 飽和， $V_{CE1} \approx 0.2V$ ， Q_2 截止， $V_{CE2} \approx V_{CC}$ 。

(2). 當外加觸發信號(負脈波)於 Q_1 、 Q_2 之基極時， Q_2 會維持截止狀態，而電晶體 Q_1 會因基極電壓下降而截止， $V_{CE1} \approx V_{CC}$ ， Q_2 因此飽和， $V_{CE2} \approx 0.2V$ 。若不在外加觸發信號則電路維持此穩定狀態，直到下一個觸發負脈波發生為止，狀態才會改變。

(3). C_{B1} 及 C_{B2} 主要在加速電晶體截止，故稱為加速電容。



圖(11-5-4-1)

電晶體雙穩態多諧振盪器

※11-6 三角波產生器

1. 電路結構如圖(11-6-1)所示，及波形如圖(11-6-2)所示。

2. 電路分析

(1). OPA1 為比較器電路，並與 R_1 、 R_2 組成施密特觸發電路，故 V_{o1} 輸出為方波。

(2). OPA2 與 R 、 C 組成積分電路， V_o 輸出為三角波。

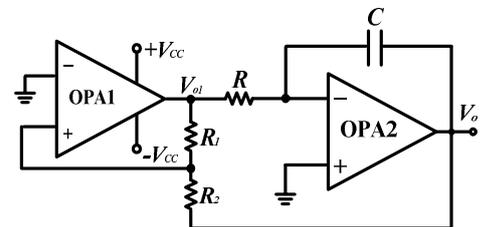
(3). 振盪週期：

$$T_1 = 2 \frac{R_2}{R_1} RC$$

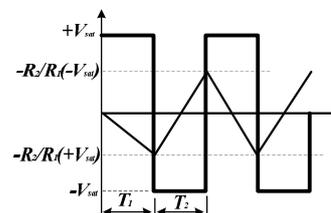
$$T_2 = 2 \frac{R_2}{R_1} RC \quad T = T_1 + T_2 = 4 \frac{R_2}{R_1} RC$$

(4). 振盪頻率：

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_1}{4R_2RC}$$



圖(11-6-1)三角波產生器



圖(11-6-2)輸出波形