

第 3 章

混頻器電路設計與直流偏移電壓分析

3.1 混頻器設計考量

應用在 GPS 上的混頻器，線性度的設計極為重要，非線性效應使得增益飽和，雜訊的干擾、IIP3 與 1dB 皆為線性度的指標。所以這一節要介紹 1dB 折斷點 (1-dB compression point) 以及輸入三階截斷點 (Input Third order intercept point) IIP3。

3.1.1 非線性效應 1dB 轉折點

在一般電路應用上，小訊號系統響應通常可以用線性模型去等效近似，在接收機中，由於高頻訊號的鄰近頻帶雜訊干擾，經過接收機的降頻後，雜訊很容易對電路造成影響，且線性度的好壞也會影響到混波器的增益。對於一個非線性的系統，假設輸入為 $x(t)$ ，輸出為 $y(t)$ ，我們可以利用 (3.1) 式去表示

$$y(t) \approx \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) \quad (3.1)$$

假設輸入訊號為 $x(t) = A \cos wt$ ， $y(t)$ 可以近似成

$$y(t) \approx \alpha_1 A \cos wt + \alpha_2 A^2 \cos^2 wt + \alpha_3 A^3 \cos^3 wt \quad (3.2)$$

$$\approx \alpha_1 A \cos wt + \alpha_2 A^2 \frac{1 + \cos 2wt}{2} + \alpha_3 A^3 \frac{\cos 3wt + 3 \cos wt}{4} \quad (3.3)$$

$$\approx \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos wt + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2wt + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3wt \quad (3.4)$$

輸入 $x(t) = A \cos wt$ 為單一的頻率信號至非線性的系統響應，輸出 $y(t)$ 則為很多倍頻頻率信號，其中 w 為基頻信號，而 $2w, 3w$ 為諧波。當輸入訊號的增強時，諧波的效應將會影響到混波器的接收能力，假設差動對的輸入輸出特性曲線為非線性如圖 3.1，其中 $x(t) = V_{in} = A \cos wt$ 而 $y(t) = V_{OUT}$ ， $y(t)$ 中的 $\cos wt$ 項可以簡化成 $\alpha_1 + \frac{3\alpha_3 A^2}{4} A \cos wt$ ， $A \cos wt$ 項的係數為差動放大器的增益，係數為 $\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4}$ ，其中 α_1 為線性的增益，一般來說線性電路中增益為固定值，輸入與輸出電壓或功率應為一線性關係。如果輸入電壓的大小 A 變大，導致電路的增益會操作到飽和，輸出輸入不再是線性關係。而 1dB 轉折點定義在輸入特定的電壓或是功率值，實際的輸出電壓或功率較理想的輸出電壓或功率值

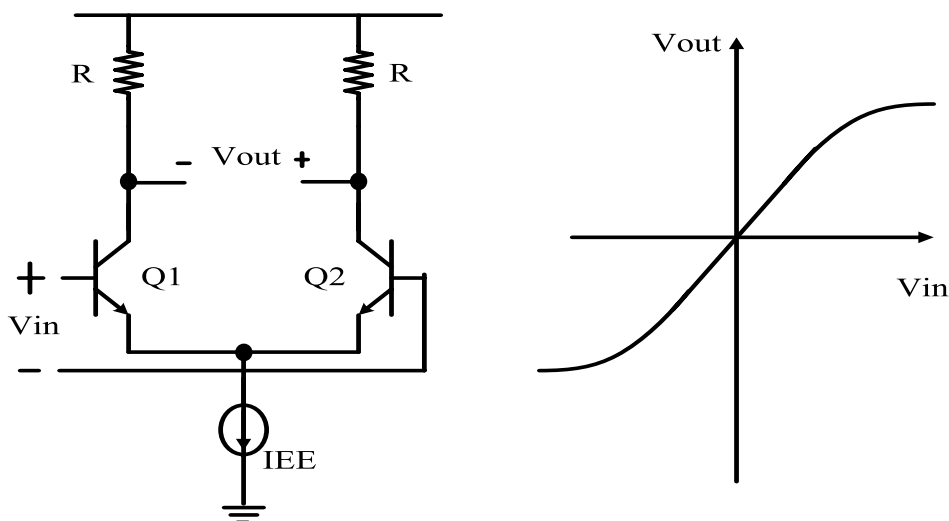


圖 3.1: 差動放大器與輸入輸出特性曲線

低 1dB, 此特定的電壓或功率值稱為 1dB 轉折點。假設 $\alpha_3 < 0$, 當 $20\log\frac{3\alpha_3 A^3}{4} = -1\text{dB}$ 時, $A = A_{-1\text{dB}}$, 1dB 轉折點也為判斷線性度的規格之一。

$$20\log|\alpha_1 + \frac{3}{4}A_{-1\text{dB}}^2| = 20\log|\alpha_1| - 1\text{dB} \quad (3.5)$$

$$A_{-1\text{dB}} = \sqrt{0.145\left|\frac{\alpha_1}{\alpha_3}\right|} \quad (3.6)$$

3.1.2 交互調變 輸入三階截斷點

當輸入兩頻率相近的頻率至非線性系統中, 兩輸入信號的諧波頻率會互相做調變 (相乘) 產生頻率的差與和。假設輸入訊號為 $x(t) = A_1\cos w_1 t + A_2\cos w_2 t$ 帶入 (3.1) 式中

$$y(t) = \alpha_1(A_1\cos w_1 t + A_2\cos w_2 t) + \alpha_2(A_1\cos w_1 t + A_2\cos w_2 t)^2 + \alpha_3(A_1\cos w_1 t + A_2\cos w_2 t)^3 \quad (3.7)$$

將上式簡化整理可以得到 w_1 、 w_2 、 $(w_1 \pm w_2)$ 、 $(2w_1 \pm w_2)$ 、 $(w_1 \pm 2w_2)$ 頻率的係數

$$w_1 \Theta w_2 = \left(\alpha_1 A_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2}A_1 A_2^2\right)\cos w_1 t + \left(\alpha_1 A_2 + \frac{3}{4}\alpha_3 A_2^3 + \frac{3}{2}A_1 A_2^2\right)\cos w_2 t \quad (3.8)$$

$$w_1 \pm w_2 = \alpha_1 A_1 A_2 \cos(w_1 + w_2)t + \alpha_2 A_1 A_2 \cos(w_1 - w_2)t \quad (3.9)$$

$$2w_1 \pm w_2 = \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2w_1 + w_2)t + \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2w_1 - w_2)t \quad (3.10)$$

$$w_1 \pm 2w_2 = \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(w_1 + 2w_2)t + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(w_1 - 2w_2)t \quad (3.11)$$

我們假設接收機頻帶上有兩相鄰的強干擾信號 w_1 、 w_2 ，經由交互調變後 $2w_1 - w_2$ 、 $w_1 - 2w_2$ 兩頻率信號很接近 w_1 和 w_2 ，此兩頻率在接收機的欲接收的頻率上將會造成影響。當輸入訊號較小時，輸出訊號比線性容易接收到信號，隨著輸入訊號大小變大，輸出出現非線性效應，三階交互調變項的干擾增加，當輸出接收訊號功率與三階調變干擾的功率相等時，此輸出端的功率為輸出三階截斷點，輸入端的功率為輸入三階截斷點，假設輸入訊號在往上增加，輸出端干擾信號的將大於基頻信號(欲得訊號) 功率，當(3.12) 式中的 $A=A_1=A_2$ ，假設 $\alpha_1 \gg \frac{9\alpha_3 A^2}{4}$ ，輸出 $y(t)$ 可以改寫為

$$y(t) = (\alpha_1 + \frac{9}{4}\alpha_3 A^2)A \cos w_1 t + (\alpha_1 + \frac{9}{4}\alpha_3 A^2)A \cos w_2 t + \frac{3}{4}\alpha_3 A^3 \cos(2w_1 - w_2)t + \frac{3}{4}\alpha_3 A^3 \cos(2w_2 - w_1)t \quad (3.12)$$

其中 α_1 為基頻增益， w_1 、 w_2 與 $2w_1 - w_2$ 、 $2w_2 - w_1$ 的大小相同，則 $A=A_{IP3}$ 。

$$|\alpha_1|A_{IP3} = \frac{3}{4}|\alpha_3|A_{IP3}^3 \quad (3.13)$$

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3}|\frac{\alpha_1}{\alpha_3}|} \quad (3.14)$$

1dB轉折點與 IIP3的關係

$$A_{-1dB} = \sqrt{0.145|\frac{\alpha_1}{\alpha_3}|} \quad (3.15)$$

$$A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3}|\frac{\alpha_1}{\alpha_3}|} \quad (3.16)$$

$$\frac{A_{-1dB}}{A_{IP3}} = 20 \log\left(\frac{\sqrt{0.145}}{\sqrt{\frac{4}{3}}}\right) \approx -9.6dB \quad (3.17)$$

3.2 輸入直流偏移電壓的效應

混頻器輸入有偏移電壓，可能來自偏壓電路上的電阻值變動或是輸入訊號本身有偏移電壓，這些輸入偏移電壓會造成 GPS 混頻器的特性變差，混波器輸出端會產很多諧波效應和輸出直流電壓(3.23) 式，也會使差動輸入的線性範圍變小或是電流切換的不平均，如果輸入偏移電壓過大，也會導致混頻器的差動對無法正常切換，這一節要了解差動放大器與混頻器的輸入偏移電壓的計算的方法。

3.2.1 差對放大器輸入偏移效應的計算

差動放大器的輸入有偏移電壓 V_{OS} 如圖3.2，偏移電壓會到影響差動對的電流切換， I_{EE} 與 V_{in1} 的推導如下。

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\left(\frac{V_{in1}+V_{OS}}{V_T}\right)} \quad (3.18)$$

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-\frac{V_{in1} + V_{OS}}{V_T}}} \quad (3.19)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\frac{V_{in1} + V_{OS}}{V_T}}} \quad (3.20)$$

在沒有輸入差動電壓即 $V_{in}=0$ 時, I_{C1} 會等於 I_{C2} 。從 (3.19),(3.20) 式中,可以得到輸入的差動電壓偏移了一個 V_{OS} 如圖3.4。在 $V_{in}=-V_{OS}$ 時,差動對的輸出電流 I_{C1},I_{C2} 才會相等,這也表示輸入的線性範圍也縮小了 $50mV$ 。由小訊號分析我們可以推導出差動放大器的增益為 $A=-g_m R$,而輸出直流偏移電壓為 $V_{OUT}=AV_{OS}$ 。

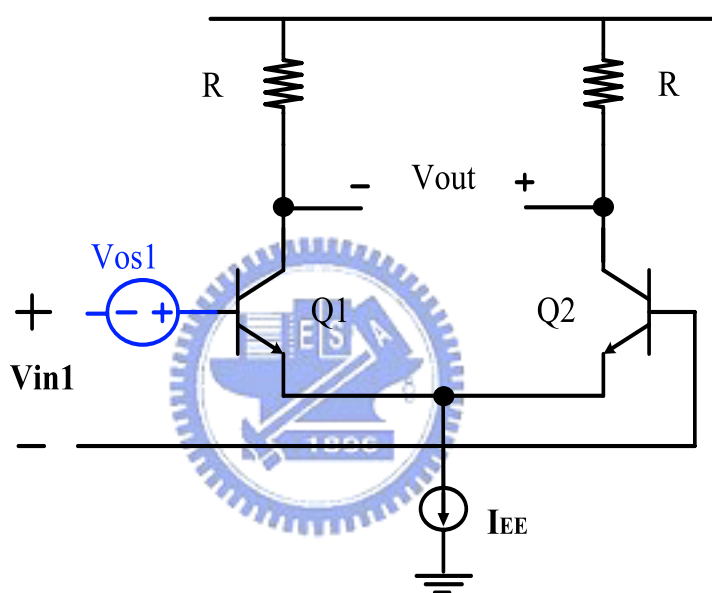


圖 3.2: 含有偏移電壓的差動對電路圖

3.2.2 混頻器輸入偏移效應的計算

混頻器輸入兩組有偏移電壓的訊號分別為 V_{in1}, V_{in2} ,而混頻器的增益為 A_V ,並假設混頻器正常工作,我們去計算出有輸入偏移電壓下對混頻器的輸出有那些效應。在圖3.3中,假設 V_{OS1} 與 V_{OS2} 分別 V_{in1} 與 V_{in2} 的偏移電壓,並概略的推導如下

$$V_{in1} = A_1 \cos \omega_1 t \quad (3.21)$$

$$V_{in2} = A_2 \cos \omega_2 t \quad (3.22)$$

$$V_{OUT} = A_V \left[\frac{A_1 A_2}{2} (\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t) + A_1 V_{OS2} \cos \omega_1 t + A_2 V_{OS1} \cos \omega_2 t + V_{OS1} V_{OS2} \right] \quad (3.23)$$

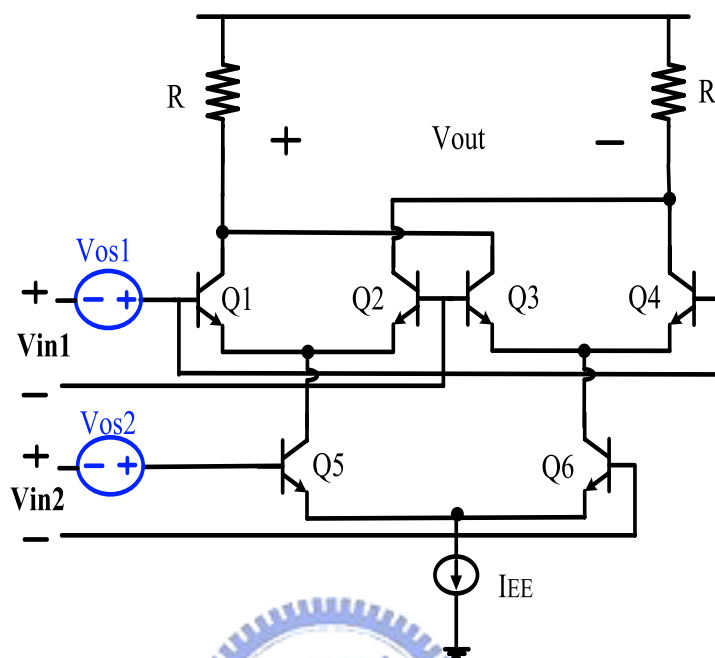


圖 3.3: 含有偏移電壓的混頻器電路圖

由 (3.23) 式可以得到輸出直流偏移電壓為

$$V_{OUT} = A_V V_{OS1} V_{OS2} \quad (3.24)$$

在混頻器有輸入偏移電壓的情況下，輸出有 w_1, w_2 的雜訊訊號和輸出的直流偏壓，如圖 3.3 我們也可以假設 $V_{OS1}=0$ ，則可以輸出直流偏移電壓減小和雜訊降低，但是 V_{OS2} 若大於 $150mV$ ，混頻器就無法正常工作。

3.3 偏移電壓對差對放大器與混波器的模擬

3.3.1 偏移電壓對差動放大器的模擬

上一節介紹了差動放大器的輸入偏移電壓的數學推導，這節是模擬差動放大器有偏移電壓的時候，輸出電壓的直流位準偏移。我們先將偏移電壓 $V_{OS}=-5mV$ 加在差動對的輸入上如圖 3.2，設計尾電流為 $I_{EE}=320\mu A$ ，輸入 $V_{in}=0.02 \cdot \cos(2\pi f_1)t$ ， f_1 輸入訊號頻率為 $100KHz$ ，並由圖 3.5 得知曲線的 X 軸移動了 V_{OS} ，如果輸入電壓差 V_{in} 變動到 $50mV$ 以上，單端輸出電壓的振幅會不平均。設計差動放大器電壓增益 $A = -5v/v$ ，則 V_{OUT} 的直流偏移電壓為 $25mV$ 如圖 3.5。

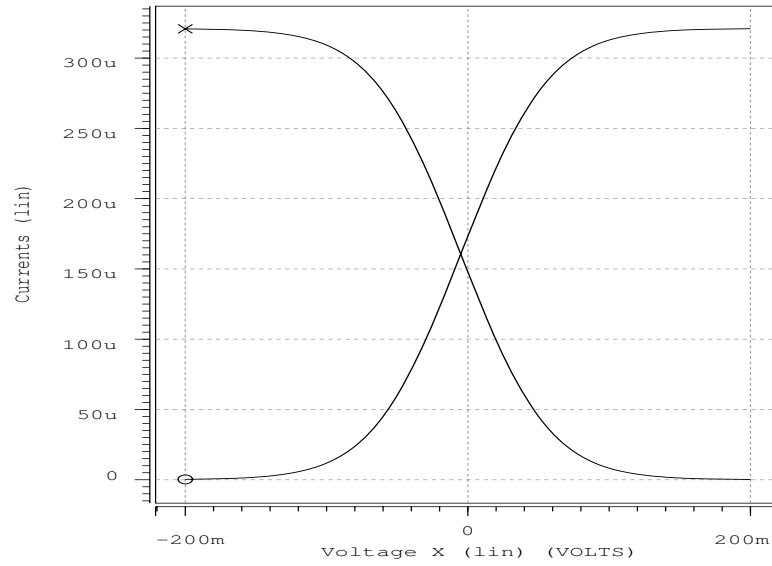


圖 3.4: 在 $V_{OS}=-5\text{mV}$, 差動對的 I_C 與 ΔV_{in1} 的曲線圖,X軸為 V_{in1} 、Y軸為 ΔI_C

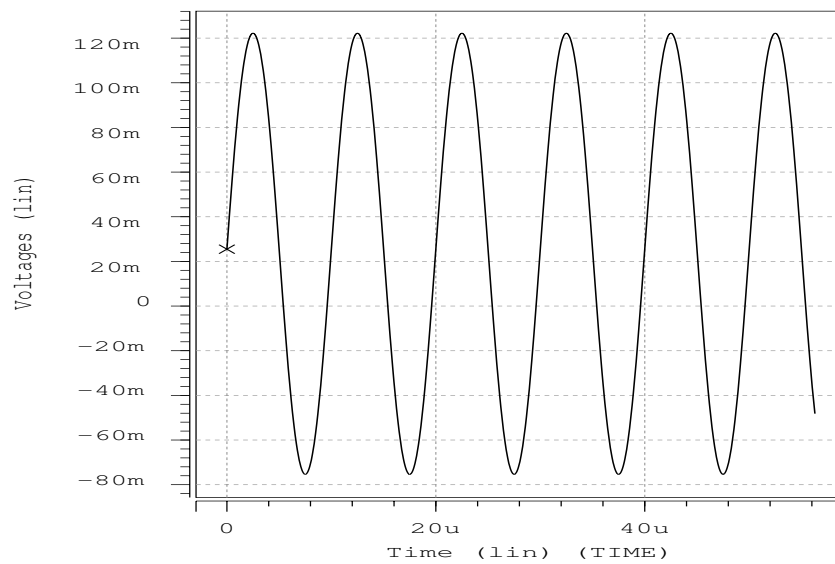


圖 3.5: 在 $V_{OS}=-5\text{mV}$, 差動放大器的輸出波形

3.3.2 偏移電壓對混頻器的模擬

當混頻器的兩輸入其中之一的輸入偏移電壓 V_{OS1} 或 V_{OS2} 為零時，由 (3.24) 式，可以得到輸出的偏移電壓 $V_{OUT}=0$ 。以下設計一簡單的混頻器，尾電流 $I_{EE}=80\mu A$ 、負載電阻 $R=13K\Omega$ 、 $V_{CC}=3.3V$ ，以及混波器的增益設計在 $A_V=-40v/v$ ，混頻器分別輸入 $V_{in1}=0.1\cdot\cos(2\pi f_1)t$ 和 $V_{in2}=0.2\cdot\cos(2\pi f_2)t$ ， f_1 、 f_2 分別為兩輸入訊號頻率 $500KHz$ 和 $505KHz$ ，而給予輸入偏移電壓 $V_{OS1}=20mV$ 、 $V_{OS2}=0$ 。模擬混頻器輸出的波形圖3.7，從波形上可以得到輸出偏移電壓驅近於零，滿足上述 (3.24) 式的數學式，如果將兩個輸入偏移電壓給 $V_{OS1} = V_{OS2}=20mV$ ，由 (3.24) 中可以計算輸出直流偏移電壓為 $160mV$ 。從模擬圖3.7 上觀察出輸出波形的初使電壓為 $180mV$ ，與我們估算的值很接近，圖3.8 在兩輸入有偏移電壓 $20mV$ 的情形下，輸出波形失真且不會對稱，表示了輸出的非線性效應。

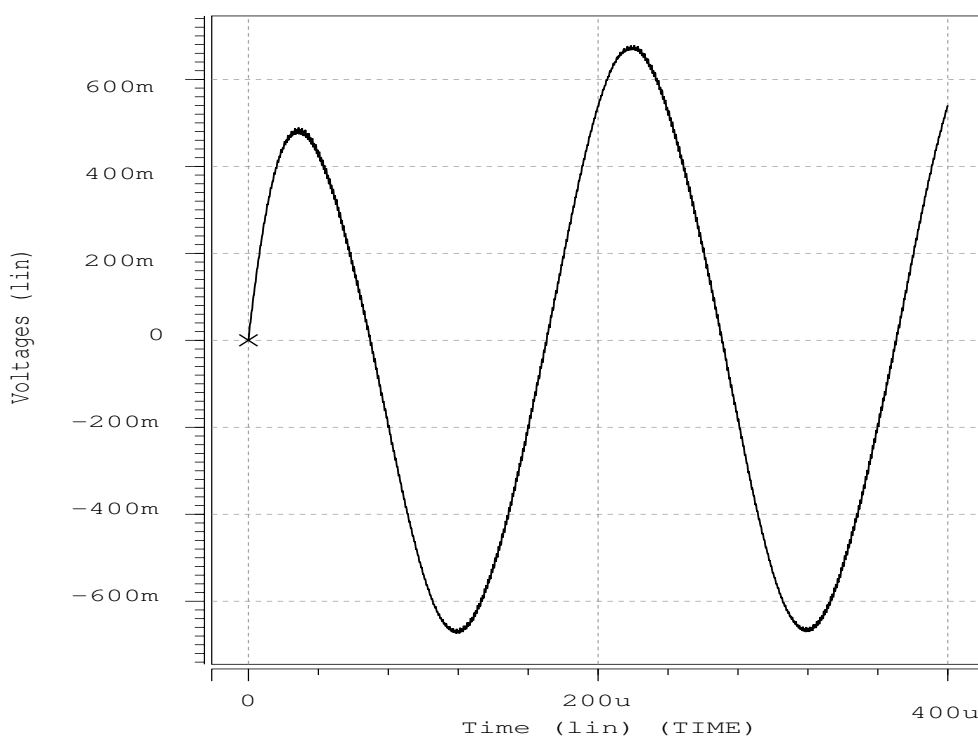


圖 3.6: 在 $V_{OS2}=20mV$ ，混波器輸出波形

第 3 章 混頻器電路設計與直流偏移電壓分析

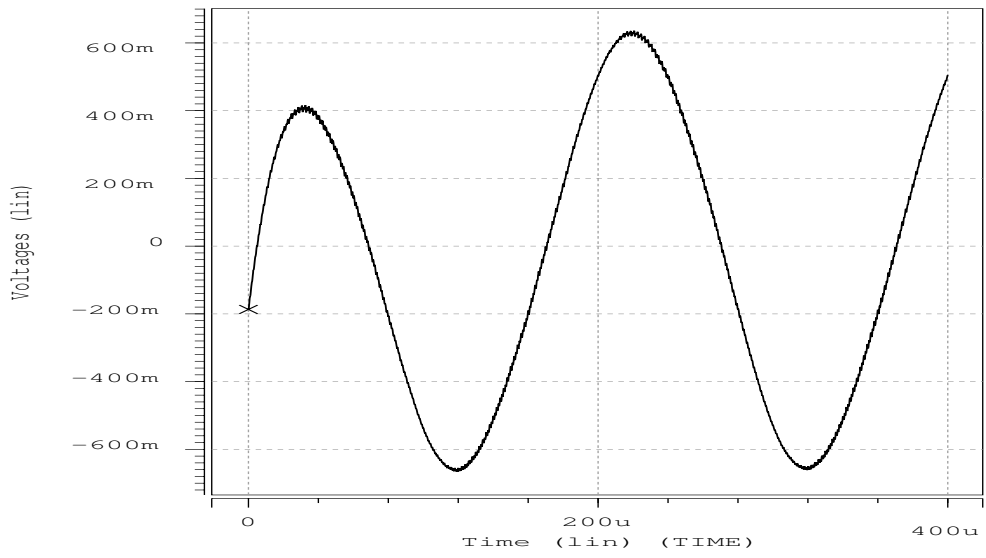


圖 3.7: 在 $V_{OS1}=V_{OS2}=20\text{mV}$, 混波器輸出波形

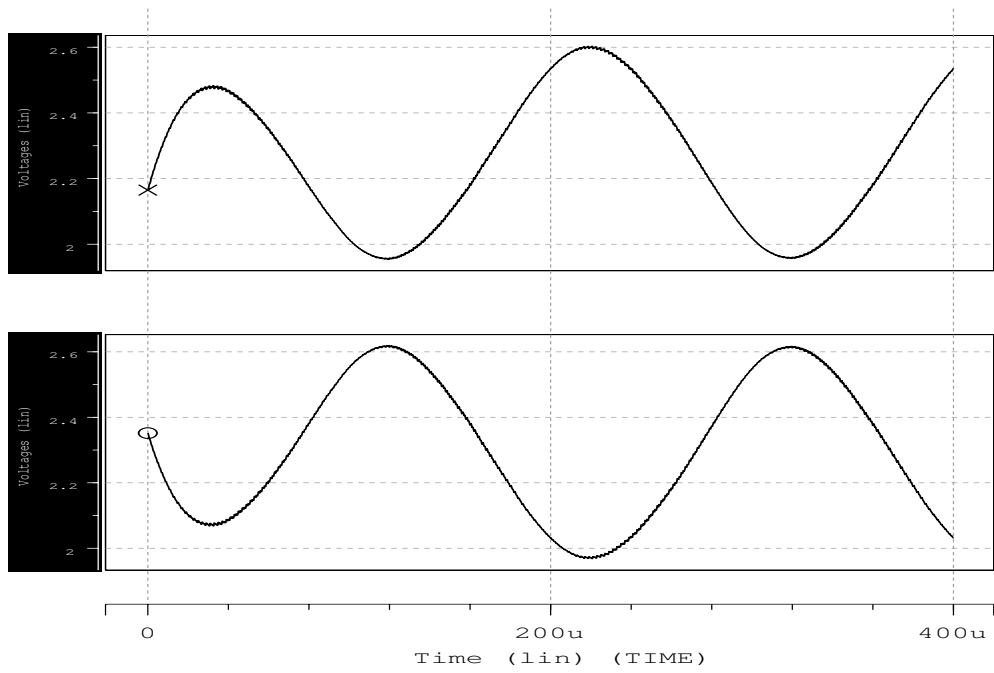


圖 3.8: 在 $V_{OS1}=V_{OS2}=20\text{mV}$, 混波器輸出波形 V_{OUT1}, V_{OUT2}