

第 4 章

消除混頻器上的偏移電壓與模擬

在混頻器中, 消除輸出直流偏移電壓的方法通常都是使用一組負回授系統, 回授元件是使用一個非線性的 (混頻器) 乘法器是從 [11]所發表的論文中提出。本章節設計消除混頻器上的偏移電壓的電路架構, 並加以改良應用在 GPS 頻率 1.575GHz 上。

4.1 消除偏移電壓的負回授系統

在 [11]文獻中所提出的補償混頻器的偏移電壓電路如圖4.1, 本電路包含 GPS 混頻器與偏移電壓補償器 (Offset Compensate)。LO signal 由本地振盪產生的訊號、RF signal 為混頻器由天線所接收到的訊號。偏移電壓補償器也是一個混頻器, 其主要的功能是将偏移電壓訊息截取下來後加以放大並回傳到混頻器 (Mixer) 中, 所以補償器裡包含乘法器與高增益放大器, 混頻器則是將 RF 訊號與 LO 訊號做混頻的功能。此電路構成一個負回授系統, 目的是將輸入訊號的偏移電壓減小。

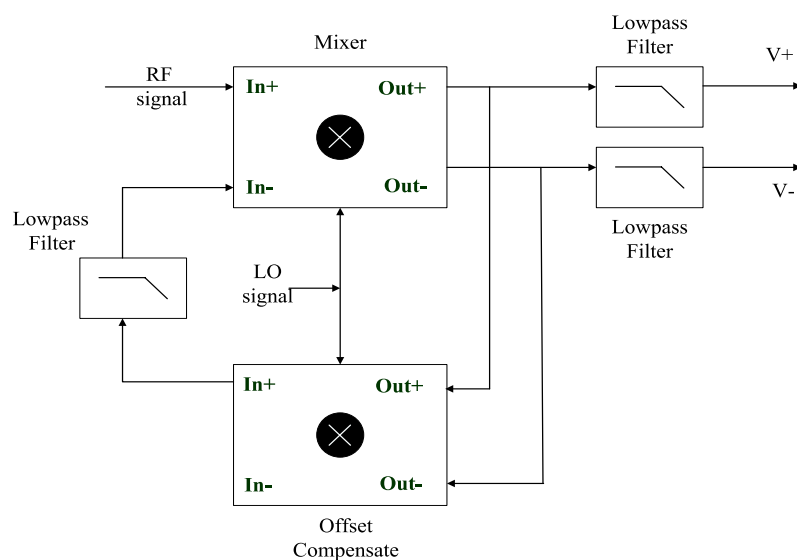


圖 4.1: 使用一組非線性補償偏移電壓的混頻器架構

假設輸入兩組有偏移電壓的訊號輸入到混頻器中, 兩輸入訊號 LO signal, RF signal 分別以代號 V_{in1} 和 V_{in2} 表示, 而 $V_{OUT} = (Out_+) - (Out_-)$ 。

$$V_{in1} = A \sin w_1 t + V_{OS1} \quad (4.1)$$

$$V_{in2} = B \sin w_2 t + V_{OS2} \quad (4.2)$$

混頻器的增益為 A_{V1} , 經過混頻器混頻後, 我們引用驗證過的 (3.24) 式, 可以得到輸出電壓

$$V_{OUT} = A_{V1} V_{in1} \cdot V_{in2} \quad (4.3)$$

$$= A_{V1} [V_{OS1} V_{OS2} + \underline{B V_{OS1} \sin w_2 t} + \underline{A V_{OS2} \sin w_1 t} + \frac{1}{2} AB \cos(w_2 - w_1)t - \frac{1}{2} AB \cos(w_1 + w_2)t] \quad (4.4)$$

(4.4) 式中底線的這兩個數學式子含有 V_{OS1} 和 V_{OS2} 是我們想知道的偏移訊息, 雖然 $V_{OS1} V_{OS2}$ 這一項也包含了兩組訊號的偏移電壓, 不過如果 V_{in1} 訊號的偏移電壓 V_{OS1} 為零時, 則 V_{in2} 訊號的偏移電壓 V_{OS2} 我們將無法取得, 因為在輸出端總是 $V_{OS1} V_{OS2} = 0$, 如果 V_{in2} 訊號上有偏移電壓的訊息, 表示我們 $A V_{OS1} \sin w_2 t \neq 0$, 我們可以將這個 V_{OS2} 的訊息經由負回授上的補償器回傳到 V_{in2} 訊號端做負回授補償, 此輸出端有一個偏移電壓訊號為 $A V_{OS2} \sin w_1 t$, 可以將這組訊號與 V_{in1} 訊號作混頻, 產生直流電壓, 並經過一個低通濾波器濾除雜訊, 而負回授上的補償器增益為 A_{V2} , 回授端 RF- 就可以得到一個包含 V_{OS1} 的直流電壓和一個較低頻 ($w_1 - w_2$) 的訊號。

$$RF- = A_{V2} \cdot V_{OUT} \cdot V_{in1} \quad (4.5)$$

$$= \frac{1}{2} A_{V1} A_{V2} A^2 V_{OS2} + \frac{1}{2} A_{V1} A_{V2} AB V_{OS1} \cos(w_2 - w_1)t \quad (4.6)$$

整個電路可以簡化成線性的方塊圖 4.2。

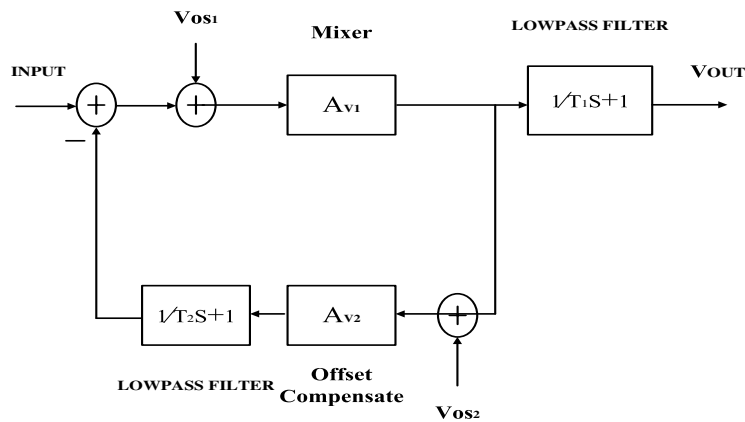


圖 4.2: 補償混頻器的偏移電壓之線性化方塊圖

由方塊圖可以得到輸出的轉移函數 (4.7) 式, Input 為總輸入的偏移電壓以 $V_{OS,total}$,

$$V_{OUT} = \frac{A_{V1}}{1 + A_{V1}A + V2}V_{OS1} + \frac{A_{V1}A_{V2}}{1 + A_{V1}A_{V2}}V_{OS2} \quad (4.7)$$

$$V_{OUT} = A_{V1}V_{OS,total} \quad (4.8)$$

$$V_{OS,total} = \frac{1}{1 + A_{V1}A_{V2}}V_{OS1} + \frac{A_{V2}}{1 + A_{V1}A_{V2}}V_{OS2} \quad (4.9)$$

V_{OS1} 的偏移電壓消滅了 ($\frac{1}{A_{V1}A_{V2}}$), 而 V_{OS1} 通常都很小, 影響總輸入的偏移電壓不是很大, A_{V2} 為補償器的增益, 補償器通常不會要求要良好的線性度, 只要達到乘法與放大的功能。如果混頻器不是應用在高頻, 則補償器電路可以使用 MOS 晶體去實現。

4.2 應用在 500KHz 頻率上的補償偏移電壓的混頻器設計與模擬

設計一個應用在 500KHz 可以補償輸入偏移電壓的混頻器, 混頻器電路如圖 4.3, 補償器電路如圖 4.4。RF 輸入訊號為 $0.1 \cdot \sin(2\pi f_1)t$, LO 輸入訊號為 $0.2 \cdot \sin(2\pi f_2)t$, 這兩輸入訊號的頻率是 f_1 與 f_2 , 而頻率分別為 505KHz 和 500KHz, 圖 4.3 R_{filter} 與 C_{filter} 為一個低通濾波器, 其目的是將 $f_1 - f_2$ 的中頻訊號濾出。我們設計混頻器的增益為 40V/V, 補償器的增益 2500V/V, 由補償器的輸出回授給 RF-端。圖 4.5 為補償器器頻寬大約在 200KHz 左右, 當為 LO 訊號有 100mV 的偏移電壓, 回授端 RF-電壓的時域圖 4.6, 表示輸 RF-端的初始電壓為 1.391V、RF+ 端的直流偏壓為 1.4V, RF 兩端有 100mV 的偏移電壓。經過 1msec, RF-端的訊號接近 1.4V, 而在 1.4V 上抖動的頻率為 ($f_1 - f_2$) 的頻率訊號。而輸出電壓波形如圖 4.7, 波形大小為 700mV 頻率為 5KHz。如果我們去改變回授電容的大小 C_1 , 可以濾除低頻項 ($f_2 - f_1$) 的穩態抖動現象、到達穩態時間也比較長。如圖 4.8 為改變回授電容後的回授電壓, 電容大 10 倍、輸出的穩態時間也慢 10 倍左右, 此電路設計總共消耗的功率為 1.2599mW。

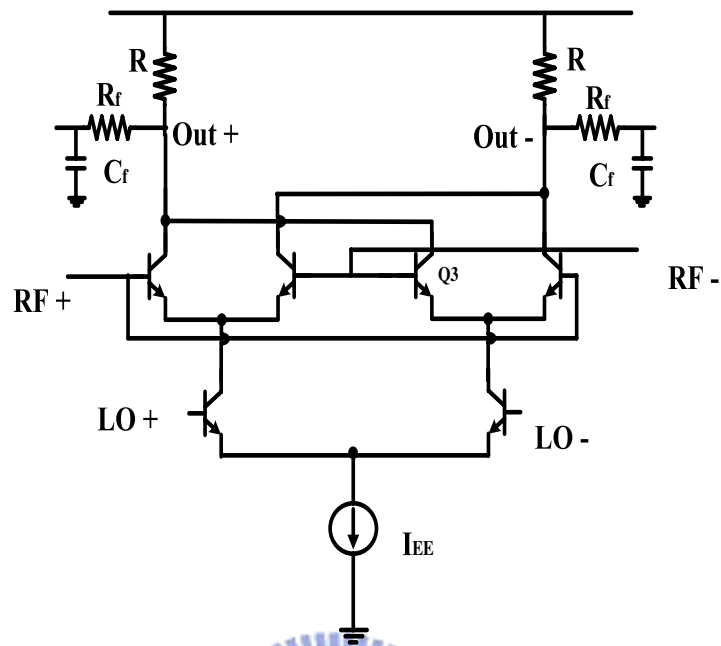


圖 4.3: 混頻器與低通濾波器

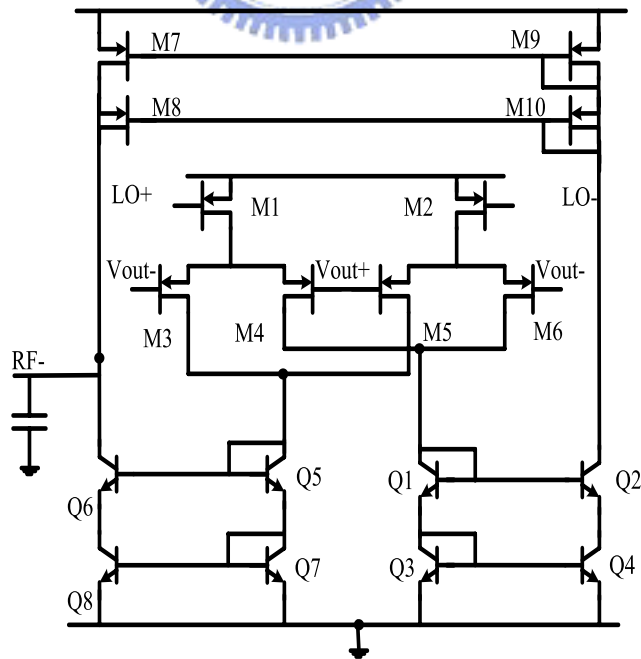


圖 4.4: 補償偏移電壓的電路圖

第 4 章 消除混頻器上的偏移電壓與模擬

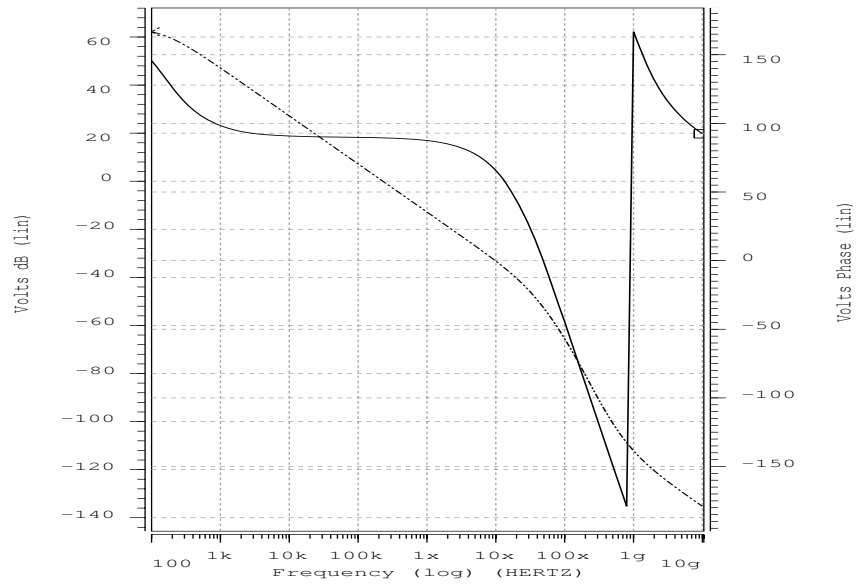


圖 4.5: 使用MOS 做為補償器之頻率響應圖, 實線為相位, 虛線為大小

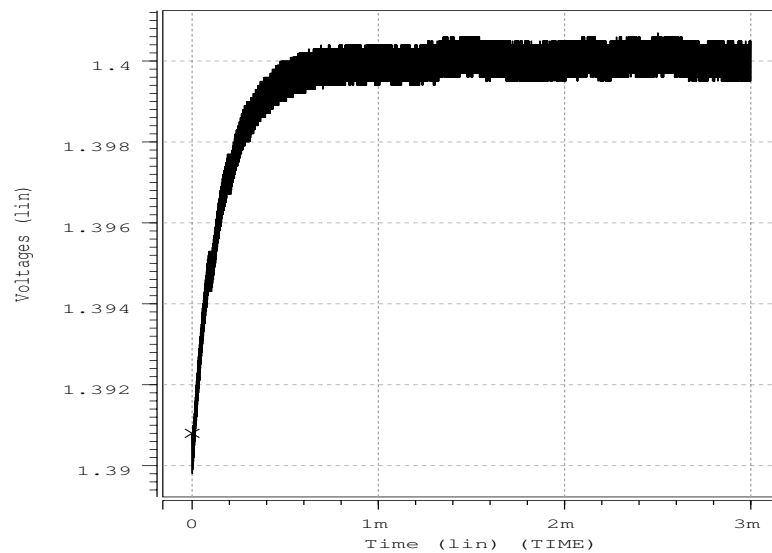


圖 4.6: 在LO 偏移電壓100mV、回授電容為1nF, 混頻器 RF-端的輸出波形

第 4 章 消除混頻器上的偏移電壓與模擬

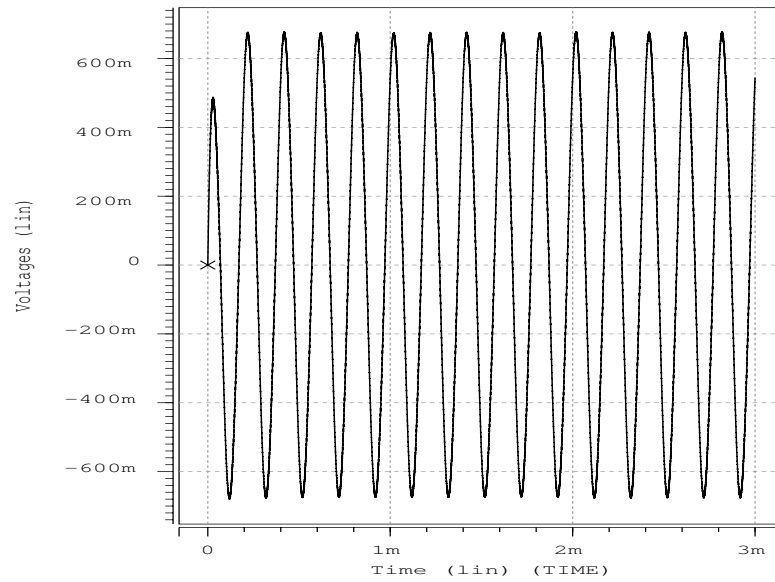


圖 4.7: 在LO 偏移電壓100mV、回授電容為1nF, 混頻器輸出波形

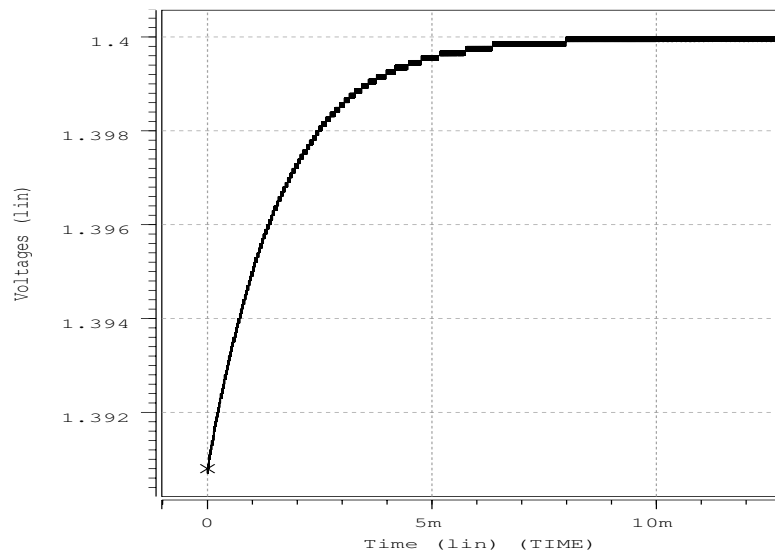


圖 4.8: 在LO 偏移電壓100mV、回授電容為1nF, 混頻器 RF-端的輸出波形

4.3 應用在 GPS 頻率上的補償偏移電壓的混頻器設計

我們將上節設計的電路應用在 GPS 頻率上，此電路操作頻率在 1.575GHz。由於 MOS 補償器的頻寬會不夠寬，導致 MOS 補償器的增益受到影響圖 4.5，所以我們將補償器電路中，有高頻輸入的 MOS 晶體改為 NPN BJT 電晶體如圖 4.9，並且我們可以畫出補償電路的頻率響應波德圖，如圖 4.10 GPS 補償器的頻寬大約 10MHz 左右。我們 RF 輸入訊號為 $0.1 \cdot \sin(2\pi f_1)t$ ，LO 輸入訊號為 $0.1 \cdot \sin(2\pi f_2)t$ ，其中 f_1 與 f_2 的頻率分別為 1.57542GHz 和 1.571424GHz。而高增益級的元件使用 MOS 晶體，但增益會比使用 BJT 電晶體低一些，混頻器混頻後的訊號頻率大約 4MHz，而增益大約只是 5dB，輸出會出現增益為 5dB 的 4MHz 訊號。所以 RF- 端的穩態電壓與 RF+ 端會相差一個偏移電壓 (3.24) 式，這個偏移電壓大小與混頻器及補償器的增益相關。經過模擬後圖 4.11 為 RF- 端回授端的波形，大約偏移了 4mV 左右，如果要使得偏移量減小必須降低增加補償器的增益，而回授電容值是影響波形的穩定時間和抖動的大小，且抖動頻率會影響混頻器本身的性能。而圖 4.12 為混頻器的輸出波形。

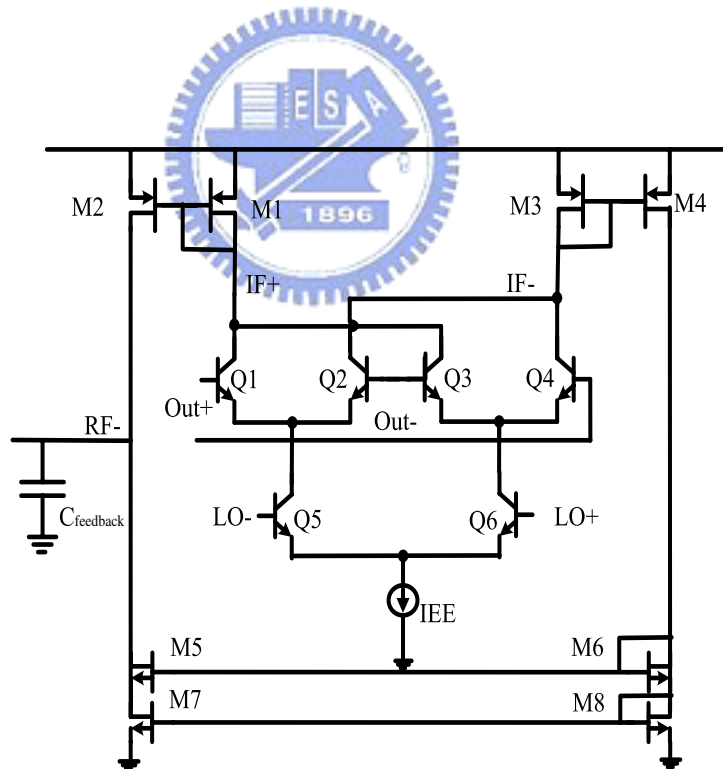


圖 4.9: 使用BJT 做為補償器之電路

第 4 章 消除混頻器上的偏移電壓與模擬

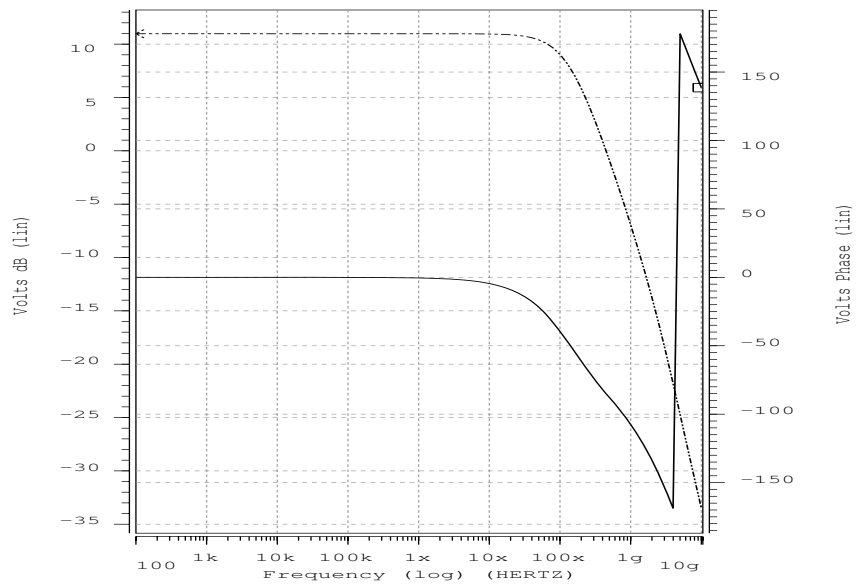


圖 4.10: 使用BJT 做為補償器之頻率響應圖, 實線為相位, 虛線為大小

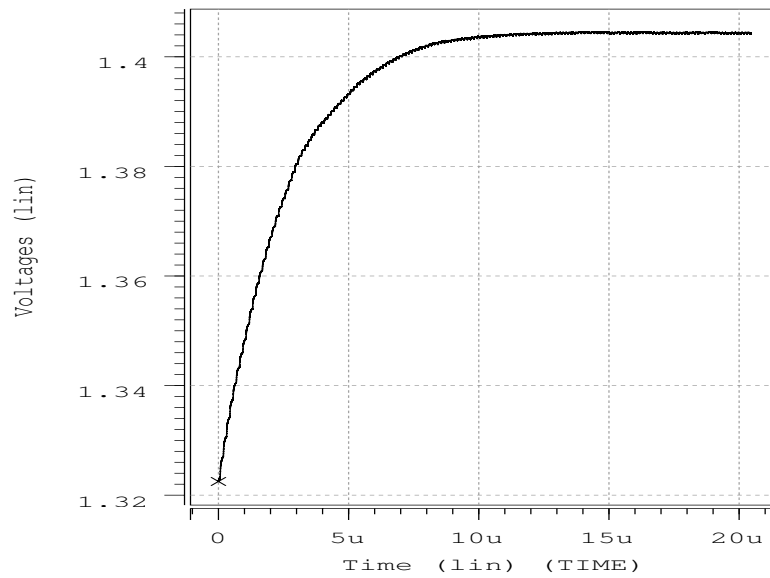


圖 4.11: 在LO 端偏移電壓100mV,GPS 混頻器的 RF-端的輸出波形

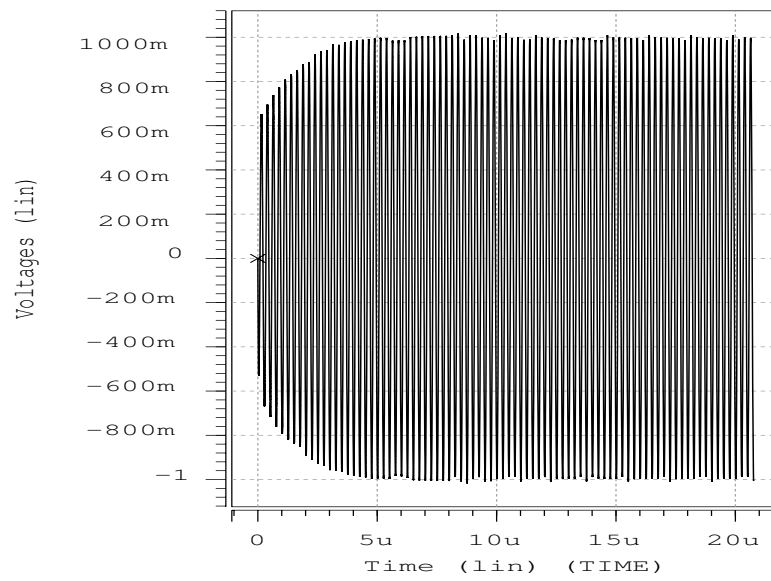


圖 4.12: 在LO 端偏移電壓100mV, GPS 混頻器輸出波形



4.4 應用在 GPS 頻率上使用兩組負回授補償的混頻器設計

延續上一節的觀念，用一個補償器回授補償 RF 訊號的偏移電壓，相同的我們也可以再使用一組 GPS 補償器補償 LO 訊號的偏移電壓，使得 RF 訊號端與 LO 訊號端都有負回授控制電路的補償。使用兩組回授補償的優點是不需因為負載或晶體的不匹產生額外的偏移電壓，由負回授控制系統去追隨兩輸入 RF 端和 LO 端的輸入直流電壓。電路架構如圖4.13 共使用兩組補償器。假設我們 LO 輸入訊號為 $0.2 \cdot \cos(2\pi f_1)t$ 、RF 輸入訊號為 $0.1 \cdot \cos(2\pi f_2)t$ ， f_1 與 f_2 頻率分別為 $1.57542GHz$ 和 $1.571424GHz$ 。經由 Hspice 模擬，我們觀察在沒有使用回授補償器電路時，如果 RF 訊號與 LO 訊號有偏移電壓 $150mV$ 輸出波形如圖4.14，混頻器輸出的波形振幅減少25倍，可以定義為沒有正常的工作。我們再觀察有使用回授補償的混頻器電路，若我們輸入的直流電壓與補償器的初始電壓相近，則回授兩端 LO-端與 RF-端的輸出波形，如圖4.15,4.17 分別為 RF-和 LO-回授端的輸出穩態電壓，大約在 $6\mu sec$ 時，兩波形穩定在一個定值，圖4.16、4.18 為 RF 訊號與 LO 訊號回授補償後的穩態誤差大約在 $3mV$ 左右，而混頻器輸出波形如圖4.19，輸出波形為大小 $1V_P$ 且頻率為 $4MHz$ 的訊號，輸出的直流偏移電壓 $40\mu V$ 左右。我們測試到 LO 訊號能端承受偏移電壓的範圍由 $2.7V$ 到 $0.86V$ ，混頻器仍然可以正常工作。測試 RF 訊號端承受偏移電壓的範圍，在 $3.3V$ 到 $1.61V$ 的範圍內混頻器仍然可以正常工作，RF 端的上限偏移電壓圖4.20,RF 端的下限偏移電壓圖4.22，而圖4.21、4.23 分別混頻器在 RF 端輸入上、下限電壓時輸出波形。

輸入端	上限電壓	下限電壓	範圍	輸入頻率
LO+	2.7V	0.86V	1.84V	1.571424GHz
RF+	3.3V	1.61V	1.69V	1.57542GHz

表 4.1: 輸入訊號RF、LO 的電壓範圍與頻率表

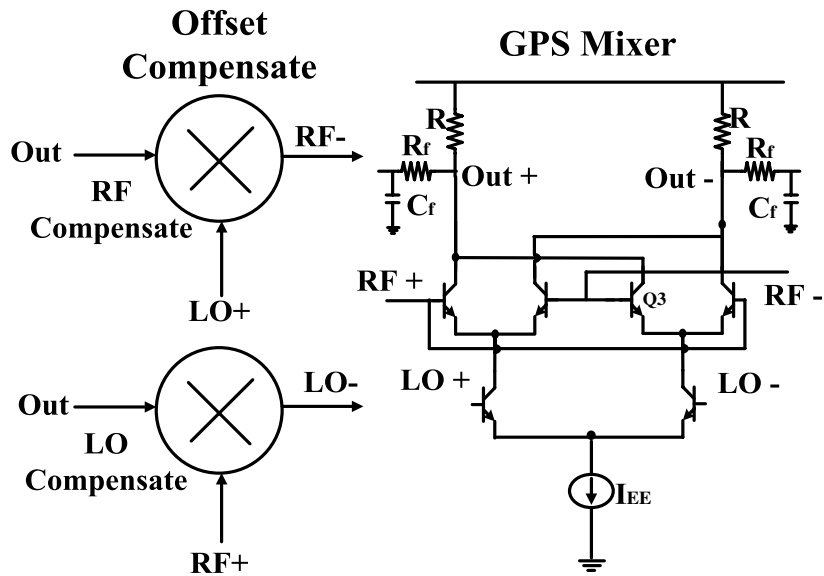


圖 4.13: 使用兩組回授系統, 消除偏移電壓混波器的架構

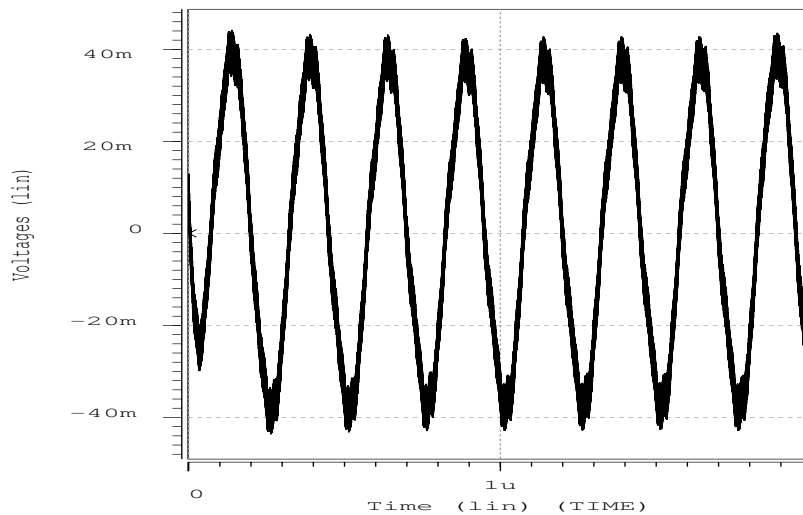


圖 4.14: 未補償150mV 偏移電壓的輸出端波形

當輸入偏移電壓大於150mV, 則混頻器的電流切換不完全, 導致混頻器的振幅下降25倍, 上圖為混頻器的輸出波形, 其中頻率為4MHz。

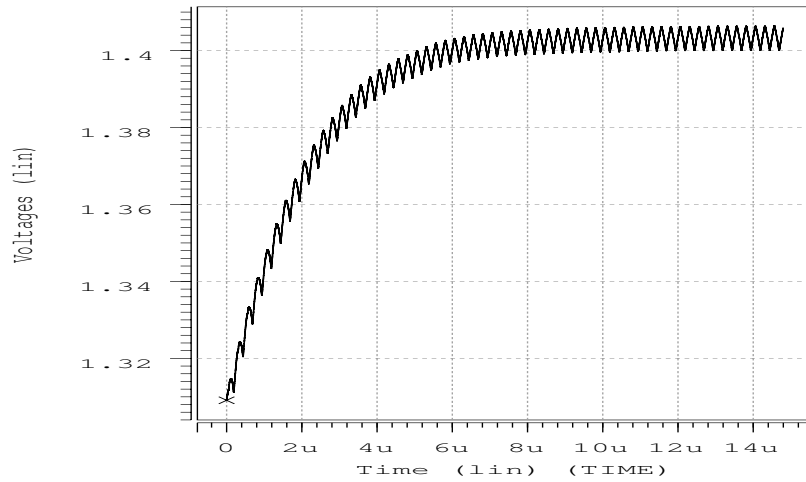


圖 4.15: 補償LO 端的補償器輸出波形

將 GPS 混頻器的 LO 端做負回授補償，當 LO+ 端輸入的直流電壓為 1.4V，則上圖為補償後 LO-端的輸出波形。在 $T=0sec$ 時，LO-端的初始值即為補償器的初始電壓為 1.31V。到 $T=6usec$ 時，有負回授補償的 LO-端電壓慢慢的追上 LO+ 端電壓。

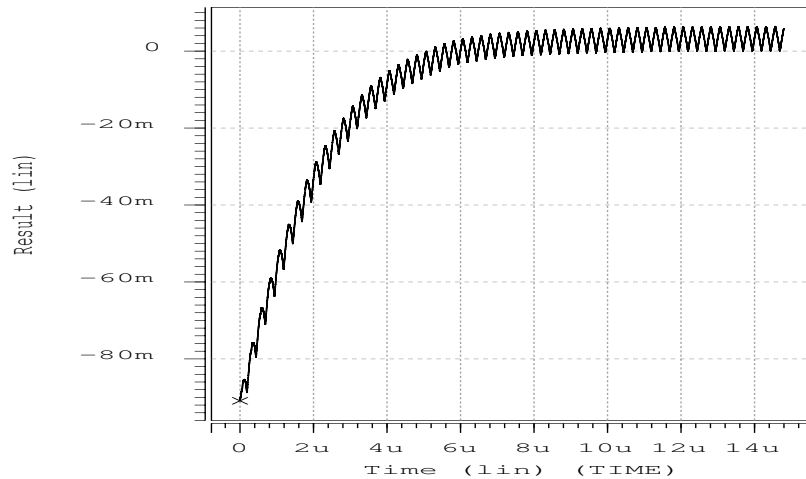


圖 4.16: 補償後LO 端的偏移電壓

上圖為 LO+.LO-兩端的電壓差，在 $T=6usec$ 後，兩端電壓差趨進穩定電壓約為 $3mV$ ，波形的頻率為 $4MHz$ ，可以選擇較大的電容值將 $4MHz$ 頻率訊號濾除，相對的要花較長的穩態時間。

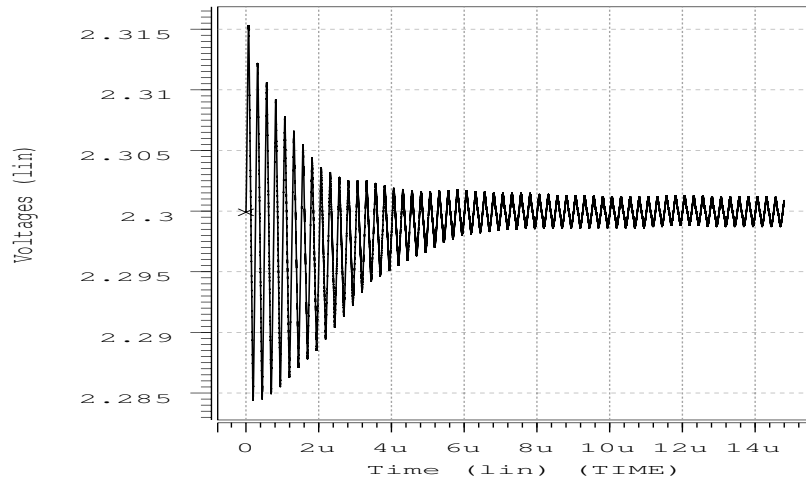


圖 4.17: 補償RF 端的補償器輸出波形

將 GPS 混頻器的 RF 端做負回授補償, 當 RF+ 端輸入的直流電壓為 2.3V, 則上圖為補償後 RF-端的輸出波形。在 $T=0sec$ 時, LO-端的初始值即為補償器的初始電壓為 2.298V。到 $T=6usec$ 時, 有負回授補償的 RF-端電壓慢慢的追上 RF+ 端電壓。

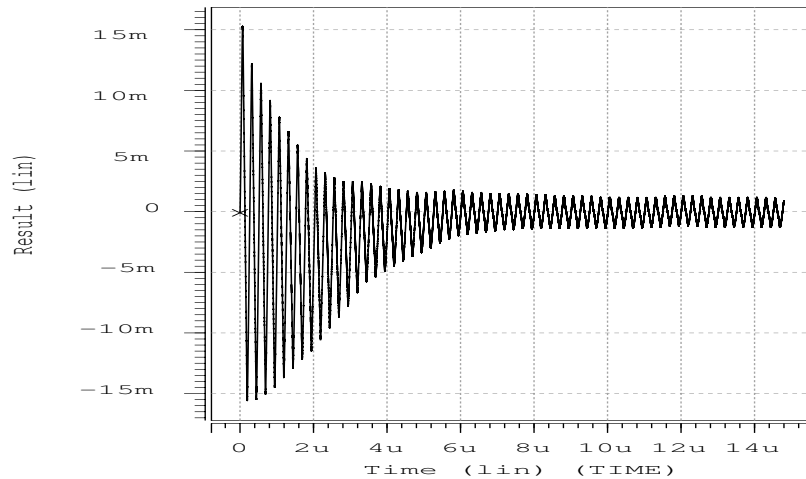


圖 4.18: 補償後RF 端的偏移電壓

上圖為 RF+.RF-兩端的電壓差, 在 $T=15usec$ 後, 兩端電壓差趨進穩定電壓約為 1mV, 波形的頻率為 4MHz, 可以選擇較大的電容值將 4MHz 頻率訊號濾除, 相對的要花較長的穩態時間。

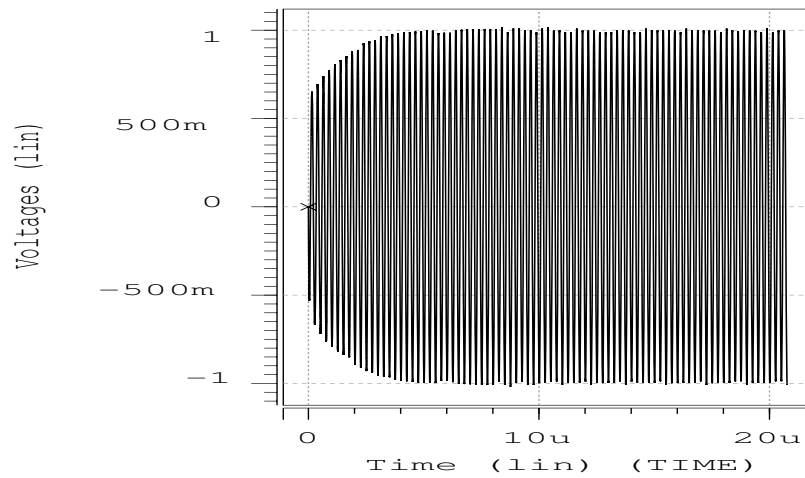


圖 4.19: 補償後混頻器的輸出電壓

經由 LO 端負回授補償後，在 $T=3\mu\text{sec}$ 之後的波形趨進穩定，其輸出波形的大小與理想的混頻器輸出波形相近，輸出振幅為 1V 、頻率為 4MHz 。

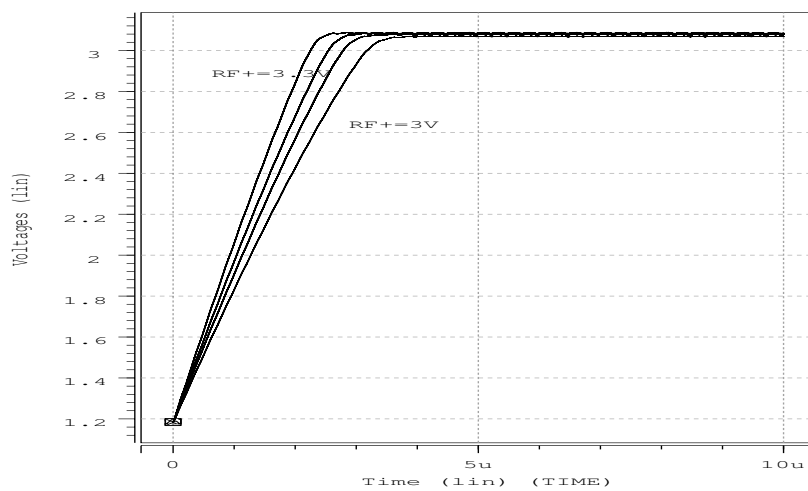


圖 4.20: 補償後RF 端輸入的最高電壓

當輸入 RF 端的直流偏壓在較高的電壓時，如上圖 RF-端追隨著 RF+ 端的電壓，其最大電壓為 3.3V ，我們定義為 RF 端的上限電壓。在 $T=0\mu\text{sec}$ 時，補償器的初始電壓為 1.185V ， $T=4\mu\text{sec}$ 之後 RF-端電壓穩定在 3.04V ，波形頻率為 4MHz 。

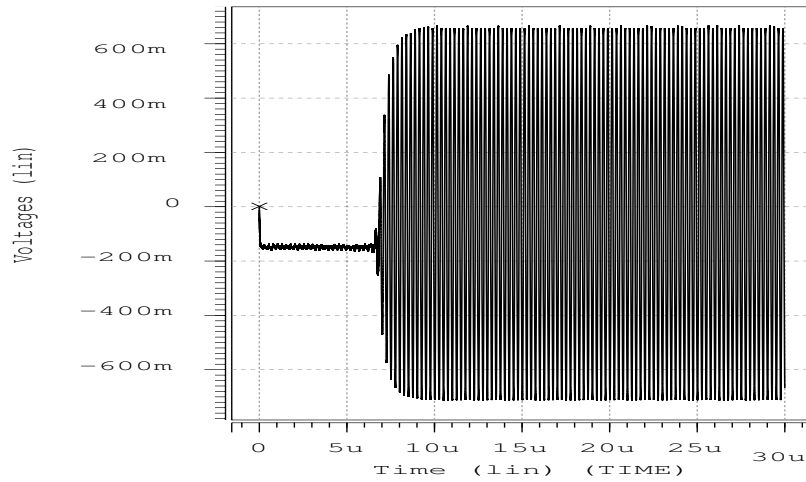


圖 4.21: RF 端輸入最高電壓時, 混頻器的輸出波形

如上圖, 混頻器的輸出波形在 $8\mu\text{sec}$ 之前, 混頻器無法正常的工作, 由於 RF 兩端的電壓差太大。當 RF 兩端差小於 150mV , 混頻器正常工作, 其振幅大小為 1.35V 大約減少 0.65V , 因為 RF+ 端的偏壓很高, 導致 BJT 進入飽和區, 切換電流不夠大並使得增益減少。

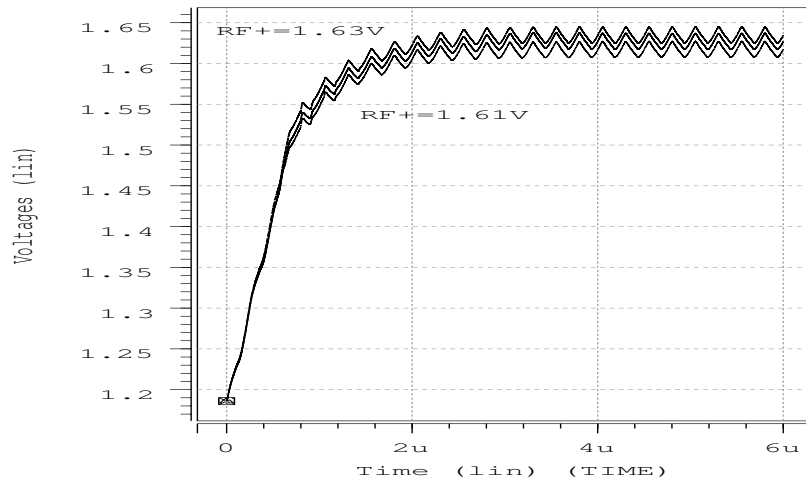


圖 4.22: 補償後RF 端承受輸入的最低電壓

當輸入 RF 端的直流偏壓在較低的電壓時, 如上圖 RF-端追隨著 RF+ 端的電壓, 其最小電壓為 1.61V , 我們定義為 RF 端的下限電壓。在 $T=0\mu\text{sec}$ 時, 補償器的初始電壓為 1.185V , $T=4\mu\text{sec}$ 之後 RF-端電壓穩定在 1.62V , 波形頻率為 4MHz 。

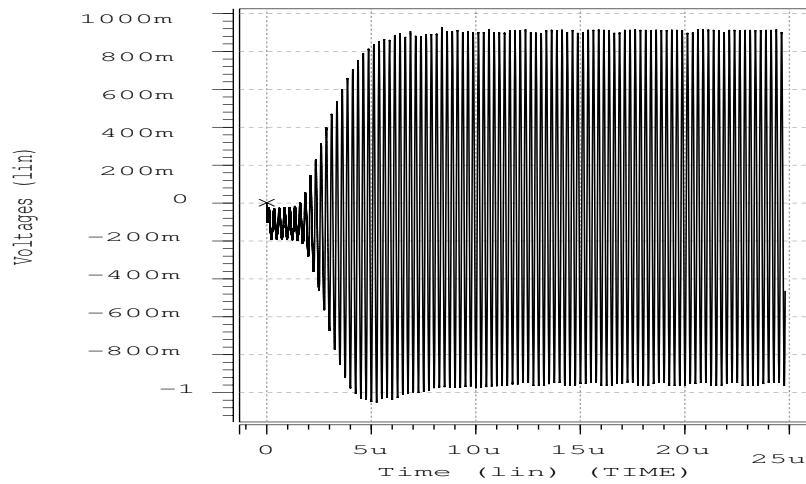


圖 4.23: RF 端承受輸入最低電壓時, 混頻器的輸出波形

如上圖, 混頻器的輸出波形在 $4\mu\text{sec}$ 之前, 混頻器無法正常的工作, 由於 RF 兩端的電壓差太大。當 RF 兩端差小於 150mV , 混頻器正常工作, 其振幅大小為 1.8V 大約減少 0.2V , 因為 RF+ 端的偏壓太低, 使到 LO 端的差動進入飽和區, LO 端的切換電流不夠大因而振幅減少。

