

# 摘要

本論文主要是研究採用三角積分器作為超音波影像系統中之數位類比轉換器的影像系統設計，以達到降低系統的複雜度與成本的目的。由於傳統超音波影像系統採用 20~40MHz 的多位元類比數位轉換器，使得這樣的系統必須藉由很複雜的內差與延遲電路來得到較良好的影像，但這樣複雜的系統設計也一併使得系統的價格居高不下。為了降低傳統系統的價格，必須大量降低系統的複雜度，以減少昂貴元件在系統中所佔的比例。

由於三角積分器具有能取代傳統的多位元相對低頻取樣，成為單一位元(single-bit)相對高頻取樣，而能夠維持相當的 SQNR(信號對量化雜訊比)，此外，其電路簡單的特性，與三角積分器的表現可隨著工作頻率的提高而提高其表現，使得三角積分器為基礎的超音波影像系統更為強健。

然而這樣的系統也存在著一些問題，尤其以目前的台灣（西元 2000）較為成熟的半導體製程，例如 CMOS（互補金氧半導體），所能提供的晶片工作頻率，相對於用理論上計算所需的工作頻率，仍然過低，並且在影像上，會造成信號雜訊與波束（beam pattern）旁瓣（side-lobes）過高的現象。本論文之系統設計針對這些問題作改良。以實驗資料作模擬驗證，最後提出完整的系統架構。

# ABSTRACT

The main goal of this thesis is to design new ultrasound imaging systems based on delta-sigma modulator in order to reduce the cost and complexity of conventional systems, Conventional systems are based on multi-bit analog-to-digital converters (ADCs) working at 20~40MHz. Due to the relatively low sampling frequencies, they require complex interpolators and delay control circuits. These also increase cost of conventional systems. To reduce the cost, one must reduce the complexity of imaging systems by replacing conventional multi-bit ADCs. If the new ADCs are used, other components of the system need to be modified accordingly.

The main feature of delta-sigma ADCs is that it can produce single-bit signals at relative high frequencies and maintain high SQNR (Signal to Quantization Noise Ratio). Besides, performance of delta-sigma ADCs improves with advancement of electronic technologies.

In spite of these advantages, delta-sigma based systems suffer from the low clock rates in current CMOS (Complementary Metal Oxide Silicon) technologies. Under these constraints, the delta-sigma imaging model produces images with higher background noise and higher beam pattern side-lobes. With careful system design, our modified system model produces better images and such a model is verified with experimental data. A complete delta-sigma based imaging system model is proposed in this thesis.

摘要.....	1
ABSTRACT .....	2
<b>第一章 三角積分器於超音波影像系統的發展.....</b>	<b>5</b>
1-1 超音波影像系統簡介 .....	5
1-2 三角積分器於超音波影像系統上的研究 .....	7
1-3 內容概要 .....	8
<b>第二章 三角積分器.....</b>	<b>9</b>
2-1 簡介 .....	9
2-2 理論基礎.....	10
2-2-1 取樣理論(sampling theorem).....	10
2-2-2 量化誤差.....	11
2-2-3 量化等級、取樣頻率與信號品質之決定考量.....	12
2-2-4 三角積分器理論基礎.....	13
a)介紹.....	13
b)Noise shaping.....	14
c)低通與帶通三角積分器.....	16
d)應用領域.....	18
<b>第三章 因應三角積分器對系統所做的修改與信號重建.....</b>	<b>20</b>
3-1 簡介 .....	20
3-2 降頻之前的濾波器 .....	21
3-3 降頻後的濾波器 .....	22
3-4 濾波器的設計原則 .....	23
3-5 模擬低通三角積分器之信號重建 .....	24
<b>第四章 三角積分器於數位超音波影像系統應用之研究.....</b>	<b>28</b>
4-1 簡介 .....	28
4-2 傳統超音波系統與新系統 .....	28
4-3 補取樣點不足的方法 .....	30
4-4 實驗驗證 .....	33
4-5 結果 .....	37
4-6 結論 .....	51
<b>第五章 孔徑函數之應用.....</b>	<b>52</b>
5-1 簡介 .....	52

5-2 孔徑函數 .....	52
5-3 運用 APODIZATION 於三角積分器影像系統 .....	54
5-4 結果 .....	55
<b>第六章 信號衰退對三角積分器的影響評估 .....</b>	<b>58</b>
6-1 簡介 .....	58
6-2 超音波信號衰退特性 .....	58
6-3 模擬分析 .....	60
6-3-1 方法 .....	60
6-3-2 結果 .....	61
6-4 討論 .....	64
<b>第七章 總結 .....</b>	<b>65</b>
7-1 整體架構 .....	65
7-2 未來發展 .....	68
<b>REFERENCE.....</b>	<b>69</b>

# 第一章

## 三角積分器於超音波影像系統的發展

### 1-1 超音波影像系統簡介

由於近代科技的發展，使得各式各樣的醫學儀器，為能有效地幫助醫療診斷而被設計出來。其中的影像系統有 X 光影像、電腦斷層掃描、超音波醫學影像、磁核共振影像等等。在目前的應用上，超音波醫學影像和磁核共振影像都具有非侵入式優點，其中，超音波影像系統具備即時成像的特性，而磁核共振影像系統由於計算複雜，並不能即時成像。而超音波醫學影像系統所佔有的優勢除了上述優點之外，尚有體積較小、設備可移動、消耗功率小、較低的價格等優勢。所以超音波醫學影像可以說是近代醫學運用相當廣泛、受歡迎的一種醫學影像。

在 1970 年代，單通道(channel)機械式掃描的超音波 B-mode 影像首次被研發出來<sup>[1]</sup>，將醫學影像依照所接收回來的信號強弱呈現在陰極射線掃描管(CRT)上。而後將都卜勒的效應也運用在超音波成像上，以用來偵測液體或血流的流速與方向。但是受到當時的類比科技限制和數位尚未成熟，使得影像品質不佳和高昂的設備費成為超音波醫學影像推廣與發展上的困難。

在 1980 年代之前，由於運用超音波陣列探頭成像的技術發展，使用類比 RC 電路作成的延遲來達到類似雷達聚焦的目的。為達到聚焦的目的，快速切換這些類比電路的結果，使得信號中加入了雜訊，降低影像品質。為了解決這個問題，Maslak 於 1979 年提出了將每個通道所收到的 R F 信號降頻到 intermediate frequency 的方法，它將降頻後的信號做相位的轉動來產生精密的

延遲<sup>[2]</sup>。

到了 1980 年後期，由於數位科技以及類比數位轉換技術的進步，使得大多數的超音波系統廠商將原有的超音波系統改為數位式系統，以解決超音波醫學影像的聚焦問題。運用數位式系統來解決聚焦問題的方法有三：

1. 接續 Maslak 的方法，將每個通道的信號降至 intermediate frequency 或降至基頻，再經過類比數位轉換。若降至基頻，則可產生兩組數位序列：實數部與虛數部。而後可使用相位旋轉的方式產生精密的延遲，以達到精密聚焦的目的<sup>[3]</sup>，<sup>[4]</sup>。
2. 利用升頻與內差的方法，將每個通道的信號與以內差，產生聚焦所需要的精密延遲<sup>[5]</sup>，<sup>[6]</sup>。
3. 類似第二種方法，也是將信號予以升頻和內差，但是並不是每個通道都產生同樣的內差點數，而是只產生聚焦所需要的內差點<sup>[7]</sup>，<sup>[8]</sup>。

以上的這些方法都運用了數位科技的長處來達到聚焦的目的。此外，更藉由數位技術，提高了彩色都卜勒的精確度，也得以在原來的成像方法上，加入一些修正法來達到精緻的影像，諸如 phase aberration correction。

近年來，醫學影像由原來的二維往三維的方向發展。使得成像所需的通道數，也隨著一維陣列探頭往二維探頭發展的同時，由 128 個通道數往大於 1000 個通道數發展。所以這些通道的控制電路也就變得更加複雜、昂貴。面對這麼多的通道所伴隨而來的問題，傳統的成像方法勢必要加以改良，而這便是本文所要提出的方法。

## 1-2 三角積分器於超音波影像系統上的研究

由於三角積分器這種類比數位轉換器，能夠將信號藉由數十倍，乃至百倍於 Nyquist rate 的取樣頻率，將原來的多位元信號壓縮至甚少的 bit 數，而仍能夠維持高訊雜比，所以在近年來的半導體技術提高，晶片的工作時脈提高的情形下，三角積分器的運用範圍已邁向百萬赫茲 (MHz)，而運用在超音波影像系統上的可行性也就大增。

1997 年後，在 IEEE 的超音波相關論文<sup>[9][10]</sup>中已有提到，採用 3.5MHz 中心頻的探頭，做 222MHz 二階低通三角積分器的模型模擬，研究三角積分器系統在影像上的問題與解決方法已被提出。在這些論文裡提到，三角積分器的信號在成像時，若採用動態聚焦的方式時，會使得影像的品質降低約 20dB，而採用固定聚焦的方式時，則有與 RF 影像系統相當的影像品質。這表示動態聚焦時的動態延遲，所造成的重複信號（或略去信號），將使得三角積分調變與解調變不能同步（或者說是在解調時，所解調的信號並非真正的原始信號序列）。於是在其論文中提出數種解決此問題的方法，包括在三角積分器加入多工器以使調變與解調變同步（compensated delta-sigma）、或者改變動態聚焦時的信號(multi-bit coding)使解調盡量不受到動態聚焦的影響(有兩種方法：Divide-by-2、Inzert-0)。

在接下來的章節中，也會討論相同的問題，差別在於本文的目的是，研究在不久的將來，在實作上所可能發生的問題與現象，所以採用的參數是 3.5MHz 中心頻的探頭，112MHz 的二階低通三角積分器所可能發生的問題與解決方法。在論文中所討論的問題，將在第三章中作詳細的說明。

此外，同樣的一組研究團體，為了提高系統的表現，在回音

信號進入三角積分器之前，先將信號以 heterodyning 的方式，將信號從所在的頻帶往低頻移動，以提高信號 Nyquist rate 對三角積分器工作頻率的比值，進而增加整個系統的表現<sup>[11]</sup>。而此應用除了能在 B-mode 影像中提高影像品質，最主要的效益，是提供了三角積分器在 Doppler 與 color-flow 上的應用。因為 Doppler 與 color-flow 這方面的應用對於信號的 SNR（訊雜比）是相當敏感的，所以必須採用 heterodyning 的方法，提高信號對量化雜訊比（Signal-to-Quantization-Noise Ratio, SQNR）。所謂的 heterodyning 的方法，是類似 base-band 的方法，將信號降頻，但是並非降至基頻，而是降至略高於基頻處。而用來降頻的信號，則是特別設計過的方波信號，這些方波信號能夠在經過延遲控制之後，使各個通道（channel）信號的波峰對波峰，波谷對波谷，最後才進入 Beam Sum，如此一來，聚焦效果才不會變差。目前，本文並未對這部分加以研究討論。

### 1-3 內容概要

本文將在第二章討論三角積分器的基本原理與特性，在第三章裡討論如何將三角積分器的單一位元信號還原為多位元信號，四章裡討論三角積分器在超音波影像系統上所遭遇到的問題-如何補值，在第五章裡討論如何運用孔徑函數以改良影像品質，在第六章裡討論超音波信號衰退對三角積分器輸出信號的品質影響，在第七章中作全文總結。



# 第二章

## 三角積分器

### 2-1 簡介

在數位超音波成像系統中(圖 2-1.)，系統的成像品質有賴於高品質的類比數位轉換。有品質的轉換，才能夠為後續的成像處理提供可靠信號。否則，不論後續的處理如何精確，也不能夠將轉換時所損失的精確度補償回來。然而傳統的多位元(multi-bit)轉換方式，使得系統的複雜度會隨著超音波信號通道數增加而快速增加。為了改善系統的複雜度，必須改良信號轉換系統，甚至將整個超音波系統為數位系統的改變而作適當的修正。

下面將就數位類比轉換所牽涉到的問題，諸如：取樣頻率、

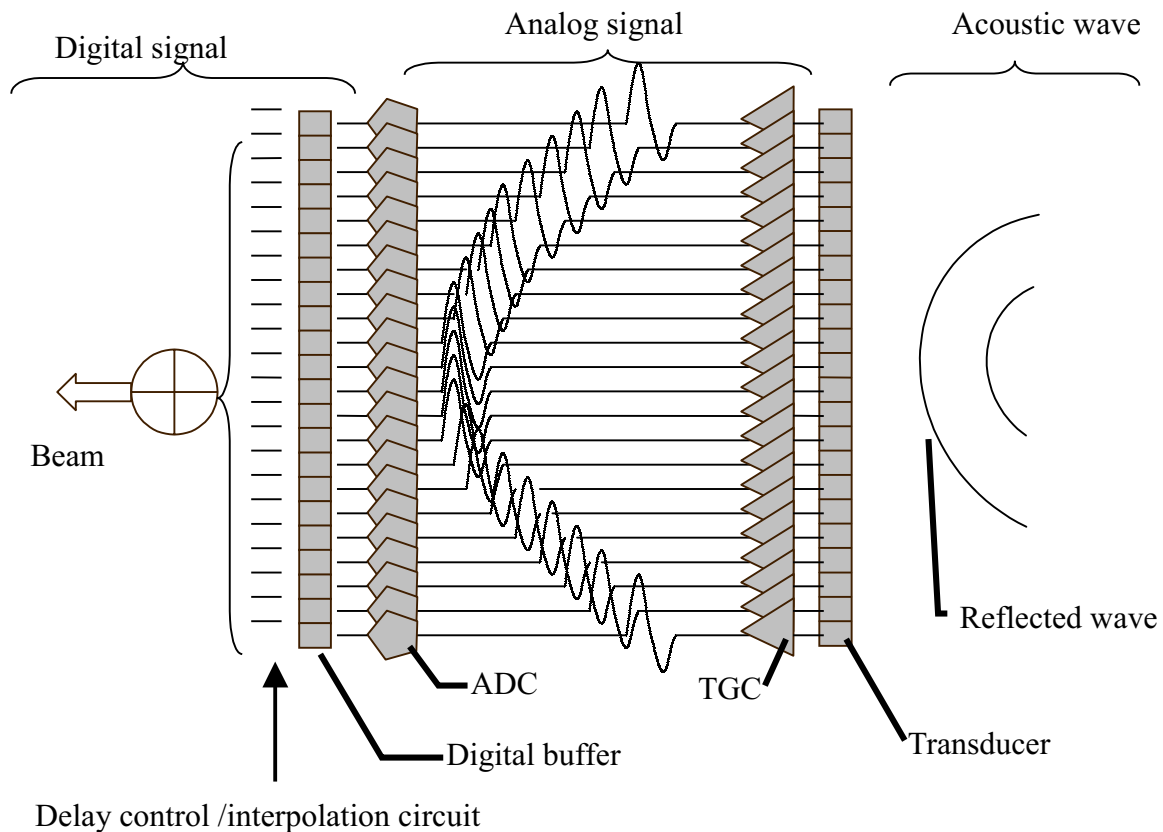


圖 2-1. 超音波影像系統方塊圖

量化誤差與取樣信號品質等作介紹。最後介紹將運用在超音波影像系統的三角積分器。

## 2-2 理論基礎

### 2-2-1 取樣理論(sampling theorem)

在通信原理中，取樣理論的描述如下：

若設  $x(t)$  是一個有限頻帶的信號圖 2-2.(a)，且滿足下式：

$$X(j\omega) = 0 \quad \text{for } |\omega| > \omega_B$$

其中  $X(j\omega)$  為  $x(t)$  的頻譜函數如圖 2-2.(b) 所示， $\omega$  為角頻率。則可以用一個唯一的取樣序列來決定  $x(t)$ ，只要這個序列  $x(nT)$ ， $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ，符合下面的條件：

$$\omega_S > 2\omega_B$$

$$\omega_S = \frac{2\pi}{T}$$

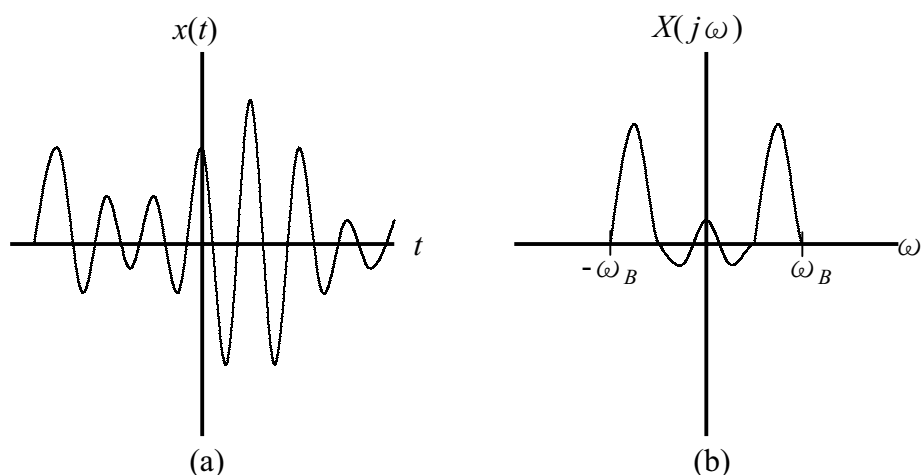


圖 2-2.  $x(t)$  信號與其頻譜.

其中  $T$  是  $x(t)$  的取樣週期，而  $\omega_B$  則是  $x(t)$  的信號頻寬。當需要重建原來的信號  $x(t)$  時，只需要將產生一週期脈衝，使其振幅為取

樣序列的值，再將此脈衝通過一個增益為  $T$ ，截止頻率落在  $\omega_B$  與  $\omega_S - \omega_B$  之間的理想低通濾波器，即可重建信號  $x(t)$ 。從上式可得知最小的取樣頻率為  $2\omega_B$ ，亦稱為 Nyquist rate。

但是取樣理論是基於每個取樣點都能夠被精確的被紀錄下來，而實際在進行類比與數位轉換(Analog to digital converter)時，並不能夠無限制的要求精度。所以除了取樣頻率的考量之外，另外有一個考量，就是量化誤差(Quantization error)。

## 2-2-2 量化誤差

量化的基本觀念是將原始信號透過不同的分級或量化等級，量化為最接近的量化值。根據量化等級的多寡決定位元(bit)數。此外又根據量化等級的間格特性又可分為等(uniform)量化等級或不等(non-uniform)量化等級，一般未指明量化間格的都是指等量化等級。所以一般而言量化時，輸入必須在量化等級所能表示的範圍內，否則就會過載(overload)。

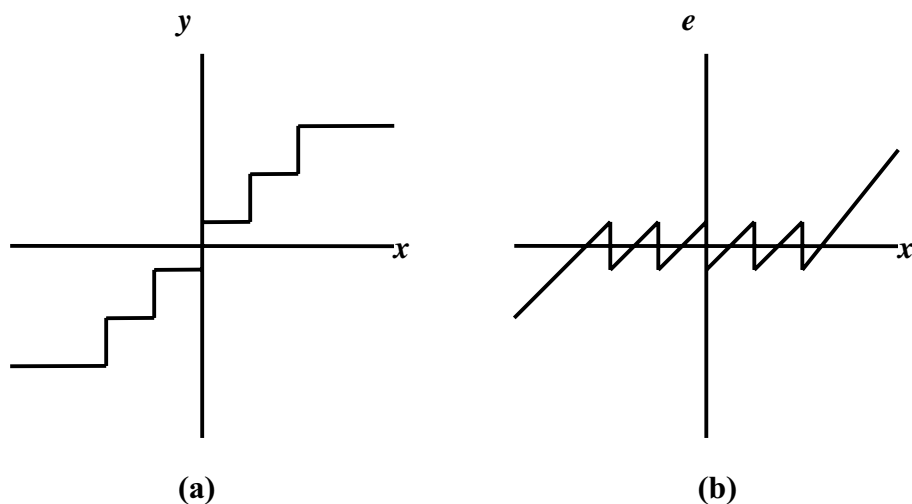


圖 2-3. 量化誤差

圖 2-3.(a)為一個有六個量化等級的量化特性圖，輸入是  $x$  軸，輸出是  $y$  軸。圖 2-3.(b)則是圖 2-3.(a)的輸入與輸出的差值，也就

是量化誤差  $e$ 。由(b)中可以清楚的看出當輸入 overload 時，量化誤差  $e$  就超出限制範圍(out of boundary)。

### 2-2-3 量化等級、取樣頻率與信號品質之決定考量

在傳統的多位元 ADC，只由一個量化器所構成。它的訊雜比(SNR, signal to noise ratio)與取樣頻率、量化精度有極密切的關係。大多數寬頻多位元 ADC，把取樣頻率設在信號中心頻率的四倍以上，而窄頻 ADC 則把取樣頻率設在略高於兩倍信號頻率。此類多位元 ADC 的量化雜訊就決定了此一 ADC 的品質。根據下面訊雜比與位元的關係式：

$$10\log_{10}(SNR) = 1.8 + 6L$$

其中  $L$  為量化的位元數，且上式是在所有的量化等級都被使用 (full-load)、以正弦波為輸入的假設下所導出，所以當計算的方式不同時，式中的常數 1.8 亦不同。以一個 10bits 的 ADC 而言，其訊雜比約為 61.8dB 左右，所以即使輸入之訊雜比小於 61.8dB，其輸出信號品質也不會提高。在這種量化精度是有限的條件下，取樣頻率的增加，將能夠降低信號頻帶內的雜訊，而能得到 SNR 的提昇<sup>[12]</sup>。為了方便表示取樣頻率的增加，定義了 oversampling ratio：

$$OSR = \frac{f_s}{2f_0} = \frac{1}{2f_0T}$$

每兩倍取樣頻率可減少信號頻帶內的雜訊 3dB，也就是提昇半個位元的解析度，這是由於量化雜訊一般而言都位於高於信號頻帶之範圍，所以只要有理想的低通濾波器，就能夠將量化雜訊濾除。

## 2-2-4 三角積分器理論基礎

### a) 介紹

所謂三角積分器，由名詞上來解釋，是由兩部份所組成，也就是三角與積分兩部份。換句話說，三角積分器就是由三角調變與積分調變組合而成，在圖 2-4.裡的輸入  $x(t)$  與回授作相減的動作，可視為三角調變，而中間的濾波器(filter)可視為積分調變。所以三角積分器便是集合此兩種調變的優點而成。

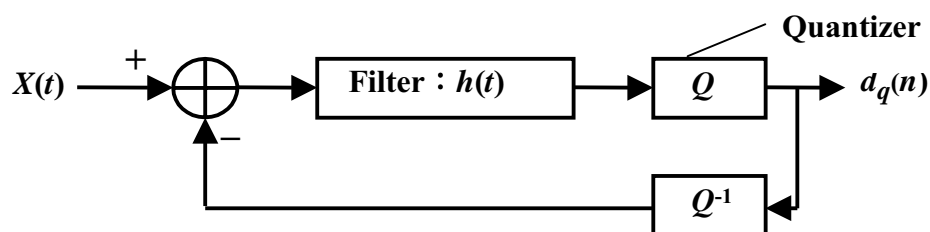


圖 2-4. 三角積分器方塊圖

所謂三角積分器的階數，便是由其中的濾波器  $h(t)$  的頻率響應， $H(f)$ ，來決定的。所以第零階的三角積分器，便相當於傳統 ADC，由一個量化器所構成。在一階以上的三角積分器，則是想利用其中的 noise shaping 特性，改善 SNR。例如，二階的三角積分器每兩倍取樣頻率就會增加 2.5 位元的解析度。一階的三角積分器每兩倍取樣頻率，可提升 1.5 位元解析度(未考慮穩定度問題)。欲得到階數較高的三角積分器，可以用階數低的三角積分器來串、並聯，或者是直接改變  $H(f)$  的設計階數來提高 noise shaping 的效果。此外，三角積分器的類型，可設計  $H(f)$  的特性為低通或帶通，以符合應用的需求，如通訊使用 RF 信號，便可使用帶通三角積分器，而生理電信號大多是低頻信號，便可使用低通三角積分器。

## b) Noise shaping

在圖 2-4.中，以  $t$  表示類比信號的連續時域(continuous time space)， $n$  表示數位信號的離散時域(discrete time space)。 $Q$  為量化器， $Q^{-1}$  為反量化器， $x(t)$  為輸入之類比信號， $dq(n)$  為輸出之數位信號， $H(f)$  為三角積分器中的濾波器之響應。圖 2-4.的 Noise shaping 特性可經由方塊圖的轉換函數(圖 2-5.)來表示：

$$NTF = \frac{D_q(z)}{E(z)} = \frac{1}{1+H(z)}$$

$$STF = \frac{D_q(z)}{X(z)} = \frac{H(z)}{1+H(z)}$$

在上式中， $H(z)$  為  $h(t)$  的離散形式的  $z$  轉換函數， $X(z)$  是  $x(t)$  的離散形式的  $z$  轉換函數， $D_q(z)$  則是數位輸出  $dq(n)$  的  $z$  轉換函數， $E(z)$  是量化時加入的量化雜訊  $e(n)$   $z$  轉換函數。 $NTF$ (Noise transfer function) 為雜訊轉移函數， $STF$ (Signal transfer function) 為信號轉移函數。則輸入信號  $X(z)$  與輸出信號  $D_q(z)$  的關係可整理為下式：

$$D_q(z) = STF(z)X(z) + NTF(z)E(z)$$

由上面的式子可以發現， $H(z)$  的極點成為  $NTF$  的零點，而  $H(z)$  的零點成為  $STF$  的零點。故可以得知，當  $H(z)$  為低通濾波器時，則可以將基頻部份的量化雜訊挪移至高頻，若當  $H(z)$  為帶通濾波器時，則可以將中頻(Intermediate Frequency)部份的量化雜訊予以

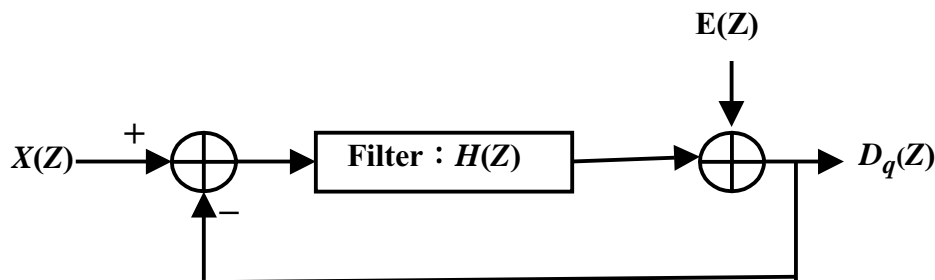


圖 2-5. 三角積分器方塊圖(Z-domain)

挪移到其他頻率去。以圖 2-6.為例，低通濾波器的部份是使用一

階低通濾波器，故為一階低通三角積分器。

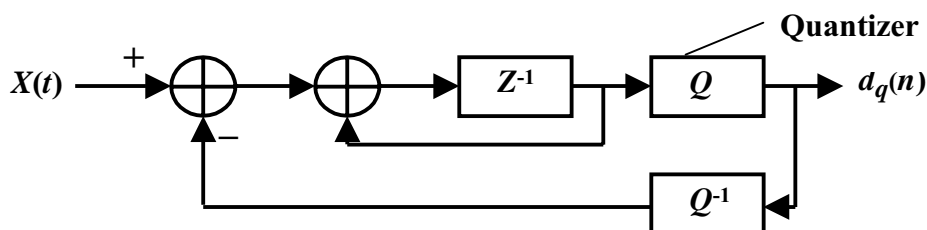


圖 2-6. 一階低通三角積分器方塊圖

從時域的觀點來看，信號的輸出是延遲後的輸入信號加上各個不同延遲所加入的量化誤差之差值。其中的延遲與量化誤差的個數決定於系統的階數。以一階的系統而言，其輸出即是：

$$d_q(t) = x(t-1) + (e(t) - e(t-1))$$

所以對於雜訊轉移函數，可以整理為下式：

$$NTF(z) = (1 - z^{-1})^n$$

當階數  $n$  大時，就足以提供相當高的 SNR，可是這樣的系統往往是不穩定的。造成系統不穩定的原因主要是由於階數大時，回授的信號(非線性的量化器輸出)往往會在相加之後，超出系統的飽和值(saturation)，而造成信號的發散。

所以從時域這個觀點來看，只要輸入的信號是快速變化的，則量化雜訊  $e$  的分佈統計，可讓我們得到一個結論：量化雜訊可以被當作白色雜訊(white noise)，則信號的重建可使用 moving average filter 來作。若從頻譜的觀點來看，則只需要一個理想的低通濾波器就可以濾除量化雜訊。此外，降至低頻時，仍需要 anti-aliasing filter 才能降至低頻。在當一位元的三角積分器輸出降至低頻時，會有取樣頻率的 harmonic 信號出現，這是由於單一位元的方波信號通過低通濾波器時所產生。

此外，從上述時域觀點來看，當信號若為直流信號(DC)時，

則會有週期性的輸出信號。尤其是當信號落在量化階級 (quantization level) 附近時，雜訊會較大。這是由於三角積分器在回授時，每次修正量化值以趨近輸入值的修正量都一樣(可為正或負值)，使得三角積分器得輸出值落在輸入值附近，以固定的修正方式出現，因為根本就不能使得輸入值量化等於輸出值。每次修正對於這類問題的解決方法是，對信號加入雜訊(noise-shaped dithering)，例如：chaos、pseudo-random 等方法，這部分不在本文範圍內。

### c) 低通與帶通三角積分器

低通三角積分器，顧名思義，低通三角積分器的信號頻帶位於低頻，或者，另一種的說法是，它的雜訊通帶位於高頻。相對於帶通三角積分器，其雜訊通帶則是位於低頻與高頻。這樣的解釋是基於 *NTF* 往往是決定 ADC 好壞特性的關鍵。所以重建信號時，低通三角積分器使用低通濾波器來重建信號，而帶通三角積分器則使用帶通濾波器。

低通三角積分器的 SNR 隨階數的增加而提昇，帶通三角積分器亦是如此。但是在面臨高階設計時，兩者都常常會遇到穩定性的問題，使得 SNR 比使用線性模型所預測的結果差。所以在設計時，必須針對所關心的信號頻帶作最佳化以得到最佳的 SNR。



帶通三角積分器受限於帶通特性，其階數為 2 的倍數。其 SNR 約為  $3N+3$  dB/octave OSR，其中  $N$  為系統階數。下面就輸入信號以 IF(intermediate frequency)為例，比較低通與帶通系統間的差別：

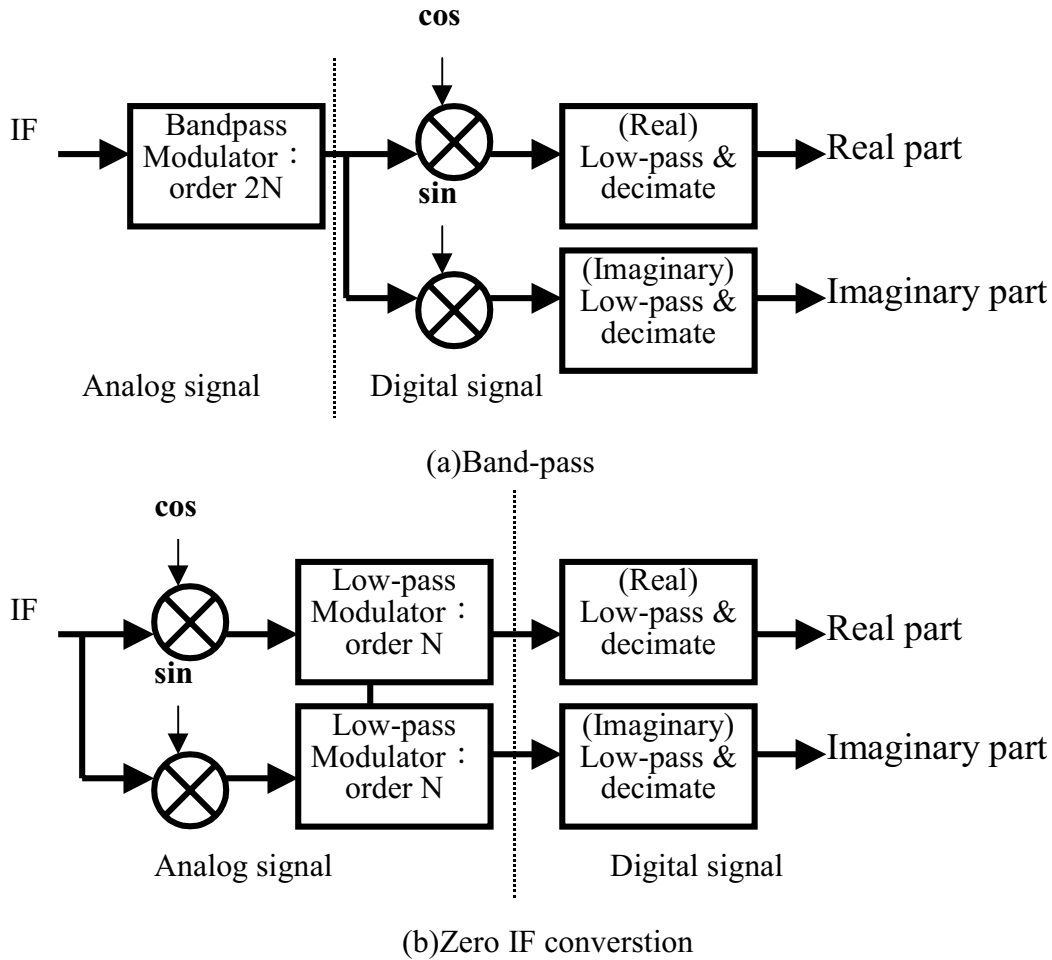


圖 2-7. 低通與帶通三角積分器系統方塊圖之比較

由上圖所表示的，是以不同的方法：帶通與低通，對 IF 信號作類比數位轉換與重建，兩者流程的不同。在圖 2-7.(a)中，帶通三角積分器可直接對 IF 信號作 ADC 的動作，輸出一個數位資料流(bit rate)；在圖 2-7.(b)中，必須先將 IF 信號解調，降至基頻，分成實數與虛數部分，之後再個別進入低通三角積分器，才能使信號在低通三角積分器中的 *STF* 中通過，最後輸出兩個數位資料流。值得注意的是，在進行低通的 ADC 時，由於分成實數與虛

數部分，所以兩個 ADC 之間必須同步，這時就必須考慮 jitter 的問題，將使得系統更為複雜。在單一位元轉多位元時，如圖 2-7.(a) 中所示，帶通三角積分器的輸出可先將數位信號解調，降至低頻，再用跟低通三角積分器同樣的方法，也就是低通與降頻，來把信號轉為多位元的形式，相對的，若要採用低通三角積分器，就必須採用圖 2-7.(b) 的方式，必須先把 IF 信號降至低頻，才能進低通三角積分器，但由於降頻是以類比信號的方式進行，容易產生實部與虛部不同步的情形。此外，帶通三角積分器除了上述的方法解調，亦可不經由”先降頻再低通、降頻”這種方式，可改由直接經過帶通、降頻來達到相同的解調目的。

由上面的比較中，可以發現帶通所需求的取樣頻率必然比第二種方法的取樣頻率高，這點可由資料流的觀點察覺。這是因為後者在進行類比數位轉換前，已先把信號降至低頻，所以可以使用較低的取樣頻率進行轉換。最後，在系統複雜度的考量下，對於 IF 信號而言，使用取樣頻率較高的帶通三角積分器是比較有效的。

#### d)應用領域

三角積分器的傳統應運範圍，大多是中頻或低頻的信號。這主要是受限於目前的 VLSI 半導體技術，在 MHz 範圍的技術較為成熟，且中低頻信號的中心頻率乘上理想的 OSR 後，往往落在 MHz 範圍的緣故。此外，三角積分器的應用大都是在窄頻信號的應用，尤其是帶通三角積分器。這是因為系統頻寬與增益呈反比的關係存在，而帶通三角積分器的特性使得在窄頻信號的系統設計，如 radio frequency (RF) 通信系統，更為強健，最重要的是，它所需要的 IF 數位濾波器具備線性相位的特性，免去了類比 IF 濾波器非線性相位的缺點。此外三角積分器具有回授電路，使得

系統的穩定度成為在設計高階三角積分器時，面臨係數調校困難的瓶頸。

在三角積分器的實作上，其電路相當簡單。以一個單一位元的二階低通三角積分器電路<sup>[13]</sup>（圖. 1-7），它只用到三個放大器，一個暫存器和一些被動元件所組成。Operational Amplifier (OP.) 1 與 OP. 2 是兩個串聯的積分器，其輸出在 OP. 3(比較器, comparator) 用來跟 Reference Voltage 作比較，決定 OP. 3 的邏輯輸出。OP. 3 的輸出接到暫存器，透過 Clock 的控制，將 D 輸出至 Q，亦回授至 OP. 1 與 OP. 2 的反相輸入端。

目前，欲將三角積分器應用在超音波信號上，使用低通與帶通三角積分器，面臨的共同挑戰是取樣頻率不足。基於演算法驗證的觀點上，這個困難可以不予以考慮。但是對於帶通三角積分器還有頻寬不足(或中心頻率追蹤)的問題等待克服。

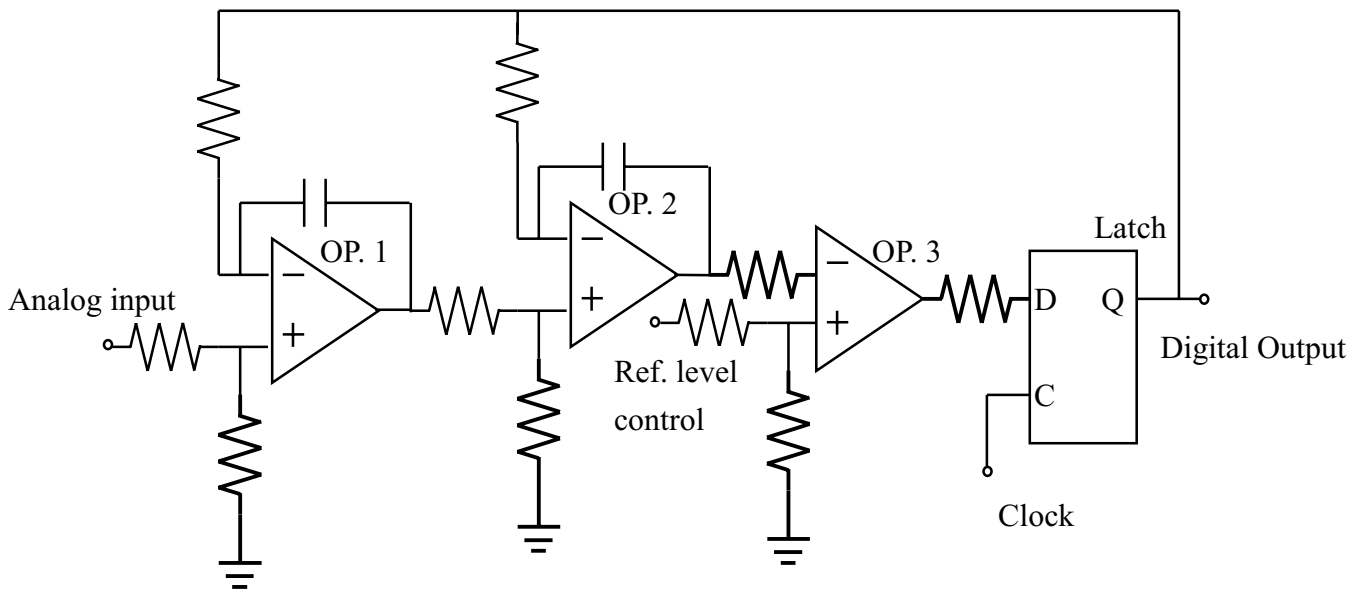


圖 1-7.二階三角積分器電路圖

# 第三章

## 因應三角積分器對系統所做的修改與信號重建

### 3-1 簡介

在超音波信號經過三角積分器量化成單一位元之後，所需進行的成像運算，與傳統數位超音波系統比較，除了所省去的內差電路，並無演算法上的不同。在實現演算法上，卻能在單一位元上得到相當大的便利，例如延遲可使用整數、使用單一位元做為記憶體的取樣單位等等。但是，新的超音波影像系統需要加入一些傳統數位系統所沒有的修正，以配合對類比數位轉換器所做的修改。

所加入的方塊圖(圖 3-1. , filter1、decimator、filter2)，主要的功能是将高頻的低位元信號，降至適當的工作頻率並提升至高位元數。最後，再將所得的輸出，以高斯信號為修正目標進行修正。Filter1 是在降頻之前的濾波器，其主要的功能為 anti-aliasing 與

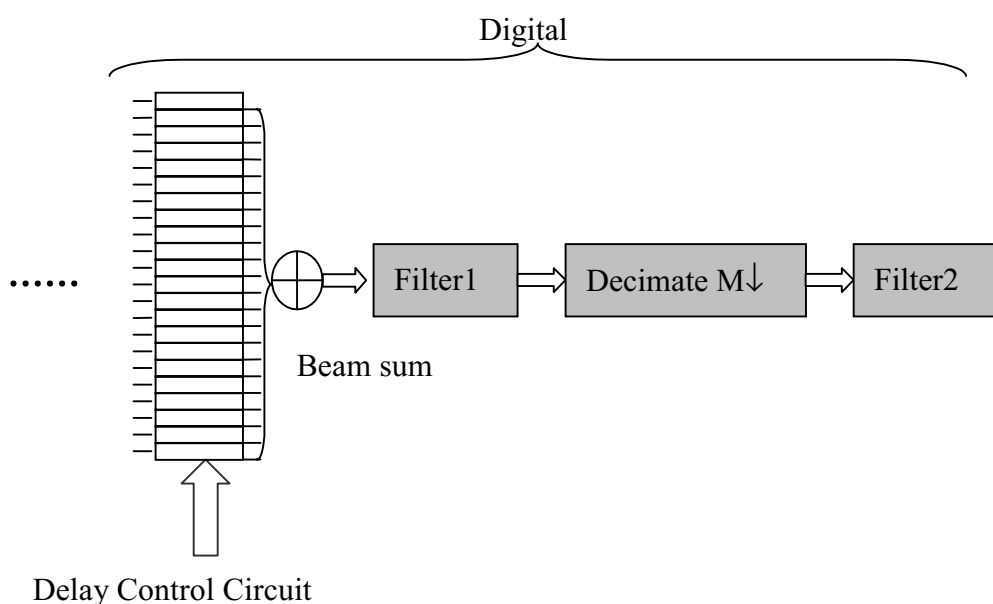


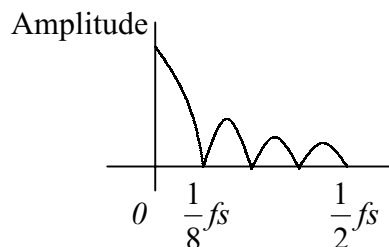
圖 3-1. 對傳統數位系統所做的修改

濾除信號頻帶的雜訊。Decimate 的部分是將信號從 oversample M 倍的情況之下，經過再取樣降到 Nyquist rate。而 Filter2 則是針對超音波信號的特性，對降頻後的信號再作一次修正。以下就 Filter1 與 Filter2 方塊圖作討論。

### 3-2 降頻之前的濾波器

降頻前的濾波器(圖. 3-1, Filter1)主要是要將信號從 beam sum 後的信號中濾出。從信號處理的觀點來看，由於低通三角積分器的信號頻帶落在低頻，所以需要低通濾波器將信號濾出；而帶通三角積分器的信號頻帶落在中頻（取樣頻率與低頻之間），所以需要帶通濾波器將信號濾出。一般而言，在多位元信號的情況之下，可以針對系統應用的信號特性，設計出最佳化的濾波器。此濾波器的階數、係數可能非常複雜。此類濾波器包括 Half-Band Filter 等等。另一類濾波器則採用簡單的係數，如 1、0、-1，而捨去了部分的品質。此類濾波器有  $\text{Sinc}^K$  Filter、Ternary-Encoded FIR Filter 等等。所謂的  $\text{Sinc}^K$  Filter，是由 K 層 M 階的 Sinc Filter 所串連組成，每個 M 階的 Sinc Filter(或稱為 moving average filter)可由係數為 1 的 M 階 FIR 來實作。以  $\text{Sinc}^1$  M=8 為例，其頻率響應如圖 3-2。

Ternary-Encoded Filter 則是由 1、0、-1 為係數的濾波器所組

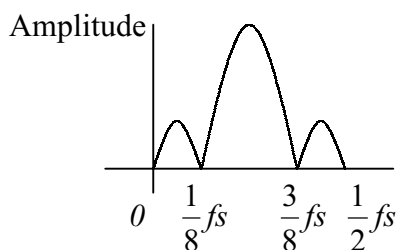


Coefficient : 1,1, 1,1,1,1,1,1

圖 3-2. Moving average filter 的頻率響應

成。此類濾波器類似  $\text{Sinc}^K$  Filter，但是其特殊編碼過後的係數，可使濾波器的頻率響應具有帶通的特性。以係數為 1,0,-1,0,1,0,-1,0

的編碼為例，其頻率響應如圖 3-3。此係數亦可視為 cosine 函數



Coefficient: 1,0,-1,0,1,0,-1,0

圖 3-3. Ternary-Encoded 濾波器之頻率響應

以  $\frac{1}{2}\pi n$  的次序出現，其中  $n$  為整數。此外，可配合 sine 函數，將信號用數位處理的方式分為實部與虛部，可避免類比解調時所可能造成的時脈差(jitter)問題。

經過濾波後，所濾出的信號到此已經為高頻多位元信號。所以緊接著所要作的便是降頻到適當的取樣頻率，也就是 Nyquist rate。但是值得注意的是，高頻的方波信號經過低通濾波器會產生某些單一頻率信號 (harmonics or tones)，必須在皆下來的濾波器濾除。

### 3-3 降頻後的濾波器

降頻後的濾波器主要是去除降頻後信號的雜訊，使得信號趨近於探頭所發射的信號，高斯信號。所以在此所使用的濾波器為最佳化濾波器(Optimum filter)。

最佳化濾波器的設計方法有很多，此處的最佳化濾波器設計原理，是依據 Least Mean Square Error(LMS)的原則計算出濾波器係數<sup>[14]</sup>。所謂 LMS 的計算原則，就下面圖 3-4.來解釋，若  $X(n)$  為所欲修正的信號， $R(n)$ 為  $X(n)$ 修正的參考信號，則 Least Mean Square Error 便是尋找一向量  $f_{n \times 1}$ ，令  $\hat{R}_{m \times 1} = B_{m \times n} \times f_{n \times 1}$ ，使  $\sum (R_{m \times 1} - \hat{R}_{m \times 1})^2$  為最小，其中  $B_{m \times n}$  為  $X_{m \times 1}$  的旋積矩陣(convolution matrix)。在最佳的情況下，可令  $R_{m \times 1} = \hat{R}_{m \times 1} = B_{m \times n} \times f_{n \times 1}$ 。欲求得上

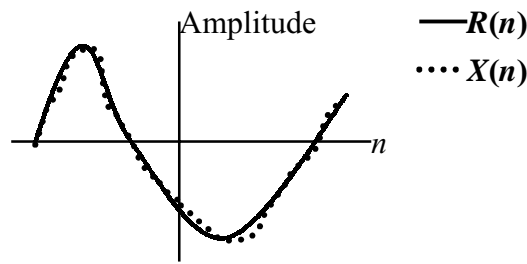


圖 3-4. 最佳化濾波器之設計輸入

式解，可採用 Moore-Penrose Pseudoinverse (generalized inverse) 的方法：

$$B^+ = V \Sigma^{-1} U^{*t}$$

其中， $U$  為  $m \times m$  正交矩陣， $V$  為  $n \times n$  正交矩陣，而  $\Sigma$  為  $\text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{\min(m,n)}\}$ 。 $\sigma$  是由  $B$  的 Singular Value Decomposition 分解得來的，其值為唯一。 $U$ 、 $V$ 、 $\Sigma$  與  $B$  的關係為：

$$B = U^{*t} \Sigma V$$

則  $f_{n \times 1} = B^+_{n \times m} \times R_{m \times 1}$  對  $f$  整理後可以導出  $f = (B^T \times B)^{-1} \times B^T \times R$ 。所以最佳化濾波器的設計，可以針對超音波應用的信號，高斯信號做為參考信號  $R(n)$ ，來進行最後的濾波工作。

### 3-4 濾波器的設計原則

由於降頻之前的濾波器所濾波的是多位元或單一位元的高頻信號，所以在設計濾波器時，為了降低高頻運算的複雜度，濾波器的係數皆採 1 或 -1，如此一來，便可省去傳統數位濾波器所需要的乘法運算。以低通濾波器的設計為例，是採用 moving average filter 的設計，也就是係數皆為 1 的 FIR 濾波器；帶通濾波器的設計，則可使用 Ternary-Encoded FIR Filter。此類濾波器因受限於係數採整數，所以濾波器的頻率響應較為粗糙，能過濾的信號頻帶也受到限制，例如帶通濾波器(圖 3-3)的信號頻帶落在四分之一取樣頻率處。所以在設計濾波器時，可根據係數 1 0 -1 0 的濾波器信號通帶落在四分之一的取樣頻率處，所以欲使取樣頻率 160MHz

的情形下，信號通帶落於 5MHz（為取樣頻率的三十二分之一），必須以八倍的長的相同序列之係數設計濾波器，可得簡單係數的帶通濾波器。由於第一層的濾波器頻率響應較為粗糙，所以需要在降頻之後，再作一次較為複雜的濾波，以濾除降頻前，第一層濾波未能濾除的量化雜訊。降頻之後的濾波器，由於所處理的信號頻率較低，可以採用較為複雜的浮點運算的最佳化濾波器。

### 3-5 模擬低通三角積分器之信號重建

為瞭解低通三角積分器之信號重建，這裡採用 2 階一位元低通三角積分器作 160MHz 的類比數位轉換，以中心頻率為 5MHz，

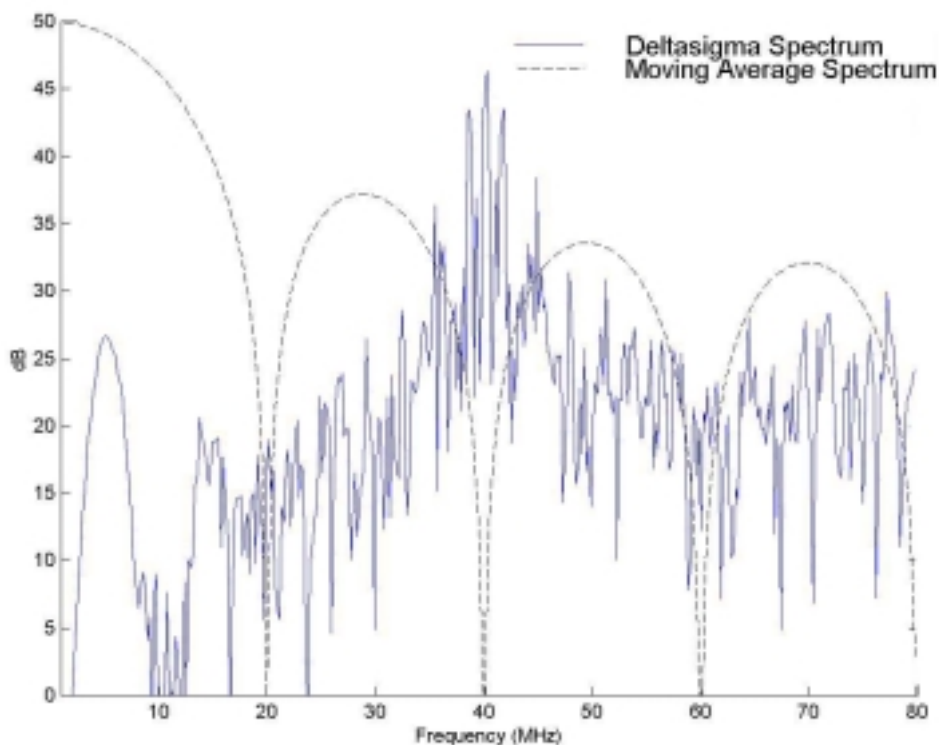


圖 3-5. 三角積分器的輸出頻譜與 8 階 moving average filter 頻率響應

頻寬為 3MHz 的高斯信號作輸入，所以 Nyquist rate 為 20MHz，OSR 為 8。經三角積分器轉換後的單一位元信號之頻譜如圖 3-5.實線



所示。

由頻譜中可以明顯得看出高斯信號落在約 3 到 8MHz 之間，而在 8 到 80MHz 之間有相當大的雜訊在。在降頻前的濾波器之頻率響應如圖中虛線所示，是一個八階的 moving average filter(MAF)。其目的是將高頻的雜訊濾除，留下真正信號頻帶的信號。經過降頻之後，信號的頻譜變成圖 3-6.中實線所示。使用八階的原因，可直接由 OSR 得知，這是由於 moving average filter 的響應，會在取樣頻率的 OSR 分之一的地方產生第一個最低響應。從圖中可以看出信號的頻譜中仍有雜訊，此時再經過最佳化濾波器作最後的雜訊濾除。最後的時域波形如圖 3-7 中的點實線所示，已接近類比數位轉換前的高斯信號了。最後所要決定的，

是各個濾波器的階數。由於降頻前所使用的濾波器係數皆為 1，所以階數不能太大，以免發生不必要的能量平均作用，造成濾波品質(Signal to Quantization Noise Ratio，)降低。至於降頻後的濾波器，則是採用浮點係數，所以階數則是由濾波的效率(訊雜比與階數的關係)決定。一般最佳化濾波器所設計出的頻率響應，為帶通或者低通形式，階數越高，則在高頻的部分頻率響應就越小，信號 5MHz 附近的響應仍保持約為 1。但是由於最佳化濾波器是採用對固定的高斯波形作最佳化，所以當最佳化濾波器的輸入，並非原來所針對設計的波形（或頻譜），則最佳化濾波器反而會使波形產生變形，使得  $SNR_Q$  下降。圖 3-8 是訊雜比與各種濾波器階數的關係。訊雜比的計算方式是：

$$SNR_Q = \frac{\sum^n (X[n])^2}{\sum^n (Y[n] - X[n])^2}$$

取 dB 值，其中  $Y[n]$  是經過處理後含有雜訊的信號， $X[n]$  則

是理想的輸出信號。所計算出來的訊雜比越高表示濾波器的效果越好。由圖 3-8 中可以得知，經過 8 階 moving average filter 再經過最佳化濾波器的效果最好。

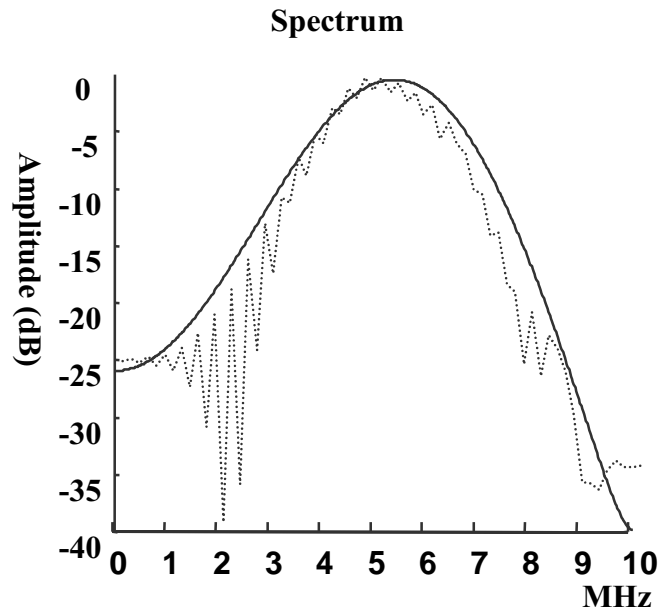


圖 3-6.降頻後頻譜與最佳化濾波器的頻率響應

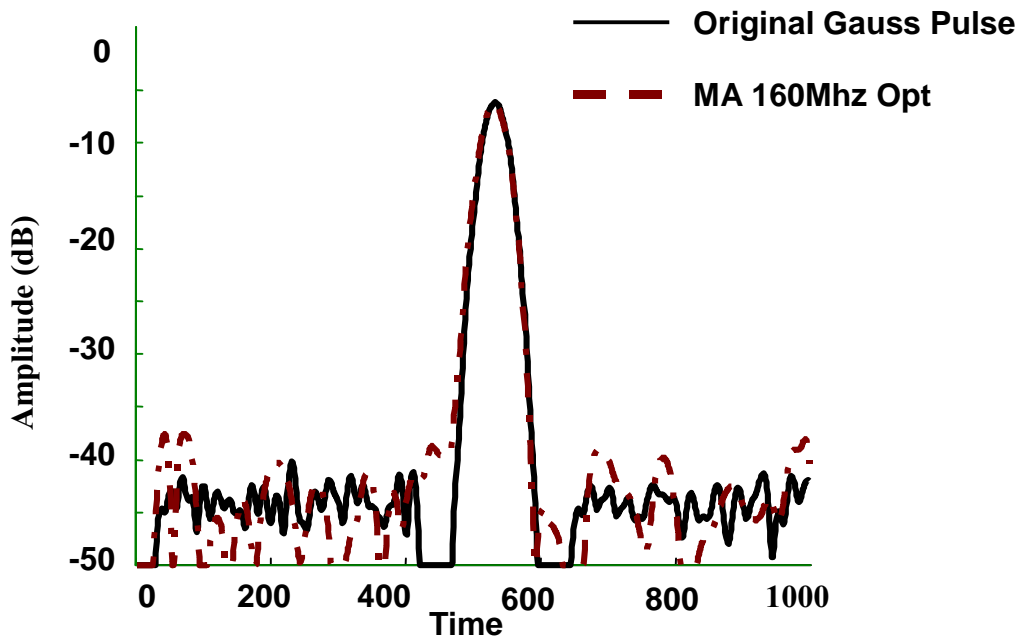


圖. 3-7.輸入數位類比器前與處理後之波形

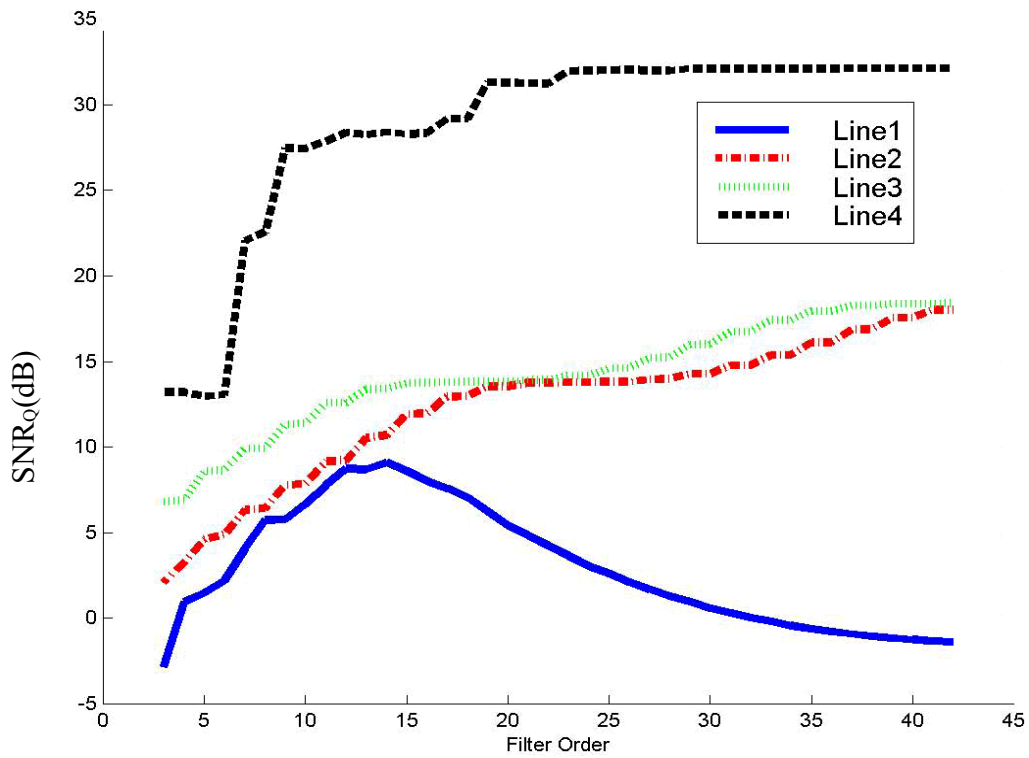


圖 3-8  $SNR_Q$  與濾波器階數。Line1: 只以 moving average filter(MAF) 對 160MHz 工作頻率的三角積分器輸出信號濾波。Line2: 只以 optimum filter(OF) 對三角積分器輸出信號濾波。Line3: 先以 8 階 MAF 濾波，再接著以 OF 濾波。Line4: 先以 8 階 MAF 濾波，降八倍頻後，再以 OF 濾波。

# 第四章

## 三角積分器於數位超音波影像系統應用之研究

### 4-1 簡介

由於三角積分器具備了高頻取樣與單一位元的資料寬度，可以取代傳統多位元量化器（ADC）。而採用此三角積分器的新系統因為具備高頻取樣的特性，可省用傳統系統中的內插電路；而匯流排（data bus）也因為單一位元的資料而大幅縮減。此外，在系統的加法器也可以從傳統的多位元加法器修改為單一位元加法器，以邏輯閘的方式以予實現。綜合以上的優點，新的系統不但有比傳統系統低的複雜度，也能降低超音波系統的高成本。但是，新系統也面臨傳統系統所沒有的問題，例如在信號對齊（聚焦延遲控制）時，會發生取樣點不足的情形。所以本章將針對三角積分器於超音波影像系統之應用上，所面臨的問題作一深入的研究討論。

### 4-2 傳統超音波系統與新系統

圖 4-1. 為數位超音波系統的方塊圖。在傳統系統中，採用多位元的量化器。此種量化器是採用被動元件中的電容所製成，所以會受到取樣頻率與精度的限制。典型的系統中，採用 10~12 bits 在 20~40MHz 左右的量化器。而精度越高，取樣頻率越快的量化器，其價格越高。而超音波系統中的每一個信號通道，都需要一個這樣的量化器。除此之外，每一個量化器後面緊接著的是 10~12 bits 的 data buffer，而每一個匯流排都需要經過內插電路，將其中

的資料內插到高频（約 32 倍中心頻率），才能夠在經過延遲計算後，取出較精確的值來成像。在新的超音波系統裡，量化器採用單一位元的三角積分器。也因此，後續的處理受三角積分器的影響，除了在降頻之後的運算，都是以三角積分器相同工作頻率的單一位元高频運算。在 data buffer 的部分，修改為單一位元的 data buffer，而內插電路的部分可以省去。在延遲計算的部分，也可以大幅地簡化。而在最後的成像處理中，只要加入典型的三角積分器信號降頻與去雜訊、平滑化的濾波器，便可得到最後的超音波影像。（在非線性掃描的部分，還要再加上座標轉換，以便顯示適當的影像格式。）

但是在上述的程序中，因為高频取樣與單一位元而省去的內

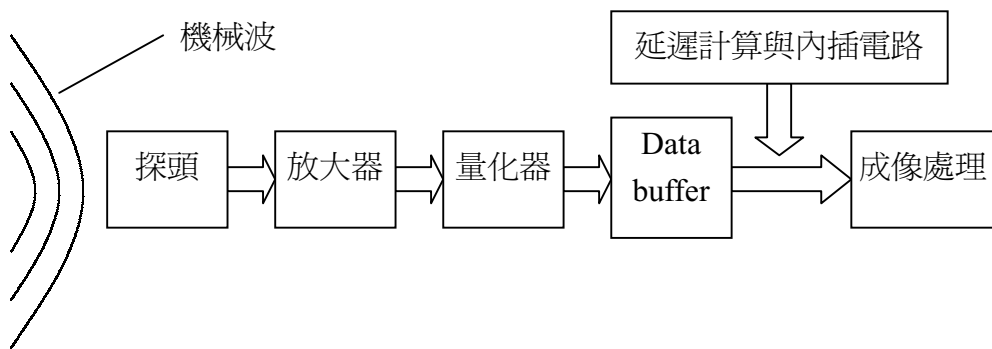


圖 4-1. 數位超音波系統方塊圖

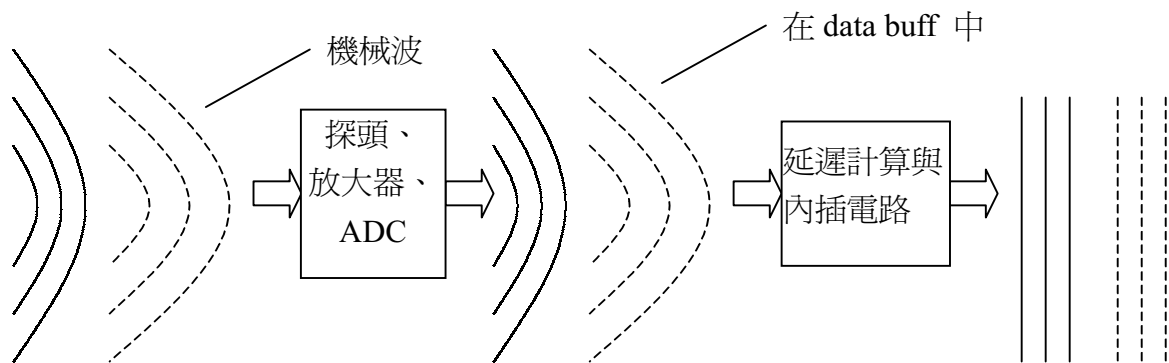


圖 4-2. 延遲與內插之目的

插電路，在新的系統裡，便必須以其他方法取代內插電路的功能。

圖 4-2.解釋了在傳統數位系統中，內插電路的功能。由於在接收端的動態聚焦，必須針對不同方向與深度傳回來的信號，作延遲的控制。以圖 4-2.為例，實線部分的信號，是從離探頭較遠的地方所傳回來的，其曲率較小。而虛線部分的信號，是從離探頭較近的地方所傳回來的，其曲率較大。而延遲與內插電路的部分，便是要將這些來自不同深度與方向的神號，予以對齊。在對齊時，由於遠近不同深度回來的波，其曲率不同，所以在探頭兩端通道附近，會發生取樣點數不足以將波形對齊的情形。在文獻<sup>[10]</sup>中提到，當在三角積分器的模型裡，採用固定聚焦成像時，所產生的影像與傳統系統所產生的影像，其品質相同，但是，若在三角積分器模型裡，採用動態聚焦，則會發生影像品質明顯下降，有雪花般的白斑紋出現。在傳統多位元的系統中，可以採內插的方法將所缺的取樣點補齊。在新的單一位元系統中，雖然有極高的取樣頻率，但這僅能減少需要補齊的點數，並不能完全免除缺乏取樣點的問題。並由於單一位元的特性，新系統不能使用內插的方法。因為單一位元內插之後，還是會被量化為單一位元。此外，所捕的取樣點是否仍能夠在後續的三角積分器信號解調時，不造成失真亦是考慮的重點。

### 4-3 補取樣點不足的方法

由於單一位元三角積分器信號的特性，必須尋找補足取樣點的方法，而且此方法必須滿足下面的特性：

1. 所用以補足的取樣點必須也是單一位元，否則便失去新系統簡化舊系統複雜度的意義。
2. 所用以補足的取樣點，必須能夠不影響三角積分器的解

調，仍能夠維持高 SNR。

3. 用以計算取樣點的數值的方法，必須簡單，以便能夠在高頻的工作頻率下，即時計算出來。

首先從上面第二點來考慮。以低通三角積分器的解調來說，是先經過一個低通濾波器，再降頻。若此低通濾波器是採用典型的 moving average filter，則可知欲不影響解調信號，則補點的最佳方法便是補零。(若單一位元的邏輯值是 +1 與 -1) 但是這個方法與所要考慮的特性中的第一點相互違背。因為這個方法必須使得取樣點的資料寬度增加為二個位元。

其次，再從上面第三點來考慮，最簡單的方法，便是使欲補的取樣點，其邏輯值重複前一個取樣點的值。但是這個方法與所要考慮的特性中的第二點相違背。因為重複前一個取樣點，便是加入了原本不存在的信號 (或能量)，會降低三角積分器的解調表現。

第三，可以考慮讓所補齊的信號為 +1 與 -1 的隨機變數，且符合平均值為零的設計。雖然這個方法能夠符合要求的第二點，

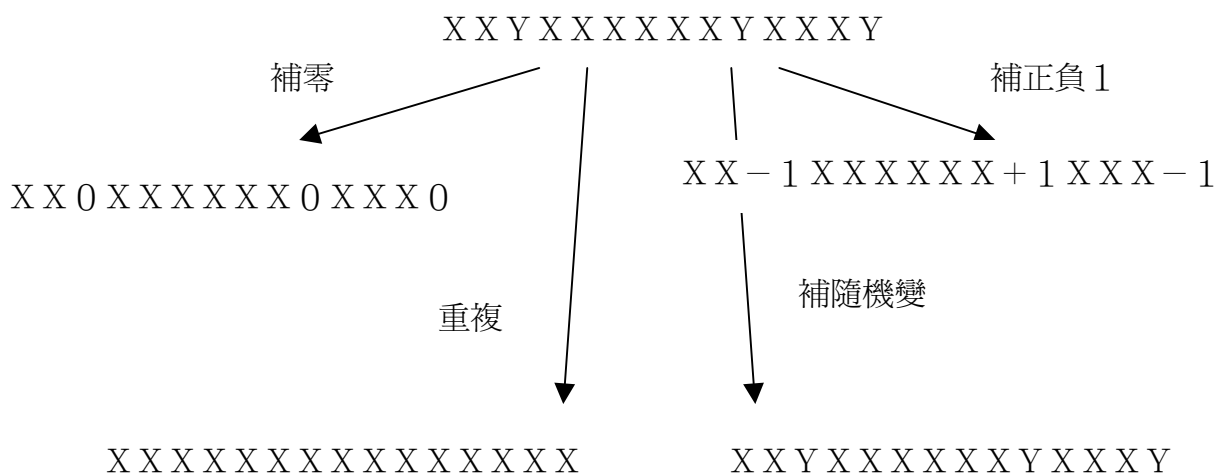


圖 4-3.補值方法

並有不錯的 SNR 表現，但是產生隨機變數仍稍嫌複雜。最後，折

衷的方法是採用 +1 與 -1 交互替換的方式。也就是當前一次補齊時，若是採用 +1，則這一次便採用 -1 來補值；反之，若前一次補齊時，採用的是 -1，則這一次便採用 +1 來補值。這個方法不但簡單，而且符合補值平均為零的設計，並能維持不錯的 SNR 表現。

到目前所提到的方法有：一、補零，二、補前一個值，或稱重複前一個值，三、補隨機變數，四、補 +1 與 -1 交替。圖 4-3 解釋了上面的四種補值方法。若設  $X$  為三角積分器的輸出結果，其邏輯值為 +1 或 -1， $Y$  則是在對齊時，發現所缺少的取樣點。除此之外，在<sup>[10]</sup>之中曾提到類似的方法，例如將當一位元變為兩個位元，例如 +1、+0.5、-0.5、-1 或者是 +1、0、-1 的情況。除了上述的編碼不同之外，論文<sup>[9][10]</sup>中還提到，可在三角積分器之中，加入多對一的多工器於輸出或者回授端。多工器的輸入端除了接原來的線路外，亦可接原線路的放大信號，或接地以表示信號 0，如圖 4-4。當延遲改變時，多工器便可切換至接地或原信號之放大。其結果以下表，對比解析度(Contrast to Noise Ratio, CNR)在不同 speckle 仿體，所計算得到的值，比較這幾種方法的優劣。由表中可以明顯的看出以 Inzert-0 的方法最為接近傳統 RF 影像的影像品質。

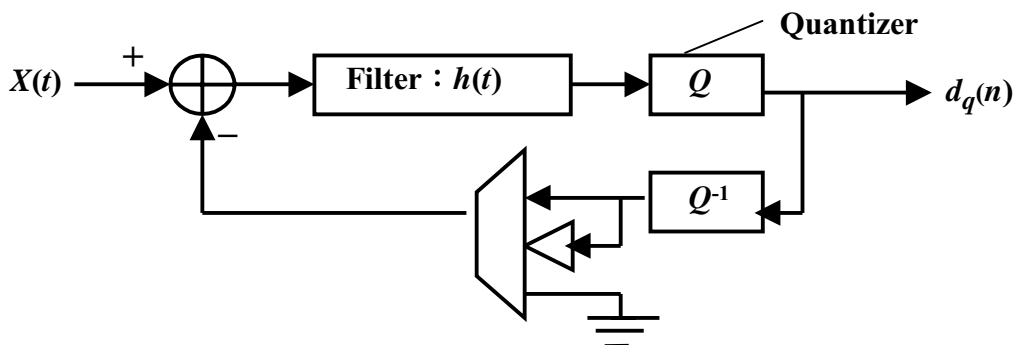


圖 4-4 補償後的三角積分器。



成像方法	仿體 1	仿體 2	仿體 3
未補償的三角積分器	4.72	4.64	3.68
補償後的三角積分器	5.53	5.06	3.88
Divide-by-2 三角積分器	5.55	5.06	3.90
Inzert-0 三角積分器	5.55	5.07	3.90
傳統 RF	5.55	5.07	3.90

## 4-4 實驗驗證

為驗證新系統的可行性與上述所提到的四種補值方法的比較，必須以實驗的方式驗證到目前為止所提到的演算法。包括低

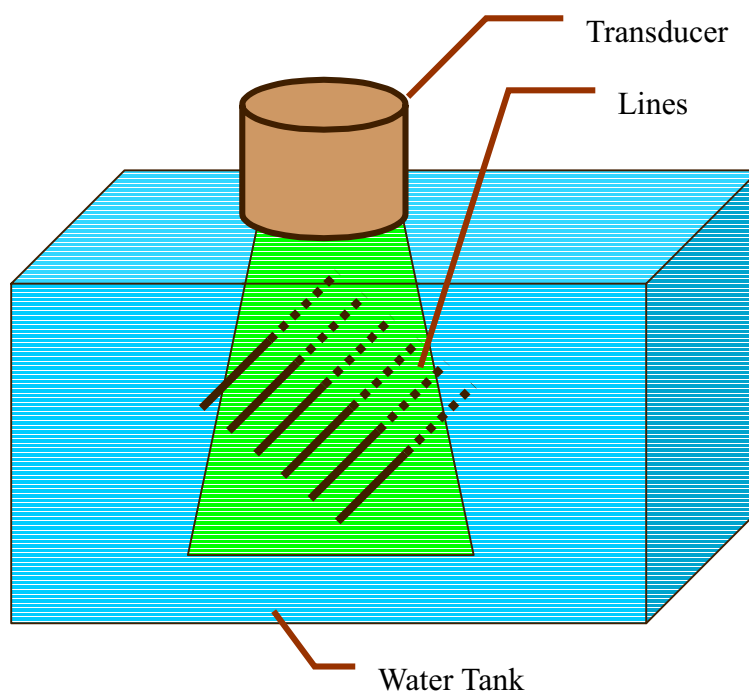


圖 4-5.實驗架構

通三角積分器的應用，以及其解調，和這裡所提到的四種補值方法。這個實驗是由 Biomedical Ultrasonics Laboratory (<http://bul.eecs.umich.edu>) 所做，原始資料檔放在網頁中的

Ultrasound RF Data Set acuson17 中。

圖 4-5.是這個實驗的架構。探頭是採用 128 通道的陣列探頭，其中心頻率為 3.5MHz。對水箱中的六條尼龍線進行掃描。所得的結果，應為此六條尼龍線的切面，也就是六個點。使用尼龍線作為仿體的目的，是由於一般較複雜的影像，可想像成這些影像點的組合，所以影像點的品質好壞，可以反應系統在其他影像上的效能。實驗所採用的 ADC 是傳統的 12 位元量化器，其取樣頻率為 13.8889MHz。實驗所得的資料格式，則是每個發射通道與每個接收通道各取 2048 個取樣點，以短整數的方式儲存。所以資料為  $128*128*2048*2$  bytes。

圖 4-6.為資料儲存格式示意圖。由於實驗所用的資料，其取樣頻率比低通三角積分器的工作頻率低（三角積分器的工作頻率設在 112MHz），所以必須先經過內插到 112MHz 之後，再經過三角積分器產生單一位元的三角積分器信號。

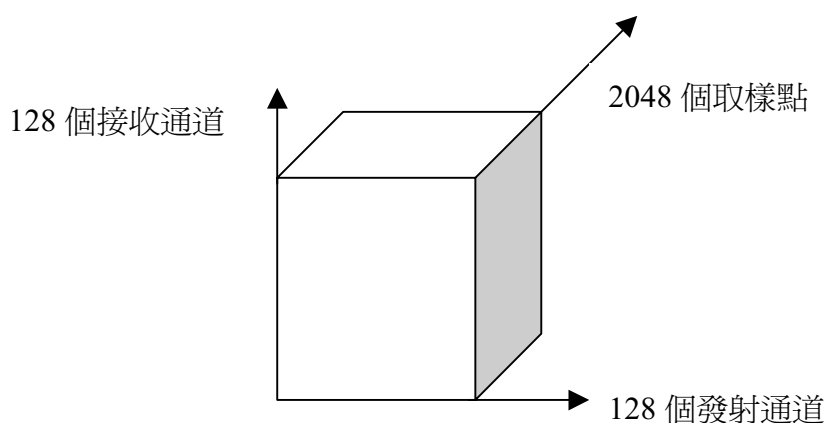
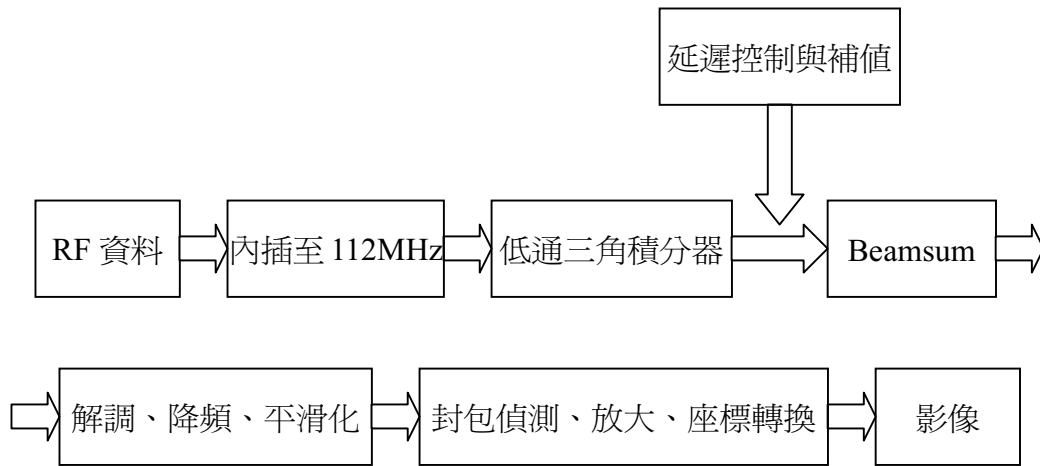
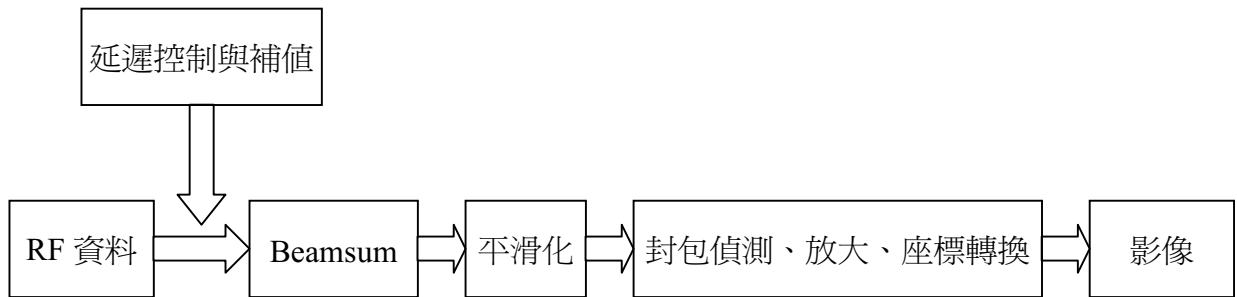


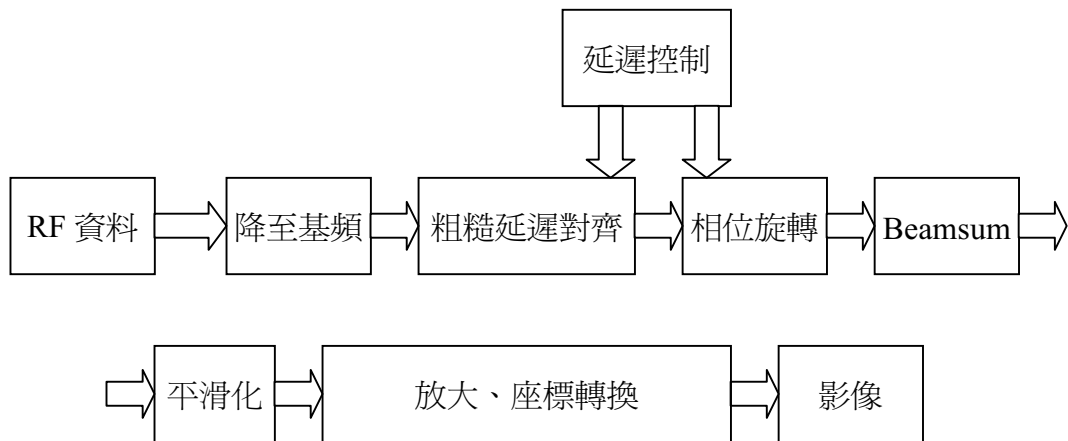
圖 4-6.資料儲存格式



(一) 低通三角積分器系統方塊圖



(二) RF 系統方塊圖



(三、四) 基頻系統方塊圖

圖 4-7.系統方塊圖

為建立一個比較的標準，除了低通三角積分器的新系統實驗之外，以同樣的一筆資料，再作出另外三種影像作為比較的標準：第一種是以傳統數位式 RF 系統的方法來成像，第二種是以傳統數位式基頻系統的方法來成像，第三種是以動態發射聚焦的方式，進行基頻系統的方法來成像（簡稱 Gold Standard Imaging）。圖 4-7 是這四種方法的系統方塊圖。第一個方塊圖是三角積分器的系統方塊圖。首先，將 13.8889MHz 的 RF 信號（因為是寬頻信號，所以取樣頻率約為中心頻率的四倍），內差至八倍，也就是 112MHz。然後將信號輸入二階低通三角積分器的模型中，產生三角積分氣得單一位元信號。緊接著，根據 112MHz 所計算出的延遲來進行聚焦與補值，然後把信號相加，產生波束（beam），然後接著信號重建的程序：低通濾波（moving average filter）、降頻、最佳化濾波器（optimum filter），產生多位元的信號。再將這樣的 RF 信號作封包偵測（envelope detection）、信號衰退補償（time gain compensation, TGC）、座標轉換（scan conversion），就可得到的影像。第二個方塊圖是傳統的 RF 系統方塊圖。系統根據 RF 信號的取樣頻率 13.8889MHz 計算出延遲，直接對 RF 信號作聚焦控制與內差，然後作波束相加，再將波束信號平滑化（low-pass filter），然後作封包偵測、信號衰退補償、座標轉換，便可得到 RF 影像。第三個方塊圖是基頻系統方塊圖。系統首先將 RF 信號降至基頻（乘上頻率為 3.5MHz 的複數信號，再經過低通濾波），然後將所得到的複數信號，根據延遲，作第一次的粗糙聚焦。接著，仍根據延遲，對第一次聚焦的結果作相位旋轉（phase rotation），以得到精密的聚焦效果。然後作波束相加、平滑化、放大、與座標轉換。在這個系統裡，特別作了兩種不同聚焦的方法：第一種方法是採固定發射延遲（transmit delay）與動態接收延遲（receive delay），這是一般系統所用的方法，第一個系統方塊圖與第二個

系統方塊圖皆採用此法。而第二種方法是接收與發射延遲皆為動態延遲，這個方法是模擬才有辦法做到的，也是同一筆資料所能做到的最佳影像。它之所以不能在現實的系統上做到，其原因是受到波速的限制與系統的處理速度，不能在即時系統上實現。固定發射延遲與動態發射延遲的不同，是在於固定發射延遲的計算，是將聚焦點固定在一個深度，所以及使深度不同，則延遲仍相同，而動態聚焦延遲的計算，則是聚焦深度是動態的變數，所以深度不同，則延遲亦不同。

## 4-5 結果

在結果分析之前，首先要考慮的是分析的方法。下面的結果，除了簡單地比較影像上的差異，也將不同方向與深度的影像點做橫向與縱向的分析。不論是橫向或縱向，這些點的剖面都叫做 beam pattern。在 beam pattern 上，所要注意的是，在影像中，亮點所在位置的部分（也稱做 main-lobe）的寬度，與影像中，黯淡的部分（也稱做 side-lobe）的強度。因為 main-lobe 反應的實物在影像上的大小，也就是空間解析度，而 side-lobe 則反應兩個區域長度相近時，是否仍能夠從影像上分辨出來，也就是所謂的對比解析度。影像上的六個點，從左側算起，分別位於  $9.57^\circ$ 、 $30.5^\circ$ 、 $41.6^\circ$ 、 $48.3^\circ$ 、 $52.6^\circ$ 、 $55^\circ$  的方向上，深度則是從上方往下算起，在 2.4cm、5.1cm、8.5cm、12.1cm、15.3cm、197.3cm 處，其中第三個點的所在深度約為固定聚焦的深度。

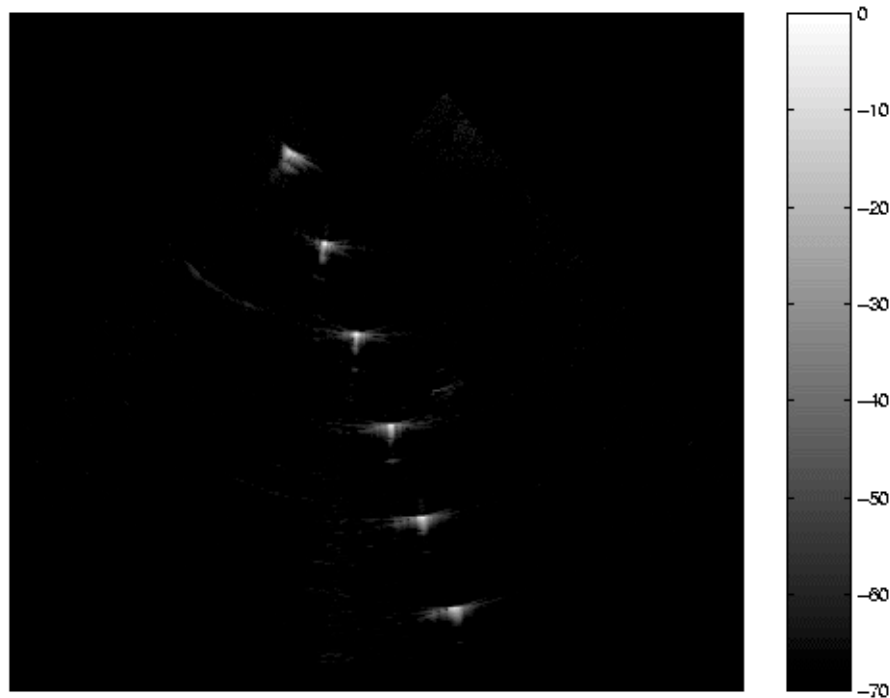


圖 4-8. Gold Standard Image

所有的系統中，其中只有 Gold Standard Imaging（以下簡稱 GSI）是採用動態發射、接收聚焦的方式計算延遲，其餘的方法都是固定發射、動態接受聚焦的方式計算延遲。在實際設計出來的系統，只能夠固定發射聚焦，只有在模擬能夠採用動態發射聚焦。首先是這筆實驗資料所能建立的最佳的影像（圖 4-7.），GSI，因為這張圖是採用 base-band 和動態發射接收聚焦的方法。Base-band 的方法是指，信號自探頭接收後，必須先降至基頻，才作聚焦的動作，如圖 4-6.所示。除此之外，聚焦的動作被分為兩次，第一次的聚焦動作，因為採用的是取樣的方式，所以效果較為粗糙，又稱為粗糙聚焦(coarse delay focusing)，所以此法主要影響影像品質的因素為取樣頻率。RF 影像系統便是採用此法，但是並不降頻，而是採用內插的方式提高此法的精確度。第二次的聚焦動作，則是將第一次聚焦所得的複數結果，再根據延遲作相位的旋轉，故又稱為精確聚焦(fine delay focusing)。這張影像(圖 4-7.)所使用的動態範圍是 70dB 的灰階影像，橫軸是探頭的橫向，縱向

是水的深度，而探頭是擺在影像上方。所形成的影像格式是 sector。由這張影像中，可以清楚地看見六條尼龍線所在的位置，而且幾乎沒有 side-lobe（影像中，從亮點到黯淡的轉變迅速，不會有緩慢的變化）。

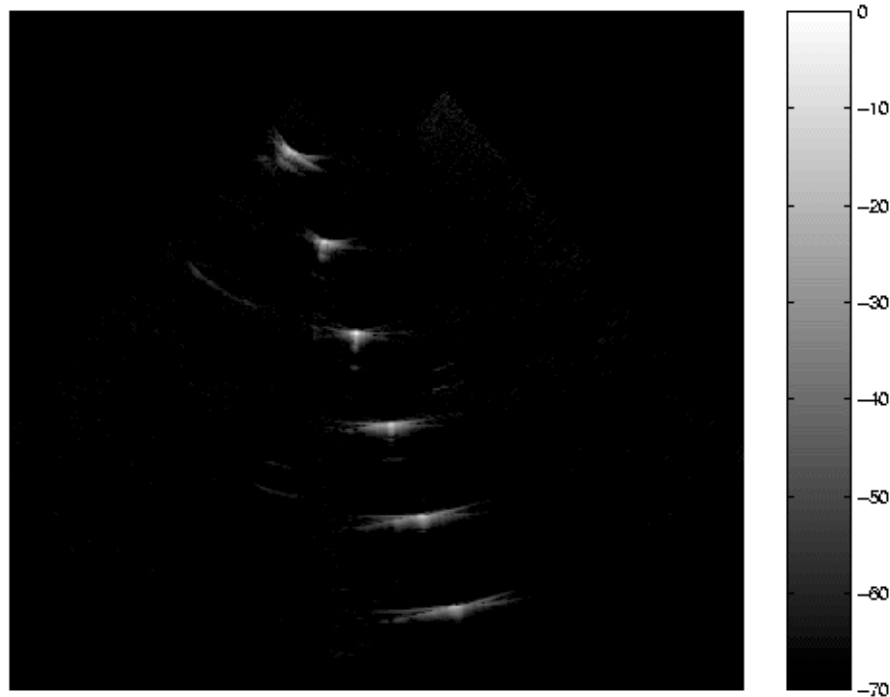


圖 4-9. Base-Band Image

圖 4-9.是採用 Base-Band 的方法成像，採用固定發射聚焦，動態接收聚焦。它的發射聚焦點約在從上方往下數，第三條尼龍線的位置。從這張圖以後的方法，都是採固定發射聚焦在第三條尼龍線的方法。所以從這張圖可以發現，在第三條尼龍線的影像幾乎和 GSI 有相同的影像品質，side-lobe 很低。相反的，在距離發射聚焦點較遠的第一及第五、六條尼龍線的位置的影像，side-lobe 就明顯提昇了許多，而且 main-lobe 也顯得比較黯淡。

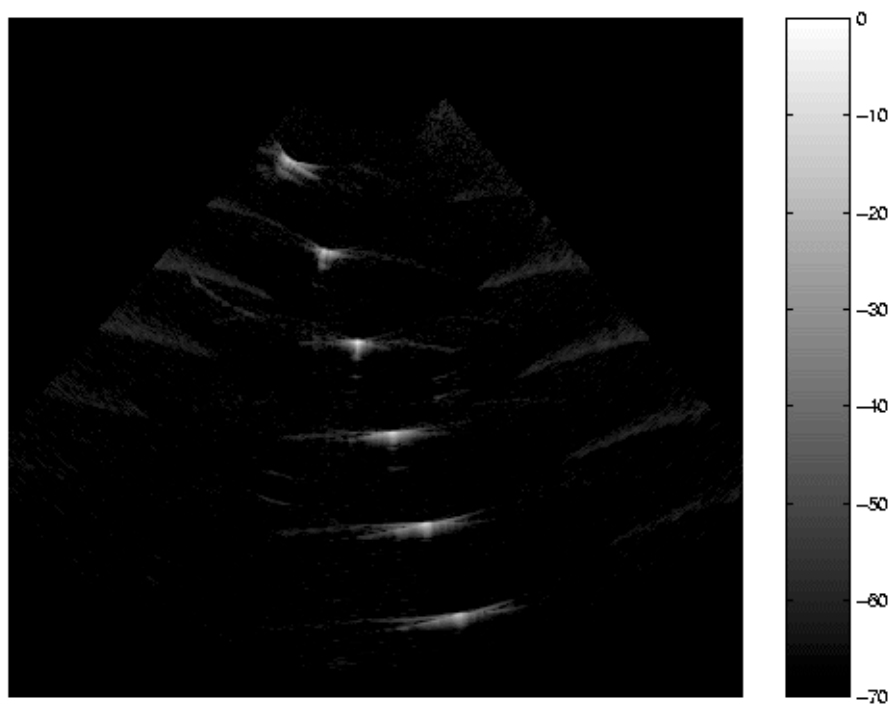


圖 4-10.RF Image

圖 4-10.是採用 RF(Radio Frequency)的方法。從這張影像和 base-band 影像(圖 4-8.)的比較，除了兩側 side-lobe 略高之外，很難看出這兩張影像的不同。基本上，RF 影像方法仍維持了聚焦點的亮度，與限制了非聚焦點的 side-lobe 強度。



圖 4-11.是以低通三角積分器採用補零方法所作出來的影像。和其他固定發射聚焦的影像特性相同，在聚焦點處的 main-lobe 最亮，越遠離聚焦點的 main-lobe 就越黯淡。此外，side-lobe 的特性也和 base-band 方法所作出來的效果相同。但是值得注意的是，在靠近探頭與焦點附近有些黯淡的 side-lobe 出現，這是在 base-band 中所看不到的現象。這可能是由於延遲控制，在三角積分器的方法裡需要更高的取樣頻率。

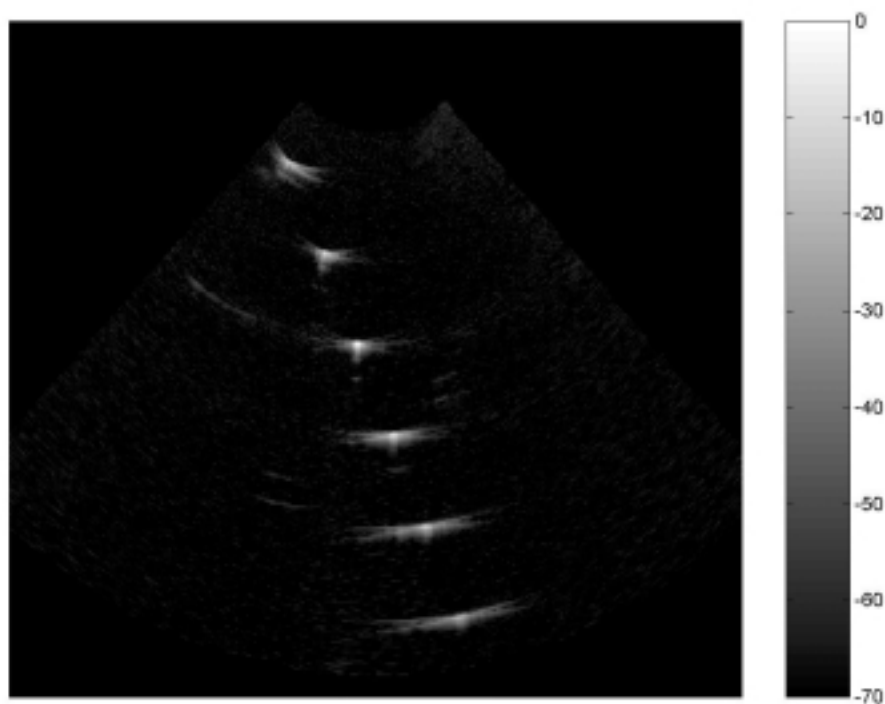


圖 4-11.補零方法的新系統影像

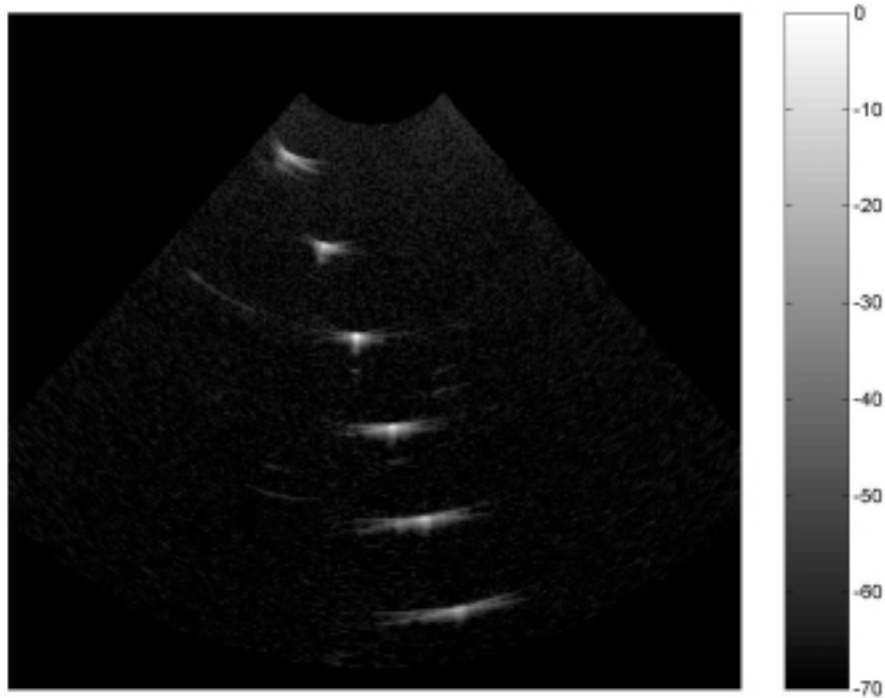


圖 4-12.以重複方法補值的新系統影像

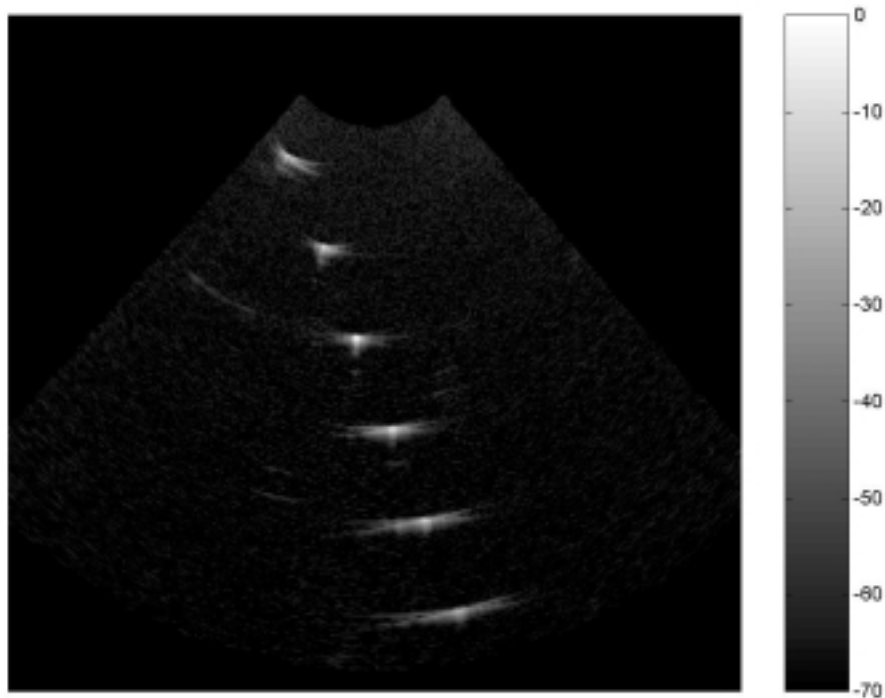


圖 4-13.以隨機方法補值的新系統影像

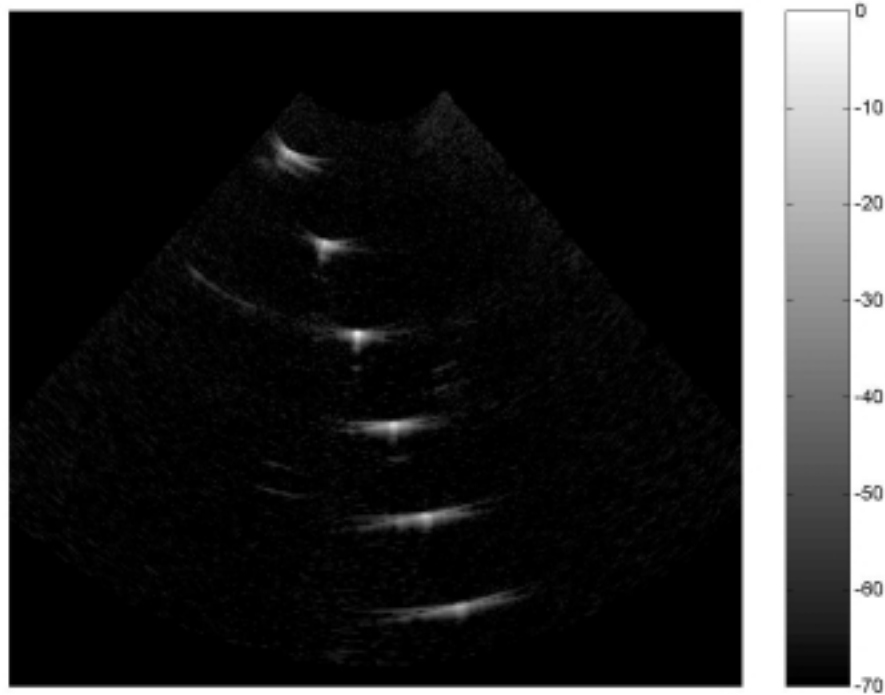


圖 4-14.以+1 和-1 交替補值的新系統影像

圖 4-12.是重複方法補值的新系統影像，圖 4-13.是以隨機變數補值的新系統影像，圖 4-14.是以+1 和-1 交替補值的新系統影像。從這幾張 70dB 的影像上，補零的方法（圖 4- 11.）與補+1 和-1 的方法（圖 4- 14.）有相當的影像品質，而其它的影像都有雪花般的背景雜訊，尤其是在近場。在下面的幾張圖裡，將會以尼龍線為準，作橫向與縱向的剖面圖，用以比較它們之間的不同。其中，ZER 表示補零的方法，REP 表示重複的方法，RND 表示補隨機變數的方法，ALT 表示補交替正負 1 的方法。

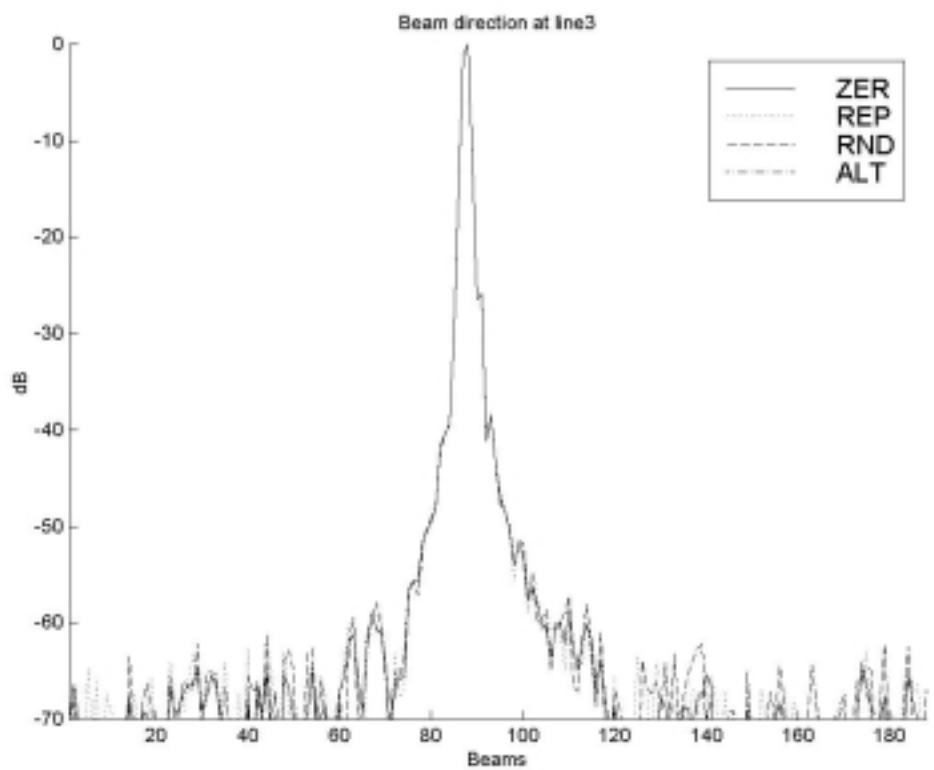
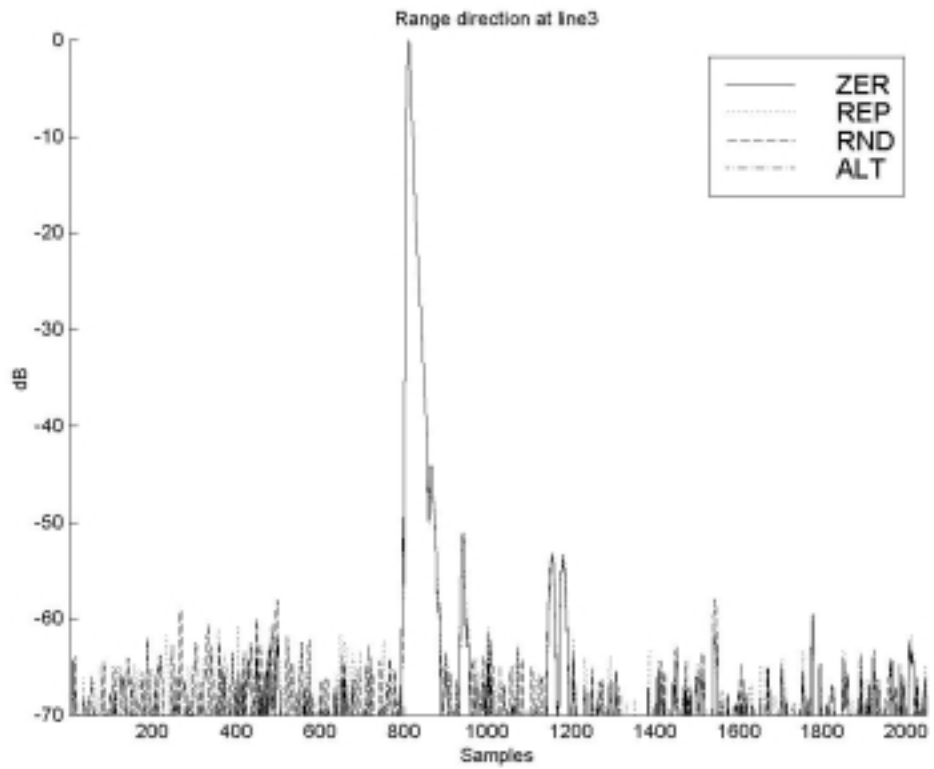


圖 4-15.第三條尼龍線的橫向與縱向剖面圖

從聚焦點附近(圖 4-15.)，也就是第三條尼龍線的剖面圖來看，在縱向的剖面圖可以看見幾乎所有的方法的背景雜訊都大約落在 70dB 的位置，但是在點之前的雜訊比之後的雜訊來的多，其中又以重複與隨機變數這兩種方法的雜訊較多。從橫向的剖面圖看，可以發現所有方法的 main-lobe 幾乎完全重疊。

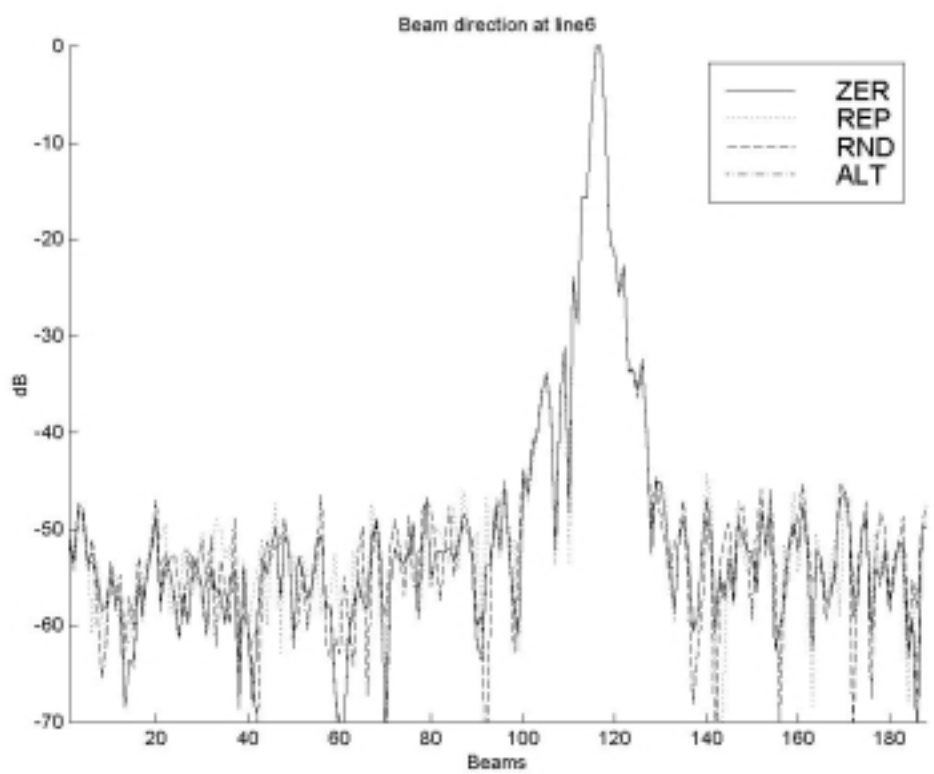
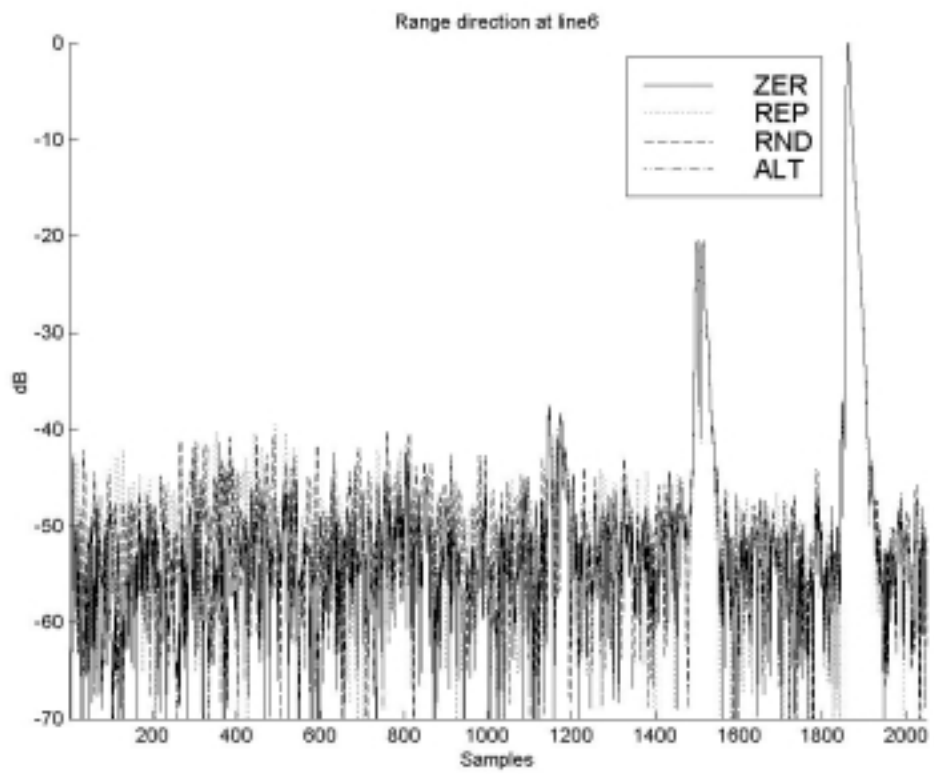


圖 4-16.第六條尼龍線橫向與縱向的剖面圖

圖 4-16.是遠離焦點的第六條尼龍線剖面圖。應該注意的是，這兩張圖都以剖面的最大值作正規化，而第六個點的影像原本就比聚焦的第三個點要黯淡，所以在縱向與橫向剖面圖上來看，其動態範圍便比較低，約在 50dB 左右。換句話說，若設背景雜訊比整張影像的最大值小 70dB，則第六個點應比整張影像最大值小 20dB。從縱向剖面來看，可以清楚的看見重複的方法所產生的背景雜訊比其他方法來得大。從橫向剖面來看，所有的方法效果相近。

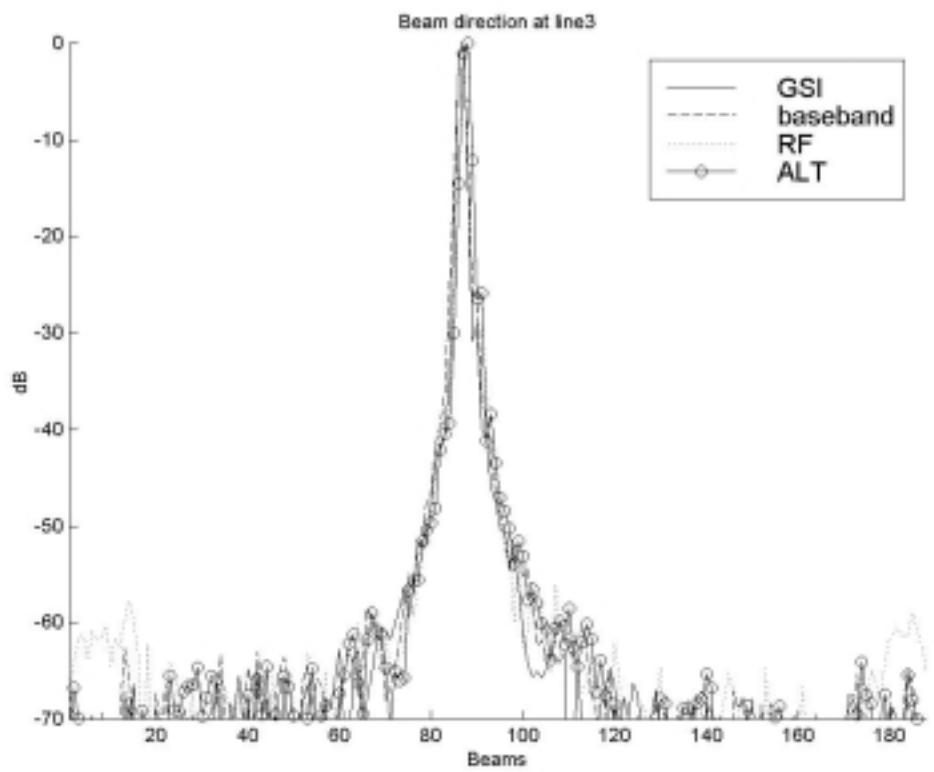
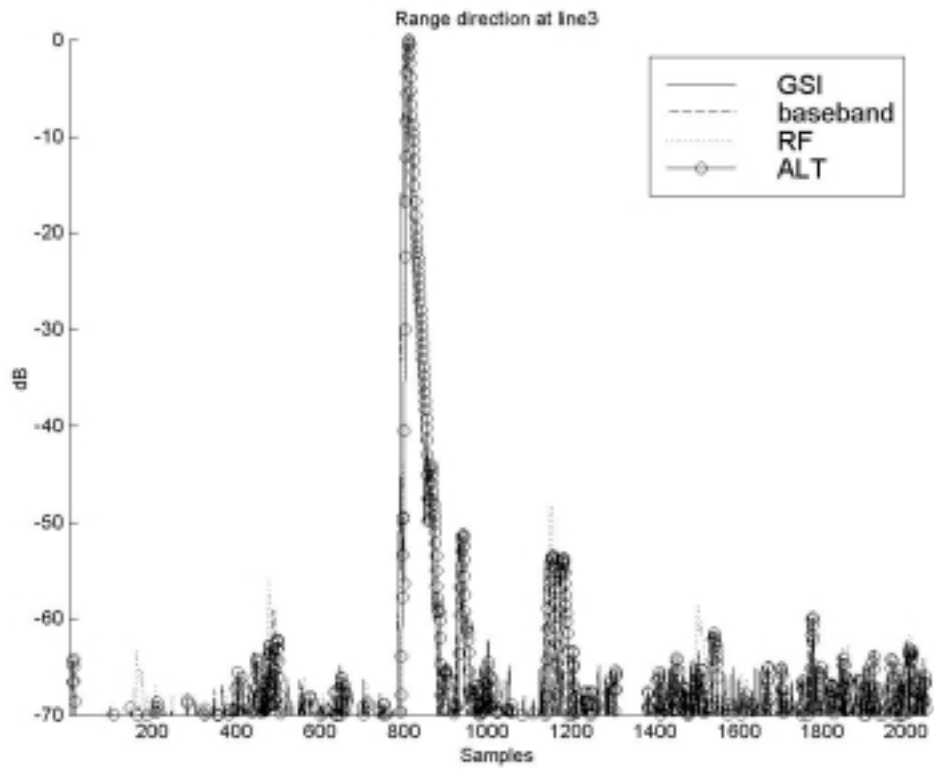


圖 4-17.第三條尼龍線剖面圖



圖 4-17.是比較 GSI (實線)、base-band (虛線)、RF (虛線) 和新系統採用+1 和-1 交替的方法 (點圈線)，這四者間的影像剖面。從縱向的剖面圖上，可以看出新系統和傳統系統有相當一致的表現，動態範圍也落在 0 到 70dB 之間。在橫向上，新系統的剖面兩端並沒有像 RF 一樣，多出約 10dB 的影子。

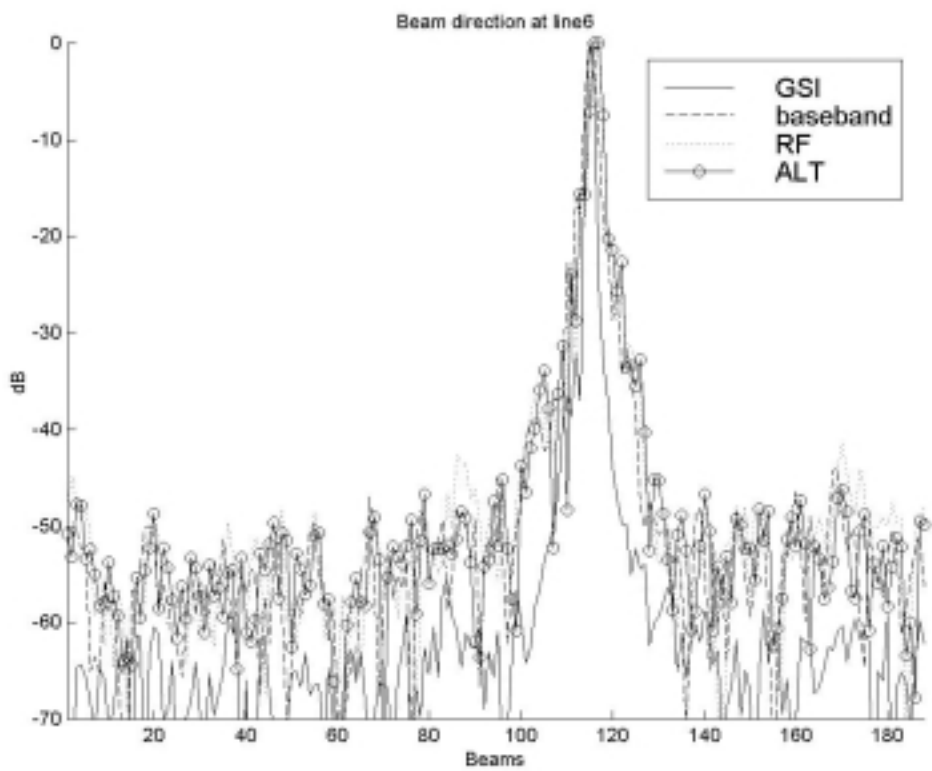
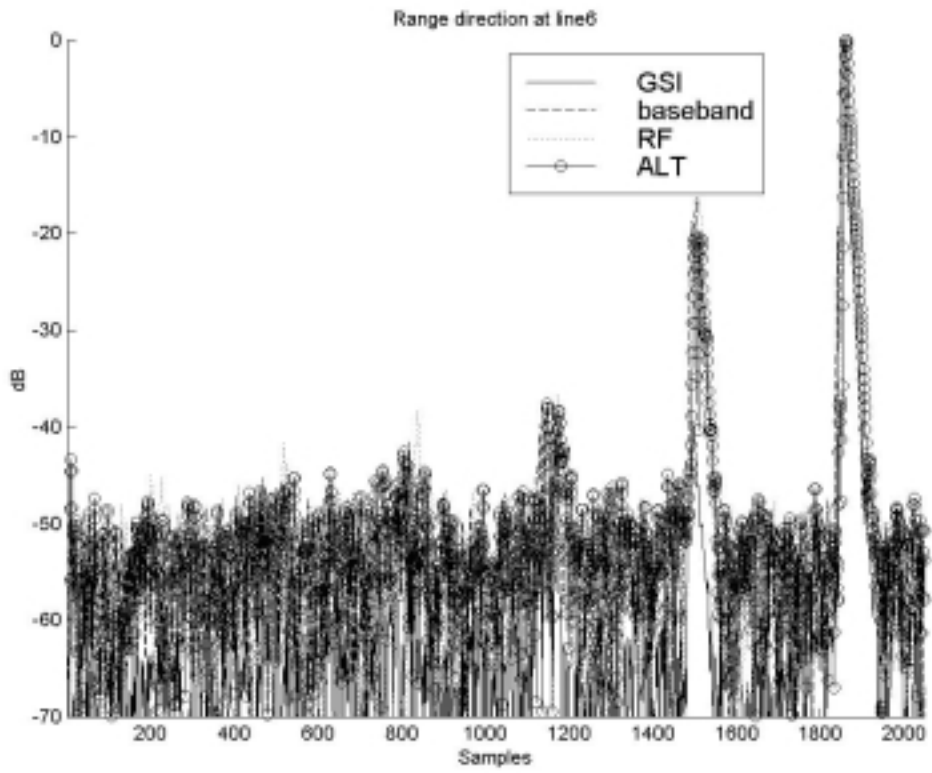


圖 4-18.第六條尼龍線的剖面圖

圖 4-18.同樣是離焦點最遠的第六條尼龍線的剖面圖，代表焦點後之表現。從縱向與橫向剖面圖中可以發現，以 GSI 的動態範圍最大，相當於在焦點附近的動態範圍。也就是說，在 GSI 中，即使是第六個點，其最大值只比第三個點要低少許。而其他系統的方法，其 side-lobe 動態範圍都降低 10 到 20dB。在縱向的剖面圖中，可以發現，新系統的第六個點之外，其他點位置的 side-lobe 較傳統系統的 side-lobe 來的高。從橫向的剖面圖來看，除了 GSI 以外，其他所有方法的動態範圍都一樣。除此之外，GSI 的 main-lobe 寬度也比其他方法的 main-lobe 窄很多。新系統的 main-lobe 寬度，跟 RF 和 base-band 系統的 main-lobe 寬度相近。

此外，第一條線所在位置，代表焦點前之表現。這個位置屬於近場，所以影像比焦點來的差，main-lobe 較為寬，除此之外，其剖面特性皆與第六條線的情形相同。

## 4-6 結論

基於 complexity 與 performance 的考量，三角積分器採用補 +1 與 -1 的方法，仍能夠提供與 RF 相近的品質。由於靠近探頭的部分 main-lobe 較寬，所以在接下來的第五章中，將介紹改變孔徑函數的方法，改善 main-lobe 的寬度問題。

# 第五章 孔徑函數之應用

## 5-1 簡介

孔徑函數是指一個通道數的函數(a function of channel)。是陣列探頭用來權重(weighting)各個通道信在 beam sum 中的比重，目的是改變陣列探頭的聚焦效果，以得到不同的 beam pattern，這方法又稱 apodization。在三角積分器系統上的應用，則是希望藉由改變孔徑函數，犧牲部分的影像品質(空間解析度)，得到其他影像品質的改善(對比解析度)。

## 5-2 孔徑函數

孔徑函數的概念以圖 5-1.來解釋，便是函式  $W(i)$ ，而  $i$  是通道(channel)的 index。也就是信號經過延遲控制的聚焦後，將信號對齊，必須再經過孔徑函數依據信號所在的通道，予以不同的比重相乘，最後再 beam sum 成一條掃瞄線。在沒有改變孔徑函數的情況下，也就是等效於  $W=1$  這樣的函數。而我們一般改變孔徑函數時所採用的，大多是探頭中央通道的比重較高，兩邊比重較

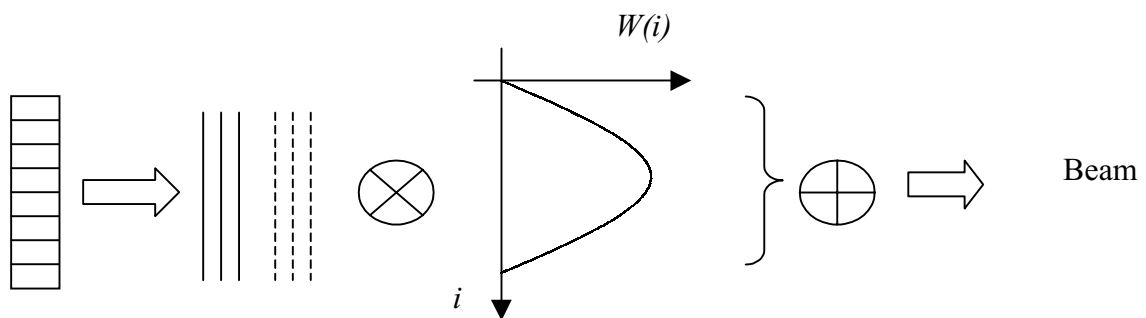


圖 5-1. 孔鏡函數

低的函數，例如 hamming function。而這樣的孔徑函數在影像上會帶來的影響，可從圖 5-2 來解釋。原本的陣列探頭所設計的主瓣 (main-lobe) 是強烈聚焦的效果 (實線)，經過孔徑函數的效果之後，使得聚焦的效果減弱了。原本靠近探頭與焦點之後的主瓣 (main-lobe) 很寬，而在焦點的主瓣 (main-lobe) 很窄。經過 apodization 後，焦點部分的主瓣 (main-lobe) 變寬了，相反的，靠近探頭與焦點後的主瓣 (main-lobe) 則較為窄。圖 5-3 為圖 5-2 的橫向剖面。在焦點的部分，可以看到 apodization 後的主瓣 (main-lobe) 部分較寬，而 side-lobe 較低。換句話說，這個方法犧牲了 main-lobe 的寬度 (犧牲部分的空間解析度)，以期得到較低的 side-lobe (提高對比解析度)。而在非焦點，apodization 則能夠降低 main-lobe 的寬度，也就提高了影像深度 (depth of field)。

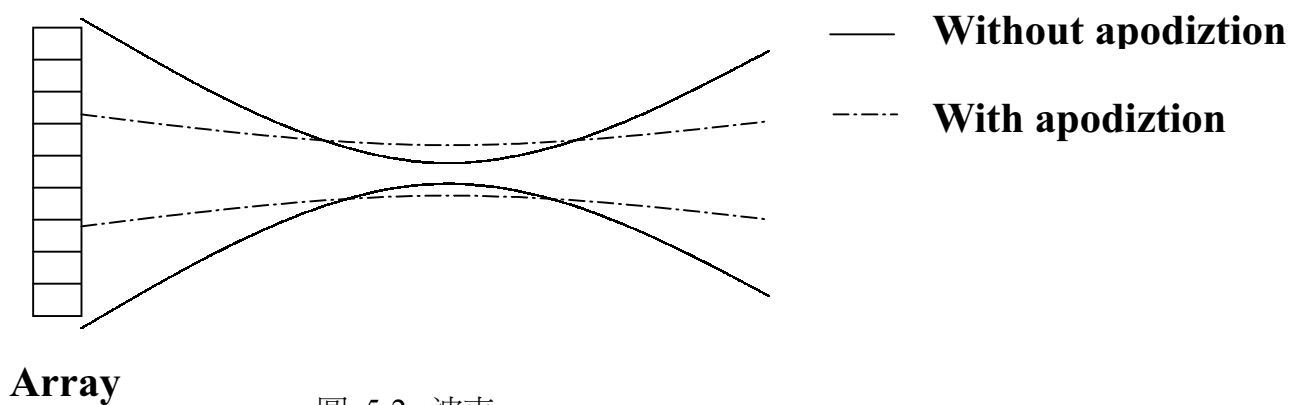


圖 5-2. 波束



圖 5-3. 波束剖面圖

### 5-3 運用 Apodization 於三角積分器影像系統

Apodization 的方法運用在傳統的多位元影像系統上，只需要在 beam sum 之前做多位元的乘法運算。但是在三角積分器的影像系統中，由於資料寬度只有一個 bit 的寬度，所以若只是單純的比重乘法運算後，再量化為一個 bit 的資料，其結果與不做乘法是一樣的。故欲在三角積分器的影像系統作 apodization，勢必先原來的資料寬度轉為多位元的形式，如此才能在乘法之後，量化為多位元。

圖 5-4. 為因應上述問題，對傳統 apodization 的架構所做的修改。首先，將經過對齊後的信號，依照每兩個、三個或四個通道，先相加起來，使每個取樣點從原來來的一個 bit 的寬度，變成多位元的寬度。以圖 5-4. 為例，便是使每三個通道先相加起來，使每個取樣點得到三個 bit 的資料寬度，再經過 apodization 的運算，最後量化為二個 bit 的資料寬度。也就相當於每三個通道都乘以相同的 apodization 比重，最後再做 beam sum。

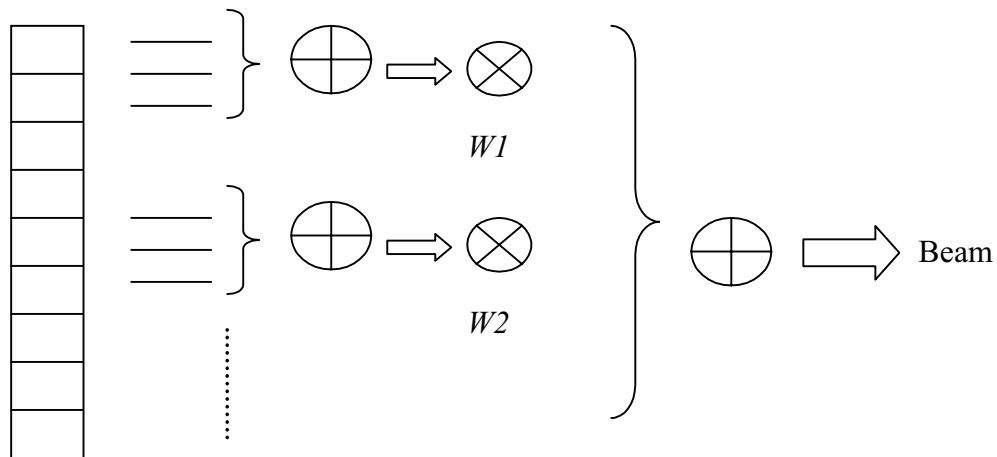


圖 5-4. 應用孔徑函數於三角積分器系統

## 5-4 結果

最後的結果分析，仍然採用之前第四章所用的方法。也就是仍以六條尼龍線作為實驗仿體所取得的同一筆資料，在原来的成像方法裡加入 apodization 的運算。比較沒有加 apodization 的方法，與加入 apodization 各種情況的比較。

圖 5-5.是近場第一個點的剖面圖。實線是沒有加 apodization 的結果，點線是每兩個通道先相加再 apodization，圈線的是每三個通道先相加再 apodization 的結果，虛線是每四個通道先相加再 apodization。從圖中可以看出，加入 apodization 後的 main-lobe 變小了，Side-lobe 的部分也下降了。所以在近場的部分，apodization 確實能夠減小 main-lobe 寬度，且有效降低 side-lobe。從圖中可以得知，以每四個通道相加的情況最佳。

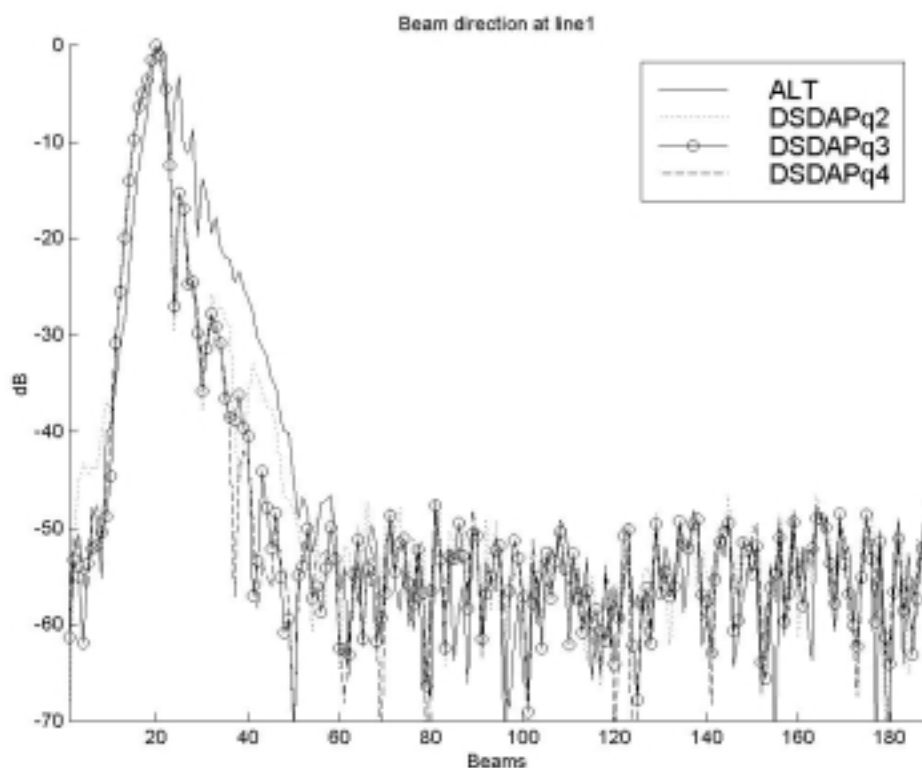


圖 5-5. 近場波束橫向剖面

圖 5-6.為焦點附近的第三點剖面。可以從圖中看出 main-lobe 的寬度僅有少許變寬的現象，而 side-lobe 並無明顯與 apodization 相關的變化。在聚焦點後的影像，由於未加 apodization 前的就有與 RF 影像相近的品質，所以在加入 apodization 後，也只有 main-lobe 稍微變寬的情形，side-lobe 亦無明顯的改變。

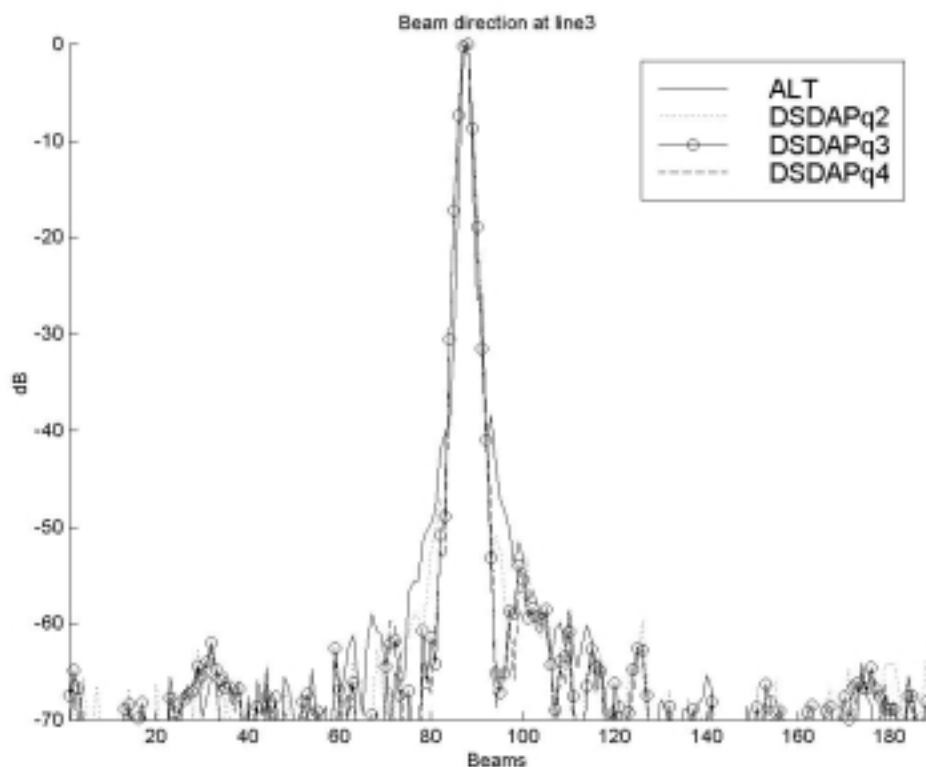


圖 5-6. 焦點波束橫向剖面



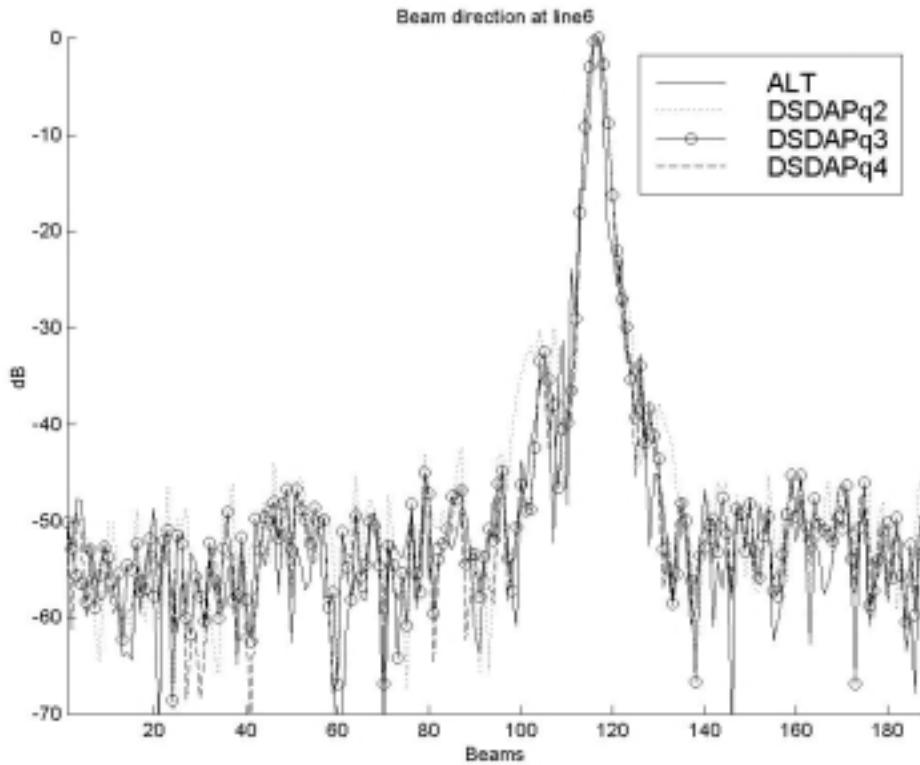


圖 5-7. 遠場波束橫向剖面

圖 5-7.為遠場波束剖面圖。由圖中可以看出，孔徑函數對遠場的波束影響並不大，並不會降低影像的品質。

所以總結來說，apodization 對三角積分器影像系統，能有效的改良近場 main-lobe 寬，side-lobe 大的情形，而在其他區域不會造成不良影響。在所有的結果中，雖然以每四個通道先相加，再做 apodization 的結果最好，但是因為改善有限，所以將採以每三個通道先相加，再做 apodization。

# 第六章

## 信號衰退對三角積分器的影響評估

### 6-1 簡介

由於三角積分器的表現，與其 noise transfer function(NTF)有相當的關係，不同的三角積分器，其低頻的量化雜訊也不同。而超音波的能量會隨著傳遞的深度增加而衰減，頻率越高的部分衰減越是嚴重。所以在這裡所要比較分析的是，超音波的衰退信號對三角積分器表現的影響。

### 6-2 超音波信號衰退特性

由於超音波是一種藉由介質傳遞的機械波，所以具有隨著傳遞距離越遠，衰退越大的現象，且每一種介質所具備的衰退特性並不相同。由於超音波影像的形成，必須藉由從介質所傳回來的波動來建立，所以當衰退嚴重致使信號與雜訊不能分離時，則系統所建立的影像之品質必定受到相當程度的影響。所以考慮衰退所可能帶來的影響，是系統設計時的必須考量。

欲瞭解超音波的衰退特性，首先必須考慮到影響衰退的因素有：波動傳遞距離、頻率對衰退的影響、以及介質的衰退特性。就一般的波動特性而言，傳遞的距離越遠、頻率越高的信號，其衰退也就越嚴重。若假設超音波探頭的發射的信號頻譜為：

$$|S_t(f)|^2 = e^{-\left(\frac{f-f_0}{\sigma}\right)^2}$$

其中， $f_0$  為信號中心頻率， $\sigma$  為信號頻寬。則當信號在衰退特性為  $\alpha$ ，傳遞距離  $R$  後，其信號頻譜為：

$$|S_r(R, f)|^2 = |S_t(f)|^2 e^{-4\alpha R f} = e^{-\left(\frac{f-f_1}{\sigma}\right)^2} e^{-4\alpha R (f_0 - \sigma^2 \alpha R)}$$

其中， $f_1$  為衰退後信號的新中心頻率， $f_1$  與  $f_0$  的關係為：

由上面的關係式可以得知，由於發射信號是寬頻信號，且信

$$f_1 = f_0 - 2\sigma^2 \alpha R$$

號的衰退程度，隨信號的頻率越高而增加，使得寬頻信號的中心頻率下移  $2\sigma^2 \alpha R$ ，而頻寬仍為  $\sigma$ ，且整體乘上一個衰退項。就圖 6-1 來看，衰退後的信號（點線）便是發射信號（實線）的偏移與縮小，對低通三角積分器的 noise transfer function 而言，信號是往量化雜訊較小的頻帶偏移，所以量化雜訊應該較小，但是此時的信號能量也受到傳遞衰退的影響而變小。所以就低通三角積分器而言，衰退越是使信號中心頻往低頻偏移，只要仍信號衰

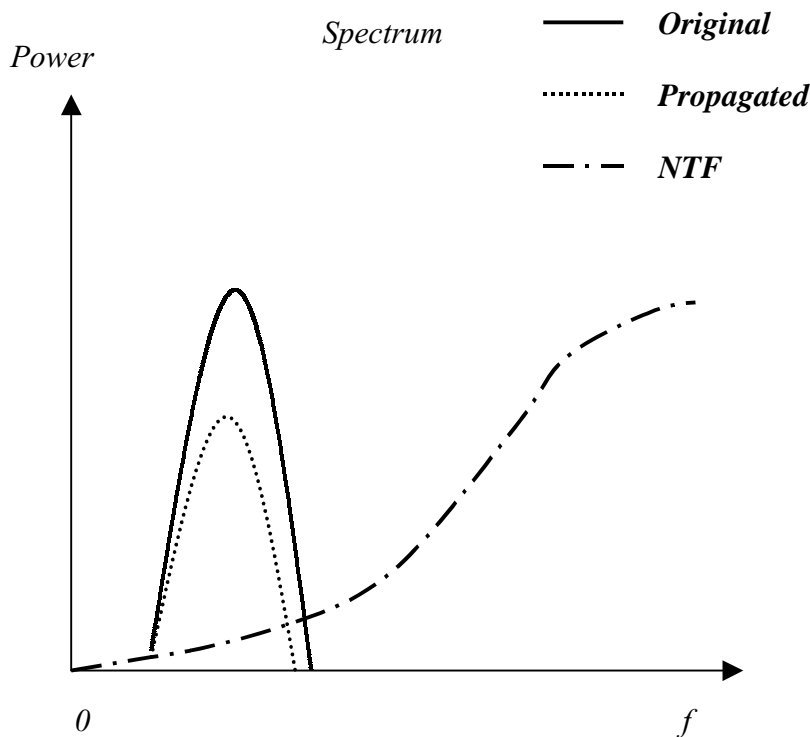


圖 6-1. 發射信號與衰退後信號的頻譜與NTF(Noise Transfer Function)

減不大，仍可能使得信號對量化雜訊比提高。但是就帶通三角積

分器而言，由於信號通帶固定於一定頻帶，不論越高頻或越往低頻，其量化雜訊都是呈現快速增加的趨勢。故超音波因衰退所造成的中心頻率下移，明顯的不利於帶通三角積分器。所以接下來必須以模擬的方式比較低通三角積分器與帶通三角積分器對於不同程度的衰退信號，其所能維持信號波形與強度的能力。

## 6-3 模擬分析

### 6-3-1 方法

為了比較三角積分器與超音波信號衰退特性的關係，模擬以 5MHz 中心頻率、3MHz 頻寬的高斯信號作為衰退前的信號，而衰退信號則是以此高斯信號的頻譜乘上各頻率所造成的衰退，之後以 Inverse Fast Fourier Transform 轉回時域信號，再代入三角積分器模型。最後將三角積分器的輸出信號重建輸入波形，比較兩者間的差異。

比較差異性的方法，是依照距離與衰退係數所計算出的衰退信號，予以放大至三角積分器輸入的動態範圍  $X(n)$ ，與三角積分器輸出信號重建後的波形  $Y(n)$ ，做下式的運算：

$$SNR_Q = \left( \frac{\sum_n X(n)^2}{\sum_n (X(n) - Y(n))^2} \right)_{dB}$$

定義運算結果為量化（Quantization）所造成的 Signal to Noise Ratio ( $SNR_Q$ )。由定義可以得知， $SNR_Q$  為  $X(n)$  平方和  $X(n)$  與  $Y(n)$  間的信號差平方的比值。 $SNR_Q$  越大，則表示重建後的信號與衰退信號之間的差異越小，三角積分器與信號重建的表現越好，反之，若  $SNR_Q$  越小，則表示重建後的信號與衰退信號之間的差異

越大，三角積分器與信號重建的表現越差。

## 6-3-2 結果

首先圖 6-2.為低通二階三角積分器的輸入  $X(n)$ ，被放大至三角積分器輸入動態範圍的最大值，所得到的結果。圖形的縱座標為傳遞深度  $R$ ，橫座標為衰退係數  $\alpha$ ， $\text{SNR}_Q$  以 dB 的方式來表示。

圖中，越亮的部分表示  $\text{SNR}_Q$  越高，反之，越暗的部分表示

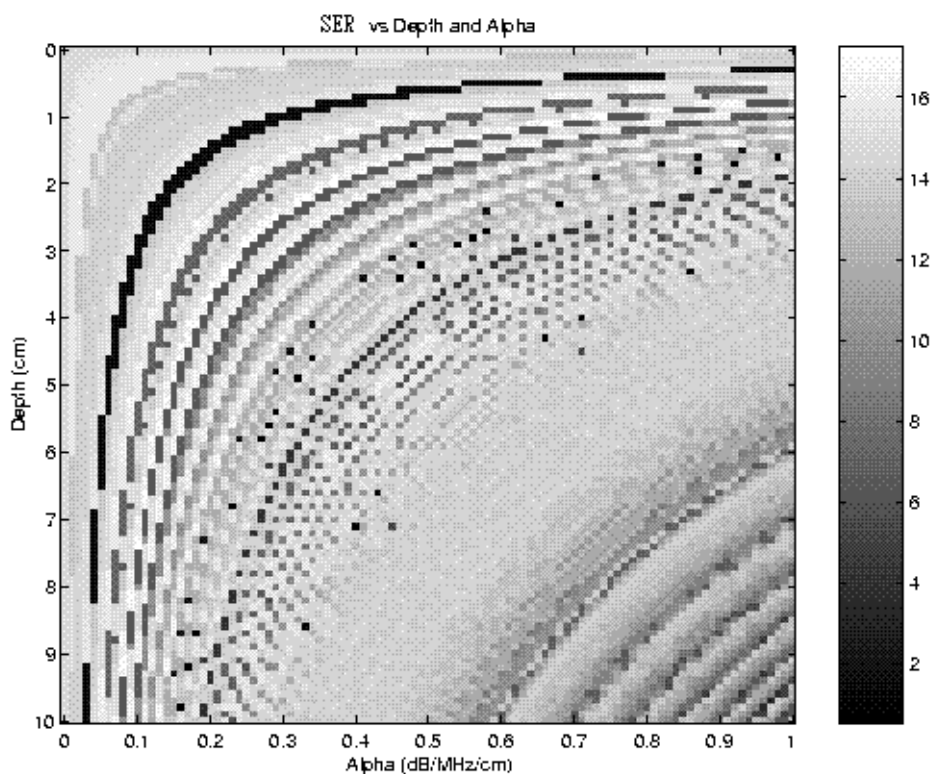


圖 6-2.二階低通三角積分器的  $\text{SNR}_Q$

$\text{SNR}_Q$  越低。黑白相間的圖案，是由於三角積分器在信號中加入了些許高頻信號，所以使得  $\text{SNR}_Q$  在部分的區域呈現不連續的圖案。若在三角積分器的輸入端信號，不放大到動態範圍的最大值，有益於改善這種不連續的圖形，但是卻會使  $\text{SNR}_Q$  整體下降約 2~3dB，而最低  $\text{SNR}_Q$  可提升 9dB 以上。就整張圖而言，衰退越嚴重（越靠圖形的右下方），其  $\text{SNR}_Q$  是呈現下降的趨勢的。理論

上，三角積分器的輸入端已將信號放大，所以圖形所顯示的應該只有中心頻率下移所造成的影響，並不包括信號衰減所造成的影響，但是由於信號重建時所採用的 Optimum filter 是針對未衰退的波形所設計而成的，所以在圖形右下方  $SNR_Q$  所計算的重建波形，其信號已偏移至 Optimum filter 的信號通帶低頻處，然而其頻寬未減，故 Optimum filter 將衰退後的信號頻帶放大的結果，等於是將三角積分器的量化雜訊放大，故  $SNR_Q$  較大。

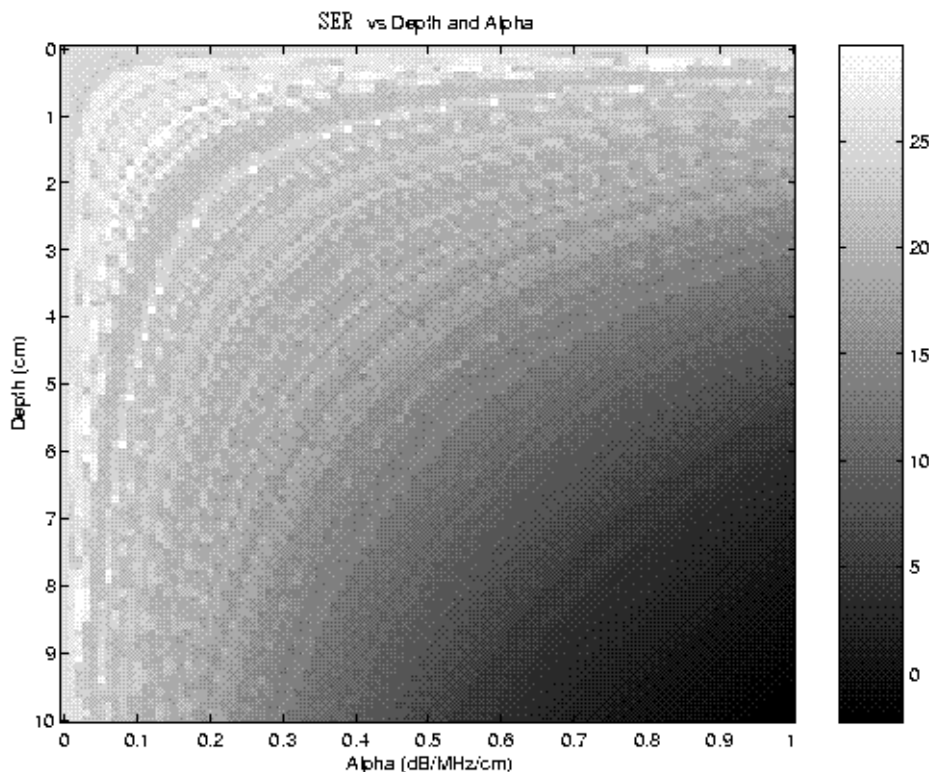


圖 6-3.四階帶通三角積分器的  $SNR_Q$

圖 6-3.則為四階帶通三角積分器的  $SNR_Q$  圖。由圖中可以得知帶通三角積分器所產生的  $SNR_Q$  圖形較為平滑，而且其  $SNR_Q$  的最大值比低通三角積分器的還要大，表示帶通三角積分器在部分條件下有較好的表現。然而帶通三角積分器的圖形變化較為快速，且  $SNR_Q$  的動態範圍也較大，表示帶通三角積分器與 Optimum filter 的信號重建，受到中心頻率偏移的影響較低通三角積分器的情形來得嚴重。此外，更換帶通三角積分器的輸入信號的動態範

圍至原來的一半，將造成  $SNR_Q$  的最大值下降約 5dB。

為瞭解圖 6-2 中，暗亮相間現象的原因，下面就挑出相鄰的兩個亮點與暗點所代表的衰退後信號，就其經過三角積分器後的

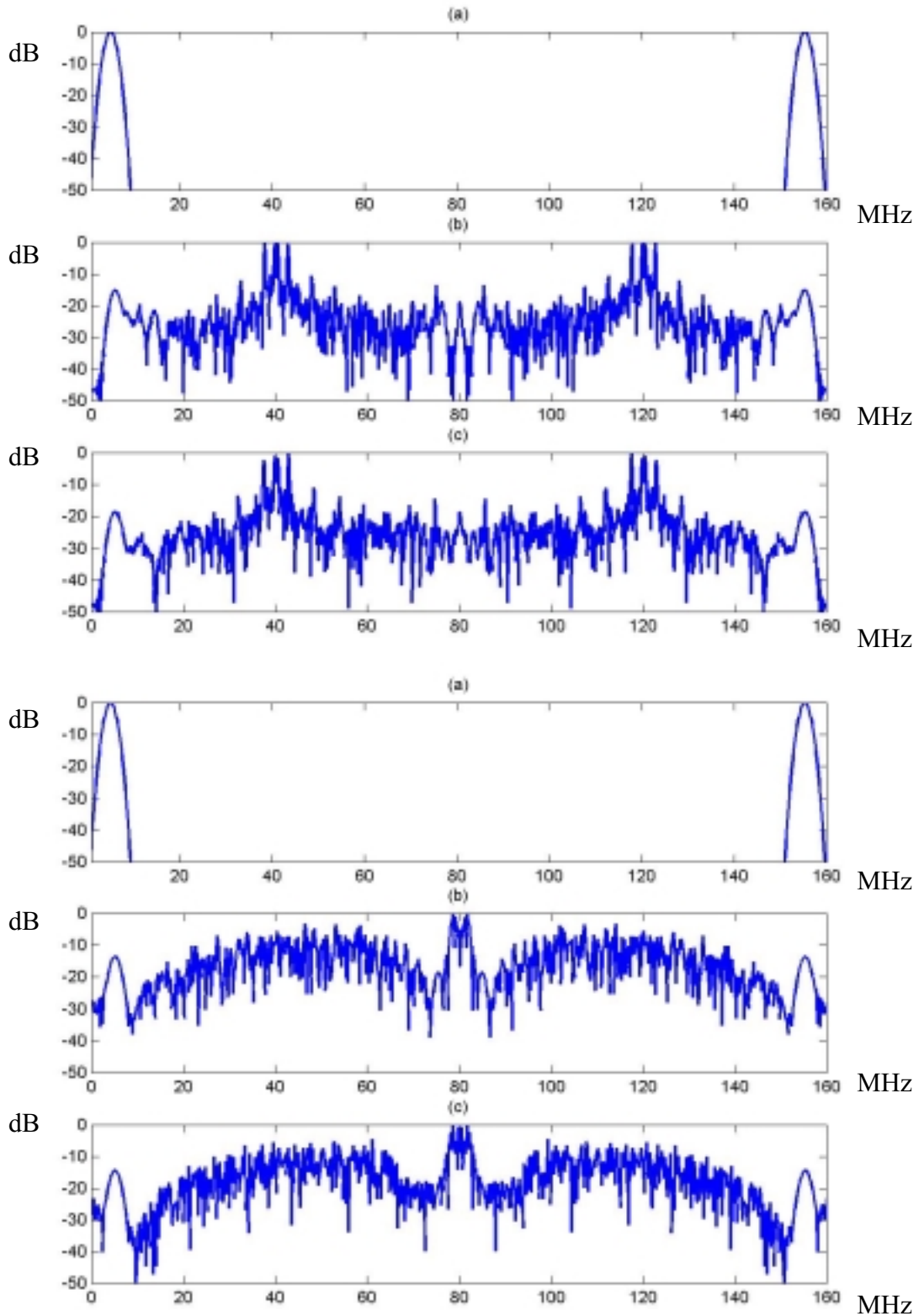


圖 6-5.四階帶通三角積分器之輸入與輸出頻譜

信號頻譜，作一比較。6-4.(a)為輸入的高斯信號，經過深度為5cm，衰退係數為0.07dB/cm/MHz的衰退後，其信號之頻譜。圖6-4.(b)則為二階低通三角積分器以圖6-4.(a)為輸入信號，所得之輸出信號頻譜。圖6-4.(c)則為二階低通三角積分器，以經過深度為5cm，衰退係數為0.08dB/cm/MHz的衰退後之信號作輸入信號，所得之輸出信號頻譜。由圖6-4.(b)與6-4.(c)之比較，可以得知，雖然圖6-4.(b)的衰退參數比圖6-4.(c)的小，但是在頻譜上，可以明顯看出圖6-4.(b)的靠近高頻信號頻寬附近，也就是約6.5MHz附近，其雜訊比圖6-4.(c)的雜訊高。這樣的差別使得信號在重建後，圖6-4.(b)的信號 $SNR_Q$ 比較差的原因，造成圖6-2.中，亮暗不連續的情況。圖6-5.(a)、(b)、(c)也採用與圖6-4.相同的衰退參數，但是使用的是四階帶通三角積分器。在圖6-5.(b)中，並不會有像圖6-4(b)的情況，有雜訊進入訊號頻帶內，所以在圖6-3.中，重建後的信號 $SNR_Q$ 並不會像低通三角積分器一樣，而是較為連續的情形。

## 6-4 討論

由於低通三角積分器在低頻部分的量化雜訊較小，所以受到中心頻率下移所造成的 $SNR_Q$ 下降較小，然而帶通三角積分器的低頻部分，其量化雜訊較大，所以對於信號中心頻率下移所造成的影響較大。除此之外，變更三角積分器的輸入信號動態範圍亦會改變 $SNR_Q$ 。一般而言，以使用的三角積分器所有的動態範圍的 $SNR_Q$ 會有較良好的結果。



# 第七章 總結

## 7-1 整體架構

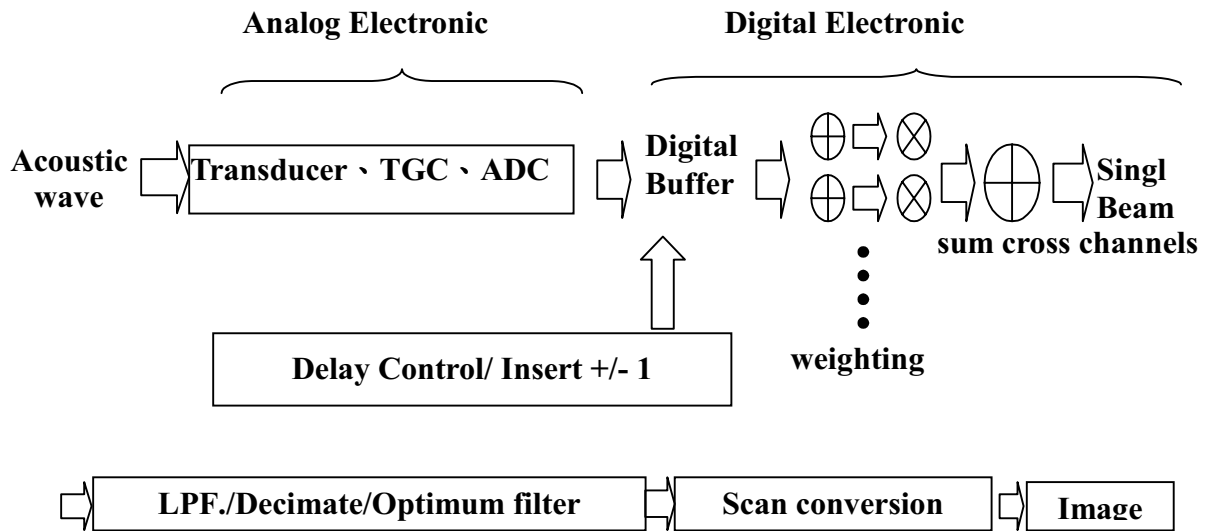


圖 7-1.三角積分器為基礎的超音波系統

整個三角積分器為基礎的超音波影像架構如圖 7-1.所示。這樣的系統具有下面的特色：

1. 具備單一位元的三角積分器作為類比數位轉換器。以數十倍於信號 Nyquist Rate 的取樣頻率取樣。
2. 簡單的延遲控制電路。
3. 以特殊設計的孔徑函數來 Apodization。
4. 可改變三角積分器的特性，例如低通或帶通的三角積分器，而只需要在 Optimum filter 做適當的修改。
5. 系統可隨著量化器的工作頻率增加而改善其影像品質。

這樣的系統大量降低複雜度與系統價格，而幾乎不影響影像品質。

圖 7-2.上方的影像是以圖 7-1.系統模型，對較為複雜的仿體所做的影像，而下方的影像則是採用傳統 RF 系統模型所做出來的影像。同樣的，實驗的原始資料檔來自 Biomedical Ultrasonics Laboratory 網

站，可從資料頁中的 Ultrasound RF Data Set acuson14a 得到相同的實驗資料。此仿體具有斑點、與衰退的效果。影像以動態範圍 60dB 顯示，圖中的白色亮點為線之截面，而箭頭所指的圓圈處是信號無反

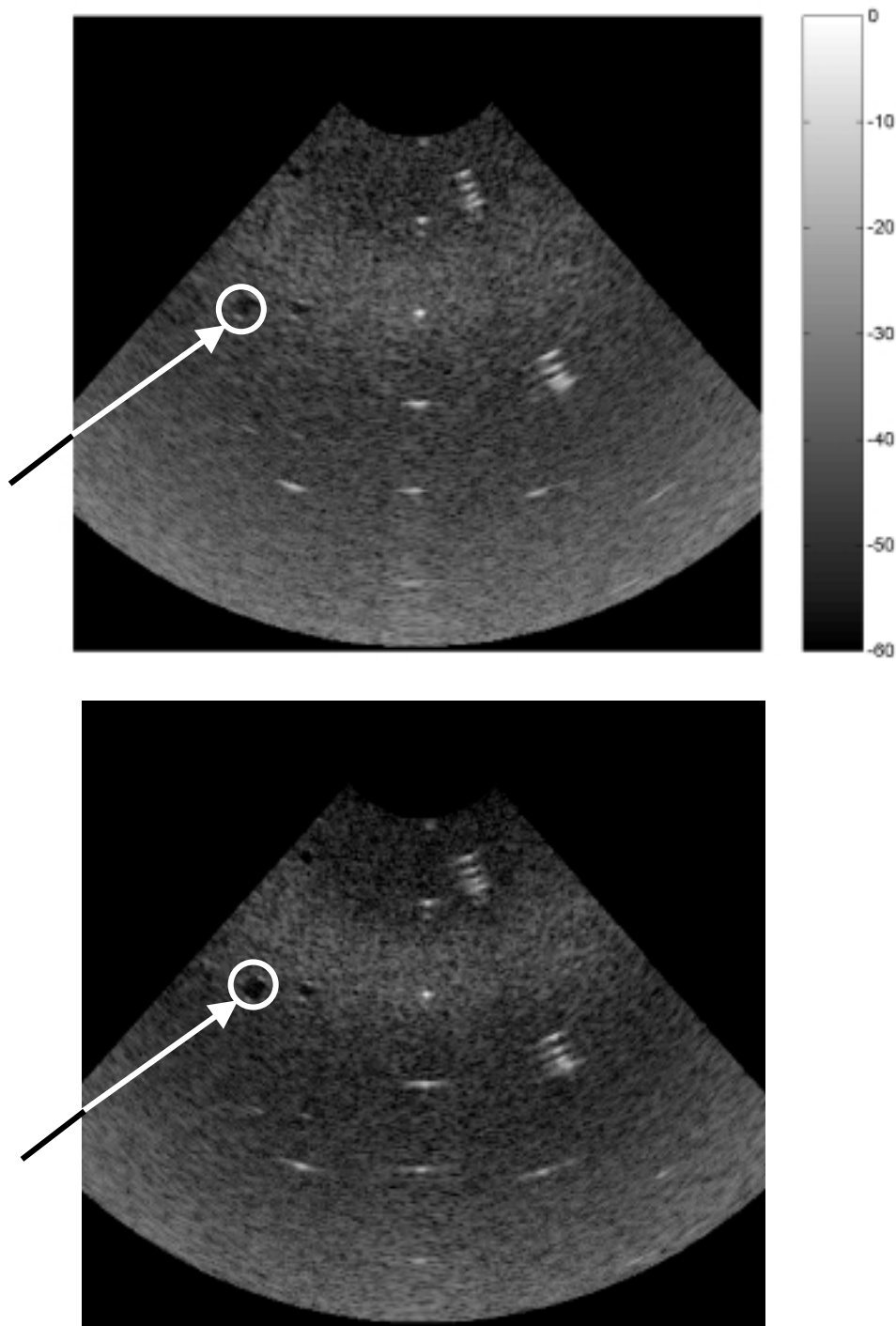


圖 7-2.具有斑點的仿體影像

射區，也就是黑色的區域。由上方三角積分器的影像中，可以發現不論是在聚焦點附近，或者是之前、之後，都有明顯的 main-lobe 變寬的現象，也就是三角積分器影像的亮點寬度比下方 RF 影像的亮點寬度來的大，而且在 RF 影像中，亮點兩旁的 side-lobe (較亮點暗淡的區域)，在三角積分器影像中，則降低了許多，這是 apodization 的效果。除此之外，在焦點前的 main-lobe 寬度增加較少，而焦點後的主-lobe 寬度增加較多。

## 7-2 未來發展

由於三角積分器的表現與取樣頻率有相當大的關係，使得三角積分器系統在以 SNR 為基礎的應用上，如流速之偵測，受到限制。所幸都卜勒這樣需較高 SNR 的流速偵測方法，是採用高 SNR 窄頻的信號來估計流速。所以若想要在三角積分器的系統上，以都卜勒偵測流速，必須使接收信號為窄頻信號，並且在信號進入三角積分器之前，降至基頻附近，藉著陣列探頭與高 OSR 的關係來提高整體的 SNR。在<sup>[11]</sup>中提到，利用簡單的方波信號，來對窄頻信號降頻。由於牽涉到聚焦的控制，這樣的方波信號必須確保在聚焦後，方波序列並不會被聚焦的動作打亂。在論文中提到，這樣的三角積分器系統可能可以達到比傳統多位元的系統更好的表現。所以三角積分器系統，可以從這方面著手，以提供更佳的超音波診斷依據。

---

## REFERENCE

- [1] C. F. Schueler, H. Lee, and G. Wade, "Fundamentals of digital ultrasonic imaging," IEEE Trans. Sonics Ultrason., vol. SU-31, pp.195-217, July 1984.
- [2] S. H. Maslak, "Acoustic imaging apparatus," U.S. Patent 4,140,022, February 20, 1979.
- [3] S. H. Maslak and J. N. Wright, "Phased array acoustic imagin system," U.S. Patent 4,550607, November 5,1985.
- [4] M. O'Donnell, W. E. Engeler, J. T. Pedicone, A. M. Itani, S. E. Noujaim, R. J. Dunki-Jacobs, W. M. Leue, C. L. Chalek, L. S. Smith, J. E. Piel, R. L. Harris, K. B. Welles, and W. L. Hinrichs, "Real-time phased array imaging using digital beam forming and autonomous channel control," Proc. IEEE Ultrason. Symp., 1990, pp1495-1498.
- [5] R. G. Pridham and R. A. Mucci, "digital interpolation beamforming for low-pass and band-pass signals," Proc. IEEE, vol. 67, pp.904-919, June 1979.
- [6] D. Lipschutz, "Delay interpolator for digital phased array ultrasound beamformers," U.S. Patent 5,345,426, September 6, 1994.
- [7] M. O'Donnell and M. G. Magrane, "Method and apparatus for fully digital beam formation in a phased array coherent imaging system," U.S. Patent 4,809,184, February 28, 1989.
- [8] M. O'Donnell, W. E. Engeler, T. L. Vogelsong, S. G. Karr, and S. E. Noujaim, "Method and apparatus for high speed digital phased array coherent imaging system," U.S. Patent 4,839,652, June 13, 1989.
- [9] S.R. Freeman, M.K. Quick , M.A. Morin, R.C. Anderson , C.S. Desilets ,

---

T.E. Linnenbrink ,and M. O'Donell, "An Ultrasond Beamformer Using Oversampling," 1997 IEEE ULTRASONICS SYMPOSIUM, pp.1687-1690.

- [10] S.R. Freeman, M.K. Quick , M.A. Morin, R.C. Anderson , C.S. Desilets , T.E. Linnenbrink ,and M. O'Donell, "Delta-Sigma Oversampled Ultrasound Beamformer with Dynamic Delays," 1999 IEEE TRANS. On Ultrasnoics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 46, no. 2, March, 1999, pp.320-332.
- [11] S.R. Freeman, M.K. Quick , M.A. Morin, R.C. Anderson , C.S. Desilets , T.E. Linnenbrink ,and M. O'Donell, "Heterodyning Technique to Improve Performance of Delta-Sigma-Based Beamformers," IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 46, no. 4, July 1999,pp771-790.
- [12] Steven R. Norsworthy, Richard Schreier, Gabor C. Temes, "Delta-Sigma Data Converters: theory, design, and simulation," IEEE PRESS, 1996.
- [13] Sharbel E, Noujaim, Clifion Park; Steven L. Garverick, Schenecfady, both of N.Y.; Matthew O'Donnell, Ann Arbor Mich,"PHASED ARRAY ULTRASONIC BEAM FORMING USING OVERSAMPLED A/D CONVERTERS," United States Patent, Patent Number 5,203,335.
- [14] Yong Ching Lim, Sydney R. Parker,"Discrete Coefficient FIR Digital Filter Design Based upon an LMS Criteria," IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. cas-30, No. 10, Oct 1983, pp. 723-739.