

國立台灣大學
電機工程學研究所

碩士論文

指導教授：李百祺 教授

超音波數位成像器設計

**Beamformer Design for a Digital Ultrasonic
Imaging System**

研究生 黃景忠 撰

中華民國九十年六月

摘要

超音波成像器為系統中最複雜的單元之一。為了達到較佳的影像品質，成像器接收端必須完成動態聚焦的運算。動態聚焦牽涉到複雜的即時運算，因此使得其設計成為系統中最困難的部分。如果能夠重新設計其架構，則對於整個影像系統的成本及體積都能大幅降低。本論文的目的，就是討論新的設計方法，使得成像器接收端的複雜度能降低，並維持影像的品質。本論文分為以下三大部分：

(一)提出一個以三角積分器($\Delta\Sigma$)為基礎設計成像器的新方法。此新系統具有架構簡單，體積小，低成本的優點，且保有足夠的訊雜比。在 $\Delta\Sigma$ 的成像器中，一個重要的問題是系統會因動態聚焦而加入額外的雜訊。前人已有多項方法解除此問題，但會使系統的複雜度上升。本篇論文提出一個新的方法，利用了陣列探頭聚焦對稱的特性。經由適當的延遲控制及選擇加入的值，使最後加總的訊號中沒有多餘的能量，背景雜訊也不會因此而上升。經由實際的數據驗證，此方法確實可以在不加重系統複雜度的前提下提供和前人相同的影像品質。

(二)因為人體中聲速的不均勻性造成的相位偏移會使影像品質下降。以三角積分器設計之成像器亦能用以相關性的方法修正相位偏移。結果顯示修正的效果和傳統的系統相當，而運算的複雜度卻有效地降低。本部分並比較在前述研究中提到的不同動態聚焦控制方式對相位偏移修正的影響。事實證明單一位元的動態聚焦方法不會對相位偏移修正的效果有影響。

(三)第三個主題是探討使用二維探頭時的動態聚焦功能。為了實現即時三維成像而使用二維探頭時，會使得動態聚焦功能的架構實現變得非常複雜。若是使用傳統方法，則成像器的體積及成本都將非常龐大。本論文中提出新的設計方法，藉由移除動態聚焦控制訊號中重覆的訊息，有效地簡化系統架構。可以發現，使用延遲變化

曲線群組的技巧可以使控制器的數目減少，而延遲變化曲線量化的方法可以簡化控制電路的設計。經由模擬結果得知，動態聚焦的複雜運算可以用簡單的架構完成，而聚焦品質只在近場有些微下降。

結合本論文的各项研究成果，可以有效地設計出超音波數位成像器，可以完成可適性影像的功能，亦能以簡單的架構使用二維探頭完成即時三維成像；而其體積及成本相對於舊設計具有極大的優勢。

此外，在附錄中亦有延遲控制器的 ASIC 設計。

ABSTRACT

The beamformer is one of the most complicated units in an ultrasound array imaging system. To optimize image quality, dynamic receive focusing is required. Dynamic focusing involves extensive real-time computations and thus the system cost and size can not be reduced unless major redesign of the system is implemented. It is the main purpose of this thesis to explore new design strategies such that complexity of the receiver can be reduced without sacrificing image quality. The thesis consists of three main components:

(I) A new delta-sigma ($\Delta\Sigma$) based beamformer is proposed. The new system reduces complexity, size, and cost while maintaining a sufficient signal-to-noise ratio due to the single-bit architecture. A well-known problem in $\Delta\Sigma$ based beamformers is that the system introduces noises during dynamic focusing. Several approaches were proposed to solve this problem at the price of some advantages of $\Delta\Sigma$ modulators. The new method proposed in this thesis is based on the symmetry of focusing using an array transducer. By proper delay-control and selection of the inserted samples during dynamic focusing, no additional noise is added to the beamforming results and the image background level is not increased. Using real ultrasound data, it is shown that the technique offers image quality comparable to a conventional system.

(II) Sound velocity inhomogeneities in the human body produce phase aberrations and degrade image quality. The $\Delta\Sigma$ based beamformer can also be used to correct the aberrations using a correlated-based approach. Results show that the performance is equivalent to the same approach implemented in a conventional system with a greatly simplified system architecture. The different dynamic focusing control schemes discussed

in part (I) are also studied in the context of phase aberration correction. It is shown that the $\Delta\Sigma$ based single bit dynamic focusing approach does not affect the overall performance of phase aberration correction.

(III) The third topic is the investigation of dynamic focusing using 2-D arrays. The dynamic focusing architecture becomes more complicated when a 2-D array is used for real-time 3-D imaging. Size and cost of the receiving beamformer becomes enormous if conventional methods are used. In this thesis, a new technique utilizing the spatial and value characteristics of the focusing delay pattern is proposed. It is shown that grouping of delay-change-patterns can reduce the number of delay controllers, and non-uniform quantization of delay-change-patterns can simplify the delay control architecture. Simulation results show that dynamic focusing can be implemented using a simple architecture with a slight degradation in the near field focusing quality.

It is the conclusion of the thesis that the various beamforming architectures proposed in this thesis can be used for size and cost reduction of a digital imaging system, adaptive imaging and real-time 3-D imaging using 2-D arrays. An ASIC-design of the delay controller is also included in the appendix.

關鍵字

超音波成像；三角積分器；動態聚焦；波束合成；過取樣類比數位轉換器；波速不均勻；相位偏移修正；可適性成像；延遲控制；二維陣列探頭；三維影像。

KEY WORDS

Ultrasonic imaging; $\Delta\Sigma$ modulators; dynamic focusing; beamformation; oversampling A/D; sound velocity inhomogeneities; phase aberration correction; adaptive imaging; delay control; 2-D array; 3-D imaging.

目錄

摘要	1
ABSTRACT.....	3
關鍵字	5
KEY WORDS.....	5
第 1 章 超音波成像器簡介	9
1-1 簡介	9
1-2 成像器的基本功能及原理	9
1-3 數位成像器	12
1-4 研究動機	13
1-5 論文組織架構	14
第 2 章 三角積分成像器動態聚焦	15
2-1 簡介	15
2-2 三角積分器	16
2-3 系統架構概述	18
2-4 單一位元的動態聚焦	20
2-5 結果	24
2-6 本章結論	27
第 3 章 三角積分器系統的相位偏移修正.....	29
3-1 簡介	29
3-2 基本原理	30
3-3 以三角積分器為基礎的方法	31
3-4 結果	33
3-5 本章結論	37
第 4 章 二維探頭的動態聚焦	39
4-1 簡介	39
4-2 基本原理	40
4-2-1 一維探頭延遲公式	40
4-2-2 二維探頭延遲公式	41
4-2-3 聚焦數(f_{number}).....	42
4-3 簡化方法	43
4-3-1 誤差衰減	43

4-3-2 Φ 值群組(Φ -grouping).....	44
4-3-3 Φ 值量化(Φ -quantization)	45
4-3-4 平移補償.....	46
4-4 模擬方法及結果	48
4-4-1 模擬方法.....	48
4-4-2 模擬結果.....	48
4-5 本章結論	55
第 5 章 結論及未來發展	59
附錄 A 二維陣列公式推導	61
A-1 二維陣列延遲公式	61
A-2 Φ 值群組公式推導	62
A-3 Φ 值量化公式推導.....	63
附錄 B 應用三角積分器之調相陣列延遲控制器設計	65
B-1 延遲控制演算法推導.....	65
B-2 字元長度(WORD LENGTH).....	67
B-3 架構設計.....	71
B-3-1 三角積分超音波成像系統的簡易方塊圖.....	71
B-3-2 延遲控制器(Delay-Controller).....	72
B-3-3 可定址移位暫存器(Addressable Shift-Register , ASR)	73
B-3-4 輸出控制單元(Output Control Unit , OCU).....	73
B-3-5 延遲運算單元(Delay Computing Unit , DCU).....	73
B-3-6 時序設計.....	74
B-4 ASIC 實現	75
參考文獻	77

第 1 章 超音波成像器簡介

1-1 簡介

因為具有非侵入式、即時成像、高影像品質等特性，使得超音波影像為使用頻率最高的醫學影像系統之一，在臨床上發展出許多不同的應用。相較於其它影像系統，雖然其成本及體積都相當具有競爭力，但在面臨新的要求，如可攜性、更高的影像品質，甚至即時三維影像時，在系統架構設計上仍有許多可深入研究並改進之處。在整個影像系統之中，又以成像器(Beamformer)居最關鍵的地位。

所謂成像器，是指在系統前端，包括探頭後的電訊號取得、延遲控制、相關的訊號處理，及負責的控制單元等。成像器的輸出，是在某特定方向經聚焦後隨距離而變的一維訊號；系統的主控端可以驅動成像器取得任意的訊號組合，完成包括灰階影像、血流速度測量等應用。因為訊號的取得是由成像器完成，而訊號的品質對後端的應用會造成巨大的影響，因此成像器的設計就顯得特別重要。

1-2 成像器的基本功能及原理

首先來瞭解成像器的基本功能[1, 4-6]。成像器可以分為兩個部分：發射端及接收端。其架構如圖 1-1 所示。發射端的主要功能就是產生每個通道的發射時序，達到波束偏移及聚焦的效果；並提供 Apodization 的選擇功能，即給予通道發射能量一個權值。發射端主要的困難在於類比電路的特性掌握，對於系統控制端而言其功能簡單，複雜度並不高。接收端則提供每個通道的接收延遲，然後做加總運算(此即延遲加總，Delay-sum)，以及其他相關的訊號處理。所謂延遲加總運算，是利用陣列探頭的各個通道可以被獨立控制的特性，根據所需的聚焦點位置至各通道的路徑長度不同所算出的訊號抵達時間，於其後做延遲補償，使訊號能得到最大的相加性干涉。

利用陣列探頭延遲加總的運算，可以進行電子式掃描，以完成即時的二維成像或三維成像。成像器各功能的目的是提供一能量集中而均勻的波束，且在聚焦點前後儘可能長的距離中具有較低的旁瓣能量。其中，接收端的設計為本論文的討論重點，因為其涉及複雜的控制及訊號處理，並且仍有許多可簡化的空間。

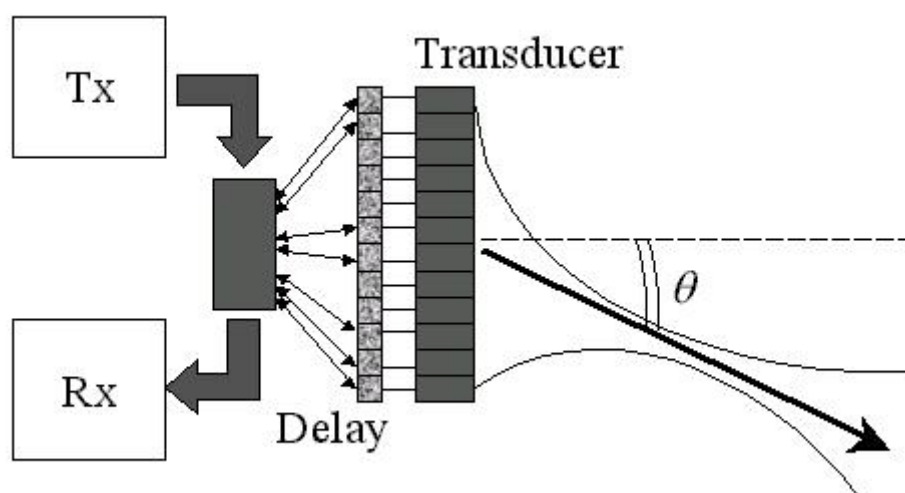


圖 1-1 陣列探頭及成像器的運作機制。經由發射端決定每個通道的發射時序後，可以在特定偏移角度形成一個聚焦波束；散射回來的聲波經每個通道接收後，由接收端成像器調整其接收延遲完成波束合成的動作。

在接收端延遲加總運算中，因為對影像品質的要求，衍生出許多問題。延遲的解析度是其中之一；一般而言，延遲的解析頻率要求至少要為超音波中心頻率的 32 倍以上[2]。系統為了達到此要求，必須在複雜度上付出不小的代價。

接收端訊號由陣列探頭上的各個通道接收後，經放大後送至延遲線(Delay Line)暫存。在給定延遲並乘上一個權值後，將各個通道的訊號相加成最後波束。給定延遲的方法依架構而有所不同。在傳統系統架構中，常見採用基頻(Baseband)的運算，即在延遲之前就將訊號做解調(Demodulation)運算。訊號降至基頻之後，成為複數(complex)，具有 I、Q 兩個成份，而此時的相位與延遲可視為等義。

於是在概略的延遲調整(Coarse Delay)，即選定延遲線上的數值之後，細微延遲(Fine Delay，即要達到 32 倍中心頻率的延遲準確度)可以由相位旋轉(Phase Rotation)來完成。各通道的訊號在此運算之後即可相加並進行後段的運算。

基頻運算的主要困難，在於必須同時對 I、Q 兩個成份運算。另一個選擇是在射頻(Radio Frequency, RF)時即加上所需的延遲。此方法在數位系統已逐漸受到重用。在數位系統中，若是取樣頻率不足時，必須要進行訊號的內插求得符合延遲準確度的數值，並以此內插後的訊號相加。而內插的運算亦不容易完成。

另外，動態聚焦(Dynamic Focusing)為提升影像品質的必要步驟，且為成像器接收端最繁複的工作之一[2, 27]。所謂動態聚焦，表示聚焦點會隨著聲波的傳遞而移動。發射端在決定發射聚焦點的方位之後，給定延遲並打出脈衝。若波速為已知，則可以反推算出，在任一時間點所收到的訊號是由什麼深度的區域散射回來的。因此接收端可以依此改變聚焦延遲，使得探頭將聚焦點調整至正確的深度。此功能可以有效地提升影像品質；但是系統複雜也因此大幅上升，因為在合成一個波束的過程中，延遲因動態聚焦而成為深度(或時間)的函數。成像器的接收延遲控制單元必須不斷更新探頭上各通道的延遲。不當的設計，會使得系統效率下降，甚至影響影像品質。

相位偏移修正(Phase Aberration Correction)亦為一複雜的問題，其原理會在後面的章節詳細介紹。簡單地說，波速因為組織的特性變異，使得成像器原本設定好的探頭延遲不符合實際情形，影像品質因此下降，此即相位偏移的問題。系統可以增加一個單元，做可適應性(Adaptive)的計算，由取得的訊號中求得應該修正的延遲項。實現的方法有許多，但是運算複雜度並不低[16-26]。

就因為這許多的運算要求，使得成像器接收端的設計多元化並具有挑戰性。文獻上不時有新的架構被提出，新的方法被採用。伴隨而之的是新的問題，以及更多進步的可能性。這確實是發展性的研究領域，值得投入更多心力深入探討。

1-3 數位成像器

超音波影像系統經過數十年的發展，在成像器架構的研究上已有許多優秀的成果，例如改善訊號品質、簡化系統架構、提升成像效率等。系統也已逐漸由過去的類比式系統，朝向數位式系統邁進。不過這項在今日被視為理所當然的轉換，卻面臨了許多意料之外的困難[1]。

最早商品化的數位成像器出現在八十年代初期，但是直到九十年代初期才逐漸有較大的影響。主要的關鍵在於下列幾項原因：

首先，有足夠的解析度及取樣頻率的 A/D 取得不易。在數位超音波影像系統中的一個重要主題，是決定所需要的 A/D 解析度及通道個數。有文獻提出，因量化誤差所導致的旁瓣(Side-lobe)高度為：

$$E_{q, \text{sidelobe}} = -10 \log N - 6B \quad (\text{dB}) \quad (1-1)$$

[3]其中 N 為獨立的通道數， B 為 A/D 的位元數。若希望數位系統有較佳的對比解析度，除了使用多通道數的探頭外，A/D 的解析度一定要足夠。取樣頻率則最少要能滿足取樣定理，可記錄得探頭頻率下的所有訊息。一般而言，在現今多通道數系統下，通常傾向使用較簡單的類比反交疊濾波器(Anti-aliasing Filter)的設計。若能採用較高的取樣頻率，有助於輔助的數位濾波器的使用。結合此兩個要求：擁有高解析度、高取樣頻率的 A/D，並不容易取得，成本及體積都是嚴重的問題；直到 VLSI 製程的進步及設計工具的改善後，問題才逐漸獲得解決。

其次是延遲控制的準確性及複雜度。在數位系統裡，通常是採用射頻的延遲加總運算，訊號在時間上的解析度受限於取樣週期。但如前所述，在波束合成的過程，訊號之間相加的延遲精確度要達到 32 倍的中心頻率以上；因此以取樣週期作為延遲調整的單位並不夠。訊號必須先經過複雜的內插運算，相加後再降頻。對於類比系統而言，此一部分的功能卻不難達成。在概略的延遲調整後，細微延遲由相位旋轉完成，而這都已有合適的電路可以完成，且效果非常好。

此部分的影像品質及系統複雜度的爭論，也是延後數位系統取代類比系統的一大因素。

即使如此，數位系統有許多其他的優勢是類比系統無法達成，例如其在訊號處理上的靈活性(flexibility)及儲存大動態範圍訊號的能力。隨著半導體科技的進步，數位系統在過去的問題都將被克服，成本及體積都能有所改善。明顯地，數位系統必然是新系統的主流，新的研究也將圍繞著數位成像器發展。故本論文的討論會以數位系統為主。

1-4 研究動機

直至今日，成像器仍為系統中最龐大、最複雜的系統之一。不論是要設計可攜式的小型系統，或是高影像品質的多通道系統，都會發現成像器的設計為關鍵所在。若能對其架構加以改進，對系統的體積及成本都能帶來頗大的益處。本論文討論的主題，就是如何簡化數位成像器接收端的設計，以較簡單的架構完成陣列探頭延遲加總的功能，以較少的運算負荷達到相位偏移修正的效果；當系統應用二維陣列探頭時，減輕複雜的動態聚焦延遲控制問題；並儘量降低在簡化過程中所產生的影像品質下降。

另外，雖然影像格式因為應用不同而有多種選擇，但調相陣列(Phased Array)仍然是最主要的格式之一。對於線性陣列(Linear Array)及曲面陣列(Curved Array)探頭而言，其掃描的機制可以視為是調相陣列的特例。因為調相陣列的一般性，使得其適於作為本論文的出發點。在後面的章節，所討論的方法都是以調相陣列為基礎，並可依此推廣至其他格式。此外，為系統的通用性考量，並不考慮Apodization問題。

1-5 論文組織架構

本論文後緒的章節安排如下：

第二章討論三角積分器系統的動態聚焦；主要是描述在使用三角積分器的成像器中，要如何調整動態聚焦的機制，使其不會有額外的雜訊加入，且資源能做較有效的利用；

第三章討論三角積分成像器的相位偏移修正；論證在三角積分器的架構下是否可以使用較簡單的運算，完成和傳統系統有相同品質的相位偏移修正；

第四章討論二維陣列探頭的動態聚焦；討論在使用二維探頭實現即時 3-D 成像時，要如何重新設計動態聚焦單元，使系統較簡單有效率；

第五章為結論及未來工作，將前面幾個研究成果做整理，提出值得討論的重點及可能的未來工作；

附錄 A 列出第四章的公式推導；

附錄 B 則是由第二章的結論出發，設計使用三角積分器時的延遲控制器；

最後列出參考文獻。

第 2 章 三角積分成像器動態聚焦

2-1 簡介

因為具有可即時地提供準確聚焦延遲的能力，數位成像系統已經廣泛地使用在醫用超音波影像系統上。傳統的數位超音波影像系統，通常是採用 8-10 位元的類比數位轉換器，工作於 20-40 MHz 的頻率。為了達到至少 32 倍中心頻率的延遲準確度，必須有適當的電路將取樣即時地內插[3]。文獻中已提出多種即時內插的方法[3-11]。通常這些方法是使用濾波器或是相位旋轉(Phase Rotation)來達到提升延遲準確度的效果。但是隨著探頭的通道數增加，電路的設計及控制就會變得非常複雜。因此，輸出為單一位元且使用非常高的工作頻率的三角積分 A/D 就被提出來設計超音波影像系統[12-14]。因為取樣頻率較高，就不再需要複雜的內插電路。而單一位元的輸出更可以大幅縮小系統的體積。文獻中已經證明利用三角積分器的類比數位轉換器為基礎的系統可以得到和傳統系統相似的影像品質，且系統複雜度大為降低[12-14]。

但是此架構的系統在使用動態的延遲控制時會產生新的問題。在之前的論文中已有討論，因為在三角積分器的調變/解調變 (Modulation/Demodulation) 間的同步被動態聚焦所破壞，於是訊號的能量受到影響，影像的背景雜訊因此上升[12-13]。有幾個方法被提出來解決這個現象[12-13]。但這些方法都是需要額外的位元數將輸出重新編碼，而這自然地使系統的複雜度上升。

在本篇論文中我們提出一個新的方法來解決這個問題。新方法討論到聚焦延遲相對於探頭中心點的對稱性。利用陣列的對稱特性，可以保持單一位元的輸出而使得最後加總成的波束中沒有多餘的雜訊。本論文的主要目的就是描述這新動態聚焦方法的詳細內容。此外，結果是使用實際的超音波訊號做為驗證。同時並討論以同一方

法完成動態孔徑的控制。

2-2 三角積分器

VLSI 的進步對於數位電路的速度提升效果，要大於類比電路的準確度特性提升。因此使用過取樣轉換器，並使用數位訊號處理可以較容易得到較佳的效果。但過去此類型的 A/D 通常是應用於較低頻的訊號，因為在電路設計方面有其困難存在。在這類型的 A/D 內沒有辦法得到輸入和輸出的一對一對應關係，因為其牽涉到數位濾波器的運算，每個輸入訊號都會影響到一串的輸出訊號。其示意圖如圖 2-1(a)所示；若將量化的影響以雜訊代替，如圖 2-1(b)所示，並以離散時間表示時，可以得到下列的轉換式：

$$Y(z) = X(z)H_x(z) + E(z)H_e(z) \quad (2-1)$$

[15] 其中 $Y(z)$ 為輸出訊號， $X(z)$ 為輸入訊號， $E(z)$ 為加入的量化雜訊； $H_x(z)$ 為輸入訊號的轉換函數，通常只具有延遲的效果； $H_e(z)$ 為量化雜訊的轉換函數，用來將與訊號頻帶重疊處的雜訊濾除，使其能量集中於與訊號頻帶不重疊處，以利於將來由濾波器濾除。而過取樣就是為了要有足夠寬的頻帶來容納這些雜訊的能量。

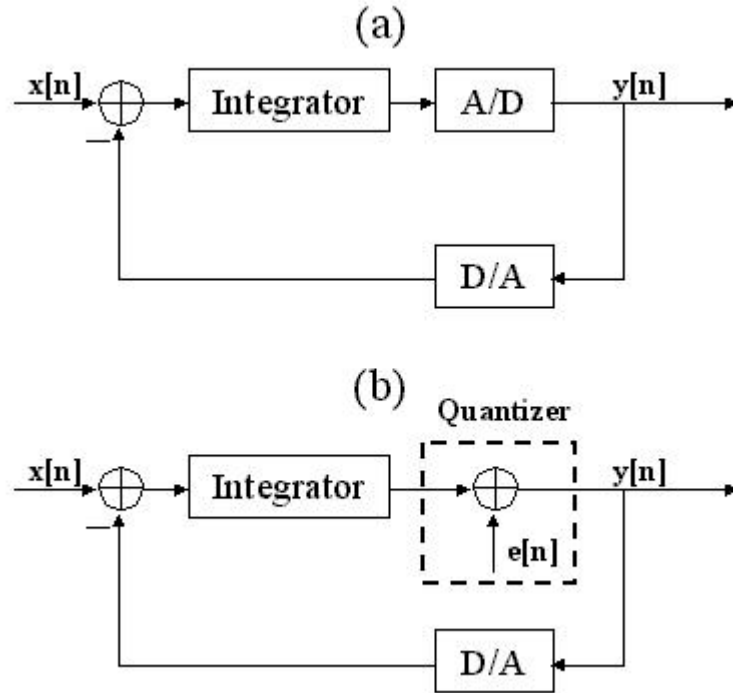


圖 2-1 (a)為三角積分器示意圖，其中 $x[n]$ 是輸入，而 $y[n]$ 是重建前的輸出。若將量化的過程以一外加的雜訊代替，則可以表示為(b)之圖，其中 $e[n]$ 是加入的量化雜訊。

對於一個三角積分器而言，在訊號重建後，其量化訊雜比(SQNR，Signal to Quantization Noise Ratio)大概可以表示為：

$$SQNR = A \times \log_2 OSR + 6 \times (B - 1) + C \quad (dB) \quad (2-2)$$

[15]其中 A 為和 A/D 的階數等特性有關之常數，因為雜訊成形(Noise Shaping)而上升； OSR 為過取樣比(Over-Sampling Ratio)，定義為取樣頻率及訊號的奈奎斯頻率(Nyquist Frequency)的比值，而典型超音波訊號的奈奎斯頻率一般為中心頻率的 3-4 倍； B 為量化器的位元數，在三角積分器中通常是設為 1； C 為和訊號的動態範圍等有關的常數。其中，影響最大的是 A 及 OSR 兩項；例如，使用二階低通三角積分器及 8 倍的過取樣比(OSR)， A 大約為 15， B 為 1， C 為負值，則可以得到大約 40dB 的 SQNR，大約相當於傳統 A/D 的 7 個位元的解析度。這可以再藉由更複雜的 A/D 設計及更高的過取樣比來改善。

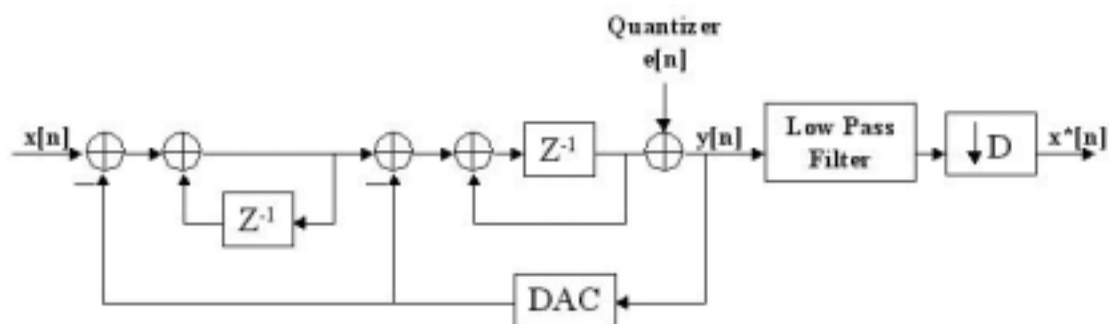


圖 2-2 二階低通三角積分器，以離散時間表示。其中 $x[n]$ 是輸入， $e[n]$ 是加入的量化雜訊，而 $x^*[n]$ 是輸出。

2-3 系統架構概述

在模擬的架構中，採用二階低通三角積分轉換器，如圖 2-2 所示，並工作於 32 倍訊號中心頻率。三角積分器利用取樣頻率的上升來換得量化訊雜比(SQNR)的增加；在此一架構下，取樣頻率每增為兩倍，SQNR 就可提升 15dB，相當於 2.5 個位元的解析度。對於每個通道，輸入訊號 $x[n]$ 都是先經由三角積分器轉換成單一位元的輸出 $y[n]$ 。取樣後的訊號於是儲存在單一位元的移位暫存器(Shift Register)內，再經由控制器加以適當的接收延遲。注意此系統不必做即時的內插運算，因為取樣頻率已經為 32 倍訊號中心頻率。各通道所得的單一位元訊號在加上延遲後，再加總即可得到一個波束。訊號在轉化為單一位元的數位輸出後，高頻處會產生許多的量化雜訊，需在最後以一個低通濾波器濾除，此濾波器又稱為重建濾波器。在重建之後，就可以降頻至 4 倍的中心頻率，避免不必要的高速運算負荷。整體成像系統如圖 2-3 所示。其中時變增益補償(TGC, Time Gain Compensation)具有補償組織衰減及調整訊號使符合三角積分器動態範圍的重要功能。

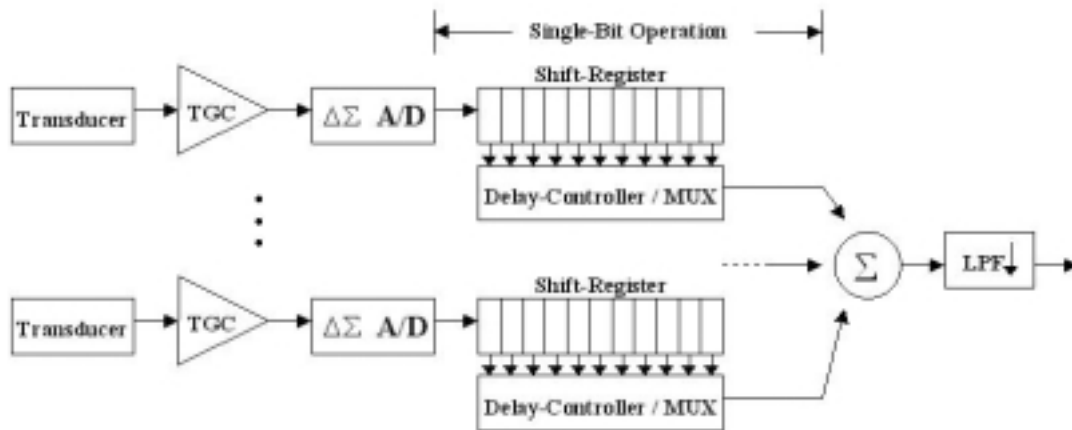


圖 2-3 應用三角積分器設計的成像器。訊號在經過時變補償(TGC，Time Gain Compensation)後，經由三角積分 A/D 轉換成單一位元的訊號。此訊號接著存入移位暫存器，由延遲控制器及多工器來選擇所需的取樣值。將探頭上各通道延遲後的訊號相加可得到一個波束(beam)。此合成的波束再經過低通濾波器重建後即可降至較低頻，使得之後的訊號處理較易完成。

如前所述，重建濾波是使用來移除高頻的雜訊。既然此濾波器是在高頻運算，因此較適當簡單的濾波器設計。移動平均(Moving Average)濾波器可以全由加法完成而不必使用到乘法運算。濾波器的低通截止頻率由其長度決定，而設計上是考慮到三角積分器的過取樣比。移動平均濾波器的缺點是其高頻成像濾除的效果不夠理想。因此，使用長度為 9 並疊代四級的移動平均濾波器來提供足夠的效果而不影響其截止頻率。其頻率響應如圖 2-4 所示。

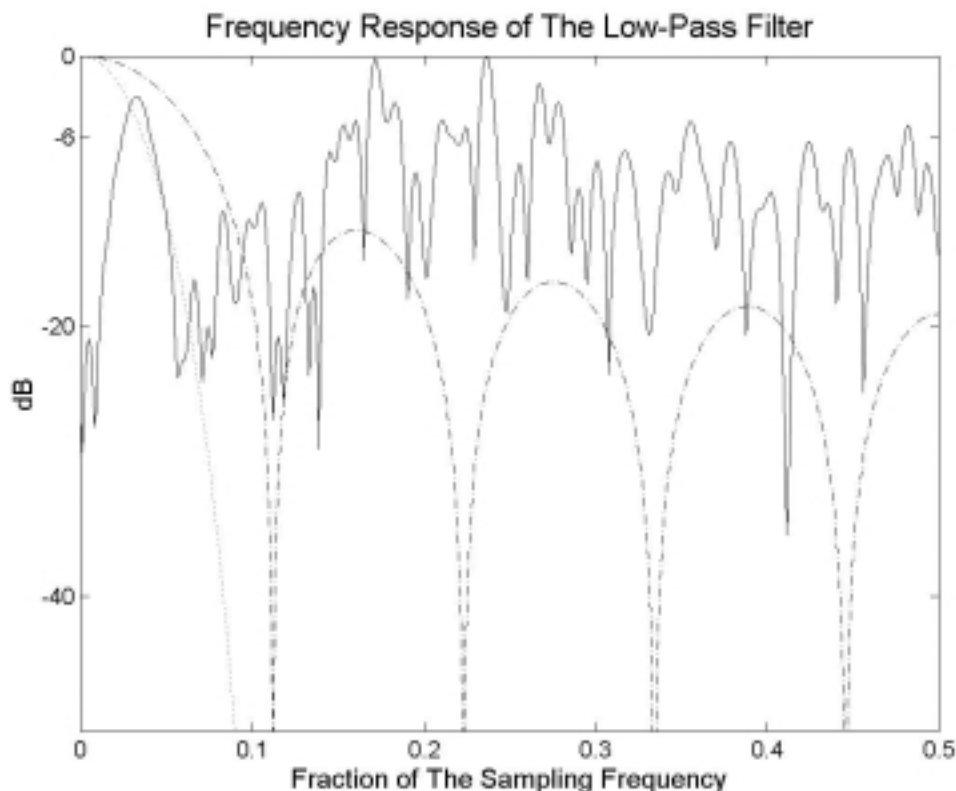


圖 2-4 三角積分器及重建濾波器的頻率響應。其中實線為模擬高斯脈衝 (Gaussian Pulse) 在三角積分器輸出處之頻譜，低頻部分為訊號，高頻部分為量化雜訊；點虛線為長度 9 的移動平均濾波器之頻率響應，可以看出其在高頻的濾除效果不佳；點線為濾波器疊代四次後得到的頻率響應，其高頻濾除效果較佳。

2-4 單一位元的動態聚焦

當聚焦延遲沒有適當的處理時，三角積分器架構會使影像背景產生較高的背景雜訊[12-13]。在之前的論文已有提到，當採用固定的聚焦時，傳統架構和三角積分器架構的影像差別是肇因於兩者的 SQNR 不同[12]。但是若採用動態聚焦時，相對於探頭中央的延遲聚焦會隨著時間(深度)而改變。對某一個通道而言，延遲會逐漸減少，如圖 2-5 所示。其中 k_0 及 n_0 分別代表初始延遲及開始時間。但因為是數位的系統，延遲經過取樣週期的量化，故呈現階梯狀的下降。當某一個時間點延遲發生改變時，一個額外的取樣就必須被

加入。對傳統的系統架構而言，此取樣值可以由線性內插或是直接重覆上一個取樣點而得，影像並不會受到影響；但是對於三角積分器架構來說，因為其後還有一個重建濾波器，此取樣點就會成為一個相加性的雜訊。若是非零的取樣值被加入，就必須在影像形成前將其抵消；不然，影像雜訊就會增加[12]。

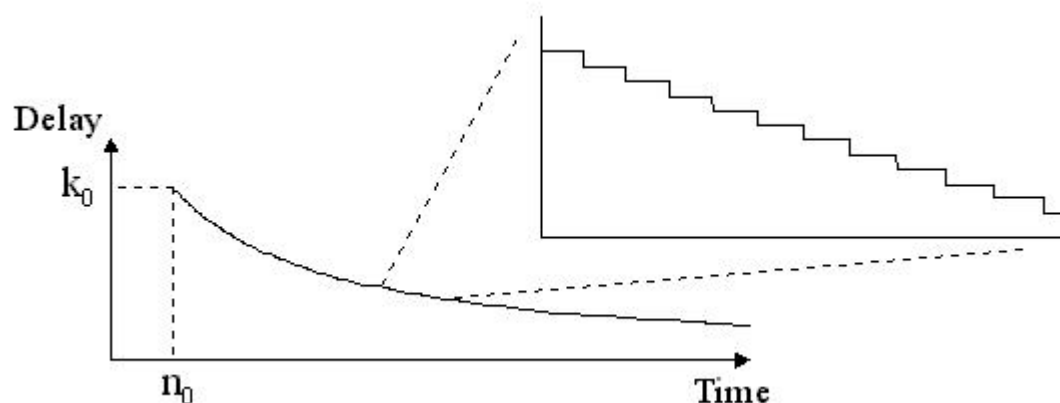


圖 2-5 一個典型的延遲變化曲線，其中 k_0 為初始延遲， n_0 為初始時間。延遲因為經過量化，造成如圖上所示的階梯狀下降。

圖 2-6 描述了這個加入的取樣的效果。在圖 2-6(a)最上方單一位元的訊號是微小的雜訊送入類比數位轉換器的輸出。其中箭頭所指的位置是因為動態聚焦必須加入新取樣點的位置。若是不加值(補零法, Insert-zero)，此時因為增加為三個邏輯位準，必須至少兩個位元才能表示。另一個方法是重覆前一個取樣值(重覆法, Repeat)，保持只有兩個邏輯位準，因此只要一個位元的輸出，但是加入的數值就會成為雜訊。圖 2-6(a)中間即是加入的取樣，圖 2-6(a)下方則是新的輸出；圖 2-6(b)即為圖 2-6(a)以濾波器重建後的波形，可以看出，加入的訊號在重建後都會成為濾波器的脈衝響應(Impulse Response)的波形。重覆法的波形，比補零法多出了大振幅的雜訊，而這加入的雜訊其振幅遠高於實際送入的訊號，這明顯會使得影像品質下降。補零法就不會有此問題，如圖 2-6(b)之上圖所示。

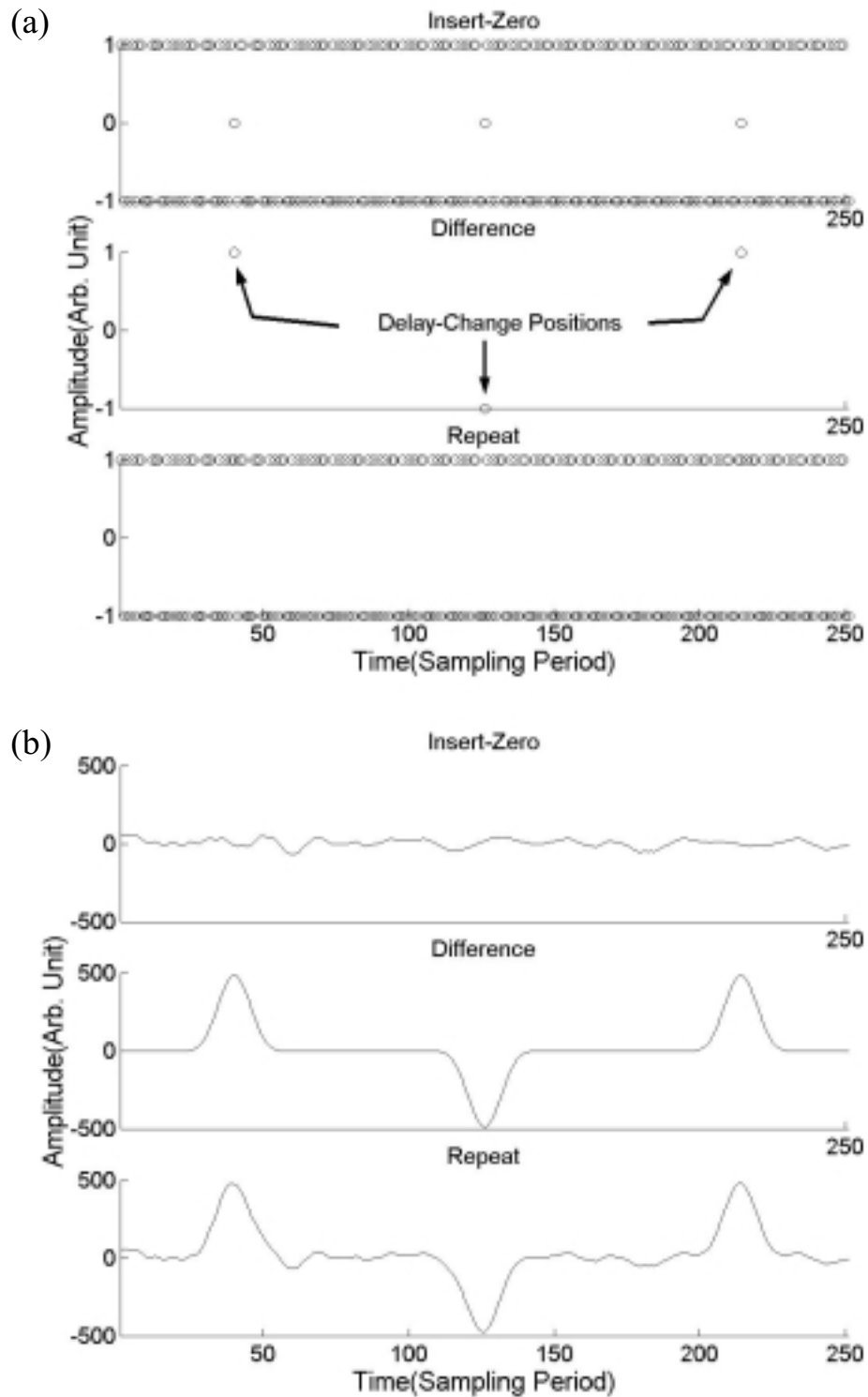


圖 2-6 插入取樣點在重建之後所呈現的效果。(a)為重建之前的訊號，其中，第一列為補零法，第三列為重覆法，第二列為在三個需要補入取樣點處補入的取樣值。(b)為將(a)重建後所得的波形，可以看出補入的非零值會造成大能量的雜訊。

補零法雖然可以免於雜訊的加入，但是輸出卻必須重新編碼，系統複雜度上升。明顯地，最理想的解決法是能保持單一位元的輸出，且達到和補零法一樣的效果。這可以藉由適當的選擇加入的取樣值，並利用探頭的對稱性質來完成。換句話說，既然波束是由所有作用的通道所得加總而合成，若是能使得相對於探頭中心點的兩個通道同步，即發生延遲改變的時間相同，並安排使兩個加入的取樣值大小相同但符號相反，則最終在加總運算時就可以互相抵消。於是影像就可以和補零法得到的相同。

此法可以適用於各種格式的探頭。我們以一個調相陣列探頭說明，其接收聚焦可以表示為：

$$t_{rx}(x_i, R, \theta) \approx \frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{2Rc} - \frac{x_i \sin \theta}{c}, \quad (2-3)$$

其中 x_i 是第 i 個通道至探頭中心點的距離， (R, θ) 是聲場中某一點的極座標表示， c 是聲速。延遲可以由系統即時計算或是使用查表法。式子中的第一項表示聚焦，第二項則是代表波束的掃瞄偏移。對一個特定的通道及偏移角度而言，聚焦項的改變只和距離 R 有關。

前面提到，對數位系統而言，延遲必須被量化。假設取樣週期是 t_s 且距離 R 可以表示成 $R = nct_s/2$ ，其中 n 是時脈指數(clock index)。則延遲指數可以表示為：

$$k_n = \text{round}\left(\frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{nc^2 t_s^2} - \frac{x_i \sin \theta}{ct_s}\right). \quad (2-4)$$

當 $k_{n+1} = k_n - 1$ 時，新的取樣必須被加入，而加入值隨著選擇的方法而不同。

仔細觀察公式，可以發現動態聚焦時，偏移項並沒有隨著距離改變，但聚焦項卻會因 n 的上升而減小。若是不考慮延遲量化的效果，假設通道數為 N ，對於橫跨探頭兩個相對應的通道 i 及 $N-i+1$ 而言，它們具有相同的聚焦項。但是在系統中卻因為延遲量化而破壞了這個同步，使得兩個通道發生延遲改變的時間點不同。這裡所謂的同步是指延遲指數 k 發生變化的時機相同。簡單地將公式重新整理就可以保持這樣的同步關係。也就是將聚焦項及偏移項分別量化：

$$k_n' = \text{round}\left(\frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{nc^2 t_s^2}\right) \pm \text{round}\left(\frac{|x_i| \sin \theta}{ct_s}\right), \quad (2-5)$$

其中的加或減是決定於 x_i 的正負值。因為偏移項已獨立量化為一整數，故此時延遲指數發生變化的時機只決定於聚焦項。利用 (2-5) 式，可以使得兩個和探頭中央有相同距離的通道有同步的關係。示意圖如圖 2-7 所示。

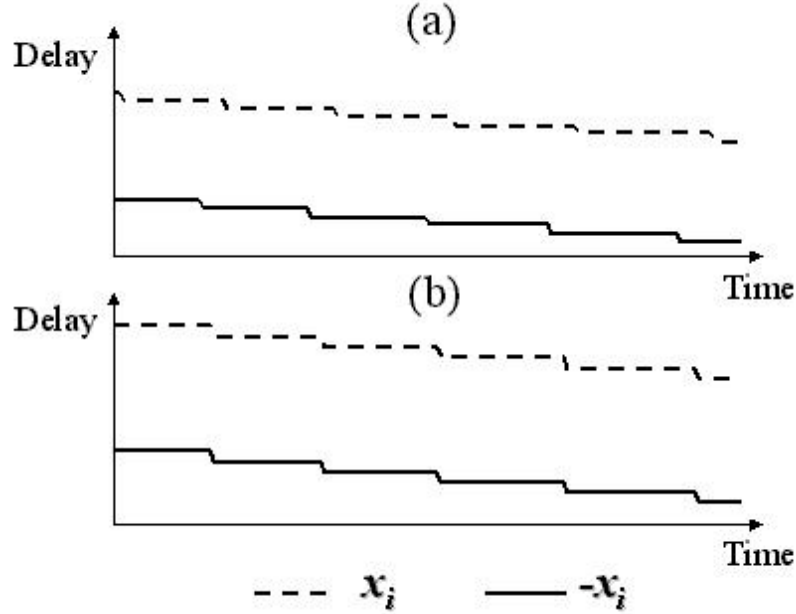


圖 2-7 通道座標位置 x_i 及通道座標位置 $-x_i$ 的延遲曲線。(a) 為利用式 (2-4) 所得，兩通道延遲變化的時機不同；(b) 為利用式 (2-5) 所得，兩通道具有變化同步的特性。

這層同步延遲的特性可以被利用來設計單一位元的輸出而不會加入額外的雜訊。將相同大小但符號相反的兩個值分別設給兩個相對應的通道，即在我們的系統中，一個加入 +1，另一個加入 -1。可以設計使得探頭的某半邊永遠都加入 +1，另一半永遠都加入 -1。值得注意的是兩個相對稱通道的延遲控制邏輯會完全相同；也就是說，對一個 N 通道的探頭，只需 $N/2$ 個延遲控制邏輯電路。我們將此法稱為對稱法 (Symmetric-hold)。

2-5 結果

結果的比較是藉由實際的超音波訊號模擬不同的系統來呈現。所有的數據是由一個 128 個通道，3.5 MHz 的調相陣列探頭 (Acuson

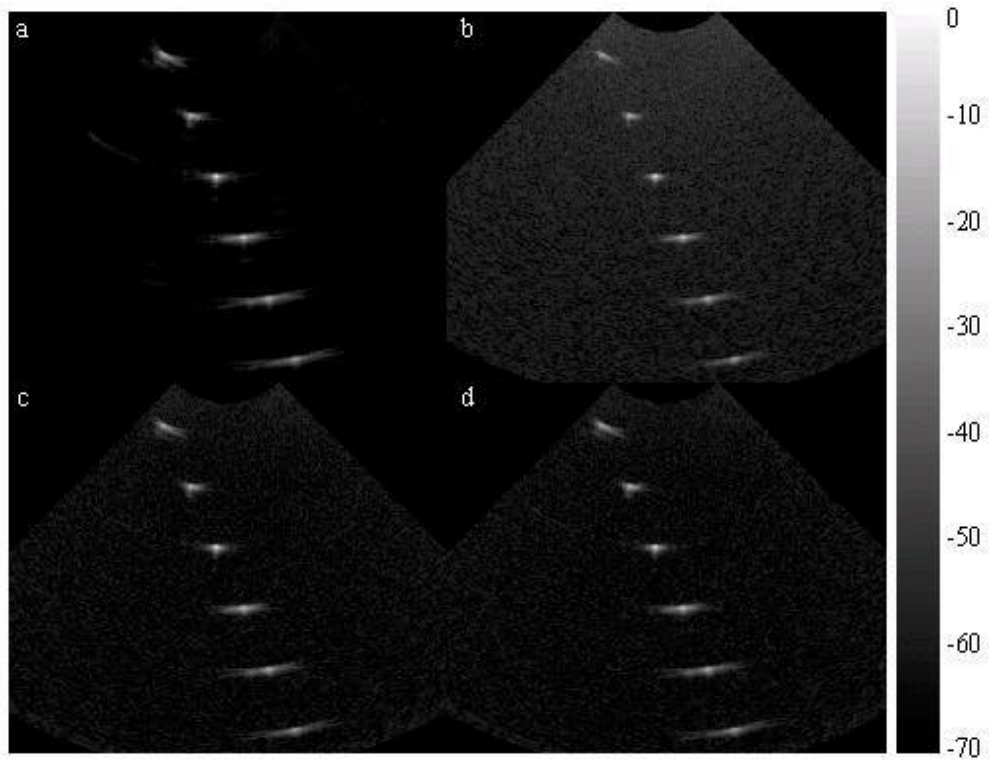


圖 2-8 以 70dB 動態範圍顯示的尼龍線影像。影像為 90 度的扇形，深度為 110mm。四張圖分別對應至(a)傳統射頻；(b)重覆法；(c)補零法；(d)對稱法。

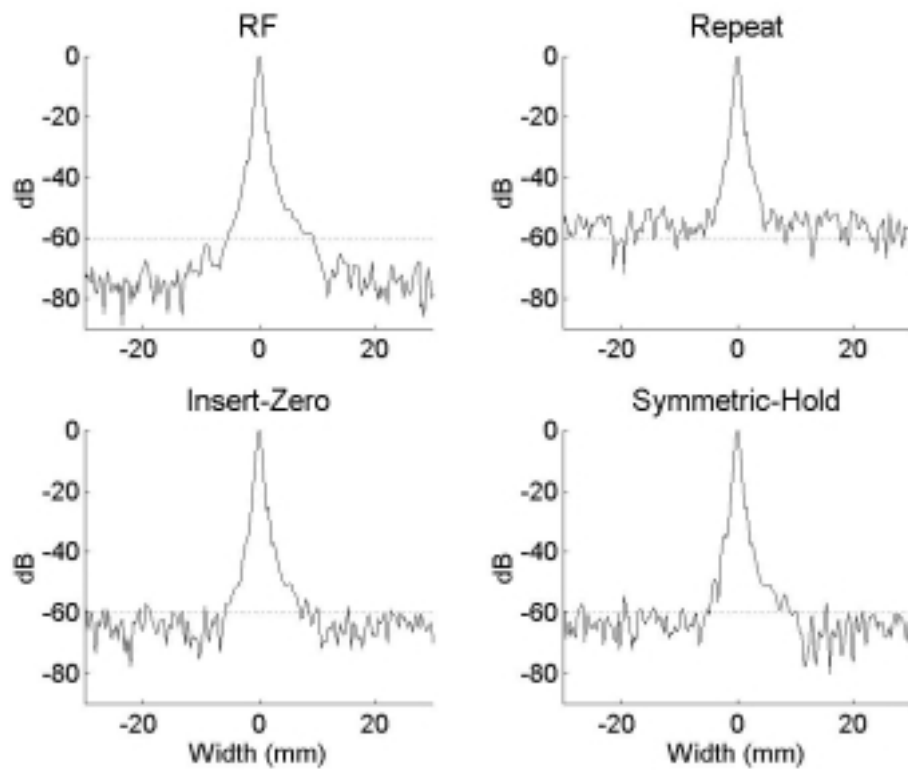


圖 2-9 圖 2-8 中由上數下第三條線的切面圖。四張圖分別對應至(a)傳統射頻；(b)重覆法；(c)補零法；(d)對稱法。

V328, Mountain View, California, U.S.A.)取得。利用軟體模擬一個傳統的十位元成像系統及一個單一位元的三角積分成像系統。原始的取樣頻率是 13.8889MHz，經由內插到 111.1MHz(8 倍的原始取樣頻率)，並做射頻的波束合成。仿體是置於水箱中的 6 條尼龍線。所有的影像都是採用均勻的孔徑函數；發射聚焦在 60mm 處且聚焦數(f/number)為 2，接收的聚焦數為 1.5，且以 70dB 的動態範圍顯示。其中所謂的聚焦數，是指聚焦深度對於探頭孔徑大小的比值，系統通常會設一下限以確保較佳的聚焦品質。

圖 2-8(a)顯示的是模擬傳統 10 個位元的系統所得到的影像；圖 2-8(b)則是模擬三角積分器架構採用重覆法；圖 2-8(c)是三角積分器架構採用補零法；及圖 2-8(d)是模擬三角積分器架構採用對稱法。明顯地，重覆法得到的影像會有較高的背景雜訊。圖 2-8(c)和圖 2-8(d)得到的影像品質大致相同。它們和圖 2-8(a)的差別是源自於三角積分器較差的 SQNR。這方面的差距可以藉由較高階的三角積分轉換器設計，及使用更高的取樣頻率以提高 SQNR 解決[15]。

不同方法的差別可以由影像的剖面圖觀察。圖 2-9 顯示的是由上方數下第三個亮點的橫向剖面。可以看出在主瓣(Main-lobe)的寬度上各種方法沒有差別，但是在雜訊高度上就有所不同。傳統 RF 系統的雜訊大約低於-70dB，而補零及對稱保持法得到的雜訊大約位於-60dB 處，但是重覆法的雜訊就約在-55dB 處。

圖 2-10 呈現使用類組織仿體得到的影像。除了顯示的動態範圍為 50dB 之外，其餘的參數都和圖 2-8 相同。首先觀察到圖 2-10(b)的深處亮度較高，這並不是由於其訊號衰減較少造成，而是因為重覆法有較高的雜訊，造成聲波穿透度較高的假像；可以觀察最下方的亮點，在重覆法的影像中其幾乎不可辨識，相較於其它兩個方法所得的影像就較不明顯。另外，可以觀察影像左側中央處的低反射區，重覆法所得影像的對比顯然較低。

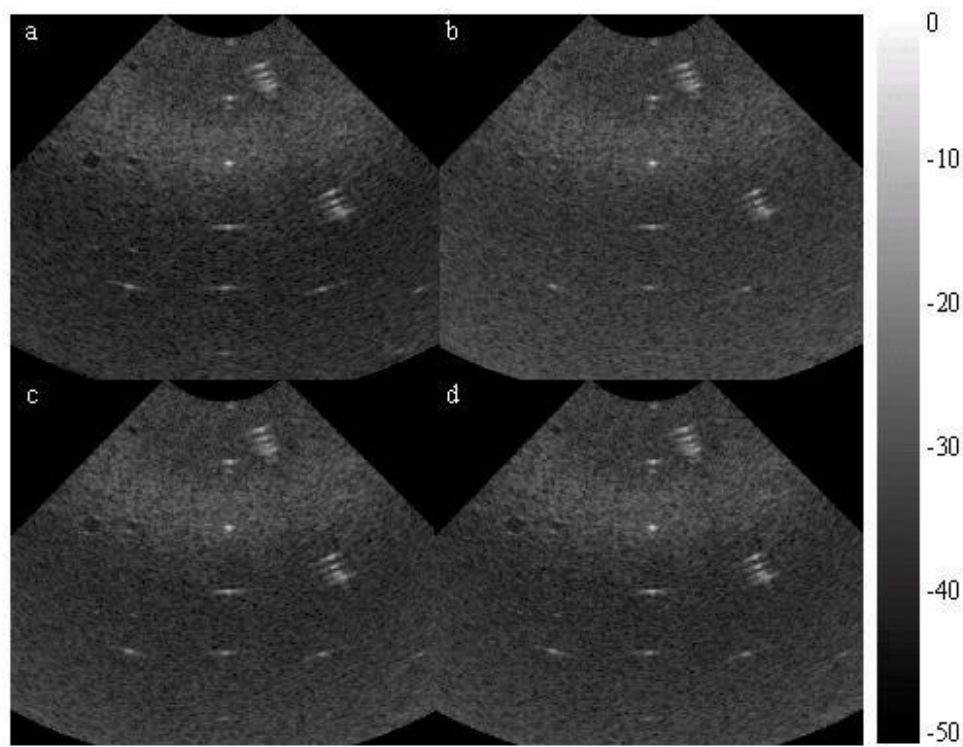


圖 2-10 以 50dB 動態範圍所顯示的類組織仿體影像。影像為 90 度的扇形，深度為 110mm。四張圖分別對應至(a)傳統射頻；(b)重覆法；(c)補零法；(d)對稱法。

2-6 本章結論

在本論文中，我們提出了一個在三角積分器架構下，使用單一位元做動態聚焦的有效技巧。主要是利用到了陣列探頭的對稱特性，使得兩側的對稱通道的延遲變化可以同步，雜訊可以抵消，影像品質不會下降。既然只要單一位元的輸出，就不必像補零法般要將輸出重新編碼。只要這種對稱的特性可以存在，則這個技巧就可以應用各種格式的影像上。此外，這個方法也可以用來動態控制探頭的大小。經由適當的安排，使得不作用的通道輸出分別為+1 及-1，則加總後其貢獻至波束的總效果就相當為零，也就是有效地將通道關閉而不會影響到影像的品質。換句話說，動態的探頭大小控制也可以採用和動態聚焦相似的對稱方法來達成。

第 3 章 三角積分器系統的相位偏移修正

3-1 簡介

在超音波成像上，因為聲波受組織的不均勻性而產生的聲速變化，使得聚焦上會有誤差，影像品質下降。在實際的影像系統中，通常是假設聲速為定值，並依此計算聚焦用的延遲。但其實聲速在人體中有不同程度的變化，尤其是在近場處會因組織特性不同，聲波在不同組織中的波速不同，而且陣列探頭上每一通道前之各組織層厚度變化不同，造成聲波波前的扭曲(Distortion)，聚焦的品質會不如理論上繞射原理所能達到的極限。示意圖如圖 3-1 所示。其中 v_1 、 v_2 、 v_3 為各層組織中的波速，彼此並不相同。此現象造成各通道所收到訊號之間有未定的延遲變化，使得聚焦品質下降。這影響到空間解析度以及對比解析度。此即相位偏移(Phase Aberrations)的問題。文獻中已可找到許多補償這種現象的方法，其中以相關性(correlation)為基礎的方法是最廣為被接受及探討的[16-25]。

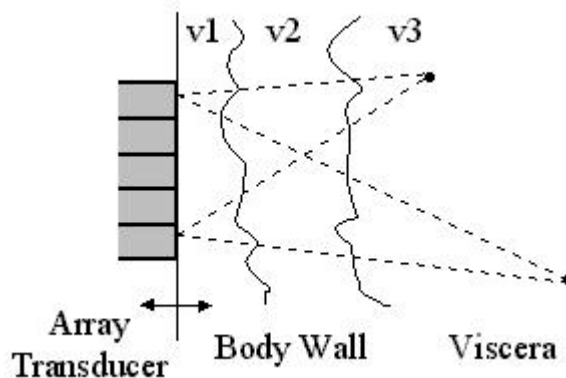


圖 3-1 相位偏移的成因。在探頭前端近場處，不同組織之間的波速不同，使得聚焦延遲與理論值不合，造成聚焦品質下降。

以相關性為基礎的方法是假設聲速在組織中的變化可以被模擬成一個置於探頭前的相位屏幕(Phase Screen)，且一個通道收到的訊號可以被視為是和其左右相鄰的通道所收到的訊號極為相似，只是兩者的相位不同，或者說是兩者之間有時間上的偏移。因此，藉由修正橫跨整個探頭的相位(延遲)，將相位屏幕的效果抵消，影像品質即可以提升。補償的前提是能夠計算出這時間上的誤差，而一般是採用相關函數(Correlation Function)的方式[16-18]。其中一個找出時間延遲誤差的方法，是觀察兩個射頻(RF)訊號的互相關函數(Cross-correlation Function)其最大值所在的位置[16-17]。另一個實行的方法是計算兩個基頻(Baseband)訊號的補數互相關函數，以求得相位[18]。不論使用何用方法，計算量都是非常龐大。當採用較大的陣列探頭或是二維探頭時，運算的複雜度更是可觀[19-20]。

如前所述，使用三角積分器($\Delta\Sigma$ modulators)的基礎超音波影像系統，其主要目的就是要降低一個數位影像系統的複雜度[12-14]。本文的主要目的是探討在以相關性計算為基礎的相位偏移修正上，使用三角積分器的可行性。

3-2 基本原理

在延遲誤差的估計上使用到互相關函數[16-17]。兩個相鄰通道得到的訊號 $x_i[n]$ 及 $x_{i+1}[n]$ 的互相關函數 $y[k]$ 可以表示成：

$$y[k] = \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} x_i[n]x_{i+1}[n+k], \quad \text{for } -L \leq k \leq L \quad (3-1)$$

其中 N 是訊號的長度， $(2L+1)$ 是互相關函數必須計算的總點數。兩個訊號之間的時間延遲 k 會使得 $y[k]$ 為最大值。在計算互相關函數之前已先把理論上的延遲值扣除，於是剩餘的就是因相位偏移造成的誤差。當整個探頭上相鄰兩兩通道的延遲誤差都求得之後，這些相對值就展開成為最後的延遲變化曲線(Delay Profile)。此曲線即對相位屏幕所估算的延遲差。總共需要 $N \times (2L+1)$ 個多位元的乘法及

$(N-1) \times (2L+1)$ 個多位元的加法。實際上資料量會內插以提升準確度，運算量因此還會上升。

相位偏移也可以由複數基頻訊號的互相關函數求得[18]。複數的基頻訊號是由射頻訊號經由解調(Demodulation)及低通濾波得到。換句話說，兩個相鄰通道的基頻訊號 $B_i[n]$ 及 $B_{i+1}[n]$ 可表示為：

$$\begin{aligned} B_i[n] &= LPF\{x_i[n]e^{-j\omega_0 n\Delta t}\} = A[n]e^{i\phi[n]} \\ B_{i+1}[n] &= LPF\{x_{i+1}[n]e^{-j\omega_0 n\Delta t}\} = A[n-\tau]e^{i\phi[n]}e^{-i\omega_0\tau}, \end{aligned} \quad (3-2)$$

其中 $A[n]$ 是射頻訊號的包絡(Envelope)， $\phi[n]$ 是基頻訊號的相位， ω_0 是解調頻率， τ 是欲求得的時間誤差，而 Δt 是取樣週期。延遲和相位可以下式互相轉換：

$$\theta = \omega_0\tau. \quad (3-3)$$

於是 $B_i[n]$ 和 $B_{i+1}[n]$ 在相對延遲為零時的互相關函數為：

$$C[0] = \sum_{n=n_0}^{n_0+N-1} B_i[n]B_{i+1}^*[n] = e^{i\theta} \sum_{n=n_0}^{n_0+N} A[n]A[n-\tau], \quad (3-4)$$

其中 N 是資料長度。既然包絡是一個實函數，相位便可以求得為：

$$\theta = \tan^{-1}[\text{Im}(C[0])/\text{Re}(C[0])]. \quad (3-5)$$

基頻方法的好處是只要計算相對延遲為零時的互相關函數。通常是和一個基頻的成像系統搭配使用[18]。

3-3 以三角積分器為基礎的方法

上述的以相關函數為基礎的方法亦可以應用至以三角積分器設計的系統。三角積分器的單一位元輸出，最大的好處就是可以降低系統的複雜度，因為單一位元的乘法等同於簡單的基本邏輯運算。使用三角積分器時的互相關函數可以表示為

$$y = (x_i * h) \otimes (x_{i+1} * h), \quad (3-6)$$

其中 x_i 及 x_{i+1} 是單一位元的資料， h 是訊號要重建時所需的濾波器。 $*$ 表示旋積運算(Convolution)，而 $\otimes$ 代表互相關函數的運算。運算的次序可以重新安排成下列型式：

$$y = (x_i \otimes x_{i+1}) * (h * h) = (x_i \otimes x_{i+1}) * h'. \quad (3-7)$$

由此式可以明顯看出互相關函數現在變成單一位元的運算，隨後再經過一個新的濾波器 h' ，為原本的重建濾波器 h 的自旋積。

真值表

Mult	0 (-1)	1
0 (-1)	1	0 (-1)
1	0 (-1)	1

表 3-1

表 3-1 是單一位元乘法的真值表，其中二進位“0”是對應到三角積分器的“-1”。由此真值表可以看出，簡單的反互斥閘 (Exclusive-nor) 可以取代複雜的多元位乘法運算。因此，單一位元的互相關函數可以用圖 3-2 的電路圖完成。兩相鄰通道的資料流先分別儲存在固定長度的單一位元移位暫存器中，互相關函數的計算由反互斥閘及計數器完成。計數器的結果再經過一個低通濾器處理，而延遲就可以濾波器輸出中最大值的位置求得。電路的總邏輯閘數由取樣頻率及低通濾波器的長度決定。無論如何，這樣的 Correlator 可以被有效地整合至一個晶片中。

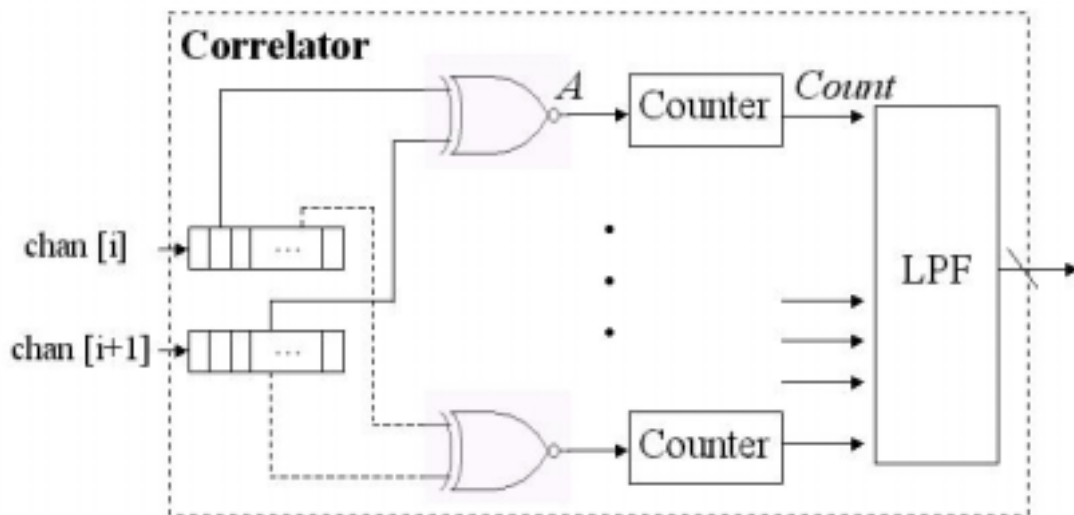


圖 3-2 以單一位元之三角積分器輸出做互相關函數計算的電路。兩個相鄰通道的訊號先存放在兩列移位暫存器內，而互相關函數可以由反互斥邏輯閘及計數器完成。結果再經由低通濾波後，最大值的位置即為相位偏移的延遲。

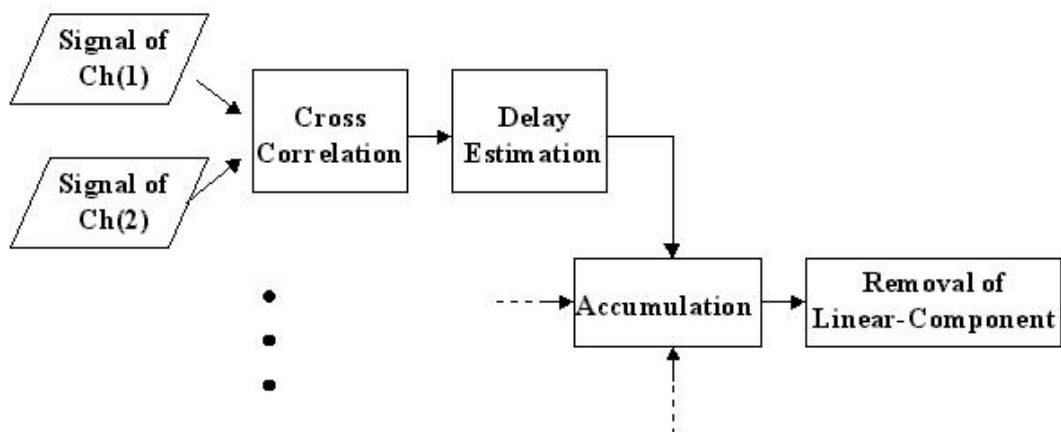


圖 3-3 在以三角積分器設計的系統中做相位偏移修正的流程圖。

圖 3-3 是這個架構下，相位偏移修正器的方塊圖。在所有相鄰通道的相對延遲都求得之後，橫跨探頭的延遲誤差曲線就可以經由累積相對誤差算出。為了避免不必要的波束偏移現象，曲線中的線性項必須移除。注意這個方法和單一位元的 SAD(Sum of Absolute Difference)運算很相似[26]。主要的差別是 SAD 是求兩訊號間最小的差別，而本法是求兩者間最大的相似。

3-4 結果

為了測試此三角積分器方法的效能，採用了三筆完整的實際超音波射頻資料，來自同一個仿體，但分別有不同程度的失真。失真的效果是來自置放於探頭和仿體間的一層 RTV 材質，並於其上製造出不同的凹凸，使得各通道所收到訊號其波速變化不盡相同。第一筆資料沒有失真，第二和第三筆資料分別有 1×及 2×的失真。探頭的中心頻率為 3.33MHz，通道數為 64 個，取樣頻率為 17.76MHz。為了模擬一個三角積分器的系統，訊號經由內插到 142MHz 的高頻。發射聚焦距離為 60mm，計算互相關函數的訊號是取自距離 50mm 至 70mm 處。所有的影像都是以 50dB 的動態範圍顯示。

在先前的研究中顯示，補零法和對稱法可以得到一樣的影像品質。兩種方法都是使得單一通道的訊號在加總為波束後，加入值的

能量為零。但對訊號加總前計算的互相關函數而言，這兩種方法就可能得到不同的結果。補零法是加入零至各別通道的訊號中，而對稱法則是加入+1 及-1 這兩種不為零的值，且彼此要直到波束加總後才會互相抵消。既然互相關函數是對各別通道的訊號做運算，預期兩者的結果應該不會相同。

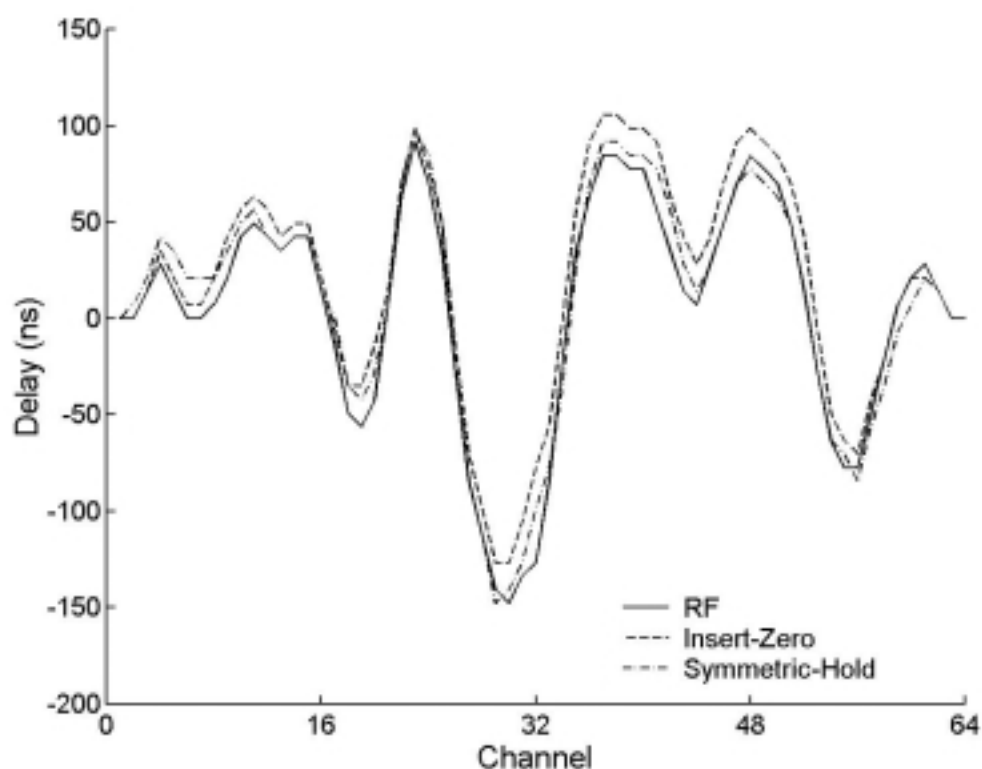


圖 3-4 三種不同方法得到的延遲誤差曲線。其中實線代表的是由傳統射頻方法；虛線是補零法；點虛線是對稱法。注意在三條曲線之間的微小差距不會在修正後的影像上造成明顯的不同。

由第三筆資料得到的延遲誤差曲線呈現在圖 3-4。其中實線代表的是由傳統射頻方法所估算出的結果；虛線表示的是三角積分器採補零法的結果；點虛線則是三角積分器採對稱法得到的結果。這三條曲線雖有差異，但其相關係數在 0.98 以上。換句話說，對稱法雖然有非零的雜訊加入互相關函數的計算，其結果仍可用於相位偏移的補償。曲線間的差異主要是來自不同 A/D 間的量化訊雜比

(SQNR)。事實上，延遲誤差曲線的細微差異不會造成影像上明顯的不同。圖 3-5 是以三角積分器採對稱法所得的影像。

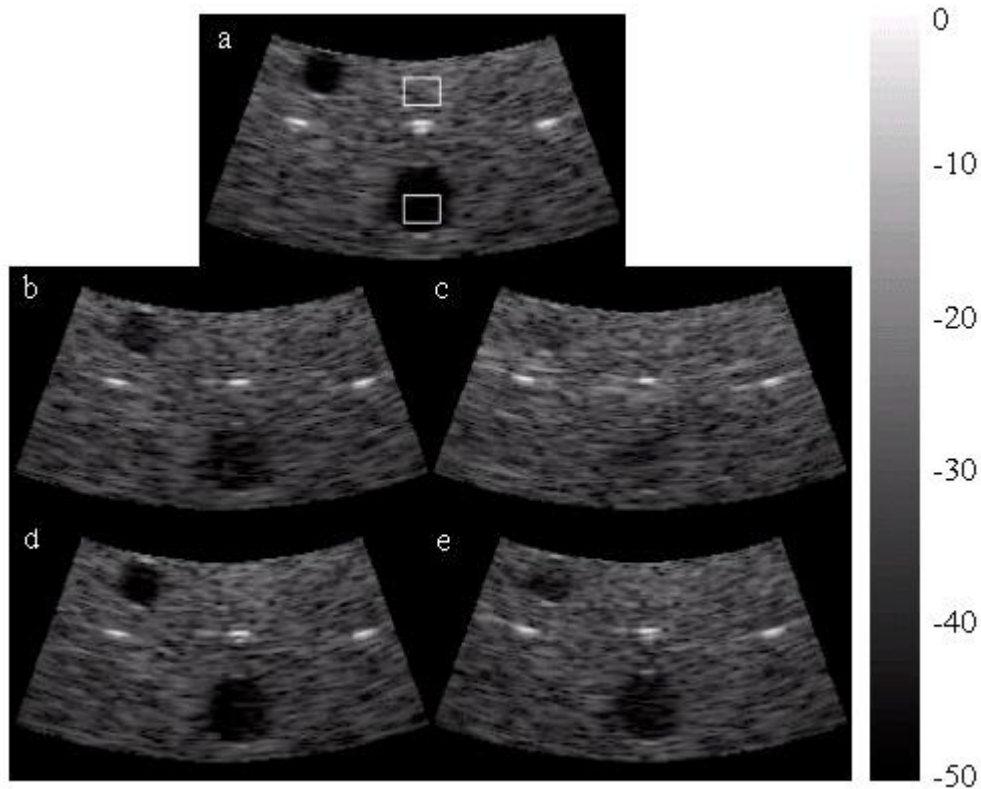


圖 3-5 仿體影像以 50dB 的動態範圍顯示，其中寬度為 68mm 且高度為 42mm。(a)沒有失真；(b)有 1×的失真；(c)有 2×的失真；(d) 1×的失真但經過修正；(e) 2×的失真但經過修正。修正後對比的改善結果列於表 3-2。

圖 3-5(a)是沒有失真的影像；圖 3-5(b)及圖 3-5(c)是分別具有 1×及 2×失真的影像。圖 3-5(d)及圖 3-5(e)則是圖 3-5(b)及圖 3-5(c)經由對稱法求得相位偏移曲線後修正得到的結果。從修正的影像中可以看出影像品質有明顯的提升。為了量化地描述影像品質提升的幅度，我們選擇圖 3-5(a)中兩個框住的區域，計算和對比解析度有關的參數。一個參數是背景和無反射區的對比(Contrast)，為兩個區域的能量強度比；另一個參數是 CNR(Contrast-to-Noise Ratio)，定義為對比除以背景區強度的標準差。結果列在表 3-2。兩個修正影

像的對比都提升超過了 6dB。此外，修正後 1×影像仍是比修正後的 2×影像要好。

Contrast (dB) and CNR					
	No Distortion	1× Distortion	2× Distortion	1× Distortion with Correction	2× Distortion with Correction
Contrast	23.34	15.52	10.19	21.72	17.13
CNR	4.26	3.33	2.14	4.44	3.67

表 3-2

以組織逆散射(Backscatter)的訊號做相位偏移的修正，通常需要遞迴地運算才能得到較佳的結果[16]。圖 3-6 是遞迴運算中兩個連續的相位偏移曲線的相關係數對遞迴次數作圖。可以觀察到三次的遞迴就已接近最佳的結果。

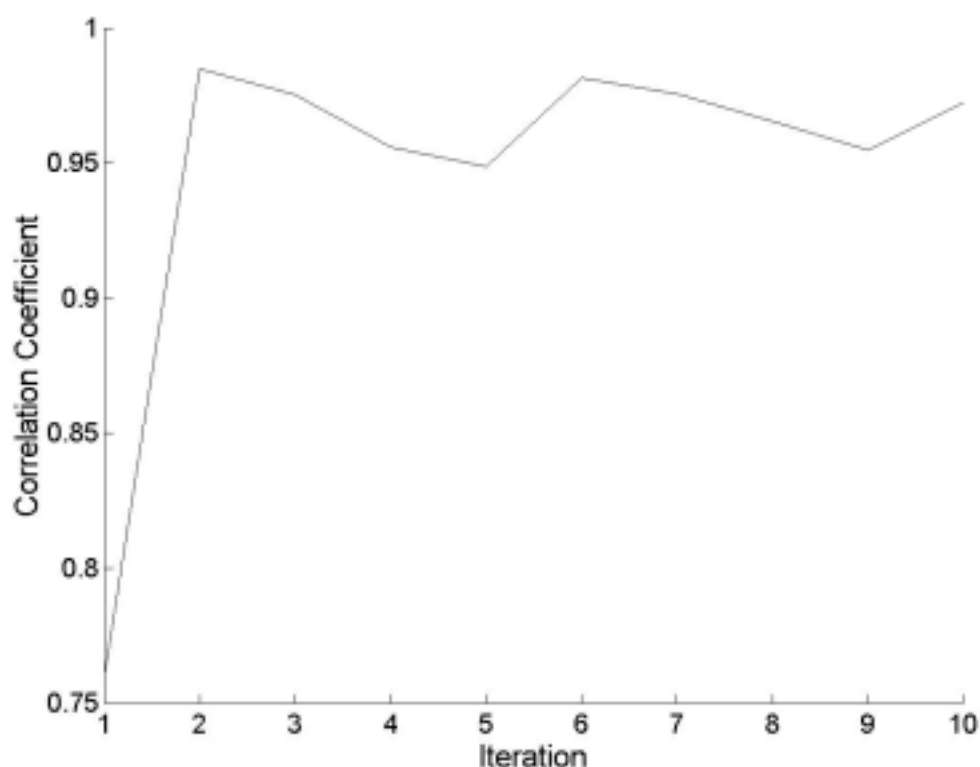


圖 3-6 曲線間的相關係數對遞迴次數作圖。由圖上看出只要三次的遞迴就可得到接近最佳的結果。

3-5 本章結論

之前有提到以相位偏移修正也可以和基頻成像的系統結合。圖 3-7(a)和圖 3-7(b)就是兩個可能的方式。圖 3-7(a)的方法是先將三角積分器的輸出重建，然後再以一個單一位元的方波解調且濾波成基頻訊號；圖 3-7(b)是將單一位元的輸出以單一位元方波解波再低通濾波並重建。明顯可以看出，三角積分器的好處在兩個方法中都不再存在。首先，即使是以單一位元的方法簡化了解調的過程，但重建後大量的運算仍無法避免；其次，以方波會帶進許多諧波的成份，會對原本的訊號造成影響。因此，基頻的方法在以三角積分器設計的系統並不適合。

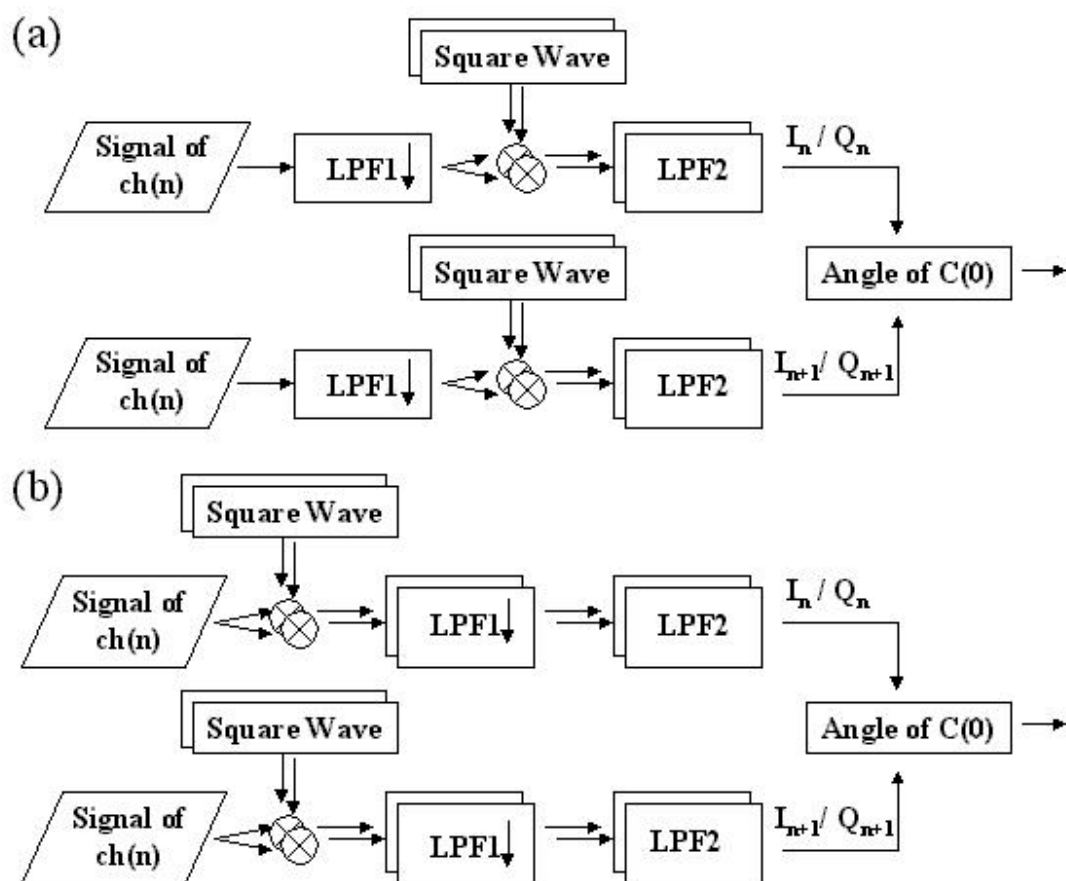


圖 3-7 使用基頻的實現方法。(a)方法一，將單一位元重建後再經由解調及其後的運算；(b)方法二，先簡單地解調後再重建，然後再求相位偏移曲線。二個方法均使用方波做為解調，優點是較為簡單。

以相關函數為基礎的相位偏移修正方法，在一維陣列探頭上確實有達到某種程度的效果。但是比較之下，二維陣列探頭更適合做相位補償[19-20]。不過更多的通道數，其所需的計算量已超過現今電子技術的極限。以三角積分器設計的成像系統一直被認為可以有效率地實現多通道數系統的設計[12-14]。雖然本文只專注於一維探頭的討論，但此處的結果可以直接擴展至二維探頭的應用。

第 4 章 二維探頭的動態聚焦

4-1 簡介

在超音波成像器裡，動態聚焦為必備的功能[1, 2, 27, 28]。依照訊號到達探頭的時間，訊號散射源的距離可以被推算得知。於是成像器裡的接收延遲控制器就可以調整陣列探頭的聚焦點，使其得到較佳的聚焦品質。因為動態聚焦的採用，使得在形成一個波束的過程中，通道的延遲成為了時間(或距離)的函數。如果要使用查表法，將所有通道在任一波束方向及距離的延遲值都記錄下來，則對系統的負荷太大。舉例而言，以通道數 128 的一維調相陣列探頭進行扇形掃描(Sector-scan)而言，正負 45 度的掃描角度中約略需要 192 個波束才能滿足影像的空間取樣定理；假設一個波束中包括 2048 個取樣點，則所需的接收延遲值約為 48M 字元，可見查表法的負荷實在太重。系統實作上已有幾個不同的方法被提出來要簡化這問題[2, 27]。舉例而言，雖然完整的延遲表不易達成，但至少部分的延遲表可以被記錄下來；可以適當地選幾個距離，將其延遲記錄下來，而之間的變化就由即時內插來完成[27]。不過此方法主要的問題仍在於需要一個不小的記憶體，且即時的延遲內插運算在相對上仍是不易達成。另一個方法是將動態聚焦所產生的延遲曲線分割成兩個部分：初始延遲及其後的延遲變化；經由適當的設計，可以設計出一個延遲控制器來即時地監控延遲的變化[2]。僅管如此，動態聚焦仍然是成像器接收端最複雜的運算之一。系統的成本及體積也因此不易更進一步地下降。

當使用二維陣列探頭時，問題會更加嚴重。配備二維探頭的系統必然是未來的趨勢，不只可以得到更好的二維影像品質，更重要的可以取得即時的三維影像[19,20,29-31]。但是系統的複雜度也因此而大幅上升。當探頭有數以千計的通道時，系統的體積將會非常驚人，

相互之間的連接及資料傳輸也會是一個問題。其中，要動態聚焦的實現更會是一個沉重的負荷；若是使用傳統的方法，則系統要實現此功能的資源將會佔據成像器接收端的一大部分。明顯地。若能簡化動態聚焦的延遲控制，將能有效地減低系統的複雜度。

在本章裡，我們將提出一個新的方法。藉由重新設計三維超音波影像系統的延遲控制單元，可以削減系統的成本及體積，並且在控制複雜度上也能得到改善。本論文的主要目的就是要詳細描述此方法的原理及架構。此外，新方法的成效並使用一廣為學界所接受的模擬方法評估[32]。最後並且比較不同方法在架構實現上的差異。

4-2 基本原理

4-2-1 一維探頭延遲公式

如前所述，對於一個扇形掃描格式的影像，通道在接收時所必須要加上的延遲可表示為：

$$t_{rx} = -\frac{x \sin \theta}{c} + \frac{1}{R} \times \frac{x^2 \cos^2 \theta}{2c} \quad (4-1)$$

其中 x 為通道相對於探頭中心點的座標， c 為組織中的波速， θ 為偏移角度，而 R 為聚焦點至探頭中點的距離。其中第一項稱為偏移項，功能是使得波束偏移 θ 角；第二項稱為聚焦項，使探頭聚焦至距離為 R 處。對於發射端而言， R 可由 F (發射聚焦距離) 取代；於是對於任一通道在某一特定的波束作用時，發射延遲為常數。因此，發射延遲可以於事先計算並且儲存起來供使用時查詢。此運算稱為固定聚焦(Fix Focusing)，因為聚焦點固定只有距離 F 處。然而，為了要增加影像品質，接收端必須要隨著時間改變聚焦點的距離 R 。換句話說，接收延遲 t_{rx} 此時成為距離 R 的函數，此即動態聚焦(Dynamic Focusing)。就因為此運算，使得接收端的延遲控制單元比發射端要複雜許多。

要實現動態聚焦的功能，接收端必須要知道任何時間的延遲。要

建立一個包含所有的通道、波束、距離的延遲表並不容易。一個方法是建立簡化的延遲表，只記錄某些距離時的延遲值，而不足的部分再以即時內插的方法完成[27]；另一個方法是設計一個控制器即時地計算出所有的延遲值[2]。參考式(4-1)，定義：

$$\Phi = x^2 \cos^2 \theta \quad (4-2)$$

只要通道的初始延遲為已知，則隨著深度 R 而改變的延遲變化都可以由此 Φ 值描述。因此，給定所有的初始延遲、通道開始作用時間以及 Φ 值，便可設計出一延遲控制器來完成動態態聚焦的延遲計算。注意通道位置 x 及通道位置 $-x$ 的 Φ 值是相等的，於是在給定不同的初始延遲後，此兩個通道的延遲變化可以由同一個延遲控制器來負責。此對稱特性可以將延遲控制器的數目減少一半。

4-2-2 二維探頭延遲公式

當使用二維探頭時，延遲公式可以求得為：

$$t_{rx} = -\frac{(x \tan \alpha + y \tan \beta)}{c(1 + \tan^2 \alpha + \tan^2 \beta)^{1/2}} + \frac{1}{R} \times \frac{(x^2 + y^2) + (x \tan \beta - y \tan \alpha)^2}{2c(1 + \tan^2 \alpha + \tan^2 \beta)} \quad (4-3)$$

其中 (x, y) 為此通道的座標， α 及 β 分別為 X 方向及 Y 方向上的偏移角。圖 4-1 為公式(4-3)所使用的座標，而其詳細推導見附錄 A。同樣地，此公式可以被分為兩個部分：偏移項及聚焦項。對於動態聚焦而言，只有聚焦項為距離 R 的函數。如前所述，定義：

$$\Phi = \frac{(x^2 + y^2) + (x \tan \beta - y \tan \alpha)^2}{1 + \tan^2 \alpha + \tan^2 \beta} \quad (4-4)$$

則延遲變化可以被此 Φ 值描述。類似地，通道 (x, y) 與通道 $(-x, -y)$ 具有相同的 Φ 值。對於一個 N -by- N 的二維陣列，延遲控制器的數目為 $N^2/2$ 。但即使使用對稱特性將數目減半，仍然是需要大量的控制器。每個控制器是由數以百計，甚至數以千計的邏輯閘組成的複雜電路。圖 4-2 即為此架構的示意圖，雖然已比查表法要容易許多，但系統的體積明顯地仍將會非常龐大。發展重新設計此控制單元的新方法確實有其必要。

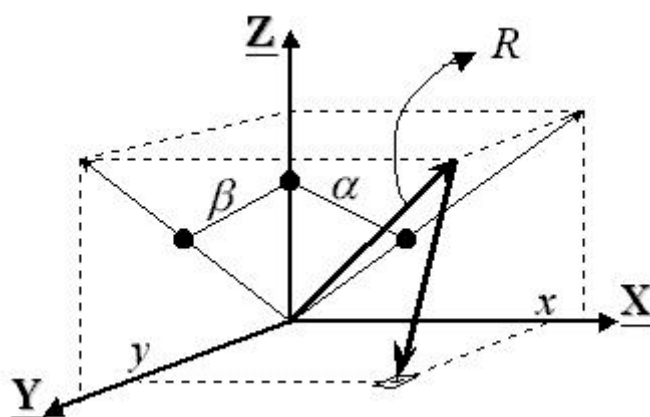


圖 4-1 圖示為二維探頭公式推導所用的座標。陣列探頭放置於 X-Y 平面，Z 為深度的方向， α 與 β 分別為及方向上的偏移角度。對於通道 (x, y) 而言，其相對於探頭中央可由公式(4-3)近似。

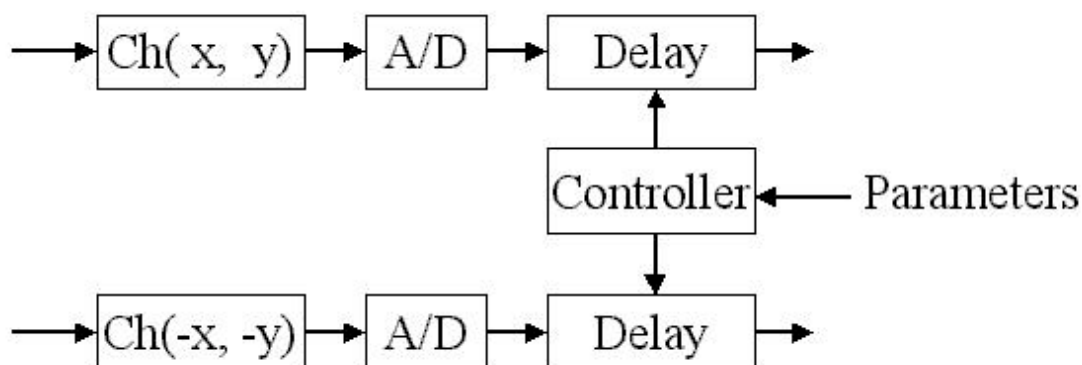


圖 4-2 直接設計的架構。根據對稱特性，通道 (x, y) 及通道 $(-x, -y)$ 具有相同的延遲改變曲線。在給定初始延遲之後，兩個通道的延遲變化可以由同一個延遲控制器監控。

4-2-3 聚焦數(f_{number})

如前所述，聚焦數定義為聚焦深度對探頭孔徑大小的比值。為得到較好的聚焦品質，系統必須定義對聚焦數的最低要求。藉由控制探頭上作用的通道數目，可以達到動態控制孔徑大小的目的。因此，通道開始作用的時間是正比於其與探頭中心點的距離，即外側的通道會較晚打開。這特性將會對之後的簡化方法有很大的幫助。

4-3 簡化方法

4-3-1 誤差衰減

對於一個數位成像系統，每個通道後都緊接著一個 A/D 轉換器。若只是為了減少動態聚焦的複雜度而在相鄰的通道使用相同的延遲值，其效果就相當於使用一個較大的通道，影像品質因此而下降。因此，每個通道的初始延遲必需要獨立地建立而得。然而， Φ 值及其所代表的延遲變化曲線卻可以被進一步壓縮。假設將 Φ 值近似為：

$$\Phi' = \Phi + \delta \quad (4-5)$$

其中 δ 為因為近似所造成的誤差。於是近似的接收延遲可以表示為：

$$t_{rx}' = t_{rx} + \frac{\delta}{2Rc} \quad (4-6)$$

其中 t_{rx} 為理論上的接收延遲；第二項為一延遲誤差，其效果會使聚焦品質下降。典型的曲線如圖 4-3 所示。值得注意的是，延遲誤差為和距離相關的函數；誤差會隨著距離 R 上升而逐漸衰減。因此在近場的影像品質會因為此近似遭受到較嚴重的影響。

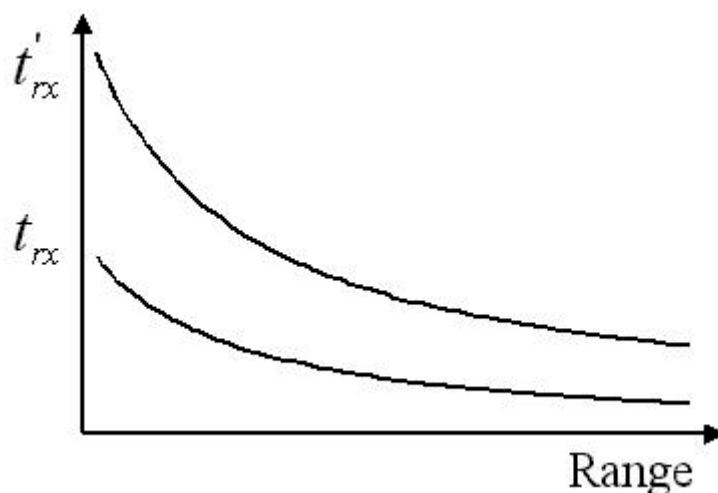


圖 4-3 誤差衰減的特性。若 Φ 為近似，則在理想的延遲 t_{rx} 及其近似值之間會存在一個誤差，其值會隨著距離增加而下降。

4-3-2 Φ 值群組(Φ -grouping)

明顯地，相鄰通道的 Φ 值會極為相似，於是可以使用一個共通的值取代，但前提是其誤差是可以容忍的。觀察二維探頭上的 Φ 值分佈，可以發現圍繞著探頭中心點向外切割是適當的選擇。第一步是決定切割圓環在半徑方向上的厚度。經由附錄 A 的推導之後，可以決定劃分入同一切割的通道數為：

$$\Delta n \leq \sqrt{(n-0.5)^2 + 16(n-0.5)\epsilon_l G \times f_{number}} - (n-0.5) \quad (4-7)$$

其中 n 為此圓環的內圈半徑， ϵ_l 為相位誤差(延遲誤差)佔 2π 的比例，而 G 為一個誤差增益：

$$G = \exp[\gamma(\frac{n}{n_0} - 1)] \quad (4-8)$$

其中 n_0 為探頭上最中心區域的半徑，而 γ 為用來微調的參數。 G 存在的主要原因，是當外側的通道開始作用時，其內側有許多已經打開的通道，且其誤差已有某種程度的衰減；於是此時的誤差限制可以被進一步放寬而不會嚴重影響波束的聚焦品質。事實上， G 可以是任何隨著 n 逐漸上升的函數。

在決定半徑上切割的厚度之後，圓環上可切割的圓周角可以被設定為：

$$\xi = \frac{M \times \Delta n}{n} \quad (4-9)$$

其中 M 為切線及半徑上切割的比值。經由這個程序，可以完成二維探頭上的分組格式。位於同一個區域內的通道可以使用同一個 Φ 值、同一個延遲變化曲線。此共同的 Φ 值可以設定為此區域內所有 Φ 值的平均值。圖 4-4 顯示一個典型的探頭分組模式。使用 ϵ_l 為 0.05， n_0 為 4， γ 為 0.15， M 為 3 及 f_{number} 為 2，一個 64-by-64 的探頭可以分為 227 群組，每個群組可以分為兩個相對稱的區域，分別位於探頭的上下兩方。

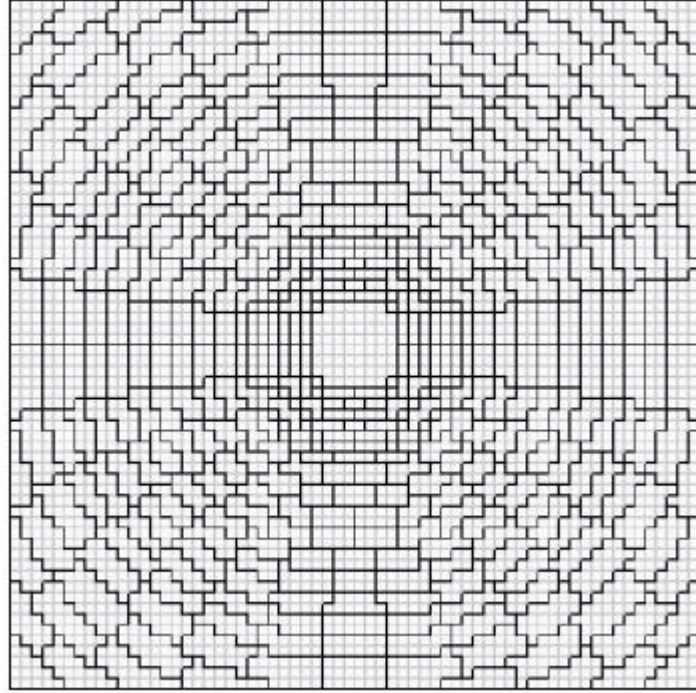


圖 4-4 利用 Φ 值群組所得到的探頭分組方式。分組方式是圍繞著探頭中間進行，且距離中心越遠，區域越大。根據對稱特性，對稱於探頭中央的兩個區域是屬於同一個群組，由同一個控制器負責。

4-3-3 Φ 值量化(Φ -quantization)

對於一個 N -by- N 的二維探頭，若其在 α 及 β 方向上的偏移角都設定為不超過 $\pi/4$ 時，波速為數目大約要 $2N^2$ 才能滿足空間上的取樣定理。於是 Φ 值的數目大約為 N^4 的等級。然而， Φ 的值域範圍並非無限大。在數百萬個 Φ 值裡，許多值是重覆出現或是彼此間只有細小的差距。經由適當的選擇，一個 Φ 值表就應該足以用來近似所有的值。圖 4-5(a)顯示 Φ 值的動態範圍。因為較大的 Φ 值只出現在外側的通道，亦即較深的距離之後，於是容忍較大的量化誤差。因此，在較大的 Φ 值範圍可以使用較大的量化間距。依照附錄 A 中的推導，此非均勻(Non-uniform)量化器的量化位階 L 可以求得為：

$$L = \frac{N}{8\sqrt{2} \times \varepsilon_2 \times f_{number}} \quad (4-10)$$

其中 ε_2 為誤差限制。而表中每筆 Φ 值的位置為：

$$\Phi_i = 8 \times (\varepsilon_2 \times \lambda \times f_{number})^2 \times (2i^2 - 2i + 1), \quad i \in [1, L] \quad (4-11)$$

其中 λ 為波長。若是使用一個均勻 (Uniform)的量化器，至少要 L^2 個位階才能得到同樣的近似效果。

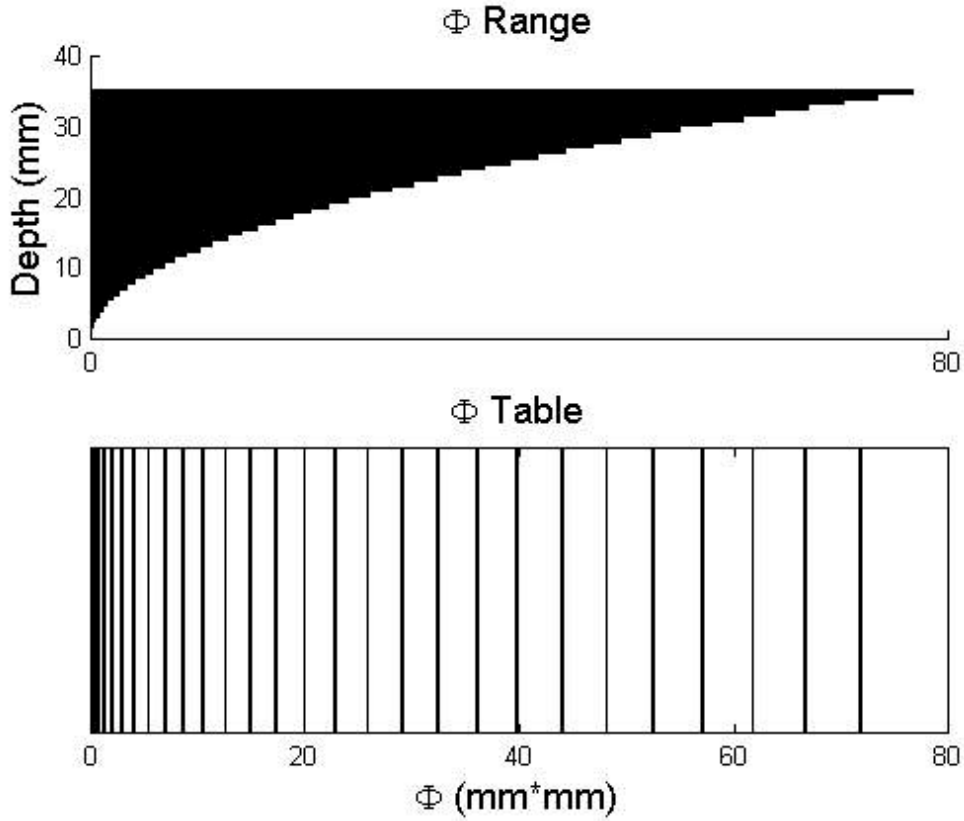


圖 4-5 上方圖表示於距離 0 至 35mm 所出現的 Φ 值動態範圍，可以看出較大的值在較深處才會出現。下方則是以此所切割出的 Φ 值表，每一條黑線代表一個計錄的 Φ 值。在 Φ 值較大的區域，使用較大的量化間距。

此外， Φ 值量化可以和 Φ 值群組配合使用。依照群組後 Φ 值的分配情況，可以移除部分 Φ 值表中的記錄，因為其永遠不會發生。圖 4-5(b)為一值域量化表，使用 N 為 64， ε_2 為 0.1，中心頻率為 4MHz 且 f_{number} 為 2， Φ 值需要 28 筆記錄；其中，若使用圖 4-4 的群組法，第 28 個 Φ 值將永遠不會發生。於是，只需 27 個 Φ 值記錄。

4-3-4 平移補償

給予一個近似的 Φ 值，即使有誤差衰減的特性，在所有的距離都

仍將存在一個延遲誤差。這可以由一簡單的平移補償來改善。修正後的延遲可以表示成：

$$\begin{aligned} t_{rx}''(R) &= t_{rx}'(R) - \frac{\delta}{2R_0c} \\ &= t_{rx}(R) + \frac{\delta}{2Rc} - \frac{\delta}{2R_0c} \end{aligned} \quad (4-12)$$

其中 R_0 為常數。經由此修正，此修正的延遲會在距離 R_0 時和理論上的延遲 t_{rx} 相等。一般而言，延遲誤差將會減少為原本誤差的 q 倍：

$$q(R) \equiv \left| \left(\frac{\delta}{2Rc} - \frac{\delta}{2R_0c} \right) / \frac{\delta}{2Rc} \right| = \frac{|R_0 - R|}{R_0} \quad (4-13)$$

適當地選擇 R_0 可以使得 q 永遠小於 1，於是達到改善的目的。圖 4-6 為此方法的示意。

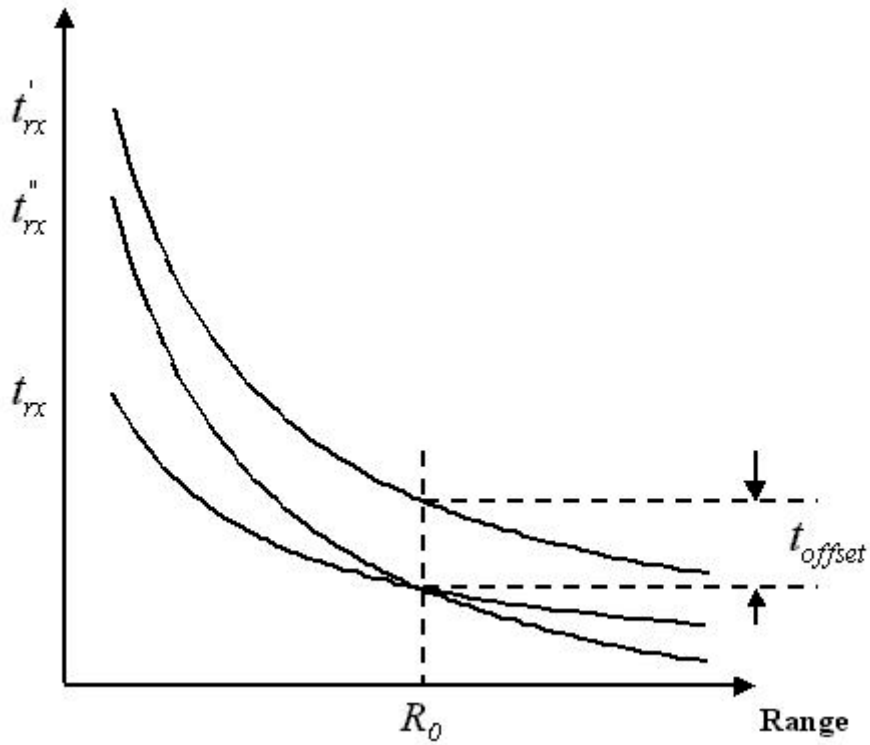


圖 4-6 偏移補償。藉由設定某個距離的誤差為零，延遲誤差可以略微縮小。

4-4 模擬方法及結果

4-4-1 模擬方法

空間聲場的模擬是使用角頻譜(Angular Spectrum)的方式[32]。首先定義初始的聲場平面。在二維探頭的表面上，每個通道的相位可以簡單地由延遲換算。對於一個接收端設計，空間中的聲場能量分佈可以視為是系統的靈敏度(Sensitivity)。角頻譜法提供了一個空間頻域上的轉換函數(Transfer Function)：

$$H(f_x, f_y, z) = e^{jkz\sqrt{1-\lambda^2(f_x^2+f_y^2)}} \quad (4-14)$$

其中 f_x 和 f_y 分別為 X 及 Y 方向上的空間頻率； z 為聲波在 Z 方向上的傳遞距離；而 k 為 wave number。接著將此初始聲場利用二維傅利葉轉換(2-D Fourier Transform)轉換到空間頻域，乘上轉換函數，再利用二維逆傅利葉轉換(2-D Inverse Fourier Transform)轉回空間域。對所有的頻率成份重覆此運算過程，再將所得的能量依其比率相加後即可得到傳遞後的聲場分佈。若初始聲場在 Z 方向上的位置為 z_0 ，則傳遞後的聲場平面在位置 (z_0+z) 。此模擬的主要問題在於其平面需要平行於探頭平面，即 X-Y 平面；而波束聲場的分佈應該是由球座標觀察。當有偏移角度時，此模擬方法並不易描繪出完整的波束聲場分佈。儘管如此，聲場的變化趨勢仍可觀察得到。此外，在模擬平面外的能量會經由交疊(Aliasing)進入觀察區；要避免此問題，模擬平面的範圍必需要謹慎選擇。

4-4-2 模擬結果

模擬是使用中心頻率為 4MHz，64-by-64 的二維探頭。依照所提出的兩個簡化方法之採用有無，可以列出四個方法來比較：第一種使用理想的延遲控制，沒有使用任何的近似；第二種使用圖 4-4 所示的 Φ 值群組方法；第三種使用圖 4-5(b)所示的 Φ 值量化方法；最後一種則是結合兩個技巧。在誤差的平移補償方面，使用距離 60mm

為參考點；即式子(4-12)中的 R_0 為 60mm，所以在距離 60mm 時將會沒有延遲誤差。觀察平面為 40mm 平方。

採用不同偏移角度及距離的模擬結果呈現在圖 4-7 至圖 4-10。只有考慮接收波束聲場分佈。整體系統，包括發射及接收的效果，可以藉由將結果加上發射聲場的能量分佈。由結果可發現在距離 15mm 時的旁瓣會因為近似而有些微的上升，但是主瓣的寬度並沒有改變。此外，本例中 Φ 值群組造成的影像品質下降要大於 Φ 值量化。在距離為 30mm 時，四種方法可以得到幾乎相同的結果。有偏移角度時可以得到一樣的趨勢。圖 4-11 顯示延遲誤差的平均值及標準差對距離的變化，其結果是對所有的波束、所有作用的通道所統計所得。因為使用平移補償的緣故，在距離 60mm 處並沒有誤差。明顯地，較大的誤差只有出現在距離 20mm 之前。當然，此結果可以經由使簡化程度下降而進一步改善。

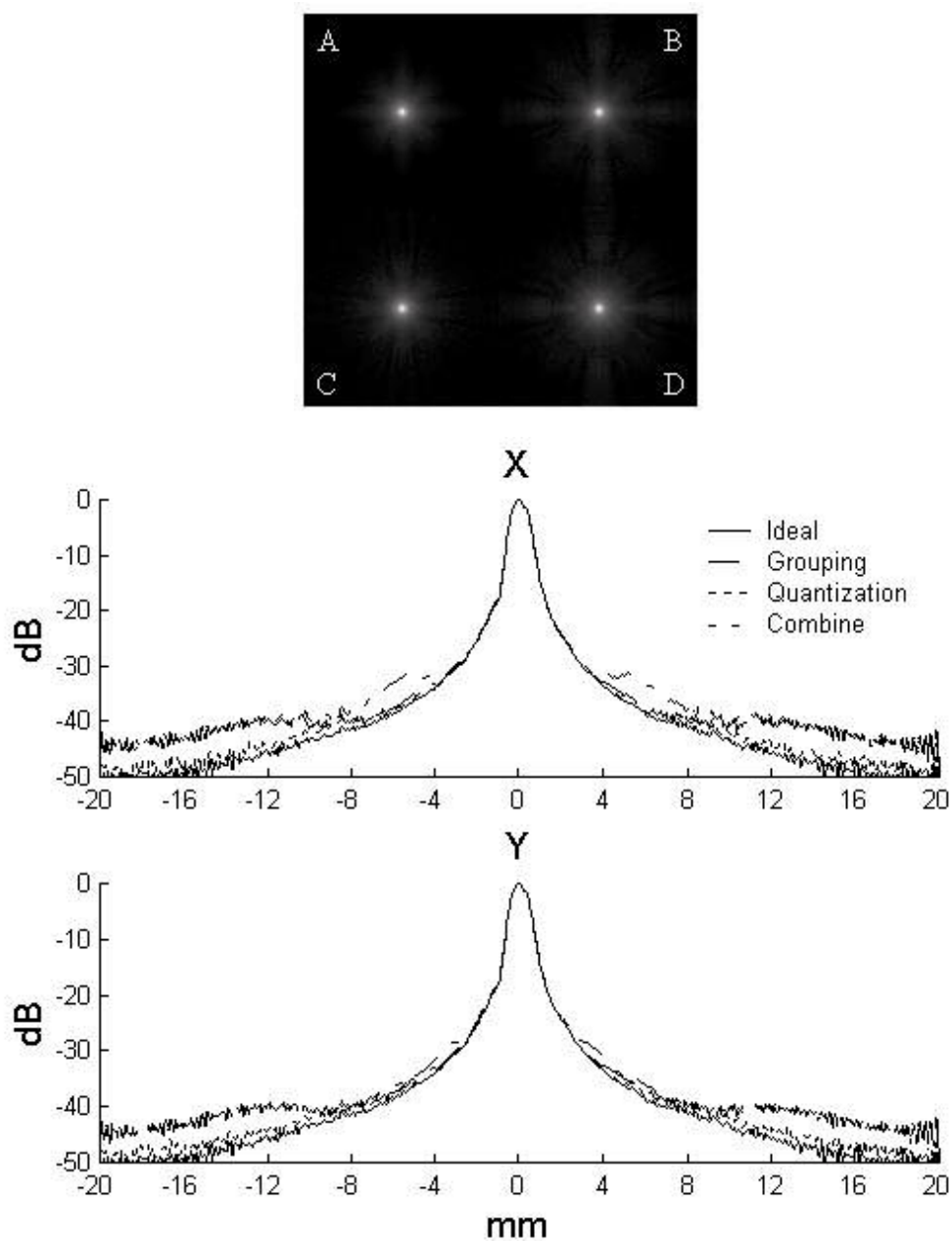


圖 4-7 模擬結果。 $\alpha=0$ ， $\beta=0$ ， $R=15\text{mm}$ 。(A)使用理想的延遲控制。(B)使用圖 4-4 的 Φ 值群組技巧。(C)使用圖 4-5(b)的 Φ 值量化技巧。(D)結合兩種技巧。在下方繪出其在 X 和 Y 方向上的切面曲線。

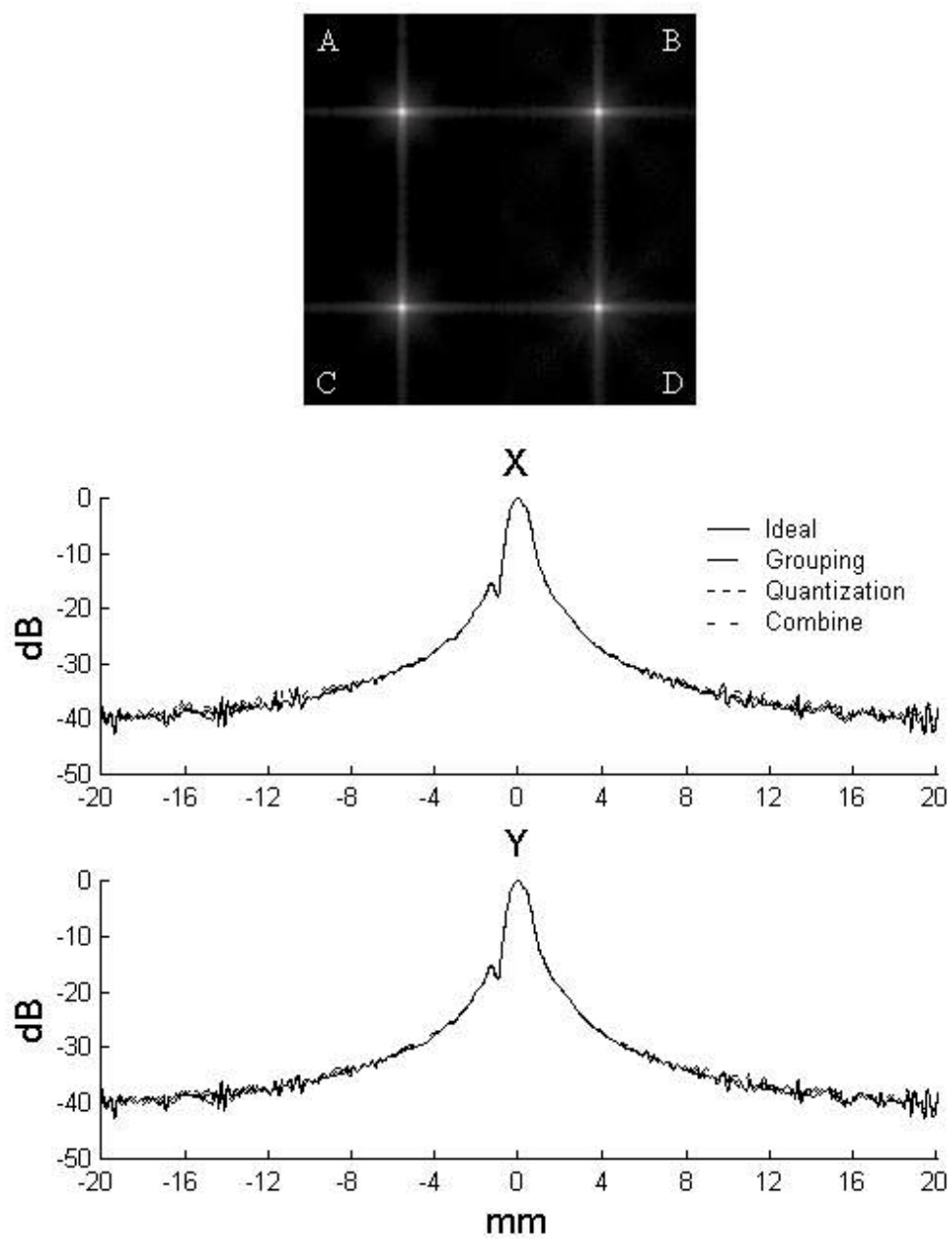


圖 4-8 模擬結果。 $\alpha = 0$ ， $\beta = 0$ ， $R = 30\text{mm}$ 。

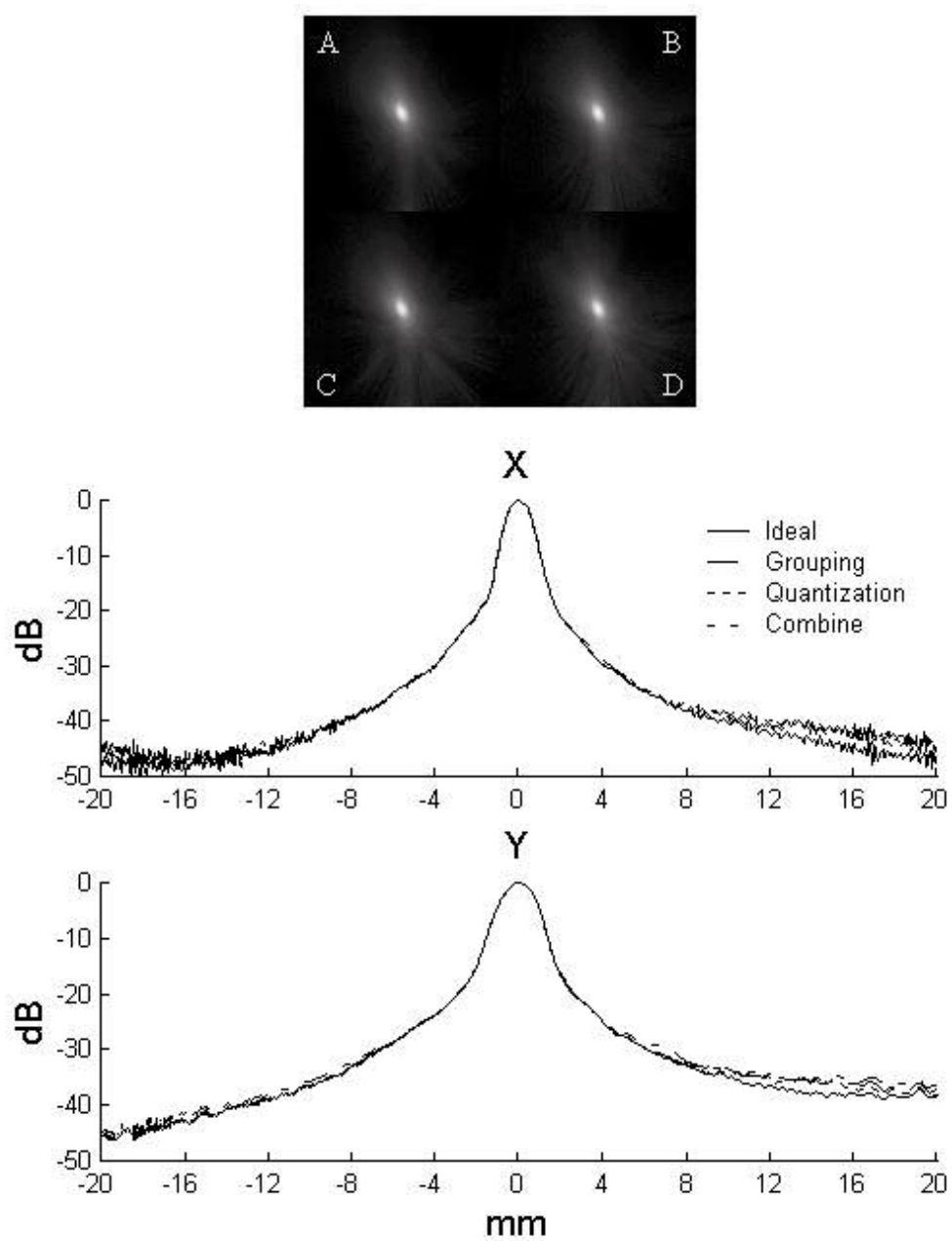


圖 4-9 模擬結果。 $\alpha = 20$ ， $\beta = 40$ ， $R = 15\text{mm}$ 。

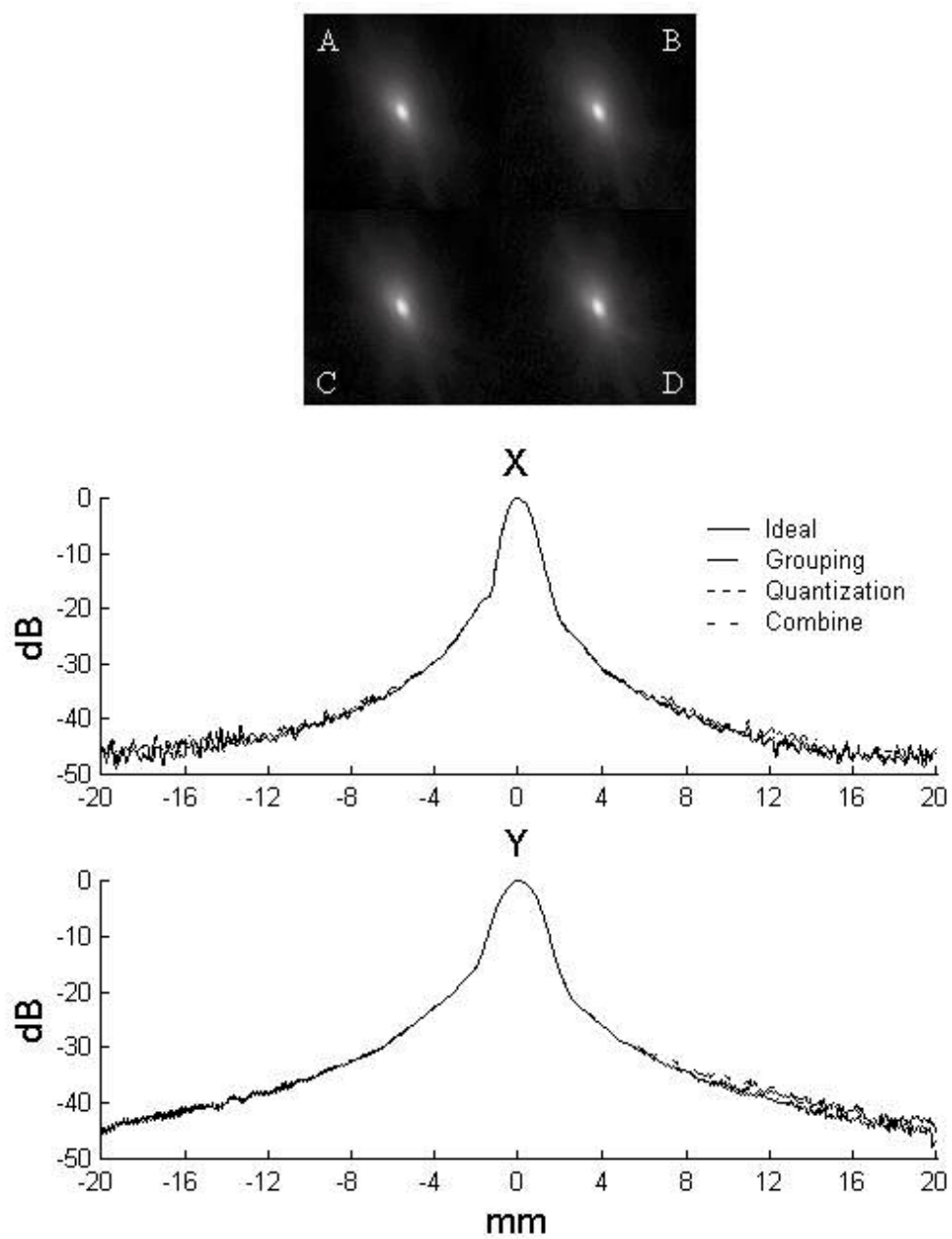


圖 4-10 模擬結果。 $\alpha = 20$ ， $\beta = 40$ ， $R = 30\text{mm}$ 。

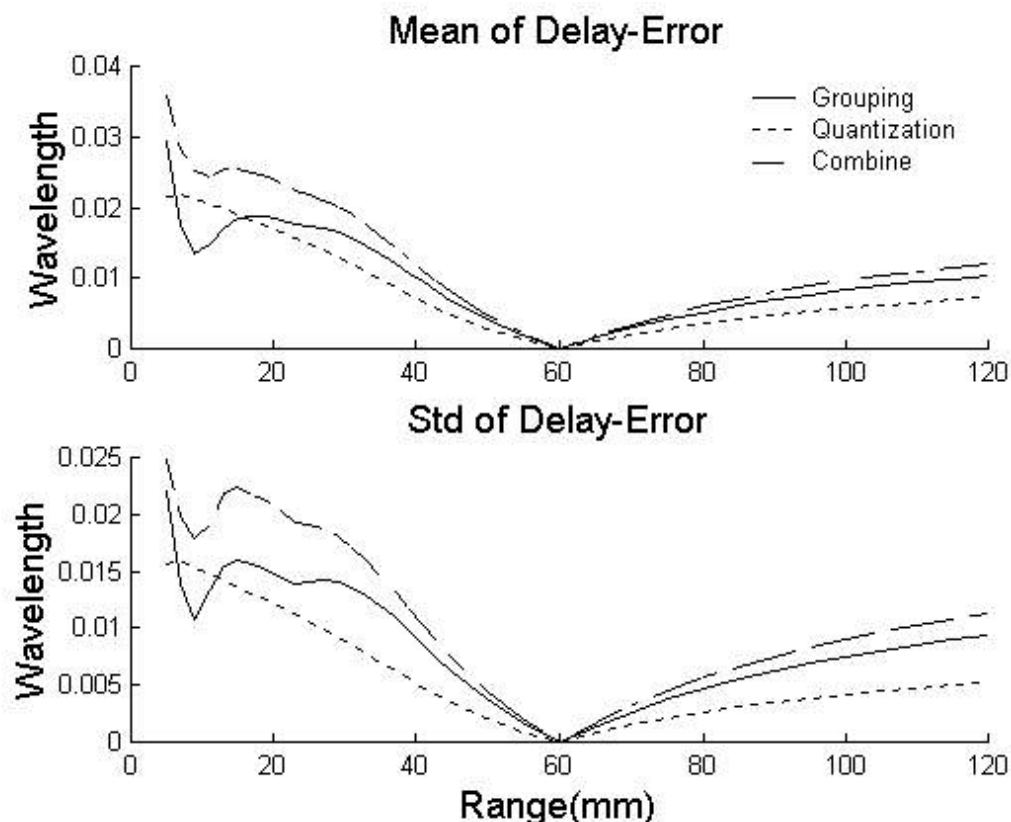


圖 4-11 延遲誤差為距離的函數。平均值及標準差為在各距離統計所有不同偏移角度的波束所得。藉由使用偏移補償技巧，可以使得距離 60mm 誤差為零。

由圖上可看出較大的誤差只有發生在距離 20mm 之前。

稀疏陣列(Sparse Array)為相對於完整陣列(Fully-sampled Array)的另一選擇[1, 33]。模擬中使用一個 $1/6$ 的稀疏陣列，其具有 674 個通道。使用和前例相同的空間量化模式，因為有些區域中沒有任何可作用的通道座落其中，總共只需 165 個控制器。相似地，同樣可以比較四個方法。稀疏陣列的模擬結果列於圖 4-12。可以發現，即使在距離為 15mm 的近場，四種方法之間也幾乎沒有差別；聲場的旁瓣高度主要是由稀疏陣列的不完整來決定；使用量化方法並不會更一步造成系統的特性下降。

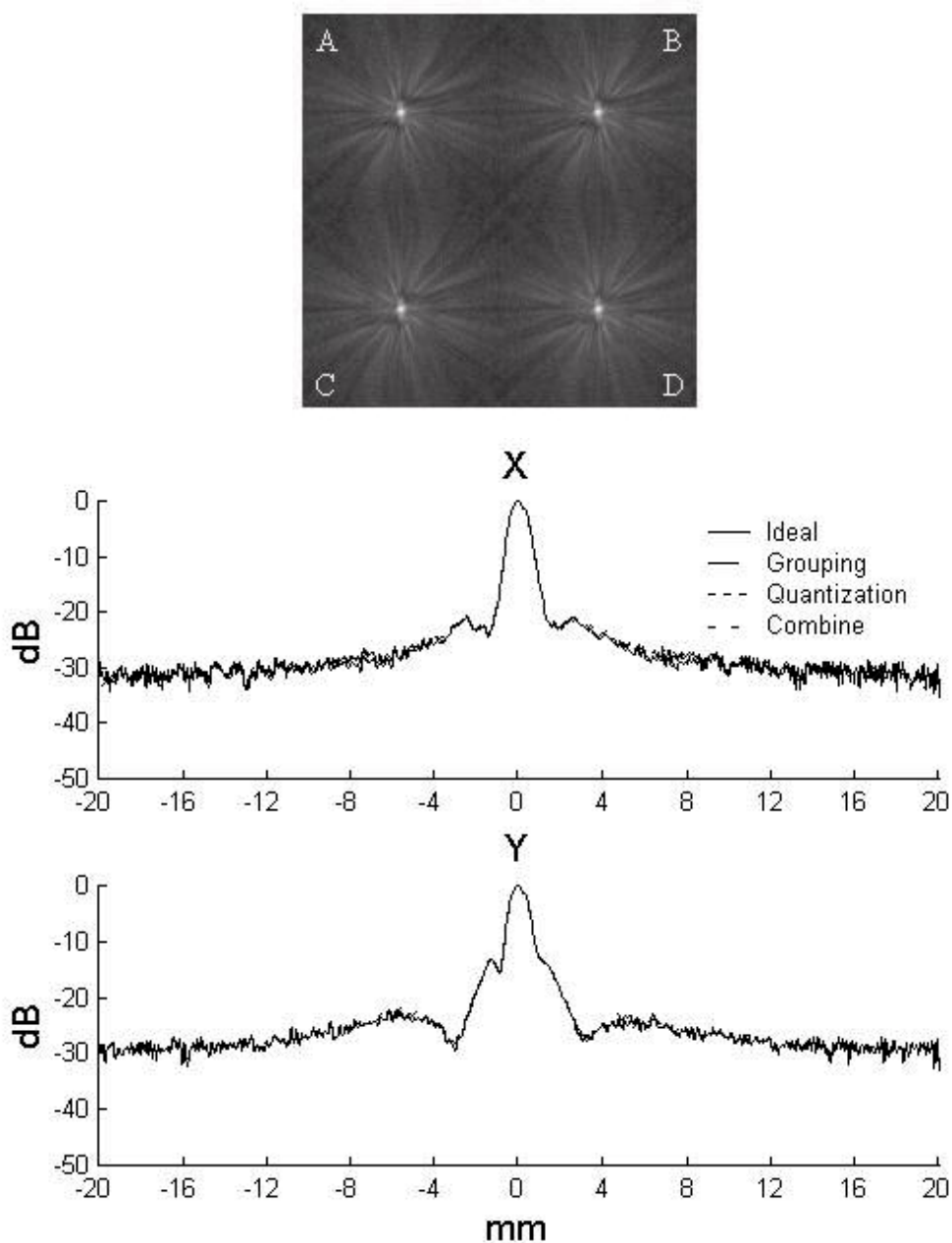


圖 4-12 使用一個 $1/6$ 的稀疏陣列所模擬得的結果，其上共有 674 個通道。 $\alpha = 0$ ， $\beta = 0$ ， $R = 15\text{mm}$ 。即使在如此近場之處，四個方法之間也沒有明顯的差別。

其背景雜訊的高度主要是由於稀疏探頭的不完整所造成。

4-5 本章結論

在一個數位的成像器裡，延遲值必須要先經過量化(即取樣)成為

延遲指數(Delay Index)。對於此延遲加總運算，時間上的準確度必要至少為 32 倍的中心頻率以上[2]；若是取樣頻率不足，則必須要採用內插運算。利用差分編碼(Differential Coding)的技巧，兩個相鄰取樣值之間的延遲變化可以由一個位元來表示：沒有改變記錄為 0；有變化時記錄為 1，即為觸發條件，使得存在暫存器中的延遲指數減 1。於是，可以將因動態聚焦產生的延遲曲線分為兩個部分：初始延遲指數及單一位元的延遲變化曲線。一個延遲變化曲線可以儲存在大約 32Kb 的記憶體空間裡(以 128MHz 取樣頻率所需取樣點數及 200mm 距離計算)，於是本模擬中的 27 個延遲變化曲線可以儲存在一個 1Mb 的記憶體中。事實上，延遲變化曲線可以輕易地再做進一步的壓縮。此記憶體要求對於高階的三維影像系統而言是輕易可達成的。採用本方法所設計出的架構呈現在圖 4-13；此架構為配合一高取樣頻率的 A/D 使用(例如： $\Delta\Sigma$)；所有的延遲變化曲線儲存在一個記憶體裡，而複雜的延遲控制器可以由簡單的多工器取代。若是使用一較低頻的 A/D，則取樣數較少，因此所需的記憶體空間較小；此時就必須先將取樣值經過內插運算以符合延遲準確度的要求，但是本章所提的簡化方法仍可使用。

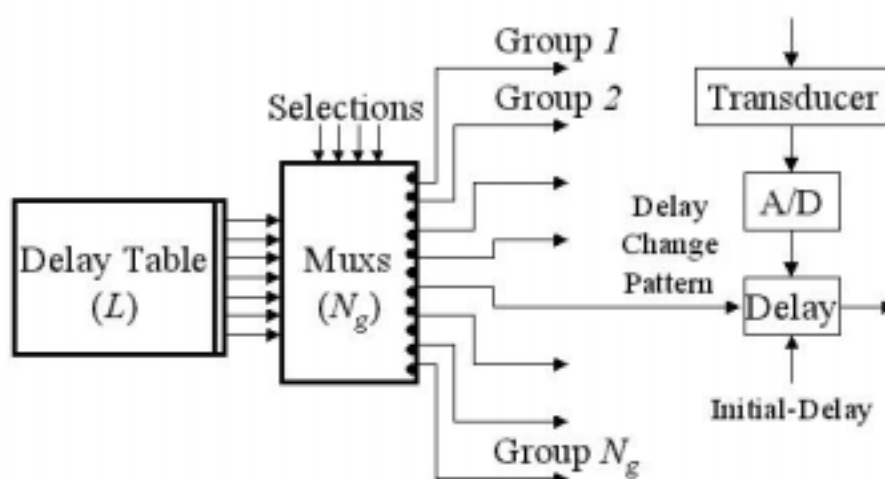


圖 4-13 本論文所提出的新架構。經由 Φ 值群組，延遲控制器的數目可以大幅減少；經由 Φ 值量化，所有的延遲變化可以儲存在一個較小的記憶體中，而延遲控制器可以由簡單的多工器取代。

若系統是採用基頻的方法實現延遲加總運算，則延遲分為兩個部分：Coarse Delay 及 Fine Delay。因此延遲控制器中必需要兩個暫存器，分別儲存兩個延遲。其中 Coarse Delay 是用來選擇取樣點，而 Fine Delay 則是負責相位旋轉。可以利用一個簡單的邏輯電路將此兩種延遲分出。

表 4-1 列出傳統的架構及此新架構的比較。對於一個 64-by-64 的二維陣列，其上有 4096 個通道。使用對稱特性，原本的架構需要 2048 個控制器來負責所有的延遲變化；每一個控制器都是使用一複雜的演算法及電路來即時地計算延遲變化。經由 Φ 值群組，控制器的數目可以減少至 227，而每個控制器又因為 Φ 值量化而可用一個簡單的多工器取代。圖 4-14 為多工器和延遲變化表之間的連接關係；可以發現，對於一個多工器而言，只會使用到部分的延遲變化曲線；所以多工器的寬度可以更進一步降低。於是，新的架構可以將硬體方面的需要壓低至原本舊架構的百分之一以下。此方法唯一的缺點，是其在極近場處會使影像品質有些微的下降。這可以再經由平均補償方法做修正。經由不同 R_0 的變化，誤差可以分散至不同的距離。

Comparison of the Two Architectures

	Original	New
No. of Controllers	2048	227
Control Method	Complex	Simple
Controller Size	Large	Small
Image Quality	Excellent	Slightly Degradation in the Near Field
Initial-Delay Table	32 M-words	32 M-words
Parameter Table	16 M-words	1.8 M-words
Delay-Change-Pattern Table	None	< 1 Mb

表 4-1

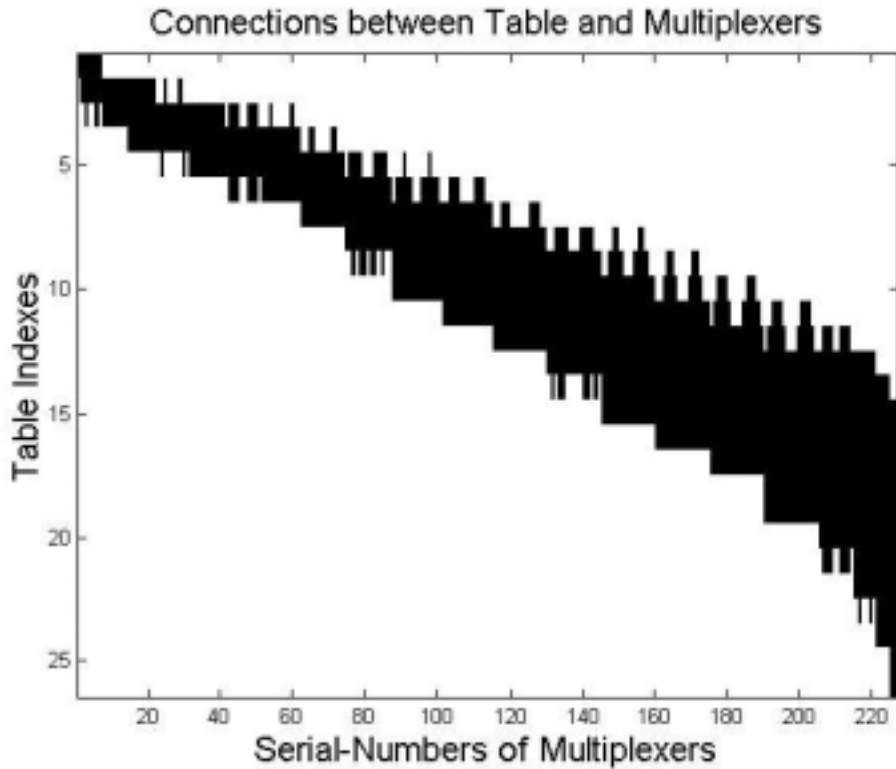


圖 4-14 圖中的黑色區域表示多工器和記憶體中各筆記錄的连接。其中多工器的序號是由探頭中央向外以半圓形的方式增加。由圖可知多工器並非需要所有的延遲變化記錄。

使用此方法可以簡化延遲變化的控制，但是各通道的初始延遲仍需給定。以 4096 個通道及 8192 個波束而言，總共需要 32M-words 的初始延遲。此外，一個原本的延遲控制器需要一個 Φ 值來開始運算，而一個多工器也需要一個選擇訊號。所需要的記憶體空間是正比於控制器的數目及其控制字元的長度(Word Length)。明顯地，新架構在這一方面也佔有優勢。最後，新架構需要一個小的記憶空間來儲存所需的延遲變化曲線。

此方法也可應用到一維探頭的情況。既然一維探頭的通道並不多， Φ 值群組就不一定需要；但是 Φ 值量化仍可有不錯的功用。要避免在近場時的誤差，可以使用更多階的量化。只要將量化階數再增加幾倍，延遲誤差就可以小於因取樣所造成的誤差。儘管如此，整體的複雜度仍會遠比舊架構要簡單許多。

第 5 章 結論及未來發展

基於前面各章的結果，可以設計出功能完善且架構簡單的超音波成像器。由第二、三章的結論得知，應用 $\Delta\Sigma$ 轉換器所設計的數位成像器，可以適用於多通道數的探頭，並且不需要複雜的取樣內插電路；經由通道的對稱同步，可以使得動態聚焦延遲控制器的數目減半且不會加入額外的系統雜訊；相位偏移修正的複雜運算亦可以較簡單的架構完成。再由第四章的研究看出，動態聚焦的功能其實可以用更有效率的架構達成；藉由 Φ 值群組及 Φ 值量化兩個方法，即使是非常複雜的二維探頭延遲控制，只需少量的硬體資源即可完成。本章之研究成果亦可以直接應用在以 $\Delta\Sigma$ 轉換器所設計的數位成像器，因此本論文針對 $\Delta\Sigma$ 數位成像器之設計有一完整之探討。這些討論都是超音波數位成像器目前所面對的重大議題；本論文的成果則提供了適當的解決方案。

在本論文的成果之後，還有許多的問題可以進一步探討：

在三角積分器的使用上，可以考慮應用帶通(Band Pass)的轉換器，進一步提升 A/D 的量化訊雜比。並且可以進一步討論於其上要如何建立諧波影像(Harmonic Imaging)的系統。實做上已有三角積分器 A/D 的電路，可以研究要如何將多個通道及其後側的延遲電路合併成高整合性的特殊應用積體電路(ASIC)。另外，雖然取樣頻率為相對高頻，但後端的數位電路卻可以利用序列轉平行(Serial to Parallel)的方式使得工作頻率下降，功率消耗也較有效率。

在相位偏移修正的議題上，已討論了一維探頭的情況。可以再擴充至使用二維探頭的狀況，已有參考文獻提出簡化的方法[19, 20]。另外，目前所得的修正項並沒有考慮不同深度時的差別。可以討論如何求出不同深度的相位偏移，並分段補償。

於三維影像系統延遲控制的架構設計上，可以討論如何求出第四章所提之兩個方法的最佳解。另外，要提升三維影像的更新率(Frame

Rate)，採用多重波束(Multi-Beam)為必要的技巧，即發射一次，但接收端卻需要由收得的訊號中求得相鄰幾個波束的訊息。可以模擬其聲場特性，及討論電路上要如何設計才能得到最大效益。

結合本論文各章節的成果，配合探頭的製作技術及後端處理的成熟，則不論是高階的三維影像系統，或是手執的可攜式系統，其成像器都能以較有效率的方式設計完成。當系統的成本及體積下降之後，配合更多臨床應用的開發，將能使超音波影像系統擁有更高的普及率及使用率。

附錄 A 二維陣列公式推導

A-1 二維陣列延遲公式

假設由通道 (x, y) 至聚焦點 (fp_x, fp_y, fp_z) 的距離為 D ，且由探頭中央至聚焦點的距離為 R ，則可以列出下列的方程式：

$$\begin{cases} D^2 = (fp_x - x)^2 + (fp_y - y)^2 + fp_z^2 \\ R^2 = fp_x^2 + fp_y^2 + fp_z^2 \\ fp_x = fp_z \times \tan \alpha \\ fp_y = fp_z \times \tan \beta \end{cases} \quad (A-1)$$

於是得

$$R^2 = fp_z^2 \times (1 + \tan^2 \alpha + \tan^2 \beta) \quad (A-2)$$

定義一個新的變數 P ：

$$P = \sqrt{1 + \tan^2 \alpha + \tan^2 \beta} \quad (A-3)$$

則 fp_z 可以重新表示成：

$$fp_z = \frac{R}{P} \quad (A-4)$$

而

$$\begin{aligned} D^2 &= (fp_x^2 - 2fp_x x + x^2) + (fp_y^2 - 2fp_y y + y^2) + fp_z^2 \\ &= R^2 + x^2 + y^2 - \frac{2R}{P}(x \tan \alpha + y \tan \beta) \end{aligned} \quad (A-5)$$

若有興趣的區域具有如下特性：

$$R^2 \gg (x^2 + y^2) \quad (A-6)$$

則距離 D 可以表示成：

$$\begin{aligned} D &= R \left[1 + \frac{(x^2 + y^2)}{R^2} - \frac{2}{RP}(x \tan \alpha + y \tan \beta) \right]^{1/2} \\ &\approx R \left[1 + \frac{(x^2 + y^2)}{2R^2} - \frac{1}{RP}(x \tan \alpha + y \tan \beta) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{8} \times \frac{4}{R^2 P^2} (x^2 \tan^2 \alpha + y^2 \tan^2 \beta + 2xy \tan \alpha \tan \beta) \right] \\ &= R - \frac{x \tan \alpha + y \tan \beta}{P} + \frac{(x^2 + y^2) + (x \tan \beta - y \tan \alpha)^2}{2RP^2} \end{aligned} \quad (A-7)$$

通道 (x, y) 相對於探頭中央的延遲可以求得為：

$$t_{rx} = \frac{D-R}{c} = -\frac{x \tan \alpha + y \tan \beta}{c\sqrt{1 + \tan^2 \alpha + \tan^2 \beta}} + \frac{(x^2 + y^2) + (x \tan \beta - y \tan \alpha)^2}{2Rc(1 + \tan^2 \alpha + \tan^2 \beta)} \quad (A-8)$$

而因動態聚焦而產生的延遲變化可以由一個變數來描述：

$$\Phi = \frac{(x^2 + y^2) + (x \tan \beta - y \tan \alpha)^2}{(1 + \tan^2 \alpha + \tan^2 \beta)} \quad (A-9)$$

一個通道的開始作用距離為：

$$R_{opened} = 2rP \times f_{/number} \quad (A-10)$$

其中 r 為通道至探頭中央的距離。若偏移角度不為零度， P 會大於 1，表示通道會較晚才開始作用。

A-2 Φ 值群組公式推導

當沒有偏移角時，在半徑 r 處的 Φ 值可以表示為：

$$\Phi(r) \Big|_{\alpha=\beta=0} = r^2 \quad (A-11)$$

在半徑方向上的切割是在沒有偏移角度時完成的。在不同半徑上 Φ 值的差別為：

$$\begin{aligned} \delta_s &= [\Phi(r + \Delta r) - \Phi(r)] \Big|_{\alpha=\beta=0} \\ &= (r + \Delta r)^2 - r^2 \\ &= 2r(\Delta r) - (\Delta r)^2 \end{aligned} \quad (A-12)$$

假設：

$$\frac{\delta_s}{2R} \leq 2\varepsilon_1 \lambda G \quad (A-13)$$

則可以得到下列不等式：

$$\delta_s \leq 8r\varepsilon_1 \lambda G \times f_{/number} \quad (A-14)$$

經由變數置換後：

$$(\Delta r)^2 + 2r(\Delta r) - 8r\varepsilon_1 \lambda G \times f_{/number} \leq 0 \quad (A-15)$$

$$\rightarrow \Delta r \leq \sqrt{r^2 + 8r\varepsilon_1 \lambda G \times f_{/number}} - r \quad (A-16)$$

假設：

$$r = (n - 0.5) \times pitch \quad (A-17)$$

且

$$\Delta r = \Delta n \times pitch \quad (A-18)$$

則半徑方向上的切割長度為：

$$\Delta n \leq \sqrt{(n-0.5)^2 + 16(n-0.5)\epsilon_1 G \times f_{/number}} - (n-0.5) \quad (A-19)$$

其中誤差增益 G 定義為：

$$G = \exp[\gamma(\frac{n}{n_0} - 1)] \quad (A-20)$$

其中 γ 為一微調的參數， n_0 為最中央區域的半徑。

而切線方向的切割角度可以設定為：

$$\xi = \frac{M \times \Delta n}{n} \quad (A-21)$$

其中 M 為切線及半徑方向上的切割比值。

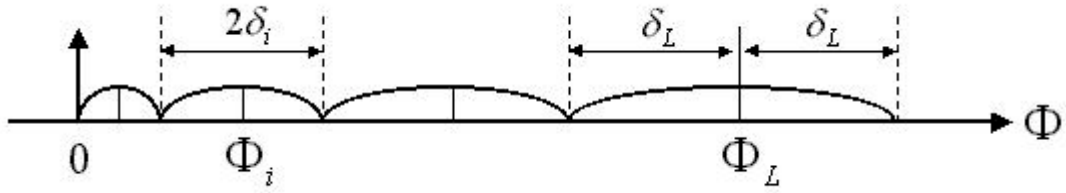


圖 A-1 使用於 Φ 值群組推導時的量化工具。

A-3 Φ 值量化公式推導

定義 $\Phi_M(r)$ 為半徑小於 r 的通道中無偏移角時會出現的最大 Φ 值。
於是：

$$\Phi_M(r) = r^2 \quad (A-22)$$

若 Φ 值經由圖 A-1 的近似使得：

$$\frac{\delta(r)}{2R} = \epsilon_2 \lambda \quad (A-23)$$

其中 λ 為波長， ϵ 為可允許的誤差之於波長，於是：

$$\delta(r) = 4\epsilon_2 \lambda r \times f_{/number} \quad (A-24)$$

若 r 切割成：

$$r_i = \frac{(2i-1)}{2L} r_{\max}, \quad i \in [1, L] \quad (A-25)$$

其中 L 為量化階數， $r_{\max}$ 為探頭上最大的半徑：

$$r_{\max} = \frac{N}{\sqrt{2}} \times pitch \quad (A-26)$$

於是

$$\Phi_M(r_{\max}) = \sum_{i=1}^L 2\delta(r_i) \quad (A-27)$$

則可代入得：

$$\begin{aligned} r_{\max}^2 &= 8\varepsilon_2 \lambda \times f_{/number} \times \sum_{i=1}^L r_i \\ &= 8\varepsilon_2 \lambda \times f_{/number} \times \frac{L(r_1 + r_L)}{2} \\ &= 4\varepsilon_2 \lambda L \times f_{/number} \times r_{\max} \end{aligned} \quad (A-28)$$

量化階數為：

$$\begin{aligned} L &= \frac{r_{\max}}{4\varepsilon_2 \lambda \times f_{/number}} \\ &= \frac{N}{8\sqrt{2} \times \varepsilon_2 \times f_{/number}} \end{aligned} \quad (A-29)$$

而 Φ 值表中每個記錄的值可以求得為：

$$\Phi_i = \sum_{l=1}^{i-1} 2\delta_l + \delta_i = 4\varepsilon_2 \lambda (2 \sum_{l=1}^{i-1} r_l + r_i) \times f_{/number} \quad (A-30)$$

整理後，可以求得表示式為：

$$\Phi_i = 8(\varepsilon_2 \lambda \times f_{/number})^2 \times (2i^2 - 2i + 1) \quad (A-31)$$

附錄 B 應用三角積分器之調相陣

列延遲控制器設計

本附錄的目的是要設計一延遲控制器，應用於成像器接收端，負責實現動態聚焦所需的延遲變化。出發點於第二章的結論之後，目的是要將以 $\Delta\Sigma$ 所設計出之成像器以 IC 實現，並評估系統架構簡化後需要多大的體積。並未使用第四章所衍生出的架構。

B-1 延遲控制演算法推導

本節要設計一個演算法，使得在給定初始條件之後，可以依此演算法求得其後所有因動態聚焦而產生的延遲變化。首先提出此演算法的為 Engeler, et al.[2]，本節則在修改後，將系統移至三角積分成像器。假設 n_0 為通道開始時的時脈指數(clock index)，則其主要決定因素為系統所用的 f_{number} 下限。由 f_{number} 的定義出發，可以求得為：

$$n_0 = \frac{f_{number} \times 4 \times |x_i| \times \cos\theta \times f_{ad}}{c} \quad (B-1)$$

$k(n_m)$ 為通道在時脈指數為 n_m 時的延遲指數(delay index)：

$$\begin{aligned} k(n_m) &= round(t_0 / \Delta t) \\ &= round\left(\left[-\frac{x_i \sin\theta}{c} + \frac{x_i^2 \cos^2\theta}{2Rc}\right] / \Delta t\right) \\ &= round\left(\left[-\frac{x_i \sin\theta}{c} + \frac{x_i^2 \cos^2\theta}{c^2(n_m \times t_s)}\right] / \Delta t\right) \end{aligned} \quad (B-2)$$

其中 t_0 為延遲時間； c 為聲波在組織內的波速； Δt 為延遲變化間距； n_m 為某一時間的時脈指數；而 t_s 為 A/D 取樣週期。在此系統中，延遲間距與取樣週期為同一個值，即：

$$\Delta t = t_s = 1 / f_{ad} \quad (B-3)$$

其中 f_{ad} 為 A/D 取樣頻率。由此，可求得通道的初始延遲指數 k_0 為：

$$\begin{aligned}
k_0 &= k(n_0) \\
&= \text{round}\left(-\frac{x_i \sin \theta}{c} \times f_{ad} + \frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{c^2} \times \frac{f_{ad}^2}{n_0}\right)
\end{aligned} \tag{B-4}$$

延遲控制演算法的目的就是要求得一個觸發(trigger)條件，判斷此時的延遲指數 $k(n_m)$ 必須要下移一步。在數位系統中，延遲經由量化成為離散的延遲指數，當觸發條件符合時才發生改變。當時脈增加使得此時所求得之延遲指數與此時的延遲指數之差距大於某一正數時即符合此觸發條件。可以簡單地表示為：

$$\frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{c^2} \times f_{ad}^2 \times \left(\frac{1}{n_0} - \frac{1}{n_0 + \Delta n}\right) \geq j \tag{B-5}$$

其中 j 為一初值為 1 的正整數，而 Δn 為通道開始作用後所經過的時脈數。定義：

$$\Gamma = \frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{c^2} \times f_{ad}^2 \tag{B-6}$$

於是可重寫為：

$$\begin{aligned}
&\Gamma \left(\frac{1}{n_0} - \frac{1}{n_0 + \Delta n}\right) \geq j \\
\Rightarrow \frac{\Gamma}{n_0} \Delta n &\geq j(n_0 + \Delta n)
\end{aligned} \tag{B-7}$$

條件符合時延遲即發生改變，即：

$$k(n_m) = k(n_{m-1}) - 1 \tag{B-8}$$

定義兩個新變數 ϕ 及 A ：

$$\phi = \frac{\Gamma}{n_0} = \frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{c^2} \times \frac{f_{ad}^2}{n_0} \tag{B-9}$$

$$A = jn_0 + j\Delta n - \phi\Delta n \tag{B-10}$$

於是可以求得一簡單的觸發條件為：

$$A \leq 0 \tag{B-11}$$

當 A 小於或等於 0 時，延遲指數應該要下降。

於是可以推導得一非常簡單的控制演算法，如下列流程圖所示：

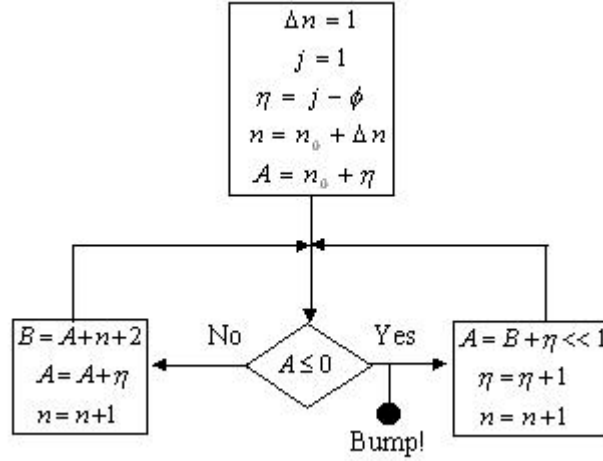


圖 B-1 延遲控制演算法

其中， B 為 A 的備位暫存器，其工作是要減少觸發機制啟動時 A 的运算時間，使得在每一個時脈裡都只需要至多一個加法运算。只要 n_0 、 k_0 及 η 為已知，所有其後的延遲變化都可以此求得。

B-2 字元長度(Word Length)

在進入硬體架構設計之前，必須要確定演算法中各變數所需的字元長度為何。其中，最重要的是 n 、 k 、 η 、 A 四個變數。

如前所述，延遲指數 k 可以表示為：

$$k = \frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{n} \times \frac{f_{ad}^2}{c^2} - x_i \sin \theta \times \frac{f_{ad}}{c} \quad (B-12)$$

其中時脈指數 n 的範圍為：

$$4f_{num} \times |x_i| \times \cos \theta \times \frac{f_{ad}}{c} \leq n \leq N_{sample} \quad (B-13)$$

N_{sample} 為每一個波束所設計要取得的取樣數。此外，假設系統偏移角度限制於：

$$|\theta| \leq \pi/4 \quad (B-14)$$

則可得：

$$\begin{cases} |\sin \theta| \leq \sqrt{2}/2 \\ \sqrt{2}/2 \leq \cos \theta \leq 1 \end{cases} \quad (B-15)$$

若取樣週期 f_{ad} 為 N_{up} 倍於探頭中心頻率 f_0 ，則：

$$|x_i| \leq \frac{N_{ch}}{2} \times \frac{\lambda}{2} = \frac{N_{ch}}{4} \times \frac{c}{f_0} = \frac{N_{ch}N_{up}}{4} \times \frac{c}{f_{ad}} \quad (B-16)$$

於是 k 的極大與極小值可以列出為：

$$\begin{cases} k_{\max}(x_i, \theta) = \frac{1}{4f_{/number}} \times |x_i| \times \cos \theta \times \frac{f_{ad}}{c} - x_i \sin \theta \times \frac{f_{ad}}{c} \\ k_{\min}(x_i, \theta) = \frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{N_{sample}} \times (\frac{f_{ad}}{c})^2 - x_i \sin \theta \times \frac{f_{ad}}{c} \end{cases} \quad (B-17)$$

求其極大值時，假設 x_i 大於 0，則在最大值發生時 θ 會小於 0：

$$k_{\max}(x_i, \theta) = \frac{f_{ad}}{c} \times x_i \times (\frac{1}{4f_{/number}} \times \cos \theta - \sin \theta) \propto x_i \quad (B-18)$$

於是：

$$\begin{aligned} k_{\max}(\theta) &= \frac{f_{ad}}{c} \times x_{\max} \times (\frac{1}{4f_{/number}} \times \cos \theta - \sin \theta) \\ &= \frac{N_{ch}N_{up}}{4} (\frac{1}{4f_{/number}} \times \cos \theta - \sin \theta) \end{aligned} \quad (B-19)$$

首先令此式之一階微分為：

$$\frac{\partial k_{\max}(\theta)}{\partial \theta} = \frac{N_{ch}N_{up}}{4} [\frac{1}{4f_{/number}} \times (-\sin \theta) - \cos \theta] = 0 \quad (B-20)$$

對於偏移角度 θ 小於 0 而言：

$$\begin{cases} \sin \theta = \frac{-4f_{/number}}{\sqrt{1 + (4f_{/number})^2}} \\ \cos \theta = \frac{1}{\sqrt{1 + (4f_{/number})^2}} \end{cases} \quad (B-21)$$

對於此系統而言，此角度不存在。檢查二階微分：

$$\frac{\partial^2 k_{\max}(\theta)}{\partial \theta^2} = \frac{N_{ch}N_{up}}{4} [\frac{1}{4f_{/number}} \times (-\cos \theta) + \sin \theta] < 0, \quad \theta \in [-\pi/4, 0] \quad (B-22)$$

可以推斷在邊界處有最大值存在。於是：

$$\begin{aligned} k_{\max} &= \frac{N_{ch}N_{up}}{4} (\frac{1}{4f_{/number}} \times \frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{1}{\sqrt{2}}) \\ &= \frac{N_{ch}N_{up}}{4\sqrt{2}} \frac{(4f_{/number} + 1)}{4f_{/number}} \end{aligned} \quad (B-23)$$

求其極小值時，因為對 x_i 的二階微分永遠為正：

$$\frac{\partial^2 k_{\min}(x_i, \theta)}{\partial x_i^2} = \frac{2 \cos^2 \theta}{N_{\text{sample}}} \times \left(\frac{f_{ad}}{c}\right)^2 > 0 \quad (B-24)$$

若可以求得一 x 存在使得其一階微分為 0，則 $k_{\min}(x)$ 為最小值；不然， $k_{\min}$ 發生在邊界處。首先，令一階微分為 0：

$$\frac{\partial k_{\min}(x_i, \theta)}{\partial x_i} = \frac{2x_i \cos^2 \theta}{N_{\text{sample}}} \left(\frac{f_{ad}}{c}\right)^2 - \sin\left(\frac{f_{ad}}{c}\right) = 0 \quad (B-25)$$

可得：

$$x_i = \frac{\sin \theta}{\cos^2 \theta} \times \frac{c}{f_{ad}} \times \frac{N_{\text{sample}}}{2} \quad (B-26)$$

且：

$$\frac{N_{\text{sample}}}{4} = \frac{x_i}{2} \frac{f_{ad}}{c} \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} \quad (B-27)$$

於是最小值可以求得為：

$$k_{\min}(\theta) = \frac{\sin^2 \theta}{\cos^2 \theta} \times \frac{N_{\text{sample}}}{4} - \frac{\sin^2 \theta}{\cos^2 \theta} \times \frac{N_{\text{sample}}}{2} = -\frac{\sin^2 \theta}{\cos^2 \theta} \times \frac{N_{\text{sample}}}{4} \quad (B-28)$$

於是：

$$k_{\min}(\theta) = -\frac{x_i}{2} \frac{f_{ad}}{c} \sin \theta \geq -\frac{\sqrt{2}}{16} N_{ch} N_{up} \quad (B-29)$$

此時：

$$N_{\text{sample}} = 2x_i \times \frac{f_{ad}}{c} \times \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} \leq \frac{\sqrt{2}}{4} N_{ch} N_{up} \quad (B-30)$$

通常在應用三角積分器高取樣頻率的系統中不會符合此條件。而對於更大的 N_{sample} 值：

$$N_{\text{sample}} > \frac{\sqrt{2}}{4} N_{ch} N_{up} \quad (B-31)$$

此最小值發生在邊界處：

$$k_{\min}(\theta) = -\frac{1}{32 N_{\text{sample}}} (N_{ch} N_{up})^2 - \frac{\sqrt{2}}{8} (N_{ch} N_{up}) \quad (B-32)$$

對於常見的系統參數而言，此為最小值。

接著求 η 的範圍。由：

$$\phi = \frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{n} \left(\frac{f_{ad}}{c}\right)^2 \leq \frac{x_i^2 \cos^2 \theta}{4 f_{\text{number}} |x_i| \cos \theta} \left(\frac{f_{ad}}{c}\right) \leq \frac{N_{ch} N_{up}}{16 f_{\text{number}}} \quad (B-33)$$

以及

$$0 \geq \eta = 1 - \phi > -\phi \quad (B-34)$$

則 η 的範圍可以求得為：

$$-\frac{N_{ch}N_{up}}{16f_{number}} < \eta \leq 0 \quad (B-35)$$

最後是變數 A 的範圍為：

$$\eta < A < n \quad (B-36)$$

於是可得：

$$-\frac{N_{ch}N_{up}}{16f_{number}} < A < N_{sample} \quad (B-37)$$

變數 B 為 A 之備位暫存器，所以其範圍與變數 A 相同。

表 B-1 列出系統典型的參數值，因此可計算出所求變數的範圍，列於表 B-2。

$\text{Max}(\theta)$	f_{number}	N_{sample}	N_{ch}	N_{up}
45 degree	Bigger than 1	32768	128	32

表 B-1 系統典型的參數值

	n	k	η	A
極小值	1	-708	-256	-256
極大值	32768	905	0	32767

表 B-2 變數的範圍

但系統常會因為精確度的問題而使得其參數值有些微的變動。因此在設計時應該考慮因為誤差所造成的變數範圍增加。由 k 的變化範圍，可以令 A/D 後的移位暫存器長度為 2048(寬度為 1 位元)；由 η 及 A 的範圍，可以使演算法以 16 位元的暫存器及加法器運算。

B-3 架構設計

本節列出所需硬體的規格(Specification)，其後的實現就以此架構為設計的基礎。

B-3-1 三角積分超音波成像系統的簡易方塊圖

- 控制器的時脈為配合A/D的取樣頻率，至少為32倍的中心頻率以上；其餘的控制訊號可以在較低的頻率工作。
- 加總運算(Summation)及降頻運算(Decimation)也許可以整合至另一顆特殊應用積體電路(ASIC，Application Specific Integrated Circuits)中，工作於32倍中心頻率。
- 對於一波束而言，一個128通道的系統需要384字元的控制訊號，每個通道都要三個字元以完成延遲控制演算法，字元長度為16位元。對於一工作於80 MHz，寬度為16位元的記憶體，總共需要4.8us來完成其搬運的程序，而此時脈衝只有傳遞到3.6mm的深度。

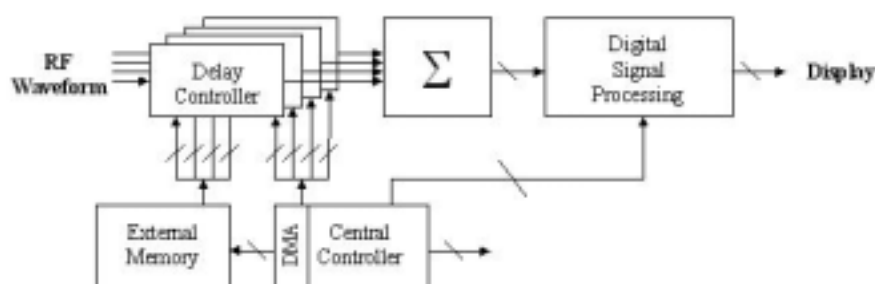


圖 B-2 系統簡易方塊圖

B-3-2 延遲控制器(Delay-Controller)

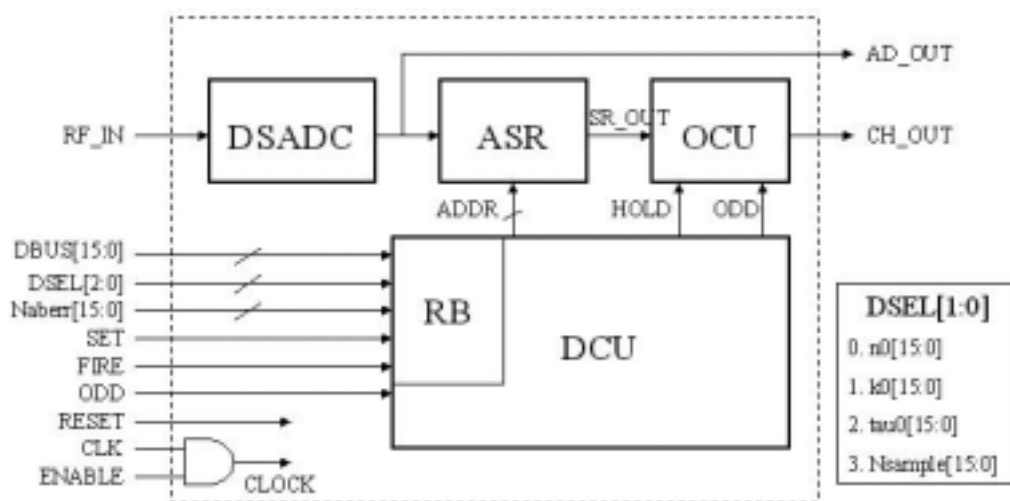


圖 B-3 延遲控制器的內部方塊圖

- 當**SET**為high時，**DSEL**選擇作用的暫存器，並將**DBUS**讀入暫存器中。
- 在**FIRE**以正緣觸發後，將**RB**的數值送入**DCU**中並且開始延遲控制的演算法；並且重設**HOLD**。
- 當通道關閉或是觸發機制啟動時，**HOLD**為high，且**OCU**負責送出一個**ODD**訊號。
- **ADDR**在觸發機制啟動時遞減。
- **ENABLE** 在正常運作時為 high。

B-3-3 可定址移位暫存器(Addressable Shift-Register , ASR)

- ADDR在CLOCK的正緣之後開始下一次的運算。
- 移位暫存器的位址由系統後端至前端為 0 至 2047。

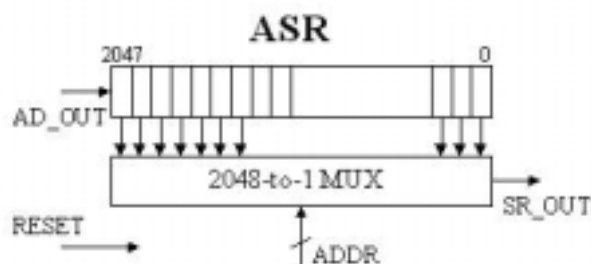


圖 B-4 ASR 架構

B-3-4 輸出控制單元(Output Control Unit , OCU)

- OCU 只需一個簡單的單一位元多工器。

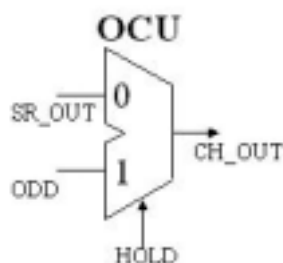


圖 B-5 OCU 架構

B-3-5 延遲運算單元(Delay Computing Unit , DCU)

- 若SET為high，DSEL選擇讀入DBUS上數值的暫存器。
- 存FIRE的正緣處，RB1中的數值移入RB2。
- RB2的數值為常數；運算上另有暫存器於PU中可供變數使用。
- 若沒有相位誤差偏移修正時，Naberr為0。

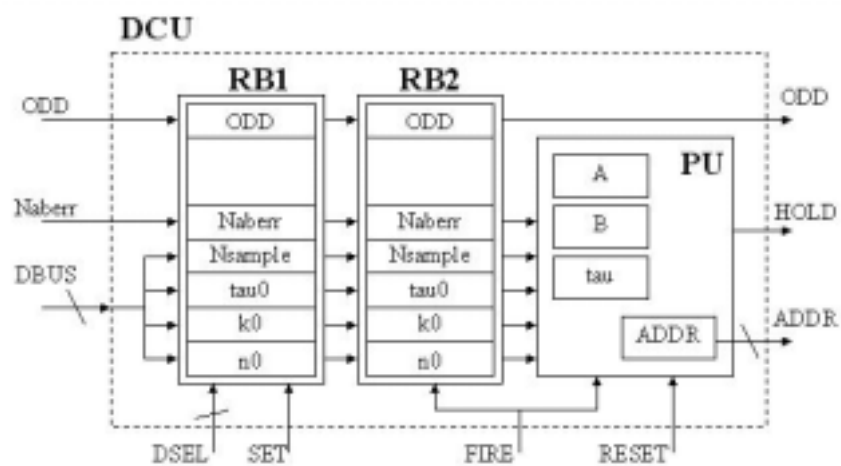


圖 B-6 DCU 方塊圖

B-3-6 時序設計

參數的傳送及 DCU 的運算可以切割為二級的 pipeline 架構；如此控制訊號的傳送不會影響到影像的更新率。

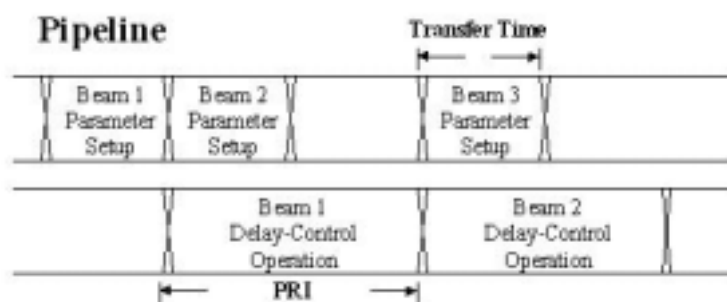


圖 B-7 二階 Pipeline

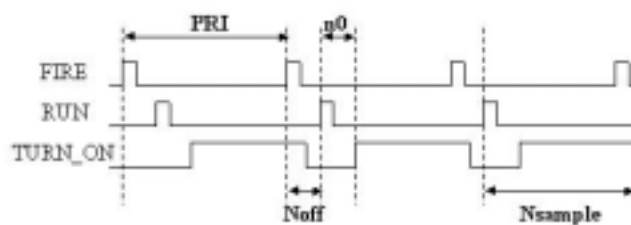


圖 B-8 訊號的時序圖

B-4 ASIC 實現

ASIC 設計是以 Avant! 的 cell-library 以及 TSMC .35 1P4M 的製程完成。其中，Verilog RTL code 是依據前述的規格所撰寫。在模擬後，使用 Synopsys 完成 netlist 的合成。由 Synopsys 回報得的 Gate-count 大約為 20,000，其中 DCU 大約只佔 5000。之後使用 Cadence 的設計工具做佈局及繞線(P&R)。完成後的核心面積(Core-Area，即不考慮 I/O)大約為 1200um 平方。總共的接腳數為 62，其中 42 支為訊號 I/O。以 TimeMill/PowerMill 驗證後，其工作於 160MHz 時的功率消耗大約為 100mW。其 Layout 呈現於圖 B-9。

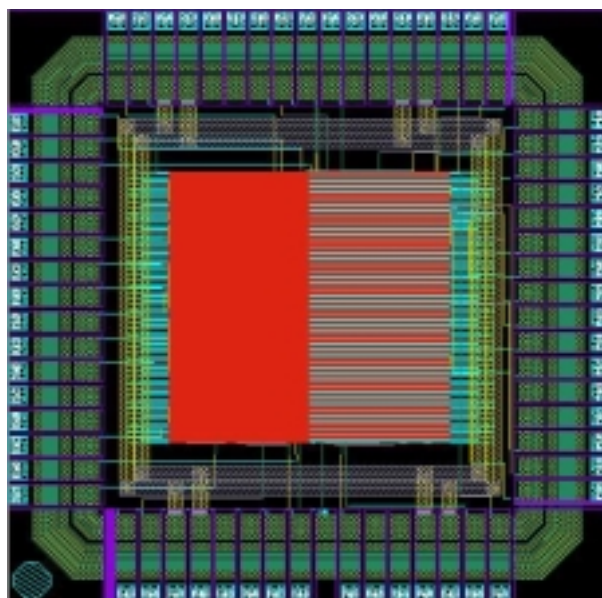


圖 B-9 Layout，其核心面積為 1200mm 平方

目前所設計的只有數位部分，並沒有將 A/D 整合進來。此外，ASR 是以 register 完成，且工作於 160MHz；這部分可以考慮以 RAMs 完成，或者將其移位的動作降至 20MHz，均可以大幅減少面積及功率消耗。另外，基於對稱性質，兩個相對應的通道是具有同樣的延遲變化的，因此在給定不同的初始延遲後，可以由同一個延遲控制器負責兩個通道的需求。這部分的設計目前尚未進行。

以目前的成果而言，要將 32 個通道的延遲控制器整合入同一顆

晶片並不是太大的問題。而 $\Delta\Sigma$ 的 A/D 大小亦約為 1mm 平方以下。若將前述的改進方法都實現，且能順利解決電路類比及數位混合的設計問題(Mixed Mode)，則以單一晶片整合多個 A/D 及其後的延遲控制器將成為事實。其相對現行系統的多晶片電路板架構，在體積及成本上具有極為可觀的優勢。

參考文獻

1. Thomenius, K. E., Evolution of ultrasound beamformers, *Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1996*, 1615 -1622 (1996)
2. Engeler, W. E., O'Donnell, M., Pedicone, J. T., and Bloomer, J. J., Dynamic phase focus for coherent imaging beam formation, *U.S. Patent 5,111,695* (1992).
3. Steinberg, B. D., Digital beamforming in ultrasound, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 39, 716-721 (1992).
4. Schueler, C. F., Lee, H., and Wade, G., Fundamentals of digital ultrasonic imaging, *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, SU-31, 195-217 (1984).
5. Maslak, S. H., Acoustic imaging apparatus, *U.S. Patent 4,140,022* (1979).
6. Maslak, S. H. and Wright, J. N., Phased array acoustic imaging system, *U.S. Patent 4,550607* (1985).
7. O'Donnell, M., Engeler, W. E., Pedicone, J. T., et al., Real-time phased array imaging using digital beam forming and autonomous channel control, in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 1495-1498 (1990).
8. Pridham, R. G. and Mucci, R. A., Digital interpolation beamforming for low-pass and band-pass signals, *Proc. IEEE* 67, 904-919 (1979).
9. Lipschutz, D., Delay interpolator for digital phased array ultrasound beamformers, *U.S. Patent 5,345,426* (1994).
10. O'Donnell, M. and Magrane, M. G., Method and apparatus for fully digital beam formation in a phased array coherent imaging system, *U.S. Patent 4,809,184* (1989).

11. O'Donnell, M., Engeler, W. E., Vogelsong, T. L., Karr, S. G. and Noujaim, S. E., Method and apparatus for high speed digital phased array coherent imaging system, *U.S. Patent 4,839,652* (1989).
12. Freeman, S.R., Quick, M.K., Morin, M.A., et al., An ultrasound beamformer using oversampling, in *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.*, pp.1687-1690, (1997).
13. Freeman, S.R., Quick, M.K., Morin, M.A., et al., Delta-sigma oversampled ultrasound beamformer with dynamic delays, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 46, 320-332 (1999).
14. Freeman, S.R., Quick, M.K., Morin, M.A., et al., Heterodyning technique to improve performance of delta-sigma-based beamformers, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 46, 771-790 (1999).
15. Norsworthy, S.R., Schreier, R. and Temes, G.C., *Delta-Sigma Data Converters: theory, design, and simulation* (IEEE Press, New York, 1996).
16. Flax, S.W. and O'Donnell, M., Phase-aberration correction using signals from point reflectors and diffuse scatterers: basic principles, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 6, 758-767 (1988).
17. O'Donnell, M. and Flax, S.W., Phase-aberration correction using signals from point reflectors and diffuse scatterers: measurements, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 6, 768-774 (1988).
18. O'Donnell, M. and Engeler, W.E., Correlation-based aberration correction in the presence of inoperable elements, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 6, 700-707 (1992).
19. Li, P.-C. and O'Donnell, M., Phase aberration correction on two-dimensional conformal arrays, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 1, 73-82 (1995).

20. O'Donnell, M. and Li, P.-C., Aberration correction on a two-dimensional anisotropic phased array, *Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1991*, 1189-1193 (1991)
21. Fink, M., Time reversal of ultrasonic fields-part I: basic principles, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 5, 555-566 (1992).
22. Liu, D.-L. and Waag, R.C., Correction of ultrasonic wavefront distortion using backpropagation and a reference waveform method for time-shift compensation, *J. Acoust. Soc. Am.* 96, 649-660 (1994).
23. Hinkelman, L.M., Liu, D.-L., Metlay, L.A. and Waag, R.C., Measurements of ultrasonic pulse arrival time and energy level variations produced by propagation through abdominal wall, *J. Acoust. Soc. Am.* 95, 530-541 (1994).
24. Krishnan, S., Li P.-C. and O'Donnell, M., Adaptive compensation of phase and magnitude aberrations, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 1, 44-55 (1996).
25. Ng, G.C., Freiburger, P.D., Walker, W.F. and Trahey, G.E.: A speckle target adaptive imaging technique in the presence of distributed aberrations, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 1, 140-151 (1997).
26. Karaman, M., Atalar, A., Koymen, H. and O'Donnell, M., A phase aberration correction method for ultrasound imaging, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 40, 275-282 (1993).
27. Gee, A., Cole, C. R., and Wright, J. N., Method and apparatus for focus control of transmit and receive beamformer systems, *U.S. Patent 5,581,517* (1996)
28. Maslak, S. H., Dynamically focused linear phased array acoustic imaging system, *U.S. Patent 4,699,009* (1985).
29. Turnbull, D. H. and Foster, F. S., Beam steering with pulsed two-dimensional transducer arrays, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq.*

- Contr.* 38, 320-333 (1991)
30. Daft, C. M. W., Smith, L. S., and O'Donnell, M., Beam profiles and images from two-dimensional arrays, *Proc. IEEE Ultrason. Symp.* 1990, 775-779 (1990)
 31. Smith, S. W., Trahey, G. E., and von Ramm, O. T., Two-dimensional arrays for medical ultrasound, *Ultrasonic Imaging* 14, 213-233 (1992)
 32. Liu, D. L. and Waag, R. C., Propagation and backpropagation for ultrasonic wavefront design, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 44, 1-12 (1997).
 33. Holm, S. and Elgetun, B., Properties of the beampattern of weight- and layout-optimized sparse arrays, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec. Freq. Contr.* 44, 983 -991 (1997).