



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I721194 B

(45)公告日：中華民國 110 (2021) 年 03 月 11 日

(21)申請案號：106124396

(22)申請日：中華民國 106 (2017) 年 07 月 20 日

(51)Int. Cl. : **H03H7/01 (2006.01)**

(30)優先權：2016/07/21 美國

15/215,930

(71)申請人：德商微晶片科技德國公司 (德國) MICROCHIP TECHNOLOGY GERMANY GMBH
(DE)

德國

(72)發明人：海恩 艾斯爾 HEIM, AXEL (DE) ; 賀區 馬丁 HOCH, MARTIN (DE)

(74)代理人：陳長文

(56)參考文獻：

TW 200906170A

US 5231680A

US 8671128B1

US 8671128B1

US 20080062327A1

US 20100061492A1

US 20120148056A1

審查人員：蘇齊賢

申請專利範圍項數：25 項 圖式數：19 共 54 頁

(54)名稱

具有信賴輸入之數位濾波器

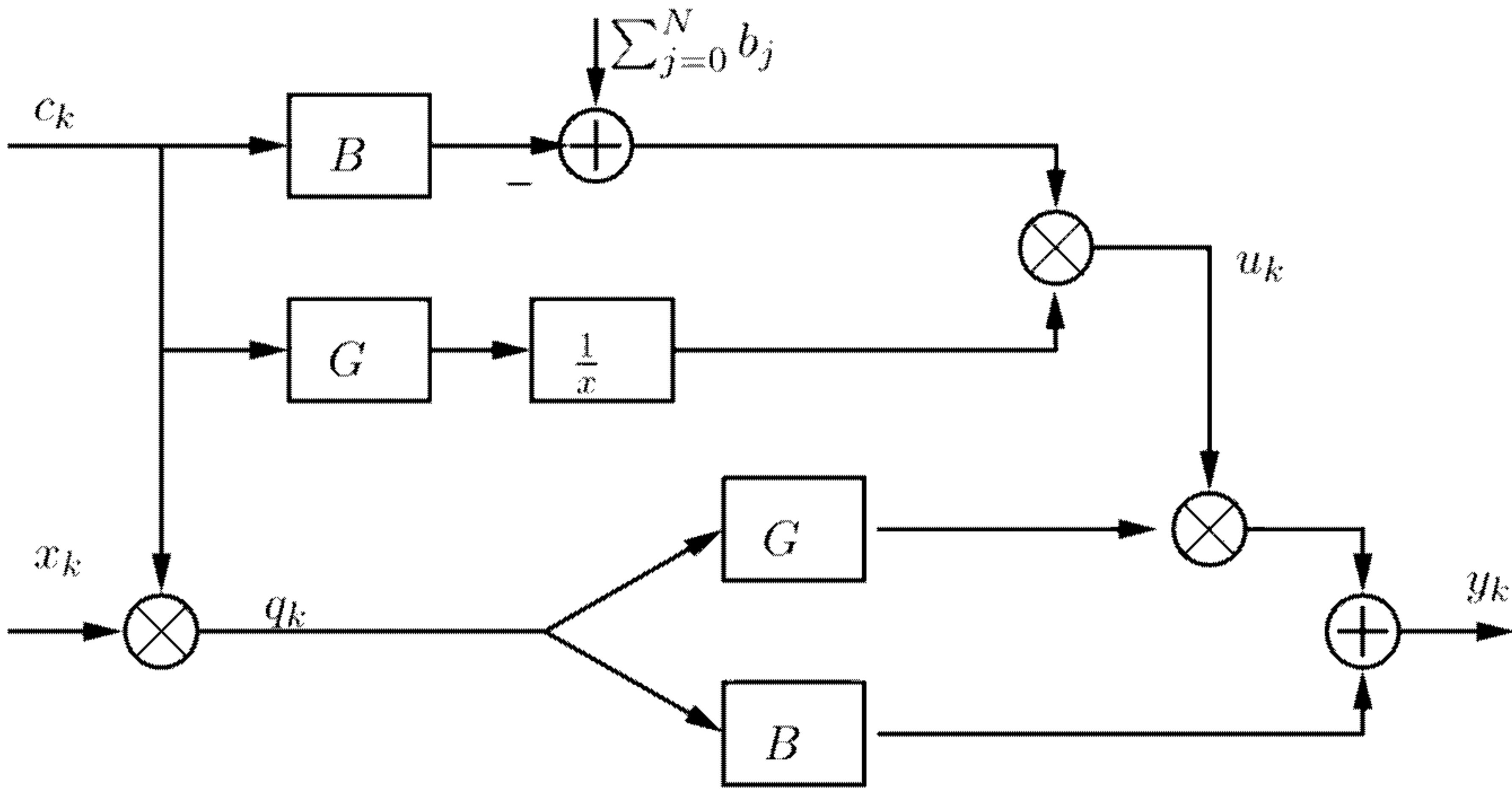
(57)摘要

一數位濾波器具有：一分配之濾波函數，其具有分配之濾波器係數；一輸入，其接收輸入樣本；另一輸入，其接收信賴值；及一輸出。各輸入樣本值係與一輸入信賴值相關聯，其中該濾波器輸出取決於該等輸入樣本，該等輸入信賴值，以及該等濾波器係數。該濾波器含有多個累加器，其中在預定數目之樣本值之後產生一輸出樣本，其中已將相關聯之信賴值輸入至該濾波器。

A digital filter has an assigned filter function with assigned filter coefficients, an input receiving input samples, another input receiving confidence values, and an output. Each input sample value is associated to an input confidence value, wherein the filter output depends on the input samples, the input confidence values as well as the filter coefficients. The filter contains multiple accumulators, wherein an output sample is produced after a predetermined number of sample values wherein associated confidence values have been input to the filter.

指定代表圖：

符號簡單說明：
B . . . 濾波器區塊
G . . . 濾波器區塊



【圖4】



I721194

【發明摘要】

申請日：

IPC分類：

公告本

【中文發明名稱】

具有信賴輸入之數位濾波器

【英文發明名稱】

DIGITAL FILTER WITH CONFIDENCE INPUT

【中文】

一數位濾波器具有：一分配之濾波函數，其具有分配之濾波器係數；一輸入，其接收輸入樣本；另一輸入，其接收信賴值；及一輸出。各輸入樣本值係與一輸入信賴值相關聯，其中該濾波器輸出取決於該等輸入樣本，該等輸入信賴值，以及該等濾波器係數。該濾波器含有多個累加器，其中在預定數目之樣本值之後產生一輸出樣本，其中已將相關聯之信賴值輸入至該濾波器。

【英文】

A digital filter has an assigned filter function with assigned filter coefficients, an input receiving input samples, another input receiving confidence values, and an output. Each input sample value is associated to an input confidence value, wherein the filter output depends on the input samples, the input confidence values as well as the filter coefficients. The filter contains multiple accumulators, wherein an output sample is produced after a predetermined number of sample values wherein associated confidence values have been input to the filter.

【指定代表圖】

圖4

【代表圖之符號簡單說明】

- B 濾波器區塊
- G 濾波器區塊

【發明說明書】

【中文發明名稱】

具有信賴輸入之數位濾波器

【英文發明名稱】

DIGITAL FILTER WITH CONFIDENCE INPUT

【技術領域】

本發明係關於數位濾波器，特定言之係關於用於雜訊抑制之數位濾波器。

【先前技術】

為了感測類比信號以用於在數位裝置中處理，比一信號之實際資訊內容變化(顯著)更快地取樣該信號係允許增強數位化信號從而充分利用資訊之冗餘之一慣例。用於此等裝置之實例包含電容-觸摸感測或無觸摸位置及手勢感測系統、數位電壓表、溫度計或手勢感測器。

可遭受嚴重雜訊之例示性電容感測系統包含在應用注釋AN1478中之「mTouch™ Sensing Solution Acquisition Methods Capacitive Voltage Divider」及AN1250中之「Microchip CTMU for Capacitive Touch Applications」描述之系統，該兩個注釋皆來自本申請案之受讓人Microchip Technology Inc，且其等全文以引用之方式併入本文中。

另一例示性應用係由本申請案之受讓人製造之一無觸摸電容3D手勢系統——亦被稱為GestIC®技術。

感測器信號通常經歷各種雜訊類型造成之干擾，諸如寬頻雜訊、諧波雜訊及峰值雜訊。諧波雜訊及峰值雜訊可係(例如)由於切換電源造成的且亦在電磁免疫標準測試(例如，IEC 61000-4-4)中解決。

例如，當適時多工化一些感測器或由於不規則事件(諸如資料傳輸失效)時，亦可在一預定或確定性方案中中斷信號取得。此等中斷或缺失樣本可引起信號中之非所要相位變化。由於數位濾波器經設計以用於常規取樣間隔，所以此將損壞濾波器時序且可嚴重影響其等雜訊抑制效能。

在數位通信之通道編碼之背景內容(Blahut, 1983; Bossert, 1999)中類似於擦除之訊息，吾人將缺失樣本及不攜帶有用資訊(例如，歸因於峰值雜訊)之樣本稱為擦失。

圖1a展示執行用於估計一雜訊實值基頻信號之一基礎程序之一系統100。類比對數位轉換器(ADC) 110以(顯著)高於其資訊變化之一速率取樣信號。接著，將該數位信號輸入至一低通濾波器120且由整數倍降低取樣器130利用速率R整數倍降低取樣。降低取樣結果經進一步處理或簡單在(例如)如圖1a中展示之一數字顯示器140上顯示。其中，低通濾波器120能夠減弱寬頻雜訊之較高頻率分量，但將不完全抑制雜訊峰值。

在諸多應用中發生峰值雜訊抑制之問題，諸如影像處理(T. Benazir, 2013)、地震學及醫學(B. Boashash, 2004)。用於抵抗峰值雜訊之一標準做法係應用一中值濾波器或變體。

抑制峰值雜訊但仍然平順化輸入信號之一做法係取一時間窗中之樣本之一子集(排除已識別為雜訊峰值或異常值之樣本或排除(例如) n個最大及n個最小樣本(可選算術平均(SAM)濾波器或「西格瑪(Sigma)濾波器」(Lee, 1983)))之平均值之一濾波器。明顯地，SAM濾波器係具有適應其輸入信號之時間域特性之一有限脈衝回應(FIR)之一時間可變濾波器。

然而，儘管存在雜訊峰值(即具有擦失)係較優的，但在無峰值之情況下，此一SAM平均濾波器之雜訊抑制特性低於(例如)將一漢明(Hamming)

窗用作為脈衝回應之最先進技術濾波器或針對32個樣本之一窗長度使用最小平方法(如在圖1b中展示)設計頻率回應之濾波器。就濾波器之量值回應而言，相較於具有矩形脈衝回應之一平均濾波器(點虛線曲線)，最小平方法濾波器之實曲線及漢明濾波器之虛線曲線展示改良之旁瓣減弱。

【發明內容】

需要處理遭受雜訊之信號之一改良之方法及系統。本申請案不受限於以上描述之感測器系統之任何者但可應用於遭受雜訊且需要評估之任何類型之信號。

根據一實施例，一數位濾波器可包括：一分配之濾波函數，其具有分配之濾波器係數；一輸入，其接收輸入樣本；另一輸入，其接收信賴值；及一輸出，其中各輸入樣本值與一輸入信賴值相關聯且其中利用各輸入樣本之相關聯之信賴值加權各輸入樣本，其中該濾波器輸出取決於該等輸入樣本及該等輸入信賴值兩者，且其中該濾波器包括經組態以累加預定數目個信賴加權輸入樣本、該等相關聯之信賴值、利用分配之濾波器係數加權之信賴值及進一步利用該等分配之濾波器係數加權之信賴加權輸入樣本之累加器。

根據一進一步實施例，該濾波器可包括：一第一分支，其具有接收利用來自一係數集合之係數加權之輸入信賴值且產生一第一累加值之一第一累加器；一第二分支，其具有接收該等輸入信賴值且產生一第二累加值之一第二累加器；一第三分支，其具有接收利用來自該係數集合之係數加權之輸入樣本值及該等輸入信賴值且產生一第三累加值之一第三累加器；及一第四分支，其具有接收該等信賴加權輸入值且產生一第四累加值之一第四累加器。根據一進一步實施例，自一固定值減去該第一累加值，其中

該減法之一結果除以該第二累加值且乘以該第四累加值，且加該第三累加值，且其中隨後清除該第一累加值、該第二累加值、該第三累加值及該第四累加值。

根據另一實施例，一數位濾波器可包括：一分配之濾波函數，其具有第一濾波器係數集合及第二濾波器係數集合；一輸入，其接收輸入樣本；另一輸入，其接收信賴值；及一輸出，其中各輸入樣本值與一輸入信賴值相關聯；該濾波器輸出取決於該等輸入樣本及該等輸入信賴值兩者，且其中該數位濾波器包括：一第一分支，其具有接收利用來自該第一係數集合之係數加權之該等輸入信賴值且產生一第一累加值之一第一累加器；一第二分支，其具有接收利用來自該第二係數集合之係數加權之該等輸入信賴值且產生一第二累加值之一第二累加器；一第三分支，其具有接收利用來自該第一係數集合之係數加權之輸入樣本值及該等輸入信賴值且產生一第三累加值之一第三累加器；及一第四分支，其具有接收利用來自該第二係數集合之係數加權之輸入值及該等輸入信賴值且產生一第四累加值之一第四累加器。

根據以上數位濾波器之一進一步實施例，自一固定值減去該第一累加值，其中該減法之一結果除以該第二累加值且乘以該第四累加值，且加該第三累加值，且其中隨後清除該第一累加值、該第二累加值、該第三累加值及該第四累加值。

根據以上數位濾波器之任何者之一進一步實施例，平行操作濾波器之多個例項，各例項係關於輸入樣本之一子集及相關聯之信賴值以及具有專屬係數。根據以上數位濾波器之任何者之一進一步實施例，由一數位邏輯值表示一信賴值。根據以上數位濾波器之任何者之一進一步實施例，該

固定值係所有係數之一總和。根據以上數位濾波器之任何者之一進一步實施例，該分配之濾波函數係一低通濾波函數。根據以上數位濾波器之任何者之一進一步實施例，已自一高通或帶通轉變為一等效低通域中獲得該低通。根據以上數位濾波器之任何者之一進一步實施例，該分配之濾波函數僅具有正值係數或僅具有負值係數。根據以上數位濾波器之任何者之一進一步實施例，該分配之濾波函數具有擁有與另一非零係數不同之一量值之至少一非零值係數。根據以上數位濾波器之任何者之一進一步實施例，一數位濾波器之DC增益係恆定或大致恆定的。

根據又另一實施例，一濾波器系統可包括：一第一數位濾波器及一第二數位濾波器，該等各者包括具有分配之濾波器係數之一分配之濾波函數、接收輸入樣本之一輸入、接收信賴值之另一輸入及一輸出，其中各輸入樣本值與一輸入信賴值相關聯且其中利用各輸入樣本之相關聯之信賴值加權各輸入樣本；其中該濾波器輸出取決於該等輸入樣本及該等輸入信賴值兩者，且其中該濾波器包括經組態以累加該等信賴加權輸入樣本、該等相關聯之信賴值，利用分配之濾波器係數加權之該等信賴值，及進一步利用該等分配之濾波器係數加權之該等信賴加權輸入樣本之累加器；及一解多工器，其接收一輸入信號且產生用於該第一數位濾波器及該第二數位濾波器之輸入樣本。

根據濾波器系統之一進一步實施例，該系統可進一步包括：一第一離群偵測器，其接收用於該第一數位濾波器之該等輸入樣本且產生相關聯之信賴值；及一第二離群偵測器，其接收用於該第二數位濾波器之該等輸入樣本且產生相關聯之信賴值。根據濾波器系統之一進一步實施例，用於該第一數位濾波器之輸入樣本係高樣本且用於該第二數位濾波器之輸入樣

本係低樣本。

根據又另一實施例，一濾波器系統可包括一第一數位濾波器及一第二數位濾波器，該等各者包括具有第一濾波器係數集合及第二濾波器係數集合之一分配之濾波函數、接收輸入樣本之一輸入、接收信賴值之另一輸入及一輸出，其中各輸入樣本值與一輸入信賴值相關聯；該濾波器輸出取決於該等輸入樣本及該等輸入信賴值兩者，且其中該等數位濾波器之各者包括：一第一分支，其具有接收利用來自該第一係數集合之係數加權之該等輸入信賴值且產生一第一累加值之一第一累加器；一第二分支，其具有接收利用來自該第二係數集合之係數加權之該等輸入信賴值且產生一第二累加值之一第二累加器；一第三分支，其具有接收利用來自該第一係數集合之係數加權之輸入樣本值及該等輸入信賴值且產生一第三累加值之一第三累加器；及一第四分支，其具有接收利用來自該第二係數集合之係數加權之該等輸入值及該等輸入信賴值且產生一第四累加值之一第四累加器；且其中該系統進一步包括接收一輸入信號且產生用於該第一數位濾波器及該第二數位濾波器之輸入樣本之一解多工器。

根據以上濾波器系統之一進一步實施例，該系統可進一步包括：一第一離群偵測器，其接收用於該第一數位濾波器之該等輸入樣本且產生相關聯之信賴值；及一第二離群偵測器，其接收用於該第二數位濾波器之該等輸入樣本且產生相關聯之信賴值。根據以上濾波器系統之一進一步實施例，用於該第一數位濾波器之輸入樣本係高樣本且用於該第二數位濾波器之輸入樣本係低樣本。

根據又另一實施例，一數位濾波器可包括：一分配之濾波函數，其具有分配之濾波器係數；一輸入，其接收輸入樣本；另一輸入，其接收信

賴值；及一輸出，其中各輸入樣本值與一輸入信賴值相關聯；其中該濾波器輸出取決於該等輸入樣本、該等輸入信賴值以及該等濾波器係數；其中該濾波器含有多個累加器；其中在預定數目個樣本值之後產生一輸出樣本，其中已將相關聯之信賴值輸入至濾波器。

根據又另一實施例，用於濾波數位輸入樣本之一方法可包括以下步驟：接收數位輸入樣本值及相關聯之輸入信賴值；累加利用來自一係數集合之係數加權之該等輸入信賴值且產生一第一累加值；累加該等輸入信賴值且產生一第二累加值；累加利用來自該係數集合之係數加權之該等輸入樣本值及該等輸入信賴值且產生一第三累加值；累加該等信賴加權輸入值且產生一第四累加值。

根據該方法之一進一步實施例，該方法可進一步包括：自一固定值減去該第一累加值，其中該減法之一結果除以該第二累加值且乘以該第四累加值，且加該第三累加值，且隨後清除該第一累加值、該第二累加值、該第三累加值及該第四累加值。根據該方法之一進一步實施例，該固定值係所有係數之一總和。根據該方法之一進一步實施例，該輸入信賴值係二進位。

根據又另一實施例，用於濾波數位輸入樣本之一方法可包括以下步驟：接收數位輸入樣本值及相關聯之輸入信賴值；累加利用來自一第一係數集合之係數加權之該等輸入信賴值且產生一第一累加值；累加利用來自一第二係數集合之係數加權之該等輸入信賴值且產生一第二累加值；累加利用來自該第一係數集合之係數加權之輸入樣本值及該等輸入信賴值且產生一第三累加值；且累加利用來自該第二係數集合之係數加權之該等輸入值及該等輸入信賴值且產生一第四累加值。

根據該方法之一進一步實施例，該方法可進一步包括自一固定值減去該第一累加值，其中該減法之一結果除以該第二累加值且乘以該第四累加值，且加該第三累加值，且隨後清除該第一累加值、該第二累加值、該第三累加值及該第四累加值。根據該方法之一進一步實施例，該固定值係所有係數之一總和。根據該方法之一進一步實施例，該輸入信賴值係二進位。

【圖式簡單說明】

圖1a展示一類比信號以及類比對數位轉換及習知雜訊抑制之例示性取得；

圖1b展示不同低通濾波器之量值回應；

圖2展示具有有限脈衝回應之一低通濾波器之典型分接頭權重；

圖3展示一資料源及作為一數位濾波器之一輸入源之相關信賴產生之一例示性區塊圖；

圖4展示具有信賴輸入之一數位濾波器之一例示性實施方案；

圖5展示具有一外部信賴產生控制器之一系統；

圖6展示具有信賴輸入之一數位濾波器之一例示性移位暫存器實施方案；

圖7展示根據各種實施例之擦除之係數權重之重新分佈之一實例；

圖7A展示根據兩位準信號之各種實施例之擦除之係數權重之重新分佈之另一實例；

圖8展示峰值雜訊抑制效能之一實例；

圖9展示濾波器係數與具有及不具有擦失之量值頻譜之一比較；

圖10展示一高通濾波器實施例中之擦除之係數權重之一重新分佈之

一實例；

圖11展示使用一交替準靜態電場之一非觸摸手勢偵測系統之一實例；

圖12展示一兩位準量測之一實例；

圖13展示用於具有最小緩衝需求之封包資料處理之一實施方案；

圖14展示類似於圖13但利用轉換器來實施與二進制信賴 $ck = 0$ 、 1 相乘之一實施方案；

圖15展示類似於圖13但在整數倍降低取樣之後具有一差動級之一實施方案；

圖16展示類似於圖13但具有一通用重新分佈功能之一實施方案；

圖17展示具有一通用重新分佈功能及利用切換器實現之一二進制信賴輸入之一實施方案；

圖18展示將原始濾波器脈衝回應分成兩部分；且

圖19展示使用具有用於振幅調變ADC輸出樣本 r_k 之信賴輸入之兩個濾波器之一實施方案。

【實施方式】

相關申請案之交叉參考

本申請案係2016年2月25日申請之美國專利申請案第15/053,722號之一部份接續申請案，該申請案主張2015年2月27日申請之共同擁有之美國臨時專利申請案第62/121,953號及2015年3月2日申請之美國臨時專利申請案第62/127,011號之優先權：該兩個申請案之全文出於所有目的係以引用之方式併入本文中。

根據各種實施例，可獲得一實值基頻信號(例如，一解調及降低取樣

之GestIC[®]信號)之一可靠估計，其中輸入信號經過取樣且有雜訊。GestIC[®]裝置(諸如MGC3030或MGC3130)或更新設計可自本申請案之受讓人獲得。例如，圖11展示一典型實施例，其中控制器740表示GestIC[®]裝置。諸如2015年1月15日線上公佈之「GestIC[®]設計指南」之一概述及設計指南係自Microchip Technology Inc.獲得，且係以引用之方式併入本文中。

圖11中展示之3D手勢偵測系統700提供可由如圖11中展示之一訊框結構及複數個接收電極710a..d形成之一傳輸電極720。然而，接收電極710a..d下方之整個矩形區域可用作為一傳輸電極，或亦可將此一電極分成複數個傳輸電極。(若干)傳輸電極720產生一交替電場。一手勢控制器740自可表示接收電極710a..d與系統接地及/或傳輸電極720之間之電容的接收電極710a..d接收信號。手勢控制器740可評估信號，且為一處理系統730提供人類裝置輸入資訊。此資訊可為類似於由一電腦滑鼠產生及/或包含自偵測之手勢產生之命令之2D移動資訊的3D移動座標。

在此一應用中所面對的問題係引入至感測器信號的雜訊係寬頻及峰值雜訊，因為已知無任何當前最先進技術做法可同時解決該兩個問題。再者，在一GestIC[®]應用以及其他應用中，可能已丟失或為了各種理由而不可產生輸入信號之一些樣本。儘管輸入雜訊之負面影響係明顯的，但輸入取樣間隔中之不規則性導致濾波器時序之損壞且嚴重影響雜訊抑制效能。數位濾波器通常經設計以用於常規取樣間隔，而除了之外，以濾波器之角度來看則其導致輸入信號中之非所要相位跳越。由一些其他構件(例如，一峰值雜訊偵測系統或一確定性雜訊指示器)判定信號中之雜訊峰值及缺失樣本的位置。如以上所提及，存在用於抵抗寬頻雜訊之一標準做法，即

施加一頻率(低通)濾波器。再者，存在用於抵抗峰值雜訊之另一標準做法，即在信號樣本之一窗內施加一中值濾波器。

儘管此等問題在一GestIC[®]系統中係尤其相關(如以上所提及)，但不可僅將此等案例應用於GestIC[®]系統，此等案例亦可係與其他感測器系統相關。因此，可將提出之措施施加至各種信號源。

針對提出之濾波方法，各輸入樣本係與一信賴值相關聯。此信賴值指示相關聯之樣本是否係一擦失——即，其是否確實係一缺失樣本或已知不攜帶有用資訊之一樣本。假定一些其他構件已知該等信賴值。此等構件可包含(例如)確定性輸入，或離群偵測方法(諸如格拉布斯測試(Grubbs，1950)、廣義極值學生化離差(GESD)測試)，或漢佩爾識別器(Hampel，1974)。在影像處理之背景內容中，將信賴值用作為(例如)用於改良之alpha計算(J. Horentrop，2014)之一最小平方回歸中的權重。

根據各種實施例，應遵守以下各者以抑制寬頻雜訊且忽略非所要(例如)有雜訊或缺失樣本，因為已知無任何當前最先進技術做法可同時解決該兩個問題：

- 1.擦失(例如，偵測到之雜訊峰值)必須不導致濾波器輸出；
- 2.應在DC處提供恆定濾波器增益(針對一恆定輸入信號，濾波器輸出信號位準亦必須恆定)；
- 3.應提供對擦失數目之逐漸適應且同時當不存在擦失時保存預設濾波器特性

圖2展示一典型低通濾波(或「窗化」)函數之濾波器係數，在此處列舉長度為8之一標準化漢明窗。各濾波器係數界定一分接延遲線實施方案中其相關聯之分接頭之權重，亦在圖2中展示，其中在柱狀圖中各分接頭

對準其相關聯之係數之下方。因此，吾人使用之術語「濾波器係數」及「分接頭權重」係同義的。在此實例中，分接延遲線含有7個連續延遲階段 z^{-1} 及8個分接頭權重。圖2中亦展示例示性輸入樣本。其他樣本結構可具有更少或更多階段。

根據各種實施例，在一濾波函數及具有各樣本之信賴資訊之一輸入信號之情況下，對應於具有較少信賴之輸入樣本之濾波器分接頭之權重減少且同時維持濾波器之DC增益。圖2展示在此實例中由(例如) 7個連續延遲階段 z^{-1} 形成之一低通濾波器之一典型權重/係數分佈。其他樣本結構可具有更少或更多階段。

在不攜帶任何有用資訊之以下輸入樣本中，等效地缺失樣本可被視為擦失，且對應樣本稱為具有零信賴。假定自任何其他源或演算法得知(例如，藉由比較樣本與一臨限值)是否擦除一樣本之資訊。各自數位濾波器之脈衝回應將被稱為「濾波函數」。

圖3展示具有信賴輸入300及其輸入信號源之一例示性數位濾波器之一區塊圖。資料源320在離散時間 k 處產生具有樣本 x_k 之信號 x 。將信號 x 輸入至一峰值雜訊(或「離群」)偵測器330，峰值雜訊(或「離群」)偵測器330藉由使得一信賴值 c_k 與 x_k 相關聯而將各樣本 x_k 分類為「不具有雜訊」或「具有雜訊」，其中(例如) $c_k=1$ 意謂「不具有雜訊」或「 x_k 中全信賴」，且 $c_k=0$ 意謂「具有雜訊」或「 x_k 中無信賴」。即，具有相關聯之 $c_k=0$ 之一樣本 x_k 係一擦失。根據其他實施例，信賴資訊亦可源自稱為外部指示器310之一些外部構件。此外外部指示器可被視為一確定性信賴輸入。

圖5展示具有一2D電容觸摸偵測及手指追蹤系統之一系統500，正如(例如)在觸摸板或觸摸顯示器中使用之由數個感測器電極「2D電極圖案」

520及一控制器單元「2D觸摸控制器」510組成系統500。與一3D手勢控制器530搭配使用以形成一電容3D手勢偵測系統之四個進一步電極A、B、C、D圍繞2D電極圖案配置。當2D觸摸偵測系統510、520係主動時，有趣的係3D手勢偵測系統之接收之信號(即，3D手勢偵測系統之接收之資料)係具有雜訊且不可使用的。為了產生一功能2D-3D電容感測器系統500，2D觸摸控制器510僅當偶爾偵測不到觸摸時係主動的，且當2D觸摸控制器510係主動時，將此發訊至3D手勢控制器530(虛線箭頭)，接著得知其電流接收值係具有雜訊且與零信賴相關聯。即，當產生樣本 x_k 且同時2D系統510、520正干擾接收之信號時，外部指示器可設置 $c_k=0$ ，且反之則 $c_k=1$ 。將 x_k 及 c_k 輸入至具有3D手勢控制器530內之信賴輸入之數位濾波器。

針對一簡單峰值雜訊偵測器或離群偵測器之一實例係如下：當在各時間 k 處，運算最後 M 個樣本 $x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-M}$ 之平均值 $\mu_k := \sum_{i=1}^M x_{k-i}$ 及標準偏差 $\sigma_k := \sqrt{\sum_{i=1}^M (x_{k-i} - \mu_k)^2}$ 。若 $|x_k| > \mu_k + 3 \cdot \sigma_k$ ，則設置 $c_k = 0$ ，否則 $c_k = 1$ 。

1.主要做法

一 N 階標準數位有限輸入回應(FIR)濾波器被視為具有時間不變濾波函數 $\mathbf{b} = [b_0; b_1; \dots; b_N]$ ，其中 $b_i, i = 0, 1, \dots, N$ 係濾波器係數。針對具有樣本 x_k 之一給定輸入信號 $\mathbf{x}$ ，濾波器輸出信號 $\mathbf{y}$ 係

$$(1.1) \quad y_k = \sum_{i=0}^N b_i \cdot x_{k-i},$$

其中 k 係離散時間指數。所有濾波器係數 b_i 之總和係直流(DC)濾波器增益。針對簡便性且在不損失普遍性之情況下，以下吾人假定

$$\sum_{i=0}^N b_i = 1,$$

針對各輸入樣本 x_k ，吾人假定吾人具有一相關聯之信賴值 c_k 。最初，吾人假定信賴值係二進位，其中 $c_k \in \{0; 1\}$ ；其中 $c_k = 0$ 意謂「樣本 x_k 內無信賴」，且 $c_k = 1$ 意謂「全信賴」。自具有係數 b_i 之時間不變濾波函數 $\mathbf{b}$ 中，吾人將運算具有係數 $w_i(k)$ 之時間可變濾波函數 $\mathbf{w}(k)$ ，係數 $w_i(k)$ 取決於信賴值 c_k 。當最後 $N + 1$ 個輸入樣本皆已具有全信賴，即針對 $i = 0, \dots, N$ 時 $c_{k-i} = 1$ ，吾人期望濾波函數 $\mathbf{w}(k)$ 等於函數 $\mathbf{b}$ 。然而，若存在一或多個擦失(即具有相關聯之 $c_{k-i} = 0$ 之輸入樣本 x_{k-i})，接著 x_{k-i} 必須不導致輸出值 y_k 。

此藉由將(1.1)中之各濾波器係數 b_i 乘以其相關聯之輸入樣本 x_{k-i} 之信賴值 c_{k-i} 而達成。然而，由於修改之濾波器係數 $b'_i(k) := b_i \cdot c_{k-i}$ ，所以不再保證DC濾波器增益 $\sum_{i=0}^N b'_i(k)$ 係恆定的。

因此，擦除之濾波器權重必須分佈於其他濾波器係數上。完成此舉之較佳做法係分佈擦除之權重

$$\sum_{j=0: c_{k-j}=0}^N b_j = \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j$$

平均分佈於剩餘 $\sum_{j=0}^N c_{k-j}$ 非擦除係數上將產生具有係數 $w_i(k)$ 之一線性時間可變(LTV)濾波器

$$(1.2) \quad w_i(k) := c_{k-i} \cdot b_i + \underbrace{\frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}_{\text{擦除之權重}}$$

其中 $i \in \{0, 1, \dots, N\}$ ，且吾人標示 $\frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}}$ 為與時間 k 處之樣本 x_{k-i} 相關聯

之相對信賴。

此等同於在各時間例項k處以未擦除之輸入樣本之平均值替代擦除之輸入樣本，且針對所有i設置 $c_{k-i} = 1$ 。針對各輸入樣本之一次性或「逐區塊」處理，演算法之實施方案之此方式極其受關注，正如利用窗化及DC值運算完成該演算法以估計連續樣本之一有限集合之DC值一樣受關注。

證明

$$\begin{aligned}
 y_k &= \sum_{i=0}^N w_i \cdot x_{k-i} \\
 &= \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot \left[c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i}}{\sum_{j=0}^N c_{k-j}} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j \right] \\
 &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot b_i + \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N x_{k-i} \cdot \frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=0}^N b_j}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1} \\
 &= \sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N b_i \cdot x_{k-i} + \sum_{i=0: c_{k-i}=0}^N b_i \cdot \underbrace{\frac{\sum_{j=0: c_{k-j}=1}^N x_{k-j}}{\sum_{i=0: c_{k-i}=1}^N 1}}_{\text{未擦除輸入之平均值}}
 \end{aligned}$$

由於此程序意謂過度寫入輸入資料，所以其不適用於連續濾波，其中各輸入樣本導致多個輸出樣本，且以比除以濾波器長度之輸入速率更高之一速率完成計算輸出值，其中吾人將濾波器長度界定為(N+1)，即濾波器階加1。

在圖7中將擦除之濾波器係數權重之重新分佈可視化。在頂部，已知時間k處之最後8個輸入樣本， x_{k-4} 及 x_{k-1} 係該8個輸入樣本之擦失。第一張圖展示在底部與移位暫存器實施方案對準之初始濾波器(長度為8之一漢明窗)之係數 b_i 。在第二圖中，當對應輸入樣本 x_{k-4} 及 x_{k-1} 在時間k處係擦失時，將係數 $b_1'(k)$ 及 $b_4'(k)$ 之值設置為零。在第二圖之最右側上亦展示擦除之係數之總和。在第三圖中，如在第二圖之右部中所展示之擦除之權重

均勻地重新分佈於分配至未擦除輸入樣本之係數上，從而產生 $w_i(k)$ 。增加之權重經展示不同於第三圖中策劃之權重。在此實施例中，係數權重在底部移位暫存器濾波器圖式中展示為 w_0 至 w_7 。

就時間 $k+1$ 處之下一輸入樣本而言，該等樣本及其等對應信賴資訊移動至濾波器之移位暫存器內之右部且針對產生不同濾波器係數 $w_i(k+1)$ 之擦失之移位圖案再次完成該重新分佈。

在圖8中展示濾波器之雜訊抑制效能之一實例。頂圖展示濾波器輸入信號，該信號係具有添加之高斯(Gaussian)雜訊、開始於樣本指數250之一些雜訊峰值以及添加之60 Hz正弦曲線雜訊之一緩慢變化資訊信號。第二圖展示具有長度為64之一漢明函數之傳統低通濾波減少較高頻率雜訊但僅塗抹在輸入信號中出現之雜訊峰值。然而，在已識別雜訊峰值後，根據各種實施例完全抑制該等雜訊峰值。圖8之底部圖證實使用一漢明擦失濾波函數而非移動平均值之優勢：相較於簡單地取非峰值樣本之平均值(即，可選算術平均濾波)，漢明擦失濾波產生容納於輸入信號中之寬頻雜訊之更佳抑制，從而產生一更平滑之輸出。

圖9繪示擦失係如何影響濾波器之頻率回應的。在此處，左側展示使用一矩形窗及一漢明窗及其相關聯之量值頻譜之一典型低通濾波器。在右側展示使用兩個擦除之樣本之相同濾波。可發現漢明擦失濾波器之頻譜類似於矩形擦失濾波器，此取決於擦失之位置。

2. 概括

2a) 非二進制信賴輸入

直到此處，信賴輸入係二進制的，即相關聯之輸入樣本可或可不用於運算濾波器輸出值。然而，根據以上注釋可直接總結信賴輸入以獲取0

與1之間之實值(即， $c_k \in [0, 1]$)，且 c_k 越大，吾人越信賴相關聯之樣本 x_k 。除了 c_k 之定義，方程式(1.2)仍然相同。

2b)通用重新分佈功能

針對二進制信賴輸入，在方程式(1.2)中，擦除之權重均勻分佈於其他係數上。(1.2)中之兩個項可解譯為輸出已加總之兩個平行濾波器分支。自 $\mathbf{b}$ 及信賴輸入運算第一項中之濾波函數，且第二項係一時間可變平均濾波。可藉由引入另一FIR濾波函數 $\mathbf{g}$ 以及係數 g_i 來總結第二項，從而產生

$$w_i(k) = c_{k-i} \cdot b_i + \frac{c_{k-i} \cdot g_i}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \cdot \sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j$$

$$w_i(k) = c_{k-i} \cdot \left(b_i + g_i \cdot \frac{\sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \right)$$

此亦可適用於非二進制信賴輸入 $c_k \in [0, 1]$ 。吾人標示為

$$\frac{c_{k-i} \cdot g_i}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j}$$

加權 g 相對信賴係關於時間 k 處之樣本 x_{k-i} 。

因此，由以下式子給出濾波器輸出

$$y_k = \sum_{i=0}^N w_i(k) \cdot x_{k-i} = \sum_{i=0}^N x_{k-i} \cdot c_{k-i} \cdot \left(b_i + g_i \cdot \frac{\sum_{j=0}^N (1 - c_{k-j}) \cdot b_j}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot g_j} \right)$$

在圖4中展示此濾波器之一可能之實施方案，其中標示為「**B**」之區塊係指具有濾波函數 $\mathbf{b}$ 之一標準FIR濾波器，且類似地標示為「**G**」之區塊係指具有濾波函數 $\mathbf{g}$ 之一標準FIR濾波器，且標示為 $\frac{1}{x}$ 之區塊係指1除以區塊之輸入資料，即，此區塊之輸出係該輸入之乘法逆運算(倒數)。在此實施方案中，四個濾波器區塊(「**B**」及「**G**」)之濾波器係數係恆定的。當然，處理相同輸入資料(即， c_k 或 $q_k := x_k \cdot c_k$)之濾波器「**B**」及「**G**」可共

用相同緩衝器，如在圖6中之移位暫存器實施方案中針對 $N=7$ 階濾波器所展示，其突出針對信賴加權輸入資料值 $q_k := x_k \cdot c_k$ 及信賴值 c_k 兩者之延遲線。在此處，濾波器區塊之輸入信號中含有適應性。同時，該實施方案等同於具有適合濾波器係數 $w_i(k)$ 之一單一FIR濾波器。

圖6中之FIR濾波器之分接延遲線實施方案之一特性性質係用於信賴值TDL-C之分接延遲線及用於信賴加權輸入資料TDL-XC之分接延遲線係相同的，即，其等具有相同數目之延遲階段，且相同分接頭權重 $b_0, b_1, \dots$ 及 $g_0, g_1, \dots$ 連接至各自延遲階段。當然，可取決於輸入可變類型(例如，二進制信賴輸入)而簡化一個或其他延遲線。再者，當 $g_0 = g_1 = g_2 = \dots$ 時，可簡化延遲線或相關聯之運算區塊。此外，若TDL-C中之權重 $b_0, b_1, \dots$ 在一固定因數上不同於TDL-XC中之權重 $b_0, b_1, \dots$ 或TDL-C中之權重 $g_0, g_1, \dots$ 在一固定因數上不同於TDL-XC中之權重 $g_0, g_1, \dots$ 係無關緊要的，因為此等因數可補償分接延遲線之外部。

例如，若 $g_i = 1/8$ ，則亦可將各自分接頭權重設置為1，因此保留乘法，且僅 $(1/x)$ 區塊之前之分接延遲線末端處之總和除以8，此亦可藉由位元移位操作完成。

針對二進制信賴輸入或來自值之一有限集合之信賴值，由圖6中之乘法實現之信賴加權輸入資料值 q_k 之運算亦可藉由條件語句(例如，IF/ELSE或SWITCH語句)實現，其中(例如)若 $c_k = 0$ ，將 q_k 設置為0，且若 $c_k = 1$ ，則將 q_k 設置為1。相較於在延遲線之前，亦可在延遲線之各分接頭處指定條件語句：接著，若相關聯之 c_{k-i} 係1，則僅將一分接加權輸入值 $b_i \cdot x_{k-i}$ 或 $g_i \cdot x_{k-i}$ 加入至各自延遲線之輸出總和值。在此情況中，可將樣本 x_k 直接輸入至TDL-XC且無需預先乘以 c_k 。針對TDL-C亦係如此。

具有脈衝回應**b**及**g**之濾波器之階不必相等。在不損失普遍性之情況下，濾波器經界定具有相等階**N**，其中**N**至少與具有**b**及**g**之濾波器之階之最大值一樣大，且假定未使用之係數為零。

選擇**g=b**產生用於重新分佈擦除之係數權重之另一非較佳做法。該等未擦除之濾波器係數按照相同因數而按比例調整，在各離散時間例項**k**處重新運算該相同因數，即

$$v_i(k) := c_{k-i} \cdot b_i \cdot \frac{1}{\sum_{j=0}^N c_{k-j} \cdot b_j}$$

3.例外處理

就(1.2)或(1.3)中之分母而言，若最後**N+1**個輸入樣本皆具有零信賴則明顯不可運算一輸出值。此一情況之一可能之例外係重複最後有效輸出樣本，或可將該例外轉送至後續處理階段。

4.窗化以及DC值運算，尤其針對具有兩個或兩個以上預期信號位準之信號

針對一對稱濾波或「窗化」函數**b**，在具有函數**b**之輸入信號之迴旋時取一快照等同於加權具有**b**之輸入樣本且加總逐點乘積。因此，當對一窗化信號之DC值感興趣時，可同樣應用以上概念。窗化及DC運算與連續濾波之間之一主要差異係針對窗化及DC運算通常各輸入樣本僅導致一單一輸出值，即，此係輸入樣本之一個一次性處理或逐區塊處理。

在諸多應用中，通常具有額外雜訊之量測信號在兩個不同位準之間交替。吾人將此等位準稱為「高」信號位準及「低」信號位準。圖12展示具有此等高及低位準之例示性量測值。一實例係具有以兩倍之載波頻率同步取樣類比接收之信號的振幅調變(AM)，其中資訊係容納於「高」信號

位準與「低」信號位準之間的差異中。此方法係應用於(例如)電容觸摸偵測系統中或GestIC[®]技術中。此一AM感測器系統之量測(或「接收之」)信號可(例如)藉由交替乘以+1及-1來解調，且接著經低通濾波以估計DC (零頻率)值——實際資訊，即「平均之」「高」樣本與「低」樣本之間之差異。

現將考量具有兩個位準之此一信號，該信號在一標準應用中被輸入至一低通濾波器，其中「高」樣本及「低」樣本之系統命名法保持標示對應於兩個不同信號位準之一者的樣本集合。將假定由雜訊引起其等各自信號位準中之一偏差。

當(例如)歸因於偵測之峰值雜訊而偵測到一「低」樣本係無用的時，吾人將濾波器中之其對應係數的權重設置為零，且將擦除之權重重新分佈於其他係數上。然而，為了維持濾波器輸出之預期值，必須僅重新分佈於經分配至其他「低」樣本的係數上。否則，濾波器輸出將比原本更靠近「高」位準，因為被分配至「高」樣本的係數將獲得額外權重。

一般而言，必須將一輸入信號之樣本分類為具有相同預期值之樣本之集合，且必須以分配至各集合之係數的所有權重保持恆定之此一方式發生具有信賴輸入的數位濾波(即，係數權重之重新分佈)，此在重新分佈於相同集合內之一個集合中擦除的權重時，最易達成。

圖7A展示具有兩個位準之信號之一實例性窗化及DC運算。針對分別在「高」信號位準及「低」信號位準處之樣本，單獨執行擦除之值的處理，如圖7A中所展示。將每隔一個濾波器係數分配至「高」信號位準或「低」信號位準中之一量測值。圖表a)在圖7A中展示初始濾波器係數。圖表b)分離「高」位準係數，且圖表c)分離「低」位準係數。圖表d)在圖

7A中展示係數3對應於「低」信號位準處之一樣本且擦除。其權重係重新分佈於經分配至具有一「低」信號位準之樣本的其他係數上。圖表e)展示相對於「低」信號位準係數之重新分佈。底部圖表f)展示重新分佈之「低」信號位準係數與「高」信號位準係數之一組合。因此保存預期之輸出值。此方法可經實施具有兩個資料分支，一者係針對具有「高」信號位準之樣本，且另一者係針對具有「低」信號位準之樣本，最後加總分支之輸出。再者，由於此係一時間可變濾波器，所以針對各輸出樣本更新濾波器係數之重新分佈。

5.信賴輸出

若亦可將一信賴值提供至各輸出樣本，則立即處理輸入信賴值之能力產生問題。此一輸出信賴量測應獨立於輸入樣本值，但應僅係輸入信賴值及濾波器係數之一函數，即

$$(1.4) \quad d_k = f(b_0, b_1, \dots, b_N, c_k, c_{k-1}, \dots, c_{k-M})$$

針對一正整數 M 。

滿足(1.4)且易於獲得之一量測係利用濾波器係數之對應輸入信賴值加權之該等濾波器係數的總和，即

$$d_k = \sum_{i=0}^N c_{k-i} \cdot b_i ,$$

針對此亦支持 $d_k \in [0, 1]$ ，只要針對所有 i ， $b_i \geq 0$ 且 $\sum_{i=0}^N b_i = 1$ ，且特定而言，當所有輸入樣本具有全信賴時 $d_k = 1$ ，且當所有輸入信賴值係 $c_{k-i} = 0$ 時， $d_k = 0$ 。

利用此信賴輸入可串聯多個提及之濾波器。再者，此輸出可用於高位準控制，例如「若輸出信賴太低，則不觸發觸摸事件」。

7.設計規則

提及之做法可應用於任何低通**FIR**濾波器。然而，所有濾波器係數應具有相同符號，例如為正值。主要地，當(部分)分接頭權重係負值時亦可滿足一恆定**DC**濾波器增益之需求。然而，此將引入針對一些信賴輸入群集產生非所要濾波特性和(例如，高通特性)之危害。

此外，濾波器係數越類似，則擦除分配至具有較大值之係數之輸入樣本時越不重要。特定而言，一矩形窗、三角形窗、漢明窗及韓恩(**Hann**)窗之係數遵守此等規則。

除了初始濾波器係數之選擇及例外處理外，不存在需要考量之進一步參數。

該做法可延伸至高通濾波器。圖10展示初始濾波器係數權重在正號與負號之間交替(如頂部第一圖中所展示)之一高通濾波器之一實例。因此，根據一實施例，首先該等高通濾波器係數經解調而使用一交替符號，如頂部之第二圖中所展示。接著，應用正如圖2中展示之低通濾波之方法，如頂部之第三圖及第四圖中所展示。接著，頂部第四圖中展示之修改之權重經重新調變而使用逆反交替符號。此導致分佈之權重，如頂部第五圖中所展示。相較於重新調變濾波器係數，亦可解調濾波器之輸入信號，且在再次調變信號之前根據頂部第四圖經濾波具有擁有係數之等效低通。輸入信號直接經濾波具有高通濾波或經解調且經濾波具有等效低通濾波係無關緊要的，重要的係高通濾波器之輸入信號之樣本(若將解調)將具有一單一預期值。

8.應用&使用情況

如以上所提及，提出之概念可應用於其中取樣輸入信號比實際資訊

變化更快之任何濾波系統(取樣速率越高越佳)。在諸多其他系統中，此等系統包含3D電容感測器系統，諸如受讓人GestIC系統及1D/2D電容觸摸解決方案。該濾波方法可進一步應用於其他感測器信號且不限制於電容感測器系統。

9.性質

當利用任意但零信賴資料初始化濾波器時，其提供輸入信號自啟動時之一估計。因此，當利用一非零平均值濾波一信號時，濾波器不展示典型步階回應且濾波器條件已初始化為零。

數字實例

在下文中，吾人給出用於運算具有信賴輸入之濾波器之輸出值之一數字實例。下表陳述時間 k 處之輸入樣本值 x_k 及相關聯之信賴值 c_k ，及初始濾波函數 b 之係數 b_i 。在此處， g 係一固定值，即擦除之係數權重將均勻地重新分佈。

k	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
x_k	0	0	0	0	0	0	0	7	6	8	9	6	21	6	7	33	8	6
c_k	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1

i	0	1	2	3	4	5	6	7
b_i	0.0207	0.0656	0.1664	0.2473	0.2473	0.1664	0.0656	0.0207
g_i	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125	0.125

在時間 $k = 5$ 及 $k = 8$ 處存在擦失，即 $c_5 = c_8 = 0$ 。例如，在此處信賴已設置為零，因為已偵測到值 x_5 及 x_8 係雜訊峰值。

針對濾波器之初始化，在(例如)藉由輸入具有零信賴之 N 個樣本而輸入第一樣本信賴對 (x_0, c_0) 之前將濾波器之記憶體內之所有信賴資訊設置為零。在表中，針對 $k < 0$ ，則指示 $c_k = 0$ 。在時間 $k = 0$ 處，將具有信賴

$c_0 = 1$ 之樣本 $x_0 = 7$ 輸入至濾波器。根據以上等式，修改之係數 $b_i'(k = 0)$ 及係數 $w_i(k = 0)$ 運算為

i	0	1	2	3	4	5	6	7
$b_i'(0)$	0.0207	0	0	0	0	0	0	0
$w_i(0)$	1	0	0	0	0	0	0	0

即，將 $x_0 = 7$ 直接轉送至輸出，即 $y_0 = x_0 = 7$ 。

在時間 $k = 9$ 處，當兩個擦失 x_5 及 x_8 在濾波器之緩衝器中時，則 $b_i'(k = 9)$ 及 $w_i(k = 9)$ 運算為

i	0	1	2	3	4	5	6	7
$b_i'(9)$	0.0207	0	0.1664	0.2473	0	0.1664	0.0656	0.0207
$w_i(9)$	0.0624	0	0.2081	0.2889	0	0.2081	0.1073	0.0624

圖13至圖17展示用於封包資料處理之一擦失濾波器之又其他實施方案。此等實施例使用一不同但十分記憶體高效之解決方案。

在封包資料處理中，各輸入樣本僅導致一單一輸出值，且因此可使用累加器acc01..acc04而非分接延遲線(緩衝器)完成該實施方案，如根據圖13至圖17之實施例中所展示。根據一些實施例，針對各新資料封包，將此等累加器設置為零，且接著將各自輸入值連續加入至該等累加器中。

再者，當由於某些整數倍降低取樣因數而使得輸出資料速率低於輸入資料速率時，具有比其他實施例中更短之延遲線之即時版本(加上累加器)亦係可能的。

在下文中，吾人將一資料封包之長度標示為L，且將一低通濾波器之階標示為N，其中 $N = L-1$ 。將長度為L之一資料封包之L個樣本標示為 x_k ， $k = 0,1,...,L-1$ 。針對該等各者，此樣本與一二進制信賴值相關聯， $c_k \in [0,1]$ ，即 $0 \leq c_k \leq 1$ ，其中 $c_k = 0$ 意謂(例如)一峰值雜訊或離群偵測器認為 x_k 不攜帶任何有用資訊且不應導致濾波器輸出，且 $c_k = 1$ 意謂 x_k 應完全導

致濾波器輸出。

圖13展示用於具有最小緩衝器需求之封包資料處理之一實施方案，換言之不具有任何冗長之緩衝器，而僅具有四個累加器acc01、acc02、acc03及acc04。針對待處理之長度為L之各資料封包，將L個輸入樣本 x_k ， $k = 0, 1, \dots, L-1$ 饋入至濾波器以及其等相關聯之信賴 c_k 內。可將對應濾波器係數 b_k 儲存於快閃中。根據一些實施例，在各資料封包之後，需要將累加器acc0x重設為零。應注意，針對各資料封包僅更新一次標示為盒子「L↓」之整數倍降低取樣區塊之右部之操作。因此，一旦累加器累加具有長度L之一封包之所有輸入值時，盒子「L↓」僅形成將輸入處之累加器值轉送至其輸出之一門。因此，在累加L值之後，盒子「L↓」將輸出累加之值。圖13亦包含標示為 $(.)^{-1}$ 之乘法逆運算，即，區塊之輸出值係1除以輸入值。

針對對稱濾波器脈衝回應，其中針對 $k=0, 1, \dots, N$ 時 $b_{N-k} = b_k$ ，在圖13中， b_{N-k} 亦可由 b_k 替換。

針對二進制信賴輸入，其中 $c_k \in \{0, 1\}$ ，相較於圖14，亦可利用切換器或一變量之一有條件之增量實施與 c_k 之乘法，即利用信賴值加權。

根據其他實施例，若在各封包L之後不重設累加器(此可不係典型使用情況)，則濾波器不再係一FIR濾波器而可為一IIR濾波器。

特定言之，「信賴加權」資料係指該資料與信賴值相乘以及利用一切換器打開或關閉一資料路徑。類似地，「加權」(weighting及weighted)係分別指「相乘」(multiplying或multiplied)，而該乘法亦可藉由打開或關閉一資料路徑而發生。

一實際實例在以下經展示具有用於一對稱濾波器脈衝回應及二進制

信賴值之一偽碼軟體實施方案，根據圖14，利用樣本 x_k 及相關聯之信賴值 c_k 及濾波器係數 b_k 運算出一個資料封包之輸出。

```
float acc01=0;
uint16 acc02=0;
float acc03=0;
float acc04=0;
float aux = 0; for (k=0:N) aux+= b_k; // constant
for k=0:N
    if (c_k==1) {
        acc01 += b_k;
        acc02++;
        acc03 += b_k*x_k;
        acc04 += x_k;
    }
}
```

```
float out = (aux-acc01) * (1/acc02) * acc04 + acc03;
```

相較於採用需要在已輸入 L 個樣本且已運算最終輸出值之後重設為零之累加器 $acc01$ 、 $acc02$ 、 $acc03$ 及 $acc04$ ，亦可藉由在輸入當前封包之資料之前記錄 $acc01$ 、 $acc02$ 、 $acc03$ 及 $acc04$ 之值且在輸入當前封包之資料之後自 $acc01$ 、 $acc02$ 、 $acc03$ 及 $acc04$ 之各自值減去此等記錄之值而完成加總 L 個輸入值。此可(例如)藉由採用一第一階CIC濾波器而實現，該第一階CIC濾波器(例如)自1981年4月《IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing》第ASSP-29卷第二章155至162頁發佈之Eugene B. Hogenauer著作「An Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation」中得知，該第一階CIC濾波器係具有整數倍降低取樣之一移動加總濾波器。此在圖15中展示，其中累加器及整數倍

降低取樣階段之後存在自當前者減去先前累加及整數倍降低取樣之值之一額外差分階段。

通用重新分佈函數

至於連續資料處理，亦針對封包資料處理，可採用一通用重新分佈函數 g 。接著，圖13及圖14分別變為圖16及圖17。

具有多個預期值之樣本值

在諸多應用(例如電容感測)中，實際資訊經振幅調變，且需要在低通濾波之前解調ADC輸出資料，且ADC輸出值及解調之ADC輸出值兩者具有兩個預期值。然而，可僅直接將具有信賴輸入之數位濾波器施加至具有一單一預期值之輸入樣本。因此，需要將解調之ADC輸出值分為兩個集合，其中針對各集合內之所有樣本具有一單一預期值。

通常，ADC在兩個不同預期信號位準處交替輸出樣本(分別標示為低樣本及高樣本)，且吾人將偶數時間指數 k 分配至低樣本且將奇數時間指數分配至高樣本。

吾人假定一對稱濾波器脈衝回應，即 $b_i = b_{N-i}$ ， $i=0,1,2,\dots,N$ 。吾人介紹 $x_k^{(L)} = x_{2k}$ 及 $x_k^{(H)} = x_{2k+1}$ ，且同樣地針對濾波器係數， $b_i^{(e)} = b_{2i}$ 且 $b_i^{(o)} = b_{2i+1}$ 。

藉由利用偶數 i 及奇數 i 分離係數 b_i 而將初始低通濾波器脈衝回應分為兩部分。此在圖18中展示，例如為長度 $L=16$ 之一漢明窗之初始濾波器脈衝回應。

通過使用此等實例性濾波器脈衝回應，圖19展示係如何針對 k 之偶數及奇數值區分解調之樣本 x_k 且樣本 x_k 係如何分為兩個資料分支的，且其中 q 係 $k/2$ 之底值，根據圖13，採用具有信賴輸入但具有不同濾波器脈衝回應

(比較圖18及圖19)之數位濾波器之兩個例項來處理分別具有偶數及奇數指數 k 之樣本 x_k 。此實例中之各資料分支具有產生信賴值 c 之其本身之峰值雜訊偵測器。各分支上之樣本速率係輸入樣本速率之一半，且各分支上之待考量之封包長度係輸入樣本 x_k 之封包長度之一半，例如此處之初始封包長度係 $L=16$ ，且具有信賴輸入之各數位濾波器之封包長度係 $L'=L/2=8$ 。該兩個濾波器之輸出相加以產生最終結果。

可由硬體(例如一可程式化邏輯裝置)或(例如)一微控制器、處理器或數位信號處理器中之軟體形成以上提及之數位濾波器。

【符號說明】

100	系統
110	類比對數位轉換器(ADC)
120	低通濾波器
130	整數倍降低取樣器
140	數字顯示器
300	信賴輸入
310	外部指示器
320	資料源
330	峰值雜訊(或「離群」)偵測器
500	功能2D-3D電容感測器系統
510	控制器單元「2D觸摸控制器」/2D觸摸偵測系統
520	感測器電極「2D電極圖案」/2D觸摸偵測系統
530	3D手勢控制器
700	3D手勢偵測系統

710a	接收電極
710b	接收電極
710c	接收電極
710d	接收電極
720	傳輸電極
730	手勢控制器
740	手勢控制器
B	濾波器區塊
G	濾波器區塊
z^{-1}	延遲階段

【發明申請專利範圍】

【第1項】

一種數位濾波器，其包括：一分配之濾波函數，其具有分配之濾波器係數；一輸入，其接收輸入樣本；另一輸入，其接收信賴值；及一輸出，

其中各輸入樣本值係與一輸入信賴值相關聯，且其中利用各輸入樣本之相關聯的信賴值來加權各輸入樣本；

該濾波器輸出取決於該等輸入樣本及該等輸入信賴值兩者，且

其中該濾波器包括累加器，該等累加器經組態以累加該等信賴加權輸入樣本、該等相關聯之信賴值、利用分配之濾波器係數加權之該等信賴值、及進一步利用該等分配之濾波器係數來加權之該等信賴加權輸入樣本之一預定數目者。

【第2項】

如請求項1之數位濾波器，其包括：

一第一分支，其具有該等累加器之一第一累加器，該第一累加器接收利用來自一係數集合之係數加權之該等輸入信賴值，且產生一第一累加值；

一第二分支，其具有該等累加器之一第二累加器，該第二累加器接收該等輸入信賴值，且產生一第二累加值；

一第三分支，其具有該等累加器之一第三累加器，該第三累加器接收利用來自該係數集合之係數加權之輸入樣本值及該等輸入信賴值，且產生一第三累加值；

一第四分支，其具有該等累加器之一第四累加器，該第四累加器接

收該等信賴加權輸入值，且產生一第四累加值。

【第3項】

如請求項1之數位濾波器，其包括：

一第一分支，其具有一第一累加器，該第一累加器接收利用來自一第一係數集合之係數加權之該等輸入信賴值，且產生一第一累加值；

一第二分支，其具有一第二累加器，該第二累加器接收利用來自一第二係數集合之係數加權之該等輸入信賴值，且產生一第二累加值；

一第三分支，其具有一第三累加器，該第三累加器接收利用來自該第一係數集合之係數加權之輸入樣本值及該等輸入信賴值，且產生一第三累加值；

一第四分支，其具有一第四累加器，該第四累加器接收利用來自該第二係數集合之係數加權之該等輸入值及該等輸入信賴值，且產生一第四累加值。

【第4項】

如請求項2之數位濾波器，其中自一固定值減去該第一累加值，其中該減法之一結果被除以該第二累加值且乘以該第四累加值，且加該第三累加值，且其中隨後清除該第一累加值、該第二累加值、該第三累加值，及該第四累加值。

【第5項】

如請求項1之數位濾波器，其中由一數位邏輯值來表示一信賴值。

【第6項】

如請求項4之數位濾波器，其中該固定值係所有係數之一總和。

【第7項】

如請求項1之數位濾波器，其中該分配之濾波函數係一低通濾波函數。

【第8項】

如請求項7之數位濾波器，其中已自一高通或一帶通轉變為一等效低通域中獲得該低通濾波函數。

【第9項】

如請求項1之數位濾波器，其中該分配之濾波函數僅具有正值係數，或僅具有負值係數。

【第10項】

如請求項1之數位濾波器，其中該分配之濾波函數具有擁有與另一非零係數不同之一量值之至少一非零值係數。

【第11項】

如請求項1之數位濾波器，其中一數位濾波器之DC增益藉由重新分佈擦除之濾波器權重至其他濾波器參數以經組態為恆定或大致恆定的。

【第12項】

如請求項第1-11之一者之數位濾波器，其中由軟體形成該濾波器。

【第13項】

一種濾波器，其包括如請求項1之多個數位濾波器，其中該多個數位濾波器係平行操作，其中各數位濾波器經組態以操作輸入樣本之一子集及相關聯之信賴值，且具有專屬係數。

【第14項】

如請求項13之濾波器，其中該濾波器包括兩個數位濾波器，且其中將輸入樣本交替分配至該兩個數位濾波器中之一者。

【第15項】

一種濾波器系統，其包括：

如請求項第1-11項之一者之一第一數位濾波器及一第二數位濾波器，該等各者包括具有分配之濾波器係數之一分配之濾波函數；及

一解多工器，其接收一輸入信號且產生用於該第一數位濾波器及該第二數位濾波器之輸入樣本。

【第16項】

如請求項15之濾波器系統，進一步包括：

一第一離群偵測器，其接收用於該第一數位濾波器之該等輸入樣本，且產生相關聯之信賴值；及

一第二離群偵測器，其接收用於該第二數位濾波器之該等輸入樣本，且產生相關聯之信賴值。

【第17項】

如請求項15之濾波器系統，其中用於該第一數位濾波器之輸入樣本係圍繞(around)一第一位準之樣本，且用於該第二數位濾波器之輸入樣本係圍繞一第二位準之樣本，其中該第一位準高於該第二位準。

【第18項】

一種用於濾波數位輸入樣本之方法，其包括以下步驟：

接收數位輸入樣本值及相關聯之輸入信賴值；

累加利用來自一係數集合之係數加權之該等輸入信賴值，且產生一第一累加值；

累加該等輸入信賴值，且產生一第二累加值；

累加利用來自該係數集合之係數加權之該等輸入樣本值及該等輸入

信賴值，且產生一第三累加值；

累加該等信賴加權輸入值，且產生一第四累加值。

【第19項】

如請求項18之方法，進一步包括：

自一固定值減去該第一累加值，其中該減法之一結果被除以該第二累加值且乘以該第四累加值，且加該第三累加值。

【第20項】

如請求項19之方法，其中該固定值係所有係數之一總和。

【第21項】

如請求項18之方法，其中該輸入信賴值係二進位。

【第22項】

一種用於濾波數位輸入樣本之方法，其包括以下步驟：

接收數位輸入樣本值及相關聯之輸入信賴值；

累加利用來自一第一係數集合之係數加權之該等輸入信賴值，且產生一第一累加值；

累加利用來自一第二係數集合之係數加權之該等輸入信賴值，且產生一第二累加值；

累加利用來自該第一係數集合之係數加權之輸入樣本值及該等輸入信賴值，且產生一第三累加值；

累加利用來自該第二係數集合之係數加權之該等輸入值及該等輸入信賴值，且產生一第四累加值。

【第23項】

如請求項22之方法，進一步包括自一固定值減去該第一累加值，其

中該減法之一結果係除以該第二累加值且乘以該第四累加值，且加該第三累加值。

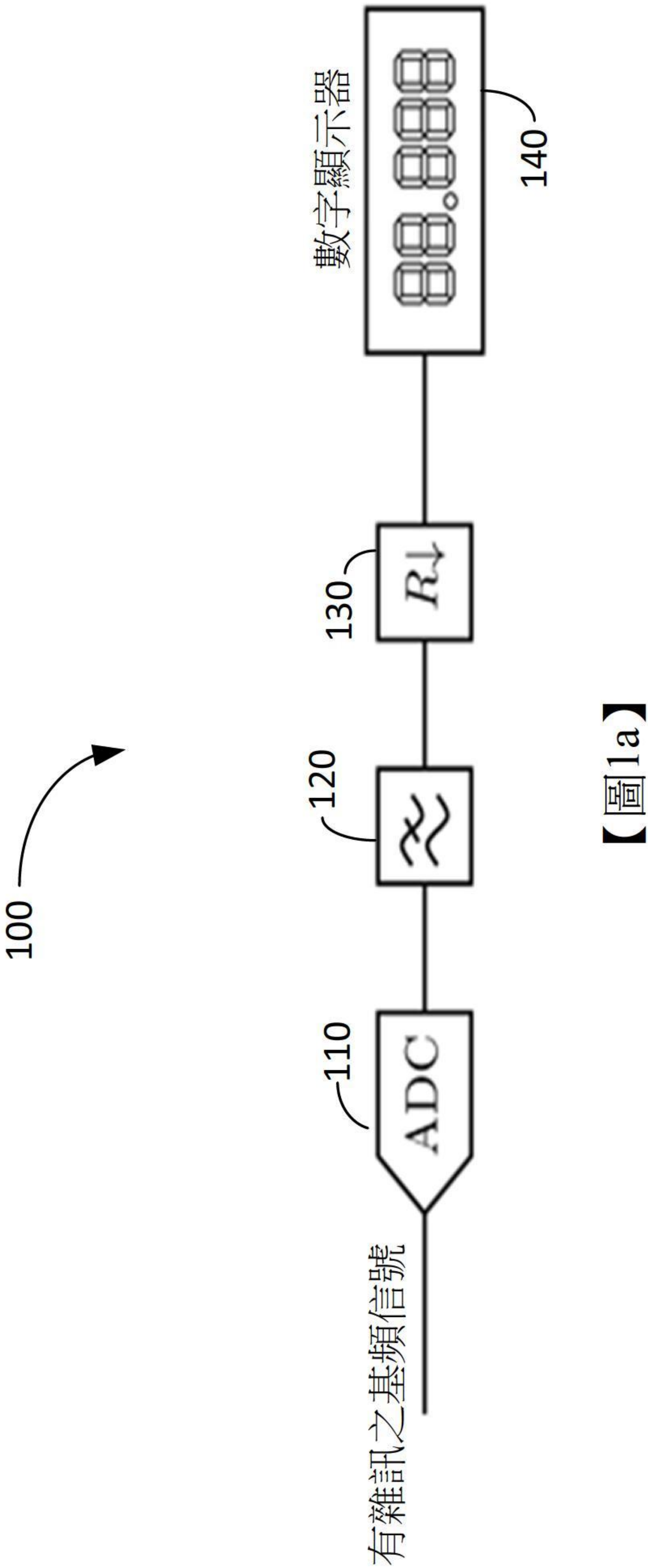
【第24項】

如請求項23之方法，其中該固定值係所有係數之一總和。

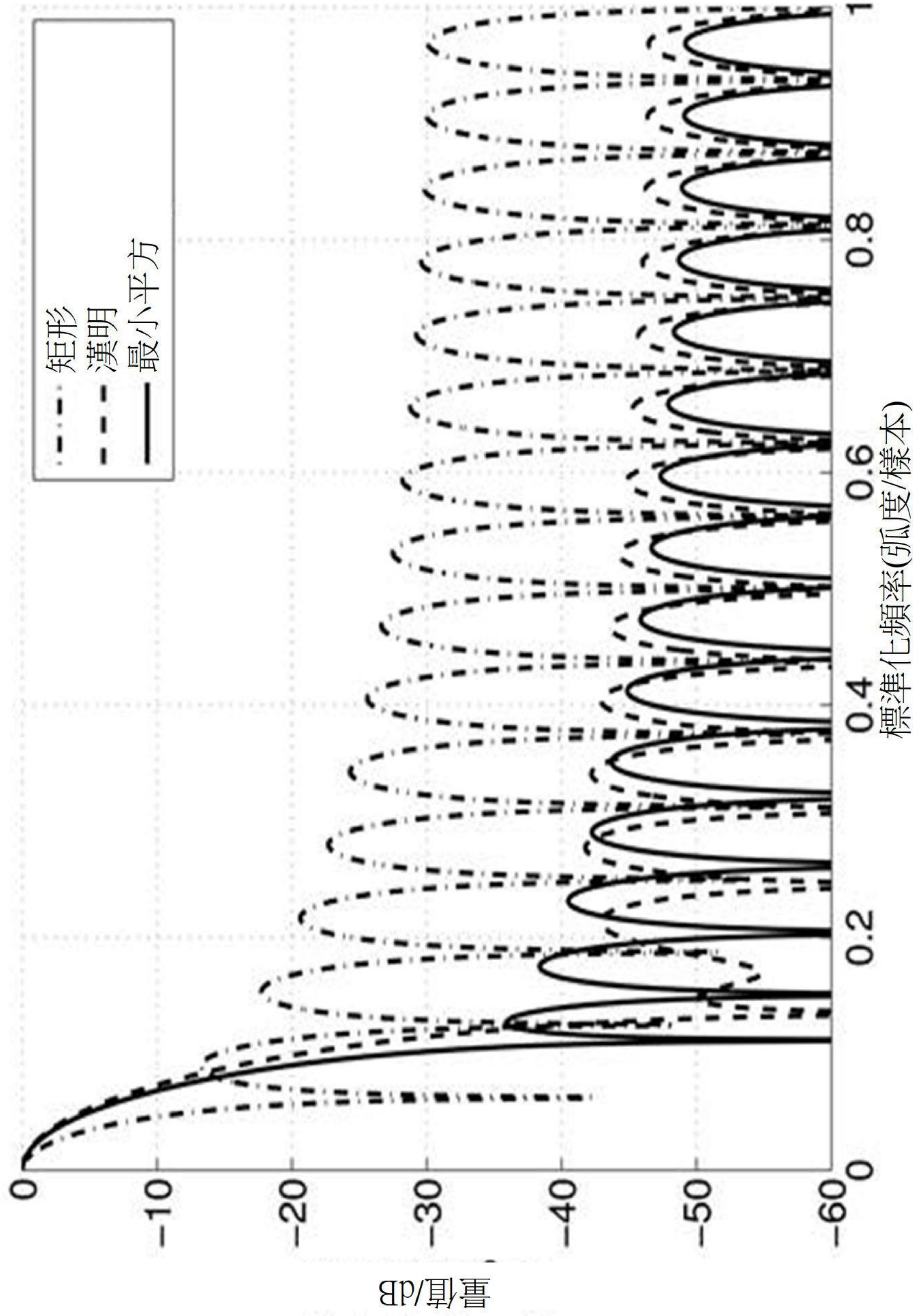
【第25項】

如請求項22之方法，其中該輸入信賴值係二進位。

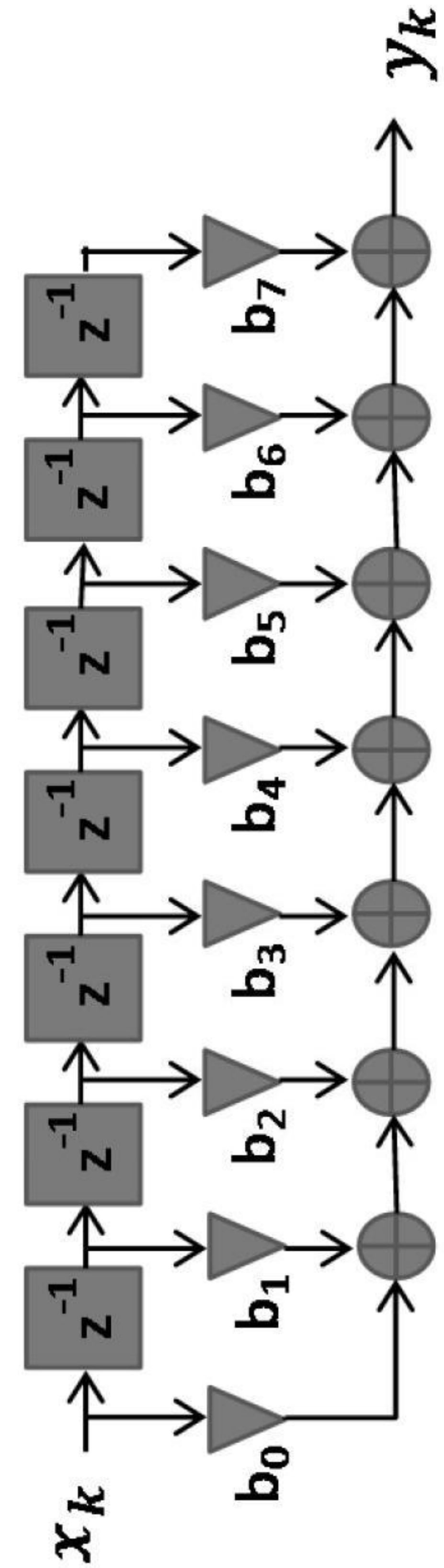
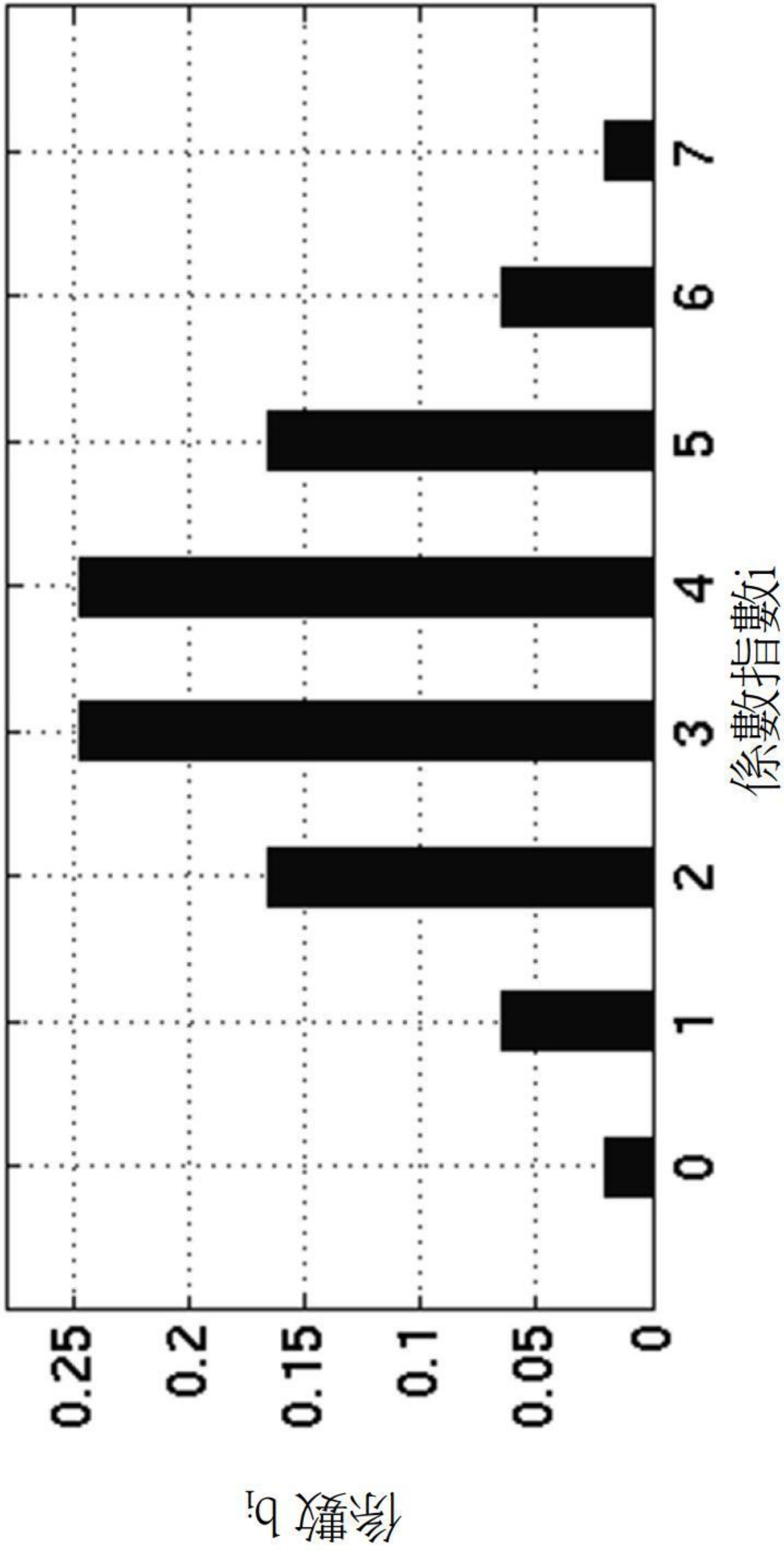
【發明圖式】



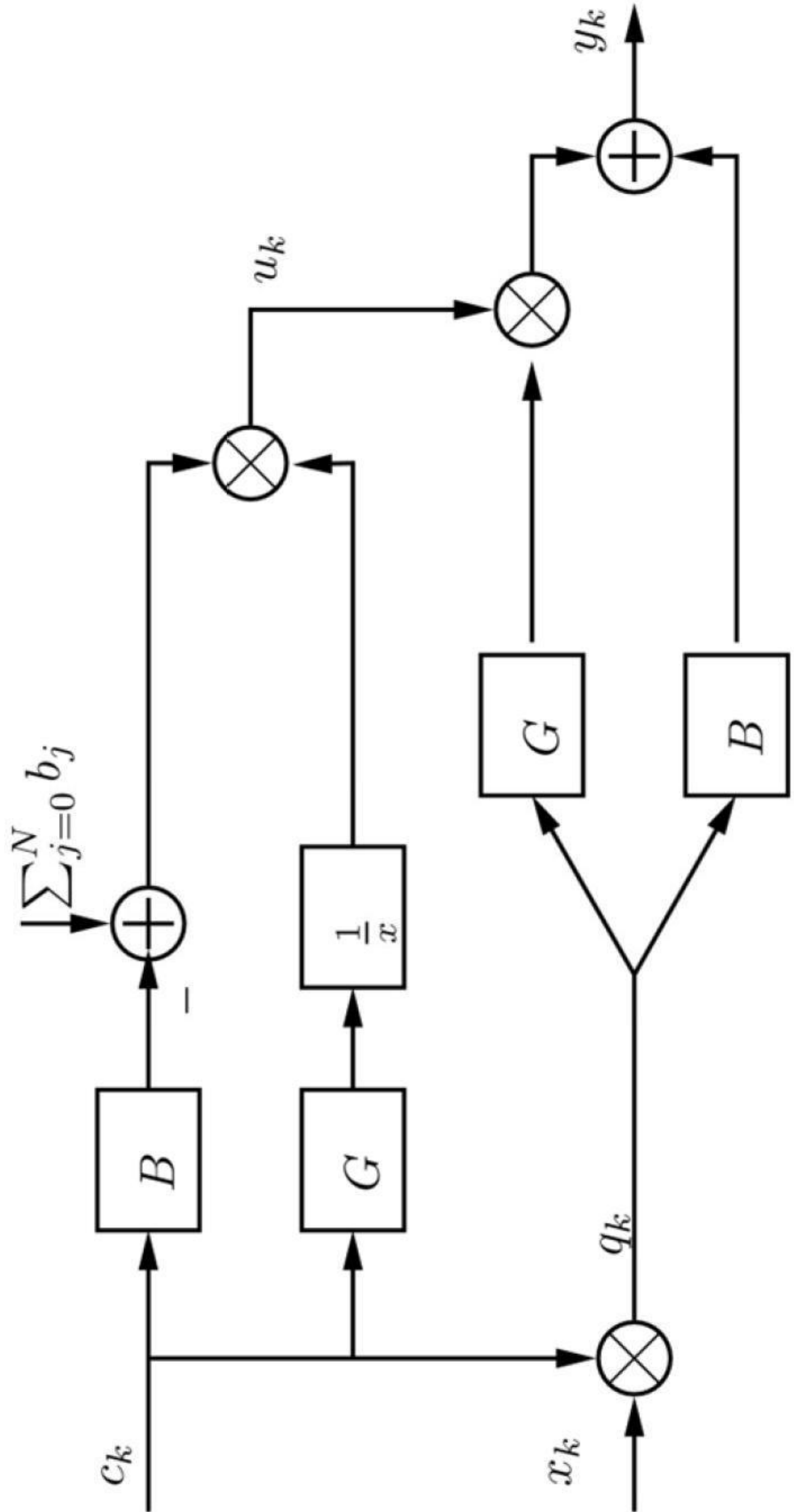
【圖1a】



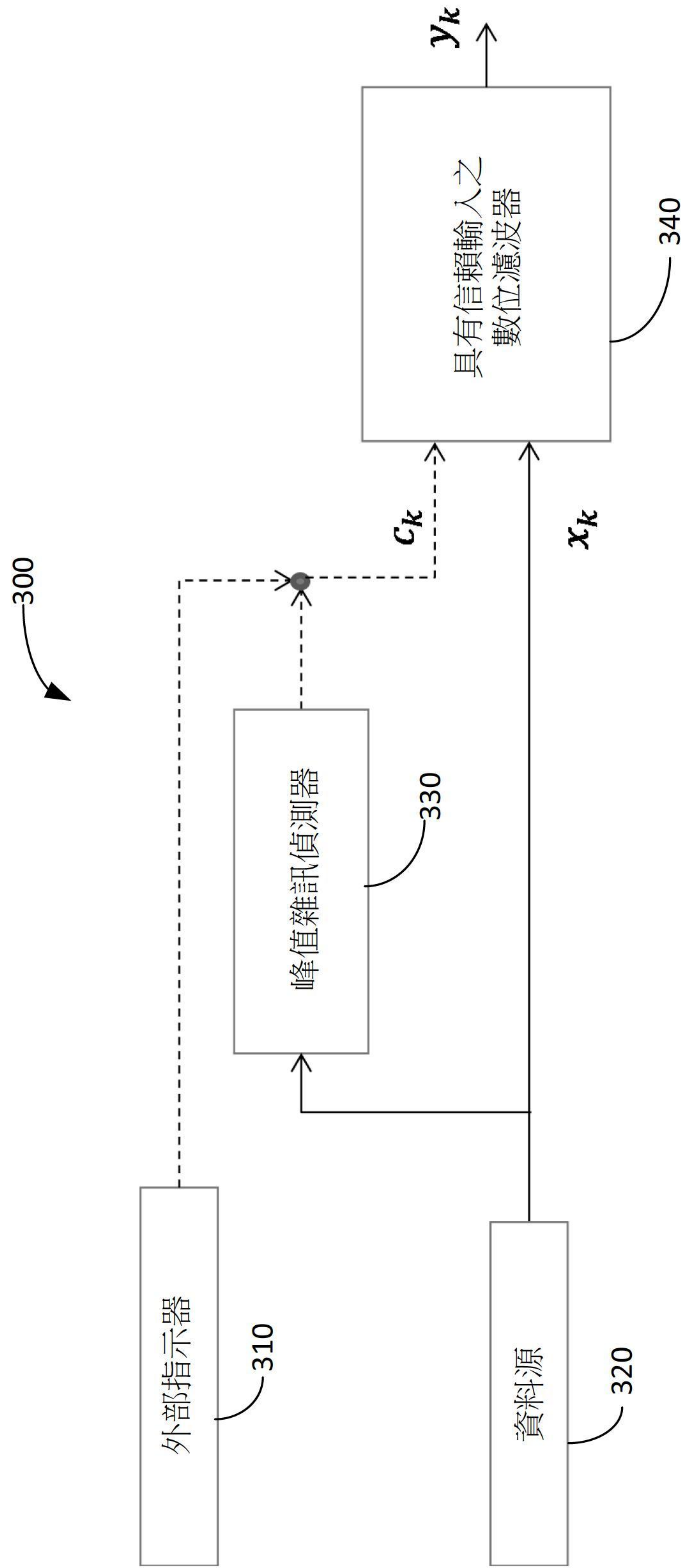
【圖1b】



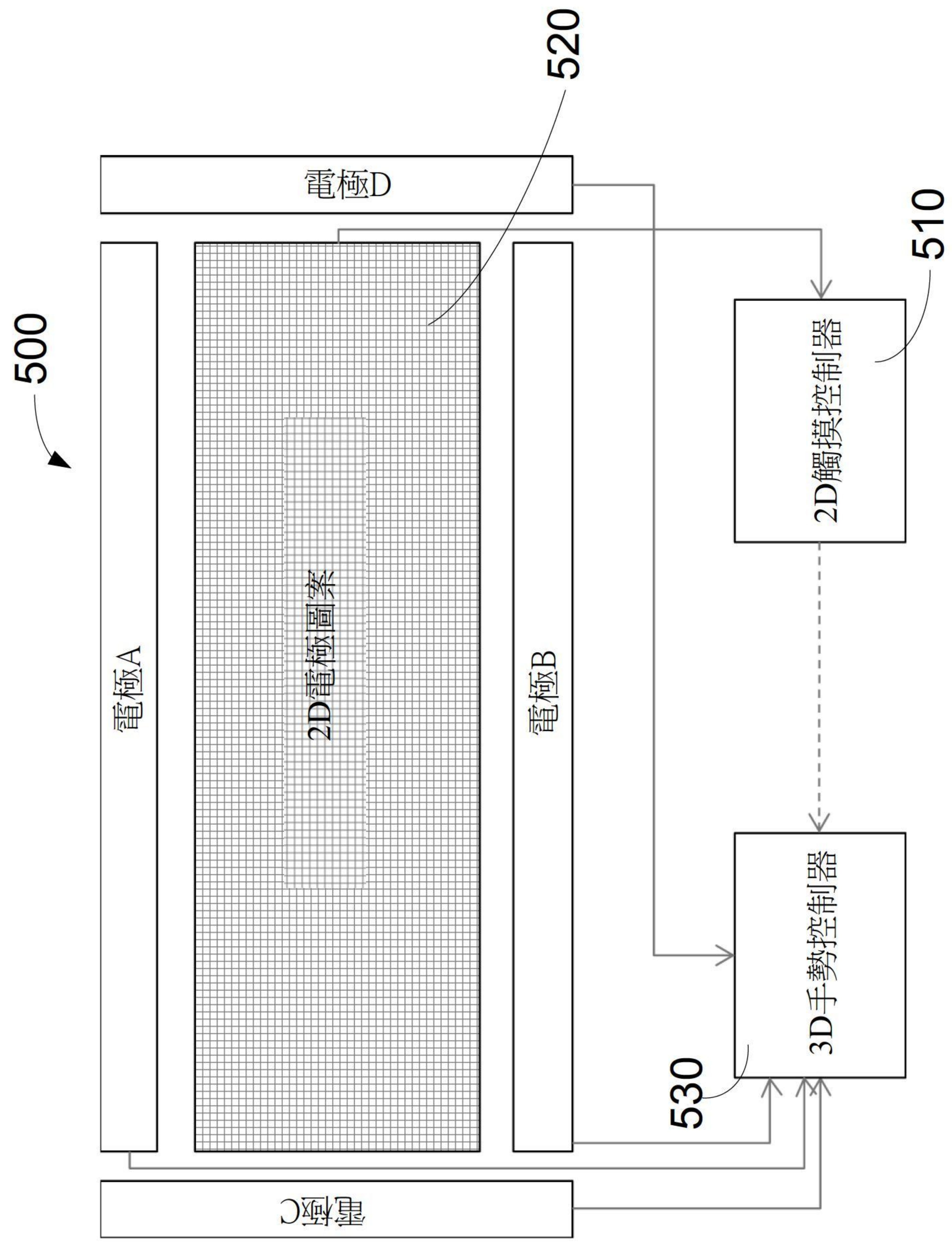
【圖2】



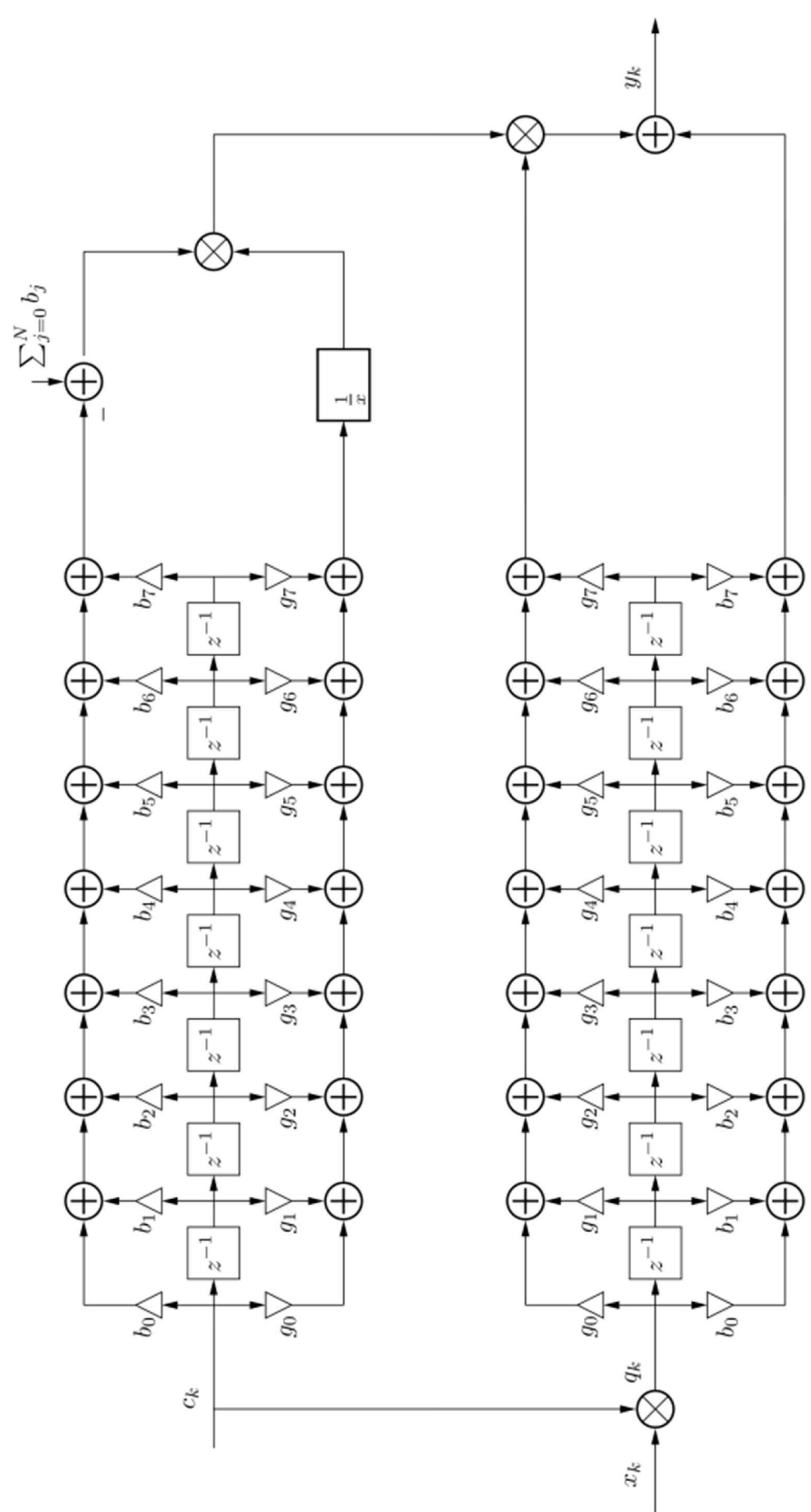
【圖4】



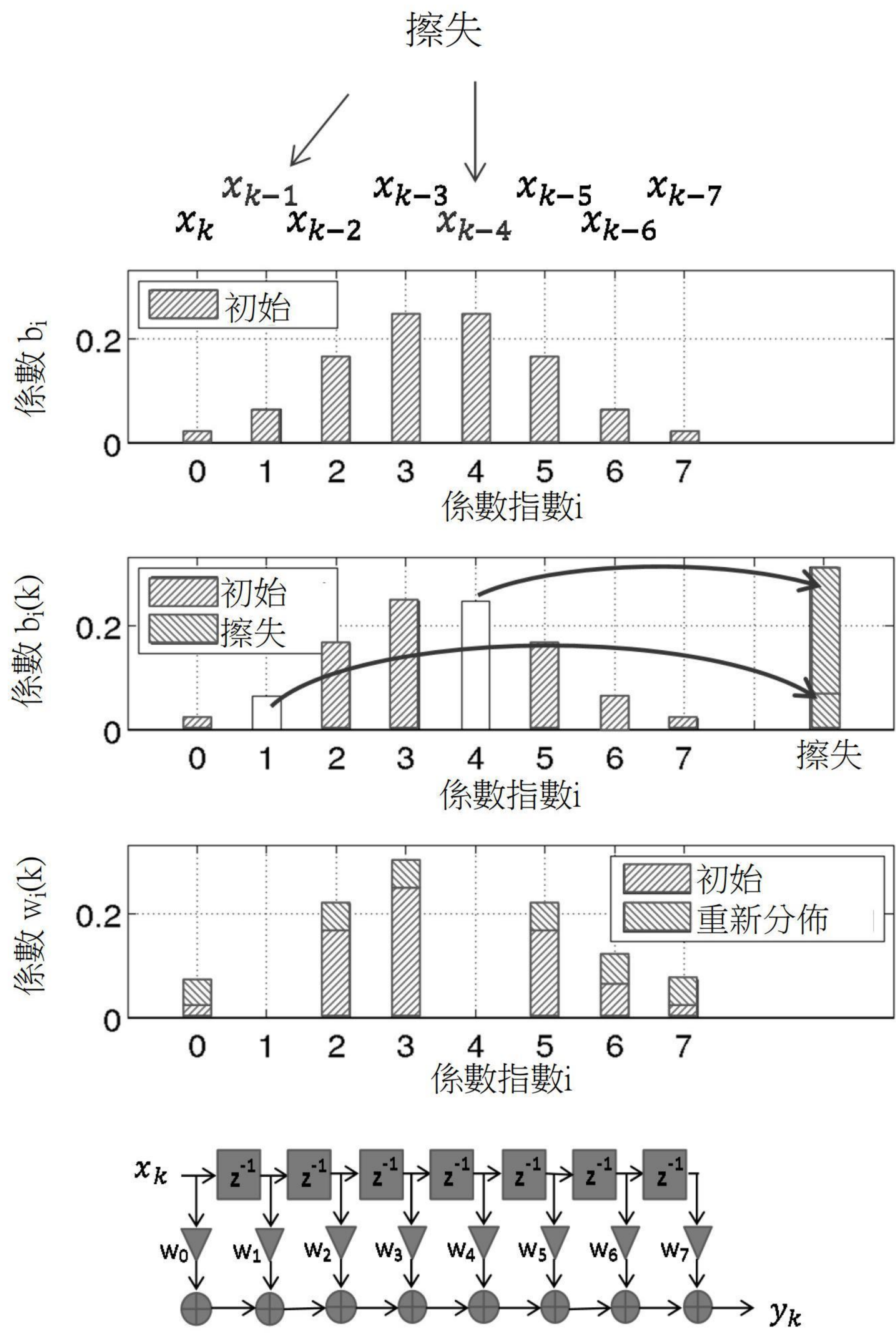
【圖3】



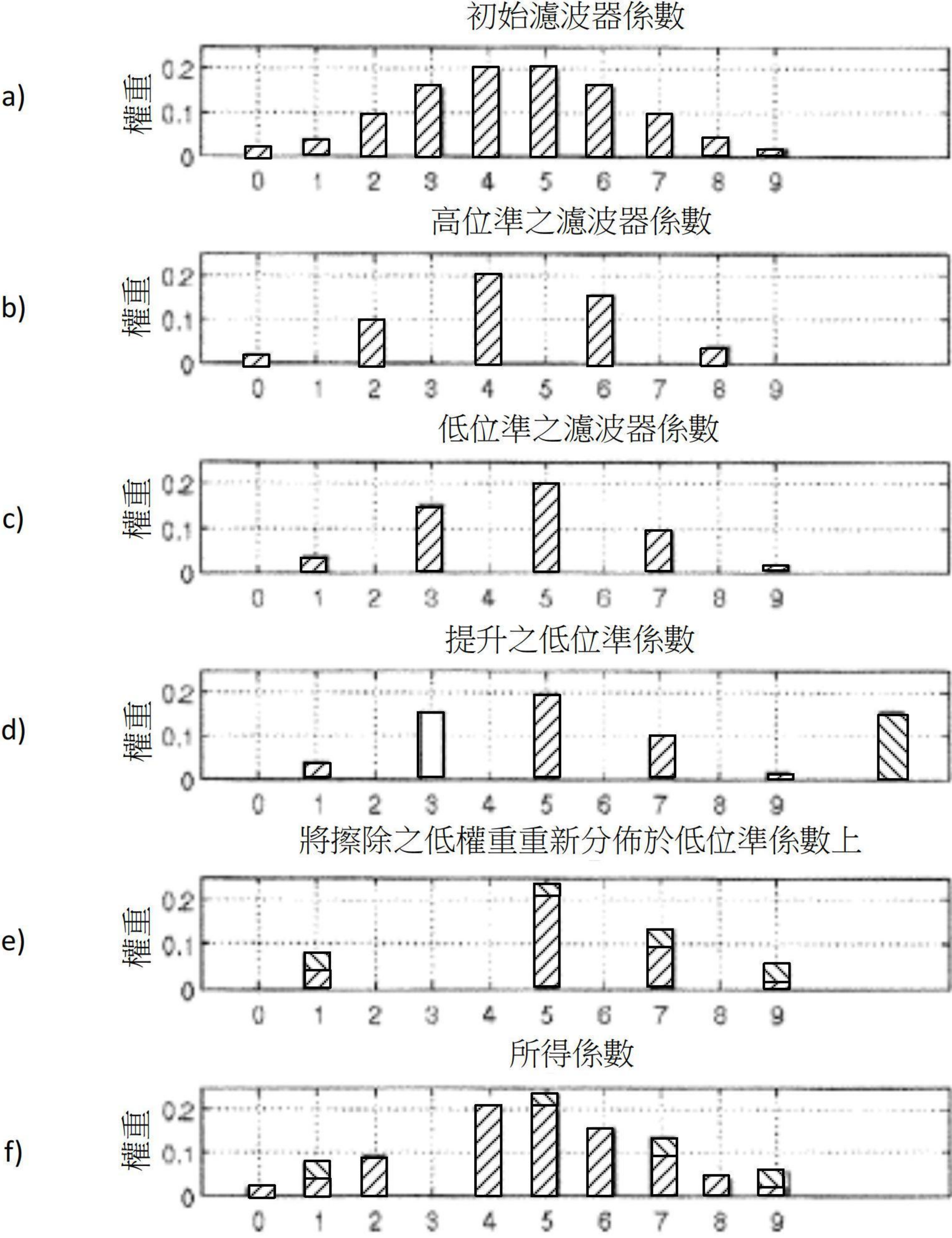
【圖5】



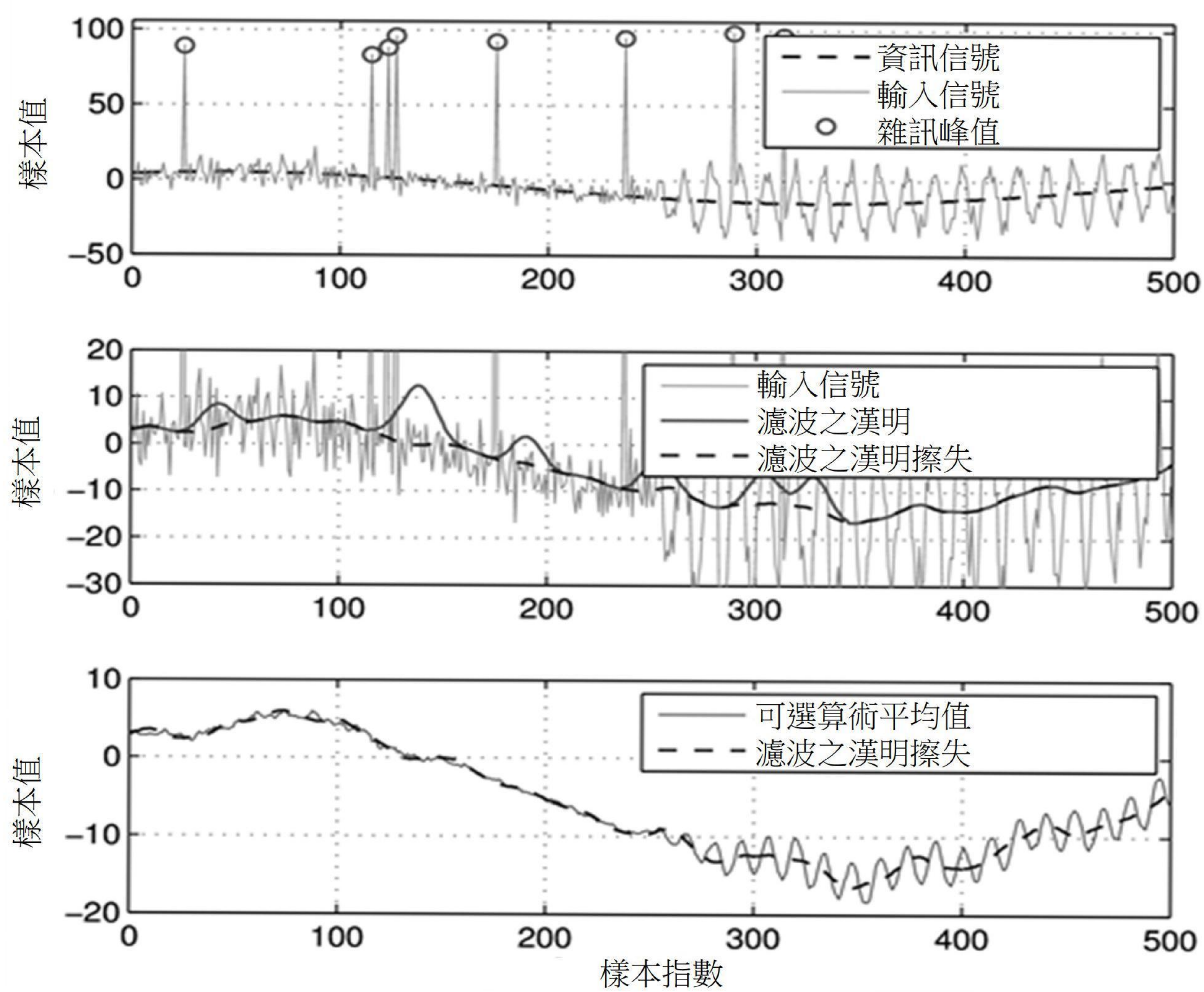
【圖6】



【圖7】



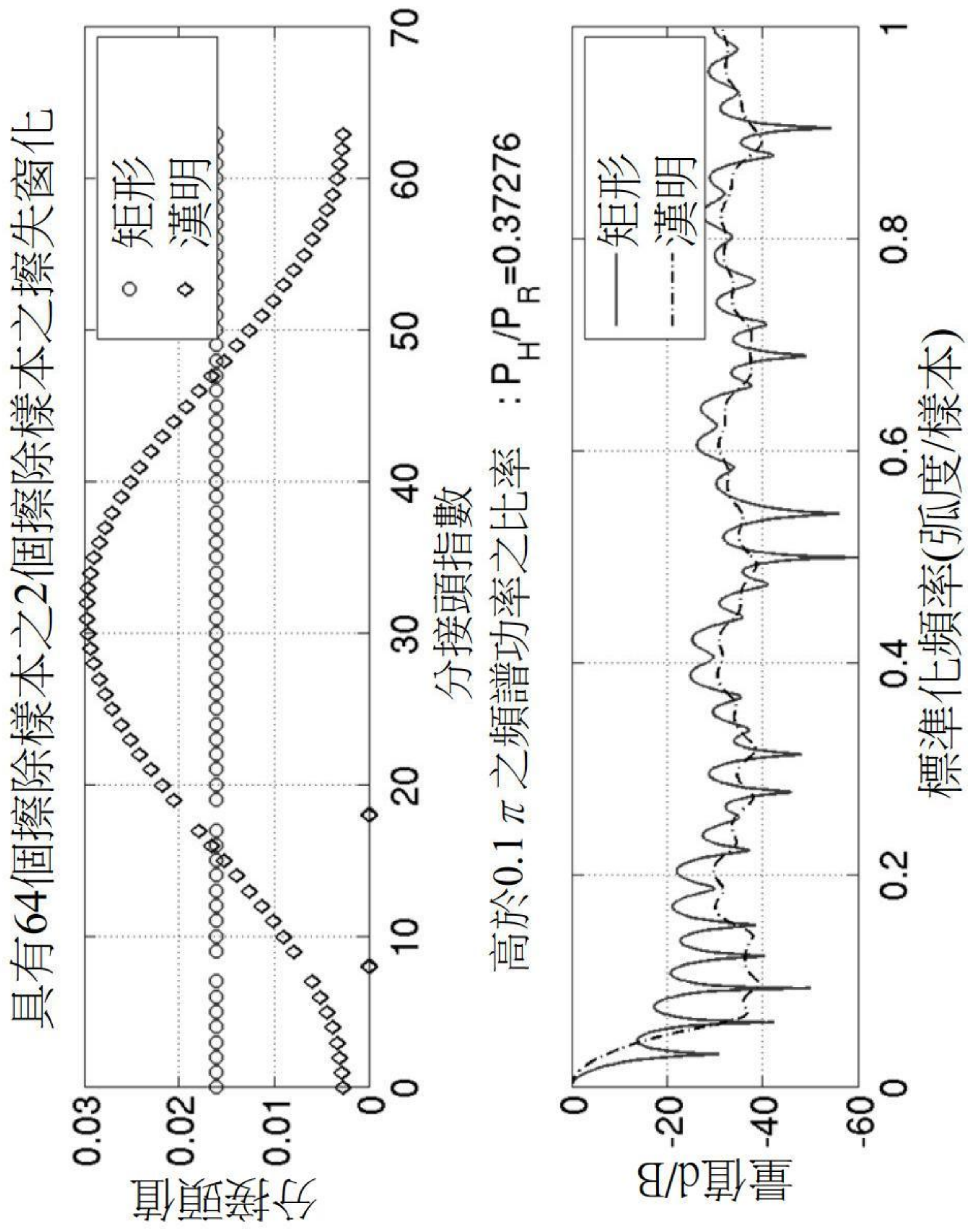
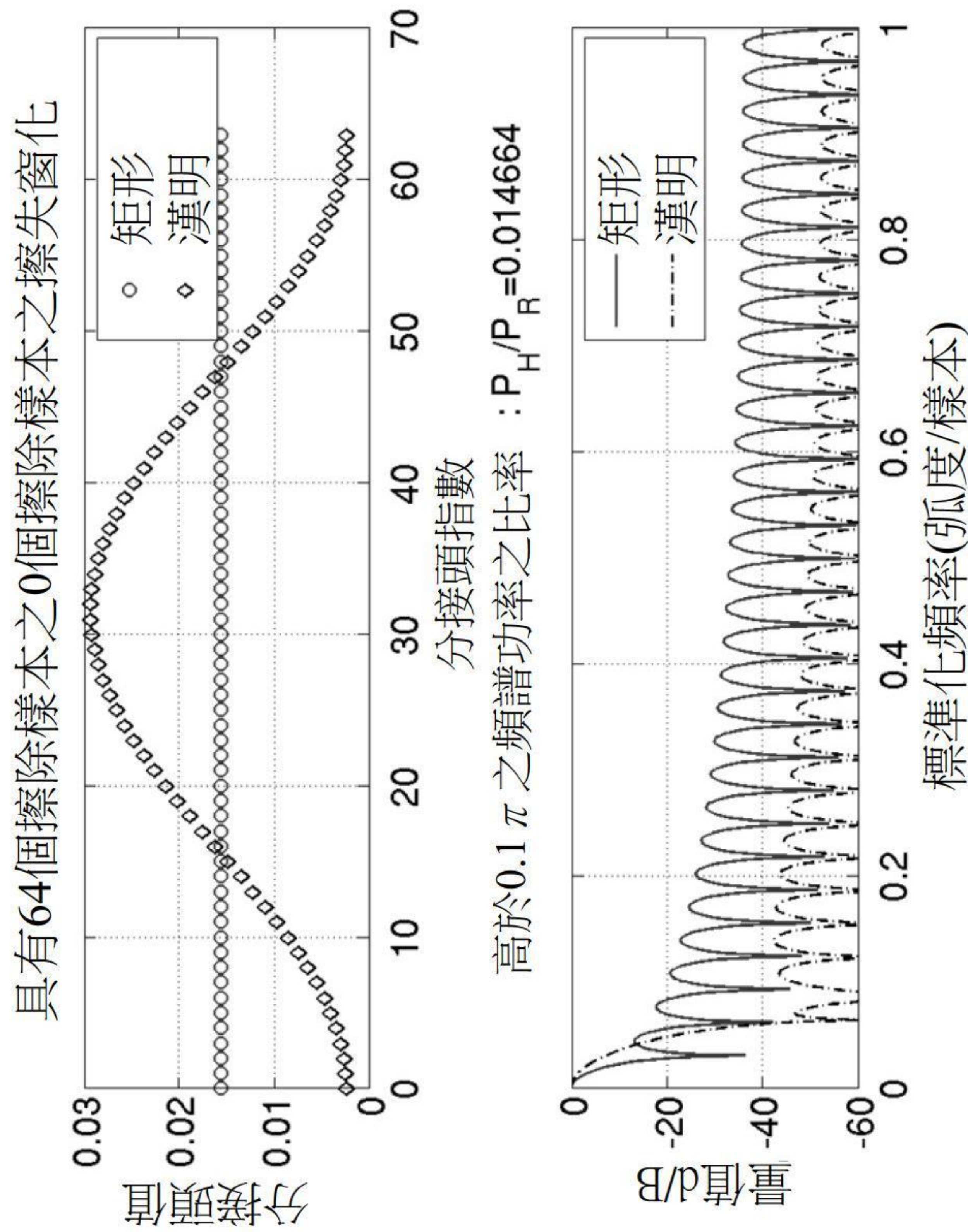
【圖7A】



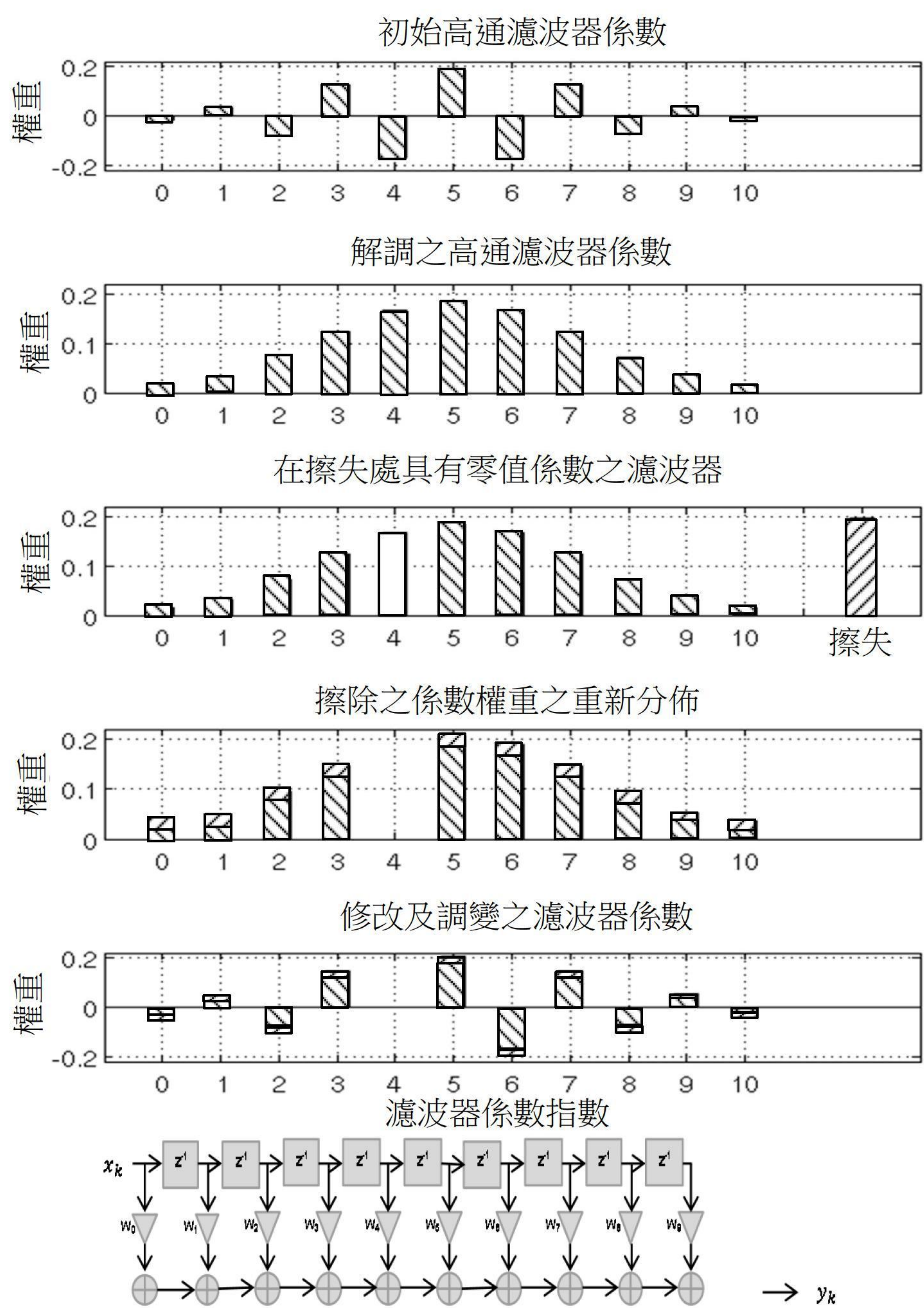
【圖8】

無擦失

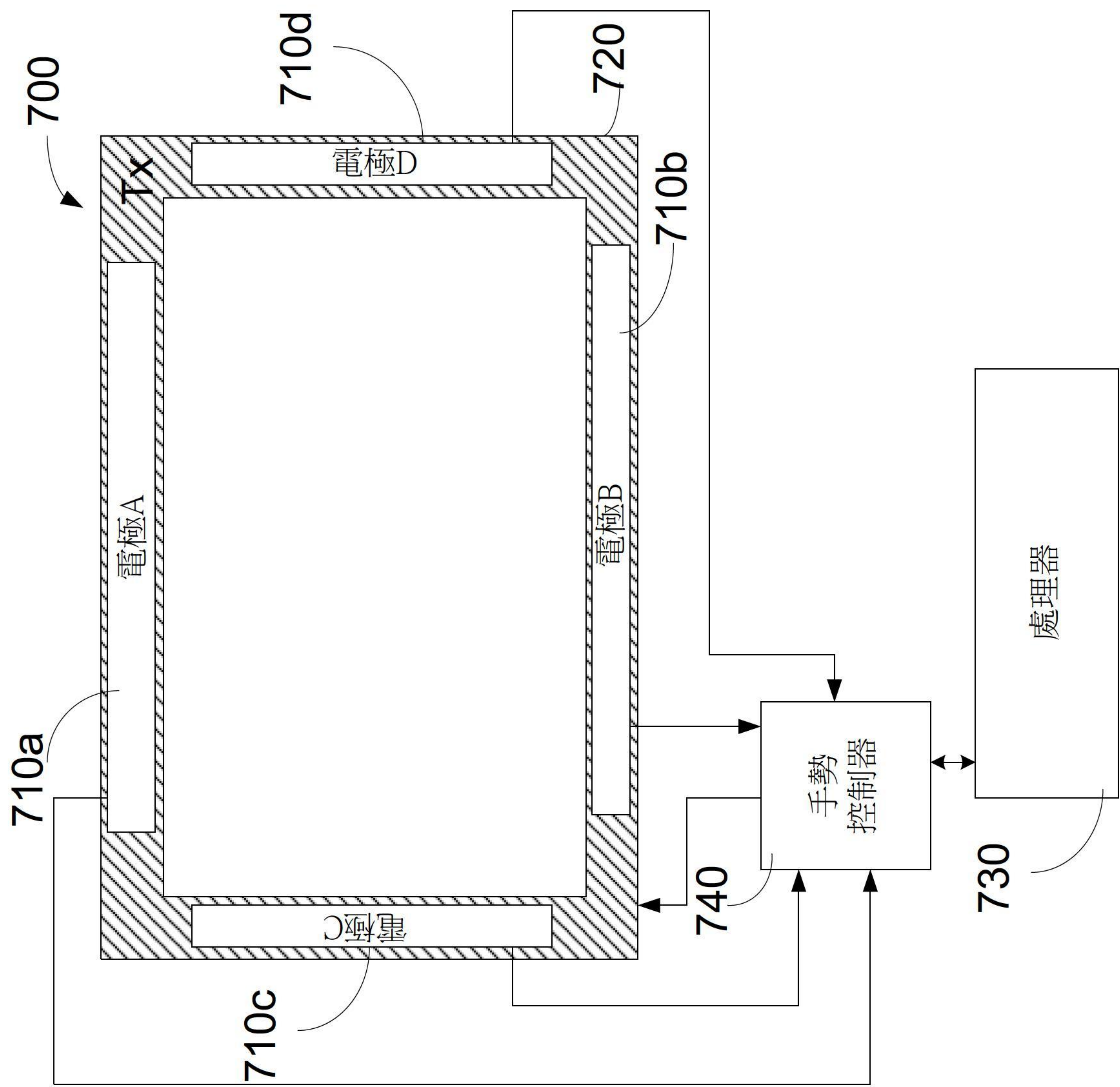
2個擦失



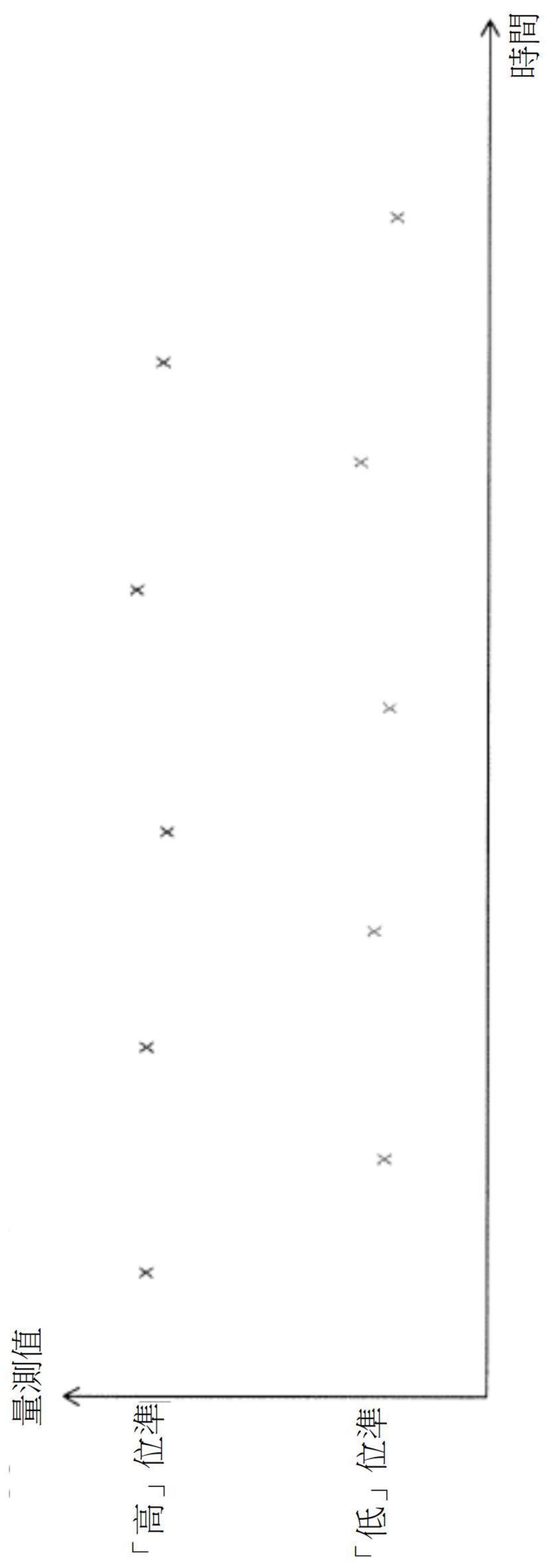
【回】



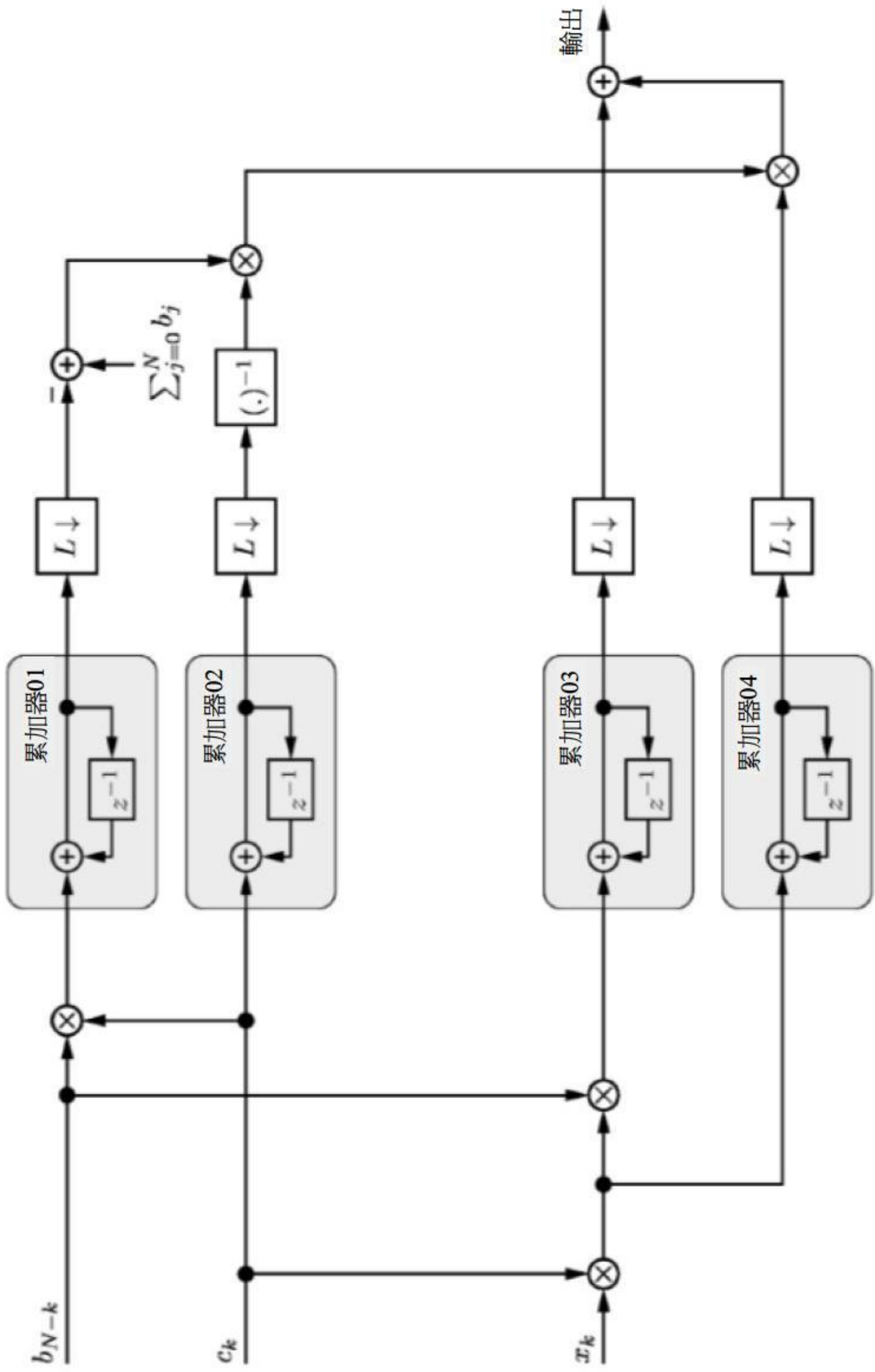
【圖10】



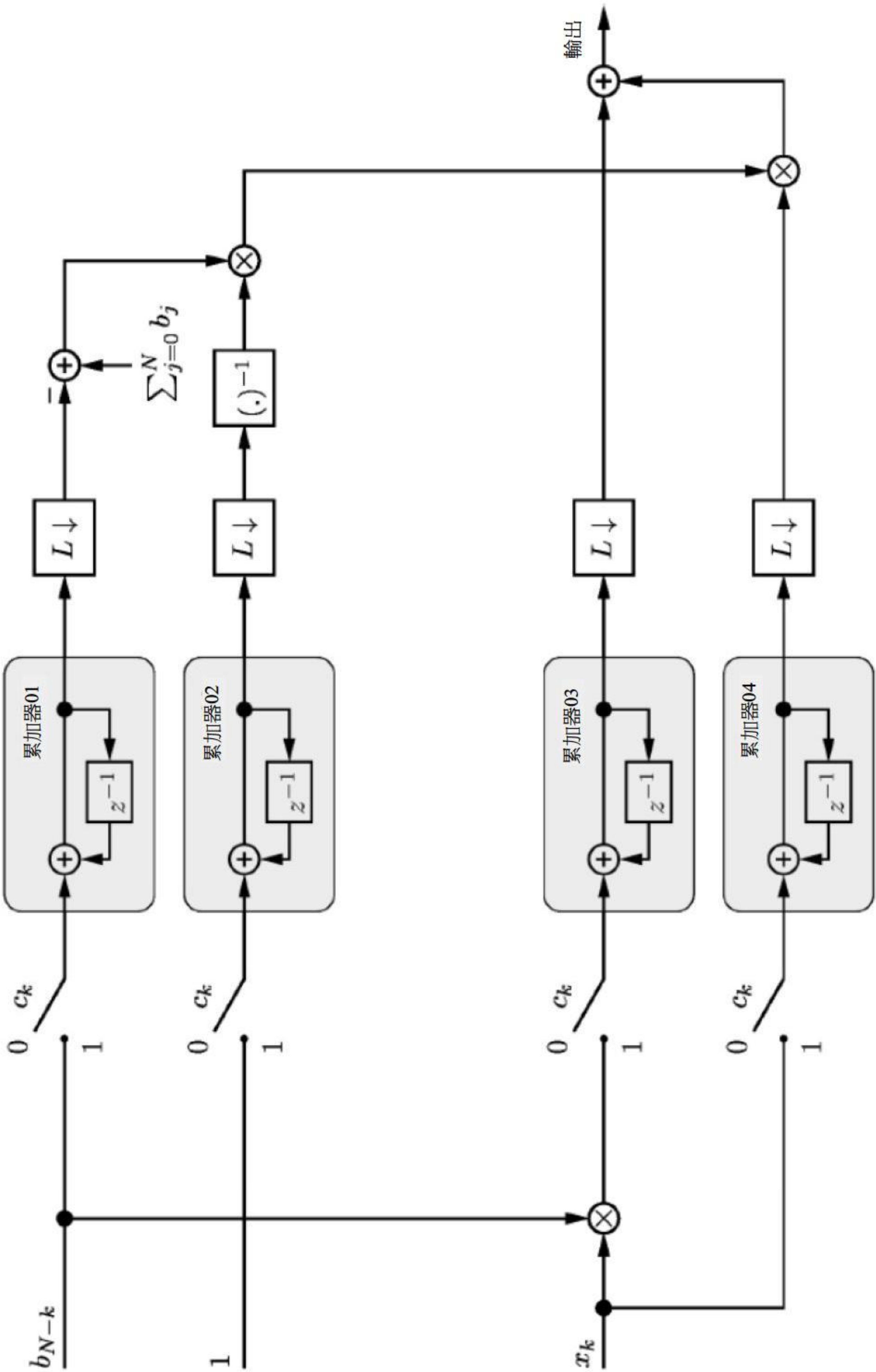
【圖11】



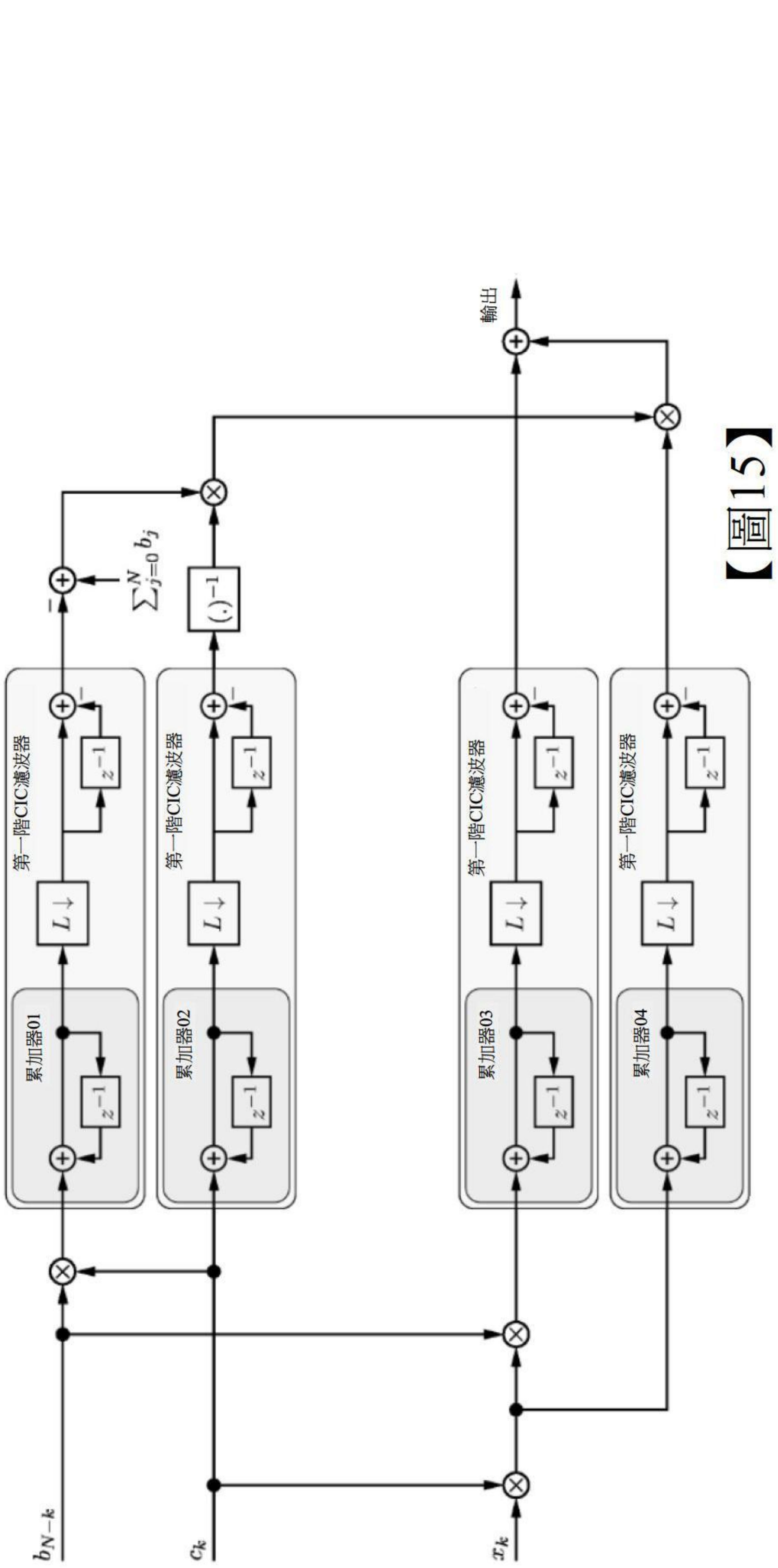
【圖12】



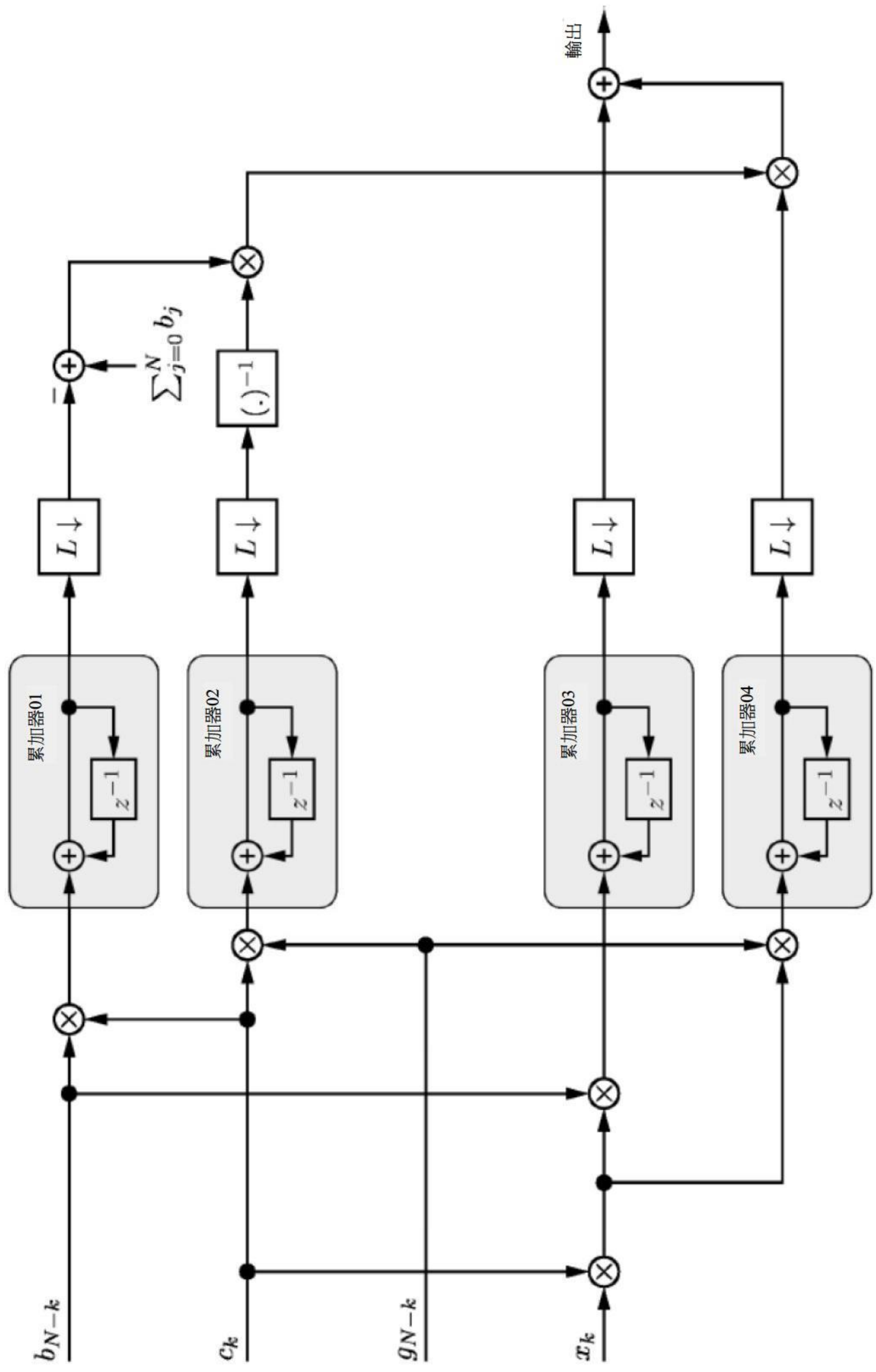
【圖13】



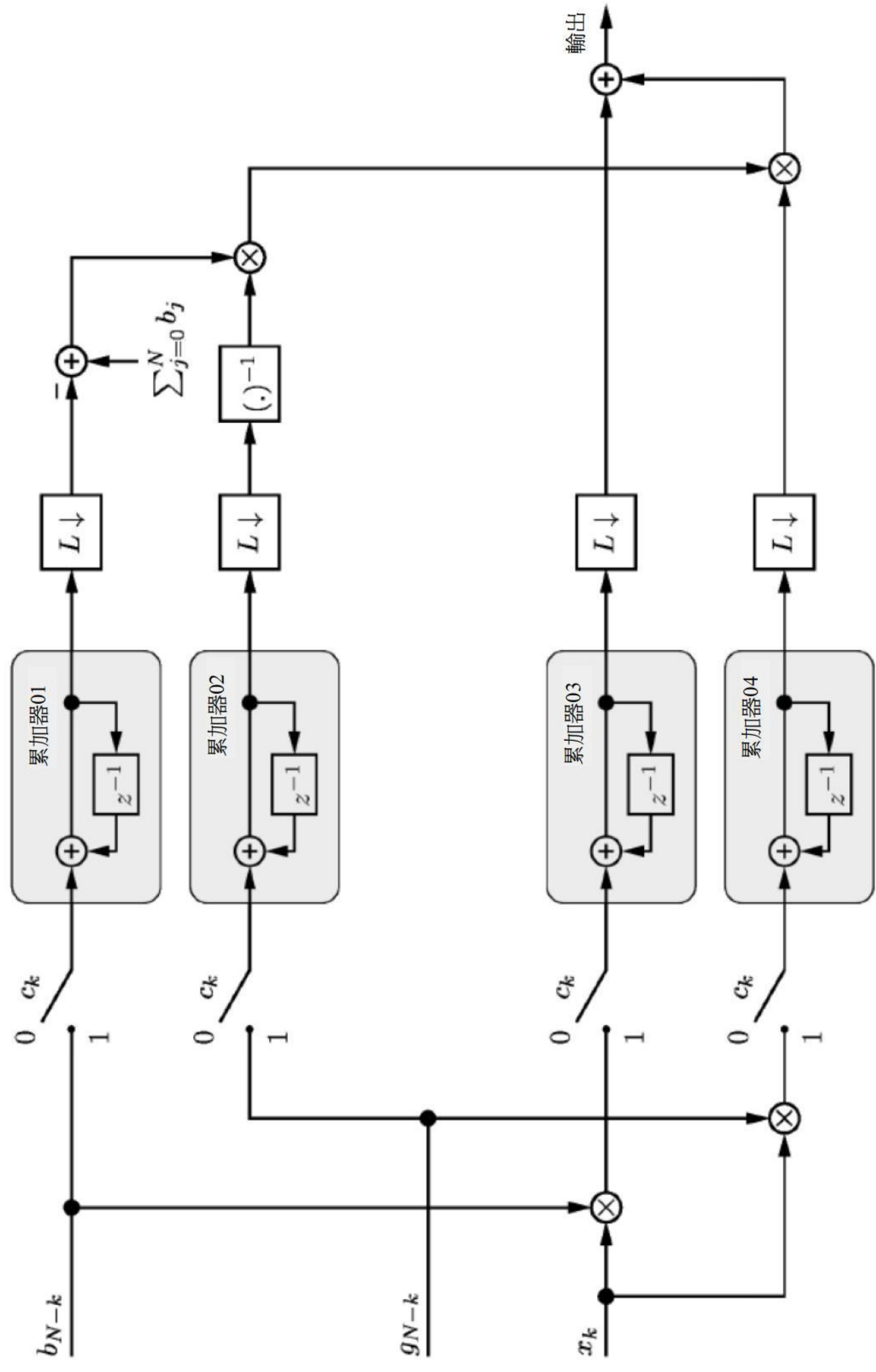
【圖14】



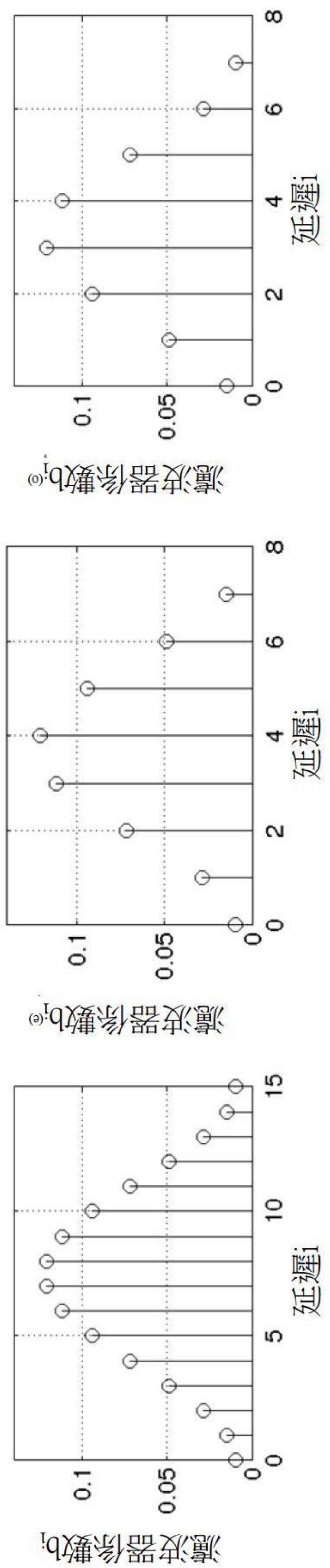
【圖15】



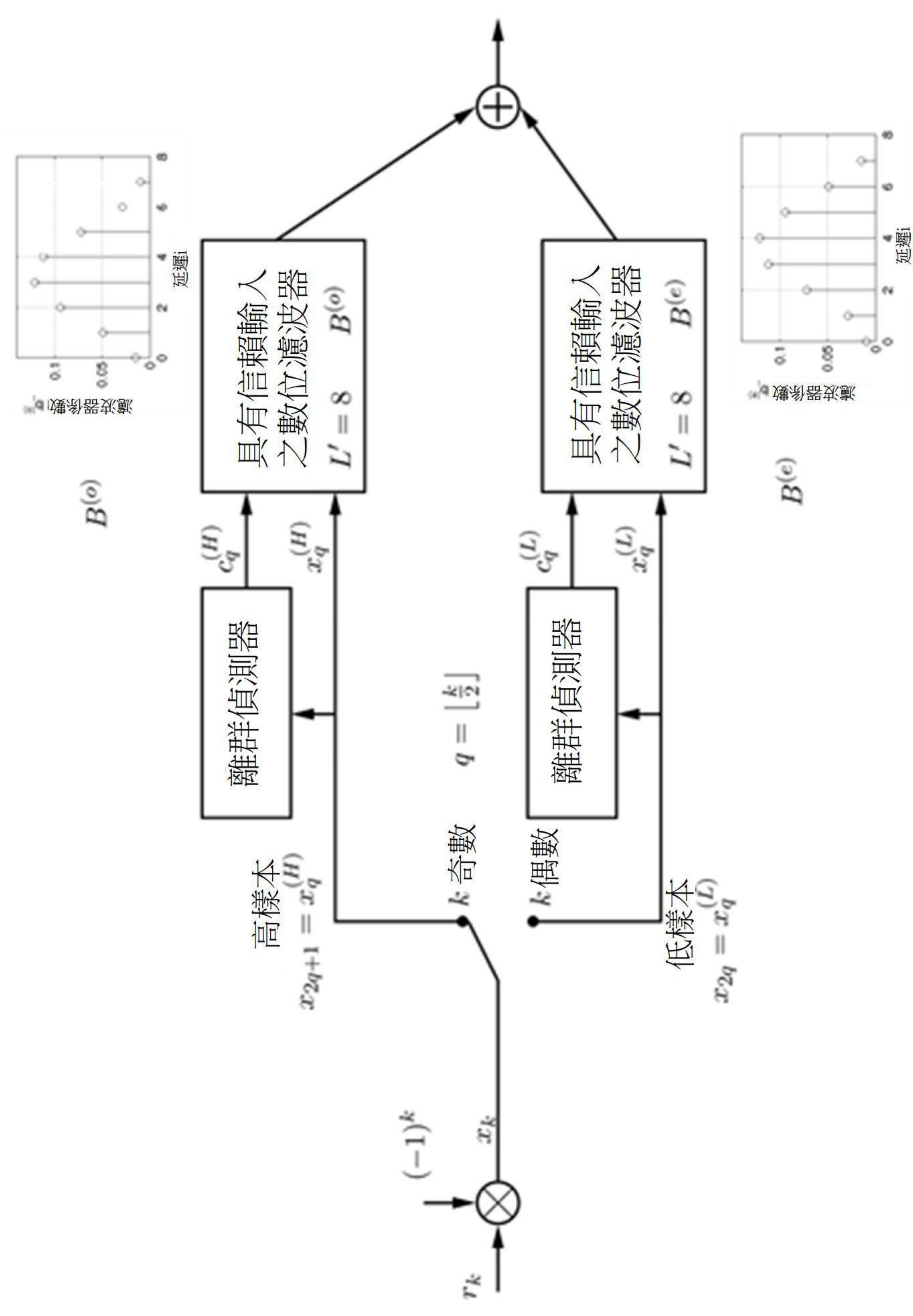
【圖16】



【圖17】



【圖18】



【圖19】