

(21)申請案號：103109342

(22)申請日：中華民國 103 (2014) 年 03 月 14 日

(51)Int. Cl. : **H04B1/16 (2006.01)**

**H03D7/00 (2006.01)**

**H03H17/02 (2006.01)**

(30)優先權：2013/03/15 美國

13/840,266

(71)申請人：晨星半導體股份有限公司 (中華民國) MSTAR SEMICONDUCTOR, INC (TW)  
新竹縣竹北市台元街 26 號 4 樓之 1

(72)發明人：谷溫 強納森 GOWING, JONATHAN (US)；麥可 湯瑪士 MCKAY, THOMAS (US)；歐圖 史蒂芬 ALLOTT, STEPHEN (US)；瓦蘭登 西羅 VALADON, CYRIL (FR)

(74)代理人：祁明輝；林素華；涂綺玲

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：20 項 圖式數：11 共 29 頁

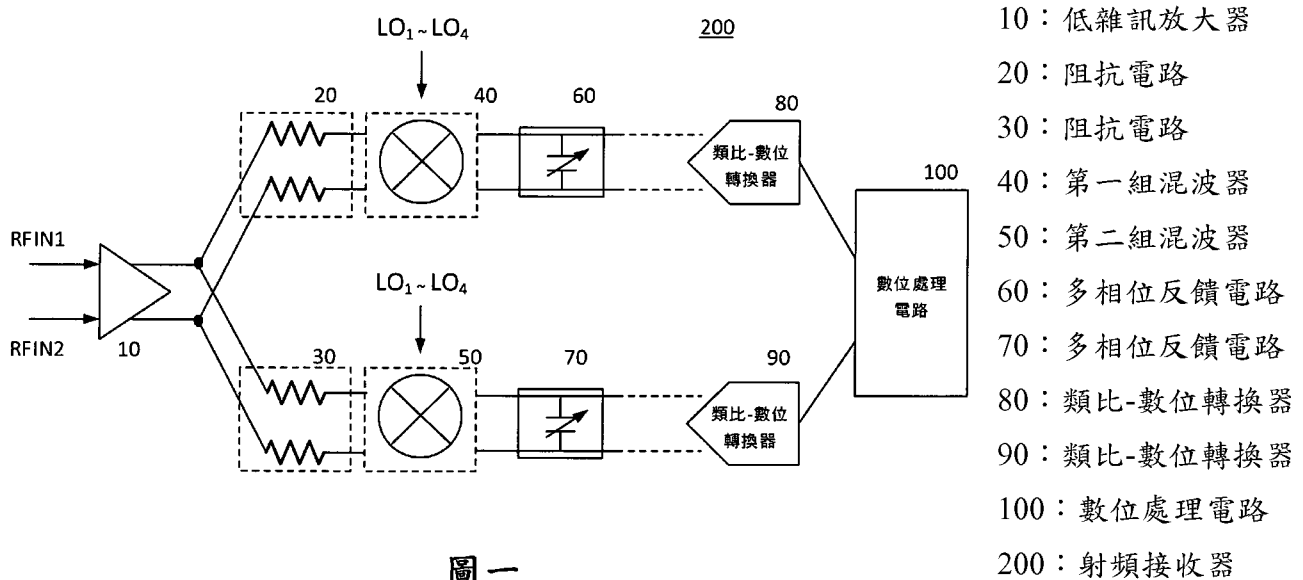
(54)名稱

多模式射頻接收器以及達成其頻率響應對稱性之方法

MULTIMODE RF RECEIVER AND METHOD FOR MAKING SYMMETRICAL FREQUENCY RESPONSE THEREOF

(57)摘要

於本發明之一實施例中，射頻接收器包含一第一混波器與一第二混波器。第一混波器為一同相混波器，第二混波器為一正交混波器，用以將射頻信號降頻轉換。一阻抗電路係設置於第一混波器和第二混波器之間，用以將不同路徑去耦合，進而提升射頻接收器的頻率響應之對稱性。於本發明之另一實施例中，射頻接收器包含具有至少一複數係數的數位濾波器。此數位濾波器具有不對稱的頻率響應，且可被用以補償射頻接收器另一個具有不對稱頻率響應的濾波器。



圖一

(21)申請案號：103109342

(22)申請日：中華民國 103 (2014) 年 03 月 14 日

(51)Int. Cl. : **H04B1/16 (2006.01)**

**H03D7/00 (2006.01)**

**H03H17/02 (2006.01)**

(30)優先權：2013/03/15 美國

13/840,266

(71)申請人：晨星半導體股份有限公司 (中華民國) MSTAR SEMICONDUCTOR, INC (TW)  
新竹縣竹北市台元街 26 號 4 樓之 1

(72)發明人：谷溫 強納森 GOWING, JONATHAN (US)；麥可 湯瑪士 MCKAY, THOMAS (US)；歐圖 史蒂芬 ALLOTT, STEPHEN (US)；瓦蘭登 西羅 VALADON, CYRIL (FR)

(74)代理人：祁明輝；林素華；涂綺玲

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：20 項 圖式數：11 共 29 頁

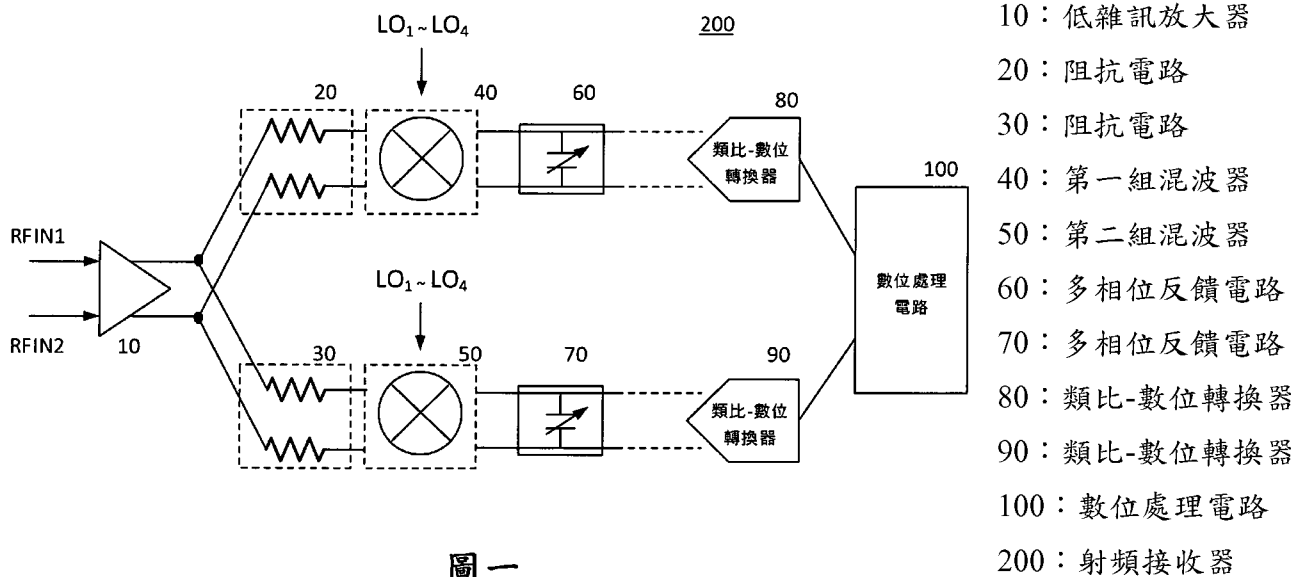
(54)名稱

多模式射頻接收器以及達成其頻率響應對稱性之方法

MULTIMODE RF RECEIVER AND METHOD FOR MAKING SYMMETRICAL FREQUENCY RESPONSE THEREOF

(57)摘要

於本發明之一實施例中，射頻接收器包含一第一混波器與一第二混波器。第一混波器為一同相混波器，第二混波器為一正交混波器，用以將射頻信號降頻轉換。一阻抗電路係設置於第一混波器和第二混波器之間，用以將不同路徑去耦合，進而提升射頻接收器的頻率響應之對稱性。於本發明之另一實施例中，射頻接收器包含具有至少一複數係數的數位濾波器。此數位濾波器具有不對稱的頻率響應，且可被用以補償射頻接收器另一個具有不對稱頻率響應的濾波器。



圖一

## 發明摘要

※ 申請案號：103109742

※ 申請日：103. 3. 14

※IPC 分類：H04B 1/6 (2006.01)

H03D 7/00 (2006.01)

H03H 17/02 (2006.01)

【發明名稱】(中文/英文)

多模式射頻接收器以及達成其頻率響應對稱性之方法

MULTIMODE RF RECEIVER AND METHOD FOR MAKING

SYMMETRICAL FREQUENCY RESPONSE THEREOF

【中文】

於本發明之一實施例中，射頻接收器包含一第一混波器與一第二混波器。第一混波器為一同相混波器，第二混波器為一正交混波器，用以將射頻信號降頻轉換。一阻抗電路係設置於第一混波器和第二混波器之間，用以將不同路徑去耦合，進而提升射頻接收器的頻率響應之對稱性。於本發明之另一實施例中，射頻接收器包含具有至少一複數係數的數位濾波器。此數位濾波器具有不對稱的頻率響應，且可被用以補償射頻接收器另一個具有不對稱頻率響應的濾波器。

【英文】

One aspect of the present invention includes a radio frequency (RF) receiver having a first mixer and a second mixer. The first mixer may be an I-mixer and the second mixer a Q-mixer for downconverting the received RF signal. An impedance circuit is disposed between the first mixer and the second mixer to decouple the channels. In another aspect of present invention, the RF receiver includes a digital filter having at least one complex coefficient. The digital filter exhibits asymmetrical frequency response, and may be used to compensate the asymmetrical frequency response of another filter in the RF receiver.

**【代表圖】**

**【本案指定代表圖】**：第（ 一 ）圖。

**【本代表圖之符號簡單說明】**：

100：數位處理電路

10：低雜訊放大器

20、30：阻抗電路

40：第一組混波器

50：第二組混波器

60、70：多相位反饋電路

80、90：類比-數位轉換器

200：射頻接收器

**【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】**：無

# 發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

## 【發明名稱】(中文/英文)

多模式射頻接收器以及達成其頻率響應對稱性之方法

MULTIMODE RF RECEIVER AND METHOD FOR MAKING  
SYMMETRICAL FREQUENCY RESPONSE THEREOF

## 【技術領域】

【0001】本發明與射頻通訊設備相關，尤其相關於具有混波器的射頻接收器，例如行動電話和無線區域網路接收器。

## 【先前技術】

【0002】本發明與美國第 8,121,577 號專利相關，該專利之內容被並列為本申請案的參考資料。

【0003】射頻通訊系統所包含之射頻接收器係用以接收透過特定射頻通道(例如透過一目標頻段內之一目標中心頻率)傳送的射頻信號。射頻接收器的功能之一是排除頻率在目標頻段之外的信號。鄰近目標頻段的射頻信號尤其難以處理。

【0004】透過混波器，超外差(super-heterodyning)射頻接收器以一本地振盪信號對射頻信號施以混波，藉此將射頻信號降頻轉換為較低頻的中頻信號。一般而言，相較於射頻頻率，在中頻頻率濾除多餘的信號較為容易。

【0005】相對地，直接降頻轉換接收器用於混波的本地振盪信號則是具有射頻信號之載波頻率，其混波結果為一基頻信號。

【0006】另有一種利用混波器的降頻轉換稱為正交降頻轉換。正交降頻轉換根據射頻輸入信號產生兩個降頻轉換後信號。一同相混波器將射頻輸入信號與一第一本地振盪信號混波，產生一實部降頻轉換後信號(I 信

號)。一正交混波器將射頻輸入信號與一第二本地振盪信號混波，產生一虛部降頻轉換後信號(Q 信號)。該第一及第二本地振盪信號的相位差為九十度。兩個互為正交的降頻轉換後信號之相位差亦為九十度。

【0007】除了目標信號之外，混波器還會額外產生鏡像信號。鏡像信號可透過射頻濾波及/或中頻濾波被移除。舉例而言，可利用帶通濾波令目標信號通過並移除干擾信號，或是利用陷波濾波(notch filtering)消除在特定頻率的干擾信號。

【0008】射頻接收器的另一個問題是旁頻帶(sideband)的增益不對稱性。隨著頻率的變化，目標頻段中的射頻輸入信號可能會被施以不同的振幅增益。舉例而言，較高頻的信號之放大量可能不同於較低頻的信號之放大量。

【0009】帶通濾波器的品質因數(quality factor)是濾波器移除干擾信號之能力指標，其定義為濾波器之中心頻率兩側的頻寬。

【0010】美國第 8,121,577 號專利揭露了一種內建於混波器中的濾波器。該系統中的混波器輸出端係連接至一多相反饋電路(polyphase reactive circuit)，例如一電容。混波器將射頻輸入信號與本地振盪信號混波，並將多相反饋電路的阻抗轉換為混波器的輸入阻抗。在輸入信號來自於具有高阻抗之信號源(例如電流源)時，該混波器提供對應於一阻抗峰值的高品質因數阻抗響應。將該高品質因數阻抗響應應用於接收路徑中的射頻帶通濾波器，能增進接收器的選擇能力(selectivity)，取代表面聲波(surface acoustic wave, SAW)濾波器或其他射頻濾波器。

【0011】對無線通訊應用而言，接收器所通常係用以接收符合 2G、3G 和 4G 等無線傳輸標準的射頻信號。2G 標準係指歐洲電信標準組織(ETSI)制訂的第二代行動電話標準--全球行動通訊系統(GSM)標準。所謂 3G 標準則是指國際電信聯盟(ITU)制訂的第三代國際行動電信(IMT-2000)標準。4G 標準包含長期演進(long term evolution, LTE)標準。2G、3G 和 4G

等名稱的定義並未統一，且可各自包含多種無線通訊標準。舉例而言，LTE 和 WiMax 皆可被涵蓋於 4G 技術。在中國地區，3G 標準可包含通用移動通訊系統(Universal Mobile Telecommunications, UMTS)系統、寬頻分碼多址(WCDMA)系統，以及分時-同步分碼多址(TD-SCDMA)系統。

【0012】 現代行動電話大多被設計為支援多個前述標準。

## 【發明內容】

【0013】 於本發明之一實施例中，射頻接收器支援多重通訊模式，例如 2G 和 3G。在 2G 模式中，混波器操作在較高的電壓。更明確地說，相較於 3G 模式，在 2G 模式中之本地振盪信號的電壓振幅為兩倍或更高。

【0014】 於本發明之另一實施例中，射頻接收器包含一第一混波器與一第二混波器。第一混波器為一同相混波器，第二混波器為一正交混波器，用以將輸入射頻信號降頻轉換。一阻抗電路係設置於第一混波器和第二混波器之間，用以將不同路徑去耦合，進而提升射頻接收器的頻率響應之對稱性。

【0015】 於本發明之另一實施例中，射頻接收器包含具有至少一複數係數的數位濾波器。此數位濾波器具有不對稱的頻率響應，且可被用以補償射頻接收器另一個具有不對稱頻率響應的濾波器。該另一濾波器包含混波器及耦接至混波器輸出端之一多相位反饋電路。

## 【圖式簡單說明】

### 【0016】

圖一係繪示根據本發明之一實施例中的射頻接收器。

圖二係繪示第一組混波器 40 和多相位反饋電路 60 的細部電路範例。

圖三呈現四個相位不同的本地振盪信號。

圖四係繪示同相混波器 130 和正交混波器 140 的一種實施例。

圖五係繪示多相位反饋電路 60\_I 之一實施例。

圖六係繪示包含一數位前端或數位前端模組 300 及一解調單元 400 的數位處理電路 100。

圖七呈現一種令整形濾波器 320 為串接一對稱 FIR 階段 321 和一不對稱 FIR 階段 322 的典型實施方式。

圖八係繪示令整形濾波器 320 包含複數不對稱 FIR 階段 323 的實施例。

圖九係繪示複數不對稱 FIR 階段 323 的一種實施範例。

圖十係繪示結合具有對稱頻率響應的數位基頻濾波器後會產生的頻率響應範例。

圖十一係繪示結合具有不對稱頻率響應的數位基頻濾波器後會產生的頻率響應範例。

## 【實施方式】

【0017】於本發明之一實施例中，射頻接收器支援多種無線傳輸標準，例如 2G 和 3G。舉例而言，接收器可在毋需關閉任一混波器及/或送入混波器之時脈信號的情況下支援多種標準。

【0018】本發明之一實施例為繪示於圖一的射頻接收器 200，其中的信號為差動信號。射頻接收器 200 的前端包含一低雜訊放大器 10，用以放大差動射頻輸入信號 RFIN1、RFIN2。該等射頻輸入信號可為透過天線(未繪示)接收之無線信號。於此實施例中，該等射頻輸入信號為行動電話信號。該等射頻輸入信號亦可為透過電纜或光纖電纜接收之電視信號。

【0019】低雜訊放大器 10 的輸出透過阻抗電路 20 耦接至第一組混波器 40，並透過阻抗電路 30 耦接至第二組混波器 50。雖然此實施例中的低雜訊放大器 10 為單一電路，本發明所屬技術領域中具有通常知識者能理解，低雜訊放大器 10 實際上可包含複數個低雜訊放大器。舉例而言，可



令第一組混波器 40 和第二組混波器 50 中的各個混波器單獨耦接至一低雜訊放大器。

【0020】第一組混波器 40 包含一同相混波器與一正交混波器，用以接收 2G 射頻信號。第二組混波器 50 亦包含一同相混波器與一正交混波器，用以接收 3G 射頻信號。

【0021】美國的通用移動通訊系統(Universal Mobile Telecommunications System, UMTS)網路(通稱為 3G 系統)使用 1850~1910 兆赫上傳資料，使用 1930~1990 兆赫下載資料(WCDMA 1900)。舉例而言，第二組混波器 50 可相對應地被設定在此頻段。美國的 2G 系統或 GSM 系統可操作在 GSM-850 頻段 (採用 824.2~849.25 兆赫為上傳頻段，869.2~894.2 兆赫為下載頻段)。相對應地，第一組混波器 40 可被設計為操作在此頻段。

【0022】如圖一所示，第一組混波器 40 的輸出耦接至多相位反饋電路 60。第二組混波器 50 的輸出耦接至多相位反饋電路 70。

【0023】圖二係繪示第一組混波器 40 和多相位反饋電路 60 的細部電路範例。第一組混波器 40 包含一同相混波器 130 與一正交混波器 140。多相位反饋電路 60 包含多相位反饋電路 60\_I 和多相位反饋電路 60\_Q。同相混波器 130 和正交混波器 140 透過節點 INP1、INP2 接收一組差動輸入信號。同相混波器 130 在節點 IMIXOUT1、IMIXOUT2 提供一組差動輸出信號。正交混波器 140 則是在節點 QMIXOUT1、QMIXOUT2 提供另一組差動輸出信號。輸出節點 IMIXOUT1、IMIXOUT2 係終止於與其耦接的多相位反饋電路 60\_I，輸出節點 QMIXOUT1、QMIXOUT2 則係終止於與其耦接的多相位反饋電路 60\_Q。第二組混波器 50 和多相位反饋電路 70 之相對關係亦類似於圖二所示者。

【0024】同相混波器 130 將放大後信號與具有頻率 LO 之一第一本地振盪信號 LO<sub>1</sub> 混波。正交混波器 140 將放大後信號與同樣具有頻率 LO 之一

第二本地振盪信號  $LO_2$  混波。第一本地振盪信號  $LO_1$  和第二本地振盪信號  $LO_2$  的相位差大約為 90 度。

【0025】同相混波器 130 亦將放大後信號與具有頻率  $LO$  之一第三本地振盪信號  $LO_3$  混波。正交混波器 140 亦將放大後信號與具有頻率  $LO$  之一第四本地振盪信號  $LO_4$  混波。第三本地振盪信號  $LO_3$  和第二本地振盪信號  $LO_2$  的相位差大約為 90 度。第四本地振盪信號  $LO_4$  和第三本地振盪信號  $LO_3$  的相位差大約為 90 度。

【0026】圖三呈現四個相位不同的本地振盪信號。為了提供適當的隔離，本地振盪信號  $LO_1$ 、 $LO_2$ 、 $LO_3$ 、 $LO_4$  等四個信號中，每次只有一個信號處於高準位狀態。於以下說明中，振盪信號  $LO_1$  具有高準位的時段稱為第一時段，振盪信號  $LO_2$  具有高準位的時段稱為第二時段，振盪信號  $LO_3$  具有高準位的時段稱為第三時段，振盪信號  $LO_4$  具有高準位的時段稱為第四時段。

【0027】圖四係繪示同相混波器 130 和正交混波器 140 的實施例。該等混波器為利用場效電晶體做為切換元件的差動切換式被動混波器。第一混波器輸入 INP1 係耦接至第一同相電晶體 88、第二同相電晶體 82、第一正交電晶體 84、第二正交電晶體 86 的汲極。第二混波器輸入 INP2 係耦接至第三同相電晶體 98、第四同相電晶體 96、第三正交電晶體 92、第四正交電晶體 94 的汲極。

【0028】本地振盪信號  $LO_1$  係耦接至第一同相電晶體 88 和第四同相電晶體 96 的閘極。本地振盪信號  $LO_3$  係耦接至第三同相電晶體 98 和第二同相電晶體 82 的閘極。

【0029】本地振盪信號  $LO_2$  係耦接至第一正交電晶體 84 和第四正交電晶體 94 的閘極。本地振盪信號  $LO_4$  係耦接至第三正交電晶體 92 和第二正交電晶體 86 的閘極。

【0030】輸出信號 IMIXOUT1 係耦接至第四同相電晶體 96 和第二同相電晶體 82 的源極。輸出信號 IMIXOUT2 係耦接至第一同相電晶體 88 和第三同相電晶體 98 的源極。輸出信號 QMIXOUT1 係耦接至第四正交電晶體 94 和第二正交電晶體 86 的源極。輸出信號 IMIXOUT2 係耦接至第一正交電晶體 84 和第三正交電晶體 92 的源極。

【0031】混波程序會將輸入射頻信號降頻轉換。在直接降頻轉換接收器中，混波器 130、140 輸出的降頻轉換後信號具有基頻頻率。在另一形態的接收器中，該降頻轉換後信號則具有一中間頻率。

【0032】於此實施例中，第一組混波器負責接收 2G 無線射頻信號，第二組混波器負責接收 3G 無線射頻信號。2G 標準是最早的數位無線傳輸標準，不如後期標準進步。2G 混波器可操作在較高的電壓以增進其效能。因此，配合第一組混波器之本地振盪信號  $LO_1 \sim LO_4$  的電壓可高於配合第二組混波器之本地振盪信號  $LO_1 \sim LO_4$  的電壓。舉例而言，配合第一組混波器之本地振盪信號  $LO_1 \sim LO_4$  的電壓振幅可為 1.2 伏特，而配合第二組混波器之本地振盪信號  $LO_1 \sim LO_4$  的電壓振幅可為 2.4 伏特。

【0033】此外，2G 模式不需要表面聲波濾波器。因而，此實施例為一非表面聲波 2G 接收器的範例。

【0034】如圖二所示，該等混波器的輸出節點係耦接至或終止於多相位反饋電路。於第一時段，RFIN1 係耦接至多相位反饋電路 60\_I 之一端。於第三時段，RFIN2 係耦接至多相位反饋電路 60\_I 之另一端。於第二時段，RFIN1 係耦接至多相位反饋電路 60\_Q 之一端。於第四時段，RFIN2 係耦接至多相位反饋電路 60\_Q 之另一端。

【0035】於此實施例中，該多相位反饋電路為一電容，特別是一可變電容。圖五係繪示多相位反饋電路 60\_I 之一實施例，其中包含複數個電容  $C_1$ 、 $C_2$ 、...、 $C_N$ 。藉由切換該等電容的狀態，多相位反饋電路 60\_I 的

電容值可被調整。此外，各電容的大小可不同，以提高總電容量。舉例而言，電容 C1 之大小可為電容 C2 之大小的兩倍或更高。

【0036】實務上，亦可採用其他種類之多相位反饋電路。舉例而言，該多相位反饋電路可為一互導(transconductance)電路。

【0037】如美國第 8,121,577 號專利中所述，低雜訊放大器 10、第一組混波器 40 (或第二組混波器 50)，以及多相位反饋電路 60 (或 70)構成一濾波器，並可為整體設計的一部份。為便於說明，該濾波器於此被稱為一射頻濾波器。

【0038】如本發明所屬技術領域中具有通常知識者所知，該等混波器輸出的降頻轉換後信號 IMIXOUT1、IMIXOUT2、QMIXOUT1、QMIXOUT2 可依需求被進一步或過濾。該等類比信號隨後被類比-數位轉換器 80、90 轉換為數位信號。類比-數位轉換器 80、90 輸出具有數位形式的 I/Q 取樣。如本發明所屬技術領域中具有通常知識者所知，該等 I/Q 取樣在數學上可被表示為複數。在數位領域中，射頻信號或 I/Q 取樣可被進一步處理並解調，以得出射頻信號所承載的資料。數位處理電路(例如一基頻處理器) 100 可負責執行上述功能。

【0039】如圖二所示，阻抗電路 20 中包含之阻抗電路 20\_I 係設置於低雜訊放大器 10 和同相混波器 130 之間。阻抗電路 20\_Q 則是設置在低雜訊放大器 10 和正交混波器 140 之間。舉例而言，該阻抗電路可為一被動阻抗(電阻)。阻抗電路可提高同相路徑和正交路徑間的去耦合(decoupling)。

【0040】如上所述，射頻接收器的問題之一在於頻率響應的不對稱性(例如振幅增益)。本發明的概念包含增設阻抗電路，以將同相路徑和正交路徑去耦合，進而提升頻率響應的對稱性。

【0041】於一實施例中，在 3G 模式下，配合 2G 的第一組混波器 40 不

被選用，而振盪信號  $LO_1 \sim LO_4$  被禁能以停止第一組混波器 40 的運作。

【0042】此外，該阻抗電路可被設計為可調式(其實施方式為本發明所屬技術領域中具有通常知識者所知)，並且可被動態調整，以提高同相路徑和正交路徑間的去耦合效果。舉例而言，每次開機時，系統可執行一診斷程序，以將該阻抗電路設定為能達到最佳去耦合。

【0043】於另一實施例中，數位處理電路 100 包含一數位複數濾波器，用以校正頻率響應之不對稱性(例如針對振幅增益)。於一實施例中，該數位複數濾波器被用以補償另一濾波器造成的頻率響應不對稱性。

【0044】舉例而言，如美國第 8,121,577 號專利所述，低雜訊放大器 10、第一組混波器 40 (或第二組混波器 50)，以及多相位反饋電路 60 (或 70) 可組成射頻濾波器。該數位複數濾波器可被用以補償該射頻濾波器造成的頻率響應不對稱性。

【0045】如圖六所示，數位處理電路 100 包含一數位前端模組 300 與一解調單元 400。數位前端模組 300 負責處理類比-數位轉換器 80、90 提供的數位 I/Q 取樣，以使其處理結果能符合解調單元 400 需要的信號格式(例如取樣率、位元寬度)。解調單元 400 負責將射頻信號解調，以得出射頻信號所承載的資訊。上述電路，例如低雜訊放大器 10 和混波器 40、50，被視為前端類比電路。

【0046】數位前端模組 300 包含一降取樣單元 310，用以接收類比-數位轉換器 80、90 提供的數位 I/Q 取樣。類比-數位轉換器 80、90 的操作頻率通常遠高於符號率/波特率。因此，該等輸入取樣首先被降取樣單元(例如為一硬體電路) 310 降取樣。在能夠足以正確表示信號的前提下，降取樣單元 310 會盡量將取樣率降低，以最小化後續處理階段的實現複雜度。降取樣單元 310 的實現可能性有很多種。舉例而言，可採用不需要乘法器的串聯積分梳狀(cascaded integrator comb, CIC)架構，以節省晶片面積和

功率消耗。降取樣階段的輸出信號頻率仍高於符號率/波特率，但其過取樣比例(通常可被設定在 2 到 5 之間)已較類比-數位轉換器之輸出端低很多。

【0047】 降取樣單元的設計與實施為本發明所屬技術領域中具有通常知識者所知，因此不再贅述。

【0048】 整形濾波器 320 能提供各種濾波效果，以調整資訊承載信號的頻率響應。以 WCDMA 信號為例，可採用具有一根餘弦(root-raised cosine, RRC)響應的濾波器來過濾輸入信號，以配合傳送器提供的頻率響應。整形濾波器 320 不一定為單一濾波器，其中亦可包含多個濾波階段。實務上，各個濾波階段可具有不同架構，例如令某些階段採用有限脈衝響應(finite impulse response, FIR)、某些階段採用無限脈衝響應(infinite impulse response, IIR)。由於可能得以減少需執行的數學運算總數量，結合多個濾波階段有助於降低實現複雜度。圖七呈現一種典型實施方式，令整形濾波器 320 為串接一對稱 FIR 階段 321 和一不對稱 FIR 階段 322。對稱濾波器及不對稱濾波器為本發明所屬技術領域中具有通常知識者所熟知，不應被混淆為對稱和不對稱頻率響應。如先前所述，對稱濾波器及不對稱濾波器皆具有對稱的頻率響應。

【0049】 由於濾波器之操作皆為線性，改變這些濾波階段的順序不會影響整體響應。此外，這些濾波器採用實數係數。當對稱 FIR 階段 321 的係數數量  $N$  為偶數，其  $N$  個係數滿足下列關係：

$$h(i) = h(N - 1 - i) \text{ for } i \in \{0, \dots, (N/2) - 1\}。$$

當對稱 FIR 階段 321 的係數數量  $N$  為奇數，其  $N$  個係數之關係則是：

$$h(i) = h(N - 1 - i) \text{ for } i \in \{0, \dots, (N - 1) / 2\}。$$

【0050】 這些關係可被運用來減少濾波程序中的乘法運算之數量。當係

數數量  $N$  為偶數，乘法運算的數量可被減半。因此，在階段數量相同的情況下，相較於不對稱 FIR 架構，採用對稱 FIR 架構能提供相當大的運算好處。然而，對稱的 FIR 濾波器在頻域之相位響應恆為線性，亦即具有固定的群體延遲(group delay)。由於對稱 FIR 階段 321 與不對稱 FIR 階段 322 的係數皆為實數，整形濾波器 320 的頻率響應之振幅增益將恆為對稱的。

【0051】於一實施例中，至少一濾波階段被設計為具有複數係數。因此，整形濾波器 320 之頻率響應之振幅增益將為不對稱的。在圖八中，不對稱 FIR 階段 322 被採用複數係數之一複數不對稱 FIR 階段 323 取代。具有複數係數使整形濾波器 320 得以實現一頻率響應，令其相位響應為非線性，而振幅響應為不對稱的。

【0052】圖九係繪示複數不對稱 FIR 階段 323 的一種實施範例。 $X(m)$ 代表輸入信號的第  $m$  個取樣， $y(m)$ 代表輸出信號的第  $m$  個取樣。 $Z^{-1}$ 代表取樣延遲。該等濾波器係數  $h(0)$ 、 $h(1)$ 、 $h(2)$ 、...、 $h(N-1)$ 為不對稱的，亦即至少有一索引值  $i$  能令  $h(i)$ 不等於  $h(N-i-1)$ 。該等濾波器係數  $h(0)$ 、 $h(1)$ 、 $h(2)$ 、...、 $h(N-1)$ 為複數。

【0053】圖十和圖十一呈現了根據本發明之實施例與先前技術的功效比較圖。如圖十所示，射頻濾波器本身具有不對稱的頻率響應(例如振幅增益)。若結合具有對稱頻率響應的數位基頻濾波器(例如不對稱 FIR 階段 322)，整體濾波器會具有不對稱的頻率響應，類似於原射頻濾波器。

【0054】相對地，圖十一呈現之數位基頻濾波器(例如複數不對稱 FIR 階段 323)具有不對稱的頻率響應。藉由將複數不對稱 FIR 階段 323 設計為補償射頻濾波器的響應，整體濾波器便會具有對稱的頻率響應。

【0055】該等複數濾波器係數能被設計為可經軟體程式化的。這種做法令接收器得以根據輸入信號的特性適性改變整形濾波器 320 的組態。舉例

而言，可針對多個不同頻率量測輸入信號的頻率響應，並利用這些量測來判斷頻率響應中是否存在不對稱性。此不對稱性隨後可由整形濾波器 320 利用某些濾波階段的頻率響應進行補償。舉例而言，整形濾波器 320 可包含一個或多個具有複數係數的 FIR 濾波器，並且該等係數可被設定為校正輸入信號的頻率響應不對稱性。

【0056】信號調節單元 330 負責調節整形濾波器 320 產生的 I/Q 取樣，使其調節結果適於後續解調單元 400。舉例而言，信號調節單元 330 可提供可程式化的數位縮放功能，使其輸出信號的動態範圍落在解調單元 400 能接受的範圍內。信號調節單元 330 亦可用以移除輸入信號中的直流偏移。

【0057】針對數位前端模組 300 中的複數 I/Q 信號，量測單元 340 執行多次量測和計算。舉例而言，量測單元 340 可計算數位前端模組 300 之處理鏈中不同節點的輸入信號功率，以偵測干擾信號(例如鄰近頻道)的存在。量測單元 340 亦可用以偵測輸入信號之頻率響應中的振幅增益不對稱性；整形濾波器 320 隨後可被調整，以校正此不對稱性。舉例而言，量測單元 340 可針對兩個頻率 $+f_m$  和 $-f_m$  量測輸入信號的頻率響應，並根據這兩個量測結果估計頻率響應之不對稱性。若這些量測係於整形濾波器 320 的輸出端進行且量測的頻率點係對應於四分之一取樣率，量測和計算的複雜度成本相當低。在這個情況下，不需要任何乘法運算即可計算頻率響應數值。

【0058】於實際應用中，複數不對稱 FIR 階段 323 的濾波器係數可於操作過程中被動態調整。

【0059】藉由以上較佳具體實施例之詳述，係希望能更加清楚描述本發明之特徵與精神，而並非以上述所揭露的較佳具體實施例來對本發明之範疇加以限制。相反地，其目的是希望能涵蓋各種改變及具相等性的安排於



本發明所欲申請之專利範圍的範疇內。

## 【符號說明】

### 【0060】

100：數位處理電路	200：射頻接收器
10：低雜訊放大器	20、20_I、20_Q：阻抗電路
30：阻抗電路	40：第一組混波器
50：第二組混波器	60、60_I、60_Q：多相位反饋電路
70：多相位反饋電路	80：類比-數位轉換器
90：類比-數位轉換器	130：同相混波器
140：正交混波器	82、88、96、98：同相電晶體
84、86、92、94：正交電晶體	C1、C2、...、CN：電容
300：數位前端模組	310：降取樣單元
320：整形濾波器	330：信號調節單元
340：量測單元	400：解調單元
321：對稱 FIR 階段	322：不對稱 FIR 階段
323：複數不對稱 FIR 階段	

## 申請專利範圍

1. 一種射頻接收器，包含：
  - 一第一組混波器，用以根據一第一通訊模式接收一射頻信號；以及
  - 一第二組混波器，用以根據一第二通訊模式接收該射頻信號；其中該第一組混波器與該第二組混波器之一包含一第一混波器與一第二混波器，且該第一混波器與該第二混波器間設置有一阻抗電路。
2. 如申請專利範圍第 1 項所述之射頻接收器，其中該第一組混波器之一操作電壓為該第二組混波器之一操作電壓的至少兩倍。
3. 如申請專利範圍第 1 項所述之射頻接收器，其中該第一組混波器根據一第一組本地振盪信號運作，該第二組混波器根據一第二組本地振盪信號運作，該第一組和該第二組本地振盪信號其中之一具有之一電壓振幅為該第一組和該第二組本地振盪信號另一之一電壓振幅的至少兩倍。
4. 如申請專利範圍第 1 項所述之射頻接收器，其中該第一通訊模式及該第二通訊模式分別為一 2G 標準與一 3G 標準。
5. 如申請專利範圍第 4 項所述之射頻接收器，其中該 2G 標準為全球行動通訊系統(GSM)標準，該 3G 標準為寬頻分碼多址(WCDMA)標準或分時-同步分碼多址(TD-SCDMA)標準。
6. 如申請專利範圍第 1 項所述之射頻接收器，進一步包含：
  - 一數位濾波器，耦接至該第一混波器或該第二混波器之一輸出端，
  - 該數位濾波器具有不對稱的頻率響應。
7. 如申請專利範圍第 6 項所述之射頻接收器，其中該數位濾波器具有一複數濾波係數。
8. 如申請專利範圍第 7 項所述之射頻接收器，其中該複數係數被動態控制。
9. 如申請專利範圍第 6 項所述之射頻接收器，其中與該數位濾波器耦接之該第一混波器或該第二混波器亦耦接至一多相位反饋電路。
10. 如申請專利範圍第 9 項所述之射頻接收器，進一步包含：

一額外濾波器，包含該多相位反饋電路，該數位濾波器之一頻率響應補償該額外濾波器之一頻率響應。

11.一種射頻接收器，包含：

一第一混波器與一第二混波器，分別接收一射頻信號；以及  
一數位濾波器，耦接至該第一混波器或該第二混波器之一輸出端，  
該數位濾波器具有不對稱的頻率響應。

12.如申請專利範圍第 11 項所述之射頻接收器，其中第一混波器為一同相混波器，該第二混波器為一正交混波器，該同相混波器與該正交混波器將該射頻信號轉換成具有一不同頻率。

13.如申請專利範圍第 11 項所述之射頻接收器，其中該數位濾波器具有動態調整之一複數係數。

14.如申請專利範圍第 13 項所述之射頻接收器，進一步包含：

一多相位反饋電路，耦接至與該數位濾波器相耦接之該第一混波器  
或該第二混波器的該輸出端。

15.如申請專利範圍第 14 項所述之射頻接收器，進一步包含：

一額外濾波器，包含該多相位反饋電路；  
其中該數位濾波器之一頻率響應補償該額外濾波器之一頻率響應。

16.一種達成一射頻接收器之頻率響應對稱性之方法，包含：

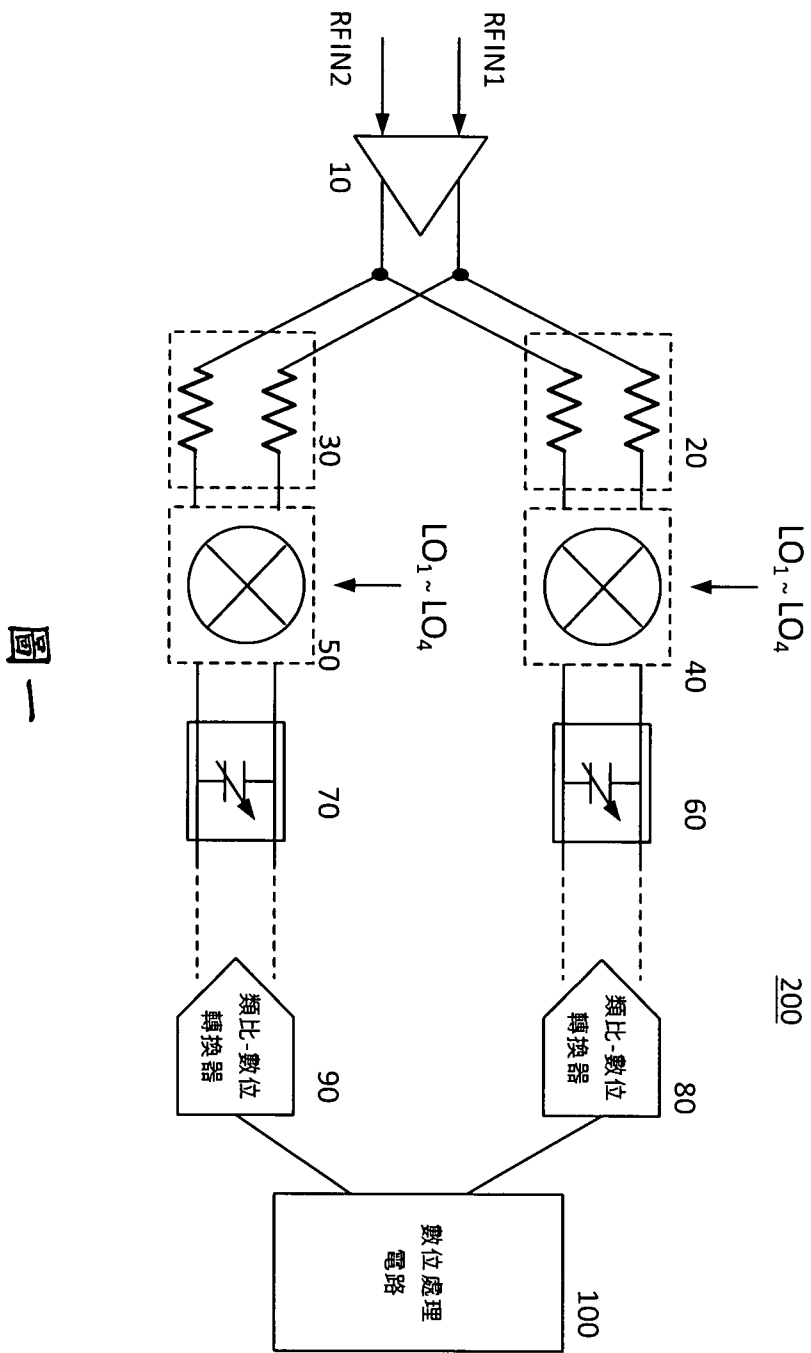
利用一第一混波器與一第二混波器接收一射頻信號；以及  
利用具有一不對稱頻率響應之一數位濾波器，過濾該第一混波器或  
該第二混波器之一輸出信號。

17.如申請專利範圍第 16 項所述之方法，其中該第一混波器為一同相混波器，該第二混波器為一正交混波器，該方法進一步包含：

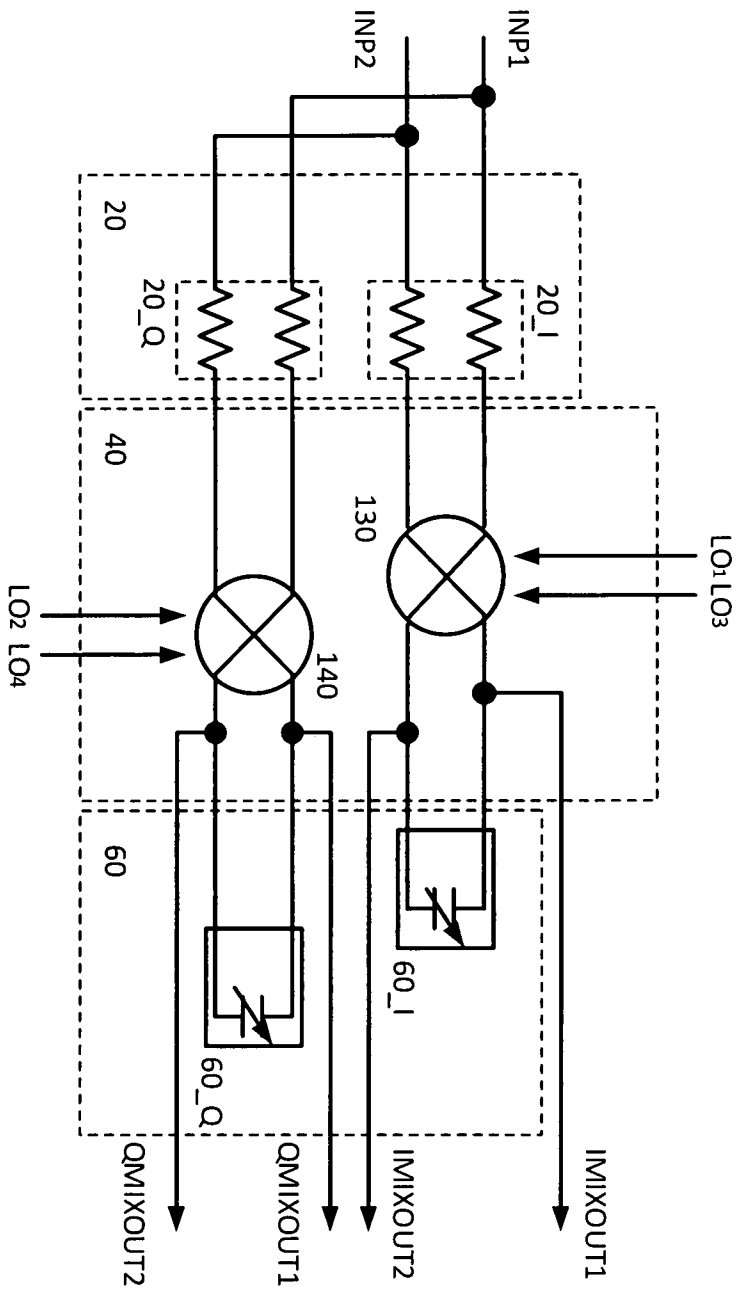
利用該同相混波器與該正交混波器，將該射頻信號轉換為具有一不  
同頻率。

- 18.如申請專利範圍第 16 項所述之方法，其中該數位濾波器具有被動態調整之一複數係數。
- 19.如申請專利範圍第 18 項所述之方法，其中一多相位反饋電路係耦接至將該輸出信號提供至該數位濾波器過濾之該第一混波器或該第二混波器。
- 20.如申請專利範圍第 19 項所述之方法，進一步包含：
  - 利用包含該多相位反饋電路之一額外濾波器，過濾該射頻信號；以及
  - 利用該數位濾波器之一頻率響應補償該數位濾波器之一頻率響應。

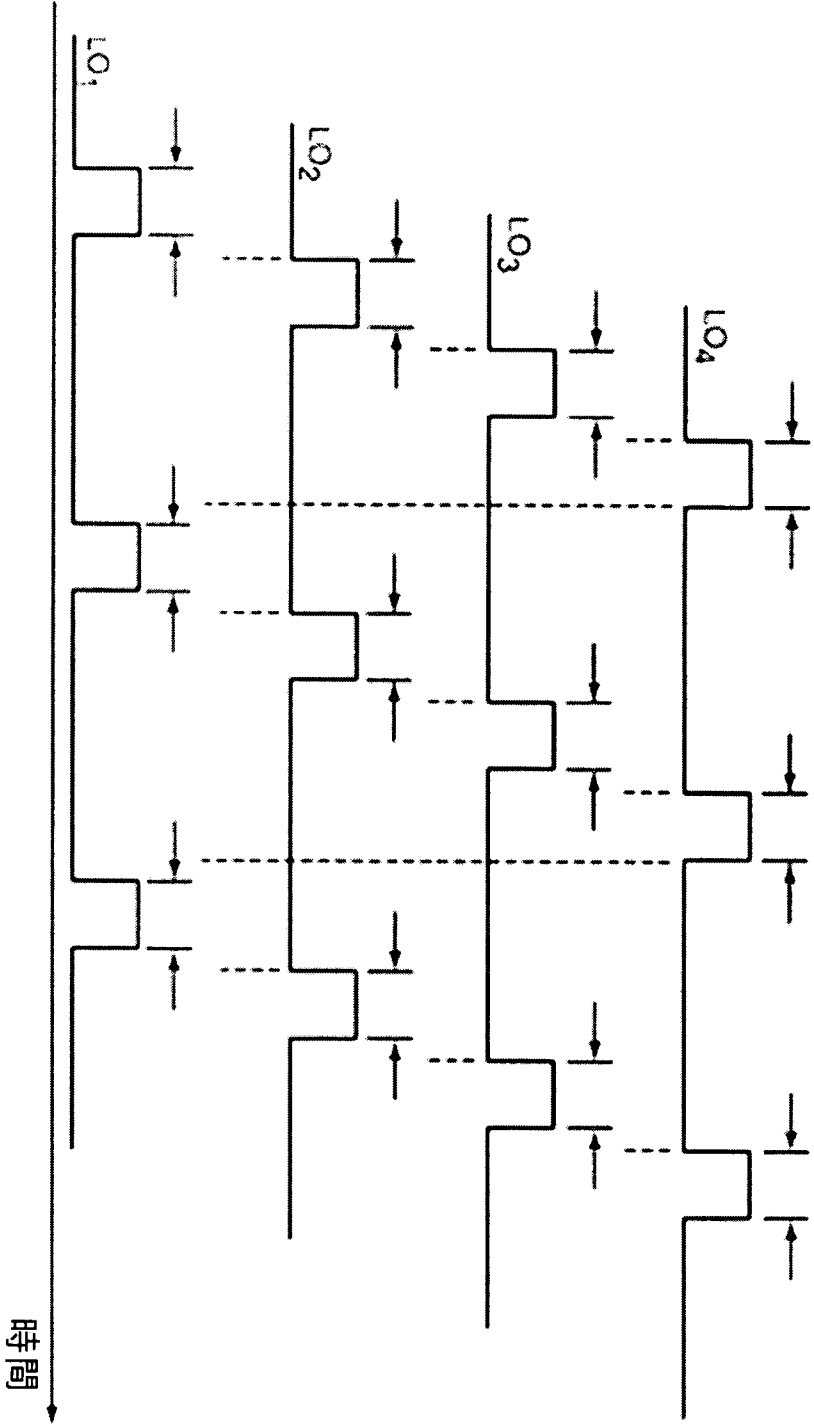
圖式



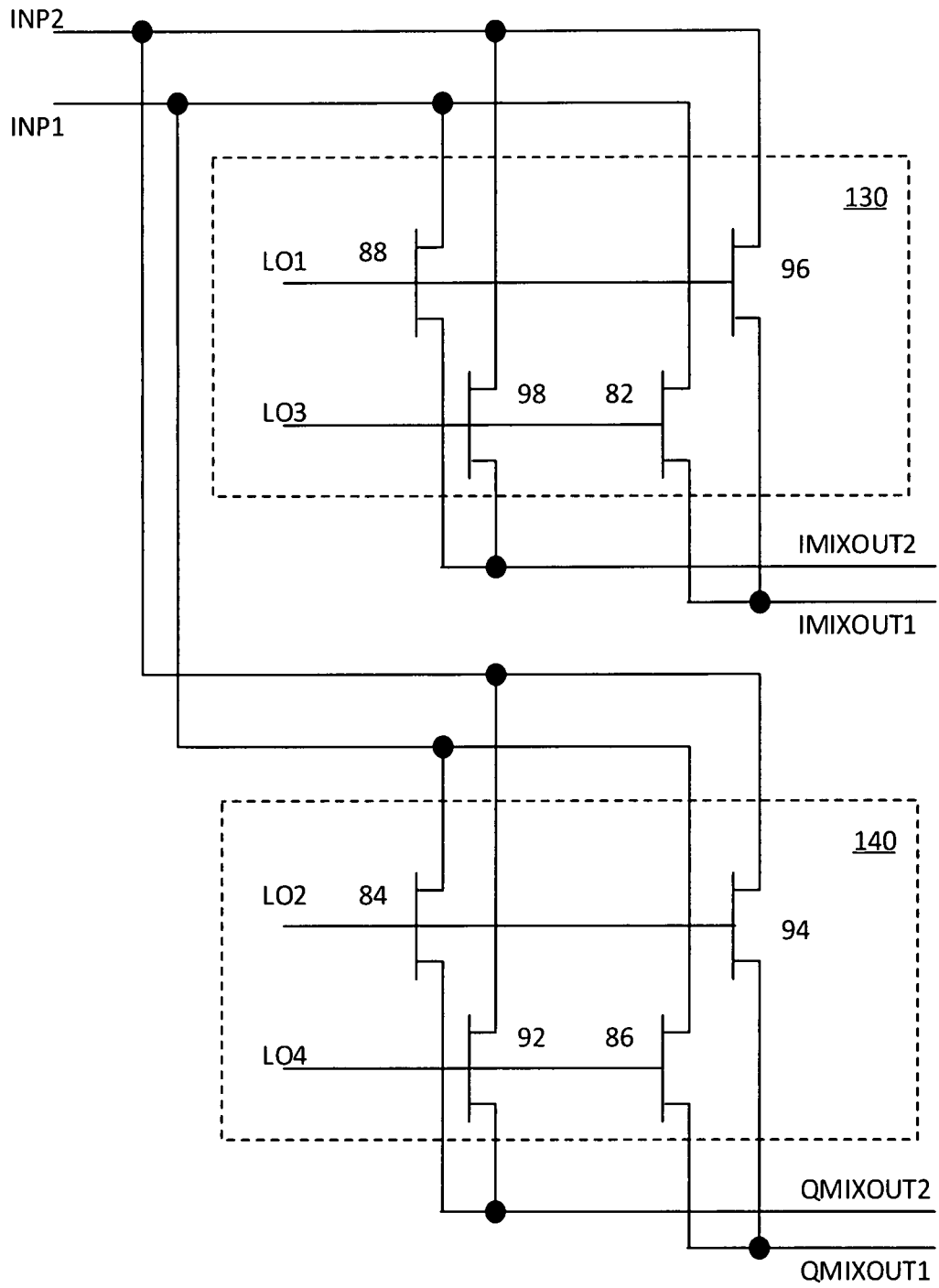
圖一



圖二

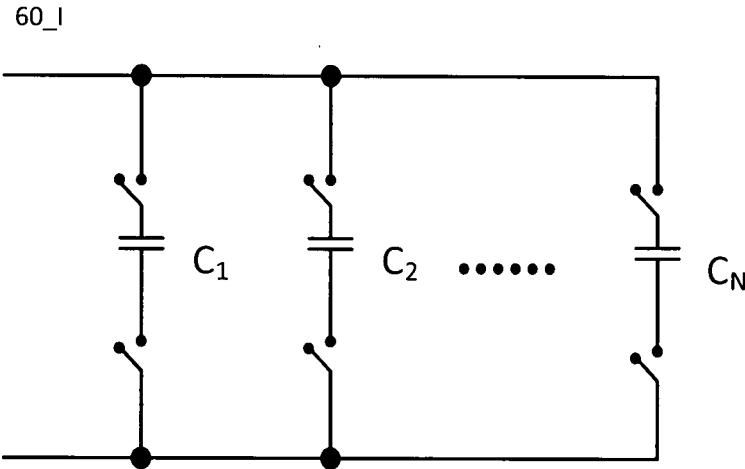


圖三

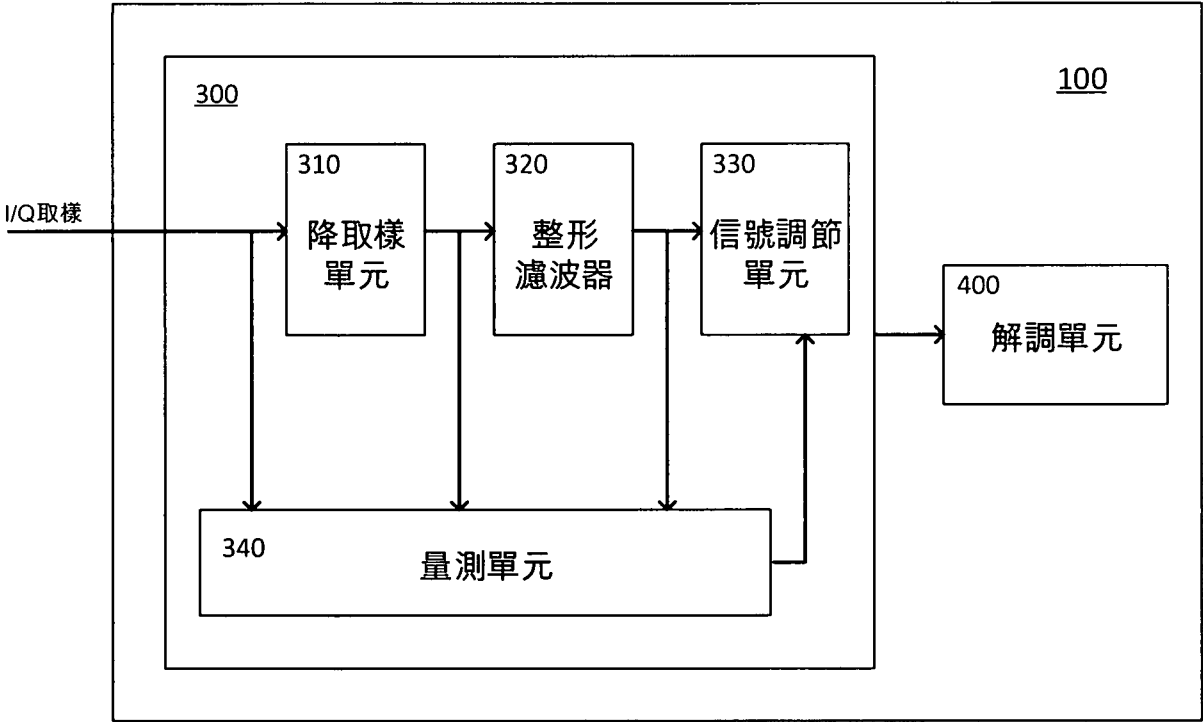


圖四

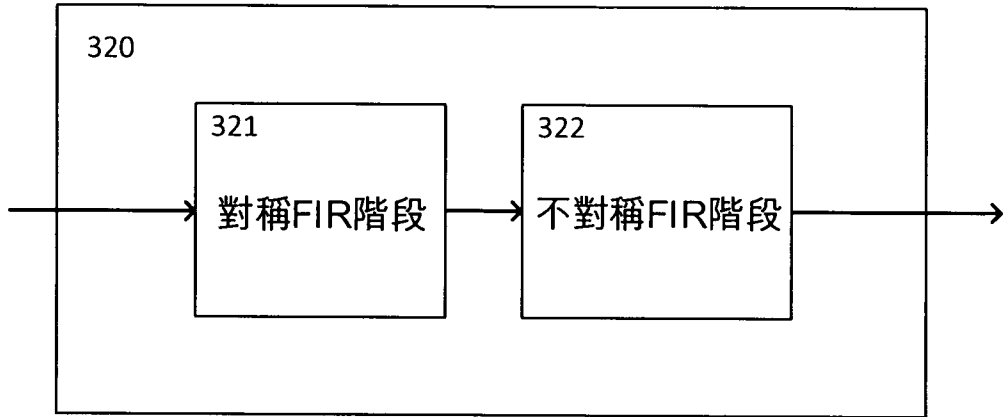




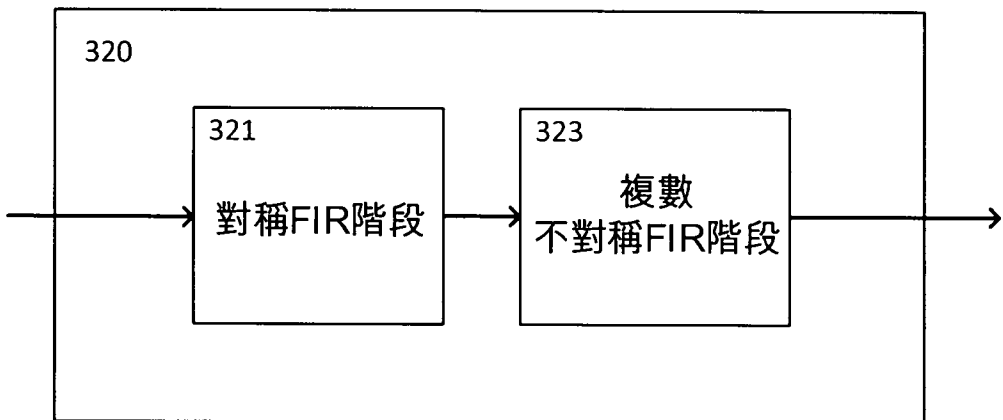
圖五



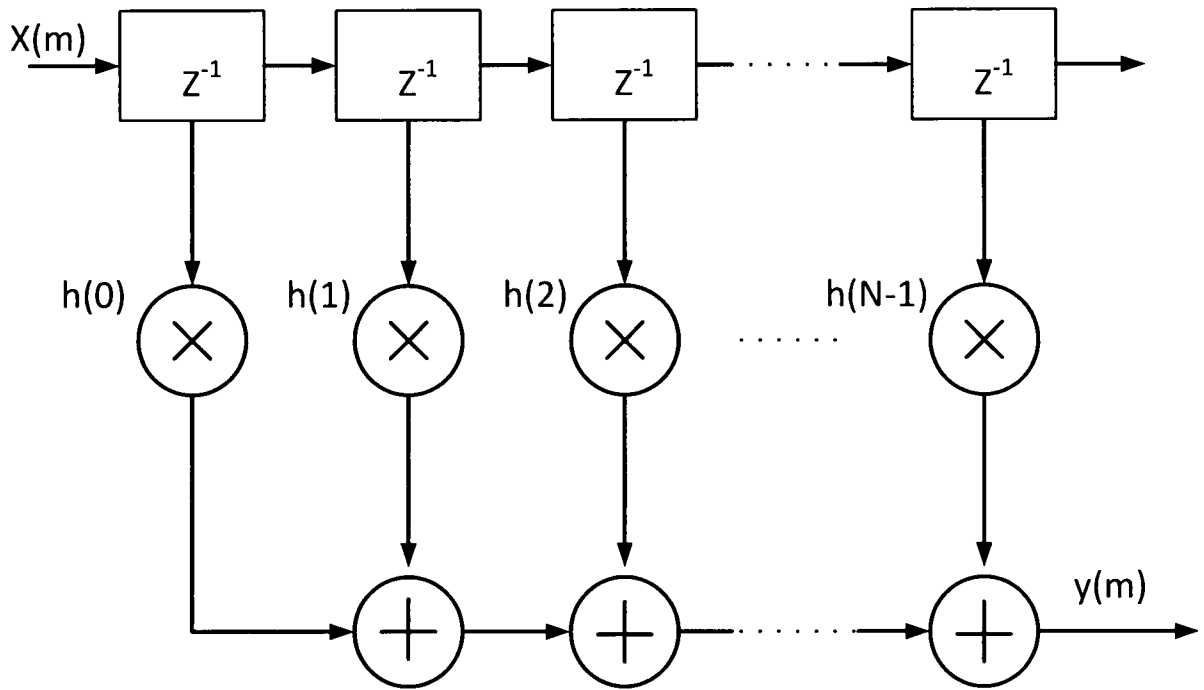
圖六



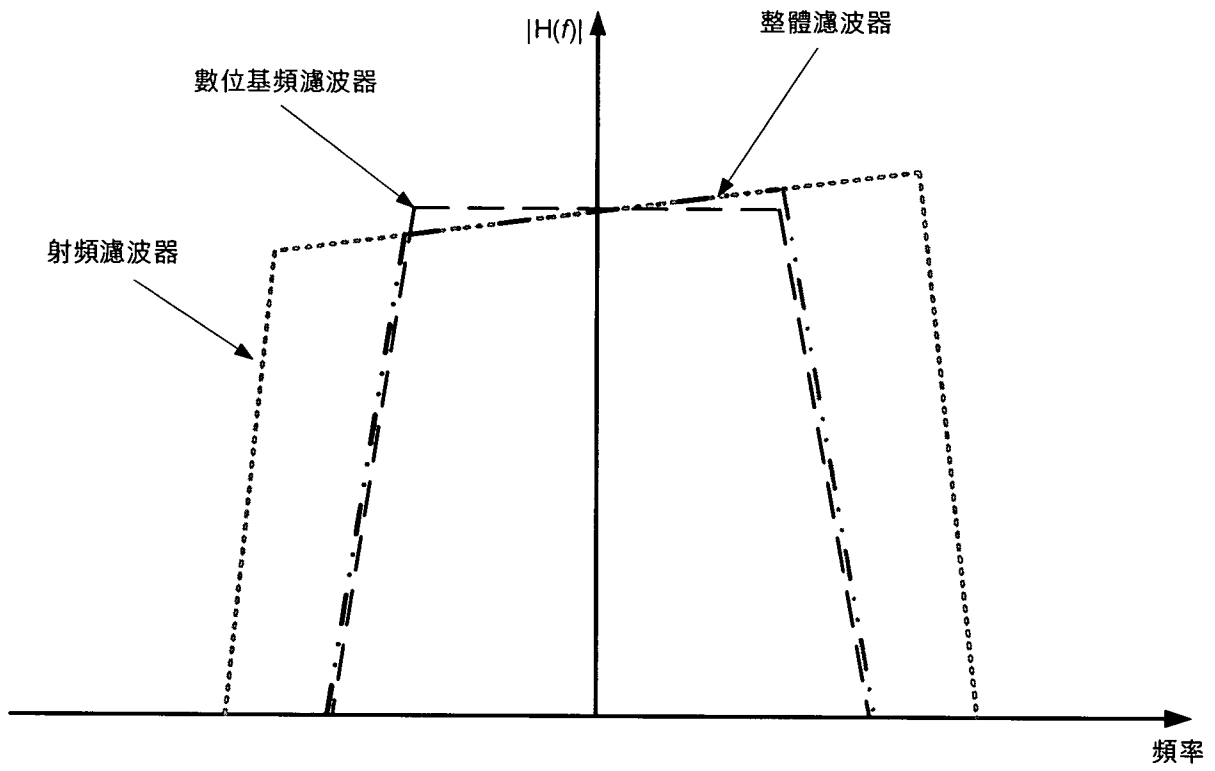
圖七



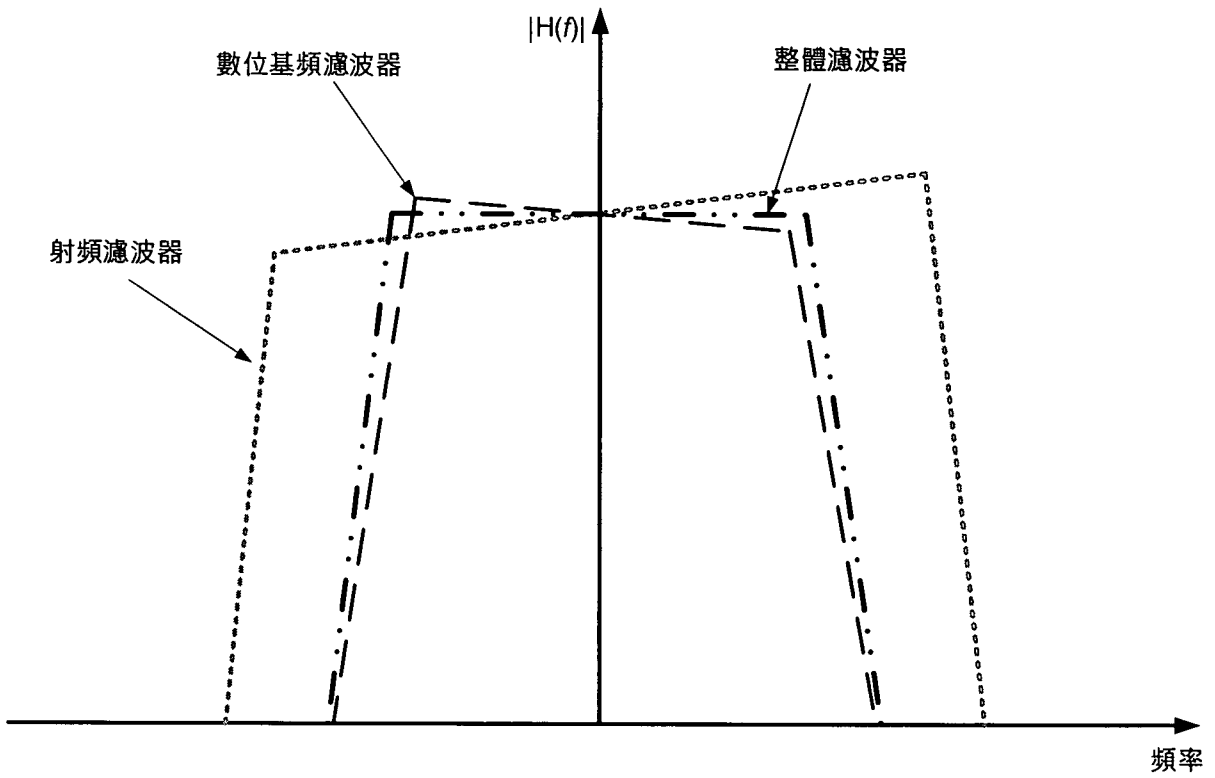
圖八



圖九



圖十



圖十一