



(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 I849471 B

(45)公告日：中華民國 113 (2024) 年 07 月 21 日

(21)申請案號：111129565

(22)申請日：中華民國 107 (2018) 年 05 月 24 日

(51)Int. Cl. : **H03H9/54 (2006.01)****H03H9/64 (2006.01)****H03H11/12 (2006.01)**

(30)優先權：2017/05/24 美國 62/510,634

2017/09/26 美國 62/563,498

2017/09/27 美國 62/564,149

2018/03/12 美國 62/641,879

2017/06/30 美國 62/527,636

(71)申請人：英商安諾特克有限公司 (英國) ANLOTEK LIMITED (GB)

英國

(72)發明人：尼森 約根史塔 JORGEN STAAL, NIELSEN (CA) ; 尼克斯 理查 RICHARD,

NICHOLS (US)

(74)代理人：黃志揚

(56)參考文獻：

TW I271028B

GB 2478585A

US 5627502A

US 2003/0025569A1

WO 2015/176041A1

審查人員：劉耀允

申請專利範圍項數：19 項 圖式數：213 共 409 頁

(54)名稱

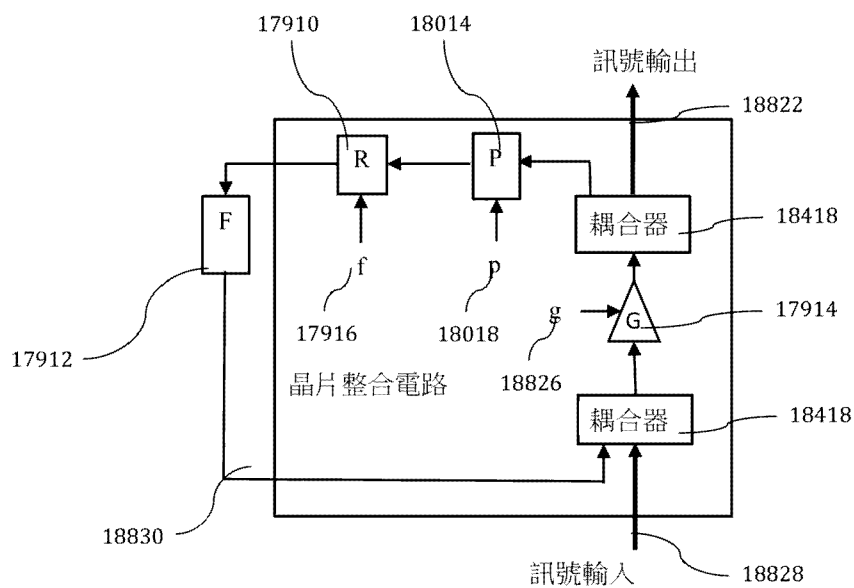
用於控制諧振器之裝置及方法

(57)摘要

一種用於修改或控制一諧振器之方法及裝置，該諧振器連接至一訊號迴路，該訊號迴路具有一輸入、一輸出、及一閉迴路頻率響應。該訊號迴路具有一初級諧振器，其具有一初級頻率響應。具有至少一可調整諧振器，其具有一可調整頻率及一次級品質因數。一可調整縮放模塊施加一增益因數。一控制器連接至該至少一可調整諧振器及該可調整縮放模塊。該控制器具有指令，以藉控制該至少一可調整諧振器之該可調整頻率及該可調整縮放模塊之該增益因數，朝一期望之閉迴路頻率響應來調整該壁迴路頻率響應。

A method and apparatus for modifying or controlling a resonator connected to a signal loop having an input, an output, and a closed loop frequency response. The signal loop has a primary resonator having a primary frequency response. There is at least one adjustable resonator having an adjustable frequency and a secondary Q-factor. An adjustable scaling block applies a gain factor. A controller is connected to the at least one adjustable resonator and the adjustable scaling block. The controller has instructions to adjust the closed loop frequency response toward a desired closed loop frequency response by controlling the adjustable frequency of the at least one adjustable resonator and the gain factor of the adjustable scaling block.

符號簡單說明：



17910:可變諧振器

17912:外部諧振器

17914:增益模塊

17916:控制

18014:移相器

18018:控制

18418:定向耦合器

18822:訊號輸出

18826:g(控制)

18828:訊號輸入

18830:晶片整合電路

圖 188



I849471

【發明摘要】

【中文發明名稱】 用於控制諧振器之裝置及方法

【英文發明名稱】 APPARATUS AND METHOD FOR CONTROLLING A

RESONATOR

【中文】一種用於修改或控制一諧振器之方法及裝置，該諧振器連接至一訊號迴路，該訊號迴路具有一輸入、一輸出、及一閉迴路頻率響應。該訊號迴路具有一初級諧振器，其具有一初級頻率響應。具有至少一可調整諧振器，其具有一可調整頻率及一次級品質因數。一可調整縮放模塊施加一增益因數。一控制器連接至該至少一可調整諧振器及該可調整縮放模塊。該控制器具有指令，以藉控制該至少一可調整諧振器之該可調整頻率及該可調整縮放模塊之該增益因數，朝一期望之閉迴路頻率響應來調整該迴路頻率響應。

【英文】 A method and apparatus for modifying or controlling a resonator connected to a signal loop having an input, an output, and a closed loop frequency response. The signal loop has a primary resonator having a primary frequency response. There is at least one adjustable resonator having an adjustable frequency and a secondary Q-factor. An adjustable scaling block applies a gain factor. A controller is connected to the at least one adjustable resonator and the adjustable scaling block. The controller has instructions to adjust the closed loop frequency response toward a desired closed loop frequency response by controlling the adjustable frequency of the at least one adjustable resonator and the gain factor of the adjustable scaling block.

【指定代表圖】 圖188

【代表圖之符號簡單說明】

17910 可變諧振器

17912 外部諧振器

17914 增益模塊

17916 控制

18014 移相器

18018 控制

18418 定向耦合器

18822 訊號輸出

18826 g (控制)

18828 訊號輸入

18830 晶片整合電路

【發明說明書】

【中文發明名稱】 用於控制諧振器之裝置及方法

【英文發明名稱】 APPARATUS AND METHOD FOR CONTROLLING A
RESONATOR

【技術領域】

【0001】 本案關於一種諧振結構-關注之初級諧振器及一次級可變諧振器-之耦合，使得該初級諧振器之閉迴路特徵藉調整亦包含該初級諧振器之一訊號迴路中的元件而修飾。

【先前技術】

【0002】 諧振結構係眾多電子電路中之一常見元件。此等諧振結構可具有一固定性能特徵，或者可基於被施加至該諧振結構之控制訊號或該等諧振結構之實體改變而調整。諧振器配置於各式通訊電路，其一範例為一無線電頻率(RF)濾波器。

【0003】 亦可在通訊電路中發現，具有等級為100或更高之適度到高品質的RF濾波器。機械式諧振器濾波器、譬如微機電系統(MEMS)，亦在現代技術電路中找到出路。

【0004】 作為諧振器之天線：在天線內發現一些諧振器應用，其中天線電路設計成，諧振天線至一特定頻帶及提供阻抗匹配一般到一常見參考阻抗50歐姆二者。已藉使用可提供一固定天線阻抗之總集阻抗匹配組件來大體上達成天線阻抗匹配，尤其針對RF應用中之電小天線(ESA)。此等ESA天線通常、但非僅僅為，

必須針對一特定應用頻率或頻率範圍作設計之半波長偶極、或甚至四分之一波單極天線。

【0005】SAW/BAW諧振器：其他高性能諧振器應用係在表面聲波(SAW)濾波器及相關之體聲波(BAW)濾波器領域中。SAW及BAW無線電頻率濾波器係為大約60億赫(GHz)載波頻率以下之通訊應用，提供非常窄的頻率(高品質)。由於部署之技術，此等SAW/BAW裝置經受熱變異及老化效應，而大致降低濾波效能。各類技術覆蓋用於製造程序中，以緩和或消除此熱效應—二者皆增加單位成本。

【發明內容】

【0006】依據本討論之構想，提供各種電路設計，其容許修飾一初級諧振器之頻率響應。在一範例中，關於高性能可調諧主動無線電頻率濾波器，用作為一諧振器元件而耦合複數個外部諧振器之濾波器可修飾及增強一外部諧振器之性能。系統階層增強可譬如藉高性能可調諧無線電頻率主動濾波器耦合至a)一電小無線電頻率天線、及b)一SAW/BAW無線電頻率濾波器而達成。該初級諧振器可為(譬如電氣(electrical)、電磁(electromagnetic)、機電(electromechanical)、壓電(piezoelectric)、光電(optical)等)不同型式之諧振器。

【0007】題名為「可變濾波器(Variable Filter)」(此中為「暱爾森(Nielsen)」)之國際專利條約(PCT)公開案第WO 2017/089803號(暱爾森(Nielsen)等)完全併入本文中，該案中詳細提出，可使用之適當可調整諧振器範例。

【0008】依據某些特定構想，受控制或修飾之諧振器可為一外部(即，晶片外(off-chip))諧振器，且較佳地為相對於可調整諧振器而言之一高品質諧振器。然而，此需求在實際情況並非如此。受控制之諧振器可在晶片上、及/或可為一較

低品質(亦即，較接近可調整諧振器之品質)者，在某些具體實施例中，該諧振器亦可為一天線。

【0009】 此中使用之高與低品質的參考係一般性用語，其意義可根據所使用之背景而變化，熟於此技藝者將可了解。在某些情況下，該初級諧振器之品質可被視為較該可調整諧振器者高，其中一高品質諧振器可被視為較該可調整諧振器大一因數10、或甚至大一因數100。

依據某些特定構想，提供一種主動地耦合一訊號迴路中二分離諧振器之設備及方法，其中某一諧振器係通常在外部、且為通常高品質固定性能諧振器，但不僅限於此，而另一個為一低品質可變諧振器。耦合之目的係藉控制該低品質可變諧振器來控制該耦合外部諧振器之s面極點、及因此其性能度量。提供二個詳細範例，其中該外部諧振器先為一天線，且其後為一BAW/SAW無線電頻率濾波器。特別專注於將概念結合至一晶片上的問題及其解決方案。

【0010】 在某些特定構想中，可使用及討論「晶片上」與「晶片外」之概念。在一般背景下、及在本文件背景下，此等術語係指已從龐大組件減至一相對較小尺寸之一積體電路。可使用術語「小」，其為取決於所使用背景之一相對性術語，這係因為實體尺寸係受一大組變數集合強力影響。除此以外，基板技術將大體上決定晶片實現之選擇。這將轉化成實現複雜技術之可能性，如此將導致具有多重晶片，其需要在一些層上互連。因此，本討論將著眼於一電路部份可實現於某一型式基板上、而該電路之某一或更多其他組件實現於一不同基板上的情況。此等其他組件相對於容納有大多數組件之晶片呈「晶片外」。具有達數千範圍之非常高品質的晶片外諧振器、譬如SAW及/或BAW，可被運用作為一通訊電路之頻率調諧元件。此類譬如為SAW/BAW濾波器之高品質諧振器通常

具有固定頻率及頻寬，但經受除操作溫度所致之性能變異外，亦經受製造程序中之性能變異。

【0011】依據一態樣，提供一種諧振電路，其包括一訊號迴路，該訊號迴路具有一輸入、一輸出、及一閉迴路頻率響應，該訊號迴路包括：一初級諧振器，其具有一初級頻率響應及一初級品質因數；至少一可調整諧振器，其具有一可調整頻率及一次級品質因數，該初級品質因數較該次級品質因數高一大約10或更多之因數；及一可調整縮放模塊，其施加一增益因數。一控制器連接至該至少一可調整諧振器及該可調整縮放模塊，該控制器包括複數個指令，以藉控制該至少一可調整諧振器之該可調整頻率及該可調整縮放模塊之該增益因數，調整該閉迴路頻率響應趨向一期望之閉迴路頻率響應。

【0012】依據其他態樣，該諧振電路可包含單獨或組合之一個或更多以下元件：該初級品質因數可較該次級品質因數高一大約100或更多之因數；該初級諧振器之該初級頻率響應可在該期望頻率響應之一既定誤差因數內，及該控制器在該初級諧振器之該既定誤差因數內控制該閉迴路頻率響應；該初級諧振器可為一固定諧振器、或一頻率可調諧諧振器；該初級諧振器可為一天線，及該天線可包括該訊號迴路之該輸入；該訊號迴路可尚包括一移相器，該移相器施加一可調整延遲因數；該控制器被連接來控制該移相器；該諧振電路可尚包括複數個串聯或並聯連接之可調整諧振器；該初級諧振器可為一電氣諧振器、一電磁諧振器、一機械諧振器、或一基於材料特性之諧振器；該諧振電路可尚包括複數個並聯或串聯連接於該訊號迴路內之初級諧振器；該訊號迴路可包括一第一組件、及一第二組件、及其他，該第一組件包括該初級諧振器，該第二組件包括該至少一可調整諧振器，其中該第一組件可由一第一材料製作，及該第二組件

係由不同於該第一材料之一第二材料製作；及進一步地其中該第一組件與該第二組件可由分離且互有區別之組件製作。

【0013】 依據一態樣，提供一種修飾一諧振電路之一閉迴路頻率響應的方法，該諧振電路包括一訊號迴路，該訊號迴路具有一輸入、一輸出、一初級諧振器、至少一可調整諧振器、及一可調整縮放模塊，該初級諧振器具有一初級頻率響應，該至少一可調整諧振器具有一可調整頻率，該可調整縮放模塊具有一增益因數，該方法包括步驟：控制該至少一可調整諧振器之該頻率及該可調整縮放模塊之該增益因數，以調整該諧振電路之該閉迴路頻率響應趨向一期望之閉迴路頻率響應，其中該初級諧振器之一品質因數較該至少一可調整諧振器之一品質因數高一大約10或更多之因數。

【0014】 依據其他態樣，該方法可包含單獨或組合之一個或更多以下態樣：該初級諧振器之該品質因數可較該至少一可調整諧振器之該品質因數高一大約100或更多之因數；該方法可尚包括步驟為調整該初級諧振器之該初級頻率響應；該初級諧振器可為一天線，及該天線可包括該訊號迴路之該輸入；該訊號迴路可尚包括一移相器，及其中調整該閉迴路頻率響應可尚包括調整該移相器之相位；複數個可調整諧振器可串聯或並聯連接；該初級諧振器可為一電氣諧振器、一電磁諧振器、一機械諧振器、或一基於材料特性之諧振器；複數個並聯或串聯連接於該訊號迴路內之初級諧振器；該訊號迴路可包括一第一組件、及一第二組件、及其他，該第一組件包括該初級諧振器，該第二組件包括該至少一可調整諧振器，其中該第一組件可由一第一材料製作，及該第二組件係由不同於該第一材料之一第二材料製作；及進一步地其中該第一組件與該第二組件可由分離且互有區別之組件製作。

【0015】依據一態樣，提供一種諧振電路，其包括一訊號迴路，該訊號迴路具有一輸入、一輸出、及一閉迴路頻率響應，該訊號迴路包括：一第一組件，其包括一初級諧振器，該初級諧振器具有一初級頻率響應；一第二組件，其包括至少一可調整諧振器，該至少一可調整諧振器具有一可調整頻率。一可調整縮放模塊施加一增益因數。該第一組件係由一第一材料製作，及該第二組件係由不同於該第一材料之一第二材料製作。一控制器連接至該至少一可調整諧振器及該可調整縮放模塊，該控制器包括複數個指令，以藉控制該至少一可調整諧振器之該可調整頻率及該可調整縮放模塊之該增益因數，調整該閉迴路頻率響應趨向一期望之閉迴路頻率響應。

【0016】依據其他態樣，該諧振電路可包含單獨或組合之一個或更多以下態樣：該第一組件與該第二組件可由分離且互有區別之組件製作；該初級諧振器可具有一初級品質因數，其較該至少一可調整諧振器之一品質因數高一大約10或更多、或大約100或更多之因數；該初級諧振器之該初級頻率響應可在該期望頻率響應之一既定誤差因數內，及該控制器在該初級諧振器之該既定誤差因數內控制該閉迴路頻率響應；該初級諧振器可為一固定諧振器、或一可調諧諧振器；該初級諧振器可為一天線，及該天線可包括該訊號迴路之該輸入；該訊號迴路可尚包括一移相器，該移相器施加一可調整延遲因數；該控制器被連接來控制該移相器；該諧振電路可尚包括複數個串聯或並聯連接之可調整諧振器；該初級諧振器可為一電氣諧振器、一電磁諧振器、一機械諧振器、或一基於材料特性之諧振器；該諧振電路可尚包括複數個並聯或串聯連接於該訊號迴路內之初級諧振器。

【0017】依據一態樣，提供一種修飾一諧振電路之一閉迴路頻率響應的方法，包括步驟：提供一諧振電路，該諧振電路包括一訊號迴路，該訊號迴路具有一輸入、一輸出、一第一組件、一第二組件、及一可調整縮放模塊，該第一組件包括一初級諧振器，其中該初級諧振器具有一初級頻率響應，該第二組件包括至少一可調整諧振器，其中該至少一可調整諧振器具有一可調整頻率，該可調整縮放模塊施加一增益因數；其中該第一組件係由一第一材料製作，及該第二組件係由不同於該第一材料之一第二材料製作；以及控制該至少一可調整諧振器之該頻率及該可調整縮放模塊之該增益因數，以調整該諧振電路之該閉迴路頻率響應趨向一期望之閉迴路頻率響應。

【0018】依據其他態樣，該方法可包含單獨或組合之一個或更多以下態樣：該初級諧振器可具有一初級品質因數，其較該至少一可調整諧振器之一品質因數高一大約10或更多、或者大約100或更多之因數；該方法可尚包括步驟為調整該初級諧振器之一諧振操作頻率；該初級諧振器可為一天線，及該天線可包括該訊號迴路之該輸入；可具有一移相器，及其中調整該閉迴路頻率響尚包括調整該移相器之相位；複數個可調整諧振器可串聯或並聯連接；該初級諧振器可為一電氣諧振器、一電磁諧振器、一機械諧振器、或一基於材料特性之諧振器；複數個並聯或串聯連接於該訊號迴路內之初級諧振器。

【0019】依據一態樣，提供一種通訊電路，其包括：一天線模塊，接收一期望之電磁訊號；一訊號迴路，包括一輸入埠、一輸出埠、及介於該輸入埠與該輸出埠之間的一訊號調節模塊，該天線模塊係與該訊號迴路之該輸入埠作雙向通訊，其中該訊號調節模塊對該期望訊號施加一相移及一增益因數；及一控制器

模塊，組態成調整該訊號調節模塊之該相移及該增益因數，以改善來自該天線模塊之該期望訊號之一訊號品質因數。

【0020】依據其他態樣，該通訊電路可包含單獨或組合之一個或更多以下態樣：該訊號調節模塊可包括一個或更多可變頻率諧振器，及施加該增益因數之一增益模塊；該控制器模塊可藉調整該一個或更多可變頻率諧振器來調整該相移；該控制器模塊可控制該訊號調節模塊，以與該天線模塊之一天線的阻抗匹配；該訊號品質因數可包括一轉移至該輸出埠之可用天線功率的度量、及該期望訊號之一訊號對雜訊比至少其中之一，且該控制器可調整該增益因數以改善該期望訊號之該訊號對雜訊比、或修飾該期望訊號之頻寬；該通訊電路可尚包括一接收器模塊，從該訊號調節模塊接收該期望訊號及處理該期望訊號，且該期望訊號可調變至一載波上，以及該接收器模塊可包括一解調器；一雙向耦合元件，可連接至該天線模塊及該訊號調節模塊；該訊號調節模塊可調整該通訊電路之阻抗以增強從該天線模塊之一天線轉移到該接收器模塊之可用能量；該訊號迴路可包括一編碼器，將一數據流編碼至從該訊號迴路到該天線模塊之一回程路徑上而藉該天線模塊發射；該待編碼至回程路徑上之數據流係藉一感測器供應；該訊號調節模塊可包括一負阻抗元件及一移相器元件；該訊號調節模塊可包括一施加該相移之移相器，及一施加該增益因數之增益模塊；該控制器可組態成，藉由在正與負值之間改變該增益因數，以改善該訊號品質因數。

【0021】依據一態樣，提供一種編碼及反射藉一天線接收之一電磁訊號的方法，該方法包括步驟：將藉該天線接收之電磁訊號耦合至一訊號迴路中；對該訊號迴路中之該接收電磁訊號施加一相移及一增益因數；在該訊號迴路中使用一編

碼器，將一數據流編碼至該接收電磁訊號上；及將來自該訊號迴路之該編碼電磁訊號耦合至該天線，以藉該天線發射。

【0022】依據其他態樣，該方法可包含單獨或組合之一個或更多以下態樣：調整該相移可包括調整一個或更多可變頻率諧振器；該天線可藉一雙向連接而與該訊號迴路通訊；該天線可連接於該訊號迴路內。

【0023】依據一態樣，提供一種通訊電路，其包括：一訊號迴路，包括一訊號調節模塊，一天線接收一電磁訊號且連接成將該電磁訊號連通至該訊號迴路以使該訊號調節模塊在該訊號迴路處對該訊號迴路中之該期望訊號施加一相移及一增益因數；以及將一數據流編碼至該訊號迴路中之該電磁訊號上的一編碼器。該天線連接至該訊號迴路，以使該編碼電磁訊號藉該天線發射。該天線模塊可與該訊號迴路之該輸入埠作雙向通訊，或與該訊號調節模塊串聯連接。該數據流可藉一感測器供應。

【圖式簡單說明】

【0024】此等及其他特點將由以下參照隨附圖式之說明而更加明顯，該等圖式僅為解說之用，而不意欲作任何限制，其中：

圖1係一可變濾波器之方塊圖，其具有在一訊號迴路中之可變諧振器及一可變縮放模塊。

圖2係顯示一可變濾波器之帶通特徵的曲線圖。

圖3係一單元諧振器之圖象定義，具有S面極點。

圖4係第一階可變濾波器ATL-1之方塊圖。

圖5係圖4之第一階可變濾波器的根軌跡。

圖6係圖4之第一階可變濾波器的波德圖(Bode plot)。

圖7係基於一諧振模塊與一場效電晶體可變電阻器並聯之一品質壓制器的方塊圖。

圖8係第二階可變濾波器ATL-2之方塊圖。

圖9係圖8之第二階可變濾波器的根軌跡。

圖10係第三階可變濾波器ATL-3之方塊圖。

圖11係圖10之第三階可變濾波器的波德圖。

圖12及圖13係圖10之第三階可變濾波器的根軌跡，其具有不同的品質值。

圖14係第一階可變濾波器之一範例的簡化方塊圖。

圖15係圖14所描繪之適應性濾波器的根軌跡，其具有品質增強。

圖16係圖14所描繪之適應性濾波器的根軌跡，其具有品質壓制。

圖17係圖14所描繪之適應性濾波器的通帶圖，其包括品質增強及品質壓制。

圖18係顯示圖14適應性濾波器之變化諧振頻率對通帶影響的圖表。

圖19係三個串聯連接第一階可變濾波器之方塊圖。

圖20係三個串聯連接第一階可變濾波器之方塊圖，其具有一額外之回授路徑。

圖21顯示概念曲線圖，其描繪出一額外回授路徑對濾波器極點運動之影響。

圖22顯示三個串接第一階可變濾波器之根軌跡。

圖23係圖19中所示適應性濾波器在不同G值下之頻率響應。

圖24係圖20中所示適應性濾波器具有中立第二階層回授時之頻率響應。

圖25係圖20中所示適應性濾波器之負(左側)及正(右側)第二階層回授的根軌跡。

圖26係圖20中所示適應性濾波器具有正、中立、及負第二階層回授的頻率響應圖。

圖27係圖20中所示適應性濾波器具有交錯諧振器頻率之波德器。

圖28係圖20中所示適應性濾波器具有交錯諧振器頻率之根軌跡。

圖29係一ATL1範例在調諧後之頻率響應。

圖30係一ATL3範例在調諧後之頻率響應。

圖31係該ATL3範例之根軌跡曲線圖。

圖32係ATL1核心模組校準及穩定化之方塊圖。

圖33係顯示品質控制在閉迴路校準期間於較高與較低位準之間交替的一組曲線圖。

圖34顯示一用於潛在可能相位控制應用之特殊情形ATL3電路。

圖35係典型第三階被動巴特威士(Butterworth)濾波器之頻率及相位響應。

圖36係顯示一典型巴特威士在中心頻率附近之細部的曲線圖：頻率響應(左側)及相位(右側)。

圖37係第三階典型巴特威士濾波器之極零圖，其顯示3極點對及3零點。

圖38係ATL3之拓撲2(ATL3 T-2)。

圖39係在一概念ATL1通帶上之可接受移相器函數，其針對移相控制電壓之二數值： p_1 及 p_2 。

圖40係具有二實現之ATL1理想化模型。

圖41係一典型奈奎斯(Nyquist)穩定圖，其顯示反頻率響應之相量。

圖42係相移開迴路轉移函數之奈奎斯圖。

圖43係作用如一ATL1移相器之一可能的主動全通電路示意圖。

圖44係代表移相器之全通濾波器的極零圖($\omega_p = 1$ 、 $D_p = 0.2$)。

圖45係一全通濾波器之正規化頻率響應。

圖46係以一極化可選擇輸出來提供可變增益之概要圖。

圖47係使用一相位可選擇增益模塊及一全通移相器之一ATL1奈奎斯圖。

圖48係組態成使用增益極化切換來移相之一ATL3方塊圖。

圖49係顯示重新組態成三重諧振器之一移相ATL3的方塊圖。

圖50係使用增益極化切換來ATL3補償1.5弧度寄生延遲後之奈奎斯圖。

圖51係針對圖50所示奈奎斯圖案例之一預估根軌跡圖。

圖52係顯示增益極化切換對頻率響應頻寬之影響的一圖表。

圖53係圖示出一偶極天線與外部電磁輻射源耦合之一示意圖。

圖54係顯示偶極天線之輸入阻抗(左側)與電導(右側)的一曲線圖。

圖55係顯示標稱尺寸為0.1波長之一電小偶極線天線的輸入阻抗之一曲線圖。

圖56係顯示一電小偶極線天線之輸入阻抗的一曲線圖，其中該電小偶極線天線具有在一20%相對頻寬上大約10到20之一天線品質。

圖57係顯示用於環形天線阻抗匹配之串聯與分路電容史密斯圖(Smith Chart)的一曲線圖。

圖58係一諧振介質天線結構示意圖。

圖59係顯示一ATLF概念實現之方塊圖。

圖60係顯示先前技藝複雜高階帶通濾波天線匹配電路性能之一曲線圖。

圖61係顯示一可重組態濾波天線之先前技藝範例的一曲線圖。

圖62係圖示出ATLF諧振器鏈接天線次系統之一方塊圖。

圖63係顯示在給定數值下之ATL1諧振器特徵圖的一系列曲線圖。

圖64係顯示一ATL1具有定向耦合器及輸出分離器時之一方塊圖。

圖65係一天線具有小輻射電阻之一極零示意圖。

圖66係一完美匹配天線之極零示意圖。

圖67係無匹配網路功能之收發器的一組方塊圖。

圖68係一回授迴路具有一反向耦合器、增益級、移相器、及諧振器時之一方塊圖。

圖69係顯示ATLF之閉迴路極點及零點的一組圖表。

圖70係顯示出起因於一失準移相器之失真根行跡的一組圖表。

圖71係在施加相位補償後之一根軌跡圖。

圖72係在一失準移相器情況下之一奈奎斯圖。

圖73係一ATL1迴路不具有延遲、具有有限延遲、及具有無限延遲時之一奈奎斯圖。

圖74係顯示一天線測試配置之一示意圖。

圖75係顯示耦合測試天線之等效電路戴維寧(Thevenin)等效電路的一示意圖。

圖76係顯示耦合測試天線之近似電路的一示意圖。

圖77係顯示以一L匹配電路將一天線與接收器負載阻抗匹配之一方塊圖。

圖78係複雜天線誤差表面之一圖表。

圖79係圖示出基於反射係數之ATLF阻抗匹配的一方塊圖。

圖80係顯示由一循環器、一縮放模塊、及一移相器組成之ATLF類別1實現的一方塊圖。

圖81係顯示一天線具有連附至無線電頻率電壓源之電感電抗時的一方塊圖。

圖82係圖示出藉一電容器消除電感之一示意圖。

圖83係顯示出進入循環器埠1中之阻抗實部的圖表，左側圖表為 $\text{Re}(Z_r)$ 之等高線圖，及右側圖表為 $\text{Re}(Z_r)$ 在1附近之特定等高線。

圖84係顯示針對三個等效天線阻抗值之從天線到接收器功率耦合因數的一圖表。

圖85係顯示 $Z=R$ 時離開一天線之電流的一圖表。

圖86係圖示出藉天線之電感器造成的等效反射之一方塊圖。

圖87係接收器「a節點」之一圖表，其顯示功率波訊號隨 G 不斷地增加。

圖88係ATLF穩定區域之奈奎斯圖。

圖89係目的訊號對雜訊(SNR)最佳化之一方塊圖。

圖90係一無線數據接收器之一高階方塊圖，其使用ATLF作天線阻抗匹配及系統介面。

圖91係概念地圖示出緩和濾波器整型失真之等化器的一系列圖表。

圖92係顯示奈奎斯曲線任一側上之數個點表現如同同一類的一圖表。

圖93係一理想天線之一示意圖，其中輻射電阻 R 連接至具有阻抗 R_r 之接收器。

圖94係顯示由一天線及一負電阻組成之一ATLF的示意圖。

圖95係顯示一環形天線具有一反向增益級時之一示意圖。

圖96係顯示針對頻率範圍 $0.75 < \omega < 1.25$ 之天線反射係數的一圖表。

圖97係顯示一理想ATLF之根軌跡的曲線圖。

圖98係顯示在不同正規化可變電容二極體電容值對標準化頻率(normalized frequency)下之ATLF轉移函數量值的曲線圖。

圖99係一環形天線具有並聯而非串聯可變電容二極體時之一示意圖(頂部)，及頻率範圍 $0.75 < w < 1.25$ 下之天線偏轉係數的一圖表。

圖100係一短耦極天線之變電容式調諧的一示意圖。

圖101係一短偶極天線之反射係數的一圖表。

圖102係一電路實現之一方塊圖，其具有短偶極天線之電感器調諧及可變電容二極體以提供調諧範圍。

圖103係一回授迴路之一方塊圖，其具有一定向耦合器、增益級、移相器、及天線反射。

圖104係一系列圖表，其顯示天線反射與移相器之極點與根繪製於左側與中心，且完整根軌跡繪製於右側。

圖105係顯示一實數軸上之不穩定閉迴路極點限制可達成之品質增強的一圖表(針對 $0 < G < 1$ 產生圖表)。

圖106係顯示用於對一迴路增加穩定性之一領前電路的一方塊圖。

圖107係顯示支配極點之穩定增強的一根軌跡圖。

圖108係一系列圖表，天線反射與ATL1諧振器之極點與根繪製於左側與中心圖，且完整根軌跡繪製於右側。

圖109係具有延遲、作用如相位補償器之諧振器、及同前之天線反射的ATL濾波天線根軌跡圖。

圖110係顯示基於ATL1(頂部)及ATL3(底部)之一ATLXR濾波天線類別2實現電路的一方塊圖。

圖111係顯示出使用ATL2之ATLF根軌跡的圖表。

圖112係一示意圖及多個圖表，其顯示出作為一固定頻率負電阻ATLF等效電路的根軌跡及奈奎斯圖。

圖113係多個方塊圖，顯示ATLF類別2及3實現，其中頂部顯示出由一定向耦合器、一移相器、及一縮放模塊組成之ATLF類別2實現，及底部顯示出由一雙向移相器組成之ATF類別3實現，該雙向移相器係以一定向混成耦合器、及連附至埠2及3之複數個可變電容二極體實現。

圖114係顯示出具有分離器及定向耦合器之ATL1實現的一方塊圖。

圖115係雙向移相器變型之示意圖。

圖116係作為一負電阻電路之等效ATLF(頂部)及其戴維寧電路(底部)的示意圖。

圖117係多個表，顯示在Z平面中之ATLF操作(頂部)、ATLF電流諧振阻抗相量圖(底部)。

圖118係顯示ATLF之諾頓(Norton)及戴維寧等效電路的示意圖。

圖119係顯示一負電阻埠之等效阻抗的示意圖。

圖120係實現一ATL濾波天線電路之各種方法的示意圖。

圖121係與3個串接ATL1結合之ATLF的一開迴路奈奎斯圖。

圖122係具有傳送延遲之圖121電路的一奈奎斯圖。

圖123係藉調諧諧振器至 $\omega r = 1.037$ 之圖122的一修正奈奎斯軌跡。

圖124係藉調諧諧振器至 $\omega r = 0.919$ 之圖122的一修正奈奎斯軌跡。

圖125係一傳送延遲為3弧度之一奈奎斯軌跡圖。

圖126係具有解調諧諧振器之ATLF的一奈奎斯軌跡圖。

圖127係具有二個可能之諧振頻率的初始奈奎斯圖。

圖128係示範可能出錯之穩定及不穩定區域的圖表。

圖129係顯示可能之朝內轉向、但不致使ATLF不穩定的奈奎斯環。

圖130係顯示校準ATLF之奈奎斯圖一部份的一圖表，其中奈奎斯軌跡因天線阻抗之改變而作改變。

圖131係描繪出根據圖130之天線阻抗改變所致的ATLF通帶特徵改變之一圖表。

圖132係顯示ATLF不穩定時之奈奎斯軌跡的一圖表。

圖133係顯示ATLF一低功率振盪及頻率偵測電路之一方塊圖。

圖134係一以ATLF為基礎之收發器之一方塊圖。

圖135係反映至一數據封包接收時期之主動ATLF校準時序的一示意圖。

圖136係具有純延遲之一天線諧振模型的奈奎斯圖。

圖137係結合天線與ATL3諧振器之一奈奎斯圖。

圖138係描繪出影響天線之散射源的一示意圖。

圖139係一系列圖表，其顯示在不同環境下之潛在可能天線奈奎斯圖。

圖140係具有干擾源之一細部奈奎斯圖。

圖141係一圖表，顯示移相器控制之效果，其將奈奎斯環向上與向下移動而造成通帶頻率躍遷。

圖142係一圖表，顯示存有散射體時跨越一接地面運動之單一天線反射係數的交織奈奎斯環。

圖143係一圖表，顯示出與圖142之1/G操作點對應的頻率響應。

圖144係顯示出併入天線諧振器迴路中之ATL3的一方塊圖。

圖145係一圖表，顯示出當分散近場物體時之ATL3品質增強允許頻率響應。

圖146係由最低限度四個組件構成之一總體無線感測器收發器系統的一方塊圖。

圖147係顯示接收器模組1、以ATL1a作為一無線電頻率濾波器之一方塊圖。

圖148係顯示模式2之一方塊圖，其中ATL1a與ATL1b串接。

圖149係顯示模式2之一方塊圖，其具有一切入之衰減器。

圖150係顯示模式3之一方塊圖，其與模式1結合一起工作而用於發射。

圖151係顯示模式4用於校準之一方塊圖。

圖152係顯示模式5用於校準之一方塊圖。

圖153係一方塊圖，其中ATL1a與ATLb係完全相同之ATL1，以及一諧振器在直通路徑中，且一縮放模塊及移相器在回授路徑中。

圖154係相當於移相器之全通濾波器的一極零圖。

圖155係顯示一全通濾波器頻率相依性之一圖表。

圖156係開迴路 $Q=10$ ($\omega_r = 1$ 且 $D_r = 0.05$)之一諧振器頻率圖。

圖157係圖156之諧振器的一極零圖。

圖158係圖156中諧振器之一零度根軌跡圖。

圖159係在實現一50度不匹配後之移相器的一相位圖。

圖160係針對圖159不匹配相位之一ATL1零度根軌跡圖。

圖161係為達到振盪條件所需之迴路增益隨圖159之移相器不匹配變化之一圖表。

圖162係用於ATLa通帶校準之一組態的一方塊圖。

圖163係一ATLF組態之一方塊圖，其提供全雙工通訊而無需一發射器。

圖164係顯示一多重讀取器(R)與多重感測器(S)網路之一方塊圖。

圖165係顯示一自駕車接近一無線電頻率車道信標器(RFLM)之一示意圖。

圖166係顯示一多車道道路之一示意圖，其描繪出每一RFLM具有唯一識別碼。

圖167係一簡單包跡分析處理之方塊圖。

圖168係顯示為進行一簡化模擬之二維道路表面之一示意圖。

圖169係RFLM位置(圓圈)與汽車AVPI行跡(粗黑線)之一圖表。

圖170係由經過AVPI傳來之訊號所致的RFLM處訊號之一圖表。

圖171係顯示圖170重疊RFLM之同調解調及包跡處理的一圖表。

圖172係顯示當AVPI在車道中間時之包跡的一圖表。

圖173係顯示二平行行跡之一圖表，與單一自駕車沿馬路之左與右側上的二個(2)AVPI對應。

圖174係顯示來自圖173AVPI之二位置詢答響應訊號包跡的一圖表。

圖175係顯示二並排自駕車之一示意圖，其中AVPI與第二列中之RFLM近乎等距。

圖176係一總體車輛導航系統之一方塊圖。

圖177係一加固RFLM之一可能實現的一方塊圖。

圖178係顯示一列車感測器網路應用之一方塊圖。

圖179係顯示基本ATLXR電路之一方塊圖。

圖180係顯示基本ATLXR開迴路電路之一方塊圖。

圖181係圖180之ATLXR的開迴路極零圖。

圖182係顯示迴路延遲之一帕德(Pade)等效多項式表示法的一圖表。

圖183係顯示F之高品質極點的閉迴路行跡之一圖表。

圖184係顯示一ATLXR之一圖表，其具有一般單極點初級諧振器F及三個次級可調諧R。

圖185係顯示一初級諧振器F典型品質增強之圖表。

圖186係顯示品質增強初級諧振器F極點之一頻率偏移之一圖表。

圖187係顯示藉寄生延遲導致之一90度相移情況下的根軌跡之一圖表。

圖188係顯示一ATLXR較佳具體實施例之一方塊圖。

圖189係顯示一ATLXR具體實施例之一方塊圖，其中閉迴路極點之一慢速粗頻率控制及一快速控制二者係藉ATLXR回授迴路透過{f,p,g}控制而提供。

圖190係顯示多重ATLXR電路導致多極帶通濾波器之一方塊圖。

圖191係一方塊圖，顯示以具有多個單埠諧振器之一多諧振器BAW晶片所作的實際實現。

圖192係顯示一般ATLXR晶片之一方塊圖，其具有一開關矩陣及可選擇ATLXR電路模塊。

圖193係顯示藉印刷電路板(PCB)中之通路連接製作的一中度高品質諧振器之一示意圖。

圖194係顯示出印刷於電路板上之ATLXR品質增強諧振器之一示意圖。

圖195係顯示出印刷於一電路板之多個層上的ATLXR品質增強帶狀線諧振器之一示意圖，其藉一晶片天線節省空間。

圖196係一SAW諧振器裝置之一圖示。

圖197係一BAW諧振器裝置之一圖示。

圖198係一外部BAW之一圖示，其具有三個並聯諧振器，在不同頻率 f_1 、 f_2 、及 f_3 下諧振，每一諧振各與一大約100之品質相關聯。

圖199係一ATLXR實現之方塊圖，其具有一高品質初級諧振器三重態，藉三個低品質可變次級ATL諧振器耦合至一回授路徑。

圖200係當R之耦合諧振ATL頻率變化時，圖199之ATLXR回授範例的一系列根軌跡圖。

圖201係可被視為一般諧振器之一耦合線路帶通濾波器(電路板)的一示意圖。

圖202係作為初級ATLXR諧振器之第三階巴特威士濾波器的一濾波器響應圖表。

圖203係耦合外部巴特威士濾波器之一根軌跡圖，其顯示中心極點之品質增強。

圖204係可用作為ATLXR初級諧振器之波導濾波器的一示意圖。

圖205係顯示一主動放大器之一方塊圖，其允許單向ATLXR類別1耦合。

圖206係顯示出具有一循環器之一ATLXR類別2雙向實現的一方塊圖。

圖207係顯示一類別2 ATLXR實現之訊號流交換的一方塊圖。

圖208係顯示一類別3 ATLXR實現之一方塊圖。

圖209係顯示一ATLXR類別4組態之一方塊圖。

圖210係一具有串聯高品質初級諧振器之ATLXR組態的一方塊圖。

圖211係顯示藉接地面中電流流動而複雜化之電流流動及最終場生成的一方塊圖。

圖212係顯示出基於ATL3之ATL濾波天線的根軌跡之一曲線圖。

圖213係顯示當最佳地設定變容器時之ATL濾波天線/ATL3的根軌跡之一曲線圖。

【實施方式】

【0025】首先將說明可用於控制一初級諧振器之可變諧振器範例。接著將說明，此等可變諧振器可譬如結合天線、及如SAW/BAW濾波器等濾波器使用之範例。

【0026】除可調整諧振器及縮放模塊外，亦可使用一可調整移相器來達成一初級諧振器之修飾，其範例亦將在以下說明。

【0027】 ATL主動類比可變帶通濾波器概述

【0028】在本討論中，可變諧振器較佳地係一具有可調整之可變頻率的諧振器元件。可調諧諧振器濾波器之頻寬可藉跨越該諧振器元件之回授來控制。該諧振器頻寬較佳地足夠窄，以避免寄生之通帶響應，但仍能夠跨越一寬廣頻率範圍調諧。亦可有一增益元件，其在此被稱作一縮放模塊，可調整來提供正增益、負增益、或零增益。如以下將更詳細說明者，這在環境有需求時，容許該縮放模塊選擇性地作用如一品質增強器或一品質壓制器。

【0029】如此中使用者，術語「諧振器(R)」可用於描述一簡單諧振元件、譬如LC儲能電路。該術語亦可在某些情況下用於指稱一諧振器結合一縮放模塊。在以下討論中，連接在單一迴路中之一諧振器結合一縮放模塊被稱作一ATL1，且將在以下更詳細說明。其次，以下將說明更複雜之諧振電路，譬如包含多重諧振元件、多重縮放模塊、多重迴路等之電路。在此可稱譬如可使用之合適可變諧振器為ATL濾波器，這將在暱爾森者中更詳細說明。儘管亦可使用其他可變諧振器，然已發現到，此類電路可用在提供一可工作電路，且因此在以下提供該ATL之一詳細說明。

【0030】特別地，該ATL可被視為一可變類比濾波器，其包括一訊號迴路，該訊號迴路包含連接於一訊號輸入與一訊號輸出之間的一訊號路徑及一回授路徑。多重諧振器、及譬如可調整縮放增益模塊等其他迴路控制元件可結合於該訊號迴路中。

【0031】連接一控制器，以朝向一期望之頻率響應，調諧頻率可調諧諧振器及調整每一可調整縮放模塊之增益因數。

【0032】該ATL可屬不同階，譬如一第一、第二、及第三階濾波器。該ATL之階數取決於該諧振器之濾波器階數。該ATL可設計有超過第三階之較高階數，然控制較高階電路之複雜度將增加。濾波器階數之一些概要說明為：

【0033】一第一階ATL(ATL1)包含一個諧振器，其具有單一支配諧振極點對。

【0034】一第二階ALT(ALT2)包含二個此類諧振器，其具有二個支配極點對，一範例係二耦合LC儲能諧振器串接。

【0035】一第三階ATL(ATL3)包含三個此類諧振器，其具有三個支配極點對。

【0036】第四及更高階ATL係可能者，然而此等者可在施加一縮放模塊回授時導致寄生諧振帶，且通常導致一具有更高難度調諧特徵之帶通濾波器(BPF)。

【0037】圖29顯示一範例ATL1在調諧後之頻率響應，且同時圖30顯示一範例ATL3在調諧後之頻率響應。圖31係圖30中所示範例ATL3之根軌跡示意圖。

【0038】一最簡單型式ATL1方塊圖顯示於圖1，在單一迴路中具有一可變諧振器114及一可變縮放模塊116。圖1亦顯示在主路徑118上之輸入與輸出緩衝器110、及複數個諧振器耦合112，且縮放模塊116置於回授路徑120上。意欲將該ATL用於各種目的下之通訊訊號發射、接收、及/或處理。一般而言，一通訊訊號係一用於發射資訊或數據之已調變訊號。典型地，此涵蓋一類比載波頻率，

其使用譬如、但不限於頻率調變、振幅調變、或相位調變之已知方法而編碼有一資訊訊號。

【0039】圖2中顯示出，提供帶通特徵控制之ATL基礎操作原理，其中寬虛描跡210係在一初始設定下之該諧振器頻率響應。窄虛描跡212係在該初始頻率設定下，設定成一較窄頻寬(較高品質)之閉迴路濾波器的較尖銳頻率響應。假定該諧振器現在朝上調諧頻率至黑箭頭218所指示之寬實描跡214。窄實描跡216係在新諧振器響應頻率下導致之閉迴路響應。

【0040】此中討論之範例主要係關於第一(ATL1)、第二(ATL2)、及第三(ATL3)階之ATL，然請了解到，倘期望時，此中之教示亦可應用至較高階濾波器。

【0041】在此中所提出之數個範例中，為方便起見，典型地以圖1之樣式來描繪電路，該樣式顯示出具有一主路徑118及一回授路徑120之一配置，且增益模塊116(其亦可稱作一縮放模塊且其具有正或負值二者)位在回授路徑120上。如此係為了一致性且易於比較各電路。然而，該電路更適當地視為一具有適當輸入與輸出耦合之迴路，其中該迴路係由不同於主路徑118與回授路徑120者形成，且該等元件係在該迴路內串聯連接。如同一迴路，該迴路中之組件的階數可改變，而仍能夠提供期望之諧振特徵。

【0042】ALT之元件

【0043】在翻閱ATL之結構前，討論以下之ATL元件：

- 可調諧諧振器
- 頻寬或品質控制縮放模塊
- 移相器

【0044】可調諧ATL諧振器(R)

【0045】請參考圖3，顯示出一具有複數個S面極點之基本諧振器。圖3中顯示諧振器模塊310。諧振器310係藉S面中之二個極點代表，其亦顯示於圖3右側之示意圖中。該二極點係藉「x」代表。諧振器310併入一橫跨諧振器元件416之回授迴路，如圖4中所示者，可能達成品質控制。圖4係一方塊圖，其顯示一第一階可變濾波器ATL1，具有一輸入410、一輸出412、及一諧振器元件310，該諧振器元件具有一組合器414、一諧振器416、及一增益或縮放模塊116。如圖3中描繪者，圖4中所示連接於一具有增益或縮放模塊116之訊號迴路中的諧振器模塊416係基礎ATL諧振器元件310，該基礎ATL諧振器元件具有二控制輸入312及314：其一係用於改變頻率(312)、且另一個用於改變品質(314)。

【0046】該諧振器可根據被實現之電路，實現為一諧振器元件、譬如一LC儲能電路，或一第二階區段(SOS)濾波器元件。以下將更詳細討論該SOS實現。請參考圖8，其顯示一第二階可變濾波器ALT2之一方塊圖，具有輸入810、組合器414、複數個諧振器310、複數個增益緩衝器110、增益模塊116、及輸出814。圖9顯示出圖8之第二階可變濾波器的一根軌跡，具有藉「x」指示之複數個開迴路根，以及該雙重SOS諧振器架構之二個位於910處的極點及二個在912處的共軛極點。當開迴路增益G增加時，支配根行跡914b與916b朝 $j\omega$ 軸移動，而其他組行跡914a與916a則遠離 $j\omega$ 軸移動。

【0047】由此中之討論將了解到，有多種可能的諧振器與縮放模塊組合、及可用於設計一ATL之訊號路徑。特殊之設計將取決於期望之電路性能，如其他處討論者。一般而言，該ATL將包含一回授迴路，該回授迴路包括一期望數量之諧振器、及一縮放模塊。每一ATL皆可與其他ATL元件、或其他電路元件並聯或串聯連接，且可具有一包括多重ATL之額外第二階層回授迴路。除此以外，一

ATL元件內可有複數個巢套迴路，包括用於每一諧振器、或諧振器子集之一迴路。如此中使用者，術語「第二階層回授」意欲指一回授或電路迴路，其提供一環繞多重串聯ATL_n元件之回授路徑。這亦可包含其他稱作一第三階層或第四階層回授者。

【0048】可藉包含於該諧振器電路中之某些組件來變化諧振器416之諧振頻率。典型地，這可使用一可變電容二極體達成，或者一可變介質電容器可用於一可變電容，在此情況下之圖3中「f控制」可為一類比偏壓。已熟知其他容許該諧振頻率變化之變體、譬如一離散電容，其可切入或切離電路且因此「f控制」可為一數位訊號。另一變體為，可使用一MEMS變容器或一MEMS可變電感器，其中「f控制」係一施加至該MEMS裝置之偏壓控制電壓或電流訊號。亦可藉一組件之機械調諧來實現該可變電容或電感。例如，R 416可為一微波諧振空腔，其中該空腔之一個或更多尺寸可藉某些供應「f控制」之機構作機械地調整。

【0049】R 416之二極點係一共軛對，且不可個別獨立地控制。因此，為簡化說明，僅考慮正頻率極點。是以，將基本諧振器視為在s域(亦即，具有正虛分量之s區域)中具有單一極點者。圖4之元件310係二埠裝置，其具有一在拉普拉斯域(Laplace domain)中之轉移函數，如以上者表示為一標準第二階帶通轉移函數H_R(s)：

$$H_R(s) = \frac{as}{s^2 + 2D\omega_n s + \omega_n^2}$$

【0050】品質控制縮放模塊

【0051】以上圖3中之「品質控制」314可包括一控制裝置，與該諧振器相關聯，控制諧振空腔之電容或電感的分量品質。倘該品質控制增加該分量品質，則在

此稱作品質增強。倘該品質控制減少該諧振空腔之分量品質，則在此稱作品質壓制。品質增強等於減少 D ，如此將使 R 之諧振極點更靠近 S 面之 $j\omega$ 軸移動。品質壓制等於增加 D ，如此將使 R 之諧振極點更遠離 $j\omega$ 軸移動而因此增加 D 。已發現可選擇性地使用品質增強與品質壓制，以使一諧振極點朝向或遠離 $j\omega$ 軸移動，來合成一任意多極濾波器功能(複數個 R)。

【0052】提供如圖4中之縮放模塊116，以達成對回授響應之較佳控制。每一縮放模塊116之增益因數皆可變化，且包括一增益，該增益包含正與負增益值二者。例如，倘縮放模塊116之增益大於零，則導致品質增強。倘縮放模塊116之增益小於零，則導致品質壓制。

【0053】可藉跨越該諧振器元件插入一增加該諧振器損失之場效電晶體(FET)電路，以在該諧振器元件本身內選擇性地實現品質壓制。如此，縮放模塊116僅需具有正增益。

【0054】通常，在一 ATL_n 元件中將具有每一迴路或次級迴路之一額外縮放模塊，如以下討論者。針對一 ATL_3 電路元件(請參閱圖20作為參考)作為一範例，其中一串聯三個 ATL_1 核心模組連接於一迴路內且可分開控制者，可有四個縮放模塊—其一係在複數個迴路120中圍繞每一諧振器元件416，且其一為迴路120a中之第二階層回授縮放模塊，如將在以下討論者。

【0055】通常，每一縮放模塊皆將能夠獨立無關地達成品質增強諧振器與品質壓制諧振器。另一選擇，該諧振器可為一品質增強諧振器，其使用一僅容許品質增強之放大器。如以上指明者，該品質增強諧振器仍巢套於包括一縮放模塊之該 ATL_n 元件回授迴路內，以壓倒該品質增強且依需求提供一期望之品質壓制性能。當然，由實際情況將顯見，該諧振器可為任何型式之頻率可調諧諧振器，

其包括、但不限於一可變電容二極體、一切換離散電容器、一可變介質電容器、譬如一MEMS變容器等一變容器、一固定電感器、譬如一MEMS可變電感器等一可變電感器、或一機械可調整諧振器。

【0056】ATL移相器

【0057】已發現到，該ATL1核心模組之閉迴路通帶係由一系列之頻率組成，其中中心頻率之開迴路相移係360度之一倍數。結果，串聯連接之ATL1核心模組的數量n必須具有跨越該串聯連接之相位控制。例如，當n=3且具有上述串聯連接而建立該ATL3之三個ATL1核心模組時，必須提供該相位控制以使得端到端相移為360度之一倍數。

【0058】稍後將陳述，達成此相位控制之多種方式。

【0059】ATL1核心模組之拓撲

【0060】現在將說明以ATL1表示之一第一階ATL電路，其包括單一諧振器組件416、單一增益或縮放模塊116、及一用於封閉回授迴路之組合器414，如圖4中所描繪者。該ATL1係該ATL可變濾波器之核心模組，其中該ATL可變濾波器之所有變體皆使用該ATL1核心模組之各種組合。

【0061】倘忽略該ATL1核心模組之中心頻率控制，則可依一簡化方式描述ATL1核心模組。這將提供一了解ATLn 變體之直覺式方法，此等變體皆根據該ATL1核心模組為基礎。在一範例中，諧振器310可為一第二階帶通濾波器，其具有一轉移函數：

$$\text{【0062】} \frac{1}{s^2 + 2D\omega_o s + \omega_o^2}$$

【0063】其中係數以D及 ω_o 為基礎求值。增益G 116可變且控制閉迴路品質。請注意，諧振時經由諧振器416之相移理想上為0度。在實體實現中，該相移將不

為零，這通常因寄生件與傳送效應所致，但這些可在本求值中忽略：實現之電路可需要一與G 116聯結之移相元件，其將補償任何寄生及傳送相位效應，如稍後討論者。為變化頻率，必須改變該ATL1中諧振器之 ω_o ，但這在本章節中忽略。

【0064】應注意到，依據此中使用之表示法，該第一階ATL1核心模組具有一第一階之諧振器。以「階數」指稱者係構成總體諧振器所使用之第二階區段(SOS)數量。一SOS 轉移函數係指在分母中為第二階之頻率變數的一拉普拉斯函數(Laplace function)。本文中，如以上中所見之SOS將恆具有具有型式：

$$H_{sos}(s) = \frac{as}{s^2 + 2D\omega_o s + \omega_o^2}$$

【0065】其中 ω_o 係以每秒弧度計之諧振頻率、D為阻尼係數、及a為一實常數。在圖3中映射至f為

$$f_n = \omega_n / 2\pi$$

【0066】藉習知定義，給定映射至品質

$$Q = \frac{\text{center frequency}}{\text{3dB bandwidth}} = \frac{\omega_n}{2D\omega_n} = \frac{1}{2D}$$

【0067】在本討論中，可因此使用 $\{f_n, Q\}$ 替換 $\{\omega_n, D\}$ 。

【0068】可能利用根軌跡法進行該ATL1操作之一深刻分析。該根軌跡係被給定一可變迴路增益之一閉迴路系統極點的一標準決定方法。本文中之根軌跡計算結果係當此等閉迴路極點隨迴路增益G變化而改變時的行跡，譬如圖5中所示者。圖5係圖4中所示第一階可變濾波器之一根軌跡。極點係顯示於510與512處，且同時該等極點之根軌跡係顯示於線514與516處。藉此可了解ATL1之任何寄生通帶及任何調諧限制。假設 $\omega_o=1$ 且 $D=0.5$ 為一初始說明範例，其中ATL1 SOS諧振器在此範例下具有一非常低品質。圖6中顯示該諧振器之轉移函數的波德圖

(Bode plot)，其為圖4中所示第一階可變濾波器之一波德圖。圖6顯示隨頻率改變之量值612及相位614的一圖表。請注意，隨頻率之相位改變因本範例中假定之高阻尼因數(低品質)而在諧振附近相當平緩。

【0069】現在考慮回授增益 G 對閉迴路極點之影響。這係藉0度根軌跡計算而計算出，且顯示於圖5中。在此，該ATL1核心模組SOS諧振器之極點係藉一 x (510或512)代表。線514係當閉迴路增益 G 從0增加至1.2時之閉迴路根行跡。這係藉編號510指示之極點的行跡。共軛閉迴路根行跡512之根軌跡係線516。請注意，該等者朝 S 面之 $j\omega$ 軸移動(複數頻率變數 $s=\sigma+j\omega$ 域中之根軌跡)，指示出隨閉迴路增益 G 增加之一逐漸增高品質。倘該閉迴路增益隨品質壓制而減少，則極點514與516之根軌跡將遠離 $j\omega$ 軸移動(圖5中未顯示)。當根軌跡行跡跨入右手平面中時，該等閉迴路根將不穩定。

【0070】在該不穩定操作區域中，該ATL1無法使用且根行跡不再有意義。因此，僅需在該等閉迴路極點保持於左手平面(LHP)中之 G 的範圍上進行繪製。附帶地，針對該閉迴路極點與 $j\omega$ 軸重疊下之 G 數值，該ATL1在 ω_o 之諧振頻率處振盪，該諧振頻率在本範例中正規化至 $\omega_o=1$ 。該根圖表中之徑向虛線指示 D 之阻尼值。品質可根據 $Q=1/2D$ 之關係為基礎而與 D 相關，如上所示者。亦，在本範例中，該等根行跡跨越 $j\omega$ 軸且該ATL1變得不穩定之增益 G 係 $G=1$ 。

【0071】當開迴路SOS ATL1諧振器之品質減少時，初始前向路徑中之濾波限制係在每十進位頻率改變20分貝(dB)。如此的問題在於，帶外訊號及寬頻雜訊並未藉訊號之首次發送通過而顯著衰減。當ATL1品質增加時，只要在圖4ATL1電路中之總和模塊414處減去該等帶外訊號，即可在輸出中消除此等帶外訊號。這意

味流通過增益模塊116之訊號必須大。為降低此，可選擇1)提升SOS回授諧振器之品質，或2)增加一額外SOS回授諧振器。

【0072】增加一額外SOS回授諧振器導致一ATL2。增加一第三額外SOS回授諧振器導致一ATL3。

【0073】為該SOS諧振器實現一可變品質之另一方式係「品質壓制器」，其透過可增加該SOS損失之譬如一可變FET電路或PIN二極體等該SOS中之一可變電阻性元件實現，如此將減少品質。這將影響已被設計成具有一較典型期望者高之品質的SOS之阻尼係數。該可變電阻器減少(壓制)該品質，使得該SOS之極點更遠離 $j\omega$ 軸而進入LHP，如以上提及者。此為一自由度(Degree of freedom, DOF)，其容許較倘實現一具有固定較低品質之SOS時者高的寬限衰減。圖7中顯示根據一並聯諧振SOS 710為基礎之一品質壓制器電路具體實施例。在此情況下，該品質壓制器係以一操作於三極區中之FET 712與一諧振器710並聯而實現，且藉一品質壓制器控制電壓714控制，以提供一等效可變電阻器功能。在另一實現中，可藉一PIN二極體來實現FET 712。請了解到，此等設計選擇可併入此中所述之任何適應性濾波電路中。

【0074】ATL1細部範例

【0075】請參考圖14，單一諧振器1410係一固定諧振器電路，其具有一回授增益116。為了簡化，將忽略可修飾該電路之品質及使用一增益模塊116之雙極增益元件G的替代方式，其中G對品質壓制可為負、或對品質增益為正。請了解到，儘管增益模塊116被顯示為一雙埠增益模塊，然其可配置為具有負或正電阻之單埠增益模塊。負電阻可導致G等效地大於零且提供品質增益。另一方面，正電阻等效於一提供品質壓制之負G。

【0076】圖15中顯示用於正G之正頻率閉迴路極點的根軌跡1510。這對應於閉迴路極點朝 $j\omega$ 軸移動之品質增強情況。同樣地，圖16中顯示用於負G之根軌跡1610。這對應於閉迴路極點遠離 $j\omega$ 軸移動之品質壓制。

【0077】圖17顯示中立品質($G=0$)1712、品質增強($G=0.15$)1714、及品質壓制($G=-0.5$)1710時之一通帶響應範例。請注意如何以回授增益G中之一小改變來輕易地調變頻寬。

【0078】考慮諧振器R包括一變化該ATL1諧振頻率之構件的情況。圖18中給定一頻率響應範例，其中R之諧振具有針對 $G=0.15$ 時之0.9(線1810)、1(線1812)、及1.1(線1814)正規化頻率值 ω 。從某一頻率調諧至次一個所需之時間大約相等於該ATL1頻寬之倒數。

【0079】ATL3之拓撲

【0080】圖10中顯示第三階可變濾波器ATL3之拓撲，其包括三個串接ATL1 SOS諧振器，每一該等諧振器各包含一回授迴路120、一用於改變該諧振器之中心頻率的方法、及一用於改變該諧振器之品質的方法。如同ATL2，複數個單位增益緩衝器110置於所有諧振器310之間以用於隔離，及一組合器414係用於封閉回授迴路。圖10亦顯示一輸入1012、一輸出1014、及一增益模塊116。重要地請注意，個別獨立地控制本、及其他AL T_n 架構中個別獨立諧振器之中心頻率與增益二者的基礎能力。初始時應設定每一諧振器之中心頻率皆相同，且稍後將討論具有不同中心頻率之ATL3。

【0081】圖11中顯示三重諧振器之波德圖，每一諧振器皆具有相同之中心頻率，其中該三重諧振器之帶外開迴路衰減被視為每十進位頻率60分貝，其如同以低品質諧振器為基礎者一樣顯著。圖11顯示量值1110及相位1112之圖表。圖12中

顯示一 $D=0.5$ 或一 $Q=1$ 時之零度根軌跡。該根軌跡有趣之處在於，有三個從再次藉「x」標記之每一個三重開迴路極點1210與1212放射的三個根行跡1214a/b/c與1216a/b/c，然影像縮放將使得該三個個別獨立根不可能區分。請注意，其中一根行跡1214a/1216a依循完全如同先前者之圍線，而其他根1214b/1216b則進一步移動入左手平面(LHP)且不影響電路。然而，第三極點行跡1214c/1216c開始朝 $j\omega$ 軸移動。這可能引起一寄生模式，其位在遠低於意欲通帶之頻率。然而，在支配極點達到充份靠近 $j\omega$ 軸以實現期望之較高品質閉迴路極點的增益 G 下，此潛在麻煩極點仍遠離 $j\omega$ 軸，且在一實際實現中造成一可忽略寄生響應。偶然發現到，當ATL3 SOS諧振器之品質增加而使得 D 減少時，此潛在麻煩根更移動入LHP中，如圖13零度根軌跡範例中所示者，其係在一 $D=0.1$ 或一諧振器 $Q=5$ 時計算，具有從極點1310起之行跡1314c、及從極點1312起之行跡1316c。對所有的ALTn實現而言，當根軌跡停留在LHP中時將達穩定，這發生於每一個別獨立諧振器之閉迴路增益 $G<1$ 時。以下將對此作更完整之討論。

【0082】三種可能的ATL3拓撲

【0083】ATL3拓撲1(ATL3 T-1)，在圖19中看出，其由三個個別獨立之ATL1模組所組成，每一個各具有可分離調諧之中心頻率及品質，且每一個皆併入一增益可調整之回授迴路。此架構提供為唯一地解析一第三階濾波器所需之6個調整度。圖19顯示複數個諧振器310、複數個回授迴路120、及複數個緩衝器110。該ATL3 T-1在S面中之極點移動如圖21左手側中圖示者。

【0084】ATL3拓撲2(ATL3 T-2)，在圖38中看出，其考慮增加單一個環繞三串聯ATL1核心模組之回授迴路3810，將最終ATL1之輸出連接至第一ATL1之輸入。如圖式所示者，圖38具有一輸入3812、一組合器3814、複數個諧振器310、一輸

出3818、及一增益模塊116。然而，ATL3 T-2不具有在個別獨立ATL1核心模組內之回授迴路。如將指出者，此拓撲導致設計未能具體指明之情形，意指此拓撲之性能可能無法符合嚴格之設計性能準則。但，有一如既往藉設計取捨而帶出之可能優點。

【0085】ATL3拓撲3(ATL T-3)，在圖20中看出，一第二階層回授迴路120a 盤繞該三個ATL1核心模組，且該等個別獨立ATL1核心模組包含有獨立的品質及中心頻率控制。圖20顯示複數個諧振器310、複數個緩衝器110、及除第二階層回授路徑120a以外之複數個回授迴路120。藉由額外之ATL3 第二階層回授路徑120a，S面中之極點移動將圖示於圖21之右手側。圖21中之箭頭2110係用於負回授(品質壓制)，且箭頭2112用於正回授(品質增強)。此ATL T-3在S面中之極點移動如圖21右手側中圖示者。請注意，僅支配極點朝向或遠離 $j\omega$ 軸移動。

【0086】由於此極點控制，ATL T-3為較佳具體實施例，且所有未來指稱ATL3時皆將指此拓撲。

【0087】可調諧類比ATL3之極點控制係藉可變頻寬濾波器之通帶控制，達成各種複雜濾波器響應。藉此ATL3拓撲形成之支配極點本質，引導將該ATL3拓撲視為單一極點濾波器實現，稍後將詳述論據。

【0088】稍後亦將顯示，可透過將包括該ATL3之該等ATL1核心模組略微解諧，來實現任何所需之ATL可變濾波器相位控制。如此，無需分離之相位控制元件，而簡化設計及製造。

【0089】巴特威士(Butterworth)帶通濾波器響應複製範例

【0090】首先將考慮作為一帶通濾波器之經典第三階被動巴特威士濾波器當作範例，其以 $\omega=1$ 之一正規化頻率為中心。當期望線性通帶相位、及因此接近固定群組延遲時，特別使用巴特威士濾波器。

【0091】此經典被動巴特威士之總轉移函數寫為：

$$H = \frac{(0.001s^3)}{(s^6 + 0.2s^5 + 3.012s^4 + 0.4s^3 + 3.005s^2 + 0.199s + 0.9925)}$$

【0092】此為一第六階濾波器，在DC(0,0)處具有6個極點及3個零點。頻率(3510)與相位(3512)響應呈現於圖35中。

【0093】圖36中顯示出，圍繞此巴特威士中心頻率附近之頻率(3610)及相位(3612)響應細部，其中可看出相移呈相當地線性，儘管並非完全如此。

【0094】圖37中顯示該巴特威士極點-零點圖。將評論此經典被動巴特威士濾波器。

【0095】中心頻率處之相移為0度。

【0096】可看出6個極點及3個零點。理解每一極點皆具有一共軛極點，將僅考慮正頻率之極點，及因此討論一第三階濾波器。

【0097】請注意，二側翼極點距 $j\omega$ 軸之距離大約為中心極點者之半。這意味此等被動巴特威士極點具有二倍於該中心極點者之品質。

【0098】用於巴特威士及契比雪夫(Chebyshev)濾波器性能複製之ATL3較佳拓撲結果

【0099】針對較佳之ATL3拓撲，三個ATL1核心模組之配置可如以上討論者實現三個諧振極點。針對以上討論之經典被動巴特威士濾波器而言，這亦可用於提供與經典被動第三階契比雪夫行帶通濾波器相似之結果。

【0100】參考圖19，其顯示出使用三個ATL1核心模組之一等效契比雪夫方案，其中每一諧振器310各具有一回授路徑120且藉緩衝器110而分離，該回授路徑具有一縮放模塊(未顯示)。在本範例中，該三個ATL1核心模組之極點係如上述者生成，且可任意地設定於靠近 $j\omega$ 軸。

【0101】倘期望任意置放該等極點來實現某一特定之濾波器響應，則可能對圖19之每一個別獨立ATL1核心模組提供一品質增強/壓制。然而，由於必須有六個控制，因此控制變得更複雜。亦，由於該等諧振器之階數大體上不相關，因此控制上有多餘。這對將於稍後討論之極點布局穩定性追蹤演算法增加混淆。

【0102】簡化頻寬控制之第二階層回授

【0103】一較簡化頻寬控制係實現如圖20中所示之第二階層回授迴路120a。在該情況下，環繞每一ATL1核心模組之回授係由一共有控制源(未顯示)驅動，且每一ATL1核心模組回授迴路具有一增益模塊(未顯示)，如上所述者。因此，該等ATL1核心模組之第一階層控制將該三個極點一起朝向或遠離 $j\omega$ 軸移動，如圖21左手側中概略顯示者。

【0104】環繞該三個個別獨立ATL1核心模組之外第二階層控制迴路120a亦具有一增益模塊(未顯示)。藉增加較佳ATL3實現第二階層控制，可展開外側翼極點且使中心支配極點朝向或遠離 $j\omega$ 軸移動，如圖21右手側中概略顯示者。重要地請注意，該三個極點可朝對立方向移動。此重要結果允許相對輕易地控制頻寬，且同時保持相似之頻率響應。

【0105】針對此ATL3實現求值，將考慮三個ATL1核心模組諧振器，具有以下特質：

諧振器	正規化諧振頻率(f)	阻尼因數 (D)
1	1.00	0.40
2	0.95	0.42
3	1.05	0.38

【0106】 這將設置極點於：

$$s = 2\pi fD + j2\pi f\sqrt{1 - D^2}$$

【0107】 現在請考慮，每一該等三個ATL1核心模組諧振器皆具有回授迴路，使得有3個串接個別獨立ATL1核心模組。根軌跡顯示於圖22中。

【0108】 請參考圖22，「x」2210a/b/c標明回授增益為0時之極點位置。朝jω軸之右偏移2212a/b/c係增益為正(品質增強)，且向左之偏移2214a/b/c為負(品質壓制)。針對負電阻放大(品質增強)而言，意味電阻在「x」位置處為零，且根軌跡之左偏移為正電阻(品質壓制)、及右偏移為負電阻。請注意控制如何沿一固定自然諧振頻率之圍線行進。每一根軌跡之回授增益的範圍係-1<G<0.9。

【0109】 圖23顯示回授增益為0(線2310)、-1.0(線2312)、及0.9(線2314)時之該三個ATL1核心模組的正規化頻率響應，顯示出相較於中立增益(G=0)之品質增強(正G)及品質壓制(負G)的效應。請注意該圖表已將峰值振幅正規化為1，以使圖表更清晰。

【0110】 接下來將考慮一具有三個諧振器之修飾較佳ATL3拓撲，其中該等諧振器係已藉一G=-0.9之增益來品質壓制之ATL1核心模組。圖24顯示在依此類較佳ATL3拓撲下、當第二階層回授增益為G=0時之頻率響應2410。

【0111】接下來將考慮如何藉改變較佳ATL3拓撲第二階層回授來使此式樣如同一第三階被動契比雪夫帶通濾波器響應。

【0112】請參考圖25，左圖表係用於負較佳ATL3拓撲第二階層回授，及右圖表係用於正較佳ATL3拓撲第二階層回授。請注意如何可藉此來如以上討論者調整側翼極點相對於中心極點之位置。圖26顯示較佳ATL3拓撲第二階層回授如何可用於控制濾波器之頻寬。正第二階層回授縮減濾波器頻寬，且負第二階層回授加寬該濾波器頻寬。僅需一非常小量之較佳ATL3拓撲第二階層回授來進行該控制。圖26中，該第二階層回授為0(線2610)、-0.002(線2612)、及+0.002(線2614)，如指示出者。

【0113】如可看出者，圖20之較佳ATL3拓撲第二階層回授控制給予一可實際實現之一有效頻寬控制構件。

【0114】較佳ATL3拓撲中之參差中心頻率

【0115】現在考慮圖20中所示較佳ATL3拓撲之一修飾，其中SOS諧振器310極點位置之頻率參差，且結果未列於S面中，如稍早考慮者。這可提供更靈活之較佳ATL3拓撲閉迴路頻率響應控制。此增加靈活性之優點在於，可達成不同之頻率響應。此附加之靈活性在某些超過本案範疇時之應用中將顯著。考慮 $\omega=0.9$ 弧度/秒、1.0弧度/秒、及1.1弧度/秒之正規化SOS諧振器自然頻率，且所有三個諧振器之D皆固定於0.15($Q=3.33$)的情況，作為一參差頻率諧振器之範例。此等串接之三個SOS諧振器的波德圖在圖27中給定，指示出一更平坦通帶之可能性，其中量值顯示於2710及相位顯示於2712。

【0116】圖28顯示本架構之零度根軌跡，其與圖12中之每一該三個SOS諧振器皆具有相同中心頻率者非常相似。

【0117】ATL拓撲總結

【0118】綜上所述，該ATL1核心模組可對眾多應用提供良好之帶通濾波器性能。該ATL1核心模組提供ATL概念之基本頻率調諧及品質調整。

【0119】然而，ATL2及ATL3濾波器可提供更大程度之靈活性，以量身訂做一應用，ATL3將為典型遇到之閉迴路品質值提供最佳的帶外訊號排斥。

【0120】藉該等極點根軌跡之去耦，一第二階層回授之實現提供一無比能力來組態 $n \geq 2$ 之閉迴路ATL n 極點的根軌跡。圖28顯示、及圖21中圖示之該極點去耦係一ATL3之關鍵特質。

【0121】ATL n 之移相控制**【0122】一般性移相控制考慮因素**

【0123】如以上提到者，亦可使用一可調整移相器來提供某些電路控制。以下將描述可用在以ATL為基礎之電路中的一些可調整移相器範例。亦可使用能夠提供一適當水準性能之其他型式移相元件。

【0124】由於該ATL3係由三個ATL1核心模組所組成，因此檢查該ATL1核心模組之相位控制將很重要。已發現到，該ATL1核心模組之閉迴路通帶係環繞開迴路相移為一360度倍數之頻率範圍形成。當期望具有僅單一通帶時，該諧振器之通帶可配置成，與一360度倍數相移之頻率一致。倘該諧振器峰值頻率失準，則閉迴路響應峰值仍將與可達成一360度倍數所在之頻率一致，然通帶可能失真。

【0125】相位控制原則上可為，能夠修改諧振頻率下訊號相移之任何電路。無需提供一橫越頻帶之固定相移，亦無需提供一橫越頻帶之固定延遲。需求之移相功能特徵為：

【0126】所提供之相移在整個ATL1閉迴路品質相關頻寬皆必須相對地平滑。

【0127】 跨越頻帶之相移係依循控制電壓(p)。這在圖39中圖示出，其中p1(線3910)與p2(線3912)代表二不同控制電壓p值，且曲線顯示典型之隨頻率變化相位響應。圖39亦顯示ATL1頻帶3914。

【0128】 通過移相器之轉移函數的量值不應在ATL1之品質相關頻寬上劇烈地變化。

【0129】 可藉一可變延遲線路起始，引入一可變相移，該可變延遲線路係由沿一傳輸線之一均勻可變電容二極體序列組成。藉變化變容器電壓，可變化群組延遲，且藉改變該群組延遲，可移動相位。

【0130】 由於變容器之陣列係有限長度與間隔，因此將具有針對頻率而言之一非均勻振幅響應。本文中，單一變容器將與具有一可變電容之一低品質諧振器相似地作用，且三個變容器將與如同ATL3中之三個耦合諧振器相似地作用。是以，一少量之可變電容二極體可藉建立一具有可變群組延遲且在期望頻率範圍上具有合理均勻量值響應之結構，來近似一可變延遲線路。相似地，用於一正交調變器晶片中之90度混成耦合器大體上係希爾伯特(Hilbert)變壓器，其在一適中範圍上工作。換言之，可變移相器、諧振器、延遲線路、及正交調變器可被視為配置成且最佳化成，提供在一頻率範圍上之一可變延遲的電路。

【0131】 藉由將該可變諧振器及可變移相器歸納，且認識到該等者之功能在應用於ATL_n的情況下皆相似，因此可能使用迴路中之複數個次電路，其中每一次電路可受控制，以提供可藉複數個控制電壓來控制之一期望延遲及振幅響應。

【0132】 ATL1之移相控制

【0133】 該ATL1核心模組係單一可變諧振器次電路。可能地，藉由謹慎之設計，該相移可為該諧振器通帶內之一期望頻率下的一360度倍數。移動諧振頻率等同

於移動相位。ATL1響應峰值將出現在迴路相移為360度倍數之處。具有僅一個可變諧振器之ATL1的限制在於，該諧振器之移相調整受限。因此，倘迴路具有一大相位誤差，則以單一諧振器將無足夠範圍，而需要加入一可變及固定之移相器。然而，基於以上一般性移相控制考慮因素之討論，這等同於串聯起多個延遲可控制次電路。

【0134】現在考慮以其他諧振器代替可變移相器。該移相器具有一針對量值而言之較平坦頻率響應，且可因此用於一較大頻率範圍上，然這將以增加更多組件為代價，其中某些組件難以整合於一晶片中。倘增加三個諧振器，則這將等同於ATL3之一特殊情況架構。這顯示於圖34中，具有一輸入3412、一輸出3414、三個可為ATL1元件之可變諧振器3410、一回授路徑120、一耦合器414、及一可控制之增益元件116。

【0135】將可認識到，亦可有超過三個諧振器區段。藉提出更多可控制諧振器，將具有可能作更多延遲調整之重要結果，且這意味一較寬闊之調諧頻率範圍而無需增加固定或可變移相元件。

【0136】除此以外，如以上討論者，已發現到一解諧諧振器增加一可控制相移。可使用此重要論據來增加一可控制適度相移，而不依靠一分離之移相控制元件。

【0137】如已陳述者，必須要移相器來補償將不可避免地ATL1閉迴路設計中增長之過量相位。目的係在意欲諧振頻率下將相位帶至一360度倍數。因此，該移相控制係一參數，其不致進一步增強ATL1之性能超過地40圖中所示理想化模型，然為實際實現所必要者。圖40顯示出具有二種實現之一ATL1模型，其具有在不同位置中之一諧振器114及一縮放模塊116。

【0138】無論實現為何，移相函數具有一在轉移函數中之分母，該轉移函數為

$$D(s) = 1 + GF(s)$$

【0139】其中 $XR(s)$ 係開迴路轉移函數且 G 為迴路增益。一典型奈奎斯(Nyquist)穩定度圖顯示於圖41中，其中與實數軸正部交叉之軌跡點係與一360度倍數之開迴路相位重疊。

【0140】可決定頻率響應(相對於閉迴路分母)為實數軸點 $1/G$ 與開迴路轉移函數 $F(j\omega)$ 之間相量的倒數。如此，通常具有一組諧振與反諧振點，如圖41中所示者。當 G 增加時， $1/G$ 將朝左移動而最終攔截最外之諧振點，其為振盪將發生所在之處。請注意，這與使用根軌跡時極點與 $j\omega$ 軸交叉之處相同。

【0141】一純移相器導致

$$D(s) = 1 + Ge^{j\alpha} F(s)$$

【0142】其將奈奎斯圖順時針旋轉達一 α 弧度角。然而，一純相移因使電路變得極其複雜而不可能實現。僅可在一窄頻率範圍上近似地實現該純相移。考慮圖42，其中將一諧振器在一小頻率範圍上之奈斯特圖顯示為曲線4210。其次，假定施加一 α 相移。現在，諧振反應隨著從 $1/G$ 到諧振點之相量長度增加而減少。當 G 增加時，ATL1將在點A、而非諧振點處達峰值。亦請注意到，當 G 增加時，ATL1之峰值閉迴路響應將在頻率上移動，而這非期望者。因此，欲增加一 α 相移，這將補償奈奎斯曲線4212返回曲線4210。

【0143】已理解到有限品質之峰值響應並非必須為與一360度倍數開迴路相移重疊之頻率。然而，當品質增加至大數值時，迴路相位將漸近地趨近一360度倍數。旋轉開路轉移函數使其峰值沿著時數軸者，可恰當地設定相移。在此情況下，頻率將不隨品質增強或壓制而移動。因此，位恰當地設定相位，亦可查看峰值通帶頻率如何隨一 G 增加而改變，使得在期望之品質獲得 G 之最小值。

【0144】亦由本討論明白者在於，需求之移相器函數並非一常數，反而為ATL1閉迴路縮窄響應範圍上之一平滑函數。考慮最簡單之移相器電路，如同一RC電路，其具有一相移

$$= \text{atan}\left(\frac{RC}{\omega}\right)$$

【0145】起因於該移相器之一問題在於，隨著變容器電容C增加，該電路之損失亦然。亦，相移之範圍並不充份。為解決此，可使用多重RC節段。這將解決該二問題，但需要較高之複雜度。

【0146】期望之晶片可實現移相器係一型式之諧振延遲電路，其在一相對較小頻寬上提供一平滑變化之延遲。此一移相器係圖43中顯示之全通電路，其具有複數個電阻器4310、一電容器4312、一電感器4314、及一訊差放大器4316。

【0147】該全通電路之轉移函數為

$$H_p(s) = \frac{s^2 \frac{L}{R} s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{L}{R} s + \frac{1}{LC}}$$

【0148】其可依以下型式表達

$$H_p(s) = \frac{s^2 - 2D_p \omega_p s + \omega_p^2}{s^2 + 2D_p \omega_p s + \omega_p^2}$$

【0149】由此可提取 ω_p 及 D_p 。在圖43之電路中，可藉一FET及實現為一可變電容二極體之電容器的一組合來實現R，其允許控制極點與零點之位置。倘R增加，則極點朝 $j\omega$ 軸移動，且相移將隨頻率而更急遽升降。同樣地，可藉改變該變容器電容來垂直地移動極點。圖44中顯示，正規化頻率下之該全通網路的極點-零點簡圖。

【0150】圖45中顯示該全通電路之正規化頻率響應。請注意到，訊號量值為：

【0151】如期望之平坦，容許與頻率、及變容器控制電壓 g 之控制分離地來正交控制相位。

【0152】相位係在ATL1之通帶上平滑地變化，顯現出一隨頻率減少之斜率。

【0153】藉改變全通頻率 ω_p ，相位曲線可移向左或右，對一給定通帶提供相位控制。圖45之固定振幅響應係一有利條件，其中相位可改變而無需改變迴路增益。亦，請注意該移相器具有一接近360度之範圍。

【0154】ATLn移相控制考慮因素

【0155】ATLn係由一系列「 n 」個單一ATLn核心模組所組成之一帶通濾波器，其呈以上討論之三種可能拓撲其中之一。每一該ATL1模組在性能上獨立，且可調整該諧振器之中心頻率及品質值，且可包含在環繞該諧振器之一回授迴路中的一放大器。使用理想上引入零相移之電路耦合緩衝器，將每一ATL1與其他ATL1模組隔離。

【0156】理想上，ATL1諧振器之開路相移應在通帶之中心頻率處為零度，且在整個通帶高度線性。這可藉無任何寄生件之一理想諧振器達成。如技藝中已知者，當一訊號通過一電路時，該訊號之相位可藉眾多不同因素影響，一些該等因素包含雜散成份電容與電感，其可被稱作「寄生件」。有與該ATL1諧振器(或ATLn之複數個諧振器)關聯之寄生件，且有與該等緩衝放大器關聯之相移。在 $n \geq 2$ 之ATLn中，過量相移可超過360度。確實需考慮過量相位。

【0157】通常，針對實現於一晶片上之一ATLn電路，其中寄生件通常極微、充份模擬及理解、且其中該ATLn電路意欲用在一適中頻率調諧範圍上時，一固定移相器可適當。在其他環境下、譬如當該ATLn被實現為離散組件或具有表面黏著架構時，可必須併入一可變移相器，以修正通過該電路之一訊號的相位。

【0158】所使用之移相器將取決於該電路之實際實現。技藝中已知各型式移相器，且熟於此技藝者可依需要將一合適移相器併入一 ATL_n 中。在以上討論之 ATL_n 拓撲內，已顯示出並非必須實現一分離移相器元件，這係因為可能藉由對包括該 ATL_n 之該等 ATL_1 核心模組作較少頻率調整來輕易地控制淨相位誤差。此重要結果可應用至 $n>1$ 之 ATL 可變濾波器所有 ATL_n 變體。

【0159】增益極化切換與 ATL_1 移相控制

【0160】為達成全360度寄生移相控制，另一選擇係在與全通移相器一同工作之可變增益模塊的輸出上增加極化選擇。可藉一差動放大器及一FET來實現該增益模塊，以控制源電流、及因此該差動放大器之增益。可藉一開關來選擇該差動放大器之二輸出其中之一。圖46中顯示出，具有一極化可選擇輸出4610之可變增益的一簡化概要圖，其具有一輸入4612及一用於增益控制之電流調整4614。

【0161】此增益極化切換電路係將一差動放大器與一透過圖式所示下方FET基於對通過該差動FET之電流作調整而達成之增益控制加以簡單整合。由二差動輸出選擇輸出將提供極性選擇。另一選擇可使用一全吉伯特單元(Gilbert cell)整合。一吉伯特單元較該 ATL_3 實現所需者更精巧。然而，可能有在此未考慮到之其他因素，可視該吉伯特單元為一較佳選擇。

【0162】該電路建立在該 ATL_1 之期望頻率，在此情況下正規化至 $\omega=1$ ，且接著該具有極化控制之全通移相器補償寄生相移。當閉迴路中心頻率下之相移為一360度倍數時，該頻率將位在恰當頻率。

【0163】圖47中顯示基於該 ATL_1 移相控制實現為基礎之一典型奈奎斯圖。在此情況下，一寄生延遲導致一0.6弧度相移。該全通電路對此作補償，而在1.2處具有一諧振，使得 $\omega=0$ 點與實數軸上之截取點一致。

【0164】此技術之使用可擴展到ATLn實現。

【0165】增益極化切換外加以ATLn為基礎之移相控制

【0166】由於該全通網路係以一諧振器為基礎，因此現在研究一用於移相之ATLn電路的實現，其包含上述之增益切換，而作為一相位控制、較佳地ATL1相位控制全通網路電路之另一選擇。消除主動全通網路之額外部件係一合理目標。除此以外，該全通移相器提供固定量值，而這並非移相所需者。

【0167】可能藉增加一額外諧振器而得以如同該ATL3中者具有三個諧振器，來略微改善可調諧性。動機為具有較少之該等諧振器解諧，以適應一任意寄生相移。這將導致奈奎斯軌跡在實數軸截取處更垂直於實數軸，如此將導致較少帶通偏移，及更個別獨立地控制閉迴路通帶中心頻率與頻寬。圖48顯示一具有三個串接諧振器114之ATL3的一方塊圖，具有一可變增益模塊116、複數個增益極性選擇緩衝器110、一總和器414、及一輸出4818。

【0168】如同ATL2，複數個隔離諧振器114並非必要，且可將該三個所需諧振器聚合成一複合帶通濾波器4910，其具有三個極點，如圖49中所示者。亦在圖49中顯示者係一增益模塊116、一總和器414、一隔離緩衝器110、在4918處之一輸入、及在4920處之一輸出。將一1.5弧度之寄生相位誤差送入該ATL3中。每一該等諧振器僅需解諧達大約5%，以適應此最差情況寄生相移。亦，如前所述者，倘該寄生相移增加超過1.5弧度，則使用該可變增益模塊之另一極化輸出。圖50顯示出，具有增益切換之解諧ATL3諧振器的奈奎斯圖，其補償1.5弧度寄生相位誤差。請注意當該相位誤差大約 $\pm \pi/2$ 時，奈奎斯圖近似地關於虛數軸對稱。這意味任一G極化皆將提供相同之品質增強性能。

【0169】在此情況下有興趣考慮ATL3之根軌跡圖表。遺憾地，無法在一根軌跡圖表中直接表達寄生延遲。然而，可因此藉忽略該寄生延遲而合理明白其行為。圖51中繪出三個諧振器極點情況下之根軌跡，其中 $\omega=1$ 、且一阻尼係數 $D=0.1$ 、對應於一品質為5。

【0170】有趣者係在圖51中繪出，該等閉迴路極點如何因迴路增益 G 之二極化而分裂。

【0171】在左側之180度根軌跡圖表中，具有朝 $j\omega$ 軸移動之二支配極點。因此，該等極點二者皆有品質增強。

【0172】在右側之0度根軌跡圖表中，僅某一極點為品質增強者。

【0173】由此導致者係一簡單頻寬控制，如圖52中之頻率圖表顯示者，該圖式具有一顯示 $G=0$ 之線5210、一顯示 $G<0$ 之線5212、及一顯示 $G>0$ 之線5214。藉以該極化開關使 G 控制變化，能夠在二可控制頻寬之間切換。

【0174】ATLn之自校準

【0175】現在將描述可使用ATLn作為一給定應用中之一次系統的方式。本範例中，可根據以下原則來設定複數個控制電壓，以調整ATLn之性能來適應目標應用。

【0176】該諧振器模塊可根據可變電容二極體之控制電壓來作中心頻率選擇；

【0177】該增益模塊需要一控制電壓，以控制AL_{Tn}之訊號縮放或回授增益、以及總體頻寬(Q)；

【0178】藉可變電容二極體實現之訊號移相器可需要額外之控制電壓。

【0179】訊號相移起因於該延遲、及組件之相移，以及為實現而在a)大組件階層；b)組件表面黏著階層；或c)積體晶片階層處之互連。必須藉一可適當地復原迴路總體相移之移相器，來補償該(等)回授迴路中之此等相位改變。

【0180】總結，有三個控制電壓需設定：

f：中心頻率控制電壓

g：迴路增益及頻寬控制電壓

p：相位調整控制電壓

【0181】決定之控制電壓置於一查找表(Look up table，LUT)中，該查找表提供寬頻(以B代表)及中心頻率(以F代表)之應用或使用者參數與輸出{f,g,p}之間的一映射。該LUT實際上由三個個別獨立且無關之表組成，其具有包含{B,F}之複數個輸入變數、以及f、g、及p之個別獨立設定。

【0182】由於LUT流形函數(manifold functions)集相當平滑，因此源自{B,F}空間中一小集合校準點之準確內插將足夠。

【0183】在本範例中，該基本ATL1校準數據駐存於該等LUT中。針對ATLn，將有3n個校準LUT，每一LUT各內含：

- 一相位之登錄項目，
- 一迴路增益及頻寬控制之登錄項目，以及
- 一為n個諧振器中之每一個來設定頻率的登錄項目。

【0184】是以，針對ATL1，可有三個此類LUT，而針對ATL3，可有9個LUT。

【0185】以下將討論可與任何特殊實現關聯或無關之各可慮因素

【0186】ATL1校準與穩定性控制

【0187】首先提出單一ATL1核心模組之校準與穩定化的一範例。圖32提出一電路，該電路已為校準與穩定化一ATL1模塊310之響應而處理內建。圖32顯示ATL-1 310、功率偵測器3224、類比數位轉換器(ADC)3226、降頻轉換器3222、計頻器3220、溫度感測器3218、微處理器(μ P)3210、LUT 3228、控制脈寬調變(PWM)(f,Q)3214、頻率合成器3216、及晶體參考器3212。

【0188】請參考圖32，大體上為一系統資產之微處理器3210經由實現為一PWM電路3214之一數位/類比轉換器(DAC)，且根據來自一溫度感測器3218之讀值，調整ATL1 310之頻率及品質的控制。該微處理器驅動ATL1 310，以起始自振盪。該振盪之頻率係藉一頻率合成器訊號而在模塊3222中降頻，該頻率合成器訊號係藉一晶體參考器3212、及亦藉微處理器3210設定之頻率合成器3216生成。計頻器7509或其他量測構件判定該降頻訊號之頻率。如此，可判定ATL1核心模組之諧振頻率。亦，設有功率偵測器3224及數位/類比轉換器(ADC)模塊3226，可估計ATL1 310輸出處之該自振盪訊號的增加率。微處理器3210估計功率之指數型上升，且由此判定ATL1 310之閉迴路極點所在處。目前，該閉迴路極點正位於 $j\omega$ 軸右側。倘品質增強略微減少，則該自振盪將在同一頻率下以一高準確度持續，但將以指數型衰減。現在，該極點位於 $j\omega$ 軸之左手側上。再次根據功率偵測器3224，可量測該指數型衰減，及量測操作點。藉反覆地使ATL1 310自振盪、及接著降低品質增強達一控制量，可完成將ATL1 310映射至f與Q控制訊號。可基於晶片上電路，除晶體參考源外無需其他晶片外組件，即可完成該校準。在操作期間，可實施校準間斷，使得LUT 3228連續地更新。在一無線感測器之情況下，發射器與接收器功能係藉無功率時期分離，其中該校準處理可完成。

【0189】ATL1品質控制

【0190】圖33顯示將ATL1之閉迴路極點交替地置於右手與左手平面中而使ATL1之品質控制在較高與較低位準之間交替的一範例。可藉該功率偵測器、及在該微處理器上完成之數值分析輕易地量測最終結果之指數型上升與衰減。因此，施加之品質控制電壓可映射至一特定極點位置。這將儲存於該LUT中，使得當該ATL1之濾波動作需要一極點位置時，該LUT可內插且設定{f,Q}控制電壓。

【0191】可輕易地量測閉迴路極點之實部。假設極點位於右手平面中，使得其具有 $x=a \exp(bt)$ 之型式，其中a及b係未知常數。因此，倘在二不同時間 t_1 及 t_2 量測包跡電壓，分別導致 x_1 及 x_2 ，則可由以下者估計出期望之參數b

$$\begin{aligned} x_1 &= a \exp(bt_1) \\ x_2 &= a \exp(bt_2) \\ b &= \frac{\ln\left(\frac{x_2}{x_1}\right)}{t_2 - t_1} \end{aligned}$$

【0192】可設定時間 t_1 及 t_2 、且量測電壓 x_1 及 x_2 ，或者可設定 x_1 及 x_2 於固定之臨界值，且可量測時間差 t_2-t_1 。任一方式皆屬直接者。

【0193】針對涵蓋一ATLn實現之應用，則對該ATLn內之每一ATL1核心模組反覆以上之校準程序。

【0194】由上述者將理解到，可設計該ATLn以相對輕易地擴大頻寬。如以上所顯示者，環繞一ATL3之3個R的一小量第二階層回授增益G係一簡單且強健之方式，將通帶從表現單一極點通帶響應者改變成與一第三階契比雪夫濾波器相似之較寬闊響應

【0195】ATL3控制範例

【0196】此控制概念之一應用可在一無線感測器中，且可提供以下態樣：

【0197】首先，該ATL3可組態成飛擊(on the fly)，而為一認知無線電之功率空間譜密度的一感測器；

【0198】接著，該ATL3使用發射接收(T/R)開關，作為此通帶之一發射器濾波器與一接收器濾波器二者，以將濾波重定向為發射與接收功能。

【0199】在接收模式中，可將該ATL3結合於一適應性迴路中，其使用數位取樣輸出之SNR來將濾波器參數最佳化。當 $\{f, Q\}$ 控制正交時，該SNR最佳化係藉一簡單氈化(dithering)演算法強健地達成。

【0200】最後，建立ATL3時，必須知道該等極點隨該等控制變化而位於何處。這可藉使用一晶片上輔助ATL1來作校準而達成。藉使極點位置在右與左手平面(分別為不穩定與穩定)中交替，該ATL1自振盪之包跡可用作為一探測訊號，以估計極點位置點之實部。虛數分量係藉自振盪之頻率決定。可基於與一晶體鎖定合成器頻率作比較來量測該自振盪。亦可直接使用該ATL3之三個諧振器(R)來代替該ATL1。然而，實現該ATL1容許持續、且與接著專用於實際訊號處理之ATL3的操作平行地校準。隨該等控制電壓、且或許晶片溫度變化之該ATL1極點位置點量測係儲存於一LUT中。當組態該ATL3時，該等LUT之值將作內插。

【0201】應指出，該程序之指數型衰減時間可相當快速，而需要一高速DAC。又，假定從不穩定RHP橫越到穩定LHP時，極點頻率不致改變，此為一合理之假定。結果，此校準與穩定單一ATL1核心模組之方式適合於一般目的。然而，現在將提出一用於最高校準精度之第二校準與穩定化方式。

【0202】高精度ATL1校準與穩定性處理目標

【0203】儘管ATL1校準在一段時間呈穩定，然因主要基於環境溫度而致之變化，這對極點非常靠近 $j\omega$ 軸之需要高品質窄頻寬操作的應用而言，將不足以達

成精度之濾波操作。除了正常之組件老化效應外，一些ATL中因組件之溫度漂移所致的靈敏度可導致數百萬赫(MHz)等級之帶通頻移。除此以外，該ATL通帶係受輸入及輸出端處之負載匹配所影響。

【0204】針對最高精度，期望：

【0205】針對一ATL1核心模組設定一1百萬赫頻寬之能力，及

【0206】大約100仟赫(kHz)之ATL1核心模組中心頻率的解析度需要一100ppm之相對頻率準確度。

【0207】典型地藉在所有通訊裝置中皆可取得的一晶體參考器，提供該參考頻率準確度。在無需最高精度之處、或無法取得一外部晶體參考器之時的應用中，仍可達到高性能。

【0208】一工廠校準對此水準之最高精度而言並不足夠，使得可能必須要初始化校準、及可能地運轉時間校準。更甚者，在窄頻寬操作中，品質增強因數可能大，且因此須非常精確地設定迴路增益。倘該迴路增益在期望窄頻寬線性濾波模式之高精度應用中改變小達100ppm，則該ATLn可推動該等閉迴路極點橫越 $j\omega$ 軸而進入右手平面(RHP)中，導致a)自振盪；或b)過渡成注入鎖定方式。因此，需要精確之該迴路增益校準。為處理此等校準議題，設想二校準模式，以下將詳細討論。

【0209】ATL1初始化自校準模式

【0210】任何系統實現之ATL1自校準—無論離散組件階層、表面黏著階層、或如一積體晶片—皆根據隨該等{f,g,p}控制電壓變化之ATL1通帶量測為基礎。該ATL1可在每次被a)重新填充該等LUT、或b)可進行先前與當前量測加權之一上方應用層要求時，進入此校準模式。此等ATL1量測將以電路適當位置之輸入及

輸出負載完成，使得將產生任何起因於埠阻抗不匹配之偏差。倘在系統階層中未取得，則一溫度感測器亦設有該ATL1電路，以計算出因溫度改變所致之靈敏度。請注意，這係在多重校準運行上進行，且藉運轉時間之漂移分析完成。亦請注意，此就地校準亦產生電壓調節誤差，及用於{f,g,p}控制之DAC電壓中的任何偏差。

【0211】僅當建立操作頻率及頻寬(Q)之初始參數時，才需初始化。倘需要多重操作頻率、如在一跳頻應用中，則在每一操作頻率皆需初始化。已證實該ATL1、及藉擴充之該ATLn的操作可在一段時間呈穩定，且因此非慣常地實施初始化。影響操作校準之唯一參數係操作之環境溫度，其為運轉時間校準之標的。

【0212】為實現一ATLn，每一ATL1核心模組必須分離地初始化及建立各別之LUT。

【0213】ATL1運轉時間校準模式

【0214】運轉時間校準係依應用而特定者。在該ATL1無線應用中，將有一些固有的基帶數據解調處理。藉此可提取出訊號，作為指示ATL1濾波品質之度量。可藉氈化或其他最佳化策略來設定該等{f,p,g}控制參數，以使該ATL1濾波品質達最大限度。對該等LUT之修正，可解釋為從該最佳化程序之偏差。因此，持續將該等LUT最佳化。可為特定應用定制出，用於長期磨鍊該LUT之演算法。

【0215】可相對於一以晶體為基礎之參考振盪器、或其他頻率參考源來量測該頻率通帶響應。

【0216】ATL1高精度校準處理概述

【0217】在本章節中，提供一高精度校準結構，其有助於先前章節之二個校準模式：ATL1初始化自校準及ATL1運轉時間校準。該結構取決於該ATL1核心模

組之實體實現，無論在離散組件階層、表面黏著階層、或如一積體晶片實現。儘管可考慮任何應用(譬如一ATL3、或ATLF)，然為了在初始時僅聚焦於自校準與穩定性控制之概念，該ATL1核心模組實現於一由最低限度五個組件所組成之總體無線感測器收發器系統內，其方塊圖顯示於圖146中，該圖式顯示一天線14610、開關陣列14612、ATLa 14614、ATLb 14616、降頻/升頻轉換與ADC/DAC取樣14618、ATL控制14620、基帶處理14622、LO/ADC時脈合成器14624、功率調節14626、收發器晶片14628、時脈晶體14630、及電源14632。針對本範例，顯示一對標準ATL1核心模組，標記為ATL1a及ATL1b。該等者為ATL1之晶片實現，且視為完全相同及未校準。然，以下之校準程序在圖146之離散組件階層及表面黏著實現處皆相同。然而，晶片階層實現可能提供最高水準之精度。

【0218】請參考圖146中顯示之本範例總體無線感測器收發器系統，該天線連接至一操作模式開關矩陣，其允許ATL1a及ATL1b之不同架構以進行校準模式、發射模式、及接收模式。明顯地，該開關將具有一些介入損失，且將貢獻該接收器雜訊指數(NF)。稍後將考慮此議題。該基帶處理係用於可觀測量，該ATL1a及ATL1b可由此而受控制。一控制線14634亦影響該開關陣列。

【0219】總體目標係發展一實用之ATL1a及ATL1b自校準構件，在圖146中概述之收發器模組內藉其本身完成。亦即，如圖146中顯示之收發器模組將被製造且介入初始未校準之收發器系統中。當施加電力時，該收發器模組進入一自校準模式，其中生成為支持一給定中心頻率及品質所需之ATL1a及ATL1b控制電壓的一查找表(LUT)。該校準將在各模式下之操作期間不斷進行。如此，該收發器晶片將在其操作時自我學習。

【0220】為達成此校準，該時脈晶體設定待使用之參考頻率。然而，由於廉價之時脈晶體僅準確至大約100ppm以內，因此可能在各類情境中使用一引入參考訊號來決定該時脈晶體之頻率偏差值、如上提及者，且亦將其儲存於該LUT中。

【0221】重要地在於認識到，該ATL1可操作如一具有可調諧頻率之穩定振盪器，及該輸出可饋送入另一ATL1中以決定其頻率特徵。依循此方法，ATL1a變為一電壓控制振盪器(VCO)，其饋送入ATL1b中以決定ATL1b之帶通特徵，且接著使用ATL1b作為一VCO以饋送入ATL1a中而又決定ATL1b之帶通特徵。由於ATL1a及ATL1b建構於同一晶片粒上、在相同溫度下操作、且具有施加於其上之相同電壓、及相同地老化，同此將在操作特徵方面非常緊密地匹配。如此有助於校準，這將於稍後詳細說明。一關鍵創新在於，該晶片係一收發器，且因此具有根據頻率校正時脈為基礎來計時之基帶處理。時脈晶體之穩定性因此將有效地映射至ATL1a及ATL1b中。亦即，比如ATL1a係用作為一VCO配置，以操作於根據控制設定為基礎之一特定頻率下。同此，可能根據降頻轉換(以源自時脈晶體之一LO合成器為基礎)及ADC取樣(時脈亦以時脈晶體為基礎)為基礎，來決定相對於校正時脈晶體頻率之ATL1a頻率。當ATL1a之閉迴路諧振器極點從 $j\omega$ 軸後退而使其終止振盪時，其將表現如一高品質濾波器。正好當ATL1a從振盪模式進入濾波器模式時之振盪頻率，恰為ATL1a高品質濾波器之中心頻率。

【0222】針對非晶片實現，相同之考慮應在系統階層。然而，校準之準確度可受到實現之品質衝擊。

【0223】熟於此技藝者將了解到，將根據使用所在之環境為基礎來了解對高與低品質之引用。在某些情況下，初級諧振器之品質可被視為相對於該可調整諧

振器高，其中一高品質諧振器可被視為較該可調整諧振器大一因數10、或甚至大一因數100。

【0224】操作模式

【0225】該開關陣列可實現不同模式。

【0226】基本接收模式(圖147中顯示之模式1)中，具有ATL1a形成無線電頻率(RF)濾波器。圖147顯示一天線14610、ATLa 14614、及降頻轉換ADC取樣14714。在該模式下，ATL1a將具有相對較高品質且亦將具有一高增益。

【0227】ATL1a與ATL1b係串接(圖148中顯示模式2)，其中ATL1a將具有一較低品質、較寬之頻寬，且ATL1b將為較窄頻寬及較高品質。圖148顯示一天線14610、ATLa 14614、ATLb 14616、及降頻轉換ADC取樣14714。此構想在於，ATL1a將因其為較低品質而抑制某些帶外音調且具有較佳交互調變。ATL1b將為較窄頻寬且具有一較高品質

【0228】一臨時切入衰減器插入ATL1a與ATL1b之間，如圖149中所示者，其係為達穩定性而保持增益於一合理上限內所必要者，這將在稍後討論。圖149顯示一天線14610、ATLa 14614、衰減器14914、ATLb 14616、及降頻轉換ADC取樣14714。倘增益過高，則難以確保該收發器晶片保持穩定。請注意，該衰減器係相對較常用電路，其可加入於ATL1a之輸出處。

【0229】目前係限制在分時雙工(Time division duplexing，TDD)協定，其中該收發器將在某一時距中發射且接著在另一時距期間接收，然而亦可使用其他協定。一適當協定之選擇超出本討論範圍，只要該模式能夠控制其即可。如圖150中所示之模式3中係基本之發射模式，其與用於接收模式之模式1結合而一起工

作。圖150顯示一天線14610、ATLb 14646、及升頻轉換DAC取樣15014。開關陣列有助於為TDD功能而在模式1與模式3之間切換。

【0230】高精度校準模式

【0231】接著，考慮可切換之校準模式。在模式4中，如圖151中所示者，藉調諧ATL1b而使得閉迴路諧振極點大體上在 $j\omega$ 處，而如一VCO地操作。圖151顯示一ALTb 14616、衰減器14914、ALTa 14614、及降頻轉換ADC取樣15116。藉由一簡單衰減器，其與可被切入之ATL1b輸出聯結，以使ATL1b VCO訊號衰減至一低位準。一衰減之正弦訊號接著進入ATL1a中，且降頻轉換及取樣，後續之處理係量測ATL1a訊號輸出之位準與頻率。如此，可調諧ATL1a頻寬及中心頻率。

【0232】圖152中顯示之模式5係將模式4反向，其中ATL1a用作為VCO，且饋入至操作如一濾波器之ATL1b。圖152顯示一ATLa 14614、衰減器14914、ATLb 14616、及降頻轉換ADC取樣14714。

【0233】高精度ATLn自校準

【0234】現在教示藉由將單一ATL1核心模組增加至任一ATLn電路，可達成精密校準。由操作圖146之電路開始，但未給定任何校準數據。當首次開啟圖146之電路時，即進入一基礎校準模式，其中LUT之內容物被清除，且以一空白LUT開始。

【0235】接著假定系統在圖152之模式5下開始。為簡化起見，將假定 ATL1a與ATL1b具有在其直通路徑中之諧振器，及在回授路徑中之一縮放模塊及一移相器，如圖153中所示者。圖153顯示一耦合器15310、諧振器6214、縮放模塊 6216、及移相器6814。通常假定三個控制電壓{f,g,p}：其一用於該諧振器頻率、其一用於該縮放模塊設定、及第三個用於該移相器控制。

【0236】假定可藉一諧振器配置出ATL1b，該諧振器具有一開迴路品質，為便於解說之該品質近似10。倘該縮放模塊設為G=0，則無回授且因此僅具有開迴路品質。因此，如果可藉參考一時脈晶體來準確地決定頻率，即應該可在基帶處理中觀察到通過ATL1b之ATL1a輸出。

【0237】亦假定ATL1b製造受到充份控制，使得ATL1b之諧振器可設定成接近可調諧帶中間。這意味假定諧振器中使用之可變電容二極體的合理製造控制。亦，用於ATL1a之諧振器初始時設定於可調諧帶中間。

【0238】現在增加增益。請注意到，當環繞ATL1a之迴路相位為360度整數倍時將符合ATL1a諧振器振盪條件，及迴路增益略小於1。其次，調整ATL1a相位電壓控制，以達成該諧振條件。接著，調整ATL1a相位，使得縮放模塊設定於最小回授增益，以保持振盪。由於基帶處理具有一受限頻寬，因此困難將在於觀察振盪。因此，初始時需對ATL1a搜尋全部諧振器電壓及相位。

【0239】如以上所示者，將移相器模擬成一全通濾波器，其形式為：

$$= \frac{+}{+ \quad +}$$

【0240】其中極零圖表在圖154中給定。

【0241】圖155中顯示頻率響應。請注意量值響應係呈如一理想移相器所需之平坦，及相位係一隨頻率之下降斜率而表示在一近似±20%頻率範圍上之一接近固定延遲。藉由改變全通中心頻率 ω_p ，相位曲線可向左或向右移動，以提供相位控制。

【0242】其次，考慮ATL1核心模組內之開迴路諧振器的頻率圖表，其表示為

$$H_r(s) = \frac{2D_r\omega_r s}{s^2 + 2D_r\omega_r s + \omega_r^2}$$

【0243】圖156中給定 $\omega_r = 1$ 且 $D_r = 0.055$ 之響應，其相當於一開迴路品質為10。
圖157中給定諧振器之極零圖表。

【0244】給定開迴路轉移函數為

$$H_{ol}(s) = GH_r(s)H_{ap}(s)$$

【0245】其中G為縮放模塊之增益，及下標「ap」係指全通。該諧振器之零度根軌跡顯示於圖158中，其中附帶地顯示移相器之極點與零點二者。

【0246】該極點行為與先前從諧振器開迴路極點位置(針對 $G=0$)處開始且隨G增加而朝 $j\omega$ 軸移動之閉迴路極點近乎相同。該軌跡在當 $G=1$ 時到達 $j\omega$ 軸。

【0247】現在不匹配該移相器，使其提供藉選擇 $\omega_{ap}=0.9$ 來實現之一迴路中過量 50° 。該移相器之新相位圖表現在顯示一 50° 滯後，如可在第159圖中看出者。

【0248】圖160中給定在如同先前者之G範圍($0 < G < 1$)下的改變根軌跡。請注意到， $G=1$ 時無法達到振盪條件。結果，在一相位不匹配情況下，迴路增益必須增加，以達到不穩定狀態。亦請注意到，當G增加超過 $G=1$ 時，振盪頻率下降。這當諧振器需要在一較低頻率而使得其具有一正相移來補償全通移相器電路之負相移時合理可行。

【0249】針對 $\omega_{ap}=0.9$ 之情況，需要 $G=1.26$ 或一較高26%之G以到達振盪條件。倘移相器以另一方向不匹配，使得其提供一正相移，則振盪頻率將增加而導致該諧振器之一負相移，以補償全通網路之正相移。圖161顯示一到達振盪條件所需迴路增益隨移相器不匹配變化之圖表。將此映射至圖156中所示之等效相移中。

【0250】理解到可藉增加G來設定ATL1核心模組諧振頻率及移相器數值，且注意到ATL1核心模組開始振盪之點。以下程序係一可能的順序：

【0251】配置開關陣列以給定圖151中所示之模式4。

- 【0252】配置ATL1a具有零回授增益，使其具有一寬頻響應。
- 【0253】藉調整諧振器頻率控制電壓來設定期望之ATL1b諧振頻率上部範圍。
- 【0254】確保圖146之本地振盪器(LO)設定在與前面步驟所致者近乎相同之頻率。
- 【0255】增加ATL1b之回授增益直到ATL1b恰到達振盪臨界為止。
- 【0256】使移相器顫動，使得可將回授增益退後，以尋得振盪臨界最小增益值。
- 【0257】為尋得此點，將振盪頻率、回授增益控制電壓、及移相器控制電壓置入LUT中。這表示ATL1b之校準點，其針對給定之振盪頻率精確地設定ATL1b極點位置於 $j\omega$ 軸處，及使移相器正確地設定。
- 【0258】一旦已依此增量方式完成諧振器控制之上部範圍，即進行下部範圍。返回ATL1b諧振器之起始電壓，且接著依循以上步驟遞減諧振器電壓直到完整之諧振器範圍皆校準且LUT完成。一旦尋得此第一個點，其餘程序將相對快速且有效率。
- 【0259】一旦完成ATL1b之振盪條件，即切入圖152中所示之模式5，調換ATL1a與ATL1b之功能。亦即，現在配置ATL1b為無回授，且因此具有寬的頻寬。請注意，由於ATL1a與ATL1b大體上完全相同，僅在製造所致之公差內變化，因此針對ATL1b之LUT登錄項目可用作為ATL1a校準之初始點。在ATL1a與ATL1b皆位於同一晶片粒上、且在同一條件(溫度、供應電壓等)進行操作之情況下，ATL1a之LUT登錄項目應非常接近。
- 【0260】接著，針對ATL1a，依循以上之程序步驟，將ATL1a配置成一振盪器，及填充校準表。

【0261】現在針對ATL1a與ATL1b二者，將閉迴路諧振極點到達 $j\omega$ 軸之條件填入LUT。最終步驟係內插此等值而成一均勻取樣，這當從初始步驟收集之數據足夠密集時可輕易地達成。

【0262】現在可再次使用模式4(圖151)，但現在以ATL1b作為一VCO，其可相當準確地調諧。最終將藉LO降頻、及數位訊號處理(DSP)基帶處理來決定ATL1b之精確頻率。此決定之頻率在時脈晶體之環境中「精準無誤」。

【0263】現在將轉向決定，施加之迴路增益變化的ATL1a閉迴路品質特徵。設想欲使ATL1a具有一以頻率 ω_a 為中心之通帶。由先前校準，已知迴路增益及移相器設定恰達振盪。現在必須知道，該回授增益設定從該振盪條件降低多少，將提供期望之頻寬Q。這可如圖162中顯示者達成，該圖式顯示一ATL1b 14616、ATL1a 14614、及振幅降頻轉換ADC處理16214。

【0264】ATL1b如同一VCO於 ω_a 振盪，其訊號通入ATL1a中。ATL1a之移相器控制及開迴路控制電壓係基於LUT登錄項目，依一同步方式顫動。如此將造成ATL1a之通帶以中心頻率作顫動。降頻轉換、ADC及後續處理將決定 ω_a 處頻率分量之振幅變化。該變化係用於決定，具有一特定回授增益之ATL1a的頻寬。此觀察現在為ATL1a之LUT中的一登錄項目。接著，使ATL1a之回授增益增量，且重複該程序。

【0265】一旦隨ATL1a之回授控制電壓變化來實施多次此類頻寬觀察，則可選擇a)內插此等數值而達一分段曲線配適，或b)以二次或三次多項式配適數據。認為後者、以二次或三次多項式配適LUT數據者係一較準確方式。

【0266】一旦依此方式校準ATL1a，即可返回模式5(圖152)，及使用ATL1a作為該VCO，且針對各不同之回授增益設定來量測ATL1b之頻寬。

【0267】應指出僅僅為校準目的而增加單一ATL1核心模組時，將能夠達成任何ATLn實現之高精度校準。以上之初始化程序將對包括該ATLn之每一ATL1核心模組重複進行。

【0268】諧振電路之控制

【0269】如上所述者，期望能夠藉由耦合複數個當前既定初級諧振結構與一次級可變諧振結構來調整該等既定初級諧振結構之特徵，且藉此經由控制該次級可變諧振結構來修飾該等既定初級諧振結構之特徵。如此可允許最終結果電路自動地緩和環境溫度改變、組件老化、及此類既定初級諧振結構之漂移。如此將提升總體系統之性能。

【0270】如此描述之該等諧振結構耦合需要附加一可變諧振器於一初級諧振器。在一範例中，當該可變諧振器係控制一外部諧振器(XR)之一以ATL為基礎的電路，則該電路設計可稱為一ATLXR。由於以下討論將針對與一外部諧振器結合使用之一以ATL為基礎的電路，因此術語ATLXR將用作為藉一可調整諧振器作修飾之一初級諧振器的一縮寫參考。然而，請了解到，討論之原理可擴展至其他電路設計，其中使用此中描述之以ATL為基礎的電路來控制其他型式之諧振器，該等諧振器可不考慮為外部、及其他合適型式之可調整諧振器。

【0271】該初級諧振器可為一固定諧振器、或一頻率可調諧諧振器。然而，基於實際上之理由，該初級諧振器較佳地在該次級可變諧振器控制及響應迴路之整個週期時間上呈穩定，使得該外部既定初級諧振結構針對系統性能而言出現「準固定」。

【0272】此方式可用於作微小調整後製，其可增加高品質、及中等品質濾波器之生產良率。該良率改善可意味調整該固定諧振結構之品質及/或中心頻率。例

如，該初級諧振器之頻率響應可設計成，在一既定誤差因子、譬如可藉製造規格指定者內操作。該可調整諧振器可因此用於控制該初級諧振器在該既定誤差因子內，以造成閉迴路頻率響應接近該初級諧振器之理想頻率響應。

【0273】在一範例中，考慮以XR指示之一外部諧振器，呈中等到高品質，具有既定頻率響應特性。XR諧振器連接於一訊號迴路中，該訊號迴路具有主動訊號放大增益模塊g、及一以R指示之額外第二可變諧振器，如圖179中所示者。可變諧振器R17910針對諧振頻率而言係可藉一控制f 17916控制，且可具有一相對於外部諧振器F 17912之低品質。增益模塊G 17914可藉g 17918控制。

【0274】ATLXR藉由在內含一初級諧振器之一訊號迴路中運用一可調諧次級低品質電路，以提供該初級諧振器精細調諧。可藉以下動作有效地修飾該初級諧振器之既定諧振特性：

【0275】藉f之控制來改變低品質諧振器R之諧振頻率；

【0276】及/或透過控制g，藉增益模塊G來改變諧振器R之閉迴路品質。

【0277】ATLXR基本操作原理：控制初級諧振器之極點

【0278】如以上提到者，儘管此中使用術語ATLXR，然受控制之該初級諧振器可為除了一「外部諧振器」以外之一諧振器，且該可調整諧振器可為除了一以ATL為基礎的電路以外之一諧振器。然而，由於本範例之背景係依據此等範例給定，因此提出以下ATLXR縮寫字表作為參考。

ATL	本文中 ATL1、ATL3、ATLn 組之任何構件
ATLF	ATLXR 之實現，其中外部諧振器係一天線
ATLF3	ATLF3 之實現，併入 ATLn 之 ATL3 變體
ATLXR	具有一初級(外部)諧振器併入一訊號迴路中之 ATL
BAW	體聲波諧振器
BPF	帶通濾波器
DC	定向耦合器
f	次級可變諧振器之頻率控制
g	迴路中縮放模塊之增益控制
G	藉控制 g 作用其上之增益模塊或縮放模塊
LHP	$j\omega$ 軸左側之 s 面部份
p	P 之迴路相位控制
P	移相器，考慮離散者(0 度或 180 度)
R(s)	可由 f 控制之一可晶片整合諧振器 R 的轉移函數
RHP	$j\omega$ 軸右側之 s 面部份
SAW	實現一多極濾波器之表面波諧振器或一組諧振器
SOS	一濾波器分區之第二階區段或雙二次區段
v	可變衰減器之控制
V	多極濾波器 ATLXR 級之間的可變衰減器
XR	外部諧振器
XR(s)	可為固定或可調諧、且可或不可為外部者之一初級諧振器的轉移函數

【0279】為了解說操作原理，可使用ATLXR開迴路響應之一極零簡圖來描述該 ATLXR及其操作之一具體實施例的範例。將基於呈一雙埠諧振器之初級諧振器來說明該操作。然而，單埠諧振器之操作原理大體上相同。

【0280】請考慮圖180中所示之開迴路電路。在本範例中，假定組件F 17912、R 17910、及P 18014呈線性且非時變。R受f 17916控制，及P受p 18018控制。然而，本說明亦延伸作輕微偏離以用於非線性且時變組件，如以上述及者。在一較佳具體實施例中，該諧振器可被模擬成一大體上高品質諧振極點，且同時R可基於以下考慮而藉大約Q=10到20之低品質極點表示。

【0281】需要一品質高於大約10到20之基本諧振器R，將導致一更困難之晶片整合；

【0282】相反地。需要一品質過低之基本諧振器R可導致過度之品質增強，這可貢獻電路線性度問題。

【0283】除此以外，須說明一迴路延遲，其包含模組延遲：

【0284】移相器P之延遲；

【0285】往返F之連接線的延遲；及

【0286】用於可調諧次級諧振器R中之緩衝器內的額外延遲。

【0287】如先前討論者，有各式可使用之可調諧ATLn諧振器架構，其能夠調整來補償電路中之相變，而免除對一分離移相器組件之需求。

【0288】圖181中顯示開迴路ATLXR響應之極零圖表。顯示出s面，以垂直軸作為 $j\omega$ 軸，且水平軸作為實數軸。亦顯示出一帕德(Pade)延遲模型極點18110。

【0289】顯示為圖181「開迴路延遲帕德模型」之極點18110及零點18112組係近似於 $\exp(-sTD)$ 相位指數項之一多項式，其中TD係訊號迴路之總體累積延遲，其未包含初級或可調整諧振器之延遲。因此，帕德極點及零點係等效、且非實體者。該等帕德極點及零點係一全通濾波器結構，其僅影響相位且非振幅。

【0290】關於圖181之帕德極點及零點，一重要觀察在於，這些等效極點相對於a)R之可調諧極點、及b)初級諧振器之較高品質極點，深入左手平面中。亦，針對閉迴路，該等帕德極點之隨迴路增益增加而致的極點遷移可忽略。

【0291】圖182顯示ATLXR帶中心頻率之二週期的一正規化迴路延遲，依帕德表示法之極點及零點。進一步增加迴路延遲之效應在於，使極點運動到更靠近 $j\omega$ 軸，且因此更加影響相位斜率。然而，將需要一更高階之帕德模型。反而，帕

德極點及零點可更被描述成一帶通響應。然而，由於延遲將微小，因此這並非確實有必要。

【0292】然而，帕德延遲模型準確地表現出，訊號迴路內發生之任意延遲的效應。如以上指出者，ATLXR可變諧振器R之極點顯現於同一位置，但可彼此略微偏移。然而，此等可變諧振器R極點之細部設計屬次要，主要特性在於其可受 f 控制以使頻率上下運動(與 $j\omega$ 軸平行)。這係藉由R中每一可變諧振器之可變電容二極體控制(f 控制)促成。此等諧振器亦具有一零點於 $s=0$ 處。

【0293】接著基於圖183來解說ATLXR之操作。針對閉迴路，當ATLXR迴路增益 g 增加時，最靠近 $j\omega$ 軸之初級諧振器的支配高品質極點將依循藉小箭頭顯現之行跡其中之一。依循之行跡取決於R之極點位置(受 f 控制)、及P之相位設定。

【0294】如此，可變次級諧振器R正在調整初級、或外部諧振器XR之 s 面操作點。

【0295】由於高品質極點僅需運動一短距離，如以上討論者僅需要一小閉迴路增益，而延遲及R之其他極點將無極度關聯，因此該等者之行跡將不顯示，以求清晰。因此，次級可變諧振器R及延遲模型之極點無大改變。如此，支配初級、或外部諧振器XR極點可藉由調整可變諧振器R及相位控制P之設定而置於一期望位置中。

【0296】ATLXR概述

【0297】此中發展之構想可應用至，ATLXR將一具有可變增益模塊之可控制可變諧振器(R)置於一包含外部大體上高品質諧振器(XR)之訊號迴路中的一具體實施例，使得併入初級、或外部諧振器XR之ATLXR的閉迴路頻率響應可被適度地操控。該初級外部諧振器之操控實際上係對內含該初級諧振器之閉迴路ATLXR電路、及該可調諧諧振器之操控。閉迴路ATLXR之動態修飾足以取得期望之通

帶響應，且補償初級、或外部諧振器XR之中等溫度改變、初始製造公差、及裝置老化效應。閉迴路諧振影響從輸入到輸出埠之訊號路徑轉移函數者係單獨初級諧振器之支配諧振極點的一修飾形式。

【0298】從ALTXR輸入到輸出埠之轉移函數將導致一窄帶通頻率響應，其與可藉作用於次級可變諧振器R上之控制{f,g,p}來操控的單一支配高品質極點之響應近乎相等。

【0299】不可顯性控制之初級諧振器極點，可隱性地控制，以藉耦合之訊號迴路的操作來使極點運動至s面中之一期望位置，此類細目為、但不限於：

【0300】增強初級諧振器之品質；

【0301】補償初級諧振器之任何初始製造變異；

【0302】補償因溫度變異所致之初級諧振器頻移；

【0303】補償因組件老化所致之初級諧振器頻移；

【0304】達成一特定佈置該初級諧振器之極點於s面中，使得ATLXR可與其他ATLXR串接，以實現一特定多極濾波器，譬如一契比雪夫或巴特沃斯帶通濾波器併入外部諧振器XR。

【0305】促成帶通等化通能，其中ATLXR可為一適應性濾波器之部份。

【0306】依循一譬如藍牙中之跳頻次頻帶，其中總體SAW提供一20百萬赫帶通，且ATLXR著重1百萬赫頻寬之特殊次頻帶，及依循跳頻方式。

【0307】請了解到，以上提出之詳細分析係與用於控制一初級諧振器之一電路的一特殊具體實施例相關，且有助於更深入了解與主張方式相關連之原理。然而，亦將了解到，由於一旦了解設計原理，即可使用偏離以上分析之其他應用

及其他範例，因此以上討論不以其全部內容應用於所有情況。是以，以上討論應作為訊息提供，而非作為所有型式電路之必要條件。

【0308】ATLXR諧振器之特徵

【0309】初級外部諧振器XR：XR(s)用於表示該外部諧振器之轉移函數，其可被視為位於ATLXR晶片外部。請注意，XR諧振器可為任何電氣、電磁、或機電諧振器，譬如以下者：

【0310】電器諧振器可為包括有電感器或電容器之電路。

【0311】電磁諧振器可為分散式微帶、或帶線、或波導空腔諧振器；

【0312】機械諧振器可為SAW或BAW裝置、以及微機電系統諧振器；

【0313】基於材料特性之諧振器，譬如以一亞鐵鹽材料YIG(鈹鐵石榴石)為基礎之諧振器，具有一以慢磁場為基礎之頻率控制。

【0314】次級可變諧振器R：如以上解說者，ATLXR可變諧振器R係大體上低品質諧振器、可整合於一晶片上、且可針對頻率響應針對諧振頻率及寬頻二者進行控制。以上所示ATLXR中合適R之範例概括地描述於上。

【0315】R(s)係ATL訊號迴路之次級諧振器的轉移函數，且具有一f之控制。控制f典型地作用於一可變電容二極體型式者、或一微機電系統裝置上，以使R之電容變化。P係一離散切換相位，期可具有數個相位狀態，可藉p之控制選定。增益模塊G具有一可變增益，其可藉g控制。最後，ATLXR電路之輸入與輸出處有一耦合器。

【0316】在較佳具體實施例中，可變諧振器R理想上將整合於晶片上。R典型地由除了一可變電容二極體外之固定值積體電容器及螺旋電感器組成，該可變電容二極體呈可藉f控制之可變值。R亦可基於整合在晶片粒上之分散式傳輸線組

件而實現。R之諧振器的另一選擇在於，基於一積體微電機系統裝置而實現，其導致一可變電感器或變容器。合適之諧振器R範例可包含暱爾森(Nielesen)詳細說明者。

【0317】變異與選用

【0318】如將可了解到者，存有ATLXR電路之不同選擇與變異。以下為一些可能的變異：

【0319】初級諧振器可為單埠而非雙埠裝置。是以，可設想譬如一多極BAW晶片裝置之應用，如圖191所圖示者。在此，該等諧振器位於一共有BAW晶片上，其接地且一埠從每一諧振器連接至ATLXR晶片。本具體實施例中提出者係一外部諧振器晶片，其由複數個BAW諧振器組成，每一個各具有一單埠，連接至構成一多極濾波器之匹配ATLXR晶片。內部可調整諧振器模塊R依需求封閉訊號迴路。

【0320】ATLXR訊號迴路之其他實現可包含有負電阻放大器。

【0321】該初級諧振器可為一天線或輻射系統之部份。這可包含如同一晶片天線或印刷電路天線而具有某些諧振特性之天線。

【0322】一ATLXR可配置如圖192中所示者，其具有複數個一般ATLXR模塊、以及連接各天線及各諧振器之一開關矩陣。這將具有一般埠，其可連附至BAW諧振器、印刷諧振器、晶片天線、全無任何諧振器等。另一側上，該開關矩陣連附至ATLXR電路。或者，倘無需增強，則未連附ATLXR。圖192顯示出BAW/SAW諧振器19210、印刷電路板(PCB)印刷諧振器19212、晶片天線19214、開關矩陣19216、ATLXR電路模塊19218、及一般ATLXR晶片19220。

【0323】該開關及複數個ATLXR電路可整合於一通用收發器晶片中，且接著一般之外部諧振器可連附至該ATLXR之一般接腳，該ATLXR可為天線、印刷電路板諧振器、SAW/BAW諧振器、及相似物。

【0324】較佳具體實施例

【0325】再一以ATL為基礎之電路背景下的一較佳具體實施例顯示於圖188中。圖188顯示組件F 17912、受f 17916控制之R 17910、受p 18018控制之P 18014、耦合器18418、訊號輸出18822、受g 17918控制之增益模塊G 17914、及晶片整合電路18830。訊號迴路可具有單一可變諧振器或複數個可變諧振器。又，可具有串聯或並聯之一個或更多初級諧振器，其與一個或更多可變諧振器在該迴路內串聯。

【0326】如以上提到者， $XR(s)$ 係用於定義該初級諧振器之轉移函數。儘管並非必須者，然該初級諧振器一般將為位於ATLXR晶片外部之一外部諧振器。 $R(s)$ 係ATL訊號迴路之內部、或可調整諧振器的轉移函數，且具有一控制f。控制f可作用於一可變電容二極體型式者、或一微機電系統裝置上，以使R之電容變化。P係一離散切換相位，其可具有數個相位狀態，可藉p之控制選定。增益模塊G具有一可變增益，其可藉g控制。最後，ATLXR電路之輸入與輸出處有一耦合器。

【0327】在一範例中，該可調整諧振器可整合於晶片上。在某些範例中，該可調整諧振器可由除了一可變電容二極體處之固定值積體電路及螺旋電感器組成，該可變電容二極體呈可藉f控制之可變值。R亦可基於整合在晶片晶粒上之分散式傳輸線組件而實現。R之諧振器的另一選擇在於，基於一積體微機電系統

而實現，其導致一可變電感器或變容器。熟於此技藝者亦將認識其他合適諧振器。

【0328】總結，ATLXR訊號迴路具有一可調整諧振器R，其與一可呈各種型式之初級、或外部諧振器耦合。這允許一組合閉迴路諧振器響應，其具有在次級可諧調諧振器內可藉控制{f,g,p}操控之單一支配極點。

【0329】在一範例中，可適度地將一外部諧振器之極點移動至一期望s面位置，這係使用：

- 一組低品質諧振器，其：
- 頻率可控制，
- 較佳地利用一可選擇相移，及
- 一可變增益；

【0330】其中低品質諧振器及可變增益配置於單一迴路中，以將一外部諧振器之極點移動至一期望位置中。

【0331】儘管圖209之基礎ATLXR假定圖188中之初級諧振器不可控制，然初級諧振器F可在不同操作頻率之間控制或調諧，如在圖189之範例中者，其具有組件F 17912、受f 17916控制之R 17910、受p 18018控制之P 18014、耦合器18418、訊號輸出18822、受g 17918控制之增益模塊G 17914、訊號輸入18828、及晶片整合電路18830、以及額外地具有F 18910之粗頻率控制。例如，該初級諧振器可為一以亞鐵鹽為基礎諧振器，其具有一施加磁場以用於慢控制。或者，該初級諧振器可為一微機電系統型諧振器，其具有相對較慢之某些粗頻率控制。此等者可併入如圖式所示ATLXR訊號迴路，提供一快速閉迴路極點電子控制。

【0332】ATLXR本身可直接擴展成一多極濾波器實現。圖190中顯示一雙埠ATLXR濾波器之一範例。圖190顯示組件F 17912、受f 17916控制之R 17910、受p 18018控制之P 18014、耦合器18418、訊號輸出18822、受g 17918控制之增益模塊G 17914、訊號輸入18828、及晶片整合電路18830、以及額外地具有受v 19012控制之可變衰減器19010。提供用於可變衰減器V之額外控制v，使得多ATLXR電路之總體產出增益不致造成不可控制之自振盪。明顯地，圖190之串接架構可擴展成一任意階帶通濾波器，其中每一ATLXR電路將實現該帶通濾波器總體轉移函數之一個SOS(第二階區段或雙二次)。

【0333】此屬可能者。如同以上討論者，分項來說明及描述此等變異，然而此等變異亦可應用至以其他型式諧振器為基礎之其他電路設計。這可包含一外部諧振器晶片，其由複數個BAW諧振器組件，每一個各具有一單埠，連接至構成一多極濾波器之匹配ATLXR晶片。內部諧振器模塊R依需求形成額外之回授埠。

【0334】ATLXR之實現

【0335】由於小訊號電晶體可能以可忽略之成本整合，因此積體晶片複雜度一般被視為次要者。電桿器與電容器因占據一較大晶粒面積，因此可能較昂貴。因此，一符合成本效益之可變R諧振器整合一般僅達成一大約10之低品質值。未達成一高度選擇性之帶通濾波器響應，需要該過濾器極點具有高品質值、譬如遠高於10，且因此顯著品質增強可能有必要。儘管以ATL_n可能達成任意之高品質增強，然這將以降低線性度為代價。晶片外之外部諧振器的優點在於，其可具有一相當高之初始品質，且因此僅必須適度之進一步增強品質。

【0336】在某些範例中，該初級諧振器將具有一大約較該可調整諧振器品質大10倍或更多的品質，且可較該可調整諧振器品質大多達100倍或更大。在本討論

之背景下，提及數值10或100並非意欲做一明確限制，而應被視為一般範圍，該一般範圍本身將包含接近這些範圍、但可能略在此等範圍之外的因素。

【0337】在某些範例中，該初級諧振器可為一外部諧振器。由於預期此為可使用本教示之最可能方案，因此術語「外部」通常在此中用來指示初級諧振器。然而，請了解到，本教示亦可應用至非外部諧振器。倘一諧振器由相對於該可調整諧振電路之一不同材料、或一不同技術製作，則可視為外部者。倘諧振器位於一與該可調整諧振電路基板相分離且不同之一基板上，則亦可視為外部者，其中該等基板可接著依技藝中已知之各種方式而黏合或者連附在一起，這又將取決於該初級諧振器及該可調整諧振器知最終型式。例如，該初級諧振器可為由一第一材料製作的第一組件，且該可調整諧振器可為由不同於該第一材料之一第二材料製作的一第二組件。此範例譬如顯示於圖188、其中該諧振器係相對於該可調整諧振器之「晶片外」，及圖191、其顯示在一分離基板上之一BAW濾波器。熟於此技藝者將明白其他設計且將不對此等其他設計作進一步討論。

【0338】印刷諧振器之變體通常無法達成一SAW或BAW之高品質，但具有遠高於晶片諧振器實現者之品質。一有用印刷諧振器包含一建構於印刷電路板上之一類似波導之空腔，其具有多個通道連接以內含場。這顯示於圖193中，其為一諧振器之由上而下視圖，顯示出壓合該波導空腔外周邊饋線結構及通孔連接。印刷電路板中之通孔連接顯示於19310處，且饋線顯示於19312處。未顯示出印刷電路板頂與底面處之鍍金屬以求清晰。顯示出一單埠諧振器，但可藉增加另一饋線探針而為一雙埠者。

【0339】此一類型諧振器因損失大體上為介電且非導電，而具有提高較高品質之優點。可實現多重諧振器19412如圖194中所示者，每一該等諧振器皆連接至一ATLXR晶片19410。

【0340】多層板提供一堆疊印刷諧振器之可能性，如圖195中示意圖所圖示者，其具有一ATLXR晶片19410及晶片天線19512。通常在智慧型手機中使用至少10層，且因此多個帶線諧振器19514可堆疊如圖示者以佔據較少空間。倘ATLXR晶片使用球狀連接器，則該等諧振器可堆疊於晶片下方以達緊密。這可達成非常符合成本效益之外部諧振器XR實現，其具有一大約100之初始品質以作為微波頻率應用。印刷諧振器因較小而更具吸引力，但需要低損失介電基板，已將一外部諧振器XR之品質保持在大約100左右。

【0341】ATLXR耦合架構

【0342】以下討論ATLXR之二特徵。

【0343】第一個特徵係一組待耦合諧振器，其包含：

- (複數個)初級諧振器，譬如一外部諧振器 XR，且通常具有較高品質；及
- 複數個可調整 R，典型地具有較低品質，其在諧振頻率及寬頻方面可調諧。

【0344】第二個特徵係併入該組諧振器之一主動訊號迴路。這一般包含耦合構造，其耦合該等諧振器之訊號輸入及輸出，以達成期望之效應。耦合機構可由循環器、定向耦合器、多埠裝置等組成。該迴路中可有一個諧振器或多重諧振器。更，「諧振器」意味諧振器系統，除非特別提到單一諧振器以外。

【0345】值得一提者係考慮初級諧振結構與以上所討論之ATL適應性濾波器諧振結構相結合。有各式構造可使用，以下指出其中四個，其一般以耦合架構作區別，熟於此技藝者將認識到，其他實現亦屬可能。

【0346】ATLXR實現類別1：單向訊號流

【0347】類別1係第一種ATLXR實現類別，且具有二個主要特徵。第一個為所有訊號皆為單向。第二個為輸入訊號透過定向總和模塊而與回授訊號隔離。然而，這係假定該總和模塊不可逆。

【0348】有二種方式實現此類總和模塊。第一種方式係使用一循環器，如圖80中所示者。該循環器係一不可逆裝置，其體積龐大、昂貴、及因此無法整合於晶片上。該循環器產生單向流，且輸出可從圖式所示回授處理中之一緩衝器輸出汲取。圖80顯示一源8020、輸入8010、循環器8012、增益縮放模塊8014、移相器8016、迴路8022、及輸出8018。

【0349】一種實現ATLXR類別1之較佳方式係使用一主動差動放大器4316作為一不可逆總和模塊，其迫使單向訊號在該迴路中流動，如圖205頂部處所示者，其中頂部之電路具有一諧振器17910、一移相器18014、及一增益模塊17914，且底部之電路具有複數個ATL電路310及一外部諧振器17912。可在任何位置取得輸出，且迴路中組件之階數係任意者。儘管諧振器在各個描繪ATL電路之圖式中皆標示310，然請了解該等者可為較高或較低階數ATL電路，或可為一基本諧振器、譬如先前討論之諧振器416。

【0350】該主動回授加法器或許理想之處在於，該差動放大器電路對實現於晶片上並不重要，且無需難以實現於晶片階層處之任何電感器或其他組件。

【0351】圖205底部處顯示出，使用一ATL3實現之ATLXR類別1實現。如上所述者，ATL3實現允許在低品質次級諧振器內之迴路移相控制，且一移相器可如同在二相位極化之間切換者一樣簡單。

【0352】ATLXR實現類別2：與外部諧振器之雙向訊號交換

【0353】ATLXR之類別2實現係使用一定向耦合器11012或一循環器20610，作為初級諧振器(XR)與可調整諧振器電路之間的結合元件，如分別在圖110及圖206處所示者，其中顯示出使用ATL1或ATL3作為可調整諧振器電路之一實現。其他ATL實現亦屬可能。

【0354】在本類別中，該循環器或定向耦合器向後轉，以特意地將離開該外部諧振器之回授訊號反射成一輸入成份，現在成為該迴路之部份。該循環器或定向耦合器之角色係將該外部諧振器中之一雙向流動分隔成該迴路中之一分離流動。如以下所述者，在一ATLF情況下，倘使用一比如10分貝之反定向耦合器20704，則提供一訊號彈離天線20702、如圖207頂部處所示者，或者提供至一外部諧振器、作為外部單埠諧振器之一BAW或印刷電路天線的輸入而再循環。如圖207底部所示者，其中該電路亦包含一諧振器17910及一增益/相位模塊20612。

【0355】針對該外部諧振器為一天線之情況，以下將以ATLF詳細討論該天線，且認識到該天線將不充份地匹配。結果，當特意地將該天線包含於該回授迴路中時，將內建反射離開該天線以作主動阻抗匹配。

【0356】ATLX實現類別3：ATL作為負阻電放大器

【0357】ATLXR之類別3實現係使用一混成耦合器，如圖113底部處顯示者，其中ATL係實現為一負電阻放大器。本實現類別中無需一定向耦合器。

【0358】該混成耦合器係順列雙向移相器之部份。此為一移相器之一實現範例，且並非真實與ATLF回授迴路有關。亦即，可依其他方式發展一移相器而無需混成耦合器。

【0359】可看出ATLXR類別3與類別2相似，除了整個電路、而非僅該外部諧振器與該次級諧振器迴路之間的路徑係由雙向訊號流組成。如此將導致一負電阻

增益模塊20814，與一般使用之雙埠增益模塊對比。請參考圖208，其顯示一類別3之ATLXR實現及天線20702、一雙向相位調諧器20812及一負電阻元件20814。

【0360】 ATLXR實現類別4：使用外部雙埠諧振器

【0361】 ATLXR類別4係由作為一雙埠諧振器之外部諧振器組成。該雙埠諧振器可為一印刷天線、一印刷諧振器或一雙埠BAW/SAW。類別4顯示於圖209中，其具有一天線20902、諧振器17910、及一增益/相位模塊20612。是以，可設想譬如一多極BAW晶片裝置之應用，如圖191所圖示者。圖191顯示組件F 17912、受f 17916控制之R 17910、受p 18018控制之P 18014、耦合器18418、訊號輸出18822、受g 17918控制之增益模塊G 17914、訊號輸入18828、ATLXR晶片19110、BAW晶片19112、及受a 19012控制之衰減器19010。在此，該等諧振器位於一共有BAW晶片19112上，其接地且一埠從每一諧振器連接至ATLXR晶片。本具體實施例中提出者係一外部諧振器晶片，其由複數個諧振器組成，每一個各具有一單埠，連接至構成一多極濾波器之匹配ATLXR晶片。內部諧振器模塊R依需求形成額外之回授埠。

【0362】 使用開關矩陣之ATLXR實現

【0363】 一ATLXR可配置如圖192中所示者，其具有複數個一般ATLXR模塊19218、以及連接各天線及各諧振器之一開關矩陣19216。這將具有一般埠，其可連附至BAW諧振器19210、印刷諧振器19212、晶片天線19214、全無任何諧振器等。另一側上，該開關矩陣連附至ATLXR電路。或者，倘無需增強則未連附ATLXR。

【0364】該開關及複數個ATLXR電路可整合於一通用收發器晶片中，且接著一般之外部諧振器可連附至該ATLXR之一般接腳，該ATLXR可為天線、印刷電路板諧振器、SAW/BAW諧振器、及相似物。

【0365】已探討ATLXR增強初級諧振器性能之概念，將探討二特定通訊系統之情況，其中：

【0366】該初級諧振器係一任意電小天線(ESA)次系統；及

【0367】該初級諧振器係一(複數個)外部BAW或SAW無線電頻率諧振器濾波器。

【0368】使用耦合諧振器將任意電小天線之系統性能最佳化

【0369】無限收發器在過去數年已高度地整合及最佳化達一目標，其中操作在2.45十億赫(GHz)或5十億赫之一尖端WiFi收發器係藉高程度整合於中央收發器晶片中而允許以少量組件構成，且配合至數平方公分之電路板上。這激起物聯網、及譬如無線智慧繃帶感測器等應用。然而，廉價無線收發器之可取得性現在正引發推動更進一步之成本降低、性能增強、及天線尺寸縮小。

【0370】電小天線之阻抗匹配考慮因素

【0371】電小天線(ESA)係結構尺寸明顯小於操作波長且因此通常難以使用既有方法在頻帶上阻抗匹配。無需多言，天線與接收器之間適當阻抗匹配對有效的能量轉移十分關鍵。後續，需要考慮一些簡要天線背景數據，以深刻理解：a) 什麼構成一天線；b)在以上討論之ATLXR背景下，ATL_n諧振器如何與該天線耦合。

【0372】倘從發射模式開始，將最容易了解天線之本質。天線僅僅為一裝置，其配置交替地加速與減速之電荷電流，使得輻射之電磁(EM)場在相距輻射源典型地10波長之遠場中具有一振幅，該振幅與相距該輻射裝置之距離呈反比關係。

【0373】當該天線用於接收模式，勞倫茲反應積分(Lorentz reaction integral)預期到，接收天線之性能係與發射模式天線性能互易：一天線內之電流分佈、及天線阻抗對發射與接收功能二者皆相同。因此，可在發射模式下分析天線，且使用計算出之阻抗特性來決定天線在接收模式下之行為。

【0374】勞倫茲反應積分係此天線互易性核心特性之精髓。考慮在相距該天線之一距離處的另一EM產生器，其在線偶極附近產生E及B場，如圖53中所示者。採用J作為電流、及M作為等效磁流，該磁流儘管為虛擬者，然可在天線分析中適當地運作。圖53顯示一遠程源5310，一幅射波5312、及線偶極5314。

【0375】勞倫茲反應積分

【0376】勞倫茲反應積分係天線結構如何耦合引入外場之測度，其為：

$$\int_v (E \cdot J - H \cdot M) dv$$

【0377】可由該勞倫茲反應積分，藉決定電流分佈來決定一電小線天線之電流分佈，該電流分佈具有：

- 某一特定之孔徑電壓；及
- 線結構上之零切線電場。

【0378】一旦已知天線電流分佈，即可輕易地提取出輸入阻抗。

【0379】勞倫茲反應積分提供一種計算二天線結構之間正常耦合之方式。勞倫茲反應積分顯示，該耦合係互易：耦合與哪一天線在輻射、及哪一天線在接收無關。由此得到之一重要結果在於，天線阻抗對發射與接收二者皆相同。此互易性原理容許以通常較簡單之一發射結構來分析天線，且接著直接使用該分析結果來互易地表達出該天線如何接收一訊號。在發射模式下，沿一線導體運動

之加速電子產生EM場，該等EM場具有一 $1/r$ 分量，其中 r 係從一觀察點到天線中心之距離。

【0380】偶極與環形天線特徵

【0381】偶極天線：特別地針對線偶極天線，其無磁場耦合，勞倫茲反應積分變為

$$\int_{\mathbf{r}} \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} d\mathbf{v}$$

【0382】圖54中呈現出，一具有可變電長度之偶極天線的輸入阻抗及電導，其中電長度係針對波長而言之總實體偶極天線長度。實數部份顯示於5410處，而虛數部份顯示於5412處。針對較諧振短之長度，天線表現如一電容器，且針對較諧振長者，則表現如一電感器。請注意在諧振處，串聯LRC偶極阻抗模型因實數部份之斜率並非極度陡峭而為一合理近似。

【0383】偶極電線阻抗模型導出一串聯LRC模型為

$$\begin{aligned} Z(\omega) &= R(\omega) + jX(\omega) \\ &= R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \end{aligned}$$

【0384】該模型係在一較大頻率範圍之上之一合理擬合，但在諧振處之輻射電阻 R 係 ω 之一函數。其他可能者係一並聯GLC之導納模型

$$Y(\omega) = G + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)。$$

【0385】該模型在環繞諧振附近之窄頻率範圍上可準確。亦即，請查看圖54中之右側圖，電導在諧振處通過一靜止點，且到第一階可視為常數。電納係近似線性地變化，如同量質 $(\omega C - 1/\omega L)$ 所致者。遠離諧振處，導納與電納二者皆隨頻率而單調增加，這顯示串聯或並聯模型皆不準確。

【0386】值得一提者，由於輻射電阻係電長度、即因此頻率之一函數，因此串聯或並聯LRC模型皆非實數部份常數。是以，一偶極天線之LRC模型僅可在一較高品質偶極天線之相對較窄頻寬上準確。

【0387】以上全部皆在偶極天線之阻抗匹配模擬中造成挑戰。

【0388】更麻煩者，在2.4十億赫到5十億赫操作頻帶處，半波長偶極、或甚至四分之一波長單極實體上對小無線感測器應用而言太大，且需要一更緊密之天線。在圖55中，考慮一尺寸為標稱0.1波長之一小天線的輸入阻抗。此類短偶極之串聯LRC模型顯示，輻射電阻係2歐姆，而串聯容阻係200歐姆。是以，需要一諧振電路，其具有非常大之品質，且組件精度達有效地補償該大容阻。將2歐姆轉換成50歐姆者係一非普通阻抗匹配電路。

【0389】請注意，偶級天線本身之品質超過1000，這意味降低天線品質或許對達成一較寬之頻寬有用。然，這將以強加一損失為代價，該損失直接加至接收器之雜訊係數(NF)。倘製作偶極天線僅較諧振頻率長度稍長一點，即可達成一合理天線品質，且更輕易地將其耦合至ATL1。圖56顯示一電小偶極線天線之阻抗，該電小耦極線天線具有一在20%相對頻寬上大約10到20之天線品質。

【0390】**環形天線**：此天線結構主要產生一垂直於環面之磁場，其等效於一(虛擬)磁流偶極亦垂直於環面。該天線之一等效表示係一垂直於環面流動之磁流M。請注意，M係虛擬者，不同於真實之J。環形天線之勞倫茲耦合積分變為

$$\int_V \mathbf{H} \cdot \mathbf{M} d\mathbf{v}$$

【0391】這顯示環形天線現在對遠場外部源之磁成份、而非電成份敏感。

【0392】電小電流環形天線具有一輸入阻抗，其以一串聯電阻器電感器模型表示為

$$Z(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$$

【0393】阻抗匹配原則上由一串聯電容器 $-jX(\omega)$ 達成，其與天線電感諧振，而提供一通常大約數歐姆之 $R(\omega)$ ：一過小電阻而無法與低功率積體電子元件相容。

【0394】結果，以一串聯或並聯電容器執行一匹配。圖57中顯示之史密斯圖曲線(Smith Chart curve)(正規化至50歐姆)之線段5710係串聯電容器，及5712係並接電容。請注意，這僅針對某一頻率來匹配天線。倘期望在一較大頻率範圍上良好匹配，則需要一更複雜之阻抗匹配電路。

【0395】**接地面效應**：偶極與環形天線正如同其關於接頭呈對稱而平衡。然而，在小無線電路之結構中，一接地面因形成一遍及電路分佈之電位參考點點而便於使用。可惜，隨著頻率增加，一接地面：

- 不再為期望之等電位平面
- 相當難模擬
- 為許多 EMI(電磁干擾)問題之來源。

【0396】關於天線，必須將接地面視為該天線之部份。這顯然將使天線阻抗匹配之分析及模擬複雜化。

【0397】關於可製作多小之環形或偶極天線且仍輻射的實體限制理論上為零大小尺寸，但實際上之限制為，當尺寸收縮時的輻射電阻迅速降至零。藉阻抗匹配，可使一大電流通過輻射電阻—藉互易性原理，這亦在接收模式下運作。考慮一 $2+j200$ 串聯模型，其可表示如圖58中所示之一小環形天線5810。仍可將該小環形天線匹配至50歐姆，但因需要一阻抗為 $-j1$ 之串聯電容、及 $-j7$ 歐姆之並接電容，而更能以取得組件。串聯 $-j7$ 電容並不實際且可忽略，導致一輕微阻抗不匹配損失。

【0398】**印刷天線**：針對許多無線運用，譬如倒F天線(PIFA)等印刷天線係廉價且有效率。PIFA天線係一具有接地面之不平衡天線的範例。這通常作為一印刷天線，用於小無線收發器。圖211顯示電流流動及最終之場生成，該最終場生成係以箭頭21102表示，其因接地面中之電流流動而複雜化。然而，針對許多運用，大約四分之一波長的大小尺寸仍證實過高。

【0399】**孔徑天線**：線偶極及線環係二種基礎型式之輻射結構：所有線天線皆為此二天線型式之組合。儘管耦合至波導結構中之孔徑天線有所差異，然除了指明為從一場模式耦合至一傳導模式而仍需要某些類型之線天線外，此等差異在本討論中並不重要。

【0400】重要地請注意，所有以上電小天線皆屬諧振結構。這促成晶片天線。

【0401】**諧振介電天線**：晶片天線之特徵

【0402】可藉纏繞一電小天線之線路徑於一小介電模塊上，以進一步減小天線尺寸，該小介電模塊具有一高相對介電常數(通常介於5到55之間)，以達成介電諧振器天線，其已逐漸被稱做「晶片天線」。由於公釐級之尺寸，使得當晶片天線欲作為一2.45十億赫天線使用時，由於自由空間波長在10公分範圍內，其大致小於典型波長。可藉環繞導體生成之陶瓷來構成各式可能的摺線及線圈結構。此等介電諧振器天線之小型變體亦稱作晶片天線。

【0403】晶片天線通常裝設成，使得接地面為一重要電路元件，其中接地面大體上形成另一半天線。

【0404】如圖59頂部處所示之一具有習知匹配組件的晶片天線典型實現，其不僅複雜，且通常僅作近似，使得該天線典型地無法精確匹配收發器。圖59顯示一天線5910、濾波器網路5912、及收發器5914。電路接地面大體上形成該天線

之另一半，而增加更高之阻抗匹配複雜性。附帶地，收發器必須(一般)提供典型地50歐姆之匹配，這意味內部緩衝對總體效率具有衝擊。更，匹配組件不僅增加成本，且亦需要板件空間；額外製造步驟；及損耗。請參考圖59之底部，其顯示一收發器晶片具有ATLn 5916、一晶片天線5910、及一接地面5920。

【0405】倘晶片天線5910之品質過高，其將無法達成一寬調諧範圍。可設置一從晶片天線接頭到大地之一可變電容二極體作為一分路組件，以進行輔助。相似於ATL1之諧振器，這容許跨越一寬頻率範圍作平滑諧調。

【0406】更，當整合一晶片天線時，輸入阻抗係隨佈局而有顯著改變，且一模型必須配備一網路分析器(NWA)量測。再一次，阻抗匹配模擬非普通者。

【0407】在一範例中，當整合ATLn與一電小天線時，基於使用螺旋變壓器及電感器來實現ATLn定向耦合器。針對超過10%之期望調諧頻寬，難以達成良好之指向性，使得耦合比率 $|c| < 0.1$ 。結果，典型地面臨具有 $|S_{11}(+j\omega_0)| \gg 1$ 之問題。因此，ATL1變得對輸入埠處之阻抗不匹配敏感。這似乎阻止當VSWR典型地過大時將一天線直接連附至ATL1，而造成總體系統在一無控制頻率下自振盪。解決方案可為，在天線與ATL1之間包含一低雜訊放大器(LNA)。然而，這將需要額外組件來匹配該天線與該LNA，或相當大部份之可用功率將反射回該天線且再次輻射。

【0408】對比地，可藉由容許如其他處討論之一天線與接收器之間自動共軛阻抗匹配，以達成以下討論之一稱作ATLF(以ATL為基礎濾波天線電路)的電路調整。如此，ATLF可用於達成天線與發射器/接收器之間的一高次能量轉移，且在調變訊號載波之較大頻率包跡內特定重要頻帶處進行。

【0409】需要較仔細查看ESA天線，以了解諧振模擬及阻抗補償。圖54顯示一可變電長度偶極天線輸入阻抗及電導之圖表，其中電長度係針對波長而言之實體長度。針對較諧振短之長度，天線表現如一電容器，及針對較諧振長者，表現如一電感器。值得一提者在於，由於天線輻射電阻係隨電長度變化，因此串聯LRC天線模型或並聯LRC天線模型皆非實數部份呈常數。

【0410】可使諧振偶極如此實用者在於，當在並聯LRC模型中時，電導峰值位在與電納同時變為零者相同的電長度處。此類天線因此阻抗匹配至一大約72歐姆之固定數值。

【0411】特別地查看譬如常見的2.4十億赫及5十億赫型頻帶處，半波長偶極或甚至四分之一波長單極實體上對許多應用而言皆過大，且需要一更緊密之天線。

【0412】此類小ESA具有一高電抗成份及一低輻射電阻。在圖55中，考慮一標稱0.1波長之非常短天線的輸入阻抗。此類短偶極之串聯RC模型顯示，輻射電阻才2歐姆，而串聯容抗係2,000歐姆。需要一具有巨大品質及組件精度之諧振電路，以有效地補償該大容抗。將2歐姆轉換至50歐姆之匹配電路並非顯而易見者，且使用現行集總匹配組件代表一顯著損失。

【0413】倘偶極天線僅略長一些，則可達成一適當之天線品質。圖56顯示標稱0.35波長之一偶極的阻抗。輻射電阻已增加至30歐姆，而串列容抗為更易處理之375歐姆。

【0414】在一寬頻率調諧範圍上匹配一ESA而無顯著不匹配損失者典型地需要一具有高品質組件之複雜匹配電路，因此，針對如無線感測器及行動電話等此類應用，對ESA天線設計之需求變成為，期望達成針對實體尺寸而言之緊密設計、且同時達成並非困難到無法匹配適當組件之輸入埠阻抗的目標。

【0415】固定阻抗天線大致連附至一匹配固定阻抗收發器次系統。此方式儘管簡化無線電設計，然具有二項不足，其導致：

【0416】耦合天線/收發器系統中之訊號損失：天線之天線阻抗匹配在收發器之操作範圍上係一跨越收發器操作頻帶之固定且相對恆定的平均阻抗。此結果為針對發射及接收器二者之一大約2-3分貝訊號強度損失。此訊號強度損失將縮小收發器之範圍。

【0417】除訊號損失外，亦有電池電力損失於天線及收發器之集總阻抗匹配元件內。

【0418】如暱爾森(Nielsen)揭露者，可使用一共軛匹配天線電路，其容許在整個傳輸頻寬上有一最大或至少增加的ESA天線至收發器之間能量轉移量。此電路稱作Anlotek ATL Filtenna、或簡單地ATLF。ATLF可應用於發射與接收功能二者。

【0419】特別重要地在於，ATLF共軛匹配天線電路係在天線阻抗非靜態之條件下作用。為達成與天線共軛耦合，需要一電路控制，用於在主體天線之近距環境造成該主體天線之反射係數非靜態的一情境或應用中，進行複雜的該天線共軛匹配。反射係數改變可能起因於1)近距環境因素，或2)主體天線與鄰近物體之耦合，或3)施加特定改變至天線阻抗。用於通訊系統及其他應用之天線最佳化技術在此類動態環境中，可能丟失主體天線確實反射係數之軌跡，且因此無法使該天線最佳化、甚或造成該天線與收發器系統實際上去耦。

【0420】非電小天線之天線阻抗匹配方法的考慮因素

【0421】已基於被稱作電壓駐波比(VSWR)之度量而廣泛地採用高功率傳輸天線之阻抗匹配。儘管此類天線並非電小天線，然為達成緊密性而重新探討此方法。

【0422】儘管這些方法係用於發射器與天線之間的自動匹配阻抗，然其大體上基於典型地在天線與發射器之間的傳輸線中將電壓駐波比(Voltage Standing Wave Ratio，VSWR)最小化，但這亦可在天線與接收器之間的傳輸線上進行。

【0423】此方法係察看通往天線之信號傳輸線中出現的VSWR，作為發射器與天線之間阻抗不匹配的計量，且調整可變電抗器及電容器電路元件以使VSWR最小化。可變線長度元件係另一種使VSWR最小化的方式。量測VSWR需要天線塔處之特殊設備。

【0424】由於此方法係著眼於傳輸之中心頻率，因此將跨越傳輸之完全頻寬來調整VSWR以使天線處之阻抗不匹配最小化。這與以下將討論之最佳化天線與接收器/發射器匹配方案有顯著對比。

【0425】使用諧振結構耦合之天線阻抗匹配

【0426】將展現藉耦合不匹配阻抗天線諧振器—假使為一晶片、偶極、或環形天線—與譬如上述ATL等一具有適當特徵之外部諧振結構，可使天線本身之性能最佳化，而非努力改善天線內之阻抗匹配電路。稱此鏈結諧振器之天線次系統為ATL濾波天線(ATLF)。然而，能夠藉由具有某些特定相似於ATL之特徵來進行某些特定作用的其他諧振結構，亦可用於修飾天線之性能以達一期望結果。

【0427】術語「濾波天線」有時用於指一種具有一天線及一雙埠濾波器網路之電路，該天線典型地為一單埠天線元件。圖59頂部處顯示一範例。典型地，濾波天線中之濾波器係一帶通結構，其實質上為一匹配電路。濾波天線可單純地視為該天線與一匹配網路之組合件，該匹配網路典型地具有帶通特徵。一濾波器通帶匹配電路可為高階且複雜者，其如同圖60之先前技藝範例，從另一窄頻天線產生一較高階類似契比雪夫帶通響應。

【0428】術語「可重組態天線」可指一些類型之控制施加至天線以改變其頻率響應或輻射場型。這可藉由一可變電容二極體控制或PIN開關耦合於天線之不同部份中而達成。一變電容式可調諧天線、其因此落入一可重組態濾波天線定義中者之一相關先前技藝範例具有一如圖61中所示之響應。文獻中存有許多其他的可重組態濾波天線範例，其中一類型係使用主動次級輻射器以達成可重組態濾波天線特性。

【0429】將展現一用於提供動態天線匹配之電路拓撲及方法，而不使用一天線阻抗匹配電路。此中之討論將針對一以ATL為基礎之電路提出，且因此適合使用術語ATLF。然而，請了解到，可與將認識之其他電路元件結合使用相似的策略及設計原理。

【0430】ATLF耦合諧振結構天線次系統當連接至一電路作為天線饋伺時，減少或免除對阻抗匹配之需求。此型式藉ATLF達成之天線阻抗匹配對發射與接收模式二者皆有效。附帶地，ATLF鏈結諧振器天線次系統亦容許將接收到之天線能量以改良式轉移至連附之收發器。

【0431】概括地說，ATLF係藉合成未知的天線反射係數來達成阻抗匹配，其中ATLF係藉此而產生一等效的接收器共軛阻抗匹配，這為從天線到接收器最大能量轉移之情況。實際的天線反射係數係動態者，且在確切的操作頻率下，對天線結構具有唯一性，但ATLF並未當場得知。

【0432】此未知的天線反射係數合成係藉由分析可自接收器系統取得之接收器調解SNR回授、及在ATLF內顫動量值與相位二者來提供所搜尋之共軛阻抗匹配而得達成。一旦達成ATLF即可進一步增加有效反射係數之量值，藉此有效地縮窄接收到之訊號的訊號頻寬及增加品質。頻寬縮窄係藉以下討論之ATLF自校準

及穩定性控制而限制，如此將藉由防止回授迴路驅迫ATLF跨越 $j\omega$ 軸且跨入RHP而不穩定，以確保穩定性。

【0433】在發射模式中，可使用檢查表參數而非來自接收器之解調SNR回授來進行最佳化。雖然不直接，但因SNR估計係基於互易原理而設定可用於發射模式之適當數值儲存於LUT中，因此發射器匹配係基於來自接收器之回授。

【0434】在圖62中顯示為接收模式下之二耦合諧振器的ATLF鏈結諧振器天線次系統，因此省掉典型之天線匹配組件，且容許將收發器裝置直接連接至ATLF鏈結諧振器天線次系統。圖62顯示一阻抗不匹配天線6210、一在天線與ATL埠6212處之再循環迴路、一ATL 諧振器6214、一ATL增益模塊6216、及接收到之訊號的輸出6218。這將因任何電小低損失天線本身即為一諧振器電路元件，可被吸收入ATLn中作為一諧振器次電路，使得該等者共同諧振，而可能達成。

【0435】ATLF可用作為：

【0436】一濾波天線，因其包括一天線，該天線被濾波且與一收發器阻抗匹配；即/或

【0437】一可重組態天線，因選擇性地對天線施加頻率控制，典型地呈一可變電容二極體型式。

【0438】然而，由於天線直接地耦合至ATLn作為一嵌入式諧振器，因此ATLF中消除傳統天線阻抗匹配。這係藉以下所述之ATLn自校準達成，可將操作最佳化而無論是否連附天線。如此不僅因無需匹配組件而減少部件總數，且亦關鍵性地消除與集總元件阻抗匹配關聯之損失，而改善天線次系統性能。

【0439】晶片晶粒尺寸增加來容納ATLF係無足輕重的成本動因。電感器係另外的尺寸問題，且超過15的品質不可能符合成本效益。因此，大約10的ATLn 諧振

器品質係一合理起點。一成功的ATLn增強因數(閉迴路品質對開迴路品質之比)將因此大約為100，與相同濾波性能之表面聲波(SAW)濾波器者相等。

【0440】作為諧振器之電小天線

【0441】運作之範例中，假定一縮短之偶極，其具有一大約10的品質。此天線對實際的感測器實現而言仍太長，但有數種方式可實現一具有相似阻抗之更緊密天線。稍後將對此仔細考慮。圖56中提供此類裝置之阻抗。

【0442】考慮在一相對窄頻寬上準確之目標天線串聯LRC模型。為了使標記簡明，將假定正規化至1歐姆，使得以 z_A 代表之天線埠阻抗給定為：

$$z_A = Ls + \frac{1}{sC} + R$$

【0443】反射係數(看入天線埠中)接著給定為：

$$\Gamma_A = \frac{z_A - 1}{z_A + 1}$$

【0444】這可表示為：

$$\begin{aligned} \Gamma_A &= \frac{Ls + \frac{1}{sC} + R - 1}{Ls + \frac{1}{sC} + R + 1} \\ &= \frac{s^2 + \frac{R-1}{L}s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R+1}{L}s + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

【0445】考慮正規化輻射電阻可忽略地小而使得 $R \approx 0$ 之情況。可顯示出此情況下之極點-零點圖表，如圖65中所示者。

【0446】其次，考慮一在天線諧振頻率下之完美匹配天線，使得 $R=1$ 可顯示出此情況下之極點-零點圖表，如圖66中所示者。亦可考慮其他可能的諧振、但不匹配天線，然 $R=0$ 到 $R=1$ 之範圍限定住問題。

【0447】對比地，圖67下方部中所示之ATLF方塊圖省掉匹配組件，且將收發器裝置直接連接至晶片天線。將顯示出，由於晶片天線有效地成為ATLn中之一諧振器的部份，因此ATLF可操作而使得電路無需任何阻抗匹配。ATLn自校準且使該天線次系統性能最佳化，無論是否連附天線，如以下討論者。圖67顯示出，不具有匹配網路功能之收發器的二方塊圖。上方圖顯示一天線6710、L、C匹配6712、收發器晶片6714、SAW無線電頻率濾波器6716、電池6718、及時脈晶體6720。下方圖顯示金屬電極6722、收發器晶片6714、ATLn 5916、電池6718、及時脈晶體6720。

【0448】ATLF應用環境中之ATL1諧振可變類比濾波器

【0449】如以上提及者，以下將針對一以ATL為基礎之電路來說明ATLF。然而將可明白，可使用其他組件來設置能夠提供或多或少相似利益之電路，其中該等其他組件將執行與以ATL為基礎之電路所執行者相似的功能。在此基礎型式中，連接至天線之電路包含一訊號調節模塊，該訊號調節模塊包含一可調整移相元件及一可調整縮放模塊，在一訊號迴路中連接該天線，其中該可調整移相元件及該可調整縮放模塊受控制來調節訊號，以修飾該天線接收到之訊號成為一期望之訊號。較佳地，該訊號調節模塊亦包含一可調整諧振器。亦將了解到，該訊號調節模塊可劃分成分離之組件且分佈於訊號迴路各處，以提供期望之訊號調節。

【0450】以下之分析將在一以ATL為基礎之電路的特殊範例背景下提供，且為增進對內含原理之了解而納入。然而請了解到，該分析無法應用至所有實現，且可提供設計變異而仍達成有利結果。

【0451】在一以ATL為基礎之電路的環境中，以上稍詳細提出之一ATL1簡略回顧係為了解ATLF二諧振結構之鏈結，該ATLF二諧振結構為：不匹配目標天線及可變類比ATLn濾波器。以最簡單的理想化ATL1模型開始，如圖40所示者由一回授架構中之一諧振器及縮放模塊組成，如以上詳細討論者。圖式所示之二實現皆有可能，其每一個皆具有優點與缺點二者：拓撲選擇取決於可變ATL濾波器之晶片實現。起初，迴路要緊的是：ATL適應性濾波器之輸入及輸出埠的實際實體位置係屬次要者。

【0452】如在其他處詳細說明者，ATL1諧振器轉移函數係藉標準第二階模型給定為

$$H_r(s) = \frac{2D_r s}{s^2 + 2D_r s + 1}$$

【0453】圖63中顯示諧振器在正規化頻率下之特徵圖表，其中 $\omega_r = 1$ 且 $D_r = 0.05$ ，造成一開迴路品質為10、或相對頻寬10%。

【0454】請注意，在該第二階模型中，諧振器在 $s = j\omega_r$ 之諧振處的完全增益係 $H_r(j\omega_r) = 1$ 。如在其他處討論者：

【0455】ATL1諧振頻率 ω_r 可藉一可變電容二極體控制電壓調整；

【0456】ATL1縮放模塊提供一增益G，其藉一控制電壓g控制。

【0457】諧振處之閉迴路ATL1轉移函數為

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{H_r(s)}{1 - GH_r(s)} \\ &= \frac{2D_r s}{s^2 + 2D_r s + 1 - G2D_r s} \\ &= \frac{2D_r s}{s^2 + (1 - G)2D_r s + 1} \end{aligned}$$

【0458】諧振處，閉迴路完全增益為

$$H(j)=\frac{1}{1-G}$$

【0459】以每秒徑度計之頻寬為

$$B=2(1-G)D_r$$

【0460】且品質 被定義為

$$Q=\frac{r}{B}=\frac{1}{2(1-G)D_r}$$

【0461】結果，任何諧振器之品質增強因數、即品質從開迴路諧振器到閉迴路之改變係藉 R_Q 代表，且被給定為

$$R_Q=\frac{\frac{1}{2(1-G)D_r}}{\frac{1}{2D_r}}=\frac{2D_r}{2(1-G)D_r}=\frac{1}{1-G}$$

這突顯出品質增強僅僅為品質從開迴路諧振器到閉迴路諧振器之改變，且非取決於諧振器之初始特性。

【0462】請注意，由該表達，開迴路對閉迴路品質之二比率得到：

- 針對 $0 < G < 1$ 之值， $R_Q > 1$ ，對應品質增強
- 針對 $G < 0$ 之值， $R_Q < 1$ ，應對品質壓制

【0463】請注意，針對 $G=1$ 之值， R_Q 變得不確定。這對應極點跨入S面之RHP中，此為一不穩定狀態。

【0464】針對晶片實現， D_r 係基於可輕易整合於晶片中者而固定。 $D_r=0.05$ 針對一積體LC晶片諧振器屬合理，其導致一諧振器品質為10，此可輕易地設計出。

在此之一關鍵點在於，此類低品質意指，當整合時之諧振器組件在實體上可呈微小。

【0465】詳述組件尺寸議題，諧振頻率給定為

$$r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

其中L與C係諧振器之積體電感器與電容器組件。由於每一組件之實體面積大略與該組件之值成比例地增加，因此L與C應具有小數值，以使晶片空間最小化。針對一給定之諧振頻率 ω_r ，使L較小意味C應較大，且反之亦然。L中之能量儲存量為 $0.5Li^2$ ，且C中之能量儲存量為 $0.5Cv^2$ ，其中*i*與*v*為諧振器訊號之電流與電壓。在晶片中，期望將*i*與*v*二者保持較小。能量相同將使得 $Li^2 = Cv^2$ 。因此，倘L減少，則電流增加。C係以一可變電容二極體實現，使得需要將訊號電壓保持較小，使其不致干擾變容器之偏壓及導致交互調變失真。請注意，增加C導致在相同能量儲存量時需要一較低電壓，而以增加電流為代價。儘管為一晶片整合之權衡折衷，然ATLF之總體ATL1諧振器設計係藉由僅需適度之品質值而簡化。

【0466】現在如圖64中所示者，在ATL1中納入定向耦合器6410及輸出分離器6412。在此，回授迴路6416中具有諧振器6214，使得縮放模塊6216係在輸出分離器6412之前的一緩衝器。定向耦合器6410將諧振器輸出加回迴路中，且使連接至輸入埠6420者最小化。由於再循環訊號振幅遠較進入訊號者大達一比率(諧振處) $1/(1-G)$ ，因此定向耦合器6410在此背景下有其價值，其中G代表受控制電壓*g*控制之諧振處總體開迴路增益。該訊號比在ATL輸入埠6420上之一大返回增益。針對ATL1，必須要一適度量之返回增益，但過大則可能壓倒目標天線諧振

且難以校準。因此，期望一適度量之定向耦合器指向性。圖64中之分離器可藉一簡單有損電阻電路依慣用方式實現。

【0467】將移相器加至ATLF

【0468】以上討論一用於ATL1之移相器的實現。現在考慮將移相器結合入ATLF之回授迴路，如圖68中所示者，其包括一諧振器6214、一增益元件6216、一移相器6814、一定向耦合器6410、輸入6818、及輸出6820。如此中指出者，可取得各式電路實現來提供定向耦合器功能。

【0469】總體轉移函數可表示為

$$H(s) = \frac{1}{1 - GH_r(s)H_p(s)}$$

【0470】該轉移函數之分母可根據在何處提供輸出與輸入而變化。現在假定輸入係傳送入天線之電流，且輸出係取自增益模塊之輸出。現在可考慮組合之極點於零點，且繪出隨G變化之閉迴路極點，如圖69中所示者。

【0471】請注意，當G增加時，諧振器極點朝 $j\omega$ 軸移動，最終跨越與最大值對應之線而進入右手平面中，成為移相器全通網路之開迴路零點。全通濾波器之開迴路極點可方便地更深入左手平面中，且變為初級閉迴路極點。

【0472】圖69顯示對準移相器與諧振器之情況。倘移相器失準，則導致一失真根行跡，如圖70中所示者。請注意，諧振器 ω_r 需調整以補償移相器之相誤差來獲致相同之ATL1中心頻率。

【0473】仔細查看圖72中顯示之失準移相器情況下的奈奎斯圖將有幫助。倘 $-1/G$ 隨G增加而從左側進入，則可看出頻率響應中有二個軟諧振峰值，其隨G變得更大大而合併成單一峰值，且 $-1/G$ 點移動到非常靠近奈奎斯圖中 $F(j\omega)$ 之外圍線。

【0474】為求完整，顯示出當增加另一全通網路時之情況，以描繪因環繞迴路之傳播延遲所致之一些相誤差，且增加一移相器全通網路來補償。多餘之過量延遲的寄生極點及零點造成根軌跡有些複雜，但亦顯示相位補償起作用。一根軌跡在圖71中提供。

【0475】如將在自校準章節中描述者，將三個控制電壓 $\{f,p,g\}$ 最佳化之規則仍適用，且可歸納成：

已知一給定輸出 { 訊號位準、品質增強、頻寬 } 之約束，則設定 $\{f,p,g\}$ ，使得 g 最小化，其中

f =中心頻率控制電壓

g =ATL1迴路增益電壓控制

p =ATL1相位調整電壓控制

【0476】倘諧振器開迴路極點具有一較全通移相網路中所使用諧振器之品質更高的品質，則此最佳化在 $\{f,p,g\}$ 最佳值之一穩定鄰近區域中似乎呈凸狀。由內部迴路反射引起之附帶複雜性可能使此最佳化無效，且產生局部最佳化最小值。

【0477】奈奎斯圖可用於顯示增加額外延遲至迴路之效應，其具有與往返延遲相關聯之360倍數增量。當ATL1迴路中之過量延遲增加時，由於非共振點將因延遲之相移而顯著地運動，因此縮窄通帶。這在圖73中顯示，其顯示出當延遲從無延遲(線7310)、增加到有限延遲(線7312)、及接著無窮大延遲(線7314)時之一XR(s)奈奎斯圖。

【0478】ATLF中之天線耦合及阻抗

【0479】其次，可考慮天線耦合及阻抗之議題，使得可針對進入ATLF中之諧振耦合進行此等計算。考慮圖74，在終結於 Z_{load} 7414中之接受天線7412的遠場具有一測試發射天線7410。

【0480】基於勞倫茲反應積分，可決定測試天線之自阻抗(Z_{11})；以及互耦合阻抗(Z_{12})及接收天線之自阻抗(Z_{22})。藉由此等阻抗，可推導出如圖75頂部所示之等效耦合電路，以及如圖75底部所示之戴維寧等效電路。在此， V_g 係測試天線之發電機電壓，其具有一源阻抗 Z_g 。圖75顯示複數個電阻器7510、一源7512、及終結於 Z_{load} 7414中。

【0481】已知該等天線分離較遠，使得接收天線中之電流流動不致影響發射天線，因此合理地假定

$$\begin{aligned} |Z_{12}| &\ll |Z_{11}| \\ |Z_{12}| &\ll |Z_{22}| \end{aligned} \quad \circ$$

【0482】基此，圖75之電路可近似成圖76中所示之電路，具有源7610、電阻器7612、及終結於 Z_{load} 7414中。該電路之重要性在於，發電機之等效源阻抗現在係 Z_{22} ，使得可藉一 $Z_{load} = Z_{22}^*$ 之共軛負載匹配來達成最佳功率轉移。

【0483】為進行ATLF分析，將與天線之阻抗及反射係數二者共同作業。反射係數之優勢在於，可直接與一轉移函數相關，且接著耦合於ATL1轉移函數中。將作為一諧振器之天線併入作為一諧振器之ATL1中，可更直接處理阻抗。

【0484】ATLF中之天線阻抗匹配

【0485】為了將一些要點放入阻抗匹配之討論，首先考慮典型窄頻帶匹配ATLF之範例。請注意，ATLF可在其上操作之調諧帶可寬廣，但瞬時頻帶被視為足夠

小而使L匹配即充份。一初始範例中考慮 $R=20$ 歐姆之輻射電阻被匹配至一 $R_r=50$ 歐姆之接收器。這將在十億赫(1GHz)諧振頻率處達成。圖77中顯示L匹配，其具有一源7710、一電感器7712、複數個電阻器4310、一接收器7716、一電容器7718、SNR量測7720、及SNR最佳化器7722，該SNR最佳化器連接至電感器7712及電容器7718。

【0486】藉適當之實體L及C數值，從天線看入匹配網路及接收器中之阻抗恰好20歐姆。由於匹配中僅使用無損電感器及電容器，因此來自天線之全部可用功率皆消耗於接收器電阻 R_r 中。

【0487】其次，考慮相對於天線電阻R之反射係數，使得

$$\Gamma_r = \frac{R_r - R}{R_r + R}$$

【0488】繪出隨L及C變化之 $|\Gamma_r|^2$ ，且得到圖78之等高線圖。這係一有利的凸狀誤差表面，可關於使用一簡單的梯度搜尋最佳化器，輕易地將L及C最佳化。亦即，尚可量測SNR，其為雜訊係數(NF)之一單調函數且NF又為 $|\Gamma_r|^2$ 之一單調函數，則最大化SNR將使 $|\Gamma_r|$ 最小化。在本範例中， $|\Gamma_r|$ 為匹配參數之一簡單近似凸函數。將此全部匯總起來，SNR的一簡單梯度搜尋將尋得 $|\Gamma_r(L, C)|$ 的全域最小值。僅有的附加說明為，ISI及窄頻帶干擾頻譜峰值在此不做考慮。

【0489】L匹配係簡單且適用於窄頻寬。最終頻寬取決於R如何不同於 R_r 。倘 $R=R_r$ ，則 $L=C=0$ 且頻寬無窮大。然而，倘 $R \neq R_r$ ，則匹配之頻寬十分小。倘結果頻寬太小以致無法搭載期望之天線訊號，則需要一具有更多實體L及C之更複雜實體匹配網路。

【0490】關於一L匹配晶片整合之問題在於，搭載一系列天線所需之L及C的範圍可顯著地大。可藉一微機電系統(MEMS)裝置來實現一可調諧電感器。然而，MEMS因所需之機械結構及高控制電壓無法與標準無線電積體電路(RFIC)或毫米波積體電路(MMIC)充份整合，使得當電路成本為一問題時，MEMS解決方案通常不可行。當然，可能整合一變容器以用作C，但一可變實體L將需要一些主動通用阻抗轉換器(GIC)型電路，其難以在微波頻率下處理增加之雜訊。MEMS或GIC電路係困難、昂貴、且組件數值範圍亦受限。

【0491】ATLF天線匹配之一特點在於，大多數情況下僅二個參數變化。然而，針對困難的匹配問題(譬如一大天線電抗、或 $R=R_r$)，可發現到頻寬在匹配完成前變得太窄。在此情況下，SNR最佳化將藉有效地施加容許ISI雜訊軟約束，而限制匹配。

【0492】使用適應性負電阻ATL實現之ATLF的電抗性天線組件匹配

【0493】如圖94頂部處顯示之一方塊圖係說明一負電阻裝置之ATLF實現，其僅在天線本身之諧振頻率處工作。該諧振頻率發生在天線之電抗為零時。在一實際之實現中，一負電阻裝置將具有一些與其關聯之電抗，而這將推動諧振。首先將考慮ATLF具有一固定頻率負電阻裝置，且接著擴展此處理到一可變負電阻實現而提供可調諧性。

【0494】可藉112圖頂部處所示之電路來近似一負電阻裝置連附至天線。圖112中之電路顯示一天線模型11210，其具有一電阻器4310、一電容器4312、及一電感器4314，除該天線模型外又附加一耦合電容器11218、及設於一電阻器11220及電感器11222處之負電阻。此電路之根軌跡及奈奎斯圖係示於圖112底部。施加一較大量值之負電阻將推動ATLF反射係數之量值超過一且導致品質增強。請

注意，極點如何在遠不同於天線諧振之頻率處繞圈且跨越 $j\omega$ 軸。亦具有發生於一很低頻率處之二個瞬間諧振。這在奈奎斯圖中亦明顯。

【0495】該天線顯然具有軟諧振，然隨著增益增加，品質增強可完全改變頻帶中心且似乎無法預期。此為ATLF提供遠遠較大程度之品質增強通帶可預期控制之處。

【0496】其次，考慮由一定向耦合器及複數個可變電容二極體組成之一移相器。
四埠耦合器之S參數為

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

【0497】其中 $j = \sqrt{-1}$ 。將該四埠定向耦合器置入圖113之方案中，藉一可變電容二極體電壓改變促成而導致一相移，其與埠2及3之反射的相移相等。第113圖之頂部顯示一天線10310、定向耦合器11312、增益模塊6216、輸出11316、移相器6814、及終端11320。中間部顯示一天線11322、雙向混成耦合器及移相器11324、及負阻抗11326。底部顯示出連接至一電阻器11330、電容器11332、及電感器11334之一天線11328，以及一混成耦合器11336，及具有一電容器11340、電感器11342、及電阻器11344之一負阻抗放大器11338。混成耦合器11336亦連接至二個可變電容二極體11346。

【0498】操作時，訊號迴路如下：

【0499】來自天線之訊號進入埠 1，且離開埠 2 及埠 3；

【0500】出自埠 3 之訊號在匹配增益模塊中損失；

【0501】來自埠 2 之訊號通過移相器及增益模塊；

【0502】訊號在增益模塊之後分離，其部份被導向成輸出，且剩餘者發送至埠 3 中，由該埠耦合回天線埠中。

【0503】天線將其反射，且訊號循環回埠 1，形成諧振迴路結構。

【0504】定向耦合器可提供一 3 分貝或更高之耦合比率。亦可實現為一 90 度或一 180 度耦合器。

【0505】圖 114 顯示一種可能的實現，其包括一 3 分貝混成 90 度耦合器，該耦合器具有 0 度輸出埠 2，該輸出埠進入增益模塊，其後係作為 ATL1 輸出耦合器之一 3 分貝分離器。來自輸出耦合器之返回訊號係通過一移相器及諧振器之回授訊號，該回授訊號接著耦合回到 90 度混成耦合器埠 4。圖 114 顯示一輸入 11410、90° 混成耦合器 11412、增益模塊 6216、3 分貝分離器 11416、移相器 6814、及諧振器 6214、以及 11422 處之 Z_{term} 。

【0506】當在本實現中恰當地設定相位時，90 度耦合器無損失，且無訊號傳送至埠 3，使得終端電阻器中無任何消耗。因此，在諧振處，全部訊號皆經由埠 4 而傳送至回授迴路中。更，當恰當地設定移相器時藉諧振處之理想組件，可使電路中無損失，且可在 3 分貝輸出功率分離器之輸入埠取得所有生產出之功率。結果造成，當恰當地完成定相時，理想上將使迴路中無損失，因此 ATL1 之雜訊係數(NF)將最小化。是以，該配置提供最佳 NF 及最高頻率選擇性。

【0507】負電阻放大器之範例包含、但不限於一透納二極體、剛氏二極體、或衝渡二極體。當然亦可適當地偏壓之任何型式 FET 以提供一負電阻。此類實現被視為熟於此技藝者所熟知者。重要地請注意到，移相器係在二方向上往復。

【0508】必須認識到，移相器強加一些損失。又，耦合器無法整合於晶片層。有許多實現一變容器控制雙向移相器之方式。圖 115 中顯示其中二種。圖 115

頂部處之方案 11510 使用一可變 RC 時間常數。底部之方案 11512 使用數階段電感器及電容器。二方案 11510 及 11512 皆顯示複數個電阻器 4310、電感器 4314、及變容器 9512。

【0509】當設計一 ATLF 時，可藉整合而使所需之相位延遲校正最小化。除此以外，可相當準確地得知，通過組件之相移。因此，可納入固定相位補償，及因此移相器僅需調整相位誤差、或無法藉固定網路校正之相移，譬如在一寬頻率範圍上之一可變相移或延遲。現在，倘所需之相位調整較小，則可使用一簡單可變移相器，與以上討論之 ATL 負電阻實現及移相器結合。

【0510】ATLF 中之主動天線反射係數合成

【0511】ATLF 之目的係合成電感匹配範例之實體電容器。這係透過反射係數之匹配達成：倘 ATLF 之反射係數與一電容器者相似，則電路將如同一實體電容器實際產生反射係數一般地反應。在此情形下，將抵消天線電抗性電抗。

【0512】基於如圖 79 中所示之反射係數來考慮此基礎匹配概念。在此，具有一任意天線阻抗

$$Z_a = R + jX$$

【0513】相對於某些任意特徵阻抗之反射係數，在針對天線時為 Γ_a ，針對接收器時為 Γ_r 。倘具有 $\Gamma_r = \Gamma_a^*$ 之條件，則天線與接收器匹配，且完全利用天線訊號之可用功率。此條件係藉如以上提及之附加說明，使 SNR_{out} 最大化。儘管如此， SNR_{out} 最大化係為回復天線訊號所能執行的首要之事。

【0514】現在考慮如何實施圖 79 中所示之黑盒子接收器，其具有一黑盒子接收器電路 7910、及一源 7912。一可能的實現係使用一循環器之類別 1 ATLF 實現。在此，訊號輸入至循環器中，將該循環耦合至一增益級與移相器中，及接著返

回該循環器且收回到天線。可惜，一循環器因所需之亞鐵鹽及磁場源而無法整合，但可依一非晶片架構實現。基於此主動方案，可確定生成任何反射係數，甚至當有需要時， $|\Gamma_r| > 1$ 亦然。因此可滿足 $\Gamma_r = \Gamma_a^*$ 之共軛匹配條件，這意味已充份利用來自天線之可用訊號功率。

【0515】針對NF，似乎與增益級相關聯之雜訊可在該循環器之輸入處串聯加入，且因此假定產生器 Γ_a 不同地無雜訊。換言之，可達成共軛匹配，然代價則為起因於增益模塊及循環器介入損失而加入之雜訊項。

【0516】此基於反射係數之匹配理論指出，可朝天線注入一訊號，這實際上有助於將可用功率傳送至接收器。這表面上奇異的現象係藉由考慮天線具有一電感 L 之電抗且該電感連接至一受控無線電頻率(RF)電壓原來加以解說，該電壓源係如圖 81 中所示之 $v_r(t)$ 代表者。圖 81 顯示一源 8110、電阻器 4310、電感器 4314、及 RF 電壓源 8116。流出天線 $i(t)$ 之電流係 $i(t)$ ，其因電感阻抗而下降。倘不存在電感，則電流

$$i = \frac{v}{2R}$$

【0517】將與電感器耦合入一匹配電阻器負載 R 中且無電抗器阻礙流動之情形相對應。倘跨越電感器之電壓為

$$\frac{L}{2R} \frac{dv}{dt} = \frac{j}{2R} vL$$

則該電流將在天線中流動。

【0518】結果，施加至天線埠(電感器末端)之合成 RF 電壓為

$$\begin{aligned} v_r &= \frac{v}{2} \frac{L}{2R} \frac{dv}{dt} \\ &= \frac{v}{2} \left(1 + \frac{jL}{R} \right) \end{aligned}$$

【0519】現在考慮來自圖 82 中所示之一電容器串聯一電阻器 R 的合成 RF 電壓。

圖 82 顯示一源 8210、複數個電阻器 4310、一電感器 4314、及一電容器 4312。

因此，給定跨越電容器之電壓為

$$\frac{1}{2RCj} v$$

【0520】結果，必須具有

$$\begin{aligned} \frac{v}{2} \left(1 + \frac{jL}{R} \right) &= \frac{v}{2} \left(1 + \frac{1}{RCj} \right) \\ \frac{jL}{R} &= \frac{1}{RCj} \\ \omega^2 &= \frac{1}{LC} \end{aligned}$$

【0521】由於一串聯 L 與 C 在一 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 之頻率處諧振、明確地將消去該頻率處之天線電感電抗，而如同預期。

【0522】其次，考慮圖 80 之主動反射係數產生器，且決定出藉反射係數生成之等效阻抗。控制增益 G 及相位 ϕ 。從天線到循環器埠 1 之電壓訊號係以 v_{in} 代表。

是以，以 v_f 代表之返回天線訊號被給定為

$$v_f = v_{in} G e^j$$

【0523】且進入循環器之埠 3。如此將導致一等效反射係數為

$$= \frac{v_f}{v_{in}} = G e^j$$

【0524】在此假定循環器埠、及其後增益模塊之輸入阻抗具有一阻抗 R。稍後將

藉增加一小分量到 Γ 而使此具一般性。基於天線之阻抗 R ，可針對再次以 R 指稱之等效阻抗來描述此反射係數，以 Z_r 表示且給定為

$$Z_r = R \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

【0525】現在可繪出 Z_r 之實數部份，如圖 83 所示者。請注意 G 大於 1 之增益， $\text{Re}(Z_r) < 0$ ，意味負電阻、意味有一反射增益。

【0526】其次，繪出天線源之功率損耗因數將有啟示作用。為此，將天線阻抗之電感性成份加至 Z_r ，且接著重新計算將稱作 Γ_a 之反射係數。接著計算 $P_f = 1 - |\Gamma_a|^2$ 之因數，表示天線可用功率中進入循環器埠 1 之部份。圖 84 中提供三個數值 $Z_r=1$ ； $Z_r=1+j1$ ；及 $Z_r=1+j3$ 之 P_f 圖。

【0527】請注意到，當天線電抗增加時，天線耦合所在之範圍係合理縮減，且需要較高增益。由於主動回授必須匹配較大量值之天線反射係數，因此這係所預期者。當反射係數變得較大時，諧振變得較強且範圍縮小。

【0528】亦，請注意 P_f 最佳點之 G 大約為 $G=1$ ：倘 G 進一步增加，則 P_f 開始減小。這係起因於接收器回授之等效電阻將隨 G 增加超過 1 而變為小於 R 、且接著最終變為負。

【0529】其次，繪出從天線流出之電流將引起關注。為作此計算，首先定義 a 為進入接收器(循環器)中之功率波，及 b 為來自循環器之反射。反射係數可表示為

$$\Gamma = \frac{b}{a} = Ge^j$$

【0530】其次，循環器埠 1 處之電壓被給定為

$$V_r = a + b = a(1 + \Gamma)$$

【0531】從天線流出至循環器埠之電流被給定為

$$I = \frac{a-b}{R} = \frac{a}{R}(1-\Gamma) = \frac{V_r}{(1+\Gamma)} \frac{1}{R}(1-\Gamma)$$

【0532】亦具有

$$V - V_r = IZ = V_r \frac{Z}{R} \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}$$

【0533】這提供根據已知數值之循環器埠電壓表示

$$V = V_r \left(1 + \frac{Z}{R} \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right)$$

或

$$V_r = \frac{V}{1 + \frac{Z}{R} \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}}$$

【0534】一但具有 V_r ，即可定義

$$I = \frac{V_r(1-\Gamma)}{R(1+\Gamma)}$$

或較簡單者

$$I = \frac{V - V_r}{Z}$$

【0535】第一個範例係針對 $Z=R$ ，使得最佳解係針對 $G=0$ ，如圖 85 中所示者。

請注意到，由於 $R=1$ 且 $V=1$ ，使得 $I=V/2R=0.5$ ，因此電流為 0.5。然請注意 $\Phi=\pi$ 時，電流隨增加之 G 而增大。亦請注意 $G=1$ 且 $\Phi=\pi$ 處，由於接收器之等效阻抗在此時為零，因此電流增加至 1：從天線汲取出較多電流，但功率耦合因數為零，使得無任何可用功率由接收器使用。

【0536】然而，在此引起關注之論點在於，放射自天線之前向功率波 a ，成為循環器之主動負載，且接著藉合成 b 而反射回天線。因此，在接收器中利用 a 之資

訊。結果，實際上仔細察看 a 而非循環器埠 1 處之電壓。

【0537】然 $a=0$ 與接收器所生成之反射係數無關。為此，整體主動回授方案似乎未很大程度地達成—然這係因為天線在開始時匹配。一旦電感器加至天線，天線訊號即在輸入處反射回電感器，且離開電感器之「 b 」訊號接著變為「 a 」而進入天線中。在圖 86 中對此作圖解，其具有複數個電感器 2 埠 s 參數 8610 及一回復 8612。

【0538】現在考慮圖 87 中所示在所有接收器 G 及 ϕ 條件下之接收器 a 節點圖。請注意，當 G 增加時，輸入功率波之振幅恰保持增加。請注意，此為輸入至接收器增益模塊的訊號。似乎已設計出一「超級天線」，但可惜並非如此。問題在於 a 訊號具有從主動接收器經由路徑 $b \rightarrow a_2 \rightarrow S_{22} \rightarrow b_2 \rightarrow a$ 之貢獻，因此現在看到者係來自天線之功率波、與從接收器到電感器埠(天線埠)及相反者而與天線功率波同調之再循環訊號的組合，但接收器雜訊加至其中。如此將使分析變得複雜。

【0539】藉由回授可具有增益，使得來自天線之視在功率波可成長，但當其通過接收器時，將有雜訊加入而使總體 NF 退化。無法具有小於 1 之 NF，且因此圖 87 之視在訊號增強係一假象。

【0540】在此作一總結，顯然地當接收器之訊號輸出經歷諧振時加以取樣，並非為最佳操作點之明確指示。正確之測度再次為 SNR。

【0541】圖 87 之訊號曲線圖提供另一種解釋目前正在進行什麼事之方式。放射自天線之功率波到達電感器二埠，且被反射及部份被發射。由於電感器輸出處無任何主動回授及 R 終端，而使功率波將因電感器 $|S_{21}|$ 小於 1 而減小。然而，電感器並未加入雜訊，且因此該減小並非必然使 SNR 降級。現在具有

$b \rightarrow a_2 \rightarrow S_{22} \rightarrow b_2 \rightarrow a$ 之回授訊號，其被加入天線功率波，而倘主動接收器反射係數仿效一諧振電容器串聯 R 時，將回復該天線功率波之振幅。然而，執行此程序將從接收器之主動增益模塊加入雜訊。電感愈高，需要藉接收器生成以補償 $|S_{21}|$ 損失(其依 $|S_{21}| = R/(|R + j\omega L|)$ 而隨電感增加)之反射係數量值愈大。來自接收器之貢獻愈大，加入混合器中之接收器雜訊愈多。亦，由圖 87 顯見 G 可增加超過 $|S_{21}|$ 補償所需之位準，而提供額外之增益給天線功率波。然而，SNR 並未進一步改善，且事實上 SNR 開始下降。

【0542】作為 ATLF 天線阻抗匹配品質測度之 SNR

【0543】可藉量測解調輸出之 SNR 來促成接收模式下匹配狀態之間接量測，其單純的任務係調整匹配組件以使 SNR 最大化。在這方面，提出一些觀點：

【0544】倘僅有的雜訊源係基於天線所曝露之環境有效溫度的天線熱雜訊、及接收器無線電頻率放大器之內在雜訊，則調解接收訊號輸出之 SNR 最大化將與稍早說明之 NF 或 FOM 最小化等效。NF 具有懲罰損失項 $1/(1 - |r|^2)$ ，其因此被最小化，而這又意味 $|r|$ 最小化、意味最佳天線阻抗匹配。

【0545】具有其他雜訊源，譬如天線從與期望訊號相鄰之通道拾取的非熱干擾。將進行天線匹配，使得頻寬在期望訊號之頻道附近縮窄。這將在 SNR 量測無法識別熱與干擾雜訊時實施。

【0546】倘接收器雜訊相較於來自天線之熱及干擾雜訊為微小可忽略時，則由於頻內雜訊與訊號係作相似之處理，因此匹配變得不相關。因此，並無將抵達接收器之天線功率最大化的利益。

【0547】附帶地，倘訊號濾波不具有可匹配訊號調變之正確外型，則 ISI 雜訊(其

他處討論之符碼間干擾)將在接收器中生成。通常，針對天線匹配，ISI 雜訊將在天線匹配之頻寬變得太窄時增加。這在 ATLF 當接收訊號之頻寬在開始時太窄之情況下為一考慮要素，如以下討論者。

【0548】請注意，藉基於 SNR 最大化之匹配，有二程序進行。第一個係匹配天線，以將最大訊號功率轉移至接收器。第二個係藉匹配程序來限制頻寬，這起因於匹配網路之諧振，如以下討論者。因此，來自諧振峰值外之雜訊及干擾將相對於期望之天線訊號被抑制。

【0549】接著，圖 89 係試圖執行之處理的方塊圖，其顯示一天線 8910 拾取訊號且與接收器匹配，隨之將訊號解調而提取出數據符號值，用於使內含於 SNR 及 ISI 度量二者中之資訊內容最佳化。圖 89 顯示天線 8910、阻抗匹配 8912、接收器無線電頻率(RF)/中間頻率(IF)8914、數據解調處理 8916、SNR 估計 8918、SNR 最佳化演算法 8920。此程序之一成果亦為解調數據符號樣本之 SNR 估計。此等者用於 SNR 最佳化中，該 SNR 最佳化內含一最佳化演算法，用於設定天線匹配之參數。

【0550】ATLF SNR 之量測

【0551】如上所述者，可藉一工廠量測及校準，以儲存於一 LUT 中之數值來預校準 ATLF。然而，ATLF 之真實利益係調整適應天線特徵之改變。亦，針對 ATL 內之品質增強，必須精確地決定及實現回授。且最終地，最重要地為解調訊號中之雜訊，而非直接為解調訊號之振幅或頻寬。ATLF 應響應在解調程序中達成之濾波特徵，譬如來自一用於將 ISI 及頻內干擾最小化之等化器者。必須使 ATLF 動態地調整適應於與這些其他系統合作，且不與其功能折衷妥協。因此，注意總體處理回授迴路十分重要。

【0552】如以上討論者，使用 LUT 數值作為一初始設定。亦為此類實例動態地更新 LUT，如跳頻協定，其為 ATLF 快速適應所必要者。因此，依賴當前之 SNR 量測作為 ATLF 進一步調諧的導引。

【0553】圖 90 顯示一可使用 ATLF 來作為天線匹配及界面之無線數據接收器高階方塊圖。圖 90 顯示一天線 8910、ATLF 9012、接收器無線電頻率(RF)/中間頻率(IF)/基頻(BB)9014、基頻等化器 9016、數據解調處理 8916、內較快迴路 9020、外較慢迴路 9022、及 SNR 最佳化演算法 8920。值得詳查圖 90，以突顯時序議題如何驅動架構：

【0554】天線輸出耦合至 ATLF，該 ATLF 將天線匹配至接收器，且具有 RF、IF、及基頻(BB)降頻與進一步濾波之某些組合；

【0555】BB 輸出(其亦可為近 IF)經數位化且進入一基頻等化器中，該基頻等化器使基頻濾波器具體化，以將 ISI(符碼間干擾)雜訊以及頻內雜訊最小化。該等化器必須跟上因多路徑效應所致之通道變異，而與如圖式所示之快速回授迴路一同操作。該等化器之一變體係犁耙式接收器(rake receiver)及正交分頻多工(OFDM)接收器，如用於展頻接收器中者，其中通道狀態被連續地追蹤及估計。無論細部設計為何，目的皆在減輕因改變多路徑所致之通道頻率選擇性效應。

【0556】從解調基頻訊號提取出數據。附帶地，由解調程序獲得某些 SNR 量測，其接著驅動 ATLF 最佳化。

【0557】ATLF 不受多路徑影響，且並非必須使改變適應無線通道。然而，倘有電磁散射、或吸收物體置於天線之近場中而影響其阻抗，則發生需要使改變適應天線阻抗。預期近場天線之改變遠較多路徑通訊通道之改變慢且頻次少。結果，期望使 ATLF 作為一外較慢迴路。

【0558】天線阻抗改變顯著之一事例係智慧繃帶，其中病患可改變位置而影響近場天線、及因此 ATLF 必須適應之該近場天線阻抗。然而，相較於空間多路徑通道中之改變，此改變將緩慢且相對較不常發生。

【0559】等化器消除由 ATLF 強加之某些濾波器成型失真。因此，ATLF 聚焦於匹配及生成某些軟肩濾波器響應。這可藉等化器恢復達某種程度，如圖 91 中概念性地圖示者。因此，並非必要地具有一多極複雜 ATLF。然而，由於無線電頻率(RF)訊號頻帶之外頻率成份將無法充份地匹配，因此，將有一適度增強之 NF。

【0560】ATL 濾波天線(ATLF)之實現

【0561】此討論之複雜性在於，有多種如以上所示之天線電路模型，其在一相對較窄頻寬上近似天線之阻抗行為。因此，將逐一完成一系列涵蓋過份單純之理想化電路到更實際之具體實施例的範例，而非嘗試統一之方法。亦有可能有其他範例。

【0562】天線阻抗之輻射電阻成份

【0563】由一虛擬天線開始，該虛擬天線之阻抗僅僅由其輻射電阻組成。一真實天線恆具有一電抗性成份，稍後將加入。圖 93 顯示此理想化天線之等效電路，其連接至一電阻為 R_r 之接收器、交流電壓源 9310、及電阻器 4310。假定來自某遠距輻射源之外加電壓源係具有一均方根(root mean square, RMS)振幅 v 之正弦。來自該天線之可用功率因此為

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{v^2}{2R} = \frac{v^2}{4R}$$

【0564】該天線係連接至一電阻為 R_R 之接收器。從該天線轉移至該接收器之功率係

$$P_r = \left(\frac{v}{R + R_r} \right)^2 R_r = \frac{v^2}{4R} \frac{4RR_r}{(R + R_r)^2} = P_{av} \frac{4RR_r}{(R + R_r)^2}$$

【0565】定義該天線之反射係數為

$$\Gamma_A = \frac{R - R_r}{R + R_r}$$

其中已任意地取 R 作為特徵天線阻抗。因此

$$1 - |\Gamma_A|^2 = \frac{(R + R_r)^2 - (R - R_r)^2}{(R + R_r)^2} = \frac{4R_r R}{(R + R_r)^2}$$

及，是以

$$P_r = P_{av} (1 - |\Gamma_A|^2)$$

其為顯示出因阻抗不匹配所致功率損失之期望型式。

【0566】其次，假設 R_r 負載表示接收器阻抗，及接收器具有一雜訊係數(NF)為 NF_r 。則，天線及接收器之總體雜訊指數可因此表示為

$$NF = 1 + \frac{NF_r}{1 - |\Gamma_r|^2}$$

【0567】這係基於假定天線之等效雜訊溫度為 293K。這明顯地顯示出，天線—接收器 NF 因天線與接收器之間不匹配所致的膨脹。天線—接收器之優質(FOM)可被定義成此 NF。當天線—接收器之增益可為任意且 FOM 應僅聚焦於接收器利用從天線獲得之可用功率的能力時，這將合理可行。請注意，倘接收器之 NF 係 $NF_r=1$ ，使其未生成本質雜訊，則不匹配將無足輕重。亦即，不匹配僅降低接收器之總體訊號增益，但未貢獻於 NF。這亦合理可行之處在於，頻帶內雜訊與來自天線源之訊號皆作完全相同之處理，且因此不匹配同樣地影響二者。僅當接收器生成額外雜訊時，才需要天線匹配。相等地可指稱，倘天線輸入之干擾雜訊遠大於接收器之本質雜訊，則不匹配天線之後果不嚴重。

【0568】某些觀察適合於此論點

【0569】倘天線不具有一相對於輻射電阻之大量電抗性成份、譬如目前考慮之簡單電阻性模型，則起因於不匹配及 NF 膨脹之損失典型地適中。考慮 $R=20$ 且 $R_r=50$ 之範例。因此

$$|r| = \left| \frac{R_r - R}{R_r + R} \right| = 0.4$$

$$10 \log \left(\frac{1}{1 - |r|^2} \right) = 0.76 \text{ dB}$$

【0570】當考慮天線之電抗時，起因於天線不匹配之損失變得更關鍵。在此情況下，必須調整匹配電路之調諧參數，否則 NF 膨脹將變得非常高。尺寸相對於波長而言較小之天線典型地具有一高電抗性成份。

【0571】倘天線輸出處之接收訊號的 SNR 非常高，則較不關心天線不匹配。然而，倘相同天線用於發射，則在載波頻率相近之假設下，不匹配互易，使得不匹配對發射與接收通道皆相同。發射模式中之不匹配損失意味，發射器操作效率低，此可對電池使用及/或射程具有較大衝擊。

【0572】在接收器模式中，期望之天線訊號輸出通常陷入熱背景雜訊及干擾中。附帶地，由於多重路徑，因此確切之接收訊號強度將多變。因此，由 RF 訊號之觀察來估計天線匹配的狀態並不實際。在可靠地量測訊號結構特徵而藉此評估天線匹配之狀態前，期望之訊號必須降頻、濾波、及處理。

【0573】在發射模式中，可基於典型地簡單實現的電壓駐波比(Voltage standing wave ratio, VSWR)量測來直接量測天線之反射係數。假設具有一用於在近似相同之載波頻率下發射與接收二者的天線。原則上，可基於 VSWR 或發射模式中之某些其他量測來匹配天線，且因此假定相同之匹配藉互易性而適用於接收模

式。倘天線具有充份寬之頻帶，且發射與接收通道之間的頻率分隔相較於天線頻寬而言較小，則此方法適當。然而，這並非在此所作一假設，目的係僅基於一般較弱之接收訊號來調變天線之匹配，以將最佳之能量轉移從天線轉移至接收器。

【0574】使用反方向耦合器將電抗性天線阻抗成份耦合至諧振 ATL

【0575】扼要地重述，ATLF 係由一耦合至諧振 ATL 之天線諧振器構成，該諧振 ATL 自組態成一負電阻，如圖 94 頂部處所示者。天線諧振器係藉串聯 LRC 模型表示，其中 R 表示輻射電阻。負電阻 ATL 係藉給定為 $\Gamma_G = G(g)$ 之一反射係數表示，代表與藉控制 g 設定之 G 直接相關。顯示出一表示天線之串聯 RLC、及具有電容 Cv 之可變電容二極體。這具有一等效反射係數，以 Γ_A 代表。圖 94 顯示天線(串聯 LRC)9410、負電阻 9412、電阻器 4310、電感器 4314、及變容器 9512。

【0576】不同於包含有一定向耦合器之 ATL_n 其他實現，ATLF 之一關鍵在於，定向耦合器係如圖 95 小環形天線範例中所示者反向。圖 95 顯示小環形迴路天線 9510、電容器 9512、定向耦合器 9514、及增益模塊 9516。這允許天線諧振器耦合至對 ATLF 特有性能具支配作用之 ATL_n 諧振器。倘耦合器未反向，則來自 ATL 之負電阻反射將回授至 ATL 本身中，且不朝向天線。

【0577】首先以小環形天線作為一初始架構，如圖 95 中所示者。在此具有一串聯可變電容二極體，其可設定電容以抵消環形天線之感抗。增益被配置成一縮放模塊及一反方向耦合器。操作時，訊號進入而作為環形天線中之一電壓源。藉表現如一單埠反射之增益段放大，藉不匹配天線反射回。反方向耦合器用於阻擋任何來自受 g 控制之增益級的反射。

【0578】將此耦合至理想化迴路，具有總體轉移函數，給定為

$$H = \frac{G}{1 - G_A}$$

【0579】考慮天線之串聯 LRC 模型，其中天線埠阻抗以 z_A 代表，且給定為

$$z_A = Ls + \frac{1}{sC} + R$$

【0580】反射係數(看入天線埠中)因此給定為

$$\Gamma_A = \frac{z_A - 1}{z_A + 1}$$

【0581】在此使用阻抗標準化，使得特徵阻抗為 1。此反射係數 Γ_A 可表示為

$$\begin{aligned} \Gamma_A &= \frac{Ls + \frac{1}{sC} + R - 1}{Ls + \frac{1}{sC} + R + 1} \\ &= \frac{s^2 + \frac{R-1}{L}s + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R+1}{L}s + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

【0582】此反射係數在圖 96 中繪製成正規化頻率範圍 $0.75 < \omega < 1.25$ 內之線 9610。

如預期者， C_v 電容抵消天線電抗，且諧振處之反射係數係一負實數。

【0583】有趣地考慮輻射電阻或導體損失並非隨頻率變化之任何天線，其中 Γ_A 係一常數振幅函數，具有與全通濾波器類似之極零型態。此情況之根軌跡如圖 97 中所示。

【0584】該根軌跡顯示 $R=0.1$ 時之品質增強。 $R>1$ 時，必須使用一負 G 。請注意：

【0585】負 G 且 $|G|>1$ 發生於負電阻在 $-1 < R_g < 0$ 範圍中時

【0586】正 G 且 $|G|>1$ 發生於負電阻在 $-\infty < R_g < -1$ 範圍中時

【0587】請注意，所有阻抗皆正規化成特徵阻抗

【0588】在此，假定輸出係取自縮放模塊輸出。亦與天線之輸入交互作用可藉一串聯電壓源表現。插入一些正規化數值 $C=1$ 、 $L=1$ 、及 $R=0.1$ ，得到圖 97 左側顯示之 $G<0$ 時根軌跡。由諧振條件下 $\Gamma_A < 0$ 可明白， G 必須為負。

【0589】此根軌跡顯示，存在典型之 ATL_n 極點運動行為，且這可由當 $R<1$ 時跨越 $j\omega$ 軸之閉迴路極點控制。亦即，輻射阻抗小於特徵阻抗。倘 $R<1$ ，則對該電路之可能品質增益有一限制，如圖 97 中右側根軌跡圖所示者。請注意，當 $R>1$ 時，開迴路極點實際上在負實數軸上，且無諧振。然而，提供回授的確生成品質增強，該品質增強係從零起，到由 R 限制之某有限值。

【0590】其次，針對一 G 值考慮轉移函數，使得

$$G_a = 1/\min(\text{real}(T)) + .01$$

【0591】其提供一大約 100 之閉迴路品質。頻率響應繪製於圖 98 頂部之線 9810 處。

【0592】藉改變變容器之電容 C_v ，可在一寬廣頻率範圍大調諧，如同 $ATL1$ 。正規化曲線顯示於圖 98 底部處，其中線 9812 顯示 $C_v=0.8$ 、線 9814 顯示 $C_v=1.0$ 、線 9816 顯示 $C_v=1.2$ 、及線 9818 顯示 $C_v=1.4$ 。

【0593】假定設置可變電容二極體與環形天線並聯而非串聯，如圖 99 頂部處之電路，其具有一小環形天線 9510、變容器 9512、定向耦合器 9514、及增益模塊 9516。唯一改變在於 Γ_A 現在為先前情況之負值，導致圖 99 底部處具有線 9918 之史密斯圖(Smith chart)。

【0594】顯然，帶通響應及品質增強之所有考慮皆保持與之前相同。唯一改變在於， G 為正值而非負值。亦可考慮短偶極天線，其可如圖 100 中者調諧。在此，

將偶極最佳地模擬成一串聯電容器及一分路電導，其引發傳導損失以及輻射電阻。設置一變容器 9512 與此並聯，以提供電感器部份調諧範圍。圖 100 顯示一變容器 9512、天線 10012、電感器 4314、定向耦合器 9514、及增益模塊 9516。

【0595】本架構中，從反向耦合器看入天線中輸入阻抗

$$Z = sL + \frac{1}{G + s(C_v + C)}$$

【0596】圖 98 底部顯示，各不同正規化可變電容二極體電容值之下的 ATLF 轉移函數。此計算首先以匹配 L 及 C_v 來決定天線之反射係數。接著，理想 ATL1 分派到一反射係數，其為在關注頻率範圍上之天線反射最小實數部份再加 0.01。這將提供一大約 100 範圍內之品質。

【0597】反射係數繪製如圖 101 中之 10110 處所示者，其顯示與之前類似之行為，但 Γ_A 之量值略大且並未關於實數軸呈對稱。

【0598】關注圖 102 中所示之電路，其中變容器 9512 更明智地置於電感器 4314 之後，但可惜地僅具有非常小調諧範圍。倘變容器與電感器串聯，則調諧範圍將恢復。圖 102 顯示一天線 10012、定向耦合器 9514、及增益模塊 9516。

【0599】現在考慮將移相器結合於回授迴路中，如圖 103 中所示者。圖 103 顯示天線反射 10310、定向耦合器 10312、移相器 10314、及增益級 6216。總體轉移函數可表示為

$$H_F(s) = \frac{1}{1 - G_a(s)H_p(s)}$$

【0600】此轉移函數之分母可根據輸出及輸入置於何處而變化。現在假定輸入目前傳送至天線中，且輸出係自增益模塊之輸出取出。現在可考慮組合之極點與零點，且繪出隨 G 變化之閉迴路極點，如圖 104 中所示者。

【0601】這顯露出，針對天線反射與移相器耦合諧振而言之現有部份複雜處。請注意關鍵結果，支配閉迴路極點係藉移相器、而非天線反射所決定。可惜 $\Gamma_a(s)$ 之極點移動至實數軸，且接著該等極點其中之一沿實數軸繼續行進至右手平面中，最終將使程序不穩定。在此範例中，不穩定實數軸極點將在品質增強完成前顯露，如圖 105 中所示者。

【0602】幸虧該電路可藉一減慢極點運動之簡單領前電路穩定：所有必須做者係加入一 RC 領前電路，如圖 106 中所示者。圖 106 顯示一電容器 4312、及複數個電阻器 4310。此恢復電路可置於圖 103 迴路中之任何位置，且提供穩定的增強。藉該加入之電路，根軌跡改變成圖 107 者，顯示支配極點之穩定增強。

【0603】現在以諧振器替換移相器，且得到圖 108 及圖 109 中所示之根軌跡圖。請注意，藉諧振器可具有一較簡單響應，其中僅支配極點曾經跨越 $j\omega$ 軸。次要天線極點產生向左移動之根行跡。本替換之主要優點在於，迴路呈穩定而無需額外補償。

【0604】請注意，現在將體驗，具有些許非期望迴路延遲之 ATL1 在本質上為何，其中該非期望迴路延遲可如以上指出者藉解諧諧振器而補償。此電路顯示於圖 110 頂部處。ATL1 中唯一之偏差在於，定向耦合器呈不同之組態，且反向以傳送回授訊號反射離開天線、而非返回 ATL1 迴路中。圖 110 顯示天線反射 10310、反向耦合器 11012、增益級 6216、及諧振器 6214。

【0605】可將此擴展到 ALT2 電路，亦如圖 110 底部處所示者。圖 111 中顯示出，基於 ATL2 之 ATLF 根軌跡。請注意，二諧振器極點導致一朝 $j\omega$ 軸移動之表現良好支配極點，但亦有一在較高頻率處之寄生極點。然而，針對高品質增強，這影響後果很小。諧振器左側之極點係天線極點，且最後到最左側者係模

擬迴路延遲之全通電路的極點。

【0606】最後，為求完整，在圖 212 中給定基於 ATL3 之 ATLF 的根軌跡。再一次，使支配極點依一表現良好之方式朝 $j\omega$ 軸移動，並不存在於任何問題。然而，在較高頻率處，再次有惱人寄生通帶模式之潛在可能。再一次，倘品質增強較高，則這不應產生問題。

【0607】為了校準目的，考慮到一期望頻率，可使天線之變容器、及 ATL3 之個別諧振器的電容變化。當適當地調諧時，根軌跡呈現如圖 213 中所示者。重要地請注意到，相當驚人且顯而易見之結果在於，當一切設定無誤時，ATL3 濾波天線之支配極點將直接朝 $j\omega$ 軸移動而無寄生通帶。此為最小 G 解法，其可用於校準，如以上指出者。因此，早先的校準規則仍未受影響，而可設定四個變容器 $\{f_1, f_2, f_3, f_{\text{ant}}\}$ ，使得 G 將在一受限品質增強或頻寬下最小化。

【0608】作為負電阻元件之 ATL_n

【0609】如以上指出者，ATLF 之一關鍵要素在於，定向耦合器係由正規 ATL_n 組態反向，使得天線耦合至具有一可控頻寬之 ATL_n 的諧振結構中。當正規之定向耦合器反向時，將使 ATL_n 表現如一負電阻，而在輸入功率處提供返回增益。當依此實現 ATLF 時，對一定向耦合器之需求即消失。由於難以在一晶片上以實體較小之 L 及 C 來實現一適當定向耦合器，因此這具有高度吸引力。是以，本章節中，將採取不同方式來達成 ATLF，其省掉定向耦合器及因此實現一在有限頻寬上具有增益之反射移相器。這可理解為諧振器、天線、及移相器之耦合。在此並非以詳細設計為目的，反而在討論電路拓撲，以可回溯到具有 ATL1 之 ATLF 而與其相關。

【0610】考慮圖 95 中 ATLF 電路之右側上的回授增益電路。看入定向耦合器中

之反射係數為 G 。等效阻抗因此給定為

$$G = \frac{z_g z_o}{z_g + z_o}$$

【0611】其中 z_o 係參考或特徵阻抗，及 z_g 係等效輸入阻抗。這給定

$$z_g = z_o \frac{1+G}{1-G}$$

【0612】在本理想化範例中， G 係實數且為正數。因此，當 $G>1$ 時，看出 $z_g<0$ ，其為負電阻。現在考慮圖 116 中所示之等效天線電路，其具有一交流(AC)電壓源 11610、電阻器 11612、及電感器 11614，該電感器在圖 116 中擴大為變容器、電感器、及負電阻 z_g 。圖 116 底部處之簡圖係頂部示意圖之一戴維寧等效電路，其中 v_a 係一電壓源，可從基於反應積分之輸入電磁(EM)訊號引出。針對生成 ATLF 之帶通響應而言，重要之處在於，僅 z_{in} 與 z_g 之交互作用為頻率之函數。電流 i 之限制式給定為

$$z_{in} \left(\right) i + z_g i = v_a$$

【0613】現在考慮在 Z 平面中畫出之 $z_{in} \left(\right) + z_g = v_a/i$ 相量圖，如圖 117 中所示者。目的在決定，隨 ω 變化之 ATLF 響應。現在，天線之等效電壓 v_a 被視為頻率函數之常數。取 v_a =常數，則由圖 117 之相量圖推知，當 ω 改變通過諧振點時， v_a/i 必須經歷一對應之最小值，且因此電流 i 必須經歷一最大值。亦看出 i 之相位必須在頻率經歷諧振點時，經歷一大改變。 $|z_{in}(\omega_{res}) + z_g|$ 之距離愈小，則對一給定 v_a ，諧振愈陡峭且 $|i(\omega_{res})|$ 較大。當 ATLF 之輸出與 $i(\omega)$ 成比例時，推知 ATLF 響應將具有一急遽增強之諧振，如圖 117 底部所圖示者。

【0614】ATLF 之運行時間調諧

【0615】如同 ATLn，可基於查找表(LUT)登錄項目(entry)，針對一給定輸入{期

望品質，期望中心通帶頻率}來設定 ATLF 之{g,p,f}控制。可基於在一消音室中之一標準化量測來填充 LUT。然而，此初始工廠校準僅當天線固定不變時有用。倘天線改變為另一個、或倘天線阻抗因近場交互作用而改變時，LUT 登錄項目將出錯。為能有幫助，ATLF 必須進行一運行時間校準方法。

【0616】將來自接收器之解調訊號的 SNR 最大化係一方式：{g,p,f}顫動，使得被處理之輸出的 SNR 最大化。考慮一耦合至 ATLF 天線中之固定功率數據調變訊號。假定 ATLF 天線停留於固定之位置及方位。ATLF 之輸出解調且數據樣本之 SNR 連續地及時計算出。假定處理接收器解調器具有其本身之時脈及載波同步方式，其中該等載波同步方式作為數據解調之一內部程序。針對標稱 SNR，此具有載波及時脈最佳化之解調功能與 ATLF 最佳化相對較獨立無關。現在以較時脈及接收器載波追蹤迴路慢之一時間常數來顫動{g,p,f}控制。結果，可發現一最佳點及更新 LUT。熟於此技藝者將選擇適當之數值最佳化演算法來使用。如此，可使數據訊號操作點之 LUT(載波頻率及頻寬)最佳化，而將 SNR 最佳化。請注意，LUT 為數據訊號之參數，且並非此中用於 ATL_n 自校準之期望中心頻率及頻寬。

【0617】考慮過寬之頻寬將導致過多之相鄰通道雜訊進入接收器中，且過窄之頻寬將導致符碼間干擾(ISI)，來適當地設定頻寬。

【0618】其次，假設 ATLF 仍然與一靜態天線一同保持固定不動，且近場中無改變，但數據訊號跳頻。然而，已知跳頻序列，及因次以 LUT 登錄項目設定 ATLF 用於上行數據叢發。然而，{f,g,p}略微顫動到一新數值，且注意最終結果 SNR 在叢發已解調後是否已增加或減少。因此，可使用一梯度演算法，以使關聯於數據叢發之特殊參數最佳化。亦即，倘基於目前顫動{f,g,p}量測到之 SNR 較先

前者佳，則將 LUT 登錄項目朝目前 ATLF 參數組推進一點。如此，可緩慢地將目前數據調變之 LUT 登錄項目最佳化。由於 ATLF 晶片將用於一特定無線應用中，且並非預期處理多重調變類型，因此最佳化一給定數據調變通常已充份。然而，倘意欲用於多重調變類型，則可為每一訊號類型產生及使用一 LUT。當 SNR 量測呈隨機時，基於顫動之{f,g,p}最佳化本質上係一隨機梯度搜尋演算法。

【0619】其次，容許天線運動意味多重路徑環境將改變。然而，這並非意味天線阻抗將改變。由於 SNR 將仍保持在最大值，因此只有天線改變，才需要 ATLF LUT 參數改變。由於多重路徑將造成衰退動態，因此在相同的調變數據訊號跳頻下，SNR 將在從某一叢發到次一個時改變。因此，起因於多重路徑改變所致之 SNR 改變，相對於{f,g,p}改變所致者更大。幸運地，仍可使用隨機搜尋來尋得最佳{f,g,p}。僅為避免不穩定而必須以非常小之增量來進行 ATLF 參數的任何調整。

【0620】另一複雜之處在於，天線近場環境之改變。一範例係智慧繃帶，其中病患可能偶爾改變姿勢或翻身，而影響天線之近場。在此類情形下，天線之阻抗改變，且需要修改 LUT 之登錄項目。因此，這將成為以一合理響應時間追蹤改變與最佳{f,g,p}之間的折衷。此類型問題具有解決方案，且由公眾領域中之廣泛刊物所涵蓋。典型的應用係纜線數據機等化器。

【0621】顫動演算法係最簡單的運行時間校準，且通常強健。然而，有顫動演算法失敗之病態情況。新興機器學習演算法可適用。演算法將隨特定應用而顯著變化。

【0622】ATLF 之頻寬

【0623】可藉仔細觀察進入天線中之反射係數，而設想 ATLF 之訊號頻寬。如

先前進行者以一串聯 LRC 模型來考慮天線諧振。以 Γ_A 代表之看入天線中的反射係數給定為

$$\Gamma_A = \frac{s^2 + \frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{2R}{L}s + \frac{1}{LC}}$$

【0624】其基於特定阻抗 R 。因此，極零樣式具有在 $j\omega$ 上之兩個零點、及 LHP 中之複數個極點。 R/L 之比率愈小，該等極點將愈靠近 $j\omega$ 軸。現在，ATLF 轉移函數將具有以下型式

$$H(s) = \text{Re} \left\{ \frac{\text{some polynomial of } s}{1 - Ge^{j\phi} \Gamma_A(s)} \right\}$$

【0625】這忽略許多細節，但顯示 G 增加將使極點朝 $j\omega$ 軸移動而縮窄頻寬，以與相位值相稱。

【0626】無論根行跡之細節為何，當 R/L 減少時，行跡之起點較靠近 $j\omega$ 軸，且頻率將愈小。請注意，此為有效品質壓制之情況，儘管可能需要一較大頻寬：藉 ATLF 主動回授增益，可將極點推離 $j\omega$ 軸而更進入 LHP 中，及降低頻寬。

【0627】圖 88 顯示奈奎斯圖、以及決定頻寬及穩定區域之可能性，其顯示出奈奎斯圍線 8810 及 $G=2$ 之圓 8812。請注意，3 分貝頻寬亦取決於轉移函數之分母，其並不被視為奈奎斯之一部份。當 G 增加時， $e^{-j\phi}/G$ 之圓變得較小，顯示不穩定區域增大及較窄頻寬。因此，針對 $0 < G < 1$ ，圓半徑大於 1 且因此無不穩定。

【0628】ATLF 之優質

【0629】ATLF 之訊號品質因數、亦可稱作優質(FOM)，提出總體天線在接收模式下如何恰當地響應一引入電磁(EM)訊號。此 FOM 可彈性之處在於，可藉 ATLF 搭載各式天線，且因此被視為可接受或較佳之處在於，可根據一特殊設計方案

作改變。FOM 因此必須區分天線元件本身之性能與 ATLF 之性能、或換言之為 ATLF 搭載特定天線之能力。

【0630】天線將內含於引入 EM 場中之訊號攔截，且將其轉換成傳導電功率。天線實施此任務之效能係藉此中以 R_A 代表之輻射電阻量化。來自天線之可用功率當然取決於作為一電壓或電流之訊號振幅。可在該 FOM 計算中忽略複雜的訊號振幅決定，這係因其僅僅為天線之特性，而非 ATLF 者。因此，假定在天線終端輸出處具有一可用功率，以 P_{av} 代表，給定為

$$P_{av} = \frac{1}{2} I_A^2 R_A$$

【0631】其中 I_A 係離開天線終端之傳導電流的均方根(RMS)位準。另外，可考慮 V_A 為天線終端之均方根電壓，使得可用功率為

$$P_{av} = \frac{1}{2} V_A^2 / R_A$$

【0632】遞送給接收器之實際功率取決於 ATLF 之輸入阻抗、及與 ATLF 關聯之訊號增益。然而，此 ATLF 增益不應為 FOM 之一部份。反而，重要之處在於，ATLF 的可用功率利用，及 ATLF 貢獻多少雜訊。假設 R_F 代表 ATLF 之輸入諧振阻抗。接著，可製作 ATLF 之諾頓及戴維寧等效電路，如圖 118 中所示者，其顯示出電阻器 4310 及交流電壓源 11812 及電流源 11814。

【0633】ATLF 之目標係完全利用可用功率，這係在 $R_F = R_A$ 時達成。倘未符合此條件，則一些功率將從 ATLF 反射，其所基於反射係數給定為

$$\Gamma_F = \frac{R_F - R_A}{R_F + R_A}$$

【0634】針對 $R_F - R_A$ ，一部份天線功率被反射回天線中且輻射，而因此損失。由 ATLF 吸收之訊號功率因此等於

$$P_f = P_{av} \left(1 - \left| \Gamma_F \right|^2 \right)$$

【0635】 此為顯示因阻抗不匹配所致之功率損失的期望型式。

【0636】 其次，假定接收器負載電阻 R_r 代表接收器阻抗，及接收器具有一雜訊係數(NF) NF_r 。因此，天線及接收器之總體雜訊係數可表示為

$$NF = 1 + \frac{NF_r}{1 - \left| \Gamma_r \right|^2}$$

【0637】 這係基於假定天線之等效雜訊溫度為 293°K。此關係顯示出，天線-接收器 NF 因天線與接收器之間不匹配所致的膨脹。天線-接收器之優質(FOM)可被定義成此 NF。當天線-接收器之增益可為任意且 FOM 應僅聚焦於接收器利用從天線獲得之可用功率的能力時，這將合理可行。請注意，倘接收器之 NF_r 係使其未生成本質雜訊，則天線不匹配將無足輕重。亦即，不匹配僅降低接收器之總體訊號增益，但未貢獻於 NF。這亦合理可行之處在於，頻帶內雜訊與來自天線源之訊號皆作完全相同之處理，且因此不匹配同樣地影響二者。僅當接收器生成額外雜訊時，才需要天線匹配。相等地可指稱，倘天線輸入之干擾雜訊遠大於接收器之本質雜訊，則不匹配天線之後果不嚴重。

【0638】 如以上討論者，作為一負電阻之 ATLF 生成額外的獨立無關熱雜訊，可藉 ATLF 負電阻模塊輸入處之一等效雜訊源表示，其特徵為 ATLF 之雜訊係數(NF)，表示為 NF_{ATLF} 。總體 ATLF 之 NF 定義為

$$NF_{ATLF} \triangleq \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$$

【0639】 假設在諧振頻率處作此評估，其中 SNR_{in} 係與天線可用功率輸出相關之 SNR，且 SNR_{out} 係 ATLF 輸出處之 SNR。

【0640】 假設天線在室溫下經歷黑體熱輻射，且天線終端處之傳導雜訊頻譜密

度係以 η_A 代表。同樣地，ATLF 負電阻具有一等效輸入雜訊密度 η_F 。因此，具有

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{\frac{A}{\left(1 + \left|F\right|^2\right)}} \\ &= \frac{A + F}{A} \frac{1}{1 + \left|F\right|^2} \\ &= F_F \left(\frac{1}{1 + \left|F\right|^2} \right) \end{aligned}$$

【0641】 其中，已將 ATLF 負電阻之 NF 寫成

$$F_F = 1 + \frac{F}{A}$$

【0642】 綜上所述，以 F 代表之 ATLF 總體 NF 係用於 ATLF(F_F)中之負阻抗的 NF 與懲罰損失項之乘積，其表現出 ATLF 吸收可用天線輸出訊號功率到什麼程度。

【0643】 由於 NF 表現出 ATLF 吸收天線訊號到什麼程度，且將其轉移至增益級，因此其作為一 FOM 係屬合理。這可與習知配置作比較，其中之匹配電路代表在期望頻率範圍上之組件損失及不匹配。 NF 亦顯示，因 ATLF 不匹配、特別地，在天線輻射電阻與作為負電阻之主動電子裝置之間者所致的等效雜訊膨脹。決定此阻抗係一微妙的點，似乎因負電阻而使 $|\Gamma_F| > 1$ 。

【0644】 考慮負電阻裝置之等效電路，如圖 119 中所示者，其中來自天線之輸出訊號耦合至一 4 埠定向耦合器中。圖 119 顯示 4 埠定向耦合器 11910、增益 11912、電阻器 4310、接地 11916、及移相器 11918。該耦合器之輸出經放大、及相移、且送回到該耦合器。假定一高比率耦合器，使得成對埠{1,2}及成對者{3,4}強耦合。假定 G 充份高，使得從埠 1 到增益 G 且經由埠 3 回到埠 1 之路徑

具有增益。因此，假設恰當地設定該移相器以補償混成耦合器之 90 度偏移，則在埠 1 處具有一等效負電阻。儘管有任何頻率相依性，然在諧振頻率處，因 R_A 與圖 119 中電路之特徵阻抗不匹配而在埠 1 處造成的訊號反射，明顯地將導致訊號損失，其相關因數為

$$\left(1 - \left|\Gamma_F\right|^2\right)^{-1}$$

【0645】在負電阻電晶體裝置中，可考慮在一窄頻寬帶上操作之一類似等效電路。因此， $\left(1 - \left|\Gamma_F\right|^2\right)^{-1}$ 項表示訊號之成比例損失，除此之外將可用於影響電晶體內側之訊號流。

【0646】 $\left(1 - \left|\Gamma_F\right|^2\right)^{-1}$ 之過量損失因數很重要，但表示相對於其他損失機制及雜訊源之一適度損失。一範例中，考慮一不良匹配天線，其中 $R_A=10$ 歐姆且 $R_F=50$ 歐姆，在此 $10\log_{10}\left(1 - \left|\Gamma_F\right|^2\right)^{-1} = 0.9 \text{ dB}$ 表示針對 NF 而言之一大約 1 分貝適度增量。起因於電抗性組件之不匹配所致的 NF 可遠較大。

【0647】ATLF 組態

【0648】ATLF 之主要實現問題因此在於諧振器耦合。為此，有多種可發展出之電路組態，其中之幾個已編入分類中，且顯示於圖 120 之方塊圖。

【0649】A 顯示從天線 12010 直接連接至 ATL_n5916，其中 ATL_n 提供頻率可調諧性及品質調整，但未提供天線 12010 之耦合。

【0650】B 顯示一低雜訊放大器(LNA)12014，其作為一主動隔離器，使天線次電路與 ATL_n 濾波器去耦。倘天線 12010 在關注之頻帶上未與特徵阻抗匹配，則將無法有效地耦合至 ATL1 12012 中。因此，B 包含一匹配網路 12016 及一 LNA

12014。

【0651】C 顯示小型天線 12010，其可被模擬成一 LRC 電路，其中變容器 9512 修飾有效天線電容。這將改變天線諧振，使該天線在操作頻帶上部份地匹配至 ATL1 諧振器 310。

【0652】D 與 C 相同，但串接一 ATL1 310 及一 ATL_n 5916。第一個 ATL1 與天線 12010 交互作用，且為結合一變容器 9512 之一較低品質電路。該電路係為進行品質之部份增強而產生一支配極點對，再進一步藉第二個 ATL_n 增強。此方法可更簡單地搭載更廣泛多樣之天線。

【0653】E 顯示可控制負電阻解決方案，其藉一稍後作討論之已組態 ATL_n 提供至 ATLF 實現。E 顯示一天線 12010、諧振器 6214、移相器 6814、及負阻抗 12026。

【0654】F 顯示出基於一晶片外定向耦合器之一 ATLF 實現。F 顯示天線 12010、耦合器 6410、以及縮放、諧振器、及相位模塊 12030。

【0655】G 與 F 相似，但顯示移相器可移除且以三個諧振器 6214 取代，如此將在略微解諧時提供一適當範圍之相位修正，如以上討論者。G 顯示天線 12010、耦合器 6410、及縮放模塊 6216。

【0656】H 顯示出包括一特定天線 12010 之 ATLF，該特定天線係由一輻射元件 12034 及一積體定向耦合器 12036 組成，以提供二埠天線，可連接至 F 及 G 變體。因此，縮放、相位、及諧振器如圖式所示者在一模塊 12030 中。

【0657】其他實現亦屬可能，其中可藉系統階層參數及性能目標來推動首選之實現。

【0658】ATLF 校準

【0659】如將說明之方式，其中可基於以下原則，設定多個控制電壓，以調整

ATL_n 之性能適應目標應用：因此，在本範例中，針對 ATL1，可有 3 個此類 LUT，而針對 ATL3，可有 9 個 LUT。

【0660】以下係可能、或可能不與任何特殊實現有關聯之各種考慮因素的討論。

【0661】現在將提出單一 ATL1 核心模組之一校準及穩定化範例。第 32 圖出示一電路，其具有內建處理，以校準及穩定一 ATL1 模塊 310 之響應。

【0662】通常為一系統資產之微處理器 3210，透過一實現為脈寬調變(PWM)電路 3214 之一數位類比轉換器(DAC)且基於來自一溫度感測器 3218 之讀值，來調整對 ATL1 310 頻率及品質之控制。該微處理器驅動 ATL1 310 開始自校準。該自校準之頻率係藉一晶體參考器 3212、及亦由微處理器 3210 設定之一頻率合成器 3216 所生成之一頻率合成器訊號而在模塊 3222 中降頻。一計頻器 3220 或其他量測構件將決定該降頻訊號之頻率。如此，可決定 ATL1 核心模組之諧振頻率。亦，具有一功率偵測器 3224 及類比數位轉換器(ADC)模塊 3226，其可估算 ATL1 310 輸出處之自振盪增加率。微處理器 3210 估算此功率之指數型上升，且由此來決定 ATL1 310 閉迴路極點所在之處。目前，僅僅在 $j\omega$ 軸右側。倘品質增強略微減小，則自振盪將在相同頻率處持續達一高精度，但將開始依指數型衰減。現在，極點位於左手側上，同時 ATL1 校準將穩定持續一段時間，當主要基於周圍溫度而變化時則可能非如此。將理解到，ATL1 之校準將依靠特意轉變成 ATL1 之一振盪條件。已依靠跨越奈奎斯軌跡外圍將導致不穩定的論據。複變數理論提供二個與本文相關聯之穩定性觀點。

【0663】出自複變數理論之開迴路轉移函數的穩定性

【0664】出自複變數理論之第一個結果在於，開迴路轉移函數本身穩定，且右手平面內無極點。只要組件絕對穩定，此即可成立。在所具有的架構中，假定

諧振器及增益模塊穩定，由於諧振器係被動分路且無任何主動增益，因此這對諧振器當然成立。增益模塊可假定絕對穩定，且因此亦具備合格條件。儘管倘增益模塊係以並非絕對穩定之電晶體組態為基礎且當其他迴路組件之阻抗略微改變時，可能出現看到一極點慢慢爬向右手平面中之情況，而這將改變奈奎斯穩定性準則。此為可避免或最小化之設計問題。然而，ATLF 之負電阻實現多一點挑戰之處在於，增益模塊確實非絕對穩定。可能輕易地出現，反射離開諧振器或移相器、及負電阻將一極點推入正常操作頻帶外之右手平面中的情況。這可能為遠低於或高於諧振器頻寬之一頻率，其中反射係數接近於 1。這需要藉謹慎設計，確保 1)右手平面中無開迴路極點，及 2)設計時排除潛在可能的極點，而加以避免。

【0665】出自複變數理論之解析連續性

【0666】依靠複變數理論所致之另一結果在於解析連續性。這係指外圍內側之任何點皆不穩定。此即為何決定出可導致邊際穩定之多個點(f,g)(穩定之邊界點)將提供部份之奈奎斯軌跡。因此，可針對 g 控制而言越過邊界達任意量且仍在穩定區域中。對立者在於，此邊界外將具有絕對地穩定行為。

【0667】進一步顯露出者在於，相距奈奎斯軌跡一短距離之多個操作點具有可預料之自然模式，其在穩定區域中以指數型衰減，且在不穩定區域中作指數型增長。有用之處在於，此增長或衰減之係數將與相距奈奎斯圍線之偏斜距離成比例。好像取一 s 面且將其盤繞，使得 $j\omega$ 軸與外奈奎斯圍線共形。這容許準確地預料 g 及 f 之改變如何影響品質。這在圖 92 中圖示出。此即為使校準及追蹤變得平滑且可能達成的連續性特點。圖 92 顯示穩定區域 9210、不穩定區域 9212、具有相同指數型衰減之多個點的軌跡 9214、具有相同指數型增長之多個點的軌

跡 9216、及外奈奎斯圍線 9218。

【0668】一關注特點在於，奈奎斯軌跡可具有小環路，其因天線近場中之天線反射而顯現。此等環路恆進入不穩定區域內部中，如圖 128 中所圖示者。原因在於，奈奎斯軌跡之相量(針對一可實現之穩定開迴路響應)，恆隨頻率增加而朝順時針方向。亦，離開散射點之反射係更快速旋轉之相量，其亦朝順時針方向旋轉。概述之，可看出僅朝內定向之環路屬可能者。這意味近場散射將導致可調諧頻率中之缺口。然而，由於環路無法在外側增長，因此環路將不致突然使 ATLF 不穩定而有助於穩定性。在圖 129 中圖示出形成於內部中之環路的部份奈奎斯圖 12910。

【0669】ATLF 之校準

【0670】單頻率 ATLF 校準程序

【0671】假定未完成任何先前校準，單頻率操作下之一 ATLF 校準程序範例給定如下。其他程序亦屬可能。

【0672】設定 $f=1$ ，由於這將大略地置諧振器於調諧頻帶中間

【0673】增加 g ，直到無線電頻率偵測器指示出振盪模式，且超過此點一些。

【0674】使 f 變化，直到基帶偵測器亦點亮為止。現在處於正確頻率

【0675】減少 g ，直到基帶偵測器熄滅為止。倘無線電頻率偵測器在相同點處熄滅，則 ATLF 正確地調變於該頻率。倘無線電頻率偵測器仍在啟動中而顯示一振盪模式，則頻率已因增益模塊離開飽和而偏移。為加以固定使 f 偏移，而造成基帶偵測器再次點亮。當無線電頻率與基帶偵測器在同一時間點亮及熄滅時，將為正確調變。

【0676】假定已準確地認知 $G(g)$ 之外型，但未完全正確地認知 $G(g)$ 。然而，在

無線電頻率與基帶偵測器二者同時從有效進到熄滅狀態之點處，決定 $G(g)=1$ 。由 $G(g)$ 之外型，認知 $\frac{G(g)}{g}$ ，且因此可依據所需之品質來基本設定 g 。倘奈奎斯軌跡大略與實數軸垂直，則品質近似於

$$Q \approx \frac{1}{1 - G(g)}$$

【0677】根據所需之 g 改變及已知之 $\frac{G(g)}{g}$ 來表示品質，可得出

$$Q \approx \frac{1}{g \frac{\partial G(g)}{\partial g}}$$

【0678】使得可解出所需之 g 改變為

$$g = \frac{1}{Q \frac{\partial G(g)}{\partial g}}$$

【0679】一旦已完成設定且接收器恰當地運作，LUT 即可填入給定期望頻率下之奈奎斯軌跡邊界值、以及可提供期望品質之 g 。

【0680】操作期間，可使用訊號雜訊比(SNR)來追蹤 g 及 f 值之任何改變。針對一靜態天線及固定多重路徑情況二者，由於僅需要沿 g 及 f 可變方向之梯度，因此這係直接且簡單者。藉使 g 及 f 顫動微小量，可數值地決定此等梯度。

【0681】在可變多重路徑及/或可變天線阻抗之情況下，由於 SNR 隨機地波動，而使這更為困難。倘多重路徑及天線阻抗緩慢地改變，則可假定其為準靜態，在此情況下可於特徵改變前完成 SNR 最陡上昇常式之迭代。如此，恆追蹤到最佳化點所需之 $g(t)$ 及 $f(t)$ 值。倘波動相對於量測 SNR 所需之時間呈緩慢，則可能有數次最陡下降之迭代，且可收斂或緊緊追蹤。

【0682】多重頻率 ATLF 校準程序

【0683】倘一跳頻方案正由通訊通道使用，則每一組頻率較佳地藉 ATLF 校準。如此，可提供一 f 及 g 設定之向量，其係隨跳頻而變化。某一校準程序可對每一跳頻校準，如同該等跳頻為單一頻率。然而，亦可使用其他更有效率之程序。

【0684】顯著的改良係依序校準數個頻率，且達成從比如一較低跳頻到次一個較高頻率之 f 及 g 改變非常小。因此，先前頻率校準之輸出係次一較高頻率之初始推測。

【0685】因此將明白， $g(\text{頻率})$ 及 $f(\text{頻率})$ 之參數曲線相當地平滑。可使用樣條內插法結合校準數據。這更可用於追蹤。在追蹤 SNR 時，再次使用。一問題在於，可用於 ATLF 收發器之 SNR 在多重路徑之領域中係高度頻率相依。因此，顫動僅在比較特定頻率時合理可行。這意指數值梯度顫動計算必須等待，直到特定頻率出現。倘多重路徑之時間變化較 SNR 最佳化之收斂時間快速，則需展開 ATLF 之頻寬，使得有更多 SNR 數據。由於 ATLF 僅在一段調諧範圍、而非個別頻率上提供最佳匹配，因此這為一折衷。在此採用之一創新係選擇在多大頻率段上，及主動追蹤多少頻率段的此類匹配。

【0686】倘多重路徑之頻率迅速改變，則此歸類將無法起適當作用。總結來說，針對分享 SNR 數據樣本而言，較佳地在多重路徑通道之同調頻寬上進行歸類跳頻，及最陡下降演算法較佳地在通道之同調時間內收斂。然而，這似乎相當侷限，即最佳化演算法僅必須跟上基於溫度、供應電壓、及老化所致的天線阻抗改變、及 ATLF 中某些緩慢改變。因此，可十分緩慢地對最終 LUT 作改變。不過，有 ATLF 無法適當地校準及調諧之例子，譬如當感測器天線不斷地經受快速改變及嚴重近場散射的情況。

【0687】初始 ATLF 校準、擷取、及追蹤階段

第 133 頁，共 202 頁(發明說明書)

【0688】在 ATLF 之一具體實施例中，方便考慮三個狀態：

【0689】**初始校準階段：**ATLF 首先在裝設天線後啟動，該天線被連附且在外殼中，該外殼具有在適當位置之所有天線蓋等等。LUT 僅填入組態數據，譬如

【0690】此為單一頻率或跳頻應用

【0691】何時喚醒

【0692】何時開始教準

【0693】何時擷取等等

【0694】倘為單一頻率運用，則僅針對該單一頻率展開校準。將使用自校準模式來決定奈奎斯邊界點。可進行數次記錄溫度，同時開始溫度相關參數之估計。接著休眠，且當啟動擷取階段之時間已到時喚醒。

【0695】針對多頻感測器，除了稍早所述之每一跳頻以外，校準係依相同方式進行。假定試運轉提供一程序以依一有效率方式處理校準，譬如使用樣條擬合而非獨立地進行每一頻率。

【0696】**擷取階段：**感測器喚醒及啟動一擷取階段。時間資訊可能不精確，因此等待基於 LUT 之一特定頻率的封包抵達。可選用地，進行一自校準步驟以微調天線中心頻率之位置、及頻寬。由於 ATLF 可能不具有準確的時間資訊，因此將使接收器暢通且等待特定頻率之一數據封包。當該封包抵達時，將有資訊來準確地設定時脈，以用於次一封包、及期待跳躍序列之次一載波頻率。在第一個封包結束與次一封包開始的時間之間，倘有需要時可選擇性地自校準。可選用地自校準多次，直到 LUT 準確。倘未作最佳地組態，則擷取階段可能消耗不相稱的能量。無論如何，一旦 LUT 登錄項目準確且接收性能達最佳，則結束擷取模式。

【0697】**追蹤階段**：在完成擷取時，不再需要基於自振盪之自校準，且可進入追蹤模式。這意味僅接收期間之 SNR 用於 ATLF 之微調。SNR 調諧非常低功率，但當使用隨機梯度方法時，需要一連串之數據封包。此類隨機梯度測定需要顫動，該顫動確實將導致 ATLF 調諧略微降級。如已討論者，倘同調頻寬或同調時間過短，則 SNR 梯度估計變得不太可靠且噪雜，及追蹤模式不再運作。在此情形下，必須回復到擷取模式，且依靠自振盪來控制 ATLF 及使其備妥以用於次一封包。損失在於，擷取較追蹤模式消耗更多功率。

【0698】次最佳追蹤模式

【0699】倘追蹤模式因同調頻寬或同調時間過短而失去作用且擷取耗費過多能量，則一選擇係控制頻寬，以在數段跳頻帶上提供一可接受的平均結果。亦即，可將跳頻帶歸類成二或三段，而不對每一特定跳頻封包重新調諧 ATLF。ATLF 可使用一較寬闊之頻寬。現在，由於一類跳頻之封包較個別頻率者更常出現，因此有遠較多之數據可用。因此，折衷變體之追蹤模式將再次運作。

【0700】作為感測器總體試運轉之一部份，用於此四模式之間轉變的規則及臨界值將歸於 LUT 組態中。

【0701】上述之階段及模式係作為範例，且熟於此技藝者一旦徹底了解此中討論之設計原理，即可進行修飾、替換、或與其他階段及模式結合。

【0702】ATL_n 及 ATLF 之運行時間校準

【0703】其次，考慮運行時間校準。可有多種方式達成此校準。在以上範例之無線感測器應用中，間歇地使用遙測鏈路，且因此有相當大比例的時間可作 ATL_n 及 ATLF 自校準。可專門調整自校準以適合應用之特性。

【0704】一範例中，考慮智慧繃帶應用，其中收發器晶片大約每秒鐘喚醒、以

某一特定頻率傳送一數據封包、及返回休眠。倘 ATL1b 用於模式 3 中(圖 150)來作發射，則模式 4(圖 151)可在發射前運行數毫秒，基於使用 ATL1a 作為一電壓控制振盪器(VCO)設定發射頻率，以精確地建立 ATL1b 之控制電壓。接著，恰在發射發生前，ATLF 重新組態成模式 3(圖 150)，其中 ATL1b 之頻率作準確地調諧。一般亦將需要一接收模式，以關於 a)發射什麼、及 b)何時發射、及 c)在哪一頻道上，控制繃帶感測器。通常為節省功率，接收器基於所使用之無線遙測協定而在一既定時間喚醒。在接收模式時期前，組態模式 4(圖 151)，且 ATL1b 係建立於預期接收頻率處之 VCO。ATL1a 之控制將顫動，以確保通帶正確地定心且具有正確頻率。可同時改正 ATL1b 中之頻率誤差。

【0705】此間歇運行時間校準並未必須連續不斷，而僅以週期性為基礎進行。爭議在於校準將耗費額外電池能量，這亦需減到最少。每次校準測定完成時，可藉新資訊來磨鍊 LUT。是以，ATLn 及 ATLF 保持在已自校準且最新。

【0706】另一校準模式在於，ATL1a 及/或 ATL1b 連續不斷地調整以適應最佳化接收器性能，這僅在接收器模式中進行。根據基帶處理，普遍將有一些訊號品質測定之效用。這或許可為一些計時相追蹤迴路將通訊訊號最佳解調之結果。控制電壓可顫動，以將該解調程序最佳化。

【0707】ATLF 自校準總結

【0708】如上述者，ATLF 之自校準可在電路建構後先啟動時發生。這可為一工廠校準之部份，或最終使用者可執行此以作為一初始化程序。在運行時間期間，亦可依需求繼續 ATLn 之校準：

【0709】更換查找表(LUT)中之校準係數，或

【0710】隨天線環境改變、電路溫度改變、或譬如老化等其他效應而動態地修

飾該等參數。

【0711】因此，ATLF 將調整以適應嵌入環境。這在譬如無線感測器繃帶當病患運動而改變天線之近場、或病患之皮膚阻抗改變的情況下非常重要。

【0712】可為 ATLF 自校準程序輸出之諧振匹配將同時達成數個目的：

- 如以上討論者免除匹配組件。這不僅因不需匹配組件而減少部件總數，亦消除與更一般性阻抗匹配相關聯之損失。簡言之，天線結構之諧振被吸收入 ATLn 中，該 ATLn 經歷一自校準程序，藉以將天線次系統性能最佳化。

- 將損失減到最小，該損失係在：

- 天線輻射功率與供應至天線之發射功率之間，或

- 引入電磁(EM)訊號之可用功率與進入接收器處理之傳導接收訊號之間。

- 在可動態改變之一指定頻寬及中心頻率上達成最佳化。亦即，跨越整個 ATLn 調諧頻寬，將 ATLn 與 ATLF 之諧振匹配最佳化。

【0713】此 ATLF 最佳化並非可藉少量離散匹配組件達成之任何最佳擬合匹配的折衷。這將因調諧頻寬增加且瞬時通道頻寬減少而變得重要。例如，倘調諧超過一 10%頻寬，但無線通訊通道超過一 0.1%頻寬，則不在 10%頻寬上折衷調諧，而自動地將 ATLF 最佳化，以在全部 10%調諧範圍上對每 0.1%頻寬增量進行最佳匹配。

【0714】ATF 之控制

【0715】以下係在一以 ATL 為基礎之電路的背景下，描述 ATLF 控制之說明。該討論可轉化至其他具體實施例，而這取決於該等具體實施例之最終組態。

【0716】為了解 ATLF 之控制構想，ATLF 之技術概述準備就緒。此概述包含：

【0717】一可變類比帶通濾波器，其頻率可同時地且獨立地調諧且頻寬可調整 (ALT)；

【0718】一電路(ATLF)，用於共軛天線阻抗匹配，其以一 ATL 垂直整合為基礎；

【0719】控制且最佳化 ATLF 電路，以確保在天線阻抗於數分鐘內相當程度地穩定不變的應用中，將最大可用天線能量轉移至收發器，及從一初始阻抗值緩慢地變化至一新阻抗值。

【0720】由此知識，將描述用於控制 ATLF 電路之電路及方法，以用在天線阻抗迅速改變之應用。

【0721】以上已討論 ATL_n 之控制。ATLF 與 ATL_n 在控制方面之主要差異在於，ATL_n 之輸入埠阻抗假定為一設計實值，使得控制無需對付一未知時變阻抗。另一方面，ATLF 具有針對天線而言之未知埠阻抗。更，天線阻抗可當近場中之散射物件改變時，隨時間顯著波動。

【0722】如上述者，針對 ATL_n，可能考慮一校準查找表(LUT)以用於粗控制，且使用 SNR 度量來作微控制。LUT 基本上係關於控制電壓定大小規模，該等控制電壓具有補償電位，用於溫度、供應電壓測定、組件老化等變異。

【0723】非模型化參數，譬如緩慢組件漂移經過一段時間之容差等，可藉 SNR 最佳化來操縱。本質上，LUT 中可儲存之資訊愈多，運行時間控制需進行之微調諧愈少。LUT 可建立為一初始校準程序，或在運行時間期間先驗發展。不論程序為何，當校準成熟時，由於 LUT 變得更準確，對運行時間控制的重視變得愈不具關鍵性。校準可被視為一種型式的監督式學習，其用於訓練之有標數據係通訊處理之輸出。在運行時間期間，藉 LUT 粗設定後，將 SNR 最大化之目的可驅動控制。來自該對 LUT 控制作微調整之程序的回授係用於隨著時間對 LUT

作磨鍊調整。

【0724】ALTF 遵循與 ALTn 類似之策略，其中 LUT 用於粗調諧，且 SNR 最佳化用於運行時間微調整。然而，不同之處在於，ALTF 必須對付一未知且時間波動之天線埠阻抗。近場散射物件影響天線阻抗，導致三種極其不同的 ATLF 控制情況。現在說明此等靜態、準靜態、及動態天線阻抗情況。

【0725】靜態天線阻抗：考慮一氣候控制環境中安裝於某設備上之一感測器，其中散射物件無進入天線近場之機會。在此情況下，天線環境呈靜態，且天線阻抗呈靜態。因此，從具有靜態輸入及輸出埠阻抗之 ATL_n 控制的控制觀點，此為相同的情境。在此情況下，可隨著時間預校準或建立 ATLF 之 LUT。最終僅 LUT 之非模型化組成部份必須基於 SNR 最佳化程序追蹤。例如，倘 LUT 不具用於溫度波動之準備，則 ATLF 控制將追蹤緩慢之變化。請注意，可發生於靜態感測器與讀取器之間的多重路徑頻率選擇性，將因移動讀取器之影響從一移動散射物件的角度而言無足輕重，而不致影響天線阻抗。

【0726】準靜態天線阻抗：考慮該安裝於某戶外設備之感測器經受可影響天線阻抗之較大溫度及濕度改變。一種控制方法係建立一較高大小規模之 LUT，其將此等環境影響列入考慮。假定一充份詳盡之 LUT，則與靜態情況相較將無差異。然而，倘校準較高大小規模 LUT 不切實際，則需要某些運行時間控制追蹤。無論如何，仍必須建立、且隨時間改良 LUT。

【0727】動態天線阻抗：此情境中，天線阻抗可在一短時間(幾分之一秒)顯著地(10%或更多)改變，這意味控制系統將必須跟上該速率。LUT 可用於某些初始粗設定，但追蹤天線阻抗係達成任何可觀品質增強(頻寬縮窄)之關鍵。一範例可為智慧繃帶，其中病患運動導致天線阻抗可能顯著變化。倘對待解調訊號所知甚

少，則僅 SNR 可用於最佳化。倘已知訊號結構，則可實現更大效力之最佳化處理，以更快速且更強健地進行最佳化。然而，此更詳盡之處理需要能量。因此有一特點，其中藉 ATLF 更佳調諧所節省之能量較處理所需額外能量增量所致之偏差更多。

【0728】為使 ATLF 在任何此等情況下皆成功，需要具有一機制，用於：

- 在初始時建立 LUT 以容許 ATLF 運作；
- 隨時間對 LUT 進行運行時間調整；及
- ATLF 之迅速運行時間調諧。

【0729】靜態天線阻抗情況下之 ATLF 的一主要特徵在於，一旦裝設天線、及譬如一感測器時，可完整地自校準。例如，一管線感測裝置可簡單製作如同一封裝外感測器置於管路上，且啟動後隨之開始一自校準演算法來建立 LUT。當 LUT 符合要求後，即可用於服務。用於偵測再校準需求(倘運行時間 SNR 最佳化不足以追蹤、或最佳化已跟不上進展)之機制係控制演算法之部份，使得倘必要時，該感測器恆可回到初始自校準模式。

【0730】明顯地，在此不可能描述每一可想到的感測器裝置、試運轉、及必要演算法之使用。反而，將聚焦於需要內建之校準工具。這與一手機收發器晶片類似。該手機收發器晶片主要由數個硬體處理模塊組成，該等模塊與關聯之軟體驅動器一同執行不同功能。智慧型手機設計者因此必須製作「主程式」，且呼叫次常式來喚起硬體處理模塊，以最終應用目標作為標的。此整合並非一平凡任務，且其中將發生功率消耗最小化。有多項需由系統設計者應付之與應用特定相關的難題，一些此等難題包含：

- 設定關於初始化 ATLF 校準應持續多久的參數

- 指明 LUT 在釋出給運行時間前所需之精度
- 容許運行時間校準回授數據影響 LUT 數值多少
- 是否應隨時間改變
- ATLF 是否應週期性地進入再校準以更強健

【0731】因此，目的係發展及描述基本的建構模塊。

【0732】可變天線阻抗之效應

【0733】奈奎斯軌跡係形象化 ATLF 機制之核心。如以上討論者，具有 $H_{OL}(s)$ 作為諧振器之開迴路響應且其中 $s = j\omega$ 係複數頻率、天線反射係數 Γ_a 、及任何迴路寄生件，該等迴路寄生件譬如為傳送延遲、及增益模塊之相移。從開迴路分離出者係純數值增益 G ，其為以 g 表示之增益控制參數、及以 p 表示之極性控制的一非線性但單調函數。亦， G 係與頻率獨立無關。因此，假定 $H_{OL}(s)$ 之因子分解為

$$H_{OL}(s|g,p,f) = G(g,p)H(s|g,p,f)$$

【0734】除此以外，具有頻率控制 f ，其影響迴路中諧振器之可變電容二極體。通常，諧振頻率將為 f 之一非線性但為一單調增加函數。函數 $H(s)$ 係以參數 g 、 p 、及 f 為條件，而 $H(s|g,p,f)$ 係一旦 $G(g,p)$ 之純實數值增益已分解後，開迴路響應所餘留者。請注意 $G(g,p)$ 之表示法已明白指出，此實數增益並非頻率 s 、亦非頻率控制 f 之函數。更，假定極性控制具有二布林值 0 與 1 其中之一，使得

$$G(g,p=0) < 0$$

$$G(g,p=1) > 0$$

$$G(g,p=0) = -G(g,p=1)$$

【0735】當然，此因子分解不完整，但請注意到，倘 $H(s|g,p,f)$ 包含 g 及 p 之相

依性，則可分離出 $G(g,p)$ 作為一與頻率獨立無關之實數增益。為繼續進行，需要近似

$$H_{OL}(s|g,p,f) \approx G(g,p)H(s|f)$$

【0736】在本近似因子分解中，可顧及增益模塊之頻率變異性，但非頻率變異如何隨 p 或 q 改變。儘管近似到第一階屬合理，然將需要理解意含。

【0737】因子分解之動機在於，其導致清晰的奈奎斯圖，可在其中提取出基本行為。考慮圖 130 作為初始條件，其中左側圍線表示當系統校準時之奈奎斯軌跡，且黑圓點指示 ATLF 帶通期望中心頻率之奈奎斯軌跡上頻率點。圖 130 顯示校準之奈奎斯軌跡 13010、操作點 13012、期望之中心頻率 13014、天線阻抗改變後之操作中心頻率 13016、及實際操作之奈奎斯軌跡 13018。點 13012 代表操作點，其本質上為 $1/G$ 且根據 g 及 p 之設定為基礎。如上述者，操作點係根據準則為基礎。必須駐存於奈奎斯軌跡之包圍圈外側以達到穩定。愈接近奈奎斯圖，品質增強愈高。在負實數軸段上，當 g 增加時，操作點移向右側更接近原點。同樣地，針對準時數軸段上之操作點，當 g 增加時，操作點移向左側，變得更接近原點。最終， g 將足夠大，使得操作點將跨越奈奎斯軌跡，此為無限品質增益之點，且亦為不穩定之點。

【0738】現在考慮天線阻抗之微小改變(或其他效應)，其導致圖 130 之奈奎斯軌跡中適度向右側偏移圍線。亦，期望操作頻率有一偏移。此奈奎斯軌跡中之偏移導致通帶特徵之改變，這可概略描繪如圖 131 中所示者，其中品質增益已顯著下降，且通帶失準。圖 131 顯示出期望之中心頻率 13110、定心於期望頻率之頻率響應 13112、及失準頻率響應 13114。

【0739】更差的情境為，天線阻抗之改變使 ATLF 變得不穩定，如圖 132 中圖示

者。圖 132 顯示出實際操作之奈奎斯軌跡 13210、初始校準之奈奎斯軌跡 13212、初始操作點 13214、及操作時之新操作點 13216。如圖示者，圖 132 之左側圍線向左側偏移，使得奈奎斯圍線包圍操作點。現在 ATLF 變得不穩定，且因此開始以一頻率振盪，此頻率通常與期望訊號者獨立無關。藉由足夠之品質增強，操作點將相對較接近奈奎斯軌跡，使得恆有因天線阻抗微擾而振盪之機會。由此奈奎斯圖形象化，可清楚說明 ATLF 控制演算法之目的。

【0740】ATLF 控制演算法目的：保持操作點相距奈奎斯圍線一固定距離，且保持奈奎斯軌跡之期望頻率點使其與實數軸上之截取點一致。

【0741】由無抗天線及可控制延遲迴路組成之理想化 ATLF

【0742】首先假定天線係即時無電抗：ATLF 係可控制之純延遲，以提供適當之相移。因此，具有

$$H_{OL}(s|g, f) = G(g)H(s) = G(g)re^{jT(f)}$$

【0743】其中，T 隨 f 增加而單調下降。奈奎斯軌跡係一圓，其中 $G(g)r$ 為半徑。因此，一旦涉及半徑時，將有重複的詳細說明。已知振盪將當 $G(g)r \geq 1$ 在某頻率下發生。實際上，由於振盪振幅將增加且增益模塊將開始飽和，因此 $G(g)r$ 無超過 1。為了控制，將假定已確切知道可造成 $G(g)r = 1$ 之 g 的位準。亦充份準確地認知函數 $G(g)$ 之形狀，但非縮放偏差。可由晶片設計得知形狀差距在數個百分比內，這已足夠準確。然而，由於縮放在一高度品質增強穩定狀態與不穩定振盪之間僅有微小差異，因此必須準確地認知。因此，僅透過振盪來認知該縮放。為簡化控制，武斷地假定 r 確切地為 1，且任何差異皆併於 G 中。現在可經由校準特意地縮放 G，使得針對恰起始振盪狀態之 g 值，正好 $G(g) = 1$ 。因此，當 $G(g)$ 之形狀已知，則具有充份特性化之迴路增益。

【0744】其次，需要將 $T(f)$ 特性化。如同 $G(g)$ ，合理地假定已知 $T(f)$ 之形狀，差距在數個百分比內，但縮放並非充份準確。然而，已知當振盪發生時，原則上可相對於時脈晶體時間準確地量測頻率。因此，將藉以下含糊可能性，給定振盪頻率

$$T(f) = 2n \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

【0745】在僅由一純延遲組成之此理想性 ATLF 中，頻率無限集合中的全部者屬可能。然而，實際的 ATLF 合理地將僅具有在期望調諧範圍中之一充份開迴路響應。因此，將假定僅一個頻率分量有效。倘跟隨 ATLF 之基帶處理已足夠，則可能想像一寬頻帶型傅立葉基分析，其中可在降頻後直接觀測振盪頻率。然而，這無法與被視為基於 ATLF 之網路感測器應用所固有之非常低功率處理配合。一合適電路可為二極體功率偵測電路，如圖 133 中所示者。

【0746】在此具有一無線電頻率二極體功率偵測器，其直接跟隨 ATLF 之後，充份地寬頻以偵測 ATLF 調諧範圍內之任何振盪。類比數位轉換器(ADC)可為一簡單的一位元臨界比較器。該偵測器係寬頻者，但並非必須快速響應，且因此該具有 ADC 之偵測器電路將消耗非常少之功率。ATLF 輸出典型地將降頻轉換，以作進一步基頻訊號處理，而解調與解碼訊號。這可為零中頻(IF)、近中頻、或在轉換成基頻前配有一全中頻階段。要緊者僅在於，基頻訊號功率偵測器之前有一低通濾波器(LPF)。再一次，圖 133 之該偵測器係一具有 ADC 之簡單二極體偵測器，其可相對較緩慢且如同一單位元比較器一般簡單地取樣輸出。請注意，此亦為一非常低功率且低複雜性之偵測器。圖 133 顯示 ATLF9012、降頻轉換器 13312、低通濾波器 13314、基頻訊號功率偵測器 13316、類比數位轉換器 13318、無線電頻率功率偵測器 13320、類比數位轉換器 13322、參考晶體 13324、及本

地振盪器(LO)合成器 13326。

【0747】無線電頻率偵測器容許決定振盪之發作且提供一滿足 $G(g)=1$ 之 g 的準確評估。控制 f 可變化，直到基帶偵測器亮起。到那時，具有可滿足基頻之近零頻率處振盪頻率條件的 f 。請注意， f 無需極其精確。倘 ATLF 帶通定心於比如 20%基帶頻寬內即足夠。因此，基帶偵測器之前的低通濾波器可為總體基帶頻寬之 20%頻寬。

【0748】在僅使用某一頻率之一無線感測器網路中，合成器固定且僅 ATLF 之某一頻率需準確校準者係屬合理。感測器將得知，次一封包何時從存取點(AN)或其時槽前來而發射。可由時脈晶體時間對此作評估。可建立一程序，以恰在主動收發器時槽(TTS)之前進行快速調諧叢發。在 ATLF 操作之背景下，在此定義 TTS 為建立於存取點與感測器之間的通訊所在之時槽。典型地，這需承擔雙向通訊，其中 ATLF 調諧至上行封包之預期載波頻率，且選擇適合於此之頻寬。因此，該封包具有一重傳部，其中 ATLF 對重傳之訊號施加碼化相位調變。對此之變型為，感測器對特殊封包僅處於接收模式，且切斷該重傳部。另一選擇在於，ATLF 被驅入正確頻率下之一振盪模式中及自主地發射，且並非以從存取點接收一封包為基礎。請注意，此自主模式屬可能，但需要先謹慎校準來正確地設定發射載波頻率。收發器時槽模式之更詳細說明將包含於協定文件中。

【0749】在任何情況下，當 ATLF 正從存取點接收一數據封包時，可藉某型式之 SNR 度量來建立正確調諧之確認，其為數位解調之一輔助輸出且因此並非外加複雜性需求之一額外 ATLF。

【0750】在一更典型之跳頻方案中，可遍及既定之頻率集合實施校準。可選擇不同方案來校準。請注意，滿足 $G(g)=1$ 以進行振盪所需之 g 係一近似，且典型

地亦有一 f 相依性。針對此處初始範例中基於純延遲之 ATLF，並無頻率相依性。然而，在將說明之更實際實現中，將使得具有 $G(g,f)=1$ ，而這係在跳頻序列之每一頻率下皆需符合者。

【0751】倘跳頻頻寬相對較小，則很可能足以校準僅頻帶之二極端邊緣，且因此假定一線性內插法足夠準確。倘不足夠，則可能以三個校準頻率關於 f 及 g 作二次拋物線曲線擬合。許多選擇皆屬可能者。可具有一 $N>3$ 校準頻率集合，且因此進行關於拋物線多項式係數之一最小平方擬合。可基於一超定最小平方擬合等來進行一樣條曲線擬合。目的係具有一追蹤方案，其在一特殊頻率下週期性地進行一校準。接著將此更新加至曲線擬合之總體最小平方解。此等係數儲存於一 LUT 中，用於對每一新上行收發器槽進行 g 及 f 內插。

【0752】可實現總體 ATL 基收發器如圖 134 中所示者。圖 134 顯示一天線 13410、本地振盪器(LO)合成器 13326、參考晶體 13324、低頻濾波器(LPF)13314、類比數位轉換器(ADC)13318、微處理器 13420、LUT 13422、基頻訊號功率偵測器 13316、低頻濾波器(LPF)13314、降頻轉換器 13428、控制(數位類比轉換器(DAC))13430、無線電頻率(RF)功率偵測器 13320、及 ATLF 9012。天線係 ATLF 之部份，該 ATLF 在初始時過濾訊號，該訊號隨後降頻且在基頻中處理。一類比數位轉換器取樣該訊號及該二偵測器輸出，且將數位資訊傳遞至該控制器。該控制器典型地為一高度專業之應用特定積體電路(ASIC)，且如指出者非一泛用控制器。然而，此處之焦點係在 ATLF 控制，且不在訊號解調及解碼之實現，此訊號解調及解碼之實現應交給一通用控制器處理模塊。回授至 ATLF 者係如圖式所示之 $\{f,g,p\}$ 三個控制。從功率消耗之角度來說，似乎有針對處理來保持 ATLF 調諧而言之顯著天花板，其將削弱藉使用 ATLF 而助長之總體電路低功率

消耗驅動力。然而，ATLF 控制係間歇性者。起初有校準及 LUT 填入而消耗能量。然而，繼續加以保持取決於情境而定。僅在主動之動態情境中才需要連續不斷地追蹤 ATLF 及更新 LUT。在更高程度靜態之情況下，校準更新之間可有長間隔。圖 135 顯示反映至一數據封包接收時期之主動 ATLF 校準時序。

【0753】併入電抗阻抗天線

【0754】針對目前之情況，已簡化正交控制，其中 g 控制沿實數軸之運動，且 f 則為奈奎斯圖軌跡之旋轉。實際上，情況將更複雜。例如：

【0755】迴路增益如同純可控制延遲一般，可為 f 之函數，且純電阻天線換成一個更可實現之諧振器及更實際之天線模型。

【0756】亦，增益模塊可具有某增益量值頻率相依性，及與增益弱相依之相移。

【0757】 $H_{OL}(s|g, f) = G(g)re^{-j\omega T(f)}$ 之因子分解並非這麼乾淨俐落。

【0758】假定天線可藉由正規化 $\square = 1$ 下諧振之一串聯 LRC 模型表示。ATLF 迴路現在由天線之反射係數及回授迴路之純不變延遲組成，該二者皆與頻率相依。

【0759】如以上顯示者，一天線模型之選擇係一串聯諧振電路，其具有一阻抗

$$\begin{aligned} z_a &= R + sL + \frac{1}{sC} \\ &= \frac{L}{s} \left(s^2 + s\frac{R}{L} + \frac{1}{LC} \right) \end{aligned}$$

【0760】假定 R 、 L 、及 C 藉特徵阻抗正規化之反射係數為

$$\Gamma_a = \frac{z_a - 1}{z_a + 1}$$

【0761】其擴充為

$$\begin{aligned} \Gamma_a &= \frac{\frac{L}{s} \left(s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} \right)}{\frac{L}{s} \left(s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} \right) + 1} \cdot 1 \\ &= \frac{s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{R+1}{L} + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

【0762】首先請注意，由於一無損天線、其中 $R=0$ ，因此 Γ_a 形成一全通電路，其完全無損，在諧振處具有量值增益為 1、及一快速改變之相位。以 R 、 L 、及 C 指定天線，使得 $\omega_a = 1/\sqrt{LC}$ 。請注意

$$\frac{R+1}{L} = (R+1) \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

【0763】假設 $\sqrt{\frac{L}{C}} = 1$ ，其本質上係一阻抗正規化，使得

$$\frac{R+1}{L} = (R+1) \quad a = 2D_{a,den} \quad a$$

【0764】反射係數分母阻尼變為

$$D_{a,den} = \frac{1}{2}(R+1)$$

【0765】及分子阻尼變為

$$D_{a,num} = \frac{1}{2}(R-1)$$

【0766】因此，可藉 R 及 $\square_a$ 指定天線。藉此天線模型之選擇、及選定一延遲 $T(f)=\square$ ，得到圖 136 中所示之奈奎斯圖。請注意，不可能調諧至期望頻率 $\square=1$ ，這係因該點位於奈奎斯圖外包圍圈內側。該圖恰當之處在於，天線在 $\square=1$ 處匹配，且這亦為取得最小 $|T_a|$ 之點。請注意，在 $\square=1$ 之任一側上， $|T_a|$ 隨天線抗增加而增加。因此，ATLF 無法以一純傳送延遲、而且無法以一全通濾波器實現。需要回授迴路中之天線諧振器，以造成在奈奎斯軌跡上之期望操作點，使其在外包圍圈中。

【0767】結果，為緩和現實世界之電抗天線，需要轉向 ATLXR 實現，其併入 ATL 之 ATL3 變體、此後稱為 ATLF3。藉此，具有如圖 137 中所示之期望奈奎斯軌跡，其中期望之操作點(在實數軸上圈出)係在外包圍圈上。

【0768】存在近場散射體之天線阻抗

【0769】到目前為止，已考慮天線為具有一特定集總組件等效電路模型，其由一輻射電阻及一電抗組成。針對一隔離電小天線，這可為一集總串聯電感器或一電容器，其為在百分之 10 或更少之一相對較小頻寬上的一充份模型。針對較大之調諧頻寬，亦需要將一串聯電容器加至模型中。藉此，得到由二極點及二零點組成之天線反射係數，如前述者。未包含於本模型中者係天線如何與其緊接之周圍環境交互作用。假設有藉相距天線數個波長之次級散射源造成一出現相對較長延遲之反射。因此，在 5 十億赫及 6 公分波長下，這可為各式金屬反射器，相距天線大約 20 公分。這圖示於圖 138 中，其顯示複數個物件 13810、一天線 13812、天線接地板 13814、及天線埠 13816。

【0770】可藉指派一純縮放外加延遲之轉移函數、且將其加至主天線反射係數，來模擬散射離開近場物件之第二路徑的效應。圖 139 顯示有關於此之複數奈奎斯圖。左側圖無近場散射體，使得僅僅藉天線之隔離阻抗來決定天線反射，這可在一無回波室中量測。中心圖增加一散射體，其形成為一振幅標度延遲。右側圖顯示出，中心圖在實數軸交叉點附近之細節，此處係假定 $1/G$ 點定位之所在。

【0771】到目前為止，已考慮實質增益，使得 G 之相位為 0 或 180 度。然而，可考慮 $1/G$ 為一般性者，且為複數，因此可位於奈奎斯圖中任何位置。當決定頻率響應時，因此假定 $1/G$ 在正頻率上操作，且共軛 $1/G^*$ 在負頻率上運作。然

而，由於激源及輸出二者皆為實數，且天線為一實數部份，因此僅需決定來自 $1/G$ 之頻率響應、及奈奎斯圖之正頻率軌跡，則最後取輸出之實部。

【0772】現在可看出，當 $1/G$ 沿實數軸移動且正頻率奈奎斯軌跡具有數個環路時將發生什麼，如圖 140 中所示者。在位置 A 中，對應於圖式所示歪斜線之頻率，頻率響應將為一相對較低品質峰值。當 G 增加時，操作點向左運動，且在點 B 處突然看到通帶頻率峰值之一偏移。不可能調諧至環路遠側上的一頻率。因此，存在散射體之較高品質頻率調諧將不起作用，但將出現跳躍。

【0773】更加複雜者，移相器控制之效應如圖 141 中所圖示者。移相控制使整個圖案近乎上下運動。假設 $1/G$ 操作點係如圖式所示者。接著，移相器使圖案向下運動且初始時造成通帶之頻率如期望地平滑調諧。接著，遇到奈奎斯環路，導致一較低頻率下之峰值突然爆出且變為支配者。調諧不平滑，而呈跳躍。頻率跳躍可輕易地達數倍於 ATLF 之頻寬，使得訊號追蹤將似乎丟失。

【0774】請注意，即使有協調搭配的相位與增益操縱，仍不可能在圖式所示之一奈奎斯環路上實現平滑追蹤。其次，決定這將如何影像 ATLF 之可調諧性。

【0775】實現一系列試驗，以量測使用一不匹配單極天線時，因近場散射對該天線之衝擊。此測試天線連接至一校準網路分析器且在 5 到 6 十億赫之間掃描。測試天線固持於一工作台上方，該工作台具有一積層頂部及區域中之數個重要金屬組件。該測試天線沿大體上一水平方位固持於台面上方一大約 45 公分高度處，且沿高度緩慢地朝下運動至桌面上方 20 公分。

【0776】在圖 142 中，顯示一代表性數據集之奈奎斯軌跡，及顯示一組 $1/G$ 之複數值。可調整控制之增益及相位，其中增益影響實數軸上之 $1/G$ ，及相位使軌跡環路上下運動。另一選擇，可脫離所在之軌跡，且假定一複數 $1/G$ ，但條件為僅

在正頻率上運作，且移相器控制確實略微改變該環路之形狀，但針對在此考慮之偏差而言，此為可滿意的近似。

【0777】考慮由該天線、一移相器、及一衰減器組成之訊號迴路。目的在於想要在一適度相對範圍上平滑地調變頻率，但僅可將 $1/G$ 點置於包圍圈外側。因此，請查看可藉圖 142 中以圓點指示之一組 $1/G$ 點而得到的調諧範圍。頻率響應應近似為

$$H(f) = \frac{1}{\left| \frac{1}{G} H_a(j\omega) \right|}$$

【0778】對應於每一 $1/G$ 操作點之頻率響應顯示於圖 143 中。首先，此等響應係多模態，使得將有進入接收器中之寄生雜訊頻帶。此等寄生響應可能藉由從 ATLF 在下游施加之帶通濾波而消除，但較大問題在於，難以在一合理頻寬上平滑地調諧。亦，此可調諧頻寬完全取決於天線之響應。因此，倘認為迴路與此相像，則難以達成任何調諧，且控制可能受抑。

【0779】如以下討論之一更佳解決方案係在迴路中實現帶通濾波，其中天線使用圖 144 中所示基於可變類比 ATL3 之電路。圖 144 顯示一天線 14410、4 埠耦合器 14412、複數個諧振器模塊 6214、及可變增益模塊 6216。藉本實現，此散射離開近場物件之試驗的頻率響應顯示於圖 145 中，顯示出可生成一閉迴路通帶，其在期望頻率處增強品質。這可在 5 到 6 十億赫範圍上之所有頻率進行。因此，藉由複雜化的增加如同數個諧振器之 ATL3，已解決因存在近場散射體而引起的可調諧性問題。

【0780】ATLF 之頻率調諧

【0781】如以上 ATLF 控制章節中所述者，關於可調諧性之問題發生於：

【0782】天線明顯不匹配時；及

【0783】因天線與緊鄰天線之散射組件交互作用而具有反射係數之一延遲成份。

【0784】藉標準 ATLF 迴路，並非恆可能遍及待調諧頻帶達成充份之品質增強。因此，調諧將顯得起伏，且同時導致不穩定，而驅迫品質增強退後。一種降低此問題效應之選擇可為，將待調諧至期望頻率之諧振器置於該迴路內。

【0785】一種使潛在不穩定及調諧問題形象化之方法係考慮一開迴路響應之奈奎斯軌跡。期望頻率處之開迴路轉移函數值必須出現在奈奎斯軌跡環路外側。亦即，對應於期望調諧範圍之開迴路轉移函數區段可無包圍圈。被包圍之該區段中任何點—奈奎斯環路內—可能無適當地品質增強。

【0786】為達成平滑的可調諧性，因此必須強調與調諧範圍對應之奈奎斯軌跡部份。倘諧振器可調諧成增強當前期望之 ATLF 操作頻率，則可藉將該奈奎斯軌跡特定區域更向外推且同時使其他組成部份朝複數平面之原點退縮，而相對地強調奈奎斯軌跡之對應區域。

【0787】儘管這能夠藉品質適度之單一諧振器達成，然一可能更輕易實現之較佳解決方案係一作為第三階帶通濾波器之三重諧振器、或一序列三個可調諧較低品質諧振器。更，倘略微解諧該等諧振器，在迴路中無需一分離之移相器。因此，這類似於一 ATL3(無移相器)及 ATLF 之組合(其稱為 ATLF3)。

【0788】圖 144 顯示一 ATLF3 之方塊圖，其使用三個串接諧振器模塊及一可變增益模塊。請注意，由於解諧該三個諧振器模塊可如以上所示者提供適當之相位控制，因此未包含移相器。然而，如以上討論者，包含一增益極性控制作為可變 G 之部份係方便者。這將減少該等諧振器所需之解諧量，及因此導致一較

佳成型之通帶。由於 a)二個諧振器時某些天線阻抗將需要過多諧振器解諧來滿足頻率調諧控制而屬不足，及 b)四個諧振器過度複雜，因此具有三個諧振器似乎為恰當數量。

【0789】為發展 ATLF 之頻率調諧，起初考慮一無抗天線且 ATLF 迴路中無寄生延遲之簡化情況。以串接之三個諧振器的開迴路響應開始，如圖 121 中所示奈奎斯軌跡顯示者，指示諧振頻率之圓圈係正規化於 $\omega = 1$ 弧度/秒之點。在此，阻尼為 0.1，其係一品質為 5 之一相當低品質諧振器。

【0790】由於本範例中天線為實數(無抗)，因此天線反射係數為實數。倘實數天線阻抗較特徵阻抗者小，則反射係數將為負，且因此可藉上述之極化切換來選擇一負 G ，以從右側接近奈奎斯軌跡。請注意，僅頻率相依元件係諧振器本身，其可調諧至一任意頻率。結果，可設定奈奎斯軌跡之期望頻率以與實數軸截取點一致，且確保平滑之可調諧性。

【0791】其次，考慮增加傳送延遲，使得具有隨頻率增加之一寄生相移。藉由 $\omega = 1$ 時之一傳送延遲 $T = 1$ ，造成圖 122 之奈奎斯軌跡。請注意，由於該傳送延遲，ATLF 通帶中將有一偏移，如 $\omega = 1$ 處之點指示者已偏移。

【0792】可藉解諧該三個諧振器來重調諧 ATLF3，為此具有二選擇。

【0793】第一個選擇係增加該等諧振器之諧振頻率達大約 4%而至 $\omega_r = 1.037$ ，造成圖 123 之開迴路響應。請注意，該諧振係在實數軸上，使得 $|G|$ 之增加將提供任意之品質增強。軌跡與實數軸相當地互相垂直，使得 AM/PM(振幅調變及脈波調變)雜訊將不致為問題。 G 之極性根據天線之阻抗而定。因此，倘天線阻抗之實部較互連傳輸線之特徵電阻大，則反射係數為實數且為正，使得 $G > 0$ 。

【0794】另一選擇係使用圖 122 中負實數軸之截取，倘天線電阻性阻抗較特徵

阻抗大時，必須使用 $G < 0$ 。(倘電線電阻小於特徵阻抗，則 $G > 0$)。現在減少諧振器 $\square_r$ 達大約百分之 8，使得 $\square_r = 0.919$ 。此結果顯示於圖 124 中。此二解決方案之差異在於，軌跡與實數軸之角度：對實數軸之斜率愈垂直，環繞期望頻率之通帶將愈對稱。倘軌跡與實數軸之間的角度較小(使得軌跡與實數軸變得共線)，則 AM 對 PM 雜訊將變得過多。

【0795】圖 125 顯示一 3 呎度之大寄生延遲的奈奎斯軌跡。由於當前範例中具有 $\square = 1$ ，因此具有一 3 呎度之寄生相移，其幾乎 180 度，如圖 125 中看出者。由於期望之頻率點已非常接近負實數軸截取點，因此試圖使用正實數軸截取點並不合理。僅需要一少於 1% 之小量解諧來得到與負實數軸對準之操作點。

【0796】在以上範例中，使天線及該等諧振器接調諧至一正規化 $\square = 1$ 作為期望之操作頻率，這並非將在實際實現中經歷者。倘改變該天線之調諧頻率，則必須解諧該三個諧振器，且依此選擇極性切換。在以下範例中，天線諧振在 $\square_a = 2$ 處，這對一電小天線而言實際可行。該等諧振器設定於 $\square_r = 1.042$ 且 p 設為 1。圖 126 提供 ATLF3 之奈奎斯軌跡，且具有解諧之諧振器。請注意，解諧之結果在於，奈奎斯軌跡不再關於實數軸呈垂直。這耦合 g 與 f 控制。對比地，圖 121 之奈奎斯圍線係精確地垂直。

【0797】儘管簡單繪出奈奎斯圖，但問題為如何進行自動調諧。如以上討論者，有二種與實數軸上二奈奎斯點對應之解諧選擇。請注意，由於天線不受 f 影響，但與頻率相依，因此 f 之改變將改變奈奎斯圍線之形狀。

【0798】建議循此情況之調諧程序進行探索。以 $\square_a = 2$ 及 $\square_r = 1$ 起始，目的係使一通帶以 $\square = 1$ 為中心。本範例中 $\square_r = 1$ 僅僅為 f 控制之標稱起始點。比如 $f=0$ 向上設定該等諧振器，使其大致在調諧頻帶中間。初始奈奎斯圖顯示於圖 127

中，其具有二個可能諧振頻率為 $p=0$ 時 $\omega_1=1.07$ (負實數軸)及 $\omega_2=0.096$ (正實數軸)。可藉設定一 p 為 0 且增加 g 直到測定振盪為止，及接著設定合成器依序響應此二頻率，以決定該等諧振頻率。這將決定 ω_1 。接著設定 p 為 1，且重複來尋得 ω_2 。

【0799】當然，合成器可能並非如此地一般性而容許依需求掃頻來尋得 ω_1 及 ω_2 。假定合成器設為通道頻率 $\omega = 1$ 之情況。在此情況下， f 之控制針對 $p=0$ 與 $p=1$ 而變化，先在某一方向且接著在另一方向。接著，選擇操作頻率，其具有最小的 f 相對改變。重點為基於 p 之選擇將諧振器之解諧最少化。在天線經受近場散射效應之情況下，奈奎斯軌跡將具有寄生環路，使得當該等環路發生在接近操作點時，可能造成問題。在此類情形下，選擇有大解諧，實際上為較佳選擇。然而，沒有清晰的奈奎斯軌跡，僅可盲目地作此抉擇。

【0800】潛在問題的實例顯示於圖 128 中，其具有操作點 12810 及環路 12812。在此，使該操作點接近奈奎斯軌跡中之一環路。由於該環路，當 f 略微改變時，中心頻率將出現不連續地跳躍。這將引起追蹤方面的難題，當以一適當方式進行時，該追蹤將在此情況下提供二通帶之折衷調諧。ATLF3 之三個諧振器明顯降低此等環路出現在操作點附近之可能性。然而，難以消除此類情況的可能性，且因此追蹤演算法在此等情形下提供至少一折衷解決方案與丟失追蹤者呈對比，而較佳地充份強健。

【0801】請了解到，以上提供之分析係為更佳地理解一改良濾波天線操作中之內含原理及理論。根據譬如實際使用的電路元件、預期用途、使用者偏好、生產步驟等各種考慮因素，可能有數個實際實現，而其僅使用某些該等考慮因素，然仍落於此中所述之電路設計內。

【0802】ATLF 之校準

【0803】單頻 ATLF 校準程序

【0804】 以下提供一單頻操作 ATLF 校準程序之範例，假定未進行先前校準。亦可為其他程序。為此，提供一 f 及 g 設定值向量，其為跳頻之函數。某一校準程序可對每一跳頻校準，如同該等跳頻為一單頻。然而，亦可使用其他更有效率之程序。

【0805】 明顯的改良在於，依序校準頻率，及使得從比如一較低跳頻到次一較高跳頻之 f 及 g 改變非常小。在 ATLF 之一普通具體實施例中，易於考慮三個狀態：

【0806】藉 ATLF 調變將接收訊號之資訊轉移而從耦合天線再輻射

【0807】 當 ATLF 天線及數個 ATLn 諧振器在相同迴路中時，ATLF 具有能夠將數據編碼調變注入內含耦合諧振器之訊號迴路中的獨特特徵。這導致將資訊重疊於天線反射訊號上，如圖 163 中高層處所示者。圖 163 顯示源發射器/存取點 16310 透過發射器訊號 16312 而與 ATLF 16314 通訊。源發射器/存取點 16310 具有數據輸出 16316、接收器(回波解調器)16318、發射器 16320、天線 16322、及循環耦合器 16324。ATLF 16314 具有天線 16326、ATLn 16328、調變之數據輸入 16330、及送接收器之輸出 16332。

【0808】 基於 ATLF 更獨特之特徵-具有強大的天線再輻射-可實現本質上為一天線在輻射增強器者。通常不將強大再輻射視為優點。然而，這對於低成本、低功率雙向感測器網路而言，在某些環境下可為藉 ATLF 達成之一重大系統增強。

【0809】 當在此模式操作時，一般性 ATLF 功能加強之處在於：

【0810】 ATLF 透過耦合天線而連續地在雙向全雙工模式，此時其進行二者：

【0811】從一發送器接收一感測器詢答請求；及

【0812】同時地將感測器數據轉移回該發送器。

【0813】ATLF 並非操作如天線與一收發器之間的轉移裝置，而在偵測到一詢答器訊號及響應詢答器而將一特定感測器資訊串調變至天線反射上的一模式中，藉此將資訊轉移至詢答器而無需一發射器。

【0814】增強再輻射之一 ATLF 表現如一種形式之無線的無線射頻識別(RFID)，其中 ATLF{g,f,p}控制之更任意組合可及時顫動以調變一引入信息訊號之再輻射，其中來自 ATLF 之響應可包括數位通訊符號，其代表一串列位元，以一微小、但可偵測到之電壓駐波比(VSWR)調變返回至請求者。

【0815】感測器網路及 ATLF 之背景及概述

【0816】感測器網路部署典型地冗長且昂貴，這係因所有的網路元件皆必須組態成具有相互連接性。在不遠的過去，一重大發展在於隨意網路，其中讀取器(R)及感測器元件(S)自發現連接。在此方式中，譬如路由器、及網際網路終端等所有網路節點本質上皆自組態。

【0817】在本申請案中，特別考慮一多重 R 16410 及多重 S 16412 之網路，如圖 164 中所示者，其中 R 元件可能複雜，且功率消耗可能非問題。S 元件對比地必須非常低功率，使得其可藉太陽能或獵能操作。S 元件亦必須非常低廉，使其可棄置。理想上，該等者亦應在其設置所在之網路環境內自組態，及自校準。

【0818】為此類應用發展無線 RFID，但典型部署可每次僅具有一 R 及一 S，這係因 R 與 S 之間的實體距離必須較小以促進 R 放射之能量採集來提供 S 之轉發器電路電力。現存 RFID 技術之小範圍係本申請案將克服之重大限制。

【0819】低功率、低成本感測器網路模組之應用範圍廣泛，其一些範例包含、

但不限於：

- 一車道信標器(LM)應用，其可能達成一移動車輛相對於一行車車道絕對位置之精確絕對定位。倘車輛位置歷史紀錄儲存於車輛內，則該歷史紀錄可由如在收費道路讀取器中之架空轉發器讀取，依期望將特定車輛位置歷史紀錄轉移至譬如交通工程師及警察機關；

- 一列車應用，其中感測器係沿軌道設置或分佈於列車車廂之間，藉列車本身、或藉軌旁設施讀取；

- 一機器人車輛應用，其中倉儲作業需要此類機器人車輛相對於設施航點之精確相對定位；

- 一醫療保健裝置應用，其中多個讀取器(護理站、個別平板電腦(iPAD)讀取器、及相似物)、及包含智慧繃帶等多個健康監視器可實現於醫院或家用環境；

- 數個設施感測器可分佈於橋樑上以回報機械應力及振動，且提供有關淨空高度資訊之資訊給裝載車輛來讀取此類資訊；

- 農業獨立感測器可提供大面積上之土壤酸鹼度及含水量，由上方無人機讀取；

- 在雪崩及山崩威脅之區域中，可橫越威脅性斜坡散佈感測器；

- 分散式管道感測器，由一適度太陽能電池提供電力，其中管道狀態資訊可輕易地轉移至經過的無人機或車輛而無需使用任何無線電頻率(RF)發射器。

【0820】在本案中，將聚焦於作為自駕車(AV)解決方案中一元件之主體 RF 網路模組的特定車道信標器應用。提出之方法將運用至該技術的所有應用。

【0821】自駕車(AV)概述

【0822】車對車(V2V)及車對設施(V2I)係快速浮現之資訊領域。這將為引領進入

智慧運輸系統(ITS)時代之重要因素，而無人駕駛車輛為該時代之一明顯利益。自駕無人車輛之概念始於倒退至 1960 年代，其中特殊測試軌道排放有無線信標，而同時嵌入自駕車(AV)中之電子元件追蹤此等信標。

【0823】借助當前之技術，已證明 AV 可行，甚至無需路邊設施。電腦視覺感測器及處理與高度詳細之大量街道地圖相結合，已證明有限程度地充份。此類新創已引領進入 AV 時代之開端。然而，目前以汽車為基礎之 AV 系統無法擴展。例如，倘高密度高速公路交通量中每一 AV 皆插著一屋頂光達(LIDAR)，則將有非常多的干擾而使系統失靈。亦，在能見度降低之常見且重大的情況下，譬如在霧、暴風雪、或暴雨中，以攝影機及 LIDAR 為基礎之系統將變得無用，由於無線電頻率(RF)訊號不會因不佳的能見度而受重大衝擊，因此 RF 傳訊實際上有必要。

【0824】在無線訊號方面，全球定位系統(GPS)係一顯而易見的選擇。儘管這可協助駕駛人到達目的地，然而不夠精確來保持車輛定位於高速公路上之一行駛車道內-定位要求需要在 10 公分內。GPS 人造衛星源離開太遠以致無法在無誇張的處理量下提供此準確度，且運用於此之合作傳訊從成本觀點而言完全不切實際，更不用說可致使任何以 GPS 為基礎之系統在一移動汽車中不起作用的 GPS 潛在問題。再一次，顯而易見的解決方案係具有無線道路/路旁設施，譬如智慧 RF 定位信標器及路標。

【0825】現在已著手智慧運輸系統(ITS)發展，不屈不撓地朝促進 AV 推動。這意指公路將提供無線設施以保持 AV 準確地定位於其車道內。此設施發展昂貴，且將需要數年來完全實現。

【0826】第一應用中，藉本案技術達成之價廉但精確的車輛定位系統擴增可基

於獨立基礎注入該車輛資訊空間中，且可有用於不僅引領未來，且提供關於車輛操作及安全之當前數值。

【0827】考慮系統僅在被請求時才發射之通訊協定。一存取點(AN)可在 ATLF 調諧所至之一協調頻率上送出一請求訊號。ATLF 當然因天線與 ATL_n 之間的高耦合而再輻射該訊號。此耦合可藉由以數據調變 ATL1 中之可變電容二極體，而有效地編碼至調變天線反射上。內建某型式耦合器之一 AN 偵測來自 ATLF 之訊號且輕易地解調數據。如此，與譬如一繃帶中之一無線感測器作全雙工數據通訊，無需實際使用一發射器，而省去通常由一發射器需求之功率。在系統階層，這提供顯著的節省成本、縮小尺寸、性能增強。此架構圖顯示於圖 163 中。

【0828】ATLF 及智慧公路

【0829】調變天線反射增強器之第二應用可使其用作為一道路車道及/或道路邊緣信標器。在此，當車輛收發器拾取調諧天線反射且解碼該調諧天線反射之資訊內容時，該車輛將送出一訊號，而置於車道信標器中之 ATLF 拾取該訊號且再以增益發射回該車輛。ATLF 正在此模式下以非常低的功率操作，且提供安全促進數據轉移，具有一藉 ATLF 增益驅動之增強範圍。

【0830】針對自駕車傳訊及資訊轉移所需之道路標誌，ATLF 調變天線反射數據內容遠高於道路車道信標器應用所需者，且可輕易地適應數據調變至天線反射上。

【0831】無線電頻率車道信標器系統概述

【0832】現在將說明作為一車道信標器系統之一實現範例。熟於此技藝者將顯見眾多修飾及其他實現。

【0833】請參考圖 165，其顯示自駕車(AV)16510、無線電頻率(RF)定位詢答器

16512、及 RF 定位車道信標器 16514，該 AV 正沿著已實現有無線電頻率車道信標器(RFLM)模組之一道路車道運動。該自駕車無線電頻率定位詢答器(AVPI)發出一窄頻寬碼調變訊號，朝車輛前方傳播。該訊號藉 RFLM 中之 ATLF/天線迴路拾取，接著以內含 RF 車道信標器識別碼之一附加碼來調變接收訊號。該調變訊號回授至作為迴路結構部份的天線，隨後該天線再輻射編碼訊號作為基本天線反射。資訊調變訊號前進回到該 AVPI，在該處同調解調，解碼 1)車道信標器識別碼；2)當 AV 接近 RFLM 時逐步形成之載波訊號振幅及都卜勒位移二者。此時間標誌可用於估計相對於運動中 AV 之 RF 車道信標器位在何處。藉同時處理來自數個 RF 車道信標器 AVPI 響應，AV 可決定其在車道內之精確位置。

【0834】其次，考慮多重車道道路，如圖 166 中所示者。圖 166 顯示多重 RF 定位車道信標器 16514、AV 16510、唯一識別符(ID)16614、及道路車道 16616。每一 RFLM 各以一獨特碼識別。RFLM ID 碼係與內含於一外部數位地圖內之一特定沿道路位置直接關聯，該外部數位地圖係當部署 RFLM 系統時即已建立。請注意，RFLM 碼不需太長，使得可依一與 AV GPS 位置關聯之模量，沿道路重複識別方案。在一似合理的實現中，可每數百公尺重複 RFLM 識別。如已陳述者，GPS(或其他位置敏感方案)可輕易地解析任何 RFLM 識別含糊。另一選擇，AVPI 處理可追蹤循環之數量，以解析此循環含糊。

【0835】當 AV 沿車道運動時，其將同時從多重 RFLM 拾取訊號。每一被追蹤之 RFLM 將提供一隨時間變化之振幅及都卜勒剖線，以強健地決定 AV 之精確位置。可能針對性能而言已足夠之一簡單處理方案係僅僅根據同調解調訊號之包跡操作，如將顯示者。在本方案中，AVPI 之所需處理可忽略不計，儘管 AVPI 並非資源受限者。

【0836】一當前問題在於，同時間將有許多 AV 運動。每一 AVPI 皆具有唯一的車輛碼，可包含資訊中尤其車輛之車輛識別號碼(VIN)，作為選擇呈正交之其訊號調變部份。RFLM ATLF 依一線性式操作，且僅僅以 RFLM 識別來調變多重 AVPI 訊號之總重疊。如此，AVPI 將以最小之其他車輛干擾，追蹤來自多重 RFLM 之振幅及都卜勒標誌。

【0837】此系統之一關鍵係定位傳訊之冗餘性。考慮公路應用，其中 AV 正沿車道平滑地運動且從數個 RFLM 同時觀察振幅-都卜勒響應剖線。表示 AV 行跡所需之自由度(DOF)數量相對較可觀察到之 RFLM 標誌數量少。因此，可有一大比例漏失之 RFLM，而不損害 AV 位置估計。更，甚至部份之 RFLM 標誌可提供關於車輛追蹤之資源。

【0838】更甚者，每一 AV 無論是否在自駕模式，皆將決定精確的車輛位置資訊。此位置資訊可透過車對車(V2V)而傳達至鄰近車輛，允許每一車輛皆確知其附近其他 AV 車輛之位置。此資訊可擴充，且支援為防撞而部署之汽車保險桿雷達。

【0839】當然，代理人編程沒有止境，可進行該代理人編程以將碰撞可能性減到最低、緩和交通動態、及避免危險道路危害。藉 V2V 及 V2I(車對設施)通訊，可適當地警告 AV 此類道路危害。請注意，僅當具有一機制使每一車輛 1)將其本身精確地定位於絕對道路參考坐標內；及 2)具有一 V2V 及 V2I 系統以分享此資訊時，才可實現具有此等重要特徵之智慧公路。

【0840】當發生過渡到完全 AV 交通時，今後十年左右將有許多非 AV 車輛。然而，此類非 AV 車輛可配備有一小型自足式系統，其追蹤 RFLM 且透過 V2V 及 V2I 通道傳達非 AVPI 估計位置。周圍的 AV 因此將精確地得知人為駕駛車輛位

在何處且可據以操作。順著此主題將出現無盡的創新，其超過當前的範疇。然而，重要的論點在於，精確知道車輛位置係必要者。

【0841】揭露之 RFLM 的一關鍵特徵在於，其係自主且無需與一公路設施系統作複雜網路連結來操作。RFLM 當然可選擇性地無線連接至其他公路設施而擴充。然而，RFLM 在那方面之主要目標根本上仍在於協助 AV 準確地決定其在車道內及道路內之位置。

【0842】次重要者係與智慧公路智慧型運輸系統(ITS)網路其餘部份之更先進連接。然而，可輕易地了解到，可容易地部署一向上前視形式之 RFLM 以與一 ITS 網路連接。

【0843】本文件之範疇係關於如何實現一理想上適合於 AV 精確車道定位應用之強健、非常低功率基於 ATLF 之 RF 車道信標器(RFLM)轉發器的創新。

【0844】RFLM 訊號調變處理

【0845】為計算 AV 位置，必須可唯一地識別來自 RFLM 之訊號，使其可登錄為一沿道路寬度之位置。亦，期望沿道路車道之長度精確地定位 AV。亦，將在一給定的道路段中有多重 AV。有多種可經由調變達成之 AV 與 RFLM 組合唯一識別的方法。本案例中將假定正交編碼為較佳方法。然而，可能有其他方法。

【0846】在正交編碼方法中，從 AV 定位詢答器(AVPI)開始，其生成一載波訊號為

$$\text{Re}\left(A_c \exp(j2\pi f_c t)\right)$$

【0847】其中 A_c 係載波頻率 f_c 之複數振幅。AVPI 以一複數值定量值調變 $m_1(t)$ 來調變該訊號，使得發射 AVPI 訊號以 $c_1(t)$ 表示為

$$c_1(t) = A_c m_1(t) \exp(j2\pi f_c t)$$

【0848】其中請了解到，實際訊號係 $c_1(t)$ 之實部。 $m_1(t)$ 之調變係針對每一 AV 之唯一編碼。請了解到，每一 AVPI 皆具有唯一調變波形，其與其他 AVPI 所使用之調變波形近乎正交。因此，倘單一 AV 配備複數個 AVPI，則每一 AVPI 將具有一獨特調變。

【0849】該訊號傳播至 RFLM，其中輸入訊號為

$$c_2(t) = G_{LA} c_1 \left(t - \frac{d_{LA}}{c} \right) \exp(-jkd_{LA}(t))$$

【0850】其中 G_{LA} 係從 AVPI 到 RFLM 天線輸出之通道增益，且 $d_{LA}(t)$ 係汽車 AVPI 與 RFLM 內 ATLTF 位置之間的實體距離，其隨時間改變而為 AV 與 RFLM 之間徑向速度的函數。請注意到， d_{LA}/c 係從 AVPI 到 RFLM 內 ATLTF 位置之延遲。

【0851】其次，該訊號係藉 ATLTF 作相位調變，其係藉 ATLTF 回授迴路中移相器元件之略微顫動達成。此調變係藉複數函數 $m_2(t)$ 表示。一增益施加至 ATLTF 輸出，以具有 RFLM 調變天線反射訊號為

$$\begin{aligned} c_3(t) &= G_{ATLTF} c_2(t) m_2(t) \\ &= G_{ATLTF} G_{LA} c_1 \left(t - \frac{d_{LA}}{c} \right) \exp(jkd_{LA}(t)) m_2(t) \end{aligned}$$

【0852】最後，在 AVPI 處接收之調變天線反射訊號給定為

$$\begin{aligned} c_3(t) &= G_{ATLTF} c_2(t) m_2(t) \\ &= G_{ATLTF} G_{LA} c_1 \left(t - \frac{d_{LA}}{c} \right) \exp(jkd_{LA}(t)) m_2(t) \end{aligned}$$

【0853】其再寫為

$$c_4(t) = G_{ATLTF} G_{LA}^2 A_c m_1 \left(t - \frac{2d_{LA}}{c} \right) \exp(j2\pi f_c t) \exp(j2kd_{LA}(t)) m_2 \left(t - \frac{d_{LA}}{c} \right)$$

【0854】 $\exp(j2kd_{LA}(t))$ 項內含都卜勒頻移，其將以 f_D 表示為

$$f_D = f_c \frac{v_{rad}}{c}$$

【0855】其中 v_{rad} 係汽車 AVPI 與 RFLM 之間的徑向速度。可將都卜勒項之無關偏差相位吸收入一般增益中，且將表示寫為

$$c_4(t) = G_o(d_{LA}(t)) m_1\left(t - \frac{2d_{LA}}{c}\right) \exp(j2\pi(f_c + f_d)t) m_2\left(t - \frac{d_{LA}}{c}\right)$$

【0856】AVPI 之終極目標係從調變天線反射觀測 $c_4(t)$ 擷取一估計 $d_{LA}(t)$ 。這將藉由搜尋可能 RFLM 函數與 $d_{LA}(t)$ 之一似然來進行。圖 166 顯示一組 16 個不同 RFLM 物件，可以或多或少：這係基於道路規格之任意組態。假定有一地圖可用，使得儘管 $m_2(t)$ 之調變函數如以上討論者沿道路長度週期性地反覆，然每一 RFLM 具有唯一位置。

【0857】困難在於不希望需求 RFLM 具有準確時間，且將有任意偏差而使得應寫為 $m_2(t-t_{LM})$ 。因此，AVPI 處理必須搜尋 RFLM 型式指標及偏差作為解調程序之部份。由於 RFLM 型式之基數將適中且地圖可用，使得汽車 AVPI 可預料將期待何種 RFLM 型式，因此搜尋 RFLM 型式並不複雜。因此，一旦建立 RFLM 追蹤，針對每一個新出現 RFLM 之處理將簡單直接且有效率。

【0858】由於 RFLM 將與汽車 AVPI 之行跡偏差，因此都卜勒實際上將隨時間變化。亦假定 AV 已對其速度有準確認知。由此，都卜勒函數 $f_D(t)$ 可映射至 RFLM 相對於汽車 AVPI 之一準確位置估計中。

【0859】 $G_o(d_{LA}(t))$ 亦與 $d_{LA}(t)$ 強相似且可使用。然而，並非假定 RFLM 完全線性地操作，這係因在一強詢答器訊號存在下保持高線性度將需要 ATLF 中之一較高功率增益模塊，而容許飽和以使 ATLF 之功率消耗減到最小。這明顯地增加功率消耗且並非不可避免。

【0860】關鍵點在於，ATLF 極其簡單，其由一相位調變組成，以將函數 $m_2(t)$ 外加至來自 ATLF 天線之天線再輻射訊號上，而無論輸入訊號。因此，多重汽車 AVPI 訊號僅僅對相同調變作疊加及處理。亦，容許 ATLF 飽和，使得線性度需求適中。這當訊號位準將在一大範圍上變化且基於 ATLF 之 RFLM 之功率消耗必須減到最小時將有影響力。再一次，基於 ATLF 之 RFLM 中無需先進之數位處理，且非常低功率之類比處理即足夠。

【0861】AVPI 之複雜處理係一最大似然最佳化，其如已指出者允許非常精確之 $d_{LA}(t)$ 估計。這在當前處理技術中確實可能，且不致較一標準 GPS 接收器特定應用積體電路(ASIC)內發現之處理複雜。然而，現在提出一替代且較簡單形式處理，其以追蹤 AVPI 同調解調輸出之包跡訊號為基礎。

【0862】調整 RF 車道信標器(RFLM)內之 ATLF

【0863】作為本章節之摘要，調整 ATLF 所涉及之步驟係：

- 調諧至載波訊號中心頻率；
- 調整 ATLF-天線諧振器之相位；
- 調整 ATLF 迴路增益

【0864】調諧 RFLM 中心頻率

【0865】在 RFLM 應用中，ATLF 天線處來自 AVPI 之訊號將遠大於熱雜訊。因此，當多重 AVPI 訊號將進入 ATLF 時，這係一有限干擾問題。倘 ATLF 在小訊號線性區域中操作，則多重輸入訊號之疊加將非一問題。然而，倘訊號變大，譬如當 AV 緊鄰 RFLM 時，則 ATLF 將處於一軟飽和。這將造成一些訊號交叉耦合，而可當頻內交互調變過大時變成一問題。是以，ATLF 迴路增益應降低，以避免 ATLF 中之不利非線性效應。

【0866】由於可能難以將 ATLF 之訊號輸出最大化，因此必要者係使 ATLF 將對引入 AVPI 訊號之靈敏度最大化，而無 1)在一極端之過度飽和及自振盪；及 2)在另一極端之對一般背景雜訊的脆弱性。一簡單低功率且低複雜性解決方案係將一簡單包跡偵測器置於 RFLM 內 ATLF 輸出上，且分析訊號包跡。這可藉一被動二極體偵測器及一簡單包跡分析處理達成，如圖 167 之方塊圖中所示者，其顯示一天線 16710、移相器 16712、負阻抗增益 16714、包跡偵測器 16716、包跡分析濾波器 16718、控制回授 16720、及總和器 16722。ATLF 核心本身之左上方中三個模塊係以一負阻抗放大器、天線、及移相器為基礎。顯示出該包跡偵測器及分析濾波器，具有回授給該增益模塊及該移相器，該移相器係藉可為較高速度調變 $m_2(t)$ 之相位調變控制。

【0867】包跡分析將向上調整增益，使得包跡位準超過一較低臨界值。接著，尋找緩慢變動、及或許為指示汽車通行經過 RFLM 之特徵。此等特徵可包含，但不限於音訊、或檢出磁場變動。汽車 AVPI 具有一當車輛經過時之及時特定包跡剖線外型。接著，調整相位以達最大變動。請注意某些假設，其關於假定 RFLM 附近之交通流量在短期中呈穩定分佈。當相位最佳化時(在一給定增益位準下之包跡訊號最大期望變動)，增益提高一增量且程序重複。請注意，此校準程序可呈間歇性，且與 RFLM 之正規運作獨立無關：其本質上為一背景任務。

【0868】ATLF 之調諧並必須連續進行，而只需每數分鐘左右一次。在此，調諧校準處理可最佳化，使其僅消耗掉 ATLF 平均功率消耗之一小部份。

【0869】為展示此類控制方案如何實現，考慮圖 168 中所示二維道路表面之一簡化模擬。圖 168 顯示多重 RF 定位車道信標器 16514、數個道路車道 16616、及 AV 16510。從速度向量為常數開始

$$v = \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_x \\ 0 \end{bmatrix}$$

【0870】使得在道路之橫向方向上無速度。RFLM 位置給定為

$$p_{LM} = \begin{bmatrix} p_x & p_y \end{bmatrix}$$

【0871】當假定狀態可變向量相當準確時，可由此產生假說。因此具有更多追蹤問題，其中可合成來自 RFLM 之預期訊號，且接著決定來自其他 RFLM 天線再輻射訊號之雜訊及干擾。

【0872】圖 169 顯示 RFLM 16514 位置與汽車 AVPI 16512 行跡之一圖表。行跡在左側起始於 $t=0$ 處，且在右側結束於 $t=3$ 秒處。假定之車速為 10 公尺/秒。

【0873】圖 170 係來自經過之 AVPI 的訊號所致之 RFLM 處訊號之一圖表。明顯地，每一 RFLM 中訊號之包跡的波動取決於 $d_{LA}(t)$ 。假定交通流量呈隨跡，則 ATLF 中包跡之波動將為一隨跡過程。倘交通流量係一相當穩定之隨機過程，則可能以觀測最大包跡波動為目標來調變 ATLF。請注意，針對行駛接近 RFLM 之 AVPI，相對波動可能大於 35 分貝。因此，調變 ATLF 應該簡單直接。

【0874】調變 ATLF 之相位及增益

【0875】考慮一 ATLF 之某一範例，其正好啟動且正開始調變。在本範例中，ATLF 之頻寬(品質)可設至最低位準，其為一導致大量寬頻雜訊之寬頻帶響應。這又將導致高頻包跡波動。此等快速振盪大體上將藉一低通濾波器濾除。ATLF 之中心並非參考任何外部裝置，且可減少數個百分比。然而，當初始品質低時，頻寬顯著地大於此中心頻率誤差。現在，交通運輸開始，且波動開始。請注意，由於預期一經過之 AVR 的包跡產生譬如圖 170 中之一剖線，因此可加入此準則。此特定特徵係 ATLF 包跡處理器可容易地搜尋者。請由圖 170 注意到，訊號包跡

係緩慢且幾乎具有一確定性形狀。ATLF 處理將接著調整 ATLF 之移相器，如圖 167 中看出者。在一固定控制下之 ATLF 濾波器特徵漂移將非常緩慢，大約數分鐘或數小時。因此，相位之調變並非必須非常快速。一旦已基於達成最大低頻包跡波動來完成相位設定，則與圖 170 之天線再輻射剖線相稱，且現在可開始增加圖 167 中所示之 ATLF 負回授增益。再一次，當設定增益後，相位需要一微小調整。遞增地增加增益，直到低頻包跡波動之偏差開始隨增益之進一步增加而減少。這可起因於 ATLF 處於一不穩定模式。請注意在此調整階段，由於訊號頻寬將僅數百萬赫(MHz)而與一非常大品質增強及因此一大增益對應，因此將不具有 ATLF 頻寬過窄之問題。如此，包跡將飽和且波動之偏差將減少。這因此將限制品質。

【0876】為使 RFLM 強健，應有藉 AV 產生在 AVPI 當前頻寬中之最小量強干擾無線放射。由於 ATLF 可能收斂至一不正確通帶且因此不響應 AVR 傳訊。例如，倘 AV 具有無線胎壓感測器，其處於接近 AVPI 載波頻率之一載波頻率，則有 ATLF 反而將收斂至輪胎感測器無線通道的有限機率。儘管大多數車用網路連結係使用 2.4 十億赫(GHz)藍牙頻率進行，然可要求某些無線電頻率規劃。

【0877】一旦 ATLF 調諧至 AVR，則應保持其強健。道路在夜晚無車流而處於寧靜時，將有問題。因此 ATLF 將在處理中嵌入某些品質度量，其與包跡波動之時間平均偏差成比例。假想譬如一另外繁忙道路在全夜間逐漸變得寧靜。初始時較大之品質度量將隨時間開始減少。品質度量減少將開始降低 ATLF 回授之增益，而這將增加 ATLF 頻寬。在夜晚中期，當單一車輛經過時，基於 ATLF 之 RFLM 仍將有效，且響應車輛 AVPI，但對 AVPI 之響應較弱。AVPI 可藉增加其發射功率達 100 毫瓦(mW)來取代標稱 10mW，以響應此較弱訊號。亦，在

非常低交通流量之時期，干擾位準將較小，且因此 RFLM 系統響應仍應充份。早晨當交通流量再次增大時，ATLF 從其最寬之頻寬開始且接著緩慢地收斂至一窄頻寬。

【0878】AVPI 中 RFLM 訊號響應之包跡處理

【0879】再次考慮圖 168 及圖 169 針對單一沿道路行駛 AV 之模擬。現在考慮針對每一個可能 RFLM 來 AVPI 同調解調回射訊號。這意味處理

$$s = \{\text{input signal}\} \exp(-j2\pi f_c t) m_1(t)$$

【0880】其中 $m_1(t)$ 係藉 AVPI 施加之數據調變訊號，且 $\exp(-j2\pi f_c t)$ 即為 RFLM 內 ATLF 所產生載波訊號之共軛，及 s 係同調解調訊號，該同調解調訊號內含個別及疊加 RFLM 與其各自都卜勒頻率成份之調變。可擷取出具有調變 $m_2(t)$ 之一特定 RFLM 的個別包跡

$$LPF \left\{ \left| s \times m_2(t) \right|^2 \right\}$$

【0881】及因此作進一步分析。圖 171 係圖 170 之 A3、B3、及 C3 疊加 RFLM 的同調解調及包跡處理。

【0882】圖 171 之包跡係與圖 169 中所示車道旁 AVPI 對應。倘 AVPI 位於車道中間，則包跡振幅顯著改變，如圖 172 中所示者。

【0883】AVPI 之一實現可由 AV 前端二側上之二單元組成：AVPI-A 及 AVPI-B。圖 173 顯示 RFLM 16514 及二平行行跡 16512 之位置，該二平行行跡與沿道路之單一 AV 右與左側 AVPI 對應。倘 AV 適當地定心於車道中間，則當假定 RFLM 已適當地定位及校準—可在 RFLM 部署期間輕易地符合假設，該二 AVR 對最靠近 RFLM 之響應將準確地相同。考慮當 AV 向某一側偏移 10 公分時之包跡訊跡

改變。當對一 RFLM 之 AVPI 響應係隨距離之四次方變化時，訊號差異將顯著。圖 174 顯示來自 AVPI 之二位置詢答響應訊號，其振幅顯著不同。換言之，即使二 AVPI 未準確地校準，仍可能將 AV 準確定位於車道內。亦請注意到，AVPI 處理可非常簡單且有效率，而無需實現更詳盡之複雜訊號最大似然處理。

【0884】RFLM 鑑別濾波

【0885】重要地請注意，由於所有 RFLM 皆具有不同調變，且該調變遠較 AV 運動所造成之任何調變快速，因此來自一個別 RFLM 之 RFLM 天線再輻射將顯露出與來自任何其他 RFLM 之天線再輻射正交。因此，將無起因於任何載波相位差異所致之慢速差頻效應相關的任何問題。

【0886】亦請注意到，當操作為線性時，RFLM 中之 ATLF 可對所有 RFLM 皆具有相同天線再輻射增益。當其中一 RFLM 接近一汽車 AVPI 時，RFLM 當然將只在靠近時產生一較強天線再輻射。現在假設藉附近的 ATLF 接收之 AVPI 訊號變得足夠強，使 ATLF 如上所述者開始軟飽和及隨後之增益減少。在此情況下，藉一特定 RFLM 之增益減少，這自然抑制來自該特定 RFLM 之其他 AVPI 訊號。這進一步協助 RFLM 天線再輻射訊號之濾波。

【0887】其他有用的鑑別特徵在於，RFLM 調變訊號 $m_2(t)$ 可具有一適度高碼片率，比如每秒 10^7 碼片。在此情況下，較 15 公尺更遠之 RFLM 響應將完全去關聯且因此將濾除。是以，ATLF 碼片率之變動可用於控制 RFLM 網路之響應範圍。

【0888】又，5.8 十億赫(GHz)下、且一 AV 速度為 30 公尺/秒(大約 110 公里/小時)之 RFLM 都卜勒位移係大約 500 赫(Hz)。另一可能濾波器係使得包跡響應僅針對接近 AV 旁側之 RFLM 訊號達最大，其中徑向速度朝零移動且接著變為負

值。因此，倘期望時，可濾除 AV 前與後方之 RFLM 的響應。

【0889】RFLM 交互調變減輕

【0890】如以上指出者，倘 AVPI 訊號在一 RFLM 處變大，譬如當 AV 緊鄰 RFLM 時，則 ATLF 將處於一軟飽和。這將造成某些訊號交叉耦合，而可在帶內交互調變過大時變為一問題。因此，ATLF 迴路增益降低，以避免 ATLF 之自振盪。

【0891】考慮如圖 175 中二 AV 並排時之情況，其中 AVPI 與第二列中之 RFLM 近乎等距。圖 175 顯示一 AV16510、多重 RF 定位車道信標器 16514、及數個道路車道 16616。

【0892】組合調變忽略延遲及增益因數為

$$s = G_o \exp(j2\pi f_c t) m_2(t) \left(m_A(t) \exp(j2\pi (f_{dA})t) + m_B(t) \exp(j2\pi (f_{dB})t) \right)$$

【0893】其中 $m_A(t)$ 與 $m_B(t)$ 分別為汽車 A 與汽車 B 之 AVPI 的調變訊號。再一次，可提供某軟增益控制，使得 ATLF 如以上所述者相當線性地操作。假定提供此類增益控制，則避免可導致二天線再輻射訊號交互調變之失真。此類交互調變項可導致相對於 LM 定位 AV 之不準確度。

【0894】定位模組處理及車輛位置測定

【0895】已提出一種用於保持 AV 車道定心之系統及方法。為估計實際車輛位置，車輛中之定位模組因其詢問 LM 陣列而可使用各式訊號處理構件在一特定時間決定到 LM 之徑向距離的一估計量。此距離估計用於車輛導航系統中，而數個輸入其中之一用於估計車輛之絕對位置，無論一駕駛車輛或一 AV 皆然。

【0896】當 LM 內含其位置，且將該位置轉移至車輛詢答系統時，從 GPS 取得之準確時間可用於產生相距響應 RFLM 之距離。倘三個或更多 RFLM 響應車輛定位詢答器，則最終結果可用於三角量測 GPS 坐標中之車輛位置。

【0897】針對適當的平直駕駛環境，地形之平直度可用於增加藉三角量測決定之車輛位置準確度。在山區地形及蜿蜒道路中，三角量測更受限。在此等駕駛環境中，RFLM 距離計算可為配備導航系統之車輛擴充位置計算。

【0898】圖 176 中顯示總體車輛導航系統之一方塊圖。圖 176 顯示 GPS 17610、時脈頻率 17612、車輛定位模組 17614、LM 17616、IMU 17618、無線路旁設施 17620、蜂巢式訊號 17622、攝影機、LIDAR 感測器 17624、車輛位置 17626、車輛方位 17628、車輛導航處理器 17630、及電子地圖 17632。從 GPS(或全球導航衛星系統(GNSS))訊號源開始，AV 具有一 GPS 接收器，其追蹤可用 GPS 訊號，且由此決定 1)一頻率參考；及 b)一準確時間訊號。該頻率參考傳遞至該車輛定位模組，以產生詢答訊號，複數個 LM 將響應此等詢答訊號。基於各式處理構件、包含但不限於上述之最大似然方法及 RFLM 包跡處理，車輛決定隨時間變化之相距 LM 徑向距離。可使用時脈頻率在複數個取樣時間例量取複數個 LM 之多重距離量測值，以基於往返訊號時間來決定到各個 LM 之距離。此等距離量測值係與唯一之 LM 識別碼相關聯。該等距離量測值傳遞至車輛導航處理器。由該車輛導航處理器產生車輛絕對位置(反映至電子地圖坐標之 x、y、z)、及來自慣性量測單元(IMU)之車輛方位(偏航、俯仰、及旋轉角)的估計值。為進行此計算，導航處理器(NP)使用任何可取得之資訊，包含

- GPS 資訊；
- 可用蜂巢訊號；
- 來自可用無線路旁設施之資訊；及
- 來自車輛 IMU 之慣性資訊。

【0899】除此以外，NP 將很可能具有攝影機、及或許一 LIDAR 系統，以提供

感測器輸入給導航系統：有許多形式之關聯處理演算法，其比較擷取自攝影機及 LIDAR 之特徵與電子地圖。要點在於，有許多可進入 NP 中之輸入，來自 RFLM 量測值之車輛定位資訊係其中一類型。

【0900】 IMU 內含三軸加速計及三軸時率迴轉儀。IMU 連同 LM 響應提供 NP 充份資訊，以當能見度不足以使電腦視覺演算法憑藉可擷取有用特徵之攝影機及 LIDAR 訊號二者作動時，準確地導航。

【0901】 典型地，NP 演算法將以某形式之貝氏(Bayesian)濾波器為基礎，其可視車輛運動之 6 個自由度(DOF)(x 、 y 、 z 、旋轉、俯仰、偏航)為一狀態向量，此係一多變數隨機過程。該貝氏處理器內含一車輛動態模型，如同其在正常交通量情況下機械地反應。亦即，公路速度下之一車輛將具有顯著之前向動量及有限敏捷性，其提供一平滑機制來結合在不同時間例取樣之多重全異輸入感測器量測值。

【0902】 結果，該等 RFLM 與車輛定位模組之組合係作動如一複雜導航系統之部份，其提供一連續之車輛運動及位置估計。因此，儘管可描述 LM 與車輛之間距離估計的誤差，然可能難以描述導航處理器輸出之總體準確度。

【0903】 然而，RFLM 系統能夠提供準確的車道定位資訊給車輛。倘車輛係一 AV，則達成自動車道定位控制。

【0904】 RFLM 功率考慮因素

【0905】 現在考慮 RFLM 之能量需求。假設 AVPI 產生載波功率 10 毫瓦(mW)到 100mW 之間的一低功率。汽車之前視 AVPI 可具有一大約 10dBi 之天線增益，這可在一小貼身型封裝處於通常微波頻率、及特別地 5.8 十億赫(GHz)下輕易地達成。

【0906】現在假設期望與汽車前方最大約 50 公尺到汽車旁位置點之 RFLM 交互作用。ATLF 將利用一電小天線(ESA)，其具有一大約 5dBi 之增益。理想 RFLM 天線再輻射的輻射場型係在圖 165 中概略描繪。此類場型將與一小微帶天線陣列所生成之大約 10dBi 對應，該小微帶天線陣列係與 RFLM 表面共形。垂直極化可能較容易實現，但非必定為一限制。

【0907】請注意，RFLM 天線反射輻射僅需在某一方向上。前視且後視將在 AV 行跡估計上具有追蹤優勢。這係起因於，可作出 AV 沿道路相當平順地運動之假設。因此，增加後視資訊可能有幫助。可具有一 AV，其在每一隅角具有四個 AVPI 中之一個，且 RFLM 必須支援一前視及一後視 AVPI 二者。這係待由實施者對付之一總體 AV 系統部署問題。

【0908】可基於此，簡略地組配一連線預表。從汽車 AVPI 開始，其以 10 毫瓦分貝(dBm)輻射至一 10dBi 天線中，導致 20 毫瓦分貝等效均元性輻射功率(EIRP)。現在，這傳播 $r=50$ 公尺之範圍，且由 ATLF 天線部份地截收。假定 ATLF 天線具有一大約 5dBi 之增益 G 。因此，RFLM 天線之有效面積為

$$A_{RFLM} = \frac{G^2}{4} \quad 0.001 sq.m$$

【0909】其中 5.8 十億赫(GHz)下 $\lambda = 0.052$ 公尺。因此，具有從 AV 到 50 公尺處 RFLM 之傳播損耗為

$$Loss_{AT \rightarrow RFLM} = 10 \log \frac{4 \pi r^2}{A_{RFLM}} = 10 \log \frac{4 \pi (50)^2}{.001} = 75 dB$$

【0910】因此，進入 RFLM 中之接收訊號係大約 $20 \text{ dBm} - 75 \text{ dB} = -55 \text{ dBm}$ 。

【0911】以 RFLM 內 ATLF 中之 30 分貝增益 G 來提高 RFLM 天線再輻射，而從可具有一天線增益 5dBi 之 RFLM 天線提供一 RFLM 輻射天線再輻射。來自 RFLM

之最終輻射天線再輻射訊號現在大約-20 毫瓦分貝。

【0912】在 AV 處，針對一 10dBi 天線增益下之 AVPI 天線有效面積為

$$A_{AVPI} = \frac{G_{AVPI}}{4} = 0.0021 \text{ sq. meters}$$

【0913】-20 毫瓦分貝之 RFLM 再發射訊號傳播回 50 公尺範圍 r 處之汽車 AVPI 天線，具有損耗為

$$Loss_{RFLM \rightarrow AVPI} = 10 \log \frac{4 r^2}{A_{AV}} = 10 \log \frac{4 (50)^2}{.0029} = 72 \text{ dB}$$

【0914】是以，AVPI 處具有-91 毫瓦分貝返回，可容易偵測到。倘 AVPI 與 RFLM 之間的距離增加至 100 公尺，則到 AVPI 處理之接收功率減少至-103 毫瓦分貝，而這仍可輕易偵測到。

【0915】倘將來自 AV 之輻射功率從 10 毫瓦分貝增加達 100 毫瓦分貝，則在一 100 公尺之 RFLM 範圍，具有 AVPI 處理單元處來自 RFLM 之-8 毫瓦分貝接收功率。倘 RFLM 從 110 毫瓦分貝 EIPR 之淨 AVPI 發射功率提取 90%之能量，則將在從 AVPI 到 RFLM 之 100 公尺範圍下，在 AVPI 處理單元處仍具有-70.8 毫瓦分貝之一接收 RFLM 天線再輻射功率。顯然有大量連線預算表餘裕，以用於 RFLM 處因道路油泥、及污泥外加天氣條件所致之顯著區域傳輸損耗。

【0916】當 AV 接近 RFLM 時，訊號將近似以 R^4 快速成長，其中 R 係 RFLM 與 AV 之間的距離。如以上討論者，可使 ATLF 輸出在某功率位準飽和、或藉降低品質來主動地控制 RFLM 之轉發器增益。這可連結至一類型之 AGC(自動增益控制)電路，此類型 AGC 電路將在 ATLF 迴路內訊號振幅一旦增加超過一給定位準時，降低 ATLF 回授之增益。

【0917】提供 RFLM 電力

【0918】RFLM 必須佈設有某類型可充電電池及/或超級電容器，以允許連續作動。應請注意到，有數種可用於收集之能量型式，譬如緊鄰 RFLM 移動之汽車的機械運動。然而，本章節將討論更多用於保持 RFLM 充電之常見電源。

【0919】作為 RFLM 電源之太陽能電池

【0920】太陽能電池之效率根據所使用的技術而大幅改變。一適當設計可為 5 公分乘 20 公分之電池大小，使得具有 100 平方公分或 0.01 平方公尺。赤道處之太陽大約輻射大約 1600 瓦/平方公尺，使得潛在具有 16 瓦可用。然而，這將在遠離赤道之緯度減小，道路傾斜亦將在一小部份路段朝不適宜方向。太陽能電池轉換效率持續改善，使得假定 20% 合理。因此，考慮起因於太陽能效率及方位不匹配(從正交偏離)之一額外 10 分貝損耗似乎合理，而這導致 1.6 瓦。接著，具有另一損耗預算 16 分貝，這係因通過太陽能電池蓋之穿透損耗所致，該穿透損耗起因於加固電池蓋、灰塵、水層、及一有限量雪與雲遮蔽之通透性損耗。請注意，電池蓋必須充份加固，使其可耐受車輛及除雪機通行。現在降至 40 毫瓦。接著，具有每日陽光循環之問題，使得跨越 24 小時循環之 10 毫瓦平均電力屬合理。如已陳述者，來自太陽能電池之能量將儲存於一超級電容器中、及/或用於補充一可充電電池。

【0921】如此將導致 RFLM 電力消耗必須限制在大約 10 毫瓦之結論。幸虧基於以上之連線預算表計算，提供給 RFLM 之輸出電力綽綽有餘。

【0922】RFLM 部署選擇

【0923】圖 177 顯示一加固 RFLM 之可能實現。圖 177 顯示 RF 定位車道信標器 16514、太陽能電池 17712、及反射器 17714。矩形件 17716 以大約 3 到 4 英吋寬乘 3 或 4 英呎長描繪出 RFLM 系統之圍線。當然，這可根據所遵循之當地道路

標準而改變。上視圖顯示小太陽能電池 17712，其收集恰好足夠之能量來提供 RFLM16514 電力。請認知到，此太陽能源係加固且受灰塵、碎石、雲層、因下雨及某些排洩而來之水連累，且因此具有一低效率。然而，RFLM 將僅消耗 1 毫瓦範圍內之電力。因此，無需大收集表面。太陽能電池將對一超級電容器或其他短期電池裝置充電，而將提供 RFLM 電力。能量儲存應足夠長，使 RFLM 可在無日光下作動 24 小時週期。因此，這可用於涵蓋夜間時段，以及 RFLM 覆以薄雪層直到道路清理後之時期。圖 177 中之下方圖像顯示一略凹陷至柏油層中的 RFLM 剖面。

【0924】使用調變天線反射之感測器數據轉移的有限應用範例

【0925】鐵路

【0926】圖 178 中圖示列車感測器網路應用，其顯示沿軌道之感測器 17810(S)、軌道 17812、列車 17814、沿軌道之讀取器 17816、及從軌道偏移之靜止讀取器 17818。這特別在對付一鐵路問題，其中鐵路車輛上讀取器(R)至軌道旁感測器(S)之距離達 100 公尺。以上之連線預算表顯示，此為一輕易地可能達成之架構。該感測器本身必須具有更大功率輸出，且因此將需要更大瞬時功率。然而，列車典型地不頻發(相對於之前考慮的道路交通流量)。圖 178 中顯示出困難，其中列車車廂上之感測器可從列車發動機上之一 R、或軌道旁之一靜止 R 讀取。另一種實現可為，其中 S 感測器係沿著軌道，且發動機上之 R 讀取器可讀取該等感測器。第三種可能為，列車發動機上之讀取器讀取位於列車車廂、或列車貨物上之感測器(TS)。

【0927】針對 RFLM 應用而言，感測器(S)中之 ATLF 將來自譬如列車發動機所裝設讀取器(R)之接收訊號上的數據加以調變。以列車讀取器(TR)表示該列車發

動機所裝設之讀取器。逐步進行訊號調變，從 TR 之載波訊號開始，其型式為

$$\text{Re}(A_c \exp(j2\pi f_c t))$$

【0928】其中 A_c 係載波之複數振幅，及 f_c 係載波頻率。雷達以一複數值固定量值調變 $m_I(t)$ 來調變該訊號，使得以 $c_I(t)$ 表示之發射訊號為

$$c_I(t) = A_c m_I(t) \exp(j2\pi f_c t)$$

【0929】其中請了解到，實際可觀測訊號係 $c_I(t)$ 之實部。調變 $m_I(t)$ 係對每一 TR 之一獨特編碼。因此，二列車可同時詢問一給定感測器而無數據封包碰撞失效之問題。

【0930】該調變載波訊號從 TR 傳播到感測器之 ATLF，其中進入 ATLF 中之輸入訊號為

$$c_2(t) = G_{TS} c_I\left(t - \frac{d_{ts}}{c}\right) \exp(jkd_{TS}(t))$$

【0931】其中 G_{TS} 係從 TR 到 TS 感測器天線之通道增益，及 d_{ts} 係 TR 到 TS 感測器之間的實體距離，該實體距離係徑向速度之函數而隨時間改變。請注意 d_{ts}/c 係從 TR 到 TS 感測器之時間延遲。

【0932】其餘計算依循以上針對 RFLM 提出者之型式。

【0933】智慧繃帶

【0934】智慧繃帶(SB)正設想作廣泛推展，但其大部份仍屬龐大。此龐大多數起因於提供 SB 模組電力之電池。此等模組典型地使用一藍牙網路連結概念，以將病患資訊傳送到獨立之監視站。

【0935】在一醫院環境中，由於藍牙之有限室內距離，使病患資訊接到適當樓層需要使用中繼器或鏈路，以用於監視器到一基礎設施網路。咸信藉使用 ATLF，

以病患資訊調變 SB 天線反射，可顯著降低此資訊系統之成本。如此，由於低功率 ATLF 可從電力驅動監視系統傳輸提取作動能量，因此不需考慮專用於藍牙操作之電池功率。

【0936】在一家用環境中，可使用與醫院中者相同之 SB。行動方便的住宅病患將鏈結至一家庭監視站，且來自 ATLF 調變 SB 天線反射之天線再輻射訊號的強度將容許在房屋內到處隨意行動而無需中繼器。

【0937】如在參考之 ATLF 申請專利案中討論者，ATLF 將在任何環境下自動地調整 SB 天線對 ATLF 之匹配。針對一病患，因譬如病患定位、或病患皮膚狀態改變所致之關於天線局部阻抗的改變將自動地解決。

【0938】用於基礎設施監視之分佈感測器

【0939】針對感測器分佈於大結構(譬如建築物及橋樑)上、或在長距離上間隔較寬(譬如管線)之應用，可使用 ATLF 天線再輻射增強方法，響應來自一飛越之頭頂無人機、或一行經感測節點之車輛的詢問。

【0940】如此，藉使用調變至天線反射上之低功率 ATLF 天線再輻射增強數據訊號，將來自一有線或太陽能電池供電遙控感測器之一小部份能量減至最小。

【0941】將移動感測器併入 AV 位置模組處理中

【0942】可能與以上針對固定感測器描述之方法類似地併入移動感測器。在此情況下，移動感測器內含有關其位置之資訊，以及特定之感測器數據。本申請案之網路模組將響應 AV 詢答器，提供唯一之感測器識別符，其包含作為一移動感測器之一特殊信標器、連同感測器位置、及相關聯之感測器數據。

【0943】在一移動感測器之特殊情況下，該移動感測器連附至一行人或其他移動車輛，則 AV 處理將保持一分離之此類比移動感測器資料庫。藉移動感測器數

據之更新，AV 可在相距移動感測器之一大距離處推算潛在可能的碰撞，且作動來減輕該碰撞，以及選擇性地通知 AV 乘坐者。

【0944】本案特別地有用於譬如倉儲作業中之機器人車輛，其中此等機器人車輛經程式化以避免此類碰撞。

【0945】ATLXR 耦合多極高品質裝置作為外部諧振器

【0946】外部 BAW/SAW 諧振器範例

【0947】基於聲波晶體上表面波激發之一數位間 SAW 裝置的範例顯示於圖 196 中。圖 196 顯示金屬線 19610、電氣埠 19612、數位間轉換器 19614、表面聲波 19616、及壓電基板 19618。透過該等電氣埠之耦合具有在頻率響應中之一銳高品質諧振。聲波來回橫向移動如圖式所示，這有效率地在一特定頻率耦合二電極。

【0948】一 BAW 諧振器之範例顯示於圖 197 中。圖 197 顯示電氣埠 19710、金屬電極 19712、及石英基板 19714。BAW 需要在聲波晶體晶圓頂部及底部上的電極。圖示出者係用於一 10 百萬赫(MHz)諧振器之一 170 微米厚晶圓。當頻率遠較高時，微波 BAW 如此地遠較薄。結果，具有大電容，其將訊號電磁地分流通過晶體。因此，將對 BAW 操作之頻率可多高具有一限制。必須使用具有最高可能聲速之材料，使得該等電極可進一步分離。

【0949】減輕 SAW/BAW 之溫度改變效應

【0950】一般了解到，SAW 及 BAW 對溫度具有一些敏感性，這通常起因於基板材料剛性，該剛性傾向在較高溫度下減小，導致聲速縮減。這可造成當溫度改變時，諧振極點之數百萬赫(MHz)頻移。ATLXR 可藉由 ATLXR 回授中耦合 ATL_n 諧振器(R)諧振頻率中之一補償偏移來補償該偏移。

【0951】製造期間降低 SAW/BAW 品質

【0952】 值得注意地，可藉由在製造期間設置一些聲波吸收介質於電極之上，而輕易地減少 SAW 之品質。因此，可設計 SAW 具有指定之品質值。

【0953】 同樣地可能藉由在製造期間增加一外部電阻至電極來減少 BAW 之品質。降低 BAW 之品質將使得可較容易藉 ATLXR 作頻率調變。請注意到，BAW 通常為單一諧振器裝置，但可將數個安裝於同一聲波基板上且連接而形成一較高階濾波器。針對設計電極以得到較高階濾波器之多重極點而言的 SAW 靈活性，在 BAW 上將不可能。

【0954】增強低到中品質初級諧振器之品質

【0955】 ATLXR 之實現並不限於譬如一外部諧振器 XR 等初級諧振器為高品質之情況。為提供一初級諧振器 17912 之品質增強範例，考慮如圖 184 所示之 ATLXR 類別 1 實現，其中三個可變次級諧振器 17910 用於 ATLXR 回授迴路 18412 中。該三個 R 可變諧振器之間者係一增益模塊 G 17914，用於隔離該等 R 諧振器 17910。P 係移相器 18014、及 DC 係呈耦合比「c」之定向耦合器 18418 以提供回授訊號。

【0956】 初級諧振器 XR 極點之品質增益係顯示於圖 185，譬如其中初級諧振器之初始迴路品質為 50，且 R 之品質為 5。初級諧振器 XR 之支配極點最靠近在右側之 $j\omega$ 軸，從對應於品質為 50 之極點位置開始。當 ATLXR 迴路增益 G 增加時，初級諧振器 XR 之支配極點朝 $j\omega$ 軸移動，提供一可能大量增加之外部諧振器 F 品質。

【0957】 藉略微解調可變諧振器 R 之頻率，可如圖 186 中所示者品質增強初級諧振器 XR，其中根軌跡點朝 $j\omega$ 軸移動。同時，可看出根軌跡亦在 s 面中移向較

高位置，象徵電路之諧振電路之諧振頻率已略微增加(在本特定範圍中小於 0.5%)。如稍後討論者，該頻移可受控制，以將閉迴路諧振極點精確地置於 s 面中。

【0958】ATLXR 可變諧振器 R 之調諧亦容許 ATLXR 訊號迴路中存在之任意相移的補償。

【0959】圖 187 係顯示針對寄生延遲所誘發之一 90 度相移的響應。請注意初級諧振器 F 之增強極點的頻率偏移。這可藉由控制可變諧振器 R 之 f 來加以補償。請注意到，初級諧振器 XR 在 s 面中移動愈多，次級 R 極點之移動將變得愈大。因此，初級諧振器 XR 極點之移動限制係可變諧振器 R 極點開始干擾通道響應所在之點，藉此產生寄生帶。

【0960】因 ATLXR 實現所致之可調諧 SAW/BAW

【0961】當耦合譬如一 SAW/BAW 等一高品質特徵組件時，一 ATLXR 低品質諧振器可有助於調諧範圍及品質值二者之改變。考慮圖 198 中所示三重高品質諧振器 17912 作為一範例。三個諧振器 f1、f2、f3 中之每一個皆具有一遠超過 100 之品質，且頻率交錯，使得該等諧振器之間極少交互作用。本範例中之諧振頻率選定為 $\omega_1 = 0.99$ 、 $\omega_2 = 1$ 、及 $\omega_3 = 1.01$ 。

【0962】此等固定頻率高品質諧振器係耦合一 ATLXR 訊號迴路，如圖 199 中所示者，其中 F1、F2、及 F3 為諧振器 17912、R 為譬如一 ATL 基諧振器之一諧振器模塊 17910、G 為一增益模塊 17914、P 為一移相器 18014、及 DC 為一定向耦合器 18418。此具有外部諧振器 XR 之 ATLXR 實現的組成為：

【0963】三個並聯之外部高品質諧振器，具有 $Q \approx 100$ ，及

【0964】一訊號迴路，其具有三個低 $Q \approx 5$ 之可變次級諧振器 R，

【0965】藉數個增益緩衝器模塊 G、一移相器 P、及定向耦合器 DC 分隔。

【0966】耦合 ATLXR 訊號迴路之可變次級 ATL 諧振器(R)係在正規化頻率範圍 $\omega = 0.96$ 至 1.03 上掃頻。在圖 200 之根軌跡圖中觀察到，此調諧範圍中之多個不同取樣，可觀察到以下特徵：

【0967】**耦合諧振器頻率響應可調諧：**藉由將此等並聯高性能高品質諧振器併入於使用數個低品質 ATL 諧振器之一 ATLXR 組態中，可導致一可在相對較寬廣調諧範圍上調諧之高品質濾波器。在圖 200 中，外部高品質諧振器 XR 之極點係以「x」符號表示，及零點以「o」符號表示：該等零點係因 BAW 之並聯諧振器連接結構而產生。耦合 ATLXR 及高品質 BAW 諧振器之操作頻率改變係看作，主要根軌跡響應掃頻耦合 ATLXR 諧振器而在 s 面中水平地運動時所致的斜率改變。因此，一高品質支配閉迴路極點提供該濾波器一非常窄頻帶響應，其可在一相對較寬廣頻率範圍—相對於 ATLXR 帶通響應之窄頻寬呈寬廣者上調諧。

【0968】**提供一耦合諧振器品質增加：**圖 200 之圖表序列的另一關鍵點在於，相對較寬廣之頻率調諧範圍係藉耦合諧振器品質之可控制改變完成，而這可能藉多重 SAW/BAW 諧振器實施，該等諧振器係當耦合可調諧次級 ATL 諧振(R)改變時順序地品質增強。耦合 ATLXR 及高品質 BAW 諧振器之品質改變係看作，主要根軌跡響應掃頻 ATLXR 諧振器而在 s 面中水平地運動。

【0969】**提供一製造後耦合諧振器品質減少：**儘管本範例中未顯示出，然 ATLXR 之閉迴路品質壓制係藉由使 ATLXR 增益模塊之增益成為一負值而相似地達成。如此將導致支配 ATLXR 極點在圖 200 之圖表中遠離 $j\omega$ 軸移動，這與品質降低對應。針對 ATLXR，最好使品質稍微低一些，以使其更容易調變。

【0970】ATLXR 中耦合線帶通濾波器之實現

【0971】另一可能實現係使用一如圖 201 中所圖示之耦合線帶通濾波器 20112，

其具有數個並聯之較高品質極點的等效件及 ATLXR 回授電路 20110。將此結合於一 ATLXR 訊號迴路內，可達成一延展於耦合線過濾器頻寬廣度之大調諧範圍，而不致引發先前範例中所強調之高品質增強的困難。此處係一耦合微帶濾波器之範例，其具有可依序品質增強之多重極點，而導致一具有所需適度品質增強之寬廣調諧範圍。

【0972】一具有此類多重外部諧振器 F 之品質增強範例中，考慮第三階巴特沃斯濾波器作為一外部諧振器範例，其具有一頻率響應如圖 202 頂部處所示者。該濾波器可劃分成三個串接第二階區段(SOS)。因此，表現為三個串聯極點，但無如先前範例並聯結構中介於極點之間的零點。當此濾波器響應置於 ATLXR 訊號迴路中時，產生圖 203 之根軌跡響應，看出右側上表明外部諧振器 XR 之中心極點為品質增強者，且二側翼極點更移動入左手平面中。請參考圖 210，其顯示一 ATLXR 組態具有一串聯移相器 18014 及增益模塊 17914 設置之高品質外部諧振器 17912。

【0973】如先前者，倘 R 諧振器調諧為較高之諧振頻率，則外部濾波器諧振器之上方極點在其朝 $j\omega$ 軸移動時品質增強。同樣地，倘 R 諧振器調諧為較低之諧振頻率，則外部濾波器諧振器之下方極點在其遠離 $j\omega$ 軸移動時品質壓制。

【0974】最後指出，可使用如圖 204 中所示之一波導濾波器 20410，作為如圖 201 中之平面印刷電路濾波器的另一選擇。

【符號說明】

- 【0975】 110 緩衝器
- 112 諧振器耦合
- 114 可變諧振器

116	縮放/增益模塊
118	主路徑
120	迴路
120a	回授路徑
210	寬虛描跡
212	窄虛描跡
214	寬實描跡
218	黑箭頭
310	諧振器模塊
312、314	控制輸入
410	輸入
412	輸出
414	組合器
416	諧振器
510	極點
512	行跡
514、516	線
612	量值
614	相位
710	並聯諧振SOS
712	品質增強
714	控制電壓

810	輸入
814	輸出
910、912	極點
914a、914b	行跡
916a、916b	行跡
1110	量值
1112	相位
1210、1212	極點
1214、1216	根行跡
1310、1312	極點
1314c、1316c	行跡
1410	諧振器
1510	正G之正頻率閉迴路極點的根軌跡
1610	負G之根軌跡
1702	品質增強
1710	品質壓制($G=-0.5$)
1712	中立品質($G=0$)
1714	品質增強($G=0.15$)
1810、1812、1814	正規化頻率值
2110、2112	箭頭
2210	x
2212、2214	偏移

2310、2312、2314 線

2410 頻率響應

2610、2612、2614 線

2710 量值

2712 相位

3210 微處理器

3212 晶體參考器

3214 控制脈寬調變

3216 頻率合成器

3218 溫度感測器

3220 計頻器

3222 降頻轉換器

3224 功率偵測器

3226 類比數位轉換器

3228 LUT

3410 諧振器

3412 輸入

3414 輸出

3510、3610 頻率

3512、3612 相位

3812 輸入

3814 組合器

3818	輸出
3914	ATL1頻帶
4210	返回曲線
4212	奈奎斯曲線
4310	電阻器
4312	電容器
4314	電感器
4316	訊差放大器
4610	輸出
4612	輸入
4614	電流調整
4818	輸出
4910	諧振器
4918	輸入
4920	輸出
5210	$G=0$
5212	$G<0$
5214	$G>0$
5310	遠程源
5312	輻射波
5314	線偶極
5410	實數部份

5412	虛數部份
5810	小環形天線
5910	天線
5912	濾波器網路
5914	收發器
5916	ATLn
5920	接地面
6210	阻抗不匹配天線
6212	ATL埠
6214	ATL 諧振器
6216	ATL增益模塊
6218	輸出
6410	定向耦合器
6412	輸出分離器
6416	回授迴路
6418	縮放模塊
6420	輸入埠
6710	天線
6712	L、C匹配
6714	收發器晶片
6716	SAW無線電頻率濾波器
6718	電池

6720	時脈晶體
6722	金屬電極
6814	移相器
6818	輸入
6820	輸出
7310	無延遲
7312	有限延遲
7314	無窮大延遲
7410	測試發射天線
7412	接受天線
7414	Z_{load}
7510	降頻轉換器(電阻器)
7512	功率偵測器(源)
7610	源
7612	電阻器
7710	源
7712	電感器
7716	接收器
7718	電容器
7720	SNR量測
7722	SNR最佳化器
7910	黑盒子接收器電路

7912	源
8010	輸入
8012	循環器
8014	增益縮放模塊
8016	移相器
8018	輸出
8020	源
8022	迴路
8110	源
8112	電阻器
8116	RF電壓源
8210	源
8610	電感器2埠s參數
8612	回復
8810	奈奎斯圍線
8812	圓
8910	天線
8912	阻抗匹配
8914	接收器無線電頻率(RF)/中間頻率(IF)
8916	數據解調處理
8918	SNR估計
8920	SNR最佳化演算法

- 9012 ATLF
- 9014 接收器無線電頻率(RF)/中間頻率(IF)/基頻(BB)
- 9016 基頻等化器
- 9020 內較快迴路
- 9022 外較慢迴路
- 9210 穩定區域
- 9212 不穩定區域
- 9214 具有相同指數型衰減之多個點的軌跡
- 9216 具有相同指數型增長之多個點的軌跡
- 9218 外奈奎斯圍線
- 9310 交流電壓源
- 9410 天線(串聯LRC)
- 9412 負電阻
- 9510 小環形迴路天線
- 9512 變容器
- 9514 定向耦合器
- 9516 增益模塊
- 9610、9810、9812、9814、9816、9818 線
- 10012 天線
- 10110 反射係數
- 10310 天線反射
- 10312 定向耦合器

10314 移相器

11012 反向耦合器

11210 天線模型

11218 耦合電容器

11220 電阻器

11222 電感器

11312 定向耦合器

11316 輸出

11320 終端

11322 天線

11324 雙向混合成耦合器及移相器

11326 負阻抗

11328 天線

11330 電阻器

11332 電容器

11334 電感器

11336 混成耦合器

11338 負阻抗放大器(可變電容二極體)

11340 電容器

11342 電感器

11344 電阻器

11346 可變電容二極體

11410 輸入

11412 90°混成耦合器

11416 3分貝分離器

11422 Z_{term}

11510 方案

11512 方案

11610 交流(AC)電壓源

11612 電阻器

11614 電感器

11810 電阻器

11812 源

11814 電流源

11910 4埠定向耦合器

11912 增益

11916 接地

11918 移相器

12010 天線

12012 ATL1

12014 低雜訊放大器(LNA)

12016 匹配網路

12026 負電抗

- 12028 耦合器
- 12030 縮放、諧振器、及相位模塊
- 12034 輻射元件
- 12036 積體定向耦合器
- 12810 操作點
- 12812 環路
- 12910 部份奈奎斯圖
- 13010 校準之奈奎斯軌跡
- 13012 操作點
- 13014 期望之中心頻率
- 13016 天線阻抗改變後之操作中心頻率
- 13018 實際操作之奈奎斯軌跡
- 13110 期望之中心頻率
- 13112 定心於期望頻率之頻率響應
- 13114 失準頻率響應
- 13210 實際操作之奈奎斯軌跡
- 13212 初始校準之奈奎斯軌跡
- 13214 初始操作點
- 13216 操作時之新操作點
- 13312 降頻轉換器
- 13314 低通濾波器
- 13316 基頻訊號功率偵測器

- 13318 類比數位轉換器
- 13320 無線電頻率功率偵測器
- 13322 類比數位轉換器
- 13324 參考晶體
- 13326 本地振盪器(LO)合成器
- 13410 天線
- 13420 微處理器
- 13422 LUT
- 13428 降頻轉換器
- 13430 控制(數位類比轉換器(DAC))
- 13810 物件
- 13812 天線
- 13814 天線接地板
- 13816 天線埠
- 14410 天線
- 14412 4埠耦合器
- 14610 天線
- 14612 開關陣列
- 14614 ATLa
- 14616 ATLb
- 14618 降頻/升頻轉換與ADC/DAC取樣
- 14620 ATL控制

- 14622 基帶處理
- 14624 LO/ADC時脈合成器
- 14626 功率調節
- 14628 收發器晶片
- 14630 時脈晶體
- 14632 電源
- 14634 控制線
- 14714 降頻轉換ADC取樣
- 14914 衰減器
- 15014 升頻轉換DAC取樣
- 15310 耦合器
- 16214 振幅降頻轉換ADC處理
- 16310 源發射器/存取點
- 16312 發射器訊號
- 16314 ATLF
- 16316 數據輸出
- 16318 接收器(回波解調器)
- 16320 發射器
- 16322 天線
- 16324 循環耦合器
- 16326 天線
- 16328 ATLn

- 16330 調變之數據輸入
- 16332 送接收器之輸出
- 16410 多重R
- 16412 多重S
- 16510 自駕車(AV)
- 16512 無線電頻率(RF)定位詢答器
- 16514 無線電頻率(RF)定位車道信標器(RFLM)
- 16614 識別符(ID)
- 16616 道路車道
- 16710 天線
- 16712 移相器
- 16714 負阻抗增益
- 16716 包跡偵測器
- 16718 包跡分析濾波器
- 16720 控制回授
- 16722 總和器
- 17610 全球定位系統(GPS)
- 17612 時脈頻率
- 17614 車輛定位模組
- 17616 車道信標器(LM)
- 17618 慣性量測單元(IMU)
- 17620 無線路旁設施

17622 蜂巢式訊號

17624 攝影機、LIDAR感測器

17626 車輛位置

17628 車輛方位

17630 車輛導航處理器

17632 電子地圖

17710 RF定位車道信標器

17712 太陽能電池

17714 反射器

17716 矩形件

17810 感測器

17812 軌道

17814 列車

17816 讀取器

17818 靜止讀取器

17910 可變諧振器

17912 外部諧振器

17914 增益模塊

17916、17918 控制

18010、18012 組件

18014 移相器

18018 控制

- 18110 極點
- 18112 零點
- 18412 ATLXR回授迴路
- 18418 定向耦合器
- 18822 訊號輸出
- 18826 g(控制)
- 18828 訊號輸入
- 18830 晶片整合電路
- 18910 粗頻率控制
- 19012 控制
- 19210 BAW/SAW 諧振器
- 19212 印刷電路板(PCB)印刷諧振器
- 19214 晶片天線
- 19216 開關矩陣
- 19218 ATLXR電路模塊
- 19220 一般ATLXR晶片
- 19310 通孔連接
- 19312 饋線
- 19410 ATLXR晶片
- 19412 多重諧振器
- 19512 晶片天線
- 19514 帶線諧振器

19610 金屬線

19612 電氣埠

19614 數位間轉換器

19616 表面聲波

19618 壓電基板

19710 電氣埠

19712 金屬電極

19714 石英基板

20110 ATLXR回授電路

20112 帶通濾波器

20410 波導濾波器

20610 循環器

20612 增益/相位模塊

20702 訊號彈離天線

20704 反定向耦合器

20812 雙向相位調諧器

20814 負電阻元件

20902 天線

21102 箭頭

【發明申請專利範圍】

【請求項1】 一種諧振電路，其包括：

一訊號迴路，具有一輸入、一輸出、及一閉迴路頻率響應，該訊號迴路包括：

一第一組件，包括一初級諧振器，該初級諧振器具有一初級頻率響應；及

一第二組件，包括至少一可調整諧振器，該至少一可調整諧振器具有一可調整頻率；及

一可調整縮放模塊，施加一增益因數；

其中該第一組件、該第二組件以及該可調整縮放模塊在該訊號迴路中串聯連接，以及其中該第一組件由一第一材料製作，及該第二組件由不同於該第一材料之一第二材料製作；及

一控制器，連接至該至少一可調整諧振器及該可調整縮放模塊，該控制器包括複數個指令，以藉控制該至少一可調整諧振器之該可調整頻率及該可調整縮放模塊之該增益因數，調整該閉迴路頻率響應趨向一期望之閉迴路頻率響應。

【請求項2】 如請求項1所述之諧振電路，其中該第一組件與該第二組件由分離且互有區別之組件製作。

【請求項3】 如請求項1所述之諧振電路，其中該初級諧振器具有一初級品質因數，其較該至少一可調整諧振器之一品質因數高一大約10或更多之因數。

【請求項4】 如請求項1所述之諧振電路，其中該初級諧振器具有一初級品質因數，其較該至少一可調整諧振器之一品質因數高一大約100或更多之因數。

【請求項5】 如請求項1所述之諧振電路，其中該初級諧振器之該初級頻率響應在該期望頻率響應之一既定誤差因數內，及該控制器在該初級諧振器之該既定誤差因數內控制該閉迴路頻率響應。

【請求項6】 如請求項1所述之諧振電路，其中該初級諧振器係一固定諧振器、或一可調諧諧振器。

【請求項7】 如請求項1所述之諧振電路，其中該初級諧振器係一天線，及該天線包括該訊號迴路之該輸入。

【請求項8】 如請求項1所述之諧振電路，其中該訊號迴路尚包括一移相器，該移相器施加一可調整延遲因數，該控制器被連接來控制該移相器。

【請求項9】 如請求項1所述之諧振電路，其尚包括複數個串聯或並聯連接之可調整諧振器。

【請求項10】 如請求項1所述之諧振電路，其中該初級諧振器係一電氣諧振器、一電磁諧振器、一機械諧振器、或一基於材料特性之諧振器。

【請求項11】 如請求項1所述之諧振電路，其尚包括複數個並聯或串聯連接於該訊號迴路內之初級諧振器。

【請求項12】 一種修飾一諧振電路之一閉迴路頻率響應的方法，其包括步驟：

提供該諧振電路，該諧振電路包括一訊號迴路，該訊號迴路具有：

一輸入；

一輸出；

一第一組件，包括一初級諧振器，該初級諧振器具有一初級頻率響應；

應；

一第二組件，包括至少一可調整諧振器，該至少一可調整諧振器具有
一可調整頻率；及

一可調整縮放模塊，施加一增益因數；

其中該第一組件由一第一材料製作，及該第二組件由不同於該第一材料之
一第二材料製作；及

控制該至少一可調整諧振器之該頻率及該可調整縮放模塊之該增益因數，
以調整該諧振電路之該閉迴路頻率響應趨向一期望之閉迴路頻率響應。

【請求項13】 如請求項12所述之方法，其中該初級諧振器具有一初級品質因
數，其較該至少一可調整諧振器之一品質因數高一大約10或更多之因數。

【請求項14】 如請求項12所述之方法，其中該初級諧振器具有一初級品質因
數，其較該至少一可調整諧振器之一品質因數高一大約100或更多之因數。

【請求項15】 如請求項12所述之方法，其尚包括步驟為調整該初級諧振器之
一諧振操作頻率。

【請求項16】 如請求項12所述之方法，其中該初級諧振器係一天線，及該天
線包括該訊號迴路之該輸入。

【請求項17】 如請求項12所述之方法，其中該訊號迴路尚包括一移相器，及
其中調整該閉迴路頻率響應尚包括調整該移相器之相位。

【請求項18】 如請求項12所述之方法，其尚包括複數個可調整諧振器串聯或
並聯連接。

【請求項19】 如請求項12所述之方法，其中該初級諧振器係一電氣諧振器、
一電磁諧振器、一機械諧振器、或一基於材料特性之諧振器。

【發明圖式】

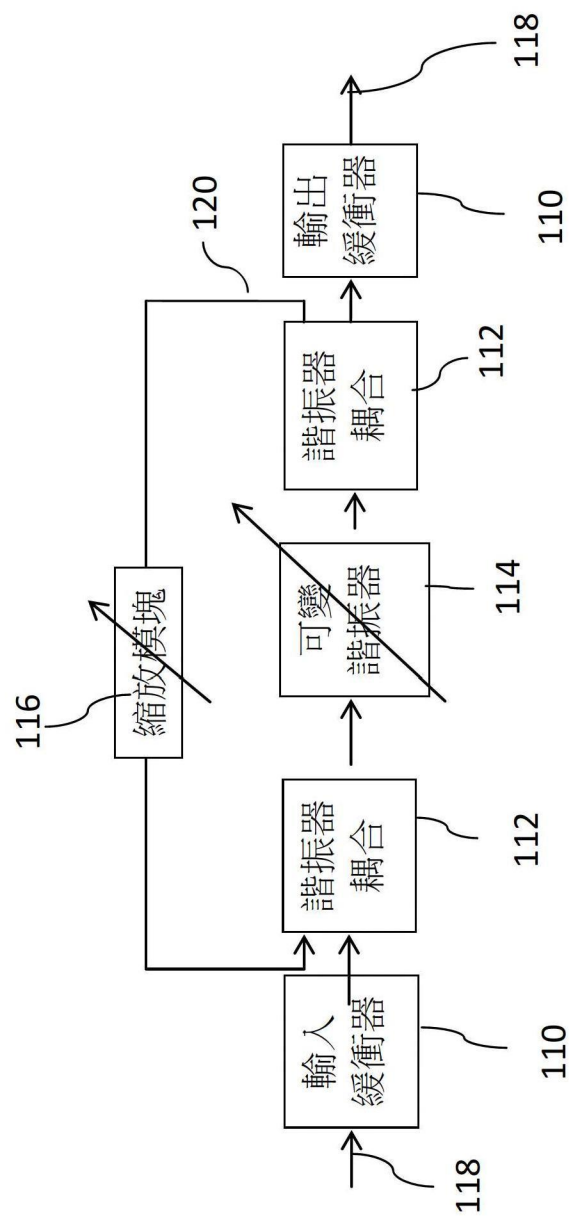


圖 1

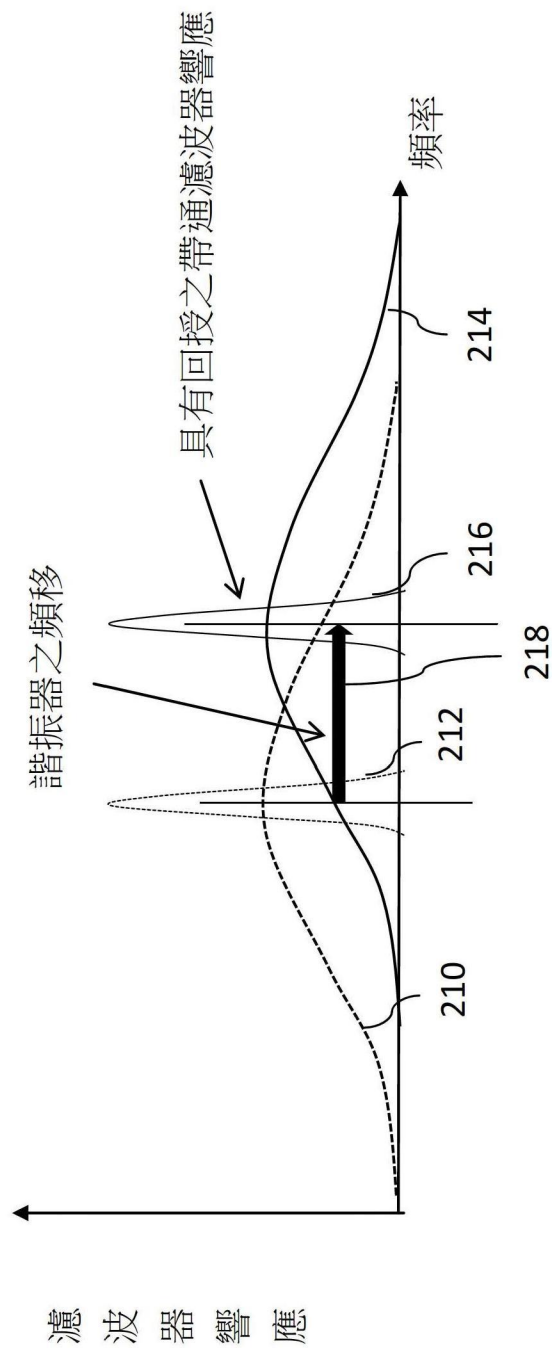


圖 2

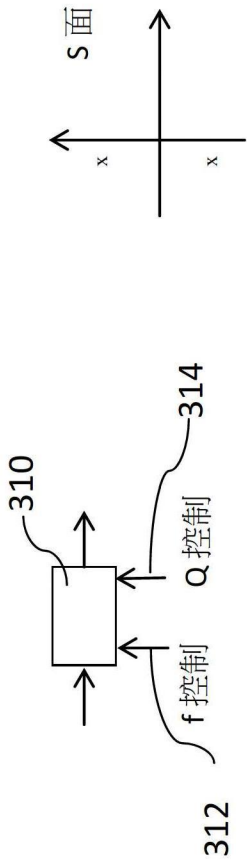


圖 3

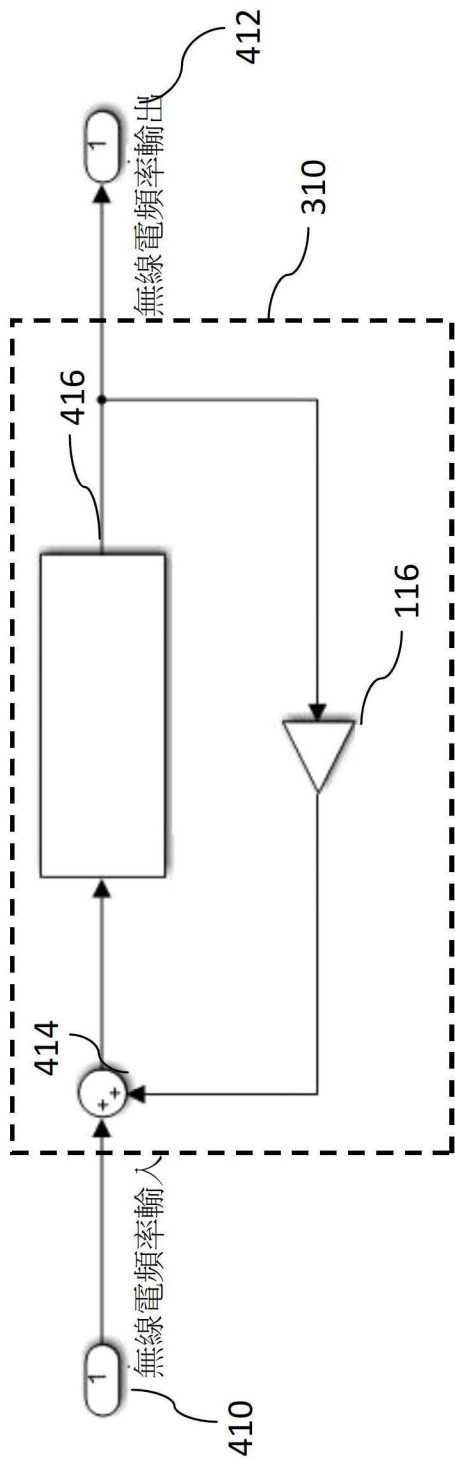


圖 4

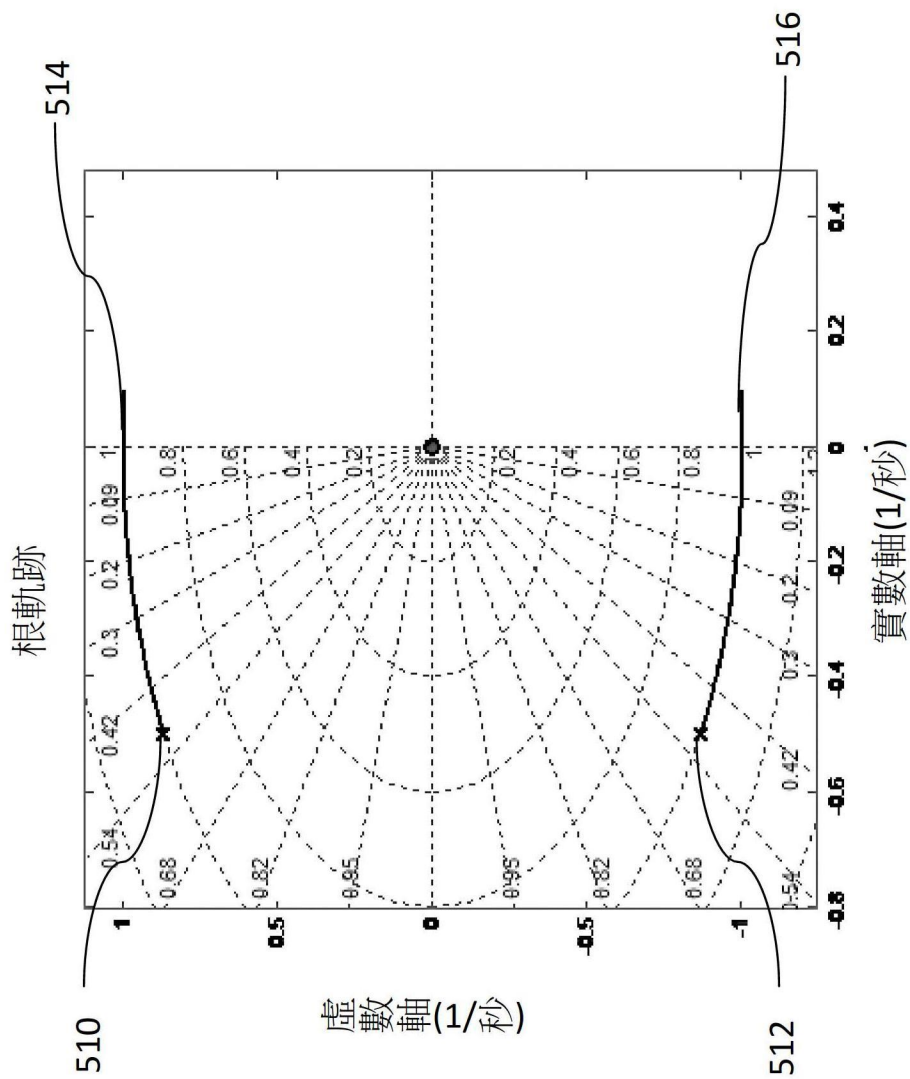


圖 5

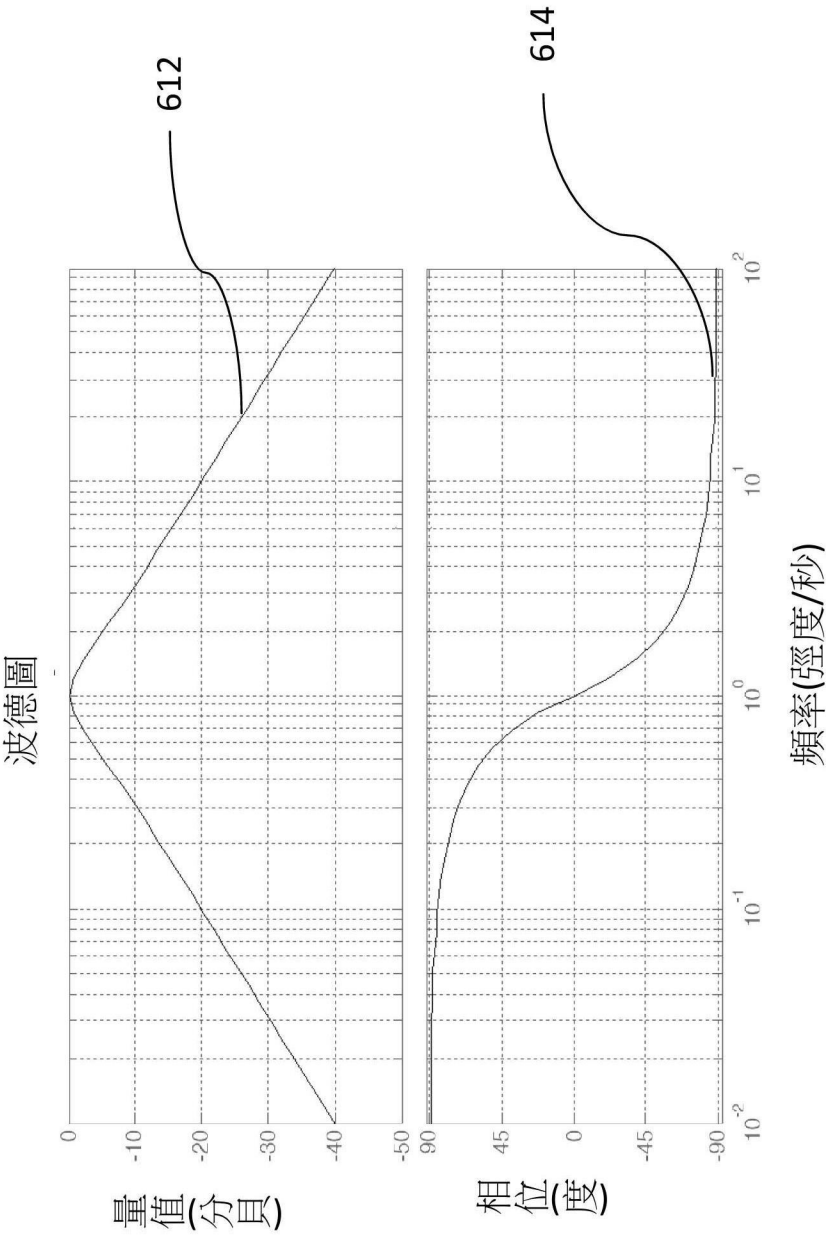


圖 6

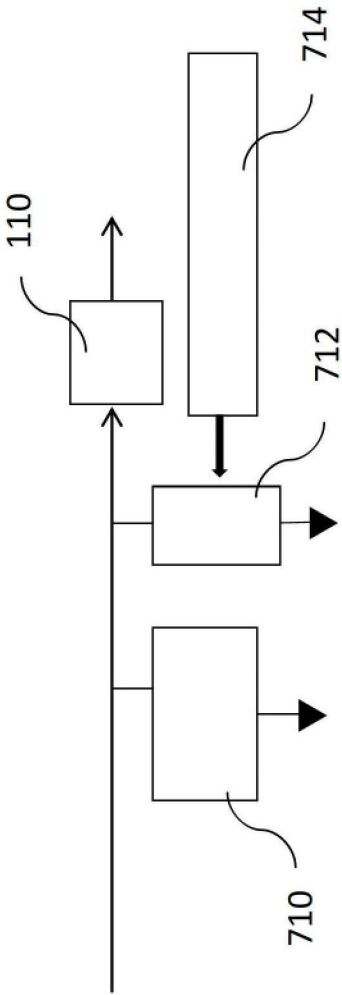


圖 7

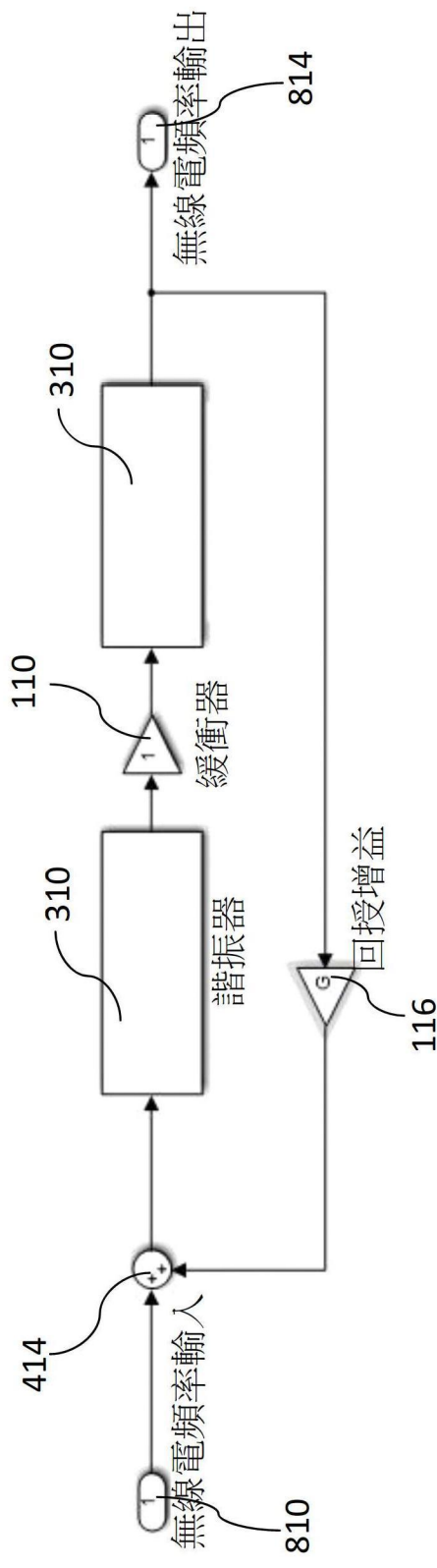


圖 8

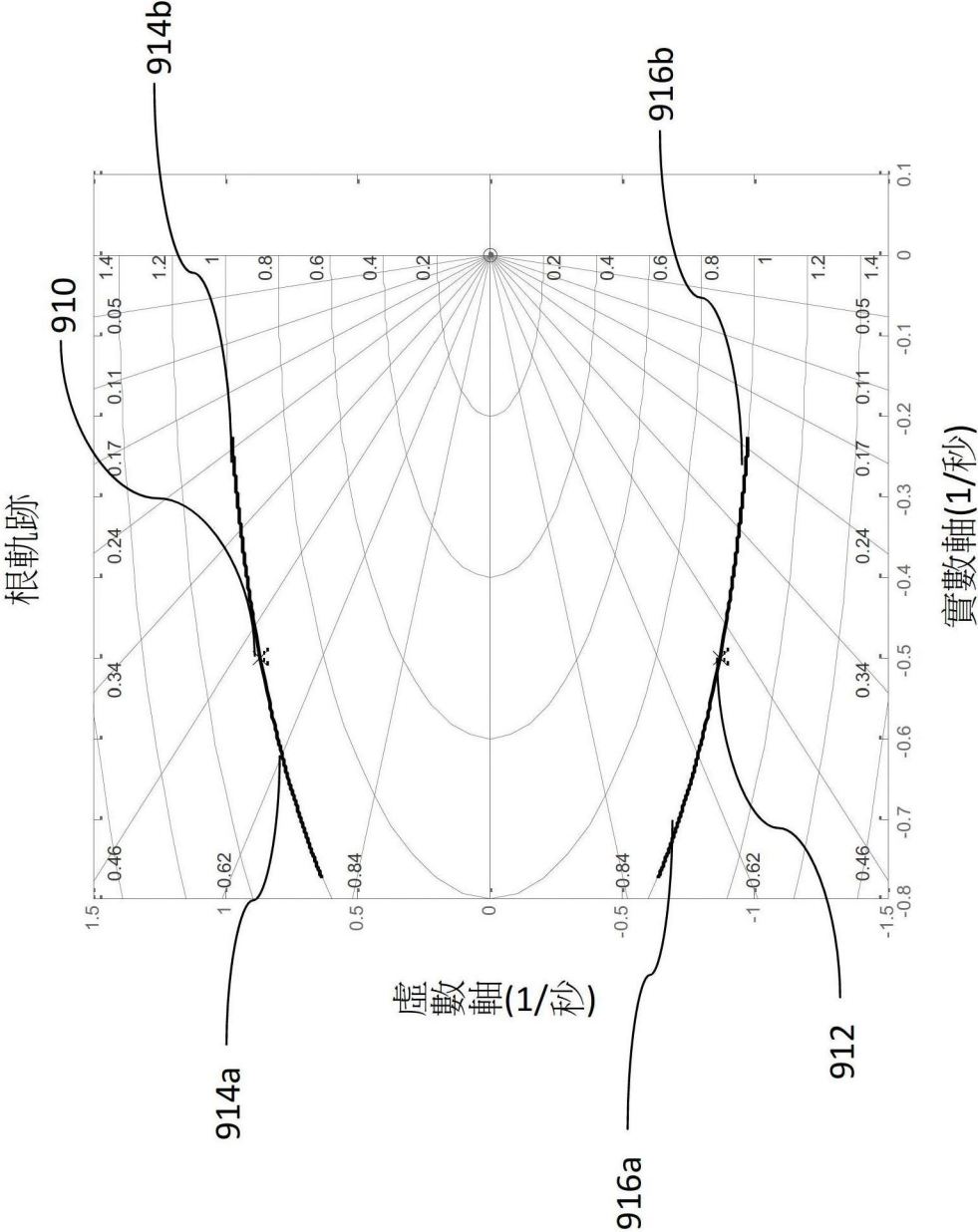


圖 9

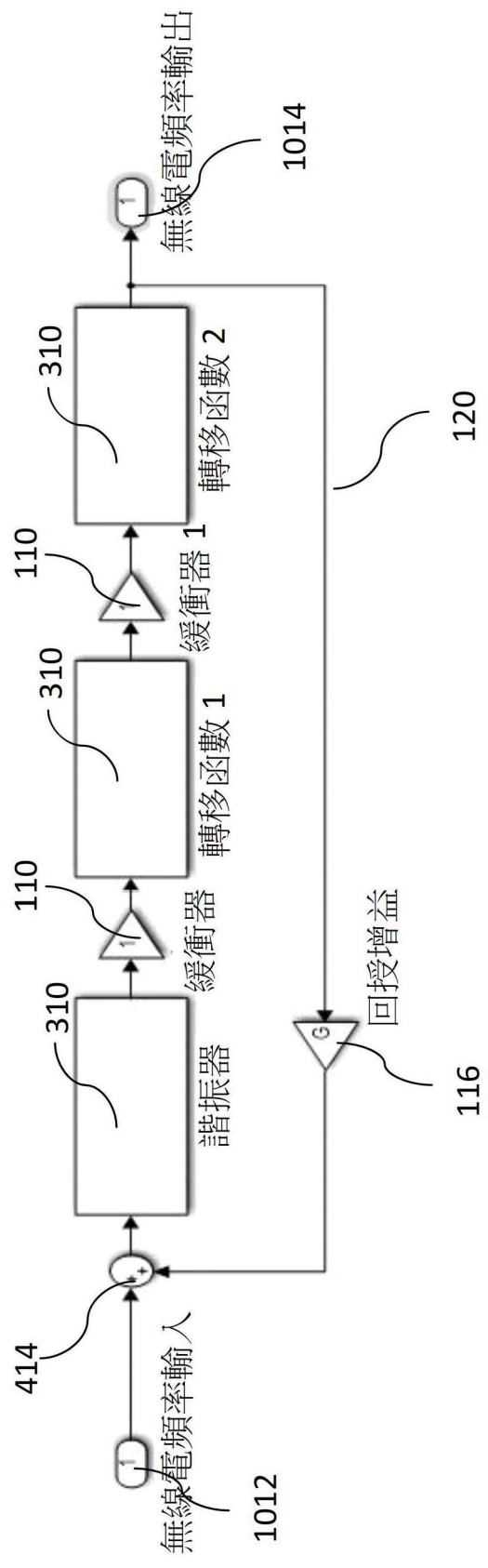


圖 10

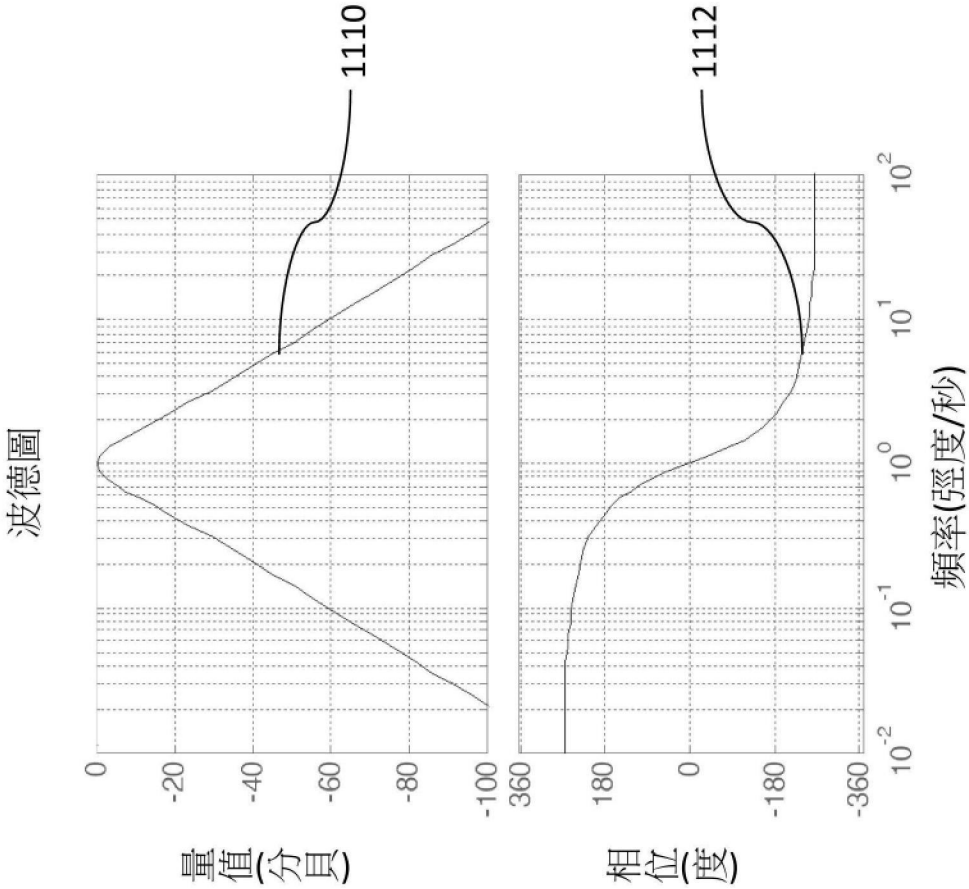


圖 11

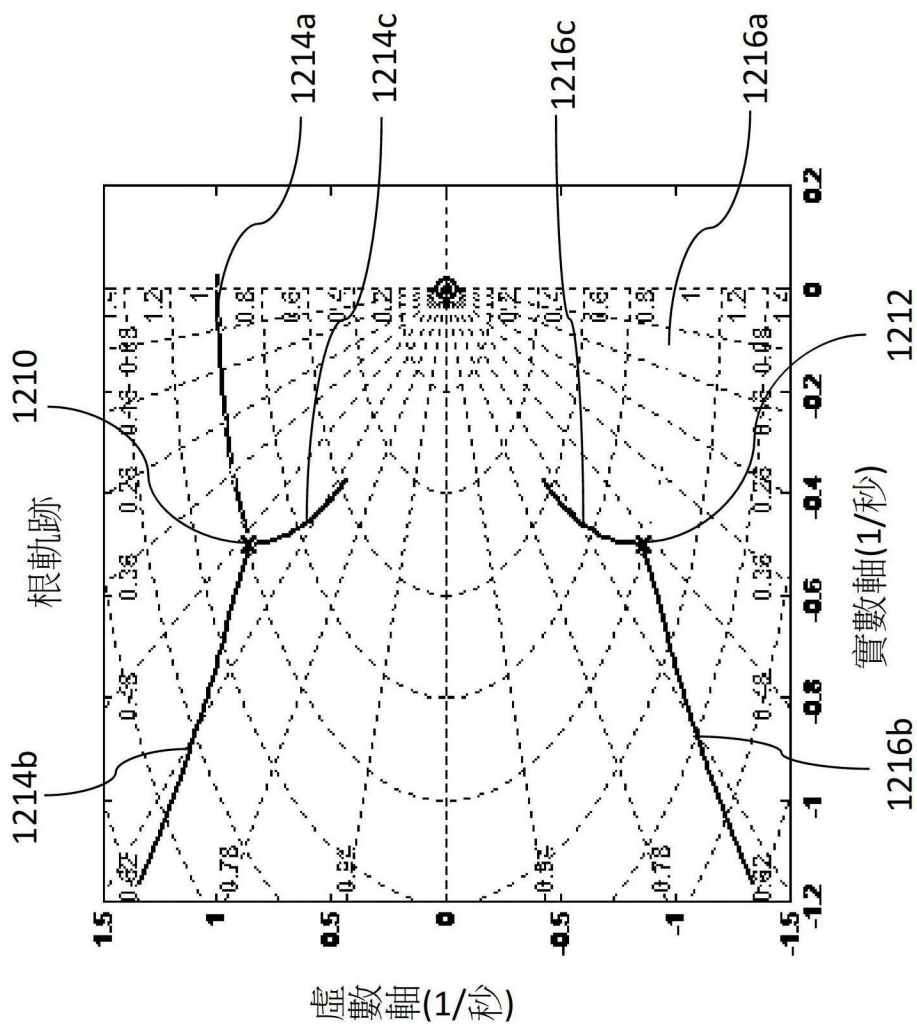


圖 12

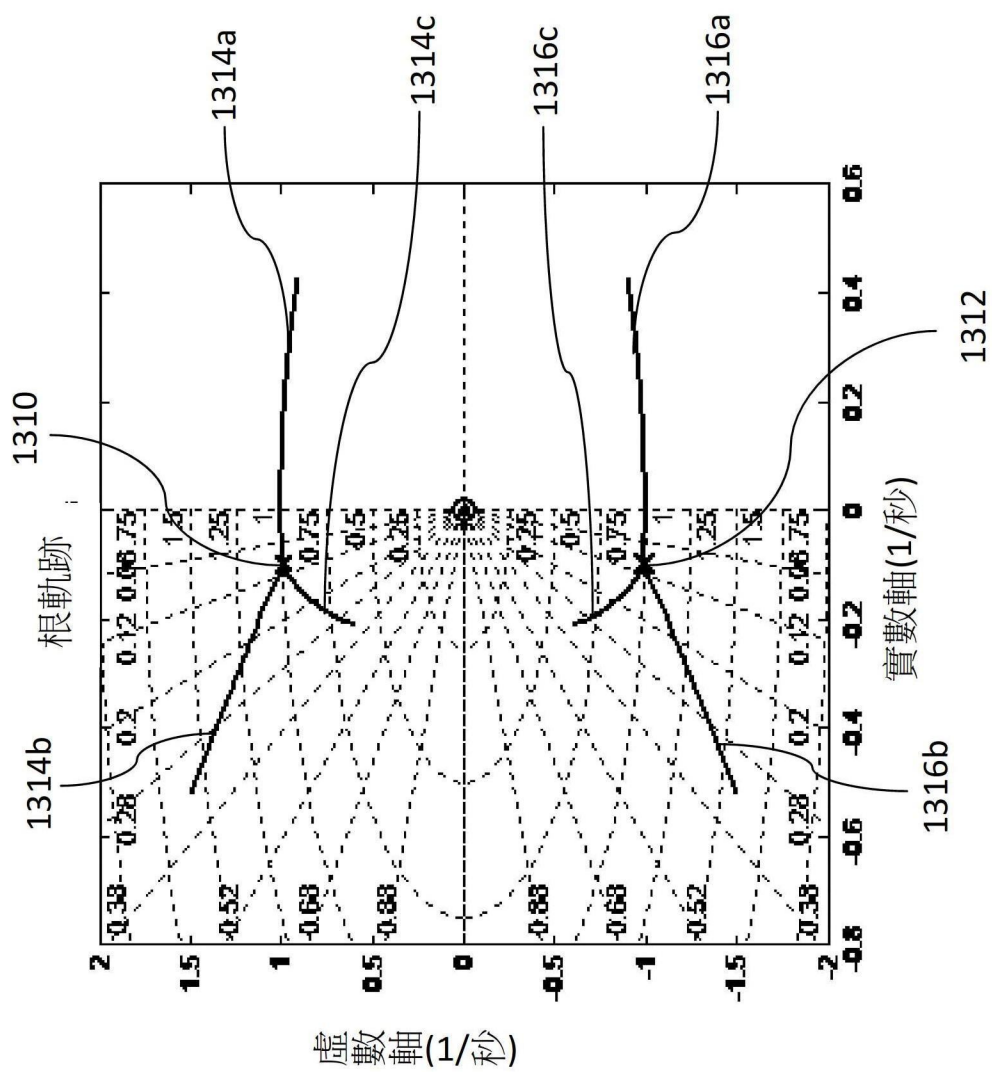


圖 13

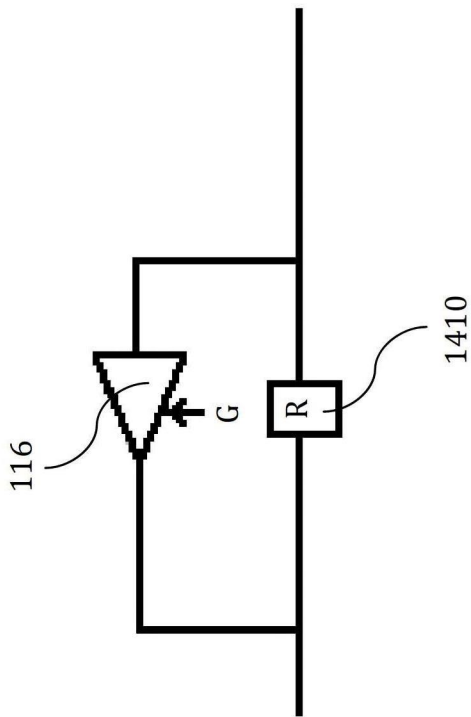


圖 14

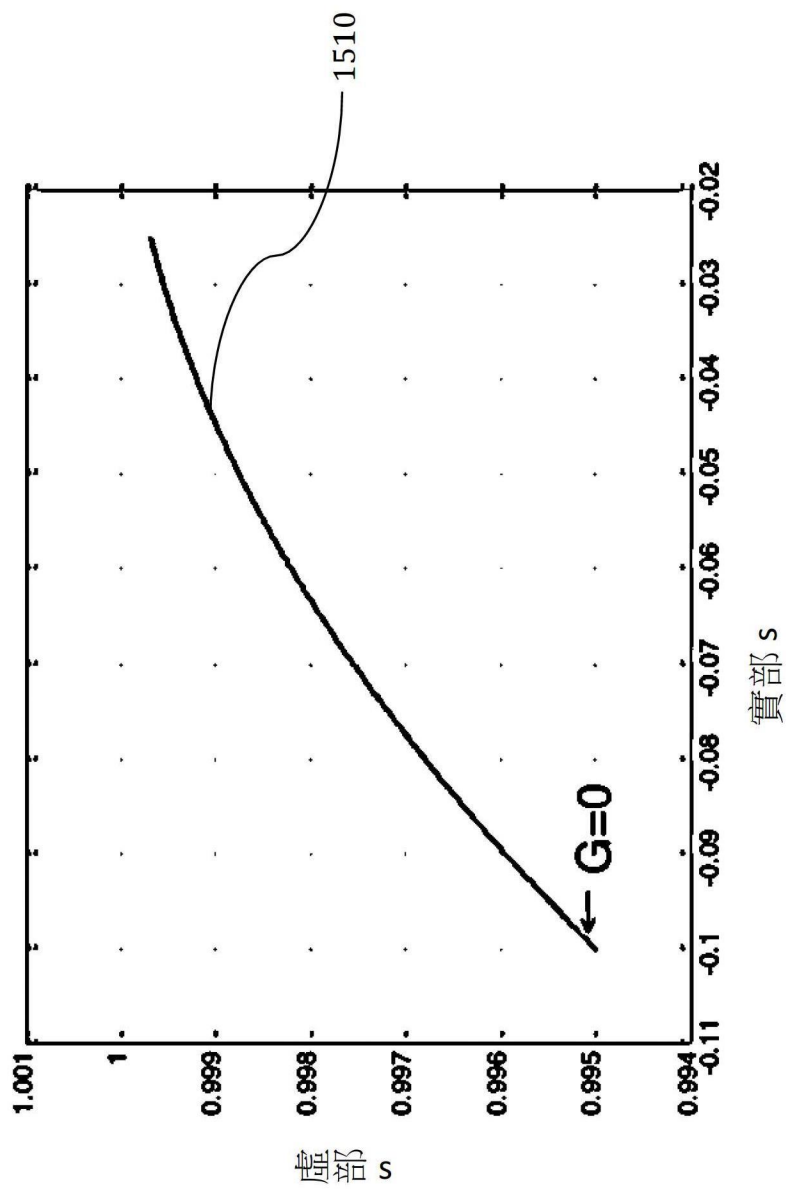


圖 15

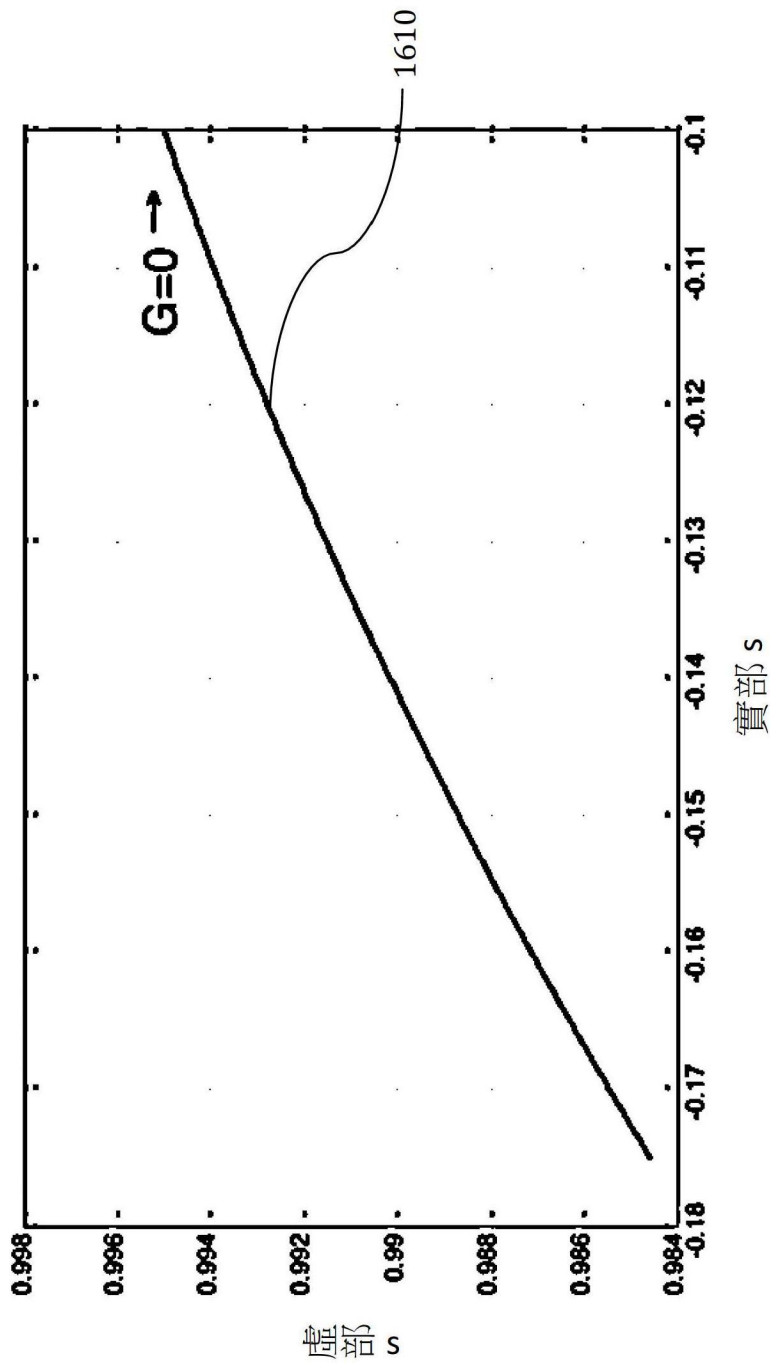


圖 16

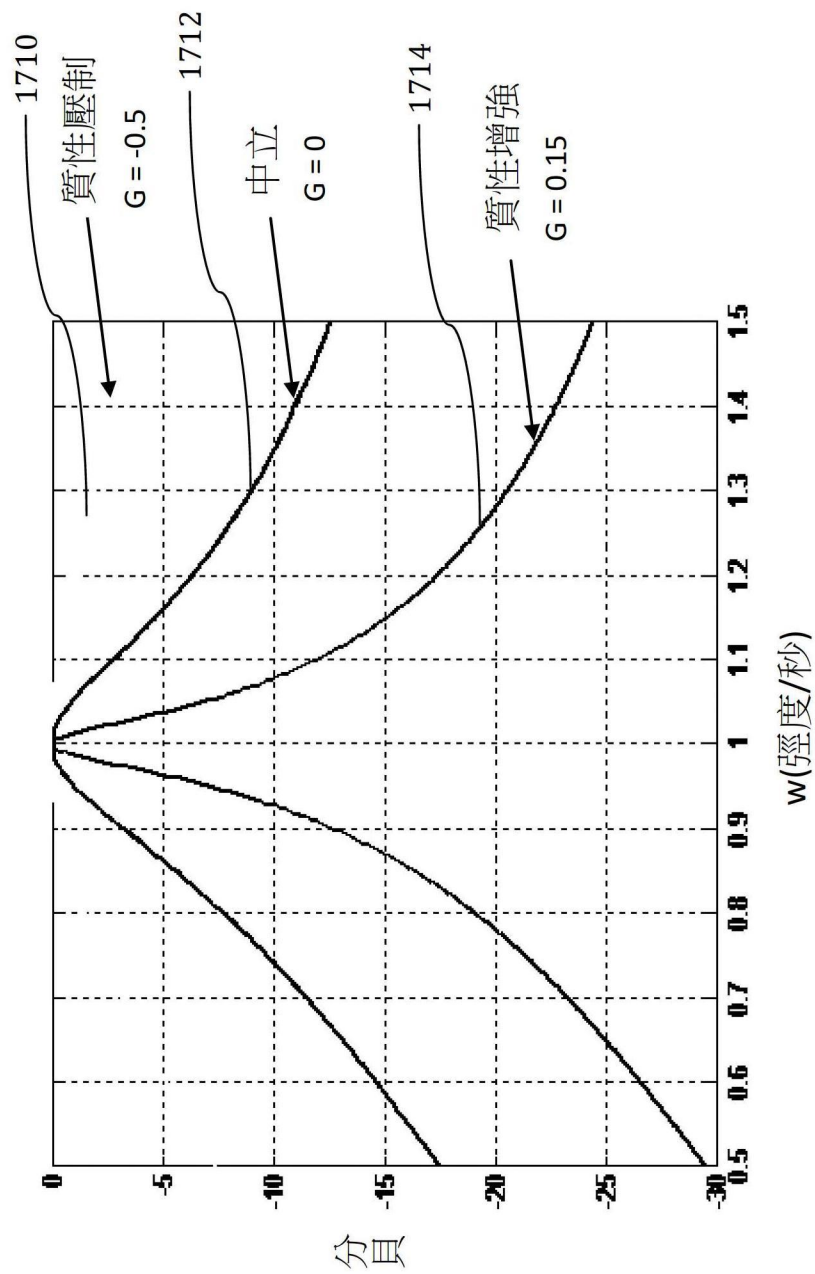


圖 17

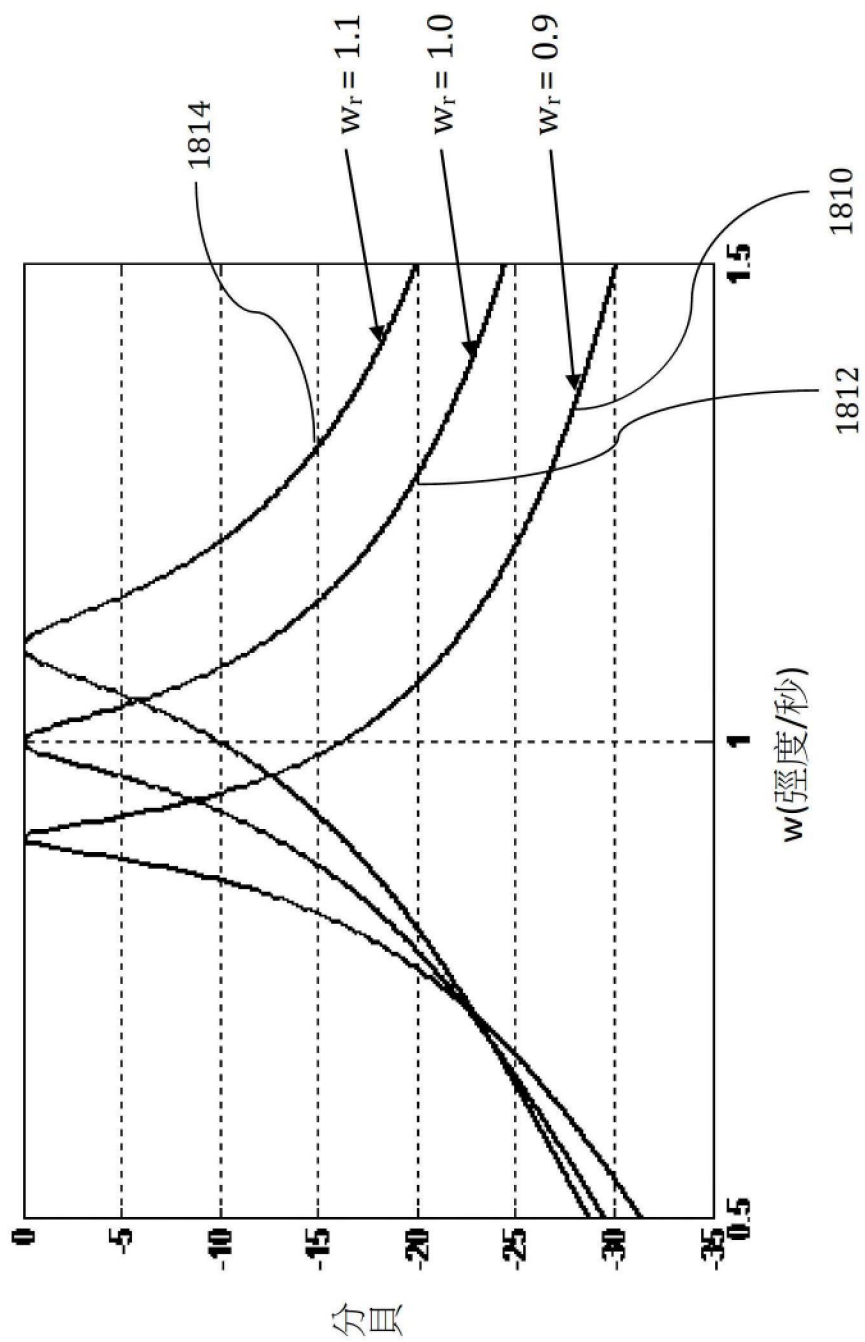


圖 18

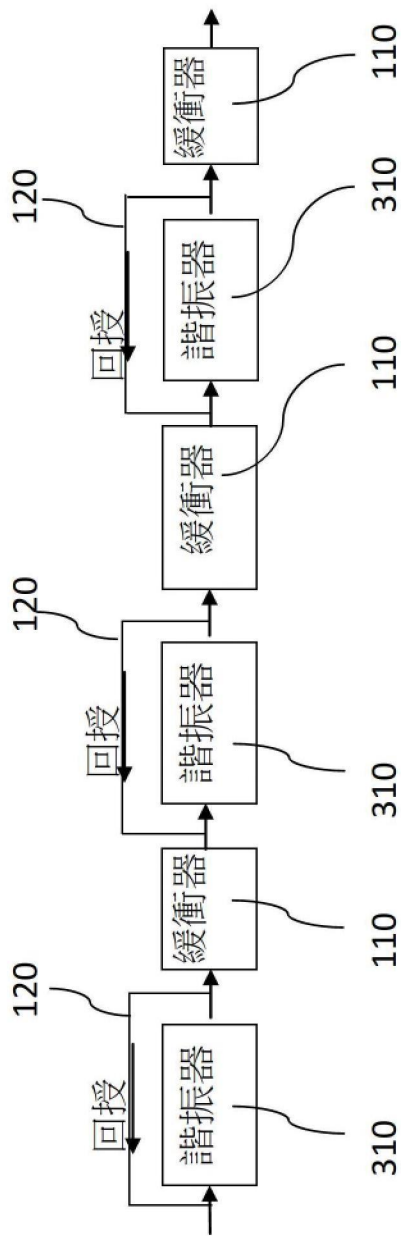


圖 19

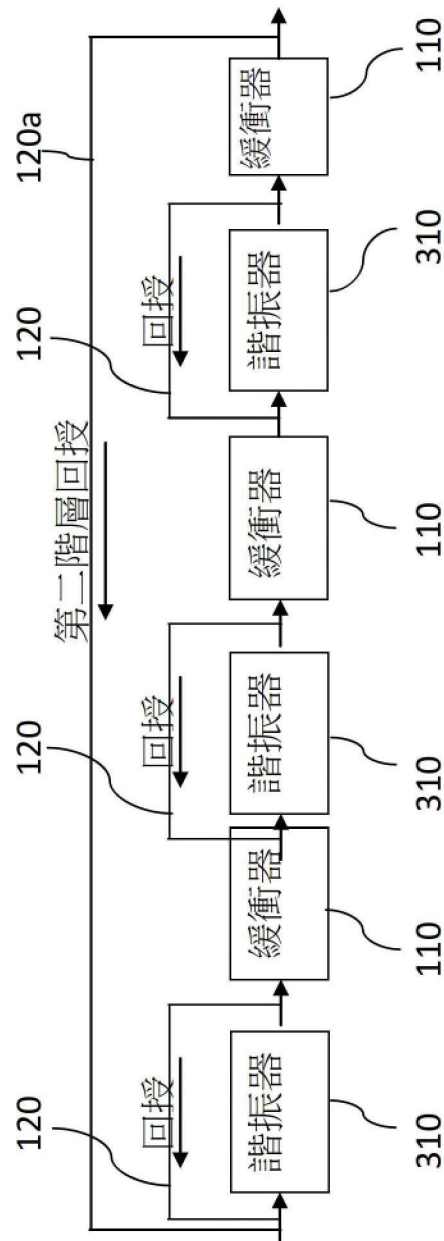


圖 20

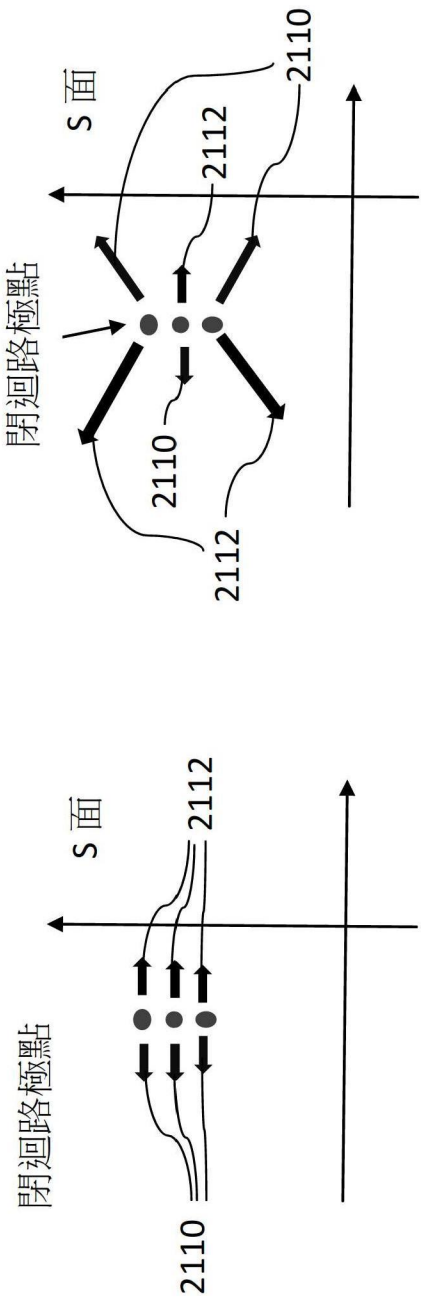


圖 21

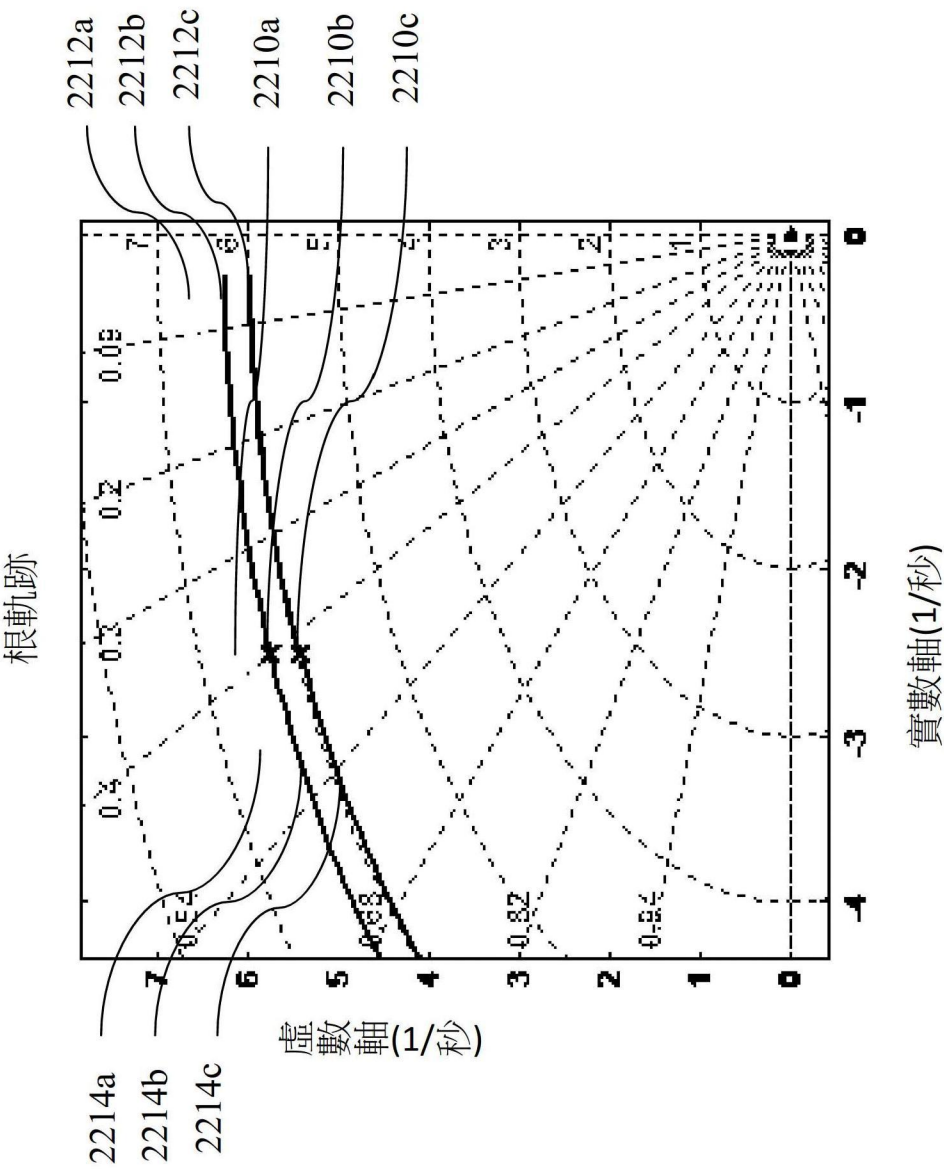


圖 22

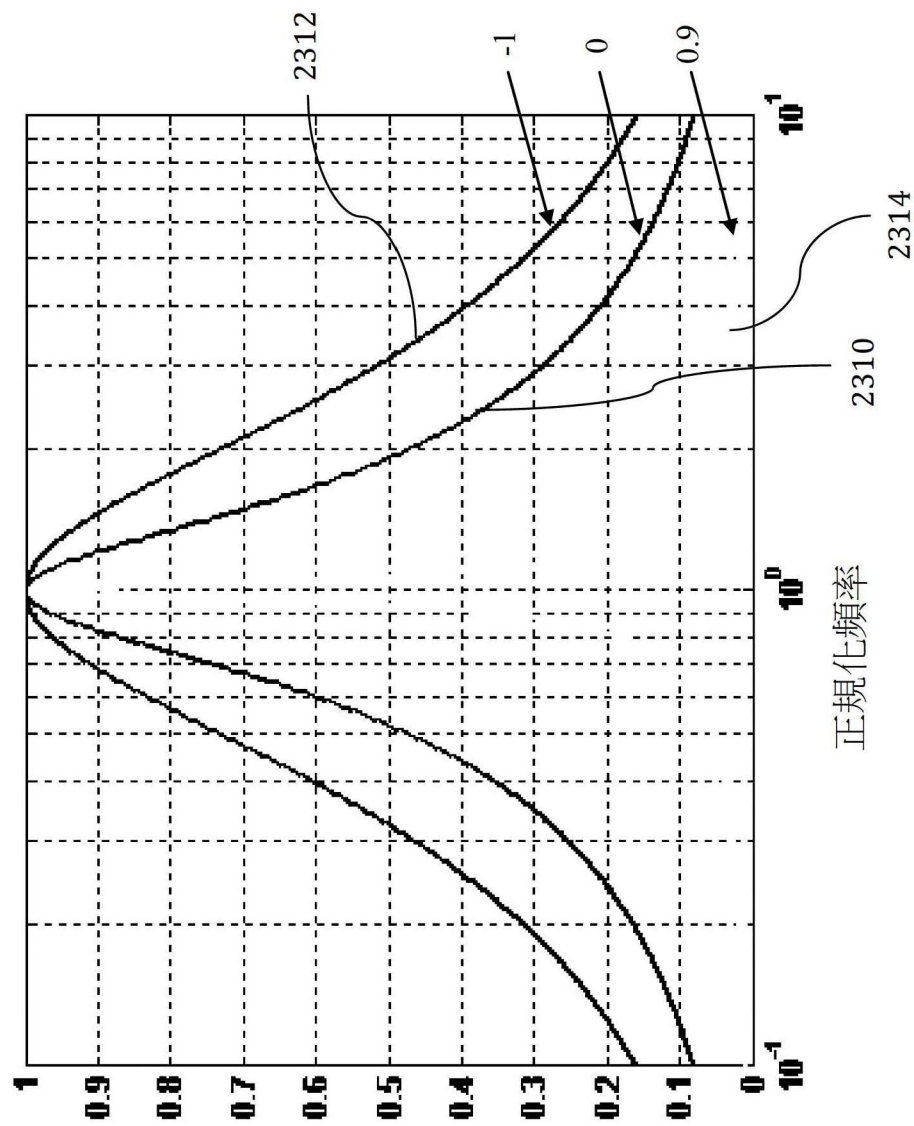


圖 23

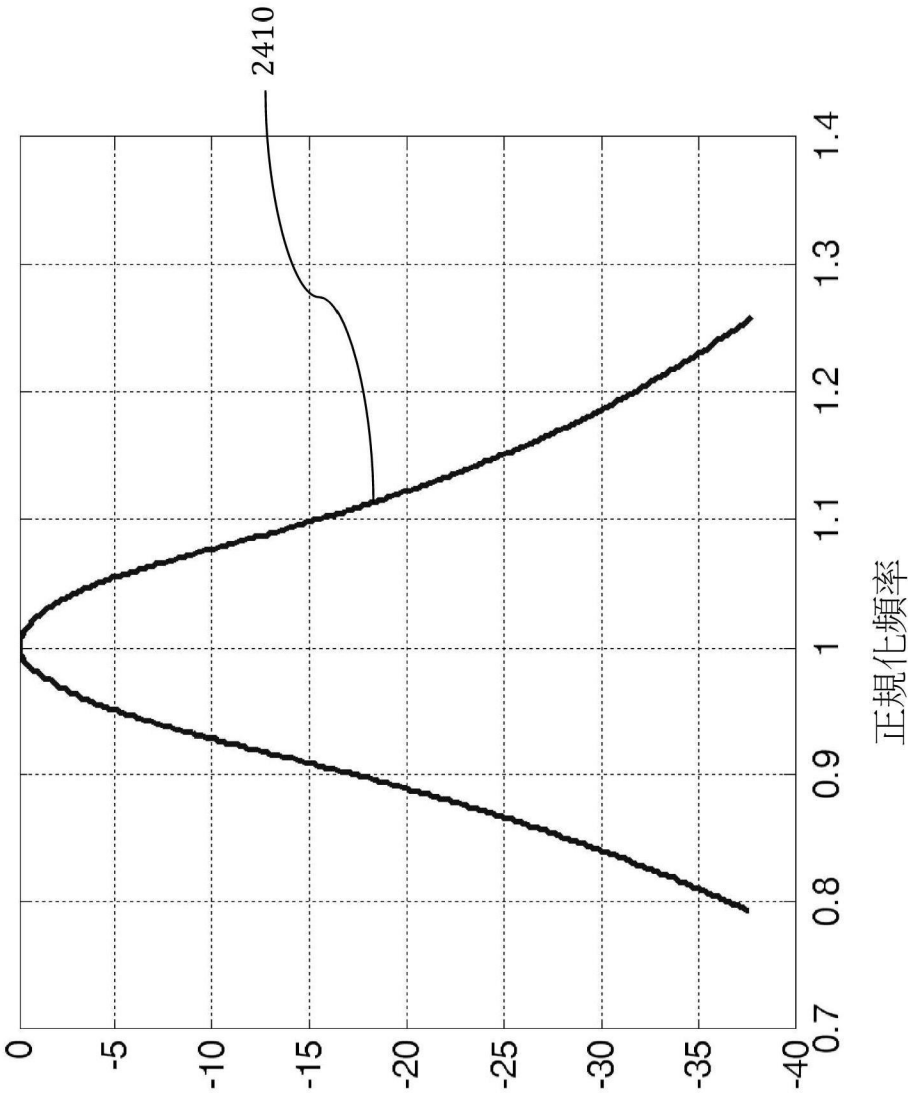


圖 24

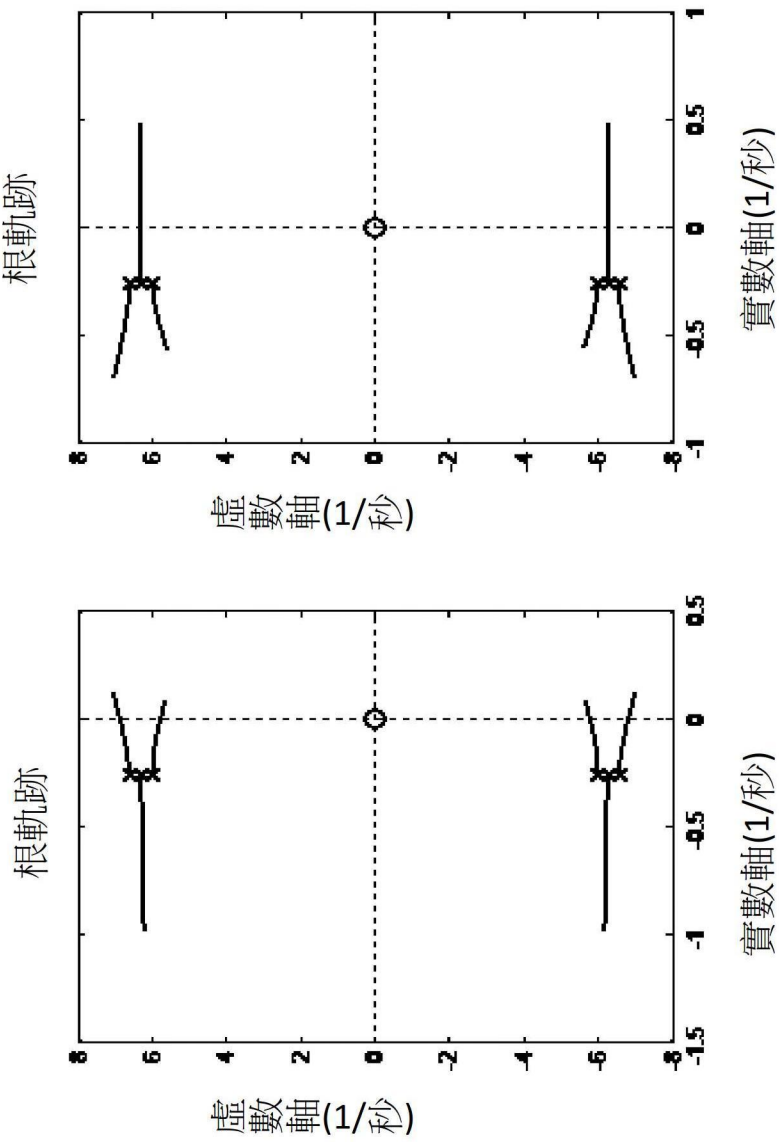


圖 25

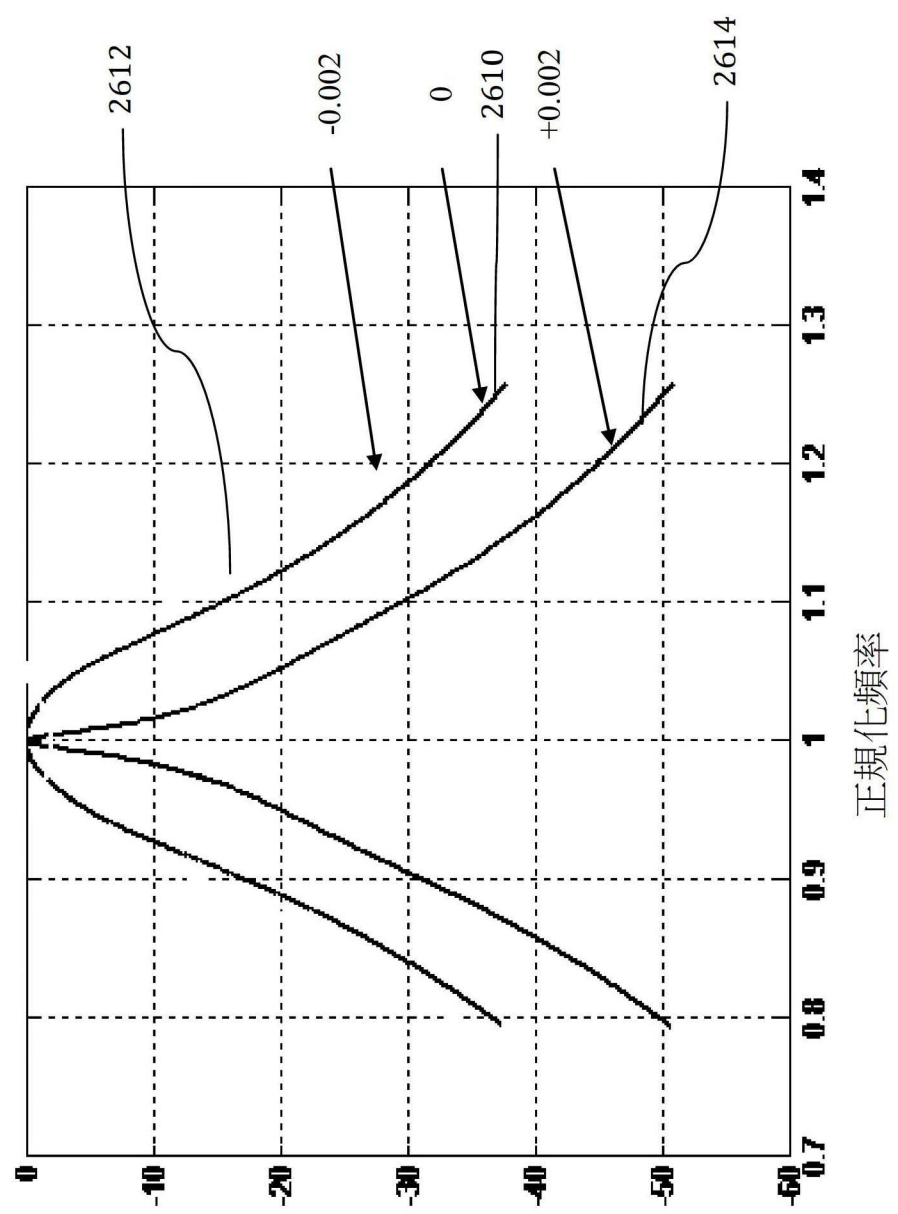


圖 26

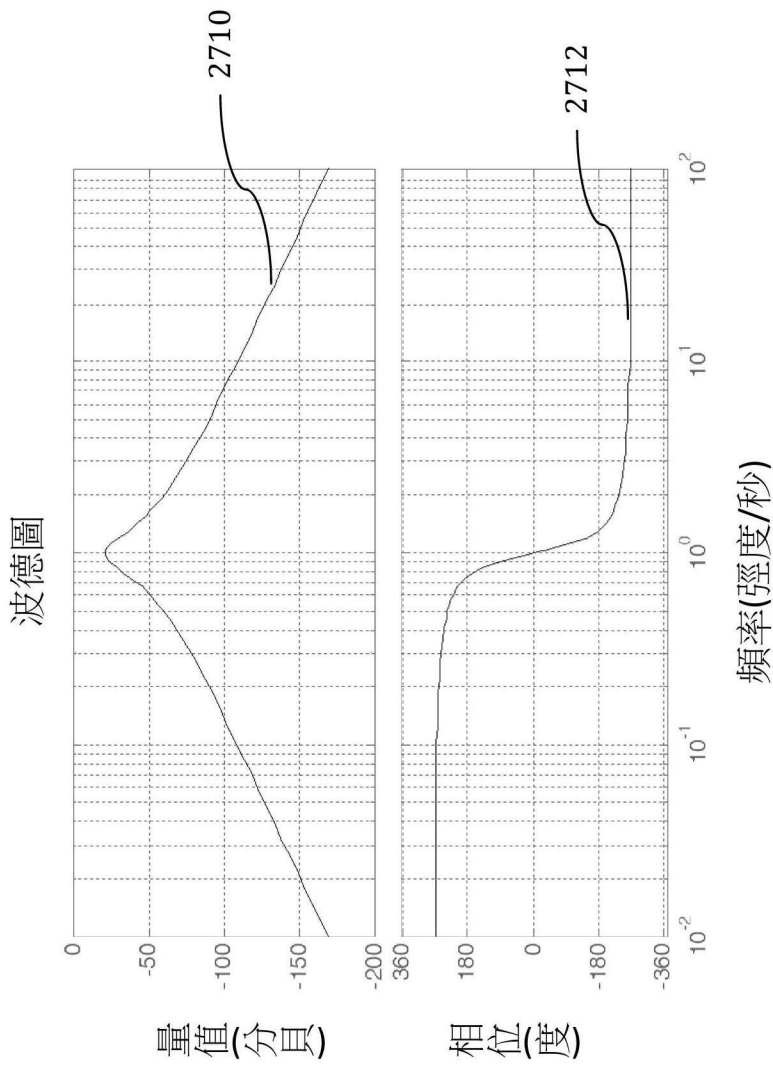


圖 27

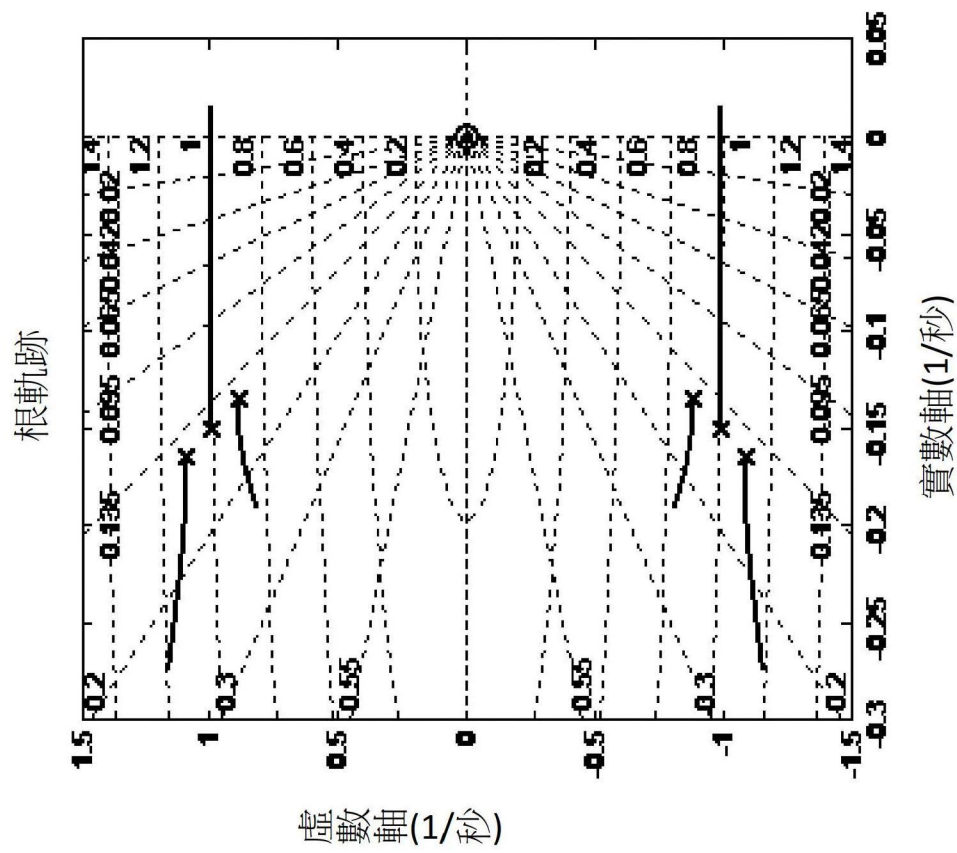


圖 28

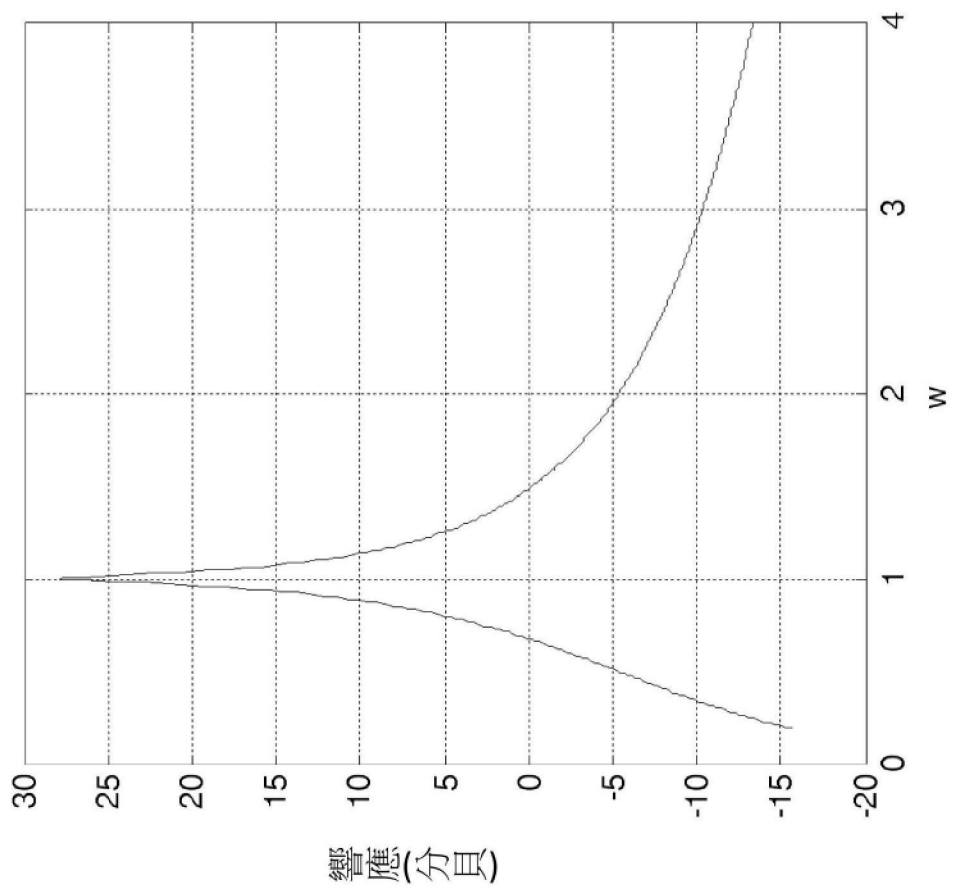


圖 29

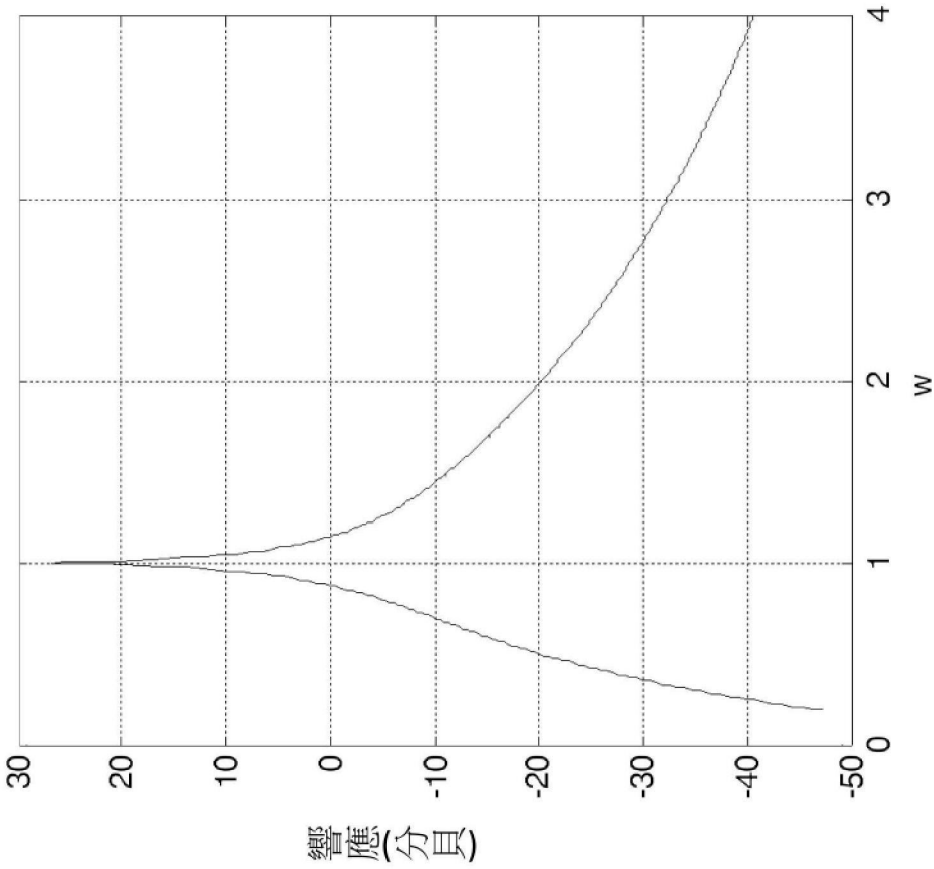


圖 30

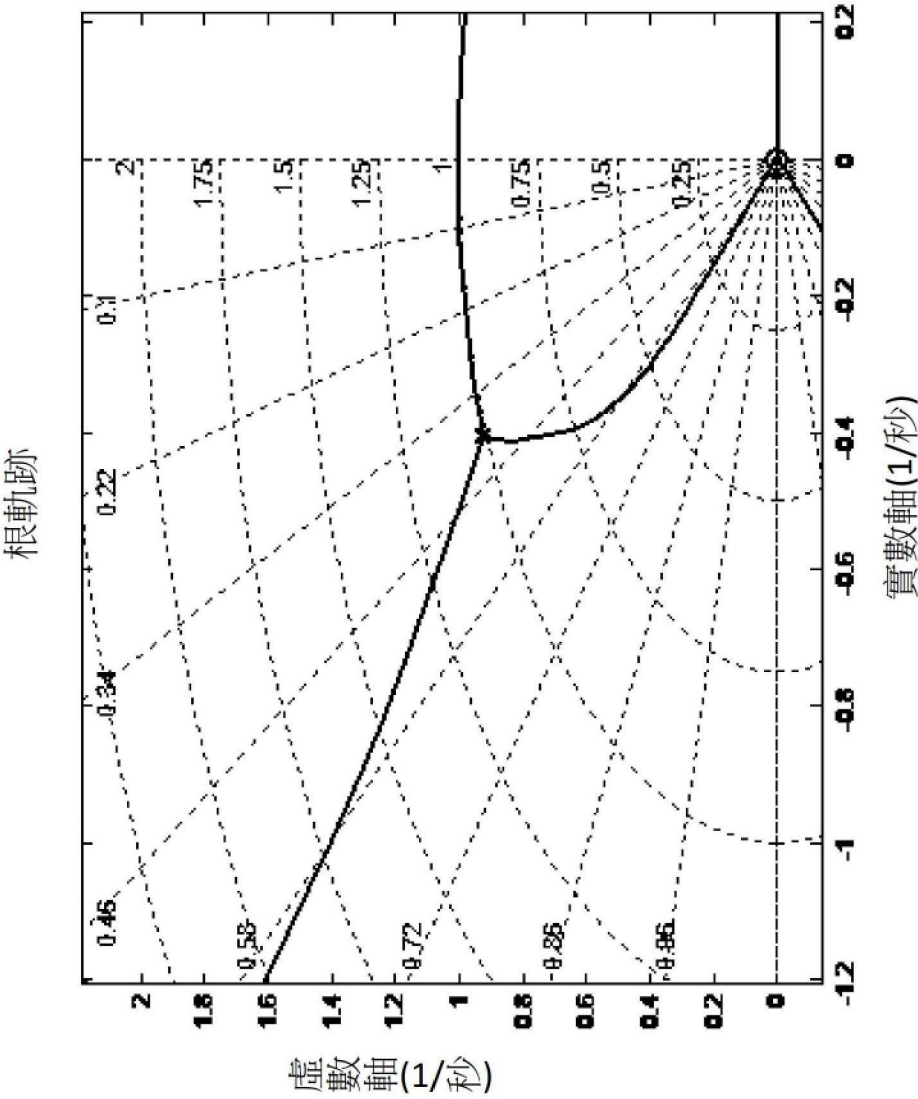


圖 31

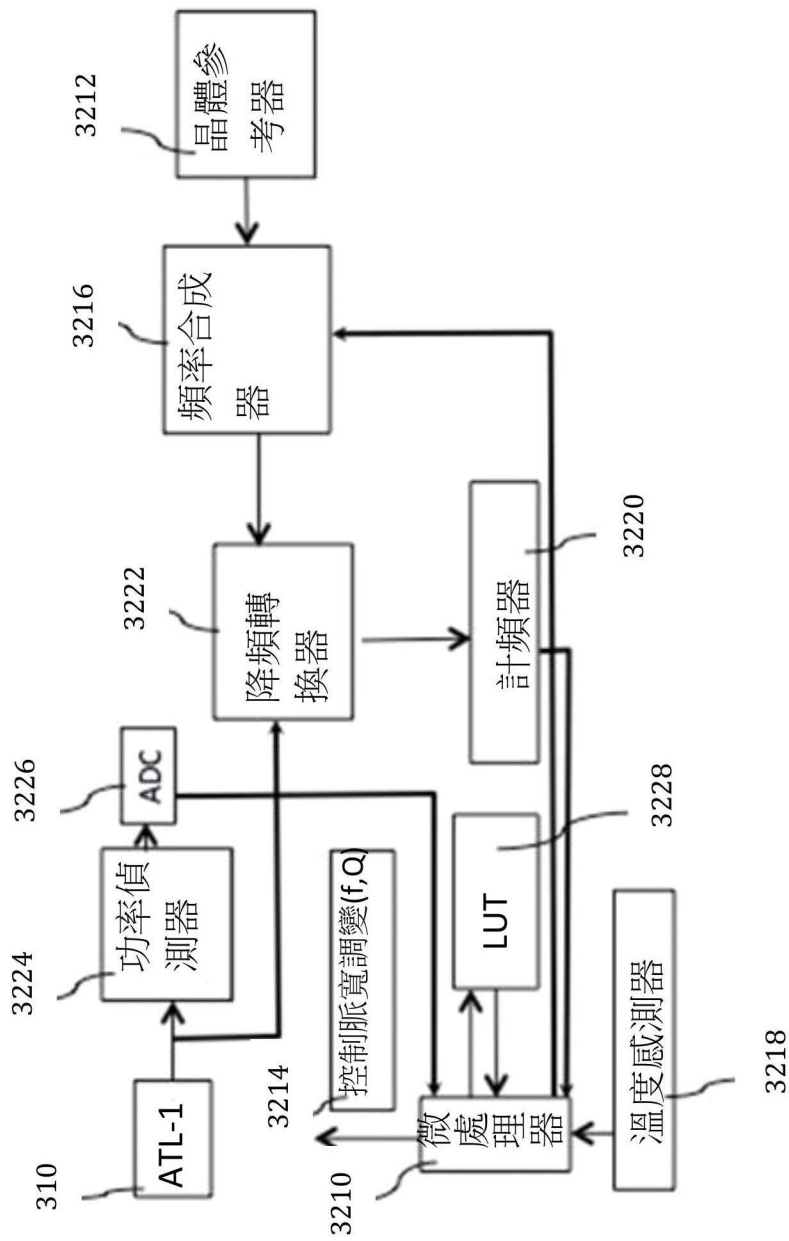


圖 32

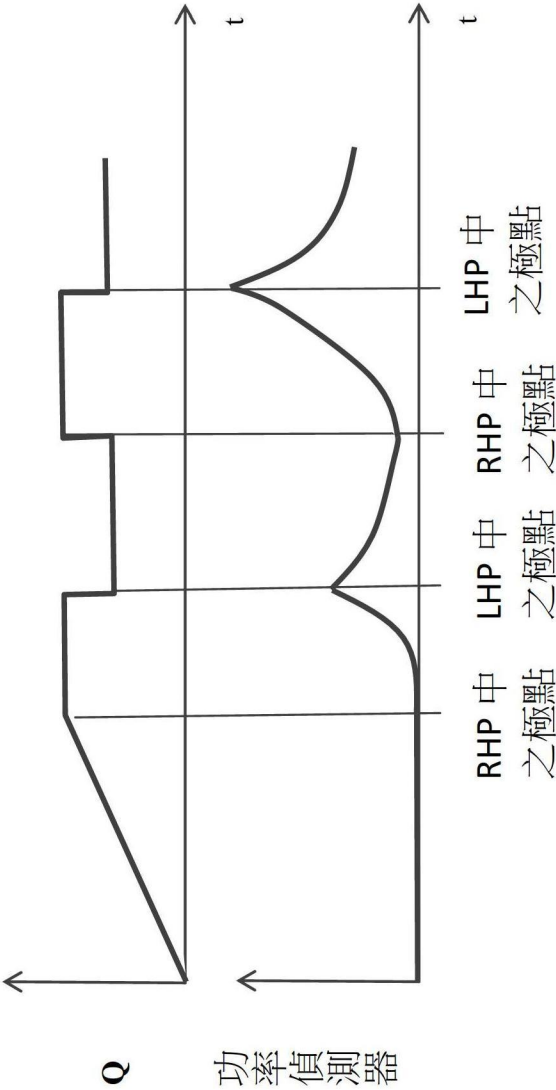


圖 33

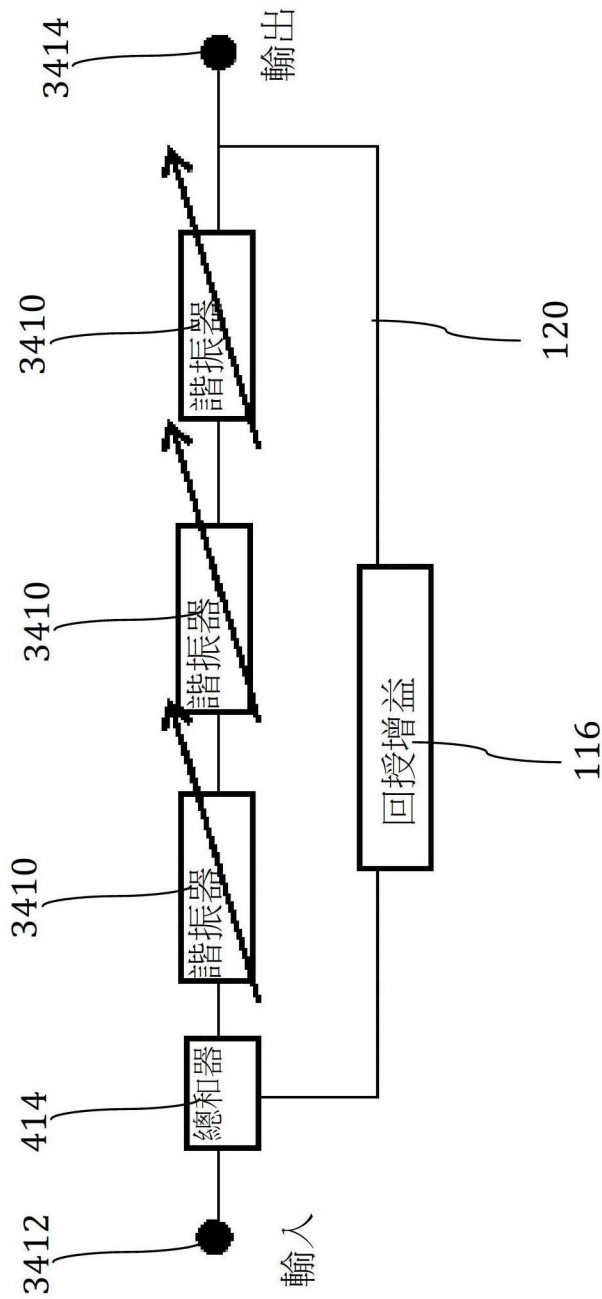


圖 34

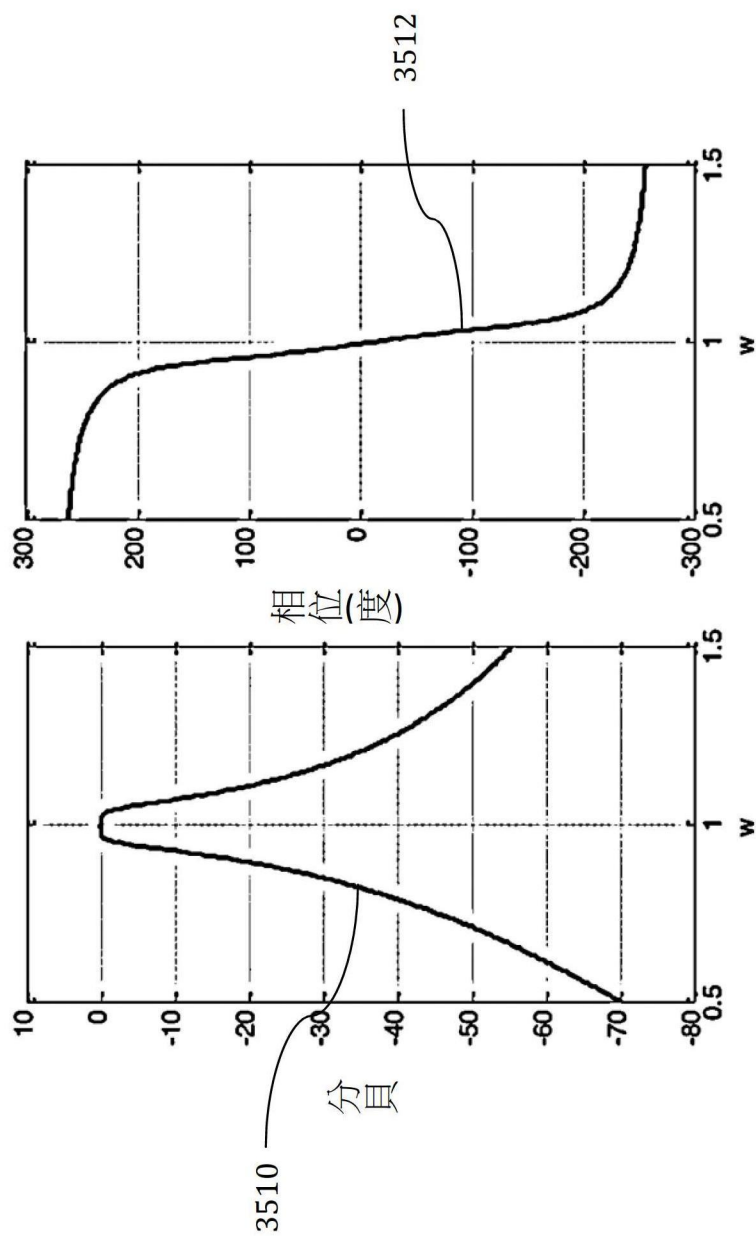


圖 35

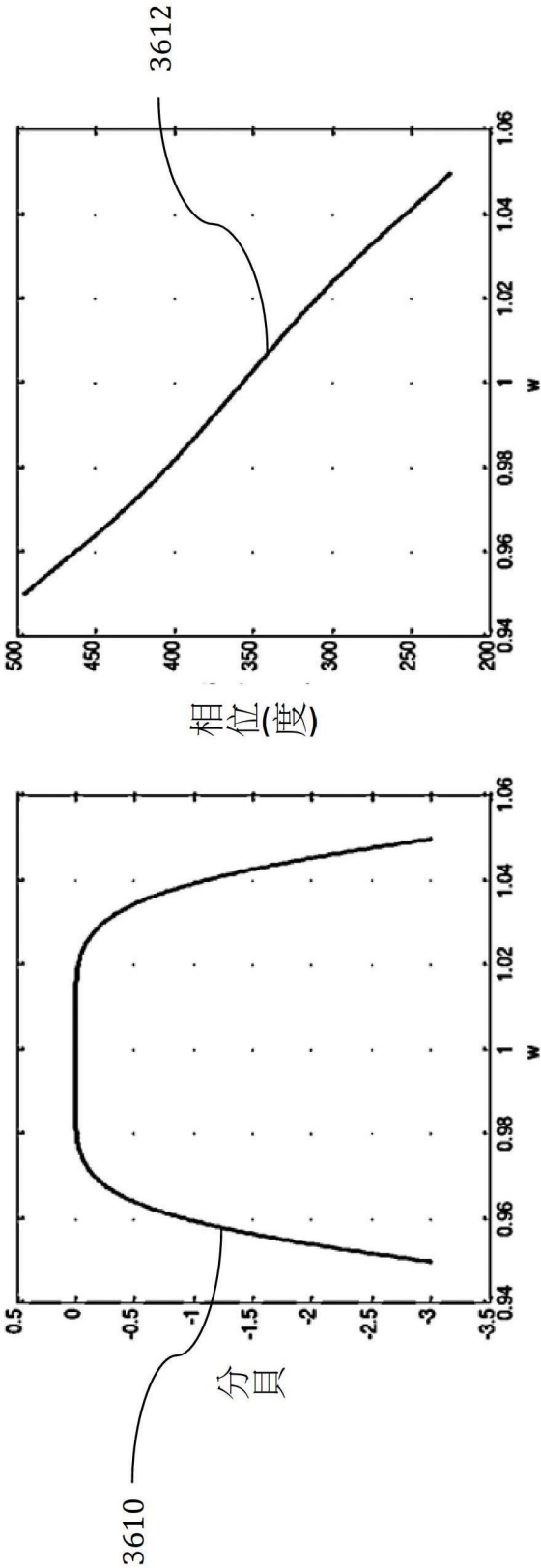


圖 36

極零圖

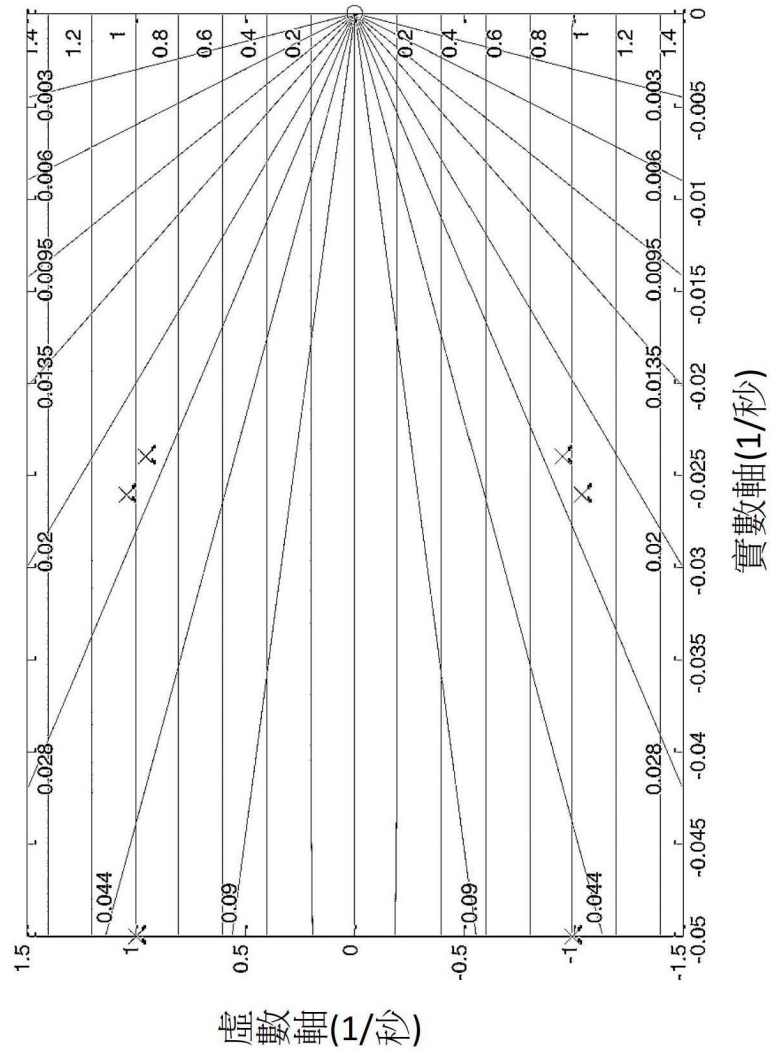


圖 37

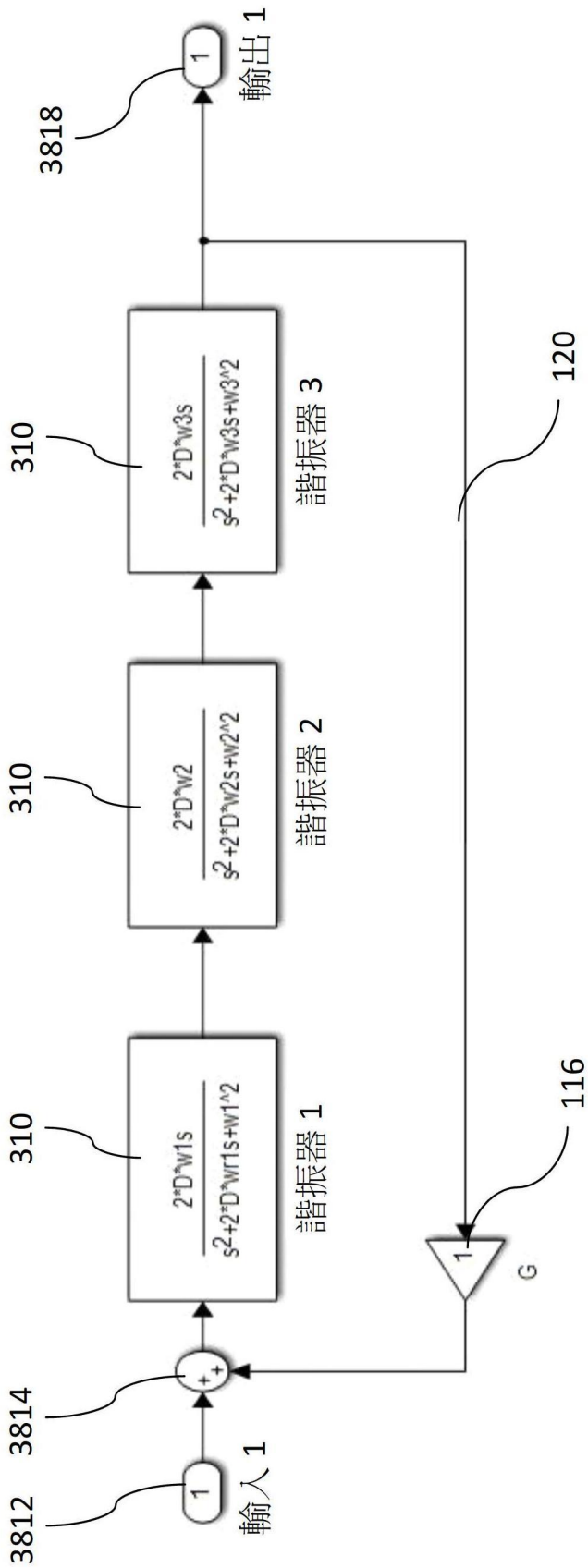


圖 38

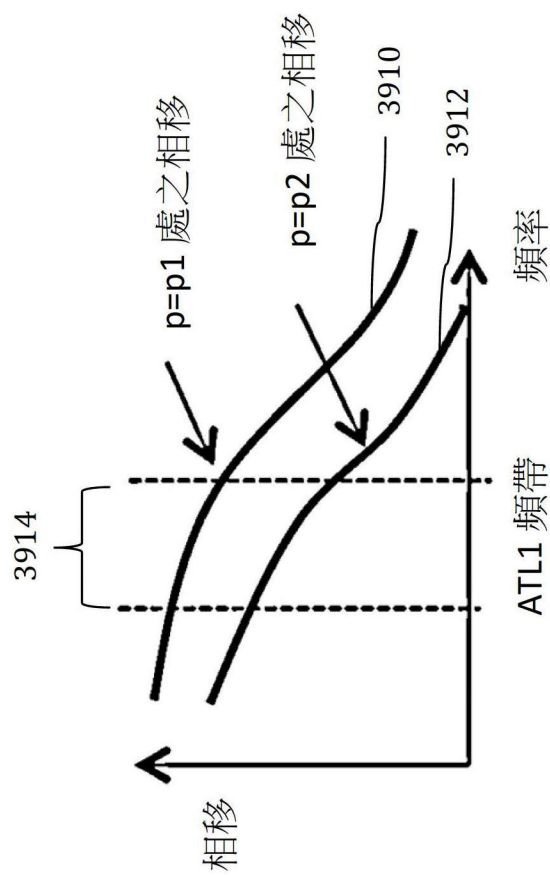


圖 39

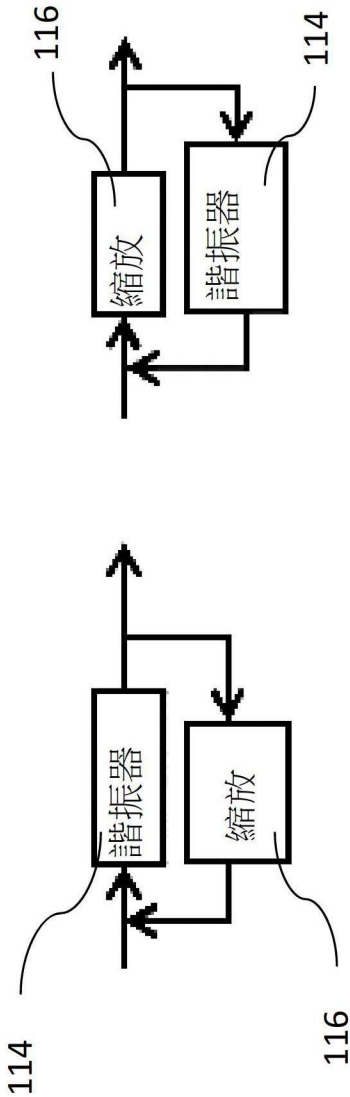


圖 40

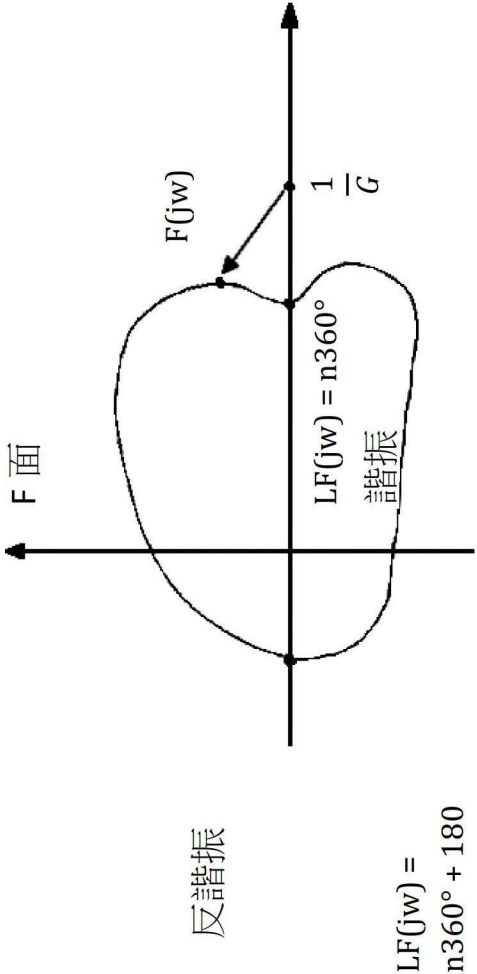


圖 41

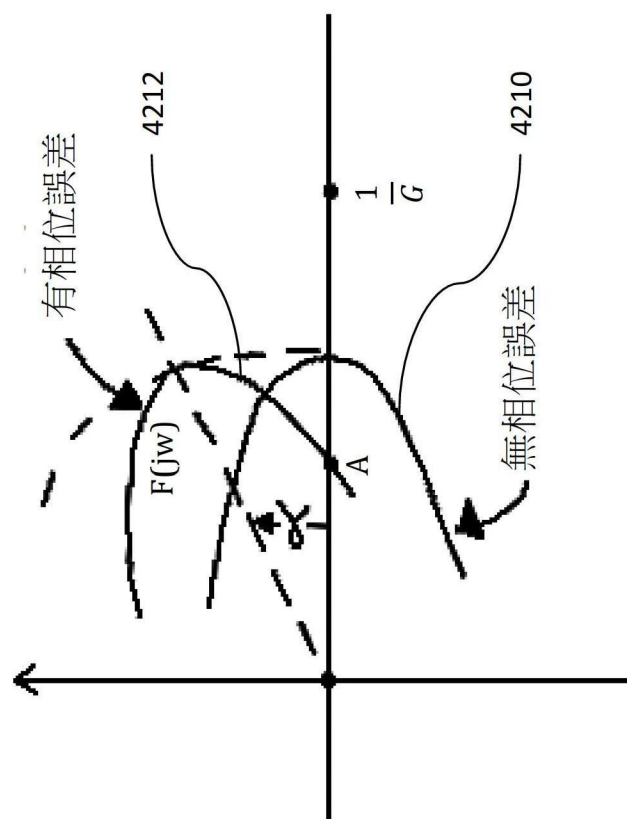


圖 42

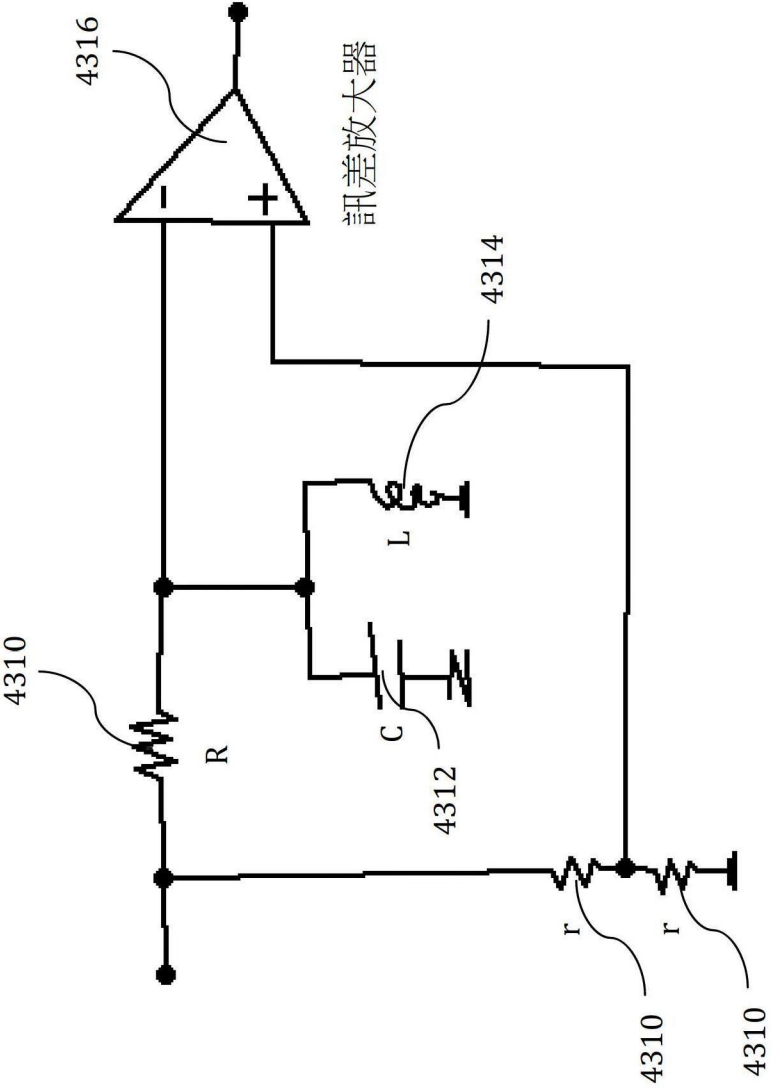


圖 43

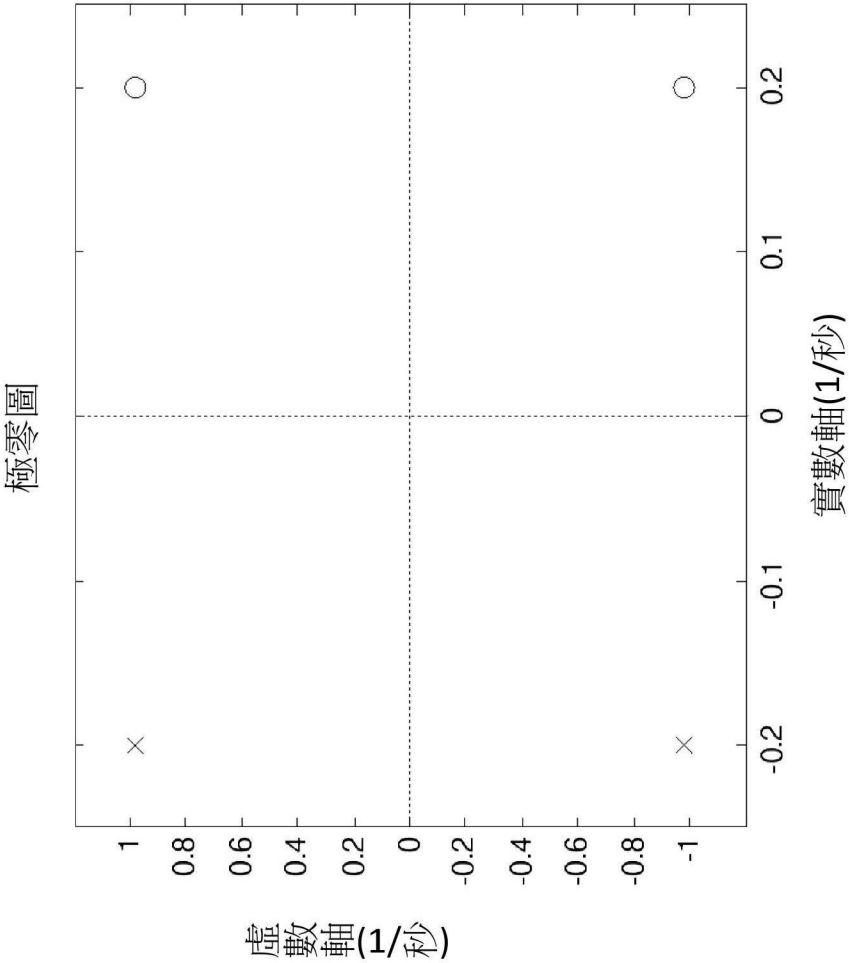


圖 44

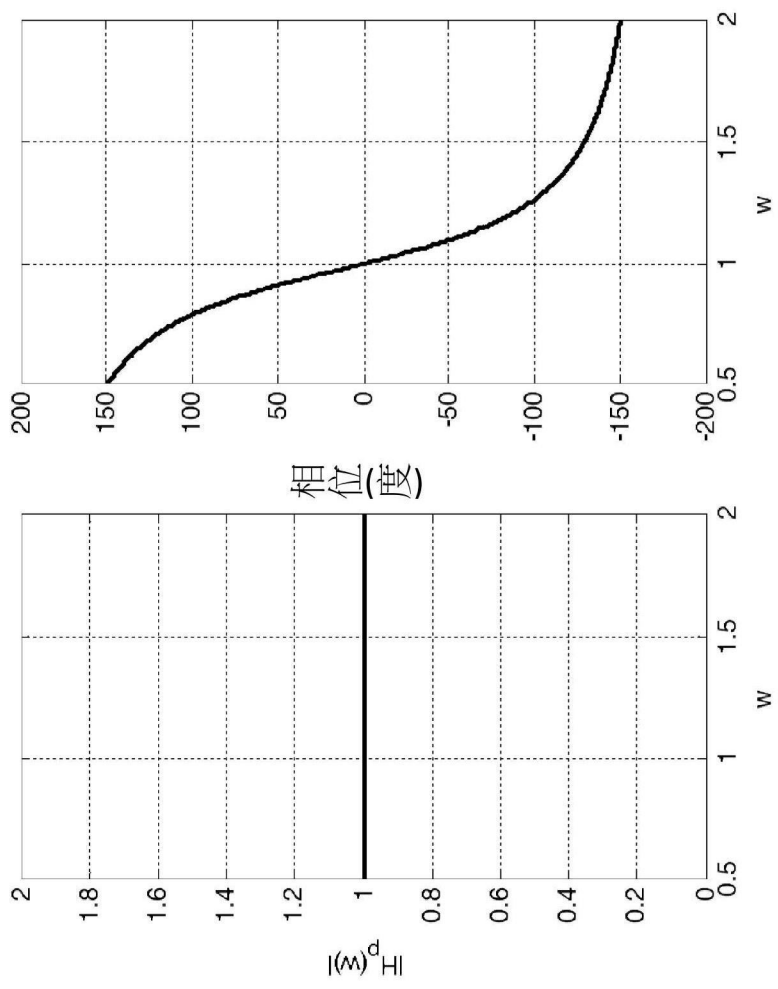


圖 45

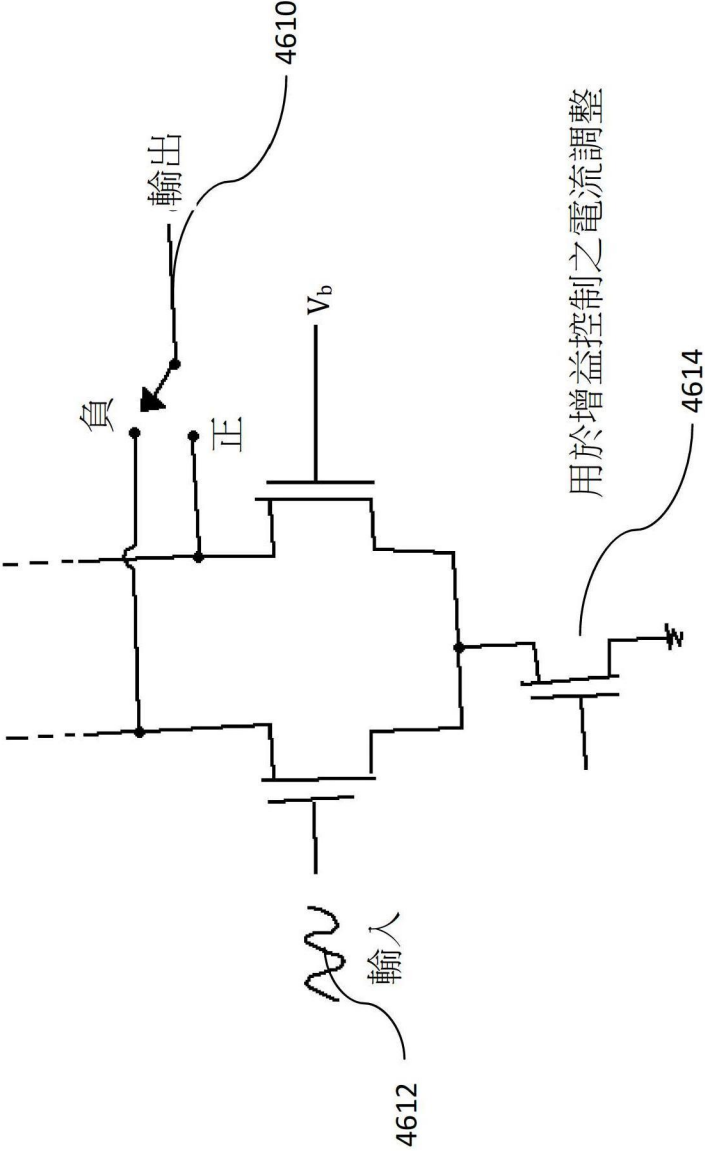


圖 46

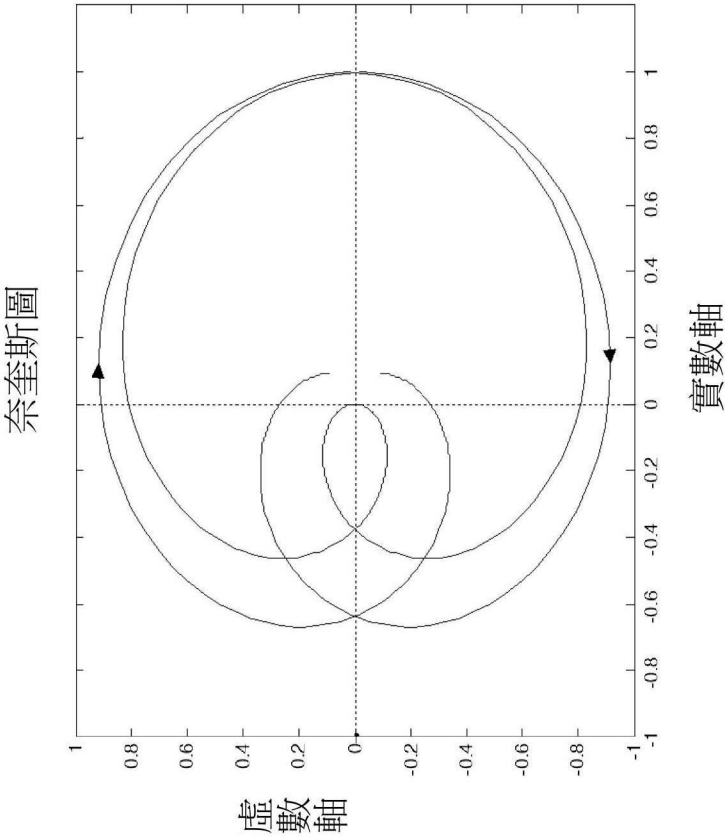


圖 47

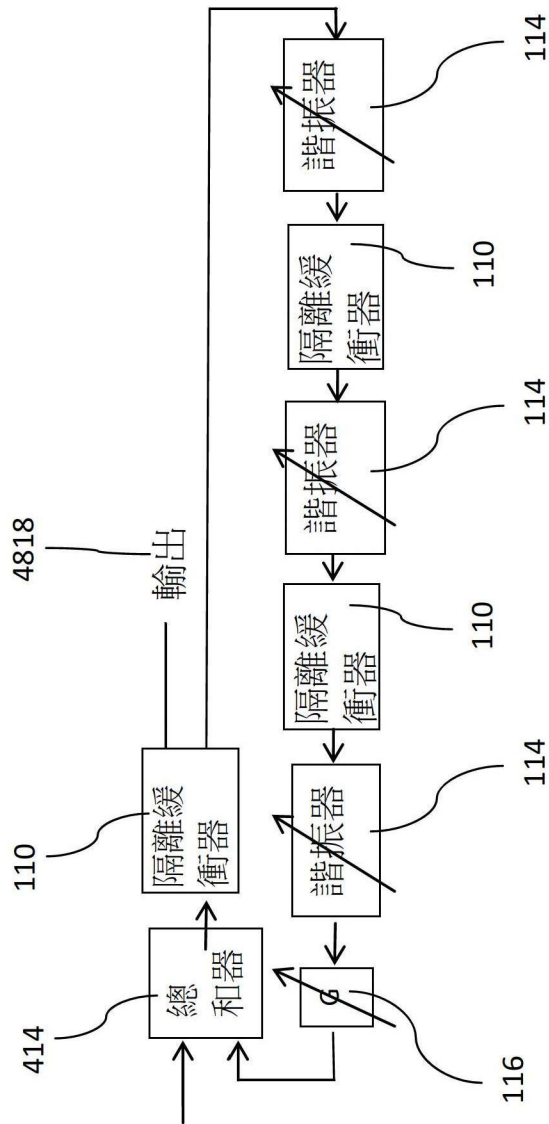


圖 48

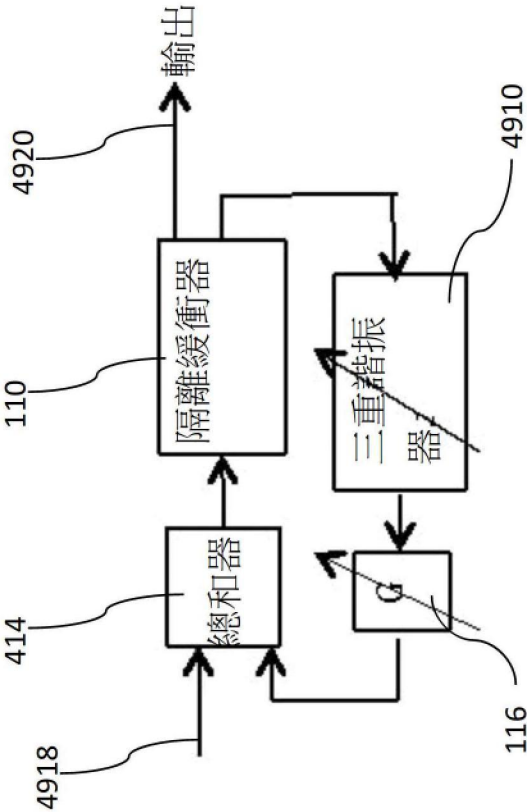


圖 49

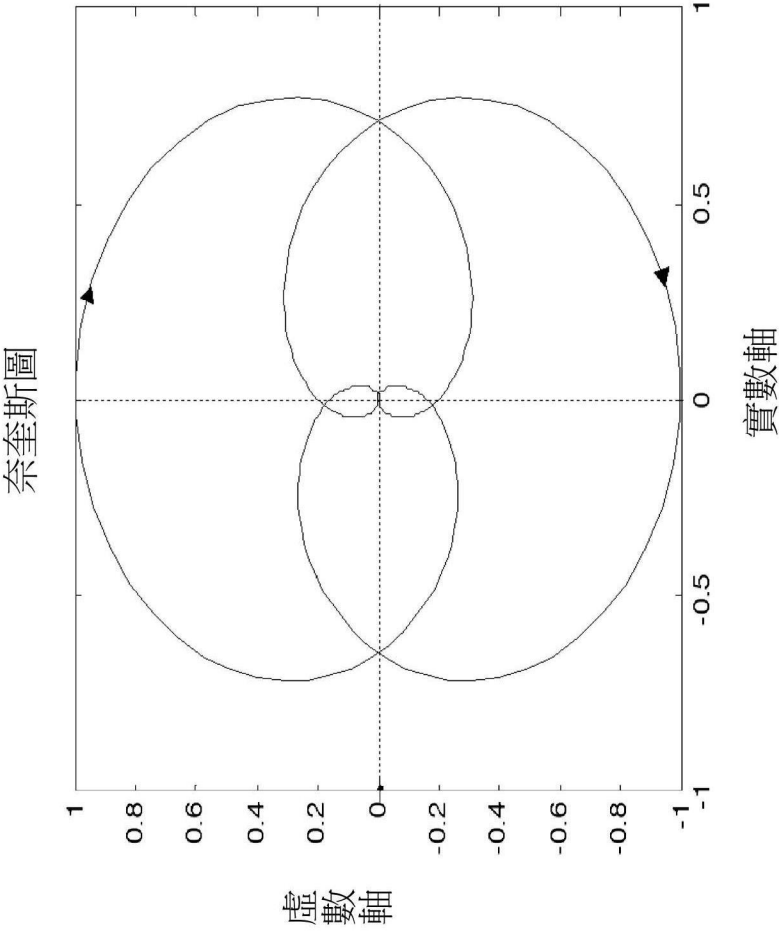


圖 50

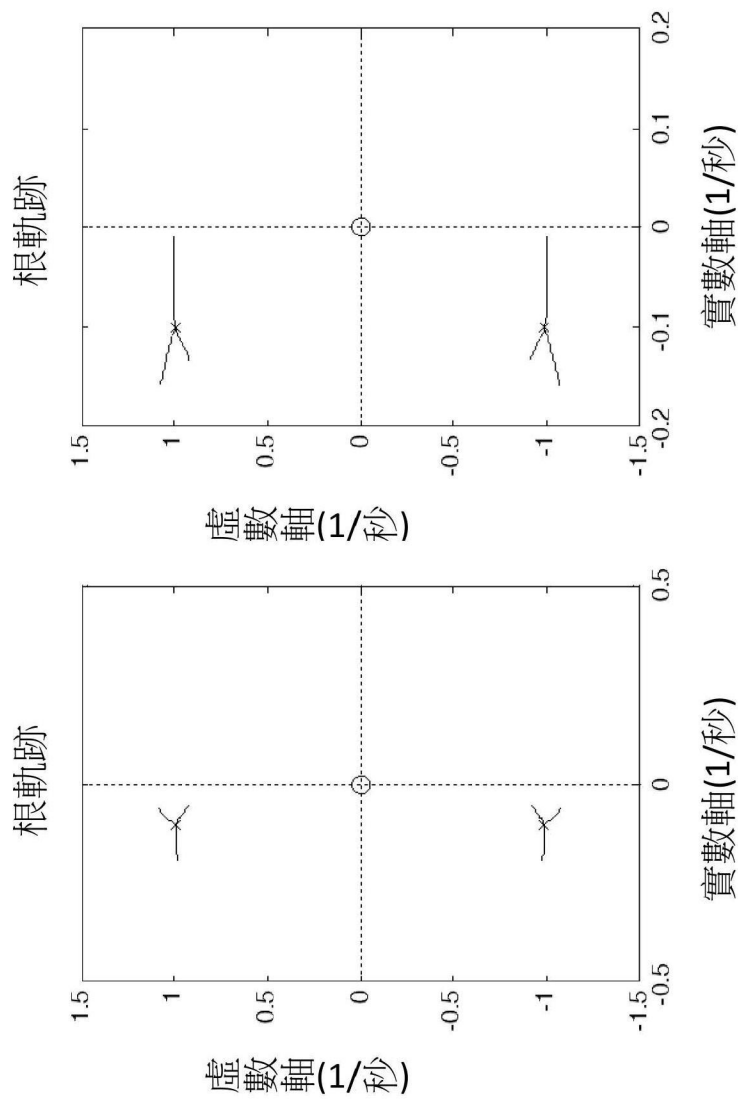


圖 51

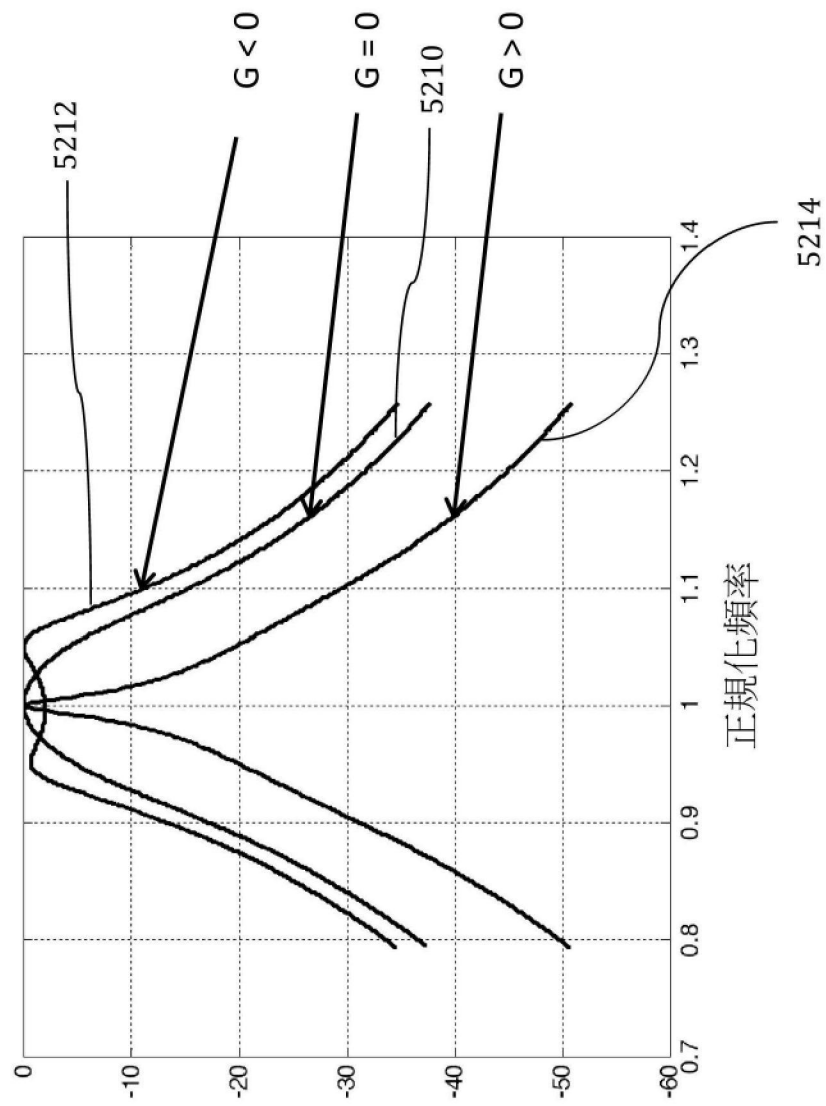


圖 52

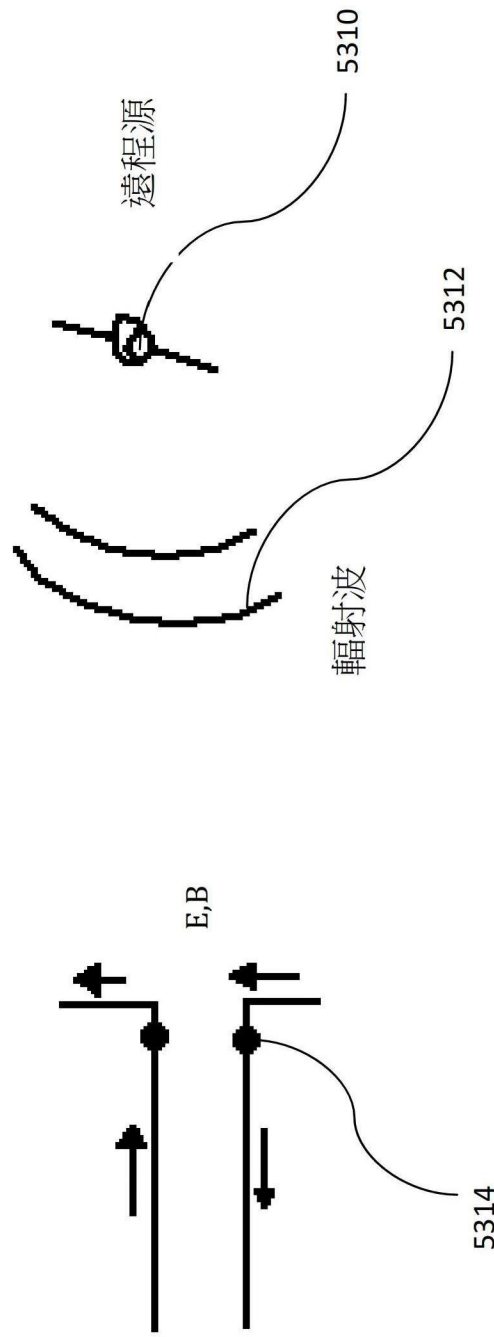


圖 53

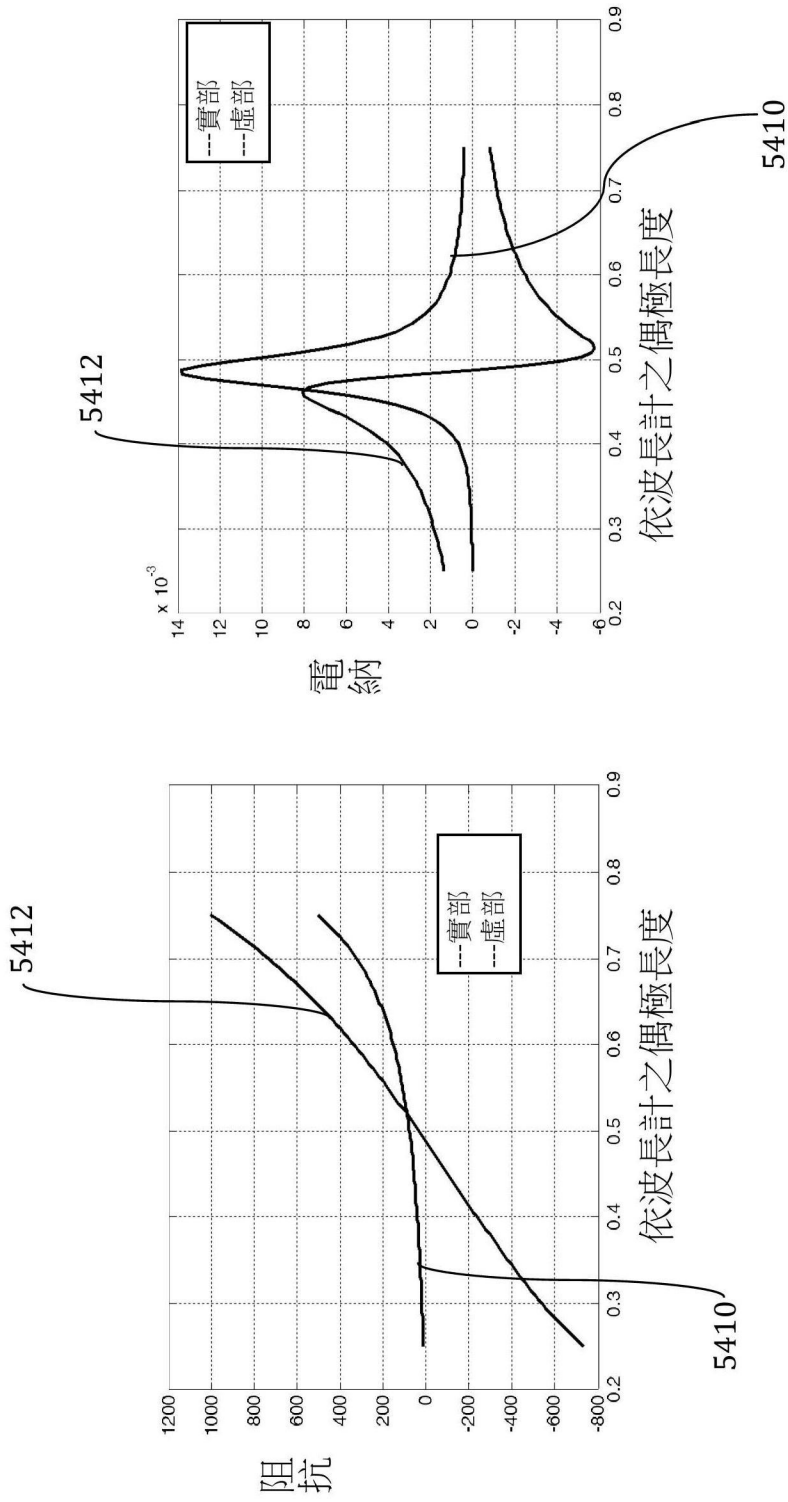


圖 54

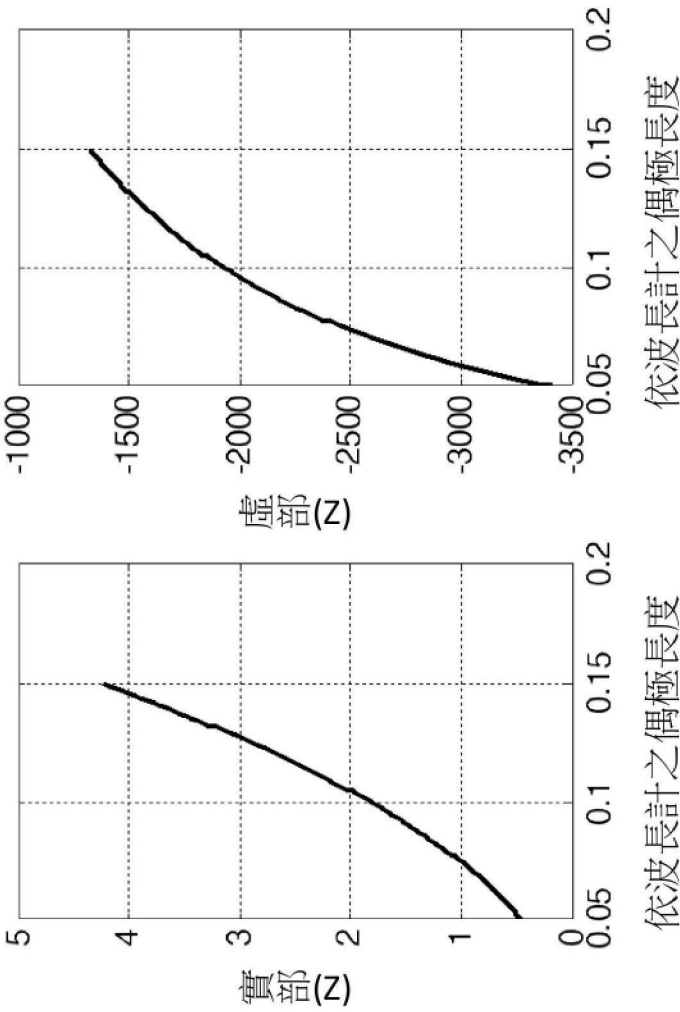


圖 55

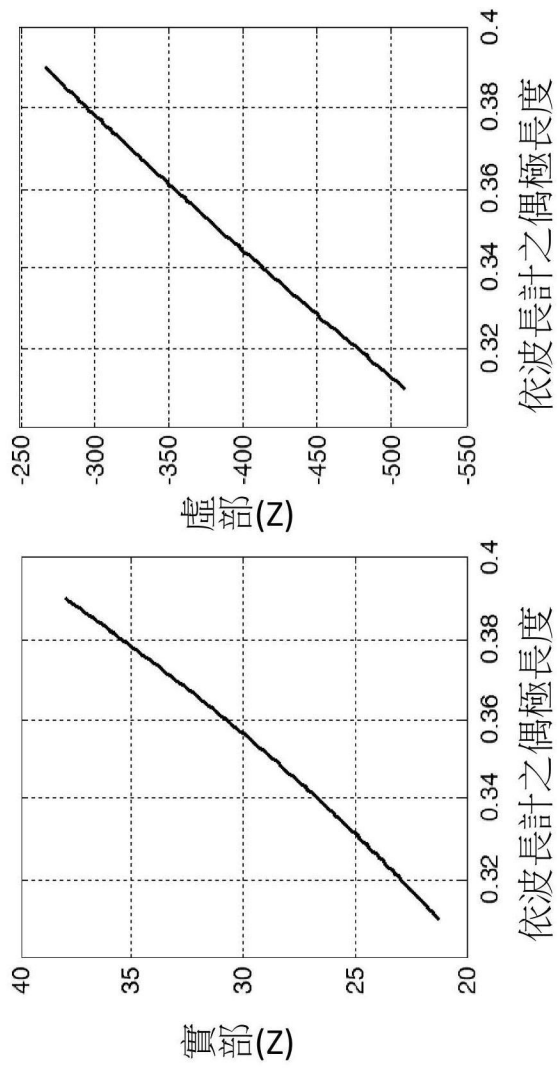


圖 56

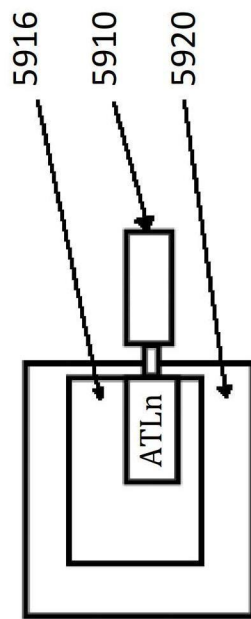
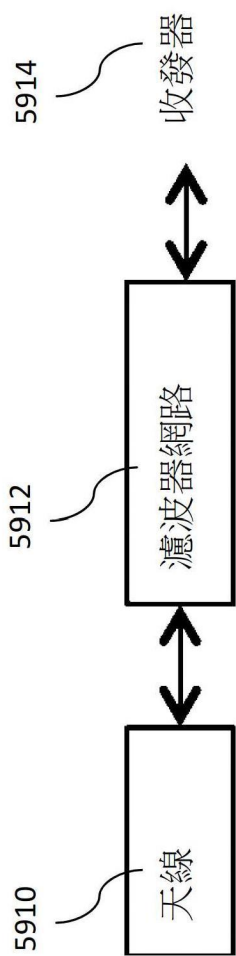
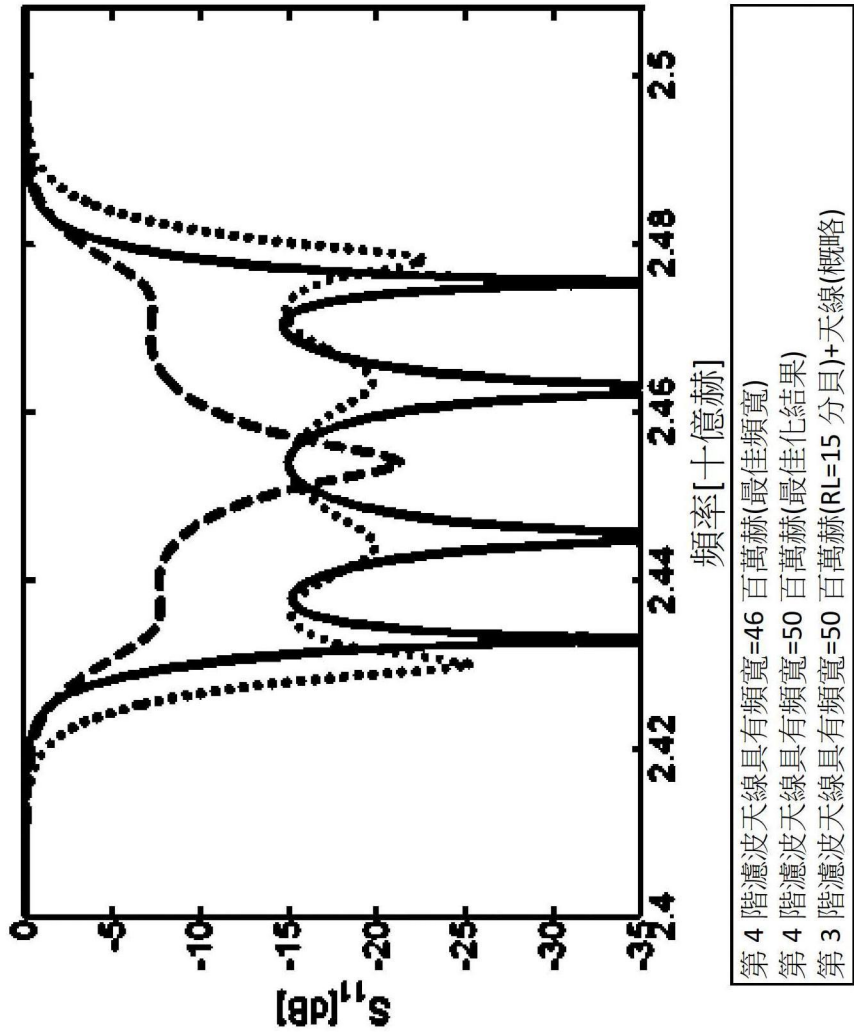
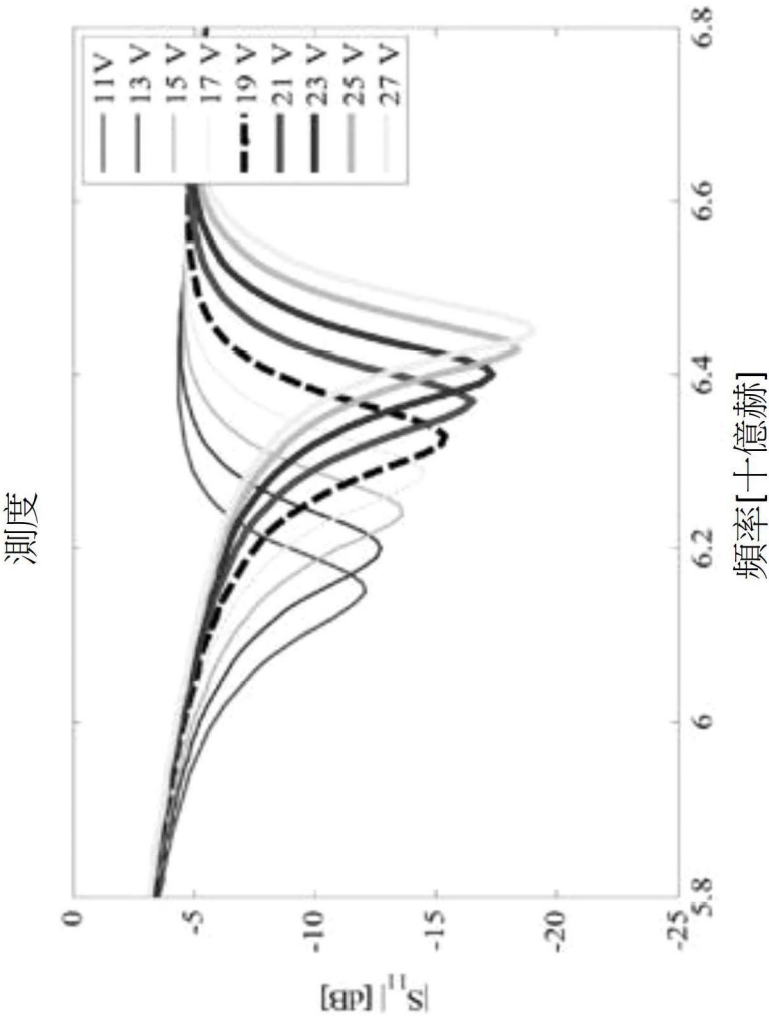


圖 59



先前技藝

圖 60



先前技藝

圖 61

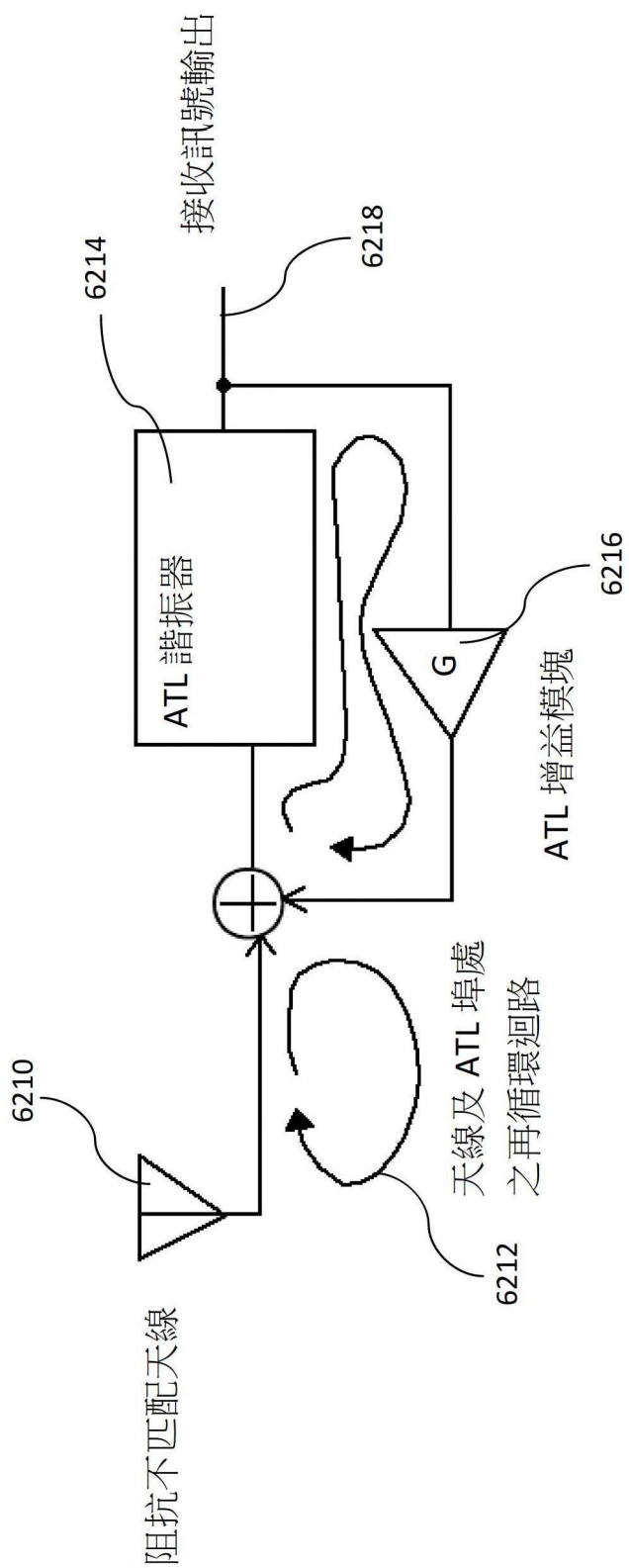


圖 62

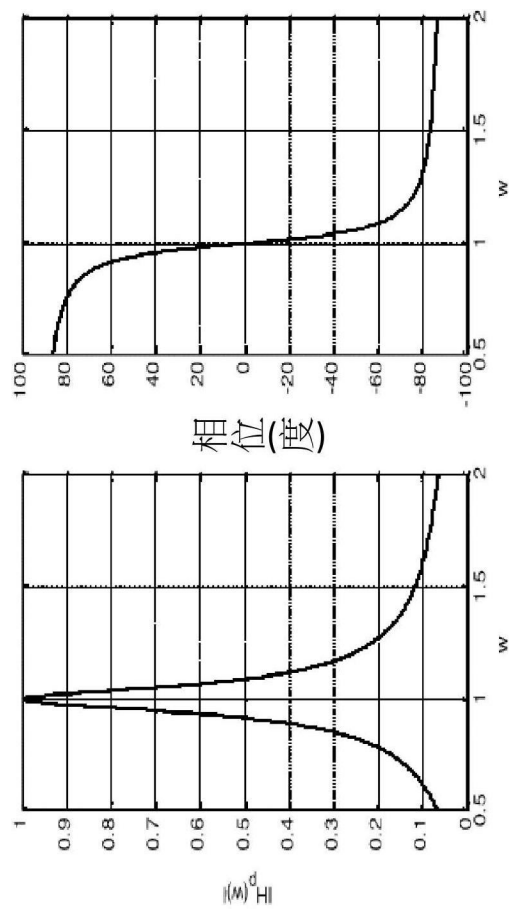
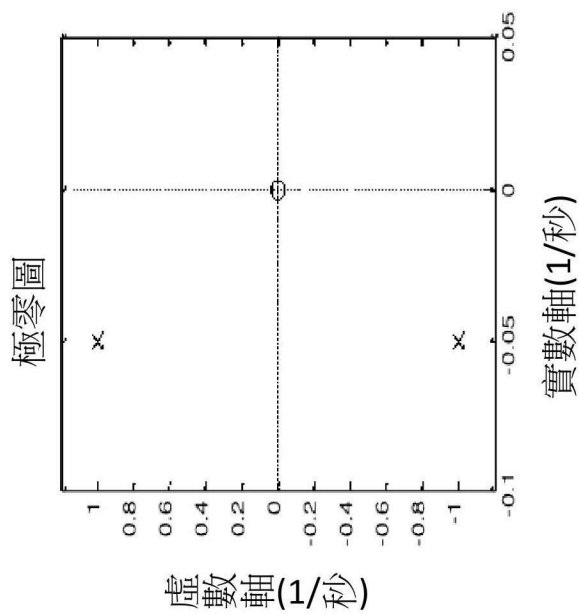


圖 63

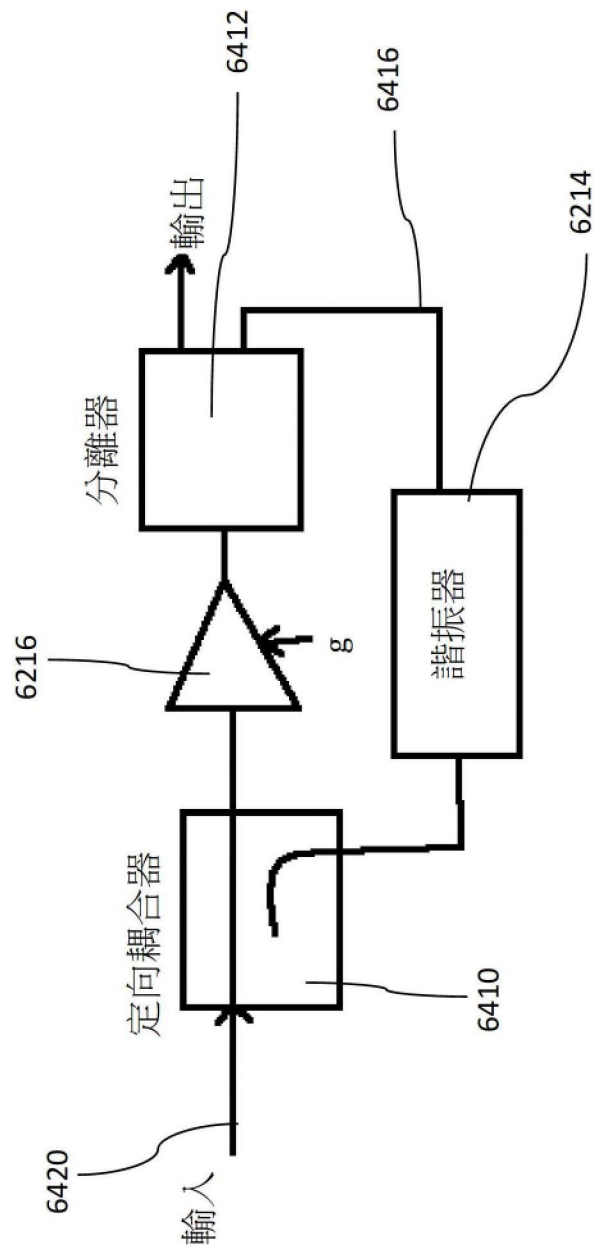
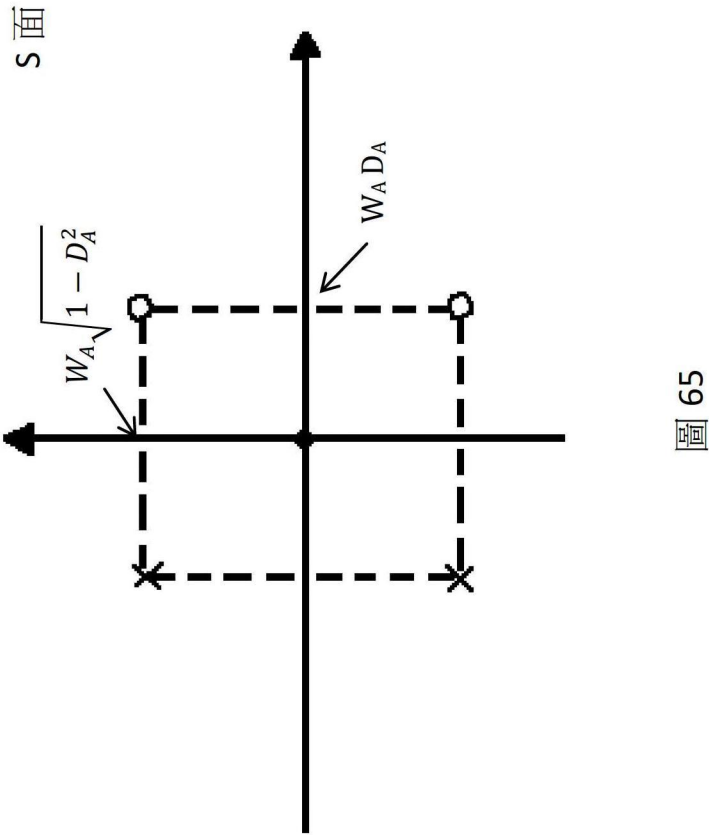


圖 64



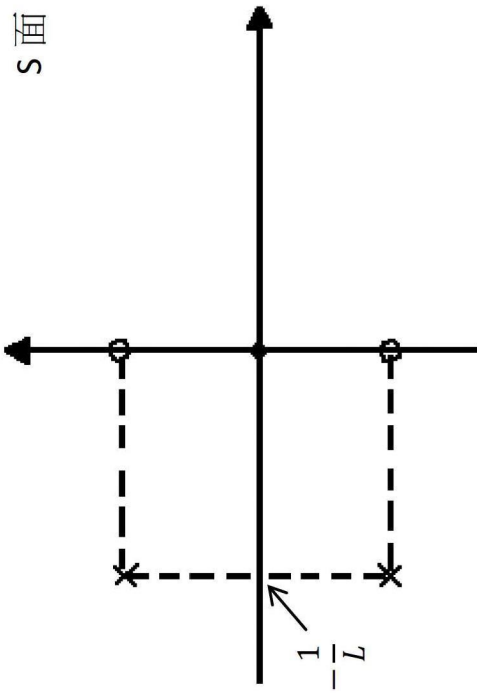


圖 66

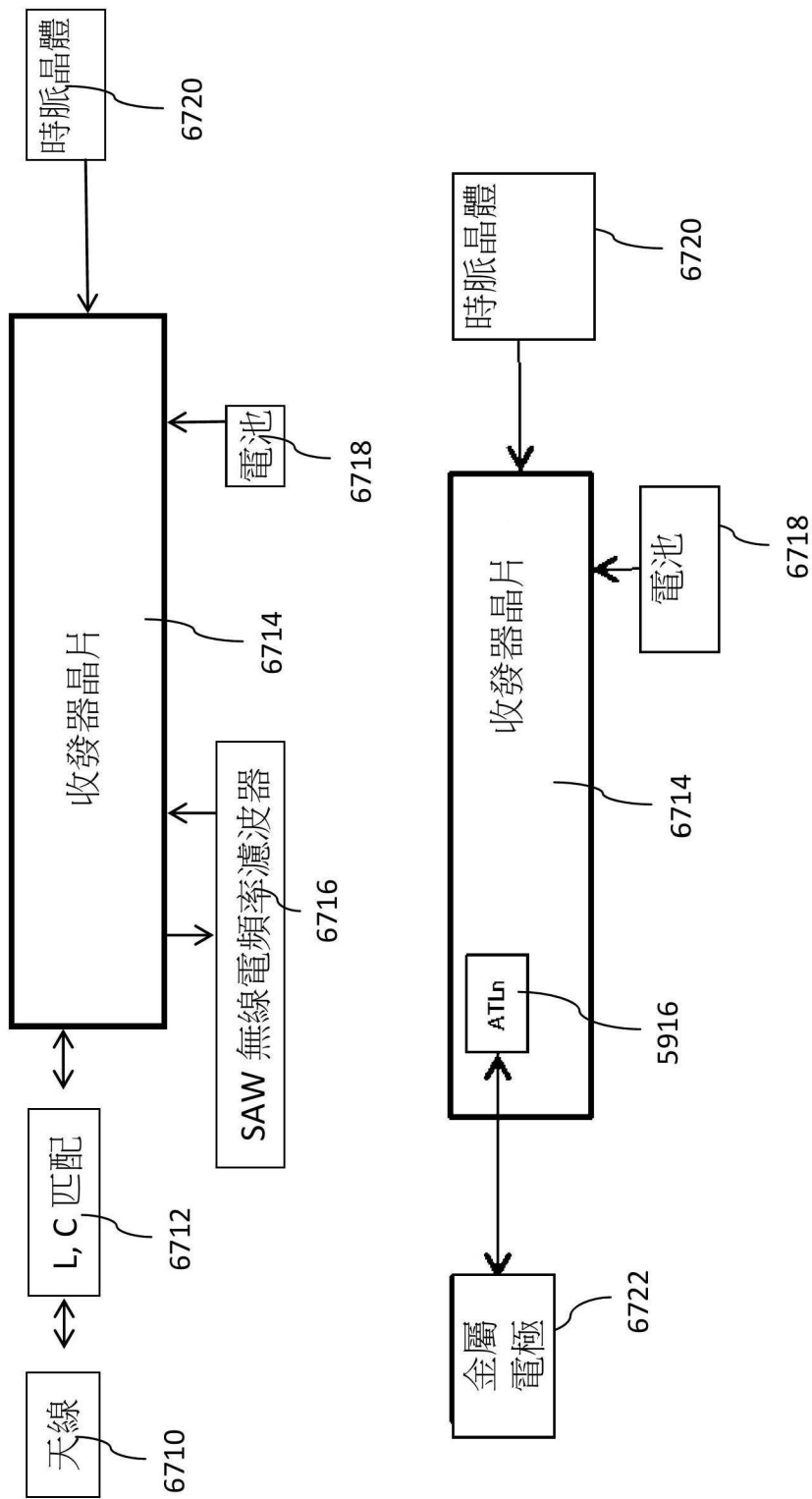


圖 67

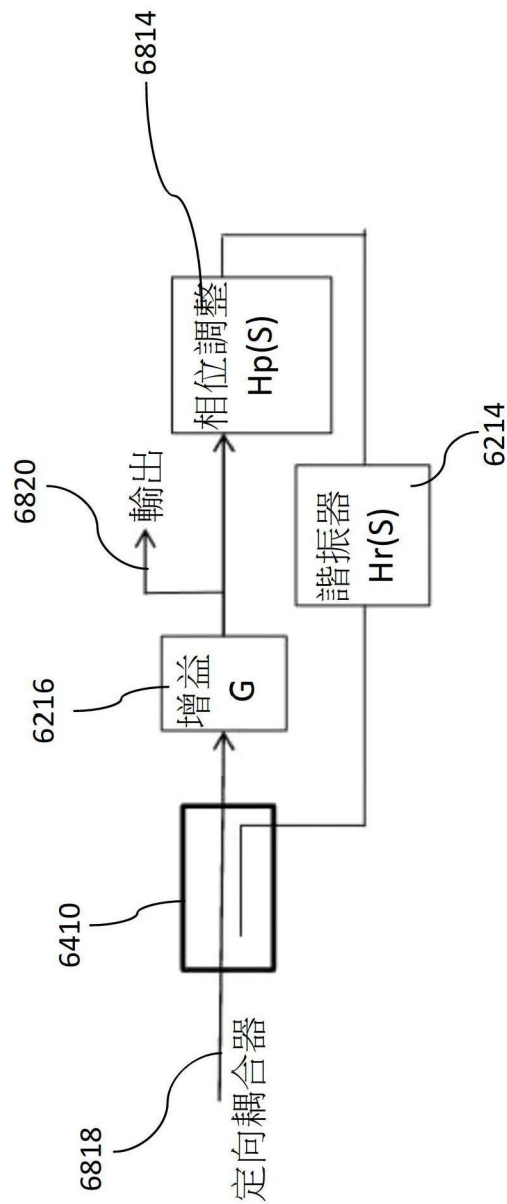


圖 68

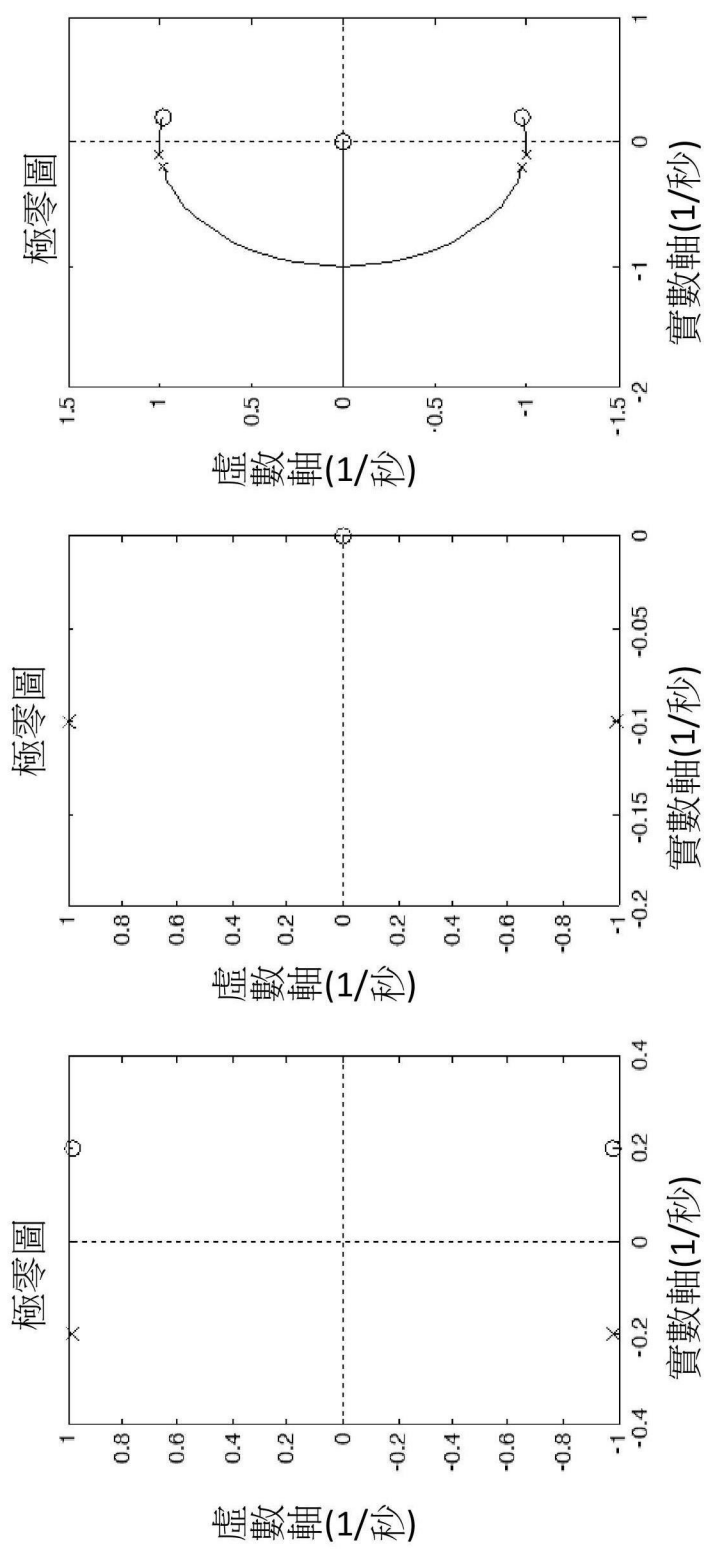


圖 69

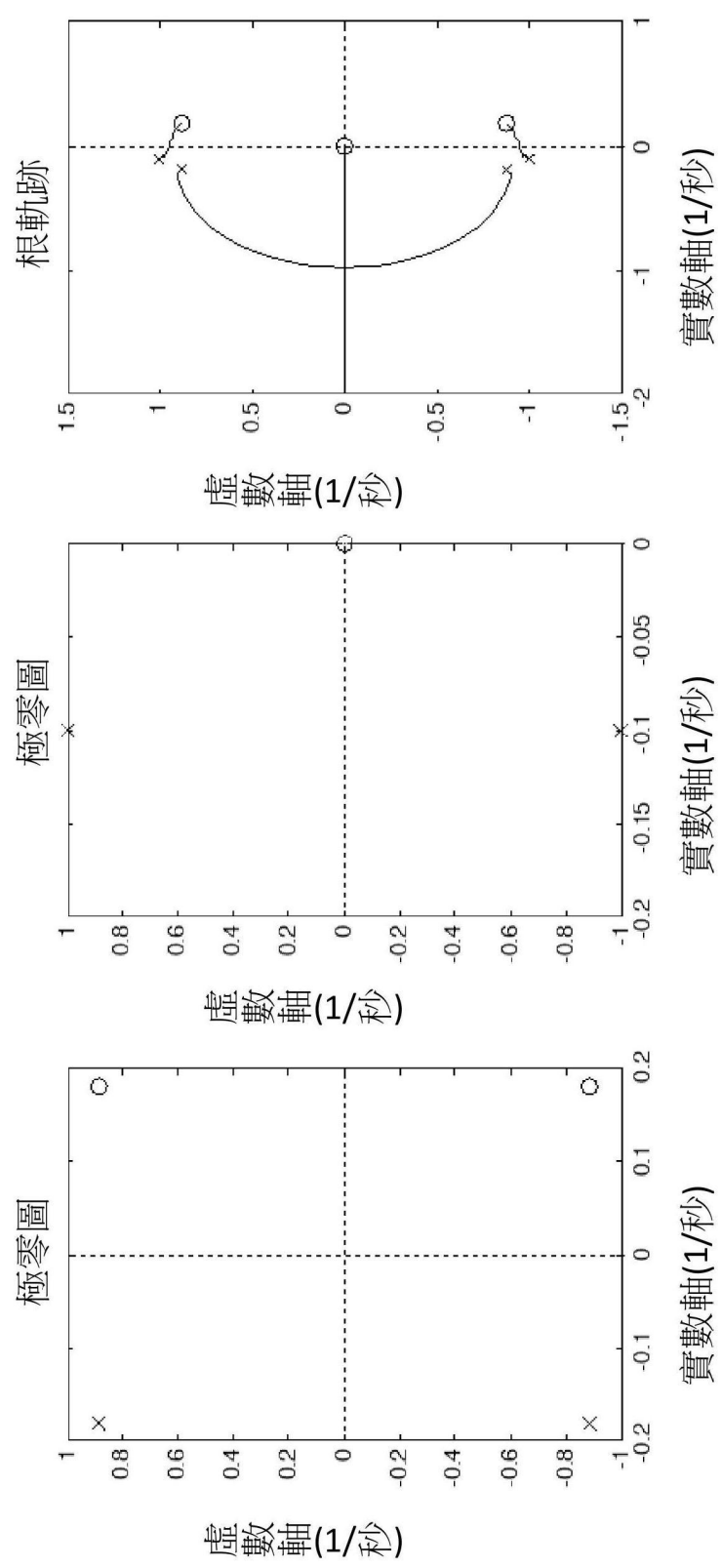


圖 70

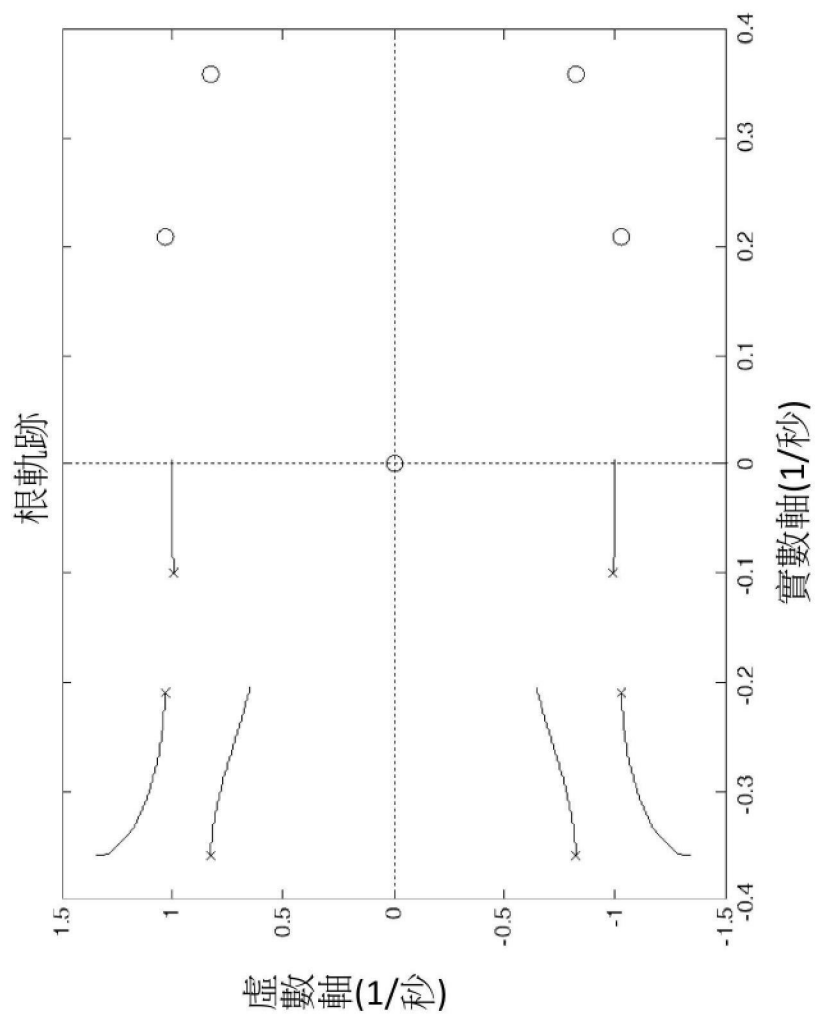


圖 71

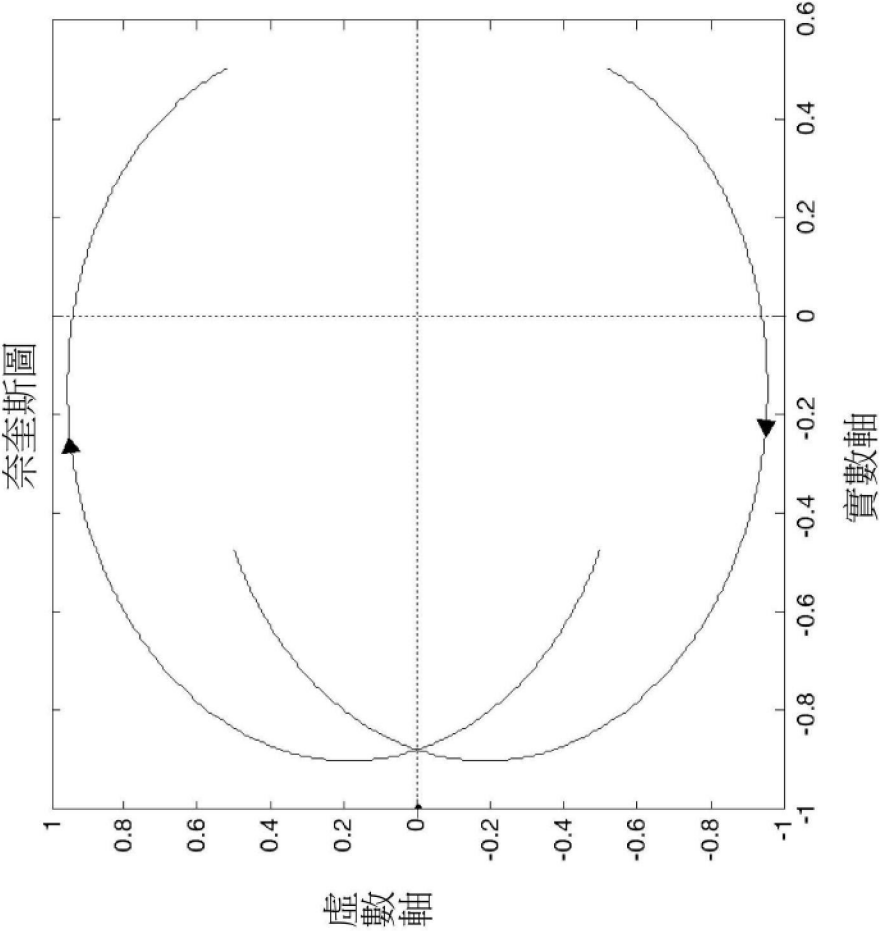


圖 72

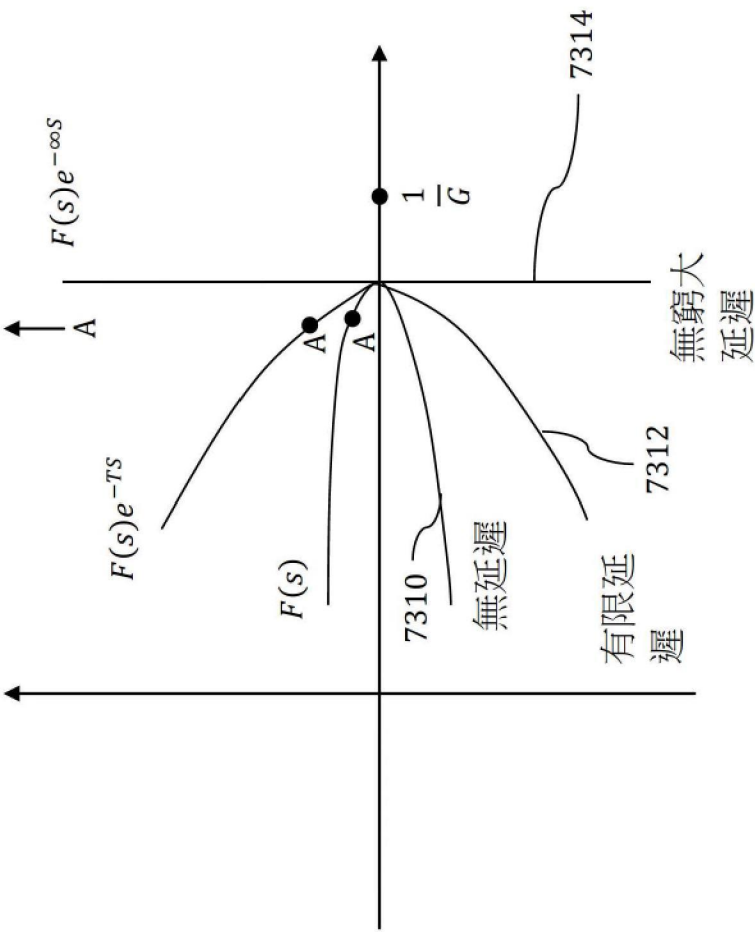


圖 73

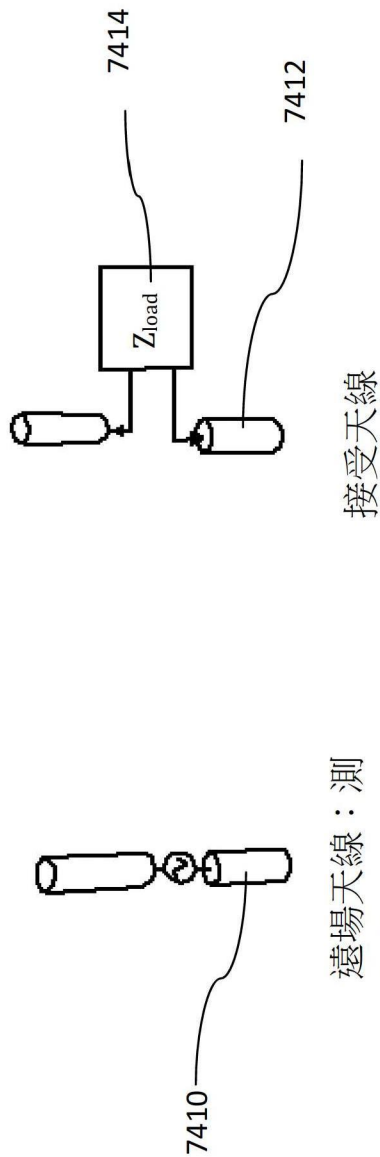


圖 74

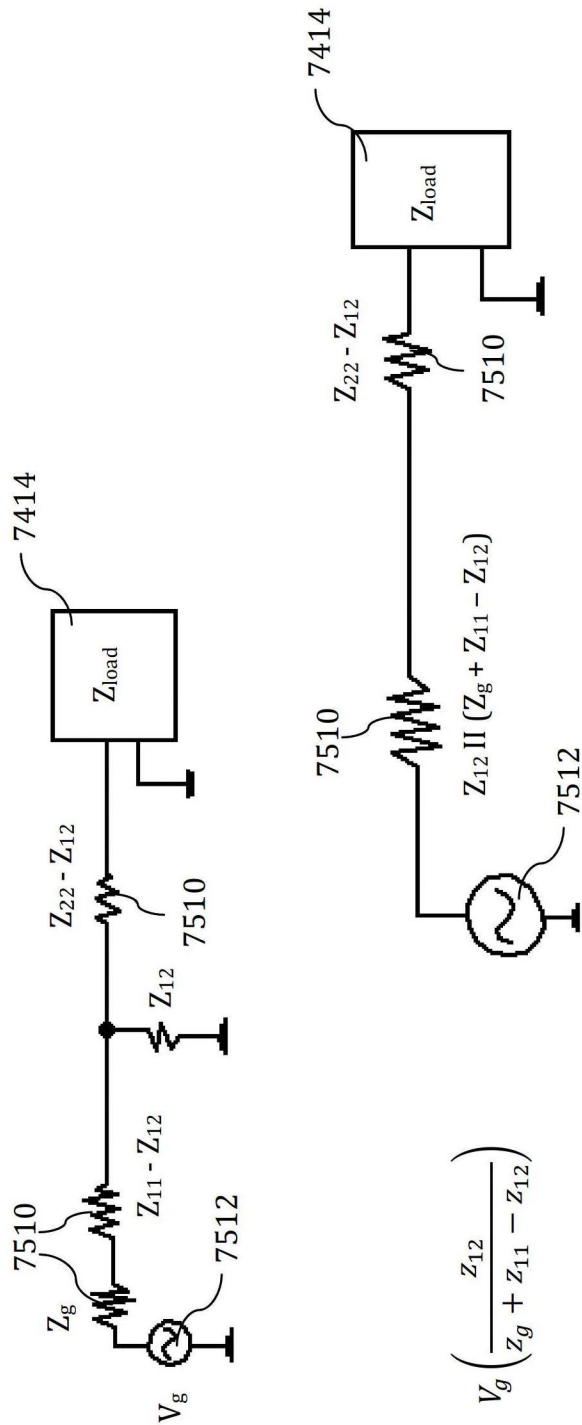


圖 75

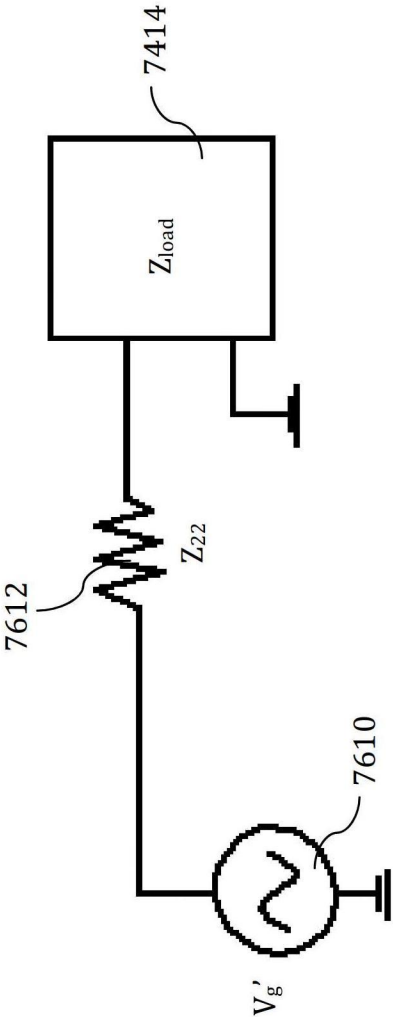


圖 76

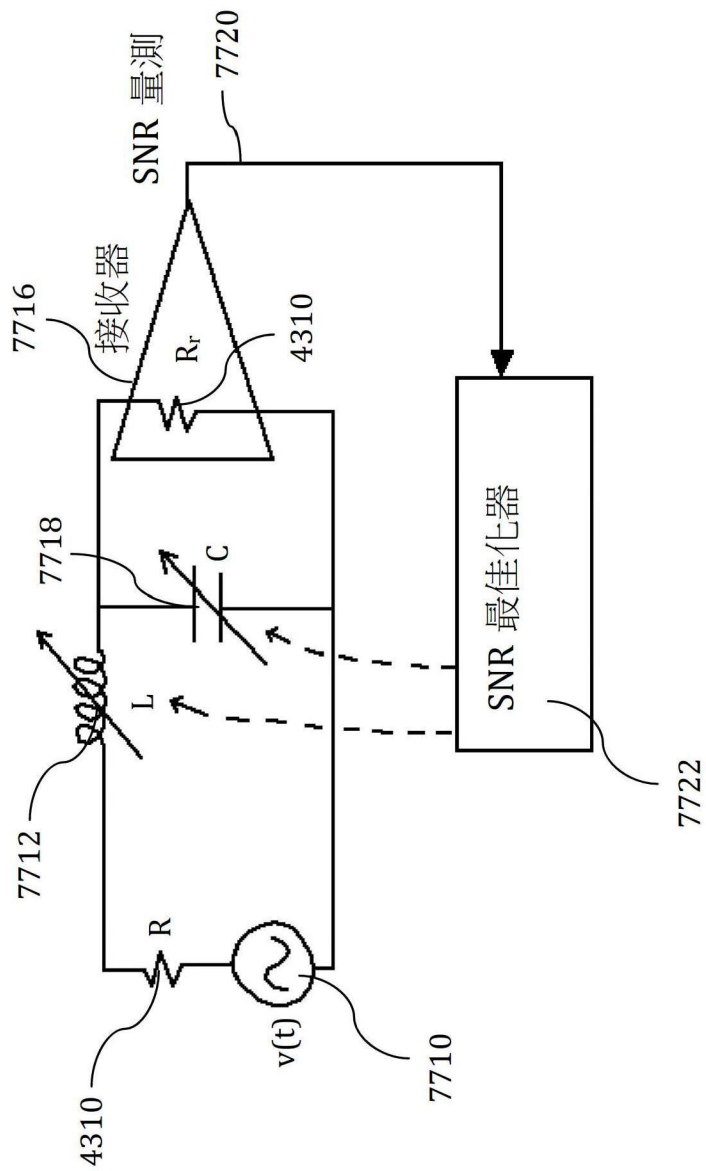


圖 77

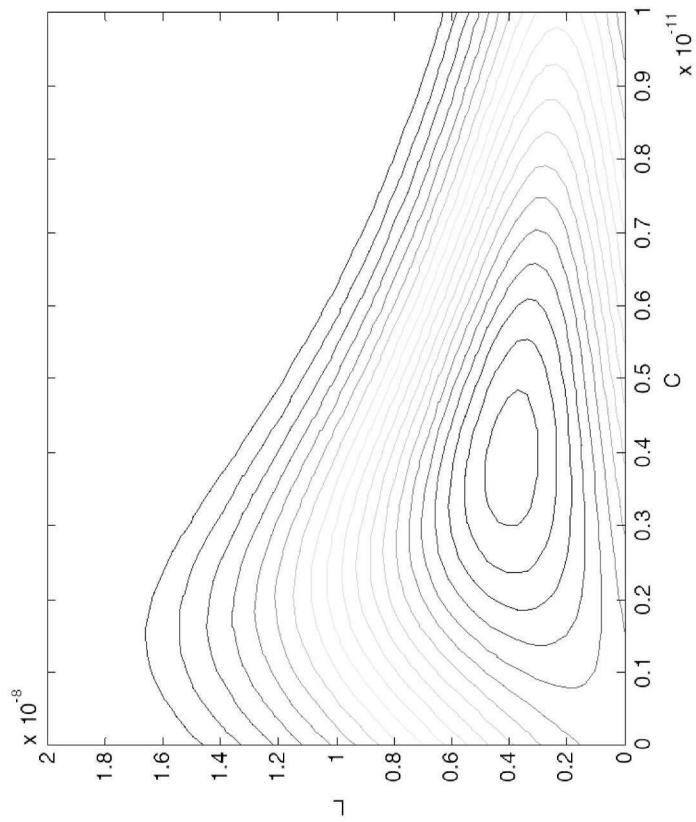


圖 78

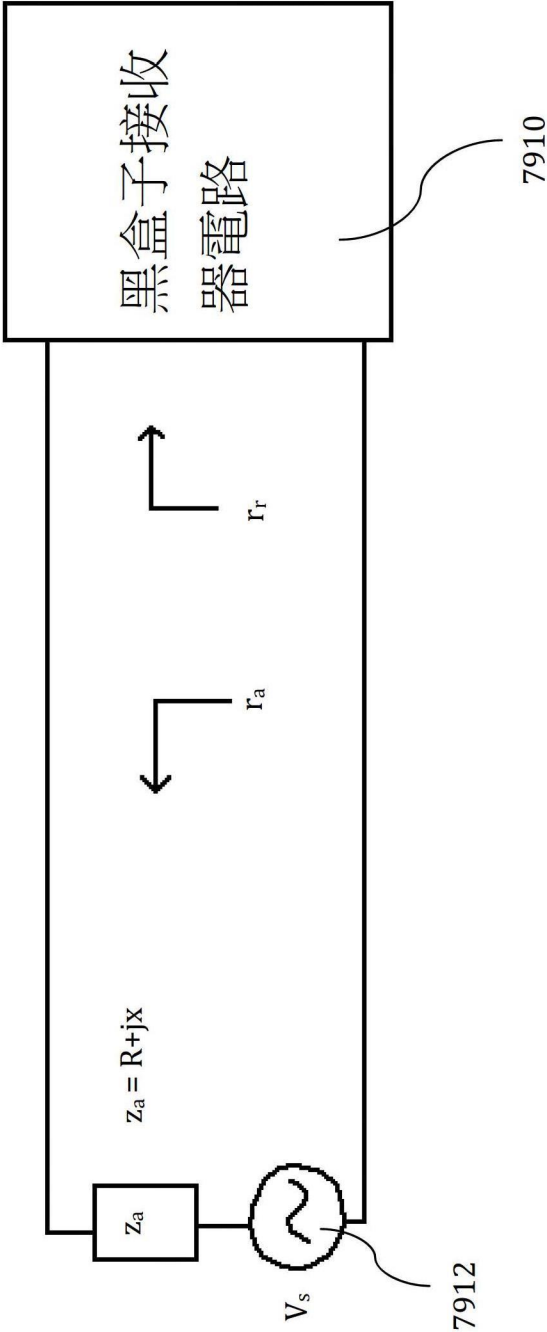


圖 79

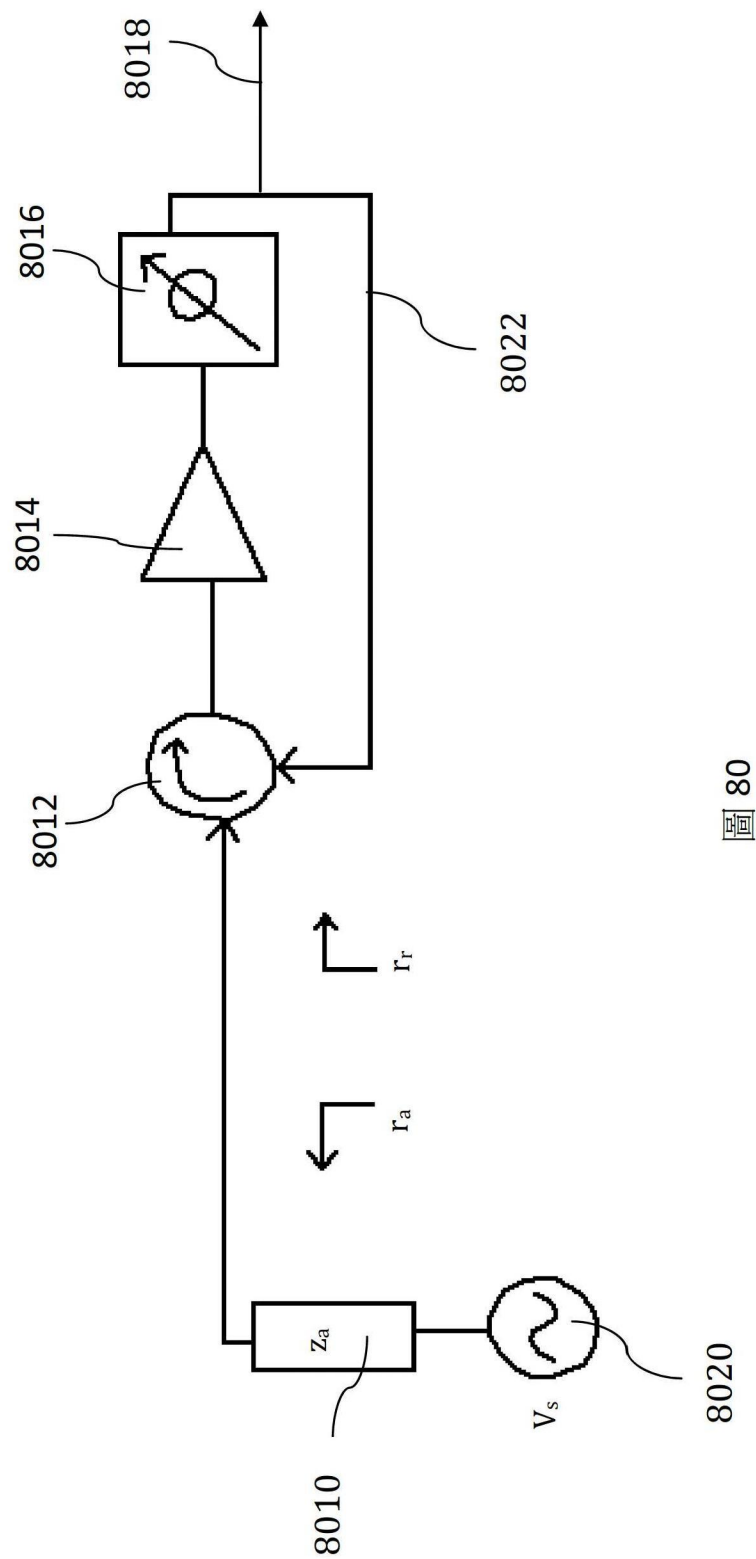


圖 80

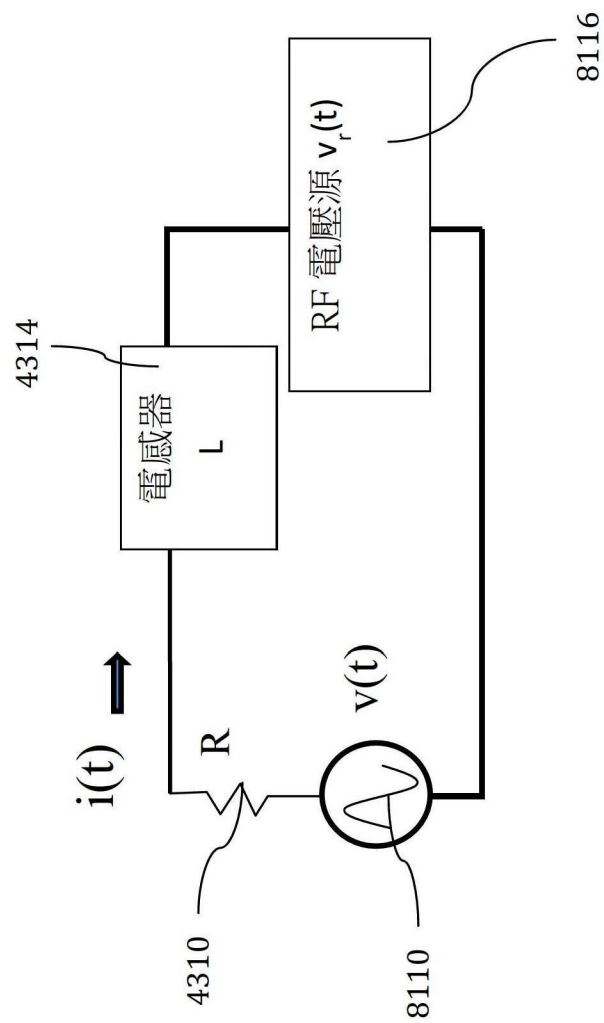


圖 81

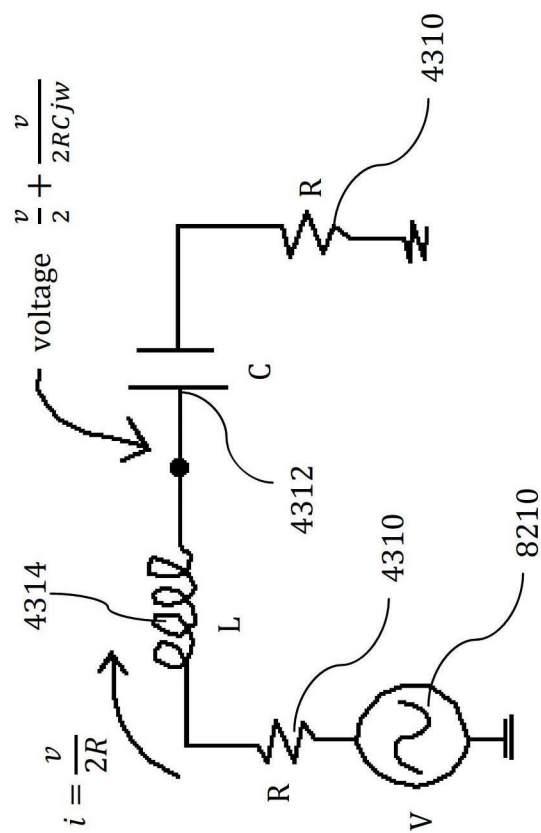


圖 82

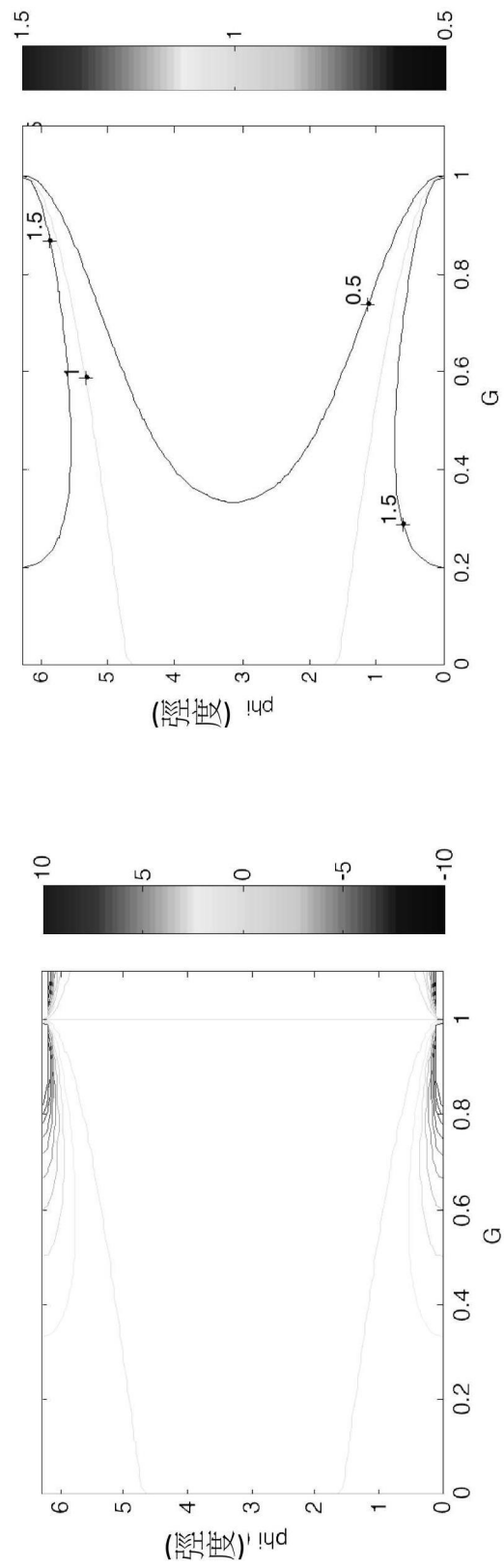


圖 83

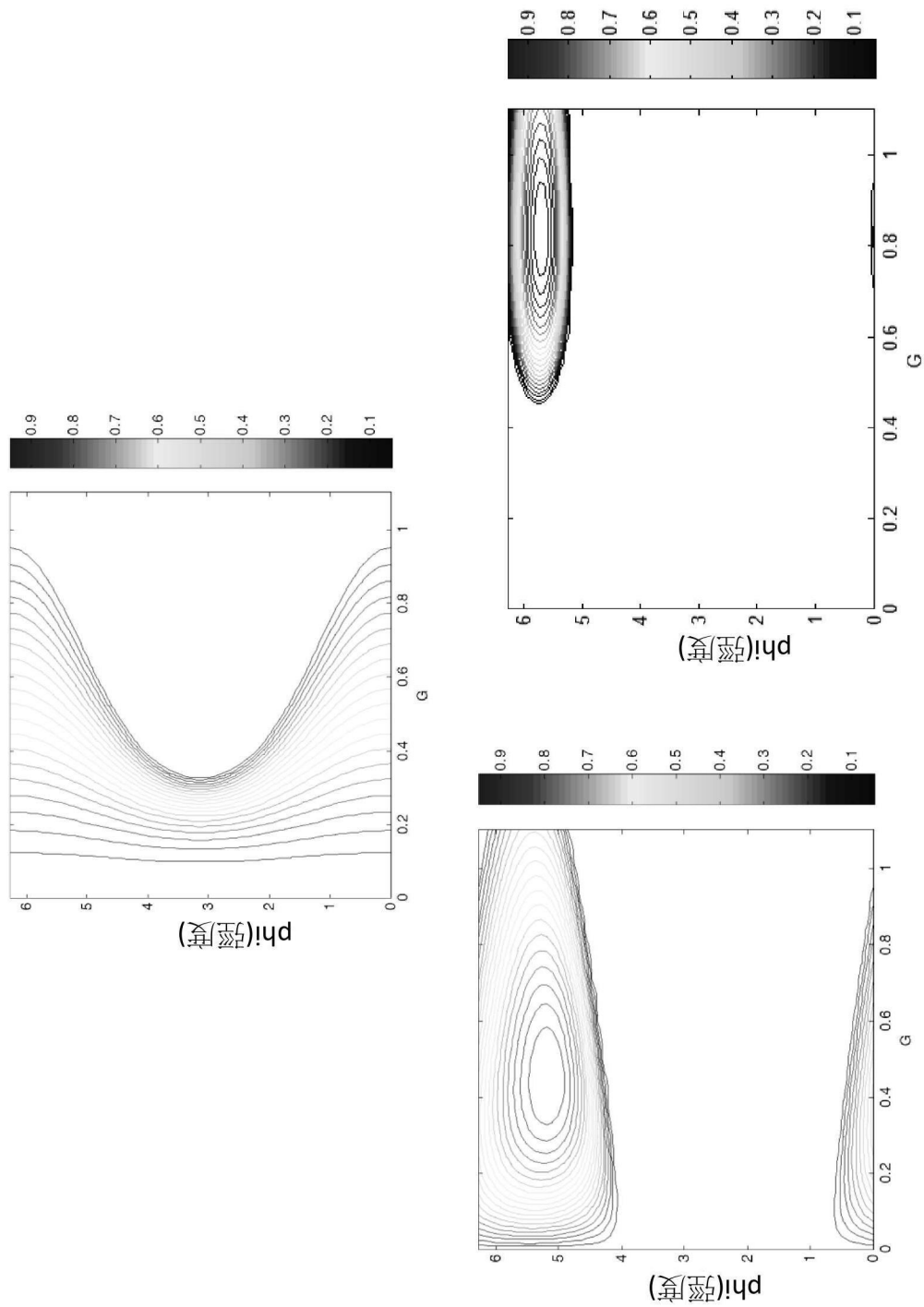


圖 84

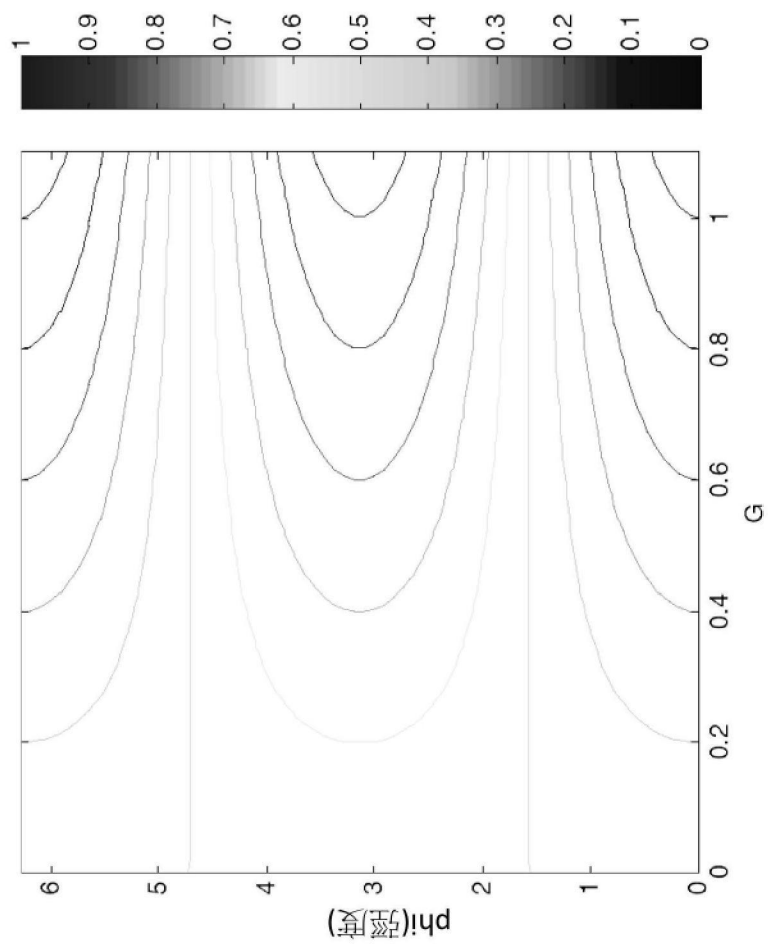


圖 85

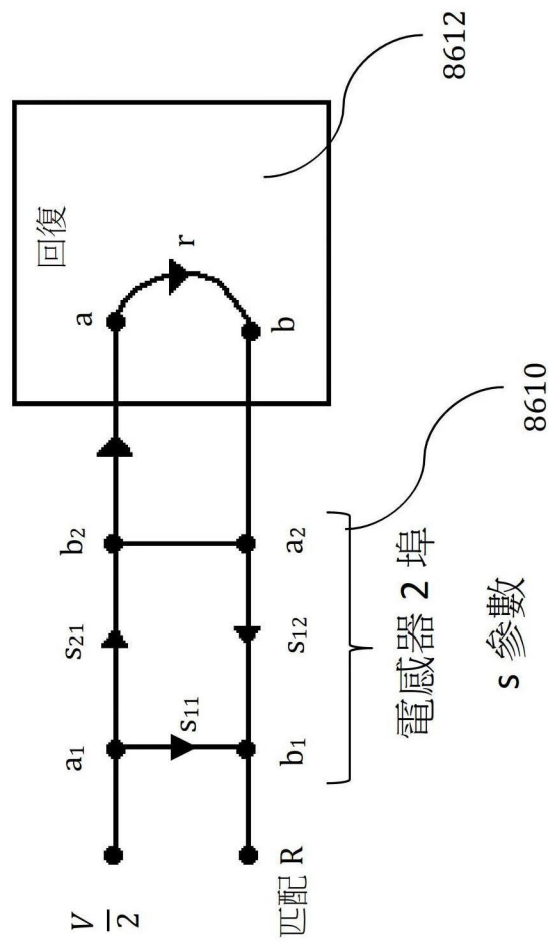


圖 86

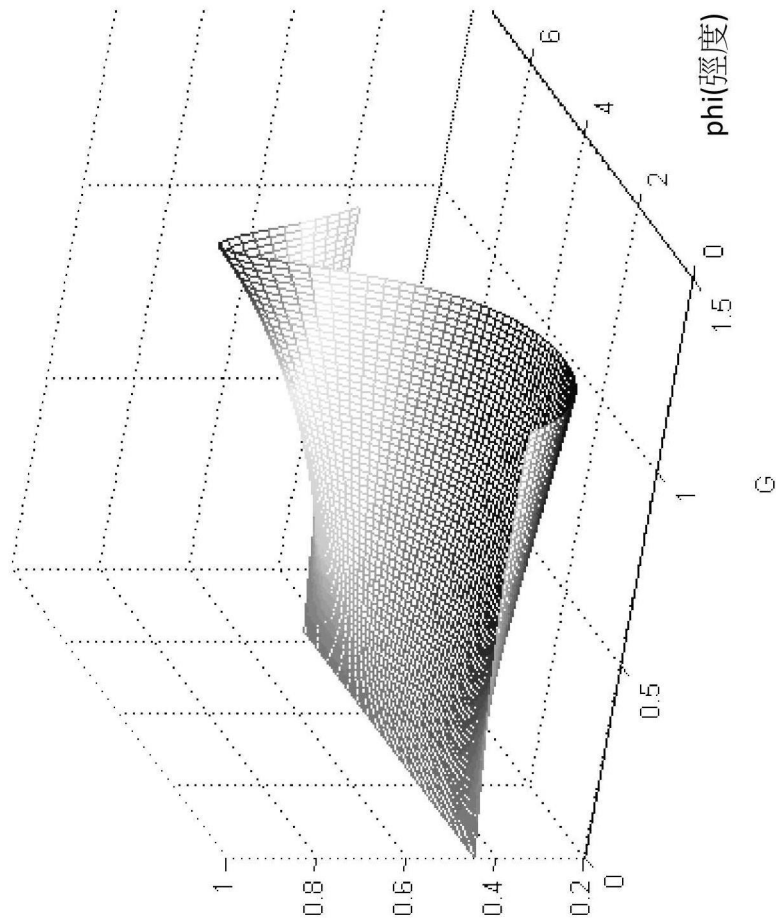


圖 87

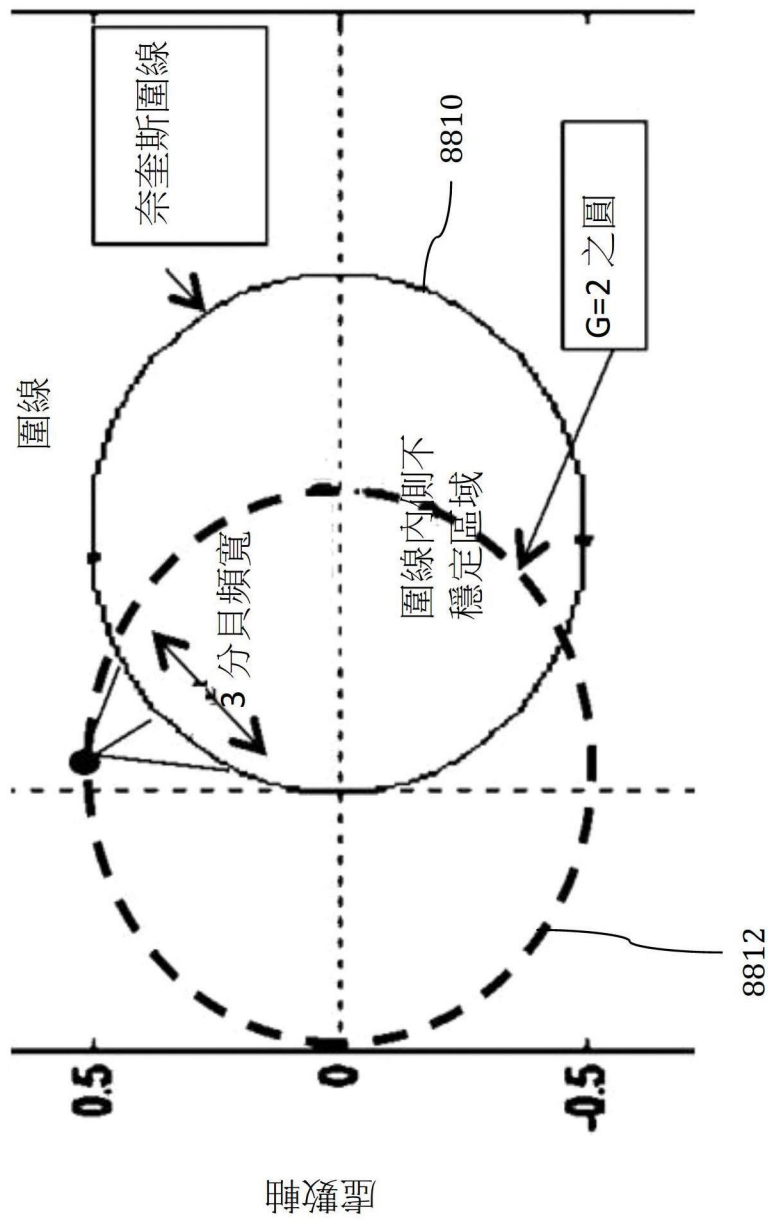


圖 88

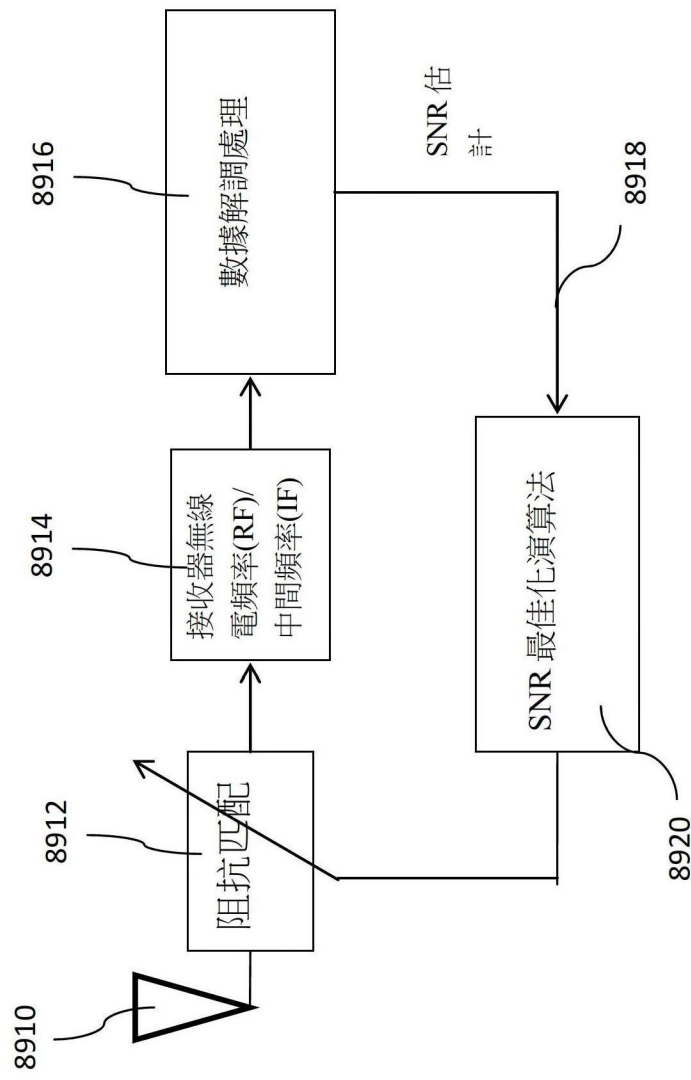


圖 89

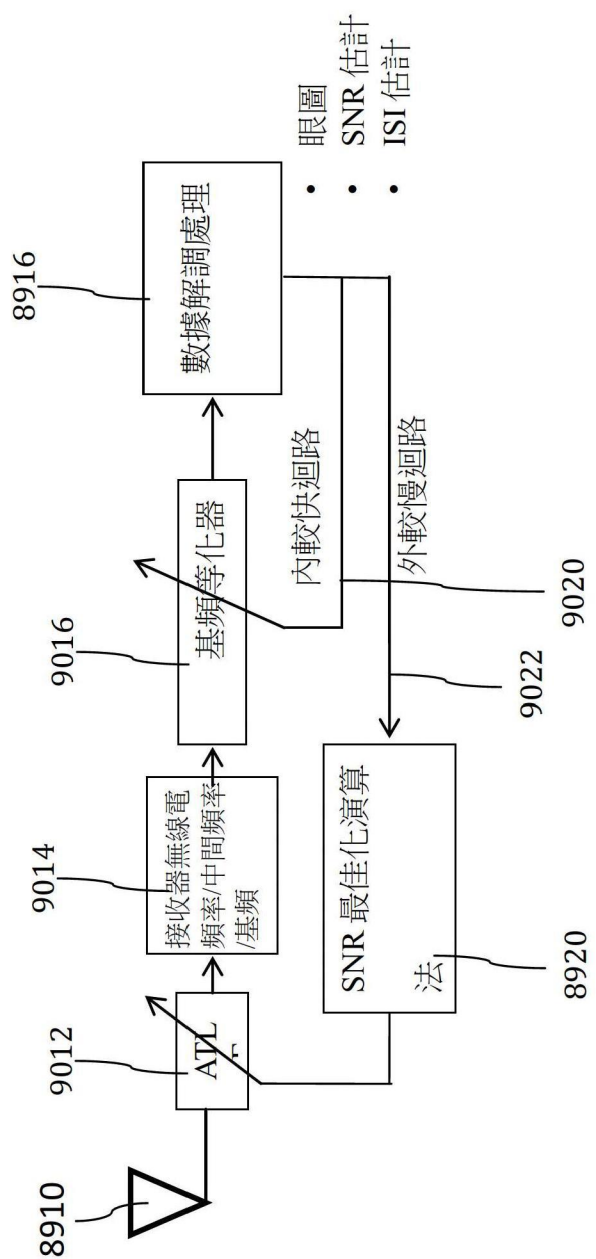


圖 90

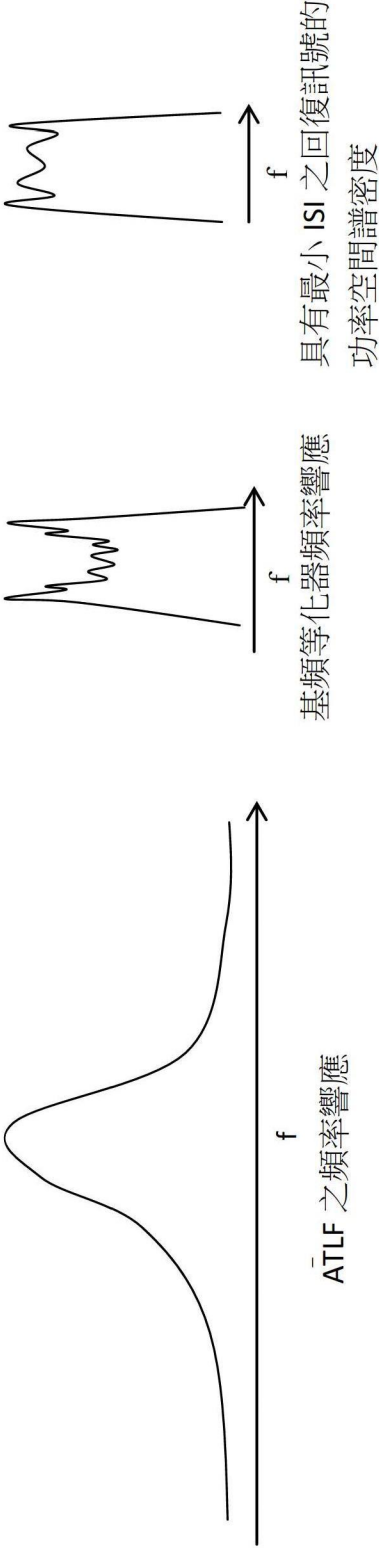
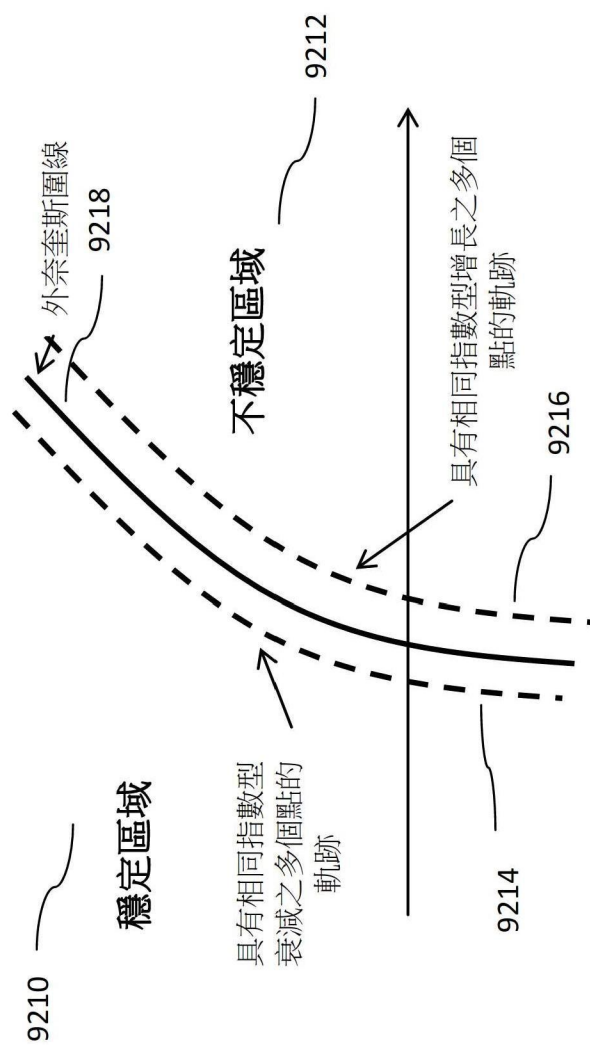


圖 91



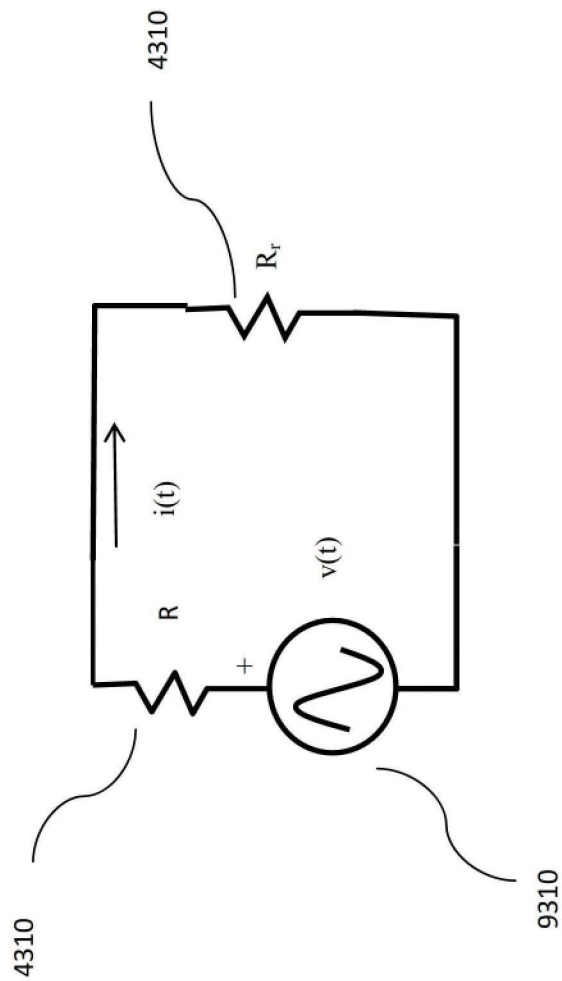


圖 93

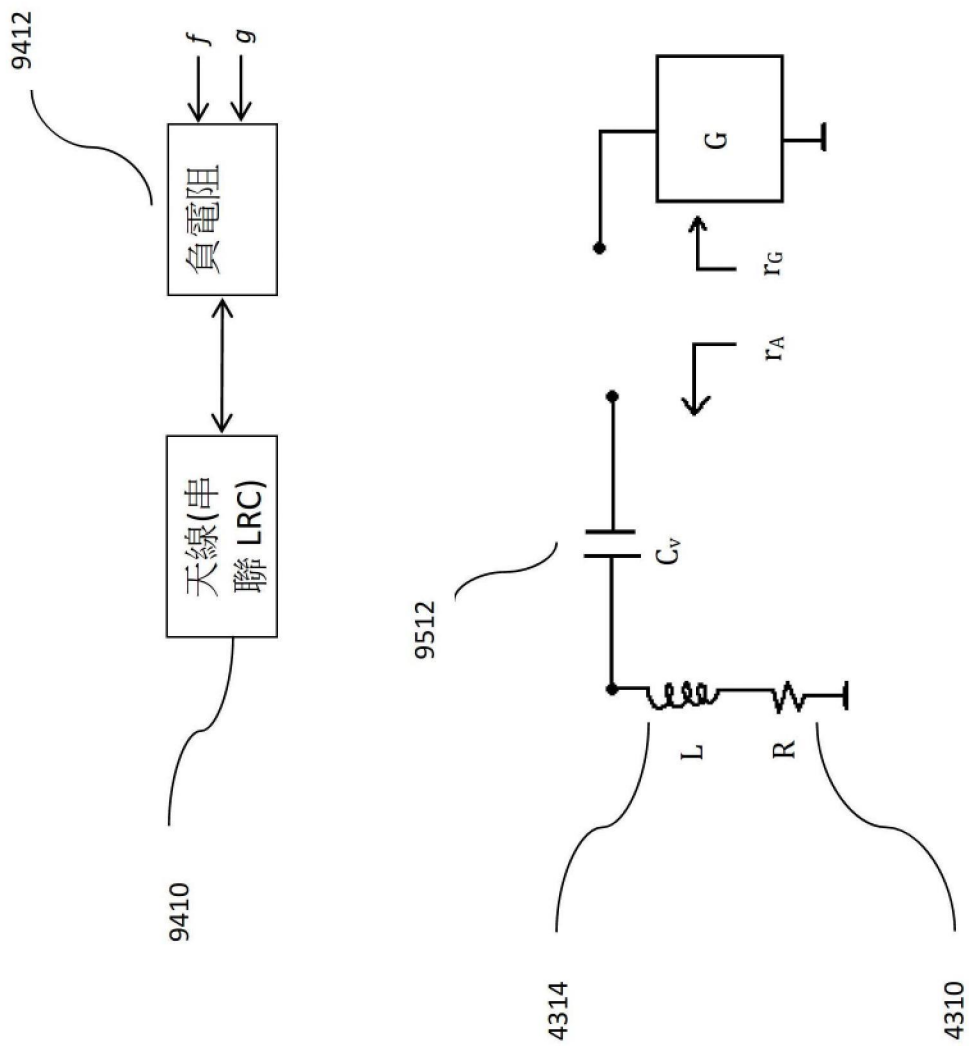


圖 94

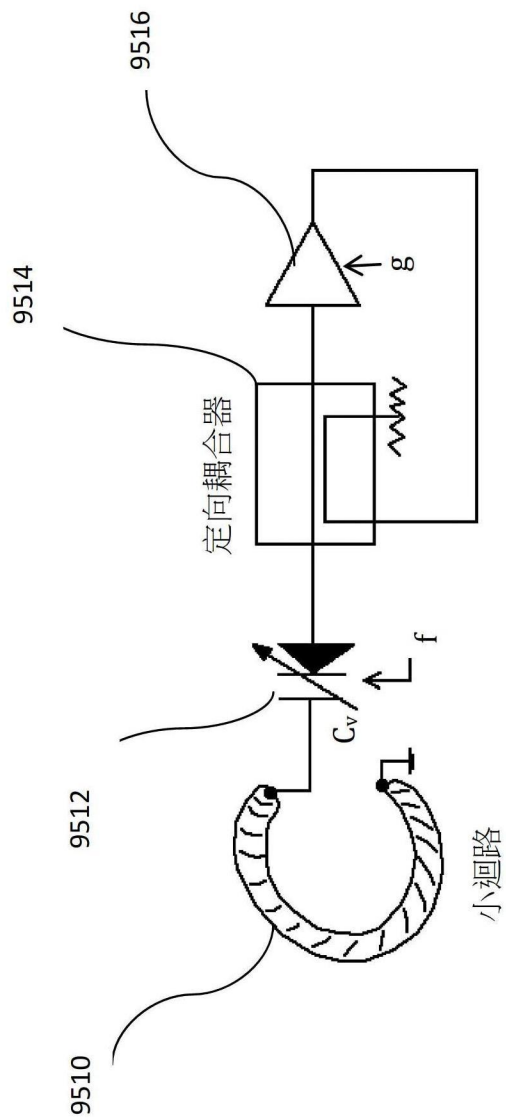


圖 95

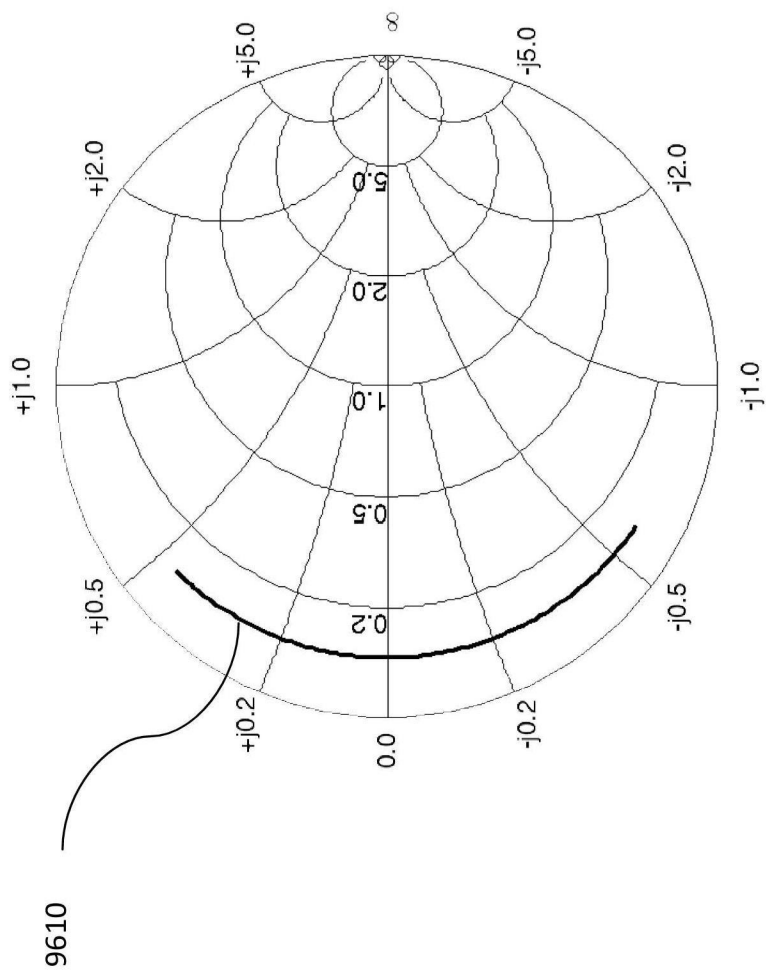


圖 96

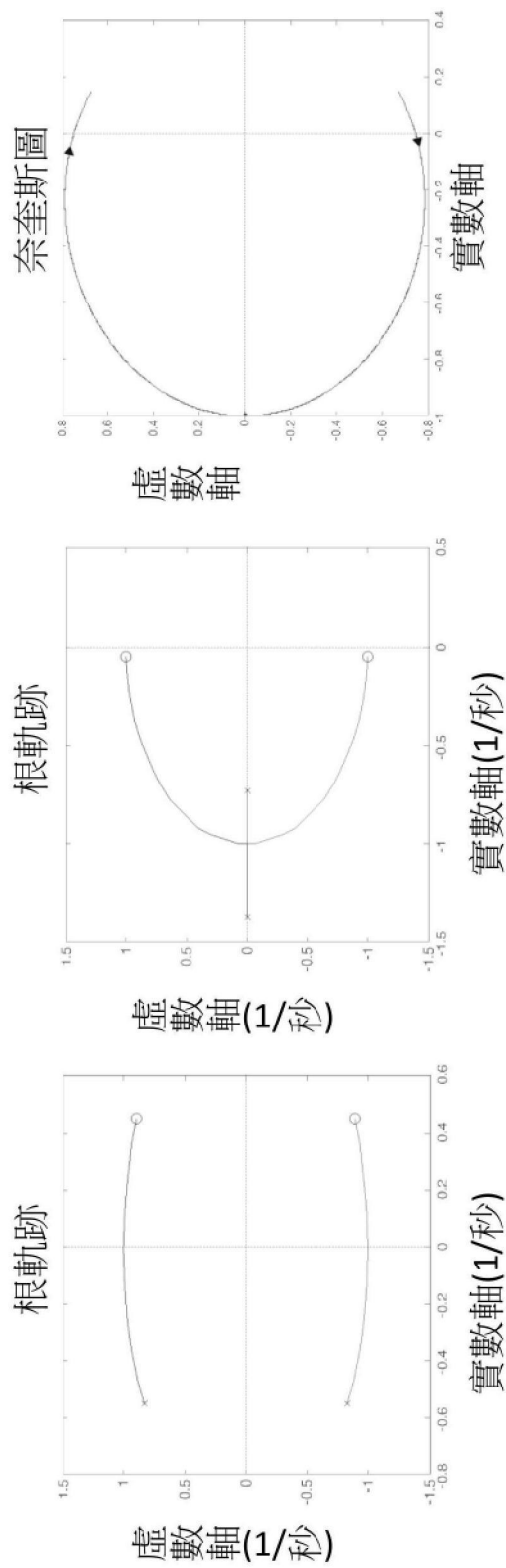


圖 97

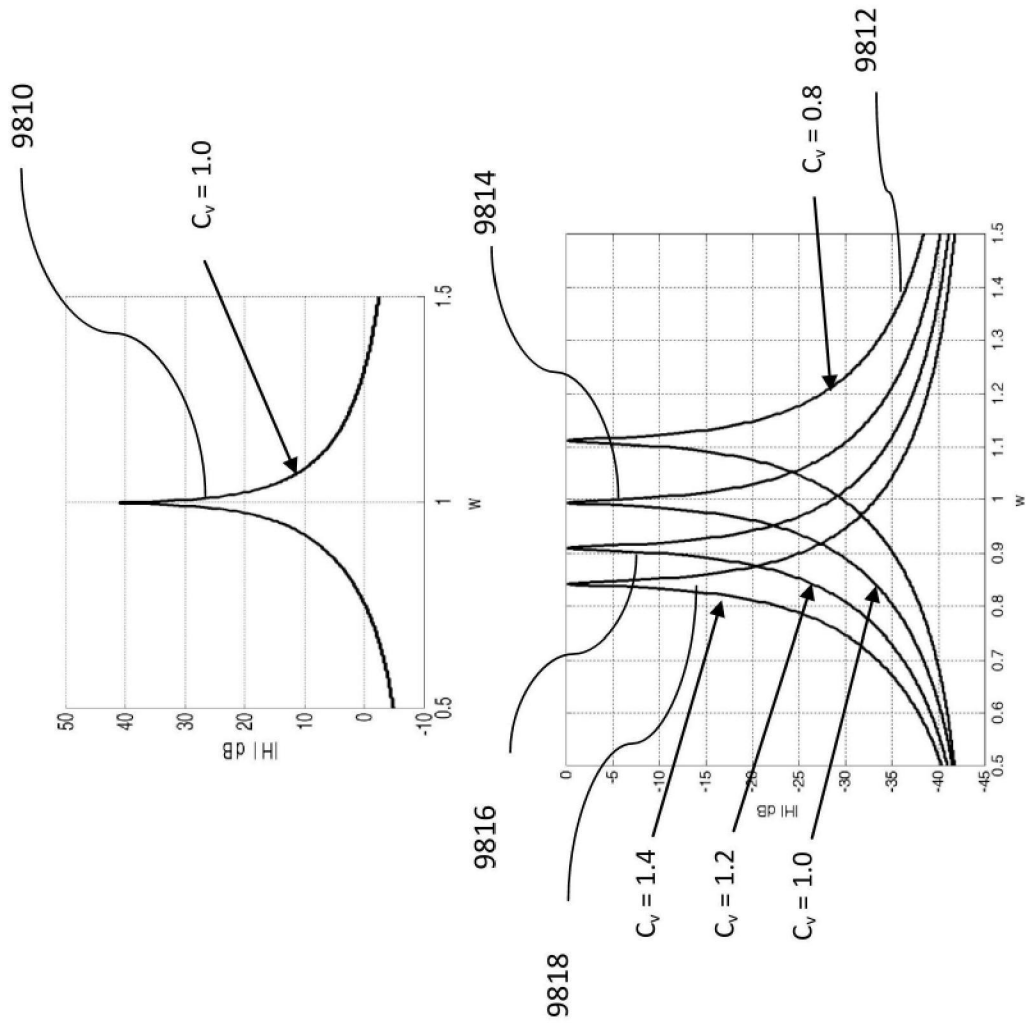


圖 98

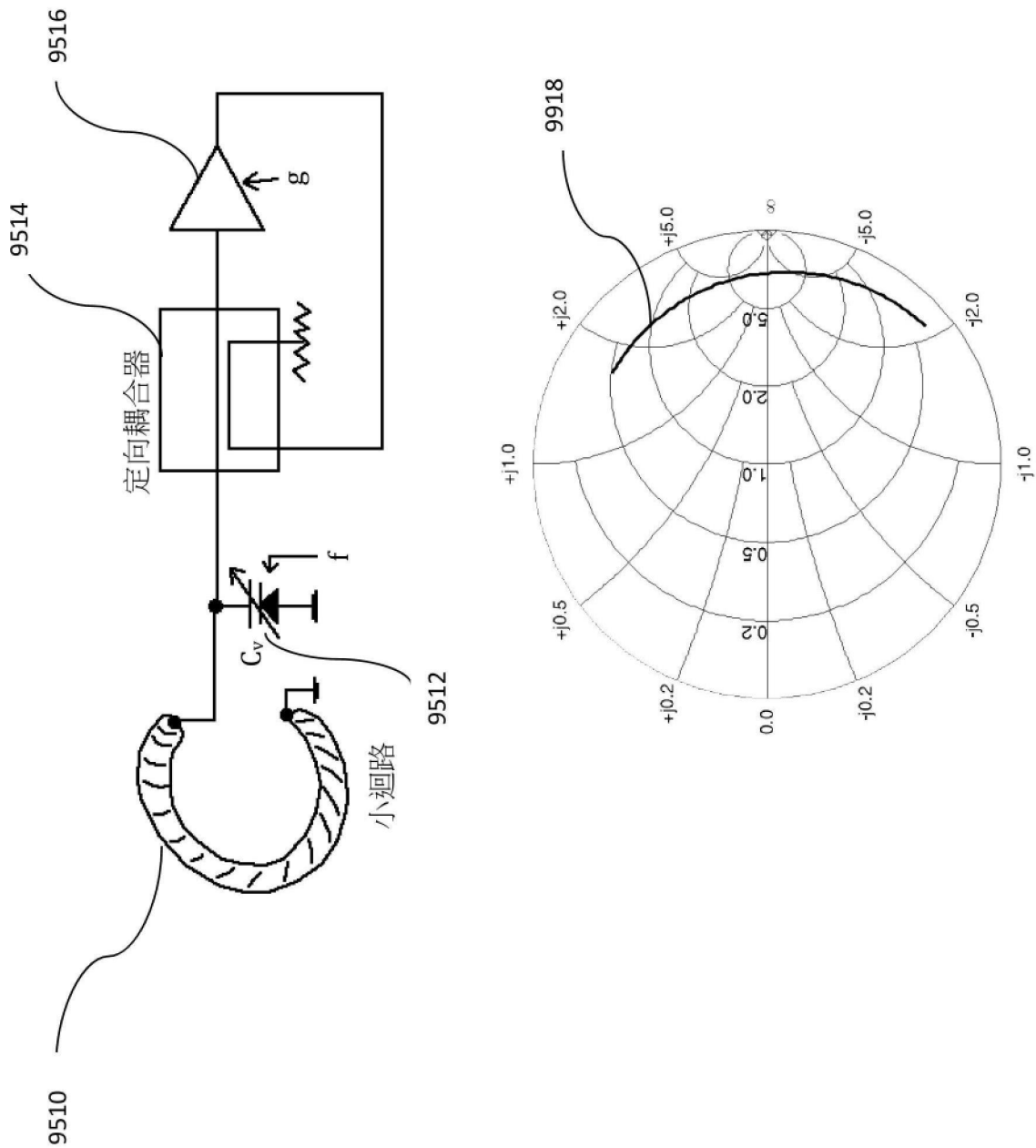


圖99

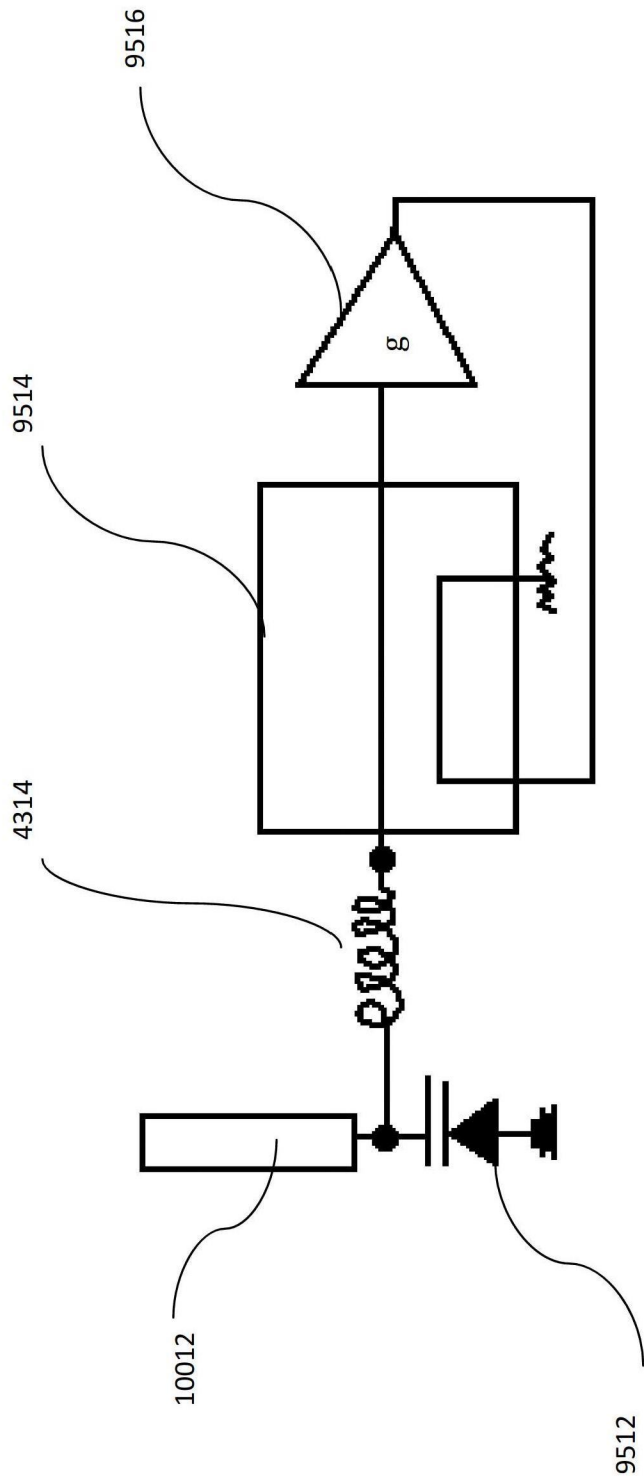


圖 100

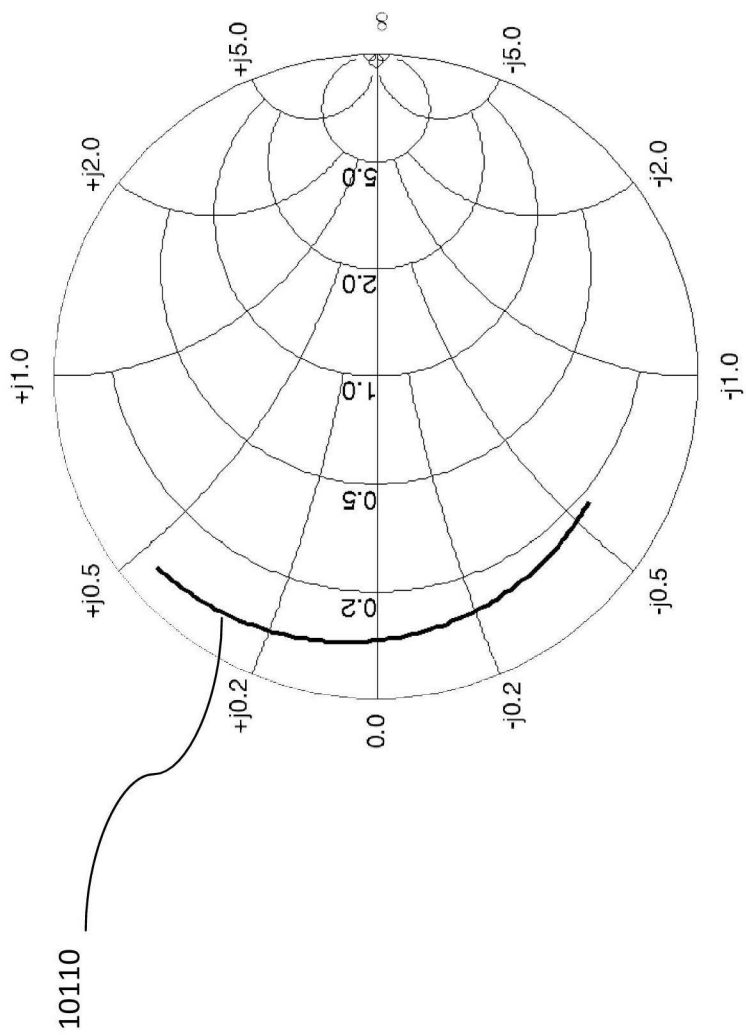


圖 101

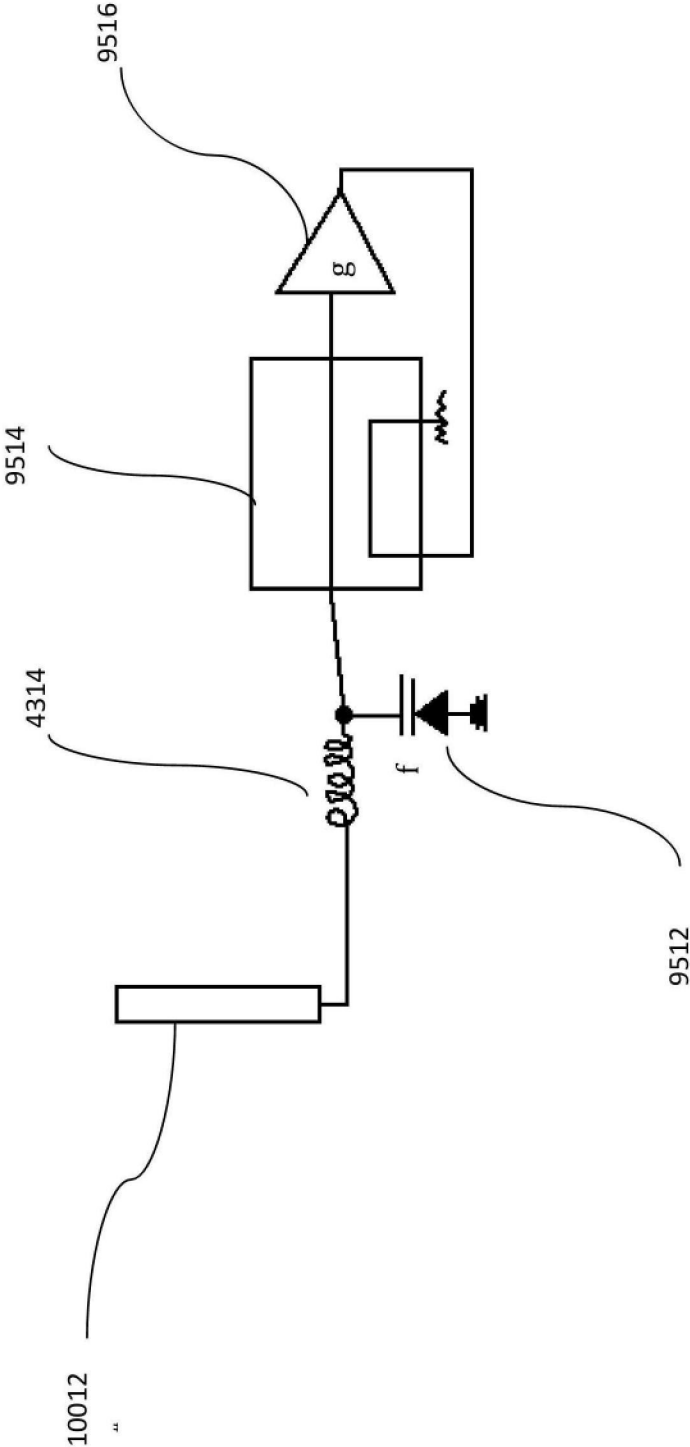


圖 102

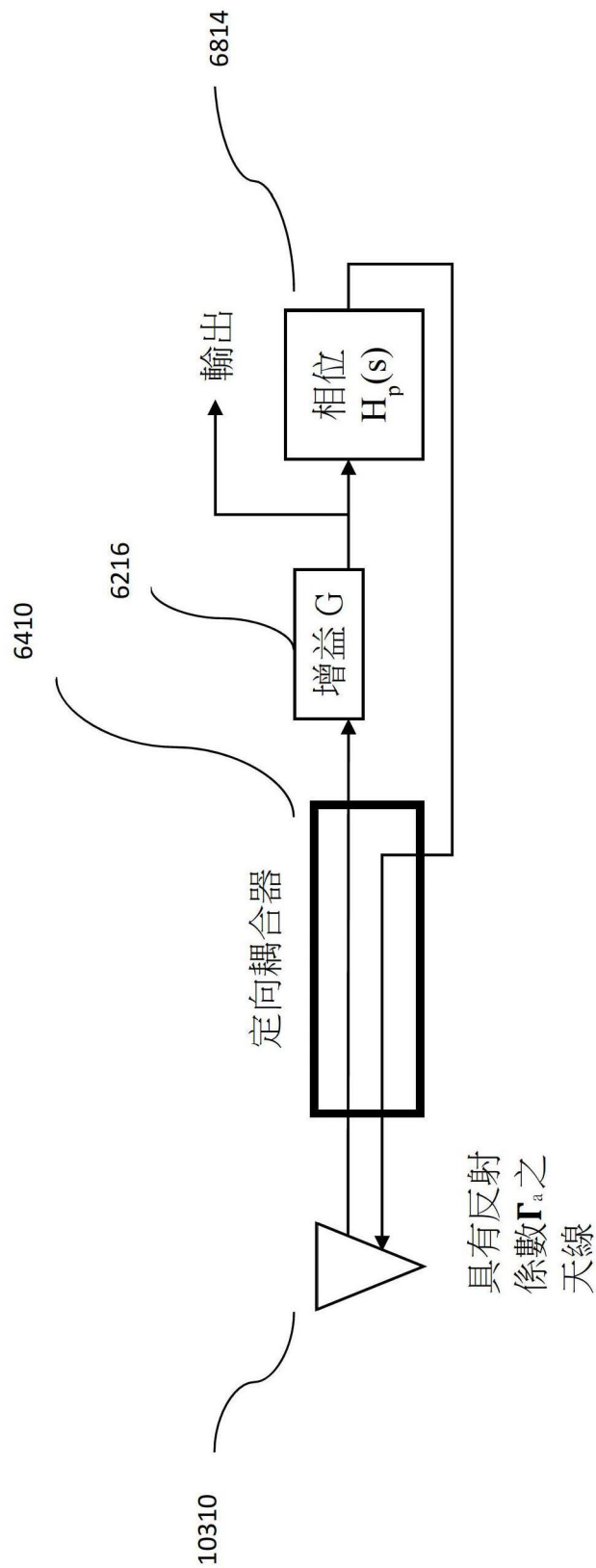


圖 103

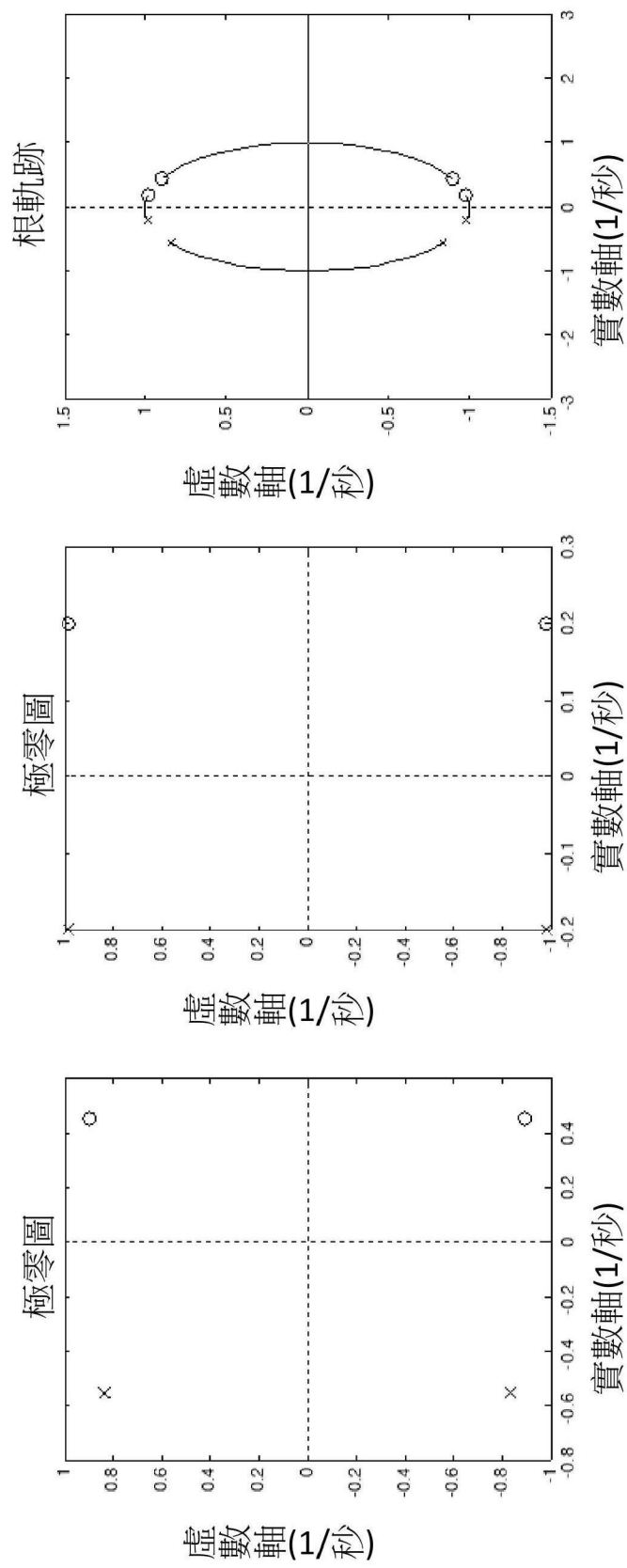


圖 104

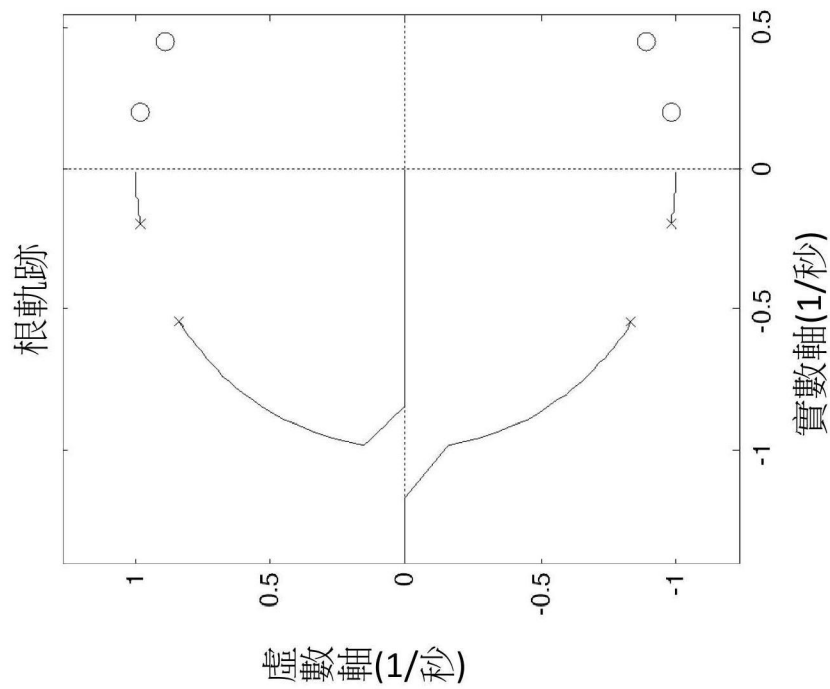
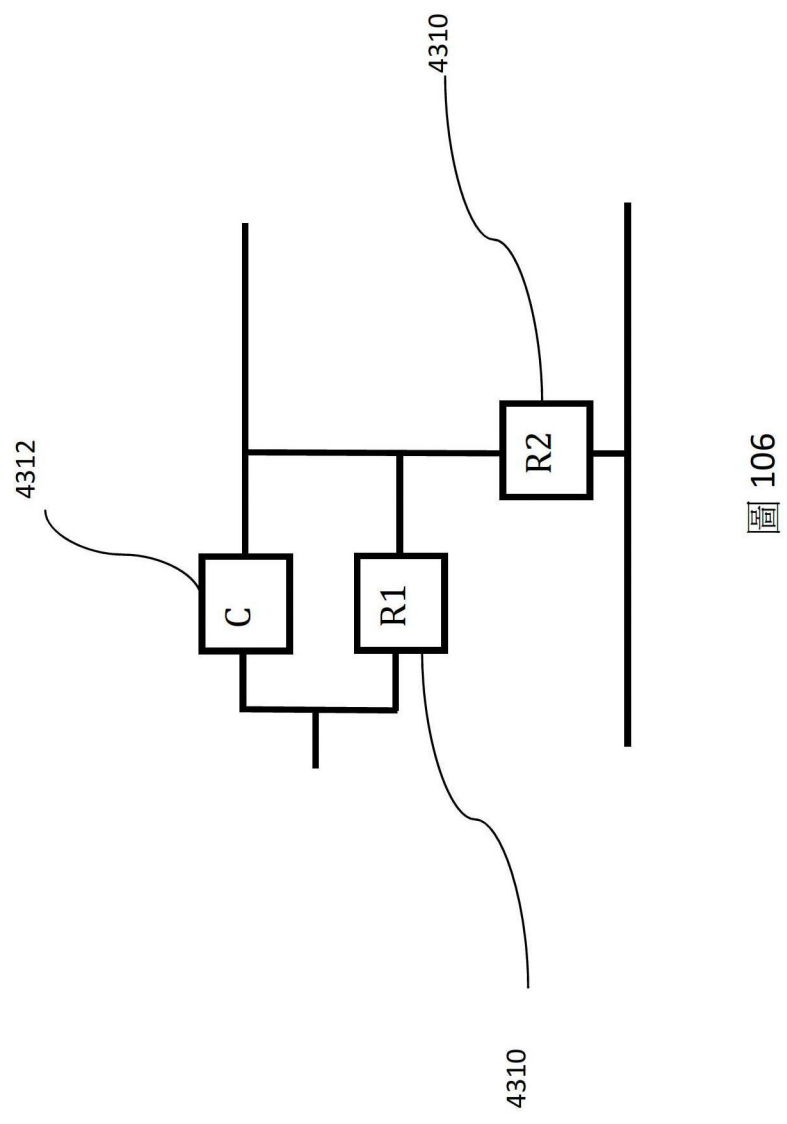


圖 105



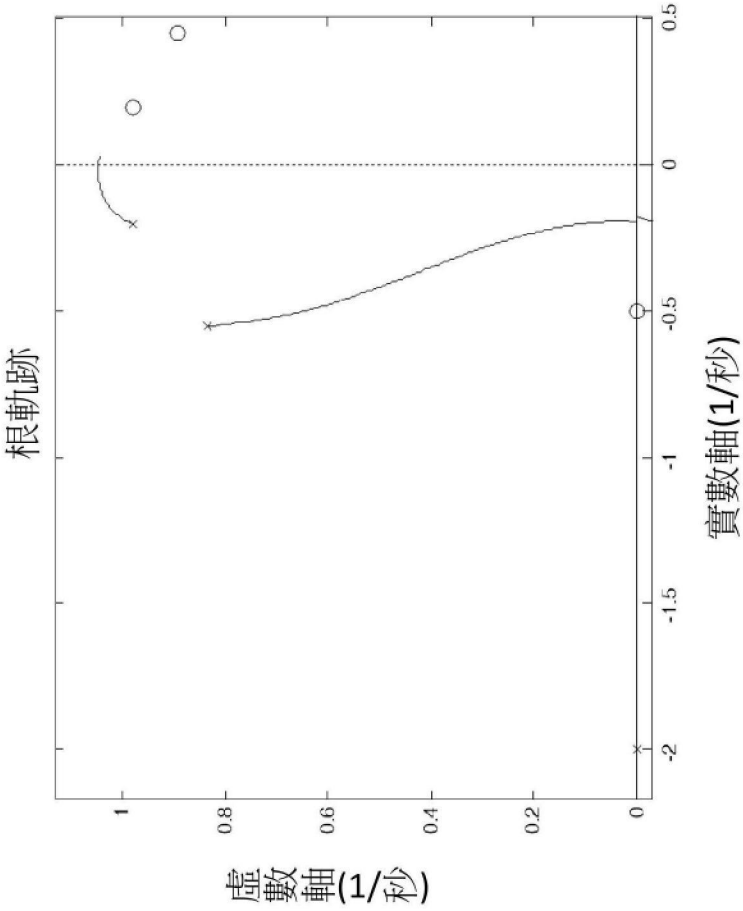


圖 107

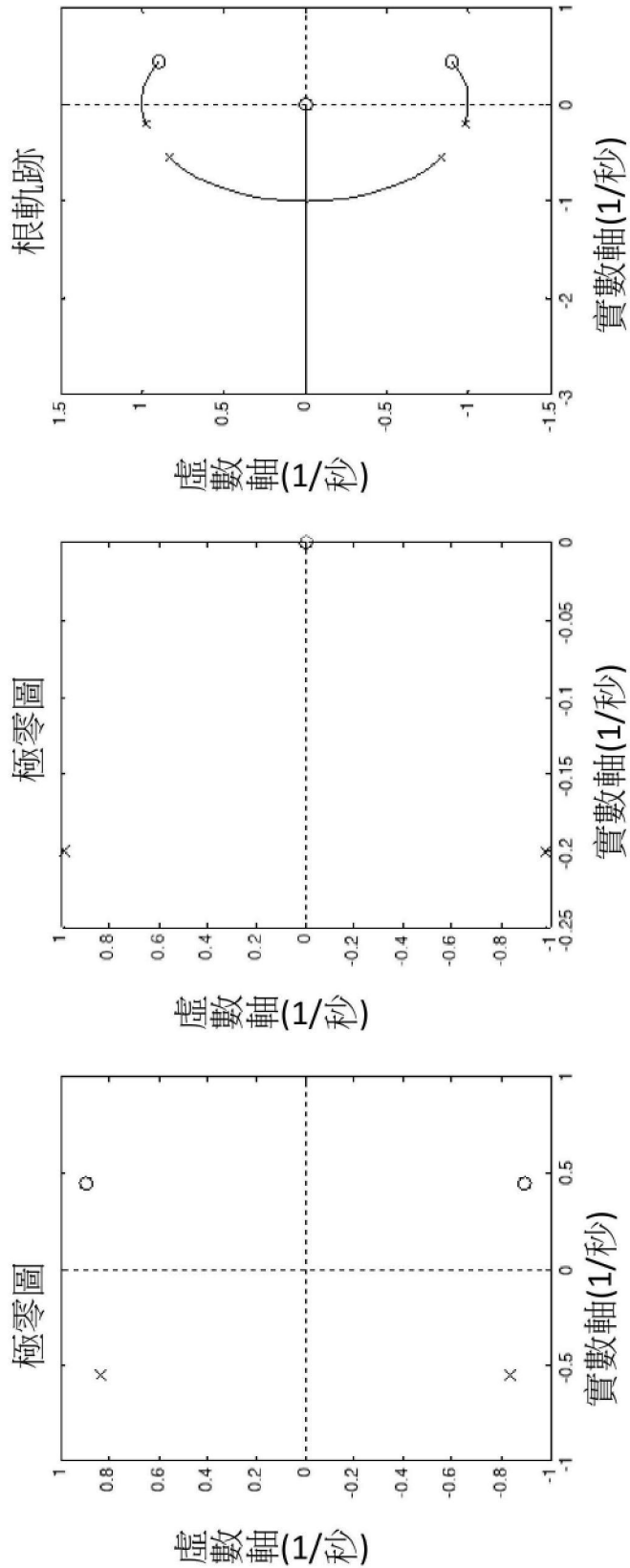


圖 108

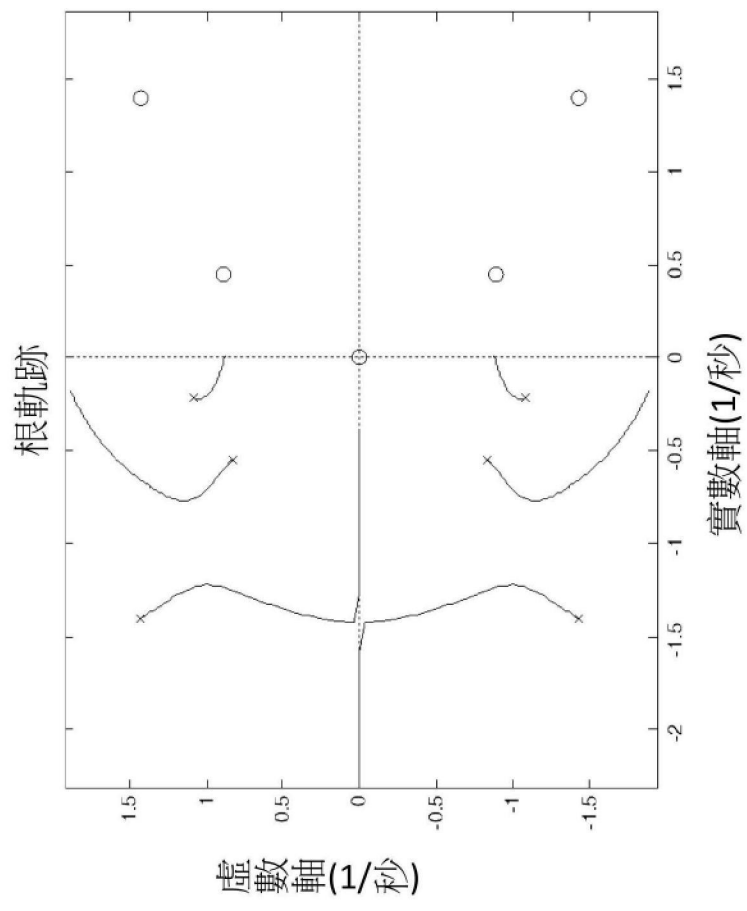


圖 109

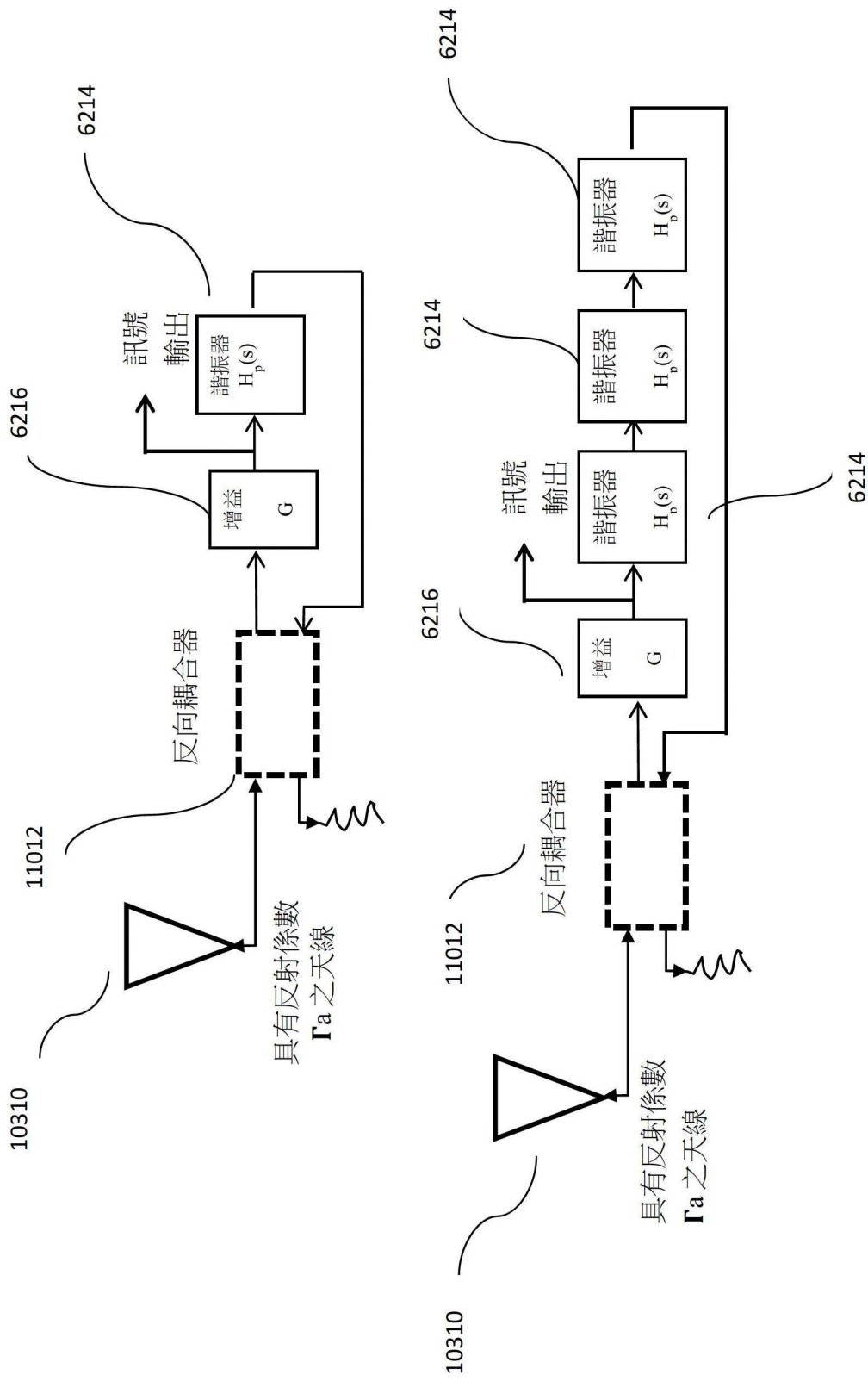


圖 110

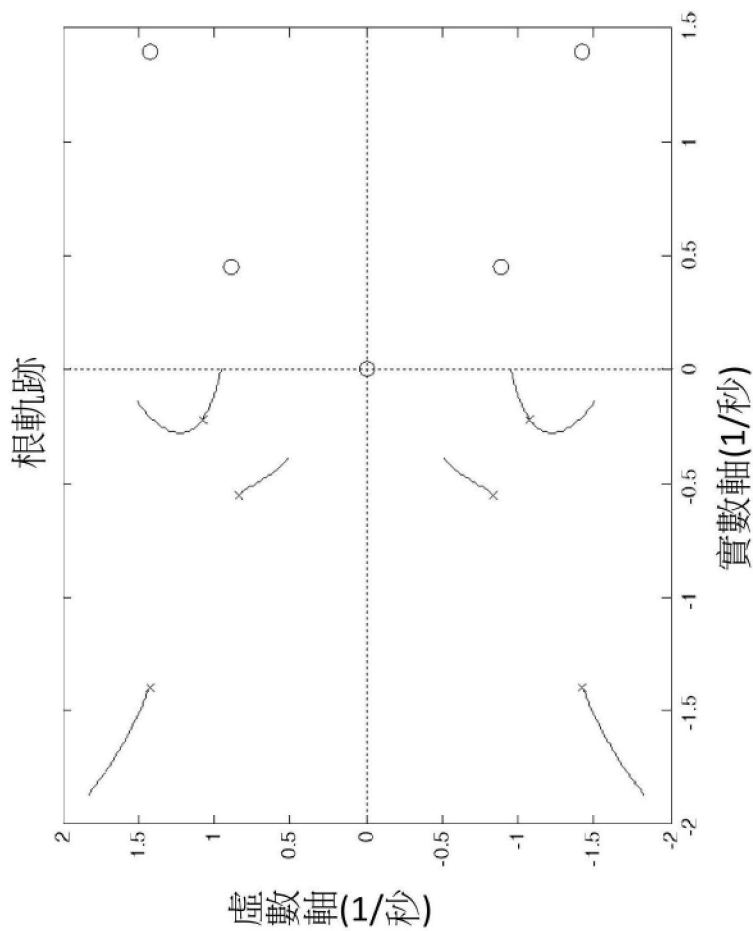


圖 111

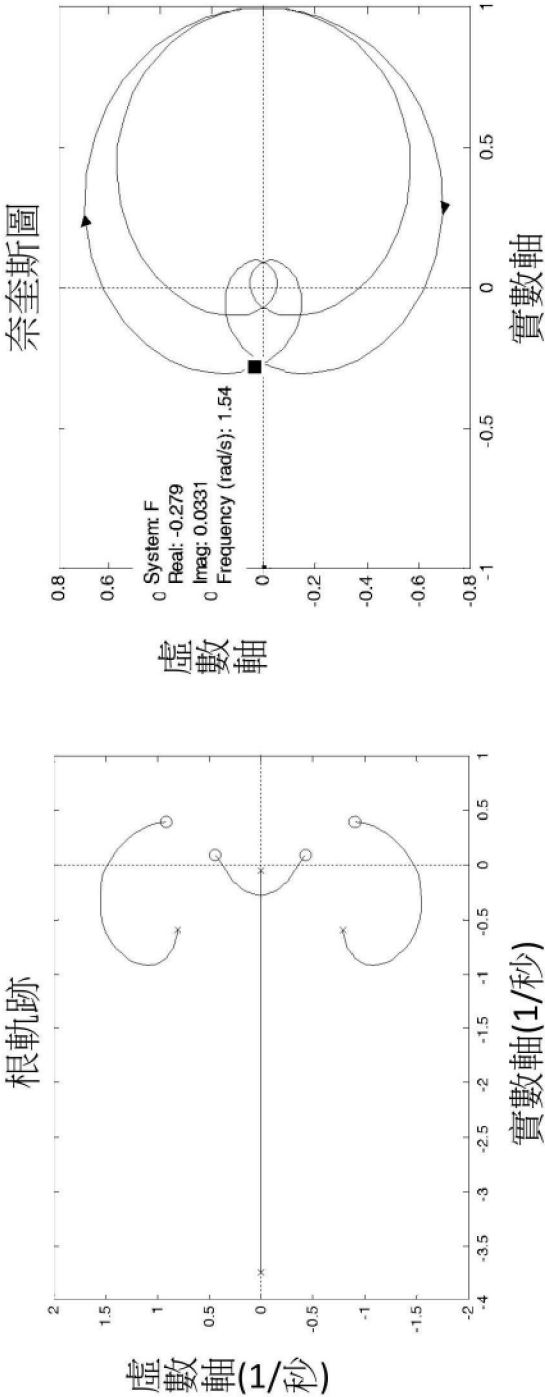
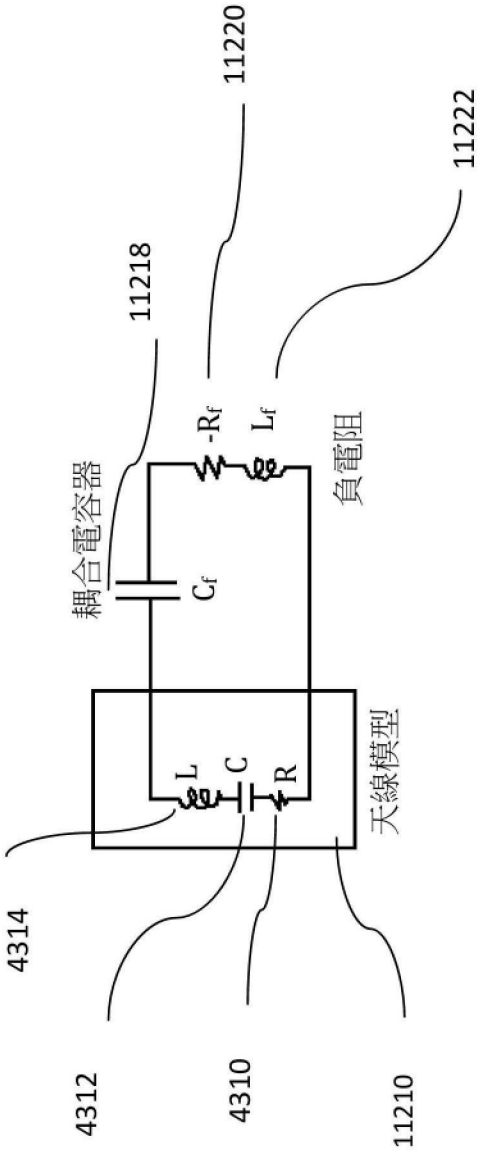


圖 112

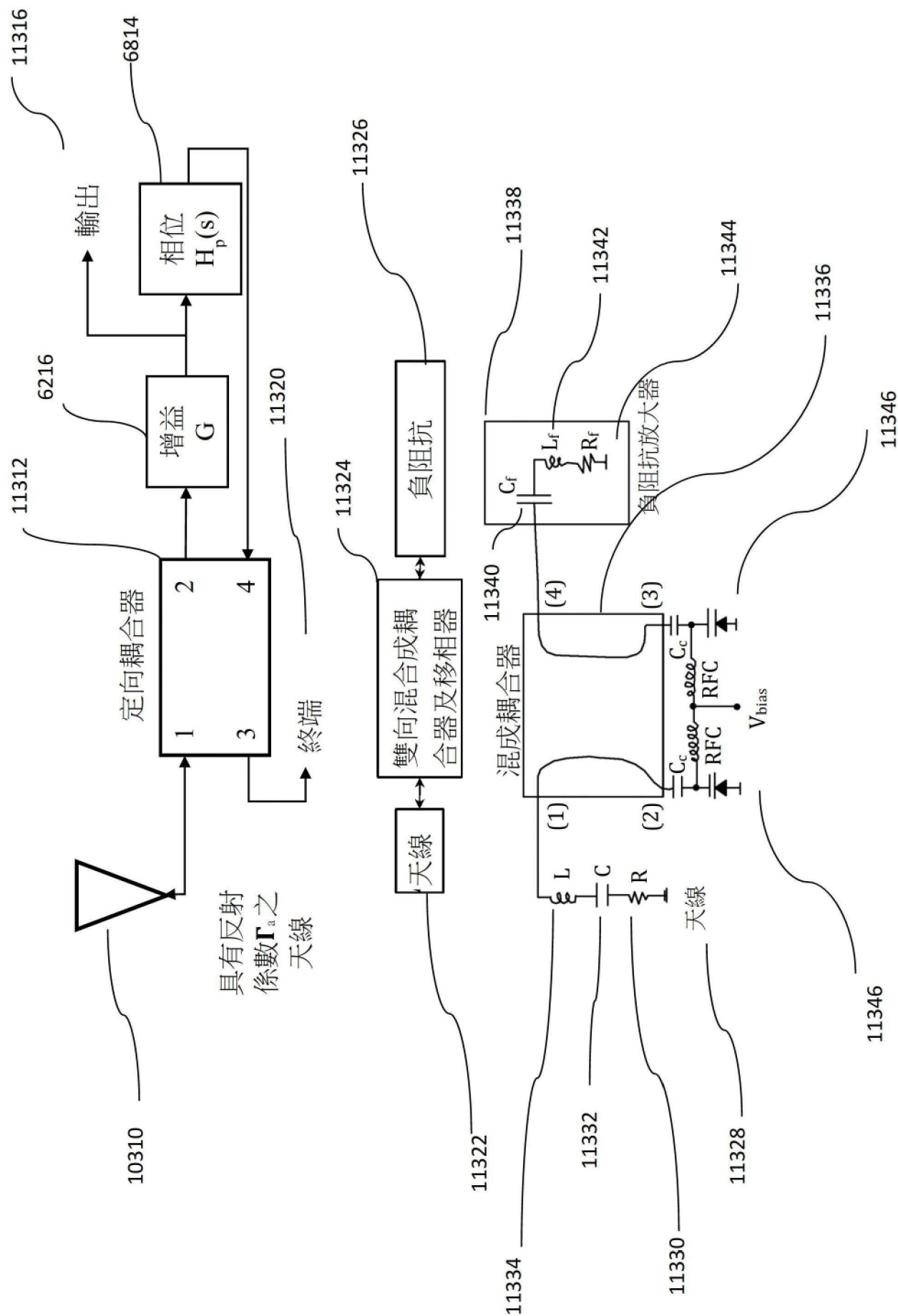


圖 113

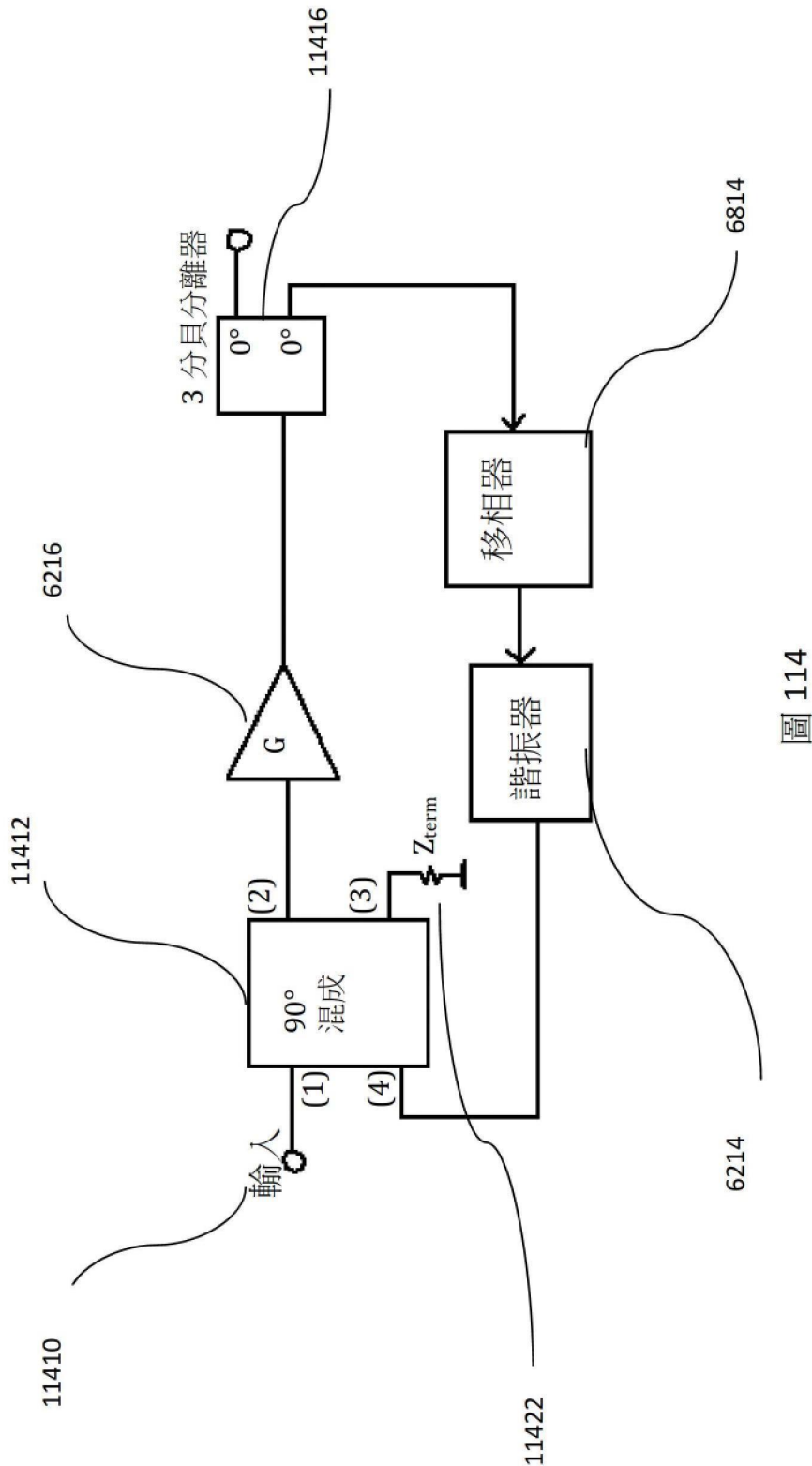


圖 114

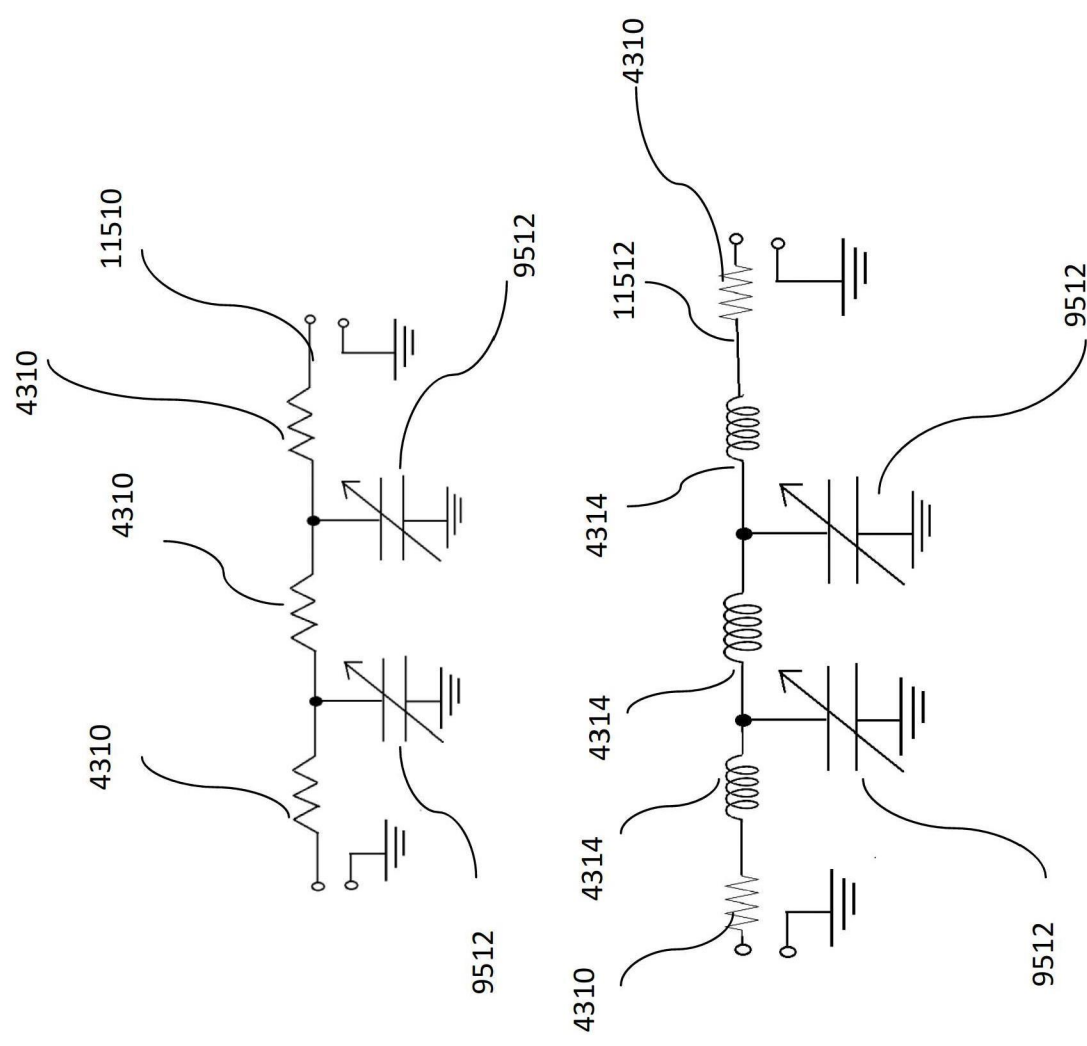


圖 115

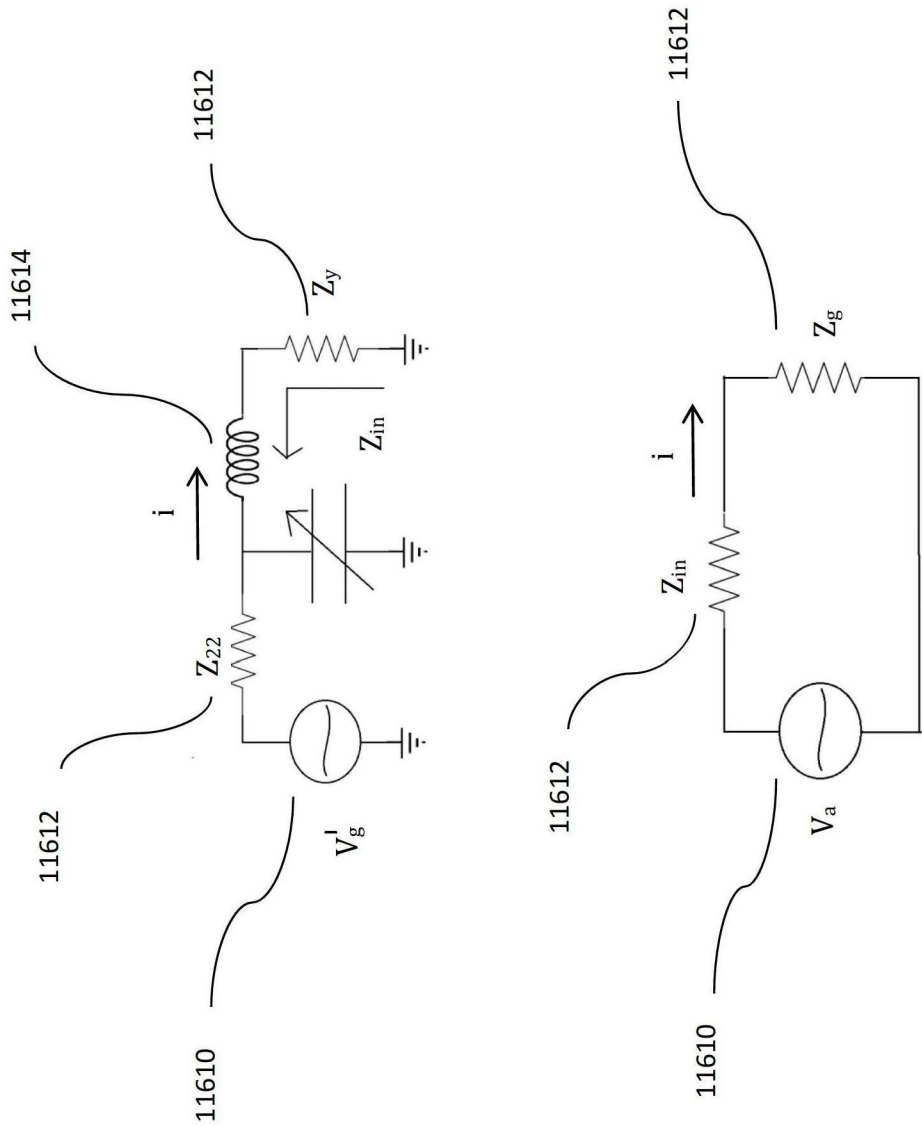


圖 116

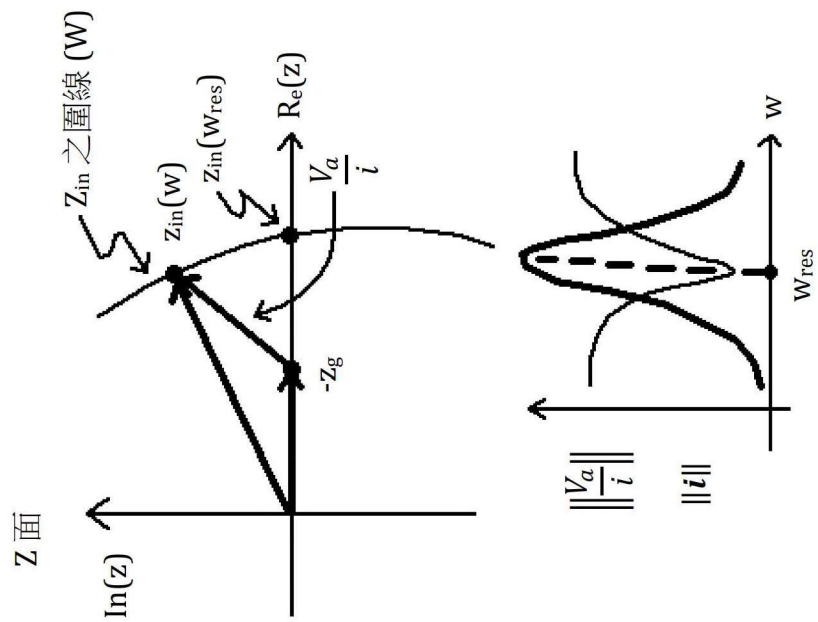


圖 117

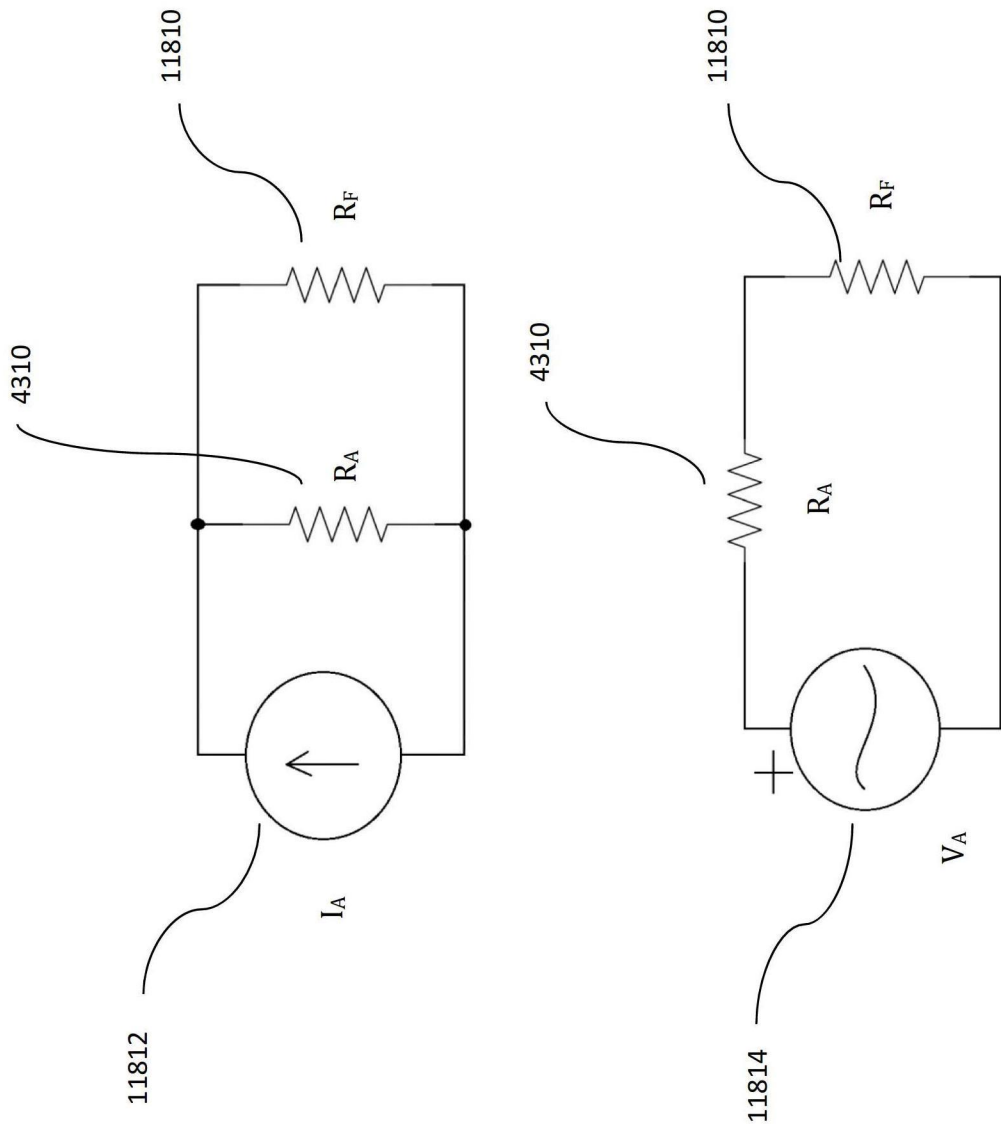


圖 118

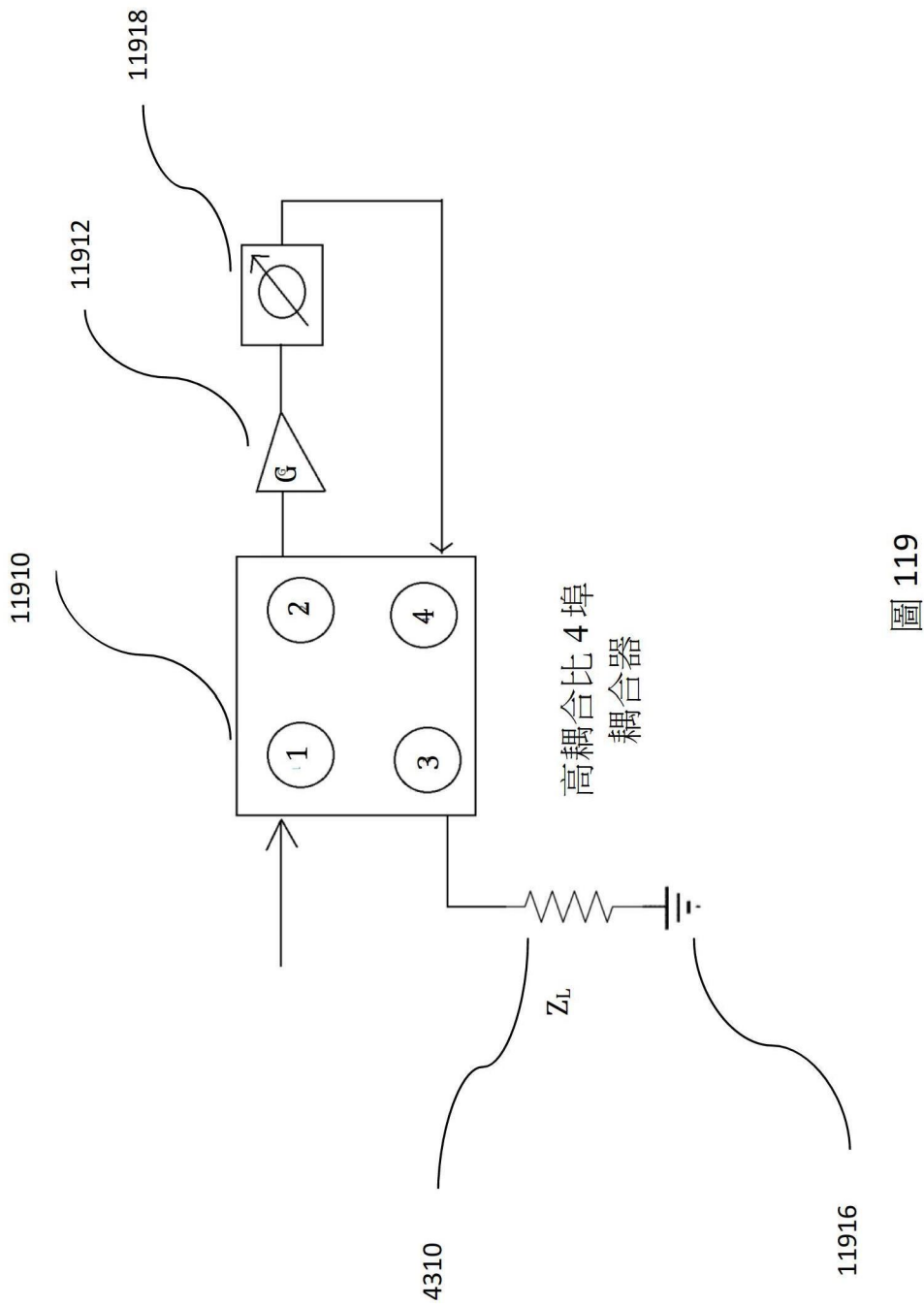
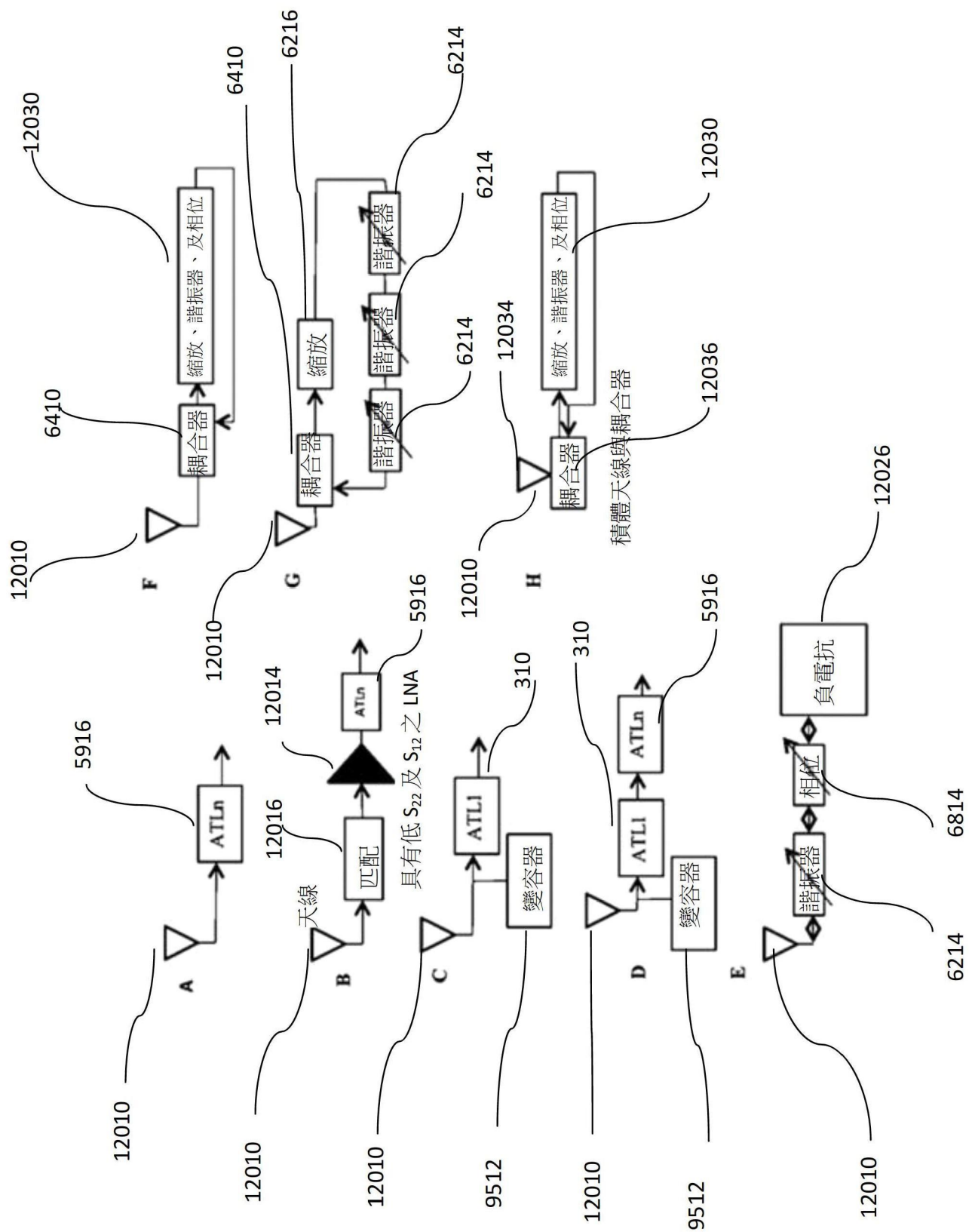


圖 119



120 圖

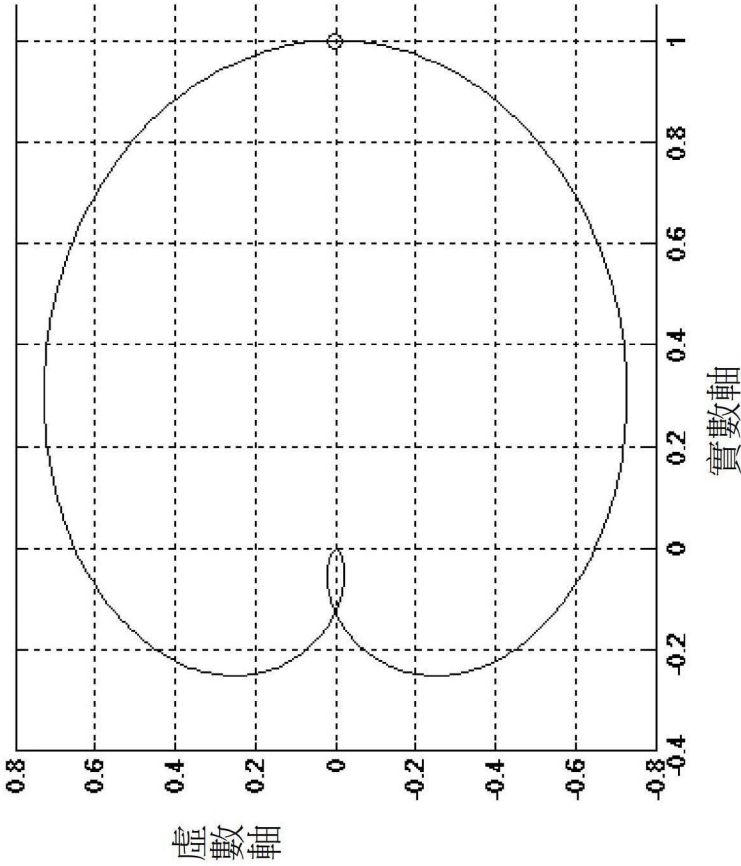


圖 121

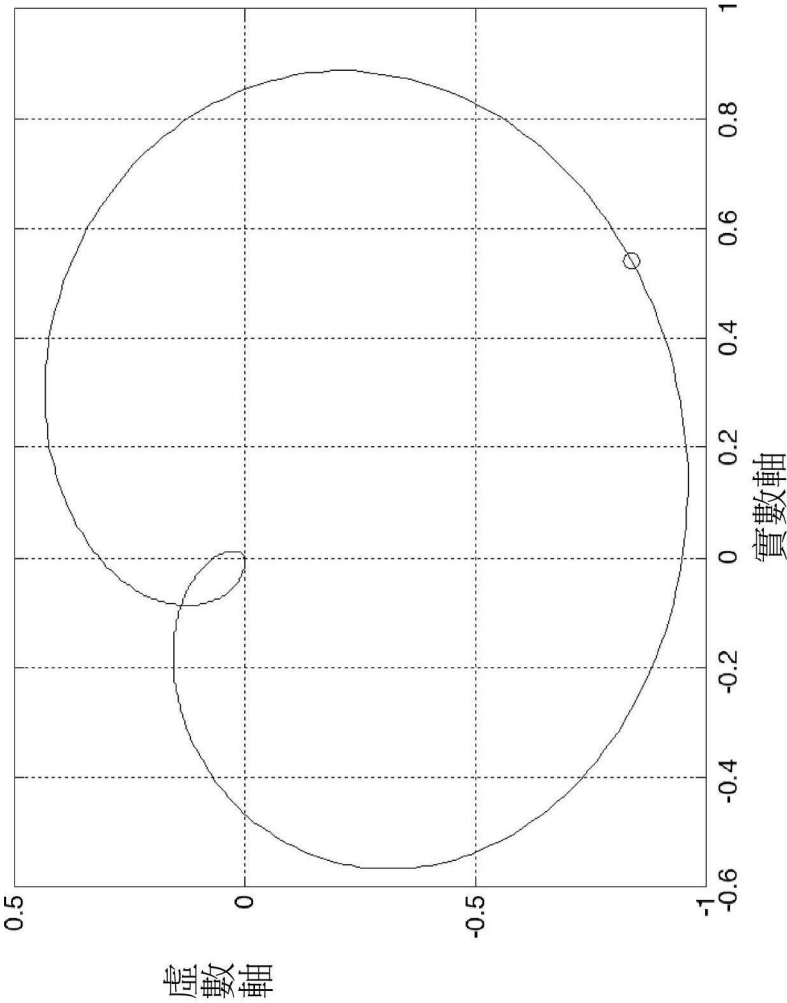


圖 122

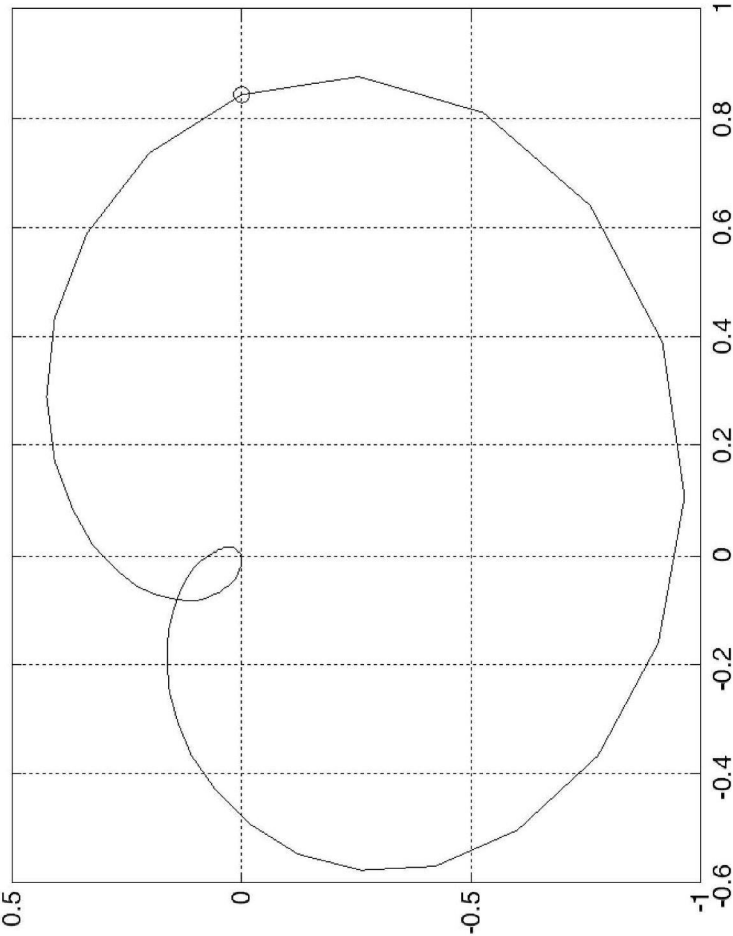


圖 123

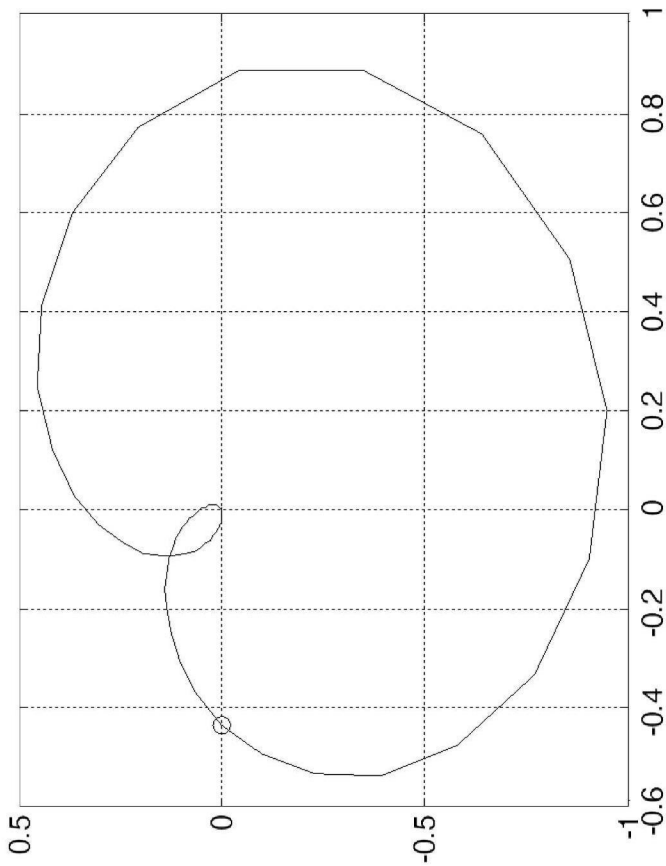


圖 124

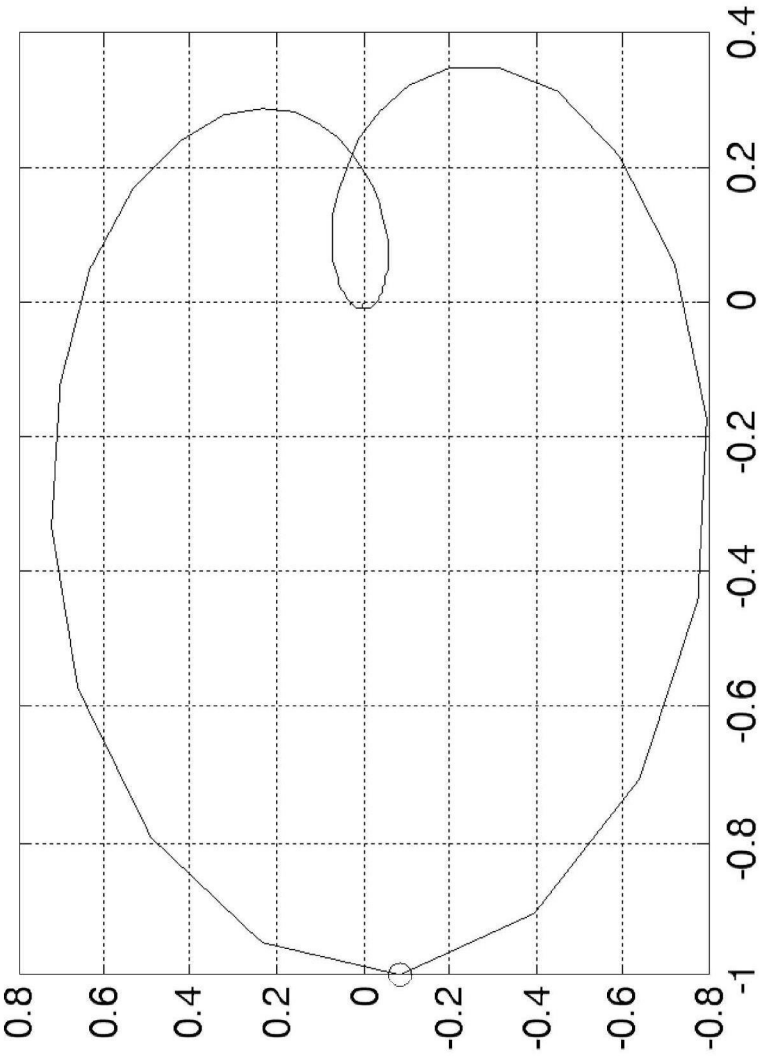


圖 125

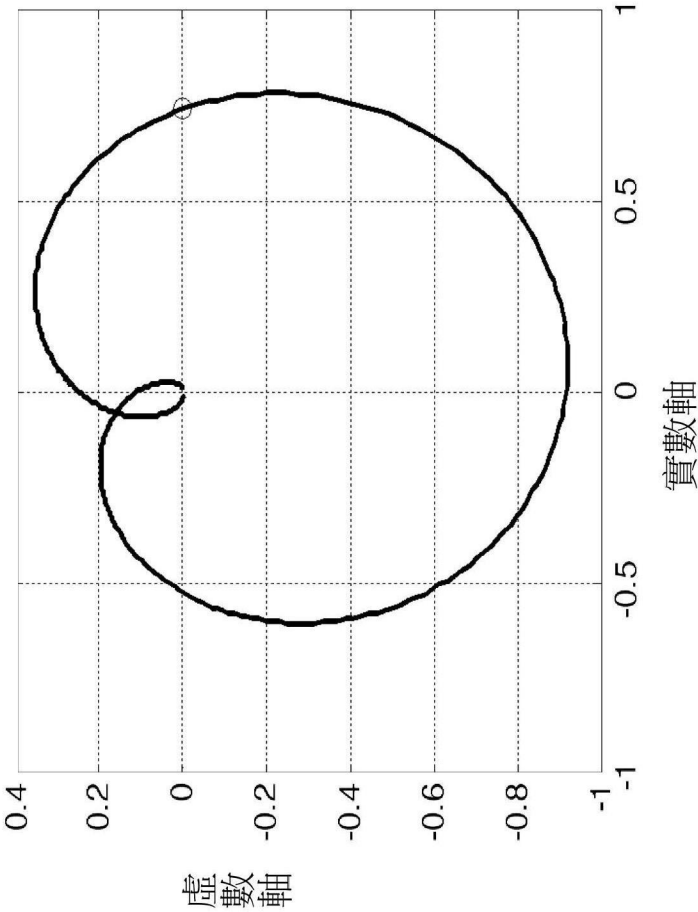


圖 126

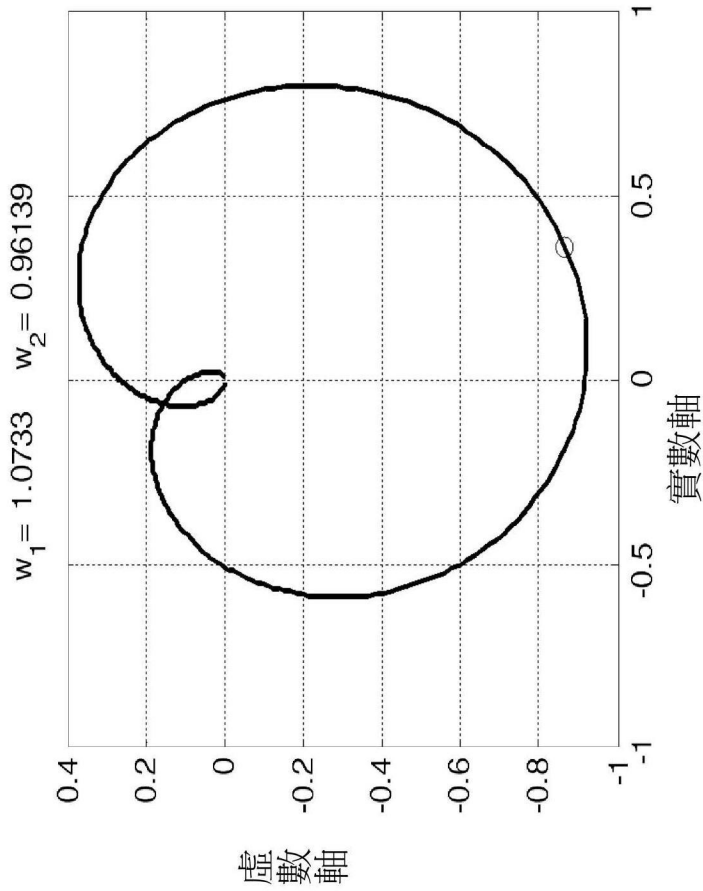


圖 127

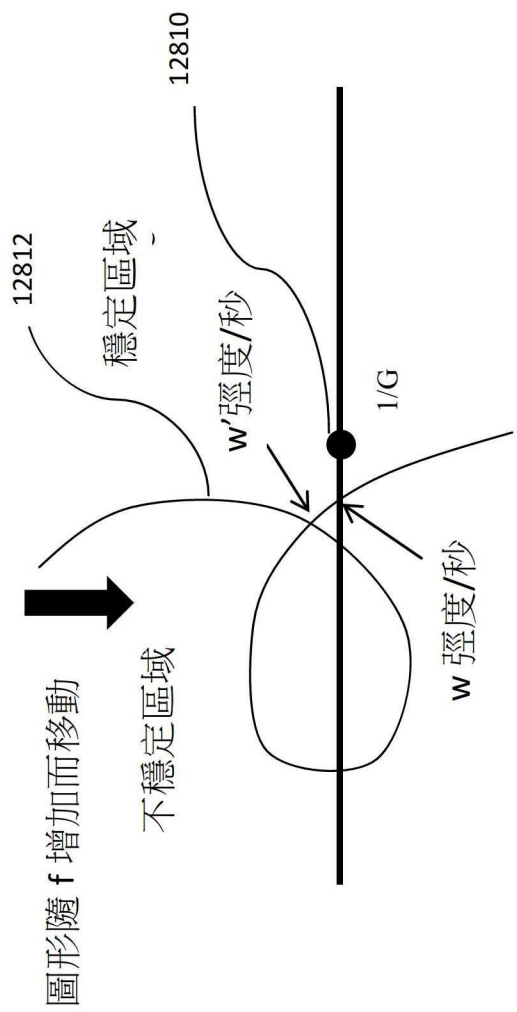


圖 128

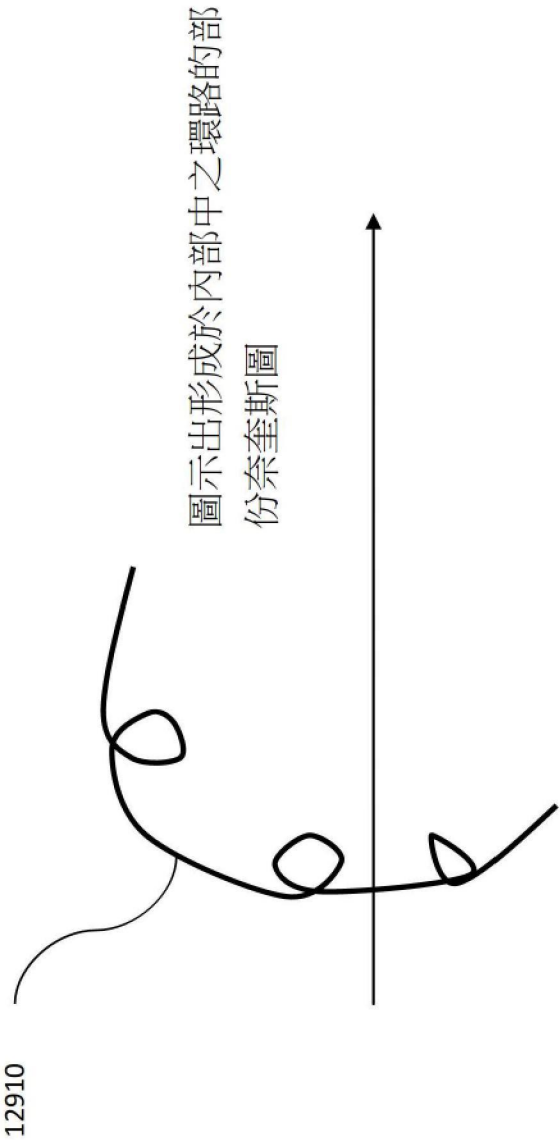


圖 129

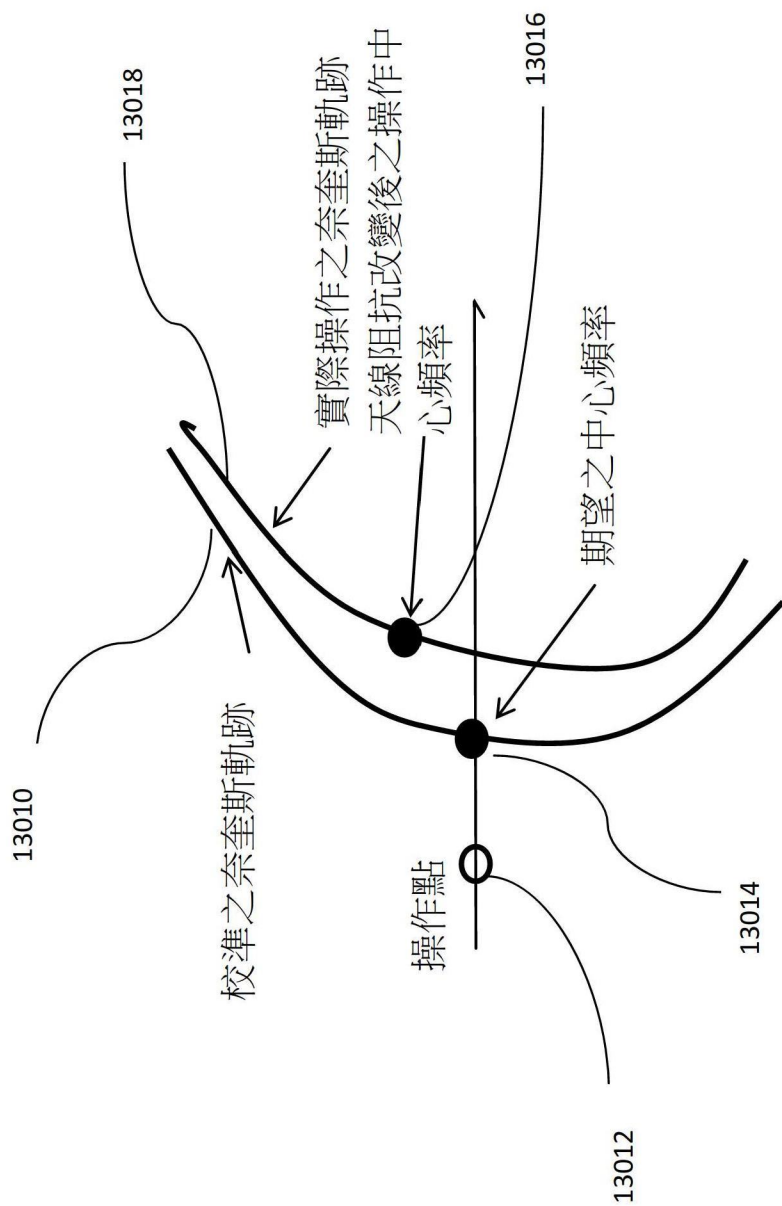


圖 130

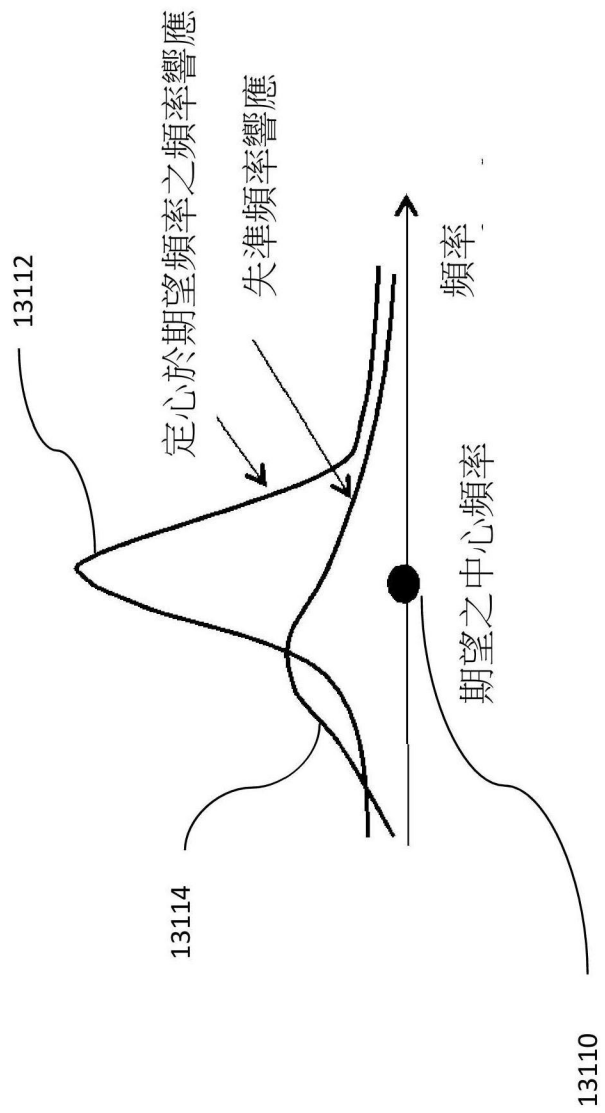


圖 131

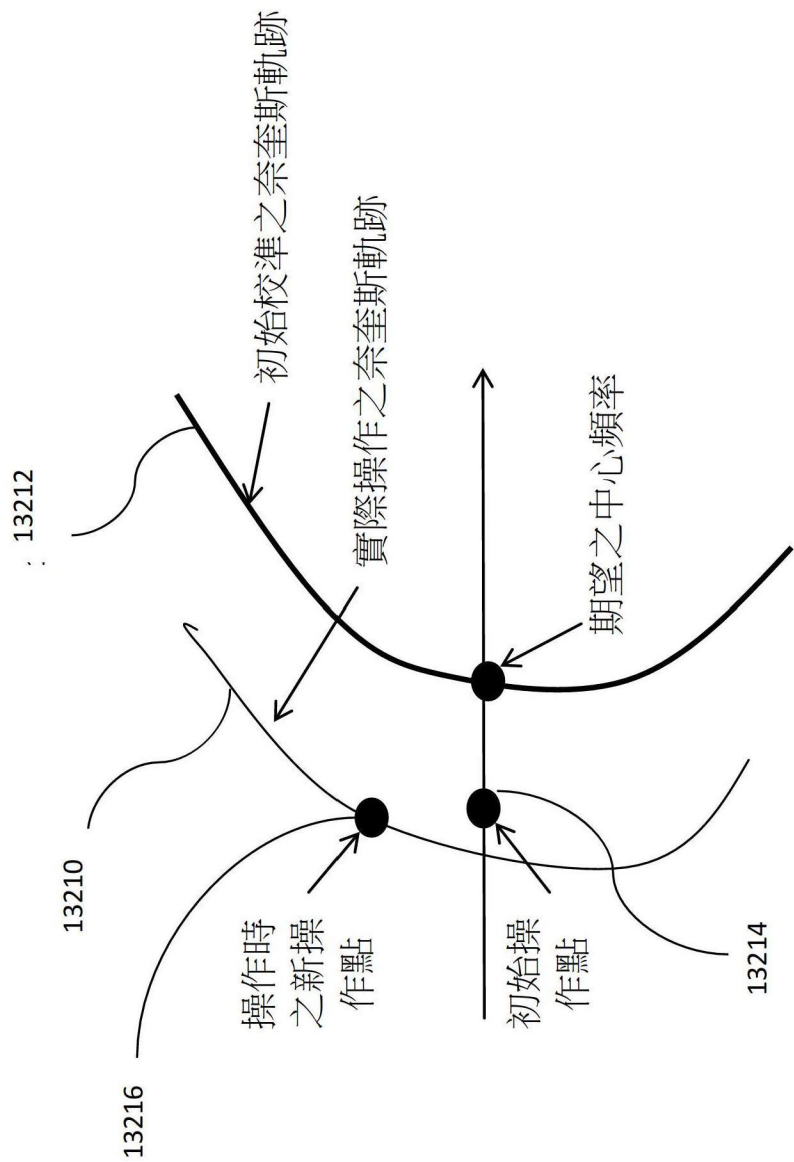


圖 132

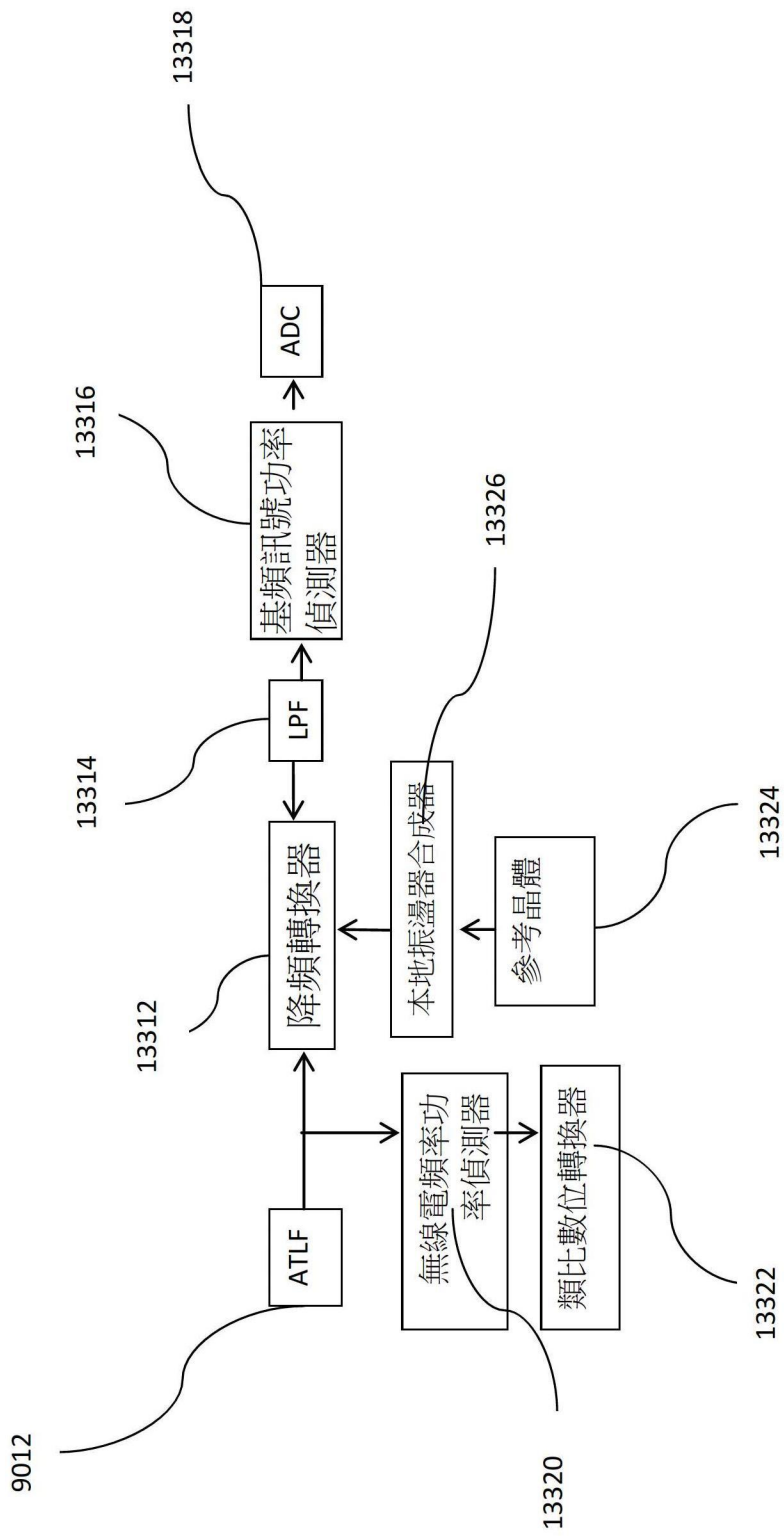


圖 133

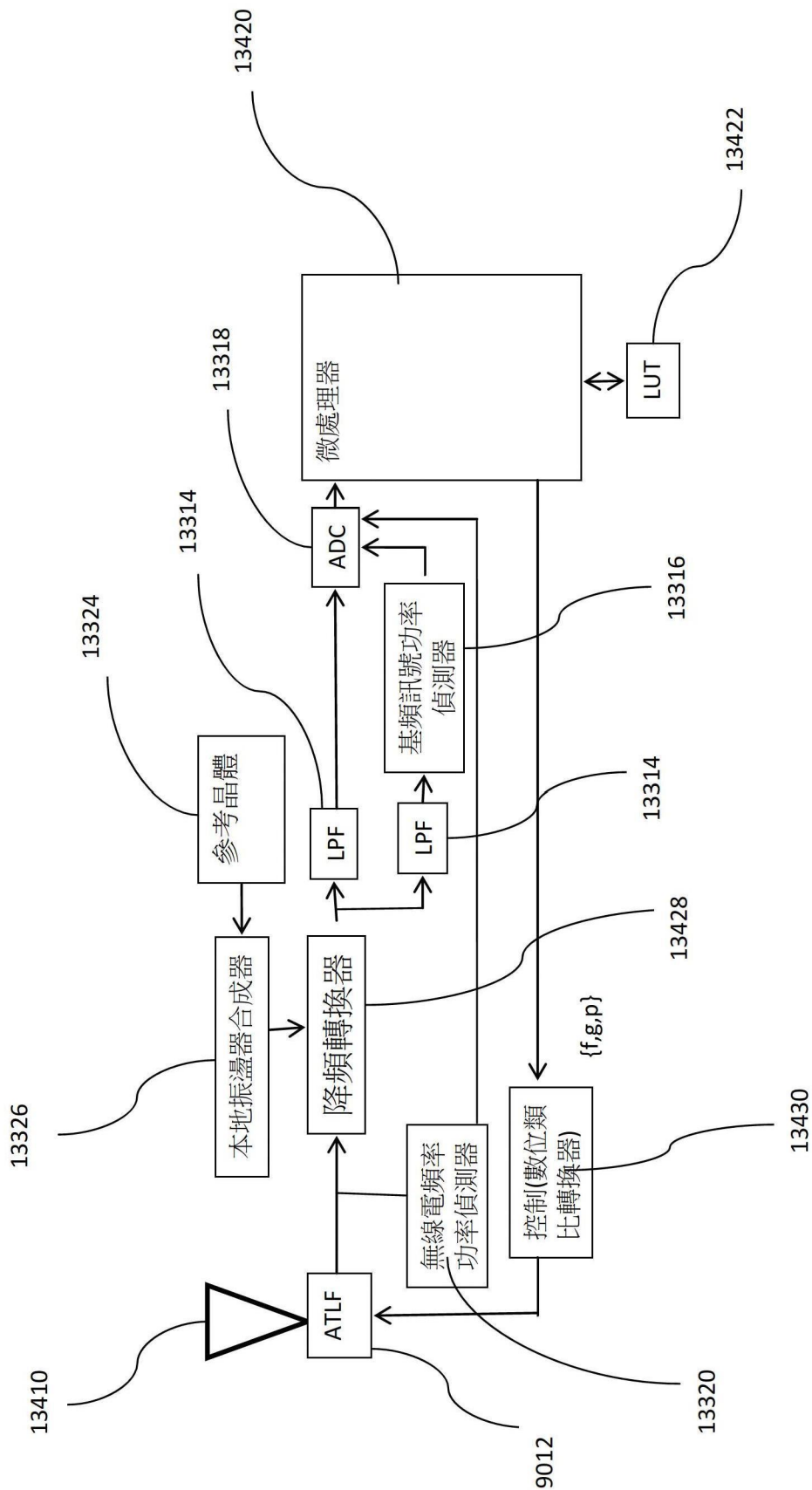


圖 134

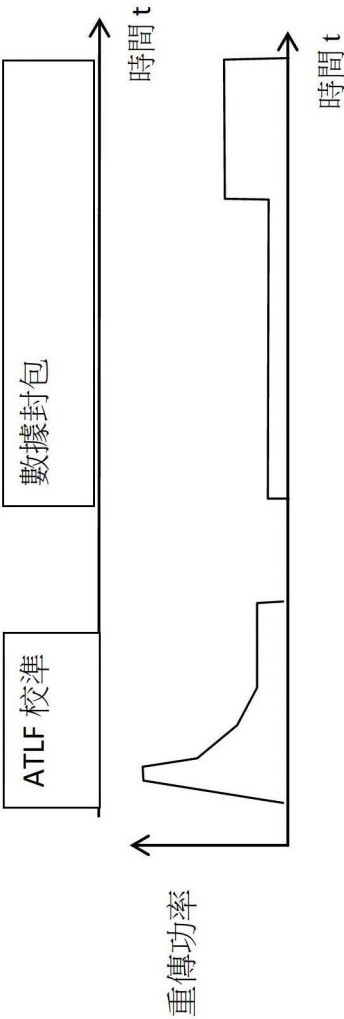


圖 135

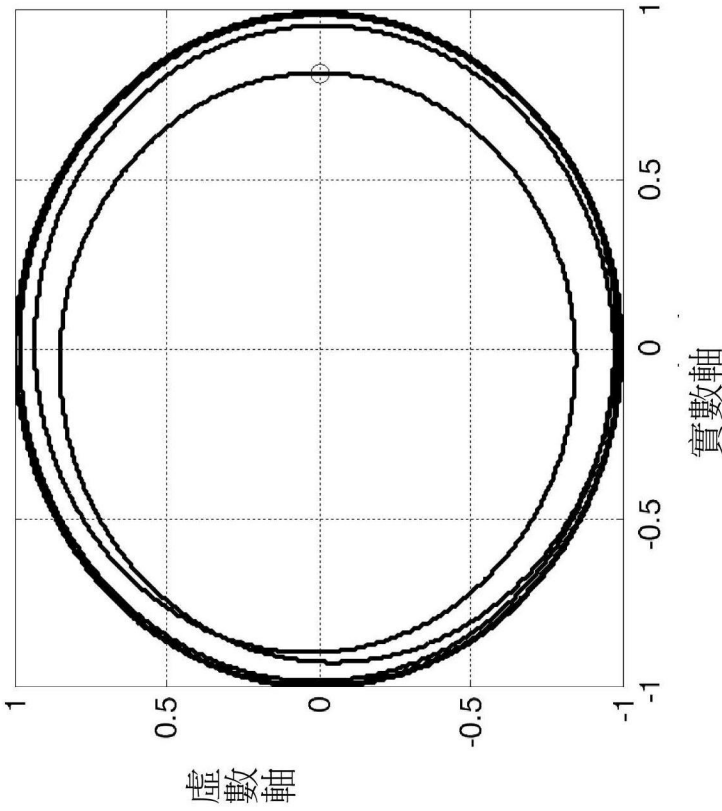


圖 136

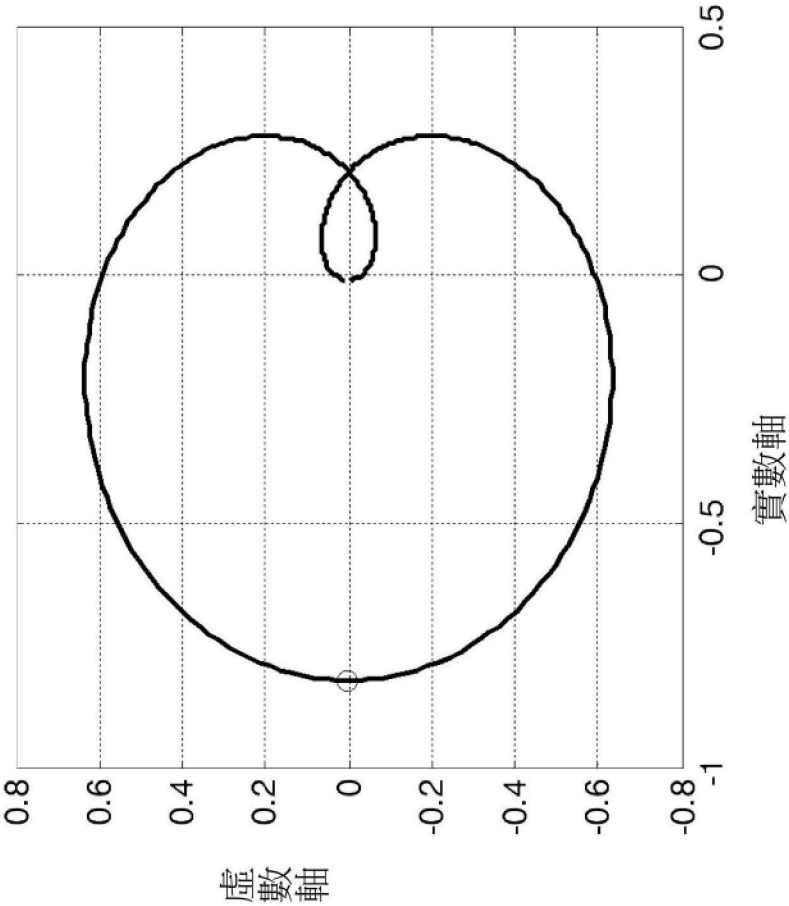


圖 137

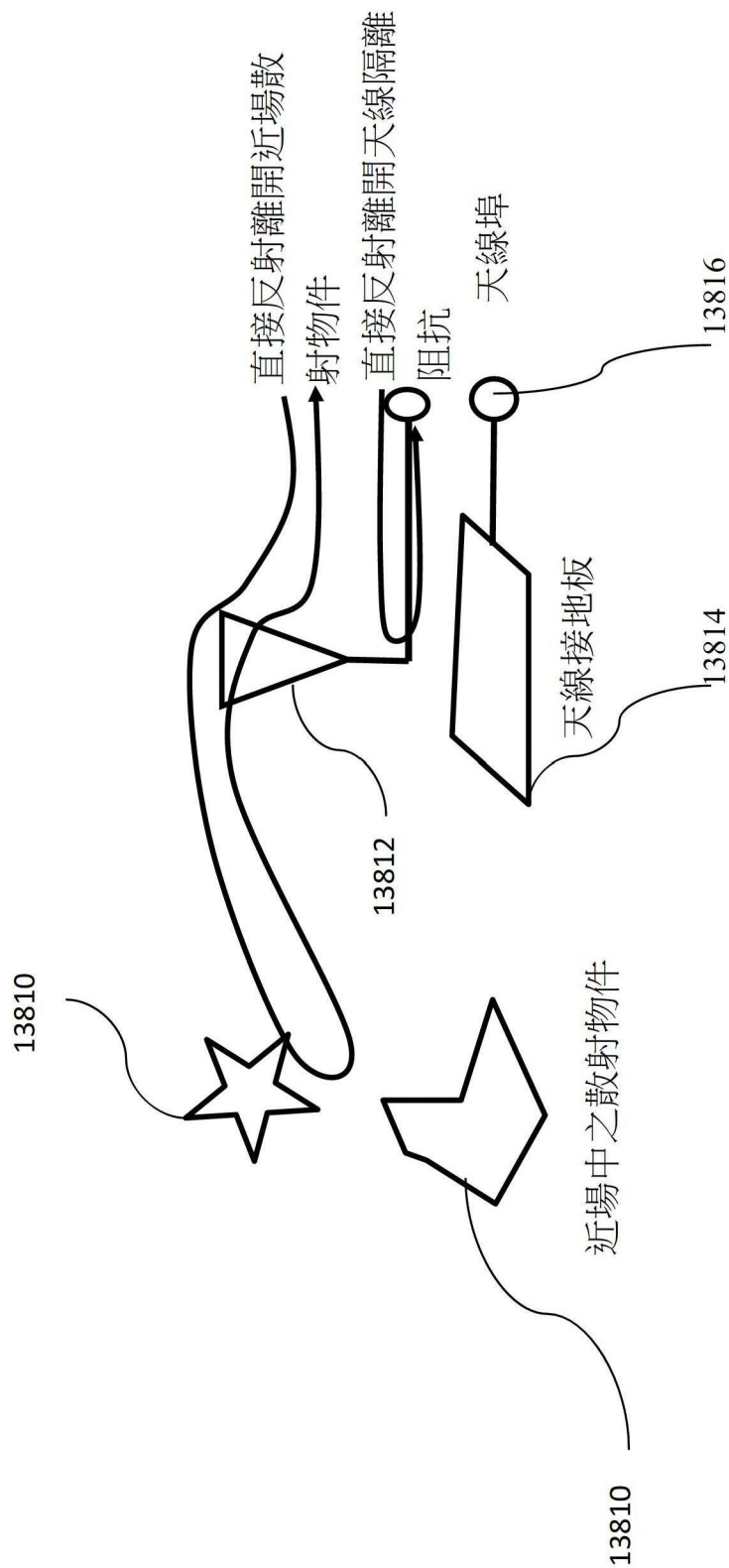


圖 138

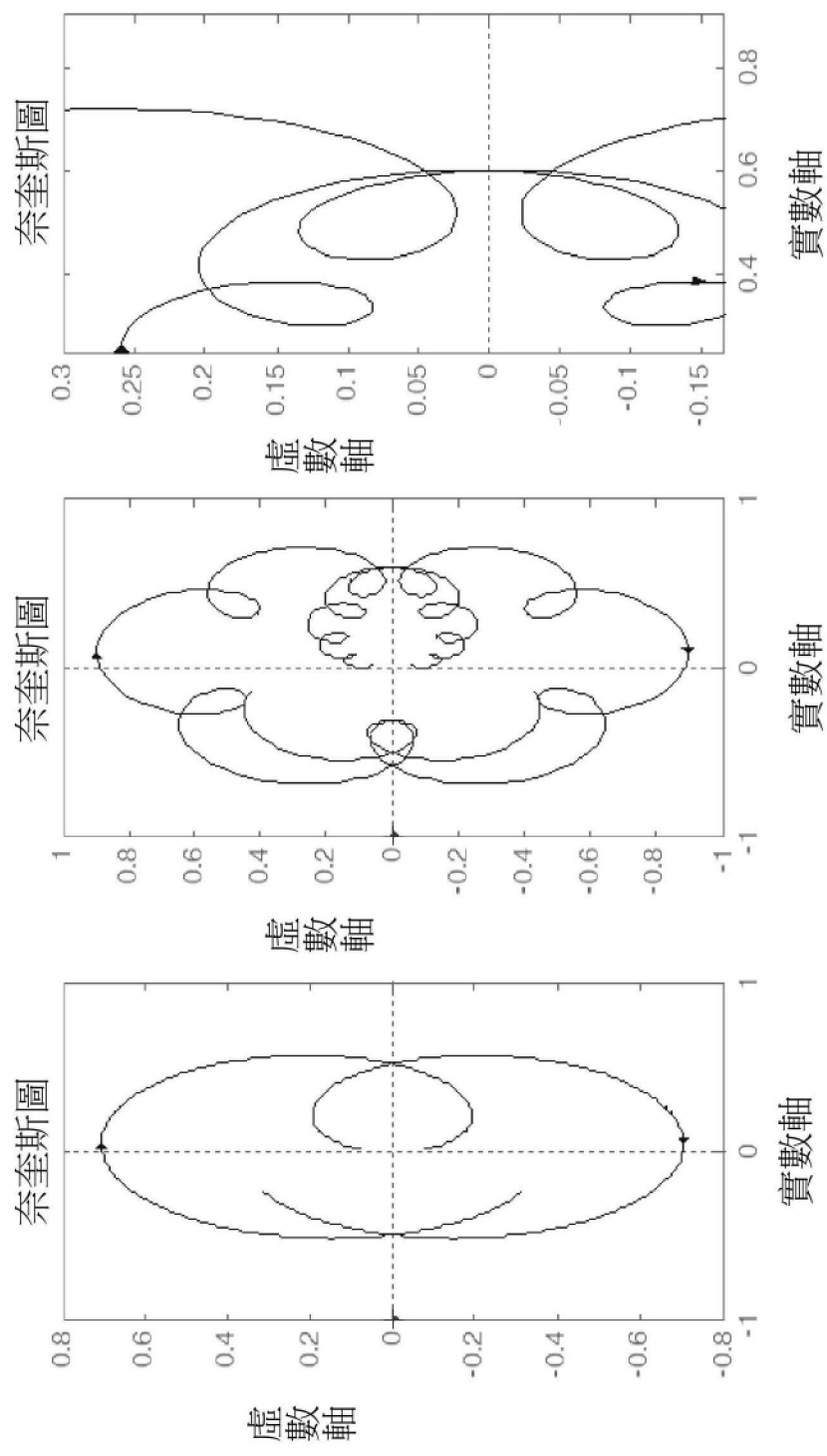


圖 139

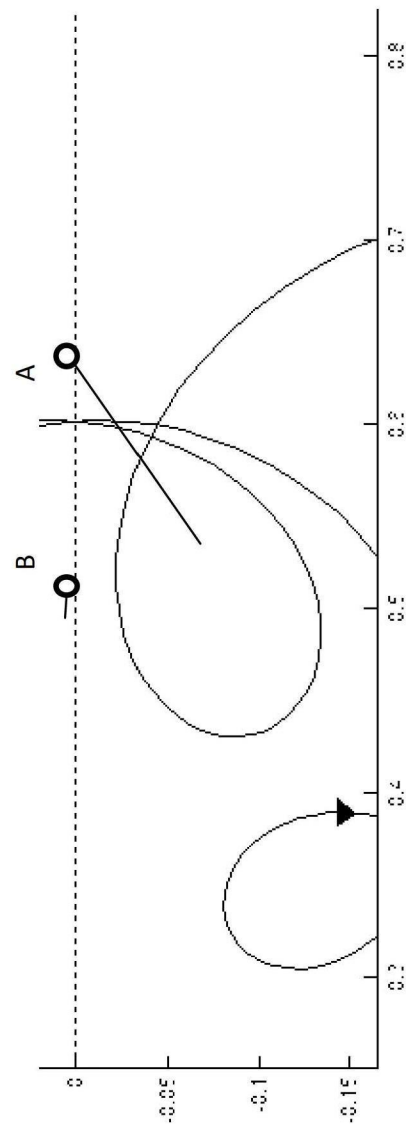


圖 140

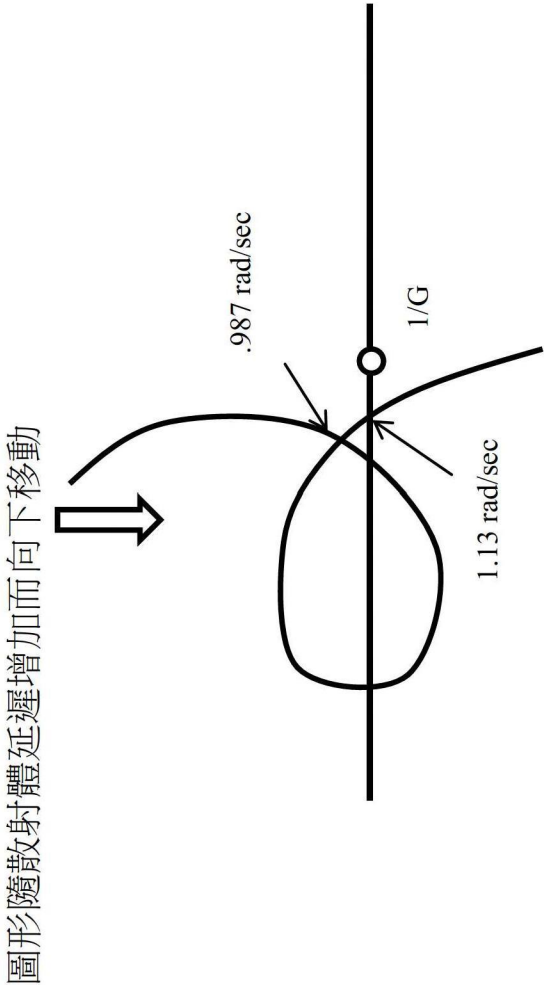


圖 141

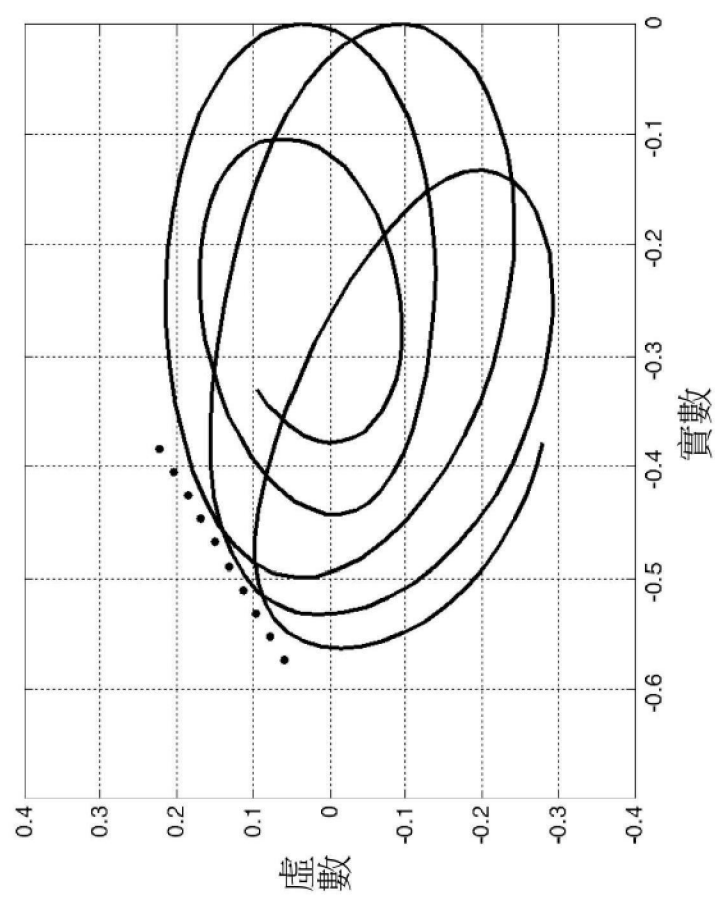


圖 142

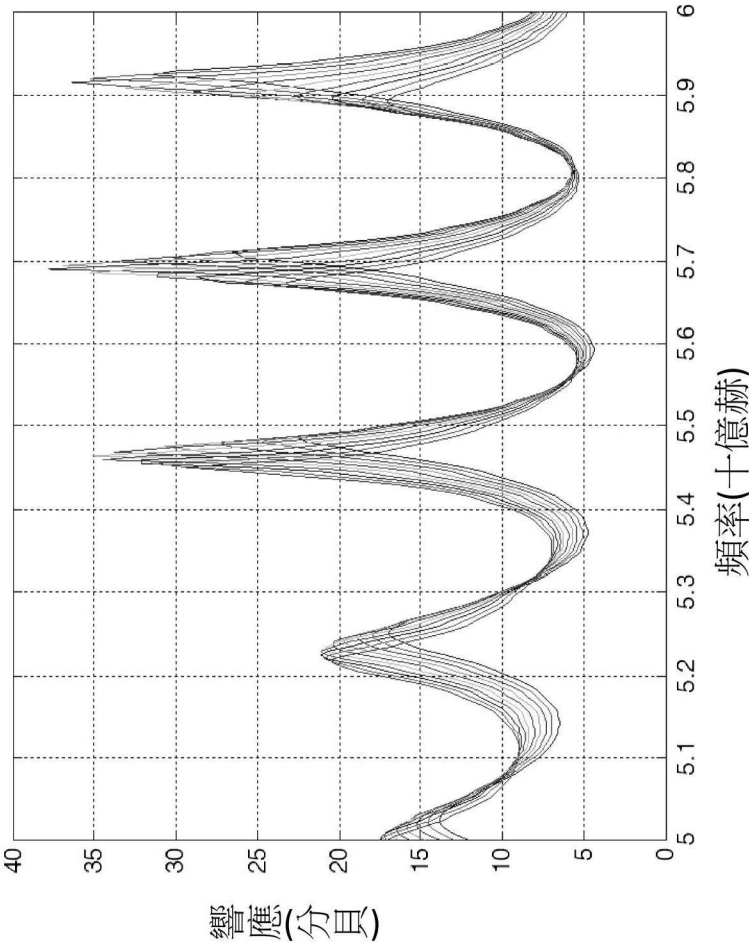


圖 143

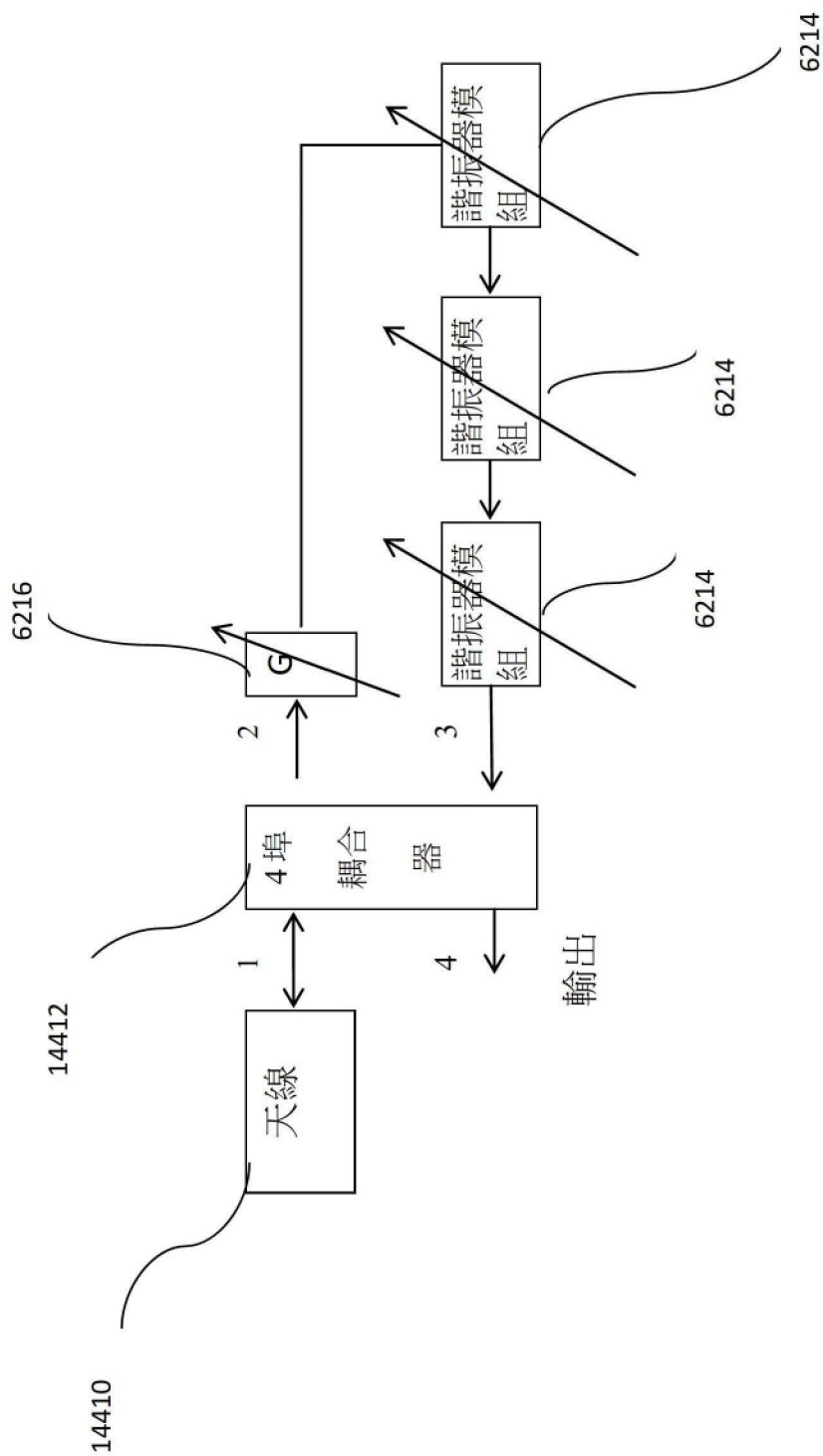


圖 144

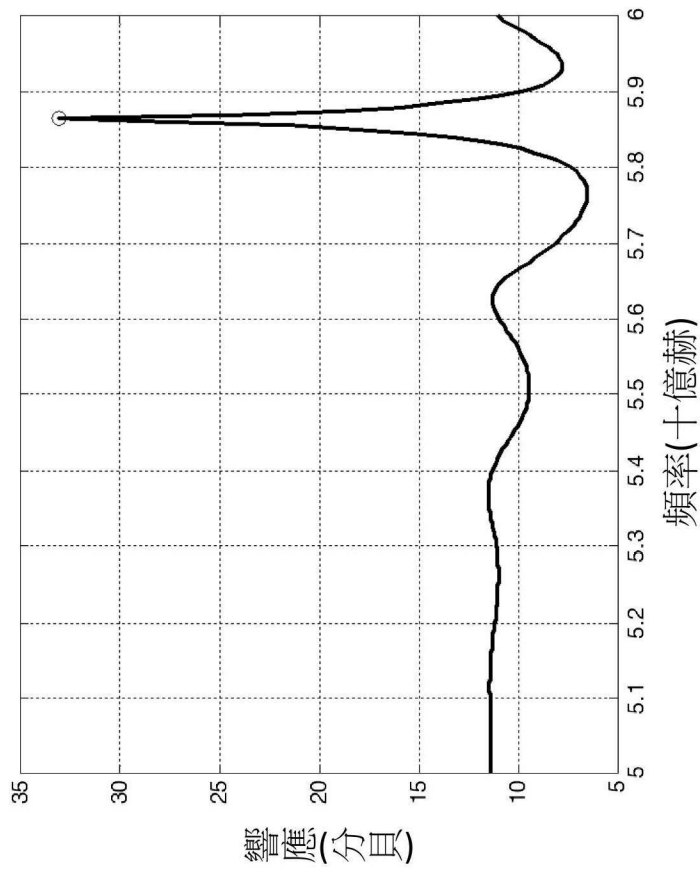


圖 145

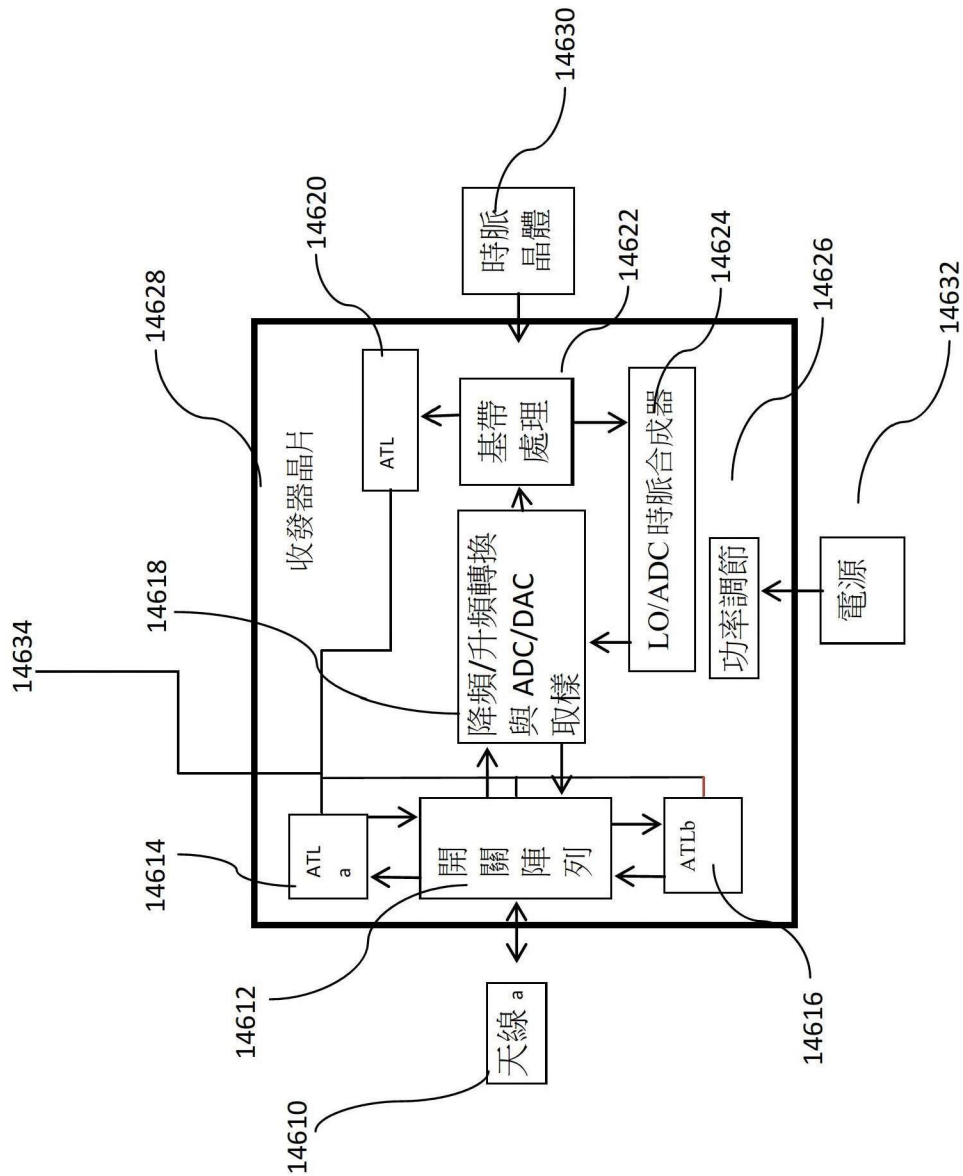


圖 146

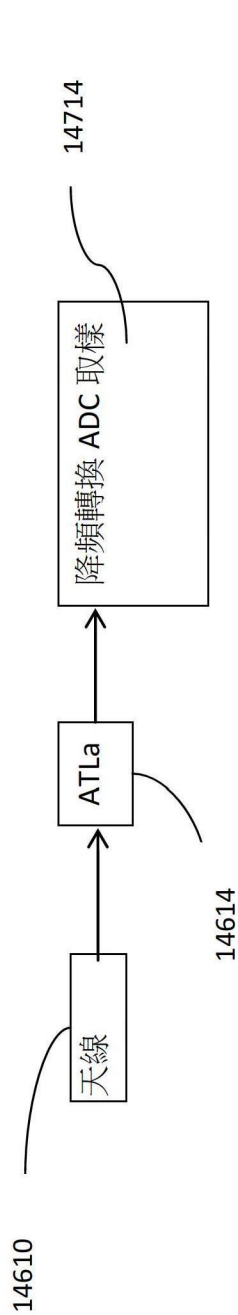


圖 147

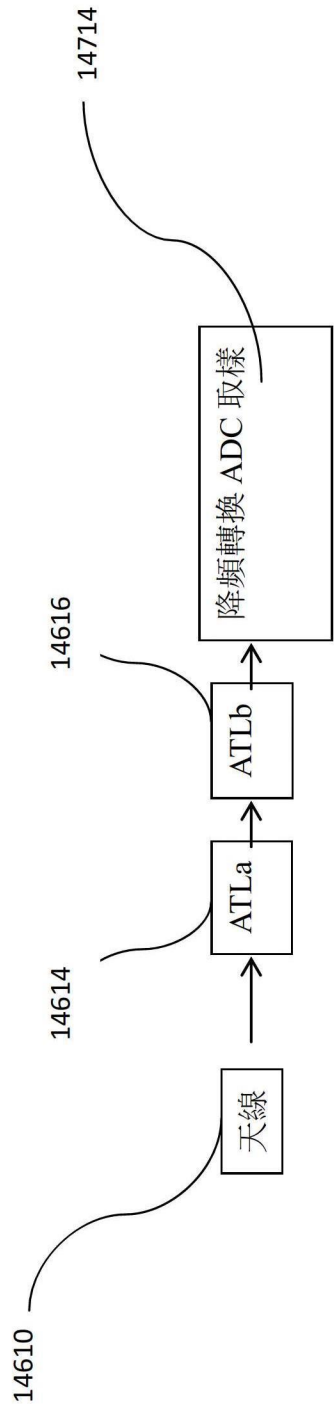


圖 148

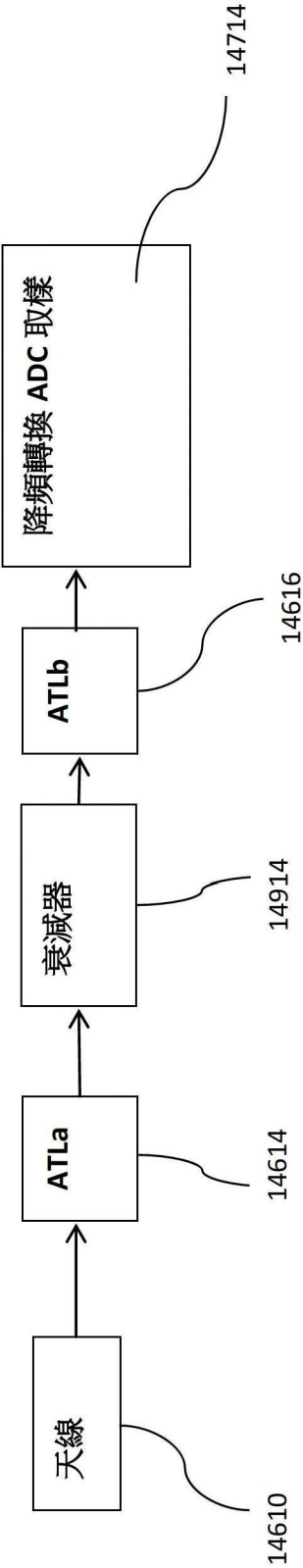


圖 149

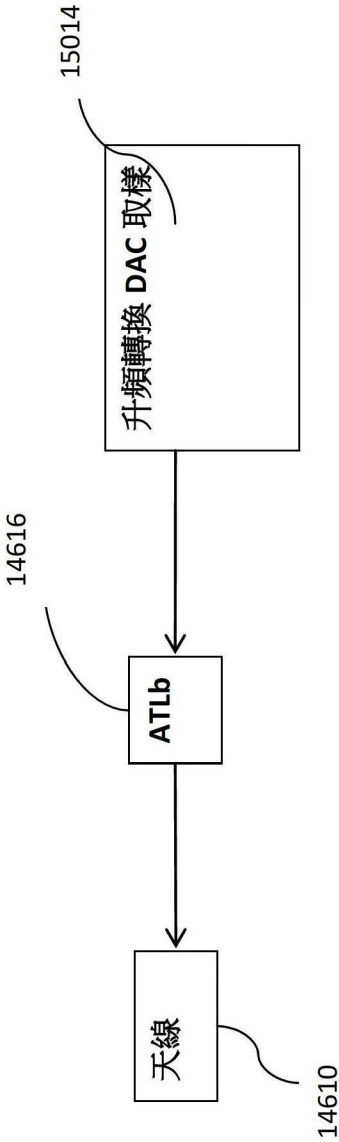


圖 150

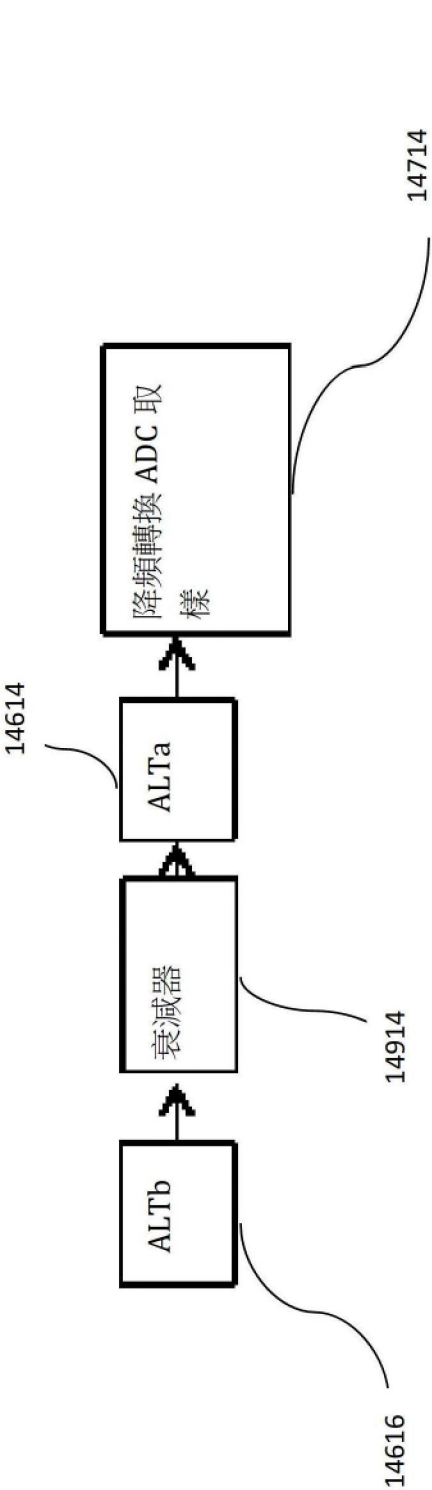


圖 151

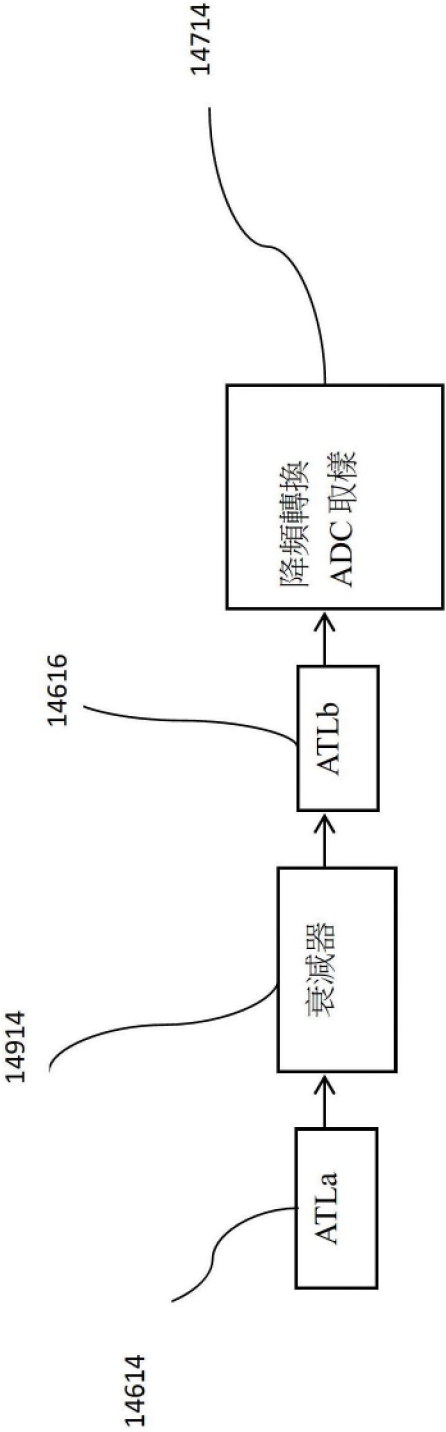


圖 152

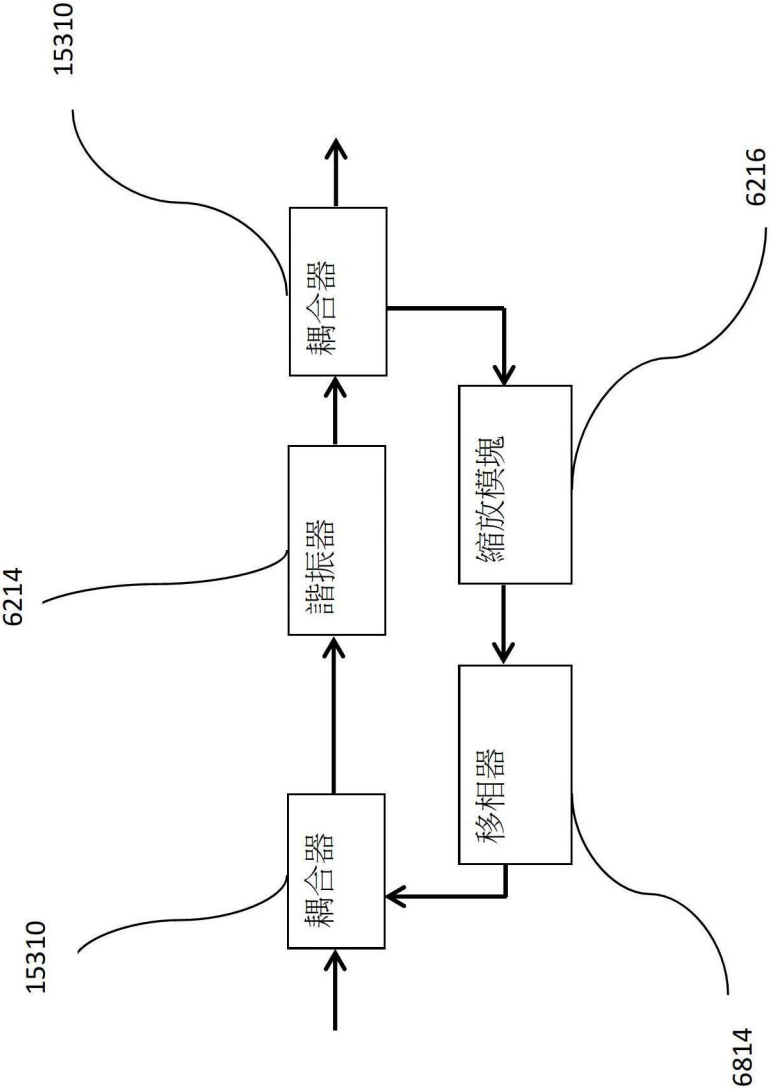


圖 153

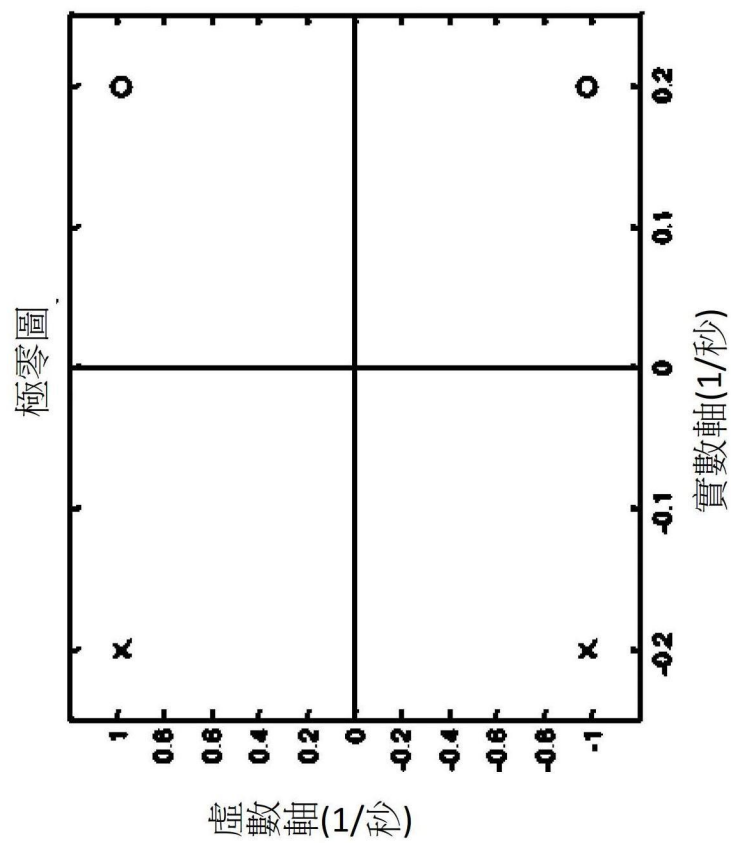


圖 154

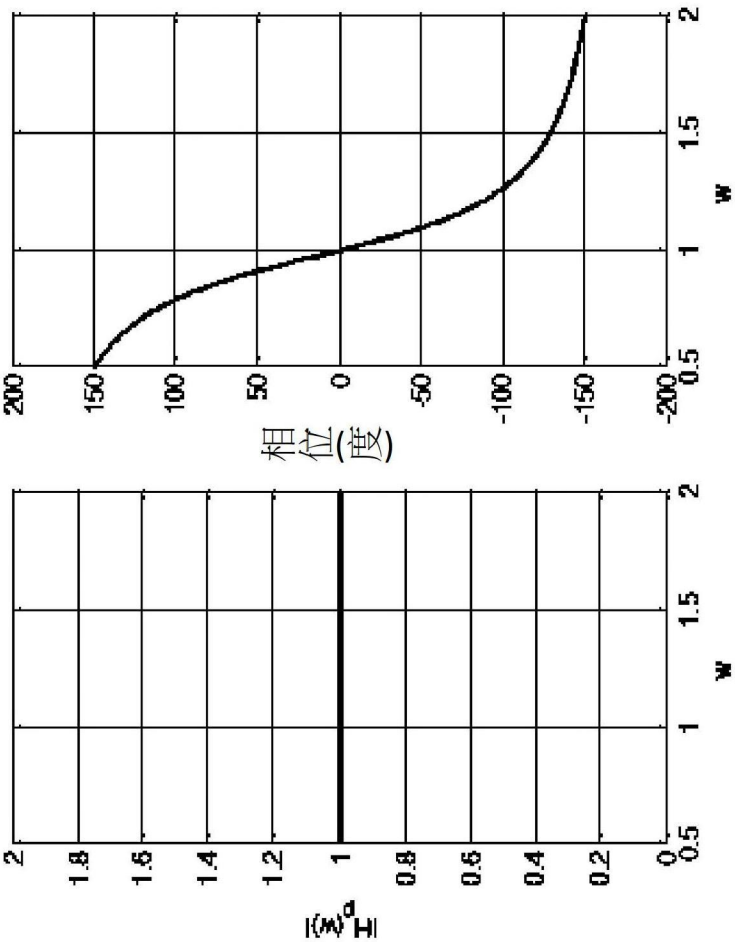


圖 155

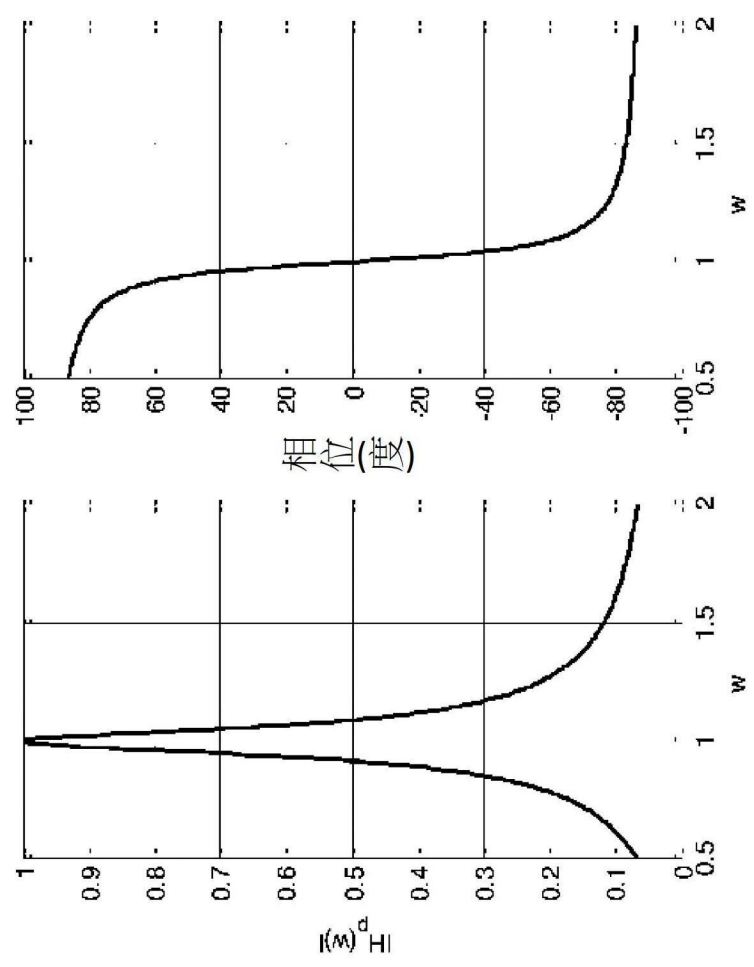


圖 156

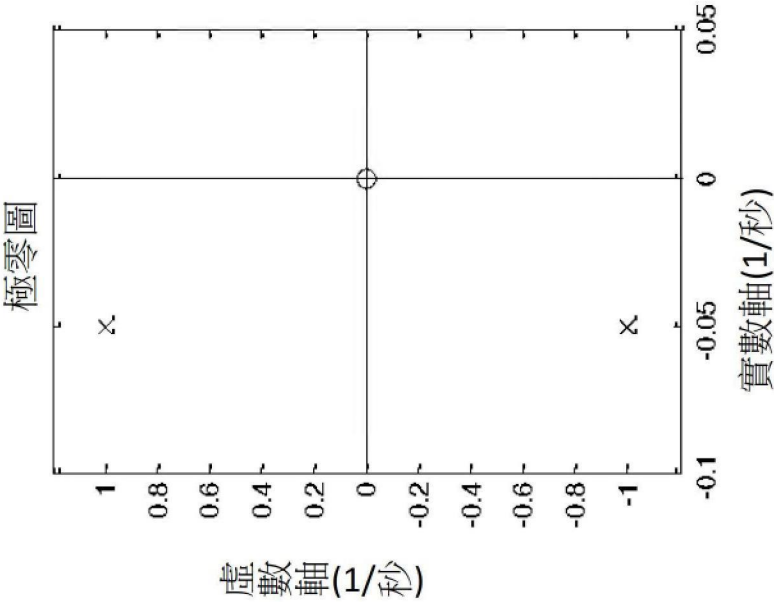


圖 157

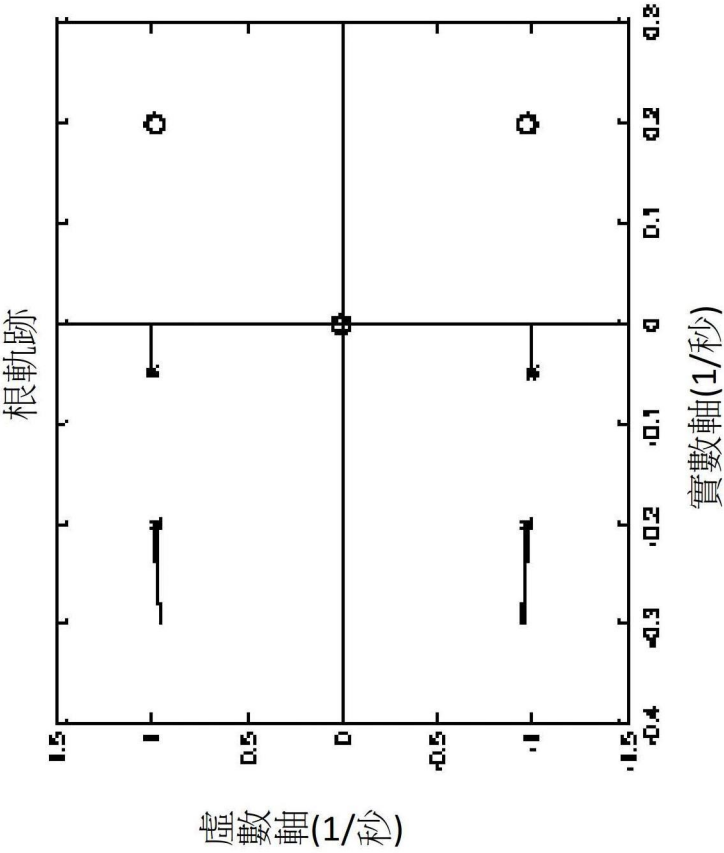


圖 158

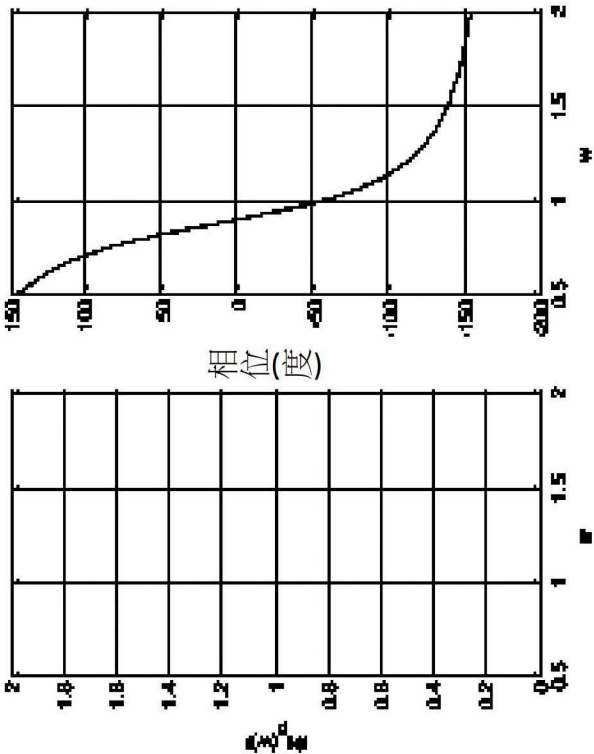


圖 159

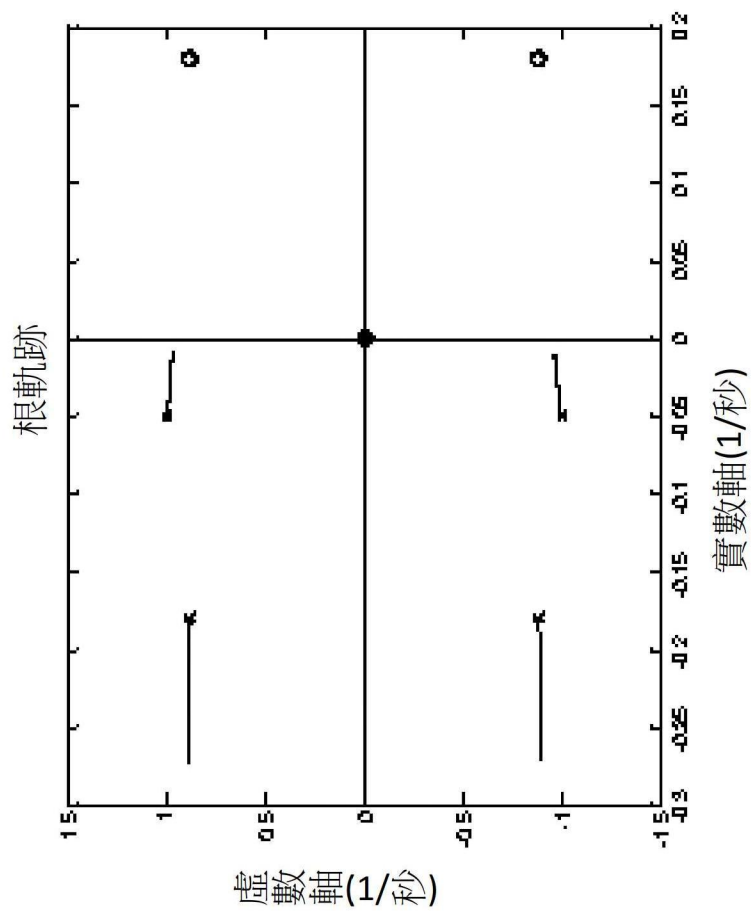


圖 160

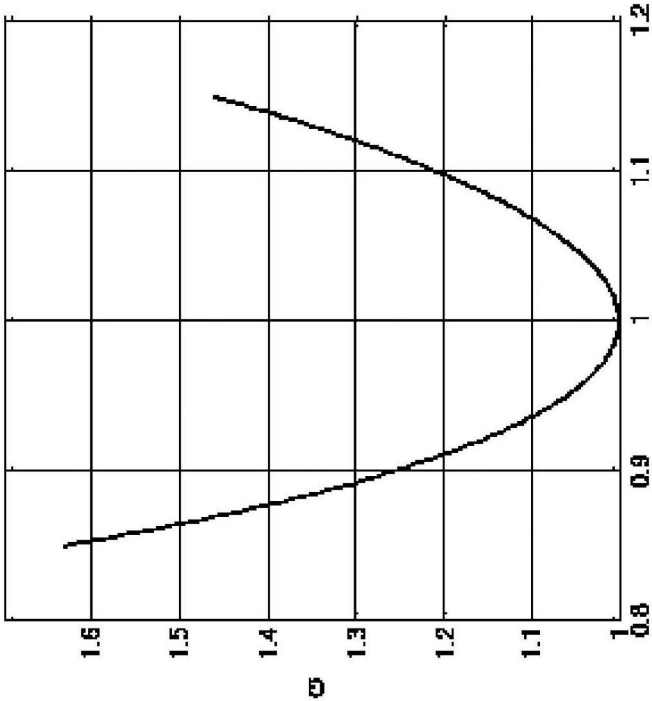


圖 161

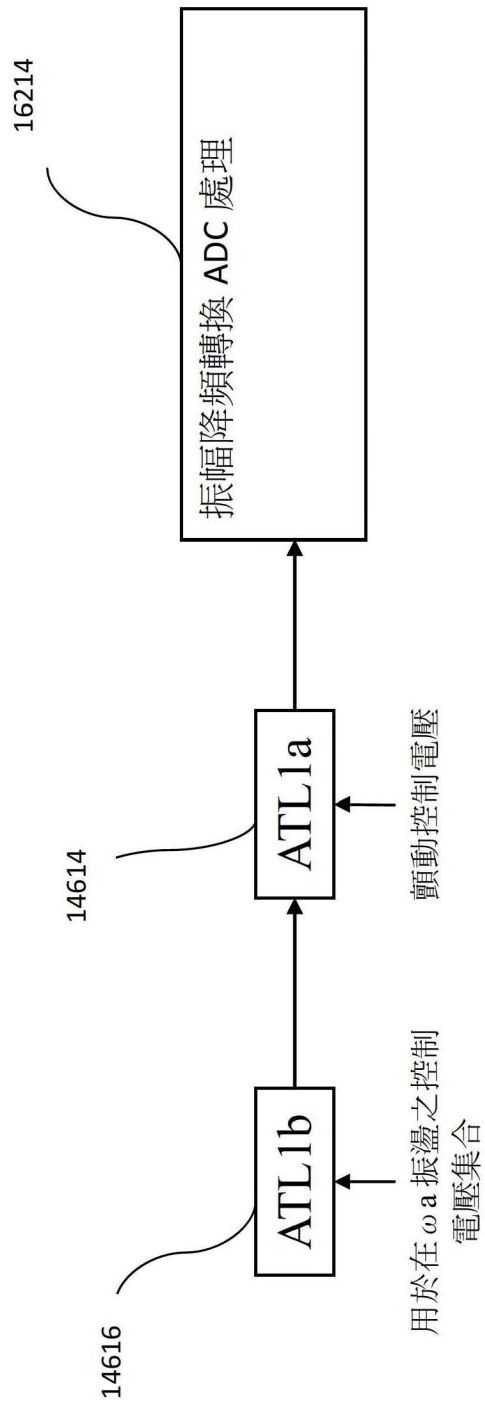


圖 162

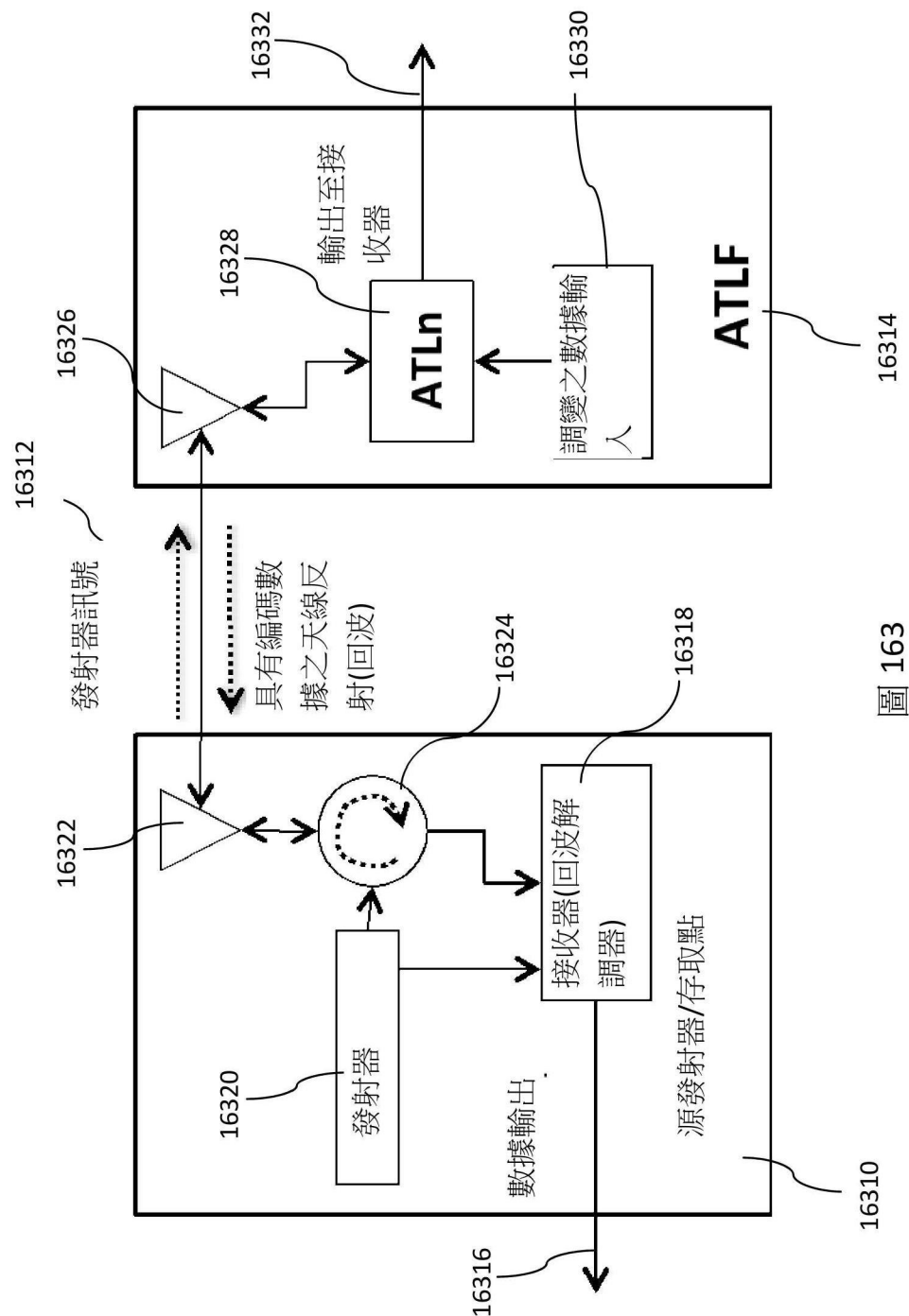


圖 163

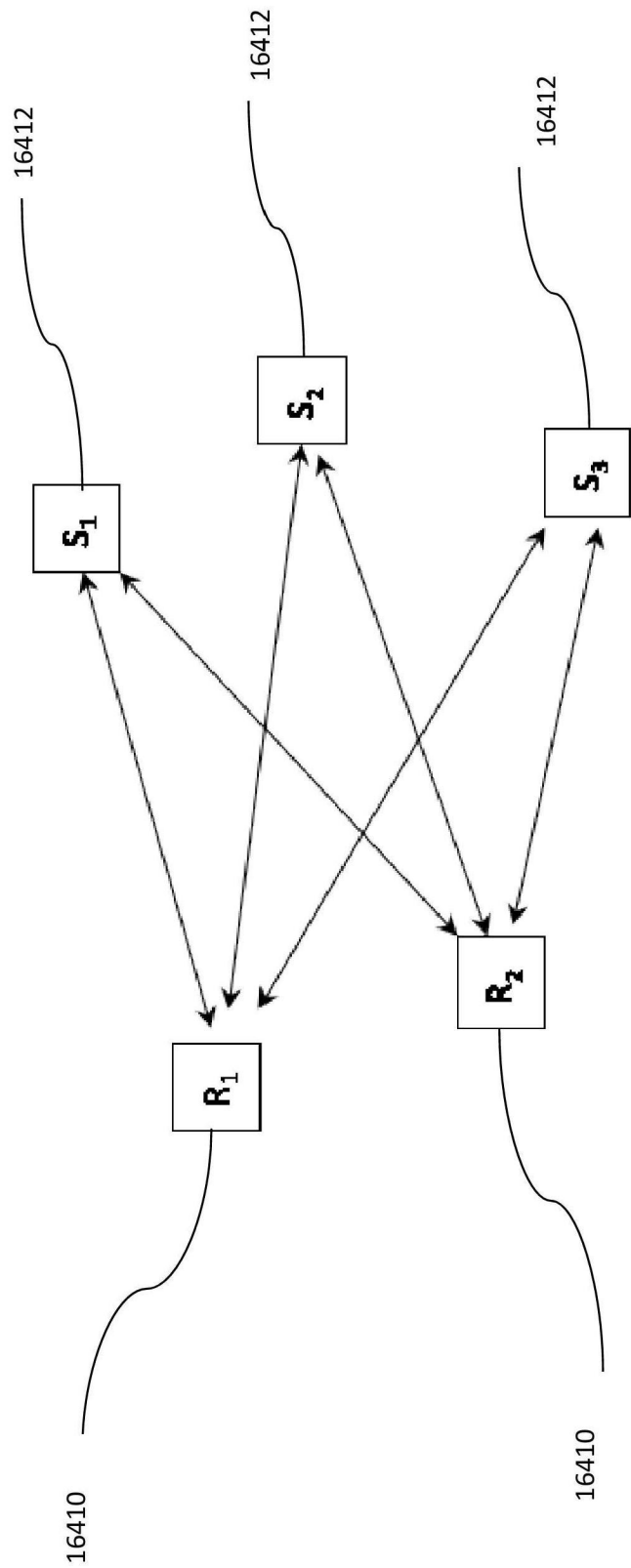


圖 164

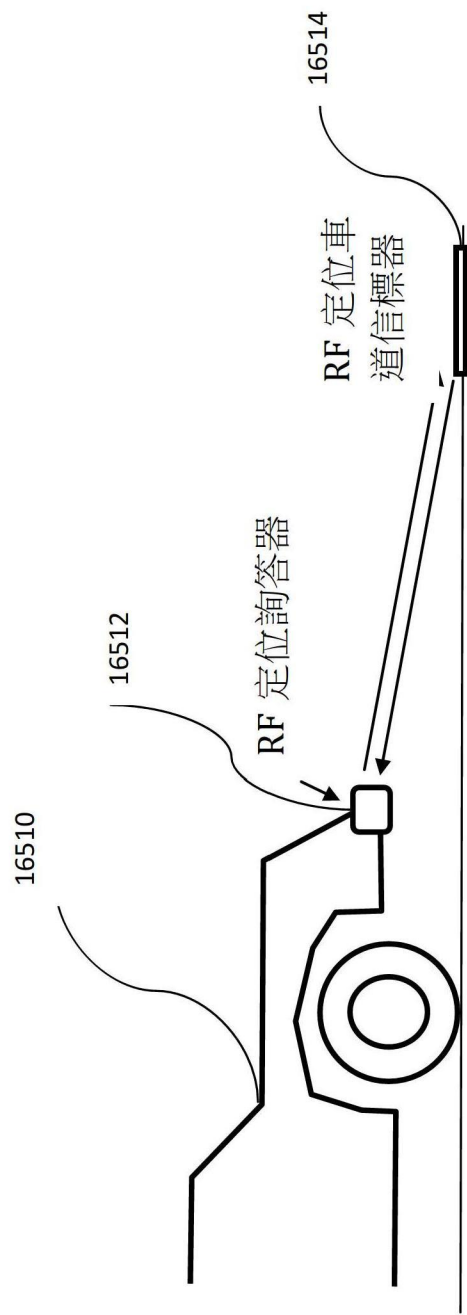


圖 165

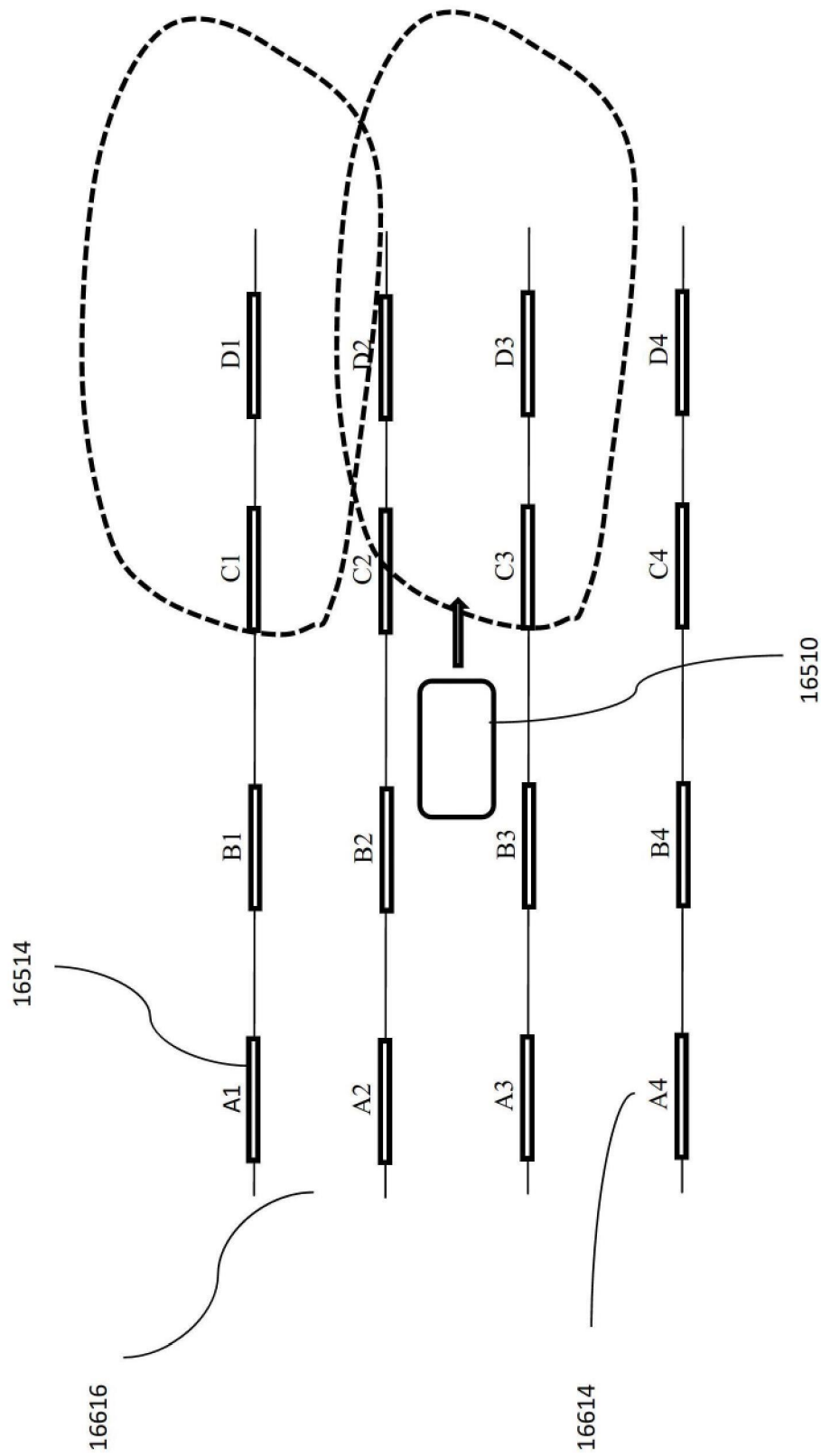


圖 166

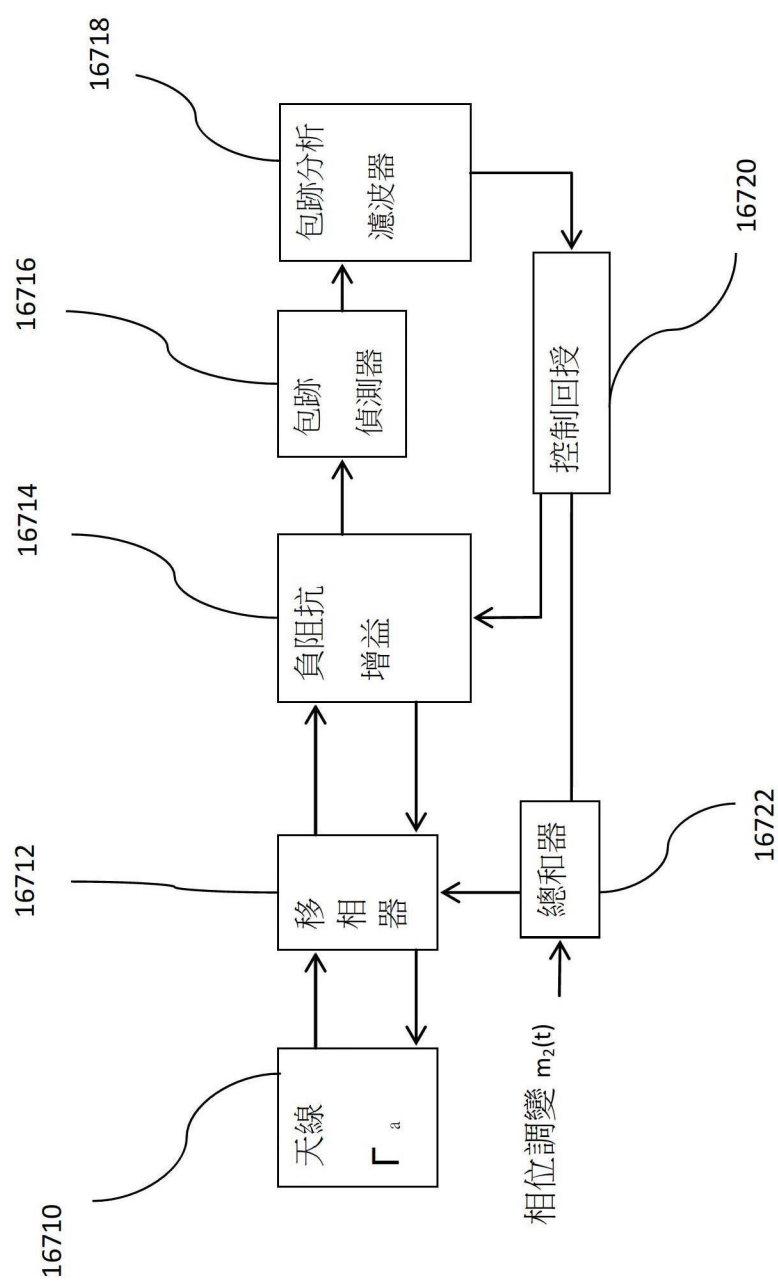


圖 167

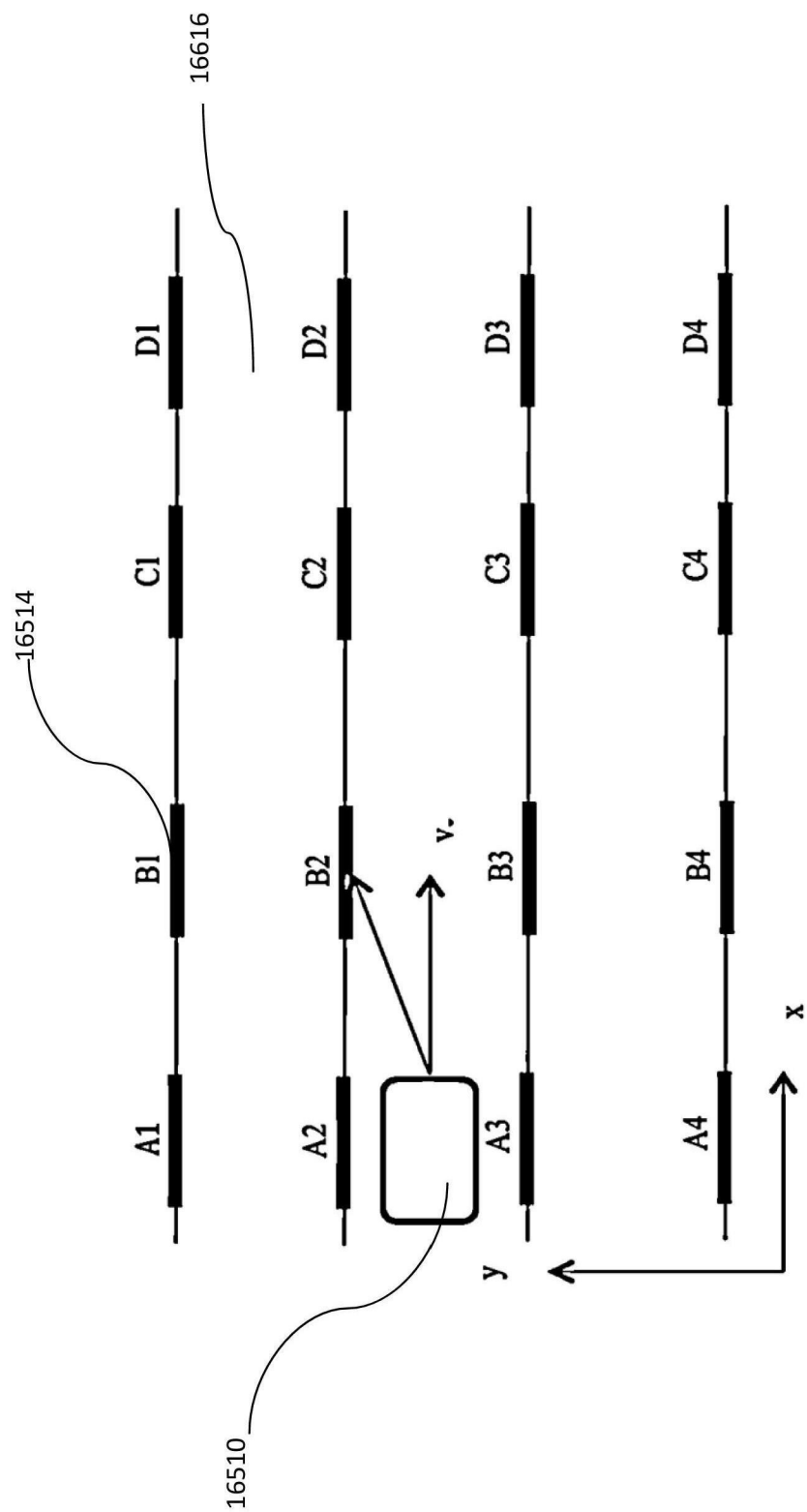


圖 168

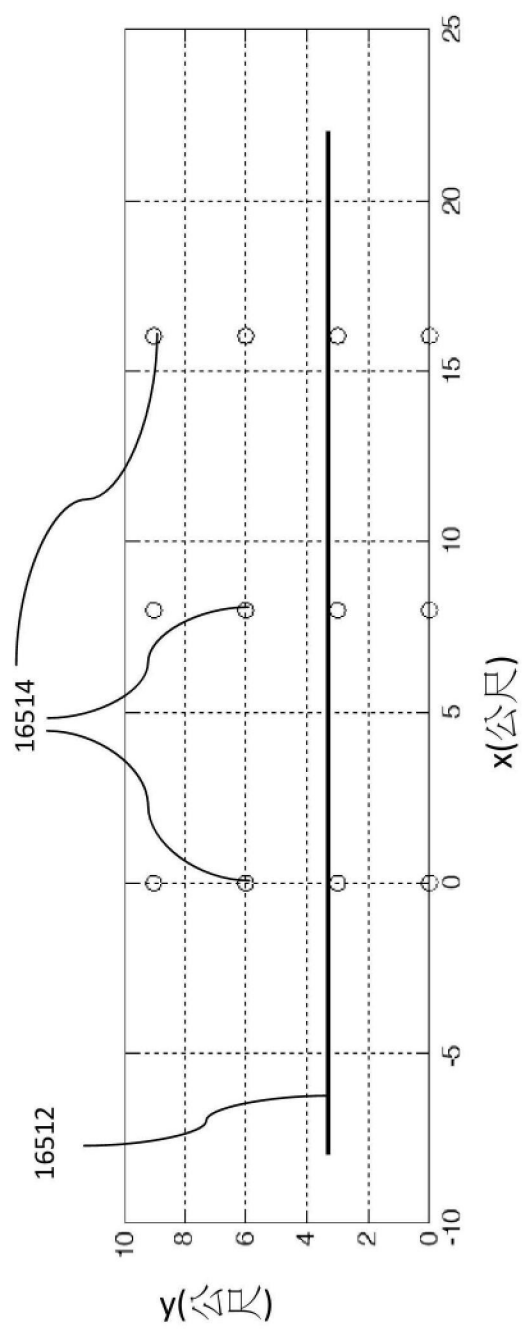


圖 169

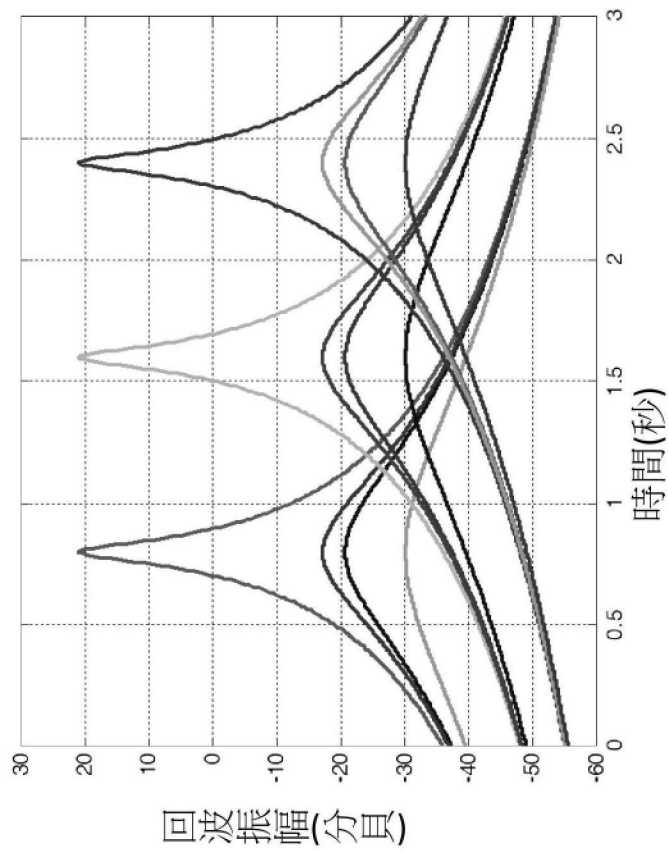


圖 170

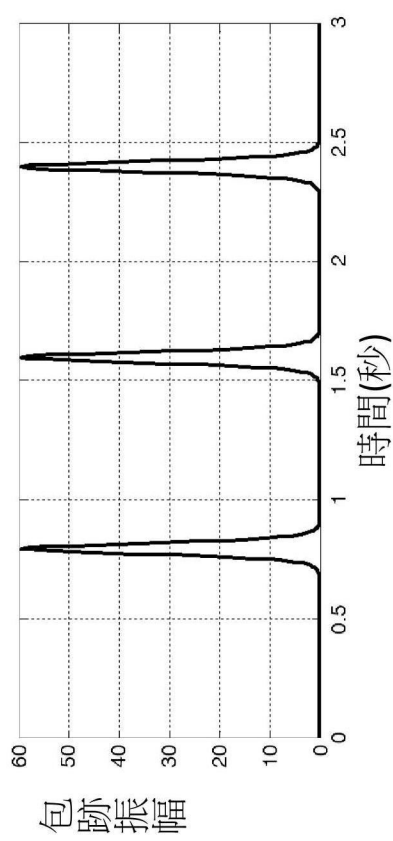


圖 171

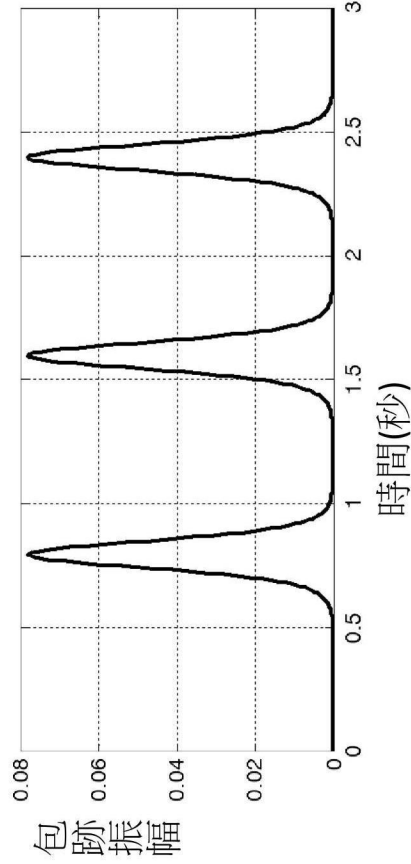


圖 172

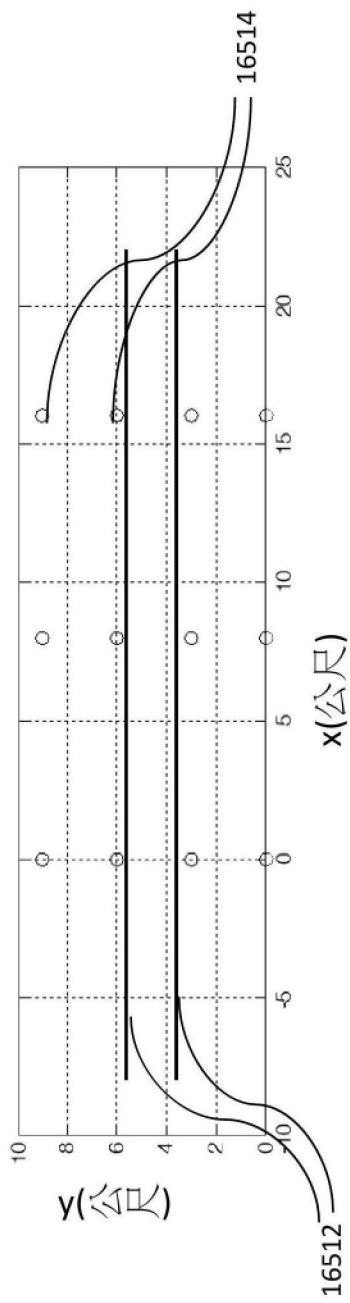


圖 173

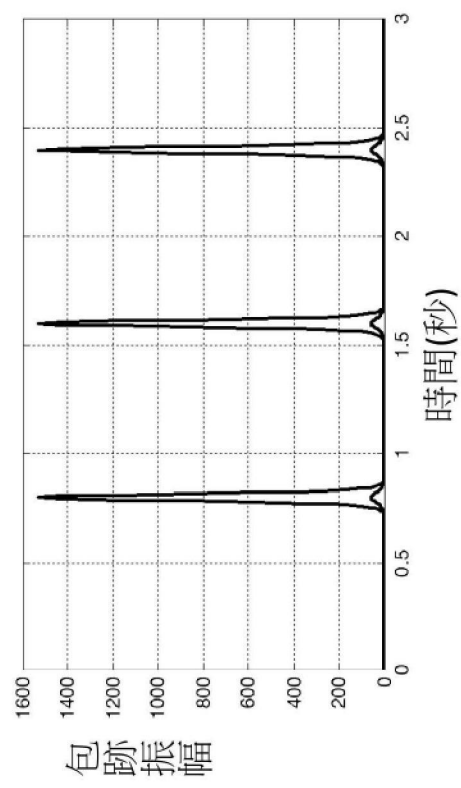


圖 174

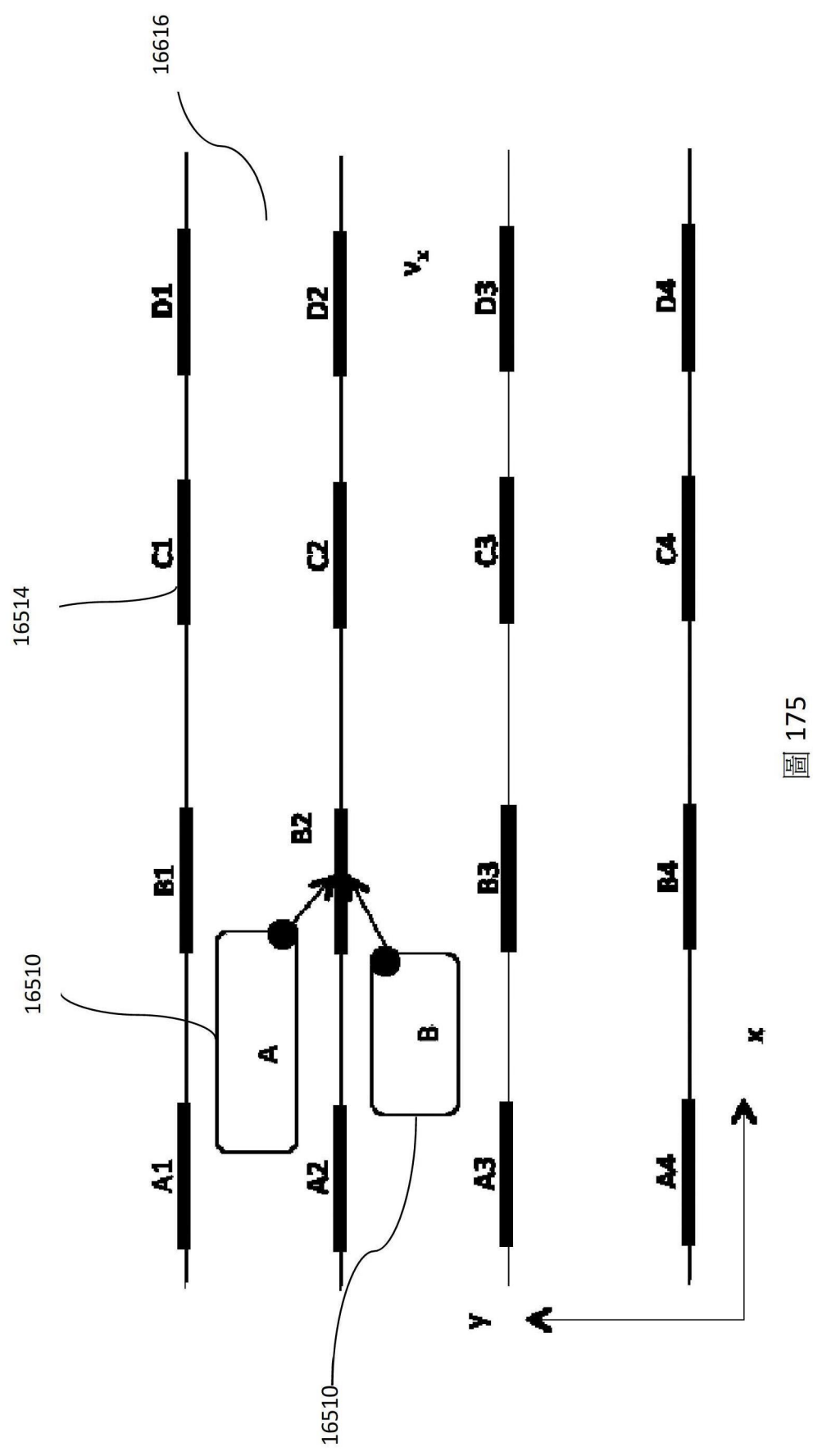


圖 175

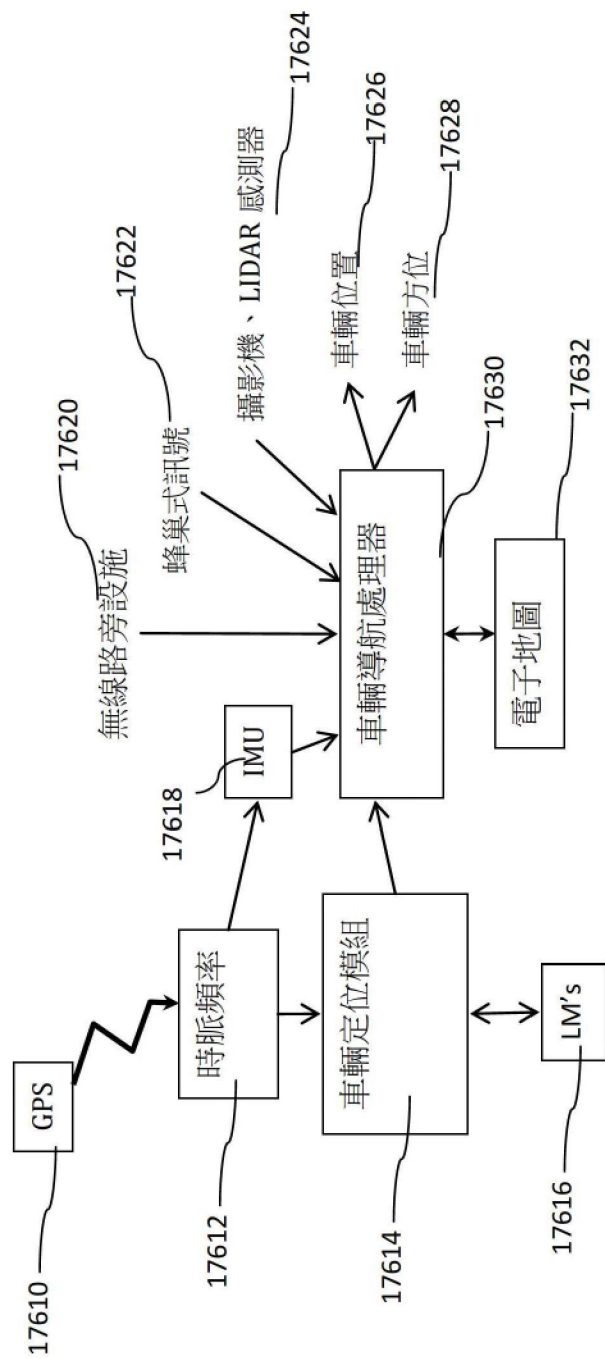


圖 176

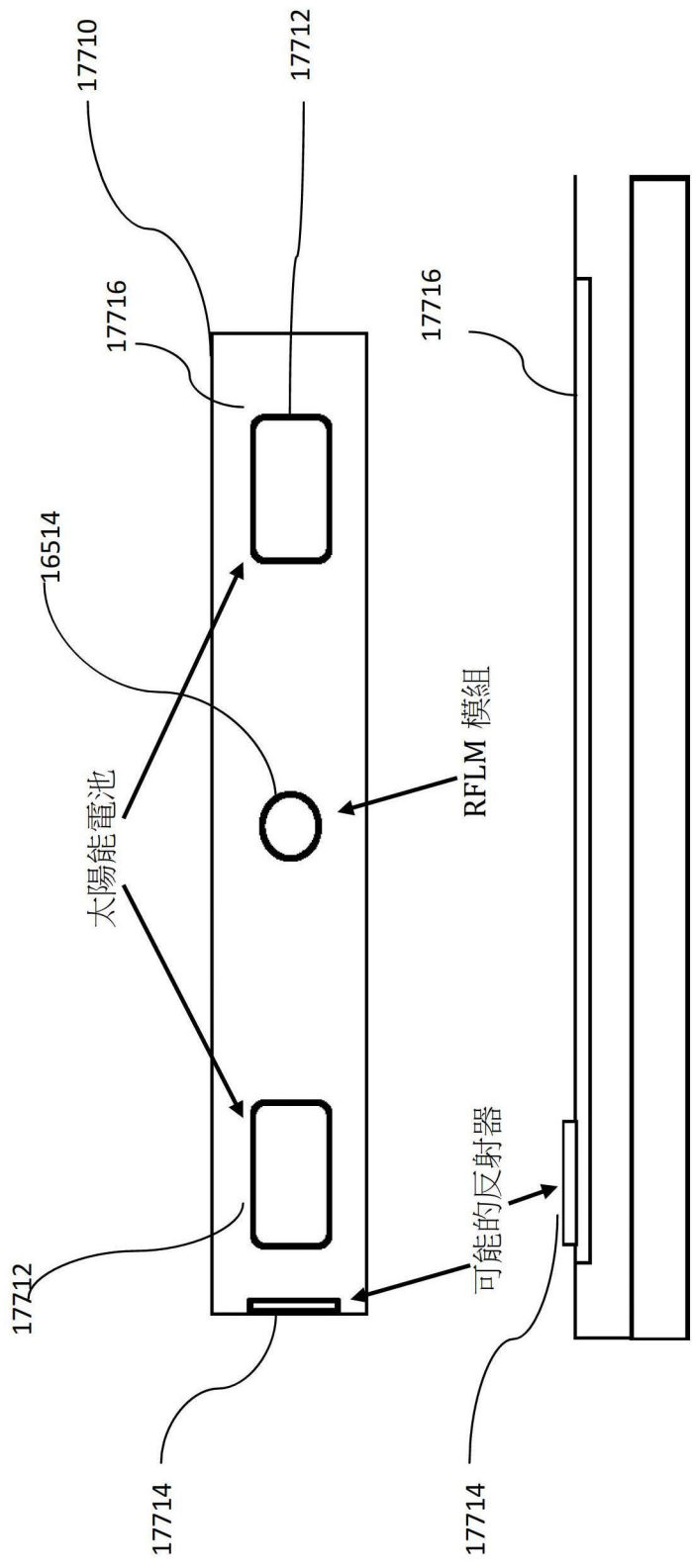


圖 177

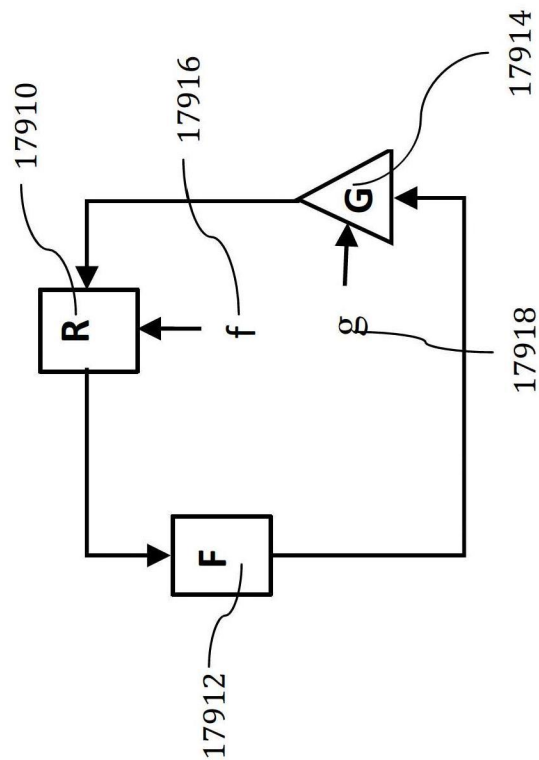


圖 179

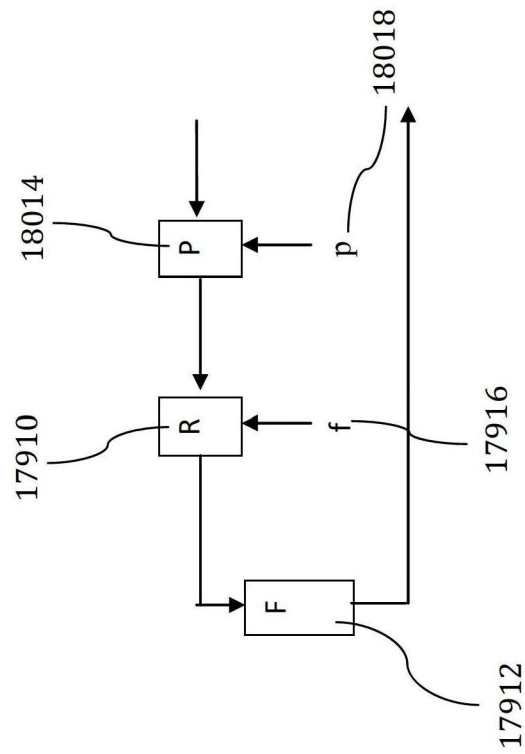


圖 180

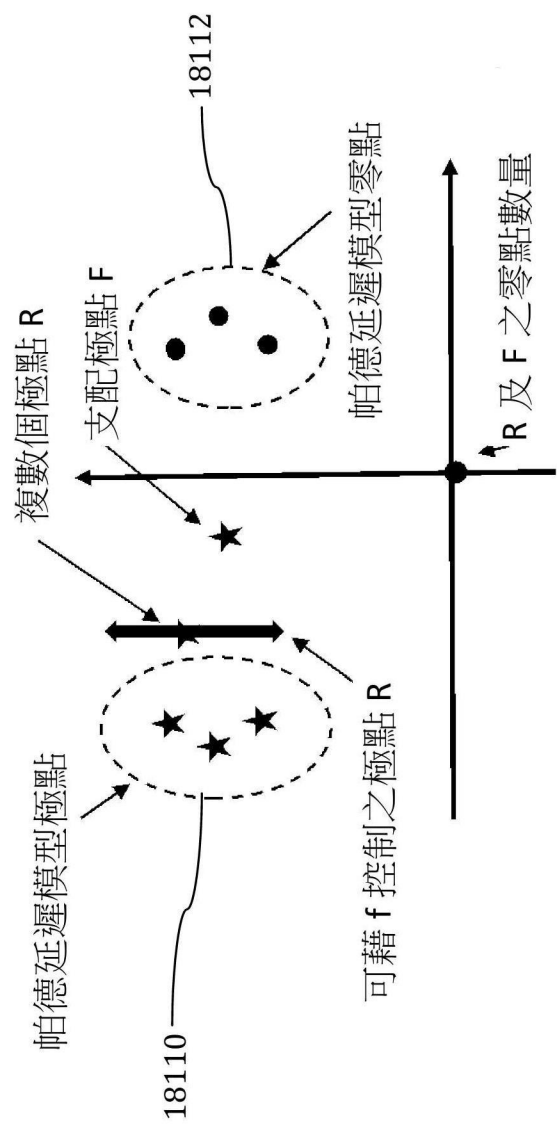


圖 181

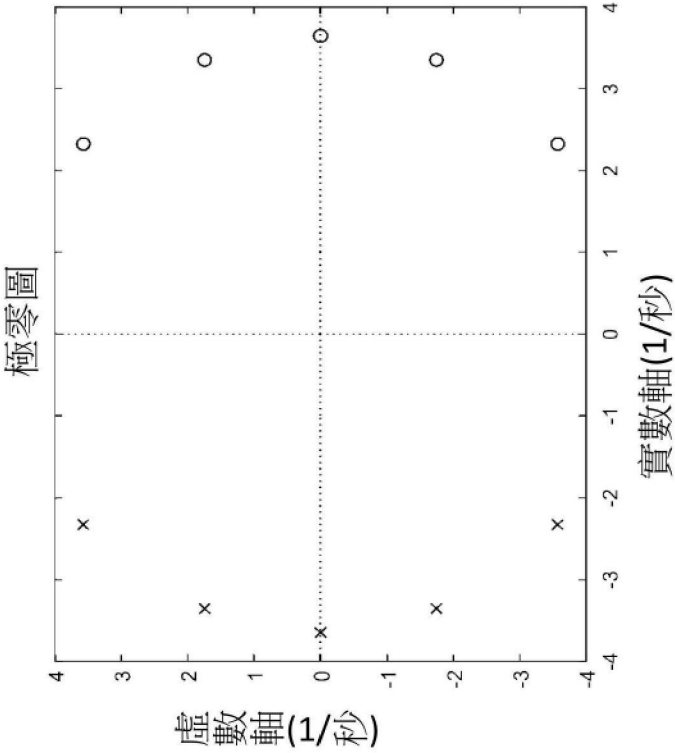


圖 182

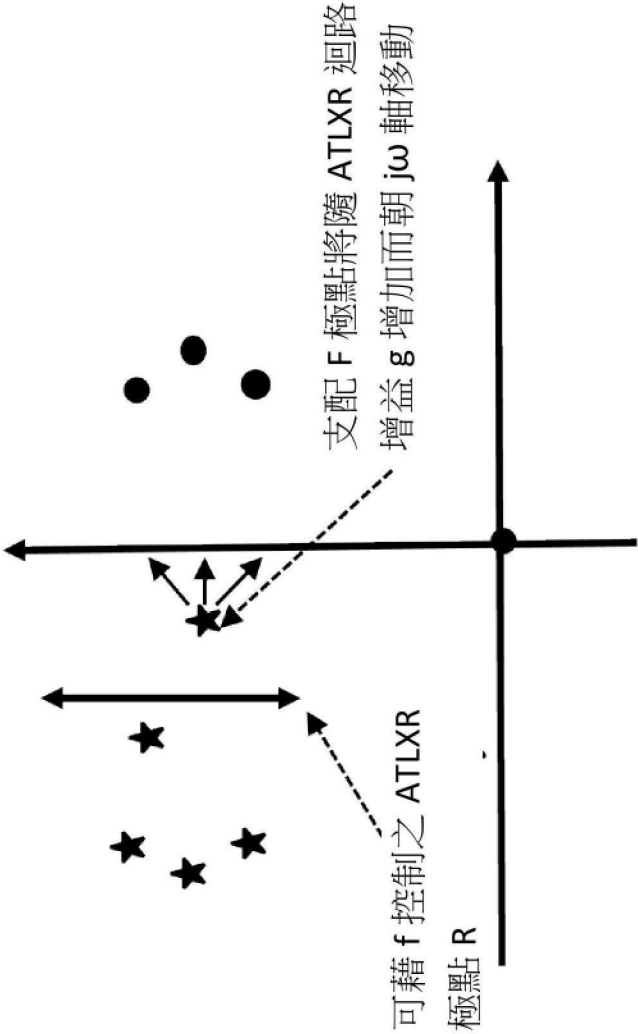


圖 183

184

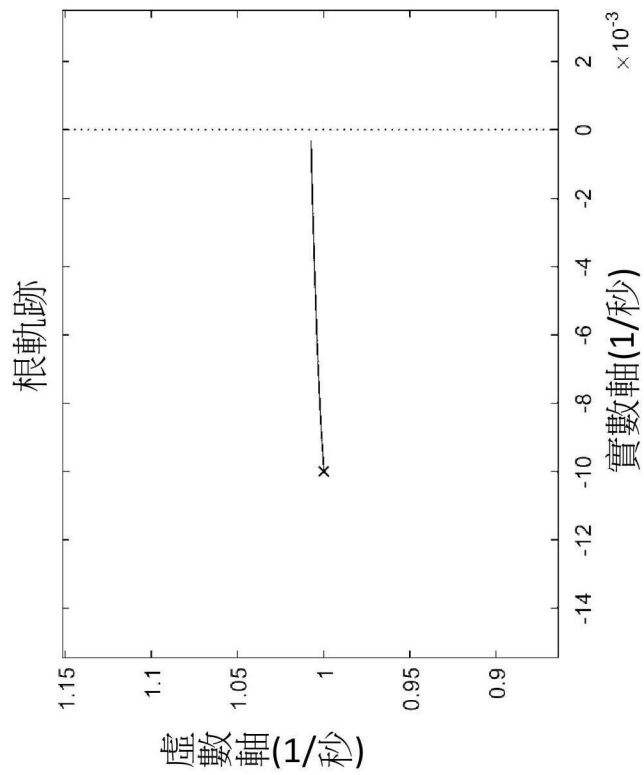


圖 186

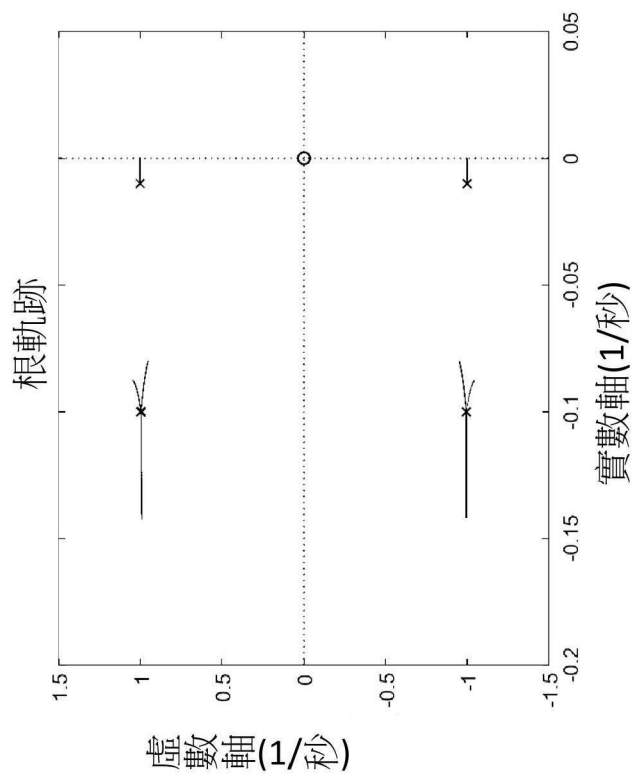


圖 185

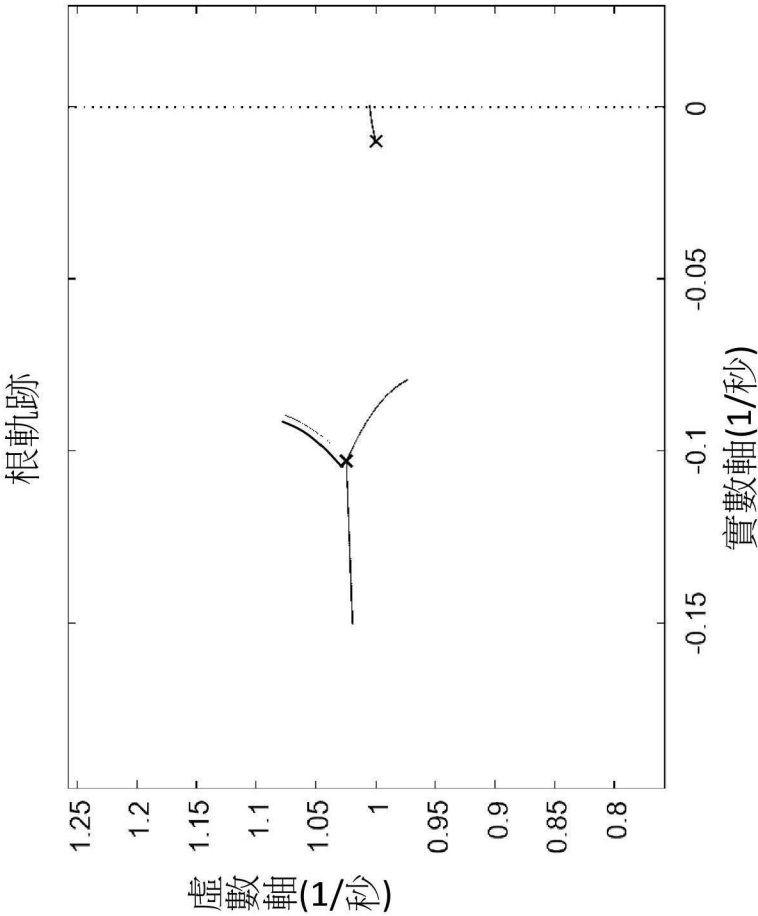


圖 187

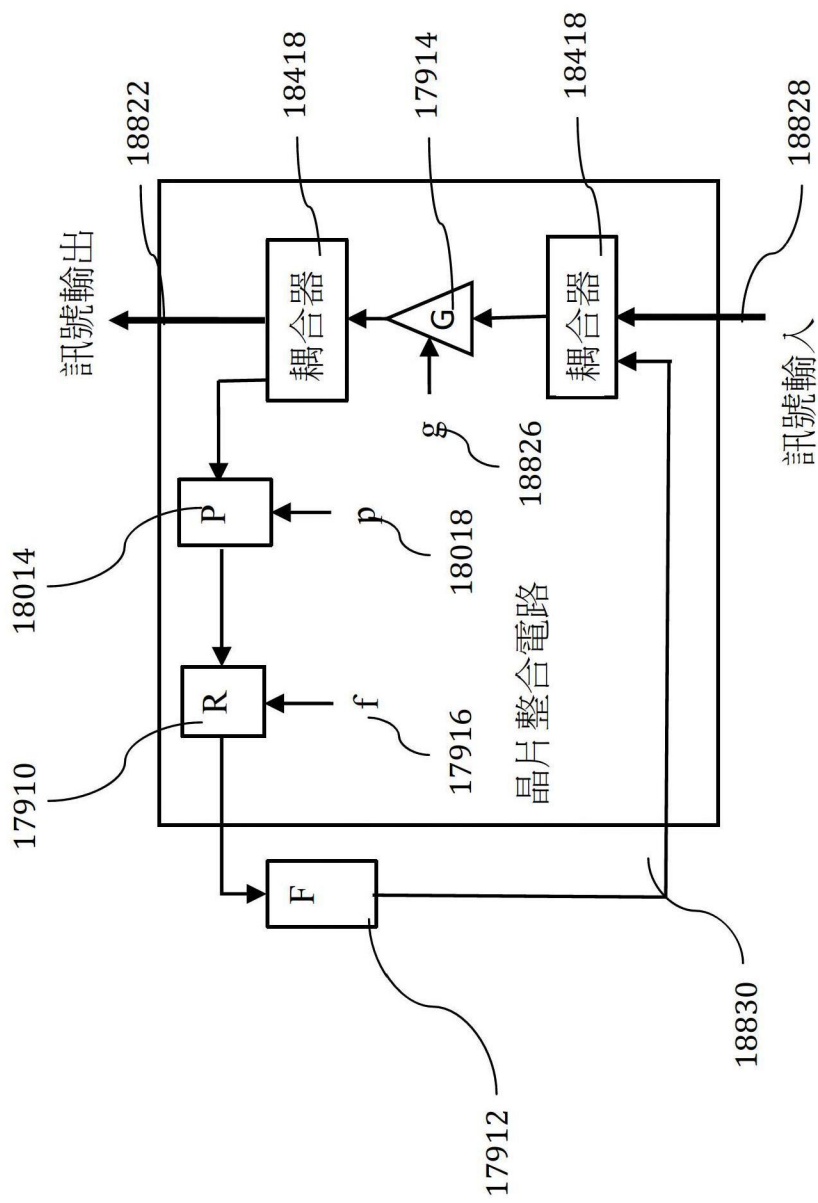


圖 188

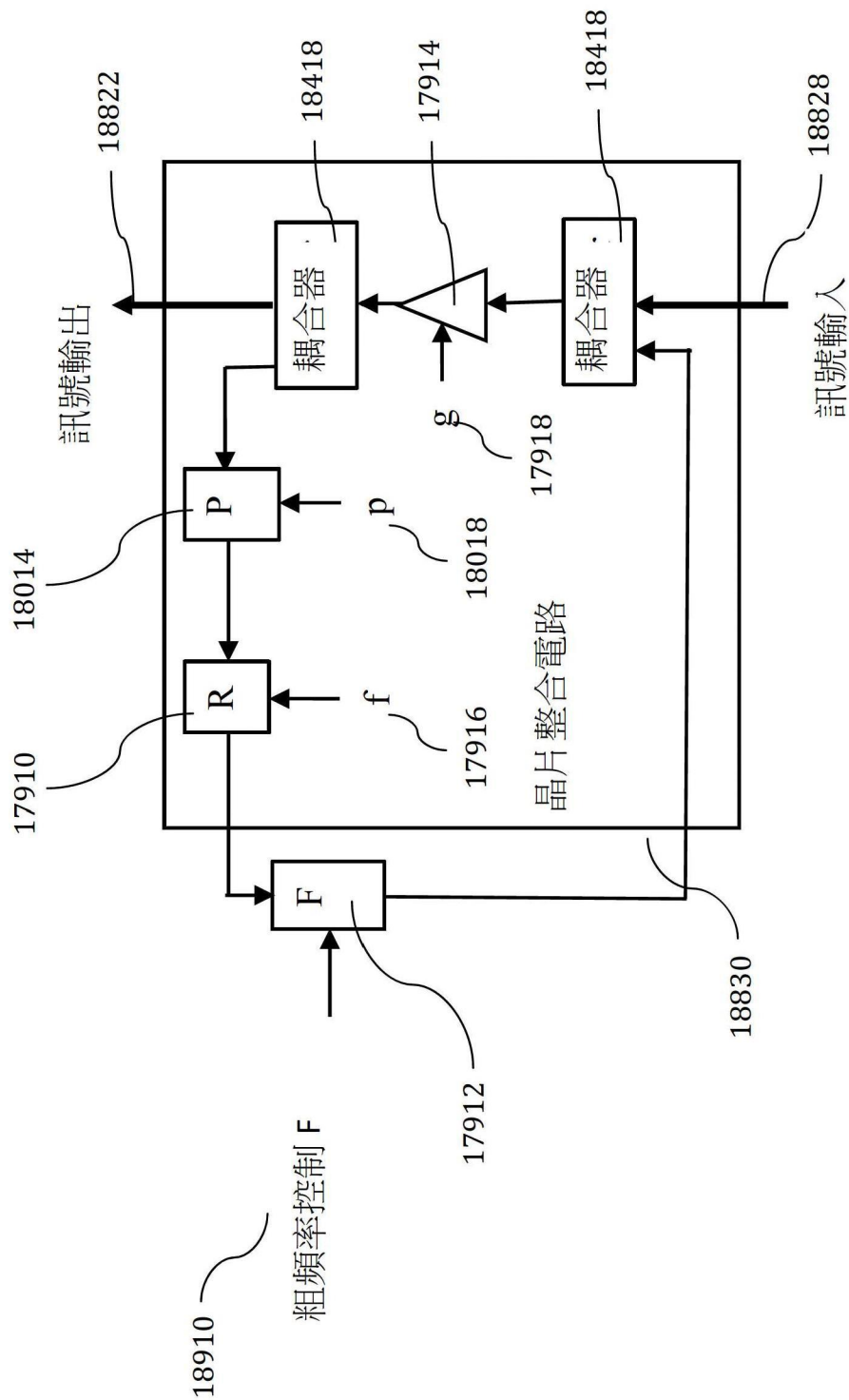


圖 189

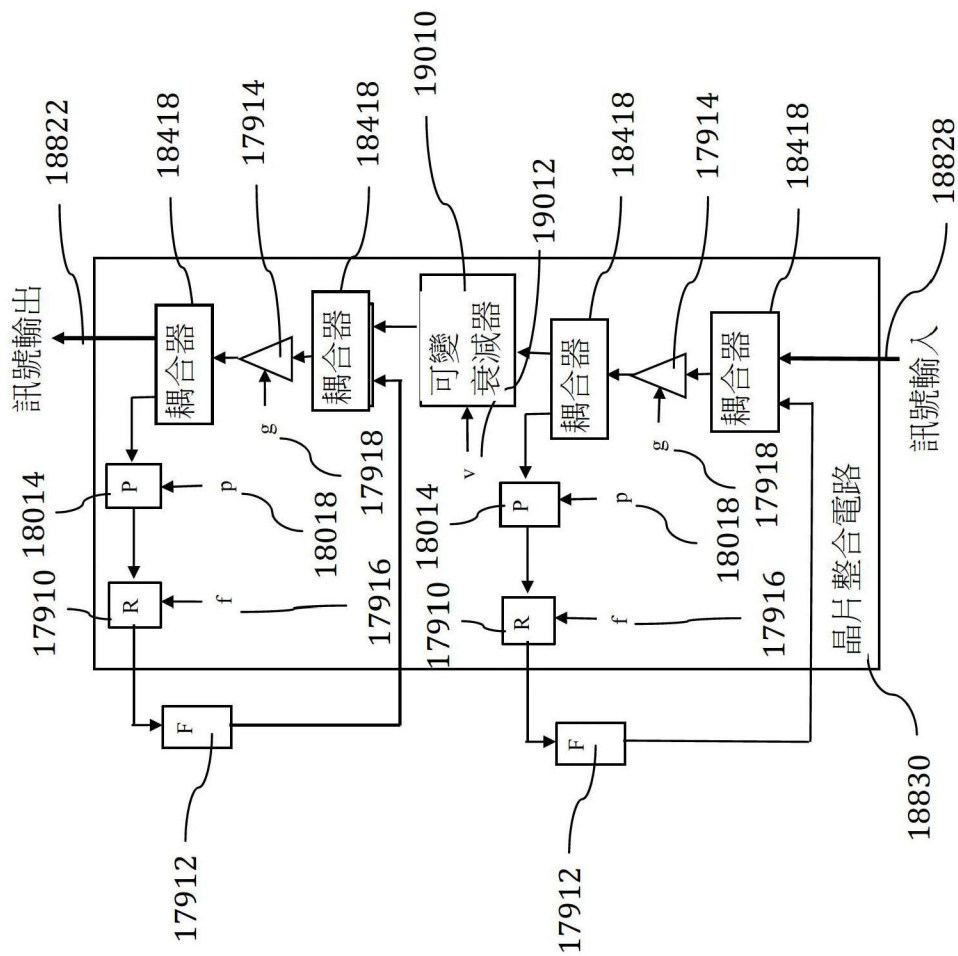


圖 190

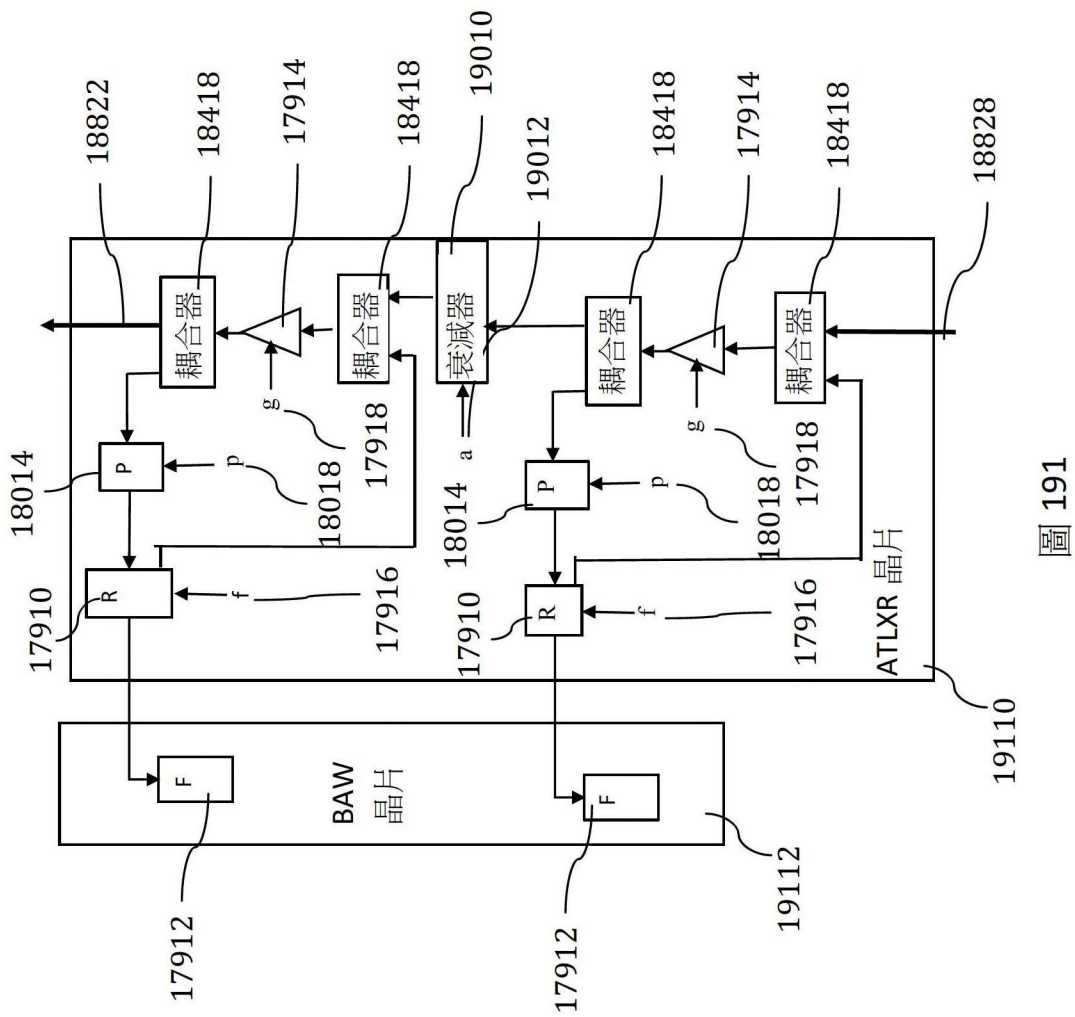


圖 191

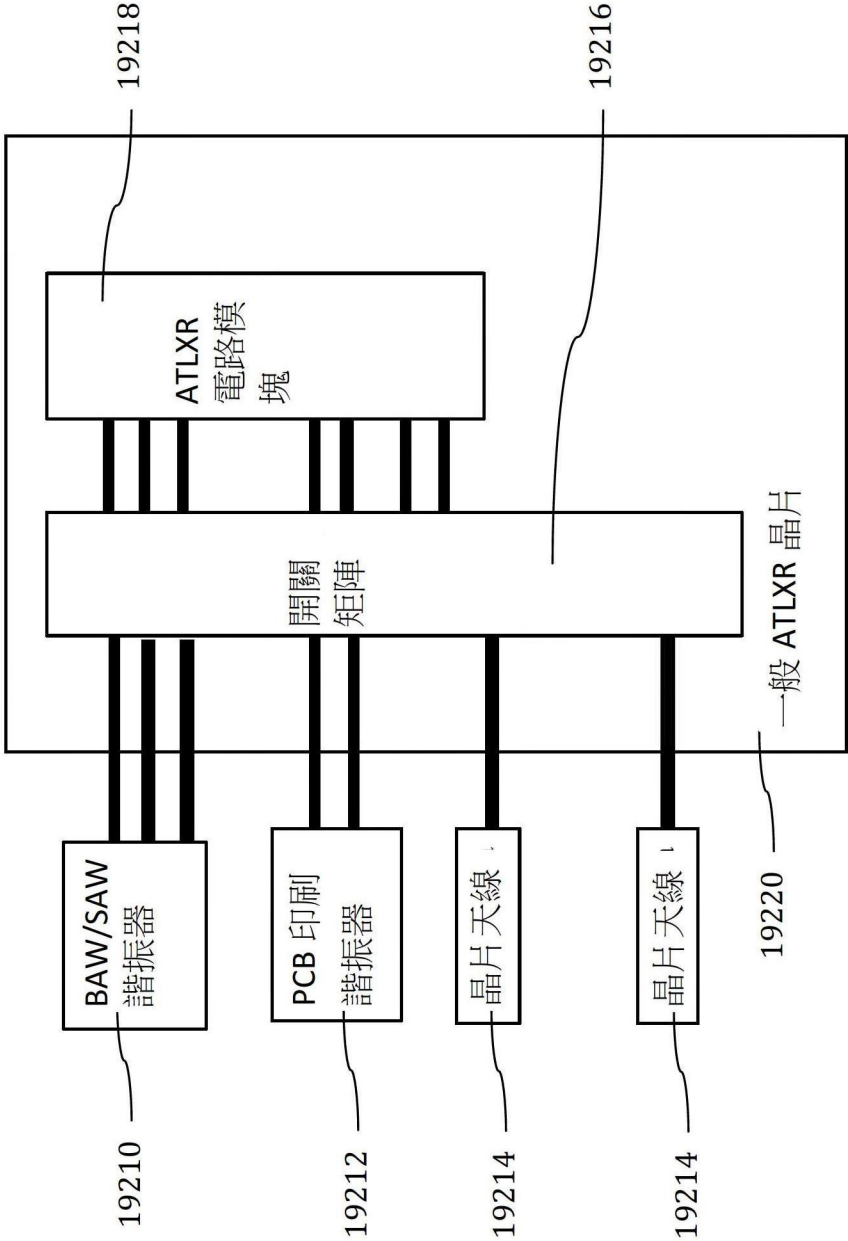


圖 192

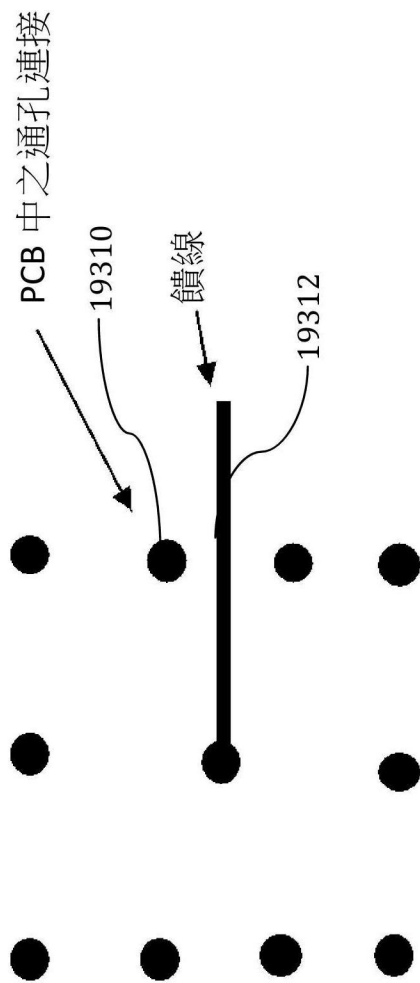


圖 193

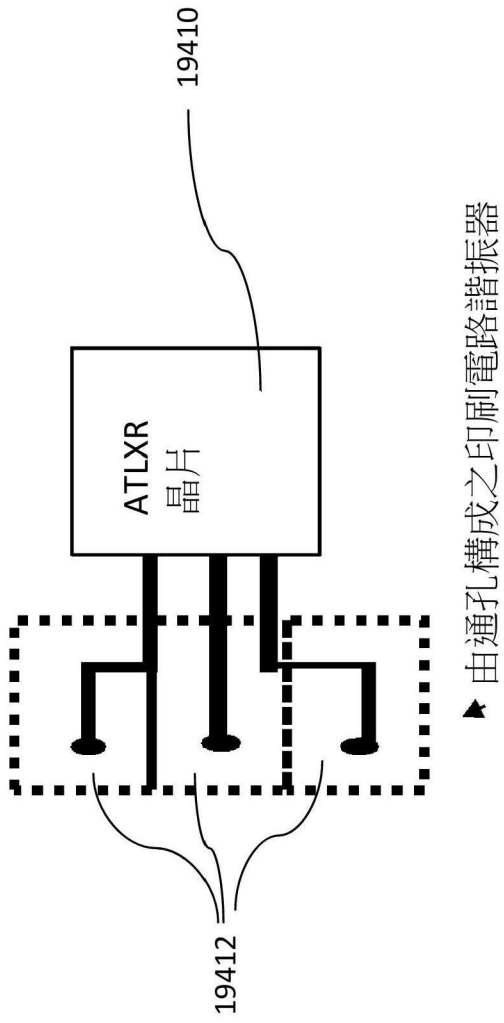


圖 194

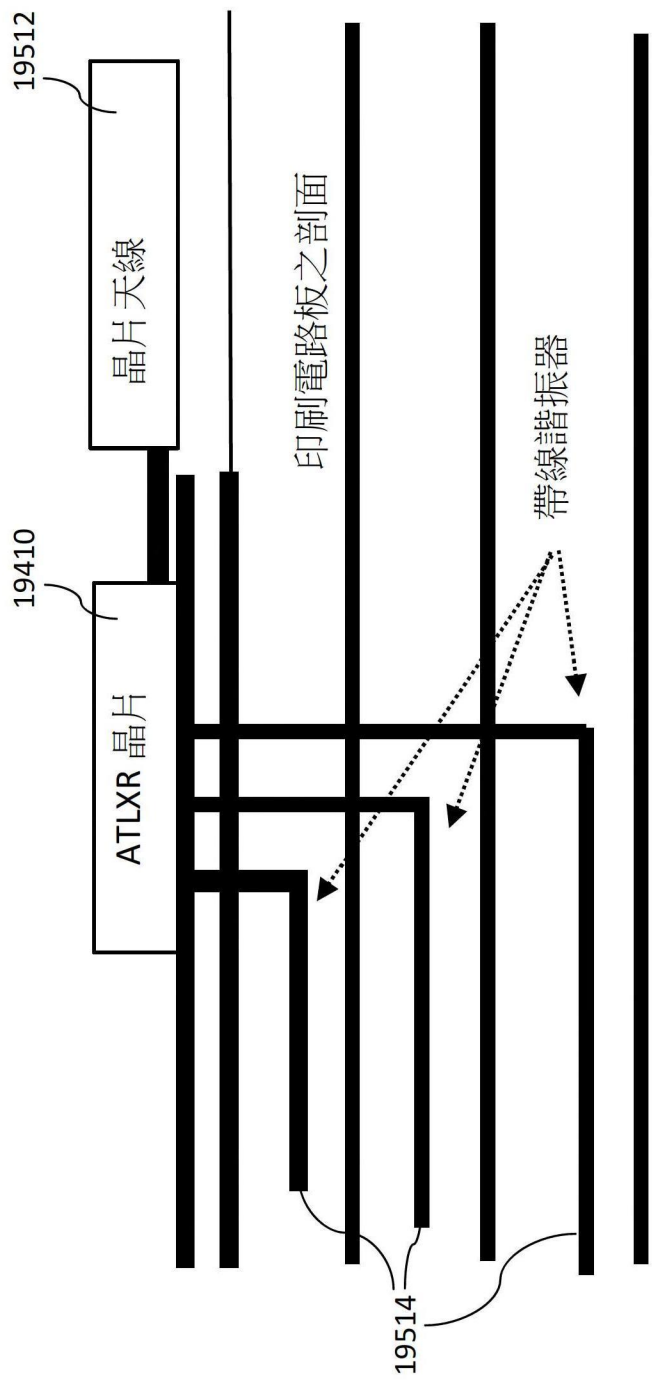


圖 195

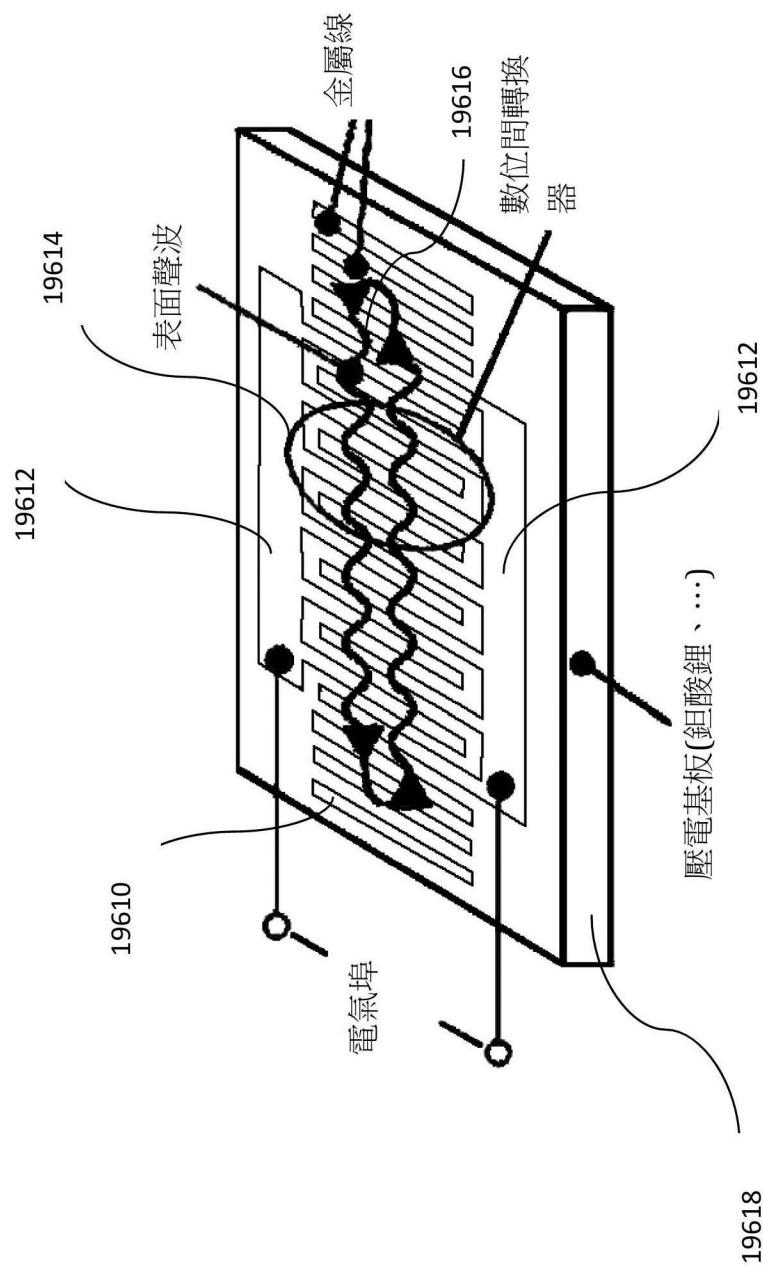


圖 196

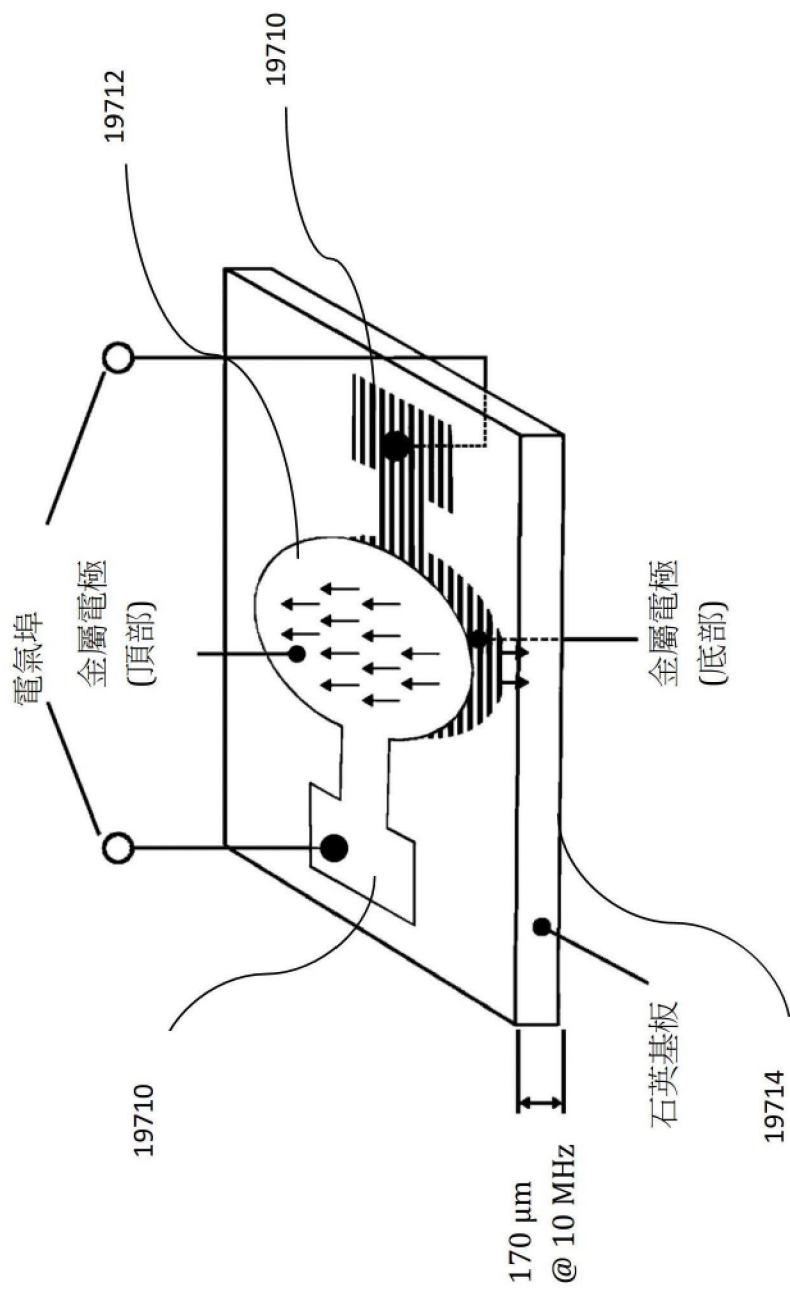


圖 197

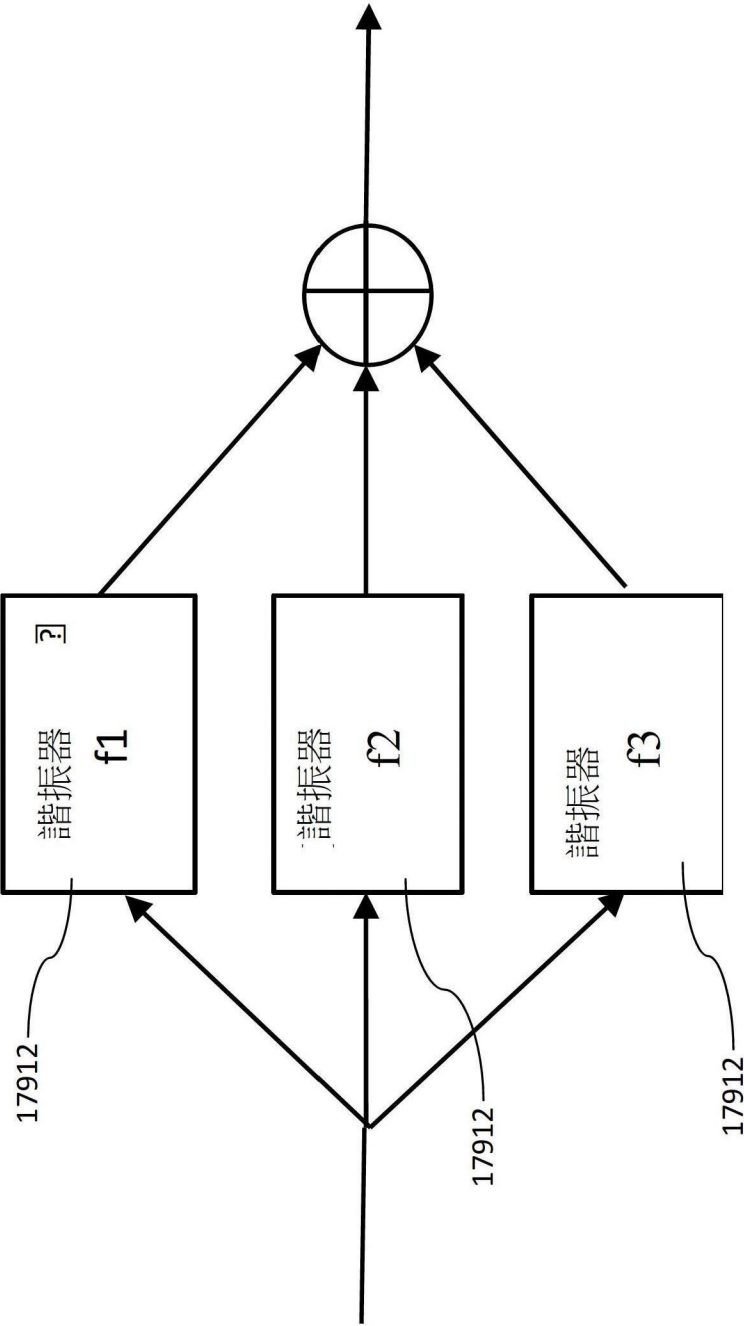


圖 198

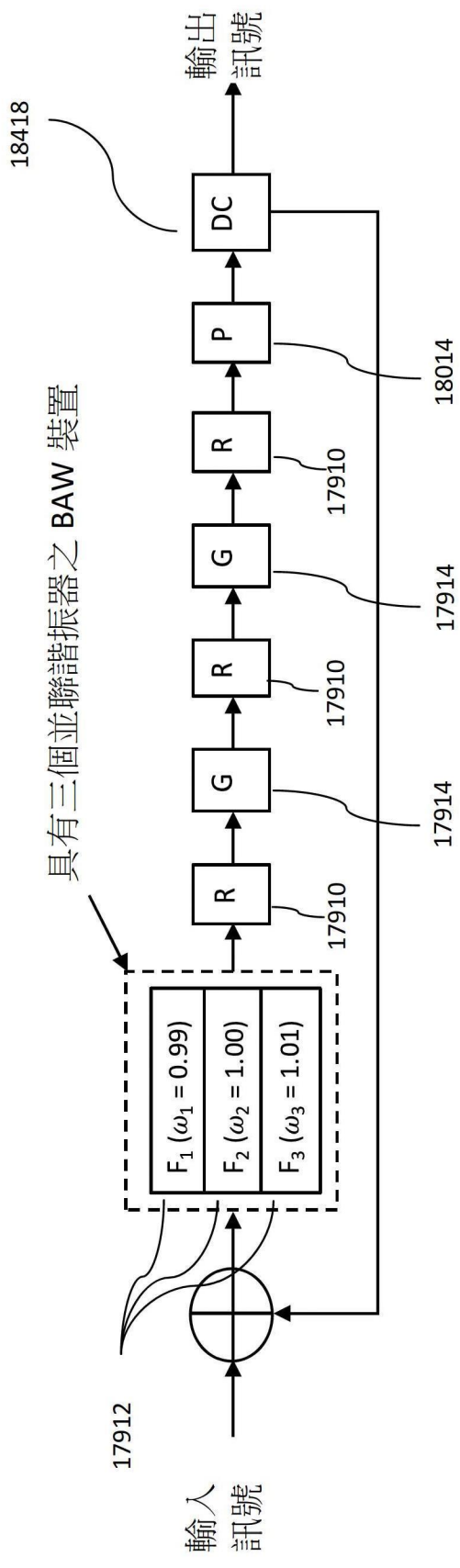


圖 199

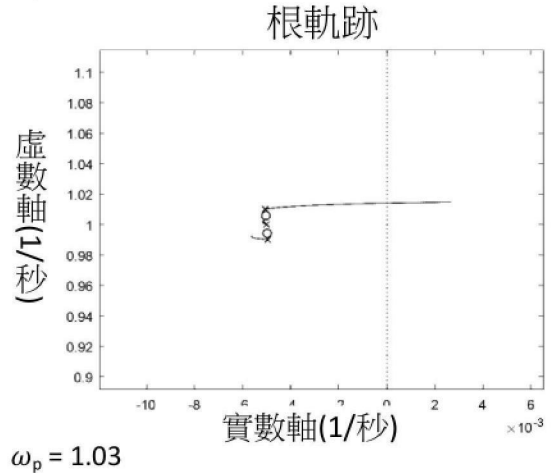
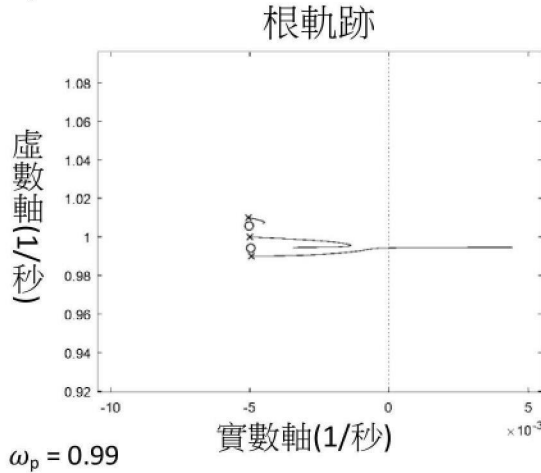
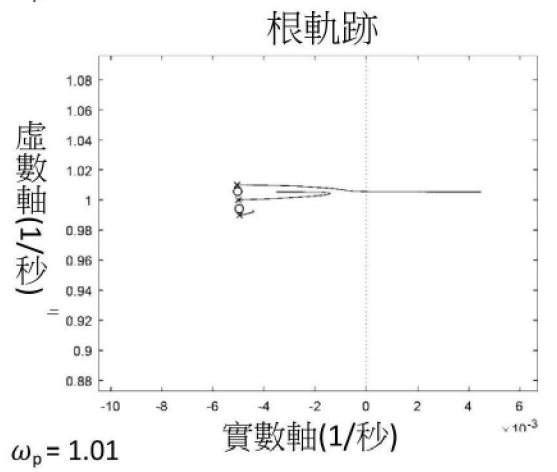
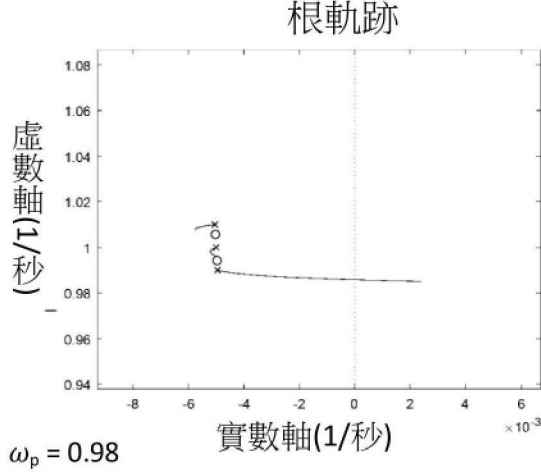
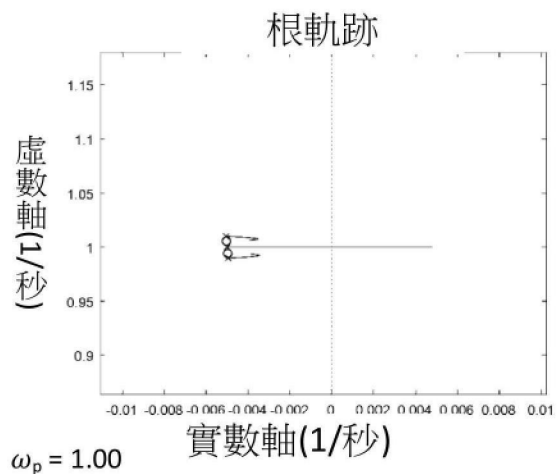
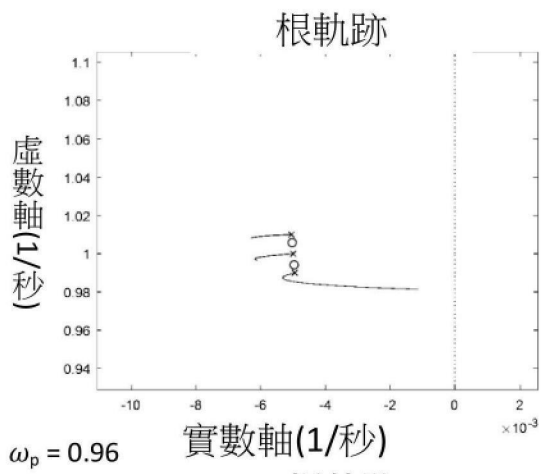


圖 200

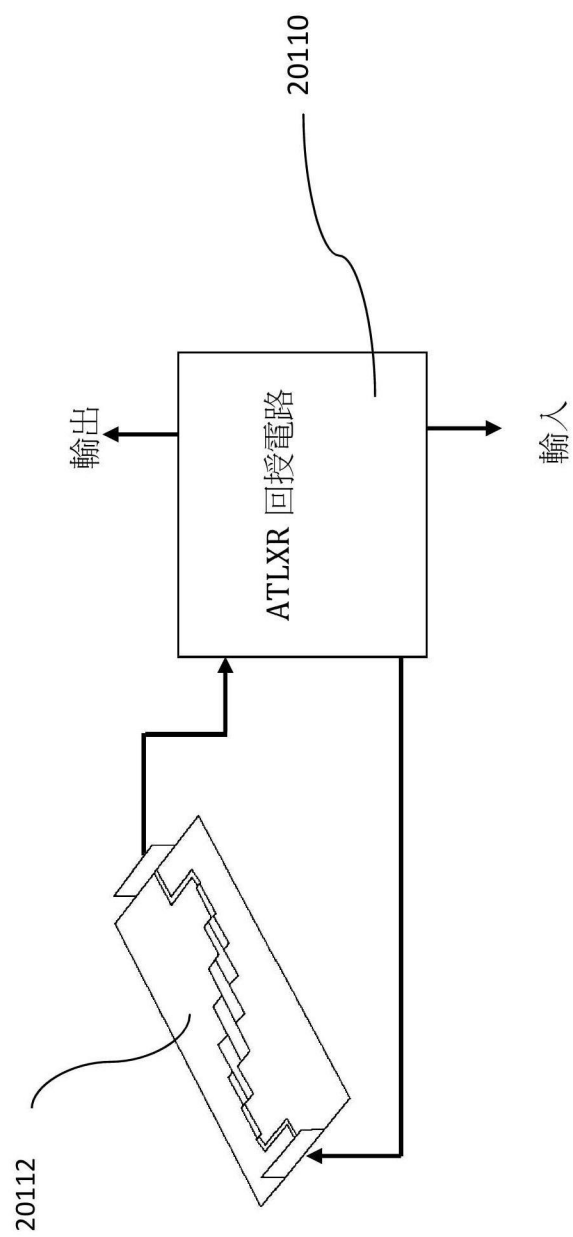


圖 201

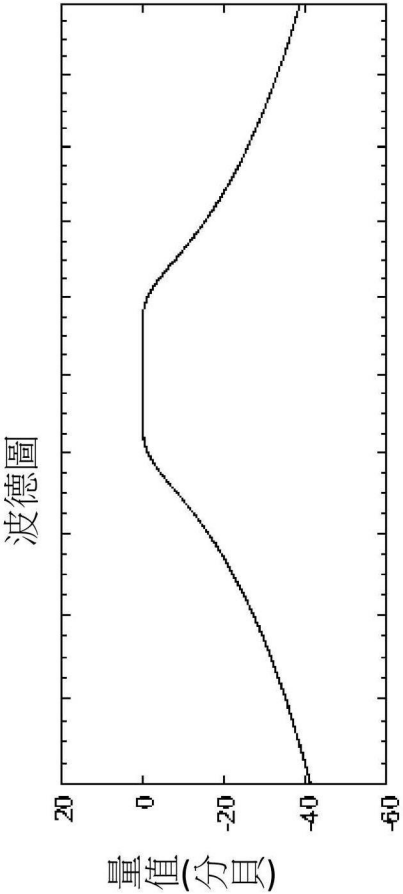


圖 202

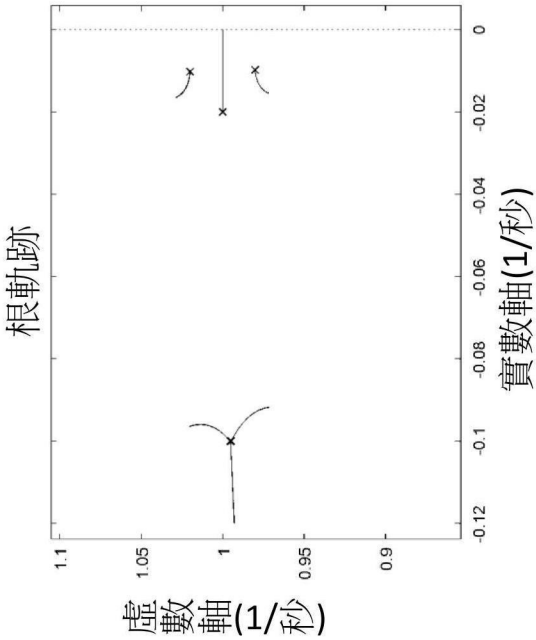


圖 203

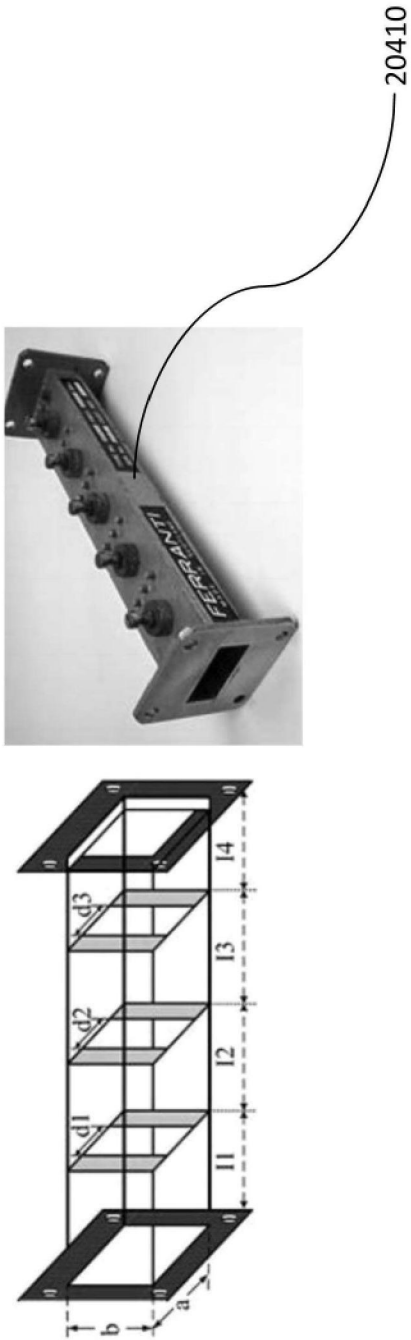


圖 204

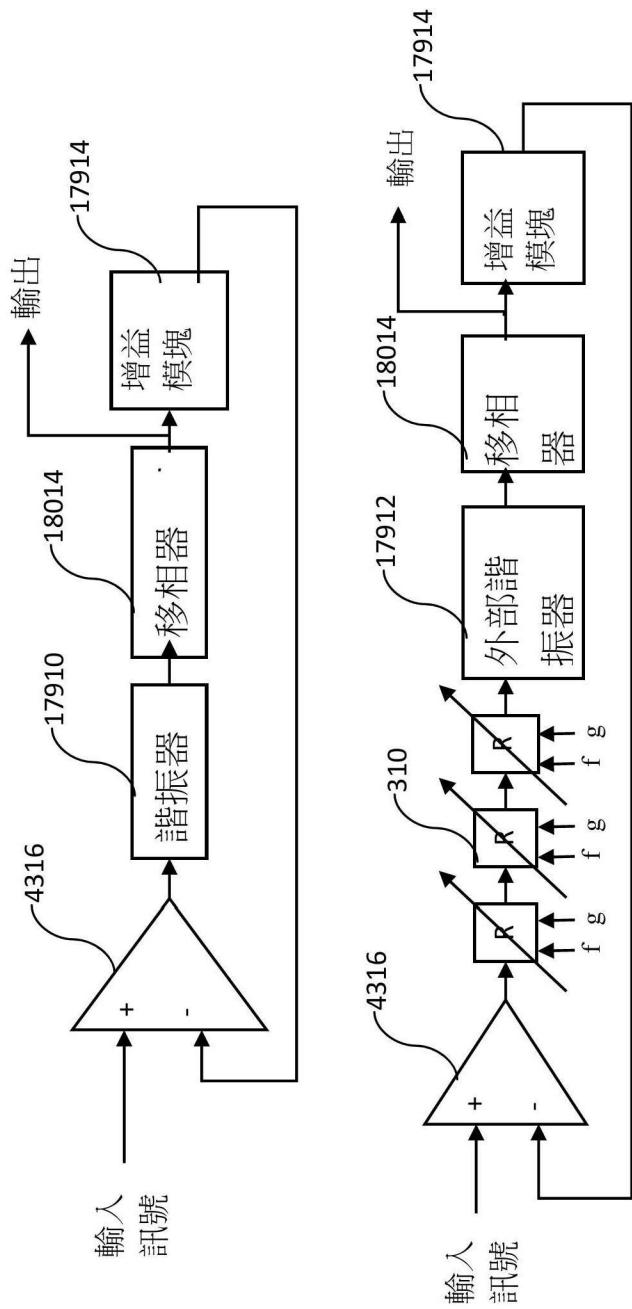


圖 205

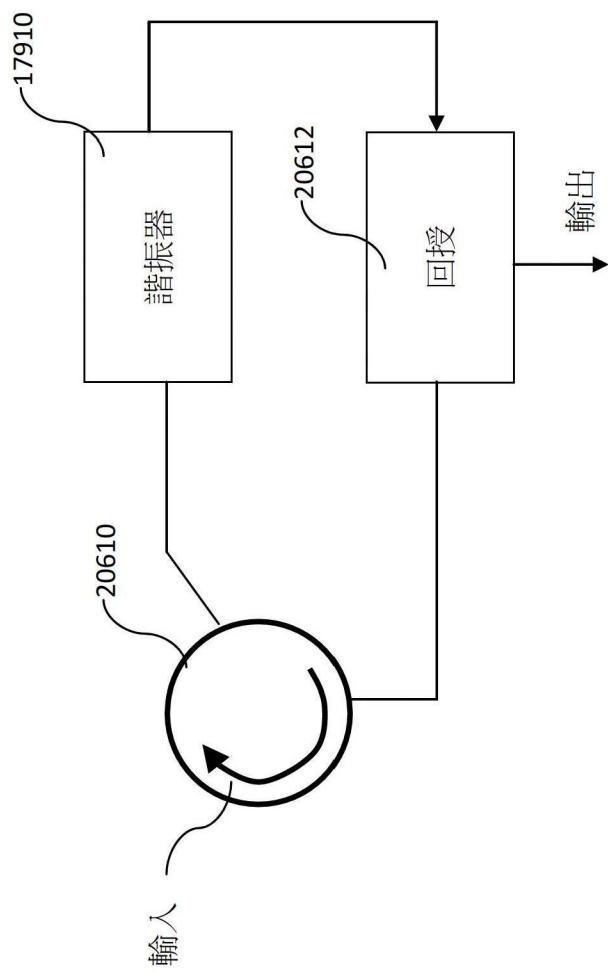
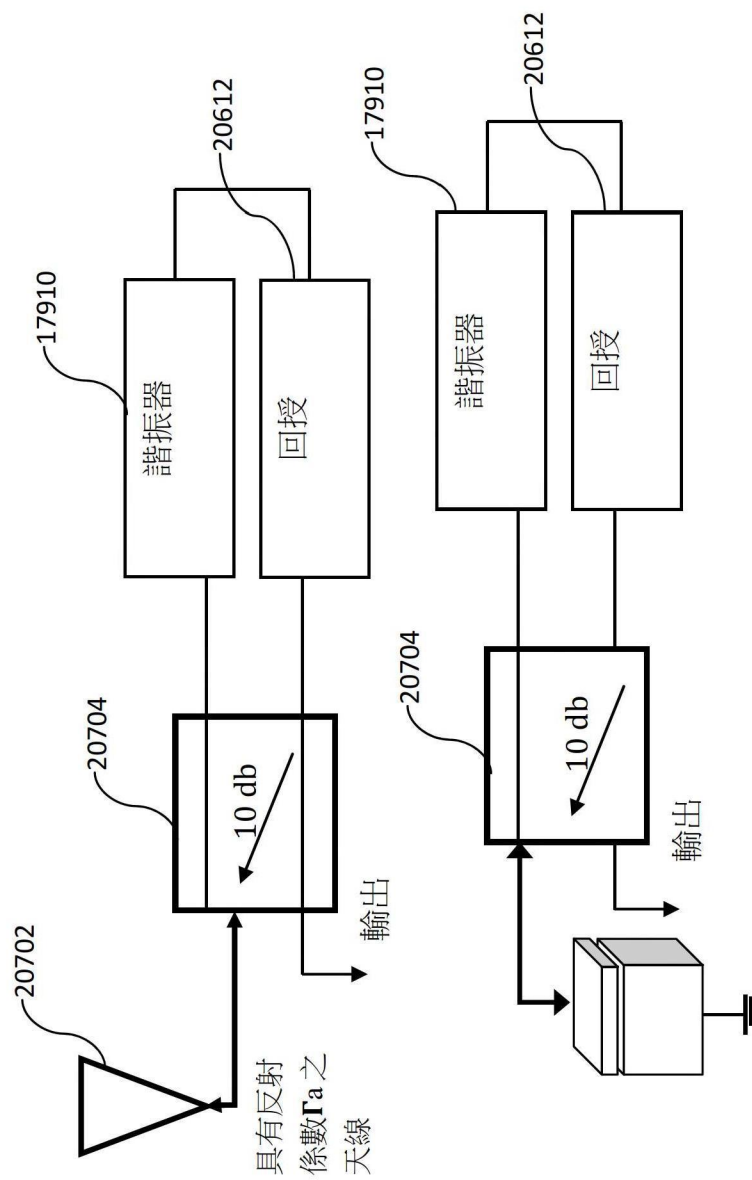


圖 206



207

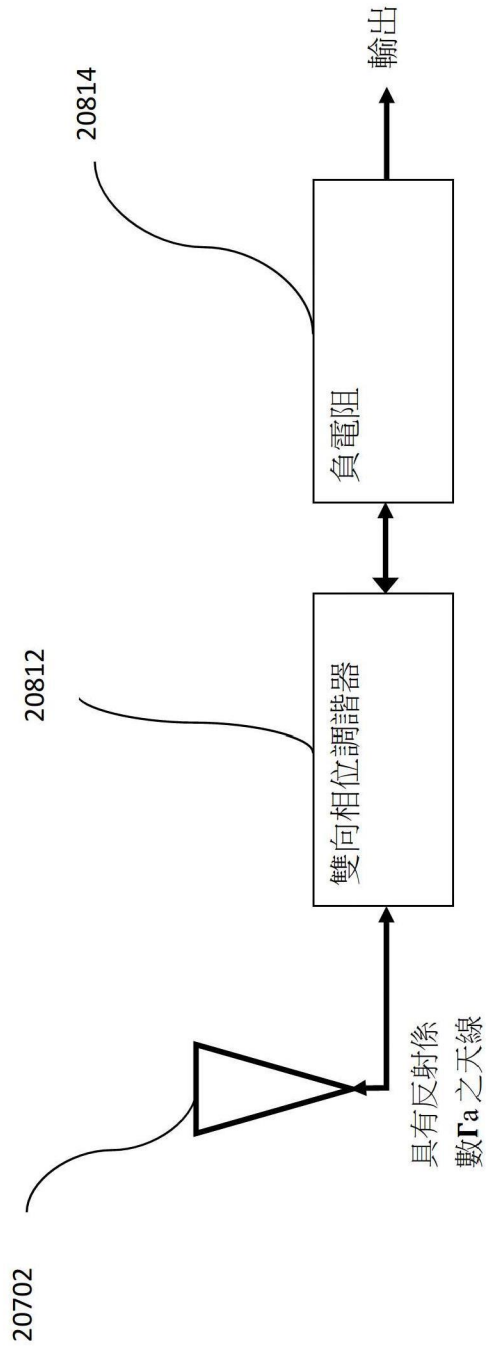


圖 208

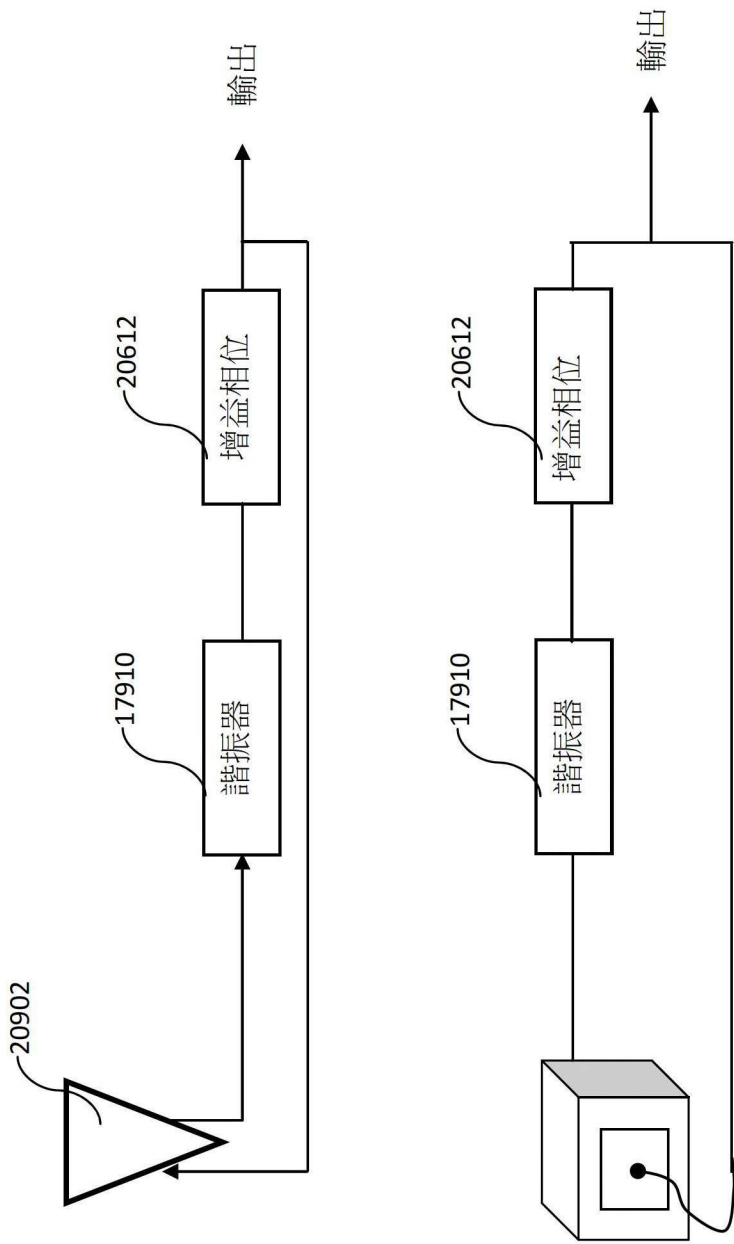


圖 209

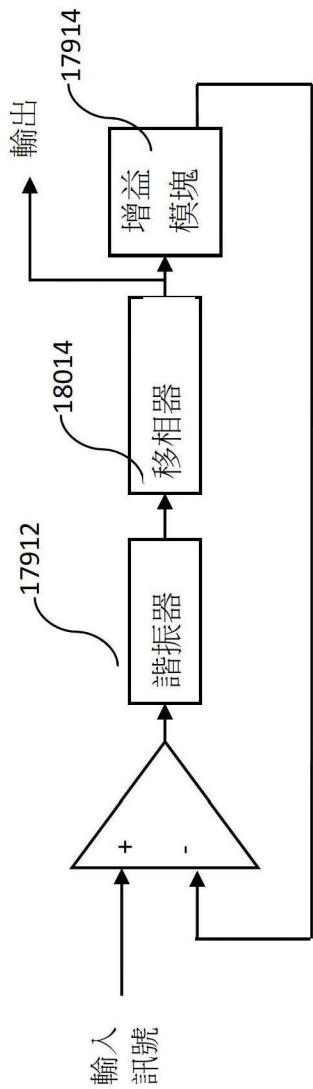


圖 210

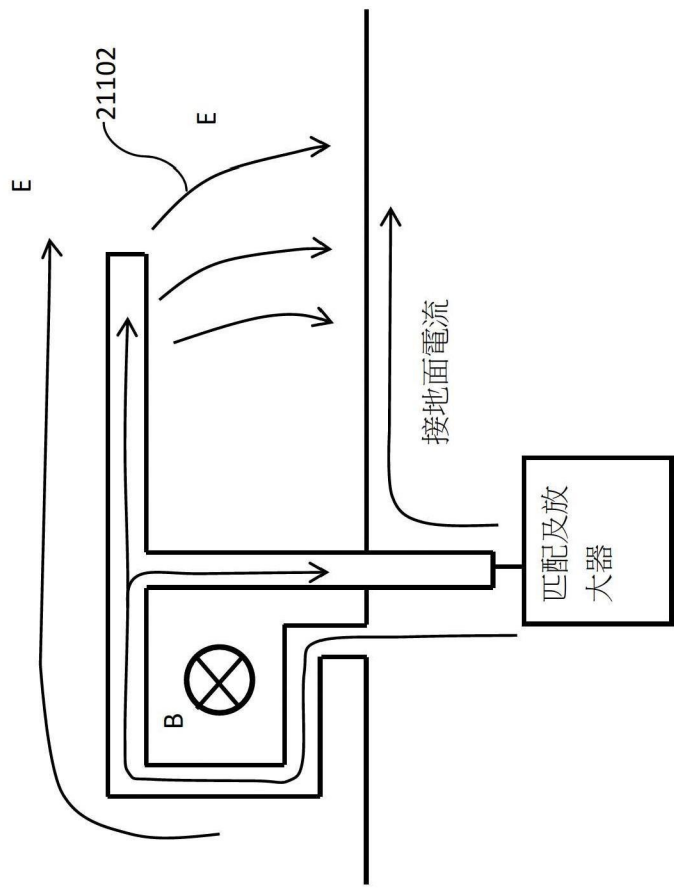


圖 211

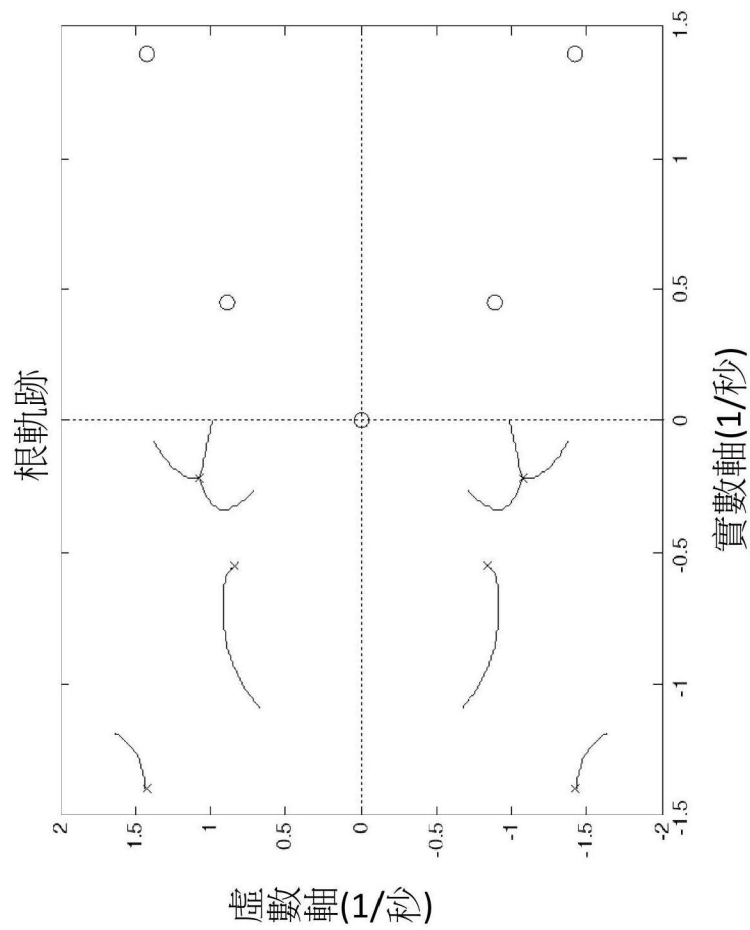


圖 212

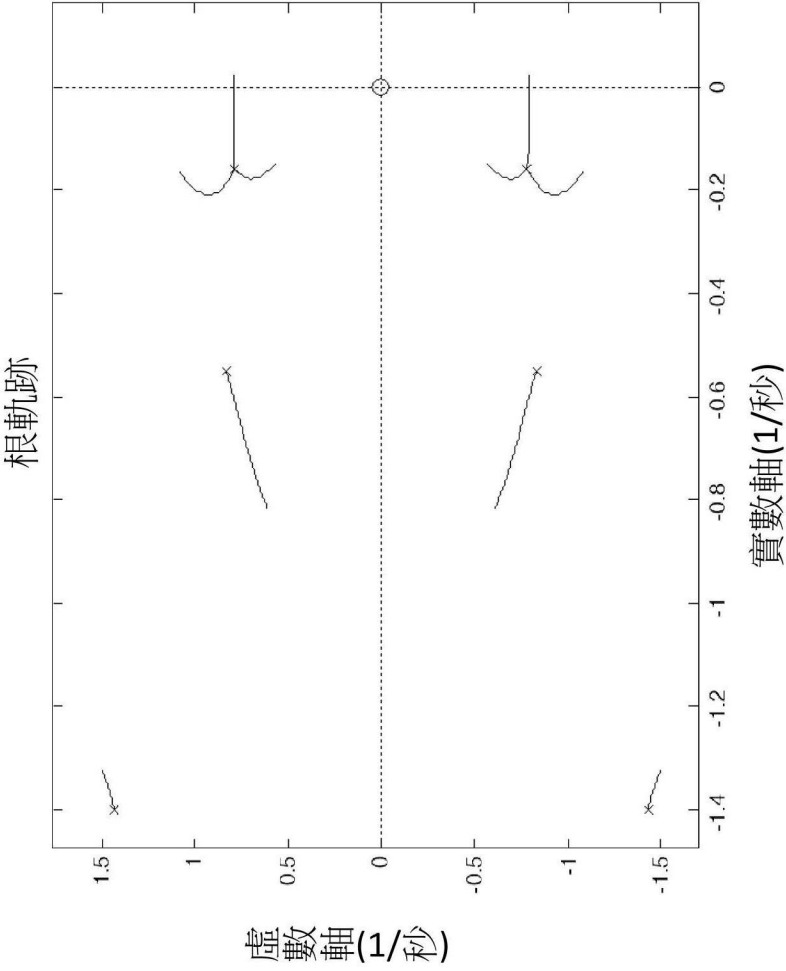


圖 213