

(此處由本局於收
文時黏貼條碼)

發明專利說明書 200529084

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：93141434

※申請日期：93年12月30日

※IPC分類：G06K19/067

一、發明名稱：

(中) 多協定射頻識別讀取器

(英) Multiprotocol rfid reader

二、申請人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) W J 通訊股份有限公司

(英) WJ COMMUNICATIONS, INC.

代表人：(中) 1. 尼克 摩瑞斯

(英) 1. MORRIS, NEIC

地址：(中) 美國加州聖荷西河濱橡樹公園大道四〇一號

(英) 401 River Oaks Parkway, San Jose, CA 95134, U.S.A.

國籍：(中英) 美國 U.S.A.

三、發明人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 約翰 拜倫湯尼

(英) BELLANTONI, JOHN

國籍：(中) 美國

(英) U.S.A.

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家(地區)；申請日；申請案號數 順序註記】

- | | | | |
|-------|--------------|--------------|--|
| 1. 美國 | ； 2004/12/23 | ； 11/021,302 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 2. 美國 | ； 2004/12/23 | ； 11/021,539 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 3. 美國 | ； 2004/12/23 | ； 11/021,946 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 4. 美國 | ； 2003/12/31 | ； 60/533,970 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 5. 美國 | ； 2004/08/27 | ； 60/605,214 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 6. 美國 | ； 2004/12/16 | ； 60/636,168 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |

(此處由本局於收
文時黏貼條碼)

發明專利說明書 200529084

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：93141434

※申請日期：93年12月30日

※IPC分類：G06K19/067

一、發明名稱：

(中) 多協定射頻識別讀取器

(英) Multiprotocol rfid reader

二、申請人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) W J 通訊股份有限公司

(英) WJ COMMUNICATIONS, INC.

代表人：(中) 1. 尼克 摩瑞斯

(英) 1. MORRIS, NEIC

地址：(中) 美國加州聖荷西河濱橡樹公園大道四〇一號

(英) 401 River Oaks Parkway, San Jose, CA 95134, U.S.A.

國籍：(中英) 美國 U.S.A.

三、發明人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 約翰 拜倫湯尼

(英) BELLANTONI, JOHN

國籍：(中) 美國

(英) U.S.A.

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家(地區)；申請日；申請案號數 順序註記】

- | | | | |
|-------|--------------|--------------|--|
| 1. 美國 | ； 2004/12/23 | ； 11/021,302 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 2. 美國 | ； 2004/12/23 | ； 11/021,539 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 3. 美國 | ； 2004/12/23 | ； 11/021,946 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 4. 美國 | ； 2003/12/31 | ； 60/533,970 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 5. 美國 | ； 2004/08/27 | ； 60/605,214 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 6. 美國 | ； 2004/12/16 | ； 60/636,168 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |

(1)

九、發明說明

【發明所屬之技術領域】

本發明係相關於射頻識別（RFID）收發機的詢問，尤其是相關於與 PC 卡標準可相容的高階 RFID 讀取器並且靈敏度改良，失真減少，及具有多協定功能。

【先前技術】

RFID 技術廣泛使用於自動化識別。基本 RFID 系統包括攜帶有識別資料的 RFID 的 RFID 標籤或收發機及讀取及/或寫入識別資料的 RFID 詢問機或讀取器。RFID 標籤典型上包括資料儲存和處理用的微晶片，及諸如天線線圈等通訊用的耦合元件。標籤可分類成主動式或被動式。主動式標籤具有內建的電源，而被動式標籤由自讀取器接收的無線電波供應電力因此無法實施任何通訊。

利用經由射頻（RF）介面寫入資料到標籤或它們資料的詢問標籤加以操作 RFID 讀取器。在詢問期間，讀取器形成及傳輸 RF 波，由標籤使用該 RF 波以根據儲存在其內的資訊產生回應資料。在同一頻率中，讀取器又偵測來自標籤的反射或背向散射信號，或在稍微不同的頻率中以啣聲詢問波形的情況。讀取器典型上藉由混合此信號和局部振盪器信號加以偵測反射或背向散射信號。此偵測機構就是零差架構。

在諸如 US 專利號碼 2,114,971 中所說明者等習知零差讀取器中，使用傳輸（TX）和接收（RX）專用的兩分

(2)

開去耦天線，導致讀取器的重量和實體尺寸增加，因此不理想。為了解決此問題，藉由利用微波循環器或單向耦合器將反射信號和傳輸信號分開加以發展具有 TX 和 RX 雙功能專用的單一天線之讀取器，諸如 US 專利號碼 2,107,910 所說明者等。在另一 US 專利號碼 1,850,187 專利中，分接傳輸線充作移相器和單向耦合器。

近年來 RFID 系統的發展挑戰著習知 RFID 讀取器。首先，儲存在標籤上的識別資料必須以可靠的方式發送到讀取器。將此資料編碼並且透過調變信號傳輸是標籤和閱讀器之間的兩重要通訊組成。雖然資料寫碼決定資料表示，但是信號調變決定標籤和閱讀器之間的通訊協定。數位調變有三種主要類別：根據 Amplitude Shift Keying (ASK) (振幅變換調制) 或 EPCglobal Standard 的 Class 1 協定，Frequency Shift Keying (FSK) (頻移鍵控) 或 EPC Global Class 0 協定，及 Phase Shift Keying (PSK) (移相鍵控)。這些類別的每一個都具有其自己的電力消耗、可靠性、及頻寬需求。對 RFID 讀取器而言，能夠使用不同協定處理來自標籤的信號是最理想的。

因為用於與標籤通訊的同一信號必須用於供給標籤電力，所以其他具挑戰性的問題來自詢問被動式 RFID 標籤。被動式標籤經由諸如電感耦合或遠域能量結果等自讀取器接收電力。因為信號中的調變，所以接收的電力會大幅減低。另外，到另一純正弦波的調變資訊在頻域中傳播信號。此傳播通常稱作“邊帶”並且由政府管制。如此被這些

(3)

調變上的限制限制自讀取器發送到標籤的資訊量。

而且，FRID 讀取器不曾製作在 PC 卡格式中，使得其能夠結合在手提式、可攜式、或膝上型電腦以自 RFID 標籤讀取或寫入 RFID 標籤。在 PC 卡上的 RFID 讀取器彈性也使得智慧型長範圍 (ILR) 系統能夠容易地結合到企業系統內並且能夠與諸如條碼、無線區域網路 (LAN) 等其他技術組合。然而，PC 卡 RFID 讀取器出現其他問題，因為習知讀取器的 RF 組件無法安裝在小型 PC 卡外殼內並且 PC 介面的操作在讀取器的傳輸頻道中會產生失真，導致來自讀取器的亂真發射，無法遵守政府的管制要求。PC 卡 RFID 讀取器又必須成本低，但是對進來的信號卻仍要高度靈敏。

【發明內容】

本發明包括用以詢問被動式 RFID 標籤專用的 RFID 讀取器，最好兼具尺寸小、靈敏度高、及成本低。在本發明的一實施例中，讀取器是標準 PC 卡格式並且包括晶體振盪器，參考來自晶體振盪器的時脈信號之頻率合成器，及都根據來自晶體振盪器的同一時脈信號加以操作之 PC 卡介面和控制器。如此，信號晶體振盪器被用於提供時脈信號給頻率合成器、PC 卡介面、和控制器。因此，PC 卡介面和控制器中的數位轉變與頻率合成器同步，卻不會干擾合成的準確性。使用同一晶體振盪器又可大幅減少讀取器的傳輸功能上的擾亂及由於操作 PC 卡介面和控制器所

(4)

導致的亂真傳輸。

在本發明的另一觀點中，RFID 讀取器另外包括功率偵測器，被配置成偵測讀取器中的反射功率及產生兩信號，一信號用以指出天線錯誤，另一信號則當作調整傳輸信號中的功率位準之反饋。

在本發明的另一觀點中，RFID 讀取器包括用以在傳輸信號中增加調變之線性功率放大器調變器。線性功率放大器調變器包括耦合於線性功率放大器的偏壓輸入之脈衝整型濾波器。脈衝整型濾波器包括操作型放大器和低通濾波器並且被配置成將方形調變脈衝轉移成斜坡脈衝。線性功率放大器包括偏壓控制模組，信號輸入模組，及習知功率放大器。偏壓控制模組被配置成自斜坡脈衝產生參考電流信號。功率放大器使用參考電流信號放大和調變傳送到信號輸入模組的連續波信號。線性功率放大器調變器大大減少亂真輻射功率，並且由於減少功率放大器需要的 RF 增益及減少功率放大器在低偏壓電流的功率消耗，所以消耗較少的 DC 電力。

在本發明的另一實施例中，讀取器 100 被配置成能夠操作在根據建議的 ETSI 標準 EN302 208 的只 LISTEN 模式中，並且包括具有分流開關的單向耦合器，當起動時，其使讀取器可在 LISTEN 模式中操作。在 LISTEN 模式中，在某一觀點中，單向耦合器變成四分之一波長變量器，而在另一觀點中，單向耦合器變成自天線到讀取器的接收鏈之直接通路。因此，傳輸信號不會到達天線及在橫越單

(5)

向耦合器時接收信號只有最適當的損失（典型上 < 1 dB），結果是在 LISTEN 模式中大幅改良讀取器的靈敏度。

在本發明的另一觀點中，RFID 讀取器能夠使用一個以上的天線及包括具有寄生組件結合在低通濾波器原型結構之開關元件的天線選擇模組。在本發明的一實施例中，天線選擇模組包括第一濾波器網路（網路 A），第二濾波器網路（網路 B）、第三濾波器網路（網路 C），及耦合在網路 A 和網路 B 及 C 之間的開關元件。開關元件可以是被配置成選擇網路 B 或網路 C 與網路 A 連接之習知開關裝置。在本發明的一實施例中，開關元件的寄生組件之特徵為決定它們的值及這些值說明當選擇網路 A, B, 及 C 中的組件之值時，使得網路 A, B, 及 C 和開關元件的寄生組件結合到一低通濾波器原型結構。因此，經由天線選擇模組的信號強度損耗被最小化而信號品質被最大化。

在本發明的另一實施例中，RFID 讀取器包括被配置成自標籤接收 RF 信號及產生供應到控制器的至少一同相信號，至少一正交信號，及至少一 FSK 信號。控制器依據它們相對強度及 / 或其他可靠性指示選擇同相、正交、或 FSK 信號作更進一步的處理。因此，讀取器是一能夠詢問 class_0 和 class_1 RFIS 標籤的多協定讀取器。

在本發明的一實施例中，接收鏈包括被配置成產生至少一同相信號之同相分支，被配置成產生一正交信號之正交分支，及被配置成拒絕來自標籤的與 RF 信號有關的影像信號之影像拒絕混頻器（IRM）。影像拒絕混頻器與同

(6)

相和正交分支共用一對混頻器並且包括具有一對全通濾波器的IRM通道，該一對全通濾波器全被配置成自一對混頻器的任一混頻器在信號中產生不同的相移。全通濾波器每一個都包括一操作型放大器。藉由為相移使用操作型放大器，在仍舊在PC卡格式中維持小尺寸的讀取器需求之同時，又能夠達到想要的相移。IRM通路另外包括插在IRM通路、加法器、及低通濾波器的各種位置之阻隔電容器。加法器和低通濾波器被結合到低通濾波器原型結構，及阻隔電容器也與IRM通路中的剩餘組件結合，使得IRM通路具有高通和低通功能，在其頻率反應中於狹窄中間頻率帶外提供快速的相上轉移頻率。

在本發明的另一觀點中，隨意的移相器位在傳輸或接收鏈以增加讀取器靈敏度。另一選擇是，雙移相器位在同相及正交分支以接收同一結果。移相器被調整以將局部振盪器信號中的相位調變（相位雜訊）轉換成基帶中的振幅雜訊之轉換最小化。

在本發明的另一觀點中，當讀取器正處理自標籤接收的資料時，在耗用時間期間關掉頻率合成器和讀取器的其他RF組件以減少讀取器消耗的總電力。

雖然利用RFID讀取器中的組件說明本發明的各種觀點，但是，這些組件可被用於RFID讀取器以外的其他應用中。

本發明又包括透過使用根據本發明的一實施例之RFID讀取器的電腦系統詢問RFID標籤之方法。該方法包

(7)

含以下步驟：產生時脈信號，參考時脈產生連續波信號，產生複數控制信號，透過依據時脈信號操作的 PC 卡介面控制控制信號的產生，及根據複數控制信號的其中之一調變連續波信號。

在本發明的一實施例中，用於調變連續波信號的控制信號包括階梯轉移。調變連續波信號的步驟另外包含以下步驟：根據控制信號產生斜坡信號，斜坡信號包含每一個都對應於控制信號中的階梯轉移之線性斜坡，使用電流反射鏡根據斜坡信號產生參考電流信號，供應參考電流信號到接收連續波信號的功率放大器，及使用功率放大器根據參考電流信號調變連續波信號。

在本發明的一實施例中，用以詢問 RFID 標籤之方法另外包含以下步驟：傳輸第一連續波信號到 RFID 標籤第一時間週期之久，傳輸調變信號到 RFID 標籤在第一時間週期之後的第二時間週期之久，維持連續波輸出功率第三時間週期之久以自 RFID 標籤接收資料，第三時間週期在在第二時間週期之後，及在第三時間週期之後的第四時間週期中處理來自 RFID 標籤的資料同時，關掉讀取器中的 RF 組件。

在本發明的一實施例中，用以詢問 RFID 標籤之方法另外包含以下步驟：自 RFID 標籤接收 RF 信號，解調 RF 信號以產生至少一同相信號、至少一正交信號、和至少一 FSK 信號，及選擇至少一同相信號、至少一正交信號、或至少一 FSK 信號以引導出含在來自 RFID 標籤的 RF 信號

(8)

中之資訊。

在本發明的一實施例中，使用在 RFID 讀取器中產生的局部振盪器信號解調來自 RFID 標籤的 RF 信號，及該方法另外包含一任意步驟如下：在局部振盪器信號中產生可調整相移以在至少一同相信號、至少一正交信號、或至少一 FSK 信號中將局部振盪器信號中的相移雜訊轉換成振幅雜訊之轉換最小化。

在本發明的一實施例中，解調 RF 信號的步驟另外包含以下步驟：將 RF 信號分成第一 RF 信號和第二 RF 信號，將局部振盪器信號分成第一局部振盪器信號和第二局部振盪器信號，第二局部振盪器信號與第一局部振盪器信號成 90° 相移，混合第一 RF 信號與第一局部振盪器信號以產生第一 IF 信號，混合第二 RF 信號和第二局部振盪器信號以產生第二 IF 信號，使用第一全通濾波器在第一 IF 信號中產生第一相移及使用第二全通濾波器在第二 IF 信號中產生第二相移以在第一和第二 IF 信號之間產生總和 90° 的相移，及總計第一 IF 信號和第二 IF 信號。

【實施方式】

圖 1A 為根據本發明的一實施例之 RFID 讀取器 100 的方塊圖。如圖 1A 所示，讀取器 100 包括被配置成產生時脈信號之晶體振盪器 102，及被配置成參考時脈信號產生連續波 (CW) 信號之頻率合成器 104。讀取器 100 另外包括耦合於合成器 104 及被配置成放大 CW 信號之局部振

(9)

盪器 (LO) 緩衝放大器 106。LO 緩衝放大器 106 又保護合成器免受讀取器 100 其他部分的干擾。使用習知機構可實施 LO 緩衝放大器 106。

讀取器 100 另外包括被配置成形成和傳輸詢問標籤的傳輸 (TX) 信號之傳輸 (TX) 鏈 110, 及被配置成自標籤接收 RF 信號之接收 (RX) 鏈 130, 並且用以自 RF 信號產生複數輸出信號。TX 鏈 110 包括輸出功率控制模組 112、調變器 114、功率偵測器 116、及衰減驅動器 118。RX 鏈 130 包括分裂器 132、90° 混成 134、I 分支 140、Q 分支 150、IRM 通路 136、FSK 接收器 138、濾波器 172、數位類比 (A/O) 轉換器 174 及 176、和隨意的移相器 170。

讀取器 100 另外包括分裂器 108, 耦合在 LO 緩衝放大器 106 和 TX/RX 鏈 110 及 130 之間並且被配置成將來自的 LO 緩衝放大器 106 的 CW 信號分裂成 TX 鏈專用的 TX CW 信號及 RX 鏈專用的 RX LO 信號。當讀取器 100 能夠使用一個以上的天線時, 讀取器 100 又包括被配置成選擇複數天線 124 其中之一以播送 TX 信號或接收 RF 信號之天線選擇模組 122。讀取器 100 另外包括耦合在天線選擇模組 122 和 TX/RX 鏈 110 及 130 之間的單向耦合器 120。單向耦合器 120 被配置成經由天線選擇模組 122 將來自 TX 鏈 110 的 TX 信號通過至少一天線並且被配置成由天線將 RF 信號耦合到 RX 鏈 130。

讀取器 100 另外包括控制器 164, 被配置成藉由處理來自各種組件的複數輸入信號及產生由各個組件使用的複

(10)

數輸出信號控制讀取器 100 各種組件的操作。輸入信號可包括信號 I, Q, FSK_CD, FSK_data, Q_SIG, I_SIG, Ant_Fault, 及 DET, 輸出信號可包括信號 Ant_Select, 12C_Data, 12C_Clock, MOD, Rcv_Select, VCO_Enable, Xcvr_Enable, 及 SYNTH。下面將更詳細說明這些信號的使用。在本發明的一實施例中, 可使用習知市面上可買得到的控制器, 在根據 RFID 標準程式化之後, 當作控制器 164。

在本發明的一實施例中, 可使用主機電腦系統操作讀取器 100。為了與電腦系統接合, 讀取器 100 另外包括被配置成在讀取器 100 和主機電腦系統之間提供介面的 PC 卡介面 162。圖 1B 為能夠用於操作讀取器 100 的電腦系統 180 之方塊圖。如圖 1B 所示, 電腦系統 180 為習知電腦系統, 包括中央處理單元 (CPU) 182、記憶體單元 184、PC 卡擴充槽 186、使用者介面 188、及顯示裝置 190。CPU 182、記憶體單元 184、使用者介面 188、及顯示裝置 190 透過匯流排 192 互連。PC 卡擴充槽 186 可以是透過匯流排 192 連接到 CPU 182 的 PCMCIA 擴充槽並且 PCMCIA 匯流排 194 與 PCMCIA 標準相容。電腦系統 180 可以是市面上買得到的桌上型、膝上型、或手提個人電腦系統。在本發明的一實施例中, 讀取器 100 是諸如 PCMCIA 標準定義的 Type II PC 卡格式等 PC 卡格式, 能夠被插入諸如 PCMCIA 標準指定的 Type II 擴充槽等電腦系統的 PCMCIA 擴充槽。為了安裝讀取器 100 的所有 RF 組件到 PCMCIA

(11)

外殼內，插入 PCMCIA 標準指定的 PCMCIA 擴充槽內，讀取器 100 包括許多下面將詳細說明的發明特徵。

回頭參照圖 1A，PC 卡介面 162 及控制器 164 都根據來自晶體振盪器 102 的時脈信號操作。若控制器 164 以不同於 PC 卡介面 162 的頻率操作，則分頻器 166 被設置用以劃分時脈信號的頻率。例如，在本發明的一實施例中，PC 卡介面 162 以 14.75 MHz 操作而控制器以大約 3-8 MHz 操作。在此例中，振盪器 102 的頻率可被設定在 PC 卡的頻率（即 14.75 MHz）。當振盪器 102 的頻率被設定在 14.75 MHz 時，1/2 分頻器 166 可被設置在晶體振盪器 102 和控制器 164 之間以 1/2 劃分 14.75 MHz 振盪器頻率，使得控制器 164 和 PC 卡介面 162 可使用單一晶體振盪器 102 操作。需注意利用插在晶體振盪器 102 和 PC 卡介面 162 及在晶體振盪器 102 和控制器 164 之間的分頻器，晶體振盪器 102 的頻率也可被設定成 PC 卡介面 162 頻率的整數倍。

圖 2 包括根據本發明的一實施例之頻率合成器 104 的方塊圖。如圖 2 所示，頻率合成器包括參照在諸如 14.75 MHz 等更低頻率的時脈信號，例如操作在如 900 MHz 等載頻的習知相鎖迴路（PLL）。載頻最好是接近由諸如聯邦通訊委員會（FCC）等管制機構為 RFID 操作指定之一些窄頻帶的其中之一。如圖 2 所示，頻率合成器 104 包括被配置成產生具有例如接近 900 MHz 的頻率的 CW 信號之電壓控制振盪器（VCO）202，耦合於電壓控制振盪器 202

(12)

的迴路濾波器 204，耦合於迴路濾波器 204 之相位偵測器 206，耦合在電壓控制振盪器 202 和相位偵測器 206 之間的分頻器 212，及耦合在相位偵測器 206 和晶體振盪器 102 之間的分頻器 214。電阻器 Ra, Rb, 及 Rc 用於將來自 VCO 202 的 CW 信號分裂成用以發送到 LO 緩衝放大器 106 之第一部分及用以發送到分頻器 212 之第二部分。

在本發明的一實施例中，圖 2 所示的頻率合成利用“整數 N”架構。VCO 202 的輸出信號之第二部分被傳送到分頻器 212，在分頻器 212 中由整數 N 劃分，可調整其值以獲得不同的輸出頻率。來自晶體振盪器 102 的參考信號被傳送到分頻器 214，在分頻器 214 中其頻率被通常固定的整數 M 劃分。分頻器 212 及 214 的輸出被發送到相位偵測器 206 的兩分開輸入，該相位偵測器 206 被配置成比較兩信號的相位並且產生與兩信號之間的相位差成比例之輸出。迴路濾波器 204 是一被配置成自相位偵測器 206 的輸出去掉不想要的信號成分之低通濾波器。迴路濾波器 204 的輸出是一被用以控制來自 VCO 202 的 CW 信號之相位及頻率的 DC 電壓。在本發明的一實施例中，頻率合成器 104 自控制器 164 接收 SYNTH 信號，該信號被用於調整整數 N 及 / 或整數 M 和因此的輸出頻率。

如此，單一晶體振盪器被用於提供頻率合成器 104、PC 卡介面 162、及控制器 164 使用的時脈信號，使得 PC 卡介面 162 和控制器 164 中的數位轉變與頻率合成器 104 同步，如此不會干擾頻率合成的準確性。使用同一晶體振

(13)

盪器又可大幅減少對 TX 鏈 110 的干擾及操作 PC 卡介面 162 和控制器 164 所產生的亂真傳輸。

再次參考圖 1A，在本發明的一實施例中，在 TX 鏈 110 中，輸出功率控制模組 112 被配置成調整 TX CW 信號的功率位準，及調變器 114 被配置成藉由調變和放大 TX CW 信號形成 TX 信號。在正常操作期間，TX 信號應行經單向耦合器 120 及天線選擇模組 122 並且到達至少一天線 124。然而當讀取器 100 位適當安裝或當選定的天線實際上與讀取器 100 分開時，可能發生錯誤。在此種錯誤期間，TX 信號無法到達天線並且朝 TX/RX 鏈 110/130 反射回去。反射 TX 信號中的功率量可能對 TX 鏈 110 中的組件產生破壞。功率偵測器 116 被設置用以防止此種情形發生。在本發明的一實施例中，功率偵測器 116 被配置成偵測耦合到 RX 鏈 130 內的反射功率並且產生兩信號：回到輸出功率控制模組 112 的反饋信號及傳送到控制器 164 以指出天線是否已發生錯誤之 Ant-Fault（反錯誤）信號。由輸出功率控制模組 112 使用反饋信號以調整輸出功率，而 Ant_Fault 信號透過控制器 164 和 PC 卡介面 162 被提供到主機電腦系統當作可能天線錯誤的旗標。在本發明的一實施例中，使用衰減驅動器 118 驅動的習知功率衰減器實施輸出功率控制模組，衰減驅動器 118 以信號 12C_Data 及 12D_Clock 形式接收來自控制器 164 的指令。

在本發明的一實施例中，TX 鏈 110 中的調變器 114 接收來自輸出功率控制模組 112 的功率調整 TX CW 信號

(14)

，並且根據來自控制器 164 的 MOD 輸出放大及調變 TX CW 信號。可使用習知技術調變器及放大器組合當作調變器 114。然而，習知技術調變器會遇到下列幾點不利點。

目前及可想見的未來標準預期使用 TX 信號的簡易振幅調變，因為在標籤中此種信號的解調只需要二極體偵測器和濾波器，與被動式 RFID 標籤的低成本和低電力需求一致。圖 3 圖解習知發送器 300，其包括由插在傳輸信號通路 301 的開關衰減器 310 製成之調變器和功率放大器 320，功率放大器 320 放大來自開關衰減器的輸出。如此，功率放大器 320 在信號調變期間完全保持打開。此種配置具有至少兩不利點。第一，開關衰減器 310 強加上介入損失，此介入損失必須藉由增加功率放大器 320 的增益（及電力消耗）加以補償。第二，當發送器 300 打開時，放大器 320 在所有時間都在滿功率條件下操作，浪費 DC 電力。因為放大器的 DC 電力消耗在 RFID 讀取器的總電力效能上扮演重要角色，所以限制放大器的電力消耗為電池供電及可攜式 RFID 讀取器達成長的電池壽命是重要的。

除了電力消耗之外，調變方法也在遵守邊帶發射上的管制要求扮演重要角色。RFID 系統必須在諸如聯邦通訊委員會（FCC）等管制機構指定的一些窄頻帶其中之一內操作。管制機構對指定頻帶外的“亂真”輻射功率有著嚴格的要求。眾所皆知的是，在高及低調變狀態之間的完全陡峭切換將產生頻率光譜是 $(\sin [\omega - \omega_c] / [\omega - \omega_c])$ 形式的信號，其中 ω_c 對應於頻帶中央並且通常是讀取器和標

(15)

籤之間通訊用的標稱頻率。當頻率自標稱載頻位移開時，此種頻率光譜的信號強度減少地極慢，使得將在指定頻帶外發現明顯的光譜能量。如此，爲了符合管制要求，使用開關傳輸波形的讀取器必須減少其輸出的 RF 功率，如此縮短能夠讀取標籤得範圍，或減少調變率，如此限制在特定時間週期內能夠讀取的標籤數目。在任一情況中都減少讀取器的效用和功能。

爲了解決由於調變狀態之間陡峭切換所導致的問題，連續振幅狀態之間的時域濾波器可被用於提供具有減少光譜寬度的平順轉移。圖 4 爲另一習知發送器 400，其包括由線性反應衰減器 410 製成的調變器、耦合在衰減器 410 和控制器 430 的控制輸出之間的濾波器 420、及耦合於衰減器 410 的輸出之功率放大器 440。如此，由過濾的控制電壓控制衰減器 410 並且能夠在調變狀態之間提供平順的轉移。然而，使用調變專用的可控制衰減器 410 之發送器 400 更加昂貴並且比使用簡易調變切換之圖 3 的發送器 300 具有更高的介入損失。

圖 5 爲根據本發明的一實施例之讀取器 100 中的調變器 114 之方塊圖。如圖 5 所示，調變器 114 包括位在分裂器 108 和單向耦合器 120 之間的傳輸信號通路中之線性功率放大器 (LPA) 510，及耦合在 LPA 510 的偏壓控制口 512 和控制器 164 的 MOD 輸出之間的脈衝整型濾波器 (PSF) 520。調變器 114 另外包括耦合在分裂器 108 和 LPA 510 的信號輸入 514 之間的隨意前置放大器 530。可使用

(16)

習知前置放大器實施前置放大器 530。

在信號傳輸期間，頻率合成器 104、LO 緩衝放大器 106、及隨意前置放大器 530 產生充分振幅的輸入信號以在正常高增益狀態將大約 1 dB 的 LPA 510 驅動成壓縮，以便獲得最大的輸出效能。如圖 5 所示，沒有 RF 開關或衰減器放置在傳輸信號通路，如此，不會有介入損失的不利結果。而是，在由脈衝整型濾波器 520 過濾之後，MOD 信號被導向 LPA 510 的偏壓控制口 512。因此，自功率放大器需要較少的增益，減少 LPA 510 的預設電力消耗。

圖 6 為根據本發明的一實施例之 LPA 510 的方塊圖。如圖 10 所示，LPA 510 包括偏壓控制模組 610，信號輸入模組 620，及功率放大器 630。偏壓控制模組耦合在 LPA 510 的偏壓控制口 512 和功率放大器 630 的參考輸入 631 之間，並且被配置成反應於來自 PSF 520 的過濾 MOD 信號產生參考信號。信號輸入模組 517 耦合在 LPA 510 的信號輸入口 514 和功率放大器 630 的信號輸入 632 之間，並且被配置成使用來自輸出功率控制模組 112 或隨意前置放大器 530 的 TX CW 信號產生到功率放大器 630 的輸入信號。功率放大器 630 被配置成接收參考信號及輸入信號以根據參考信號放大和調變輸入信號及輸出 TX 信號。在本發明的一實施例中，功率放大器 630 可以是習知功率放大器。

適當實施偏壓控制模組 516 對達成令人滿意的 TX 信號整型是重要的。圖 7 為與習知功率放大器 710 一起建立

(17)

的功率放大電路 700 之概要圖。如圖 7 所示，功率放大器 710 包括參考電晶體 Q_{ref} ，參考電阻器 $R_{e,ref}$ ，及隨意緩衝電晶體 Q_{buff} 及隨意緩衝電阻器 R_{buf} ，偏壓電阻器 R_{bia} ，及複數功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 。參考電阻器 Q_{ref} 具有透過參考電阻器 $R_{e,ref}$ 連接到地面的射極，透過大值精密電阻器的控制電阻器 R_{ctrl} 連接到控制電壓源 V_{ctrl} 的集極，及透過偏壓電阻器 R_{bias} 連接到功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的基極之基極。當設置有緩衝電晶體 Q_{buff} 時，緩衝電晶體 Q_{buf} 具有透過集極緩衝電晶體 $R_{c,buf}$ 連接到供應電壓 V_{cc} 之集極及連接到功率電晶體 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的基極之射極，及透過緩衝電阻器 R_{buf} 及控制電阻器 R_{ctrl} 連接到 V_{ctrl} 之基極。功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 具有透過偏壓電阻器 R_{bias} 固定及連接到參考電晶體 Q_{ref} 的基極之基極，及經由電阻器 $R_{c,amp}$ 固定及連接到 V_{cc} 和經由電阻器 $R_{c,amp}$ 及電容器 $C_{c,amp}$ 連接到地面之集極。每一功率電晶體 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的射極都透過電阻器（未圖示）連接到地面。RF 輸入被供應到功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的基極並且自功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的集極引導出 RF 輸出。雖然圖 7 圖示使用雙極電晶體實施的功率放大電路 700，但是當使用場效電晶體（FET）時也可使用類似配置。

在操作功率放大電路 700 期間，在參考電晶體 Q_{ref} 的基極之偏壓調整本身以提供流經控制電阻器 R_{ctrl} 及參考電晶體 Q_{ref} 的參考電流。需要參考電流放大及調變 RF 輸入信號，提供同一偏壓到被製造於同一積體電路上及因此

(18)

具有同一特性和環境條件之功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的基極。在不考慮電晶體特性或操作溫度或其他環境條件的變數之下，經過每一功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的調變偏壓電流因此產生並且等於乘上功率電晶體單元的寬度對參考電晶體 Q_{ref} 的寬度比之參考電流。因為偏壓電流，所以在每一功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的集極中產生調變和放大信號。緩衝電晶體 Q_{buf} 及緩衝電阻器 R_{buf} 有著改良功率放大電路 700 性能的功能。

如此，圖 7 所示的配置類型可用於藉由首先使用電阻器 R_{ctrl} 將控制電壓轉換成參考電流，然後鏡射參考電流到複數功率電晶體 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 加以將控制電壓轉換成調變偏壓電流。然而，功率放大電路 700 的輸出功率是控制電壓的高飛線性函數，即使以對數形式觀看時也是如此。如圖 8 所示，當控制電壓減少時，在控制電壓大於 2.5V 必並且快速減少到控制電壓 $< 1.8V$ 的小剩餘值時，來自功率放大電路 700 的輸出功率大體上不變。而且，如圖 9 所示，即使當使用過濾的控制電壓時，功率放大電路 700 的輸出光譜在取代標稱載頻時仍具有大能量。使用符合 Class 1 RFID 讀取器專用的電子產品碼 (EPC) 建議標準之輸入信號獲得圖 9 所示的輸出光譜。輸入信號被供應到功率電晶體單元 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的基極。

當大功率電晶體操作在大信號驅動條件時，來自功率放大電路 700 之圖 8 的不理想光譜成分源自功率放大器 710 中之功率電晶體 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 的參考電流和集極電流之間

(19)

的關係本質。圖 10 為功率電晶體 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 中的集極電流 vs. 經過功率放大器 710 的參考電晶體 Q_{ref} 之參考電流的圖表，及圖 11 為根據示範性量測之功率電晶體中的集極電流 vs. 對數比例尺的參考對流之圖表。應明白功率電晶體 $Q_{rf1} \dots Q_{rfn}$ 中的集極電流在參考電流的對數中而非在參考電流值上大致上是線性的。在 $x = 1$ 時 ($\log x$) 的強力彎曲在功率放大電路 700 的總轉移函數中產生嚴格的非線性，因此在功率放大電路 700 的輸出光譜中產生亂真成分。隨著時間成對數式斜坡或甚至隨著時間的線性之參考電流可幫助補救該問題，因為此種參考電流將產生 RF 集極電流，因此來自功率放大器的輸出功率以隨時間成線性或大約線性斜坡。

與習知調變器相反，圖 12 概要圖解根據本發明的一實施例之調變器 114 中的 LPA 510 和 PSF 520。如圖 12 所示，PSF 520 包括斜坡產生器 522 及低通濾波器 524。斜坡產生器 522 包括耦合再供應電壓 V_{cc} 和地面之間的操作型放大器 (op-amp) U_1 ，耦合在 op-amp U_1 的第一輸入 v_+ 和 V_{cc} 之間的第一電阻器 R_{v1} ，耦合在 op-amp U_1 的第一輸入 v_+ 和地面之間的第二電阻器 R_{v2} ，耦合在控制器 164 的 MOD 輸出和 op-amp U_1 的第二輸入 v_- 之間的第三電阻器 R_{r1} ，及耦合在 op-amp U_1 的第二輸入 v_- 和輸出 v_{out} 之間的電容器 C_{r1} 。低通濾波器 524 是一耦合在 op-amp U_1 的輸出 v_{out} 和 LPA 510 的偏壓輸入 512 之間的 RC 低通濾波器，其包括兩串列連接的電阻器 R_{f1} 和 R_{f2} 及電容器 C_{f1}

(20)

在本發明的一實施例中，與調變 TX 信號的理想斜坡時間（如、1.5 一百萬分之一秒）比較，op-amp U_1 具有大電壓增益及快很多的轉換率。結果， U_1 調整期輸出電壓 v_o 以確保 $v_- = v_+$ 。因為由 R_{r1} 、 R_{r2} 及供應電壓 V_{cc} 設定 v_+ ，所以能有效保持 v_- 為固定值。如此，對來自控制器 164 的 MOD 輸出之控制電壓 V_{ctrl} 的任何指定值而言，流經電阻 R_{r1} 的電流 i_{r1} 是固定的。此固定電流以固定比率

$$\frac{d(v_o - v_-)}{dt} = - \frac{(V_{ctrl} - v_-)}{R_{r1}C_{r1}}$$

充電電容器 C_{r1} 直到輸出電壓或斜坡電壓 v_o 達到軌道值及 op-amp U_1 的有效電壓增益下降。如此，階梯函數輸入 $V_{ctrl}(t)$ 產生線性斜坡輸出 v_o ，其斜率視階梯函數輸入 $V_{ctrl}(t)$ 中的階梯值和 R_{r1} 及 C_{r1} 的值而定。斜坡時間（即斜坡輸出 v_o 到達軌道值所需的時間）可大約計算如下：

$$t_{ramp} \approx \frac{(V_{rail})}{(V_{ctrl} - v_-)} R_{r1} C_{r1}$$

然後以低通濾波器 524 過濾線性斜坡以平順由於 V_{ctrl} 的值中之任何變化所產生的斜坡輸出 v_o 中之可能的形狀轉變。低通濾波器 522 中的兩電阻器 R_{r1} 及 R_{r2} 最好是同一或類似值以確保電容器 C_{r1} 的充電，因此輸出電壓

(21)

特性的形狀與正向和負向斜坡對稱。選擇總時間固定值 $t_{sm} \approx R_{\Omega} C_{\Omega}$ ，使得斜坡時間和濾波器時間的總和等於 MOD 信號中的最小脈衝時間：

$$t_{ramp} + t_{sm} \approx t_{pulse,min}$$

平滑的斜坡輸出被傳送到 LPA 510 的偏壓輸入 512。仍舊參考圖 12，LPA 510 包括偏壓控制模組 516，信號輸入模組 517，及功率放大器 630，在此實施例中，功率放大器 630 是一類似於功率放大器 710 配置的習知功率放大器。偏壓控制模組 516 包括被配置當作二極體及耦合在偏壓輸入 512 和 V_{cc} 之間的第一電晶體 Q_{m1} ，及具有與電晶體 Q_{m1} 完全相同或類似特性及在電流反射鏡配置中與電晶體 Q_{m1} 耦合之第二電晶體 Q_{m2} 。偏壓控制模組 516 另外包括耦合在電晶體 Q_{m2} 的集極和 V_{cc} 之間及在功率放大器 630 的參考輸入 631 和 V_{cc} 之間的電阻器 R_{m1} 。信號輸入模組 517 包括耦合在 LPA 510 的信號輸入 514 和功率放大器 630 的信號輸入 632 之間的電容器 C_{in} 。功率放大器 630 另外包括耦合於地面之地面終端及透過電阻器 R_{amp} 耦合於 V_{cc} 和透過電阻器 R_{amp} 和電容器 C_{amp} 耦合於地面之偏壓終端。

雖然圖 12 圖解使用雙極電晶體實施的 LPA 510，但是當使用場效電晶體 (FET) 或與雙極電晶體組合使用時也可使用類似配置。例如，可以兩完全相同或類似配置的

(22)

FETs 取代電晶體 Q_{m1} 及 Q_{m2} ，使得 FETs 的閘極各自對應於電晶體 Q_{m1} 及 Q_{m2} 的射極，及 FETs 的吸極各自對應於電晶體 Q_{m1} 及 Q_{m2} 的集極。

在操作 LPA 510 期間，來自偏壓輸出 512 中的 PSF 520 之過濾斜坡輸出電壓和 V_{cc} 之間的差異使電流可流經電晶體 Q_{m1} ，及此電流被電晶體 Q_{m2} 鏡射以產生經由參考輸入 631 流入功率放大器 630 的參考電流 $I(\text{ref})$ 。參考電流輸入使功率放大器 630 可調變和放大經由電容器 C_{in} 發送到功率放大器 630 的 TX CW 信號，及產生調變和放大 TX CW 信號當作 TX 信號。電阻器 R_{m1} 設定標稱調變深度，使得當實際上關掉電晶體 Q_{m2} 時，經過 R_{m1} 的電流為參考電流設定下限。

表 1 圖解根據本發明的一實施例之一些 LPA 510 和 PSF 520 中的組件之值。表 1 中的所有組件都是可以適當成本在市面上買得到的組件。

(23)

表 1

組件名稱	值	單位
R_{v1}	10	K Ω
R_{v2}	10	K Ω
R_{r1}	6.8	K Ω
C_{r1}	100	pF
U_1	LM6142B	(NA)
R_{f1}	430	Ω
R_{f2}	430	Ω
C_{f1}	680	pF
Q_{m1}, Q_{m2}	2N3906	(NA)
R_{m1}	1250	K Ω
功率放大器 630	ECP200D 或 ECP052D	

圖 13 為來自控制器 164 的 MOD 輸出之控制電壓 V_{ctrl} 、來自斜坡產生器 522 的輸出電壓 v_0 、及流經偏壓電晶體 Q_{ref} 的參考電流 $I(ref)$ 之模擬標繪圖。圖 13 圖解具有脈衝寬度 $2\mu s$ 的 V_{ctrl} 之階梯函數輸入的斜坡電壓 v_0 和參考電流 $I(ref)$ 的行為。如圖 13 所示，斜坡產生器 522 採用一小延遲並且斜立每階梯轉變大約 $1.5\mu s$ 的斜坡時間。參考電流 $I(ref)$ 也被延遲並且具有大體上對應於 V_{ctrl} 中的每一階梯轉變之線性斜坡。

圖 14 圖示根據本發明的一實施例之來自 LPA 510 的量測輸出光譜。與圖 9 比較，圖 14 中遠離標稱頻率的能

(24)

量光譜密度至少減少 6 dB，並且顯示出對頻率較低的依賴性。在邊帶功率中的此種減少是相當符合用於在鄰近帶操作的射頻之間的相互干擾之管制要求。如此，本發明的實施例提供減低的亂真輻射功率，並且由於功率放大器 630 所需的 RF 增益減少及在低偏壓電流中的功率放大器 630 消耗的電力減少，所以消耗較低的 DC 電力。對商用的射頻傳動裝置的一般操作要求之供應電壓和溫度變化，這些優點都是堅固耐用的，並且只需稍微增加製造成本就可獲得。

再次參考圖 1A，調變器 114 的輸出係針對藉由單向耦合器 120 和天線選擇模組 122 傳輸到標籤之複數天線 124 的其中一或多個。來自標籤的 RF 信號也由天線 124 接收，並且由單向耦合器 120 引導到 RX 鏈 130。可使用習知單向耦合器當作單向耦合器 120。

在某些例子中，諸如根據建議的 ETSI 標準 EN302 208 等，在傳輸信號之前，RFID 讀取器需要操作在 LISTEN 模式中。在 LISTEN 模式中，RFID 讀取器不應輻射明顯的 RF 功率並且應該具有良好的靈敏度以在詢問之前偵測操作在頻道上的其他類似裝置。如此，在本發明的另一實施例中，單向耦合器 120 包括分流開關以防止讀取器 100 在 LISTEN 模式中傳輸信號。如圖 15A 及 15B 所示，單向耦合器 120 包括延伸在單向耦合器 120 的口 A 及 B 之間的主線 1510，及延伸在單向耦合器 120 的口 C 和終端電阻器 R_d 的一終端之間的次要線，該終端電阻器 R_d 具

(25)

有連接到地面的另一終端。口 A 連接到調變器 124，口 B 連接到天線選擇模組 122，及口 C 連接到 RX 鏈 130。主線 1510 和次要線 1520 可以是習知四分之一波長、同軸式定向耦合器的一部分。在本發明的一實施例中，主線 1510 和次要線 1520 每一個都延伸超過對應於中心頻率的四分之一波長的長度。

仍舊參照圖 15A 及 15B，單向耦合器 120 另外包括分流開關元件（開關）1530, 1540, 及 1550，使用 PIN 二極體、FET 開關、或其他習知機構實現之。開關 1530 耦合在口 A 和地面之間，開關 1540 耦合在電阻器 R_d 的兩終端之間，開關 1550 耦合在單向耦合器 120 的口 B 及口 C 之間。

在操作的 LISTEN 模式中，開關 1530, 1540, 及 1550 如圖 15B 所示一般被啓動，及在某一觀點中，單向耦合器 120 變成四分之一波長變換器，及在另一觀點中，變成自天線 124 到 RX 鏈 130 的直接通路。當作四分之一波長變換器時，在口 B 中的主線 1510 下，藉由開關啓動的單向耦合器 120 將開關 1530 產生的短路變換成開路四分之一波長，及在口 C 中的次要線 1520 下，將開關 1540 產生的另一短路變換成開路四分之一波長，使得 TX 信號不會到達天線及單向耦合器 120 自接收信號不會引導出能量。由啓動開關 1550 提供到 RX 鏈 130 的直接通路，使得在 LISTEN 模式中，在橫越單向耦合器 120 時接收信號只有一些損失（典型上 < 1 dB），與使用習知單向耦合器會產

(26)

生的典型 10 dB 或更多損失比起來少多了。

當讀取器 100 正傳輸信號到標籤或正自標籤接收信號時，開關 1530, 1540, 及 1550 如圖 15A 所示一般不啟動，使得單向耦合器 120 充作習知單向耦合器，依據信號傳播的方向分開。對照於開關插入在信號通路使得接收信號產生嚴重的介入損失（0.5 dB 之多）之習知 LISTEN 模式架構，單向耦合器 120 中的開關 1530, 1540, 及 1550 並未位在信號通路。因此，它們對傳輸或接收的信號幾乎不產生損失。

單向耦合器 120 連接通孔 B 到天線 124 以傳輸和接收信號。天線 124 可含在讀取器 100 中，與讀取器 100 的其他組件一起內建在單一外殼內。另一選擇是，天線 124 是在讀取器 100 之外，可人為操作地與讀取器 100 連接。再次參照圖 1A，藉由包括被配置成選擇一天線用以傳輸 TX 信號或自標籤接收 RF 信號之天線選擇模組 122，讀取器 100 可使用一個以上的天線 124。在本發明的一實施例中，天線選擇模組 122 被配置成選擇兩天線 Ant_0 及 Ant_1 的其中之一，及包括寄生組件被結合在低通濾波器原型結構內之開關元件。如圖 16A 所示，在本發明的一實施例中，天線選擇模組 122 包括第一濾波器網路（網路 A）、第二濾波器網路（網路 B）、第三濾波器網路（網路 C）、及耦合在網路 A 和網路 B 及 C 之間的開關元件 1610。

網路 A 包括具有至少一諸如感應器 L_{A1} 及 L_{A2} 等感應器及至少一諸如電容器 C_{A1} 及 C_{A2} 等電容器之 LC 串列，

(27)

網路 B 包括具有至少一諸如感應器 L_{B1} 及 L_{B2} 等感應器及至少一諸如電容器 C_{B1} , C_{B2} , 及 C_{B3} 等電容器之 LC 串列, 及網路 C 包括具有至少一諸如感應器 L_{C1} 及 L_{C2} 等感應器及至少一諸如電容器 C_{C1} , C_{C2} , 及 C_{C3} 等電容器之 LC 串列。網路 A, B, 及 C 又可包括位在網路中的各個位置之電阻器。網路 B 及 C 實際上匹配成網路 B 中的每一組件與網路 C 中的對應組件相配。在網路 B 及網路 C 包括 LC 串列的實施例中, 如圖 16A 所示, 網路 B 中之感應器和電容器的值被選定成實際上等於網路 C 中之對應感應器和電容器的值, 即 $L_{B1} = L_{C1}$, $L_{B2} = L_{C2}$, $C_{B1} = C_{C1}$, $C_{B2} = C_{C2}$, 及 $C_{B3} = C_{C3}$ 。

開關元件 1610 可以是被配置成根據來自控制器 164 的 Ant_Select 信號連接網路 B 或網路 C 到網路 A 之習知開關裝置。圖 16C 圖解根據本發明的一實施例之開關元件 1610 的組件。如圖 16C 所示, 開關元件 1610 包括彼此串列式連接在網路 B 及 C 的輸入之間的一對二極體 1611 及 1612, 彼此串列式連接在 Vcc 和控制器的 Ant_Select 輸出之間的電阻器 1621 及 1622, 彼此串列式連接在控制器 164 的 Ant_Select 輸出和含電容器 1641 及 1642 和感應器 1651 及 1652 之低通濾波器結構之間的一對反相器 1631 及 1632, 低通濾波器結構被耦合在反相器 1631 及 1632 和在二極體 1611 及 1612 之間的電路節點之間, 及每一個都耦合在反相器 1631 及 1632 之間的電路節點和各自網路 B 及 C 中的電路節點之間的一對 LRC 濾波器網路 1661 及 1662

(28)

。在操作中，由電阻器 1621 及 1622 將 Ant_Select 信號變換成電壓信號，該電壓信號首先由反相器 1631 反相，然後再由反相器 1632 反相。反相器 1632 的輸出經由電容器 1641 及 1642 和感應器 1651 及 1652 製成的低通濾波器結構供應到二極體 1611 及 1612 之間的電路節點反相器 1631 的輸出各自經由 LRC 網路 1661 及 1662 供應到二極體 1611 及 1612 的其他終端。如此，二極體 1671 或二極體 1672 依據視 Ant_信號傳導，連接網路 B 或網路 C 到網路 A。

圖 16E 圖解根據本發明的另一實施例之開關元件 1610 的另一實施。如圖 16E 所示，使用場效電晶體 (FETs) 1671 及 1672 取代二極體 1611 及 1612 用以在網路 B 和網路 C 之間開關。FET 1671 的源極/吸極擴散連接到各自的網路 A 輸出和網路 B 輸入。FET 1672 的源極/吸極擴散連接到各自的網路 C 輸入和網路 A 輸出。FETs 1671 及 1672 的閘極透過各自的電容器 C_{F1} 及 C_{F2} 連接到地面及連接到各自反相器 1632 及 1631 的輸出，使得 FET 1671 或 FET 1672 依據 Ant_信號傳導。

雖然圖 16C 及 16E 只圖示實施開關元件 1610 的兩例子，但是也可使用技術中已知開關元件 1610 的其他實施。不管如何實施，開關元件有助於需要說明的寄生組件，以便獲得最佳的信號品質。作為一個例子，當開關元件 1610 被切換成連接網路 B 與網路 A，即如圖 16A 及 16B 所示選擇 Ant_0，諸如二極體 1611 及 1612 或 FETs 1671

(29)

及 1672 等開關元件 1610 中的組件有助於寄生組件，使得開關元件 1610 可比擬做含電阻器 R_s 、電容器 C_s 和感應器 L_{s1} 、 L_{s2} ，及 L_{s3} 的寄生組件之組合。感應器 L_{s1} 、電阻器 R_s 、及感應器 L_{s2} 彼此串列連接在網路 A 和網路 B 之間。電容器 C_s 和感應器 L_{s1} 彼此串列連接，及感應器 L_{s1} 與電阻器 R_s 及感應器 L_{s2} 平行並且彼此串列連接在網路 A 和網路 C 之間。開關元件又包括未圖示在圖 16B 的其他寄生組件。

爲了最佳化在單向耦合器 120 和選擇天線之間的與天線選擇模組 122 有關之低通濾波器的轉移功能，開關元件 1610 的寄生組件之特徵爲決定它們的值及這些值說明何時選擇網路 A、B、及 C 中之感應器、電容器及/或電阻器的值，使得網路 A、B、及 C 和開關元件 1610 的寄生組件被結合到一低通濾波器原型結構內。低通濾波器原型結構的例子包括眾所皆知的 Chebyshev 或 Bessel 低通濾波器原型結構等。在決定網路 A、B、及 C 中的組件值時可使用習知電路模擬程式或經驗法則。例如，當網路 B 被開關元件 1610 連接到網路 A 時，感應器 L_{A1} 的值可調整說明寄生電感 L_{s1} 及 L_{s2} 和寄生電阻 R_s ，及電容器 $CB1$ 及 $CC1$ 的值可被調整說明寄生電容 C_s 、寄生電感 L_{s3} 、及網路 C 的效果。圖 16D 圖解根據本發明的一實施例圖示各種組件之示範值的天線選擇模組 122 之電路概要圖。

雖然圖 16A 到 16D 圖示網路 A、B、及 C 包括 LC 或 LRC 串列，但是也可使用技術中已知的其他濾波器網路類

(30)

型當作網路 A, B,及 C。無論使用何種濾波器網路類型，藉由選擇網路中的適當組件值，網路 A, B,及 C 和開關元件 1610 中的寄生組件被整合成一濾波器原型結構，使得網路 A, B, C 和開關元件 1610 一起構成單一濾波器結構，取代在單向耦合器 120 和選擇天線 124 之間的兩串列連接式濾波器結構。因此，最小化信號強度的損失及最大化信號品質。

再次參照圖 1A，在本發明的一實施例中，RX 鏈 130 包括 I 分支 140，被配置成依據自標籤接收的 RF 信號產生至少一同相信號 I-SIG 及 /或 I；及 Q 分支 150，被配置成依據自標籤接收的 RF 信號產生至少一正交信號 Q-SIG 及 /或 Q。RX 鏈 130 另外包括分裂器 132，被配置成接收來自單向耦合器 130 的 RF 信號並且將接收的 RF 信號分裂成分開進入到 I 分支 140 和 Q 分支 150 之兩 RF_receive 信號。RX 鏈 130 另外包括 90° （四分之一波長）混成 134，被配置成接收來自分裂器 108 的 RX LO 信號並且將 RX LO 信號分裂成與 RX LO 信號同相及進入到 I 分支 140 的第一 LO 信號，及與 RX LO 信號成 90° 相移及進入到 Q 分支 150 的第二 LO 信號。

I 分支 140 及 Q 分支 150 的功能是解調來自標籤的 ASK 或 EPCglobal class-I 信號及可包括 I/Q 解調器專用的習知外差或超外差技術。如圖 1A 所示，I 分支 140 包括由第一 LO 信號激勵的混頻器 141 及被配置成將 RF_receive 信號變換成第一中間頻率（IF）信號。

(31)

RF_receive 信號可由預選濾波器（未圖示）過濾，由低雜訊放大器（未圖示）放大，然後在應用到混頻器 141 之前更進一步由第二預選濾波器（未圖示）過濾。I 分支 140 另外包括耦合於混頻器 141 並且被配置成在第一 IF 信號中過濾出 LO 信號成分之第一低通濾波器 142，耦合於低通濾波器 142 之至少一基帶增益放大器 144、及耦合於基帶增益放大器 144 並且被配置成過濾出基帶增益放大器 144 產生的雜訊之第二低通濾波器 146。濾波器的輸出是同相信號 I_SIG。I 分支 140 可另外包括比較器，其充作被配置成自 I_SIG 信號產生數位同相信號 I 之類比數位（A/D）轉換器 148。I_SIG 和 I 信號被提供到控制器 164。

同樣地，Q 分支 150 包括由第二 LO 信號激勵並且被配置成將 RF_receive 信號轉換成第二 IF 信號之混頻器 151。如在 I 分支中一般，RF_receive 信號可由預選濾波器過濾，由低雜訊放大器放大，然後在應用到混頻器 151 之前更進一步由第二預選濾波器過濾。Q 分支 150 另外包括耦合於混頻器並且被配置成過濾出第二 IF 信號中的 LO 信號成分之第一低通濾波器 152，耦合於低通濾波器之至少一基帶增益放大器 154，及耦合於基帶增益放大器 154 並且被配置成過濾出基帶增益放大器 154 產生的雜訊之第二低通濾波器 156。濾波器 156 的輸出是正交信號 Q_SIG。Q 分支 150 可另外包括比較器，其充作被配置成將 Q_SIG 信號轉換成數位正交信號 Q 之 A/D 轉換器 158。Q_SIG 及 Q 信號被提供到控制器 164。

(32)

就典型混頻器和指定的 IF 頻率而言，有兩種信號能夠自混頻器 141 或 151 產生相同的 IF 輸出。若這些輸出的其中之一被認為是理想的信號，則另一信號被共同稱作影像，因為兩信號是有關 LO 頻率之彼此的鏡射影像。影像信號影響 RX 鏈 130 的靈敏度並且應該被拒絕。當 IF 頻率相當高使得理想信號和影像在頻率中彼此距離相當遠時，預選濾波器可置放於混頻器之前的信號通路以不僅抑制帶外信號也抑制影像信號。然而，就極低 IF 頻率而言，理想信號及影像信號在頻率中彼此相當接近，預選濾波器通常無法適當過濾出影像信號。極低 IF 頻率通常較佳，因為其可使用單片式可結合的濾波器以在被配置成解調自特定 RFID 標籤類型接收的 class 0 信號之 FSK 接收器中執行頻道過濾。

為了解決與低 IF 頻率有關的影像問題並且解調 FSK 或 EPCglobal class 0，RX 鏈 130 另外包括影像拒絕混頻器 (IRM) 通路 136 及耦合於 IRM 通路 136 的輸出之 FSK 接收器 138。IRM 通路 136 被配置成各自自濾波器 142 及 152 接收過濾的第一和第二 IF 信號，及產生具有抑制的影像信號之輸出。如此，IRM 通路 136 連同混頻器 141 及 151 和濾波器 142 及 152 一起形成影像拒絕混頻器，用以拒絕影像信號。影像拒絕混頻器與 I 及 Q 分支 140 及 150 中的 I 及 Q 解調器共用混頻器 141 及 151 和濾波器 142 及 152。

圖 17 為根據本發明的一實施例之 IRM 通路 136 的方

(33)

塊圖。如圖 17 所示，IRM 通路 136 具有各自連接到濾波器 152 及 142 之兩輸入口 P1 及 P2，及連接到 FSK 接收器 138 之輸出口 P3。IRM 通路 136 另外包括各自經由輸入口 P1 及 P2 自濾波器 152 及 142 接收信號之第一和第二緩衝放大器 1710 及 1720，各自耦合於第一和第二緩衝放大器 1710 及 1720 之第一和第二全通濾波器 1730 及 1740，具有耦合於第一全通濾波器 1730 的第一輸入 S1 和耦合於第二全通濾波器 1740 的第二輸入 S2 之加法器 1750，及耦合於加法器 1750 的輸出之低通濾波器 1760。IRM 通路 136 另外包括各自插在輸入口 P1 及 P2 和緩衝放大器 1710 及 1720 之間的阻隔電容器 C_{b1} 及 C_{b2} ，各自插在全通濾波器 1730 和加法器 1750 的第一輸入 S1 之間及在全通濾波器 1740 和加法器 1750 的第二輸入 S2 之間的 C_{b3} 及 C_{b4} ，插在加法器 1750 和低通濾波器 1760 之間的 C_{b5} ，及插在低通濾波器 1760 和輸出口 P3 之間的 C_{b6} 。阻隔電容器的功能是在 IRM 通路 136 的輸出光譜中產生下面將更詳細說明的低頻轉降。

緩衝放大器 1710 及 1720 可包括被配置成各自放大來自濾波器 152 及 142 的信號之習知緩衝放大器電路，及各自提供低源阻抗到全通濾波器 1730 及 1740。全通濾波器 1730 及 1740 被配置成各自改變來自緩衝放大器 1710 及 1720 的信號之相位響應，卻不會改變信號的振幅。在本發明的一實施例中，全通濾波器 1730 被配置成在來自濾波器 1730 的信號中產生第一相移，及全通濾波器 1740 被配

(34)

置成在來自濾波器 1730 的信號中產生第二相移，結果產生在兩信號之間的 90° 總相對相移。

表 2

組件名稱	值	單位
電晶體 1711	BFS17W	
R_{11}	2.21	k Ω
R_{12}	1.50	k Ω
R_{13}	2.0	Ω
R_{14}	634	Ω
C_{11}	0.1	μ F

表 3

組件名稱	值	單位
電晶體 1721	BFS17W	
R_{21}	2.21	k Ω
R_{22}	1.50	k Ω
R_{23}	2.0	Ω
R_{24}	634	Ω
C_{21}	0.1	μ F

圖 18 圖解根據本發明的一實施例之 IRM 通路 136 的電路概要圖。如圖 18 所示，緩衝放大器 1710 包括電晶體 1711，其具有經由阻隔電容器 C_{b1} 連接到輸入口 P1 及經

(35)

由電阻器 R_{12} 連接到地面的基座，經由電阻器 R_{13} 連接到地面的射極，和經由電阻器 R_{11} 連接到其基座及經由電阻器 R_{14} 和電容器 C_{11} 連接到地面的集極。同樣地，緩衝放大器 1720 包括電晶體 1721，其具有經由阻隔電容器 C_{b2} 連接到輸入口 P2 及經由電阻器 R_{22} 連接到地面的基座，經由電阻器 R_{23} 連接到地面的射極，和經由電阻器 R_{21} 連接到其基座及經由電阻器 R_{24} 和電容器 C_{21} 連接到地面的集極。表 2 及 3 各自表列緩衝放大器 1710 及 1720 中的示範性組件選擇。

全通濾波器 1730 包括 op-amp 1731，其具有經由電阻器 R_{31} 連接到電晶體 1711 的集極之第一輸入，經由電阻器 R_{32} 連接到電晶體 1711 的集極和經由電容器 C_3 連接到地面之第二輸入，經由阻隔電容器 C_{b3} 耦合到加法器 1750 的第一輸入 S1 和透過電阻器 R_{33} 連接到 op-amp 1731 的第一輸入之輸出，及連接到地面的接地終端。同樣地，全通濾波器 1740 包括 op-amp 1741，其具有經由電阻器 R_{41} 連接到電晶體 1721 的集極之第一輸入，經由電阻器 R_{42} 連接到電晶體 1721 的集極和經由電容器 C_4 連接到地面之第二輸入，經由阻隔電容器 C_{b4} 耦合到加法器 1750 的第二輸入 S2 和透過電阻器 R_{43} 連接到 op-amp 1741 的第一輸入之輸出，及連接到地面的接地終端。在全通濾波器 1730 或 1740 中的電阻器 R_{32} 或 R_{42} 的值 R_{ph} 和電容器 C_3 或 C_4 的值 C_{ph} 各自被選定用以為 IF 頻率達成全通濾波器 1730 或 1740 的理想相位響應，因為經由全通濾波器 1730 或

(36)

1740 的相移 Φ 係由根據下面的等式之 R_{ph} 和 C_{ph} 所決定：

$$\Phi = \tan^{-1} \left[\frac{\frac{2\omega_{IF}}{R_{ph}C_{ph}}}{\omega_{IF}^2 - \left[\frac{1}{R_{ph}C_{ph}} \right]^2} \right]$$

表 4 及 5 各自表列全中的示範性組件選擇。

雖然表 2 到 5 中的組件被選定成為大約 2-4 MHz 的 IF 頻率，全通濾波器 1730 產生第一相移及全通濾波器 1740 產生第二相移，但是只要不違背本發明的精神和範疇可改變這些組件的值和全通濾波器 1730 及 1740 的結構。例如，只要在自全通濾波器 1730 和 1740 輸出的信號之間是 90° 相對相移結果，第一和第二相移可能各自是 45° 及 -45°，30° 及 -60°，10° 及 80°，或 90° 及 0°。

表 4

組件名稱	值	單位
Op-amp 1731	MAX4223	
R_{31}	2.21	k Ω
R_{32}	2.21	k Ω
C_{31}	1.8	pF
C_{32}	56	pF
R_{33}	2.21	k Ω

(37)

表 5

組件名稱	值	單位
Op-amp 1741	MAX4223	
R ₄₁	2.21	kΩ
R ₄₂	2.21	kΩ
C ₄₁	1.8	pF
C ₄₂	6.8	pF
R ₄₃	1000	kΩ

加法器 1750 被配置成總計來自全通濾波器 1730 及 1740 的輸出並且輸出具有大幅抑制影像信號的信號。下面例子是 RF_receive 信號中的理想信號 S(t)和影像 M(t)：

$$S(t) = A_S \sin[(\omega_{LO} + \omega_{IF})t]$$

$$M(t) = A_M \sin[(\omega_{LO} + \omega_{IF})t + \Delta\phi]$$

其中 A_S 和 A_M 各自是 S(t)和 M(t)的振幅， ω_{LO} 和 ω_{IF} 各自是半徑範圍內的 LO 和 IF 頻率，及 $\Delta\phi$ 是 S(t)和 M(t)之間的相位差。在 I 分支 140 中的混頻器 141 之輸出的信號 I_{OUT} 是：

$$I_{OUT} = G[S(t) + M(t)]\sin(\omega_{LO}t) = \frac{G}{2}[A_S \cos(\omega_{IF}t) + A_M \cos(\omega_{IF}t + \Delta\phi)]$$

及在 Q 分支 150 中的混頻器 151 之輸出的信號 Q_{OUT}

(38)

是：

$$Q_{OUT} = G[S(t) + M(t)]\cos(\omega_{LO}t) = \frac{G}{2}[A_S \sin(\omega_{IF}t) - A_M \sin(\omega_{IF}t + \Delta\phi)]$$

如此，藉由使用全通濾波器 1730 和 1740 在 I_{OUT} 和 Q_{OUT} 之間產生 90° 相對相移，及使用加法器 1750 總計最後的信號，在最理想狀態中， I_{OUT} 和 Q_{OUT} 中的影像信號應完全被消除。

加法器 1750 的輸出然後被低通濾波器網路 1760 過濾，然後被供應到 FSK 接收器 138。如圖 18 所示，加法器 1750 包括 op-amp 1751，其具有透過串列連接的電阻器 R_{51} 及 R_{53} 連接到阻隔電容器 C_{b3} 、透過串列連接電阻器 R_{52} 及 R_{53} 連接到阻隔電容器 C_{b4} 、透過電阻器 R_{54} 和電容器 C_{51} 連接到地面之第一輸入。Op-amp 1751 也具有透過電容器 C_{52} 連接到地面的第二輸入，連接到地面的接地終端，及經由電容器 C_{53} 連接到阻隔電容器 C_{b5} 、到第一輸入，及經由電阻器 R_{54} 和電容器 C_{51} 連接到地面之輸出。

低通濾波器 1760 包括 op-amp 1761，其具有透過串列連接電阻器 R_{61} 及 R_{63} 連接到阻隔電容器 C_{b5} 和透過電阻器 R_{63} 和電容器 C_{61} 連接到地面之第一輸入。Op-amp 1761 又具有透過電容器 C_{62} 連接到地面之第二輸入，連接到地面之接地終端，及經由電容器 C_{63} 連接到阻隔電容器 C_{b6} ，和經由電阻器 R_{64} 和電容器 C_{61} 連接到地面之輸出。

在本發明的一實施例中，加法器 1750 及低通濾波器

(39)

1760 中的組件值被整合成一低通濾波器原型結構，使得低通濾波器原型結構和加法器 1750 共用 op-amp 1751 及其中相關組件，諸如電阻器 R_{53} 及 R_{54} ，和電容器 C_{51} ， C_{52} ，及 C_{53} 等。在圖 18 所示的例子中，含加法器 1750 和濾波器網路 1760 之低通濾波器原型結構是具有第一 op-amp、op-amp 1751、及第二 op-amp、op-amp 1752 之兩元件低通濾波器網路。表 6 表列根據本發明的一實施例之加法器 1750 和低通濾波器 1760 中的示範性組件選擇。

阻隔電容器 C_{b1} ， C_{b2} ， C_{b3} ， C_{b4} ， C_{b5} ，及 C_{b6} 的值被選定成 IRM 通路 136 也具有在其頻率響應中有著快速的低頻轉降之高通功能。表 7 表列在 IRM 136 的一實施中阻隔電容器的示範值。

(40)

表 6

組件名稱	值	單位
Op-amp 1751	AD8039	
Op-amp 1761	AD8039	
R_{51}	475	Ω
R_{52}	536	Ω
R_{61}	634	Ω
R_{53}/R_{63}	330/330	Ω
R_{54}/R_{64}	1000/634	Ω
C_{51}/C_{61}	470/680	pF
C_{52}/C_{62}	22000/22000	pF
C_{53}/C_{63}	27/12	pF

表 7

Cb_1	Cb_2	Cb_3	Cb_4	Cb_5	Cb_6
3300 pF	3300 pF	110 pF	100 pF	330 pF	330 pF

IRM 136 中的組件值又被選定成維持自口 P1 通到口 P3 的信號及自口 P2 通到口 P3 的信號之對稱。然而，因為全通濾波器 1730 及 1740 所產生的不同相移，所以電阻器 R_{32} 和電容器 C_3 的值不同於電阻器 R_{42} 和電容器 C_4 的對應值。結果，電阻器 R_{51} 及 R_{52} 的值被調整及阻隔電容器 Cb_3 及 Cb_4 的值也被調整，以便補償全通濾波器 1730 的輸出阻抗和全通濾波器 1740 的輸出阻抗之差異。如此

(41)

，含電容器 C_{b1} 、緩衝放大器 1710、全通濾波器 1730、及電容器 C_{b3} 之 IRM 通路 136 的第一分支所提供的到加法器 1750 的第一輸入 S1 之第一源阻抗和含電容器 C_{b2} 、緩衝放大器 1720、全通濾波器 1740、及電容器 C_{b4} 之 IRM 通路 136 的第二分支所提供的到加法器 1750 的第二輸入 S2 之第二源阻抗將相等或幾乎相等。因此，自口 P1 通到口 P3 的信號及自口 P2 通到口 P3 的信號將在加法器 1750 完成的加法中相等或幾乎相等被加權。

圖 19A 及 19B 各自圖解 IRM 通路 162 的模擬和量測相位響應。如圖 19A 及 19B 所示，曲線 1910S 及 1910M 各自是當輸入口 P2 保持固定電壓時供應到輸入口 P1 的輸入信號之 IRM 通路 136 的模擬及量測頻率響應，而曲線 1920S 及 1920M 各自是當輸入口 P1 保持固定電壓時供應到輸入口 P2 的輸入信號之 IRM 通路 136 的模擬及量測頻率響應。如圖 19A 及 19B 所示，IRM 通路 136 充作在低於 2 MHz 和大約 4 MHz 的頻率之頻率響應中具有快速轉降的帶通濾波器。

圖 19C 圖示曲線 1901S 及 1902S 之間的差異標繪圖之差異曲線 1905S，和曲線 1910S 及 1920S 之間的差異標繪圖之差異曲線 1915S。圖 19D 圖示曲線 1901M 及 1902M 之間的差異標繪圖之差異曲線 1905M，和曲線 1910M 及 1920M 之間的差異標繪圖之差異曲線 1915M。如圖 19A 及 19B 所示，差異曲線 1905S, 1905M, 1915S, 及 1915M 在 2-4 MHz 之間的理想頻帶之間全都具有小值，表示在拒絕影

(42)

像信號中含 IRM 通路 136 的 IRM 混頻器有效。

再次參照圖 1A，FSK 接收器 138 可以是被配置成解調 FSK 信號及產生兩輸出（即 FSK_CD 輸出和 FSK_Data 輸出）之習知 FSK 接收器。A/D 轉換器 174 接收 FSK_CD 輸出並且將其轉換成供應到控制器 164 的 FSK_CD 信號。FSK_Data 輸出通過低通濾波器 172 及 A/D 轉換器 176 並且變成也供應到控制器 164 之 FSK_Data 信號。在本發明的一實施例中，使用比較器實施 A/D 轉換器 174 及 176。

控制器 164 依據它們的相對強度及/或其他可靠性的指標選擇同相、正交、或 FSK 信號作更進一步處理。

隨意地，如圖 1 所示，單一可調整移相器 170 可位在 TX 鏈 110 或 RX 鏈 130 以改良靈敏度。另一選擇是，雙移相器（未圖示）可各自位在 I 及 Q 分支 140 及 150，不過通常不需要。移相器 170 被調整成最小化在基帶中將 LO 信號中的相位調變（或相位雜訊）轉換成振幅雜訊之轉換。藉由加倍相等頻率的第一和第二信號可瞭解此動作，第一信號（LO 信號）的特徵為有關第二信號（如、RF_receive 信號）的零平均之固定相位偏移 Φ_0 及可變相位雜訊 $\delta\Phi$ ：

$$V_m = V_{LO} \sin(\omega t + \phi_0 + \delta\phi) \cdot V_{RF} \sin(\omega t)$$

乘積可被重新表示成和：

(43)

$$V_m = \frac{V_{LO}V_{RF}}{2} \{ \cos(\phi_o + \delta\phi) + \cos(2\omega t + \phi_o + \delta\phi) \}$$

在低通過濾之後，只有在總計中只有第一組件保持：

$$V_{filtered} = \frac{V_{LO}V_{RF}}{2} \{ \cos(\phi_o + \delta\phi) \}$$

藉由採用此式子的衍生物獲得對小相位雜訊之過濾的輸出電壓之靈敏度：

$$\frac{1}{V_{filtered}} \frac{dV_{filtered}}{d(\delta\phi)} = \frac{-\sin(\phi_o)}{\cos(\phi_o)} = -\tan(\phi_o)$$

如此，若相位偏移等於 0 或 π 弧度的倍數，則過濾的輸出對局部振盪器中的相位雜訊完全不靈敏。 $\pi/2$ 的相位偏移將導致理想信號電壓中的零，如此由相位雜訊主導輸出。然而，當較弱信號（I 或 Q）被控制器 164 中的信號處理邏輯拒絕及摒棄時，此情況不具重要性。實際上重要的是 I 及 Q 局部振盪器信號具最佳條件都是 $\pi/4$ 弧度之比較例子，使得：

$$\frac{1}{V_{filtered}} \frac{dV_{filtered}}{d(\delta\phi)} = -\tan\left(\pm \frac{\pi}{4}\right) = \mp 1$$

也就是說，在 LO 中的相位雜訊用以直接調變過濾的

(44)

輸出信號強度，對 I 及 Q 具有相同效果。控制器 164 中的信號處理邏輯將選擇 I 或 Q 當作輸入信號，結果是損失靈敏度，因為頻率合成器相位雜訊被整合到基帶頻寬內。因為相位雜訊通常非常接近載頻（ $< 100 \text{ KHz}$ 遠），及典型的 RFID 標籤使用具有非常低的調變率之信號，所以使得所有功率包含在典型上載頻 6 到 200 KHz 內，無法拒絕相位雜訊可能在靈敏度上導致明顯的退化。使用可調整移相器 170 使選擇的 I 或 Q 分支可最適用於相位雜訊拒絕。當根據本發明的一實施例使用適當的移相器，可發現在 IF 相位雜訊中改良 15-20 dB 之多。

圖 20 為根據本發明的一實施例之讀取器 100 的操作時序圖。如圖 20 所示，由包括 VCO 賦能控制電壓、PLL 鎖定指示器、及 XCVR_Enable 電壓的複數控制信號控制讀取器 100 的操作時序。當時間 $t=0$ 時，讀取器 100 藉由發送命令到頻率合成器 104 開始詢問循環以鎖定到理想的多個參考頻率。典型上，在頻率合成器 104 達成鎖定在理想的傳輸頻率之前會遇到諸如 $100 \mu \text{ sec}$ 等級等的短延遲。在此期間，VCO_Enable 控制電壓保持低的，如此打開 VCO 202、LO 緩衝放大器 106、及接收器基帶增益放大器 144 及 154，但是未打開 TX 鏈 110 中的功率放大器。當頻率合成器 104 正嘗試鎖定到理想頻率以便隔離來自輸出負載變化的合成器暫態分佈時，緩衝放大器 106 必須開機。當合成器 104 在時間週期 T_s 之後，到達穩定的相未鎖定輸出時，PLL_lock 指示器電壓變高及 XCVR_ENABLE 電

(45)

壓拉低，打開 TX 鏈 110 中的功率放大器。然後，讀取器 100 傳輸連續波 (CW) 輸出信號一段週期 t_p ，視需求設定該週期 t_p 以提供足夠的傳輸功率賦能被動標籤儲存電力及致動它們本身，並且可由發佈的標準固定週期。在 t_p 之後，開動調變器控制 MOD 以發送資料，如圖 20 圖示的輸出功率變化一般。調變週期 t_{tx} 的持續期間也可參考標準加以固定。在時間 t_{tx} 之後，CW 輸出被重新儲存一些回復時間 t_d ，之後，已由詢問機定址的標籤藉由調變連接到其天線的負載加以反應，如此如圖 20 所示一般感應接收功率中的調變。CW 輸出功率維持一段時間 t_{rx} ，該段時間典型上由可應用的操作標準加以指定，並且被選定成使所有資料的時間可自最遠想像的標籤傳輸。然後，讀取器 100 產生處理在此詢問循環期間接收的所有資料需要之耗用時間，包括與網路或區域控制裝置的可能通訊以便接收下一活動的指令。在此耗用時間期間，VCO 賦能電壓及 SCVR_Enable 電壓 (未圖示) 都拉高，關掉 VCO 202 及到 RF 組件的電壓，如此大大減少讀取器 100 所消耗的總電力。

雖然已利用一些實施例說明本發明，但是此說明並不用於限制本發明的範圍。只要不違背本文揭示的本發明之精神和範圍，精於本技藝之人士明白可有許多變化。而且，儘管利用 RFID 讀取器中的組件說明本發明的特定觀點，但是這些組件可與 RFID 讀取器分開，用於其他應用中。

(46)

概括而言，本發明包括經由電腦系統可存取的 RFID 讀取器用以詢問至少一 RFID 標籤。RFID 讀取器包含：頻率合成器，被配置成產生連續波信號；控制器，經由 PC 卡介面耦合於電腦系統及被配置成產生複數控制信號；傳輸鏈，被配置成根據控制信號中的至少一控制信號自連續波信號的第一部分形成傳輸信號；及接收鏈，被配置成依據來自 RFID 標籤的接收信號和連續波信號的第二部分形成用以析取與 RFID 標籤相關的資訊之複數信號；其中頻率合成器、控制器、傳輸鏈、及接收鏈被相互耦合在一適用於插入電腦系統的 PCMCIA 插槽中之外殼內。

在本發明的一實施例中，控制器和 PC 卡介面都依據產生連續波信號的頻率合成器所參考之晶體振盪器產生的時脈信號加以操作。時脈信號的頻率大約 14.75 MHz 或 14.75 MHz 的整數倍，及讀取器另外包含耦合在晶體振盪器和控制器之間的分頻器。

在本發明的一實施例中，RFID 讀取器中的傳輸鏈包含線性功率放大器調變器，其包含：斜坡產生器，被配置成自控制器接收調變控制信號及依據調變控制信號產生斜坡信號；電流反射鏡，耦合於斜坡產生器及被配置成依據斜坡信號產生參考電流；及功率放大器，在偏壓輸入接收參考電流和在信號輸入接收至少一部分連續波信號及被配置成輸出傳輸信號。控制信號包含階梯轉移，斜坡信號包含每一個都在斜坡時間週期斜立對應的階梯轉移之線性斜坡。斜坡信號可以是電壓信號及參考電流與斜坡信號成線

(47)

性比例。線性功率放大器調變器可另外包括低通濾波器，其耦合於斜坡產生器的輸出及被配置成平順斜波信號。

在本發明的一實施例中，RFID 讀取器另外包含開關裝置，其耦合於傳輸鏈及被配置成依據來自控制器的天線選擇控制信號連接複數天線中的至少一天線到傳輸鏈。開關裝置包含：第一、第二、及第三濾波器網路，及耦合於控制器和在第一濾波器網路和第二和第三濾波器網路之間及被配置成連接第二或第三濾波器網路到第一濾波器網路之開關元件；其中與開關元件有關的寄生組件和第一、第二、及第三濾波器網路被整合成一低通濾波器圓形結構。第二和第三濾波器網路實際上相配，使得第二濾波器網路中的每一組件與第三濾波器網路中的對應組件相配。當第一、第二、及第三濾波器網路包含感應器和電容器時，第一、第二、及第三網路中之感應器和電容器的值被選定成說明開關元件中的寄生組件之值，使得開關裝置構成一低通濾波器原型結構。

在本發明的一實施例中，RFID 讀取器中的接收鏈產生至少一同相信號、至少一正交信號、及至少一頻移鍵控（FSK）信號。接收鏈包含：同相解調器，被配置成產生至少一同相信號；正交解調器，被配置成產生至少一正交信號；影像拒絕混頻器（IRM），耦合於同相和正交解調器及被配置成抑制與 RF 信號有關的影像信號；和頻移鍵控（FSK）接收器，耦合於 IRM 及被配置成產生至少一 FSK 信號。

(48)

在本發明的一實施例中，IRM 和同相解調器共用第一混頻器，及 IRM 和正交解調器共用第二混頻器。IRM 另外包含：第一全通濾波器，耦合於同相解調器及被配置成在來自同相解調器的第一中間頻率（IF）信號中產生第一相移；第二全通濾波器，耦合於正交解調器及被配置成在來自正交解調器的第二 IF 信號中產生第二相移；和加法器，耦合於第一和第二全通濾波器網路及被配置成產生來自第一全通濾波器的第一 IF 信號和來自第二全通濾波器的第二 IF 信號之總和的輸出，其中每一第一和第二全通濾波器都包含具有相關組件的 op-amp，及其中在第一全通濾波器和第二全通濾波器中的組件值被選定成來自第一全通濾波器的第一 IF 信號和來自第二全通濾波器的第二 IF 信號之間的總相對相移是 90° 。

在本發明的一實施例中，IRM 另外包含低通濾波器結構，其中加法器整合在低通濾波器結構並且與低通濾波器結構共用至少一操作型放大器。IRM 又包含插在 IRM 的特定位置之阻隔電容器，其中阻隔電容器的電容值被選定成 IRM 具有在預設 IF 頻率帶之下過濾頻率的高通功能。

在本發明的一實施例中，RFID 讀取器另外包含功率偵測器和輸出功率控制模組，功率偵測器耦合於傳輸和接收鏈及被配置成偵測接收鏈中的信號功率位準及提供反饋到傳輸鏈，輸出功率控制模組被配置成根據反饋調整傳輸信號中的功率位準。功率偵測器又產生額外信號指出可能的天線錯誤。

(49)

本發明另外包括能夠詢問 EPCglobal class_0 及 class_1 RFID 標籤之多協定 RFID 讀取器。多協定 RFID 讀取器包含：頻率合成器，被配置成產生局部振盪器信號；及 RF 接收器，被配置成自頻率合成器接收局部振盪器信號及自 RFID 標籤接收 RF 信號及依據 RF 信號和局部振盪器信號產生至少一同相信號、至少一正交信號、及至少一頻移鍵控 (FSK) 信號。

在本發明的一實施例中，RF 接收器包含：同相解調器，被配置成產生至少一同相信號；正交解調器，被配置成產生至少一正交信號；影像拒絕混頻器 (IRM)，耦合於同相和正交解調器及被配置成抑制與 RF 信號有關的影像信號；和頻移鍵控 (FSK) 接收器，耦合於 IRM 及被配置成產生至少一 FSK 信號。

在本發明的一實施例中，IRM 和同相解調器共用第一混頻器，第一混頻器被配置成藉由混合 RF 信號的第一部分和局部振盪器信號的第一部分產生第一中間頻率 (IF) 信號，及 IRM 和正交解調器共用第二混頻器，第二混頻器被配置成藉由混合 RF 信號的第二部分和局部振盪器信號的相移第二部分產生第二 IF 信號。IRM 另外包含：第一全通濾波器，耦合於同相解調器及被配置成在來自同相解調器的第一 IF 信號中產生第一相移；第二全通濾波器，耦合於正交解調器及被配置成在來自正交解調器的第二 IF 信號中產生第二相移；和加法器，耦合於第一和第二全通濾波器網路及被配置成產生來自第一全通濾波器的第一 IF

(50)

信號和來自第二全通濾波器的第二 IF 信號之總和的輸出，其中每一第一和第二全通濾波器都包含具有相關組件的 op-amp，及其中在第一和第二全通濾波器中的組件值被選定成第一 IF 信號和第二 IF 信號之間的總相對相移是 90° 或接近 90° 。

IRM 另外包含第一緩衝放大器，耦合於第一混頻器和第一全通濾波器之間；及第二緩衝放大器，耦合於第二混頻器和第二全通濾波器之間，第一和第二緩衝放大器實際上在配置上完全相同。IRM 另外包含位在 IRM 的特定位置之阻隔電容器，其中阻隔電容器的電容值被選定成 IRM 具有在預設頻率帶之下過濾頻率的高通功能。

在本發明的一實施例中，加法器包括第一電阻器，透過第一阻隔電容器耦合於第一全通濾波器；及第二電阻器，透過第二阻隔電容器耦合於第二全通濾波器；其中第一和第二電阻器及第一和第二阻隔電容器的值被選定成補償第一全通濾波器和第二全通濾波器之間的阻抗差，使得第一 IF 信號和第二 IF 信號在加法器產生的總和中相等或幾乎相等被加權。IRM 另外包含低通濾波器結構，其中低通濾波器結構和加法器被整合以共用至少一操作型放大器。

在本發明的一實施例中，多協定 RFID 讀取器另外包含可調整移相器，耦合於頻率合成器和同相及正交解調器之間及被配置成在局部振盪器信號中產生可調整相移，以便最小化將局部振盪器信號中的相位雜訊轉換成同相和正交信號中的振幅雜訊之轉換。

(51)

本發明又包括與 RF 接收器一起使用的影像拒絕混頻器 (IRM)，RF 接收器被配置成自局部頻率合成器接收局部振盪器信號及自遠端物體接收 RF 信號。IRM 包含：第一混頻器，被配置成藉由混合 RF 信號的第一部分和局部振盪器信號的第一部分產生第一中間頻率 (IF) 信號；第二混頻器，被配置成藉由混合 RF 信號的第二部分和局部振盪器信號的相移第二部分產生第二 IF 信號；第一全通濾波器，耦合於第一混頻器及被配置成在來自同相解調器的第一 IF 信號中產生第一相移；第二全通濾波器，耦合於正交解調器及被配置成在來自正交解調器的第二 IF 信號中產生第二相移；及加法器，耦合於第一和第二全通濾波器網路及被配置成產生來自第一全通濾波器的第一 IF 信號和來自第二全通濾波器的第二 IF 信號之總和的輸出，其中每一第一和第二全通濾波器都包含具有相關組件的 op-amp，及其中在第一和第二全通濾波器中的組件值被選定成第一 IF 信號和第二 IF 信號之間的總相對相移是 90° 或接近 90° 。

IRM 另外包含第一緩衝放大器，耦合於第一混頻器和第一全通濾波器之間；及第二緩衝放大器，耦合於第二混頻器和第二全通濾波器之間，第一和第二緩衝放大器實際上在配置上完全相同。IRM 另外包含位在 IRM 的特定位置之阻隔電容器，其中阻隔電容器的電容值被選定成 IRM 具有在預設頻率帶之下過濾頻率的高通功能。

在本發明的一實施例中，加法器包括第一電阻器，透

(52)

過第一阻隔電容器耦合於第一全通濾波器；及第二電阻器，透過第二阻隔電容器耦合於第二全通濾波器；其中第一和第二電阻器及第一和第二阻隔電容器的值被選定成補償第一全通濾波器和第二全通濾波器之間的阻抗差，使得第一 IF 信號和第二 IF 信號在加法器產生的總和中相等或幾乎相等被加權。IRM 另外包含低通濾波器結構，其中低通濾波器結構和加法器被整合以共用至少一操作型放大器。

本發明另外包括用以詢問 RFID 標籤之方法，包含：產生時脈信號；參考時脈信號產生連續波信號；產生複數控制信號；透過依據時脈信號操作的 PC 卡介面控制控制信號的產生；及根據複數控制信號的其中一控制信號調變連續波信號。

用以詢問 RFID 標籤之方法另外包含：根據含階梯轉移的控制信號其中之一產生斜坡信號，斜坡信號包含每一個都對應於控制信號中的階梯轉移之線性斜坡；使用電流反射鏡根據斜坡信號產生參考電流信號；供應參考電流信號到接收一部分連續波信號之功率放大器；及使用功率放大器根據參考電流信號調變連續波信號。在本發明的一實施例中，參考電流信號與斜坡信號成線性比例。

用以詢問 RFID 標籤之方法另外包含：自 RFID 標籤接收 RF 信號；解調 RF 信號以產生至少一同相信號、至少一正交信號、及至少一 FSK 信號；及選擇至少一同相信號、至少一正交信號、或至少一 FSK 信號自 RFID 標籤引導出含在 RF 信號中的資訊。在本發明的一實施例中，藉

(53)

由混合 RF 信號和一部分連續波信號解調 RF 信號，及方法另外包含在部分連續波信號中產生可調整相移以最小化連續波信號之相位雜訊轉換成至少一同相信號、至少一正交信號、及至少一 FSK 信號中的振幅雜訊之轉換。

本發明又包括線性功率放大器調變器，用以根據控制信號調變輸入信號，包含：脈衝整型濾波器，被配置成接收控制信號及依據控制信號產生斜坡輸出；電流反射鏡，被配置成接收斜坡輸出及依據斜坡輸出產生參考電流；及功率放大器，被配置成接收參考電流和輸入信號及被配置成根據參考電流調變輸入信號。斜坡輸出可以是斜坡電壓輸出及參考電流與斜坡輸出成線性比例。控制信號包含階梯轉移及斜坡輸出包含在斜坡時間期間對應於控制信號中的每一階梯轉移之線性斜坡。

在本發明的一實施例中，脈衝整型濾波器包含操作型放大器，具有透過第一電阻器連接到大地電位和透過第二電阻器連接到供應電壓之第一輸入；透過第三電阻器連接到與控制信號有關的控制電壓之第二輸入，及透過電容器耦合到第二輸入之輸出。操作型放大器具有與斜坡時間期間比較相當快之轉換率。

調變器可另外包含耦合於脈衝整型濾波器的輸出及被配置成平順斜坡輸出之低通濾波器。

在本發明的一實施例中，調變器中的電流反射鏡包括第一電晶體，被配置當作供應電壓和脈衝整型濾波器的輸出之間的二極體；及第二電晶體，與電流反射鏡配置中的

(54)

第一電晶體耦合，其中參考電流產生在第二電晶體。功率放大器包括參考電晶體，耦合再供應電壓和大地電位之間及被配置成自電流反射鏡接收參考電流；及複數功率放大器單元，每一個都依據參考電流和輸入信號產生偏壓電流。

在本發明的一實施例中，線性功率放大器調變器位在RFID讀取器的傳輸信號通路。輸入信號是一RFID讀取器中的頻率合成器產生之連續波信號。

本發明另外包括用以調變輸入信號之方法，包含：接收控制信號，控制信號包含階梯轉移；根據控制信號產生斜坡信號，斜坡信號在斜坡時間週期期間斜立控制信號中的每一階梯轉移；使用電流反射鏡根據斜坡信號產生參考電流信號；供應參考電流信號到接收輸入信號的功率放大器；及使用功率放大器根據參考電流信號調變輸入信號。

在本發明的特定實施例中，參考電流信號與斜坡信號成線性比例。接收控制信號包含在操作型放大器的第一輸入中接收控制信號，操作型放大器的第二輸入經由第一電阻器耦合於地面及經由第二電阻器耦合於供應電壓，及操作型放大器的輸出透過電容器耦合於第一輸入。產生斜坡信號包含經由低通過濾器過濾來自操作型放大器的輸出信號。供應參考電流信號到功率放大器包含供應參考電流到功率放大器中的參考電晶體。根據參考電流信號調變輸入信號包含依據每一複數功率電晶體中的參烤電流產生偏壓電流。

本發明另外包括依據來自控制器的控制信號用以路由 RF 信號之開關裝置。開關裝置包含：第一、第二、及第三濾波器網路，及開關元件耦合於控制器和耦合在第一濾波器網路和第二和第三濾波器網路之間及被配置成依據控制信號連接第二或第三濾波器網路到第一濾波器網路；其中與開關元件有關的寄生組件和第一、第二、及第三濾波器網路被整合成一低通濾波器原型結構。低通濾波器原型結構是一 Chebyshev 低通濾波器原型結構、Bessel 低通濾波器原型結構等。第二和第三濾波器網路與第三濾波器網路中的對應組件相配。

在本發明的一實施例中，第一、第二、及第三濾波器網路都包含 LC 串列，及在第一、第二、及第三濾波器網路中之感應器或電容器的值被選定成說明開關元件中的寄生組件之值，使得開關裝置充作 RF 信號的一低通濾波器原型結構。

在本發明的一實施例中，依據開關元件中的寄生組件之值選定第一濾波器網路中的至少一電感值和每一第二和第三濾波器網路中的至少一電容值。

在本發明的一實施例中，開關元件的寄生組件包含：第一寄生感應器，耦合於第一濾波器網路；寄生電阻器和第二寄生感應器，彼此串列連接並且當開關元件連接第一濾波器網路和第二濾波器網路時位在第一感應器和第二濾波器網路之間；及寄生電容器和第三寄生感應器，彼此串列連接並且當開關元件連接第一濾波器網路和第二濾波器

(56)

網路時位在第一感應器和第三濾波器網路之間。

在本發明的一實施例中，第一、第二、及第三濾波器網路都包含至少兩串列連接感應器，耦合在濾波器網路的輸入和輸出之間；第一電容器，耦合在輸入和接地終端之間；及第二電容器，耦合在濾波器網路中的電路節點和接地終端之間，及其中依據開關元件中的寄生組件選定每一第一、第二、及第三濾波器網路中的至少一電容值。

在本發明的一實施例中，有助於寄生組件之開關元件中的組件包含：第一二極體，耦合於第一濾波器網路的輸出和第二濾波器網路的輸入之間；及第二二極體，耦合於第一濾波器網路的輸出和第三濾波器網路的輸入之間。開關元件可另外包含一對串列連接的反相器，耦合於第一濾波器網路的輸出和控制器之間；在一對串列連接反相器之間的電路節點，耦合於每一第二和第三濾波器網路中的電路節點，使得第一二極體或第二二極體反應於來自控制器的控制信號加以傳導。開關元件另外包含耦合在第一濾波器網路的輸出和一對串列連接反相器之間的低通濾波器結構。

在本發明的另一實施例中，有助於寄生組件之開關元件中的組件包含：第一 FET，具有分別耦合於第一濾波器網路的輸出和第二濾波器網路的輸入之源極/吸極擴散及經由反相器耦合於控制器之閘極；及第二 FET，具有分別耦合於第三濾波器網路的輸入和第一濾波器網路的輸出之源極/吸極擴散及經由一對反相器耦合於控制器之閘極。

(57)

在本發明的一實施例中，第二和第三濾波器網路分別耦合於一對天線，及開關裝置被配置成選擇形成在 RFID 讀取器中用以傳輸 RF 信號之天線。

本發明另外包括用以路由 RF 信號之方法，包含：產生控制信號；使用接收控制信號的開關元件連接第二濾波器網路或第三濾波器網路到第一濾波器網路；經由第一濾波器網路過濾 RF 信號；及經由利用開關元件連接到第一濾波器網路的第二濾波器網路或第三濾波器網路過濾 RF 信號；其中與開關元件有關的寄生元件和第一、第二、及第三濾波器網路整合成一低通濾波器原型結構，使得利用一低通濾波器過濾經過第一濾波器網路和以開關元件連接到第一濾波器網路的第二或第三濾波器網路之 RF 信號。

本發明另外包括用以形成路由 RF 信號的開關元件之方法，包含：設置第一、第二、及第三濾波器網路；設置耦合於第一濾波器網路和第二和第三濾波器網路之間的開關元件，開關元件被配置成選擇第二或第三濾波器網路連接到第一濾波器網路；決定與開關元件有關的寄生組件之值；及依據寄生組件的值調整第一、第二、及第三濾波器網路中的組件值，使得開關裝置充作 RF 信號的一低通濾波器原型結構。

在本發明的一實施例中，調整組件值包含：執行電路模擬或使用經驗調整已決定組件值，使得第一濾波器網路、開關元件、以開關元件連接到第一濾波器網路的第二或第三濾波器網路、及未連接到第一濾波器網路的第三或第

(58)

二濾波器網路被整合以形成一低通濾波器原型結構。

在本發明的一實施例中，第一、第二、及第三濾波器網路都包含電容器和感應器，及其中調整組件值包含依據寄生組件的值選擇第一濾波器網路中的至少一電感值及每一第二和第三濾波器網路中的至少一電容值。

在本發明的一實施例中，有助於寄生組件之開關元件中的組件包含一對二極體或一對 FETs。

在本發明的一實施例中，決定寄生組件的值包含：決定耦合於第一濾波器網路的第一寄生感應器之值；決定彼此串列連接及當開關元件連接第一濾波器網路和第二濾波器網路時位在第一感應器和第二濾波器網路之間的寄生電阻器和第二寄生感應器之值；及決定彼此串列連接及當開關元件連接第一濾波器網路和第二濾波器網路時位在第一感應器和第三濾波器網路之間的寄生電容器和第三寄生感應器之值。

本發明另外包括具有第一輸入口、第二輸入口、及耦合口之單向耦合器。單向耦合器包含：第一傳導線，延伸在第一和第二輸入口之間；第二傳導線，延伸在耦合口和電阻器的第一終端之間；第一分流開關，耦合於第一輸入口和耦合口之間；第二分流開關，耦合於電阻器的第一終端和第二終端之間；及第三分流開關，耦合於第三輸入口和大地電位之間。

在本發明的一實施例中，單向耦合器耦合於 RFID 讀取器的傳輸和接收鏈，及當啓動時，分流開關使單向耦合

(59)

器可變成有關來自傳輸鏈的四分之一波長變換器及為與 RFID 讀取器有關的天線所接收之信號提供直接通路以到達接收鏈。

【圖式簡單說明】

圖 1A 為根據本發明的一實施例之 RFID 讀取器的方塊圖。

圖 1B 為能夠用於操作 RFID 讀取器的電腦系統之方塊圖。

圖 2 為用於根據本發明的一實施例之 RFID 讀取器的頻率合成器之概要方塊圖。

圖 3 為使用可控制的衰減器和過濾的控制電壓之習知技術 RF 發送器的方塊圖。

圖 5 為用於根據本發明的一實施例之 RFID 讀取器的調變器之方塊圖。

圖 6 為根據本發明的一實施例之調變器中的線性功率放大器之方塊圖。

圖 7 為與習知功率放大器一起建立的功率放大電路之電路概要圖。

圖 8 為功率放大電路的輸出功率 vs 參考輸入電壓圖。

圖 9 為功率放大電路的輸出光譜圖。

圖 10 為量測的功率電晶體集極電流 vs 功率放大器中的參考電流圖。

(60)

圖 11 為對數參考比例尺之量測的功率電晶體集極電流 vs 功率放大器中的參考電流圖。

圖 12 為根據本發明的一實施例之線性功率放大器調變器的電路概要圖。

圖 13 為根據本發明的一實施例之線性功率放大器調變器的控制電壓和電流圖。

圖 14 為根據本發明的一實施例之線性功率放大器調變器的示範性輸出光譜圖。

圖 15A 及 15B 為根據本發明的一實施例之 RFID 讀取器中的單向耦合器之電路概要圖。

圖 16A 及 16B 為根據本發明的一實施例之 RFID 讀取器中的天線選擇模組之電路概要圖。

圖 16C 為根據本發明的一實施例之天線選擇模組中的開關元件之電路概要圖。

圖 16D 為根據本發明的一實施例之組件值的天線選擇模組之電路概要圖。

圖 16E 為根據本發明的另一實施例之天線選擇模組中的開關元件之電路概要圖。

圖 17 為根據本發明的一實施例之 RFID 讀取器中的 IRM 通路之方塊圖。

圖 18 為根據本發明的一實施例之 IRM 通路中的全通濾波器之電路概要圖。

圖 19A 及 19B 為根據本發明的一實施例之 IRM 通路的模擬和量測的相位及頻率反應之標繪圖。

(61)

圖 19C 及 19D 為根據本發明的一實施例之 IRM 通路的模擬和量測的相位及頻率反應之不同標繪圖。

圖 20 為根據本發明的一實施例之 RFID 讀取器中的各種信號之時序圖。

【主要元件符號說明】

100	讀取器
102	晶體振盪器
104	頻率合成器
106	局部振盪器緩衝放大器
108	分裂器
110	傳輸鏈
112	輸出功率控制模組
114	調變器
116	功率偵測器
118	衰減驅動器
120	單向耦合器
122	天線選擇模組
124	天線
130	接收鏈
132	分裂器
134	90°混成
136	影像拒絕混頻器通路
138	頻移鍵控接收器

(62)

140	I 分支
141	混頻器
142	第一低通濾波器
144	基帶增益放大器
146	第二低通濾波器
148	類比數位轉換器
150	Q 分支
151	混頻器
152	第一低通濾波器
154	基帶增益放大器
156	第二低通濾波器
158	類比數位轉換器
162	PC 卡介面
164	控制器
166	分頻器
170	移相器
172	濾波器
174	數位類比轉換器
176	數位類比轉換器
180	電腦系統
182	中央處理單元
184	記憶體單元
186	PC 卡擴充槽
188	使用者介面

(63)

190	顯示裝置
192	匯流排
194	PCMCIA 匯流排
202	電壓控制振盪器
204	迴路濾波器
206	相位偵測器
212	分頻器
214	分頻器
300	發送器
301	傳輸信號通路
310	開關衰減器
320	功率放大器
400	發送器
410	衰減器
420	濾波器
430	控制器
440	功率放大器
510	線性功率放大器
512	偏壓控制口
514	信號輸入
516	偏壓控制模組
520	脈衝整型濾波器
522	斜坡產生器
524	低通濾波器

(64)

530	前置放大器
610	偏壓控制模組
620	信號輸入模組
630	功率放大器
631	參考輸入
632	信號輸入
700	功率放大電路
710	功率放大器
1510	主線
1520	次要線
1530	分流開關元件
1540	分流開關元件
1550	分流開關元件
1610	開關元件
1611	二極體
1612	二極體
1621	電阻器
1622	電阻器
1631	反相器
1632	反相器
1641	電容器
1642	電容器
1651	感應器
1652	感應器

(65)

1661	LRC 濾波器網路
1662	LRC 濾波器網路
1671	二極體
1672	二極體
1710	第一緩衝放大器
1711	電晶體
1720	第二緩衝放大器
1721	電晶體
1730	第一全通濾波器
1731	操作型放大器
1740	第二全通濾波器
1741	操作型放大器
1750	加法器
1751	操作型放大器
1760	低通濾波器
1761	操作型放大器
R a	電阻器
R b	電阻器
R c	電阻器

五、中文發明摘要

發明之名稱：多協定射頻識別讀取器

本發明揭示一經由個人電腦可存取的 RFID 讀取器，包括皆根據來自晶體振盪器的時脈信號操作之 PC 卡介面及控制器。RFID 讀取器另外包括在傳輸通路中的線性功率放大器調變器、能夠解調來自 RFID 標籤的 EPCglobal class_1 及 Class_0 信號之接收鏈，及用以選擇傳輸或接收 RF 信號的複數天線其中之一的整合式開關裝置。

六、英文發明摘要

發明之名稱：**MULTIPROTOCOL RFID READER**

An RFID reader accessible thorough a personal computer and includes a PC card interface and a controller both operating according to clock signals from a crystal oscillator. The RFID reader further includes a linearized power amplifier modulator in a transmit path, a receive chain capable of demodulating EPCglobal Class_1 and Class_0 signals from RFID tags, and an integrated switching device for selecting one of a plurality of antenna for transmitting or receiving RF signals.

(1)

十、申請專利範圍

1.一種經由電腦系統可存取的（射頻識別）RFID讀取器，用以詢問至少一RFID標籤，包含：

頻率合成器，被配置成產生連續波信號；

控制器，經由PC卡介面耦合於電腦系統及被配置成產生複數控制信號；

傳輸鏈，被配置成根據控制信號中的至少一控制信號從連續波信號的第一部分形成傳輸信號；及

接收鏈，被配置成依據來自RFID標籤的接收信號和連續波信號的第二部分形成用以析取與RFID標籤相關的資訊之複數信號；

其中頻率合成器、控制器、傳輸鏈、及接收鏈被相互耦合在一適用於插入電腦系統的PCMCIA插槽中之外殼內。

2.根據申請專利範圍第1項之讀取器，其中控制器和PC卡介面都依據產生連續波信號的頻率合成器所參考之晶體振盪器產生的時脈信號加以操作。

3.根據申請專利範圍第2項之讀取器，其中時脈信號的頻率是14.75 MHz或14.75 MHz的整數倍，讀取器另外包含耦合在晶體振盪器和控制器之間的分頻器。

4.根據申請專利範圍第1項之讀取器，其中傳輸鏈包含線性功率放大器調變器，其包含：

斜坡產生器，被配置成自控制器接收調變控制信號及依據調變控制信號產生斜坡信號；

(2)

電流反射鏡，耦合於斜坡產生器及被配置成依據斜坡信號產生參考電流；及

功率放大器，在偏壓輸入接收參考電流和在信號輸入接收至少一部分連續波信號及被配置成輸出傳輸信號。

5.根據申請專利範圍第 4 項之讀取器，其中控制信號包含階梯轉移，斜波信號包含每一個都在斜波時間週期斜立對應的階梯轉移之線性斜波。

6.根據申請專利範圍第 4 項之讀取器，其中斜波信號是電壓信號及參考電流與斜波信號成線性比例。

7.根據申請專利範圍第 6 項之讀取器，另外包含低通濾波器，其耦合於斜坡產生器的輸出及被配置成平順斜波信號。

8.根據申請專利範圍第 1 項之讀取器，另外包含開關裝置，其耦合於傳輸鏈及被配置成依據來自控制器的天線選擇控制信號連接複數天線中的至少一天線到傳輸鏈，開關裝置包含：

第一、第二、及第三濾波器網路，及

開關元件，耦合於控制器和在第一濾波器網路和第二和第三濾波器網路之間及被配置成連接第二或第三濾波器網路到第一濾波器網路；及

其中與開關元件有關的寄生組件和第一、第二、及第三濾波器網路被整合成一低通濾波器圓形結構。

9.根據申請專利範圍第 8 項之讀取器，其中第二和第三濾波器網路實際上相配，使得第二濾波器網路中的每一

(3)

組件與第三濾波器網路中的對應組件相配。

10. 根據申請專利範圍第 9 項之讀取器，其中第一、第二、及第三濾波器網路包含感應器和電容器，及其中第一、第二、及第三濾波器網路中之感應器和電容器的值被選定成說明開關元件中的寄生組件之值，使得開關裝置構成一低通濾波器原型結構。

11. 根據申請專利範圍第 1 項之讀取器，其中接收鏈產生至少一同相信號、至少一正交信號、及至少一頻移鍵控 (FSK) 信號。

12. 根據申請專利範圍第 11 項之讀取器，其中接收鏈包含：

同相解調器，被配置成產生至少一同相信號；

正交解調器，被配置成產生至少一正交信號；

影像拒絕混頻器 (IRM)，耦合於同相和正交解調器及被配置成抑制與 RF 信號有關的影像信號；及

頻移鍵控 (FSK) 接收器，耦合於 IRM 及被配置成產生至少一 FSK 信號。

13. 根據申請專利範圍第 12 項之讀取器，其中 IRM 和同相解調器共用第一混頻器，及 IRM 和正交解調器共用第二混頻器，IRM 另外包含：

第一全通濾波器，耦合於同相解調器及被配置成在來自同相解調器的第一中間頻率 (IF) 信號中產生第一相移；

第二全通濾波器，耦合於正交解調器及被配置成在來

(4)

自正交解調器的第二 IF 信號中產生第二相移；及

加法器，耦合於第一和第二全通濾波器網路及被配置成產生來自第一全通濾波器的第一 IF 信號和來自第二全通濾波器的第二 IF 信號之總和的輸出；及

其中每一第一和第二全通濾波器都包含具有相關組件的 op-amp，及其中在第一全通濾波器和第二全通濾波器中的組件值被選定成來自第一全通濾波器的第一 IF 信號和來自第二全通濾波器的第二 IF 信號之間的總相對相移是 90° 。

14. 根據申請專利範圍第 13 項之讀取器，另外包含低通濾波器結構，其中加法器整合在低通濾波器結構並且與低通濾波器結構共用至少一操作型放大器。

15. 根據申請專利範圍第 13 項之讀取器，另外包含插在 IRM 的特定位置之阻隔電容器，其中阻隔電容器的電容值被選定成 IRM 具有在預設 IF 頻率帶之下過濾頻率的高通功能。

16. 根據申請專利範圍第 1 項之讀取器，另外包含功率偵測器和輸出功率控制模組，功率偵測器耦合於傳輸和接收鏈及被配置成偵測接收鏈中的信號功率位準及提供反饋到傳輸鏈，輸出功率控制模組被配置成根據反饋調整傳輸信號中的功率位準。

17. 根據申請專利範圍第 16 項之讀取器，其中功率偵測器產生額外信號指出可能的天線錯誤。

18. 一種用以詢問 RFID 標籤之方法，包含：

(5)

產生時脈信號；

參考時脈信號產生連續波信號；

產生複數控制信號；

透過依據時脈信號操作的 PC 卡介面控制控制信號的產生；及

根據複數控制信號中的其中一控制信號調變連續波信號。

19.根據申請專利範圍第 18 項之方法，另外包含：

根據含階梯轉移的控制信號其中之一產生斜坡信號，斜坡信號包含每一個都對應於控制信號中的階梯轉移之線性斜坡；

使用電流反射鏡根據斜坡信號產生參考電流信號；

供應參考電流信號到接收一部分連續波信號之功率放大器；及

使用功率放大器根據參考電流信號調變連續波信號。

20.根據申請專利範圍第 19 項之方法，其中參考電流信號與斜坡信號成線性比例。

21.根據申請專利範圍第 18 項之方法，另外包含：

自 RFID 標籤接收 RF 信號；

解調 RF 信號以產生至少一同相信號、至少一正交信號、及至少一 FSK 信號；及

選擇至少一同相信號、至少一正交信號、或至少一 FSK 信號自 RFID 標籤引導出含在 RF 信號中的資訊。

圖1A

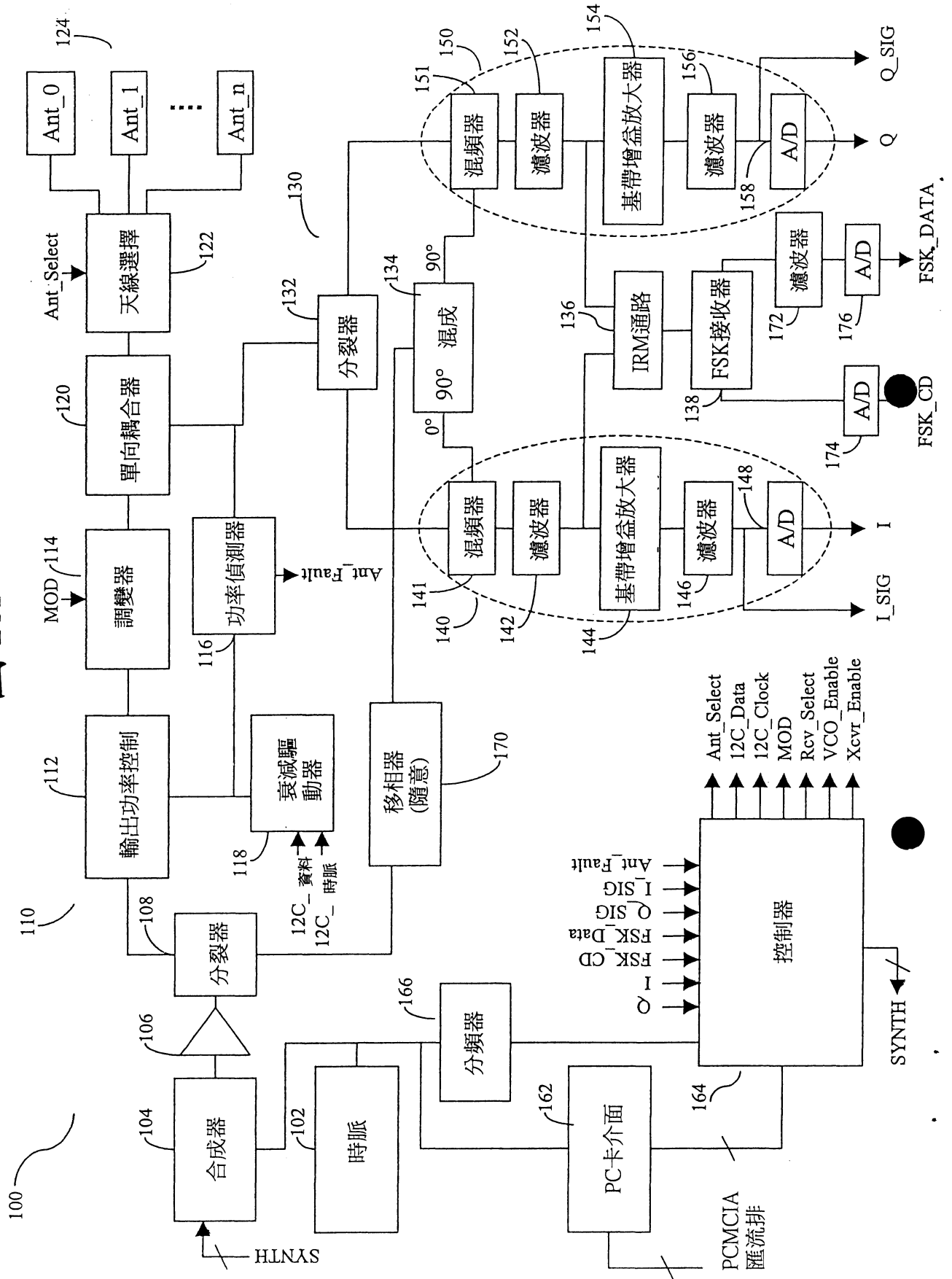


圖1B

180

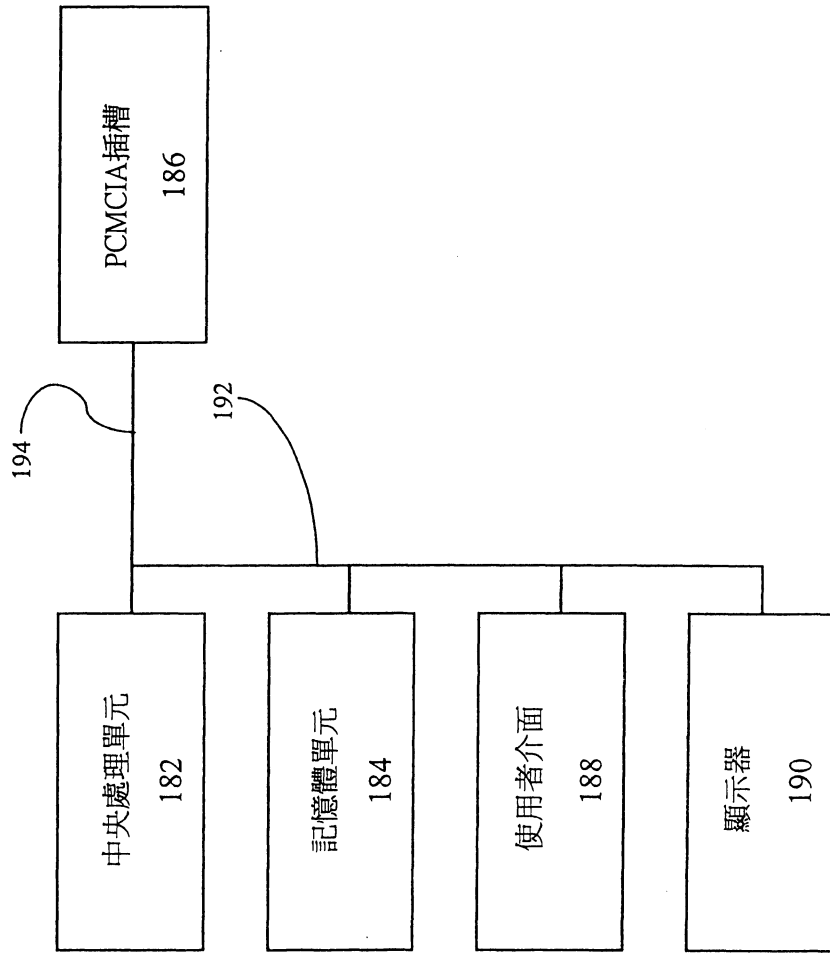


圖2

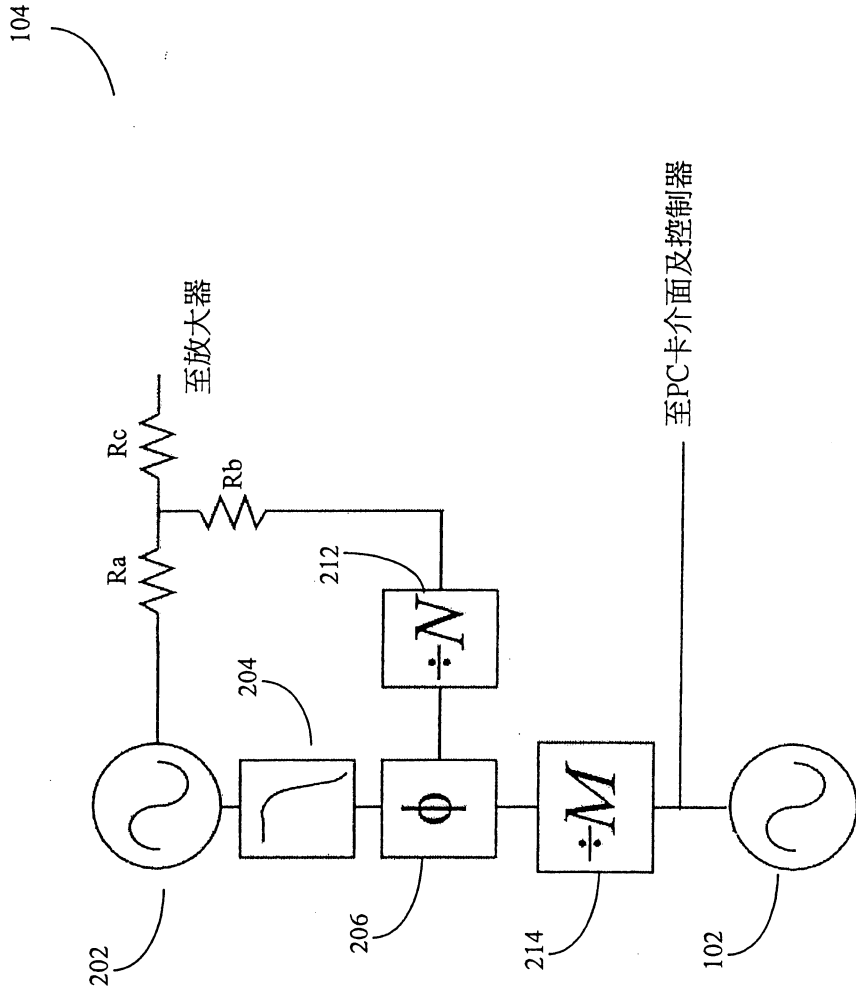


圖3

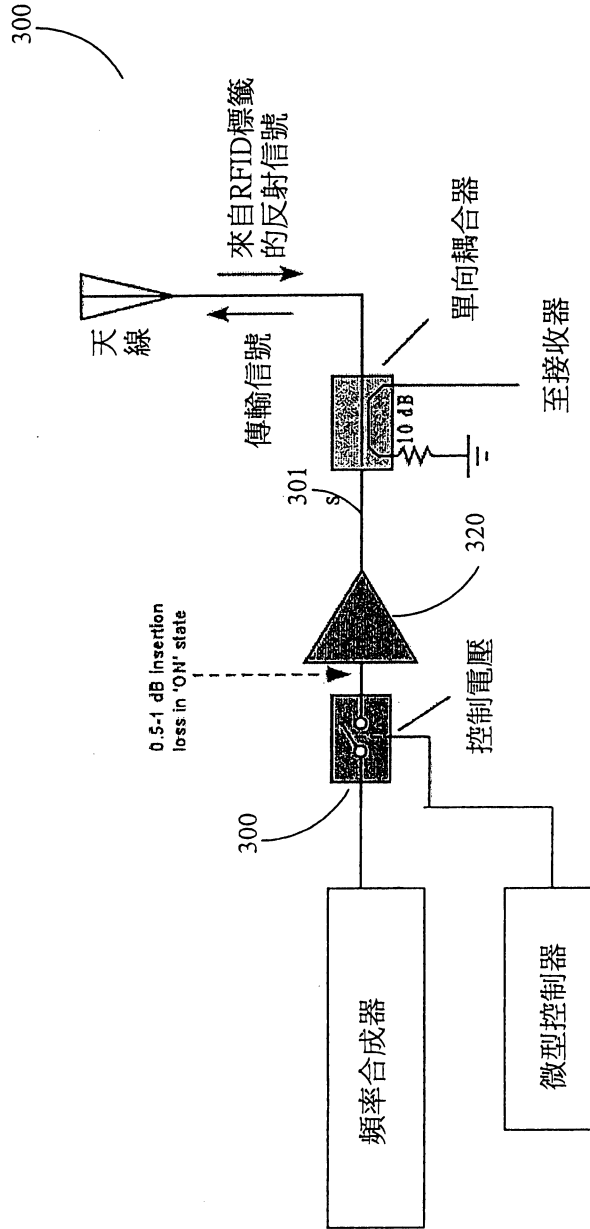


圖4

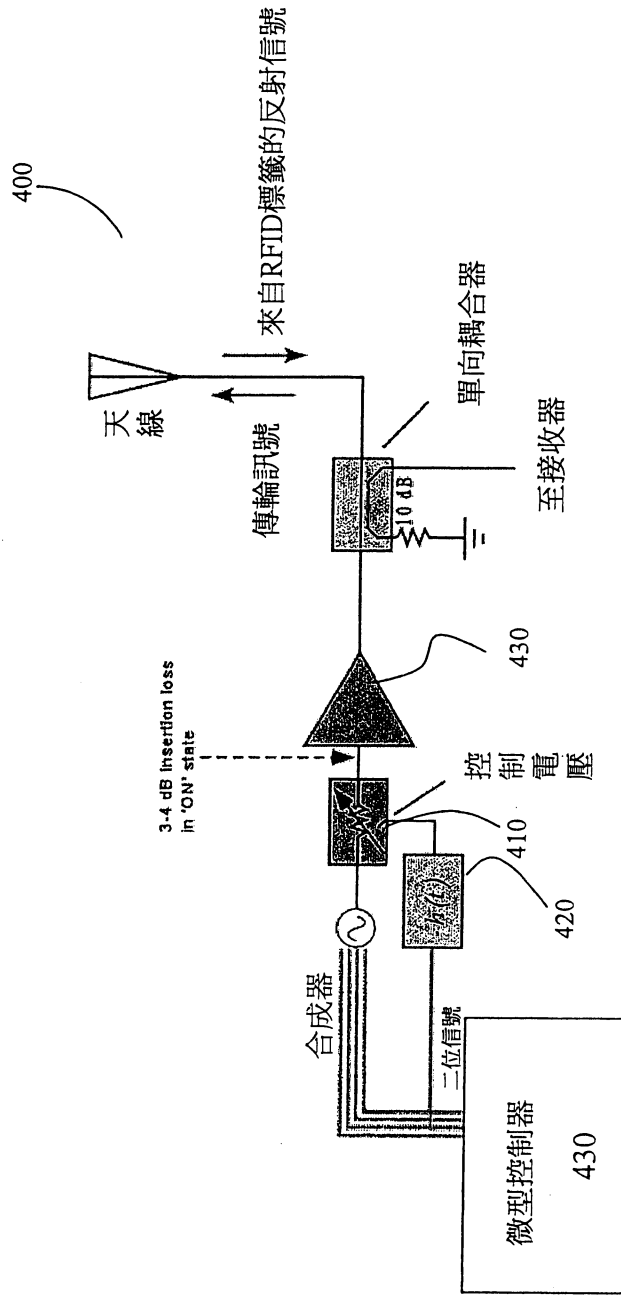


圖5

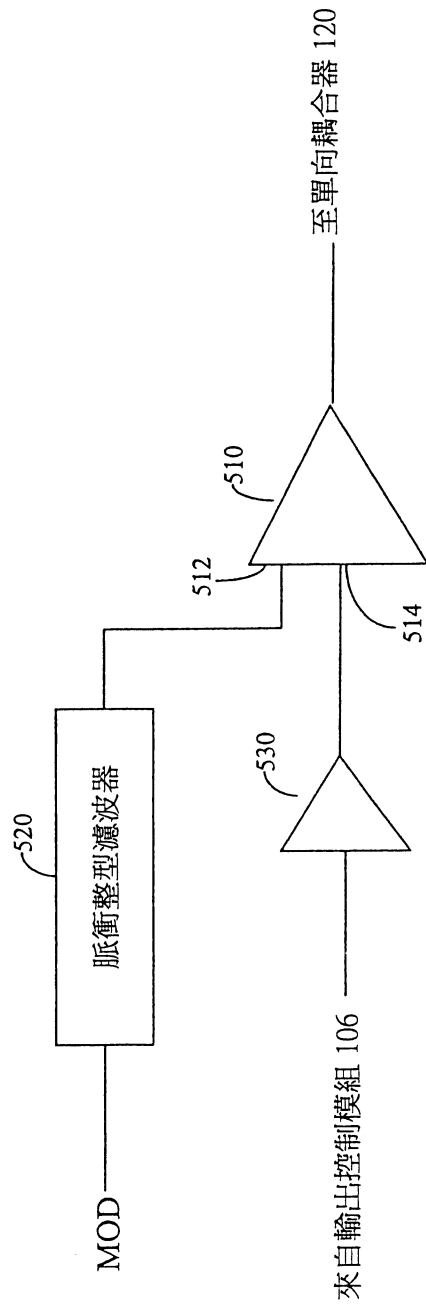


圖6

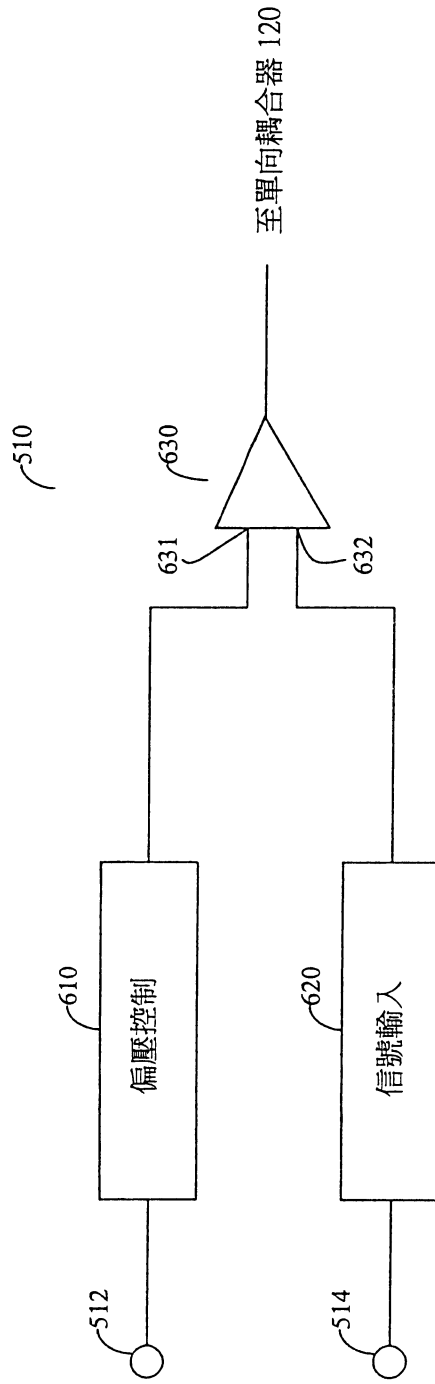


圖7

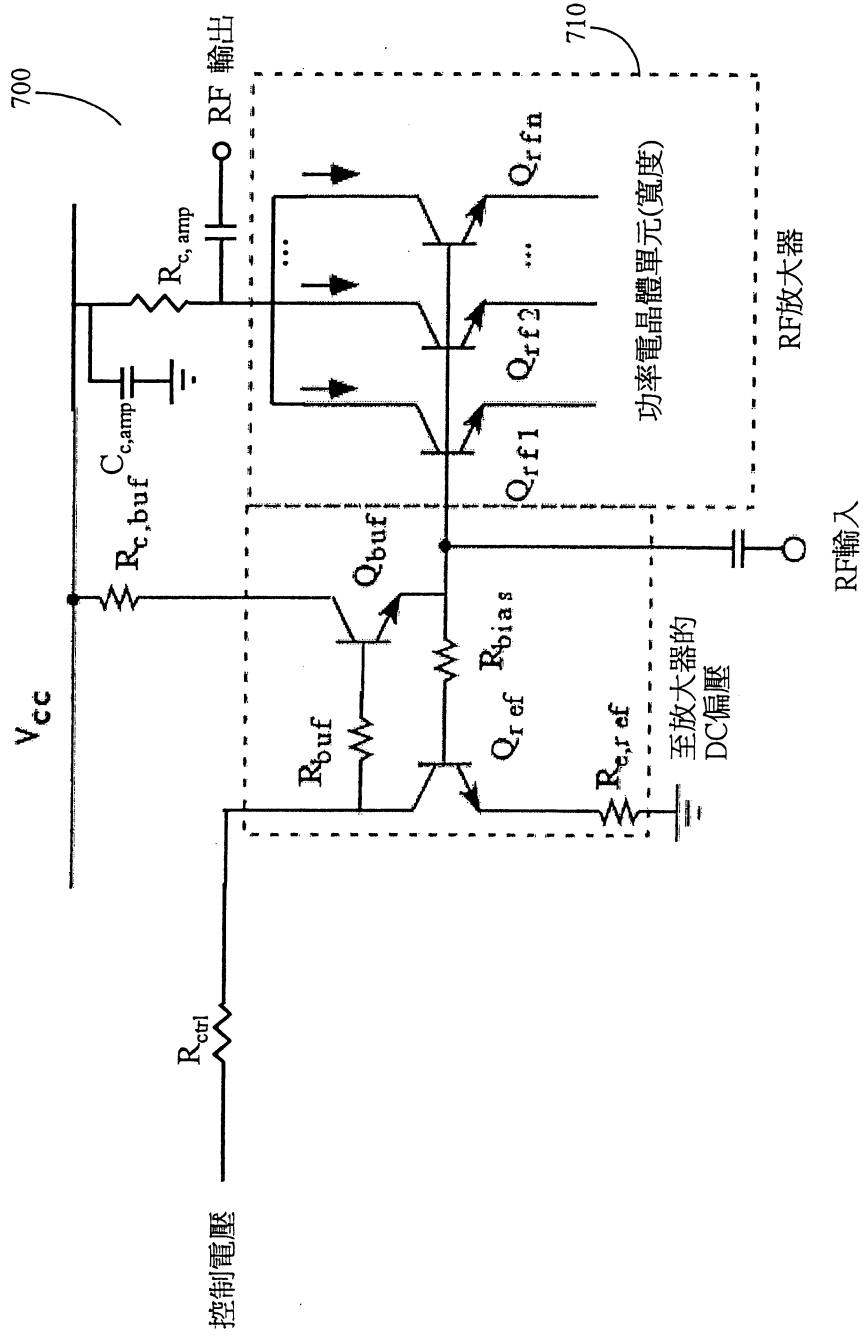


圖8

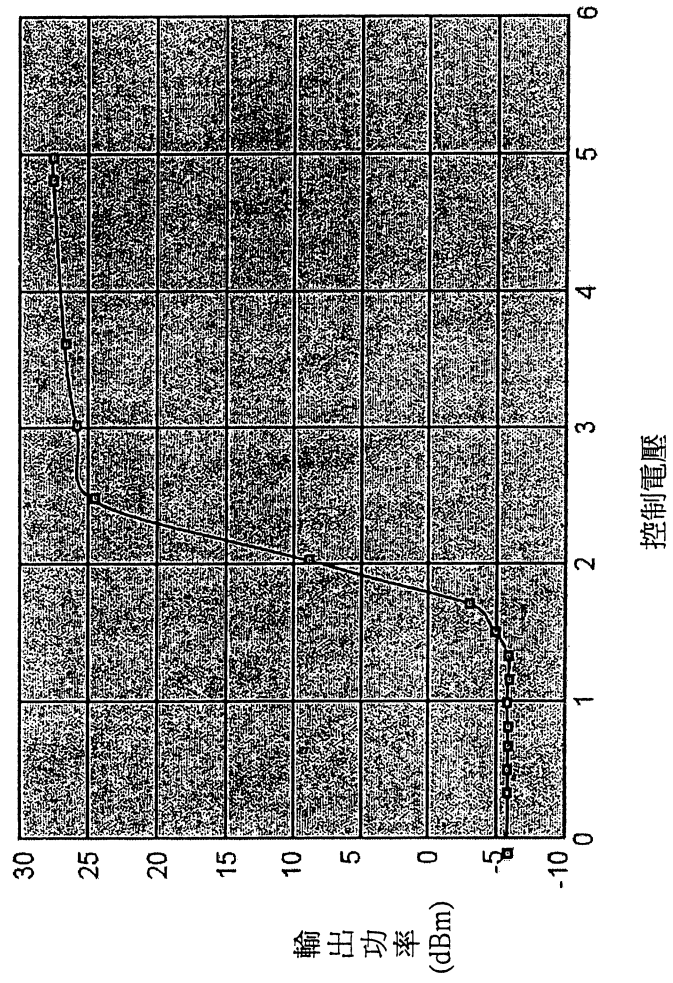


圖9

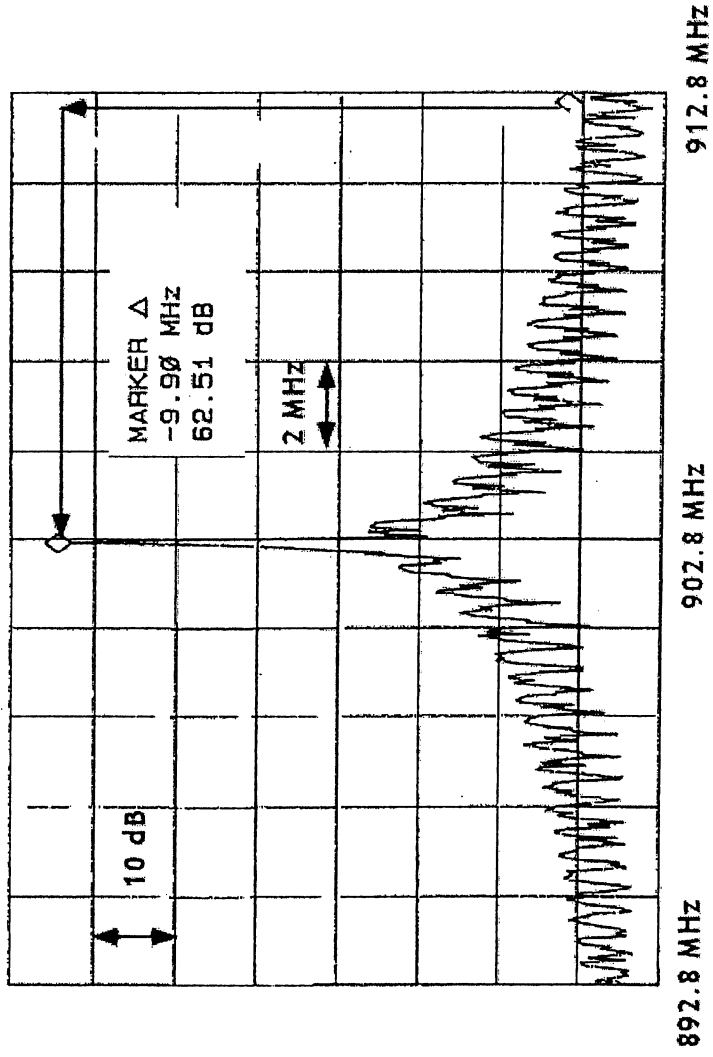


圖10

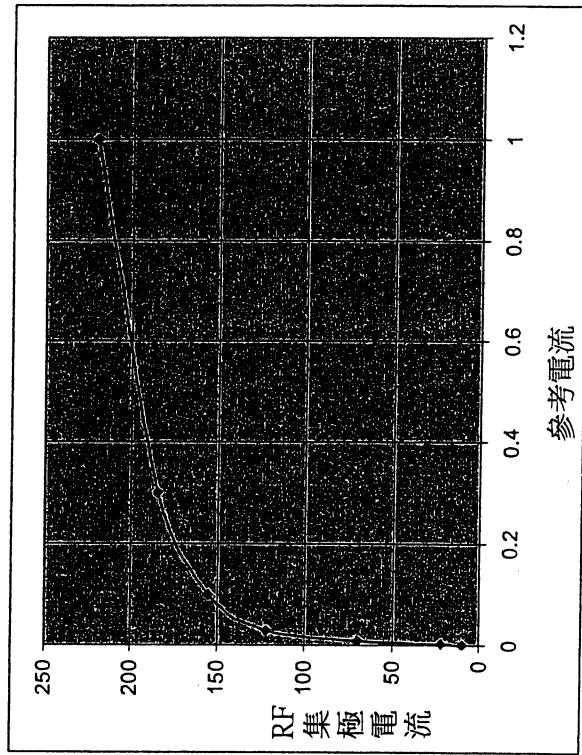


圖11

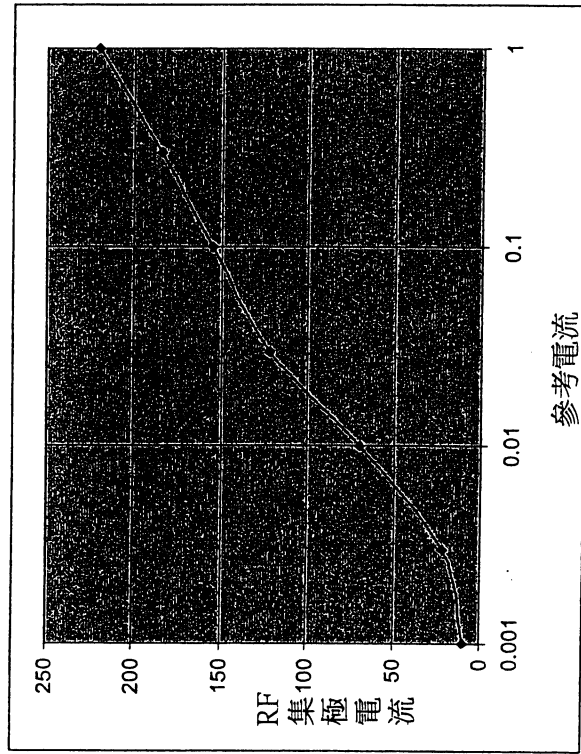


圖12

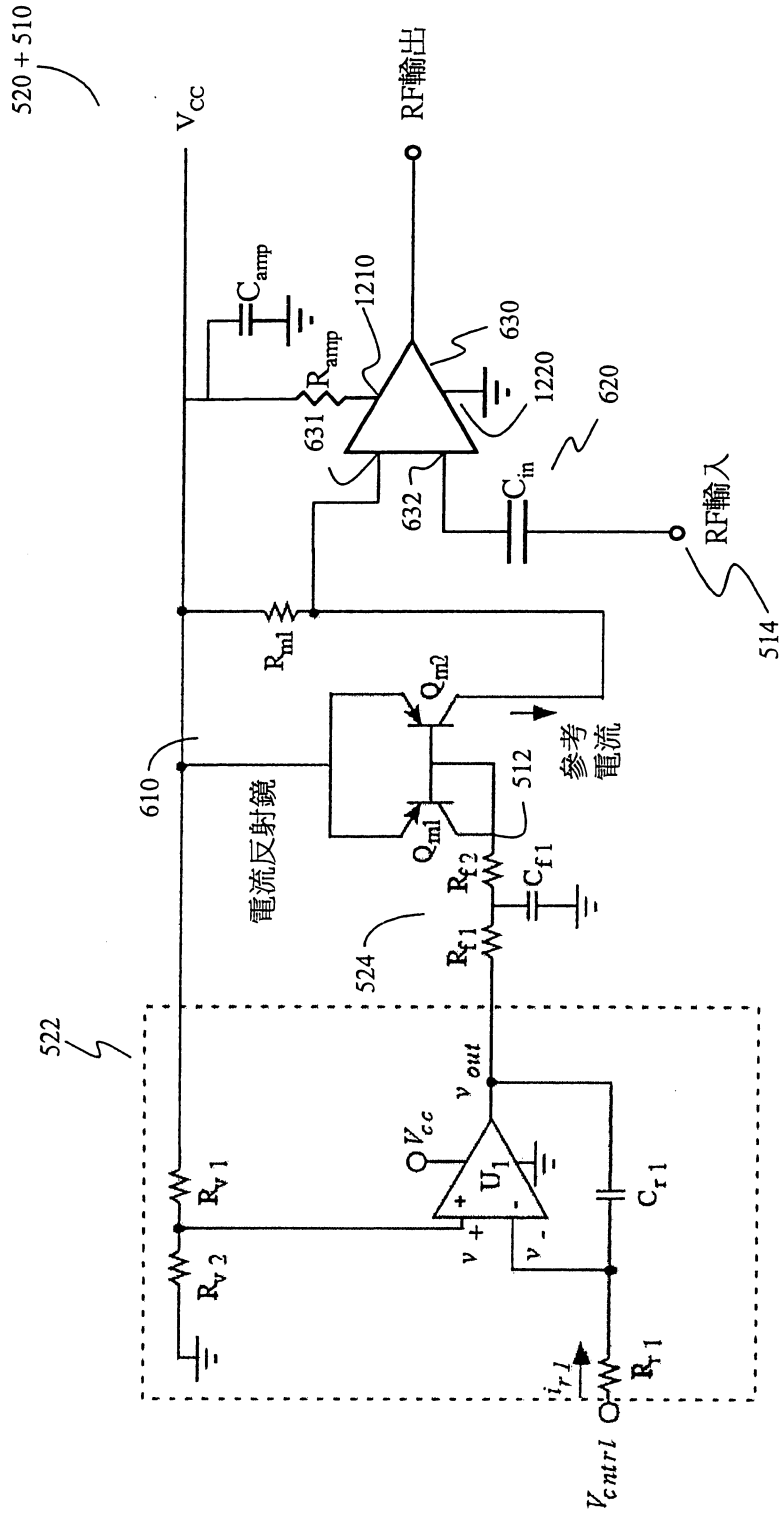


圖13

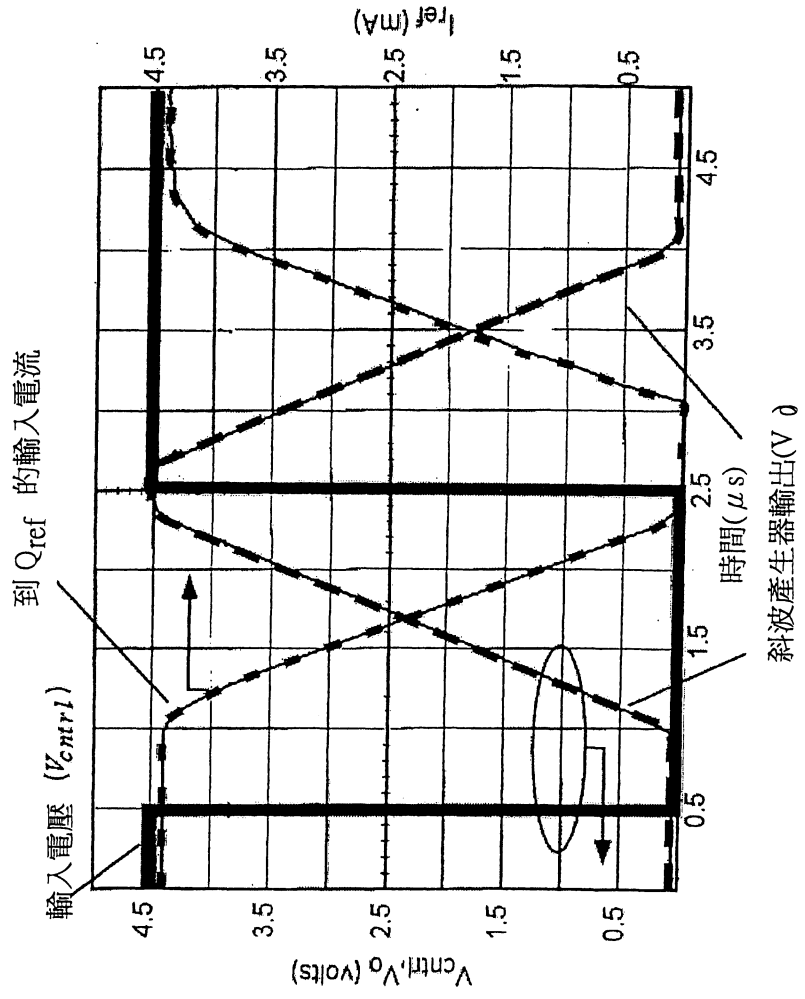


圖14

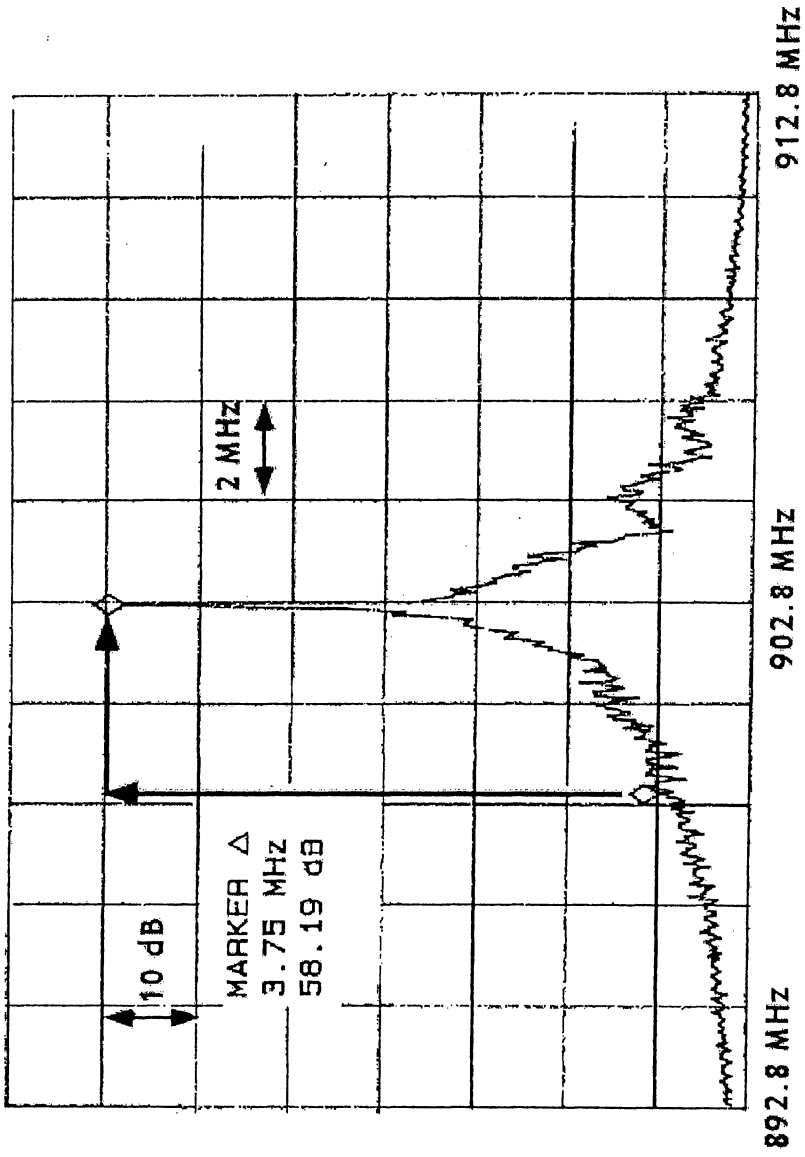


圖15B

圖15A

TRANSMIT 模式

LISTEN 模式

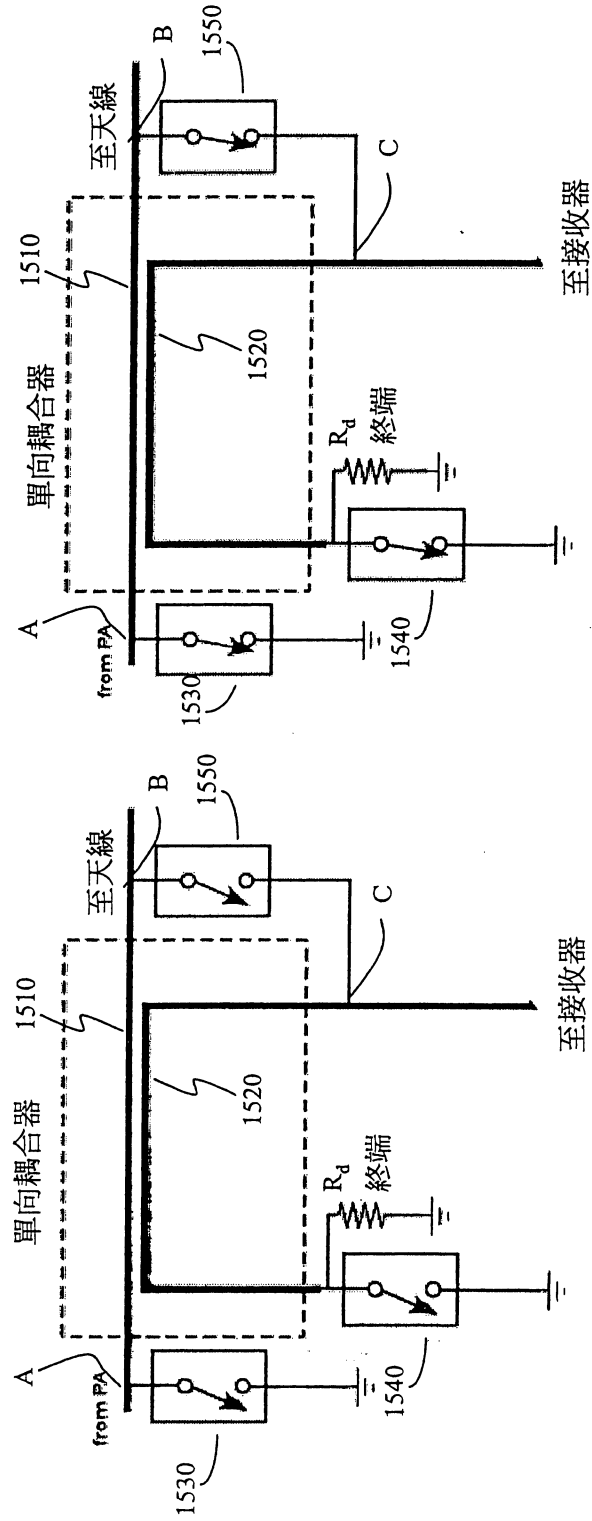


圖16A

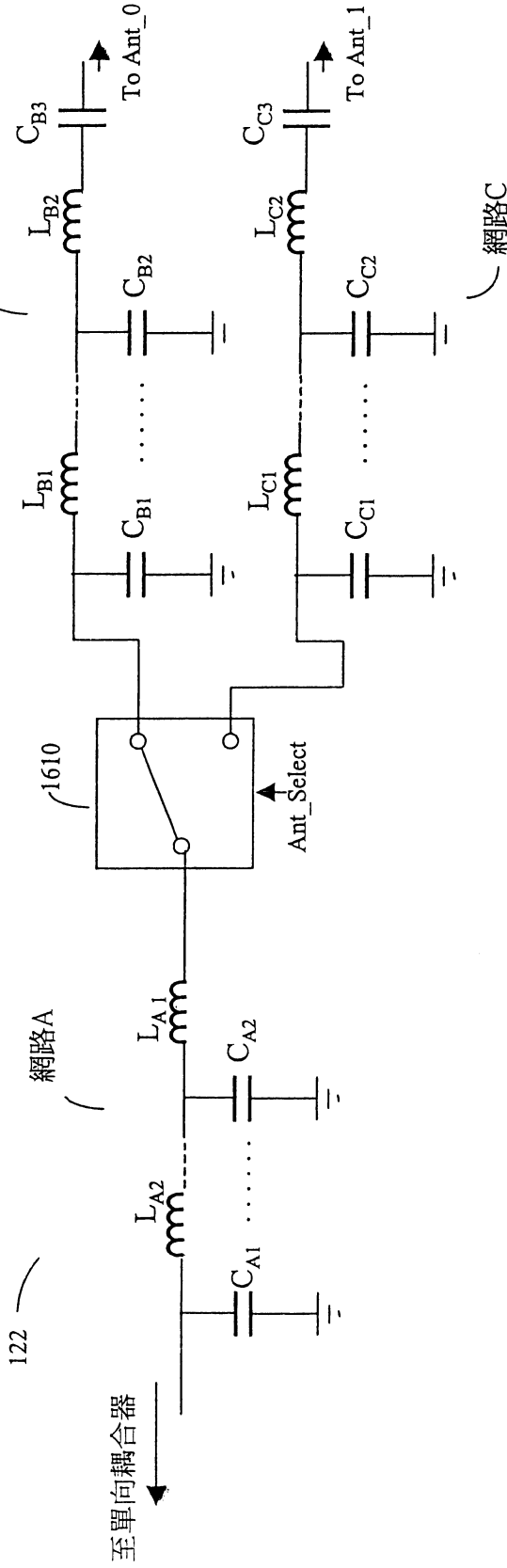


圖16B

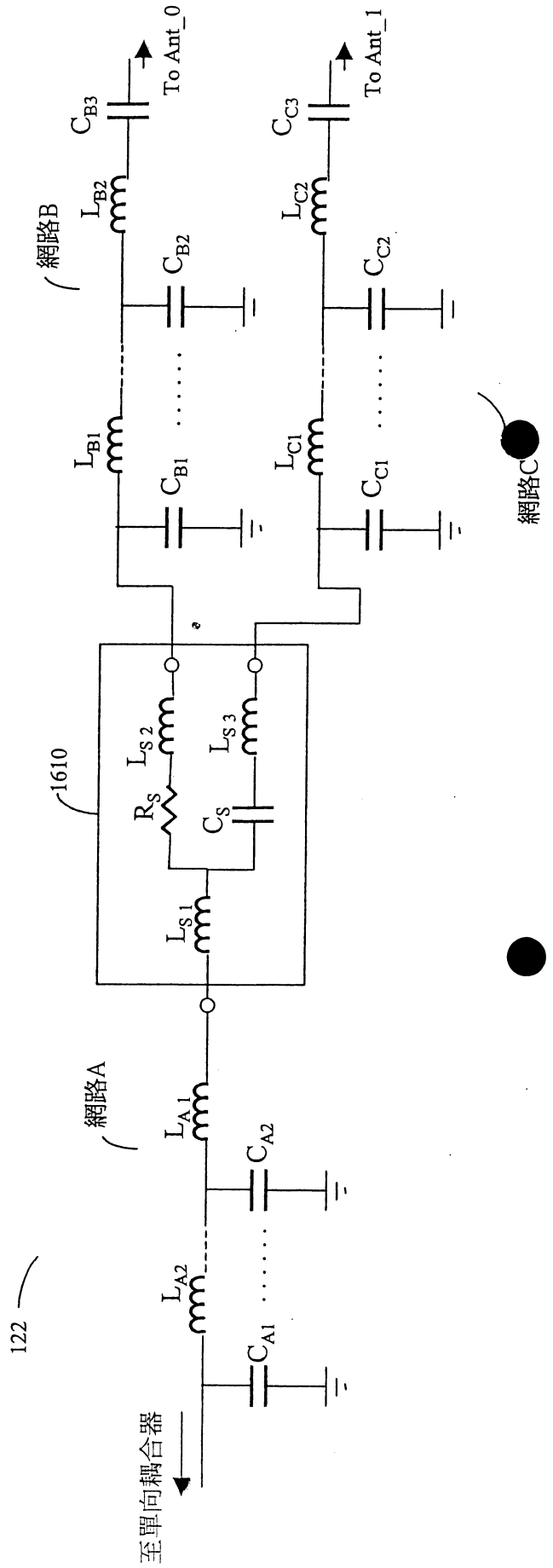


圖16C

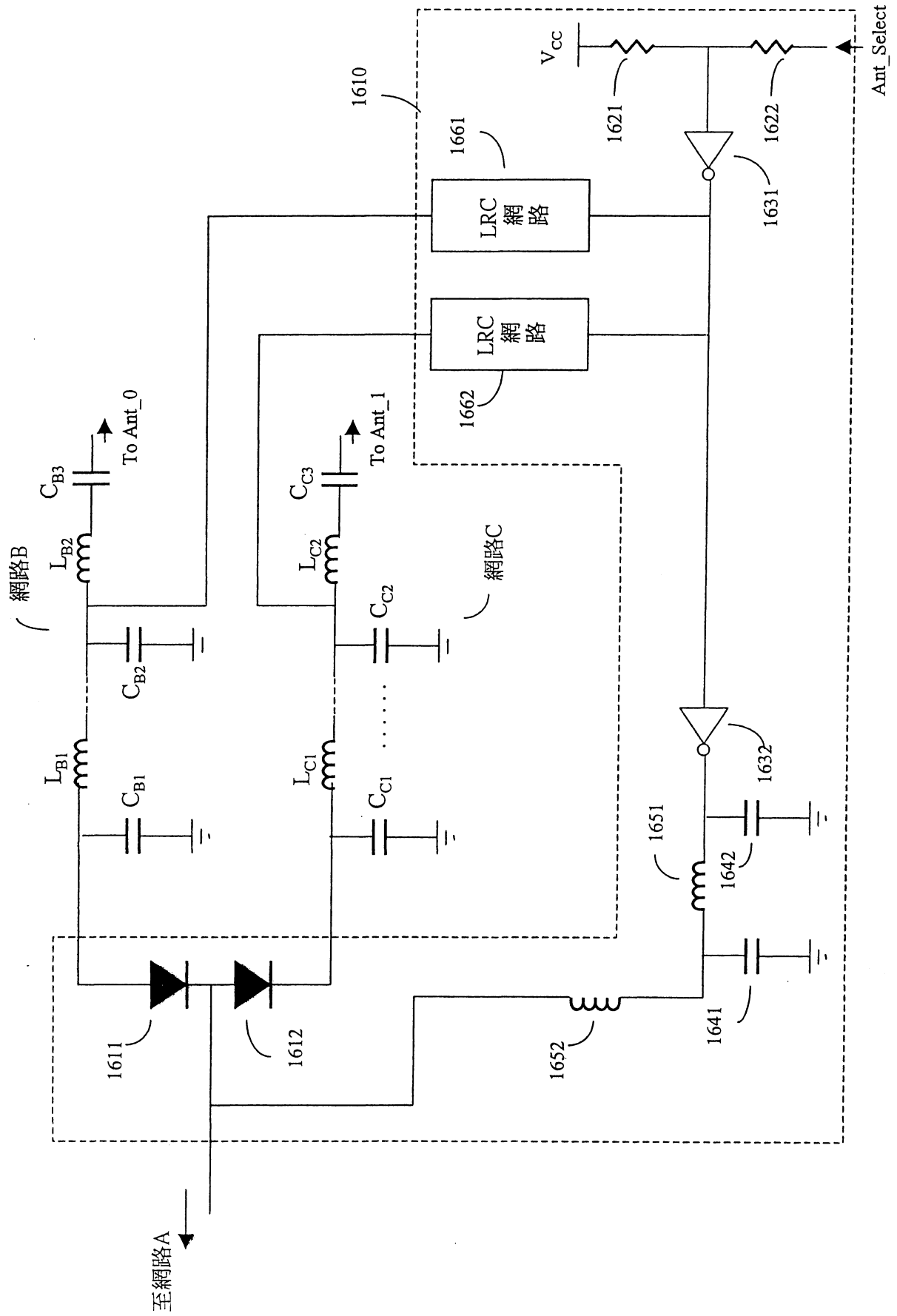


圖 16D

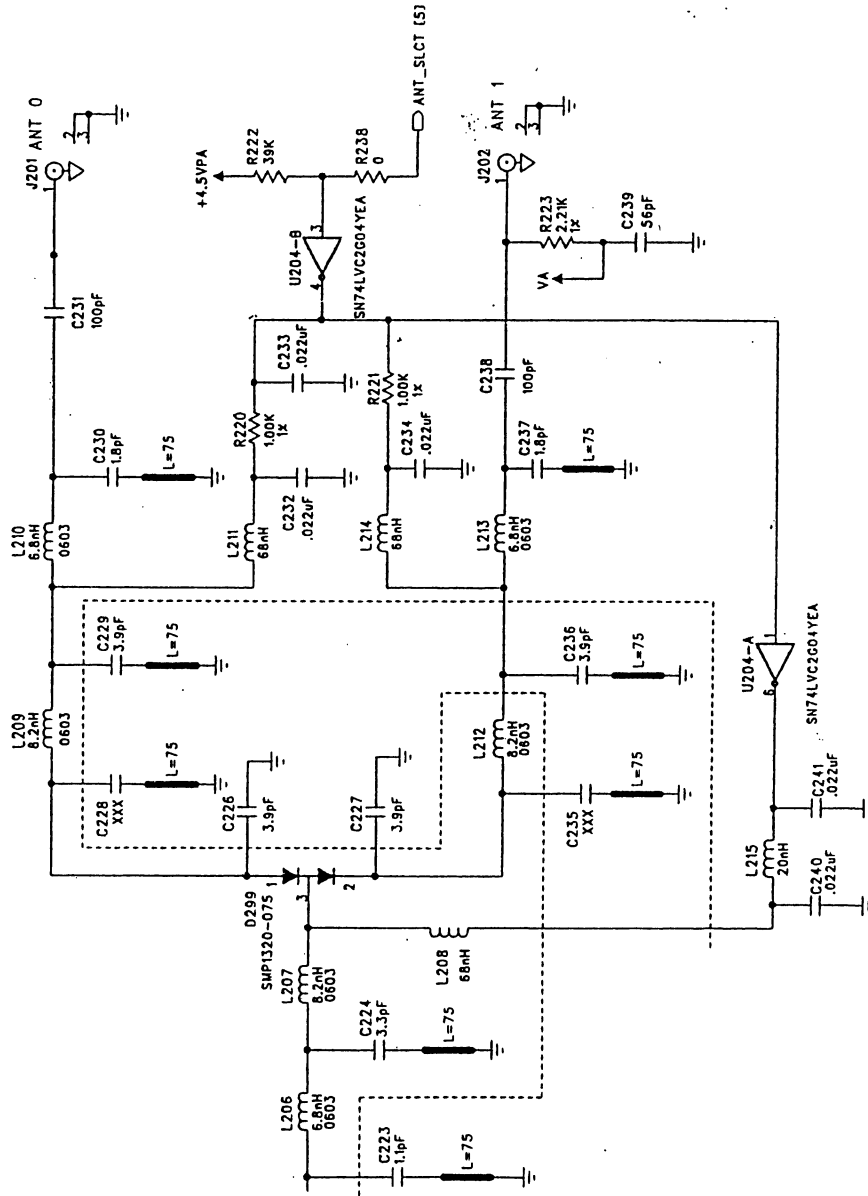


圖16E

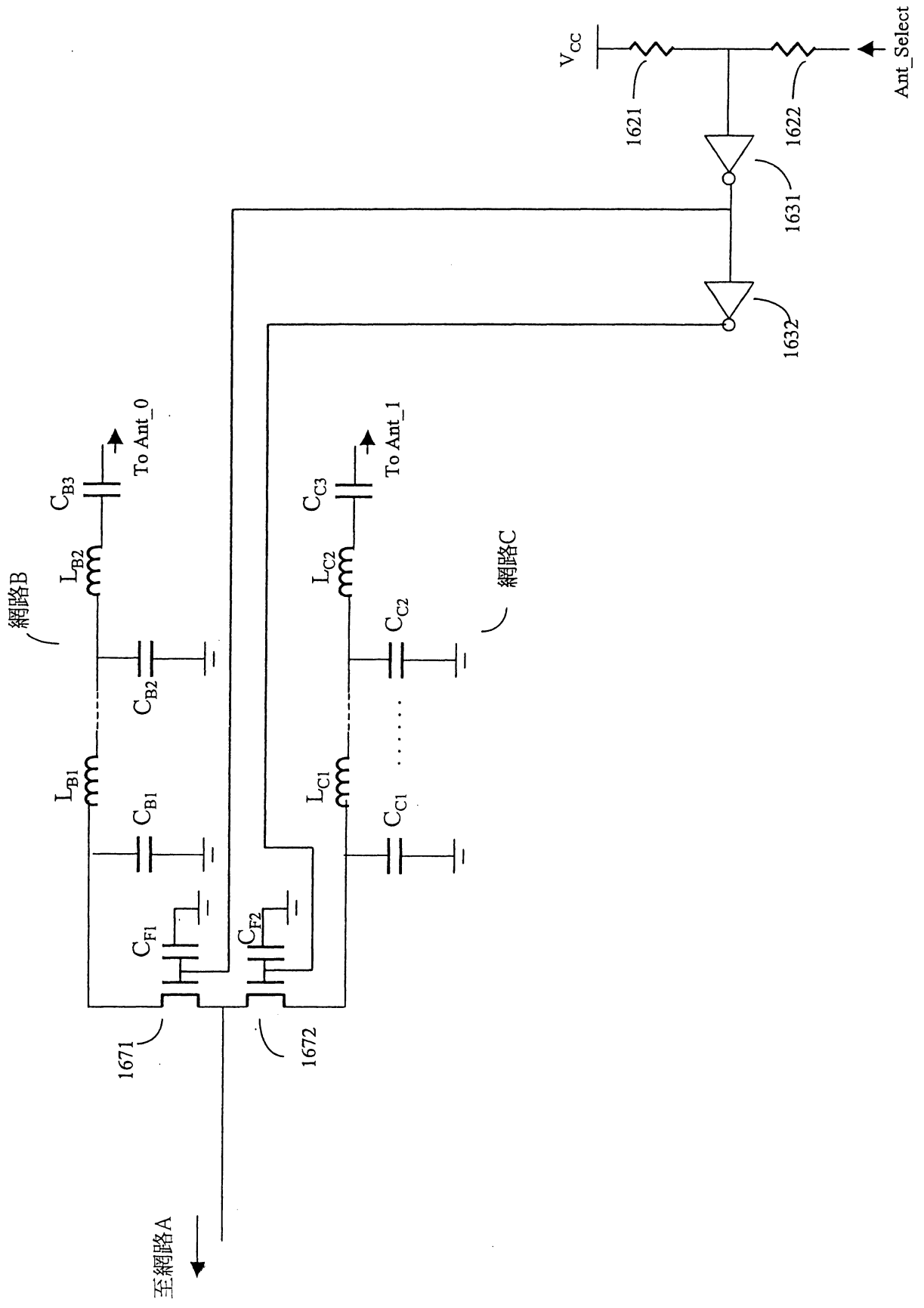


圖17

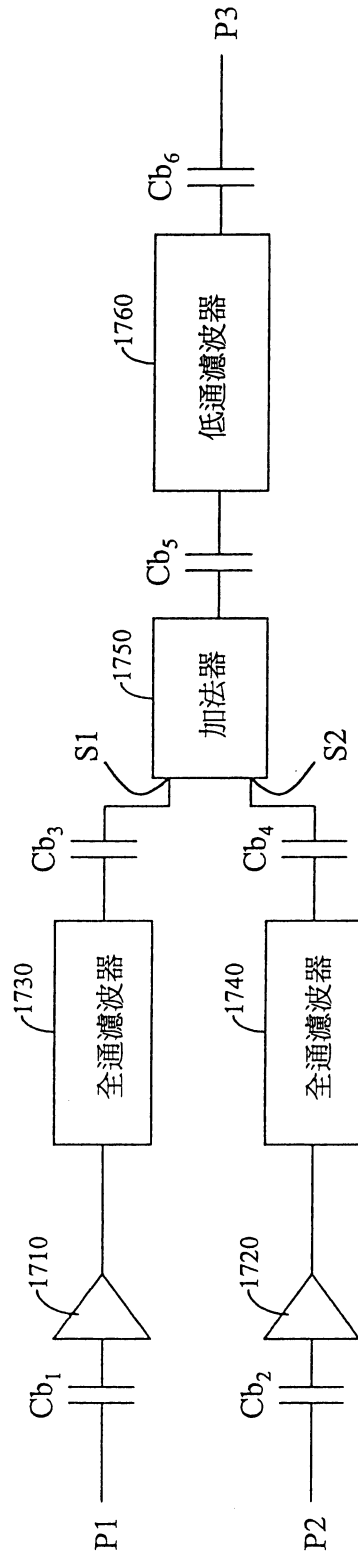


圖18

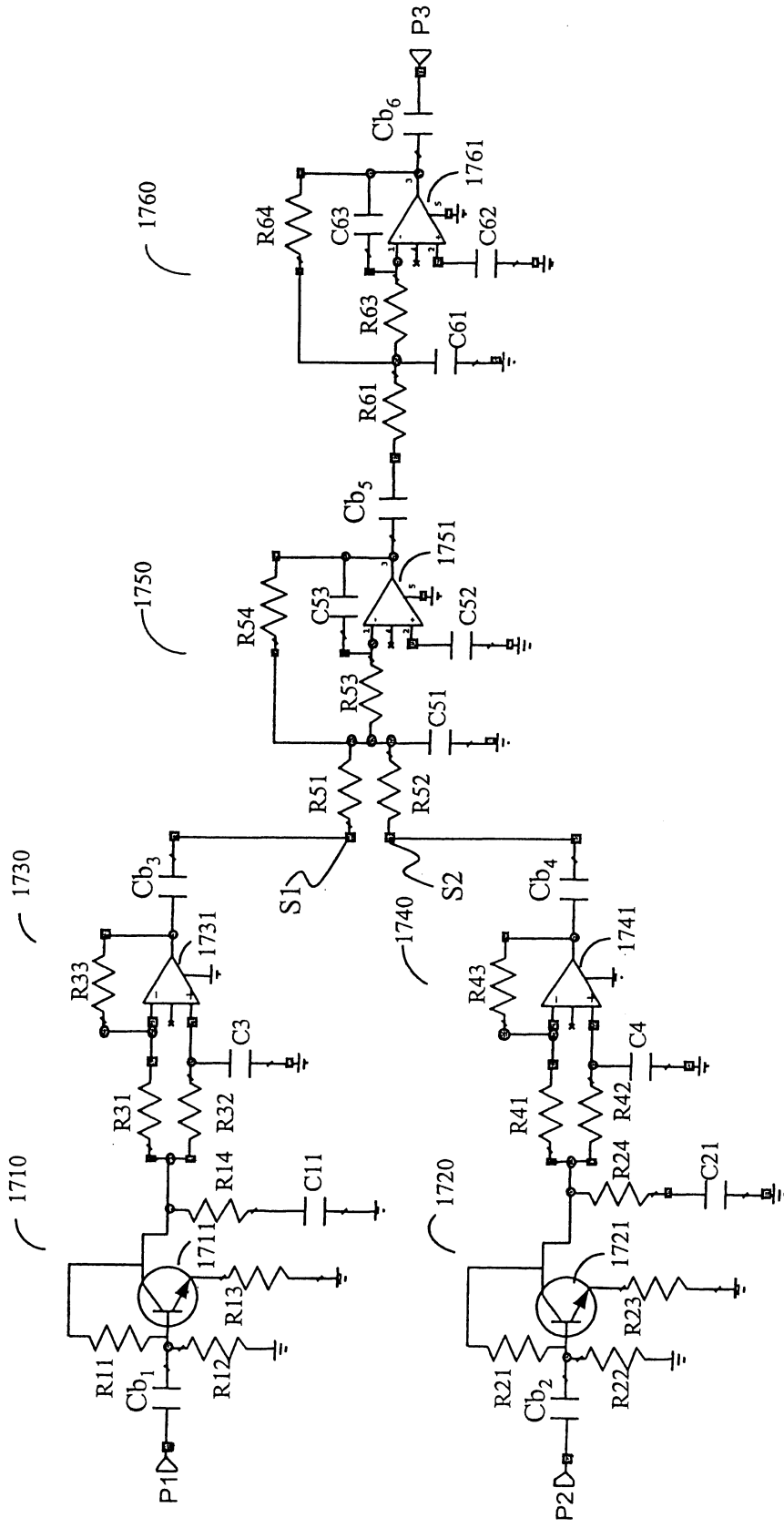
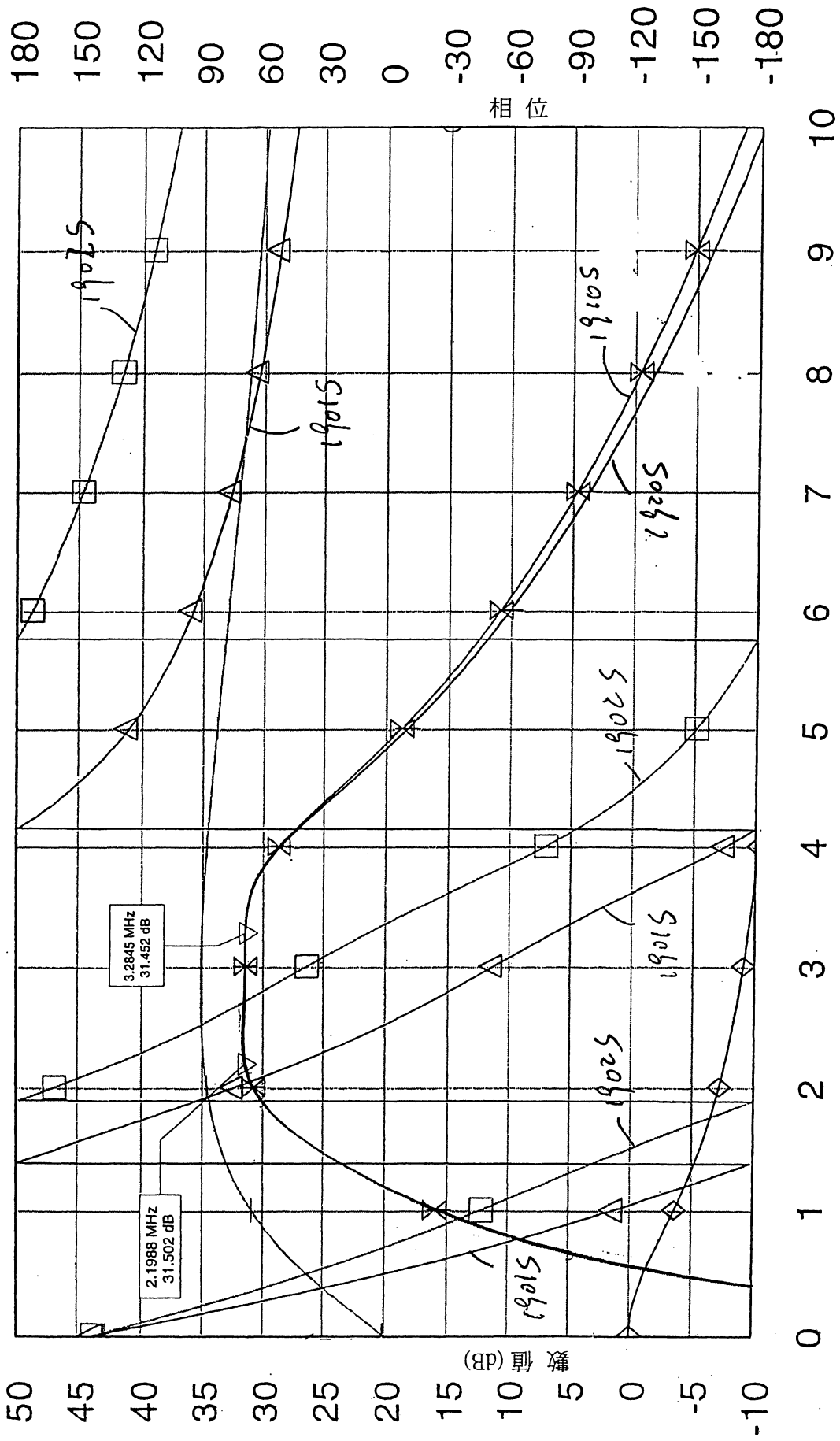


圖19A



頻率 (MHz)

圖 19B

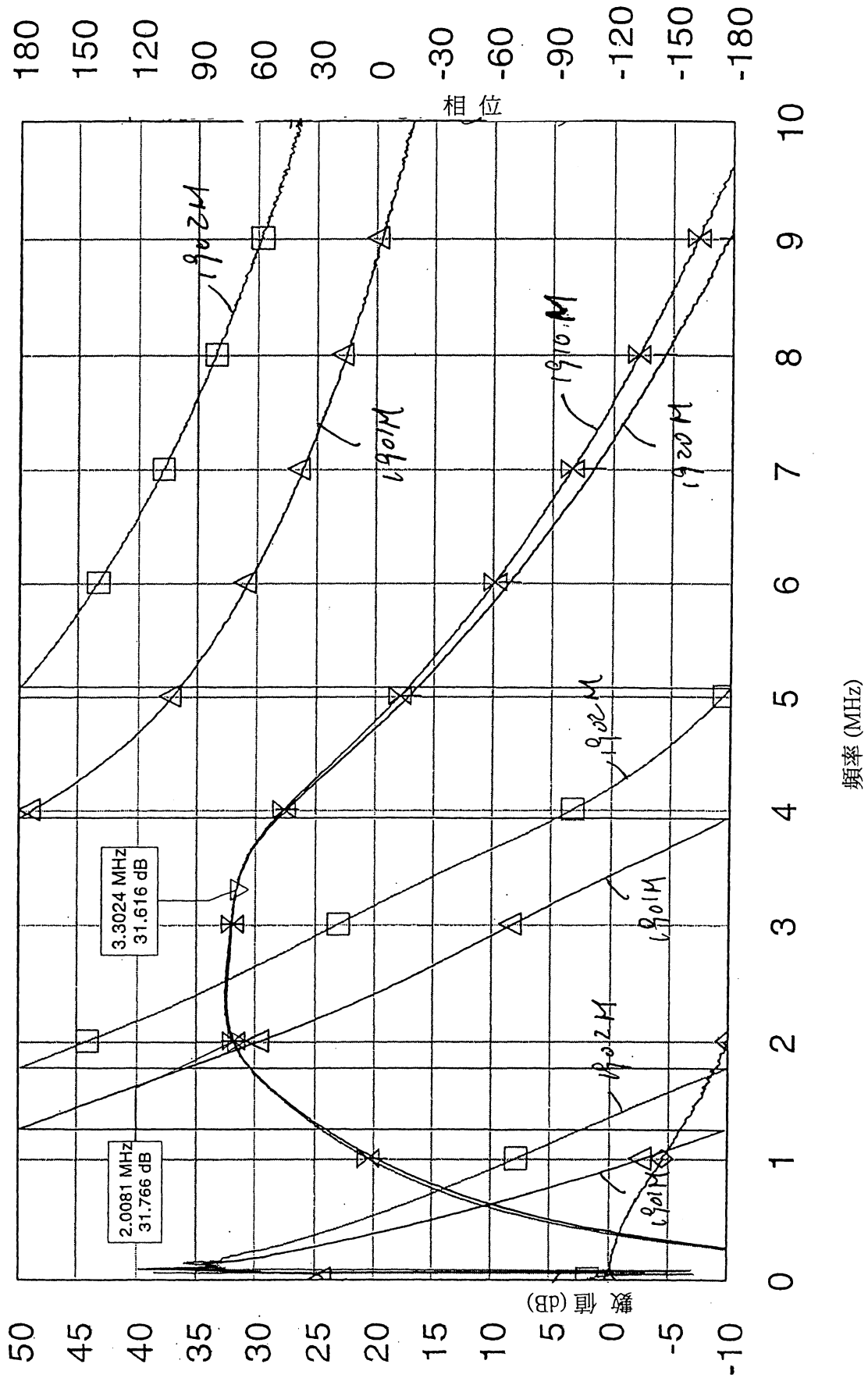


圖19C

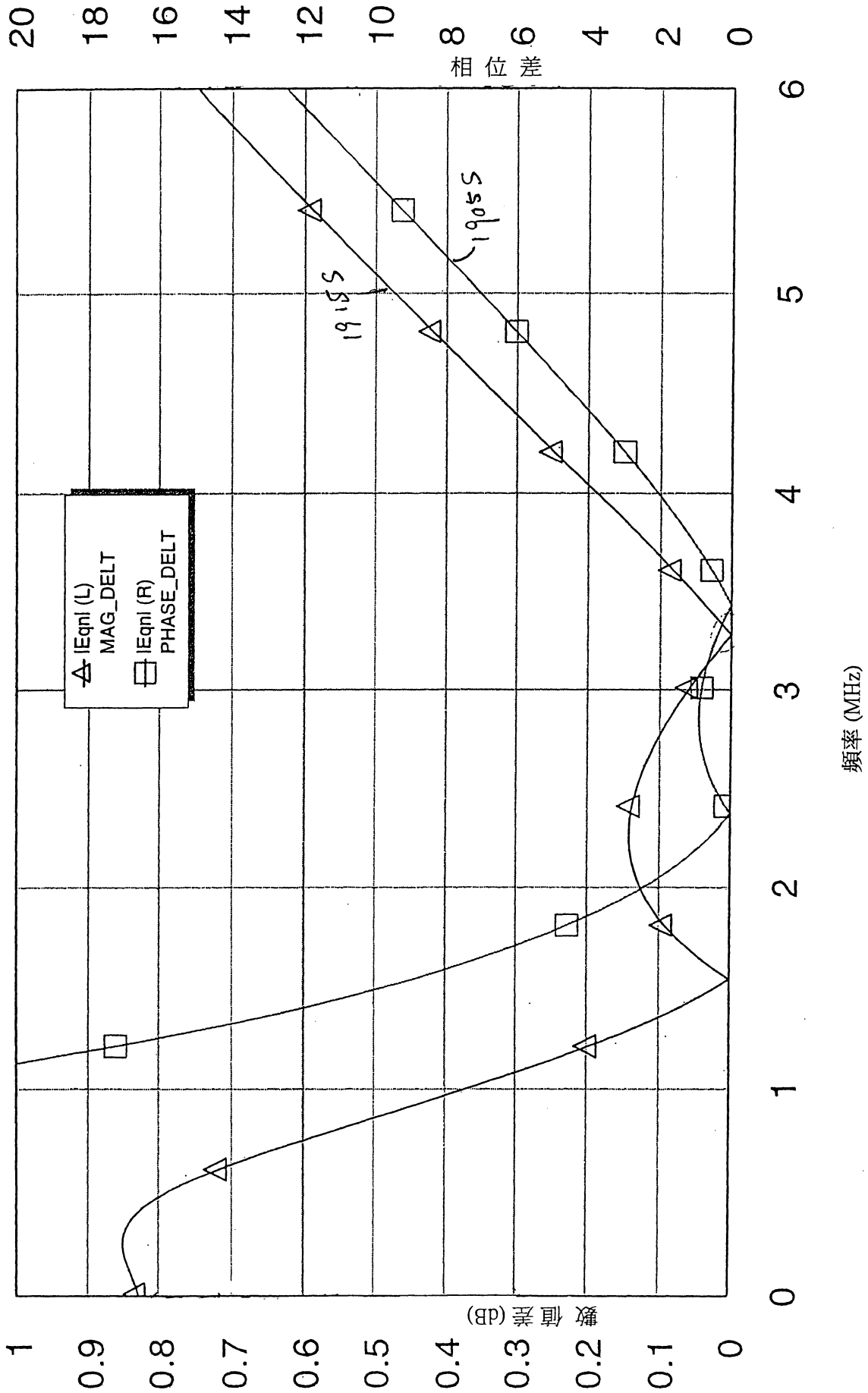


圖19D

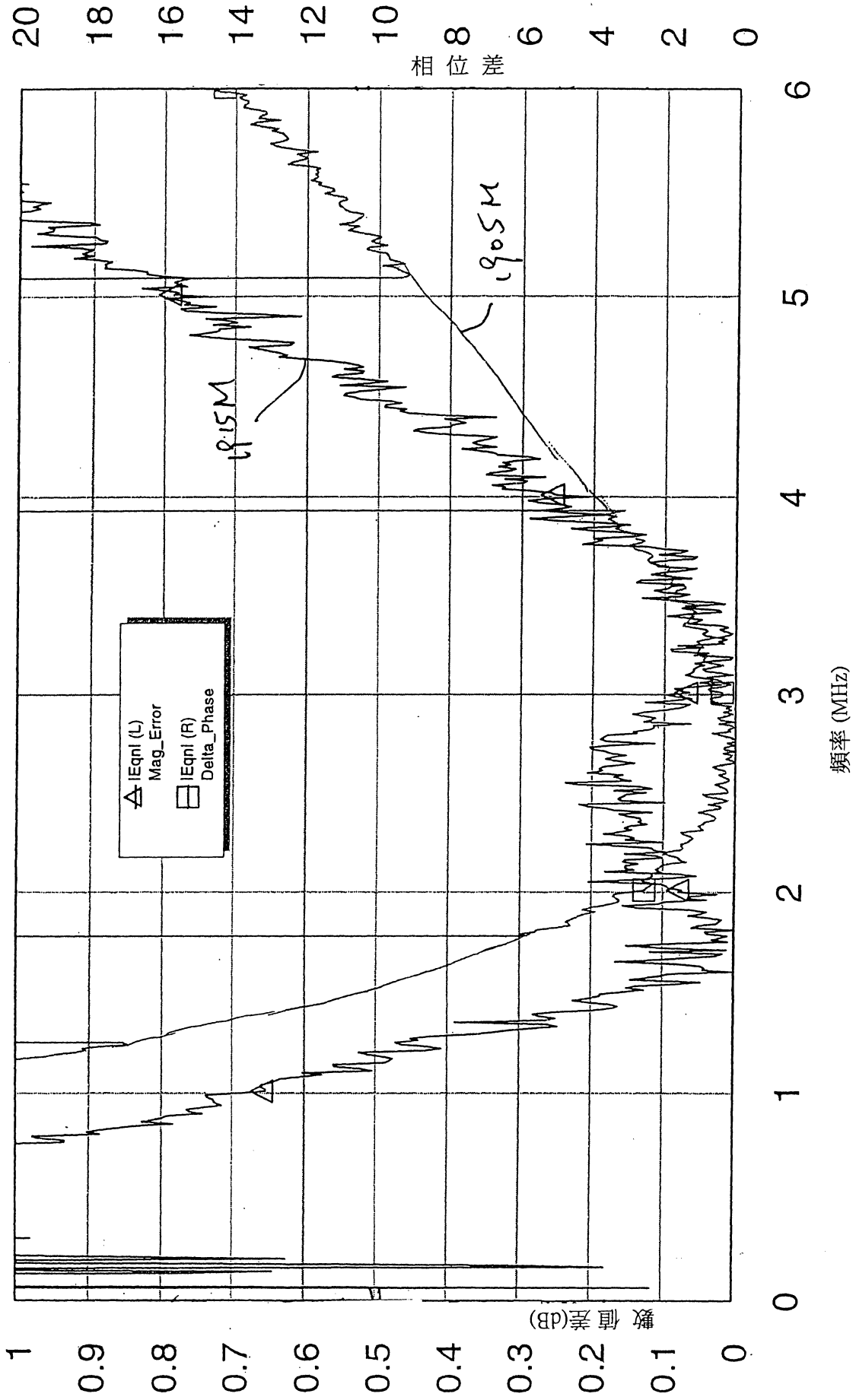
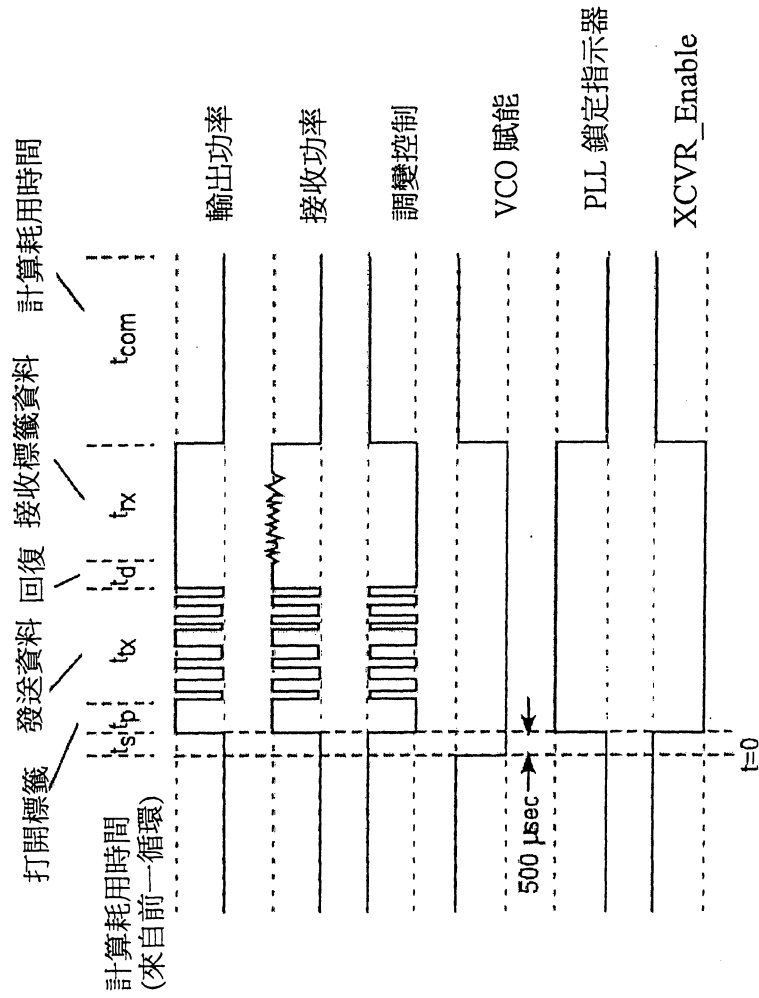


圖 20



七、指定代表圖：

(一)、本案指定代表圖為：第 (1A) 圖

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

100	讀取器	141	混頻器
102	晶體振盪器	142	第一低通濾波器
104	頻率合成器	144	基帶增益放大器
106	局部振盪器緩衝放大器	146	第二低通濾波器
108	分裂器	148	類比數位轉換器
110	傳輸鏈	150	Q分支
112	輸出功率控制模組	151	混頻器
114	調變器	152	第一低通濾波器
116	功率偵測器	154	基帶增益放大器
118	衰減驅動器	156	第二低通濾波器
120	單向耦合器	158	類比數位轉換器
122	天線選擇模組	162	PC卡介面
124	天線	164	控制器
130	接收鏈	166	分頻器
132	分裂器	170	移相器
134	90°混成	172	濾波器
136	影像拒絕混頻器通路	174	數位類比轉換器
138	頻移鍵控接收器	176	數位類比轉換器
140	I分支		

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：無

200529084

(此處由本局於收
文時黏貼條碼)

44.5.19
846521

發明專利說明書

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：93141434

※申請日期：93年12月30日

※IPC分類：

一、發明名稱：

(中) 多協定射頻識別讀取器

(英) Multiprotocol rfid reader

二、申請人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) W J 通訊股份有限公司
(英) WJ COMMUNICATIONS, INC.

代表人：(中) 1. 尼克 摩瑞斯
(英) 1. MORRIS, NEIC

地址：(中) 美國加州聖荷西河濱橡樹公園大道四〇一號
(英) 401 River Oaks Parkway, San Jose, CA 95134, U.S.A.

國籍：(中英) 美國 U.S.A.

三、發明人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 約翰 拜倫湯尼
(英) BELLANTONI, JOHN

國籍：(中) 美國
(英) U.S.A.

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家(地區)；申請日；申請案號數 順序註記】

- | | | | | | |
|-------|---|------------|---|------------|--|
| 1. 美國 | ； | 2003/12/31 | ； | 60/533,970 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 2. 美國 | ； | 2004/08/27 | ； | 60/605,214 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 3. 美國 | ； | 2004/12/14 | ； | 60/636,168 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 4. 美國 | ； | 2004/12/23 | ； | 11/021,302 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 5. 美國 | ； | 2004/12/23 | ； | 11/021,539 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 6. 美國 | ； | 2004/12/23 | ； | 11/021,946 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |

200529084

(此處由本局於收
文時黏貼條碼)

44.5.19
846521

發明專利說明書

(本申請書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：93141434

※申請日期：93年12月30日

※IPC分類：

一、發明名稱：

(中) 多協定射頻識別讀取器

(英) Multiprotocol rfid reader

二、申請人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) W J 通訊股份有限公司
(英) WJ COMMUNICATIONS, INC.

代表人：(中) 1. 尼克 摩瑞斯
(英) 1. MORRIS, NEIC

地址：(中) 美國加州聖荷西河濱橡樹公園大道四〇一號
(英) 401 River Oaks Parkway, San Jose, CA 95134, U.S.A.

國籍：(中英) 美國 U.S.A.

三、發明人：(共 1 人)

1. 姓名：(中) 約翰 拜倫湯尼
(英) BELLANTONI, JOHN

國籍：(中) 美國
(英) U.S.A.

四、聲明事項：

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家(地區)；申請日；申請案號數 順序註記】

- | | | | | | |
|-------|---|------------|---|------------|--|
| 1. 美國 | ； | 2003/12/31 | ； | 60/533,970 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 2. 美國 | ； | 2004/08/27 | ； | 60/605,214 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 3. 美國 | ； | 2004/12/14 | ； | 60/636,168 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 4. 美國 | ； | 2004/12/23 | ； | 11/021,302 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 5. 美國 | ； | 2004/12/23 | ； | 11/021,539 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |
| 6. 美國 | ； | 2004/12/23 | ； | 11/021,946 | <input checked="" type="checkbox"/> 有主張優先權 |