

公告本

申請日期	90.9.28
案 號	9012459
類 別	H04B 1/00

A4
C4

535367

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明名稱	中 文	用於配置在零中頻架構之無線通訊裝置的校正後直流補償系統
	英 文	A CALIBRATED DC COMPENSATION SYSTEM FOR A WIRELESS COMMUNICATION DEVICE CONFIGURED IN A ZERO INTERMEDIATE FREQUENCY ARCHITECTURE
二、發明人	姓 名	1.凱西 R. 巴德溫 KEITH R. BALDWIN 2.派翠克 J. 藍迪 PATRICK J. LANDY 3.馬克 A. 威斯特 MARK A. WEBSTER 4.R. 道格拉斯 史屈特 R. DOUGLAS SCHULTZ 5.約翰 S. 普蘭堤斯 JOHN S. PRENTICE
	國 籍	均美國
三、申請人	住、居所	1.美國佛羅里達州墨爾本海灘市紅木大道1903號 2.美國佛羅里達州墨爾本市湖景環道3362號 3.美國佛羅里達州印地安海港市島景大道139號 4.美國佛羅里達州墨爾本市利古史壯大道4309號 5.美國佛羅里達州龐貝市凡希環道東北881號
	姓 名 (名稱)	美商因特希爾公司 INTERSIL AMERICAS INC.
三、申請人	國 籍	美國
	住、居所 (事務所)	美國加州艾維尼市艾維尼中央大道7583號
三、申請人	代 表 人 姓 名	保羅 A. 柏克夫 PAUL A. BERNKOPF

裝

訂

線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

(由本局填寫)

承辦人代碼：

大類：

IPC分類：

A6

B6

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期：

案號：

，☐有 ☐無主張優先權

美國

2000年10月02日

09/677,975

☒有 ☐無主張優先權

有關微生物已寄存於：

，寄存日期：

，寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

五、發明說明 (1)

發明者：基斯·包爾文(Keith R. Baldwin)，巴特瑞克·藍帝(Patrick J. Landy)，馬克·韋伯斯特(Mark A. Webster)，道格拉斯·舒茲(R. Douglas Schultz)以及理查·羅伯特(Richard D. Roberts)

相互參照有關申請案：

本申請案與：附上同時提出申請之序號第_____號的標題為“用於配置在零中頻架構中之無線通訊裝置的直流補償系統”之美國專利申請案有關。

發明領域：

本發明與無線通訊有關，且更特別是，與用於配置在零中頻(ZIF)架構中之無線通訊裝置的已校準直流補償系統有關，該系統利用直流控制迴路以致能：射頻訊號直接轉換到基帶頻率，以及更精確地確定和控制直流電壓位準的一種校準程序。

有關技藝之描述：

對企業和家庭應用而言，網路通訊是迅速發展中的科技領域。網路系統會增強通訊，進而提供一種適於增強在家中和在工作場所中之生產率(productivity)和能力(capabilities)的適當環境。譬如說，網際網路(Internet)是一種全球性，多半佈線組成的通訊網路；它以遍及世界為基礎，將諸多裝置耦合在一起，因而致能：在耦合到網際網路的任何裝置之間的遍及世界通訊。網際網路致能：存取諸如檔案共享，傳真(faxing)，聊天(chat)，電子郵件(email)的許多服務；以及透過網站(websites)來存取檔案

五、發明說明 (2)

，程式庫(libraries)，資料庫，電腦程式等資訊。

許多企業及商業實體都包括：一種適於增強生產率和通訊之相對基礎鞏固和複雜微妙的網路環境。譬如說，外部網路(Extranets)或企業網路(Intranets)會將已增強又受保護或安全的通訊提供給在網際網路上之一選定人群。許多小企業和家庭都是透過區域網路(local area network，簡稱LAN)或其同類者的某種變化而耦合到網際網路。變得更有利又挺常見的是：使小企業和家庭環境包括LAN能力，以便連接到網際網路或存取諸如檔案共享，列印，傳真等的其它服務；並且進一步致能：諸如透過聊天和電子郵件服務等等的通訊；以及提供存取公用資料庫和程式庫等。許多這樣的小型網路都是透過一套線路加以連接。譬如說，透過標準電話線路，可能將網路建立在小辦公室或家庭中。在一企業的每個辦公室中，以及在一典型家庭的幾個房間中，電話線路都已經有了。也有透過輸電線(power lines)來建立網路通訊的技術；在一幢房屋的每個房間中，一般說來都會有輸電線。許多小辦公室及家庭可能替換性地以網路線路，諸如：由各種乙太網路(Ethernet)實施例所使用的一種具有對應RJ-45連接器之雙絞線(twisted-pair)電話線路來佈線。

有線網路雖然提供某種程度的方便，但是具有許多限制。耦合到網路的每個裝置都必須被附接到一對應線路，透過該線路來建立網路。因此，每個裝置的位置都被限制，以便致能存取網路線路。由於必須安置諸多裝置，以便致

五、發明說明 (3)

能適當線路路由選擇(routing)；故而電纜管理也是一項重大問題。會要求：以方便的方式來安置線路，並且為了美觀理由而使它看不見。應該以減低或消除偶發性干擾或斷開或諸如跳脫(tripping)之危險的任何可能性的這樣一種方式來定位線路。一旦諸多有線裝置被適當地安置，在沒有對線路作實質的重新配置(re-configuration)或重新路由選擇之下，移動裝置不是大受限制就是不切實際。有線網路裝置的維護可能挺不方便的，並且常常要求：在維修期間，先將線路移除，然後再適當地重新連接。

有些無線技術皆為人所熟知，諸如：紅外線(Infrared)技術。紅外線技術對諸如遙控系統或其同類者的某些應用而言都行得通。就網路應用而言，紅外線技術雖然是一種相對低廉的選擇，但是具有某些限制，包括：有限帶寬(limited bandwidth)，範圍限制，以及視線(line-of-sight)問題。已經將紅外線技術用於某些應用中，諸如：存取點(access point，簡稱AP)和點對點中繼節點(point to point relay node)；以便延伸網路下行走廊(network down hallways)等等。譬如說，紅外線裝置適用於醫院，旅館，以及其它相對大型建築物中皆為人所熟知。然而，通常以諸如安置在天花板上的這樣一種方式來固定和定位諸多AP或節點，以避免實體物件的潛在干擾。導因於視線問題，對於在需要人類互動之網路端點(end points)處的網路通訊而言，紅外線技術特別不方便。

射頻(Radio frequency，簡稱RF)技術似乎是：選擇用來

五、發明說明(4)

建立一種可行的無線區域網路(wireless local area network, 簡稱WLAN)的技術。然而, 對小辦公室或家庭用途而言, 用於LAN系統的射頻技術特別不樂觀。建立無線技術是針對產業及商業的用途和應用, 諸如: 導遊服務(courier services), 車輛出租, 倉庫作業暨存貨盤點(inventories)等。用於商業及產業應用的諸多無線實施例不是太昂貴就是太專業化, 於是不適合直接用於小辦公室或家庭環境中。

針對應用在家庭或辦公室中, 正在發展藍芽技術(Bluetooth technology)。藍芽技術以非常低的成本來提供相對有限帶寬, 以便致能: 在諸如行動電話, 電腦系統的某些通訊裝置之間的連接性(connectivity)和網路通訊; 該電腦系統包括: 筆記型, 膝上型(laptop)及桌上型電腦, 並且還包括其它手持式裝置, 諸如: 個人數位助理(personal digital assistant, 簡稱PDA)或其同類者。然而, 藍芽技術具有有限帶寬; 因此, 具有相對低的資料輸貫量能力(data throughput capability)。消費市場會要求較高的資料輸貫量和可靠性, 諸如: 對DVD (數位影音光碟)及其它多媒體(multimedia)應用而言是必需的。

針對WLAN之典型環境是挺多雜訊的, 因此對無線通訊而言並不是最適宜的。譬如說, 大多數的家庭都含有會導致一種可能干擾WLAN通訊之充滿電子雜訊之環境的許多電子裝置, 諸如: 微波爐, 車庫開門裝置, 收音機, 電視機, 電腦系統等。並且, 在諸多無線裝置之間的通訊媒體會不斷地改變。譬如說, 大多數的環境或房間都含有: 在

五、發明說明 (5)

無線環境中會產生多路徑雜訊(multipath noise)的多重反射面。再者，移動諸如雙手，身體，珠寶飾品，滑鼠指標(mouse pointer)等的項目或者裝置或其同類者；或者，啟動諸如冷卻風扇或其同類者的電子裝置，都會影響整體無線通訊路徑，進而潛在地降低無線通訊效能。

用來致能WLAN系統或其同類者適用在家中或在小企業中之低成本和低功率無線通訊裝置是挺想要的。進一步要求提供：針對任何類型之應用，適用於任何類型之無線系統的低成本和低功率無線通訊裝置。該系統必須：在有效效能(significant performance)下呈現相對強固(robust)，並且具有有效資料輸貫量的能力。

發明概要：

用於配置在零中頻(ZIF)架構中之無線通訊裝置的已校準直流補償系統，該系統包括：一增益轉換器；以及一校準器，它會定期執行校準程序，並且因此規劃了增益轉換器。無線裝置包括：一組合器(combiner)，它會組合直流偏移訊號與輸入訊號，並且提供已調整輸入訊號。無線裝置還包括：會產生直流偏移訊號的直流控制邏輯，以及試圖將輸入訊號功率保持在目標功率位準處的增益控制邏輯。增益轉換器會基於諸多規劃值(programmed values)而轉換：在增益控制邏輯與直流控制邏輯之間的增益。

在無線裝置之一主要訊號路徑中，增益放大器會接收已調整輸入訊號，並且基於增益調整訊號而提供已放大輸入訊號。增益控制邏輯包括：一增益回授電路(gain feedback

五、發明說明 (6)

circuit)，它會接收已放大輸入訊號，估計輸入訊號功率，以及提供增益調整訊號，試圖將輸入訊號功率維持在目標功率位準處。直流控制邏輯包括：一直流估計器(DC estimator)，它會估計在已放大輸入訊號中的直流位準，並且提供直流估計訊號。直流控制邏輯也包括：一直流放大器，它會接收直流估計訊號，並且基於增益轉換訊號而提供直流偏移訊號。增益轉換器會接收增益調整訊號，並且將增益轉換訊號提供到直流放大器。

增益轉換器可能是一種儲存諸多增益轉換值的查閱表。在操作期間，查閱表會針對增益調整訊號的每個增益位階而提供一個增益轉換值。校準器執行校準程序以確定諸多增益值，其中每個增益值都表示：在增益調整訊號的每個增益位階處之增益放大器的增益。校準器會基於增益值而確定增益轉換值，進而規劃查閱表。當確定增益轉換值時，校準器可能將增益放大器與直流放大器之間的增益範圍和增益標度(gain scales)之差值加以合併。

在每個校準程序期間，校準器會：控制增益回授電路，以便將增益調整訊號施加到每個增益位階；調整直流偏移量；以及抽樣已放大輸入訊號，直到已放大輸入訊號達到第一和第二預定範圍值為止。校準器會確定：分別對應於第一和第二預定範圍值的第一和第二直流偏移值。就每個增益位階而言，校準器會使用預定範圍值和直流偏移值來確定增益轉換值。第一和第二預定範圍值可能對應於已放大輸入訊號之一預定範圍，其中：校準器使用逐次近似程

五、發明說明 (7)

序來確定第一和第二直流偏移值。譬如說，預定範圍值可能對應於 ± 75 毫伏(mV)滿刻度值(full scale values)。

增益回授電路可能還包括：一增益調整限制器，它會限制在操作期間的增益調整訊號之變化。增益調整限制器可能基於一個最大增益變化極限或者一個或更多增益變化極限而限制增益調整訊號之變化。就增益調整訊號的每個增益位階或對應於較高增益位準(gain levels)的那些增益位階而言，可能提供一個分離增益變化極限。基於諸多已確定(determine)增益值以及增益放大器之一預定線性直流偏移量變化模型(model)，校準器可能使用一種上界法(upper bound method)來確定最大增益變化極限。校準器會確定許多直流偏移值，其中：每個直流偏移值都對應於為增益放大器所確定的諸多增益值其中之一增益值。校準器會使用增益值和直流偏移值來確定增益變化極限，並且以諸多結果增益變化極限來規劃增益調整限制器。在操作期間，增益調整限制器會：監控增益調整訊號的電流位準，接收一種指示增益調整訊號之所需變化的誤差訊號(error signal)，檢索(retrieved)一對應增益變化極限，以及基於被檢索增益變化極限而限制施加誤差訊號來改變增益調整訊號。

替換地或附加地，已校準直流補償系統包括一種儲存許多直流調整值的第二查閱表，每個直流調整值都對應於增益調整訊號的諸多增益位階其中之一增益位階。在操作中，第二查閱表會針對增益調整訊號的每個增益位階而提供一個對應直流調整值。就增益調整訊號的每個增益位階而

五、發明說明 (8)

言，校準器會使用第一和第二直流偏移值來確定直流調整值。直流放大器會將已增益補償(gain compensated)直流訊號提供到組合器，它會根據第二查閱表，將直流調整值加到已增益補償直流訊號，以提供直流偏移訊號。

替換地，增益轉換器可能包括一種含有許多調整值的調整值儲存器(adjust memory)，每個調整值都對應於增益調整訊號之一增益位階。基於增益調整訊號和一個對應調整值，增益轉換器將增益轉換訊號提供到直流放大器。校準器會確定許多直流微分值，每個直流微分值都對應於增益調整訊號的至少一個增益位階。校準器會基於諸多直流微分值而規劃調整值儲存器。調整值可能將增益放大器與直流放大器之間的增益範圍和增益標度之轉換加以合併，並且可能包括乘數(multipliers)或相加值(additive values)。

在一個更明確實施例中，無線通訊裝置包括：一ZIF收發訊機和一基帶處理器，其中：基帶處理器包括校準邏輯，它會定期執行校準程序。ZIF收發訊機包括：一射頻(RF)混頻器(mixer)電路，它將射頻訊號轉換成基帶輸入訊號；一組合器，它會組合直流偏移量與基帶輸入訊號，以提供已調整基帶輸入訊號；以及一基帶放大器，它會接收已調整基帶輸入訊號，並且基於增益調整訊號而斷定(assert)已放大輸入訊號。基帶處理器包括：增益控制邏輯，直流控制邏輯，增益轉換器，以及校準邏輯。增益控制邏輯會：接收已放大輸入訊號；估計輸入訊號功率；以及斷定增益調整訊號，試圖將輸入訊號功率保持在目標功

五、發明說明 (9)

率位準處。直流控制邏輯會估計在已放大輸入訊號中的直流量；並且提供直流偏移量，試圖減低在已放大輸入訊號中的直流位準。增益轉換器會轉換在增益控制邏輯與直流控制邏輯之間的增益。校準邏輯會以在校準程序期間所確定的諸多數值來規劃增益轉換器。

一種用來減低在無線 ZIF 裝置中之直流量的方法包括：將已接收射頻(RF)訊號轉換成基帶訊號；將直流偏移量與基帶訊號加以組合，以獲得已調整基帶訊號；基於增益訊號而放大已調整基帶訊號，以獲得已放大輸入訊號；根據已放大輸入訊號而確定輸入基帶訊號的功率位準；控制增益訊號以達到輸入基帶訊號的目標功率位準；確定已放大輸入訊號的直流位準；基於增益訊號而提供增益轉換訊號；基於增益轉換訊號和已放大輸入訊號的已確定直流位準而控制直流偏移量，試圖減低已放大輸入訊號的直流位準；以及定期執行校準程序以調整增益轉換訊號。

校準程序可能還包括：針對增益訊號之許多增益位準中的每個增益位準而測量一個增益值，並且儲存許多增益轉換值。方法可能包括：針對增益訊號之許多增益位準中的每個增益位準而提供許多增益轉換值其中之一增益轉換值。校準程序可能還包括：確定一個最大增益變化極限；其中，方法包括：基於增益訊號之一增益位準和最大增益變化極限而限制增益訊號之變化。校準程序可能還包括：測量許多直流偏移值，每個直流偏移值都對應於增益訊號的許多增益位準其中之一增益位準；基於諸多增益值和直流

五、發明說明(10)

偏移值而確定許多增益變化極限值；以及儲存諸多增益變化極限值。方法可能還包括：基於增益訊號之一增益位準和一對應增益變化極限值而限制增益訊號之變化。方法可能還包括：儲存許多直流調整值，並且基於增益訊號之一增益位準而增加一個直流調整值。

方法可能還包括：將增益訊號設定到許多增益位準中的每個增益位準；並且就每個增益位準而言，確定第一直流偏移值，以達到已放大輸入訊號的第一預定範圍極限；以及確定第二直流偏移值，以達到已放大輸入訊號的第二預定範圍極限。可能基於逐次近似法而確定第一和第二直流偏移值。

會察覺到：藉由適當的直流補償和直流校準來去除高效能無線收發訊機的中頻(IF)部份，終於導致一種具有減低功率要求之相對高效能又低成本的無線ZIF收發訊機。根據本發明的諸多實施例，使用與增益迴路界面連接之一已校準直流補償迴路會達成這些目標。這種能力致能：將WLAN系統設計適用在家中或在小企業中；該系統是相對強固，並且在相對高的資料輸貫量操作下具有有效效能。

附圖概述：

當連同下列附圖而考量較佳實施例之下列詳細描述時，就能夠獲得徹底瞭解本發明，其中：

圖1是：一個或更多無線LAN之一方塊圖；通常用來圖解說明：根據本發明之一個或更多實施例而建構的諸多無線裝置之操作。

五、發明說明(11)

圖2是：在零中頻(ZIF)架構中且根據本發明之一實施例而建構的一種無線收發機之一簡化電路圖(simplified schematic)和方塊圖，可能將它合併在圖1之任一裝置或存取點內。

圖3是：一種補償系統之一方塊圖，利用該系統來控制已接收訊號之增益，並且減低或消除在圖2之無線收發訊機中的直流偏移量。

圖4是：一種與圖3之補償系統類似的已校準直流補償系統之一方塊圖，該系統還包括：一校準器，它會定期執行校準程序；以及一可規劃調整值儲存器，將它配備在增益迴路與直流迴路之間的增益界面(gain interface)中，以便更精確地確定和控制直流量。

圖5是：一種與圖4之補償系統類似的已校準補償系統之一方塊圖，該系統使用查閱表作為增益迴路與直流迴路之間的增益界面。

圖6是：一種與圖5之補償系統類似的已校準補償系統之一方塊圖，該系統將一限制區塊包括在增益迴路中以限制增益變化。

圖7是：一種與圖5之補償系統類似的已校準補償系統之一方塊圖，該系統將一附加查閱表包括在內，該查閱表會儲存和提供一個或更多直流調整值，以便進一步調整直流迴路。

圖8A到8C都是：用來圖解說明根據本發明之一實施例的一個校準程序之流程圖，該校準程序會確定：增益，直

五、發明說明 (12)

流偏移量，以及導數資料(derivative data)。

本發明之(諸多)實施例的詳細描述：

圖1是：一個或更多WLAN之一方塊圖；通常用來圖解說明：根據本發明之一個或更多實施例而建構的諸多無線裝置之操作。雖然在諸多模範實施例中，圖解說明本發明與WLAN一起使用；但要瞭解的是：本發明適用於任何無線電或無線通訊，因而不會受限於WLAN應用。第一區域101和第二區域103表示一特定場所的諸多分離隔室(compartments)或分區(divisions)，諸如：在一棟辦公大樓內的諸多辦公室，或者在一幢房屋內的諸多房間。區域101和103可能各自包括無線存取點(AP) 121和123，用來控制在各個區域101和103內的通訊。如圖示，將兩個AP 121和123耦合到一個有線網路，諸如：LAN 125；再將它進一步耦合到一公用伺服器電腦127。

在區域101內，兩個無線裝置111和113都能夠透過AP 121來互相通訊；而在區域103內，兩個無線裝置115和117都能夠透過AP 123來互相通訊。AP 121使裝置111和113能夠透過LAN 125來和伺服器127通訊，而AP 123也使裝置115和117能夠透過LAN 125來和伺服器127通訊。進一步要注意：LAN 125使諸多裝置111，113，115及117能夠互相通訊，並且使它們能夠和耦合到此處的任何其它裝置通訊。

雖然諸多AP並不必要，但是如果使用的話，則通常將它們連接到一有線LAN，諸如：LAN 125。AP的數目和位

五、發明說明 (13)

置通常取決於特定配置及需要，諸如：被服務用戶之數目，涵蓋區域(coverage)之範圍，及/或相鄰頻道干擾。要注意：單一AP能夠服務一整樓層的房間，端視用戶密度及干擾而定。使用多數AP的情形很像在細胞式通訊(cellular communication)中的諸多細胞(cells)那樣。相鄰AP可能在相鄰頻道上操作，以防止干擾。可能致能漫遊(Roaming)能力以容許諸多裝置從一區域移到另一區域，諸如：從區域101移到區域103，反之亦然。通常，每個AP都有附加軟體，因而得以存取房屋或大樓主電源(main power)。

藉由包括三個裝置131，133及135的區域105來顯示一個替換性實施例。三個裝置131，133及135是直接地互相通訊，而不是透過任何AP來通訊。沒有AP的網路，在本質上是挺特別的；因此，一般說來，包含較少的客戶(clients)。裝置111，113，115及117與裝置131，133及135之間的主要差異是操作模式。諸多無線裝置111，113，115，117以及131，133，135中的每個裝置都包括：可能根據本發明之一實施例而建構的無線收發訊機，以便致能無線通訊。

諸多裝置111，113，115，117，131，133以及135可能都是：包括無線通訊能力的任何類型裝置。在辦公室或家庭環境中，譬如說，該裝置可能各自包括任何一種或更多的：個人電腦，膝上型電腦，桌上型電腦等；包括任何類型列表機技術的列印裝置；個人數位助理(PDA)或其同類者，掃描器(scanners)，傳真機等。使用無線技術會致能

五、發明說明 (14)

：打算定位在一既定區域內之任何地方的任何裝置和在相同通訊區域內的其它裝置通訊，進而在它們之間傳送資料和資訊。譬如說，裝置111可能是：以無線方式和可能是列表機之裝置113通訊的電腦。並且，當作電腦的裝置111可能對伺服器127收發檔案。可能將裝置111從區域101移到區域103，並且透過AP 121而仍然和LAN 125及伺服器127通訊。LAN 125可能包括任何類型的線路技術，諸如：電話線路，輸電線路，雙絞線，同軸電纜等；並且可能根據任何類型的適當架構，諸如：任何類型的乙太網路組態(configuration)或其同類者來加以建構。進一步要注意：設想一種無線LAN 125，其中AP 121，123包括對應無線收發訊機，且都是機動式(mobile)或可攜式(portable)裝置。在區域105內，裝置131到135它們自己建立一種無線LAN (WLAN)，以一種類似的方式來互相通訊。

圖2是：根據本發明之一實施例所建構的一種無線收發訊機200之一簡化電路圖和方塊圖；可能將它合併在諸多裝置111，113，115，117，131到135其中任一裝置內，以及在兩個AP 121，123其中之一或兩者中。然而，要瞭解的是：無線收發訊機200不會受限於只是可作模範的WLAN組態，而是可能會將它用於針對其它類型應用的其它類型無線電或無線通訊中。將無線收發機200建構成為一種零中頻(ZIF)架構，它包括：一ZIF收發訊機201和一基帶處理器203。就像更完全地描述於下的那樣，ZIF架構藉由完全消除中頻(IF)邏輯及有關聯電路來致能一種簡化

五、發明說明 (15)

組態。以此方式，在 ZIF 架構中，只有使用兩個主模組(primary modules)，晶片(chips)，或 IC (收發訊機和處理器)來致能無線通訊。當與包括中頻電路和邏輯的類似收發訊機相比較時，這種架構依序地會：大幅減少組件數目，降低成本，以及進一步減低無線收發訊機 200 的功率消耗。

傳統 ZIF 架構之一問題特性是：將實質直流偏移電壓引入接收器中，該偏移電壓不是必須被補償就是必須被消除，以便捕捉(capture)輸入訊號，進而容許通訊。以一種與直流迴路(DC loop) 347 組合的自動增益控制(automatic gain control，簡稱 AGC)迴路 345 (圖 3)來配置無線收發訊機 200，不是用來測量和減低就是用來消除在接收器中不需要的直流量。就像進一步描述於下的那樣，AGC 迴路 345 包括增益控制邏輯，它會：接收已放大輸入訊號；估計輸入訊號功率；以及斷定增益調整訊號，試圖將輸入訊號功率保持在目標功率位準處。直流迴路 347 包括直流控制邏輯，它會：估計在已放大輸入訊號中的直流量；並且提供直流偏移量，試圖減低在已放大輸入訊號中的直流位準。並且，提供一種增益界面，它會轉換在增益控制邏輯與直流控制邏輯之間的增益位準。

無線收發訊機 200 可能利用任何所需載波頻率(carrier frequency)和調變(modulation)技術，以獲得幾個對應資料輸貫量其中任何資料輸貫量。譬如說，可能配置無線收發訊機 200，以便根據電機電子工程師學會(IEEE) 802.11b 標

五、發明說明 (16)

準，以具有1，2，5.5或11 Mbps (Megabits per second，每秒百萬位元)的資料輸貫量之一大約2.4 GHz (gigahertz，十億赫)的載波頻率來操作。替換地，可能根據IEEE 802.11a標準，以針對6，12，18，24，36或54 Mbps的資料輸貫量之一大約5 GHz的載波頻率來配置無線收發訊機200。在圖示之實施例中，無線收發訊機200會根據IEEE 802.11b標準，以具有1，2，5.5或11 Mbps的資料輸貫率 (throughput rates)之一2.4 GHz的載波頻率來操作。將直接序列擴展頻譜 (direct sequence spread spectrum，簡稱DSSS)調變技術用於圖示之實施例中，不過要瞭解的是：本發明不會受限於任何特定通訊或調變技術或標準。

可能根據無線收發訊機200來配置：諸多裝置111到117或131到133其中任何裝置或者兩個AP 121，123。特定配置端視裝置類型及通訊界面而定。可能將無線收發訊機200配置成為：一種插入電腦系統之一適當插槽(slot)或界面中的插入式(plug-in)周邊或擴充卡。譬如說，就可攜式和膝上型電腦及其同類者而言，可能將無線收發訊機200建構成為：一種插入電腦之一PC卡插槽中的個人電腦記憶卡國際協會 (Personal Computer Memory Card International Association，簡稱PCMCIA)卡或PC卡(個人電腦卡)。可能將天線合併在PC卡本身上；或者，以外部方式配備在電腦上，並且以任何適當方式來和PC卡界面連接。就桌上型電腦及其同類者而者，可能根據任何類型之擴充或周邊標準，諸如：根據周邊組件互連(peripheral

五、發明說明 (17)

component interconnect，簡稱PCI)，工業標準架構 (Industry Standard Architecture，簡稱ISA)，擴充型工業標準架構 (Extended-ISA，簡稱EISA) 標準等來建構無線收發訊機200。譬如說，可能將無線收發訊機200建構在一種插入一PCI插槽中的PCI卡上。並且，可能以外部方式來整合或耦合天線。也會設想：將天線嵌入顯示器中的迷你 (Mini) PCI卡。也會設想：具有適當通訊界面的自含式 (Self-contained) 或獨立式 (standalone) 封裝 (packaging)，該封裝對AP而言是特別有利的。譬如說，可能將無線收發訊機200建構成一種分離單元，它具有串列 (serial) 或並列 (parallel) 連接，諸如：通用串列滙流排 (Universal Serial Bus，簡稱USB) 連接或乙太網路界面 (雙絞線，同軸電纜等)，或者與裝置連接的任何其它適當界面。

由無線收發訊機200所收發的數位資料是透過一種媒體存取控制 (medium access control，簡稱MAC) 裝置205加以處理的。就傳輸而言，MAC裝置205會斷定數位資料訊號來到訊包編碼器 (packet encoder) 207，它會將資料公式化 (formulate) 成為供傳輸用的訊包。在訊包編碼器207中，藉由三種串列位元流 (serial bit streams) 的銜接組合來形成一個訊包。被指稱為前導碼 (preamble) 的第一串列位元流是：在諸多0或1之後接著是一種同步圖案 (sync pattern) 的1 Mbps位元流。被指稱為標題 (header) 的第二串列位元流是：諸如訊包長度和訊包之資料部份的資料速率 (data rate) 之分包資訊 (packet information) 的1或2 Mbps位元流。

五、發明說明 (18)

被指稱為資料部份或有效負載(payload)的第三串列位元流是：1，2，5.5或11 Mbps資料流其中任一選定資料流。

訊包編碼器207將基帶編碼訊包提供到擴展編碼器(spreading encoder，簡稱SPREAD)209。在圖示之實施例中，1和2 Mbps位元速率是根據巴克字組(Barker word)編碼擴展法加以編碼的，而5.5和11 Mbps位元速率則是根據互補碼鍵控(Complementary Code Keying，簡稱CCK)編碼法加以編碼的。擴展編碼器209使用一種正交產生技術，並且在各個I和Q頻道上產生同相(in phase，簡稱I)和正交(quadrature，簡稱Q)訊號。就1 Mbps而言，以完全相同方式，將在一巴克字組之11個切片(chips)中的每個位元輸出在I和Q頻道上。若輸入位元是0，則11個切片的意義(sense)被反轉(inverted)；且若輸入位元是1，則11個切片的意義未被反轉。於是，資料藉由巴克碼來擴展。就2 Mbps而言，針對每兩個位元輸入，將11個切片輸出在I和Q兩個頻道中的每個頻道上。一個位元被用來反轉或不反轉I頻道，而另一個位元則被用於Q頻道。就5.5 Mbps而言，將4個位元映射(mapped)到8個複合(I和Q頻道)切片。選定8個切片複合碼字組(chip complex code words)，然後根據在標準中所界定的諸多特定規則加以旋轉(rotated)。11 Mbps與5.5 Mbps類似，除了將8個位元映射到8個複合切片外。

將I頻道訊號提供到I頻道數位到類比轉換器(I digital-to-analog converter，簡稱I DAC)211，並且將Q頻道訊號提

五、發明說明 (19)

供到 Q DAC 213；其中：I DAC 211和 Q DAC 213也會接收來自時鐘訊號源257之一時鐘訊號CREF。在一實施例中，以適於IEEE 802.11b標準之22 MHz基本頻率(fundamental)為基礎，該CREF訊號是44 MHz。I DAC 211和 Q DAC 213會分別上行抽樣(up-sample)且以數位方式來濾波I和Q頻道訊號。就11 Mbps而言，I和Q兩個DAC會將每個切片轉換成四個樣本(samples)。I DAC 211會斷定I頻道類比輸出訊號來到一個反混淆低通濾波器(anti-aliasing low-pass filter，簡稱AA LPF) 215，它會將I頻道傳送訊號TXI提供到：在ZIF收發訊機201內之一LPF 219。Q DAC 213會斷定Q頻道類比輸出訊號來到另一個AA LPF 217，它會將Q頻道傳送訊號TXQ提供到：在ZIF收發訊機201內之另一LPF 221的輸入端。

外部壓控振盪器(voltage controlled oscillator，簡稱VCO) 229會將在大約4.8 GHz處之輸出本地振盪器(local oscillator，簡稱LO)訊號提供到：鎖相迴路(phase lock loop，簡稱PLL) 231，以及I/Q LO產生器227之一輸入端。在一實施例中，使用一種參考晶體(reference crystal)，藉由電壓控制來調諧(tune) VCO 229，以便產生4.8 GHz LO訊號。PLL 231會接收CREF時鐘訊號，它被分頻(divided)降到一種適當低頻訊號。PLL 231也會將VCO 4.8GHz訊號加以分頻降到相同的適當低頻訊號。在PLL 231內之一相位檢測器電路(並未示出)會比較這兩個低頻訊號——一個是CREF訊號，另一個則是來自VCO 229；並且會產生一種

五、發明說明 (20)

校正(correction, 簡稱C)訊號, 將它濾波後再輸入到VCO 229。這種鎖相迴路系統會減低在VCO輸出LO訊號上的顫動(jitter)。I/Q LO 227會將來自PLL 231之4.8 GHz載波訊號一分為二, 因而產生兩個分離的2.4 GHz載波訊號, 包括: 同相(I)載波訊號, 以及正交(Q)載波訊號。I和Q載波訊號互相呈現90度異相(out of phase)。將I載波訊號提供到I頻道混頻器223之一輸入端, 並且將Q載波訊號提供到Q頻道混頻器225之一輸入端。I頻道混頻器223之另一輸入端會接收LPF 219之輸出訊號, 而Q頻道混頻器225之另一輸入端則會接收LPF 221之輸出訊號。I頻道混頻器223會組合I載波訊號與I頻道傳送訊號, 以便將I頻道從基帶昇頻混波(up-convert)到2.4 GHz射頻(RF)。Q頻道混頻器225會組合Q載波訊號與Q頻道傳送訊號, 以便將Q頻道從基帶昇頻混波到2.4 GHz射頻。在一種可變增益放大器(variable gain amplifier, 簡稱VGA) 233之輸入端處, 加以組合I/Q頻道混頻器223, 225之輸出訊號。VGA 233會斷定一已放大傳送訊號來到固定增益放大器235之輸入端, 該放大器會將其輸出訊號提供到一種射頻功率放大器(radio frequency power amplifier, 簡稱RFPA) 237。RFPA 237會斷定一已放大射頻訊號來到RF LPF 239, 它會將一已濾波射頻輸出訊號提供到一種傳送/接收(T/R)開關241之一輸入端。就傳輸而言, T/R開關241會將LPF 239之射頻輸出訊號提供到一種雙向帶通濾波器(bi-directional band pass filter, 簡稱BPF) 243, 它會將一已濾波射頻輸出訊號提供到一種分集

五、發明說明 (21)

開關(diversity switch) 245。分集開關245會斷定射頻傳送訊號在兩個天線247, 249其中之一選定天線上。

RFPA 237會斷定傳送檢測(TX DET)訊號回到：在基帶處理器203內之一傳送類比到數位轉換器(ADC) 251，它會將一對應數位回授訊號提供到MAC 205。MAC 205包括一種功率控制演算法(algorithm)；它會透過ADC 251來檢測已傳送輸出訊號，並且將一種前饋(feed forward)訊號提供到傳送數位到類比轉換器(TX DAC) 253之輸入端；TX DAC 253會斷定：一種傳送自動增益控制(TX AGC)訊號；以便控制VGA 233之增益。並且，ZIF收發訊機201包括一種參考電壓源255，以便為ZIF收發訊機201和基帶處理器203提供參考電壓(VREF)訊號。VREF訊號可能是任何方便的電壓，諸如：1.2伏或其同類者。時鐘訊號源257會將CREF訊號提供到：在ZIF收發訊機201內的PLL 231。

選擇T/R開關241，以便接收來自兩個天線247, 249其中任何一個天線的訊號，並且將已濾波訊號(透過BPF 243)提供到一種平衡/不平衡轉換器(balanced/unbalanced, 簡稱BALUN)阻抗匹配網路259之輸入端。BALUN 259會將已接收射頻輸入訊號 R_{RF} 提供到一種可變LNA (低雜訊放大器) 261之輸入端。LNA 261會斷定其輸出訊號來到固定增益LNA 263之輸入端。LNA 263會斷定已放大射頻接收訊號來到：I頻道混頻器265和Q頻道混頻器267的各個輸入端。I/Q LO 227會斷定：I載波訊號來到I頻道混頻器265之另一輸入端，以及Q載波訊號來到Q頻道混頻器267之另一輸入端。

五、發明說明 (22)

入端。I頻道混頻器265會分離：來自射頻接收訊號中之I頻道輸出訊號的I載波頻率；並且會將I頻道輸出訊號提供到LPF 269。以一種類似的方式，Q頻道混頻器267會分離：來自射頻接收訊號中之Q頻道輸出訊號的Q載波頻率；並且會將Q頻道輸出訊號提供到LPF 271。

將LPF 269之輸出訊號提供到一個可變基帶自動增益控制(BB AGC)放大器273之輸入端。以一種類似的方式，LPF 271會斷定其輸出訊號來到另一個BB AGC放大器275之輸入端。BB AGC放大器273會斷定一已放大I頻道類比接收訊號(RXI)來到I頻道接收器AA LPF 277之輸入端，AA LPF 277會斷定其輸出訊號來到：在基帶處理器203內之一I頻道ADC (I ADC) 281之輸入端。BB AGC放大器275會斷定一已放大Q頻道類比接收訊號(RXQ)來到Q頻道接收器AA LPF 279之輸入端，AA LPF 279會將其輸出訊號提供到：在基帶處理器203內之一Q頻道ADC (Q ADC) 283之輸入端。I ADC 281和Q ADC 283會斷定：各個I和Q頻道數位接收訊號 R_{DI} ， R_{DQ} 來到一種擴展解碼器(spreading decoder，簡稱DE-SPREAD) 285，它會執行像擴展編碼器209那樣的相反過程，以便檢索已接收基帶編碼訊包。擴展解碼器285將已接收基帶訊包提供到訊包解碼器287，它除了其它功能外，還會檢索訊包有效負載，並且產生已接收資料訊號流。進一步描述於下，也會將 R_{DI} 和 R_{DQ} 訊號提供到補償裝置284。將來自訊包解碼器287的資料訊號提供到MAC裝置205之一接收輸入端，MAC裝置205會將已接

五、發明說明 (23)

收訊號提供到跨過已建構界面的對應裝置。MAC界面可能以內部方式合併在一個裝置內，諸如：合併在PC卡或其同類者之上；或者，可能是具有諸如根據USB或其同類者之適當外部連接器的外部裝置。

在ZIF收發訊機201內之一過載檢測器(overload detector，簡稱OD) 289具有：耦合到LPF 269和LPF 271之各個輸出端的第一和第二輸入訊號，以便檢測在已接收輸入訊號中的過載情況。過載檢測器289會斷定一基帶過載(BB OVLD)訊號來到：在基帶處理器203內之一OVLD ADC 291，它會將一對應數位過載訊號OVLD提供到補償裝置284。以此方式，補償裝置284會檢測已接收訊號的過載情況，並且斷定一HI/LO訊號，以便控制ZIF收發訊機201之可變LAN 261。在圖示之實施例中，可變LNA 261具有：高增益(HI)與低增益(LO)之間大約33分貝(decibel，簡稱dB)的位階差量(step differential)。最初將增益設定成高增益以檢測微弱訊號；且若接收訊號造成一種像由過載檢測器289所檢測出的過載情況，則根據某些條件而將增益切換到低增益。

就像更完全地描述於下的那樣，補償裝置284藉由斷定一增益調整訊號 G_{ADJ} 來到被指示為AGC DAC 297的增益DAC，以控制已接收訊號之增益達到目標功率位準。AGC DAC 297會斷定一對應類比回授增益控制訊號GAIN ADJUST，以便控制兩個BB AGC放大器273，275的增益。將單一增益控制訊號提供到兩個BB AGC放大器273，275

五、發明說明 (24)

；使得：接收訊號之I和Q頻道的增益互相適當地追蹤。補償裝置284會進一步斷定：各個數位I和Q頻道直流偏移訊號IDC_{OFF}，QDC_{OFF}分別來到I頻道偏移(I OFF) DAC 293和Q頻道偏移(Q OFF) DAC 295。I OFF DAC 293會斷定I頻道直流偏移類比訊號(I OFFSET)來到LPF 269，而Q OFF DAC 295則會斷定Q頻道直流偏移類比訊號(Q OFFSET)來到LPF 271。以此方式，補償裝置284不是試圖測量和減低就是試圖消除：在ZIF收發訊機201內之接收訊號的I和Q兩個頻道中的直流偏移量。

利用ZIF架構，以使用較低的成本和功率消耗來獲得充分效能和較高的資料輸貫量。這種架構對要求多媒體和DVD應用需要相對優良效能的消費市場而言是特別有利的。消費市場也會要求較低的成本。ZIF架構是：藉由消除諸多中頻(IF)組件及外部濾波器以達到較低成本但具有充分效能目的的一種方法。諸多目標載波頻率都是在諸如：2到5 GHz範圍及較高範圍的GHz範圍內，不過本發明不會受限於任何特定頻率範圍。2到5 GHz頻帶(band)是相對多雜訊的(noisy)，它具有顯著的干擾量。利用ZIF架構，以便在多雜訊環境中維持一種效能水準。

隨著ZIF架構而產生的特定問題是：在基帶處之直流偏移量的顯現(development)，它會降低直接與系統之效能有關的訊號雜訊比(signal-to-noise ratio，簡稱SNR)。並沒有將可能被利用來對抗(combat)有效直流偏移量位準的中頻電路級(IF stage)配備在ZIF架構中。許多直流偏移量之來

五、發明說明 (25)

源都是導因於溫度變化，諸如：積體電路的晶粒自熱(die self-heating)。接收混頻器 265，267 會以內部方式注入(inject)：來自 I/Q LO 227 所產生之載波頻率的直流偏移量。這種 LO (本地振盪器) 直流偏移量會隨著：射頻頻率或頻道選擇，以及可變 LNA 261 之一選定增益位準而改變。這種變化會隨著頻道或增益之變化而很快地發生。隨著溫度而產生的一種緩慢直流漂移(DC drift)也會發生。外部地，來自 I/Q LO 227 的 LO 載波頻率會洩漏到天線輸入埠，因而造成直流偏移量。這種外部直流偏移量會隨著下列外部環境之變化而改變，諸如：移動雙手，身體，珠寶飾品，滑鼠指標；啟動諸如冷卻風扇或其同類者的電子裝置；以及來自天線四周之諸多鄰近反射器(reflectors)的再輻射(re-radiation)。移動無線裝置或改變天線方向也會造成頻道或區域之傳播特性(propagation characteristics)的顯著變化。這種環境變化會引起阻抗變化，它會動態地改變 LO 洩漏訊號(leakage)之振幅及相位。

接收混頻器 265，267 也會在它們的輸出處展現直流偏移量。這種直流偏移量主要是下列電路匹配(circuit matching)之一函數，諸如：雙極性與金屬氧化物半導體(MOS)元件匹配，以及電阻器匹配。這種直流偏移量也會因溫度變動和自熱而漂移。I 和 Q 頻道 LPF 269，271 也會在它們的輸出處展現直流偏移量。這種直流偏移量主要也是電路匹配之一函數。I 和 Q 頻道基帶 AGC 放大器 273，275 也會在它們的輸出處展現直流偏移量。這種直流偏移量主要

五、發明說明 (26)

也是電路匹配之一函數。由於與此函數有關聯的類比控制電路，故而匹配變動的衝擊比由接收混頻器 265，267 以及兩個 LPF 269，271 所體驗的直流偏移量更加嚴苛。這種直流偏移量也會隨著增益設定值而呈現非線性地改變，並且會因溫度變動和自熱而漂移。控制電壓對增益特性也可能隨著時間而緩慢地改變。漂移的主要理由是較慢的封裝溫度變動。導因於內部無線電干擾(internal radio jamming)之某種程度的直流偏移量也會發生，該項干擾係來自諸多以數位方式產生的訊號之諧波(harmonics)。當將無線電干擾注入天線及/或射頻前端(RF front end)時，這種直流偏移量就是：頻道和 LAN 增益之一函數，以及正在產生虛假訊號(spurious signal)的特定數位電路之一強函數(strong function)。在諸如 1 仟赫(kHz)之某一頻率(f)之下，1/f 雜訊會呈現像實際上與直流偏移量類似的損害。

要注意：用來去除直流偏移量的一種可能解決方法是透過交流(AC)耦合；諸如：使用耦合電容器或其同類者。然而，交流耦合終於導致：傾向於濾除低頻成份的濾波操作。被丟棄的資料量在 1 kHz 之上變得有意義，使得交流耦合必須只濾波 1 kHz 以下的訊號。然而，在這種範圍內，穩定時間(settling time)太長了，諸如：大約有 100 微秒(μ s)之數級；該時間在諸如基於訊包的(packet-based)通訊之一種猝發性(bursty)環境中不是挺實用的。穩定時間會因通訊之猝發性質而受限。IEEE 802.11 a 和 IEEE 802.11 b 兩種標準的短前導碼時線(time lines)很少有精確直流估計

五、發明說明 (27)

之餘地。

所有直流偏移量之來源都指向BB AGC放大器273, 275之輸入端。BB AGC放大器273, 275之增益範圍必須足以保證在各種環境中獲得可接受效能。在圖示之實施例中, 每個BB AGC放大器273, 275的增益範圍都是: 大約-6 dB到60dB, 或0.5 V/V到1000 V/V, 以獲得大約0.7 V/V到800 V/V之所需操作範圍。已經被確定的是: 直流偏移量範圍可能有 ± 50 到100毫伏(mV)之數級。會要求在基帶放大器273, 275之前發生直流校正, 是因為它的有效增益範圍。

圖3是: 一種補償系統300之一方塊圖, 利用該系統來控制已接收訊號之增益, 並且減低或消除在ZIF架構中的直流偏移量。補償系統300圖解說明: 為了增益和直流補償目的之無線收發訊機200的接收部份之操作。補償系統300包括各種方塊, 它們代表在無線收發訊號200內的諸多單元(elements), 其中包括來自ZIF收發訊機201和基帶處理器203的電路, 將其焦點放在補償裝置284的操作上面。將補償系統300之方塊圖加以簡化, 在於: 分離的I和Q頻道訊號都是由表示I和Q兩個頻道之操作的單一通訊路徑加以圖示。於是, 要注意: 諸多相同技術都被應用於I和Q兩個頻道; 於是, 都適用於無線收發訊機200中。

將經過BALUN 259之來自天線247, 249的已接收射頻輸入訊號 R_{RF} 提供到被指示為LNA/混頻器301的射頻混頻器電路, 它表示: LAN 261, 263; 以及接收混頻器265, 267。LNA/混頻器301會將一基帶接收輸入訊號 R_{BB} 提供到

五、發明說明 (28)

組合器 303 之一輸入端，該組合器會將已直流調整 (DC-adjusted) 接收輸入訊號 R_{ADJ} 提供到：表示 LPF 269，271 之基帶 BB LPF 305 的輸入端。組合器 303 之另一輸入端會接收 DC OFFSET (直流偏移) 訊號。組合器 303 當作一種會組合 DC OFFSET 訊號與 R_{BB} 接收訊號以提供已直流調整 R_{ADJ} 訊號的組合器而操作。在一實施例中，組合器 303 是一種會從 R_{BB} 接收訊號中減去 DC OFFSET 訊號以提供已直流調整 R_{ADJ} 訊號的相加點 (summing junction)。要注意：組合器 303 可能替換地當作一種會加上反相 DC OFFSET 訊號的相加點而操作。本發明不會受限於任何特定建構例 (implementation) 或設計組態。

將 BB LPF 305 之輸出訊號提供到表示 BB AGC 放大器 273，275 之操作的基帶放大器 BB AGC 放大器 307 之輸入端。也將 BB LPF 305 之輸出訊號提供到過載檢測器 289，它會斷定基帶過載訊號 BB OVLD 來到：在基帶處理器 203 內的 OVLD ADC 291，它會將 OVLD 訊號提供到補償裝置 284 之過載 (OV) 檢測方塊 309。過載檢測方塊 309 會斷定 HI/LO 訊號來到 LNA/混頻器 301，以便在高增益與低增益之間切換可變 LNA 261。BB AGC 放大器 307 會斷定已放大輸入訊號 R 來到表示 AA LPF 277，279 的 AA LPF 311 之輸入端。將 AA LPF 311 之輸出訊號提供到表示 ADC 281，283 的 ADC 313。ADC 313 會在其輸出處提供已放大接收輸入訊號 R 之一數位版訊號 R_D ，其中 R_D 訊號表示 I 和 Q 數位接收訊號 R_{DI} 和 R_{DQ} 。將來自 ADC 313 之 R_D 訊號提供到擴展解碼器 285。

五、發明說明 (29)

將 R_D 訊號提供到：補償裝置 284 之訊號功率估計方塊 315 和直流估計方塊 319。訊號功率估計方塊 315 將輸入訊號功率估計訊號 R_{EST} 提供到組合器 321 之一輸入端。組合器 321 會接收來自目標功率方塊 323 之目標功率 (target power, 簡稱 TP) 訊號, 並且組合 TP 訊號與 R_{EST} 訊號以提供接收誤差訊號 R_E ; 將 R_E 訊號提供到一個組合器 325 之一輸入端。在一實施例中, 組合器 321 當作一種會從 R_{EST} 訊號中減去 TP 訊號以便將接收誤差訊號 R_E 提供到組合器 325 之一輸入端的相加點而操作。組合器 325 會組合 R_E 訊號與來自累加器 (accumulator) 329 之增益累加訊號 G_{ACC} , 以便在其輸出處提供增益調整訊號 G_{ADJ} 。在一實施例中, 組合器 325 也當作一種會從來自累加器 329 的增益累加訊號 G_{ACC} 中減去 R_E 訊號以便在其輸出處提供增益調整訊號 G_{ADJ} 的相加點而操作。將 G_{ADJ} 訊號提供到: AGC DAC 297, 累加器 329, 以及增益轉換器 331 的各個輸入端。AGC DAC 297 會將數位 G_{ADJ} 訊號轉換成類比 GAIN ADJUST (增益調整) 訊號, 它會控制 BB AGC 放大器 307 之增益。累加器 329 會連續地或定期地調整 G_{ACC} 訊號, 以追蹤 G_{ADJ} 訊號之變化。

直流估計方塊 319 將輸出直流估計數位訊號 ODC_{EST} 提供到直流放大器 333 之輸入端; 由來自增益轉換器 331 之一輸出端的增益轉換訊號 G_{CON} 來調整直流放大器 333。直流放大器會依照由來自增益轉換器 331 之 G_{CON} 訊號所決定之一數量來放大或衰減 ($1/G$) ODC_{EST} 訊號; 並且將輸入直流估計訊號 IDC_{EST} 提供到組合器 335 之一輸入端, 該組合器會

五、發明說明 (30)

在其另一輸入端處接收來自累加器339之直流偏移累加訊號 D_{ACC} 。組合器335會組合 IDC_{EST} 訊號與 D_{ACC} 訊號以提供直流偏移訊號 DC_{OFF} ，將它提供到：DC DAC 337之輸入端，以及直流累加器339之輸入端。在一實施例中，組合器335當作一種會將 IDC_{EST} 訊號加到 D_{ACC} 訊號以提供直流偏移訊號 DC_{OFF} 的相加點而操作。累加器339會將 D_{ACC} 訊號連續地調整到 DC_{OFF} 訊號之位準，以維持一種已累加直流值。DC DAC 337會將數位 DC_{OFF} 訊號轉換成類比DC OFFSET訊號，將它提供到組合器303。 DC_{OFF} 訊號表示： IDC_{OFF} 和 QD_{OFF} 訊號之操作；而DC OFFSET訊號則表示： I OFFSET和 Q OFFSET訊號之操作。

要注意：許多替代手段和變化例都被設想。譬如說，可能將組合器303建構成為一種簡單的相加點，其中：直流放大器333或DC DAC 337會執行否定(negation)或反演(inversion)，以產生一種負的DC OFFSET訊號，然後藉由組合器303將它加到 R_{BB} 訊號。

將控制邏輯343耦合到：過載(OV)檢測方塊309，目標功率方塊323，以及直流估計方塊319；用來：控制操作，設定參數等。譬如說，可能使用控制邏輯343，以使製造商或用戶能夠：設定由目標功率方塊323所使用之一目標功率位準，以控制TP訊號。

在操作中，藉由LNA/混頻器301，將來自天線247，249之 R_{RF} 訊號轉換成在基帶頻率處的 R_{BB} 訊號。為了保證檢測出由兩個天線247，249其中任何一個天線所接收的一種有

五、發明說明 (31)

效但微弱的射頻訊號；過載檢測方塊309最初會藉由斷定HI/LO訊號為HI來將LAN/混頻器301中的LNA部份之增益設定成高增益。 R_{BB} 訊號是藉由組合器303加以直流調整；該組合器不是組合就是減去DC OFFSET訊號，並且將 R_{ADJ} 訊號提供到BB LPF 305。BB LPF 305將 R_{ADJ} 訊號的一種已濾波版訊號提供到BB AGC放大器307。DC OFFSET訊號是以在BB AGC放大器307之輸入處的不需要的直流量之一估計值(estimate)為根據。過載檢測器289會檢測：在BB LPF 305的輸出處之已接收輸入訊號的過載情況是否存在；如果這樣，則斷定BB OVLD訊號。若檢測出過載情況，則過載檢測方塊309會斷定HI/LO訊號為LO，以減底LNA/混頻器301之輸入增益，進而使已接收輸入訊號 R_{BB} 更接近目標功率位準。

BB AGC放大器307會放大 R_{ADJ} 訊號，以便將R訊號提供到AA LPF 311，然後再到基帶處理器203之ADC 313。ADC 313會將類比R訊號轉換成數位接收訊號 R_D ，將它提供到擴展解碼器285（當作 R_{DI} 和 R_{DQ} 訊號）。訊號功率估計方塊315，兩個組合器321和325，目標功率方塊323，累加器329以及AGC DAC 297；它們與包括有BB AGC放大器307，AA LPF 311以及ADC 313的訊號路徑裝置共同形成AGC迴路345，它是一種集中在BB AGC放大器307四周的增益回授電路。AGC迴路345包括：增益控制邏輯，它會接收已放大輸入訊號，估計輸入訊號功率，以及斷定增益調整訊號，試圖將輸入訊號功率保持在目標功率位準處。

五、發明說明 (32)

特別是，訊號功率估計方塊315會估計在 R_D 訊號內之基帶輸入訊號的功率，並且斷定：指示其中功率的 R_{EST} 訊號。在一實施例中，這項功率估計排除 R_D 訊號之任何直流位準。組合器321會比較 R_{EST} 訊號與TP訊號；以便產生 R_E 訊號，它會識別：相對於由TP訊號所表示之目標功率位準， R_D 訊號的功率誤差量。組合器325會調整 G_{ADJ} 訊號的目前值，試圖補償會存在的任何功率誤差。AGC DAC 297會將 G_{ADJ} 訊號轉換成類比GAIN ADJUST訊號；將它提供到BB AGC放大器307之增益控制輸入端，以便控制：在 R_D 訊號內之基帶輸入訊號的功率位準。於是，AGC迴路345試圖將在 R_D 訊號內之基帶輸入訊號的功率位準不是維持就是調節(regulate)達到目標功率位準。

在圖示之實施例中，表示兩個BB AGC放大器273，275其中任何一個BB AGC放大器的BB AGC放大器307會使用一種對數(logarithmic)增益標度，諸如：測量單位為dB(分貝)，其範圍在-6與60 dB之間。因為 R_D 訊號是以數位格式呈現；所以訊號功率估計方塊315，目標功率方塊323，累加器329，以及兩個組合器321，325都是數位裝置；而 R_{EST} ，TP， R_E ， G_{ACC} 以及 G_{ADJ} 訊號則都是數位訊號。AGC DAC 297是一種具有128個位階(steps)的7位元DAC(數位到類比轉換器)，它會輸出一種具有大約 ± 1 毫安培(mA)之控制電流範圍的類比電流訊號，以達到適於BB AGC放大器307的所需增益範圍。將AGC DAC 297之電流輸出轉換成電壓訊號，諸如：藉由一種電阻性(resistive)

五、發明說明 (33)

網路或其同類者；以便獲得 GAIN ADJUST 訊號。

直流估計方塊 319，增益轉換器 331，直流放大器 333，組合器 335，累加器 339，DC DAC 337 以及組合器 303；它們與在組合器 303 與 ADC 313 之間的接收訊號路徑共同形成直流迴路 347，其操作是：試圖不是減低就是去除來自輸入訊號路徑中之 R_D 訊號的直流量。直流迴路 347 包括：直流控制邏輯，它會估計在已放大輸入訊號中的直流量，並且提供直流偏移量，試圖減低在已放大輸入訊號中的直流位準。特別是，直流估計方塊 319 會估計 R_D 訊號之直流偏移量，並且提供：指示在 BB AGC 放大器 307 之輸出處的直流量之 ODC_{EST} 訊號。因為將 DC OFFSET 訊號施加在組合器 303 處，該組合器是在 BB AGC 放大器 307 之輸入處；且因為 R_{ADJ} 訊號的任何剩餘直流量都被 BB AGC 放大器 307 有效地放大，所以直流放大器 333 之操作是：用來補償 BB AGC 放大器 307 之增益。會接收 G_{ADJ} 訊號和產生用來控制直流放大器 333 之增益的 G_{CON} 訊號之增益轉換器 331，它當作一種會轉換在增益控制邏輯與直流控制邏輯之間的諸多增益位準之增益界面而操作。在一實施例中，增益轉換器 331 會反轉增益 ($1/G$)。增益轉換器 331 可能進一步補償：在 BB AGC 放大器 307 與直流放大器 333 之間的諸多不同增益範圍及/或不同增益標度。以此方式，由直流放大器 333 所斷定的 IDC_{EST} 訊號表示：DC OFFSET 訊號之一誤差。組合器 335 會藉由 IDC_{EST} 訊號來調整：像調整 D_{ACC} 訊號那樣，由累加器 339 所維持的 DC OFFSET 訊號；以便補償在 DC

五、發明說明 (34)

OFFSET訊號中的諸多誤差。

在圖示之實施例中，因為 R_D 訊號是以數位格式呈現，所以直流估計方塊319，直流放大器333，累加器339，以及組合器335都是數位裝置；而 ODC_{EST} ， IDC_{EST} ， D_{ACC} 以及 DC_{OFF} 訊號則都是數位訊號。並且，表示I，Q OFF DAC 293，295其中任何一個的DC DAC 337是一種依照2的補數(2's-complement)格式而操作的12位元之基於電流的DAC，它會輸出一種具有大約 ± 5 毫安培(mA)之範圍的類比電流。將DAC輸出電流轉換成具有大約 ± 75 毫伏(mV)之範圍的DC OFFSET電壓訊號，以補償大約 ± 64 mV的預期直流偏移範圍。增益轉換器331可能完全當作一種用來將數位 G_{ADJ} 訊號轉換成數位 G_{CON} 訊號的數位裝置而操作。替換地，會設想到： G_{CON} 訊號是一種取決於直流放大器333之組態的類比訊號。在圖示之實施例中，直流放大器333是一種線性增益放大器。通常，BB AGC放大器307會放大包括任何直流量的輸入訊號，使得：直流放大器333當作一種會放大 ODC_{EST} 訊號以維持控制直流迴路347的放大器而操作。透過 G_{CON} 訊號，藉由增益轉換器331來控制由直流放大器333所產生的放大量。於是，增益轉換器331會接收 G_{ADJ} 訊號和調整 G_{CON} 訊號。

如前面所描述的，增益轉換器331當作一種會轉換在增益控制邏輯與直流控制邏輯之間的諸多增益位準之增益界面而操作。在一實施例中，增益轉換器331會反轉在BB AGC放大器307與直流放大器333之間的增益。增益轉換器

五、發明說明 (35)

331可能進一步會和 G_{ADJ} 及 G_{CON} 訊號之任何位元加權操作(bit weighting)一起在諸多對應範圍或單位之間作轉換，使得： ODC_{EST} 訊號的放大倍數(amplification)對應於 R_{ADJ} 訊號之增益。替換地或附加地，增益轉換器331會進一步在兩種增益標度之間，諸如：在對數與線性標度之間作轉換。特別是，就圖示之實施例而言，因為BB AGC放大器307是一種測量單位為分貝(dB)的對數增益放大器；且因為直流放大器333是一種線性增益放大器，所以增益轉換器331會從以dB表示的 G_{ADJ} 訊號轉換成線性增益 G_{CON} 訊號。針對其中BB AGC放大器307和直流放大器333兩者都是線性放大器的諸多實施例而言，增益轉換器331會和 G_{ADJ} 及 G_{CON} 訊號之任何位元加權操作一起在諸多對應範圍或單位之間作轉換而不需要對數轉換。

圖4是：除了利用校準方法來更精確地確定和控制直流量外，一種與補償系統300類似的已校準直流補償系統400之一方塊圖。特別是，校準方塊401包括：校準邏輯，它會接收 R_D 訊號，並且將集體指稱為PGM訊號的一個或更多校準規劃訊號(calibration programming signals)提供到增益轉換器331。就像進一步描述於下的那樣，增益轉換器331包括一種用來儲存調整值的任選調整值儲存器405。可能以諸如多匯流排訊號(multiple bus signals)或其同類者的任何適當方式來建構PGM訊號，以便規劃調整值儲存器405。也可能使用控制邏輯434來控制一種校準程序或校準功能，或者控制：校準程序是否和何時要被校準方塊401

五、發明說明 (36)

加以執行。譬如說，控制邏輯343視情況地包括：會確定用來執行一個校準程序之時間間隔(time interval)的計時邏輯(timing logic) 403或其同類者，就像進一步描述於下的那樣。在兩個連續校準操作之間的時間間隔取決於特定組態或建構例。在圖示之實施例中，校準時間間隔有機秒鐘或幾分鐘之數級，諸如：大約30秒鐘或1分鐘或其同類者。

如前面所描述的，有許多直流偏移量之來源，並且直流位準通常會改變。BB AGC放大器307本身會引入：可能從一增益位階到另一增益位階會有顯著改變的直流偏移量。在圖示之實施例中，校準方塊401是一種當作校準器而使用的數位裝置；於是，該校準器會監控數位 R_D 訊號，執行適當的測量及計算，進而規劃調整值儲存器405。增益轉換器331會接收 G_{ADJ} 訊號，確定針對 G_{CON} 訊號之一對應初始值(initial value)，以及利用在調整值儲存器405中的諸多調整值(如果有提供的話)來執行任何必要的調整。可能以幾個方式其中任何一種方式來合併調整值。在一種組態中，調整值是一個被由增益轉換器331所確定之初始轉換值乘的乘數值；並且將其結果當作 G_{CON} 訊號使用，以便控制直流放大器333。替換地，調整值是一個被加到由增益轉換器331所確定之初始轉換值或從中減去的偏移值或相加值；並且將和(sum)當作 G_{CON} 訊號使用，以便控制直流放大器333。在諸多替換性實施例中，校準方塊401可能只斷定一個被用來調整 G_{CON} 訊號的校準訊號。校準訊號被維持在一種像由校準方塊401所控制那樣的目前調整位準處

五、發明說明 (37)

；並且以一種像單一調整值那樣的類似方式，由增益轉換器331加以利用。然而，要注意：由於在許多環境中，在ZIF架構實施例中，直流電壓之既不可預測又常是非線性的性質；故而單值(single-valued)校準訊號可能不足以補償直流。

設想任何適當數目的調整值以達到任何所需準確度等級。在一種組態中，使用一個低增益調整值和一個高增益調整值。被當作臨限值(threshold)使用以便在低與高兩種調整值之間切換的特定 G_{ADJ} 值，可能以任意或實驗方式加以確定。設想一個中途點(half-way point)，不過設想任何適當臨限點都要取決於特定組態和設計。替換地，針對 G_{ADJ} 訊號之一對應數目的增益位階或位準中的每個增益位階而言，可能使用任何數目的調整值。譬如說，若AGC DAC 297是一種具有128個對應離散(discrete)增益位階的7位元DAC，則已規劃在調整值儲存器405中的增調整值數目可能有2個到128個不同調整值。針對 G_{ADJ} 訊號的每個離散增益位階都有一個不同調整值的實施例會提供相對高的準確度。

計時邏輯403一時間暫停(timeout)，控制邏輯343就會確定無線收發訊機200是否正在執行任何通訊功能，諸如：發送或接收任何資訊分包。如果不是佔線(busy)，或者在無線收發訊機200已經執行其功能且變成閒置(idle)之後；則控制邏輯343會對校準方塊401指示：要處理(conduct)一個校準程序。校準方塊401被耦合來控制無線收發訊機200

五、發明說明 (38)

的某些功能，如虛線351所指示的，以便處理校準。在校準期間，校準方塊401可能控制LNA/混頻器301及/或組合器303，以使輸入訊號 R_{BB} 暫時地移離補償系統300。譬如說，使接收 R_{BB} 訊號的組合器303之輸入端與LNA/混頻器301暫時地斷開；進而不是使它接地(grounded)就是任其浮接(floating)。然而，要注意：LNA/混頻器301及/或組合器303的控制可能需要ZIF收發訊機201與基帶放大器203之間的一種更複雜界面。替換地，可能將校準程序和功能完全包含在基帶處理器203內。在任何一種情形下，校準方塊401會控制DC DAC 337和AGC DAC 297，使AGC迴路345和直流迴路347暫時失效(disable)；以便處理校準程序。

在校準程序期間，校準方塊401會控制DC DAC 337，以便將一個預定或任意直流位準或設定值注入補償系統300中，諸如：一個零伏直流值，或者任何其它預定或適當電壓。校準方塊401會控制AGC 297達到一預定增益位階或位準；或者在其它情況，會連續地踏遍一個或更多增益位階。然後，校準方塊401會針對每個增益位階而抽樣 R_D 訊號一次或更多次。根據這種資料，校準方塊401不是確定一個或更多增益值，就是確定對應於 R_D 訊號之諸多直流位準的一個或更多直流偏移值。在某些實施例中，校準方塊401會基於已測量參數，諸如： R_D 訊號之諸多直流位準及/或BB AGC放大器307之增益而執行任何必要的計算；於是，以一個或更多調整值來規劃調整值儲存器405。

在一實施例中，校準方塊401會控制DC DAC 337，以便

五、發明說明 (39)

斷定一個任意和已知直流電壓來到組合器303；並且會控制AGC DAC 297達到一特定增益位準。然後，校準方塊401會抽樣 R_D 訊號。校準方塊401可能使用BB AGC放大器307之一假設或理論增益；基於增益位準而計算 R_D 訊號之理論值(theoretical value)；進而和已測量 R_D 訊號之實際值(actual value)相比較。理論增益值與測量值之間的差為直流微分值，利用它來確定在該增益位準處的必要直流偏移量。替換地，校準方塊401會以任何適當方式來確定表示BB AGC放大器307之已測量增益的一個或更多增益值；並且在計算中使用已確定增益值，而不是理論增益值。譬如說，校準方塊401可能確定已規劃在DC DAC 337中的第一和第二直流偏移值，終於導致 R_D 訊號達到對應第一和第二範圍值，諸如：分別為75%上範圍值和下範圍值。就像進一步描述於下的那樣，利用第一和第二直流偏移值來計算：在AGC DAC 297之特定增益位階處的BB AGC放大器307之一增益值。

校準方塊401會針對AGC DAC 297的一個或更多增益位階而重複校準過程，終於導致：被使用來確定已規劃在調整值儲存器405中之諸多調整值的許多增益值和直流微分值。校準方塊401可能將BB AGC放大器307與直流放大器333之間的增益範圍和增益標度之任何差值加以合併，以便將每個直流微分值轉換成適當調整值。譬如說，設想從對數到線性標度之轉換。替換地，以諸多直流微分值來規劃調整值儲存器405，其中：增益轉換器331會執行在操作

五、發明說明 (40)

期間之任何必要的轉換。雖然校準方塊401和調整值儲存器405都是會進一步使電路和邏輯複雜的附加組件，但是直流迴路347會更快速地收斂(converge)和消除直流偏移量。由於操作環境是動態且不可預測的，故而在週期性基礎上重複校準程序。

圖5是：除了以查閱表(lookup table，簡稱LUT) 501代替增益轉換器331而成為AGC迴路345與直流迴路347之間的增益界面外，一種與補償系統400類似的已校準補償系統500。LUT 501是一儲存裝置(memory device)，除了將已規劃在LUT 501中的諸多增益轉換值直接斷定為 G_{CON} 訊號以控制直流放大器333之增益外，該裝置會以一種像增益轉換器331和調整值儲存器403那樣的類似方式而操作。特別是，將 G_{ADJ} 訊號當作一位址來使用，以便存取在LUT 501內之一增益轉換值，然後將它斷定為 G_{CON} 訊號來到直流放大器333。校準方塊401會以一種如前面所描述的類似方式來執行校準程序，以便透過 R_D 來確定一個或更多的增益值或直流偏移值。

校準方塊401會執行關於諸多已測量增益值及/或直流偏移值之任何必要的計算；以便在AGC迴路345與直流迴路347之間作轉換，進而規劃在LUT 501內的諸多增益轉換值。特別是，如前面所描述的，校準方塊401會和 G_{ADJ} 及 G_{CON} 訊號之任何位元加權操作一起在諸多對應範圍或單位之間作轉換。替換地或附帶地，如前面所描述的，校準方塊401會進步在BB AGC放大器307與直流放大器333之間的

五、發明說明 (41)

兩種不同標度之間(如果有的話)，諸如：在對數與線性標度之間作轉換。校準方塊401會規劃在LUT 501內之一分離增益轉換值，它對應於AGC DAC 297的至少一個增益位準或位階。設想針對每個增益位階都有一個分離增益轉換值；在操作期間，它提供一項優點在於不需要轉換，使得LUT 501會針對每個 G_{ADJ} 值而供應一個適當 G_{CON} 值。

圖6是：一種雖然與補償系統500類似但是進一步包括限制方塊601的已校準補償系統600之一方塊圖；該限制方塊當作一種在操作期間用來限制 G_{ADJ} 訊號之變化的增益調整限制器而操作。將來自組合器321之 R_E 訊號提供到限制方塊601，它也會接收來自累加器329之 G_{ACC} 訊號。限制方塊601會斷定：來到累加器325是一種被稱為 R_{LE} 的已限制接收誤差訊號，而不是 R_E 訊號。以此方式， R_{LE} 訊號是 R_E 訊號之一限制版訊號，就像使用 R_E 訊號和 G_{ACC} 訊號而由限制方塊601所確定的那樣。 G_{ACC} 訊號是AGC DAC 297之目前增益位準(透過 G_{ADJ} 訊號)；而 R_E 訊號則是所需誤差差量(error differential)或變化，用來確定 G_{ADJ} 訊號之一新位準。累加器329會以改變後的 G_{ADJ} 訊號之新值來更新 G_{ACC} 訊號。

就像進一步描述於下的那樣，不是直接施加 R_E 訊號，而是限制方塊601會提供一種用來限制 G_{ADJ} 訊號之變化量的方法以防止迴路控制喪失(loss of loop control)。設想許多不同的實施例。在一實施例中，以一種總是適用的預定增量變化極限，諸如施加到 R_E 訊號或其同類者的90%因數

五、發明說明 (42)

(factor)；或者以一種在無線收發訊機200之操作期間不會被超過的恆定最大增益變化極限來預先規劃(pre programmed)限制方塊601。替換地，以一種針對LUT 501之描述於上的類似方式，透過一個或更多 G_{LIM} 訊號或其同類者，藉由校準方塊401來規劃限制方塊601。

ADC 313包括像捕捉由BB AGC放大器307所斷定之接收訊號R的大多數，實質上所有，或者所有可能範圍所需一樣多的位元是有可能的。在一特定實施例中，BB AGC放大器307具有一種大約66 dB (-6 dB到60 dB)的增益範圍，以便提供充分動態增益範圍，因而致能：在預期環境中的適當操作。AGC DAC 297包括足夠數目的位元，以達到所需準確度遍及BB AGC放大器307的整個增益範圍。譬如說，在一實施例中，AGC DAC 297是7個位元。這種組態會要求：不論BB AGC放大器307的增益位準如何，ADC 313具有為數可觀的位元，以便追蹤接收訊號R。進一步要注意：ADC 313可能還包括附加位元，以便進一步合併已合併在接收訊號內之直流偏移量的整個範圍，該直流偏移量則可能尚未藉由直流迴路347加以完全補償。再者，這為數可觀的位元會要求大型ADC 313。並且，可能設計基帶處理器203，以便適當地處理ADC 313之為數可觀的位元。

在一種更實用的實施例中，ADC 313只包括：像維持具有充份頂部(head)和底部(foot)空間(集體稱為頂部空間(head room))之訊號完整性(signal integrity)所需一樣多的位元。在一實施例中，譬如說，ADC 313是一種具有36 dB

五、發明說明 (43)

之範圍的6位元轉換器，終於導致：大約為每位元6 dB。以此方式，ADC 313不是試圖處理BB AGC放大器307的整個操作範圍，而換成是試圖足以維持具有充分頂部空間的訊號完整性。目標功率方塊323斷定TP訊號在適當目標功率處，試圖將具有已減低或已消除直流偏移量的接收訊號R維持在ADC 313之操作範圍內。要注意：目標功率小於ADC 313之滿刻度功率；並且，在一實施例中，將目標功率設定成：可利用ADC 313觀察之大約滿刻度功率的 $\pm 75\%$ 。

因此，ZIF收發訊機201可能提供已接收R訊號，它超出基帶處理器203之ADC 313的範圍外。在初始訊包獲取(acquisition)期間，此事可能特別真實。譬如說，過剩直流位準可能使ADC 313鋪軌達到(rail to)它的最大或最小極限。有過剩功率的(overpowered)輸入接收訊號可能導致：在兩軌其中之一或兩者處限幅(clipping)，端視對應直流位準而定。提供AGC迴路297和直流迴路347以補償訊號功率和直流位準，以便將 R_D 訊號位準控制在基帶處理器203之所需目標功率和操作範圍內。再者，即使在 R_D 訊號收斂到所需操作範圍之後，環境條件也可能突然變化，因而導致訊號功率及/或直流位準之變化。由於BB AGC放大器307在其輸入處具有不可預測的直流量，它可能隨著增益位準變化而顯著地改變；故而由訊號功率估計方塊315所請求的顯著增益變化可能會在其它情況導致 R_D 訊號之直流位準的實質變化，因而導致：ADC 313之鋪軌情況(rail condition)，及/或直流迴路347控制喪失。在高增益位準處

五、發明說明 (44)

，此事之所以特別有問題，是因為：任何新的直流位準，實質上都會由BB AGC放大器307以高增益來放大，因而潛在地造成迴路控制快速喪失。

將限制方塊601配備在補償系統600中，以減低或消除由訊號功率估計方塊315所導致的過度校正(over-correction)。在對應於BB AGC放大器307的諸多較高增益位準之AGC DAC 297的諸多較高增益位階處， R_{EST} 訊號之某一位準可能對應於 G_{ADJ} 訊號與AGC DAC 297之一顯著差量，它可能引入太多的直流偏移量而由直流迴路347加以控制。替換地，在 G_{ADJ} 訊號中之一顯著變化可能實質上會減低：在其它情況由BB AGC放大器307所供應的直流偏移量；使得已累加直流偏移訊號本身會過補償(over-compensate)，因而引入太多可能不是可控制的直流電壓。於是，限制方塊601會減低在較高增益位階處之 R_E 訊號的校正量。限制方塊601會比較 R_E 訊號與 G_{ACC} 訊號，並且確定 R_{LE} 訊號之位準，以便維持 G_{ADJ} 訊號之一可控制修正量，進而維持適當的控制迴路操作。

限制方塊601的諸多不同實施例和變化例都被設想。在一實施例中，以一種適用於所有操作增益位準的單一最大增益微分値來預先規劃限制方塊601。替換地，在以一個或更多增益極限值來校準的期間，透過諸多 G_{LIM} 訊號，由校準方塊401來規劃限制方塊601。當由校準方塊401來確定和規劃時，就會設想到單一最大增益變化極限 G_M 。也可能確定和規劃一個或更多增量變化極限，端視諸多特定

五、發明說明 (45)

增益位階而定。就 G_{ADJ} 訊號的每個增益位階而言，可能以一個不同增益變化極限來規劃限制方塊 601，使它可以一種像 LUT 501 那樣的類似方式來操作。替換地，只有在諸如較高的 30 dB 增益位準之較高增益位準處，才可能以諸多增益變化極限值來規劃限制方塊 601。替換地，可能以諸多增益限制的任何組合來建構限制方塊 601；該組合包括：遍及整個增益範圍都可運作的一個最大增益變化極限，以及在諸如較高增益位準之特定增益位準處的諸多增益變化極限。

就像前面所提及且進一步描述於下的那樣，在一實施例中，在每個校準程序期間，就 G_{ADJ} 訊號的每個增益位階（或者 AGC DAC 297 的每個增益位階）而言，校準方塊 401 不是測量就是確定表示 BB AGC 放大器 307 之增益的一個增益值。然後，校準方塊 401 可能使用一種上界法，它會進一步利用 BB AGC 放大器 307 之一假定直流偏移量模型或特性。在假定模型中，直流偏移量之變化 (dV) 與線性增益變化 (dG) 呈現線性關係，因此假定：直流偏移量的變化率 (the rate of change) 相對於電壓增益呈現恆定關係，或者是 $dV/dG=K$ ，其中：字首(prefix) “d” 表示導數值 (derivative value) 或增量值 (delta value)。使用該模型，假定：直流偏移量相對於電壓增益的變化率是常數值 “k”。雖然針對 BB AGC 放大器 307 的諸多特定組態而言，此種假定可能不是真實的；但是從上界觀點而言，這種模型是夠準確的。當轉換成分貝範圍 (dV/dG_{dB}) 時，線性直流偏移量變化模型

五、發明說明 (46)

不再是線性的，而是隨著遞增增益dB而更迅速地改變。然而，遍及小增益範圍，線性近似法(linear approximation)是一種在任何既定增益點處的直流偏移量之變化的相對準確估計法。變化率在較低增益點處是相對小的，但在大約30 dB之中程點(mid range point)處則會開始迅速地增加。於是，遍及整個增益範圍或在較高增益位準處，可能要施以校正。

要獲得針對 dV/dG_{dB} 之一相對準確斜率，求出在兩個相對接近點處之直流偏移量與增益之差值是想要的。為方便起見，該兩點是：目前操作增益 $G1_{dB}$ ，以及在大於1 dB處的增益，或者是 $G2_{dB}=G1_{dB}+1$ 。以此方式， $dG_{dB}=1dB$ ，就建構而言，它是較簡單又夠準確的。要求出 dV (或增量 DC)，就得在兩個增益點處，利用具有常數“ k ”之線性曲線，在線性模型與dB標度之間作轉換。首先，線性增益 $G1=invlog G1_{dB}=10^{(G1_{dB}/20)}$ ，其中“ $^{\wedge}$ ”符號表示：乘方因數(power factor)，或者“自乘”(raised to the power of)。第一直流偏移量 $DC1=k*G1$ ，其中星號“ $*$ ”表示乘法。若 $G2_{dB}=G1_{dB}+1$ ，則第二直流偏移量 $DC2=k(G2)=k10^{[(G1_{dB}+1)/20]}$ 。於是， $dV=DC2-DC1=dV/dG_{dB}$ 。

被指稱為MaxGainStep的增益變化極限是：來自一初始工作點的增益位階，它會導致在ADC 313處可觀察最大值的額外直流量。若最初就將直流量補償得相當好，則最大可容許額外直流量是：ADC 313的一半範圍，被指稱為MaxDCStep。以此方式，針對目前增益位階之

五、發明說明 (47)

MaxGainStep 是： $\text{MaxGainStep} = \text{MaxDCStep} / (dV/dG_{dB})$ 。
ADC 313具有大約 ± 500 mV的範圍；因此，就圖示之實施例而言，MaxDCStep=500 mV是一可接受極限值。在一實施例中，針對BB AGC放大器307的每個增益位準或增益位階(i)，或者 G_{ADJ} 訊號的每個增益位階而測量：以索引(index)“i”表示之一分離 dV_i 。然後，針對每個增益位階(i)而確定一個對應MaxGainStep_i值。在一實施例中，藉由校準方塊401，將所有MaxGainStep_i值儲存在限制方塊601中。就7個位元之ADC DAC 297而言，會計算和儲存128個不同的MaxGainStep_i值。替換地，會計算和儲存MaxGainStep_i值之一子集合(subset)，諸如：對應於BB AGC放大器307之上30dB增益範圍的諸多增益位階。在操作中，以一種像查閱表實施例那樣的類似方式，使用像由 G_{ACC} 訊號所確定那樣的目前增益來存取已儲存在限制方塊601內之對應MaxGainStep_i值(如果有的話)。藉由限制方塊601，將 R_{LE} 訊號斷定為： R_E 訊號和對應MaxGainStep_i值兩者中選較低之一者。在另一替換性實施例中，會計算每個 dV_i ，但只儲存最大值，或 dV_M 。然後，使用 dV_M 來計算最大增益變化極限 G_M ，將它儲存在限制方塊601中，並且加以使用遍及整個增益範圍。

在另一替換性實施例中，不使用線性模型，有利於實際直流偏移量測量。在圖示之實施例中，AGC DAC 297是一種基於電流之具有GD_{lsb}的7個位元DAC，該GD_{lsb}=對2 mA之滿刻度範圍而言，大約每個位階或鍵音(click)為

五、發明說明 (48)

2/128 mA；其中：GD_lsb表示針對AGC DAC 297的最低有效位元(least significant bit，簡稱lsb)轉換值。若“i”是一索引，它表示：對應於AGC DAC 297之 G_{ADJ} 訊號的諸多增益位階；若 $V_o(i)$ 表示：在工作點(i)處，在一特定增益位階處之一已測量直流偏移量；且若 dG_{mA} 是：增益變化，其單位為毫安培(mA)；則根據下列方程式(1)來求出針對每個增益位階(i)的 $dV/dG_{mA}(i)$ ：

$$(1) \quad dV/dG_{mA}(i) = \frac{V_o(i+1) - V_o(i-1)}{2 * GD_lsb}$$

其中數量 $V_o(i+1) - V_o(i-1)$ 是：就像在ADC 313之輸入處，在BB AGC放大器307之後將要觀察的那樣；遍及兩個增益位階之局部直流偏移量變化。從mA到dB的轉換幾乎是線性的；其中根據下列方程式(2)，藉由 $dV/dG_{mA}(i)$ 之轉換而求出針對每個增益位階的 $dV/Dg_{mA}(i)$ ：

$$(2) \quad dV/dG_{dB}(i) = \frac{2 * (dV/dG_{mA}(i))}{\max G_{db}(i) - \min G_{db}(i)}$$

其中： $\max G_{db}(i)$ 和 $\min G_{db}(i)$ 分別為最大和最小已測量增益值，其單位為分貝。然後，根據下列方程式(3)而求出 $dV/dG_{dB}(i)$ ：

$$(3) \quad dV/dG_{dB}(i) = \frac{V_o(i+1) - V_o(i-1)}{\max G_{db}(i) - \min G_{db}(i)}$$

圖7是：將一附加查閱表(LUT) 701包括在內的一種與補償系統500類似的已校準補償系統700之一方塊圖。LUT 701是另一儲存裝置，它會儲存關於 DC_{OFF} 訊號之諸多已測量直流調整值，並且斷定它們來到組合器335之另一輸入

五、發明說明 (49)

端。將 G_{ADJ} 訊號提供到 LUT 701 之一輸入端；透過 PGM 訊號，藉由校準方塊 401，以諸多直流調整值來規劃 LUT 701。該諸多直流調整值表示：針對 G_{ADJ} 訊號之諸多對應增益位階(i)的已測量直流偏移量。在已校準補償系統 500 和 600 中，由直流放大器 333 所斷定之 IDC_{EST} 訊號是一種已增益補償直流訊號，它不能說明諸多已測量直流位準。LUT 701 會基於諸多已測量直流位準而提供附加校正。譬如說，由 G_{ADJ} 訊號所產生的諸多增益變化都是藉由 LUT 501 來處理，而在諸多增益位階處的已測量直流偏移量則都是藉由 LUT 701 來處理。雖然可能增加一個附加組合器，但是 LUT 701 會挺方便地將直接直流偏移量校正提供到組合器 335，以便透過 DC DAC 337 而更直接地控制 DC_{ADJ} 訊號和 DC OFFSET 訊號。也可能增加限制方塊 601，但被視為不需要是因為：在補償系統 700 中，諸多已測量直流偏移量都是透過 LUT 701 加以補償的。

圖 8A 到 8C 都是：用來圖解說明根據本發明之一實施例的一個校準程序之流程圖。這個特定校準程序會測量在 AGC DAC 297 之每個增益位階(i)處的 BB AGC 放大器 307 之增益，並且進一步會測量 R_D 訊號之對應直流偏移量。並且，必要時，藉由限制方塊 601 來確定：在直流偏移量中之變化及/或直流偏移量導數，以供使用。

在討論特定操作之前，先提供整體操作之簡短討論。如以前描述的，當無線收發訊機 200 閒置和不是正在通訊時，校準方塊 401 就會控制 AGC DAC 297 和 DC DAC 337，以

五、發明說明 (50)

便執行測量。利用一種逐次近似演算法(algorithm)來建立在BB AGC放大器307輸入處之一電壓差，它對應於 R_D 訊號之一所需電壓差。在校準程序期間，AGC DAC 297會踏遍從最低開始到最高的每個增益位階(i)。然後，就每個增益位階而言，調整DC DAC 337以達到由ADC 313所輸出的 R_D 訊號之一目標位準。在所描述的特定實施例中， R_D 訊號的高值和低值都是藉由逐次近似法來確定，並且針對AGC DAC 297的每個增益位階而儲存。使用 R_D 訊號的兩個分離目標位準會致能：使用諸多差值來計算增益；其中諸多直流偏移量都是共模(common mode)，因而對消掉。並且，連同已先前計算的增益，利用求和法(summation)就可能計算出實際直流偏移電壓。

就逐次近似法而言，DC DAC 337之數值，最初從低值開始，隨後逐次地增加，直到在一預定高值處抽樣 R_D 訊號為止。然後，DC DAC 337最初是從高值開始，隨後逐次地減少，直到在一預定低值處抽樣 R_D 訊號之低值為止。為了要非常快速地收斂在所需數值上，就得使用：逐次近似法，或者對分搜尋法(binary search method)。特別是，始於最高有效位元(the most significant bit，簡稱MSB)到最低有效位元(the least significant bit，簡稱LSB)的每個位元都被獨立地翻轉(flip)和檢視，直到 R_D 訊號小於或等於高值或者大於或等於低值為止。

參考圖8A，在第一方塊801處，將使用在校準程序中的幾個變數加以初始化(initialize)。就每個增益位階而言，

五、發明說明 (51)

二進制變數ADC_HiLo被用來辨別高和低兩個目標值。最初將它設定成1。在逐次近似演算法中，利用Next_Bit變數來踏遍DC DAC 337的每個位元。最初將Next_Bit變數設定等於MSB_BIT，以便指向DC DAC 337之最高有效位元。在圖示之實施例中，就諸多補償系統300到700而言，DC DAC 337是12個位元，因此將MSB_BIT設定等於12。利用GainStep變數來追蹤AGC DAC 297的每個增益位階，以便控制BB AGC放大器307。最初將GainStep變數設定等於：GS_MIN，或者是AGC DAC 297之最低設定值。在圖示之實施例中，GS_MIN是-64，將它增量到：最高增益位階，或者是GS_MAX，在圖示之實施例中，它是63。針對在每個校準程序之後所執行的計算而言，將索引變數“i”當作一種用來儲存變數的索引來使用，因而會追蹤GainStep變數。就逐次迭代法(successive iterations)而言，利用DC_DAC變數來追蹤已規劃在DC DAC 337中的數值。在圖示之實施例中，DC_DAC是一個12位元變數，它以帶符號2的補數形式來表示，其範圍從100000000000b到011111111111b，其中“b”表示二進制數值。該二進制範圍表示：-2048到+2047之十進制範圍。

在方塊801處，最初將DC_DAC設定等於ALL_ZERO，它意謂著：DC_DAC中的所有12個位元都被設定等於二進制零。在帶符號2的補數形式中，此數值也表示：零(0)之二進制和十進制數值。在校準程序的首次(first)迭代中，DC DAC 337會從-2048之最低值增加，隨後逐次地增加，直

五、發明說明 (52)

到 R_D 訊號變成等於一個 ADC_HI_RANGE 常數值為止，在圖示之實施例中，該值是 +24。在逐次近似法中，若 DC DAC 337 從 -2048 朝向 +2047 之最大值增加，則先將它設定成大約等於零之中程值。在下一方塊 803 處，將 GainStep 變數寫到 AGC DAC 297，以便將 BB AGC 放大器 307 之增益設定在其最低位準處。在下一方塊 805 處，將 DC_DAC 變數寫到 DC DAC 337。以此方式，AGC DAC 297 是在最低增益位階處；而 DC DAC 337 則被設定等於零，或者是在其中程位準處。

在下一方塊 807 處，藉由校準方法 401 來抽樣 R_D 訊號一次或更多次。在下一方塊 809 處，將在方塊 807 處所採取的諸多有效樣本之算術平均值 (arithmetic mean value) 儲存在變數 ADC_Mean 中。在圖示之實施例中，在方塊 807 處採取 48 個樣本，並將最先的 16 個樣本拋棄，因此最後的 32 個樣本都被視為有效。於是，將最後的 32 個樣本之平均值加以確定，並且將變數 ADC_Mean 設定等於已確定平均值。

在下一方塊 811 處，會詢問 ADC_HiLo 是否等於 1。由於在第一迭代期間，在方塊 801 處，將 ADC_HiLo 設定等於 1；故而操作繼續進行到下一方塊 813，在其中，會詢問 ADC_Mean 變數是否大於 ADC_HI_RANGE 常數值。如前面所描述的，就每個增益位階而言，將使用 DC_DAC 變數之 DC DAC 337 的每個位元都逐次地測試，直到 R_D 訊號達到 ADC_HI_RANGE 常數值為止；其中該增益位階：在首次迭代中，它是 GS_MIN 之最小增益位階。若已經增加

五、發明說明 (53)

ADC_Mean 值而超出像在方塊 813 處所確定那樣的 ADC_HI_RANGE 值；則操作繼續進行到下一方塊 817，在其中，將 DC_DAC 變數之 Next_Bit 拋棄。要拋棄一個位元，就得將其數值改變或“翻轉”，其中：若它是 0，則將它改變成 1，反之亦然。實際上，若平均值已經超越 (overshoot) ADC_HI_RANGE 常數之目標值，則將位元拋棄。譬如說，在首次迭代中，在圖示之實施例中，Next_Bit 等於 12，而最初則被設定成 0；若平均值 ADC_Mean 大於 ADC_HI_RANGE 常數值 (+24)，則將 DC_DAC 變數之第 12 個或最高有效位元翻轉“回”到 1 以拋棄位元。若發生此事，則 DC_DAC 變成等於：100000000000b，或者是 -2048 之最小值。在其它情況，若 ADC_Mean 值不大於 ADC_HI_RANGE 常數值；則跳過方塊 817，使得 Next_Bit 或第 12 位元繼續保持為 0。

參考圖 8B，若像在方塊 813 處所确定的那樣，ADC_Mean 值不大於 ADC_HI_RANGE 常數值，或者是在方塊 817 處，在將 Next_Bit 拋棄之後；則操作繼續進行到方塊 819，在其中：會詢問 Next_Bit 是否等於 0。若不是，則操作繼續進行到下一方塊 821，在其中：將 Next_Bit 減量 (decremented)。在首次迭代中，在逐次近似法中，將 Next_Bit 減量到 11 以測試 DC_DAC 之下一位元。以此方式，將 DC_DAC 337 之每個位元加以測試，直到像在方塊 819 處所确定的那樣 Next_Bit 變成等於 0 為止。在下一方塊 823 處，將 DC_DAC 之 Next_Bit 翻轉，以供評估之用。在首次

五、發明說明 (54)

迭代中，將DC_DAC之Next_Bit或第11位元設定等於1，因此根據逐次近似演算法而增加DC_DAC變數之數值。特別是，若在方塊817處，已經拋棄第12位元，使得DC_DAC變成等於100000000000b或-2048；則在方塊823處，將DC_DAC設定等於110000000000b或-1024。在其它情況，若像在方塊813處所確定的那樣尚未拋棄第12位元，使得DC_DAC繼續保持為0；則在方塊823處，將DC_DAC設定等於010000000000b或+1024。

在方塊823處，在將DC_DAC之Next_Bit翻轉之後；操作繼續進行，回到方塊805，以便將DC_DAC之新值寫到DC DAC 337。就DC_DAC變數的每個位元而言，操作會以這種方式經由方塊813而在諸多方塊805與823之間循環(loop)，直到像在方塊819處所確定的那樣將Next_Bit減量到0為止。當發生此事時，在AGC DAC 297的最低增益位階處，當DC_DAC變數被規劃在DC DAC 337中時，它就會提供 R_D 訊號儘可能地接近，小於或等於預定ADC_HI_RANGE常數值。然後，操作繼續進行到方塊825，在其中：會詢問ADC_HiLo變數。由於在首次迭代中ADC_HiLo仍然是1，故而操作繼續進行到下一方塊827，在其中：將加索引(indexed)變數DC_DAC_HI_i設定等於DC_DAC變數，以供儲存及/或計算之用。並且，在方塊827處，將平均值變數ADC_HI_i設定等於ADC_Mean之目前值。要注意：雖然ADC_Mean應該等於ADC_HI_RANGE常數值，但是它可能會有些變化，進而將任何變化值加以儲存，以便用於計算

五、發明說明 (55)

中。

操作從方塊827繼續進行到方塊829，就目前增益位階(i)而言，重新設定針對逐次近似法之首次迭代的第二半部的諸多變數。特別是，Next_Bit被設定回到等於MSB_BIT，ADC_HiLo被設定等於0，而DC_DAC變數則被設定等於二進制變數ALL_ONE，它意謂著：DC_DAC中的所有位元都被設定等於1。就目前增益位階而言，這樣會初始化針對計算之第二半部的諸多變數；其中：DC DAC 337始於最大值或+2047，隨後根據逐次近似演算法而逐次地減少，直到像在方塊815處所確定的那樣達到一個預定ADC_LO_RANGE常數值為止。要注意：DC_DAC被有效地設定等於-1，是因為111111111111b在帶符號2的補數形式中表示1，它大約是在+2047之最大DAC值與-2048之最小DAC值之間的中途點。

從方塊829起，操作繼續進行，回到方塊805，在其中：將新的DC_DAC值寫入DC DAC 337中。再者，在方塊807處，採取R_D訊號之一個或更多樣本；並且在方塊809處，確定諸多有效樣本之平均值，進而儲存在ADC_Mean變數中。在下一方塊811處，由於ADC_HiLo等於0，故而操作繼續進行到方塊815，在其中：確定ADC_Mean是否小於ADC_LO_RANGE常數值。若不是，則操作繼續進行，直接到方塊819；如果這樣，則操作繼續進行到下一方塊817，在其中：以一種像前面所描述那樣的類似方式，將Next_Bit拋棄。若在首次迭代期間並未將Next_Bit拋棄，

五、發明說明 (56)

則操作會以 -1 或 111111111111b 的 DC_DAC 值而繼續進行。若在方塊 817 處將 Next_Bit 拋棄，則將 DC_DAC 值設定等於：+2047，或者是 011111111111b 它是最大 DAC 值。

在下一方塊 819 處，會詢問 Next_Bit 是否等於 0，若不是，則操作繼續進行到兩個方塊 821 和 823，在其中：像之前那樣，將 Next_Bit 減量，並且將 DC_DAC 變數之對應位元翻轉，以供評估之用。以一種像之前那樣的類似方式，若 DC_DAC 等於 -1 或 111111111111b；則在方塊 823 處，DC_DAC 下次被設定等於 -1025 或 101111111111b。替換地，若 DC_DAC 是 +2047 或 011111111111b；則在方塊 823 處，將 DC_DAC 設定等於 +1023 或 001111111111b。

就低到高逐次近似法而言，操作會以一種類似方式經由方塊 815 而在諸多方塊 805 與 823 之間循環，直到像在方塊 819 處所確定的那樣將 Next_Bit 減量到 0 為止。這時候，ACD_Mean 應該會接近，大於或等於像在方塊 815 處所確定那樣的 ADC_LO_RANGE 常數值。在已經檢視所有位元之後，操作繼續進行到下一方塊 825，在其中：會詢問 ADC_HiLo 之數值。由於這是在目前增益位階處之首次迭代的第二半部，其中 ADC_HiLo 是 0；故而操作繼續進行到下一方塊 831，在其中：就目前增益位階而言，將 DC_DAC 變數儲存在加索引變數 DC_DAC_Lo_i 中。並且，在方塊 831 處，將 ADC_Mean 之目前值儲存在加索引數值 ADC_LO_i 中。在下一方塊 833 處，就像由 GainStep 變數所追蹤的那樣，針對逐次近似程序之下次(next)迭代的第一

五、發明說明 (57)

半部而初始化諸多變數。特別是，Next_Bit被設定等於12，ADC_HiLo被設定回到等於1，而DC_DAC則被設定回到等於ALL_ZERO。再者，GainStep和索引“i”兩者都被增量。如前面所描述的，在圖示之實施例中，最初將GainStep設定成GS_MIN或-64。於是，在首次發生方塊833時，將GainStep設定等於-63，並且將“i”增量到2。在下一方塊835處，會詢問GainStep是否已經變成大於GS_MAX常數值，以便確定：就所有增益位階而言，是否已經完成諸多計算。在方塊835之首次迭代中，操作繼續進行，回到方塊803，在其中：將新的GainStep值寫入AGC DAC 297中。就下一GainStep而言，重複：利用DC_DAC變數之逐次近似法的整個第一和第二半部。以此方式，就每個GainStep而言，諸多加索引變數：DC_DAC_HI_i，ADC_HI_i，DC_DAC_LO_i以及ADC_LO_i都被確定；並且必要時，加以局部地儲存。

在已經確定針對每個GainStep的所有計算之後，其中：在方塊833處，將GainStep增量成為大於GS_MAX，就像在方塊835處所確定的那樣；則操作繼續進行到方塊837，如圖8C中所示，其中使用諸多已儲存的加索引變數來啟動諸多計算。在方塊837處，就每個增益位階(i)而言，確定被指稱為G(i)的增益資料。在圖示之實施例中，“i”是索引值，它從1變化到128，分別表示-64到+63之GainStep數值。在方塊837處，使用下列方程式(4)來計算增益資料G(i)：

$$(4) \quad G(i) = \frac{(ADC_lsb)}{(DC_DAC_lsb)} * \frac{(ADC_HI_i - ADC_LO_i)}{(DC_DAC_HI_i - DC_DAC_LO_i)}$$

五、發明說明 (58)

其中：ADC_lsb是ADC 313之位階值轉換，DC_DAC_lsb是DC DAC 337之位階值轉換；且其中ADC_HI_i，ADC_LO_i，DC_DAC_HI_i以及DC_DAC_LO_i都是：在方塊827和831處，前面所確定的加索引變數。在圖示之實施例中，ADC_lsb大約等於：每位階 $1\text{ Vpp}/64$ 或 $15.625 \times 10^{-0.3}\text{ Vpp}$ ；而DC_DAC_lsb則大約等於：每位階 $150\text{mV}/4096$ 或 $36.62 \times 10^{-0.3}\text{ mV}$ 。在圖示之實施例中，會確定128個增益資料值G(i)。在下一方塊839處，一種過濾器被應用來使增益資料G(i)變平滑。在一實施例中，一種五數寬移動平均數過濾器(five-wide moving average filter)被應用遍及增益資料G(i)，以使曲線趨於平滑(smooth out)。一種三數寬過濾器(three-wide filter)被使用在針對第二數值和最後第二數值的兩個端點處，而兩個端點數值(end point values)則未被改變。特別是，將最先三個數值加以平均，並且將第二數值設定等於平均值。然後，將最先五個數值加以平均，並且將第三數值設定等於平均值。然後，將第二到第五的數值加以平均，並且將第四數值設定等於平均值。以這種方式來繼續五數寬移動平均數的操作，直到：將最後五個數值加以平均，並且將最後第三數值設定等於平均值為止。然後，將最後三個數值加以平均，並且將最後第二數值設定等於平均值；因而完成了過濾器操作。利用過濾器，是因為：可能在一種應該在其它情況會產生實質變化和不準確度的挺多雜訊境中計算諸多已測量增益值。

操作從方塊839繼續進行到方塊841，在其中：針對每個

五、發明說明 (59)

增益位階(i)而確定一個已計算直流偏移值Voffset(i)；其中voffset指的是：在BB AGC放大器307之輸入處的已計算直流偏移量。根據下列方程式(5)來確定以Voffset(i)s表示的直流偏移值之一簡化版數值：

$$(5) \quad Voffset(i)s = -DC_DAC_lsb * \frac{DC_DAC_LO_i + DC_DAC_HI_i - 4096}{2}$$

該簡化版數值假定：將ADC_HI_i和ADC_LO_i變數分別設定成ADC_HI_RANGE和ADC_LO_RANGE常數值。然而，在操作中，ADC_HI_i和ADC_LO_i變數可能依照一個位階或2而變化；因此根據下列方程式(6)來計算針對每個增益位階(i)的一個調整值ADJ_i：

$$(6) \quad ADJ_i = \frac{(ADC_HI_i + ADC_LO_i) * (DC_DAC_HI_i - DC_DAC_LO_i)}{2 * (ADC_HI_i - ADC_LO_i)}$$

根據下列方程式(7)，利用調整值來計算更準確直流偏移值Vo(i)：

$$(7) \quad Voffset(i) = DC_DAC_lsb * \left[ADJ_i - \frac{DC_DAC_LO_i + DC_DAC_HI_i - 4096}{2} \right]$$

要注意：就ADC_HI_i等於ADC_HI_RANGE以及ADC_LO_i等於ADC_LO_RANGE的每種情形而言，調整值ADJ_i會對消而變成零。在其它情況，利用調整值來改善準確度。操作繼續進行到方塊843，以一種像針對方塊839那樣的類似方式，諸如：應用在兩個端點處具有三數寬過濾器的五數寬移動平均數過濾器，使直流偏移資料Voffset(i)趨於平滑。

在下一方塊845處，藉由下列方法，針對每個增益位階

五、發明說明 (60)

(i)而確定直流偏移量導數資料 $dV/dG_{dB}(i)$ ：首先根據方程式 $V_o(i)=V_{offset}(i)*G(i)$ 來計算在BB AGC放大器307之輸出處的直流偏移值，然後再將每個 $V_o(i)$ 值插入前面所描述的方程式(3)中。在下一方塊847處，以一種像前面所描述那樣的類似方式，諸如：應用在任一端點處都具有有一個三數寬過濾器的五數寬移動平均數過濾器，使直流偏移量導數資料 $dV/dG_{dB}(i)$ 變平滑。在下一方塊849處，已測量及/或已計算資料不是被轉換就是被儲存，端視特定組態而定。譬如說，就補償系統500到700而言，增益資料 $G(i)$ 被儲存在LUT 501中；就補償系統700而言，直流偏移量資料 $V_o(i)$ 被儲存在LUT 701中；並且就補償系統600而言，使用導數資料 $dV/dG_{dB}(i)$ 來確定：最大增益變化極限 G_M ，或者是針對一個或更多增益位階的一個或更多增益變化極限。將(諸多)已確定增益變化極限值儲存在限制方塊601中。

會察覺到：藉由適當的直流補償和直流校準來去除高效能無線收發訊機的中頻(IF)部份，終於導致一種具有減低功率要求之相對高效能又低成本的無線ZIF收發訊機。根據本發明的諸多實施例，使用與增益迴路界面連接之一已校準直流補償迴路會達成這些目標。基於一種與增益迴路鏈接的增益轉換而估計在基帶增益放大器之輸出處的直流量以及放大直流量估計值，會在輸入處提供直流偏移量，以便有效地控制：已提供到基帶處理器解碼器裝置的直流量。校準程序會藉由：定期地測量實際增益和直流偏移量

五、發明說明 (61)

，並且儲存一個或更多增益調整值或直流偏移量調整值來提供附加準確度。在操作期間，利用諸多調整值來修改增益轉換訊號或限制增益變化，以維持迴路控制。這種能力會致能：將WLAN系統設計適用在家中或在小企業中；該系統是相對強固，並且在相對高的資料輸貫量操作下具有有效效能。根據本發明之諸多實施例的一種ZIF設計會提供高靈敏度(sensitivity)，並且容許增益和直流偏移兩個迴路的快速穩定(fast settling)。快速穩定之所以想要，是因為：通訊的猝發性和分包化(packetized)性質。這種設計也會與大量的固有雜訊奮鬥到底；為了要補償直流偏移量，不是使該雜訊達到平均數就是將它消除。

雖然連同一個或更多較佳實施例而已經描述一種根據本發明的系統及方法，但是並不打算受限於此處所宣示的特定形式；反之，打算使它涵蓋諸如能夠被合理地包括在由所附申請專利範圍所界定之本發明的精神和範圍內的諸多替代手段，修改方法，以及等效物(equivalents)。

四、中文發明摘要(發明之名稱： 用於配置在零中頻架構之無線通訊裝置的校正後
直流補償系統)

一種用於配置在零中頻(zero intermediate frequency, 簡稱 ZIF)架構中之無線通訊裝置的已校準(calibrated)直流補償系統。該裝置包括：一 ZIF 收發訊機(transceiver)和一基帶處理器(baseband processor)，該處理器還包括一種會定期執行校準程序的校準器(calibrator)。基帶處理器包括：增益控制邏輯，直流控制邏輯，增益轉換器(gain converter)，以及校準器。增益轉換器會轉換在增益控制邏輯與直流控制邏輯之間的增益。校準器會以在校準程序期間所確定的諸多數值來規劃增益轉換器。增益轉換器可能是一種查閱表(lookup table)，它會基於 ZIF 收發訊機之

英文發明摘要(發明之名稱： A CALIBRATED DC COMPENSATION SYSTEM
FOR A WIRELESS COMMUNICATION DEVICE
CONFIGURED IN A ZERO INTERMEDIATE
FREQUENCY ARCHITECTURE)

A calibrated DC compensation system for a wireless communication device configured in a zero intermediate frequency (ZIF) architecture. The device includes a ZIF transceiver and a baseband processor, which further includes a calibrator that periodically performs a calibration procedure. The baseband processor includes gain control logic, DC control logic, a gain converter and the calibrator. The gain converter converts gain between the gain control logic and the DC control logic. The calibrator programs the gain converter with values determined during the calibration procedure. The gain converter may be a lookup table that stores gain conversion values based on measured gain of a baseband gain amplifier of the ZIF transceiver. The gain control logic may further include a gain adjust limiter that limits change of a gain adjust signal

四、中文發明摘要(發明之名稱： 用於配置在零中頻架構之無線通訊裝置的校正後)
直流補償系統

一基帶增益放大器的已測量增益而儲存增益轉換值。增益控制邏輯可能還包括一種增益調整限制器(gain adjust limiter)，它會基於一個最大極限或者基於一個或更多增益變化極限(gain change limits)而限制在操作期間的增益調整訊號之變化。第二查閱表會儲存許多直流調整值；在操作期間加些直流調整值，以便進一步減低直流偏移量(DC offset)。校準程序包括：使用逐次近似法(successive approximation)，針對在兩個預定範圍值(predetermined range values)及對應直流偏移值處之基帶放大器的每個增益位階(gain step)而抽樣輸出訊號。使用資料來計算：增

英文發明摘要(發明之名稱： A CALIBRATED DC COMPENSATION SYSTEM)
FOR A WIRELESS COMMUNICATION DEVICE
CONFIGURED IN A ZERO INTERMEDIATE
FREQUENCY ARCHITECTURE

during operation based on a maximum limit or on one or more gain change limits. A second lookup table stores a plurality of DC adjust values, which are added during operation to further reduce DC offset. The calibration procedure includes sampling an output signal for each gain step of the baseband amplifier at two predetermined range values and corresponding DC offsets using successive approximation. The data is used to calculate gain, DC offset and DC differential values, which are used to determine the conversion values programmed into the lookup tables or the gain adjust limiter.

四、中文發明摘要(發明之名稱： 用於配置在零中頻架構之無線通訊裝置的校正後)
直流補償系統

益，直流偏移量，以及諸多直流微分值(DC differential values)；使用該直流微分值來確定已規劃在查閱表或增益調整限制器中的增益轉換值。

英文發明摘要(發明之名稱： A CALIBRATED DC COMPENSATION SYSTEM)
FOR A WIRELESS COMMUNICATION DEVICE
CONFIGURED IN A ZERO INTERMEDIATE
FREQUENCY ARCHITECTURE

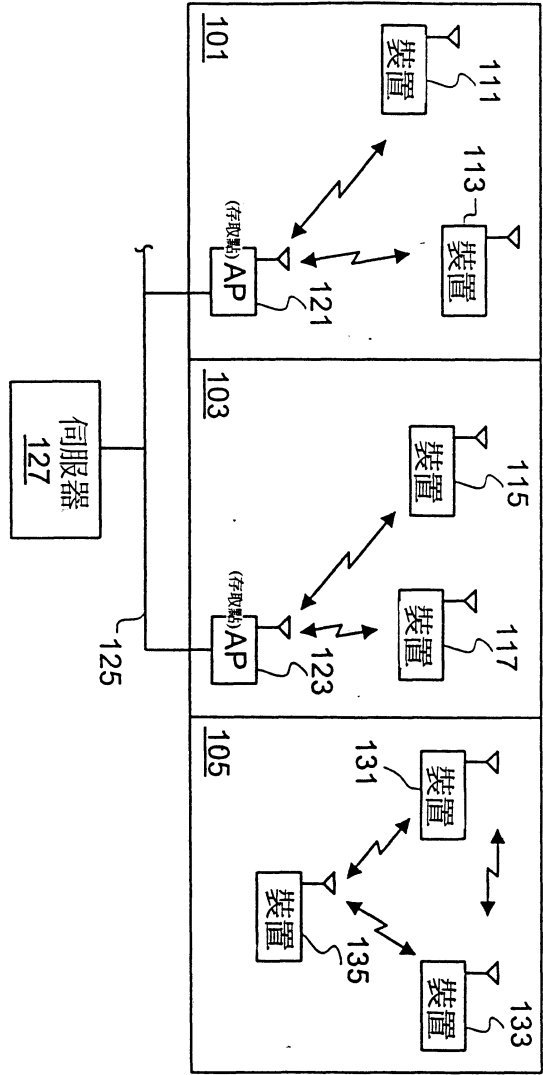
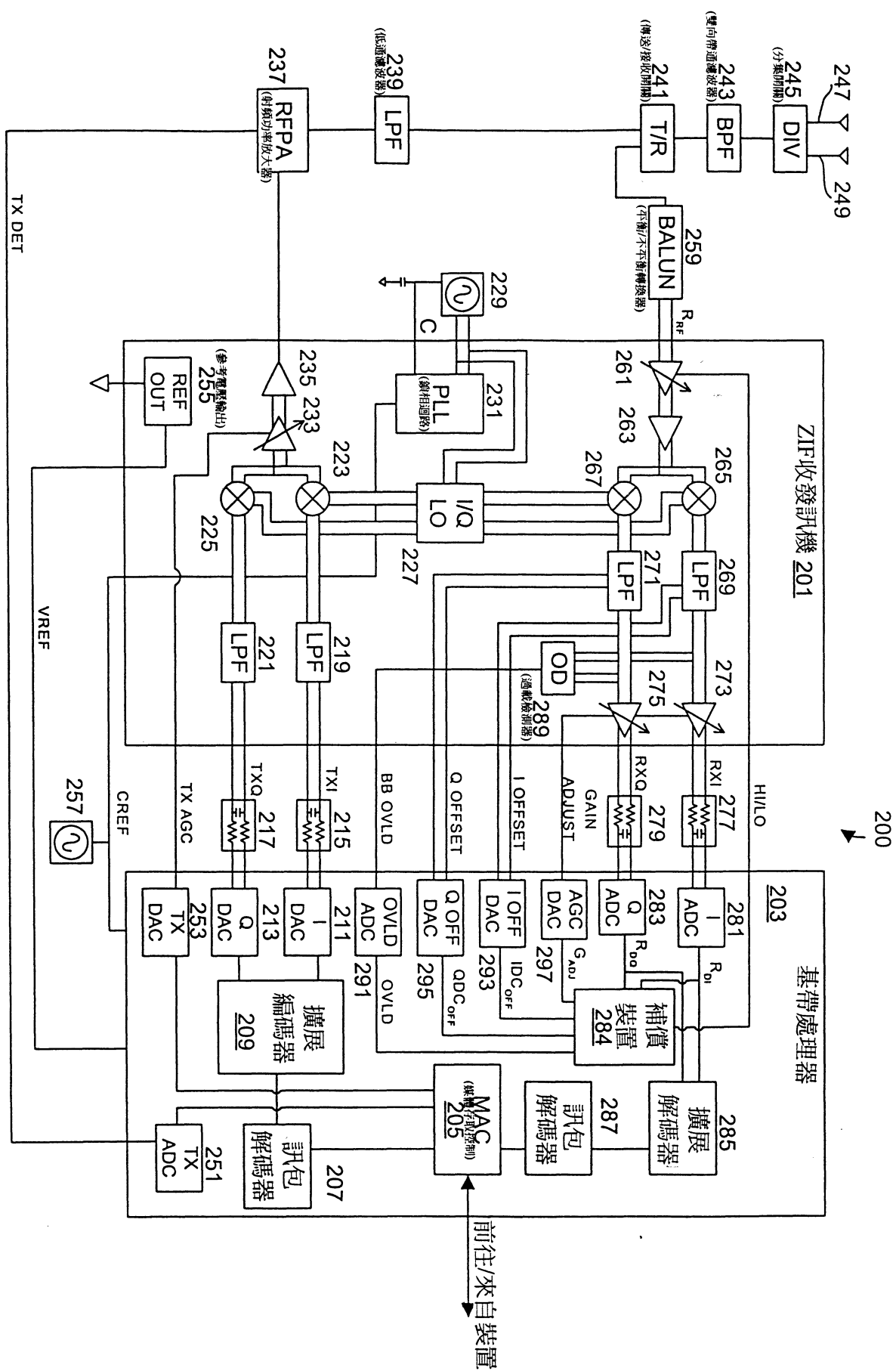


圖 1



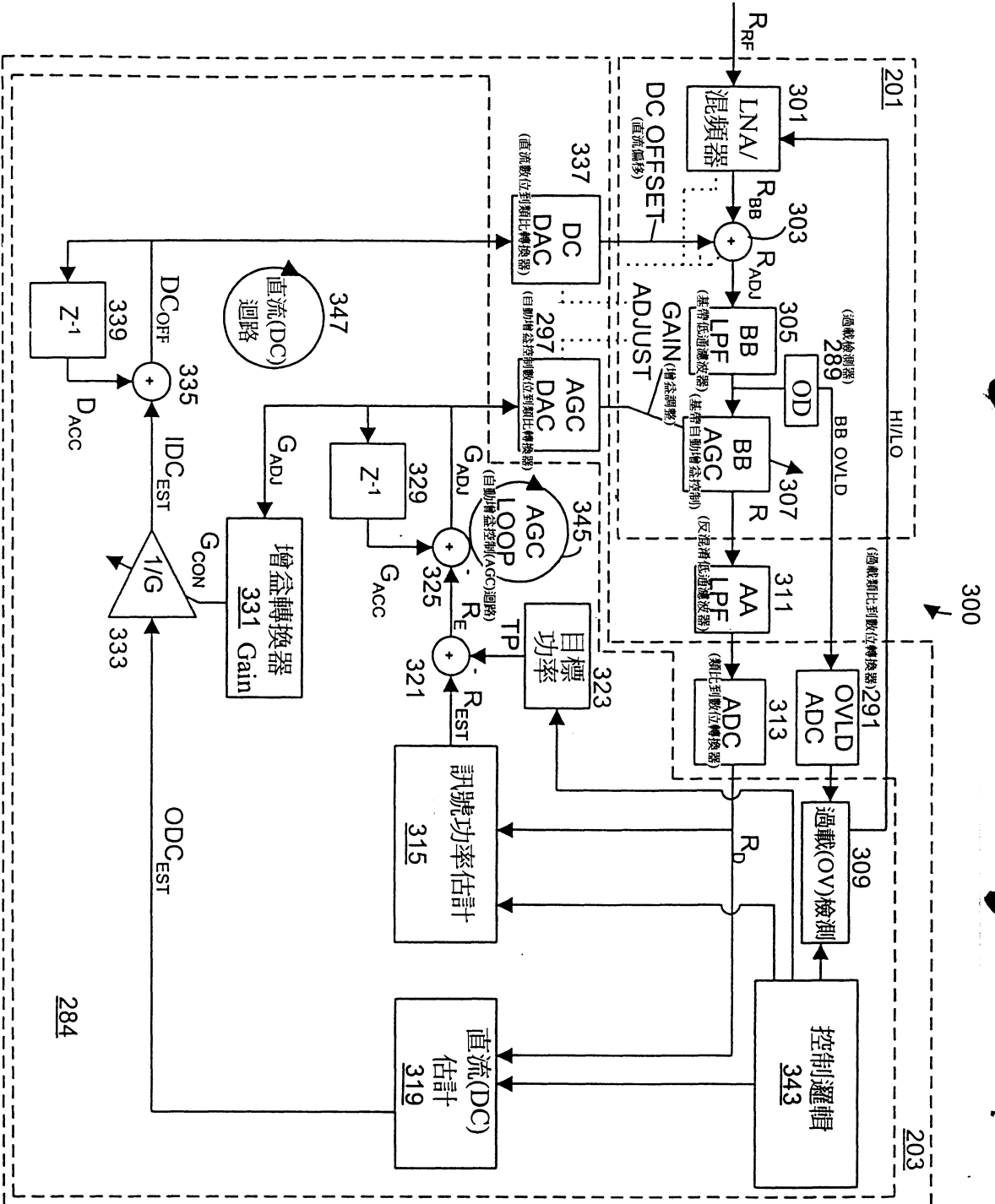


圖 3

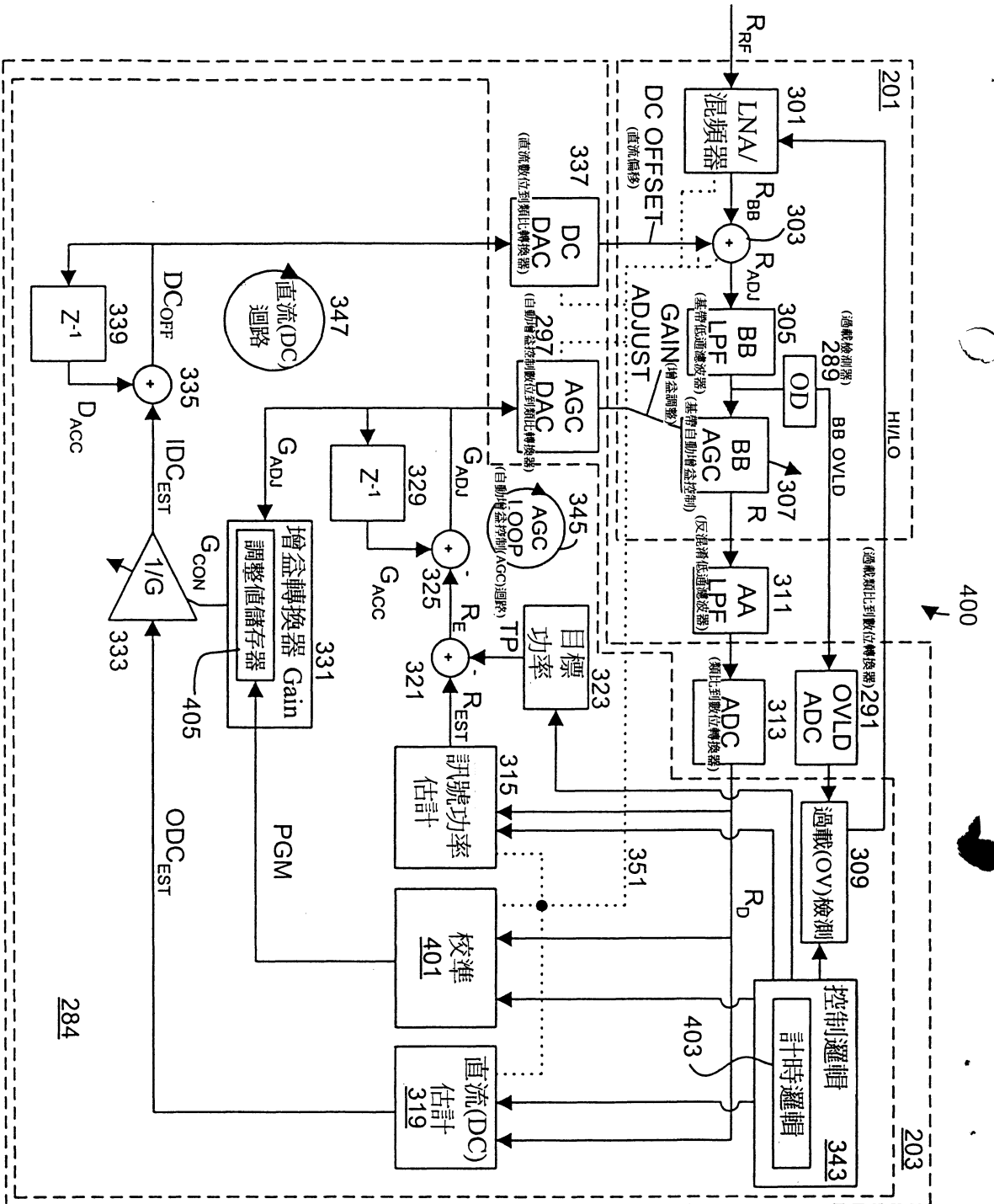
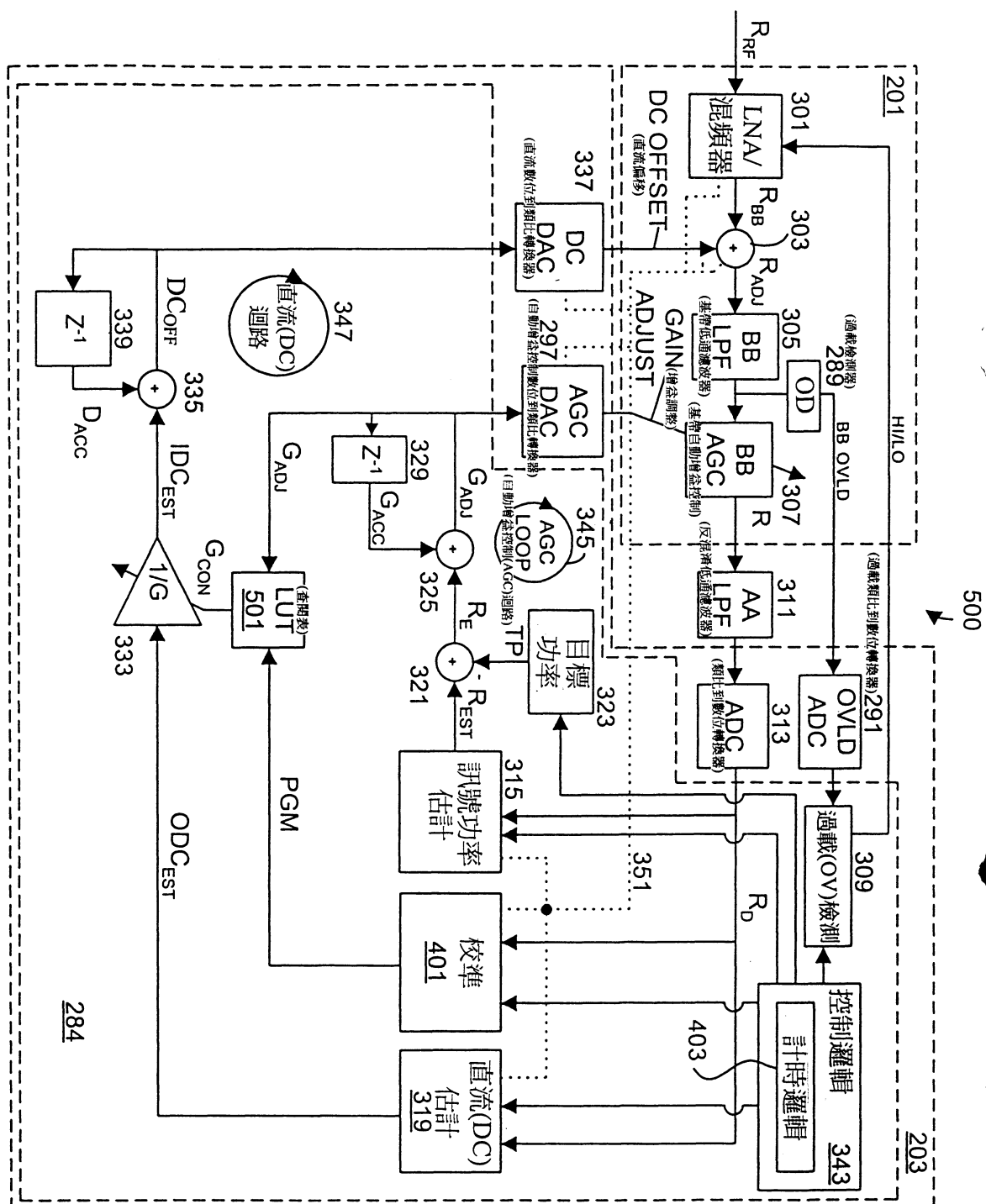


圖 4



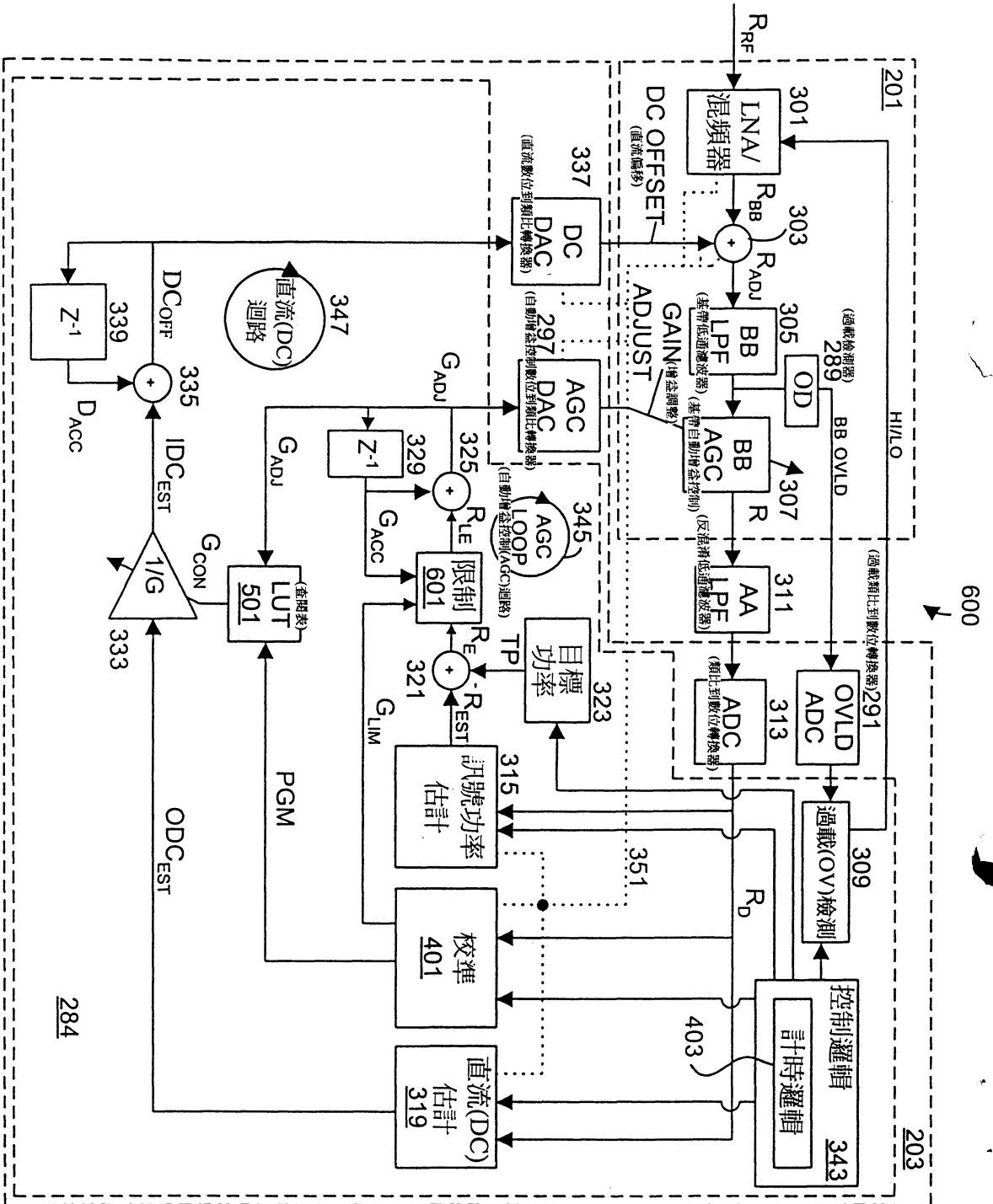


圖 6

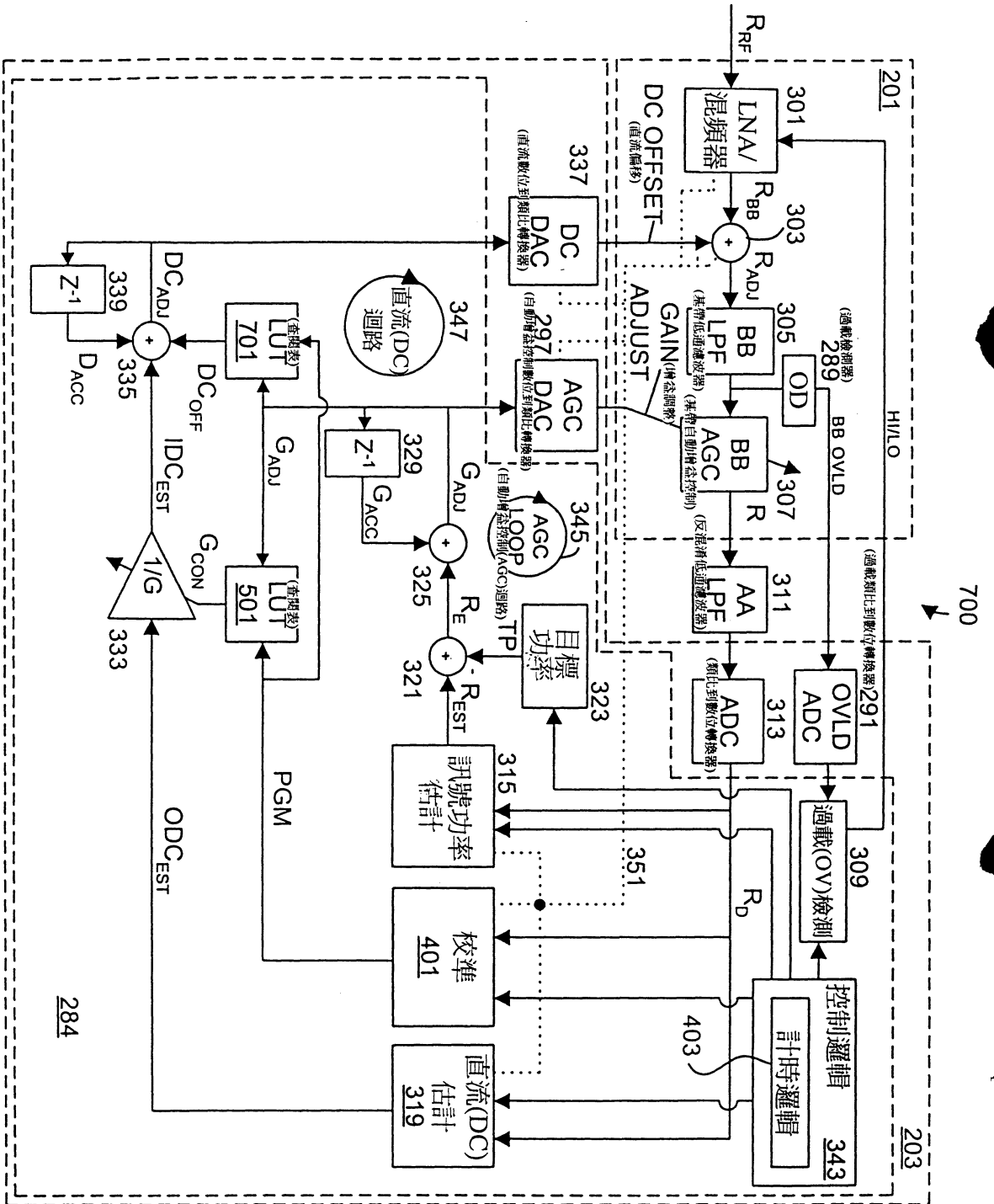


圖 7

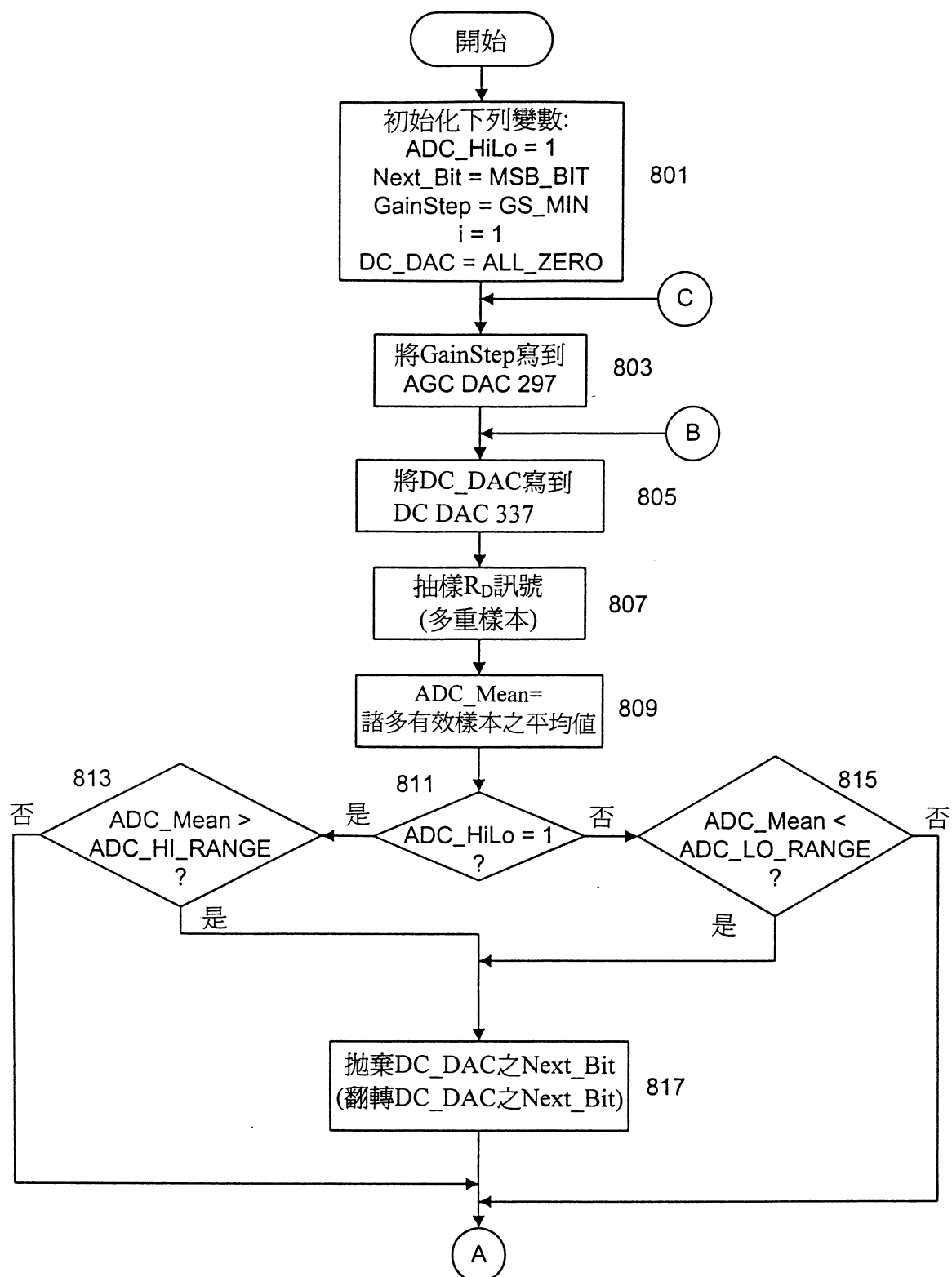


圖8A

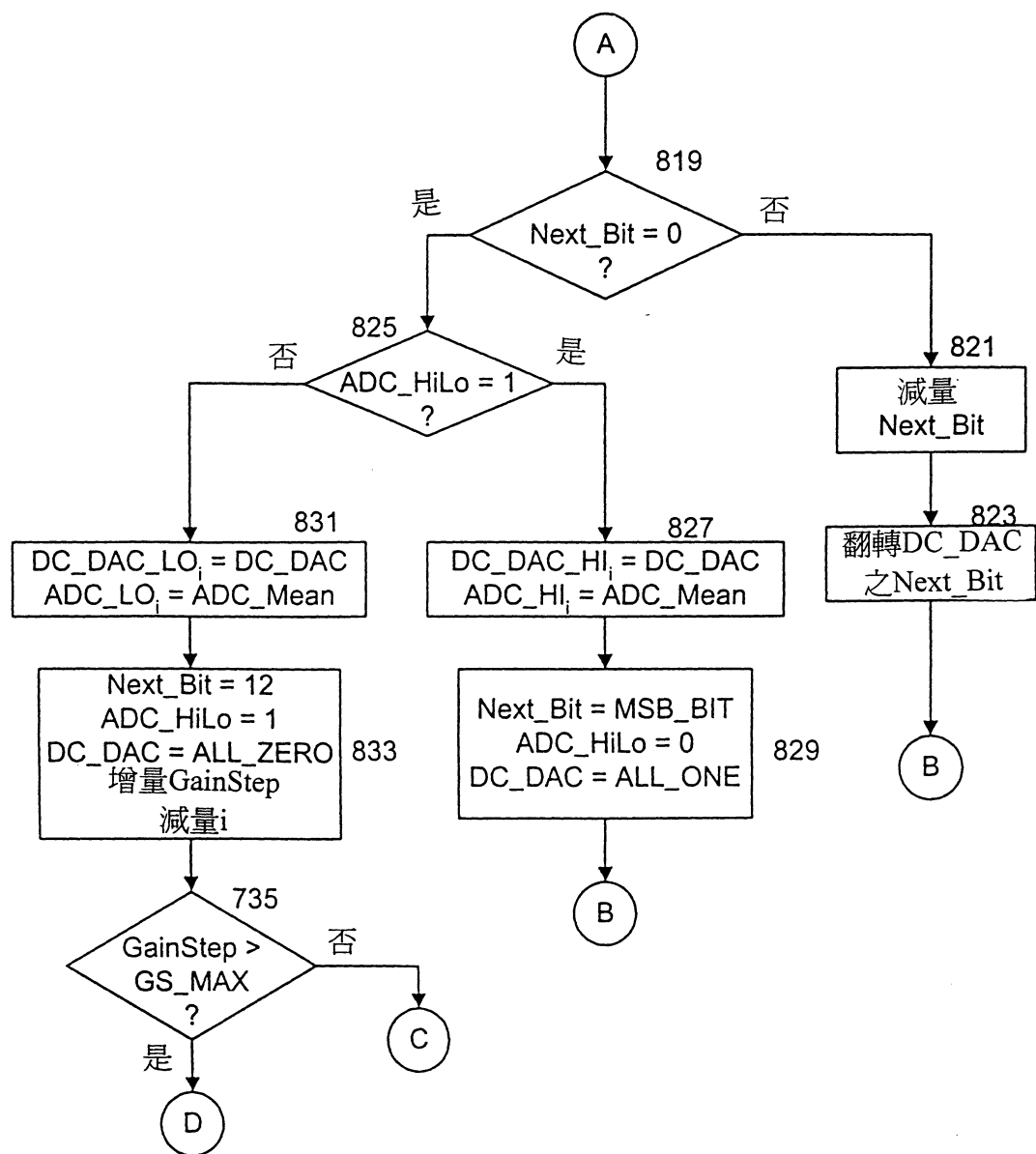


圖 8B

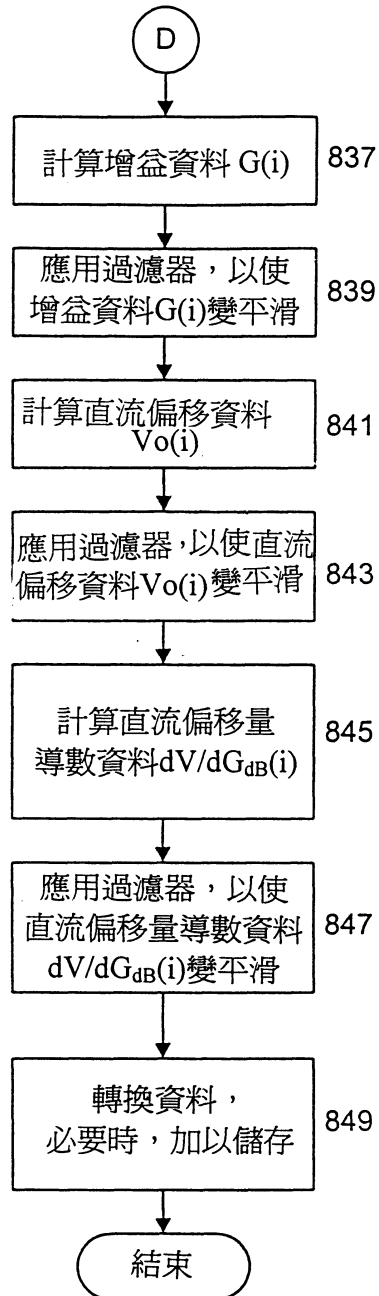


圖 8C

六、申請專利範圍

1. 一種用於配置在零中頻(ZIF)架構中之無線通訊裝置的已校準直流補償系統，包括：

一組合器，它會組合直流偏移訊號與輸入訊號，並且提供已調整輸入訊號；

一增益放大器，它會接收已調整輸入訊號，並且基於增益調整訊號而提供已放大輸入訊號；

一增益回授電路，它會接收已放大輸入訊號，估計輸入訊號功率，以及提供增益調整訊號，試圖將輸入訊號功率維持在目標功率位準處；

一直流估計器，它會估計在已放大輸入訊號中的直流位準，並且提供直流估計訊號；

一直流放大器，它會接收直流估計訊號，並且基於增益轉換訊號而提供直流偏移訊號；

一可規劃增益轉換器，將它耦合到直流放大器和增益回授電路，它會基於增益調整訊號而提供增益轉換訊號；以及

一校準器，將它耦合到增益轉換器和增益回授電路，它會定期地執行校準程序，並且規劃增益轉換器。

2. 根據申請專利範圍第1項之已校準直流補償系統，還包括：

具有許多增益位階的增益調整訊號；

增益轉換器包括一種調整值儲存器，調整值儲存器包括許多調整值，每個調整值都對應於增益調整訊號之許多增益位階其中的至少一個增益位階；

六、申請專利範圍

基於增益調整訊號和許多調整值其中之一對應調整值，增益轉換器將增益轉換訊號提供到直流放大器；以及

校準器會確定許多直流微分值，每個直流微分值都對應於增益調整訊號之許多增益位階其中的至少一個增益位階，校準器會基於許多直流微分值而規劃調整值儲存器。

3. 根據申請專利範圍第2項之已校準直流補償系統，其中：許多調整值將增益放大器與直流放大器之間的增益範圍和增益標度之轉換加以合併。
4. 根據申請專利範圍第2項之已校準直流補償系統，其中：許多調整值中的每個調整值都會包括乘數和相加值其中任何一個。
5. 根據申請專利範圍第1項之已校準直流補償系統，還包括：

具有許多增益位階的增益調整訊號；

增益轉換器包括一種儲存許多增益轉換值的查閱表，每個增益轉換值都對應於增益調整訊號的許多增益位階其中之一增益位階，其中查閱表會針對增益調整訊號的每個增益位階而提供一個對應增益轉換值；以及

校準器會確定增益放大器的許多增益值，每個增益值都對應於增益調整訊號的許多增益位階其中之一增益位階，校準器會以許多增益轉換值來規劃查閱表。

六、申請專利範圍

6. 根據申請專利範圍第5項之已校準直流補償系統，其中：當確定許多增益轉換值時，校準器將增益放大器與直流放大器之間的增益範圍和增益標度之差值加以合併。

7. 根據申請專利範圍第5項之已校準直流補償系統，還包括：

校準器會控制增益回授電路，以便將增益調整訊號施加到許多增益位階中的每個增益位階；

對許多增益位階中的每個增益位階而言，校準器會調整直流偏移量，並且抽樣已放大輸入訊號，直到已放大輸入訊號達到具有對應第一和第二直流偏移值的第一和第二預定範圍值為止；以及

對許多增益位階中的每個增益位階而言，校準器會使用第一和第二預定範圍值以及第一和第二直流偏移值來確定許多增益轉換值。

8. 根據申請專利範圍第7項之已校準直流補償系統，還包括：

第一和第二預定範圍值對應於已放大輸入訊號之一預定範圍；以及

校準器使用逐次近似程序來確定第一和第二直流偏移值。

9. 根據申請專利範圍第7項之已校準直流補償系統，還包括：

一種儲存許多直流調整值的第二查閱表，每個直流

六、申請專利範圍

調整值都對應於增益調整訊號的許多增益位階其中之一增益位階，其中第二查閱表會針對增益調整訊號的每個增益位階而提供一個對應直流調整值；

對許多增益位階中的每個增益位階而言，校準器會使用第一和第二直流偏移值來確定許多直流調整值；

直流放大器會提供一種已增益補償直流訊號；以及第二組合器，將它耦合到第二查閱表和直流放大器，它會組合已增益補償直流訊號與來自第二查閱表之一直流調整值，以提供直流偏移訊號。

10. 根據申請專利範圍第5項之已校準直流補償系統，其中增益回授電路還包括一增益調整限制器，它會限制在操作期間的增益調整訊號之變化。

11. 根據申請專利範圍第10項之已校準直流補償系統，還包括：

增益調整限制器，它會將增益調整訊號之變化限制到一個最大增益變化極限；以及

基於已確定的許多增益值和增益放大器之一預定線性直流偏移量變化模型，校準器會使用一種上界法來確定最大增益變化極限。

12. 根據申請專利範圍第10項之已校準直流補償系統，還包括：

增益調整限制器，它會基於至少一個增益變化極限而限制增益調整訊號之變化；

校準器會進一步確定許多直流偏移值，每個直流偏

六、申請專利範圍

移值都對應於許多增益值其中之一增益值；以及

校準器會使用許多增益值和許多直流偏移值來確定至少一個增益變化極限，並且會以至少一個增益變化極限來規劃增益調整限制器。

13. 根據申請專利範圍第12項之已校準直流補償系統，其中至少一個增益變化極限包括：對應於許多增益值的許多增益變化極限。

14. 一種具有已校準直流補償的無線通訊裝置，包括：

一 ZIF 收發訊機，包括：

一 射頻 (RF) 混頻器電路，它會將射頻 (RF) 訊號轉換成基帶輸入訊號；

一 組合器，將它耦合到射頻混頻器，它會組合直流偏移訊號與基帶輸入訊號，以提供已調整基帶輸入訊號；以及

一 基帶放大器，將它耦合到組合器，它會接收已調整基帶輸入訊號，並且基於增益調整訊號而斷定已放大輸入訊號；以及

一 基帶處理器，將它耦合到 ZIF 收發訊機，基帶處理器包括：

增益控制邏輯，它會接收已放大輸入訊號，估計輸入訊號功率，以及斷定增益調整訊號，試圖將輸入訊號功率保持在目標功率位準處；

直流控制邏輯，它會估計在已放大輸入訊號中的直流量，並且提供直流偏移訊號，試圖減低在已放大輸

六、申請專利範圍

入訊號中的直流位準；

增益轉換器，將它耦合到增益控制邏輯和直流控制邏輯，它會轉換在增益控制邏輯與直流控制邏輯之間的增益；以及

校準邏輯，將它耦合到增益轉換器和增益控制邏輯，它會定期地執行校準程序，並且規劃增益轉換器。

15. 根據申請專利範圍第14項之無線通訊裝置，還包括：

具有許多增益位階的增益調整訊號；

增益轉換器包括一種儲存許多增益轉換值的儲存裝置，每個增益轉換值都對應於增益調整訊號的許多增益位階其中之一增益位階，其中儲存裝置會針對增益調整訊號的每個增益位階而提供一個對應增益轉換值；以及

校準邏輯會將增益調整訊號設定到許多增益位階中的每個增益位階，確定基帶放大器之對應的許多增益值，以及以許多增益轉換值來規劃儲存裝置。

16. 根據申請專利範圍第15項之無線通訊裝置，其中增益控制邏輯還包括一增益調整限制器，它會限制在操作期間的增益調整訊號之變化。

17. 根據申請專利範圍第16項之無線通訊裝置，還包括：

增益調整限制器，它會將增益調整訊號之變化限制到一個最大增益變化極限；以及

基於許多增益值和基帶放大器之一預定線性直流偏移量變化模型，校準邏輯會使用一種上界法來確定最

六、申請專利範圍

大增益變化極限。

18. 根據申請專利範圍第16項之無線通訊裝置，還包括：

增益調整限制器，它會基於許多增益變化極限而限制增益調整訊號之變化；

校準邏輯會進一步確定許多直流偏移值，每個直流偏移值都對應於許多增益位階其中之一增益位階；以及

校準邏輯會使用許多增益值和許多直流偏移值來確定至少一個增益變化極限，並且會以許多增益變化極限來規劃增益調整限制器。

19. 根據申請專利範圍第15項之無線通訊裝置，還包括：

校準邏輯會控制增益控制邏輯，以便將增益調整訊號施加到許多增益位階中的每個增益位階；

對許多增益位階中的每個增益位階而言，校準邏輯會控制直流控制邏輯以調整直流偏移訊號，並且抽樣已放大輸入訊號，直到已放大輸入訊號達到具有對應第一和第二直流偏移值的第一和第二預定範圍值為止；以及

對許多增益位階中的每個增益位階而言，校準邏輯會使用第一和第二預定範圍值以及第一和第二直流偏移值來確定許多增益轉換值。

20. 根據申請專利範圍第19項之無線通訊裝置，還包括：

第二儲存裝置，將它耦合到校準邏輯和直流控制邏輯，它會儲存許多直流調整值，每個直流調整值都對

六、申請專利範圍

應於增益調整訊號的許多增益位階其中之一增益位階，其中第二查閱表會針對增益調整訊號的每個增益位階而提供一個對應直流調整值；

對許多增益位階中的每個增益位階而言，校準邏輯會使用第一和第二直流偏移值來確定許多直流調整值；以及

直流控制邏輯會以來自第二儲存裝置的諸多已接收直流調整值來調整直流偏移訊號。

21. 一種用來減低在無線零中頻(ZIF)裝置中之直流量的方法，包括：

將已接收射頻(RF)訊號轉換成基帶訊號；

組合直流偏移量與基帶訊號，以獲得已調整基帶訊號；

基於增益訊號而放大已調整基帶訊號，以提供已放大輸入訊號；

根據已放大輸入訊號而確定輸入基帶訊號之一功率位準；

控制增益訊號，以達到輸入基帶訊號之一目標功率位準；

確定已放大輸入訊號之直流位準；

基於增益訊號而提供增益轉換訊號；

基於增益轉換訊號和已放大輸入訊號之已確定直流位準而控制直流偏移量，試圖減低已放大輸入訊號之直流位準；以及

六、申請專利範圍

定期地執行校準程序，以調整增益轉換訊號。

22. 根據申請專利範圍第21項之方法，還包括：

執行校準程序，它包括：

針對增益訊號之許多增益位準中的每個增益位準而測量一個增益值；並且

儲存許多增益轉換值，每個增益轉換值都對應於許多增益位準其中之一增益位準；以及

提供一個增益轉換訊號，它包括：對增益訊號之許多增益位準中的每個增益位準而言，提供許多增益轉換值其中之一增益轉換值。

23. 根據申請專利範圍第22項之方法，其中執行校準程序還包括：在增益範圍與增益標度之間作轉換。

24. 根據申請專利範圍第22項之方法，還包括：

執行校準程序還包括：確定一個最大增益變化極限；而

控制增益訊號則包括：基於增益訊號之一增益位準和最大增益變化極限而限制增益訊號之變化。

25. 根據申請專利範圍第22項之方法，還包括：

執行校準程序，它包括：

測量許多直流偏移值，每個直流偏移值都對應於增益訊號的許多增益位準其中之一增益位準；

基於許多增益值和許多直流偏移值而確定許多增益變化極限值；並且

儲存許多增益變化極限值，每個增益變化極限值都

六、申請專利範圍

對應於許多增益位準其中之一增益位準；以及

控制增益訊號，它包括：基於增益訊號之一增益位準和許多增益變化極限值其中之一對應增益變化極限值而限制增益訊號之變化。

26. 根據申請專利範圍第22項之方法，還包括：

執行校準程序，還包括：

針對增益訊號之許多增益位準中的每個增益位準而測量至少一個直流偏移值；並且

儲存許多直流調整值；以及

控制直流偏移量包括：基於增益訊號之一增益位準而增加許多直流調整值其中之一直流調整值。

27. 根據申請專利範圍第21項之方法，其中執行校準程序還包括：

將增益訊號設定到許多增益位準中的每個增益位準；

就每個增益位準而言，確定第一直流偏移值，以達到已放大輸入訊號之第一預定範圍極限；以及

就每個增益位準而言，確定第二直流偏移值，以達到已放大輸入訊號之第二預定範圍極限。

28. 根據申請專利範圍第27項之方法，其中：確定第一和第二直流偏移值是基於逐次近似法。

29. 根據申請專利範圍第27項之方法，還包括：

使用第一和第二直流偏移值來確定和儲存針對增益訊號的每個增益位準之許多增益值。

六、申請專利範圍

30. 根據申請專利範圍第27項之方法，還包括：

使用第一和第二直流偏移值來確定和儲存針對增益訊號的每個增益位準之許多直流偏移值。

裝

訂

線