

四、聲明事項：

☐ 主張專利法第二十二條第二項 ☐ 第一款或 ☐ 第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

☒ 申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

☒ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 日本國；2003 年 09 月 29 日；特願 2003-337765（主張優先權）
2. 日本國；2004 年 02 月 10 日；特願 2004-033607（主張優先權）

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關於訊號接收技術，尤其是有關於用於接收展頻訊號(spectrum spreading signal，頻譜擴展訊號，本文中簡稱為展頻訊號。)之方法和裝置。

【先前技術】

符合 IEEE 802.11b 標準之無線電區域網路(LAN)可用於實現使用 2.4GHz 頻帶之射頻的展頻通訊系統。IEEE 802.11b 無線電區域網路藉由使用互補碼移位鍵(CCK，Complementary Code Keying)而具有 11Mbps 的最大傳輸率。美國無線電法指定無線區域網路的頻寬為 26MHz。因此，在直接序列機制中(direct sequence scheme)最大的訊波片率(chip rate)亦為 26Mcps(Mega chip per second)。假設 26Mcps 的訊波片率是利用理想 Nyquist 濾波器做頻帶限制，則 D/A 轉換器所需要的取樣頻率為 40MHz。同時，必須在 D/A 轉換之後設置有嚴格的頻帶限制。因此，利用 Nyquist 濾波器做頻帶限制是不實際的。在 D/A 轉換之後以類比濾波作為頻帶限制取代以 Nyquist 濾波器做頻帶限制將可以導致 11Mbps 的最大訊波片率。在採用 CCK 調變之接收器中，通常準備複數個用於傳輸訊號的波形。具有與接收訊號波形最吻合波形之訊號則定義為解調變結果(舉例而言，參考相關技藝目錄第 1 號)。[註：原文之 chip 是 2 進位 Pseudo Noise(擬似雜訊)之 1 個矩形波之名稱，本文中姑譯為訊波片，chip rate 為 chip 之

單元(dpproximation unit)，用以計算表示所產生之複數個關連性之大小的近似值使得愈靠近 Walsh 碼指定相位的關連性具有較大的近似值；和選擇單元，藉由參考顯示複數個關連性之大小的近似值選擇單一個關連性而輸出對應於所選擇關連性之複數個相位表示訊號(phase indicating signals)。

依據本發明之接收器，在將接收訊號校正到接近所指定星座點(constellation point 調變點，本文中稱為星座點)的相位之後，執行近似(approximation)以便使愈接近所指定星座點相位之訊號具有愈大的近似值，因而可選擇對應於較大值之訊號。

可將包含在由接收單元所接收訊號內之 Walsh 碼指定給其 Walsh 碼之同相位成分(in-phase component)的絕對值和 Walsh 碼之正交相位成分(quadrature-phase component)的絕對值相等之相位，且近似單元係計算顯示所產生之複數個關連性大小的近似值，所以相關性之同相位成分之絕對值愈靠近正交相位成分之絕對值，其近似值也就愈大。

尤其是者，當同相位軸(in-phase axis)為水平軸，正交軸為垂直軸而 0 是位於同相位軸上時，“同相位成分之絕對值等於正交相位成分之絕對值之相位”為 $n/4$ 、 $3n/4$ 、 $5n/4$ 、 $7n/4$ 。

相位校正單元偵測在由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和由選擇單元所選定關連

性指定的相位間的相位誤差(phase error)，而校正所接收訊號的相位，所以可使相位誤差變小。相位校正單元偵測所接收訊號之相位和由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位之間的誤差(error)，而校正所接收訊號的相位，所以可使誤差變小。

相位校正單元包含有：頻率偏移量估計單元，用以估計包含在所接收訊號中的頻率偏移量；誤差估計單元，藉由統計處理所接收訊號一段特定時間而根據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位估計所接收訊號的相位差；誤差校正單元，依據用於統計處理之特定一段時間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉，且利用以此方式決定之相位旋轉校正所估計的相位誤差；和校正執行單元，依據以此方式校正之相位誤差校正所接收訊號的相位。誤差估計單元平均在統計處理中一段特定時間內所接收訊號，且誤差校正單元依據將從誤差估計單元完成特定之一段時間和由校正執行單元開始執行校正之間之期間和誤差估計單元內特定時間的一半加總所得時間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。校正執行單元包含有：偵測單元，用於利用已校正相位誤差偵測所接收訊號；等化單元(equalizing unit)，使所偵測訊號接受等化處理(equalization)；殘留誤差估計單元，用以估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和殘留誤差校正單元，依據以此方式估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

藉由此結構，當開始殘留相位誤差之估計時，已經將相位誤差校正到某種程度。因此，仍舊需要估計之殘留相位誤差會相當小，所以可減少需要進行殘留相位誤差估計之時間。因為相位誤差之估計和頻率偏移量之估計是同時並行的，所以可減少相位誤差估計所需時間。

近似單元係計算用於顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值，而加總同相位成分和正交相位成分之絕對值。近似單元藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值較小者乘以 0.5，加上關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值較大者，而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。

“相位誤差”(phase error)之偵測是藉由對複數(complex numbers)進行計算或對相位進行計算而決定。

近似單元藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值較小者乘以 0.5，加上關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值較大者，然後減去藉由將絕對值較大者和絕對值較小者之間差值乘上特定係數所得之值而計算表示所產生之複數個關連性之大小的近似值。近似單元藉由依據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和關連性相位間之誤差決定特定係數，而然後以該係數加權關連性而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。選擇單元藉由持續比較淘汰顯示所產生之複數個關連性之大小的兩個近似值而選擇單一個關連性。

用於實現本發明的另一個模式亦為接收器。依據該模式之接收器包括：用於接收訊號之接收單元；用於估計包含在所接收訊號中之頻率偏移量的頻率偏移量估計單元；藉由統計處理所接收訊號一段預定期間而估計起始相位之相位估計單元；起始相位校正單元，依據用於統計處理之一段預定期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉，而利用以此方式決定之相位旋轉校正所估計的起始相位；和解調變單元，依據已校正起始相位解調變所接收訊號。誤差估計單元平均在統計處理中一段預定期間內所接收訊號，而起始相位校正單元依據將相位估計單元完成預定期間和由解調變單元開始執行解調變之間之期間和相位估計單元內一定預定期間的一半加總所得期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。解調變單元包含有：偵測單元，用於利用已校正起始相位偵測所接收訊號；等化單元，使所偵測訊號接受等化處理；殘留誤差估計單元，估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和殘留誤差校正單元，依據以此方式估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

“起始相位”係指在某一個時間點所接收之訊號和在該時間點為該訊號所指定星座點間之相位差。當訊號為叢發訊號時，該時間點通常為該叢發訊號的前頭。可是，此時間點並不一定是叢發訊號的前頭。

藉由此結構，當開始殘留相位誤差之估計時，相位誤差通常已經校正到某種程度。因此，仍舊需要估計之殘留

相位之間的誤差，且校正所接收訊號的相位，所以可使誤差變小。

相位校正步驟包含有下列步驟：估計包含在所接收訊號中的頻率偏移量；藉由統計處理所接收訊號一段預定期間而根據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位估計所接收訊號的相位誤差；依據用於統計處理之一段預定期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉，而利用以此方式決定之相位旋轉校正所估計的相位誤差；和依據以此方式校正之相位誤差校正所接收訊號的相位。誤差估計步驟在統計處理中一段預定期間內所接收訊號予以平均，而校正所估計相位誤差之步驟依據將相位誤差估計步驟完成預定期間和校正所接收訊號步驟開始校正之間之經過時間和相位誤差估計步驟中預定期間的一半加總所得之時間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。校正所接收訊號相位之步驟包含有下列步驟：利用已校正相位誤差偵測所接收訊號；使所偵測訊號接受等化處理；估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和依據以此方式估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

計算近似值之步驟係計算用於顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值，係加總同相位成分和正交相位成分之絕對值。計算近似值之步驟係藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較小者乘以 0.5，而加上關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較大者而計

算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。

計算近似值之步驟係藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較小者乘以 0.5 而加上關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較大者，然後減去藉由將絕對值之較大者和絕對值之較小者之間之差值乘上特定係數所得之值而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。計算近似值之步驟係藉由依據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和關連性相位間之誤差決定預定係數，然後以該係數加權關連性而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。輸出複數個相位表示訊號之步驟係藉由連續比較淘汰顯示所產生之複數個關連性之大小的兩個近似值而選擇單一個關連性。

實現本發明的再一個模式為接收方法。依據此模式之接收方法包含有下列步驟：估計包含在所接收訊號中之頻率偏移量；藉由統計處理所接收訊號一段預定期間而估計起始相位；依據用於統計處理之預定期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉，而利用以此方式決定之相位旋轉校正所估計的起始相位誤差；和依據已校正起始相位解調變所接收訊號。

估計起始相位之步驟係平均在統計處理中一段預定期間週期內所接收訊號，而校正起始相位之步驟依據將起始相位估計步驟完成一段預定期間和解調變步驟開始執行解調變之間之經過期間和起始相位估計步驟中預定期間的一

半加總所得期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。解調變步驟包含有下列步驟：利用已校正起始相位偵測所接收訊號；使所偵測訊號接受等化處理；估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和依據以此方式估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

實現本發明的另一個模式為程式。該程式導致電腦執行下列步驟：透過無線電網路接收訊號，該訊號中有 Walsh 碼代表一個符碼(symbol)之訊號，該 Walsh 碼包括由複數個相位表示訊號(phase indicating signals)分別產生之複數個訊波片；校正所接收訊號的相位以便使該相位接近由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼指定相位中所選擇的那個相位；使校正過訊號以符碼為單位進行 Walsh 轉換以便產生複數個具有相位成分的關連性；計算表示複數個所產生關連性之大小的近似值，使得愈靠近儲存在記憶體內之 Walsh 碼所指定相位的近似值也就愈大；和藉由參考顯示複數個關連性之大小的近似值選擇單一個關連性且從記憶體輸出對應於所選擇關連性之複數個相位表示訊號。

包含在由接收單元所接收訊號內之 Walsh 碼可指定給其 Walsh 碼之同相位成分的絕對值和 Walsh 碼之正交相位成分的絕對值相等之相位，而近似值計算步驟計算顯示所產生之複數個關連性大小的近似值，所以其關連性之同相位成分絕對值愈靠近正交相位成分之絕對值，近似值也就愈大。相位校正步驟會偵測在由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和所選定關連性相

位之間的相位差，且校正所接收訊號的相位，所以可使相位差變小。相位校正步驟偵測所接收訊號之相位和由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位之間的誤差，且校正所接收訊號的相位，所以可使誤差變小。

相位校正步驟包含有下列步驟：估計包含在所接收訊號中的頻率偏移量；藉由統計處理所接收訊號一段預定期間而根據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位估計所接收訊號的相位差；依據用於統計處理之一段預定期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉，而利用以此方式決定之相位旋轉校正所估計的相位誤差；和依據以此方式校正之相位誤差校正所接收訊號的相位。誤差估計步驟平均在統計處理中一段預定期間內所接收訊號，且校正所估計相位誤差之步驟依據將相位誤差估計步驟完成預定期間和校正所接收訊號步驟開始校正之間的經過時間和相位誤差估計步驟中預定期間的一半加總所得期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。校正所接收訊號相位之步驟包含有下列步驟：利用已校正相位誤差偵測所接收訊號；使所偵測訊號接受等化處理；估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和依據以此方式估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

計算近似值之步驟係計算用於顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值，即加總同相位成分和正交相位成分

之絕對值。計算近似值之步驟係藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較小者乘以 0.5，而加上關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較大者而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。

計算近似值之步驟係藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值較小者乘以 0.5，加上關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較大者，然後減去藉由將絕對值之較大者和絕對值較小者之間之差值乘上特定係數所得之值而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。計算近似值之步驟係藉由依據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和關連性相位間之誤差決定預定係數，而然後以該係數加權關連性而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。輸出複數個相位表示訊號之步驟係藉由連續比較淘汰顯示所產生之複數個關連性之大小的兩個近似值而選擇單一個關連性。

實現本發明的再一個模式為程式。依據此模式之程式導致電腦執行下列步驟：透過無線電網路接收訊號；估計包含在所接收訊號中之頻率偏移量而將此頻率偏移量儲存在記憶體中；藉由統計處理所接收訊號一段期間而估計起始相位而將此起始相位儲存在記憶體中；依據用於統計處理之預定期間而從儲存在記憶體中之頻率偏移量決定相位旋轉，而利用以此方式決定之相位旋轉校正儲存在記憶體中的起始相位；和依據已校正起始相位解調變所接收訊號。將起始相位儲存在記憶體中之步驟係將在統計處理中

一段預定期間內所接收訊號予以平均，而校正起始相位之步驟係依據使將起始相位儲存在記憶體之步驟完成預定期間和解調變步驟中開始執行解調變之間之經過期間和將起始相位儲存在記憶體之步驟中預定期間的一半加總所得期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。解調變步驟包含有下列步驟：利用已校正起始相位偵測所接收訊號；使所偵測訊號接受等化處理；估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和依據以此方式儲存在記憶體內之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

注意上述結構化元件和符碼因改變方法、系統、電腦程式、其內已經儲存有電腦程式之紀錄媒體、資料結構等而任意組合或重新組合均是有效的且均涵蓋在本實施例中。

再者，前面概要說明並不一定說明所有的特性，所以本發明可以是這些以說明特性之次組合。

本發明之詳細說明

將依據下列實施例說明本發明，這些實施例並不是用於限制本發明而是作為本發明之範例用。所有在實施例中說明之特性和組合對本發明而言並不一定是必要的。

【實施方式】

(第一實施例)

在對本發明進行特殊說明之前，將先提出其摘要。本發明之第一實施例係有關於符合 IEEE802.11b 標準之無線電區域網路接收器。此接收器使包含在接收訊號內之 CCK

調變訊號接受 FWT 計算。此接收器從 FWT 計算結果所獲得之複數個關連性中選擇最大關連性，而重建對應於以此方法選擇之最大關連性之相位表示訊號的組合，作為包括於 CCK 中之相位表示訊號。關連性為具有同相位成分和正交成分之複數(complex number)。一般而言，為了決定關連性之大小，乃計算其平方和(square sum)所以其計算量是相當大。再者，在 CCK 中，訊波片訊號是依據個別的編碼訊號而產生所以一般而言接收器並不需要校正絕對相位。

依據第一實施例之接收器執行關連性大小之近似所以當從同相位軸和正交軸移除該關連性時其近似誤差會很大。當因為近似而導致之誤差很大時，其本身的近似值亦會很大。因此，接收器在執行 FWT 計算前校正所接收訊號的絕對相位。因此，將最後選擇之關連性指定給提供最大近似值之相位。此可能導致從複數個關連性選擇之最大關連性變大，所以可以改善接收之接收性能。

為了介紹本發明的第一實施例，將簡要說明在 IEEE 802.11b 標準中之 CCK 調變。在 CCK 調變中，將 8 個位元群組成一個單元(在下文中，將此單元視為 CCK 調變單元)。此 8 個位元將以數字之降冪順序 d_1 、 d_2 、...、 d_8 表示。將在星座圖上標示 CCK 調變單元中的最後 6 個位元，所以 $[d_3, d_4]$ 、 $[d_5, d_6]$ 、 $[d_7, d_8]$ 是分別對應於正交相位偏移鍵(QPSK, Quadrature Phase Shift Keying)星座點。將分別以 $(\varphi_2, \varphi_3, \varphi_4)$ 表示對應相位。利用下列方程式產生 8 個展頻碼(Spreading codes)P1 至 P8。

(方程式 1)

$$P1 = \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4$$

$$P2 = \varphi_3 + \varphi_4$$

$$P3 = \varphi_2 + \varphi_4$$

$$P4 = \varphi_4$$

$$P5 = \varphi_2 + \varphi_3$$

$$P6 = \varphi_3$$

$$P7 = \varphi_2$$

$$P8 = 0$$

CCK 調變單元中的較高 2 個位元 [d1、d2] 是對應 (mapped) 於差分正交相位偏移鍵 (DQPSK, Differential encoding quadrature shift keying) 的星座點。將以對應於展頻訊號之 φ_1 表示其對應相位。從展頻訊號 φ_1 可產生 8 個訊波片訊號 X0 至 X7，且其展頻碼如下所示。

(方程式 2)

$$X0 = e^{j(\varphi_1 + P1)}$$

$$X1 = e^{j(\varphi_1 + P2)}$$

$$X2 = e^{j(\varphi_1 + P3)}$$

$$X3 = e^{j(\varphi_1 + P4)}$$

$$X4 = e^{j(\varphi_1 + P5)}$$

$$X5 = e^{j(\varphi_1 + P6)}$$

$$X6 = e^{j(\varphi_1 + P7)}$$

$$X7 = e^{j(\varphi_1 + P8)}$$

發送器 (transmitter) 以所陳述的順序傳送訊波片訊

號 X0 至 X7(下文中，包含有訊波片訊號 X0 至 X7 之時間序列單元亦統稱為 CCK 調變單元)。

在 IEEE802.11b 標準中，除了 CCK 調變之外，DBPSK 和 DQPSK 相位調變訊號是利用已知展頻碼展頻且傳送。

第 1 圖係顯示依據本發明第一實施例之通訊系統中的叢發格式(burst format)。此叢發格式對應於 IEEE802.11b 標準之 shortPLCP。如圖所示，叢發訊號包含有前文(preamble)、標頭(header)、和資料欄位(data fields)。前文是依據 DBPSK 調變體系以 1Mbps 的傳輸率傳送。標頭是依據 DQPSK 調變體系以 2Mbps 的傳輸率傳送。資料是依據 CCK 調變體系以 11Mbps 的傳輸率傳送。前文包含有 56 位元的 SYNC 和 16 位元的 SFD。標頭包含有 8 位元的 SIGNAL、8 位元的 SERVICE、16 位元的 LENGTH 和 16 位元的 CRC。對應於數據之 PSDU 的長度是可變的。

第 2 圖係顯示依據第一實施例之通訊系統 100 的結構。通訊系統 100 包含有接收器 10 和發送器 12。接收器 10 包含有接收天線 14、無線電單元 18、正交偵測單元 20、AGC22、AD 轉換器單元 24、基頻處理單元 26、和控制單元 28。發送器 12 包含有傳輸天線 16、無線電單元 30 和調變單元 32。需要的訊號包含有數位接收訊號 200 和輸出訊號 202。

如上所述，調變單元 32 使即將傳送之訊息接收 CCK 調變或對相位調變訊號進行展頻。無線電單元 30 對從調變單元 32 輸出之基頻訊號進行頻率轉換和放大以便獲得無

線電頻率訊號。傳輸天線 16 傳送無線電頻率訊號而接收天線 14 接收此無線電頻率訊號。

無線電單元 18 對所接收的無線電頻率訊號進行頻率轉換以便獲得中頻訊號。正交偵測單元(quadrature detection unit)20 對中頻訊號進行偵測以便可輸出基頻訊號。通常，基頻訊號是以包含有同相位成分和正交成分之訊號顯示。可是第 2 圖係以其組合顯示。AGC22 自動控制其增益以便使基頻訊號之振幅可以滿足將於稍後說明之 AD 轉換器單元 24 的動態範圍。AD 轉換器單元 24 將類比基頻訊號轉換成數位訊號以便可輸出包含有複數個位元之數位接收訊號 200。基頻處理單元 26 對數位接收訊號 200 進行解展頻或解調變以便輸出輸出訊號 202。控制單元 28 控制可在接收器 10 中觀察到的時序。

第 3 圖係顯示基頻處理單元 26 的結構。基頻處理單元 26 包含有相位旋轉單元 40、等化器 42、關連器(correlator) 44、解調變單元 46、第一相位誤差偵測單元 48、FWT 計算單元 50、最大值搜尋單元 52、 ϕ 1 解調變單元 54、第二相位誤差偵測單元 56、校正決定單元 58 和切換單元 60。需要的訊號包含有展頻訊號 204、相位誤差訊號 206、 ϕ 1 訊號 208、和 ϕ 成分訊號 210 以及 Walsh 轉換值 FWT。

相位旋轉單元 40 依據從稍後將說明之校正決定單元 58 輸出的校正訊號旋轉數位接收訊號 200 之相位。此旋轉結果會使數位接收訊號 200 之星座點位於 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、或 $7\pi/4$ 之附近，這些相位是位於同相位軸和正交

軸之中間。由相位旋轉單元 40 所執行的旋轉會因為對複數之成分的向量運算或對相位成分所進行之加和減運算而受影響。

等化器 42 將包含在從相位旋轉單元 40 輸出之訊號中的多路徑傳輸效應排除。等化器 42 是由橫式(transversal type)濾波器組成。可將 DFE 添加至此橫式濾波器中。等化器 42 可原封不動地將輸入訊號輸出直到設定等化器 42 之等化係數。

關連器 44 對從等化器 42 輸出之訊號利用特定的展頻碼執行關連性處理，因而將調變訊號解展頻(despread)，所以可利用相同的特定展頻碼展頻第 1 圖之叢發格式的前文和標頭。關連性可以是一種滑動性處理或匹配濾波型處理。如上所述，關連器 44 僅對第 1 圖之叢發格式的前文和標頭進行處理。當資料為由特定展頻碼展頻之相位調變訊號時，關連器 44 亦會對資料部分進行操作。

解調變單元 46 將由關連器 44 解展頻處理過之解展頻訊號 204(despreading signal)解調變，解展頻訊號 204 的調變方式為 DBPSK 或 DQPSK 所以可利用差分偵測執行解調變。

第一相位誤差偵測單元 48 依據解展頻訊號 204 偵測相位誤差。所偵測的相位誤差則輸出作為相位誤差訊號 206。其細節將於稍後說明。

FWT 計算單元 50 對如第 1 圖所示之叢發格式的資料欄位等 CCK 調變訊號進行 FWT 計算，所以可輸出 Walsh 轉換

值 FWT。尤其是，FWT 計算單元 50 接收訊波片訊號、CCK 調變單位，且藉由處理訊波片訊號間之關連性而輸出關連性、亦即 64 個 Walsh 轉換值 FWT。

最大值搜尋單元 52 接收 64 個 Walsh 轉換值 FWT 且依據該值的大小選擇單一個 Walsh 轉換值 FWT。再者，依據所選擇的 Walsh 轉換值 FWT，最大值搜尋單元 52 輸出 $\varphi 1$ 訊號 208 和 φ 成分訊號 210，其中 $\varphi 1$ 訊號為對應在 $\varphi 1$ 差分偵測前之訊號而 φ 成分訊號 210 為在相位 $\varphi 2$ 至 $\varphi 4$ 之訊號的組合。

$\varphi 1$ 解調變單元 54 對 $\varphi 1$ 訊號 208 進行差分偵測以便產生具有相位 $\varphi 1$ 特性之訊號。 $\varphi 1$ 解調變單元 54 更利用對具有相位 $\varphi 1$ 至 $\varphi 4$ 特性之訊號的組合重建訊息位元 $d1$ 、 $d2$ 、 $\dots$ 、 $d8$ 作為輸出。

第二相位誤差偵測單元 56 依據從 $\varphi 1$ 解調變單元 54 輸出之訊號偵測誤差。以如同第一相位誤差偵測單元 48 所執行的方式完成偵測。

校正決定單元 58 輸出訊號以便旋轉在相位旋轉單元 40 內之數位接收訊號 200 的相位。校正決定單元 58 輸出由第一相位誤差偵測單元 48 在包含有第 1 圖所顯示前文和標頭欄位之期間偵測之相位誤差，而輸出由第二相位誤差偵測單元 56 在包含有第 1 圖所顯示前文和標頭欄位之期間偵測之相位誤差。

切換單元 60 從解調變單元 46 輸出的訊號和從 $\varphi 1$ 解調變單元 54 輸出的訊號中選擇一個訊號輸出作為輸出訊

號 200。在包含有第 1 圖所顯示前文和標頭欄位之期間，切換單元 60 選擇從解調變單元 46 輸出的訊號和在包含有叢發格式之資料欄位的期間選擇從 $\phi 1$ 解調變單元 54 輸出的訊號。切換單元 60 輸出所選擇訊號的反相。

如上所述之結構可藉由包含有 CPU、記憶體和 LSI 之硬體和包含有可載入記憶體之具有預約和管理功能之程式軟體實現。第 3 圖係顯示由硬體和軟體共同執行之功能方塊圖。因此，對具有此方面技藝者將明顯得知可利用各種不同方法實現這些功能方塊，這些方法包含有僅使用硬體、僅使用軟體或同時使用硬體和軟體。

第 4 圖係顯示第一相位誤差偵測單元 48 的結構。第一相位誤差偵測單元 48 包含有儲存單元 74、決定單元 70、共軛複數單元 72、切換單元 76 和乘法運算單元 78。

儲存單元 74 儲存對應於第 1 圖之叢發格式之前文欄位的已知訊號且在對應於前文欄位之時間點輸出該已知訊號。

決定單元 70 依據決策用特定臨界值決定在用於第 1 圖之叢發格式標頭欄位之時間期間內的解展頻訊號 204 的值。該決定是同時對解展頻訊號 204 的同相位成分和正交成分執行。

共軛複數單元 72 為由決定單元 70 進行決定之訊號計算共軛複數。

切換單元 76 在用於前文之時間內從儲存單元 74 輸出訊號且在用於標頭欄位之時間內從共軛複數單元 72 輸出

訊號。

乘法運算單元 78 將從切換單元 76 輸出的參考訊號與解展頻訊號 204 相乘以便輸出解展頻訊號 204 相對於參考訊號之誤差做為相位誤差訊號 206。

第 5 圖係顯示 FWT 計算單元 50 的結構。FWT 計算單元 50 包含有統稱為 $\varphi 2$ 估計單元 80 之第一 $\varphi 2$ 估計單元 80a、第二 $\varphi 2$ 估計單元 80b、第三 $\varphi 2$ 估計單元 80c、和第四 $\varphi 2$ 估計單元 80d，和統稱為 $\varphi 3$ 估計單元 82 之第一 $\varphi 3$ 估計單元 82a、第二 $\varphi 3$ 估計單元 82b、第三 $\varphi 3$ 估計單元 82c、和第四 $\varphi 3$ 估計單元 82d。所涵蓋的訊號包含有統稱為第一關連性的 $Y0-0$ 、 $Y0-1$ 、 $Y0-2$ 、 $Y0-3$ 、 $Y1-0$ 、 $Y1-1$ 、 $Y1-2$ 、 $Y1-3$ 、 $Y2-0$ 、 $Y2-1$ 、 $Y2-2$ 、 $Y2-3$ 、 $Y3-0$ 、 $Y3-1$ 、 $Y3-2$ 、 $Y3-3$ 和統稱為第二關連性的 $Z0$ 、 $Z1$ 、 $Z15$ 、 $Z16$ 、 $Z17$ 和 $Z31$ ，及統稱為 Walsh 轉換值 FWT 的 $FWT0$ 、 $FWT1$ 、和 $FWT63$ 。

$\varphi 2$ 估計單元 80 每一個均接收兩個訊波片訊號 X 。舉例而言，一個單元接收 $X0$ 和 $X1$ ，將 $X0$ 的相位旋轉 $\pi/2$ 、 π 、和 $3\pi/2$ ，將 $X1$ 和旋轉後的 $X0$ 相加以便分別輸出 $Y0-1$ 至 $Y0-3$ 。當旋轉後之 $X0$ 相位等於相位 $\varphi 2$ 時，從加法獲得的第一關連性 Y 會相對應於較大關連性。相位 $\varphi 2$ 就是以此方式估計。

$\varphi 3$ 估計單元 82 的操作與 $\varphi 2$ 估計單元 80 的操作相類似。舉例而言， $\varphi 3$ 估計單元 82 接收 $Y0-0$ 至 $Y0-3$ 和 $Y1-0$ 至 $Y1-3$ 以便輸出 $Z0$ 至 $Z15$ 。藉由參考第二關連性 Z 之大小可估計 $\varphi 3$ 。 $\varphi 4$ 估計單元 84 的操作與 $\varphi 2$ 估計單元 80

的操作相類似。 $\varphi 4$ 估計單元 84 接收 $Z0$ 至 $Z31$ 以便輸出 $FWT0$ 至 $FTW63$ 。藉由參考 Walsh 轉換值 FWT 之大小可估計 $\varphi 4$ 和 $\varphi 1$ 。

第 6 圖係顯示第一 $\varphi 2$ 估計單元 80a 的結構。第一 $\varphi 2$ 估計單元 80a 包含有 0 相位旋轉單元 86、 $\pi/2$ 相位旋轉單元 88、 π 相位旋轉單元 90、 $3\pi/2$ 相位旋轉單元 92、統稱為加法單元 94 之第一加法單元 94a、第二加法單元 94b、第三加法單元 94c、和第四加法單元 94d。

0 相位旋轉單元 86、 $\pi/2$ 相位旋轉單元 88、 π 相位旋轉單元 90、 $3\pi/2$ 相位旋轉單元 92 分別將 $X0$ 的相位旋轉 0、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ 。其輸出則在加法單元 94 中加至 $X1$ 。

第 7 圖係顯示最大值搜尋單元 52 的結構。最大值搜尋單元 52 包含有選擇單元 110、近似單元 112、統稱為比較單元 114 的第一比較單元 114a、第二比較單元 114b、第三比較單元 114c、第四比較單元 114d、第五比較單元 114e、第六比較單元 114f、第七比較單元 114g、最大值比較單元 116、最大值儲存單元 118、和最大值指標儲存單元 120。

選擇單元 110 接收 64 個資料項目 $FWT0$ 至 $FWT63$ 且以 8 個項目為單位輸出資料。舉例而言，選擇單元 110 首先輸出 $FWT0$ 至 $FWT7$ 且然後輸出 $FWT8$ 至 $FWT15$ 。

近似單元 112 以近似法決定 Walsh 轉換值 FWT 的大小。假設 Walsh 轉換值 FWT 的同相位成分和正交相位成分是以 I 和 Q 表示，則其大小 R 為絕對值的和。

(方程式 3)

$$R = |I| + |Q|$$

比較單元 114 分別比較用於 8 個資料項目的 R 且選擇最大的 Walsh 轉換值 FWT。

最大值比較單元 116 將 FWT0 至 FWT63 中所選擇的那一個與 8 個 Walsh 轉換值 FWT 在前一個搜尋中決定的最大值相比較，俾選擇最大的比較值。最後，最大值比較單元 116 從 FWT0 至 FWT63 中選擇最大的 Walsh 轉換值 FWT。將所選擇的 Walsh 轉換值 FWT 儲存在最大值儲存單元 118 中。

最大值指標儲存單元 120 輸出對應於儲存在最大值儲存單元 118 內之最大的 Walsh 轉換值 FWT 的相位 ϕ_2 至 ϕ_4 組合。

第 8 圖係顯示將由最大值搜尋單元 52 選擇之 Walsh 轉換值 FWT 的訊號星座圖。圖中之 I 軸和 Q 軸係分別表示同相位軸和正交相位軸。圖中以 $\circ$ 表示之點是表示當沒有相位誤差時理想 Walsh 轉換值 FWT 的星座圖。圖中虛線是表示其 Walsh 轉換值 FWT 以正常平方和方式決定之大小是相等。圖中之方框表示其 Walsh 轉換值 FWT 以絕對值之和決定之大小是相等且對應於虛線。在 I 軸和 Q 軸所顯示之值“1”和“-1”為已正規化的 Walsh 轉換值 FWT。真正的 Walsh 轉換值 FWT 可能不相同。方框和虛線間的位移量表示因為近似所產生的誤差。在 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、和 $7\pi/4$ 的誤差較大。因為如圖所示在 Walsh 轉換值 FWT 星座點所在位置的相位其近似值較沒有近似的值大，所以選擇指定給這些相位之 Walsh 轉換值 FWT 的可能性會增加，因而可改

善接收性能。當發生相位誤差時，Walsh 轉換值 FWT 星座點在圖中是以 X 表示。因此，降低選擇這些 Walsh 轉換值 FWT 的可能性，所以會惡化接收性能。為了避免發生此種現象，第一實施例之相位旋轉單元 40 會導致旋轉。

接下來將說明依據第一實施例之接收器 10 之操作。在用於前文和標頭欄位的時間週期，關連器 44 解展頻已經由等化器 42 等化之訊號。解調變單元 46 解調變所產生訊號以便將輸出訊號 202 輸出。第一相位誤差偵測單元 48 偵測來自解展頻訊號 204 之相位誤差。相位旋轉單元 40 依據以此方式偵測之相位誤差校正數位接收訊號 200 之相位。在用於資料之時間週期，FWT 計算單元 50 對已經由等化器 42 等化之訊號進行 FWT 計算以便決定 Walsh 轉換值 FWT。最大值搜尋單元 52 以絕對值的和決定 Walsh 轉換值 FWT 的大小，且輸出在相位 $\varphi 2$ 至 $\varphi 4$ 對應於最大 Walsh 轉換值 FWT 之訊號的組合。 $\varphi 1$ 解調變單元 54 輸出在 $\varphi 1$ 之訊號。第二相位誤差偵測單元 56 偵測來自 $\varphi 1$ 解調變單元 54 之輸出的相位誤差。相位旋轉單元 40 依據以此方式偵測之相位誤差校正數位接收訊號 200 之相位。

依據本發明之第一實施例，將由 FWT 計算而產生之關連性的大小為絕對值之和，所以可降低所需的計算量。因為在決定最大關連性之前就已經校正接收相位之絕對值，所以可藉由利用絕對值之和近似關連值之大小而改善接收性能。

(第二實施例)

以與第一實施例相同的結構，本發明的第二實施例係有關於符合 IEEE802.11b 標準之無線區域網路接收器。由 FWT 計算而產生之關連性的大小為決定為絕對值之和。依據第二實施例用於校正絕對相位之方法不同於第一實施例所使用之方法。

第 9 圖係顯示依據本發明第二實施例之基頻處理單元 26 的結構圖。不像第 3 圖之基頻處理單元 26，第 9 圖之基頻處理單元 26 包含有第一相位旋轉單元 130 和第二相位旋轉單元 132。

如同相位旋轉單元 40，第一相位旋轉單元 130 旋轉數位接收訊號 200 之相位。不同的是第一相位旋轉單元 130 是依據由第一相位誤差偵測單元 48 所偵測相位誤差而執行相位旋轉。可旋轉數位接收訊號 200 之相位以使在數位接收訊號 200 之相位和 Walsh 碼所指定之任何相位間的相位誤差會變小。

第二相位旋轉單元 132 依據由第二相位誤差偵測單元 56 所偵測之誤差旋轉之已經由等化器 42 等化之訊號。

依據第二實施例，因為相位誤差之偵測至訊號旋轉所經過之處理延遲小，所以即使包含在訊號內之殘留頻率誤差相當大亦能夠適當地校正相位誤差。

(第三實施例)

以與第二實施例類似的結構，本發明的第三實施例係有關於校正接收訊號之絕對相位的方法。如先前所述，如果校正絕對相位則可以改善在多路徑環境中以 CCK 解調變

之接收性能。絕對相位之校正通常是以某種型式之誤差訊號回授之方式控制。這可能導致需經過更長時間直到相位因為控制而收斂成目標值。可是，絕對相位之估計應該在用於叢發格式之前文的時間內就大部分已經收斂。相位收斂所需時間週期希望愈短愈好。因此，第三實施例之目的為提供一種接收技術可以快速將相位之估計收斂。

依據第三實施例之接收器藉由將所接收訊號平均而估計起始相位，此動作是與從接收訊號估計頻率偏移量同時進行。當估計起始相位時，即依據頻率偏移量校正起始相位值。然後對所接收訊號利用以此方法校正過之起始相位值進行偵測。

然後對接受偵測之訊號進行等化處理。估計殘留在已等化訊號內之相位誤差。最後，接收器對已經進行殘留相位誤差校正之訊號執行 CCK 解調變。在此結構中，頻率偏移量之估計和起始相位之估計是同時並行，所以可有效地完成起始相位之估計。因為當開始殘留相位誤差之估計時已經將起始相位校正到某種程度，所以可有效地執行殘留相位誤差之估計。藉由從其多路徑成分位準已降低之已等化訊號估計殘留誤差，可精確執行殘留相位誤差之估計。

第 10 圖係顯示依據本發明第三實施例之基頻處理單元 26 的結構圖。不同於第 9 圖之基頻處理單元 26，第 10 圖之基頻處理單元 26 包含有起始相位估計單元 150、頻率偏移量估計單元 152、校正決定單元 154 和殘留相位誤差估計單元 156。

第一相位旋轉單元 130 利用由校正決定單元 154 所提供之已校正起始相位校正數位接收訊號 200 之相位。上述操作係對應於依據從校正決定單元 154 輸出的相位偵測數位接收訊號 200 之操作。第一相位旋轉單元 130 輸出完整無缺的輸入數位接收訊號 200 直到從校正決定單元 154 輸出已校正起始相位。

頻率偏移量估計單元 152 估計包含在數位接收訊號 200 內之頻率偏移量。估計頻率偏移量之方法將在稍後說明。頻率偏移量估計單元 152 量測在用於叢發訊號之 SYNC 的時間內從解調變頻單元 46 輸出訊號中特定訊波片間的相位差。所測量的相位差是由對應於特定訊波片間之期間分除算所以決定頻率偏移量。因為用於 SYNC 之訊號成分是已知的，所以假設當測量相位差時將訊號成分 SYNC 刪除。縱令 SYNC 期間已經結束，頻率偏移量估計單元 152 仍持續估計叢發訊號存在之整個時間的頻率偏移量。當對叢發訊號進行 CCK 調變時，使用從解調變頻單元 46 輸出的訊號或從 $\phi 1$ 解調變單元 54 輸出的訊號。

起始相位估計單元 150 估計數位接收訊號 200 之起始相位，亦即，在指定 SYNC 訊號之星座點和數位接收訊號 200 間之相位誤差。起始相位估計之特殊實施例將在稍後說明。起始相位估計單元 150 在用於叢發訊號之 SYNC 的時間內接收從解調變頻單元 46 輸出之訊號。在刪除用於來自輸入訊號之 SYNC 的訊號成分之後，為了降低雜訊成分執行如平均等統計處理。平均結果則用於作為起始相位。假設

用於進行平均之時間為由複數個訊波片構成之符碼期間 (symbol period)，則因為在輸入訊號內包含有頻率偏移量所以在平均開始之時間點和平均結束之時間點之間會產生相位差。因此，此平均結果是對應用於平均之特定時間內中間時間點的相位。在此假設頻率位移量仍舊為常數。

校正決定單元 154 從頻率偏移量估計單元 152 接收頻率偏移量且從起始相位估計單元 150 接收起始相位。如上所述，該起始相位對應於在用於平均之特定時間週期內中間時間點所發生的相位。因此，可依據頻率偏移量校正起始相位。假設起始相位為 θS ，頻率偏移量為 $\Delta \omega$ ，且從對應於起始相位之時間點開始經過之時間週期為 t ，則利用校正決定單元 154 校正之起始相位 $\theta S'$ 為 (方程式 4)

$$\theta S' = \theta S + \Delta \omega * t$$

已校正的 $\theta S'$ 是輸出至第一相位旋轉單元 130。在方程式 4 中的時間 t 是以下列方式決定。當第一相位旋轉單元 130 是在起始相位估計單元 150 估計起始相位之後立刻校正數位接收訊號 200，則時間 t 定義為用於平均之時間週期的一半。當第一相位旋轉單元 130 是在經過如一個符碼的特定時間之後才校正數位接收訊號 200 時，則時間 t 定義為用於平均之時間的一半加上用於符碼之時間。在給定的叢發訊號中，維持所輸入的起始相位。可是，頻率位移量會依據來自頻率偏移量估計單元 152 之輸出持續更新。

在第一相位旋轉單元 130 開始校正數位接收訊號 200 之後，殘留相位誤差估計單元 156 估計包含在從等化器 42 輸出之訊號中的殘留相位誤差。從第二相位旋轉單元 132 輸出訊號之相位和該訊號位於星座圖內之相位之間的誤差為殘留相位誤差。因為當殘留相位誤差估計單元 156 開始殘留相位誤差之估計時第一相位旋轉單元 130 已經校正數位接收訊號 200，所以希望能夠將殘留相位誤差降低至某種位準。

第 11A 至 11H 圖係顯示操作的程序。第 11A 圖係顯示所接收叢發訊號之格式。此格式與第 1 圖所顯示格式相同。第 11B 圖係顯示基頻處理單元 26 用於第 11A 圖所顯示叢發訊號格式之操作狀態。“載波偵測”係顯示第 1 圖中無線電單元 18 偵測叢發訊號出現之狀態。“同步捕捉”係顯示時序偵測單元(未顯示)捕捉叢發訊號之同步時序的狀態。“頻率及相位估計”係顯示第 10 圖之起始相位估計單元 150 和頻率偏移量估計單元 152 分別估計起始相位和頻率位移量的狀態。上述程序是在叢發訊號中用於 SYNC 的部分期間內執行的。“SFD 偵測”係顯示偵測單元(未顯示)於涵蓋 SFD 和叢發訊號中部分的 SYNC 時間內偵測包含在叢發訊號中之 SFD 狀態。“標頭解調變”係顯示接收器 10 在用於叢發訊號標頭之時間內解調變包含在叢發訊號內之標頭狀態。“資料解調變”係顯示接收器在用於叢發訊號資料之時間內解調變包含在叢發訊號內之資料訊號的狀態。

第 11C 圖係顯示基頻處理單元 26 中解調變程序之狀

態。基頻處理單元 26 對應於在關連器 44 和解調變頻單元 46 內執行之“Barker 解展頻+DPSK 解調變”，且同時對應於在 FWT 計算單元 50、最大值搜尋單元 52、和 $\varphi 1$ 解調變單元 54 內執行之“CCK 解調變”。“Barker 解展頻+DPSK 解調變”會在用於叢發訊號之 SYNC、SFD 和標頭的時間內完成。“CCK 解調變”會在用於叢發訊號之資料的時間週期內完成。第 11D 圖係顯示頻率偏移量估計單元 152 之操作狀態。在第 11B 圖之“頻率和相位估計”中，頻率偏移量估計單元 152 依據從解調變頻單元 46 輸出之訊號估計頻率偏移量。當完成“頻率和相位估計”時，頻率偏移量估計單元 152 輸出頻率偏移量給校正決定單元 154。其後，頻率偏移量估計單元 152 持續估計頻率偏移量而陸續輸出相同的頻率偏移量給校正決定單元 154。在第 11B 圖之“資料解碼”中，頻率偏移量估計單元 152 依據從 $\varphi 1$ 解調變單元 54 輸出之訊號估計頻率偏移量。第 11E 圖係顯示起始相位估計單元 150 之操作狀態。起始相位估計單元 150 估計在用於第 11B 圖之“頻率和相位估計”之部分時間內的起始相位且當完成“頻率和相位估計”時輸出相同的頻率偏移量給校正決定單元 154。

第 11F 圖係顯示校正決定單元 154 和第一相位旋轉單元 130 之操作狀態。當完成第 11B 圖之“頻率和相位估計”時，校正決定單元 154 從頻率偏移量估計單元 152 接收頻率偏移量和從起始相位估計單元 150 接收起始相位，俾依據這些輸入校正起始相位。其後，校正決定單元 154 依據

陸續從頻率偏移量估計單元 152 輸入之頻率偏移量持續更新已校正起始相位。第一相位旋轉單元 130 依據由校正決定單元 154 產生之值校正數位接收訊號 200。第 11G 圖係顯示殘留相位誤差估計單元 156 之操作狀態。在第 11B 圖之“標頭解調變”和“資料解調變”中，殘留相位誤差估計單元 156 估計包含在從第二相位旋轉單元 132 輸出之訊號中的殘留相位誤差。如先前所述，CCK 解調變是在第 11B 圖之“資料解調變”中執行。因此，殘留相位誤差之估計僅在“資料解調變”中執行。在此實施例中確保可在“標頭解調變”中估計殘留相位誤差以便改善接收性能。第 11H 圖係顯示第二相位旋轉單元 132 之操作狀態。第二相位旋轉單元 132 之操作係對應於第 11G 圖之第二相位旋轉單元 132 之操作。

第 12A 至 12B 圖係顯示與第 11A 至 11H 圖所顯示起始相位估計相關之操作程序。第 12A 至 12B 圖係顯示第 11D 至 11E 圖之細節。第 12A 圖係顯示頻率偏移量估計單元 152 之操作。參考第 12A 圖， $\theta 1$ 至 $\theta 5$ 係顯示在對應於第 11B 圖之“頻率和相位估計”之 SYNC 中的那些符碼的相位。因為符碼為展頻，所以藉由 $\theta 1$ 顯示之訊號包含有複數個訊波片訊號。一個符碼的持續期間(duration)是以 T 表示。頻率偏移量估計單元 152 從對應於 $\theta 1$ 之符碼和對應於 $\theta 2$ 之符碼估計頻率偏移量“ $\Delta \omega 1$ ”。更具體言之，決定包含在對應於 $\theta 1$ 之符碼內的訊波片訊號和包含在對應於 $\theta 2$ 之符碼內的訊波片訊號間的頻率偏移量。將用於符碼之期間

內以此方法決定之頻率偏移量平均以便獲得 $\Delta \omega 1$ 。藉由將個別獲得的 $\Delta \omega 1$ 至 $\Delta \omega 4$ 平均可獲得 $\Delta \omega$ 。

第 12B 圖係顯示起始相位估計單元 150 之操作。操作起始相位估計單元 150 的時間為估計頻率偏移量之時間週期的一部份，亦即，僅在用於對應於第 12A 圖之 $\theta 5$ 的最後一個符碼的時間內。如先前所述，對應於 $\theta 5$ 的符碼包含有複數個訊波片訊號。這些訊波片訊號的相位是以 $\theta 5(1)$ 至 $\theta 5(N)$ 標示，在此 N 為一個符碼內所包含的訊波片數目。起始相位估計單元 150 藉由平均 $\theta 5(1)$ 至 $\theta 5(N)$ 而獲得 θS 。 θS 為對應於用於平均之時間內中點 $\theta 5(N/2)$ 之時間點的起始相位。

校正決定單元 154 校正藉由起始相位估計單元 150 獲得之起始相位 θS 。如圖所示，將執行下列計算以便獲得當用於 $\theta 5$ 之時間完成時之時間點的起始相位 $\theta S'$ 。

(方程式 5)

$$\theta S' = \theta S + \Delta \omega * T/2$$

當藉由校正決定單元 154 獲得在完成 $\theta 5$ 之時間以外的時間點之起始相位時，方程式 5 中之 $T/2$ 會因此而修改。舉例而言，當起始相位是在用於 $\theta 5$ 之時間完成之後經過用於一個符碼之時間後才獲得時，則使用 $3T/2$ 而非 $T/2$ 。

以如上所述之結構說明基頻處理單元 26 之操作如下。頻率偏移量估計單元 152 估計在叢發訊號中用於 SYNC 之時間內的頻率偏移量。在頻率偏移量估計單元 152 操作的期間，起始相位估計單元 150 同時估計在叢發訊號中用

於 SYNC 之部分時間內的起始相位。當由起始相位估計單元 150 所進行之估計完成時，校正決定單元 154 依據頻率偏移量校正起始相位。第一相位旋轉單元 130 依據已校正起始相位偵測數位接收訊號 200。即使起始相位估計單元 150 已經完成估計頻率偏移量估計單元 152 仍持續估計頻率偏移量。校正決定單元 154 將由頻率偏移量估計單元 152 持續估計之頻率偏移量的相位輸出給第一相位旋轉單元 130。由第一相位旋轉單元 130 偵測之訊號是由等化器 42 等化。第二相位旋轉單元 132 和殘留相位誤差估計單元 156 估計殘留頻率且執行所需的校正。

依據本發明之第三實施例，頻率偏移量之估計和起始相位之估計是同時並行的，所以起始相位之估計結果會較其他較早獲得。因為估計存留在已經執行起始相位校正過之訊號內的殘留相位誤差，於是當開始殘留相位誤差之估計時所產生的相位誤差已降低。因此，殘留相位誤差之估計可以快速收斂。因為估計殘留在已等化訊號的殘留相位誤差，所以可避免多路徑傳輸的負面影響，因而可以執行高精度的殘留相位誤差估計。因為起始相位估計單元 150 包含有存有起始相位之暫存器和加法器，所以可避免加大電路尺寸。

以上已經依據舉例用實施例說明本發明。具有此方面技藝者應該可以瞭解仍有其他各種對上述各元件和處理步驟之組合的修正且這些些修正均是包含在本發明的目的中。

在本發明的第一和第三實施例中，近似單元 112 係藉由加總絕對值而決定 Walsh 轉換值 FWT 之大小的近似值 R。另一方面，Walsh 轉換值 FWT 之近似值 R 亦可以下列方式決定。

(方程式 6)

$$R = \text{Max}\{|I|, |Q|\} + 0.5 \times \text{Min}\{|I|, |Q|\}$$

另一方面，近似值亦可以下列方式決定。

$$R = \text{Max}\{|I|, |Q|\} + 0.5 \times \text{Min}\{|I|, |Q|\} - K \times (\text{Max}\{|I|, |Q|\} - \text{Min}\{|I|, |Q|\})$$

由計算決定的係數會使得在 Walsh 轉換值 FWT 的相位和指定 Walsh 碼的相位間的相位愈小，係數愈大。近似值 R 是藉由將係數乘上 Walsh 轉換值 FWT 之 I 和 Q 的平方和而決定。

依據此變動，可改善接收性能。這是藉由確保 Walsh 轉換值 FWT 的相位愈接近指定 Walsh 碼的相位近似值 R 愈大而達成的。

在本發明的第一和第二實施例中，接收器 10 僅校正接收訊號之相位誤差。另一方面，除了相位誤差亦可校正頻率誤差。依據此變動，用於偵測相位誤差之欄位變窄因而且改善相位誤差之偵測的精確度。這需要接收訊號之相位誤差已校正。

在本發明的第三實施例中，校正決定單元 154 在起始相位估計單元 150 完成起始相位估計經過特定時間之後才輸出已校正起始相位。另一方面，校正決定單元 154 亦可

在起始相位估計單元 150 完成起始相位估計後立刻輸出已校正起始相位。依據此變動，可減少已知訊號需要執行起始相位之估計且可以減小其大小及改善叢發訊號使用之效率。可依據應用於基頻處理單元 26 之系統叢發格式決定用於開始起始相位校正的時序。

第一至第三實施例的組合亦可以是實現本發明的有效實施例。依據此變動，可提供合成的有利影響。

雖然已經藉由範例實施例說明本發明，但應該可瞭解具有此方面技藝者應可進一步建造各種變動和替代物，且不會偏離本發明由所附申請專利範圍定義之範圍。

【圖式簡單說明】

第 1 圖係顯示在依據第一實施例之通訊系統中的叢發格式。

第 2 圖係顯示依據第一實施例之通訊系統的結構。

第 3 圖係顯示第 2 圖中之基頻處理單元的結構。

第 4 圖係顯示第 3 圖中之第一相位差偵測單元的結構。

第 5 圖係顯示第 3 圖中之 FWT 計算單元的結構。

第 6 圖係顯示第 5 圖中之第一 ϕ^2 估計單元的結構。

第 7 圖係顯示第 3 圖中之最大值搜尋單元的結構。

第 8 圖係顯示將由第 3 圖中之最大值搜尋單元選擇而接受 Walsh 轉換的訊號星座圖。

第 9 圖係顯示依據本發明第二實施例之基頻處理單元的結構圖。

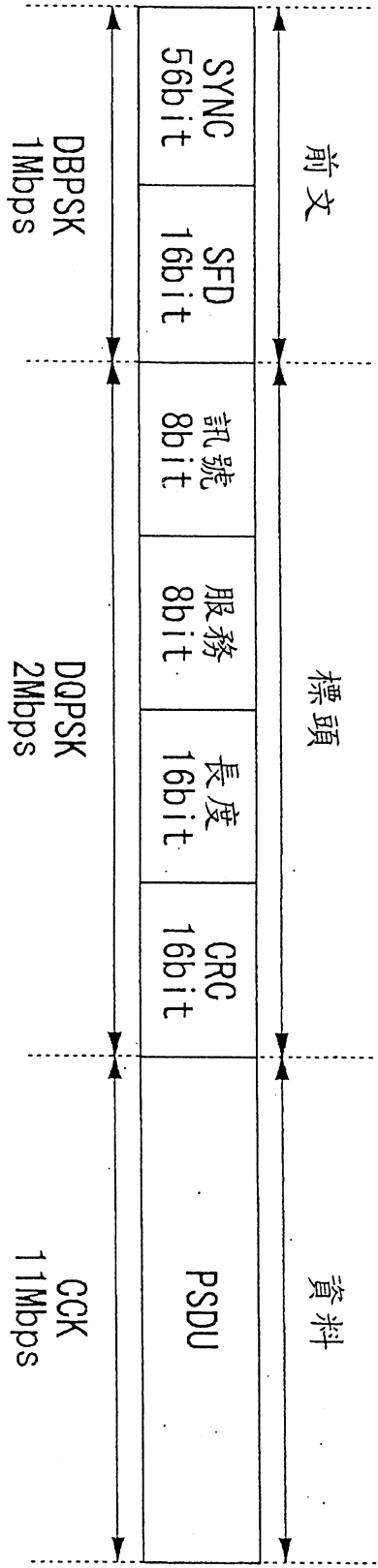
第 10 圖係顯示依據本發明第三實施例之基頻處理單

五、中文發明摘要：

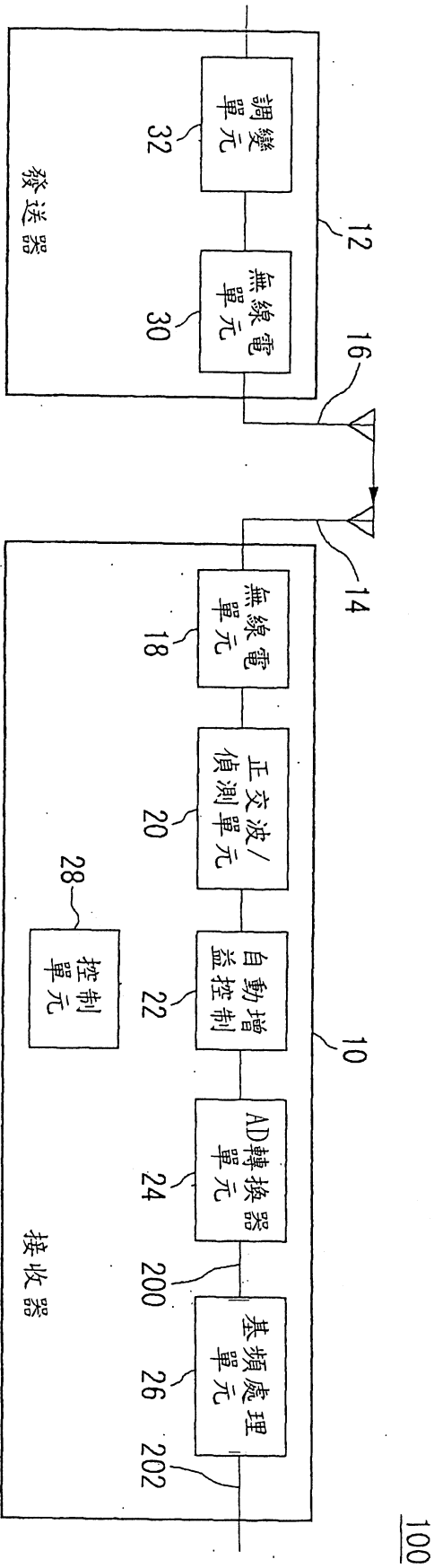
相位旋轉單元依據來自校正決定單元之校正訊號旋轉數位接收訊號之相位。FWT 計算單元使 CCK 調變訊號接收 FWT 計算且輸出 Walsh 轉換值 FWT。最大值搜尋單元接收 Walsh 轉換值 FWT 且藉由參考其大小選擇其中之一。依據所選擇的 Walsh 轉換值 FWT，最大值搜尋單元輸出 $\phi 1$ 訊號和 ϕ 成分訊號， $\phi 1$ 訊號對應於 $\phi 1$ 差分偵測前之訊號而 ϕ 成分訊號為 $\phi 2$ 至 $\phi 4$ 之組合。 $\phi 1$ 解調變單元會使 $\phi 1$ 訊號接受差分偵測以便產生 $\phi 1$ 。第二相位誤差偵測單元 56 依據從 $\phi 1$ 解調變單元輸出之訊號偵測相位誤差。

六、英文發明摘要：

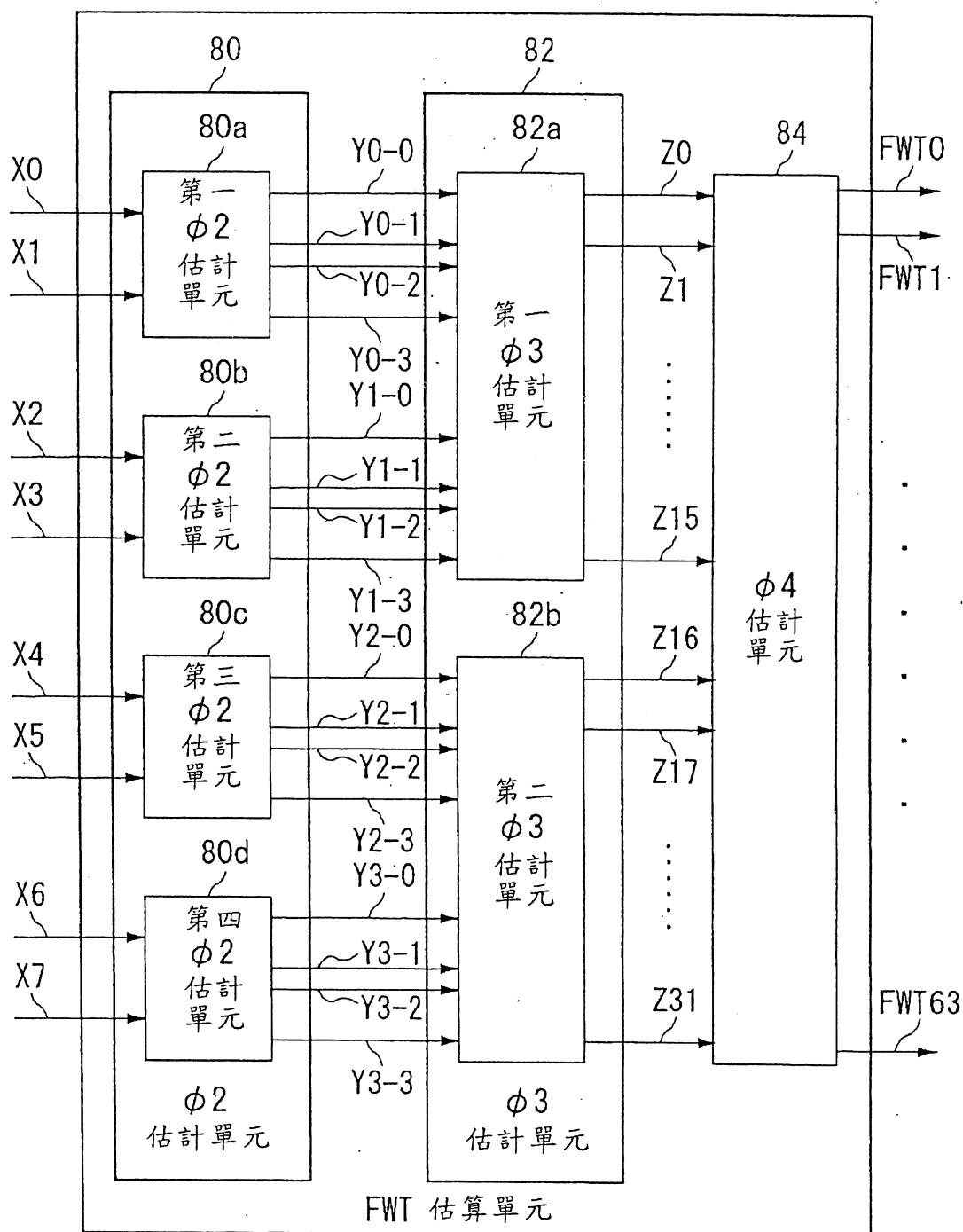
A phase rotation unit rotates the phase of a digital received signal in accordance with a correction signal from a correction determination unit. An FWT computation unit subjects a CCK modulated signal to FWT computation and outputs Walsh transform values FWT. A maximum value searching unit receives Walsh transform values FWT and selects one of them by referring to the magnitude thereof. In accordance with the selected Walsh transform value FWT, the maximum value searching unit outputs a $\phi 1$ signal and a ϕ component signal, the $\phi 1$ signal corresponding to the signal prior to $\phi 1$ differential detection and the ϕ component signal being a combination of $\phi 2$ through $\phi 4$. A $\phi 1$ demodulation unit subjects the $\phi 1$ signal to differential detection so as to generate $\phi 1$. A second phase error detection unit 56 detects a phase error in accordance with an output signal from the $\phi 1$ demodulation unit.



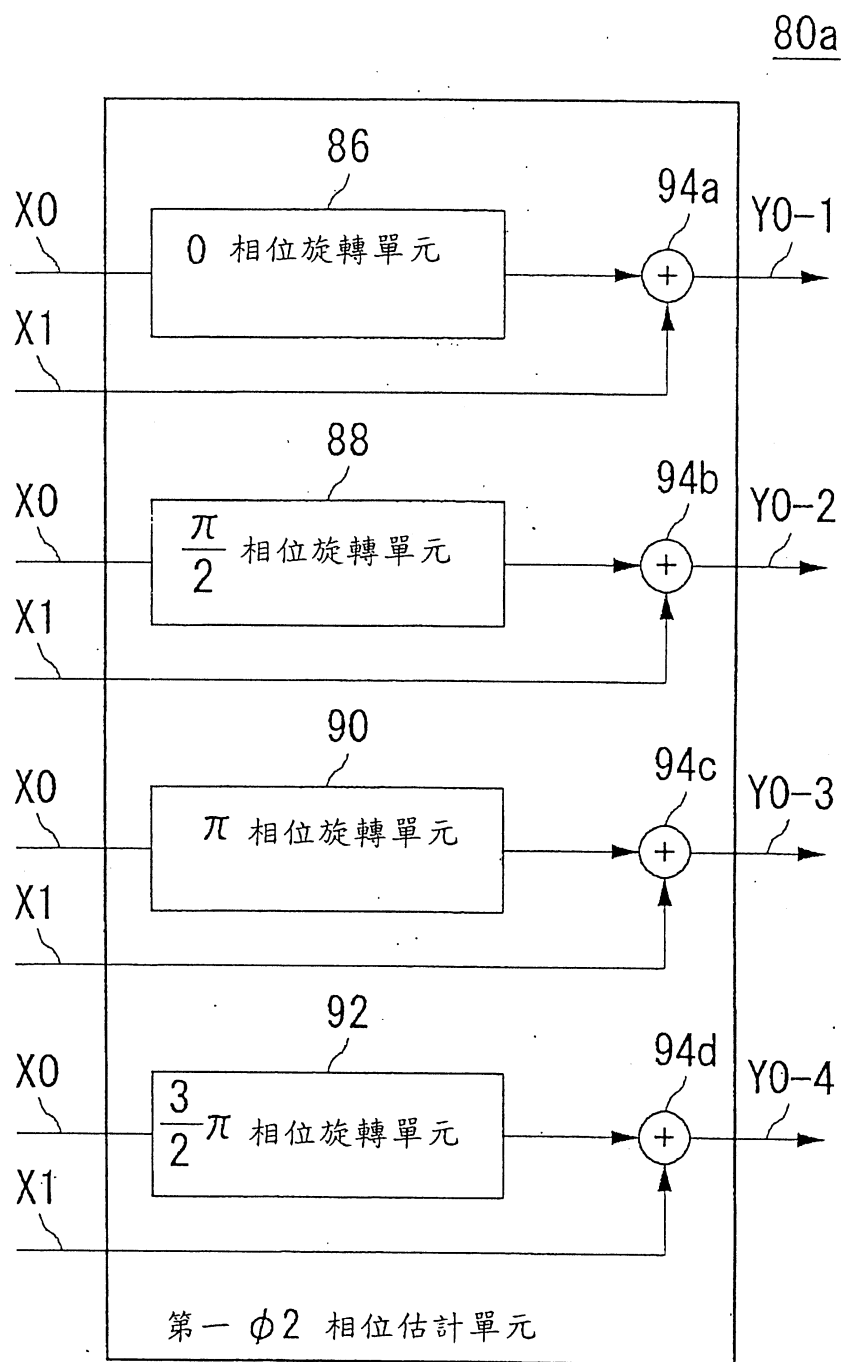
第1圖



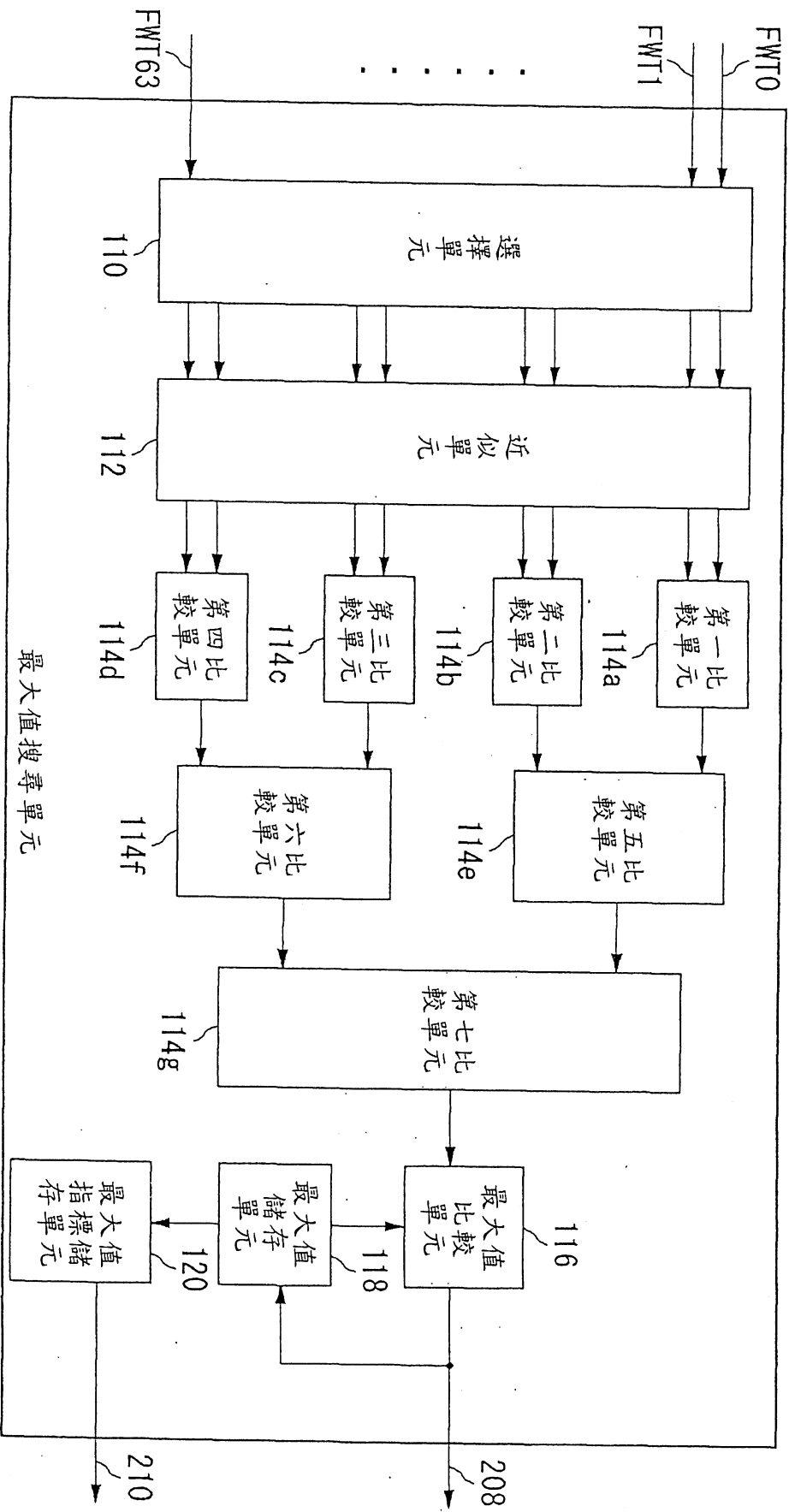
第2圖



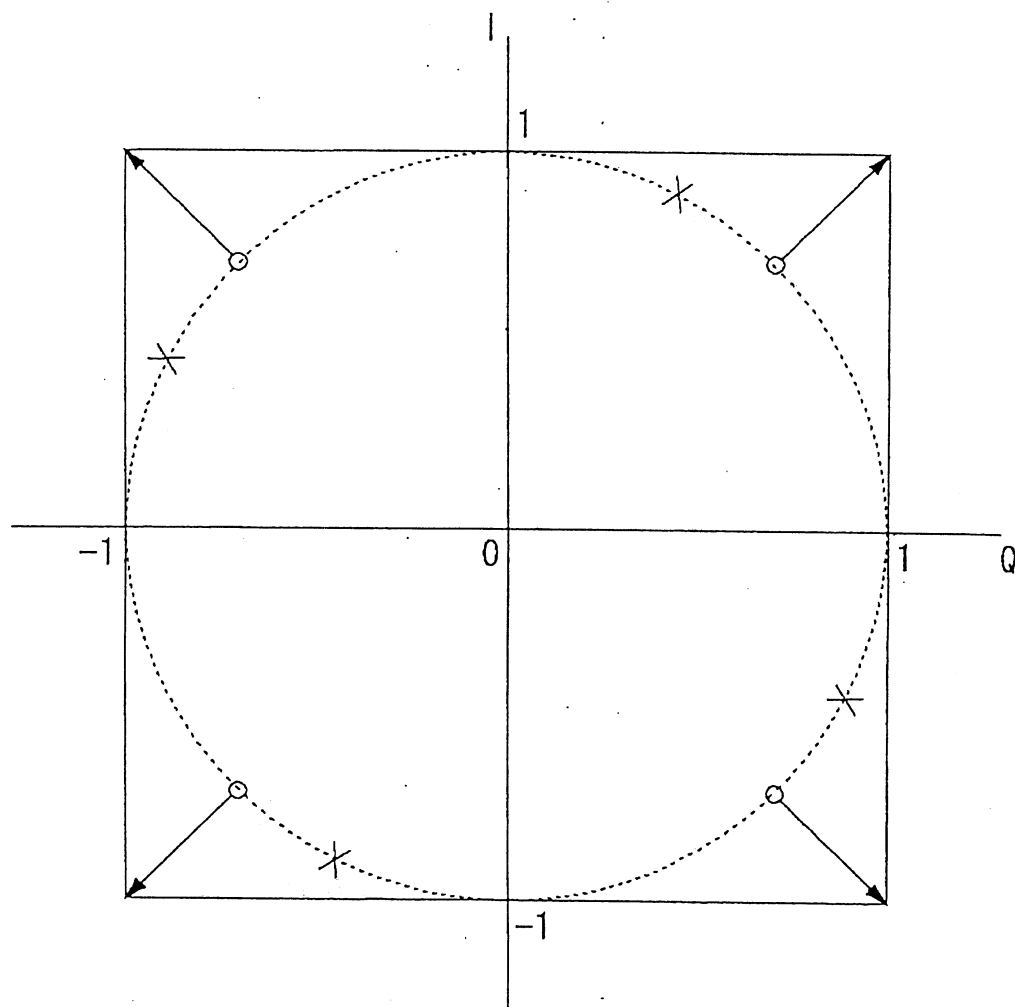
第5圖



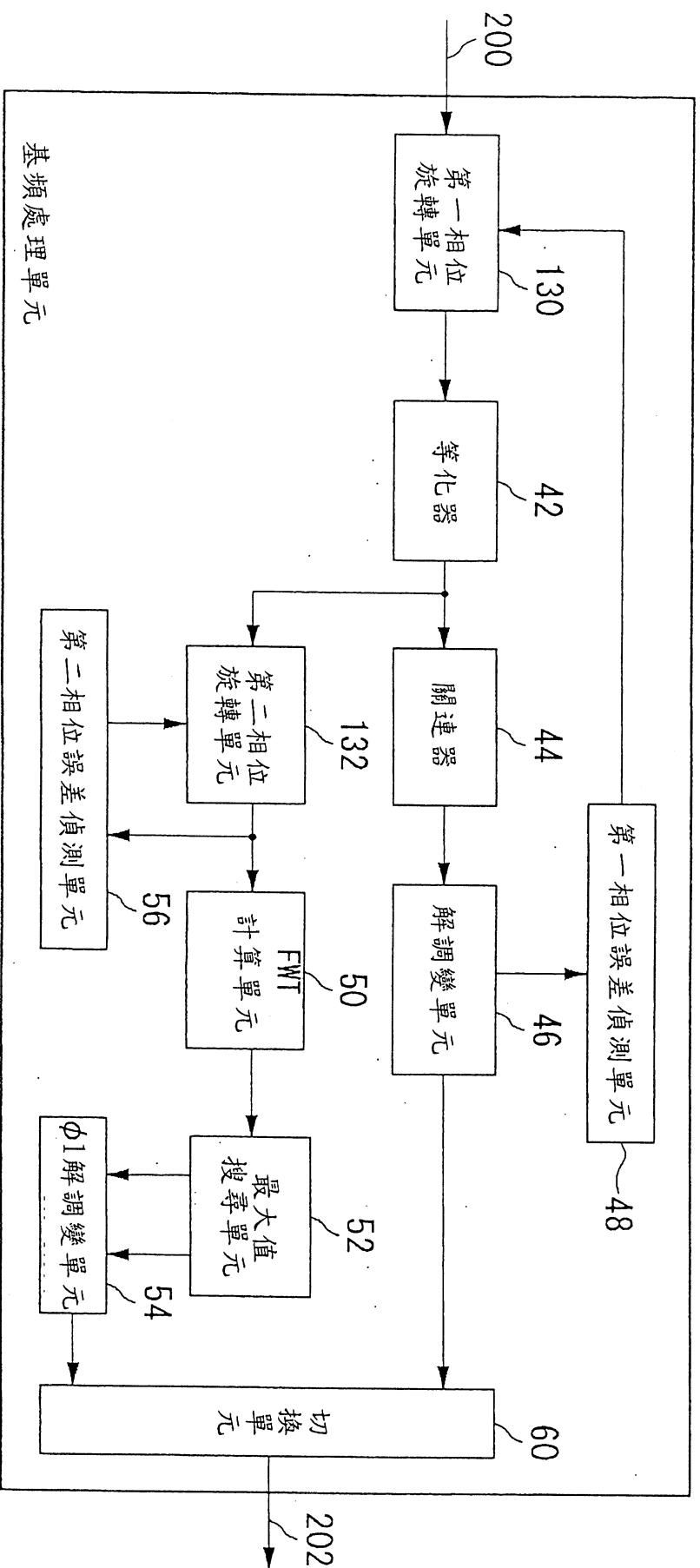
第6圖



第7圖

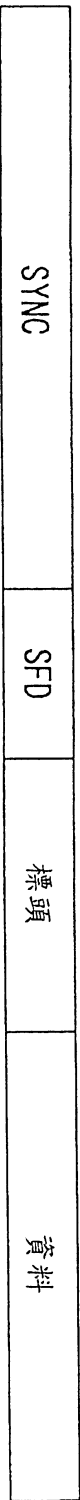


第8圖

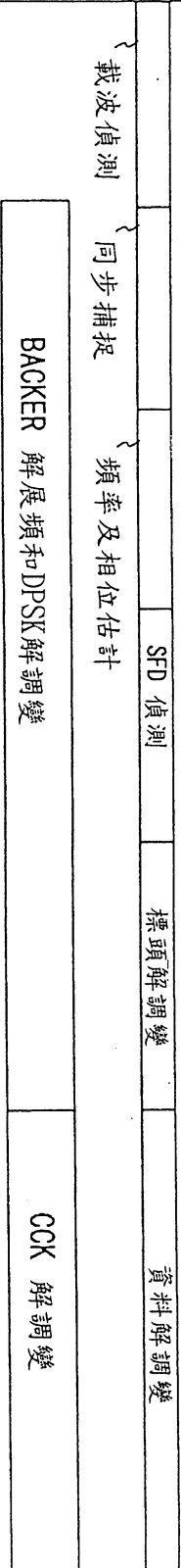


第9圖

第11A圖

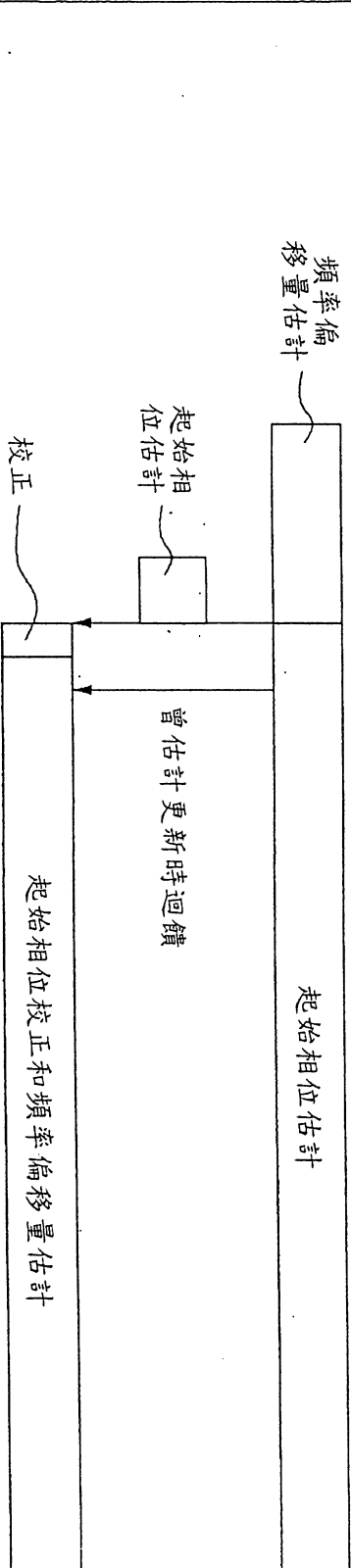


第11B圖



第11C圖

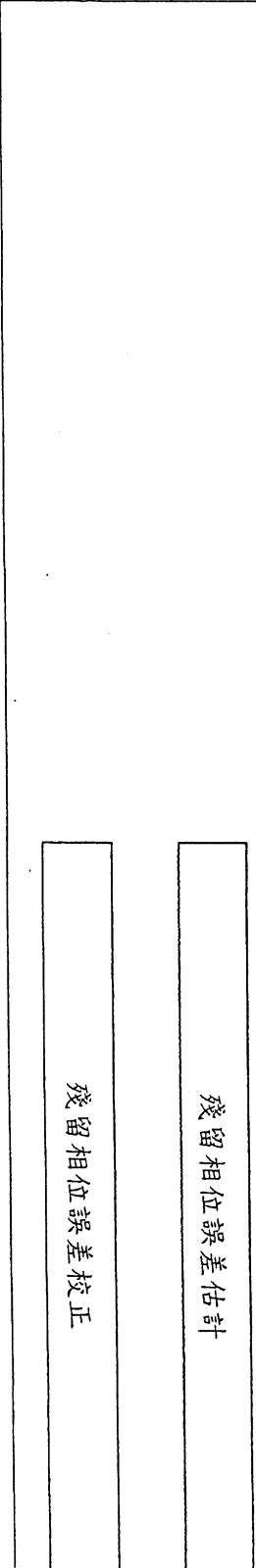
第11D圖

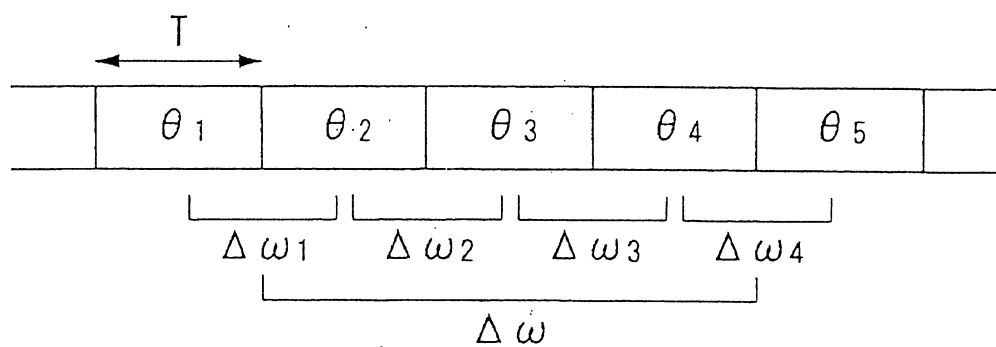


第11F圖

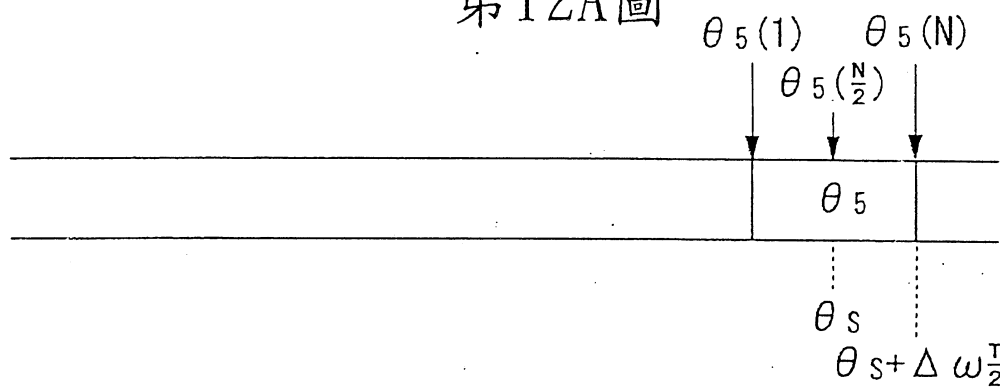
第11G圖

第11H圖





第12A圖



第12B圖

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (3) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

26	基頻處理單元	40	決定單元
42	等化器	44	關連器
46	解調變單元		
48	第一相位誤差偵測單元		
50	FWT 計算單元	52	最大值搜尋單元
54	$\varphi 1$ 解調變單元		
56	第二相位誤差偵測單元		
58	校正決定單元	60	切換單元
200	數位接收訊號	202	輸出訊號
204	展頻訊號	206	相位誤差訊號
208	$\varphi 1$ 訊號	210	φ 成分訊號

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：



91年7月4日修 I271051

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：93126470

※申請日期：93.9.2.

※IPC 分類：

H04J 13/02 (2006.01)
H04B 7/00J

一、發明名稱：(中文/英文)

採用高精度訊號估計技術之無線接收方法及無線接收器
WIRELESS RECEIVING METHOD AND WIRELESS RECEIVER WITH
HIGH-PRECISION SIGNAL ESTIMATION

二、申請人：(共1人)

姓名或名稱：(中文/英文)

三洋電機股份有限公司

SANYO ELECTRIC CO., LTD.

代表人：(中文/英文) 桑野幸德 / KUWANO, YUKINORI

住居所或營業所地址：(中文/英文)

日本國大阪府守口市京阪本通2丁目5番5號

5-5, Keihan-Hondori 2-chome, Moriguchi-shi, Osaka, Japan

國籍：(中文/英文) 日本國 / JAPAN

三、發明人：(共2人)

姓名：(中文/英文)

1. 盛合真介 / MORIAI, SHINSUKE

2. 西村直哲 / NISHIMURA, NAOAKI

國籍：(中文/英文)

1. 2. 日本國 / JAPAN

傳送速率，以 cps, chip per second 表示，本文中將 chip rate 姑譯為訊波片率。]

相關技藝目錄

(1)日本專利申請案公報第 2003-168999 號

在解調變 CCK 調變訊號時，會利用快速 Walsh 轉換(FWT)結果從接收訊號決定複數個關連性(correlation)。再由此複數個關連性確認最大關連性。然後重建提供最大關連性之傳輸訊號的組合。可是假如在由 FWT 轉換結果決定關連性時因為雜訊或多路徑傳輸而發生錯誤，則可能選擇非真正傳輸之訊號組合。因為希望無線電區域網路裝置很小，所以內部處理必須盡可能的簡化。

【發明內容】

[發明之概要說明]

有鑑於上述事實所以提出本發明，且其目的為提供能夠對從 Walsh 轉換結果接收到的訊號進行高精度估計之接收技術。

實現本發明的模式為接收器。依據本發明之接收器包含有：接收訊號之接收單元，該訊號中有以 Walsh 碼代表符碼(symbol)之訊號，該 Walsh 碼包括分別由複數個相位表示訊號所產生之複數個訊波片；相位校正單元，用以校正接收訊號的相位以便使該相位接近由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼指定相位中所選擇的那個相位；Walsh 轉換單元用以使校正過訊號以符碼為單位進行 Walsh 轉換以便產生複數個具有相位成分的關連性(correlations)；近似

相位誤差會相當小，所以可減少進行殘留相位誤差估計所需要之時間。因為相位誤差之估計和頻率偏移量之估計是同時並行的，所以可減少相位誤差估計所需之時間。

實現本發明的又一個模式為接收方法。該方法包含有下列步驟：接收訊號，該訊號中有 Walsh 碼代表符碼 (symbol) 之訊號，該 Walsh 碼包括由複數個相位表示訊號所產生的複數個訊波片；校正所接收訊號的相位以便使該相位接近由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼指定相位中所選擇的那個相位；使校正過訊號以符碼為單位進行 Walsh 轉換以便產生複數個具有相位成分的關連性；計算表示複數個所產生關連性之大小的近似值，使得愈靠近 Walsh 碼指定相位的近似值愈大；和藉由參考顯示複數個關連性之大小的近似值而選擇單一個關連性而輸出對應於所選擇關連性之複數個相位表示訊號 (phase indicating signal)。

包含在由接收步驟所接收訊號內之 Walsh 碼可指定給其 Walsh 碼之同相位成分之絕對值和 Walsh 碼之正交相位成分之絕對值相等之相位，且近似值計算步驟係計算顯示所產生之複數個關連性大小的近似值，所以其關連性之同相位成分之絕對值愈靠近正交相位成分之絕對值，近似值也就愈大。相位校正步驟偵測由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和所選定關連性相位之間的相位誤差，而校正所接收訊號的相位，所以可使相位誤差變小。相位校正步驟偵測所接收訊號之相位和由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個

元的結構圖。

第 11A 至 11H 圖係顯示第 10 圖之操作程序。

第 12A 至 12B 圖係顯示與第 11 圖所顯示起始相位估計相關之之操作的程序。

【主要元件符號說明】

10	接收器	12	發送器
14	接收天線	16	傳輸天線
18、30	無線電單元	20	正交偵測單元
22	AGC	24	AD 轉換器單元
26	基頻處理單元	28	控制單元
32	調變單元	40	決定單元
42	等化器	44	關連器
46	解調變單元		
48	第一相位誤差偵測單元		
50	FWT 計算單元	52	最大值搜尋單元
54	$\phi 1$ 解調變單元		
56	第二相位誤差偵測單元		
58、154	校正決定單元	60、76	切換單元
70	決定單元	72	共軛複數單元
74	儲存單元	78	乘法運算單元
80	$\phi 2$ 估計單元	80a	第一 $\phi 2$ 估計單元
80b	第二 $\phi 2$ 估計單元	80c	第三 $\phi 2$ 估計單元
80d	第四 $\phi 2$ 估計單元	82	$\phi 3$ 估計單元
82a	第一 $\phi 3$ 估計單元	82b	第二 $\phi 3$ 估計單元

82c	第三 ϕ 3 估計單元	82d	第四 ϕ 3 估計單元
84	ϕ 4 估計單元	86	0 相位旋轉單元
88	$\pi/2$ 相位旋轉單元	90	π 相位旋轉單元
92	$3\pi/2$ 相位旋轉單元	94	加法單元
94a	第一加法單元	94b	第二加法單元
94c	第三加法單元	94d	第四加法單元
100	通訊系統	110	選擇單元
112	近似單元	114	比較單元
114a	第一比較單元	114b	第二比較單元
114c	第三比較單元	114d	第四比較單元
114e	第五比較單元	114f	第六比較單元
114g	第七比較單元	116	最大值比較單元
118	最大值儲存單元	120	最大值指標儲存單元
130	第一相位旋轉單元	132	第二相位旋轉單元
150	起始相位估計單元	152	頻率偏移量估計單元
154	校正決定單元		
156	殘留相位誤差估計單元		
200	數位接收訊號	202	輸出訊號
204	展頻訊號	206	相位誤差訊號
208	ϕ 1 訊號	210	ϕ 成分訊號

第 93126470 號專利申請案

申請專利範圍修正本

(95 年 7 月 4 日)

1. 一種無線接收器，包含有：

接收訊號之接收單元，該訊號中有以 Walsh 碼代表符號之訊號，該 Walsh 碼包括分別由複數個相位表示訊號(phase indicating signals)所產生的複數個訊波片(chips)；

相位校正單元，用以校正接收訊號的相位以便使該相位接近由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼指定相位中所選擇的那個相位；

Walsh 轉換單元，用以使校正過訊號以符碼為單位進行 Walsh 轉換以便產生複數個具有相位成分的關連性(correlation)；

近似單元(approximation unit)，用以計算表示所產生之複數個關連性之大小的近似值使得愈靠近 Walsh 碼指定相位的關連性具有較大的近似值；和

選擇單元，藉由參考顯示複數個關連性之大小的近似值選擇單一個關連性而輸出顯示對應於所選擇關連性之複數個相位表示訊號。

2. 如申請專利範圍第 1 項之無線接收器，其中包含在由接收單元所接收之訊號內之 Walsh 碼是指定給其 Walsh 碼之同相成分的絕對值和 Walsh 碼之正交相位成分的絕對值相等之相位，且其中前述近似單元即計算顯示以

—

-

6. 如申請專利範圍第 5 項之無線接收器，其中前述的誤差估計單元在統計處理中之一段預定期間內所接收訊號予以平均，且其中

前述的誤差校正單元依據將前述誤差估計單元完成預定期間和前述校正執行單元開始執行校正之間之期間和前述誤差估計單元內預定期間的一半加總所得期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。

7. 如申請專利範圍第 5 項之無線接收器，其中前述的校正執行單元包含有：

偵測單元，用於利用已校正相位誤差偵測所接收訊號；

等化單元，使所偵測訊號接受等化處理；

殘留誤差估計單元，估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和

殘留誤差校正單元，依據以上述方式所估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

8. 如申請專利範圍第 1 項之無線接收器，其中前述的近似單元計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值，俾加總同相位成分和正交相位成分之絕對值。

9. 如申請專利範圍第 1 項之無線接收器，其中前述的近似單元藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較小者乘以 0.5 而將其與關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較大者相加而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。

10. 如申請專利範圍第 1 項之無線接收器，其中前述的近似單元藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值較小者乘以 0.5 而將其與關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較大者相加，然後減去藉由將絕對值之較大者和絕對值之較小者之間之差值乘上特定係數所得之值而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。
11. 如申請專利範圍第 1 項之無線接收器，其中前述的近似單元藉由依據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和關連性相位間之誤差決定特定係數，然後以該係數加權關連性而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。
12. 如申請專利範圍第 1 項之無線接收器，其中前述的選擇單元藉由連續比較顯示所產生之複數個關連性之大小的兩個近似值而選擇單一個關連性。
13. 一種無線接收器，包含有：
 - 用於接收訊號之接收單元；
 - 用於估計包含在所接收訊號中之頻率偏移量的頻率偏移量估計單元；
 - 用於藉由統計處理所接收訊號一段時間而估計起始相位之相位估計單元；
 - 起始相位校正單元，依據用於統計處理之預定時間週期而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉，而利用以此方式決定之相位旋轉校正所估計的起始相位；和

解調變單元，用於依據已校正起始相位解調變所接收訊號。

14. 如申請專利範圍第 13 項之無線接收器，其中

前述的相位估計單元將在統計處理中一段預定期間內所接收訊號予以平均，且

前述的起始相位校正單元依據將前述相位估計單元完成預定期間和前述解調變單元開始執行解調變之間之期間和前述相位估計單元內之預定期間的一半加總所得期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。

15. 如申請專利範圍第 13 項之無線接收器，其中

前述的解調變單元包含有：

偵測單元，用於利用已校正起始相位偵測所接收訊號；

等化單元，使所偵測訊號接受等化處理；

殘留誤差估計單元，估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和

殘留誤差校正單元，依據以上述方式估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

16. 一種無線接收方法，包含有下列步驟：

接收訊號，該訊號中有以 Walsh 碼代表符碼之訊號，該 Walsh 碼包括分別由複數個相位表示訊號(phase indicating signal)所產生的複數個訊波片；

校正所接收訊號的相位以便使該相位接近由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼指定相位中所選擇的那個

相位；

使校正過訊號以符碼為單位進行 Walsh 轉換以便產生複數個具有相位成分的關連性；

計算表示複數個所產生關連性之大小的近似值使得愈靠近 Walsh 碼指定相位，近似值也就愈大；和

藉由參考顯示複數個關連性之大小的近似值選擇單一個關連性而輸出顯示對應於所選擇關連性之訊號的複數個相位。

17. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中包含在由接收步驟所接收訊號內之 Walsh 碼係指定給其 Walsh 碼之同相位成分之絕對值和 Walsh 碼之正交相位成分之絕對值相等之相位，其中近似值計算步驟計算顯示所產生之複數個關連性大小的近似值，俾使關連性之同相位成分之絕對值愈靠近正交相位成分絕對值，其近似值也就愈大。
18. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中相位校正步驟會偵測由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和所選定關連性相位之間的相位誤差，而校正所接收訊號的相位，所以可使相位差變小。
19. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中相位校正步驟偵測所接收訊號之相位和由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位之間的誤差，而校正所接收訊號的相位，所以可使誤差變小。

20. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中相位校正步驟包含有下列步驟：

估計包含在所接收訊號中的頻率偏移量；

藉由統計處理所接收訊號一段預定期間而根據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位估計所接收訊號的相位誤差；

依據用於統計處理之預定期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉，且利用以此方式決定之相位旋轉校正所估計的相位誤差；和

依據以此方式校正之相位誤差校正所接收訊號的相位。

21. 如申請專利範圍第 20 項之無線接收方法，其中

相位誤差估計步驟係將在統計處理中一段預定期間內所接收訊號，且其中

校正所估計相位誤差之步驟依據將相位誤差估計步驟完成預定期間和校正所接收訊號步驟開始校正之間之經過期間和相位誤差估計步驟中預定期間的一半加總所得期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。

22. 如申請專利範圍第 20 項之無線接收方法，其中

校正所接收訊號相位之步驟包含有下列步驟：

利用已校正相位誤差偵測所接收訊號；

使所偵測訊號接受等化處理；

估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和

依據以此方式估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

23. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中計算近似值之步驟計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值，而加總同相位成分和正交相位成分之絕對值。

24. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中

計算近似值之步驟係藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較小者乘以 0.5 且將其與關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較大者相加而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。

25. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中

計算近似值之步驟係藉由將關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較小者乘以 0.5 而將其與關連性之同相位成分和正交相位成分之絕對值之較大者相加，然後減去藉由將絕對值較大者和絕對值較小者之間差值乘上預定係數所得之值而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。

26. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中

計算近似值之步驟係藉由依據由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼所指定相位中所選擇那個相位和關連性相位間之誤差決定預定係數，然後以該係數加權關連性而計算顯示所產生之複數個關連性之大小的近似值。

27. 如申請專利範圍第 16 項之無線接收方法，其中

輸出複數個相位表訊號(phase indicating signal)之步驟係藉由連續比較顯示所產生之複數個關連性之大小的兩個近似值而選擇單一個關連性。

28. 一種無線接收方法，包含有下列步驟：

接收訊號；

估計包含在所接收訊號中之頻率偏移量；

藉由統計處理所接收訊號一段預定期間而估計起始相位；

依據用於統計處理之預定期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉，且利用以此方式決定之相位旋轉校正所估計的起始相位誤差；和

依據已校正起始相位解調變所接收訊號估計起始相位之步驟。

29. 如申請專利範圍第 28 項之無線接收方法，其中

估計起始相位之步驟係將在統計處理中一段預定期間內所接收訊號予以平均，且

校正起始相位之步驟係依據將起始相位估計步驟完成預定期間和解調變步驟開始執行解調變之間之期間和起始相位估計步驟中預定期間的一半加總所得期間而從所估計頻率偏移量決定相位旋轉。

30. 如申請專利範圍第 28 項之無線接收方法，其中

解調變步驟包含有下列步驟：

利用已校正起始相位偵測所接收訊號；

使所偵測訊號接受等化處理；

估計包含在已接收等化處理之訊號內的殘留相位誤差；和

依據以此方式估計之殘留相位誤差校正已接收等化處理之訊號的相位。

31. 一種儲存有程式之儲存媒介，該程式使電腦執行下列步驟：

透過無線網路接收訊號，該訊號包括以 Walsh 碼代表符碼之訊號，該 Walsh 碼包括由複數個相位表示訊號產生的複數個訊波片；

校正所接收訊號的相位以便使該相位接近由包含有複數個訊波片之 Walsh 碼指定相位中所選擇的那個相位；

使校正過訊號以符碼為單位進行 Walsh 轉換以便產生複數個具有相位成分的關連性；計算表示複數個所產生關連性之大小的近似值使得愈靠近儲存在記憶體內之 Walsh 碼，其近似值也就愈大；和

藉由參考顯示複數個關連性之大小的近似值選擇單一個關連性且從記憶體輸出對應於所選擇關連性之複數個相位表示訊號。

32. 一種儲存有程式之儲存媒介，該程式使電腦執行下列步驟：

透過無線網路接收訊號；

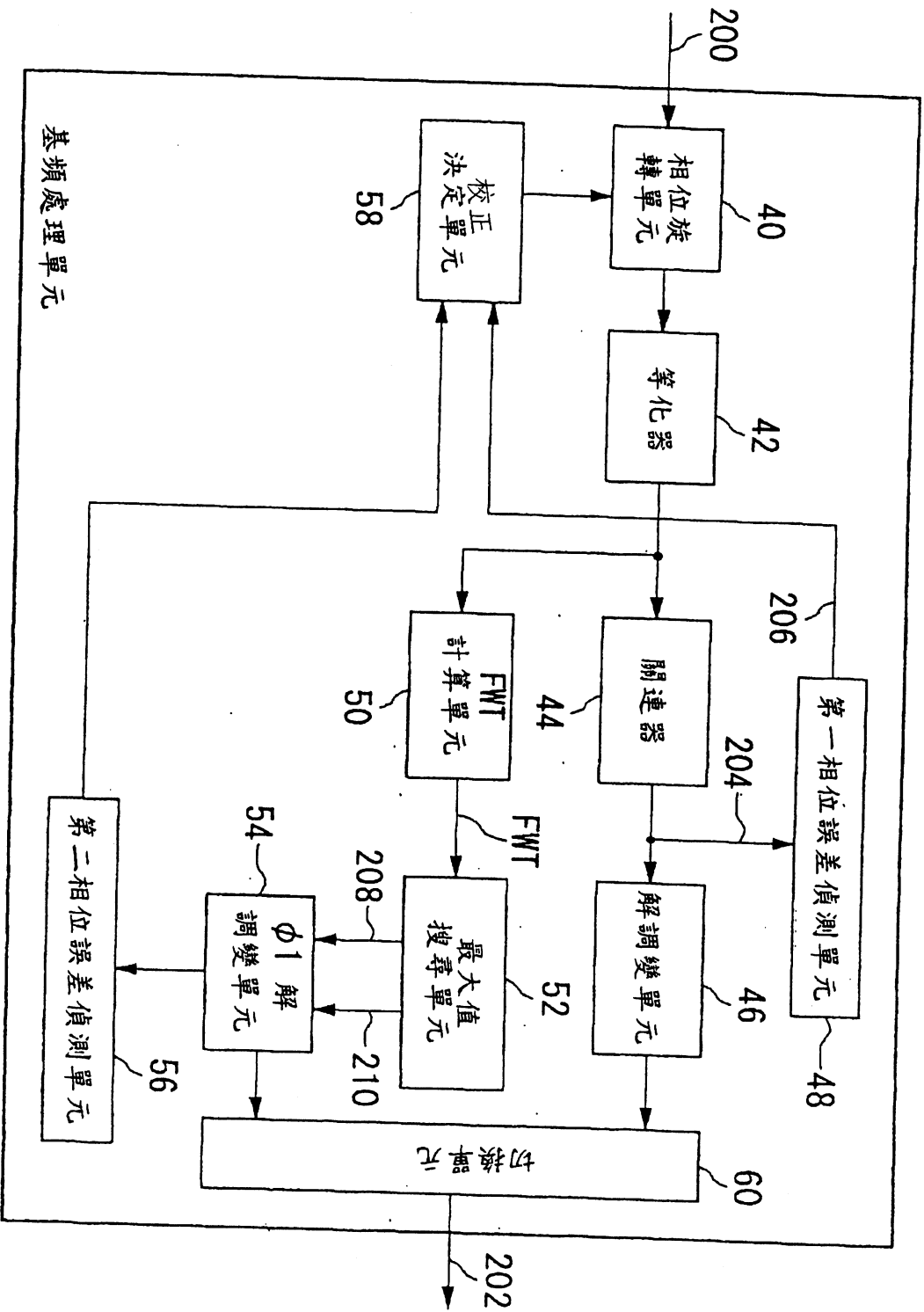
估計包含在所接收訊號中之頻率偏移量且將此頻率偏移量儲存在記憶體中；

藉由統計處理所接收訊號一段預定期間而估計起始相位且將此起始相位儲存在記憶體中；

依據用於統計處理之預定期間而從儲存在記憶體中之頻率偏移量決定相位旋轉，且利用以此方式決定之相位旋轉校正儲存在記憶體中的起始相位；和

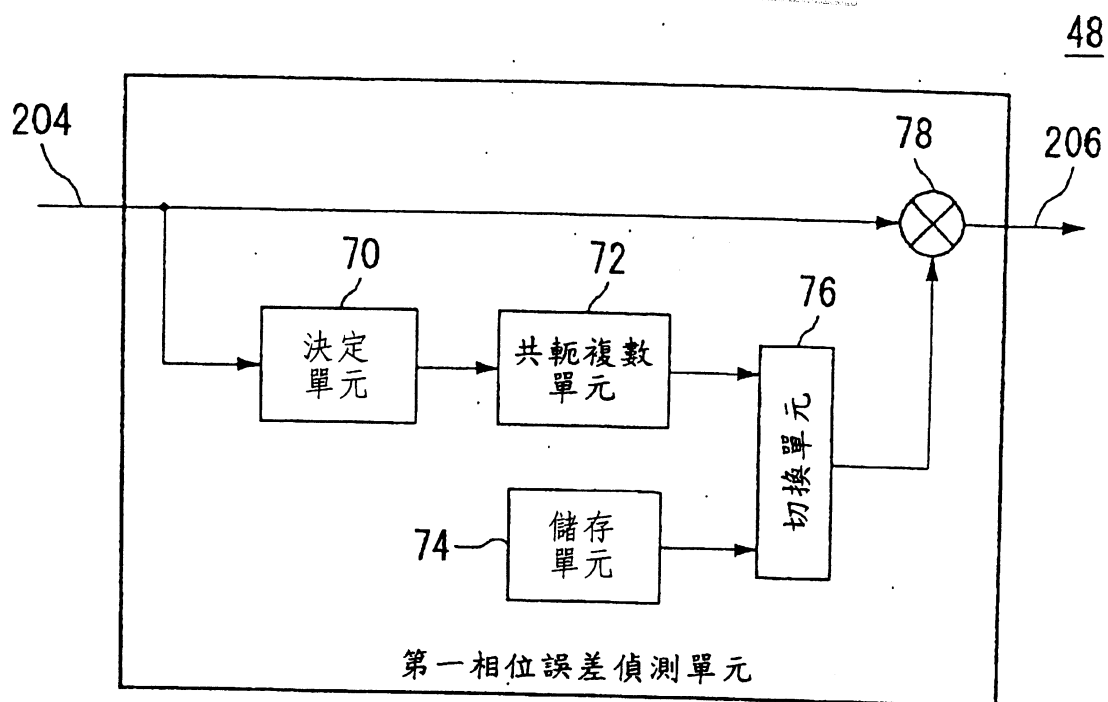
依據已校正起始相位解調變所接收訊號。

(頁2) (頁1) (日修(更)正發換頁)



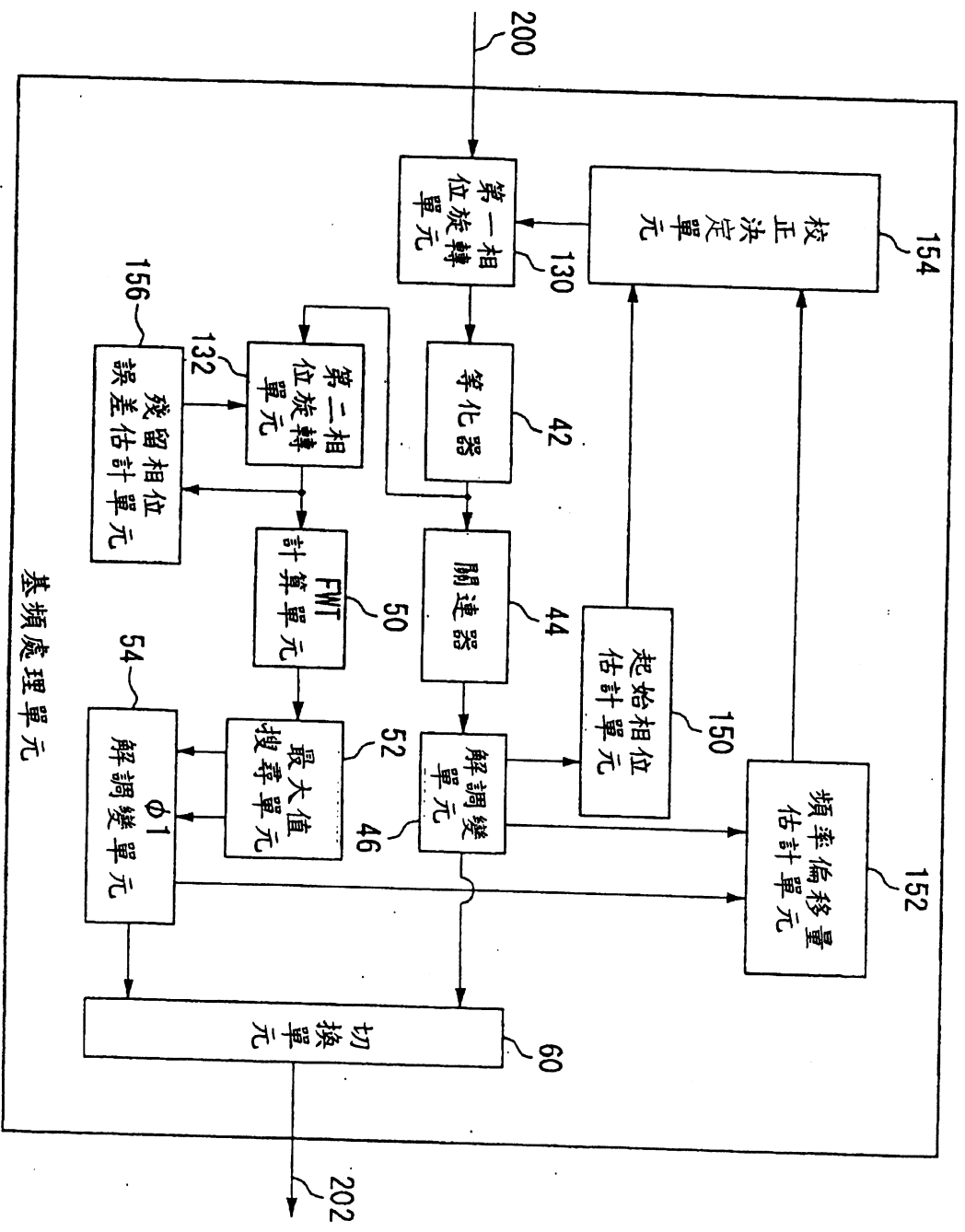
第3圖

94-1213 中華民國八十四年



第4圖

12 13



第10圖