

公告本

年 月 日
修正本

93.8.23 93年8月23日

修正本

申請日期：92-10-28

IPC分類

申請案號：92129856

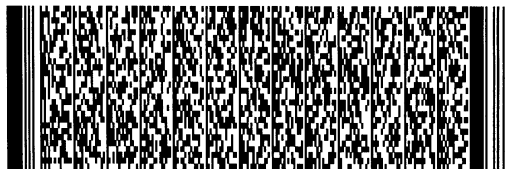
H04B 1/16

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

I224435

一、 發明名稱	中文	分集式接收裝置和分集式接收方法
	英文	
二、 發明人 (共1人)	姓名 (中文)	1. 井戶純
	姓名 (英文)	1. Jun IDO
	國籍 (中英文)	1. 日本 JP
	住居所 (中文)	1. 東京都千代田區丸之內二丁目2番3號 三菱電機股份有限公司內
	住居所 (英文)	1.
三、 申請人 (共1人)	名稱或 姓名 (中文)	1. 三菱電機股份有限公司
	名稱或 姓名 (英文)	1. MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA
	國籍 (中英文)	1. 日本 JP
	住居所 (營業所) (中文)	1. 日本國東京都千代田區丸之內二丁目2番3號 (本地址與前向貴局申請者相同)
	住居所 (營業所) (英文)	1.
	代表人 (中文)	1. 野間口有
	代表人 (英文)	1. Tamotsu NOMAKUCHI



一、本案已向

國家(地區)申請專利

申請日期

案號

主張專利法第二十四條第一項優先權

日本 JP

2002/10/28

2002-312189

有

二、☐主張專利法第二十五條之一第一項優先權：

申請案號：

無

日期：

三、主張本案係符合專利法第二十條第一項☐第一款但書或☐第二款但書規定之期間

日期：

四、☐有關微生物已寄存於國外：

寄存國家：

無

寄存機構：

寄存日期：

寄存號碼：

☐有關微生物已寄存於國內(本局所指定之寄存機構)：

寄存機構：

寄存日期：

無

寄存號碼：

☐熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

五、發明說明 (1)

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關於具有複數解調路徑之分集式接收裝置和分集式接收方法。

【先前技術】

以往之一般之分集式接收裝置稱為選擇分集(以下稱為選擇方式之分集)，對於在2條解調路徑之各路徑之接收信號之載波，首先在各時刻比較和各自之接收信號對應之接收功率之推測值後，選擇該推測值大之接收信號後輸出。即，在各時刻之該2種接收信號之中選擇接收狀態良好之接收信號後輸出，不利用接收狀態差之接收信號。因此，在各時刻，無法得到比自在2條解調路徑之各路徑之接收信號之其中之一得到之各個之接收功率更佳之接收性能。

而，為了更改善接收性能，想出將2系統之接收信號合成。

例如，已知一種最大比合成方式之分集式接收裝置，設置一種電路計算和在2條解調路徑之各路徑之接收信號(或將該接收信號解調後得到之解調信號)對應之接收功率(推測值功率)之功率比後，產生按照該功率比之加權係數後，將該加權係數和各自之接收功率相乘，利用該電路加權合成。

最大比合成方式之分集式接收裝置例如如在「地面波數位TV廣播之利用分集接收之性能改善」，關隆史等著



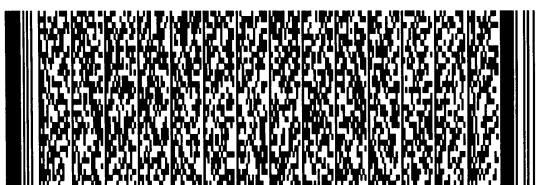
五、發明說明 (2)

(社)影像資訊媒體學會技術報告, 2001年5月25日, Vol. 25, No. 34, pp. 1~6, ROFT2001-54(May, 2001)所示, 已知不僅和選擇方式之分集式接收裝置一樣可改善多路徑失真, 而且也可改善對於熱雜訊之傳送特性, 例如也可改善瞬間接收功率對雜訊功率比(Carrier to Noise power Ratio, 以下也只稱為CNR)。

又, 在為了改善接收性能而將在2條解調路徑之各路徑之接收信號合成之分集方式之別例上, 已知等增益合成方式之分集式接收裝置。等增益合成方式係總是以等增益將2種接收信號合成之合成方式, 例如係和在2條解調路徑之各路徑之接收信號(或將該接收信號解調後得到之解調信號)對應之接收功率(推測值功率)無關的總是將在2條解調路徑之各路徑之信號之平均值作為合成信號輸出。關於分集式接收裝置之效果, 已知一般等增益合成方式比選擇方式之分集式接收裝置的大, 比最大比合成方式的小, 但是反之在2條解調路徑之各路徑之接收信號(或將該接收信號解調後得到之解調信號)之差(或和各信號對應之CNR之差)變大之情況, 有接收性能比選擇分集方式降低之情況。

以往之分集式接收裝置例如在選擇方式之分集式接收裝置之情況, 因直接選擇各自之解調路徑之接收信號之其中之一使用, 電路規模小, 但是有難更改善接收性能之問題。

又, 在等增益合成方式之分集式接收裝置之情況, 因



五、發明說明 (3)

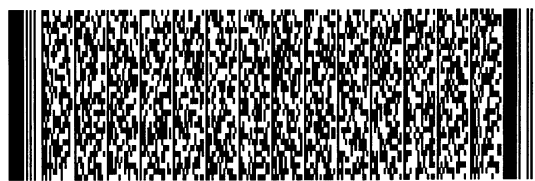
追加之電路只有簡單之平均化電路，電路規模係比較小規模，雖然和選擇方式之分集式接收裝置相比可改善接收狀態，卻有和最大比合成方式之分集式接收裝置相比無法改善接收狀態之問題。

而，最大比合成方式之分集式接收裝置比選擇方式之分集式接收裝置或等增益合成方式之分集式接收裝置可更改善接收性能，但是如上述所示，因需要按照各自之接收功率（推測值功率）之比產生加權係數後再將該各加權係數和各自之接收功率相乘之電路，有電路規模變大之問題。

為解決上述之問題點，本發明之目的在於提供一種分集式接收裝置，電路規模小，並可將接收性能改善至接近最大比合成方式之分集式接收裝置之水準。

【發明內容】

本發明之分集式接收裝置，包括：複數解調路徑，將接收信號解調後輸出解調信號；功率比比較部，依照和在該複數解調路徑之中的一條解調路徑之第一接收信號對應之第一功率及和在別的解調路徑之第二接收信號對應之第二功率計算功率比後，比較該功率比和既定之臨限值；信號選擇部，由自該複數解調路徑各自輸出之該解調信號之中選擇其中一種解調信號後輸出選擇解調信號；信號合成部，以既定之增益將自該複數解調路徑各自輸出之該解調信號合成後輸出合成解調信號；以及解調信號輸出部，按照在該功率比比較部之該比較結果，輸出該選擇解調信



五、發明說明 (4)

號或該合成解調信號中之其中一種解調信號。

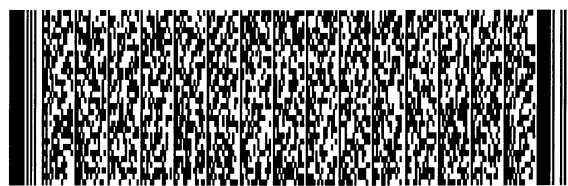
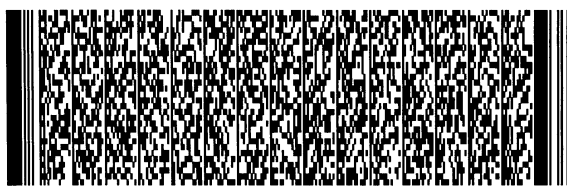
在本發明之分集式接收方法，因使得按照和在各解調路徑之接收信號對應之功率就各載波成分適應性的切換選擇方式之分集和等增益合成方式之分集，和以往之只實施選擇合成方式之分集式接收方法或只實施等增益合成方式之分集式接收方法相比，可使分集效果變大，可提高接收性能，和實施最大比合成方式之分集之情況相比，用小規模之電路可實現分集效果大之分集式接收裝置。

【實施方式】

以下，在實施例之說明，說明在該分集式接收裝置接收正交分頻多工信號(Orthogonal Frequency Division Multiplexing，以下記為OFDM)之情況。以下在說明實施例之前說明OFDM方式之傳送技術及分集技術。

OFDM方式之傳送(收發)技術係利用彼此之頻率正交之複數載波將資訊調變及多工化後傳送，在接收側進行相反之處理後解調之收發方式，在廣播或通信之領域尤其進行實用化。

在OFDM方式之傳送，首先在傳送時，將傳送之資料分配給複數載波後，在各載波以QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)方式或QAM(Quadrature Amplitude Modulation)方式、或DQPSK(Differential Encoded Quadrature Phase Shift Keying)方式等數位調變。又，因使用特定之載波將傳送參數或關於傳送控制之附加資訊



五、發明說明 (5)

以及調變了已知資料之連續導頻載波成分數位調變，這些多工化後，將OFDM信號之頻率變換成所要之傳送頻率後傳送。

具體而言，在傳送時按照各載波之調變方式將傳送之傳送資料映射後，進行反離散傅立葉轉換。接著，將反離散傅立葉轉換後之信號之最後部複製至信號之前頭。將本部分稱為保護區間，藉著這樣做，有具有保護區間長度以下之延遲時間之延遲波，在接收側也可無記號間干涉的再生信號。

在OFDM方式因全部之載波彼此具有正交性，在接收側正確的再生載波頻率之情況，可正確的再生傳送資料。可是，在接收側之載波頻率相對於實際之頻率含有誤差之情況，在載波間發生干涉，錯誤的再生傳送資料之概率增大，傳送特性惡化。因此，在OFDM方式，在接收側如何正確的再生載波頻率變成很重要之課題。

在接收OFDM信號之解調裝置，一般藉著將輸入之OFDM方式之複數數位信號正交解調，把頻率變換至基頻帶，除去保護區間後，作為時域信號，對該時域信號進行傅立葉轉換，作為頻域信號後檢波而解調。

在OFDM方式之各載波傳送按照QPSK或多值QAM等調變方式所映射之傳送資料，在該載波在頻率及時間方向週期性的插入已知之導頻載波。例如，在日本之地面波數位TV廣播方式，週期性的插入散射導頻，在OFDM接收器依據該散射導頻推測傳送線路之特性後，進行各載波之解調。



五、發明說明 (6)

又，分集技術如上述所示，具有複數自天線至OFDM解調電路之解調路徑(至少2條路徑)，係比一條解調路徑之情況改善接收性能的。一般，在多路徑傳送線路或瑞立衰落(Rayleigh fading)傳送線路等惡劣之傳送線路環境下接收信號之情況，藉著實施空間分集，令信號解調後之錯誤率減少，提高接收性能。

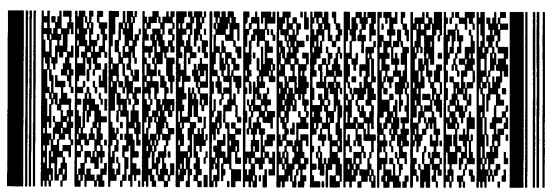
實施例1

圖1係表示本發明之實施例1之分集式接收裝置之方塊圖。

圖1之分集式接收裝置在OFDM信號之解調路徑上具有解調路徑A及解調路徑B之2條解調路徑。解調路徑A具有第一天線11、第一調諧器12、第一AGC(Automatic Gain Control：自動增益調整)部13、第一A/D(類比/數位變換)部14以及第一OFDM解調部15。而，解調路徑B具有第二天線21、第二調諧器22、第二AGC部23、第二A/D部24以及第二OFDM解調部25。

在圖1記載之分集式接收裝置，第一天線11及第二天線21接收為傳送用所調變之無線信號。第一調諧器12及第二調諧器22將所接收之無線信號之頻率變換成既定之頻帶。

第一AGC部13及第二AGC部23調整頻率變換後之類比信號之增益位準。藉著利用第一AGC部13及第二AGC部23調整該增益位準，在後段之第一及第二解調部46、56得到最佳之信號位準。一般，自天線11、21所輸入之接收信號之信



五、發明說明 (7)

號功率例如因天線增益或傳送線路狀況等而變，利用AGC部13、23調整增益較好。

第一A/D部14及第二A/D部24將進行頻率變換及增益調整後之類比信號變換成數位信號後，分別向第一OFDM解調部15及第二OFDM解調部25輸出第一接收信號及第二接收信號。

第一OFDM解調部15及第二OFDM解調部25各自將第一接收信號及第二接收信號解調後輸出數位形式之解調信號。

功率比比較部31自第一OFDM解調部15及第二OFDM解調部25輸入和對在各解調路徑A、B之接收信號之各載波計算之傳送線路推測值之功率(以下稱為推測值功率 P_{es} 對應之信號)。

而，功率比比較部31判定推測值功率 P_{es} 中之和解調路徑A對應之推測值功率 P_{es_A} 或和解調路徑B對應之推測值功率 P_{es_B} 之哪一個大。還將用值小之推測值功率除2個推測值功率 P_{es_A} 、 P_{es_B} 之中之值大的推測值功率後得到之推測值功率比 P_{es_R} 和既定之臨限值(在本實施例1將該臨限值記為功率比臨限值)後，就各載波向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出和該比較結果對應之信號。

具體而言，在推測值功率比 P_{es_R} 比該功率比臨限值小之情況，功率比比較部31向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出意指輸出在後述之信號等增益合成部62得到之解調信號之信號。而，在推測值功率比 P_{es_R} 比該功率比臨限值大之情況，功率比比較部31向選擇合成/等增益合成選擇



五、發明說明 (8)

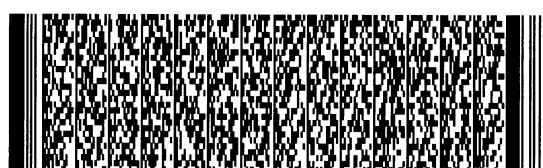
部33輸出意指在信號等增益合成部62選擇和2個推測值功率 P_{es_A} 、 P_{es_B} 之中之值大的推測值功率 P_{es_A} 、 P_{es_B} 對應之解調信號之信號。

換言之，在功率比比較部31，依照係和在解調路徑A之第一接收信號對應之第一功率之第一推測值功率及係和在解調路徑B之第二接收信號對應之第二功率之第二推測值功率計算功率比 P_{es_R} 後，比較該功率比 P_{es_R} 和既定之臨限值(功率比臨限值)。

選擇合成/等增益合成選擇部33輸出按照自功率比比較部31所輸入之信號選擇自第一OFDM解調部15及第二OFDM解調部25所輸出之解調信號之中之其中一個解調信號後得到之解調信號(以下稱為選擇解調信號)(選擇方式之分集)，或者輸出以等增益將雙方之解調信號合成後得到之解調信號(以下稱為合成解調信號)(合成方式之分集)。因此，在本實施例1之分集式接收裝置，利用該選擇合成/等增益合成選擇部33輸出最後之解調信號。即，選擇合成/等增益合成選擇部33相當於在分集式接收裝置之解調信號輸出部。

換言之，選擇合成/等增益合成選擇部33依照功率比比較部31之輸出輸出來自第一解調部46之單獨輸出、來自第二解調部56之單獨輸出以及以等增益將第一解調部46之輸出和第二解調部56之輸出合成後得到之合成輸出之中之其中之一。

因此，係選擇合成/等增益合成選擇部33之輸出之選



五、發明說明 (9)

擇合成/等增益合成信號係對各載波成分適應性的選擇藉著自和第一及第二接收信號對應之解調信號之中選擇其中一方所得到之解調信號，或按照和各解調路徑A、B對應之接收信號之推測值功率比 P_{es_R} 等增益合成之解調信號之其中一方之解調信號後得到之信號，成為錯誤率因2條解調路徑A、B之分集效果而減少之信號。

錯誤訂正部34對於自選擇合成/等增益合成選擇部33所輸出之選擇合成/等增益合成信號進行錯誤訂正處理後，輸出該錯誤訂正處理後之解調信號。

其次，說明第一OFDM解調部15及第二OFDM解調部25之內部構造。在第一OFDM解調部15及第二OFDM解調部25之內部設置除去保護區間(GI)之GI除去部41、51。第一GI除去部41輸入第一接收信號後，再生OFDM之記號時序，除去附加於第一接收信號之保護區間。又，第二GI除去部51輸入第二接收信號後，再生OFDM之記號時序，除去附加於第二接收信號之保護區間。

第一FFT部42及第二FFT部52利用高速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform，以下記為FFT)將所輸入之時域信號轉換後輸出頻域信號。此外，頻域信號係和第一接收信號或第二接收信號之各載波成分對應之信號。

第一傳送線路推測部43及第二傳送線路推測部53抽出自FFT部42、52所輸出之頻域信號所含之導頻載波成分後推測對於來自各天線11、21之接收信號之傳送線路之特性。例如，在日本之地面波數位TV廣播方式之情況，如圖

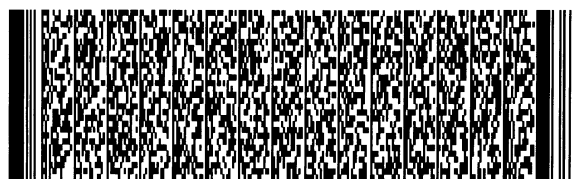
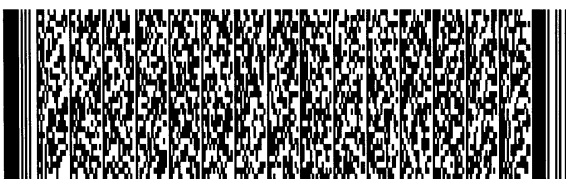


五、發明說明 (10)

2 所示，週期性的插入散射導頻，在接收器依據這些散射導頻推測傳送線路之特性後，進行各載波之解調。在一般之傳送線路推測方法上，例如藉著各自用已知資料除所抽出之散射導頻後在時間方向及頻率方向內插其結果，可推測在各載波成分之傳送線路之特性。

第一推測值功率計算部44及第二推測值功率計算部54在傳送線路推測部43、53計算對各載波所推測之和傳送線路對應之推測值功率 P_{es_A} 、 P_{es_B} 後向第一解調部46、第二解調部56以及功率比比較部31輸出。於是，在本實施例，因接收信號係依據OFDM調變方式所調變之OFDM信號，以OFDM信號所含之導頻信號(導頻載波成分)為基準信號用各傳送線路推測部43、53推測傳送線路之特性，在各推測值功率計算部44、54計算和該各推測結果對應之推測值功率，將該各推測值功率作為接收功率輸入功率比比較部31，在功率比比較部31計算各功率之功率比，將該功率比和既定之臨限值比較後，向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出比較結果。

第一解調部46及第二解調部56藉著用和自傳送線路推測部43、53所輸出之傳送線路之推測結果對應之信號除自FFT部42、52所輸出之頻域信號將各載波成分解調。本處理和對頻域信號乘以傳送線路之推測結果之複數共軛信號後再用傳送線路之特性之推測結果之功率值除等價。更具體說明之，第一解調部46對第一FFT部42之輸出乘以第一傳送線路推測部43之輸出之複數共軛信號後，用第一推測



五、發明說明 (11)

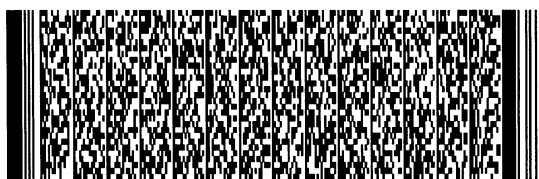
值功率 P_{es_A} 除該乘法之結果。又，第二解調部56對第二FFT部52之輸出乘以第二傳送線路推測部53之輸出之複數共軛信號後，用第二推測值功率 P_{es_B} 除該乘法之結果。

其次，說明選擇合成/等增益合成選擇部33之內部構造。選擇合成/等增益合成選擇部33包括信號選擇部61和等增益合成選擇部62。信號選擇部61係利用選擇方式之分集進行信號之輸出之部分，具體而言，選擇自第一OFDM解調部15輸出之第一解調信號或自第二OFDM解調部25輸出之第二解調信號中之其中一方後作為選擇解調信號輸出。

而，等增益合成選擇部62係利用等增益合成方式之分集進行信號之輸出之部分，以等增益將自第一OFDM解調部15輸出之第一解調信號和自第二OFDM解調部25輸出之第二解調信號合成後作為合成解調信號輸出。

又，在選擇合成/等增益合成選擇部33，藉著設置開關裝置等切換信號選擇部61和等增益合成選擇部62即可。因本實施例之接收信號係OFDM信號，包括複數載波成分，解調信號輸出部68就各載波成分輸出選擇解調信號或合成解調信號中之其中一個解調信號。又，依據功率比比較部31之比較結果之信號係基於以等增益等將複數解調信號合成而得到之解調信號之接收功率對雜訊功率比和在與複數解調信號各自對應之接收功率對雜訊功率比之中最大之接收功率對雜訊功率比變成相等之條件決定之臨限值之上述之功率比之比較結果之信號。

而且，選擇合成/等增益合成選擇部33按照功率比比



五、發明說明 (12)

較部31之輸出，將利用信號選擇部61得到之解調信號或利用等增益合成選擇部62得到之解調信號之其中一方作為選擇合成/等增益合成信號向錯誤訂正部34輸出。

在此，說明依據功率比比較部31之輸出決定將信號選擇部61之解調信號及等增益合成選擇部62之解調信號中之哪一個解調信號作為選擇合成/等增益合成信號之方法。

一般，在使用第一天線11及第二天線21之2種天線進行依據選擇方式之空間分集，即選擇分集之情況，最後輸出之解調信號之瞬間接收功率對雜訊功率比 $(CNR)_{sc}$ 利用如下之式1表示。

$$(CNR)_{sc} = \max[(CNR)_A, (CNR)_B] \dots (1)$$

但， $(CNR)_A$ 、 $(CNR)_B$ 、 $(CNR)_{sc}$ 各自表示和解調路徑A之載波對應之CNR、和解調路徑B之載波對應之CNR以及選擇合成後之CNR，函數 $\max[X1, X2]$ 係選擇X1和X2之中之大的後輸出之函數。又，假設用2條天線接收之信號之各自之接收雜訊相等。即，在該假設下，和載波對應之功率之大小和 $(CNR)_A$ 及 $(CNR)_B$ 之大小成正比。

而，依據等增益合成方式之分集最後輸出之係解調信號之CNR之 $(CNR)_{EGC}$ 利用如下之式2表示。

$$(CNR)_{EGC} = \frac{1}{2} (\sqrt{(CNR)_A} + \sqrt{(CNR)_B})^2 \dots (2)$$

又，設依據最大比合成方式之分集最後輸出之係解調信號之CNR為 $(CNR)_{MRC}$ 時， $(CNR)_{MRC}$ 利用如下之式3表示。



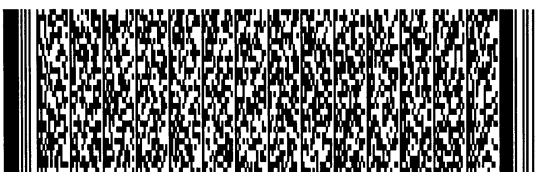
五、發明說明 (13)

$$(\text{CNR})_{\text{MRC}} = (\text{CNR})_{\text{A}} + (\text{CNR})_{\text{B}} \dots (3)$$

圖3係依據式1、式2以及式3用電腦模擬了選擇方式之分集之情況、等增益合成方式之分集之情況以及最大比合成方式之分集之情況之各CNR之結果之圖。但，圖3係在將 $(\text{CNR})_{\text{A}}$ 作為CNR1、將 $(\text{CNR})_{\text{B}}$ 作為CNR2、將CNR1固定為20dB，令CNR2自0dB變至40dB為止之情況表示和自各分集最後輸出之解調信號對應之CNR的。此外，○表示在選擇方式之分集之情況之CNR，□表示在等增益合成方式之分集之情況之CNR，★表示在最大比合成方式之分集之情況之CNR。

自圖3得知，在選擇方式之分集之情況，和第二接收信號對應之CNR2係愈接近和第一接收信號對應之CNR1之值時，分集效果比最大比合成方式之分集愈小。又，得知在等增益合成方式之分集之情況，和選擇方式之分集之情況相反，隨著CNR2遠離CNR1，分集效果比最大比合成方式之分集愈小。

因此，得知按照CNR1和CNR2之比，藉著將利用信號選擇部61得到之選擇解調信號或利用等增益合成選擇部62得到之合成解調信號之其中一個解調信號作為選擇合成/等增益合成信號，可令分集效果提高。將上述之選擇解調信號或合成解調信號之哪一個解調信號作為選擇合成/等增益合成信號，只要將依據選擇方式之分集得到之CNR和依據等增益合成方式之分集得到之CNR變成相等之情況作為邊界切換即可。即，按照如下之式4之條件切換選擇解調



五、發明說明 (14)

信號和合成解調信號即可。

此外，式4中之「 $3+2\sqrt{2}$ 」係在上述之式1之左邊和式2之左邊變成相等之情況之CNR之比之值。又，在以下之說明，將藉著按照式4之條件切換選擇解調信號和合成解調信號進行分集也稱為適應合成分集。

$$\text{合成方法} = \begin{cases} \text{等增益合成, when } \frac{\max[(\text{CNR})_A, (\text{CNR})_B]}{\min[(\text{CNR})_A, (\text{CNR})_B]} \leq 3 + 2\sqrt{2} \\ \text{選擇合成, otherwise} \end{cases} \dots (4)$$

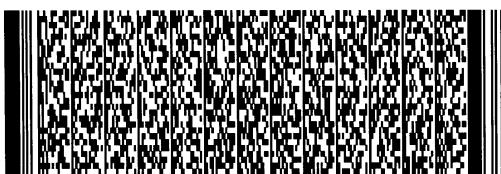
此外，在依照式4選擇了選擇解調信號之情況，只要在信號選擇部61，按照以下之式5之條件選擇自解調路徑A、B之各路徑輸出之解調信號之中之其中一個解調信號作為選擇解調信號即可。

$$\text{合成信號} = \begin{cases} S_A, \text{ when } (\text{CNR})_A \geq (\text{CNR})_B \\ S_B, \text{ otherwise} \end{cases} \dots (5)$$

但，在式5， S_A 意指經由解調路徑A輸入選擇合成/等增益合成選擇部33之解調信號，即第一解調信號， S_B 意指經由解調路徑B輸入選擇合成/等增益合成選擇部33之解調信號，即第二解調信號。

因此，適應合成分集係適應性的選擇分集而使得選擇方式之分集和等增益合成方式之分集之中和最後輸出解調信號對應之CNR變大之方式。

在圖4表示用電腦模擬了使用適應合成分集之情況及用最大比合成方式之分集之情況之各CNR之結果。但，將CNR1固定為20dB，令CNR2自0dB變至40dB為止。此外，圖



五、發明說明 (15)

中 $\triangle$ 表示利用適應合成分集所得到之CNR， $\star$ 表示利用最大比合成方式之分集所得到之CNR。

在圖4，在利用選擇方式之分集得到之CNR和利用等增益合成方式之分集得到之CNR變成大致相等之點(在圖4在橫軸刻度12dB附近和28dB附近)切換在適應合成分集之處理內容。即，在CNR₂自0dB至比12dB附近小之情況及比28dB附近大之情況係選擇方式之分集之情況之輸出，在自12dB附近至28dB附近為止之間係等增益合成方式之分集之情況之輸出。即，在圖4之情況，以橫軸刻度20dB為中心值，以 $+/-8$ dB之值為臨限值切換選擇合成和等增益合成。

此外，在圖4之條件，在橫軸刻度12dB之CNR₂之值，即在

$$\text{CNR}_2 = 10 \times \log_{10} (10^{(20/10)} / (3 + 2\sqrt{2})) \text{dB}$$

時之CNR之比之值相當於在該式4中之

$$(\text{CNR})_A / (\text{CNR})_B = 3 + 2\sqrt{2}$$

之情況。又，在橫軸刻度28dB之CNR₂之值，即在

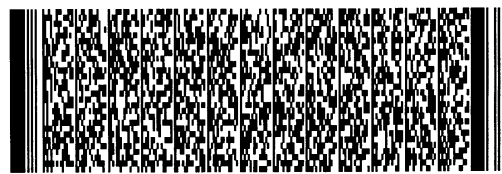
$$\text{CNR}_2 = 10 \times \log_{10} (10^{(20/10)} / (3 + 2\sqrt{2})) \text{dB}$$

時之CNR之比之值相當於在該式4中之

$$(\text{CNR})_B / (\text{CNR})_A = 3 + 2\sqrt{2}$$

之情況。

自以上，在以等增益將複數解調信號合成而得到之解調信號之接收功率對雜訊功率比和與複數解調信號各自對應之接收功率對雜訊功率比之中之最大接收功率對雜訊功



五、發明說明 (16)

率比變成相等之條件決定功率比比較部31之臨限值。又，信號選擇部61選擇和自各解調路徑A、B所輸出之解調信號各自對應之接收功率對雜訊功率比之中之具有最大之接收功率對雜訊功率比之值之解調信號後輸出。

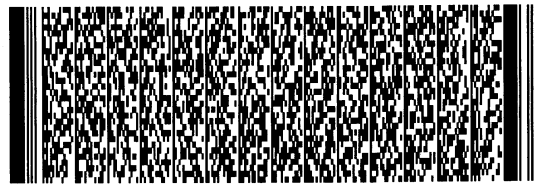
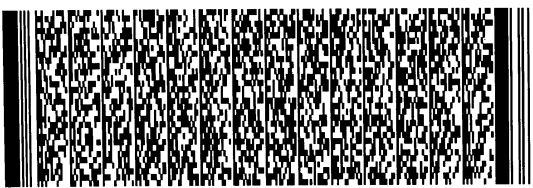
如上述所示，自圖4得知，藉著使用在本實施例1所說明之適應合成分集，和單獨使用選擇方式之分集或等增益合成方式之分集之情況相比，可提高分集效果，其效果和最大比合成方式之分集之情況大致相同。

因此，利用推測值功率 P_{es_A} 、 P_{es_B} 和 $(CNR)_A$ 、 $(CNR)_B$ 處於對應關係，藉著預先將對於推測值功率比 P_{es_R} 之功率比臨限值輸入功率比比較部31，可進行適應合成分集。

於是，若依據本實施例1之分集式接收裝置，因在構造上對各載波成分適應性的將選擇解調信號或合成解調信號之其中之一作為選擇合成/等增益合成信號輸出，使得自選擇合成/等增益合成選擇部33輸出之選擇合成/等增益合成信號之CNR變大，和以往之只依據選擇方式之分集之分集式接收裝置或只依據等增益合成方式之分集之分集式接收裝置相比，可使分集效果變大。又，可提高該分集式接收裝置之接收性能。此外，本實施例1之分集式接收裝置和實施最大比合成方式之分集之情況相比，用小規模之電路可實現分集效果大之分集式接收裝置。

實施例2

在實施例1，在構造上使得依據自推測值功率計算部44、54輸出之推測值功率 P_{es_A} 、 P_{es_B} 進行適應合成分集。在



五、發明說明 (17)

實施例2，說明依照傅立葉轉換後之輸出計算載波成分之功率，依照該計算之結果計算載波成分之功率後，依照該計算之結果進行適應合成分集之情況。此外，在以下之說明，將載波成分之功率也稱為載波功率，將表示該載波功率之大小之值也稱為載波功率值。

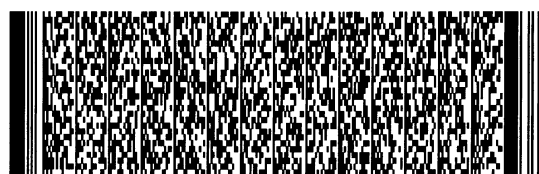
圖5係表示本發明之實施例2之分集式接收裝置之方塊圖。

在圖5，關於除了第一OFDM解調部15a、第二OFDM解調部25a、功率比比較部31a、第一載波功率計算部45、第二載波功率計算部55、無自第一推測值功率計算部44往功率比比較部31a之輸出連接以及無自第二推測值功率計算部54往功率比比較部31a之輸出連接以外之構造，和圖1(實施例1)所示之構造相同。

以下，說明本實施例2之分集式接收裝置之動作。此外，對於和在實施例1所示之構造相同之構造省略說明。

在第一OFDM解調部15a之第一載波功率計算部45輸入解調路徑A之頻域信號，計算和該頻域信號對應之載波功率值 P_{C_A} 後輸出。一樣的，在第二OFDM解調部25a之第二載波功率計算部55輸入解調路徑B之頻域信號，計算和該頻域信號對應之載波功率值 P_{C_B} 後輸出。

功率比比較部31a輸入載波功率值 P_{C_A} 、 P_{C_B} 及和載波功率值 P_{C_A} 、 P_{C_B} 對應之既定之臨限值。此外，在本實施例2，將和自上述之各功率之值所得到之功率比比較之既定之臨限值和實施例1一樣的記為功率比臨限值。



五、發明說明 (18)

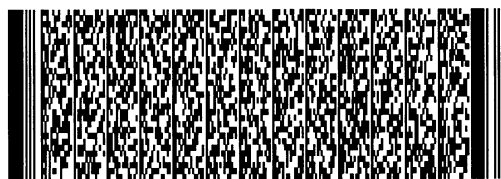
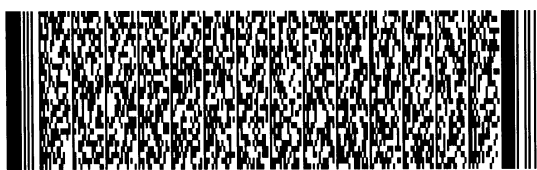
然後，判定載波功率值 P_{C_A} 、 P_{C_B} 之中之哪一個之載波功率值大。此外，比較2個載波功率值 P_{C_A} 、 P_{C_B} 之中之值大之載波功率值除以值小之載波功率值所得到之載波功率比 P_{C_R} 和該功率比臨限值後，就各載波向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出和該比較結果對應之信號。

具體而言，在載波功率比 P_{C_R} 比該功率比臨限值小之情況，該功率比比較部31a向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出意指輸出在等增益合成選擇部62得到之解調信號之信號。而，在載波功率比 P_{C_R} 比該功率比臨限值大之情況，該功率比比較部31a向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出意指選擇和2個載波功率值 P_{C_A} 、 P_{C_B} 之中之值大的載波功率值 P_{C_A} 、 P_{C_B} 對應之解調信號之信號。

選擇合成/等增益合成選擇部33依照自功率比比較部31a所輸入之信號選擇，自來自第一OFDM解調部15a及第二OFDM解調部25a之解調信號之中選擇其中一個解調信號後輸出(選擇方式之分集)，或者輸出以等增益將雙方之解調信號合成後得到之解調信號(等增益合成方式之分集)。

即，選擇合成/等增益合成選擇部33依照功率比比較部31a之輸出輸出來自第一解調部46之單獨輸出、來自第二解調部56之單獨輸出以及以等增益將第一解調部46之輸出和第二解調部56之輸出合成後得到之合成輸出之中之其中之一。

因此，係選擇合成/等增益合成選擇部33之輸出之選擇合成/等增益合成信號係對各載波成分適應性的選擇和



五、發明說明 (19)

與2個接收信號對應之載波功率值 P_{C_A} 、 P_{C_B} 中之其中一方對應之解調信號，或按照載波功率比 P_{C_R} 以等增益將第一解調信號和第二解調信號合成所得到之解調信號之其中一方之解調信號後得到之信號，成為錯誤率因2條解調路徑A、B之分集效果而減少之信號。

於是，在本實施例2，和實施例1一樣，因在構造上計算和 $(CNR)_A$ 、 $(CNR)_B$ 處於對應關係之傅立葉轉換後之載波成分之功率 P_{C_A} 、 P_{C_B} 後，據此進行適應合成分集，可不受傳送線路推測時之推測誤差影響的進行適應合成分集，可令接收裝置之接收性能提高。

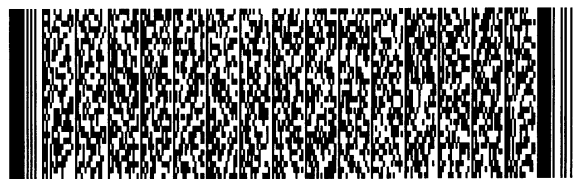
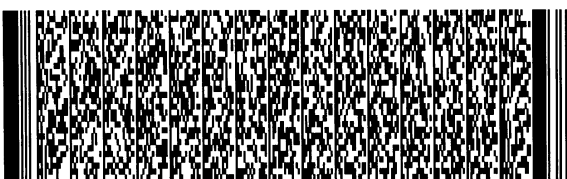
實施例3

在實施例1及實施例2，在構造上使用自FFT部42、52所輸出之頻域信號求推測值功率或載波功率值後，據此進行適應合成分集。而在實施例3，說明求自各天線11、21接收之信號之功率位準後，據此進行適應合成分集之情況。

圖6係表示實施例3之分集式接收裝置之方塊圖。

在圖6，關於除了第一OFDM解調部15b、第二OFDM解調部25b、功率比比較部31b、對第一AGC部13之輸入連接、對第二AGC部23之輸入連接、來自第一A/D部14之輸出連接以及來自第二A/D部24之輸出連接以外之構造，和圖1(實施例1)或圖5(實施例2)所示之構造相同。

以下，說明本實施例3之分集式接收裝置之動作。此外，對於和在實施例1或實施例2所示之構造相同之構造省



五、發明說明 (20)

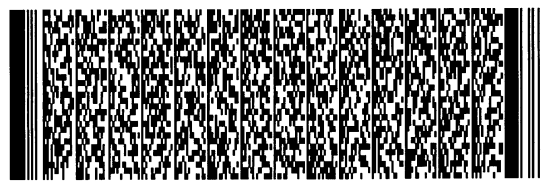
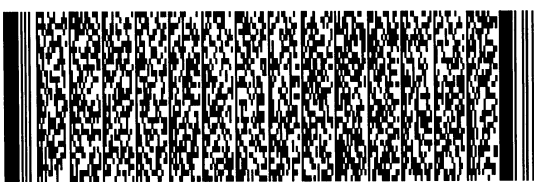
略說明。

在第一OFDM解調部15b之第一增益偵測部47自第一A/D部14輸入第一接收信號，計算該第一接收信號之平均功率和所要之功率值之差後，依照該計算結果向功率比比較部31b和第一AGC部13輸出第一功率控制信號。一樣的在第二OFDM解調部25b之第二增益偵測部57自第二A/D部24輸入第二接收信號，計算該第二接收信號之平均功率和所要之功率值之差後，將該計算結果作為第二功率控制信號向功率比比較部31b和第二AGC部23輸出。

此外，第一功率控制信號及第二功率控制信號係在AGC部13、23決定利用天線11、21所接收之信號之放大率之信號，該功率控制信號之信號位準愈大，表示天線輸出之信號功率愈小。

此外，在各增益偵測部47、57，因藉著使計算接收信號之平均功率時之平均期間長，將隨機之雜訊所引起之誤差相抵消，可提高最後所得到之平均值之可靠性。可是，使平均期間過長時，由於接收信號之功率之時間變動之影響，依據應用有引起性能惡化之情況。因此，只要將計算接收信號之平均功率時之平均期間設為對於使用之應用最佳之期間即可。

第一接收信號及第二接收信號作為已調整增益之信號輸入OFDM解調部15b、25b。因而，例如在各解調路徑A、B之天線增益間有差異之情況，自各天線11、21接收之信號之功率位準相異時，在第一接收信號及第二接收信號之雜



五、發明說明 (21)

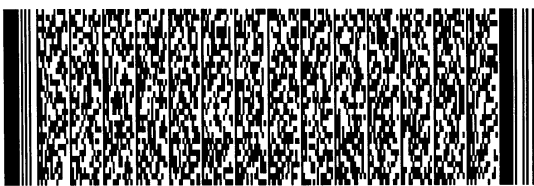
訊功率發生差異。

雜訊功率之差異影響和自選擇合成/等增益合成選擇部33輸出之信號對應之CNR。尤其，在解調路徑A、B之接收信號之中之一方之接收信號之位準小而必須增大在AGC部13、23之放大率之情況，分集效果減少。因此，在AGC部13、23依據依照調整增益前之接收信號計算之功率比控制適應合成分集，這在抑制分集效果之減少上有效。

功率比比較部31b輸入自第一增益偵測部47所輸出之第一功率控制信號、自第二增益偵測部57所輸出之第二功率控制信號以及既定之臨限值。此外，在本實施例3，將和自上述之各功率之值所得到之功率比比較之既定之臨限值和實施例1及實施例2一樣的記為功率比臨限值。

功率比比較部31b依照自各增益偵測部47、57所輸出之第一功率控制信號及第二功率控制信號，判定第一接收信號或第二接收信號之中哪一個之接收信號之功率位準高。此外，自上述之2個功率控制信號計算和各功率控制信號對應之接收信號功率 P_A 、 P_B ，比較將該接收信號功率 P_A 、 P_B 之中之功率值大之接收信號功率除以功率值小之接收信號功率得到之接收信號功率比 P_R 和該功率比臨限值後，就各載波向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出按照該比較結果而異之信號。

具體而言，在接收信號功率比 P_R 比該功率比臨限值小之情況，該功率比比較部31b向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出在等增益合成選擇部62得到之解調信號。而，在



五、發明說明 (22)

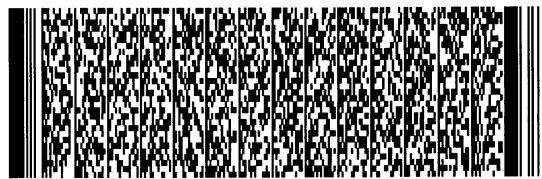
接收信號功率比 P_R 比該功率比臨限值大之情況，該功率比比比較部31b向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出意指在信號選擇部61選擇和2個接收信號功率 P_A 、 P_B 之中值大的接收信號功率 P_A 、 P_B 對應之解調信號之信號。

選擇合成/等增益合成選擇部33依照自功率比比比較部31b所輸入之信號，對於來自第一OFDM解調部15b及第二OFDM解調部25b之解調信號選擇其中一種解調信號後輸出(選擇方式之分集)，或者輸出以等增益將雙方之解調信號合成後得到之解調信號(等增益合成方式之分集)。

即，選擇合成/等增益合成選擇部33依照功率比比比較部31b之輸出輸出來自第一解調部46之單獨輸出、來自第二解調部56之單獨輸出以及以等增益將第一解調部46之輸出和第二解調部56之輸出合成後得到之合成輸出之中之其中之一。

即，係選擇合成/等增益合成選擇部33之輸出之選擇合成/等增益合成信號係對各載波成分按照接收信號功率比 P_R ，適應性的選擇利用等增益合成分集所得之解調信號、或藉著選擇和接收信號對應之2種解調信號之中之其中一方所得之解調信號之其中一方之解調信號而得到之解調信號，成為錯誤率因2條解調路徑A、B之分集效果而減少之信號。

於是，若依據本實施例3之分集式接收裝置，因在依據調整自各天線11、21接收之信號之功率位準之控制信號進行適應合成分集，係2個接收信號之接收功率位準相異



五、發明說明 (23)

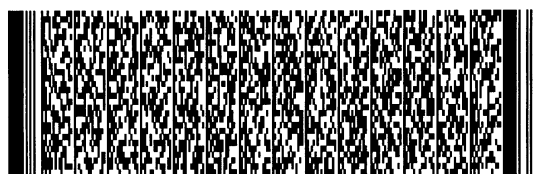
之情況，也可抑制分集效果減少的合成。又，可提高該分集式接收裝置之接收性能。此外，係2個接收信號之接收功率位準相異之情況，也可抑制分集效果減少的合成。又，可提高接收裝置之接收性能。

此外，在本實施例3，如上述所示，自2種功率控制信號計算和各自之信號對應之接收信號功率後，依照該接收信號功率自功率比比較部31b令輸出信號，但是直接使用功率控制信號自功率比比較部31b令輸出信號也可。此時，如上述所示，因天線輸出之信號功率愈小功率控制信號愈大，需要考慮功率控制信號愈大CNR愈小。因此，在求功率控制信號之比時，求和該功率控制信號對應之值之倒數之比後，依照該倒數之比進行適應合成分集。又，在將等增益合成選擇部62之輸出用作選擇合成/等增益合成信號之情況，需要選擇和2種功率控制信號之中之小的功率控制信號對應之在OFDM解調部15b、25b之解調部46、56之輸出。

實施例4

在實施例3之分集式接收裝置，在構造上求自各天線11、21接收之接收信號之功率位準後，依照該功率位準對各OFDM記號進行適應合成分集。而，在實施例4之分集式接收裝置，說明依據自各天線11、21接收之接收信號之功率位準和與在各載波之傳送線路推測結果對應之信號功率進行適應合成分集之情況。

圖7係表示本發明之實施例4之分集式接收裝置之方塊



五、發明說明 (24)

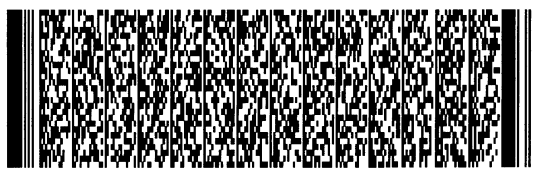
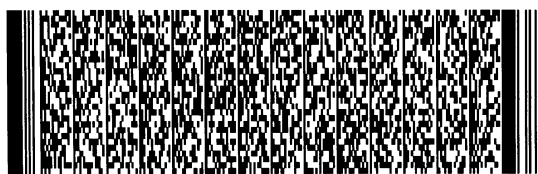
圖。

在圖7，除了第一OFDM解調部15c、第二OFDM解調部25c、功率比比較部31c、自第一推測值功率計算部44對電力比比較部31c之輸出連接以及自第二推測值功率計算部54對功率比比較部31c之輸出連接以外之構造，和圖6(實施例3)相同。又，自第一推測值功率計算部44對功率比比較部31c之輸出連接及自第二推測值功率計算部54對功率比比較部31c之輸出連接和圖1(實施例1)相同。

其次，說明動作。此外，在以下之說明，對於和在實施例1至實施例3所示之構造相同之構造省略說明。

功率比比較部31c輸入自第一增益偵測部47所輸出之第一功率控制信號、自第二增益偵測部57所輸出之第二功率控制信號、自第一推測值功率計算部44所輸出之第一推測值功率、自第二推測值功率計算部54所輸出之第二推測值功率以及既定之臨限值。此外，在本實施例4，將既定之臨限值和實施例1至實施例3一樣的記為功率比臨限值。

功率比比較部31c依照第一功率控制信號計算和第一推測值功率相乘之係數。一樣的，依照第二功率控制信號計算對於第二推測值功率之係數。然後，判定第一推測值功率或第二推測值功率之中哪一個之推測值功率大。此外，比較將係數和各推測值功率相乘之乘法結果之中之值大之乘法結果除以值小之乘法結果所得到之除法結果及功率比臨限值後，就各載波向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出和該比較結果對應之信號。



五、發明說明 (25)

選擇合成/等增益合成選擇部33按照自功率比比較部31c所輸入之信號選擇，自來自第一OFDM解調部15b及第二OFDM解調部25b之解調信號之中選擇其中一種解調信號後輸出(選擇方式之分集)，或者輸出以等增益將雙方之解調信號合成後得到之解調信號(等增益合成方式之分集)。

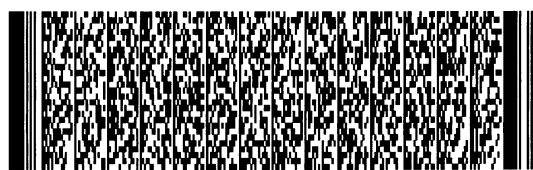
在此，說明和第一推測值功率計算部44之輸出或第二推測值功率計算部54之輸出相乘之係數。如上述所示，在第一接收信號及第二接收信號之雜訊功率差大時分集效果減少。而，為了抑制分集效果減少，考慮增益調整前之接收信號功率之比後進行適應合成分集係有效。

在第一天線11所接收之信號之功率、第二天線21所接收之信號之功率、對於第一天線11之接收信號之增益調整量、對於第二天線21之接收信號之增益調整量、對於某載波成分之第一推測值功率計算部44之輸出以及對於上述之某載波成分之第二推測值功率計算部54之輸出之間，如下之式6之關係近似的成立。

$$\frac{P_A}{P_B} = \frac{G_B X_A}{G_A X_B} \dots (6)$$

此外， P_A 係第一天線11所接收之信號之功率， P_B 係第二天線21所接收之信號之功率， G_A 係對於第一天線11之接收信號之增益調整量， G_B 係對於第二天線21之接收信號之增益調整量， X_A 係對於某載波成分之第一推測值功率計算部44之輸出， X_B 係第二推測值功率計算部54之輸出

因此，得知對於第一推測值功率計算部44之輸出之利



五、發明說明 (26)

用第一AGC部13之增益之調變方式只要對第一推測值功率計算部44之輸出乘以和 G_B 成正比之係數即可。一樣的，對於第二推測值功率計算部54之輸出之利用第二AGC部23之增益之調變方式只要對第二推測值功率計算部54之輸出乘以和 G_A 成正比之係數即可。

功率比比較部31c依照乘以上述之係數後之各推測值功率進行依據例如式4及式5之判定。

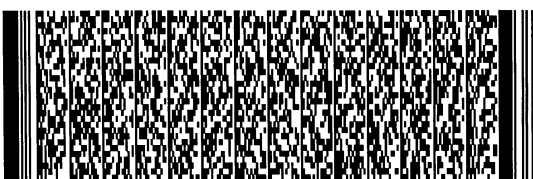
選擇合成/等增益合成選擇部33依照來自功率比比較部31c之輸出輸出第一解調信號、第二解調信號以及以等增益將第一解調信號和第二解調信號合成後得到之解調信號中之其中之一。

因此，選擇合成/等增益合成選擇部33之輸出變成藉著按照在2條天線11、21所接收之信號之功率比及和在調整增益後之接收信號推測傳送線路之特性之結果對應之功率比進行適應合成分集所得到之信號。

於是，在本實施例4，因在構造上依據調整自各天線11、21接收之信號之功率位準之功率控制信號及和對於各載波成分推測傳送線路之特性之結果對應之功率值進行適應合成分集，係2個接收信號之接收功率位準相異之情況，也可在抑制分集效果減少下就各載波合成，可提高接收裝置之接收性能。

實施例5

在實施例4表示依據自各天線11、21接收之信號之功率位準和在各載波推測傳送線路之特性之結果對應之信號



五、發明說明 (27)

功率進行適應合成分集之情況之構造。在實施例5，說明依據自各天線11、21接收之信號之功率位準和各載波之信號功率進行適應合成分集之情況。

圖8係表示實施例5之分集式接收裝置之方塊圖。

在圖8，除了第一OFDM解調部15d、第二OFDM解調部25d、功率比比較部31d、第一載波功率計算部45、第二載波功率計算部55、無自第一推測值功率計算部44對功率比比較部31d之輸出連接以及無自第二推測值功率計算部54對功率比比較部31d之輸出連接以外之構造，和圖7(實施例4)之構造相同。又，關於第一載波功率計算部45、第二載波功率計算部55，和圖5(實施例2)相同。

其次，說明實施例5之分集式接收裝置之動作。此外，對於和在實施例1至實施例4所示之構造相同之構造省略說明。

功率比比較部31d輸入自第一增益偵測部47所輸出之第一功率控制信號、自第二增益偵測部57所輸出之第二功率控制信號、自第一載波功率計算部45所輸出之第一載波功率、自第二載波功率計算部55所輸出之第二載波功率以及既定之臨限值。此外，在本實施例5之說明，將和自上述之各功率之值比較之既定之臨限值和實施例1至實施例4一樣的記為功率比臨限值。

功率比比較部31d將依照第一功率控制信號決定之係數和第一載波功率相乘。又，將依照第二功率控制信號決定之係數和第二載波功率相乘。此外，在判定和第一載波



五、發明說明 (28)

功率及第二載波功率各自對應之乘法之結果之中哪一個之乘法結果大後，比較將值大之乘法結果除以值小之除法結果及該功率比臨限值後，就各載波向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出和該比較結果對應之信號。此外，該係數和在實施例5所說明的一樣的決定即可。具體而言，藉著和載波功率計算部45、55之輸出一樣的處理推測值功率計算部44、54之輸出求該係數即可。

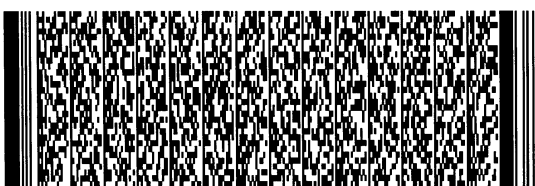
選擇合成/等增益合成選擇部33依照自功率比比較部31d所輸入之信號選擇，自來自第一OFDM解調部15及第二OFDM解調部25之解調信號之中選擇其中一種解調信號後輸出(選擇方式之分集)，或者輸出以等增益將雙方之解調信號合成後得到之解調信號(等增益合成方式之分集)。

在功率比比較部31d，依據對自各載波功率計算部45、55所輸出之載波功率乘以係數之乘法結果，進行依據例如式4及式5之判定。

選擇合成/等增益合成選擇部33依照功率比比較部31d之輸出輸出第一解調信號、第二解調信號以及以等增益將第一解調信號和第二解調信號合成後得到之解調信號中之其中之一。

因此，選擇合成/等增益合成選擇部33之輸出變成按照在2條天線11、21所接收之信號之功率比及和調整增益後之接收信號之載波功率比，就各載波成分適應的切換等增益合成方式之分集和選擇方式之分集後輸出之信號。

於是，在本實施例5，因在構造上依據調整自各天線



五、發明說明 (29)

接收之信號之功率位準之控制信號及傅立葉轉換後之載波成分之功率值進行適應合成分集，係2個接收信號之接收功率位準相異之情況，也可在抑制分集效果減少下就各載波合成，可提高接收裝置之接收性能，可不受傳送線路推測時之推測誤差影響的進行適應合成分集，可提高接收裝置之接收性能。

實施例6

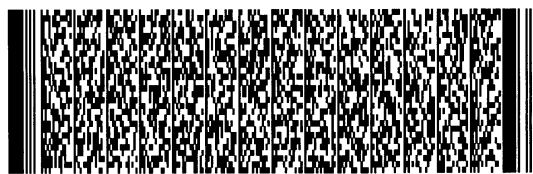
在實施例5表示依據自各天線11、21接收之信號之功率位準和各載波成分之信號功率進行適應合成分集之情況。在實施例6，說明依據自各天線11、21接收之信號之功率位準適應性的變更在功率比比較部之臨限值後，依據該臨限值和推測值功率之值進行適應合成分集之情況。

圖9係表示實施例6之分集式接收裝置之方塊圖。

在圖9，除了功率比比較部31e、在增益偵測部47、57和功率比比較部31e之間所設置之臨限值變換表部32以及自臨限值變換表部32向功率比比較部31e輸出功率比臨限值以外之構造和圖8(實施例5)之構造一樣。此外，圖9中之第一OFDM解調部15e及第二OFDM解調部25e之構造和在圖7(實施例4)記載之第一OFDM解調部15c及第二OFDM解調部25c一樣。

以下，說明實施例6之分集式接收裝置之動作。此外，對於和在實施例1至實施例5所示之構造相同之構造省略說明。

臨限值變換表部32依照自第一增益偵測部47所輸出之



五、發明說明 (30)

第一功率控制信號及自第二增益偵測部57所輸出之第二功率控制信號輸出功率比臨限值。即，在實施例1至實施例5預先決定功率比臨限值，但是在本實施例6，臨限值變換表部32依照第一功率控制信號及第二功率控制信號輸出電力比臨限值。

自上述之式6，藉著將第一功率控制信號和第二功率控制信號之比與該功率比臨限值相乘決定功率比臨限值。因此，在臨限值變換表部32預先儲存將功率比臨限值與第一功率控制信號和第二功率控制信號之比相乘之結果即可。

功率比比較部31e輸入第一推測值功率、第二推測值功率以及功率比臨限值後，判定第一推測值功率及第二推測值功率之中之哪一個大。此外，比較將該2個推測值功率之中之值大之推測值功率除以值小之推測值功率之除法結果及自臨限值變換表部32所輸入之功率比臨限值後，就各載波向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出和該比較結果對應之信號。

選擇合成/等增益合成選擇部33依照功率比比較部31e之輸出選擇，自來自第一OFDM解調部15e及第二OFDM解調部25e之解調信號之中選擇其中一種解調信號後輸出(選擇方式之分集)，或者輸出以等增益將雙方之解調信號合成後得到之解調信號(等增益合成方式之分集)。

即，選擇合成/等增益合成選擇部33按照功率比比較部31e之輸出輸出第一解調信號、第二解調信號以及以等



五、發明說明 (31)

增益將第一解調信號和第二解調信號合成後得到之解調信號中之其中之一。

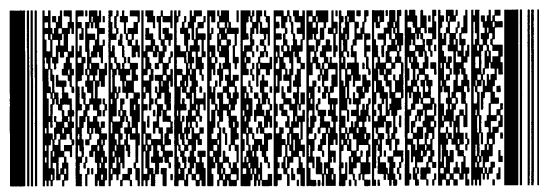
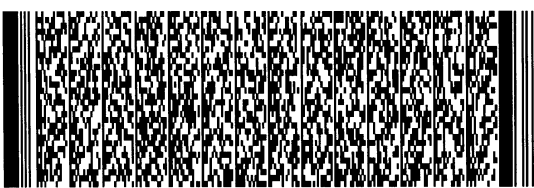
因此，選擇合成/等增益合成選擇部33之輸出變成對各載波成分按照和推測2種接收信號之傳送線路之特性之值對應之功率之比，適應性的選擇自和各解調路徑A、B對應之解調信號之中選擇其中一方所得到之解調信號，或以等增益合成和各解調路徑A、B對應之解調信號之解調信號之其中一方之解調信號所得到之解調信號，成為錯誤率因2條解調路徑A、B之分集效果而減少之信號。

於是，在本實施例6，因在構造上使得依據自各天線11、21接收之信號之功率位準適應性的變更在適應合成分集使用之功率比臨限值，依據該功率比臨限值和與推測傳送線路之特性之結果對應之功率值進行適應合成分集，不需要在依據功率控制信號補償傳送線路推測結果之功率值時需要之乘法電路，具有能以小規模之電路實現在抑制接收功率位準之差異所引起之分集效果減少下對各載波進行分集合成之接收裝置之效果。

實施例7

在實施例6，表示依據自各天線11、21接收之信號之功率位準適應性的變更在功率比比較部之臨限值，依據該臨限值和推測值功率進行適應合成分集之情況。在實施例7，說明在和實施例6一樣之情況之別的例子。

圖10係表示本發明之實施例7之分集式接收裝置之方塊圖。



五、發明說明 (32)

在圖10，除了功率比比較部31f、第一載波功率計算部45、第二載波功率計算部55、無自第一推測值功率計算部44對功率比比較部31f之輸出連接以及無自第二推測值功率計算部54對功率比比較部31f之輸出連接以外之構造，和圖9(實施例6)之構造相同。又，關於第一載波功率計算部45、第二載波功率計算部55，和圖5(實施例2)相同。此外，圖10中之第一OFDM解調部15f及第二OFDM解調部25f之構造和在圖8(實施例5)所說明之第一OFDM解調部15d及第二OFDM解調部25d相同。

其次，說明動作。此外，對於和在實施例1至實施例6所示的相同之動作省略說明。

臨限值變換表部32和在實施例6所說明的一樣，依據第一功率控制信號及第二功率控制信號決定功率比臨限值後向功率比比較部31f輸出。

功率比比較部31f輸入自第一載波功率計算部45所輸出之第一載波功率及第二載波功率計算部55所輸出之第二載波功率判定兩載波功率之中之哪一個大。再比較將該2個載波功率之中之值大之載波功率除以值小之載波功率之除法結果及自臨限值變換表部32所輸入之功率比臨限值後，就各載波向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出和該比較結果對應之信號。

選擇合成/等增益合成選擇部33依照自功率比比較部31f輸入之信選擇，自來自第一OFDM解調部15f及第二OFDM解調部25f之解調信號之中選擇其中一種解調信號後輸出



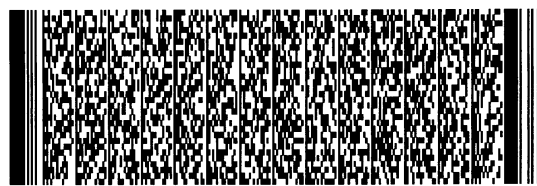
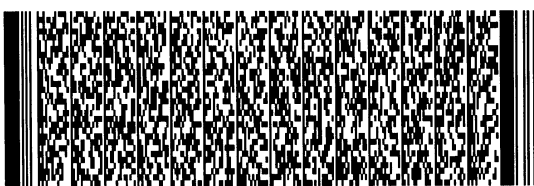
五、發明說明 (33)

(選擇方式之分集)，或者輸出以等增益將雙方之解調信號合成後得到之解調信號(等增益合成方式之分集)。

即，選擇合成/等增益合成選擇部33依照功率比比較部31f之輸出，輸出來自第一解調部46之單獨輸出、來自第二解調部56之單獨輸出以及以等增益將第一解調部46之輸出和第二解調部56之輸出合成後得到之合成輸出之中之其中之一。

因此，選擇合成/等增益合成選擇部33之輸出係對各載波成分按照2種接收信號之功率比適應性的選擇自和各解調路徑A、B對應之解調信號之中選擇其中一方所得到之解調信號，或以等增益合成和各解調路徑A、B對應之解調信號之解調信號之其中一方之解調信號所得到之解調信號，成為錯誤率因2條解調路徑A、B之分集效果而減少之信號。

於是，在本實施例7，因在構造上使得依據自各天線11、21接收之信號之功率位準適應性的變更在適應合成分集使用之功率比臨限值，依據該功率比臨限值和各載波功率進行適應合成分集，不需要在依據功率控制信號補償各載波之功率值時需要之乘法電路，能以小規模之電路實現在抑制接收功率位準之差異所引起之分集效果減少下對各載波進行分集合成之接收裝置。又，因在構造上利用傅立葉轉換後之載波成分之功率值進行適應合成分集，可不受傳送線路推測時之推測誤差影響的進行該適應合成分集，可提高接收裝置之接收性能。



五、發明說明 (34)

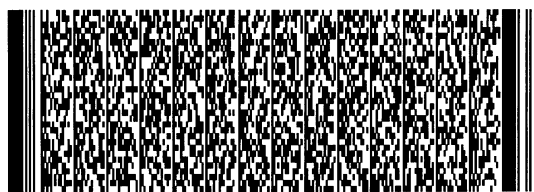
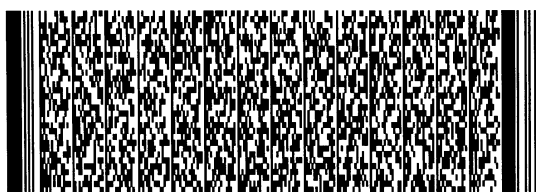
實施例8

在實施例7，表示依據自各天線11、21接收之信號之功率位準適應性的變更在功率比比較部使用之臨限值，依據該臨限值和各載波之信號功率進行適應合成分集之情況。在實施例8，說明除了在實施例6所示之功率位準及推測值功率 P_{es} 以外，還考慮自各解調部46、56所輸出之解調信號訂正錯誤之結果所得到之錯誤數後進行適應合成分集之情況。

一般，對於在錯誤訂正碼上使用里德所羅門碼之信號，在接收裝置之錯誤訂正部需要里德所羅門解碼器。里德所羅門解碼器使用對所收到之資料訊息封附加之同位，進行該接收信號之錯誤訂正後，再生所收到之資料。將同位插入接收資料系列中之既定數之各資料，利用該同位和既定數之資料構成資料訊息封。而里德所羅門解碼器對各資料訊息封進行錯誤訂正。

而，在有超出利用同位可訂正之界限以外之錯誤之情況，在里德所羅門解碼器，無法進行錯誤訂正，但是可計數錯誤訂正時無法訂正之資料訊息封之個數。因此，自里德所羅門解碼器除了解調輸出以外，也可每隔固定時間令輸出無法訂正錯誤之資料訊息封之個數，在本實施例利用該無法訂正之訊息封個數。此外，在以下之說明，將無法訂正之訊息封個數記為無法訂正之訊息封個數 N_{ep} 。又，錯誤數和無法訂正之訊息封個數具有相同之意義。

圖11係表示本實施例8之分集式接收裝置之方塊圖。



五、發明說明 (35)

本實施例8之分集式接收裝置在各解調部46、56之後段包括利用無法訂正之訊息封個數進行適應合成分集之合成前錯誤訂正部63、64。圖12係表示圖11之合成前錯誤訂正部63、64之構造之方塊圖，圖12中之計數器66計數自里德所羅門解碼器輸出之無法訂正之訊息封個數。

在第一合成前錯誤訂正部63之里德所羅門解碼器65對於自第一解調部46所輸出之第一解調信號進行錯誤訂正後，輸出和伴隨該錯誤訂正發生之既定時間內之無法訂正之訊息封個數 Nep_A 之信號(以下記為無法訂正之信號)。計數器66依照無法訂正之信號計算在第一解調信號之無法訂正之訊息封個數 Nep_A 後，向功率比比較部31g輸出和該計算之結果對應之信號。

在第二合成前錯誤訂正部64也一樣，里德所羅門解碼器65對自第一解調部46所輸出之第二解調信號進行錯誤訂正後，輸出無法訂正之信號。計數器66依照無法訂正之信號，計算在第二解調信號之無法訂正之訊息封個數 Nep_B 後，向功率比比較部31g輸出和該計算之結果對應之信號。此外，在以下之本實施例8之說明，將自第一合成前錯誤訂正部63輸出之無法訂正之信號也記為第一無法訂正之信號，將自第二合成前錯誤訂正部64輸出之無法訂正之信號也記為第二無法訂正之信號。又，將在第一解調信號之該無法訂正之訊息封個數 Nep_A 記為第一無法訂正之訊息封個數 Nep_A ，將在第二解調信號之該無法訂正之訊息封個數 Nep_B 記為第二無法訂正之訊息封個數 Nep_B 。



五、發明說明 (36)

功率比比較部31g輸入自第一增益偵測部47所輸出之第一功率控制信號、自第二增益偵測部57所輸出之第二功率控制信號、自第一推測值功率計算部44所輸出之第一推測值功率 P_{es_A} 、自第二推測值功率計算部54所輸出之第二推測值功率 P_{es_B} 、第一無法訂正之信號以及第二無法訂正之信號。

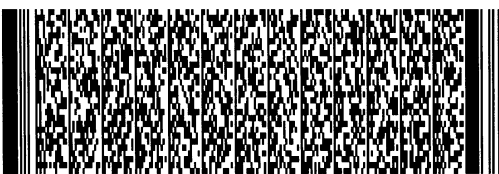
又，在功率比比較部31g也預先輸入和第一功率控制信號及第二功率控制信號對應之第一臨限值 Th_1 、和第一無法訂正之信號及第二無法訂正之信號對應之第二臨限值 Th_2 以及和第一推測值功率 P_{es_A} 及第二推測值功率 P_{es_B} 對應之第三臨限值 Th_3 。

圖13係表示圖11之分集式接收裝置之功率比比較部31g之動作例之流程圖。

在圖11之功率比比較部31g，自輸入之第一功率控制信號計算第一接收信號之平均功率後，自第二功率控制信號計算第二接收信號之平均功率(S1)。然後，計算2個平均功率之差分 ΔP (S2)後，比較差分 ΔP 和第一臨限值 Th_1 (S3)。

在該比較結果係平均功率之差分 ΔP 比第一臨限值 Th_1 大之情況(S4: YES)，各自將和第一無法訂正之信號對應之第一無法訂正之訊息封個數 Nep_A 及和第二無法訂正之信號對應之第二無法訂正之訊息封個數 Nep_B 和第二臨限值 Th_2 比較(S5)。

在步驟S5之比較結果判斷第一無法訂正之訊息封個數



五、發明說明 (37)

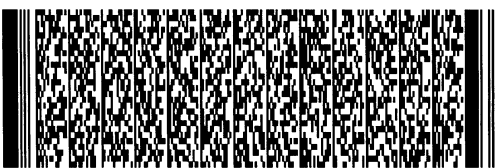
Nep_A 比第二臨限值 Th_2 小 (S6 : YES)、第二無法訂正之訊息封個數 Nep_B 比第二臨限值 Th_2 大 (S7 : YES) 之情況，功率比較部 31g 輸出意指在選擇合成/等增益合成選擇部 33 之信號選擇部 61 選擇第一解調信號之信號 (S8)。

在步驟 S5 之比較結果判斷第一無法訂正之訊息封個數 Nep_A 比第二臨限值 Th_2 大 (S6 : NO 且 S9 : YES)、第二無法訂正之訊息封個數 Nep_B 比第二臨限值 Th_2 小 (S10 : YES) 之情況，功率比較部 31g 輸出意指在選擇合成/等增益合成選擇部 33 之信號選擇部 61 選擇第二解調信號之信號 (S11)。

即，在步驟 S5 至 S11，在判斷和第一無法訂正之信號對應之無法訂正之訊息封個數 Nep_A 或和第二無法訂正之信號對應之第二無法訂正之訊息封個數 Nep_B 之中只有其中一方比第二臨限值 Th_2 大之情況，自功率比較部 31g 輸出意指輸出包括比該第二臨限值 Th_2 小之無法訂正之訊息封個數之解調信號之信號。

而，在除此以外之情況，即，在平均功率之差分 ΔP 係第一臨限值 Th_1 以下之情況 (S24 : NO)、第三無法訂正之訊息封個數 Nep_pre 、 Nep_B 都比第二臨限值 Th_2 小之情況 (S7 : NO)、或者 2 種無法訂正之訊息封個數 Nep_A 、 Nep_B 都比第二臨限值 Th_2 大之情況 (S10 : NO)，功率比較部 31g 如以下之式 7 所示自第一推測值功率 P_{es_A} 及第二推測值功率 P_{es_B} 求推測值功率比 P_{es_R} 。

$$P_{es_R} = \frac{\max [P_{es_A} \cdot P_{es_B}]}{\min [P_{es_A} \cdot P_{es_B}]} \dots (7)$$



五、發明說明 (38)

但，在式7，函數 $\max[X1, X2]$ 係選擇 $X1$ 和 $X2$ 之中之大的後輸出之函數，函數 $\min[X1, X2]$ 係選擇 $X1$ 和 $X2$ 之中之小的後輸出之函數。

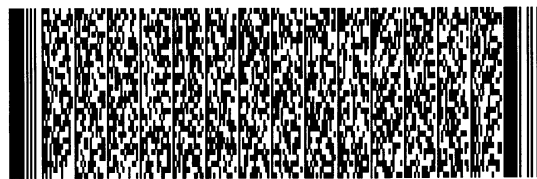
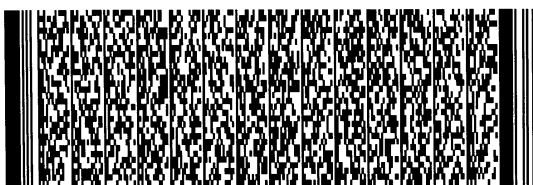
具體而言，功率比比較部31g例如判定第一推測值功率 P_{es_A} 及第二推測值功率 P_{es_B} 之中之哪一個之功率大後，將值大之推測值功率除以值小之推測值功率後得到推測值功率比 P_{es_R} 。還比較推測值功率比 P_{es_R} 和第三臨限值 $Th_3(S12)$ 。

在步驟S12之比較結果係推測值功率比 P_{es_R} 比第三臨限值 Th_3 小之情況(S13: YES)，自功率比比較部31g向選擇合成/等增益合成選擇部33就各載波輸出意指輸出在等增益合成選擇部62得到之合成解調信號之信號(S14)。

在步驟S12之比較結果係推測值功率比 P_{es_R} 比第三臨限值 Th_3 大之情況(S13: NO)，自功率比比較部31g向選擇合成/等增益合成選擇部33就各載波輸出意指輸出在信號選擇部61得到之選擇解調信號之信號(S15)。

選擇合成/等增益合成選擇部33依照自功率比比較部31g所輸入之信號向錯誤訂正部34輸出在信號選擇部61或等增益合成選擇部62得到之解調信號。

於是，在本實施例8，因在構造上除了功率位準、推測值功率 P_{es} 以外，還依照依據自各解調部46、56所輸出之解調信號之錯誤訂正結果得到之無法訂正之訊息封個數進行適應合成分集，能以小規模之電路實現在抑制接收功率位準之差異所引起之分集效果減少下對各載波進行分集合



五、發明說明 (39)

成之接收裝置。

實施例9

在實施例8，說明了除了功率位準、推測值功率 P_{es} 以外，還考慮依據照自各解調部46、56所輸出之解調信號之錯誤訂正結果得到之錯誤數進行適應合成分集之情況。在實施例9，說明除了功率位準、推測值功率 P_{es} 以外，還利用藉著對自第一解調部46所輸出之第一解調信號或自第二解調部56所輸出之第二解調信號之其中一方之解調信號進行錯誤訂正得到之錯誤數及藉著對自選擇合成/等增益合成選擇部33所輸出之信號進行錯誤訂正得到之錯誤數(無法訂正之訊息封個數)進行適應合成分集之情況。

圖14係表示本實施例9之分集式接收裝置之方塊圖。此外，將在圖14之合成前錯誤訂正部67及錯誤訂正部34之構造設為和在實施例8所說明之在圖12記載之各合成前錯誤訂正部63、64之構造一樣也可。又，在以下之說明，對於和在實施例1至實施例8所說明之構造相同之部分省略說明。

合成前錯誤訂正部67進行自第一解調部46所輸出之第一解調信號之錯誤訂正後，向功率比比較部31h輸出和在既定時間內得到之第三無法訂正之訊息封個數 N_{p_pre} 對應之第三無法訂正之信號。又，錯誤訂正部34進行選擇合成/等增益合成信號之錯誤訂正後，向功率比比較部31h輸出和第四無法訂正之訊息封個數 N_{p_f} 對應之第四無法訂正之信號。



五、發明說明 (40)

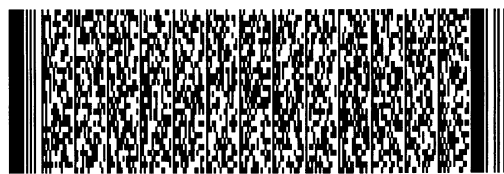
功率比比較部31h分別輸入自第一增益偵測部47所輸出之第一功率控制信號、自第二增益偵測部57所輸出之第二功率控制信號、自第一推測值功率計算部44所輸出之第一推測值功率、自第二推測值功率計算部54所輸出之第二推測值功率、自合成前錯誤訂正部67輸出之第三無法訂正之信號以及自錯誤訂正部34輸出之第四無法訂正之信號。

又，在功率比比較部31h也預先輸入和第一功率控制信號及第二功率控制信號對應之第一臨限值 Th_1 、和第三無法訂正之信號對應之第四臨限值 Th_4 、和第四無法訂正之信號對應之第五臨限值 Th_5 以及和第一推測值功率及第二推測值功率對應之第六臨限值 Th_6 。

圖15係表示圖14之分集式接收裝置之功率比比較部31h之動作例之流程圖。

在圖14之功率比比較部31h，自輸入之第一功率控制信號計算第一接收信號之平均功率，而且自第二功率控制信號計算第二接收信號之平均功率(S21)後，計算2個平均功率之差分 ΔP (S22)後，比較差分 ΔP 和第一臨限值 Th_1 (S23)。

在該比較結果係平均功率之差分 ΔP 比第一臨限值 Th_1 大之情況(S24: YES)，在功率比比較部31h，分別比較和第三無法訂正之信號對應之第三無法訂正之訊息封個數 Nep_{pre} 及第四臨限值 Th_4 ，並比較和第四無法訂正之信號對應之第四無法訂正之訊息封個數 Nep_B 及第五臨限值 Th_5 (S25)。

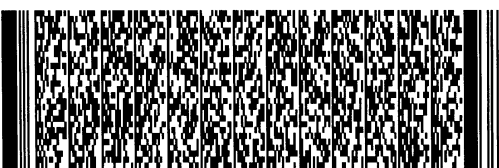


五、發明說明 (41)

在步驟S25之比較結果判斷和第三無法訂正之信號對應之第三訊息封個數 Nep_{pre} 比第四臨限值 Th_4 小(S26: YES)、和第五無法訂正之信號對應之無法訂正之訊息封個數 Nep_f 比第五臨限值 Th_5 大(S27: YES)之情況，功率比較部31h還比較在步驟S21所得到之第一和第二之各接收信號之平均功率值後，判斷第一平均功率和第二平均功率之哪一個之平均功率大(S28)。

在步驟S28第一平均功率比第二平均功率大之情況(S28: YES)，功率比較部31h輸出意指在選擇合成/等增益合成選擇部33之信號選擇部61選擇第一解調信號後自選擇合成/等增益合成選擇部33輸出該第一解調信號之信號(S29)。而，在步驟S28第一平均功率係第二平均功率以下之情況(S28: NO)，功率比較部31h輸出意指在選擇合成/等增益合成選擇部33之信號選擇部61選擇第二解調信號後自選擇合成/等增益合成選擇部33輸出該第二解調信號之信號(S30)。

即，在步驟S25至S30，在判斷和第三無法訂正之信號對應之無法訂正之訊息封個數 Nep_{PRE} 比第四臨限值 Th_4 小，及和第四無法訂正之信號對應之第四無法訂正之訊息封個數 Nep_f 比第五臨限值 Th_5 大之情況，功率比較部31h向選擇合成/等增益合成選擇部33輸出意指選擇第一平均功率或第二平均功率之中之平均功率大之一方後選擇和該所選擇之平均功率對應之解調路徑A、B之其中一個之解調信號後輸出之信號。



五、發明說明 (42)

而，在除此以外之情況，即，在平均功率之差分 ΔP 係第一臨限值 Th_1 以下之情況(S24：N0)、第三無法訂正之訊息封個數 Nep_{pre} 係第四臨限值 Th_4 以上之情況(S26：N0)、或者第四無法訂正之訊息封個數 Nep_f 係第五臨限值 Th_5 以下之情況(S27：N0)，功率比比較部31h如實施例8之式7所示自第一推測值功率 P_{es_A} 及第二推測值功率 P_{es_B} 求推測值功率比 P_{es_R} 後，比較推測值功率比 P_{es_R} 和第六臨限值 Th_6 (S32)。

在步驟S32之比較結果係推測值功率比 P_{es_R} 比第六臨限值 Th_6 小之情況(S33：YES)，自功率比比較部31h向選擇合成/等增益合成選擇部33就各載波輸出意指輸出在等增益合成選擇部62得到之合成解調信號之信號(S34)。

在步驟S32之比較結果係推測值功率比 P_{es_R} 是第六臨限值 Th_6 以上之情況(S33：N0)，自功率比比較部31h向選擇合成/等增益合成選擇部33就各載波輸出意指輸出在信號選擇部61得到之解調信號之信號(S35)。選擇合成/等增益合成選擇部33依照自功率比比較部31h所輸入之信號向錯誤訂正部34輸出在信號選擇部61或等增益合成選擇部62得到之解調信號。

於是，在本實施例9，因在構造上除了功率位準、推測值功率 P_{es} 以外，還利用自第一解調信號或第二解調信號之其中一方之錯誤訂正結果所得到之第三無法訂正之訊息封個數和自選擇合成/等增益合成選擇部33之輸出信號之錯誤訂正結果所得到之第四無法訂正之訊息封個數進行適



五、發明說明 (43)

應合成分集，能以小規模之電路實現在抑制接收功率位準之差異所引起之分集效果減少下對各載波進行按照各解調路徑A、B之錯誤數之適應合成分集之分集式接收裝置。

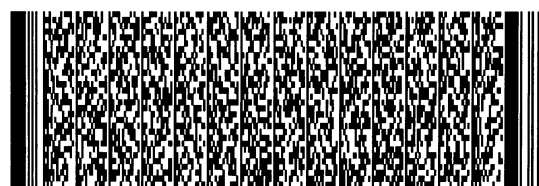
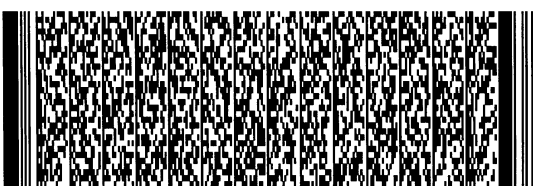
此外，在實施例8及實施例9，說明了利用無法訂正之訊息封個數之情況，但是也可利用藉著將該無法訂正之訊息封個數除以既定時間內之訊息封所得到之無法訂正之訊息封率（也稱為錯誤率），替代無法訂正之訊息封個數。

又，在實施例1至實施例9，說明了解調路徑為2系統之情況，但是本發明未限定如此，也可容易的應用於在具有3系統以上之解調路徑之分集式接收裝置切換選擇方式之分集和等增益合成方式之分集之情況。

又，在上述之實施例3至9，說明了在第一OFDM解調部及第二OFDM解調部之內部配置第一增益偵測部47及第二增益偵測部57之情況，但是將第一增益偵測部47及第二增益偵測部57配置於各OFDM解調部之外部也可。

產業上之可應用性

如上述所示，在本發明之分集式接收方法，因使用按照和在各解調路徑之接收信號對應之功率就載波成分適應性的切換選擇方式之分集和等增益合成方式之分集，和只實施以往之選擇合成方式之分集式接收方法或只實施等增益合成方式之分集式接收方法相比，可使分集效果變大，可提高接收性能，和實施最大比合成方式之分集之情況相比，可用小規模之電路實現分集效果大之分集式接收裝



五、發明說明 (44)

置。



圖式簡單說明

圖1係表示本發明之實施例1之分集式接收裝置之方塊圖。

圖2係表示傅立葉轉換後之週期性插入OFDM方式之載波之係已知之導頻載波成分之散射導頻之圖。

圖3係模擬了選擇方式、等增益合成方式以及最大比合成方式之情況之各CNR之圖。

圖4係模擬了適應合成及最大比合成方式之情況之各CNR之圖。

圖5係表示本發明之實施例2之分集式接收裝置之方塊圖。

圖6係表示本發明之實施例3之分集式接收裝置之方塊圖。

圖7係表示本發明之實施例4之分集式接收裝置之方塊圖。

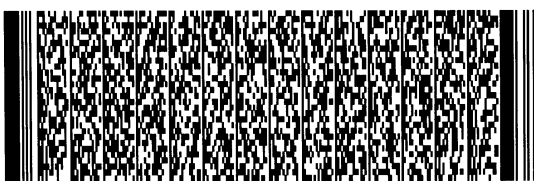
圖8係表示本發明之實施例5之分集式接收裝置之方塊圖。

圖9係表示本發明之實施例6之分集式接收裝置之方塊圖。

圖10係表示本發明之實施例7之分集式接收裝置之方塊圖。

圖11係表示本發明之實施例8之分集式接收裝置之方塊圖。

圖12係表示圖11之合成前錯誤訂正部之構造之方塊圖。



圖式簡單說明

圖13係表示圖11之分集式接收裝置之主要部分之動作例之流程圖。

圖14係表示本發明之實施例9之分集式接收裝置之方塊圖。

圖15係表示圖14之分集式接收裝置之主要部分之動作例之流程圖。

符號說明

- | | |
|----------------|---------------|
| 11~第一天線； | 12~第一調諧器； |
| 13~第一AGC部； | 15~第一OFDM解調部； |
| 21~第二天線； | 22~第二調諧器； |
| 23~第二AGC部； | 31~功率比比較部； |
| 32~臨限值變換表部； | 41~第一GI除去部； |
| 42~第一FFT部； | A、B~解調路徑； |
| 43~第一傳送線路推測部； | 45~第一載波功率計算部； |
| 46~第一解調部； | 47~第一增益偵測部； |
| 51~第二GI除去部； | 52~第二FFT部； |
| 53~第二傳送線路推測部； | 55~第二載波功率計算部； |
| 56~第二解調部； | 57~第二增益偵測部； |
| 61~信號選擇部； | 62~等增益合成選擇部； |
| 65~里德所羅門解碼器； | 66~計數器； |
| 67~合成前錯誤訂正部； | |
| 44~第一推測值功率計算部； | |
| 54~第二推測值功率計算部； | |



圖式簡單說明

63~ 第一合成前錯誤訂正部；

64~ 第二合成前錯誤訂正部；

14~ 第一A/D部、第一接收信號；

24~ 第二A/D部、第二接收信號；

33~ 選擇合成/等增益合成選擇部；

25~ 第二OFDM解調部、功率比臨限值；

34~ 錯誤訂正部、選擇合成/等增益合成選擇信號、解調輸出。



四、中文發明摘要 (發明名稱：分集式接收裝置和分集式接收方法)

本發明旨在提供一種分集式接收裝置，藉著包括功率比比較部31，計算對於自2條天線11、21接收之載波成分之傳送線路推測結果之各功率比之值之差分後，比較該差分之計算值是否是既定之臨限值以下；及選擇合成/等增益合成選擇部33，在比較結果係既定之臨限值以下之情況輸出等增益合成後之接收解調信號，而在比較結果係大於臨限值之情況輸出其中一方之接收解調信號；使正交分頻多工信號用分集式接收裝置之電路變成小規模，使分集效果變大。

伍、(一)、本案代表圖為：第1圖

(二)、本案代表圖之元件代表符號簡單說明：

11~第一天線；12~第一調諧器；13~第一AGC部；14~第一A/D部、第一接收信號；15~第一OFDM解調部；21~第二天線；22~第二調諧器；23~第二AGC部；24~第二A/D

六、英文發明摘要 (發明名稱：)



四、中文發明摘要 (發明名稱：分集式接收裝置和分集式接收方法)

部、第二接收信號；25~第二OFDM解調部、功率比臨限值；31~功率比比較部；33~選擇合成/等增益合成選擇部；34~錯誤訂正部、選擇合成/等增益合成選擇信號、解調輸出；41~第一GI除去部；42~第一FFT部；43~第一傳送線路推測部；44~第一推測值功率計算部；46~第一解調部；51~第二GI除去部；52~第二FFT部；53~第二傳送線路推測部；54~第二推測值功率計算部；56~第二解調部；61~信號選擇部；62~等增益合成選擇部；A、B~解調路徑。

六、英文發明摘要 (發明名稱：)



六、申請專利範圍

1. 一種分集式接收裝置，包括：

複數解調路徑，將接收信號解調後輸出解調信號；

功率比比較部，依照在上述複數解調路徑中之一條解調路徑之第一接收信號對應之第一功率及其他解調路徑之第二接收信號對應之第二功率，計算兩者之功率比後，比較上述功率比和既定之臨限值；

信號選擇部，從上述複數解調路徑各自輸出之上述解調信號之中，選擇其中一種解調信號後，輸出選擇解調信號；

信號合成部，以既定之增益，將從上述複數解調路徑各自輸出之上述解調信號合成後，輸出合成解調信號；以及

解調信號輸出部，按照在上述功率比比較部之比較結果，輸出上述選擇解調信號或上述合成解調信號之其中一種解調信號。

2. 如申請專利範圍第1項所述之分集式接收裝置，其中，上述接收信號係包括複數載波成分之信號；

上述解調信號輸出部就每個上述載波成分，分別輸出上述選擇解調信號或上述合成解調信號之其中一種解調信號。

3. 如申請專利範圍第1項所述之分集式接收裝置，其中，是以等增益將複數解調信號合成後得到之解調信號之接收功率對雜訊功率比，與上述複數解調信號各自對應之上述接收功率對雜訊功率比中之最大接收功率對雜訊功率



六、申請專利範圍

比，兩者為相等之條件，決定上述功率比比較部之臨限值。

4. 如申請專利範圍第3項所述之分集式接收裝置，其中，上述解調信號輸出部依照上述功率比及在上述條件決定之臨限值，輸出以等增益將複數解調信號合成之合成解調信號或選擇解調信號之其中一種解調信號。

5. 如申請專利範圍第3項所述之分集式接收裝置，其中，上述信號選擇部係選擇從每個解調路徑輸出之解調信號對應之接收功率對雜訊功率比之中最大者所對應之解調信號。

6. 如申請專利範圍第1項所述之分集式接收裝置，其中，還包括推測值功率計算部，係依照上述接收信號所含之基準信號所推測出傳送線路特性結果所對應的推測值功率，作為上述功率輸出。

7. 如申請專利範圍第6項所述之分集式接收裝置，其中，上述接收信號係利用OFDM調變方式所調變之OFDM信號；

上述推測值功率計算部以上述OFDM信號所含之導頻信號為基準信號。

8. 如申請專利範圍第1項所述之分集式接收裝置，其中，上述接收信號係利用OFDM調變方式所調變之OFDM信號；

還包括載波功率計算部，其將上述OFDM信號進行傅立葉轉換後所得到的載波成分所對應的載波功率，作為該功



六、申請專利範圍

率輸出。

9. 如申請專利範圍第1項所述之分集式接收裝置，其中，還包括增益偵測部，其輸出對應於一增益調整量之功率控制信號，用以將上述功率調整成既定之功率位準。

10. 如申請專利範圍第9項所述之分集式接收裝置，其中，還包括推測值功率計算部，係將對應於依照上述接收信號所含之基準信號所推測出傳送線路特性之結果的推測值功率，作為上述功率輸出；

上述功率比比較部則是根據依照上述增益調整量所決定之係數和上述推測值功率相乘之結果，來進行比較動作。

11. 如申請專利範圍第9項所述之分集式接收裝置，其中，還包括載波功率計算部，其對於由OFDM信號構成之接收信號進行傅立葉轉換後所得到之載波成分所對應的載波功率，作為上述功率輸出；

上述功率比比較部則是根據依照上述增益調整量所決定之係數和上述載波功率相乘之結果，來進行比較動作。

12. 如申請專利範圍第10或11項所述之分集式接收裝置，其中，包括臨限值變換表，預先儲存基於上述增益調整量之臨限值，並且向上述功率比比較部輸出。

13. 如申請專利範圍第1項所述之分集式接收裝置，其中，還包括：

增益偵測部，輸出對應於增益調整量之功率控制信號，用以將上述功率調整成既定之功率位準；



六、申請專利範圍

推測值功率計算部，其將對應於依照上述接收信號所含之基準信號所推測出傳送線路特性之結果的推測值功率，作為上述功率輸出；以及

合成前錯誤訂正部，其對於在上述解調路徑輸出之後、並且在輸入到上述解調信號輸出部之前的解調信號，進行訂正錯誤，並且輸出其結果所得之錯誤數或錯誤率；

其中上述功率比比較部係依照上述功率控制信號、上述推測值功率以及上述錯誤數或錯誤率，進行比較動作。

14. 如申請專利範圍第1項所述之分集式接收裝置，其中，還包括：

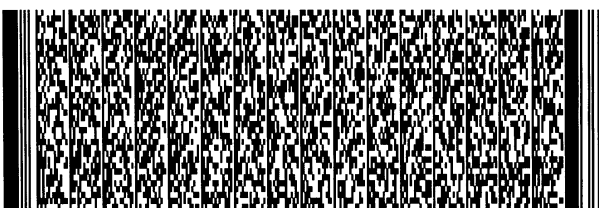
增益偵測部，輸出對應於增益調整量之功率控制信號，用以將上述功率調整成既定之功率位準；

推測值功率計算部，其將對應於依照上述接收信號所含之基準信號所推測出傳送線路特性之結果的推測值功率，作為上述功率輸出；

合成前錯誤訂正部，其對於在上述解調路徑輸出之後、並且在輸入到上述解調信號輸出部之前的解調信號，進行訂正錯誤，並且輸出其結果所得之錯誤數或錯誤率；以及

錯誤訂正部，輸出對於自上述解調信號輸出部所輸出之解調信號進行訂正錯誤之結果所得到的錯誤數或錯誤率；

其中上述功率比比較部係依照上述功率控制信號、上述推測值功率、自上述合成前錯誤訂正部所輸出之錯誤數



六、申請專利範圍

或錯誤率以及自上述錯誤訂正部所輸出之錯誤數或錯誤率，進行比較動作。

15. 一種分集式接收方法，包括複數將接收信號解調後輸出解調信號之解調步驟，

其特徵在於包括：

功率比比較步驟，依照上述複數解調步驟中之一個解調步驟之第一接收信號對應之第一功率，以及在其他解調步驟之第二接收信號所對應之第二功率，計算兩者之功率比後，比較上述功率比和既定之臨限值；

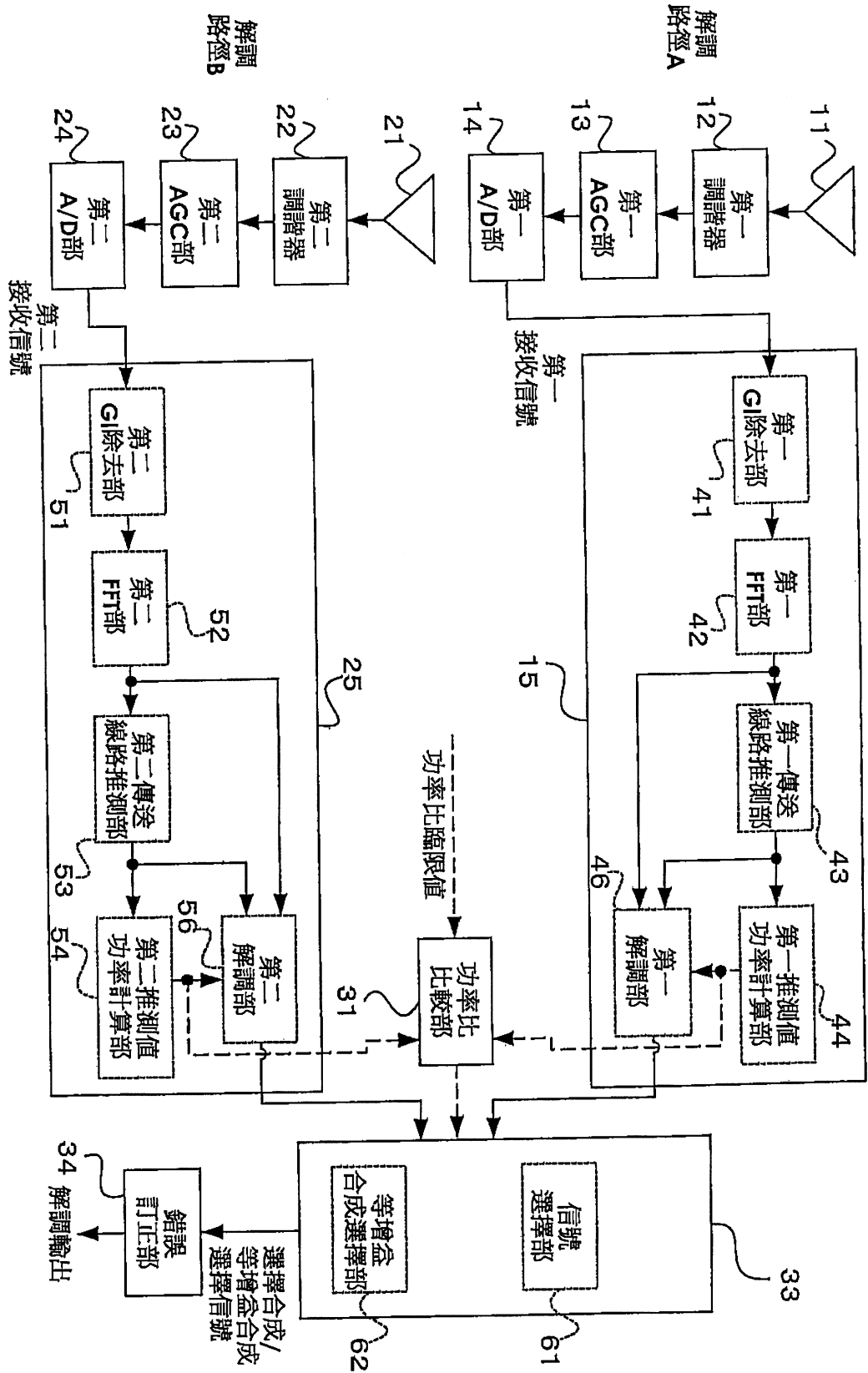
信號選擇步驟，從上述複數解調步驟各自輸出之上述解調信號之中，選擇其中一種解調信號後，輸出選擇解調信號；

信號合成步驟，以既定之增益，將在上述複數解調步驟各自輸出之上述解調信號合成後，輸出合成解調信號；以及

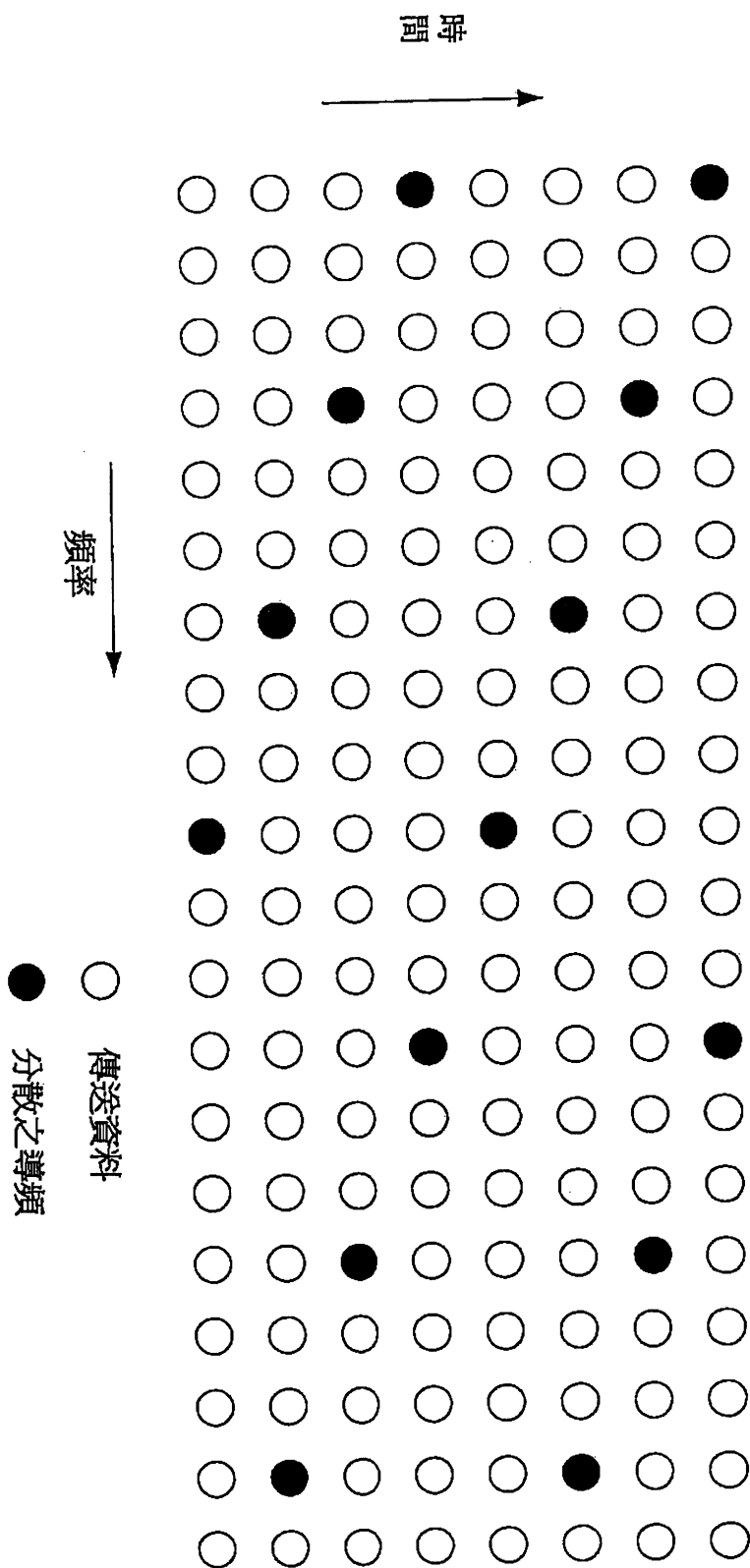
解調信號輸出步驟，按照在上述功率比比較步驟之上述比較結果，輸出上述選擇解調信號或上述合成解調信號之其中一種解調信號。



93.8.23
年 月 日
修正本

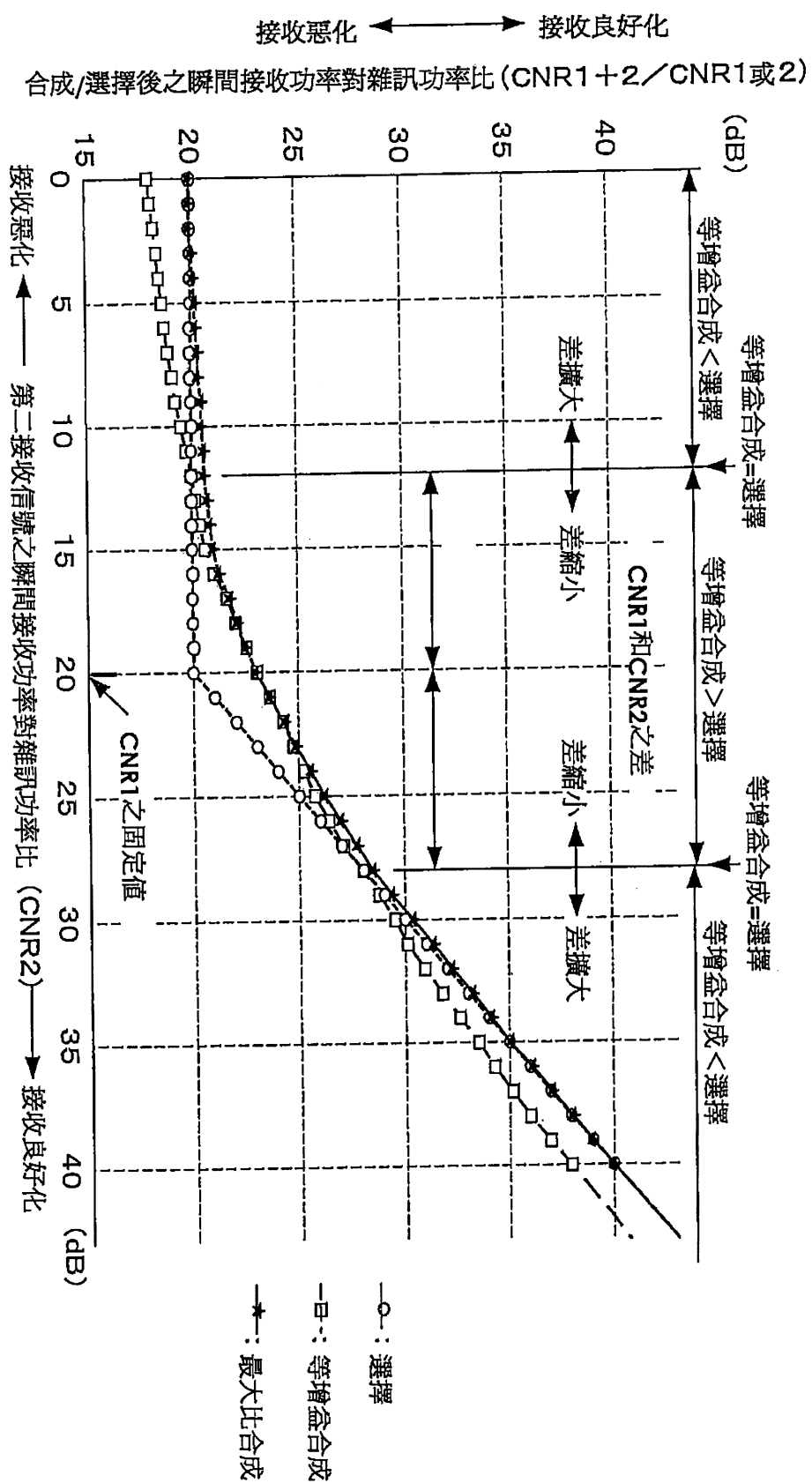


第1圖



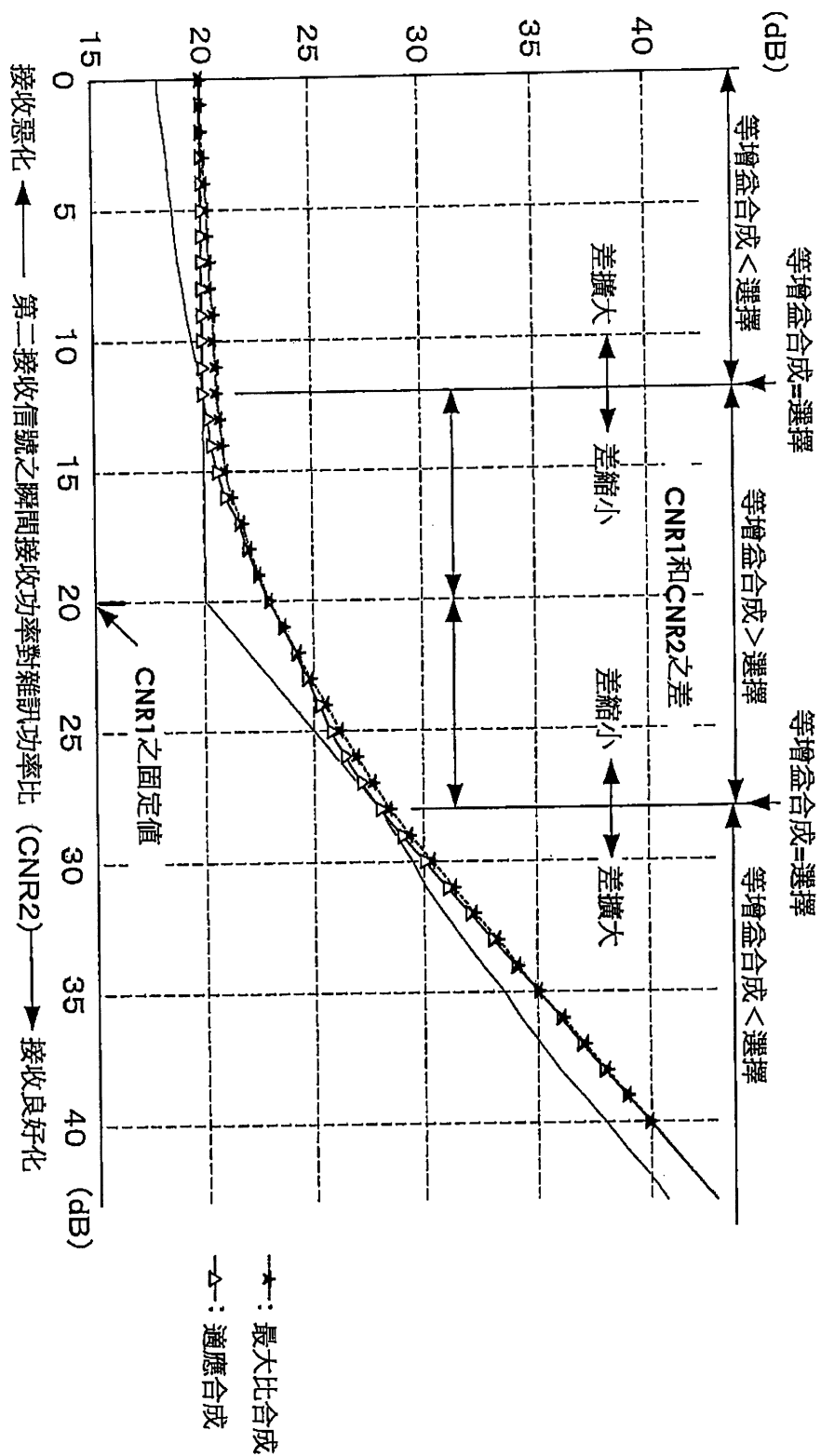
第2圖

年 月 日
93. 8. 23
修 正 本



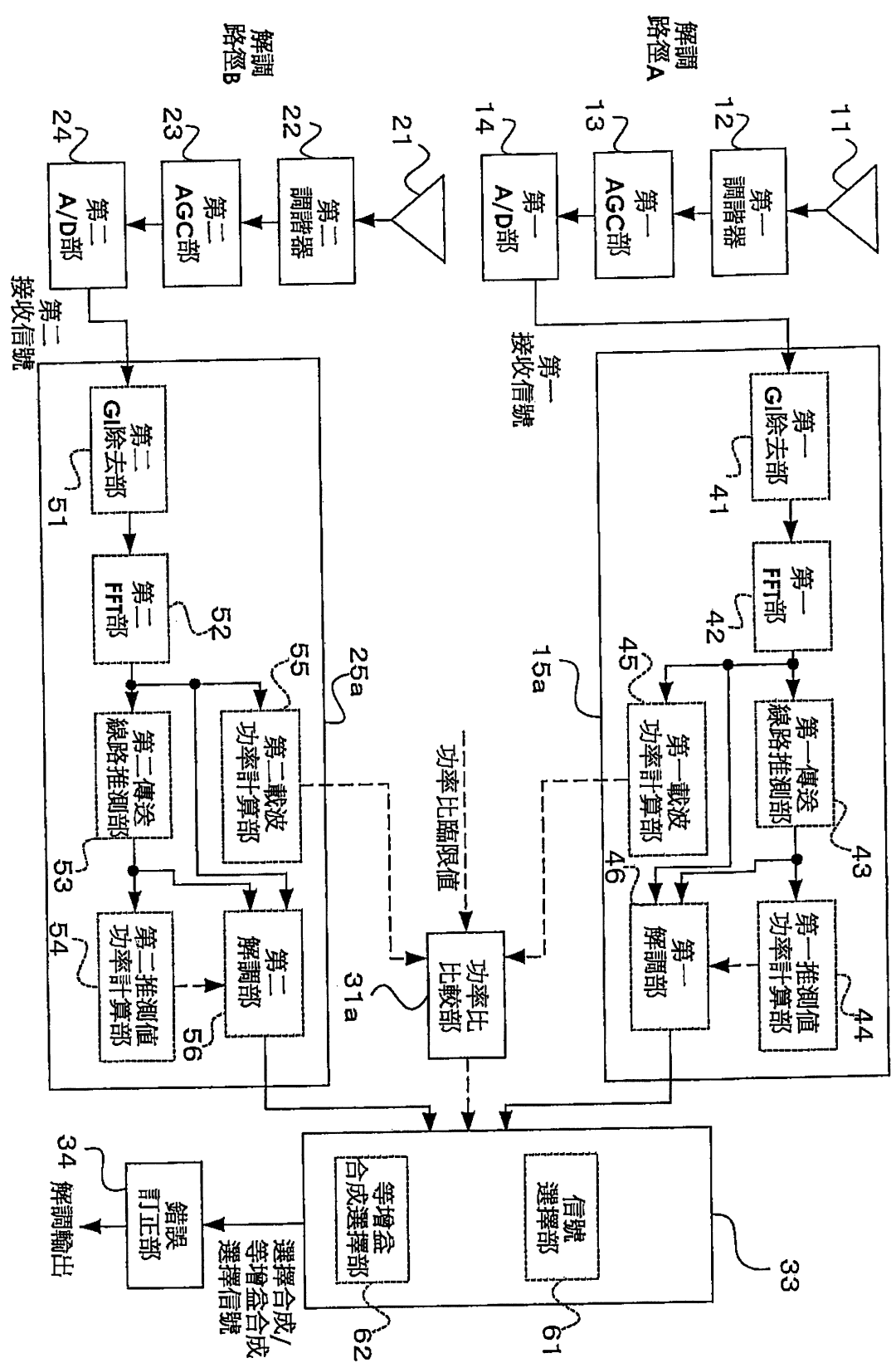
第3圖

合成/選擇後之瞬間接收功率對雜訊功率比 (CNR1+2/CNR1或2)



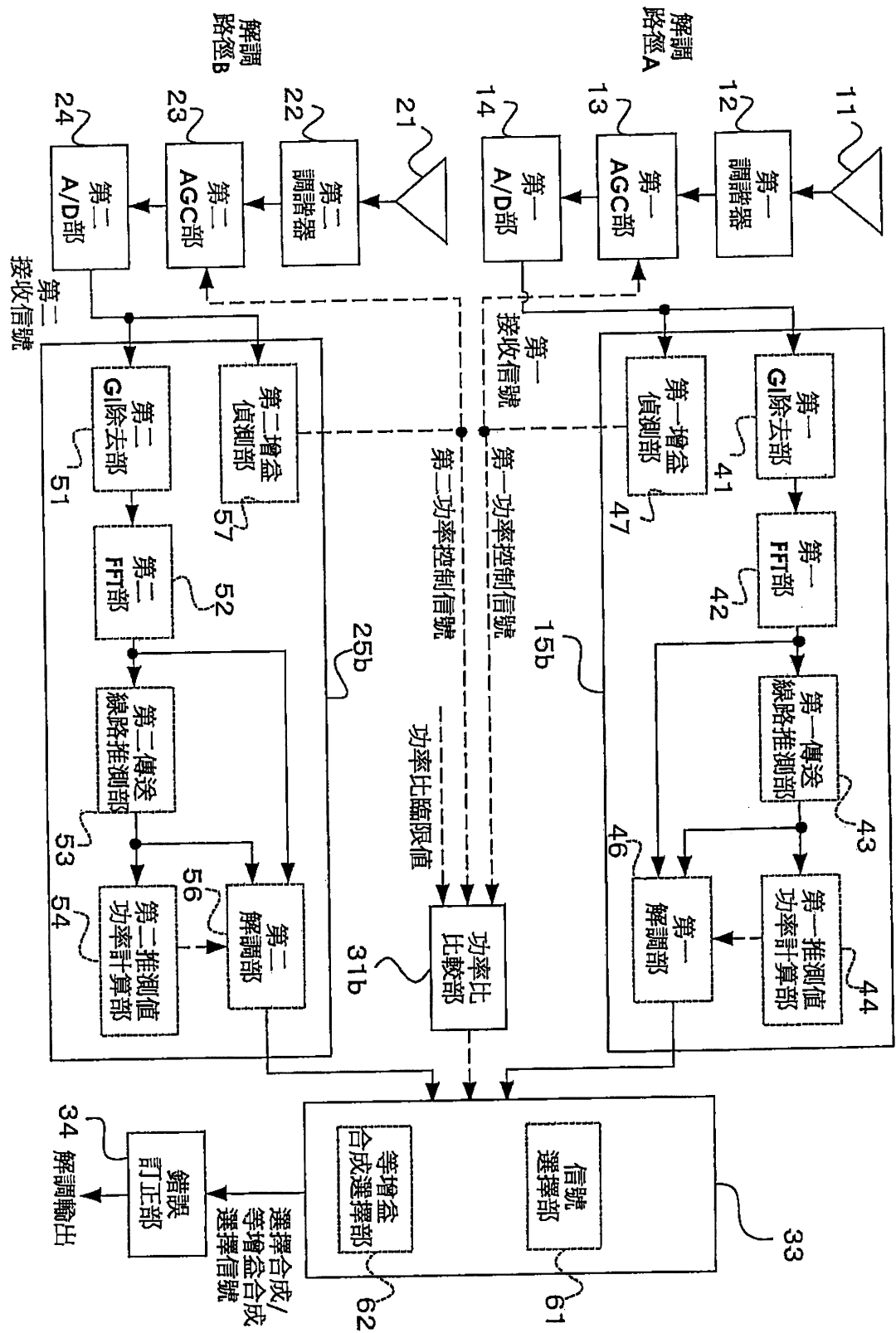
第4圖

年 月 日
93 8 23
修 正 本



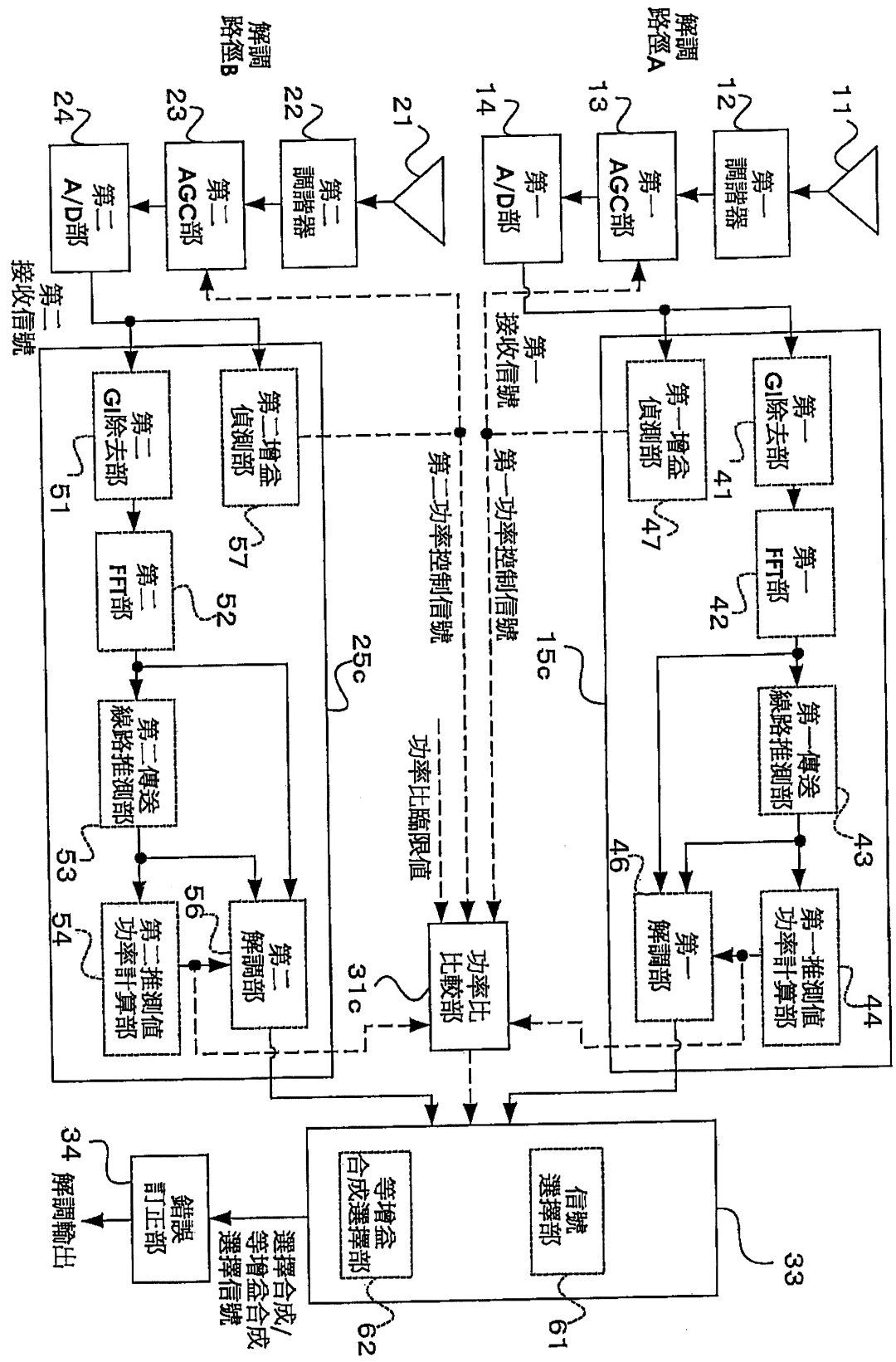
第5圖

年 月 日
93. 8. 23
修 正 本



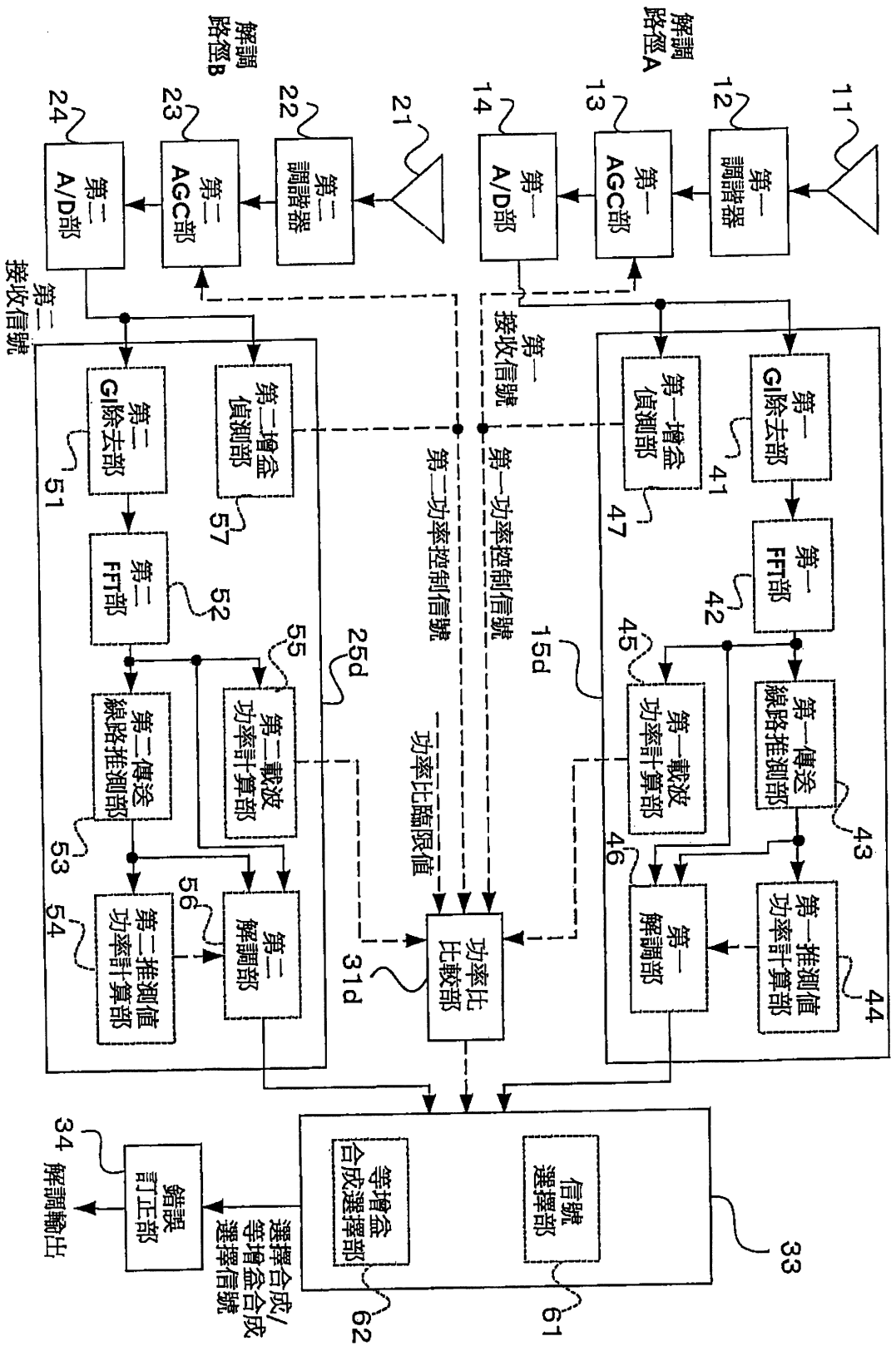
第6圖

年 月 日
93. 8. 23
修 正 本



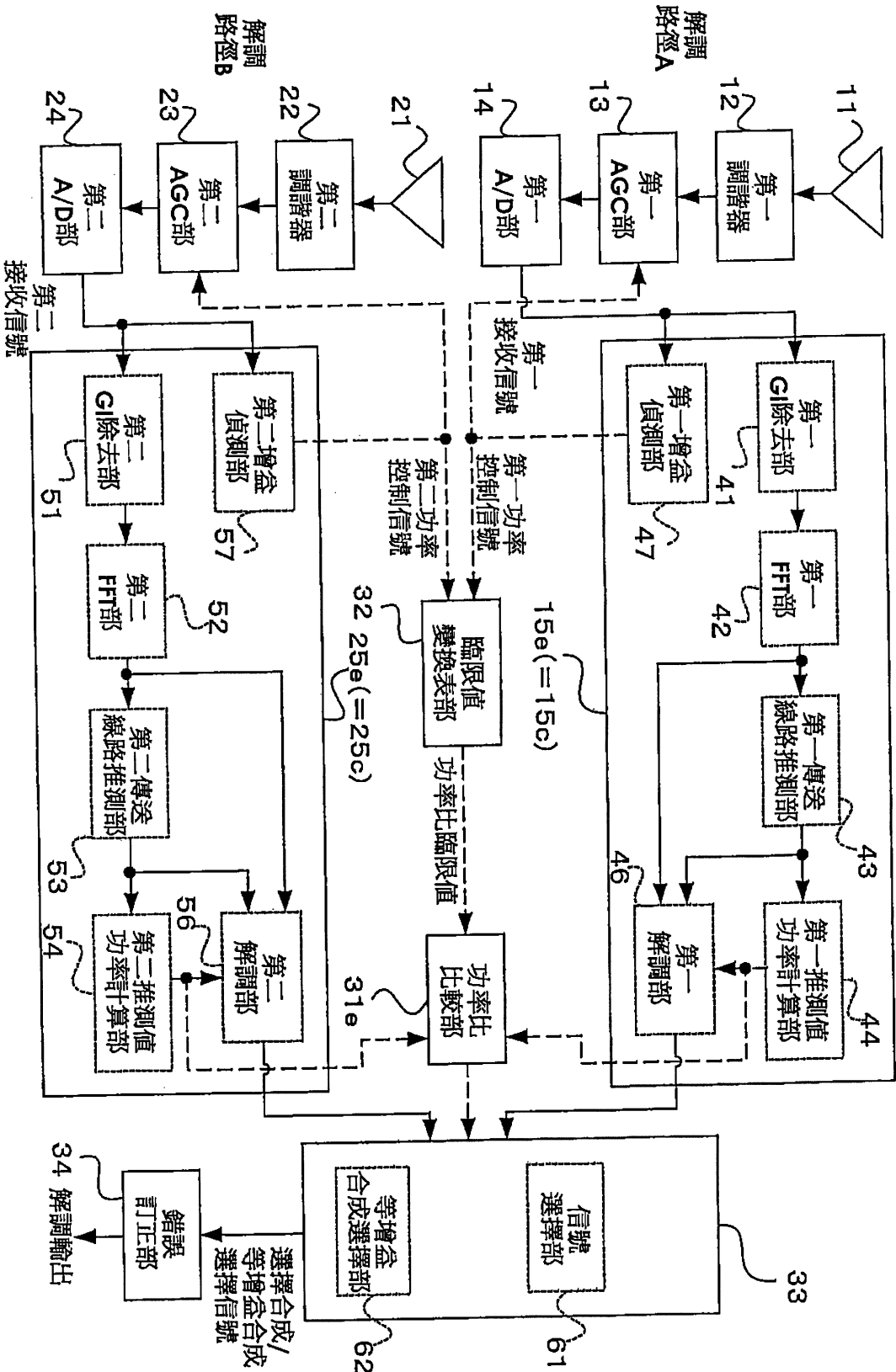
第7圖

年 月 日
03. 8. 23
修正本



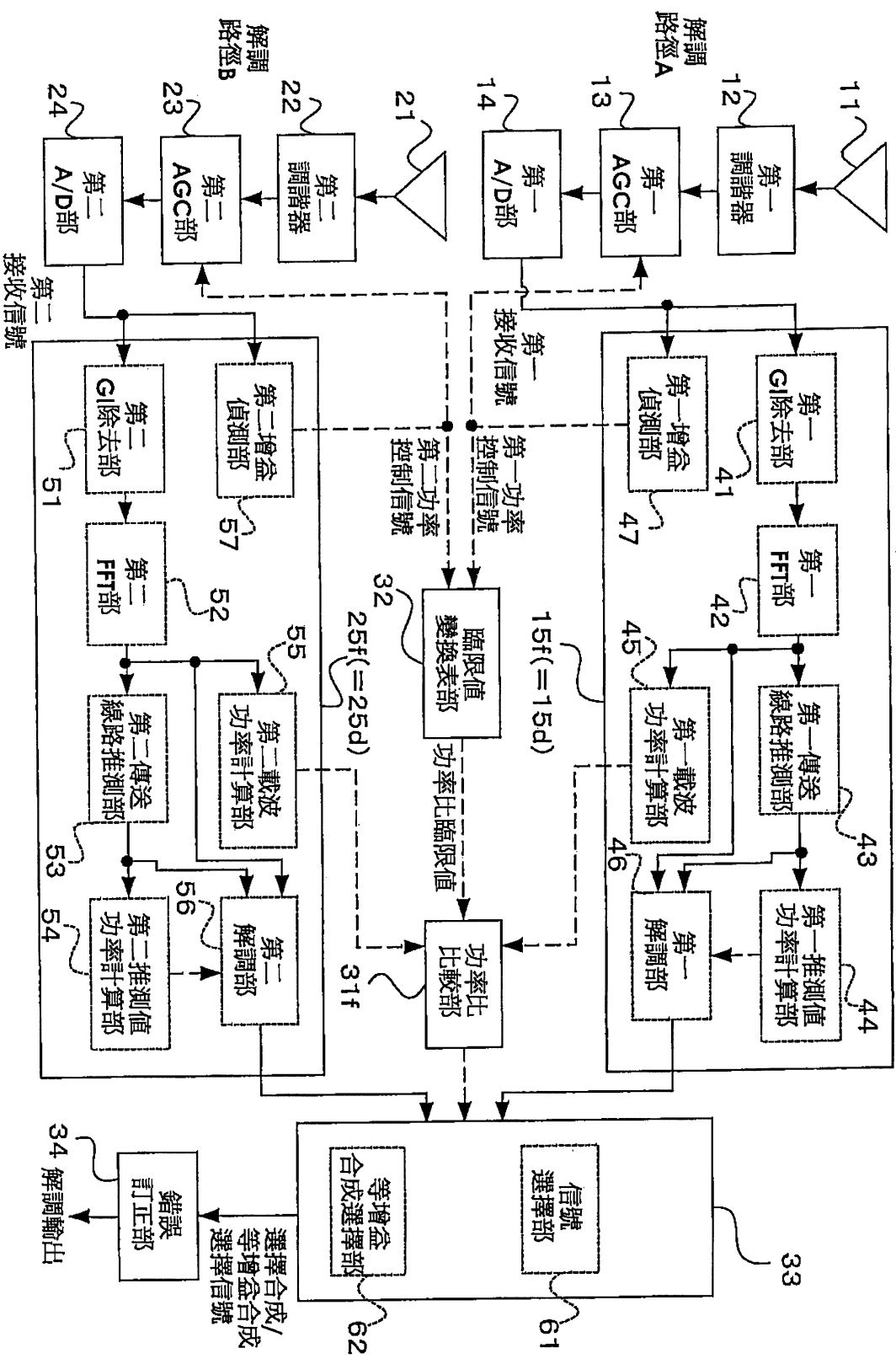
第8圖

93. 8. 23
年 月 日
修 正 本



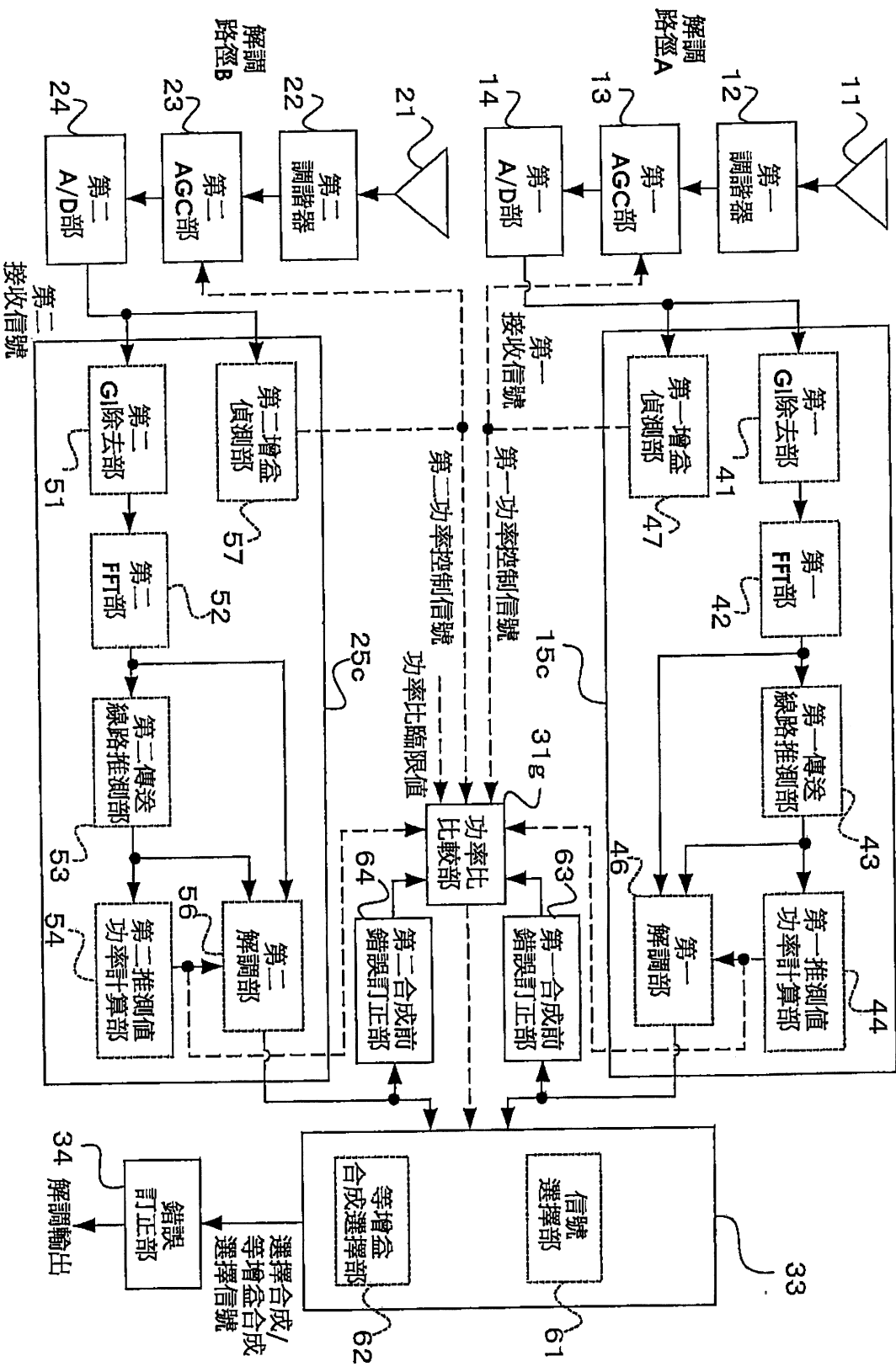
第9圖

年 月 日
93. 8. 23
修 正 本



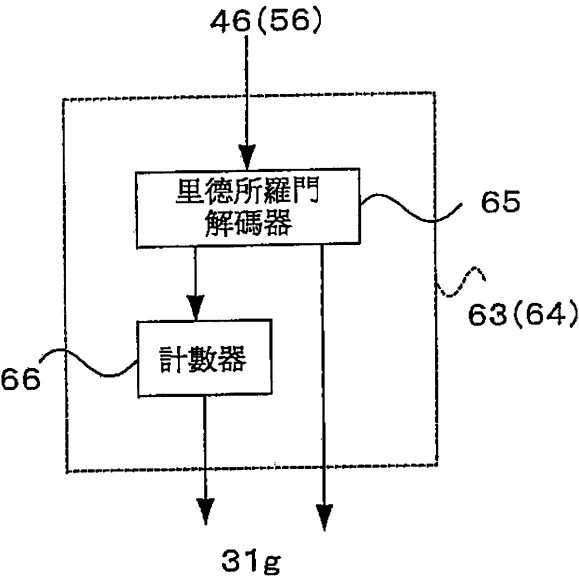
第10圖

年 月 日
93. 8. 28
修 正 本

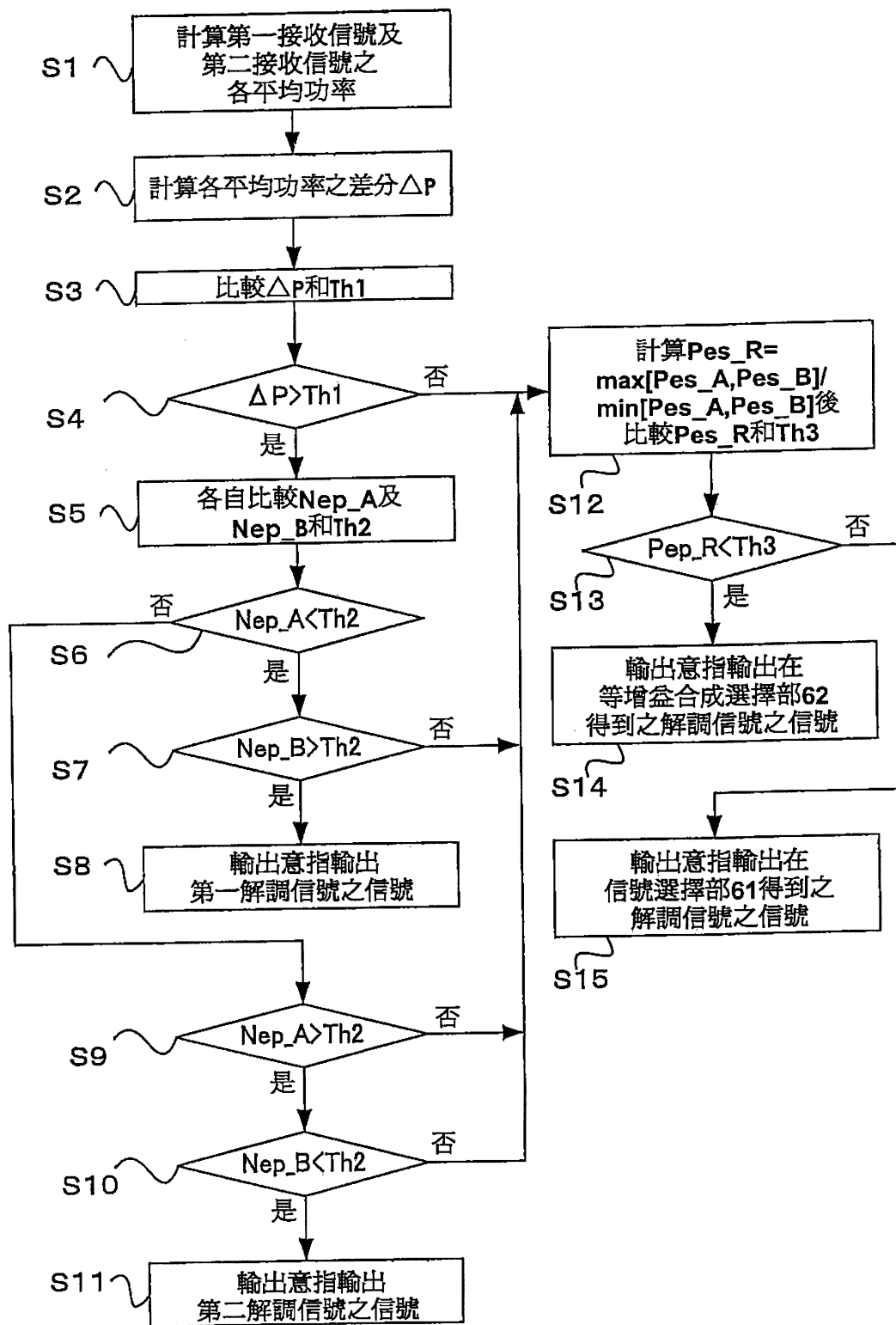


第11圖

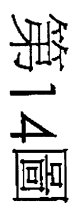
年 月 日
93 8 23
修 正 本



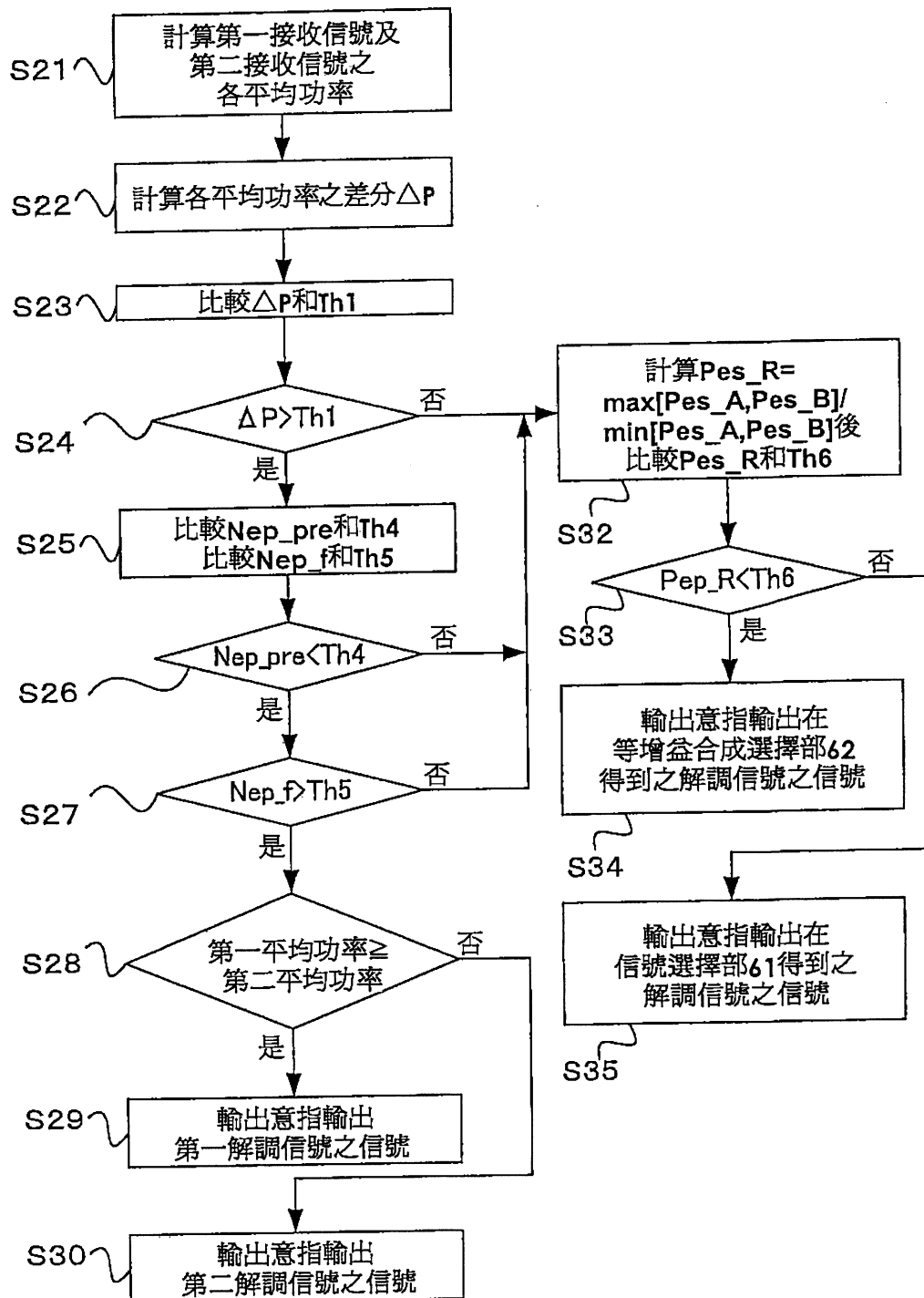
第12圖



第13圖



第14圖



第15圖