



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公開本

(11)公開編號：TW 201218665 A1

(43)公開日：中華民國 101 (2012) 年 05 月 01 日

(21)申請案號：100132615

(22)申請日：中華民國 100 (2011) 年 09 月 09 日

(51)Int. Cl. : **H04B7/04 (2006.01)**
H04L27/26 (2006.01)

H04J11/00 (2006.01)

(30)優先權：2010/09/10 日本

2010-203710

2010/11/10 日本

2010-252335

(71)申請人：松下電器產業股份有限公司 (日本) PANASONIC CORPORATION (JP)
日本

(72)發明人：村上豐 MURAKAMI, YUTAKA (JP)；木村知弘 KIMURA, TOMOHIRO (JP)；大
內幹博 OUCHI, MIKIHIRO (JP)

(74)代理人：惲軼群；陳文郎

申請實體審查：無 申請專利範圍項數：16 項 圖式數：91 共 350 頁

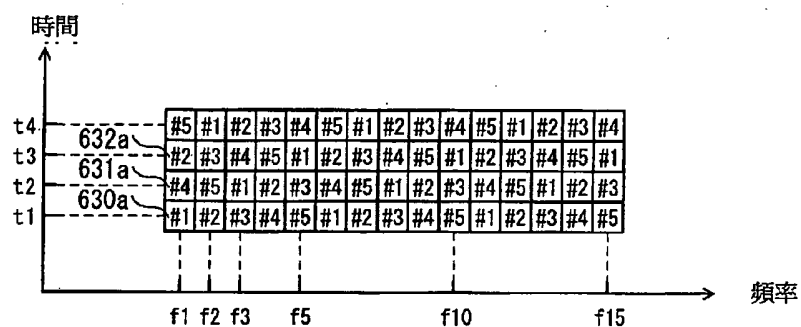
(54)名稱

發送方法、發送裝置、接收方法及接收裝置

(57)摘要

本發明係於從複數個天線同時發送複數個調變訊號之發送方法中，在直接波所支配的環境下改善接收品質。針對用於所發送的調變訊號之資料傳送之所有符元，切換預編碼矩陣，將符元予以預編碼，以使得各資料符元之預編碼時所用之預編碼矩陣、與該資料符元在頻率軸方向及時間軸方向相鄰接之資料符元之預編碼時所用之預編碼矩陣完全不同，並發送資料符元經配置後之調變訊號。

(a)調變訊號 z1



f1：載波

f2：載波

f3：載波

f5：載波

f10：載波

f15：載波

t1：時間

t2：時間

t3：時間

t4：時間

z1：調變訊號

z2：調變訊號

630a：符元

630b：符元

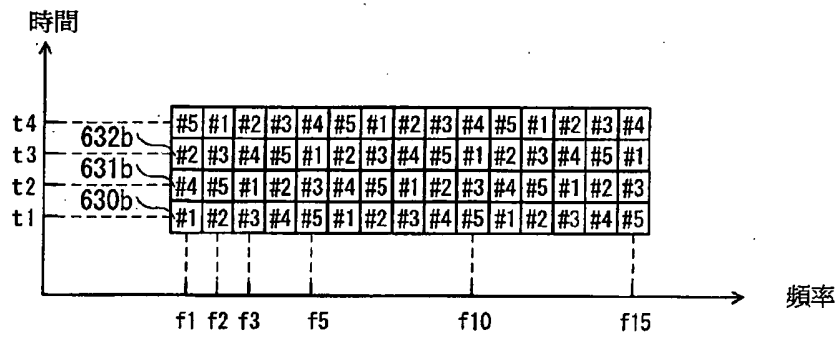
631a：符元

631b：符元

632a：符元

632b: 符元

(b) 調變訊號 z2





(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公開本

(11)公開編號：TW 201218665 A1

(43)公開日：中華民國 101 (2012) 年 05 月 01 日

(21)申請案號：100132615

(22)申請日：中華民國 100 (2011) 年 09 月 09 日

(51)Int. Cl. : **H04B7/04 (2006.01)**
H04L27/26 (2006.01)

H04J11/00 (2006.01)

(30)優先權：2010/09/10 日本

2010-203710

2010/11/10 日本

2010-252335

(71)申請人：松下電器產業股份有限公司 (日本) PANASONIC CORPORATION (JP)
日本

(72)發明人：村上豐 MURAKAMI, YUTAKA (JP)；木村知弘 KIMURA, TOMOHIRO (JP)；大
內幹博 OUCHI, MIKIHIRO (JP)

(74)代理人：惲軼群；陳文郎

申請實體審查：無 申請專利範圍項數：16 項 圖式數：91 共 350 頁

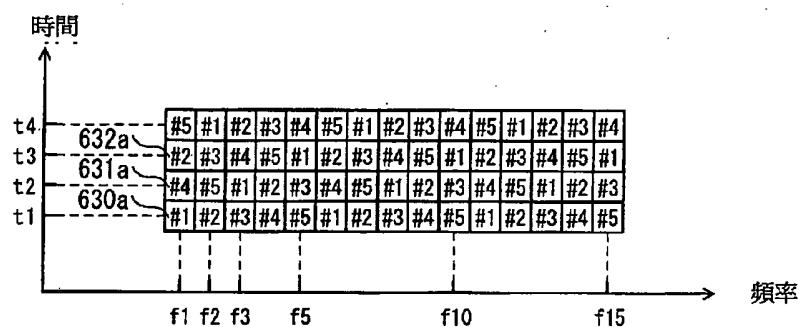
(54)名稱

發送方法、發送裝置、接收方法及接收裝置

(57)摘要

本發明係於從複數個天線同時發送複數個調變訊號之發送方法中，在直接波所支配的環境下改善接收品質。針對用於所發送的調變訊號之資料傳送之所有符元，切換預編碼矩陣，將符元予以預編碼，以使得各資料符元之預編碼時所用之預編碼矩陣、與該資料符元在頻率軸方向及時間軸方向相鄰接之資料符元之預編碼時所用之預編碼矩陣完全不同，並發送資料符元經配置後之調變訊號。

(a)調變訊號 z1



f1：載波

f2：載波

f3：載波

f5：載波

f10：載波

f15：載波

t1：時間

t2：時間

t3：時間

t4：時間

z1：調變訊號

z2：調變訊號

630a：符元

630b：符元

631a：符元

631b：符元

632a：符元

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

發明領域

本發明係特別關於一種利用多天線進行通訊之預編碼方法、預編碼裝置、發送方法、發送裝置、接收方法及接收裝置。

【先前技術】

發明背景

以往利用多天線之通訊方法包括例如稱為MIMO (Multiple-Input Multiple-Output：多輸入多輸出)之通訊方法。由MIMO所代表的多天線通訊係分別調變複數個序列之發送資料，並從不同天線同時發送各調變訊號，藉此提高資料之通訊速度。

第28圖係表示發送天線數2個、接收天線數2個、發送調變訊號(發送串流)數2個時之收發裝置之構成之一例。發送裝置係將已編碼之資料予以交錯，調變交錯後之資料，進行頻率轉換等而生成發送訊號，發送訊號則從天線發送。此時，在同一時刻、同一頻率從發送天線發送各自不同的調變訊號之方式，係空間多工MIMO方式。

此時，於專利文獻1提案一種發送裝置，係就各發送天線具備不同交錯模式者。總言之，於第28圖之發送裝置，2個交錯(πa 、 πb)具備互異之交錯模式。然後，於接收裝置，如非專利文獻1、非專利文獻2所示，藉由反覆進行利用軟值之檢波方法(第28圖之MIMO偵測器)來提升接收品質。

然而，作為無線通訊之實際傳播環境之模型，存在有由瑞雷衰退環境所代表的NLOS (non-line of sight：非直視性)環境、由萊斯衰退環境所代表的LOS (line of sight：直視性)環境。於發送裝置發送單一調變訊號，於接收裝置，對於以複數個天線所接收的訊號進行最大比率合成，對於最大比率合成後之訊號進行解調及解碼時，於LOS環境下，尤其於表示直接波接收電力相對於散射波接收電力之大小之萊斯因子較大的環境下，可獲得良好的接收品質。然而，視依傳送方式(例如於空間多工MIMO傳送方式)不同，當萊斯因子變大時可能發生接收品質劣化的問題。(參考非專利文獻3)

第29(A)、(B)圖係表示於瑞雷衰退環境及萊斯因子 $K=3、10、16\text{dB}$ 之萊斯衰退環境下，將受到LDPC (low-density parity-check：低密度奇偶校驗)編碼之資料進行 2×2 (2天線發送、2天線接收)空間多工MIMO傳送時之BER(Bit Error Rate：位元錯誤率)特性(縱軸：BER、橫軸：SNR (signal-to-noise power ratio：訊號雜訊功率比))之模擬結果之一例。第29(A)圖係表示不進行反覆檢波之Max-log-APP(參考非專利文獻1、非專利文獻2)(APP：a posterior probability(後驗機率))之BER特性，第29(B)圖係表示進行反覆檢波之Max-log-APP(參考非專利文獻1、非專利文獻2)(反覆次數5次)之BER特性。從第29(A)、(B)圖可知，無論進行或不進行反覆檢波，於空間多工MIMO系統均可確認當萊斯因子變大時，接收品質會劣化。由此可知以

往發送單一調變訊號之系統所未有、空間多工MIMO系統與生俱來的課題，即「於空間多工MIMO系統，當傳播環境安定時，接收品質會劣化」。

播送或多播通訊係針對預料中的使用者之服務，使用者所持有的接收機與播送台之間之電波傳播環境大多為LOS環境。將具有前述課題之空間多工MIMO系統利用於播送或多播通訊時，在接收機，可能發生電波之接收電場強度雖高，但因接收品質劣化而無法接受服務的現象。總言之，為了於播送或多播通訊利用空間多工MIMO系統，於NLOS環境及LOS環境之任一情況下，均期望開發可獲得某種程度之接收品質之MIMO傳送方式。

於非專利文獻8，敘述關於從來自通訊對象之回授資訊，選擇用於預編碼之碼本(預編碼矩陣(亦稱為預編碼權重矩陣))之方法，但完全未記載有關如上述在諸如播送或多播通訊般，無法獲得來自通訊對象之回授資訊的狀況下進行預編碼之方法。

另，於非專利文獻4，敘述關於亦可適用於無回授資訊時之隨著時間切換預編碼矩陣之方法。於該文獻中，雖敘述關於利用么正矩陣作為用於預編碼之矩陣，以及隨機切換么正矩陣，但完全未記載有關對於上述所示LOS環境下之接收品質劣化之適用方法，單純僅記載隨機切換。當然完全未記述關於用以改善LOS環境之接收品質劣化之預編碼方法及預編碼矩陣之構成方法。

先行技術文獻

專利文獻

專利文獻1：國際公開第2005/050885號

非專利文獻

非專利文獻

非專利文獻1：“Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel”，IEEE Transaction on communications，vol.51，no.3，pp.389-399，March 2003。

非專利文獻2：“Performance analysis and design optimization of LDPC-coded MIMO OFDM systems”，IEEE Trans.Signal Processing.，vol.52，no.2，pp.348-361，Feb.2004。

非專利文獻3：“BER performance evaluation in 2×2 MIMO spatial multiplexing systems under Rician fading channels”，IEICE Trans. Fundamentals，vol.E91-A，no.10，pp.2798-2807，Oct.2008。

非專利文獻4：“Turbo space-time codes with time varying linear transformations”，IEEE Trans. Wireless communications，vol.6，no.2，pp.486-493，Feb.2007。

非專利文獻5：“Likelihood function for QR-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance”，IEICE Trans. Commun.，vol.E88-B，no.1，pp.47-57，Jan.2004。

非專利文獻6：「向農極限指南：(Shannon限界への道標：“Parallel concatenated (Turbo) coding” “Turbo (iterative)

decoding”とその周辺)」日本電子情報通信學會，信學技法 IT98-51。

非專利文獻7：“Advanced signal processing for PLCs : Wavelet-OFDM”，Proc.of IEEE International symposium on ISPLC 2008，pp.187-192，2008。

非專利文獻8：D.J.Love及R.W.heath,Jr.，“Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems”，IEEE Trans.Inf.Theory，vol.51，no.8，pp.2967-1976，Aug.2005。

非專利文獻9：DVB Document A122，Framing structure，channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)，June 2008。

非專利文獻10：L. Vangelista、N. Benvenuto及S. Tomasin，“Key technologies for next-generation terrestrial digital television standard DVB-T2”，IEEE Commun. Magazine，vo.47，no.10，pp.146-153，Oct.2009。

非專利文獻11：T.Ohgane、T.Nishimura及Y.Ogawa，“Application of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel”，IEICE Trans. Commun.，vo.88-B，no.5，pp.1843-1851，May.2005。

【發明內容】

發明概要

發明欲解決之課題

本發明之目的在於提供一種MIMO系統，係可解決LOS環境下之接收品質者。

用以欲解決課題之手段

為了解決該課題，本發明之一態樣之發送方法係具有用以進行預編碼之複數個預編碼矩陣，利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及前述複數個預編碼矩陣之某一者，來生成預編碼後之第1發送訊號及第2發送訊號，從1個以上之第1輸出口，發送前述第1發送訊號，從與前述第1輸出口不同之1個以上之第2輸出口，發送前述第2發送訊號者，其特徵在於：用以生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號之預編碼矩陣，係從前述複數個預編碼矩陣中規則地切換；用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，針對前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致之第1符元及第2符元，當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元，於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，於前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，係分別利用不同之預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第1發送訊號，就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，利用與用於前述第1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元

中之時間及頻率一致之符元之預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第2發送訊號，從前述1個以上之第1輸出口，發送已生成之前述第1發送訊號，從前述1個以上之第2輸出口，發送已生成之前述第2發送訊號。

又，本發明之一態樣之發送裝置係具有用以進行預編碼之複數個預編碼矩陣，利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及前述複數個預編碼矩陣之某一者，來生成預編碼後之第1發送訊號及第2發送訊號，從1個以上之第1輸出口，發送前述第1發送訊號，從與前述第1輸出口不同之1個以上之第2輸出口，發送前述第2發送訊號者，其特徵在於：用以生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號之預編碼矩陣，係從前述複數個預編碼矩陣中規則地切換；同時具備：預編碼權重生成部，係在用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，針對前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致之第1符元及第2符元，當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元，於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，於前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，分別分派不同之預編碼矩陣，就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，分派與用於前述第1符

元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻率一致之符元之預編碼矩陣相同的預編碼矩陣者；加權合成部，係利用前述經分派之預編碼矩陣，對前述第1調變訊號及前述第2調變訊號進行加權合成，生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號者；及發送部，係從前述1個以上之第1輸出口，發送已生成之前述第1發送訊號，從前述1個以上之第2輸出口，發送已生成之前述第2發送訊號者。

又，本發明之一態樣之接收方法係從發送裝置，接收到預編碼而發送之第1發送訊號及第2發送訊號者，其特徵在於：前述第1發送訊號及前述第2發送訊號係利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及規則切換利用前述複數個預編碼矩陣之某一者而生成；用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，針對前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致之第1符元及第2符元，當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元，於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，前述第1發送訊號係於前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，分別利用不同之預編碼矩陣來執行預編碼而生成，前述第2發送訊號係就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，利用與用於前述第

1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻率一致之符元之預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成；接收前述第1發送訊號及前述第2發送訊號；藉由與前述調變方式相應之解調方式，解調已接收之前述第1發送訊號及前述第2發送訊號各者，進行錯誤更正解碼而獲得資料。

又，本發明之一態樣之接收裝置係從發送裝置，接收到預編碼而發送之第1發送訊號及第2發送訊號者，其特徵在於：前述第1發送訊號及前述第2發送訊號係利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及規則切換利用前述複數個預編碼矩陣之某一者而生成；用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，針對前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致之第1符元及第2符元，當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元，於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，前述第1發送訊號係於前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，分別利用不同之預編碼矩陣來執行預編碼而生成，前述第2發送訊號係就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，利用與用於前述第1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻

率一致之符元之預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成；接收前述第1發送訊號及前述第2發送訊號各者；藉由與前述調變方式相應之解調方式，解調已接收之前述第1發送訊號及前述第2發送訊號各者，進行錯誤更正解碼而獲得資料。

若依據上述本發明之各態樣，關於從複數個預編碼矩陣中，對於至少1個資料符元所用之預編碼矩陣而言，可針對該預編碼矩陣、及與該資料符元在頻率軸方向、時間軸方向之某一方向相鄰接之資料符元所用之預編碼矩陣，生成以所有預編碼矩陣均不同的方式切換預編碼矩陣，並執行預編碼而生成之調變訊號，因此可因應複數個預編碼矩陣之設計來改善LOS環境下之接收品質。

發明效果

如此，若依據本發明，可提供一種改善LOS環境下之接收品質劣化之發送方法、接收方法、發送裝置及接收裝置，因此可於播送或多播通訊，對於預料中之使用者提供高品質的服務。

圖式簡單說明

第1圖係空間多工MIMO傳送系統之收發裝置之構成例。

第2圖係訊框(frame)構成之一例。

第3圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第4圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構

成例。

第5圖係訊框構成例。

第6圖係預編碼權重切換方法例。

第7圖係接收裝置之構成例。

第8圖係接收裝置之訊號處理部之構成例。

第9圖係接收裝置之訊號處理部之構成例。

第10圖係解碼處理方法。

第11圖係接收狀態例。

第12圖係BER特性例。

第13圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第14圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第15圖係訊框構成例。

第16圖係訊框構成例。

第17圖係訊框構成例。

第18圖係訊框構成例。

第19圖係訊框構成例。

第20圖係接受品質惡劣點之位置。

第21圖係接受品質惡劣點之位置。

第22圖係訊框構成之一例。

第23圖係訊框構成之一例。

第24圖係映射方法之一例。

第25圖係映射方法之一例。

第26圖係加權合成部之構成例。

第27圖係符元之重排方法之一例。

第28圖係空間多工MIMO傳送系統之收發裝置之構成例。

第29圖係BER特性例。

第30圖係空間多工型之 2×2 MIMO系統模型例。

第31圖係接收惡劣點之位置。

第32圖係接收惡劣點之位置。

第33圖係接收惡劣點之位置。

第34圖係接收惡劣點之位置。

第35圖係接收惡劣點之位置。

第36圖係接收惡劣點之複數平面之最小距離之特性例。

第37圖係接收惡劣點之複數平面之最小距離之特性例。

第38圖係接收惡劣點之位置。

第39圖係接收惡劣點之位置。

第40圖係實施形態7之發送裝置之構成之一例。

第41圖係發送裝置所發送的調變訊號之訊框構成之一例。

第42圖係接收惡劣點之位置。

第43圖係接收惡劣點之位置。

第44圖係接收惡劣點之位置。

第45圖係接收惡劣點之位置。

第46圖係接收惡劣點之位置。

第47圖係時間-頻率軸之訊框構成之一例。

第48圖係時間-頻率軸之訊框構成之一例。

第49圖係訊號處理方法。

第50圖係利用時空區塊碼時之調變訊號之構成。

第51圖係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第52圖係發送裝置之構成之一例。

第53圖係第52圖之調變訊號生成部#1～#M之構成之一例。

第54圖係表示第52圖之OFDM方式關連處理部(5207_1及5207_2)之構成之圖。

第55圖係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第56圖係接收裝置之構成之一例。

第57圖係表示表示第56圖之OFDM方式關連處理部(5600_X及5600_Y)之構成之圖。

第58圖係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第59圖係播送系統之一例。

第60圖係接收惡劣點之位置。

第61圖係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第62圖係未獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第63圖係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第64圖係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第65圖係第63圖之符元配置例之頻率軸方向與時間軸

方向經置換後之符元配置例。

第66圖係第64圖之符元配置例之頻率軸方向與時間軸方向經置換後之符元配置例。

第67圖係表示符元之配置順序例之圖。

第68圖係前導符元未插入於資料符元間的情況下之符元配置例。

第69圖係前導符元插入於資料符元間之圖。

第70圖係表示於直接插入前導符元時，存在有無法實現可獲得高接收品質之符元配置處之符元配置例。

第71圖係前導符元插入於資料符元間的情況下之符元配置例。

第72圖係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第73圖係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第74圖係已擴大使得預編碼矩陣不同之範圍時之訊框構成例。

第75圖係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第76圖係對應於第75圖之可獲得高接收品質之符元配置例。

第77圖係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第78圖係對應於第77圖之可獲得高接收品質之符元配

置例。

第79圖係於已擴大使得預編碼矩陣不同之範圍時之符元配置例，將前導符元插入於資料符元間之情況下之符元配置例。

第80圖係採行與第70圖不同之預編碼矩陣之分派方式之符元配置例。

第81圖係採行與第70圖不同之預編碼矩陣之分派方式之符元配置例。

第82圖係數位播送用系統之全體構成圖。

第83圖係接收機之構成例之方塊圖。

第84圖係表示多工資料之構成之圖。

第85圖係模式性地表示各串流如何於多工資料中受到多工之圖。

第86圖係表示視訊串流如何儲存於PES封包串之詳細圖。

第87圖係表示多工資料之TS封包及來源封包之構造之圖。

第88圖係表示PMT之資料構成之圖。

第89圖係表示多工資料資訊之內部構成之圖。

第90圖係表示串流屬性資訊之內部構成之圖。

第91圖係影像顯示、聲音輸出裝置之構成圖。

【實施方式】

用以實施發明之形態

以下參考圖式來詳細說明有關本發明之實施型態。

(實施形態1)

詳細說明有關本實施形態之發送方法、發送裝置、接收方法、接收裝置。

進行本發明前，先說明有關習知系統之空間多工MIMO傳送系統中之發送方法、解碼方法之概要。

於第1圖表示 $N_t \times N_r$ 空間多工MIMO系統之構成。資訊向量 z 被施以編碼及交錯。然後，獲得編碼後位元之向量 $u=(u_1, \dots, u_{N_t})$ 。其中， $u_i=(u_{i1}, \dots, u_{iM})$ (M ：每符元之發送位元數)。若設為發送向量 $s=(s_1, \dots, s_{N_t})^T$ 時，從發送天線 $\#i$ 表現為發送訊號 $s_i=\text{map}(u_i)$ ，若將發送能量予以標準化，則表現為 $E\{|s_i|^2\}=E_s/N_t$ (E_s ：每通道之總能量)。然後，若將接收向量設為 $y=(y_1, \dots, y_{N_r})^T$ 時，則表現如式(1)。

[數1]

$$\begin{aligned} y &= (y_1, \Lambda, y_{N_r})^T \\ &= \mathbf{H}_{N_t N_r} \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad \dots \text{式(1)}$$

此時， $\mathbf{H}_{N_t N_r}$ 為通道矩陣， $\mathbf{n}=(n_1, \dots, n_{N_r})^T$ 為雜訊向量， n_i 為平均值0、偏差 σ^2 之i.i.d.複數高斯雜訊。從接收機所導入的發送符元及接收符元的關係來看，關於接收向量之機率可如式(2)以多次元高斯分布來賦予。

[數2]

$$p(y | u) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N_r}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(u)\|^2\right)$$

…式(2)

在此，考慮由外部軟入/軟出解碼器及MIMO檢波所組成，如第1圖進行反覆解碼之接收機。第1圖之對數概似比之向量(L-value(左值))係表現如式(3)-(5)。

[數3]

$$L(\mathbf{u}) = \left(L(u_1), \dots, L(u_{N_t}) \right)^T$$

…式(3)

[數4]

$$L(u_i) = \left(L(u_{i1}), \dots, L(u_{iM}) \right)$$

…式(4)

[數5]

$$L(u_{ij}) = \ln \frac{P(u_{ij} = +1)}{P(u_{ij} = -1)}$$

…式(5)

<反覆檢波方法>

在此，敘述有關 $N_t \times N_r$ 空間多工MIMO系統之MIMO訊號之反覆檢波。

如式(6)定義 u_{mn} 之對數概似比。

[數6]

$$L(u_{mn} | \mathbf{y}) = \ln \frac{P(u_{mn} = +1 | \mathbf{y})}{P(u_{mn} = -1 | \mathbf{y})}$$

…式(6)

依據貝氏定理，式(6)可表表現如式(7)。

[數 7]

$$\begin{aligned}
 L(u_{mn} | y) &= \ln \frac{p(y | u_{mn} = +1)P(u_{mn} = +1)/p(y)}{p(y | u_{mn} = -1)P(u_{mn} = -1)/p(y)} \\
 &= \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \ln \frac{p(y | u_{mn} = +1)}{p(y | u_{mn} = -1)} \\
 &= \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} p(y | u)p(u | u_{mn})}{\sum_{U_{mn,-1}} p(y | u)p(u | u_{mn})} \\
 &\quad \dots \text{式(7)}
 \end{aligned}$$

其中， $U_{mn,\pm 1} = \{u | u_{mn} = \pm 1\}$ 。然後，若以 $\ln \sum a_j \sim \max \ln a_j$ 逼近，則式(7)可逼近如式(8)。再者，上面的記號「 $\sim$ 」係意味逼近。

[數 8]

$$\begin{aligned}
 L(u_{mn} | y) &\approx \ln \frac{P(u_{mn} = +1)}{P(u_{mn} = -1)} + \max_{U_{mn,+1}} \{ \ln p(y | u) + P(u | u_{mn}) \} \\
 &\quad - \max_{U_{mn,-1}} \{ \ln p(y | u) + P(u | u_{mn}) \} \\
 &\quad \dots \text{式(8)}
 \end{aligned}$$

式(8)之 $P(u | u_{mn})$ 及 $\ln P(u | u_{mn})$ 係表現如下。

[數 9]

$$\begin{aligned}
 P(u | u_{mn}) &= \prod_{(ij) \neq (mn)} P(u_{ij}) \\
 &= \prod_{(ij) \neq (mn)} \frac{\exp\left(\frac{u_{ij} L(u_{ij})}{2}\right)}{\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right)}
 \end{aligned}$$

… 式(9)

[數10]

$$\ln P(\mathbf{u} | \mathbf{u}_{mn}) = \left(\sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right) - \ln P(\mathbf{u}_{mn})$$

… 式(10)

[數11]

$$\begin{aligned} \ln P(u_{ij}) &= \frac{1}{2} u_{ij} P(u_{ij}) - \ln \left(\exp \left(\frac{L(u_{ij})}{2} \right) + \exp \left(-\frac{L(u_{ij})}{2} \right) \right) \\ &\approx \frac{1}{2} u_{ij} L(u_{ij}) - \frac{1}{2} |L(u_{ij})| \quad \text{for } |L(u_{ij})| > 2 \\ &= \left| \frac{L(u_{ij})}{2} \right| (u_{ij} \operatorname{sign}(L(u_{ij})) - 1) \end{aligned}$$

… 式(11)

然而，以式(2)所定義的數式之對數機率係表現如式(12)。

[數12]

$$\ln P(\mathbf{y} | \mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2} \ln(2\pi \sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2$$

… 式(12)

因此，從式(7)、(13)來看，於MAP或APP(a posteriori probability：事後機率)，事後的L-value(左值)係表現如下。

[數13]

$$L(u_{mn} | y) = \ln \frac{\sum_{U_{mn,+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|y - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right\}}{\sum_{U_{mn,-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \|y - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij}) \right\}}$$

… 式(13)

以下稱為反覆APP解碼。又，從式(8)、(12)來看，於根據Max-Log逼近之對數概似比(Max-Log APP)，事後之L-value(左值)係表現如下。

[數14]

$$L(u_{mn} | y) \approx \max_{U_{mn,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}, y, L(\mathbf{u}))\} - \max_{U_{mn,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}, y, L(\mathbf{u}))\}$$

… 式(14)

[數15]

$$\Psi(\mathbf{u}, y, L(\mathbf{u})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|y - \mathbf{H}\mathbf{s}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} \ln P(u_{ij})$$

… 式(15)

以下稱為反覆Max-Log APP解碼。然後，反覆解碼之系統所需的外部資訊可藉由從式(13)或(14)事先減算輸入而求出。

<系統模型>

於第28圖表示與以下說明相關連之系統之基本構成。在此，作為2×2空間多工MIMO系統，就串流A、B分別有外部編碼器，2個外部編碼器係採同一LDPC碼之編碼器(在此，作為外部編碼器係舉例說明利用LDPC碼之編碼器之構成，但外部編碼器所用之錯誤更正碼並不限於LDPC碼，利

用渦輪碼、卷積碼、LDPC卷積碼等其他錯誤更正碼亦可同樣地實施。又，外部編碼器係採用就各發送天線而備有之構成，但不限於此，即便發送天線有複數個，外部編碼器為1個亦可，或亦可具有多於發送天線數之外部編碼器。)。然後，就串流A、B分別具有交錯器(π_a 、 π_b)。在此，調變方式採用 2^h -QAM (以1符元發送h位元)。

接收機係進行上述MIMO訊號之反覆檢波(反覆APP (或Max-Log APP)解碼)。然後，LDPC碼之解碼係進行例如和積(sum-product)解碼。

第2圖係表示訊框構成，記載有交錯後之符元順序。此時，如以下數式表現(i_a, j_a)、(i_b, j_b)。

[數16]

$$(i_a, j_a) = \pi_a(\Omega_{ia, ja}^a) \quad \dots \text{式(16)}$$

[數17]

$$(i_b, j_b) = \pi_b(\Omega_{ib, jb}^a) \quad \dots \text{式(17)}$$

此時， i_a 、 i_b ：交錯後之符元順序， j_a 、 j_b ：調變方式之位元位置(i_a 、 $i_b=1, \dots, h$)， π_a 、 π_b ：串流A、B之交錯器， $\Omega_{ia, ja}^a$ 、 $\Omega_{ib, jb}^a$ ：串流A、B之交錯前之資料順序。其中，於第2圖係表示 $i_a=i_b$ 時之訊框構成。

<反覆解碼>

在此，詳細說明有關接收機之LDPC碼解碼所用之和積解碼及MIMO訊號之反覆檢波之運算法。

和積解碼

LDPC碼之檢查矩陣係以二元 $M \times N$ 矩陣 $H = \{H_{mn}\}$ 作為解碼對象。集合 $[1, N] = \{1, 3, \dots, N\}$ 之部分集合 $A(m)$ 、 $B(n)$ 係定義如下式。

[數18]

$$A(m) \equiv \{n : H_{mn} = 1\} \quad \dots \text{式(18)}$$

[數19]

$$B(n) \equiv \{m : H_{mn} = 1\} \quad \dots \text{式(19)}$$

此時， $A(m)$ 係意味於檢查矩陣 H 之第 m 列中，作為1之行索引之集合， $B(n)$ 係意味於檢查矩陣 H 之第 n 列中，作為1之列索引之集合。和積解碼之運算法如下。

步驟A・1(初始化)：對於符合 $H_{mn}=1$ 之所有組 (m,n) ，設定事先值對數比 $\beta_{mn}=0$ 。設定迴圈變數(反覆次數) $l_{\text{sum}}=1$ ，迴圈最大次數設定為 $l_{\text{sum,max}}$ 。

步驟A・2(列處理)：依 $m=1, 2, \dots, M$ 的順序，對於符合 $H_{mn}=1$ 之所有組 (m,n) ，利用以下更新式更新外部值對數比 α_{mn} 。

[數20]

$$\alpha_{mn} = \left(\prod_{n' \in A(m) \setminus n} \text{sign}(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \times f \left(\sum_{n' \in A(m) \setminus n} f(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \quad \dots \text{式(20)}$$

[數21]

$$\text{sign}(x) \equiv \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases}$$

… 式(21)

[數22]

$$f(x) \equiv \ln \frac{\exp(x) + 1}{\exp(x) - 1}$$

… 式(22)

此時， f 為Gallager(界洛格)函數。然後，於下文詳細說明有關 λ_n 之求法。

步驟A・3(行處理)：依 $n=1、2、\dots、N$ 的順序，對於符合 $H_{mn}=1$ 之所有組 (m,n) ，利用以下更新式更新外部值對數比 β_{mn} 。

[數23]

$$\beta_{mn} = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n}$$

… 式(23)

出對數概似比 L_n 。

[數24]

$$L_n = \sum_{m' \in B(n) \setminus m} \alpha_{m'n} + \lambda_n$$

… 式(24)

步驟A・5(反覆次數計數)：若 $l_{\text{sum}} < l_{\text{sum,max}}$ ，則遞增 l_{sum} ，並回到步驟A・2。當 $l_{\text{sum}} = l_{\text{sum,max}}$ 時，該次之和積解碼結束。

以上為1次的和積解碼動作。其後，進行MIMO訊號之反覆檢波。就上述和積解碼動作之說明所利用的變數 m 、 n 、 α_{mn} 、 β_{mn} 、 λ_n 、 L_n 而言，以串流A之變數來表現 m_a 、 n_a 、 α_{mana}^a 、 β_{mana}^a 、 λ_{na} 、 L_{na} ，以串流B之變數來表現 m_b 、 n_b 、 α_{mbnb}^b 、 β_{mbnb}^b 、 λ_{nb} 、 L_{nb} 。

<MIMO訊號之反覆檢波>

在此，詳細說明有關MIMO訊號之反覆檢波之 λ_n 之求法。

從式(1)可知下式成立。

[數25]

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \left(y_1(t), y_2(t) \right)^T \\ &= \mathbf{H}_{22}(t) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned}$$

…式(25)

從第2圖之訊框構成且從式(16)、(17)可知以下關係式成立。

[數26]

$$n_a = \Omega_{ia,ja}^a$$

…式(26)

[數27]

$$n_b = \Omega_{ib,jb}^b$$

… 式(27)

此時， $n_a、n_b \in [1, N]$ 。下文將MIMO訊號之反覆檢波之反覆次數 k 時之 $\lambda_{na}、L_{na}、\lambda_{nb}、L_{nb}$ 分別表現為 $\lambda_{k,na}、L_{k,na}、\lambda_{k,nb}、L_{k,nb}$ 。

步驟B・1(初始檢波； $k=0$)：初始檢波時，如以下求出 $\lambda_{0,na}、\lambda_{0,nb}$ 。

反覆APP解碼時：

[數28]

$$\lambda_{0,n_x} = \ln \frac{\sum_{U_{0,n_x,+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left\| \mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X)) \right\|^2 \right\}}{\sum_{U_{0,n_x,-1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left\| \mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X)) \right\|^2 \right\}}$$

… 式(28)

反覆Max-log APP解碼時：

[數29]

$$\lambda_{0,n_x} = \max_{U_{0,n_x,+1}} \{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) \} - \max_{U_{0,n_x,-1}} \{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) \}$$

… 式(29)

[數30]

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X)) = -\frac{1}{2\sigma^2} \left\| \mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X) \mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X)) \right\|^2$$

… 式(30)

其中， $X=a、b$ 。然後，MIMO訊號之反覆檢波之反覆次數設為 $l_{\text{mimo}}=0$ ，反覆次數之最大次數設為 $l_{\text{mimo,max}}$ 。

步驟B・2(反覆檢波；反覆次數 k)：反覆次數 k 時之 $\lambda_{k,na}、$

$\lambda_{k,nb}$ 係從式(11)、(13)–(15)、(16)、(17)來看，可表現如式(31)–(34)。其中， $(X,Y)=(a,b)(b,a)$ 。

反覆APP解碼時：

[數31]

$$\lambda_{k,n_x} = L_{k-1,\Omega_{iX,jX}^x}(u_{\Omega_{iX,jX}^x}) + \ln \frac{\sum_{U_{i,X,1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})\right\}}{\sum_{U_{i,X,-1}} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})\right\}}$$

… 式(31)

[數32]

$$\rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x}) = \sum_{\substack{\gamma=1 \\ \gamma \neq jX}}^h \left| \frac{L_{k-1,\Omega_{iX,\gamma}^x}(u_{\Omega_{iX,\gamma}^x})}{2} \right| \left(u_{\Omega_{iX,\gamma}^x} \text{sign}(L_{k-1,\Omega_{iX,\gamma}^x}(u_{\Omega_{iX,\gamma}^x})) - 1 \right) \\ + \sum_{\gamma=1}^h \left| \frac{L_{k-1,\Omega_{iX,\gamma}^y}(u_{\Omega_{iX,\gamma}^y})}{2} \right| \left(u_{\Omega_{iX,\gamma}^y} \text{sign}(L_{k-1,\Omega_{iX,\gamma}^y}(u_{\Omega_{iX,\gamma}^y})) - 1 \right)$$

… 式(32)

反覆Max-log APP解碼時：

[數33]

$$\lambda_{k,n_x} = L_{k-1,\Omega_{iX,jX}^x}(u_{\Omega_{iX,jX}^x}) + \max_{U_{i,X,1}} \left\{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})) \right\} - \max_{U_{i,X,-1}} \left\{ \Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})) \right\}$$

… 式(33)

[數34]

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X), \mathbf{y}(i_X), \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y}(i_X) - \mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\|^2 + \rho(u_{\Omega_{iX,jX}^x})$$

… 式(34)

步驟B・3(反覆次數計數、碼字推定)：若 $l_{\text{mimo}} < l_{\text{mimo,max}}$ ，

則遞增 l_{mimo} ，並回到步驟B・2。當 $l_{\text{mimo}}=l_{\text{mimo,max}}$ 時，如以下
匯總推定碼字。

[數35]

$$\hat{u}_{n_x} = \begin{cases} 1 & L_{l_{\text{mimo}}, n_x} \geq 0 \\ -1 & L_{l_{\text{mimo}}, n_x} < 0 \end{cases} \quad \cdots \text{式(35)}$$

其中， $X=a、b$ 。

第3圖係本實施形態之發送裝置300之構成之一例。編碼部302A係以資訊(資料)301A、訊框構成訊號313作為輸入，按照訊框構成訊號313(編碼部302A包含資料之錯誤更正編碼所使用的錯誤更正方式、編碼率、區塊長等資訊，採用訊框構成訊號313所指定的方式。又，錯誤更正方式亦可切換。)來進行例如卷積碼、LDPC碼、渦輪碼等之錯誤更正編碼，並輸出編碼後之資料303A。

交錯器304A係以編碼後之資料303A、訊框構成訊號313作為輸入，進行交錯、亦即進行順序重排，並輸出交錯後之資料305A。(根據訊框構成訊號313，交錯之方法亦可切換。)

映射部306A係將交錯後之資料305A、訊框構成訊號313作為輸入，施以QPSK (Quadrature Phase Shift Keying：正交相位鍵移)、16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation：16正交調幅)、64QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation：64正交調幅)等之調變，並輸出基頻訊號307A。(根據訊框構成訊號313，調變方式亦可切換。)

第24圖係構成QPSK調變之基頻訊號之同相成分I與正交成分Q之IQ平面之映射方法之一例。例如第24(A)圖，輸入資料為「00」時，輸出 $I=1.0$ 、 $Q=1.0$ ，以下同樣輸入資料為「01」時，輸出 $I=-1.0$ 、 $Q=1.0$ ，以此類推。第24(B)圖係與第24(A)圖不同之QPSK調變之IQ平面之映射方法例；第24(B)圖與第24(A)圖之不同點在於，第24(A)圖之訊號點可藉由以原點為中心旋轉而獲得第24(B)圖之訊號點。關於該類星座之旋轉方法係表示於非專利文獻9、非專利文獻10，又，亦可適用非專利文獻9、非專利文獻10所示之循環Q延遲。作為有別於第24圖之其他例，於第25圖表示16QAM時之IQ平面之訊號點配置，相當於第24(A)圖之例為第25(A)圖，相當於第24(B)圖之例為第25(B)圖。

編碼部302B係以資訊(資料)301B、訊框構成訊號313作為輸入，按照訊框構成訊號313(包含所使用的錯誤更正方式、編碼率、區塊長等資訊，採用訊框構成訊號313所指定的方式。又，錯誤更正方式亦可切換。)來進行例如卷積碼、LDPC碼、渦輪碼等之錯誤更正編碼，並輸出編碼後之資料303B。

交錯器304B係以編碼後之資料303B、訊框構成訊號313作為輸入，進行交錯、亦即進行順序重排，並輸出交錯後之資料305B。(根據訊框構成訊號313，交錯之方法亦可切換。)

映射部306B係將交錯後之資料305B、訊框構成訊號313作為輸入，施以QPSK (Quadrature Phase Shift Keying：

正交相位鍵移)、16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation: 16正交調幅)、64QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation: 64正交調幅)等之調變,並輸出基頻訊號307B。
(根據訊框構成訊號313,調變方式亦可切換。)

加權合成資訊生成部314係以訊框構成訊號313作為輸入,並輸出有關根據訊框構成訊號313之加權合成方法之資訊315。再者,加權合成方法之特徵在於規則地切換加權合成方法。

加權合成部308A係以基頻訊號307A、基頻訊號307B、關於加權合成方法之資訊315作為輸入,根據關於加權合成方法之資訊315來加權合成基頻訊號307A及基頻訊號307B,並輸出加權合成後之訊號309A。再者,關於加權合成方法的細節係於下文詳細說明。

無線部310A係以加權合成後之訊號309A作為輸入,施以正交調變、帶區限制、頻率轉換、放大等處理,並輸出發送訊號311A,發送訊號311A係從天線312A作為電波輸出。

加權合成部308B係以基頻訊號307A、基頻訊號307B、關於加權合成方法之資訊315作為輸入,根據關於加權合成方法之資訊315來加權合成基頻訊號307A及基頻訊號307B,並輸出加權合成後之訊號309B。

於第26圖表示加權合成部之構成。基頻訊號307A係與 $w_{11}(t)$ 乘算而生成 $w_{11}(t)s_1(t)$,與 $w_{21}(t)$ 乘算而生成 $w_{21}(t)s_1(t)$ 。同樣地,基頻訊號307B係與 $w_{12}(t)$ 乘算而生成

$w_{12}(t)s_2(t)$ ，與 $w_{22}(t)$ 乘算而生成 $w_{22}(t)s_2(t)$ 。接著，獲得 $z_1(t)=w_{11}(t)s_1(t)+w_{12}(t)s_2(t)$ 、 $z_2(t)=w_{21}(t)s_1(t)+w_{22}(t)s_2(t)$ 。

再者，關於加權合成方法的細節係於下文詳細說明。

無線部310B係以加權合成後之訊號309B作為輸入，施以正交調變、帶區限制、頻率轉換、放大等處理，並輸出發送訊號311B，發送訊號311B係從天線312B作為電波輸出。

第4圖係表示與第3圖不同之發送裝置400之構成例。於第4圖，說明關於與第3圖不同的部分。

編碼部402係以資訊(資料)401、訊框構成訊號313作為輸入，根據訊框構成訊號313來進行錯誤更正編碼，並輸出編碼後之資料402。

分配部404係以編碼後之資料403作為輸入，進行分配而輸出資料405A及資料405B。再者，於第4圖雖記載編碼部為1個的情況，但並不限於此，關於編碼部設為 m (m 為1以上之整數)，分配部將各編碼部所製作的編碼資料分成二系統之資料的情況，亦可同樣實施本發明。

第5圖係表示本實施形態之發送裝置之時間軸之訊框構成之一例。符元500_1係用以對接收裝置通知發送方法之符元，傳送例如為了傳送資料符元所用之錯誤更正方式、其編碼率之資訊、為了傳送資料符元所用之調變方式之資訊等。

符元501_1係用以推定發送裝置所發送的調變訊號 $z_1(t)$ {其中， t 為時間}之通道變動之符元。符元502_1係調變

訊號 $z1(t)$ 發送給(時間軸)之符元號碼 u 之資料符元，符元503_1係調變訊號 $z1(t)$ 發送給(時間軸)之符元號碼 $u+1$ 之資料符元。

符元501_2係用以推定發送裝置所發送的調變訊號 $z2(t)$ {其中， t 為時間}之通道變動之符元。符元502_2係調變訊號 $z2(t)$ 發送給(時間軸)之符元號碼 u 之資料符元，符元503_2係調變訊號 $z2(t)$ 發送給(時間軸)之符元號碼 $u+1$ 之資料符元。

說明有關發送裝置所發送的調變訊號 $z1(t)$ 與調變訊號 $z2(t)$ 、及接收裝置之接收訊號 $r1(t)$ 、 $r2(t)$ 之關係。

於第5圖，504#1、504#2係表示發送裝置之發送天線，505#1、505#2係表示接收裝置之接收天線；發送裝置係從發送天線504#1發送調變訊號 $z1(t)$ ，從發送天線504#2發送調變訊號 $z2(t)$ 。此時，調變訊號 $z1(t)$ 及調變訊號 $z2(t)$ 係佔有同一(共同)頻率(帶區)。發送裝置之各發送天線及接收裝置之各天線之通道變動分別設為 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ ，若接收裝置之接收天線505#1所接收的接收訊號設為 $r1(t)$ ，接收裝置之接收天線505#2所接收的接收訊號設為 $r2(t)$ ，則以下關係式會成立。

[數36]

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix}$$

…式(36)

第6圖係與本實施形態之加權方法(預編碼(Precoding))

方法)相關聯之圖；加權合成部600係統合第3圖之加權合成部308A與308B兩者之加權合成部。如第6圖所示，串流 $s1(t)$ 及串流 $s2(t)$ 相當於第3圖之基頻訊號307A及307B，總言之，其為按照QPSK、16QAM、64QAM等調變方式之映射之基頻訊號同相I、正交Q成分。然後，如第6圖之訊框成分，串流 $s1(t)$ 係將符元號碼 u 之訊號表現為 $s1(u)$ ，將符元號碼 $u+1$ 之訊號表現為 $s1(u+1)$ ，以此類推。同樣地，串流 $s2(t)$ 係將符元號碼 u 之訊號表現為 $s2(u)$ ，將符元號碼 $u+1$ 之訊號表現為 $s2(u+1)$ ，以此類推。然後，加權合成部600係以第3圖之基頻訊號307A($s1(t)$)及307B($s2(t)$)、關於加權資訊之資訊315作為輸入，施以按照關於加權資訊之資訊315之加權方法，並輸出第3圖之加權合成後之訊號309A($z1(t)$)、309B($z2(t)$)。此時， $z1(t)$ 、 $z2(t)$ 係表現如下。

符元號碼 $4i$ 時(i 為0以上之整數)：

[數37]

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

…式(37)

其中， j 為虛數單位。

符元號碼 $4i+1$ 時：

[數38]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

…式(38)

符元號碼 $4i+2$ 時：

[數39]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

…式(39)

符元號碼 $4i+3$ 時：

[數40]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

…式(40)

如此，第6圖之加權合成部係以4時槽為週期規則地切換預編碼權重。(其中，在此雖採用以4時槽為週期規則地切換預編碼權重之方式，但規則切換之時槽數不限於4時槽。)

然而，於非專利文獻4，敘述依各時槽切換預編碼權重，非專利文獻4之特徵在於隨機切換預編碼權重。另，本實施形態之特徵在於設定某週期，並規則地切換預編碼權重，又，在以4個預編碼權重所構成的2列2行之預編碼權重矩陣中，4個預編碼權重之各絕對值相等($1/\sqrt{2}$)，並以規則地切換具有該特徵之預編碼權重矩陣作為特徵。

於LOS環境，若利用特殊的預編碼矩陣，雖可能大幅改善接收品質，但該特殊的預編碼矩陣係依直接波之狀況而不同。然而，於LOS環境存在某規則，若按照該規則而規則地切換特殊的預編碼矩陣，則會大幅改善接收品質。

另，隨機切換預編碼矩陣時，亦存在以下可能性：亦存在有先前所述特殊的預編碼矩陣以外之預編碼矩陣；或僅以不適合LOS環境之偏頗的預編碼矩陣來進行預編碼；因此於LOS環境未必可獲得良好的接收品質。因此，須實現適合LOS環境之預編碼切換方法，本發明係提案與其相關之預編碼方法。

第7圖係表示本實施形態之接收裝置700之構成之一例。無線部703_X係以天線701_X所接收的接收訊號702_X作為輸入，施以頻率轉換、正交解調等處理，並輸出基頻訊號704_X。

由發送裝置所發送的調變訊號 $z1$ 之通道變動推定部705_1係以基頻訊號704_X作為輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_1，推定相當於式(36)之 $h11$ 之值，並輸出通道推定訊號706_1。

由發送裝置所發送的調變訊號 $z2$ 之通道變動推定部705_2係以基頻訊號704_X作為輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_2，推定相當於式(36)之 $h12$ 之值，並輸出通道推定訊號706_2。

無線部703_Y係以天線701_Y所接收的接收訊號702_Y作為輸入，施以頻率轉換、正交解調等處理，並輸出基頻訊號704_Y。

由發送裝置所發送的調變訊號 $z1$ 之通道變動推定部707_1係以基頻訊號704_Y作為輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_1，推定相當於式(36)之 $h21$ 之值，並輸出

通道推定訊號708_1。

由發送裝置所發送的調變訊號 z_2 之通道變動推定部707_2係以基頻訊號704_Y作為輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_2，推定相當於式(36)之 h_{22} 之值，並輸出通道推定訊號708_2。

控制資訊解碼部709係以基頻訊號704_X及704_Y作為輸入，檢測用以通知第5圖之發送方法之符元500_1，並輸出關於發送裝置所通知的發送方法之資訊之訊號710。

訊號處理部711係以基頻訊號704_X、704_Y、通道推定訊號706_1、706_2、708_1、708_2、及關於發送裝置所通知的發送方法之資訊之訊號710作為輸入，進行檢波、解碼，並輸出接收資料712_1及712_2。

接著，詳細說明有關第7圖之訊號處理部711之動作。第8圖係表示本實施形態之訊號處理部711之構成之一例。第8圖主要由內部MIMO檢波部及軟入/軟出解碼器、加權係數生成部所構成。關於該構成之反覆解碼方法，其細節已於非專利文獻2、非專利文獻3敘述，但非專利文獻2、非專利文獻3所記載的MIMO傳送方式為空間多工MIMO傳送方式，而本實施形態之傳送方式係隨著時間變更預編碼權重之MIMO傳送方式，該點係與非專利文獻2、非專利文獻3之相異點。若式(36)之(通道)矩陣設為 $H(t)$ ，第6圖之預編碼權重矩陣設為 $W(t)$ (其中，預編碼權重矩陣係依 t 而變化)，接收向量設為 $R(t)=(r_1(t), r_2(t))^T$ ，串流向量設為 $S(t)=(s_1(t), s_2(t))^T$ ，則以下關係式會成立。

[數41]

$$R(t) = H(t)W(t)S(t)$$

…式(41)

此時，接收裝置係藉由將 $H(t)W(t)$ 視為通道矩陣，可對於接收向量 $R(t)$ 適用非專利文獻2、非專利文獻3之解碼方法。

因此，第8圖之加權係數生成部819係以關於發送裝置所通知的發送方法之資訊之訊號818(相當於第7圖之710)作為輸入，輸出關於加權係數之資訊之訊號820。

內部MIMO檢波部803係以關於加權係數之資訊之訊號820作為輸入，利用該訊號進行式(41)之運算。然後，進行反覆檢波・解碼，針對該動作來說明。

於第8圖之訊號處理部，為了進行反覆解碼(反覆檢波)，須進行如第10圖之處理方法。首先，進行調變訊號(串流) s_1 之1碼字(或1訊框)及調變訊號(串流) s_2 之1碼字(或1訊框)之解碼。其結果，從軟入/軟出解碼器，獲得調變訊號(串流) s_1 之1碼字(或1訊框)及調變訊號(串流) s_2 之1碼字(或1訊框)之各位元之對數概似比(LLR：Log-Likelihood Ratio)。然後，利用該LLR再次進行檢波・解碼。該操作進行複數次(該操作稱為反覆解碼(反覆檢波))。下文係以1訊框之特定時間之符元之對數概似比(LLR)之做成方法為中心來說明。

於第8圖，記憶部815係以基頻訊號801X(相當於第7圖之基頻訊號704_X)、通道推定訊號群802X(相當於第7圖之

通道推定訊號706_1、706_2)、基頻訊號801Y(相當於第7圖之基頻訊號704_Y)、通道推定訊號群802Y(相當於第7圖之通道推定訊號708_1、708_2)作為輸入，為了實現反覆解碼(反覆檢波)而執行(算出)式(41)之 $H(t)W(t)$ ，將所算出的矩陣記憶作變形通道訊號群。然後，記憶部815係於必要時，將上述訊號作為基頻訊號816X、變形通道推定訊號群817X、基頻訊號816Y、變形通道推定訊號群817Y而輸出。

關於其後之動作，分為初始檢波的情況與反覆解碼(反覆檢波)的情況來說明。

<初始檢波的情況>

內部MIMO檢波部803係以基頻訊號801X、通道推定訊號群802X、基頻訊號801Y、通道推定訊號群802Y作為輸入。在此，調變訊號(串流)s1、調變訊號(串流)s2之調變方式係說明作16QAM。

內部MIMO檢波部803首先從通道推定訊號群802X、通道推定訊號群802Y執行 $H(t)W(t)$ ，求出與基頻訊號801X相對應之候補訊號點。於第11圖表示當時狀況。於第11圖，●(黑圓點)為IQ平面之候補訊號點，由於調變方式為16QAM，因此候補訊號存在有256個。(其中，於第11圖，由於表示示意圖，因此未表示256個候補訊號點。)在此，若以調變訊號s1傳送之4位元設為b0、b1、b2、b3，以調變訊號s2傳送之4位元設為b4、b5、b6、b7，則於第11圖存在有與(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)相對應之候補訊號點。然後，求出接收訊號點1101(相當於基頻訊號801X)與

各候補訊號點之歐氏距離平方。然後，以雜訊之偏差 σ^2 來除算各個歐氏距離平方。因此，求出以雜訊之偏差除算與(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)相對應之候補訊號點與接收訊號點歐氏距離平方後之值，即求出 $E_x(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)$ 。

同樣地，從通道推定訊號群802X、通道推定訊號群802Y執行 $H(t)W(t)$ ，求出與基頻訊號801Y相對應之候補訊號點，求出與接收訊號點(相當於基頻訊號801Y)之歐氏距離平方，以雜訊之偏差 σ^2 來除算該歐氏距離平方。因此，求出以雜訊之偏差除算與(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)相對應之候補訊號點與接收訊號點歐氏距離平方後之值，即求出 $E_y(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)$ 。

然後，求出 $E_x(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)+E_y(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)=E(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)$ 。

內部MIMO檢波部803係將 $E(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)$ 作為訊號804而輸出。

對數概似算出部805A係以訊號804作為輸入，算出位元b0、b1、b2及b3之對數概似(log likelihood)，並輸出對數概似訊號806A。其中，於對數概似算出中，算出“1”時之對數概似及“0”時之對數概似。其算出方法係如式(28)、式(29)、式(30)所示，關於細節則表示於非專利文獻2、非專利文獻3。

同樣地，對數概似算出部805B係以訊號804作為輸入，算出位元b4、b5、b6及b7之對數概似，並輸出對數概似訊

號806B。

解交錯器(807A)係以對數概似訊號806A作為輸入，進行與交錯器(第3圖之交錯器(304A))相對應之解交錯，並輸出解交錯後之對數概似訊號808A。

同樣地，解交錯器(807B)係以對數概似訊號806B作為輸入，進行與交錯器(第3圖之交錯器(304B))相對應之解交錯，並輸出解交錯後之對數概似訊號808B。

對數概似比算出部809A係以解交錯後之對數概似訊號808A作為輸入，算出以第3圖之編碼器302A編碼後之位元之對數概似比(LLR: Log-Likelihood Ratio)，輸出對數概似比訊號810A。

同樣地，對數概似比算出部809B係以解交錯後之對數概似訊號808B作為輸入，算出以第3圖之編碼器302B編碼後之位元之對數概似比(LLR: Log-Likelihood Ratio)，輸出對數概似比訊號810B。

軟入/軟出解碼器811A係以對數概似比訊號810A作為輸入，進行解碼並輸出解碼後之對數概似比812A。

同樣地，軟入/軟出解碼器811B係以對數概似比訊號810B作為輸入，進行解碼並輸出解碼後之對數概似比812B。

<反覆解碼(反覆檢波)的情況、反覆次數k>

交錯器(813A)係以第k-1次軟入/軟出解碼所獲得的解碼後之對數概似比812A作為輸入，進行交錯並輸出交錯後之對數概似比814A。此時，交錯器(813A)之交錯模式係與

第3圖之交錯器(304A)之交錯模式相同。

交錯器(813B)係以第 $k-1$ 次軟入/軟出解碼所獲得的解碼後之對數概似比812B作為輸入，進行交錯並輸出交錯後之對數概似比814B。此時，交錯器(813B)之交錯模式係與第3圖之交錯器(304B)之交錯模式相同。

內部MIMO檢波部803係以基頻訊號816X、變形通道推定訊號群817X、基頻訊號816Y、變形通道推定訊號群817Y、交錯後之對數概似比814A、交錯後之對數概似比814B作為輸入。在此，不利用基頻訊號801X、通道推定訊號群802X、基頻訊號801Y、通道推定訊號群802Y而利用基頻訊號816X、變形通道推定訊號群817X、基頻訊號816Y、變形通道推定訊號群817Y，此係由於反覆解碼會發生延遲時間。

內部MIMO檢波部803之反覆解碼時之動作與初始檢波時之動作之相異點在於，將交錯後之對數概似比814A、交錯後之對數概似比814B利用在訊號處理時。內部MIMO檢波部803首先與初始檢波時同樣地求出 $E(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7)$ 。此外還從交錯後之對數概似比814A、交錯後之對數概似比814B，求出相當於式(11)、式(32)之係數。然後，利用該求出之係數來修正 $E(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7)$ 之值，該值設為 $E'(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7)$ 並作為訊號804而輸出。

對數概似算出部805A係以訊號804作為輸入，算出位元 $b_0、b_1、b_2$ 及 b_3 之對數概似(log likelihood)，並輸出對數概

似訊號806A。其中，於對數概似算出中，算出“1”時之對數概似及“0”時之對數概似。其算出方法係如式(31)、式(32)、式(33)所示，並表示於非專利文獻2、非專利文獻3。

同樣地，對數概似算出部805B係以訊號804作為輸入，算出位元b4、b5、b6及b7之對數概似，並輸出對數概似訊號806B。解交錯以後的動作係與初始檢波相同。

再者，於第8圖雖表示有關進行反覆檢波時之訊號處理部之構成，但反覆檢波並非獲得良好接收品質時所必需的構成，在構成上亦可不具有僅對反覆檢波所必要的構成部分、交錯器813A、813B。此時，內部MIMO檢波部803不進行反覆性檢波。

然後，於本實施形態，重要部分係在於進行 $H(t)W(t)$ 運算。再者，如非專利文獻5等所示，利用QR分解來進行初始檢波、反覆檢波亦可。

又，如非專利文獻11所示，根據 $H(t)W(t)$ 進行MMSE (Minimum Mean Square Error：最小均方誤差)、ZF(Zero Forcing：零強制)之線性運算而進行初始檢波亦可。

第9圖係與第8圖不同之訊號處理部之構成，其為第4圖之發送裝置所發送的調變訊號用之訊號處理部。與第8圖之相異點在於軟入/軟出解碼器之數目，軟入/軟出解碼器901係以對數概似比訊號810A、810B作為輸入，進行解碼並輸出解碼後之對數概似比902。分配部903係以解碼後之對數概似比902作為輸入而進行分配。關於其他部分則與第8圖為同樣動作。

於第12圖表示在與第29圖時同樣的條件下，傳送方法採用利用本實施形態之預編碼權重之發送方法時之BER特性。第12(A)圖係表示不進行反覆檢波之Max-log-APP (參考非專利文獻1、非專利文獻2)(APP：a posterior probability (後驗機率))之BER特性，第12(B)圖係表示進行反覆檢波之Max-log-APP(參考非專利文獻1、非專利文獻2)(反覆次數5次)之BER特性。若比較第12圖與第29圖，可知當採用本實施形態之發送方法時，萊斯因子大時之BER特性會比採用空間多工MIMO傳送時之BER特性大幅改善，可確認本實施形態之方式之有效性。

如以上，如本實施形態，MIMO傳送系統之發送裝置從複數個天線發送複數個調變訊號時，隨著時間切換預編碼權重，並且規則地進行切換，藉此可於直接波所支配的LOS環境下，獲得與以往採用空間多工MIMO傳送時相比，更提升傳送品質的效果。

於本實施形態，尤其關於接收裝置之構成係限定天線數而說明動作，但天線數增加時，亦可同樣地實施。總言之，接收裝置之天線數不會對本實施形態之動作、效果造成影響。又，於本實施形態特別以LDPC碼為例來說明，但不限於此，又，關於解碼方法而言，軟入/軟出解碼器不限於以和積解碼為例，尚有其他軟入/軟出之解碼方法，例如BCJR運算法、SOVA運算法、Max-log-MAP運算法等。關於細節係表示於非專利文獻6。

又，於本實施形態雖以單載波為例來說明，但不限於

此，進行多載波傳送時亦可同樣地實施。因此，關於例如向量擴散通訊方式、OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing：正交分頻多工)方式、SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access：單載波分頻多重存取)、SC-OFDM (Single Carrier Orthogonal Frequency-Division Multiplexing：單載波正交分頻多工)方式、於非專利文獻7等所示之小波OFDM方式等情況，亦可同樣地實施。又，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前置、單一字元等)、控制資訊傳送用之符元等可於訊框任意配置。

以下說明採用OFDM方式時之例子，來作為多載波方式之一例。

第13圖係表示採用OFDM時之發送裝置之構成。於第13圖，關於與第3圖同樣動作者係附上同一符號。

OFDM方式關連處理部1301A係以加權後之訊號309A作為輸入，施以OFDM方式關連的處理，並輸出發送訊號1302A。同樣地，OFDM方式關連處理部1301B係以加權後之訊號309B作為輸入，施以OFDM方式關連的處理，並輸出發送訊號1302B。

第14圖係表示第13圖之OFDM方式關連處理部1301A、1301B後續之構成之一例，從第13圖之1301A關連到312A之部分為1401A至1410A，從第13圖之1301B關連到312B之部分為1401B至1410B。

序列並列轉換部1402A係將加權後之訊號1401A(相當

於第13圖之加權後之訊號309A)進行序列並列轉換，並輸出並列訊號1403A。

重排部1404A係以並列訊號1403A作為輸入進行重排，並輸出重排後之訊號1405A。再者，關於重排係於下文詳細敘述。

反快速傅利葉轉換部1406A係以重排後之訊號1405A作為輸入，施以反快速傅利葉轉換，並輸出反傅利葉轉換後之訊號1407A。

無線部1408A係以反傅利葉轉換後之訊號1407A作為輸入，進行頻率轉換、放大等處理，並輸出調變訊號1409A，調變訊號1409A係從天線1410A作為電波輸出。

序列並列轉換部1402B係將加權後之訊號1401B(相當於第13圖之加權後之訊號309B)進行序列並列轉換，並輸出並列訊號1403B。

重排部1404B係以並列訊號1403B作為輸入進行重排，並輸出重排後之訊號1405B。再者，關於重排係於下文詳細敘述。

反快速傅利葉轉換部1406B係以重排後之訊號1405B作為輸入，施以反快速傅利葉轉換，並輸出反傅利葉轉換後之訊號1407B。

無線部1408B係以反傅利葉轉換後之訊號1407B作為輸入，進行頻率轉換、放大等處理，並輸出調變訊號1409B，調變訊號1409B係從天線1410B作為電波輸出。

於第3圖之發送裝置，由於並非利用多載波之傳送裝

置，因此如第6圖以4週期的方式切換預編碼，於時間軸方向配置預編碼後之符元。採用如第13圖所示之OFDM方式般之多載波傳送方式時，當然可考慮如第3圖，於時間軸方向配置預編碼後之符元，就各(子)載波進行配置之方式，但多載波傳送方式時，可考慮利用頻率軸方向、或頻率軸・時間軸兩者而配置之方法。下文說明有關該點。

第15圖係表示橫軸頻率、縱軸時間之第14圖之重排部1401A、1401B之符元之重排方法之一例；頻率軸係由(子)載波0至(子)載波9所構成，調變訊號z1及z2係於同一時刻(時間)使用同一頻帶，第15(A)圖係表示調變訊號z1之符元之重排方法，第15(B)圖係表示調變訊號z2之符元之重排方法。序列並列轉換部1402A係對於作為輸入之加權後之訊號1401A之符元，依序派分號碼#1、#2、#3、#4、…。此時，如第15(A)圖，從載波0依序配置符元#1、#2、#3、#4、…，於時刻\$1配置符元#1至#9，其後於時刻\$2配置符元#10至#19，如上規則地配置。

同樣地，序列並列轉換部1402B係對於作為輸入之加權後之訊號1401B之符元，依序派分號碼#1、#2、#3、#4、…。此時，如第15(B)圖，從載波0依序配置符元#1、#2、#3、#4、…，於時刻\$1配置符元#1至#9，其後於時刻\$2配置符元#10至#19，如上規則地配置。再者，調變訊號z1、z2為複數訊號。

然後，第15圖所示之符元群1501、符元群1502係採用第6圖所示之預編碼權重切換方法時之1週期份之符元，符

元#0係利用第6圖之時槽 $4i$ 之預編碼權重時之符元；符元#1係利用第6圖之時槽 $4i+1$ 之預編碼權重時之符元；符元#2係利用第6圖之時槽 $4i+2$ 之預編碼權重時之符元；符元#3係利用第6圖之時槽 $4i+3$ 之預編碼權重時之符元。因此，於符元# x ， $x \bmod 4$ 為0時，符元# x 係利用第6圖之時槽 $4i$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 4$ 為1時，符元# x 係利用第6圖之時槽 $4i+1$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 4$ 為2時，符元# x 係利用第6圖之時槽 $4i+2$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 4$ 為3時，符元# x 係利用第6圖之時槽 $4i+3$ 之預編碼權重時之符元。

如此，採用OFDM方式等多載波傳送方式時，與單載波傳送時不同，具有可將符元排在頻率軸方向之特徵。然後，關於符元之排列方式並不限於如第15圖之排列方式。利用第16圖、第17圖來說明其他例。

第16圖係表示與第15圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第14圖之重排部1404A、1404B之符元之重排方法之一例；第16(A)圖係表示調變訊號 $z1$ 之符元之重排方法，第16(B)圖係表示調變訊號 $z2$ 之符元之重排方法。第16(A)、(B)圖與第15圖之不同點係調變訊號 $z1$ 之符元之重排方法與調變訊號 $z2$ 之符元之重排方法不同之點；於第16(B)圖，將符元#0至#5配置於載波4至載波9，將符元#6至#9配置於載波0至載波3，其後以同樣規則，將符元#10至#19配置於各載波。此時，與第15圖相同，第16圖所示之符元群1601、符元群1602係採用第6圖所示之預編碼權重切換方法時之1週期份之符元。

第17圖係表示與第15圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第14圖之重排部1404A、1404B之符元之重排方法之一例；第17(A)圖係表示調變訊號z1之符元之重排方法，第17(B)圖係表示調變訊號z2之符元之重排方法。第17(A)、(B)圖與第15圖之不同點係相對於在第15圖，將符元按順序配置於載波，而於第17圖，不將符元按順序配置於載波之點。無須贅述，於第17圖亦可與第16圖相同，使得調變訊號z1之符元之重排方法與調變訊號z2之重排方法不同。

第18圖係表示與第15～17圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第14圖之重排部1404A、1404B之符元之重排方法之一例；第18(A)圖係表示調變訊號z1之符元之重排方法，第18(B)圖係表示調變訊號z2之符元之重排方法。於第15～17圖，將符元排列於頻率軸方向，而於第18圖，利用頻率、時間軸兩者來配置符元。

於第6圖，說明以4時槽切換預編碼權重的情況之例子，而在此以8時槽切換的情況為例來說明。第18圖所示之符元群1801、符元群1802係採用預編碼權重切換方法時之1週期份之符元(故為8符元)，符元#0係利用時槽 $8i$ 之預編碼權重時之符元；符元#1係利用時槽 $8i+1$ 之預編碼權重時之符元；符元#2係利用時槽 $8i+2$ 之預編碼權重時之符元；符元#3係利用時槽 $8i+3$ 之預編碼權重時之符元；符元#4係利用時槽 $8i+4$ 之預編碼權重時之符元；符元#5係利用時槽 $8i+5$ 之預編碼權重時之符元；符元#6係利用時槽 $8i+6$ 之預編碼權重時之符元；符元#7係利用時槽 $8i+7$ 之預編碼權重時之

符元。因此，於符元#x， $x \bmod 8$ 為0時，符元#x係利用時槽 $8i$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 8$ 為1時，符元#x係利用時槽 $8i+1$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 8$ 為2時，符元#x係利用時槽 $8i+2$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 8$ 為3時，符元#x係利用時槽 $8i+3$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 8$ 為4時，符元#x係利用時槽 $8i+4$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 8$ 為5時，符元#x係利用時槽 $8i+5$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 8$ 為6時，符元#x係利用時槽 $8i+6$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 8$ 為7時，符元#x係利用時槽 $8i+7$ 之預編碼權重時之符元。於第18圖之排列方式中，於時間軸方向利用4時槽，於頻率軸方向利用2時槽，合計利用 $4 \times 2 = 8$ 時槽來配置1週期份之符元，此時，若1週期份之符元數設為 $m \times n$ (亦即，預編碼權重存在有 $m \times n$ 種)，配置1週期份之符元所使用的頻率軸方向之時槽(載波數)設為 n ，使用於時間軸方向之時槽設為 m ，則 $m > n$ 即可。此係與頻率軸方向之變動相比較，直接波之相位在時間軸方向之變動較為和緩。因此，由於為了減少固定性的直接波影響而進行本實施形態之預編碼權重變更，故於進行預編碼權重變更之週期內，欲減少直接波的變動。因此， $m > n$ 即可。又，若考慮以上觀點，比起僅於頻率軸方向或僅於時間軸方向重排符元，如第18圖利用頻率軸與時間軸兩者來進行重排，直接波變成固定的可能性較高，在效果上易獲得本發明效果。其中，若排列於頻率軸方向，則頻率軸變動激烈，因此可能可獲得分集增益，故利用頻率軸與時間軸兩者來進行重排的方法，未必

是最佳方法。

第19圖係表示與第18圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第14圖之重排部1404A、1404B之符元之重排方法之一例；第19(A)圖係表示調變訊號 $z1$ 之符元之重排方法，第19(B)圖係表示調變訊號 $z2$ 之符元之重排方法。第19圖係與第18圖相同，利用頻率、時間軸兩者來配置符元，而與第18圖之相異點在於，第18圖係以頻率方向優先，其後於時間軸方向配置符元，相對於此，第19圖係以時間軸方向優先，其後於頻率軸方向配置符元之點。於第19圖，符元群1901、符元群1902係採用預編碼切換方法時之1週期份之符元。

再者，於第18圖、第19圖，與第16圖相同，以調變訊號 $z1$ 之符元之配置方法與調變訊號 $z2$ 之符元配置方法不同的方式來配置，仍可同樣地實施，又，可獲得能得到高接收品質的效果。又，於第18圖、第19圖，未如第17圖按順序配置符元，仍可同樣地實施，又，可獲得能得到高接收品質的效果。

第27圖係表示與上述不同之橫軸頻率、縱軸時間之第14圖之重排部1404A、1404B之符元之重排方法之一例。其考慮利用如式(37)～式(40)之4時槽規則地切換預編碼矩陣的情況。於第27圖，特徵點係於頻率軸方向依序配置符元，但朝時間軸方向前進時，令循環進行 n (於第27圖之例為 $n=1$)符元循環移位之點。於第27圖之頻率軸方向之符元群2710所示之4符元中，進行式(37)～式(40)之預編碼矩陣切換。

此時，於#0的符元係利用式(37)之預編碼矩陣之預編

碼，於#1係利用式(38)之預編碼矩陣之預編碼，於#2係利用式(39)之預編碼矩陣之預編碼，於#3係利用式(40)之預編碼矩陣之預編碼。

關於頻率軸方向之符元群2720亦相同，於#4的符元係利用式(37)之預編碼矩陣之預編碼，於#5係利用式(38)之預編碼矩陣之預編碼，於#6係利用式(39)之預編碼矩陣之預編碼，於#7係利用式(40)之預編碼矩陣之預編碼。

於時間\$1的符元，進行如上述之預編碼矩陣切換，於時間軸方向，由於進行循環移位，因此符元群2701、2702、2703、2704係如以下進行預編碼矩陣之切換。

關於時間軸方向之符元群2701亦相同，於#0的符元係利用式(37)之預編碼矩陣之預編碼，於#9係利用式(38)之預編碼矩陣之預編碼，於#18係利用式(39)之預編碼矩陣之預編碼，於#27係利用式(40)之預編碼矩陣之預編碼。

關於時間軸方向之符元群2702亦相同，於#28的符元係利用式(37)之預編碼矩陣之預編碼，於#1係利用式(38)之預編碼矩陣之預編碼，於#10係利用式(39)之預編碼矩陣之預編碼，於#19係利用式(40)之預編碼矩陣之預編碼。

關於時間軸方向之符元群2703亦相同，於#20的符元係利用式(37)之預編碼矩陣之預編碼，於#29係利用式(38)之預編碼矩陣之預編碼，於#2係利用式(39)之預編碼矩陣之預編碼，於#11係利用式(40)之預編碼矩陣之預編碼。

關於時間軸方向之符元群2704亦相同，於#12的符元係利用式(37)之預編碼矩陣之預編碼，於#21係利用式(38)之

預編碼矩陣之預編碼，於#30係利用式(39)之預編碼矩陣之預編碼，於#3係利用式(40)之預編碼矩陣之預編碼。

於第27圖之特徵係於例如著眼於#11的符元時，同一時刻之頻率軸方向兩旁之符元(#10及#12)均利用與#11不同之預編碼矩陣來進行預編碼，並且#11的符元之同一載波之時間軸方向兩旁之符元(#2及#20)均利用與#11不同之預編碼矩陣來進行預編碼。然後，此不限於#11的符元，於頻率軸方向及時間軸方向，兩旁存在有符元之所有符元均與#11的符元具有同樣特徵。藉此以有效切換預編碼矩陣，不易受到對於直接波之固定性狀況的影響，因此資料接收品質改善的可能性變高。

於第27圖設定 $n=1$ 而說明，但不限於此，即便設定 $n=3$ 仍可同樣地實施。又，於第27圖，於頻率軸排列符元，時間軸方向前進時，藉由具有令符元之配置順序進行循環移位之特徵來實現上述特徵，但亦有藉由隨機(規則)配置符元來實現上述特徵的方法。

(實施形態2)

於實施形態1，說明有關規則地切換如第6圖所示之預編碼權重的情況，而於本實施形態，說明與第6圖之預編碼權重不同之具體的預編碼權重之設計方法。

於第6圖說明切換式(37)～式(40)之預編碼權重之方法。將其一般化時，預編碼權重可如下變更。(其中，預編碼權重之切換週期設為4，進行與式(37)～式(40)同樣的記載。)

符元號碼 $4i$ 時(i 為0以上之整數)：

[數42]

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

… 式(42)

其中，j為虛數單位。

符元號碼4i+1時：

[數43]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

… 式(43)

符元號碼4i+2時：

[數44]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

… 式(44)

符元號碼4i+3時：

[數45]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

… 式(45)

然後，從式(36)及式(41)來看，可將接收向量 $R(t)=(r1(t),r2(t))^T$ 表現如下。

符元號碼4i時：

[數46]

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i) & h_{12}(4i) \\ h_{21}(4i) & h_{22}(4i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

… 式(46)

符元號碼4i+1時：

[數47]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+1) & h_{12}(4i+1) \\ h_{21}(4i+1) & h_{22}(4i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

… 式(47)

符元號碼4i+2時：

[數48]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+2) & h_{12}(4i+2) \\ h_{21}(4i+2) & h_{22}(4i+2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

… 式(48)

符元號碼4i+3時：

[數49]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i+3) & h_{12}(4i+3) \\ h_{21}(4i+3) & h_{22}(4i+3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

… 式(49)

此時，於通道要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ ，假定僅存在直接波成分，該直接波成分之振幅完全相等，又，不隨時間引起變動。如此一來，式(46)～式(49)可表現如下。

符元號碼4i時：

[數50]

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

... 式(50)

符元號碼4i+1時：

[數51]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

... 式(51)

符元號碼4i+2時：

[數52]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

... 式(52)

符元號碼4i+3時：

[數53]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

... 式(53)

其中，於式(50)～式(53)，A為正實數，q為複數。該A及q的值係因應發送裝置與接收裝置之位置關係而決定。然後，將式(50)～式(53)表現如下。

符元號碼4i時：

[數54]

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix}$$

… 式(54)

符元號碼4i+1時：

[數55]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+1) \\ r2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix}$$

… 式(55)

符元號碼4i+2時：

[數56]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+2) \\ r2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix}$$

… 式(56)

符元號碼4i+3時：

[數57]

$$\begin{pmatrix} r1(4i+3) \\ r2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix}$$

… 式(57)

如此一來，當q表現如下時，於r1、r2不包含根據s1或s2之某一方之訊號成分，因此無法獲得s1、s2之某一方之訊號。

符元號碼4i時：

[數58]

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i))}, -A e^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i)-\delta)}$$

… 式(58)

符元號碼 $4i+1$ 時：

[數59]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1))}, -Ae^{j(\theta_{11}(4i+1)-\theta_{21}(4i+1)-\delta)} \quad \cdots \text{式(59)}$$

符元號碼 $4i+2$ 時：

[數60]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(4i+2)-\theta_{21}(4i+2))}, -Ae^{j(\theta_{11}(4i+2)-\theta_{21}(4i+2)-\delta)} \quad \cdots \text{式(60)}$$

符元號碼 $4i+3$ 時：

[數61]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3))}, -Ae^{j(\theta_{11}(4i+3)-\theta_{21}(4i+3)-\delta)} \quad \cdots \text{式(61)}$$

此時，於符元號碼 $4i$ 、 $4i+1$ 、 $4i+2$ 、 $4i+3$ ，若 q 具有同一解，則直接波之通道要素不會有大變動，因此具有 q 值與上述同一解相等之通道要素之接收裝置，係於任一符元號碼均無法獲得良好的接收品質，因此即便導入錯誤更正碼，仍難以獲得錯誤更正能力。因此，若著眼於 q 的2個解之中不含 δ 的那個解，則為了讓 q 不具有同一解，從式(58)～式(61)來看需要以下條件。

[數62]

<條件#1>

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3)$$

(x 為0、1、2、3， y 為0、1、2、3， $x \neq y$ 。)

作為符合條件#1的例子如下：

(例#1)

當條件如下時：

$$<1> \theta_{11}(4i)=\theta_{11}(4i+1)=\theta_{11}(4i+2)=\theta_{11}(4i+3)=0 \text{ 弧度}$$

可考慮設定如下之方法：

$$<2> \theta_{21}(4i)=0 \text{ 弧度}$$

$$<3> \theta_{21}(4i+1)=\pi/2 \text{ 弧度}$$

$$<4> \theta_{21}(4i+2)=\pi \text{ 弧度}$$

$$<5> \theta_{21}(4i+3)=3\pi/2 \text{ 弧度}$$

(上述為例子，若於 $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i+1), \theta_{21}(4i+2), \theta_{21}(4i+3))$

之集合中，0弧度、 $\pi/2$ 弧度、 π 弧度、 $3\pi/2$ 弧度各存在有1

個即可。)此時，尤其當有條件<1>時，無須對於基頻訊號

$s_1(t)$ 給予訊號處理(旋轉處理)，因此具有可謀求刪減電路規

模的優點。作為其他例如下：

(例#2)

當條件如下時：

$$<6> \theta_{11}(4i)=0 \text{ 弧度}$$

$$<7> \theta_{11}(4i+1)=\pi/2 \text{ 弧度}$$

$$<8> \theta_{11}(4i+2)=\pi \text{ 弧度}$$

$$<9> \theta_{11}(4i+3)=3\pi/2 \text{ 弧度}$$

可考慮設定如下之方法：

$$<10> \theta_{21}(4i)=\theta_{21}(4i+1)=\theta_{21}(4i+2)=\theta_{21}(4i+3)=0 \text{ 弧度}$$

(上述為例子，若於 $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$

之集合中，0弧度、 $\pi/2$ 弧度、 π 弧度、 $3\pi/2$ 弧度各存在有1

個即可。)此時，尤其當有條件<6>時，無須對於基頻訊號

$s_2(t)$ 給予訊號處理(旋轉處理)，因此具有可謀求刪減電路規模的優點。進而於以下舉出其他例。

(例#3)

當條件如下時：

$$\langle 11 \rangle \theta_{11}(4i) = \theta_{11}(4i+1) = \theta_{11}(4i+2) = \theta_{11}(4i+3) = 0 \text{ 弧度}$$

可考慮設定如下之方法：

$$\langle 12 \rangle \theta_{21}(4i) = 0 \text{ 弧度}$$

$$\langle 13 \rangle \theta_{21}(4i+1) = \pi/4 \text{ 弧度}$$

$$\langle 14 \rangle \theta_{21}(4i+2) = \pi/2 \text{ 弧度}$$

$$\langle 15 \rangle \theta_{21}(4i+3) = 3\pi/4 \text{ 弧度}$$

(上述為例子，若於 $(\theta_{21}(4i), \theta_{21}(4i+1), \theta_{21}(4i+2), \theta_{21}(4i+3))$ 之集合中，0弧度、 $\pi/4$ 弧度、 $\pi/2$ 弧度、 $3\pi/4$ 弧度各存在有1個即可。)

(例#4)

當條件如下時：

$$\langle 16 \rangle \theta_{11}(4i) = 0 \text{ 弧度}$$

$$\langle 17 \rangle \theta_{11}(4i+1) = \pi/4 \text{ 弧度}$$

$$\langle 18 \rangle \theta_{11}(4i+2) = \pi/2 \text{ 弧度}$$

$$\langle 19 \rangle \theta_{11}(4i+3) = 3\pi/4 \text{ 弧度}$$

可考慮設定如下之方法：

$$\langle 20 \rangle \theta_{21}(4i) = \theta_{21}(4i+1) = \theta_{21}(4i+2) = \theta_{21}(4i+3) = 0 \text{ 弧度}$$

(上述為例子，若於 $(\theta_{11}(4i), \theta_{11}(4i+1), \theta_{11}(4i+2), \theta_{11}(4i+3))$ 之集合中，0弧度、 $\pi/4$ 弧度、 $\pi/2$ 弧度、 $3\pi/4$ 弧度各存在有1個即可。)

再者，雖舉出4個例子，但符合條件#1之方法不限於此。

接著，不僅說明 θ_{11} 、 θ_{12} ，亦說明有關 λ 、 δ 之設計要件。關於 λ ，只要設定為某值即可，作為要件而言，須針對 δ 賦予要件。因此，說明有關 λ 設為0弧度時之 δ 之設定方法。

此時，對於 δ ，若 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| \leq \pi$ 弧度，尤其於LOS環境下可獲得良好的接收品質。

然而，於符元號碼 $4i$ 、 $4i+1$ 、 $4i+2$ 、 $4i+3$ ，分別存在有2點接收品質不佳之 q 。因此，存在有 $2 \times 4 = 8$ 點。於LOS環境下，為了防止接收品質在特定的接收終端裝置劣化，只要該等8點全部為不同解即可。該情況下，除了<條件#1>以外，還需要<條件#2>的條件。

[數63]

<條件#2>

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, 3)$$

且

$$e^{j(\theta_{11}(4i+x)-\theta_{21}(4i+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(4i+y)-\theta_{21}(4i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, 3)$$

除此之外，該等8點之相位平均存在即可。(由於直接波之相位據判均勻分布的可能性甚高)，因此以下說明有關符合該要件之 δ 之設定方法。

(例#1)、(例#2)的情況下，藉由將 δ 設定為 $\pm 3\pi/4$ 弧度，可使得接收品質不佳的點在相位上平均存在。例如就(例#1)而言，若將 δ 設定為 $3\pi/4$ 弧度，則如(A為正實數)之第20圖，於4時槽存在有1次接收品質不佳的點。(例#3)、(例#4)的情況下，藉由將 δ 設定為 $\pm \pi$ 弧度，可使得接收品質不佳的點在

相位上平均存在。例如就(例#3)而言，若將 δ 設定為 π 弧度，則如第21圖，於4時槽存在有1次接收品質不佳的點。(若通道矩陣H之要素q存在於第20圖、第21圖所示之點，則接收品質會劣化。)

藉由設定如上，可於LOS環境下獲得良好的接收品質。於上述，說明以4時槽為週期變更預編碼權重之例，而於以下說明有關以N時槽為週期來變更預編碼權重的情況。若同樣地思考實施形態1及上述說明，則對於符元號碼進行表現如下的處理。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數64]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

…式(62)

其中，j為虛數單位。

符元號碼Ni+1時：

[數65]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

…式(63)

將此如下予以一般化。

符元號碼Ni+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數66]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

… 式(64)

然後，符元號碼Ni+N-1時：

[數67]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(65)

故，r1、r2係表現如下。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數68]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

… 式(66)

其中，j為虛數單位。

符元號碼Ni+1時：

[數69]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

… 式(67)

將此如下予以一般化。

符元號碼Ni+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數70]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

… 式(68)

然後，符元號碼Ni+N-1時：

[數71]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(69)

此時，於通道要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ ，假定僅存在直接波成分，該直接波成分之振幅完全相等，又，不隨時間引起變動。如此一來，式(66)～式(69)可表現如下。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數72]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

… 式(70)

其中，j為虛數單位。

符元號碼Ni+1時：

[數73]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

… 式(71)

將此如下予以一般化。

符元號碼Ni+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數 74]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

… 式 (72)

然後，符元號碼 $Ni+N-1$ 時：

[數 75]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

… 式 (73)

其中，於式(70)～式(73)，A為正實數，q為複數。該A及q的值係因應發送裝置與接收裝置之位置關係而決定。然後，將式(70)～式(73)表現如下。

符元號碼 Ni 時(i 為0以上之整數)：

[數 76]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

… 式 (74)

其中， j 為虛數單位。

符元號碼 $Ni+1$ 時：

[數 77]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

… 式 (75)

將此如下予以一般化。

符元號碼 $Ni+k$ ($k=0, 1, \dots, N-1$) 時：

[數 78]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

... 式 (76) .

然後，符元號碼Ni+N-1時：

[數 79]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

... 式 (77)

如此一來，當q表現如下時，於r1、r2不包含根據s1或s2之某一方之訊號成分，因此無法獲得s1、s2之某一方之訊號。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數 80]

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)}$$

... 式 (78)

符元號碼Ni+1時：

[數 81]

$$q = -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)}$$

... 式 (79)

將此如下予以一般化。

符元號碼Ni+k(k=0、1、...、N-1)時：

[數 82]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))}, -Ae^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)}$$

… 式(80)

然後，符元號碼 $Ni+N-1$ 時：

[數83]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1))}, -Ae^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1)-\delta)}$$

… 式(81)

此時，於符元號碼 $Ni \sim Ni+N-1$ ，若 q 具有同一解，則直接波之通道要素不會有大變動，因此具有 q 值與上述同一解相等之通道要素之接收裝置，係於任一符元號碼均無法獲得良好的接收品質，因此即便導入錯誤更正碼，仍難以獲得錯誤更正能力。因此，若著眼於 q 的2個解之中不含 δ 的那個解，則為了讓 q 不具有同一解，從式(78)～式(81)來看需要以下條件。

[數84]

<條件#3>

$$e^{j(\theta_{11}(Ni+x)-\theta_{21}(Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(Ni+y)-\theta_{21}(Ni+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， y 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $x \neq y$ 。)

接著，不僅說明 θ_{11} 、 θ_{12} ，亦說明有關 λ 、 δ 之設計要件。關於 λ ，只要設定為某值即可，作為要件而言，須針對 δ 賦予要件。因此，說明有關 λ 設為 0 弧度時之 δ 之設定方法。

此時，與以 4 時槽為週期來變更預編碼權重之方法相

同，對於 δ ，若 $\pi/2$ 弧度 $\leq|\delta|\leq\pi$ 弧度，尤其於LOS環境下可獲得良好的接收品質。

於符元號碼 $N_i \sim N_i+N-1$ ，分別存在有 $2N$ 點接收品質不佳之 q 。因此，存在有 $2N$ 點。於LOS環境下，為了防止接收品質在特定的接收終端裝置劣化，只要該等 $2N$ 點全部為不同解即可。該情況下，除了<條件#3>以外，還需要<條件#4>的條件。

[數85]

<條件#4>

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

且

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

除此之外，該等 $2N$ 點之相位平均存在即可。(由於直接波之相位據判均勻分布的可能性甚高)

如以上，MIMO傳送系統之發送裝置從複數個天線發送複數個調變訊號時，隨著時間切換預編碼權重，並且規則地進行切換，藉此可於直接波所支配的LOS環境下，獲得與以往採用空間多工MIMO傳送時相比，更提升傳送品質的效果。

於本實施形態，接收裝置之構成係如實施形態1所說明，尤其關於接收裝置之構成係限定天線數而說明動作，但天線數增加時，亦可同樣地實施。總言之，接收裝置之天線數不會對本實施形態之動作、效果造成影響。又，於本實施形態係與實施形態1相同，其錯誤更正碼不受限定。

又，於本實施形態，與實施形態1對比而說明有關時間軸之預編碼權重變更方法，但如實施形態1所說明，採用多載波傳送方式，對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元，藉此進行預編碼權重變更方法，亦可同樣地實施。又，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前置、單一字元等)、控制資訊傳送用之符元等可於訊框任意配置。

(實施形態3)

於實施形態1、實施形態2，說明有關在規則地切換預編碼權重之方式中，預編碼權重之矩陣之各要素之振幅相等的情況，但於本實施形態，說明有關不符合該條件之例子。

為了與實施形態2對比，說明有關以N時槽為週期來變更預編碼權重的情況。若與實施形態1及實施形態2同樣地思考，則對於符元號碼進行表現如下之處理。其中， β 為正實數， $\beta \neq 1$ 。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數86]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

… 式(82)

其中，j為虛數單位。

符元號碼Ni+1時：

[數87]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

... 式(83)

將此如下予以一般化。

符元號碼Ni+k(k=0、1、...、N-1)時：

[數88]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

... 式(84)

然後，符元號碼Ni+N-1時：

[數89]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

... 式(85)

故，r1、r2係表現如下。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數90]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni) & h_{12}(Ni) \\ h_{21}(Ni) & h_{22}(Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

... 式(86)

其中，j為虛數單位。

符元號碼Ni+1時：

[數91]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+1) & h_{12}(Ni+1) \\ h_{21}(Ni+1) & h_{22}(Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

... 式(87)

將此如下予以一般化。

符元號碼Ni+k(k=0、1、...、N-1)時：

[數92]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+k) & h_{12}(Ni+k) \\ h_{21}(Ni+k) & h_{22}(Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

... 式(88)

然後，符元號碼Ni+N-1時：

[數93]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(Ni+N-1) & h_{12}(Ni+N-1) \\ h_{21}(Ni+N-1) & h_{22}(Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

... 式(89)

此時，於通道要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ ，假定僅存在直接波成分，該直接波成分之振幅完全相等，又，不隨時間引起變動。如此一來，式(86)~式(89)可表現如下。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數94]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

... 式(90)

其中，j為虛數單位。

符元號碼Ni+1時：

[數95]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

… 式(91)

將此如下予以一般化。

符元號碼Ni+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數96]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

… 式(92)

然後，符元號碼Ni+N-1時：

[數97]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(93)

其中，於式(90)～式(93)，A為實數，q為複數。然後，將式(90)～式(93)表現如下。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數98]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix}$$

… 式(94)

其中，j為虛數單位。

符元號碼Ni+1時：

[數99]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix}$$

… 式(95)

將此如下予以一般化。

符元號碼Ni+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數100]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix}$$

… 式(96)

然後，符元號碼Ni+N-1時：

[數101]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+N-1) \\ r2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(97)

如此一來，當q表現如下時，無法獲得s1、s2之某一方之訊號。

符元號碼Ni時(i為0以上之整數)：

[數102]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)}$$

… 式(98)

符元號碼Ni+1時：

[數103]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(N_i+1)-\theta_{21}(N_i+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(N_i+1)-\theta_{21}(N_i+1)-\delta)}$$

… 式(99)

將此如下予以一般化。

符元號碼 N_i+k ($k=0, 1, \dots, N-1$) 時：

[數104]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(N_i+k)-\theta_{21}(N_i+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(N_i+k)-\theta_{21}(N_i+k)-\delta)}$$

… 式(100)

然後，符元號碼 N_i+N-1 時：

[數105]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(N_i+N-1)-\theta_{21}(N_i+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(N_i+N-1)-\theta_{21}(N_i+N-1)-\delta)}$$

… 式(101)

此時，於符元號碼 $N_i \sim N_i+N-1$ ，若 q 具有同一解，則直接波之通道要素不會有大變動，因此於任一符元號碼均無法獲得良好的接收品質，故即便導入錯誤更正碼，仍難以獲得錯誤更正能力。因此，若著眼於 q 的2個解之中不含 δ 的那個解，則為了讓 q 不具有同一解，從式(98)～式(101)來看需要以下條件。

[數106]

<條件#5>

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， y 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $x \neq y$ 。)

接著，不僅說明 θ_{11} 、 θ_{12} ，亦說明有關 λ 、 δ 之設計要件。關於 λ ，只要設定為某值即可，作為要件而言，須針對 δ 賦予要件。因此，說明有關 λ 設為 0 弧度時之 δ 之設定方法。

此時，與以 4 時槽為週期來變更預編碼權重之方法相同，對於 δ ，若 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| \leq \pi$ 弧度，尤其於 LOS 環境下可獲得良好的接收品質。

於符元號碼 $N_i \sim N_i + N - 1$ ，分別存在有 2 點接收品質不佳之 q 。因此，存在有 $2N$ 點。於 LOS 環境下，為了獲得良好特性，只要該等 $2N$ 點全部為不同解即可。該情況下，除了 <條件#5> 以外，若考慮到 β 為正實數， $\beta \neq 1$ ，則還需要 <條件#6> 的條件。

[數 107]

<條件#6>

$$e^{j(\theta_{11}(N_i+x)-\theta_{21}(N_i+x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(N_i+y)-\theta_{21}(N_i+y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

如以上，MIMO 傳送系統之發送裝置從複數個天線發送複數個調變訊號時，隨著時間切換預編碼權重，並且規則地進行切換，藉此可於直接波所支配的 LOS 環境下，獲得與以往採用空間多工 MIMO 傳送時相比，更提升傳送品質的效果。

於本實施形態，接收裝置之構成係如實施形態 1 所說明，尤其關於接收裝置之構成係限定天線數而說明動作，但天線數增加時，亦可同樣地實施。總言之，接收裝置之

天線數不會對本實施形態之動作、效果造成影響。又，於本實施形態係與實施形態1相同，其錯誤更正碼不受限定。

又，於本實施形態，與實施形態1對比而說明有關時間軸之預編碼權重變更方法，但如實施形態1所說明，採用多載波傳送方式，對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元，藉此進行預編碼權重變更方法，亦可同樣地實施。又，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前置、單一字元等)、控制資訊傳送用之符元等可於訊框任意配置。

(實施形態4)

於實施形態3，就規則地切換預編碼權重之方式，以預編碼權重之矩陣之各要素之振幅設為1與 β 兩種類之情況為例來說明。

再者，於此係忽視下式：

[數108]

$$\frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}}$$

接下來，說明關於以時槽來切換 β 值時之例子。為了與實施形態3對比，說明有關以 $2 \times N$ 時槽為週期來變更預編碼權重的情況。

若與實施形態1、實施形態2及實施形態3同樣地思考，則對於符元號碼進行表現如下之處理。其中， β 為正實數， $\beta \neq 1$ 。又， α 為正實數， $\alpha \neq \beta$ 。

符元號碼 $2Ni$ 時(i 為0以上之整數)：

[數109]

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni) \\ z2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

… 式(102)

其中，j為虛數單位。

符元號碼2Ni+1時：

[數110]

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+1) \\ z2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

… 式(103)

將此如下予以一般化。

符元號碼2Ni+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數111]

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+k) \\ z2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

… 式(104)

然後，符元號碼2Ni+N-1時：

[數112]

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N-1) \\ z2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1) + \lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(105)

符元號碼2Ni+N時(i為0以上之整數)：

[數113]

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N) \\ z2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

… 式(106)

其中，j為虛數單位。

符元號碼2Ni+N+1時：

[數114]

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N+1) \\ z2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

… 式(107)

將此如下予以一般化。

符元號碼2Ni+N+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數115]

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+N+k) \\ z2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

… 式(108)

然後，符元號碼2Ni+2N-1時：

[數116]

$$\begin{pmatrix} z1(2Ni+2N-1) \\ z2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(109)

故，r1、r2係表現如下。

符元號碼2Ni時(i為0以上之整數)：

[數117]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni) & h_{12}(2Ni) \\ h_{21}(2Ni) & h_{22}(2Ni) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

… 式(110)

其中，j為虛數單位。

符元號碼2Ni+1時：

[數118]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+1) & h_{12}(2Ni+1) \\ h_{21}(2Ni+1) & h_{22}(2Ni+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

… 式(111)

將此如下予以一般化。

符元號碼2Ni+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數119]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+k) & h_{12}(2Ni+k) \\ h_{21}(2Ni+k) & h_{22}(2Ni+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

… 式(112)

然後，符元號碼2Ni+N-1時：

[數120]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N-1) & h_{12}(2Ni+N-1) \\ h_{21}(2Ni+N-1) & h_{22}(2Ni+N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(113)

符元號碼2Ni+1時(i為0以上之整數)：

[數121]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N) & h_{12}(2Ni+N) \\ h_{21}(2Ni+N) & h_{22}(2Ni+N) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

… 式(114)

其中，j為虛數單位。

符元號碼 $2Ni+N+1$ 時：

[數122]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+1) & h_{12}(2Ni+N+1) \\ h_{21}(2Ni+N+1) & h_{22}(2Ni+N+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

… 式(115)

將此如下予以一般化。

符元號碼 $2Ni+N+k(k=0、1、\dots、N-1)$ 時：

[數123]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+N+k) & h_{12}(2Ni+N+k) \\ h_{21}(2Ni+N+k) & h_{22}(2Ni+N+k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

… 式(116)

然後，符元號碼 $2Ni+2N-1$ 時：

[數124]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} h_{11}(2Ni+2N-1) & h_{12}(2Ni+2N-1) \\ h_{21}(2Ni+2N-1) & h_{22}(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda} \\ \alpha \times e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(117)

此時，於通道要素 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ ，假定僅存在直接波成分，該直接波成分之振幅完全相等，又，不隨時間引起變動。如此一來，式(110)～式(117)可表現如下。

符元號碼 $2Ni$ 時(i為0以上之整數)：

[數125]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

… 式(118)

其中，j為虛數單位。

符元號碼2Ni+1時：

[數126]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix}$$

… 式(119)

將此如下予以一般化。

符元號碼2Ni+k(k=0、1、…、N-1)時：

[數127]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix}$$

… 式(120)

然後，符元號碼2Ni+N-1時：

[數128]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(121)

符元號碼2Ni+N時(i為0以上之整數)：

[數129]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix}$$

… 式(122)

其中，j為虛數單位。

符元號碼 $2Ni+N+1$ 時：

[數130]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

… 式(123)

將此如下予以一般化。

符元號碼 $2Ni+N+k$ ($k=0、1、\dots、N-1$)時：

[數131]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

… 式(124)

然後，符元號碼 $2Ni+2N-1$ 時：

[數132]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(125)

其中，於式(118)～式(125)，A為實數，q為複數。然後，將式(118)～式(125)表現如下。

符元號碼 $2Ni$ 時(i 為0以上之整數)：

[數133]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni) \\ r2(2Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni) \\ s2(2Ni) \end{pmatrix}$$

… 式(126)

其中，j為虛數單位。

符元號碼 $2Ni+1$ 時：

[數134]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+1) \\ r2(2Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} \\ q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+1) \\ s2(2Ni+1) \end{pmatrix} \end{pmatrix}$$

… 式(127)

將此如下予以一般化。

符元號碼 $2Ni+k(k=0、1、\dots、N-1)$ 時：

[數135]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+k) \\ r2(2Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} \\ q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+k)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+k) \\ s2(2Ni+k) \end{pmatrix} \end{pmatrix}$$

… 式(128)

然後，符元號碼 $2Ni+N-1$ 時：

[數136]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N-1) \\ r2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} \\ q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N-1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N-1) \\ s2(2Ni+N-1) \end{pmatrix} \end{pmatrix}$$

… 式(129)

符元號碼 $2Ni+N$ 時(i為0以上之整數)：

[數137]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N) \\ r2(2Ni+N) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} \\ q \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N) \\ s2(2Ni+N) \end{pmatrix} \end{pmatrix}$$

… 式(130)

其中，j為虛數單位。

符元號碼 $Ni+N+1$ 時：

[數 138]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+1) \\ r2(2Ni+N+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+1)-\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+1) \\ s2(2Ni+N+1) \end{pmatrix}$$

… 式(131)

將此如下予以一般化。

符元號碼 $2Ni+N+k$ ($k=0, 1, \dots, N-1$) 時：

[數 139]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+N+k) \\ r2(2Ni+N+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+N+k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+N+k)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+N+k)-\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+N+k) \\ s2(2Ni+N+k) \end{pmatrix}$$

… 式(132)

然後，符元號碼 $2Ni+2N-1$ 時：

[數 140]

$$\begin{pmatrix} r1(2Ni+2N-1) \\ r2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(2Ni+2N-1)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(2Ni+2N-1)} & e^{j(\theta_{21}(2Ni+2N-1)-\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(2Ni+2N-1) \\ s2(2Ni+2N-1) \end{pmatrix}$$

… 式(133)

如此一來，當 q 表現如下時，無法獲得 $s1$ 、 $s2$ 之某一方之訊號。

符元號碼 $2Ni$ 時 (i 為 0 以上之整數)：

[數 141]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni)-\theta_{21}(2Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni)-\theta_{21}(2Ni)-\delta)}$$

… 式(134)

符元號碼 $2Ni+1$ 時：

[數 142]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)-\theta_{21}(2Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+1)-\theta_{21}(2Ni+1)-\delta)}$$

… 式(135)

將此如下予以一般化。

符元號碼 $2Ni+k$ ($k=0、1、\dots、N-1$)時：

[數143]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)-\theta_{21}(2Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+k)-\theta_{21}(2Ni+k)-\delta)}$$

… 式(136)

然後，符元號碼 $2Ni+N-1$ 時：

[數144]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)-\theta_{21}(2Ni+N-1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(2Ni+N-1)-\theta_{21}(2Ni+N-1)-\delta)}$$

… 式(137)

符元號碼 $2Ni+N$ 時(i 為0以上之整數)：

[數145]

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N)-\theta_{21}(2Ni+N)-\delta)}$$

… 式(138)

符元號碼 $2Ni+N+1$ 時：

[數146]

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1))}, -A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+1)-\theta_{21}(2Ni+N+1)-\delta)}$$

… 式(139)

將此如下予以一般化。

符元號碼 $2Ni+N+k(k=0、1、\dots、N-1)$ 時：

[數147]

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+k)-\theta_{21}(2Ni+N+k)-\delta)}$$

… 式(140)

然後，符元號碼 $2Ni+2N-1$ 時：

[數148]

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1))} - A\alpha e^{j(\theta_{11}(2Ni+2N-1)-\theta_{21}(2Ni+2N-1)-\delta)}$$

… 式(141)

此時，於符元號碼 $2Ni \sim 2Ni+N-1$ ，若 q 具有同一解，則直接波之通道要素不會有大變動，因此於任一符元號碼均無法獲得良好的接收品質，故即便導入錯誤更正碼，仍難以獲得錯誤更正能力。因此，若著眼於 q 的2個解之中不含 δ 的那個解，則為了讓 q 不具有同一解，從式(98)～式(100)及 $\alpha \neq \beta$ 來看，需要<條件#7>或<條件#8>。

[數149]

<條件#7>

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， y 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $x \neq y$ 。)

且

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+x)-\theta_{21}(2Ni+N+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+N+y)-\theta_{21}(2Ni+N+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， y 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $x \neq y$ 。)

[數150]

<條件#8>

$$e^{j(\theta_{11}(2Ni+x)-\theta_{21}(2Ni+x))} \neq e^{j(\theta_{11}(2Ni+y)-\theta_{21}(2Ni+y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

此時，<條件#8>係與實施形態1～實施形態3所述條件為同樣條件，<條件#7>係因 $\alpha \neq \beta$ ，故 q 的2個解中不含 δ 之那個解會具有不同解。

接著，不僅說明 θ_{11} 、 θ_{12} ，亦說明有關 λ 、 δ 之設計要件。關於 λ ，只要設定為某值即可，作為要件而言，須針對 δ 賦予要件。因此，說明有關 λ 設為0弧度時之 δ 之設定方法。

此時，與以4時槽為週期來變更預編碼權重之方法相同，對於 δ ，若 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| \leq \pi$ 弧度，尤其於LOS環境下可獲得良好的接收品質。

於符元號碼 $2Ni \sim 2Ni+2N-1$ ，分別存在有2點接收品質不佳之 q 。因此，存在有 $4N$ 點。於LOS環境下，為了獲得良好特性，只要該等 $4N$ 點全部為不同解即可。該情況下，若著眼於振幅，則對於<條件#7>或<條件#8>而言，由於 $\alpha \neq \beta$ ，因此需要以下條件。

[數151]

<條件#9>

$$\alpha \neq \frac{1}{\beta}$$

如以上，MIMO傳送系統之發送裝置從複數個天線發送

複數個調變訊號時，隨著時間切換預編碼權重，並且規則地進行切換，藉此可於直接波所支配的LOS環境下，獲得與以往採用空間多工MIMO傳送時相比，更提升傳送品質的效果。

於本實施形態，接收裝置之構成係如實施形態1所說明，尤其關於接收裝置之構成係限定天線數而說明動作，但天線數增加時，亦可同樣地實施。總言之，接收裝置之天線數不會對本實施形態之動作、效果造成影響。又，於本實施形態係與實施形態1相同，其錯誤更正碼不受限定。

又，於本實施形態，與實施形態1對比而說明有關時間軸之預編碼權重變更方法，但如實施形態1所說明，採用多載波傳送方式，對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元，藉此進行預編碼權重變更方法，亦可同樣地實施。又，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前置、單一字元等)、控制資訊傳送用之符元等可於訊框任意配置。

(實施形態5)

於實施形態1～實施形態4，說明有關規則地切換預編碼權重之方法，於本實施形態，說明有關其變形例。

於實施形態1～實施形態4，說明有關如第6圖規則地切換預編碼權重之方法。於本實施形態，說明有關與第6圖不同之規則地切換預編碼權重之方法。

與第6圖相同，以切換4個預編碼權重(矩陣)之方式，於第22圖表示關於與第6圖不同之切換方法之圖。於第22圖，將4個不同的預編碼權重(矩陣)表現為W1、W2、W3、W4。

(例如 $W1$ 設為式(37)之預編碼權重(矩陣)， $W2$ 設為式(38)之預編碼權重(矩陣)， $W3$ 設為式(39)之預編碼權重(矩陣)， $W4$ 設為式(40)之預編碼權重(矩陣)。)然後，關於與第3圖及第6圖同樣地動作的部分則附上同一符號。於第22圖中固有的部分如下：

- 第1週期2201、第2週期2202、第3週期2203、…全都以4時槽構成。

- 於4時槽，分別使用1次依各時槽而不同的預編碼權重矩陣，亦即 $W1$ 、 $W2$ 、 $W3$ 、 $W4$ 。

- 於第1週期2201、第2週期2202、第3週期2203，未必須使得 $W1$ 、 $W2$ 、 $W3$ 、 $W4$ 之順序為同一順序。為了實現此，預編碼權重生成部2200係以關於加權方法之訊號作為輸入，輸出按照各週期之順序之關於預編碼權重之資訊2210作為輸出。然後，加權合成部600係以該訊號及 $s1(t)$ 、 $s2(t)$ 作為輸入而進行加權合成，並輸出 $z1(t)$ 、 $z2(t)$ 。

第23圖係對於預編碼方法，表示與第22圖之加權合成方法。於第23圖，與第22圖之相異點係藉由於加權合成部之後配置重排部，進行訊號重排，藉此實現與第22圖同樣的方法之點。

於第23圖，預編碼權重生成部2200係以關於加權之資訊315作為輸入，依預編碼權重 $W1$ 、 $W2$ 、 $W3$ 、 $W4$ 、 $W1$ 、 $W2$ 、 $W3$ 、 $W4$ 、…之順序來輸出預編碼權重之資訊2210。因此，加權合成部600係依預編碼權重 $W1$ 、 $W2$ 、 $W3$ 、 $W4$ 、 $W1$ 、 $W2$ 、 $W3$ 、 $W4$ 、…之順序來利用預編碼權重，並輸出

預編碼後之訊號2300A、2300B。

重排部2300係以預編碼後之訊號2300A、2300B作為輸入，針對預編碼後之訊號2300A、2300B進行重排，以成為第23圖之第1週期2201、第2週期2202、第3週期2203之順序，並輸出 $z1(t)$ 、 $z2(t)$ 。再者，上述係為了與第6圖比較，而將預編碼權重之切換週期設為4，但如實施形態1～實施形態4，週期4以外時，亦可同樣地實施。

又，於實施形態1～實施形態4、及上述預編碼方法中，說明於週期內，依各時軸而將 δ 、 β 值設為相同，但亦可依各時槽而切換 δ 、 β 值。

如以上，MIMO傳送系統之發送裝置從複數個天線發送複數個調變訊號時，隨著時間切換預編碼權重，並且規則地進行切換，藉此可於直接波所支配的LOS環境下，獲得與以往採用空間多工MIMO傳送時相比，更提升傳送品質的效果。

於本實施形態，接收裝置之構成係如實施形態1所說明，尤其關於接收裝置之構成係限定天線數而說明動作，但天線數增加時，亦可同樣地實施。總言之，接收裝置之天線數不會對本實施形態之動作、效果造成影響。又，於本實施形態係與實施形態1相同，其錯誤更正碼不受限定。

又，於本實施形態，與實施形態1對比而說明有關時間軸之預編碼權重變更方法，但如實施形態1所說明，採用多載波傳送方式，對於頻率軸-時間軸配置符元，藉此進行預編碼權重變更方法，亦可同樣地實施。又，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前置、單一字元等)、

控制資訊傳送用之符元等可於訊框任意配置。

(實施形態6)

於實施形態1~4，敘述有關規則地切換預編碼權重之方法，於本實施形態，涵蓋實施形態1~4所述內容，在此說明有關規則地切換預編碼權重之方法。

在此，首先敘述有關空間多工型之2×2MIMO系統之預編碼矩陣之設計方法，其係考慮到LOS環境，適用不存在有來自通訊對象之回授之預編碼。

第30圖係表示適用不存在有來自通訊對象之回授之預編碼之空間多工型之2×2MIMO系統之預編碼矩陣之設計方法。資訊向量 z 被施以編碼及交錯。然後，作為交錯之輸出而獲得編碼後位元之向量 $u(p)=(u_1(p), u_2(p))$ (p 為時槽時間)。其中， $u_i(p)=(u_{i1}(p) \cdots, u_{ih}(p))$ (h ：每符元之發送位元數)。若將調變後(映射後)之訊號設為 $s(p)=(s_1(p), s_2(p))^T$ ，預編碼矩陣設為 $F(p)$ ，則預編碼後之訊號 $x(p)=(x_1(p), x_2(p))^T$ 係以下式表現。
[數152]

$$\begin{aligned} x(p) &= \begin{pmatrix} x_1(p) \\ x_2(p) \end{pmatrix}^T \\ &= F(p)s(p) \end{aligned} \quad \cdots \text{式(142)}$$

因此，若將接收向量設為 $y(p)=(y_1(p), y_2(p))^T$ ，則以下式表現。

[數153]

$$\begin{aligned} y(p) &= \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix}^T \\ &= H(p)F(p)s(p) + n(p) \end{aligned}$$

… 式(143)

此時， $H(p)$ 為通道矩陣， $n(p)=(n_1(p), n_2(p))^T$ 為雜訊向量， $n_i(p)$ 為平均值0，偏差 σ_2 之i.i.d.複數高斯雜訊。然後，萊斯因子設為 K 時，上述可表現如下。

[數154]

$$\begin{aligned} y(p) &= (y_1(p), y_2(p))^T \\ &= \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s(p) \right) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

… 式(144)

此時， $H_d(p)$ 為直接波成分之通道矩陣， $H_s(p)$ 為散射波成分之通道矩陣。因此，如下表現通道矩陣 $H(p)$ 。

[數155]

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(p) &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d(p) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s(p) \\ &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{pmatrix} h_{11,s}(p) & h_{12,s}(p) \\ h_{21,s}(p) & h_{22,s}(p) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

… 式(145)

於式(145)，直接波的環境假定由通訊機彼此之位置關係而一對一地決定，直接波成分之 $H_d(p)$ 不隨時間變動。又，於直接波成分之 $H_d(p)$ 中，與發送天線間隔相比較，收發機間的距離為充分長的環境之可能性甚高，因此直接波成分之通道矩陣為正規矩陣。因此，如下表現通道矩陣 $H_d(p)$ 。

[數156]

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_d(p) &= \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} A e^{j\varphi} & q \\ A e^{j\varphi} & q \end{pmatrix} \end{aligned}$$

… 式(146)

在此， A 為正實數， q 為複數。以下敘述有關空間多工型之 2×2 MIMO系統之預編碼矩陣之設計方法，其係考慮到LOS環境，適用不存在有來自通訊對象之回授之預編碼。

從式(144)、(145)來看，難以及在含有散射波的狀態下進行解析，因此難以及在包含散射波的狀態下，求出無適當回授之預編碼矩陣。而且，於NLOS環境，資料之接收品質劣化比LOS環境少。因此，敘述有關在LOS環境下無適當回授之預編碼矩陣之設計方法(隨著時間切換預編碼矩陣之預編碼方法之預編碼矩陣)。

如上述，從式(144)、(145)來看，難以及在包含散射波的狀態下進行解析，因此於僅包含直接波成分之通道矩陣中，求出適當的預編碼矩陣。因此，於式(144)，考慮通道矩陣僅包含直接波成分的情況。因此，從式(146)來考慮下式。

[數157]

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} &= \mathbf{H}_d(p) \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \\ &= \begin{pmatrix} A e^{j\varphi} & q \\ A e^{-j\varphi} & q \end{pmatrix} \mathbf{F}(p) \mathbf{s}(p) + \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

… 式(147)

在此，利用么正矩陣作為預編碼矩陣。因此，如下表現預編碼矩陣。

[數158]

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

… 式(148)

此時， λ 為固定值。因此，式(147)可表現如下。

[數159]

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

… 式(149)

從式(149)可知，接收機進行ZF(zero forcing：零強迫)或MMSE(minimum mean squared error：最小均方誤差)之線性運算時，無法藉由 $s1(p)$ 、 $s2(p)$ 來判斷已發送之位元。由此來看，進行如實施形態1所述之反覆APP(或反覆Max-Log APP)或APP(或Max-Log APP)(下文稱為ML(Maximum Likelihood：最大概似)運算)，求出以 $s1(p)$ 、 $s2(p)$ 發送之各位元之對數概似，進行錯誤更正碼之解碼。因此，說明有關對於進行ML運算之接收機在LOS環境下，無適當回授之預編碼矩陣之設計方法。

思考式(149)之預編碼。對第1列之右邊及左邊乘算 $e^{-j\psi}$ ，同樣對第2列之右邊及左邊乘算 $e^{-j\psi}$ 。如此一來則表現如下式。

[數160]

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} e^{-j\psi} y_1(p) \\ e^{-j\psi} y_2(p) \end{pmatrix} \\
&= e^{-j\psi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j\psi} & q \\ A e^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \right\} \\
&= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & e^{-j\psi} q \\ A e^{j0} & e^{-j\psi} q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) \\
&\quad \dots \text{式(150)}
\end{aligned}$$

將 $e^{-j\psi} y_1(p)$ 、 $e^{-j\psi} y_2(p)$ 、 $e^{-j\psi} q$ 分別再定義為 $y_1(p)$ 、 $y_2(p)$ 、 q ，又， $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) = (e^{-j\psi} n_1(p), e^{-j\psi} n_2(p))$ ， $e^{-j\psi} n_1(p)$ 、 $e^{-j\psi} n_2(p)$ 為平均值 0、偏差 σ_2 之 i.i.d. (independent identically distributed：) 複數高斯雜訊。將 $e^{-j\psi} \mathbf{n}(p)$ 再定義為 $\mathbf{n}(p)$ 。如此一來，即便使得式(150)成為式(151)，仍不會喪失一般性。

[數161]

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} \\
&= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \\
&\quad \dots \text{式(151)}
\end{aligned}$$

接著，為了讓式(151)容易理解而變形如式(152)。

[數162]

$$\begin{aligned}
& \begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} \\
&= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha x e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha x e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(p) \\ s2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \\
&\quad \dots \text{式(152)}
\end{aligned}$$

此時，接收訊號點與接收候補訊號點之歐氏距離之最小值設為 $d_{\min}^2$ 時， $d_{\min}^2$ 為零之取最小值之惡劣點，並且以 $s1(p)$ 發送之所有位元、或以 $s2(p)$ 發送之所有位元消失之惡劣狀態下之 q 存在有2個。

於式(152)中，不存在 $s1(p)$ 時：

[數163]

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

…式(153)

於式(152)中，不存在 $s2(p)$ 時：

[數164]

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \pi)}$$

…式(154)

(下文將符合式(153)、(154)之 q 分別稱為「 $s1$ 、 $s2$ 之接收惡劣點」)

符合式(153)時，由於藉由 $s1(p)$ 發送之位元全都消失，因此無法求出藉由 $s1(p)$ 發送之位元全部的接收對數概似，符合式(154)時，由於藉由 $s2(p)$ 發送之位元全都消失，因此無法求出藉由 $s2(p)$ 發送之位元全部的接收對數概似。

在此，思考不切換預編碼矩陣時之播送・多播通訊系統。此時，思考一系統模型，其係具有利用不切換預編碼矩陣之預編碼方式來發送調變訊號之基地台，存在有複數個(「個」)接收由基地台發送之調變訊號之終端裝置。

基地台・終端裝置間之直接波的狀況據判由時間所造成的變化甚小。如此一來，從式(153)、(154)來看，位於合乎式(155)或式(156)的條件之位置、位於萊斯因子大的LOS環境終端裝置，可能陷於資料之接收品質劣化的現象中。因此，為了改善該問題，需在時間上切換預編碼矩陣。

[數165]

$$q \approx -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p))}$$

…式(155)

[數166]

$$q \approx -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p) - \theta_{21}(p) - \pi)}$$

…式(156)

因此，考慮將時間週期設為N時槽，並規則地切換預編碼矩陣之方法(下文稱為預編碼跳躍方法)。

為了時間週期N時槽，準備根據式(148)之N種預編碼矩陣F[i](i=0、1、…、N-1)。此時，如下表現預編碼矩陣F[i]。

[數167]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i] + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

…式(157)

在此， α 不隨時間變化， λ 亦不隨時間變化(令其變化亦可)。

然後，與實施形態1相同，為了獲得時點(時刻) $N \times k + i$ (k 為0以上之整數， $i=0, 1, \dots, N-1$)之式(142)之預編碼後之訊號 $x(p=N \times k + i)$ 所利用的預編碼矩陣為 $F[i]$ 。關於此，在下文亦同。

此時，根據式(153)、(154)，如以下之預編碼跳躍之預編碼矩陣之設計條件甚為重要。

[數168]

<條件#10>

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y])}$$

$$\text{for } \forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \Lambda, N-1)$$

… 式(158)

[數169]

<條件#11>

$$e^{j(\theta_{11}[x] - \theta_{21}[x] - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}[y] - \theta_{21}[y] - \pi)}$$

$$\text{for } \forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \Lambda, N-1)$$

… 式(159)

依據<條件#10>，於 $\lceil$ 個終端裝置全部，在時間週期內之 N ，取到 s_1 之接收惡劣點之時槽為1時槽以下。因此，能夠在 $N-1$ 時槽以上，獲得以 $s_1(p)$ 發送之位元之對數概似比。同樣地，依據<條件#11>，於 $\lceil$ 個終端裝置全部，在時間週期內之 N ，取到 s_2 之接收惡劣點之時槽為1時槽以下。因此，能夠在 $N-1$ 時槽以上，獲得以 $s_2(p)$ 發送之位元之對數概似比。

如此，藉由給予<條件#10>、<條件#11>之預編碼矩陣

之設計規範，以便於「個終端裝置全部，保證可獲得以 $s1(p)$ 發送之位元之對數概似比之位元數、及可獲得以 $s2(p)$ 發送之位元之對數概似比之位元數在一定數以上，藉此於「個終端裝置全部，改善在萊斯因子大的LOS環境下之資料接收品質劣化。

以下記載預編碼跳躍方法之預編碼矩陣之例。

直接波之相位之機率密度分布可視為 $[0 \ 2\pi]$ 之均勻分布。因此，式(151)、(152)之 q 之相位之機率密度分布亦可視為 $[0 \ 2\pi]$ 之均勻分布。故，於僅有 q 的相位不同之同一LOS環境下，作為用以對於「個終端裝置，儘可能給予公平的資料接收品質之條件，則給予以下條件。

<條件#12>

採用時間週期 N 時槽之預編碼跳躍方法時，於時間週期內之 N ，將 $s1$ 之接收惡劣點配置成對於相位成為均勻分布，且將 $s2$ 之接收惡劣點配置成對於相位成為均勻分布。

因此，說明根據<條件#10>至<條件#12>之預編碼跳躍方法之預編碼矩陣例。式(157)之預編碼矩陣設為 $\alpha=1.0$ 。

(例#5)

時間週期 $N=8$ ，為了符合<條件#10>至<條件#12>，賦予如下式之時間週期 $N=8$ 之預編碼跳躍方法之預編碼矩陣。

[數170]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \pi\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(160)

其中，j為虛數單位，i=0、1、…、7。賦予式(161)取代賦予式(160)亦可(λ 、 $\theta_{11}[i]$ 不隨時間變化(變化亦可))。

[數171]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

… 式(161)

因此，s1、s2之接收惡劣點係如第31(a)、(b)圖。(於第31圖，橫軸為實軸，縱軸為虛軸。)又，賦予式(162)、式(163)取代賦予式(160)、式(161)亦可(i=0、1、…、7)(λ 、 $\theta_{11}[i]$ 不隨時間變化(變化亦可))。

[數172]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j(-\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4}+\pi)} \end{pmatrix}$$

… 式(162)

[數173]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

… 式(163)

接著，在與條件12不同之僅有q的相位不同之同一LOS環境下，作為用以對於「個終端裝置，儘可能給予公平的資料接收品質之條件，則給予以下條件。

<條件#13>

採用時間週期N時槽之預編碼跳躍方法時，附加如下條

件：

[數174]

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \Lambda, N-1)$$

… 式(164)

又，於時間週期內之N，將s1之接收惡劣點配置成對於相位成為均勻分布，將s2之接收惡劣點配置成對於相位成為均勻分布。

因此，說明根據<條件#10>、<條件#11>、<條件#13>之預編碼跳躍方法之預編碼矩陣例。式(157)之預編碼矩陣設為 $\alpha=1.0$ 。

(例#6)

時間週期N=4，賦予如下式之時間週期N=4之預編碼跳躍方法之預編碼矩陣。

[數175]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4}+\pi)} \end{pmatrix}$$

… 式(165)

其中，j為虛數單位，i=0、1、2、3。賦予式(166)取代賦予式(165)亦可(λ 、 $\theta_{11}[i]$ 不隨時間變化(變化亦可))。

[數176]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi)} \end{pmatrix}$$

… 式(166)

因此，s1、s2之接收惡劣點係如第32圖。(於第32圖，橫軸為實軸，縱軸為虛軸。)又，賦予式(165)、式(166)取代賦予式(167)、式(168)亦可($i=0、1、2、3$)($\lambda、\theta_{11}[i]$ 不隨時間變化(變化亦可))。

[數177]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(167)}$$

[數178]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(168)}$$

接著，敘述有關利用非么正矩陣之預編碼跳躍方法。

根據式(148)，如下表現本討論中處理的預編碼矩陣。

[數179]

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(169)}$$

如此一來，相當於式(151)、(152)之數式係表現如下。

[數180]

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} A e^{j0} & q \\ A e^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \quad \cdots \text{式(170)}$$

[數181]

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} \\ e^{j\phi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A e^{j\theta_1(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_1(p) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_2(p)} & e^{j(\theta_2(p) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + n(p)$$

… 式(171)

此時，存在有2個接收訊號點與接收候補訊號點之歐氏距離之最小值 $d_{\min}^2$ 成為零之 q 。

於式(171)不存在 $s_1(p)$ ：

[數182]

$$q = -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_1(p) - \theta_2(p))}$$

… 式(172)

於式(171)不存在 $s_2(p)$ ：

[數183]

$$q = -A\alpha e^{j(\theta_1(p) - \theta_2(p) - \delta)}$$

… 式(173)

於時間週期 N 之預編碼跳躍方法中，參考式(169)，將 N 種預編碼矩陣 $F[i]$ 表現如下。

[數184]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_1[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_1[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_2[i]} & e^{j(\theta_2[i] + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

… 式(174)

在此， α 及 β 不隨時間變化。此時，根據式(34)、(35)，
賦予如以下之預編碼跳躍之預編碼矩陣之設計條件。

[數185]

<條件#14>

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y])}$$

for $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \Lambda, N-1)$

… 式(175)

[數186]

<條件#15>

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x]-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\delta)}$$

for $\forall x, \forall y \quad (x \neq y; x, y = 0, 1, \Lambda, N-1)$

… 式(176)

(例#7)

式(174)之預編碼矩陣設為 $\alpha=1.0$ 。然後，時間週期
 $N=16$ ，為了符合<條件#12>、<條件#14>、<條件#15>，賦
予如下式之時間週期 $N=16$ 之預編碼跳躍方法之預編碼矩
陣。

 $i=0、1、\dots、7$ 時：

[數187]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(177)

$i=8、9、\dots、15$ 時：

[數188]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

…式(178)

又，作為與式(177)、式(178)不同之預編碼矩陣，可如以下賦予。

$i=0、1、\dots、7$ 時：

[數189]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

…式(179)

$i=8、9、\dots、15$ 時：

[數190]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

…式(180)

因此，s1、s2之接收惡劣點係如第33(a)、(b)圖。(於第33圖，橫軸為實軸，縱軸為虛軸。)又，如以下賦予預編碼矩陣來取代賦予式(177)、式(178)及式(179)、式(180)亦可。

$i=0、1、\dots、7$ 時：

[數191]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(181)

i=8、9、…、15時：

[數192]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

… 式(182)

又，

i=0、1、…、7時：

[數193]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(183)

i=8、9、…、15時：

[數194]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

… 式(184)

(又，於式(177)~(184)，將 $7\pi/8$ 改設為 $-7\pi/8$ 亦可。)

接著，在與<條件#12>不同之僅有q的相位不同之同一LOS環境下，作為用以對於「個終端裝置，儘可能給予公平的資料接收品質之條件，則給予以下條件。

<條件#16>

採用時間週期N時槽之預編碼跳躍方法時，附加如下條件：

[數195]

$$e^{j(\theta_{11}[x]-\theta_{21}[x])} \neq e^{j(\theta_{11}[y]-\theta_{21}[y]-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y \quad (x, y = 0, 1, \Lambda, N-1)$$

… 式(185)

又，於時間週期內之N，將s1之接收惡劣點配置成對於相位成為均勻分布，將s2之接收惡劣點配置成對於相位成為均勻分布。

因此，說明根據<條件#14>、<條件#15>、<條件#16>之預編碼跳躍方法之預編碼矩陣例。式(174)之預編碼矩陣設為 $\alpha=1.0$ 。

(例#8)

時間週期N=8，賦予如下式之時間週期N=8之預編碼跳躍方法之預編碼矩陣。

[數196]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(186)

其中， $i=0、1、\dots、7$ 。

又，作為與式(186)不同之預編碼矩陣，可如以下賦予($i=0、1、\dots、7$)($\lambda、\theta_{11}[i]$ 不隨時間變化(變化亦可))。

[數197]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(187)

因此，s1、s2之接收惡劣點係如第34圖。又，如以下賦予預編碼矩陣以取代賦予式(186)、式(187)亦可($i=0、1、\dots、7$)($\lambda、\theta_{11}[i]$ 不隨時間變化(變化亦可))。

[數198]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(188)}$$

或為，

[數199]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(189)}$$

(又，於式(186)~(189)，將 $7\pi/8$ 改設為 $-7\pi/8$ 亦可。)

接著，於式(174)之預編碼矩陣，思考關於 $\alpha \neq 1$ ，考慮到接收惡劣點彼此之複數平面之距離點、與(例#7)、(例#8)不同之預編碼跳躍方法。

在此，處理式(174)之時間週期N之預編碼跳躍方法，此時，依據<條件#14>，於「個終端裝置全部，在時間週期內之N，取到s1之接收惡劣點之時槽為1時槽以下。因此，能夠在N-1時槽以上，獲得以s1(p)發送之位元之對數概似比。同樣地，依據<條件#15>，於「個終端裝置全部，在時間週期內之N，取到s2之接收惡劣點之時槽為1時槽以下。因此，能夠在N-1時槽以上，獲得以s2(p)發送之位元之對

數概似比。

因此，可知時間週期N大的值，可獲得對數概似比之時間槽數變大。

然而，於實際的通道模型，由於受到散射波成分影響，時間週期N固定時，據判接收惡劣點之複數平面上之最小距離儘可能大者，資料之接收品質可能會提升。因此，於(例#7)、(例#8)，思考關於 $\alpha \neq 1$ ，改良過(例#7)、(例#8)之預編碼跳躍方法。首先，敘述有關容易理解之改良過(例#8)之預編碼方法。

(例#9)

從式(186)，以下式賦予改良過(例#8)之時間週期N=8之預編碼跳躍方法之預編碼矩陣。

[數200]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(190)}$$

其中， $i=0、1、\dots、7$ 。又，作為與式(190)不同之預編碼矩陣，可如以下賦予($i=0、1、\dots、7$)($\lambda、\theta_{11}[i]$ 不隨時間變化(變化亦可))。

[數201]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(191)}$$

或為，

[數 202]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(192)}$$

或為，

[數 203]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(193)}$$

或為，

[數 204]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(194)}$$

或為，

[數 205]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(195)}$$

或為，

[數 206]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(196)}$$

或為，

[數207]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

… 式(197)

因此，s1、s2之接收惡劣點係於 $\alpha < 1.0$ 時表現如第35(a)圖，於 $\alpha > 1.0$ 時表現如第35(b)圖。

(i) $\alpha < 1.0$ 時

$\alpha < 1.0$ 時，若著眼於接收惡劣點#1與#2之距離($d_{\#1,\#2}$)、及接收惡劣點#1與#3之距離($d_{\#1,\#3}$)，則接收惡劣點之複數平面之最小距離係以 $\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$ 來表現。此時，於第36圖表示 α 與 $d_{\#1,\#2}$ 及 $d_{\#1,\#3}$ 之關係。然後，使得 $\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$ 為最大之 α 係如下式：

[數208]

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.7938$$

… 式(198)

此時之 $\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$ 係如下：

[數209]

$$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A$$

… 式(199)

因此，於式(190)～式(197)，以式(198)來賦予 α 之預編碼方法有效。其中，將 α 值設定為式(198)，係用以獲得良好之資料接收品質之一種適當方法。然而，將 α 設定為取定與式(198)相近值，亦同樣可能獲得良好的資料接收品質。因此， α 之設定值不限於式(198)。

(ii) $\alpha > 1.0$ 時

$\alpha > 1.0$ 時，若著眼於接收惡劣點#4與#5之距離($d_{\#4,\#5}$)、及接收惡劣點#4與#6之距離($d_{\#4,\#6}$)，則接收惡劣點之複數平面之最小距離係以 $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$ 來表現。此時，於第37圖表示 α 與 $d_{\#4,\#5}$ 及 $d_{\#4,\#6}$ 之關係。然後，使得 $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$ 為最大之 α 係如下式：

[數210]

$$\alpha = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)} \\ \approx 1.2596$$

…式(200)

此時之 $\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$ 係如下：

[數211]

$$\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\} = \frac{2A \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \\ \approx 0.6076A$$

…式(201)

因此，於式(190)～式(197)，以式(200)來賦予 α 之預編碼方法有效。其中，將 α 值設定為式(200)，係用以獲得良

好之資料接收品質之一種適當方法。然而，將 α 設定為取定與式(200)相近值，亦同樣可能獲得良好的資料接收品質。

因此， α 之設定值不限於式(200)。

(例#10)

從(例#9)之檢討，能夠以下式賦予改良過(例#7)之時間週期 $N=16$ 之預編碼跳躍方法之預編碼矩陣(λ 、 $\theta_{11}[i]$ 不隨時間變化(變化亦可))。

$i=0、1、\dots、7$ 時：

[數212]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

… 式(202)

$i=8、9、\dots、15$ 時：

[數213]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{\pi}{4}} & e^{j(\frac{\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

… 式(203)

或為，

$i=0、1、\dots、7$ 時：

[數214]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

… 式(204)

$i=8、9、\dots、15$ 時：

[數215]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] + \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

… 式(205)

或為，

i=0、1、…、7時：

[數216]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j(\frac{-i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

… 式(206)

i=8、9、…、15時：

[數217]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\frac{i\pi}{4})} & e^{j(\frac{i\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

… 式(207)

或為，

i=0、1、…、7時：

[數218]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

… 式(208)

i=8、9、…、15時：

[數219]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

… 式(209)

或為，

i=0、1、…、7時：

[數220]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

… 式(210)

i=8、9、…、15時：

[數221]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

… 式(211)

或為，

i=0、1、…、7時：

[數222]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix}$$

… 式(212)

i=8、9、…、15時：

[數223]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4})} & e^{j(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda + \frac{7\pi}{8})} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

… 式(213)

或為，

i=0、1、…、7時：

[數224]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(214)

i=8、9、…、15時：

[數225]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} - \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \end{pmatrix}$$

… 式(215)

或為，

i=0、1、…、7時：

[數226]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(216)

i=8、9、…、15時：

[數227]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i] - \frac{i\pi}{4} + \lambda - \frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}[i] + \lambda)} \end{pmatrix}$$

… 式(217)

其中， α 若為式(198)或式(200)，則適合用以獲得良好

的資料接收品質。此時， s_1 之接收惡劣點係於 $\alpha < 1.0$ 時表現如第38(a)、(b)圖，於 $\alpha > 1.0$ 時表現如第39(a)、(b)圖。

於本實施形態，說明有關時間週期 N 之預編碼跳躍方法用之 N 個不同預編碼矩陣之構成方法。此時，作為 N 個不同預編碼矩陣而準備 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ ，本實施形態係為了以單載波傳送方式時為例來說明，因此說明有關於時間軸(或頻率軸)方向，排列為 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ 之順序的情況，但未必須限定於此，本實施形態所生成的 N 個不同預編碼矩陣 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-2]$ 、 $F[N-1]$ ，亦可適用於OFDM傳送方式等多載波傳送方式。關於該情況之傳送方法，與實施形態1相同，可藉由對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元來變更預編碼權重。再者，雖說明時間週期 N 之預編碼跳躍方法，但隨機利用 N 個不同預編碼矩陣，亦可獲得同樣效果。總言之，未必須以具有規則週期的方式來利用 N 個不同預編碼矩陣。

根據<條件#10>至<條件#16>而表示例#5至例#10，但為了加長預編碼矩陣之切換週期，例如從例#5至例#10選擇複數例，利用該選擇例所示之預編碼矩陣來實現長週期之預編碼矩陣切換方法亦可。例如利用以例#7所示之預編碼矩陣及例#10所示之預編碼矩陣，實現長週期之預編碼矩陣切換方法。此時，未必限於按照<條件#10>至<條件#16>。(於<條件#10>之式(158)、<條件#11>之式(159)、<條件#13>之式(164)、<條件#14>之式(175)、<條件#15>之式(176)，設定「所有 x ，所有 y 」之處，條件「存在之 x ，存在之 y 」係

在給予良好接收品質上甚為重要。)從別的角度來思考時，於週期 N (N 為大的自然數)之預編碼矩陣切換方法中，若包含例#5至例#10之某一預編碼矩陣，則給予良好接收品質之可能性變高。

(實施形態7)

於本實施形態，說明有關一接收調變訊號之接收裝置之構成，而前述調變訊號係以實施形態1~6所說明、規則地切換預編碼矩陣之發送方法所發送。

於實施形態1所說明的方法如下：利用規則地切換預編碼矩陣之發送方法發送調變訊號之發送裝置，係發送關於預編碼矩陣之資訊；接收裝置係根據該資訊，獲得用於發送訊框之規則的預編碼矩陣切換資訊，進行預編碼之解碼及檢波，獲得發送位元之對數概似比，其後進行錯誤更正解碼。

於本實施形態，說明有關與上述不同之接收裝置之構成、及預編碼矩陣之切換方法。

第40圖係本實施形態之發送裝置之構成之一例，關於與第3圖同樣動作者係附上同一符號。編碼器群(4002)係以發送位元(4001)作為輸入。此時，編碼器群(4002)係如實施形態1所說明，保持有複數個錯誤更正碼之編碼部，根據訊框構成訊號313，例如1個編碼器、2個編碼器、4個編碼器之某一數目的編碼器會動作。

1個編碼器動作時，發送位元(4001)被進行編碼，獲得編碼後之發送位元，將該編碼後之發送位元分配給2系統，

編碼器群(4002)輸出已分配位元(4003A)及已分配位元(4003B)。

2個編碼器動作時，將發送位元(4001)分割為2個(稱為分割位元A、B)，第1編碼器係以分割位元A作為輸入而進行編碼，將編碼後之位元作為已分配位元(4003A)輸出。第2編碼器係以分割位元B作為輸入而進行編碼，將編碼後之位元作為已分配位元(4003B)輸出。

4個編碼器動作時，將發送位元(4001)分割為4個(稱為分割位元A、B、C、D)，第1編碼器係以分割位元A作為輸入而進行編碼，並輸出編碼後之位元A。第2編碼器係以分割位元B作為輸入而進行編碼，並輸出編碼後之位元B。第3編碼器係以分割位元C作為輸入而進行編碼，並輸出編碼後之位元C。第4編碼器係以分割位元D作為輸入而進行編碼，並輸出編碼後之位元D。然後，將編碼後之位元A、B、C、D分割為已分配位元(4003A)、已分配位元(4003B)。

作為一例，發送裝置係支援如以下表1(表1A及表1B)之發送方法。

[表 1A]

發送調變訊號數 (發送天線數)	調變方式	編碼器數	錯誤更正編碼方法	發送資訊	預編碼矩陣切換方法
1	QPSK	1	A	00000000	-
			B	00000001	-
			C	00000010	-
	16QAM	1	A	00000011	-
			B	00000100	-
			C	00000101	-
	64QAM	1	A	00000110	-
			B	00000111	-
			C	00001000	-
	256QAM	1	A	00001001	-
			B	00001010	-
			C	00001011	-
	1024QAM	1	A	00001100	-
			B	00001101	-
			C	00001110	-

[表 1B]

發送調變訊號數 (發送天線數)	調變方式	編碼器數	錯誤更正編碼方法	發送資訊	預編碼矩陣切換方法
2	#1: QPSK, #2: QPSK	1	A	00001111	D
			B	00010000	D
			C	00010001	D
		2	A	00010010	E
			B	00010011	E
			C	00010100	E
	#1: QPSK, #2: 16QAM	1	A	00010101	D
			B	00010110	D
			C	00010111	D
		2	A	00011000	E
			B	00011001	E
			C	00011010	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	1	A	00011011	D
			B	00011100	D
			C	00011101	D
		2	A	00011110	E
			B	00011111	E
			C	00100000	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	1	A	00100001	D
			B	00100010	D
			C	00100011	D
		2	A	00100100	E
			B	00100101	E
			C	00100110	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	1	A	00100111	F
			B	00101000	F
			C	00101001	F
		2	A	00101010	G
			B	00101011	G
			C	00101100	G
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	1	A	00101101	F
			B	00101110	F
			C	00101111	F
		2	A	00110000	G
			B	00110001	G
			C	00110010	G
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	1	A	00110011	F
			B	00110100	F
			C	00110101	F
		2	A	00110110	G
			B	00110111	G
			C	00111000	G
		4	A	00111001	H
			B	00111010	H
			C	00111011	H
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	1	A	00111100	F
			B	00111101	F
			C	00111110	F
		2	A	00111111	G
			B	01000000	G
			C	01000001	G
		4	A	01000010	H
			B	01000011	H
			C	01000100	H
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1	A	01000101	F
			B	01000110	F
			C	01000111	F
		2	A	01001000	G
			B	01001001	G
			C	01001010	G
		4	A	01001011	H
			B	01001100	H
			C	01001101	H

如表1所示，發送訊號數(發送天線數)係支援1串流之訊號之發送與2串流之訊號之發送。又，調變方式係支援QPSK、16QAM、64QAM、64QAM、256QAM、1024QAM。尤其當發送訊號數為2時，串流#1與串流#2可各自設定調變方式，例如於表1，「#1：256QAM，#2：1024QAM」係表示「串流#1之調變方式為256QAM，串流#2之調變方式為1024QAM」(關於其他亦同樣地表現)。錯誤更正編碼方式係支援A、B、C三種。此時，A、B、C全都為不同碼，亦或A、B、C為不同編碼率，亦或A、B、C為不同區塊尺寸之編碼方法均可。

表1之發送資訊係對於已設定「發送訊號數」、「調變方式」、「編碼器數」、「錯誤更正編碼方法」之各模式，分派各發送資訊。因此，例如「發送訊號數：2」、「調變方式：#1：1024QAM、#2：1024QAM」、「編碼器數：4」、「錯誤更正編碼方法：C」時，將發送資訊設定為01001101。然後，發送裝置係於訊框中，傳送發送資訊及發送資料。然後，傳送發送資料時，尤其於「發送訊號數」為2時，按照表1來採用「預編碼矩陣切換方法」。於表1，作為「預編碼矩陣切換方法」係預先準備有D、E、F、G、H五種，按照表1來設定該五種之某一種。此時，不同五種之實現方法可考慮如下：

- 準備預編碼矩陣不同之五種而實現。
- 設定不同五種週期，例如D的週期設為4，E的週期設為8，以此類推而實現。

・並用不同預編碼矩陣、不同週期兩者而實現。

第41圖係表示第40圖之發送裝置所發送的調變訊號之訊框構成之一例；發送裝置可進行如發送2個調變訊號 $z1(t)$ 與 $z2(t)$ 之模式、以及如發送1個調變訊號之模式兩者之設定。

於第41圖，符元(4100)係用以傳送表1所示之「發送資訊」之符元。符元(4101_1及4101_2)係通道推定用之參考(前導)符元。符元(4102_1、4103_1)係以調變訊號 $z1(t)$ 所發送的資料傳送用符元，符元(4102_2、4103_2)係以調變訊號 $z2(t)$ 所發送的資料傳送用符元；符元(4102_1)及符元(4102_2)係於同一時刻利用同一(共通)頻率而傳送；又，符元(4103_1)及符元(4103_2)係於同一時刻利用同一(共通)頻率而傳送。然後，符元(4102_1、4103_1)及符元(4102_2、4103_2)係採用實施形態1～4及實施形態6所說明、規則地切換預編碼矩陣之方法時之預編碼矩陣運算後之符元(因此，如實施形態1所說明，串流 $s1(t)$ 、 $s2(t)$ 之構成係如第6圖。)。

進而言之，於第41圖，符元(4104)係用以傳送表1所示之「發送資訊」之符元。符元(4105)係通道推定用之參考(前導)符元。符元(4106、4107)係以調變訊號 $z1(t)$ 所發送的資料傳送用符元，此時，以調變訊號 $z1(t)$ 所發送的資料傳送用符元係由於發送訊號數為1，因此不進行預編碼。

故，第40圖之發送裝置係生成並發送按照第41圖之訊框構成及表1之調變訊號。於第41圖，訊框構成訊號313包

含根據表1所設定關於「發送訊號數」、「調變方式」、「編碼器數」、「錯誤更正編碼方法」之資訊。然後，編碼部(4002)、映射部306A、B、加權合成部308A、B係將訊框構成訊號作為輸入，進行基於根據表1而設定之「發送訊號數」、「調變方式」、「編碼器數」、「錯誤更正編碼方法」之動作。又，關於相當於設定之「發送訊號數」、「調變方式」、「編碼器數」、「錯誤更正編碼方法」之「發送資訊」，亦發送至接收裝置。

接收裝置之構成係與實施形態1同樣能以第7圖來表示。與實施形態1之不同點在於，由於收發裝置預先共有表1之資訊，因此即便發送裝置未發送規則切換之預編碼矩陣之資訊，藉由發送裝置發送相當於「發送訊號數」、「調變方式」、「編碼器數」、「錯誤更正編碼方法」之「發送資訊」，接收裝置獲得該資訊，仍可從表1獲得規則切換之預編碼矩陣之資訊之點。因此，第7圖之接收裝置係藉由控制資訊解碼部709獲得第40圖之發送裝置所發送的「發送資訊」，可從相當於表1之資訊，獲得關於包含規則切換之預編碼矩陣之資訊、由發送裝置所通知的發送方法之資訊之訊號710。因此，訊號處理部711係於發送訊號數2時，可進行根據預編碼矩陣之切換模式之檢波，可獲得接收對數概似比。

再者，於上述係如表1，對於「發送訊號數」、「調變方式」、「編碼器數」、「錯誤更正編碼方法」設定「發送資訊」，並對於此設定預編碼矩陣切換方法，但未必須對於「發送訊號數」、「調變方式」、「編碼器數」、「錯誤更正編碼方法」

設定「發送資訊」亦可，例如表2，對於「發送訊號數」、「調變方式」設定「發送資訊」，對於此設定預編碼矩陣切換方法亦可。

[表2]

發送調變訊號數 (發送天線數)	調變方式	發送資訊	預編碼矩陣切換方法
1	QPSK	00000	-
	16QAM	00001	-
	64QAM	00010	-
	256QAM	00011	-
	1024QAM	00100	-
2	#1: QPSK, #2: QPSK	10000	D
	#1: QPSK, #2: 16QAM	10001	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	10010	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	10011	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	10100	F
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	10101	F
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	10110	G
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	10111	G
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	11000	H

在此，「發送資訊」及預編碼矩陣切換方法之設定方法不限於表1或表2，預編碼矩陣切換方法若預先決定為根據「發送訊號數」、「調變方式」、「編碼器數」、「錯誤更正編碼方法」等發送參數來切換(亦即若藉由發送參數之某一者，(或由複數個發送參數所構成之某一者)來切換)，則發送裝置無須傳送關於預編碼矩陣切換方法之資訊，接收裝置可藉由辨別發送參數之資訊，來辨別發送裝置所用之預

編碼矩陣切換方法，因此可進行確實的解碼、檢波。再者，於表1、表2，發送調變訊號數為2時，採用規則切換預編碼矩陣之發送方法，但只要發送調變訊號數為2以上，即可適用規則切換預編碼矩陣之發送方法。

因此，收發裝置若共有與關於包含預編碼切換方法之資訊之發送參數相關的表，則發送裝置不發送關於預編碼切換方法之資訊而發送不含關於預編碼切換方法之資訊之控制資訊，接收裝置藉由獲得該控制資訊，即可推定預編碼矩陣切換方法。

如以上，於本實施形態，說明有關發送裝置不發送關於規則切換預編碼矩陣之方法之直接資訊，接收裝置推定關於發送裝置所用「規則切換預編碼矩陣之方法」之預編碼矩陣之資訊的方法。藉此，發送裝置由於不發送關於規則切換預編碼矩陣之方法之直接資訊，因此可獲得資料傳送效率更提升之效果。

再者，於本實施形態中，說明時間軸之預編碼權重變更時之實施形態，但如於實施形態1所說明，採用OFDM傳送等多載波傳送方式時，亦可同樣地實施本實施形態。

又，尤其在預編碼切換方法僅依發送訊號數而變更時，接收裝置可藉由獲得發送裝置所發送的發送訊號數之資訊，來得知預編碼切換方法。

於本說明書中，具備發送裝置者可考慮例如播送台、基地台、存取點、終端裝置、行動電話(mobile phone)等通訊・播送機器，此時，具備接收裝置者可考慮例如電視、

收音機、終端裝置、個人電腦、行動電話、存取點、基地台等通訊機器。又，本發明之發送裝置、接收裝置係具有通訊功能之機器，該機器亦可考慮諸如可經由某種介面，連接於電視、收音機、個人電腦、行動電話等用以執行應用之裝置的形態。

又，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前置、單一字元、後置、參考符元等)、控制資訊用符元等可於訊框任意配置。然後，在此雖稱為前導符元、控制資訊用符元，但採取任何標呼方式均可，功能本身才是重點。

前導符元若為例如於收發機中已利用PSK調變予以調變之已知符元(例如接收機取得同步，藉此接收機可得知發送機所發送的符元亦可)即可，接收機利用該符元，進行頻率同步、時間同步、(各調變訊號之)通道推定(CSI(Channel State Information：通道狀態資訊)之推定)、訊號檢測等。

又，控制資訊用符元係為了實現(應用等)資料以外之通訊，用以傳送須對通訊對象傳送之資訊(例如用於通訊之調變方式、錯誤更正編碼方式、錯誤更正編碼方式之編碼率、高位層之設定資訊等)之符元。

再者，本發明不限定於上述實施形態1~5，可予以多方變更而實施。例如於上述實施形態，說明有關作為通訊裝置而進行的情況，但不限於此，作為軟體而進行該通訊方法亦可。

又，於上述說明有關從2個天線發送2個調變訊號之方

法之預編碼切換方法，但不限於此，亦可同樣地實施如下之預編碼切換方法：在對於4個映射後之訊號進行預編碼，生成4個調變訊號，從4個天線發送之方法，亦即作為對於N個映射後之訊號進行預編碼，生成N個調變訊號，從N個天線發送之方法中，同樣地變更預編碼權重(矩陣)。

於本說明書，採用「預編碼」、「預編碼權重」等用語，但稱呼方式本身可為任何稱呼方式，於本發明，其訊號處理本身才是重點。

藉由串流 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 來傳送不同資料，或傳送同一資料均可。

發送裝置之天線、接收裝置之天線均由圖式所記載的1個天線、或複數個天線來構成均可。

再者，例如預先於ROM(Read Only Memory：唯讀記憶體)儲存執行上述通訊方法之程式，藉由CPU(Central Processor Unit：中央處理單元)令該程式動作亦可。

又，於電腦可讀取之記憶媒體，儲存執行上述通訊方法之程式，將儲存於記憶媒體之程式記錄於電腦之RAM(Random Access Memory：隨機存取記憶體)，按照該程式令電腦動作亦可。

然後，上述各實施形態等之各構成在典型上亦可作為積體電路之LSI(Large Scale Integration：大規模積體)而實現。該等係個別製成1晶片，或包含各實施形態之所有構成或一部分構成而製成1晶片均可。於此雖為LSI，但視積體程度差異，有時亦稱為IC(Integrated Circuit：積體電路)、

系統LSI、特大型LSI、超大型LSI。又，積體電路化的手法不限於LSI，以專用電路或通用處理器來實現亦可。亦可利用於LSI製造後可程式化之FPGA(Field Programmable Gate Array：現場可程式化閘極陣列)，或可再構成LSI內部之電路胞(cell)之連接或設定之可重構處理器。

進而言之，若由於半導體技術進步或所衍生的其他技術，出現取代LSI之積體電路化技術時，當然亦可利用該技術來進行功能區塊之積體化。作為可能性可包括生化技術之適用等。

(實施形態8)

於本實施形態，在此說明有關實施形態1~4、實施形態6所說明規則切換預編碼權重之方法之應用例。

第6圖係與本實施形態之加權方法(預編碼(Precoding))相關連之圖；加權合成部600係統合第3圖之加權合成部308A與308B兩者之加權合成部。如第6圖所示，串流 $s_1(t)$ 及串流 $s_2(t)$ 相當於第3圖之基頻訊號307A及307B，總言之，其為按照QPSK、16QAM、64QAM等調變方式之映射之基頻訊號同相I、正交Q成分。然後，如第6圖之訊框成分，串流 $s_1(t)$ 係將符元號碼 u 之訊號表現為 $s_1(u)$ ，將符元號碼 $u+1$ 之訊號表現為 $s_1(u+1)$ ，以此類推。同樣地，串流 $s_2(t)$ 係將符元號碼 u 之訊號表現為 $s_2(u)$ ，將符元號碼 $u+1$ 之訊號表現為 $s_2(u+1)$ ，以此類推。然後，加權合成部600係以第3圖之基頻訊號307A($s_1(t)$)及307B($s_2(t)$)、關於加權資訊之資訊315作為輸入，施以按照關於加權資訊之資訊315之加權方

法，並輸出第3圖之加權合成後之訊號309A(z1(t))、309B(z2(t))。

此時，例如採用實施形態6之例8之週期N=8之預編碼矩陣切換方法時，z1(t)、z2(t)係表現如下。

符元號碼8i時(i為0以上之整數)：

[數228]

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix}$$

… 式(218)

其中，j為虛數單位，k=0。

符元號碼8i+1時：

[數229]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix}$$

… 式(219)

其中，k=1。

符元號碼8i+2時：

[數230]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix}$$

… 式(220)

其中，k=2。

符元號碼8i+3時：

[數231]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix}$$

… 式(221)

其中，k=3。

符元號碼8i+4時：

[數232]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix}$$

… 式(222)

其中，k=4。

符元號碼8i+5時：

[數233]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix}$$

… 式(223)

其中，k=5。

符元號碼8i+6時：

[數234]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix}$$

… 式(224)

其中，k=6。

符元號碼8i+7時：

[數235]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix}$$

… 式(225)

其中， $k=7$ 。

在此，雖記載作符元號碼，但符元號碼視為時刻(時間)亦可。如於其他實施形態所說明，例如於式(225)，時刻 $8i+7$ 之 $z1(8i+7)$ 與 $z2(8i+7)$ 為同一時刻之訊號，且 $z1(8i+7)$ 與 $z2(8i+7)$ 係利用同一(共通)頻率，由發送裝置發送。總言之，若將時刻 T 之訊號設為 $s1(T)$ 、 $s2(T)$ 、 $z1(T)$ 、 $z2(T)$ ，從某些預編碼矩陣、 $s1(T)$ 及 $s2(T)$ 求出 $z1(T)$ 及 $z2(T)$ ， $z1(T)$ 及 $z2(T)$ 係於利用同一(共通)頻率，由發送裝置(於同一時刻(時間))發送。又，利用OFDM等多載波傳送方式時，相當於(子)載波、時刻 T 之 $s1$ 、 $s2$ 、 $z1$ 、 $z2$ 之訊號設為 $s1(T,L)$ 、 $s2(T,L)$ 、 $z1(T,L)$ 、 $z2(T,L)$ ，從某些預編碼矩陣、 $s1(T,L)$ 及 $s2(T,L)$ 求出 $z1(T,L)$ 及 $z2(T,L)$ ， $z1(T,L)$ 及 $z2(T,L)$ 係於利用同一(共通)頻率，由發送裝置(於同一時刻(時間))發送。

此時，作為 α 之適當值包括式(198)或式(200)。

於本實施形態，以上面所述之式(190)之預編碼矩陣為基礎，說明有關增大週期之預編碼切換方法。

預編碼切換矩陣之週期設為 $8M$ ，如以下表現不同預編碼矩陣 $8M$ 個。

[數236]

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + \frac{k\pi}{4M} + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix}$$

… 式(226)

此時， $i=0、1、2、3、4、5、6、7$ ， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。

例如 $M=2$ 時，若 $\alpha < 1$ ，則 $k=0$ 之 s_1 之接收惡劣點(○)及 s_2 之接收惡劣點(□)係表現如第 42(a)圖。同樣地， $k=1$ 之 s_1 之接收惡劣點(○)及 s_2 之接收惡劣點(□)係表現如第 42(b)圖。如此，以式(190)之預編碼矩陣為基礎，接收惡劣點係如第 42(a)圖，將對於該式(190)右邊矩陣之第 2 列之各要素乘算 e^{jX} 後之矩陣，設為預編碼矩陣(參考式(226))，接收惡劣點係對於第 42(a)圖，具有經旋轉之接收惡劣點(參考第 42(b)圖)。(其中，第 42(a)圖與第 42(b)圖之接收惡劣點不重疊。如此，使得乘算 e^{jX} ，接收惡劣點仍不重疊即可。又，不對於該式(190)右邊矩陣之第 2 列之各要素乘算 e^{jX} ，將對於該式(190)右邊矩陣之第 1 列之各要素乘算 e^{jX} 後之矩陣，設為預編碼矩陣亦可)此時，預編碼矩陣 $F[0] \sim F[15]$ 係以下式表現。

[數 237]

$$F[8 \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4} + Xk + \frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(227)}$$

其中， $i=0、1、2、3、4、5、6、7$ ， $k=0、1$ 。

如此一來， $M=2$ 時，生成 $F[0] \sim F[15]$ 之預編碼矩陣($F[0] \sim F[15]$ 之預編碼矩陣可採任何順序排列。又， $F[0] \sim F[15]$ 之矩陣為各不相同的矩陣即可)。然後，例如符元號碼 $16i$ 時，利用 $F[0]$ 進行預編碼，符元號碼 $16i+1$ 時，利用 $F[1]$ 進

行預編碼，…，符元號碼 $16i+h$ 時，利用 $F[h]$ 進行預編碼($h=0、1、2、\dots、14、15$)。(在此，如以前的實施形態所述，未必須規則地切換預編碼矩陣亦可。)

歸納以上，參考式(82)～式(85)，以下式表現週期 N 之預編碼矩陣。

[數238]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(228)}$$

此時，由於週期為 N ，因此 $i=0、1、2、\dots、N-2、N-1$ 。然後，以下式表現根據式(228)之週期 $N \times M$ 之預編碼矩陣。

[數239]

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(229)}$$

此時， $i=0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。

如此一來，生成 $F[0] \sim F[N \times M - 1]$ 之預編碼矩陣($F[0] \sim F[N \times M - 1]$ 之預編碼矩陣可對週期 $N \times M$ 以任何順序排列而使用。)。然後，例如符元號碼 $N \times M \times i$ 時，利用 $F[0]$ 進行預編碼，符元號碼 $N \times M \times i + 1$ 時，利用 $F[1]$ 進行預編碼，…，符元號碼 $N \times M \times i + h$ 時，利用 $F[h]$ 進行預編碼($h=0、1、2、\dots、N \times M - 2、N \times M - 1$)。(在此，如以前的實施形態所述，未必須規則地切換預編碼矩陣亦可。)

若如此生成預編碼矩陣，則可實現週期大之預編碼矩陣之切換方法，可簡單變更接收惡劣點之位置，這可能帶來資料接收品質之提升。再者，週期 $N \times M$ 之預編碼矩陣雖設為如式(229)，但如前述，週期 $N \times M$ 之預編碼矩陣設為如下式亦可。

[數240]

$$F[N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_{k+\lambda})} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(230)}$$

此時， $i=0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。

再者，於式(229)及式(230)， 0 弧度 $\leq \delta \leq 2\pi$ 弧度時， $\delta=\pi$ 弧度時會成為么正矩陣， $\delta \neq \pi$ 弧度時會成為非么正矩陣。於本方式中， $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| < \pi$ 弧度之非么正矩陣時，成為一特徵性構成(關於 δ 的條件，其他實施形態時亦同)，可獲得良好的資料接收品質。作為別的構成亦包括么正矩陣的情況，於實施形態10或實施形態16會詳細敘述，於式(229)、式(230)中，若 N 設為奇數，可獲得良好的資料接收品質之可能性變高。

(實施形態9)

於本實施形態，敘述有關規則地切換利用么正矩陣之預編碼矩陣之方法。

如實施形態8所述，於週期 N 規則地切換預編碼矩陣之方法中，以下式表現參考式(82)～式(85)、為了週期 N 而準

備之預編碼矩陣。

[數241]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(231)}$$

此時， $i=0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $k=0$ 。 $(\alpha>0)$

於本實施形態，由於處理么正矩陣，因此能夠以下式表現式(231)之預編碼矩陣。

[數242]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(232)}$$

此時， $i=0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $k=0$ 。 $(\alpha>0)$

此時，從實施形態3之(數106)之條件5及(數107)之條件6可知，以下條件對於獲得良好的資料接收品質甚為重要。

[數243]

<條件#17>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， y 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $x \neq y$ 。)

[數244]

<條件#18>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， y 為 $0、1、2、\dots、N-2、N-1$ ， $x \neq y$ 。)

於實施形態6說明時，敘述有關接收惡劣點間之距離，而為了增大接收惡劣點間之距離，重點在於週期 N 為3以上之基數。於以下說明有關該點。

如實施形態6所說明，為了於複數平面上，將接收惡劣點配置成對於相位呈均勻分布，賦予<條件#19>或<條件#20>。

[數245]

<條件#19>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

[數246]

<條件#20>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

總言之，於<條件#19>意味相位差為 $2\pi/N$ 弧度。又，於<條件#20>意味相位差為 $-2\pi/N$ 弧度。

然後， $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ 弧度，且 $\alpha < 1$ 時，於第43(a)圖表示週期 $N=3$ 時之 $s1$ 之接收惡劣點及 $s2$ 之接收惡劣點在複數平面上之配置，於第43(b)圖表示週期 $N=4$ 時之 $s1$ 之接收惡劣點及 $s2$ 之接收惡劣點在複數平面上之配置。又， $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ 弧度，且 $\alpha > 1$ 時，於第44(a)圖表示週期 $N=3$ 時之 $s1$ 之接收惡劣點及 $s2$ 之接收惡劣點在複數平面上之配

置，於第44(b)圖表示週期 $N=4$ 時之 s_1 之接收惡劣點及 s_2 之接收惡劣點在複數平面上之配置。

此時，考慮到接收惡劣點與原點所形成的線段、與實軸上 $\text{Real} \geq 0$ 之半直線所形成的相位(參考第43(a)圖)時，就 $\alpha > 1$ 、 $\alpha < 1$ 之任一情況而言， $N=4$ 時，勢必發生關於 s_1 之接收惡劣點之前述相位與關於 s_2 之接收惡劣點之前述相位成為同一值的情況(參考第43圖之4301、4302及第44圖之4401、4402)。此時，於複數平面，接收惡劣點間之距離變小。另， $N=3$ 時，不會發生關於 s_1 之接收惡劣點之前述相位與關於 s_2 之接收惡劣點之前述相位成為同一值的情況。

從以上來看，若考慮於週期 N 為偶數時，勢必發生關於 s_1 之接收惡劣點之前述相位與關於 s_2 之接收惡劣點之前述相位成為同一值的情況，則與週期 N 為偶數時比較，週期 N 為奇數時，於複數平面，接收惡劣點間之距離變大的可能性較高。其中，週期 N 為小值，例如 $N \leq 16$ 以下時，複數平面之接收惡劣點之最小值係由於存在有接收惡劣點之個數甚少，故可確保某種程度的長度。因此， $N \leq 16$ 時，即便為偶數，仍可能存在可確保資料接收品質的情況。

因此，於根據式(232)規則地切換預編碼矩陣之方式中，若週期 N 設為奇數，則可令資料接收品質提升的可能性甚高。再者，根據式(232)生成 $F[0] \sim F[N-1]$ 之預編碼矩陣($F[0] \sim F[N-1]$ 之預編碼矩陣係對週期 N 以任何順序排列而使用均可。)。然後，例如符元號碼 N_i 時，利用 $F[0]$ 進行預編碼，符元號碼 N_{i+1} 時，利用 $F[1]$ 進行預編碼， $\dots$ ，符元

號碼 $N \times i + h$ 時，利用 $F[h]$ 進行預編碼($h=0、1、2、\dots、N-2、N-1$)。(在此，如以前的實施形態所述，未必須規則地切換預編碼矩陣亦可。)又， $s1、s2$ 之調變方式均在16QAM時，將 α 設定如下：

[數247]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2}$$

…式(233)

則可能能夠獲得於某特定之LOS環境下，可增大IQ平面之 $16 \times 16 = 256$ 個訊號點間之最小距離之效果。

於本實施形態，說明有關時間週期 N 之預編碼跳躍方法用之 N 個不同預編碼矩陣之構成方法。此時，作為 N 個不同預編碼矩陣而準備 $F[0]、F[1]、F[2]、\dots、F[N-2]、F[N-1]$ ，本實施形態係為了以單載波傳送方式時為例來說明，因此說明有關於時間軸(或頻率軸)方向，排列為 $F[0]、F[1]、F[2]、\dots、F[N-2]、F[N-1]$ 之順序的情況，但未必須限定於此，本實施形態所生成的 N 個不同預編碼矩陣 $F[0]、F[1]、F[2]、\dots、F[N-2]、F[N-1]$ ，亦可適用於OFDM傳送方式等多載波傳送方式。關於該情況之傳送方法，與實施形態1相同，可藉由對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元來變更預編碼權重。再者，雖說明時間週期 N 之預編碼跳躍方法，但隨機利用 N 個不同預編碼矩陣，亦可獲得同樣效果。總言之，未必須以具有規則週期的方式來利用 N 個不同預編碼矩陣。

又，於週期 H (H 係大於上述規則地切換預編碼矩陣之方

式之週期N之自然數)之預編碼矩陣切換方法中，若包含本實施形態之N個不同之預編碼矩陣，則給予良好接收品質之可能性變高。此時，<條件#17>、<條件#18>可調換成如下條件(週期視為N)。

[數248]

<條件#17'>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x為0、1、2、…、N-2、N-1，y為0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

[數249]

<條件#18'>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x為0、1、2、…、N-2、N-1，y為0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

(實施形態10)

於本實施形態，針對規則地切換利用么正矩陣之預編碼矩陣之方法，敘述與實施形態9不同之例。

於週期2N規則地切換預編碼矩陣之方法中，以下式表現為了週期2N而準備之預編碼矩陣。

[數250]

i=0、1、2、…、N-2、N-1時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

…式(234)

$\alpha > 0$ ，設為(不受 i 影響)固定值。

[數251]

$i = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1$ 時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(235)}$$

$\alpha > 0$ ，設為(不受 i 影響)固定值。(式(234)之 α 與式(235)之 α 為同一值。)

此時，從實施形態3之(數106)之條件5及(數107)之條件6可知，對於式(234)而言，以下條件對於獲得良好的資料接收品質甚為重要。

[數252]

<條件#21>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為0、1、2、 $\dots$ 、 $N-2$ 、 $N-1$ ， y 為0、1、2、 $\dots$ 、 $N-2$ 、 $N-1$ ， $x \neq y$ 。)

[數253]

<條件#22>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為0、1、2、 $\dots$ 、 $N-2$ 、 $N-1$ ， y 為0、1、2、 $\dots$ 、 $N-2$ 、 $N-1$ ， $x \neq y$ 。)

然後，考慮附加以下條件。

[數254]

<條件#23>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

且

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

接著，如實施形態6所說明，為了於複數平面上，將接收惡劣點配置成對於相位呈均勻分布，賦予<條件#24>或<條件#25>。

[數255]

<條件#24>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \Lambda, N-2)$$

[數256]

<條件#25>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

總言之，於<條件#24>意味相位差為 $2\pi/N$ 弧度。又，於<條件#25>意味相位差為 $-2\pi/N$ 弧度。

然後， $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ 弧度，且 $\alpha>1$ 時，於第45(a)、(b)圖表示 $N=4$ 時之s1之接收惡劣點及s2之接收惡劣點在複數平面上之配置。從第45(a)、(b)圖可知，於複數平面，s1之接收惡劣點之最小距離保持甚大，又，同樣地，s2之接收惡劣點之最小距離亦保持甚大。然後，於 $\alpha<1$ 時亦為同樣狀態。又，若與實施形態9同樣地思考，則與週期 N 為偶數時比較，週期 N 為奇數時，於複數平面，接收惡劣點間之距

離變大的可能性較高。其中，週期 N 為小值，例如 $N \leq 16$ 以下時，複數平面之接收惡劣點之最小距離係由於存在有接收惡劣點之個數甚少，故可確保某種程度的長度。因此， $N \leq 16$ 時，即便為偶數，仍可能存在可確保資料接收品質的情況。

因此，於根據式(234)、(235)規則地切換預編碼矩陣之方式中，若週期 N 設為奇數，則可令資料接收品質提升的可能性甚高。再者，根據式(234)、(235)生成 $F[0] \sim F[2N-1]$ 之預編碼矩陣($F[0] \sim F[2N-1]$ 之預編碼矩陣係對週期 $2N$ 以任何順序排列而使用均可。)。然後，例如符元號碼 $2Ni$ 時，利用 $F[0]$ 進行預編碼，符元號碼 $2Ni+1$ 時，利用 $F[1]$ 進行預編碼， $\dots$ ，符元號碼 $2N \times i + h$ 時，利用 $F[h]$ 進行預編碼($h=0、1、2、\dots、2N-2、2N-1$)。(在此，如以前的實施形態所述，未必須規則地切換預編碼矩陣亦可。)又， $s1、s2$ 之調變方式均在16QAM時，將 α 設定如式(233)，則可能能夠獲得於某特定之LOS環境下，可增大IQ平面之 $16 \times 16 = 256$ 個訊號點間之最小距離之效果。

又，作為與<條件#23>不同的條件而思考以下條件。

[數257]

<條件#26>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \dots, 2N-2, 2N-1)$$

(x 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， y 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， $x \neq y$ 。)

[數258]

<條件#27>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{11}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{11}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \Lambda, 2N-2, 2N-1)$$

(x 為 N、N+1、N+2、…、2N-2、2N-1，y 為 N、N+1、N+2、…、2N-2、2N-1，x≠y。)

此時，藉由符合<條件#21>、且符合<條件#22>、且符合<條件#26>、且符合<條件#27>，可增大複數平面之s1彼此之接收惡劣點之距離，且可增大複數平面之s2彼此之接收惡劣點之距離，因此可獲得良好的資料接收品質。

於本實施形態，說明有關時間週期2N之預編碼跳躍方法用之2N個不同預編碼矩陣之構成方法。此時，作為2N個不同預編碼矩陣而準備F[0]、F[1]、F[2]、…、F[2N-2]、F[2N-1]，本實施形態係為了以單載波傳送方式時為例來說明，因此說明有關於時間軸(或頻率軸)方向，排列為F[0]、F[1]、F[2]、…、F[2N-2]、F[2N-1]之順序的情況，但未必須限定於此，本實施形態所生成的2N個不同預編碼矩陣F[0]、F[1]、F[2]、…、F[2N-2]、F[2N-1]，亦可適用於OFDM傳送方式等多載波傳送方式。關於該情況之傳送方法，與實施形態1相同，可藉由對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元來變更預編碼權重。再者，雖說明時間週期2N之預編碼跳躍方法，但隨機利用2N個不同預編碼矩陣，亦可獲得同樣效果。總言之，未必須以具有規則週期的方式來利用2N個不同預編碼矩陣。

又，於週期H(H係大於上述規則地切換預編碼矩陣之方式之週期2N之自然數)之預編碼矩陣切換方法中，若包含本

實施形態之2N個不同之預編碼矩陣，則給予良好接收品質之可能性變高。

(實施形態11)

於本實施形態，敘述有關規則地切換利用非么正矩陣之預編碼矩陣之方法。

於週期2N規則地切換預編碼矩陣之方法中，以下式表為了週期2N而準備之預編碼矩陣。

[數259]

$i=0、1、2、\dots、N-2、N-1$ 時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(236)}$$

$\alpha > 0$ ，設為(不受 i 影響)固定值。又， $\delta \neq \pi$ 弧度。

[數260]

$i=N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ 時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(237)}$$

$\alpha > 0$ ，設為(不受 i 影響)固定值。(式(236)之 α 與式(237)之 α 為同一值。)

此時，從實施形態3之(數106)之條件5及(數107)之條件6可知，對於式(236)而言，以下條件對於獲得良好的資料接收品質甚為重要。

[數261]

<條件#28>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

(x 為 0、1、2、…、N-2、N-1，y 為 0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

[數262]

<條件#29>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

(x 為 0、1、2、…、N-2、N-1，y 為 0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

然後，考慮附加以下條件。

[數263]

<條件#30>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

且

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

再者，賦予下式之預編碼矩陣來取代式(237)亦可。

[數264]

i=N、N+1、N+2、…、2N-2、2N-1時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda-\delta)} \end{pmatrix}$$

…式(238)

$\alpha > 0$ ，設為(不受i影響)固定值。(式(236)之 α 與式(238)之 α 為同一值。)

作為例子，如實施形態6所說明，為了於複數平面上，

將接收惡劣點配置成對於相位呈均勻分布，賦予<條件#31>或<條件#32>。

[數265]

<條件#31>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\Lambda, N-2)$$

[數266]

<條件#32>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots, N-2)$$

總言之，於<條件#31>意味相位差為 $2\pi/N$ 弧度。又，於<條件#32>意味相位差為 $-2\pi/N$ 弧度。

然後，於第46(a)、(b)圖表示 $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ 弧度，且 $\alpha>1$ 時， $\delta=(3\pi)/4$ 弧度時， $N=4$ 時之s1之接收惡劣點及s2之接收惡劣點在複數平面上之配置。藉由如此，可增大切換預編碼矩陣之週期，且於複數平面，s1之接收惡劣點之最小距離保持甚大，又，同樣地，s2之接收惡劣點之最小距離亦保持甚大，因此可獲得良好的接收品質。在此，以 $\alpha>1$ 、 $\delta=(3\pi)/4$ 弧度、 $N=4$ 時為例來說明，但不限於此，若為 $\pi/2$ 弧度 $\leq \delta \leq \pi$ 弧度且 $\alpha>0$ 且 $\alpha \neq 1$ ，均可獲得同樣效果。

又，作為與<條件#30>不同的條件而思考以下條件。

[數267]

<條件#33>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \Lambda, 2N-2, 2N-1)$$

(x 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， y 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， $x \neq y$ 。)

[數 268]

<條件#34>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \Lambda, 2N-2, 2N-1)$$

(x 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， y 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， $x \neq y$ 。)

此時，藉由符合<條件#28>、且符合<條件#29>、且符合<條件#33>、且符合<條件#34>，可增大複數平面之 s_1 彼此之接收惡劣點之距離，且可增大複數平面之 s_2 彼此之接收惡劣點之距離，因此可獲得良好的資料接收品質。

於本實施形態，說明有關時間週期 $2N$ 之預編碼跳躍方法用之 $2N$ 個不同預編碼矩陣之構成方法。此時，作為 $2N$ 個不同預編碼矩陣而準備 $F[0]、F[1]、F[2]、\dots、F[2N-2]、F[2N-1]$ ，本實施形態係為了以單載波傳送方式時為例來說明，因此說明有關於時間軸(或頻率軸)方向，排列為 $F[0]、F[1]、F[2]、\dots、F[2N-2]、F[2N-1]$ 之順序的情況，但未必須限定於此，本實施形態所生成的 $2N$ 個不同預編碼矩陣 $F[0]、F[1]、F[2]、\dots、F[2N-2]、F[2N-1]$ ，亦可適用於OFDM傳送方式等多載波傳送方式。關於該情況之傳送方法，與實施形態1相同，可藉由對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元來變更預編碼權重。再者，雖說明時間週期 $2N$ 之預編碼跳躍方法，但隨機利用 $2N$ 個不同預編碼矩陣，亦可獲得同樣效果。總言之，未必須以具有規則週期的方式來利用 $2N$

個不同預編碼矩陣。

又，於週期H(H係大於上述規則地切換預編碼矩陣之方式之週期2N之自然數)之預編碼矩陣切換方法中，若包含本實施形態之2N個不同之預編碼矩陣，則給予良好接收品質之可能性變高。

(實施形態12)

於本實施形態，敘述有關規則地切換利用非么正矩陣之預編碼矩陣之方法。

於週期N規則地切換預編碼矩陣之方法中，以下式表現為了週期N而準備之預編碼矩陣。

[數269]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(239)}$$

$\alpha > 0$ ，設為(不受i影響)固定值。又， $\delta \neq \pi$ 弧度(不受i影響，固定值)， $i = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1$ 。

此時，從實施形態3之(數106)之條件5及(數107)之條件6可知，對於式(239)而言，以下條件對於獲得良好的資料接收品質甚為重要。

[數270]

<條件#35>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x為0、1、2、…、N-2、N-1，y為0、1、2、…、N-2、N-1， $x \neq y$ 。)

[數271]

<條件#36>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為 0、1、2、…、N-2、N-1，y 為 0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

作為例子，如實施形態6所說明，為了於複數平面上，將接收惡劣點配置成對於相位呈均勻分布，賦予<條件#37>或<條件#38>。

[數272]

<條件#37>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

[數273]

<條件#38>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \dots, N-2)$$

總言之，於<條件#37>意味相位差為 $2\pi/N$ 弧度。又，於<條件#38>意味相位差為 $-2\pi/N$ 弧度。

此時，若為 $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| \leq \pi$ 弧度且 $\alpha > 0$ 且 $\alpha \neq 1$ ，則可增大複數平面之s1彼此之接收惡劣點之最小距離，且可增大複數平面之s2彼此之接收惡劣點之最小距離，因此可獲得良好的接收品質。再者，<條件#13>、<條件#18>並非必要條件。

於本實施形態，說明有關時間週期N之預編碼跳躍方法

用之N個不同預編碼矩陣之構成方法。此時，作為N個不同預編碼矩陣而準備F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1]，本實施形態係為了以單載波傳送方式時為例來說明，因此說明有關於時間軸(或頻率軸)方向，排列為F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1]之順序的情況，但未必須限定於此，本實施形態所生成的N個不同預編碼矩陣F[0]、F[1]、F[2]、…、F[N-2]、F[N-1]，亦可適用於OFDM傳送方式等多載波傳送方式。關於該情況之傳送方法，與實施形態1相同，可藉由對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元來變更預編碼權重。再者，雖說明時間週期N之預編碼跳躍方法，但隨機利用N個不同預編碼矩陣，亦可獲得同樣效果。總言之，未必須以具有規則週期的方式來利用N個不同預編碼矩陣。

又，於週期H(H係大於上述規則地切換預編碼矩陣之方式之週期N之自然數)之預編碼矩陣切換方法中，若包含本實施形態之N個不同之預編碼矩陣，則給予良好接收品質之可能性變高。此時，<條件#35>、<條件#36>可調換成如下條件(週期視為N)。

[數274]

<條件#35'>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x為0、1、2、…、N-2、N-1，y為0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

[數275]

<條件#36'>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{for } \exists x, \exists y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \dots, N-2, N-1)$$

(x 為 0、1、2、…、N-2、N-1，y 為 0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

(實施形態13)

於本實施形態，說明有關實施形態8之其他例。

於週期2N規則地切換預編碼矩陣之方法中，以下式表現為了週期2N而準備之預編碼矩陣。

[數276]

i=0、1、2、…、N-2、N-1時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(240)}$$

$\alpha > 0$ ，設為(不受i影響)固定值。又， $\delta \neq \pi$ 弧度。

[數277]

i=N、N+1、N+2、…、2N-2、2N-1時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad \dots \text{式(241)}$$

$\alpha > 0$ ，設為(不受i影響)固定值。(式(240)之 α 與式(241)之 α 為同一值。)

然後，以下式表現以式(240)及式(241)為基礎之週期2×N×M之預編碼矩陣。

[數278]

i=0、1、2、…、N-2、N-1時：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i) + X_k + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

... 式(242)

此時， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。

[數279]

$i=N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ 時：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta + Y_k)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i + Y_k)} \end{pmatrix}$$

... 式(243)

此時， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。又， $X_k=Y_k$ 或 $X_k \neq Y_k$ 均可。

如此一來，生成 $F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ 之預編碼矩陣($F[0] \sim F[2 \times N \times M - 1]$ 之預編碼矩陣可對週期 $N \times M$ 以任何順序排列而使用。)。然後，例如符元號碼 $2 \times N \times M \times i$ 時，利用 $F[0]$ 進行預編碼，符元號碼 $2 \times N \times M \times i + 1$ 時，利用 $F[1]$ 進行預編碼， $\dots$ ，符元號碼 $2 \times N \times M \times i + h$ 時，利用 $F[h]$ 進行預編碼($h=0、1、2、\dots、2 \times N \times M - 2、2 \times N \times M - 1$)。(在此，如以前的實施形態所述，未必須規則地切換預編碼矩陣亦可。)

若如此生成預編碼矩陣，則可實現週期大之預編碼矩陣之切換方法，可簡單變更接收惡劣點之位置，這可能帶來資料接收品質之提升。

再者，週期 $2 \times N \times M$ 之預編碼矩陣之式(242)設為如下式亦可。

[數280]

$i=0、1、2、\dots、N-2、N-1$ 時：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i) + X_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + X_k + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} \end{pmatrix}$$

… 式(244)

此時， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。

又，週期 $2 \times N \times M$ 之預編碼矩陣之式(243)設為式(245)
～式(247)之某一者亦可。

[數281]

$i=N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ 時：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \delta)} & \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix}$$

… 式(245)

此時， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。

[數282]

$i=N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ 時：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(i) + Y_k)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta + Y_k)} \end{pmatrix}$$

… 式(246)

此時， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。

[數283]

$i=N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ 時：

$$F[2 \times N \times k + i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda + Y_k)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda - \delta)} \end{pmatrix}$$

… 式(247)

此時， $k=0、1、\dots、M-2、M-1$ 。

再者，當著眼於接收惡劣點時，若從式(242)至式(247)符合以下所有數式：

[數284]

<條件#39>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

(x 為 0、1、2、…、N-2、N-1，y 為 0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

[數285]

<條件#40>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\delta)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\delta)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

(x 為 0、1、2、…、N-2、N-1，y 為 0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

[數286]

<條件#41>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

且

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

則可獲得良好的資料接收品質。再者，於實施形態8，符合<條件#39>及<條件#40>即可。

又，當著眼於式(242)至式(247)之X_k、Y_k時，若符合以下兩個條件：

[數287]

<條件#42>

$$X_a \neq X_b + 2 \times s \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \Lambda, M-2, M-1)$$

(a 為 $0、1、2、\dots、M-2、M-1$ ， b 為 $0、1、2、\dots、M-2、M-1$ ， $a \neq b$ 。)

其中， s 為整數。

[數288]

<條件#43>

$$Y_a \neq Y_b + 2 \times u \times \pi \quad \text{for } \forall a, \forall b (a \neq b; a, b = 0, 1, 2, \dots, M-2, M-1)$$

(a 為 $0、1、2、\dots、M-2、M-1$ ， b 為 $0、1、2、\dots、M-2、M-1$ ， $a \neq b$ 。)

其中， u 為整數。

則可獲得良好的資料接收品質。再者，於實施形態8，符合<條件#42>即可。

再者，於式(242)及式(247)， 0 弧度 $\leq \delta \leq 2\pi$ 弧度時， $\delta = \pi$ 弧度時會成為么正矩陣， $\delta \neq \pi$ 弧度時會成為非么正矩陣。於本方式中， $\pi/2$ 弧度 $\leq |\delta| < \pi$ 弧度之非么正矩陣時，成為一特徵性構成，可獲得良好的資料接收品質。作為別的構成亦包括么正矩陣的情況，於實施形態10或實施形態16會詳細敘述，於式(242)至式(247)中，若 N 設為奇數，可獲得良好的資料接收品質之可能性變高。

(實施形態14)

於本實施形態，就規則地切換預編碼矩陣之方式，說明有關作為預編碼矩陣，利用么正矩陣的情況與利用非么正矩陣的情況之區分使用例。

說明例如利用2列2行之預編碼矩陣(各要素係以複數個數所構成)時，亦即說明有關對於根據某調變方式之2個

調變訊號($s_1(t)$ 及 $s_2(t)$)，施以預編碼，從2個天線發送預編碼後之2個訊號的情況。採用規則地切換預編碼矩陣之方法來傳送資料時，第3圖及第13圖之發送裝置係藉由訊框構成訊號313，由映射部306A、306B切換調變方式。此時，調變方式之調變多值數(調變多值數：IQ平面之調變方式之訊號點之數目)與預編碼矩陣之關係。

規則地切換預編碼矩陣之方法之優點在於如實施形態6所說明，於LOS環境下，可獲得良好的資料接收品質之點，尤其在接收裝置施以ML運算或根據ML運算之APP(或Max-Log APP)時，其效果甚大。然而，ML運算係伴隨著調變方式之調變多值數，而對電路規模(運算規模)帶來甚大影響。例如從2個天線發送預編碼後之2個訊號，2個調變訊號(根據預編碼前之調變方式之訊號)均採用同一調變方式時，調變方式為QPSK的情況下，IQ平面之候補訊號點(第11圖之接收訊號點1101)之數目為 $4 \times 4 = 16$ 個，16QAM的情況下為 $16 \times 16 = 256$ 個，64QAM的情況下為 $64 \times 64 = 4096$ 個，256QAM的情況下為 $256 \times 256 = 65536$ 個，1024QAM的情況下為 $1024 \times 1024 = 1048576$ 個，為了將接收裝置之運算規模壓低在某程度之電路規模，調變方式為QPSK、16QAM、64QAM時，於接收裝置，採用利用ML運算(根據ML運算之(Max-Log)APP)之檢波，256QAM、1024QAM時，採用利用如MMSE、ZF之線性運算之檢波。(視情況，256QAM時亦可採用ML運算。)

設想該類接收裝置時，若考慮到多工訊號分離後之

SNR(signal-to-noise power ratio：訊號雜訊功率比)的情況，於接收裝置採用如MMSE、ZF之線性運算時，么正矩陣適合作為預編碼矩陣，採用ML運算時，採用么正矩陣。非么正矩陣之任一者作為預編碼矩陣均可。若考慮上述任一實施形態之說明，從2個天線發送預編碼後之2個訊號，2個調變訊號(根據預編碼前之調變方式之訊號)均採用同一調變方式的情況下，若調變方式之調變多值數為64值以下(或256值以下)時，利用非么正矩陣，作為採用規則地切換預編碼矩陣之方式時之預編碼矩陣，大於64值(或大於256值)時，利用么正矩陣，則於任一調變方式的情況下，獲得可縮小接收裝置之電路規模，同時可得到良好的資料接收品質的效果之可能性變高。

又，於調變方式之調變多值數為64值以下(或256值以下)的情況下，亦可能有採用么正矩陣較佳的情況。若考慮該情況，則於支援調變方式之調變多值數為64值以下(或256值以下)之複數種調變方式的情況下，重點在於作為採用以所支援的複數種64值以下之調變方式之某一調變方式，來規則地切換預編碼矩陣之方式時之預編碼矩陣，存在有採用非么正矩陣的情況。

於上述，作為一例而說明有關從2個天線發送預編碼後之2個訊號的情況，但不限於此，從N個天線發送預編碼後之N個訊號，N個調變訊號(根據預編碼前之調變方式之訊號)均採用同一調變方式的情況下，於調變方式之調變多值數設定臨限值 β_N ，調變方式之調變多值數支援 β_N 以下之複數

種調變方式時，作為採用以所支援的 β_N 以下之複數種調變方式之某一調變方式，來規則地切換預編碼矩陣之方式時之預編碼矩陣，存在有採用非么正矩陣的情況；調變方式之調變多值數大於 β_N 之調變方式時，若採用么正矩陣，於通訊系統所支援的所有調變方式中，在任一調變方式的情況下，獲得可縮小接收裝置之電路規模，同時可得到良好的資料接收品質的效果之可能性變高。(調變方式之調變多值數為 β_N 以下時，作為採用規則地切換預編碼矩陣之方式時之預編碼矩陣，亦可始終採用非么正矩陣。)

於上述，以同時發送之 N 個調變訊號之調變方式採用同一調變方式的情況來說明，而以下說明有關於同時發送之 N 個調變訊號，存在有兩種以上之調變方式的情況。

作為例子而說明有關從2個天線，發送預編碼後之2個訊號的情況。2個調變訊號(根據預編碼前之調變方式之訊號)均為同一調變方式、或為不同調變方式時，採用調變多值數為 2^{a1} 值之調變方式與調變多值數為 2^{a2} 值之調變方式。此時，於接收裝置，採用ML運算(根據ML運算之(Max-Log)APP)時，IQ平面之候補訊號點(第11圖之接收訊號點1101)之數目存在有 $2^{a1}+2^{a2}=2^{a1+a2}$ 之候補訊號點。此時，如上所述，為了可縮小接收裝置之電路規模，同時可得到良好的資料接收品質，對於 2^{a1+a2} 設定 2^β 之臨限值， $2^{a1+a2} \leq 2^\beta$ 時，作為採用規則地切換預編碼矩陣之方式時之預編碼矩陣，係採用非么正矩陣， $2^{a1+a2} > 2^\beta$ 時，採用么正矩陣即可。

又，於 $2^{a_1+a_2} \leq 2^\beta$ 時，亦可能有採用么正矩陣較佳的情況。若考慮該類情況，作為採用以支援 $2^{a_1+a_2} \leq 2^\beta$ 之複數種調變方式之組合之某一調變方式之組合，規則地切換預編碼矩陣時之預編碼矩陣，存在有採用非么正矩陣的情況甚為重要。

於上述，作為一例而說明關於從2個天線，發送預編碼後之2個訊號的情況，但不限於此。例如N個調變訊號(根據預編碼前之調變方式之訊號)均為同一調變方式，或存在有不同調變方式時，將第i調變訊號之調變方式之調變多值數設為 2^{a_i} ($i=1, 2, \dots, N-1, N$)。

此時，於接收裝置，採用ML運算(根據ML運算之(Max-Log)APP)時，IQ平面之候補訊號點(第11圖之接收訊號點1101)之數目存在有 $2^{a_1} \times 2^{a_2} \times \dots \times 2^{a_i} \times \dots \times 2^{a_N} = 2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N}$ 之候補訊號點。此時，如上所述，為了可縮小接收裝置之電路規模，同時可得到良好的資料接收品質，對於 $2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N}$ 設定 2^β 之臨限值。

[數289]

<條件#44>

$$2^{a_1+a_2+\dots+a_i+\dots+a_N} = 2^Y \leq 2^\beta \quad \dots \text{式(248)}$$

$$\text{其中, } Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

支援符合<條件#44>之複數種調變方式之組合的情況，作為採用所支援的<條件#44>之複數種調變方式之組合之某一

調變方式之組合，規則地切換預編碼矩陣時之預編碼矩陣，存在有採用非么正矩陣的情況；

[數290]

<條件45#>

$$2^{a1+a2+\Lambda+ai+\Lambda+aN} = 2^Y > 2^\beta$$

…式(249)

$$\text{其中，} Y = \sum_{i=1}^N a_i$$

支援符合<條件#45>之所有調變方式之組合的情況，若採用么正矩陣，則於通訊系統所支援的所有調變方式中，無論於任何調變方式之組合，獲得可縮小接收裝置之電路規模，同時可得到良好的資料接收品質的效果之可能性變高。(支援符合<條件#44之複數種調變方式之所有組合中，作為採用規則地切換預編碼矩陣之方式時之預編碼矩陣，亦可利用非么正矩陣。)

(實施形態15)

於本實施形態，說明有關採用如OFDM之多載波傳送方式、規則地切換預編碼矩陣之方式之方式之系統例。

第47圖係表示於本實施形態之採用如OFDM之多載波傳送方式、規則地切換預編碼矩陣之方式之方式之系統中，播送台(基地台)所發送的發送訊號之時間-頻率軸之訊框構成之一例。(時間\$1至時間\$T之訊框構成。)第47(A)圖係於實施形態1等所說明的串流s1之時間-頻率軸之訊框構成；第47(B)圖係於實施形態1等所說明的串流s2之時間-頻

率軸之訊框構成。串流s1與串流s2之同一時間、同一(子)載波之符元係利用複數個天線，於同一時間、同一頻率發送。

於第47(A)、(B)圖，採用OFDM時所使用的(子)載波係以下述載波群分割：(子)載波a～(子)載波a+N_a所構成的載波群#A；(子)載波b～(子)載波a+N_b所構成的載波群#B；(子)載波c～(子)載波c+N_c所構成的載波群#C；(子)載波d～(子)載波d+N_d所構成的載波群#D；以此類推。然後，於各子載波群，支援複數種發送方法。在此，藉由支援複數種發送方法，可有效活用各發送方法所具有的優點。例如於第47(A)、(B)圖，載波群#A係採用空間多工MIMO傳送方式，獲採用預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式；載波群#B係採用規則地切換預編碼矩陣之MIMO傳送方式；載波群#C係僅發送串流s1；載波群#D係利用時空區塊碼來發送。

第48圖係表示於本實施形態之採用如OFDM之多載波傳送方式、規則地切換預編碼矩陣之方式之系統中，播送台(基地台)所發送的發送訊號之時間-頻率軸之訊框構成之一例，其表示不同於第47圖、從時間\$X至時間\$X+T'之訊框構成。第48圖係與第47圖相同，採用OFDM時所使用的(子)載波係以下述載波群分割：(子)載波a～(子)載波a+N_a所構成的載波群#A；(子)載波b～(子)載波a+N_b所構成的載波群#B；(子)載波c～(子)載波c+N_c所構成的載波群#C；(子)載波d～(子)載波d+N_d所構成的載波群#D；以此類推。然後，第48圖與第47圖之相異點在於，存在有第47

圖所用之通訊方式與第48圖所用之通訊方式不同之載波群。於第48圖，於(A)、(B)，載波群#A係利用時空區塊碼來發送；載波群#B係採用規則地切換預編碼矩陣之MIMO傳送方式；載波群#C係採用規則地切換預編碼矩陣之MIMO傳送方式；載波群#D係僅發送串流s1。

接著，說明有關所支援的發送方法。

第49圖係表示採用空間多工MIMO傳送方式、或預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式時之訊號處理方法，並附上與第6圖相同的號碼。

按照某調變方式之基頻訊號之加權合成部600係以串流s1(t)(307A)及串流s2(t)(307B)、及關於加權方法之資訊315作為輸入，並輸出加權後之調變訊號z1(t)(309A)及加權後之調變訊號z2(t)(309B)。在此，關於加權方法之資訊315表示空間多工MIMO傳送方式時，進行第49圖之方式#1之訊號處理。總言之，進行以下處理。

[數291]

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

…式(250)

其中，支援發送1個調變訊號之方式時，從發送電力的觀點來看，式(250)有時亦表現如式(251)。

[數292]

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} s1(t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} s2(t) \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

… 式(251)

然後，關於權重方法之資訊315表示預編碼矩陣為固定之MIMO傳送方式時，進行例如第49圖之方式#2之訊號處理。總言之，進行以下處理。

[數293]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} + \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

… 式(252)

在此， θ_{11} 、 θ_{12} 、 λ 、 δ 為固定值。

第50圖係表示利用時空區塊碼時之調變訊號之構成。第50圖之時空區塊編碼部(5002)係以根據某調變訊號之基頻訊號作為輸入。例如時空區塊編碼部(5002)係以符元s1、s2、…作為輸入。如此一來，如第50圖所示進行時空區塊編碼，z1(5003A)係「s1作為符元#0」、「-s2*作為符元#1」、「s3作為符元#2」、「-s4*作為符元#3」，以此類推；z2(5003B)係「s2作為符元#0」、「s1*作為符元#1」、「s4作為符元#2」、「s3*作為符元#3」，以此類推。此時，z1之符元#X、z2之符元#4係於同一時間，藉由同一頻率而從天線發送。

於第47圖、第48圖，僅記載傳送資料之符元，但實際上須傳送傳送方式、調變方式、錯誤更正方式等資訊。例

如第51圖，若僅以1個調變訊號 $z1$ ，定期傳送該等訊號，則可對通訊對象傳送該等資訊。又，須傳送傳送路之變動，亦即接收裝置用以推定通道變動之符元(例如前導符元、參考符元、後置、在接收時已知之(PSK: Phase Shift Keying(相位鍵移))符元)。於第47圖、第48圖，省略該等符元而記述，但實際上，用以推定通道變動之符元包含於時間-頻率軸之訊框構成。因此，各載波群並非僅由用以傳送資料之符元來構成。(關於該點，於實施形態1亦同。)

第52圖係表示本實施形態之播送台(基地台)之發送裝置之構成之一例。發送方法決定部(5205)進行各載波群之載波數、調變方式、錯誤更正方式、錯誤更正碼之編碼率、發送方法等之決定，並作為控制訊號(5206)輸出。

調變訊號生成部#1(5201_1)係以資訊(5200_1)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出第47圖、第48圖之載波群#A之調變訊號 $z1$ (5202_1)及調變訊號 $z2$ (5203_1)。

同樣地，調變訊號生成部#2(5201_2)係以資訊(5200_2)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出第47圖、第48圖之載波群#B之調變訊號 $z1$ (5202_2)及調變訊號 $z2$ (5203_2)。

同樣地，調變訊號生成部#3(5201_3)係以資訊(5200_3)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出第47圖、第48圖之載波群#C之調變訊號 $z1$ (5202_3)及調變訊號 $z2$ (5203_3)。

同樣地，調變訊號生成部#4(5201_4)係以資訊(5200_4)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出第47圖、第48圖之載波群#D之調變訊號z1(5202_4)及調變訊號z2(5203_4)。

以下雖未圖示，但從調變訊號生成部#5到調變訊號生成部#M係同上。

然後，同樣地，調變訊號生成部#M(5201_M)係以資訊(5200_M)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出某載波群之調變訊號z1(5202_M)及調變訊號z2(5203_N)。

OFDM方式關連處理部(5207_1)係以載波群#A之調變訊號z1(5202_1)、載波群#B之調變訊號z1(5202_2)、載波群#C之調變訊號z1(5202_3)、載波群#D之調變訊號z1(5202_4)、…、某載波群之調變訊號z1(5202_M)、及控制訊號(5206)作為輸入，進行重排並施以反傅利葉轉換、頻率轉換、放大等處理，輸出發送訊號(5208_1)；發送訊號(5208_1)係從天線(5209_1)作為電波輸出。

同樣地，OFDM方式關連處理部(5207_2)係以載波群#A之調變訊號z1(5203_1)、載波群#B之調變訊號z2(5203_2)、載波群#C之調變訊號z2(5203_3)、載波群#D之調變訊號z2(5203_4)、…、某載波群之調變訊號z2(5203_M)、及控制訊號(5206)作為輸入，進行重排並施以反傅利葉轉換、頻率轉換、放大等處理，輸出發送訊號(5208_2)；發送訊號(5208_2)係從天線(5209_2)作為電波輸出。

第53圖係表示第52圖之調變訊號生成部#1～#M之構成之一例。錯誤更正編碼部(5302)係以資訊(5300)及控制訊號(5301)作為輸入，按照控制訊號(5301)設定錯誤更正編碼方式、錯誤更正編碼之編碼率，進行錯誤更正編碼，並輸出錯誤更正編碼後之資料(5303)。(依據錯誤更正編碼方式、錯誤更正編碼之編碼率設定，例如利用LDPC碼、渦輪碼、卷積碼等時，依編碼率，有時會進行穿刺以實現編碼率。)

交錯部(5304)係以錯誤更正編碼後之資料(5303)、控制訊號(5301)作為輸入，按照控制訊號(5301)所含之交錯方法資訊，進行錯誤更正編碼後之資料(5303)之重排，並輸出交錯後之資料(5305)。

映射部(5306_1)係將交錯後之資料(5305)及控制訊號(5301)作為輸入，按照控制訊號(5301)所含之調變方式資訊，進行映射處理，並輸出基頻訊號(5307_1)。

同樣地，映射部(5306_2)係將交錯後之資料(5305)及控制訊號(5301)作為輸入，按照控制訊號(5301)所含之調變方式資訊，進行映射處理，並輸出基頻訊號(5307_2)。

訊號處理部(5308)係以基頻訊號(5307_1)、基頻訊號(5307_2)及控制訊號(5301)作為輸入，根據控制訊號(5301)所含之傳送方法(在此，例如空間多工MIMO傳送方式、利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、規則地切換預編碼矩陣之MIMO方式、時空區塊編碼、僅由串流s1發送之傳送方式)資訊，進行訊號處理，並輸出訊號處理後之訊號z1(5309_1)

及訊號處理後之訊號 $z2(5309\_2)$ 。再者，選擇僅發送串流 $s1$ 之傳送方式時，訊號處理部(5308)亦可能不輸出訊號處理後之訊號 $z2(5309\_2)$ 。又，於第53圖係表示錯誤更正編碼部為1個時之構成，但不限於此，例如第3圖所示，具備複數個編碼器亦可。

第54圖係表示OFDM方式關連處理部(5207_1及5207_2)之構成之一例，與第14圖同樣地動作之構成則附上同一符號。重排部(5402A)係以載波群#A之調變訊號 $z1(5400\_1)$ 、載波群#B之調變訊號 $z1(5400\_2)$ 、載波群#C之調變訊號 $z1(5400\_3)$ 、載波群#D之調變訊號 $z1(5400\_4)$ 、…、某載波群之調變訊號 $z1(5400\_M)$ 及控制訊號(5403)作為輸入，進行重排並輸出重排後之訊號1405A及1405B。再者，於第47圖、第48圖、第51圖，說明由集合之子載波構成載波群之分派之例，但不限於此，由依時間而離散之子載波構成載波群亦可。又，於第47圖、第48圖、第51圖，以載波群之載波數不依時間而變更之例來說明，但不限於此。關於該點會另於下文說明。

第55圖係表示如第47圖、第48圖、第51圖，依各載波群設定傳送方式之方式之時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。於第55圖，以5500表示控制資訊符元，以5501表示個別控制資訊符元，以5502表示資料符元，以5503表示前導符元。又，第55(A)圖係表示串流 $s1$ 之時間-頻率軸之訊框構成，第55(B)圖係表示串流 $s2$ 之時間-頻率軸之訊框構成。

控制資訊符元係用以傳送載波群共通之控制資訊之符

元，以收發機用以進行頻率、時間同步之符元、關於(子)載波之分派之資訊等所構成。然後，控制資訊符元係於時刻\$1，僅從串流s1發送之符元。

個別控制資訊符元係用以傳送載波群個別之控制資訊之符元，由錯誤更正編碼之編碼率・錯誤更正碼之區塊尺寸等資訊、前導符元之插入方法之資訊、前導符元之發送功率等資訊所構成。個別控制資訊符元係於時刻\$1，僅從串流s1發送之符元。

資料符元係用以傳送資料(資訊)之符元，如利用第47圖～第50圖所說明，其為例如空間多工MIMO傳送方式、利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、規則地切換預編碼矩陣之MIMO方式、時空區塊編碼、僅由串流s1發送之傳送方式之某一傳送方式之符元。再者，雖記載於載波群#A、載波群#B、載波群#C、載波群#D，在串流s2存在有資料符元，但採用僅由串流s1發送之傳送方式時，亦有於串流s2不存在資料符元的情況。

前導符元係接收裝置為了通道推定，亦即用以推定相當於 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 之變動之符元。(在此，由於採用如OFDM方式之多載波傳送方式，因此其係用以就各子載波，推定相當於 $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$ 之變動之符元。)因此，前導符元係採用例如PSK傳送方式，構成如在收發機為已知之模式。又，接收裝置亦可將前導符元用於推定頻率偏離、推定相位扭曲、時間同步。

第56圖係表示用以接收第52圖之發送裝置所發送的調

變訊號之接收裝置之構成之一例，關於與第7圖同樣動作者係附上同一符號。

於第56圖，OFDM方式關連處理部(5600_X)係以接收訊號702_X作為輸入，進行預定處理，並輸出訊號處理後之訊號704_X。同樣地，OFDM方式關連處理部(5600_Y)係以接收訊號702_Y作為輸入，進行預定處理，並輸出訊號處理後之訊號704_Y。

第56圖之控制資訊解碼部709係以訊號處理後之訊號704_X及訊號處理後之訊號704_Y作為輸入，擷取第55圖之控制資訊符元及個別控制資訊符元，獲得以該等符元所傳送的控制資訊，並輸出包含該資訊之控制訊號710。

調變訊號z1之通道變動推定部705_1係以訊號處理後之訊號704_X及控制訊號710作為輸入，進行該接收裝置所必要的載波群(所需載波群)之通道推定，並輸出通道推定訊號706_1。

同樣地，調變訊號z2之通道變動推定部705_2係以訊號處理後之訊號704_X及控制訊號710作為輸入，進行該接收裝置所必要的載波群(所需載波群)之通道推定，並輸出通道推定訊號706_2。

同樣地，調變訊號z1之通道變動推定部705_1係以訊號處理後之訊號704_Y及控制訊號710作為輸入，進行該接收裝置所必要的載波群(所需載波群)之通道推定，並輸出通道推定訊號708_1。

同樣地，調變訊號z2之通道變動推定部705_2係以訊號

處理後之訊號704_Y及控制訊號710作為輸入，進行該接收裝置所必要的載波群(所需載波群)之通道推定，並輸出通道推定訊號708_2。

然後，訊號處理部711係以訊號706_1、706_2、708_1、708_2、704_X、704_Y及控制訊號710作為輸入，根據控制訊號710所含、以所需載波群所傳送的資料符元之傳送方式・調變方式・錯誤更正編碼方式・錯誤更正編碼之編碼率・錯誤更正碼之區塊尺寸等資訊，進行解調、解碼處理，並輸出接收資料712。

第57圖係表示第56圖之OFDM方式關連處理部(5600_X、5600_Y)之構成，頻率轉換部(5701)係以接收訊號(5700)作為輸入而進行頻率轉換，並輸出頻率轉換後之訊號(5702)。

傅利葉轉換部(5703)係以頻率轉換後之訊號(5702)作為輸入而進行傅利葉轉換，並輸出傅利葉轉換後之訊號(5704)。

如以上，採用如OFDM方式之多載波傳送方式時，藉由分割為複數個載波群，就各載波群設定傳送方式，可就各載波群設定接收品質及傳送速度，因此能夠獲得可建構靈活系統的效果。此時，藉由如於其他實施形態所述，可選擇規則地切換預編碼矩陣之方法，可獲得對於LOS環境可獲得高接收品質，並且可獲得高傳送速度之優點。再者，於本實施形態，作為可設定載波群之傳送方式，舉出「空間多工MIMO傳送方式、利用固定的預編碼矩陣之MIMO方

式、規則地切換預編碼矩陣之MIMO方式、時空區塊編碼、僅由串流s1發送之傳送方式」，但不限於此，此時，作為時空碼而說明第50圖之方式，但不限於此，又，利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式不限於第49圖之方式#2，若由固定的預編碼矩陣構成即可。又，於本實施形態，以發送裝置之天線數設為2的情況來說明，但不限於此，在大於2的情況下，若可選擇「空間多工MIMO傳送方式、利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、規則地切換預編碼矩陣之MIMO方式、時空區塊編碼、僅由串流s1發送之傳送方式」之某一傳送方式，仍可獲得同樣效果。

第58圖係表示與第47圖、第48圖、第51圖不同之載波群之分派方法。於第47圖、第48圖、第51圖、第55圖，以載波群之分派由集合之子載波所構成之例來說明，於第58圖，其特徵在於載波群之載波離散地配置。第58圖係表示與第47圖、第48圖、第51圖、第55圖不同之時間-頻率軸之訊框構成之一例，於第58圖，表示載波1至載波H、時間\$1至時間\$K之訊框構成，關於與第55相同者則附上同一符號。於第58圖之資料符元，記載作「A」之符元係載波群A之符元，記載作「B」之符元係載波群B之符元，記載作「C」之符元係載波群C之符元，記載作「D」之符元係載波群D之符元。如此，即便載波群離散地配置於(子)載波方向，仍可同樣地實施，又，於時間軸方向，無須始終使用同一載波。藉由進行如此配置，能夠獲得可獲得時間、頻率分集增益的效果。

於第47圖、第48圖、第51圖、第58圖，依各載波群，於同一時間配置個別控制資訊符元、固有控制資訊符元，但於不同時間配置亦可。又，載波群所使用的(子)載波數亦可隨時間而變更。

(實施形態16)

於本實施形態，與實施形態10同樣針對規則地切換利用么正矩陣之預編碼矩陣之方法，敘述有關N設為奇數的情況。

於週期2N規則地切換預編碼矩陣之方法中，以下式表現為了週期2N而準備之預編碼矩陣。

[數294]

$i=0、1、2、\dots、N-2、N-1$ 時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

…式(253)

$\alpha > 0$ ，設為(不受 i 影響)固定值。

[數295]

$i=N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ 時：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i) + \lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i) + \lambda + \pi)} \end{pmatrix}$$

…式(254)

$\alpha > 0$ ，設為(不受 i 影響)固定值。(式(234)之 α 與式(235)之 α 為同一值。)

此時，從實施形態3之(數106)之條件5及(數107)之條件6可知，對於式(253)而言，以下條件對於獲得良好的資料接

收品質甚為重要。

[數296]

<條件#46>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

(x 為 0、1、2、…、N-2、N-1，y 為 0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

[數297]

<條件#47>

$$e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x)-\pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y)-\theta_{21}(y)-\pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

(x 為 0、1、2、…、N-2、N-1，y 為 0、1、2、…、N-2、N-1，x≠y。)

然後，考慮附加以下條件。

[數298]

<條件#48>

$$\theta_{11}(x) = \theta_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

且

$$\theta_{21}(y) = \theta_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y (y = 0, 1, 2, \Lambda, N-2, N-1)$$

接著，如實施形態6所說明，為了於複數平面上，將接收惡劣點配置成對於相位呈均勻分布，賦予<條件#49>或<條件#50>。

[數299]

<條件#49>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x = 0, 1, 2, \Lambda, N-2)$$

[數300]

<條件#50>

$$\frac{e^{j(\theta_{11}(x+1)-\theta_{21}(x+1))}}{e^{j(\theta_{11}(x)-\theta_{21}(x))}} = e^{j\left(-\frac{2\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x (x=0,1,2,\dots,N-2)$$

總言之，於<條件#49>意味相位差為 $2\pi/N$ 弧度。又，於<條件#50>意味相位差為 $-2\pi/N$ 弧度。

然後， $\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ 弧度，且 $\alpha>1$ 時，於第60(a)、(b)圖表示 $N=4$ 時之 $s1$ 之接收惡劣點及 $s2$ 之接收惡劣點在複數平面上之配置。從第60(a)、(b)圖可知，於複數平面， $s1$ 之接收惡劣點之最小距離保持甚大，又，同樣地， $s2$ 之接收惡劣點之最小距離亦保持甚大。然後，於 $\alpha<1$ 時亦為同樣狀態。又，若與實施形態10之第45圖比較且與實施形態9同樣地思考，則與 N 為偶數時比較， N 為奇數時，於複數平面，接收惡劣點間之距離變大的可能性較高。其中， N 為小值，例如 $N\leq 16$ 以下時，複數平面之接收惡劣點之最小距離係由於存在有接收惡劣點之個數甚少，故可確保某種程度的長度。因此， $N\leq 16$ 時，即便為偶數，仍可能存在可確保資料接收品質的情況。

因此，於根據式(253)、(254)規則地切換預編碼矩陣之方式中，若週期 N 設為奇數，則可令資料接收品質提升的可能性甚高。再者，根據式(253)、(254)生成 $F[0]\sim F[2N-1]$ 之預編碼矩陣($F[0]\sim F[2N-1]$ 之預編碼矩陣係對週期 $2N$ 以任何順序排列而使用均可。)。然後，例如符元號碼 $2Ni$ 時，利用 $F[0]$ 進行預編碼，符元號碼 $2Ni+1$ 時，利用 $F[1]$ 進行預

編碼，…，符元號碼 $2N \times i + h$ 時，利用 $F[h]$ 進行預編碼($h=0、1、2、\dots、2N-2、2N-1$)。(在此，如以前的實施形態所述，未必須規則地切換預編碼矩陣亦可。)又， $s1、s2$ 之調變方式均在16QAM時，將 α 設定如式(233)，則可能能夠獲得於某特定之LOS環境下，可增大IQ平面之 $16 \times 16 = 256$ 個訊號點間之最小距離之效果。

又，作為與<條件#48>不同的條件而思考以下條件。

[數301]

<條件#51>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x))} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y))} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \Lambda, 2N-2, 2N-1)$$

(x 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， y 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， $x \neq y$ 。)

[數302]

<條件#52>

$$e^{j(\theta_{11}(x) - \theta_{21}(x) - \pi)} \neq e^{j(\theta_{11}(y) - \theta_{21}(y) - \pi)} \quad \text{for } \forall x, \forall y (x \neq y; x, y = N, N+1, N+2, \Lambda, 2N-2, 2N-1)$$

(x 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， y 為 $N、N+1、N+2、\dots、2N-2、2N-1$ ， $x \neq y$ 。)

此時，藉由符合<條件#46>、且符合<條件#47>、且符合<條件#48>、且符合<條件#49>，可增大複數平面之 $s1$ 彼此之接收惡劣點之距離，且可增大 $s2$ 彼此之接收惡劣點之距離，因此可獲得良好的資料接收品質。

於本實施形態，說明有關時間週期 $2N$ 之預編碼跳躍方法用之 $2N$ 個不同預編碼矩陣之構成方法。此時，作為 $2N$ 個不同預編碼矩陣而準備 $F[0]、F[1]、F[2]、\dots、F[2N-2]$ 、

$F[2N-1]$ ，本實施形態係為了以單載波傳送方式時為例來說明，因此說明有關於時間軸(或頻率軸)方向，排列為 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ 之順序的情況，但未必須限定於此，本實施形態所生成的 $2N$ 個不同預編碼矩陣 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $F[2]$ 、 $\dots$ 、 $F[2N-2]$ 、 $F[2N-1]$ ，亦可適用於OFDM傳送方式等多載波傳送方式。關於該情況之傳送方法，與實施形態1相同，可藉由對於頻率軸、頻率-時間軸配置符元來變更預編碼權重。再者，雖說明時間週期 $2N$ 之預編碼跳躍方法，但隨機利用 $2N$ 個不同預編碼矩陣，亦可獲得同樣效果。總言之，未必須以具有規則週期的方式來利用 $2N$ 個不同預編碼矩陣。

又，於週期 H (H 係大於上述規則地切換預編碼矩陣之方式之週期 $2N$ 之自然數)之預編碼矩陣切換方法中，若包含本實施形態之 $2N$ 個不同之預編碼矩陣，則給予良好接收品質之可能性變高。

(實施形態17)

於本實施形態17，說明有關規則地切換預編碼矩陣之MIMO傳送方式之可獲得高接收品質之受到預編碼之符元配置。

第61圖係表示於規則地切換預編碼矩陣之發送方式，利用如OFDM方式之多載波方式時之時間-頻率軸之訊號之一部分符元之訊框構成之一例。第61(a)圖係表示調變訊號 $z1$ 之訊框構成，第61(b)圖係表示調變訊號 $z2$ 之訊框構成，於兩圖中，1個四角表示1個符元。

於第61(a)圖及第61(b)圖所示之調變訊號 $z1$ 及調變訊號 $z2$ ，分配到同一載波號碼之符元均於同一時間，利用同一頻率，從發送裝置之複數個天線發送。

在此，注意第61(a)圖之載波 $f2$ ，時刻 $t2$ 之符元610a。再者，在此雖記載作載波，但有時亦稱為子載波。

於載波 $f2$ ，在時間上最鄰接於時刻 $t2$ 之符元，亦即載波 $f2$ 之時刻 $t1$ 之符元613a及時刻 $t3$ 之符元611a各者之狀態，係與載波 $f2$ 、時刻 $t2$ 之符元610a之通道狀態具有非常高度相關。

同樣地，於時刻 $t2$ ，在頻率軸方向最鄰接於載波 $f2$ 之頻率之符元，亦即載波 $f1$ 、時刻 $t2$ 之符元612a及時刻 $t2$ 、載波 $f3$ 之符元614a之通道狀態，均與載波 $f2$ 、時刻 $t2$ 之符元610a之通道狀態具有非常高度相關。

如上述，符元611a、612a、613a、614a各者之通道狀態係與符元610a之通道狀態之相關非常高。

再者，關於調變訊號 $z2$ 之符元610b~614b，當然亦具有同樣的相關性。

於本說明書中，就規則地切換預編碼矩陣之發送方法，準備 N 種矩陣(其中， N 為5以上之整數)作為預編碼矩陣。於第61圖之符元，例如附有記號「#1」，此意味該符元係利用預編碼矩陣#1受到編碼之符元。總言之，作為預編碼矩陣而準備預編碼矩陣#1~# N 。因此，附有記號「# N 」之符元係意味已利用預編碼矩陣# N 進行預編碼之符元。

於本實施形態揭示一種受到預編碼符元之符元配置，

係利用該類於頻率軸方向相鄰接之符元、及於時間軸方向相鄰接之符元之通道狀態之高度相關性，於接收裝置側可獲得高接收品質者。

該類於接收側可獲得高接收品質之條件(稱為條件#53)係如下。

<條件#53>

於規則地切換預編碼矩陣之發送方法，在利用如OFDM之多載波傳送方法的情況下，當時間 X ・載波 Y 為資料傳送用之符元(以下稱為資料符元)，於時間軸方向相鄰接之符元、亦即時間 $X-1$ ・載波 Y 及時間 $X+1$ ・載波 Y 均為資料符元，且於頻率軸方向相鄰接之符元、亦即時間 X ・載波 $Y-1$ 及時間 X ・載波 $Y+1$ 均為資料符元時，該等5個資料符元均藉由不同之預編碼矩陣進行預編碼。

導出該<條件#53>之理由如下。於發送訊號有某符元(以下稱為符元A)，與該符元A在時間上相鄰接之符元、及與符元A在頻率上相鄰接之符元各者之通道狀態，係如上述與符元A之通道狀態具高度相關。

於該等5個符元，若利用不同之預編碼矩陣，則於LOS環境下，符元A雖為惡劣之接收品質(作為SNR雖獲得高接收品質，但由於直接波之相位關係為惡劣狀況，因此接收品質為不佳狀態)，但於剩餘與符元A相鄰接之4符元，可獲得良好接收品質之可能性非常高，其結果，錯誤更正解碼後可獲得良好接收品質。

另，對與符元A在時間上相鄰接之符元或在頻率上相鄰

接之符元，若利用與符元A同一預編碼矩陣，則該利用相同預編碼矩陣之鄰接符元係與符元A相同，其接收品質變得惡劣之可能性非常高，其結果，於錯誤更正解碼後，資料之接收品質劣化。

第61圖係表示該可獲得高接收品質之符元配置例，第62圖係表示接收品質劣化之符元配置例。

如觀看第61(a)圖可知，用於相當於符元A之符元610a之預編碼矩陣、用於與該符元610a在時間上相鄰接之符元611a、613a之預編碼矩陣、與用於在頻率上相鄰接之符元612a、614a之預編碼矩陣配置成互異，藉此，即便於接收側，符元610a之接收品質惡劣，由於其鄰接符元之接收品質非常高，因此可確保錯誤更正解碼後之高接收品質。再者，對第61(b)圖所示之調變訊號z2亦同理。

另一方面，如觀看第62(a)圖可知，用於相當於符元A之符元620a之預編碼矩陣、與用於在頻率上相鄰接之符元624a之預編碼矩陣為同一預編碼矩陣。此時，於接收側，符元620a之接收品質惡劣時，利用相同預編碼矩陣之符元624a之接收品質亦變得惡劣之可能性高，該情況下，於錯誤更正解碼後，接收品質劣化。再者，對第62(b)圖所示之調變訊號z2亦同理。

因此，為了讓接收裝置獲得良好的資料接收品質，存在有符合<條件#53>之符元係甚為重要。然後，為了令資料接收品質提升，符合<條件#53>之資料符元以多者為佳。

在此，說明有關對符合上述<條件#53>之符元之預編碼

矩陣之分派方法。

根據上述考察，於以下表示實現一符元配置之方法，前述一符元配置係所有資料符元符合上述第61圖所示之符元配置。一重要條件(構成方法)包括以下<條件#54>。

<條件#54>

所需預編碼矩陣為5以上。最少需要乘以如第61圖所示配置成十字之5個份符元之符元之預編碼矩陣。總言之，必要條件係用以符合<條件#53>之不同預編碼矩陣之個數N為5以上。換言之，可謂預編碼矩陣之週期須為5以上。

於符合該條件時，若根據以下手法分派預編碼矩陣，執行各符元之預編碼，則可實現符合上述<條件#53>之符元配置。

首先，於所使用的頻帶，於載波號碼最小之最小時間(應發送之時序為最早時間)，分派N個預編碼矩陣中之某預編碼矩陣。作為一例，於第63圖，在載波f1、時間t1，分派預編碼矩陣#1。然後，對於頻率軸方向，逐一變更使用於預編碼矩陣之索引(遞增(增加))。再者，在此所謂索引係為了相互識別預編碼矩陣而使用。其中，於規則地切換預編碼矩陣之方法中，由於具有週期，因此週期地排列且排列使用之預編碼矩陣。總言之，當注意第63圖之時間t1時，於載波f1使用索引#1之預編碼矩陣，因此於載波f2使用索引#2之預編碼矩陣，於載波f3使用索引#3之預編碼矩陣，於載波f4使用索引#4之預編碼矩陣，於載波f5使用索引#5之預編碼矩陣，於載波f6使用索引#1之預編碼矩陣，於載波f7

使用索引#2之預編碼矩陣，於載波f8使用索引#3之預編碼矩陣，於載波f9使用索引#4之預編碼矩陣，於載波f10使用索引#5之預編碼矩陣，於載波f11使用索引#1之預編碼矩陣，以此類推而使用預編碼矩陣。

接著，以最小載波號碼為基準來思考時，令分派給載波號碼最小之預編碼矩陣之索引(亦即#X)，在時間軸方向平移預定數(以下將該預定數記載作 S_c)以上。然後，於最小時間以外之時間，則與最小時間採同樣規則，對於頻率軸方向，變更使用於預編碼之預編碼矩陣之索引(遞增)。再者，在此，平移係意味於對所準備的預編碼矩陣，分派號碼1~N時，分派僅以該平移數，對時間軸方向上為前1個時間之預編碼矩陣之號碼加算後之號碼之預編碼矩陣。

例如於第63圖注意時間 t_2 時，如下分派預編碼矩陣：於載波f1分派索引#4之預編碼矩陣，因此於載波f2分派索引#5之預編碼矩陣，於載波f3分派索引#1之預編碼矩陣，於載波f4分派索引#2之預編碼矩陣，於載波f5分派索引#3之預編碼矩陣，於載波f6分派索引#4之預編碼矩陣，於載波f7分派索引#5之預編碼矩陣，於載波f8分派索引#1之預編碼矩陣，於載波f9分派索引#2之預編碼矩陣，於載波f10分派索引#3之預編碼矩陣，於載波f11分派索引#4之預編碼矩陣，以此類推。因此，於時間 t_1 及時間 t_2 之同一載波，係利用不同預編碼矩陣。

在此，為符合上述<條件#53>，令預編碼矩陣於時間軸方向僅平移 S_c 之該 S_c 之<條件#55>如下。

<條件#55>

Sc 為 2 以上且 $N-2$ 以下。

亦即，分派預編碼矩陣#1給載波 $f1$ 、時間 $t1$ 之符元時，於時間軸方向，分派僅以 Sc 之數值平移後之預編碼矩陣。總言之，對載波 $f1$ 、時間 $t2$ 之符元，分派以 $1+Sc$ 所示之號碼之預編碼矩陣，對載波 $f1$ 、時間 $t3$ 之符元，分派以 $1+Sc+Sc$ 所示之號碼之預編碼矩陣， $\dots$ ，對載波 $f1$ 、時間 tn 之符元，分派已分派給時間 $tn-1$ 之符元之號碼 $+Sc$ ，以此類推。再者，加算所得值超過所準備的不同預編碼矩陣之數目 N 時，利用 N 設為5， Sc 設為2，對最小載波 $f1$ 、時間 $t1$ 分派預編碼矩陣#1時，對載波 $f1$ 、時間 $t2$ 分派預編碼矩陣#3($1+2(Sc)$)，對載波 $f1$ 、時間 $t3$ 分派預編碼矩陣#5($3+2(Sc)$)，對載波 $f1$ 、時間 $t4$ 分派預編碼矩陣#2($5+2(Sc)-5(N)$)，以此類推。

然後，當分派給最小載波號碼之各時間 tx 之預編碼矩陣決定後，於頻率軸方向，分派已使得被分派給最小載波號碼之各時間之預編碼矩陣各遞增1之預編碼矩陣。例如於第63圖，於用於載波 $f1$ 、時間 $t1$ 之符元之預編碼矩陣設為預編碼矩陣#1時，諸如用於載波 $f2$ 、時間 $t1$ 之符元之預編碼矩陣為預編碼矩陣#2，用於載波 $f3$ 、時間 $t1$ 之符元之預編碼矩陣為預編碼矩陣#3，以此類推而分派乘以符元之預編碼矩陣。再者，於頻率軸方向，當預編碼矩陣之分派號碼達到 N 時則返回1，亦即進行迴圈。

如此，於第63圖，表示分派預編碼矩陣，並已執行預編碼之資料符元之符元配置例。於第63(a)圖所示之調變訊

號 $z1$ 、第3(b)圖所示之調變訊號 $z2$ ，係表示所準備的預編碼矩陣之個數設為5，作為上述 Sc 所加算的值設為3時之符元配置例。

觀看第63圖可知，配置有按照上述手法，利用已令預編碼矩陣之號碼平移之預編碼矩陣而執行預編碼之預編碼完畢之資料符元。觀看第63圖可知，即便是注意任一位置之資料符元的情況下，用於該受注意之資料符元之預編碼矩陣、與用於該受注意之資料符元在頻率軸方向、時間軸方向相鄰接之所有資料符元之預編碼矩陣係完全不同，可知呈符合上述<條件#53>之配置。其中，於時間軸、頻率方向相鄰接之資料符元為3個以下之資料符元A的情況下，鄰接之資料符元之個數設為 X 個時(X 為3以下)，於 X 個鄰接之資料符元與資料符元A，利用不同的預編碼矩陣。例如第63圖之 $f1$ 、 $t1$ 之資料符元只有2符元為鄰接之資料符元， $f1$ 、 $t2$ 之資料符元只有3符元為鄰接之資料符元， $f2$ 、 $t1$ 之資料符元只有3符元為鄰接之資料符元，但於該等資料符元，分派給與該資料符元相鄰接之資料符元之預編碼矩陣亦為不同的預編碼矩陣。

又，用於第63(a)圖之符元631a之預編碼矩陣、與用於符元630a之預編碼矩陣之索引之差距為 $4-1=3$ ，用於符元632a之預編碼矩陣、與用於符元631a之預編碼矩陣之索引之差距為 $2+5-4=3$ ，可知利用其值已加算3之號碼之預編碼矩陣，該 Sc 為 $2 \leq Sc \leq 3(5(N)-2)$ ，符合<條件#55>。

又，於第64圖，表示預編碼矩陣之個數設為5，作為上

述Sc所加算的值設為2時之符元配置例。

於發送裝置，實現該符元配置之手法係例如對於資料符元執行預編碼時，從最小載波(例如第63圖之載波f1)開始，分派對於符元所用之預編碼矩陣之號碼之預編碼矩陣，係分派號碼最小之預編碼矩陣(於第63圖為預編碼矩陣#1)而構成。然後，分派已另分派給最小載波之預編碼矩陣#1之號碼，僅以由Sc所決定之數往時間軸方向平移後之預編碼矩陣。此若具備預先指定Sc值之暫存器，於分派之預編碼矩陣之號碼加算設定於該暫存器之值即可。

然後，若僅以所需時間份，對最小載波分派預編碼矩陣，則令於各時間、於頻率軸方向各分派1之預編碼矩陣，遞增至所用載波之最大載波為止即可。

總言之，於頻率軸方向，令所用預編碼矩陣之號碼各遞增1，於時間軸方向，令所用預編碼矩陣之號碼，僅以Sc平移而構成即可。

第63(a)圖、第64(a)圖所示之調變訊號z1、第63(b)圖、第63(b)圖所示之調變訊號z2係配置有按照上述手法，令預編碼矩陣之號碼平移之預編碼完畢之符元，若注意其任一符元，可知均符合上述<條件#53>。

藉由發送如此所生成的訊號，即便於接收側裝置，某符元之接收品質惡劣，仍可設想與該符元在頻率軸方向、時間軸方向相鄰接之符元之接收品質會變高，因此於錯誤更正解碼後，可確保優質的接收品質。

再者，於以上所說明的預編碼矩陣之分派方法，係表

示設定最小載波，於時間軸方向僅平移 S_c 之手法，但此係於頻率軸方向僅平移 S_c 亦可。總言之，設定對於最早時間 t_1 、載波 f_1 分派之預編碼矩陣後，分派每當於頻率軸方向移動1個載波時，即以 S_c 平移之預編碼矩陣。然後，於同一載波內，將時間軸方向各分派1預編碼矩陣之索引遞增而構成亦可。該情況下，第63圖或第64圖所示之符元配置，係分別成為如第65圖或第66圖所示之符元配置。

又，關於遞增預編碼矩陣之索引之順序，包括如第67(a)~(b)所示之各種方法，採用任一程序均可。於第67圖，遞增依附在箭頭之號碼1、2、3、4、…之順序而使用之預編碼矩陣之索引。

第67(a)圖係如第63圖、第64圖所示，意味如下方法：於時間A，在頻率軸方向，遞增所使用的預編碼矩陣之索引，完成之後，於時間A+1，在頻率軸方向，進行所使用的預編碼矩陣之索引之遞增，以此類推。

第67(c)圖係如利用第63圖、第64圖所說明，表示如下方法：於頻率A，在時間軸方向，遞增所使用的預編碼矩陣之索引，完成之後，於頻率A+1，在時間軸方向，進行所使用的預編碼矩陣之索引之遞增，以此類推。

第67(b)、(d)圖為第67(a)、(c)圖之變形例，首先於箭頭1之相關符元，以箭頭方向，遞增所使用的預編碼矩陣之索引。完成後，於箭頭2之相關符元，以箭頭方向，遞增所使用的預編碼矩陣之索引，以此類推，採如上程序執行所使用的預編碼矩陣之索引之遞增。

又，即便是第67圖所示意外程序，結果仍期望執行如第63圖～第66圖所示、符合<條件#53>之資料符元變多之預編碼方法。

再者，按照第67圖所示遞增預編碼矩陣之索引之程序以外的程序，來執行預編碼矩陣之遞增亦可，此時，期望採用符合<條件#53>之資料符元變多的方法。

如此所生成的調變訊號係從發送裝置之複數個天線發送。

以上係本實施形態17之可抑制接收側之接收品質劣化之經預編碼之符元之配置例。再者，於本實施形態17，雖表示藉由於鄰接符元，利用已令用於符元之預編碼矩陣，以預定數平移後之號碼之預編碼矩陣，以使得符合<條件#53>之資料符元變多之手法，但若存在有符合<條件#53>之資料符元，則不採用如本實施形態17所示規則的預編碼矩陣之分派方式，亦可獲得資料接收品質之改善效果。

又，於本實施形態，作為最初分派預編碼矩陣之基準的符元，雖採用對被配置於最小載波之符元，分派預編碼矩陣#1，於頻率軸方向、時間軸方向各平移1或 S_c 之手法，但此亦可採用從最大載波側分派之手法。又，亦可採用對最小載波分派預編碼矩陣#N，以從該處減算的方向平移之構成。總言之，本實施形態17之不同的預編碼矩陣之索引號碼之標附方式為一例，只要符合<條件#53>之資料符元變多，則如何標附索引號碼均可。

再者，表示本實施形態17之預編碼矩陣之分派方式之

資訊，係由上述實施形態1所示之加權合成資訊生成部314所生成，加權合成部308A、308B等按照所生成的資訊來執行預編碼。

又，於規則地切換預編碼矩陣之方式中，所使用的預編碼矩陣之數目不變(亦即準備不同的預編碼矩陣 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-1]$ ，切換使用 $F[0]$ 、 $F[1]$ 、 $\dots$ 、 $F[N-1]$)，但以訊框單位、由複數符元構成之符元區塊單位等，來切換由本實施形態或本實施形態以外所說明的預編碼矩陣之分派方法亦可。此時，發送裝置係發送關於預編碼矩陣之分派方法之資訊，接收裝置係藉由接收該資訊而得知預編碼矩陣之分派方法，根據其來進行預編碼之解碼。然後，關於預編碼矩陣之分派方法，包括預先設定之分派方法，例如分派方法A、分派方法B、分派方法C、分派方法D，發送裝置係從A~D中選擇分派方法，對於接收裝置，發送表示利用A~D之何種方法之資訊。然後，接收裝置可藉由獲得該資訊來進行預編碼之解碼。

再者，於本實施形態，雖舉例說明發送調變訊號 s_1 、 s_2 及 z_1 、 z_2 的情況，亦即串流數2、發送訊號數2時，但串流數及發送訊號數不限於此，串流數、發送訊號數設定大於2，亦可執行同樣的預編碼矩陣分派。總言之，存在有調變訊號 s_3 、 s_4 、 $\dots$ 之串流，存在有調變訊號 z_3 、 z_4 、 $\dots$ 之發送訊號數，對於 z_3 、 z_4 之頻率-時間軸之符元之預編碼矩陣之索引，係進行與 z_1 、 z_2 同樣的切換即可。

(實施形態18)

於上述實施形態17，說明僅配置資料符元之狀態。但實際上可思考存在有用以傳送前導符元(雖記載作前導符元，但不傳送資料，例如已知的PSK調變符元即為一適合例，命名為參考符元等亦可，一般而言，用於通道狀態之推定、頻率偏移量之推定、時間同步獲得、訊號檢測、相位扭曲之推定等)或控制資訊之符元。因此，於本實施形態18，說明前導符元插入於資料符元中的情況下，對於資料符元中之預編碼矩陣之分派方法。

於上述實施形態17，在第63圖、第64圖、第65圖、第66圖，表示於存在有資料符元之時間，不存在前導符元或用以傳送控制資訊之符元時之例子。該情況下，若配置資料符元之開始時間為 t_1 ，則在 t_1 之前，存在前導符元或用以傳送控制資訊之符元即可(該情況有時稱為預放大)。又，為了提升接收裝置之資料接收品質，於配置資料符元之最後時間以後之時間，存在有前導符元亦可(參考第68(a)圖)。再者，於第68(a)圖係表示有前導符元(P)的情況，但如上述，此亦可調換為用以傳送控制資訊之符元(C)。

又，於特定載波存在非資料符元之前導符元或用以傳送控制資訊之符元。作為例子，於第68(b)圖表示於頻率軸之兩端載波，配置前導符元時之例子。即便如此，仍與實施形態17同樣具有可使得許多符合<條件#53>之資料符元存在的特徵。又，未必須如第68(b)圖，於用於資料符元之頻率之頻率軸兩端，配置前導符元。例如第68(c)圖，於特定載波配置有前導符元(P)，或者如第68(d)圖，於特定載波

配置控制資訊(C)而非配置前導符元(P)亦可。即便如第68(c)、(d)圖，仍可存在許多符合<條件#53>之資料符元。再者，於第68圖所示之圖式，未區別調變訊號，此係於調變訊號z1、z2雙方所共通的說明。

總言之，於特定子載波，配置前導符元或傳送控制資訊之符元等非資料符元之符元，亦具有可使得許多符合<條件#53>之資料符元存在的特徵。又，如前述，於第68圖，在資料符元最初配置之時間之前，亦即於時間t1之前，配置前導符元或傳送控制資訊之符元等非資料符元之符元，亦具有可使得許多符合<條件#53>之資料符元存在的特徵。

此外，於某特定時間不配置資料符元而有僅令資料符元以外之符元存在之時間，亦具有可使得許多符合<條件#53>之資料符元存在的特徵。

再者，於第68圖，說明於同一時間、同一載波，在調變訊號z1、z2均存在前導符元的情況，但不限於此，例如於調變訊號z1配置前導符元，於調變訊號z2配置同相I為零且正交Q為零之符元之構成，或反之，於調變訊號z1配置同相I為零且正交Q為零之符元，於調變訊號z2配置前導符元之構成均可。

接著，就迄今所說明之時間-頻率軸之訊框，已說明資料符元以外之符元僅存在於特定時間或特定載波之訊框構成，作為與該等例不同的例子，說明如第69圖所示，前導符元P係隨著時間變更前導符元所存在的子載波之情況。特別說明於第69圖之狀態下，於資料符元之配置位置(未記載

作P之四角)，已受到預編碼之資料符元之配置保持上述實施形態17所示之<條件#53>之預編碼矩陣之分派方式。其中，如前述說明於同一時間、同一載波，在調變訊號z1、z2均存在前導符元的情況，但例如於調變訊號z1配置前導符元，於調變訊號z2配置同相I為零且正交Q為零之符元之構成，或反之，於調變訊號z1配置同相I為零且正交Q為零之符元，於調變訊號z2配置前導符元之構成均可。

首先，單純如實施形態17所示，思考遞增所使用的預編碼矩陣之索引的情況，亦即於資料符元以外之符元，不遞增預編碼矩陣之索引的情況。於第70圖表示該情況下之符元配置例。於第70圖，採用如第67(a)圖所示，於頻率軸方向，遞增預編碼矩陣之索引，隨著時間軸進展而實施Sc之平移之方法。此時，於頻率軸方向遞增預編碼矩陣之索引時，於資料符元以外之符元，不遞增預編碼矩陣之索引。藉由採用該類構成，於規則地切換預編碼矩陣之方式，具有可將週期保持在一定的優點，同時具有可使得符合<條件#53>之資料符元存在的優點。

尤其當符合以下條件時，可增加符合<條件#53>之資料符元的數目。

<a>於資料符元所存在的時間 $i-1$ 、 i 、 $i+1$ ，若存在於時間 $i-1$ 之前導符元數設為A，存在於時間 i 之前導符元數設為B，存在於時間 $i+1$ 之前導符元數設為C，則A與B之差為0或1，B與C之差為0或1，A與C之差為0或1。

若以別的表现來表示該條件<a>則如下：

$\langle a' \rangle$ 於資料符元所存在的時間 $i-1$ 、 i 、 $i+1$ ，若存在於時間 $i-1$ 之前導符元數設為 α ，存在於時間 i 之前導符元數設為 β ，存在於時間 $i+1$ 之前導符元數設為 γ ，則 α 與 β 之差為0或1， β 與 γ 之差為0或1， α 與 γ 之差為0或1。

若將該條件 $\langle a \rangle$ 、 $\langle a' \rangle$ 進一步放寬則如下：

$\langle b \rangle$ 於資料符元所存在的時間 $i-1$ 、 i 、 $i+1$ ，若存在於時間 $i-1$ 之前導符元數設為 A ，存在於時間 i 之前導符元數設為 B ，存在於時間 $i+1$ 之前導符元數設為 C ，則 A 與 B 之差為0、1或2， B 與 C 之差為0、1或2， A 與 C 之差為0、1或2。

$\langle b' \rangle$ 於資料符元所存在的時間 $i-1$ 、 i 、 $i+1$ ，若存在於時間 $i-1$ 之前導符元數設為 α ，存在於時間 i 之前導符元數設為 β ，存在於時間 $i+1$ 之前導符元數設為 γ ，則 α 與 β 之差為0、1或2， β 與 γ 之差為0、1或2， α 與 γ 之差為0、1或2。

又，以增大規則地切換預編碼矩陣之方式之週期為佳，或 Sc 值以「 X 以上且 $N-X$ 以下時， X 設為大的值」為佳。

如此一來，選擇以下某兩者：於時間 $i-1$ ，遞增預編碼矩陣之索引之次數；於時間 i ，遞增預編碼矩陣之索引之次數；及於時間 $i+1$ ，遞增預編碼矩陣之索引之次數；若計算其差則高達1，因此維持實施形態17所說明狀況之可能性甚高。

但若注意第70圖之符元700a，其係不符合用於符元700a之預編碼矩陣、與用於符元700a在頻率軸方向及時間軸方向相鄰接之所有符元之預編碼矩陣完全不同之 $\langle$ 條件#53 $\rangle$ 之資料符元，該類資料符元雖為少數，但仍存在。(其

中，於第70圖，許多資料符元符合<條件#53>，此係由於符合上述條件。又，視分派方法，鄰接地存在有資料符元之資料符元可能全部符合<條件#53>。關於該點係於實施形態20表示其例。)

因此，作為別的手法包括亦於插入前導符元之位置，遞增預編碼矩陣之索引號碼之構成方法。

於第71圖，表示於第63圖所示之資料符元之預編碼矩陣之分派方法例，插入本實施形態所示之前導符元時之預編碼矩陣之分派方法。

如第71圖所示，假定於分派前導符元之位置，亦存在有資料符元，進行預編碼矩陣之分派，亦即與實施形態17同樣進行預編碼矩陣之分派，針對配置前導符元之位置，則刪除在該處所用之預編碼矩陣之號碼。

藉由如此，就時間軸方向、頻率軸方向存在有資料符元之所有資料符元，可獲得符合<條件#53>之效果。其中，由於插入前導符元，因此具有規則地切換預編碼矩陣之方法之週期並非固定的特徵。

再者，表示本實施形態18所示之預編碼矩陣之分派方式之資訊，係由上述實施形態1所示之加權合成資訊生成部314所生成，加權合成部308A、308B等係按照所生成的資訊來執行預編碼，同時對通訊對象發送相當於該資訊之資訊亦可。(預先決定規則時，亦即於發送側與接收側，預先決定預編碼矩陣之分派方法時，不發送該資訊亦可。)通訊對象係採用發送裝置所使用的預編碼矩陣之分派方式，根

據其來進行預編碼之解碼。

再者，於本實施形態，舉例說明發送調變訊號 s_1 、 s_2 及調變訊號 z_1 、 z_2 的情況，亦即串流數2、發送訊號數2時，但不限於此，串流數、發送訊號數大於2，進行同樣的預編碼矩陣分派，亦可同樣地實施。總言之，即便存在有 s_3 、 s_4 、…之串流，存在有 z_3 、 z_4 、…之發送訊號，對於頻率—時間軸之訊框之符元之預編碼矩陣之索引若與調變訊號 z_1 、 z_2 進行同樣的分派即可。

(實施形態19)

於上述實施形態17及實施形態18，係注意某資料符元、與該資料符元在時間上、頻率上最鄰接之符元之合計5個符元，說明分派給該等資料符元之預編碼矩陣完全相異之例子。於本實施形態，針對靠近之資料符元，說明已擴大所用預編碼矩陣互異之範圍之預編碼矩陣之分派方法。再者，於本實施形態，為了方便，稱呼分派給所有符元之預編碼矩陣完全不同之範圍為相異範圍。

於上述實施形態17或實施形態18，針對配置成十字形之5個資料符元，以用於各資料符元之預編碼矩陣互異之方式分派預編碼矩陣，但於此係將對資料符元分派該互異之預編碼矩陣之範圍，擴大到例如於頻率軸方向為3符元份、於時間軸方向為3符元之 3×3 之9個資料符元，於該9個資料符元，提案以預編碼矩陣完全不同之方式分派預編碼矩陣。藉由如此，可能能夠比如上述實施形態17，僅於5個資料符元，進行互乘之預編碼矩陣不同之符元配置的情況，

更提高接收側之資料之接收品質。(於本實施形態，說明如上述擴大到時間軸方向M符元份、頻率軸方向N符元份之 $N \times M$ 個資料符元的情況。)

下文說明該類擴大例，其後說明用以實現該擴大例之條件，並說明有關預編碼矩陣之分派方法。

於第72圖～第78圖，分別表示訊框構成及互異之預編碼矩陣相乘之符元之擴大配置例。

於第72圖、第73圖，表示相異範圍設為 3×3 之範圍時之調變訊號之訊框構成例，於第75圖，表示相異範圍擴大到 3×5 之範圍時，於第77圖，表示使該範圍成為如圖之菱形形狀時之例子。

首先，於第72圖、第73圖、第75圖之方形相異範圍內，所需預編碼矩陣之個數係相異範圍所含之符元個數在最低所需限度之不同預編碼矩陣之個數。總言之，相異範圍所含之頻率軸方向之符元數、與時間軸方向之符元數相加後之個數之不同預編碼矩陣為最低所需限度。(如第73圖所示，亦可準備數目多於前述最低所需限度數目之不同預編碼矩陣。)總言之，規則地切換預編碼矩陣之方式之切換週期設為 Z 時，週期 Z 須為 $N \times M$ 以上。

接著，說明實現採第72圖或第73圖所示之預編碼矩陣之分派方法之符元配置之具體的預編碼矩陣之分派方法之一例。

首先，頻率軸方向之預編碼矩陣之分派方法係如實施形態17所示，分派已將預編碼矩陣之索引號碼各遞增1之索

引號碼之預編碼矩陣，超過所準備的預編碼矩陣之索引號碼時，再回到預編碼矩陣#1而分派預編碼矩陣。

然後，於時間軸方向配置已受編碼之符元時，與上述實施形態17所說明的情況同樣地加算 S_c ，但此時， S_c 的條件與實施形態17所示者不同。

本實施形態中以實施形態17所說明的 S_c 之條件，係於將相異範圍擴大到時間軸方向 M 符元份、頻率軸方向 N 符元份之 $N \times M$ 個資料符元的情況下，當 N 與 M 中較大一方之值設為 L 時，須為 L 符元以上、 $Z-L$ 符元以下。(規則地切換預編碼矩陣之方式之切換週期設為 Z)其中， $N \neq M$ 時，有時不符合上述亦可。

再者， S_c 設定為大於 L 之數值時， Z 需要數目多於 $N \times M$ 之不同預編碼矩陣，亦即將切換週期設定較大即可。

如第72圖、第73圖為 3×3 之相異範圍時，由於 L 為3，因此 S_c 須為3以上、 $Z-3$ 以下之整數。

總言之，用於載波 f_1 、時間 t_1 之符元之預編碼矩陣為預編碼矩陣#1，相異範圍為 3×3 時，用於載波 f_1 、時間 t_2 之預編碼矩陣為1+3而為預編碼矩陣#4。

於第74圖表示在第72圖所示之相異範圍，分派預編碼矩陣而執行預編碼時之調變訊號之符元配置。為了使第74圖明瞭易懂，無論觀看任一處之相異範圍，用於相異範圍內之符元之預編碼矩陣均不同。

再者，於第74圖係說明有關於頻率軸，分派已將預編碼矩陣之索引號碼各遞增1之索引號碼之預編碼矩陣，超過

所準備的預編碼矩陣之索引號碼時，再回到預編碼矩陣#1而分派預編碼矩陣，於時間軸方向配置已受編碼之符元時，與上述實施形態17所說明的情況同樣地加算Sc之構成。然而，此係與實施形態17相同，針對於第74圖，縱軸視為頻率，橫軸視為時間，於時間軸，分派已將預編碼矩陣之索引號碼各遞增1之索引號碼之預編碼矩陣，超過所準備的預編碼矩陣之索引號碼時，再回到預編碼矩陣#1而分派預編碼矩陣，於頻率軸方向配置已受編碼之符元時，亦與上述實施形態17所說明的情況同樣地加算Sc之構成，亦可同樣地實施，此時，上述Sc的條件亦為重要條件。

於第75圖表示相異範圍設為 3×5 之範圍時之訊框構成例，於第76圖表示該情況下已受預編碼之調變訊號之符元配置。

觀看第76圖可知，分派之預編碼矩陣係僅平移相異範圍之頻率軸方向之符元數3之預編碼矩陣。又，於第76圖，可知無論觀看何處之相異範圍，均為分派給相異範圍內之符元之預編碼矩陣完全不同之構成。

從第76圖之例子來看，將相異範圍擴大到時間軸方向M符元份、頻率軸方向N符元份之 $N \times M$ 個資料符元的情況下， $N \neq M$ 時，實施形態17所說明的Sc之條件可思考如下。

若於頻率軸，分派已將預編碼矩陣之索引號碼各遞增1之索引號碼之預編碼矩陣，超過所準備的預編碼矩陣之索引號碼時，再回到預編碼矩陣#1而分派預編碼矩陣，於時間軸方向配置已受編碼之符元時，與上述實施形態17所說

明的情況同樣地加算 Sc ，則 Sc 須為 N 符元以上、 $Z-N$ 以下。
(規則地切換預編碼矩陣之方式之切換週期設為 Z 。)

其中，即便如上述條件來設定 Sc ，有時仍不會成為分派給相異範圍內之符元之預編碼矩陣完全不同的構成。為了成為分派給相異範圍內之符元之預編碼矩陣完全不同的構成，將切換週期設定較大即可。

然後，若於時間軸，分派已將預編碼矩陣之索引號碼各遞增1之索引號碼之預編碼矩陣，超過所準備的預編碼矩陣之索引號碼時，再回到預編碼矩陣#1而分派預編碼矩陣，於頻率軸方向配置已受編碼之符元時，與上述實施形態17所說明的情況同樣地加算 Sc ，則 Sc 須為 M 符元以上、 $Z-M$ 以下。

其中，即便如上述條件來設定 Sc ，有時仍不會成為分派給相異範圍內之符元之預編碼矩陣完全不同的構成。為了成為分派給相異範圍內之符元之預編碼矩陣完全不同的構成，將切換週期設定較大即可。

當然，第76圖符合上述條件。再者，第76圖係說明於頻率軸，分派預編碼矩陣之索引號碼各遞增1之索引號碼之預編碼矩陣，超過所準備的預編碼矩陣之索引號碼時，再回到預編碼矩陣#1而分派預編碼矩陣，於時間軸方向配置已受編碼之符元時，亦與上述實施形態17所說明的情況同樣地加算 Sc 而分派之情況。然而，此係與實施形態17相同，針對於第76圖，縱軸視為頻率，橫軸視為時間，於時間軸，分派已將預編碼矩陣之索引號碼各遞增1之索引號碼之預

編碼矩陣，超過所準備的預編碼矩陣之索引號碼時，再回到預編碼矩陣#1而分派預編碼矩陣，於頻率軸方向配置已受編碼之符元時，亦與上述實施形態17所說明的情況同樣地加算Sc之構成，亦可同樣地實施，此時，上述Sc的條件亦為重要條件。

進而言之，在此雖說明於時間軸方向，令預編碼矩陣各平移Sc，於頻率軸方向令預編碼矩陣各平移1之構成，但亦如於上述實施形態17，利用第65圖或第66圖所說明，分派於時間軸方向，令預編碼矩陣各平移1，於頻率軸方向，令預編碼矩陣各平移Sc之預編碼矩陣亦可。

進而言之，於如第77圖所示之菱形之相異範圍，亦同樣可使得在任何處之相異範圍，用於所有符元之預編碼矩陣互異。

然而，於該情況下，為了符合上述條件，需要對該菱形之相異範圍之頻率軸方向之最大數之符元數，乘以時間軸方向之最大數之符元數後之數目之預編碼矩陣。總言之，為了於如第77圖所示之菱形之相異範圍，實現用於所有符元之預編碼矩陣互異之配置，需要 $25(5(\text{頻率軸方向之相異範圍內之最大符元數}) \times 5(\text{時間軸方向之相異範圍內之最大符元數}))$ 個預編碼矩陣，以該類菱形作為相異範圍時，實質上與將包圍該菱形之最小方形作為相異範圍之符元配置同等。

於第78圖，表示進行以第77圖所示菱形之範圍作為相異範圍時之預編碼矩陣之分派時之符元配置。於第78圖，

可知分派給任一菱形之相異範圍內所含之符元之預編碼矩陣完全不同。

如此，在從實施形態17所示之5個符元，擴大分派給符元之預編碼矩陣完全相異之範圍時，可採用於頻率軸方向、時間軸方向，將分派之預編碼矩陣之索引各遞增1，且一面僅平移 Sc 一面分派之手法。

又，在此說明與實施形態17同樣僅配置資料符元之狀態，進一步說明如實施形態18所示，插入前導符元時之資料符元之配置。

作為插入前導符元時之符元配置之一，係與實施形態18之概念共通。亦即，由於插入前導符元之位置係預先決定，因此跳過應分派給在插入前導符元之位置，未配置有前導符元時所配置的符元之預編碼矩陣之號碼，乘以下一符元之預編碼矩陣之規格。總言之，於插入前導符元之位置，分派將分派給下一資料符元之預編碼矩陣之號碼加算更多後之號碼之預編碼矩陣。亦即，於將索引各遞增1之方向，於將索引各遞增1之方向，分派對已分派給前一符元之預編碼矩陣之號碼加算2之號碼之預編碼矩陣，於各平移 Sc 之方向，分派已加算 $2 \times Sc$ 之號碼之預編碼矩陣。

於第79圖，表示於第74圖之符元配置插入前導符元時之例子。如第79圖所示，可知所採用的預編碼矩陣之分派方法，係於插入前導符元之位置，跳過於該處配置有資料符元時所分派之預編碼矩陣。

如此，於擴大分派不同預編碼矩陣之範圍後之相異範

圍，亦可支援插入前導符元的情況。

再者，表示本實施形態17所示之預編碼矩陣之分派方式之資訊，係由上述實施形態1所示之加權合成資訊生成部314所生成，加權合成部308A、308B等係按照所生成的資訊來執行預編碼，同時對通訊對象發送相當於該資訊之資訊亦可。(預先決定規則時，亦即於發送側與接收側，預先決定預編碼矩陣之分派方法時，不發送該資訊亦可。)通訊對象係採用發送裝置所使用的預編碼矩陣之分派方式，根據其來進行預編碼之解碼。

再者，於本實施形態，舉例說明發送調變訊號 s_1 、 s_2 及調變訊號 z_1 、 z_2 的情況，亦即串流數2、發送訊號數2時，但不限於此，串流數、發送訊號數大於2，進行同樣的預編碼矩陣分派，亦可同樣地實施。總言之，即便存在有 s_3 、 s_4 、…之串流，存在有 z_3 、 z_4 、…之發送訊號，對於頻率-時間軸之訊框之符元之預編碼矩陣之索引若與調變訊號 z_1 、 z_2 進行同樣的分派即可。

(實施形態20)

於上述實施形態18，說明關於遞增所使用的預編碼矩陣之索引的情況，亦即於資料符元以外之符元，不遞增預編碼矩陣之索引的情況。於本實施形態，表示與實施形態18所說明的第70圖不同之訊框之預編碼矩陣之分派例、第80圖、第81圖。再者，第80圖、第81圖係與實施形態18相同，表示調變訊號 z_1 、 z_2 之時間-頻率軸之訊框構成、前導符元與資料符元、以及於資料符元所用之預編碼矩陣之索

引號碼，「P」表示前導，其他表示資料符元，資料符元之#X表示所使用的預編碼矩陣之索引號碼。

與第70圖相比較，第80圖係表示增大規則地切換預編碼矩陣之方式之週期，且亦增大Sc值時之例子。又，符合於實施形態18所說明的條件<a>、<a'>、、<b'>。如此一來，由於即便時間被變更，預編碼矩陣未受到遞增之次數不會大幅改變，故由於未受到遞增而給予資料符元之索引號碼的關係之影響甚小。因此，鄰接地存在有資料符元之資料符元全部均符合<條件#53>。

作為別的例子，第81圖係表示不符合條件<a>、<a'>、、<b'>之情況。如同觀看第81圖之例如8100可得知，可知不符合<條件#53>。此係由於不符合實施形態18所述之條件，會影響甚大。

(實施形態B1)

以下說明上述各實施形態所示之發送方法及接收方法之應用例及利用其之系統之構成例。

第82圖係表示包含執行上述實施形態所示之發送方法及接收方法之裝置之系統之構成例之圖。上述各實施形態所示之發送方法及接收方法係於數位播送用系統8200實施，而前述數位播送用系統8200包含：第84圖所示之播送台8201、電視(television)8211、DVD錄放影機8212、STB(Set Top Box：機上盒)8213、電腦8220、車用電視8241及行動電話8230等各種接收機。具體而言，播送台8201係利用上述各實施形態所示之發送方法，將影像資料或聲音資料等

已受到多工之多工資料發送至預定傳送帶區。

從播送台8201發送之訊號係由內建於各接收機、或與設置於外部之該當接收機之天線(例如天線8210、8240)接收。各接收機係利用上述各實施形態所示之接收方法，解調天線所接收的訊號，取得多工資料。藉此，數位播送用系統8200可獲得上述各實施形態所說明的本申請發明之效果。

在此，多工資料所含之影像資料係利用例如依循MPEG(Moving Picture Experts Group：動畫專家群組)2、MPEG4-AVC(Advanced Video Coding：進階視訊編碼)、VC-1等規格之動畫編碼方法而編碼。又，多工資料所含之聲音資料係以例如杜比AC(Audio Coding：音訊編碼)-3、Dolby Digital Plus、MLP(Meridian Lossless Packing：無失真壓縮)、DTS(Digital Theater Systems：數位劇院系統)、DTS-HD、線性PCM(Pluse Coding Modulation：脈衝編碼調變)等聲音編碼方法而編碼。

第83圖係表示實施上述實施形態所說明的接收方法之接收機7900之構成之一例。第83圖所示之接收機8300係相當於第82圖所示之電視(television)8211、DVD錄放影機8212、STB(Set Top Box：機上盒)8213、電腦8220、車用電視8241及行動電話8230等所具備的構成。接收機8300具備：調階器8301，係將天線8360所接收的高頻訊號轉換成基頻訊號者；解調部8302，係解調經頻率轉換之基頻訊號，取得多工資料者。上述各實施形態所示之接收方法係於解調部8302實施，藉此可獲得上述各實施形態所說明的本申

請發明之效果。

又，接收機8300具有：串流輸出入部8303，係從解調部8302所獲得的多工資料，分離出影像資料與聲音資料者；訊號處理部8304，係利用對應於經分離之影像資料之動態圖像解碼方法，將影像資料解碼為影像訊號，利用對應於經分離之聲音資料之聲音解碼方法，將聲音資料解碼為聲音訊號者；揚聲器等聲音輸出部8306，係輸出經解碼之聲音訊號者；顯示器等影像顯示部8307，係顯示經解碼之影像訊號者。

例如使用者係利用遙控器(遠程遙控器)8350，對操作輸入部8310發送所選台的頻道(所選台的(電視)節目、所選台的聲音播送)之資訊。如此一來，接收機8300係於天線8360接收之接收訊號，進行將相當於所選台頻道之訊號予以解碼、錯誤更正解碼等處理，獲得接收資料。此時，接收機8300係藉由獲得包含相當於所選台頻道之訊號所含之傳送方法(上述實施形態所述之傳送方法、調變方式、錯誤更正方式等)(關於此係於實施形態A1～實施形態A4敘述，又，如第5圖、第41圖所記載)之資訊之控制符元之資訊，可正確設定接收動作、解調方法、錯誤更正解碼等方法，可獲得包含於播送台(基地台)所發送的資料符元之資料。於上述，使用者係藉由遙控器8350來說明頻道選台之例，但利用接收機8300所搭載的選台鍵來將頻道選台，其動作亦與上述相同。

藉由上述構成，使用者可視聽接收機8300藉由上述各

實施形態所示之接收方法所接收的節目。

又，本實施形態之接收機8300具備記錄部(驅動機)8308，係於磁性碟片、光碟片、非揮發性之半導體記憶體等記錄媒體，記錄加工由解調部8302所解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料(視情況，對於由解調部8302解調所獲得資料，有時不進行錯誤更正解碼。又，接收機8300係於錯誤更正解碼後，有時被施以其他訊號處理。於下文，關於進行同樣表現的部分，此點亦同。)所含之資料，或相當於該資料之資料(例如藉由壓縮資料所獲得的資料)、或動畫、聲音所獲得的資料。在此，光碟片係指例如DVD(Digital Versatile Disc：數位多功能碟片)或BD(Blu-ray Disc：藍光碟片)等利用雷射光，進行資訊之記憶與讀出之記錄媒體。磁性碟片係例如FD(Floppy Disk：軟性碟片)(註冊商標)或硬碟(Hard Disk)等利用磁束來將磁體磁化，藉此記錄資訊之記錄媒體。非揮發性之半導體記憶體係例如快閃記憶體或強介電體記憶體(Ferroelectric Random Access Memory)等藉由半導體元件所構成的記錄媒體，可舉出例如使用快閃記憶體之SD卡或Flash SSD(Solid State Drive：固態硬碟)等。再者，在此所舉出的記錄媒體種類僅為其一例，當然亦可利用上述記錄媒體以外之記錄媒體來進行記錄。

藉由上述構成，使用者可記錄並保存接收機8300藉由上述各實施形態所示之接收方法而接收之節目，於節目播送時間以後的任意時間，讀出並視聽所記錄的資料。

再者，於上述說明中，接收機8300係以記錄部8308，

記錄由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，但擷取多工資料所含之資料中之一部分資料而記錄亦可。例如於由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，包含影像資料或聲音資料以外之資料播送服務之內容等時，記錄部8308係僅記錄由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之影像資料及聲音資料中之某一方經多工之新的多工資料。然後，記錄部8308亦可記錄上面所述之多工資料所含之資料播送服務之內容。

進而言之，於電視、記錄裝置(例如DVD錄放影機、藍光錄放影機、HDD錄放影機、SD卡等)、行動電話，搭載有本發明所說明的接收機8300時，於由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，包含用以修正令電視或記錄裝置動作而使用之軟體之缺陷(程式錯誤)之資料、用以修正防止資料或個人資訊或記錄資料外流之軟體之缺陷(程式錯誤)之資料的情況下，藉由安裝該等資料來修正電視或記錄裝置之軟體缺陷亦可。然後，於資料包含用以修正接收機8300之軟體缺陷(程式錯誤)之資料時，亦可藉由該資料來修正接收機8300之缺陷。藉此，可令搭載接收機8300之電視、記錄裝置、行動電話更穩定地動作。

在此，從由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之複數種資料，擷取一部分資料並予以多工之處理，係於例如串流輸出入部8303進行。具體而言，串流輸出入部8303係依據來自未圖示之CPU等控制部

之指示，將解調部8302所解調的多工資料，分離成影像資料、聲音資料、資料播送服務之內容等複數種資料，從分離後之資料，僅擷取指定資料並予以多工，生成新的多工資料。再者，關於從分離後之資料擷取何種資料，則由例如使用者來決定，或依記錄媒體之各種類而預先決定均可。

藉由上述構成，接收機8300可僅擷取視聽所記錄節目時所需之資料而記錄，因此可刪減記錄資料之資料尺寸。

又，於上述說明中，記錄部8308係記錄由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，但亦可將由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之影像資料，轉換成採用與該影像資料被施以之動態圖像編碼方法不同之動態圖像編碼方法所編碼的影像資料，以使得資料尺寸或位元率低於該影像資料，並記錄轉換後之影像資料經多工之新的多工資料。此時，施行於原本之影像資料之動態圖像編碼方法與施行於轉換後之影像資料之動態圖像編碼方法，係依循互異規格，或依循相同規格，僅有編碼時所使用的參數不同均可。同樣地，記錄部8308亦可將由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之聲音資料，轉換成採用與該聲音資料被施以之聲音編碼方法不同之聲音編碼方法所編碼的聲音資料，以使得資料尺寸或位元率低於該聲音資料，並記錄轉換後之聲音資料經多工之新的多工資料。

在此，將由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之影像資料或聲音資料，轉換為資料

尺寸或位元率不同之影像資料或聲音資料之處理，係以串流輸出部8303及訊號處理部8304進行。具體而言，串流輸出部8303係依據來自CPU等控制部之指示，將由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，分離成影像資料、聲音資料、資料播送服務之內容等複數種資料。訊號處理部8304係依據來自控制部之指示進行如下處理：將分離後之影像資料，轉換為採用與該影像資料被施以之動態圖像編碼方法不同之動態圖像編碼方法所編碼的影像資料之處理；及將分離後之聲音資料，轉換為採用與該聲音資料被施以之聲音編碼方法不同之聲音編碼方法所編碼的影像資料之處理。串流輸出部8303係依據來自控制部之指示，將轉換後之影像資料與轉換後之聲音資料予以多工，生成新的多工資料。再者，訊號處理部8304係因應來自控制部之指示，僅對於影像資料及聲音資料中之某一方，進行轉換處理，或對於雙方進行轉換處理均可。又，轉換後之影像資料及聲音資料之資料尺寸或位元率係由使用者決定，或依記錄媒體之各種類而預先決定均可。

藉由上述構成，接收機8300可配合可記錄於記錄媒體之資料尺寸或記錄部8308進行資料之記錄或讀出之速度，變更影像資料或聲音資料之資料尺寸或位元率而記錄。藉此，即便在可記錄於記錄媒體之資料尺寸，小於由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料之資料尺寸小時，或記錄部進行資料之記錄或讀出之速度，低於由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資

料之位元率時，記錄部仍可記錄節目，因此使用者可於節目播送時間以後的任意時間，讀出並視聽所記錄的資料。

又，接收機8300具備串流輸出IF (Interface：介面) 8309，係對於由解調部8302所解調的多工資料，經由通訊媒體8330而發送者。作為串流輸出IF8309之一例，可舉出經由無線媒體(相當於通訊媒體8330)而對外部機器，發送依循Wi-Fi (註冊商標) (IEEE802.11a、IEEE802.11b、IEEE802.11g、IEEE802.11n等)、WiGiG、WirelessHD、Bluetooth、Zigbee等無線通訊規格之無線通訊方法而調變之多工資料之無線通訊裝置。又，串流輸出IF8309亦可為經由連接於該串流輸出IF8309之有線傳送路(相當於通訊媒體8330)而對外部機器，發送利用依循網際網路(註冊商標)或USB (Universal Serial Bus：通用序列匯流排)、PLC (Power Line Communication：電力線通訊)、HDMI (High-Definition Multimedia Interface：高解析多媒體介面)等有線通訊規格之通訊方法而調變之多工資料之無線通訊裝置。

藉由上述構成，使用者可於外部機器，利用接收機8300藉由上述各實施形態所示之接收方法接收之多工資料。在此所謂多工資料之利用包含：使用者利用外部機器即時視聽多工資料、或以外部機器所具備的記錄部來記錄多工資料、從外部機器進一步對於別的外部機器發送多工資料等。

再者，於上述說明，接收機8300係由串流輸出IF8309，輸出由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，但擷取多工資料所含資料中之一部分資料而輸出

亦可。例如於由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，包含包含影像資料或聲音資料以外之資料播送服務之內容等時，串流輸出IF8309係從解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，擷取所含之影像資料及聲音資料，輸出經多工之新的多工資料。又，串流輸出IF8309亦可輸出由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之影像資料及聲音資料中之僅某一方經多工之新的多工資料。

在此，從由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之複數種資料，擷取一部分資料並予以多工之處理，係於例如串流輸出入部8303進行。具體而言，串流輸出入部8303係依據來自未圖示之CPU(Central Processing Unit：中央處理單元)等控制部之指示，將解調部8302所解調的多工資料，分離成影像資料、聲音資料、資料播送服務之內容等複數種資料，從分離後之資料，僅擷取指定資料並予以多工，生成新的多工資料。再者，關於從分離後之資料擷取何種資料，則由例如使用者來決定，或依串流輸出IF8309之各種類而預先決定均可。

藉由上述構成，接收機8300可僅擷取外部機器所需之資料而輸出，因此可刪減由於輸出多工資料所消耗的通訊帶區。

又，於上述說明中，串流輸出IF8309係記錄由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，但亦可將由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多

工資料所含之影像資料，轉換成採用與該影像資料被施以之動態圖像編碼方法不同之動態圖像編碼方法所編碼的影像資料，以使得資料尺寸或位元率低於該影像資料，並輸出轉換後之影像資料經多工之新的多工資料。此時，施行於原本之影像資料之動態圖像編碼方法與施行於轉換後之影像資料之動態圖像編碼方法，係依循互異規格，或依循相同規格，僅有編碼時所使用的參數不同均可。同樣地，串流輸出IF8309亦可將由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之聲音資料，轉換成採用與該聲音資料被施以之聲音編碼方法不同之聲音編碼方法所編碼的聲音資料，以使得資料尺寸或位元率低於該聲音資料，並輸出轉換後之聲音資料經多工之新的多工資料。

在此，將由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料所含之影像資料或聲音資料，轉換為資料尺寸或位元率不同之影像資料或聲音資料之處理，係以串流輸出入部8303及訊號處理部8304進行。具體而言，串流輸出入部8303係依據來自控制部之指示，將由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料，分離成影像資料、聲音資料、資料播送服務之內容等複數種資料。訊號處理部8304係依據來自控制部之指示進行如下處理：將分離後之影像資料，轉換為採用與該影像資料被施以之動態圖像編碼方法不同之動態圖像編碼方法所編碼的影像資料之處理；及將分離後之聲音資料，轉換為採用與該聲音資料被施以之聲音編碼方法不同之聲音編碼方法所編碼

的影像資料之處理。串流輸出入部8303係依據來自控制部之指示，將轉換後之影像資料與轉換後之聲音資料予以多工，生成新的多工資料。再者，訊號處理部8304係因應來自控制部之指示，僅對於影像資料及聲音資料中之某一方，進行轉換處理，或對於雙方進行轉換處理均可。又，轉換後之影像資料及聲音資料之資料尺寸或位元率係由使用者決定，或依串流輸出IF8309之各種類而預先決定均可。

藉由上述構成，接收機8300可配合與外部機器之間之通訊速度，變更影像資料或聲音資料之位元率而記錄。藉此，即便在與外部機器之間之通訊速度，低於由解調部8302解調、進行錯誤更正之解碼而獲得之多工資料之位元率時，仍可從串流輸出對外部機器輸出多工資料，因此使用者可於其他通訊裝置利用新的多工資料。

又，接收機8300具備AV(Audio and Visual：音訊視覺)輸出IF(Interface：介面)8311，係將對於外部機器由訊號處理部8304所解調的影像訊號及聲音訊號，對於外部之通訊媒體輸出者。作為AV輸出IF8311之一例，可舉出經由無線媒體而對外部機器，發送依循Wi-Fi(註冊商標)(IEEE802.11a、IEEE802.11b、IEEE802.11g、IEEE802.11n等)、WiGiG、WirelessHD、Bluetooth、Zigbee等無線通訊規格之無線通訊方法而調變之影像訊號及聲音訊號之無線通訊裝置。又，串流輸出IF8309亦可為經由連接於該串流輸出IF8309之有線傳送路而對外部機器，發送利用依循網際網路或USB、PLC、HDMI等有線通訊規格之通訊方法而

調變之影像訊號及聲音訊號之無線通訊裝置。又，串流輸出IF8309亦可為連接將影像訊號及聲音訊號維持類比訊號原樣輸出之纜線之端子。

藉由上述構成，使用者可於外部機器，利用訊號處理部8304所解碼的影像訊號及聲音訊號。

進而言之，接收機8300具備操作輸入部8310，係受理使用者操作之輸入者。接收機8300係根據因應使用者之操作而輸入於操作輸入部8310之控制訊號，進行電源開啟/關閉之切換、或接收頻道之切換、字幕顯示有無或顯示語言之切換、從聲音輸出部8306輸出之音量之變更等各種動作之切換，或進行可接收頻道之設定等設定變更。

又，接收機8300亦可具備顯示表示該接收機8300在接收中之訊號的接收品質之天線位準之功能。在此，天線位準係表示接收品質之指標，其係表示訊號位準、訊號優劣之訊號；前述接收品質係根據例如接收機8300所接收的訊號之RSSI (Received Signal Strength Indication (接收訊號強度指標)、Received Signal Strength Indicator (接收訊號強度指標器))、接收電場強度、C/N(Carrier-to-noise power ratio：載波對雜訊功率比)、BER (Bit Error Rate：位元錯誤率)、封包錯誤率、訊框錯誤率、通道狀態資訊(Channel State Information)等而算出之接收品質。該情況下，解調部8302具備接收品質測定部，係測定所接收的訊號之RSSI、接收電場強度、C/N、BER、封包錯誤率、訊框錯誤率、通道狀態資訊等者；接收機8300係因應使用者之操作，以使用者

可識別之形式，於影像顯示部8307顯示天線位準(表示訊號位準、訊號良莠之訊號)。天線位準(表示訊號位準、訊號良莠之訊號)之顯示形式係顯示因應RSSI、接收電場強度、C/N、BER、封包錯誤率、訊框錯誤率、通道狀態資訊等之數值，或因應RSSI、接收電場強度、C/N、BER、封包錯誤率、訊框錯誤率、通道狀態資訊等而顯示不同圖像均可。又，接收機8300係顯示利用上述各實施形態所示之接收方法而接收並分離之複數個串流s1、s2、...逐一求出之複數個天線位準(表示訊號位準、訊號良莠之訊號)亦可。又，利用階層傳送方式發送構成節目之影像資料或聲音資料時，亦可依各階層來表示訊號位準(表示訊號良莠之訊號)。

藉由上述構成，使用者可就數值或視覺性地掌握利用上述各實施形態所示之接收方法接收時之天線位準(表示訊號位準、訊號良莠之訊號)。

再者，於上述說明，接收機8300係舉例說明具備聲音輸出部8306、影像顯示部8307、記錄部8308、串流輸出IF8309及AV輸出IF8311的情況，但未必須具備該等全部構成。若接收機8300具備上述構成中之至少某一者，則使用者即可利用以解調部8302解調，進行錯誤更正編碼而獲得之多工資料，因此各接收機配合其用途，任意組合上述構成而備有既可。

(多工資料)

接著，詳細說明有關多工資料之構造之一例。用於播送之資料構造一般為MPEG2-傳輸串流(TS)，在此舉例說明

MPEG2-TS。然而，以上述各實施形態所示之發送方法及接收方法傳送之多工資料不限於MPEG2-TS，其他任何構成當然均可獲得上述各實施形態所說明的效果。

第84圖係表示多工資料之構成之一例。如第86圖所示，多工資料係將構成各服務現在提供之節目(programme或其一部分即事件)之要素，例如視訊串流、音訊串流、簡報圖形串流(PG)、互動圖形串流(IG)等之基本串流中之1個以上，予以多工而獲得。由多工資料所提供的節目為電影時，分別而言，視訊串流表示電影之主影像及副影像，音訊串流表示電影之主聲音部及與該主聲音混音之副聲音，簡報串流表示電影字幕。在此，主影像係表示顯示於畫面之一般影像，副影像係表示於主影像中以小畫面顯示之影像(例如表示電影提要之文件資料之影像等)。又，簡報圖形串流係表示於畫面上，藉由配置GUI元件而製作之對話畫面。

多工資料所含之各串流係藉由分派給各串流之識別符即PID來識別。分別而言，例如對利用於電影影像之視訊串流分派0×1011，對音訊串流分派0×1100至1×111F，對簡報圖形串流分派0×1400至0×141F，對利用於電影副影像之視訊串流分派0×1B00至0×1B1F，對利用於主聲音及混音之副聲音之音訊串流分派0×1A00至0×1A1F。

第85圖係模式性地表示多工資料如何受到多工之一例之圖。首先，由複數個視訊訊框所組成的視訊串流8501、由複數個音訊訊框所組成的音訊串流8504，分別轉換為PES封包串8502及8505，並轉換為TS封包8503及8506。同樣地，

簡報圖形串流8511及互動圖形8514之資料，分別轉換為PES封包串8512及8515，進而轉換為TS封包8513及8516。多工資料8517係藉由將該等(TS封包8503、8506、8513、8516)予以多工為1個串流而構成。

第86圖係進一步詳細表示視訊串流如何儲存於PES封包。第86圖之第1層係表示視訊串流之視訊串流之視訊訊框串。第2層係表示PES封包串。如第86圖之箭頭yy1、yy2、yy3、yy4所示，視訊串流之複數個視訊簡報單元，即I圖片、B圖片、P圖片係就各圖片而分割，並儲存於PES封包之承載區。各PES封包具有PES標頭，於PES標頭儲存有圖片之顯示時刻即PTS (Presentation Time-Stamp：簡報時戳)或圖片之解碼時刻即DTS (Decoding Time-Stamp：解碼時戳)。

第87圖係表示於多工資料最後寫入之TS封包之形式。TS封包係188位元組固定長之封包，由儲存識別串流之PID等資訊之4位元組之TS標頭及資料之184位元組之TS承載區所構成；上述PES封包受到分割並儲存於TS承載區。BD-ROM的情況下，對TS封包賦予4位元組之TP_Extra_Header(TP額外標頭)，構成192位元組之來源封包而寫入於多工資料。於TP額外標頭記載有ATS (Arrival_Time_Stamp：到達時戳)等資訊。ATS係表示該TS封包之解碼器對PID濾波器之傳輸開始時刻。於多工資料，如第87圖下層所示排有來源封包，從多工資料開頭遞增之號碼稱為SPN(來源封包號碼)。

又，於多工資料所含之TS封包除了視訊串流、音訊串

流、簡報圖形串流等各串流以外，還包括PAT(Program Association Table：節目關連表)、PMT (Program Map Table：節目對應表)、PCR (Program Clock Reference：節目時鐘參考)等。PAT係表示多工資料中所利用的PMT之PID為何，PAT本身之PID登錄為0。PMT具有多工資料中所含之影像・聲音・字幕等各串流之PID、及對應於各PID之串流之屬性資訊(訊框率、縱橫比等)，且具有關於多工資料之各種描述符。於描述符包括指示許可・不許可多工資料之複製之複製控制資訊等。PCR係為了取得ATS之時間軸即ATC (Arrival Time Clock：到達時間時鐘)與PTS・DTS之時間軸即STC (System Time Clock：系統時間時鐘)之同步，具有與其PCR封包傳輸至解碼器之ATS相對應之STC時間之資訊。

第88圖係詳細說明PMT之資料構造之圖。於PMT之開頭，配置記有該PMT所含之資料長度等PMT標頭。於其後配置複數個關於多工資料之描述符。上述複製控制資訊等係記載作描述符。於描述符之後，配置複數個關於多工資料所含之各串流之串流資訊。串流資訊係由記載有為了識別串流之壓縮代碼等之串流類型、串流之PID、串流之屬性資訊(訊框率、縱橫比等)之串流描述符所構成。串流描述符僅以存在於多工資料之串流數而存在。

記錄於記錄媒體等時，上述多工資料係與多工資料資訊檔一同記錄。

第89圖係表示該多工資料資訊檔之構成之圖。多工資料資訊檔係如第89圖所示為多工資料之管理資訊，與多工

資料1對1地對應，由多工資料資訊、串流屬性資訊及分錄圖所構成。

如第89圖所示，多工資料資訊係由系統率、再生開始時刻、再生結束時刻所構成。系統率係表示多工資料對後述之系統目標解碼器之PID濾波器之最大傳輸率。多工資料中所含之ATS之間隔設定為系統率以下。再生開始時刻為多工資料開頭之視訊訊框之PTS，設定再生結束時刻為多工資料尾端之視訊訊框之PTS，加上1訊框份之再生間隔。

第90圖係表示多工資料檔資訊所含之串流屬性資訊之構成之圖。如第90圖所示，串流屬性資訊係就各PID，登錄關於多工資料所含之各串流之屬性資訊。屬性資訊係依各視訊串流、音訊串流、簡報圖形串流、互動圖形串流而具有不同資訊。視訊串流屬性資訊具有該視訊串流以何種壓縮代碼壓縮、構成視訊串流之各個圖片資料之解像度多高、縱橫比多少、訊框比多少等資訊。音訊串流屬性資訊具有該音訊串流以何種壓縮代碼壓縮、該音訊串流所含之通道數、對應何種語言、取樣頻率多少等資訊。該等資訊係利用於播放器再生前之解碼器之初始化等。

於本實施形態，利用上述多工資料中包含於PMT之串流類型。又，於記錄媒體記錄有多工資料時，利用多工資料資訊所含之視訊串流屬性資訊。具體而言，於上述各實施形態所示之動態圖像編碼方法或裝置，設置對於PMT所含之串流類型、或視訊串流屬性資訊，設定表示藉由上述各實施形態所示之動態圖像編碼方法或裝置所生成的影像

資料之固有資訊之步驟或機構。藉由該構成，可識別藉由上述各實施形態所示之動態圖像編碼方法或裝置所生成的影像資料、與依循其他規格之影像資料。

第91圖係表示包含接收裝置9104之影像聲音輸出裝置9100之構成之一例；前述接收裝置9104係接收從播送台(基地台)發送之影像及聲音之資料、或包含資料播送用之資料之調變訊號。再者，接收裝置9104之構成相當於第83圖之接收裝置8300。於影像聲音輸出裝置9100搭載有例如OS(Operating System：作業系統)，又，搭載有用以連接於網際網路之通訊裝置9106(例如無線LAN(Local Area Network：區域網路)或Ethernet用之通訊裝置)。藉此，於顯示影像部分9101，可同時顯示影像及聲音之資料、或資料播送用之資料之影像9102、及網際網路上提供之超文件(World Wide Web(全球資訊網：WWW)) 9103。然後，藉由操作遙控器(行動電話或鍵盤亦可) 9107，選擇資料播送用之資料之影像9102、網際網路上提供之超文件9103之某一者而變更動作。例如選擇網際網路上提供之超文件9103時，藉由操作遙控器，變更所顯示的WWW之網站。又，選擇影像及聲音之資料、或資料播送用之資料之影像9102時，藉由遙控器9107發送所選台的頻道(所選台的(電視)節目、所選台的聲音播送)之資訊。如此一來，IF9105取得由遙控器發送之資訊，接收裝置9104係將與所選台的頻道相當之訊號進行解調、錯誤更正編碼等處理，獲得接收資料。此時，接收裝置9104係藉由獲得包含與所選台頻道相當之訊號所含的傳

送方法(關於此係於實施形態A1～實施形態A5敘述，又如第5圖、第41圖所記載)之資訊之控制符元之資訊，正確設定接收動作、解調方法、錯誤更正解碼等方法，可獲得由播送台(基地台)發送之資料符元所含之資料。於上述，說明使用者藉由遙控器9107，進行頻道選台之例，但利用影像聲音輸出裝置9100所搭載的選台鍵進行頻道選台，亦與上述為相同動作。

又，利用網際網路操作影像聲音輸出裝置9100亦可。例如從其他連接網際網路之終端裝置，對於影像聲音輸出裝置9100進行錄影(記憶)之預約。(因此，影像聲音輸出裝置9100係如第83圖具有記錄部8308。)然後，於錄影開始前進行頻道選台，接收裝置9104係將所選台的頻道相當之訊號進行解調、錯誤更正編碼等處理，獲得接收資料。此時，接收裝置9104係藉由獲得包含與所選台頻道相當之訊號所含的傳送方法(上述實施形態所述之傳送方式、調變方式、錯誤更正方式等)(關於此係於實施形態A1～實施形態A5敘述，又如第5圖、第41圖所記載)之資訊之控制符元之資訊，正確設定接收動作、解調方法、錯誤更正解碼等方法，可獲得由播送台(基地台)發送之資料符元所含之資料。

(其他補充)

於本說明書，具備發送裝置者可考慮例如播送台、基地台、存取點、終端裝置、行動電話(mobile phone)等通訊。播送機器，此時，具備接收裝置者可考慮例如電視、收音機、終端裝置、個人電腦、行動電話、存取點、基地台等

通訊機器。又，本發明之發送裝置、接收裝置係具有通訊功能之機器，該機器亦可考慮諸如可經由某種介面(例如USB)，連接於電視、收音機、個人電腦、行動電話等用以執行應用之裝置的形態。

又，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前置、單一字元、後置、參考符元等)、控制資訊用符元等可於訊框任意配置。然後，在此雖稱為前導符元、控制資訊用符元，等採取任何標呼方式均可，功能本身才是重點。

前導符元若為例如於收發機中已利用PSK調變予以調變之已知符元(例如接收機取得同步，藉此接收機可得知發送機所發送的符元亦可)即可，接收機利用該符元，進行頻率同步、時間同步、(各調變訊號之)通道推定(CSI(Channel State Information：通道狀態資訊)之推定)、訊號檢測等。

又，控制資訊用符元係為了實現(應用等)資料以外之通訊，用以傳送須對通訊對象傳送之資訊(例如用於通訊之調變方式・錯誤更正編碼方式、錯誤更正編碼方式之編碼率、高位層之設定資訊等)之符元。

再者，本發明不限定於上述所有實施形態，可予以多方變更而實施。例如於上述實施形態，說明有關作為通訊裝置而進行的情況，但不限於此，作為軟體而進行該通訊方法亦可。

又，於上述說明有關從2個天線發送2個調變訊號之方法之預編碼切換方法，但不限於此，亦可同樣地實施如下

之預編碼切換方法：在對於4個映射後之訊號進行預編碼，生成4個調變訊號，從4個天線發送之方法，亦即作為對於N個映射後之訊號進行預編碼，生成N個調變訊號，從N個天線發送之方法中，同樣地變更預編碼權重(矩陣)。

於本說明書，採用「預編碼」、「預編碼矩陣」、「預編碼權重矩陣」等用語，但稱呼方式本身可為任何稱呼方式(亦可稱為例如碼本(codebook))，於本發明，其訊號處理本身才是重點。

又，於本說明書，於接收裝置，利用ML運算、APP、Max-LogAPP、ZF、MMSE等來說明，其結果獲得發送裝置所發送的資料之各位元之軟判斷結果(對數概似、對數概似比)或硬判斷結果(「0」或「1」)，但該等總稱為檢波、解調、檢測、推定、分離亦可。

藉由串流 $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ 來傳送不同資料或同一資料均可。

在對於2串流之基頻訊號 $s_1(i)$ 、 $s_2(i)$ (其中， i 表現(時間或頻率(載波))順序)，進行規則地切換預編碼矩陣之預編碼而生成之預編碼後之基頻訊號 $z_1(i)$ 、 $z_2(i)$ ，將預編碼後之基頻訊號 $z_1(i)$ 之同相 I 成分設為 $I_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ，預編碼後之基頻訊號 $z_2(i)$ 之同相 I 成分設為 $I_2(i)$ ，正交成分 Q 設為 $Q_2(i)$ 。此時，進行基頻成分之置換，且如同：

・置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $I_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_2(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $I_2(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ，於同一時刻，利用同一頻率，從發送天線1發送相當於置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之調變訊號，從發送

天線2發送相當於置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之調變訊號；亦可於同一時刻，利用同一頻率，從不同天線發送相當於置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之調變訊號、置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 。

又，如下設定亦可：

- 置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $I_1(i)$ ，正交成分設為 $I_2(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $Q_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_2(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $I_2(i)$ ，正交成分設為 $I_1(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $Q_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_2(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $I_1(i)$ ，正交成分設為 $I_2(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $Q_2(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $I_2(i)$ ，正交成分設為 $I_1(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $Q_2(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $I_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_2(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $Q_1(i)$ ，正交成分設為 $I_2(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $Q_2(i)$ ，正交成分設為 $I_1(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $I_2(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $Q_2(i)$ ，正交成分設為 $I_1(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $Q_1(i)$ ，正

交成分設為 $l_2(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $l_1(i)$ ，正交成分設為 $l_2(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $Q_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_2(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $l_2(i)$ ，正交成分設為 $l_1(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $Q_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_2(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $l_1(i)$ ，正交成分設為 $l_2(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $Q_2(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $l_2(i)$ ，正交成分設為 $l_1(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $Q_2(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $l_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_2(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $l_2(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $l_1(i)$ ，正交成分設為 $Q_2(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $Q_1(i)$ ，正交成分設為 $l_2(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $Q_2(i)$ ，正交成分設為 $l_1(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $l_2(i)$ ，正交成分設為 $Q_1(i)$ ；

- 置換後之基頻訊號 $r_2(i)$ 之同相成分設為 $Q_2(i)$ ，正交成分設為 $l_1(i)$ ，置換後之基頻訊號 $r_1(i)$ 之同相成分設為 $Q_1(i)$ ，正

交成分設為 $I_2(i)$ 。

又，上述說明有關對於2串流之訊號進行預編碼，置換預編碼後之訊號之同相成分與正交成分，但不限於此，亦可對於多於2串流之訊號進行預編碼，進行預編碼後之訊號之同相成分與正交成分之置換。

發送裝置之發送天線、接收裝置之接收天線均為圖式所記載的1個天線，亦可藉由複數個天線來構成。

於本說明書，「 $\forall$ 」表現全稱記號(universal quantifier)，「 $\exists$ 」表現存在記號(existential quantifier)。

於本說明書，複數平面之例如偏角之相位單位設為「弧度(radian)」。

若利用複數平面，則作為藉由複數數目之極座標之顯示，可採極形式來顯示。於複數數目 $z=a+jb$ (a 、 b 均為實數， j 為虛數)，令複數平面上的點(a,b)對應時，該點為極座標，若表現作 $[r,\theta]$ ，則下式成立：

$$a=r \times \cos \theta$$

$$b=r \times \sin \theta$$

[數303]

$$r=\sqrt{a^2+b^2}$$

r 為 z 之絕對值($r=|z|$)， θ 為偏角(argument)。然後， $z=a+jb$ 表現作 $re^{j\theta}$ 。

於本發明之說明中，基頻訊號、調變訊號 $s1$ 、調變訊號 $s2$ 、調變訊號 $z1$ 、調變訊號 $z2$ 為複數訊號，複數訊號係指同相訊號設為 I ，正交訊號設為 Q 時，複數訊號表現作

$l+jQ$ (j 為虛數單位)。此時， l 為零或 Q 為零均可。

又，於本說明書所說明、分派不同預編碼矩陣給訊框(時間軸及/或頻率軸)之方法(例如實施形態1、實施形態17至實施形態20)，利用與本說明書所述之不同預編碼矩陣不同之預編碼矩陣，亦可同樣地實施。同樣地，關於使規則地切換預編碼矩陣之方法與其他方法共存，亦或切換的情況，亦可作為與本發明書所述利用不同預編碼矩陣而規則地切換之方法不同之利用預編碼矩陣而規則地切換之方法來實施。

於第59圖表示本說明書所說明規則地切換預編碼矩陣之方法之播送系統之一例。於第59圖，影像編碼部5901係以影像作為輸入進行影像編碼，輸出影像編碼後之資料5902。以聲音作為輸入進行聲音編碼，輸出聲音編碼後之資料5904。資料編碼部5905係以資料作為輸入進行資料編碼(例如資料壓縮)，輸出資料編碼後之資料5906。匯總該等而設為資訊源編碼部5900。

發送部5907係以影像編碼後之資料5902、聲音編碼後之資料5904、資料編碼後之資料5906作為輸入，對該等資料之某一者，或將該等資料全部作為發送資料，施以錯誤更正編碼、調變、預編碼等處理(例如第3圖之發送裝置之訊號處理)，輸出發送訊號5908_1~5908_N。然後，發送訊號5908_1~5908_N分別從天線5909_1~5909_N，作為電波發送。

接收部5912係以天線5910_1~5910_M所接收的接收

訊號5911_1至5911_M作為輸入，施以頻率轉換、預編碼之解碼、對數概似比算出、錯誤更正解碼等處理(例如第7圖之接收裝置之處理)，輸出接收資料5913、5915、5917。資訊源解碼部5919係以接收資料5913、5915、5917作為輸入，影像解碼部5914係以接收資料5913作為輸入，進行影像用之解碼，並輸出影像訊號，影像顯示於電視、顯示器。又，聲音解碼部5916係以接收資料5915作為輸入，進行聲音用之解碼，並輸出聲音訊號，聲音從揚聲器播放。又，資料解碼部5918係以接收資料5917作為輸入，進行資料用之解碼並輸出資料之資訊。

又，於進行本發明說明之實施形態，如先前所說明，如OFDM方式之多載波傳送方式中，發送裝置所保有的編碼器數為任意數。因此，例如第4圖，於諸如OFDM方式之多載波傳送方式，當然亦可適用發送裝置具備1個編碼器而分配輸出的方法。此時，將第4圖之無線部310A、310B調換成第13圖之OFDM方式關連處理部1301A、1301B。此時，OFDM方式關連處理部之說明係如實施形態1。

又，於本說明書雖記述做「切換不同預編碼矩陣之方法」，但本說明書所具體記載之「切換不同預編碼矩陣之方法」為例子，於本說明書所記載的所有實施形態，作為「切換不同預編碼矩陣之方法」，與「利用不同的複數個預編碼矩陣，規則地切換預編碼矩陣之方法」調換而實施，亦可同樣地實施。

再者，例如預先於ROM(Read Only Memory：唯讀記憶

體)儲存執行上述通訊方法之程式，藉由CPU(Central Processor Unit：中央處理單元)令該程式動作亦可。

又，於電腦可讀取之記憶媒體，儲存執行上述通訊方法之程式，將儲存於記憶媒體之程式記錄於電腦之RAM(Random Access Memory：隨機存取記憶體)，按照該程式令電腦動作亦可。

然後，上述各實施形態等之各構成在典型上亦可作為積體電路之LSI(Large Scale Integration：大規模積體)而實現。該等係個別製成1晶片，或包含各實施形態之所有構成或一部分構成而製成1晶片均可。於此雖為LSI，但視積體程度差異，有時亦稱為IC(Integrated Circuit：積體電路)、系統LSI、特大型LSI、超大型LSI。又，積體電路化的手法不限於LSI，以專用電路或通用處理器來實現亦可。亦可利用於LSI製造後可程式化之FPGA(Field Programmable Gate Array：現場可程式化閘極陣列)，或可再構成LSI內部之電路胞(cell)之連接或設定之可重構處理器。

進而言之，若由於半導體技術進步或所衍生的其他技術，出現取代LSI之積體電路化技術時，當然亦可利用該技術來進行功能區塊之積體化。作為可能性可包括生化技術之適用等。

再者，本發明之一實施形態之預編碼方法係具有用以進行預編碼之複數個預編碼矩陣，利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及前述複數個預編碼矩陣之某一者，來生成預編碼後之

第1發送訊號及第2發送訊號者，其特徵在於：用以生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號之預編碼矩陣，係從前述複數個預編碼矩陣中規則地切換；用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，針對前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致之第1符元及第2符元，當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元，於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，於前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，係分別利用不同之預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第1發送訊號，就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，利用與用於前述第1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻率一致之符元之預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第2發送訊號。

又，本發明之一實施形態之執行預編碼之訊號處理裝置係具有用以進行預編碼之複數個預編碼矩陣，利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及前述複數個預編碼矩陣之某一者，來生成預編碼後之第1發送訊號及第2發送訊號者，其特徵在於：用以生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號之預編碼矩陣，係從前述複數個預編碼矩陣中規則地切換；用於前述第

1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，針對前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致之第1符元及第2符元，當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元，於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，於前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，係分別利用不同之預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第1發送訊號，就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，利用與用於前述第1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻率一致之符元之預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第2發送訊號。

產業上之可利用性

本發明可廣泛適用於從複數個天線，發送各不相同之調變訊號之無線系統，適宜適用於例如OFDM-MIMO通訊系統。又，在具有複數個發送處之有線通訊系統(例如PLC (Power Line Communication：電力線通訊)系統、光通訊系統、DSL (Digital Subscriber Line：數位用戶線)系統)中，進行MIMO傳送時亦可適用，此時係利用複數個發送處，來發送如本發明所說明的複數個調變訊號。又，調變訊號亦可從複數個發送處發送。

【圖式簡單說明】

第1圖係空間多工MIMO傳送系統之收發裝置之構成例。

第2圖係訊框(frame)構成之一例。

第3圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第4圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第5圖係訊框構成例。

第6圖係預編碼權重切換方法例。

第7圖係接收裝置之構成例。

第8圖係接收裝置之訊號處理部之構成例。

第9圖係接收裝置之訊號處理部之構成例。

第10圖係解碼處理方法。

第11圖係接收狀態例。

第12圖係BER特性例。

第13圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第14圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第15圖係訊框構成例。

第16圖係訊框構成例。

第17圖係訊框構成例。

第18圖係訊框構成例。

第19圖係訊框構成例。

第20圖係接受品質惡劣點之位置。

第21圖係接受品質惡劣點之位置。

第22圖係訊框構成之一例。

第23圖係訊框構成之一例。

第24圖係映射方法之一例。

第25圖係映射方法之一例。

第26圖係加權合成部之構成例。

第27圖係符元之重排方法之一例。

第28圖係空間多工MIMO傳送系統之收發裝置之構成例。

第29圖係BER特性例。

第30圖係空間多工型之 2×2 MIMO系統模型例。

第31圖係接收惡劣點之位置。

第32圖係接收惡劣點之位置。

第33圖係接收惡劣點之位置。

第34圖係接收惡劣點之位置。

第35圖係接收惡劣點之位置。

第36圖係接收惡劣點之複數平面之最小距離之特性例。

第37圖係接收惡劣點之複數平面之最小距離之特性例。

第38圖係接收惡劣點之位置。

第39圖係接收惡劣點之位置。

第40圖係實施形態7之發送裝置之構成之一例。

第41圖係發送裝置所發送的調變訊號之訊框構成之一例。

第42圖係接收惡劣點之位置。

第43圖係接收惡劣點之位置。

第44圖係接收惡劣點之位置。

第45圖係接收惡劣點之位置。

第46圖係接收惡劣點之位置。

第47圖係時間-頻率軸之訊框構成之一例。

第48圖係時間-頻率軸之訊框構成之一例。

第49圖係訊號處理方法。

第50圖係利用時空區塊碼時之調變訊號之構成。

第51圖係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第52圖係發送裝置之構成之一例。

第53圖係第52圖之調變訊號生成部#1～#M之構成之一例。

第54圖係表示第52圖之OFDM方式關連處理部(5207_1及5207_2)之構成之圖。

第55圖係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第56圖係接收裝置之構成之一例。

第57圖係表示表示第56圖之OFDM方式關連處理部(5600_X及5600_Y)之構成之圖。

第58圖係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第59圖係播送系統之一例。

第60圖係接收惡劣點之位置。

第61圖係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第62圖係未獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第63圖係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第64圖係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第65圖係第63圖之符元配置例之頻率軸方向與時間軸方向經置換後之符元配置例。

第66圖係第64圖之符元配置例之頻率軸方向與時間軸方向經置換後之符元配置例。

第67圖係表示符元之配置順序例之圖。

第68圖係前導符元未插入於資料符元間的情況下之符元配置例。

第69圖係前導符元插入於資料符元間之圖。

第70圖係表示於直接插入前導符元時，存在有無法實現可獲得高接收品質之符元配置處之符元配置例。

第71圖係前導符元插入於資料符元間的情況下之符元配置例。

第72圖係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第73圖係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第74圖係已擴大使得預編碼矩陣不同之範圍時之訊框構成例。

第75圖係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之

預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第76圖係對應於第75圖之可獲得高接收品質之符元配置例。

第77圖係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第78圖係對應於第77圖之可獲得高接收品質之符元配置例。

第79圖係於已擴大使得預編碼矩陣不同之範圍時之符元配置例，將前導符元插入於資料符元間之情況下之符元配置例。

第80圖係採行與第70圖不同之預編碼矩陣之分派方式之符元配置例。

第81圖係採行與第70圖不同之預編碼矩陣之分派方式之符元配置例。

第82圖係數位播送用系統之全體構成圖。

第83圖係接收機之構成例之方塊圖。

第84圖係表示多工資料之構成之圖。

第85圖係模式性地表示各串流如何於多工資料中受到多工之圖。

第86圖係表示視訊串流如何儲存於PES封包串之詳細圖。

第87圖係表示多工資料之TS封包及來源封包之構造之圖。

第88圖係表示PMT之資料構成之圖。

第89圖係表示多工資料資訊之內部構成之圖。

第90圖係表示串流屬性資訊之內部構成之圖。

第91圖係影像顯示、聲音輸出裝置之構成圖。

【主要元件符號說明】

$4i$ 、 $4i+1$ 、 $4i+2$ 、 $4i+3$ 、 Ni 、 $Ni+1$ 、 $Ni+k$ 、 u 、 $u+1$...符元號碼

$4i$ 、 $4i+1$ 、 $4i+2$ 、 $4i+3$...時刻、時槽

300、400...發送裝置

301A、301B、401...資訊(資料)

302A、302B、402...編碼部

303A、303B、403...編碼後之資料

304A、304B、813A、813B...交錯器

305A、305B、5305...交錯後之資料

306A、306B、5306_1、5306_2...映射部

307A、307B、704_X、704_Y、801X、801Y、816X、816Y、5307_1、
5307_2、 $s1(t)$ 、 $s2(t)$...基頻訊號

308A、308B、600...加權合成部

309A、309B、1401A、1401B...加權(合成)後之訊號

310A、310B、703_X、703_Y、1408A、1408B...無線部

311A、311B、1302A、1302B、5208_1、5208_2、5908_1~5908_N...
發送訊號

312A、312B、701_X、701_Y、1410A、1410B、5209_1、5209_2、
5909_1~5909_N、5910_1~5910_M、8210、8240...天線

313...訊框構成訊號

314...加權合成資訊生成部

315...關於加權合成方法之資訊

404、903...分配部

405A、405B...資料

500_1、501_1、501_2、502_1、502_2、503_1、503_2、610a～

614a、610b～614b、624a、630a～632a、700a、4100、4101_1、

4101_2、4102_1、4102_2、4103_1、4103_2、4104、4105、

4106、4107...符元

504#1、504#2...發送天線

505#1、505#2...接收天線

700...接收裝置

702_X、702_Y、5700、5911_1～5911_M、 $r_1(t)$ 、 $r_2(t)$...接收訊號

704_X、704_Y...訊號處理後之訊號

705_1、705_2、707_1、707_2...通道變動推定部

706_1、706_2、708_1、708_2...通道推定訊號

709...控制資訊解碼部

710、818...關於發送裝置所通知的發送方法之資訊之訊號

711、5308、8304...訊號處理部

712、712_1、712_2、5913、5915、5917...接收資料

802X、802Y...通道推定訊號群

803...內部MIMO檢波部

804...訊號

805A、805B...對數概似算出部

806A、806B、808A、808B...對數概似訊號

807A、807B...解交錯器

809A、809B...對數概似比算出部
810A、810B...對數概似比訊號
811A、811B、901...軟入/軟出解碼器
812A、812B、902...解碼後之對數概似比
813A、813B...交錯
814A、814B...交錯後之對數概似比
815...記憶部
817X、817Y...變形通道推定訊號群
818...訊號
819...加權係數生成部
820...關於加權係數之資訊之訊號
1101...接收訊號點
1301A、1301B、5207_1、5207_2、5600_X、5600_Y...OFDM方
式關連處理部
1402A、1402B...序列並列轉換部
1403A、1403B...並列訊號
1404A、1404B、2300、5402A...重排部
1405A、1405B...重排後之訊號
1406A、1406B...反快速傅利葉轉換部
1407A、1407B...反傅利葉轉換後之訊號
1409A、1409B、s1、s2、z1、z2、z1(t)、z2(t)...調變訊號
1501、1502、1601、1602、1801、1802、1901、1902、2701、2702、
2703、2704、2710、2720...符元群
2201...第1週期

2202...第2週期

2203...第3週期

2200...預編碼權重生成部

2210...關於預編碼權重之資訊

2300A、2300B、x...預編碼後之訊號

4001...發送位元

4002...編碼器群

4003A、4003B...已分配位元

5002...時空區塊編碼部

5200_1~5200_M、5300...資訊

5201_1~5201_M...調變訊號生成部#1~調變訊號生成部#M

5202_1~5202_M、5400_1~5400_M...調變訊號z1

5203_1~5203_M...調變訊號z2

5205...發送方法決定部

5206、5301、5403...控制訊號

5302...錯誤更正編碼部

5303...錯誤更正編碼後之資料

5304...交錯部

5309_1...訊號處理後之訊號z1

5309_2...訊號處理後之訊號z2

5500...控制資訊符元

5501...個別控制資訊符元

5502...資料符元

5503...前導符元

5701...頻率轉換部
5702...頻率轉換後之訊號
5703...傅利葉轉換部
5704...傅利葉轉換後之訊號
5900...資訊源編碼部
5901...影像編碼部
5902...影像編碼後之資料
5904...聲音編碼後之資料
5905...資料編碼部
5906...資料編碼後之資料
5907...發送部
5912...接收部
5914...影像解碼部
5916...聲音解碼部
5918...資料解碼部
5919...資訊源解碼部
8200...數位播送用系統
8201...播送台
8211...電視
8212...DVD錄放影機
8213...STB
8220...電腦
8230...行動電話
8241...車用電視

8300...接收機
8301...調階器
8302...解調部
8303...串流輸出入部
8306...聲音輸出部
8307...影像顯示部
8308...記錄部
8309...串流輸出IF
8310...操作輸入部
8311...AV輸出IF
8330...通訊媒體
8350、9107...遙控器
8501...視訊串流
8502、8505...PES封包串
8503、8506、8513、8516...TS封包
8504...音訊串流
8511...簡報圖形串流
8512、8515...PES封包串
8514...互動圖形
8517...多工資料
9100...影像聲音輸出裝置
9101...顯示影像部分
9102...資料播送用之資料之影像
9103...網際網路上提供之超文件

9104...接收裝置

9105...IF

9106...通訊裝置

A、B、C、D...載波群

ATC...到達時間時鐘

ATS...到達時戳

b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7...位元

DTS...解碼時戳

F、F[i]...預編碼矩陣

f2、f3...載波

H...二元M×N矩陣、檢查矩陣、通道矩陣

$h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$...通道變動、通道要素

I...基頻訊號之同相成分

k...反覆次數

L...(子)載波

LLR、 L_n ...對數概似比

l_{sum} ...迴圈變數

N...時間週期

P...前導符元

PAT...節目關連表

PCR...節目時鐘參考

PMT...節目對應表

PTS...簡報時戳

Q...基頻訊號之正交成分

s...發送向量

s1、s2...調變訊號(串流)

s1(t)、s2(t)...串流

SNR...訊號雜訊功率比

SPN...來源封包號碼

STC...系統時間時鐘

T、t2、t3...時刻

TS...傳輸串流

u...向量

W1、W2、W3、W4...預編碼權重(矩陣)

z...資訊向量

π_a 、 π_b ...交錯器

α_{mn} 、 β_{mn} ...外部值對數比

β_N ...臨限值

\$1、\$2...時刻

發明專利說明書

10-132615

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：

※申請日：

100 132615

※IPC 分類：

H04B 2/04 (2006.01)

H04J 11/60 (2006.01)

H04L 7/16 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

發送方法、發送裝置、接收方法及接收裝置

二、中文發明摘要：

本發明係於從複數個天線同時發送複數個調變訊號之發送方法中，在直接波所支配的環境下改善接收品質。針對用於所發送的調變訊號之資料傳送之所有符元，切換預編碼矩陣，將符元予以預編碼，以使得各資料符元之預編碼時所用之預編碼矩陣、與該資料符元在頻率軸方向及時間軸方向相鄰接之資料符元之預編碼時所用之預編碼矩陣完全不同，並發送資料符元經配置後之調變訊號。

三、英文發明摘要：

七、申請專利範圍：

1. 一種發送方法，係具有用以進行預編碼之複數個預編碼矩陣，利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及前述複數個預編碼矩陣之任一者，來生成預編碼後之第1發送訊號及第2發送訊號，從1個以上之第1輸出口，發送前述第1發送訊號，從與前述第1輸出口不同之1個以上之第2輸出口，發送前述第2發送訊號者，其特徵在於：

用以生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號之預編碼矩陣，係從前述複數個預編碼矩陣中規則地切換；

用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，關於前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致之第1符元及第2符元，

當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元、

於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，

前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，分別利用不同之預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第1發送訊號，

就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接

之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，利用與用於前述第1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻率一致之符元的預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第2發送訊號，

從前述1個以上之第1輸出口，發送已生成之前述第1發送訊號，

從前述1個以上之第2輸出口，發送已生成之前述第2發送訊號。

2. 如申請專利範圍第1項之發送方法，其中

關於於頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元、且於時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元之所有第1符元，

各第1符元、與各第1符元之2個第3符元及各第1符元之2個第4符元之合計4符元，分別利用不同之預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第1發送訊號，

就前述所有第1符元各個之時間及頻率一致之所有第2符元、各第2符元之2個第5符元、及各第2符元之2個第6符元，利用與用於前述第1調變訊號之時間及頻率一致之符元的預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成前述第2發送訊號。

3. 如申請專利範圍第1項之發送方法，其中

於前述複數個預編碼矩陣，包含經賦予第1至N個索引之互異之預編碼矩陣；

前述 N 為5以上之整數；

發送第1發送訊號，該第1發送訊號係以前述第1調變訊號之一資料符元作為基準符元，將分派給該基準符元的預編碼矩陣之索引設為 m (m 為1至 N 之任一者)時，對於在該基準符元之頻率中配置於時間軸方向之資料符元，依序分派從前述 m 各平移2以上之索引之預編碼矩陣，對於從前述基準符元之頻率中各時間之資料符元配置於頻率軸方向之資料符元，依序分派從分派給前述基準符元之頻率之各時間之資料符元的預編碼矩陣之索引各增加1之索引之預編碼矩陣，並執行預編碼而生成者。

4. 如申請專利範圍第1項之發送方法，其中

於前述複數個預編碼矩陣，包含經賦予第1至 N 個索引之互異之預編碼矩陣；

前述 N 為5以上之整數；

發送第1發送訊號，該第1發送訊號係以前述第1調變訊號之一資料符元作為基準符元，將分派給該基準符元的預編碼矩陣之索引設為 m (m 為1~ N 之任一者)時，對於在該基準符元之配置時間中配置於頻率軸方向之資料符元，依序分派從前述 m 各平移2以上之索引之預編碼矩陣，對於從前述基準符元之配置時間中各頻率之資料符元配置於時間軸方向之資料符元，依序分派從分派給前述基準符元之配置時間之各頻率之資料符元的預編碼矩陣之索引各增加1之索引之預編碼矩陣，並執行

預編碼而生成者。

5. 一種發送方法，係具有用以進行預編碼之複數個預編碼矩陣，利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及前述複數個預編碼矩陣之任一者，來生成預編碼後之第1發送訊號及第2發送訊號，從1個以上之第1輸出口，發送前述第1發送訊號，從與前述第1輸出口不同之1個以上之第2輸出口，發送前述第2發送訊號者，其特徵在於：

用以生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號之預編碼矩陣，係從前述複數個預編碼矩陣中規則地切換；

生成第1發送訊號，該第1發送訊號係以使得分派於前述第1調變訊號中包含有在頻率軸方向連續之 i 個符元、包含有在時間軸方向連續之 j 個符元的 ixj 之第1範圍內之資料符元的預編碼矩陣完全不同之方式，對前述第1範圍內之資料符元分派預編碼矩陣，並執行預編碼而生成者；

生成第2發送訊號，該第2發送訊號係關於前述第2調變訊號之對應於前述第1範圍之第2範圍內的各資料符元，利用分派給前述第1範圍之時間及頻率一致之資料符元的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成者；

並發送所生成之第1發送訊號及第2發送訊號。

6. 如申請專利範圍第5項之發送方法，其中

於前述複數個預編碼矩陣，包含經賦予第1至 N 個索

引之互異之預編碼矩陣；

前述N為 $i \times j$ 以上之整數；

發送第1發送訊號，該第1發送訊號係以前述第1調變訊號之一符元作為基準符元，將分派給該基準符元的預編碼矩陣之索引設為 m (m 為1至 N 之任一者)時，對於在該基準符元之頻率中配置於時間軸方向之符元，依序分派從前述 m 各平移 i 以上之索引之預編碼矩陣，對於從該基準符元之頻率之各時間的符元配置於頻率軸方向之符元，依序分派從分派給前述頻率之各時間的預編碼矩陣之索引各增加1之索引的預編碼矩陣，並執行預編碼而生成者。

7. 如申請專利範圍第5項之發送方法，其中

於前述複數個預編碼矩陣，包含經賦予第1至 N 個索引之互異之預編碼矩陣；

前述N為 $i \times j$ 以上之整數；

發送第1發送訊號，該第1發送訊號係以前述第1調變訊號之一符元作為基準符元，將分派給該基準符元的預編碼矩陣之索引設為 m (m 為1至 N 之任一者)時，對於在該基準符元之時間中配置於頻率軸方向之符元，依序分派從前述 m 各平移 j 以上之索引之預編碼矩陣，對於從配置於該基準符元之配置時間的各頻率之各符元配置於時間軸方向之符元，依序分派從分派給前述時間之各頻率的預編碼矩陣之索引各增加1之索引的預編碼矩陣，並執行預編碼而生成者。

8. 一種發送裝置，係具有用以進行預編碼之複數個預編碼矩陣，利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及前述複數個預編碼矩陣之任一者，來生成預編碼後之第1發送訊號及第2發送訊號，從1個以上之第1輸出口，發送前述第1發送訊號，從與前述第1輸出口不同之1個以上之第2輸出口，發送前述第2發送訊號者，其特徵在於：

用以生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號之預編碼矩陣，係從前述複數個預編碼矩陣中規則地切換；同時具備：

預編碼權重生成部，係在用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，關於前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致之第1符元及第2符元，

當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元、

於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，

前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，分別分派不同之預編碼矩陣，

就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接

之2個第6符元，分派與用於前述第1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻率一致之符元的預編碼矩陣相同的預編碼矩陣者；

加權合成部，係利用前述經分派之預編碼矩陣，對前述第1調變訊號及前述第2調變訊號進行加權合成，生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號者；及

發送部，係從前述1個以上之第1輸出口，發送已生成之前述第1發送訊號，從前述1個以上之第2輸出口，發送已生成之前述第2發送訊號者。

9. 如申請專利範圍第8項之發送裝置，其中

前述預編碼權重生成部，

係關於於頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元、且於時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元之所有第1符元，

各第1符元、與各第1符元之2個第3符元及各第1符元之2個第4符元之合計4符元，分別選擇不同之預編碼矩陣，

就前述所有第1符元各個之時間及頻率一致之所有第2符元、各第2符元之2個第5符元、及各第2符元之2個第6符元，選擇與用於前述第1調變訊號之時間及頻率一致之符元的預編碼矩陣相同的預編碼矩陣。

10. 如申請專利範圍第8項之發送裝置，其中

於前述複數個預編碼矩陣，包含經賦予第1至N個索引之互異之預編碼矩陣；

前述 N 為5以上之整數；

前述預編碼權重生成部，

係以前述第1調變訊號之一資料符元作為基準符元，將分派給該基準符元的預編碼矩陣之索引設為 m (m 為1至 N 之任一者)時，對於在該基準符元之頻率中配置於時間軸方向之資料符元，依序分派從前述 m 各平移2以上之索引之預編碼矩陣，對於從前述基準符元之頻率中各時間之資料符元配置於頻率軸方向之資料符元，依序分派從分派給前述基準符元之頻率之各時間之資料符元的預編碼矩陣之索引各增加1之索引之預編碼矩陣。

11. 如申請專利範圍第8項之發送裝置，其中

於前述複數個預編碼矩陣，包含經賦予第1至 N 個索引之互異之預編碼矩陣；

前述 N 為5以上之整數；

前述預編碼權重生成部，

係以前述第1調變訊號之一資料符元作為基準符元，將分派給該基準符元的預編碼矩陣之索引設為 m (m 為1~ N 之任一者)時，對於在該基準符元之配置時間中配置於頻率軸方向之資料符元，依序分派從前述 m 各平移2以上之索引之預編碼矩陣，對於從前述基準符元之配置時間中各頻率之資料符元配置於時間軸方向之資料符元，依序分派從分派給前述基準符元之配置時間之各頻率之資料符元的預編碼矩陣之索引各增加1之索引

之預編碼矩陣。

12. 一種發送裝置，係具有用以進行預編碼之複數個預編碼矩陣，利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及前述複數個預編碼矩陣之任一者，來生成預編碼後之第1發送訊號及第2發送訊號，從1個以上之第1輸出口，發送前述第1發送訊號，從與前述第1輸出口不同之1個以上之第2輸出口，發送前述第2發送訊號者，其特徵在於：

用以生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號之預編碼矩陣，係從前述複數個預編碼矩陣中規則地切換；並且具備：

預編碼權重生成部，係以使得分派於前述第1調變訊號中包含有在頻率軸方向連續之 i 個符元、包含有在時間軸方向連續之 j 個符元的 $i \times j$ 之第1範圍內之資料符元的預編碼矩陣完全不同之方式，對前述第1範圍內之資料符元分派預編碼矩陣，

且關於前述第2調變訊號之對應於前述第1範圍之第2範圍內的各資料符元，分派已被分派給前述第1範圍之時間及頻率一致之資料符元的預編碼矩陣者；

加權合成部，係利用前述經分派之預編碼矩陣，對前述第1調變訊號及前述第2調變訊號進行加權合成，生成前述第1發送訊號及前述第2發送訊號者；及

發送部，係從前述1個以上之第1輸出口，發送已生成之前述第1發送訊號，從前述1個以上之第2輸出口，

發送已生成之前述第2發送訊號者。

13. 如申請專利範圍第12項之發送裝置，其中

於前述複數個預編碼矩陣，包含經賦予第1至N個索引之互異之預編碼矩陣；

前述N為 $i \times j$ 以上之整數；

前述預編碼權重生成部，

係以前述第1調變訊號之一符元作為基準符元，將分派給該基準符元的預編碼矩陣之索引設為 m (m 為1至 N 之任一者)時，對於在該基準符元之頻率中配置於時間軸方向之符元，依序分派從前述 m 各平移 i 以上之索引之預編碼矩陣，對於從該基準符元之頻率之各時間的符元配置於頻率軸方向之符元，依序分派從分派給前述頻率之各時間的預編碼矩陣之索引各增加1之索引的預編碼矩陣。

14. 如申請專利範圍第12項之發送裝置，其中

於前述複數個預編碼矩陣，包含經賦予第1至N個索引之互異之預編碼矩陣；

前述N為 $i \times j$ 以上之整數；

前述預編碼權重生成部，

係以前述第1調變訊號之一符元作為基準符元，將分派給該基準符元的預編碼矩陣之索引設為 m (m 為1至 N 之任一者)時，對於在該基準符元之時間中配置於頻率軸方向之符元，依序分派從前述 m 各平移 j 以上之索引之預編碼矩陣，對於從配置於該基準符元之配置時間的各

頻率之各符元配置於時間軸方向之符元，依序分派從分派給前述時間之各頻率的預編碼矩陣之索引各增加1之索引之預編碼矩陣。

15. 一種接收方法，係接收由發送裝置進行預編碼而發送之第1發送訊號及第2發送訊號者，其特徵在於：

前述第1發送訊號及前述第2發送訊號係藉由利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及規則地切換複數個預編碼矩陣之任一者進行利用而生成者；

用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，關於前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致的第1符元及第2符元，

當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元、

於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，

前述第1發送訊號係前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元分別利用不同之預編碼矩陣來執行預編碼而生成者，

前述第2發送訊號係就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，利用與用於前述第

1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻率一致之符元的預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成者；

接收前述第1發送訊號及前述第2發送訊號；

藉由與前述調變方式相應之解調方式，解調已接收之前述第1發送訊號及前述第2發送訊號各者，進行錯誤更正解碼而獲得資料。

16. 一種接收裝置，係接收由發送裝置預編碼而發送之第1發送訊號及第2發送訊號者，其特徵在於：

前述第1發送訊號及前述第2發送訊號係藉由利用根據調變方式、由同相成分與正交成分所組成的第1調變訊號及第2調變訊號各者，及規則地切換複數個預編碼矩陣之任一者進行利用而生成者；

用於前述第1調變訊號之資料傳送之一資料符元即第1符元、及用於前述第2調變訊號之資料傳送之一資料符元即第2符元中，關於前述第1符元應受到預編碼而發送之第1時間及第1頻率、與前述第2符元應受到預編碼而發送之第2時間及第2頻率一致的第1符元及第2符元，

當於前述第1符元之頻率方向相鄰接之2個第3符元均為資料符元、

於前述第1符元之時間軸方向相鄰接之2個第4符元均為資料符元時，

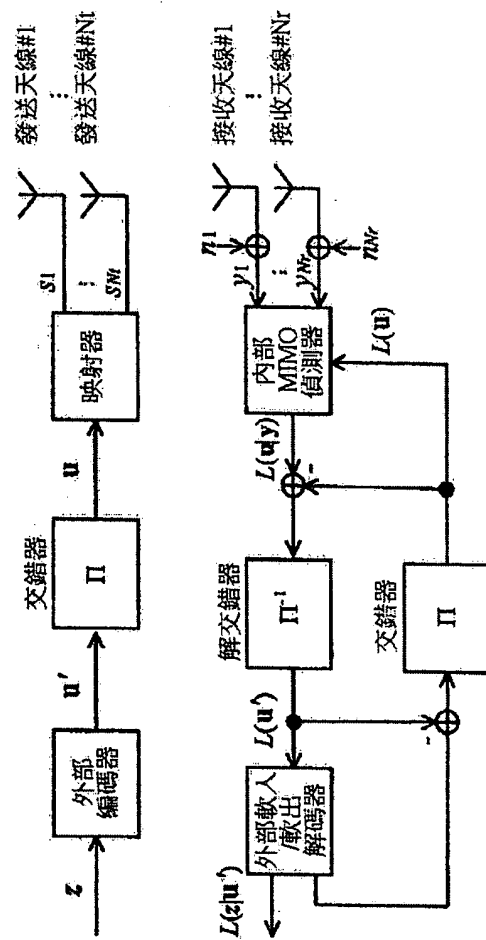
前述第1發送訊號係前述第1符元、與前述2個第3符元及前述2個第4符元之合計4符元，分別利用不同之預

編碼矩陣來執行預編碼而生成者，

前述第2發送訊號係就前述第2符元、於前述第2符元之頻率方向相鄰接之2個第5符元、及於前述第2符元之時間軸方向相鄰接之2個第6符元，利用與用於前述第1符元、前述2個第3符元、及前述2個第4符元中之時間及頻率一致之符元的預編碼矩陣相同的預編碼矩陣，來執行預編碼而生成者；

接收前述第1發送訊號及前述第2發送訊號各者；

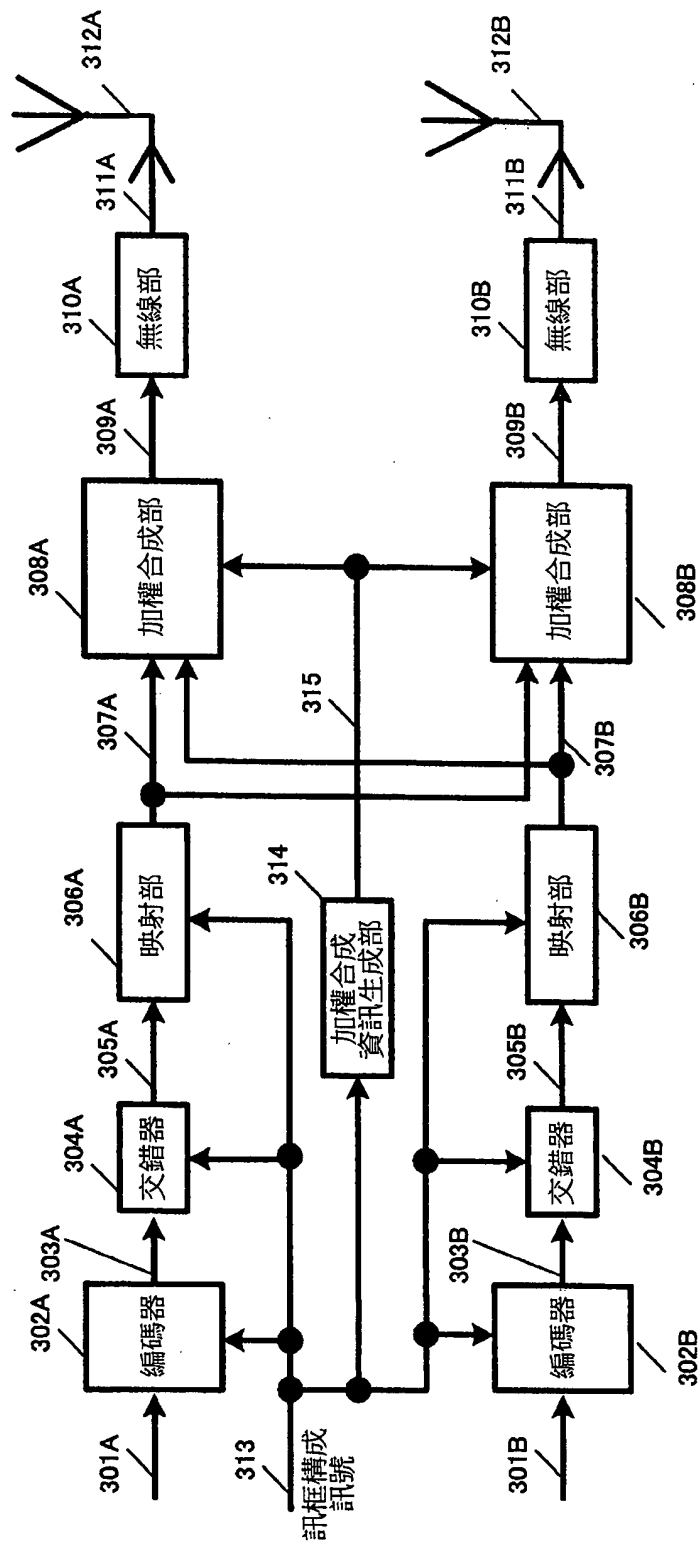
藉由與前述調變方式相應之解調方式，解調前述第1發送訊號及前述第2發送訊號各者，進行錯誤更正解碼而獲得資料。



第1圖



第2圖



第3圖

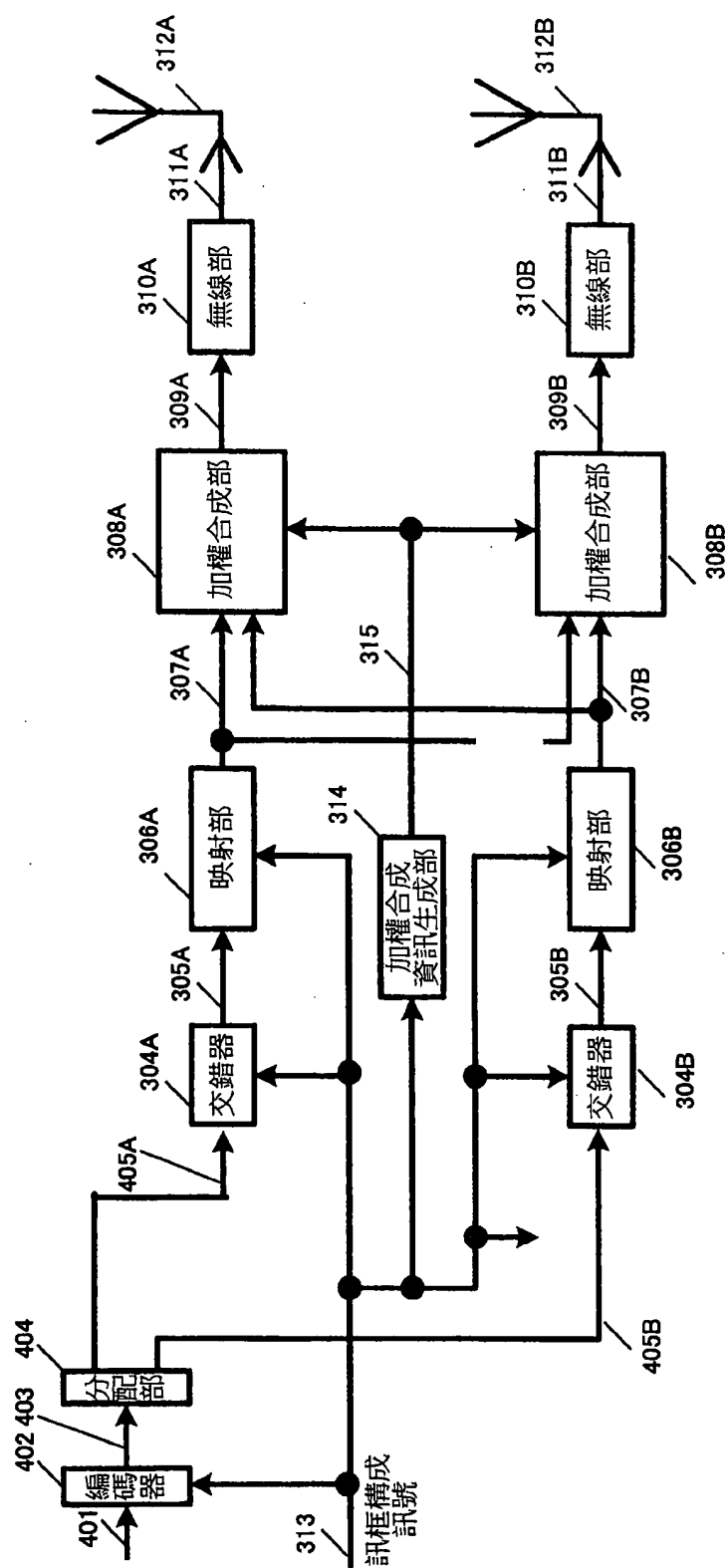
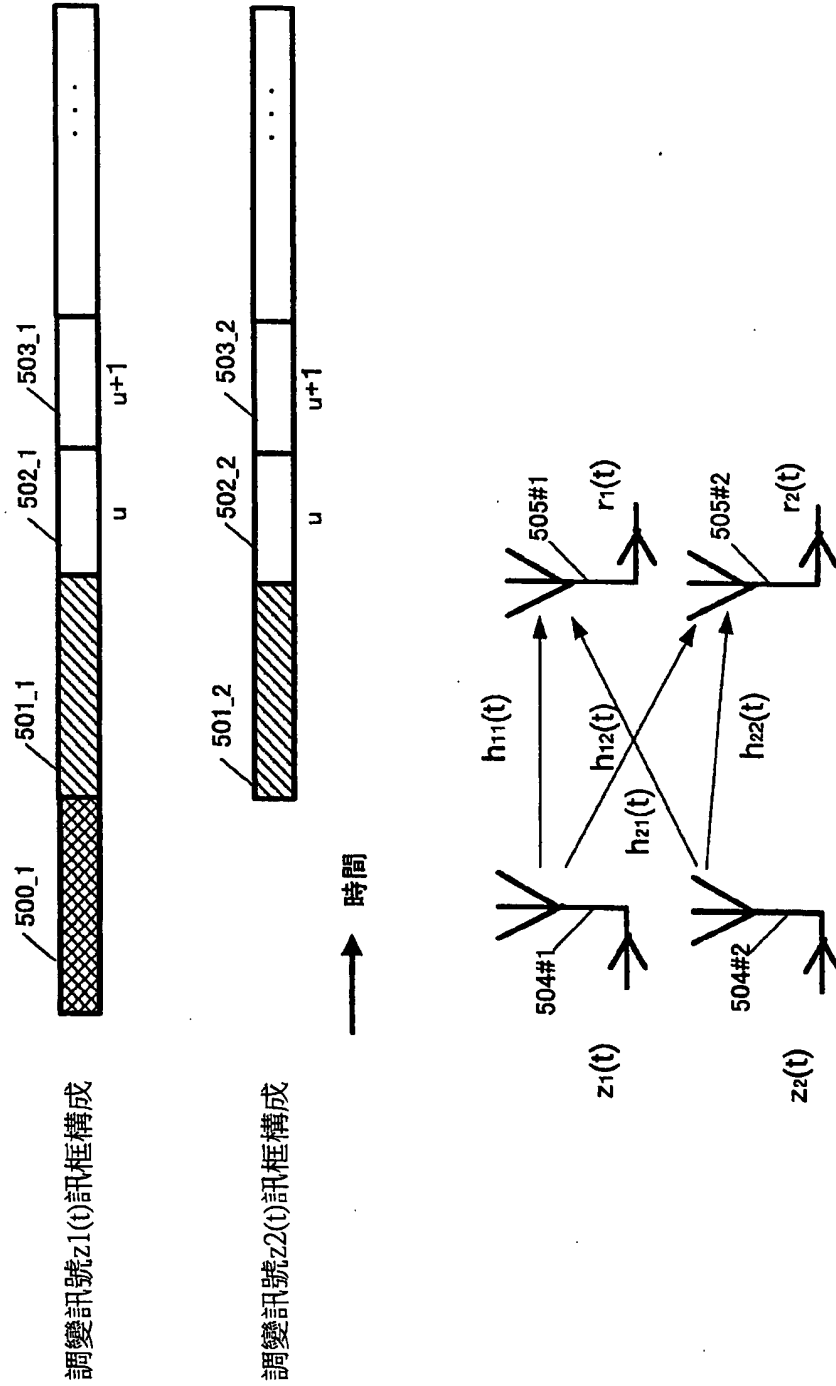
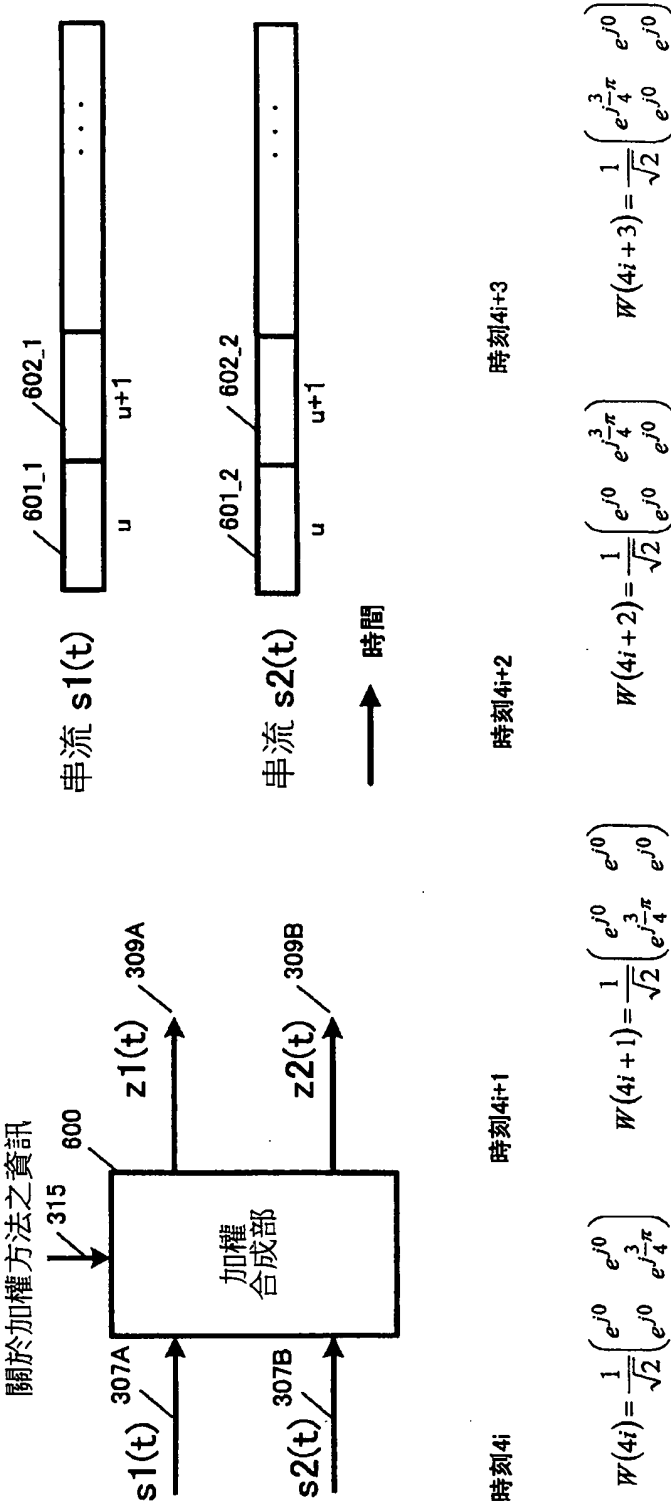


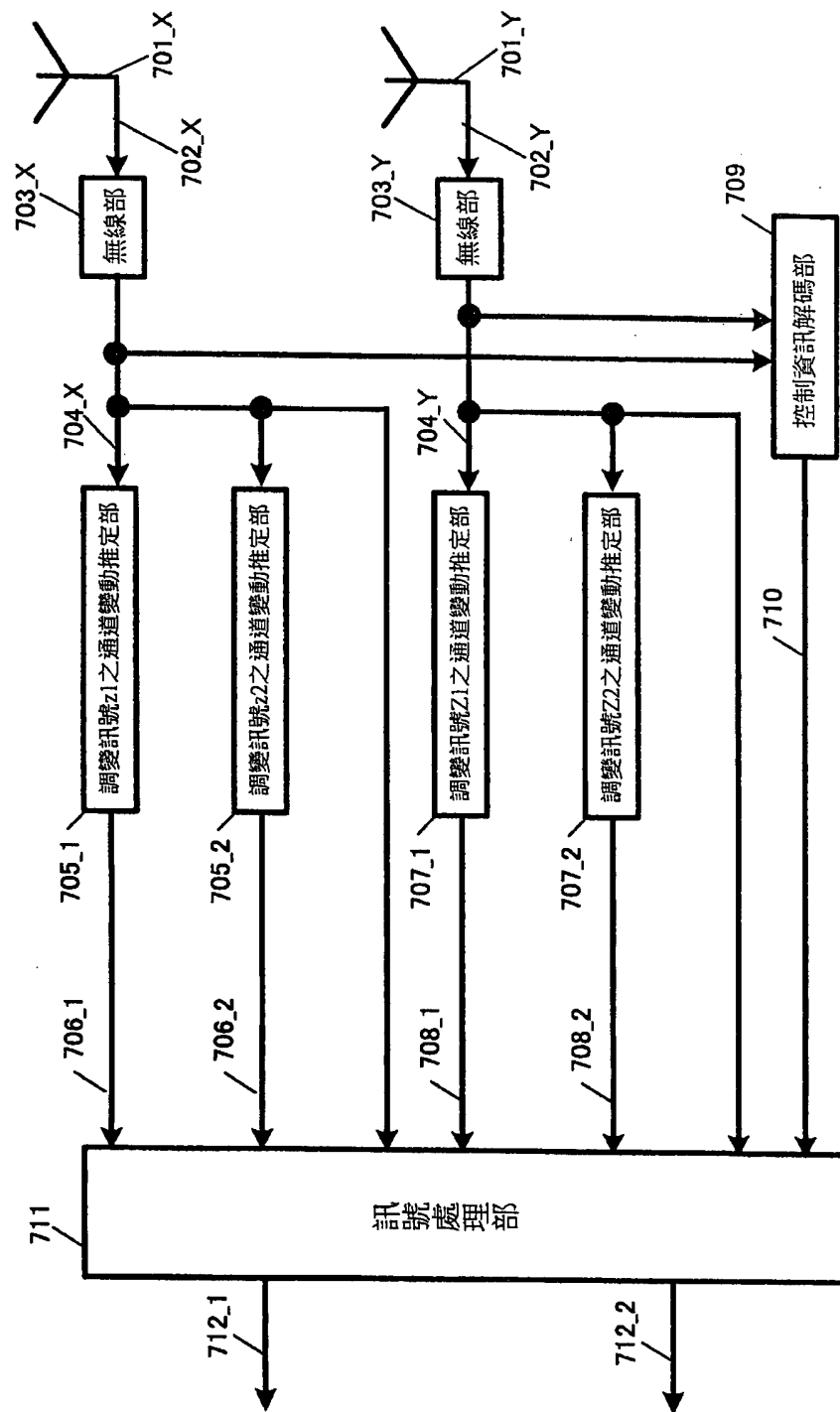
圖
第4



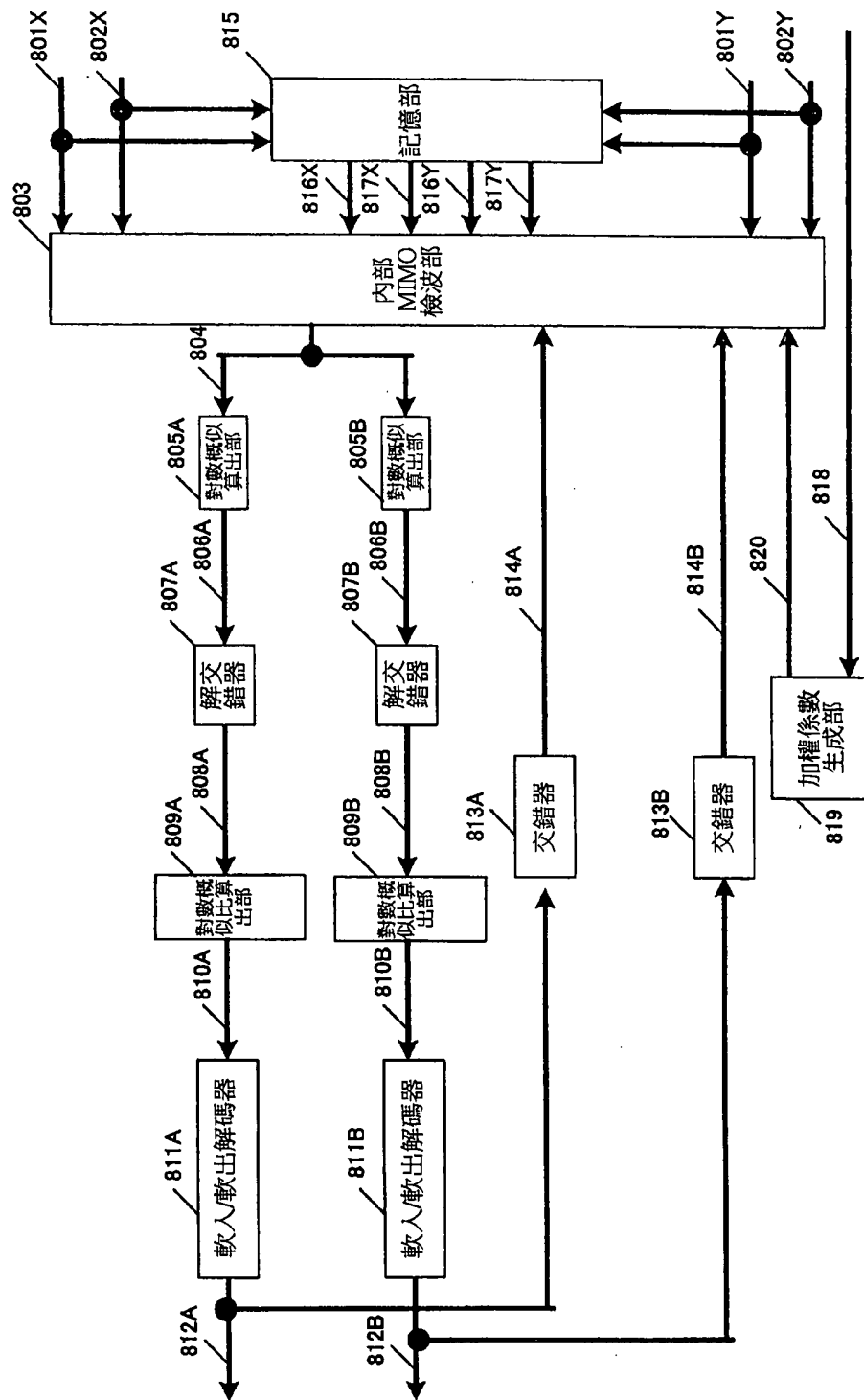
第5圖



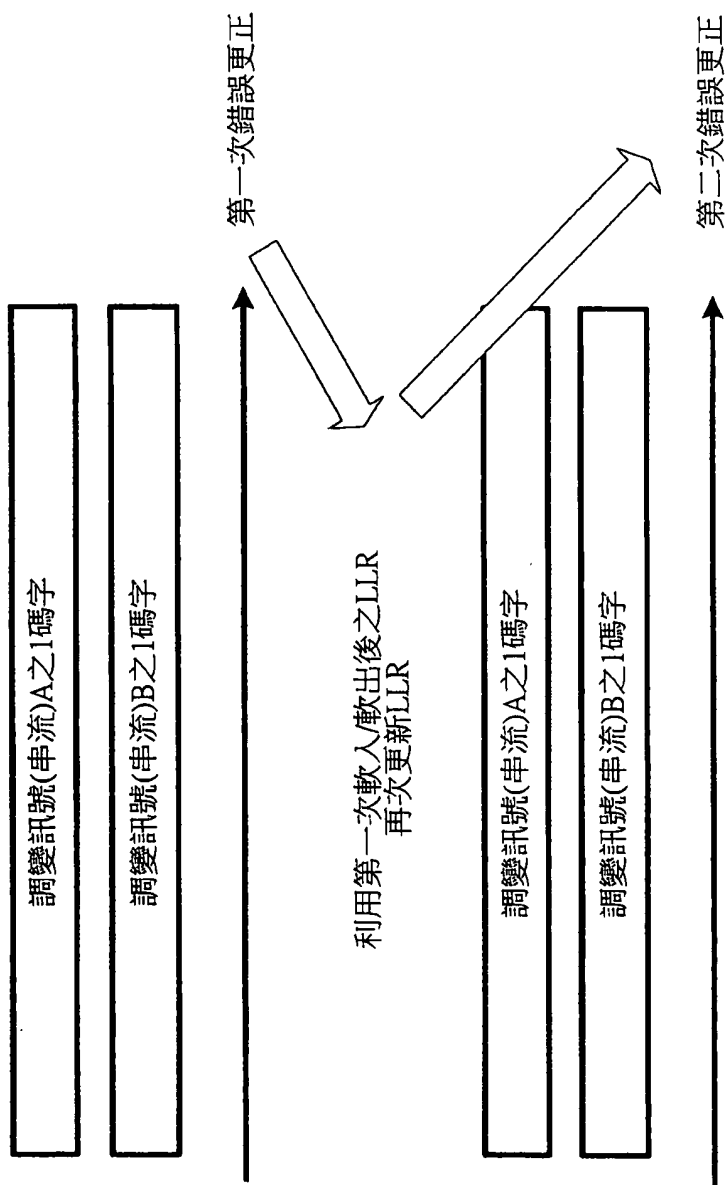
第6圖



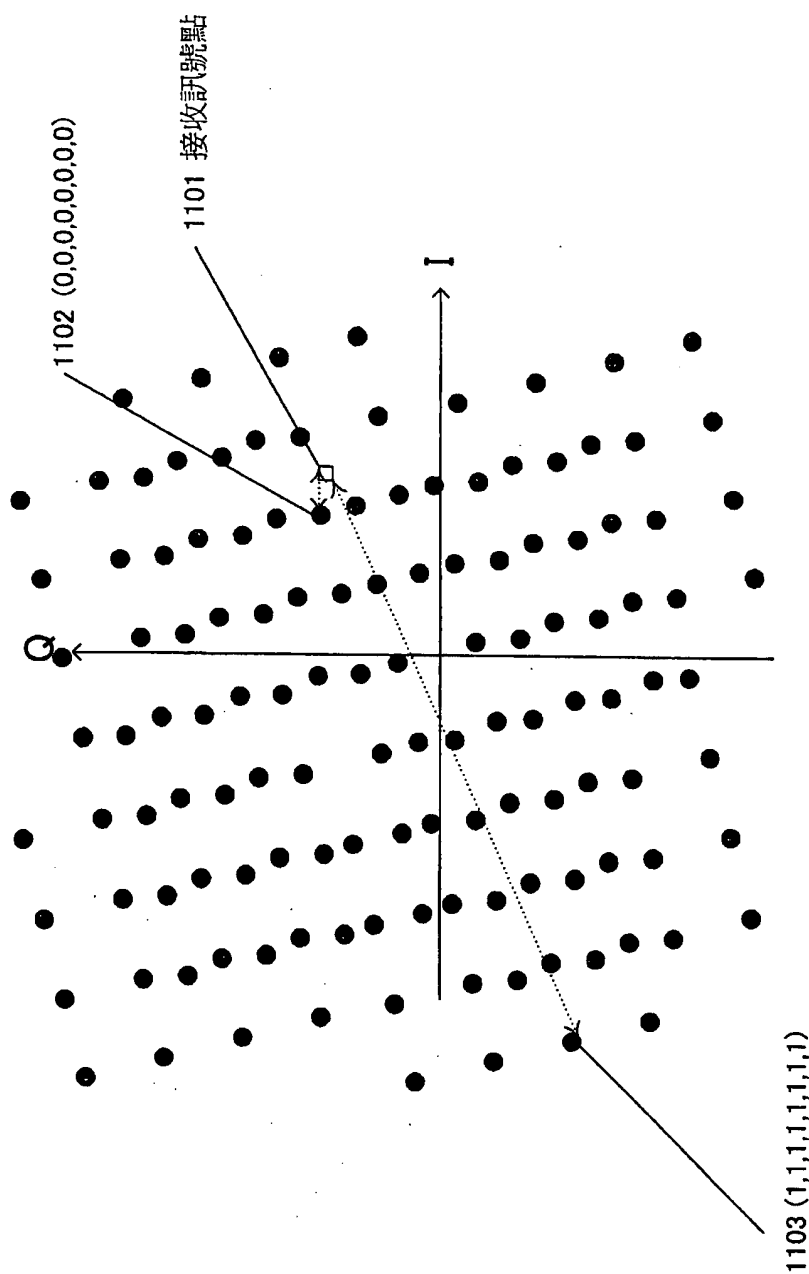
第7圖



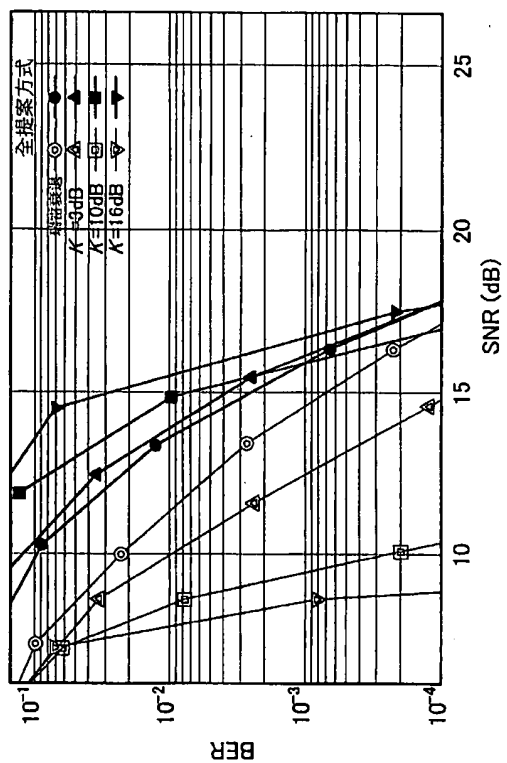
第8圖



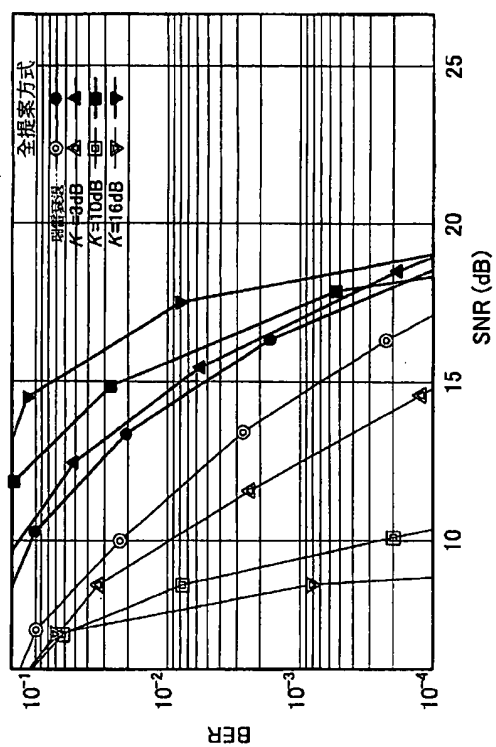
第10圖



第11圖

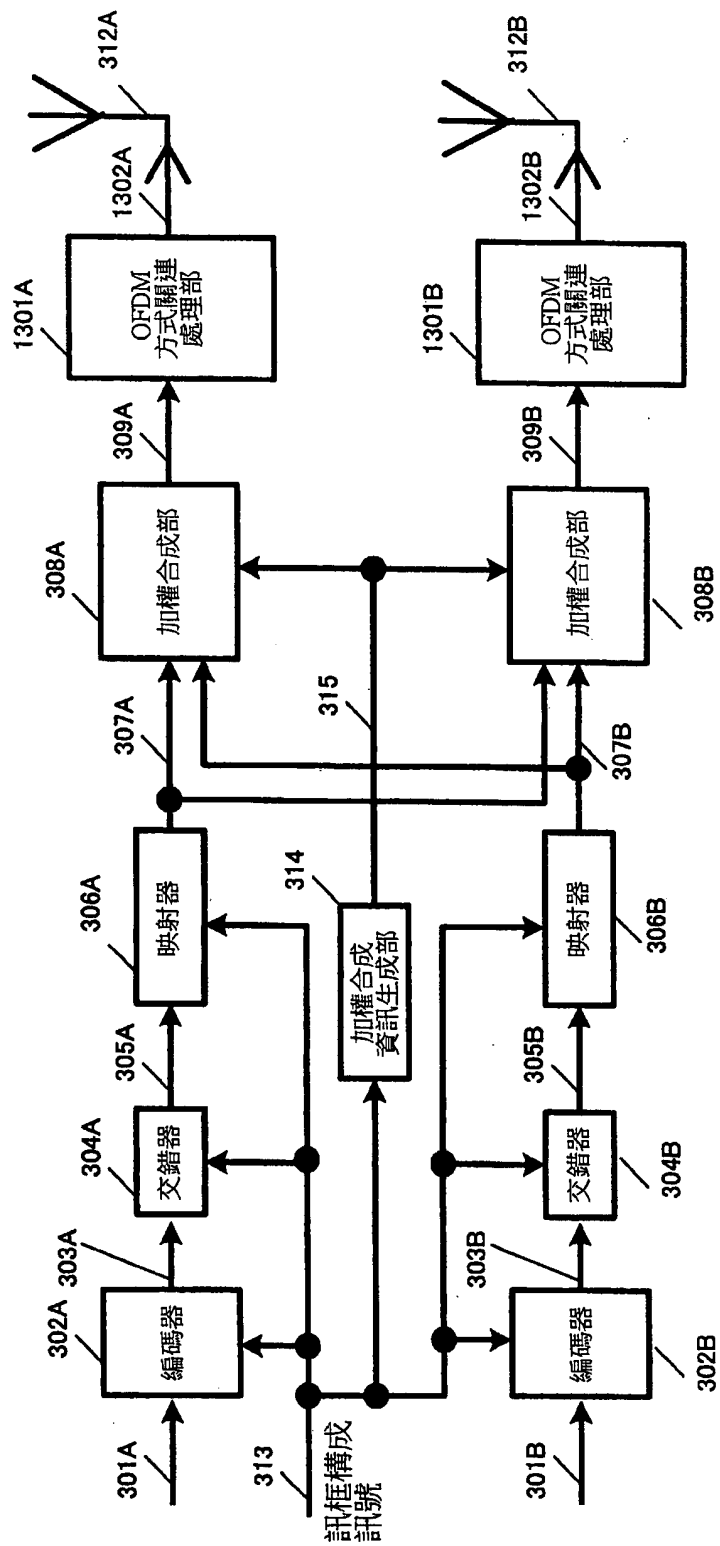


(B)

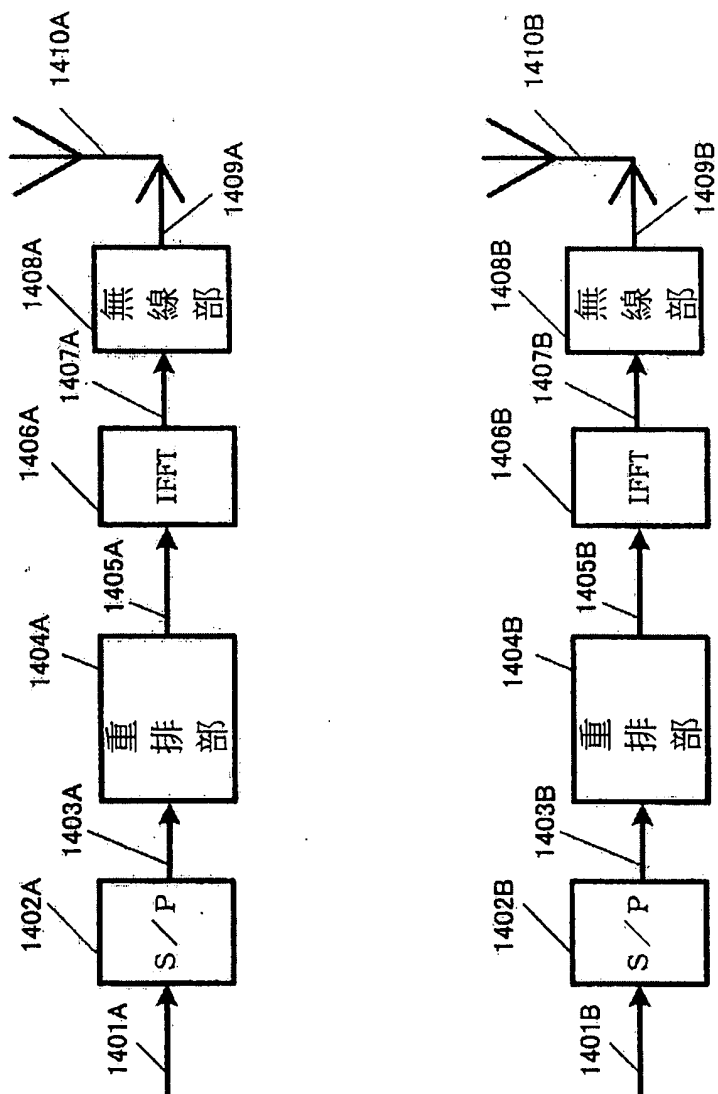


(A)

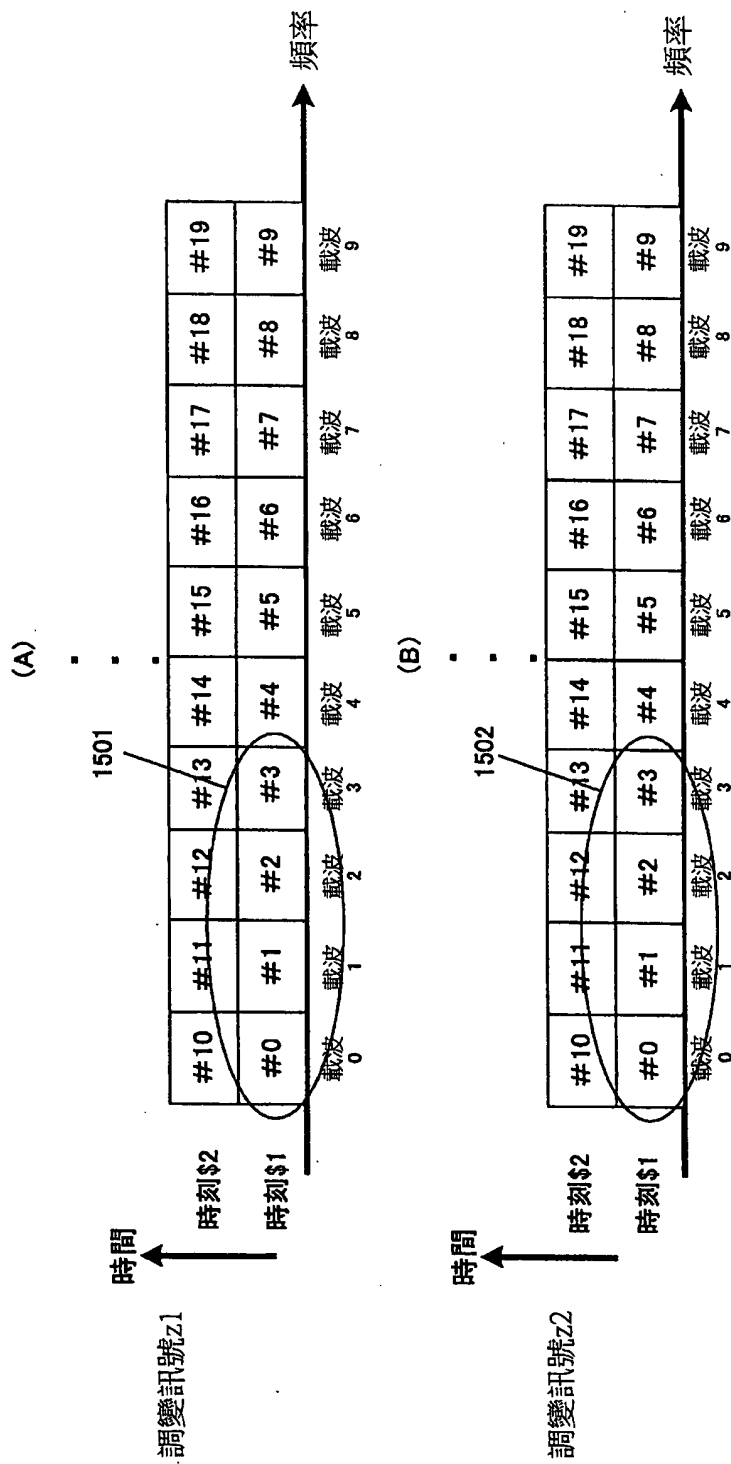
第12圖



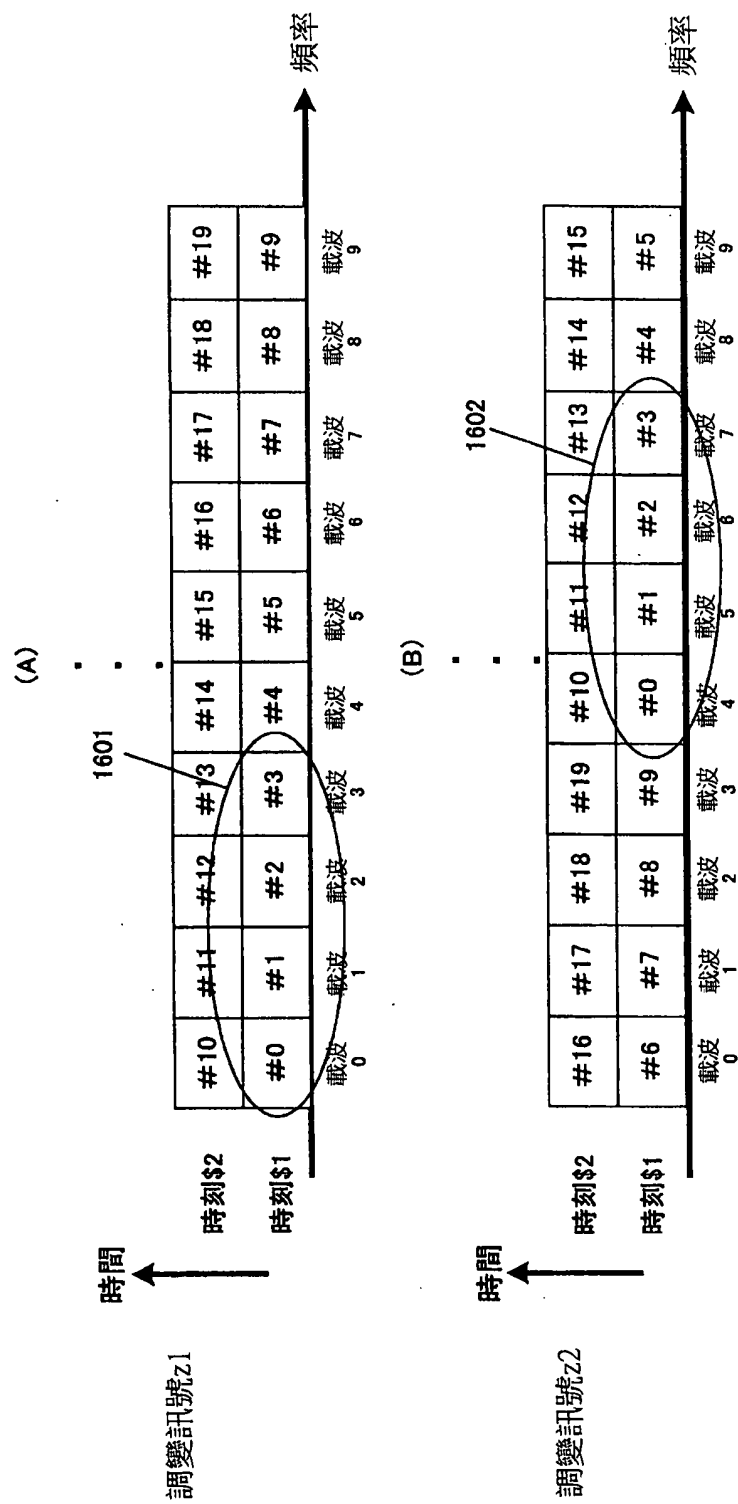
第13圖



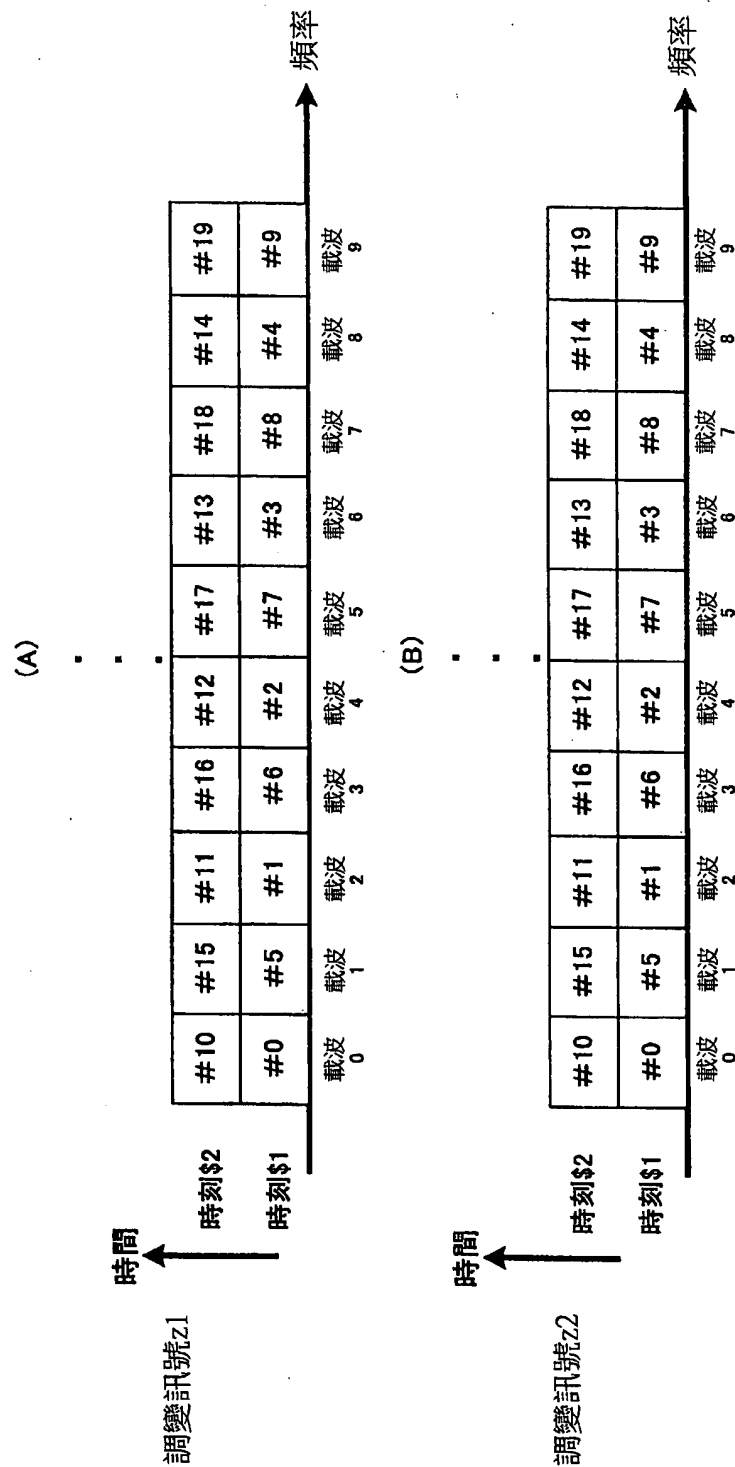
第14圖



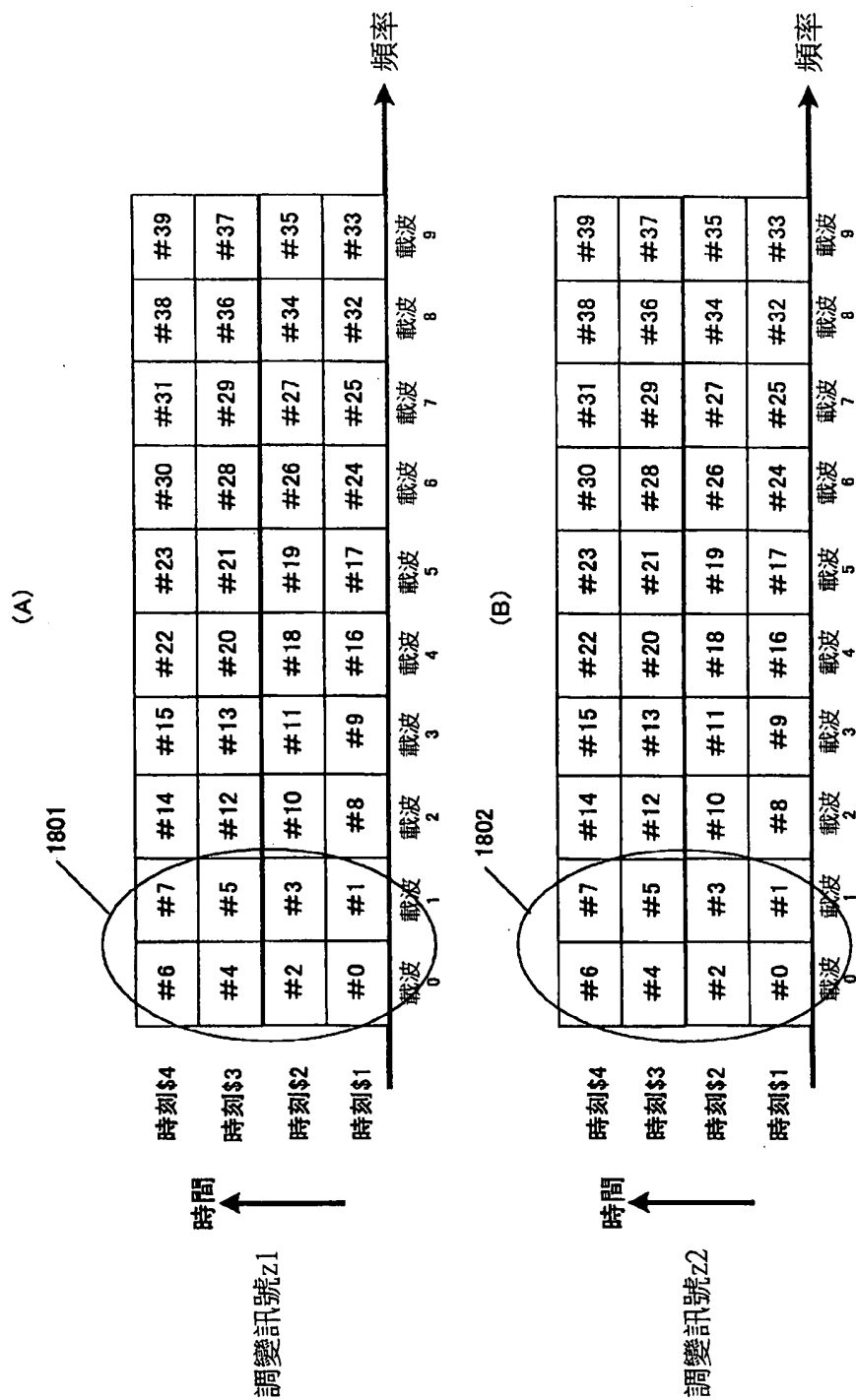
第15圖



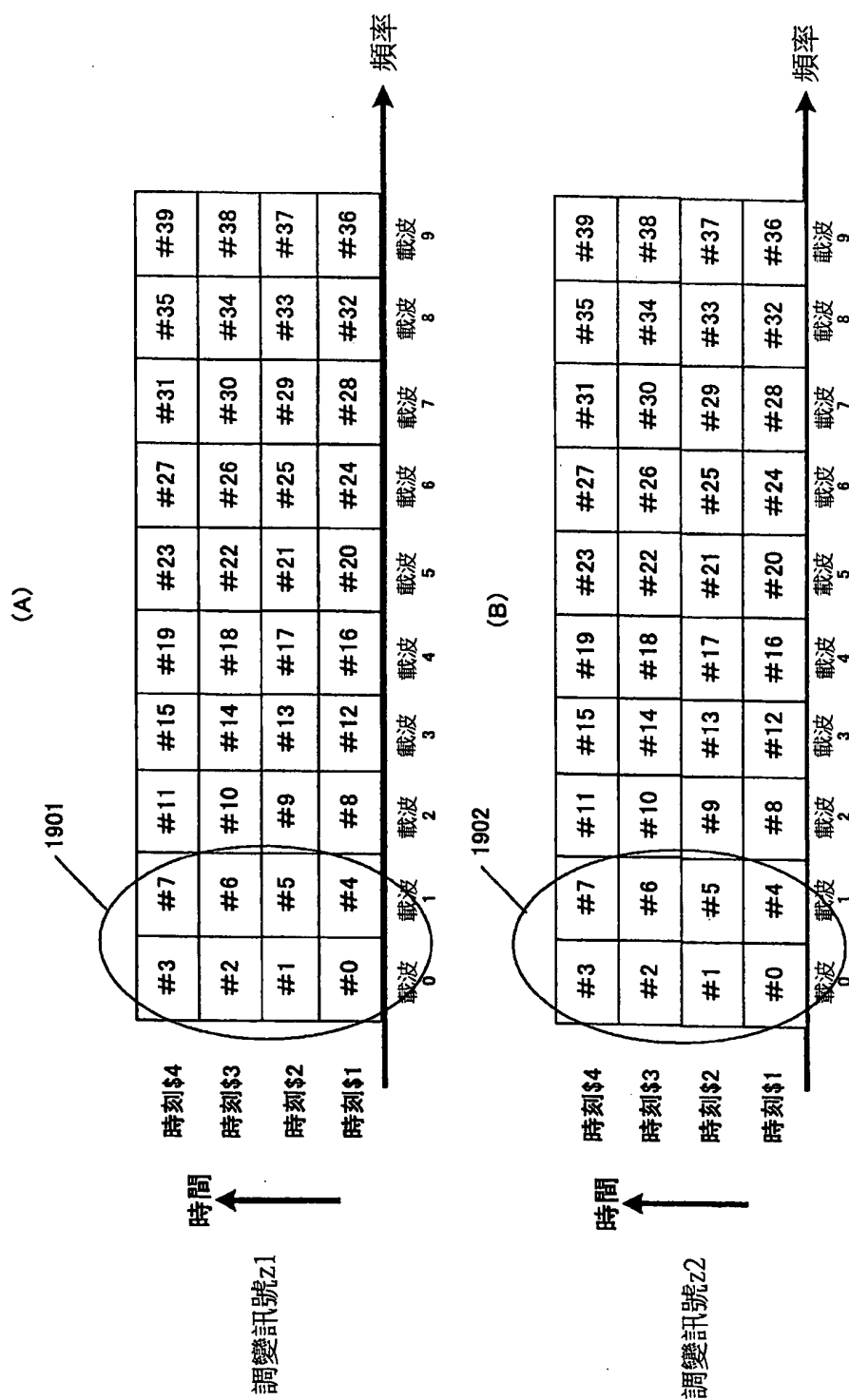
第16圖



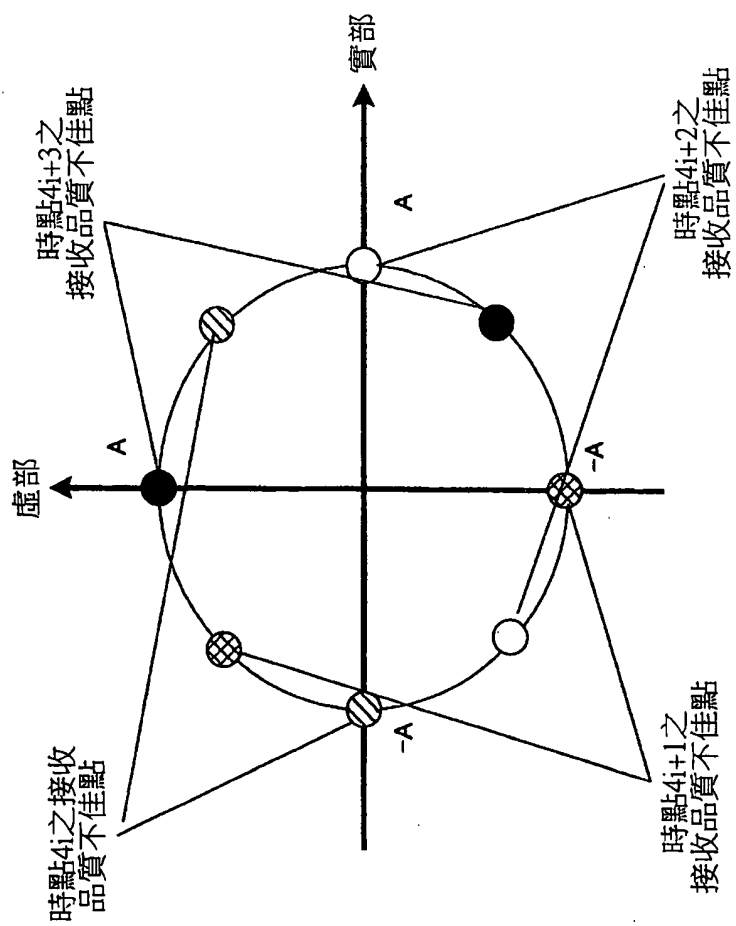
第17圖



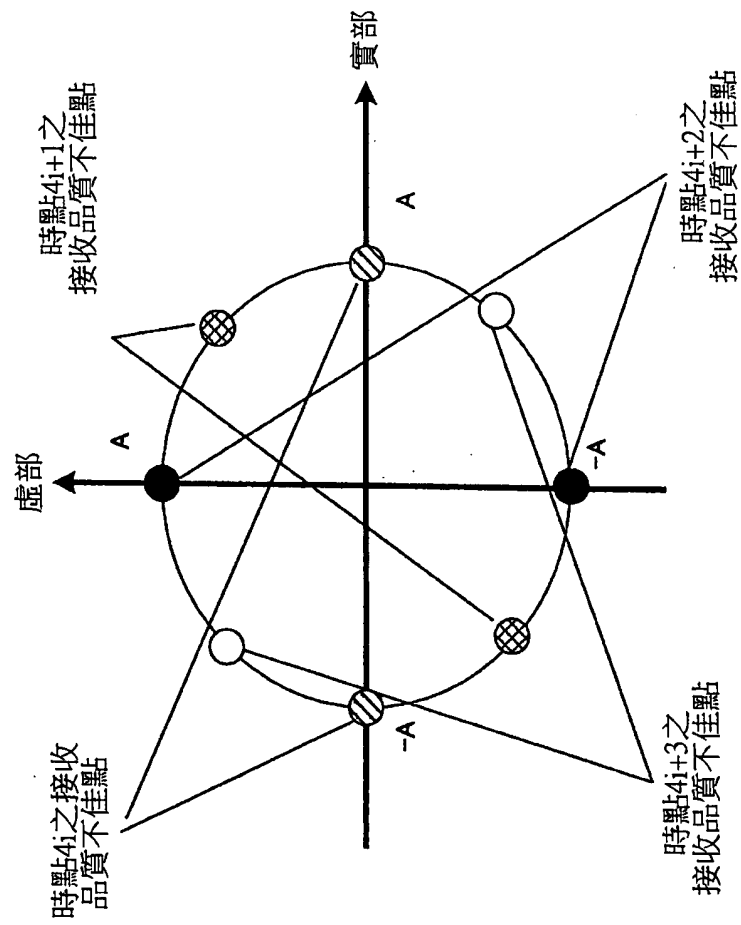
第18圖



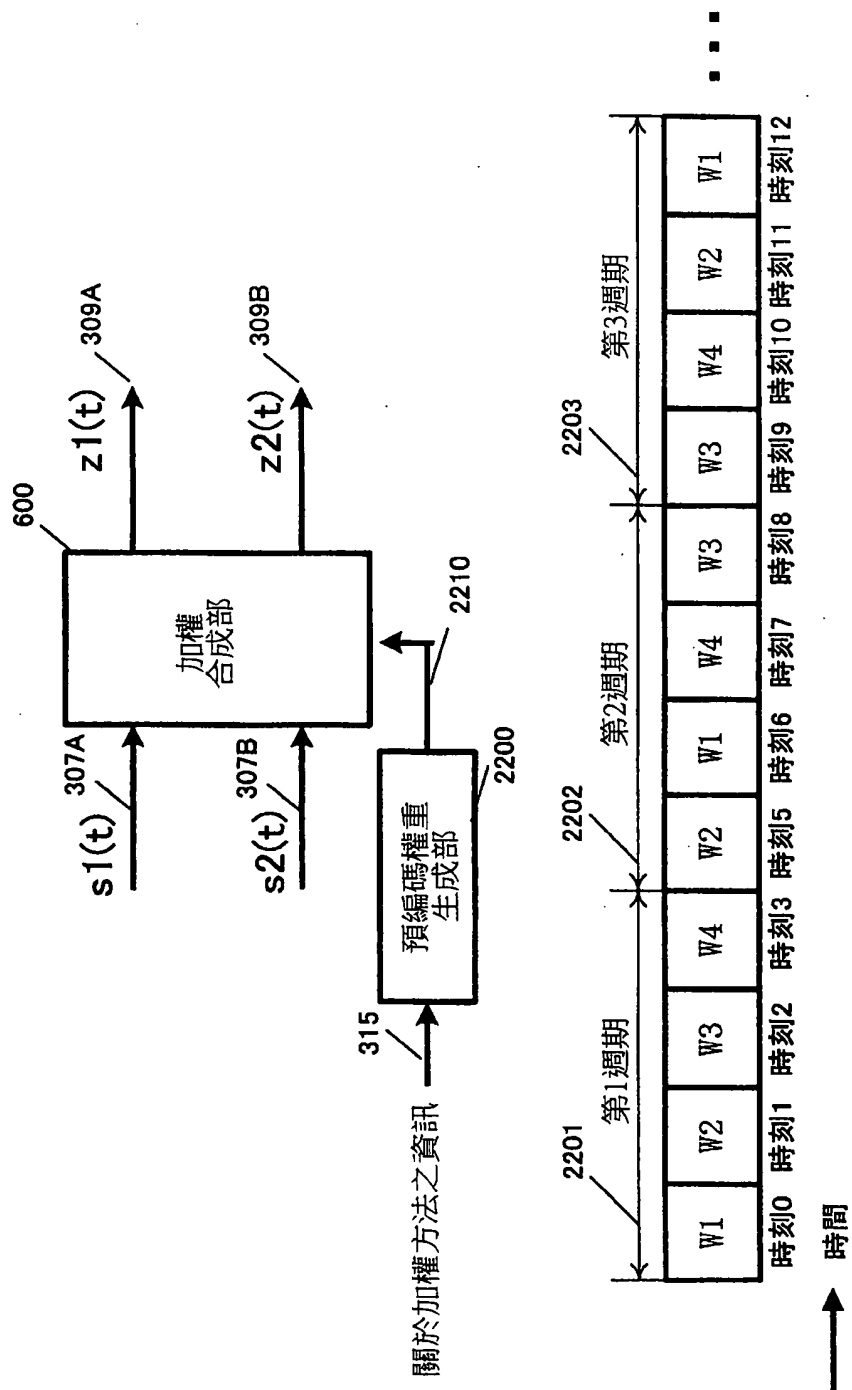
第19圖



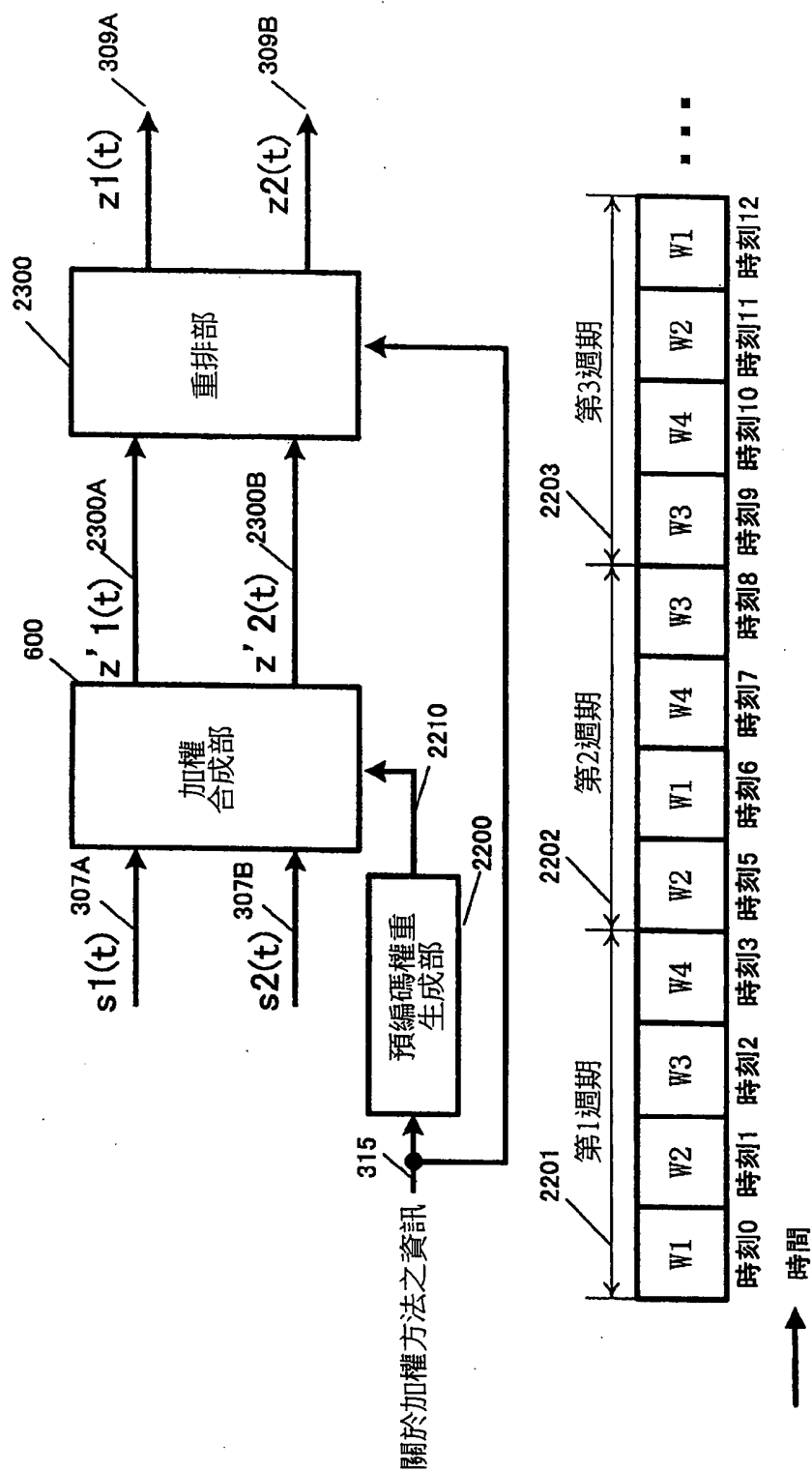
第20圖



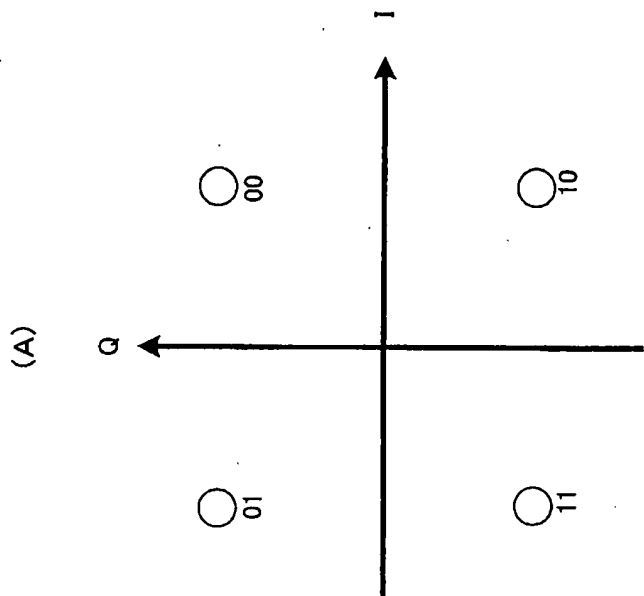
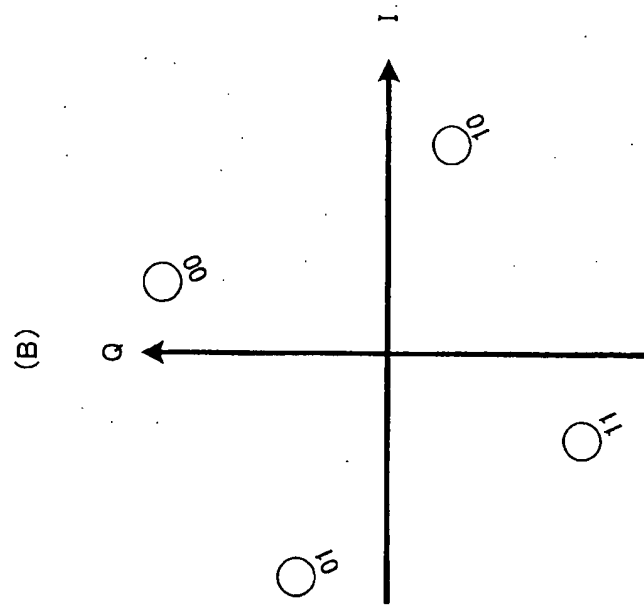
第21圖



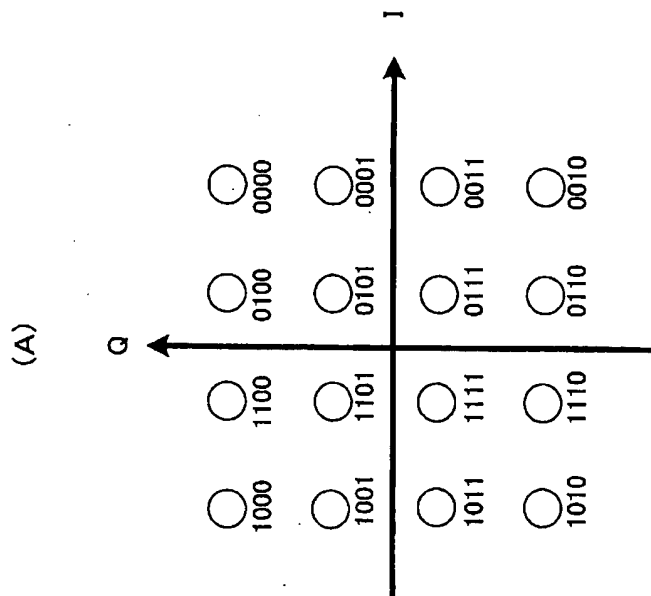
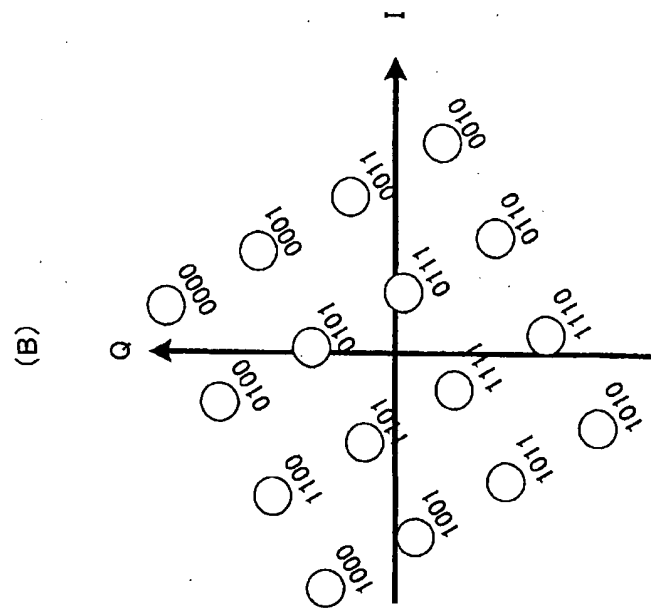
第22圖



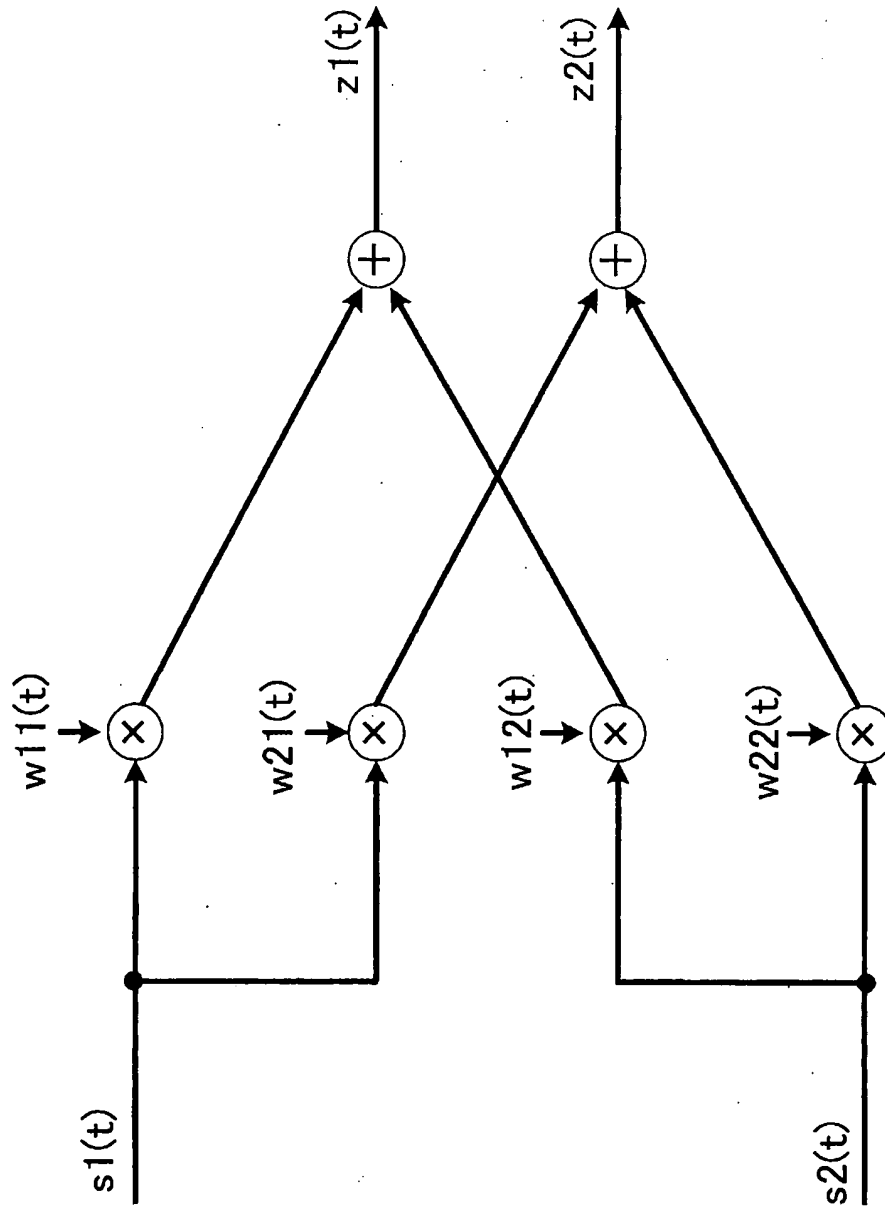
第23圖



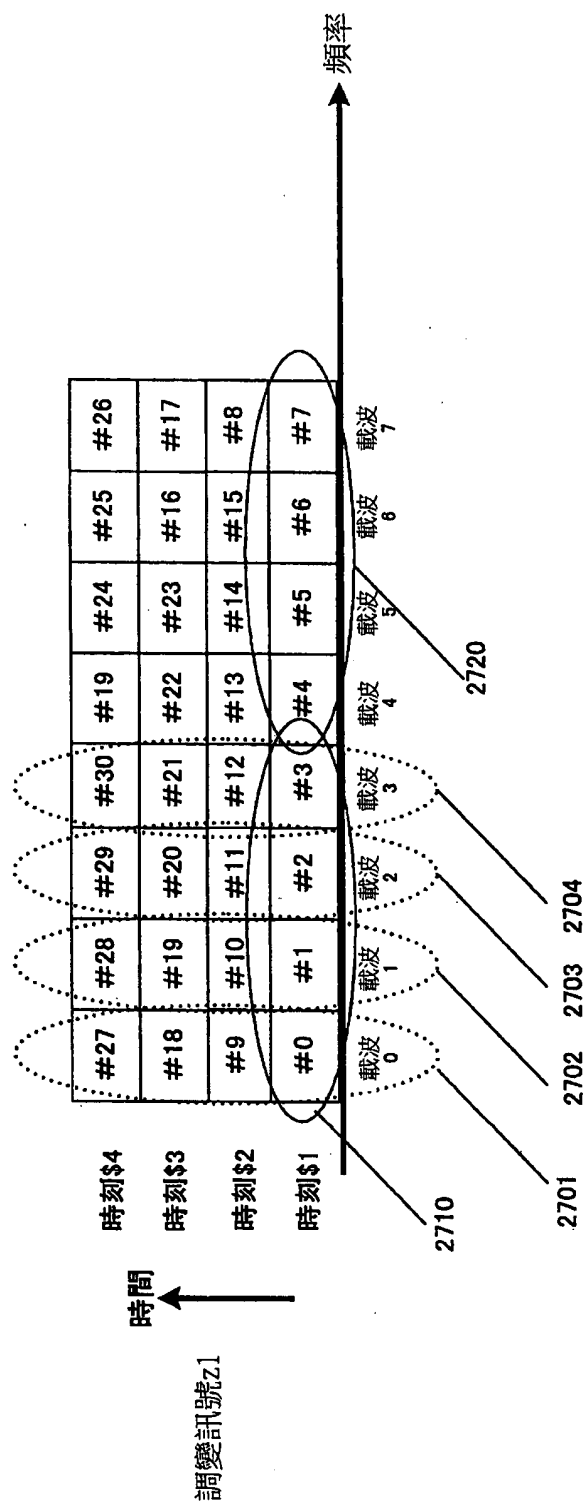
第24圖



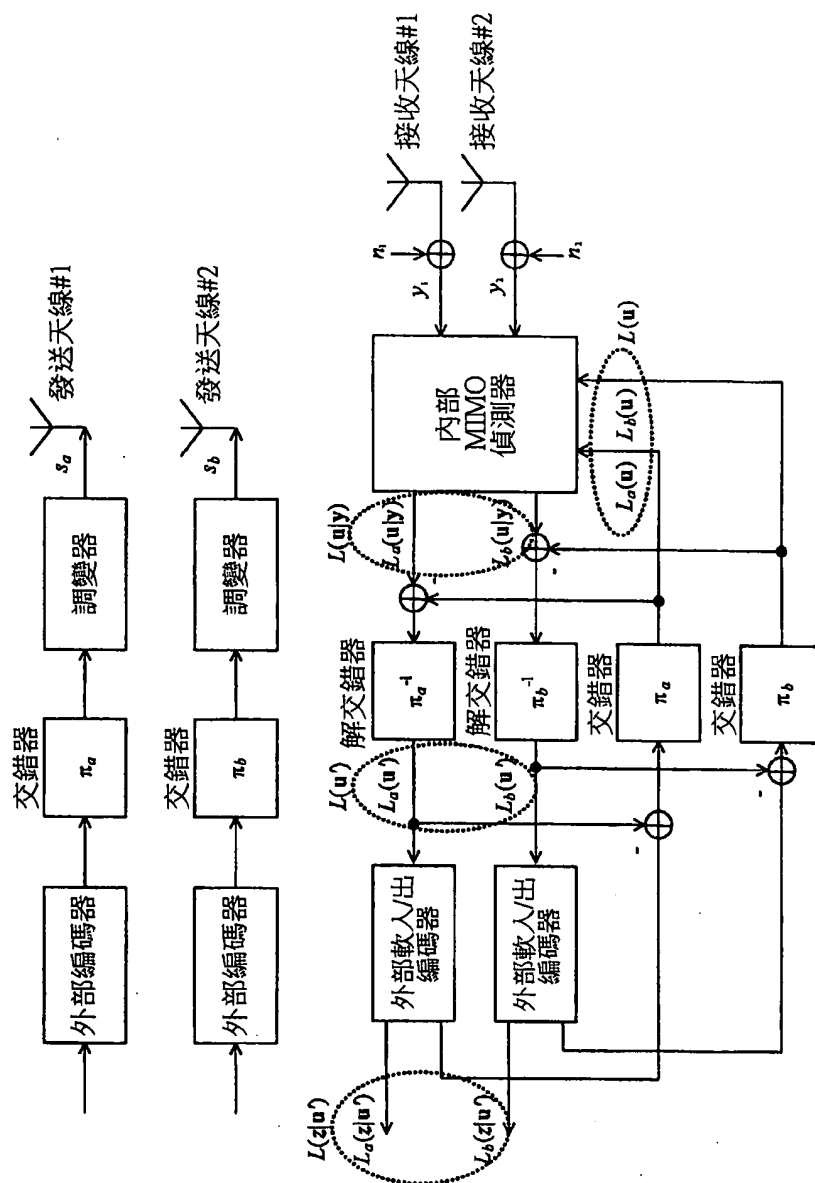
第25圖



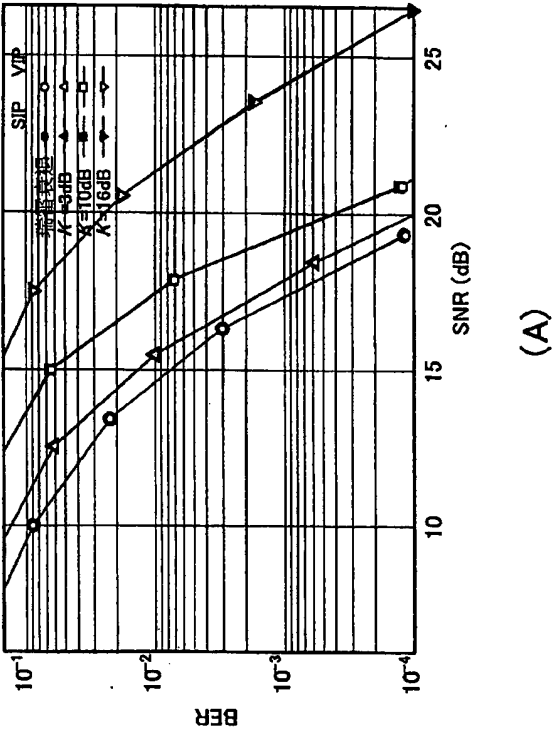
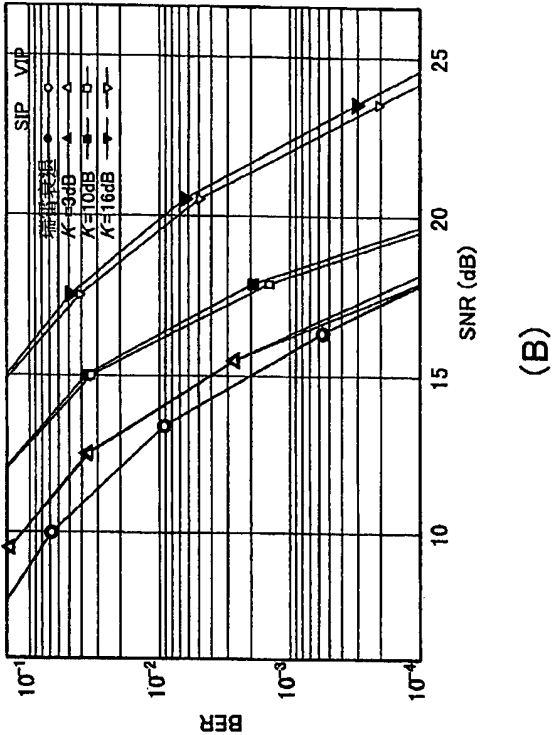
第26圖



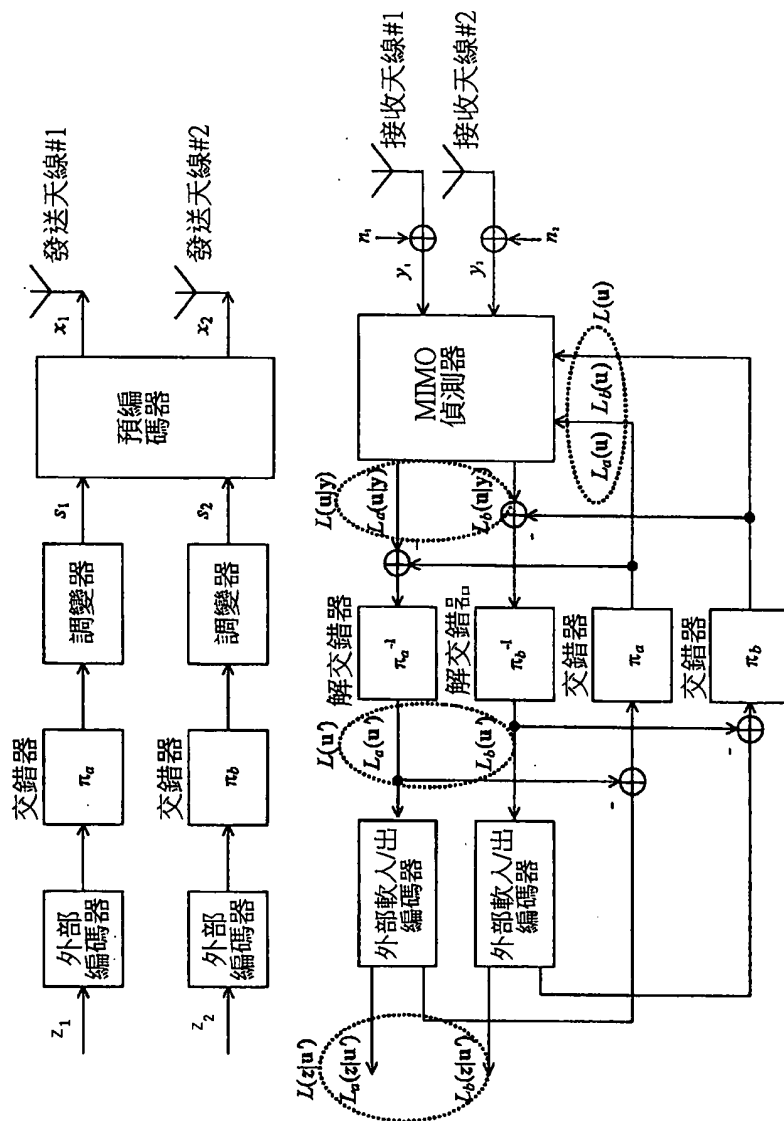
第27圖



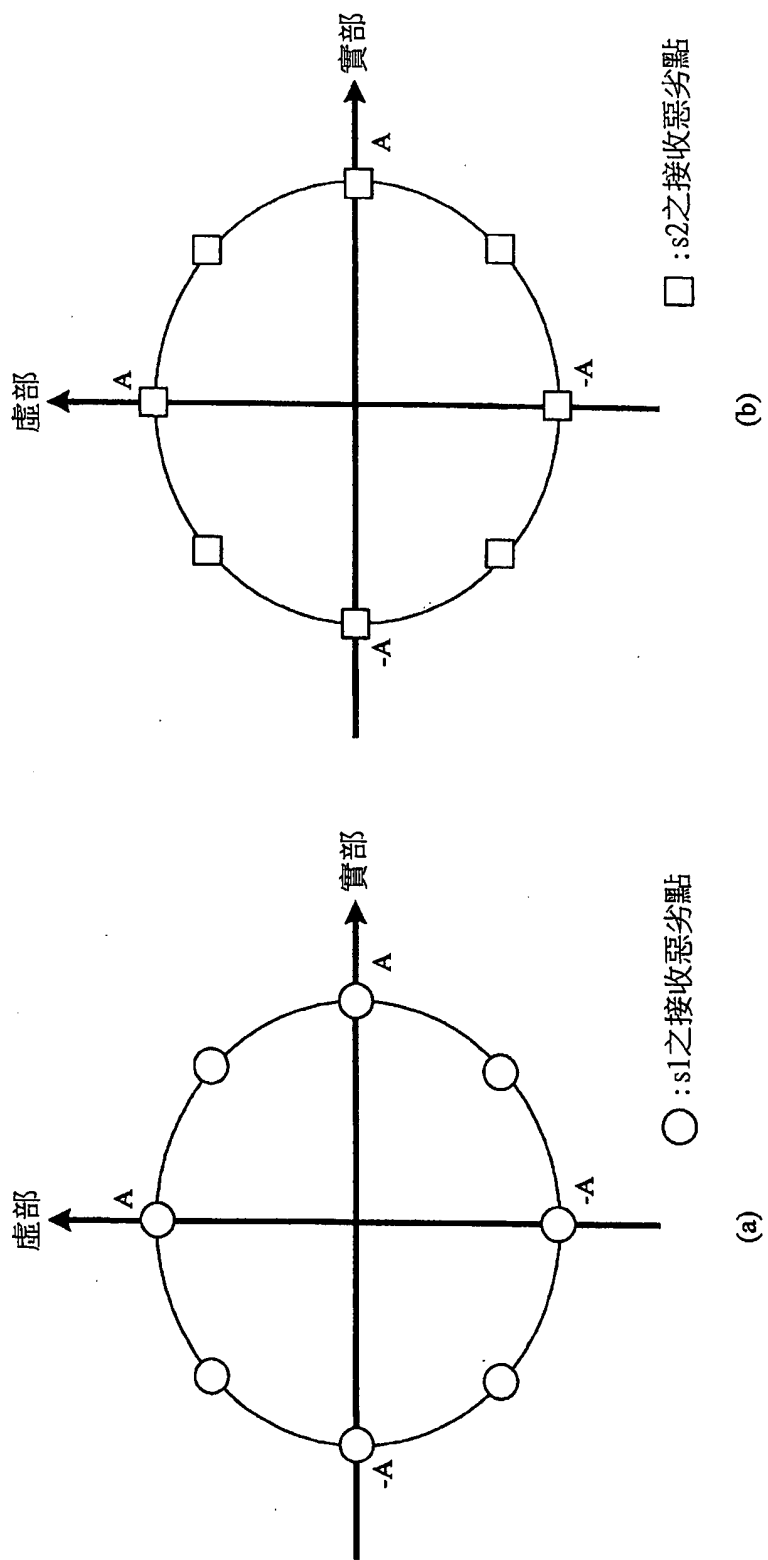
第28圖



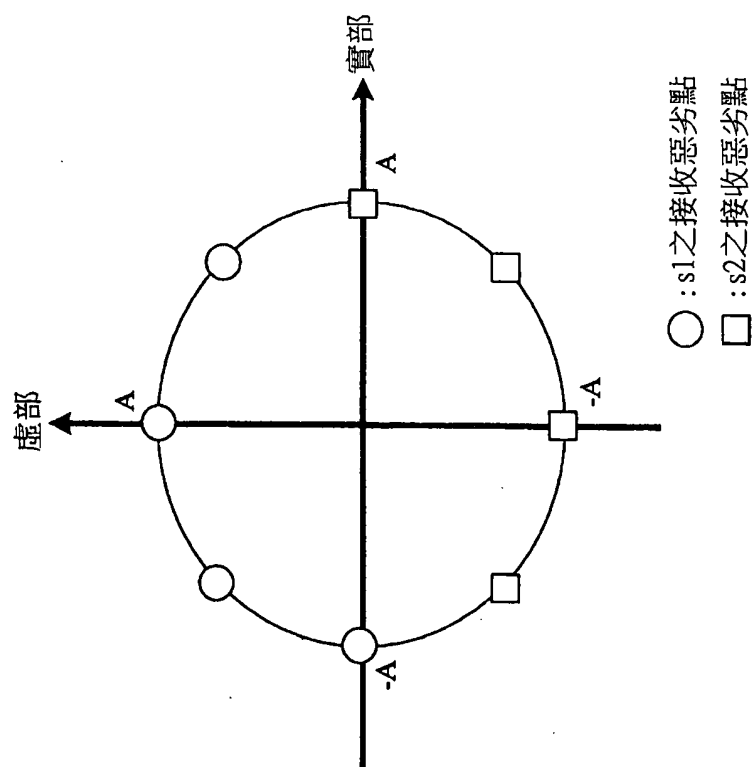
第29圖



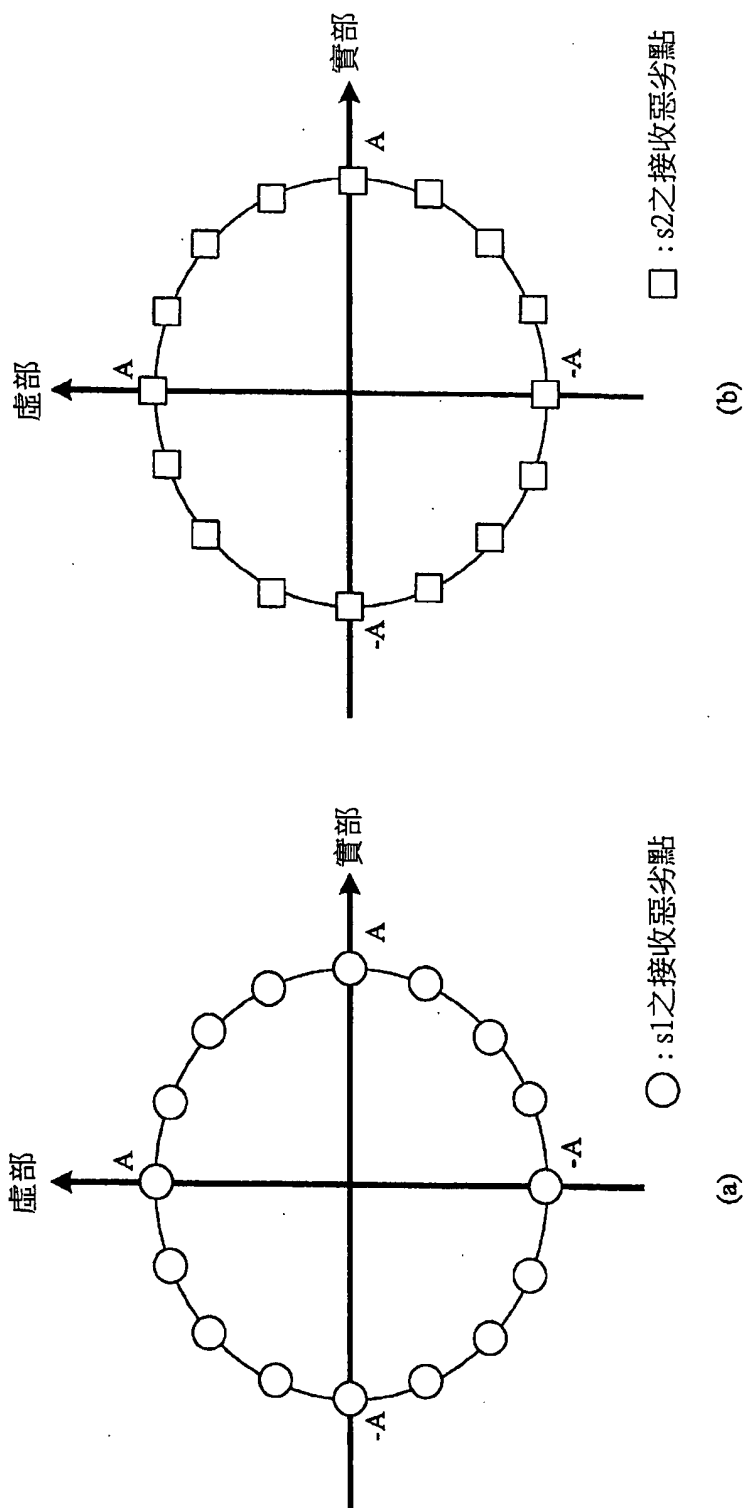
第30圖



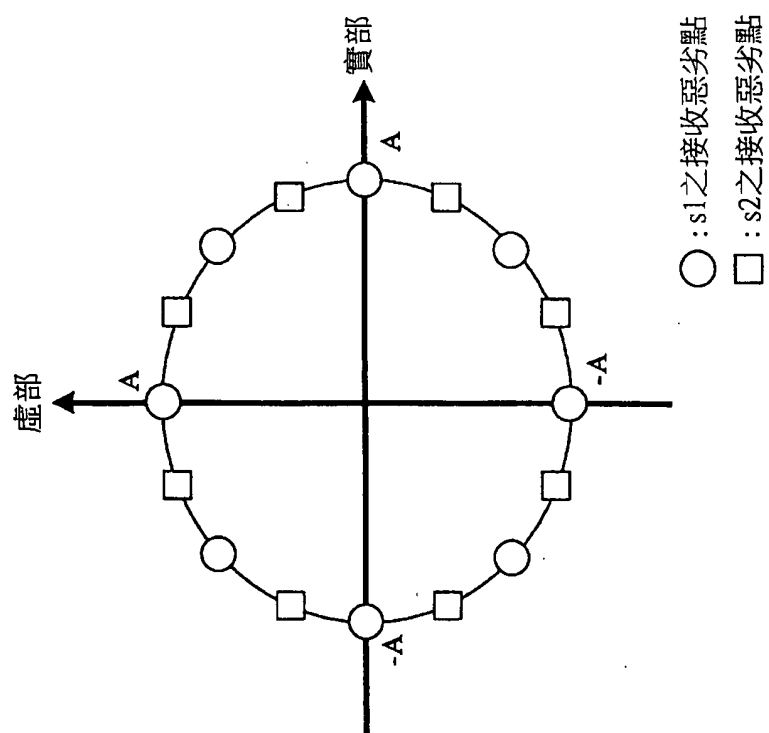
第31圖



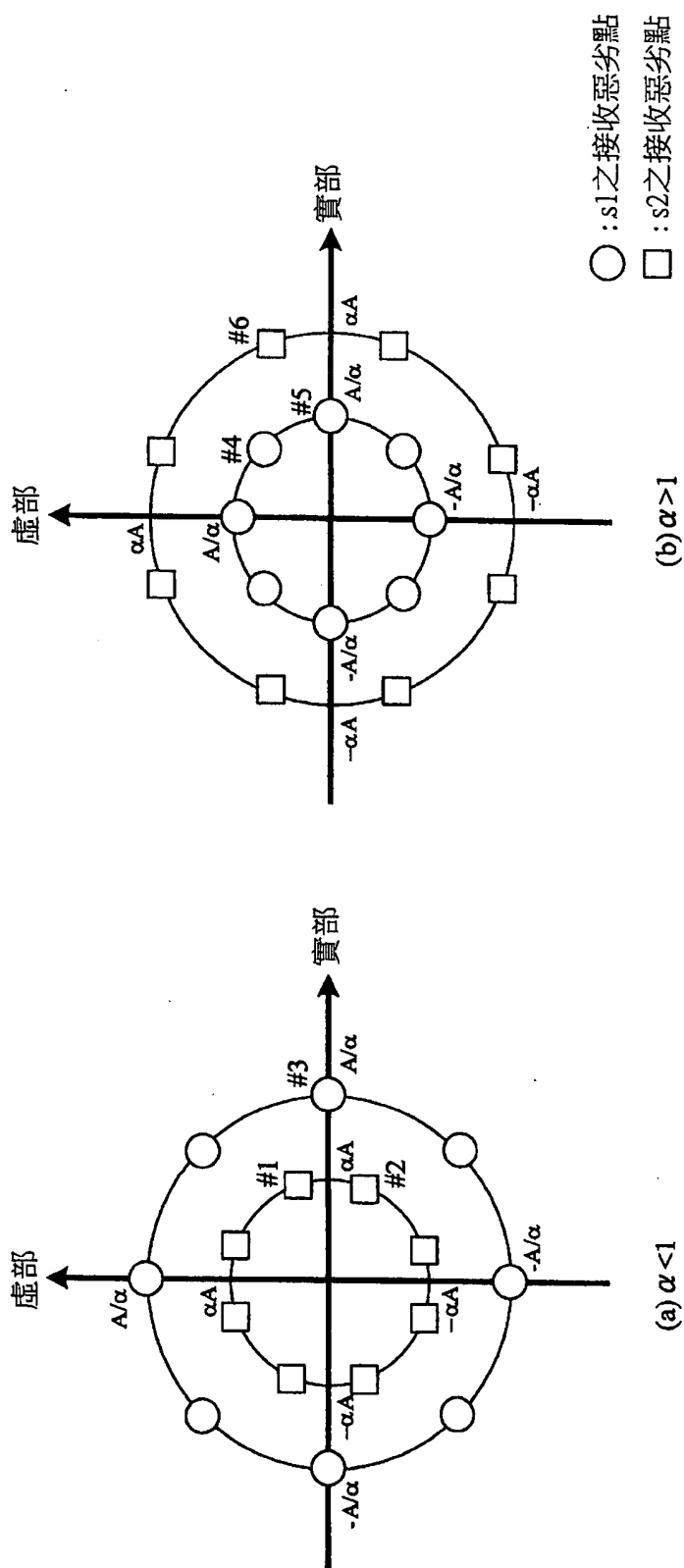
第32圖



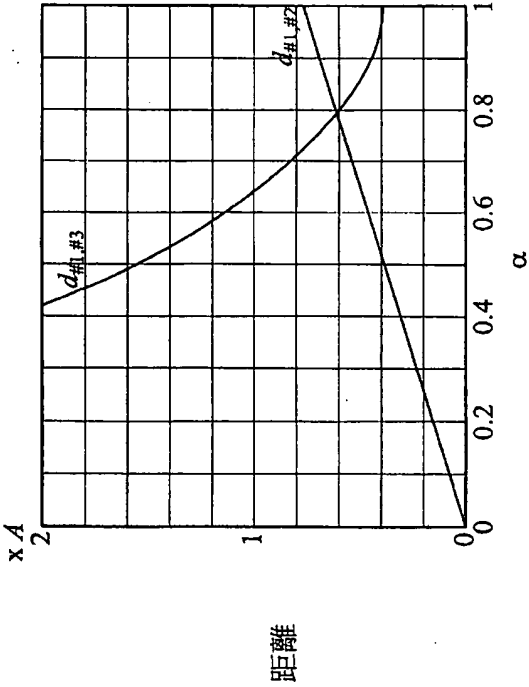
第33圖



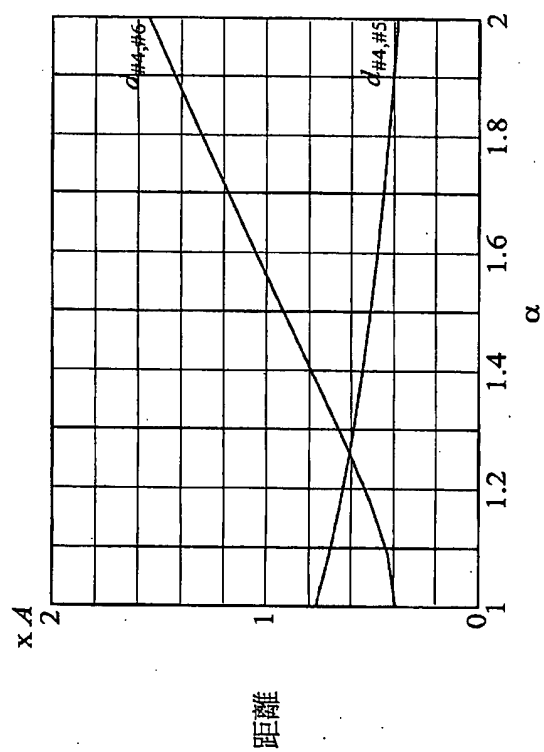
第34圖



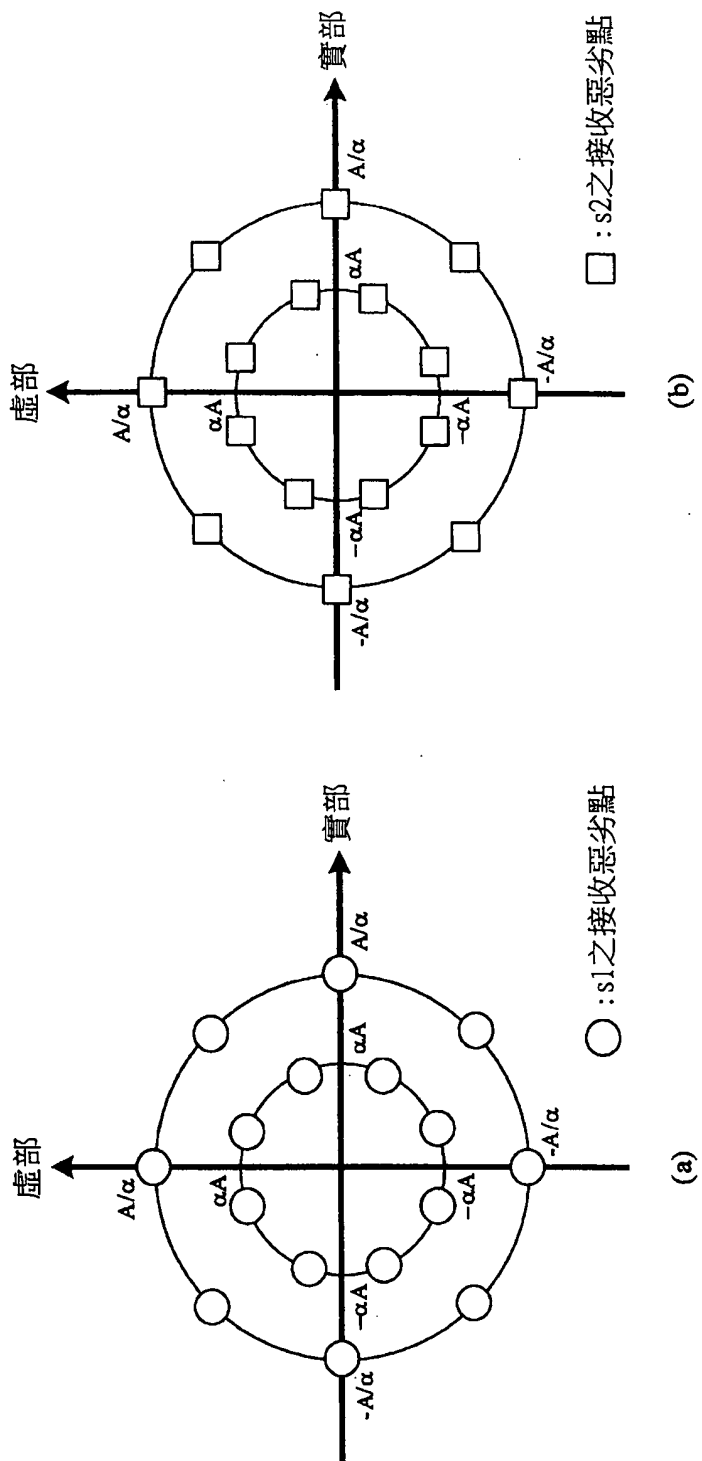
第35圖



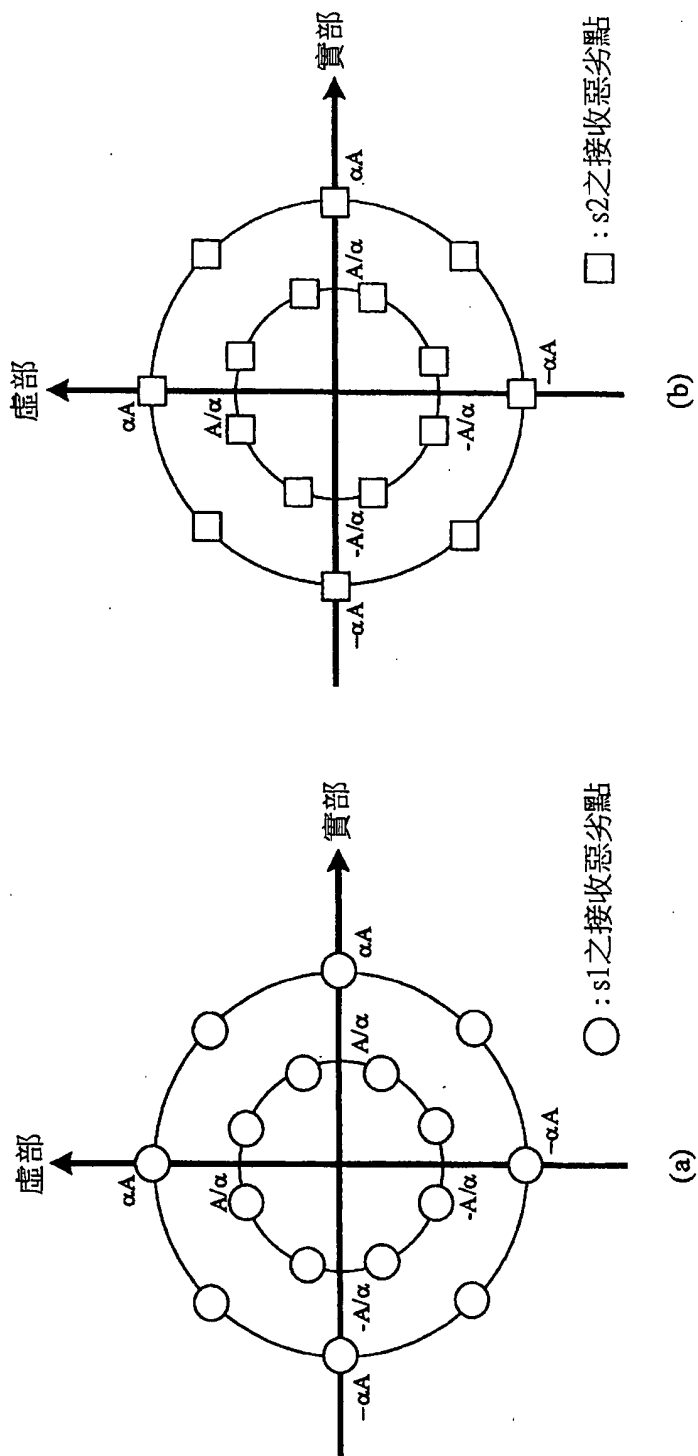
第36圖



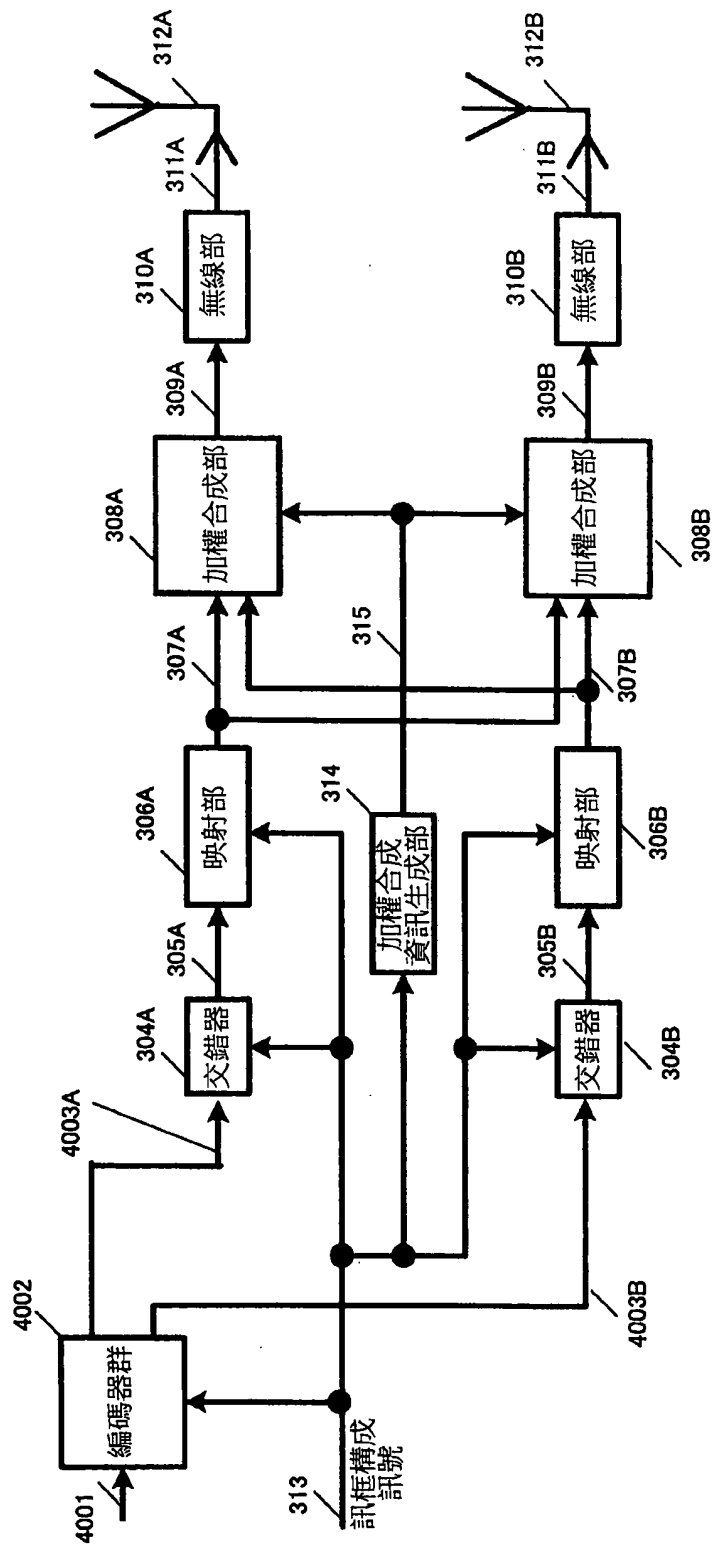
第37圖



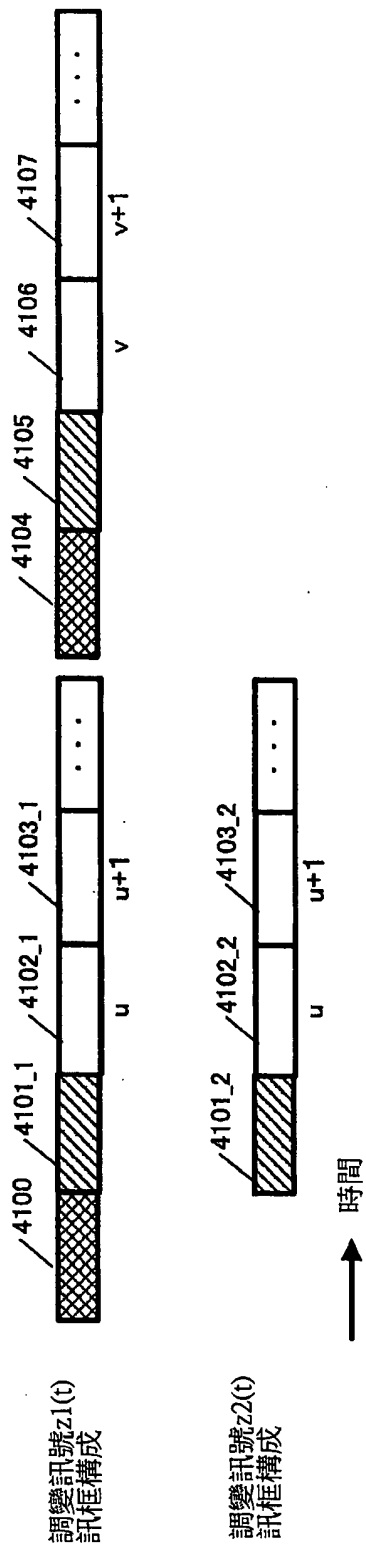
第38圖



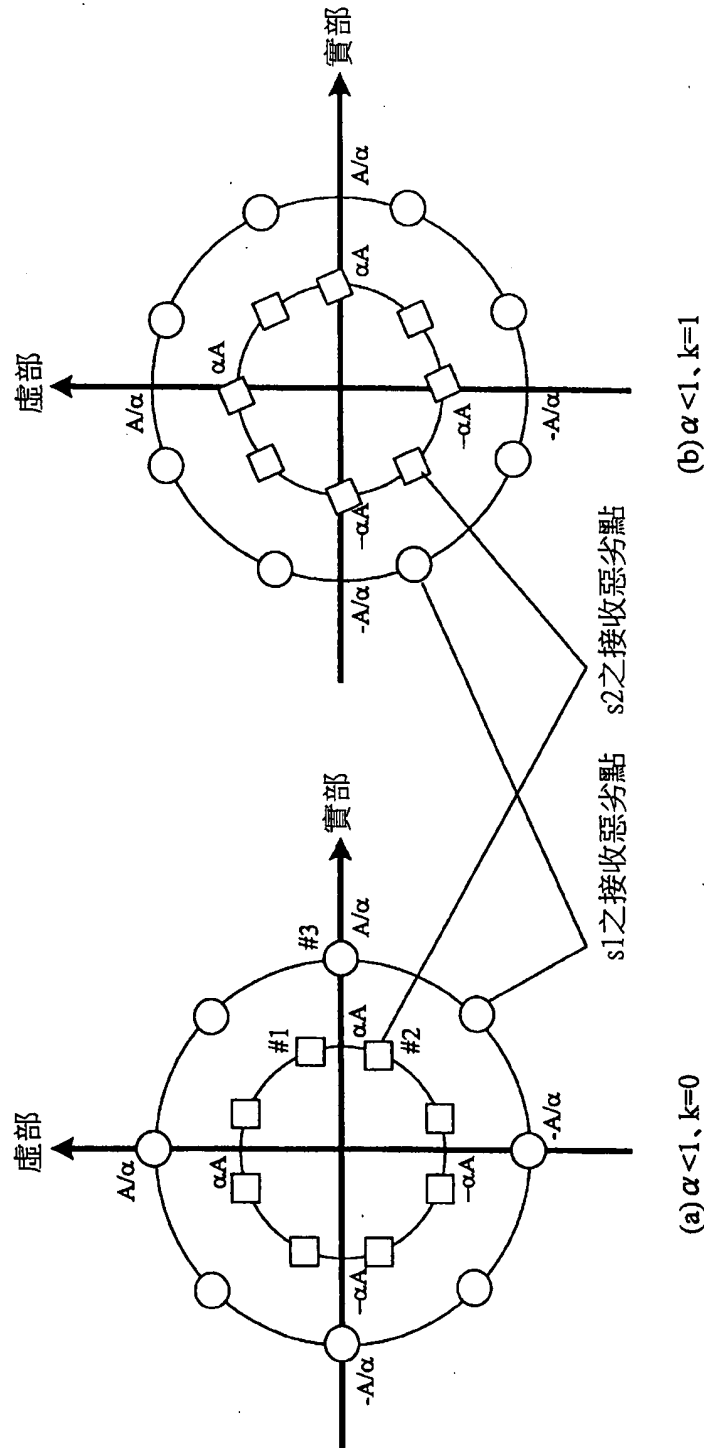
第39圖



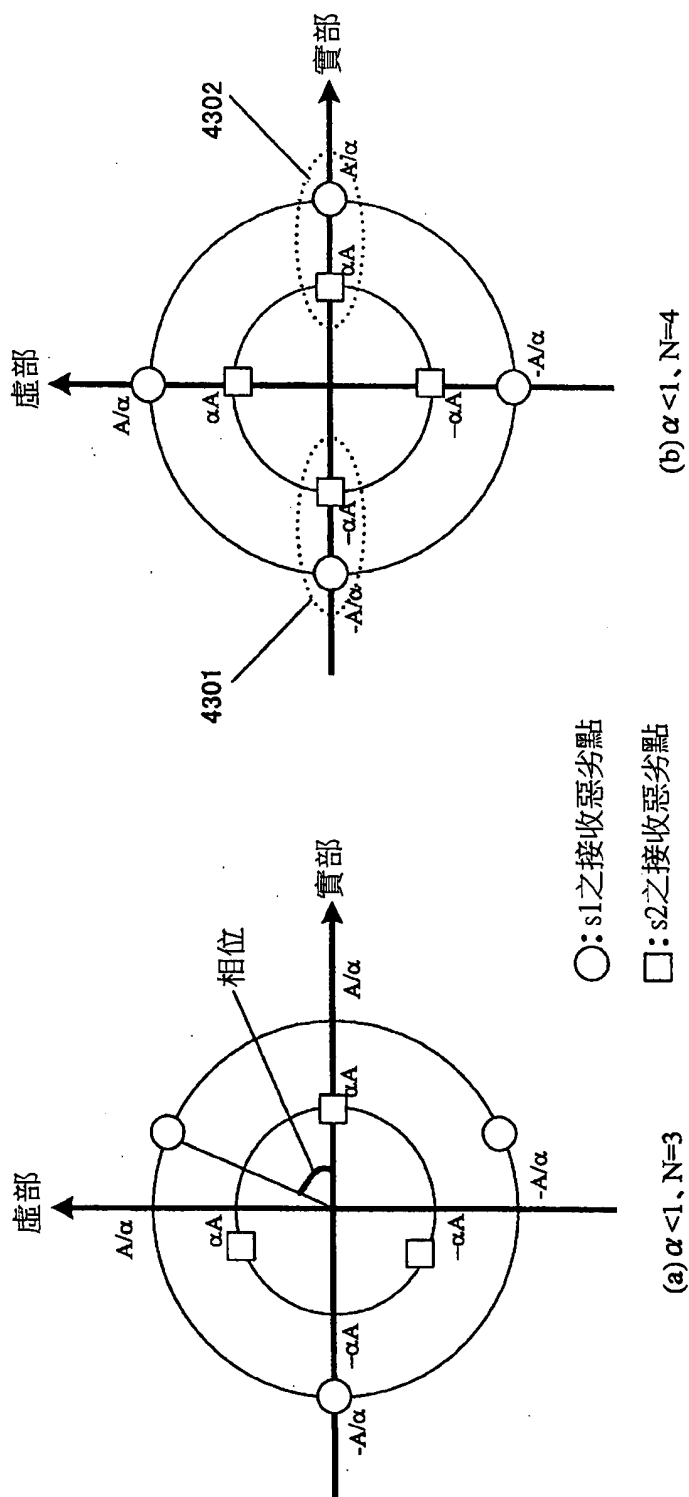
第40圖



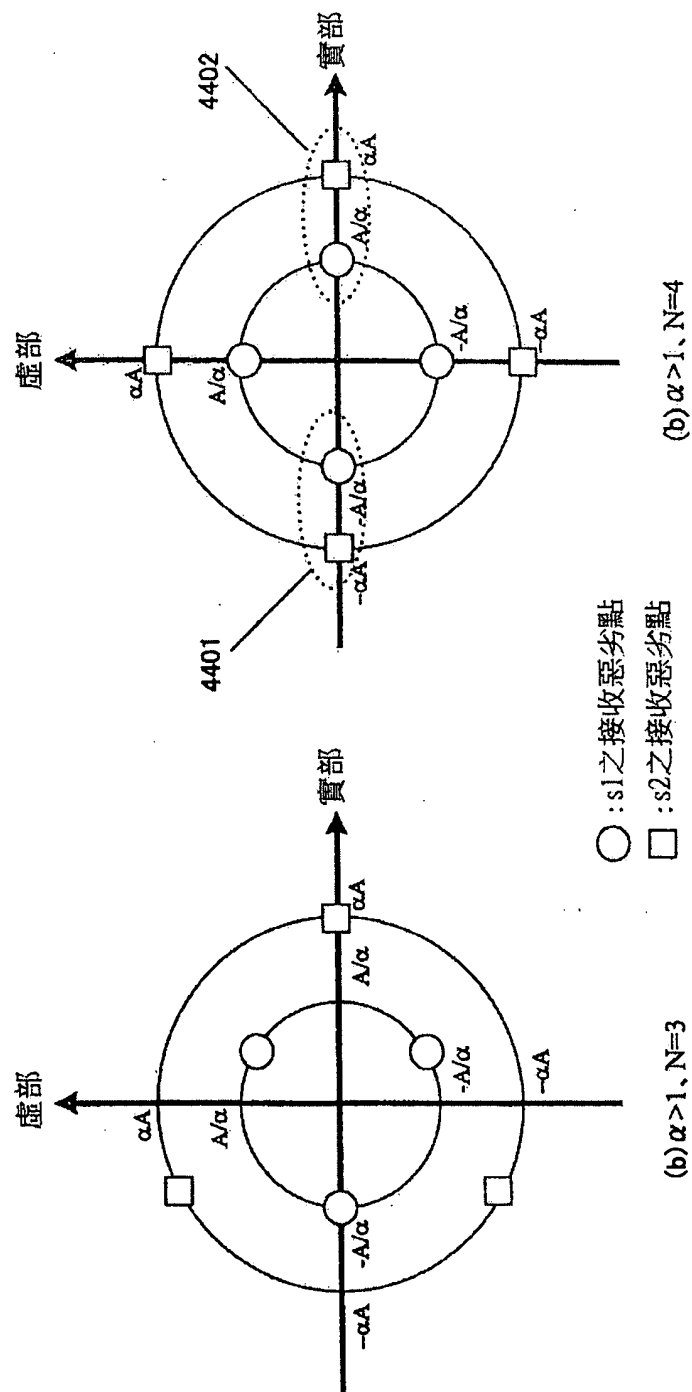
第41圖



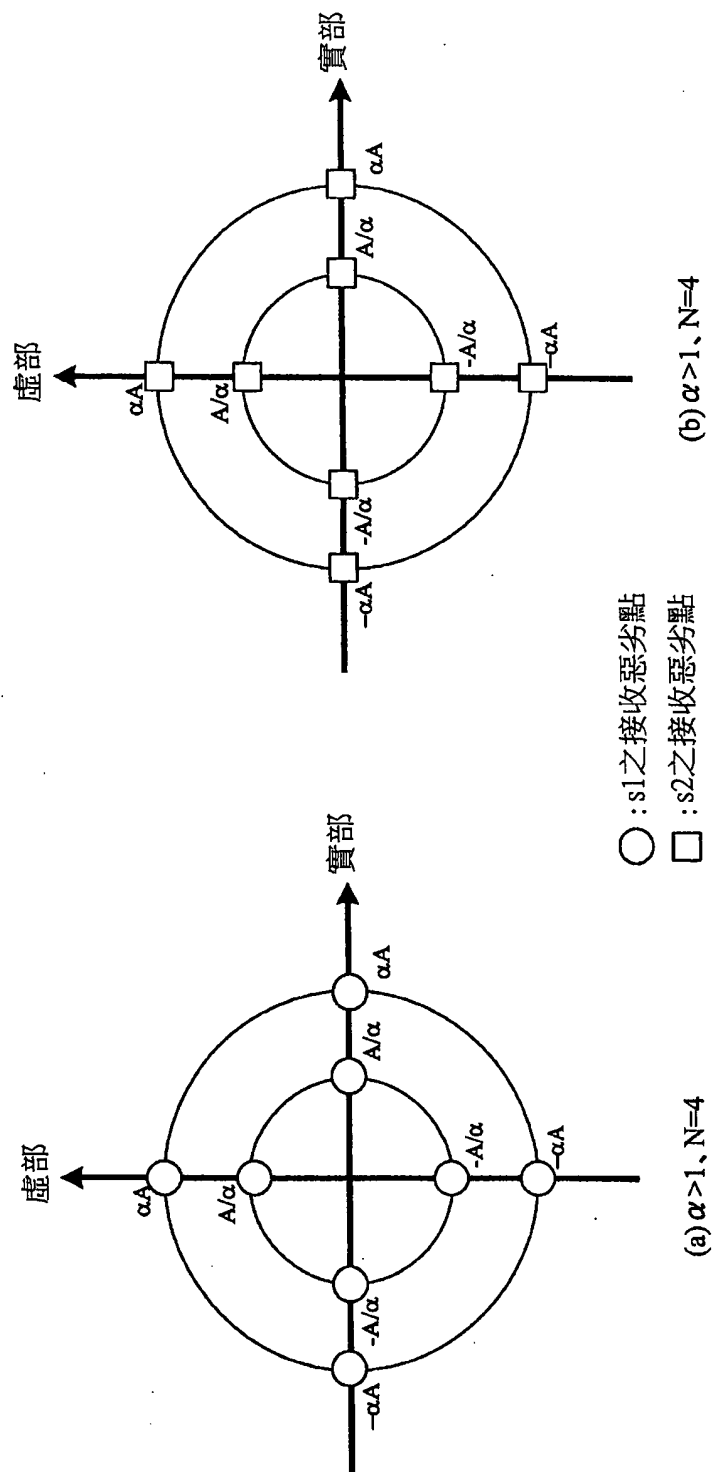
第42圖



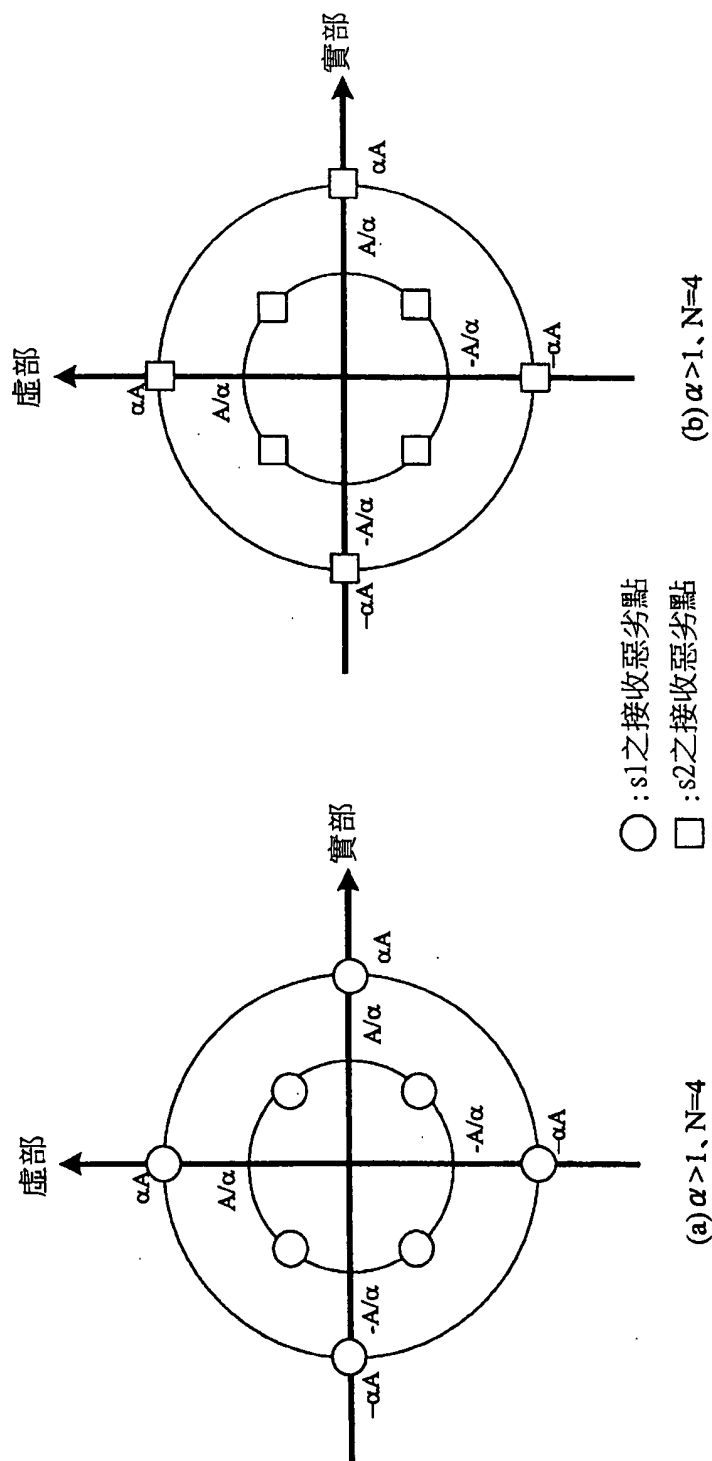
第43圖



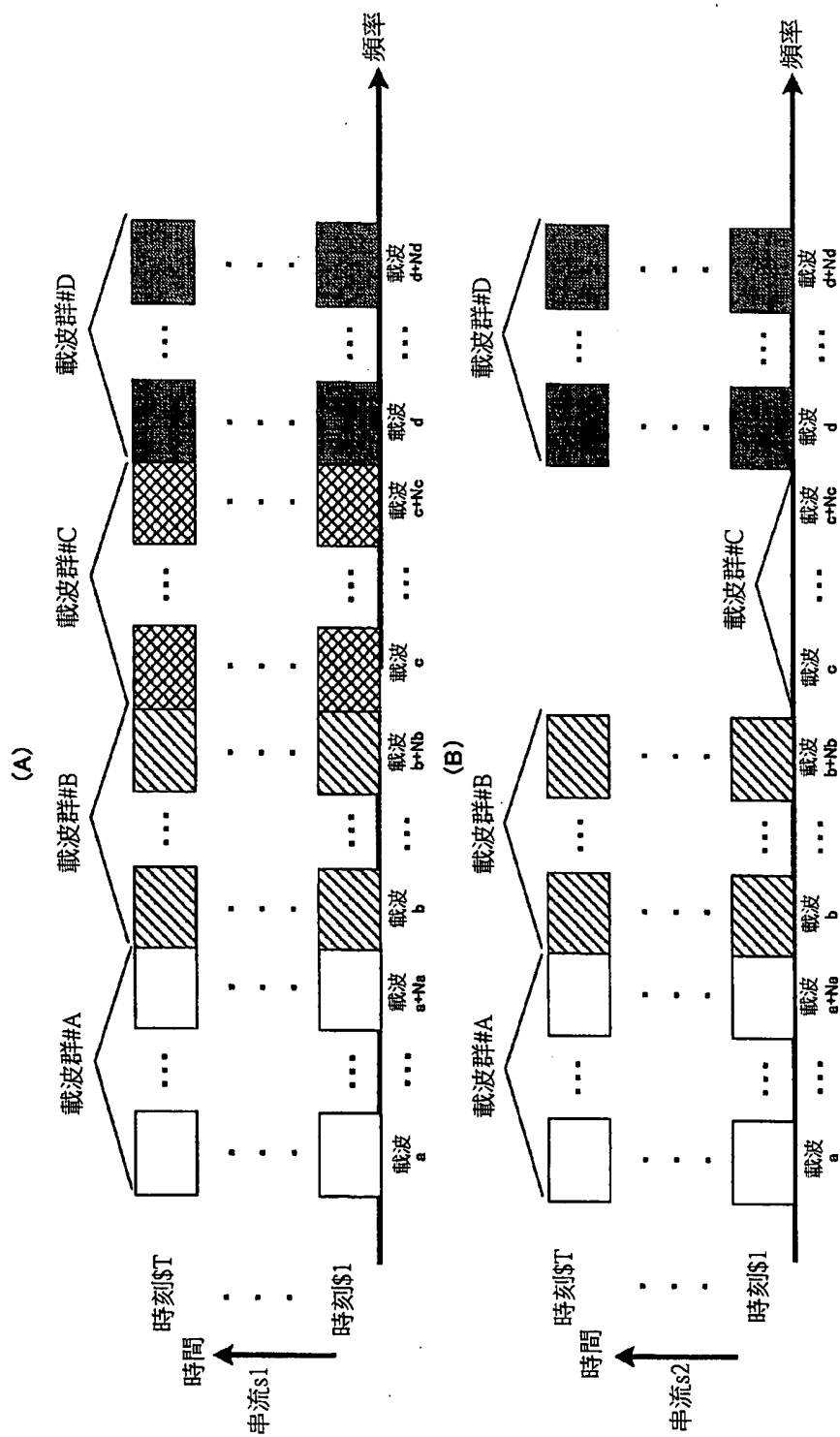
第44圖



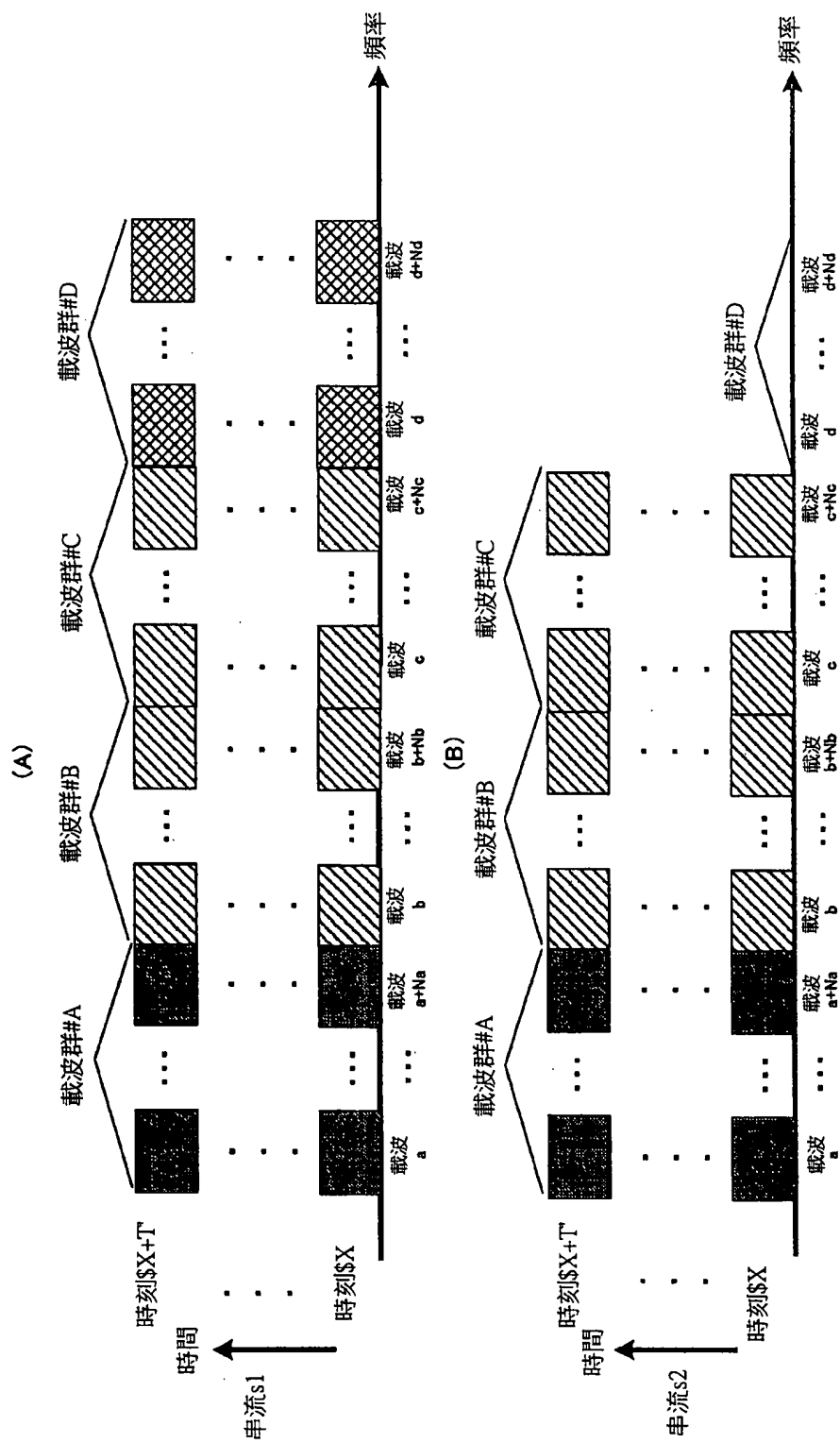
第45圖



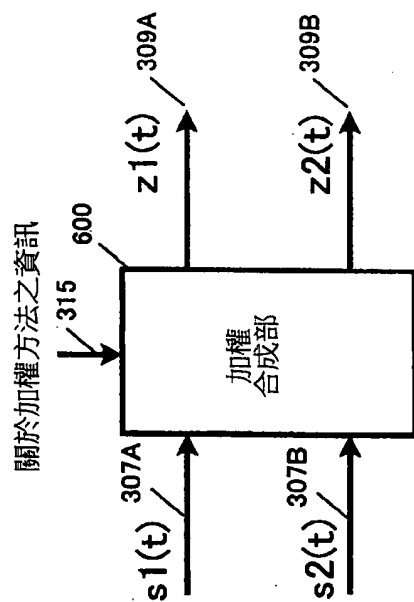
第46圖



第47圖



第48圖



方式#1：

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

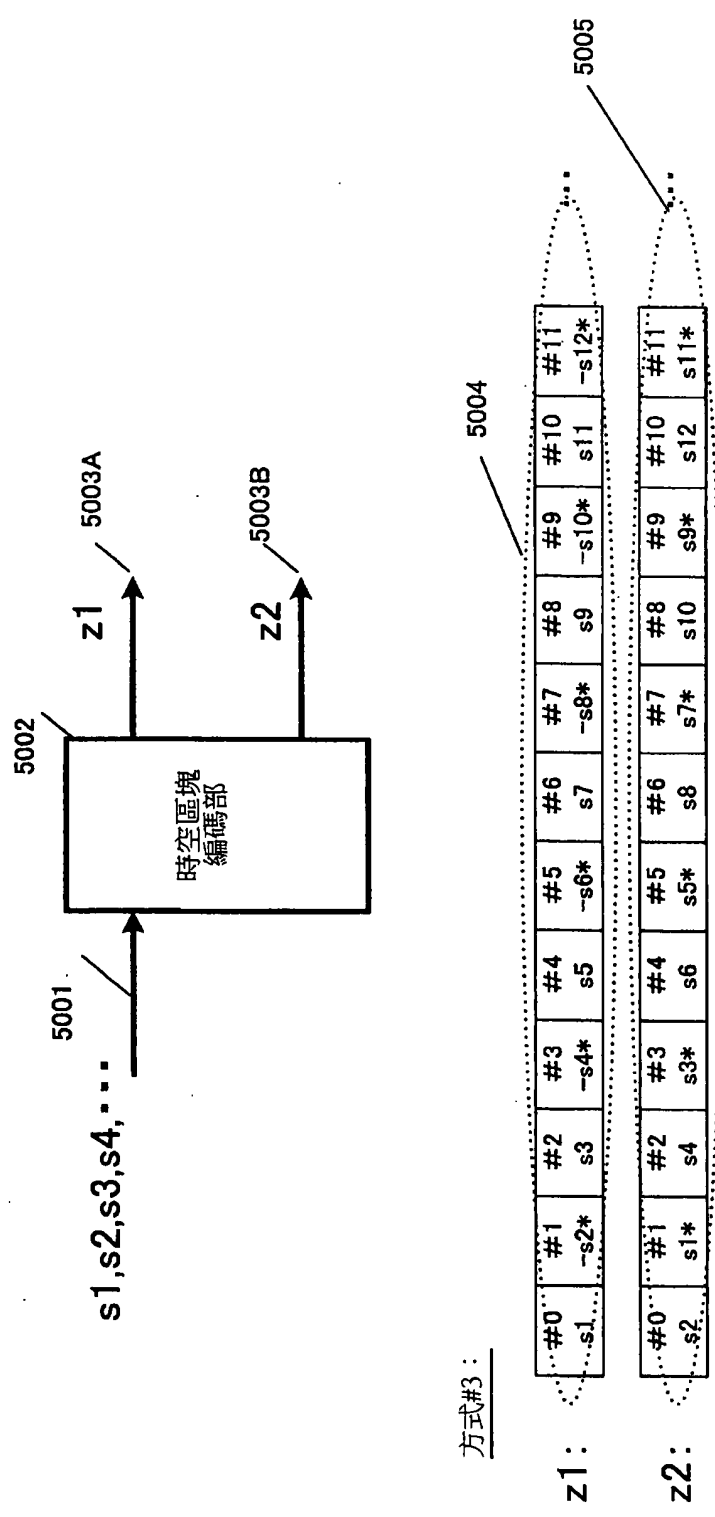
別的表現

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

方式#2：

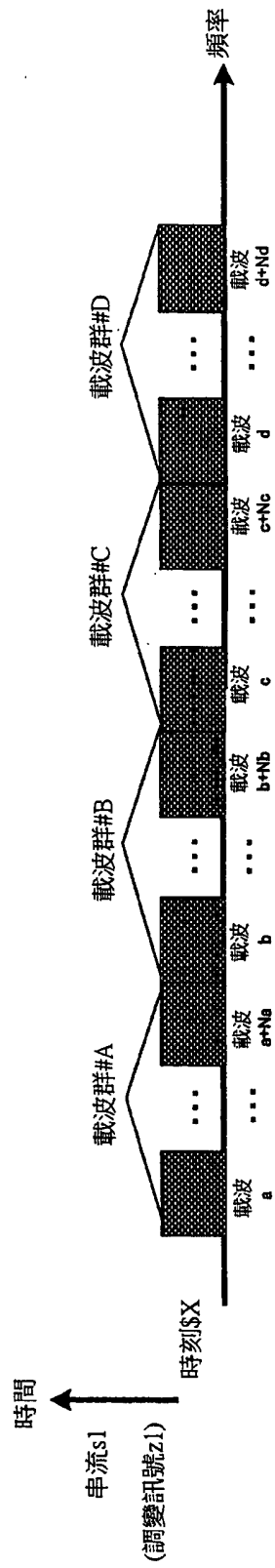
$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(t)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(t)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

第49圖

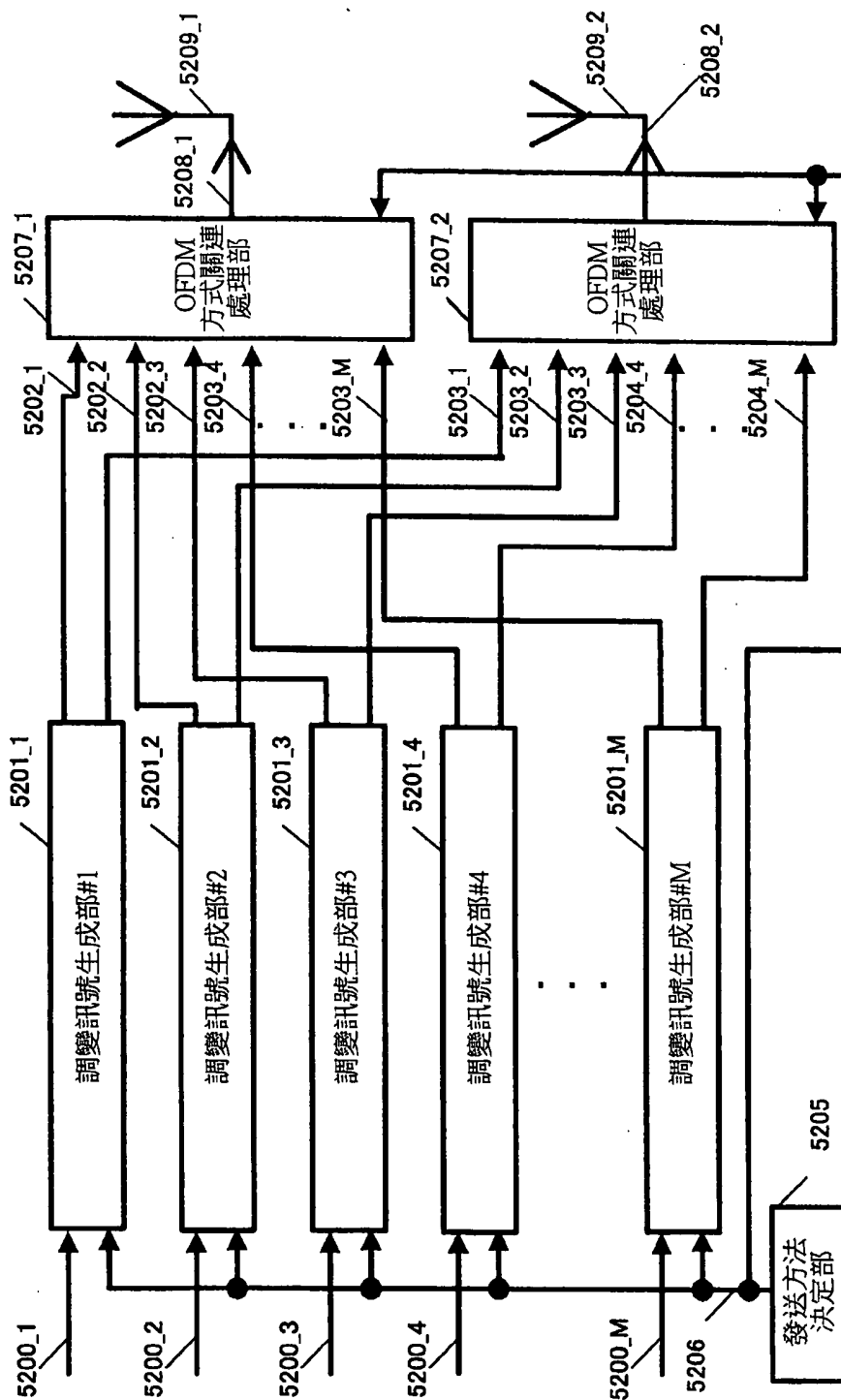


*為共軛複數

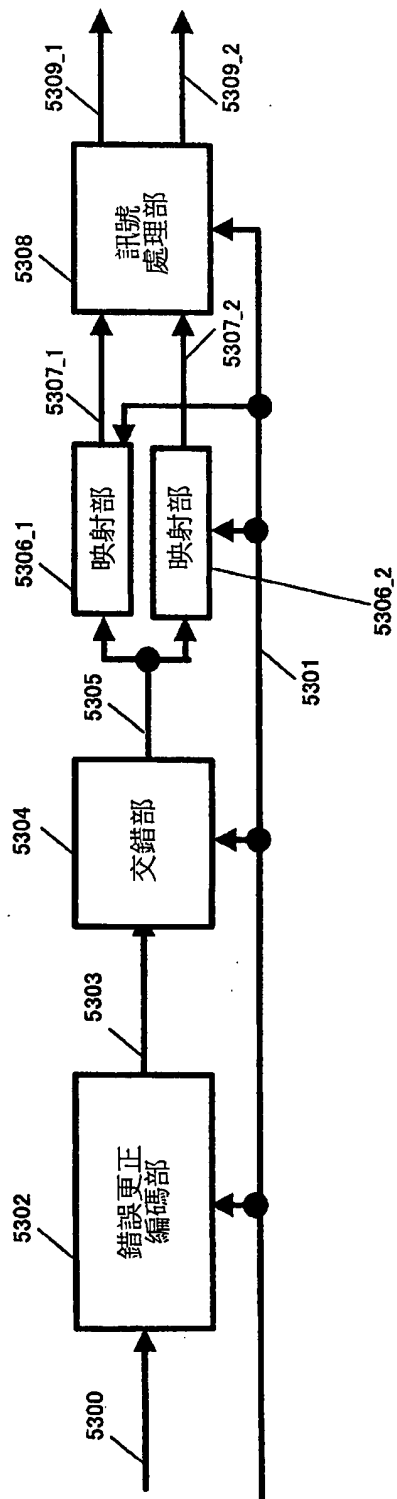
第50圖



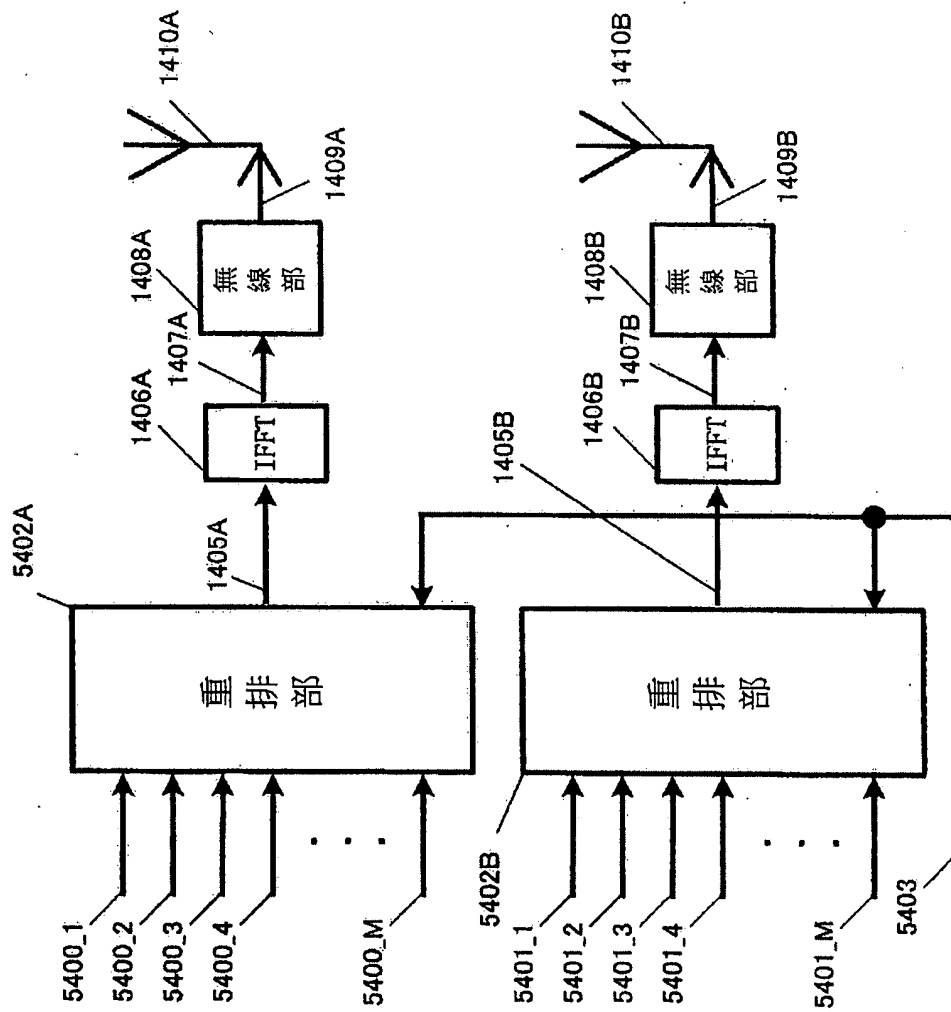
第51圖



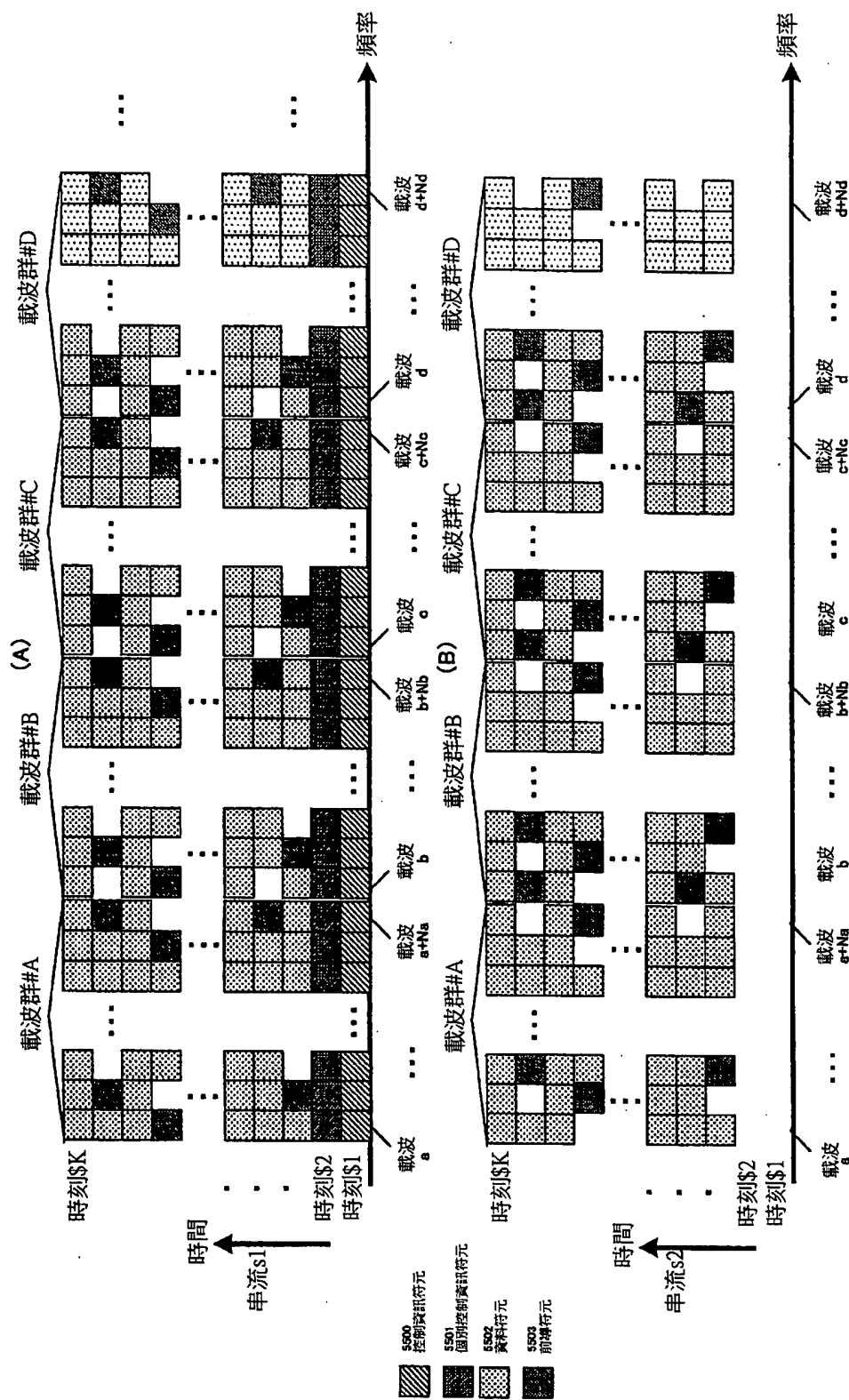
第52圖



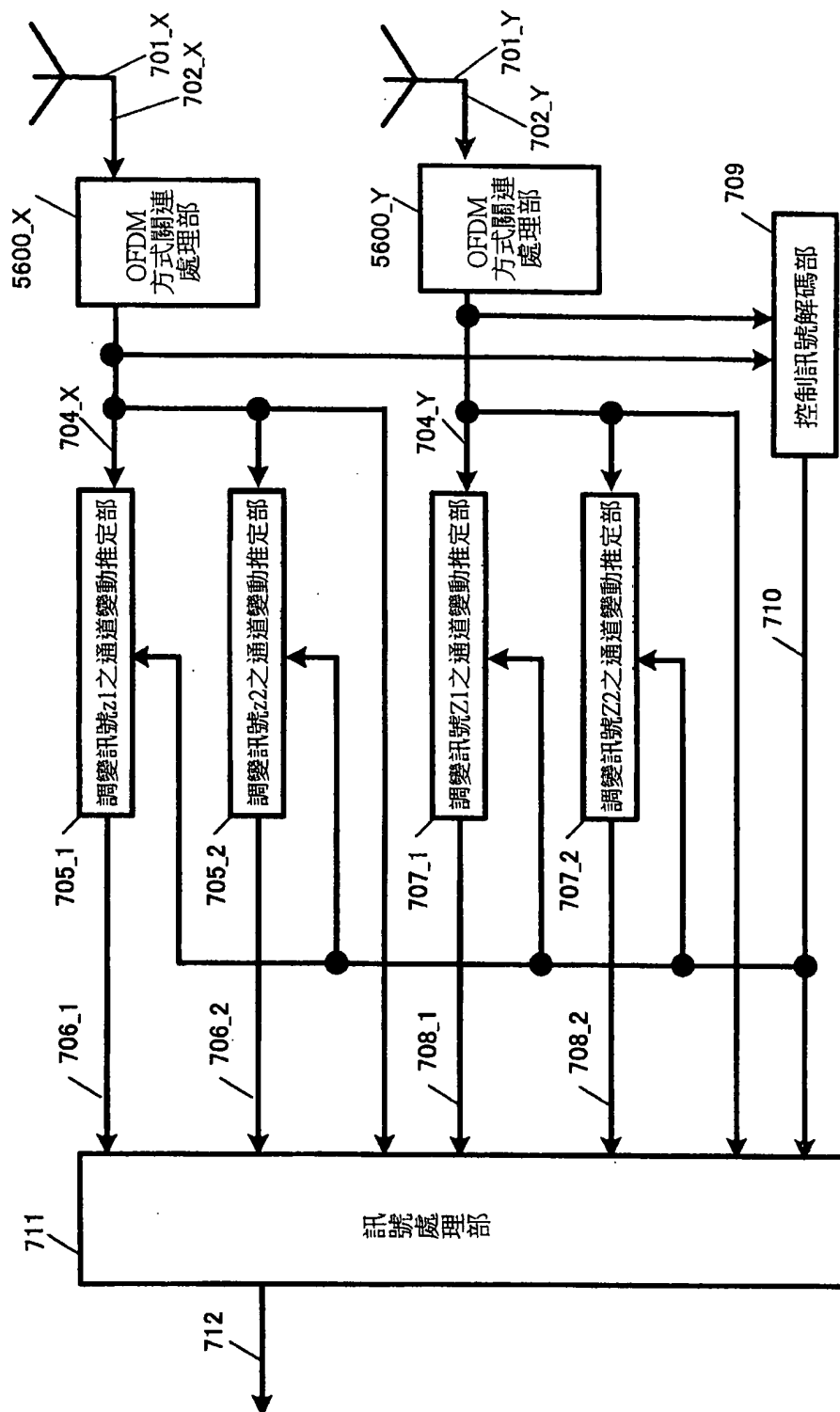
第53圖



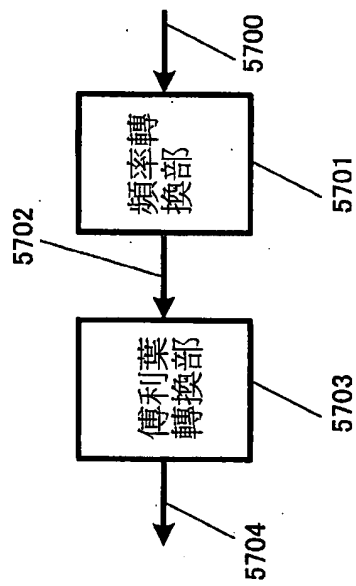
第54圖



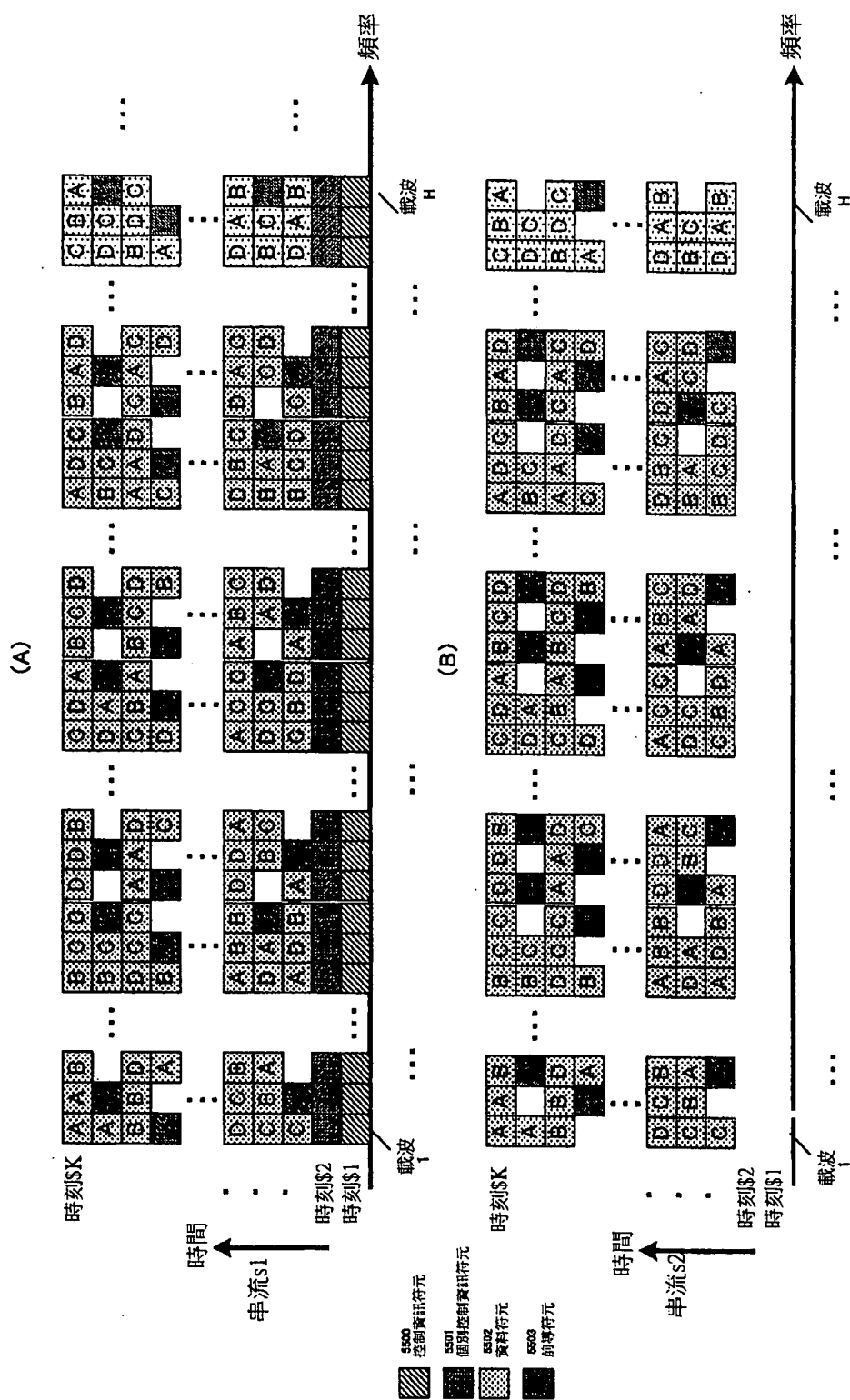
第55圖



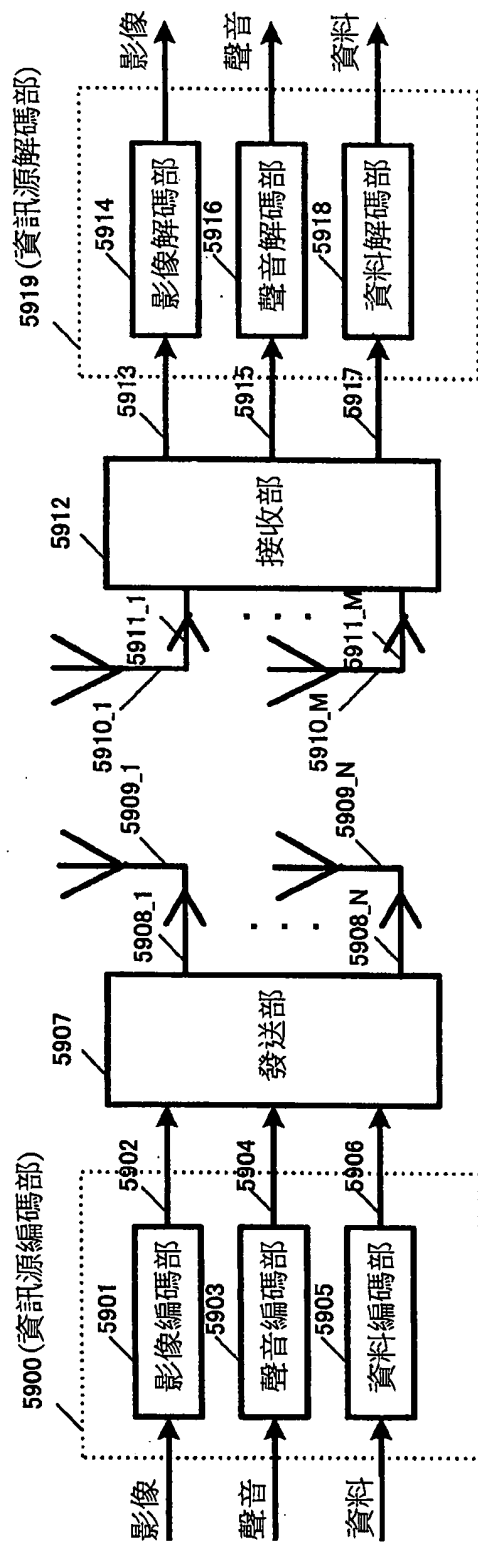
第56圖



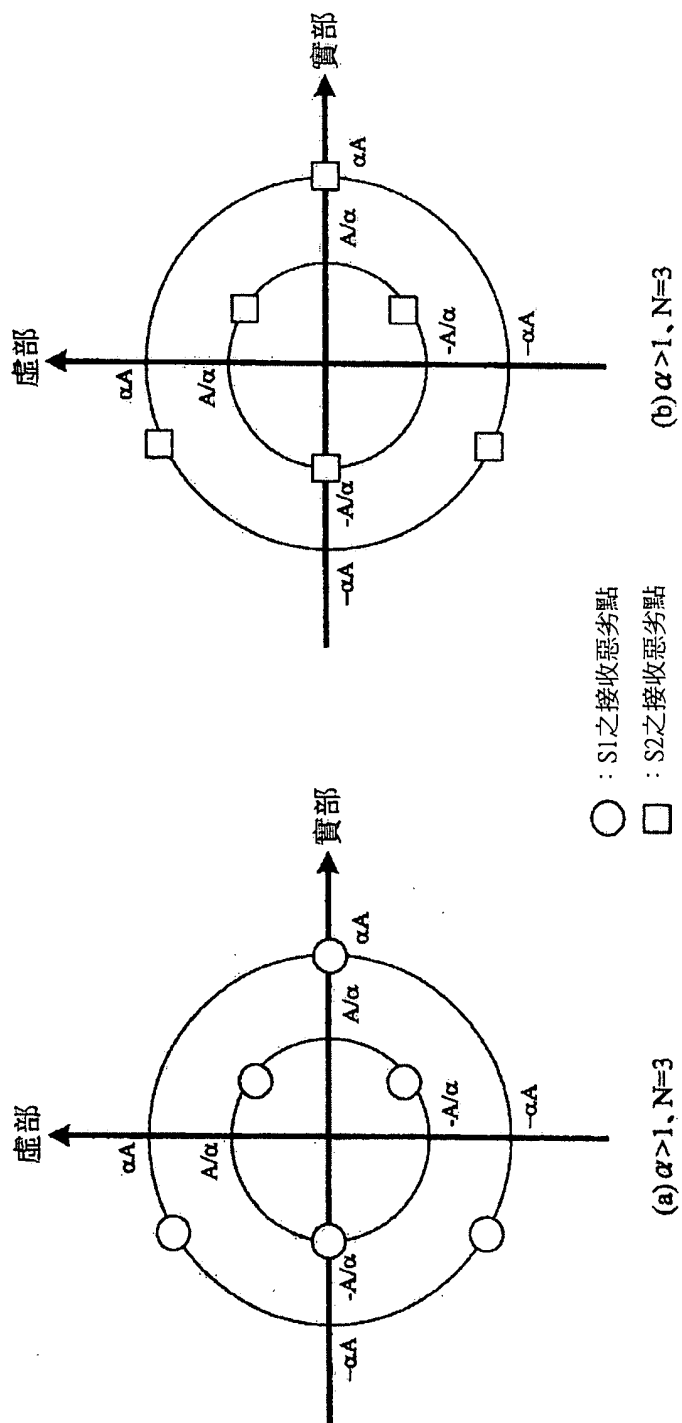
第57圖



第58圖

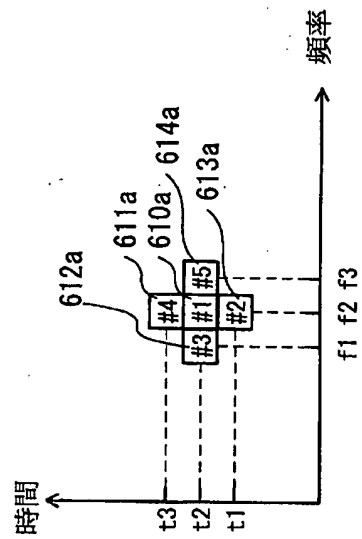


第59圖

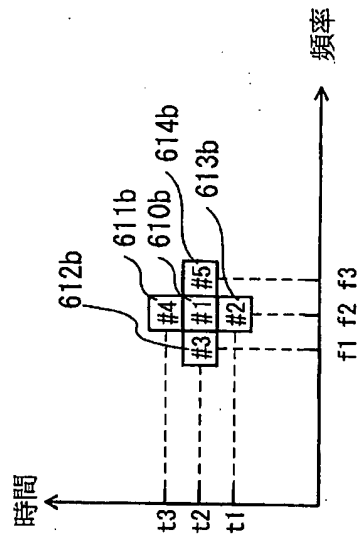


第60圖

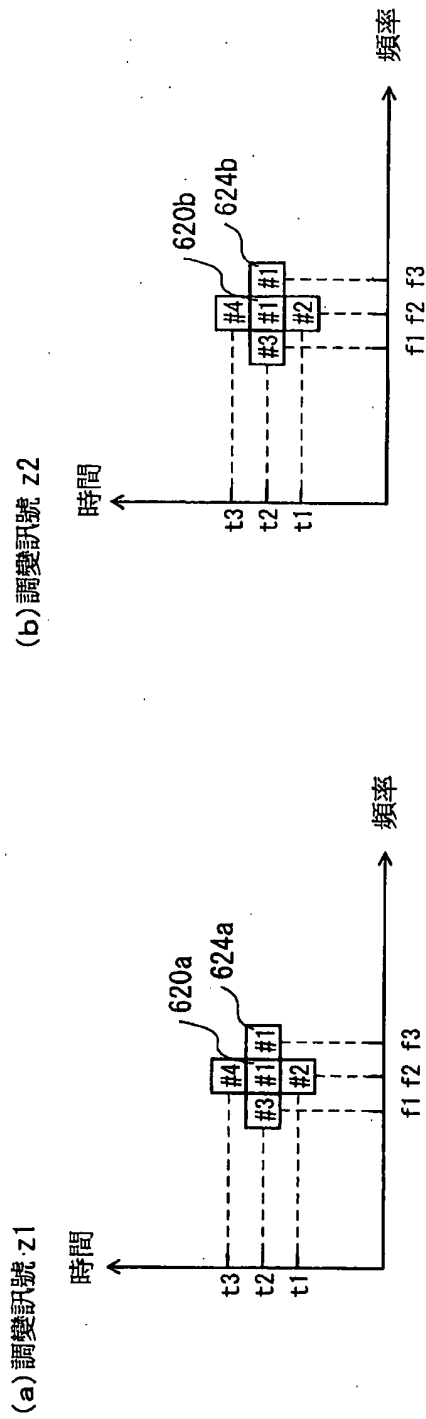
(a)調變訊號 z1



(b)調變訊號 z2

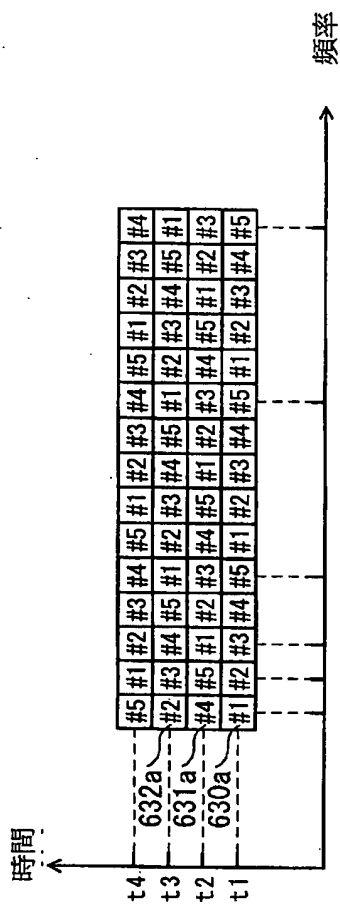


第61圖

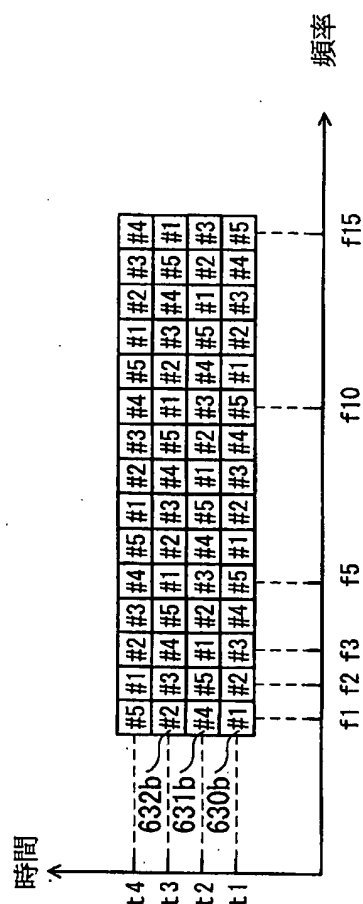


第62圖

(a) 調變訊號 z1

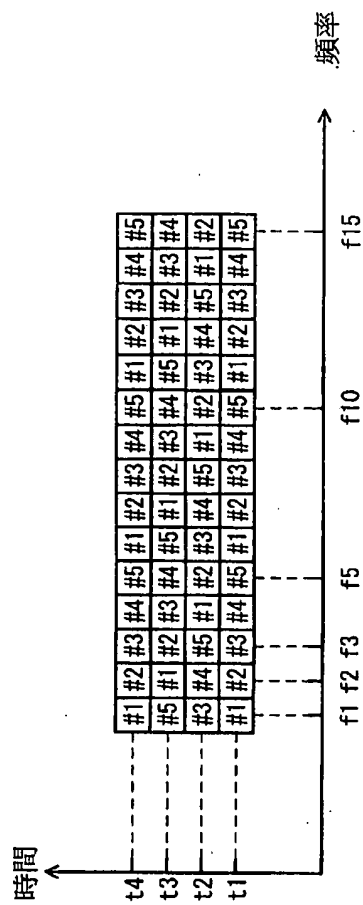


(b) 調變訊號 z2

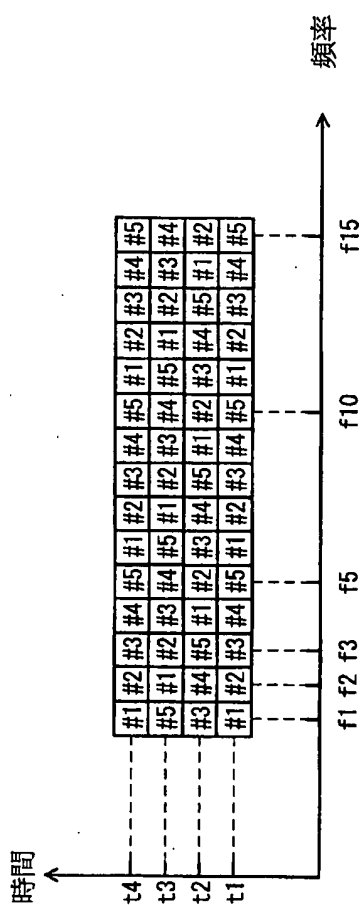


第63圖

(a) 調變訊號 z1

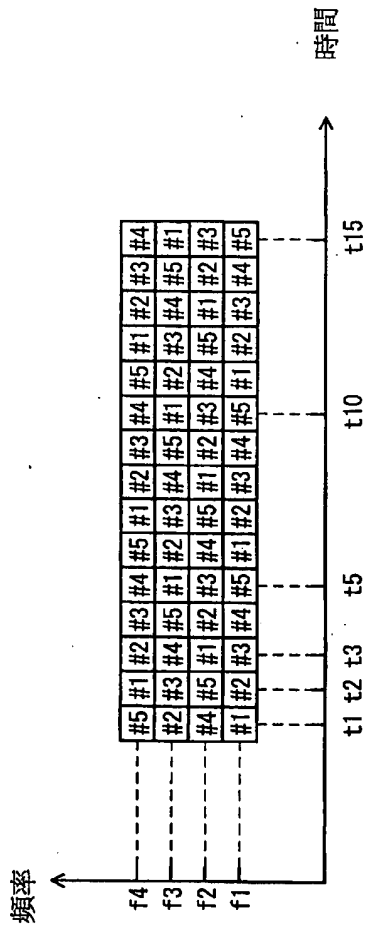


(b) 調變訊號 z2

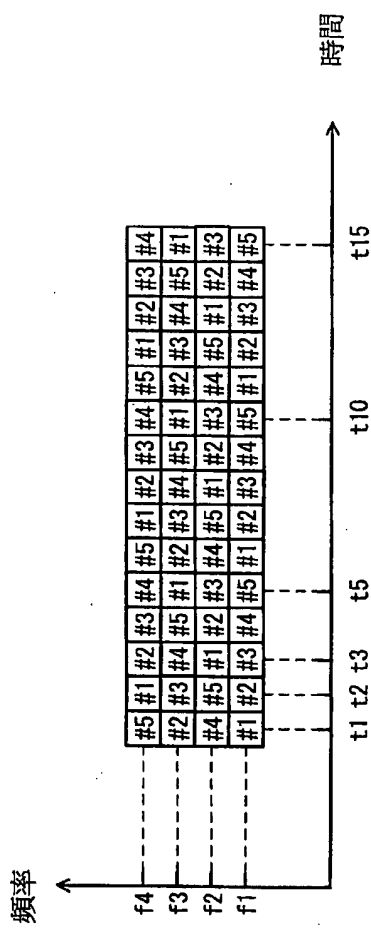


第64圖

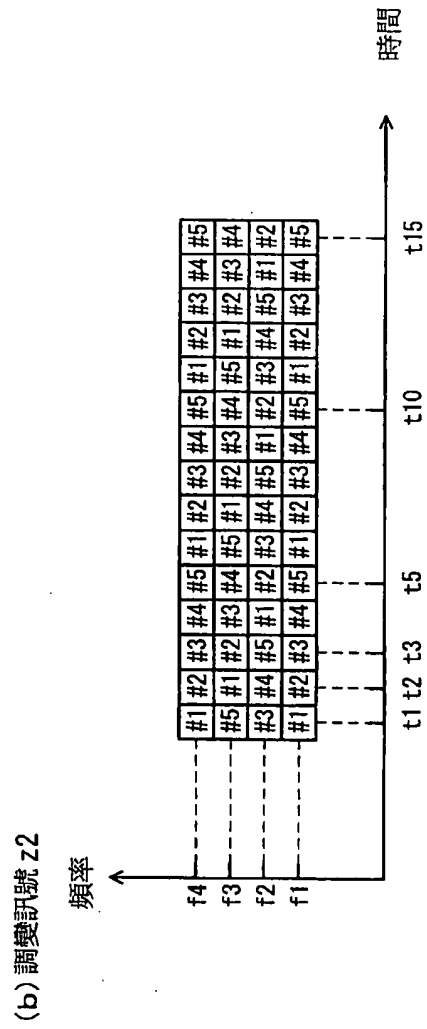
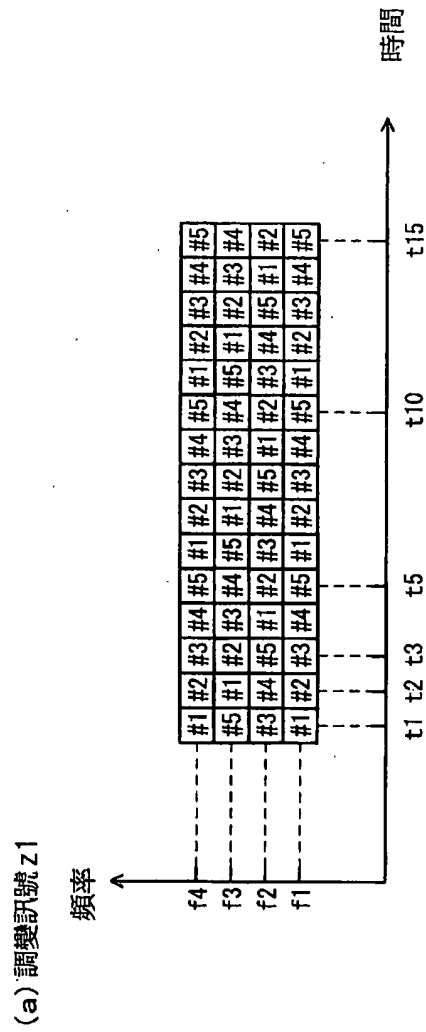
(a) 調變訊號 z1



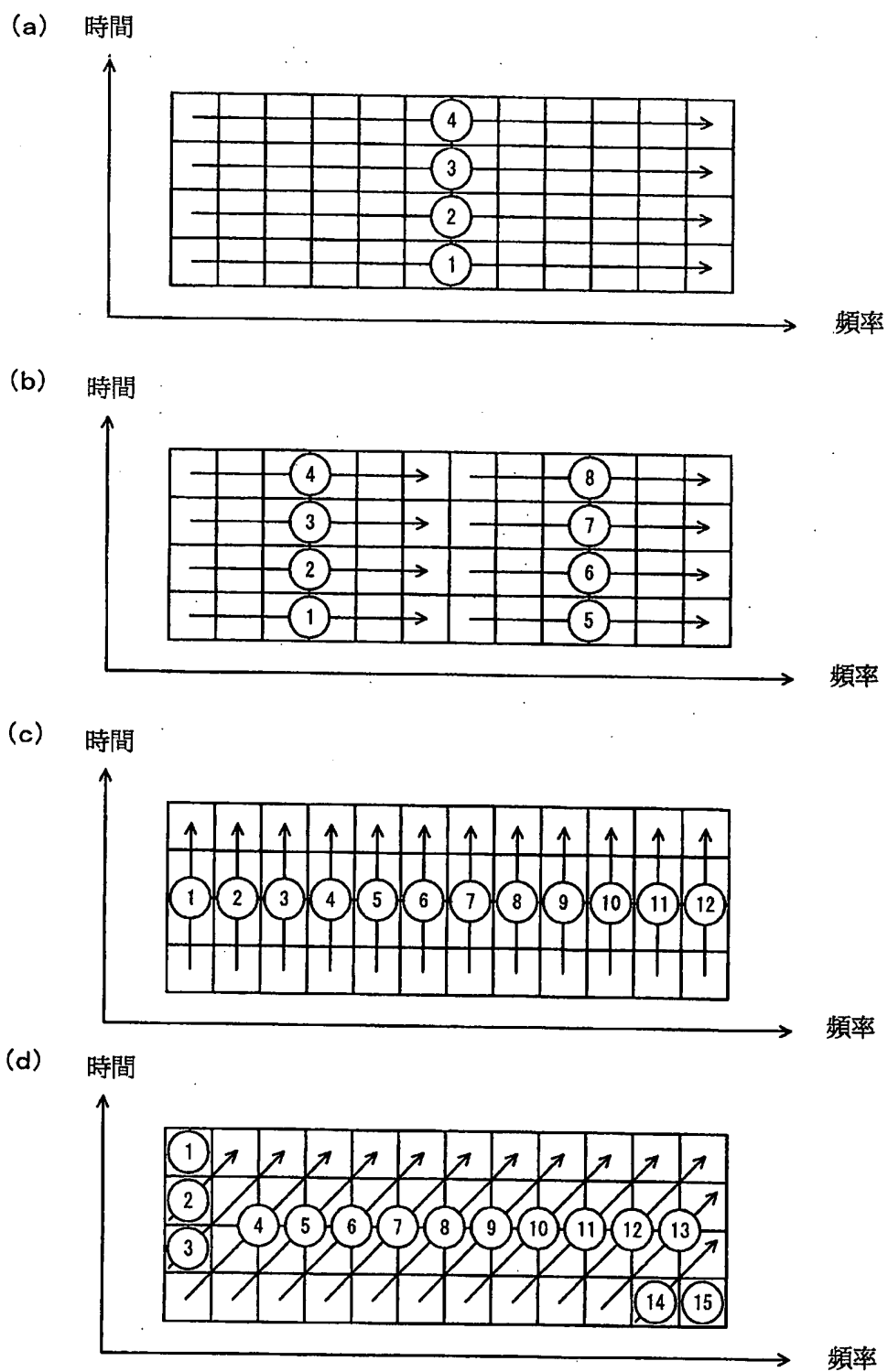
(b) 調變訊號 z2



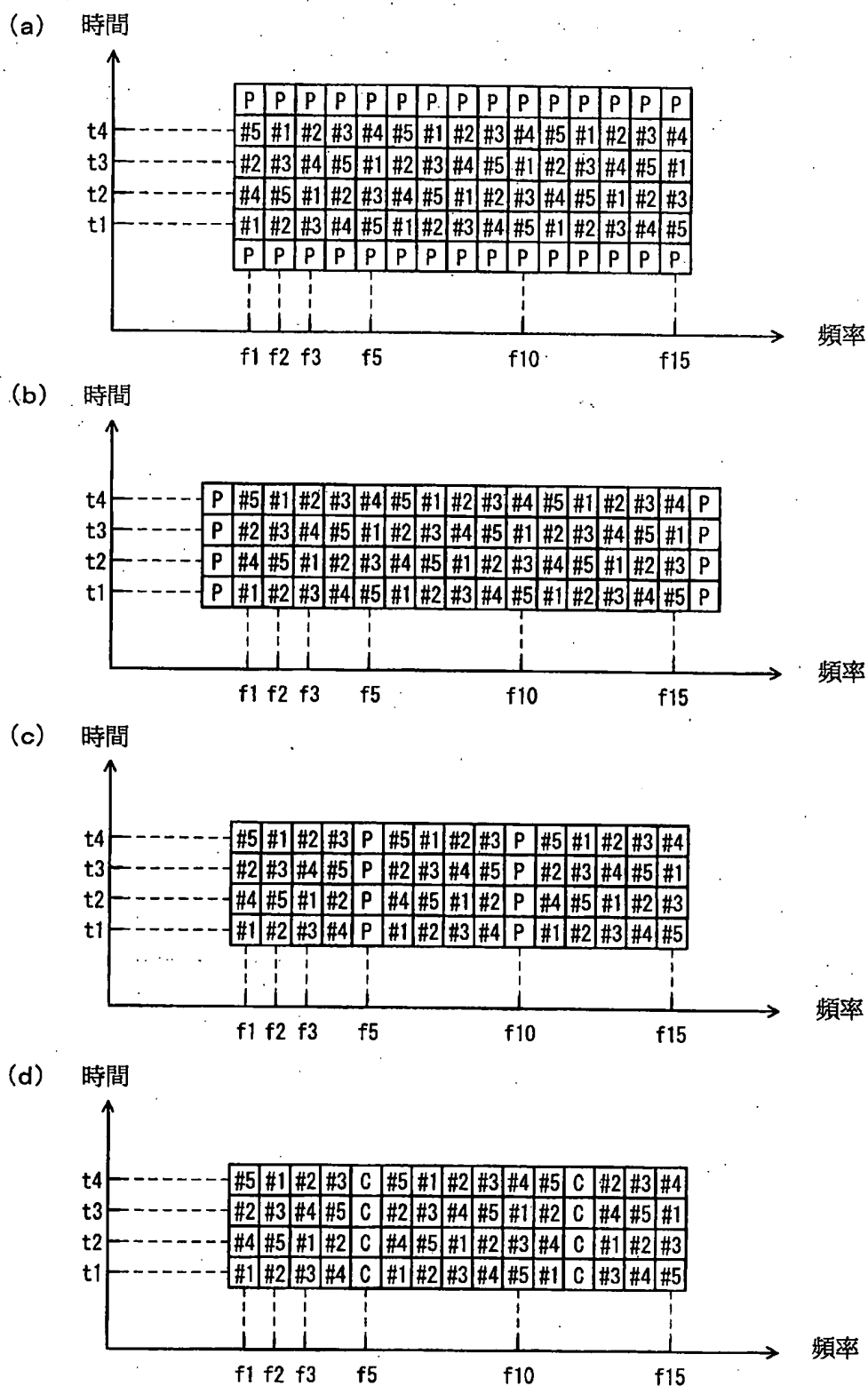
第65圖



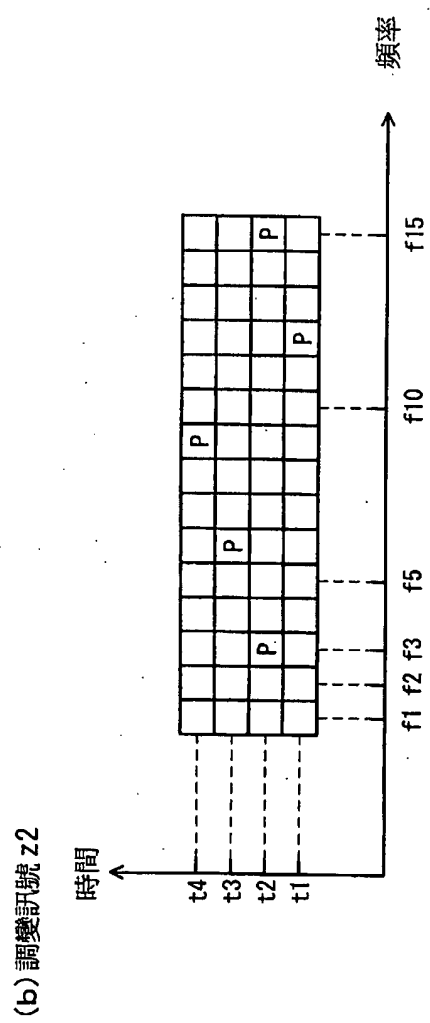
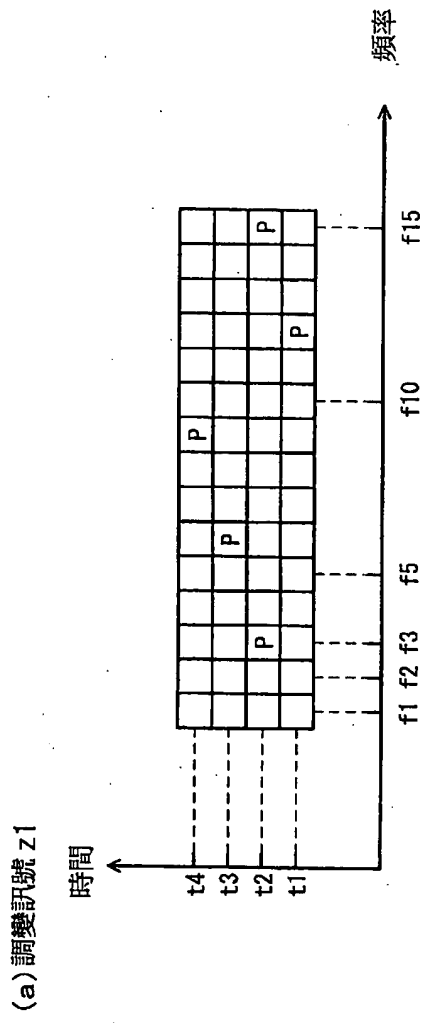
第66圖



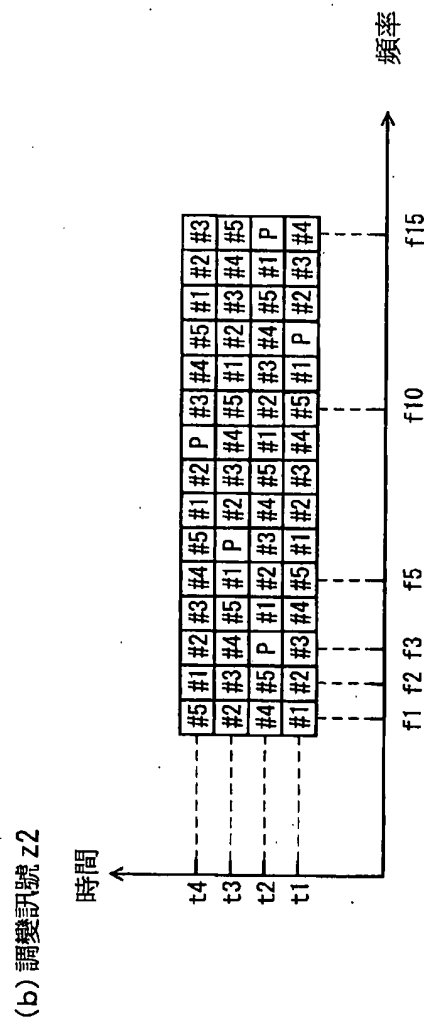
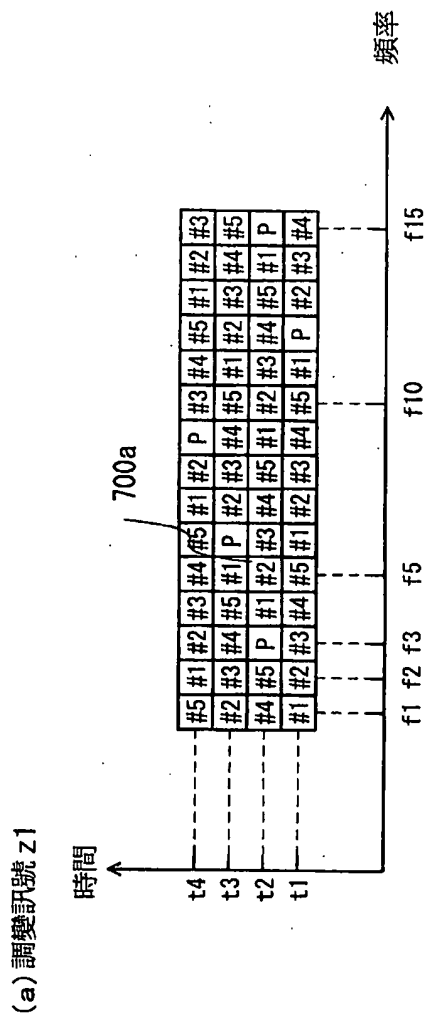
第67圖



第68圖

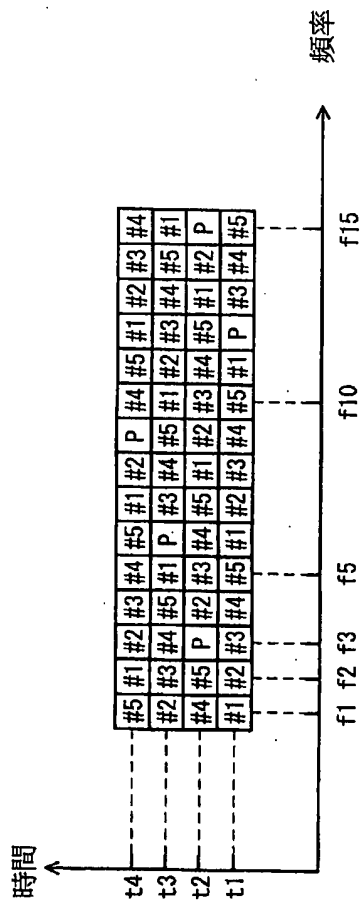


第69圖

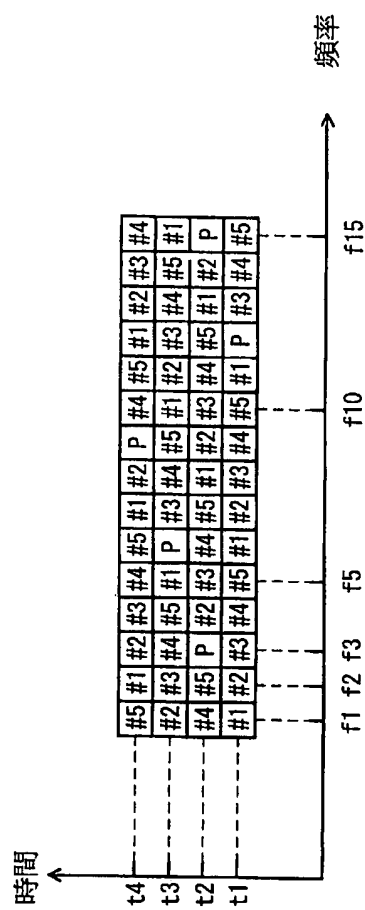


第70圖

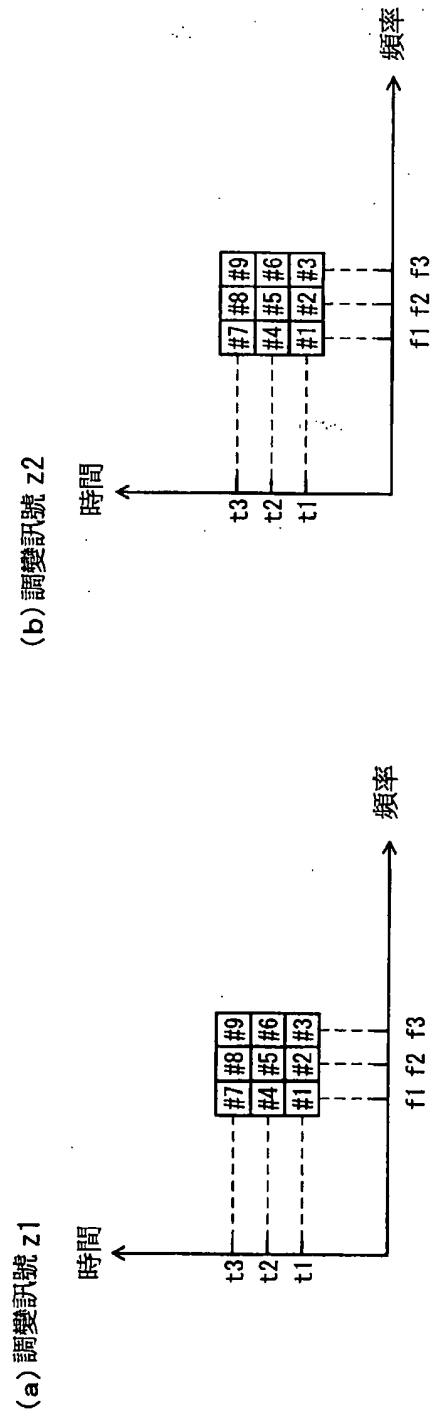
(a) 調變訊號 z1



(b) 調變訊號 z2

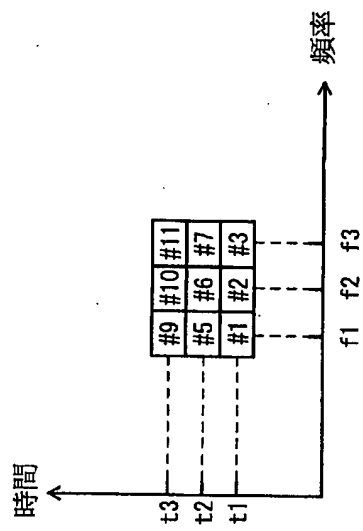


第71圖

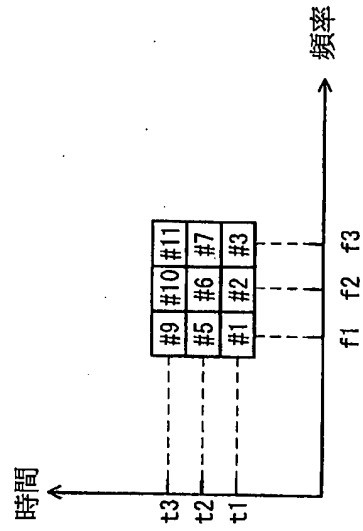


第72圖

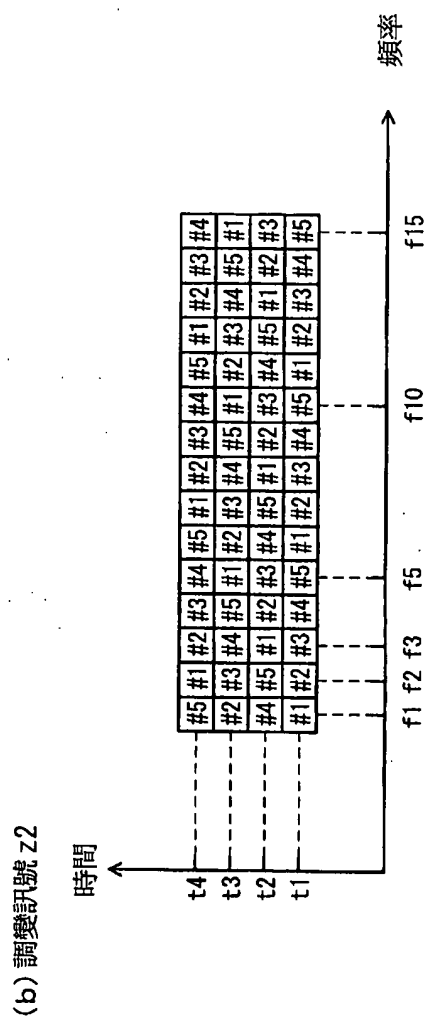
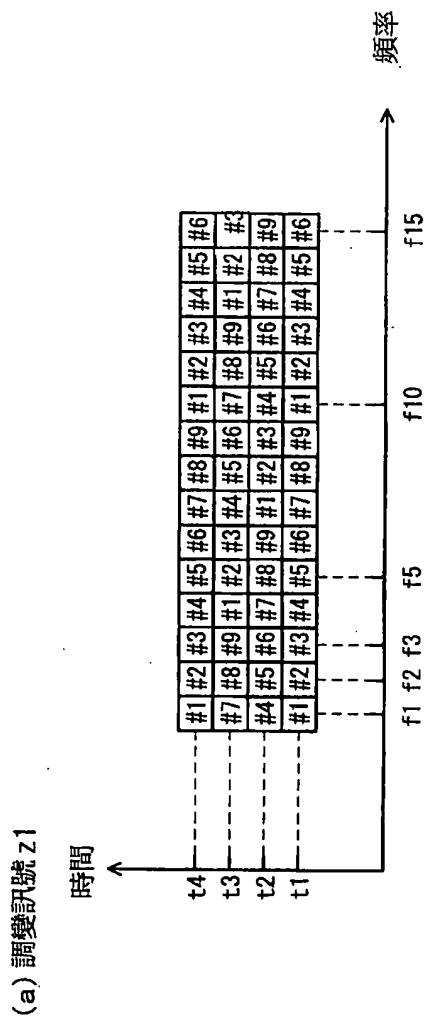
(a) 調變訊號 z1



(b) 調變訊號 z2

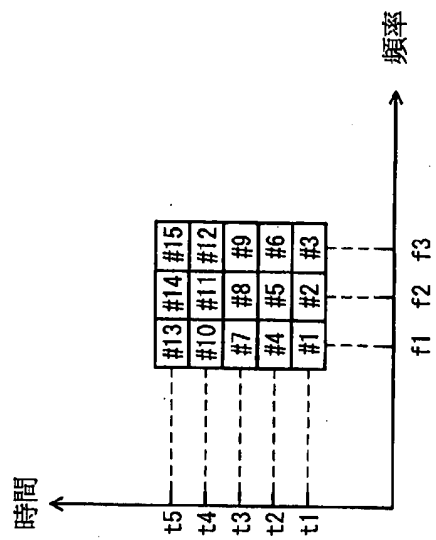


第73圖

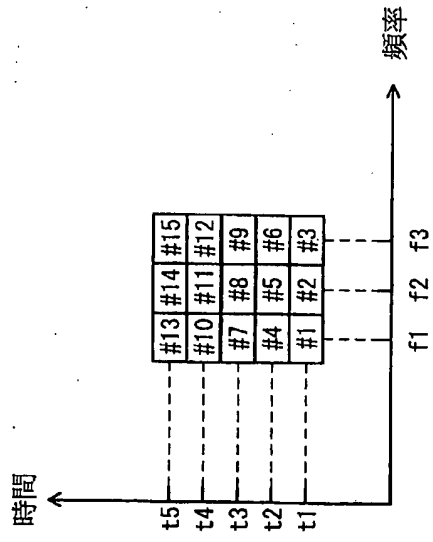


第74圖

(a) 調變訊號 z1

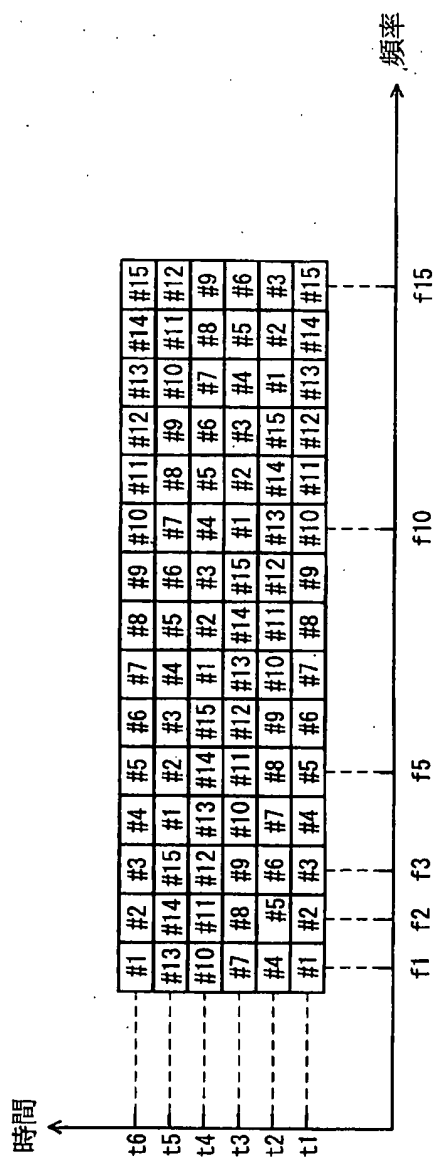


(b) 調變訊號 z2

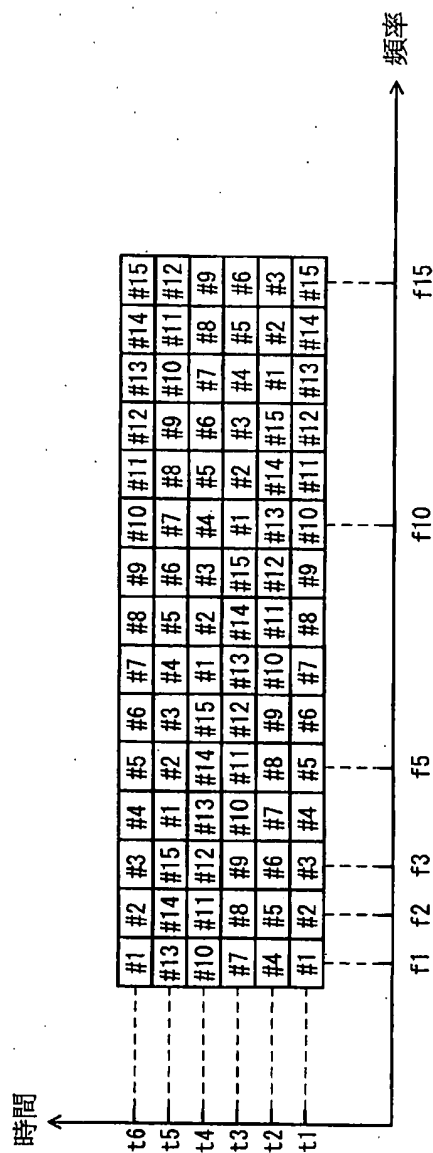


第75圖

(a) 調變訊號 z1

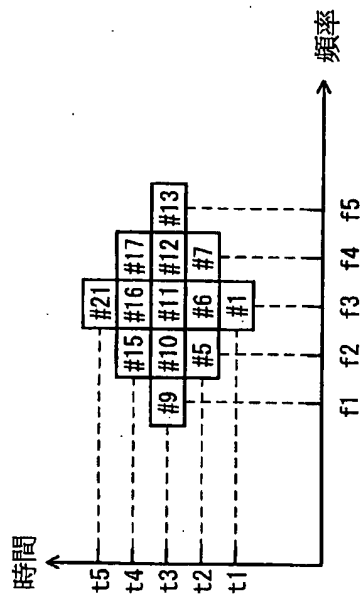


(b) 調變訊號 z2

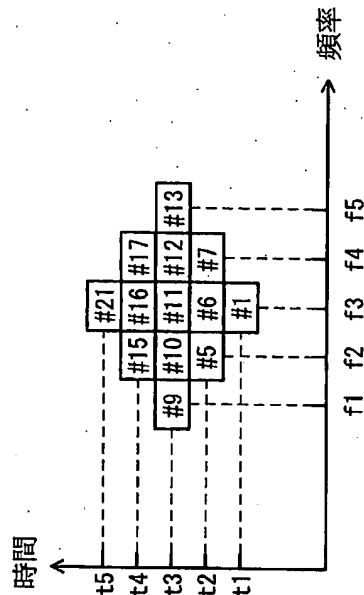


第76圖

(a) 調變訊號 z1

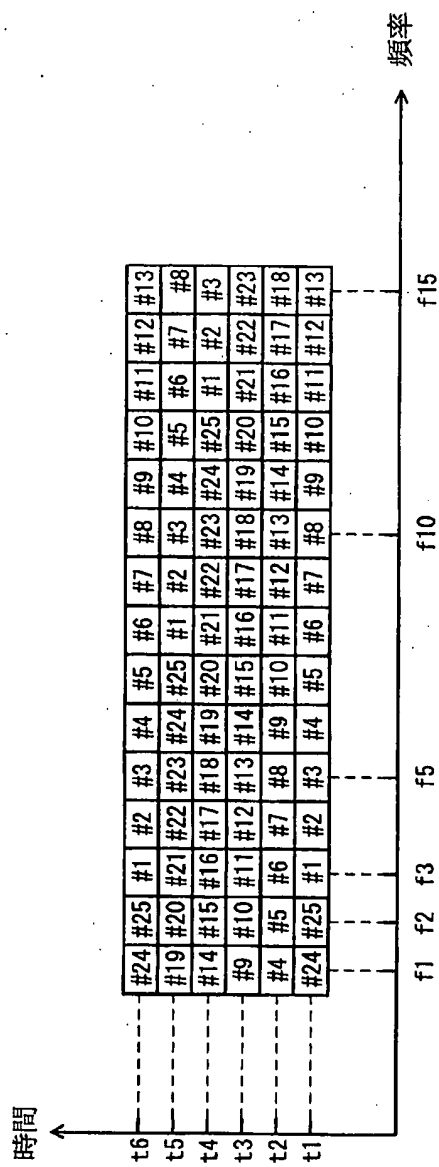


(b) 調變訊號 z2

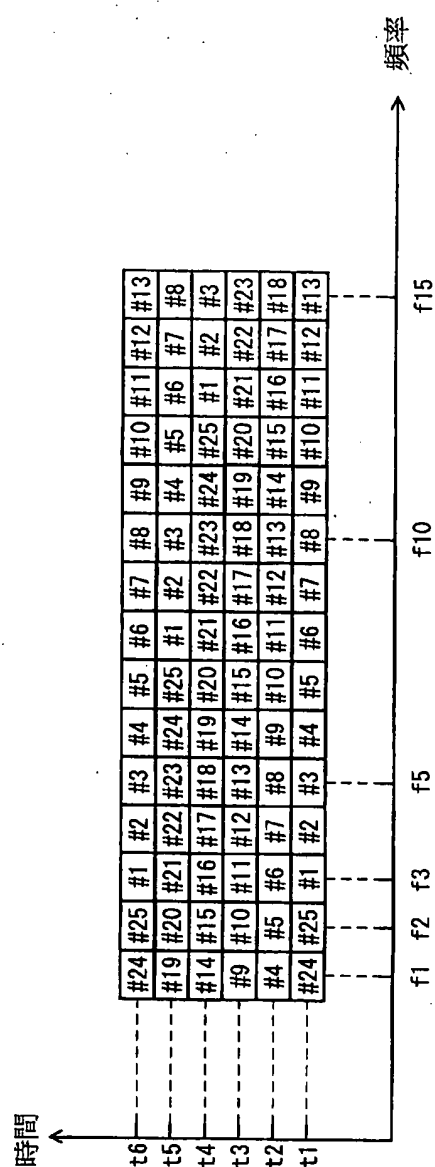


第77圖

(a) 調變訊號 z1

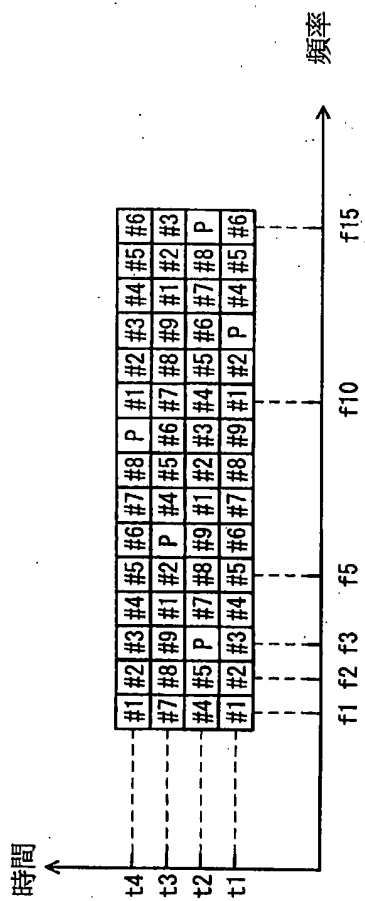


(b) 調變訊號 z2

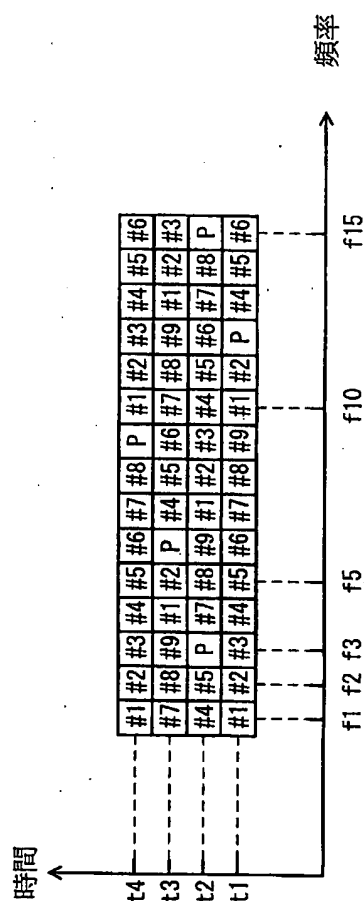


第78圖

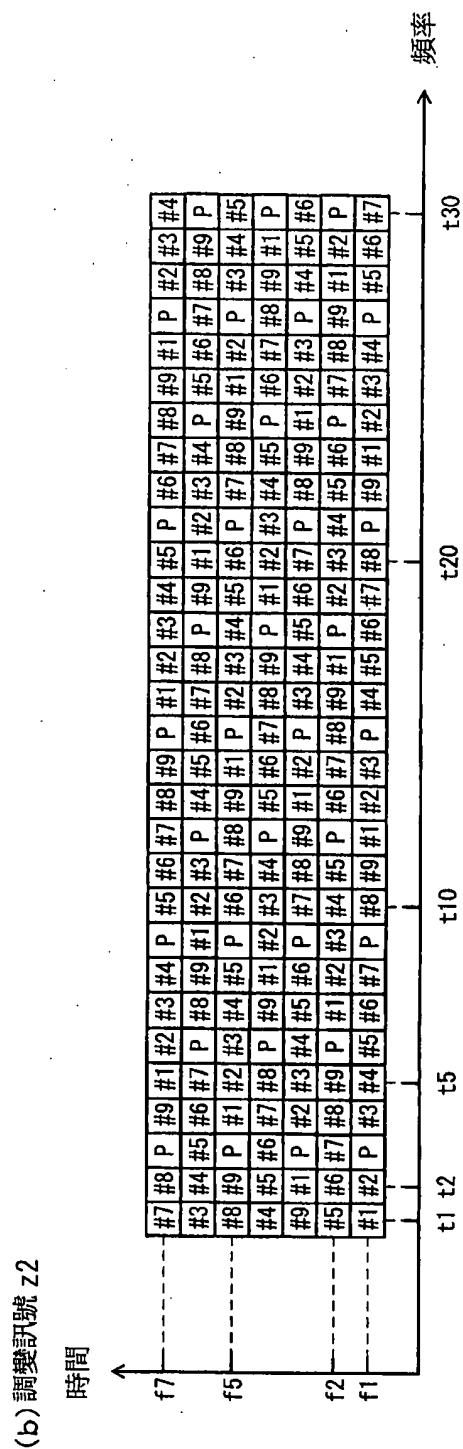
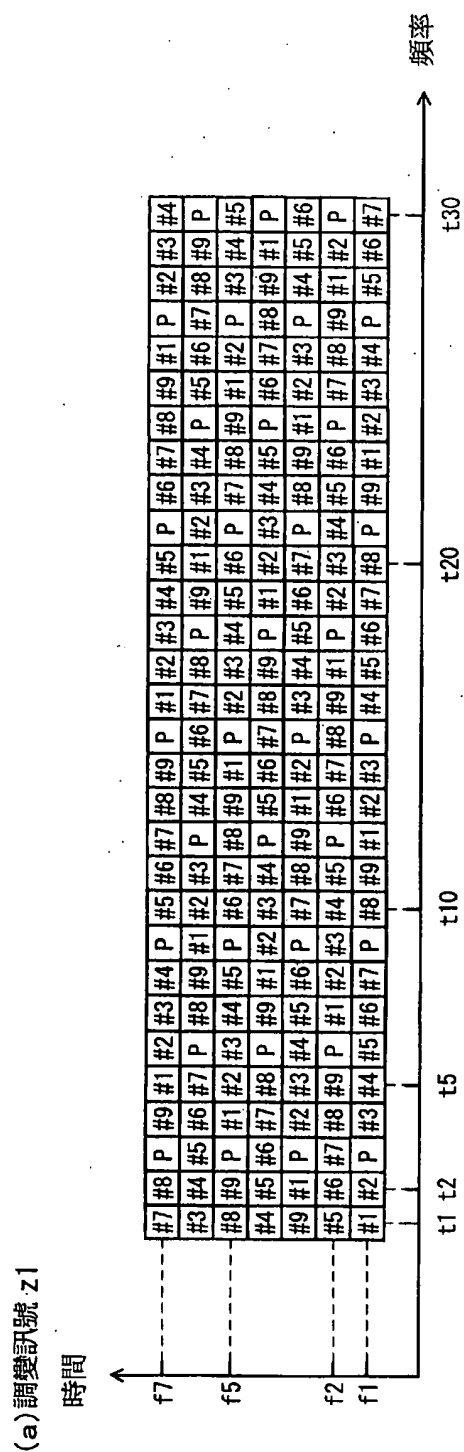
(a) 調變訊號 Z1



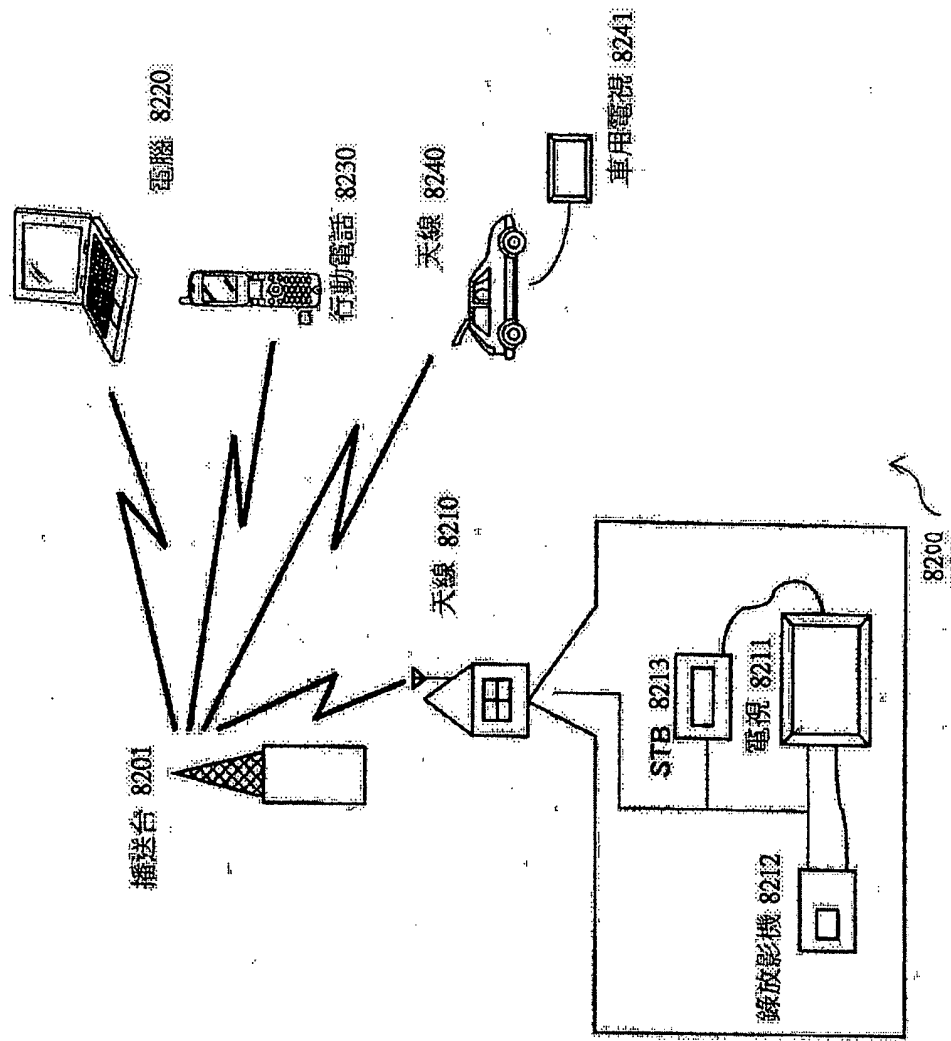
(b) 調變訊號 Z2



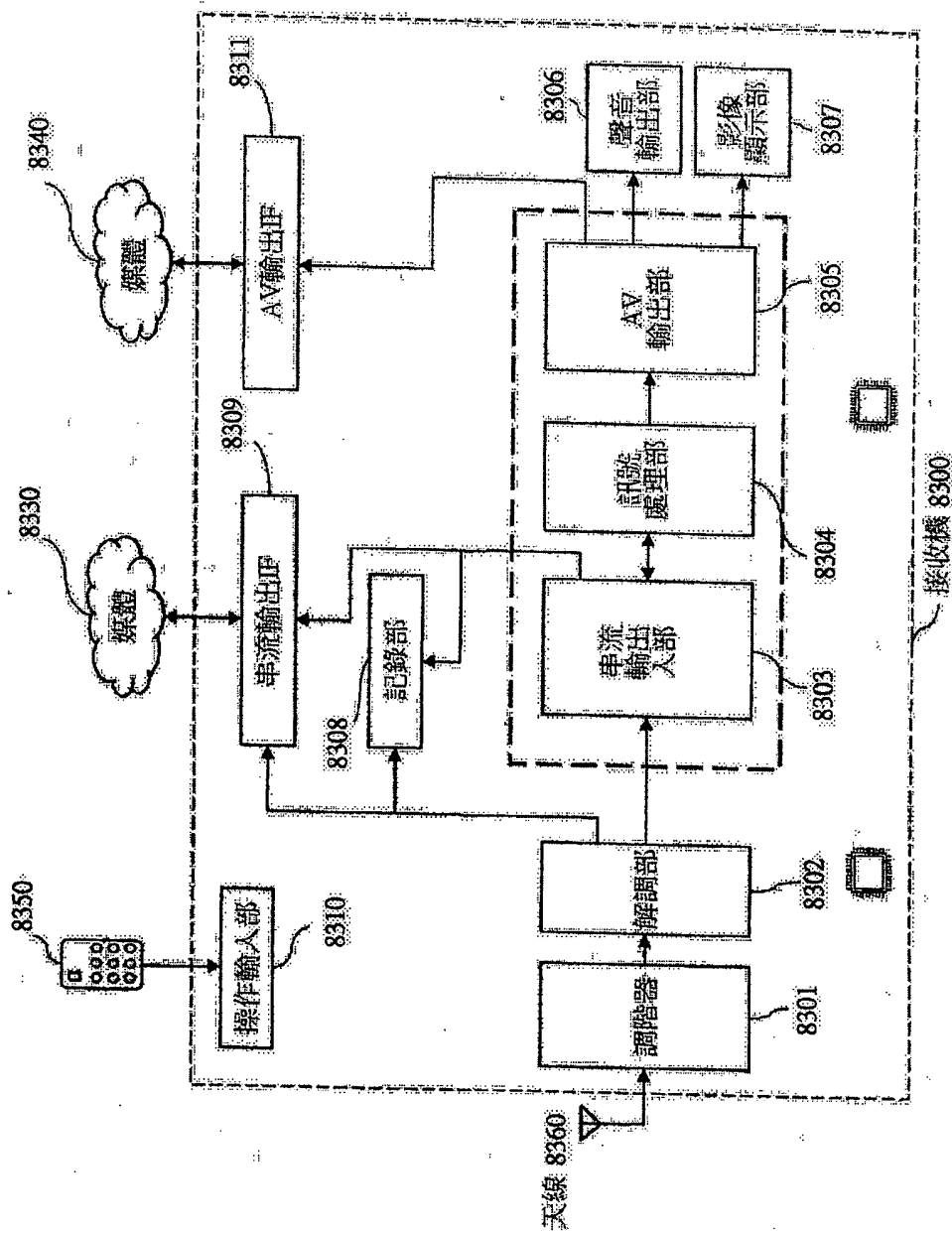
第79圖



第80圖



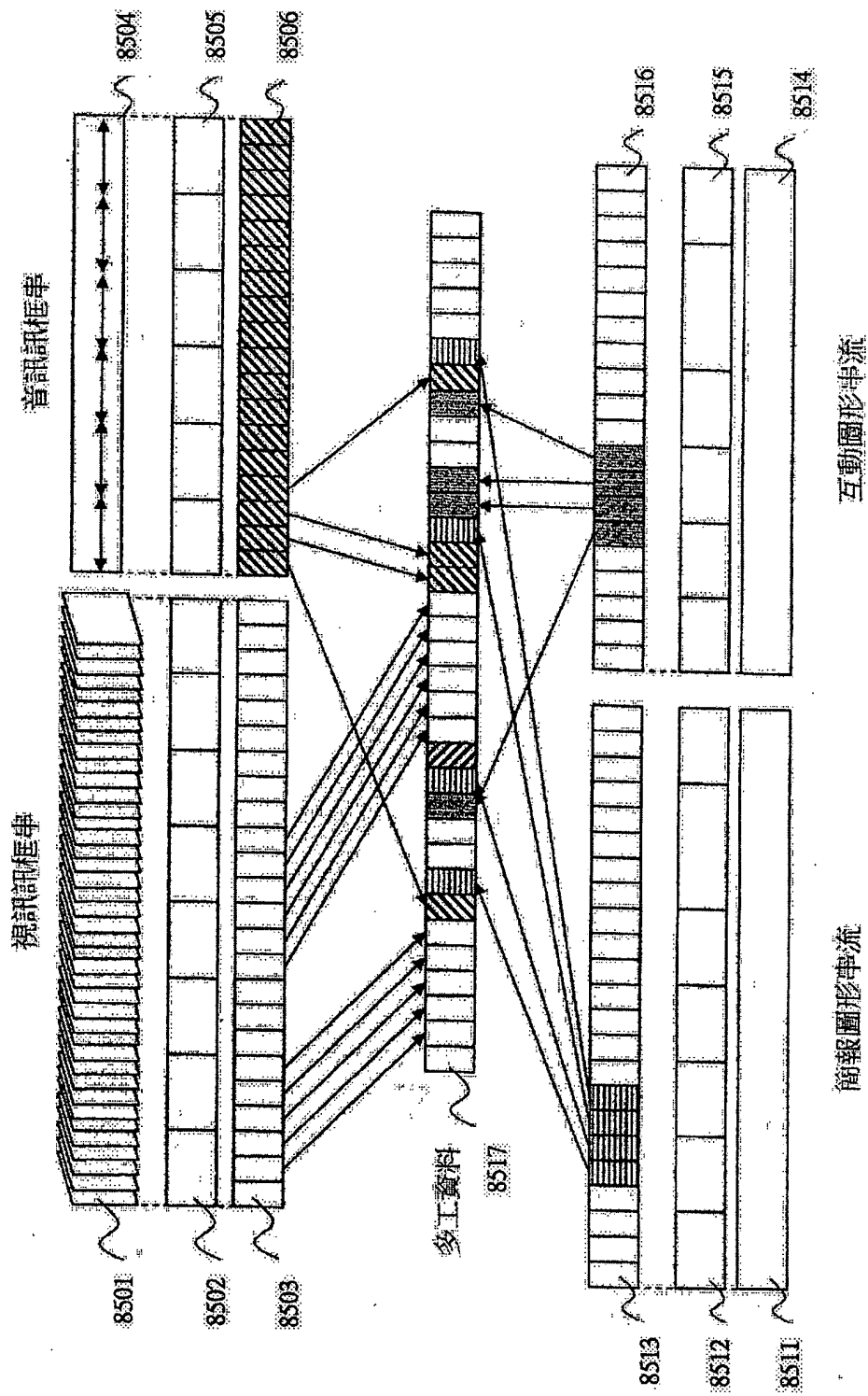
第82圖



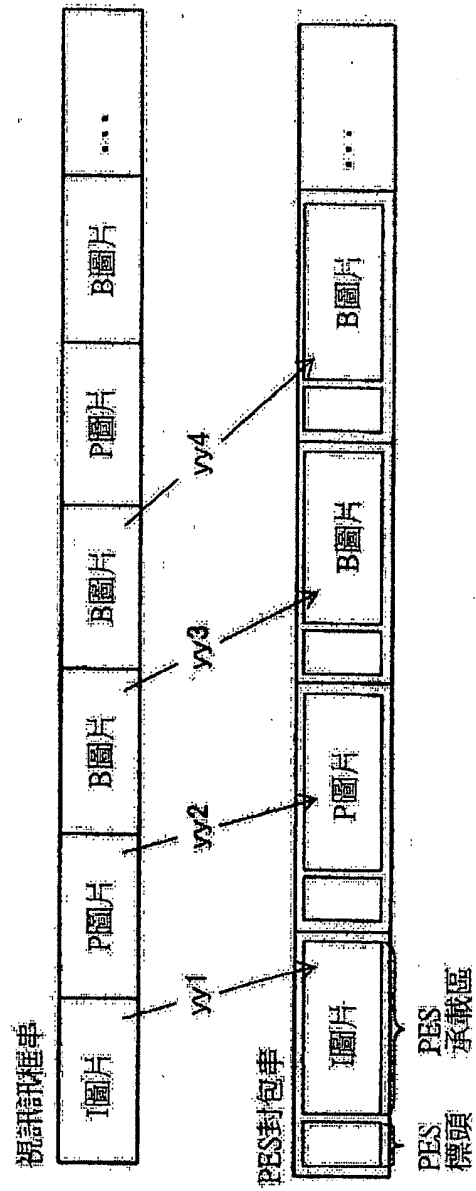
第83圖

視訊串流(PID=0x101I 主影像)
音訊串流(PID=0x1100)
音訊串流(PID=0x1101)
簡報圖形串流(PID=0x1200)
簡報圖形串流(PID=0x1201)
互動圖形串流(PID=0x1400)
視訊串流(PID=0x1B00 副影像)
視訊串流(PID=0x1B01 副影像)

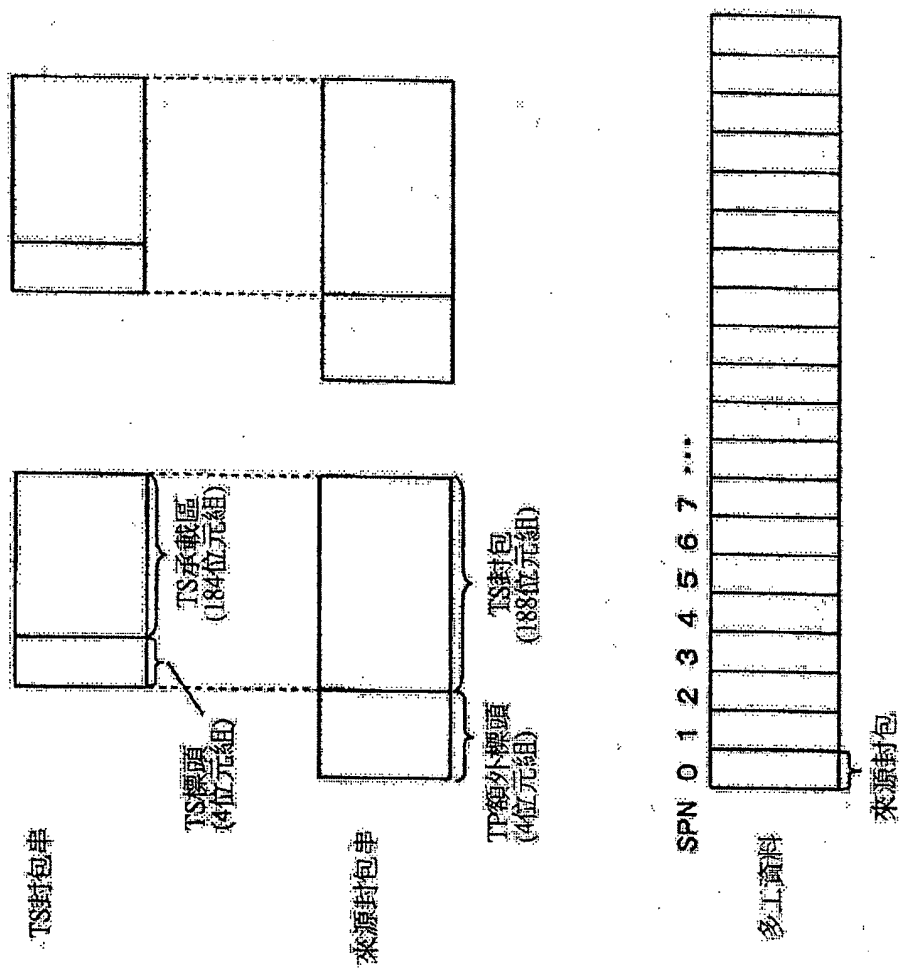
第84圖



第85圖

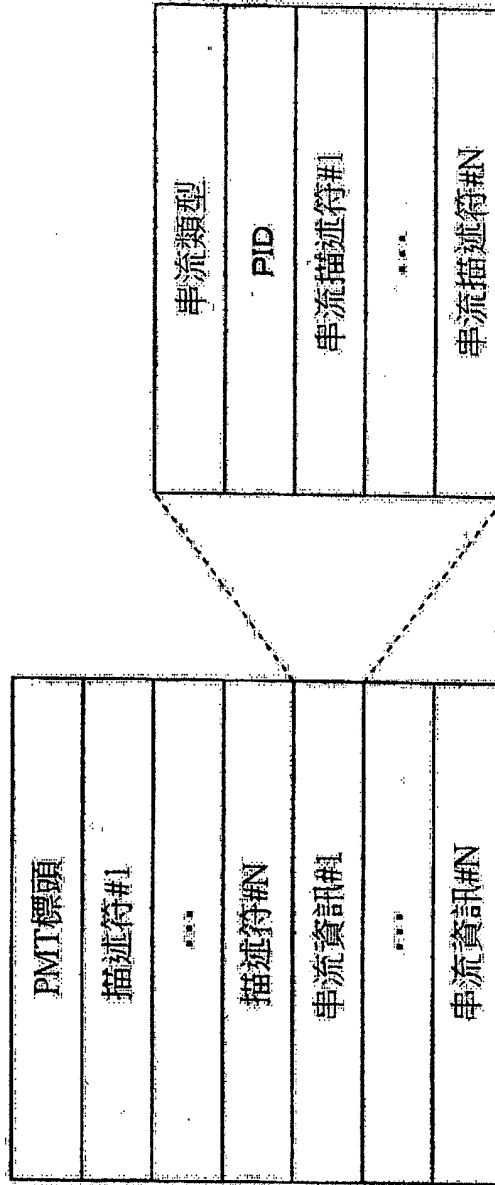


第86圖

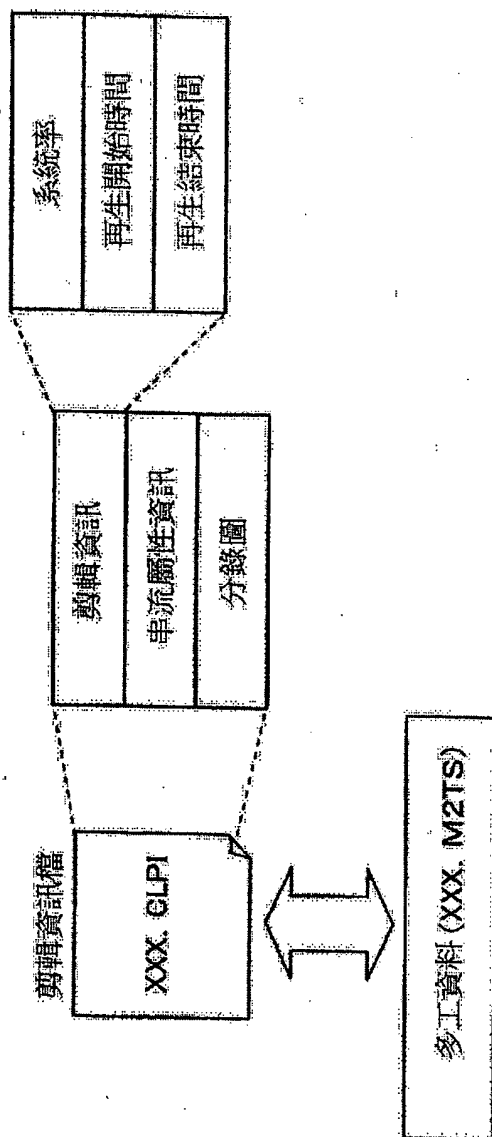


第87圖

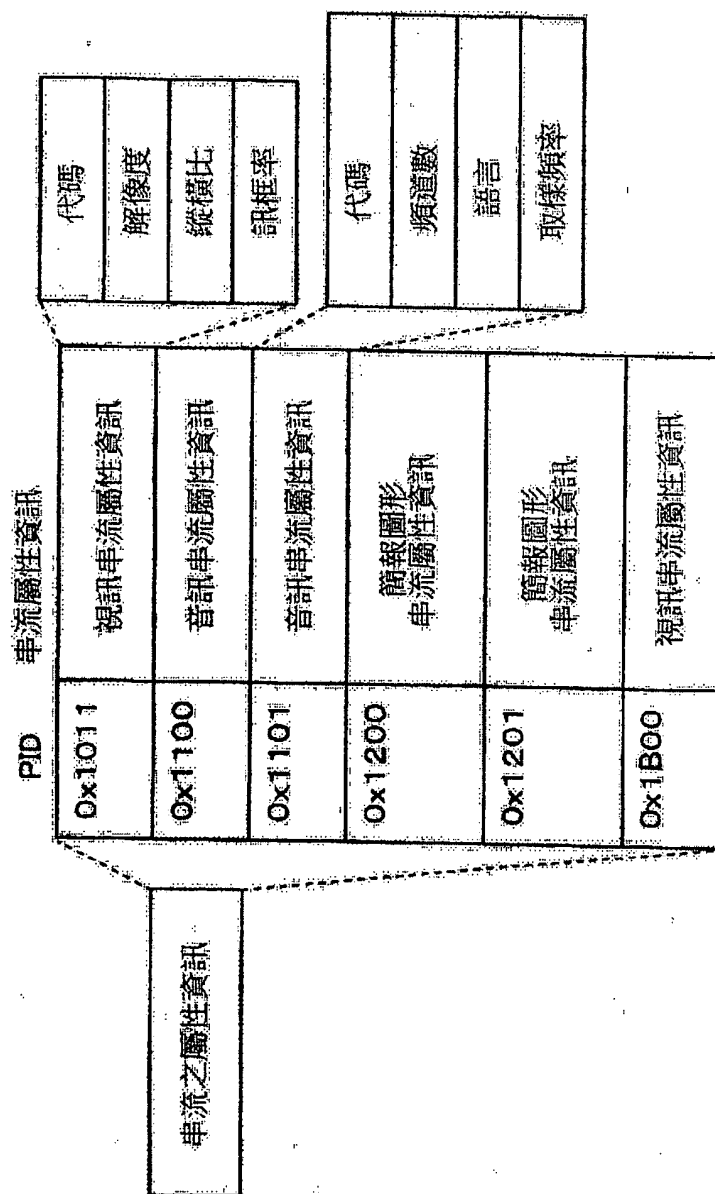
PMT之資料構造



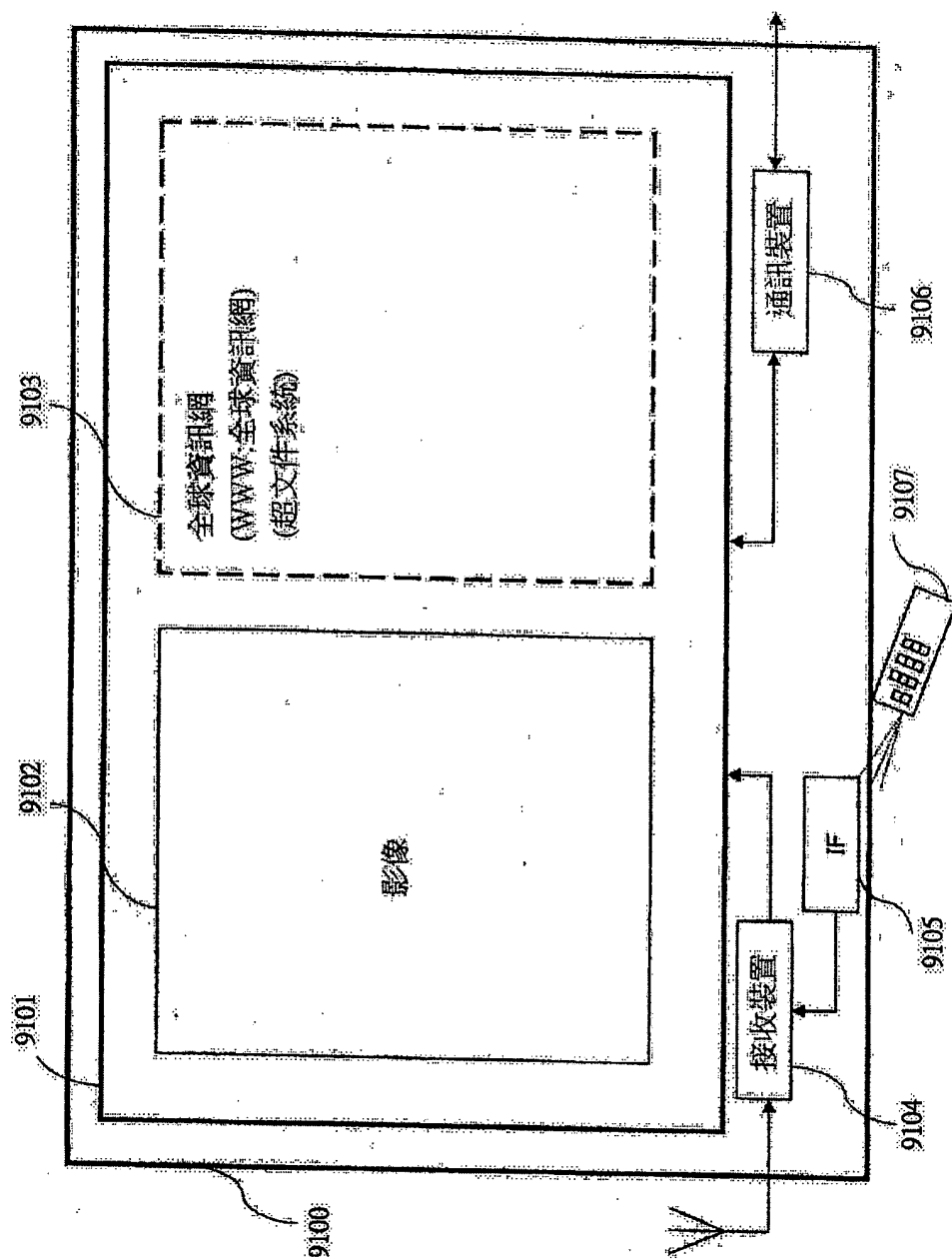
第88圖



第89圖



第90圖



第91圖

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（ 63 ）圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

t1、t2、t3、t4...時間

f1、f2、f3、f5、f10、f15...載波

z1、z2...調變訊號

630a、630b、631a、631b、632a、632b...符元

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

發明領域

本發明係特別關於一種利用多天線進行通訊之預編碼方法、預編碼裝置、發送方法、發送裝置、接收方法及接收裝置。

【先前技術】

發明背景

以往利用多天線之通訊方法包括例如稱為MIMO (Multiple-Input Multiple-Output：多輸入多輸出)之通訊方法。由MIMO所代表的多天線通訊係分別調變複數個序列之發送資料，並從不同天線同時發送各調變訊號，藉此提高資料之通訊速度。

第28圖係表示發送天線數2個、接收天線數2個、發送調變訊號(發送串流)數2個時之收發裝置之構成之一例。發送裝置係將已編碼之資料予以交錯，調變交錯後之資料，進行頻率轉換等而生成發送訊號，發送訊號則從天線發送。此時，在同一時刻、同一頻率從發送天線發送各自不同的調變訊號之方式，係空間多工MIMO方式。

此時，於專利文獻1提案一種發送裝置，係就各發送天線具備不同交錯模式者。總言之，於第28圖之發送裝置，2個交錯(π_a 、 π_b)具備互異之交錯模式。然後，於接收裝置，如非專利文獻1、非專利文獻2所示，藉由反覆進行利用軟值之檢波方法(第28圖之MIMO偵測器)來提升接收品質。

然而，作為無線通訊之實際傳播環境之模型，存在有由瑞雷衰退環境所代表的NLOS (non-line of sight：非直視性)環境、由萊斯衰退環境所代表的LOS (line of sight：直視性)環境。於發送裝置發送單一調變訊號，於接收裝置，對於以複數個天線所接收的訊號進行最大比率合成，對於最大比率合成後之訊號進行解調及解碼時，於LOS環境下，尤其於表示直接波接收電力相對於散射波接收電力之大小之萊斯因子較大的環境下，可獲得良好的接收品質。然而，視依傳送方式(例如於空間多工MIMO傳送方式)不同，當萊斯因子變大時可能發生接收品質劣化的問題。(參考非專利文獻3)

第29(A)、(B)圖係表示於瑞雷衰退環境及萊斯因子 $K=3、10、16\text{dB}$ 之萊斯衰退環境下，將受到LDPC (low-density parity-check：低密度奇偶校驗)編碼之資料進行 2×2 (2天線發送、2天線接收)空間多工MIMO傳送時之BER(Bit Error Rate：位元錯誤率)特性(縱軸：BER、橫軸：SNR (signal-to-noise power ratio：訊號雜訊功率比))之模擬結果之一例。第29(A)圖係表示不進行反覆檢波之Max-log-APP(參考非專利文獻1、非專利文獻2)(APP：a posterior probability(後驗機率))之BER特性，第29(B)圖係表示進行反覆檢波之Max-log-APP(參考非專利文獻1、非專利文獻2)(反覆次數5次)之BER特性。從第29(A)、(B)圖可知，無論進行或不進行反覆檢波，於空間多工MIMO系統均可確認當萊斯因子變大時，接收品質會劣化。由此可知以

成例。

第5圖係訊框構成例。

第6圖係預編碼權重切換方法例。

第7圖係接收裝置之構成例。

第8圖係接收裝置之訊號處理部之構成例。

第9圖係接收裝置之訊號處理部之構成例。

第10圖係解碼處理方法。

第11圖係接收狀態例。

第12圖(A)、(B)係BER特性例。

第13圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第14圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第15圖(A)、(B)係訊框構成例。

第16圖(A)、(B)係訊框構成例。

第17圖(A)、(B)係訊框構成例。

第18圖(A)、(B)係訊框構成例。

第19圖(A)、(B)係訊框構成例。

第20圖係接受品質惡劣點之位置。

第21圖係接受品質惡劣點之位置。

第22圖係訊框構成之一例。

第23圖係訊框構成之一例。

第24圖(A)、(B)係映射方法之一例。

第25圖(A)、(B)係映射方法之一例。

第26圖係加權合成部之構成例。

第27圖係符元之重排方法之一例。

第28圖係空間多工MIMO傳送系統之收發裝置之構成例。

第29圖(A)、(B)係BER特性例。

第30圖係空間多工型之 2×2 MIMO系統模型例。

第31圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第32圖係接收惡劣點之位置。

第33圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第34圖係接收惡劣點之位置。

第35圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第36圖係接收惡劣點之複數平面之最小距離之特性例。

第37圖係接收惡劣點之複數平面之最小距離之特性例。

第38圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第39圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第40圖係實施形態7之發送裝置之構成之一例。

第41圖係發送裝置所發送的調變訊號之訊框構成之一例。

第42圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第43圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第44圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第45圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第46圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第47圖(A)、(B)係時間-頻率軸之訊框構成之一例。

第48圖(A)、(B)係時間-頻率軸之訊框構成之一例。

第49圖係訊號處理方法。

第50圖係利用時空區塊碼時之調變訊號之構成。

第51圖係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第52圖係發送裝置之構成之一例。

第53圖係第52圖之調變訊號生成部#1~#M之構成之一例。

第54圖係表示第52圖之OFDM方式關連處理部(5207_1及5207_2)之構成之圖。

第55圖(A)、(B)係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第56圖係接收裝置之構成之一例。

第57圖係表示表示第56圖之OFDM方式關連處理部(5600_X及5600_Y)之構成之圖。

第58圖(A)、(B)係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第59圖係播送系統之一例。

第60圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第61圖(a)、(b)係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第62圖(a)、(b)係未獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第63圖(a)、(b)係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第64圖(a)、(b)係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第65圖(a)、(b)係第63圖之符元配置例之頻率軸方向與時間軸方向經置換後之符元配置例。

第66圖(a)、(b)係第64圖之符元配置例之頻率軸方向與時間軸方向經置換後之符元配置例。

第67圖(a)、(b)、(c)、(d)係表示符元之配置順序例之圖。

第68圖(a)、(b)、(c)、(d)係前導符元未插入於資料符元間的情況下之符元配置例。

第69圖(a)、(b)係前導符元插入於資料符元間之圖。

第70圖(a)、(b)係表示於直接插入前導符元時，存在有無法實現可獲得高接收品質之符元配置處之符元配置例。

第71圖(a)、(b)係前導符元插入於資料符元間的情況下之符元配置例。

第72圖(a)、(b)係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第73圖(a)、(b)係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第74圖(a)、(b)係已擴大使得預編碼矩陣不同之範圍時之訊框構成例。

第75圖(a)、(b)係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第76圖(a)、(b)係對應於第75圖之可獲得高接收品質之符元配置例。

第77圖(a)、(b)係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第78圖(a)、(b)係對應於第77圖之可獲得高接收品質之符元配置例。

第79圖(a)、(b)係於已擴大使得預編碼矩陣不同之範圍時之符元配置例，將前導符元插入於資料符元間之情況下之符元配置例。

第80圖(a)、(b)係採行與第70圖不同之預編碼矩陣之分派方式之符元配置例。

第81圖(a)、(b)係採行與第70圖不同之預編碼矩陣之分派方式之符元配置例。

第82圖係數位播送用系統之全體構成圖。

第83圖係接收機之構成例之方塊圖。

第84圖係表示多工資料之構成之圖。

第85圖係模式性地表示各串流如何於多工資料中受到多工之圖。

第86圖係表示視訊串流如何儲存於PES封包串之詳細圖。

第87圖係表示多工資料之TS封包及來源封包之構造之圖。

第88圖係表示PMT之資料構成之圖。

第89圖係表示多工資料資訊之內部構成之圖。

第90圖係表示串流屬性資訊之內部構成之圖。

第91圖係影像顯示、聲音輸出裝置之構成圖。

【實施方式】

用以實施發明之形態

以下參考圖式來詳細說明有關本發明之實施型態。

(實施形態1)

詳細說明有關本實施形態之發送方法、發送裝置、接收方法、接收裝置。

進行本發明前，先說明有關習知系統之空間多工MIMO傳送系統中之發送方法、解碼方法之概要。

於第1圖表示 $N_t \times N_r$ 空間多工MIMO系統之構成。資訊向量 z 被施以編碼及交錯。然後，獲得編碼後位元之向量 $u=(u_1, \dots, u_{N_t})$ 。其中， $u_i=(u_{i1}, \dots, u_{iM})$ (M ：每符元之發送位元數)。若設為發送向量 $s=(s_1, \dots, s_{N_t})^T$ 時，從發送天線 $\#i$ 表現為發送訊號 $s_i=\text{map}(u_i)$ ，若將發送能量予以標準化，則表現為 $E\{|s_i|^2\}=E_s/N_t$ (E_s ：每通道之總能量)。然後，若將接收向量設為 $y=(y_1, \dots, y_{N_r})^T$ 時，則表現如式(1)。

[數1]

$$\begin{aligned} y &= (y_1, \dots, y_{N_r})^T \\ &= \mathbf{H}_{N_t N_r} \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned}$$

… 式(1)

此時， $\mathbf{H}_{N_t N_r}$ 為通道矩陣， $\mathbf{n}=(n_1, \dots, n_{N_r})^T$ 為雜訊向量， n_i 為平均值0、偏差 σ_2 之i.i.d.複數高斯雜訊。從接收機所導入的發送符元及接收符元的關係來看，關於接收向量之機率可如式(2)以多次元高斯分布來賦予。

LDPC碼、渦輪碼等之錯誤更正編碼，並輸出編碼後之資料303B。

交錯器304B係以編碼後之資料303B、訊框構成訊號313作為輸入，進行交錯、亦即進行順序重排，並輸出交錯後之資料305B。(根據訊框構成訊號313，交錯之方法亦可切換。)

映射部306B係將交錯後之資料305B、訊框構成訊號313作為輸入，施以QPSK (Quadrature Phase Shift Keying：正交相位鍵移)、16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation：16正交調幅)、64QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation：64正交調幅)等之調變，並輸出基頻訊號307B。(根據訊框構成訊號313，調變方式亦可切換。)

加權合成資訊生成部314係以訊框構成訊號313作為輸入，並輸出有關根據訊框構成訊號313之加權合成方法之資訊315。再者，加權合成方法之特徵在於規則地切換加權合成方法。

加權合成部308A係以基頻訊號307A、基頻訊號307B、關於加權合成方法之資訊315作為輸入，根據關於加權合成方法之資訊315來加權合成基頻訊號307A及基頻訊號307B，並輸出加權合成後之訊號309A。再者，關於加權合成方法的細節係於下文詳細說明。

無線部310A係以加權合成後之訊號309A作為輸入，施以正交調變、帶區限制、頻率轉換、放大等處理，並輸出發送訊號311A，發送訊號311A係從天線312A作為電波輸

出。

加權合成部308B係以基頻訊號307A、基頻訊號307B、關於加權合成方法之資訊315作為輸入，根據關於加權合成方法之資訊315來加權合成基頻訊號307A及基頻訊號307B，並輸出加權合成後之訊號309B。

於第26圖表示加權合成部之構成。基頻訊號307A係與 $w11(t)$ 乘算而生成 $w11(t)s1(t)$ ，與 $w21(t)$ 乘算而生成 $w21(t)s1(t)$ 。同樣地，基頻訊號307B係與 $w12(t)$ 乘算而生成 $w12(t)s2(t)$ ，與 $w22(t)$ 乘算而生成 $w22(t)s2(t)$ 。接著，獲得 $z1(t)=w11(t)s1(t)+w12(t)s2(t)$ 、 $z2(t)=w21(t)s1(t)+w22(t)s2(t)$ 。

再者，關於加權合成方法的細節係於下文詳細說明。

無線部310B係以加權合成後之訊號309B作為輸入，施以正交調變、帶區限制、頻率轉換、放大等處理，並輸出發送訊號311B，發送訊號311B係從天線312B作為電波輸出。

第4圖係表示與第3圖不同之發送裝置400之構成例。於第4圖，說明關於與第3圖不同的部分。

編碼部402係以資訊(資料)401、訊框構成訊號313作為輸入，根據訊框構成訊號313來進行錯誤更正編碼，並輸出編碼後之資料403。

分配部404係以編碼後之資料403作為輸入，進行分配而輸出資料405A及資料405B。再者，於第4圖雖記載編碼部為1個的情況，但並不限於此，關於編碼部設為 m (m 為1以上之整數)，分配部將各編碼部所製作的編碼資料分成二

內部MIMO檢波部803係將 $E(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7)$ 作為訊號804而輸出。

對數概似算出部805A係以訊號804作為輸入，算出位元 $b_0、b_1、b_2$ 及 b_3 之對數概似(log likelihood)，並輸出對數概似訊號806A。其中，於對數概似算出中，算出“1”時之對數概似及“0”時之對數概似。其算出方法係如式(28)、式(29)、式(30)所示，關於細節則表示於非專利文獻2、非專利文獻3。

同樣地，對數概似算出部805B係以訊號804作為輸入，算出位元 $b_4、b_5、b_6$ 及 b_7 之對數概似，並輸出對數概似訊號806B。

解交錯器(807A)係以對數概似訊號806A作為輸入，進行與交錯器(第3圖之交錯器(304A))相對應之解交錯，並輸出解交錯後之對數概似訊號808A。

同樣地，解交錯器(807B)係以對數概似訊號806B作為輸入，進行與交錯器(第3圖之交錯器(304B))相對應之解交錯，並輸出解交錯後之對數概似訊號808B。

對數概似比算出部809A係以解交錯後之對數概似訊號808A作為輸入，算出以第3圖之編碼器302A編碼後之位元之對數概似比(LLR: Log-Likelihood Ratio)，輸出對數概似比訊號810A。

同樣地，對數概似比算出部809B係以解交錯後之對數概似訊號808B作為輸入，算出以第3圖之編碼器302B編碼後之位元之對數概似比(LLR: Log-Likelihood Ratio)，輸出對數概似比訊號810B。

軟入/軟出解碼器811A係以對數概似比訊號810A作為輸入，進行解碼並輸出解碼後之對數概似比812A。

同樣地，軟入/軟出解碼器811B係以對數概似比訊號810B作為輸入，進行解碼並輸出解碼後之對數概似比812B。

<反覆解碼(反覆檢波)的情況、反覆次數k>

交錯器(813A)係以第k-1次軟入/軟出解碼所獲得的解碼後之對數概似比812A作為輸入，進行交錯並輸出交錯後之對數概似比814A。此時，交錯器(813A)之交錯模式係與第3圖之交錯器(304A)之交錯模式相同。

交錯器(813B)係以第k-1次軟入/軟出解碼所獲得的解碼後之對數概似比812B作為輸入，進行交錯並輸出交錯後之對數概似比814B。此時，交錯器(813B)之交錯模式係與第3圖之交錯器(304B)之交錯模式相同。

內部MIMO檢波部803係以基頻訊號816X、變形通道推定訊號群817X、基頻訊號816Y、變形通道推定訊號群817Y、交錯後之對數概似比814A、交錯後之對數概似比814B作為輸入。在此，不利用基頻訊號801X、通道推定訊號群802X、基頻訊號801Y、通道推定訊號群802Y而利用基頻訊號816X、變形通道推定訊號群817X、基頻訊號816Y、變形通道推定訊號群817Y，此係由於反覆解碼會發生延遲時間。

內部MIMO檢波部803之反覆解碼時之動作與初始檢波時之動作之相異點在於，將交錯後之對數概似比814A、交

錯後之對數概似比814B利用在訊號處理時。內部MIMO檢波部803首先與初始檢波時同樣地求出 $E(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7)$ 。此外還從交錯後之對數概似比814A、交錯後之對數概似比814B，求出相當於式(11)、式(32)之係數。然後，利用該求出之係數來修正 $E(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7)$ 之值，該值設為 $E'(b_0、b_1、b_2、b_3、b_4、b_5、b_6、b_7)$ 並作為訊號804而輸出。

對數概似算出部805A係以訊號804作為輸入，算出位元 $b_0、b_1、b_2$ 及 b_3 之對數概似(log likelihood)，並輸出對數概似訊號806A。其中，於對數概似算出中，算出“1”時之對數概似及“0”時之對數概似。其算出方法係如式(31)、式(32)、式(33)所示，並表示於非專利文獻2、非專利文獻3。

同樣地，對數概似算出部805B係以訊號804作為輸入，算出位元 $b_4、b_5、b_6$ 及 b_7 之對數概似，並輸出對數概似訊號806B。解交錯以後的動作係與初始檢波相同。

再者，於第8圖雖表示有關進行反覆檢波時之訊號處理部之構成，但反覆檢波並非獲得良好接收品質時所必需的構成，在構成上亦可不具有僅對反覆檢波所必要的構成部分、交錯器813A、813B。此時，內部MIMO檢波部803不進行反覆性檢波。

然後，於本實施形態，重要部分係在於進行 $H(t)W(t)$ 運算。再者，如非專利文獻5等所示，利用QR分解來進行初始檢波、反覆檢波亦可。

又，如非專利文獻11所示，根據 $H(t)W(t)$ 進行MMSE

(Minimum Mean Square Error：最小均方誤差)、ZF(Zero Forcing：零強制)之線性運算而進行初始檢波亦可。

第9圖係與第8圖不同之訊號處理部之構成，其為第4圖之發送裝置所發送的調變訊號用之訊號處理部。與第8圖之相異點在於軟入/軟出解碼器之數目，軟入/軟出解碼器901係以對數概似比訊號810A、810B作為輸入，進行解碼並輸出解碼後之對數概似比902。分配部903係以解碼後之對數概似比902作為輸入而進行分配。關於其他部分則與第8圖為同樣動作。

於第12圖表示在與第29圖時同樣的條件下，傳送方法採用利用本實施形態之預編碼權重之發送方法時之BER特性。第12(A)圖係表示不進行反覆檢波之Max-log-APP (參考非專利文獻1、非專利文獻2)(APP：a posterior probability (後驗機率))之BER特性，第12(B)圖係表示進行反覆檢波之Max-log-APP(參考非專利文獻1、非專利文獻2)(反覆次數5次)之BER特性。若比較第12圖與第29圖，可知當採用本實施形態之發送方法時，萊斯因子大時之BER特性會比採用空間多工MIMO傳送時之BER特性大幅改善，可確認本實施形態之方式之有效性。

如以上，如本實施形態，MIMO傳送系統之發送裝置從複數個天線發送複數個調變訊號時，隨著時間切換預編碼權重，並且規則地進行切換，藉此可於直接波所支配的LOS環境下，獲得與以往採用空間多工MIMO傳送時相比，更提升傳送品質的效果。

排，並輸出重排後之訊號1405B。再者，關於重排係於下文詳細敘述。

反快速傅利葉轉換部1406B係以重排後之訊號1405B作為輸入，施以反快速傅利葉轉換，並輸出反傅利葉轉換後之訊號1407B。

無線部1408B係以反傅利葉轉換後之訊號1407B作為輸入，進行頻率轉換、放大等處理，並輸出調變訊號1409B，調變訊號1409B係從天線1410B作為電波輸出。

於第3圖之發送裝置，由於並非利用多載波之傳送裝置，因此如第6圖以4週期的方式切換預編碼，於時間軸方向配置預編碼後之符元。採用如第13圖所示之OFDM方式般之多載波傳送方式時，當然可考慮如第3圖，於時間軸方向配置預編碼後之符元，就各(子)載波進行配置之方式，但多載波傳送方式時，可考慮利用頻率軸方向、或頻率軸・時間軸兩者而配置之方法。下文說明有關該點。

第15圖係表示橫軸頻率、縱軸時間之第14圖之重排部1404A、1404B之符元之重排方法之一例；頻率軸係由(子)載波0至(子)載波9所構成，調變訊號z1及z2係於同一時刻(時間)使用同一頻帶，第15(A)圖係表示調變訊號z1之符元之重排方法，第15(B)圖係表示調變訊號z2之符元之重排方法。序列並列轉換部1402A係對於作為輸入之加權後之訊號1401A之符元，依序派分號碼#1、#2、#3、#4、…。此時，如第15(A)圖，從載波0依序配置符元#1、#2、#3、#4、…，於時刻\$1配置符元#1至#9，其後於時刻\$2配置符元#10至

#19，如上規則地配置。

同樣地，序列並列轉換部1402B係對於作為輸入之加權後之訊號1401B之符元，依序派分號碼#1、#2、#3、#4、…。此時，如第15(B)圖，從載波0依序配置符元#1、#2、#3、#4、…，於時刻\$1配置符元#1至#9，其後於時刻\$2配置符元#10至#19，如上規則地配置。再者，調變訊號 z_1 、 z_2 為複數訊號。

然後，第15圖所示之符元群1501、符元群1502係採用第6圖所示之預編碼權重切換方法時之1週期份之符元，符元#0係利用第6圖之時槽 $4i$ 之預編碼權重時之符元；符元#1係利用第6圖之時槽 $4i+1$ 之預編碼權重時之符元；符元#2係利用第6圖之時槽 $4i+2$ 之預編碼權重時之符元；符元#3係利用第6圖之時槽 $4i+3$ 之預編碼權重時之符元。因此，於符元# x ， $x \bmod 4$ 為0時，符元# x 係利用第6圖之時槽 $4i$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 4$ 為1時，符元# x 係利用第6圖之時槽 $4i+1$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 4$ 為2時，符元# x 係利用第6圖之時槽 $4i+2$ 之預編碼權重時之符元； $x \bmod 4$ 為3時，符元# x 係利用第6圖之時槽 $4i+3$ 之預編碼權重時之符元。

如此，採用OFDM方式等多載波傳送方式時，與單載波傳送時不同，具有可將符元排在頻率軸方向之特徵。然後，關於符元之排列方式並不限於如第15圖之排列方式。利用第16圖、第17圖來說明其他例。

第16圖係表示與第15圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第14圖之重排部1404A、1404B之符元之重排方法之一例；

形態1所說明，保持有複數個錯誤更正碼之編碼部，根據訊框構成訊號313，例如1個編碼器、2個編碼器、4個編碼器之某一數目的編碼器會動作。

1個編碼器動作時，發送位元(4001)被進行編碼，獲得編碼後之發送位元，將該編碼後之發送位元分配給2系統，編碼器群(4002)輸出已分配位元(4003A)及已分配位元(4003B)。

2個編碼器動作時，將發送位元(4001)分割為2個(稱為分割位元A、B)，第1編碼器係以分割位元A作為輸入而進行編碼，將編碼後之位元作為已分配位元(4003A)輸出。第2編碼器係以分割位元B作為輸入而進行編碼，將編碼後之位元作為已分配位元(4003B)輸出。

4個編碼器動作時，將發送位元(4001)分割為4個(稱為分割位元A、B、C、D)，第1編碼器係以分割位元A作為輸入而進行編碼，並輸出編碼後之位元A。第2編碼器係以分割位元B作為輸入而進行編碼，並輸出編碼後之位元B。第3編碼器係以分割位元C作為輸入而進行編碼，並輸出編碼後之位元C。第4編碼器係以分割位元D作為輸入而進行編碼，並輸出編碼後之位元D。然後，將編碼後之位元A、B、C、D分割為已分配位元(4003A)、已分配位元(4003B)。

作為一例，發送裝置係支援如以下表1(表1A及表1B)之發送方法。

[表 1A]

發送調變訊號數 (發送天線數)	調變方式	編碼器數	錯誤更正編碼方法	發送資訊	預編碼矩陣切換方法
1	QPSK	1	A	00000000	-
			B	00000001	-
			C	00000010	-
	16QAM	1	A	00000011	-
			B	00000100	-
			C	00000101	-
	64QAM	1	A	00000110	-
			B	00000111	-
			C	00001000	-
	256QAM	1	A	00001001	-
			B	00001010	-
			C	00001011	-
	1024QAM	1	A	00001100	-
			B	00001101	-
			C	00001110	-

如第51圖，若僅以1個調變訊號 $z1$ ，定期傳送該等訊號，則可對通訊對象傳送該等資訊。又，須傳送傳送路之變動，亦即接收裝置用以推定通道變動之符元(例如前導符元、參考符元、後置、在接收時已知之(PSK: Phase Shift Keying(相位鍵移))符元)。於第47圖、第48圖，省略該等符元而記述，但實際上，用以推定通道變動之符元包含於時間-頻率軸之訊框構成。因此，各載波群並非僅由用以傳送資料之符元來構成。(關於該點，於實施形態1亦同。)

第52圖係表示本實施形態之播送台(基地台)之發送裝置之構成之一例。發送方法決定部(5205)進行各載波群之載波數、調變方式、錯誤更正方式、錯誤更正碼之編碼率、發送方法等之決定，並作為控制訊號(5206)輸出。

調變訊號生成部#1(5201_1)係以資訊(5200_1)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出第47圖、第48圖之載波群#A之調變訊號 $z1$ (5202_1)及調變訊號 $z2$ (5203_1)。

同樣地，調變訊號生成部#2(5201_2)係以資訊(5200_2)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出第47圖、第48圖之載波群#B之調變訊號 $z1$ (5202_2)及調變訊號 $z2$ (5203_2)。

同樣地，調變訊號生成部#3(5201_3)係以資訊(5200_3)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出第47圖、第48圖之載波群#C之調變訊號 $z1$ (5202_3)及調變訊號 $z2$ (5203_3)。

同樣地，調變訊號生成部#4(5201_4)係以資訊(5200_4)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出第47圖、第48圖之載波群#D之調變訊號z1(5202_4)及調變訊號z2(5203_4)。

以下雖未圖示，但從調變訊號生成部#5到調變訊號生成部#M係同上。

然後，同樣地，調變訊號生成部#M(5201_M)係以資訊(5200_M)及控制訊號(5206)作為輸入，根據控制訊號(5206)之通訊方式之資訊，輸出某載波群之調變訊號z1(5202_M)及調變訊號z2(5203_N)。

OFDM方式關連處理部(5207_1)係以載波群#A之調變訊號z1(5202_1)、載波群#B之調變訊號z1(5202_2)、載波群#C之調變訊號z1(5202_3)、載波群#D之調變訊號z1(5202_4)、…、某載波群之調變訊號z1(5202_M)、及控制訊號(5206)作為輸入，進行重排並施以反傅利葉轉換、頻率轉換、放大等處理，輸出發送訊號(5208_1)；發送訊號(5208_1)係從天線(5209_1)作為電波輸出。

同樣地，OFDM方式關連處理部(5207_2)係以載波群#A之調變訊號z2(5203_1)、載波群#B之調變訊號z2(5203_2)、載波群#C之調變訊號z2(5203_3)、載波群#D之調變訊號z2(5203_4)、…、某載波群之調變訊號z2(5203_M)、及控制訊號(5206)作為輸入，進行重排並施以反傅利葉轉換、頻率轉換、放大等處理，輸出發送訊號(5208_2)；發送訊號(5208_2)係從天線(5209_2)作為電波輸出。

<條件#55>

Sc 為 2 以上且 $N-2$ 以下。

亦即，分派預編碼矩陣#1給載波 f_1 、時間 t_1 之符元時，於時間軸方向，分派僅以 Sc 之數值平移後之預編碼矩陣。總言之，對載波 f_1 、時間 t_2 之符元，分派以 $1+Sc$ 所示之號碼之預編碼矩陣，對載波 f_1 、時間 t_3 之符元，分派以 $1+Sc+Sc$ 所示之號碼之預編碼矩陣， $\dots$ ，對載波 f_1 、時間 t_n 之符元，分派已分派給時間 t_{n-1} 之符元之號碼 $+Sc$ ，以此類推。再者，加算所得值超過所準備的不同預編碼矩陣之數目 N 時，利用 N 設為5， Sc 設為2，對最小載波 f_1 、時間 t_1 分派預編碼矩陣#1時，對載波 f_1 、時間 t_2 分派預編碼矩陣#3($1+2(Sc)$)，對載波 f_1 、時間 t_3 分派預編碼矩陣#5($3+2(Sc)$)，對載波 f_1 、時間 t_4 分派預編碼矩陣#2($5+2(Sc)-5(N)$)，以此類推。

然後，當分派給最小載波號碼之各時間 t_x 之預編碼矩陣決定後，於頻率軸方向，分派已使得被分派給最小載波號碼之各時間之預編碼矩陣各遞增1之預編碼矩陣。例如於第63圖，於用於載波 f_1 、時間 t_1 之符元之預編碼矩陣設為預編碼矩陣#1時，諸如用於載波 f_2 、時間 t_1 之符元之預編碼矩陣為預編碼矩陣#2，用於載波 f_3 、時間 t_1 之符元之預編碼矩陣為預編碼矩陣#3，以此類推而分派乘以符元之預編碼矩陣。再者，於頻率軸方向，當預編碼矩陣之分派號碼達到 N 時則返回1，亦即進行迴圈。

如此，於第63圖，表示分派預編碼矩陣，並已執行預編碼之資料符元之符元配置例。於第63(a)圖所示之調變訊

號 $z1$ 、第63(b)圖所示之調變訊號 $z2$ ，係表示所準備的預編碼矩陣之個數設為5，作為上述 Sc 所加算的值設為3時之符元配置例。

觀看第63圖可知，配置有按照上述手法，利用已令預編碼矩陣之號碼平移之預編碼矩陣而執行預編碼之預編碼完畢之資料符元。觀看第63圖可知，即便是注意任一位置之資料符元的情況下，用於該受注意之資料符元之預編碼矩陣、與用於該受注意之資料符元在頻率軸方向、時間軸方向相鄰接之所有資料符元之預編碼矩陣係完全不同，可知呈符合上述<條件#53>之配置。其中，於時間軸、頻率方向相鄰接之資料符元為3個以下之資料符元A的情況下，鄰接之資料符元之個數設為 X 個時(X 為3以下)，於 X 個鄰接之資料符元與資料符元A，利用不同的預編碼矩陣。例如第63圖之 $f1$ 、 $t1$ 之資料符元只有2符元為鄰接之資料符元， $f1$ 、 $t2$ 之資料符元只有3符元為鄰接之資料符元， $f2$ 、 $t1$ 之資料符元只有3符元為鄰接之資料符元，但於該等資料符元，分派給與該資料符元相鄰接之資料符元之預編碼矩陣亦為不同的預編碼矩陣。

又，用於第63(a)圖之符元631a之預編碼矩陣、與用於符元630a之預編碼矩陣之索引之差距為 $4-1=3$ ，用於符元632a之預編碼矩陣、與用於符元631a之預編碼矩陣之索引之差距為 $2+5-4=3$ ，可知利用其值已加算3之號碼之預編碼矩陣，該 Sc 為 $2 \leq Sc \leq 3(5(N)-2)$ ，符合<條件#55>。

又，於第64圖，表示預編碼矩陣之個數設為5，作為上

已受到多工之多工資料發送至預定傳送帶區。

從播送台 8201 發送之訊號係由內建於各接收機、或與設置於外部之該當接收機之天線(例如天線 8210、8240)接收。各接收機係利用上述各實施形態所示之接收方法，解調天線所接收的訊號，取得多工資料。藉此，數位播送用系統 8200 可獲得上述各實施形態所說明的本申請發明之效果。

在此，多工資料所含之影像資料係利用例如依循 MPEG(Moving Picture Experts Group：動畫專家群組)2、MPEG4-AVC(Advanced Video Coding：進階視訊編碼)、VC-1 等規格之動畫編碼方法而編碼。又，多工資料所含之聲音資料係以例如杜比 AC(Audio Coding：音訊編碼)-3、Dolby Digital Plus、MLP(Meridian Lossless Packing：無失真壓縮)、DTS(Digital Theater Systems：數位劇院系統)、DTS-HD、線性 PCM(Pulse Coding Modulation：脈衝編碼調變)等聲音編碼方法而編碼。

第 83 圖係表示實施上述實施形態所說明的接收方法之接收機 8300 之構成之一例。第 83 圖所示之接收機 8300 係相當於第 82 圖所示之電視(television)8211、DVD 錄放影機 8212、STB(Set Top Box：機上盒)8213、電腦 8220、車用電視 8241 及行動電話 8230 等所具備的構成。接收機 8300 具備：調階器 8301，係將天線 8360 所接收的高頻訊號轉換成基頻訊號者；解調部 8302，係解調經頻率轉換之基頻訊號，取得多工資料者。上述各實施形態所示之接收方法係於解調部 8302 實施，藉此可獲得上述各實施形態所說明的本申

請發明之效果。

又，接收機8300具有：串流輸出入部8303，係從解調部8302所獲得的多工資料，分離出影像資料與聲音資料者；訊號處理部8304，係利用對應於經分離之影像資料之動態圖像解碼方法，將影像資料解碼為影像訊號，利用對應於經分離之聲音資料之聲音解碼方法，將聲音資料解碼為聲音訊號者；揚聲器等聲音輸出部8306，係輸出經解碼之聲音訊號者；顯示器等影像顯示部8307，係顯示經解碼之影像訊號者。

例如使用者係利用遙控器(遠程遙控器)8350，對操作輸入部8310發送所選台的頻道(所選台的(電視)節目、所選台的聲音播送)之資訊。如此一來，接收機8300係於天線8360接收之接收訊號，進行將相當於所選台頻道之訊號予以解碼、錯誤更正解碼等處理，獲得接收資料。此時，接收機8300係藉由獲得包含相當於所選台頻道之訊號所含之傳送方法(上述實施形態所述之傳送方法、調變方式、錯誤更正方式等)(關於此係於實施形態A1～實施形態A4敘述，又，如第5圖、第41圖所記載)之資訊之控制符元之資訊，可正確設定接收動作、解調方法、錯誤更正解碼等方法，可獲得包含於播送台(基地台)所發送的資料符元之資料。於上述，使用者係藉由遙控器8350來說明頻道選台之例，但利用接收機8300所搭載的選台鍵來將頻道選台，其動作亦與上述相同。

藉由上述構成，使用者可視聽接收機8300藉由上述各

第 1 圖係空間多工 MIMO 傳送系統之收發裝置之構成例。

第 2 圖係訊框(frame)構成之一例。

第 3 圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第 4 圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第 5 圖係訊框構成例。

第 6 圖係預編碼權重切換方法例。

第 7 圖係接收裝置之構成例。

第 8 圖係接收裝置之訊號處理部之構成例。

第 9 圖係接收裝置之訊號處理部之構成例。

第 10 圖係解碼處理方法。

第 11 圖係接收狀態例。

第 12 圖(A)、(B)係 BER 特性例。

第 13 圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第 14 圖係預編碼權重切換方法適用時之發送裝置之構成例。

第 15 圖(A)、(B)係訊框構成例。

第 16 圖(A)、(B)係訊框構成例。

第 17 圖(A)、(B)係訊框構成例。

第 18 圖(A)、(B)係訊框構成例。

第 19 圖(A)、(B)係訊框構成例。

第20圖係接受品質惡劣點之位置。

第21圖係接受品質惡劣點之位置。

第22圖係訊框構成之一例。

第23圖係訊框構成之一例。

第24圖(A)、(B)係映射方法之一例。

第25圖(A)、(B)係映射方法之一例。

第26圖係加權合成部之構成例。

第27圖係符元之重排方法之一例。

第28圖係空間多工MIMO傳送系統之收發裝置之構成例。

第29圖(A)、(B)係BER特性例。

第30圖係空間多工型之 2×2 MIMO系統模型例。

第31圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第32圖係接收惡劣點之位置。

第33圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第34圖係接收惡劣點之位置。

第35圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第36圖係接收惡劣點之複數平面之最小距離之特性例。

第37圖係接收惡劣點之複數平面之最小距離之特性例。

第38圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第39圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第40圖係實施形態7之發送裝置之構成之一例。

第41圖係發送裝置所發送的調變訊號之訊框構成之一例。

第42圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第43圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第44圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第45圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第46圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第47圖(A)、(B)係時間-頻率軸之訊框構成之一例。

第48圖(A)、(B)係時間-頻率軸之訊框構成之一例。

第49圖係訊號處理方法。

第50圖係利用時空區塊碼時之調變訊號之構成。

第51圖係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第52圖係發送裝置之構成之一例。

第53圖係第52圖之調變訊號生成部#1~#M之構成之一例。

第54圖係表示第52圖之OFDM方式關連處理部(5207_1及5207_2)之構成之圖。

第55圖(A)、(B)係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第56圖係接收裝置之構成之一例。

第57圖係表示表示第56圖之OFDM方式關連處理部(5600_X及5600_Y)之構成之圖。

第58圖(A)、(B)係時間-頻率軸之訊框構成之詳細例。

第59圖係播送系統之一例。

第60圖(a)、(b)係接收惡劣點之位置。

第61圖(a)、(b)係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第62圖(a)、(b)係未獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第63圖(a)、(b)係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第64圖(a)、(b)係獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第65圖(a)、(b)係第63圖之符元配置例之頻率軸方向與時間軸方向經置換後之符元配置例。

第66圖(a)、(b)係第64圖之符元配置例之頻率軸方向與時間軸方向經置換後之符元配置例。

第67圖(a)、(b)、(c)、(d)係表示符元之配置順序例之圖。

第68圖(a)、(b)、(c)、(d)係前導符元未插入於資料符元間的情況下之符元配置例。

第69圖(a)、(b)係前導符元插入於資料符元間之圖。

第70圖(a)、(b)係表示於直接插入前導符元時，存在有無法實現可獲得高接收品質之符元配置處之符元配置例。

第71圖(a)、(b)係前導符元插入於資料符元間的情況下之符元配置例。

第72圖(a)、(b)係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第73圖(a)、(b)係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第 74 圖(a)、(b)係已擴大使得預編碼矩陣不同之範圍時之訊框構成例。

第 75 圖(a)、(b)係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第 76 圖(a)、(b)係對應於第 75 圖之可獲得高接收品質之符元配置例。

第 77 圖(a)、(b)係已擴大使得可獲得高接收品質之調變訊號之預編碼矩陣不同之範圍之訊框構成例。

第 78 圖(a)、(b)係對應於第 77 圖之可獲得高接收品質之符元配置例。

第 79 圖(a)、(b)係於已擴大使得預編碼矩陣不同之範圍時之符元配置例，將前導符元插入於資料符元間之情況下之符元配置例。

第 80 圖(a)、(b)係採行與第 70 圖不同之預編碼矩陣之分派方式之符元配置例。

第 81 圖(a)、(b)係採行與第 70 圖不同之預編碼矩陣之分派方式之符元配置例。

第 82 圖係數位播送用系統之全體構成圖。

第 83 圖係接收機之構成例之方塊圖。

第 84 圖係表示多工資料之構成之圖。

第 85 圖係模式性地表示各串流如何於多工資料中受到多工之圖。

第 86 圖係表示視訊串流如何儲存於 PES 封包串之詳細圖。

第87圖係表示多工資料之TS封包及來源封包之構造之圖。

第88圖係表示PMT之資料構成之圖。

第89圖係表示多工資料資訊之內部構成之圖。

第90圖係表示串流屬性資訊之內部構成之圖。

第91圖係影像顯示、聲音輸出裝置之構成圖。

【主要元件符號說明】

$4i$ 、 $4i+1$ 、 $4i+2$ 、 $4i+3$ 、 Ni 、 $Ni+1$ 、 $Ni+k$ 、 u 、 $u+1$...符元號碼

$4i$ 、 $4i+1$ 、 $4i+2$ 、 $4i+3$...時刻、時槽

300、400...發送裝置

301A、301B、401...資訊(資料)

302A、302B、402...編碼部

303A、303B、403...編碼後之資料

304A、304B、813A、813B...交錯器

305A、305B、5305...交錯後之資料

306A、306B、5306_1、5306_2...映射部

307A、307B、704_X、704_Y、801X、801Y、816X、816Y、5307_1、

5307_2、 $s1(t)$ 、 $s2(t)$...基頻訊號

308A、308B、600...加權合成部

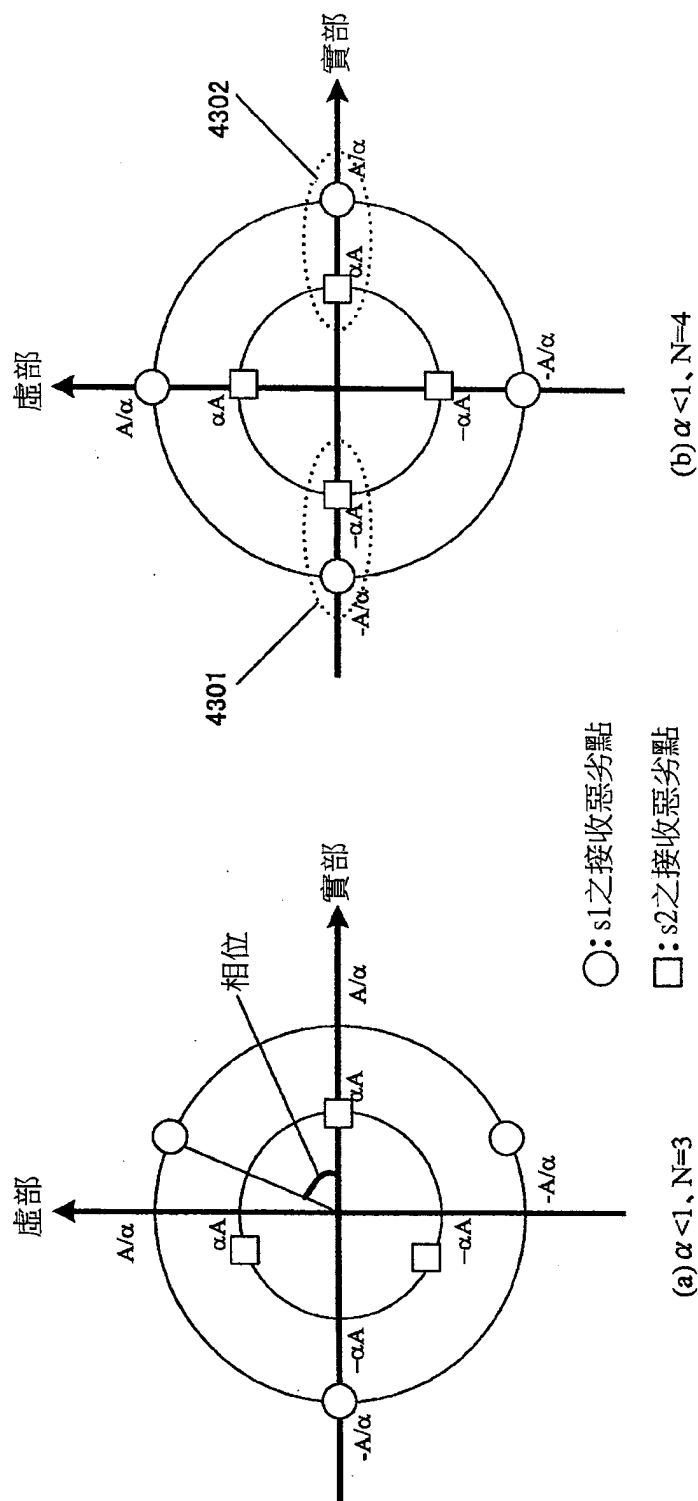
309A、309B、1401A、1401B...加權(合成)後之訊號

310A、310B、703_X、703_Y、1408A、1408B...無線部

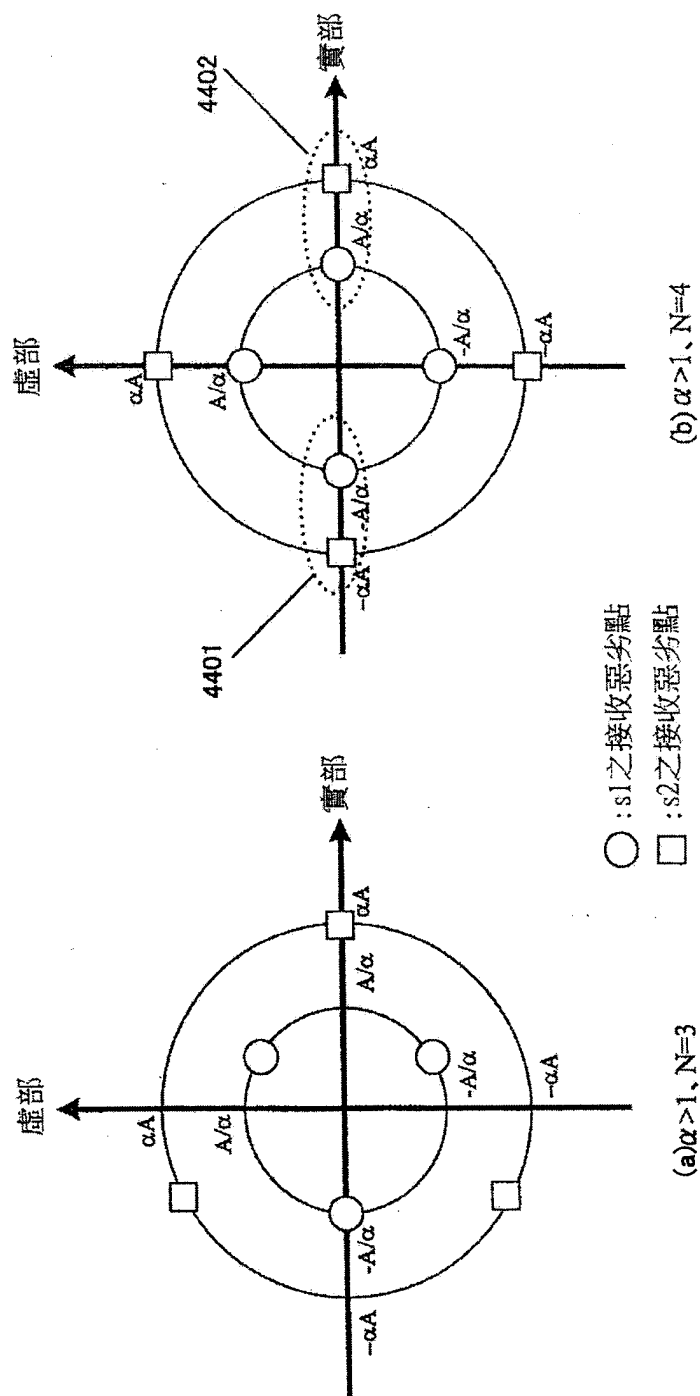
311A、311B、1302A、1302B、5208_1、5208_2、5908_1~5908_N...

發送訊號

312A、312B、701_X、701_Y、1410A、1410B、5209_1、5209_2、



第43圖



第44圖