I634758

(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本　**(11)證書號數：TW I634758 B**

(45)公告日： 中華民國 107 (2018) 年 09 月 01 日

(21)申請案號：105133559　(22)申請日： 中華民國 100 (2011) 年 12 月 09 日

(51)Int. Cl.：　*H04B7/02　(2018.01)*　*H04B7/04　(2017.01)*

H04L27/00　(2006.01)

(30)優先權：2010/12/10　日本　2010-276448

2011/02/09　日本　2011-026422

2011/02/18　日本　2011-033770

2011/03/09　日本　2011-051841

(71)申請人：太陽專利信託 (美國) SUN PATENT TRUST　(US)

美國

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

(74)代理人：惲軼群；劉法正

(56)參考文獻：

US　7609613B2　US　2008/0247364A1

US　2010/0014608A1　US　2010/0027688A1

審查人員：易志孝

申請專利範圍項數：4 項　圖式數：94　共 392 頁

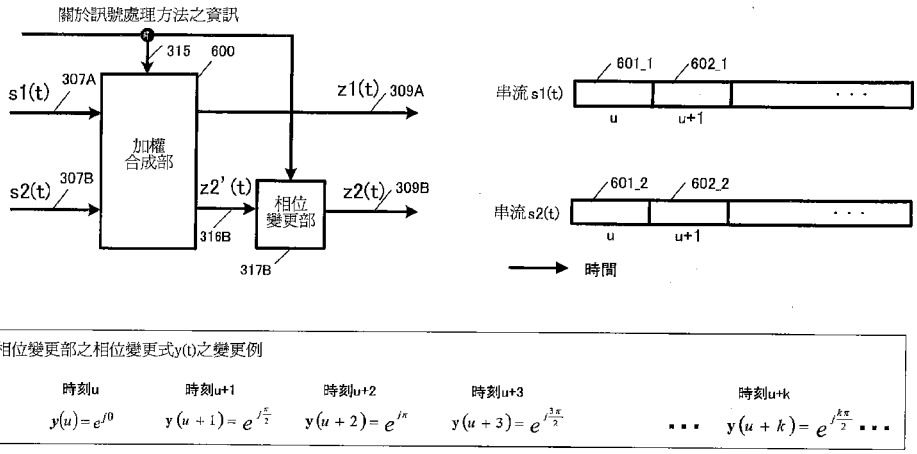
(54)名稱

訊號生成方法及訊號生成裝置

(57)摘要

本發明係於同一頻率同時發送第 1 調變訊號與第 2 調變訊號之發送方法；本發明係對兩訊號，利用固定的預編碼矩陣予以預編碼，並且規則地切換第 1 調變訊號或第 2 調變訊號之至少一方之相位而發送，藉此於接收裝置提升資料之接收品質。

指定代表圖：



相位變更部之相位變更式y(t)之變更例

時刻u	時刻u+1	時刻u+2	時刻u+3		時刻u+k
$y(u)=e^{j0}$	$y(u+1)=e^{j\frac{\pi}{2}}$	$y(u+2)=e^{j\pi}$	$y(u+3)=e^{j\frac{3\pi}{2}}$	・・・	$y(u+k)=e^{j\frac{k\pi}{2}}$ ・・・

第6圖

符號簡單說明：

307A、307B・・・基頻訊號

309A・・・預編碼後之基頻訊號

309B(z2'(t))・・・加權合成後之訊號

315・・・關於加權合成方法之資訊

316B・・・加權合成後之訊號

317B・・・相位變更部

600・・・加權合成部

s1(t)、s2(t)・・・串流

u、u+1・・・符元號碼

z1(t)、z2(t)・・・調變訊號

發明專利說明書

（本說明書格式、順序，請勿任意更動）

【發明名稱】（中文/英文）

訊號生成方法及訊號生成裝置

【技術領域】

發明領域

在2010年12月10日申請之日本專利申請案2010-276448號、在2011年2月9日申請之日本專利申請案2011-026422號、在2011年2月18日申請之日本專利申請案2011-033770號及在2011年3月9日申請之日本專利申請案2011-051841號所含之申請專利範圍、說明書、圖式及摘要之揭示內容全部均由本申請案所引用。

本發明係特別關於一種利用多天線進行通訊之發送裝置及接收裝置。

【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爲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23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23圖之發送裝置，2個交錯器(π_a、π_b)具有互異之交錯模式。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23圖之MIMO偵測器)來提升接收品質。

然而，作爲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24(A)、(B)圖係表示於瑞雷衰退環境及萊斯因子K=3、10、16dB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24(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 posteriori probability(後驗機率))之BER特性，第24(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24(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」。

播送或多播通訊係須對應各種傳播環境之服務，當然可能使用者所持有的接收機與播送台之間之電波傳播環境爲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，爲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(亦稱爲預編碼權重矩陣))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爲用於預編碼之矩陣，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。

先前技術文獻

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。

非專利文獻12：R.G.Gallager，“Low–density parity–check codes”，IRE Trans. Inform. Theory，IT–8，pp.21–28，1962。

非專利文獻13：D.J.C.Mackay，“Good error–correcting codes based on very sparse matrices”，IEEE Trans. Inform. Theory，vol.45，no.2，pp.399–431，March 1999。

非專利文獻14：ETSIEN 302 307，“Second generation framing structure，channel coding and modulation systems for broadcasting，interactive services，news gathering and other broadband satellite applications”，v.1.1.2，June 2006。

非專利文獻15：Y.–L.Ueng及C.–C.Cheng，“a fast–convergence decoding method and memory–efficient VLSI decoder architecture for irregular LDPC codes in the IEEE 802.16e standards”，IEEE VTC–2007 Fall，pp.1255–1259。

非專利文獻16：S.M.Alamouti，“A simple transmit diversity technique for wireless communications”，IEEE J.Select. Areas Commun.，vol.16，no.8，pp.1451–1458，Oct 1998。

非特許文献17：V.Tarokh、H.Jafrkhani及

A.R.Calderbank，“Space-time block coding for wireless communications：Performance results”，IEEE J.Select.Areas Commun.，vol.17，no.3，no.3，pp.451–460，March 1999。

【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

本發明之訊號生成方法係從複數個基頻訊號，生成在同一頻帶且在同一時刻發送之複數個訊號；其特徵在於：利用預定之錯誤更正區塊編碼方式，生成作爲M(M爲自然數)組第1複數個位元利用之第1編碼區塊及作爲M組第2複數個位元利用之第2編碼區塊；對於從前述第1複數個位元所生成的第1基頻訊號s1及從前述第2複數個位元所生成的第2基頻訊號s2雙方，進行相位變更，生成M符元之相位變更後之第1基頻訊號s1’及M符元之相位變更後之第2基頻訊號s2’；對於前述相位變更後之第1基頻訊號s1’及前述相位變更後之第2基頻訊號s2’之組合，進行因應預定矩陣F之加權合成，生成M組第1加權合成訊號z1與第2加權合成訊號z2之組合，來作爲前述在同一頻帶且在同一時刻發送之複數個訊號；前述第1加權合成訊號z1及前述第2加權合成訊號z2係符合$(z1、z2)^T=F(s1’、s2’)^T$；對於前述第1基頻訊號s1及前述第2基頻訊號s2所施加的相位變更量，係分別一面切換N個相位變更量之

候補一面選擇之1個相位變更量。

又，本發明之訊號生成裝置，係從複數個基頻訊號，生成在同一頻帶且在同一時刻發送之複數個訊號，且具備：編碼部，係利用預定之錯誤更正區塊編碼方式，生成作爲M(M爲自然數)組第1複數個位元利用之第1編碼區塊及作爲M組第2複數個位元利用之第2編碼區塊者；相位變更部，係對於從前述第1複數個位元所生成的第1基頻訊號s1及從前述第2複數個位元所生成的第2基頻訊號s2雙方，進行相位變更，生成M符元之相位變更後之第1基頻訊號s1'及M符元之相位變更後之第2基頻訊號s2'者；及加權合成部，係對於前述相位變更後之第1基頻訊號s1'及前述相位變更後之第2基頻訊號s2'之組合，進行因應預定矩陣F之加權合成，生成M組第1加權合成訊號z1與第2加權合成訊號z2之組合，來作爲前述在同一頻帶且在同一時刻發送之複數個訊號者；前述第1加權合成訊號z1及前述第2加權合成訊號z2係符合$(z1、z2)^T=F(s1'、s2')^T$；對於前述第1基頻訊號s1及前述第2基頻訊號s2所施加的相位變更量，係分別一面切換N個相位變更量之候補一面選擇之1個相位變更量。

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訊號生成方法、訊號生成裝置，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圖係相位變更方法適用時之發送裝置之構成例。

第4圖係相位變更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圖係相位變更方法例。

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圖係相位變更方法適用時之發送裝置之構成例。

第13圖係相位變更方法適用時之發送裝置之構成例。

第14(A)、(B)圖係訊框構成例。

第15(A)、(B)圖係訊框構成例。

第16(A)、(B)圖係訊框構成例。

第17(A)、(B)圖係訊框構成例。

第18(A)、(B)圖係訊框構成例。

第19(A)、(B)圖係映射方法之一例。

第20(A)、(B)圖係映射方法之一例。

第21圖係加權合成部之構成例。

第22圖係符元之重排方法之一例。

第23圖係空間多工MIMO傳送系統之收發裝置之構成例。

第24(A)、(B)圖係BER特性例。

第25圖係相位變更方法例。

第26圖係相位變更方法例。

第27圖係相位變更方法例。

第28圖係相位變更方法例。

第29圖係相位變更方法例。

第30圖係可獲得高接收品質之調變訊號之符元配置例。

第31圖係可獲得高接收品質之調變訊號之訊框構成例。

第32圖係可獲得高接收品質之調變訊號之符元配置例。

第33圖係可獲得高接收品質之調變訊號之符元配置例。

第34圖係利用區塊碼時之1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化例。

第35圖係利用區塊碼時之2個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化例。

第36圖係數位播送用系統之全體構成圖。

第37圖係接收機之構成例之方塊圖。

第38圖係表示多工資料之構成之圖。

第39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40圖係表示視訊串流如何儲存於PES封包串之詳細

圖。

第41圖係表示多工資料之TS封包及來源封包之構造之圖。

第42圖係表示PMT之資料構成之圖。

第43圖係表示多工資料資訊之內部構成之圖。

第44圖係表示串流屬性資訊之內部構成之圖。

第45圖係影像顯示、聲音輸出裝置之構成圖。

第46圖係通訊系統之構成之一例。

第47(a)、(b)圖係可獲得高接收品質之調變訊號之符元配置例。

第48(a)、(b)圖係可獲得高接收品質之調變訊號之符元配置例。

第49(a)、(b)圖係可獲得高接收品質之調變訊號之符元配置例。

第50(a)、(b)圖係可獲得高接收品質之調變訊號之符元配置例。

第51圖係發送裝置之構成例。

第52圖係發送裝置之構成例。

第53圖係發送裝置之構成例。

第54圖係發送裝置之構成例。

第55圖係表示基頻訊號置換部之圖。

第56圖係發送裝置之構成例。

第57圖係分配部之動作之一例。

第58圖係分配部之動作之其他例。

第59圖係表示基地台及終端裝置之關係之通訊系統之一例。

第60圖係發送訊號之頻率分派之一例。

第61圖係發送訊號之頻率分派之一例。

第62圖係表示基地台、中繼器與終端裝置之關係之通訊系統之一例。

第63圖係來自基地台之發送訊號之頻率分派之一例。

第64圖係來自中繼器之發送訊號之頻率分派之一例。

第65圖係中繼器之接收部及發送部之構成之一例。

第66圖係基地台所發送的訊號之資料格式之一例。

第67圖係發送裝置之構成例。

第68圖係表示基頻訊號置換部之圖。

第69圖係加權、基頻訊號之置換、相位變更方法之一例。

第70圖係利用OFDM方式之發送裝置之構成例。

第71(a)、(b)圖係訊框構成例。

第72圖係因應調變方式之時槽數及相位變更值之例。

第73圖係因應調變方式之時槽數及相位變更值之例。

第74圖係DVB-T2規格之播送台所發送的訊號之訊框構成之概要。

第75圖係於同一時刻存在2種以上之訊號之例。

第76圖係發送裝置之構成例。

第77圖係訊框構成例。

第78圖係訊框構成例。

第79圖係訊框構成例。

第80圖係訊框構成例。

第81圖係訊框構成例。

第82圖係訊框構成例。

第83圖係訊框構成例。

第84圖係於同一時刻存在2種以上之訊號之例。

第85圖係發送裝置之構成例。

第86圖係接收裝置之構成例。

第87圖係接收裝置之構成例。

第88圖係接收裝置之構成例。

第89(A)、(B)圖訊框構成例。

第90(A)、(B)圖訊框構成例。

第91(A)、(B)圖訊框構成例。

第92(A)、(B)圖訊框構成例。

第93(A)、(B)圖訊框構成例。

第94圖係利用時空區塊碼時之訊框構成例。

【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$u=(u_1、\ldots、u_{Nt})$。其中，$u_i=(u_1、\ldots、u_{iM})$(M：每符元之發送位元數)。若設爲發送向量$s=(s_1、\ldots、s_{Nt})^T$時，從發送天線#i表現爲發送訊號$s_i=map(u_i)$，若將發送能量予以標準化，則表現爲$E\{|s_i|^2\}=Es/Nt$(E_s：每通道之總能量)。然後，若將接收向量設爲$y=(y_1、\ldots、y_{Nr})^T$時，則表現如式(1)。

[數1]

$$\mathbf{y} = \left(y_1,\cdots,y_{Nr}\right)^T = \mathbf{H}_{NtNr}\,\mathbf{s}+\mathbf{n}$$

...式(1)

此時，H_{NtNr}爲通道矩陣，$n=(n_1、\ldots、n_{Nr})^T$爲雜訊向量，n_i爲平均值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]

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

...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]

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

…式(3)

[數4]

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

…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]

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

…式(6)

依據貝氏定理，式(6)可表表現如式(7)。

[數7]

$$L(u_{mn}|\mathbf{y}) = ln\frac{p(\mathbf{y}|u_{mn}=+1)P(u_{mn}=+1)/p(\mathbf{y})}{p(\mathbf{y}|u_{mn}=-1)P(u_{mn}=-1)/p(\mathbf{y})}$$
$$= ln\frac{P(u_{mn}=+1)}{P(u_{mn}=-1)} + ln\frac{p(\mathbf{y}|u_{mn}=+1)}{p(\mathbf{y}|u_{mn}=-1)}$$
$$= ln\frac{P(u_{mn}=+1)}{P(u_{mn}=-1)} + ln\frac{\sum_{U_{mn,+1}} p(\mathbf{y}|\mathbf{u})p(\mathbf{u}|u_{mn})}{\sum_{U_{mn,-1}} p(\mathbf{y}|\mathbf{u})p(\mathbf{u}|u_{mn})}$$

...式(7)

其中，$U_{mn,\pm1}=\{u|u_{mn}=\pm1\}$。然後，若以$\ln\Sigma a_j \sim \max \ln a_j$逼近，則式(7)可逼近如式(8)。再者，上面的記號「~」係意味逼近。

[數8]

$$L(u_{mn}|\mathbf{y}) \approx ln\frac{P(u_{mn}=+1)}{P(u_{mn}=-1)} + \max_{Umn,+1}\{ln\, p(\mathbf{y}|\mathbf{u}) + P(\mathbf{u}|u_{mn})\}$$
$$- \max_{Umn,-1}\{ln\, p(\mathbf{y}|\mathbf{u}) + P(\mathbf{u}|u_{mn})\}$$

...式(8)

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

[數9]

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

...式(9)

[數10]

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

...式(10)

[數11]

$$\ln P(u_{ij}) = \frac{1}{2}u_{ij}P(u_{ij}) - \ln\left(\exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right) + \exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right)\right)$$
$$\approx \frac{1}{2}u_{ij}L(u_{ij}) - \frac{1}{2}\left|L(u_{ij})\right| \qquad \text{for} \quad \left|L(u_{ij})\right| > 2$$
$$= \left|\frac{L(u_{ij})}{2}\right|\left(u_{ij}\,sign(L(u_{ij})) - 1\right)$$

...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]

$$\ln P(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2}\ln\left(2\pi\sigma^2\right) - \frac{1}{2\sigma^2}\left\|\mathbf{y} - \mathbf{Hs(u)}\right\|^2$$

...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]

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

...式(13)

以下稱爲反覆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]

$$L(u_{mn}\,|\,\mathbf{y}) \approx \underset{Umn,+1}{max}\{\Psi(\mathbf{u},\mathbf{y},L(\mathbf{u}))\} - \underset{Umn,-1}{max}\{\Psi(\mathbf{u},\mathbf{y},L(\mathbf{u}))\}$$

...式(14)

[數15]

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

...式(15)

以下稱爲反覆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23圖表示與以下說明相關連之系統之基本構成。在此，作爲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，作爲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，外部編碼器爲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]

$$(i_a, j_a) = \pi_a(\Omega^a_{ia,ja})$$

...式(16)

[數17]

$$(i_b, j_b) = \pi_b(\Omega^a_{ib,jb})$$

...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、...、h)，π_a、π_b：串流A、B之交錯器，$\Omega^a_{ia,ja}$,$\Omega^b_{ib,jb}$：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×N矩陣$H=\{H_{mn}\}$作爲解碼對象。集合[1,N]={1、3、...、N}之部分集合A(m)、B(n)係定義如下式。

[數18]

$$A(m) \equiv \{n : H_{mn} = 1\}$$

...式(18)

[數19]

$$B(n) \equiv \{m : H_{mn} = 1\}$$

...式(19)

此時，A(m)係意味於檢查矩陣H之第m列中，作爲1之行索引之集合，B(n)係意味於檢查矩陣H之第n列中，作爲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β_{mn}=0。設定迴圈變數(反覆次數)l_{sum}=1，迴圈最大次數設定爲$l_{sum,max}$。

步驟A・2(列處理)：依m=1、2、...、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]

$$\alpha_{mn} = \left(\prod_{n' \in A(m) \backslash n} sign(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right) \times f\left(\sum_{n' \in A(m) \backslash n} f(\lambda_{n'} + \beta_{mn'}) \right)$$

...式(20)

[數21]

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

...式(21)

[數22]

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

...式(22)

此時，f爲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、...、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]

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

...式(23)

步驟A・4(對數概似比計算)：針對$n \in [1,N]$，如以下求出對數概似比L_n。

[數24]

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

...式(24)

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

以上爲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^a_{mana}、β^a_{mana}、λ_{na}、L_{na}，以串流B之變數來表現m_b、n_b、α^b_{mbnb}、β^b_{mbnb}、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]

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

...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λ_{na}、L_{na}、λ_{nb}、L_{nb}分別表現爲$\lambda_{k,na}$、$L_{k,na}$、$\lambda_{k,nb}$、$L_{k,nb}$。

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]

$$\lambda_{0,n_X}=ln\frac{\Sigma_{U0,n_X,+1}exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\left\|\mathbf{y}(i_X)-\mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\right\|^2\right\}}{\Sigma_{U0,n_X,-1}exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\left\|\mathbf{y}(i_X)-\mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\right\|^2\right\}}$$

...式(28)

反覆Max-log APP解碼時：

[數29]

$$\lambda_{0,nX} = \max_{U0,nX,+1} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X))\} - \max_{U0,nX,-1} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X))\}$$

...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爲$l_{mimo}=0$，反覆次數之最大次數設爲$l_{mimo,max}$。

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]

$$\lambda_{k,nX} = L_{k-1,\Omega^X_{iX,jX}}(u_{\Omega^X_{iX,jX}}) + ln\frac{\Sigma_{U_{k,nX,+1}} exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\left\|\mathbf{y}(i_X)-\mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\right\|^2 + \rho(u_{\Omega^X_{iX,jX}})\right\}}{\Sigma_{U_{k,nX,-1}} exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\left\|\mathbf{y}(i_X)-\mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\right\|^2 + \rho(u_{\Omega^X_{iX,jX}})\right\}}$$

...式(31)

[數32]

$$\rho(u_{\Omega^x_{ix,jx}}) = \sum_{\substack{\gamma=1 \\ \gamma\neq jX}}^{h}\left|\frac{L_{k-1,\Omega^x_{ix,\gamma}}(u_{\Omega^x_{ix,\gamma}})}{2}\right|\left(u_{\Omega^x_{ix,\gamma}} sign(L_{k-1,\Omega^x_{ix,\gamma}}(u_{\Omega^x_{ix,\gamma}})) - 1\right)$$
$$+ \sum_{\gamma=1}^{h}\left|\frac{L_{k-1,\Omega^Y_{ix,\gamma}}(u_{\Omega^Y_{ix,\gamma}})}{2}\right|\left(u_{\Omega^Y_{ix,\gamma}} sign(L_{k-1,\Omega^Y_{ix,\gamma}}(u_{\Omega^Y_{ix,\gamma}})) - 1\right)$$

...式(32)

反覆Max-log APP解碼時：

[數33]

$$\lambda_{k,n_X}=L_{k-1,\Omega^x_{ix,jx}}(u_{\Omega^x_{ix,jx}})+\max_{U_{k,n_X,+1}}\left\{\Psi\left(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X),\rho(u_{\Omega^x_{ix,jx}})\right)\right\}-\max_{U_{k,n_X,-1}}\left\{\Psi\left(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X),\rho(u_{\Omega^x_{ix,jx}})\right)\right\}$$

...式(33)

[數34]

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

...式(34)

步驟B‧3(反覆次數計數、碼字推定)：若$l_{mimo}<l_{mimo,max}$，則遞增l_{mimo}，並回到步驟B‧2。當$l_{mimo}=l_{mimo,max}$時，如以下匯總推定碼字。

[數35]

$$\hat{u}_{n_X}=\begin{cases}1 & L_{l_{mimo},n_X}\geq 0\\ -1 & L_{l_{mimo},n_X}<0\end{cases}$$

...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。編碼器302A係以資訊(資料)301A、訊框構成訊號313作爲輸入，按照訊框構成訊號313(編碼器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作爲輸入，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作爲輸入，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19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19(A)圖，輸入資料爲「00」時，輸出I=1.0、Q=1.0，以下同樣輸入資料爲「01」時，輸出I=−1.0、Q=1.0，以此類推。第19(B)圖係與第19(A)圖不同之QPSK調變之IQ平面之映射方法例；第19(B)圖與第19(A)圖之不同點在於，第19(A)圖之訊號點可藉由以原點爲中心旋轉而獲得第19(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。作爲有別於第19圖之其他例，於第20圖表示16QAM時之IQ平面之訊號點配置，相當於第19(A)圖之例爲第20(A)圖，相當於第19(B)圖之例爲第20(B)圖。

編碼器302B係以資訊(資料)301B、訊框構成訊號313作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，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。)

訊號處理方法資訊生成部314係以訊框構成訊號313作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲電波輸出。

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作爲輸入，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21圖表示加權合成部(308A、308B)之構成。於第21圖由點線所圍住的區域爲加權合成部。基頻訊號307A係與w11乘算而生成w11・s1(t)，與w21乘算而生成w21・s1(t)。同樣地，基頻訊號307B係與w12乘算而生成w12・s2(t)，與w22乘算而生成w22・s2(t)。接著，獲得

$z1(t)=w11 \cdot s1(t)+w12 \cdot s2(t)$、

$z2(t)=w21 \cdot s1(t)+w22 \cdot s2(t)$。此時，從上述說明可知，s1(t)及s2(t)係BPSK(Binary Phase Shift Keying：二元相位位移鍵控)、QPSK、8PSK(8 Phase Shift Keying：8相位位移鍵控)、16QAM、32QAM(32 Quadrature Amplitude Modulation：正交振幅調變)、64QAM、256QAM、16APSK(16 Amplitude Phase Shift Keying：16振幅相位位移鍵控)等調變方式之基頻訊號。

在此，兩加權合成部係利用固定之預編碼矩陣執行加權，作爲預編碼矩陣，其一例包括基於下述式(37)或式(38)而利用式(36)之方法。但此爲一例，α值不限於式(37)、式(38)，其他值亦可例如將α設爲1。

再者，預編碼矩陣如下：

[數36]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

...式(36)

其中，於上述式(36)，α如下：

[數37]

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

...式(37)

或者，於上述式(36)，α如下：

[數38]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+3+\sqrt{5}}{\sqrt{2}+3-\sqrt{5}}$$

...式(38)

再者，預編碼矩陣不限於式(36)，亦可利用式(39)所示之矩陣。

[數39]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

...式(39)

於該式(39)，以$a=Ae^{j\delta 11}$、$b=Be^{j\delta 12}$、$c=Ce^{j\delta 21}$、$d=De^{j\delta 22}$來表現即可。又，a、b、c、d之某一者爲「零」亦可。例如如下構成亦可：(1)a爲零，b、c、d非零；(2)b爲零，a、c、d非零；(3)c爲零，a、b、d非零；(4)d爲零，a、b、c非零。

再者，調變方式、錯誤更正訊號、其編碼率之某一者變更時，設定、變更所使用的預編碼矩陣，固定地使用該預編碼矩陣亦可。

相位變更部317B係以加權合成後之訊號316B及關於訊號處理方法之資訊315作爲輸入，規則地變更該訊號316B之相位而輸出。規則地變更係指以預先決定的週期(例如每n個符元(n爲1以上之整數)或每預先決定的時間)，按照預先決定之相位變更模式來變更相位。關於相位變更模式的細節係於下述實施形態4說明。

無線部310B係以加權合成後之訊號309B作爲輸入，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作爲電波輸出。

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。

編碼器402係以資訊(資料)401、訊框構成訊號313作爲輸入，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作爲輸入，進行分配而輸出資料405A及資料405B。再者，於第4圖雖記載編碼部爲1個的情況，但並不限於此，關於編碼部設爲m(m爲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，傳送例如爲了傳送資料符元所用之錯誤更正方式、其編碼率之資訊、爲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z1(t){其中，t爲時間}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爲時間}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。

此時，於z1(t)之符元及z2(t)之符元，同一時刻(同一時間)之符元係利用同一(共通)頻率而從發送天線發送。

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爲$h_{11}(t)$、$h_{12}(t)$、$h_{21}(t)$、$h_{22}(t)$，

若接收裝置之接收天線505#1所接收的接收訊號設爲r1(t)，接收裝置之接收天線505#2所接收的接收訊號設爲r2(t)，則以下關係式會成立。

[數40]

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

...式(40)

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，其爲按照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之訊號表現爲s1(u)，將符元號碼u+1之訊號表現爲s1(u+1)，以此類推。同樣地，串流s2(t)係將符元號碼u之訊號表現爲s2(u)，將符元號碼u+1之訊號表現爲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作爲輸入，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))。相位變更部317B係變更經加權之訊號309B(z2'(t))之相位，並輸出相位變更後之訊號309B(z2(t))。

此時，若固定之預編碼矩陣F之第1列向量設爲W1=(w11,w12)，則z1(t)可由以下式(41)來表現。

[數41]

$$z1(t) = W1 \times (s1(t), s2(t))^{T}$$

...式(41)

另，若固定之預編碼矩陣F之第2列向量設爲W2=(w21,w22)，相位變更部之相位變更式設爲y(t)，則z2(t)可由以下式(42)來表現。

[數42]

$$z2(t) = y(t) \times W2 \times (s1(t), s2(t))^{T}$$

...式(42)

在此，y(t)係用以按照預先決定之方法來變更相位之數式，例如若週期設爲4，則時刻u之相位變更式可由例如式(43)來表現。

[數43]

$$y(u) = e^{j0}$$

...式(43)

同樣地，時刻u+1之相位變更式可由例如式(44)來表現。

[數44]

$$y(u+1) = e^{j\frac{\pi}{2}}$$

...式(44)

亦即，時刻u+k之相位變更式可由式(45)來表現。

[數45]

$$y(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{2}}$$

...式(45)

再者，式(43)～(45)所示之規則地相位變更例僅爲一例。

規則地相位變更之週期不限於4。該週期數越多，則越可能得以促使接收裝置之接收性能(更正確而言應爲錯誤更正性能)提升(並非週期越大越佳，宜避開如2的小值之可能性高。)。

又，於上述式(43)～(45)所示之相位變更例，係表示逐次僅旋轉預定相位(於上述式各旋轉π/2)之構成，但非僅旋轉預定相位而隨機地變更相位亦可。例如y(t)按照預先決定之週期，變更如式(46)或式(47)所示之順序所乘之相位亦可。在相位之規則變更中，重要處在於調變訊號之相位規則地受到變更，關於受到變更之相位程度儘量均等，例如對於從-π弧度到π弧度，雖期望呈均勻分布，但隨機亦可。

[數46]

$$e^{j0} \rightarrow e^{j\frac{\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{2\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{4\pi}{5}}$$
$$\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{6\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{8\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{9\pi}{5}}$$

...式(46)

[數47]

$$e^{j\frac{\pi}{2}} \rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{2}} \rightarrow e^{j2\pi} \rightarrow e^{j\frac{\pi}{4}}$$
$$\rightarrow e^{j\frac{3}{4}\pi} \rightarrow e^{j\frac{5\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{4}}$$

...式(47)

如此，第6圖之加權合成部600係以預先決定之固定的預編碼權重來執行預編碼，相位變更部317B係一面規則地改變其變更程度，一面變更輸入訊號之相位。

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。本發明係提案改善LOS環境之訊號處理方法。

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作爲輸入，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作爲輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_1，推定相當於式(40)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作爲輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_2，推定相當於式(40)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作爲輸入，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作爲輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_1，推定相當於式(40)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z2之通道變動推定部707_2係以基頻訊號704_Y作爲輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_2，推定相當於式(40)之h22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作爲輸入，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、704Y、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作爲輸入，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、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傳送方式爲空間多工MIMO傳送方式，而本實施形態之傳送方式係隨著時間變更訊號之相位，且使用預編碼矩陣之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)矩陣設爲H(t)，第6圖之預編碼權重矩陣設爲F(在此，預編碼權重矩陣係於

1之接收訊號中爲不變更之固定矩陣)，第6圖之相位變更部之相位變更式之矩陣設爲Y(t)(在此，Y(t)係依t而變化)，接收向量設爲$R(t)=(r1(t),r2(t))^T$，串流向量設爲$S(t)=(s1(t),s2(t))^T$，則以下關係式會成立。

[數48]

$$R(t)=H(t)\times Y(t)\times F\times S(t)$$

...式(48)

其中，

$$Y(t)=\begin{pmatrix}1 & 0\\ 0 & y(t)\end{pmatrix}$$

此時，接收裝置係藉由將H(t)W(t)視爲通道矩陣，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)作爲輸入，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作爲輸入，利用該訊號進行式(48)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，爲了進行反覆解碼(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)s1之1碼字(或1訊框)及調變訊號(串流)s2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)s1之1碼字(或1訊框)及調變訊號(串流)s2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(該操作稱爲反覆解碼(反覆檢波))。下文係以1訊框之預定時間之符元之對數概似比(LLR)之做成方法爲中心來說明。

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)作爲輸入，爲了實現反覆解碼(反覆檢波)而執行(算出)式(48)之H(t)×Y(t)×F，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，將上述訊號作爲基頻訊號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，分爲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作爲輸入。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)×Y(t)×F，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)爲IQ平面之候補訊號點，由於調變方式爲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位元設爲b0、b1、b2、b3，以調變訊號s2傳送之4位元設爲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)。再者，各基頻訊號、調變訊號s1、s2爲複數訊號。

同樣地，從通道推定訊號群802X、通道推定訊號群802Y執行H(t)×Y(t)×F，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)作爲訊號804而輸出。

對數概似算出部805A係以訊號804作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲

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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入。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(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)。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(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)之值，該值設爲E'(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)並作爲訊號804而輸出。

對數概似算出部805A係以訊號804作爲輸入，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(31)、式(32)、式(33)、式(34)、式(35)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作爲輸入，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)×Y(t)×F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)×Y(t)×F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，其爲第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作爲輸入，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作爲輸入而進行分配。關於其他部分則與第8圖爲同樣動作。

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碼爲例來說明，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爲例，尙有其他軟入/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爲例來說明，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(前文、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，來作爲多載波方式之一例。

第12圖係表示採用OFDM時之發送裝置之構成。於第12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1201A係以加權後之訊號309A作爲輸入，施以OFDM方式關連的處理，並輸出發送訊號1202A。同樣地，OFDM方式關連處理部1201B係以加權後之訊號309B作爲輸入，施以OFDM方式關連的處理，並輸出發送訊號1202B。

第13圖係表示第12圖之OFDM方式關連處理部1201A、1201B後續之構成之一例，從第12圖之1201A關連到312A之部分爲1301A至1310A，從1201B關連到312B之部分爲1301B至1310B。

序列並列轉換部1302A係將加權後之訊號1301A(相當

於第12圖之加權後之訊號309A)進行序列並列轉換，並輸出並列訊號1303A。

重排部1304A係以並列訊號1303A作爲輸入進行重排，並輸出重排後之訊號1305A。再者，關於重排係於下文詳細敘述。

反快速傅利葉轉換部1306A係以重排後之訊號1305A作爲輸入，施以反快速傅利葉轉換，並輸出反傅利葉轉換後之訊號1307A。

無線部1308A係以反傅利葉轉換後之訊號1307A作爲輸入，進行頻率轉換、放大等處理，並輸出調變訊號1309A，調變訊號1309A係從天線1310A作爲電波輸出。

序列並列轉換部1302B係將加權後之訊號1301B(相當於第12圖之相位變更後之訊號309B)進行序列並列轉換，並輸出並列訊號1303B。

重排部1304B係以並列訊號1303B作爲輸入進行重排，並輸出重排後之訊號1305B。再者，關於重排係於下文詳細敘述。

反快速傅利葉轉換部1306B係以重排後之訊號1305B作爲輸入，施以反快速傅利葉轉換，並輸出反傅利葉轉換後之訊號1307B。

無線部1308B係以反傅利葉轉換後之訊號1307B作爲輸入，進行頻率轉換、放大等處理，並輸出調變訊號1309B，調變訊號1309B係從天線1310B作爲電波輸出。

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12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14圖係表示橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、1304B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14(A)圖係表示調變訊號z1之符元之重排方法，第14(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1302A係對於作爲輸入之加權後之訊號1301A之符元，依序派分號碼#0、#1、#2、#3、...。在此，由於考慮週期4的情況，因此#0、#1、#2、#3爲一週期份。若同樣地考慮，則#4n、#4n+1、#4n+2、#4n+3(n爲0以上之整數)爲一週期份。

此時，如第14(A)圖，從載波0依序配置符元#0、#1、#2、#3、...，於時刻$1配置符元#0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及z2爲複數訊號。

同樣地，序列並列轉換部1302B係對於作爲輸入之加權且相位變更後之訊號1301B之符元，依序派分號碼#0、#1、#2、#3、...。在此，由於考慮週期4的情況，因此#0、#1、#2、#3進行各異之相位變更，#0、#1、#2、#3爲一週期份。

若同樣地考慮，則#4n、#4n+1、#4n+2、#4n+3(n爲0以上之整數)進行各異之相位變更，#4n、#4n+1、#4n+2、#4n+3爲一週期份。

此時，如第14(B)圖，從載波0依序配置符元#0、#1、#2、#3、...，於時刻$1配置符元#0至#9，其後於時刻$2配置符元#10至#19，如上規則地配置。

然後，第14(B)圖所示之符元群1402係採用第6圖所示之相位變更方法時之1週期份之符元，符元#0係利用第6圖之時刻u之相位時之符元；符元#1係利用第6圖之時槽u+1之相位時之符元；符元#2係利用第6圖之時槽u+2之相位時之符元；符元#3係利用第6圖之時刻u+3之相位時之符元。因此，於符元#x，x mod 4爲0(以4除以x時之餘數，因此mod：modulo)時，符元#x係利用第6圖之時刻u之相位時之符元；x mod 4爲1時，符元#x係利用第6圖之時刻u+1之相位時之符元；x mod 4爲2時，符元#x係利用第6圖之時刻u＋2之相位時之符元；x mod 4爲3時，符元#x係利用第6圖之時刻u+3之相位時之符元。

再者，於本實施形態，第14(A)圖所示之調變訊號z1未受到相位變更。

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14圖之排列方式。利用第15圖、第16圖來說明其他例。

第15圖係表示與第14圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之

第13圖之重排部1304A、1304B之符元之重排方法之一例；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。第15(A)、(B)圖與第14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15(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14(B)圖相同，第15(B)圖所示之符元群1502係採用第6圖所示之相位變更方法時之1週期份之符元。

第16圖係表示與第14圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、1304B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17(A)、(B)圖與第16(A)、(B)圖之不同點係相對於在第14圖，將符元按順序配置於載波，而於第16圖，不將符元按順序配置於載波之點。無須贅述，於第16圖亦可與第15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17圖係表示與第14～16圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、1304B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。於第14～16圖，將符元排列於頻率軸方向，而於第17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時槽切換的情況爲例來說明。第17圖所示之符元群1702係採用相位變更方法時之1週期份之符元(故爲8符元)，符元#0係利用時刻u之相位時之符元；符元#1係利用時刻u+1之相位時之符元；符元#2係利用時刻u+2之相位時之符元；符元#3係利用時刻u+3之相位時之符元；符元#4係利用時刻u+4之相位時之符元；符元#5係利用時刻u+5之相位時之符元；符元#6係利用時刻u+6之相位時之符元；符元#7係利用時刻u+7之相位時之符元。因此，於符元#x，x mod 8爲0時，符元#x係利用時刻u之相位時之符元；x mod 8爲1時，符元#x係利用時刻u+1之相位時之符元；x mod 8爲2時，符元#x係利用時刻u+2之相位時之符元；x mod 8爲3時，符元#x係利用時刻u+3之相位時之符元；x mod 8爲4時，符元#x係利用時刻u+4之相位時之符元；x mod 8爲5時，符元#x係利用時刻u+5之相位時之符元；x mod 8爲6時，符元#x係利用時刻u+6之相位時之符元；x mod 8爲7時，符元#x係利用時刻u+7之相位時之符元。於第17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4×2=8時槽來配置1週期份之符元，此時，若1週期份之符元數設爲m×n(亦即，預編碼權重存在有m×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)設爲n，使用於時間軸方向之時槽設爲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爲和緩。因此，由於爲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17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18圖係表示與第17圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、1304B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。第18圖係與第17圖相同，利用頻率、時間軸兩者來配置符元，而與第17圖之相異點在於，第17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18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18圖，符元群1802係採用相位變更方法時之1週期份之符元。

再者，於第17圖、第18圖，與第15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17圖、第18圖，未如第16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22圖係表示與上述不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、130B之符元之重排方法之一例。其

考慮利用如第6圖之時刻u～u+3之4時槽規則地切換預編碼矩陣的情況。於第22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22圖之例爲n=1)符元循環移位之點。於第22圖之頻率軸方向之符元群2210所示之4符元中，進行第6圖之時刻u～u+3之相位變更。

此時，於#0的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#1係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#2係進行利用時刻u+2之相位之相位變更、進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

關於頻率軸方向之符元群2220亦相同，於#4的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#5係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#6係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#7進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

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2201、2202、2203、2204係如以下進行相位變更。

於時間軸方向之符元群2201，於#0的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#9係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#18係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#27進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於時間軸方向之符元群2202，於#28的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#1係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#10係進行利用時刻u+2之相位之相位變

更，於#19進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於時間軸方向之符元群2203，於#20的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#29係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#2係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#11進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於時間軸方向之符元群2204，於#12的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#21係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#30係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#3進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於第22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不同之相位來進行相位變更，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不同之相位來進行相位變更。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。藉此以有效變更相位，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22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22圖，於頻率軸排列符元，時間朝軸方向前進時，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，變更經加權合成(以固定的預編碼矩陣

予以預編碼)之訊號z(t)之相位。在此，揭示可獲得與實施形態1同等效果之相位變更方法之各種實施形態。

於上述實施形態，如第3圖及第6圖，相位變更部317B係僅對於來自加權合成部600之一方輸出，執行相位變更之構成。

然而，執行相位變更之時序係於加權合成部600所進行的預編碼前執行亦可；發送裝置亦可取代第6圖之構成，如第25圖所示，於加權合成部600之前段設置相位變更部317B而構成。

該情況下，相位變更部317B係對於按照選擇之調變方式之映射之基頻訊號s2(t)，執行規則之相位變更，輸出s2'(t)=s2(t)y(t)(其中，y(t)係依t而變更)；加權合成部600亦可爲對於s2'(t)執行預編碼，輸出z2(t)(W2s2'(t))(參考式(42))而將其發送之構成。

又，相位變更亦可對於兩調變訊號s1(t)、s2(t)雙方執行，發送裝置亦可取代第6圖所示之構成，如第26圖所示採用對於加權合成部600之雙方輸出設置相位變更部之構成。

相位變更部317A係與相位變更部317B同樣規則地變更輸入之訊號，變更來自加權合成部之經預編碼之訊號z1'(t)之相位，將相位變更後之訊號z1(t)輸出至發送部。

其中，相位變更部317A及相位變更部317B互相變更相位之程度，係於相同時序進行如第26圖所示之相位變更。(但以下爲一例，相位變更方法不限於此。)於時刻u，第26圖之相位變更部317A進行相位變更，使得

$z1(t)=y_1(t)z1'(t)$，而相位變更部317B進行相位變更，使得$z2(t)=y_2(t)z2'(t)$。例如第26圖所示，進行相位變更，以便於時刻u，使得$y_1(u)=e^{jo}$、$y_2(u)=e^{-j\pi/2}$，以便於時刻u+1，使得$y_1(u+1)=e^{j\pi/4}$、$y_2(u+1)=e^{-j3\pi/4}$，...，以便於時刻u+k，使得$y_1(u+k)=e^{jk\pi/4}$、$y_2(u+k)=e^{j(-k\pi/4-\pi/2)}$。再者，規則地變更相位之週期係於相位變更部317A與相位變更部317B相同或不同均可。

又，如上述，變更相位之時序係於加權合成部之預編碼執行前亦可；發送裝置亦可取代第26圖所示之構成而爲第27圖所示之構成。

規則地變更兩調變訊號之相位時，各發送訊號係作爲例如控制訊號而包含各相位變更模式之資訊，發送裝置係藉由獲得該控制資訊，可得知發送裝置所規則切換之相位變更方法，亦即可得知相位變更模式，藉此可執行正確的解調(檢波)。

接著，利用第28圖、第29圖來說明有關第6圖、第25圖之構成之變形例。第28圖與第6圖之不同點係存在關於相位變更啓用/停用之資訊2800，及對z1'(t)、z2'(t)之某一者進行相位變更(於同一時刻或同一頻率，對於z1'(t)、z2'(t)之某一者施行相位變更。)。因此，由於相位變更係對於z1'(t)、z2'(t)之某一者進行，因此第28圖之相位變更部317A、相位變更部317B係出現進行相位變更(啓用)的情況與不進行相位變更(停用)的情況。關於該啓用/停用之控制資訊係關於相位變更啓用/停用之資訊2800。該關於相位變更啓用/停用

之資訊2800係從第3圖所示之訊號處理方法生成部314輸出。

第28圖之相位變更部317A進行相位變更，使得$z1(t)=y_1(t)z1'(t)$，而相位變更部317B進行相位變更，使得$z2(t)=y_2(t)z2'(t)$。

此時，例如$z1'(t)$係以週期4進行相位變更。(此時，$z2'(t)$不進行相位變更。)因此，於時刻u，使得$y_1(u)=e^{j0}$、$y_2(u)=1$，於時刻u+1，使得$y_1(u+1)=e^{j\pi/2}$、$y_2(u+1)=1$，於時刻u+2，使得$y_1(u+2)=e^{j\pi}$、$y_2(u+2)=1$，於時刻u+3，使得$y_1(u+3)=e^{j3\pi/2}$、$y_2(u+3)=1$。

接著，例如$z2(t)$係以週期4進行相位變更。(此時，$z1'(t)$不進行相位變更。)因此，於時刻u+4，使得$y_1(u+4)=1$、$y_2(u+4)=e^{j0}$，於時刻u+5，使得$y_1(u+5)=1$、$y_2(u+5)=e^{j\pi/2}$，於時刻u+6，使得$y_1(u+6)=1$、$y_2(u+6)=e^{j\pi}$，於時刻u+7，使得$y_1(u+7)=1$、$y_2(u+7)=e^{j3\pi/2}$。

因此，上述例係如下：

時刻8k時，$y_1(8k)=e^{j0}$、$y_2(8k)=1$；

時刻8k+1時，$y_1(8k+1)=e^{j\pi/2}$、$y_2(8k+1)=1$；

時刻8k+2時，$y_1(8k+2)=e^{j\pi}$、$y_2(8k+2)=1$；

時刻8k+3時，$y_1(8k+3)=e^{j3\pi/2}$、$y_2(8k+3)=1$；

時刻8k+4時，$y_1(8k+4)=1$、$y_2(8k+4)=e^{j0}$；

時刻8k+5時，$y_1(8k+5)=1$、$y_2(8k+5)=e^{j\pi/2}$；

時刻8k+6時，$y_1(8k+6)=1$、$y_2(8k+6)=e^{j\pi}$，

時刻8k+7時，$y_1(8k+7)=1$、$y_2(8k+7)=e^{j3\pi/2}$。

如上述，存在只有z1'(t)變更相位之時間與只有z2'(t)變更相位之時間。又，由只有z1'(t)變更相位之時間與只有z2'(t)變更相位之時間來構成相位變更之週期。再者，於上述，使得只有z1'(t)變更相位時之週期與只有z2'(t)變更相位時之週期爲同一週期，但不限於此，只有z1'(t)變更相位時之週期與只有z2'(t)變更相位時之週期不同亦可。又，於上述例，說明以4週期，將z1'(t)進行相位變更後，以4週期，將z2'(t)進行相位變更，但不限於此，z1'(t)之相位變更與z2'(t)之相位變更可爲任意順序(例如交替進行z1'(t)之相位變更與z2'(t)之相位變更，或按照某規則之順序，亦或順序呈隨機均可。)

第29圖之相位變更部317B進行相位變更，使得$s1'(t)=y_1(t)s1(t)$，而相位變更部317B進行相位變更，使得$s2'(t)=y_2(t)s2(t)$。

此時，例如s1(t)係以週期4進行相位變更。(此時，s2(t)不進行相位變更。)因此，於時刻u，使得$y_1(u)=e^{jo}$、$y_2(u)=1$，於時刻u+1，使得$y_1(u+1)=e^{j\pi/2}$、$y_2(u+1)=1$，於時刻u+2，使得$y_1(u+2)=e^{j\pi}$、$y_2(u+2)=1$，於時刻u+3，使得$y_1(u+3)=e^{j3\pi/2}$、$y_2(u+3)=1$。

接著，例如s2(t)係以週期4進行相位變更。(此時，s1(t)不進行相位變更。)因此，於時刻u+4，使得$y_1(u+4)=1$、$y_2(u+4)=e^{j0}$，於時刻u+5，使得$y_1(u+5)=1$、$y_2(u+5)=e^{j\pi/2}$，於時刻u+6，使得$y_1(u+6)=1$、$y_2(u+6)=e^{j\pi}$，於時刻u+7，使得$y_1(u+7)=1$、$y_2(u+7)=e^{j3\pi/2}$。

因此，上述例係如下：

時刻8k時，$y_1(8k)=e^{j0}$、$y_2(8k)=1$；

時刻8k+1時，$y_1(8k+1)=e^{j\pi/2}$、$y_2(8k+1)=1$；

時刻8k+2時，$y_1(8k+2)=e^{j\pi}$、$y_2(8k+2)=1$；

時刻8k+3時，$y_1(8k+3)=e^{j3\pi/2}$、$y_2(8k+3)=1$；

時刻8k+4時，$y_1(8k+4)=1$、$y_2(8k+4)=e^{j0}$；

時刻8k+5時，$y_1(8k+5)=1$、$y_2(8k+5)=e^{j\pi/2}$；

時刻8k+6時，$y_1(8k+6)=1$、$y_2(8k+6)=e^{j\pi}$，

時刻8k+7時，$y_1(8k+7)=1$、$y_2(8k+7)=e^{j3\pi/2}$。

如上述，存在只有s1(t)變更相位之時間與只有s2(t)變更相位之時間。又，由只有s1(t)變更相位之時間與只有s2(t)變更相位之時間來構成相位變更之週期。再者，於上述，使得只有s1(t)變更相位時之週期與只有s2(t)變更相位時之週期爲同一週期，但不限於此，只有s1(t)變更相位時之週期與只有s2(t)變更相位時之週期不同亦可。又，於上述例，說明以4週期，將s1(t)進行相位變更後，以4週期，將s2(t)進行相位變更，但不限於此，s1(t)之相位變更與s2(t)之相位變更可爲任意順序(例如交替進行s1(t)之相位變更與s2(t)之相位變更，或按照某規則之順序，亦或順序呈隨機均可。)

藉此，可使得接收裝置側在接收到發送訊號z1(t)及z2(t)時之各自之接收狀態均等，並且藉由於所接收的資訊z1(t)及z2(t)各自之符元，週期地切換相位，可令錯誤更正解碼後之錯誤更正能力提升，因此可提升LOS環境下之接收品質。

以上，於實施形態2所示之構成亦可獲得與上述實施形態1同樣的效果。

於本實施形態，雖說明有關以單載波方式爲例，亦即對於時間軸進行相位變更的情況，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。如前述，於本實施形態，作爲進行相位變更之說明，雖說明有關於時間t軸方向進行相位變更的情況，但與實施形態1相同，於t方向之相位變更之說明中，將t調換f (f：頻率((子)載波))來思考，藉此可於頻率方向之相位變更，適用本實施形態所說明的相位變更方法。又，本實施形態之相位變更方法係與實施形態1之說明相同，亦可對於時間–頻率方向之相位變更來適用。

因此，於第6圖、第25圖、第26圖、第27圖，雖表示於時間軸方向進行相位變更的情況，於第6圖、第25圖、第26圖、第27圖，將時間t調換爲載波f來思考，藉此相當於進行在頻率方向之相位變更，藉由將時間t調換爲時間t、頻率f，亦即將(t)調換爲(t、f)來思考，則相當於以時間頻率之區塊來進行相位變更。

然後，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前文、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)

於上述實施形態1及2係規則地變更相位。於本實施形態3，揭示有關從發送裝置看來分散在各處之接收裝置，無論接收裝置配置於何處，用以使得各接收裝置獲得良好的資料接收品質之手法。

於本實施形態3，說明變更相位而獲得之訊號之符元配置。

第31圖係表示於規則地變更相位之發送方式，利用如OFDM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。

首先，舉例說明對實施形態1所說明的2個預編碼後之基頻訊號中之一基頻訊號(參考第6圖)，進行相位變更時之例子。

(再者，於第6圖雖表示於時間軸方向進行相位變更的情況，但於第6圖，將時間t調換爲載波f來思考，藉此相當於進行在頻率方向之相位變更，藉由將時間t調換爲時間t、頻率f，亦即將(t)調換爲(t、f)來思考，則相當於以時間頻率之區塊來進行相位變更。)

第31圖係表示第12圖所示之相位變更部317B之輸入即調變訊號z2'之訊框構成，由於1個四角係表示符元(其中，由於進行預編碼，因此一般包含s1及s2兩者訊號，但端視

預編碼矩陣之構成，有時僅包含s1及s2之一訊號。)。

在此，著眼於有關第31圖之載波2、時刻$2之符元3100。再者，在此雖記載爲載波，但有時稱爲子載波。

於載波2，在時間上最鄰接時刻$2之頻率之符元，亦即載波2之時刻$1之符元3103及時刻$3之符元3101各者之通道狀態，係與載波2、時刻$2之符元3100之通道狀態具有非常高度相關。

同樣地，於時刻$2，在頻率軸方向最鄰接時刻$2之頻率之符元，亦即載波1之時刻$2之符元3104及時刻$2、載波3之符元3104之通道狀態，均與載波2、時刻$2之符元3100之通道狀態具有非常高度相關。

如上述，符元3101、3102、3103、3104各者之通道狀態係與符元3100之通道狀態具有非常高度相關。

於本說明書，就規則地變更相位之發送方法，作爲相乘之相位係準備N種相位(其中，N爲2以上之整數)。於第31圖所示之符元，例如雖附有「e^{j0}」之記載，但此係意味對於該符元之第6圖之訊號z2'乘以「e^{j0}」而變更相位。總言之，第31圖之各符元所記載的值係式(42)之y(t)、及實施形態2所說明的$z2(t)=y_2(t)z2'(t)$之$z2(t)=y_2(t)z2'(t)$之$y_2(t)$的值。

於本實施形態，揭示一種相位經變更之符元之符元配置，係利用該頻率軸方向相鄰接之符元及/或時間軸方向相鄰接之符元之通道狀態之高相關性，於接收裝置側可獲得高資料接收品質者。

於該接收側，作爲可獲得高資料接收品質之條件，可

考慮<條件#1>、<條件#2>。

<條件#1>

如第6圖對於預編碼後之基頻訊號z2’，規則地變更相位之發送方法，利用如OFDM之多載波傳送方式時，時間X・載波Y爲資料傳送用之符元(以下稱爲資料符元)，於時間軸方向鄰接之符元，亦即時間X−1・載波Y及時間X+1・載波Y兩者均爲資料符元，在對應於該等3個資料符元之預編碼後之基頻訊號z2’，亦即時間X・載波Y、時間X−1・載波Y及時間X+1・載波Y各者之預編碼後之基頻訊號z2’，均進行不同之相位變更。

<條件#2>

如第6圖對於預編碼後之基頻訊號z2’，規則地變更相位之發送方法，利用如OFDM之多載波傳送方式時，時間X・載波Y爲資料傳送用之符元(以下稱爲資料符元)，於頻率軸方向鄰接之符元，亦即時間X・載波Y−1及時間X・載波Y+1兩者均爲資料符元，在對應於該等3個資料符元之預編碼後之基頻訊號z2’，亦即時間X・載波Y、時間X・載波Y−1及時間X・載波Y+1各者之預編碼後之基頻訊號z2’，均進行不同之相位變更。

然後，存在符合<條件#1>之資料符元即可。同樣地，存在符合<條件#2>之資料符元即可。

導出該<條件#1>、<條件#2>之理由如下。

於發送訊號中有某符元(以下稱爲符元A)，與該符元A在時間上鄰接之符元各自之通道狀態係如上述與符元A之

通道狀態具高度相關。

因此，若於時間上鄰接之3符元利用不同相位，則於LOS環境下，即便符元A爲惡劣的接收品質(作爲SNR雖獲得高接收品質，但由於直接波之相位關係爲惡劣狀況，因此接收品質爲不佳狀態)，剩餘與符元A相鄰接之2符元可獲得良好接收品質之可能性仍舊非常高，其結果，錯誤更正編碼後可獲得良好接收品質。

同樣地，發送訊號中有某符元(以下稱爲符元A)，與該符元A在頻率上鄰接之符元各自之通道狀態係如上述與符元A之通道狀態具高度相關。

因此，若於頻率上鄰接之3符元利用不同相位，則於LOS環境下，即便符元A爲惡劣的接收品質(作爲SNR雖獲得高接收品質，但由於直接波之相位關係爲惡劣狀況，因此接收品質爲不佳狀態)，剩餘與符元A相鄰接之2符元可獲得良好接收品質之可能性仍舊非常高，其結果，錯誤更正編碼後可獲得良好接收品質。

又，若組合<條件#1>與<條件#2>，則於接收裝置可能可令資料之接收品質更提升。因此，可導出以下<條件#3>。

<條件#3>

如第6圖對於預編碼後之基頻訊號z2'，規則地變更相位之發送方法，利用如OFDM之多載波傳送方式時，時間X・載波Y爲資料傳送用之符元(以下稱爲資料符元)，於時間軸方向鄰接之符元，亦即時間X−1・載波Y及時間X+1・載波Y兩者均爲資料符元，且於頻率軸方向鄰接之符元，亦

即時間X・載波Y−1及時間X・載波Y+1兩者均爲資料符元時，在對應於該等5個資料符元之預編碼後之基頻訊號z2'，亦即時間X・載波Y、時間X−1・載波Y、時間X+1・載波Y、時間X・載波Y−1及時間X・載波Y+1各者之預編碼後之基頻訊號z2'，均進行不同之相位變更。

在此，關於「不同之相位變更」進行補充。相位變更係以0弧度至2π弧度來定義。例如若於時間X・載波Y，對於第6圖之預編碼後之基頻訊號z2'所施行的相位變更設爲$e^{j\theta X,Y}$，於時間X−1・載波Y，對於第6圖之預編碼後之基頻訊號z2'所施行的相位變更設爲$e^{j\theta X-1,Y}$，於時間X+1・載波Y，對於第6圖之預編碼後之基頻訊號z2'所施行的相位變更設爲$e^{j\theta X+1,Y}$，則0弧度≤$\theta_{X,Y}$≤2π、0弧度≤$\theta_{X-1,Y}$≤2π、0弧度≤$\theta_{X+1,Y}$≤2π。因此，於<條件#1>，$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X+1,Y}$且$\theta_{X+1,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$成立。若同樣地思考，於<條件#2>，$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X,Y+1}$且$\theta_{X,Y-1}\neq\theta_{X-1,Y+1}$成立，於<條件#3>，$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X+1,Y}$且$\theta_{X+1,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X,Y+1}$且$\theta_{X,Y-1}\neq\theta_{X-1,Y+1}$成立。

然後，存在符合<條件#3>之資料符元即可。

第31圖爲<條件#3>的例子，以下相位配置成互異：與該當於符元A之符元3100相當之第6圖之預編碼後之基頻訊號z2'相乘之相位；與該符元3100在時間上鄰接之符元3101相當之第6圖之預編碼後之基頻訊號z2'、相當於3103之第6圖之預編碼後之基頻訊號z2'相乘之相位；與在頻率上鄰接之符元3102相當之第6圖之預編碼後之基頻訊號z2'、相當

於3104之第6圖之預編碼後之基頻訊號z2'相乘之相位；藉此，於接收側，即便符元3100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。

於第32圖表示在該條件下，變更相位而獲得之符元之配置例。

觀察第32圖可知，就任一資料符元而言，其相位對於在頻率軸方向及時間軸方向雙方相鄰接之符元被變更之相位程度，均爲互異之相位變更量。藉此，可進而令接收裝置之錯誤更正能力提升。

總言之，於第32圖，在時間軸方向鄰接之符元存在有資料符元時，<條件#1>係於所有X、所有Y成立。

同樣地，於第32圖，在頻率軸方向鄰接之符元存在有資料符元時，<條件#2>係於所有X、所有Y成立。

同樣地，於第32圖，在頻率軸方向鄰接之符元存在有資料符元，且在時間軸方向鄰接之符元存在有資料符元時時，<條件#3>係於所有X、所有Y成立。

接著，以實施形態2所說明、對2個預編碼後之基頻訊號進行相位變更時(參考第26圖)之例子來說明。

如第26圖，對預編碼後之基頻訊號z1'及預編碼後之基頻訊號z2'兩者賦予相位變更時，關於相位變更方法包括數種方法。就該點詳細說明。

作爲方法1，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更係如前述，如第32圖進行相位變更。於第32圖，預編碼後之基

頻訊號z2'之相位變更係設爲週期10。然而，如於前面所述，爲了符合<條件#1>、<條件#2>、<條件#3>，於(子)載波1，隨著時間而變更施加於預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更。(於第32圖施以該類變更，但設爲週期10之其他相位變更方法亦可)然後，預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更係如第33圖，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更爲週期10之1週期份之相位變更值一定。於第33圖，於包含(預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更之)1週期份之時刻$1，預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更值設爲$e^{j0}$，於包含下一個(預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更之)1週期份之時刻$2，預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更值設爲$e^{j\pi/9}$，以此類推。

再者，於第33圖所示之符元，例如雖附有「e^{j0}」之記載，但此係意味對於該符元之第26圖之訊號z1'乘以「e^{j0}」而變更相位。總言之，第33圖之各符元所記載的值係實施形態2所說明的$z1(t)=y_1(t)z1'(t)$之$y_1(t)$的值。

預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更係如第33圖，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更爲週期10之1週期份之相位變更值一定，相位變更值係隨著1週期份之號碼變更。(如上述，於第33圖，於第1之1週期份設爲e^{j0}，於第2之1週期份設爲$e^{j\pi/9}$，以此類推。)

藉由如以上，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更雖爲週期10，但可獲得能夠使得考慮到預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更及預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更兩者時之週期大於10之效果。藉此，接收裝置之資料接收品質可

能會提升。

作爲方法2，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更係如前述，如第32圖進行相位變更。於第32圖，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更係設爲週期10。然而，如於前面所述，爲了符合<條件#1>、<條件#2>、<條件#3>，於(子)載波1，隨著時間而變更施加於預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更。(於第32圖施以該類變更，但設爲週期10之其他相位變更方法亦可)然後，預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更係如第30圖，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更係以不同於週期10之週期3進行相位變更。

再者，於第30圖所示之符元，例如雖附有「e^{j0}」之記載，但此係意味對於該符元之第26圖之訊號z1'乘以「e^{j0}」而變更相位。總言之，第30圖之各符元所記載的值係實施形態2所說明的$z1(t)=y_1(t)z1'(t)$之$y_1(t)$的值。

藉由如以上，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更雖爲週期10，但考慮到預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更及預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更兩者時之週期成爲30，可獲得能夠使得考慮到預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更及預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更兩者時之週期大於10之效果。藉此，接收裝置之資料接收品質可能會提升。作爲方法2之一有效方法，若預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更之週期設爲N，預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更之週期設爲M時，尤其N與M爲互質關係時，雖具有考慮到預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更及預編碼後之基頻訊

號z2’之相位變更兩者時之週期爲N×M，可容易設定爲大的週期之優點，但即便N與M爲互質關係，仍可增大週期。

再者，本實施形態3之相位變更方法爲一例，不限於此，如實施形態1、實施形態2所說明，於頻率軸方向進行相位變更，亦或於時間軸方向進行相位變更，亦或於時間–頻率之區塊進行相位變更，均同樣具有可令接收裝置之資料接收品質提升的效果。

除了上述所說明的訊框構成以外，亦可考慮於資料符元間，插入前導符元(SP(Scattered Pilot：分散前導)或傳送控制資訊之符元等。詳細說明該情況下之相位變更。

第47圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z1或z1’及調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2’之時間–頻率軸之訊框構成；第47(a)圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z1或z1’之時間–頻率軸之訊框構成，第47(b)圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2’之時間–頻率軸之訊框構成。於第47圖，4701係表示前導符元，4702係表示資料符元，資料符元4702係表示經施以預編碼、或經施以預編碼及相位變更之符元。

第47圖係如第6圖表示對於預編碼後之基頻訊號z2’，進行相位變更時之符元配置(對預編碼後之基頻訊號z1’不進行相位變更)。(再者，於第6圖雖表示於時間軸方向進行相位變更的情況，但於第6圖，將時間t調換爲載波f來思考，藉此相當於進行在頻率方向之相位變更，藉由將時間t調換爲時間t、頻率f，亦即將(t)調換爲(t、f)來思考，則相當於

以時間頻率之區塊來進行相位變更。)因此，第47圖之預編碼後之基頻訊號z2'之符元所記載的數值，係表示相位之變更值。再者，第47圖之預編碼後之基頻訊號z1'(z1)之符元由於不進行相位變更，因此不記載數值。

於第47圖，重要點在於對於預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行。(在此，雖記載作符元，但在此記載之符元已施行預編碼，因此包含s1之符元及s2之符元兩者。)因此，對於插入於z2'之前導符元不施行相位變更。

第48圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z1或z1'及調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2'之時間-頻率軸之訊框構成；第48(a)圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z1或z1'之時間-頻率軸之訊框構成，第48(b)圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2'之時間-頻率軸之訊框構成。於第48圖，4701係表示前導符元，4702係表示資料符元，資料符元4702係表示經施以預編碼及相位變更之符元。

第48圖係如第26圖表示對於預編碼後之基頻訊號z1'及預編碼後之基頻訊號z2'，進行相位變更時之符元配置。(再者，於第26圖雖表示於時間軸方向進行相位變更的情況，但於第26圖，將時間t調換爲載波f來思考，藉此相當於進行在頻率方向之相位變更，藉由將時間t調換爲時間t、頻率f，亦即將(t)調換爲(t、f)來思考，則相當於以時間頻率之區塊來進行相位變更。)因此，第48圖之預編碼後之基頻訊號z1'及預編碼後之基頻訊號z2'之符元所記載的數值，係表

示相位之變更值。

於第48圖，重要點在於對於預編碼後之基頻訊號z1'之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行，又，對於預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行。(在此，雖記載作符元，但在此記載之符元已施行預編碼，因此包含s1之符元及s2之符元兩者。)因此，對於插入於z1'之前導符元不施行相位變更，又，對於插入於z2'之前導符元不施行相位變更。

第49圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z1或z1'及調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2'之時間-頻率軸之訊框構成；第49(a)圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z1或z1'之時間-頻率軸之訊框構成，第49(b)圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2'之時間-頻率軸之訊框構成。於第49圖，4701爲前導符元，4702爲資料符元，4901爲空符元，基頻訊號之同相成分I=0，正交成分Q=0。此時，資料符元4702係表示經施以預編碼、或經施以預編碼及相位變更之符元。第49圖與第47圖之差異在於資料符元以外之符元之構成方法，於調變訊號z1'插入有前導符元之時間及載波，調變訊號z2'係成爲空符元，反之，於調變訊號z2'插入有前導符元之時間及載波，調變訊號z1'係成爲空符元。

第49圖係如第6圖表示對於預編碼後之基頻訊號z2'，進行相位變更時之符元配置(對預編碼後之基頻訊號z1'不

進行相位變更)。(再者，於第6圖雖表示於時間軸方向進行相位變更的情況，但於第6圖，將時間t調換爲載波f來思考，藉此相當於進行在頻率方向之相位變更，藉由將時間t調換爲時間t、頻率f，亦即將(t)調換爲(t、f)來思考，則相當於以時間頻率之區塊來進行相位變更。)因此，第49圖之預編碼後之基頻訊號z2'之符元所記載的數值，係表示相位之變更值。再者，第49圖之預編碼後之基頻訊號z1'(z1)之符元由於不進行相位變更，因此不記載數值。

於第49圖，重要點在於對於預編碼後之基頻訊號z2'之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行。(在此，雖記載作符元，但在此記載之符元已施行預編碼，因此包含s1之符元及s2之符元兩者。)因此，對於插入於z2'之前導符元不施行相位變更。

第50圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z1或z1'及調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2'之時間-頻率軸之訊框構成；第50(a)圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z1或z1'之時間-頻率軸之訊框構成，第50(b)圖係表示調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2'之時間-頻率軸之訊框構成。於第50圖，4701爲前導符元，4702爲資料符元，4901爲空符元，基頻訊號之同相成分I=0，正交成分Q=0。此時，資料符元4702係表示經施以預編碼、或經施以預編碼及相位變更之符元。第50圖與第48圖之差異在於資料符元以外之符元之構成方法，於調變訊號z1'插入有前導符元之時間及載波，調變訊號z2'係成爲空符元，反之，於調變訊號z2'

插入有前導符元之時間及載波，調變訊號z1’係成爲空符元。

第50圖係如第26圖表示對於預編碼後之基頻訊號z1’及預編碼後之基頻訊號z2’，進行相位變更時之符元配置。(再者，於第26圖雖表示於時間軸方向進行相位變更的情況，但於第26圖，將時間t調換爲載波f來思考，藉此相當於進行在頻率方向之相位變更，藉由將時間t調換爲時間t、頻率f，亦即將(t)調換爲(t、f)來思考，則相當於以時間頻率之區塊來進行相位變更。)因此，第50圖之預編碼後之基頻訊號z1’及預編碼後之基頻訊號z2’之符元所記載的數值，係表示相位之變更值。

於第50圖，重要點在於對於預編碼後之基頻訊號z1’之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行，又，對於預編碼後之基頻訊號z2’之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行。(在此，雖記載作符元，但在此記載之符元已施行預編碼，因此包含s1之符元及s2之符元兩者。)因此，對於插入於z1’之前導符元不施行相位變更，又，對於插入於z2’之前導符元不施行相位變更。

第51圖係表示生成第47圖、第49圖之訊框構成之調變訊號而發送之發送裝置之構成之一例，關於與第4圖同樣地動作者係附上同一符號。

於第51圖，加權合成部308A、308B及相位變更部317B係僅於訊框構成訊號313表示資料符元之時序動作。

第51圖之前導符元(兼生成空符元)生成部5101係於表示訊框構成訊號313爲前導符元(且空符元)時，輸出前導符元之基頻訊號5102A及5102B。

於第47圖至第50圖之訊框構成雖未表示，但未施行預編碼(及未施行相位旋轉)之例如從1天線發送調變訊號之方式，或採用利用時空碼(尤其是時空區碼)之傳送方式，發送控制資訊符元時，控制資訊符元5104係以控制資訊5103、訊框構成訊號313作爲輸入，於訊框構成訊號313表示資料符元時，輸出控制資訊符元之基頻訊號5102A、5102B。

第51圖之無線部310A、310B係根據作爲輸入之複數個基頻訊號中之訊框構成訊號313，從複數個基頻訊號選擇所需之基頻訊號。然後，施行OFDM關連之訊號處理，分別輸出按照訊框構成之調變訊號311A、311B。

第52圖係表示生成第48圖、第50圖之訊框構成之調變訊號而發送之發送裝置之構成之一例，關於與第4圖、第51圖同樣地動作者係附上同一符號。對於第51圖追加之相位變更部317A係僅於訊框構成訊號313表示資料符元之時序動作。關於其他則與第51圖同樣動作。

第53圖係與第51圖不同之發送裝置之構成方法。以下說明有關不同點。相位變更部317B係如第53圖，以複數個基頻訊號作爲輸入。然後，訊框構成訊號313表示資料符元時，相位變更部317B對於預編碼後之基頻訊號316B施行相位變更。然後，訊框構成訊號313表示前導符元(或空符元)或控制資訊符元時，相位變更部317B停止相位變更的動

作，直接輸出各符元之基頻訊號。(作爲其解釋，視爲強制進行相當於「e^{j0}」之相位旋轉即可。)

選擇部5301係以複數個基頻訊號作爲輸入，選擇訊框構成訊號313所示符元之基頻訊號而輸出。

第54圖係與第52圖不同之發送裝置之構成方法。以下說明有關不同點。相位變更部317B係如第54圖，以複數個基頻訊號作爲輸入。然後，訊框構成訊號313表示資料符元時，相位變更部317B對於預編碼後之基頻訊號316B施行相位變更。然後，訊框構成訊號313表示前導符元(或空符元)或控制資訊符元時，相位變更部317B停止相位變更的動作，直接輸出各符元之基頻訊號。(作爲其解釋，視爲強制進行相當於「e^{j0}」之相位旋轉即可。)

同樣地，相位變更部5201係如第54圖，以複數個基頻訊號作爲輸入。然後，訊框構成訊號313表示資料符元時，相位變更部5201對於預編碼後之基頻訊號309A施行相位變更。然後，訊框構成訊號313表示前導符元(或空符元)或控制資訊符元時，相位變更部5201係停止相位變更的動作，直接輸出各符元之基頻訊號。(作爲其解釋，視爲強制進行相當於「e^{j0}」之相位旋轉即可。)

於上述說明，雖舉例說明前導符元、控制符元及資料符元，但不限於此，重點在於若是採用與預編碼不同之傳送方法，例如1天線發送、利用時空區碼之傳送方法等來傳送之符元，則同樣不給予相位變更；反之，於本發明中，重點在於對於已進行預編碼之符元，進行相位變更。

因此，本發明之特徵點在於，並非於時間-頻率軸之訊框構成之所有符元進行相位變更，僅對已進行預編碼之訊號給予相位變更。

(實施形態4)

於上述實施形態1及2，揭示規則地變更相位，於實施形態3，揭示使得相鄰符元之相位變更程度不同。

於本實施形態4，表示相位變更方法亦可依發送裝置所使用的調變方式、錯誤更正碼之編碼率而不同。

於以下表1，表示因應發送裝置所設定的各種設定參數而設定之相位變更方法之一例。

[表1]

發送調變訊號數	調變方式	編碼率	相位變更模式
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:1/2, #2:2/3	#1:-, #2:A
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:1/2, #2:3/4	#1:A, #2:B
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:2/3, #2:3/5	#1:A, #2:C
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:2/3, #2:2/3	#1:C, #2:-
2	#1:QPSK, #2:QPSK	#1:3/3, #2:5/6	#1:D, #2:E
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:1/2, #2:2/3	#1:B, #2:A
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:1/2, #2:3/4	#1:A, #2:C
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:1/2, #2:3/5	#1:-, #2:E
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:2/3, #2:3/4	#1:D, #2:-
2	#1:QPSK, #2:16QAM	#1:2/3, #2:5/6	#1:D, #2:B
2	#1:16QAM, #2:16QAM	#1:1/2, #2:2/3	#1:-, #2:E
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

表1之#1係意味上述實施形態1之調變訊號s1(發送裝置所設定的調變方式之基頻訊號s1)、#2係意味調變訊號s2(發送裝置所設定的調變方式之基頻訊號s2)。表1之編碼率係表示對於#1、#2之調變方式之錯誤更正碼之設定編碼率。表1

之相位變更模式欄係如實施形態1至實施形態3所說明，其表示對於預編碼後之基頻訊號z1(z1')、z2(z2')所施加的相位變更方法，相位變更模式設定如A、B、C、D、E、...，此係實際上表示變更相位之程度變化之資訊，例如表示如上述式(46)或式(47)之變更模式。再者，於表1之相位變更模式例記載爲「-」，此意味不進行相位變更。

再者，表1所示之調變方式或編碼率之組合爲一例，亦可包含表1所示之調變方式以外之調變方式(例如128QAM或256QAM等)或編碼率(例如7/8等)。又，如實施形態1所示，錯誤更正碼亦可分別就s1、s2設定(再者，表1的情況係如第4圖，施行1個錯誤更正碼之編碼的情況。)。又，對相同調變方式及編碼率，將互異之複數種相位變更模式建立對應亦可。發送裝置係對於接收裝置，發送表示各相位變更模式之資訊，接收裝置係藉由參考該資訊及表1來特定出相位變更模式，執行解調及解碼。再者，相位變更模式係對於調變方式及錯誤更正方式一對一地決定時，發送裝置若將調變方式及錯誤更正方式之資訊發送給接收裝置，則接收裝置可藉由獲得該資訊而得知相位變更模式，該情況下未必需要相位變更資訊。

實施形態1至實施形態3係說明有關對於預編碼後之基頻訊號，進行相位變更的情況，但不僅止於相位，亦可與相位變更採同樣週期而規則地變更振幅。因此，於該表1，亦可令規則地變更調變訊號之振幅之振幅變更模式相對應。該情況下，發送裝置若於第3圖或第4圖之加權合成部

308A之後，具備變更振幅之振幅變更部，或於加權合成部308B之後具備變更振幅之振幅變更部即可。再者，對於預編碼後之基頻訊號z1(t)、z2(t)之一方，施行振幅變更(該情況下，於加權合成部308A、308B任一者之後具備振幅變更部即可。)，或對於雙方施行振幅變更均可。

進而言之，於上述表1雖未表示，不規則地變更相位，由映射部規則地變更映射方法之構成亦可。

亦即，調變訊號s1(t)之映射方法設爲16QAM、調變訊號s2(t)之映射方法設爲16QAM時，例如將適用於調變訊號s2(t)之映射方式規則地變更如下：16QAM→16APSK(16 Amplitude Phase Shift Keying：16振幅相位位移鍵控)→於I-Q平面成爲與16QAM、16APSK不同之訊號點配置之第1映射方法→於I-Q平面成爲與16QAM、16APSK不同之訊號點配置之第2映射方法→...，藉此可與上述規則地變更相位的情況相同，於接收裝置獲得提升資料接收品質的效果。

又，本發明可爲規則地變更相位之方法、規則地變更映射方法之方法、變更振幅之方法之某一者的組合，或將其全部列入考慮而發送發送訊號之構成。

於本實施形態，於單載波方式、多載波方式之任一情況均可實施。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。如前述，於本實施形態，作爲進行相位變更、振幅變更、映射變更之說明，雖說明有關於時間t軸方向進行相位變更、振幅變更、映射變更的情況，但與實施形態1相同，於t方向之相位變更之說明中，將t調換f (f：頻率((子)載波))來思考，藉此可於頻率方向之相位變更、振幅變更、映射變更，適用本實施形態所說明的相位變更、振幅變更、映射變更。又，本實施形態之相位變更、振幅變更、映射變更方法係與實施形態1之說明相同，亦可對於時間–頻率方向之相位變更、振幅變更、映射變更來適用。

然後，於本實施形態，資料符元以外之符元，例如前導符元(前文、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A1)

於本實施形態，詳細說明關於如非專利文獻12～非專利文獻15所示，利用QC(Quasi Cyclic：類迴圈) LDPC (Low–Density Parity–Check：低密度奇偶校驗)碼(非QC–LDPC碼之LDPC碼亦可)、LDPC碼與BCH碼(Bose–Chaudhuri–Hochquenghem)之連接碼等區塊碼、渦輪碼等區塊碼時之尤其是利用實施形態16至實施形態26、實施形態C1所述之規則地變更相位之方法。在此，作爲一例而舉例說明發送s1、s2兩個串流的情況。其中，利用區塊碼進行編碼時，當不需要控制資訊等時，構成編碼後之區

塊之位元數係與構成區塊碼之位元數(其中，如以下所記載的控制資訊等亦可包含於此之中)一致。利用區塊碼進行編碼時，若需要控制資訊等(例如CRC(cyclic redundancy check：循環冗餘校驗)、傳送參數等)時，構成編碼後之區塊之位元數有時爲構成區塊碼之位元數與控制資訊等之位元數之和。

第34圖係表示利用區塊碼時之1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第34圖係表示例如第4圖之發送裝置所示，發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有1個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送之任一者均可。)

如第34圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於第4圖之發送裝置，爲了同時發送兩個串流，調變方式爲QPSK時，前述3000符元係對s1分派1500符元，對s2分派1500符元，因此爲了以s1發送1500符元，並以s2發送1500符元，需要1500時槽(在此命名爲「時槽」)。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要750時槽，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要500時槽。

接著，就規則地變更相位之方法，說明關於上述所定義的時槽與相位之關係。

在此，爲了規則地變更相位之方法所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲5。總言之，爲了第4圖之發送裝置之相位變更部而準備5個不同之相位變更值(實施形態1至實施形態4之「週期」)(如第6圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'進行相位變更時，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更值即可。又，如第26圖，對於預編碼後之基頻訊號z1'及z2'兩者進行相位變更時，1個時槽需要2個相位變更值)。該5個相位變更值(或相位變更集合)表現爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、PHASE[3]、PHASE[4]。

調變方式爲QPSK時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之1500時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲300時槽。此係由於若所使用的預編碼矩陣有不均，則在資料之接收品質上，使用較多數目之預編碼矩陣的影響大。

同樣地，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之750時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲150時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲150時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲150時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲150時槽，使用相位PHASE[4]

之時槽須爲150時槽。

同樣地，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之500時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲100時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲100時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲100時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲100時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲100時槽。

如以上，於規則地變更相位之方法，所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲N個(N個不同之相位表現爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1])時，發送所有構成1個編碼後之區塊之位元時，使用相位PHASE[0]之時槽數設爲K_0，使用相位PHASE[1]之時槽數設爲K_1，使用相位PHASE[i]之時槽數設爲K_i(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位PHASE[N−1]之時槽數設爲K_{N-1}時，如下即可：

<條件#A01>

$K_0=K_1=\ldots=K_i=\ldots=K_{N-1}$，亦即$K_a=K_b$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

然後，通訊系統支援複數種調變方式，從所支援的調變方式選擇使用時，於所支援的調變方式，<條件#A01>成立即可。

然而，支援複數種調變方式時，依各調變方式不同，1符元可發送之位元數一般會不同(視情況而言，亦可能爲同一位元數)，視情況而言，有時存在無法符合<條件#A01>

之調變方式。該情況下，符合以下條件來取代<條件#A01>即可。

<條件#A02>

K_a與K_b之差爲0或1，亦即$|K_a-K_b|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

第35圖係表示利用區塊碼時之2個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第35圖係表示例如第3圖之發送裝置及第12圖之發送裝置所示，發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有2個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送之任一者均可。)

如第35圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於第3圖之發送裝置及第12圖之發送裝置，由於同時發送兩個串流，或存在2個編碼器，因此於兩個串流傳送不同的碼區塊。因此，調變方式爲QPSK時，藉由s1、s2，2個編碼區塊於同一區間內發送，因此例如藉由s1發送第1編碼後之區塊，藉由s2發送第2編碼後之區塊，因此爲了發送第1、第2編碼後之區塊而需要3000時槽。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之所有位元，需要1500時槽，調變方式爲

64QAM時，爲了發送構成22區塊之所有位元，需要1000時槽。

接著，就規則地切換預編碼矩陣之方法，說明關於上述所定義的時槽與預編碼矩陣之關係。

在此，爲了規則地變更相位之方法所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲5。總言之，爲了第3圖及第12圖之發送裝置之相位變更部而準備5個相位變更值(或相位變更集合)(實施形態1至實施形態4之「週期」)(如第6圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'進行相位變更時，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更值即可。又，如第26圖，對於預編碼後之基頻訊號z1'及z2'兩者進行相位變更時，1個時槽需要2個相位變更值。該2個相位變更值稱爲相位變更集合。因此，該情況下，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更集合即可)。該5個相位變更值(或相位變更集合)表現爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、PHASE[3]、PHASE[4]。

調變方式爲QPSK時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之3000時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲600時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲600時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲600時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲600時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲600時槽。此係由於若所使用的預編碼矩陣有不均，則使用較多數目之相位影響大，於接收裝置，資料接收品質取決於該影響。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[1]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[2]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[3]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[4]之時槽須爲600次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[1]之時槽爲600次，使用相位PHASE[2]之時槽爲600次，使用相位PHASE[3]之時槽爲600次，使用相位PHASE[4]之時槽爲600次即可。

同樣地，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之1500時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲300時槽。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[1]之時槽須爲300次，使用相位PHASE[2]之時槽須爲300次，使用相位PHASE[3]之時槽須爲300次，使用相位PHASE[4]之時槽須爲300次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲300次，使用相位PHASE[1]之時槽爲300次，使用相位PHASE[2]之時槽爲300次，使用相位PHASE[3]之時槽爲300次，使用相位PHASE[4]之時槽爲300次即可。

同樣地，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之1000時槽，使

用相位PHASE[0]之時槽須爲200時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲200時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲200時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲200時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲200時槽。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[1]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[2]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[3]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[4]之時槽須爲200次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[1]之時槽爲200次，使用相位PHASE[2]之時槽爲200次，使用相位PHASE[3]之時槽爲200次，使用相位PHASE[4]之時槽爲200次即可。

如以上，於規則地變更相位之方法，所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲N個(N個不同之相位表現爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1])時，發送所有構成2個編碼後之區塊之位元時，使用相位PHASE[0]之時槽數設爲K_0，使用相位PHASE[1]之時槽數設爲K_1，使用相位PHASE[i]之時槽數設爲K_i(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位PHASE[N−1]之時槽數設爲K_{N-1}時，如下即可：

<條件#A03>

$K_0=K_1=\ldots=K_i=\ldots=K_{N-1}$，亦即$K_a=K_b$(for $\forall a$、$\forall b$，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，$a\neq b$)

發送所有構成第1編碼後之區塊之位元時，使用相位

PHASE[0]之次數設爲$K_{0,1}$，使用相位PHASE[1]之次數設爲$K_{1,1}$，使用相位PHASE[i]之次數設爲$K_{i,1}$(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位PHASE[N−1]之次數設爲$K_{N-1,1}$時，則如下：

<條件#A04>

$K_{0,1}=K_{1,1}=\ldots=K_{i,1}=\ldots=K_{N-1,1}$，亦即$K_{a,1}=K_{b,1}$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

發送所有構成第2編碼後之區塊之位元時，使用相位PHASE[0]之次數設爲$K_{0,2}$，使用相位PHASE[1]之次數設爲$K_{1,2}$，使用相位PHASE[i]之次數設爲$K_{i,2}$(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位PHASE[N−1]之次數設爲$K_{N-1,2}$時，則如下即可：

<條件#A05>

$K_{0,2}=K_{1,2}=\ldots=K_{i,2}=\ldots=K_{N-1,2}$，亦即$K_{a,2}=K_{b,2}$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

然後，通訊系統支援複數種調變方式，從所支援的調變方式選擇使用時，於所支援的調變方式，<條件#A03>、<條件#A04>、<條件#A05>成立即可。

然而，支援複數種調變方式時，依各調變方式不同，1符元可發送之位元數一般會不同(視情況而言，亦可能爲同一位元數)，視情況而言，有時存在無法符合<條件#A03>、<條件#A04>、<條件#A05>之調變方式。該情況下，符合以下條件來取代<條件#A03>、<條件#A04>、<條件#A05>即可。

<條件#A06>

K_a與K_b之差爲0或1，亦即$|K_a-K_b|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

<條件#A07>

$K_{a,1}$與$K_{b,11}$之差爲0或1，亦即$|K_{a,1}-K_{b,1}|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

<條件#A08>

$K_{a,2}$與$K_{b,2}$之差爲0或1，亦即$|K_{a,2}-K_{b,2}|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

如以上，藉由進行編碼後之區塊與預編碼矩陣之關係建立，於爲了傳送編碼區塊而使用之相位，不均會消失，因此於接收裝置，可獲得資料接收品質提升的效果。

於本實施形態，在規則地變更相位之方法中，週期N之相位變更方法需要N個相位變更值(或相位變更集合)。此時，作爲N個相位變更值(或相位變更集合)而準備PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1]，但亦有於頻率軸方向，排列爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1]之順序的方法，但未必限於此，N個相位變更值(或相位變更集合) PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1]，可與實施形態1同樣藉由對於時間軸、頻率−時間軸之區塊配置符元來變更相位。再者，雖說明週期N之相位變更方法，但隨機利用N個相位變更值(或相位變更集合)，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個相位變更值(或相位變更集

合)，但符合上面所說明的條件係對於在接收裝置，獲得高資料接收品質方面甚爲重要。

又，存在有空間多工MIMO傳送方式、預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式、時空區塊編碼方式、僅發送1串流之模式、規則地變更相位之方法(實施形態1至實施形態4所說明的發送方法)之模式，發送裝置(播送台、基地台)可從該等模式選擇某一發送方法亦可。

再者，空間多工MIMO傳送方式係如非專利文獻3所示，從各不相同之天線，發送以選擇之調變方式映射之訊號s1、s2之方法；預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式係於實施形態1至實施形態4，僅進行預編碼(不進行相位變更)之方式。又，時空區塊編碼方式係非專利文獻9、16、17所示之傳送方式。僅發送1串流之模式係將以選擇之調變方式映射之訊號s1之訊號進行預定處理，並從天線發送之方法。

又，利用如OFDM之多載波傳送方式，以諸如由複數個載波所構成的第1載波群、由複數個載波所構成不同於第1載波群之第2載波群、以此類推之複數個載波群來實現多載波傳送，就各載波群，設定空間多工MIMO傳送方式、預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式、時空區塊編碼方式、僅發送1串流之模式、規則地變更相位之方法中之某一方法亦可，尤其於選擇規則地變更相位之方法之(子)載波群，實施本實施形態即可。

再者，對於一方之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時，例如PHASE[i]之相位變更值設爲「X弧度」時，於第3

圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖之相位變更部，對預編碼後之基頻訊號z2'乘算e^{jX}。然後，對於兩者之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時，例如PHASE[i]之相位變更值設爲「X弧度」及「Y弧度」時，於第26圖、第27圖、第28圖、第52圖、第54圖之相位變更部，對預編碼後之基頻訊號z2'乘算e^{jX}，對預編碼後之基頻訊號z1'乘算e^{jY}。

(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36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3600實施，而前述數位播送用系統3600包含：第36圖所示之播送台、電視(television) 3611、DVD錄放影機3612、STB (Set Top Box：機上盒) 3613、電腦3620、車用電視3641及行動電話3630等各種接收機。具體而言，播送台3601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3601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3660、3640)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3600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37圖係表示實施上述實施形態所說明的接收方法之接收機3700之構成之一例。如第37圖所示，作爲接收機3700之一構成之一例，可考慮以1個LSI (或晶片組)構成模型部分，以另1個LSI(或晶片組)構成編解碼器部分。第37圖所示之接收機3700係相當於第36圖所示之電視(television) 3611、DVD錄放影機3612、STB (Set Top Box：機上盒) 3613、電腦3620、車用電視3641及行動電話3630等所具備的構成。接收機3700具備：調階器3701，係將天線3760所接收的高頻訊號轉換成基頻訊號者；解調部3702，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3702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3700具有：串流輸出入部3703，係從解調部3702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3704，係利用對應於經分離之影像資料之

動態圖像解碼方法，將影像資料解碼爲影像訊號，利用對應於經分離之聲音資料之聲音解碼方法，將聲音資料解碼爲聲音訊號者；揚聲器等聲音輸出部3706，係輸出經解碼之聲音訊號者；顯示器等影像顯示部3707，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) 3750，對操作輸入部3710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3700係於天線3760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3700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3750來說明頻道選台之例，但利用接收機3700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3700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3700具備記錄部(驅動機)3708，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3702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3702解

調所獲得資料，有時不進行錯誤更正解碼。又，接收機3700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爲其一例，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3700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3700係以記錄部3708，記錄由解調部3702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3702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3708係僅記錄由解調部3702

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亦可。然後，記錄部3708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3700時，於由解調部3702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3700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3700之缺陷。藉此，可令搭載接收機3700之電視、記錄裝置、行動電話更穩定地動作。

在此，從由解調部3702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3703進行。具體而言，串流輸出入部3703係依據來自未圖示之CPU等控制部之指示，將解調部3702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3700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3708係記錄由解調部3702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3702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3708亦可將由解調部3702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3702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，轉換爲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3703及訊號處理部3704進行。具體而言，串流輸出入部3703係依據來自CPU等控制部之指示，將由解調部3702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3704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，轉換爲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，轉換爲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3703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3704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3700可配合可記錄於記錄媒體之資料尺寸或記錄部3708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3702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3702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3700具備串流輸出IF(Interface：介面)3709，係對於由解調部3702所解調的多工資料，經由通訊媒體3730而發送者。作爲串流輸出IF3709之一

例，可舉出經由無線媒體(相當於通訊媒體3730)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IF3709亦可爲經由連接於該串流輸出IF3709之有線傳送路(相當於通訊媒體3730)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3700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3700係由串流輸出IF3709，輸出由解調部3702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3702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IF3709係從解調部3702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IF3709亦可輸出由解調部3702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3702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3703進行。具體而言，串流輸出入部3703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3702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IF3709之各種類而預先決定均可。

藉由上述構成，接收機3700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IF3709係記錄由解調部3702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3702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IF3709亦可將由解調部3702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3702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，轉換爲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3703及訊號處理部3704進行。具體而言，串流輸出入部3703係依據來自控制部之指示，將由解調部3702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3704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，轉換爲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，轉換爲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3703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3704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IF3709之各種類而預先決定均可。

藉由上述構成，接收機3700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3702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3700具備AV(Audio and Visual：音訊視覺)輸出IF (Interface：介面) 3711，係將對於外部機器由訊號處理部3704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。作爲AV輸出IF3711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IF3709亦可爲經由連接於該串流輸出IF3709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IF3709亦可爲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3704所解碼的影像訊號及聲音訊號。

進而言之，接收機3700具備操作輸入部3710，係受理使用者操作之輸入者。接收機3700係根據因應使用者之操作而輸入於操作輸入部3710之控制訊號，進行電源開啓/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3706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3700亦可具備顯示表示該接收機3700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3700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3702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3700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3707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3700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3700係舉例說明具備聲音輸出部3706、影像顯示部3707、記錄部3708、串流輸出IF3709及AV輸出IF3711的情況，但未必須具備該等全部構成。若接收機3700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3702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爲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38圖係表示多工資料之構成之一例。如第38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爲電影時，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39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3901、由複數個音訊訊框所組成的音訊串流3904，分別轉換爲PES封包串3902及3905，並轉換爲TS封包3903及3906。同樣地，簡報圖形串流3911及互動圖形3914之資料，分別轉換爲PES封包串3912及3915，進而轉換爲TS封包3913及3916。多工資料3917係藉由將該等(TS封包3903、3906、3913、3916)予以多工爲1個串流而構成。

第40圖係進一步詳細表示視訊串流如何儲存於PES封包。第40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88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41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41圖下層所示排有來源封包，從多工資料開頭遞增之號碼稱爲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爲何，

PAT本身之PID登錄爲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係爲了取得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42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爲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43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43圖所示爲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43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之間隔設定爲系統率以下。再生開始時刻爲多工資料開頭之視訊訊框之PTS，設定再生結束時刻爲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44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44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45圖係表示包含接收裝置4504之影像聲音輸出裝置

4500之構成之一例；前述接收裝置4504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4504之構成相當於第37圖之接收裝置3700。於影像聲音輸出裝置4500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4506 (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4501，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4502、及網際網路上提供之超文件(World Wide Web (全球資訊網：WWW)) 4503。然後，藉由操作遙控器(行動電話或鍵盤亦可)4507，選擇資料播送用之資料之影像4502、網際網路上提供之超文件4503之某一者而變更動作。例如選擇網際網路上提供之超文件4503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4502時，藉由遙控器4507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，IF4505取得由遙控器發送之資訊，接收裝置4504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4504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4507，進行頻道選台

之例，但利用影像聲音輸出裝置4500所搭載的選台鍵進行頻道選台，亦與上述爲相同動作。

又，利用網際網路操作影像聲音輸出裝置4500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4500進行錄影(記憶)之預約。(因此，影像聲音輸出裝置4500係如第37圖具有記錄部3708。)然後，於錄影開始前進行頻道選台，接收裝置4504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4504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)(關於此係如第5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(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(亦可將前導符元稱爲前文、單一字元、後置、參考符元、分散前導等)、控制資訊用符元等可於訊框任意配置。然後，在此雖稱爲前導符元、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。

前導符元若爲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，控制資訊用符元係爲了實現(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，說明有關作爲通訊裝置而進行的情況，但不限於此，作爲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以及相位變更，生成4個調變訊號，從4個天線發送之方法，亦即在對於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，作爲規則地變更相位之相位變更方法亦可同樣地實施。

又，於本發明說明所示之系統例，揭示從2個天線發送2個調變訊號，以2個天線分別接收之MIMO方式之通訊系統，但本發明當然亦可適用於MISO (Multiple Input Single Output：多輸入單輸出)方式之通訊系統。MISO方式的情況下，接收裝置係採取第7圖所示構成中未有天線701_Y、無線部703_Y、調變訊號z1之通道變動推定部707_1、調變訊號z2之通道變動推定部707_2之構成，但該情況下，藉由執行上述實施形態1所示之處理，仍可分別推定r1、r2。再者，於同一頻帶、同一時間發送之複數個訊號，能夠以1個天線接收、解碼，此爲習知事項，於本說明書，用以復原在訊號處理部之發送側所變更的相位之處理，係追加於習知技術之處理。

又，於本發明說明所示之系統例，揭示從2個天線發送2個調變訊號，以2個天線分別接收之MIMO方式之通訊系統，但本發明當然亦可適用於MISO(Multiple Input Single Output：多輸入單輸出)方式之通訊系統。MISO方式的情況下，於發送裝置適用預編碼及相位變更之點係如目前爲止的說明。另，接收裝置係採取第7圖所示構成中未有天線701_Y、無線部703_Y、調變訊號z1之通道變動推定部707_1、調變訊號z2之通道變動推定部707_2之構成，但該情況下，藉由執行本說明書所示之處理，仍可推定發送裝置所發送的資料。再者，於同一頻帶、同一時間發送之複數個訊號，能夠以1個天線接收、解碼，此爲習知事項(於1天線接收時，施行ML運算等(Max-Log APP等)處理即

可。)，於本說明書，若於第7圖之訊號處理部711，進行考慮到發送側所用之預編碼及相位變更之解調(檢波)即可。

於本說明書，採用「預編碼」、「預編碼權重」、「預編碼矩陣」等用語，但稱呼方式本身可爲任何稱呼方式(亦可稱爲例如碼本(codebook))，於本發明，其訊號處理本身才是重點。

又，於本說明書，作爲發送方法係以利用OFDM方式的情況爲中心來說明，但不限於此，於利用OFDM方式以外之多載波方式、單載波方式的情況下亦可同樣地實施。此時，利用向量擴散通訊方式亦可。再者，利用單載波方式時，相位變更係於時間軸方向進行相位變更。

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」)，但該等總稱爲檢波、解調、檢測、推定、分離亦可。

藉由串流s1(t)、s2(t)(s1(i)、s2(i))來傳送不同資料或同一資料均可。

又，對於2串流之基頻訊號s1(i)、s2(i)(其中，i表現(時間或頻率(載波))順序)，進行規則之相位變更及預編碼(順序何者爲先均可)而生成之兩者處理後之基頻訊號z1(i)、z2(i)，將兩者訊號處理後之基頻訊號z1(i)之同相I成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$，兩者訊號處理後之基頻訊號z2(i)之同相I成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$。此時，進行基

頻成分之置換，且如同：

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$，

如同於同一時刻，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r1(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r2(i)之調變訊號一般，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r1(i)之調變訊號、置換後之基頻訊號r2(i)。又，如下設定亦可：

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$I_2(i)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$I_2(i)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_2(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_2(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲

$Q_1(i)$，正交成分設爲$I_2(i)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_2(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_2(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_1(i)$，正交成分設爲$I_2(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$I_2(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$I_2(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_2(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_2(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，

正交成分設爲$Q_1(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_1(i)$，正交成分設爲$I_2(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_2(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_2(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_1(i)$，正交成分設爲$I_2(i)$。

又，上述說明有關對於2串流之訊號進行兩者訊號處理，置換兩者訊號處理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串流之訊號進行兩者訊號處理，置換兩者訊號處理後之訊號之同相成分與正交成分。

又，於上述例，說明同一時刻(同一頻率((子)載波))之基頻訊號之置換，但並非同一時刻之基頻訊號之置換亦可。作爲例子可記述如下：

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_1(i+v)$，正交成分設爲$Q_2(i+w)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_2(i+w)$，正交成分設爲$Q_1(i+v)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_1(i+v)$，正交成分設爲$I_2(i+w)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_1(i+v)$，正交成分設爲$Q_2(i+w)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i+w)$，正

交成分設爲$I_1(i+v)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_1(i+v)$，正交成分設爲$Q_2(i+w)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_1(i+v)$，正交成分設爲$I_2(i+w)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_2(i+w)$，正交成分設爲$Q_1(i+v)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i+w)$，正交成分設爲$I_1(i+v)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_2(i+w)$，正交成分設爲$Q_1(i+v)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_1(i+v)$，正交成分設爲$Q_2(i+w)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_1(i+v)$，正交成分設爲$I_2(i+w)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_2(i+w)$，正交成分設爲$I_1(i+v)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_2(i+w)$，正交成分設爲$Q_1(i+v)$；

・置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_2(i+w)$，正交成分設爲$I_1(i+v)$，置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_1(i+v)$，正交成分設爲$I_2(i+w)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i+v)$，正交成分設爲$I_2(i+w)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_1(i+v)$，正交成分設爲$Q_2(i+w)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_2(i+w)$，正交成分設爲$I_1(i+v)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_1(i+v)$，正交成分設爲$Q_2(i+w)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i+v)$，正交

成分設爲$I_2(i+w)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_2(i+w)$，正交成分設爲$Q_1(i+v)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_2(i+w)$，正交成分設爲$I_1(i+v)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_2(i+w)$，正交成分設爲$Q_1(i+v)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i+v)$，正交成分設爲$Q_2(i+w)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i+w)$，正交成分設爲$Q_1(i+v)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$I_1(i+v)$，正交成分設爲$Q_2(i+w)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_1(i+v)$，正交成分設爲$I_2(i+w)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_2(i+w)$，正交成分設爲$I_1(i+v)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$I_2(i+w)$，正交成分設爲$Q_1(i+v)$；

・置換後之基頻訊號r2(i)之同相成分設爲$Q_2(i+w)$，正交成分設爲$I_1(i+v)$，置換後之基頻訊號r1(i)之同相成分設爲$Q_1(i+v)$，正交成分設爲$I_2(i+w)$。

第55圖係用以說明上述記載之基頻訊號置換部5502之圖。如第55圖所示，於兩者訊號處理後之基頻訊號z1(i)5501_1、z2(i)5501_2，將兩者訊號處理後之基頻訊號z1(i)5501_1之同相I成分設爲$I_1(i)$，正交成分設爲$Q_1(i)$，兩者訊號處理後之基頻訊號z2(i)5501_2之同相I成分設爲$I_2(i)$，正交成分設爲$Q_2(i)$。然後，若置換後之基頻訊號r1(i)5503_1之同相成分設爲$I_{r1}(i)$，正交成分設爲$Q_{r1}(i)$，置

換後之基頻訊號$r_2(i)$5503_2之同相成分設爲$I_{r2}(i)$，正交成分設爲$Q_{r2}(i)$，則置換後之基頻訊號r1(i)5503_1之同相成分$I_{r1}(i)$、正交成分$Q_{r1}(i)$、置換後之基頻訊號r2(i)5503_2之同相I成分$I_{r2}(i)$、正交成分$Q_{r2}(i)$係以上述所說明之某一者來表現。再者，於此例，說明同一時刻(同一頻率((子)載波))之兩者訊號處理後之基頻訊號之置換，但如上述亦可爲不同時刻(不同頻率((子)載波))之兩者訊號處理後之基頻訊號之置換。

發送裝置之發送天線、接收裝置之接收天線均爲圖式所記載的1個天線，亦可藉由複數個天線來構成。

於本說明書，「∀」表現全稱記號(universal quantifier)，「∃」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爲「弧度(radian)」。

若利用複數平面，則作爲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均爲實數，j爲虛數)，令複數平面上的點(a,b)對應時，該點爲極座標，若表現作[r,θ]，則下式成立：

$a=r\times\cos\theta$

$b=r\times\sin\theta$

[數49]

$$r=\sqrt{a^2+b^2}$$

...式(49)

r爲z之絕對值(r=|z|)，θ爲偏角(argument)。然後，z=a+jb表現作$re^{j\theta}$。

於本發明之說明中，基頻訊號、s1、s2、z1、z2爲複數訊號，複數訊號係指同相訊號設爲I，正交訊號設爲Q時，複數訊號表現作I+jQ(j爲虛數單位)。此時，I爲零或Q爲零均可。

於第46圖表示利用本說明書所說明的相位變更方法之播送系統之一例。於第46圖，影像編碼部4601係以影像作爲輸入進行影像編碼，輸出影像編碼後之資料4602。聲音編碼部4603係以聲音作爲輸入進行聲音編碼，輸出聲音編碼後之資料4604。資料編碼部4605係以資料作爲輸入進行資料編碼(例如資料壓縮)，輸出資料編碼後之資料4606。匯總該等而設爲資訊源編碼部4600。

發送部4607係以影像編碼後之資料4602、聲音編碼後之資料4604、資料編碼後之資料4606作爲輸入，對該等資料之某一者，或將該等資料全部作爲發送資料，施以錯誤更正編碼、調變、預編碼、相位變更等處理(例如第3圖之發送裝置之訊號處理)，輸出發送訊號4608_1～4608_N。然後，發送訊號4608_1～4608_N分別從天線4609_1～4609_N，作爲電波發送。

接收部4612係以天線4610_1至4610_M所接收的接收訊號4611_1至4611_M作爲輸入，施以頻率轉換、相位變更、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4613、

4615、4617。資訊源解碼部4619係以接收資料4613、4615、4617作爲輸入，影像解碼部4614係以接收資料4613作爲輸入，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4616係以接收資料4615作爲輸入，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4618係以接收資料4617作爲輸入，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爲任意數。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12圖之OFDM方式關連處理部1201A、1201B即可。此時，OFDM方式關連處理部之說明係如實施形態1。

又，於實施形態1，作爲預編碼矩陣之例子係舉出式(36)，但作爲有別於此之預編碼矩陣，可考慮利用下式之方法。

[數50]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j\pi} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$$

...式(50)

再者，於預編碼式(36)、(50)，作爲α值雖記載設定式(37)、(38)，但不限於此，若設定α=1，由於成爲簡單的預

編碼矩陣，因此該值亦爲有效值之一。

又，於實施形態A1，於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖之相位變更部，作爲週期N用之相位變更值(於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖，僅對一方之基頻訊號賦予相位變更，因此爲相位變更值)表現爲PHASE[i](i=0、1、2、...、N–2、N–2)。然後，於本說明書，對於一方之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時(亦即第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖)，於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'賦予相位變更。此時，如以下賦予PHASE[k]。

[數51]

$$PHASE[k]=\frac{2k\pi}{N}\ \text{弧度}$$

...式(51)

此時，k=0、1、2、...、N–2、N–1。然後，於N=5、7、9、11、15之接收裝置，可獲得良好的資料接收品質。

又，於本說明書，詳細說明有關以複數個天線發送2個調變訊號時之相位變更方法，但不限於此，關於對於3個以上之已進行調變方式之映射之基頻訊號，進行預編碼、相位變更，對於預編碼、相位變更後之基頻訊號進行預定處理，從複數個天線發送的情況，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爲積體電路之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。於此雖爲LSI，但視積體程度差異，有時亦稱爲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。作爲可能性可包括生化技術之應用等。

(實施形態C1)

於本實施形態，雖於實施形態1說明有關變更發送參數時，切換所使用的預編碼矩陣的情況，但於本實施形態，針對其詳細例，說明有關如上述(其他補充)所述，作爲發送

參數，於串流s1(t)、s2(t)，切換傳送不同資料的情況與傳送同一資料的情況時，所使用的預編碼矩陣之切換方法，及伴隨於其之相位變更方法。

於本實施形態，說明有關從不同2個天線分別發送調變訊號時，切換各調變訊號包含同一資料的情況、與於各調變訊號發送不同資料的情況。

第56圖係表示如前述切換發送方法時之發送裝置之構成之一例。於第56圖，關於與第54圖同樣動作者係附上同一符號。於第56圖，分配部404係以訊框構成訊號313作爲輸入，此係與第54圖不同點。利用第57圖來說明分配部404之動作。

於第57圖表示發送同一資料的情況與發送不同資料的情況之分配部404之動作。如第57圖所示，若編碼後之資料設爲x1、x2、x3、x4、x5、x6、...，則發送同一資料時，分配後之資料405A表現爲x1、x2、x3、x4、x5、x6、...，同樣地，分配後之資料405B表現爲x1、x2、x3、x4、x5、x6、...。

另，發送不同資料時，分配後之資料405A表現爲x1、x3、x5、x7、x9、...，分配後之資料405B表現爲x2、x4、x6、x8、x10、...。

再者，分配部404係藉由輸入訊號之訊框構成訊號313，來判斷發送模式爲發送同一資料的情況亦或發送不同資料的情況。

作爲上述之其他方法，如第58圖，進行同一資料發送

時，分配部404係作爲分配後之資料405A而輸出x1、x2、x3、x4、x5、x6、...，對分配後之資料405B不進行輸出。因此，訊框構成訊號313表示「同一資料發送」時，分配部404之動作係如上述，又，第56圖之交錯器304B、映射部306B不動作。然後，僅有第56圖之映射部306A之輸出即基頻訊號307A有效，成爲加權合成部308A及308B雙方之輸入訊號。

於本實施形態，一特徵點係於發送模式進行切換發送同一資料的情況與發送不同資料的情況時，切換預編碼矩陣。如實施形態1之式(36)、式(39)所示，採用由w11、w12、w21、w22所構成的矩陣來表現時，發送同一資料的情況之預編碼矩陣係表現如以下即可。

[數52]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix}$$

...式(52)

於式(52)，a設爲實數(a亦可爲複數，但由於藉由預編碼來對輸入之基頻訊號賦予相位變更，因此若考慮儘量使電路規模不增大、不複雜，則以實數較佳。)又，a爲1時，加權合成部308A、308B不進行加權合成動作，直接將輸入訊號輸出。

因此，「發送同一資料」時，作爲加權合成部308A、308B之輸出訊號之加權合成後之基頻訊號309A與加權合成後之基頻訊號316B爲同一訊號。

然後，相位變更部5201係於訊框構成訊號313表示「發

送同一資料」時，對加權合成後之基頻訊號309A施行相位變更，輸出相位變更後之基頻訊號5202。然後，相位變更部317B係於訊框構成訊號313表示「發送同一資料」時，對加權合成後之基頻訊號316B施行相位變更，輸出相位變更後之基頻訊號309B。再者，若由相位變更部5201所施行的相位變更設爲$e^{jA(t)}$(或$e^{jA(f)}$或$e^{jA(t,f)}$)(其中，t爲時間，f爲頻率)(因此，$e^{jA(t)}$(或$e^{jA(f)}$或$e^{jA(t,f)}$)係乘算於輸入之基頻訊號之值。)，由相位變更部307B所施行的相位變更設爲$e^{jB(t)}$(或$e^{jB(f)}$或$e^{jB(t,f)}$)(其中，t爲時間，f爲頻率)(因此，$e^{jB(t)}$(或$e^{jB(f)}$或$e^{jB(t,f)}$)係乘算於輸入之基頻訊號之值。)，則符合以下條件甚爲重要。

[數53]

$$e^{jA(t)} \neq e^{jB(t)}$$

存在符合上式之時間t。

(或存在符合$e^{jA(f)} \neq e^{jB(f)}$之頻率(載波)f。)

(或存在符合$e^{jA(t,f)} \neq e^{jB(t,f)}$之頻率(載波)f及時間t。)

藉由如以上，發送訊號可減輕多通的影響，因此於接收裝置，可提升資料接收品質。(其中，相位變更僅對加權合成後之基頻訊號309A與加權合成後之基頻訊號316B中之一方進行之構成亦可。)

再者，於第56圖，相位變更後之基頻訊號5202利用OFDM時，施行IFFT、頻率轉換等處理，從發送天線發送。(參考第13圖)(因此，相位變更後之基頻訊號5202視爲第13圖之訊號1301A即可。)同樣地，相位變更後之基頻訊號309B

利用OFDM時，施行IFFT、頻率轉換等處理，從發送天線發送。(參考第13圖)(因此，相位變更後之基頻訊號309B視爲第13圖之訊號1301B即可。)

另，作爲發送模式選擇「發送不同資料」時，如實施形態1所示，由式(36)、式(39)、式(50)之某一者來表現。此時，第56圖之相位變更部5201、317B進行與「發送同一資料」時不同之相位變更方法，此甚爲重要。尤其在該情況下，如實施形態1所示，例如相位變更部5201進行相位變更，相位變更部317B不進行相位變更，或相位變更部5201不進行相位變更，相位變更部317B進行相位變更，若使得2個相位變更部中僅有某一方進行相位變更，則於LOS環境、NLOS環境兩者，接收裝置均可獲得良好的資料接收品質。

再者，作爲發送模式選擇「發送不同資料」時，預編碼矩陣亦可利用式(52)，但若利用由式(36)、式(50)或式(39)所表現且與式(52)不同之預編碼矩陣，則於接收裝置，尤其可能可進一步提升LOS環境下之資料接收品質進一步提升。

又，於本實施形態，作爲發送方法係以利用OFDM方式的情況爲中心來說明，但不限於此，於利用OFDM方式以外之多載波方式、單載波方式的情況下亦可同樣地實施。此時，利用向量擴散通訊方式亦可。再者，利用單載波方式時，相位變更係於時間軸方向進行相位變更。

再者，如實施形態3所說明，「發送不同資料」之發送

方法時，僅對於資料符元進行相位變更。然而，於本實施形態所說明「發送同一資料」之發送方法時，相位變更不限於資料符元，對於插入於發送訊號之發送訊框之前導符元或控制符元等符元，亦進行相位變更。(其中，對於前導符元或控制符元等符元不進行相位變更亦可，但若欲獲得分集增益，則進行相位變更即可。)

(實施形態C2)

於本實施形態，說明有關應用實施形態C1之基地台之構成方法。

於第59圖表示基地台(播送台)與終端裝置之關係。終端裝置P(5907)係接收從基地台A(5902A)之天線5904A所發送的發送訊號5903A、及從天線5906A所發送的發送訊號5905A，進行預定處理而獲得接收資料。

終端裝置Q(5908)係接收從基地台A(5902A)之天線5904A所發送的發送訊號5903A、及從基地台B(5902B)所發送的發送訊號5904B，進行預定處理而獲得接收資料。

第60圖及第61圖係表示基地台A(5902A)從天線5904A、天線5906A所發送的發送訊號5903A、發送訊號5905A之頻率分派，及基地台B(5902B)從天線5904B、天線5906B所發送的發送訊號5903B、發送訊號5905B之頻率分派。於第60圖、第61圖之圖中，橫軸設爲頻率，縱軸設爲發送功率。

如第60圖所示，基地台A(5902A)所發送的發送訊號5903A、發送訊號5905A、及基地台B(5902B)所發送的發送

訊號5903B、發送訊號5905B至少使用頻帶區X及頻帶區Y，利用頻帶區X進行第1通道之資料傳送，又，利用頻帶區Y進行第2通道之資料傳送。

因此，終端裝置P(5907)係接收從基地台A(5902A)之天線5904A發送之發送訊號5903A、及從天線5906A發送之發送訊號5905A，擷取頻帶區X，進行預定處理而獲得第1通道之資料。然後，終端裝置Q(5908)係接收從基地台A(5902A)之天線5904A發送之發送訊號5903A、及從基地台B(5902B)天線5904B發送之發送訊號5903B，擷取頻帶區Y，進行預定處理而獲得第2通道之資料。

說明此時之基地台A(5902A)及基地台B(5902B)之構成及動作。

基地台A(5902A)及基地台B(5902B)均如實施形態C1所說明，具備第56圖及第13圖所構成的發送裝置。然後，基地台A(5902A)係於如第60圖發送時，於頻帶區X，如實施形態C1所說明生成不同之2個調變訊號(進行預編碼、相位變更)，分別從第59圖之天線5904A及5906A發送第59圖之天線。於頻帶區Y，基地台A(5902A)係於第56圖，令交錯器304A、映射部306A、加權合成部3008A、相位變更部5201動作，生成調變訊號5202，從第13圖之天線1310A，亦即從第59圖之天線5904A，發送相當於調變訊號5202之發送訊號。同樣地，基地台B(5902B)係於第56圖，令交錯器304A、映射部306A、加權合成部3008A、相位變更部5201動作，生成調變訊號5202，從第13圖之天線1310A，亦即從第59

圖之天線5904B，發送相當於調變訊號5202之發送訊號。

再者，關於頻帶區Y之編碼後之資料製作，如第56圖，基地台個別地生成編碼後資料，或將某一基地台製作之編碼後資料傳輸至其他基地台均可。又，作爲其他方法，某一基地台生成調變訊號，將生成之調變訊號交付給其他基地台之構成亦可。

又，於第59圖，訊號5901包含關於發送模式(「發送同一資料」或「發送不同資料」)之資訊，基地台藉由取得該訊號而切換各頻帶區之調變訊號之生成方法。在此，訊號5901係如第59圖，從其他機器或網路輸入，但例如基地台A(5902A)成爲主台，對基地台B(5902B)交付相當於訊號5901之訊號亦可。

如以上說明，基地台「發送不同資料」時，設定適於該發送訊號之預編碼矩陣及相位變更方法而生成調變訊號。

另，「發送同一資料」時，2個基地台分別生成調變訊號而發送。此時，各基地台生成用以從1個天線發送之調變訊號，若一併考慮2個基地台時，相當於在2個基地台設定式(52)之預編碼矩陣。再者，關於相位變更方法係如實施形態C1所說明，例如符合(數53)之條件即可。

又，頻帶區X及頻帶區Y隨著時間變更發送方法亦可。因此，如第61圖，隨時間經過，從如第60圖之頻率分派變更爲如第61圖之頻率分派亦可。

藉由如同本實施形態，就「發送同一資料」、「發送不

同資料」之任一情況，於接收裝置，均可獲得能夠提升資料接收品質的效果，並且於發送裝置，具有可進行相位變更部共有化的優點。

又，於本實施形態，作爲發送方法係以利用OFDM方式的情況爲中心來說明，但不限於此，於利用OFDM方式以外之多載波方式、單載波方式的情況下亦可同樣地實施。此時，利用向量擴散通訊方式亦可。再者，利用單載波方式時，相位變更係於時間軸方向進行相位變更。

再者，如實施形態3所說明，「發送不同資料」之發送方法時，僅對於資料符元進行相位變更。然而，於本實施形態所說明「發送同一資料」之發送方法時，相位變更不限於資料符元，對於插入於發送訊號之發送訊框之前導符元或控制符元等符元，亦進行相位變更。(其中，對於前導符元或控制符元等符元不進行相位變更亦可，但若欲獲得分集增益，則進行相位變更即可。)

(實施形態C3)

於本實施形態，說明有關應用實施形態C1之中繼器之構成方法。再者，中繼器有時稱爲中繼台。

於第62圖表示基地台(播送台)、中繼器與終端裝置之關係。基地台6201係如第63圖所示，至少發送頻帶區X及頻帶區Y之調變訊號。基地台6201係從天線6202A及天線6202B分別發送調變訊號。關於此時之發送方法係後續利用第63圖來說明。

中繼器A(6203A)係將接收天線6204A所接收的接收訊

號6205A、及接收天線6206A所接收的接收訊號6207A進行解調等處理，獲得接收訊號。然後，爲了將該接收資料傳送至終端裝置而施加發送處理，生成調變訊號6209A及6211A，並分別從天線6210A及6212A發送。

同樣地，中繼器B(6203B)係將接收天線6204B所接收的接收訊號6205B、及接收天線6206B所接收的接收訊號6207B進行解調等處理，獲得接收訊號。然後，爲了將該接收資料傳送至終端裝置而施加發送處理，生成調變訊號6209B及6211B，並分別從天線6210B及6212B發送。再者，在此，中繼器B(6203B)係作爲主中繼器而輸出控制訊號6208，中繼器A(6203A)係將該訊號作爲輸入。再者，未必須設置主中繼器，基地台6201亦可對中繼器A(6203A)、中繼器B(6203B)個別地傳送控制資訊。

終端裝置P(5907)接收中繼器A(6203A)所發送的調變訊號而獲得資料。終端裝置Q(5908)係接收中繼器A(6203A)及中繼器B(6203B)所發送的訊號而獲得資料。終端裝置R(6213)係接收中繼器B(6203B)所發送的訊號而獲得資料。

第63圖係表示基地台所發送的發送訊號中，從天線6204A所發送的調變訊號之頻率分派，及從天線6202B所發送的調變訊號之頻率分派。於第63圖，橫軸設爲頻率，縱軸設爲發送功率。

如第63圖所示，天線6202A所發送的調變訊號及天線6202B所發送的調變訊號，至少使用頻帶區X及頻帶區Y，利用頻帶區X進行第1通道之資料傳送，又，利用頻帶區Y

進行與第1通道不同之第2通道之資料傳送。

然後，第1通道之資料系如實施形態C1所說明，利用頻帶區X，以「發送不同資料」模式而傳送。因此，如第63圖所示，從天線6204A所發送的調變訊號及從天線6202B所發送的調變訊號包含頻帶區X之成分。然後，頻帶區X之成分係由中繼器A及中繼器B接收。因此，頻帶區X之調變訊號係如實施形態1、實施形態C1所說明，對於映射後之訊號施加預編碼(加權合成)及相位變更。

第2通道之資料係於第63圖，藉由從第62圖之天線6202A所發送的頻帶區Y之成分傳送資料。然後，頻帶區Y之成分係由中繼器A及中繼器B接收。

第64圖係表示中繼器A、中繼器B所發送的發送訊號中，從中繼器A之天線6210A所發送的調變訊號6209A、從天線6212A所發送的調變訊號6211A之頻率分派，及從中繼器B之天線6210B所發送的調變訊號6209B、從天線6212B所發送的調變訊號6211B之頻率分派。於第64圖，橫軸設爲頻率，縱軸設爲發送功率。

如第64圖所示，天線6210A所發送的調變訊號6209A及天線6212A所發送的調變訊號6211A，至少使用頻帶區X及頻帶區Y，又，天線6210B所發送的調變訊號6209B及天線6212B所發送的調變訊號6211B，至少使用頻帶區X及頻帶區Y；利用頻帶區X進行第1通道之資料傳送，又，利用頻帶區Y進行第2通道之資料傳送。

然後，第1通道之資料系如實施形態C1所說明，利用頻

帶區X，以「發送不同資料」模式而傳送。因此，如第64圖所示，天線6210A所發送的調變訊號6209A及天線6212A所發送的調變訊號6211A包含頻帶區X之成分。然後，頻帶區X之成分係由終端裝置P接收。同樣地，天線6210B所發送的調變訊號6209B及天線6212B所發送的調變訊號6211B包含頻帶區X之成分。然後，頻帶區X之成分係由終端裝置R接收。因此，頻帶區X之調變訊號係如實施形態1、實施形態C1所說明，對於映射後之訊號施加預編碼(加權合成)及相位變更。

第2通道之資料係於第64圖，利用第62圖之中繼器A(6203A)之天線6210A及中繼器B(6203B)之天線6210B所發送的頻帶區Y之成分傳送。此時，藉由第62圖之中繼器A(6203A)之天線6210A所發送的調變訊號6209A之頻帶區Y之成分、及中繼器B(6203B)之天線6210B所發送的調變訊號6209B之頻帶區Y之成分，使用實施形態C1所說明「發送同一資料」發送模式。然後，頻帶區Y之成分係由終端裝置Q接收。

接著，利用第65圖說明第62圖之中繼器A(6203A)及中繼器B(6203B)之構成。

第65圖係表示中繼器之接收部及發送部之構成之一例，關於第56圖同樣動作者係附上同一符號。接收部6203X係以接收天線6501a所接收的接收訊號6502a、及接收天線6501b所接收的接收訊號6502b作爲輸入，對於頻帶區X之成分施行訊號處理(訊號分離或合成、錯誤更正解碼等處理)，

獲得基地台利用頻帶區X所傳送的資料6204X，將其輸出至分配部404，並且獲得控制資訊所含之發送方法之資訊(亦獲得中繼器發送時之發送方法之資訊)、訊框構成訊號313。

再者，接收部6203X之後係用以生成爲了以頻帶區X所發送的調變訊號之處理部。又，關於接收部，如第65圖所示，不僅具備頻帶區X之接收部，此外還具備其他頻帶區之接收部，於各接收部，具備用以生成爲了以該頻帶區所發送的調變訊號之處理部。

分配部404之動作概要係與實施形態C2所述之基地台之分配部之動作相同。

中繼器A(6203A)及中繼器B(6203B)係於如第64圖發送時，於頻帶區X，如實施形態C1所說明，生成不同2個調變訊號(進行預編碼、相位變更)，2個調變訊號分別如下發送：中繼器A(6203A)係從第62圖之天線6210A及6212A發送，中繼器B(6203B)係從第62圖之天線6210B及6212B發送。

於頻帶區Y，中繼器A(6203A)係於第65圖，在對應於頻帶區X相關連之訊號處理部6500之頻帶區Y相關連之處理部6500(6500爲頻帶區X相關連之訊號處理部，而針對頻帶區Y亦具備同樣的訊號處理部，因此以6500中之附加號碼來說明。)，令交錯器304A、映射部306A、加權合成部308A、相位變更部5201動作，生成調變訊號5202，從第13圖之天線1310A、亦即第62圖之天線6210A，發送相當於調變訊號5202之發送訊號。同樣地，中繼器B(6203B)係於第62圖，令頻帶區Y之交錯器304A、映射部306A、加權合成部

308A、相位變更部5201動作，生成調變訊號5202，從第13圖之天線1310A、亦即第62圖之天線6210B，發送相當於調變訊號5202之發送訊號。

再者，如第66圖所示(第66圖係基地台所發送的調變訊號之訊框構成，橫軸時間、縱軸頻率。)，基地台發送關於發送方法之資訊6601、關於中繼器所施加的相位變更之資訊6602、資料符元6603，中繼器藉由獲得關於發送方法之資訊6601、關於中繼器所施加的相位變更之資訊6602，可決定施加於發送訊號之相位變更之方法。又，關於第66圖之中繼器所施加的相位變更之資訊6602不包含於基地台所發送的訊號時，如第62圖所示，中繼器B(6203B)爲主台，指示中繼器A(6203A)相位變更方法亦可。

如以上所說明，中繼器「發送不同資料」時，設定適於該發送方法之預編碼矩陣及相位變更方法，生成調變訊號。

另，「發送同一資料」時，2個中繼器分別生成調變訊號而發送。此時，各中繼器生成用以從1個天線發送之調變訊號，若一併考慮2個基地台時，相當於在2個中繼器設定式(52)之預編碼矩陣。再者，關於相位變更方法係如實施形態C1所說明，例如符合(數53)之條件即可。

又，如實施形態C1所說明，如頻帶區X，基地台及中繼器均從2個天線分別發送調變訊號，從2個天線發送同一資料亦可。關於此時之基地台及中繼器之動作係如實施形態C1所說明。

藉由如同本實施形態，就「發送同一資料」、「發送不同資料」之任一情況，於接收裝置，均可獲得能夠提升資料接收品質的效果，並且於發送裝置，具有可進行相位變更部共有化的優點。

又，於本實施形態，作爲發送方法係以利用OFDM方式的情況爲中心來說明，但不限於此，於利用OFDM方式以外之多載波方式、單載波方式的情況下亦可同樣地實施。此時，利用向量擴散通訊方式亦可。再者，利用單載波方式時，相位變更係於時間軸方向進行相位變更。

再者，如實施形態3所說明，「發送不同資料」之發送方法時，僅對於資料符元進行相位變更。然而，於本實施形態所說明「發送同一資料」之發送方法時，相位變更不限於資料符元，對於插入於發送訊號之發送訊框之前導符元或控制符元等符元，亦進行相位變更。(其中，對於前導符元或控制符元等符元不進行相位變更亦可，但若欲獲得分集增益，則進行相位變更即可。)

(實施形態C4)

於本實施形態，說明有關與「實施形態1」、「其他補充」所說明的相位變更方法不同之相位變更方法。

於實施形態A1，作爲預編碼矩陣例而賦予式(36)，於其他補充，作爲預編碼矩陣例而賦予式(50)。然後，於實施形態A1，於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖之相位變更部，作爲週期N用之相位變更值(於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、

第51圖、第53圖，僅對一方之基頻訊號賦予相位變更，因此爲相位變更值)表現爲PHASE[i] (i=0、1、2、...、N-2、N-2)。然後，於本說明書，對於一方之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時(亦即第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖)，於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'賦予相位變更。此時，如以下賦予PHASE[k]。

[數54]

$$PHASE[k]=\frac{k\pi}{N}\text{孤度}$$

...式(54)

此時，k=0、1、2、...、N-2、N-1。

藉由如此，於接收裝置，尤其於電波傳遞環境爲LOS環境時，可獲得提升資料接收品質的效果。此係由於在LOS環境下，不進行相位變更時爲固定的相位關係，而由於進行相位變更而進行相位關係變更，因此可避免傳遞環境暴衝性地不佳的狀況。又，作爲有別於式(54)之方法，亦可如下賦予PHASE[k]。

[數55]

$$PHASE[k]=-\frac{k\pi}{N}\text{孤度}$$

...式(55)

此時，k=0、1、2、...、N-2、N-1。

又，作爲別的相位變更方法，亦可如下賦予PHASE[k]。

[數56]

$$PHASE[k]=\frac{k\pi}{N}+Z_{\text{弧度}}$$

...式(56)

此時，k=0、1、2、...、N−2、N−1，Z爲固定值。

又，作爲別的相位變更方法，亦可如下賦予PHASE[k]。

[數57]

$$PHASE[k]=-\frac{k\pi}{N}+Z_{\text{弧度}}$$

...式(57)

此時，k=0、1、2、...、N−2、N−1，Z爲固定值。

如以上，藉由進行如本實施形態之相位變更，可獲得接收裝置獲得良好接收品質之可能性變高的效果。

本實施形態之相位變更不限於對單載波方式適用，亦可適用於多載波傳送的情況。因此，關於例如向量擴散通訊方式、OFDM方式、SC−FDMA、SC−OFDM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。如前述，於本實施形態，作爲進行相位變更之說明，雖說明有關於時間t軸方向進行相位變更的情況，但與實施形態1相同，於t方向之相位變更之說明中，將t調換f(f：頻率((子)載波))來思考，藉此可將本實施形態所說明的相位變更方法，對頻率方向之相位變更來適用。又，本實施形態之相位變更方法係與實施形態1之說明相同，亦可對於時間

-頻率方向之相位變更來適用。又，本實施形態所說明的相位變更方法若符合實施形態A1所示內容，則於接收裝置可獲得良好資料接收品質之可能性甚高。

(實施形態C5)

於本實施形態，說明有關與「實施形態1」、「其他補充」、「實施形態C4」所說明的相位變更方法不同之相位變更方法。

於實施形態1，作爲預編碼矩陣例而賦予式(36)，於其他補充，作爲預編碼矩陣例而賦予式(50)。然後，於實施形態A1，於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖之相位變更部，作爲週期N用之相位變更值(於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖，僅對一方之基頻訊號賦予相位變更，因此爲相位變更值)表現爲PHASE[i](i=0、1、2、...、N-2、N-2)。然後，於本說明書，對於一方之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時(亦即第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖)，於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'賦予相位變更。

本實施形態之相位變更方法之特徵點在於表現爲週期N=2n+1。然後，爲了實現週期N=2n+1而準備之不同的相位變更值爲n+1個。然後，n+1個不同的相位變更值中，n個相位變更值係於1週期內分別利用2次，藉由1個相位變更值利用1次，來實現週期N=2n+1。以下詳細說明有關此時之相

位變更值。

爲了實現週期N=2n+1之規則地切換相位變更值之相位變更方法，所需要的n+1個不同的相位變更值設爲PHASE[0]、PHASE[1]、...、PHASE[i]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n](i=0、1、2、...、n−2、n−1、n)。此時，如以下表現n+1個不同的相位變更值PHASE[0]、PHASE[1]、...、PHASE[i]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]之例。

[數58]

$$PHASE[k] = \frac{2k\pi}{2n+1} \text{ 弧度}$$

...式(58)

此時，k=0、1、2、...、n−2、n−1、n。於式(58)之n+1個不同的相位變更值PHASE[0]、PHASE[1]、...、PHASE[i]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]，PHASE[0]利用1次，且PHASE[1]～PHASE[n]分別利用2次(PHASE[1]利用2次，PHASE[2]利用2次，...，PHASE[n−1]利用2次，PHASE[n]利用2次)，藉此成爲週期N=2n+1之規則地切換相位變更值之相位變更方法，以便以較少相位變更值即可實現規則地切換相位變更值之相位變更方法，接收裝置可獲得良好的資料接收品質。由於所準備的相位變更值少，因此可獲得能夠刪減發送裝置、接收裝置之效果的效果。如以上，於接收裝置，尤其於電波傳遞環境爲LOS環境時，可獲得提升資料接收品質的效果。此係由於在LOS環境下，不進行相位變更時爲固定的相位關係，而由於進行相位變更而進行

相位關係變更，因此可避免傳遞環境暴衝性地不佳的狀況。

又，作爲有別於式(58)之方法，亦可如下賦予PHASE[k]。

[數59]

$$PHASE[k] = -\frac{2k\pi}{2n+1} \text{孤度}$$

...式(59)

此時，k=0、1、2、...、n−2、n−1、n。

於式(59)之n+1個不同的相位變更值PHASE[0]、PHASE[1]、...、PHASE[i]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]，PHASE[0]利用1次，且PHASE[1]～PHASE[n]分別利用2次(PHASE[1]利用2次，PHASE[2]利用2次，...，PHASE[n−1]利用2次，PHASE[n]利用2次)，藉此成爲週期N=2n+1之規則地切換相位變更值之相位變更方法，以便以較少相位變更值即可實現規則地切換相位變更值之相位變更方法，接收裝置可獲得良好的資料接收品質。由於所準備的相位變更值少，因此可獲得能夠刪減發送裝置、接收裝置之效果的效果。

又，作爲別的方法，亦可如下賦予PHASE[k]。

[數60]

$$PHASE[k] = \frac{2k\pi}{2n+1} + Z \text{孤度}$$

...式(60)

此時，此時，k=0、1、2、...、n−2、n−1、n，Z爲固定值。

於式(60)之n+1個不同的相位變更值PHASE[0]、PHASE[1]、...、PHASE[i]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]，PHASE[0]利用1次，且PHASE[1]～PHASE[n]分別利用2次(PHASE[1]利用2次，PHASE[2]利用2次，...，PHASE[n−1]利用2次，PHASE[n]利用2次)，藉此成爲週期N=2n+1之規則地切換相位變更值之相位變更方法，以便以較少相位變更值即可實現規則地切換相位變更值之相位變更方法，接收裝置可獲得良好的資料接收品質。由於所準備的相位變更值少，因此可獲得能夠刪減發送裝置、接收裝置之效果的效果。

又，作爲別的方法，亦可如下賦予PHASE[k]。

[數61]

$$PHASE[k] = -\frac{2k\pi}{2n+1} + Z \text{ 弧度}$$

...式(61)

此時，此時，k=0、1、2、...、n−2、n−1、n，Z爲固定值。

於式(61)之n+1個不同的相位變更值PHASE[0]、PHASE[1]、...、PHASE[i]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]，PHASE[0]利用1次，且PHASE[1]～PHASE[n]分別利用2次(PHASE[1]利用2次，PHASE[2]利用2次，...，PHASE[n−1]利用2次，PHASE[n]利用2次)，藉此成爲週期N=2n+1之規則地切換相位變更值之相位變更方法，以便以較少相位變更值即可實現規則地切換相位變更值之相位變更方法，接

收裝置可獲得良好的資料接收品質。由於所準備的相位變更值少，因此可獲得能夠刪減發送裝置、接收裝置之效果的效果。

如以上，藉由進行如本實施形態之相位變更，可獲得接收裝置獲得良好接收品質之可能性變高的效果。

本實施形態之相位變更不限於對單載波方式適用，亦可適用於多載波傳送的情況。因此，關於例如向量擴散通訊方式、OFDM方式、SC-FDMA、SC-OFDM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。如前述，於本實施形態，作爲進行相位變更之說明，雖說明有關於時間t軸方向進行相位變更的情況，但與實施形態1相同，於t方向之相位變更之說明中，將t調換f(f：頻率((子)載波))來思考，藉此可將本實施形態所說明的相位變更變更，對頻率方向之相位變更來適用。又，本實施形態之相位變更方法係與實施形態1之說明相同，亦可對於時間-頻率方向之相位變更來適用。

(實施形態C6)

於本實施形態，詳細說明關於如非專利文獻12～非專利文獻15所示，利用QC (Quasi Cyclic：類迴圈) LDPC (Low-Density Parity-Check：低密度奇偶校驗)碼(非QC-LDPC碼之LDPC碼亦可)、LDPC碼與BCH碼(Bose-Chaudhuri-Hochquenghem)之連接碼等區塊碼、渦輪碼等區塊碼時之尤其是利用實施形態C5所述之規則地變更相位之方法。在此，作爲一例而舉例說明發送s1、s2兩個

串流的情況。其中，利用區塊碼進行編碼時，當不需要控制資訊等時，構成編碼後之區塊之位元數係與構成區塊碼之位元數(其中，如以下所記載的控制資訊等亦可包含於此之中)一致。利用區塊碼進行編碼時，若需要控制資訊等(例如CRC (cyclic redundancy check：循環冗餘校驗)、傳送參數等)時，構成編碼後之區塊之位元數有時爲構成區塊碼之位元數與控制資訊等之位元數之和。

第34圖係表示利用區塊碼時之1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第34圖係表示例如第4圖之發送裝置所示，發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有1個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送之任一者均可。)

如第34圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於第4圖之發送裝置，爲了同時發送兩個串流，調變方式爲QPSK時，前述3000符元係對s1分派1500符元，對s2分派1500符元，因此爲了以s1發送1500符元，並以s2發送1500符元，需要1500時槽(在此命名爲「時槽」)。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要750時槽，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需

要500時槽。

接著，就規則地變更相位之方法，說明關於上述所定義的時槽與相位之關係。

在此，爲了規則地變更相位之方法所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲5。總言之，爲了第4圖之發送裝置之相位變更部而準備5個不同之相位變更值(或相位變更集合)。其中，如實施形態5所述，存在3個不同之相位變更值。因此，週期5用之5個相位變更值中，存在同一相位變更值。(如第6圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'進行相位變更時，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更值即可。又，如第26圖，對於預編碼後之基頻訊號z1'及z2'兩者進行相位變更時，1個時槽需要2個相位變更值，該2個相位變更值稱爲相位變更集合。因此，該情況下，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更集合即可。)。週期5用之5個相位變更值(或相位變更集合)表現爲P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]。

接著，就規則地變更相位之方法，說明有關上述所定義的時槽與相位之關係。

調變方式爲QPSK時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之1500時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲300時槽。此係由於若所使用的相位變更值有不

均，則在資料之接收品質上，使用較多數目之相位變更值的影響大。

同樣地，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之750時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲150時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲150時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲150時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲150時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲150時槽。

同樣地，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之500時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲100時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲100時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲100時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲100時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲100時槽。

如以上，於實施形態C5所述之規則地變更相位變更值之相位變更方法，用以實現週期N=2n+1之相位變更值設爲相位變更值P[0]、P[1]、...、P[2n−1]、P[2n](其中，P[0]、P[1]、...、P[2n−1]、P[2n]係由PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]所構成。(參考實施形態C5))時，發送所有構成1個編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值P[0]之時槽數設爲K_0，使用相位變更值P[1]之時槽數設爲K_1，使用相位變更值P[i]之時槽數設爲K_i(i=0、1、2、...、2n−1、2n)，使用相位變更值P[2n]之時槽數設爲K_{2n}時，如下即可：

<條件#C01>

$K_0=K_1=\ldots=K_i=\ldots=K_{2n}$，亦即$K_a=K_b$ (for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、2n−1、2n (a、b爲0至2n之整數)，a≠b)

於實施形態C5所述之規則地切換相位變更值之相位變更方法中，在用以實現週期N=2n+1之不同之相位變更值PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]，於發送構成1個編碼後區塊之所有位元時，當使用相位變更值PHASE[0]之時槽數設爲G_0，使用相位變更值PHASE[1]之時槽數設爲G_1，使用相位變更值PHASE[i]之時槽數設爲G_i (i=0、1、2、...、n−1、n)，使用相位變更值PHASE[n]之時槽數設爲G_n時，<條件#C01>可表現如以下。

<條件#C02>

$2\times G_0=G_1=\ldots=G_i=\ldots=G_n$，亦即$2\times G_0=G_a$(for ∀a，其中，a=1、2、...、n−1、n(a爲1至n之整數))

然後，通訊系統支援複數種調變方式，從所支援的調變方式選擇使用時，於所支援的調變方式，<條件#C01>(<條件#C02>)成立即可。

然而，支援複數種調變方式時，依各調變方式不同，1符元可發送之位元數一般會不同(視情況而言，亦可能爲同一位元數)，視情況而言，有時存在無法符合<條件#C01>(<條件#C02>)之調變方式。該情況下，符合以下條件來取代<條件#C01>即可。

<條件#C03>

K_a與K_b之差爲0或1，亦即$|K_a-K_b|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、…、2n−1、2n(a、b爲0至2n之整數)，a≠b)

若將<條件#C03>採別的表現則爲以下條件。

<條件#C04>

G_a與G_b之差爲0、1或2，亦即$|G_a-G_b|$爲0、1或2

(for ∀a，其中，a=1、2、…、n−1、n(a爲1至n之整數))

及

$2\times G_0$與G_a之差爲0、1或2，亦即$|2\times G_0-G_a|$爲0、1或2

(for ∀a，其中，a=1、2、…、n−1、n(a爲1至n之整數))

第35圖係表示利用區塊碼時之2個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第35圖係表示例如第3圖之發送裝置及第12圖之發送裝置所示，發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有2個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送之任一者均可。)

如第35圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於第3圖之發送裝置及第12圖之發送裝置，由於同時發送兩個串流，或存在2個編碼器，因此於兩個串流傳送不同的碼區塊。因此，調變方式爲QPSK時，藉由s1、s2，

2個編碼區塊於同一區間內發送，因此例如藉由s1發送第1編碼後之區塊，藉由s2發送第2編碼後之區塊，因此爲了發送第1、第2編碼後之區塊而需要3000時槽。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之所有位元，需要1500時槽，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成22區塊之所有位元，需要1000時槽。

接著，就規則地切換預編碼矩陣之方法，說明關於上述所定義的時槽與預編碼矩陣之關係。

在此，爲了規則地變更相位之方法所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲5。總言之，爲了第4圖之發送裝置之相位變更部而準備5個不同之相位變更值(或相位變更集合)。其中，如實施形態5所述，存在3個不同之相位變更值。因此，週期5用之5個相位變更值中，存在同一相位變更值。(如第6圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'進行相位變更時，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更值即可。又，如第26圖，對於預編碼後之基頻訊號z1'及z2'兩者進行相位變更時，1個時槽需要2個相位變更值，該2個相位變更值稱爲相位變更集合。因此，該情況下，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更集合即可。)。週期5用之5個相位變更值(或相位變更集合)表現爲P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]。

調變方式爲QPSK時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之3000時槽，使用相位變

更值P[0]之時槽須爲600時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲600時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲600時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲600時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲600時槽。此係由於若所使用的預編碼矩陣有不均，則使用較多數目之相位影響大，於接收裝置，資料接收品質取決於該影響。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[1]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[2]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[3]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[4]之時槽須爲600次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[1]之時槽爲600次，使用相位變更值P[2]之時槽爲600次，使用相位變更值P[3]之時槽爲600次，使用相位變更值P[4]之時槽爲600次即可。

同樣地，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之1500時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲300時槽。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[1]之時槽須爲300次，使用相位變更值P[2]之時槽須爲300次，使用相位變更值P[3]之時槽須爲300次，使用相位變更值P[4]之時槽須爲300次，

又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲300次，使用相位變更值P[1]之時槽爲300次，使用相位變更值P[2]之時槽爲300次，使用相位變更值P[3]之時槽爲300次，使用相位變更值P[4]之時槽爲300次即可。

同樣地，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之1000時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲200時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲200時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲200時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲200時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲200時槽。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[1]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[2]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[3]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[4]之時槽須爲200次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[1]之時槽爲200次，使用相位變更值P[2]之時槽爲200次，使用相位變更值P[3]之時槽爲200次，使用相位變更值P[4]之時槽爲200次即可。

如以上，於實施形態C5所述之規則地變更相位變更值之相位變更方法，用以實現週期N=2n+1之相位變更值設爲相位變更值P[0]、P[1]、...、P[2n−1]、P[2n](其中，P[0]、P[1]、...、P[2n−1]、P[2n]係由PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]所構成。(參考實施形態C5))時，發送所有構成1個編碼後之區塊之位元時，

使用相位變更值P[0]之時槽數設爲K_0，使用相位變更值P[1]之時槽數設爲K_1，使用相位變更值P[i]之時槽數設爲K_i(i=0、1、2、...、2n−1、2n)，使用相位變更值P[2n]之時槽數設爲K_{2n}時，如下即可：

<條件#C05>

$K_0=K_1=\ldots=K_i=\ldots=K_{2n}$，亦即$K_a=K_b$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、2n−1、2n(a、b爲0至2n之整數)，a≠b)

發送所有構成第1編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值PHASE[0]之次數設爲$K_{0,1}$，使用相位變更值PHASE[1]之次數設爲$K_{1,1}$，使用相位變更值PHASE[i]之次數設爲$K_{i,1}$(i=0、1、2、...、2n−1、2n)，使用相位變更值PHASE[2n]之次數設爲$K_{2n,1}$時，則如下：

<條件#C06>

$K_{0,1}=K_{1,1}=\ldots=K_{i,1}=\ldots=K_{2n,1}$，亦即$K_{a,1}=K_{b,1}$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、2n−1、2n(a、b爲0至2n之整數)，a≠b)

發送所有構成第2編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值PHASE[0]之次數設爲$K_{0,2}$，使用相位變更值PHASE[1]之次數設爲$K_{1,2}$，使用相位變更值PHASE[i]之次數設爲$K_{i,2}$(i=0、1、2、...、2n−1、2n)，使用相位變更值PHASE[2n]之次數設爲$K_{2n,2}$時，則如下即可：

<條件#C07>

$K_{0,2}=K_{1,2}=\ldots=K_{i,2}=\ldots=K_{2n,2}$，亦即$K_{a,2}=K_{b,2}$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、2n−1、2n(a、b爲0至2n之整數)，

a≠b)

於實施形態C5所述之規則地切換相位變更值之相位變更方法中，在用以實現週期N=2n+1之不同之相位變更值PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[n−1]、PHASE[n]，於發送構成1個編碼後區塊之所有位元時，當使用相位變更值PHASE[0]之時槽數設爲G_0，使用相位變更值PHASE[1]之時槽數設爲G_1，使用相位變更值PHASE[i]之時槽數設爲G_i(i=0、1、2、...、n−1、n)，使用相位變更值PHASE[n]之時槽數設爲G_n時，<條件#C05>可表現如以下。

<條件#C08>

$2\times G_0=G_1=\ldots=G_i=\ldots=G_n$，亦即$2\times G_0=G_a$(for ∀a、∀b，其中，a=0、1、2、...、n−1、n(a爲1至n之整數))

發送所有構成第1編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值PHASE[0]之次數設爲$G_{0,1}$，使用相位變更值PHASE[1]之次數設爲$K_{1,1}$，使用相位變更值PHASE[i]之次數設爲$G_{i,1}$(i=0、1、2、...、n−1、n)，使用相位變更值PHASE[n]之次數設爲$G_{n,1}$時，則如下：

<條件#C09>

$2\times G_{0,1}=G_{1,1}=\ldots=G_{i,1}=\ldots=G_{n,1}$，亦即$2\times G_{0,1}=G_{a,1}$(for ∀a，其中，a=1、2、...、n−1、n(a爲1至n之整數))

發送所有構成第2編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值PHASE[0]之次數設爲$G_{0,2}$，使用相位變更值PHASE[1]之次數設爲$G_{1,2}$，使用相位變更值PHASE[i]之次數設爲

$G_{i,2}$(i=0、1、2、...、n−1、n)，使用相位變更值PHASE[n]之次數設爲$G_{n,2}$時，則如下即可：

<條件#C10>

$2\times G_{0,2}=G_{1,2}=\ldots=G_{i,2}=\ldots=G_{n,2}$，亦即$2\times G_{0,2}=G_{a,2}$(for ∀a，其中，a=1、2、...、n−1、n(a爲1至n之整數))

然後，通訊系統支援複數種調變方式，從所支援的調變方式選擇使用時，於所支援的調變方式，<條件#C05>、<條件#C06>、<條件#C07>(<條件#C08>、<條件#C09>、<條件#C10>)成立即可。

然而，支援複數種調變方式時，依各調變方式不同，1符元可發送之位元數一般會不同(視情況而言，亦可能爲同一位元數)，視情況而言，有時存在無法符合<條件#C05>、<條件#C06>、<條件#C07>(<條件#C08>、<條件#C09>、<條件#C10>)之調變方式。該情況下，符合以下條件來取代<條件#C05>、<條件#C06>、<條件#C07>即可。

<條件#C11>

K_a與K_b之差爲0或1，亦即$|K_a-K_b|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、2n−1、2n(a、b爲0至2n之整數)，a≠b)

<條件#C12>

$K_{a,1}$與$K_{b,1}$之差爲0或1，亦即$|K_{a,1}-K_{b,1}|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、2n−1、2n(a、b爲0至2n之整數)，a≠b)

<條件#C13>

$K_{a,2}$與$K_{b,2}$之差爲0或1，亦即$|K_{a,2}-K_{b,2}|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、2n−1、2n(a、b爲0至2n之整數)，a≠b)

若將<條件#C11>、<條件#C12>、<條件#C13>採別的表現則爲以下條件。

<條件#C14>

G_a與G_b之差爲0、1或2，亦即$|G_a-G_b|$爲0、1或2

(for ∀a、∀b，其中，a、b=1、2、...、n−1、n(a、b爲1至n之整數)，a≠b)

及

$2\times G_0$與G_a之差爲0、1或2，亦即$|2\times G_0-G_a|$爲0、1或2

(for ∀a，其中，a=1、2、...、n−1、n(a爲1至n之整數))

<條件#C15>

$G_{a,1}$與$G_{b,1}$之差爲0、1或2，亦即$|G_{a,1}-G_{b,1}|$爲0、1或2

(for ∀a、∀b，其中，a、b=1、2、...、n−1、n(a、b爲1至n之整數)，a≠b)

及

$2\times G_{0,1}$與$G_{a,1}$之差爲0、1或2，亦即$|2\times G_{0,1}-G_{a,1}|$爲0、1或2

(for ∀a，其中，a=1、2、...、n−1、n(a爲1至n之整數))

<條件#C16>

$G_{a,2}$與$G_{b,2}$之差爲0、1或2，亦即$|G_{a,2}-G_{b,2}|$爲0、1或2

(for ∀a、∀b，其中，a、b=1、2、...、n−1、n(a、b爲1至n之整數)，a≠b)

及

$2\times G_{0,2}$與$G_{a,2}$之差爲0、1或2，亦即$|2\times G_{0,2}-G_{a,2}|$爲0、1或2 (for ∀a，其中，a=1、2、…、n−1、n(a爲1至n之整數))

如以上，藉由進行編碼後之區塊與相位變更值之關係建立，於爲了傳送編碼區塊而使用之相位變更值，不均會消失，因此於接收裝置，可獲得資料接收品質提升的效果。

於本實施形態，在規則地變更相位之方法中，週期N之相位變更方法需要N個相位變更值(或相位變更集合)。此時，作爲N個相位變更值(或相位變更集合)而準備P[0]、P[1]、P[2]、…、P[N−2]、P[N−1]，但亦有於頻率軸方向，排列爲P[0]、P[1]、P[2]、…、P[N−2]、P[N−1]之順序的方法，但未必限於此，N個相位變更值(或相位變更集合)P[0]、P[1]、P[2]、…、P[N−2]、P[N−1]，可與實施形態1同樣藉由對於時間軸、頻率−時間軸之區塊配置符元來變更相位。再者，雖說明週期N之相位變更方法，但隨機利用N個相位變更值(或相位變更集合)，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個相位變更值(或相位變更集合)，但符合上面所說明的條件係對於在接收裝置，獲得高資料接收品質方面甚爲重要。

又，存在有空間多工MIMO傳送方式、預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式、時空區塊編碼方式、僅發送1串流之模式、規則地變更相位之方法(實施形態1至實施形態4所說明的發送方法)之模式，發送裝置(播送台、基地台)可從該等模式選擇某一發送方法亦可。

再者，空間多工MIMO傳送方式係如非專利文獻3所

示，從各不相同之天線，發送以選擇之調變方式映射之訊號s1、s2之方法；預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式係於實施形態1至實施形態4，僅進行預編碼(不進行相位變更)之方式。又，時空區塊編碼方式係非專利文獻9、16、17所示之傳送方式。僅發送1串流之模式係將以選擇之調變方式映射之訊號s1之訊號進行預定處理，並從天線發送之方法。

又，利用如OFDM之多載波傳送方式，以諸如由複數個載波所構成的第1載波群、由複數個載波所構成不同於第1載波群之第2載波群、以此類推之複數個載波群來實現多載波傳送，就各載波群，設定空間多工MIMO傳送方式、預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式、時空區塊編碼方式、僅發送1串流之模式、規則地變更相位之方法中之某一方法亦可，尤其於選擇規則地變更相位之方法之(子)載波群，實施本實施形態即可。

再者，對於一方之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時，例如P[i]之相位變更值設爲「X弧度」時，於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖之相位變更部，對預編碼後之基頻訊號z2'乘算e^{jX}。然後，對於兩者之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時，例如P[i]之相位變更值設爲「X弧度」及「Y弧度」時，於第26圖、第27圖、第28圖、第52圖、第54圖之相位變更部，對預編碼後之基頻訊號z2'乘算e^{jX}，對預編碼後之基頻訊號z1'乘算e^{jY}。

(實施形態C7)

於本實施形態，詳細說明關於如非專利文獻12～非專利文獻15所示，利用QC (Quasi Cyclic：類迴圈) LDPC (Low-Density Parity-Check：低密度奇偶校驗)碼(非QC-LDPC碼之LDPC碼亦可)、LDPC碼與BCH碼(Bose-Chaudhuri-Hochquenghem)之連接碼等區塊碼、渦輪碼等區塊碼時，令實施形態A1、實施形態C6一般化的情況。在此，作爲一例而舉例說明發送s1、s2兩個串流的情況。其中，利用區塊碼進行編碼時，當不需要控制資訊等時，構成編碼後之區塊之位元數係與構成區塊碼之位元數(其中，如以下所記載的控制資訊等亦可包含於此之中)一致。利用區塊碼進行編碼時，若需要控制資訊等(例如CRC (cyclic redundancy check：循環冗餘校驗)、傳送參數等)時，構成編碼後之區塊之位元數有時爲構成區塊碼之位元數與控制資訊等之位元數之和。

第34圖係表示利用區塊碼時之1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第34圖係表示例如第4圖之發送裝置所示，發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有1個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送之任一者均可。)

如第34圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於第4圖之發送裝置，爲了同時發送兩個串流，調變方式爲QPSK時，前述3000符元係對s1分派1500符元，對s2分派1500符元，因此爲了以s1發送1500符元，並以s2發送1500符元，需要1500時槽(在此命名爲「時槽」)。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要750時槽，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要500時槽。

接著，就規則地變更相位之方法，說明關於上述所定義的時槽與相位之關係。

在此，爲了週期5之規則地變更相位之方法所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲5。爲了週期5之規則地變更相位之方法而準備之相位變更值(或相位變更集合)設爲P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]。其中，P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]至少包含2個以上不同之相位變更值即可(P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]亦可包含同一相位變更值。)(如第6圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'進行相位變更時，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更值即可。又，如第26圖，對於預編碼後之基頻訊號z1'及z2'兩者進行相位變更時，1個時槽需要2個相位變更值，該2個相位變更值稱爲相位變更集合。因此，該情況下，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更集合即可)。

調變方式爲QPSK時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之1500時槽，使用相位變更

值P[0]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲300時槽。此係由於若所使用的相位變更值有不均，則在資料之接收品質上，使用較多數目之相位變更值的影響大。

同樣地，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之750時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲150時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲150時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲150時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲150時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲150時槽。

同樣地，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之500時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲100時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲100時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲100時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲100時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲100時槽。

如以上，爲了週期5之規則地切換相位變更值之相位變更方法之相位變更值表現爲P[0]、P[1]、...、P[N−2]、P[N−1]。其中，P[0]、P[1]、...、P[N−2]、P[N−1]至少由2個以上不同之相位變更值所構成。(P[0]、P[1]、...、P[N−2]、P[N−1]亦可包含同一相位變更值。)發送所有構成1個編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值P[0]之時槽數設爲

K_0，使用相位變更值P[1]之時槽數設爲K_1，使用相位變更值P[i]之時槽數設爲K_i(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位變更值P[N−1]之時槽數設爲K_{N-1}時，如下即可：

<條件#C17>

$K_0=K_1=\ldots=K_i=\ldots=K_{N-1}$，亦即$K_a=K_b$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1(a、b爲0至N−1之整數)，a≠b)

然後，通訊系統支援複數種調變方式，從所支援的調變方式選擇使用時，於所支援的調變方式，<條件#C17>成立即可。

然而，支援複數種調變方式時，依各調變方式不同，1符元可發送之位元數一般會不同(視情況而言，亦可能爲同一位元數)，視情況而言，有時存在無法符合<條件#C17>之調變方式。該情況下，符合以下條件來取代<條件#C17>即可。

<條件#C18>

K_a與K_b之差爲0或1，亦即$|K_a-K_b|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1(a、b爲0至N−1之整數)，a≠b)

第35圖係表示利用區塊碼時之2個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第35圖係表示例如第3圖之發送裝置及第12圖之發送裝置所示，發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有2個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送

之任一者均可。)

如第35圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於第3圖之發送裝置及第12圖之發送裝置，由於同時發送兩個串流，或存在2個編碼器，因此於兩個串流傳送不同的碼區塊。因此，調變方式爲QPSK時，藉由s1、s2，2個編碼區塊於同一區間內發送，因此例如藉由s1發送第1編碼後之區塊，藉由s2發送第2編碼後之區塊，因此爲了發送第1、第2編碼後之區塊而需要3000時槽。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之所有位元，需要1500時槽，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成22區塊之所有位元，需要1000時槽。

接著，就規則地切換預編碼矩陣之方法，說明關於上述所定義的時槽與預編碼矩陣之關係。

在此，爲了週期5之規則地變更相位之方法所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲5。總言之，爲了第4圖之發送裝置之相位變更部而準備5個不同之相位變更值(或相位變更集合)P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]。其中，P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]至少包含2個以上不同之相位變更值即可(P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]亦可包含同一相位變更值。)(如第6圖，僅對預編碼後之基頻訊號z2'進行相位變更時，爲

了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更值即可。又，如第26圖，對於預編碼後之基頻訊號z1'及z2'兩者進行相位變更時，1個時槽需要2個相位變更值，該2個相位變更值稱爲相位變更集合。因此，該情況下，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更集合即可。)。週期5用之5個相位變更值(或相位變更集合)表現爲P[0]、P[1]、P[2]、P[3]、P[4]。

調變方式爲QPSK時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之3000時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲600時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲600時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲600時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲600時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲600時槽。此係由於若所使用的預編碼矩陣有不均，則使用較多數目之相位影響大，於接收裝置，資料接收品質取決於該影響。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[1]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[2]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[3]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[4]之時槽須爲600次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[1]之時槽爲600次，使用相位變更值P[2]之時槽爲600次，使用相位變更值P[3]之時槽爲600次，使用相位變更值P[4]之時槽爲600次即可。

同樣地，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成2個編碼

後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之1500時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲300時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲300時槽。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲600次，使用相位變更值P[1]之時槽須爲300次，使用相位變更值P[2]之時槽須爲300次，使用相位變更值P[3]之時槽須爲300次，使用相位變更值P[4]之時槽須爲300次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲300次，使用相位變更值P[1]之時槽爲300次，使用相位變更值P[2]之時槽爲300次，使用相位變更值P[3]之時槽爲300次，使用相位變更值P[4]之時槽爲300次即可。

同樣地，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之1000時槽，使用相位變更值P[0]之時槽須爲200時槽，使用相位變更值P[1]之時槽須爲200時槽，使用相位變更值P[2]之時槽須爲200時槽，使用相位變更值P[3]之時槽須爲200時槽，使用相位變更值P[4]之時槽須爲200時槽。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[1]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[2]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[3]之時槽須爲200次，使用相位變更值P[4]之時槽須爲200次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位變更值P[0]之時槽須

爲200次，使用相位變更值P[1]之時槽爲200次，使用相位變更值P[2]之時槽爲200次，使用相位變更值P[3]之時槽爲200次，使用相位變更值P[4]之時槽爲200次即可。

如以上，爲了週期N之規則地切換相位變更值之相位變更方法之相位變更值表現爲P[0]、P[1]、...、P[N−2]、P[N−1]。其中，P[0]、P[1]、...、P[N−2]、P[N−1]至少由2個以上不同之相位變更值所構成。(P[0]、P[1]、...、P[N−2]、P[N−1]亦可包含同一相位變更值。)發送所有構成2個編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值P[0]之時槽數設爲K_0，使用相位變更值P[1]之時槽數設爲K_1，使用相位變更值P[i]之時槽數設爲K_i(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位變更值P[N−1]之時槽數設爲K_{N-1}時，如下即可：

<條件#C19>

$K_0=K_1=\ldots=K_i=\ldots=K_{N-1}$，亦即$K_a=K_b$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1(a、b爲0至N−1之整數)，a≠b)

發送所有構成第1編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值P[0]之次數設爲$K_{0,1}$，使用相位變更值P[1]之次數設爲$K_{1,1}$，使用相位變更值P[i]之次數設爲$K_{i,1}$(i= 0、1、2、...、N−1)，使用相位變更值P[N−1]之次數設爲$K_{N-1,1}$時，則如下：

<條件#C20>

$K_{0,1}=K_{1,1}=\ldots=K_{i,1}=\ldots=K_{N-1,1}$，亦即$K_{a,1}=K_{b,1}$(for ∀a、∀b，其中，a、b= 0、1、2、...、N−1(a、b爲0至N−1之整數)，a≠b)

發送所有構成第2編碼後之區塊之位元時，使用相位變更值P[0]之次數設爲$K_{0,2}$，使用相位變更值P[1]之次數設爲$K_{1,2}$，

使用相位變更值P[i]之次數設爲$K_{i,2}$(i=0、1、2、...、2n−1、2n)，使用相位變更值P[N−1]之次數設爲$K_{N-1,2}$時，則如下即可：

<條件#C21>

$K_{0,2}=K_{1,2}=\ldots=K_{i,2}=\ldots=K_{N-1,2}$，亦即$K_{a,2}=K_{b,2}$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1(a、b爲0至N−1之整數)，a≠b)

然後，通訊系統支援複數種調變方式，從所支援的調變方式選擇使用時，於所支援的調變方式，<條件#C19>、<條件#C20>、<條件#C21>成立即可。

然而，支援複數種調變方式時，依各調變方式不同，1符元可發送之位元數一般會不同(視情況而言，亦可能爲同一位元數)，視情況而言，有時存在無法符合<條件#C19>、<條件#C20>、<條件#C21>之調變方式。該情況下，符合以下條件來取代<條件#C19>、<條件#C20>、<條件#C21>即可。

<條件#C22>

K_a與K_b之差爲0或1，亦即$|K_a-K_b|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1(a、b爲0至N−1之整數)，a≠b)

<條件#C23>

$K_{a,1}$與$K_{b,1}$之差爲0或1，亦即$|K_{a,1}-K_{b,1}|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1(a、b爲0至N−1之整數)，a≠b)

<條件#C24>

$K_{a,2}$與$K_{b,2}$之差爲0或1，亦即$|K_{a,2}-K_{b,2}|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1(a、b爲0至N−1之整數)，a≠b)

如以上，藉由進行編碼後之區塊與相位變更值之關係建立，於爲了傳送編碼區塊而使用之相位變更值，不均會消失，因此於接收裝置，可獲得資料接收品質提升的效果。

於本實施形態，在規則地變更相位之方法中，週期N之相位變更方法需要N個相位變更值(或相位變更集合)。此時，作爲N個相位變更值(或相位變更集合)而準備P[0]、P[1]、P[2]、...、P[N−2]、P[N−1]，但亦有於頻率軸方向，排列爲P[0]、P[1]、P[2]、...、P[N−2]、P[N−1]之順序的方法，但未必限於此，N個相位變更值(或相位變更集合)P[0]、P[1]、P[2]、...、P[N−2]、P[N−1]，可與實施形態1同樣藉由對於時間軸、頻率−時間軸之區塊配置符元來變更相位。再者，雖說明週期N之相位變更方法，但隨機利用N個相位變更值(或相位變更集合)，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個相位變更值(或相位變更集合)，但符合上面所說明的條件係對於在接收裝置，獲得高資料接收品質方面甚爲重要。

又，存在有空間多工MIMO傳送方式、預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式、時空區塊編碼方式、僅發送1串流之模式、規則地變更相位之方法(實施形態1至實施形態4所說明的發送方法)之模式，發送裝置(播送台、基地台)可從該等模式選擇某一發送方法亦可。

再者，空間多工MIMO傳送方式係如非專利文獻3所示，從各不相同之天線，發送以選擇之調變方式映射之訊號s1、s2之方法；預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式係於實施形態1至實施形態4，僅進行預編碼(不進行相位變更)之方式。又，時空區塊編碼方式係非專利文獻9、16、17所示之傳送方式。僅發送1串流之模式係將以選擇之調變方式映射之訊號s1之訊號進行預定處理，並從天線發送之方法。

又，利用如OFDM之多載波傳送方式，以諸如由複數個載波所構成的第1載波群、由複數個載波所構成不同於第1載波群之第2載波群、以此類推之複數個載波群來實現多載波傳送，就各載波群，設定空間多工MIMO傳送方式、預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式、時空區塊編碼方式、僅發送1串流之模式、規則地變更相位之方法中之某一方法亦可，尤其於選擇規則地變更相位之方法之(子)載波群，實施本實施形態即可。

再者，對於一方之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時，例如P[i]之相位變更值設爲「X弧度」時，於第3圖、第4圖、第6圖、第12圖、第25圖、第29圖、第51圖、第53圖之相位變更部，對預編碼後之基頻訊號z2'乘算e^{jX}。然後，對於兩者之預編碼後之基頻訊號進行相位變更時，例如P[i]之相位變更值設爲「X弧度」及「Y弧度」時，於第26圖、第27圖、第28圖、第52圖、第54圖之相位變更部，對預編碼後之基頻訊號z2'乘算e^{jX}，對預編碼後之基頻訊號z1'乘算e^{jY}。

(實施形態D1)

於本實施形態，首先說明有關實施形態1之變形例。第67圖係本實施形態之發送裝置之構成之一例，關於與第3圖同樣地動作者係附上同一符號，又，關於與第3圖之說明同樣地動作的部分，以下係省略說明。然後，第67圖與第3圖之相異點，係緊接於加權合成部之後插入有基頻訊號置換部6702之部分。因此，以下係以基頻訊號置換部6702周邊的動作爲中心來進行說明。

於第21圖表示加權合成部(308A、308B)之構成。於第21圖由點線所圍住的區域爲加權合成部。基頻訊號307A係與w11乘算而生成w11・s1(t)，與w21乘算而生成w21・s1(t)。同樣地，基頻訊號307B係與w12乘算而生成w12・s2(t)，與w22乘算而生成w22・s2(t)。接著，獲得z1(t)=w11・s1(t)+w12・s2(t)、z2(t)=w21・s1(t)+w22・s2(t)。此時，從上述說明可知，s1(t)及s2(t)係BPSK(Binary Phase Shift Keying：二元相位位移鍵控)、QPSK、8PSK(8 Phase Shift Keying：8相位位移鍵控)、16QAM、32QAM(32 Quadrature Amplitude Modulation：正交振幅調變)、64QAM、256QAM、16APSK(16 Amplitude Phase Shift Keying：16振幅相位位移鍵控)等調變方式之基頻訊號。在此，兩加權合成部係利用固定之預編碼矩陣執行加權，作爲預編碼矩陣，其一例包括基於下述式(63)或式(64)而利用式(62)之方法。但此爲一例，α值不限於式(63)、式(64)，其他值亦可例如將α設爲1或0(α爲0以上之實數，或α爲虛數均可。)。

再者，預編碼矩陣如下：

[數62]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix}$$

...式(62)

其中，於上述式(62)，α如下：

[數63]

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

...式(63)

或者，於上述式(62)，α如下：

[數64]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+3+\sqrt{5}}{\sqrt{2}+3-\sqrt{5}}$$

...式(64)

又，預編碼矩陣不限於式(62)，亦可利用式(65)所示之矩陣。

[數65]

$$\begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

...式(65)

以$a=Ae^{j\delta 11}$、$b=Be^{j\delta 12}$、$c=Ce^{j\delta 21}$、$d=De^{j\delta 22}$來表現即可。又，a、b、c、d之某一者爲「零」亦可。例如如下構成亦

可：(1)a爲零，b、c、d非零；(2)b爲零，a、c、d非零；(3)c爲零，a、b、d非零；(4)d爲零，a、b、c非零。

又，a、b、c、d中之2個值設爲零亦可。例如(1)a及d爲零，b、c非零；(2)b及c爲零，a、d非零之方法有效。

再者，調變方式、錯誤更正訊號、其編碼率之某一者變更時，設定、變更所使用的預編碼矩陣，固定地使用該預編碼矩陣亦可。

接著，說明有關第67圖之基頻訊號置換部6702。基頻訊號置換部6702係以加權合成後之訊號309A及加權合成後之訊號316B作爲輸入，進行基頻訊號置換，並輸出置換後基頻訊號6701A及置換後基頻訊號6701B。再者，關於基頻訊號置換之細節係如利用第55圖所說明。本實施形態之基頻訊號之置換係基頻訊號置換用之訊號與第55圖不同。以下利用第68圖來說明本實施形態之基頻訊號之置換。

於第68圖，加權合成後之訊號309A(p1(i))之同相I成分表現爲$I_{p1}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{p1}(i)$，加權合成後之訊號316B(p2(i))之同相I成分表現爲$I_{p2}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{p2}(i)$。然後，置換後基頻訊號6701A(q1(i))之同相I成分表現爲$I_{q1}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{q1}(i)$，置換後基頻訊號6701B(q2(i))之同相I成分表現爲$I_{q2}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{q2}(i)$。(其中，i表現(時間或頻率(載波))順序)。於第67圖之例子，i爲時間，但將第67圖適用於如第12圖利用OFDM方式時之情況下，i亦可爲頻率(載波)。關於該點係於後續說明。)

此時，基頻訊號置換部6702進行基頻成分之置換，且如同：

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$，

如同於同一時刻，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q1(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q2(i)之調變訊號一般，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q1(i)之調變訊號、置換後之基頻訊號q2(i)。又，如下設定亦可：

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交成分設爲$I_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$I_{p1}(i)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交成分設爲$I_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$I_{p1}(i)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交

成分設爲$Q_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i)$，正交成分設爲$I_{p2}(i)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i)$，正交成分設爲$I_{p1}(i)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i)$，正交成分設爲$I_{p1}(i)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i)$，正交成分設爲$I_{p2}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交成分設爲$I_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號qp1(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$I_1(i)$，置換後之基頻訊號qp1(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交成分設爲$I_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號qp1(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$I_{p1}(i)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交

成分設爲$Q_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i)$，正交成分設爲$I_{p2}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i)$，正交成分設爲$I_{p1}(i)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i)$，正交成分設爲$I_{p1}(i)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i)$，正交成分設爲$I_{p2}(i)$。

又，上述說明有關加權合成後之訊號309A及加權合成後之訊號316B之同相成分與正交成分之置換，但不限於此，亦可進行多於2個訊號之訊號同相成分與正交成分之置換。

又，於上述例，說明同一時刻(同一頻率((子)載波))之基頻訊號之置換，但並非同一時刻之基頻訊號之置換亦可。作爲例子可記述如下：

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i+v)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$I_{p2}(i+w)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i+w)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$I_{p1}(i+v)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i+w)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$I_{p2}(i+w)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i+v)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$I_{p1}(i+v)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i+v)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$I_{p2}(i+w)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$I_{p1}(i+v)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i+v)$；

・置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$I_{p1}(i+v)$，置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$I_{p2}(i+w)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$I_{p2}(i+w)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i+w)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$I_{p1}(i+v)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i+w)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$I_{p2}(i+w)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i+v)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$I_{p1}(i+v)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i+v)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i+v)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$I_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$I_{p2}(i+w)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$I_{p1}(i+v)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$I_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$Q_{p1}(i+v)$；

・置換後之基頻訊號q2(i)之同相成分設爲$Q_{p2}(i+w)$，正交成分設爲$I_{p1}(i+v)$，置換後之基頻訊號q1(i)之同相成分設爲$Q_{p1}(i+v)$，正交成分設爲$I_{p2}(i+w)$。

加權合成後之訊號309A(p1(i))之同相I成分表現爲$I_{p1}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{p1}(i)$，加權合成後之訊號316B(p2(i))之同相I成分表現爲$I_{p2}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{p2}(i)$。然後，置換後基頻訊號6701A(q1(i))之同相I成分表現爲$I_{q1}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{q1}(i)$，置換後基頻訊號6701B(q2(i))之同相I成分表現爲$I_{q2}(i)$，正交Q成分表現爲

$Q_{q2}(i)$。

第68圖係用以說明上述記載之圖；如前述所記載，加權合成後之訊號309A(p1(i))之同相I成分表現爲$I_{p1}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{p1}(i)$，加權合成後之訊號316B(p2(i))之同相I成分表現爲$I_{p2}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{p2}(i)$。然後，置換後基頻訊號6701A(q1(i))之同相I成分表現爲$I_{q1}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{q1}(i)$，置換後基頻訊號6701B(q2(i))之同相I成分表現爲$I_{q2}(i)$，正交Q成分表現爲$Q_{q2}(i)$。

如此一來，置換後基頻訊號6701A(q1(i))之同相I成分$I_{q1}(i)$、正交Q成分$Q_{q1}(i)$，及置換後基頻訊號6701B(q2(i))之同相I成分$I_{q2}(i)$、正交Q成分$Q_{q2}(i)$，係如上述所說明的某一者來表現。

然後，如同於同一時刻，利用同一頻率，從發送天線312A發送相當於置換後基頻訊號6701A(q1(i))之調變訊號，從發送天線312B發送相當於置換後基頻訊號6701B(q2(i))之調變訊號，於同一時刻，利用同一頻率，從不同天線發送相當於置換後基頻訊號6701A(q1(i))之調變訊號及相當於置換後基頻訊號6701B(q2(i))之調變訊號。

相位變更部317B係以加權合成後之訊號316B及關於訊號處理方法之資訊315作爲輸入，規則地變更該訊號316B之相位而輸出。規則地變更係指以預先決定的週期(例如每n個符元(n爲1以上之整數)或每預先決定的時間)，按照預先決定之相位變更模式來變更相位。關於相位變更模式的細節係於下述實施形態4說明。

無線部310B係以加權合成後之訊號309B作爲輸入，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作爲電波輸出。

再者，第67圖係如第3圖說明編碼器爲複數的情況，但對於第67圖，如第4圖具備編碼器及分配部，分配器所輸出的訊號分別作爲交錯器之輸入訊號，之後則承襲第67圖之構成的情況下，亦可與上述同樣地動作。

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，傳送例如爲了傳送資料符元所用之錯誤更正方式、其編碼率之資訊、爲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z1(t){其中，t爲時間}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爲時間}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。

此時，於z1(t)之符元及z2(t)之符元，同一時刻(同一時

間)之符元係利用同一(共通)頻率而從發送天線發送。

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爲h11(t)、h12(t)、h21(t)、h22(t)，若接收裝置之接收天線505#1所接收的接收訊號設爲r1(t)，接收裝置之接收天線505#2所接收的接收訊號設爲r2(t)，則以下關係式會成立。

[數66]

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

...式(66)

第69圖係與本實施形態之加權方法(預編碼(Precoding)方法)、基頻訊號之置換及相位變更方法相關聯之圖；加權合成部600係統合第67圖之加權合成部308A與308B兩者之加權合成部。如第69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，其爲按照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69圖之訊框成分，串流s1(t)係將符元號碼u之訊號表現爲s1(u)，將符元號碼u+1之訊號表現爲

s1(u+1)，以此類推。同樣地，串流s2(t)係將符元號碼u之訊號表現爲s2(u)，將符元號碼u+1之訊號表現爲s2(u+1)，以此類推。然後，加權合成部600係以第67圖之基頻訊號307A(s1(t))及307B(s2(t))、關於加權資訊之資訊315作爲輸入，施以按照關於加權資訊之資訊315之加權方法，並輸出第67圖之加權合成後之訊號309A(p1(t))、316B(p2(t))。

此時，若固定之預編碼矩陣F之第1列向量設爲W1=(w11,w12)，則p1(t)可由以下式(67)來表現。

[數67]

$$p1(t) = W1s1(t)$$

...式(67)

另，若固定之預編碼矩陣F之第2列向量設爲W2=(w21,w22)，則p2(t)可由以下式(68)來表現。

[數68]

$$p2(t) = W2s2(t)$$

...式(68)

因此，預編碼矩陣F可由下式來表現。

[數69]

$$F = \begin{pmatrix} w11 & w12 \\ w21 & w22 \end{pmatrix}$$

...式(69)

已進行基頻訊號置換後之置換後基頻訊號6701A(q1(i))之同相I成分$I_{q1}(i)$、正交Q成分$Q_{q1}(i)$，及置換後基頻訊號6701B(q2(i))之同相I成分$I_{q2}(i)$、正交Q成分$Q_{q2}(i)$與p1(t))及

p2(t)之關係係如上述。然後，相位變更部之相位變更式若設爲y(t)，則相位變更後之基頻訊號309B(q2'(i))可由下式(70)來表現。

[數70]

$$q_2'(t) = y(t)q_2(t)$$

...式(70)

在此，y(t)係用以按照預先決定之方法來變更相位之數式，例如若週期設爲4，則時刻u之相位變更式可由例如式(71)來表現。

[數71]

$$y(u) = e^{j0}$$

...式(71)

同樣地，時刻u+1之相位變更式可由例如式(72)來表現。

[數72]

$$y(u+1) = e^{j\frac{\pi}{2}}$$

...式(72)

亦即，時刻u+k之相位變更式可由式(73)來表現。

[數73]

$$y(u+k) = e^{j\frac{k\pi}{2}}$$

...式(73)

再者，式(71)～(73)所示之規則地相位變更例僅爲一例。

規則地相位變更之週期不限於4。該週期數越多，則越可能得以促使接收裝置之接收性能(更正確而言應爲錯誤更正性能)提升(並非週期越大越佳，宜避開如2的小值之可能性高。)。

又，於上述式(71)～(73)所示之相位變更例，係表示逐次僅旋轉預定相位(於上述式各旋轉π/2)之構成，但非僅旋轉預定相位而隨機地變更相位亦可。例如y(t)按照預先決定之週期，變更如式(74)或式(75)所示之順序所乘之相位亦可。在相位之規則變更中，重要處在於調變訊號之相位規則地受到變更，關於受到變更之相位程度儘量均等，例如對於從-π弧度到π弧度，雖期望呈均勻分布，但隨機亦可。

[數74]

$$e^{j0} \rightarrow e^{j\frac{\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{2\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{4\pi}{5}}$$
$$\rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{6\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{8\pi}{5}} \rightarrow e^{j\frac{9\pi}{5}}$$

...式(74)

[數75]

$$e^{j\frac{\pi}{2}} \rightarrow e^{j\pi} \rightarrow e^{j\frac{3\pi}{2}} \rightarrow e^{j2\pi} \rightarrow e^{j\frac{\pi}{4}}$$
$$\rightarrow e^{j\frac{3}{4}\pi} \rightarrow e^{j\frac{5\pi}{4}} \rightarrow e^{j\frac{7\pi}{4}}$$

...式(75)

如此，第6圖之加權合成部600係以預先決定之固定的

預編碼權重來執行預編碼，相位變更部317B係一面規則地改變其變更程度，一面變更輸入訊號之相位。

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。本發明係提案改善LOS環境之訊號處理方法。

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作爲輸入，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作爲輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_1，推定相當於式(66)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作爲輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_2，推定相當於式(66)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作爲輸入，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作爲輸入，擷取第5圖之通道推定

用之參考符元501_1，推定相當於式(66)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z2之通道變動推定部707_2係以基頻訊號704_Y作爲輸入，擷取第5圖之通道推定用之參考符元501_2，推定相當於式(66)之h22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作爲輸入，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、704Y、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作爲輸入，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、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傳送方式爲空間多工MIMO傳送方式，而本實施形態之傳送方式係隨著時間變更訊號之相位，且使用預編碼矩陣之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(66)之(通道)矩陣設爲H(t)，第69圖之預編碼權重矩陣設爲F(在此，預編碼權重矩陣係於1之接收訊號中爲不變更之固定矩陣)，第69圖之相位變

更部之相位變更式之矩陣設爲Y(t)(在此，Y(t)係依t而變化)，從基頻訊號之置換，可導出接收向量$R(t)=(r1(t),r2(t))^T$與串流向量$S(t)=(s1(t),s2(t))^T$之關係，對於接收向量R(t)適用非專利文獻2、非專利文獻3之解碼方法而進行MIMO檢波。

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(用以特定出所利用的固定之預編碼矩陣及相位已變更時之相位變更模式之資訊)之訊號818(相當於第7圖之710)作爲輸入，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作爲輸入，利用該訊號進行反覆檢波・解碼，針對該動作來說明。

於第8圖之訊號處理部，爲了進行反覆解碼(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)s1之1碼字(或1訊框)及調變訊號(串流)s2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)s1之1碼字(或1訊框)及調變訊號(串流)s2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(該操作稱爲反覆解碼(反覆檢波))。下文係以1訊框之預定時間之符元之對數概似比(LLR)之做成方法爲中心來說明。

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)作爲輸入，爲了實現反覆解碼(反覆檢波)，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，將上述訊號作爲基頻訊號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，分爲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作爲輸入。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，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)爲IQ平面之候補訊號點，由於調變方式爲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位元設爲b0、b1、b2、b3，以調變訊號s2傳送之4位元設爲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)。再者，各基頻訊號、調變訊號s1、s2爲複數訊號。

同樣地，從通道推定訊號群802X、通道推定訊號群802Y，匯總與基頻訊號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)作爲訊號804而輸出。

對數概似算出部805A係以訊號804作爲輸入，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作爲輸入，

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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，算出以第67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作爲輸入，算出以第67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作爲輸入，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作爲輸入，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作爲輸入，進行交錯並輸出交錯後

之對數概似比814A。此時，交錯(813A)之交錯模式係與第67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作爲輸入，進行交錯並輸出交錯後之對數概似比814B。此時，交錯(813B)之交錯模式係與第67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作爲輸入。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(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)。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(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)之值，該值設爲E'(b0、b1、b2、b3、b4、b5、b6、b7)並作爲訊號804而輸出。

對數概似算出部805A係以訊號804作爲輸入，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(31)、式(32)、式(33)、式(34)、式(35)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作爲輸入，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。

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，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，其爲對於第67圖適用第4圖之編碼器、分配部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作爲輸入，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作爲輸入而進行分配。關於其他部分則與第8圖爲同樣動作。

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碼爲例來說明，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爲例，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，於上述雖以單載波爲例來說明，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(前文、單一字元等)、控制資訊傳送用之符元

等可於訊框任意配置。

接著，說明採用OFDM方式時之例子，來作爲多載波方式之一例。

第70圖係表示採用OFDM時之發送裝置之構成。於第70圖，關於與第3圖、第12圖、第67圖同樣動作者係附上同一符號。

OFDM方式關連處理部1201A係以加權後之訊號309A作爲輸入，施以OFDM方式關連的處理，並輸出發送訊號1202A。同樣地，OFDM方式關連處理部1201B係以加權後之訊號309B作爲輸入，施以OFDM方式關連的處理，並輸出發送訊號1202B。

第13圖係表示第70圖之OFDM方式關連處理部1201A、1201B後續之構成之一例，從第70圖之1201A關連到312A之部分爲1301A至1310A，從1201B關連到312B之部分爲1301B至1310B。

序列並列轉換部1302A係將置換後之基頻訊號1301A(相當於第70圖之置換後之基頻訊號6701A)進行序列並列轉換，並輸出並列訊號1303A。

重排部1304A係以並列訊號1303A作爲輸入進行重排，並輸出重排後之訊號1305A。再者，關於重排係於下文詳細敘述。

反快速傅利葉轉換部1306A係以重排後之訊號1305A作爲輸入，施以反快速傅利葉轉換，並輸出反傅利葉轉換後之訊號1307A。

無線部1308A係以反傅利葉轉換後之訊號1307A作爲輸入，進行頻率轉換、放大等處理，並輸出調變訊號1309A，調變訊號1309A係從天線1310A作爲電波輸出。

序列並列轉換部1302B係將加權後之訊號1301B(相當於第12圖之相位變更後之訊號309B)進行序列並列轉換，並輸出並列訊號1303B。

重排部1304B係以並列訊號1303B作爲輸入進行重排，並輸出重排後之訊號1305B。再者，關於重排係於下文詳細敘述。

反快速傅利葉轉換部1306B係以重排後之訊號1305B作爲輸入，施以反快速傅利葉轉換，並輸出反傅利葉轉換後之訊號1307B。

無線部1308B係以反傅利葉轉換後之訊號1307B作爲輸入，進行頻率轉換、放大等處理，並輸出調變訊號1309B，調變訊號1309B係從天線1310B作爲電波輸出。

於第67圖之發送裝置，由於並非利用多載波之傳送裝置，因此如第69圖以4週期的方式變更相位，於時間軸方向配置相位變更後之符元。採用如第70圖所示之OFDM方式般之多載波傳送方式時，當然可考慮如第67圖進行預編碼、基頻訊號置換，於時間軸方向配置相位變更後之符元，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14圖係表示橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部

1304A、1304B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14(A)圖係表示調變訊號z1之符元之重排方法，第14(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1302A係對於作爲輸入之加權後之訊號1301A之符元，依序派分號碼#0、#1、#2、#3、...。在此，由於考慮週期4的情況，因此#0、#1、#2、#3爲一週期份。若同樣地考慮，則#4n、#4n+1、#4n+2、#4n+3(n爲0以上之整數)爲一週期份。

此時，如第14(A)圖，從載波0依序配置符元#0、#1、#2、#3、...，於時刻$1配置符元#0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及z2爲複數訊號。

同樣地，序列並列轉換部1302B係對於作爲輸入之加權且相位變更後之訊號1301B之符元，依序派分號碼#0、#1、#2、#3、...。在此，由於考慮週期4的情況，因此#0、#1、#2、#3進行各異之相位變更，#0、#1、#2、#3爲一週期份。若同樣地考慮，則#4n、#4n+1、#4n+2、#4n+3(n爲0以上之整數)進行各異之相位變更，#4n、#4n+1、#4n+2、#4n+3爲一週期份。

此時，如第14(B)圖，從載波0依序配置符元#0、#1、#2、#3、...，於時刻$1配置符元#0至#9，其後於時刻$2配置符元#10至#19，如上規則地配置。

然後，第14(B)圖所示之符元群1402係採用第69圖所示

之相位變更方法時之1週期份之符元，符元#0係利用第69圖之時刻u之相位時之符元；符元#1係利用第69圖之時槽u+1之相位時之符元；符元#2係利用第69圖之時槽u+2之相位時之符元；符元#3係利用第69圖之時刻u+3之相位時之符元。因此，於符元#x，x mod 4爲0(以4除以x時之餘數，因此mod：modulo)時，符元#x係利用第69圖之時刻u之相位時之符元；x mod 4爲1時，符元#x係利用第69圖之時刻u+1之相位時之符元；x mod 4爲2時，符元#x係利用第69圖之時刻u＋2之相位時之符元；x mod 4爲3時，符元#x係利用第69圖之時刻u+3之相位時之符元。

再者，於本實施形態，第14(A)圖所示之調變訊號z1未受到相位變更。

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14圖之排列方式。利用第15圖、第16圖來說明其他例。

第15圖係表示與第14圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、1304B之符元之重排方法之一例；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。第15(A)、(B)圖與第14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15(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14(B)圖相同，第15(B)圖所示之符元群1502係採用第6圖所示之相位變更方法時之1週期份之符元。

第16圖係表示與第14圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、1304B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14圖之不同點係相對於在第14圖，將符元按順序配置於載波，而於第16圖，不將符元按順序配置於載波之點。無須贅述，於第16圖亦可與第15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17圖係表示與第14～16圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、1304B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。於第14～16圖，將符元排列於頻率軸方向，而於第17圖，利用頻率、時間軸兩者來配置符元。

於第69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時槽切換的情況爲例來說明。第17圖所示之符元群1702係採用相位變更方法時之1週期份之符元(故爲8符元)，符元#0係利用時刻u之相位時之符元；符元#1係利用時刻u+1之相位時之符元；符元#2係利用時刻u+2之相位時之符元；符元#3係利用時刻u+3之相位時之符元；符元#4係利用時刻u+4之相位時之符元；符元#5係利用時刻u+5之相位時之符元；符元#6係利用時刻u+6之相位時之符元；符

元#7係利用時刻u+7之相位時之符元。因此，於符元#x，x mod 8爲0時，符元#x係利用時刻u之相位時之符元；x mod 8爲1時，符元#x係利用時刻u+1之相位時之符元；x mod 8爲2時，符元#x係利用時刻u+2之相位時之符元；x mod 8爲3時，符元#x係利用時刻u+3之相位時之符元；x mod 8爲4時，符元#x係利用時刻u+4之相位時之符元；x mod 8爲5時，符元#x係利用時刻u+5之相位時之符元；x mod 8爲6時，符元#x係利用時刻u+6之相位時之符元；x mod 8爲7時，符元#x係利用時刻u+7之相位時之符元。於第17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4×2=8時槽來配置1週期份之符元，此時，若1週期份之符元數設爲m×n(亦即，預編碼權重存在有m×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)設爲n，使用於時間軸方向之時槽設爲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爲和緩。因此，由於爲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17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18圖係表示與第17圖不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、1304B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。第18圖係與第17圖相同，利用頻率、時間軸兩者來配置符元，而與第17圖之相異點在於，第17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18圖係以時間軸方向優先，其後於時間軸方向配置符元之點。於第18圖，符元群1802係採用相位變更方法時之1週期份之符元。

再者，於第17圖、第18圖，與第15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17圖、第18圖，未如第16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22圖係表示與上述不同之橫軸頻率、縱軸時間之第13圖之重排部1304A、130B之符元之重排方法之一例。其考慮利用如第69圖之時刻u～u+3之4時槽規則地切換預編碼矩陣的情況。於第22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22圖之例爲n=1)符元循環移位之點。於第22圖之頻率軸方向之符元群2210所示之4符元中，進行第69圖之時刻u～u+3之相位變更。

此時，於#0的符元係進行利用時刻u之相位之相位變

更，於#1係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#2係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#3係進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

關於頻率軸方向之符元群2220亦相同，於#4的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#5係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#6係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#7進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於時間$1的符元，進行如上述之相位變更，於時間軸方向，由於進行循環移位，因此符元群2201、2202、2203、2204係如以下進行相位變更。

於時間軸方向之符元群2201，於#0的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#9係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#18係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#27進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於時間軸方向之符元群2202，於#28的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#1係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#10係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#19進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於時間軸方向之符元群2203，於#20的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#29係進行利用時刻u+1之相位之相位變更，於#2係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#11進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於時間軸方向之符元群2204，於#12的符元係進行利用時刻u之相位之相位變更，於#21係進行利用時刻u+1之相位

之相位變更，於#30係進行利用時刻u+2之相位之相位變更，於#3進行利用時刻u+3之相位之相位變更。

於第22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不同之相位來進行相位變更，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不同之相位來進行相位變更。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。藉此以有效變更相位，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22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22圖，於頻率軸排列符元，時間朝軸方向前進時，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。

再者，於本實施形態，作爲實施形態1之變形例而表示於相位變更前，插入基頻訊號置換部之構成，但亦可組合本實施形態與實施形態2，於第26圖、第28圖，於進行相位變更前插入基頻訊號之置換部而實施。因此，於第26圖，相位變更部317A係以置換後基頻訊號6701A(q1(i))作爲輸入，相位變更部317B係以置換後基頻訊號6701B(q2(i))作爲輸入。又，關於第28圖之相位變更部317A及相位變更部317B亦同理。

接著，揭示有關從發送裝置看來分散在各處之接收裝

置，無論接收裝置配置於何處，用以使得各接收裝置獲得良好的資料接收品質之手法。

第31圖係表示於規則地變更相位之發送方式，利用如OFDM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31圖係表示第67圖所示之相位變更部317B之輸入即調變訊號z2'之訊框構成，由於1個四角係表示符元(其中，由於進行預編碼，因此一般包含s1及s2兩者訊號，但端視預編碼矩陣之構成，有時僅包含s1及s2之一訊號。)。

在此，著眼於有關第31圖之載波2、時刻$2之符元3100。再者，在此雖記載爲載波，但有時稱爲子載波。

於載波2，在時間上最鄰接時刻$2之頻率之符元，亦即載波2之時刻$1之符元3103及時刻$3之符元3101各者之通道狀態，係與載波2、時刻$2之符元3100之通道狀態具有非常高度相關。

同樣地，於時刻$2，在頻率軸方向最鄰接時刻$2之頻率之符元，亦即載波1之時刻$2之符元3104及時刻$2、載波3之符元3104之通道狀態，均與載波2、時刻$2之符元3100之通道狀態具有非常高度相關。

如上述，符元3101、3102、3103、3104各者之通道狀態係與符元3100之通道狀態具有非常高度相關。

於本說明書，就規則地變更相位之發送方法，作爲相乘之相位係準備N種相位(其中，N爲2以上之整數)。於第31圖所示之符元，例如雖附有「e^{j0}」之記載，但此係意味對

於該符元之第6圖之訊號z2'乘以「e^{j0}」而變更相位。總言之，第31圖之各符元所記載的值係式(70)之y(t)值。

於本實施形態，揭示一種相位經變更之符元之符元配置，係利用該頻率軸方向相鄰接之符元及/或時間軸方向相鄰接之符元之通道狀態之高相關性，於接收裝置側可獲得高資料接收品質者。

於該接收側，作爲可獲得高資料接收品質之條件，可考慮<條件#D1-1>、<條件#D1-2>。

<條件#D1-1>

如第69圖對於置換後之基頻訊號q2，規則地變更相位之發送方法，利用如OFDM之多載波傳送方式時，時間X・載波Y爲資料傳送用之符元(以下稱爲資料符元)，於時間軸方向鄰接之符元，亦即時間X-1・載波Y及時間X+1・載波Y兩者均爲資料符元，在對應於該等3個資料符元之置換後之基頻訊號q2，亦即時間X・載波Y、時間X-1・載波Y及時間X+1・載波Y各者之置換後之基頻訊號q2，均進行不同之相位變更。

<條件#D1-2>

如第69圖對於置換後之基頻訊號q2，規則地變更相位之發送方法，利用如OFDM之多載波傳送方式時，時間X・載波Y爲資料傳送用之符元(以下稱爲資料符元)，於頻率軸方向鄰接之符元，亦即時間X・載波Y-1及時間X・載波Y+1兩者均爲資料符元，在對應於該等3個資料符元之置換後之基頻訊號q2，亦即時間X・載波Y、時間X・載波Y-1及時

間X・載波Y+1各者之置換後之基頻訊號q2，均進行不同之相位變更。

然後，存在符合<條件#D1-1>之資料符元即可。同樣地，存在符合<條件#D1-2>之資料符元即可。

導出該<條件#D1-1>、<條件#D1-2>之理由如下。

於發送訊號中有某符元(以下稱爲符元A)，與該符元A在時間上鄰接之符元各自之通道狀態係如上述與符元A之通道狀態具高度相關。

因此，若於時間上鄰接之3符元利用不同相位，則於LOS環境下，即便符元A爲惡劣的接收品質(作爲SNR雖獲得高接收品質，但由於直接波之相位關係爲惡劣狀況，因此接收品質爲不佳狀態)，剩餘與符元A相鄰接之2符元可獲得良好接收品質之可能性仍舊非常高，其結果，錯誤更正編碼後可獲得良好接收品質。

同樣地，發送訊號中有某符元(以下稱爲符元A)，與該符元A在頻率上鄰接之符元各自之通道狀態係如上述與符元A之通道狀態具高度相關。

因此，若於頻率上鄰接之3符元利用不同相位，則於LOS環境下，即便符元A爲惡劣的接收品質(作爲SNR雖獲得高接收品質，但由於直接波之相位關係爲惡劣狀況，因此接收品質爲不佳狀態)，剩餘與符元A相鄰接之2符元可獲得良好接收品質之可能性仍舊非常高，其結果，錯誤更正編碼後可獲得良好接收品質。

又，若組合<條件#D1-1>與<條件#D1-2>，則於接收裝

置可能可令資料之接收品質更提升。因此，可導出以下條件。

<條件#D1-3>

如第69圖對於置換後之基頻訊號q2，規則地變更相位之發送方法，利用如OFDM之多載波傳送方式時，時間X・載波Y爲資料傳送用之符元(以下稱爲資料符元)，於時間軸方向鄰接之符元，亦即時間X-1・載波Y及時間X+1・載波Y兩者均爲資料符元，且於頻率軸方向鄰接之符元，亦即時間X・載波Y-1及時間X・載波Y+1兩者均爲資料符元時，在對應於該等5個資料符元之置換後之基頻訊號q2，亦即時間X・載波Y、時間X-1・載波Y、時間X+1・載波Y、時間X・載波Y-1及時間X・載波Y+1各者之置換後之基頻訊號q2，均進行不同之相位變更。

在此，關於「不同之相位變更」進行補充。相位變更係以0弧度至2π弧度來定義。例如若於時間X・載波Y，對於第69圖之置換後之基頻訊號q2所施行的相位變更設爲$e^{j\theta X,Y}$，於時間X-1・載波Y，對於第69圖之置換後之基頻訊號q2所施行的相位變更設爲$e^{j\theta X-1,Y}$，於時間X+1・載波Y，對於第69圖之置換後之基頻訊號q2所施行的相位變更設爲$e^{j\theta X+1,Y}$，則0弧度$\leq\theta_{X,Y}\leq 2\pi$、0弧度$\leq\theta_{X-1,Y}\leq 2\pi$、0弧度$\leq\theta_{X+1,Y}\leq 2\pi$。因此，於<條件#1>，$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X+1,Y}$且$\theta_{X+1,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$成立。若同樣地思考，於<條件#2>，$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X,Y+1}$且$\theta_{X,Y-1}\neq\theta_{X-1,Y+1}$成立，於<條件#3>，$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X+1,Y}$且$\theta_{X+1,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且$\theta_{X,Y}\neq\theta_{X-1,Y}$且

$\theta_{X,Y} \neq \theta_{X,Y+1}$且$\theta_{X,Y-1} \neq \theta_{X-1,Y+1}$成立。

然後，存在符合<條件#D1-3>之資料符元即可。

第31圖爲<條件#3>的例子，以下相位配置成互異：與該當於符元A之符元3100相當之第69圖之預編碼後之基頻訊號zq2相乘之相位；與該符元3100在時間上鄰接之符元3101相當之第69圖之置換後之基頻訊號q2、相當於3103之第69圖之置換後之基頻訊號q2相乘之相位；與在頻率上鄰接之符元3102相當之第69圖之置換後之基頻訊號q2、相當於3104之第69圖之置換後之基頻訊號q2相乘之相位；藉此，於接收側，即便符元3100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。

於第32圖表示在該條件下，變更相位而獲得之符元之配置例。

觀察第32圖可知，就任一資料符元而言，其相位對於在頻率軸方向及時間軸方向雙方相鄰接之符元被變更之相位程度，均爲互異之相位變更量。藉此，可進而令接收裝置之錯誤更正能力提升。

總言之，於第32圖，在時間軸方向鄰接之符元存在有資料符元時，<條件#D1-1>係於所有X、所有Y成立。

同樣地，於第32圖，在頻率軸方向鄰接之符元存在有資料符元時，<條件#D1-2>係於所有X、所有Y成立。

同樣地，於第32圖，在頻率軸方向鄰接之符元存在有資料符元，且在時間軸方向鄰接之符元存在有資料符元時

時，<條件#D1-3>係於所有X、所有Y成立。

接著，以實施形態2所說明、對2個置換後之基頻訊號q2進行相位變更時(參考第68圖)之例子來說明。

對置換後之基頻訊號q1及置換後之基頻訊號q2兩者賦予相位變更時，關於相位變更方法包括數種方法。就該點詳細說明。

作爲方法1，置換後之基頻訊號q2之相位變更係如前述，如第32圖進行相位變更。於第32圖，置換後之基頻訊號q2之相位變更係設爲週期10。然而，如於前面所述，爲了符合<條件#D1-1>、<條件#D1-2>、<條件#D1-3>，於(子)載波1，隨著時間而變更施加於置換後之基頻訊號q2之相位變更。(於第32圖施以該類變更，但設爲週期10之其他相位變更方法亦可)然後，置換後之基頻訊號q1之相位變更係如第33圖，置換後之基頻訊號q2之相位變更爲週期10之1週期份之相位變更值一定。於第33圖，於包含(置換後之基頻訊號q2之相位變更之)1週期份之時刻$1，置換後之基頻訊號q1之相位變更值設爲$e^{j0}$，於包含下一個(置換後之基頻訊號q2之相位變更之)1週期份之時刻$2，置換後之基頻訊號q2之相位變更值設爲$e^{j\pi/9}$，以此類推。

再者，於第33圖所示之符元，例如雖附有「e^{j0}」之記載，但此係意味對於該符元之第26圖之訊號q1乘以「e^{j0}」而變更相位。

置換後之基頻訊號q1之相位變更係如第33圖，置換後之基頻訊號q2之相位變更爲週期10之1週期份之相位變更

值一定，相位變更值係隨著1週期份之號碼變更。(如上述，於第33圖，於第1之1週期份設爲e^{j0}，於第2之1週期份設爲$e^{j\pi/9}$，以此類推。)

藉由如以上，置換後之基頻訊號q2之相位變更雖爲週期10，但可獲得能夠使得考慮到置換後之基頻訊號q1之相位變更及置換後之基頻訊號q2之相位變更兩者時之週期大於10之效果。藉此，接收裝置之資料接收品質可能會提升。

作爲方法2，置換後之基頻訊號q2之相位變更係如前述，如第32圖進行相位變更。於第32圖，置換後之基頻訊號q2之相位變更係設爲週期10。然而，如於前面所述，爲了符合<條件#D1-1>、<條件#D1-2>、<條件#D1-3>，於(子)載波1，隨著時間而變更施加於置換後之基頻訊號q2之相位變更。(於第32圖施以該類變更，但設爲週期10之其他相位變更方法亦可)然後，置換後之基頻訊號q2之相位變更係如第30圖，置換後之基頻訊號q2之相位變更係以不同於週期10之週期3進行相位變更。

再者，於第30圖所示之符元，例如雖附有「e^{j0}」之記載，但此係意味對於該符元之置換後之基頻訊號q1乘以「e^{j0}」而變更相位。

藉由如以上，置換後之基頻訊號q2之相位變更雖爲週期10，但考慮到置換後之基頻訊號q1之相位變更及置換後之基頻訊號q2之相位變更兩者時之週期成爲30，可獲得能夠使得考慮到置換後之基頻訊號q1之相位變更及置換後之基頻訊號q2之相位變更兩者時之週期大於10之效果。藉

此，接收裝置之資料接收品質可能會提升。作爲方法2之一有效方法，若置換後之基頻訊號q1之相位變更之週期設爲N，置換後之基頻訊號q2之相位變更之週期設爲M時，尤其N與M爲互質關係時，雖具有考慮到置換後之基頻訊號q1之相位變更及置換後之基頻訊號q2之相位變更兩者時之週期爲N×M，可容易設定爲大的週期之優點，但即便N與M爲互質關係，仍可增大週期。

再者，上述相位變更方法爲一例，不限於此，於頻率軸方向進行相位變更，亦或於時間軸方向進行相位變更，亦或於時間–頻率之區塊進行相位變更，均同樣具有可令接收裝置之資料接收品質提升的效果。

除了上述所說明的訊框構成以外，亦可考慮於資料符元間，插入前導符元(SP(Scattered Pilot：分散前導)或傳送控制資訊之符元等。詳細說明該情況下之相位變更。

第47圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q1)z1或z1’及調變訊號(置換後之基頻訊號q2)z2’之時間–頻率軸之訊框構成；第47(a)圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q1)z1或z1’之時間–頻率軸之訊框構成，第47(b)圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q2)z2’之時間–頻率軸之訊框構成。於第47圖，4701係表示前導符元，4702係表示資料符元，資料符元4702係表示經施以預編碼、或經施以預編碼及相位變更之符元。

第47圖係如第69圖表示對於置換後之基頻訊號q2，進行相位變更時之符元配置(對置換後之基頻訊號q1不進行

相位變更)。(再者，於第69圖雖表示於時間軸方向進行相位變更的情況，但於第69圖，將時間t調換爲載波f來思考，藉此相當於進行在頻率方向之相位變更，藉由將時間t調換爲時間t、頻率f，亦即將(t)調換爲(t、f)來思考，則相當於以時間頻率之區塊來進行相位變更。)因此，第47圖之置換後之基頻訊號q2之符元所記載的數值，係表示相位之變更值。再者，第47圖之置換後之基頻訊號q1(z1)之符元由於不進行相位變更，因此不記載數值。

於第47圖，重要點在於對於置換後之基頻訊號q2之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行。(在此，雖記載作符元，但在此記載之符元已施行預編碼，因此包含s1之符元及s2之符元兩者。)因此，對於插入於z2'之前導符元不施行相位變更。

第48圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q1)z1或z1'及調變訊號(置換後之基頻訊號q2)z2'之時間–頻率軸之訊框構成；第48(a)圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q1)z1或z1'之時間–頻率軸之訊框構成，第48(b)圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q2)z2'之時間–頻率軸之訊框構成。於第48圖，4701係表示前導符元，4702係表示資料符元，資料符元4702係表示經施以預編碼及相位變更之符元。

第48圖係表示對於置換後之基頻訊號q1及置換後之基頻訊號q2，進行相位變更時之符元配置。因此，第48圖之置換後之基頻訊號q1及置換後之基頻訊號q2之符元所記載的數值，係表示相位之變更值。

於第48圖，重要點在於對於置換後之基頻訊號q1之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行，又，對於置換後之基頻訊號q2之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行。(在此，雖記載作符元，但在此記載之符元已施行預編碼，因此包含s1之符元及s2之符元兩者。)因此，對於插入於z1'之前導符元不施行相位變更，又，對於插入於z2'之前導符元不施行相位變更。

第49圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q1)z1或z1'及調變訊號(置換後之基頻訊號q2)z2'之時間-頻率軸之訊框構成；第49(a)圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q1)z1或z1'之時間-頻率軸之訊框構成，第49(b)圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q2)z2'之時間-頻率軸之訊框構成。於第49圖，4701爲前導符元，4702爲資料符元，4901爲空符元，基頻訊號之同相成分I=0，正交成分Q=0。此時，資料符元4702係表示經施以預編碼、或經施以預編碼及相位變更之符元。第49圖與第47圖之差異在於資料符元以外之符元之構成方法，於調變訊號z1'插入有前導符元之時間及載波，調變訊號z2'係成爲空符元，反之，於調變訊號z2'插入有前導符元之時間及載波，調變訊號z1'係成爲空符元。

第49圖係如第69圖表示對於置換後之基頻訊號q2，進行相位變更時之符元配置(對置換後之基頻訊號q1不進行相位變更)。(再者，於第69圖雖表示於時間軸方向進行相位

變更的情況，但於第6圖，將時間t調換爲載波f來思考，藉此相當於進行在頻率方向之相位變更，藉由將時間t調換爲時間t、頻率f，亦即將(t)調換爲(t、f)來思考，則相當於以時間頻率之區塊來進行相位變更。)因此，第49圖之置換後之基頻訊號q2之符元所記載的數值，係表示相位之變更值。再者，第49圖之置換後之基頻訊號q1之符元由於不進行相位變更，因此不記載數值。

於第49圖，重要點在於對於置換後之基頻訊號q2之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行。(在此，雖記載作符元，但在此記載之符元已施行預編碼，因此包含s1之符元及s2之符元兩者。)因此，對於插入於z2'之前導符元不施行相位變更。

第50圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q1)z1或z1'及調變訊號(預編碼後之基頻訊號)z2'之時間-頻率軸之訊框構成；第50(a)圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q1)z1或z1'之時間-頻率軸之訊框構成，第50(b)圖係表示調變訊號(置換後之基頻訊號q2)z2'之時間-頻率軸之訊框構成。於第50圖，4701爲前導符元，4702爲資料符元，4901爲空符元，基頻訊號之同相成分I=0，正交成分Q=0。此時，資料符元4702係表示經施以預編碼、或經施以預編碼及相位變更之符元。第50圖與第48圖之差異在於資料符元以外之符元之構成方法，於調變訊號z1'插入有前導符元之時間及載波，調變訊號z2'係成爲空符元，反之，於調變訊號z2'插入有前導符元之時間及載波，調變訊號z1'係成爲空符

元。

第50圖係表示對於置換後之基頻訊號q1及置換後之基頻訊號q2，進行相位變更時之符元配置。因此，第50圖之置換後之基頻訊號q1及置換後之基頻訊號q2之符元所記載的數值，係表示相位之變更值。

於第50圖，重要點在於對於置換後之基頻訊號q1之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行，又，對於置換後之基頻訊號q2之相位變更係對於資料符元，亦即對於已施加預編碼之符元來施行。(在此，雖記載作符元，但在此記載之符元已施行預編碼，因此包含s1之符元及s2之符元兩者。)因此，對於插入於z1'之前導符元不施行相位變更，又，對於插入於z2'之前導符元不施行相位變更。

第51圖係表示生成第47圖、第49圖之訊框構成之調變訊號而發送之發送裝置之構成之一例，關於與第4圖同樣地動作者係附上同一符號。再者，於第51圖，雖未圖示第67圖或第70圖所示之基頻訊號置換部，但對於第51圖，與第67圖或第70圖同樣於加權合成部與相位變更部之間，插入基頻訊號置換部即可。

於第51圖，加權合成部308A、308B、相位變更部317B及基頻訊號置換部係僅於訊框構成訊號313表示資料符元之時序動作。

第51圖之前導符元(兼生成空符元)生成部5101係於表示訊框構成訊號313爲前導符元(且空符元)時，輸出前導符

元之基頻訊號5102A及5102B。

於第47圖至第50圖之訊框構成雖未表示，但未施行預編碼(及未施行相位旋轉)之例如從1天線發送調變訊號之方式，或採用利用時空碼(尤其是時空區碼)之傳送方式，發送控制資訊符元時，控制資訊符元5104係以控制資訊5103、訊框構成訊號313作爲輸入，於訊框構成訊號313表示控制資料符元時，輸出控制資訊符元之基頻訊號5102A、5102B。

第51圖之無線部310A、310B係根據作爲輸入之複數個基頻訊號中之訊框構成訊號313，從複數個基頻訊號選擇所需之基頻訊號。然後，施行OFDM關連之訊號處理，分別輸出按照訊框構成之調變訊號311A、311B。

第52圖係表示生成第48圖、第50圖之訊框構成之調變訊號而發送之發送裝置之構成之一例，關於與第4圖、第51圖同樣地動作者係附上同一符號。對於第51圖追加之相位變更部317A係僅於訊框構成訊號313表示資料符元之時序動作。關於其他則與第51圖同樣動作。再者，於第52圖，雖未圖示第67圖或第70圖所示之基頻訊號置換部，但對於第52圖，與第67圖或第70圖同樣於加權合成部與相位變更部之間，插入基頻訊號置換部即可。

第53圖係與第51圖不同之發送裝置之構成方法。再者，於第53圖，雖未圖示第67圖或第70圖所示之基頻訊號置換部，但對於第53圖，與第67圖或第70圖同樣於加權合成部與相位變更部之間，插入基頻訊號置換部即可。以下說明有關不同點。相位變更部317B係如第53圖，以複數個

基頻訊號作爲輸入。然後，訊框構成訊號313表示資料符元時，相位變更部317B對於預編碼後之基頻訊號316B施行相位變更。然後，訊框構成訊號313表示前導符元(或空符元)或控制資訊符元時，相位變更部317B停止相位變更的動作，直接輸出各符元之基頻訊號。(作爲其解釋，視爲強制進行相當於「e^{j0}」之相位旋轉即可。)

選擇部5301係以複數個基頻訊號作爲輸入，選擇訊框構成訊號313所示符元之基頻訊號而輸出。

第54圖係與第52圖不同之發送裝置之構成方法。再者，於第54圖，雖未圖示第67圖或第70圖所示之基頻訊號置換部，但對於第54圖，與第67圖或第70圖同樣於加權合成部與相位變更部之間，插入基頻訊號置換部即可。以下說明有關不同點。相位變更部317B係如第54圖，以複數個基頻訊號作爲輸入。然後，訊框構成訊號313表示資料符元時，相位變更部317B對於預編碼後之基頻訊號316B施行相位變更。然後，訊框構成訊號313表示前導符元(或空符元)或控制資訊符元時，相位變更部317B停止相位變更的動作，直接輸出各符元之基頻訊號。(作爲其解釋，視爲強制進行相當於「e^{j0}」之相位旋轉即可。)

同樣地，相位變更部5201係如第54圖，以複數個基頻訊號作爲輸入。然後，訊框構成訊號313表示資料符元時，相位變更部5201對於預編碼後之基頻訊號309A施行相位變更。然後，訊框構成訊號313表示前導符元(或空符元)或控制資訊符元時，相位變更部5201係停止相位變更的動作，

直接輸出各符元之基頻訊號。(作爲其解釋，視爲強制進行相當於「e^{j0}」之相位旋轉即可。)

於上述說明，雖舉例說明前導符元、控制符元及資料符元，但不限於此，重點在於若是採用與預編碼不同之傳送方法，例如1天線發送、利用時空區碼之傳送方法等來傳送之符元，則同樣不給予相位變更；反之，於本發明中，重點在於對於已進行預編碼及基頻訊號置換之符元，進行相位變更。

因此，本發明之特徵點在於，並非於時間–頻率軸之訊框構成之所有符元進行相位變更，僅對已進行預編碼之訊號給予相位變更。

詳細說明關於如非專利文獻12～非專利文獻15所示，利用QC (Quasi Cyclic：類迴圈) LDPC (Low–Density Parity–Check：低密度奇偶校驗)碼(非QC–LDPC碼之LDPC碼亦可)、LDPC碼與BCH碼(Bose–Chaudhuri–Hochquenghem)之連接碼等區塊碼、渦輪碼等區塊碼時之規則地變更相位之方法。在此，作爲一例而舉例說明發送s1、s2兩個串流的情況。其中，利用區塊碼進行編碼時，當不需要控制資訊等時，構成編碼後之區塊之位元數係與構成區塊碼之位元數(其中，如以下所記載的控制資訊等亦可包含於此之中)一致。利用區塊碼進行編碼時，若需要控制資訊等(例如CRC (cyclic redundancy check：循環冗餘校驗)、傳送參數等)時，構成編碼後之區塊之位元數有時爲構成區塊碼之位元數與控制資訊等之位元數之和。

第34圖係表示利用區塊碼時之1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第34圖係表示例如對於第69圖、第70圖之發送裝置，適用如第4圖之編碼器及分配部而發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有1個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送之任一者均可。)

如第34圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於上述發送裝置，爲了同時發送兩個串流，調變方式爲QPSK時，前述3000符元係對s1分派1500符元，對s2分派1500符元，因此爲了以s1發送1500符元，並以s2發送1500符元，需要1500時槽(在此命名爲「時槽」)。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要750時槽，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要500時槽。

接著，就規則地變更相位之方法，說明關於上述所定義的時槽與相位之關係。

在此，爲了規則地變更相位之方法所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲5。總言之，爲了上述發送裝置之相位變更部而準備5個不同之相位變更值(或相位變更集

合)(如第69圖，僅對置換後之基頻訊號q2進行相位變更時，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更值即可。又，對於置換後之基頻訊號q1及置換後之基頻訊號q2兩者進行相位變更時，1個時槽需要2個相位變更值。因此，該2個相位變更值稱爲相位變更集合。因此，該情況下，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更集合即可)該5個相位變更值(或相位變更集合)表現爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、PHASE[3]、PHASE[4]。

調變方式爲QPSK時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之1500時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲300時槽。此係由於若所使用的預編碼矩陣有不均，則在資料之接收品質上，使用較多數目之預編碼矩陣的影響大。

同樣地，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之750時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲150時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲150時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲150時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲150時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲150時槽。

同樣地，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000位元之上述所述之500時槽，使用相

位PHASE[0]之時槽須爲100時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲100時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲100時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲100時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲100時槽。

如以上，於規則地變更相位之方法，所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲N個(N個不同之相位表現爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1])時，發送所有構成1個編碼後之區塊之位元時，使用相位PHASE[0]之時槽數設爲K_0，使用相位PHASE[1]之時槽數設爲K_1，使用相位PHASE[i]之時槽數設爲K_i(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位PHASE[N−1]之時槽數設爲K_{N-1}時，如下即可：

<條件#D1−4>

$K_0=K_1=\ldots=K_i=\ldots=K_{N-1}$，亦即$K_a=K_b$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

然後，通訊系統支援複數種調變方式，從所支援的調變方式選擇使用時，於所支援的調變方式，<條件#D1−4>成立即可。

然而，支援複數種調變方式時，依各調變方式不同，1符元可發送之位元數一般會不同(視情況而言，亦可能爲同一位元數)，視情況而言，有時存在無法符合<條件#D1−4>之調變方式。該情況下，符合以下條件來取代<條件#D1−4>即可。

<條件#D1−5>

K_a與K_b之差爲0或1，亦即$|K_a-K_b|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

第35圖係表示利用區塊碼時之2個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第35圖係表示例如第67圖之發送裝置及第70圖之發送裝置所示，發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有2個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送之任一者均可。)

如第35圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於第67圖之發送裝置及第70圖之發送裝置，由於同時發送兩個串流，或存在2個編碼器，因此於兩個串流傳送不同的碼區塊。因此，調變方式爲QPSK時，藉由s1、s2，2個編碼區塊於同一區間內發送，因此例如藉由s1發送第1編碼後之區塊，藉由s2發送第2編碼後之區塊，因此爲了發送第1、第2編碼後之區塊而需要3000時槽。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之所有位元，需要1500時槽，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成22區塊之所有位元，需要1000時槽。

接著，就規則地變更相位之方法，說明關於上述所定

義的時槽與相乘相位之關係。

在此，爲了規則地變更相位之方法所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲5。總言之，爲了第67圖及第70圖之發送裝置之相位變更部而準備5個相位變更值(或相位變更集合)(如第69圖，僅對置換後之基頻訊號q2進行相位變更時，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更值即可。又，對於置換後之基頻訊號q1及置換後之基頻訊號q2兩者進行相位變更時，1個時槽需要2個相位變更值。該2個相位變更值稱爲相位變更集合。因此，該情況下，爲了進行週期5之相位變更，準備5個相位變更集合即可)。該5個相位變更值(或相位變更集合)表現爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、PHASE[3]、PHASE[4]。

調變方式爲QPSK時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之3000時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲600時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲600時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲600時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲600時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲600時槽。此係由於若所使用的預編碼矩陣有不均，則使用較多數目之相位影響大，於接收裝置，資料接收品質取決於該影響。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[1]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[2]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[3]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[4]之時槽須爲600次，又，

爲了發送第2編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[1]之時槽爲600次，使用相位PHASE[2]之時槽爲600次，使用相位PHASE[3]之時槽爲600次，使用相位PHASE[4]之時槽爲600次即可。

同樣地，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之1500時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲300時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲300時槽。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲600次，使用相位PHASE[1]之時槽須爲300次，使用相位PHASE[2]之時槽須爲300次，使用相位PHASE[3]之時槽須爲300次，使用相位PHASE[4]之時槽須爲300次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲300次，使用相位PHASE[1]之時槽爲300次，使用相位PHASE[2]之時槽爲300次，使用相位PHASE[3]之時槽爲300次，使用相位PHASE[4]之時槽爲300次即可。

同樣地，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成2個編碼後之區塊之位元數6000×2位元之上述所述之1000時槽，使用相位PHASE[0]之時槽須爲200時槽，使用相位PHASE[1]之時槽須爲200時槽，使用相位PHASE[2]之時槽須爲200時槽，使用相位PHASE[3]之時槽須爲200時槽，使用相位PHASE[4]之時槽須爲200時槽。

又，爲了發送第1編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[1]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[2]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[3]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[4]之時槽須爲200次，又，爲了發送第2編碼區塊，使用相位PHASE[0]之時槽須爲200次，使用相位PHASE[1]之時槽爲200次，使用相位PHASE[2]之時槽爲200次，使用相位PHASE[3]之時槽爲200次，使用相位PHASE[4]之時槽爲200次即可。

如以上，於規則地變更相位之方法，所準備的相位變更值(或相位變更集合)設爲N個(N個不同之相位表現爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1])時，發送所有構成2個編碼後之區塊之位元時，使用相位PHASE[0]之時槽數設爲K_0，使用相位PHASE[1]之時槽數設爲K_1，使用相位PHASE[i]之時槽數設爲K_i(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位PHASE[N−1]之時槽數設爲K_{N-1}時，如下即可：

<條件#D1−6>

$K_0=K_1=\ldots=K_i=\ldots=K_{N-1}$，亦即$K_a=K_b$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

發送所有構成第1編碼後之區塊之位元時，使用相位PHASE[0]之次數設爲$K_{0,1}$，使用相位PHASE[1]之次數設爲$K_{1,1}$，使用相位PHASE[i]之次數設爲$K_{i,1}$(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位PHASE[N−1]之次數設爲$K_{N-1,1}$時，則如下：

<條件#D1−7>

$K_{0,1}=K_{1,1}=\ldots=K_{i,1}=\ldots=K_{N-1,1}$，亦即$K_{a,1}=K_{b,1}$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

發送所有構成第2編碼後之區塊之位元時，使用相位PHASE[0]之次數設爲$K_{0,2}$，使用相位PHASE[1]之次數設爲$K_{1,2}$，使用相位PHASE[i]之次數設爲$K_{i,2}$(i=0、1、2、...、N−1)，使用相位PHASE[N−1]之次數設爲$K_{N-1,2}$時，則如下即可：

<條件#D1−8>

$K_{0,2}=K_{1,2}=\ldots=K_{i,2}=\ldots=K_{N-1,2}$，亦即$K_{a,2}=K_{b,2}$(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

然後，通訊系統支援複數種調變方式，從所支援的調變方式選擇使用時，於所支援的調變方式，<條件#D1−6>、<條件#D1−7>、<條件#D1−8>成立即可。

然而，支援複數種調變方式時，依各調變方式不同，1符元可發送之位元數一般會不同(視情況而言，亦可能爲同一位元數)，視情況而言，有時存在無法符合<條件#D1−6>、<條件#D1−7>、<條件#D1−8>之調變方式。該情況下，符合以下條件來取代<條件#D1−6>、<條件#D1−7>、<條件#D1−8>即可。

<條件#D1−9>

K_a與K_b之差爲0或1，亦即$|K_a-K_b|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

<條件#D1−10>

$K_{a,1}$與$K_{b,11}$之差爲0或1，亦即$|K_{a,1}-K_{b,1}|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

<條件#D1−11>

$K_{a,2}$與$K_{b,2}$之差爲0或1，亦即$|K_{a,2}-K_{b,2}|$爲0或1

(for ∀a、∀b，其中，a、b=0、1、2、...、N−1，a≠b)

如以上，藉由進行編碼後之區塊與預編碼矩陣之關係建立，於爲了傳送編碼區塊而使用之相位，不均會消失，因此於接收裝置，可獲得資料接收品質提升的效果。

於上述，在規則地變更相位之方法中，週期N之相位變更方法需要N個相位變更值(或相位變更集合)。此時，作爲N個相位變更值(或相位變更集合)而準備PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1]，但亦有於頻率軸方向，排列爲PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1]之順序的方法，但未必限於此，N個相位變更值(或相位變更集合)PHASE[0]、PHASE[1]、PHASE[2]、...、PHASE[N−2]、PHASE[N−1]，亦可藉由對於時間軸、頻率−時間軸之區塊配置符元來變更相位。再者，雖說明週期N之相位變更方法，但隨機利用N個相位變更值(或相位變更集合)，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個相位變更值(或相位變更集合)，但符合上面所說明的條件係對於在接收裝置，獲得高資料接收品質方面甚爲重要。

又，存在有空間多工MIMO傳送方式、預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式、時空區塊編碼方式、僅發送1串流之模

式、規則地變更相位之方法之模式，發送裝置(播送台、基地台)可從該等模式選擇某一發送方法亦可。

再者，空間多工MIMO傳送方式係如非專利文獻3所示，從各不相同之天線，發送以選擇之調變方式映射之訊號s1、s2之方法；預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式係僅進行預編碼(不進行相位變更)之方式。又，時空區塊編碼方式係非專利文獻9、16、17所示之傳送方式。僅發送1串流之模式係將以選擇之調變方式映射之訊號s1之訊號進行預定處理，並從天線發送之方法。

又，利用如OFDM之多載波傳送方式，以諸如由複數個載波所構成的第1載波群、由複數個載波所構成不同於第1載波群之第2載波群、以此類推之複數個載波群來實現多載波傳送，就各載波群，設定空間多工MIMO傳送方式、預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式、時空區塊編碼方式、僅發送1串流之模式、規則地變更相位之方法中之某一方法亦可，尤其於選擇規則地變更相位之方法之(子)載波群實施上述即可。

再者，於本實施形態所說明的施行預編碼、基頻訊號置換、相位變更之發送裝置，及本說明書所說明的內容可組合使用，尤其可對於本實施形態所說明的相位變更部，組合使用本說明書所說明的所有關於相位變更之內容。

(實施形態D2)

於本實施形態，說明有關第4圖之發送裝置的情況下，對於第4圖之發送裝置，在支援如OFDM方式之多載波方式

時，對於第67圖、第70圖之發送裝置，如第4圖適用1個編碼器及分配部的情況下，本說明書中所說明規則地進行相位變更時之相位變更之初始化方法。

思考如非專利文獻12～非專利文獻15所示，利用QC(Quasi Cyclic：類迴圈)LDPC (Low-Density Parity-Check：低密度奇偶校驗)碼(非QC-LDPC碼之LDPC碼亦可)、LDPC碼與BCH碼(Bose-Chaudhuri-Hochquenghem)之連接碼、利用去尾迴旋之渦輪碼或雙二進位渦輪碼等區塊碼時之規則地變更相位之情況。

在此，作爲一例而舉例說明發送s1、s2兩個串流的情況。其中，利用區塊碼進行編碼時，當不需要控制資訊等時，構成編碼後之區塊之位元數係與構成區塊碼之位元數(其中，如以下所記載的控制資訊等亦可包含於此之中)一致。利用區塊碼進行編碼時，若需要控制資訊等(例如CRC(cyclic redundancy check：循環冗餘校驗)、傳送參數等)時，構成編碼後之區塊之位元數有時爲構成區塊碼之位元數與控制資訊等之位元數之和。

第34圖係表示利用區塊碼時之1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖。第34圖係表示例如第4圖之發送裝置所示，發送s1、s2兩個串流，且發送裝置具有1個編碼器時之「利用區塊碼時，1個編碼後之區塊所必需的符元數、時槽數之變化之圖」。(此時，傳送方式係利用單載波傳送、如OFDM之多載波傳送之任一者均可。)

如第34圖所示，構成區塊碼之1個編碼後之區塊之位元

數設爲6000位元。爲了發送該6000位元，調變方式爲QPSK時需要3000符元，16QAM時需要1500符元，64QAM時需要1000符元。

然後，於上述發送裝置，爲了同時發送兩個串流，調變方式爲QPSK時，前述3000符元係對s1分派1500符元，對s2分派1500符元，因此爲了以s1發送1500符元，並以s2發送1500符元，需要1500時槽(在此命名爲「時槽」)。

同理來思考，調變方式爲16QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要750時槽，調變方式爲64QAM時，爲了發送構成1個編碼後之區塊之所有位元，需要500時槽。

接著，思考在如第71圖之訊框構成，發送裝置發送調變訊號的情況。第71(a)圖係表示調變訊號z1'或z1(以天線312A發送)之時間及頻率軸之訊框構成。又，第71(b)圖係表示調變訊號z2(以天線312B發送)之時間及頻率軸之訊框構成。此時，調變訊號z1'或z1所利用的頻率(頻帶)與調變訊號z2所利用的頻率(頻帶)相同，於同一時刻存在有調變訊號z1'或z1與調變訊號z2。

如第71(a)圖所示，發送裝置在區間A發送前文(控制符元)，其係用以對通訊對象傳送控制資訊之符元，尤其在此包含用以傳送第1、第2編碼區塊之調變方式之資訊。發送裝置在區間B發送第1編碼區塊。發送裝置在區間C發送第2編碼區塊。

發送裝置在區間D發送前文(控制符元)，其係用以對通

訊對象傳送控制資訊之符元，尤其在此包含用以傳送第3、第4、...編碼區塊之調變方式之資訊。發送裝置在區間E發送第3編碼區塊。發送裝置在區間F發送第4編碼區塊。

如第71(b)圖所示，發送裝置在區間A發送前文(控制符元)，其係用以對通訊對象傳送控制資訊之符元，尤其在此包含用以傳送第1、第2編碼區塊之調變方式之資訊。發送裝置在區間B發送第1編碼區塊。發送裝置在區間C發送第2編碼區塊。

發送裝置在區間D發送前文(控制符元)，其係用以對通訊對象傳送控制資訊之符元，尤其在此包含用以傳送第3、第4、...編碼區塊之調變方式之資訊。發送裝置在區間E發送第3編碼區塊。發送裝置在區間F發送第4編碼區塊。

第72圖係表示在如第34圖傳送編碼區塊時，尤其於第1編碼區塊，利用16QAM作爲調變方式時所使用的時槽數，爲了傳送第1編碼區塊而需要750時槽。

同樣地，表示於第2編碼區塊，利用QPSK作爲調變方式時所使用的時槽數，爲了傳送第2編碼區塊而需要1500時槽。

第73圖係表示在如第34圖傳送編碼區塊時，尤其於第3編碼區塊，利用QPSK作爲調變方式時所使用的時槽數，爲了傳送第3編碼區塊而需要1500時槽。

然後，如本說明書所說明，思考對於調變訊號z1，亦即對於以天線312A所發送的調變訊號，不進行相位變更，對於調變訊號z2，亦即對於以天線312B所發送的調變訊

號，進行相位變更的情況。此時，於第72圖、第73圖，表示有關進行相位變更之方法。

首先，作爲前提，爲了相位變更而準備7個預編碼矩陣，將7個預編碼矩陣命名爲#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6。又，規則且週期性地利用相位變更。總言之，相位變更係如#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、...一般，規則且週期性地進行變更。

如第72圖所示，首先，於第1編碼區塊，由於存在有750時槽，因此若從#0開始使用相位變更值，則爲#0、#1、#2、#3、#4、#5、#6、#0、#1、#2、...、#4、#5、#6、#0，第750個時槽係利用#0而結束。

接著，對於第2編碼區塊之各時槽，適用相位變更。於本說明書，由於設想適用於多載波通訊、播送，因此考慮某接收終端裝置不需要第1編碼區塊而僅擷取第2編碼區塊的情況。該情況下，設定由於爲了發送第1編碼區塊之最後時槽而利用相位變更值#0，因此爲了傳送第2編碼區塊，最初利用相位變更值#1。如此一來，可考慮以下方法：

(a)：前述終端裝置監視第1編碼區塊如何發送，亦即第1編碼區塊之最後時槽發送時，預編碼矩陣爲何種模式，以推定使用於第2編碼區塊之最初時槽之預編碼矩陣；及

(b)：爲了不進行(a)，發送裝置傳送使用於第2編碼區塊之最初時槽之預編碼矩陣之資訊。

(a)的情況下，終端裝置須監視第1編碼區塊之傳送，因

此消耗電力增大，(b)的情況下，則導致資料傳送效率降低。

因此，如上述之預編碼矩陣之分派尚有改善的餘地，故提案一種固定爲了傳送各編碼區塊之最初時槽而使用之預編碼矩陣的方法。因此，如第72圖所示，爲了傳送第2編碼區塊之最初時槽而使用之預編碼矩陣，係與爲了傳送第1編碼區塊之最初時槽而使用之預編碼矩陣同樣設爲#0。

同樣地，如第73圖所示，爲了傳送第3編碼區塊之最初時槽而使用之預編碼矩陣並不設爲#3，而與爲了傳送第1、第2編碼區塊之最初時槽而使用之預編碼矩陣同樣設爲#0。

藉由如以上，能夠獲得可抑制在(a)、(b)所發生課題之效果。

再者，於本實施形態，雖敘述有關依各編碼區塊來將預編碼矩陣初始化之方法，亦即敘述有關使用於任一編碼區塊之最初時槽之相位變更值固定爲#0之方法，但作爲別的方法，亦能以訊框單位來進行。例如就用以傳送前文或控制符元傳送後之資訊之符元，於最初時槽所使用的相位變更值固定爲#0亦可。

(實施形態D3)

再者，於上述各實施形態，以複數表現加權合成部使用於預編碼之預編碼矩陣，但亦能夠以實數表現預編碼矩陣。

總言之，例如2個映射後之(所使用調變方式之)基頻訊號設爲s1(i)、s2(i)(其中，i爲時間或頻率)，預編碼所獲得的2個預編碼後之基頻訊號設爲z1(i)、z2(i)。然後，若映射

後之(所使用調變方式之)基頻訊號s1(i)之同相成分設爲$I_{s1}(i)$、正交成分設爲$Q_{s1}(i)$，映射後之(所使用調變方式之)基頻訊號s2(i)之同相成分設爲$I_{s2}(i)$、正交成分設爲$Q_{s2}(i)$，預編碼後之基頻訊號z1(i)之同相成分設爲$I_{z1}(i)$、正交成分設爲$Q_{z1}(i)$，預編碼後之基頻訊號z2(i)之同相成分設爲$I_{z2}(i)$、正交成分設爲$Q_{z2}(i)$，當利用由實數所構成的預編碼矩陣H_r時，則以下關係式成立。

[數76]

$$\begin{pmatrix} I_{z1}(i) \\ Q_{z1}(i) \\ I_{z2}(i) \\ Q_{z2}(i) \end{pmatrix} = H_r \begin{pmatrix} I_{s1}(i) \\ Q_{s1}(i) \\ I_{s2}(i) \\ Q_{s2}(i) \end{pmatrix}$$

...式(76)

其中，由實數所構成的預編碼矩陣H_r時係表現如下。

[數77]

$$H_r = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}$$

...式(77)

此時，a_{11}、a_{12}、a_{13}、a_{14}、a_{21}、a_{22}、a_{23}、a_{24}、a_{31}、a_{32}、a_{33}、a_{34}、a_{41}、a_{42}、a_{43}、a_{44}爲實數。其中，{a_{11}=0且a_{12}=0且a_{13}=0且a_{14}=0}不成立，{a_{21}=0且a_{22}=0且a_{23}=0且a_{24}=0}不成立，{a_{31}=0且a_{32}=0且a_{33}=0且a_{34}=0}不成立，{a_{41}=0且a_{42}=0

且a_{43}=0且a_{44}=0}不成立。然後，{a_{11}=0且a_{21}=0且a_{31}=0且a_{41}=0}不成立，{a_{12}=0且a_{22}=0且a_{32}=0且a_{42}=0}不成立，{a_{13}=0且a_{23}=0且a_{33}=0且a_{43}=0}不成立，{a_{14}=0且a_{24}=0且a_{34}=0且a_{44}=0}不成立。

(實施形態E1)

於本實施形態，詳細說明有關將對於預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，適用於利用DVB (Digital Video Broading：數位視訊廣播)-T2 (T：Terrestrial(地面))規格之播送系統的情況。首先，說明有關利用DVB-T2規格之播送系統之訊框構成。

第74圖係DVB-T2規格之播送台所發送的訊框構成之概要。於DVB-T2規格，由於採用OFDM方式，因此於時間-頻率軸構成訊框。第74圖係表示時間-頻率軸之訊框構成，訊框係由P1發訊資料(7401)、L1預發訊資料(7402)、L1後發訊資料(7403)、共用PLP(7404)、PLP#1～#N(7405_1～7405_N)所構成(PLP：Physical LayerPipe (實體層管路))。(在此，L1預發訊資料(7402)、L1後發訊資料(7403)稱爲P2符元。)如此，由P1發訊資料(7401)、L1預發訊資料(7402)、L1後發訊資料(7403)、共用PLP(7404)、PLP#1～#N(7405_1～7405_N)所構成的訊框稱爲T2訊框，成爲訊框構成之一個單位。

藉由P1發訊資料(7401)，接收裝置傳送用以進行訊號檢測、頻率同步(亦包含頻率偏移推定)之符元，同時爲訊框之FFT (Fast Fourier Transform：快速傅利葉轉換)尺寸之資訊、

以SISO (Single-Input Single-Output：單輸入單輸出)/MISO (Multiple-Input Single-Output：多輸入單輸出)之何方式發送調變訊號之資訊等。(SISO方式的情況係發送1個調變訊號之方式，MISO方式的情況係發送複數個調變訊號之方法，且利用非專利文獻9、16、17所示之時空區塊碼。)

L1預發訊資料(7402)係傳送發送訊框所使用的保護區間之資訊、關於PAPR (Peak to Average Power Ratio：峰值均值功率比)之方法之資訊、傳送L1後發訊資料時之調變方式、錯誤更正方式(FEC：ForwardError Correction (正向錯誤更正))、錯誤更正方式之編碼率資訊、L1後發訊資料之尺寸及資訊尺寸之資訊、前導模式之資訊、胞(頻率區域)固有號碼之資訊、利用一般模式及延伸模式(一般模式與延伸模式係用於資料傳送之子載波數不同)之何方式之資訊等。

L1後發訊資料(7403)係傳送各PLP之固有號碼之資訊、傳送各PLP所使用的調變方式、錯誤更正方式、錯誤更正方式之編碼率資訊、各PLP發送之區塊數資訊等。

共用PLP(7404)、PLP#1～#N(7405_1～7405_N)係用以傳送資料之區域。

於第74圖之訊框構成，雖記載如P1發訊資料(7401)、L1預發訊資料(7402)、L1後發訊資料(7403)、共用PLP(7404)、PLP#1～#N(7405_1～7405_N)採分時發送，但實際上於同一時刻存在有兩種以上之訊號。於第75圖表示其例。如第75圖所示，於同一時刻存在有L1預發訊資料、L1後發訊資料、共用PLP，亦或有時於同一時刻存在有

PLP#1、PLP#2。總言之，各訊號並用分時及分頻而構成有訊框。

第76圖係表示對於DVB-T2規格之(播送台)之發送裝置，適用預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之發送裝置之構成之一例。

PLP訊號生成部7602係以PLP用之發送資料7601、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含之各PLP之錯誤更正編碼資訊、調變方式之資訊等資訊，進行根據錯誤更正編碼、調變方式之映射，輸出PLP之(正交)基頻訊號7603。

P2符元訊號生成部7605係以P2符元用發送資料7604、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含之P2符元之錯誤更正資訊、調變方式之資訊等資訊，進行根據錯誤更正編碼、調變方式之映射，輸出P2符元之(正交)基頻訊號7606。

控制訊號生成部7608係以P1符元用之發送資料7607、P2符元用發送資料7604作爲輸入，將第74圖之各符元群(P1發訊資料(7401)、L1預發訊資料(7402)、L1後發訊資料(7403)、共用PLP(7404)、PLP#1～#N(7405_1～7405_N))之發送方法(包含錯誤更正碼、錯誤更正碼之編碼率、調變方式、區塊長、訊框構成、規則地切換預編碼矩陣之發送方法之經選擇之發送方法、前導符元插入方法、IFFT(Inverse Fast Fourier Transform：反傅利葉轉換)/FFT之資訊等、PAPR刪減方法之資訊、保護區間插入方法之資訊)之資訊作爲控制訊號7609而輸出。

訊框構成部7610係以PLP之基頻訊號7612、P2符元之基頻訊號7606、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號所含之訊框構成資訊，施以頻率、時間軸之重排，輸出按照訊框構成之串流1之(正交)基頻訊號7611_1(映射後之訊號，亦即根據所使用的調變方式之基頻訊號)、串流2之(正交)基頻訊號7611_2(映射後之訊號，亦即根據所使用的調變方式之基頻訊號)。

訊號處理部7612係以串流1之基頻訊號7611_1、串流2之基頻訊號7611_2及控制訊號7609作爲輸入，輸出根據控制訊號7609所含之發送方法之訊號處理後之調變訊號1(7613_1)及訊號處理後之調變訊號2(7613_2)。

在此，特徵點在於選擇對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，訊號處理部係與第6圖、第25圖、第26圖、第27圖、第28圖、第29圖、第69圖相同，進行對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之處理，已進行該訊號處理之訊號爲訊號處理後之調變訊號1(7613_1)及訊號處理後之調變訊號2(7613_2)。

前導插入部7614_1係以訊號處理後之調變訊號1(7613_1)、控制訊號7609作爲輸入，根據關於控制訊號7609所含之前導符元插入方法之資訊，於訊號處理後之調變訊號1(7613_1)插入前導符元，輸出前導符元插入後之調變訊號7615_1。

前導插入部7614_2係以訊號處理後之調變訊號

2(7613_2)、控制訊號7609作爲輸入，根據關於控制訊號7609所含之前導符元插入方法之資訊，於訊號處理後之調變訊號2(7613_2)插入前導符元，輸出前導符元插入後之調變訊號7615_2。

IFFT (Inverse Fast Fourier Transform：反快速傅利葉轉換)部7616_1係以前導符元插入後之調變訊號7615_1、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含之IFFT方法之資訊施以IFFT，輸出IFFT後之訊號7617_1。

IFFT部7616_2係以前導符元插入後之調變訊號7615_2、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含之IFFT方法之資訊施以IFFT，輸出IFFT後之訊號7617_2。

PAPR刪減部7618_1係以IFFT後之訊號7617_1、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含關於PAPR刪減之資訊，於IFFT後之訊號7617_1施以PAPR刪減用之處理，輸出PAPR刪減後之訊號7619_1。

PAPR刪減部7618_2係以IFFT後之訊號7617_2、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含關於PAPR刪減之資訊，於IFFT後之訊號7617_2施以PAPR刪減用之處理，輸出PAPR刪減後之訊號7619_2。

保護區間插入部7620_1係以PAPR刪減後之訊號7619_1、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含關於保護區間之插入方法之資訊，於PAPR刪減後之訊號7619_1插入保護區間，輸出保護區間插入後之訊號7621_1。

保護區間插入部7620_2係以PAPR刪減後之訊號

7619_2、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含關於保護區間之插入方法之資訊，於PAPR刪減後之訊號7619_2插入保護區間，輸出保護區間插入後之訊號7621_2。

P1符元插入部7622係以保護區間插入後之訊號7621_1、保護區間插入後之訊號7621_2、P1符元用之發送資料7607作爲輸入，從P1符元用之發送資料7607生成P1符元之訊號，對於保護區間插入後之訊號7621_1附加P1符元，對於P1符元用處理後之訊號7623_1及保護區間插入後之訊號7621_2，附加P1符元，輸出P1符元用處理後之訊號7623_2。再者，P1符元之訊號係附加於P1符元用處理後之訊號7623_1、P1符元用處理後之訊號7623_2兩者，或附加於某一方均可。附加於一方時，在受到附加之訊號之附加區間中，於未受到附加之訊號存在有作爲基頻訊號之零訊號。

無線處理部7624_1係以P1符元用處理後之訊號7623_1作爲輸入，施以頻率轉換、放大等處理，並輸出發送訊號7625_1。然後，發送訊號7625_1係從天線7626_1作爲電波輸出。

無線處理部7624_2係以P1符元用處理後之訊號7623_2作爲輸入，施以頻率轉換、放大等處理，並輸出發送訊號7625_2。然後，發送訊號7625_2係從天線7626_2作爲電波輸出。

第77圖係表示發送P1符元、P2符元、共用PLP後發送複數個PLP時之頻率–時間軸之訊框構成之一例。於第77

圖，串流s1係於頻率軸利用子載波#1～子載波#M，同樣地，串流s2亦於頻率軸利用子載波#1～子載波#M。因此，於s1、s2兩者，在同一子載波之同一時刻存在符元時，則於同一頻率會存在2個串流之符元。再者，如其他實施形態所說明，利用進行對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，s1、s2係利用預編碼矩陣進行加權及合成(又，視情況於其後進行基頻訊號置換)，此外還進行相位變更。若在此將藉此所獲得的訊號設爲z1、z2，則z1、z2分別從天線輸出。

如第77圖所示，區間1係利用串流s1、串流s2來傳送PLP#1之符元群7701，採用第23圖所示之空間多工MIMO傳送方式、或預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式(不進行相位變更)來傳送資料。

區間2係利用串流s1來傳送PLP#2之符元群7702，藉由發送1個調變訊號來傳送資料。

區間3係利用串流s1、串流s2來傳送PLP#3之符元群7703，利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，來傳送資料。

區間4係利用串流s1、串流s2來傳送PLP#4之符元群7704，採用非專利文獻9、16、17所示之時空區塊碼來傳送資料。

播送台如第77圖發送各PLP時，於接收第77圖之發送訊號之接收裝置，須得知各PLP之發送方法。因此，如前面所述，須利用P2符元之L1後發訊資料(第74圖之7403)來傳送

各PLP之發送方法之資訊。以下說明有關此時之P1符元之構成方法、及P2符元之構成方法之一例。

於表2表示利用P1符元發送之控制資訊之具體例。

[表2]

S1 (3位元)	控制資訊內容
000	T2_SISO (DVB–T2規格之一之調變訊號發送)
001	T2_MISO (利用DVB–T2規格之時空區塊碼之發送)
010	NOT_T2 (DVB–T2規格以外之規格)

於DVB-T2規格，藉由S1之控制資訊(3位元之資訊)，接收裝置可判斷是否正採用DVB-T2之規格，或於正採用DVB-T2規格時，可判斷所用之發送方法。

如上述表2所示，作爲3位元之S1資訊設定“000”時，所發送的調變訊號係依循「DVB-T2規格之一之調變訊號發送」。

又，作爲3位元之S1資訊設定“001”時，所發送的調變訊號係依循「利用DVB-T2規格之時空區塊碼之發送」。

於DVB–T2規格，“010”～“111”係爲了將來而「保留」。在此，爲了與DVB–T2規格具有相容性而適用本發明，作爲3位元之S1資訊而設定例如“010”時(“000”、“001”以外即可)，表示所發送的調變訊號依循DVB–T2規格以外之規格，當終端之接收裝置得知該資訊爲“010”時，可得知播送台所發送的調變訊號依循DVB–T2規格以外之規格。

接著，說明播送台所發送的調變訊號依循DVB–T2規格以外之規格時之P2符元之構成方法例。於最先的例子，說明有關利用DVB–T2規格之P2符元之方法。

於表3表示P2符元中，藉由L1後發訊資料所發送的控制

資訊之第1例。

[表3]

PLP_MODE (2位元)	控制資訊內容
00	SISO/SIMO
01	MISO/MIMO (Space–time block code：時空區塊碼)
10	MIMO (對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法)
11	MIMO (預編碼矩陣固定之MIMO方式、或空間多工MIMO傳送方式)

再者，於上述表3，各簡寫表示以下含意。

SISO：單輸入單輸出(1個調變訊號發送，以1個天線接收)

SIMO：單輸入多輸出(1個調變訊號發送，以複數個天線接收)

MISO：多輸入單輸出(以複數個天線發送複數個調變訊號發送，以1個天線接收)

MIMO：多輸入多輸出(以複數個天線發送複數個調變訊號發送，以複數個天線接收)

於表3所示之2位元之資訊「PLP_MODE」係如第77圖所示，用以對終端裝置通知各PLP(於第77圖係以PLP#1之符元群至#4之符元群來表示。以下，爲了簡化而省略記載爲「之符元群」。)之發送方法之控制資訊，PLP_MODE之資訊係就各PLP而存在。總言之，於第77圖的情況下，從播送台發送PLP#1用之PLP_MODE之資訊、PLP#2用之

PLP_MODE之資訊、PLP#3用之PLP_MODE之資訊、PLP#4用之PLP_MODE之資訊...。無須贅言，終端裝置可藉由解調該資訊(或亦進行錯誤更正解碼)而辨識播送台用於PLP之傳送方式。

作爲「PLP_MODE」設定爲“00”時，該PLP係藉由「發送1個調變訊號」來傳送資料。作爲「PLP_MODE」設定爲“01”時，該PLP係藉由「發送已進行時空區塊編碼之複數個調變訊號」來傳送資料。作爲「PLP_MODE」設定爲“10”時，該PLP係藉由「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」來傳送資料。作爲「PLP_MODE」設定爲“11”時，該PLP係採用「預編碼矩陣固定之MIMO方式、或空間多工MIMO傳送方式」來傳送資料。

再者，作爲「PLP_MODE」設定爲“01”～“11”時，須對終端裝置傳送播送台具體施行何種處理(例如對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之具體的切換方法、所使用的時空區塊編碼方法、作爲預編碼矩陣所使用的矩陣之構成)。以下說明有關包含此時之控制資訊之構成、與表3不同之控制資訊之構成方法。

表4係P2符元中，藉由L1後發訊資料所發送、與控制資訊之表3不同之第2例。

[表4]

控制資訊名	位元值	控制資訊內容
PLP_MODE (1位元)	0	SISO/SIMO
	1	MISO/MIMO ((i)時空區塊碼； (ii)對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法； (iii)預編碼矩陣固定之MIMO方式； (iv)空間多工MIMO傳送方式) 之某一方式
MIMO(1位元)	0	對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號切換相位變更　停用
	1	對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號切換相位變更　啓用
MIMO_PATTERN#1 (2位元)	00	時空區塊碼
	01	預編碼矩陣固定之MIMO方式、且預編碼矩陣#1
	10	預編碼矩陣固定之MIMO方式、且預編碼矩陣#2
	11	空間多工MIMO傳送方式
MIMO_PATTERN#2 (2位元)	00	對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、相位變更#1
	01	對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、相位變更#2
	10	對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、相位變更#3
	11	對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、相位變更#4

如表4所示，存在有1位元之資訊「PLP_MODE」、1位元之資訊「MIMO_MODE」、2位元之資料「MIMO_PATTERN#1」、2位元之資料「MIMO_PATTERN#2」，該等4個控制資訊係如第77圖所

示，用以對終端裝置通知各PLP(於第77圖係從PLP#1～#4)之發送方法之資訊，因此該等4個控制資訊係就各PLP而存在。總言之，於第77圖的情況下，從播送台發送PLP#1用之PLP_MODE之資訊/MIMO_MODE之資訊/MIMO_PATTERN#1之資訊/MIMO_PATTERN#2之資訊、PLP#2用之PLP_MODE之資訊/MIMO_MODE之資訊/MIMO_PATTERN#1之資訊/MIMO_PATTERN#2之資訊、PLP#3用之PLP_MODE之資訊/MIMO_MODE之資訊/MIMO_PATTERN#1之資訊/MIMO_PATTERN#2之資訊、PLP#4用之PLP_MODE之資訊/MIMO_MODE之資訊/MIMO_PATTERN#1之資訊/MIMO_PATTERN#2之資訊...。無須贅言，終端裝置可藉由解調該資訊(或亦進行錯誤更正解碼)而辨識播送台用於PLP之傳送方式。

作爲「PLP_MODE」設定爲“0”時，該PLP係藉由「發送1個調變訊號」來傳送資料。設定爲“1”時，該PLP係以「發送已進行時空區塊編碼之複數個調變訊號」、「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「預編碼矩陣固定之MIMO方式」、「空間多工MIMO傳送方式」之某一方式來傳送資料。

「PLP_MODE」設定爲「1」時，「MIMO_MODE」之資訊爲有效資訊，作爲「MIMO_MODE」設定爲“0”時，不使用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法而傳送資料。作爲「MIMO_MODE」設定爲“1”時，使用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)

之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。

「PLP_MODE」設定爲「1」、「MIMO_MODE」設定爲「0」時，「MIMO_PATTERN#1」之資訊爲有效資訊，作爲「MIMO_PATTERN#1」設定爲“00”時，利用時空區塊碼來傳送資料。設定爲“01”時，採用固定利用預編碼矩陣#1進行加權合成之預編碼方法來傳送資料。設定爲“10”時，採用固定利用預編碼矩陣#2進行加權合成之預編碼方法來傳送資料。(其中，預編碼矩陣#1與預編碼矩陣#2爲相異矩陣。)設定爲“11”時，採用空間多工MIMO傳送方式來傳送資料。

「PLP_MODE」設定爲「1」、「MIMO_MODE」設定爲「1」時，「MIMO_PATTERN#2」之資訊爲有效資訊，作爲「MIMO_PATTERN#2」設定爲“00”時，利用對相位變更#1之預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。設定爲“01”時，利用對相位變更#2之預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。設定爲“10”時，利用對相位變更#3之預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。設定爲“11”時，利用對相位變更#4之預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。在此，相位變更#1～#4分別爲不同方法，此時，不同方法係指例如#A與#B設爲不同方法時，包括如下方法：

・於用於#A之複數種相位變更與用於#B之複數種相位變更中，包含同一相位變更，但週期不同；

・存在有包含於#A但不包含於#B之相位變更值；

・於#A使用之複數種相位變更不含於#B之方法使用之相位變更。

於上述，說明藉由P2符元中之L1後發訊資料，發送表3、表4之控制資訊。其中，於DVB-T2之規格，可作爲P2符元發送之資訊量有限制。因此，除了須以DVB-T2規格之P2符元傳送之資訊以外，再加上表3、表4之資訊，當超過可作爲P2符元發送之資訊量限制時，如第78圖所示，設置發訊PLP(7801)，傳送DVB-T2規格以外之規格所需之控制資訊(一部分亦可，亦即以L1後發訊資料與發訊PLP兩者傳送)即可。再者，第78圖雖與第74圖爲同樣的訊框構成，但不限於該類構成，如第75圖之L1預發訊資料等，於時間-頻率軸，將發訊PLP分派於預定時間-預定載波之區域亦可。總言之，於時間-頻率軸任意分派發訊PLP亦可。

如以上，藉由採用如OFDM方式之多載波傳送方式，且對於DVB-T2規格保持相容性，同時可選擇規則地切換預編碼矩陣之方法，則可獲得對於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，作爲載波群可設定的傳送方式，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、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼、僅由串流s1發送之傳送方式」，但不限於此。

然後，雖說明播送台可選擇「空間多工MIMO傳送方式、利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或

預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼、僅由串流s1發送之傳送方式」之例，但並非所有發送方法爲可選擇之發送方法亦可，例如：

・可選擇之發送方法：利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼、僅由串流s1發送之傳送方式

・可選擇之發送方法：利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼

・可選擇之發送方法：利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、僅由串流s1發送之傳送方式

・可選擇之發送方法：對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼、僅由串流s1發送之傳送方式

・可選擇之發送方法：利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法

・可選擇之發送方法：對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼

・可選擇之發送方法：對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、僅由串流s1發送之傳送方式

藉由包含對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，能夠獲得可於LOS環境下，進行快速之資料傳送，且可確保接收裝置之接收資料品質之效果。

此時，如上面所述，須設定P1符元之S1，並且作爲P2符元，可考慮表5作爲與表3不同之控制資訊之設定方法(各PLP之傳送方式之設定方法)。

[表5]

PLP_MODE (2位元)	控制資訊內容
00	SISO/SIMO
01	MISO/MIMO (Space–time block code：時空區塊碼)
10	MIMO (對預編碼及基頻訊號置換後之訊號進行相位變更之發送方法)
11	保留

表5與表3之相異點在於「PLP_MODE」爲“11”時設作保留之點。如此，作爲PLP之傳送方式，可選擇之傳送方式爲上述所示之例時，依據可選擇之傳送方式之數目來例如增加或減少構成表3、表5之PLP_MODE之位元數即可。

關於表4亦同，例如作爲MIMO傳送方式僅支援對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，不需要「MIMO_MODE」之控制資訊。又，於「MIMO_PATTERN#1」，例如不支援預編碼矩陣固定之MIMO方式時，有時亦不需要「MIMO_PATTERN#1」之控制資訊。又，用於預編碼矩陣固定之MIMO方式之預編碼矩

陣不需要複數個時，不設爲2位元之控制資訊而設爲1位元之控制資訊亦可，進而於可設定複數個預編碼矩陣時，設爲2位元以上之控制資訊亦可。

關於「MIMO_PATTREN#2」亦可同樣地思考，作爲對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法不需要複數種時，不設爲2位元之控制資訊而設爲1位元之控制資訊亦可，進而於可設定複數種相位變更之切換方法時，設爲2位元以上之控制資訊亦可。

又，於本實施形態，說明發送裝置之天線數爲2的情況，但不限於此，在大於2的情況下，同樣地發送控制資訊亦可。此時，除了利用2天線發送調變訊號的情況，還爲了實施利用4天線發送調變訊號的情況，會發生須增加構成各控制訊號之位元數的情況。此時，以P1符元發送控制資訊，以P2符元發送控制資訊，此點係與上述所說明的情況相同。

關於播送台所發送的PLP之符元群之訊框構成，說明如第77圖採分時發送之方法，於以下說明其變形例。

第79圖係表示與第77圖不同之發送P1符元、P2符元、共用PLP後之頻率-時間軸之串流s1及s2之符元之配置方法之一例。於第79圖，記載爲「#1」之符元係表示第77圖之PLP#1之符元群中之1符元。同樣地，記載爲「#2」之符元係表示第77圖之PLP#2之符元群中之1符元，記載爲「#3」之符元係表示第77圖之PLP#3之符元群中之1符元，記載爲「#4」之符元係表示第77圖之PLP#4之符元群中之1符元。然後，與第77圖相同，PLP#1係採用第23圖所示之空間多工

MIMO傳送方式、或預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式來傳送資料。然後，PLP#2係藉由發送1個調變訊號來傳送資料。PLP#3係利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。PLP#4係利用時空區塊碼來傳送資料。

於第79圖，於s1、s2兩者，在同一子載波之同一時刻存在符元時，則於同一頻率會存在2個串流之符元。再者，如其他實施形態所說明，利用進行對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，s1、s2係利用預編碼矩陣進行加權及合成(又，視情況於其後進行基頻訊號置換)，此外還進行相位變更。若在此將藉此所獲得的訊號設爲z1、z2，則z1、z2分別從天線輸出。

第79圖與第77圖之相異點係如前述，於第77圖表示將複數個PLP採分時配置之例，於第79圖則與第77圖不同，並用分時及分頻而令複數個PLP存在。總言之，例如於時刻1，存在PLP#1之符元與PLP#2之符元，於時刻3，存在PLP#3之符元與PLP#4之符元。如此，可就各(1時刻、1子載波所構成)符元，分派不同之索引(#X；X=1、2、...)之PLP之符元。

再者，於第79圖，簡略設定於時刻1僅存在「#1」、「#2」，但不限於此，「#1」、「#2」之PLP以外之索引之PLP之符元存在於時刻1亦可，又，時刻1之子載波與PLP之索引之關係不限於第79圖，對子載波分派任何索引之PLP之符元均可。又，同樣地，於其他時刻，對子載波分派任何索引之PLP之符元均可。

第80圖係表示與第77圖不同之發送P1符元、P2符元、共用PLP後之頻率-時間軸之串流s1及s2之符元之配置方法之一例。第80圖之特徵性部分係於T2訊框，作爲PLP之傳送方式而以複數天線發送作爲基本時，無法選擇「僅由串流s1發送之傳送方式」之點。

因此，於第80圖，PLP#1之符元群8001係藉由「空間多工MIMO傳送方式、或利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」來傳送資料。PLP#2之符元群8002係藉由「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」來傳送資料。PLP#3之符元群8003係藉由「時空區塊碼」來傳送資料。然後，PLP#3之符元群8003以後之T2訊框內之PLP符元群，係藉由「空間多工MIMO傳送方式、或利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」、「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「時空區塊碼」之某一種發送方法來發送資料。

第81圖係表示與第79圖不同之發送P1符元、P2符元、共用PLP後之頻率-時間軸之串流s1及s2之符元之配置方法之一例。於第81圖，記載爲「#1」之符元係表示第80圖之PLP#1之符元群中之1符元。同樣地，記載爲「#2」之符元係表示第80圖之PLP#2之符元群中之1符元，記載爲「#3」之符元係表示第80圖之PLP#3之符元群中之1符元。然後，與第80圖相同，PLP#1係採用第23圖所示之空間多工MIMO傳送方式、或預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式來傳送資料。然後，PLP#2係利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號

置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。PLP#3係利用時空區塊碼來傳送資料。

於第81圖，於s1、s2兩者，在同一子載波之同一時刻存在符元時，則於同一頻率會存在2個串流之符元。再者，如其他實施形態所說明，利用進行對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，s1、s2係利用預編碼矩陣進行加權及合成(又，視情況於其後進行基頻訊號置換)，此外還進行相位變更。若在此將藉此所獲得的訊號設爲z1、z2，則z1、z2分別從天線輸出。

於第81圖則與第80圖不同，並用分時及分頻而令複數個PLP存在。總言之，例如於時刻1，存在PLP#1之符元與PLP#2之符元，於時刻2，存在PLP#3之符元與PLP#4之符元。如此，可就各(1時刻、1子載波所構成)符元，分派不同之索引(#X；X=1、2、...)之PLP之符元。

再者，於第81圖，簡略設定於時刻1僅存在「#1」、「#2」，但不限於此，「#1」、「#2」之PLP以外之索引之PLP之符元存在於時刻1亦可，又，時刻1之子載波與PLP之索引之關係不限於第81圖，對子載波分派任何索引之PLP之符元均可。又，同樣地，於其他時刻，對子載波分派任何索引之PLP之符元均可。另，如時刻3，於某時刻僅分派1個PLP之符元亦可。總言之，於時間–頻率之訊框方法中，任意分派PLP之符元均可。

如此，於T2訊框內，由於不存在採用「僅由串流s1發送之傳送方式」之PLP，因此可抑制終端裝置接收之接收訊

號之動態範圍，因此可得到提高獲得良好接收品質之可能性的效果。

再者，以第81圖說明時，作爲發送方法係以選擇「空間多工MIMO傳送方式、或利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」、「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「時空區塊碼」之某一者之例來說明，但未必所有發送方法須爲可選擇，例如亦可如下：

・可選擇「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「時空區塊碼」、「利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」

・可選擇「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「時空區塊碼」

・可選擇「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」。

於上述，說明有關於T2訊框內存在複數個PLP的情況，以下說明於T2訊框內僅存在1個PLP的情況。

第82圖係表示於T2訊框內僅存在1個PLP時之時間-頻率軸之串流s1及s2之訊框構成之一例。於第82圖記載爲「控制符元」，此係意味上述所說明的P1符元及P2符元等符元。然後，於第82圖，利用區間1來發送第1之T2訊框，同樣地，利用區間2來發送第2之T2訊框，利用區間3來發送第3之T2訊框，利用區間4來發送第4之T2訊框。

又，於第82圖，於第1之T2訊框發送PLP#1-1之符元群

8101，發送方法係選擇「空間多工MIMO傳送方式、或利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」。

於第2之T2訊框發送PLP#2–1之符元群8102，發送方法係選擇「發送1個調變訊號之方法」。

於第3之T2訊框發送PLP#3–1之符元群8103，發送方法係選擇「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」。

於第4之T2訊框發送PLP#4–1之符元群8104，發送方法係選擇「時空區塊碼」。

於第82圖，於s1、s2兩者，在同一子載波之同一時刻存在符元時，則於同一頻率會存在2個串流之符元。再者，如其他實施形態所說明，利用進行對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，s1、s2係利用預編碼矩陣進行加權及合成(又，視情況於其後進行基頻訊號置換)，此外還進行相位變更。若在此將藉此所獲得的訊號設爲z1、z2，則z1、z2分別從天線輸出。

藉由如此，可就各PLP考慮資料之傳送速度、終端裝置之資料接收品質，設定發送速度，因此可謀求提升資料傳輸速度與確保資料接收品質之同時成立。再者，P1符元、P2符元(視情況爲發訊PLP)之傳送方法等之控制資訊之構成方法例，若構成如上述表2至表5，則可同樣地實施。第82圖與第77圖之相異點在於，第77圖等之訊框構成係於1個T2訊框具有複數個PLP，因此需要對於複數個PLP之傳送方法等控制資訊，但第82圖之訊框構成的情況下，於1個T2

訊框僅存在1個PLP，因此僅需要對於該1個PLP之傳送方法等之控制資訊之點。

於上述，敘述有關利用P1符元、P2符元(視情況爲發訊PLP)來傳送關於PLP之傳送方法之資訊的方法，下文特別說明有關不利用P2符元而傳送關於PLP之傳送方法之資訊的方法。

第83圖係播送台傳送資料之對象之終端裝置不支援非DVB-T2規格之規格時之時間-頻率軸之訊框構成。於第70圖，針對與第74圖同樣動作者附上同一符號。第83圖之訊框係由P1發訊資料(7401)、第1發訊資料(8301)、第2發訊資料(8302)、共用PLP(7404)、PLP#1～#N(7405_1～7405_N)所構成(PLP：Physical LayerPipe(實體層管路))。如此，由P1發訊資料(7401)、第1發訊資料(8301)、第2發訊資料(8302)、共用PLP(7404)、PLP#1～#N(7405_1～7405_N)所構成的訊框成爲訊框構成之一個單位。

藉由P1發訊資料(7401)，接收裝置傳送用以進行訊號檢測、頻率同步(亦包含頻率偏移推定)之符元，同時在此情況爲用以識別是否爲DVB-T2規格之訊框之資訊等，例如依據表2所示之S1，須傳送訊框爲DVB-T2規格之訊號/非DVB-T2規格之訊號。

可考慮藉由第1發訊資料(8301)，傳送例如發送訊框所使用的保護區間之資訊、關於PAPR(Peak to Average Power Ratio：峰值均值功率比)之方法之資訊、傳送第2發訊資料時之調變方式、錯誤更正方式、錯誤更正方式之編碼率資

訊、第2發訊資料之尺寸及資訊尺寸之資訊、前導模式之資訊、胞(頻率區域)固有號碼之資訊、利用一般模式及延伸模式之何方式之資訊等。此時，第1發訊資料(8301)未必須傳送依循DVB-T2規格之資料。

藉由第2發訊資料(8302)，傳送例如PLP之數目資訊、關於所使用的頻率之資訊、各PLP之固有號碼之資訊、傳送各PLP所使用的調變方式、錯誤更正方式、錯誤更正方式之編碼率資訊、各PLP所發送的區塊數之資訊等。

於第83圖之訊框構成，雖記載如第1發訊資料(8301)、第2發訊資料(8302)、L1後發訊資料(7403)、共用PLP(7404)、PLP#1～#N(7405_1～7405_N)採分時發送，但實際上於同一時刻存在有兩種以上之訊號。於第84圖表示其例。如第84圖所示，於同一時刻存在有第1發訊資料、第2發訊資料、共用PLP，亦或有時於同一時刻存在有PLP#1、PLP#2。總言之，各訊號並用分時及分頻而構成有訊框。

第85圖係表示對於與DVB-T2不同規格之(例如播送台)之發送裝置，適用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之發送裝置之構成之一例。於第85圖，針對與第76圖同樣動作者係附上同一符號，關於其動作之說明係與上述相同。

控制訊號生成部7608係以第1、第2發訊資料用之發送資料8501、P1符元用之發送資料7607，將第83圖之各符元群之發送方法(包含錯誤更正碼、錯誤更正碼之編碼率、調變方式、區塊長、訊框構成、規則地切換預編碼矩陣之發

送方法之經選擇之發送方法、前導符元插入方法、IFFT(Inverse Fast Fourier Transform：反傅利葉轉換)/FFT之資訊等、PAPR刪減方法之資訊、保護區間插入方法之資訊)之資訊作爲控制訊號7609而輸出。

控制符元訊號生成部8502係以第1、第2發訊資料用之發送資料8501、控制訊號7609作爲輸入，根據控制訊號7609所含之第1、第2發訊資料之錯誤更正資訊、調變方式資訊等資訊，進行根據錯誤更正編碼、調變方式之映射，輸出第1、第2發訊資料之(正交)基頻訊號8503。

第85圖的情況下，訊框構成部7601係以控制符元訊號生成部8502所生成的基頻訊號8503作爲輸入，來取代第76圖之P2符元訊號生成部7605所生成的基頻訊號7606。

接著，利用第77圖來詳細說明有關對於與DVB-T2不同規格之系統，適用規則地切換預編碼矩陣之方法時之播送台(基地台)之發送訊號之訊框構成、控制資訊(藉由P1符元及第1、第2發訊資料所發送的資訊)之傳送方法。

第77圖係表示發送P1符元、第1、第2發訊資料、共用PLP後發送複數個PLP時之頻率-時間軸之訊框構成之一例。於第77圖，串流s1係於頻率軸利用子載波#1～子載波#M，同樣地，串流s2亦於頻率軸利用子載波#1～子載波#M。因此，於s1、s2兩者，在同一子載波之同一時刻存在符元時，則於同一頻率會存在2個串流之符元。再者，如其他實施形態所說明，利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，s1、s2係利用

預編碼矩陣進行加權及合成(又，視情況於其後進行基頻訊號置換)，此外還進行相位變更。若在此將藉此所獲得的訊號設爲z1、z2，則z1、z2分別從天線輸出。

如第77圖所示，區間1係利用串流s1、串流s2來傳送PLP#1之符元群7701，採用第23圖所示之空間多工MIMO傳送方式、或預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式來傳送資料。

區間2係利用串流s1、串流s2來傳送PLP#2之符元群7702，藉由發送1個調變訊號來傳送資料。

區間3係利用串流s1、串流s2來傳送PLP#3之符元群7703，利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。

區間4係利用串流s1、串流s2來傳送PLP#4之符元群7704，利用時空區塊碼來傳送資料。

播送台如第77圖發送各PLP時，於接收第64圖之發送訊號之接收裝置，須得知各PLP之發送方法。因此，如前面所述，須利用第1、第2發訊資料來傳送各PLP之發送方法之資訊。以下說明有關此時之P1符元之構成方法、及第1、第2發訊資料之構成方法之一例。於表3利用P1符元發送之控制資訊之具體例係如表2。

於DVB-T2規格，藉由S1之控制資訊(3位元之資訊)，接收裝置可判斷是否正採用DVB-T2之規格，或於正採用DVB-T2規格時，可判斷所用之發送方法。作爲3位元之S1資訊設定“000”時，所發送的調變訊號係依循「DVB-T2規格之一之調變訊號發送」。

又，作爲3位元之S1資訊設定“001”時，所發送的調變訊號係依循「利用DVB-T2規格之時空區塊碼之發送」。

於DVB-T2規格，“010”～“111”係爲了將來而「保留」。在此，爲了與DVB-T2規格具有相容性而適用本發明，作爲3位元之S1資訊而設定例如“010”時(“000”、“001”以外即可)，表示所發送的調變訊號依循DVB-T2規格以外之規格，當終端之接收裝置得知該資訊爲“010”時，可得知播送台所發送的調變訊號依循DVB-T2規格以外之規格。

接著，說明播送台所發送的調變訊號依循DVB-T2以外之規格時之第1、第2發訊資料之構成方法例。第1、第2發訊資料之控制資訊之第1例係如表3。

於表3所示之2位元之資訊之「PLP_MODE」係如第77圖所示，用以對終端裝置通知各PLP(於第77圖係從PLP#1～#4)之發送方法之資訊，PLP_MODE係就各PLP而存在。總言之，於第77圖的情況下，從播送台發送PLP#1用之PLP_MODE之資訊、PLP#2用之PLP_MODE之資訊、PLP#3用之PLP_MODE之資訊、PLP#4用之PLP_MODE之資訊...。無須贅言，終端裝置可藉由解調該資訊(或亦進行錯誤更正解碼)而辨識播送台用於PLP之傳送方式。

作爲「PLP_MODE」設定爲“00”時，該PLP係藉由「發送1個調變訊號」來傳送資料。設定爲“01”時，該PLP係藉由「發送已進行時空區塊編碼之複數個調變訊號」來傳送資料。設定爲“10”時，該PLP係利用「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」來

傳送資料。設定爲“11”時，該PLP係藉由「預編碼矩陣固定之MIMO方式、或空間多工MIMO傳送方式」來傳送資料。

再者，作爲「PLP_MODE」設定爲“01”～“11”時，須對終端裝置傳送播送台具體施行何種處理(例如對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、所使用的時空區塊編碼方法、作爲預編碼矩陣所使用的矩陣之構成)。以下說明有關包含此時之控制資訊之構成、與表3不同之控制資訊之構成方法。

第1、第2發訊資料之控制資訊之第2例係如表4。

如表4，存在有1位元之資訊「PLP_MODE」、1位元之資訊「MIMO_MODE」、2位元之資料「MIMO_PATTERN#1」、2位元之資料「MIMO_PATTERN#2」，該等4個控制資訊係如第77圖所示，用以對終端裝置通知各PLP(於第77圖係從PLP#1～#4)之發送方法之資訊，因此該等4個控制資訊係就各PLP而存在。總言之，於第77圖的情況下，從播送台發送PLP#1用之PLP_MODE之資訊/MIMO_MODE之資訊/MIMO_PATTERN#1之資訊/MIMO_PATTERN#2之資訊、PLP#2用之PLP_MODE之資訊/MIMO_MODE之資訊/MIMO_PATTERN#1之資訊/MIMO_PATTERN#2之資訊、PLP#3用之PLP_MODE之資訊/MIMO_MODE之資訊/MIMO_PATTERN#1之資訊/MIMO_PATTERN#2之資訊、PLP#4用之PLP_MODE之資訊/MIMO_MODE之資訊/MIMO_PATTERN#1之資訊/MIMO_PATTERN#2之資

訊...。無須贅言，終端裝置可藉由解調該資訊(或亦進行錯誤更正解碼)而辨識播送台用於PLP之傳送方式。

作爲「PLP_MODE」設定爲“0”時，該PLP係藉由「發送1個調變訊號」來傳送資料。設定爲“1”時，該PLP係藉由「發送已進行時空區塊編碼之複數個調變訊號」、「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「預編碼矩陣固定之MIMO方式」、「空間多工MIMO傳送方式」之某一方式來傳送資料。

「PLP_MODE」設定爲「1」時，「MIMO_MODE」之資訊爲有效資訊，作爲「MIMO_MODE」設定爲“0”時，不使用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法而傳送資料。作爲「MIMO_MODE」設定爲“1”時，使用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。

「PLP_MODE」設定爲「1」、「MIMO_MODE」設定爲「0」時，「MIMO_PATTERN#1」之資訊爲有效資訊，作爲「MIMO_PATTERN#1」設定爲“00”時，利用時空區塊碼來傳送資料。設定爲“01”時，採用固定利用預編碼矩陣#1進行加權合成之預編碼方法來傳送資料。設定爲“10”時，採用固定利用預編碼矩陣#2進行加權合成之預編碼方法來傳送資料。(其中，預編碼矩陣#1與預編碼矩陣#2爲相異矩陣。)設定爲“11”時，採用空間多工MIMO傳送方式來傳送資料。

「PLP_MODE」設定爲「1」、「MIMO_MODE」設定爲「1」時，「MIMO_PATTERN#2」之資訊爲有效資訊，作爲

「MIMO_PATTERN#2」設定爲“00”時，利用對相位變更#1之預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。設定爲“01”時，利用對相位變更#2之預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。設定爲“10”時，利用對相位變更#3之預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。設定爲“11”時，利用對相位變更#4之預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。在此，預編碼矩陣切換方法#1～#4分別爲不同方法，此時，不同方法係指例如#A與#B設爲不同方法時，包括如下方法：

・於用於#A之複數種相位變更與用於#B之複數種相位變更中，包含同一相位變更，但週期不同；

・存在有包含於#A但不包含於#B之相位變更值；

・於#A使用之相位變更值不含於#B之方法使用之相位變更。

於上述，說明藉由第1、第2發訊資料來發送表3、表4之控制資訊。該情況下，具有無須爲了傳送資料而特別利用PLP之優點。

如以上，藉由採用如OFDM方式之多載波傳送方式，且對於DVB-T2規格保持相容性，同時可選擇對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，則可獲得對於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，作爲載波

群可設定的傳送方式，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、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼、僅由串流s1發送之傳送方式」，但不限於此。

然後，雖說明播送台可選擇「空間多工MIMO傳送方式、利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼、僅由串流s1發送之傳送方式」之例，但並非所有發送方法爲可選擇之發送方法亦可，例如：

・可選擇之發送方法：空間多工MIMO傳送方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼、僅由串流s1發送之傳送方式

・可選擇之發送方法：利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼

・可選擇之發送方法：利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、僅由串流s1發送之傳送方式

・可選擇之發送方法：對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼、僅由串流s1發送之傳送方式

・可選擇之發送方法：利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法

・可選擇之發送方法：對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、時空區塊碼

・可選擇之發送方法：對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、僅由串流s1發送之傳送方式

藉由包含對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，能夠獲得可於LOS環境下，進行快速之資料傳送，且可確保接收裝置之接收資料品質之效果。

此時，如上面所述，須設定P1符元之S1，並且作爲第1、第2發訊資料，可考慮例如表5作爲與表3不同之控制資訊之設定方法(各PLP之傳送方式之設定方法)。

表5與表3之相異點在於「PLP_MODE」爲“11”時設作保留之點。如此，作爲PLP之傳送方式，可選擇之傳送方式爲上述所示之例時，依據可選擇之傳送方式之數目來例如增加或減少構成表3、表5之PLP_MODE之位元數即可。

關於表4亦同，例如作爲MIMO傳送方式僅支援對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，不需要「MIMO_MODE」之控制資訊。又，於「MIMO_PATTERN#1」，例如不支援預編碼矩陣固定之MIMO方式時，有時亦不需要「MIMO_PATTERN#1」之控制資訊。又，用於預編碼矩陣固定之MIMO方式之預編碼矩陣不需要複數個時，不設爲2位元之控制資訊而設爲1位元之控制資訊亦可，進而於可設定複數個預編碼矩陣時，設

爲2位元以上之控制資訊亦可。

關於「MIMO_PATTREN#2」亦可同樣地思考，作爲對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法不需要複數種時，不設爲2位元之控制資訊而設爲1位元之控制資訊亦可，進而於可設定複數種相位變更方法時，設爲2位元以上之控制資訊亦可。

又，於本實施形態，說明發送裝置之天線數爲2的情況，但不限於此，在大於2的情況下，同樣地發送控制資訊亦可。此時，除了利用2天線發送調變訊號的情況，還爲了實施利用4天線發送調變訊號的情況，會發生須增加構成各控制訊號之位元數的情況。此時，以P1符元發送控制資訊，以第1、第2發訊資料發送控制資訊，此點係與上述所說明的情況相同。

關於播送台所發送的PLP之符元群之訊框構成，說明如第77圖採分時發送之方法，於以下說明其變形例。

第79圖係表示與第77圖不同之發送P1符元、第1、第2發訊資料、共用PLP後之頻率–時間軸之串流s1及s2之符元之配置方法之一例。

於第79圖，記載爲「#1」之符元係表示第77圖之PLP#1之符元群中之1符元。同樣地，記載爲「#2」之符元係表示第77圖之PLP#2之符元群中之1符元，記載爲「#3」之符元係表示第77圖之PLP#3之符元群中之1符元，記載爲「#4」之符元係表示第77圖之PLP#4之符元群中之1符元。然後，與第77圖相同，PLP#1係採用第23圖所示之空間多工MIMO

傳送方式、或預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式來傳送資料。然後，PLP#2係藉由發送1個調變訊號來傳送資料。PLP#3係利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。。PLP#4係利用時空區塊碼來傳送資料。

於第79圖，於s1、s2兩者，在同一子載波之同一時刻存在符元時，則於同一頻率會存在2個串流之符元。再者，如其他實施形態所說明，利用進行對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，s1、s2係利用預編碼矩陣進行加權及合成(又，視情況於其後進行基頻訊號置換)，此外還進行相位變更。若在此將藉此所獲得的訊號設爲z1、z2，則z1、z2分別從天線輸出。

第79圖與第77圖之相異點係如前述，於第77圖表示將複數個PLP採分時配置之例，於第79圖則與第77圖不同，並用分時及分頻而令複數個PLP存在。總言之，例如於時刻1，存在PLP#1之符元與PLP#2之符元，於時刻3，存在PLP#3之符元與PLP#4之符元。如此，可就各(1時刻、1子載波所構成)符元，分派不同之索引(#X；X=1、2、...)之PLP之符元。

再者，於第79圖，簡略設定於時刻1僅存在「#1」、「#2」，但不限於此，「#1」、「#2」之PLP以外之索引之PLP之符元存在於時刻1亦可，又，時刻1之子載波與PLP之索引之關係不限於第79圖，對子載波分派任何索引之PLP之符元均可。又，同樣地，於其他時刻，對子載波分派任何索引之PLP之符元均可。

第80圖係表示與第77圖不同之發送P1符元、第1、第2發訊資料、共用PLP後之頻率-時間軸之串流s1及s2之符元之配置方法之一例。第80圖之特徵性部分係於T2訊框，作爲PLP之傳送方式而以複數天線發送作爲基本時，無法選擇「僅由串流s1發送之傳送方式」之點。

因此，於第80圖，PLP#1之符元群8001係藉由「空間多工MIMO傳送方式、或利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」來傳送資料。PLP#2之符元群8002係藉由「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」來傳送資料。PLP#3之符元群8003係藉由「時空區塊碼」來傳送資料。然後，PLP#3之符元群8003以後之T2訊框內之PLP符元群，係藉由「空間多工MIMO傳送方式、或利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」、「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「時空區塊碼」之某一種發送方法來發送資料。

第81圖係表示與第79圖不同之發送P1符元、第1、第2發訊資料、共用PLP後之頻率-時間軸之串流s1及s2之符元之配置方法之一例。

於第81圖，記載爲「#1」之符元係表示第80圖之PLP#1之符元群中之1符元。同樣地，記載爲「#2」之符元係表示第80圖之PLP#2之符元群中之1符元，記載爲「#3」之符元係表示第80圖之PLP#3之符元群中之1符元。然後，與第80圖相同，PLP#1係採用第23圖所示之空間多工MIMO傳送方式、或預編碼矩陣固定之MIMO傳送方式來傳送資料。然

後，PLP#2係利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法來傳送資料。PLP#3係利用時空區塊碼來傳送資料。

於第81圖，於s1、s2兩者，在同一子載波之同一時刻存在符元時，則於同一頻率會存在2個串流之符元。再者，如其他實施形態所說明，利用進行對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，s1、s2係利用預編碼矩陣進行加權及合成(又，視情況於其後進行基頻訊號置換)，此外還進行相位變更。若在此將藉此所獲得的訊號設爲z1、z2，則z1、z2分別從天線輸出。

第81圖與第80圖之相異點係如前述，於第80圖表示將複數個PLP採分時配置之例，於第81圖則與第80圖不同，並用分時及分頻而令複數個PLP存在。總言之，例如於時刻1，存在PLP#1之符元與PLP#2之符元。如此，可就各(1時刻、1子載波所構成)符元，分派不同之索引(#X；X=1、2、...)之PLP之符元。

再者，於第81圖，簡略設定於時刻1僅存在「#1」、「#2」，但不限於此，「#1」、「#2」之PLP以外之索引之PLP之符元存在於時刻1亦可，又，時刻1之子載波與PLP之索引之關係不限於第81圖，對子載波分派任何索引之PLP之符元均可。又，同樣地，於其他時刻，對子載波分派任何索引之PLP之符元均可。另，如時刻3，於某時刻僅分派1個PLP之符元亦可。總言之，於時間–頻率之訊框方法中，任意分派PLP之符元均可。

如此，於單位訊框內，由於不存在採用「僅由串流s1發送之傳送方式」之PLP，因此可抑制終端裝置接收之接收訊號之動態範圍，因此可得到提高獲得良好接收品質之可能性的效果。

再者，以第81圖說明時，作爲發送方法係以選擇「空間多工MIMO傳送方式、或利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」、「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「時空區塊碼」之某一者之例來說明，但未必所有該等發送方法須爲可選擇，例如亦可如下：

・可選擇「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「時空區塊碼」、「利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」

・可選擇「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「時空區塊碼」

・可選擇「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」、「利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」。

於上述，說明有關於單位訊框內存在複數個PLP的情況，以下說明於單位訊框內僅存在1個PLP的情況。

第82圖係表示於單位訊框內僅存在1個PLP時之時間-頻率軸之串流s1及s2之訊框構成之一例。

於第82圖記載爲「控制符元」，此係意味上述所說明的P1符元及第1、第2發訊資料等之符元。然後，於第82圖，

利用區間1來發送第1單位訊框，同樣地，利用區間2來發送第2單位訊框，利用區間3來發送第3單位訊框，利用區間4來發送第4單位訊框。

又，於第82圖，於第1單位訊框發送PLP#1-1之符元群8101，發送方法係選擇「空間多工MIMO傳送方式、或利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式」。

於第2單位訊框發送PLP#2-1之符元群8102，發送方法係選擇「發送1個調變訊號之方法」。

於第3單位訊框發送PLP#3-1之符元群8103，發送方法係選擇「對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法」。

於第4單位訊框發送PLP#4-1之符元群8104，發送方法係選擇「時空區塊碼」。

於第82圖，於s1、s2兩者，在同一子載波之同一時刻存在符元時，則於同一頻率會存在2個串流之符元。再者，如其他實施形態所說明，利用進行對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，s1、s2係利用預編碼矩陣進行加權及合成(又，視情況於其後進行基頻訊號置換)，此外還進行相位變更。若在此將藉此所獲得的訊號設爲z1、z2，則z1、z2分別從天線輸出。

藉由如此，可就各PLP考慮資料之傳送速度、終端裝置之資料接收品質，設定發送速度，因此可謀求提升資料傳輸速度與確保資料接收品質之同時成立。再者，P1符元、第1、第2發訊資料之傳送方法等之控制資訊之構成方法

例，若構成如上述表2至表5，則可同樣地實施。相異點在於第77圖等之訊框構成係於1個單位訊框具有複數個PLP，因此需要對於複數個PLP之傳送方法等控制資訊，但第82圖之訊框構成的情況下，於1個單位訊框僅存在1個PLP，因此僅需要對於該1個PLP之傳送方法等之控制資訊之點。

於本實施形態，敘述有關將對於預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，適用於採用DVB規格之系統時之適用方法。此時，對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法例係如本說明書所示。又，於本實施形態，採用控制資訊之特別稱呼，但稱呼方式不對本發明造成影響。

接著，說明有關包含本實施形態之本說明書所述之時空區塊碼。

第94圖係表示利用時空區塊碼時之調變訊號之構成。第94圖之時空區塊編碼部(9402)係以根據某調變訊號之基頻訊號作爲輸入。例如時空區塊編碼部(9402)係以符元s1、s2、...作爲輸入。如此一來，如第94圖所示進行時空區塊編碼，z1(9403A)係「s1作爲符元#0」、「−s2*作爲符元#1」、「s3作爲符元#2」、「−s4*作爲符元#3」，以此類推；z2(9403B)係「s2作爲符元#0」、「s1*作爲符元#1」、「s4作爲符元#2」、「s3*作爲符元#3」，以此類推。此時，z1之符元#X、z2之符元#X係於同一時間，藉由同一頻率，分別從不同天線發送。再者，時空區塊碼之符元配置不限於時間方向，配置於頻率軸方向、或適當配置於由時間−頻率所形成的符元群

均可。又，時空區塊碼係第94圖爲時空區塊編碼方法之一例，利用其他實施形態來實施本說明書之各實施形態亦可。(實施形態E2)

於本實施形態，詳細說明有關將對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，適用於實施形態E1所說明採用DVB-T2規格之通訊系統時之接收方法、及接收裝置之構成。

第86圖係表示第76圖之播送台之發送裝置適用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時之終端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86圖，P1符元檢測、解碼部8601係接收播送台所發送的訊號，以訊號處理後之訊號704_X、704_Y作爲輸入，藉由檢測P1符元，進行訊號檢測、時間頻率同步，同時獲得P1符元所含之控制資訊(藉由進行解調、錯誤更正解碼)，輸出P1符元控制資訊8602。

OFDM方式關連處理部8600_X及8600_Y係以P1符元控制資訊8602作爲輸入，根據該資訊來變更OFDM方式用之訊號處理方法。(此係由於如於實施形態E1所記載，播送台所發送的訊號之傳送方法之資訊包含於P1符元。)OFDM方式關連處理部8600_X及8600_Y係輸出根據所設定的訊號處理方法所解調的基頻訊號704_X及704_Y。

P2符元解調部(亦有包含發訊PLP的情況)8603係以訊號處理後之訊號704_X、704_Y及P1符元控制資訊8602作爲

輸入，根據P1符元控制資訊進行訊號處理，進行解碼(包含錯誤更正解碼)並輸出P2符元控制資訊8604。

控制訊號生成部8605係以P1符元控制資訊8602及P2符元控制資訊8604作爲輸入，聚集(與接收動作相關之)控制資訊，並作爲控制訊號8606輸出。然後，控制訊號8606係如第86圖所示輸入於各部。

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8606作爲輸入，根據控制訊號8606所含、用以傳送各PLP所用之傳送方式・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。

此時，爲了傳送PLP而採用空間多工MIMO傳送方式、利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之某一傳送方法時，從通道變動推定部(705_1、705_2、707_1、707_2)之輸出結果及接收(基頻)訊號，利用發送訊號之關係，獲得接收(基頻)訊號而進行解調。再者，利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，從通道變動推定部(705_1、705_2、707_1、707_2)之輸出結果及接收(基頻)訊號，利用式(48)之關係式而進行解調。

第87圖係表示第85圖之播送台之發送裝置適用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之

發送方法時之終端之接收裝置之構成之一例，關於與第7圖、第86圖同樣動作者係附上同一符號。

第87圖之接收裝置與第86圖之接收裝置之相異點在於，第86圖之接收裝置可接收DVB-T2規格及其以外之規格之訊號而獲得資料，相對於此，第87圖之接收裝置僅可接收DVB-T2規格以外之訊號而獲得資料。

於第87圖，P1符元檢測、解碼部8601係接收播送台所發送的訊號，以基頻訊號704_X、704_Y作爲輸入，藉由檢測P1符元，進行訊號檢測、時間頻率同步，同時獲得P1符元所含之控制資訊(藉由進行解調、錯誤更正解碼)，輸出P1符元控制資訊8602。

OFDM方式關連處理部8600_X及8600_Y係以P1符元控制資訊8602作爲輸入，根據該資訊來變更OFDM方式用之訊號處理方法。(此係由於如於實施形態E1所記載，播送台所發送的訊號之傳送方法之資訊包含於P1符元。)OFDM方式關連處理部8600_X及8600_Y係輸出根據所設定的訊號處理方法所解調的基頻訊號704_X及704_Y。

第1、第2發訊解調部8701係以基頻訊號704_X、704_Y及P1符元控制資訊8602作爲輸入，根據P1符元控制資訊進行訊號處理，進行解碼(包含錯誤更正解碼)並輸出第1、第2發訊資料控制資訊8702。

控制訊號生成部8605係以P1符元控制資訊8602及第1、第2發訊資料控制資訊8702作爲輸入，聚集(與接收動作相關之)控制資訊，並作爲控制訊號8606輸出。然後，控制

訊號8606係如第86圖所示輸入於各部。

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8606作爲輸入，根據控制訊號8606所含、用以傳送各PLP所用之傳送方式・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。

此時，爲了傳送PLP而採用空間多工MIMO傳送方式、利用固定的預編碼矩陣之MIMO方式、對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之某一傳送方法時，從通道變動推定部(705_1、705_2、707_1、707_2)之輸出結果及接收(基頻)訊號，利用發送訊號之關係，獲得接收(基頻)訊號而進行解調。再者，利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，從通道變動推定部(705_1、705_2、707_1、707_2)之輸出結果及接收(基頻)訊號，利用式(48)之關係式而進行解調。

第88圖係表示支援DVB-T2規格、且支援DVB-T2以外之規格之終端之接收裝置之構成，關於與第7圖、第86圖同樣動作者係附上同一符號。

第88圖之接收裝置與第86圖、第87圖之接收裝置之相異點在於，第88圖之接收裝置具備P2符元或第1、第2發訊解調部8801，以便可對於DVB-T2規格及其以外之規格之訊號兩者進行解調。

P2符元或第1、第2發訊解調部8801係以基頻訊號704_X、704_Y及P1符元控制資訊8602作爲輸入，根據P1符元控制資訊，判斷所接收的訊號是支援DVB-T2規格之訊號亦或支援其以外之規格之訊號(例如可藉由表2來判斷)，進行訊號處理，進行解調(包含錯誤更正解碼)，輸出包含接收訊號支援何種規格之資訊之控制資訊8802。關於其以外的部分係與第86圖、第87圖同樣地動作。

藉由如以上構成本實施形態所示之接收裝置之構成，接收實施形態E1所記載的播送台之發送裝置所發送的訊號，施以適當的訊號處理，可獲得接收品質高的資料。尤其接收對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之訊號時，於LOS環境下，亦可實現提升資料傳送效率與提升資料接收品質之同時成立。

再者，於本實施形態，由於說明有關支援實施形態E1所述之播送台之發送方法之接收裝置之構成，因此說明有關接收天線數設爲2支時之接收裝置之構成，但接收裝置之天線數不限於2支，3支以上亦可同樣地實施，此時，由於分集增益提升，因此可令資料之接收品質提升。又，播送台之發送裝置之發送天線數設爲3支以上，發送調變訊號數設爲3以上時，亦可藉由增加終端之接收裝置之接收天線數而同樣地實施。又，即便接收裝置之天線數爲1支，仍可實施最大概似檢波(Maximum Likelihood detection)或近似性之最大概似檢波。此時，發送方法宜適用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法。

又，關於對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，不限於本說明書所記載的具體例，若採用進行預編碼，其後進行相位變更，或於其前進行相位變更之構成，則可同樣地實施本實施形態。

(實施形態E3)

於實施形態E1所記載對DVB-T2規格，適用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之系統中，於L1預發訊存在有指定前導之插入模式之控制資訊。於本實施形態，說明有關於L1預發訊變更前導插入模式時，對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之適用方法。

第89圖、第90圖係表示利用同一頻帶，從複數個天線發送複數個調變訊號時，DVB-T2規格之頻率-時間軸之訊框構成之一例。於第89圖、第90圖中，橫軸表示頻率，亦即表示載波號碼，縱軸表示時間；(A)係表示迄今所說明的實施形態之調變訊號z1之訊框構成，(B)係表示迄今所說明的實施形態之調變訊號z2之訊框構成。載波號碼附上「f0、f1、f2、...」，時間則附上「t1、t2、t3、...」之索引。然後，於第89圖、第90圖，同一載波號碼、同一時間之符元係存在於同一頻率、同一時刻之符元。

第89圖、第90圖係表示DVB-T2規格之前導符元之插入位置例。(於DVB-T2規格，利用複數個天線發送調變訊號時，關於前導之插入位置之方法存在有8種方法，而第89圖、第90圖表示其中兩種。)於第89圖、第90圖，記載有前

導用符元、資料傳送用符元之兩種符元。如其他實施形態所說明，採用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法、或預編碼矩陣固定之預編碼方法時，調變訊號z1之資料傳送用符元係串流s1與串流s2之加權合成後之符元，又，調變訊號z2之資料傳送用符元係亦串流s1與串流s2之加權合成後之符元。(其中，於採用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，有時進一步進行相位變更)採用時空區塊碼、空間多工MIMO傳送方式時，調變訊號z1之資料傳送用符元係串流s1或串流s2之某一符元，又，調變訊號z2之資料傳送用符元係亦串流s1或串流s2之某一符元。於第89圖、第90圖，於前導用符元附上「PP1」或「PP2」之索引之某一者，「PP1」與「PP2」爲不同構成方法之前導符元。如前面所述，於DVB-T2規格，播送台可指定8種前導插入方法(前導符元之訊框之插入頻繁程度不同)之某一插入方法，第89圖、第90圖係表示前述8種中之兩種前導插入方法。然後，關於播送台從8種中選擇之前導插入方法之資訊，係作爲實施形態E1所述之P2符元中之L1預發訊資料而傳送至發送對象之終端裝置。

接著，說明伴隨於前導插入方法之對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之適用方法。作爲例子，對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法中所準備的複數個不同的相位變更值設爲10種，相位變更值表現作F[1]、

F[2]、F[3]、F[4]、F[5]、F[6]、F[7]、F[8]、F[9]。於第91圖表示於第90圖之頻率-時間軸之訊框構成，適用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，進行分派相位變更值時之狀況，於第92圖表示於第90圖之頻率-時間軸之訊框構成，適用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，進行分派相位變更值時之狀況。例如於第91(A)圖之調變訊號z1之訊框構成、(B)之調變訊號z2之訊框構成之任一者，就f1、t1之符元而言記載作「#1」，此係意味f1、t1利用F[1]之相位變更值進行相位變更。因此，於第91圖、第92圖，於載波fx(x=0、1、2、...)、ty(y=1、2、3、...)之符元記載作「#Z」時，fx、ty之符元意味利用F[Z]之相位變更值進行相位變更。

無須贅言，於第91圖、第92圖之頻率-時間軸之訊框構成中，前導符元之插入方法(插入間隔)不同。又，對於前導符元，不適用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法。因此，於第91圖、第92圖，即便適用同一週期(準備作爲對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之不同相位變更值的數目) 對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，從第91圖、第92圖可知，於第91圖、第92圖，同一載波、同一時間之符元仍會發生被分派之相位變更值不同的情況。例如第91圖之f5、t2之符元表示爲「#7」，於F[7]藉由相位變更值進行相位變更。另，

第92圖之f5、t2之符元表示爲「#8」，藉由F[8]之相位變更值進行相位變更。

因此，播送台係藉由L1預發訊資料，發送表示前導模式(前導插入方法)之控制資訊，該表示前導模式之控制資訊係表示前導插入方法，同時藉由表3或表4之控制資訊，於播送台選擇對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法作爲傳送PLP之傳送方法時，表示對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之相位變更值之分派方法亦可。因此，接收播送台所發送的調變訊號之終端裝置之接收裝置，係藉由表示L1預發訊資料之前導模式之控制資訊，可得知對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之相位變更值之分派方法。(此時，藉由前提係藉由表3或表4之控制資訊，播送台選擇對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法作爲傳送PLP之傳送方法。)再者，在此利用L1預發訊資料來說明，但不存在有P2符元之第83圖之訊框構成的情況下，表示前導模式、及對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之相位變更值之分派方法之控制資訊，係存在於第1、第2發訊資料。

以下說明進一步之其他例。表6係表示因應調變方式之相位變更模式例。

[表6]

發送調變訊號數	調變方式	相位變更模式
2	#1:QPSK,#2:QPSK	#1:-,#2:A
2	#1:QPSK,#2:16QAM	#1:-,#2:B
2	#1:16QAM,#2:16QAM	#1:-,#2:C
・ ・ ・		

例如表6，指定調變方式，同時決定在對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法所使用的相位變更值時，可與上述說明同樣地思考，藉由僅傳送P2符元之前導模式之控制資訊、PLP之傳送方法之控制資訊及調變方式之控制資訊，終端之接收裝置可獲得該等控制資訊，藉此可推定對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之相位變更值之(頻率–時間軸)分派方法。再者，於表6，於相位變更模式欄，「-」係表示不進行相位變更，「#A」、「#B」、「#C」分別表示進行#A、#B、#C之相位變更。同樣地，如表1，指定調變方式及錯誤更正碼之方法，同時決定在對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法所使用的相位變更值時，藉由僅傳送P2符元之前導模式之控制資訊、PLP之傳送方法之控制資訊與調變方式之控制資訊、錯誤更正碼之方法，終端之接收裝置可獲得該等控制資訊，藉此可推定對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之相位變更值之(頻

率–時間軸)分派方法。

然而，與表1、表6不同，即便決定調變方式，仍可從兩種以上不同之對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之某一者選擇(例如可從週期不同之對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法選擇，或從預編碼矩陣本身不同之對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法選擇)，或者即便決定調變方式・錯誤更正方式，仍可從兩種以上不同之對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之某一者選擇；或者即便決定錯誤更正方式，仍可從兩種以上不同之對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法選擇時，如表4傳送對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之相位變更值切換方法，但除此之外，還傳送關於對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號相位變更之相位變更值之(頻率–時間軸)分派方法之資訊亦可。

於表7表示屆時之關於對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之相位變更值之(頻率–時間軸)分派方法之資訊之控制資訊的構成例。

[表7]

PHASE_FRAME_ARRANGEMENT (2位元)	控制資訊內容
00	相位變更值之訊框之分派方法#1
01	相位變更值之訊框之分派方法#2
10	相位變更值之訊框之分派方法#3
11	相位變更值之訊框之分派方法#4

例如播送台之發送裝置選擇第89圖作爲前導之插入模式，且選擇A方法作爲對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法。此時，播送台之發送裝置可選擇第91圖、第93圖之某一者作爲相位變更值之(頻率–時間軸)分派方法。例如播送台之發送裝置選擇第91圖時，將表7之「PHASE_FRAME_ARRANGEMENT(矩陣訊框配置)」設定爲「00」，選擇第93圖時，將表7之「PHASE_FRAME_ARRANGEMENT(矩陣訊框配置)」設定爲「01」。然後，終端之接收裝置藉由獲得表7之控制資訊，可得知預編碼矩陣之(頻率–時間軸)分派方法。再者，表7之控制資訊可藉由P2符元來傳送，又，亦可藉由第1、第2發訊資料來傳送。

如以上，藉由實現根據前導插入方法之對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法之相位變更值之分派方法，且確實將該分派方法之資訊傳送給發送對象，發送對象之終端之接收裝置可獲得謀求提升資料傳輸速度與確保資料接收品質之同時成立的效果。

再者，於本實施形態，說明播送台之發送訊號數設爲2的情況，但播送台之發送裝置之發送天線數設爲3支以上，發送調變訊號數設爲3以上時，亦可同樣地實施。又，關於對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法，不限於本說明書所記載的具體例，若採用進行預編碼，其後進行相位變更，或於其前進行相位變更之構成，則可同樣地實施本實施形態。

然後，前導訊號之構成方法不限於本實施形態，於接收裝置，利用對預編碼後(或預編碼及基頻訊號置換後)之訊號進行相位變更之發送方法時，若爲可導出式(48)之關係之訊號即可(例如接收裝置事先得知發送裝置所發送的前導訊號之既知訊號即可。)再者，關於此可遍及關於本發明之說明書整體而適用。

再者，於本說明書之發明相關連之發送裝置之圖式，即第3圖、第4圖、第12圖、第13圖、第51圖、第52圖、第67圖、第70圖、第76圖、第85圖等，當從2個發送天線所發送的調變訊號分別設爲調變訊號#1、調變訊號#2時，調變訊號#1之平均發送電力及調變訊號#2之平均發送電力可任意設定。例如設定兩調變訊號之平均發送電力不同時，藉由適用一般無線通訊系統所用之發送電力控制技術，可將調變訊號#1之平均發送電力及調變訊號#2之平均發送電力設定爲不同。此時，發送電力控制係以基頻訊號之狀態(例如於所用調變方式之映射時點進行發送電力控制)來進行訊號之電力控制，或以緊接於天線前之電力放大器(功率放

大器)進行發送電力控制均可。

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。

【符號說明】

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...交錯器

305A、305B...交錯後之資料

306A、306B...映射部

307A、307B、704_X、704_Y、801X、801Y、816X、816Y...基頻訊號

308A、308B、600...加權合成部

309A、316B...加權合成後之訊號

309B...相位變更後之訊號

310A、310B、703_X、703_Y、1308A、1308B...無線部

311A、311B、1202A、1202B、4608_1～4608_N...發送訊號

312A、312B、701_X、701_Y、1310A、1310B、3660、3640、3760、4609_1～4609_N、4610_1～4610_M、5904A、5906A、6202A、6202B、6210A、6210B、6212A、6212B、7626_1、7626_2...天線

313...訊框構成訊號

314...訊號處理方法資訊生成部

315...關於資訊處理方法之資訊

316B、309A...預編碼後之基頻訊號

317A、317B、5201...相位變更部

404、903...分配部

405A、405B、6204X...資料

501_1、501_2、502_1、502_2、503_1、503_2、3100～3104...符元

504#1、504#2...發送天線

505#1、505#2...接收天線

700、4504...接收裝置

702_X、702_Y、4611_1～4611_M...接收訊號

705_1、750_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...訊號處理部

712_1、712_2...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...對數概似訊號

807A...解交錯器

808A、808B...解交錯後之對數概似訊號

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...交錯器

814A、814B...交錯後之對數概似比

817X、817Y...變形通道推定訊號群

815...記憶部

819...係數生成部

820...關於訊號處理方法之資

訊

1201A、1201B、8600_X、8600_Y...OFDM方式關連處理部

1302A、1302B...序列並列轉換部

1301A...加權後之訊號

1301B...加權且相位變更後之訊號

1303A、1303B...並列訊號

1304A、1304B...重排部

1305A、1305B...重排後之訊號

1306A、1306B...反快速傅利葉轉換部

1307A、1307B...反傅利葉轉換後之訊號

1309A、1309B、6209A、6209B、6211A、6211B...調變訊號

1402、1502、1702、1802、2201～2204、2210、2220...符元群

2800...關於相位變更啓用/停用之資訊

3600...數位播送用系統

3601...播送台

3611...電視

3612...DVD錄放影機

3613...STB

3620...電腦

3630...行動電話

3641...車用電視

3700...接收機

3701...調階器

3702...解調部

3703...串流輸出入部

3704...訊號處理部

3706...聲音輸出部

3707...影像顯示部

3708...記錄部(驅動機)

3709...串流輸出IF

3710...操作輸入部

3720...串流輸出入部

3750、4507...遙控器

3901...視訊串流

3902、3905...PES封包串

3903、3906...TS封包

3904...音訊串流

3911...簡報圖形串流

3912、3915...PES封包串

3913、3916...TS封包

3914...互動圖形

3917...多工資料

4500...影像聲音輸出裝置

4502...影像

4503...超文件

4505...IF

4506...通訊裝置

4600...資訊源編碼部

4601...影像編碼部

4602...影像編碼後之資料

4603...聲音編碼部

4604...聲音編碼後之資料

4605...資料編碼部

4606...資料編碼後之資料

4607...發送部

4612、6203X...接收部

4613、4615、4617...接收資料

4614...影像解碼部

4616...聲音解碼部

4618...資料解碼部

4619...資訊源解碼部

4701...前導符元

4702...資料符元

5101...前導符元生成部

5102A、5102B...前導符元之基頻訊號、控制資訊符元之基頻訊號

5103...控制資訊

5104...控制資訊符元

5901...訊號

5902A...基地台A

5902B...基地台B

5903A、5904B、5905A、7625_1、7625_2...發送訊號

5907...終端裝置P

5908...終端裝置Q

6201...基地台

6203A...中繼器A

6203B...中繼器B

6205A、6205B、6207A、6502a、6502b...接收訊號

6204A、6204B、6206A、6206B、6501a、6501b...接收天線

6213...終端裝置R

6500...訊號處理部

6601...關於發送方法之資訊

6602...關於中繼器所施加的相位變更之資訊

6603...資料符元

6702…基頻訊號置換部

6701A、6701B…置換後基頻訊號

7401…P1發訊資料

7402…L1預發訊資料

7403…L1後發訊資料

7404…共用PLP

7405_1～7405_N…PLP#1～#N

7601…PLP用之發送資料

7602…PLP訊號生成部

7603…PLP之(正交)基頻訊號

7604…P2符元用發送資料

7605…P2符元訊號生成部

7606…P2符元之(正交)基頻訊號

7608…控制訊號生成部

7610…訊框構成部

7611_1…串流1之基頻訊號

7611_2…串流2之基頻訊號

7612…訊號處理部

7613_1…訊號處理後之調變訊號1

7613_2…訊號處理後之調變訊號2

7609…控制訊號

7614_1、7614_2…前導插入部

7615_1、7615_2…前導符元插入後之調變訊號

7616_1、7616_2…IFFT部

7617_1、7617_2…IFFT後之訊號

7618_1、7618_2…PAPR刪減部

7619_1、7619_2…PAPR刪減後之訊號

7620_1、7620_2…保護區間插入部

7621_1、7621_2…保護區間插入後之訊號

7622…P1符元插入部

7623_1、7623_2…P1符元用處理後之訊號

7624_1、7624_2…無線處理部

7701、8001…PLP#1之符元群

7702、8002…PLP#2之符元群

7703、8003…PLP#3之符元群

7704…PLP#4之符元群

8101…PLP#1–1之符元群

8102…PLP#2–1之符元群

8103…PLP#3–1之符元群

8104…PLP#4–1之符元群

8301…第1發訊資料

8302…第2發訊資料

8501…第1、第2發訊資料用之發送資料

8502…控制符元訊號生成部

8503…第1、第2發訊資料之(正交)基頻訊號

8601…P1符元檢測、解碼部

8602…P1符元控制資訊

8603…P2符元解調部

8604…P2符元控制資訊

8605…控制資訊生成部

8606…控制訊號

8701、8801…第1、第2發訊資料解調部

8702…第1、第2發訊資料控制資訊

8802…控制資訊

9402…時空區塊編碼部

9403A…z1

9403B…z2

F…預編碼矩陣

h11(t)、h12(t)、h21(t)、h22(t)…通道變動

I…同相成分

Q…正交成分

q1、q2…置換後之基頻訊號

r1(t)、r2(t)…接收訊號

R(t)、y…接收向量

s…發送向量

s1…第1基頻訊號

s1(t)、s2(t)…串流

s1’…相位變更後之第1基頻訊號

s2…第2基頻訊號

s2’ …相位變更後之第2基頻訊號

u…向量

u、u+1…符元號碼

z…資訊向量

z1…第1加權合成訊號

z1、z1(t)…調變訊號

z1’、z2’…預編碼後之基頻訊號

z2…第2加權合成訊號

z2、z2(t)…調變訊號

公告本

發明摘要

I634758

※ 申請案號：105133559（由100145570分割）

※ 申請日：100.12.09　　※IPC 分類：*H04B 7/02* (2018.01)
H04B 7/04 (2017.01)
H04L 27/00 (2006.01)

【發明名稱】（中文/英文）

訊號生成方法及訊號生成裝置

【中文】

本發明係於同一頻率同時發送第1調變訊號與第2調變訊號之發送方法；本發明係對兩訊號，利用固定的預編碼矩陣予以預編碼，並且規則地切換第1調變訊號或第2調變訊號之至少一方之相位而發送，藉此於接收裝置提升資料之接收品質。

【英文】

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第（　6　）圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

307A、307B…基頻訊號
309A…預編碼後之基頻訊號
309B(z2'(t))…加權合成後之訊號
315…關於加權合成方法之資訊
316B…加權合成後之訊號
317B…相位變更部
600…加權合成部
s1(t)、s2(t)…串流
u、u+1…符元號碼
z1(t)、z2(t)…調變訊號

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

申請專利範圍

1. 一種發送方法，是使用包含第1發送台及第2發送台之發送系統的發送方法，其包含有：

編碼處理，使用預定的錯誤訂正塊編碼，從輸入資料生成由複數個位元所構成的編碼塊；

調變處理，由前述編碼塊，生成第1調變訊號列s1及第2調變訊號列s2；及

加權合成處理，對前述第1調變訊號列s1及前述第2調變訊號列s2實施以矩陣F所表示的預編碼，藉此生成第1預編碼後之訊號列z'1及第2預編碼後之訊號列z'2，

且在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，包含：

第1插入處理，藉由在前述第1預編碼後之訊號列z'1插入一個以上的前導訊號而生成第1前導插入後之訊號列z''1，藉由在前述第2預編碼後之訊號列z'2插入一個以上的前導訊號而生成第2前導插入後之訊號列z''2；及

第1相位變更處理，一邊依每個時槽規則地切換相位變更方式，一邊在前述第1前導插入後之訊號列z''1及前述第2前導插入後之訊號列z''2之至少任一者實施相位變更處理，藉此生成第1發送訊號列z1及第2發送訊號列z2，

在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調

變訊號列s2所含之資料不同時，包含：

第2相位變更處理，一邊規則地切換相位變更方式，一邊在前述第1預編碼後之訊號列z'1及前述第2預編碼後之訊號列z'2之至少任一者實施相位變更處理，藉此生成第1前導插入前訊號列z'''1及第2前導插入前訊號列z'''2；及

第2插入處理，藉由在前述第1前導插入前訊號列z'''1插入一個以上的前導訊號而生成第3發送訊號列z3，藉由在前述第2前導插入前訊號列z'''2插入一個以上的前導訊號而生成第4發送訊號列z4，

前述矩陣F表示爲：

$$F=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j\pi} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix},$$

在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，α爲0，在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，α爲0以外的正實數，

且，具有第1天線及第3天線的前述第1發送台是執行(1)在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，將前述第1發送訊號列z1於第1期間以第1頻率由前述第1天線發送的第1發送處理，或(2)在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，將前述第3發送訊號列z3於前述第1期間以前述第1頻率由前述第1天線發

送，且將前述第4發送訊號列z4於前述第1期間以前述第1頻率由前述第3天線發送的第2發送處理，

具有第2天線及第4天線的前述第2發送台是執行(1)在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，將前述第2發送訊號列z2於前述第1期間以第1頻率由前述第2天線發送的第3發送處理，或(2)在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，將前述第3發送訊號列z3於前述第1期間以前述第1頻率由前述第2天線發送，且將前述第4發送訊號列z4於前述第1期間以前述第1頻率由前述第4天線發送的第4發送處理。

2. 一種發送系統，包含第1發送台及第2發送台，並執行下述處理：

編碼處理，使用預定的錯誤訂正塊編碼，從輸入資料生成由複數個位元所構成的編碼塊；

調變處理，由前述編碼塊，生成第1調變訊號列s1及第2調變訊號列s2；及

加權合成處理，對前述第1調變訊號列s1及前述第2調變訊號列s2實施以矩陣F所表示的預編碼，藉此生成第1預編碼後之訊號列z'1及第2預編碼後之訊號列z'2，

且在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，執行：

第1插入處理，藉由在前述第1預編碼後之訊號列z'1插入一個以上的前導訊號而生成第1前導插入後之

訊號列z''1，藉由在前述第2預編碼後之訊號列z'2插入一個以上的前導訊號而生成第2前導插入後之訊號列z''2；及

第1相位變更處理，一邊依每個時槽規則地切換相位變更方式，一邊在前述第1前導插入後之訊號列z''1及前述第2前導插入後之訊號列z''2之至少任一者實施相位變更處理，藉此生成第1發送訊號列z1及第2發送訊號列z2，

在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，執行：

第2相位變更處理，一邊規則地切換相位變更方式，一邊在前述第1預編碼後之訊號列z'1及前述第2預編碼後之訊號列z'2之至少任一者實施相位變更處理，藉此生成第1前導插入前訊號列z'''1及第2前導插入前訊號列z'''2；及

第2插入處理，藉由在前述第1前導插入前訊號列z'''1插入一個以上的前導訊號而生成第3發送訊號列z3，藉由在前述第2前導插入前訊號列z'''2插入一個以上的前導訊號而生成第4發送訊號列z4，

前述矩陣F表示爲：

$$F=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j\pi} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix},$$

在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，α爲0，在前述第1調變

訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，α爲0以外的正實數，

前述第1發送台具有第1天線及第3天線，並執行(1)在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，將前述第1發送訊號列z1於第1期間以第1頻率由前述第1天線發送的第1發送處理，或(2)在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，將前述第3發送訊號列z3於前述第1期間以前述第1頻率由前述第1天線發送，且將前述第4發送訊號列z4於前述第1期間以前述第1頻率由前述第3天線發送的第2發送處理，

前述第2發送台具有第2天線及第4天線，並執行(1)在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，將前述第2發送訊號列z2於前述第1期間以第1頻率由前述第2天線發送的第3發送處理，或(2)在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，將前述第3發送訊號列z3於前述第1期間以前述第1頻率由前述第2天線發送，且將前述第4發送訊號列z4於前述第1期間以前述第1頻率由前述第4天線發送的第4發送處理。

3. 一種接收方法，是使用接收裝置，其包含有下述處理：

取得處理，取得將根據預定的訊號生成處理而生成的第1訊號列及第2訊號列接收而得到的接收訊號；及

訊號處理，使用對應於前述預定的訊號生成處理之

解調處理，來解調前述接收訊號而生成接收資料，

前述第1訊號列及前述第2訊號列是：(1)於第1期間以第1頻率由第1發送台所具有之第1天線發送的第1發送訊號列z1、及於前述第1期間以前述第1頻率由第2發送台所具有之第2天線發送的第2發送訊號列z2，或是(2)於前述第1期間以前述第1頻率由前述第1天線及前述第2天線發送的第3發送訊號列z3及於前述第1期間以前述第1頻率由前述第1發送台所具有之第3天線及前述第2發送台所具有之第4天線發送的第4發送訊號列z4，

前述預定的訊號生成處理包含下述處理：

編碼處理，使用預定的錯誤訂正塊編碼，從輸入資料生成由複數個位元所構成的編碼塊；

調變處理，由前述編碼塊，生成第1調變訊號列s1及第2調變訊號列s2；及

加權合成處理，對前述第1調變訊號列s1及前述第2調變訊號列s2實施以矩陣F所表示的預編碼，藉此生成第1預編碼後之訊號列z'1及第2預編碼後之訊號列z'2，

且在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，包含：

第1插入處理，藉由在前述第1預編碼後之訊號列z'1插入一個以上的前導訊號而生成第1前導插入後之訊號列z''1，藉由在前述第2預編碼後之訊號列z'2插入一個以上的前導訊號而生成第2前導插入後之訊號列z''2；及

第1相位變更處理，一邊依每個時槽規則地切換相位變更方式，一邊在前述第1前導插入後之訊號列z''1及前述第2前導插入後之訊號列z''2之至少任一者實施相位變更處理，藉此生成第1發送訊號列z1及第2發送訊號列z2，

在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，包含：

第2相位變更處理，一邊規則地切換相位變更方式，一邊在前述第1預編碼後之訊號列z'1及前述第2預編碼後之訊號列z'2之至少任一者實施相位變更處理，藉此生成第1前導插入前訊號列z'''1及第2前導插入前訊號列z'''2；及

第2插入處理，藉由在前述第1前導插入前訊號列z'''1插入一個以上的前導訊號而生成前述第3發送訊號列z3，藉由在前述第2前導插入前訊號列z'''2插入一個以上的前導訊號而生成前述第4發送訊號列z4，

前述矩陣F表示爲：

$$F=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j\pi} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix},$$

在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，α爲0，在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，α爲0以外的正實數。

4. 一種接收裝置，具有記憶體及控制電路，

前述控制電路是執行：

取得處理，取得將根據預定的訊號生成處理而生成的第1訊號列及第2訊號列接收而得到的接收訊號；及

訊號處理，使用對應於前述預定的訊號生成處理之解調處理，來解調前述接收訊號而生成接收資料，

前述第1訊號列及前述第2訊號列是：(1)於第1期間以第1頻率由第1發送台所具有之第1天線發送的第1發送訊號列z1、及於前述第1期間以前述第1頻率由第2發送台所具有之第2天線發送的第2發送訊號列z2，或是(2)於前述第1期間以前述第1頻率由前述第1天線及前述第2天線發送的第3發送訊號列z3、及於前述第1期間以前述第1頻率由前述第1發送台所具有之第3天線及前述第2發送台所具有之第4天線發送的第4發送訊號列z4，

前述預定的訊號生成處理執行下述處理：

編碼處理，使用預定的錯誤訂正塊編碼，從輸入資料生成由複數個位元所構成的編碼塊；

調變處理，由前述編碼塊，生成第1調變訊號列s1及第2調變訊號列s2；及

加權合成處理，對前述第1調變訊號列s1及前述第2調變訊號列s2實施以矩陣F所表示的預編碼，藉此生成第1預編碼後之訊號列z'1及第2預編碼後之訊號列z'2，

且在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料相同時，執行：

第1插入處理，藉由在前述第1預編碼後之訊號列

z'1插入一個以上的前導訊號而生成第1前導插入後之訊號列z''1，藉由在前述第2預編碼後之訊號列z'2插入一個以上的前導訊號而生成第2前導插入後之訊號列z''2；及

第1相位變更處理，一邊依每個時槽規則地切換相位變更方式，一邊在前述第1前導插入後之訊號列z''1及前述第2前導插入後之訊號列z''2之至少任一者實施相位變更處理，藉此生成第1發送訊號列z1及第2發送訊號列z2，

在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，執行：

第2相位變更處理，一邊規則地切換相位變更方式，一邊在前述第1預編碼後之訊號列z'1及前述第2預編碼後之訊號列z'2之至少任一者實施相位變更處理，藉此生成第1前導插入前訊號列z'''1及第2前導插入前訊號列z'''2；及

第2插入處理，藉由在前述第1前導插入前訊號列z'''1插入一個以上的前導訊號而生成前述第3發送訊號列z3，藉由在前述第2前導插入前訊號列z'''2插入一個以上的前導訊號而生成前述第4發送訊號列z4，

前述矩陣F表示爲：

$$F=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j\pi} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix},$$

在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調

變訊號列s2所含之資料相同時，α爲0，在前述第1調變訊號列s1所含之資料與前述第2調變訊號列s2所含之資料不同時，α爲0以外的正實數。