(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2012 年 10 月 26 日(26.10.2012)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2012/144202 A1

(51) 国際特許分類:
H04J 99/00 (2009.01) *H04J 11/00* (2006.01)
H04B 7/04 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2012/002676

(22) 国際出願日: 2012 年 4 月 18 日(18.04.2012)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願 2011-093539 2011 年 4 月 19 日(19.04.2011) JP
特願 2011-102099 2011 年 4 月 28 日(28.04.2011) JP
特願 2011-118453 2011 年 5 月 26 日(26.05.2011) JP
特願 2011-140747 2011 年 6 月 24 日(24.06.2011) JP
特願 2011-192123 2011 年 9 月 2 日(02.09.2011) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): パナソニック株式会社(PANASONIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真１００６番地 Osaka (JP).

(72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 村上 豊(MURAKAMI, Yutaka). 木村 知弘(KIMURA, Tomohiro). 大内 幹博(OUCHI, Mikihiro).

(74) 代理人: 中島 司朗, 外(NAKAJIMA, Shiro et al.); 〒5310072 大阪府大阪市北区豊崎三丁目２番１号淀川５番館６Ｆ Osaka (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

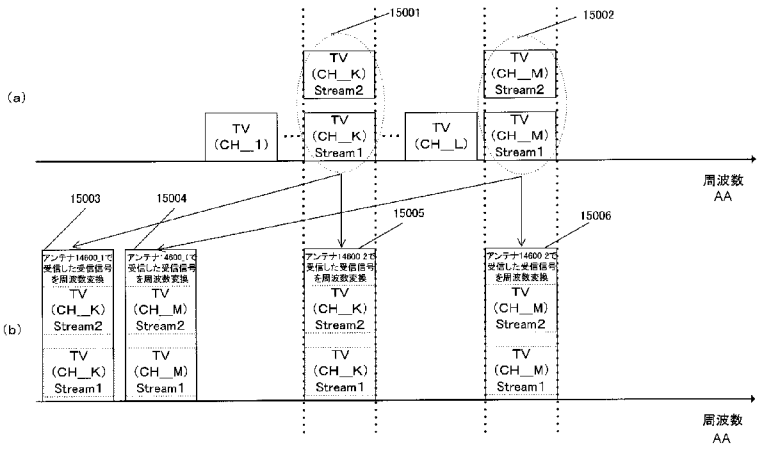
(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

(54) **Title**: RELAY METHOD AND RELAY DEVICE

(54) 発明の名称 : 中継方法、中継装置

[図150]



15003, 15004 Perform frequency-conversion of reception signal received by antenna 14600_1.
15005, 15006 Perform frequency-conversion of reception signal received by antenna 14600_2.
AA Frequency

(57) **Abstract**: In this relay method: reception signals from two antennas are employed as an input; the reception signals include reception signals generated by superimposing signals from two transmission antennas in a first frequency band; the reception signal of one of the antennas is frequency-converted into a signal in a third frequency band; and the converted signal is frequency-multiplexed with the reception signal of the other antenna.

(57) 要約: ２つのアンテナからの受信信号を入力とし、当該受信信号は、第１の周波数帯域において２つの送信アンテナからの信号が重畳された受信信号を含み、一方のアンテナの受信信号を第３の周波数帯域の信号に周波数変換し、当該変換後の信号と他方のアンテナの受信信号とを周波数多重する中継方法。

WO 2012/144202 A1

添付公開書類:

— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

明　細　書

発明の名称 ： 中継方法、中継装置

技術分野

[0001] 本出願は、日本国で提出された（１）特願2011-093539，（２）特願2011-102099，（３）特願2011-118453，（４）特願2011-140747，（５）特願2011-192123に基づく。このため、これらの出願の内容を援用する。

本発明は、特にマルチアンテナを用いた通信を行うプリコーディング方法、プリコーディング装置、送信方法、送信装置、受信方法および受信装置に関する。

背景技術

[0002] 従来、マルチアンテナを用いた通信方法として例えばＭＩＭＯ（Ｍｕｌｔｉｐｌｅ－Ｉｎｐｕｔ　Ｍｕｌｔｉｐｌｅ－Ｏｕｔｐｕｔ）と呼ばれる通信方法がある。ＭＩＭＯに代表されるマルチアンテナ通信では、複数系列の送信データをそれぞれ変調し、各変調信号を異なるアンテナから同時に送信することで、データの通信速度を高めるようになっている。

[0003] 図２８は、送信アンテナ数２、受信アンテナ数２、送信変調信号（送信ストリーム）数２のときの送受信装置の構成の一例を示している。送信装置では、符号化されたデータをインタリーブし、インタリーブ後のデータを変調し、周波数変換等を行い送信信号が生成され、送信信号はアンテナから送信される。このとき、送信アンテナからそれぞれ異なる変調信号が同一時刻に同一周波数に送信する方式が空間多重ＭＩＭＯ方式である。

[0004] このとき、特許文献１では送信アンテナごとに異なるインタリーブパターンを具備する送信装置が提案されている。つまり、図２８の送信装置において２つのインタリーブ（πａ、πｂ）が互いに異なるインタリーブパターンを有していることになる。そして、受信装置において、非特許文献１、非特許文献２に示されているように、ソフト値を用いた検波方法（図２８におけるＭＩＭＯ　ｄｅｔｅｃｔｏｒ）を、反復して行うことによって、受信品質

が向上することになる。

ところで、無線通信における実伝搬環境のモデルとして、レイリーフェージング環境で代表されるＮＬＯＳ（ｎｏｎ－ｌｉｎｅ　ｏｆ　ｓｉｇｈｔ）環境、ライスフェージング環境で代表されるＬＯＳ（ｌｉｎｅ　ｏｆ　ｓｉｇｈｔ）環境が存在する。送信装置においてシングルの変調信号を送信し、受信装置において複数のアンテナで受信した信号に対して最大比合成を行い、最大比合成後の信号に対して復調、及び復号を行う場合、ＬＯＳ環境、特に、散乱波の受信電力に対する直接派の受信電力の大きさを示すライスファクタが大きい環境では、良好な受信品質を得ることができる。しかし、例えば、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式では、ライスファクタが大きくなると受信品質が劣化するという問題が発生する。（非特許文献３参照）

図２９の（Ａ）（Ｂ）は、レイリーフェージング環境、及びライスファクタＫ＝３、１０、１６ｄＢのライスフェージング環境において、ＬＤＰＣ（ｌｏｗ－ｄｅｎｓｉｔｙ　ｐａｒｉｔｙ－ｃｈｅｃｋ）符号化されたデータを２×２（２アンテナ送信、２アンテナ受信）空間多重ＭＩＭＯ伝送した場合のＢＥＲ（Ｂｉｔ　Ｅｒｒｏｒ　Ｒａｔｅ）特性（縦軸：ＢＥＲ、横軸：ＳＮＲ（ｓｉｇｎａｌ－ｔｏ－ｎｏｉｓｅ　ｐｏｗｅｒ　ｒａｔｉｏ））のシミュレーション結果の一例を示している。図２９の（Ａ）は、反復検波を行わないＭａｘ－ｌｏｇ－ＡＰＰ（非特許文献１、非特許文献２参照）（ＡＰＰ：ａ　ｐｏｓｔｅｒｉｏｒ　ｐｒｏｂａｂｉｌｉｔｙ）のＢＥＲ特性、図２９の（Ｂ）は、反復検波を行ったＭａｘ－ｌｏｇ－ＡＰＰ（非特許文献１、非特許文献２参照）（反復回数５回）のＢＥＲ特性を示している。図２９（Ａ）（Ｂ）からわかるように、反復検波を行う、または行わないに関係なく、空間多重ＭＩＭＯシステムでは、ライスファクタが大きくなると受信品質が劣化することが確認できる。このことから、「空間多重ＭＩＭＯシステムでは、伝搬環境が安定的になると受信品質が劣化する」という従来のシングルの変調信号を送信するシステムにはない、空間多重ＭＩＭＯシステム固有の課題をもつことがわかる。

[0005] 放送やマルチキャスト通信は、見通し内のユーザに対するサービスであり、ユーザが所持する受信機と放送局との間の電波伝搬環境はＬＯＳ環境であることが多い。前述の課題をもつ空間多重ＭＩＭＯシステムを、放送やマルチキャスト通信に用いた場合、受信機において、電波の受信電界強度は高いが、受信品質の劣化によりサービスを受けることができない、という現象が発生する可能性がある。つまり、空間多重ＭＩＭＯシステムを放送やマルチキャスト通信で用いるには、ＮＬＯＳ環境、及びＬＯＳ環境のいずれの場合においても、ある程度の受信品質が得られるＭＩＭＯ伝送方式の開発が望まれる。

非特許文献８では、通信相手からのフィードバック情報からプリコーディングに用いるコードブック（プリコーディング行列）を選択する方法について述べられているが、上記のように、放送やマルチキャスト通信のように、通信相手からのフィードバック情報が得られない状況において、プリコーディングを行う方法については全く記載されていない。

[0006] 一方、非特許文献４では、フィードバック情報が無い場合にも適用することができる、時間とともに、プリコーディング行列を切り替える方法について述べられている。この文献では、プリコーディングに用いる行列として、ユニタリ行列を用いること、また、ユニタリ行列をランダムに切り替えることについて述べられているが、上記で示したＬＯＳ環境での受信品質の劣化に対する適用方法については全く記載されていなく、単にランダムに切り替えることのみが記載されている。当然であるが、ＬＯＳ環境の受信品質の劣化を改善するためのプリコーディング方法、および、プリコーディング行列の構成方法に関する記述は一切されていない。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：国際公開第２００５／０５０８８５号

非特許文献

[0008] 非特許文献1：“Ａｃｈｉｅｖｉｎｇ ｎｅａｒ－ｃａｐａｃｉｔｙ ｏｎ

a multiple-antenna channel" IEEE Transaction on communications, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, March 2003.

非特許文献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.

非特許文献3："BER performance evaluation in 2x2 MIMO spatial multiplexing systems under Rician fading channels," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E91-A, no. 10, pp. 2798-2807, Oct. 2008.

非特許文献4："Turbo space-time codes with time varying linear transformations, "IEEE Trans. Wireless communications, vol. 6, no. 2, pp. 486-493, Feb. 2007.

非特許文献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.

非特許文献6：「Shannon限界への道標："Parallel concatenated (Turbo) coding", "Turbo (iterative) decoding"とその周辺」電子情報通信学会、信学技法IT98-51

非特許文献7：“Ａｄｖａｎｃｅｄ ｓｉｇｎａｌ ｐｒｏｃｅｓｓｉｎｇ ｆｏｒ ＰＬＣｓ： Ｗａｖｅｌｅｔ－ＯＦＤＭ，” Ｐｒｏｃ． ｏｆ ＩＥＥＥ Ｉｎｔｅｒｎａｔｉｏｎａｌ ｓｙｍｐｏｓｉｕｍ ｏｎ ＩＳＰＬＣ ２００８， ｐｐ．１８７－１９２， ２００８．

非特許文献8：Ｄ． Ｊ． Ｌｏｖｅ， ａｎｄ Ｒ． Ｗ． ｈｅａｔｈ， Ｊｒ．， “Ｌｉｍｉｔｅｄ ｆｅｅｄｂａｃｋ ｕｎｉｔａｒｙ ｐｒｅｃｏｄｉｎｇ ｆｏｒ ｓｐａｔｉａｌ ｍｕｌｔｉｐｌｅｘｉｎｇ ｓｙｓｔｅｍｓ，” ＩＥＥＥ Ｔｒａｎｓ． Ｉｎｆ． Ｔｈｅｏｒｙ， ｖｏｌ．５１， ｎｏ．８， ｐｐ．２９６７－２９７６， Ａｕｇ． ２００５．

非特許文献9：ＤＶＢ Ｄｏｃｕｍｅｎｔ Ａ１２２， Ｆｒａｍｉｎｇ ｓｔｒｕｃｔｕｒｅ， ｃｈａｎｎｅｌ ｃｏｄｉｎｇ ａｎｄ ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ ｆｏｒ ａ ｓｅｃｏｎｄ ｇｅｎｅｒａｔｉｏｎ ｄｉｇｉｔａｌ ｔｅｒｒｅｓｔｒｉａｌ ｔｅｌｅｖｉｓｉｏｎ ｂｒｏａｄｃａｓｔｉｎｇ ｓｙｓｔｅ，ｍ （ＤＶＢ－Ｔ２）， Ｊｕｎｅ ２００８．

非特許文献10：Ｌ． Ｖａｎｇｅｌｉｓｔａ， Ｎ． Ｂｅｎｖｅｎｕｔｏ， ａｎｄ 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．

非特許文献11：Ｔ． Ｏｈｇａｎｅ， Ｔ． Ｎｉｓｈｉｍｕｒａ， ａｎｄ 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．

非特許文献12：R. G. Gallager, “Low-densityparity-checkcodes,” IRE T

rans. Inform. Theory, IT-8, pp-21-28,1962.

非特許文献13：D. J. C. Mackay, “Gooderror-correctingcodesbased on very sparse matrices,” IEEETrans.Inform.Theory, vol.45, no.2, pp399-431, March1999.

非特許文献14：ETSIEN 302 307, “Secondgenerationframing structure,channel coding and modulation systems forbroadcasting,interactive services,newsgathering and other broadband satelliteapplications, “v.1.1.2, June 2006.

非特許文献15：Y.-L. Ueng, and C.-C. Cheng, “a fast-convergence decodingmethod and memory-efficient VLSIdecoderarchitecture for irregular LDPC codesin the IEEE 802.16e standards,” IEEE VTC-2007 Fall,pp.1255-1259.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0009] 本発明は、ＬＯＳ環境における受信品質を改善することが可能なＭＩＭＯシステムを提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0010] かかる課題を解決するため、本発明に係るプリコーディング方法は、それぞれ同相成分及び直交成分で表される複数の選択された変調方式に基づく信号から、同一の周波数帯域に同時に送信される複数のプリコーディングされた信号を生成するプリコーディング方法であって、複数のプリコーディングウェイト行列の中から一つのプリコーディングウェイト行列を規則的に切り替えながら選択し、前記選択されたプリコーディングウェイト行列を前記複数の選択された変調方式に基づく信号に乗算することで前記複数のプリコーディングされた信号を生成し、前記複数のプリコーディングウェイト行列は、正の実数αを用いて表される、式（３３９）～式（３４７）（詳細は後述）の９個の行列である、プリコーディング方法。

[0011] 上記の本発明の各態様によると、複数のプリコーディングウェイト行列の

中から規則的に切り替えながら選択された一つのプリコーディングウェイト行列によりプリコーディングされた信号を送受信することにより、プリコーディングに使用されるプリコーディングウェイト行列が予め決められた複数のプリコーディングウェイト行列のいずれかとなるため、複数のプリコーディングウェイト行列の設計に応じてＬＯＳ環境における受信品質を改善することができる。

発明の効果

[0012] このように本発明によれば、ＬＯＳ環境における受信品質の劣化を改善するプリコーディング方法、プリコーディング装置、送信方法、受信方法、送信装置、受信装置を提供することができるため、放送やマルチキャスト通信において見通し内のユーザに対して、品質の高いサービスを提供することができる。

図面の簡単な説明

[0013] [図1]空間多重ＭＩＭＯ伝送システムにおける送受信装置の構成の例

[図2]フレーム構成の一例

[図3]プリコーディングウェイト切り替え方法適用時の送信装置の構成の例

[図4]プリコーディングウェイト切り替え方法適用時の送信装置の構成の例

[図5]フレーム構成の例

[図6]プリコーディングウェイト切り替え方法の例

[図7]受信装置の構成例

[図8]受信装置の信号処理部の構成例

[図9]受信装置の信号処理部の構成例

[図10]復号処理方法

[図11]受信状態の例

[図12]ＢＥＲ特性例

[図13]プリコーディングウェイト切り替え方法適用時の送信装置の構成の例

[図14]プリコーディングウェイト切り替え方法適用時の送信装置の構成の例

[図15]フレーム構成の例

[図16]フレーム構成の例

[図17]フレーム構成の例

[図18]フレーム構成の例

[図19]フレーム構成の例

[図20]受信品質劣悪点の位置

[図21]受信品質劣悪点の位置

[図22]フレーム構成の一例

[図23]フレーム構成の一例

[図24]マッピング方法の一例

[図25]マッピング方法の一例

[図26]重み付け合成部の構成の例

[図27]シンボルの並び換え方法の一例

[図28]空間多重ＭＩＭＯ伝送システムにおける送受信装置の構成の例

[図29]ＢＥＲ特性例

[図30]空間多重型の２ｘ２ＭＩＭＯシステムモデルの例

[図31]受信劣悪点の位置

[図32]受信劣悪点の位置

[図33]受信劣悪点の位置

[図34]受信劣悪点の位置

[図35]受信劣悪点の位置

[図36]受信劣悪点の複素平面における最小距離の特性例

[図37]受信劣悪点の複素平面における最小距離の特性例

[図38]受信劣悪点の位置

[図39]受信劣悪点の位置

[図40]実施の形態７における送信装置の構成の一例

[図41]送信装置が送信する変調信号のフレーム構成の一例

[図42]受信劣悪点の位置

[図43]受信劣悪点の位置

[図44]受信劣悪点の位置

[図45]受信劣悪点の位置

[図46]受信劣悪点の位置

[図47]時間－周波数軸におけるフレーム構成の一例

[図48]時間－周波数軸におけるフレーム構成の一例

[図49]信号処理方法

[図50]時空間ブロック符号を用いたときの変調信号の構成

[図51]時間－周波数軸におけるフレーム構成の詳細の例

[図52]送信装置の構成の一例

[図53]図５２の変調信号生成部＃１～＃Ｍの構成の一例

[図54]図５２におけるＯＦＤＭ方式関連処理部（５２０７＿１、および、５２０７＿２）の構成を示す図

[図55]時間－周波数軸におけるフレーム構成の詳細の例

[図56]受信装置の構成の一例

[図57]図５６におけるＯＦＤＭ方式関連処理部（５６００＿Ｘ、５６００＿Ｙ）の構成を示す図

[図58]時間－周波数軸におけるフレーム構成の詳細の例

[図59]放送システムの一例

[図60]受信劣悪点の位置

[図61]フレーム構成の例

[図62]時間－周波数軸におけるフレーム構成の一例

[図63]送信装置の構成の一例

[図64]周波数－時間軸におけるフレーム構成の一例

[図65]フレーム構成の例

[図66]シンボルの配置方法の一例

[図67]シンボルの配置方法の一例

[図68]シンボルの配置方法の一例

[図69]フレーム構成の一例

[図70]時間－周波数軸におけるフレーム構成

[図71]時間－周波数軸におけるフレーム構成の一例

[図72]送信装置の構成の一例

[図73]受信装置の構成の一例

[図74]受信装置の構成の一例

[図75]受信装置の構成の一例

[図76]周波数一時間軸におけるフレーム構成の一例

[図77]周波数一時間軸におけるフレーム構成の一例

[図78]プリコーディング行列の割り当ての例

[図79]プリコーディング行列の割り当ての例

[図80]プリコーディング行列の割り当ての例

[図81]信号処理部の構成の一例

[図82]信号処理部の構成の一例

[図83]送信装置の構成の一例

[図84]デジタル放送用システムの全体構成図

[図85]受信機の構成例を示すブロック図

[図86]多重化データの構成を示す図

[図87]各ストリームが多重化データにおいてどのように多重化されているかを模式的に示す図

[図88]ＰＥＳパケット列に、ビデオストリームがどのように格納されるかを更に詳しく示した図

[図89]多重化データにおけるＴＳパケットとソースパケットの構造を示す図

[図90]ＰＭＴのデータ構成を示す図

[図91]多重化データ情報の内部構成を示す図

[図92]ストリーム属性情報の内部構成を示す図

[図93]映像表示、音声出力装置の構成図

[図94]１６ＱＡＭの信号点配置の例

[図95]ＱＰＳＫの信号点配置の例

[図96]ベースバンド信号入れ替え部を示す図

[図97]シンボル数、スロット数を示す図

[図98]シンボル数、スロット数を示す図

[図99]フレーム構成を示す図

[図100]スロット数を示す図

[図101]スロット数を示す図

[図102]時間－周波数軸におけるＰＬＰを示す図

[図103]ＰＬＰの構成を示す図

[図104]時間－周波数軸におけるＰＬＰを示す図

[図105]受信装置が得た対数尤度比の絶対値を模式的に示す例

[図106]受信装置が得る対数尤度比の絶対値の好適な例

[図107]重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図108]重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図109]Ｉ－Ｑ平面における６４ＱＡＭの場合の信号点配置の例

[図110]プリコーディング行列に関する表を示す図

[図111]プリコーディング行列に関する表を示す図

[図112]重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図113]重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図114]プリコーディング行列に関する表を示す図

[図115]プリコーディング行列に関する表を示す図

[図116]重み付け合成部に関連する信号処理部の構成の例

[図117]信号点配置の例

[図118]信号点の位置の関係を示す図

[図119]重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示す図

[図120]信号点配置の例

[図121]重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示す図

[図122]信号点配置の例

[図123]信号点配置の例

[図124]信号点配置の例

[図125]重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示す図

[図126]信号点配置の例

[図127]重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示す図

[図128]信号点配置の例

[図129]信号点配置の例

[図130]信号点配置の例

[図131]信号点配置の例

[図132]信号点配置の例

[図133]信号点の配置の一例

[図134]信号生成部の構成の一例

[図135]ベースバンド信号の同相成分および直交成分

[図136]信号生成部の構成の一例

[図137]信号生成部の構成の一例

[図138]ベースバンド信号の同相成分および直交成分

[図139]信号生成部の構成の一例

[図140]信号生成部の構成の一例

[図141]受信システムの外観

[図142]受信システムの構成

[図143]受信システムの構成

[図144]受信システムの構成

[図145]テレビの構成

[図146]受信システムの構成

[図147]（ａ）は地上デジタル放送の放送波の概念図。（ｂ）はＢＳ放送の放送波の概念図。

[図148]（ａ）はフィルタリング前の受信信号の概念図。（ｂ）は放送局が複数の変調信号を複数アンテナを用いて送信した周波数帯域の受信信号を除去したときの図

[図149]（ａ）は周波数変更前の受信信号の概念図。（ｂ）は放送局が複数の変調信号を複数アンテナを用いて送信した周波数帯域の受信信号を周波数変換したときの図。

[図150]（ａ）は周波数変更前の受信信号の概念図。（ｂ）は放送局が複数の変調信号を複数アンテナを用いて送信した周波数帯域の受信信号を周波数変換したときの図。

[図151]図１４９のようにした場合の、家庭内への引き込みを１本で行う際の、周波数配置。

[図152]図１５０のようにした場合の、家庭内への引き込みを１本で行う際の、周波数配置。

[図153]（ａ）は集合住宅での共同受信に用いる中継装置の配置例。（ｂ）は個人住宅に用いる中継装置の配置例。（ｃ）はＣＡＴＶ事業者で用いる中継装置の配置例。

[図154]受信したテレビ放送のデータ構成の概念図。

[図155]ケーブルテレビ事業者における中継装置の構成例

[図156]信号処理部の構成例

[図157]配信用データ生成部の構成例

[図158]結合前の信号の例

[図159]結合後の信号の例

[図160]テレビ受信機の構成例

[図161]ケーブルテレビ事業者における中継装置の構成例

[図162]（ａ）はマルチキャスト通信の例。（ｂ）はフィードバックのあるユニキャスト通信の例。（ｃ）はフィードバックのないユニキャスト通信の例

[図163]送信機の構成例

[図164]フィードバック機能を有する受信機の構成例

[図165]ＣＳＩのフレーム構成例

発明を実施するための形態

[0014] 以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

（実施の形態１）

本実施の形態の送信方法、送信装置、受信方法、受信装置について詳しく説明する。

本説明を行う前に、従来システムである空間多重ＭＩＭＯ伝送システムにおける、送信方法、復号方法の概要について説明する。

$N_t \times N_r$空間多重ＭＩＭＯシステムの構成を図１に示す。情報ベクトルｚは、符号化およびインタリーブが施される。そして、インタリーブの出力として、符号化後ビットのベクトル$u=(u_1, \cdots, u_{Nt})$が得られる。ただし、$u_i=(u_{i1}, \cdots, u_{iM})$とする（Ｍ：シンボル当たりの送信ビット数）。送信ベクトル$s=(s_1, \cdots, s_{Nt})^T$とすると送信アンテナ＃ｉから送信信号$s_i=map(u_i)$とあらわし、送信エネルギーを正規化すると$E\{|s_i|^2\}=Es/Nt$とあらわされる（$E_s$：チャネル当たりの総エネルギー）。そして、受信ベクトルを$y=(y_1, \cdots, y_{Nr})^T$とすると、式（１）のようにあらわされる。

[0015] [数1]

$$\mathbf{y}=(y_1,\cdots,y_{Nr})^T=\mathbf{H}_{NtNr}\mathbf{s}+\mathbf{n} \quad \cdots\text{式(1)}$$

[0016] このとき、H_{NtNr}はチャネル行列、$n=(n_1, \cdots, n_{Nr})^T$はノイズベクトルであり、$n_i$は平均値０、分散$\sigma^2$のｉ．ｉ．ｄ．複素ガウス雑音である。受信機で導入する送信シンボルと受信シンボルの関係から、受信ベクトルに関する確率は、式（２）のように多次元ガウス分布で与えることができる。

[0017] [数2]

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

[0018] ここで、ｏｕｔｅｒ　ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダとＭＩＭＯ検波からなる図１のような反復復号を行う受信機を考える。図１における

対数尤度比のベクトル（Ｌ－ｖａｌｕｅ）は式（３）－（５）のようにあらわされる。

[0019] [数3]

$$L(\mathbf{u}) = \left(L(u_1), \cdots, L(u_{N_t})\right)^{\mathrm{T}} \quad \cdots \text{式(3)}$$

[0020] [数4]

$$L(u_i) = \left(L(u_{i1}), \cdots, L(u_{iM})\right) \quad \cdots \text{式(4)}$$

[0021] [数5]

$$L(u_{ij}) = ln\frac{P(u_{ij}=+1)}{P(u_{ij}=-1)} \quad \cdots \text{式(5)}$$

[0022] ＜反復検波方法＞

ここでは、$N_t \times N_r$空間多重ＭＩＭＯシステムにおけるＭＩＭＯ信号の反復検波について述べる。

u_{mn}の対数尤度比を式（６）のように定義する。

[0023] [数6]

$$L(u_{mn}|\mathbf{y}) = ln\frac{P(u_{mn}=+1|\mathbf{y})}{P(u_{mn}=-1|\mathbf{y})} \quad \cdots \text{式(6)}$$

[0024] ベイズの定理より、式（６）は、式（７）のようにあらわすことができる。

[0025] [数7]

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

[0026] ただし、$U_{mn,\pm 1} = \{u \mid u_{mn} = \pm 1\}$とする。そして、ｌｎΣａ$_j$～ｍａｘ

ｌｎ　ａ$_j$で近似すると式（７）は式（８）のように近似することができる。なお、上の「～」の記号は近似を意味する。

[0027] [数8]

$$L(u_{mn}|\mathbf{y}) \approx ln\frac{P(u_{mn}=+1)}{P(u_{mn}=-1)} + \max_{Umn,+1}\{ln\, p(\mathbf{y}|\mathbf{u}) + P(\mathbf{u}|u_{mn})\} - \max_{Umn,-1}\{ln\, p(\mathbf{y}|\mathbf{u}) + P(\mathbf{u}|u_{mn})\} \quad \cdots式(8)$$

[0028] 式（８）におけるＰ（ｕ｜ｕ$_{mn}$）とｌｎ　Ｐ（ｕ｜ｕ$_{mn}$）は以下のようにあらわされる。

[0029] [数9]

$$P(\mathbf{u}|u_{mn}) = \prod_{(ij)\neq(mn)} P(u_{ij}) = \prod_{(ij)\neq(mn)} \frac{exp\left(\frac{u_{ij}L(u_{ij})}{2}\right)}{exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right)+exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right)} \quad \cdots式(9)$$

[0030] [数10]

$$ln\,P(\mathbf{u}|u_{mn}) = \left(\sum_{ij} ln\,P(u_{ij})\right) - ln\,P(u_{mn}) \quad \cdots式(10)$$

[0031] [数11]

$$\begin{aligned} ln\,P(u_{ij}) &= \frac{1}{2}u_{ij}P(u_{ij}) - ln\left(exp\left(\frac{L(u_{ij})}{2}\right)+exp\left(-\frac{L(u_{ij})}{2}\right)\right) \\ &\approx \frac{1}{2}u_{ij}L(u_{ij}) - \frac{1}{2}|L(u_{ij})| \quad \text{for} \quad |L(u_{ij})|>2 \\ &= \left|\frac{L(u_{ij})}{2}\right|\left(u_{ij}\,sign(L(u_{ij}))-1\right) \end{aligned} \quad \cdots式(11)$$

[0032] ところで、式（２）で定義した式の対数確率は式（１２）のようにあらわされる。

[0033] [数12]

$$ln\,P(\mathbf{y}|\mathbf{u}) = -\frac{N_r}{2}ln\left(2\pi\sigma^2\right) - \frac{1}{2\sigma^2}\|\mathbf{y}-\mathbf{Hs}(\mathbf{u})\|^2 \quad \cdots式(12)$$

[0034] したがって、式（７），（１３）から、ＭＡＰ、または、ＡＰＰ（ａ　ｐｏｓｔｅｒｉｏｒｉ　ｐｒｏｂａｂｉｌｉｔｙ）では、事後のＬ－ｖａｌｕｅは、以下のようにあらわされる。

[0035] [数13]

$$L(u_{mn}|\mathbf{y}) = ln\frac{\sum_{U_{mn,+1}} exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\|\mathbf{y}-\mathbf{Hs}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} lnP(u_{ij})\right\}}{\sum_{U_{mn,-1}} exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\|\mathbf{y}-\mathbf{Hs}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} lnP(u_{ij})\right\}} \quad \cdots式(13)$$

[0036] 以降では、反復ＡＰＰ復号と呼ぶ。また、式（８），（１２）から、Ｍａｘ－Ｌｏｇ近似に基づく対数尤度比（Ｍａｘ－Ｌｏｇ　ＡＰＰ）では、事後のＬ－ｖａｌｕｅは、以下のようにあらわされる。

[0037] [数14]

$$L(u_{mn}|\mathbf{y}) \approx \max_{Umn,+1}\{\Psi(\mathbf{u},\mathbf{y},L(\mathbf{u}))\} - \max_{Umn,-1}\{\Psi(\mathbf{u},\mathbf{y},L(\mathbf{u}))\} \quad \cdots式(14)$$

[0038] [数15]

$$\Psi(\mathbf{u},\mathbf{y},L(\mathbf{u})) = -\frac{1}{2\sigma^2}\|\mathbf{y}-\mathbf{Hs}(\mathbf{u})\|^2 + \sum_{ij} lnP(u_{ij}) \quad \cdots式(15)$$

[0039] 以降では、反復Ｍａｘ－ｌｏｇ　ＡＰＰ復号と呼ぶ。そして、反復復号のシステムで必要とする外部情報は、式（１３）または（１４）から事前入力を減算することで、求めることができる。

＜システムモデル＞

図２８に、以降の説明につながるシステムの基本構成を示す。ここでは、２×２空間多重ＭＩＭＯシステムとし、ストリームＡ，Ｂではそれぞれにｏｕｔｅｒエンコーダがあり、２つのｏｕｔｅｒエンコーダは同一のＬＤＰＣ符号のエンコーダとする（ここではｏｕｔｅｒエンコーダとしてＬＤＰＣ符号のエンコーダを用いる構成を例に挙げて説明するが、ｏｕｔｅｒエンコーダが用いる誤り訂正符号はＬＤＰＣ符号に限ったものではなく、ターボ符号、畳み込み符号、ＬＤＰＣ畳み込み符号等の他の誤り訂正符号を用いても同

様に実施することができる。また、ｏｕｔｅｒエンコーダは、送信アンテナごとに有する構成としているがこれに限ったものではなく、送信アンテナが複数であっても、ｏｕｔｅｒエンコーダは一つであってもよく、また、送信アンテナ数より多くのｏｕｔｅｒエンコーダを有していてもよい。）。そして、ストリームＡ，Ｂではそれぞれにインタリーバ（π_a，π_b）がある。ここでは、変調方式を2^h－ＱＡＭとする（１シンボルでｈビットを送信することになる。）。

受信機では、上述のＭＩＭＯ信号の反復検波（反復ＡＰＰ（またはＭａｘ－ｌｏｇ　ＡＰＰ）復号）を行うものとする。そして、ＬＤＰＣ符号の復号としては、例えば、ｓｕｍ－ｐｒｏｄｕｃｔ復号を行うものとする。

図２はフレーム構成を示しており、インタリーブ後のシンボルの順番を記載している。このとき、以下の式のように（i_a，j_a），（i_b，j_b）をあらわすものとする。

[0040] [数16]

$$(i_a, j_a) = \pi_a(\Omega^a_{ia,ja}) \qquad \cdots式(16)$$

[0041] [数17]

$$(i_b, j_b) = \pi_b(\Omega^a_{ib,jb}) \qquad \cdots式(17)$$

[0042] このとき、i_a，i_b：インタリーブ後のシンボルの順番、j_a，j_b：変調方式におけるビット位置（j_a，j_b＝１，・・・，ｈ）、π_a，π_b：ストリームＡ，Ｂのインタリーバ、$\Omega^a{}_{ia,ja}$，$\Omega^b{}_{ib,jb}$：ストリームＡ，Ｂのインタリーブ前のデータの順番、を示している。ただし、図２では、$i_a = i_b$のときのフレーム構成を示している。

＜反復復号＞

ここでは、受信機におけるＬＤＰＣ符号の復号で用いるｓｕｍ－ｐｒｏｄｕｃｔ復号およびＭＩＭＯ信号の反復検波のアルゴリズムについて詳しく述べる。

[0043] ｓｕｍ－ｐｒｏｄｕｃｔ復号

２元ＭｘＮ行列Ｈ＝｛H_{mn}｝を復号対象とするＬＤＰＣ符号の検査行列とする。集合［１，Ｎ］＝｛１，２，・・・，Ｎ｝の部分集合Ａ（ｍ），Ｂ（ｎ）を次式のように定義する。

[0044] [数18]

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

[0045] [数19]

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

[0046] このとき、Ａ（ｍ）は検査行列Ｈのｍ行目において、１である列インデックスの集合を意味し、Ｂ（ｎ）は検査行列Ｈのｎ行目において１である行インデックスの集合である。ｓｕｍ－ｐｒｏｄｕｃｔ復号のアルゴリズムは以下のとおりである。

Ｓｔｅｐ　Ａ・１（初期化）：H_{mn}＝１を満たす全ての組（ｍ，ｎ）に対して事前値対数比β_{mn}＝０とする。ループ変数（反復回数）l_{sum}＝１とし、ループ最大回数を$l_{sum,max}$と設定する。

Ｓｔｅｐ　Ａ・２（行処理）：ｍ＝１，２，・・・，Ｍの順にH_{mn}＝１を満たす全ての組（ｍ，ｎ）に対して、以下の更新式を用いて外部値対数比α_{mn}を更新する。

[0047] [数20]

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

[0048] [数21]

$$sign(x) \equiv \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \qquad \cdots \text{式(21)}$$

[0049]

[数22]

$$f(x) \equiv ln\frac{exp(x)+1}{exp(x)-1} \quad \cdots式(22)$$

[0050] このとき、ｆはＧａｌｌａｇｅｒの関数である。そして、λ_nの求め方については以降で詳しく説明する。

Ｓｔｅｐ　Ａ・３（列処理）：ｎ＝１，２，・・・，Ｎの順に$H_{mn}=1$を満たす全ての組（ｍ，ｎ）に対して、以下の更新式を用いて外部値対数比β_{mn}を更新する。

[0051] [数23]

$$\beta_{mn} = \sum_{m' \in B(n) \backslash m} \alpha_{m'n} \quad \cdots式(23)$$

[0052] Ｓｔｅｐ　Ａ・４（対数尤度比の計算）：ｎ∈［１，Ｎ］について対数尤度比L_nを以下のように求める。

[0053] [数24]

$$L_n = \sum_{m' \in B(n) \backslash m} \alpha_{m'n} + \lambda_n \quad \cdots式(24)$$

[0054] Ｓｔｅｐ　Ａ・５（反復回数のカウント）：もし$I_{sum} < I_{sum,max}$ならばI_{sum}をインクリメントして、ｓｔｅｐ　Ａ・２に戻る。$I_{sum}=I_{sum,max}$の場合、この回のｓｕｍ－ｐｒｏｄｕｃｔ復号は終了する。

以上が、１回のｓｕｍ－ｐｒｏｄｕｃｔ復号の動作である。その後、ＭＩＭＯ信号の反復検波が行われる。上述のｓｕｍ－ｐｒｏｄｕｃｔ復号の動作の説明で用いた変数ｍ，ｎ，α_{mn}，β_{mn}，λ_n，L_nにおいて、ストリームＡにおける変数をm_a，n_a，$\alpha^a{}_{m_a n_a}$，$\beta^a{}_{m_a n_a}$，λ_{na}，L_{na}、ストリームＢにおける変数をm_b，n_b，$\alpha^b{}_{m_b n_b}$，$\beta^b{}_{m_b n_b}$，λ_{nb}，L_{nb}であらわすものとする。

＜ＭＩＭＯ信号の反復検波＞

ここでは、ＭＩＭＯ信号の反復検波におけるλ_nの求め方について詳しく説

明する。

[0055] 式（１）から、次式が成立する。

[0056] [数25]

$$\mathbf{y}(t)=\left(y_1(t),y_2(t)\right)^T = \mathbf{H}_{22}(t)\mathbf{s}(t)+\mathbf{n}(t) \quad \cdots式(25)$$

[0057] 図２のフレーム構成から、式（１６）（１７）から、以下の関係式が成立する。

[0058] [数26]

$$n_a = \Omega^{a}_{ia,ja} \quad \cdots式(26)$$

[0059] [数27]

$$n_b = \Omega^{b}_{ib,jb} \quad \cdots式(27)$$

[0060] このとき、n_a，$n_b \in [1, N]$となる。以降では、ＭＩＭＯ信号の反復検波の反復回数ｋのときのλ_{na}，L_{na}，λ_{nb}，L_{nb}をそれぞれ$\lambda_{k,na}$，$L_{k,na}$，$\lambda_{k,nb}$，$L_{k,nb}$とあらわすものとする。

Ｓｔｅｐ Ｂ・１（初期検波；ｋ＝０）：初期検波のとき、$\lambda_{0,na}$，$\lambda_{0,nb}$を以下のように求める。

反復ＡＰＰ復号のとき：

[0061] [数28]

$$\lambda_{0,n_X} = ln\frac{\sum_{U_{0,n_X,+1}} exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\left\|\mathbf{y}(i_X)-\mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\right\|^2\right\}}{\sum_{U_{0,n_X,-1}} exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\left\|\mathbf{y}(i_X)-\mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\right\|^2\right\}} \quad \cdots式(28)$$

[0062] 反復Ｍａｘ－ｌｏｇ ＡＰＰ復号のとき：

[0063]

[数29]

$$\lambda_{0,n_X} = \max_{U_{0,n_X,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X))\} - \max_{U_{0,n_X,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X))\} \quad \cdots \text{式(29)}$$

[0064] [数30]

$$\Psi(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X)) = -\frac{1}{2\sigma^2}\left\|\mathbf{y}(i_X)-\mathbf{H}_{22}(i_X)\mathbf{s}(\mathbf{u}(i_X))\right\|^2 \quad \cdots \text{式(30)}$$

[0065] ただし、Ｘ＝ａ，ｂとする。そして、ＭＩＭＯ信号の反復検波の反復回数をI_{mimo}＝０とし、反復回数の最大回数を$I_{mimo,max}$と設定する。

Ｓｔｅｐ　Ｂ・２（反復検波；反復回数ｋ）：反復回数ｋのときの$\lambda_{k,na}$，$\lambda_{k,nb}$は、式（１１）（１３）－（１５）（１６）（１７）から式（３１）－（３４）のようにあらわされる。ただし、（Ｘ，Ｙ）＝（ａ，ｂ）（ｂ，ａ）となる。

反復ＡＰＰ復号のとき：

[0066] [数31]

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

$\cdots$式(31)

[0067] [数32]

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

$\cdots$式(32)

[0068] 反復Ｍａｘ－ｌｏｇ　ＡＰＰ復号のとき：

[0069] [数33]

$$\lambda_{k,n_X} = L_{k-1,\Omega^X_{U_{k,n_X},jX}}(u_{\Omega^X_{U_{k,n_X},jX}}) + \max_{U_{k,n_X,+1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X),\rho(u_{\Omega^X_{U_{k,n_X},jX}}))\} - \max_{U_{k,n_X,-1}} \{\Psi(\mathbf{u}(i_X),\mathbf{y}(i_X),\rho(u_{\Omega^X_{U_{k,n_X},jX}}))\}$$

$\cdots$式(33)

[0070]

[数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)

[0071] Ｓｔｅｐ　Ｂ・３（反復回数のカウント、符号語推定）：もしｌ$_{mimo}$＜ｌ$_{mimo,max}$ならばｌ$_{mimo}$をインクリメントして、ｓｔｅｐ　Ｂ・２に戻る。ｌ$_{imo}$＝ｌ$_{mimo,max}$の場合、推定符号語を以下のようにもとめる。

[0072] [数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)

[0073] ただし、Ｘ＝ａ，ｂとする。

図３は、本実施の形態における送信装置３００の構成の一例である。符号化部３０２Ａは、情報（データ）３０１Ａ、フレーム構成信号３１３を入力とし、フレーム構成信号３１３（符号化部３０２Ａがデータの誤り訂正符号化に使用する誤り訂正方式、符号化率、ブロック長等の情報が含まれており、フレーム構成信号３１３が指定した方式を用いることになる。また、誤り訂正方式は、切り替えても良い。）にしたがい、例えば、畳み込み符号、ＬＤＰＣ符号、ターボ符号等の誤り訂正符号化を行い、符号化後のデータ３０３Ａを出力する。

[0074] インタリーバ３０４Ａは、符号化後のデータ３０３Ａ、フレーム構成信号３１３を入力とし、インタリーブ、つまり、順番の並び替えを行い、インタリーブ後のデータ３０５Ａを出力する。（フレーム構成信号３１３に基づき、インタリーブの方法は、切り替えても良い。）

マッピング部３０６Ａは、インタリーブ後のデータ３０５Ａ、フレーム構成信号３１３を入力とし、ＱＰＳＫ（Ｑｕａｄｒａｔｕｒｅ　Ｐｈａｓｅ　Ｓｈｉｆｔ　Ｋｅｙｉｎｇ）、１６ＱＡＭ（１６　Ｑｕａｄｒａｔｕｒｅ　Ａｍｐｌｉｔｕｄｅ　Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）、６４ＱＡＭ（６４　Ｑｕａ

ｄｒａｔｕｒｅ　Ａｍｐｌｉｔｕｄｅ　Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）等の変調を施し、ベースバンド信号３０７Ａを出力する。（フレーム構成信号３１３に基づき、変調方式は、切り替えても良い。）

図２４は、ＱＰＳＫ変調におけるベースバンド信号を構成する同相成分Ｉと直交成分ＱのＩＱ平面におけるマッピング方法の一例としている。例えば、図２４（Ａ）のように、入力データが「００」の場合、Ｉ＝１．０、Ｑ＝１．０が出力され、以下同様に、入力データが「０１」の場合、Ｉ＝－１．０、Ｑ＝１．０が出力され、・・・、が出力される。図２４（Ｂ）は、図２４（Ａ）とは異なるＱＰＳＫ変調のＩＱ平面におけるマッピング方法の例であり、図２４（Ｂ）が図２４（Ａ）と異なる点は、図２４（Ａ）における信号点が、原点を中心に回転させることで図２４（Ｂ）の信号点を得ることができる。このようなコンスタレーションの回転方法については、非特許文献９、非特許文献１０に示されており、また、非特許文献９、非特許文献１０に示されているCyclic Q Delayを適用してもよい。図２４とは別の例として、図２５に１６ＱＡＭのときのＩＱ平面における信号点配置を示しており、図２４（Ａ）に相当する例が図２５（Ａ）であり、図２４（Ｂ）に相当する例が図２５（Ｂ）となる。

[0075] 符号化部３０２Ｂは、情報（データ）３０１Ｂ、フレーム構成信号３１３を入力とし、フレーム構成信号３１３（使用する誤り訂正方式、符号化率、ブロック長等の情報が含まれており、フレーム構成信号３１３が指定した方式を用いることになる。また、誤り訂正方式は、切り替えても良い。）にしたがい、例えば、畳み込み符号、ＬＤＰＣ符号、ターボ符号等の誤り訂正符号化を行い、符号化後のデータ３０３Ｂを出力する。

[0076] インタリーバ３０４Ｂは、符号化後のデータ３０３Ｂ、フレーム構成信号３１３を入力とし、インタリーブ、つまり、順番の並び替えを行い、インタリーブ後のデータ３０５Ｂを出力する。（フレーム構成信号３１３に基づき、インタリーブの方法は、切り替えても良い。）

マッピング部３０６Ｂは、インタリーブ後のデータ３０５Ｂ、フレーム構

成信号３１３を入力とし、ＱＰＳＫ（Ｑｕａｄｒａｔｕｒｅ Ｐｈａｓｅ Ｓｈｉｆｔ Ｋｅｙｉｎｇ）、１６ＱＡＭ（１６ Ｑｕａｄｒａｔｕｒｅ Ａｍｐｌｉｔｕｄｅ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）、６４ＱＡＭ（６４ Ｑｕａｄｒａｔｕｒｅ Ａｍｐｌｉｔｕｄｅ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）等の変調を施し、ベースバンド信号３０７Ｂを出力する。（フレーム構成信号３１３に基づき、変調方式は、切り替えても良い。）

重み付け合成情報生成部３１４は、フレーム構成信号３１３を入力とし、フレーム構成信号３１３に基づいた重み付け合成方法に関する情報３１５を出力する。なお、重み付け合成方法は、規則的に重み付け合成方法が切り替わりことが特徴となる。

[0077] 重み付け合成部３０８Ａは、ベースバンド信号３０７Ａ、ベースバンド信号３０７Ｂ、重み付け合成方法に関する情報３１５を入力とし、重み付け合成方法に関する情報３１５に基づいて、ベースバンド信号３０７Ａおよびベースバンド信号３０７Ｂを重み付け合成し、重み付け合成後の信号３０９Ａを出力する。なお。重み付け合成の方法の詳細については、後で詳しく説明する。

[0078] 無線部３１０Ａは、重み付け合成後の信号３０９Ａを入力とし、直交変調、帯域制限、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号３１１Ａを出力し、送信信号５１１Ａは、アンテナ３１２Ａから電波として出力される。

重み付け合成部３０８Ｂは、ベースバンド信号３０７Ａ、ベースバンド信号３０７Ｂ、重み付け合成方法に関する情報３１５を入力とし、重み付け合成方法に関する情報３１５に基づいて、ベースバンド信号３０７Ａおよびベースバンド信号３０７Ｂを重み付け合成し、重み付け合成後の信号３０９Ｂを出力する。

[0079] 図２６に重み付け合成部の構成を示す。ベースバンド信号３０７Ａは、ｗ１１（ｔ）と乗算し、ｗ１１（ｔ）ｓ１（ｔ）を生成し、ｗ２１（ｔ）と乗算し、ｗ２１（ｔ）ｓ１（ｔ）を生成する。同様に、ベースバンド信号３０７Ｂは、ｗ１２（ｔ）と乗算し、ｗ１２（ｔ）ｓ２（ｔ）を生成し、ｗ２２

（ｔ）と乗算し、ｗ２２（ｔ）ｓ２（ｔ）を生成する。次に、ｚ１（ｔ）＝ｗ１１（ｔ）ｓ１（ｔ）＋ｗ１２（ｔ）ｓ２（ｔ）、ｚ２（ｔ）＝ｗ２１（ｔ）ｓ１（ｔ）＋ｗ２２（ｔ）ｓ２（ｔ）を得る。

なお。重み付け合成の方法の詳細については、後で詳しく説明する。

[0080] 無線部３１０Ｂは、重み付け合成後の信号３０９Ｂを入力とし、直交変調、帯域制限、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号３１１Ｂを出力し、送信信号３１１Ｂは、アンテナ３１２Ｂから電波として出力される。

図４は、図３とは異なる送信装置４００の構成例を示している。図４において、図３と異なる部分について説明する。

[0081] 符号化部４０２は、情報（データ）４０１、フレーム構成信号３１３を入力とし、フレーム構成信号３１３に基づき、誤り訂正符号化を行い、符号化後のデータ４０３を出力する。

分配部４０４は符号化後のデータ４０３を入力とし、分配し、データ４０５Ａおよびデータ４０５Ｂを出力する。なお、図４では、符号化部が一つの場合を記載したが、これに限ったものではなく、符号化部をｍ（ｍは１以上の整数）とし、各符号化部で作成された符号化データを分配部が、２系統のデータにわけて出力する場合についても、本発明は同様に実施することができる。

[0082] 図５は、本実施の形態における送信装置の時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。シンボル５００＿１は、受信装置に、送信方法を通知するためのシンボルであり、例えば、データシンボルを伝送するために用いる誤り訂正方式、その符号化率の情報、データシンボルを伝送するために用いる変調方式の情報等を伝送する。

シンボル５０１＿１は、送信装置が送信する変調信号ｚ１（ｔ）｛ただし、ｔは時間｝のチャネル変動を推定するためのシンボルである。シンボル５０２＿１は変調信号ｚ１（ｔ）が（時間軸における）シンボル番号ｕに送信するデータシンボル、シンボル５０３＿１は変調信号ｚ１（ｔ）がシンボル番号ｕ＋１に送信するデータシンボルである。

[0083] シンボル５０１＿２は、送信装置が送信する変調信号ｚ２（ｔ）｛ただし、ｔは時間｝のチャネル変動を推定するためのシンボルである。シンボル５０２＿２は変調信号ｚ２（ｔ）がシンボル番号ｕに送信するデータシンボル、シンボル５０３＿２は変調信号ｚ２（ｔ）がシンボル番号ｕ＋１に送信するデータシンボルである。

送信装置が送信する変調信号ｚ１（ｔ）と変調信号ｚ２（ｔ）、及び、受信装置における受信信号ｒ１（ｔ）、ｒ２（ｔ）の関係について説明する。

[0084] 図５において、５０４＃１、５０４＃２は送信装置における送信アンテナ、５０５＃１、５０５＃２は受信装置における受信アンテナを示しており、送信装置は、変調信号ｚ１（ｔ）を送信アンテナ５０４＃１、変調信号ｚ２（ｔ）を送信アンテナ５０４＃２から送信する。このとき、変調信号ｚ１（ｔ）および変調信号ｚ２（ｔ）は、同一（共通の）周波数（帯域）を占有しているものとする。送信装置の各送信アンテナと受信装置の各アンテナのチャネル変動をそれぞれh_{11}（ｔ）、h_{12}（ｔ）、h_{21}（ｔ）、h_{22}（ｔ）とし、受信装置の受信アンテナ５０５＃１が受信した受信信号をｒ１（ｔ）、受信装置の受信アンテナ５０５＃２が受信した受信信号をｒ２（ｔ）とすると、以下の関係式が成立する。

[0085] [数36]

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(36)}$$

[0086] 図６は、本実施の形態における重み付け方法（プリコーディング（Ｐｒｅｃｏｄｉｎｇ）方法）に関連する図であり、重み付け合成部６００は、図３の重み付け合成部３０８Ａと３０８Ｂの両者を統合した重み付け合成部である。図６に示すように、ストリームｓ１（ｔ）およびストリームｓ２（ｔ）は、図３のベースバンド信号３０７Ａおよび３０７Ｂに相当する、つまり、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭなどの変調方式のマッピングにしたがったベースバンド信号同相Ｉ、直交Ｑ成分となる。そして、図６のフレーム構

成のようにストリームｓ１（ｔ）は、シンボル番号ｕの信号をｓ１（ｕ）、シンボル番号ｕ＋１の信号をｓ１（ｕ＋１）、・・・とあらわす。同様に、ストリームｓ２（ｔ）は、シンボル番号ｕの信号をｓ２（ｕ）、シンボル番号ｕ＋１の信号をｓ２（ｕ＋１）、・・・とあらわす。そして、重み付け合成部６００は、図３におけるベースバンド信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））および３０７Ｂ（ｓ２（ｔ））、重み付け情報に関する情報３１５を入力とし、重み付け情報に関する情報３１５にしたがった重み付け方法を施し、図３の重み付け合成後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））、３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。このとき、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は以下のようにあらわされる。

シンボル番号４ｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0087] [数37]

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(37)}$$

[0088] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号４ｉ＋１のとき：

[0089] [数38]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(38)}$$

[0090] シンボル番号４ｉ＋２のとき：

[0091] [数39]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(39)}$$

[0092] シンボル番号４ｉ＋３のとき：

[0093]

[数40]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(40)}$$

[0094] このように、図６の重み付け合成部は、４スロット周期で規則的にプリコーディングウェイトを切り替えるものとする。（ただし、ここでは、４スロットで規則的にプリコーディングウェイトを切り替える方式としているが、規則的に切り替えるスロット数は４スロットに限ったものではない。）

ところで、非特許文献４において、スロットごとにプリコーディングウェイトを切り替えることが述べられており、非特許文献４では、プリコーディングウェイトをランダムに切り替えることを特徴としている。一方で、本実施の形態では、ある周期を設け規則的にプリコーディングウェイトを切り替えることを特徴としており、また、４つのプリコーディングウェイトで構成される２行２列のプリコーディングウェイト行列において、４つのプリコーディングウェイトの各絶対値が等しく（１／ｓｑｒｔ（２））、この特徴をもつプリコーディングウェイト行列を規則的に切り替えることを特徴としている。

[0095] ＬＯＳ環境では、特殊なプリコーディング行列を用いると、受信品質が大きく改善する可能性があるが、直接波の状況により、その特殊なプリコーディング行列は異なる。しかし、ＬＯＳ環境には、ある規則があり、この規則に従い特殊なプリコーディング行列を規則的に切り替えれば、データの受信品質が大きく改善する。一方、ランダムにプリコーディング行列を切り替えた場合、先にのべた特殊なプリコーディング行列以外のプリコーディング行列も存在することになる可能性、また、ＬＯＳ環境には適さない片寄ったプリコーディング行列のみでプリコーディングを行う可能性も存在し、これにより、必ずしもＬＯＳ環境で、良好な受信品質が得られるとは限らない。したがって、ＬＯＳ環境に適したプリコーディング切り替え方法を実現する必要があり、本発明は、それに関するプリコーディング方法を提案している。

[0096] 図７は、本実施の形態における受信装置７００の構成の一例を示している。無線部７０３＿Ｘは、アンテナ７０１＿Ｘで受信された受信信号７０２＿Ｘを入力とし、周波数変換、直交復調等の処理を施し、ベースバンド信号７０４＿Ｘを出力する。

送信装置で送信された変調信号ｚ１におけるチャネル変動推定部７０５＿１は、ベースバンド信号７０４＿Ｘを入力とし、図５におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル５０１＿１を抽出し、式（３６）のh_{11}に相当する値を推定し、チャネル推定信号７０６＿１を出力する。

[0097] 送信装置で送信された変調信号ｚ２におけるチャネル変動推定部７０５＿２は、ベースバンド信号７０４＿Ｘを入力とし、図５におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル５０１＿２を抽出し、式（３６）のh_{12}に相当する値を推定し、チャネル推定信号７０６＿２を出力する。

無線部７０３＿Ｙは、アンテナ７０１＿Ｙで受信された受信信号７０２＿Ｙを入力とし、周波数変換、直交復調等の処理を施し、ベースバンド信号７０４＿Ｙを出力する。

送信装置で送信された変調信号ｚ１におけるチャネル変動推定部７０７＿１は、ベースバンド信号７０４＿Ｙを入力とし、図５におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル５０１＿１を抽出し、式（３６）のｈ２１に相当する値を推定し、チャネル推定信号７０８＿１を出力する。

[0098] 送信装置で送信された変調信号ｚ２におけるチャネル変動推定部７０７＿２は、ベースバンド信号７０４＿Ｙを入力とし、図５におけるチャネル推定用のリファレンスシンボル５０１＿２を抽出し、式（３６）のｈ２２に相当する値を推定し、チャネル推定信号７０８＿２を出力する。

制御情報復号部７０９は、ベースバンド信号７０４＿Ｘおよび７０４＿Ｙを入力とし、図５の送信方法を通知するためのシンボル５００＿１を検出し、送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号７１０を出力する。

[0099] 信号処理部７１１は、ベースバンド信号７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙ、チャネル推定信号７０６＿１、７０６＿２、７０８＿１、７０８＿２、及び、送信

装置が通知した送信方法の情報に関する信号７１０を入力とし、検波、復号を行い、受信データ７１２＿１および７１２＿２を出力する。

次に、図７の信号処理部７１１の動作について詳しく説明する。図８は、本実施の形態における信号処理部７１１の構成の一例を示している。図８は、主にＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部とｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダ、重み付け係数生成部から構成されている。この構成における反復復号の方法については、非特許文献２、非特許文献３で詳細が述べられているが、非特許文献２、非特許文献３に記載されているＭＩＭＯ伝送方式は空間多重ＭＩＭＯ伝送方式であるが、本実施の形態における伝送方式は、時間とともにプリコーディングウェイトを変更するＭＩＭＯ伝送方式である点が、非特許文献２、非特許文献３と異なる点である。式（３６）における（チャネル）行列をＨ（ｔ）、図６におけるプリコーディングウェイト行列をＷ（ｔ）（ただし、ｔによりプリコーディングウェイト行列は変化する。）、受信ベクトルをＲ（ｔ）＝（ｒ１（ｔ），ｒ２（ｔ））^{T}、ストリームベクトルＳ（ｔ）＝（ｓ１（ｔ），ｓ２（ｔ））^{T}とすると以下の関係式が成立する。

[0100] [数41]

$$R(t)=H(t)W(t)S(t) \quad \cdots\text{式(41)}$$

[0101] このとき、受信装置は、Ｈ（ｔ）Ｗ（ｔ）をチャネル行列と考えることで、受信ベクトルをＲ（ｔ）に対して非特許文献２、非特許文献３の復号方法を適用することができる。

したがって、図８の重み付け係数生成部８１９は、送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号８１８（図７の７１０に相当）を入力とし、重み付け係数の情報に関する信号８２０を出力する。

[0102] ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３は、重み付け係数の情報に関する信号８２０を入力とし、この信号を利用して、式（４１）の演算を行うことになる。そして、反復検波・復号を行うことになるがその動作について説明する。

図８の信号処理部では、反復復号（反復検波）を行うため図１０に示すような処理方法を行う必要がある。初めに、変調信号（ストリーム）ｓ１の１符号語（または、１フレーム）、および、変調信号（ストリーム）ｓ２の１符号語（または、１フレーム）の復号を行う。その結果、ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダから、変調信号（ストリーム）ｓ１の１符号語（または、１フレーム）、および、変調信号（ストリーム）ｓ２の１符号語（または、１フレーム）の各ビットの対数尤度比（ＬＬＲ：Ｌｏｇ－Ｌｉｋｅｌｉｈｏｏｄ　Ｒａｔｉｏ）が得られる。そして、そのＬＬＲを用いて再度、検波・復号が行われる。この操作が複数回行われる（この操作を反復復号（反復検波）と呼ぶ。）。以降では、１フレームにおける特定の時間のシンボルの対数尤度比（ＬＬＲ）の作成方法を中心に説明する。

[0103] 図８において、記憶部８１５は、ベースバンド信号８０１Ｘ（図７のベースバンド信号７０４＿Ｘに相当する。）、チャネル推定信号群８０２Ｘ（図７のチャネル推定信号７０６＿１、７０６＿２に相当する。）、ベースバンド信号８０１Ｙ（図７のベースバンド信号７０４＿Ｙに相当する。）、チャネル推定信号群８０２Ｙ（図７のチャネル推定信号７０８＿１、７０８＿２に相当する。）を入力とし、反復復号（反復検波）を実現するために、式（４１）におけるＨ（ｔ）Ｗ（ｔ）を実行（算出）し、算出した行列を変形チャネル信号群として記憶する。そして、記憶部８１５は、必要なときに上記信号を、ベースバンド信号８１６Ｘ、変形チャネル推定信号群８１７Ｘ、ベースバンド信号８１６Ｙ、変形チャネル推定信号群８１７Ｙとして出力する。

[0104] その後の動作については、初期検波の場合と反復復号（反復検波）の場合を分けて説明する。

＜初期検波の場合＞

ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３は、ベースバンド信号８０１Ｘ、チャネル推定信号群８０２Ｘ、ベースバンド信号８０１Ｙ、チャネル推定信号群８０２Ｙを入力とする。ここでは、変調信号（ストリーム）ｓ１、変調信号

（ストリーム）ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭとして説明する。

[0105] ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３は、まず、チャネル推定信号群８０２Ｘ、チャネル推定信号群８０２ＹからＨ（ｔ）Ｗ（ｔ）を実行し、ベースバンド信号８０１Ｘに対応する候補信号点を求める。そのときの様子を図１１に示す。図１１において、●（黒丸）は、ＩＱ平面における候補信号点であり、変調方式が１６ＱＡＭのため、候補信号点は２５６個存在する。（ただし、図１１では、イメージ図を示しているため、２５６個の候補信号点は示していない。）ここで、変調信号ｓ１で伝送する４ビットをｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３、変調信号ｓ２で伝送する４ビットをｂ４、ｂ５、ｂ６、ｂ７とすると、図１１において（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）に対応する候補信号点が存在することになる。そして、受信信号点１１０１（ベースバンド信号８０１Ｘに相当する。）と候補信号点それぞれとの２乗ユークリッド距離を求める。そして、それぞれの２乗ユークリッド距離をノイズの分散σ^2で除算する。したがって、（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）に対応する候補信号点と受信信号点２乗ユークリッド距離をノイズの分散で除算した値をE_X（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）が求まることになる。

[0106] 同様に、チャネル推定信号群８０２Ｘ、チャネル推定信号群８０２ＹからＨ（ｔ）Ｗ（ｔ）を実行し、ベースバンド信号８０１Ｙに対応する候補信号点をもとめ、受信信号点（ベースバンド信号８０１Ｙに相当する。）との２乗ユークリッド距離を求め、この２乗ユークリッド距離をノイズの分散σ^2で除算する。したがって、（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）に対応する候補信号点と受信信号点２乗ユークリッド距離をノイズの分散で除算した値をE_Y（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）が求まることになる。

[0107] そして、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）を求める。

ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３は、Ｅ（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）を信号８０４として出力する。

[0108] 対数尤度算出部８０５Ａは、信号８０４を入力とし、ビットｂ０およびｂ１およびｂ２およびｂ３の対数尤度（ｌｏｇ　ｌｉｋｅｌｉｈｏｏｄ）を算出し、対数尤度信号８０６Ａを出力する。ただし、対数尤度の算出では、“１”のときの対数尤度および“０”のときの対数尤度が算出される。その算出方法は、式（２８）、式（２９）、式（３０）に示した通りであり、詳細については、非特許文献２、非特許文献３に示されている。

[0109] 同様に、対数尤度算出部８０５Ｂは、信号８０４を入力とし、ビットｂ４およびｂ５およびｂ６およびｂ７の対数尤度を算出し、対数尤度信号８０６Ｂを出力する。

デインタリーバ（８０７Ａ）は、対数尤度信号８０６Ａを入力とし、インタリーバ（図３のインタリーバ（３０４Ａ））に対応するデインタリーブを行い、デインタリーブ後の対数尤度信号８０８Ａを出力する。

[0110] 同様に、デインタリーバ（８０７Ｂ）は、対数尤度信号８０６Ｂを入力とし、インタリーバ（図３のインタリーバ（３０４Ｂ））に対応するデインタリーブを行い、デインタリーブ後の対数尤度信号８０８Ｂを出力する。

対数尤度比算出部８０９Ａは、デインタリーブ後の対数尤度信号８０８Ａを入力とし、図３の符号化器３０２Ａで符号化されたビットの対数尤度比（ＬＬＲ：Ｌｏｇ－Ｌｉｋｅｌｉｈｏｏｄ　Ｒａｔｉｏ）を算出し、対数尤度比信号８１０Ａを出力する。

[0111] 同様に、対数尤度比算出部８０９Ｂは、デインタリーブ後の対数尤度信号８０８Ｂを入力とし、図３の符号化器３０２Ｂで符号化されたビットの対数尤度比（ＬＬＲ：Ｌｏｇ－Ｌｉｋｅｌｉｈｏｏｄ　Ｒａｔｉｏ）を算出し、対数尤度比信号８１０Ｂを出力する。

Ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダ８１１Ａは、対数尤度比信号８１０Ａを入力とし、復号を行い、復号後の対数尤度比８１２Ａを出力する。

[0112] 同様に、Ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダ８１１Ｂは、対数尤度比信号８１０Ｂを入力とし、復号を行い、復号後の対数尤度比８１２Ｂを出力する。

＜反復復号（反復検波）の場合、反復回数ｋ＞

インタリーバ（８１３Ａ）は、ｋ－１回目のｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコードで得られた復号後の対数尤度比８１２Ａを入力とし、インタリーブを行い、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ａを出力する。このとき、インタリーバ（８１３Ａ）のインタリーブのパターンは、図３のインタリーバ（３０４Ａ）のインタリーブパターンと同様である。

[0113] インタリーバ（８１３Ｂ）は、ｋ－１回目のｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコードで得られた復号後の対数尤度比８１２Ｂを入力とし、インタリーブを行い、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ｂを出力する。このとき、インタリーバ（８１３Ｂ）のインタリーブのパターンは、図３のインタリーバ（３０４Ｂ）のインタリーブパターンと同様である。

[0114] ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３は、ベースバンド信号８１６Ｘ、変形チャネル推定信号群８１７Ｘ、ベースバンド信号８１６Ｙ、変形チャネル推定信号群８１７Ｙ、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ａ、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ｂを入力とする。ここで、ベースバンド信号８０１Ｘ、チャネル推定信号群８０２Ｘ、ベースバンド信号８０１Ｙ、チャネル推定信号群８０２Ｙではなく、ベースバンド信号８１６Ｘ、変形チャネル推定信号群８１７Ｘ、ベースバンド信号８１６Ｙ、変形チャネル推定信号群８１７Ｙを用いているのは、反復復号のため、遅延時間が発生しているためである。

[0115] ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３の反復復号時の動作と、初期検波時の動作の異なる点は、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ａ、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ｂを信号処理の際に用いていることである。ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３は、まず、初期検波のときと同様に、Ｅ（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）を求める。加えて、インタリーブ後の対数尤度比８１４Ａ、インタリーブ後の対数尤度比９１４Ｂから、式

（１１）、式（３２）に相当する係数を求める。そして、Ｅ（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）の値をこの求めた係数を用いて補正し、その値をＥ’（ｂ０，ｂ１，ｂ２，ｂ３，ｂ４，ｂ５，ｂ６，ｂ７）とし、信号８０４として出力する。

[0116] 対数尤度算出部８０５Ａは、信号８０４を入力とし、ビットｂ０およびｂ１およびｂ２およびｂ３の対数尤度（ｌｏｇ　ｌｉｋｅｌｉｈｏｏｄ）を算出し、対数尤度信号８０６Ａを出力する。ただし、対数尤度の算出では、“１”のときの対数尤度および“０”のときの対数尤度が算出される。その算出方法は、式（３１）、式（３２）、式（３３）、式（３４）、式（３５）に示した通りであり、非特許文献２、非特許文献３に示されている。

[0117] 同様に、対数尤度算出部８０５Ｂは、信号８０４を入力とし、ビットｂ４およびｂ５およびｂ６およびｂ７の対数尤度を算出し、対数尤度信号８０６Ｂを出力する。デインタリーバ以降の動作は、初期検波と同様である。

なお、図８では、反復検波を行う場合の、信号処理部の構成について示したが、反復検波は必ずしも良好な受信品質を得る上で必須の構成ではなく、反復検波のみに必要とする構成部分、インタリーバ８１３Ａ、８１３Ｂを有していない構成でもよい。このとき、ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３は、反復的な検波を行わないことになる。

そして、本実施の形態で重要な部分は、Ｈ（ｔ）Ｗ（ｔ）の演算を行うことである。なお、非特許文献５等に示されているように、ＱＲ分解を用いて初期検波、反復検波を行ってもよい。

また、非特許文献１１に示されているように、Ｈ（ｔ）Ｗ（ｔ）に基づき、MMSE (Minimum Mean Square Error)、ZF (Zero Forcing) の線形演算を行い、初期検波を行ってもよい。

[0118] 図９は、図８と異なる信号処理部の構成であり、図４の送信装置が送信した変調信号のための信号処理部である。図８と異なる点は、ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダの数であり、ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダ９０１は、対数尤度比信号８１０Ａ、８１０Ｂを入力とし、復号

を行い、復号後の対数尤度比９０２を出力する。分配部９０３は、復号後の対数尤度比９０２を入力とし、分配を行う。それ以外の部分については、図８と同様の動作となる。

[0119] 図１２に、図２９のときと同様の条件で、伝送方式を本実施の形態のプリコーディングウェイトを用いた送信方法としたときのＢＥＲ特性を示す。図１２の（Ａ）は、反復検波を行わないＭａｘ－ｌｏｇ－ＡＰＰ（非特許文献１、非特許文献２参照）（ＡＰＰ：ａ　ｐｏｓｔｅｒｉｏｒ　ｐｒｏｂａｂｉｌｉｔｙ）のＢＥＲ特性、図１２の（Ｂ）は、反復検波を行ったＭａｘ－ｌｏｇ－ＡＰＰ（非特許文献１、非特許文献２参照）（反復回数５回）のＢＥＲ特性を示している。図１２と図２９を比較すると、本実施の形態の送信方法を用いると、ライスファクタが大きいときのＢＥＲ特性が、空間多重ＭＩＭＯ伝送を用いたときのＢＥＲ特性より大きく改善していることがわかり、本実施の形態の方式の有効性が確認できる。

[0120] 以上のように、本実施の形態のように、ＭＩＭＯ伝送システムの送信装置が複数アンテナから複数の変調信号を送信する際、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替えを規則的に行うことで、直接波が支配的なＬＯＳ環境において、従来の空間多重ＭＩＭＯ伝送を用いるときと比べ、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

[0121] 本実施の形態において、特に、受信装置の構成については、アンテナ数を限定して、動作を説明したが、アンテナ数が増えても、同様に実施することができる。つまり、受信装置におけるアンテナ数は、本実施の形態の動作、効果に影響を与えるものではない。また、本実施の形態では、特にＬＤＰＣ符号を例に説明したがこれに限ったものではなく、また、復号方法についても、ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダとして、ｓｕｍ－ｐｒｏｄｕｃｔ復号を例に限ったものではなく、他のｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔの復号方法、例えば、ＢＣＪＲアルゴリズム、ＳＯＶＡアルゴリズム、Ｍｓｘ－ｌｏｇ－ＭＡＰアルゴリズムなどがある。詳細については、非特許文献６に示されている。

[0122] また、本実施の形態では、シングルキャリア方式を例に説明したが、これに限ったものではなく、マルチキャリア伝送を行った場合でも同様に実施することができる。したがって、例えば、スペクトル拡散通信方式、ＯＦＤＭ（Ｏｒｔｈｏｇｏｎａｌ Ｆｒｅｑｕｅｎｃｙ－Ｄｉｖｉｓｉｏｎ Ｍｕｌｔｉｐｌｅｘｉｎｇ）方式、ＳＣ－ＦＤＭＡ（Ｓｉｎｇｌｅ Ｃａｒｒｉｅｒ Ｆｒｅｑｕｅｎｃｙ Ｄｉｖｉｓｉｏｎ Ｍｕｌｔｉｐｌｅ Ａｃｃｅｓｓ）、ＳＣ－ＯＦＤＭ（Ｓｉｎｇｌｅ Ｃａｒｒｉｅｒ Ｏｒｔｈｏｇｏｎａｌ Ｆｒｅｑｕｅｎｃｙ－Ｄｉｖｉｓｉｏｎ Ｍｕｌｔｉｐｌｅｘｉｎｇ）方式、非特許文献７等で示されているウェーブレットＯＦＤＭ方式等を用いた場合についても同様に実施することができる。また、本実施の形態では、データシンボル以外のシンボル、例えば、パイロットシンボル（プリアンブル、ユニークワード等）、制御情報の伝送用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。

[0123] 以下では、マルチキャリア方式の一例として、ＯＦＤＭ方式を用いたときの例を説明する。

図１３は、ＯＦＤＭ方式を用いたときの送信装置の構成を示している。図１３において、図３と同様に動作するものについては、同一符号を付した。

ＯＦＤＭ方式関連処理部１３０１Ａは、重み付け後の信号３０９Ａを入力とし、ＯＦＤＭ方式関連の処理を施し、送信信号１３０２Ａを出力する。同様に、ＯＦＤＭ方式関連処理部１３０１Ｂは、重み付け後の信号３０９Ｂを入力とし、送信信号１３０２Ｂを出力する。

[0124] 図１４は、図１３のＯＦＤＭ方式関連処理部１３０１Ａ、１３０１Ｂ以降の構成の一例を示しており、図１３の１３０１Ａから３１２Ａに関連する部分が、１４０１Ａから１４１０Ａであり、１３０１Ｂから３１２Ｂに関連する部分が１４０１Ｂから１４１０Ｂである。

シリアルパラレル変換部１４０２Ａは、重み付け後の信号１４０１Ａ（図１３の重み付け後の信号３０９Ａに相当する）シリアルパラレル変換を行い、パラレル信号１４０３Ａを出力する。

[0125] 並び換え部１４０４Ａは、パラレル信号１４０３Ａを入力とし、並び換えを行い、並び換え後の信号１４０５Ａを出力する。なお、並び換えについては、後で詳しく述べる。

逆高速フーリエ変換部１４０６Ａは、並び換え後の信号１４０５Ａを入力とし、逆高速フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号１４０７Ａを出力する。

無線部１４０８Ａは、逆フーリエ変換後の信号１４０７Ａを入力とし、周波数変換、増幅等の処理を行い、変調信号１４０９Ａを出力し、変調信号１４０９Ａはアンテナ１４１０Ａから電波として出力される。

シリアルパラレル変換部１４０２Ｂは、重み付け後の信号１４０１Ｂ（図１３の重み付け後の信号３０９Ｂに相当する）シリアルパラレル変換を行い、パラレル信号１４０３Ｂを出力する。

[0126] 並び換え部１４０４Ｂは、パラレル信号１４０３Ｂを入力とし、並び換えを行い、並び換え後の信号１４０５Ｂを出力する。なお、並び換えについては、後で詳しく述べる。

逆高速フーリエ変換部１４０６Ｂは、並び換え後の信号１４０５Ｂを入力とし、逆高速フーリエ変換を施し、逆フーリエ変換後の信号１４０７Ｂを出力する。

無線部１４０８Ｂは、逆フーリエ変換後の信号１４０７Ｂを入力とし、周波数変換、増幅等の処理を行い、変調信号１４０９Ｂを出力し、変調信号１４０９Ｂはアンテナ１４１０Ｂから電波として出力される。

[0127] 図３の送信装置では、マルチキャリアを用いた伝送方式でないため、図６のように、４周期となるようにプリコーディングを切り替え、プリコーディング後のシンボルを時間軸方向に配置している。図１３に示すようなＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いている場合、当然、図３のようにプリコーディング後のシンボルを時間軸方向に配置し、それを各（サブ）キャリアごとに行う方式が考えられるが、マルチキャリア伝送方式の場合、周波数軸方向、または、周波数軸・時間軸両者を用いて配置する方法が考

えられる。以降では、この点について説明する。

[0128] 図１５は、横軸周波数、縦軸時間における、図１４の並び替え部１４０４Ａ、１４０４Ｂにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、周波数軸は、（サブ）キャリア０から（サブ）キャリア９で構成されており、変調信号ｚ１とｚ２は、同一時刻（時間）に同一の周波数帯域を使用しており、図１５（Ａ）は変調信号ｚ１のシンボルの並び替え方法、図１５（Ｂ）は変調信号ｚ２のシンボルの並び替え方法を示している。シリアルパラレル変換部１４０２Ａが入力とする重み付け後の信号１４０１Ａのシンボルに対し、順番に、＃１、＃２、＃３、＃４、・・・と番号をふる。このとき、図１５（Ａ）のように、シンボル＃１、＃２、＃３、＃４、・・・をキャリア０から順番に配置し、シンボル＃１から＃９を時刻＄１に配置し、その後、シンボル＃１０から＃１９を時刻＄２に配置するというように規則的に配置するものとする。

[0129] 同様に、シリアルパラレル変換部１４０２Ｂが入力とする重み付け後の信号１４０１Ｂのシンボルに対し、順番に、＃１、＃２、＃３、＃４、・・・と番号をふる。このとき、図１５（Ｂ）のように、シンボル＃１、＃２、＃３、＃４、・・・をキャリア０から順番に配置し、シンボル＃１から＃９を時刻＄１に配置し、その後、シンボル＃１０から＃１９を時刻＄２に配置するというように規則的に配置するものとする。

[0130] そして、図１５に示すシンボル群１５０１、シンボル群１５０２は、図６に示すプリコーディングウェイト切り替え方法を用いたときの１周期分のシンボルであり、シンボル＃０は図６のスロット４ｉのプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃１は図６のスロット４ｉ＋１のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃２は図６のスロット４ｉ＋２のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃３は図６のスロット４ｉ＋３のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルである。したがって、シンボル＃ｘにおいて、ｘ　ｍｏｄ　４が０のとき、シンボル＃ｘは図６のスロット４ｉのプリ

コーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　４が１のとき、シンボル＃ｘは図６のスロット４ｉ＋１のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　４が２のとき、シンボル＃ｘは図６のスロット４ｉ＋２のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　４が３のとき、シンボル＃ｘは図６のスロット４ｉ＋３のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルである。

[0131] このように、ＯＦＤＭ方式などのマルチキャリア伝送方式を用いた場合、シングルキャリア伝送のときとは異なり、シンボルを周波数軸方向に並べることができるという特徴を持つことになる。そして、シンボルの並べ方については、図１５のような並べ方に限ったものではない。他の例について、図１６、図１７を用いて説明する。

図１６は、図１５とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図１４の並び替え部１４０４Ａ、１４０４Ｂにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図１６（Ａ）は変調信号ｚ１のシンボルの並び替え方法、図１６（Ｂ）は変調信号ｚ２のシンボルの並び替え方法を示している。図１６（Ａ）（Ｂ）が図１５と異なる点は、変調信号ｚ１のシンボルの並び替え方法と変調信号ｚ２のシンボルの並び替え方法が異なる点であり、図１６（Ｂ）では、シンボル＃０から＃５をキャリア４からキャリア９に配置し、シンボル＃６から＃９をキャリア０から３に配置し、その後、同様の規則で、シンボル＃１０から＃１９を各キャリアに配置する。このとき、図１５と同様に、図１６に示すシンボル群１６０１、シンボル群１６０２は、図６示すプリコーディングウェイト切り替え方法を用いたときの１周期分のシンボルである。

[0132] 図１７は、図１５と異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図１４の並び替え部１４０４Ａ、１４０４Ｂにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図１７（Ａ）は変調信号ｚ１のシンボルの並び替え方法、図１７（Ｂ）は変調信号ｚ２のシンボルの並び替え方法を示している。図１７（Ａ）（Ｂ）が図１５と異なる点は、図１５では、シンボルをキャリアに順々

に配置しているのに対し、図１７では、シンボルをキャリアに順々に配置していない点である。当然であるが、図１７において、図１６と同様に、変調信号ｚ１のシンボルの並び替え方法と変調信号ｚ２の並び替え方法を異なるようにしてもよい。

[0133] 図１８、図１５～１７とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図１４の並び替え部１４０４Ａ、１４０４Ｂにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図１８（Ａ）は変調信号ｚ１のシンボルの並び替え方法、図１８（Ｂ）は変調信号ｚ２のシンボルの並び替え方法を示している。図１５～１７では、シンボルを周波数軸方向に並べているが、図１８ではシンボルを周波数、時間軸の両者を利用して配置している。

[0134] 図６では、プリコーディングウェイトの切り替えを４スロットで切り替える場合の例を説明したが、ここでは、８スロットで切り替える場合を例に説明する。図１８に示すシンボル群１８０１、シンボル群１８０２は、プリコーディングウェイト切り替え方法を用いたときの１周期分のシンボル（したがって、８シンボル）であり、　シンボル＃０はスロット８ｉのプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃１はスロット８ｉ＋１のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃２はスロット８ｉ＋２のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃３はスロット８ｉ＋３のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃４はスロット８ｉ＋４のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃５はスロット８ｉ＋５のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃６はスロット８ｉ＋６のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、シンボル＃７はスロット８ｉ＋７のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルである。したがって、シンボル＃ｘにおいて、ｘ　ｍｏｄ　８が０のとき、シンボル＃ｘはスロット８ｉのプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　８が１のとき、シンボル＃ｘはスロット８ｉ＋１のプリコーディングウェイトを用いたときの

シンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　８が２のとき、シンボル＃ｘはスロット８ｉ＋２のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　８が３のとき、シンボル＃ｘはスロット８ｉ＋３のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　８が４のとき、シンボル＃ｘはスロット８ｉ＋４のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　８が５のとき、シンボル＃ｘはスロット８ｉ＋５のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　８が６のとき、シンボル＃ｘはスロット８ｉ＋６のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルであり、ｘ　ｍｏｄ　８が７のとき、シンボル＃ｘはスロット８ｉ＋７のプリコーディングウェイトを用いたときのシンボルである。図１８のシンボルの並べ方では、時間軸方向に４スロット、周波数軸方向で２スロットの計４×２＝８スロットを用いて、１周期分のシンボルを配置しているが、このとき、１周期分のシンボルの数をｍ×ｎシンボル（つまり、プリコーディングウェイトはｍ×ｎ種類存在する。）１周期分のシンボルを配置するのに使用する周波数軸方向のスロット（キャリア数）をｎ、時間軸方向に使用するスロットをｍとすると、ｍ＞ｎとするとよい。これは、直接波の位相は、時間軸方向の変動は、周波数軸方向の変動と比較し、緩やかである。したがって、定常的な直接波の影響を小さくするために本実施の形態のプリコーディングウェイト変更を行うので、プリコーディングウェイトの変更を行う周期では直接波の変動を小さくしたい。したがって、ｍ＞ｎとするとよい。また、以上の点を考慮すると、周波数軸方向のみ、または、時間軸方向のみにシンボルを並び替えるより、図１８のように周波数軸と時間軸の両者を用いて並び換えを行うほうが、直接波は定常的になる可能性が高く、本発明の効果を得やすいという効果が得られる。ただし、周波数軸方向に並べると、周波数軸の変動が急峻であるため、ダイバーシチゲインを得ることが出来る可能性があるので、必ずしも周波数軸と時間軸の両者を用いて並び換えを行う方法が最適な方法であるとは限らない。

[0135]　図１９は、図１８とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における、図１４の

並び替え部１４０４Ａ、１４０４Ｂにおけるシンボルの並び替え方法の一例を示しており、図１９（Ａ）は変調信号ｚ１のシンボルの並び替え方法、図１９（Ｂ）は変調信号ｚ２のシンボルの並び替え方法を示している。図１９は、図１８と同様、シンボルを周波数、時間軸の両者を利用して配置しているが、図１８と異なる点は、図１８では、周波数方向を優先し、その後、時間軸方向にシンボルを配置しているのに対し、図１９では、時間軸方向を優先し、その後、周波数軸方向にシンボルを配置している点である。図１９において、シンボル群１９０１、シンボル群１９０２は、プリコーディング切り替え方法を用いたときの１周期分のシンボルである。

[0136] なお、図１８、図１９では、図１６と同様に、変調信号ｚ１のシンボルの配置方法と変調信号ｚ２のシンボル配置方法が異なるように配置しても同様に実施することができ、また、高い受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。また、図１８、図１９において、図１７のようにシンボルを順々に配置していなくても、同様に実施することができ、また、高い受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

[0137] 図２７は、上記とは異なる、横軸周波数、縦軸時間における図１４の並び替え部１４０４Ａ、１４０４Ｂにおけるシンボルの並び換え方法の一例を示している。式（３７）～式（４０）のような４スロットを用いて規則的にプリコーディング行列を切り替える場合を考える。図２７において特徴的な点は、周波数軸方向にシンボルを順に並べているが、時間軸方向に進めた場合、サイクリックにｎ（図２７の例ではｎ＝１）シンボルサイクリックシフトさせている点である。図２７における周波数軸方向のシンボル群２７１０に示した４シンボルにおいて、式（３７）～式（４０）のプリコーディング行列の切り替えを行うものとする。

[0138] このとき、＃０のシンボルでは式（３７）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃１では式（３８）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃２では式（３９）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃３では式（４０）のプリコーディング行列を用いたプリ

コーディングを行うものとする。

周波数軸方向のシンボル群２７２０についても同様に、＃４のシンボルでは式（３７）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃５では式（３８）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃６では式（３９）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃７では式（４０）のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

[0139] 時間＄１のシンボルにおいて、上記のようなプリコーディング行列の切り替えを行ったが、時間軸方向において、サイクリックシフトしているため、シンボル群２７０１、２７０２、２７０３、２７０４については以下のようにプリコーディング行列の切り替えを行うことになる。

時間軸方向のシンボル群２７０１では、＃０のシンボルでは式（３７）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃９では式（３８）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃１８では式（３９）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃２７では式（４０）のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

[0140] 時間軸方向のシンボル群２７０２では、＃２８のシンボルでは式（３７）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃１では式（３８）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃１０では式（３９）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃１９では式（４０）のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

[0141] 時間軸方向のシンボル群２７０３では、＃２０のシンボルでは式（３７）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃２９では式（３８）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃２では式（３９）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃１１では式（４０）のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

[0142] 時間軸方向のシンボル群２７０４では、＃１２のシンボルでは式（３７）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃２１では式（３８）

のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃３０では式（３９）のプリコーディング行列を用いたプリコーディング、＃３では式（４０）のプリコーディング行列を用いたプリコーディングを行うものとする。

[0143] 図２７においての特徴は、例えば＃１１のシンボルに着目した場合、同一時刻の周波数軸方向の両隣のシンボル（＃１０と＃１２）は、ともに＃１１とは異なるプリコーディング行列を用いてプリコーディングを行っているとともに、＃１１のシンボルの同一キャリアの時間軸方向の両隣のシンボル（＃２と＃２０）は、ともに＃１１とは異なるプリコーディング行列を用いてプリコーディングを行っていることである。そして、これは＃１１のシンボルに限ったものではなく、周波数軸方向および時間軸方向ともに両隣にシンボルが存在するシンボルすべてにおいて＃１１のシンボルと同様の特徴をもつことになる。これにより、効果的にプリコーディング行列を切り替えていることになり、直接波の定常的な状況に対する影響を受けづらくなるため、データの受信品質が改善される可能性が高くなる。

[0144] 図２７では、ｎ＝１として説明したが、これに限ったものではなく、ｎ＝３としても同様に実施することができる。また、図２７では、周波数軸にシンボルを並べ、時間が軸方向にすすむ場合、シンボルの配置の順番をサイクリックシフトするという特徴を持たせることで、上記の特徴を実現したが、シンボルをランダム（規則的であってもよい）に配置することで上記特徴を実現するような方法もある。

[0145] （実施の形態２）

実施の形態１では、図６に示すようなプリコーディングウェイトを規則的に切り替える場合について説明したが、本実施の形態では、図６のプリコーディングウェイトとは異なる具体的なプリコーディングウェイトの設計方法について説明する。

図６では、式（３７）～式（４０）のプリコーディングウェイトを切り替える方法を説明した。これを一般化した場合、プリコーディングウェイトは以下のように変更することができる。（ただし、プリコーディングウェイト

の切り替え周期は４とし、式（３７）～式（４０）と同様の記載を行う。）

シンボル番号４ｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0146] [数42]

$$\begin{pmatrix} z1(4i) \\ z2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(42)}$$

[0147] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号４ｉ＋１のとき：

[0148] [数43]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+1) \\ z2(4i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+1)} & e^{j(\theta_{11}(4i+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+1)} & e^{j(\theta_{21}(4i+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+1) \\ s2(4i+1) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(43)}$$

[0149] シンボル番号４ｉ＋２のとき：

[0150] [数44]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+2) \\ z2(4i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+2)} & e^{j(\theta_{11}(4i+2)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i+2)} & e^{j(\theta_{21}(4i+2)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+2) \\ s2(4i+2) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(44)}$$

[0151] シンボル番号４ｉ＋３のとき：

[0152] [数45]

$$\begin{pmatrix} z1(4i+3) \\ z2(4i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i+3)} & e^{j(\theta_{11}(4i+3)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i-3)} & e^{j(\theta_{21}(4i+3)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i+3) \\ s2(4i+3) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(45)}$$

[0153] そして、式（３６）および式（４１）から、受信ベクトルをＲ（ｔ）＝（ｒ１（ｔ），ｒ２（ｔ））^{T}を以下のようにあらわすことができる。

シンボル番号４ｉのとき：

[0154] [数46]

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} h_{11}(4i) & h_{12}(4i) \\ h_{21}(4i) & h_{22}(4i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(46)}$$

[0155] シンボル番号４ｉ＋１のとき：

[0156] [数47]

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

・・・式(47)

[0157] シンボル番号４ｉ＋２のとき：

[0158] [数48]

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

・・・式(48)

[0159] シンボル番号４ｉ＋３のとき：

[0160] [数49]

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

・・・式(49)

[0161] このとき、チャネル要素$h_{11}(t)$、$h_{12}(t)$、$h_{21}(t)$、$h_{22}(t)$において、直接波の成分しか存在しないと仮定し、その直接波の成分の振幅成分は全て等しく、また、時間において、変動が起こらないとする。すると、式（４６）～式（４９）は以下のようにあらわすことができる。

シンボル番号４ｉのとき：

[0162] [数50]

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \text{・・・式(50)}$$

[0163] シンボル番号４ｉ＋１のとき：

[0164] [数51]

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

・・・式(51)

[0165] シンボル番号４ｉ＋２のとき：

[0166] [数52]

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

・・・式(52)

[0167] シンボル番号４ｉ＋３のとき：

[0168] [数53]

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

・・・式(53)

[0169] ただし、式（５０）～式（５３）において、Ａは正の実数であり、ｑは複素数であるものとする。このＡ及びｑの値は、送信装置と受信装置との位置関係に応じて決まる。そして、式（５０）～式（５３）を以下のようにあらわすものとする。

シンボル番号４ｉのとき：

[0170] [数54]

$$\begin{pmatrix} r1(4i) \\ r2(4i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(4i)} & e^{j(\theta_{11}(4i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(4i)} & e^{j(\theta_{21}(4i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(4i) \\ s2(4i) \end{pmatrix} \quad \text{・・・式(54)}$$

[0171] シンボル番号４ｉ＋１のとき：

[0172] [数55]

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

・・・式(55)

[0173] シンボル番号４ｉ＋２のとき：

[0174]

[数56]

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

・・・式(56)

[0175] シンボル番号４ｉ＋３のとき：

[0176] [数57]

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

・・・式(57)

[0177] すると、ｑが以下のようにあらわされるとき、ｒ１、ｒ２に、ｓ１またはｓ２のいずれか一方に基づく信号成分が含まれなくなるため、ｓ１、ｓ２のいずれかの信号を得ることができなくなる。

シンボル番号４ｉのとき：

[0178] [数58]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i))}, -Ae^{j(\theta_{11}(4i)-\theta_{21}(4i)-\delta)} \quad \text{・・・式(58)}$$

[0179] シンボル番号４ｉ＋１のとき：

[0180] [数59]

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

[0181] シンボル番号４ｉ＋２のとき：

[0182] [数60]

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

[0183] シンボル番号４ｉ＋３のとき：

[0184]

[数61]

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

[0185] このとき、シンボル番号４ｉ、４ｉ＋１、４ｉ＋２、４ｉ＋３において、ｑが同一の解をもつと、直接波のチャネル要素は大きな変動がないため、ｑの値が上記の同一解と等しいチャネル要素を有する受信装置は、いずれのシンボル番号においても、良好な受信品質を得ることができなくなるため、誤り訂正符号を導入しても、誤り訂正能力を得ることが難しい。したがって、ｑが同一の解をもたないためには、ｑの２つの解のうち、δを含まないほうの解に着目すると、式（５８）～式（６１）から、以下の条件が必要となる。

[0186] [数62]

<条件#1>

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

[0187] （ｘは０，１，２，３であり、ｙは０，１，２，３であり、ｘ≠ｙである。）

条件＃１を満たす例として、

（例＃１）

＜１＞　θ_{11}（４ｉ）＝θ_{11}（４ｉ＋１）＝θ_{11}（４ｉ＋２）＝θ_{11}（４ｉ＋３）＝０ラジアン

とし、

＜２＞　θ_{21}（４ｉ）＝０ラジアン

＜３＞　θ_{21}（４ｉ＋１）＝π／２ラジアン

＜４＞　θ_{21}（４ｉ＋２）＝πラジアン

＜５＞　θ_{21}（４ｉ＋３）＝３π／２ラジアン

と設定する方法が考えられる。（上記は例であり、（θ_{21}（４ｉ），θ_{21}（４ｉ＋１），θ_{21}（４ｉ＋２），θ_{21}（４ｉ＋３））のセットには、０ラジアン、π／２ラジアン、πラジアン、３π／２ラジアンが一つずつ存在すれ

ばよい。）このとき、特に、＜１＞の条件があると、ベースバンド信号ｓ１（ｔ）に対し、信号処理（回転処理）を与える必要がないため、回路規模の削減を図ることができるという利点がある。別の例として、

（例＃２）

＜６＞　θ_{11}（４ｉ）＝０ラジアン

＜７＞　θ_{11}（４ｉ＋１）＝π／２ラジアン

＜８＞　θ_{11}（４ｉ＋２）＝πラジアン

＜９＞　θ_{11}（４ｉ＋３）＝３π／２ラジアン

とし、

＜１０＞　θ_{21}（４ｉ）＝θ_{21}（４ｉ＋１）＝θ_{21}（４ｉ＋２）＝θ_{21}（４ｉ＋３）＝０　ラジアン

と設定する方法も考えられる。（上記は例であり、（θ_{11}（４ｉ），θ_{11}（４ｉ＋１），θ_{11}（４ｉ＋２），θ_{11}（４ｉ＋３））のセットには、０ラジアン、π／２ラジアン、πラジアン、３π／２ラジアンが一つずつ存在すればよい。）このとき、特に、＜６＞の条件があると、ベースバンド信号ｓ２（ｔ）に対し、信号処理（回転処理）を与える必要がないため、回路規模の削減を図ることができるという利点がある。さらに別の例として、以下をあげる。

（例＃３）

＜１１＞　θ_{11}（４ｉ）＝θ_{11}（４ｉ＋１）＝θ_{11}（４ｉ＋２）＝θ_{11}（４ｉ＋３）＝０　ラジアン

とし、

＜１２＞　θ_{21}（４ｉ）＝０ラジアン

＜１３＞　θ_{21}（４ｉ＋１）＝π／４ラジアン

＜１４＞　θ_{21}（４ｉ＋２）＝π／２ラジアン

＜１５＞　θ_{21}（４ｉ＋３）＝３π／４ラジアン

（上記は例であり、（θ_{21}（４ｉ），θ_{21}（４ｉ＋１），θ_{21}（４ｉ＋２），θ_{21}（４ｉ＋３））のセットには、０ラジアン、π／４ラジアン、π／２

ラジアン、３π／４ラジアンが一つずつ存在すればよい。）

（例＃４）

＜１６＞　θ_{11}（４ｉ）＝０ラジアン

＜１７＞　θ_{11}（４ｉ＋１）＝π／４ラジアン

＜１８＞　θ_{11}（４ｉ＋２）＝π／２ラジアン

＜１９＞　θ_{11}（４ｉ＋３）＝３π／４ラジアン

とし、

＜２０＞　θ_{21}（４ｉ）＝θ_{21}（４ｉ＋１）＝θ_{21}（４ｉ＋２）＝θ_{21}（４ｉ＋３）＝０　ラジアン

（上記は例であり、（θ_{11}（４ｉ），θ_{11}（４ｉ＋１），θ_{11}（４ｉ＋２），θ_{11}（４ｉ＋３））のセットには、０ラジアン、π／４ラジアン、π／２ラジアン、３π／４ラジアンが一つずつ存在すればよい。）

なお、４つの例をあげたが、条件＃１を満たす方法はこれに限ったものではない。

[0188] 次に、θ_{11}、θ_{12}のみだけではなく、λ、δについての設計要件について説明する。λについては、ある値に設定すればよく、要件としては、δについての要件を与える必要がある。そこで、λを０ラジアンとした場合のδの設定方法について説明する。

この場合、δに対し、π／２ラジアン≦｜δ｜≦πラジアン、とすると、特に、ＬＯＳ環境において、良好な受信品質を得ることができる。

[0189] ところで、シンボル番号４ｉ、４ｉ＋１、４ｉ＋２、４ｉ＋３において、それぞれ、悪い受信品質となるｑは２点存在する。したがって、２×４＝８点の点が存在することになる。ＬＯＳ環境において、特定の受信端末において受信品質が劣化することを防ぐためには、これら８点がすべて異なる解であるとよい。この場合、＜条件＃１＞に加え、＜条件＃２＞の条件が必要となる。

[0190]

[数63]

<条件#2>

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

かつ

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

[0191] 加えて、これら８点の位相が均一に存在するとよい。（直接波の位相は、一様分布となる可能性が高いと考えられるので）以下では、この要件を満たすδの設定方法について説明する。

（例＃１）（例＃２）の場合、δを±３π／４ラジアンと設定することで、受信品質の悪い点を、位相が均一に存在するようになる。例えば、（例＃１）とし、δを３π／４ラジアンとすると、（Ａは正の実数とする）図２０のように、４スロットに１回受信品質が悪くなる点が存在する。（例＃３）（例＃４）の場合、δを±πラジアンと設定することで、受信品質の悪い点を、位相が均一に存在するようになる。例えば、（例＃３）とし、δをπラジアンとすると図２１のように、４スロットに１回受信品質が悪くなる点が存在する。（チャネル行列Ｈにおける要素ｑが、図２０、図２１に示す点に存在すると、受信品質が劣化することになる。）

以上のようにすることで、ＬＯＳ環境において、良好な受信品質を得ることができる。上記では、４スロット周期で、プリコーディングウェイトを変更する例で説明したが、以下では、Ｎスロット周期で、プリコーディングウェイトを変更する場合について説明する。実施の形態１、および、上述の説明と同様に考えると、シンボル番号に対し、以下であらわされるような処理を行うことになる。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0192] [数64]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(62)}$$

[0193] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0194] [数65]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(63)}$$

[0195] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0196] [数66]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+k) \\ z2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(64)}$$

[0197] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0198] [数67]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+N-1) \\ z2(Ni+N-1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+N-1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+N-1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+N-1) \\ s2(Ni+N-1) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(65)}$$

[0199] よって、ｒ１、ｒ２は以下のようにあらわされる。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0200]

[数68]

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

・・・式(66)

[0201] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0202] [数69]

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

・・・式(67)

[0203] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0204] [数70]

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

・・・式(68)

[0205] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0206] [数71]

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

・・・式(69)

[0207] このとき、チャネル要素$h_{11}(t)$、$h_{12}(t)$、$h_{21}(t)$、$h_{22}(t)$において、直接波の成分しか存在しないと仮定し、その直接波の成分の振幅成分は全て等しく、また、時間において、変動が起こらないとする。すると、式（６６）～式（６９）は以下のようにあらわすことができる。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0208] [数72]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(70)}$$

[0209] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0210] [数73]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+1) \\ r2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(71)}$$

[0211] ・
・
・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0212] [数74]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni+k) \\ r2(Ni+k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{11}(Ni+k)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni+k)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+k)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+k) \\ s2(Ni+k) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(72)}$$

[0213] ・
・
・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0214] [数75]

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

・・・式（73）

[0215] ただし、式（７０）～式（７３）において、Ａは実数であり、ｑは複素数であるものとする。このＡ及びｑの値は、送信装置と受信装置との位置関係に応じて決まる。そして、式（７０）～式（７３）を以下のようにあらわすものとする。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0216] [数76]

$$\begin{pmatrix} r1(Ni) \\ r2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \cdots式(74)$$

[0217] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0218] [数77]

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

・・・式（75）

[0219]

・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0220] [数78]

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

・・・式（76）

[0221] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0222] [数79]

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

・・・式(77)

[0223] すると、ｑが以下のようにあらわされるとき、ｒ１、ｒ２に、ｓ１またはｓ２のいずれか一方に基づく信号成分が含まれなくなるため、ｓ１、ｓ２のいずれかの信号を得ることができなくなる。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0224] [数80]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -Ae^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)} \quad \text{・・・式(78)}$$

[0225] シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0226] [数81]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -Ae^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)} \quad \text{・・・式(79)}$$

[0227] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0228] [数82]

$$q = -Ae^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni-k))}, -Ae^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)} \quad \text{・・・式(80)}$$

[0229] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0230] [数83]

$$q=-Ae^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1))},-Ae^{j(\theta_{11}(Ni+N-1)-\theta_{21}(Ni+N-1)-\delta)} \quad \cdots \text{式(81)}$$

[0231] このとき、シンボル番号Ｎ～Ｎｉ＋Ｎ－１において、ｑが同一の解をもつと、直接波のチャネル要素は大きな変動がないため、ｑの値が上記の同一解と等しい受信装置は、いずれのシンボル番号においても、良好な受信品質を得ることができなくなるため、誤り訂正符号を導入しても、誤り訂正能力を得ることが難しい。したがって、ｑが同一の解をもたないためには、ｑの２つの解のうち、δを含まないほうの解に着目すると、式（７８）～式（８１）から、以下の条件が必要となる。

[0232] [数84]

<条件#3>

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

[0233] （ｘは０，１，２，・・・，Ｎ－２，Ｎ－１であり、ｙは０，１，２，・・・，Ｎ－２，Ｎ－１（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、ｘ≠ｙである。）

次に、θ_{11}、θ_{12}のみだけではなく、λ、δについての設計要件について説明する。λについては、ある値に設定すればよく、要件としては、δについての要件を与える必要がある。そこで、λを０ラジアンとした場合のδの設定方法について説明する。

[0234] この場合、４スロット周期でプリコーディングウェイトを変更する方法のときと同様に、δに対し、π／２ラジアン≦｜δ｜≦πラジアン、とすると、特に、ＬＯＳ環境において、良好な受信品質を得ることができる。

シンボル番号Ｎｉ～Ｎｉ＋Ｎ－１において、それぞれ、悪い受信品質とな

るｑは２点存在する、したがって、２Ｎ点の点が存在することになる。ＬＯＳ環境において、良好な特性を得るためには、これら２Ｎ点がすべて異なる解であるとよい。この場合、＜条件＃３＞に加え、＜条件＃４＞の条件が必要となる。

[0235] [数85]

＜条件#4＞

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

かつ

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

[0236] 加えて、これら２Ｎ点の位相が均一に存在するとよい。（各受信装置における直接波の位相は、一様分布となる可能性が高いと考えられるので）

以上のように、ＭＩＭＯ伝送システムの送信装置が複数アンテナから複数の変調信号を送信する際、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替えを規則的に行うことで、直接波が支配的なＬＯＳ環境において、従来の空間多重ＭＩＭＯ伝送を用いるときと比べ、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

[0237] 本実施の形態において、受信装置の構成は、実施の形態１で説明したとおりであり、特に、受信装置の構成については、アンテナ数を限定して、動作を説明したが、アンテナ数が増えても、同様に実施することができる。つまり、受信装置におけるアンテナ数は、本実施の形態の動作、効果に影響を与えるものではない。また、本実施の形態では、実施の形態１と同様に、誤り訂正符号は限定されるものではない。

[0238] また、本実施の形態では、実施の形態１と対比させ、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更方法について説明したが、実施の形態１で説明したように、マルチキャリア伝送方式を用い、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイト変更方法しても同様に実施することができる。また、本実施の形態では、データシンボル以外のシンボル、例えば、パイロットシンボル（プリアンブル、ユニークワー

ド等）、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。

[0239] （実施の形態３）

実施の形態１、実施の形態２では、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方式において、プリコーディングウェイトの行列の各要素の振幅が等しい場合について説明したが、本実施の形態では、この条件を満たさない例について説明する。

実施の形態２と対比するために、Ｎスロット周期で、プリコーディングウェイトを変更する場合について説明する。実施の形態１、および、実施の形態２と同様に考えると、シンボル番号に対し、以下であらわされるような処理を行うことになる。ただし、βは正の実数とし、β≠１とする。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0240] [数86]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni) \\ z2(Ni) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni)} & e^{j(\theta_{21}(Ni)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni) \\ s2(Ni) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(82)}$$

[0241] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0242] [数87]

$$\begin{pmatrix} z1(Ni+1) \\ z2(Ni+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(Ni+1)} & \beta \times e^{j(\theta_{11}(Ni+1)+\lambda)} \\ \beta \times e^{j\theta_{21}(Ni+1)} & e^{j(\theta_{21}(Ni+1)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(Ni+1) \\ s2(Ni+1) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(83)}$$

[0243] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0244] [数88]

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

・・・式(84)

[0245] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0246] [数89]

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

・・・式(85)

[0247] よって、ｒ１、ｒ２は以下のようにあらわされる。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0248] [数90]

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

・・・式(86)

[0249] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0250] [数91]

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

・・・式(87)

[0251] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0252] [数92]

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

・・・式（88）

[0253] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0254] [数93]

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

・・・式（89）

[0255] このとき、チャネル要素ｈ$_{11}$（ｔ）、ｈ$_{12}$（ｔ）、ｈ$_{21}$（ｔ）、ｈ$_{22}$（ｔ）において、直接波の成分しか存在しないと仮定し、その直接波の成分の振幅成分は全て等しく、また、時間において、変動が起こらないとする。すると、式（８６）～式（８９）は以下のようにあらわすことができる。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0256] [数94]

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

・・・式（90）

[0257] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0258] [数95]

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

・・・式(91)

[0259] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0260] [数96]

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

・・・式(92)

[0261] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0262] [数97]

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

・・・式(93)

[0263] ただし、式（９０）～式（９３）において、Ａは実数であり、ｑは複素数であるものとする。そして、式（９０）～式（９３）を以下のようにあらわすものとする。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0264] [数98]

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

・・・式(94)

[0265] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0266] [数99]

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

・・・式(95)

[0267] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0268] [数100]

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

・・・式(96)

[0269] ・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0270]

[数101]

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

・・・式(97)

[0271] すると、ｑが以下のようにあらわされるとき、ｓ１、ｓ２のいずれかの信号を得ることができなくなる。

シンボル番号Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0272] [数102]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni)-\theta_{21}(Ni)-\delta)} \quad \text{・・・式(98)}$$

[0273] シンボル番号Ｎｉ＋１のとき：

[0274] [数103]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+1)-\theta_{21}(Ni+1)-\delta)} \quad \text{・・・式(99)}$$

[0275]

・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0276] [数104]

$$q = -\frac{A}{\beta} e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k))}, -A\beta e^{j(\theta_{11}(Ni+k)-\theta_{21}(Ni+k)-\delta)} \quad \text{・・・式(100)}$$

[0277]

・

・

・

シンボル番号Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0278] [数105]

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

…式(101)

[0279] このとき、シンボル番号Ｎ～Ｎｉ＋Ｎ－１において、ｑが同一の解をもつと、直接波のチャネル要素は大きな変動がないため、いずれのシンボル番号においても、良好な受信品質を得ることができなくなるため、誤り訂正符号を導入しても、誤り訂正能力を得ることが難しい。したがって、ｑが同一の解をもたないためには、ｑの２つの解のうち、δを含まないほうの解に着目すると、式（９８）～式（１０１）から、以下の条件が必要となる。

[0280] [数106]

<条件#5>

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

[0281] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、ｘ≠ｙである。）

次に、θ_{11}、θ_{12}のみだけではなく、λ、δについての設計要件について説明する。λについては、ある値に設定すればよく、要件としては、δについての要件を与える必要がある。そこで、λを０ラジアンとした場合のδの設定方法について説明する。

[0282] この場合、４スロット周期でプリコーディングウェイトを変更する方法のときと同様に、δに対し、π／２ラジアン≦｜δ｜≦πラジアン、とすると、特に、ＬＯＳ環境において、良好な受信品質を得ることができる。

シンボル番号Ｎｉ～Ｎｉ＋Ｎ－１において、それぞれ、悪い受信品質となるｑは２点存在する、したがって、２Ｎ点の点が存在することになる。ＬＯＳ環境において、良好な特性を得るためには、これら２Ｎ点がすべて異なる解であるとよい。この場合、＜条件＃５＞に加え、βは正の実数とし、β≠１であることを考慮すると、＜条件＃６＞の条件が必要となる。

[0283] [数107]

<条件#6>

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

[0284] 以上のように、ＭＩＭＯ伝送システムの送信装置が複数アンテナから複数の変調信号を送信する際、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替えを規則的に行うことで、直接波が支配的なＬＯＳ環境において、従来の空間多重ＭＩＭＯ伝送を用いるときと比べ、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

本実施の形態において、受信装置の構成は、実施の形態１で説明したとおりであり、特に、受信装置の構成については、アンテナ数を限定して、動作を説明したが、アンテナ数が増えても、同様に実施することができる。つまり、受信装置におけるアンテナ数は、本実施の形態の動作、効果に影響を与えるものではない。また、本実施の形態では、実施の形態１と同様に、誤り訂正符号は限定されるものではない。

[0285] また、本実施の形態では、実施の形態１と対比させ、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更方法について説明したが、実施の形態１で説明したように、マルチキャリア伝送方式を用い、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイト変更方法しても同様に実施することができる。また、本実施の形態では、データシンボル以外のシンボル、例えば、パイロットシンボル（プリアンブル、ユニークワード等）、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。

[0286] （実施の形態４）

実施の形態３では、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方式において、プリコーディングウェイトの行列の各要素の振幅を１とβの２種類の場合を例に説明した。

なお、ここでは、

[0287] [数108]

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

[0288] は無視している。

続いて、βの値をスロットで切り替える場合の例について説明する。

実施の形態３と対比するために、２×Ｎスロット周期で、プリコーディングウェイトを変更する場合について説明する。

実施の形態１、実施の形態２、実施の形態３と同様に考えると、シンボル番号に対し、以下であらわされるような処理を行うことになる。ただし、βは正の実数とし、β≠１とする。また、αは正の実数とし、α≠βとする。

シンボル番号２Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0289] [数109]

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

・・・式(102)

[0290] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号２Ｎｉ＋１のとき：

[0291] [数110]

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

・・・式(103)

[0292]

・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0293] [数111]

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

・・・式(104)

[0294] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0295] [数112]

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

・・・式(105)

[0296] シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0297] [数113]

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

・・・式(106)

[0298] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋１のとき：

[0299] [数114]

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

・・・式(107)

[0300] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ

－１以下の整数））のとき：

[0301] [数115]

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

・・・式(108)

[0302] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋２Ｎ－１のとき：

[0303] [数116]

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

・・・式(109)

[0304] よって、ｒ１、ｒ２は以下のようにあらわされる。

シンボル番号２Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0305] [数117]

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

・・・式(110)

[0306] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号２Ｎｉ＋１のとき：

[0307] [数118]

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

・・・式(111)

[0308] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0309] [数119]

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

・・・式(112)

[0310] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0311] [数120]

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

・・・式(113)

[0312] シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0313] [数121]

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

・・・式(114)

[0314] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋１のとき：

[0315] [数122]

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

・・・式(115)

[0316] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0317] [数123]

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

・・・式(116)

[0318] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋２Ｎ－１のとき：

[0319] [数124]

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

・・・式(117)

[0320] このとき、チャネル要素ｈ１１（ｔ）、ｈ１２（ｔ）、ｈ２１（ｔ）、ｈ２２（ｔ）において、直接波の成分しか存在しないと仮定し、その直接波の成分の振幅成分は全て等しく、また、時間において、変動が起こらないとする。すると、式（１１０）～式（１１７）は以下のようにあらわすことができる。

シンボル番号２Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0321] [数125]

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

・・・式(118)

[0322] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号２Ｎｉ＋１のとき：

[0323] [数126]

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

・・・式（119）

[0324] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0325] [数127]

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

・・・式（120）

[0326] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0327] [数128]

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

・・・式（121）

[0328] シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0329]

[数129]

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

・・・式(122)

[0330] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋１のとき：

[0331] [数130]

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

・・・式(123)

[0332] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0333] [数131]

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

・・・式(124)

[0334] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋２Ｎ－１のとき：

[0335] [数132]

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

・・・式(125)

[0336] ただし、式（１１８）～式（１２５）において、Ａは実数であり、ｑは複素数であるものとする。そして、式（１１８）～式（１２５）を以下のようにあらわすものとする。

シンボル番号２Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0337] [数133]

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

・・・式(126)

[0338] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号２Ｎｉ＋１のとき：

[0339] [数134]

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

・・・式(127)

[0340]

・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0341] [数135]

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

・・・式(128)

[0342]

・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0343] [数136]

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

・・・式(129)

[0344] シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0345] [数137]

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

・・・式(130)

[0346] ただし、ｊは虚数単位。

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋１のとき：

[0347] [数138]

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

・・・式(131)

[0348] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0349] [数139]

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

・・・式(132)

[0350] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋２Ｎ－１のとき：

[0351] [数140]

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

・・・式(133)

[0352] すると、ｑが以下のようにあらわされるとき、ｓ１、ｓ２のいずれかの信号を得ることができなくなる。

シンボル番号２Ｎｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0353] [数141]

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

・・・式(134)

[0354] シンボル番号２Ｎｉ＋１のとき：

[0355] [数142]

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

・・・式(135)

[0356] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0357] [数143]

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

・・・式(136)

[0358] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ－１のとき：

[0359] [数144]

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

・・・式(137)

[0360] シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0361] [数145]

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

・・・式(138)

[0362] シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋１のとき：

[0363] [数146]

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

・・・式(139)

[0364] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋Ｎ＋ｋ（ｋ＝０、１、・・・、Ｎ－１（ｋは０以上Ｎ－１以下の整数））のとき：

[0365] [数147]

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

・・・式(140)

[0366] ・

・

・

シンボル番号２Ｎｉ＋２Ｎ－１のとき：

[0367] [数148]

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

・・・式（141）

[0368] このとき、シンボル番号２Ｎｉ～２Ｎｉ＋Ｎ－１において、ｑが同一の解をもつと、直接波のチャネル要素は大きな変動がないため、いずれのシンボル番号においても、良好な受信品質を得ることができなくなるため、誤り訂正符号を導入しても、誤り訂正能力を得ることが難しい。したがって、ｑが同一の解をもたないためには、ｑの２つの解のうち、δを含まないほうの解に着目すると、式（１３４）～式（１４１）および、α≠βより、＜条件＃７＞または＜条件＃８＞が必要となる。

[0369] [数149]

＜条件#7＞

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

（xは0，1，2，・・・，Ｎ－2，Ｎ－1であり、
yは0，1，2，・・・，Ｎ－2，Ｎ－1であり、x≠yである。）

かつ

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

（xは0，1，2，・・・，Ｎ－2，Ｎ－1であり、
yは0，1，2，・・・，Ｎ－2，Ｎ－1であり、x≠yである。）

[0370]

[数150]

<条件#8>

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

[0371] このとき、＜条件＃８＞は、実施の形態１～実施の形態３で述べた条件と、同様の条件であるが、＜条件＃７＞は、$\alpha \neq \beta$であるが故に、ｑの２つの解のうち、δを含まないほうの解は、異なる解を持つことになる。

次に、θ_{11}、θ_{12}のみだけではなく、λ、δについての設計要件について説明する。λについては、ある値に設定すればよく、要件としては、δについての要件を与える必要がある。そこで、λを０ラジアンとした場合のδの設定方法について説明する。

[0372] この場合、４スロット周期でプリコーディングウェイトを変更する方法のときと同様に、δに対し、π／２ラジアン≦｜δ｜≦πラジアン、とすると、特に、ＬＯＳ環境において、良好な受信品質を得ることができる。

シンボル番号２Ｎｉ～２Ｎｉ＋２Ｎ－１において、それぞれ、悪い受信品質となるｑは２点存在する、したがって、４Ｎ点の点が存在することになる。ＬＯＳ環境において、良好な特性を得るためには、これら４Ｎ点がすべて異なる解であるとよい。このとき、振幅に着目すると、＜条件＃７＞または＜条件＃８＞に対して、$\alpha \neq \beta$であるので以下の条件が必要となる。

[0373] [数151]

<条件#9>

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

[0374] 以上のように、ＭＩＭＯ伝送システムの送信装置が複数アンテナから複数の変調信号を送信する際、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替えを規則的に行うことで、直接波が支配的なＬＯＳ環境において、従来の空間多重ＭＩＭＯ伝送を用いるときと比べ、伝送品質が

向上するという効果を得ることができる。

本実施の形態において、受信装置の構成は、実施の形態１で説明したとおりであり、特に、受信装置の構成については、アンテナ数を限定して、動作を説明したが、アンテナ数が増えても、同様に実施することができる。つまり、受信装置におけるアンテナ数は、本実施の形態の動作、効果に影響を与えるものではない。また、本実施の形態では、実施の形態１と同様に、誤り訂正符号は限定されるものではない。

[0375] また、本実施の形態では、実施の形態１と対比させ、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更方法について説明したが、実施の形態１で説明したように、マルチキャリア伝送方式を用い、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイト変更方法しても同様に実施することができる。また、本実施の形態では、データシンボル以外のシンボル、例えば、パイロットシンボル（プリアンブル、ユニークワード等）、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。

[0376] （実施の形態５）

実施の形態１～実施の形態４では、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法について説明したが、本実施の形態では、その変形例について説明する。

実施の形態１～実施の形態４では、プリコーディングウェイトを図６のように規則的に切り替える方法について説明した。本実施の形態では、図６とは異なる規則的にプリコーディングウェイトを切り替える方法について説明する。

[0377] 図６と同様に、４つの異なるプリコーディングウェイト（行列）を切り替える方式で、図６とは異なる切り替え方法に関する図を図２２に示す。図２２において、４つの異なるプリコーディングウェイト（行列）をＷ１、Ｗ２、Ｗ３、Ｗ４とあらわすものとする。（例えば、Ｗ１を式（３７）におけるプリコーディングウェイト（行列）、Ｗ２を式（３８）におけるプリコーデ

ィングウェイト（行列）、Ｗ３を式（３９）におけるプリコーディングウェイト（行列）、Ｗ４を式（４０）におけるプリコーディングウェイト（行列）とする。）そして、図３と図６と同様に動作するものについては同一符号を付している。図２２において、固有な部分は、

・第１の周期２２０１、第２の周期２２０２、第３の周期２２０３、・・・はすべて、４スロットで構成されている。

・４スロットではスロットごとに異なるプリコーディングウェイト行列、つまり、Ｗ１、Ｗ２、Ｗ３、Ｗ４をそれぞれ１度用いる。

・第１の周期２２０１、第２の周期２２０２、第３の周期２２０３、・・・において、必ずしもＷ１、Ｗ２、Ｗ３、Ｗ４の順番を同一とする必要がない。

である。これを実現するために、プリコーディングウェイト生成部２２００は重み付け方法に関する信号を入力とし、各周期における順番にしたがったプリコーディングウェイトに関する情報２２１０を出力する。そして、重み付け合成部６００は、この信号と、ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）を入力とし、重み付け合成を行い、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）を出力する。

[0378] 図２３は、上述のプリコーディング方法に対し、図２２とは重み付け合成方法を示している。図２３において、図２２の異なる点は、重み付け合成部以降に並び換え部を配置し、信号の並び換えを行うことで、図２２と同様な方法を実現している点である。

図２３において、プリコーディングウェイト生成部２２００は、重み付け方法に関する情報３１５を入力とし、プリコーディングウェイトＷ１、Ｗ２、Ｗ３、Ｗ４、Ｗ１、Ｗ２、Ｗ３、Ｗ４、・・・の順にプリコーディングウェイトの情報２２１０を出力する。したがって、重み付け合成部６００は、プリコーディングウェイトＷ１、Ｗ２、Ｗ３、Ｗ４、Ｗ１、Ｗ２、Ｗ３、Ｗ４、・・・の順にプリコーディングウェイトを用い、プリコーディング後の信号２３００Ａ、２３００Ｂを出力する。

[0379] 並び替え部２３００は、プリコーディング後の信号２３００Ａ、２３００

Ｂを入力とし、図２３の第１の周期２２０１、第２の周期２２０２、第３の周期２２０３の順番となるように、プリコーディング後の信号２３００Ａ、２３００Ｂについて並び換えを行い、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）を出力する。

なお、上述では、プリコーディングウェイトの切り替え周期を図６と比較するために４として説明したが、実施の形態１～実施の形態４のように、周期４以外のときでも同様に実施することが可能である。

また、実施の形態１～実施の形態４、および、上述のプリコーディング方法において、周期内では、δ、βの値をスロットごとに同一であるとして説明したが、スロットごとにδ、βの値を切り替えるようにしてもよい。

[0380] 以上のように、ＭＩＭＯ伝送システムの送信装置が複数アンテナから複数の変調信号を送信する際、時間とともにプリコーディングウェイトを切り替えるとともに、切り替えを規則的に行うことで、直接波が支配的なＬＯＳ環境において、従来の空間多重ＭＩＭＯ伝送を用いるときと比べ、伝送品質が向上するという効果を得ることができる。

本実施の形態において、受信装置の構成は、実施の形態１で説明したとおりであり、特に、受信装置の構成については、アンテナ数を限定して、動作を説明したが、アンテナ数が増えても、同様に実施することができる。つまり、受信装置におけるアンテナ数は、本実施の形態の動作、効果に影響を与えるものではない。また、本実施の形態では、実施の形態１と同様に、誤り訂正符号は限定されるものではない。

[0381] また、本実施の形態では、実施の形態１と対比させ、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更方法について説明したが、実施の形態１で説明したように、マルチキャリア伝送方式を用い、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイト変更方法しても同様に実施することができる。また、本実施の形態では、データシンボル以外のシンボル、例えば、パイロットシンボル（プリアンブル、ユニークワード等）、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。

[0382] （実施の形態６）

実施の形態１～４において、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法について述べたが、本実施の形態では、実施の形態１～４で述べた内容を含め、再度、プリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法について説明する。

ここでは、まず、LOS環境を考慮した、通信相手からのフィードバックが存在しないプリコーディングを適用した空間多重型の2x2MIMOシステムのプリコーディング行列の設計方法について述べる。

[0383] 図３０は、通信相手からのフィードバックが存在しないプリコーディングを適用した空間多重型の2x2MIMOシステムモデルを示している。情報ベクトルzは、符号化およびインタリーブが施される。そして、インタリーブの出力として、符号化後ビットのベクトルu(p)=($u_1(p)$,$u_2(p)$)が得られる（pはスロット時間である。）。ただし、$u_i(p)=(u_{i1}(p)\cdots,u_{ih}(p))$とする（h:シンボル当たりの送信ビット数）。変調後（マッピング後）の信号をs(p)=(s1(p),s2(p))^{T}とすると、プリコーディング行列をF(p)とするとプリコーディング後の信号x(p)=($x_1(p)$,$x_2(p)$)^{T}は次式であらわされる。

[0384] [数152]

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

[0385] したがって、受信ベクトルをy(p)=($y_1(p)$, $y_2(p)$)^{T}とすると、次式であらわされる。

[0386] [数153]

$$\mathbf{y}(p)=\begin{pmatrix}y_1(p),y_2(p)\end{pmatrix}^T=\mathbf{H}(p)\mathbf{F}(p)\mathbf{s}(p)+\mathbf{n}(p) \quad \cdots\text{式(143)}$$

[0387] このとき、H(p)はチャネル行列、n(p)=($n_1(p)$,$n_2(p)$)^{T}はノイズベクトルであり、$n_i(p)$は平均値0、分散σ^2のi.i.d.複素ガウス雑音である。そして、ライ

スファクタをKとしたとき、上式は、以下のようにあらわすことができる。

[0388] [数154]

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

・・・式(144)

[0389] このとき、$H_d(p)$は直接波成分のチャネル行列、$H_s(p)$は散乱波成分のチャネル行列である。したがって、チャネル行列$H(p)$を以下のようにあらわす。

[0390] [数155]

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

・・・式(145)

[0391] 式（１４５）において、直接波の環境は通信機同士の位置関係で一意に決定すると仮定し、直接波成分のチャネル行列$H_d(p)$は時間的には変動がないものとする。また、直接波成分のチャネル行列$H_d(p)$において、送信アンテナ間隔と比較し、送受信機間の距離が十分長い環境となる可能性が高いため、直接波成分のチャネル行列正則行列であるものとする。したがって、チャネル行列$H_d(p)$を以下のようにあらわすものとする。

[0392] [数156]

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

・・・式(146)

[0393] ここで、Aは正の実数であり、qは複素数であるものとする。以下では、LOS

環境を考慮した、通信相手からのフィードバックが存在しないプリコーディングを適用した空間多重型の2x2MIMOシステムのプリコーディング行列の設計方法について述べる。

式（１４４），（１４５）から、散乱波を含んだ状態での解析は困難であることから、散乱波を含んだ状態で適切なフィードバックなしのプリコーディング行列を求めるのは困難となる。加えて、NLOS環境では、LOS環境と比較し、データの受信品質の劣化が少ない。したがって、LOS環境での適切なフィードバックなしのプリコーディング行列の設計方法（時間とともにプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列）について述べる。

[0394] 上述したように、式（１４４），（１４５）から、散乱波を含んだ状態での解析は困難であることから、直接波のみの成分を含むチャネル行列において、適切なプリコーディング行列を求めることにする。したがって、式（１４４）において、チャネル行列が直接波のみの成分を含む場合を考える。したがって、式（１４６）から、以下のようにあらわすことができる。

[0395] [数157]

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \mathbf{H}_d(p)\mathbf{F}(p)\mathbf{s}(p)+\mathbf{n}(p)$$
$$= \begin{pmatrix} Ae^{j\psi} & q \\ Ae^{j\psi} & q \end{pmatrix}\mathbf{F}(p)\mathbf{s}(p)+\mathbf{n}(p) \quad \cdots \text{式(147)}$$

[0396] ここで、プリコーディング行列として、ユニタリ行列を用いるものとする。したがって、プリコーディング行列を以下のようにあらわす。

[0397] [数158]

$$\mathbf{F}(p) = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(148)}$$

[0398] このときλは固定値である。したがって、式（１４７）は、以下のようにあらわすことができる。

[0399] [数159]

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j\psi} & q \\ Ae^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p)$$

・・・式(149)

[0400] 式（１４９）からわかるように、受信機がZF（zeroforcing）やMMSE（minimum meansquared error）の線形演算を行った場合、$s_1(p)$, $s_2(p)$によって送信したビットを判定することはできない。このことから、実施の形態１で述べたような反復APP（または、反復Max-log APP）またはAPP（または、Max-log APP）を行い（以降ではML（Maximum Likelihood）演算とよぶ）、$s_1(p)$, $s_2(p)$で送信した各ビットの対数尤度比を求め、誤り訂正符号における復号を行うことになる。したがって、ML演算を行う受信機に対するLOS環境での適切なフィードバックなしのプリコーディング行列の設計方法について説明する。

[0401] 式（１４９）におけるプリコーディングを考える。1行目の右辺、および、左辺に$e^{-j\Psi}$を乗算し、同様に、2行目の右辺、および、左辺に$e^{-j\Psi}$を乗算する。すると、次式のようにあらわされる。

[0402] [数160]

$$\begin{aligned} &\begin{pmatrix} e^{-j\psi} y_1(p) \\ e^{-j\psi} y_2(p) \end{pmatrix} \\ &= e^{-j\psi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j\psi} & q \\ Ae^{j\psi} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \right\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & e^{-j\psi} q \\ Ae^{j0} & e^{-j\psi} q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha \times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + e^{-j\psi} \mathbf{n}(p) \end{aligned}$$

・・・式(150)

[0403] $e^{-j\Psi}y_1(p)$, $e^{-j\Psi}y_2(p)$, $e^{-j\Psi}q$をそれぞれ$y_1(p)$, $y_2(p)$, qと再定義し、また、e^{-j}

$\Psi n(p)=(e^{-j\Psi}n_1(p),\ e^{-j\Psi}n_2(p))^T$となり、$e^{-j\Psi}n_1(p), e^{-j\Psi}n_2(p)$は平均値0、分散$\sigma^2$のi.i.d.（independentidentically distributed）複素ガウス雑音となるので、$e^{-j\Psi}n(p)$をn(p)と再定義する。すると、式（１５０）を式（１５１）のようにしても一般性は失われていない。

[0404] [数161]

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \\ Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \quad \cdots \text{式(151)}$$

[0405] 次に、式（１５１）を理解しやすいように式（１５２）のように変形する。

[0406] [数162]

$$\begin{pmatrix} y_1(p) \\ y_2(p) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} \\ e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Ae^{j0} & q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(p)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(p)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(p)} & e^{j(\theta_{21}(p)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(p) \\ s_2(p) \end{pmatrix} + \mathbf{n}(p) \quad \cdots \text{式(152)}$$

[0407] このとき、受信信号点と受信候補信号点とのユークリッド距離の最小値をd_{min}^2としたとき、d_{min}^2がゼロという最小値をとる劣悪点であるとともに、s1(p)で送信するすべてのビット、または、s2(p)で送信するすべてのビットが消失するという劣悪な状態となるqが2つ存在する。

式（１５２）においてs1(p)が存在しない：

[0408]

[数163]

$$q=-\frac{A}{\alpha}e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p))} \quad \cdots \text{式(153)}$$

[0409] 式（１５２）においてs2(p)が存在しない：

[0410] [数164]

$$q=-A\alpha e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p)-\pi)} \quad \cdots \text{式(154)}$$

[0411] （以降では、式（１５３），（１５４）を満たすqをそれぞれ「s1,s2の受信劣悪点」と呼ぶ）

式（１５３）を満たすとき、s1(p)により送信したビットすべてが消失しているためs1(p)により送信したビットすべての受信対数尤度比を求めることができず、式（１５４）を満たすとき、s2(p)により送信したビットすべてが消失しているためs2(p)により送信したビットすべての受信対数尤度比を求めることができない。

[0412] ここで、プリコーディング行列を切り替えない場合の放送・マルチキャスト通信システムを考える。このとき、プリコーディング行列を切り替えないプリコーディング方式を用いて変調信号を送信する基地局あり、基地局が送信した変調信号を受信する端末が複数（Γ個）存在するシステムモデルを考える。

基地局・端末間の直接波の状況は、時間による変化は小さいと考えられる。すると、式（１５３），（１５４）から、式（１５５）または式（１５６）の条件にあてはまるような位置にあり、ライスファクタが大きいLOS環境にある端末は、データの受信品質が劣化するという現象に陥る可能性がある。したがって、この問題を改善するためには、時間的にプリコーディング行列を切り替える必要がある。

[0413]

[数165]

$$q \approx -\frac{A}{\alpha} e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p))} \quad \cdots \text{式(155)}$$

[0414] [数166]

$$q \approx -A\alpha e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p)-\pi)} \quad \cdots \text{式(156)}$$

[0415] そこで、時間周期をNスロットとし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法（以降ではプリコーディングホッピング方法と呼ぶ）を考える。

時間周期Nスロットのために、式（１４８）に基づくN種類のプリコーディング行列F[i]を用意する（i=0,1,…,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））。このとき、プリコーディング行列F[i]を以下のようにあらわす。

[0416] [数167]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i]+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(157)}$$

[0417] ここで、αは時間的に変化しないものとし、λも時間的に変化しないものとする（変化させてもよい。）。

そして、実施の形態１と同様に、時点（時刻）N×k+i（kは0以上の整数、i=0,1,…,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））の式(142)におけるプリコーディング後の信号x(p= N×k+i)を得るために用いられるプリコーディング行列がF[i]となる。これについては、以降でも同様である。

[0418] このとき、式（１５３），（１５４）に基づき、以下のようなプリコーディングホッピングのプリコーディング行列の設計条件が重要となる。

[0419]

[数168]

<条件#10>

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

$$\text{for } \forall x, \forall y \quad (x \neq y;\ x, y = 0,1,\cdots,N-1) \quad \cdots \text{式(158)}$$

[0420] [数169]

<条件#11>

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

$$\text{for } \forall x, \forall y \quad (x \neq y;\ x, y = 0,1,\cdots,N-1) \quad \cdots \text{式(159)}$$

[0421] ＜条件＃１０＞により、Ｆ個の端末すべてにおいて、時間周期内のNにおいて、s1の受信劣悪点をとるスロットは1スロット以下となる。したがって、N-1スロット以上s1(p)で送信したビットの対数尤度比を得ることができる。同様に、＜条件＃１１＞により、Ｆ個の端末すべてにおいて、時間周期内のNにおいて、s2の受信劣悪点をとるスロットは1スロット以下となる。したがって、N-1スロット以上s2(p)で送信したビットの対数尤度比を得ることができる。

[0422] このように、＜条件＃１０＞、＜条件＃１１＞のプリコーディング行列の設計規範を与えることで、s1(p)で送信したビットの対数尤度比が得られるビット数、および、s2(p)で送信したビットの対数尤度比が得られるビット数をＦ個の端末すべてにおいて一定数以上に保証することで、Ｆ個の端末すべてにおいて、ライスファクタが大きいLOS環境でのデータ受信品質の劣化を改善することを考える。

[0423] 以下では、プリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列の例を記載する。

直接波の位相の確率密度分布は[0 2π]の一様分布であると考えることができる。したがって、式（１５１），（１５２）におけるqの位相の確率密度分布も[0 2π]の一様分布であると考えることができる。よって、qの位相のみ

が異なる同一のLOS環境において、Γ個の端末に対し、可能な限り公平なデータの受信品質を与えるための条件として、以下を与える。

＜条件＃１２＞

時間周期Nスロットのプリコーディングホッピング方法を用いた場合、時間周期内のNにおいて、s1の受信劣悪点を位相に対し一様分布となるように配置し、かつ、s2の受信劣悪点を位相に対し一様分布となるように配置する。

[0424] そこで、＜条件＃１０＞から＜条件＃１２＞に基づくプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列の例を説明する。式（１５７）のプリコーディング行列のα＝1.0とする。

（例＃５）

時間周期N=8とし、＜条件＃１０＞から＜条件＃１２＞を満たすために、次式のような時間周期N=8のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を与える。

[0425] [数170]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(160)}$$

[0426] ただし、ｊは虚数単位であり、i=0,1,…,7である。式（１６０）のかわりに式（１６１）と与えてもよい（λ、$\theta_{11}[i]$は時間的に変化しないものとする（変化してもよい）。）。

[0427] [数171]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(161)}$$

[0428] したがって、s_1，s_2の受信劣悪点は図３１(a)(b)のようになる。（図３１において、横軸は実軸、縦軸は虚軸となる。）また、式（１６０）、式（１６１）のかわりに式（１６２）、式（１６３）と与えてもよい（i=0,1,…,7）

（λ、$\theta_{11}[i]$は時間的に変化しない

ものとする（変化してもよい）。）。

[0429] [数172]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(162)}$$

[0430] [数173]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(163)}$$

[0431] 次に、条件１２とは異なる、qの位相のみが異なる同一のLOS環境において、Ｆ個の端末に対し、可能な限り公平なデータの受信品質を与えるための条件として、以下を与える。

＜条件＃１３＞

時間周期Nスロットのプリコーディングホッピング方法を用いた場合、

[0432] [数174]

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

$\cdots$式(164)

[0433] の条件を付加し、また、時間周期内のNにおいて、s_1の受信劣悪点を位相とs_2の受信劣悪点を位相に対し、一様分布となるように配置する。

そこで、＜条件＃１０＞，＜条件＃１１＞，＜条件＃１３＞に基づくプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列の例を説明する。式（１５７）のプリコーディング行列のα＝1.0とする。

（例＃６）

時間周期N=4とし、次式のような時間周期N=4のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を与える。

[0434] [数175]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(165)}$$

[0435] ただし、ｊは虚数単位であり、i=0,1,2,3である。式（１６５）のかわりに式（１６６）と与えてもよい（λ、$\theta_{11}[i]$は時間的に変化しないものとする（変化してもよい）。）。

[0436] [数176]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(166)}$$

[0437] したがって、s_1，s_2の受信劣悪点は図３２のようになる。（図３２において、横軸は実軸、縦軸は虚軸となる。）また、式（１６５）、式（１６６）のかわりに式（１６７）、式（１６８）と与えてもよい（i=0,1,2,3）（λ、$\theta_{11}[i]$は時間的に変化しないものとする（変化してもよい）。）。

[0438] [数177]

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

[0439] [数178]

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

[0440] 次に、非ユニタリ行列を用いたプリコーディングホッピング方法について述べる。

式（１４８）に基づき、本検討で扱うプリコーディング行列を以下のようにあらわす。

[0441] [数179]

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

[0442] すると、式（１５１），（１５２）に相当する式は、次式のようにあらわされる。

[0443] [数180]

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

$\cdots$式(170)

[0444] [数181]

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

$\cdots$式(171)

[0445] このとき、受信信号点と受信候補信号点とのユークリッド距離の最小値d_{min}^2がゼロとなるqが2つ存在する。

式（１７１）においてs1(p)が存在しない場合：

[0446] [数182]

$$q=-\frac{A}{\alpha}e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p))} \quad \cdots \text{式(172)}$$

[0447] 式（１７１）においてs2(p)が存在しない場合：

[0448]

[数183]

$$q=-A\alpha e^{j(\theta_{11}(p)-\theta_{21}(p)-\delta)} \quad \cdots \text{式(173)}$$

[0449] 時間周期Nのプリコーディングホッピング方法において、式（１６９）を参考にし、N種類のプリコーディング行列F[i]を以下のようにあらわす。

[0450] [数184]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}[i]} & e^{j(\theta_{21}[i]+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(174)}$$

[0451] ここで、αおよびδは時間的に変化しないものとする。このとき、式(34), (35)に基づき、以下のようなプリコーディングホッピングのプリコーディング行列の設計条件を与える。

[0452] [数185]

＜条件＃14＞

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

$$\text{for } \forall x,\forall y \quad (x\neq y;\ x,y=0,1,\cdots,N-1) \quad \cdots \text{式(175)}$$

[0453] [数186]

＜条件＃15＞

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

$$\text{for } \forall x,\forall y \quad (x\neq y;\ x,y=0,1,\cdots,N-1) \quad \cdots \text{式(176)}$$

[0454] （例＃７）

式（１７４）のプリコーディング行列のα＝1.0とする。そして、時間周期N=16とし、＜条件＃１２＞, ＜条件＃１４＞, ＜条件＃１５＞を満たすために、次式のような時間周期N=16のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を与える。

i=0,1,…,7のとき：

[0455] [数187]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(177)}$$

[0456] i=8,9,…,15のとき：

[0457] [数188]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(178)}$$

[0458] また、式（１７７）、式（１７８）と異なるプリコーディング行列として、以下のように与えることができる。

i=0,1,…,7のとき：

[0459] [数189]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(179)}$$

[0460] i=8,9,…,15のとき：

[0461] [数190]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(180)}$$

[0462] したがって、s1，s2の受信劣悪点は図３３(a)(b)のようになる。

（図３３において、横軸は実軸、縦軸は虚軸となる。）また、式（１７７）、式（１７８）および式（１７９）、式（１８０）のかわりに以下のようにプリコーディング行列を与えても良い。

i=0,1,…,7のとき：

[0463]

[数191]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(181)}$$

[0464] i=8,9,…,15のとき：

[0465] [数192]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(182)}$$

[0466] または、

i=0,1,…,7のとき：

[0467] [数193]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(183)}$$

[0468] i=8,9,…,15のとき：

[0469] [数194]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(184)}$$

[0470] （また、式（１７７）～（１８４）において、７π／８を－７π／８としてもよい。）

次に、＜条件＃１２＞とは異なる、qの位相のみが異なる同一のLOS環境において、Γ個の端末に対し、可能な限り公平なデータの受信品質を与えるための条件として、以下を与える。

＜条件＃１６＞

時間周期Nスロットのプリコーディングホッピング方法を用いた場合、

[0471] [数195]

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

・・・式(185)

[0472] の条件を付加し、また、時間周期内のNにおいて、s1の受信劣悪点を位相とs2の受信劣悪点を位相に対し、一様分布となるように配置する。

そこで、＜条件＃１４＞，＜条件＃１５＞，＜条件＃１６＞に基づくプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列の例を説明する。式（１７４）のプリコーディング行列のα＝1.0とする。

（例＃８）

時間周期N=8とし、次式のような時間周期N=8のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を与える。

[0473] [数196]

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

・・・式(186)

[0474] ただし、i=0,1,…,7である。

また、式（１８６）と異なるプリコーディング行列として、以下のように与えることができる（i=0,1,…,7）（λ、θ_{11}[i]は時間的に変化しないものとする（変化してもよい）。）。

[0475] [数197]

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

・・・式(187)

[0476] したがって、s1，s2の受信劣悪点は図３４のようになる。また、式（１８６）、式（１８７）のかわりに以下のようにプリコーディング行列を与えても良い（i=0,1,…,7）（λ、θ_{11}[i]は時間的に変化しないものとする（変化してもよい）。）。

[0477] [数198]

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

[0478] または、

[0479] [数199]

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

[0480] （また、式（１８６）～式（１８９）において、７π／８を－７π／８としてもよい。）

次に、式（１７４）のプリコーディング行列において、α≠1とし、受信劣悪点同士の複素平面における距離の点を考慮した（例＃７），（例＃８）と異なるプリコーディングホッピング方法について考える。

ここでは、式（１７４）の時間周期Nのプリコーディングホッピング方法を扱っているが、このとき、＜条件＃１４＞により、Γ個の端末すべてにおいて、時間周期内のNにおいて、s_1の受信劣悪点をとるスロットは1スロット以下となる。したがって、N-1スロット以上s1(p)で送信したビットの対数尤度比を得ることができる。同様に、＜条件＃１５＞により、Γ個の端末すべてにおいて、時間周期内のNにおいて、s2の受信劣悪点をとるスロットは1スロット以下となる。したがって、N-1スロット以上s2(p)で送信したビットの対数尤度比を得ることができる。

[0481] したがって、時間周期Nは大きい値にしたほうが、対数尤度比を得ることができるスロット数が大きくなることがわかる。

ところで、実際のチャネルモデルでは、散乱波成分の影響をうけるため、時間周期Nが固定の場合、受信劣悪点の複素平面上の最小距離は可能な限り大きい方が、データの受信品質が向上する可能性があると考えられる。したがって、（例＃７），（例＃８）において、α≠1とし、（例＃７），（例＃８

）を改良したプリコーディングホッピング方法について考える。まず、理解が容易となる、（例＃８）を改良したプリコーディング方法について述べる。

（例＃９）

式（１８６）から、（例＃８）を改良した時間周期N=8のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列を次式で与える。

[0482] [数200]

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

[0483] ただし、i=0,1,…,7である。また、式（１９０）と異なるプリコーディング行列として、以下のように与えることができる（i=0,1,…,7）（λ、$\theta_{11}[i]$は時間的に変化しないものとする（変化してもよい）。）。

[0484] [数201]

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

[0485] または、

[0486] [数202]

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

[0487] または、

[0488] [数203]

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

[0489] または、

[0490] [数204]

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

[0491] または、

[0492] [数205]

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

[0493] または、

[0494] [数206]

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

[0495] または、

[0496] [数207]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda-\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(197)}$$

[0497] したがって、s1，s2の受信劣悪点は$\alpha<1.0$のとき図３５(a)、$\alpha>1.0$のとき図３５(b)のようにあらわされる。

(i)$\alpha<1.0$のとき

$\alpha<1.0$のとき、受信劣悪点の複素平面における最小距離は、受信劣悪点＃1と＃2の距離（$d_{\#1,\#2}$）および、受信劣悪点＃1と＃3の距離（$d_{\#1,\#3}$）に着目すると、$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$とあらわされる。このとき、$\alpha$と$d_{\#1,\#2}$および$d_{\#1,\#3}$

の関係を図３６に示す。そして、$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$を最も大きくするαは

[0498] [数208]

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right)+\sqrt{3}\sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.7938 \quad \cdots \text{式(198)}$$

[0499] となる。このときの$\min\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\}$は

[0500] [数209]

$$\min\left\{d_{\#1,\#2}, d_{\#1,\#3}\right\} = \frac{2A\sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right)+\sqrt{3}\sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A \quad \cdots \text{式(199)}$$

[0501] となる。したがって、式（１９０）～式（１９７）においてαを式（１９８）で与えるプリコーディング方法が有効となる。ただし、αの値を式（１９８）と設定することは、良好なデータの受信品質を得るための一つの適切な方法である。しかし、式（１９８）に近いような値をとるようにαを設定しても、同様に、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。したがって、αの設定値は、式（１９８）に限ったものではない。

[0502] (ii)α>1.0のとき

α>1.0のとき、受信劣悪点の複素平面における最小距離は、受信劣悪点＃4と＃5の距離（$d_{\#4,\#5}$）および、受信劣悪点＃4と＃6の距離（$d_{\#4,\#6}$）に着目すると、$\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$とあらわされる。このとき、αと$d_{\#4,\#5}$および$d_{\#4,\#6}$の関係を図３７に示す。そして、$\min\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\}$を最も大きくするαは

[0503] [数210]

$$\alpha = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right)+\sqrt{3}\sin\left(\frac{\pi}{8}\right)} \approx 1.2596 \quad \cdots \text{式(200)}$$

[0504] となる。このときのmin{$d_{\#4,\#5}$, $d_{\#4,\#6}$}は

[0505] [数211]

$$\min\left\{d_{\#4,\#5}, d_{\#4,\#6}\right\} = \frac{2A\sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{8}\right)+\sqrt{3}\sin\left(\frac{\pi}{8}\right)}} \approx 0.6076A \quad \cdots \text{式(201)}$$

[0506] となる。したがって、式（１９０）～式（１９７）においてαを式（２００）で与えるプリコーディング方法が有効となる。ただし、αの値を式（２００）と設定することは、良好なデータの受信品質を得るための一つの適切な方法である。しかし、式（２００）に近いような値をとるようにαを設定しても、同様に、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。したがって、αの設定値は、式（２００）に限ったものではない。

（例＃１０）

（例＃９）の検討から（例＃７）を改良した時間周期N=16のプリコーディングホッピング方法におけるプリコーディング行列は次式で与えることができる（λ、θ_{11}[i]は時間的に変化しないものとする（変化してもよい）。）。

[0507] i=0,1,…,7のとき：

[0508] [数212]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(202)}$$

[0509] i=8,9,…,15のとき：

[0510] [数213]

$$\mathbf{F}[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(203)}$$

[0511] または、

i=0,1,…,7のとき：

[0512] [数214]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(204)}$$

[0513] i=8,9,…,15のとき：

[0514] [数215]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(205)}$$

[0515] または、

i=0,1,…,7のとき：

[0516] [数216]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(206)}$$

[0517] i=8,9,…,15のとき：

[0518] [数217]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(207)}$$

[0519] または、

i=0,1,…,7のとき：

[0520]

[数218]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(208)}$$

[0521] i=8,9,…,15のとき：

[0522] [数219]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda+\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(209)}$$

[0523] または、

i=0,1,…,7のとき：

[0524] [数220]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}-\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(210)}$$

[0525] i=8,9,…,15のとき：

[0526] [数221]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}-\frac{7\pi}{8}\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(211)}$$

[0527] または、

i=0,1,…,7のとき：

[0528] [数222]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda-\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(212)}$$

[0529] i=8,9,…,15のとき：

[0530] [数223]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]+\frac{i\pi}{4}+\lambda-\frac{7\pi}{8}\right)}\\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)}\end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(213)}$$

[0531] または、

i=0,1,…,7のとき：

[0532] [数224]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\\ \alpha\times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}-\frac{7\pi}{8}\right)}\end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(214)}$$

[0533] i=8,9,…,15のとき：

[0534] [数225]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(-\frac{i\pi}{4}-\frac{7\pi}{8}\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(215)}$$

[0535] または、

i=0,1,…,7のとき：

[0536] [数226]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}[i]+\lambda)}\\ \alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda-\frac{7\pi}{8}\right)}\end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(216)}$$

[0537] i=8,9,…,15のとき：

[0538]

[数227]

$$\mathbf{F}[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^{2}+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}[i]-\frac{i\pi}{4}+\lambda-\frac{7\pi}{8}\right)}\\ e^{j\theta_{11}[i]} & \alpha\times e^{j\left(\theta_{11}[i]+\lambda\right)}\end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(217)}$$

[0539] ただし、αは式（１９８）または式（２００）となると良好なデータの受信品質を得るのに適している。このとき、s1の受信劣悪点はα<1.0のとき図３８(a)(b)、α>1.0のとき図３９(a)(b)のようにあらわされる。

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[0540] ＜条件＃１０＞から＜条件＃１６＞に基づき、例＃５から例＃１０を示したが、プリコーディング行列の切り替え周期を長くするために、例えば、例＃５から例＃１０から複数の例を選び、その選択した例で示したプリコーディング行列を用いて長い周期のプリコーディング行列切り替え方法を実現してもよい。例えば、例＃７で示したプリコーディング行列と例＃１０で示したプリコーディング行列を用いて、長い周期のプリコーディング行列切り替

え方法を実現するということになる。この場合、＜条件＃１０＞から＜条件＃１６＞に必ずしもしたがうとはかぎらない。（＜条件＃１０＞の式（１５８）、＜条件＃１１＞の式（１５９）、＜条件＃１３＞の式（１６４）、＜条件＃１４＞の式（１７５）、＜条件＃１５＞の式（１７６）において、「すべてのｘ、すべてのｙ」としているところを「存在することのｘ、存在することのｙ」という条件が、良好な受信品質を与える上で重要となる、ということになる。）別の視点で考えた場合、周期N（Nは大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、例＃５から例＃１０のいずれかのプリコーディング行列が含まれると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態７）

本実施の形態では、実施の形態１～６で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法で送信された変調信号を受信する受信装置の構成について説明する。

[0541] 実施の形態１では、規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法を用いて変調信号を送信する送信装置が、プリコーディング行列に関する情報を送信し、受信装置が、その情報に基づき、送信フレームに用いられている規則的なプリコーディング行列切り替え情報を得、プリコーディングの復号、および、検波を行い、送信ビットの対数尤度比を得、その後、誤り訂正復号を行う方法について説明した。

[0542] 本実施の形態では、上記とは異なる受信装置の構成、および、プリコーディング行列の切り替え方法について説明する。

図４０は、本実施の形態における送信装置の構成の一例を示しており、図３と同様に動作するものについては同一符号を付した。符号化器群（４００２）は、送信ビット（４００１）を入力とする。このとき、符号化器群（４００２）は、実施の形態１で説明したように、誤り訂正符号の符号化部を複数個保持しており、フレーム構成信号３１３に基づき、例えば、１つの符号化器、２つの符号化器、４つの符号化器のいずれかの数の符号化器が動作す

ることになる。

[0543] １つの符号化器が動作する場合、送信ビット（４００１）は、符号化が行われ、符号化後の送信ビットが得られ、この符号化後の送信ビットを２系統に分配し、分配されたビット（４００３Ａ）および分配されたビット（４００３Ｂ）を符号化器群（４００２）は出力する。

２つの符号化器が動作する場合、送信ビット（４００１）を２つに分割して（分割ビットＡ、Ｂと名付ける）、第１の符号化器は、分割ビットＡを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットを分配されたビット（４００３Ａ）として出力する。第２の符号化器は、分割ビットＢを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットを分配されたビット（４００３Ｂ）として出力する。

[0544] ４つの符号化器が動作する場合、送信ビット（４００１）を４つに分割して（分割ビットＡ、Ｂ、Ｃ、Ｄと名付ける）、第１の符号化器は、分割ビットＡを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットＡを出力する。第２の符号化器は、分割ビットＢを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットＢを出力する。第３の符号化器は、分割ビットＣを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットＣを出力する。第４の符号化器は、分割ビットＤを入力とし、符号化を行い、符号化後のビットＤを出力する。そして、符号化後のビットＡ、Ｂ、Ｃ、Ｄを分配されたビット（４００３Ａ）、分配されたビット（４００３Ｂ）に分割する。

[0545] 送信装置は、一例として、以下の表１（表１Ａおよび表１Ｂ）のような送信方法をサポートすることになる。

[0546]

[表1A]

送信変調信号数 (送信アンテナ数)	変調方式	符号化器数	誤り訂正 符号化方法	送信情報	プリコーディング行列 切り替え方法
1	QPSK	1	A	00000000	-
			B	00000001	-
			C	00000010	-
	16QAM	1	A	00000011	-
			B	00000100	-
			C	00000101	-
	64QAM	1	A	00000110	-
			B	00000111	-
			C	00001000	-
	256QAM	1	A	00001001	-
			B	00001010	-
			C	00001011	-
	1024QAM	1	A	00001100	-
			B	00001101	-
			C	00001110	-

[0547]

[表1B]

送信変調信号数（送信アンテナ数）	変調方式	符号化器数	誤り訂正符号化方法	送信情報	プリコーディング行列切り替え方法
2	#1: QPSK, #2: QPSK	1	A	00001111	D
			B	00010000	D
			C	00010001	D
		2	A	00010010	E
			B	00010011	E
			C	00010100	E
	#1: QPSK, #2: 16QAM	1	A	00010101	D
			B	00010110	D
			C	00010111	D
		2	A	00011000	E
			B	00011001	E
			C	00011010	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	1	A	00011011	D
			B	00011100	D
			C	00011101	D
		2	A	00011110	E
			B	00011111	E
			C	00100000	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	1	A	00100001	D
			B	00100010	D
			C	00100011	D
		2	A	00100100	E
			B	00100101	E
			C	00100110	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	1	A	00100111	F
			B	00101000	F
			C	00101001	F
		2	A	00101010	G
			B	00101011	G
			C	00101100	G
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	1	A	00101101	F
			B	00101110	F
			C	00101111	F
		2	A	00110000	G
			B	00110001	G
			C	00110010	G
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	1	A	00110011	F
			B	00110100	F
			C	00110101	F
		2	A	00110110	G
			B	00110111	G
			C	00111000	G
		4	A	00111001	H
			B	00111010	H
			C	00111011	H
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	1	A	00111100	F
			B	00111101	F
			C	00111110	F
		2	A	00111111	G
			B	01000000	G
			C	01000001	G
		4	A	01000010	H
			B	01000011	H
			C	01000100	H
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	1	A	01000101	F
			B	01000110	F
			C	01000111	F
		2	A	01001000	G
			B	01001001	G
			C	01001010	G
		4	A	01001011	H
			B	01001100	H
			C	01001101	H

[0548] 表１に示すように、送信信号数（送信アンテナ数）としては、１ストリームの信号の送信と２ストリームの信号の送信をサポートする。また、変調方式はＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ、１０２４ＱＡＭを

サポートする。特に、送信信号数が２のとき、ストリーム＃１とストリーム＃２は別々に変調方式を設定することが可能であり、例えば、表１において、「＃1: 256QAM, ＃2: 1024QAM」は「ストリーム＃１の変調方式は２５６ＱＡＭ、ストリーム＃２の変調方式は１０２４ＱＡＭ」ということを示している（他についても同様に表現している）。誤り訂正符号化方式としては、Ａ、Ｂ、Ｃの３種類をサポートしているものとする。このとき、Ａ、Ｂ、Ｃはいずれも異なる符号であってもよいし、Ａ、Ｂ、Ｃは異なる符号化率であってもよいし、Ａ、Ｂ、Ｃは異なるブロックサイズの符号化方法であってもよい。

[0549] 表１の送信情報は、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」を定めた各モードに対し、各送信情報を割り当てる。したがって、例えば、「送信信号数：２」「変調方式：＃１：１０２４ＱＡＭ、＃２：１０２４ＱＡＭ」「符号化器数：４」「誤り訂正符号化方法：Ｃ」の場合、送信情報を０１００１１０１と設定する。そして、送信装置は、フレームにおいて、送信情報、および、送信データを伝送する。そして、送信データを伝送する際、特に、「送信信号数」が２のとき、表１にしたがって、「プリコーディング行列切り替え方法」を用いることになる。表１において、「プリコーディング行列切り替え方法」としては、Ｄ，Ｅ，Ｆ，Ｇ，Ｈの５種類を用意しておき、この５種類のいずれかを、表１にしたがって、設定することになる。このとき、異なる５種類の実現方法としては、

・プリコーディング行列が異なる５種類を用意し、実現する。

・異なる５種類の周期、例えば、Ｄの周期を４、Ｅの周期を８、・・・、とすることで、実現する。

・異なるプリコーディング行列、異なる周期の両者を併用することで、実現する。

等が考えられる。

[0550] 図４１は、図４０の送信装置が送信する変調信号のフレーム構成の一例を示しており、送信装置は、２つの変調信号ｚ１（ｔ）とｚ２（ｔ）を送信す

るようなモードの設定、および、１つの変調信号を送信するモードの両者の設定が可能であるものとする。

図４１において、シンボル（４１００）は、表１に示されている「送信情報」を伝送するためのシンボルである。シンボル（４１０１＿１、および、４１０１＿２）は、チャネル推定用のリファレンス（パイロット）シンボルである。シンボル（４１０２＿１、４１０３＿１）は、変調信号ｚ１（ｔ）で送信するデータ伝送用のシンボル、シンボル（４１０２＿２、４１０３＿２）は、変調信号ｚ２（ｔ）で送信するデータ伝送用のシンボルであり、シンボル（４１０２＿１）およびシンボル（４１０２＿２）は同一時刻に同一（共通）周波数を用いて伝送され、また、シンボル（４１０３＿１）およびシンボル（４１０３＿２）は同一時刻に同一（共通）周波数を用いて伝送される。そして、シンボル（４１０２＿１、４１０３＿１）、および、シンボル（４１０２＿２、４１０３＿２）は、実施の形態１～４、および、実施の形態６で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列演算後のシンボルとなる（したがって、実施の形態１で説明したように、ストリームｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の構成は、図６のとおりである。）

さらに、図４１において、シンボル（４１０４）は、表１に示されている「送信情報」を伝送するためのシンボルである。シンボル（４１０５）は、チャネル推定用のリファレンス（パイロット）シンボルである。シンボル（４１０６、４１０７）は、変調信号ｚ１（ｔ）で送信するデータ伝送用のシンボルであり、このとき、変調信号ｚ１（ｔ）で送信するデータ伝送用のシンボルは、送信信号数が１なので、プリコーディングが行われていないことになる。

[0551] よって、図４０の送信装置は、図４１のフレーム構成、および、表１にしたがった変調信号を生成し、送信することになる。図４０において、フレーム構成信号３１３は、表１に基づき設定した「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に関する情報を含んでいることになる

。そして、符号化部（４００２）、マッピング部３０６Ａ，Ｂ、重み付け合成部３０８Ａ，Ｂ、は、フレーム構成信号を入力とし、表１に基づき設定した「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に基づく動作を行うことになる。また、設定した「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に相当する「送信情報」についても受信装置に送信することになる。

[0552] 受信装置の構成は、実施の形態１と同様図７であらわすことができる。実施の形態１と異なる点は、表１の情報を、送受信装置が予め共有しているため、送信装置が、規則的に切り替えるプリコーディング行列の情報を送信しなくても、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に相当する「送信情報」を送信装置が送信し、受信装置がこの情報を得ることで、表１から、規則的に切り替えるプリコーディング行列の情報を得ることができる、という点である。したがって、図７の受信装置は、制御情報復号部７０９が、図４０の送信装置が送信した「送信情報」を得ることで、表１に相当する情報から、規則的に切り替えるプリコーディング行列の情報を含む送信装置が通知した送信方法の情報に関する信号７１０を得ることができる。したがって、信号処理部７１１は、送信信号数２のとき、プリコーディング行列の切り替えパターンに基づく検波を行うことができ、受信対数尤度比を得ることができる。

[0553] なお、上述では、表１のように、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に対し、「送信情報」を設定し、これに対し、プリコーディング行列切り替え方法を設定しているが、必ずしも、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」に対し、「送信情報」を設定しなくてもよく、例えば、表２のように、「送信信号数」「変調方式」に対し、「送信情報」を設定し、これに対し、プリコーディング行列切り替え方法を設定してもよい。

[0554]

[表2]

送信変調信号数（送信アンテナ数）	変調方式	送信情報	プリコーディング行列切り替え方法
1	QPSK	00000	-
	16QAM	00001	-
	64QAM	00010	-
	256QAM	00011	-
	1024QAM	00100	-
2	#1: QPSK, #2: QPSK	10000	D
	#1: QPSK, #2: 16QAM	10001	E
	#1: 16QAM, #2: 16QAM	10010	E
	#1: 16QAM, #2: 64QAM	10011	E
	#1: 64QAM, #2: 64QAM	10100	F
	#1: 64QAM, #2: 256QAM	10101	F
	#1: 256QAM, #2: 256QAM	10110	G
	#1: 256QAM, #2: 1024QAM	10111	G
	#1: 1024QAM, #2: 1024QAM	11000	H

[0555] ここで、「送信情報」、および、プリコーディング行列切り替え方法の設定方法は、表１や表２に限ったものではなく、プリコーディング行列切り替え方法は、「送信信号数」「変調方式」「符号化器数」「誤り訂正符号化方法」等の送信パラメータに基づいて切り替えるように予め規則が決められていれば（送信装置、受信装置で予め決められている規則が共有されていれば）、（つまり、プリコーディング行列切り替え方法を、送信パラメータのいずれか、（または、送信パラメータの複数で構成されたいずれか）によって、切り替えていれば）、送信装置は、プリコーディング行列切り替え方法に関する情報を伝送する必要がなく、受信装置は、送信パラメータの情報を判別することで、送信装置が用いたプリコーディング行列切り替え方法を判別することができるので、的確な復号、検波を行うことができる。なお、表１、表２では、送信変調信号数が２のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法を用いるものとしているが、送信変調信号数が２以上であれば、規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法を適用するこ

とができる。

[0556] したがって、送受信装置が、プリコーディング切り替え方法に関する情報を含む送信パラメータに関する表を共有していれば、送信装置が、プリコーディング切り替え方法に関する情報を送信せず、プリコーディング切り替え方法に関する情報を含まない制御情報を送信し、受信装置が、この制御情報を得ることで、プリコーディング切り替え方法を推定することができることになる。

[0557] 以上のように、本実施の形態では、送信装置が、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法に関する直接の情報を送信せずに、受信装置が、送信装置が用いた「規則的にプリコーディング行列を切り替える方法」のプリコーディングに関する情報を推定する方法について、説明した。これにより、送信装置は、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法に関する直接の情報を送信しないので、その分、データの伝送効率が向上するという効果を得ることができる。

[0558] なお、本実施の形態において、時間軸におけるプリコーディングウェイト変更するときの実施の形態を説明したが、実施の形態１で説明したように、ＯＦＤＭ伝送等のマルチキャリア伝送方式を用いたときでも本実施の形態は同様に実施することができる。

また、特に、プリコーディング切り替え方法が、送信信号数のみによって変更されているとき、受信装置は、送信装置が送信する送信信号数の情報を得ることで、プリコーディング切り替え方法をしることができる。

[0559] 本明細書において、送信装置を具備しているのは、例えば、放送局、基地局、アクセスポイント、端末、携帯電話（ｍｏｂｉｌｅ　ｐｈｏｎｅ）等の通信・放送機器であることが考えられ、このとき、受信装置を具備しているのは、テレビ、ラジオ、端末、パーソナルコンピュータ、携帯電話、アクセスポイント、基地局等の通信機器であることが考えられる。また、本発明における送信装置、受信装置は、通信機能を有している機器であって、その機器が、テレビ、ラジオ、パーソナルコンピュータ、携帯電話等のアプリケー

ションを実行するための装置に何らかのインターフェースを解して接続できるような形態であることも考えられる。

また、本実施の形態では、データシンボル以外のシンボル、例えば、パイロットシンボル（プリアンブル、ユニークワード、ポストアンブル、リファレンスシンボル等）、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。そして、ここでは、パイロットシンボル、制御情報用のシンボルと名付けているが、どのような名付け方を行ってもよく、機能自身が重要となっている。

[0560] パイロットシンボルは、例えば、送受信機において、ＰＳＫ変調を用いて変調した既知のシンボル（または、受信機が同期をとることによって、受信機は、送信機が送信したシンボルを知ることができてもよい。）であればよく、受信機は、このシンボルを用いて、周波数同期、時間同期、（各変調信号の）チャネル推定（ＣＳＩ（Ｃｈａｎｎｅｌ　Ｓｔａｔｅ　Ｉｎｆｏｒｍａｔｉｏｎ）の推定）、信号の検出等を行うことになる。

[0561] また、制御情報用のシンボルは、（アプリケーション等の）データ以外の通信を実現するための、通信相手に伝送する必要がある情報（例えば、通信に用いている変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化方式の符号化率、上位レイヤーでの設定情報等）を伝送するためのシンボルである。

なお、本発明は上記実施の形態１～５に限定されず、種々変更して実施することが可能である。例えば、上記実施の形態では、通信装置として行う場合について説明しているが、これに限られるものではなく、この通信方法をソフトウェアとして行うことも可能である。

[0562] また、上記では、２つの変調信号を２つのアンテナから送信する方法におけるプリコーディング切り替え方法について説明したが、これに限ったものではなく、４つのマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、４つの変調信号を生成し、４つのアンテナから送信する方法、つまり、Ｎ個のマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、Ｎ個の変調信号を生成し、Ｎ個のアンテナから送信する方法においても同様にプリコーディング

ウェイト（行列）を変更する、プリコーディング切り替え方法としても同様に実施することができる。

[0563] 本明細書では、「プリコーディング」「プリコーディングウェイト」等の用語を用いているが、呼び方自身は、どのようなものでもよく、本発明では、その信号処理自身が重要となる。

ストリームｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）により、異なるデータを伝送してもよいし、同一のデータを伝送してもよい。

[0564] 送信装置の送信アンテナ、受信装置の受信アンテナ、共に、図面で記載されている１つのアンテナは、複数のアンテナにより構成されていても良い。

なお、例えば、上記通信方法を実行するプログラムを予めＲＯＭ（Ｒｅａｄ Ｏｎｌｙ Ｍｅｍｏｒｙ）に格納しておき、そのプログラムをＣＰＵ（Ｃｅｎｔｒａｌ Ｐｒｏｃｅｓｓｏｒ Ｕｎｉｔ）によって動作させるようにしても良い。

[0565] また、上記通信方法を実行するプログラムをコンピュータで読み取り可能な記憶媒体に格納し、記憶媒体に格納されたプログラムをコンピュータのＲＡＭ（Ｒａｎｄｏｍ Ａｃｃｅｓｓ Ｍｅｍｏｒｙ）に記録して、コンピュータをそのプログラムにしたがって動作させるようにしても良い。

そして、上記の各実施の形態などの各構成は、典型的には集積回路であるＬＳＩ（Ｌａｒｇｅ Ｓｃａｌｅ Ｉｎｔｅｇｒａｔｉｏｎ）として実現されてもよい。これらは、個別に１チップ化されてもよいし、各実施の形態の全ての構成または一部の構成を含むように１チップ化されてもよい。 ここでは、ＬＳＩとしたが、集積度の違いにより、ＩＣ（Ｉｎｔｅｇｒａｔｅｄ Ｃｉｒｃｕｉｔ）、システムＬＳＩ、スーパーＬＳＩ、ウルトラＬＳＩと呼称されることもある。また、集積回路化の手法はＬＳＩに限られるものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現しても良い。ＬＳＩ製造後に、プログラムすることが可能なＦＰＧＡ（Ｆｉｅｌｄ Ｐｒｏｇｒａｍｍａｂｌｅ Ｇａｔｅ Ａｒｒａｙ）や、ＬＳＩ内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なリコンフィギュラブル・プロセッサを利用しても良い。

[0566] さらに、半導体技術の進歩又は派生する別技術によりＬＳＩに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行っても良い。バイオ技術の適用等が可能性としてあり得る。

（実施の形態８）

本実施の形態では、実施の形態１～４、実施の形態６で説明したプリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法の応用例について、ここでは説明する。

[0567] 図６は、本実施の形態における重み付け方法（プリコーディング（Ｐｒｅｃｏｄｉｎｇ）方法）に関連する図であり、重み付け合成部６００は、図３の重み付け合成部３０８Ａと３０８Ｂの両者を統合した重み付け合成部である。図６に示すように、ストリームｓ１（ｔ）およびストリームｓ２（ｔ）は、図３のベースバンド信号３０７Ａおよび３０７Ｂに相当する、つまり、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭなどの変調方式のマッピングにしたがったベースバンド信号の同相成分Ｉ、直交成分Ｑとなる。そして、図６のフレーム構成のようにストリームｓ１（ｔ）は、シンボル番号ｕの信号をｓ１（ｕ）、シンボル番号ｕ＋１の信号をｓ１（ｕ＋１）、・・・とあらわす。同様に、ストリームｓ２（ｔ）は、シンボル番号ｕの信号をｓ２（ｕ）、シンボル番号ｕ＋１の信号をｓ２（ｕ＋１）、・・・とあらわす。そして、重み付け合成部６００は、図３におけるベースバンド信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））および３０７Ｂ（ｓ２（ｔ））、重み付け情報に関する情報３１５を入力とし、重み付け情報に関する情報３１５にしたがった重み付け方法を施し、図３の重み付け合成後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））、３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。

[0568] このとき、例えば、実施の形態６における例８の周期N=8のプリコーディング行列切り替え方法を用いた場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は以下のようにあらわされる。

シンボル番号８ｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0569]

[数228]

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(218)}$$

[0570] ただし、ｊは虚数単位、k=0。

シンボル番号８ｉ＋１のとき：

[0571] [数229]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(219)}$$

[0572] ただし、k=1。

シンボル番号８ｉ＋２のとき：

[0573] [数230]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(220)}$$

[0574] ただし、k=2。

シンボル番号８ｉ＋３のとき：

[0575] [数231]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix} \cdots \text{式(221)}$$

[0576] ただし、k=3。

シンボル番号８ｉ＋４のとき：

[0577] [数232]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(222)}$$

[0578] ただし、k=4。

シンボル番号８ｉ＋５のとき：

[0579] [数233]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix} \quad \cdots式(223)$$

[0580] ただし、k=5。

シンボル番号８ｉ＋６のとき：

[0581] [数234]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix} \quad \cdots式(224)$$

[0582] ただし、k=6。

シンボル番号８ｉ＋７のとき：

[0583] [数235]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix} \quad \cdots式(225)$$

[0584] ただし、k=7。

ここで、シンボル番号と記載しているが、シンボル番号は時刻（時間）と考えてもよい。他の実施の形態で説明したとおり、例えば、式（２２５）において、時刻８ｉ＋７のｚ１（８ｉ＋７）とｚ２（８ｉ＋７）は、同一時刻の信号であり、かつ、ｚ１（８ｉ＋７）とｚ２（８ｉ＋７）は同一（共通の）周波数を用いて送信装置が送信することになる。つまり、時刻Ｔの信号をｓ１（Ｔ）、ｓ２（Ｔ）、ｚ１（Ｔ）、ｚ２（Ｔ）とすると、何らかのプリコーディング行列とｓ１（Ｔ）およびｓ２（Ｔ）から、ｚ１（Ｔ）およびｚ２（Ｔ）を求め、ｚ１（Ｔ）およびｚ２（Ｔ）は同一（共通の）周波数を用いて（同一時刻（時間）に）送信装置が送信することになる。また、OFDM等のマルチキャリア伝送方式を用いた場合、（サブ）キャリアＬ、時刻Ｔにおけるｓ１、ｓ２、ｚ１、ｚ２に相当する信号をｓ１（Ｔ,Ｌ）、ｓ２（Ｔ,Ｌ

）、ｚ１（Ｔ,Ｌ）、ｚ２（Ｔ,Ｌ）とすると、何らかのプリコーディング行列とｓ１（Ｔ,Ｌ）およびｓ２（Ｔ,Ｌ）から、ｚ１（Ｔ,Ｌ）およびｚ２（Ｔ,Ｌ）を求め、ｚ１（Ｔ,Ｌ）およびｚ２（Ｔ,Ｌ）は同一（共通の）周波数を用いて（同一時刻（時間）に）送信装置が送信することになる。

[0585] このとき、αの適切な値として、式（１９８）、または、式（２００）がある。

本実施の形態では、上記で述べた式（１９０）のプリコーディング行列をもとにし、周期を大きくするプリコーディング切り替え方法について述べる。

プリコーディング切り替え行列の周期を８Ｍとしたとき、異なるプリコーディング行列８Ｍ個を以下のようにあらわす。

[0586] [数236]

$$\mathbf{F}[8\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^{2}+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{k\pi}{4M}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{k\pi}{4M}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(226)}$$

[0587] このとき、i=0,1,2,3,4,5,6,7、k=0,1,・・・, M-2, M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

例えば、Ｍ＝２としたとき、α＜１とすると、k=0のときのs1の受信劣悪点（○）、および、s2の受信劣悪点（□）は、図４２（ａ）のようにあらわされる。同様に、k=1のときのs1の受信劣悪点（○）、および、s2の受信劣悪点（□）は、図４２（ｂ）のようにあらわされる。このように、式（１９０）のプリコーディング行列をもとにすると、受信劣悪点は図４２（ａ）のようになり、この式（１９０）の右辺の行列の２行目の各要素にｅ^{jX}を乗算した行列をプリコーディング行列とすることで（式（２２６）参照）、受信劣悪点が図４２（ａ）に対し、回転した受信劣悪点をもつようにする（図４２（ｂ）参照）。（ただし、図４２（ａ）と図４２（ｂ）の受信劣悪点は重なっていない。このように、ｅ^{jX}を乗算しても、受信劣悪点は重ならないようにするとよい。また、式（１９０）の右辺の行列の２行目の各要素にｅ^{jX}を乗

算するのではなく、式（１９０）の右辺の行列の１行目の各要素にｅ^{jX}を乗算した行列をプリコーディング行列としてもよい。）このとき、プリコーディング行列F[0]～F[15]は次式であらわされる。

[0588] [数237]

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

[0589] ただし、i=0,1,2,3,4,5,6,7、k=0,1となる。

すると、Ｍ＝２のとき、F[0]～F[15]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[15]のプリコーディング行列は、どのような順番にならべてもよい。また、F[0]～F[15]の行列がそれぞれ異なる行列であるとよい。）。そして、例えば、シンボル番号１６ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号１６ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号１６ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、１４、１５）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

以上をまとめると、式（８２）～式（８５）を参考にし、周期Nのプリコーディング行列を次式であらわす。

[0590] [数238]

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

[0591] このとき、周期がNであるので、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。そして、式（２２８）をベースとする周期N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[0592]

[数239]

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

[0593] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

すると、F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列は、周期N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N×M-2、N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期N×Mのプリコーディング行列を式（２２９）のようしたが、前述のように、周期N×Mのプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

[0594] [数240]

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

[0595] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

なお、式（２２９）および式（２３０）において、０ラジアン≦δ＜２πラジアンとしたとき、δ＝πラジアンのときユニタリ行列となり、δ≠πラ

ジアンのとき非ユニタリ行列となる。本方式では、π／２ラジアン≦｜δ｜＜πラジアンの非ユニタリ行列のときが一つの特徴的な構成であり（δの条件については、他の実施の形態のときも同様である。）、良好なデータの受信品質が得られることになる。別の構成として、ユニタリ行列の場合もあるが、実施の形態１０や実施の形態１６において、詳しく述べるが、式（２２９）、式（２３０）において、Nを奇数とすると、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

（実施の形態９）

本実施の形態では、ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

[0596] 実施の形態８で述べたように周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式（８２）～式（８５）を参考にした、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0597] [数241]

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

[0598] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（α＞０であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式（２３１）のプリコーディング行列は次式であらわすことができる。

[0599] [数242]

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

[0600] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（α＞０であるものとする。）このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[0601] [数243]

＜条件＃１７＞

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

[0602] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0603] [数244]

＜条件＃１８＞

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

[0604] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

実施の形態６で説明した際、受信劣悪点間の距離について述べたが、受信劣悪点間の距離を大きくするためには、周期Nは３以上の奇数であることが重要となる。以下では、この点について説明する。

[0605] 実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件１９＞または＜条件２０＞を与える。

[0606] [数245]

＜条件＃１９＞

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

[0607] [数246]

＜条件＃２０＞

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

[0608] つまり、＜条件１９＞では、位相の差が２π／Ｎラジアンであることを意味している。

また、＜条件２０＞では、位相の差が－２π／Ｎラジアンであることを意味している。

そして、$\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ラジアンとし、かつ、$\alpha<1$としたとき、周期N=3のときの、s1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４３（ａ）に、周期N=4のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４３（ｂ）に示す。また、$\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ラジアンとし、かつ、$\alpha>1$としたとき、周期N=3のときの、s1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４４（ａ）に、周期N=4のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４４（ｂ）に示す。

[0609] このとき、受信劣悪点と原点とで形成する線分と、Realの軸において、Real≧0の半直線とで形成する位相（図４３（ａ）参照。）を考えた場合、$\alpha>1$、$\alpha<1$いずれの場合についても、N=４のとき、s1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合が必ず発生する。（図４３の４３０１、４３０２、および図４４の４４０１、４４０２参照）このとき、複素平面において、受信劣悪点間の距離が小さくなる。一方で、N=3のとき、s1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合は発生しない。

[0610] 以上から、周期Nが偶数のときs1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合が必ず発生することを考慮すると、周期Nが奇数のときのほうが、周期Nが偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、周期Nが小さい値、例えば、N≦16以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、N≦16の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

[0611] したがって、式（２３２）に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期Nは奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式（２３２）に基づきF[0]～F[N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N-1]のプリコーディング行列は、周期Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号Ｎｉのとき F[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号Ｎｉ＋１のとき F[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号Ｎ×ｉ＋ｈのとき F[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N-2、N-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）また、ｓ１、ｓ２の変調方式が、ともに１６ＱＡＭのとき、αを

[0612] [数247]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2} \quad \cdots \text{式(233)}$$

[0613] とすると、ＩＱ平面における１６×１６＝２５６個の信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の

適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[0614] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件＃１７＞＜条件＃１８＞は以下のような条件に置き換えることができる。（周期はNとして考える。）

[0615] [数248]

＜条件＃１７’＞

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

[0616] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0617] [数249]

＜条件＃１８’＞

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

[0618] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

（実施の形態１０）

本実施の形態では、ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について、実施の形態９とは異なる例を述べる。

周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2

Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0619] [数250]

i=0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1のとき：

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(234)}$$

[0620] $\alpha>0$であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

[0621] [数251]

i=N, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1のとき：

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

[0622] $\alpha>0$であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。（式(234)のαと式(235)のαは同一の値であるものとする。）

このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、式（２３４）に対し、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[0623] [数252]

＜条件＃２１＞

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

[0624] （xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0625] [数253]

＜条件＃２２＞

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

[0626] （xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

そして、以下の条件を付加することを考える。

[0627] [数254]

＜条件＃２３＞

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

かつ

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

[0628] 次に、実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件＃２４＞または＜条件＃２５＞を与える。

[0629] [数255]

＜条件＃２４＞

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

[0630] [数256]

＜条件＃２５＞

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

[0631] つまり、＜条件２４＞では、位相の差が２π／Ｎラジアンであることを意味している。また、＜条件２５＞では、位相の差が－２π／Ｎラジアンであることを意味している。

そして、$\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ラジアンとし、かつ、$\alpha>1$としたとき、N=4のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４５（ａ）（ｂ）に示す。図４５（ａ）（ｂ）からわかるように、複素平面において、s1の受信劣悪点の最小距離は大きく保てており、また、同様に、s2の受信劣悪点の最小距離も大きく保てている。そして、$\alpha<1$のときに

も同様な状態となる。また、実施の形態９と同様に考えると、Nが奇数のときのほうが、Nが偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、Nが小さい値、例えば、N≦16以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、N≦16の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

[0632] したがって、式（２３４）、（２３５）に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、Nは奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式（２３４）、（２３５）に基づきF[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列は、周期2Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2Ｎｉのとき F[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2Ｎｉ＋１のとき F[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2N×ｉ＋ｈのとき F[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2N-2、2N-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）また、ｓ１、ｓ２の変調方式が、ともに１６ＱＡＭのとき、αを式（２３３）とすると、ＩＱ平面における１６×１６＝２５６個の信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

[0633] また、＜条件＃２３＞と異なる条件として、以下の条件を考える。

[0634] [数257]

＜条件＃２６＞

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

[0635] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり

、x≠yである。）

[0636] [数258]

＜条件＃２７＞

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

[0637] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

このとき、＜条件＃２１＞かつ＜条件＃２２＞かつ＜条件＃２６＞かつ＜条件＃２７＞を満たすことで、複素平面におけるs1同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、s2同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。

[0638] 本実施の形態では、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法のための2N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、2N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[0639] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2N個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態１１）

本実施の形態では、非ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

[0640] 周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0641] [数259]

i=0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1のとき：

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

[0642] α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。また、δ≠πラジアンとする。

[0643] [数260]

i=N, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1のとき：

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

[0644] α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。（式(236)のαと式(237)のαは同一の値であるものとする。）

このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、式（２３６）に対し、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[0645]

[数261]

＜条件＃２８＞

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

[0646] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0647] [数262]

＜条件＃２９＞

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

[0648] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

そして、以下の条件を付加することを考える。

[0649] [数263]

＜条件＃３０＞

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

かつ

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

[0650] なお、式（２３７）のかわりに、次式のプリコーディング行列を与えてもよい。

[0651] [数264]

i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1のとき：

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} \alpha \times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha \times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda-\delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(238)}$$

[0652] α＞０であるものとし、（ｉによらず）固定値であるものとする。（式(236)のαと式(238)のαは同一の値であるものとする。）

例として、実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件＃３１＞または＜条件＃３２＞を与える。

[0653] [数265]

＜条件＃３１＞

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

[0654] [数266]

＜条件＃３２＞

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

[0655] つまり、＜条件３１＞では、位相の差が２π／Ｎラジアンであることを意味している。また、＜条件３２＞では、位相の差が－２π／Ｎラジアンであることを意味している。

そして、$\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ラジアンとし、かつ、$\alpha>1$とし、$\delta=(3\pi)/4$ラジアンとしたとき、N=4のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４６（ａ）（ｂ）に示す。このようにすることで、プリコーディング行列を切り替える周期を大きくすることができ、かつ、複素平面において、s1の受信劣悪点の最小距離は大きく保てており、また、同様に、s2の受信劣悪点の最小距離も大きく保つことができるため、良好な受信品質を得ることができる。ここでは、$\alpha>1$、$\delta=(3\pi)/4$ラジアン、N=4のときを例に説明したがこれに限ったものではなく、$\pi/2$ラジアン$\leqq|\delta|<\pi$ラジアン、かつ、$\alpha>0$、かつ、$\alpha\neq1$であれば同様の効果を得ることができる。

[0656] また、＜条件＃３０＞と異なる条件として、以下の条件を考える。

[0657] [数267]

＜条件＃３３＞

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

[0658] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0659] [数268]

＜条件＃３４＞

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

[0660] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

このとき、＜条件＃２８＞かつ＜条件＃２９＞かつ＜条件＃３３＞かつ＜条件＃３４＞を満たすことで、複素平面におけるs1同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、s2同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。

[0661] 本実施の形態では、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法のための2N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周

波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、2N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[0662] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2N個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態１２）

本実施の形態では、非ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0663] [数269]

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

[0664] $\alpha>0$であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。また、$\delta\neq\pi$ラジアン（iによらず固定値）、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）とする。

このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、式（２３９）に対し、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[0665] [数270]

＜条件＃３５＞

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

[0666] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0667] [数271]

<条件＃３６>

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

[0668] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

例として、実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件＃３７＞または＜条件＃３８＞を与える。

[0669] [数272]

<条件＃３７>

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

[0670] [数273]

<条件＃３８>

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

[0671] つまり、＜条件３７＞では、位相の差が２π／Ｎラジアンであることを意味している。また、＜条件３８＞では、位相の差が－２π／Ｎラジアンであることを意味している。

このとき、π／２ラジアン≦｜δ｜＜πラジアン、かつ、α＞０、かつ、α≠１であれば、複素平面におけるs1同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、s2同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、＜条件＃３７＞、＜条件＃３８＞は必ず必要となる条件ではない。

[0672] 本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[0673] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件＃３５＞＜条件＃３６＞は以下のような条件に置き換えることができる。（周期はNとして考える。）

[0674] [数274]

＜条件＃３５’＞

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

[0675] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0676]

[数275]

<条件＃３６’>

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

[0677] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

（実施の形態１３）

本実施の形態では、実施の形態８の別の例について説明する。

周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0678] [数276]

i=0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1のとき：

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

[0679] α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

[0680] [数277]

i=N, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1のとき：

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

[0681] α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。（式(240)のαと式(241)のαは同一の値であるものとする。）

そして、式（２４０）および式（２４１）をベースとする周期2×N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[0682]

[数278]

i=0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1のとき：

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i)+X_k+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots式(242)$$

[0683] このとき、k=0, 1, ・・・, M-2, M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[0684] [数279]

i=N, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1のとき：

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta+Y_k)} & \alpha\times e^{j\theta_{21}(i+Y_k)} \end{pmatrix} \quad \cdots式(243)$$

[0685] このとき、k=0, 1, ・・・, M-2, M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。また、Xk=Ykであってもよいし、Xk≠Ykであってもよい。

すると、F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列は、周期2×N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2×N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2×N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2×N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2×N×M-2、2×N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（２４２）を次式のようにしてもよい。

[0686]

[数280]

i=0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1のとき：

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i)+X_k)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+X_k+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(244)}$$

[0687] このとき、k=0, 1, ・・・, M-2, M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

また、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（２４３）を式（２４５）～式（２４７）のいずれかとしてもよい。

[0688] [数281]

i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1のとき：

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda+Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i)+Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} & \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (245)$$

[0689] このとき、k=0, 1, ・・・, M-2, M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[0690] [数282]

i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1のとき：

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+Y_k)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda-\delta+Y_k)} \end{pmatrix} \quad (246)$$

[0691] このとき、k=0, 1, ・・・, M-2, M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[0692] [数283]

i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1のとき：

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda+Y_k)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda-\delta)} \end{pmatrix} \quad (247)$$

[0693] このとき、k=0, 1, ・・・, M-2, M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

なお、受信劣悪点について着目すると、式（２４２）から式（２４７）において、

[0694]

[数284]

<条件＃３９>

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

[0695] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0696] [数285]

<条件＃４０>

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

[0697] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0698] [数286]

<条件＃４１>

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

かつ

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

[0699] のすべてを満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、実施の形態８では、＜条件＃３９＞および＜条件＃４０＞を満たすとよい。

また、式（２４２）から式（２４７）のXk，Ykに着目すると、

[0700] [数287]

<条件＃４２>

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

[0701] （aは0,1,2,・・・,M-2，M-1であり、bは0,1,2,・・・，M-2，M-1（ａ，ｂは0以上M-1以下の整数）であり、a≠bである。）

ただし、sは整数である。

[0702]

[数288]

＜条件＃４３＞

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

[0703] （aは0,1,2,・・・,M-2, M-1であり、bは0,1,2,・・・, M-2, M-1（ａ， ｂは0以上M-1以下の整数）であり、a≠bである。）

ただし、uは整数である。

の２つの条件を満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、実施の形態８では、＜条件４２＞を満たすとよい。

[0704] なお、式（２４２）および式（２４７）において、０ラジアン≦δ＜２πラジアンとしたとき、δ＝πラジアンのときユニタリ行列となり、δ≠πラジアンのとき非ユニタリ行列となる。本方式では、π／２ラジアン≦｜δ｜＜πラジアンの非ユニタリ行列のときが一つの特徴的な構成であり、良好なデータの受信品質が得られることになる。別の構成として、ユニタリ行列の場合もあるが、実施の形態１０や実施の形態１６において、詳しく述べるが、式（２４２）から式（２４７）において、Nを奇数とすると、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。

（実施の形態１４）

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、プリコーディング行列として、ユニタリ行列を用いる場合と非ユニタリ行列を用いる場合の使い分けの例について説明する。

[0705] 例えば、２行２列のプリコーディング行列（各要素は複素数で構成されているものとする）を用いた場合、つまり、ある変調方式に基づいた２つの変調信号（s1(t)およびs2(t)）に対し、プリコーディングを施し、プリコーディング後の２つの信号を２つのアンテナから送信する場合について説明する。

規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を用いてデータを伝送する場合、図３及び図１３の送信装置は、フレーム構成信号３１３により、マッ

ピング部３０６A、３０６Bは、変調方式を切り替えることになる。このとき、変調方式の変調多値数（変調多値数：IQ平面における変調方式の信号点の数）とプリコーディング行列の関係について説明する。

[0706] 規則的にプリコーディング行列を切り替える方法の利点は、実施の形態６において説明したようにＬＯＳ環境において、良好なデータの受信品質を得ることができる点であり、特に、受信装置がML演算やML演算に基づくAPP（または、Max-log APP）を施した場合、その効果が大きい。ところで、ML演算は、変調方式の変調多値数に伴い、回路規模（演算規模）に大きな影響を与える。例えば、プリコーディング後の２つの信号を２つのアンテナから送信し、２つの変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式を用いているものとする場合、変調方式がQPSKの場合、IQ平面における候補信号点（図１１の受信信号点１１０１）の数は4×4=16個、16QAMの場合16×16=256個、64QAMの場合64×64=4096個、256QAMの場合256×256=65536個、1024QAMの場合1024×1024=1048576個となり、受信装置の演算規模をある程度の回路規模で抑えるためには、変調方式がQPSK, 16QAM, 64QAMの場合は、受信装置において、ML演算（ML演算に基づく（Max-log）APP）を用い、256QAM, 1024QAMの場合は、MMSE, ZFのような線形演算を用いた検波を用いることになる。（場合によっては、256QAMの場合、ML演算を用いても良い。）

このような受信装置を想定した場合、多重信号分離後のSNR（signal-to-noisepowerratio）を考えた場合、受信装置でMMSE, ZFのような線形演算を用いている場合は、プリコーディング行列としてユニタリ行列が適しており、ML演算を用いている場合は、プリコーディング行列としてユニタリ行列・非ユニタリ行列のいずれをもちいてもよい。上述のいずれかの実施の形態の説明を考慮すると、プリコーディング後の２つの信号を２つのアンテナから送信し、２つの変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式を用いているものとする場合、変調方式の変調多値数が64値以下（または、256値以下）のとき、規則的にプリコーディング行列を切

り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用い、64値より大きい（または256値より大きい）場合、ユニタリ行列を用いると、通信システムがサポートしている全ての変調方式において、どの変調方式の場合においても、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる可能性が高くなる。

[0707] また、変調方式の変調多値数が64値以下（または、256値以下）の場合においてもユニタリ行列を用いたほうがよい場合がある可能性がある。このようなことを考慮すると、変調方式の変調多値数が64値以下（または、256値以下）の複数の変調方式をサポートしている場合、サポートしている複数の64値以下の変調方式のいずれかの変調方式で規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いる場合が存在することが重要となる。

[0708] 上述では、一例として、プリコーディング後の２つの信号を２つのアンテナから送信する場合について説明したが、これに限ったものではなく、プリコーディング後のN個の信号をN個のアンテナから送信し、N個の変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式を用いているものとする場合、変調方式の変調多値数にβ_Nという閾値を設け、変調方式の変調多値数がβ_N以下の複数の変調方式をサポートしている場合、サポートしているβ_N以下の複数の変調方式のいずれかの変調方式で規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いる場合が存在し、変調方式の変調多値数がβ_Nより大きい変調方式の場合、ユニタリ行列を用いると、通信システムがサポートしている全ての変調方式において、どの変調方式の場合においても、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる可能性が高くなる。（変調方式の変調多値数がβ_N以下のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を常に用いてもよい。

)

上述では、同時に送信するN個の変調信号の変調方式が、同一の変調方式を用いている場合で説明したが、以下では、同時に送信するN個の変調信号において、２種類以上の変調方式が存在する場合について説明する。

[0709] 例として、プリコーディング後の２つの信号を２つのアンテナから送信する場合について説明する。２つの変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式、または、異なる変調方式であるものとしたとき、変調多値数が2^{a1}値の変調方式と変調多値数が2^{a2}値の変調方式を用いているものとする。このとき、受信装置においてML演算（ML演算に基づく（Max-log）APP）を用いている場合、IQ平面における候補信号点（図１１の受信信号点１１０１）の数は、$2^{a1}\times 2^{a2}=2^{a1+a2}$の候補信号点が存在することになる。このとき、上記で述べたように、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるためには、2^{a1+a2}に対し2^{β}という閾値を設け、$2^{a1+a2}\leqq 2^{\beta}$のとき、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用い、$2^{a1+a2}>2^{\beta}$場合、ユニタリ行列を用いるとよい。

[0710] また、$2^{a1+a2}\leqq 2^{\beta}$の場合においてもユニタリ行列を用いたほうがよい場合がある可能性がある。このようなことを考慮すると、$2^{a1+a2}\leqq 2^{\beta}$の複数の変調方式の組み合わせをサポートしている場合、サポートしている$2^{a1+a2}\leqq 2^{\beta}$の複数の変調方式の組み合わせのいずれかの変調方式の組み合わせで規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いる場合が存在することが重要となる。

[0711] 上述では、一例として、プリコーディング後の２つの信号を２つのアンテナから送信する場合について説明したが、これに限ったものではない。例えば、N個の変調信号（プリコーディング前の変調方式に基づく信号）がいずれも同一の変調方式、または、異なる変調方式が存在する場合のとき、第ｉの変調信号の変調方式の変調多値数を2^{ai}とする（ｉ＝１、２、・・・、N-1、

N）。

[0712] このとき、受信装置においてML演算（ML演算に基づく（Max-log）APP）を用いている場合、IQ平面における候補信号点（図１１の受信信号点１１０１）の数は、$2^{a1}\times 2^{a2}\times\cdots\times 2^{ai}\times\cdots\times 2^{aN}=2^{a1+a2+\cdots+ai+\cdots+aN}$の候補信号点が存在することになる。このとき、上記で述べたように、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるためには、$2^{a1+a2+\cdots+ai+\cdots+aN}$に対し$2^{\beta}$という閾値を設け、

[0713] [数289]

＜条件＃４４＞

$$2^{a1+a2+\cdots+ai+\cdots+aN}=2^{Y}\le 2^{\beta} \quad \cdots\text{式(248)}$$

ただし、$Y=\sum_{i=1}^{N}a_i$

[0714] ＜条件＃４４＞を満たす複数の変調方式の組み合わせをサポートしている場合、サポートしている＜条件＃４４＞を満たす複数の変調方式の組み合わせのいずれかの変調方式の組み合わせで規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いる場合が存在し、

[0715] [数290]

＜条件＃４５＞

$$2^{a1+a2+\cdots+ai+\cdots+aN}=2^{Y}>2^{\beta} \quad \cdots\text{式(249)}$$

ただし、$Y=\sum_{i=1}^{N}a_i$

[0716] ＜条件＃４５＞を満たすすべての変調方式の組み合わせの場合、ユニタリ行列を用いると、通信システムがサポートしている全ての変調方式において、どの変調方式の組み合わせの場合においても、受信装置の回路規模を小さくしながら良好なデータの受信品質を得ることができるという効果を得ること

ができる可能性が高くなる。（サポートしている＜条件＃４４＞を満たす複数の変調方式の組み合わせすべてにおいて、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式を用いたときのプリコーディング行列として非ユニタリ行列を用いてもよい。）

（実施の形態１５）

本実施の形態では、OFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いた、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式のシステム例について説明する。

[0717] 図４７は、本実施の形態におけるOFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いた、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式のシステムにおいて、放送局（基地局）が送信する送信信号の、時間－周波数軸におけるフレーム構成の一例を示している。（時間＄１から時間＄Ｔまでのフレーム構成とする。）図４７（Ａ）は、実施の形態１等で説明したストリームｓ１の時間－周波数軸におけるフレーム構成、図４７（Ｂ）は、実施の形態１等で説明したストリームｓ２の時間－周波数軸におけるフレーム構成を示している。ストリームｓ１とストリームｓ２の同一時間、同一（サブ）キャリアのシンボルは、複数のアンテナを用いて、同一時間、同一周波数で送信されることになる。

[0718] 図４７（Ａ）（Ｂ）では、OFDMを用いたときに使用される（サブ）キャリアは、（サブ）キャリアａ～（サブ）キャリアａ＋Ｎａで構成されたキャリア群＃Ａ、（サブ）キャリアｂ～（サブ）キャリアｂ＋Ｎｂで構成されたキャリア群＃Ｂ、（サブ）キャリアｃ～（サブ）キャリアｃ＋Ｎｃで構成されたキャリア群＃Ｃ、（サブ）キャリアｄ～（サブ）キャリアｄ＋Ｎｄで構成されたキャリア群＃Ｄ、・・・で分割するものとする。そして、各サブキャリア群では、複数の送信方法をサポートするものとする。ここで、複数の送信方法をサポートすることで、各送信方法がもつ利点を効果的に活用することが可能となる。例えば、図４７（Ａ）（Ｂ）では、キャリア群＃Ａは、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ

伝送方式を用いるものとし、キャリア群＃Ｂは規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ伝送方式を用いるものとし、キャリア群＃Ｃはストリームｓ１のみ送信し、キャリア群＃Ｄは時空間ブロック符号を用いて送信するものとする。

図４８は、本実施の形態におけるOFDMのようなマルチキャリア伝送方式を用いた、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式のシステムにおいて、放送局（基地局）が送信する送信信号の、時間ー周波数軸におけるフレーム構成の一例を示しており、図４７とは異なる時間の時間＄Ｘから時間＄Ｘ＋Ｔ’までのフレーム構成を示している。図４８は、図４７と同様に、OFDMを用いたときに使用される（サブ）キャリアは、（サブ）キャリアａ～（サブ）キャリアａ＋Ｎａで構成されたキャリア群＃Ａ、（サブ）キャリアｂ～（サブ）キャリアｂ＋Ｎｂで構成されたキャリア群＃Ｂ、（サブ）キャリアｃ～（サブ）キャリアｃ＋Ｎｃで構成されたキャリア群＃Ｃ、（サブ）キャリアｄ～（サブ）キャリアｄ＋Ｎｄで構成されたキャリア群＃Ｄ、・・・で分割するものとする。そして、図４８が図４７と異なる点は、図４７で用いられている通信方式と図４８で用いられている通信方式が異なるキャリア群が存在することである。図４８では、（Ａ）（Ｂ）では、キャリア群＃Ａは、時空間ブロック符号を用いて送信するものとし、キャリア群＃Ｂは規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ伝送方式を用いるものとし、キャリア群＃Ｃは規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ伝送方式を用いるものとし、キャリア群＃Ｄはストリームｓ１のみ送信するものとする。

[0719] 次に、サポートする送信方法について説明する。

図４９は、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式を用いたときの信号処理方法を示しており、図６と同様の番号を付している。ある変調方式にしたがったベースバンド信号である、重み付け合成部６００は、ストリームｓ１（ｔ）（３０７Ａ）およびストリームｓ２（ｔ）（３０７Ｂ）、および、重み付け方法に関する情報３１

５を入力とし、重み付け後の変調信号ｚ１（ｔ）（３０９Ａ）および重み付け後の変調信号ｚ２（ｔ）（３０９Ｂ）を出力する。ここで、重み付け方法に関する情報３１５が、空間多重MIMO伝送方式を示していた場合、図４９の方式＃１の信号処理が行われる。つまり、以下の処理が行われる。

[0720] [数291]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(250)}$$

[0721] ただし、１つの変調信号を送信する方式をサポートしている場合、送信電力の点から、式（２５０）は、式（２５１）のようにあらわされることもある。

[0722] [数292]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} s1(t) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(251)}$$

[0723] そして、重み付け方法に関する情報３１５が、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式を示している場合、例えば、図４９の方式＃２の信号処理が行われる。つまり、以下の処理が行われる。

[0724] [数293]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + 1}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & \alpha \times e^{j(\theta_{11} + \lambda)} \\ \alpha \times e^{j\theta_{21}} & e^{j(\theta_{21} - \lambda + \delta)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots \text{式(252)}$$

[0725] ここで、θ_{11}、θ_{12}、λ、δは固定値となる。

図５０は、時空間ブロック符号を用いたときの変調信号の構成を示している。図５０の時空間ブロック符号化部（５００２）は、ある変調信号に基づくベースバンド信号が入力とする。例えば、時空間ブロック符号化部（５００２）は、シンボルｓ１、シンボルｓ２、・・・を入力とする。すると、図５０のように、時空間ブロック符号化が行われ、ｚ１（５００３Ａ）は、「シンボル＃０としてｓ１」「シンボル＃１としてーｓ２*」「シンボル＃２としてｓ３」「シンボル＃３としてーｓ４*」・・・となり、ｚ２（５００３Ｂ）は、「シンボル＃０としてｓ２」「シンボル＃１としてｓ１*」「シンボル＃２としてｓ４」「シンボル＃３としてｓ３*」・・・となる。このとき、ｚ１におけるシンボル＃Ｘ、ｚ２におけるシンボル＃Ｘは同一時間に同一周波数によりアンテナから送信されることになる。

[0726] 図４７、図４８では、データを伝送するシンボルのみを記載しているが、実際には、伝送方式、変調方式、誤り訂正方式等の情報を伝送する必要がある。例えば、図５１のように、１つの変調信号ｚ１のみでこれらの情報を定期的に伝送すれば、これらの情報を通信相手に伝送することができる。また、伝送路の変動、つまり、受信装置がチャネル変動を推定するためのシンボル（例えば、パイロットシンボル、リファレンスシンボル、プリアンブル、送受信で既知の（ＰＳＫ：Phase Shift Keying）シンボル）を伝送する必要がある。図４７、図４８では、これらのシンボルを省略して記述しているが、実際は、チャネル変動を推定するためのシンボルが時間ー周波数軸のフレーム構成において、含まれることになる。したがって、各キャリア群は、データを伝送するためのシンボルのみだけで構成されているわけではない。（この点については、実施の形態１においても同様である。）

図５２は、本実施の形態における放送局（基地局）の送信装置の構成の一例を示している。送信方法決定部（５２０５）は、各キャリア群のキャリア数、変調方式、誤り訂正方式、誤り訂正符号の符号化率、送信方法等の決定を行い、制御信号（５２０６）として出力する。

変調信号生成部＃１（５２０１＿１）は、情報（５２００＿１）および制御

信号（５２０６）を入力とし、制御信号（５２０６）の通信方式の情報に基づき、図４７、図４８のキャリア群＃Ａの変調信号ｚ１（５２０２＿１）および変調信号ｚ２（５２０３＿１）を出力する。

[0727] 同様に、変調信号生成部＃２（５２０１＿２）は、情報（５２００＿２）および制御信号（５２０６）を入力とし、制御信号（５２０６）の通信方式の情報に基づき、図４７、図４８のキャリア群＃Ｂの変調信号ｚ１（５２０２＿２）および変調信号ｚ２（５２０３＿２）を出力する。

同様に、変調信号生成部＃３（５２０１＿３）は、情報（５２００＿３）および制御信号（５２０６）を入力とし、制御信号（５２０６）の通信方式の情報に基づき、図４７、図４８のキャリア群＃Ｃの変調信号ｚ１（５２０２＿３）および変調信号ｚ２（５２０３＿３）を出力する。

[0728] 同様に、変調信号生成部＃４（５２０１＿４）は、情報（５２００＿４）および制御信号（５２０６）を入力とし、制御信号（５２０６）の通信方式の情報に基づき、図４７、図４８のキャリア群＃Ｄの変調信号ｚ１（５２０２＿４）および変調信号ｚ２（５２０３＿４）を出力する。

以下、図示していないが、変調信号生成部＃５から変調信号生成部＃Ｍ－１まで同様とする。

そして、同様に、変調信号生成部＃Ｍ（５２０１＿Ｍ）は、情報（５２００＿Ｍ）および制御信号（５２０６）を入力とし、制御信号（５２０６）の通信方式の情報に基づき、あるキャリア群の変調信号ｚ１（５２０２＿Ｍ）および変調信号ｚ２（５２０３＿Ｍ）を出力する。

[0729] ＯＦＤＭ方式関連処理部（５２０７＿１）は、キャリア群＃Ａの変調信号ｚ１（５２０２＿１）、キャリア群＃Ｂの変調信号ｚ１（５２０２＿２）、キャリア群＃Ｃの変調信号ｚ１（５２０２＿３）、キャリア群＃Ｄの変調信号ｚ１（５２０２＿４）、・・・、あるキャリア群の変調信号ｚ１（５２０２＿Ｍ）、および、制御信号（５２０６）を入力とし、並び換え、逆フーリエ変換、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号（５２０８＿１）を出力し、送信信号（５２０８＿１）は、アンテナ（５２０９＿１）から電波と

して出力される。

[0730] 同様に、ＯＦＤＭ方式関連処理部（５２０７＿２）は、キャリア群＃Ａの変調信号ｚ１（５２０３＿１）、キャリア群＃Ｂの変調信号ｚ２（５２０３＿２）、キャリア群＃Ｃの変調信号ｚ２（５２０３＿３）、キャリア群＃Ｄの変調信号ｚ２（５２０３＿４）、・・・、あるキャリア群の変調信号ｚ２（５２０３＿Ｍ）、および、制御信号（５２０６）を入力とし、並び換え、逆フーリエ変換、周波数変換、増幅等の処理を施し、送信信号（５２０８＿２）を出力し、送信信号（５２０８＿２）は、アンテナ（５２０９＿２）から電波として出力される。

[0731] 図５３は、図５２の変調信号生成部＃１～＃Ｍの構成の一例を示している。誤り訂正符号化部（５３０２）は、情報（５３００）および、制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）にしたがって、誤り訂正符号化方式、誤り訂正符号化の符号化率を設定し、誤り訂正符号化を行い、誤り訂正符号化後のデータ（５３０３）を出力する。（誤り訂正符号化方式、誤り訂正符号化の符号化率の設定により、例えば、ＬＤＰＣ符号、ターボ符号、畳み込み符号等を用いたとき、符号化率によっては、パンクチャを行い、符号化率を実現する場合がある。）

インタリーブ部（５３０４）は、誤り訂正符号化後のデータ（５３０３）、制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）に含まれるインタリーブ方法の情報に従い、誤り訂正符号化後のデータ（５３０３）の並び換えを行い、インタリーブ後のデータ（５３０５）を出力する。

[0732] マッピング部（５３０６＿１）は、インタリーブ後のデータ（５３０５）および制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）に含まれる変調方式の情報に従い、マッピング処理を行い、ベースバンド信号（５３０７＿１）を出力する。

同様に、マッピング部（５３０６＿２）は、インタリーブ後のデータ（５３０５）および制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）に含まれる変調方式の情報に従い、マッピング処理を行い、ベースバンド信号

（５３０７＿２）を出力する。

[0733] 信号処理部（５３０８）は、ベースバンド信号（５３０７＿１）、ベースバンド信号（５３０７＿２）および制御信号（５３０１）を入力とし、制御信号（５３０１）に含まれる伝送方法（ここでは、例えば、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式）の情報に基づき、信号処理を行い、信号処理後の信号ｚ１（５３０９＿１）および信号処理後のｚ２（５３０９＿２）を出力する。なお、ストリームｓ１のみを送信する伝送方式が選択された場合、信号処理部（５３０８）は、信号処理後のｚ２（５３０９＿２）を出力しないこともある。また、図５３では、誤り訂正符号化部が一つの場合の構成を示したがこれに限ったものではなく、例えば、図３に示すように、複数の符号化器を具備していてもよい。

[0734] 図５４は、図５２におけるＯＦＤＭ方式関連処理部（５２０７＿１、および、５２０７＿２）の構成の一例を示しており、図１４と同様に動作するものについては同一符号を付している。並び替え部（５４０２Ａ）は、キャリア群＃Ａの変調信号ｚ１（５４００＿１）、キャリア群＃Ｂの変調信号ｚ１（５４００＿２）、キャリア群＃Ｃの変調信号ｚ１（５４００＿３）、キャリア群＃Ｄの変調信号ｚ１（５４００＿４）、・・・、あるキャリア群の変調信号ｚ１（５４００＿Ｍ）、および、制御信号（５４０３）を入力とし、並び替えを行い、並び替え後の信号１４０５Ａおよび１４０５Ｂを出力する。なお、図４７、図４８、図５１では、キャリア群の割り当てを、集合したサブキャリアで構成する例で説明しているが、これに限ったものではなく、時間ごとに離散的なサブキャリアによりキャリア群を構成してもよい。また、図４７、図４８、図５１では、キャリア群のキャリア数は、時間において変更しない例で説明しているが、これに限ったものではない。この点については、別途、後で、説明する。

[0735] 図５５は、図４７、図４８、図５１のようにキャリア群ごとに伝送方式を

設定する方式の時間－周波数軸におけるフレーム構成の詳細の例を示している。図５５において、制御情報シンボルを５５００、個別制御情報シンボルを５５０１、データシンボルを５５０２、パイロットシンボルを５５０３で示す。また、図５５（Ａ）はストリームｓ１の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示しており、図５５（Ｂ）はストリームｓ２の時間一周波数軸におけるフレーム構成を示している。

[0736] 制御情報シンボルは、キャリア群共通の制御情報を伝送するためのシンボルであり、送受信機が周波数、時間同期を行うためのシンボル、（サブ）キャリアの割り当てに関する情報等で構成されている。そして、制御制御シンボルは、時刻＄１において、ストリームｓ１のみから送信されるものとする。

個別制御情報シンボルは、サブキャリア群個別の制御情報を伝送するためのシンボルであり、データシンボルの、伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報、パイロットシンボルの挿入方法の情報、パイロットシンボルの送信パワーの情報等で構成されている。個別制御情報シンボルは、時刻＄１において、ストリームｓ１のみから送信されるものとする。

[0737] データシンボルは、データ（情報）を伝送するためのシンボルであり、図４７～図５０を用いて説明したように、例えば、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式のいずれかの伝送方式のシンボルである。なお、キャリア群＃Ａ、キャリア群＃Ｂ、キャリア群＃Ｃ、キャリア群＃Ｄにおいて、ストリームｓ２にデータシンボルが存在するように記載しているが、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式を用いている場合は、ストリームｓ２にデータシンボルが存在しない場合もある。

[0738] パイロットシンボルは、受信装置が、チャネル推定、つまり、式（３６）の$h_{11}(t)$、$h_{12}(t)$、$h_{21}(t)$、$h_{22}(t)$に相当する変動を推定

するためのシンボルである。（ここでは、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているため、サブキャリアごとにh_{11}（ｔ）、h_{12}（ｔ）、h_{21}（ｔ）、h_{22}（ｔ）に相当する変動を推定するためのシンボルということになる。）したがって、パイロットシンボルは、例えば、ＰＳＫ伝送方式を用いており、送受信機で既知のパターンとなるように構成することになる。また、パイロットシンボルを、受信装置は、周波数オフセットの推定、位相ひずみ推定、時間同期に用いてもよい。

[0739] 図５６は、図５２の送信装置が送信した変調信号を受信するための受信装置の構成の一例を示しており、図７と同様に動作するものについては同一符号を付している。

図５６において、ＯＦＤＭ方式関連処理部（５６００＿Ｘ）は、受信信号７０２＿Ｘを入力とし、所定の処理を行い、信号処理後の信号７０４＿Ｘを出力する。同様に、ＯＦＤＭ方式関連処理部（５６００＿Ｙ）は、受信信号７０２＿Ｙを入力とし、所定の処理を行い、信号処理後の信号７０４＿Ｙを出力する。

[0740] 図５６の制御情報復号部７０９は、信号処理後の信号７０４＿Ｘおよび信号処理後の信号７０４＿Ｙを入力とし、図５５における制御情報シンボルおよび個別制御情報シンボルを抽出し、これらのシンボルで伝送した制御情報を得、この情報を含む制御信号７１０を出力する。

変調信号ｚ１のチャネル変動推定部７０５＿１は、信号処理後の信号７０４＿Ｘ、および、制御信号７１０を入力とし、この受信装置が必要とするキャリア群（所望のキャリア群）におけるチャネル推定を行い、チャネル推定信号７０６＿１を出力する。

[0741] 同様に、変調信号ｚ２のチャネル変動推定部７０５＿２は、信号処理後の信号７０４＿Ｘ、および、制御信号７１０を入力とし、この受信装置が必要とするキャリア群（所望のキャリア群）におけるチャネル推定を行い、チャネル推定信号７０６＿２を出力する。

同様に、変調信号ｚ１のチャネル変動推定部７０５＿１は、信号処理後の

信号７０４＿Ｙ、および、制御信号７１０を入力とし、この受信装置が必要とするキャリア群（所望のキャリア群）におけるチャネル推定を行い、チャネル推定信号７０８＿１を出力する。

[0742] 同様に、変調信号ｚ２のチャネル変動推定部７０５＿２は、信号処理後の信号７０４＿Ｙ、および、制御信号７１０を入力とし、この受信装置が必要とするキャリア群（所望のキャリア群）におけるチャネル推定を行い、チャネル推定信号７０８＿２を出力する。

そして、信号処理部７１１は、信号７０６＿１、７０６＿２、７０８＿１、７０８＿２、７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙ、および制御信号７１０を入力とし、制御信号７１０に含まれている、所望のキャリア群で伝送したデータシンボルにおける、伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報に基づき、復調、復号の処理を行い、受信データ７１２を出力する。

[0743] 図５７は、図５６におけるＯＦＤＭ方式関連処理部（５６００＿Ｘ、５６００＿Ｙ）の構成を示しており、周波数変換部（５７０１）は、受信信号（５７００）を入力とし、周波数変換を行い、周波数変換後の信号（５７０２）を出力する。

フーリエ変換部（５７０３）は、周波数変換後の信号（５７０２）を入力とし、フーリエ変換を行い、フーリエ変換後の信号（５７０４）を出力する。

[0744] 以上のように、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、複数のキャリア群に分割し、キャリア群ごとに伝送方式を設定することで、キャリア群ごとに受信品質、かつ、伝送速度を設定することができるため、柔軟なシステムを構築できるという効果を得ることができる。このとき、他の実施の形態で述べたような、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択できるようにすることで、ＬＯＳ環境に対し、高い受信品質を得ることができるとともに、高い伝送速度を得ることができる、という利点を得ることができる。なお、本実施の形態では、キャリア群が設定可

能な伝送方式として、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」をあげたがこれに限ったものではなく、このとき、時空間符号として、図５０の方式を説明したがこれに限ったものではなく、また、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式は、図４９の方式＃２に限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列で構成されていればよい。また、本実施の形態では、送信装置のアンテナ数を２の場合で説明したがこれに限ったものではなく、２より大きい場合においても、キャリア群ごとに「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」のいずれか伝送方式を選択できるようにすれば、同様の効果を得ることができる。

[0745] 図５８は、図４７、図４８、図５１とは異なるキャリア群の割り当て方法を示している。図４７、図４８、図５１、図５５では、キャリア群の割り当てを、集合したサブキャリアで構成する例で説明しているが、図５８では、キャリア群のキャリアを離散的に配置していることが特徴となっている。図５８は、図４７、図４８、図５１、図５５とは異なる、時間－周波数軸におけるフレーム構成の一例を示しており、図５８では、キャリア１からキャリアＨ、時間＄１から時間＄Ｋのフレーム構成を示しており、図５５と同様のものについては同一符号を付している。図５８のデータシンボルにおいて、「Ａ」と記載されているシンボルはキャリア群Ａのシンボルであること、「Ｂ」と記載されているシンボルはキャリア群Ｂのシンボルであること、「Ｃ」と記載されているシンボルはキャリア群Ｃのシンボルであること、「Ｄ」と記載されているシンボルはキャリア群Ｄのシンボルであること、を示している。このようにキャリア群は、（サブ）キャリア方向において、離散的に配置しても同様に実施することができ、また、時間軸方向において、常に同一のキャリアを使用する必要はない。このような配置を行うことで、時間、

周波数ダイバーシチゲインを得ることができるという効果を得ることができる。

[0746] 図４７、図４８、図５１、図５８において、制御情報シンボル、固有制御情報シンボルをキャリア群ごとに同一の時間に配置しているが、異なる時間に配置してもよい。また、キャリア群が使用する（サブ）キャリア数は、時間とともに変更してもよい。

（実施の形態１６）

本実施の形態では、実施の形態１０と同様、ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について、Nを奇数とする場合について述べる。

[0747] 周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0748] [数294]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1\text{のとき：}$$

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(253)}$$

[0749] $\alpha>0$であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

[0750] [数295]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1\text{のとき：}$$

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots\text{式(254)}$$

[0751] $\alpha>0$であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。（式(253)のαと式(254)のαは同一の値であるものとする。）

このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、式（２５３）に対し、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[0752] [数296]

<条件＃４６>

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

[0753] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0754] [数297]

<条件＃４７>

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

[0755] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

そして、以下の条件を付加することを考える。

[0756] [数298]

<条件＃４８>

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

かつ

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

[0757] 次に、実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、<条件＃４９>または<条件＃５０>を与える。

[0758] [数299]

<条件＃４９>

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

[0759]

[数300]

＜条件＃５０＞

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

[0760] つまり、＜条件４９＞では、位相の差が２π／Ｎラジアンであることを意味している。また、＜条件５０＞では、位相の差が－２π／Ｎラジアンであることを意味している。

そして、θ_{11}（０）－θ_{21}（０）＝０ラジアンとし、かつ、α＞１としたとき、N=3のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図６０（ａ）（ｂ）に示す。図６０（ａ）（ｂ）からわかるように、複素平面において、s1の受信劣悪点の最小距離は大きく保てており、また、同様に、s2の受信劣悪点の最小距離も大きく保てている。そして、α＜１のときにも同様な状態となる。また、実施の形態１０の図４５と比較すると、実施の形態９と同様に考えると、Nが奇数のときのほうが、Nが偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、Nが小さい値、例えば、N≦16以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、N≦16の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

[0761] したがって、式（２５３）、（２５４）に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、Nは奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式（２５３）、（２５４）に基づきF[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列は、周期2Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2Ｎｉのとき F[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2Ｎｉ＋１のとき F[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2N×ｉ＋ｈのとき F[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2N-2、2N-1）ことにな

る。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）また、ｓ１、ｓ２の変調方式が、ともに１６ＱＡＭのとき、αを式（２３３）とすると、ＩＱ平面における１６×１６＝２５６個の信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

[0762] また、＜条件＃４８＞と異なる条件として、以下の条件を考える。

[0763] [数301]

＜条件＃５１＞

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

[0764] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0765] [数302]

＜条件＃５２＞

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

[0766] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

このとき、＜条件＃４６＞かつ＜条件＃４７＞かつ＜条件＃５１＞かつ＜条件＃５２＞を満たすことで、複素平面におけるs1同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、s2同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため、良好なデータの受信品質を得ることができる。

[0767] 本実施の形態では、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法のための2N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・

、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、本実施の形態は、シングルキャリア伝送方式のときを例に説明しているため時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べる場合について説明したが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、2N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[0768] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2N個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態１７）

本実施の形態では、実施の形態８に基づく具体的なプリコーディングウェイトを規則的に切り替える方法の例を説明する。

[0769] 図６は、本実施の形態における重み付け方法（プリコーディング（Ｐｒｅｃｏｄｉｎｇ）方法）に関連する図であり、重み付け合成部６００は、図３の重み付け合成部３０８Ａと３０８Ｂの両者を統合した重み付け合成部である。図６に示すように、ストリームｓ１（ｔ）およびストリームｓ２（ｔ）は、図３のベースバンド信号３０７Ａおよび３０７Ｂに相当する、つまり、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭなどの変調方式のマッピングにしたがったベースバンド信号同相Ｉ、直交Ｑ成分となる。

そして、図６のフレーム構成のようにストリームｓ１（ｔ）は、シンボル番

号ｕの信号をｓ１（ｕ）、シンボル番号ｕ＋１の信号をｓ１（ｕ＋１）、・・・とあらわす。同様に、ストリームｓ２（ｔ）は、シンボル番号ｕの信号をｓ２（ｕ）、シンボル番号ｕ＋１の信号をｓ２（ｕ＋１）、・・・とあらわす。そして、重み付け合成部６００は、図３におけるベースバンド信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））および３０７Ｂ（ｓ２（ｔ））、重み付け情報に関する情報３１５を入力とし、重み付け情報に関する情報３１５にしたがった重み付け方法を施し、図３の重み付け合成後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））、３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。

[0770] このとき、例えば、実施の形態６における例８の周期N=8のプリコーディング行列切り替え方法を用いた場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は以下のようにあらわされる。

シンボル番号８ｉのとき（ｉは０以上の整数とする）：

[0771] [数303]

$$\begin{pmatrix} z1(8i) \\ z2(8i) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i) \\ s2(8i) \end{pmatrix} \quad (255)$$

[0772] ただし、ｊは虚数単位、k=0。

シンボル番号８ｉ＋１のとき：

[0773] [数304]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+1) \\ z2(8i+1) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+1) \\ s2(8i+1) \end{pmatrix} \quad (256)$$

[0774] ただし、k=1。

シンボル番号８ｉ＋２のとき：

[0775]

[数305]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+2) \\ z2(8i+2) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+2) \\ s2(8i+2) \end{pmatrix} \quad (257)$$

[0776] ただし、k=2。

シンボル番号８ｉ＋３のとき：

[0777] [数306]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+3) \\ z2(8i+3) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+3) \\ s2(8i+3) \end{pmatrix} \quad (258)$$

[0778] ただし、k=3。

シンボル番号８ｉ＋４のとき：

[0779] [数307]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+4) \\ z2(8i+4) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+4) \\ s2(8i+4) \end{pmatrix} \quad (259)$$

[0780] ただし、k=4。

シンボル番号８ｉ＋５のとき：

[0781] [数308]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+5) \\ z2(8i+5) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+5) \\ s2(8i+5) \end{pmatrix} \quad (260)$$

[0782] ただし、k=5。

シンボル番号８ｉ＋６のとき：

[0783]

[数309]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+6) \\ z2(8i+6) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+6) \\ s2(8i+6) \end{pmatrix} \quad (261)$$

[0784] ただし、k=6。

シンボル番号８ｉ＋７のとき：

[0785] [数310]

$$\begin{pmatrix} z1(8i+7) \\ z2(8i+7) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j\frac{i\pi}{4}} & e^{j\left(\frac{k\pi}{4}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(8i+7) \\ s2(8i+7) \end{pmatrix} \quad (262)$$

[0786] ただし、k=7。

ここで、シンボル番号と記載しているが、シンボル番号は時刻（時間）と考えてもよい。他の実施の形態で説明したとおり、例えば、式（２６２）において、時刻８ｉ＋７のｚ１（８ｉ＋７）とｚ２（８ｉ＋７）は、同一時刻の信号であり、かつ、ｚ１（８ｉ＋７）とｚ２（８ｉ＋７）は同一（共通の）周波数を用いて送信装置が送信することになる。つまり、時刻Ｔの信号をｓ１（Ｔ）、ｓ２（Ｔ）、ｚ１（Ｔ）、ｚ２（Ｔ）とすると、何らかのプリコーディング行列とｓ１（Ｔ）およびｓ２（Ｔ）から、ｚ１（Ｔ）およびｚ２（Ｔ）を求め、ｚ１（Ｔ）およびｚ２（Ｔ）は同一（共通の）周波数を用いて（同一時刻（時間）に）送信装置が送信することになる。また、OFDM等のマルチキャリア伝送方式を用いた場合、（サブ）キャリアＬ、時刻Ｔにおけるｓ１、ｓ２、ｚ１、ｚ２に相当する信号をｓ１（Ｔ,Ｌ）、ｓ２（Ｔ,Ｌ）、ｚ１（Ｔ,Ｌ）、ｚ２（Ｔ,Ｌ）とすると、何らかのプリコーディング行列とｓ１（Ｔ,Ｌ）およびｓ２（Ｔ,Ｌ）から、ｚ１（Ｔ,Ｌ）およびｚ２（Ｔ,Ｌ）を求め、ｚ１（Ｔ,Ｌ）およびｚ２（Ｔ,Ｌ）は同一（共通の）周波数を用いて（同一時刻（時間）に）送信装置が送信することになる。

このとき、αの適切な値として、式（１９８）、または、式（２００）があ

る。また、式（２５５）～式（２６２）において、αの値をそれぞれに異なる値に設定してもよい。つまり、式（２５５）～式（２６２）のうち２つの式を抽出したとき（式（Ｘ）と式（Ｙ）とする）式（Ｘ）のαと式（Ｙ）のαが異なる値であってもよい。

[0787] 本実施の形態では、上記で述べた式（１９０）のプリコーディング行列をもとにし、周期を大きくするプリコーディング切り替え方法について述べる。

プリコーディング切り替え行列の周期を８Ｍとしたとき、異なるプリコーディング行列８Ｍ個を以下のようにあらわす。

[0788] [数311]

$$F[8\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{k\pi}{4M}\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+\frac{k\pi}{4M}+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad (263)$$

[0789] このとき、i=0,1,2,3,4,5,6,7、k=0,1,・・・, M-2, M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

例えば、Ｍ＝２としたとき、α＜１とすると、k=0のときのs1の受信劣悪点（○）、および、s2の受信劣悪点（□）は、図４２（ａ）のようにあらわされる。同様に、k=1のときのs1の受信劣悪点（○）、および、s2の受信劣悪点（□）は、図４２（ｂ）のようにあらわされる。このように、式（１９０）のプリコーディング行列をもとにすると、受信劣悪点は図４２（ａ）ようになり、この式（１９０）の右辺の行列の２行目の各要素にｅ^{jX}を乗算した行列をプリコーディング行列とすることで（式（２２６）参照）、受信劣悪点が図４２（ａ）に対し、回転した受信劣悪点をもつようにする（図４２（ｂ）参照）。（ただし、図４２（ａ）と図４２（ｂ）の受信劣悪点は重なっていない。このように、ｅ^{jX}を乗算しても、受信劣悪点は重ならないようにするとよい。また、式（１９０）の右辺の行列の２行目の各要素にｅ^{jX}を乗算するのではなく、式（１９０）の右辺の行列の１行目の各要素にｅ^{jX}を乗算した行列をプリコーディング行列としてもよい。）このとき、プリコーディン

グ行列F[0]～F[15]は次式であらわされる。

[0790] [数312]

$$F[8\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+Xk\right)} & e^{j\left(\frac{i\pi}{4}+Xk+\frac{7\pi}{8}\right)} \end{pmatrix} \quad (264)$$

[0791] ただし、i=0,1,2,3,4,5,6,7、k=0,1となる。

すると、Ｍ＝２のとき、F[0]～F[15]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[15]のプリコーディング行列は、どのような順番にならべてもよい。また、F[0]～F[15]の行列がそれぞれ異なる行列であるとよい。）。そして、例えば、シンボル番号１６ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号１６ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号１６ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、１４、１５）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

以上をまとめると、式（８２）～式（８５）を参考にし、周期Nのプリコーディング行列を次式であらわす。

[0792] [数313]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (265)$$

[0793] このとき、周期がNであるので、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。そして、式（２６５）をベースとする周期N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[0794] [数314]

$$F[N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i)+X_k+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (266)$$

[0795] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・

・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

すると、F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列は、周期N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N×M-2、N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期N×Mのプリコーディング行列を式（２６６）のようしたが、前述のように、周期N×Mのプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

[0796] [数315]

$$F[N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j(\theta_{11}(i)+X_k)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+X_{k+\lambda})} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (267)$$

[0797] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

なお、式（２６５）および式（２６６）において、０ラジアン≦δ＜２πラジアンとしたとき、δ＝πラジアンのときユニタリ行列となり、δ≠πラジアンのとき非ユニタリ行列となる。本方式では、π／２ラジアン≦｜δ｜＜πラジアンの非ユニタリ行列のときが特徴的な構成であり（δの条件については、他の実施の形態のときも同様である。）、良好なデータの受信品質が得られることになるが、ユニタリ行列であってもよい。

[0798] なお、本実施の形態では、λを固定値としてあつかった場合のプリコーデ

ィング行列の一例としてλ＝０ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、λ＝π／２ラジアン、λ＝πラジアン、λ＝（３π）／２ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、λ＝πラジアンとする。）。これによりλ＝０ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

（実施の形態１８）

本実施の形態では、実施の形態９に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

実施の形態８で述べたように周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式（８２）～式（８５）を参考にした、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0799] [数316]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (268)$$

[0800] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（α＞０であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式（２６８）のプリコーディング行列は次式であらわすことができる。

[0801] [数317]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (269)$$

[0802] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（α＞０であるものとする。）このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[0803] [数318]

＜条件＃５３＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[0804] [数319]

＜条件＃５４＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[0805] 実施の形態６で説明した際、受信劣悪点間の距離について述べたが、受信劣悪点間の距離を大きくするためには、周期Nは３以上の奇数であることが重要となる。以下では、この点について説明する。

実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件５５＞または＜条件５６＞を与える。

[0806] [数320]

＜条件＃５５＞

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

[0807] [数321]

＜条件＃５６＞

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

[0808] そして、$\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=0$ラジアンとし、かつ、$\alpha<1$としたとき、周期N=3のときの、s1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４３（ａ）に、周期N=4のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４３（ｂ）に示す。また、$\theta_{11}(0)-\theta_{21}(0)=$

０ラジアンとし、かつ、α＞１としたとき、周期N=3のときの、s1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４４（ａ）に、周期N=4のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４４（ｂ）に示す。

[0809] このとき、受信劣悪点と原点とで形成する線分と、Realの軸において、Real≧0の半直線とで形成する位相（図４３（ａ）参照。）を考えた場合、α＞１、α＜１いずれの場合についても、N=４のとき、s1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合が必ず発生する。（図４３の４３０１、４３０２、および図４４の４４０１、４４０２参照）このとき、複素平面において、受信劣悪点間の距離が小さくなる。一方で、N=3のとき、s1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合は発生しない。

[0810] 以上から、周期Nが偶数のときs1に関する受信劣悪点における前述の位相とs2に関する受信劣悪点における前述の位相とが同一の値となる場合が必ず発生することを考慮すると、周期Nが奇数のときのほうが、周期Nが偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、周期Nが小さい値、例えば、N≦16以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、N≦16の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

[0811] したがって、式（２６９）に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期Nは奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式（２６９）に基づきF[0]～F[N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N-1]のプリコーディング行列は、周期Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号Ｎｉのとき F[0]を用いてプリコーディングを行い

、シンボル番号Ｎｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号N×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N-2、N-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）また、ｓ１、ｓ２の変調方式が、ともに１６ＱＡＭのとき、αを

[0812] [数322]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+4}{\sqrt{2}+2} \tag{270}$$

[0813] とすると、ＩＱ平面における１６×１６＝２５６個の信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

図９４は、同相Ｉ-直交Ｑ平面における１６ＱＡＭの信号点配置の例を示している。図９４の信号点９４００は、送信するビット（入力ビット）をｂ０～ｂ３とすると、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（１、０、０、０）（この値は、図９４に記載されている値である。）のときの信号点であり、同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、（－３×ｇ、３×ｇ）であり、信号点９４００以外の信号点についても送信するビットと信号点の関係、および、信号点の同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、図９４から読み取ることができる。

[0814] 図９５は、同相Ｉ-直交Ｑ平面におけるＱＰＳＫの信号点配置の例を示している。図９５の信号点９５００は、送信するビット（入力ビット）をｂ０、ｂ１とすると、（ｂ０、ｂ１）＝（１、０）（この値は、図９５に記載されている値である。）のときの信号点であり、同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、（－１×ｈ、１×ｈ）であり、信号点９５００以外の信号点についても送信するビットと信号点の関係、および、信号点の同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、図９５から読み取ることができる。

また、ｓ１の変調方式をＱＰＳＫ変調とし、ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭ

としたとき、αを

[0815] [数323]

$$\alpha = \frac{\sqrt{2}+3+\sqrt{5}}{\sqrt{2}+3-\sqrt{5}} \quad (271)$$

[0816] とすると、ＩＱ平面における候補信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

なお、１６ＱＡＭのＩ－Ｑ平面における信号点配置は図９４のとおりであり、ＱＰＳＫのＩ－Ｑ平面における信号点配置は図９５のとおりである。そして、図９４のｇが、

[0817] [数324]

$$g = \frac{z}{\sqrt{10}} \quad (272)$$

[0818] とすると、図９４のｈは、

[0819] [数325]

$$h = \frac{z}{\sqrt{2}} \quad (273)$$

[0820] となる。

周期Nのために用意する式（２６９）に基づくプリコーディング行列の例として、Ｎ＝５としたとき、以下のような行列が考えられる。

[0821] [数326]

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (274)$$

[0822]

[数327]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (275)$$

[0823] [数328]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (276)$$

[0824] [数329]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (277)$$

[0825] [数330]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (278)$$

[0826] このように、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするためには、式（２６９）において、θ１１（ｉ）＝０ラジアン、λ＝０ラジアンに設定するとよい。ただし、λは、式（２６９）において、ｉにより、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式（２６９）において、Ｆ［ｉ＝ｘ］におけるλとＦ［ｉ＝ｙ］におけるλ（ｘ≠ｙ）は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。

αの設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態１７で述べたように、行列Ｆ［ｉ］のｉの値ごとにαを設定してもよい。（つまり、Ｆ［ｉ］におけるαは、ｉにおいて、常に一定値とする必要はない。）

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のための

N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[0827] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件＃５５＞＜条件＃５６＞は以下のような条件に置き換えることができる。（周期はNとして考える。）

[0828] [数331]

＜条件＃５５’＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[0829] [数332]

＜条件＃５６’＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[0830] なお、本実施の形態では、λを固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例としてλ＝０ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、λ＝π／２ラジアン、λ＝πラジアン、λ＝（３π）／２ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、λ＝πラジアンとする。）。これによりλ＝０ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

（実施の形態１９）

本実施の形態では、実施の形態１０に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0831] [数333]

i=0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1のとき：

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (279)$$

α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

[0832] [数334]

i=N, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1のとき：

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (280)$$

α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

（式(279)のαと式(280)のαは同一の値であるものとする。）

（α＜０であってもよい。）

[0833] このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要

となる。

[0834] [数335]

＜条件＃５７＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、

yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[0835] [数336]

＜条件＃５８＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、

yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[0836] そして、以下の条件を付加することを考える。

[0837] [数337]

＜条件＃５９＞

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

かつ

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

[0838] 次に、実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件＃６０＞または＜条件＃６１＞を与える。

[0839] [数338]

＜条件＃６０＞

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

[0840]

[数339]

<条件＃６１>

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

[0841] そして、θ_{11}（０）－θ_{21}（０）＝０ラジアンとし、かつ、α＞１としたとき、N=4のときのs1の受信劣悪点とs2の受信劣悪点の複素平面上での配置を図４３（ａ）（ｂ）に示す。図４３（ａ）（ｂ）からわかるように、複素平面において、s1の受信劣悪点の最小距離は大きく保てており、また、同様に、s2の受信劣悪点の最小距離も大きく保てている。そして、α＜１のときにも同様な状態となる。また、実施の形態９と同様に考えると、Nが奇数のときのほうが、Nが偶数のときと比較し、複素平面において、受信劣悪点間の距離が大きくなる可能性が高い。ただし、Nが小さい値、例えば、N≦16以下の場合、複素平面における受信劣悪点の最小距離は、受信劣悪点の存在する個数が少ないため、ある程度の長さを確保することができる。したがって、N≦16の場合は、偶数であっても、データの受信品質を確保することができる場合が存在する可能性がある。

[0842] したがって、式（２７９）、（２８０）に基づく規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、Nは奇数にすると、データの受信品質を向上させることができる可能性が高い。なお、式（２７９）、（２８０）に基づきF[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列は、周期2Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2Ｎｉのときf[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2Ｎｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2Ｎ×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2N-2、2N-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）また、ｓ１、ｓ２の変調方式が、ともに１６ＱＡＭのとき、αを式（２７０）とすると、ＩＱ平面におけ

る１６×１６＝２５６個の信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

そして、ｓ１の変調方式をＱＰＳＫ変調とし、ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭとしたとき、αを式（２７１）とすると、ＩＱ平面における候補信号点間の最小距離をある特定のLOS環境において大きくできるという効果を得ることができる可能性がある。

なお、１６ＱＡＭのＩ－Ｑ平面における信号点配置は図６０のとおりであり、ＱＰＳＫのＩ－Ｑ平面における信号点配置は図９４のとおりである。そして、図６０のｇが、式（２７２）とすると、図９４のｈは、式（２７３）となる。

[0843] また、＜条件＃５９＞と異なる条件として、以下の条件を考える。

[0844] [数340]

＜条件＃６２＞

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

（xはN, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1であり、

yはN, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1であり、x≠yである。）

[0845] [数341]

＜条件＃６３＞

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

（x はN, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1 であり、

y はN, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1 であり、x≠y である。）

[0846] このとき、＜条件＃５７＞かつ＜条件＃５８＞かつ＜条件＃６２＞かつ＜条件＃６３＞を満たすことで、複素平面におけるs1同士の受信劣悪点の距離を大きく、かつ、s2同士の受信劣悪点の距離を大きくすることができるため

、良好なデータの受信品質を得ることができる。

周期2Nのために用意する式（２７９）、式（２８０）に基づくプリコーディング行列の例として、Ｎ＝１５としたとき、以下のような行列が考えられる。

[0847] [数342]

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (281)$$

[0848] [数343]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (282)$$

[0849] [数344]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (283)$$

[0850] [数345]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (284)$$

[0851] [数346]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (285)$$

[0852]

[数347]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (286)$$

[0853] [数348]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (287)$$

[0854] [数349]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (288)$$

[0855] [数350]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (289)$$

[0856] [数351]

$$F[i=9]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (290)$$

[0857] [数352]

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (291)$$

[0858]

[数353]

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (292)$$

[0859] [数354]

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (293)$$

[0860] [数355]

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (294)$$

[0861] [数356]

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (295)$$

[0862] [数357]

$$F[i=15]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (296)$$

[0863] [数358]

$$F[i=16]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (297)$$

[0864]

[数359]

$$F[i=17]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (298)$$

[0865] [数360]

$$F[i=18]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (299)$$

[0866] [数361]

$$F[i=19]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (300)$$

[0867] [数362]

$$F[i=20]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (301)$$

[0868] [数363]

$$F[i=21]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (302)$$

[0869] [数364]

$$F[i=22]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (303)$$

[0870]

[数365]

$$F[i=23]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (304)$$

[0871] [数366]

$$F[i=24]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (305)$$

[0872] [数367]

$$F[i=25]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (306)$$

[0873] [数368]

$$F[i=26]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (307)$$

[0874] [数369]

$$F[i=27]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (308)$$

[0875] [数370]

$$F[i=28]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (309)$$

[0876] [数371]

$$F[i=29]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (310)$$

[0877] このように、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするためには、式（２７９）において、θ_{11}（ｉ）＝０ラジアン、λ＝０ラジアンに設定し、式（２８０）において、θ_{21}（ｉ）＝０ラジアン、λ＝０ラジアンに設定するとよい。

ただし、λは、式（２７９）、式（２８０）において、ｉにより、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式（２７９）、式（２８０）において、Ｆ［ｉ＝ｘ］におけるλとＦ［ｉ＝ｙ］におけるλ（ｘ≠ｙ）は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。また、別の方法として、式（２７９）において、λを固定の値とし、式（２８０）において、λを固定の値とし、かつ、式（２７９）における固定したλの値と式（２８０）における固定したλの値を異なる値としてもよい。（別の手法として、式（２７９）における固定したλの値と式（２８０）における固定したλの値とする方法でもよい。）

αの設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態１７で述べたように、行列Ｆ［ｉ］のｉの値ごとにαを設定してもよい。（つまり、Ｆ［ｉ］におけるαは、ｉにおいて、常に一定値とする必要はない。）

本実施の形態では、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法のための2N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更

することができる。なお、周期2Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、2N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[0878] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2N個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

なお、本実施の形態では、λを固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例としてλ＝０ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、λ＝π／２ラジアン、λ＝πラジアン、λ＝（３π）／２ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、λ＝πラジアンとする。）。これによりλ＝０ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

（実施の形態２０）

本実施の形態では、実施の形態１３に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について述べる。

周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[0879] [数372]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1\text{のとき：}$$

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (311)$$

[0880] α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

[0881]

[数373]

$$i=N, N+1, N+2, \cdots, 2N-2, 2N-1\text{のとき：}$$

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)}\\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} & \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)}\end{pmatrix} \quad (312)$$

[0882] $\alpha>0$であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。（$\alpha<0$であってもよい。）

そして、式（３１１）および式（３１２）をベースとする周期2×N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[0883] [数374]

$$i=0, 1, 2, \cdots, N-2, N-1\text{のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)}\\ \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+X_k)} & e^{j(\theta_{21}(i)+X_k+\lambda+\delta)}\end{pmatrix} \quad (313)$$

[0884] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[0885] [数375]

$$i=N, N+1, N+2, \cdots, 2N-2, 2N-1\text{のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)}\\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta+Y_k)} & \alpha\times e^{j\theta_{21}(i+Y_k)}\end{pmatrix} \quad (314)$$

[0886] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。また、Xk=Ykであってもよいし、Xk≠Ykであってもよい。

すると、F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列は、周期2×N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2×N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2×N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2×N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2×N×M-2、2×N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の

実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（３１３）を次式のようにしてもよい。

[0887] [数376]

$$i=N, N+1, N+2, \cdots, 2N-2, 2N-1\text{のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} & e^{j\theta_{11}(i)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta+Y_k)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+Y_k)} \end{pmatrix} \quad (315)$$

[0888] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

また、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（３１４）を式（３１６）～式（３１８）のいずれかとしてもよい。

[0889] [数377]

$$i=N, N+1, N+2, \cdots, 2N-2, 2N-1\text{のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda+Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i)+Y_k)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} & \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (316)$$

[0890] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[0891] [数378]

$$i=N, N+1, N+2, \cdots, 2N-2, 2N-1\text{のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j(\theta_{21}(i)+Y_k)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda-\delta+Y_k)} \end{pmatrix} \quad (317)$$

[0892] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[0893]

[数379]

$$i=N, N+1, N+2, \cdots, 2N-2, 2N-1\text{のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+Y_k)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda+Y_k)}\\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda-\delta)}\end{pmatrix} \quad (318)$$

[0894] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

なお、受信劣悪点について着目すると、式（３１３）から式（３１８）において、

[0895] [数380]

＜条件＃６４＞

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

[0896] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0897] [数381]

＜条件＃６５＞

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

[0898] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[0899] [数382]

＜条件＃６６＞

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

かつ

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

[0900] のすべてを満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、実施の形態８では、＜条件＃３９＞および＜条件＃４０＞を満たすとよい。

また、式（３１３）から式（３１８）のXk，Ykに着目すると、

[0901] [数383]

＜条件＃６７＞

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

[0902] （aは0,1,2,・・・,M-2, M -1であり、bは0,1,2,・・・, M-2, M-1（ａ， ｂは0以上M-1以下の整数）であり、a≠bである。）

ただし、sは整数である。

[0903] [数384]

＜条件＃６８＞

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

[0904] （aは0,1,2,・・・,M-2, M -1であり、bは0,1,2,・・・, M-2, M-1（ａ， ｂは0以上M-1以下の整数）であり、a≠bである。）

ただし、uは整数である。

の２つの条件を満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる。なお、実施の形態８では、＜条件４２＞を満たすとよい。

なお、式（３１３）および式（３１８）において、０ラジアン≦δ＜２πラジアンとしたとき、δ＝πラジアンのときユニタリ行列となり、δ≠πラジアンのとき非ユニタリ行列となる。本方式では、π／２ラジアン≦｜δ｜＜πラジアンの非ユニタリ行列のときが特徴的な構成であり、良好なデータの受信品質が得られることになるが、ユニタリ行列であってもよい。

[0905] 次に、本実施の形態におけるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列の例をあげる。周期2×N×Mの式（３１３）～式（３１８）をベースとするプリコーディング行列の例として、N=5、M=2としたときの行列を以下に記載する。

[0906]

[数385]

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (319)$$

[0907] [数386]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{2}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (320)$$

[0908] [数387]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{4}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (321)$$

[0909] [数388]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{6}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (322)$$

[0910] [数389]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{8}{5}\pi\right)} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (323)$$

[0911] [数390]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (324)$$

[0912] [数391]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (325)$$

[0913] [数392]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (326)$$

[0914] [数393]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (327)$$

[0915] [数394]

$$F[i=9]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (328)$$

[0916] [数395]

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\\ \alpha\times e^{j(0+\pi)} & e^{j(\pi+\pi)}\end{pmatrix} \quad (329)$$

[0917] [数396]

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\\ \alpha\times e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi+\pi\right)}\end{pmatrix} \quad (330)$$

[0918] [数397]

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\\ \alpha\times e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi+\pi\right)}\end{pmatrix} \quad (331)$$

[0919] [数398]

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\\ \alpha\times e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi+\pi\right)}\end{pmatrix} \quad (332)$$

[0920] [数399]

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (333)$$

[0921] [数400]

$$F[i=15]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha\times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (334)$$

[0922] [数401]

$$F[i=16]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha\times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (335)$$

[0923] [数402]

$$F[i=17]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha\times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (336)$$

[0924] [数403]

$$F[i=18]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha\times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (337)$$

[0925] [数404]

$$F[i=19]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \\ e^{j(0+\pi)} & \alpha\times e^{j(0+\pi)} \end{pmatrix} \quad (338)$$

[0926] このように、上記の例では、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするために、式（３１３）において、λ＝０ラジアン、δ＝πラジアン、Ｘ１＝０ラジアン、Ｘ２＝πラジアンに設定し、式（３１４）において、λ＝０ラジアン、δ＝πラジアン、Ｙ１＝０ラジアン、Ｙ２＝πラジアンに設定している。ただし、λは、式（３１３）、式（３１４）におい

て、ｉにより、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式（３１３）、式（３１４）において、Ｆ［ｉ＝ｘ］におけるλとＦ［ｉ＝ｙ］におけるλ（ｘ≠ｙ）は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。また、別の方法として、式（３１３）において、λを固定の値とし、式（３１４）において、λを固定の値とし、かつ、式（３１３）における固定したλの値と式（３１４）における固定したλの値を異なる値としてもよい。（別の手法として、式（３１３）における固定したλの値と式（３１４）における固定したλの値とする方法でもよい。）

αの設定値としては、実施の形態１８で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態１７で述べたように、行列Ｆ［ｉ］のｉの値ごとにαを設定してもよい。（つまり、Ｆ［ｉ］におけるαは、ｉにおいて、常に一定値とする必要はない。）

なお、本実施の形態では、λを固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例としてλ＝０ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、λ＝π／２ラジアン、λ＝πラジアン、λ＝（３π）／２ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、λ＝πラジアンとする。）。これによりλ＝０ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

（実施の形態２１）

本実施の形態では、実施の形態の１８で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例を示す。

[0927] 周期Nのために用意する式（２６９）に基づくプリコーディング行列の例として、Ｎ＝９としたとき、以下のような行列が考えられる。

[0928] [数405]

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (339)$$

[0929] [数406]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (340)$$

[0930] [数407]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (341)$$

[0931] [数408]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (342)$$

[0932] [数409]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (343)$$

[0933] [数410]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (344)$$

[0934] [数411]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (345)$$

[0935] [数412]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (346)$$

[0936]

[数413]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (347)$$

[0937] また、上式において、特に、αを１と設定するとよい場合がある。このとき、式（３３９）～式（３４７）は、以下のようにあらわされる。

[0938] [数414]

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (348)$$

[0939] [数415]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (349)$$

[0940] [数416]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (350)$$

[0941] [数417]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (351)$$

[0942] [数418]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (352)$$

[0943]

[数419]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (353)$$

[0944] [数420]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (354)$$

[0945] [数421]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (355)$$

[0946] [数422]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (356)$$

[0947] 別の例として、周期Nのために用意する式（２６９）に基づくプリコーディング行列の例として、Ｎ＝１５としたとき、以下のような行列が考えられる。

[0948] [数423]

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (357)$$

[0949] [数424]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (358)$$

[0950] [数425]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (359)$$

[0951] [数426]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (360)$$

[0952] [数427]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (361)$$

[0953] [数428]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (362)$$

[0954] [数429]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (363)$$

[0955] [数430]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (364)$$

[0956] [数431]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (365)$$

[0957] [数432]

$$F[i=9]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (366)$$

[0958]

[数433]

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (367)$$

[0959] [数434]

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (368)$$

[0960] [数435]

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{24}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (369)$$

[0961] [数436]

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (370)$$

[0962] [数437]

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (371)$$

[0963] また、上式において、特に、αを１と設定するとよい場合がある。このとき、式（３５７）～式（３７１）は、以下のようにあらわされる。

[0964] [数438]

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (372)$$

[0965] [数439]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (373)$$

[0966] [数440]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (374)$$

[0967] [数441]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (375)$$

[0968] [数442]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (376)$$

[0969] [数443]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (377)$$

[0970] [数444]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (378)$$

[0971] [数445]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (379)$$

[0972] [数446]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (380)$$

[0973]

[数447]

$$F[i=9]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (381)$$

[0974] [数448]

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (382)$$

[0975] [数449]

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (383)$$

[0976] [数450]

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{24}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (384)$$

[0977] [数451]

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (385)$$

[0978] [数452]

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (386)$$

[0979] αの設定値として、ここでは一例として、１と設定しているがこれに限ったものではない。αの設定値の一つの応用例としては、送信するデータに対し、図３等で示したように符号化部により、誤り訂正符号化が行われる。誤り訂正符号化で用いられる誤り訂正符号の符号化率により、αの値を変更してもよい。例えば、符号化率１／２の時にαを１と設定し、符号化率を２／

３の時にαを１以外、例えば、α＞１（またはα＜１）とする方法が考えられる。このようにすることで、受信装置において、いずれの符号化率においても、良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。（αを固定としても、良好なデータの受信品質が得られることもある。）

別の例としては、実施の形態１７で述べたように、行列Ｆ［ｉ］のｉの値ごとにαを設定してもよい。（つまり、Ｆ［ｉ］におけるαは、ｉにおいて、常に一定値とする必要はない。）

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

（実施の形態２２）

本実施の形態では、実施の形態の１９で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例を示す。

[0980] 周期2Nのために用意する式（２７９）、式（２８０）に基づくプリコーディング行列の例として、Ｎ＝９としたとき、以下のような行列が考えられる。

[0981] [数453]

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (387)$$

[0982] [数454]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (388)$$

[0983] [数455]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (389)$$

[0984] [数456]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (390)$$

[0985] [数457]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (391)$$

[0986] [数458]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (392)$$

[0987] [数459]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (393)$$

[0988]

[数460]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (394)$$

[0989] [数461]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (395)$$

[0990] [数462]

$$F[i=9]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (396)$$

[0991] [数463]

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (397)$$

[0992] [数464]

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (398)$$

[0993] [数465]

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (399)$$

[0994] [数466]

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \end{pmatrix} \quad (400)$$

[0995] [数467]

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (401)$$

[0996] [数468]

$$F[i=15]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (402)$$

[0997] [数469]

$$F[i=16]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (403)$$

[0998] [数470]

$$F[i=17]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (404)$$

[0999] また、上式において、特に、αを１と設定するとよい場合がある。このとき、式（３８７）～式（４０４）は、以下のようにあらわされる。

[1000] [数471]

$$F[i=0]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\\ \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi}\end{pmatrix} \quad (405)$$

[1001] [数472]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\\ \alpha\times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)}\end{pmatrix} \quad (406)$$

[1002]

[数473]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (407)$$

[1003] [数474]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (408)$$

[1004] [数475]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (409)$$

[1005] [数476]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (410)$$

[1006] [数477]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (411)$$

[1007] [数478]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (412)$$

[1008] [数479]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (413)$$

[1009]

[数480]

$$F[i=9]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j0} & e^{j\pi}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (414)$$

[1010] [数481]

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{2}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (415)$$

[1011] [数482]

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{4}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (416)$$

[1012] [数483]

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{6}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (417)$$

[1013] [数484]

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{8}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (418)$$

[1014] [数485]

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{10}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (419)$$

[1015] [数486]

$$F[i=15]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{12}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (420)$$

[1016] [数487]

$$F[i=16]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{14}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (421)$$

[1017] [数488]

$$F[i=17]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{16}{9}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{9}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (422)$$

[1018] また、実施の形態１９の式（２８１）～式（３１０）の例に対し、αを１と設定するとよい。別のαの設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態１７で述べたように、行列Ｆ［ｉ］のｉの値ごとにαを設定してもよい。（つまり、Ｆ［ｉ］におけるαは、ｉにおいて、常に一定値とする必要はない。）

本実施の形態では、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法のための2N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期2Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、2N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1019] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2N個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態２３）

実施の形態９ではユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について説明したが、本実施の形態では、実施の形態９とは異なる行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について説明する。

[1020] まず、プリコーディング行列として基礎となるプリコーディング行列Ｆを次式であらわす。

[1021] [数489]

$$F=\begin{pmatrix} A\times e^{j\mu_{11}} & B\times e^{j\mu_{12}} \\ C\times e^{j\mu_{21}} & 0 \end{pmatrix} \quad (423)$$

[1022] 式（４２３）において、Ａ，Ｂ，Ｃは実数であり、また、μ１１、μ１２、μ２１は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。そして、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1023] [数490]

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (424)$$

[1024] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。また、Ａ，Ｂ，Ｃは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４２４）の形式であらわされる行列をプリコーディング行列として扱った場合、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「０」が存在するため、少なくす

ることができるという利点をもつことになる。

[1025] また、式（４２３）と異なる基礎となるプリコーディング行列として、次式を与える。

[1026] [数491]

$$F=\begin{pmatrix} A\times e^{j\mu_{11}} & B\times e^{j\mu_{12}} \\ 0 & D\times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix} \quad (425)$$

[1027] 式（４２５）において、Ａ，Ｂ，Ｄは実数であり、また、μ_{11}、μ_{12}、μ_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。そして、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1028] [数492]

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ 0 & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (426)$$

[1029] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。また、Ａ，Ｂ，Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{12}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４２６）の形式であらわされる行列をプリコーディング行列として扱った場合、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「０」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになる。

[1030] また、式（４２３）、式（４２５）と異なる基礎となるプリコーディング行列として、次式を与える。

[1031] [数493]

$$F=\begin{pmatrix} A\times e^{j\mu_{11}} & 0 \\ C\times e^{j\mu_{21}} & D\times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix} \quad (427)$$

[1032] 式（４２７）において、Ａ，Ｃ、Ｄは実数であり、また、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}

は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。そして、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1033] [数494]

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (428)$$

[1034] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。また、Ａ，Ｃ，Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４２８）の形式であらわされる行列をプリコーディング行列として扱った場合、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「０」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになる。

[1035] また、式（４２３）、式（４２５）、式（４２７）と異なる基礎となるプリコーディング行列として、次式を与える。

[1036] [数495]

$$F=\begin{pmatrix} 0 & B\times e^{j\mu_{12}} \\ C\times e^{j\mu_{21}} & D\times e^{j\mu_{22}} \end{pmatrix} \quad (429)$$

[1037] 式（４２９）において、Ｂ，Ｃ，Ｄは実数であり、また、μ_{12}、μ_{21}、μ_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。そして、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1038] [数496]

$$F[i]=\begin{pmatrix} 0 & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (430)$$

[1039] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。ま

た、Ｂ，Ｃ，Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{12}、μ_{21}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４３０）の形式であらわされる行列をプリコーディング行列として扱った場合、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「０」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになる。このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６と同様に考えればよいので、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[1040] [数497]

＜条件＃６９＞

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

[1041] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[1042] [数498]

＜条件＃７０＞

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

[1043] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件７１＞または＜条件７２＞を与える。

[1044] [数499]

＜条件＃７１＞

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

[1045]

[数500]

＜条件＃７２＞

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

[1046] このようにしても、受信装置は、特にＬＯＳ環境において、受信劣悪点を有効に回避することができるため、データの受信品質が改善するという効果を得ることができる。

なお、上記で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例として、θ_{11}（ｉ）をＯラジアンのように固定し（ｉによらず一定値とする。このとき、Ｏラジアン以外の値に設定してもよい）、θ_{11}（ｉ）およびθ_{21}（ｉ）が上述で説明した条件を満たす方法がある。また、θ_{11}（ｉ）を固定値とするのではなく、θ_{21}（ｉ）をＯラジアンのように固定し（ｉによらず一定値とする。このとき、Ｏラジアン以外の値に設定してもよい）、θ_{11}（ｉ）およびθ_{21}（ｉ）が上述で説明した条件を満たす方法がある。

[1047] 本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効

果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1048] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件＃６９＞＜条件＃７０＞は以下のような条件に置き換えることができる。（周期はNとして考える。）

[1049] [数501]

＜条件＃７３＞

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

[1050] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[1051] [数502]

＜条件＃７４＞

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

[1052] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

（実施の形態２４）

実施の形態１０ではユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について説明したが、本実施の形態では、実施の形態１０とは異なる行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法について説明する。

周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1053] [数503]

$$\text{i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (431)$$

[1054] このとき、A，B，Cは実数であり、また、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、A，B，Cは、iによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は、iによらず固定値である。

[1055] [数504]

$$\text{i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\nu_{11}+\psi_{11}(i))} & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (432)$$

[1056] このとき、α，β，δは実数であり、また、ν_{11}、ν_{12}、ν_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、α，β，δは、iによらず固定値であり、ν_{11}、ν_{12}、ν_{22}は、iによらず固定値である。

式（４３１）、式（４３２）とは異なる周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1057] [数505]

$$\text{i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (433)$$

[1058] このとき、A，B，Cは実数であり、また、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、A，B，Cは、iによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は、iによらず固定値である。

[1059]

[数506]

$$\text{i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} 0 & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ \gamma\times e^{j(\nu_{21}+\psi_{21}(i))} & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (434)$$

[1060] このとき、β，γ、δは実数であり、また、ν_{12}、ν_{21}、ν_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、β，γ、δは、ｉによらず固定値であり、ν_{12}、ν_{21}、ν_{22}は、ｉによらず固定値である。

これらとは別の周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1061] [数507]

$$\text{i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (435)$$

[1062] このとき、Ａ，Ｃ、Ｄは実数であり、また、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、Ａ，Ｃ、Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。

[1063] [数508]

$$\text{i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\nu_{11}+\psi_{11}(i))} & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (436)$$

[1064] このとき、α，β，δは実数であり、また、ν_{11}、ν_{12}、ν_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、α，β，δは、ｉによらず固定値であり、ν_{11}、ν_{12}、ν_{22}は、ｉによらず固定値である。

これらとは別の周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1065]

[数509]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (437)$$

[1066] このとき、Ａ，Ｃ、Ｄは実数であり、また、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、Ａ，Ｃ、Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。

[1067] [数510]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} 0 & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ \gamma\times e^{j(\nu_{21}+\psi_{21}(i))} & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (438)$$

[1068] このとき、β，γ、δは実数であり、また、ν_{12}、ν_{21}、ν_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、β，γ、δは、ｉによらず固定値であり、ν_{12}、ν_{21}、ν_{22}は、ｉによらず固定値である。

このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６と同様に考えると、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[1069] [数511]

＜条件＃７５＞

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

[1070] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[1071]

[数512]

＜条件＃７６＞

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

[1072] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘ，ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

次に、実施の形態６で説明したように、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件＃７７＞または＜条件＃７８＞を与える。

[1073] [数513]

＜条件＃７７＞

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

[1074] [数514]

＜条件＃７８＞

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

[1075] 同様に、受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するために、＜条件＃７９＞または＜条件＃８０＞を与える。

[1076] [数515]

＜条件＃７９＞

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

[1077]

[数516]

＜条件＃８０＞

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

[1078] 以上のようにすることで、他の実施の形態で説明した受信劣悪点が、プリコーディング行列の要素の一つに「０」が存在するため、少なくすることができるという利点をもつことになり、また、受信装置は、特にＬＯＳ環境において、受信劣悪点を有効に回避することができるため、データの受信品質が改善するという効果を得ることができる。

なお、上記で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例として、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンのように固定し（ｉによらず一定値とする。このとき、０ラジアン以外の値に設定してもよい）、θ_{11}（ｉ）およびθ_{21}（ｉ）が上述で説明した条件を満たす方法がある。また、θ_{11}（ｉ）を固定値とするのではなく、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンのように固定し（ｉによらず一定値とする。このとき、０ラジアン以外の値に設定してもよい）、θ_{11}（ｉ）およびθ_{21}（ｉ）が上述で説明した条件を満たす方法がある。

同様に、Ψ_{11}（ｉ）を０ラジアンのように固定し（ｉによらず一定値とする。このとき、０ラジアン以外の値に設定してもよい）、Ψ_{11}（ｉ）およびΨ_{21}（ｉ）が上述で説明した条件を満たす方法がある。また、Ψ_{11}（ｉ）を固定値とするのではなく、Ψ_{21}（ｉ）を０ラジアンのように固定し（ｉによらず一定値とする。このとき、０ラジアン以外の値に設定してもよい）、Ψ_{11}（ｉ）およびΨ_{21}（ｉ）が上述で説明した条件を満たす方法がある。

[1079] 本実施の形態では、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法のための2N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式の

とき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期2Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、2N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1080] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2N個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態２５）

本実施の形態では、実施の形態２３のプリコーディング行列に対し、実施の形態１７を適用し、プリコーディング行列の切り替えに関する周期を大きくする方法について説明する。

実施の形態２３より、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列は、次式であらわされる。

[1081] [数517]

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (439)$$

[1082] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。また、Ａ，Ｂ，Ｃは、ｉによらず固定値であり、μ１１、μ１２、μ２１は、

ｉによらず固定値である。そして、式（４３９）をベースとする周期N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[1083] [数518]

$$F[N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i)+X_k)} & 0 \end{pmatrix} \quad (440)$$

[1084] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。すると、F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列は、周期N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N×M-2、N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期N×Mのプリコーディング行列を式（４４０）のようしたが、前述のように、周期N×Mのプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

[1085] [数519]

$$F[N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i)+X_k)} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i)+X_k)} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (441)$$

[1086] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

実施の形態２３より、上記とは別の周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のための、周期Nのために用意するプリコーディング行列は、次式であらわされる。

[1087] [数520]

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ 0 & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (442)$$

[1088] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。また、Ａ，Ｂ，Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{12}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４４１）をベースとする周期N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[1089] [数521]

$$F[N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ 0 & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i)+X_k)} \end{pmatrix} \quad (443)$$

[1090] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

すると、F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列は、周期N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N×M-2、N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につ

ながる可能性がある。なお、周期N×Mのプリコーディング行列を式（４４３）のようしたが、前述のように、周期N×Mのプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

[1091] [数522]

$$F[N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i)+X_k)} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i)+X_k)} \\ 0 & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (444)$$

[1092] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

実施の形態２３より、上記とは別の周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のための、周期Nのために用意するプリコーディング行列は、次式であらわされる。

[1093] [数523]

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (445)$$

[1094] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。また、Ａ，Ｃ，Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４４５）をベースとする周期N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[1095] [数524]

$$F[N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i)+X_k)} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i)+X_k)} \end{pmatrix} \quad (446)$$

[1096] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

すると、F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列は、周期N×Mどのような順番にな

らべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N×M-2、N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期N×Mのプリコーディング行列を式（４４６）のようしたが、前述のように、周期N×Mのプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

[1097] [数525]

$$F[N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i)+X_k)} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (447)$$

[1098] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

実施の形態２３より、上記とは別の周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のための、周期Nのために用意するプリコーディング行列は、次式であらわされる。

[1099] [数526]

$$F[i]=\begin{pmatrix} 0 & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (448)$$

[1100] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。また、Ｂ，Ｃ，Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{12}、μ_{21}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４４８）をベースとする周期N×Mのプリコ

ーディング行列を次式であらわす。

[1101] [数527]

$$F[N\times k+i]=\begin{pmatrix} 0 & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i)+X_k)} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i)+X_k)} \end{pmatrix} \quad (449)$$

[1102] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

すると、F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N×M-1]のプリコーディング行列は、周期N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N×M-2、N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。なお、周期N×Mのプリコーディング行列を式（４４９）のようしたが、前述のように、周期N×Mのプリコーディング行列を次式のようにしてもよい。

[1103] [数528]

$$F[N\times k+i]=\begin{pmatrix} 0 & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i)+X_k)} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (450)$$

[1104] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

本実施の形態では、時間周期N×Mのプリコーディングホッピング方法のた

めのN×M個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N×M個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N×M-2]、F[N×M-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N×M-2]、F[N×M-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN×M個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N×M-2]、F[N×M-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期N×Mのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N×M個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN×M個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1105] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期N×Mはより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN×M個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態２６）

本実施の形態では、実施の形態２４のプリコーディング行列に対し、実施の形態２０を適用し、プリコーディング行列の切り替えに関する周期を大きくする方法について説明する。

周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1106]

[数529]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (451)$$

[1107] このとき、Ａ，Ｂ，Ｃは実数であり、また、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、Ａ，Ｂ，Ｃは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は、ｉによらず固定値である。

[1108] [数530]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\nu_{11}+\psi_{11}(i))} & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (452)$$

[1109] このとき、α，β，δは実数であり、また、ν_{11}、ν_{12}、ν_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、α，β，δは、ｉによらず固定値であり、ν_{11}、ν_{12}、ν_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４５１）および式（４５２）をベースとする周期2×N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[1110] [数531]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i)+X_k)} & 0 \end{pmatrix} \quad (453)$$

[1111] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[1112] [数532]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\nu_{11}+\psi_{11}(i))} & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i)+Y_k)} \end{pmatrix} \quad (454)$$

[1113] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。ま

た、Xk=Ykであってもよいし、Xk≠Ykであってもよい。

すると、F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列は、周期2×N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2×N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2×N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2×N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2×N×M-2、2×N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（４５３）を次式のようにしてもよい。

[1114] [数533]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i)+X_k)} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i)+X_k)} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (455)$$

[1115] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

また、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（４５４）を次式のようにしてもよい。

[1116] [数534]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\nu_{11}+\psi_{11}(i)+Y_k)} & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i)+Y_k)} \\ 0 & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (456)$$

[1117] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

上記とは、別の例を示す。周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1118] [数535]

i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (457)$$

[1119] このとき、Ａ，Ｂ，Ｃは実数であり、また、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、Ａ，Ｂ，Ｃは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{12}、μ_{21}は、ｉによらず固定値である。

[1120] [数536]

i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1 のとき：

$$F[i]=\begin{pmatrix} 0 & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ \gamma\times e^{j(\nu_{21}+\psi_{21}(i))} & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (458)$$

[1121] このとき、β，γ、δは実数であり、また、ν_{12}、ν_{21}、ν_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、β，γ、δは、ｉによらず固定値であり、ν_{12}、ν_{21}、ν_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４５７）および式（４５８）をベースとする周期2×N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[1122] [数537]

i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i))} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i)+X_k)} & 0 \end{pmatrix} \quad (459)$$

[1123] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[1124] [数538]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} 0 & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ \gamma\times e^{j(\nu_{21}+\psi_{21}(i)+Y_k)} & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i)+Y_k)} \end{pmatrix} \quad (460)$$

[1125] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。また、Xk=Ykであってもよいし、Xk≠Ykであってもよい。

すると、F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列は、周期2×N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2×N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2×N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2×N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2×N×M-2、2×N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（４５９）を次式のようにしてもよい。

[1126] [数539]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i)+X_k)} & B\times e^{j(\mu_{12}+\theta_{11}(i)+X_k)} \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & 0 \end{pmatrix} \quad (461)$$

[1127] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

また、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（４６０）を次式のようにしてもよい。

[1128] [数540]

$$\text{i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1 のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} 0 & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i)+Y_k)} \\ \gamma\times e^{j(\nu_{21}+\psi_{21}(i))} & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (462)$$

[1129] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

上記とは、別の例を示す。周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1130] [数541]

$$\text{i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (463)$$

[1131] このとき、Ａ，Ｃ、Ｄは実数であり、また、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、Ａ，Ｃ、Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。

[1132] [数542]

$$\text{i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\nu_{11}+\psi_{11}(i))} & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (464)$$

[1133] このとき、α，β，δは実数であり、また、ν_{11}、ν_{12}、ν_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、α，β，δは、ｉによらず固定値であり、ν_{11}、ν_{12}、ν_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４６３）および式（４６４）をベースとする周期2×N×Mのプリコーディン

グ行列を次式であらわす。

[1134] [数543]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1\ \text{のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i)+X_k)} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i)+X_k)} \end{pmatrix} \quad (465)$$

[1135] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[1136] [数544]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1\ \text{のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\nu_{11}+\psi_{11}(i))} & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ 0 & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i)+Y_k)} \end{pmatrix} \quad (466)$$

[1137] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。また、Xk=Ykであってもよいし、Xk≠Ykであってもよい。

すると、F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列は、周期2×N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2×N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2×N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2×N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2×N×M-2、2×N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（４６５）を次式のようにし

てもよい。

[1138] [数545]

$$\text{i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i)+X_k)} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (467)$$

[1139] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

また、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（４６６）を次式のようにしてもよい。

[1140] [数546]

$$\text{i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1 のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j(\nu_{11}+\psi_{11}(i)+Y_k)} & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i)+Y_k)} \\ 0 & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (468)$$

[1141] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

上記とは、別の例を示す。周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1142] [数547]

$$\text{i=0,1,2,・・・,N-2,N-1 のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (469)$$

[1143] このとき、Ａ，Ｃ、Ｄは実数であり、また、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、Ａ，Ｃ、Ｄは、ｉによらず固定値であり、μ_{11}、μ_{21}、μ_{22}は、ｉによらず固定値である。

[1144]

[数548]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[i]=\begin{pmatrix} 0 & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ \gamma\times e^{j(\nu_{21}+\psi_{21}(i))} & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (470)$$

[1145] このとき、β，γ、δは実数であり、また、ν_{12}、ν_{21}、ν_{22}は実数であり、単位はラジアンであらわすものとする。また、β，γ、δは、ｉによらず固定値であり、ν_{12}、ν_{21}、ν_{22}は、ｉによらず固定値である。そして、式（４６９）および式（４７０）をベースとする周期2×N×Mのプリコーディング行列を次式であらわす。

[1146] [数549]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i))} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i)+X_k)} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i)+X_k)} \end{pmatrix} \quad (471)$$

[1147] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

[1148] [数550]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} 0 & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i))} \\ \gamma\times e^{j(\nu_{21}+\psi_{21}(i)+Y_k)} & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i)+Y_k)} \end{pmatrix} \quad (472)$$

[1149] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。また、Xk=Ykであってもよいし、Xk≠Ykであってもよい。

すると、F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2×N×M-1]のプリコーディング行列は、周期2×N×Mどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2×N×M×ｉのときF[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2×N×M×ｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番

号2×N×M×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2×N×M-2、2×N×M-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

このようにプリコーディング行列を生成すると、周期の大きいプリコーディング行列の切り替え方法を実現することができ、受信劣悪点の位置を簡単に変更することができることができ、これが、データの受信品質の向上につながる可能性がある。

なお、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（４７１）を次式のようにしてもよい。

[1150] [数551]

$$i=0,1,2,\cdots,N-2,N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} A\times e^{j(\mu_{11}+\theta_{11}(i)+X_k)} & 0 \\ C\times e^{j(\mu_{21}+\theta_{21}(i))} & D\times e^{j(\mu_{22}+\theta_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (473)$$

[1151] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

また、周期2×N×Mのプリコーディング行列の式（４７２）を次式のようにしてもよい。

[1152] [数552]

$$i=N,N+1,N+2,\cdots,2N-2,2N-1 \text{ のとき：}$$

$$F[2\times N\times k+i]=\begin{pmatrix} 0 & \beta\times e^{j(\nu_{12}+\psi_{11}(i)+Y_k)} \\ \gamma\times e^{j(\nu_{21}+\psi_{21}(i))} & \delta\times e^{j(\nu_{22}+\psi_{21}(i))} \end{pmatrix} \quad (474)$$

[1153] このとき、k=0,1,・・・,M-2,M-1（ｋは０以上M-1以下の整数）となる。

なお、上述の例において、受信劣悪点について着目すると、以下の条件が重要となる。

[1154]

[数553]

＜条件＃８１＞

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

[1155] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[1156] [数554]

＜条件＃８２＞

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

[1157] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘ，ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[1158] [数555]

＜条件＃８３＞

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

かつ

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

[1159] [数556]

＜条件＃８４＞

$$\psi_{11}(x) = \psi_{11}(x+N) \quad \text{for } \forall x\ (x = N, N+1, N+2,\cdots,2N-2,2N-1)$$

かつ

$$\psi_{21}(y) = \psi_{21}(y+N) \quad \text{for } \forall y\ (y = N, N+1, N+2,\cdots,2N-2,2N-1)$$

[1160] を満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。また

、以下の条件を満たすとよい。（実施の形態２４参照）

[1161] [数557]

＜条件＃８５＞

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

[1162] （xは0,1,2,・・・,N-2,N-1であり、yは0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｘ，ｙは０以上Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

[1163] [数558]

＜条件＃８６＞

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

[1164] （xはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1であり、yはN,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｘ，ｙはＮ以上２Ｎ－１以下の整数）であり、x≠yである。）

また、Xk，Ykに着目すると、

[1165] [数559]

＜条件＃８７＞

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

[1166] （aは0,1,2,・・・,M-2，Ｍ-1であり、bは0,1,2,・・・，M-2，M-1（ａ，ｂは0以上M-1以下の整数）であり、a≠bである。）

ただし、sは整数である。

[1167] [数560]

＜条件＃８８＞

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

[1168] （aは0,1,2,・・・,M-2，Ｍ-1であり、bは0,1,2,・・・，M-2，M-1（ａ，ｂ

は0以上M-1以下の整数）であり、a≠bである。）

ただし、uは整数である。

の２つの条件を満たすと良好なデータの受信品質を得ることができる可能性がある。なお、実施の形態２５では、＜条件８７＞を満たすとよい。

[1169] 本実施の形態では、周期2N×Mのプリコーディングホッピング方法のための2×N×M個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、2×N×M個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2×N×M-2]、F[2×N×M-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2×N×M-2]、F[2×N×M-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2×N×M個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2×N×M-2]、F[2×N×M-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期2×N×Mのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、2×N×M個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2×N×M個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1170] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2×N×Mより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2×N×M個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態Ａ１）

本実施の形態では、これまで説明してきた規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法をＤＶＢ（DigitalVideoBroadcasting）－Ｔ２（Ｔ：Ｔｅｒｒｅｓｔｒｉａｌ）規格を用いた通信システムに適用する方法について

、詳しく説明する。

[1171] 図６１は、ＤＶＢ－Ｔ２規格における、放送局が送信する信号のフレーム構成の概要を示している。ＤＶＢ－Ｔ２規格では、ＯＦＤＭ方式を用いているため、時間ー周波数軸にフレームが構成されている。図６１は、時間ー周波数軸におけるフレーム構成を示しており、フレームは、P1 Signalling data（６１０１）、L1Pre-Signallingdata（６１０２）、L1 Post-Signalling data（６１０３）、Common PLP（６１０４）、PLP#1～#N（６１０５＿１～６１０５＿N）で構成されている（ＰＬＰ：Physical LayerPipe）。（ここで、L1
Pre-Signallingdata（６１０２）、L1 Post-Signalling data（６１０３）をP2シンボルと呼ぶ。）このように、P1 Signalling data（６１０１）、L1 Pre-Signalling data（６１０２）、L1Post-Signallingdata（６１０３）、Common PLP（６１０４）、PLP#1～#N（６１０５＿１～６１０５＿N）で構成されているフレームをＴ２フレームと名付けており、フレーム構成の一つの単位となっている。

[1172] P1 Signalling data（６１０１）により、受信装置が信号検出、周波数同期（周波数オフセット推定も含む）を行うためのシンボルであると同時に、フレームでにおけるＦＦＴ（Fast Fourier Transform）サイズの情報、ＳＩＳＯ（Single-InputSingle-Output）／ＭＩＳＯ（Multiple-InputSingle-Output）のいずれの方式で変調信号を送信するかの情報等を伝送する。（ＳＩＳＯ方式の場合、一つの変調信号を送信する方式で、ＭＩＳＯ方式の場合、複数の変調信号を送信する方法であり、かつ、時空間ブロック符号を用いている。）

L1 Pre-Signalling data（６１０２）により、送信フレームで使用するガードインターバルの情報、ＰＡＰＲ（Peak to Average Power Ratio）の方法に関する情報、L1Post-Signallingdataを伝送する際の変調方式、誤り訂正方式（FEC: ForwardError Correction）、誤り訂正方式の符号化率の情報、L1 Post-Signallingdataのサイズおよび情報サイズの情報、パイロットパターン

の情報、セル（周波数領域）固有番号の情報、ノーマルモードおよび拡張モード（ノーマルモードと拡張モードでは、データ伝送に用いるサブキャリア数が異なる。）のいずれの方式を用いているかの情報等を伝送する。

[1173] L1 Post-Signalling data（６１０３）により、ＰＬＰの数の情報、使用する周波数領域に関する情報、各ＰＬＰの固有番号の情報、各ＰＬＰを伝送するのに使用する変調方式、誤り訂正方式、誤り訂正方式の符号化率の情報、各ＰＬＰの送信するブロック数の情報等を伝送する。

Common PLP（６１０４）、PLP#1～#N（６１０５＿１～６１０５＿N）は、データを伝送するための領域である。

図６１のフレーム構成では、P1 Signalling data（６１０１）、L1 Pre-Signalling data（６１０２）、L1Post-Signallingdata（６１０３）、Common PLP（６１０４）、PLP#1～#N（６１０５＿１～６１０５＿N）は時分割で送信されているように記載いるが、実際は、同一時刻に２種類以上の信号が存在している。その例を図６２に示す。図６２に示すように、同一時刻に、L1 Pre-Signalling data、L1Post-Signallingdata、Common PLPが存在していたり、同一時刻に、PLP#1、PLP#2が存在したりすることもある。つまり、各信号は、時分割および周波数分割を併用し、フレームが構成されている。

図６３は、ＤＶＢ－Ｔ２規格における（例えば、放送局）の送信装置に対し、これまでに説明してきた規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法を適用した送信装置の構成の一例を示している。ＰＬＰ信号生成部６３０２は、ＰＬＰ用の送信データ６３０１（複数ＰＬＰ用のデータ）、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれる各ＰＬＰの誤り訂正符号化の情報、変調方式の情報等の情報に基づき、誤り訂正符号化、変調方式に基づくマッピングを行い、ＰＬＰの（直交）ベースバンド信号６３０３を出力する。

Ｐ２シンボル信号生成部６３０５は、Ｐ２シンボル用送信データ６３０４、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるＰ２シンボルの誤り訂正の情報、変調方式の情報等の情報に基づき、誤り訂正符号化、変

調方式に基づくマッピングを行い、Ｐ２シンボルの（直交）ベースバンド信号６３０６を出力する。

制御信号生成部６３０８は、Ｐ１シンボル用の送信データ６３０７、Ｐ２シンボル用送信データ６３０４を入力とし、図６１における各シンボル群（P1 Signalling data（６１０１）、L1Pre-Signallingdata（６１０２）、L1 Post-Signalling data（６１０３）、Common PLP（６１０４）、PLP＃1～＃N（６１０５＿１～６１０５＿N））の送信方法（誤り訂正符号、誤り訂正符号の符号化率、変調方式、ブロック長、フレーム構成、規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法を含む選択した送信方法、パイロットシンボル挿入方法、IFFT（Inverse Fast Fourier Transform）／FFTの情報等、PAPR削減方法の情報、ガードインターバル挿入方法の情報）の情報を制御信号６３０９として出力する。フレーム構成部６３１０は、ＰＬＰのベースバンド信号６３１２、Ｐ２シンボルのベースバンド信号６３０６、制御信号６３０９を入力とし、制御信号に含まれるフレーム構成の情報に基づき、周波数、時間軸における並び替えを施し、フレーム構成にしたがった、ストリーム１の（直交）ベースバンド信号６３１１＿１、ストリーム２の（直交）ベースバンド信号６３１１＿２を出力する。

[1174] 信号処理部６３１２は、ストリーム１のベースバンド信号６３１１＿１、ストリーム２のベースバンド信号６３１１＿２、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれる送信方法に基づいた信号処理後の変調信号１（６３１３＿１）および信号処理後の変調信号２（６３１３＿２）を出力する。ここで特徴的な点は、送信方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法が選択されたとき、信号処理部は、図６、図２２、図２３、図２６と同様に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるとともに、重み付け合成（プリコーディング）を行い、プリコーディング後の信号が、信号処理後の変調信号１（６３１３＿１）および信号処理後の変調信号２（６３１３＿２）となる。

パイロット挿入部６３１４＿１は、信号処理後の変調信号１（６３１３＿

１）、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるパイロットシンボルの挿入方法に関する情報に基づき、信号処理後の変調信号１（６３１３＿１）にパイロットシンボルを挿入し、パイロットシンボル挿入後の変調信号６３１５＿１を出力する。

パイロット挿入部６３１４＿２は、信号処理後の変調信号２（６３１３＿２）、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるパイロットシンボルの挿入方法に関する情報に基づき、信号処理後の変調信号２（６３１３＿２）にパイロットシンボルを挿入し、パイロットシンボル挿入後の変調信号６３１５＿２を出力する。

ＩＦＦＴ（Inverse Fast Fourier Transform）部６３１６＿１は、パイロットシンボル挿入後の変調信号６３１５＿１、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるIFFTの方法の情報に基づき、ＩＦＦＴを施し、ＩＦＦＴ後の信号６３１７＿１を出力する。

[1175] ＩＦＦＴ部６３１６＿２は、パイロットシンボル挿入後の変調信号６３１５＿２、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるIFFTの方法の情報に基づき、ＩＦＦＴを施し、ＩＦＦＴ後の信号６３１７＿２を出力する。

ＰＡＰＲ削減部６３１８＿１は、ＩＦＦＴ後の信号６３１７＿１、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるPAPR削減に関する情報に基づき、ＩＦＦＴ後の信号６３１７＿１にPAPR削減のための処理を施し、PAPR削減後の信号６３１９＿１を出力する。

ＰＡＰＲ削減部６３１８＿２は、ＩＦＦＴ後の信号６３１７＿２、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるPAPR削減に関する情報に基づき、ＩＦＦＴ後の信号６３１７＿２にPAPR削減のための処理を施し、PAPR削減後の信号６３１９＿２を出力する。

ガードインターバル挿入部６３２０＿１は、PAPR削減後の信号６３１９＿１、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるガードインターバルの挿入方法に関する情報に基づき、PAPR削減後の信号６３１９＿１

にガードインターバルを挿入し、ガードインターバル挿入後の信号６３２１＿１を出力する。

ガードインターバル挿入部６３２０＿２は、PAPR削減後の信号６３１９＿２、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれるガードインターバルの挿入方法に関する情報に基づき、PAPR削減後の信号６３１９＿２にガードインターバルを挿入し、ガードインターバル挿入後の信号６３２１＿２を出力する。

Ｐ１シンボル挿入部６３２２は、ガードインターバル挿入後の信号６３２１＿１、ガードインターバル挿入後の信号６３２１＿２、Ｐ１シンボル用の送信データ６３０７を入力とし、Ｐ１シンボル用の送信データ６３０７からＰ１シンボルの信号を生成し、ガードインターバル挿入後の信号６３２１＿１に対し、Ｐ１シンボルを付加し、Ｐ１シンボル用処理後の信号６３２３＿１、および、ガードインターバル挿入後の信号６３２１＿２に対し、Ｐ１シンボルを付加し、Ｐ１シンボル用処理後の信号６３２３＿２を出力する。なお、Ｐ１シンボルの信号は、Ｐ１シンボル用処理後の信号６３２３＿１、Ｐ１シンボル用処理後の信号６３２３＿２両者に付加されていてもよく、また、いずれもか一方に付加されていてもよい。一方に付加されている場合、付加されている信号の付加されている区間では、付加されていない信号には、ベースバンド信号としてゼロの信号が存在することになる。無線処理部６３２４＿１は、Ｐ１シンボル用処理後の信号６３２３＿１を入力とし、周波数変換、増幅等の処理が施され、送信信号６３２５＿１を出力する。そして、送信信号６３２５＿１は、アンテナ６３２６＿１から電波として出力される。

無線処理部６３２４＿２は、Ｐ１シンボル用処理後の信号６３２３＿２を入力とし、周波数変換、増幅等の処理が施され、送信信号６３２５＿２を出力する。そして、送信信号６３２５＿２は、アンテナ６３２６＿２から電波として出力される。

[1176] 次に、ＤＶＢ－Ｔ２システムに対し、規則的にプリコーディング行列を切

り替える方法を適用したときの放送局（基地局）の送信信号のフレーム構成、制御情報（Ｐ１シンボルおよびＰ２シンボルにより送信する情報）の伝送方法について、詳しく説明する。

図６４は、Ｐ１シンボル、Ｐ２シンボル、Common PLPを送信後、複数のＰＬＰを送信する場合の周波数－時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。図６４において、ストリームｓ１は、周波数軸において、サブキャリア＃１～サブキャリア＃Ｍを用いており、同様にストリームｓ２も、周波数軸において、サブキャリア＃１～サブキャリア＃Ｍを用いている。したがって、ｓ１、ｓ２、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に２つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、ｓ１、ｓ２は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、ｚ１、ｚ２が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図６４に示すように、区間１は、ストリームｓ１、ストリームｓ２を用いてＰＬＰ＃１のシンボル群６４０１を伝送しており、図４９に示した、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。

[1177] 区間２は、ストリームｓ１を用いてＰＬＰ＃２のシンボル群６４０２を伝送しており、一つの変調信号を送信することでデータを伝送するものとする。

区間３は、ストリームｓ１、ストリームｓ２を用いてＰＬＰ＃３のシンボル群６４０３を伝送しており、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。

区間４は、ストリームｓ１、ストリームｓ２を用いてＰＬＰ＃４のシンボル群６４０４を伝送しており、図５０に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの

配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図５０で説明した方法に限ったものではない。

放送局が、図６４のように各ＰＬＰを送信した場合、図６４の送信信号を受信する受信装置では、各ＰＬＰの送信方法を知る必要がある。したがって、前述で述べたように、Ｐ２シンボルであるL1 Post-Signalling data（図６１の６１０３）を用いて、各ＰＬＰの送信方法の情報を伝送する必要がある。

以下では、このときのＰ１シンボルの構成方法、および、Ｐ２シンボルの構成方法の一例について説明する。

表３にＰ１シンボルを用いて送信する制御情報の具体例を示す。

[1178] [表3]

S1	000 : T2_SISO (DVB-T2規格の一つの変調信号送信) 001 : T2_MISO (DVB-T2規格の時空間ブロック符号を用いた送信) 010 : NOT_T2 (DVB-T2規格以外の規格)

[1179] ＤＶＢ－Ｔ２規格では、Ｓ１の制御情報（３ビットの情報）により、ＤＶＢ－Ｔ２の規格を用いているかどうか、また、ＤＶＢ－Ｔ２規格を用いている場合、用いている送信方法を受信装置が判断できるようになっている。３ビットのＳ１情報として、“０００”を設定した場合、送信する変調信号が、「ＤＶＢ－Ｔ２規格の一つの変調信号送信」に準拠していることになる。

また、３ビットのＳ１情報として、“００１”を設定した場合、送信する変調信号が、「ＤＶＢ－Ｔ２規格の時空間ブロック符号を用いた送信」に準拠していることになる。

ＤＶＢ－Ｔ２規格では、“０１０”～“１１１”は将来のために「Reserve」となっている。ここで、ＤＶＢ－Ｔ２との互換性があるように本発明を適用するために、３ビットのＳ１情報として、例えば“０１０”と設定した場合

（“０００”“００１”以外であればよい。）、送信する変調信号がＤＶＢ－Ｔ２以外の規格に準拠しているを示すことにし、端末の受信装置は、この情報が“０１０”であることがわかると、放送局が送信した変調信号がＤＶＢ－Ｔ２以外の規格に準拠していることを知ることができる。

次に、放送局が送信した変調信号がＤＶＢ－Ｔ２以外の規格に準拠している場合のＰ２シンボルの構成方法の例を説明する。最初の例では、ＤＶＢ－Ｔ２規格におけるＰ２シンボルを利用した方法について説明する。

表４に、Ｐ２シンボルのうち、L1 Post-Signalling dataにより送信する、制御情報の第１の例を示す。

[1180] [表4]

PLP_MODE（２ビット）	00 ： SISO/SIMO 01 ： MISO/MIMO (Space-time block code：時空間ブロック符号) 10 ： MIMO （規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法） 11 ： MIMO （プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、または、空間多重MIMO伝送方式）

[1181] SISO: Single-Input Single-Output （一つの変調信号送信、一つのアンテナで受信）

SIMO: Single-Input Multiple-Output（一つの変調信号送信、複数のアンテナで受信）

MISO: Multiple-Input Single-Output（複数の変調信号を複数アンテナで送信、一つのアンテナで受信）

MIMO: Multiple-Input Multiple-Output（複数の変調信号を複数アンテナで送信、複数のアンテナで受信）

表４に示した２ビットの情報である「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」は、図６４に示したように、各ＰＬＰ（図６４ではＰＬＰ＃１から＃４）の送信方法を端末に通知するための制御情報であり、ＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報は、ＰＬＰごとに存在することになる。つまり、図６４の場合、ＰＬＰ＃１のためのＰＬＰ

＿ＭＯＤＥの情報、ＰＬＰ＃２のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報、ＰＬＰ＃３のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報、ＰＬＰ＃４のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報・・・が、放送局から送信されることになる。当然であるが、端末は、この情報を復調（また、誤り訂正復号も行う）することで、放送局がＰＬＰに用いた伝送方式を認識することができる。

「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」として、“００”と設定した場合、そのＰＬＰは、「一つの変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“０１”と設定した場合、そのＰＬＰは、「時空間ブロック符号化を行った複数の変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“１０”と設定した場合、そのＰＬＰは、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」を用いて、データが伝送される。“１１”と設定した場合、そのＰＬＰは、「プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、または、空間多重MIMO伝送方式」を用いて、データが伝送される。

なお、「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」として、“０１”～“１１”と設定された場合、放送局が具体的にどのような処理を施したか（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法における具体的な切り替え方法、使用した時空間具ロック符号化方法、プリコーディング行列として使用した行列の構成）を端末に伝送する必要がある。このときの制御情報の構成を含めた、表４とは異なる制御情報の構成方法について以下では説明する。

表５は、Ｐ２シンボルのうち、L1 Post-Signalling dataにより送信する、制御情報の表４とは異なる第２の例である。

[1182]

[表5]

PLP_MODE（１ビット）	0 ： SISO/SIMO 1 ： MISO/MIMO （時空間ブロック符号、 または、 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、 または、 プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、 または、 空間多重MIMO伝送方式）
MIMO_MODE（１ビット）	0 ： 規則的にプリコーディング行列を切り替える OFF 1 ： 規則的にプリコーディング行列を切り替える ON
MIMO_PATTERN#1（２ビット）	00 ： 時空間ブロック符号 01 ： プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、かつ、プリコーディング行列＃１ 10 ： プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、かつ、プリコーディング行列＃２ 11 ： 空間多重MIMO伝送方式
MIMO_PATTERN#2（２ビット）	00 ： 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列切り替え方法#1 01 ： 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列切り替え方法#2 10 ： 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列切り替え方法#3 11 ： 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列切り替え方法#4

[1183] 表５のように、１ビットの情報である「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」、１ビットの情報である「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」、２ビットの情報である「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１」、２ビットの情報である「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２」が存在し、これら４つの制御情報は、図６４に示したように、各ＰＬＰ（図６４ではＰＬＰ＃１から＃４）の送信方法を端末に通知するための情報であり、したがって、これら４つの制御情報は、ＰＬＰごとに存在することになる。つまり、図６４の場合、ＰＬＰ＃１のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１の情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２の情報、ＰＬＰ＃２のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情

報／ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１の情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２の情報、ＰＬＰ＃３のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１の情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２の情報、ＰＬＰ＃４のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１の情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２の情報・・・が、放送局から送信されることになる。当然であるが、端末は、この情報を復調（また、誤り訂正復号も行う）することで、放送局がＰＬＰに用いた伝送方式を認識することができる。

[1184] 「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」として、“０”と設定した場合、そのＰＬＰは、「一つの変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“１”と設定した場合、そのＰＬＰは、「時空間ブロック符号化を行った複数の変調信号を送信」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」、「プリコーディング行列が固定的なMIMO方式」、「空間多重MIMO伝送方式」のいずれかの方式で、データが伝送される。

[1185] 「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」が「１」と設定された場合、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」の情報は有効な情報となり、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」として、“０”と設定した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を使用しないで、データが伝送される。「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」として、“１”と設定した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を使用して、データが伝送される。

「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」が「１」、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」が「０」と設定された場合、「MIMO_PATTERN＃1」の情報は有効な情報となり、「MIMO_PATTERN＃1」として、“００”と設定した場合、時空間ブロック符号を用いて、データが伝送される。“０１”と設定した場合、プリコーディング行列＃１を固定的に用いて重み付け合成を行うプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“１０”と設定した場合、プリコーディング行列＃２を固定的に用いて重み付け合成を行うプリコーディング方法を用いて、データが伝

送される。（ただし、プリコーディング行列＃１とプリコーディング行列＃２はことなる行列である。）“１１”と設定した場合、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式を用いて、データが伝送される。（当然であるが、図４９の方式１のプリコーディング行列が選択された、とも解釈することができる。）

「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」が「１」、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」が「１」と設定された場合、「MIMO_PATTERN＃２」の情報は有効な情報となり、「MIMO_PATTERN＃２」として、“００”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法＃1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“０１”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法＃２の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“１０”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法＃３の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“１１”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法＃４の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。ここで、プリコーディング行列切り替え方法＃１～＃４はそれぞれ異なる方法となるが、このとき、異なる方法とは、例えば、＃Aと＃Bが異なる方法とすると、

・＃Aに用いる複数のプリコーディング行列と＃Bに用いる複数のプリコーディング行列の中に、同一のプリコーディング行列を含むが、周期が異なる、

・＃Aには含まれるいるが＃Bには含まれていないプリコーディング行列が存在する、

・＃Aで使用する複数のプリコーディング行列を、＃Bの方法では使用するプリコーディングに含まない

という方法がある。

上述では、表４、表５の制御情報を、Ｐ２シンボルのうち、L1 Post-Signalling dataにより送信するものとして説明した。ただし、ＤＶＢ－Ｔ２規格

では、Ｐ２シンボルとして送信できる情報量に制限がある。したがって、ＤＶＢ－Ｔ２規格におけるＰ２シンボルで伝送する必要がある情報に加え、表４、表５の情報を加えることで、Ｐ２シンボルとして送信できる情報量の制限を超えた場合、図６５に示すように、Signalling PLP（６５０１）を設け、ＤＶＢ－Ｔ２規格以外の規格で必要となる制御情報（一部でもよい、つまり、L1 Post-Signalling dataとSignalling PLPの両者で伝送する）を伝送すればよい。なお、図６５では、図６１と同様のフレーム構成としているが、このようなフレーム構成に限ったものではなく、図６２のL1Pre-signalling data等のように、Signalling PLPを時間－周波数軸において、特定の時間－特定のキャリアの領域に割り当てるようにしてもよい、つまり、時間－周波数軸において、Signalling PLPをどのように割り当ててもよい。

以上のように、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用い、かつ、ＤＶＢ－Ｔ２規格に対し、互換性を保ちながら、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択できるようにすることで、ＬＯＳ環境に対し、高い受信品質を得ることができるとともに、高い伝送速度を得ることができる、という利点を得ることができる。なお、本実施の形態では、キャリア群が設定可能な伝送方式として、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」をあげたがこれに限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式は、図４９の方式＃２に限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列で構成されていればよい。

[1186] そして、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」を放送局が選択可能としている例で説明したが、これらすべての送信方法が選択可能な送信方法でなくてもよく、例えば、

・ 固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的に

プリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

・　固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化が選択可能な送信方法

・　固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

・　規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

・　固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式が選択可能な送信方法

・　規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化が選択可能な送信方法

・　規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

のように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式を含むことで、ＬＯＳ環境で、高速なデータ伝送を行うことができ、かつ、受信装置の受信データ品質を確保することができるという効果を得ることができる。

このとき、上記で述べたようにＰ１シンボルにおけるＳ１を設定する必要があるとともに、Ｐ２シンボルとして、表４とは異なる制御情報の設定方法（各ＰＬＰの伝送方式の設定方法）として、例えば、表６が考えられる。

[1187]

[表6]

PLP_MODE（２ビット）	00 ： SISO/SIMO 01 ： MISO/MIMO (Space-time block code : 時空間ブロック符号) 10 ： MIMO （規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法） 11 ： Reserve

[1188] 表６が表４とは異なる点は、「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」を“１１”としたときはReserveとしている点である。このように、ＰＬＰの伝送方式として、選択可能な伝送方式が上記で示した例のような場合、選択可能な伝送方式の数によって、例えば、表４、表６のＰＬＰ＿ＭＯＤＥを構成するビット数を大きく、または、小さくすればよい。

表５についても同様で、例えば、ＭＩＭＯ伝送方式として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法しかサポートしていない場合は、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」の制御情報は必要ないことになる。また、「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃１」において、例えば、プリコーディング行列が固定的なＭＩＭＯ方式をサポートしていない場合、「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃１」の制御情報を必要としない場合もあり、また、プリコーディング行列が固定的なＭＩＭＯ方式に用いるプリコーディング行列が複数必要としない場合、２ビットの制御情報ではなく、１ビットの制御情報としてもよいし、さらに、複数のプリコーディング行列を設定可能とする場合は、２ビット以上の制御情報としてもよい。

[1189] 「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃２」について同様に考えることができ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としてプリコーディング行列の切り替え方法が複数必要としない場合、２ビットの制御情報ではなく、１ビットの制御情報としてもよいし、さらに、複数のプリコーディング行列の切り替え方法を設定可能とする場合は、２ビット以上の制御情報としてもよい。

また、本実施の形態では、送信装置のアンテナ数を２の場合で説明したが

これに限ったものではなく、２より大きい場合においても、同様に、制御情報を送信すればよい。このとき、２アンテナを用いて変調信号を送信する場合に加え、４アンテナを用いて変調信号を送信する場合を実施するために、各制御情報を構成するビット数を増やす必要がある場合が発生する。このとき、Ｐ１シンボルで制御情報を送信する、Ｐ２シンボルで制御情報を送信する、という点は、上記で説明した場合と同様である。

放送局が送信するＰＬＰのシンボル群のフレーム構成について、図６４のように時分割で送信する方法を説明したが、以下では、その変形例について説明する。

図６６は、図６４とは異なる、Ｐ１シンボル、Ｐ２シンボル、Common PLPを送信後の、周波数－時間軸における、ストリームｓ１およびｓ２のシンボルの配置方法の一例を示している。図６６において、「＃１」と記載されているシンボルは、図６４におけるＰＬＰ＃１のシンボル群のうちの１シンボルを示している。同様に、「＃２」と記載されているシンボルは、図６４におけるＰＬＰ＃２のシンボル群のうちの１シンボルを示しており、「＃３」と記載されているシンボルは、図６４におけるＰＬＰ＃３のシンボル群のうちの１シンボルを示しており、「＃４」と記載されているシンボルは、図６４におけるＰＬＰ＃４のシンボル群のうちの１シンボルを示している。そして、図６４と同様、ＰＬＰ＃１は、図４９に示した、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。そして、ＰＬＰ＃２は、一つの変調信号を送信することでデータを伝送するものとする。ＰＬＰ＃３は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。ＰＬＰ＃４は、図５０に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間－周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図５０で説明した方法に限ったものではない。

なお、図６６において、ｓ１、ｓ２、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に２つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、ｓ１、ｓ２は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、ｚ１、ｚ２が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

[1190] 図６６が図６４と異なる点は、前述のように、図６４では、複数のＰＬＰを時分割に配置する例を示したが、図６６では、図６４と異なり、時分割、および、周波数分割を併用して、複数のＰＬＰを存在させている。つまり、例えば、時刻１では、ＰＬＰ＃１のシンボルとＰＬＰ＃２のシンボルが存在しており、時刻３では、ＰＬＰ＃３のシンボルとＰＬＰ＃４のシンボルが存在している。このように、（１時刻、１サブキャリアで構成される）シンボルごとに、異なるインデックス（＃Ｘ；　Ｘ＝１、２、・・・）のＰＬＰのシンボルを割り当てることができる。

なお、図６６では、簡略的に、時刻１では、「＃１」「＃２」しか存在していないが、これに限ったものではなく、「＃１」「＃２」のＰＬＰ以外のインデックスのＰＬＰのシンボルが時刻１に存在してもよく、また、時刻１におけるサブキャリアとＰＬＰのインデックスの関係は、図６６に限ったものではなく、サブキャリアにどのインデックスのＰＬＰのシンボルを割り当てても良い。また、同様に、他の時刻においても、サブキャリアにどのインデックスのＰＬＰのシンボルを割り当てても良い。

図６７は、図６４とは異なるＰ１シンボル、Ｐ２シンボル、Common PLPを送信後の、周波数－時間軸における、ストリームｓ１およびｓ２のシンボルの配置方法の一例を示している。図６７における特徴的な部分は、Ｔ２フレームにおいて、ＰＬＰの伝送方式として、複数アンテナ送信を基本とした場合、「ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」を選択できないという点である。

したがって、図６７において、ＰＬＰ＃１のシンボル群６７０１は、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」により、データが伝送されるものとする。ＰＬＰ＃２のシンボル群６７０２は、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」により、データが伝送されるものとする。ＰＬＰ＃３のシンボル群６７０３は、「時空間ブロック符号」により、データが伝送されるものとする。そして、ＰＬＰ＃３のシンボル群６７０３以降のＴ２フレーム内でのＰＬＰシンボル群は、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」のいずれかの送信方法により、データが伝送されることになる。

[1191] 図６８は、図６６とは異なる、Ｐ１シンボル、Ｐ２シンボル、Common PLPを送信後の、周波数－時間軸における、ストリームｓ１およびｓ２のシンボルの配置方法の一例を示している。図６８において、「＃１」と記載されているシンボルは、図６７におけるＰＬＰ＃１のシンボル群のうちの１シンボルを示している。同様に、「＃２」と記載されているシンボルは、図６７におけるＰＬＰ＃２のシンボル群のうちの１シンボルを示しており、「＃３」と記載されているシンボルは、図６７におけるＰＬＰ＃３のシンボル群のうちの１シンボルを示している。そして、図６７と同様、ＰＬＰ＃１は、図４９に示した、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。そして、ＰＬＰ＃２は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。ＰＬＰ＃３は、図５０に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図５０で説明した方法に限ったものではない。

なお、図６８において、ｓ１、ｓ２、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に２つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、ｓ１、ｓ２は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、ｚ１、ｚ２が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図６８が図６７と異なる点は、前述のように、図６７では、複数のＰＬＰを時分割に配置する例を示したが、図６８では、図６７と異なり、時分割、および、周波数分割を併用して、複数のＰＬＰを存在させている。つまり、例えば、時刻１では、ＰＬＰ＃１のシンボルとＰＬＰ＃２のシンボルが存在している。このように、（１時刻、１サブキャリアで構成される）シンボルごとに、異なるインデックス（＃Ｘ；　Ｘ＝１、２、・・・）のＰＬＰのシンボルを割り当てることができる。

[1192] なお、図６８では、簡略的に、時刻１では、「＃１」「＃２」しか存在していないが、これに限ったものではなく、「＃１」「＃２」のＰＬＰ以外のインデックスのＰＬＰのシンボルが時刻１に存在してもよく、また、時刻１におけるサブキャリアとＰＬＰのインデックスの関係は、図６８に限ったものではなく、サブキャリアにどのインデックスのＰＬＰのシンボルを割り当てても良い。また、同様に、他の時刻においても、サブキャリアにどのインデックスのＰＬＰのシンボルを割り当てても良い。一方で、時刻３のように、ある時刻において、一つのＰＬＰのシンボルのみを割り当ててもよい。つまり、ＰＬＰのシンボルを時間一周波数におけるフレーム方法において、どのように割り当ててもよい。

このように、Ｔ２フレーム内において、「ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」を用いたＰＬＰが存在しないため、端末が受信する受信信号のダイナミックレンジを抑えることができるため、良好な受信品質を得る可能性を高くすることができという効果を得ることができる。

なお、図６８で説明するにあたって、送信方法として、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」をいずれかを選択する例で説明したが、これらの送信方法をすべて選択可能であるとする必要がなく、例えば、

・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」、「固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」を選択可能

・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」を選択可能

・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」を選択可能

としてもよい。

上述では、Ｔ２フレーム内に複数のＰＬＰが存在する場合について説明したが、以降では、Ｔ２フレーム内に一つのＰＬＰのみ存在する場合について説明する。

図６９は、Ｔ２フレーム内に一つのみＰＬＰが存在する場合の、時間一周波数軸におけるストリームｓ１およびｓ２のフレーム構成の一例を示している。図６９において、「制御シンボル」と記載しているが、これは、上述で説明したＰ１シンボル、および、Ｐ２シンボル等のシンボルを意味している。そして、図６９では、区間１を用いて第１のＴ２フレームを送信しており、同様に、区間２を用いて第２のＴ２フレームを送信しており、区間３を用いて第３のＴ２フレームを送信しており、区間４を用いて第４のＴ２フレームを送信している。

[1193] また、図６９において、第１のＴ２フレームでは、ＰＬＰ＃１－１のシンボル群６８０１を送信しており、送信方法としては、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」を選択している。

第２のＴ２フレームでは、ＰＬＰ＃２－１のシンボル群６８０２を送信しており、送信方法としては、「一つの変調信号を送信する方法」を選択している。

第３のＴ２フレームでは、ＰＬＰ＃３－１のシンボル群６８０３を送信しており、送信方法としては、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」を選択している。

第４のＴ２フレームでは、ＰＬＰ＃４－１のシンボル群６８０４を送信しており、送信方法としては、「時空間ブロック符号」を選択している。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図５０で説明した方法に限ったものではない。

なお、図６９において、ｓ１、ｓ２、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に２つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、ｓ１、ｓ２は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、ｚ１、ｚ２が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

このようにすることで、ＰＬＰごとに、データの伝送速度、端末のデータ受信品質を考慮して、送信方法を設定できるので、データの伝送速度の向上とデータの受信品質の確保の両立を図ることが可能となる。なお、Ｐ１シンボル、Ｐ２シンボル（場合によっては、Signalling PLP）の伝送方法等の制御情報の構成方法の例は、上記の表３から表６のように構成すれば、同様に実施することができる。異なる点は、図６４等のフレーム構成では、一つのＴ２フレームに、複数のＰＬＰを有しているため、複数のＰＬＰに対する伝送方法等の制御情報を必要としていたが、図６９のフレーム構成の場合、一つのＴ２フレームには、一つのＰＬＰしか存在しないため、その一つのＰＬ

Ｐに対する伝送方法等の制御情報のみ必要となるという点である。

[1194] 上述では、Ｐ１シンボル、Ｐ２シンボル（場合によっては、Signalling PLP）を用いて、ＰＬＰの伝送方法に関する情報を伝送する方法について述べたが、以降では、特に、Ｐ２シンボルを用いずにＰＬＰの伝送方法に関する情報を伝送する方法について説明する。

図７０は、放送局がデータを伝送する相手である端末が、ＤＶＢ－Ｔ２規格でない規格に対応している場合の、時間－周波数軸におけるフレーム構成である。図７０において、図６１と同様に動作するものについては、同一符号を付している。図７０のフレームは、P1Signalling data（６１０１）、第１ Signalling data（７００１）、第２ Signalling data（７００２）、Common PLP（６１０４）、PLP#1～#N（６１０５＿１～６１０５＿N）で構成されている（ＰＬＰ：Physical Layer Pipe）。このように、P1 Signallingdata（６１０１）、第１ Signalling data（７００１）、第２ Signalling data（７００２）、Common PLP（６１０４）、PLP#1～#N（６１０５＿１～６１０５＿N）で構成されているフレームが一つのフレームの単位となっている。

[1195] P1 Signalling data（６１０１）により、受信装置が信号検出、周波数同期（周波数オフセット推定も含む）を行うためのシンボルであると同時に、この場合、ＤＶＢ－Ｔ２規格のフレームであるかどうかを識別するためのデータ、例えば、表３で示したS1により、ＤＶＢ－Ｔ２規格の信号であること／信号でないことを伝送する必要がある。

第１ Signalling data（７００１）により、例えば、送信フレームで使用するガードインターバルの情報、ＰＡＰＲ（Peak to Average Power Ratio）の方法に関する情報、第２Signalling
dataを伝送する際の変調方式、誤り訂正方式、誤り訂正方式の符号化率の情報、第２Signalling dataのサイズおよび情報サイズの情報、パイロットパターンの情報、セル（周波数領域）固有番号の情報、ノーマルモードおよび拡張モードのいずれの方式を用いているかの情報等を伝送する方法が考えられ

る。このとき、第１ Signalling data（７００１）は、ＤＶＢ－Ｔ２規格に準拠したデータを必ずしも伝送する必要はない。第２ Signalling data（７００２）により、例えば、ＰＬＰの数の情報、使用する周波数領域に関する情報、各ＰＬＰの固有番号の情報、各ＰＬＰを伝送するのに使用する変調方式、誤り訂正方式、誤り訂正方式の符号化率の情報、各ＰＬＰの送信するブロック数の情報等を伝送する。

[1196] 図７０のフレーム構成では、第１ Signalling data（７００１）、第２ Signalling data（７００２）、L1 Post-Signallingdata（６１０３）、Common PLP（６１０４）、PLP＃1～＃N（６１０５＿１～６１０５＿N）は時分割で送信されているように記載いるが、実際は、同一時刻に２種類以上の信号が存在している。その例を図７１に示す。図７１に示すように、同一時刻に、第１Signalling data、第２ Signalling data、Common PLPが存在していたり、同一時刻に、PLP＃1、PLP＃2が存在したりすることもある。つまり、各信号は、時分割および周波数分割を併用し、フレームが構成されている。

図７２は、ＤＶＢ－Ｔ２とは異なる規格における（例えば、放送局）の送信装置に対し、これまでに説明してきた規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法を適用した送信装置の構成の一例を示している。図７２において、図６３と同様に動作するものについては、同一符号を付しており、その動作についての説明は、上述と同様となる。制御信号生成部６３０８は、第１、第２ Signalling data用の送信データ７２０１、Ｐ１シンボル用の送信データ６３０７を入力とし、図７０における各シンボル群の送信方法（誤り訂正符号、誤り訂正符号の符号化率、変調方式、ブロック長、フレーム構成、規則的にプリコーディング行列を切り替える送信方法を含む選択した送信方法、パイロットシンボル挿入方法、IFFT（Inverse Fast Fourier Transform）／FFTの情報等、PAPR削減方法の情報、ガードインターバル挿入方法の情報）の情報を制御信号６３０９として出力する。

制御シンボル信号生成部７２０２は、第１、第２ Signalling data用の送

信データ７２０１、制御信号６３０９を入力とし、制御信号６３０９に含まれる第１、第２ Signalling dataの誤り訂正の情報、変調方式の情報等の情報に基づき、誤り訂正符号化、変調方式に基づくマッピングを行い、第１、第２ Signalling dataの（直交）ベースバンド信号７２０３を出力する。

[1197] 次に、ＤＶＢ－Ｔ２とは異なる規格のシステムに対し、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を適用したときの放送局（基地局）の送信信号のフレーム構成、制御情報（Ｐ１シンボルおよび、第１、第２ Signalling dataにより送信する情報）の伝送方法について、詳しく説明する。

図６４は、Ｐ１シンボル、第１、第２ Signalling data、Common PLPを送信後、複数のＰＬＰを送信する場合の周波数－時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。図６４において、ストリームｓ１は、周波数軸において、サブキャリア＃１～サブキャリア＃Ｍを用いており、同様にストリームｓ２も、周波数軸において、サブキャリア＃１～サブキャリア＃Ｍを用いている。したがって、ｓ１、ｓ２、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に２つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、ｓ１、ｓ２は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、ｚ１、ｚ２が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図６４に示すように、区間１は、ストリームｓ１、ストリームｓ２を用いてＰＬＰ＃１のシンボル群６４０１を伝送しており、図４９に示した、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。

[1198] 区間２は、ストリームｓ１を用いてＰＬＰ＃２のシンボル群６４０２を伝送しており、一つの変調信号を送信することでデータを伝送するものとする。

区間３は、ストリームｓ１、ストリームｓ２を用いてＰＬＰ＃３のシンボ

ル群６４０３を伝送しており、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。

区間４は、ストリームｓ１、ストリームｓ２を用いてＰＬＰ＃４のシンボル群６４０４を伝送しており、図５０に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図５０で説明した方法に限ったものではない。

放送局が、図６４のように各ＰＬＰを送信した場合、図６４の送信信号を受信する受信装置では、各ＰＬＰの送信方法を知る必要がある。したがって、前述で述べたように、第１、第２ Signalling dataを用いて、各ＰＬＰの送信方法の情報を伝送する必要がある。以下では、このときのＰ１シンボルの構成方法、および、第１、第２ Signalling dataの構成方法の一例について説明する。表３にＰ１シンボルを用いて送信する制御情報の具体例は表３のとおりである。

ＤＶＢ－Ｔ２規格では、Ｓ１の制御情報（３ビットの情報）により、ＤＶＢ－Ｔ２の規格を用いているかどうか、また、ＤＶＢ－Ｔ２規格を用いている場合、用いている送信方法を受信装置が判断できるようになっている。３ビットのＳ１情報として、“０００”を設定した場合、送信する変調信号が、「ＤＶＢ－Ｔ２規格の一つの変調信号送信」に準拠していることになる。

[1199] また、３ビットのＳ１情報として、“００１”を設定した場合、送信する変調信号が、「ＤＶＢ－Ｔ２規格の時空間ブロック符号を用いた送信」に準拠していることになる。

ＤＶＢ－Ｔ２規格では、“０１０”～“１１１”は将来のために「Reserve」となっている。ここで、ＤＶＢ－Ｔ２との互換性があるように本発明を適用するために、３ビットのＳ１情報として、例えば“０１０”と設定した場合（“０００”“００１”以外であればよい。）、送信する変調信号がＤＶＢ－Ｔ２以外の規格に準拠しているを示すことにし、端末の受信装置は、こ

の情報が“０１０”であることがわかると、放送局が送信した変調信号がＤＶＢ－Ｔ２以外の規格に準拠していることを知ることができる。

次に、放送局が送信した変調信号がＤＶＢ－Ｔ２以外の規格に準拠している場合の第１、第２

Signallingdataの構成方法の例を説明する。第１、第２ Signalling dataの制御情報の第１の例は表４のとおりである。

表４に示した２ビットの情報である「ＰＬＰ__ＭＯＤＥ」は、図６４に示したように、各ＰＬＰ（図６４ではＰＬＰ＃１から＃４）の送信方法を端末に通知するための制御情報であり、ＰＬＰ__ＭＯＤＥの情報は、ＰＬＰごとに存在することになる。つまり、図６４の場合、ＰＬＰ＃１のためのＰＬＰ__ＭＯＤＥの情報、ＰＬＰ＃２のためのＰＬＰ__ＭＯＤＥの情報、ＰＬＰ＃３のためのＰＬＰ__ＭＯＤＥの情報、ＰＬＰ＃４のためのＰＬＰ__ＭＯＤＥの情報・・・が、放送局から送信されることになる。当然であるが、端末は、この情報を復調（また、誤り訂正復号も行う）することで、放送局がＰＬＰに用いた伝送方式を認識することができる。

「ＰＬＰ__ＭＯＤＥ」として、“００”と設定した場合、そのＰＬＰは、「一つの変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“０１”と設定した場合、そのＰＬＰは、「時空間ブロック符号化を行った複数の変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“１０”と設定した場合、そのＰＬＰは、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」を用いて、データが伝送される。“１１”と設定した場合、そのＰＬＰは、「プリコーディング行列が固定的なMIMO方式、または、空間多重MIMO伝送方式」を用いて、データが伝送される。

[1200] なお、「ＰＬＰ__ＭＯＤＥ」として、“０１”～“１１”と設定された場合、放送局が具体的にどのような処理を施したか（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法における具体的な切り替え方法、使用した時空間具ロック符号化方法、プリコーディング行列として使用した行列の構成）を端末に伝送する必要がある。このときの制御情報の構成を含めた、表

４とは異なる制御情報の構成方法について以下では説明する。

第１、第２ Signalling dataの制御情報の第２の例は表５のとおりである。

表５のように、１ビットの情報である「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」、１ビットの情報である「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」、２ビットの情報である「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１」、２ビットの情報である「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２」が存在し、これら４つの制御情報は、図６４に示したように、各ＰＬＰ（図６４ではＰＬＰ＃１から＃４）の送信方法を端末に通知するための情報であり、したがって、これら４つの制御情報は、ＰＬＰごとに存在することになる。つまり、図６４の場合、ＰＬＰ＃１のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１の情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２の情報、ＰＬＰ＃２のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１の情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２の情報、ＰＬＰ＃３のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１の情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２の情報、ＰＬＰ＃４のためのＰＬＰ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥの情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃１の情報／ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃２の情報・・・が、放送局から送信されることになる。当然であるが、端末は、この情報を復調（また、誤り訂正復号も行う）することで、放送局がＰＬＰに用いた伝送方式を認識することができる。

「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」として、“０”と設定した場合、そのＰＬＰは、「一つの変調信号を送信」することにより、データが伝送される。“１”と設定した場合、そのＰＬＰは、「時空間ブロック符号化を行った複数の変調信号を送信」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」、「プリコーディング行列が固定的なMIMO方式」、「空間多重MIMO伝送方式」のいずれかの方式で、データが伝送される。

「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」が「１」と設定された場合、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」の情報は有効な情報となり、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」として、“０”と設

定した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を使用しないで、データが伝送される。「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」として、“１”と設定した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を使用して、データが伝送される。

「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」が「１」、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」が「０」と設定された場合、「MIMO_PATTERN＃1」の情報は有効な情報となり、「MIMO_PATTERN＃1」として、“００”と設定した場合、時空間ブロック符号を用いて、データが伝送される。“０１”と設定した場合、プリコーディング行列＃１を固定的に用いて重み付け合成を行うプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“１０”と設定した場合、プリコーディング行列＃２を固定的に用いて重み付け合成を行うプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。（ただし、プリコーディング行列＃１とプリコーディング行列＃２はことなる行列である。）“１１”と設定した場合、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式を用いて、データが伝送される。（当然であるが、図４９の方式１のプリコーディング行列が選択された、とも解釈することができる。）

[1201] 「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」が「１」、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」が「１」と設定された場合、「MIMO_PATTERN＃２」の情報は有効な情報となり、「MIMO_PATTERN＃２」として、“００”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法＃1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“０１”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法＃２の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“１０”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法＃３の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。“１１”と設定した場合、プリコーディング行列切り替え方法＃４の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて、データが伝送される。ここで、プリコーディング行列切り替え方法＃１～＃４はそれぞれ異なる方法となるが、このとき、異なる方法とは、例えば、＃Aと＃Bが異

なる方法とすると、

・＃Aに用いる複数のプリコーディング行列と＃Bに用いる複数のプリコーディング行列の中に、同一のプリコーディング行列を含むが、周期が異なる、

・＃Aには含まれるいるが＃Bには含まれていないプリコーディング行列が存在する、

・＃Aで使用する複数のプリコーディング行列を、＃Bの方法では使用するプリコーディングに含まないという方法がある。

上述では、表４、表５の制御情報を、第１、第２ Signalling dataにより送信するものとして説明した。この場合、制御情報を伝送するために、特に、ＰＬＰを利用する必要がないという利点がある。

[1202] 以上のように、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用い、かつ、ＤＶＢ－Ｔ２規格との識別が可能でありながら、ＤＶＢ－Ｔ２とは異なる規格に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択できるようにすることで、ＬＯＳ環境に対し、高い受信品質を得ることができるとともに、高い伝送速度を得ることができる、という利点を得ることができる。なお、本実施の形態では、キャリア群が設定可能な伝送方式として、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」をあげたがこれに限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式は、図４９の方式＃２に限ったものではなく、固定的なプリコーディング行列で構成されていればよい。

そして、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」を放送局が選択可能としている例で説明したが、これらすべての送信方法が選択可能な送信方法でなくてもよく、例えば、

・　固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

・　固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化が選択可能な送信方法

・　固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

・　規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

・　固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式が選択可能な送信方法

・　規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、時空間ブロック符号化が選択可能な送信方法

・　規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式、ストリームｓ１のみ送信する伝送方式が選択可能な送信方法

のように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるＭＩＭＯ方式を含むことで、ＬＯＳ環境で、高速なデータ伝送を行うことができ、かつ、受信装置の受信データ品質を確保することができるという効果を得ることができる。

このとき、上記で述べたようにＰ１シンボルにおけるＳ１を設定する必要があるとともに、第１、第２Signallingdataとして、表４とは異なる制御情報の設定方法（各ＰＬＰの伝送方式の設定方法）として、例えば、表６が考えられる。

[1203]　表６が表４とは異なる点は、「ＰＬＰ＿ＭＯＤＥ」を“１１”としたときはReserveとしている点である。このように、ＰＬＰの伝送方式として、選択

可能な伝送方式が上記で示した例のような場合、選択可能な伝送方式の数によって、例えば、表４、表６のＰＬＰ＿ＭＯＤＥを構成するビット数を大きく、または、小さくすればよい。

表５についても同様で、例えば、ＭＩＭＯ伝送方式として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法しかサポートしていない場合は、「ＭＩＭＯ＿ＭＯＤＥ」の制御情報は必要ないことになる。また、「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃１」において、例えば、プリコーディング行列が固定的なＭＩＭＯ方式をサポートしていない場合、「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲ＃１」の制御情報を必要としない場合もあり、また、プリコーディング行列が固定的なＭＩＭＯ方式に用いるプリコーディング行列が複数必要としない場合、２ビットの制御情報ではなく、１ビットの制御情報としてもよいし、さらに、複数のプリコーディング行列を設定可能とする場合は、２ビット以上の制御情報としてもよい。

「ＭＩＭＯ＿ＰＡＴＴＥＲＮ＃２」について同様に考えることができ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としてプリコーディング行列の切り替え方法が複数必要としない場合、２ビットの制御情報ではなく、１ビットの制御情報としてもよいし、さらに、複数のプリコーディング行列の切り替え方法を設定可能とする場合は、２ビット以上の制御情報としてもよい。

また、本実施の形態では、送信装置のアンテナ数を２の場合で説明したがこれに限ったものではなく、２より大きい場合においても、同様に、制御情報を送信すればよい。このとき、２アンテナを用いて変調信号を送信する場合に加え、４アンテナを用いて変調信号を送信する場合を実施するために、各制御情報を構成するビット数を増やす必要がある場合が発生する。このとき、Ｐ１シンボルで制御情報を送信する、第１、第２ Signalling dataで制御情報を送信する、という点は、上記で説明した場合と同様である。

放送局が送信するＰＬＰのシンボル群のフレーム構成について、図６４のように時分割で送信する方法を説明したが、以下では、その変形例について

説明する。

図６６は、図６４とは異なる、Ｐ１シンボル、第１、第２ Signalling data、Common PLPを送信後の、周波数－時間軸における、ストリームｓ１およびｓ２のシンボルの配置方法の一例を示している。

[1204] 図６６において、「＃１」と記載されているシンボルは、図６４におけるＰＬＰ＃１のシンボル群のうちの１シンボルを示している。同様に、「＃２」と記載されているシンボルは、図６４におけるＰＬＰ＃２のシンボル群のうちの１シンボルを示しており、「＃３」と記載されているシンボルは、図６４におけるＰＬＰ＃３のシンボル群のうちの１シンボルを示しており、「＃４」と記載されているシンボルは、図６４におけるＰＬＰ＃４のシンボル群のうちの１シンボルを示している。そして、図６４と同様、ＰＬＰ＃１は、図４９に示した、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。そして、ＰＬＰ＃２は、一つの変調信号を送信することでデータを伝送するものとする。ＰＬＰ＃３は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。ＰＬＰ＃４は、図５０に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図５０で説明した方法に限ったものではない。

なお、図６６において、ｓ１、ｓ２、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に２つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、ｓ１、ｓ２は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、ｚ１、ｚ２が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図６６が図６４と異なる点は、前述のように、図６４では、複数のＰＬＰを時分割に配置する例を示したが、図６６では、図６４と異なり、時分割、および、周波数分割を併用して、複数のＰＬＰを存在させている。つまり、例えば、時刻１では、ＰＬＰ＃１のシンボルとＰＬＰ＃２のシンボルが存在しており、時刻３では、ＰＬＰ＃３のシンボルとＰＬＰ＃４のシンボルが存在している。このように、（１時刻、１サブキャリアで構成される）シンボルごとに、異なるインデックス（＃Ｘ；　Ｘ＝１、２、・・・）のＰＬＰのシンボルを割り当てることができる。

[1205] なお、図６６では、簡略的に、時刻１では、「＃１」「＃２」しか存在していないが、これに限ったものではなく、「＃１」「＃２」のＰＬＰ以外のインデックスのＰＬＰのシンボルが時刻１に存在してもよく、また、時刻１におけるサブキャリアとＰＬＰのインデックスの関係は、図６６に限ったものではなく、サブキャリアにどのインデックスのＰＬＰのシンボルを割り当てても良い。また、同様に、他の時刻においても、サブキャリアにどのインデックスのＰＬＰのシンボルを割り当てても良い。

図６７は、図６４とは異なるＰ１シンボル、第１、第２ Signalling data、Common PLPを送信後の、周波数－時間軸における、ストリームｓ１およびｓ２のシンボルの配置方法の一例を示している。図６７における特徴的な部分は、Ｔ２フレームにおいて、ＰＬＰの伝送方式として、複数アンテナ送信を基本とした場合、「ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」を選択できないという点である。

したがって、図６７において、ＰＬＰ＃１のシンボル群６７０１は、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」により、データが伝送されるものとする。ＰＬＰ＃２のシンボル群６７０２は、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」により、データが伝送されるものとする。ＰＬＰ＃３のシンボル群６７０３は、「時空間ブロック符号」により、データが伝送されるものとする。そして、ＰＬＰ＃３のシンボル群６７０３以降の単位フレーム内

でのＰＬＰシンボル群は、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」のいずれかの送信方法により、データが伝送されることになる。

図６８は、図６６とは異なる、Ｐ１シンボル、第１、第２ Signalling data、Common PLPを送信後の、周波数－時間軸における、ストリームｓ１およびｓ２のシンボルの配置方法の一例を示している。

[1206] 図６８において、「＃１」と記載されているシンボルは、図６７におけるＰＬＰ＃１のシンボル群のうちの１シンボルを示している。同様に、「＃２」と記載されているシンボルは、図６７におけるＰＬＰ＃２のシンボル群のうちの１シンボルを示しており、「＃３」と記載されているシンボルは、図６７におけるＰＬＰ＃３のシンボル群のうちの１シンボルを示している。そして、図６７と同様、ＰＬＰ＃１は、図４９に示した、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式を用いてデータを伝送するものとする。そして、ＰＬＰ＃２は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いてデータを伝送するものとする。ＰＬＰ＃３は、図５０に示した、時空間ブロック符号を用いてデータを伝送するものとする。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図５０で説明した方法に限ったものではない。

なお、図６８において、ｓ１、ｓ２、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に２つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、ｓ１、ｓ２は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、ｚ１、ｚ２が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

図６８が図６７と異なる点は、前述のように、図６７では、複数のＰＬＰを時分割に配置する例を示したが、図６８では、図６７と異なり、時分割、および、周波数分割を併用して、複数のＰＬＰを存在させている。つまり、例えば、時刻１では、ＰＬＰ＃１のシンボルとＰＬＰ＃２のシンボルが存在している。このように、（１時刻、１サブキャリアで構成される）シンボルごとに、異なるインデックス（＃Ｘ；　Ｘ＝１、２、・・・）のＰＬＰのシンボルを割り当てることができる。

[1207] なお、図６８では、簡略的に、時刻１では、「＃１」「＃２」しか存在していないが、これに限ったものではなく、「＃１」「＃２」のＰＬＰ以外のインデックスのＰＬＰのシンボルが時刻１に存在してもよく、また、時刻１におけるサブキャリアとＰＬＰのインデックスの関係は、図６８に限ったものではなく、サブキャリアにどのインデックスのＰＬＰのシンボルを割り当てても良い。また、同様に、他の時刻においても、サブキャリアにどのインデックスのＰＬＰのシンボルを割り当てても良い。一方で、時刻３のように、ある時刻において、一つのＰＬＰのシンボルのみを割り当ててもよい。つまり、ＰＬＰのシンボルを時間一周波数におけるフレーム方法において、どのように割り当ててもよい。

このように、単位フレーム内において、「ストリームｓ１のみ送信する伝送方式」を用いたＰＬＰが存在しないため、端末が受信する受信信号のダイナミックレンジを抑えることができるため、良好な受信品質を得る可能性を高くすることができという効果を得ることができる。

なお、図６８で説明するにあたって、送信方法として、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」をいずれかを選択する例で説明したが、これらの送信方法をすべて選択可能であるとする必要がなく、例えば、

・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」、「固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭ

Ｏ方式」を選択可能

・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「時空間ブロック符号」を選択可能

・「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」、「固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」を選択可能

としてもよい。

[1208] 上述では、単位フレーム内に複数のＰＬＰが存在する場合について説明したが、以降では、単位フレーム内に一つのＰＬＰのみ存在する場合について説明する。

図６９は、単位フレーム内に一つのみＰＬＰが存在する場合の、時間一周波数軸におけるストリームｓ１およびｓ２のフレーム構成の一例を示している。

図６９において、「制御シンボル」と記載しているが、これは、上述で説明したＰ１シンボル、および、第１、第２Signallingdata等のシンボルを意味している。そして、図６９では、区間１を用いて第１の単位フレームを送信しており、同様に、区間２を用いて第２の単位フレームを送信しており、区間３を用いて第３の単位フレームを送信しており、区間４を用いて第４の単位フレームを送信している。

また、図６９において、第１の単位フレームでは、ＰＬＰ＃１－１のシンボル群６８０１を送信しており、送信方法としては、「空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、または、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式」を選択している。

第２の単位フレームでは、ＰＬＰ＃２－１のシンボル群６８０２を送信しており、送信方法としては、「一つの変調信号を送信する方法」を選択している。

第３の単位フレームでは、ＰＬＰ＃３－１のシンボル群６８０３を送信しており、送信方法としては、「規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式」を選択している。

第４の単位フレームでは、ＰＬＰ＃４－１のシンボル群６８０４を送信しており、送信方法としては、「時空間ブロック符号」を選択している。なお、時空間ブロック符号におシンボルの配置は、時間方向に限ったものではなく、周波数軸方向に配置してもよいし、時間一周波数で形成したシンボル群に適宜配置してもよい。また、時空間ブロック符号は、図５０で説明した方法に限ったものではない。

なお、図６９において、ｓ１、ｓ２、両者で、同一サブキャリアの同一時刻にシンボルが存在している場合、同一周波数に２つのストリームのシンボルが存在していることになる。なお、他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングの方法を含むプリコーディングを行っている場合、ｓ１、ｓ２は、プリコーディング行列を用いて重み付け、および、合成が行われ、ｚ１、ｚ２が、それぞれ、アンテナから出力されることになる。

[1209] このようにすることで、ＰＬＰごとに、データの伝送速度、端末のデータ受信品質を考慮して、送信方法を設定できるので、データの伝送速度の向上とデータの受信品質の確保の両立を図ることが可能となる。なお、Ｐ１シンボル、第１、第２ Signalling dataの伝送方法等の制御情報の構成方法の例は、上記の表３から表６のように構成すれば、同様に実施することができる。異なる点は、図６４等のフレーム構成では、一つの単位フレームに、複数のＰＬＰを有しているため、複数のＰＬＰに対する伝送方法等の制御情報を必要としていたが、図６９のフレーム構成の場合、一つの単位フレームには、一つのＰＬＰしか存在しないため、その一つのＰＬＰに対する伝送方法等の制御情報のみ必要となるという点である。

[1210] 本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を、ＤＶＢ規格を用いたシステムに適用した場合の適用方法について述べた。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例には、実施の形態１から実施の形態１６で示したとおりである。しかし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法につい

ては、実施の形態１から実施の形態１６で示した方法に限ったものではなく、プリコーディング行列を複数用意しておき、用意しておいた複数のプリコーディング行列の中からスロットごとに、一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行うとともに、スロットごとに規則的に使用するプリコーディング行列を切り替える方式であれば、本実施の形態は、同様に実施することができる。

[1211] また、本実施の形態では、制御情報を特別な呼び方をしているが、呼び方は、本発明に影響を与えるものではない。

（実施の形態Ａ２）

本実施の形態では、実施の形態Ａ１で説明した、ＤＶＢ－Ｔ２規格を用いた通信システムに、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を適用した方法を用いた時の受信方法、および、受信装置の構成について詳しく説明する。

図７３は、図６３の放送局の送信装置が、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときの、端末の受信装置の構成の一例を示しており、図７、図５６と同様に動作するものについては同一符号を付している。

図７３において、Ｐ１シンボル検出、復号部７３０１は、放送局が送信した信号を受信し、信号処理後の信号７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙを入力とし、Ｐ１シンボルを検出することで、信号検出、時間周波数同期を行うと同時に、Ｐ１シンボルに含まれる制御情報を（復調、および、誤り訂正復号を行うことで）得、Ｐ１シンボル制御情報７３０２を出力する。ＯＦＤＭ方式関連処理部５６００＿Ｘ、および、５６００＿Ｙは、Ｐ１シンボル制御情報７３０２を入力としており、この情報に基づき、ＯＦＤＭ方式のための信号処理方法を変更する。（実施の形態Ａ１に記載したように、放送局が送信する信号の伝送方法の情報が、Ｐ１シンボルに含まれているからである。）

Ｐ２シンボル（Signalling PLPを含む場合もある。）復調部７３０３は、信号処理後の信号７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙ、および、Ｐ１シンボル制御情報

７３０２を入力とし、Ｐ１シンボル制御情報に基づき、信号処理を行い、復調（誤り訂正復号を含む）を行い、Ｐ２シンボル制御情報７３０４を出力する。

制御情報生成部７３０５は、Ｐ１シンボル制御情報７３０２、および、Ｐ２シンボル制御情報７３０４を入力とし、（受信動作に関係する）制御情報をたばね、制御信号７３０６として出力する。そして、制御信号７３０６は、図７３に示したように、各部に入力されることになる。

[1212] 信号処理部７１１は、信号７０６＿１、７０６＿２、７０８＿１、７０８＿２、７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙ、および、制御信号７３０６を入力とし、制御信号７３０６に含まれている、各ＰＬＰを伝送するために用いた伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報に基づき、復調、復号の処理を行い、受信データ７１２を出力する。

このとき、ＰＬＰを伝送するために、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のいずれかの伝送方式を用いている場合、（数４１）の式（４１）、（数１５３）の式（１４３）の関係式を用いて、信号処理部７１１は、復調処理を行えばよい。なお、チャネル行列（Ｈ）は、チャネル変動推定部（７０５＿１、７０５＿２、７０７＿１、７０７＿２）の出力結果から得ることができ、プリコーディング行列（ＦまたはＷ）は、用いた伝送方式により、その行列の構成は異なる。特に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた場合、都度、用いているプリコーディング行列を切り替え、復調することになる。また、時空間ブロック符号を用いているときも、チャネル推定値、受信（ベースバンド）信号を用いて、復調を行うことになる。

図７４は、図７２の放送局の送信装置が、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときの、端末の受信装置の構成の一例を示しており、図７、図５６、図７３と同様に動作するものについ

ては同一符号を付している。

図７４の受信装置と図７３の受信装置の異なる点は、図７３の受信装置は、ＤＶＢ－Ｔ２規格とそれ以外の規格の信号を受信し、データを得ることができるに対し、図７４の受信装置は、ＤＶＢ－Ｔ２規格以外の信号のみ受信し、データを得ることができる点である。図７４において、Ｐ１シンボル検出、復号部７３０１は、放送局が送信した信号を受信し、信号処理後の信号７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙを入力とし、Ｐ１シンボルを検出することで、信号検出、時間周波数同期を行うと同時に、Ｐ１シンボルに含まれる制御情報を（復調、および、誤り訂正復号を行うことで）得、Ｐ１シンボル制御情報７３０２を出力する。ＯＦＤＭ方式関連処理部５６００＿Ｘ、および、５６００＿Ｙは、Ｐ１シンボル制御情報７３０２を入力としており、この情報に基づき、ＯＦＤＭ方式のための信号処理方法を変更する。（実施の形態Ａ１に記載したように、放送局が送信する信号の伝送方法の情報が、Ｐ１シンボルに含まれているからである。）

[1213] 第１、第２ Signalling data復調部７４０１は、信号処理後の信号７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙ、および、Ｐ１シンボル制御情報７３０２を入力とし、Ｐ１シンボル制御情報に基づき、信号処理を行い、復調（誤り訂正復号を含む）を行い、第１、第２ Signalling data制御情報７４０２を出力する。

制御情報生成部７３０５は、Ｐ１シンボル制御情報７３０２、および、第１、第２ Signalling data制御情報７４０２を入力とし、（受信動作に関係する）制御情報をたばね、制御信号７３０６として出力する。そして、制御信号７３０６は、図７３に示したように、各部に入力されることになる。

信号処理部７１１は、信号７０６＿１、７０６＿２、７０８＿１、７０８＿２、７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙ、および、制御信号７３０６を入力とし、制御信号７３０６に含まれている、各ＰＬＰを伝送するために用いた伝送方式・変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化の符号化率・誤り訂正符号のブロックサイズ等の情報に基づき、復調、復号の処理を行い、受信データ７１２を出力する。

このとき、ＰＬＰを伝送するために、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、固定的なプリコーディング行列を用いるＭＩＭＯ方式、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のいずれかの伝送方式を用いている場合、（数４１）の式（４１）、（数１５３）の式（１４３）の関係式を用いて、信号処理部７１１は、復調処理を行えばよい。なお、チャネル行列（Ｈ）は、チャネル変動推定部（７０５＿１、７０５＿２、７０７＿１、７０７＿２）の出力結果から得ることができ、プリコーディング行列（ＦまたはＷ）は、用いた伝送方式により、その行列の構成は異なる。特に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた場合、都度、用いているプリコーディング行列を切り替え、復調することになる。また、時空間ブロック符号を用いているときも、チャネル推定値、受信（ベースバンド）信号を用いて、復調を行うことになる。

[1214] 図７５は、ＤＶＢ－Ｔ２規格に対応し、かつ、ＤＶＢ－Ｔ２以外の規格に対応した、端末の受信装置の構成を示しており、図７、図５６、図７３と同様に動作するものについては同一符号を付している。

図７５の受信装置と図７３、図７４の受信装置の異なる点は、図７５の受信装置は、ＤＶＢ－Ｔ２規格とそれ以外の規格の信号の両者に対し、復調が可能となるように、Ｐ２シンボル、または、第１、第２ Signalling data復調部７５０１を具備している点である。

第１、第２ Signalling data復調部７５０１は、信号処理後の信号７０４＿Ｘ、７０４＿Ｙ、および、Ｐ１シンボル制御情報７３０２を入力とし、Ｐ１シンボル制御情報に基づき、受信した信号が、ＤＶＢ－Ｔ２規格に対応した信号か、または、それ以外の規格に対応した信号なのか、を判断し（例えば、表３により判断が可能である。）、信号処理を行い、復調（誤り訂正復号を含む）を行い、受信信号が対応している規格が何であるかの情報を含んだ制御情報７５０２を出力する。それ以外の部分については、図７３、図７４と同様の動作となる。

以上のように、本実施の形態で示したような受信装置の構成とすることで、

実施の形態Ａ１で記載した放送局の送信装置が送信した信号を受信し、適切な信号処理を施すことで、受信品質の高いデータを得ることができる。特に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の信号を受信したときは、ＬＯＳ環境において、データの伝送効率の向上とデータ受信品質の向上の両立を実現することができる。

なお、本実施の形態において、実施の形態Ａ１で述べた放送局の送信方法に対応する受信装置の構成について説明したため、受信アンテナ数を２本のときの受信装置の構成について説明したが、受信装置のアンテナ数は２本に限ったものではなく、３本以上としても同様に実施することができ、このとき、ダイバーシチゲインが向上するため、データの受信品質を向上させることができる。また、放送局の送信装置の送信アンテナ数を３本以上とし、送信変調信号数を３以上としたときも、端末の受信装置の受信アンテナ数を増加させることで、同様に実施することができる。このとき、送信方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることが望ましい。

また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例には、実施の形態１から実施の形態１６で示したとおりである。しかし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法については、実施の形態１から実施の形態１６で示した方法に限ったものではなく、プリコーディング行列を複数用意しておき、用意しておいた複数のプリコーディング行列の中からスロットごとに、一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行うとともに、スロットごとに規則的に使用するプリコーディング行列を切り替える方式であれば、本実施の形態は、同様に実施することができる。

[1215]（実施の形態Ａ３）

実施の形態Ａ１で記載した、ＤＶＢ－Ｔ２規格に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したシステムにおいて、L1 Pre-Signallingで、パイロットの挿入パターンを指定する制御情報が存在す

る。本実施の形態では、L1 pre-signallingでパイロット挿入パターンを変更するときの、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の適用方法について説明する。

[1216] 図７６、図７７は、同一周波数帯域を用いて、複数の変調信号を複数アンテナから送信する送信方法を用いているときの、ＤＶＢ－Ｔ２規格の周波数－時間軸におけるフレーム構成の一例を示している。図７６、図７７において、横軸は周波数、つまり、キャリア番号を示しており、縦軸は、時間を示しており、（Ａ）は、これまで説明した実施の形態における、変調信号ｚ１のフレーム構成、（Ｂ）は、これまで説明した実施の形態における、変調信号ｚ２のフレーム構成を示している。キャリア番号として、「ｆ０、ｆ１、ｆ２、・・・」、時間として、「ｔ１、ｔ２、ｔ３、・・・」というインデックスを付している。そして、図７６、図７７において、同一キャリア番号、同一時間のシンボルは、同一周波数、同一時刻に存在しているシンボルとなる。

[1217] 図７６、図７７は、ＤＶＢ－Ｔ２規格におけるパイロットシンボルの挿入位置の例である。（ＤＶＢ－Ｔ２規格において、複数アンテナを用いて複数の変調信号を送信する場合、パイロットの挿入位置に関する方法は、８種類存在するが、図７６、図７７は、そのうちの２つを示している。）図７６、図７７において、パイロットのためのシンボル、データ伝送のためのシンボルの２種類のシンボルが記載されている。他の実施の形態で説明したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、または、プリコーディング行列が固定的なプリコーディング方法を用いているとき、変調信号ｚ１のデータ伝送のためのシンボルは、ストリームｓ１とストリームｓ２の重み付け後合成後のシンボルとなり、また、変調信号ｚ２のデータ伝送のためのシンボルも、ストリームｓ１とストリームｓ２の重み付け合成後のシンボルとなる。時空間ブロック符号、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式を用いている場合、変調信号ｚ１のデータ伝送のためのシンボルは、ストリームｓ１またはストリームｓ２のいずれかのシンボルとなり、また、変調信

号ｚ２のデータ伝送のためのシンボルも、ストリームｓ１またはストリームｓ２のいずれかのシンボルとなる。図７６、図７７において、パイロットのためのシンボルには、「ＰＰ１」または「ＰＰ２」のインデックスのいずれかが付されており、「ＰＰ１」と「ＰＰ２」では異なる構成方法のパイロットシンボルとなる。前述でも述べたように、ＤＶＢ－Ｔ２規格では、８種類のパイロット挿入方法（パイロットシンボルのフレームにおける挿入頻度が異なる）のいずれかの挿入方法を放送局が指定することができるようになっており、図７６、図７７は、前述の８種類のうちの２種類のパイロット挿入方法を示している。そして、放送局が８種類のうちから選択したパイロット挿入方法に関する情報は、実施の形態Ａ１で述べた、Ｐ２シンボルのうちの L1 Pre-Signalling dataとして、送信相手である端末に、伝送される。

[1218] 次に、パイロット挿入方法に伴う、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の適用方法について説明する。例として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法における用意する複数の異なるプリコーディング行列Ｆを１０種類とし、プリコーディング行列をF[0],F[1],F[2],F[3],F[4],F[5],F[6],F[7],F[8],F[9]とあらわすものとする。図７６の周波数ー時間軸におけるフレーム構成において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列の割り当てを行ったときの状況を図７８に、図７７の周波数ー時間におけるフレーム構成において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列の割り当てを行ったときの状況を図７９に示す。例えば、図７８の（Ａ）の変調信号ｚ１のフレーム構成、（Ｂ）の変調信号ｚ２のフレーム構成、いずれにおいても、ｆ１，ｔ１のシンボルにおいて「＃１」と記載されているが、これは、ｆ１，ｔ１のシンボルは、F[1]のプリコーディング行列を用いてプリコーディングが行われることを意味している。したがって、図７８、図７９において、キャリアｆｘ（ｘ＝０、１、２、・・・）、ｔｙ（ｙ＝１、２、３、・・・）のシンボルにおいて「＃Ｚ」と記載されていた場合、

ｆｘ，ｔｙのシンボルは、F[Ｚ]のプリコーディング行列を用いてプリコーディングが行われることを意味している。

[1219] 当然であるが、図７８、図７９の周波数一時間軸におけるフレーム構成において、パイロットシンボルの挿入方法（挿入間隔）は異なる。また、パイロットシンボルにたいしては、規則的なプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は適用しない。このため、図７８、図７９において、ともに同一周期（規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として用意する異なるプリコーディング行列の数）の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用しても、図７８、図７９からわかるように、図７８，図７９において、同一キャリア、同一時間のシンボルでも、割り当てられるプリコーディング行列は異なる場合が発生する。例えば、図７８のｆ５，ｔ２のシンボルは、「＃７」と示されており、F[7]でプリコーディング行列によりプリコーディングが行われることになる。一方、図７９のｆ５，ｔ２のシンボルは、「＃８」と示されており、F[８]でプリコーディング行列によりプリコーディングが行われることになる。

したがって、L1 Pre-Signalling dataにより、パイロットパターン（パイロット挿入方法）を示す制御情報を放送局は送信することになるが、このパイロットパターンを示す制御情報は、パイロット挿入方法を示すと同時に、表４または表５の制御情報により、放送局がＰＬＰを伝送する伝送方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を選択した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列の割り当て方法を示すようにしてもよい。したがって、放送局が送信した変調信号を受信する端末の受信装置は、L1 Pre-Signnaling dataにおけるパイロットパターンを示す制御情報を得ることで、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列の割り当て方法を知ることができる。（このとき、表４または表５の制御情報により、放送局がＰＬＰを伝送する伝送方法と

して、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を選択していることが前提となる。）なお、ここでは、L1 Pre-Signalling dataを用いて説明しているが、Ｐ２シンボルが存在しない図７０のフレーム構成の場合は、パイロットパターン、および、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列の割り当て方法を示す制御情報は、第１、第２ Signalling dataに存在することになる。

[1220] 以下では、さらなる別の例を説明する。例えば、表２のように、変調方式が指定されると同時に規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で使用するプリコーディング行列が決定される場合、上述の説明と同様に考えることができ、Ｐ２シンボルの、パイロットパターンの制御情報とＰＬＰの伝送方法の制御情報と変調方式の制御情報のみを伝送することで、端末の受信装置は、これらの制御情報を得ることで、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の（周波数ー時間軸における）割り当て方法を推定することができる。同様に、表１Ｂのように、変調方式および誤り訂正符号の方法が指定されると同時に規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で使用するプリコーディング行列が決定される場合、Ｐ２シンボルの、パイロットパターンの制御情報とＰＬＰの伝送方法の制御情報と変調方式の制御情報、誤り訂正符号の方法のみを伝送することで、端末の受信装置は、これらの制御情報を得ることで、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の（周波数ー時間軸における）割り当て方法を推定することができる。

[1221] しかし、表１Ｂ、表２と異なり、変調方式を決定しても、２種類以上の異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のいずれかを選択できる（例えば、周期が異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法から選択できる、または、プリコーディング行列自身が異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーデ

ィング方法から選択できる）、または、変調方式・誤り訂正方式を決定しても、２種類以上の異なる規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のいずれかを選択できる、または、誤り訂正方式を決定しても、２種類以上の異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法から選択できる場合、表５のように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列切り替え方法を伝送することになるが、これに加え、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の（周波数一時間軸における）割り当て方法に関する情報を伝送してもよい。

そのときの、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の（周波数一時間軸における）割り当て方法に関する情報に関する制御情報の構成例を表７に示す。

[1222] [表7]

MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT（２ビット）	00：プリコーディング行列のフレームにおける割り当て方法#1 01：プリコーディング行列のフレームにおける割り当て方法#2 10：プリコーディング行列のフレームにおける割り当て方法#3 11：プリコーディング行列のフレームにおける割り当て方法#4

[1223] 例えば、放送局の送信装置が、パイロットの挿入パターンとして、図７６を選択したものとし、かつ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、Ａという方法を選択したものとする。このとき、放送局の送信装置は、プリコーディング行列の（周波数一時間軸における）割り当て方法として、図７８，図８０のいずれかを選択可能であるとする。例えば、放送局の送信装置が、図７８を選択した場合、表７の「MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT」を「００」と設定し、図８０を選択した場合、表７の「MATRIX_FRAME_ARRANGEMENT」を「０１」と設定するものとする。そして、端末の受信装置は、表７の制御情報を得ることで、プリコーディング行列の（周波数一時間軸における）割り当て方法を知ることができる。なお、表７の制

御情報は、Ｐ２シンボルにより伝送することが可能であり、また、第１、第２、Signalling dataにより、伝送することも可能である。

以上のように、パイロット挿入方法に基づいた、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列の割り当て方法を実現し、かつ、その割り当て方法の情報を的確に送信相手に伝送することで、送信相手である端末の受信装置は、データの伝送効率の向上と、データの受信品質の向上の両立を図ることができるという効果を得ることができる。

なお、本実施の形態において、放送局の送信信号数を２とした場合を説明したが、放送局の送信装置の送信アンテナ数を３本以上とし、送信変調信号数を３以上としたときも、同様に実施することができる。また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例には、実施の形態１から実施の形態１６で示したとおりである。しかし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法については、実施の形態１から実施の形態１６で示した方法に限ったものではなく、プリコーディング行列を複数用意しておき、用意しておいた複数のプリコーディング行列の中からスロットごとに、一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行うとともに、スロットごとに規則的に使用するプリコーディング行列を切り替える方式であれば、本実施の形態は、同様に実施することができる。

（実施の形態Ａ４）

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、データの受信品質を向上させるためのレペティション（repetition）方法について述べる。

規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用した送信装置の構成は、図３、図４、図１３、図４０、図５３に示したとおりであるが、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、レペティションを適用した場合の応用例について説明する。

図８１は、レペティション適用時の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の信号処理部の構成の一例を示している。図８１は、図５３で考えた場合、信号処理部５３０８に相当する。

図８１のベースバンド信号８１０１＿１は、図５３のベースバンド信号５３０７＿１に相当し、マッピング後のベースバンド信号であり、ストリームｓ１のベースバンド信号となる。同様に、図８１のベースバンド信号８１０１＿２は、図５３のベースバンド信号５３０７＿２に相当し、マッピング後のベースバンド信号であり、ストリームｓ２のベースバンド信号となる。

[1224] 信号処理部（複製部）８１０２＿１は、ベースバンド信号８１０１＿１、制御信号８１０４を入力とし、制御信号８１０４に含まれるレペティション回数の情報に基づき、ベースバンド信号の複製を行う。例えば、制御信号８１０４に含まれるレペティション回数の情報が、４回のレペティションと示されていた場合、ベースバンド信号８１０１＿１が、時間軸に対し、ｓ１１、ｓ１２、ｓ１３、ｓ１４、・・・の信号となっている場合、信号処理部（複製部）８１０２＿１は、各信号を４回複製し、出力する。したがって、信号処理部（複製部）８１０２＿１の出力、つまり、レベティション後のベースバンド信号８１０３＿１は、時間軸に対し、ｓ１１、ｓ１１、ｓ１１、ｓ１１のようにｓ１１を４個出力し、その後、ｓ１２、ｓ１２、ｓ１２、ｓ１２のようにｓ１２を４個出力し、その後、ｓ１３、ｓ１３、ｓ１３、ｓ１３、ｓ１４、ｓ１４、ｓ１４、ｓ１４、・・・と出力する。

信号処理部（複製部）８１０２＿２は、ベースバンド信号８１０１＿２、制御信号８１０４を入力とし、制御信号８１０４に含まれるレペティション回数の情報に基づき、ベースバンド信号の複製を行う。例えば、制御信号８１０４に含まれるレペティション回数の情報が、４回のレペティションと示されていた場合、ベースバンド信号８１０１＿２が、時間軸に対し、ｓ２１、ｓ２２、ｓ２３、ｓ２４、・・・の信号となっている場合、信号処理部（複製部）８１０２＿２は、各信号を４回複製し、出力する。したがって、信号処理部（複製部）８１０２＿２の出力、つまり、レベティション後のベー

スバンド信号８１０３＿２は、時間軸に対し、ｓ２１、ｓ２１、ｓ２１、ｓ２１のようにｓ２１を４個出力し、その後、ｓ２２、ｓ２２、ｓ２２、ｓ２２のようにｓ２２を４個出力し、その後、ｓ２３、ｓ２３、ｓ２３、ｓ２３、ｓ２４、ｓ２４、ｓ２４、ｓ２４、・・・と出力する。

[1225] 重み付け合成部（プリコーディング演算部）８１０５は、レベティション後のベースバンド信号８１０３＿１、８１０３＿２、制御信号８１０４を入力とし、制御信号８１０４に含まれている規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の情報に基づくプリコーディングを施す、つまり、レベティション後のベースバンド信号８１０３＿１、８１０３＿２に対し、重み付け合成を行い、プリコーディング後のベースバンド信号８１０６＿１（ここでは、ｚ１（ｉ）とあらわす。）、プリコーディング後のベースバンド信号８１０６＿２（ここでは、ｚ２（ｉ）とあらわす。）を出力する（ただし、ｉは、（時間、または、周波数の）順番をあらわす）

レベティション後のベースバンド信号８１０３＿１、８１０３＿２をそれぞれ、ｙ１（ｉ）、ｙ２（ｉ）、プリコーディング行列をＦ（ｉ）とすると、以下の関係が成り立つ。

[1226] [数561]

$$\begin{pmatrix} z1(i) \\ z2(i) \end{pmatrix} = F(i) \begin{pmatrix} y1(i) \\ y2(i) \end{pmatrix} \qquad \text{式(475)}$$

[1227] ただし、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のために用意するN（Nは２以上の整数）個のプリコーディング行列をF[0], F[1], F[2],F[3],・・・, F[N-1]とすると、式（４７５）において、プリコーディング行列をＦ（ｉ）は、F[0],

F[1], F[2], F[3], ・・・, F[N-1]のいずれかを用いるものとする。

ここで、例えば、ｉが０、１、２、３において、ｙ１（ｉ）は、４個の複製ベースバンド信号ｓ１１、ｓ１１、ｓ１１、ｓ１１であり、ｙ２（ｉ）は、４個の複製ベースバンド信号ｓ２１、ｓ２１、ｓ２１、ｓ２１であるもの

とする。すると、以下の条件が成立することが重要となる。

[1228] [数562]

$$\forall\alpha\,\forall\beta\text{において、}F(\alpha)\neq F(\beta)\text{が成立する。}$$

$$(\text{for }\alpha、\beta=0、1、2、3\text{ かつ }\alpha\neq\beta)$$

[1229] 以上を一般化して考える。レペティション回数をＫ回とし、ｉがg_0、g_1、g_2，・・・、g_{K-1}（つまり、g_j　ｊは０からＫ－１の整数）において、ｙ１（ｉ）は、ｓ１１であるものとする。すると、以下の条件が成立することが重要となる。

[1230] [数563]

$$\forall\alpha\,\forall\beta\text{において、}F(\alpha)\neq F(\beta)\text{が成立する。}$$

$$(\text{for }\alpha、\beta=g_j\quad(j\text{は}0\text{から}K-1\text{の整数})\quad\text{かつ}\quad\alpha\neq\beta)$$

[1231] 同様に、レペティション回数をＫ回とし、ｉがh_0、h_1、h_2，・・・、h_{K-1}（つまり、h_j　ｊは０からＫ－１の整数）において、ｙ２（ｉ）は、ｓ２１であるものとする。すると、以下の条件が成立することが重要となる。

[1232] [数564]

$$\forall\alpha\,\forall\beta\text{において、}F(\alpha)\neq F(\beta)\text{が成立する。}$$

$$(\text{for }\alpha、\beta=h_j\quad(j\text{は}0\text{から}K-1\text{の整数})\quad\text{かつ}\quad\alpha\neq\beta)$$

[1233] このとき、$g_j=h_j$が成立してもよいし、成立しなくてもよい。このようにすることで、レペティションすることにより発生した同一のストリームを異なるプリコーディング行列を利用することで、伝送することになるので、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

なお、本実施の形態において、放送局の送信信号数を２とした場合を説明したが、放送局の送信装置の送信アンテナ数を３本以上とし、送信変調信号数を３以上としたときも、同様に実施することができる。送信信号数をＱとしたとき、レペティション回数をＫ回とし、ｉがg_0、g_1、g_2，・・・、g_{K-1}（つまり、g_j　ｊは０からＫ－１の整数）において、ｙｂ（ｉ）は、ｓ

ｂ１であるものとする（ｂは１からＱの整数）。すると、以下の条件が成立することが重要となる。

[1234] [数565]

$$^{\forall}\alpha\,^{\forall}\beta\text{において、}F(\alpha)\neq F(\beta)\text{が成立する。}$$

$$(\text{for }\alpha、\beta=g_j\quad(j\text{は}0\text{から}K-1\text{の整数})\quad\text{かつ}\quad\alpha\neq\beta)$$

[1235] ただし、Ｆ（ｉ）は、送信信号数をＱのときのプリコーディング行列となる。

次に、図８１とは異なる実施例を、図８２を用いて説明する。図８２において、図８１と同様に動作するものについては同一符号を付した。図８２において、図８１と異なる点は、同一のデータを異なるアンテナから送信するように、データの並び替えを行っている点である。

[1236] 図８２のベースバンド信号８１０１＿１は、図５３のベースバンド信号５３０７＿１に相当し、マッピング後のベースバンド信号であり、ストリームｓ１のベースバンド信号となる。同様に、図８１のベースバンド信号８１０１＿２は、図５３のベースバンド信号５３０７＿２に相当し、マッピング後のベースバンド信号であり、ストリームｓ２のベースバンド信号となる。

信号処理部（複製部）８１０２＿１は、ベースバンド信号８１０１＿１、制御信号８１０４を入力とし、制御信号８１０４に含まれるレペティション回数の情報に基づき、ベースバンド信号の複製を行う。例えば、制御信号８１０４に含まれるレペティション回数の情報が、４回のレペティションと示されていた場合、ベースバンド信号８１０１＿１が、時間軸に対し、ｓ１１、ｓ１２、ｓ１３、ｓ１４、・・・の信号となっている場合、信号処理部（複製部）８１０２＿１は、各信号を４回複製し、出力する。したがって、信号処理部（複製部）８１０２＿１の出力、つまり、レペティション後のベースバンド信号８１０３＿１は、時間軸に対し、ｓ１１、ｓ１１、ｓ１１、ｓ１１のようにｓ１１を４個出力し、その後、ｓ１２、ｓ１２、ｓ１２、ｓ１２のようにｓ１２を４個出力し、その後、ｓ１３、ｓ１３、ｓ１３、ｓ１３

、ｓ１４、ｓ１４、ｓ１４、ｓ１４、・・・と出力する。

信号処理部（複製部）８１０２＿２は、ベースバンド信号８１０１＿２、制御信号８１０４を入力とし、制御信号８１０４に含まれるレペティション回数の情報に基づき、ベースバンド信号の複製を行う。例えば、制御信号８１０４に含まれるレペティション回数の情報が、４回のレペティションと示されていた場合、ベースバンド信号８１０１＿２が、時間軸に対し、ｓ２１、ｓ２２、ｓ２３、ｓ２４、・・・の信号となっている場合、信号処理部（複製部）８１０２＿２は、各信号を４回複製し、出力する。したがって、信号処理部（複製部）８１０２＿２の出力、つまり、レベティション後のベースバンド信号８１０３＿２は、時間軸に対し、ｓ２１、ｓ２１、ｓ２１、ｓ２１のようにｓ２１を４個出力し、その後、ｓ２２、ｓ２２、ｓ２２、ｓ２２のようにｓ２２を４個出力し、その後、ｓ２３、ｓ２３、ｓ２３、ｓ２３、ｓ２４、ｓ２４、ｓ２４、ｓ２４、・・・と出力する。

[1237] 並び替え部８２０１は、レベティション後のベースバンド信号８１０３＿１、レベティション後のベースバンド信号８１０３＿２、制御信号８１０４を入力とし、制御信号８１０４に含まれるレペティション方法の情報に基づき、データの並び換えを行い、並び替え後のベースバンド信号８２０２＿１および８２０２＿２を出力する。例えば、レベティション後のベースバンド信号８１０３＿１が、時間軸に対し、ｓ１１、ｓ１１、ｓ１１、ｓ１１のようにｓ１１を４個で構成されており、同様に、レベティション後のベースバンド信号８１０３＿２は、時間軸に対し、ｓ２１、ｓ２１、ｓ２１、ｓ２１のようにｓ２１を４個で構成されているものとする。図８２では、ｓ１１を、式（４７５）のｙ１（ｉ）、ｙ２（ｉ）の両者として出力し、同様に、ｓ２１を、式（４７５）のｙ１（ｉ）、ｙ２（ｉ）の両者として出力する。したがって、ｓ１１と同様の並び替えを（ｓ１２、ｓ１３、・・・）に対しても施し、また、ｓ２１と同様の並び替えを（ｓ２２、ｓ２３、・・・）に対しても施す。したがって、並び替え後のベースバンド信号８２０２＿１は、ｓ１１、ｓ２１、ｓ１１、ｓ２１、ｓ１２、ｓ２２、ｓ１２、ｓ２２、ｓ１

３、ｓ２３、ｓ１３、ｓ２３、・・・となり、これが、式（４７５）のｙ１（ｉ）に相当する。なお、ｓ１１、ｓ２１の順番（ここでは、ｓ１１、ｓ２１、ｓ１１、ｓ２１としている）はこれに限ったものではなく、どのような順番となってもよく、同様に、ｓ１２、ｓ２２についても、また、ｓ１３、ｓ２３についても順番は、どのような順番となってもよい。そして、並び替え後のベースバンド信号８２０２＿２は、ｓ２１、ｓ１１、ｓ２１、ｓ１１、ｓ２２、ｓ１２、ｓ２２、ｓ１２、ｓ２３、ｓ１３、ｓ２３、ｓ１３、・・・となり、これが、式（４７５）のｙ２（ｉ）に相当する。なお、ｓ１１、ｓ２１の順番（ここでは、ｓ２１、ｓ１１、ｓ２１、ｓ１１としている）はこれに限ったものではなく、どのような順番となってもよく、同様に、ｓ１２、ｓ２２についても、また、ｓ１３、ｓ２３についても順番は、どのような順番となってもよい。

[1238] 重み付け合成部（プリコーディング演算部）８１０５は、並び替え後のベースバンド信号８２０２＿１および８２０２＿２、制御信号８１０４を入力とし、制御信号８１０４に含まれている規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の情報に基づくプリコーディングを施す、つまり、並び替え後のベースバンド信号８２０２＿１および８２０２＿２に対し、重み付け合成を行い、プリコーディング後のベースバンド信号８１０６＿１（ここでは、ｚ１（ｉ）とあらわす。）、プリコーディング後のベースバンド信号８１０６＿２（ここでは、ｚ２（ｉ）とあらわす。）を出力する（ただし、ｉは、（時間、または、周波数の）順番をあらわす）。

並び替え後のベースバンド信号８２０２＿１および８２０２＿２をそれぞれ、前述のとおり、ｙ１（ｉ）、ｙ２（ｉ）、プリコーディング行列をＦ（ｉ）とすると、式（４７５）の関係が成立する。

[1239] ただし、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のために用意するN（Nは２以上の整数）個のプリコーディング行列をF[0], F[1], F[2],F[3],・・・, F[N-1]とすると、式（４７５）において、プリコーディング行列をＦ（ｉ）は、F[0],

F[1], F[2], F[3], ・・・, F[N-1]のいずれかを用いるものとする。

上述では、レペティション回数を４回として説明したがこれに限ったものではない。そして、図８１を用いて説明したときと同様に、図８２の構成のときに対しても、数３０４から数３０７の条件が成立すると、高い受信品質を得ることができる。

[1240] 受信装置の構成は、図７、図５６に示したとおりであり、式（１４４）および式（４７５）の関係が成立することを利用し、信号処理部では、（ｓ１１、ｓ１２、ｓ１３、ｓ１４、・・・）のそれぞれで送信されているビットの復調を行い、また、（ｓ２１、ｓ２２、ｓ２３、ｓ２４、・・・）のそれぞれで送信されているビットの復調を行う。なお、各ビットは対数尤度比として算出してもよく、また、硬判定値として得てもよい。また、例えば、ｓ１１は、Ｋ回のレペティションが行われているので、これを利用することで、信頼性の高い、ｓ１で送信されたビットの推定値を得ることが可能となる。（ｓ１２、ｓ１３、・・・）および、を（ｓ２１、ｓ２２、ｓ２３、・・・）に対しても同様で、信頼性の高い送信されたビットの推定値を得ることができる。

[1241] 本実施の形態では、レペティションを行ったときに、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用する方法について説明した。このとき、レペティションを行ってデータを送信しているスロットとレペティションを行なわずにデータを送信しているスロットの両者が存在したとき、レペティションを行なわずにデータを送信しているスロットの通信方式は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法、プリコーディング行列が固定的なプリコーディング方法を含むいずれの伝送方式を用いてもよい。つまり、レペティションを行ったスロットに対し、本実施の形態の送信方法を用いること自身が、受信装置において、高いデータの受信品質を得る上で重要となる。

[1242] また、実施の形態Ａ１から実施の形態Ａ３で説明したＤＶＢ規格に関連するシステムでは、Ｐ２シンボル、第１、第２ signallingdataは、ＰＬＰよ

り受信品質を確保する必要があるので、Ｐ２シンボル、第１、第２ signalling dataを伝送する方式として、本実施の形態で説明した、レペティションを適用した、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用すると、制御情報の受信装置における受信品質が向上するため、システムを安定的に動作させるためには重要となる。

なお、本実施の形態において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例には、実施の形態１から実施の形態１６で示したとおりである。しかし、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法については、実施の形態１から実施の形態１６で示した方法に限ったものではなく、プリコーディング行列を複数用意しておき、用意しておいた複数のプリコーディング行列の中からスロットごとに、一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行うとともに、スロットごとに規則的に使用するプリコーディング行列を切り替える方式であれば、本実施の形態は、同様に実施することができる。

（実施の形態Ａ５）

本実施の形態では、実施の形態Ａ１で説明した送信方法に対し、共通増幅を行うことで、変調信号を送信する方法について説明する。

[1243] 図８３は、送信装置の構成の一例を示しており、図５２と同様に動作するものについては、同一符号を付した。

図８３の変調信号生成部＃１から＃Ｍ（５２０１＿１から５２０１＿Ｍ）は、入力信号（入力データ）から、図６３、または、図７２のＰ１シンボル用処理後の信号６３２３＿１および６３２３＿２を生成するためのものであり、変調信号ｚ１（５２０２＿１から５２０２＿Ｍ）および変調信号ｚ２（５２０３＿１から５２０３＿Ｍ）を出力する。

[1244] 図８３の無線処理部８３０１＿１は、変調信号ｚ１（５２０２＿１から５２０２＿Ｍ）を入力とし、周波数変換等の信号処理を行い、増幅を行い、変調信号８３０２＿１を出力し、変調信号８３０２＿１はアンテナ８３０３＿１から電波として出力される。

同様に、無線処理部８３０１＿２は、変調信号ｚ１（５２０３＿１から５２０３＿Ｍ）を入力とし、周波数変換等の信号処理を行い、増幅を行い、変調信号８３０２＿２を出力し、変調信号８３０２＿２はアンテナ８３０３＿２から電波として出力される。

[1245] 以上のように、実施の形態Ａ１の送信方法に対し、異なる周波数帯の変調信号を一度に周波数変換し、増幅するという送信方法をとってもよい。

（実施の形態Ｂ１）

以下では、上記各実施の形態で示した送信方法及び受信方法の応用例とそれを用いたシステムの構成例を説明する。

[1246] 図８４は、上記実施の形態で示した送信方法及び受信方法を実行する装置を含むシステムの構成例を示す図である。上記各実施の形態で示した送信方法及び受信方法は、図８４に示すような放送局と、テレビ（テレビジョン）８４１１、ＤＶＤレコーダ８４１２、ＳＴＢ（Set Top Box）８４１３、コンピュータ８４２０、車載のテレビ８４４１及び携帯電話８４３０等の様々な種類の受信機を含むデジタル放送用システム８４００において実施される。具体的には、放送局８４０１が、映像データや音声データ等が多重化された多重化データを上記各実施の形態で示した送信方法を用いて所定の伝送帯域に送信する。

[1247] 放送局８４０１から送信された信号は、各受信機に内蔵された、または外部に設置され当該受信機と接続されたアンテナ（例えば、アンテナ８５６０、８４４０）で受信される。各受信機は、アンテナにおいて受信された信号を上記各実施の形態で示した受信方法を用いて復調し、多重化データを取得する。これにより、デジタル放送用システム８４００は、上記各実施の形態で説明した本願発明の効果を得ることができる。

[1248] ここで、多重化データに含まれる映像データは、例えばＭＰＥＧ（Ｍｏｖｉｎｇ Ｐｉｃｔｕｒｅ Ｅｘｐｅｒｔｓ Ｇｒｏｕｐ）２、ＭＰＥＧ４－ＡＶＣ（Ａｄｖａｎｃｅｄ Ｖｉｄｅｏ Ｃｏｄｉｎｇ）、ＶＣ－１などの規格に準拠した動画符号化方法を用いて符号化されている。また、多重化デ

ータに含まれる音声データは例えばドルビーＡＣ（Ａｕｄｉｏ　Ｃｏｄｉｎｇ）－３、Ｄｏｌｂｙ　Ｄｉｇｉｔａｌ　Ｐｌｕｓ、ＭＬＰ（Ｍｅｒｉｄｉａｎ　Ｌｏｓｓｌｅｓｓ　Ｐａｃｋｉｎｇ）、ＤＴＳ（Ｄｉｇｉｔａｌ　Ｔｈｅａｔｅｒ　Ｓｙｓｔｅｍｓ）、ＤＴＳ－ＨＤ、リニアＰＣＭ（Ｐｕｌｓｅ　Ｃｏｄｉｎｇ　Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）等の音声符号化方法で符号化されている。

[1249] 図８５は、上記各実施の形態で説明した受信方法を実施する受信機８５００の構成の一例を示す図である。図８５に示すように、受信機８５００の一つの構成の一例として、モデム部分を一つのＬＳＩ（またはチップセット）で構成し、コーデックの部分を別の一つのＬＳＩ（またはチップセット）で構成するという構成方法が考えられる。図８５に示す受信機８５００は、図８４に示したテレビ（テレビジョン）８４１１、ＤＶＤレコーダ８４１２、ＳＴＢ（Set Top Box）８４１３、コンピュータ８４２０、車載のテレビ８４４１及び携帯電話８４３０等が備える構成に相当する。受信機８５００は、アンテナ８５６０で受信された高周波信号をベースバンド信号に変換するチューナ８５０１と、周波数変換されたベースバンド信号を復調して多重化データを取得する復調部８５０２とを備える。上記各実施の形態で示した受信方法は復調部８５０２において実施され、これにより上記各実施の形態で説明した本願発明の効果を得ることができる。

[1250] また、受信機８５００は、復調部８５０２で得られた多重化データから映像データと音声データとを分離するストリーム入出力部８５２０と、分離された映像データに対応する動画像復号方法を用いて映像データを映像信号に復号し、分離された音声データに対応する音声復号方法を用いて音声データを音声信号に復号する信号処理部８５０４と、復号された音声信号を出力するスピーカ等の音声出力部８５０６と、復号された映像信号を表示するディスプレイ等の映像表示部８５０７とを有する。

[1251] 例えば、ユーザは、リモコン（リモートコントローラ）８５５０を用いて、選局したチャネル（選局した（テレビ）番組、選局した音声放送）の情報

を操作入力部８５１０に送信する。すると、受信機８５００は、アンテナ８５６０で受信した受信信号において、選局したチャネルに相当する信号を復調、誤り訂正復号等の処理を行い、受信データを得ることになる。このとき、受信機８５００は、選局したチャネルに相当する信号に含まれる伝送方法（上記の実施の形態で述べた伝送方式、変調方式、誤り訂正方式等）（これについては、実施の形態Ａ１～実施の形態Ａ４で述べており、また、図５、図４１に記載のとおりである。）の情報を含む制御シンボルの情報を得ることで、受信動作、復調方法、誤り訂正復号等の方法を正しく設定することで、放送局（基地局）で送信したデータシンボルに含まれるデータを得ることが可能となる。上述では、ユーザは、リモコン８５５０によって、チャネルを選局する例を説明したが、受信機８５００が搭載している選局キーを用いて、チャネルを選局しても、上記と同様の動作となる。

[1252] 上記の構成により、ユーザは、受信機８５００が上記各実施の形態で示した受信方法により受信した番組を視聴することができる。

また、本実施の形態の受信機８５００は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データ（場合によっては、復調部８５０２で復調されて得られる信号に対して誤り訂正復号を行わないこともある。また、受信機８５００は、誤り訂正復号後に他の信号処理が施されることもある。以降について、同様の表現を行っている部分についても、この点は同様である。）に含まれるデータ、または、そのデータに相当するデータ（例えば、データを圧縮することによって得られたデータ）や、動画、音声を加工して得られたデータを、磁気ディスク、光ディスク、不揮発性の半導体メモリ等の記録メディアに記録する記録部（ドライブ）８５０８を備える。ここで光ディスクとは、例えばＤＶＤ（Ｄｉｇｉｔａｌ　Ｖｅｒｓａｔｉｌｅ　Ｄｉｓｃ）やＢＤ（Ｂｌｕ－ｒａｙ　Ｄｉｓｃ）等の、レーザ光を用いて情報の記憶と読み出しがなされる記録メディアである。磁気ディスクとは、例えばＦＤ（Ｆｌｏｐｐｙ（登録商標）　Ｄｉｓｋ）やハードディスク（Ｈａｒｄ　Ｄｉｓｋ）等の、磁束を用いて磁性体を磁化することにより情

報を記憶する記録メディアである。不揮発性の半導体メモリとは、例えばフラッシュメモリや強誘電体メモリ（Ｆｅｒｒｏｅｌｅｃｔｒｉｃ　Ｒａｎｄｏｍ　Ａｃｃｅｓｓ　Ｍｅｍｏｒｙ）等の、半導体素子により構成された記録メディアであり、フラッシュメモリを用いたＳＤカードやＦｌａｓｈ　ＳＳＤ（Ｓｏｌｉｄ　Ｓｔａｔｅ　Ｄｒｉｖｅ）などが挙げられる。なお、ここで挙げた記録メディアの種類はあくまでその一例であり、上記の記録メディア以外の記録メディアを用いて記録を行っても良いことは言うまでもない。

[1253] 上記の構成により、ユーザは、受信機８５００が上記各実施の形態で示した受信方法により受信した番組を記録して保存し、番組の放送されている時間以降の任意の時間に記録されたデータを読み出して視聴することが可能になる。

なお、上記の説明では、受信機８５００は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを記録部８５０８で記録するとしたが、多重化データに含まれるデータのうち一部のデータを抽出して記録しても良い。例えば、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに映像データや音声データ以外のデータ放送サービスのコンテンツ等が含まれる場合、記録部８５０８は、復調部８５０２で復調された多重化データから映像データや音声データを抽出して多重した新しい多重化データを記録しても良い。また、記録部８５０８は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データ及び音声データのうち、どちらか一方のみを多重した新しい多重化データを記録しても良い。そして、上記で述べた多重化データに含まれるデータ放送サービスのコンテンツを記録部８５０８は、記録してもよい。

[1254] さらには、テレビ、記録装置（例えば、ＤＶＤレコーダ、Ｂｌｕ－ｒａｙレコーダ、ＨＤＤレコーダ、ＳＤカード等）、携帯電話に、本発明で説明した受信機８５００が搭載されている場合、復調部８５０２で復調し、誤り訂

正の復号を行うことで得られた多重化データに、テレビや記録装置を動作させるのに使用するソフトウェアの欠陥（バグ）を修正するためのデータや個人情報や記録したデータの流出を防ぐためのソフトウェアの欠陥（バグ）を修正するためのデータが含まれている場合、これらのデータをインストールすることで、テレビや記録装置のソフトウェアの欠陥を修正してもよい。そして、データに、受信機８５００のソフトウェアの欠陥（バグ）を修正するためのデータが含まれていた場合、このデータにより、受信機８５００の欠陥を修正することもできる。これにより、受信機８５００が搭載されているテレビ、記録装置、携帯電話が、より安定的の動作させることが可能となる。

[1255] ここで、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる複数のデータから一部のデータを抽出して多重する処理は、例えばストリーム入出力部８５０３で行われる。具体的には、ストリーム入出力部８５０３が、図示していないＣＰＵ等の制御部からの指示により、復調部８５０２で復調された多重化データを映像データ、音声データ、データ放送サービスのコンテンツ等の複数のデータに分離し、分離後のデータから指定されたデータのみを抽出して多重し、新しい多重化データを生成する。なお、分離後のデータからどのデータを抽出するかについては、例えばユーザが決定してもよいし、記録メディアの種類毎に予め決められていてもよい。

[1256] 上記の構成により、受信機８５００は記録された番組を視聴する際に必要なデータのみを抽出して記録することができるので、記録するデータのデータサイズを削減することができる。

また、上記の説明では、記録部８５０８は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを記録するとしたが、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データを、当該映像データよりもデータサイズまたはビットレートが低くなるよう、当該映像データに施された動画像符号化方法とは異な

る動画像符号化方法で符号化された映像データに変換し、変換後の映像データを多重した新しい多重化データを記録してもよい。このとき、元の映像データに施された動画像符号化方法と変換後の映像データに施された動画像符号化方法とは、互いに異なる規格に準拠していてもよいし、同じ規格に準拠して符号化時に使用するパラメータのみが異なっていてもよい。同様に、記録部８５０８は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる音声データを、当該音声データよりもデータサイズまたはビットレートが低くなるよう、当該音声データに施された音声符号化方法とは異なる音声符号化方法で符号化された音声データに変換し、変換後の音声データを多重した新しい多重化データを記録してもよい。

[1257] ここで、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データや音声データをデータサイズまたはビットレートが異なる映像データや音声データに変換する処理は、例えばストリーム入出力部８５０３及び信号処理部８５０４で行われる。具体的には、ストリーム入出力部８５０３が、ＣＰＵ等の制御部からの指示により、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを映像データ、音声データ、データ放送サービスのコンテンツ等の複数のデータに分離する。信号処理部８５０４は、制御部からの指示により、分離後の映像データを当該映像データに施された動画像符号化方法とは異なる動画像符号化方法で符号化された映像データに変換する処理、及び分離後の音声データを当該音声データに施された音声符号化方法とは異なる音声符号化方法で符号化された音声データに変換する処理を行う。ストリーム入出力部８５０３は、制御部からの指示により、変換後の映像データと変換後の音声データとを多重し、新しい多重化データを生成する。なお、信号処理部８５０４は制御部からの指示に応じて、映像データと音声データのうちいずれか一方に対してのみ変換の処理を行っても良いし、両方に対して変換の処理を行っても良い。また、変換後の映像データ及び音声データのデータサイズまたはビットレートは、ユーザが決定してもよいし、記録メディアの種類毎に予め決

められていてもよい。

[1258] 上記の構成により、受信機８５００は、記録メディアに記録可能なデータサイズや記録部８５０８がデータの記録または読み出しを行う速度に合わせて映像データや音声データのデータサイズまたはビットレートを変更して記録することができる。これにより、記録メディアに記録可能なデータサイズが復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データのデータサイズよりも小さい場合や、記録部がデータの記録または読み出しを行う速度が復調部８５０２で復調された多重化データのビットレートよりも低い場合でも記録部が番組を記録することが可能となるので、ユーザは番組の放送されている時間以降の任意の時間に記録されたデータを読み出して視聴することが可能になる。

[1259] また、受信機８５００は、復調部８５０２で復調された多重化データを外部機器に対して通信媒体８５３０を介して送信するストリーム出力ＩＦ（Ｉｎｔｅｒｆａｃｅ：インターフェース）８５０９を備える。ストリーム出力ＩＦ８５０９の一例としては、Ｗｉ－Ｆｉ（登録商標）（ＩＥＥＥ８０２．１１ａ、ＩＥＥＥ８０２．１１ｂ、ＩＥＥＥ８０２．１１ｇ、ＩＥＥＥ８０２．１１ｎ等）、ＷｉＧｉＧ、ＷｉｒｅｌｅｓｓＨＤ、Ｂｌｕｅｔｏｏｔｈ（登録商標）、Ｚｉｇｂｅｅ（登録商標）等の無線通信規格に準拠した無線通信方法を用いて変調した多重化データを、無線媒体（通信媒体８５３０に相当）を介して外部機器に送信する無線通信装置が挙げられる。また、ストリーム出力ＩＦ８５０９は、イーサネット（登録商標）やＵＳＢ（Ｕｎｉｖｅｒｓａｌ Ｓｅｒｉａｌ Ｂｕｓ）、ＰＬＣ（Ｐｏｗｅｒ Ｌｉｎｅ Ｃｏｍｍｕｎｉｃａｔｉｏｎ）、ＨＤＭＩ（Ｈｉｇｈ－Ｄｅｆｉｎｉｔｉｏｎ Ｍｕｌｔｉｍｅｄｉａ Ｉｎｔｅｒｆａｃｅ）等の有線通信規格に準拠した通信方法を用いて変調された多重化データを当該ストリーム出力ＩＦ８５０９に接続された有線伝送路（通信媒体８５３０に相当）を介して外部機器に送信する有線通信装置であってもよい。

[1260] 上記の構成により、ユーザは、受信機８５００が上記各実施の形態で示し

た受信方法により受信した多重化データを外部機器で利用することができる。ここでいう多重化データの利用とは、ユーザが外部機器を用いて多重化データをリアルタイムで視聴することや、外部機器に備えられた記録部で多重化データを記録すること、外部機器からさらに別の外部機器に対して多重化データを送信すること等を含む。

[1261] なお、上記の説明では、受信機８５００は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データをストリーム出力ＩＦ８５０９が出力するとしたが、多重化データに含まれるデータのうち一部のデータを抽出して出力しても良い。例えば、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに映像データや音声データ以外のデータ放送サービスのコンテンツ等が含まれる場合、ストリーム出力ＩＦ８５０９は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データから映像データや音声データを抽出して多重した新しい多重化データを出力しても良い。また、ストリーム出力ＩＦ８５０９は、復調部８５０２で復調された多重化データに含まれる映像データ及び音声データのうち、どちらか一方のみを多重した新しい多重化データを出力しても良い。

[1262] ここで、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる複数のデータから一部のデータを抽出して多重する処理は、例えばストリーム入出力部８５０３で行われる。具体的には、ストリーム入出力部８５０３が、図示していないＣＰＵ（Ｃｅｎｔｒａｌ Ｐｒｏｃｅｓｓｉｎｇ Ｕｎｉｔ）等の制御部からの指示により、復調部８５０２で復調された多重化データを映像データ、音声データ、データ放送サービスのコンテンツ等の複数のデータに分離し、分離後のデータから指定されたデータのみを抽出して多重し、新しい多重化データを生成する。なお、分離後のデータからどのデータを抽出するかについては、例えばユーザが決定してもよいし、ストリーム出力ＩＦ８５０９の種類毎に予め決められていてもよい。

[1263] 上記の構成により、受信機８５００は外部機器が必要なデータのみを抽出

して出力することができるので、多重化データの出力により消費される通信帯域を削減することができる。

また、上記の説明では、ストリーム出力ＩＦ８５０９は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを記録するとしたが、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データを、当該映像データよりもデータサイズまたはビットレートが低くなるよう、当該映像データに施された動画像符号化方法とは異なる動画像符号化方法で符号化された映像データに変換し、変換後の映像データを多重した新しい多重化データを出力してもよい。このとき、元の映像データに施された動画像符号化方法と変換後の映像データに施された動画像符号化方法とは、互いに異なる規格に準拠していてもよいし、同じ規格に準拠して符号化時に使用するパラメータのみが異なっていてもよい。同様に、ストリーム出力ＩＦ８５０９は、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる音声データを、当該音声データよりもデータサイズまたはビットレートが低くなるよう、当該音声データに施された音声符号化方法とは異なる音声符号化方法で符号化された音声データに変換し、変換後の音声データを多重した新しい多重化データを出力してもよい。

[1264] ここで、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データに含まれる映像データや音声データをデータサイズまたはビットレートが異なる映像データや音声データに変換する処理は、例えばストリーム入出力部８５０３及び信号処理部８５０４で行われる。具体的には、ストリーム入出力部８５０３が、制御部からの指示により、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを映像データ、音声データ、データ放送サービスのコンテンツ等の複数のデータに分離する。信号処理部８５０４は、制御部からの指示により、分離後の映像データを当該映像データに施された動画像符号化方法とは異なる動画像符号化方法で符号化された映像データに変換する処理、及び分離後の音声データを当該音

声データに施された音声符号化方法とは異なる音声符号化方法で符号化された音声データに変換する処理を行う。ストリーム入出力部８５０３は、制御部からの指示により、変換後の映像データと変換後の音声データとを多重し、新しい多重化データを生成する。なお、信号処理部８５０４は制御部からの指示に応じて、映像データと音声データのうちいずれか一方に対してのみ変換の処理を行っても良いし、両方に対して変換の処理を行っても良い。また、変換後の映像データ及び音声データのデータサイズまたはビットレートは、ユーザが決定してもよいし、ストリーム出力ＩＦ８５０９の種類毎に予め決められていてもよい。

[1265] 上記の構成により、受信機８５００は、外部機器との間の通信速度に合わせて映像データや音声データのビットレートを変更して出力することができる。これにより、外部機器との間の通信速度が、復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データのビットレートよりも低い場合でもストリーム出力ＩＦから外部機器新しい多重化データを出力することが可能となるので、ユーザは他の通信装置において新しい多重化データを利用することが可能になる。

[1266] また、受信機８５００は、外部機器に対して信号処理部８５０４で復号された映像信号及び音声信号を外部の通信媒体に対して出力するＡＶ（Ａｕｄｉｏ ａｎｄ Ｖｉｓｕａｌ）出力ＩＦ（Ｉｎｔｅｒｆａｃｅ）８５１１を備える。ＡＶ出力ＩＦ８５１１の一例としては、Ｗｉ－Ｆｉ（登録商標）（ＩＥＥＥ８０２．１１ａ、ＩＥＥＥ８０２．１１ｂ、ＩＥＥＥ８０２．１１ｇ、ＩＥＥＥ８０２．１１ｎ等）、ＷｉＧｉＧ、ＷｉｒｅｌｅｓｓＨＤ、Ｂｌｕｅｔｏｏｔｈ（登録商標）、Ｚｉｇｂｅｅ（登録商標）等の無線通信規格に準拠した無線通信方法を用いて変調した映像信号及び音声信号を、無線媒体を介して外部機器に送信する無線通信装置が挙げられる。また、ストリーム出力ＩＦ８５０９は、イーサネット（登録商標）やＵＳＢ、ＰＬＣ、ＨＤＭＩ等の有線通信規格に準拠した通信方法を用いて変調された映像信号及び音声信号を当該ストリーム出力ＩＦ８５０９に接続された有線伝送路を介

して外部機器に送信する有線通信装置であってもよい。また、ストリーム出力ＩＦ８５０９は、映像信号及び音声信号をアナログ信号のまま出力するケーブルを接続する端子であってもよい。

[1267] 上記の構成により、ユーザは、信号処理部８５０４で復号された映像信号及び音声信号を外部機器で利用することができる。

さらに、受信機８５００は、ユーザ操作の入力を受け付ける操作入力部８５１０を備える。受信機８５００は、ユーザの操作に応じて操作入力部８５１０に入力される制御信号に基づいて、電源のＯＮ／ＯＦＦの切り替えや、受信するチャネルの切り替え、字幕表示の有無や表示する言語の切り替え、音声出力部８５０６から出力される音量の変更等の様々な動作の切り替えや、受信可能なチャネルの設定等の設定の変更を行う。

[1268] また、受信機８５００は、当該受信機８５００で受信中の信号の受信品質を示すアンテナレベルを表示する機能を備えていてもよい。ここで、アンテナレベルとは、例えば受信機８５００が受信した信号のＲＳＳＩ（Ｒｅｃｅｉｖｅｄ Ｓｉｇｎａｌ Ｓｔｒｅｎｇｔｈ Ｉｎｄｉｃａｔｉｏｎ、Ｒｅｃｅｉｖｅｄ Ｓｉｇｎａｌ Ｓｔｒｅｎｇｔｈ Ｉｎｄｉｃａｔｏｒ、受信信号強度）、受信電界強度、Ｃ／Ｎ（Ｃａｒｒｉｅｒ－ｔｏ－ｎｏｉｓｅ ｐｏｗｅｒ ｒａｔｉｏ）、ＢＥＲ（Ｂｉｔ Ｅｒｒｏｒ Ｒａｔｅ：ビットエラー率）、パケットエラー率、フレームエラー率、チャネル状態情報（Ｃｈａｎｎｅｌ Ｓｔａｔｅ Ｉｎｆｏｒｍａｔｉｏｎ）等に基づいて算出される受信品質を示す指標であり、信号レベル、信号の優劣を示す信号である。この場合、復調部８５０２は受信した信号のＲＳＳＩ、受信電界強度、Ｃ／Ｎ、ＢＥＲ、パケットエラー率、フレームエラー率、チャネル状態情報等を測定する受信品質測定部を備え、受信機８５００はユーザの操作に応じてアンテナレベル（信号レベル、信号の優劣を示す信号）をユーザが識別可能な形式で映像表示部８５０７に表示する。アンテナレベル（信号レベル、信号の優劣を示す信号）の表示形式は、ＲＳＳＩ、受信電界強度、Ｃ／Ｎ、ＢＥＲ、パケットエラー率、フレームエラー率、チャネル状態情報等に応

じた数値を表示するものであっても良いし、ＲＳＳＩ、受信電界強度、Ｃ／Ｎ、ＢＥＲ、パケットエラー率、フレームエラー率、チャネル状態情報等に応じて異なる画像を表示するようなものであっても良い。また、受信機８５００は、上記各実施の形態で示した受信方法を用いて受信して分離された複数のストリームｓ１、ｓ２、・・・毎に求めた複数のアンテナレベル（信号レベル、信号の優劣を示す信号）を表示しても良いし、複数のストリームｓ１、ｓ２、・・・から求めた１つのアンテナレベル（信号レベル、信号の優劣を示す信号）を表示しても良い。また、番組を構成する映像データや音声データが階層伝送方式を用いて送信されている場合は、階層毎に信号のレベル（信号の優劣を示す信号）を示しても可能である。

[1269] 上記の構成により、ユーザは上記各実施の形態で示した受信方法を用いて受信する場合のアンテナレベル（信号レベル、信号の優劣を示す信号）を数値的に、または、視覚的に把握することができる。

なお、上記の説明では受信機８５００が、音声出力部８５０６、映像表示部８５０７、記録部８５０８、ストリーム出力ＩＦ８５０９、及びＡＶ出力ＩＦ８５１１を備えている場合を例に挙げて説明したが、これらの構成の全てを備えている必要はない。受信機８５００が上記の構成のうち少なくともいずれか一つを備えていれば、ユーザは復調部８５０２で復調し、誤り訂正の復号を行うことで得られた多重化データを利用することができるため、各受信機はその用途に合わせて上記の構成を任意に組み合わせて備えていれば良い。

（多重化データ）

次に、多重化データの構造の一例について詳細に説明する。放送に用いられるデータ構造としてはＭＰＥＧ２－トランスポートストリーム（ＴＳ）が一般的であり、ここではＭＰＥＧ２－ＴＳを例に挙げて説明する。しかし、上記各実施の形態で示した送信方法及び受信方法で伝送される多重化データのデータ構造はＭＰＥＧ２－ＴＳに限られず、他のいかなるデータ構造であっても上記の各実施の形態で説明した効果を得られることは言うまでもない

。

[1270] 図８６は、多重化データの構成の一例を示す図である。図８６に示すように多重化データは、各サービスで現在提供されている番組（ｐｒｏｇｒａｍｍｅまたはその一部であるｅｖｅｎｔ）を構成する要素である、例えばビデオストリーム、オーディオストリーム、プレゼンテーショングラフィックスストリーム（ＰＧ）、インタラクティブグラファイックスストリーム（ＩＧ）などのエレメンタリーストリームのうち、１つ以上を多重化することで得られる。多重化データで提供されている番組が映画の場合、ビデオストリームは映画の主映像および副映像を、オーディオストリームは映画の主音声部分と当該主音声とミキシングする副音声を、プレゼンテーショングラフィックスストリームとは映画の字幕をそれぞれ示している。ここで主映像とは画面に表示される通常の映像を示し、副映像とは主映像の中に小さな画面で表示する映像（例えば、映画のあらすじを示したテキストデータの映像など）のことである。また、インタラクティブグラフィックスストリームは、画面上にＧＵＩ部品を配置することにより作成される対話画面を示している。

[1271] 多重化データに含まれる各ストリームは、各ストリームに割り当てられた識別子であるＰＩＤによって識別される。例えば、映画の映像に利用するビデオストリームには０ｘ１０１１が、オーディオストリームには０ｘ１１００から０ｘ１１１Ｆまでが、プレゼンテーショングラフィックスには０ｘ１２００から０ｘ１２１Ｆまでが、インタラクティブグラフィックスストリームには０ｘ１４００から０ｘ１４１Ｆまでが、映画の副映像に利用するビデオストリームには０ｘ１Ｂ００から０ｘ１Ｂ１Ｆまで、主音声とミキシングする副音声に利用するオーディオストリームには０ｘ１Ａ００から０ｘ１Ａ１Ｆが、それぞれ割り当てられている。

[1272] 図８７は、多重化データがどのように多重化されているかの一例を模式的に示す図である。まず、複数のビデオフレームからなるビデオストリーム８７０１、複数のオーディオフレームからなるオーディオストリーム８７０４を、それぞれＰＥＳパケット列８７０２および８７０５に変換し、ＴＳパケ

ット８７０３および８７０６に変換する。同じくプレゼンテーショングラフィックスストリーム８７１１およびインタラクティブグラフィックス８７１４のデータをそれぞれＰＥＳパケット列８７１２および８７１５に変換し、さらにＴＳパケット８７１３および８７１６に変換する。多重化データ８７１７はこれらのＴＳパケット（８７０３、８７０６、８７１３、８７１６）を１本のストリームに多重化することで構成される。

[1273] 図８８は、ＰＥＳパケット列に、ビデオストリームがどのように格納されるかをさらに詳しく示している。図８８における第１段目はビデオストリームのビデオフレーム列を示す。第２段目は、ＰＥＳパケット列を示す。図８８の矢印ｙｙ１，ｙｙ２，ｙｙ３，ｙｙ４に示すように、ビデオストリームにおける複数のＶｉｄｅｏ　Ｐｒｅｓｅｎｔａｔｉｏｎ　ＵｎｉｔであるＩピクチャ、Ｂピクチャ、Ｐピクチャは、ピクチャ毎に分割され、ＰＥＳパケットのペイロードに格納される。各ＰＥＳパケットはＰＥＳヘッダを持ち、ＰＥＳヘッダには、ピクチャの表示時刻であるＰＴＳ（Ｐｒｅｓｅｎｔａｔｉｏｎ　Ｔｉｍｅ－Ｓｔａｍｐ）やピクチャの復号時刻であるＤＴＳ（Ｄｅｃｏｄｉｎｇ　Ｔｉｍｅ－Ｓｔａｍｐ）が格納される。

[1274] 図８９は、多重化データに最終的に書き込まれるＴＳパケットの形式を示している。ＴＳパケットは、ストリームを識別するＰＩＤなどの情報を持つ４ＢｙｔｅのＴＳヘッダとデータを格納する１８４ＢｙｔｅのＴＳペイロードから構成される１８８Ｂｙｔｅ固定長のパケットであり、上記ＰＥＳパケットは分割されＴＳペイロードに格納される。ＢＤ－ＲＯＭの場合、ＴＳパケットには、４ＢｙｔｅのＴＰ＿Ｅｘｔｒａ＿Ｈｅａｄｅｒが付与され、１９２Ｂｙｔｅのソースパケットを構成し、多重化データに書き込まれる。ＴＰ＿Ｅｘｔｒａ＿ＨｅａｄｅｒにはＡＴＳ（Ａｒｒｉｖａｌ＿Ｔｉｍｅ＿Ｓｔａｍｐ）などの情報が記載される。ＡＴＳは当該ＴＳパケットのデコーダのＰＩＤフィルタへの転送開始時刻を示す。多重化データには図８９下段に示すようにソースパケットが並ぶこととなり、多重化データの先頭からインクリメントする番号はＳＰＮ（ソースパケットナンバー）と呼ばれる。

[1275] また、多重化データに含まれるＴＳパケットには、ビデオストリーム、オーディオストリーム、プレゼンテーショングラフィックスストリームなどの各ストリーム以外にもＰＡＴ（Ｐｒｏｇｒａｍ　Ａｓｓｏｃｉａｔｉｏｎ　Ｔａｂｌｅ）、ＰＭＴ（Ｐｒｏｇｒａｍ　Ｍａｐ　Ｔａｂｌｅ）、ＰＣＲ（Ｐｒｏｇｒａｍ　Ｃｌｏｃｋ　Ｒｅｆｅｒｅｎｃｅ）などがある。ＰＡＴは多重化データ中に利用されるＰＭＴのＰＩＤが何であるかを示し、ＰＡＴ自身のＰＩＤは０で登録される。ＰＭＴは、多重化データ中に含まれる映像・音声・字幕などの各ストリームのＰＩＤと各ＰＩＤに対応するストリームの属性情報（フレームレート、アスペクト比など）を持ち、また多重化データに関する各種ディスクリプタを持つ。ディスクリプタには多重化データのコピーを許可・不許可を指示するコピーコントロール情報などがある。ＰＣＲは、ＡＴＳの時間軸であるＡＴＣ（Ａｒｒｉｖａｌ　Ｔｉｍｅ　Ｃｌｏｃｋ）とＰＴＳ・ＤＴＳの時間軸であるＳＴＣ（Ｓｙｓｔｅｍ　Ｔｉｍｅ　Ｃｌｏｃｋ）の同期を取るために、そのＰＣＲパケットがデコーダに転送されるＡＴＳに対応するＳＴＣ時間の情報を持つ。

[1276] 図９０はＰＭＴのデータ構造を詳しく説明する図である。ＰＭＴの先頭には、そのＰＭＴに含まれるデータの長さなどを記したＰＭＴヘッダが配置される。その後ろには、多重化データに関するディスクリプタが複数配置される。上記コピーコントロール情報などが、ディスクリプタとして記載される。ディスクリプタの後には、多重化データに含まれる各ストリームに関するストリーム情報が複数配置される。ストリーム情報は、ストリームの圧縮コーデックなどを識別するためのストリームタイプ、ストリームのＰＩＤ、ストリームの属性情報（フレームレート、アスペクト比など）が記載されたストリームディスクリプタから構成される。ストリームディスクリプタは多重化データに存在するストリームの数だけ存在する。

[1277] 記録媒体などに記録する場合には、上記多重化データは、多重化データ情報ファイルと共に記録される。

図９１は、その多重化データファイル情報の構成を示す図である。多重化

データ情報ファイルは、図９１に示すように多重化データの管理情報であり、多重化データと１対１に対応し、多重化データ情報、ストリーム属性情報とエントリマップから構成される。

[1278] 多重化データ情報は図９１に示すようにシステムレート、再生開始時刻、再生終了時刻から構成されている。システムレートは多重化データの、後述するシステムターゲットデコーダのＰＩＤフィルタへの最大転送レートを示す。多重化データ中に含まれるＡＴＳの間隔はシステムレート以下になるように設定されている。再生開始時刻は多重化データの先頭のビデオフレームのＰＴＳであり、再生終了時刻は多重化データの終端のビデオフレームのＰＴＳに１フレーム分の再生間隔を足したものが設定される。

[1279] 図９２は、多重化データファイル情報に含まれるストリーム属性情報の構成を示す図である。ストリーム属性情報は図９２に示すように、多重化データに含まれる各ストリームについての属性情報が、ＰＩＤ毎に登録される。属性情報はビデオストリーム、オーディオストリーム、プレゼンテーショングラフィックスストリーム、インタラクティブグラフィックスストリーム毎に異なる情報を持つ。ビデオストリーム属性情報は、そのビデオストリームがどのような圧縮コーデックで圧縮されたか、ビデオストリームを構成する個々のピクチャデータの解像度がどれだけであるか、アスペクト比はどれだけであるか、フレームレートはどれだけであるかなどの情報を持つ。オーディオストリーム属性情報は、そのオーディオストリームがどのような圧縮コーデックで圧縮されたか、そのオーディオストリームに含まれるチャンネル数は何であるか、何の言語に対応するか、サンプリング周波数がどれだけであるかなどの情報を持つ。これらの情報は、プレーヤが再生する前のデコーダの初期化などに利用される。

[1280] 本実施の形態においては、上記多重化データのうち、ＰＭＴに含まれるストリームタイプを利用する。また、記録媒体に多重化データが記録されている場合には、多重化データ情報に含まれる、ビデオストリーム属性情報を利用する。具体的には、上記各実施の形態で示した動画像符号化方法または装

置において、ＰＭＴに含まれるストリームタイプ、または、ビデオストリーム属性情報に対し、上記各実施の形態で示した動画像符号化方法または装置によって生成された映像データであることを示す固有の情報を設定するステップまたは手段を設ける。この構成により、上記各実施の形態で示した動画像符号化方法または装置によって生成した映像データと、他の規格に準拠する映像データとを識別することが可能になる。

[1281] 図９３は、放送局（基地局）から送信された、映像および音声のデータ、または、データ放送のためのデータを含む変調信号を受信する受信装置９３０４を含む映像音声出力装置９３００の構成の一例を示している。なお、受信装置９３０４の構成は、図８５の受信装置８５００に相当する。映像音声出力装置９３００には、例えば、ＯＳ（Operating System：オペレーティングシステム）が搭載されており、また、インターネットに接続するための通信装置９３０６（例えば、無線ＬＡＮ（Local Area Network）やイーザーネットのための通信装置）が搭載されている。これにより、映像を表示する部分９３０１では、映像および音声のデータ、または、データ放送のためのデータにおける映像９３０２、および、インターネット上で提供されるハイパーテキスト（World Wide Web（ワールド ワイド　ウェブ：WWW））９３０３を同時に表示することが可能となる。そして、リモコン（携帯電話やキーボードであってもよい）９３０７を操作することにより、データ放送のためのデータにおける映像９３０２、インターネット上で提供されるハイパーテキスト９３０３のいずれかを選択し、動作を変更することになる。例えば、インターネット上で提供されるハイパーテキスト９３０３が選択された場合、表示しているWWWのサイトを、リモコンを操作することにより、変更することになる。また、映像および音声のデータ、または、データ放送のためのデータにおける映像９３０２が選択されている場合、リモコン９３０７により、選局したチャネル（選局した（テレビ）番組、選局した音声放送）の情報を送信する。すると、ＩＦ９３０５は、リモコンで送信された情報を取得し、受信装置９３０４は、選局したチャネルに相当する信号

を復調、誤り訂正復号等の処理を行い、受信データを得ることになる。このとき、受信装置９３０４は、選局したチャネルに相当する信号に含まれる伝送方法（これについては、実施の形態Ａ１～実施の形態Ａ４で述べており、また、図５、図４１に記載のとおりである。）の情報を含む制御シンボルの情報を得ることで、受信動作、復調方法、誤り訂正復号等の方法を正しく設定することで、放送局（基地局）で送信したデータシンボルに含まれるデータを得ることが可能となる。上述では、ユーザは、リモコン９３０７によって、チャネルを選局する例を説明したが、映像音声出力装置９３００が搭載している選局キーを用いて、チャネルを選局しても、上記と同様の動作となる。

[1282] また、インターネットを用い、映像音声出力装置９３００を操作してもよい。例えば、他のインターネット接続している端末から、映像音声出力装置９３００に対し、録画（記憶）の予約を行う。（したがって、映像音声出力装置９３００は、図８５のように、記録部８５０８を有していることになる。）そして、録画を開始する前に、チャネルを選局することになり、受信装置９３０４は、選局したチャネルに相当する信号を復調、誤り訂正復号等の処理を行い、受信データを得ることになる。このとき、受信装置９３０４は、選局したチャネルに相当する信号に含まれる伝送方法（上記の実施の形態で述べた伝送方式、変調方式、誤り訂正方式等）（これについては、実施の形態Ａ１～実施の形態Ａ４で述べており、また、図５、図４１に記載のとおりである。）の情報を含む制御シンボルの情報を得ることで、受信動作、復調方法、誤り訂正復号等の方法を正しく設定することで、放送局（基地局）で送信したデータシンボルに含まれるデータを得ることが可能となる。

（実施の形態Ｃ１）

本実施の形態では、実施の形態２において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式において説明しているが、このとき、受信劣悪点を考慮したプリコーディング行列の設定方法として、（例１）（例２）を説明している。本実施の形態では、実施の形態２の（例１）（例２

）を一般化した場合について説明する。

[1283] 周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1284] [数566]

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

[1285] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（$\alpha>0$であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱い、式（＃1）のプリコーディング行列は次式であらわす。

[1286] [数567]

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

[1287] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（$\alpha>0$であるものとする。）（送信装置、受信装置におけるマッピングの簡易化、ということを考慮すると、$\lambda=0$ラジアン、$\pi/2$ラジアン、πラジアン、$3\pi/2$ラジアン、とするとよく、これらの３つの値のいずれかの固定値とするとよい。）実施の形態２では特に$\alpha=1$として扱っており、式（＃２）は以下のようにあらわされる。

[1288] [数568]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#3)$$

[1289] 実施の形態２のように受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するためには、式（＃１）または式（＃２）において＜条件＃１０１＞または＜条件＃１０２＞を与える。

[1290] [数569]

＜条件＃１０１＞

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

[1291] [数570]

＜条件＃１０２＞

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

[1292] 特に、$\theta_{11}(i)$をiに依らず固定値とした場合、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を与えることができる。

[1293] [数571]

＜条件＃１０３＞

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

[1294] [数572]

＜条件＃１０４＞

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

[1295] 同様に、$\theta_{21}(i)$をiに依らず固定値とした場合、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を与えることができる。

[1296] [数573]

＜条件＃１０５＞

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

[1297]

[数574]

＜条件＃１０６＞

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

[1298] 次に、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法おいて、上記で述べたユニタリ行列を用いたプリコーディング行列の例をあげる。式（＃２）に基づいた、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃２）において、λを０ラジアン、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1299] [数575]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix} \qquad (\#10)$$

[1300] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）（α＞０であるものとする。）であり、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を満たすことになる。また、θ_{21}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法おいて、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃２）において、λをπラジアン、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1301] [数576]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j\pi} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \qquad (\#9)$$

[1302] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）（α＞０であるものとする。）であり、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を満

たすことになる。また、θ_{21}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃２）において、λを０ラジアン、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1303] [数577]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i))} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#12)$$

[1304] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）（α＞０であるものとする。）であり、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を満たすことになる。また、θ_{11}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃２）において、λをπラジアン、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1305] [数578]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\pi)} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#13)$$

[1306] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）（α＞０であるものとする。）であり、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を満たすことになる。また、θ_{11}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

実施の形態２の例で考えると、別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃３）において、λを０ラジアン、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1307] [数579]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#14)$$

[1308] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）であり、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を満たすことになる。また、θ_{21}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法おいて、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃３）において、λをπラジアン、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1309] [数580]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#15)$$

[1310] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）であり、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を満たすことになる。また、θ_{21}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃３）において、λを０ラジアン、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1311] [数581]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i))} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#16)$$

[1312] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）であり、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を満たすことになる。また、θ_{11}（

ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃３）において、λをπラジアン、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1313] [数582]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\pi)} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#17)$$

[1314] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）であり、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を満たすことになる。また、θ_{11}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

実施の形態９で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と比較したとき、本実施の形態のプリコーディング方法は、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模を削減できる効果を得ることができる。上述の効果をより高くするためには、例えば、図４のように、符号化器を一つ有し、符号化データを分配する構成をもつ送信装置、また、これに対応する受信装置とするとよい。

[1315] なお、上述の例におけるαの一つの好適な例としては、実施の形態１８のような方法があるが、必ずしもこれに限ったものではない。

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・

、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1316] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態Ｃ２）

実施の形態Ｃ１と実施の形態９を融合させた実施の形態Ｃ１とは異なる、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について、つまり、実施の形態９において、周期を奇数とした場合を利用して、実施の形態Ｃ１を実現する方法について説明する。

[1317] 周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1318] [数583]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (\#18)$$

[1319] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（$\alpha>0$であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱い、式（＃1）のプリコーディング行列は次式であらわす。

[1320]

[数584]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#19)$$

[1321] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（$\alpha>0$であるものとする。）（送信装置、受信装置におけるマッピングの簡易化、ということを考慮すると、λ＝０ラジアン、π／２ラジアン、πラジアン、（３π）／２ラジアン、とするとよく、これらの３つの値のいずれかの固定値とするとよい。）特に$\alpha=1$として扱っており、式（＃１９）は以下のようにあらわされる。

[1322] [数585]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#20)$$

[1323] 本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列は上述の形式であらわされるが、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の周期Nが奇数、つまり、N=2n+1とあらわされるのが特徴となる。そして、周期N=2n+1を実現するために用意する異なるプリコーディング行列（なお、異なるプリコーディングについては、のちに説明がされている。）は、n+1個となる。そして、n+1個の異なるプリコーディングのうち、n個のプリコーディング行列は、1周期内で、それぞれ2回用いられ、1個のプリコーディングは、1回用いられることで、周期N=2n+1が実現される。以下では、このときのプリコーディング行列について詳しく説明する。

[1324] 周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現するために必要となるn+1個の異なるプリコーディング行列をF[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]とする（i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数））。このとき、式（＃１９）に基づく、n+1個

の異なるプリコーディング行列をF[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]を以下のようにあらわす。

[1325] [数586]

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

[1326] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２１）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。上述の効果をより高くするためには、例えば、図４のように、符号化器を一つ有し、符号化データを分配する構成をもつ送信装置、また、これに対応する受信装置とするとよい。

[1327] そして、特に、λ＝０ラジアン、θ_{11}＝０ラジアンとした場合、上式は、以下のようにあらわされる。

[1328] [数587]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#22)$$

[1329] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２２）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],

・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

また、$\lambda = \pi$ラジアン、$\theta_{11} = 0$ラジアンとした場合、以下のようにあらわされる。

[1330] [数588]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j\pi} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix} \qquad (\#23)$$

[1331] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２３）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

[1332] また、式（＃１９）と式（＃２０）の関係のように、α＝１とすると、式（＃２１）は、以下のようにあらわされる。

[1333] [数589]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & e^{j(\theta_{11}+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#24)$$

[1334] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２４）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

[1335] 同様に、式（＃２２）において、α＝１とすると、以下のようにあらわされる。

[1336] [数590]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#25)$$

[1337] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２５）のn+1個の異なるプリコーディ
ング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用

い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

[1338] 同様に、式（＃２３）において、α＝１とすると、以下のようにあらわされる。

[1339] [数591]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix} \qquad (\#26)$$

[1340] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２６）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

[1341] なお、上述の例におけるαの一つの好適な例としては、実施の形態１８のような方法があるが、必ずしもこれに限ったものではない。

本実施の形態では、周期N=2n+1のプリコーディングホッピング方法（周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）のためのプリコーディング行列W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]（ただし、W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]は、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[n-1]、F[n]で構成されている。）を、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸（または、周波数軸）方向にW[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、プリコーディング行列W[0], W[1],・・・, W[2n-1],W[2n]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期N=2n+1のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにW[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]をを用いる必要はない。

[1342] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期N=2n+1はより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるn+1個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

（実施の形態Ｃ３）

本実施の形態では、非特許文献１２～非特許文献１５に示されているように、ＱＣ（Quasi Cyclic） ＬＤＰＣ（Low-Density Prity-Check）符号（ただし、QC-LDPC符号でないLDPC（ブロック）符号であってもよい）、ＬＤＰＣ符号とＢＣＨ符号（Bose-Chaudhuri-Hocquenghemcode）の連接符号等のブロック符号、ターボ符号等のブロック符号を用いたときの、特に、実施の形態１６から実施の形態２６、実施の形態Ｃ１で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を用いたときについて詳しく説明する。ここでは、一例として、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信する場合を例に説明する

。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数（ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。）と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等（例えば、ＣＲＣ（cyclic redundancy check）、伝送パラメータ等）が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[1343] 図９７は、ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図９７は、例えば、図４の送信装置に示したように、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、１つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、ＯＦＤＭのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図９７に示すように、ブロック符号における１つの符号化後のブロックを構成するビット数を６０００ビットであるとする。この６０００ビットを送信するためには、変調方式がＱＰＳＫのとき３０００シンボル、１６ＱＡＭのとき１５００シンボル、６４ＱＡＭのとき１０００シンボルが必要となる。

そして、図４の送信装置では、２つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がＱＰＳＫのとき、前述の３０００シンボルは、ｓ１に１５００シンボル、ｓ２に１５００シンボル割り当てられることになるため、ｓ１で送信する１５００シンボルとｓ２で送信する１５００シンボルを送信するために１５００スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

同様に考えると、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために７５０スロットが必要となり、変調方式が６４ＱＡＭのとき、１ブロックを構成するすべてのビットを送信

するために５００スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のために用意するプリコーディング行列の数を５とする。つまり、図４の送信装置の重み付け合成部のために、５つの異なるプリコーディング行列を用意するものとする（重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。）。この５つの異なるプリコーディング行列をF[0], F[1], F[2],F[3], F[4]
とあらわすものとする。

変調方式がＱＰＳＫのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた１５００スロットにおいて、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが３００スロットである必要がある。これは、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

同様に、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた７５０スロットにおいて、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが１５０スロットである必要がある。

同様に、変調方式が６４ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた５００スロットに

おいて、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが１００スロットである必要がある。

以上のように、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、異なるプリコーディング行列をＮ個（Ｎ個の異なるプリコーディング行列をF[0], F[1], F[2],・・・,F[N-2] , F[N-1]とあらわすものとする）としたとき、１つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列F[0]を使用するスロット数をK_0，プリコーディング行列F[1]を使用するスロット数をK_1、プリコーディング行列F[i]を使用するスロット数をK_i（i=0,1,2,・・・,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））、プリコーディング行列F[N-1] を使用するスロット数をK_{N-1}としたとき、

＜条件＃１０７＞

$K_0=K_1=\cdots=K_i=\cdots=K_{N-1}$、つまり、$K_a=K_b$、（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,N-1（a, bは、0からN-1の整数）、a≠b）

であるとよい。

そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、＜条件＃１０７＞が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により１シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、＜条件＃１０７＞を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、＜条件＃１０７＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

＜条件＃１０８＞

K_aとK_bの差は０または１、つまり、$|K_a-K_b|$は０または１（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,N-1（a,bは、0からN-1の整数）、a≠b）

図９８は、ブロック符号を用いたとき、２つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図９８は、図３の送信装置および図１３の送信装置に示したように、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、２つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、ＯＦＤＭのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図９８に示すように、ブロック符号における１つの符号化後のブロックを構成するビット数を６０００ビットであるとする。この６０００ビットを送信するためには、変調方式がＱＰＳＫのとき３０００シンボル、１６ＱＡＭのとき１５００シンボル、６４ＱＡＭのとき１０００シンボルが必要となる。

そして、図３の送信装置および図１３の送信装置では、２つのストリームを同時に送信することになり、また、２つの符号化器が存在するため、２つのストリームでは、異なる符号ブロックを伝送することになる。したがって、変調方式がＱＰＳＫのとき、ｓ１、ｓ２により、２つの符号化ブロックが同一区間内で送信されることから、例えば、ｓ１により第１の符号化後のブロックが送信され、ｓ２により、第２の符号化ブロックが送信されることになるので、第１、第２の符号化後のブロックを送信するために３０００スロットが必要となる。

同様に考えると、変調方式が１６ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために１５００スロットが必要となり、変調方式が６４ＱＡＭのとき、２２ブロックを構成するすべてのビットを送信するために１０００スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のために用意す

るプリコーディング行列の数を５とする。つまり、図３の送信装置および図１３の送信装置の送信装置の重み付け合成部のために、５つの異なるプリコーディング行列を用意するものとする。（重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。）この５つの異なるプリコーディング行列をF[0], F[1], F[2],F[3], F[4]とあらわすものとする。

変調方式がＱＰＳＫのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた３０００スロットにおいて、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが６００スロットである必要がある。これは、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが６００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが６００回であるとよい。

同様に、変調方式が１６ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた１５００スロットにおいて、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが３００スロ

ット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが３００スロットである必要がある。

また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが３００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが３００回であるとよい。

同様に、変調方式が６４ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた１０００スロットにおいて、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが２００スロットである必要がある。

また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが２００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列F[0]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列F[1]を使用するスロット

が２００回、プリコーディング行列F[2]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列F[3]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列F[4]を使用するスロットが２００回であるとよい。

以上のように、規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、異なるプリコーディング行列をＮ個（Ｎ個の異なるプリコーディング行列をF[0], F[1], F[2],・・・,F[N-2] , F[N-1]とあらわすものとする）としたとき、２つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列F[0]を使用するスロット数をK_0，プリコーディング行列F[1]を使用するスロット数をK_1、プリコーディング行列F[i]を使用するスロット数をK_i（i=0,1,2,・・・,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））、プリコーディング行列F[N-1] を使用するスロット数をK_{N-1}としたとき、

＜条件＃１０９＞

$K_0=K_1=\cdots=K_i=\cdots=K_{N-1}$、つまり、$K_a=K_b$、（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,N-1（a, bは、0からN-1の整数）、a≠b）

であり、第１の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列F[0]を使用する回数を$K_{0,1}$，プリコーディング行列F[1]を使用する回数を$K_{1,1}$、プリコーディング行列F[i]を使用する回数を$K_{i,1}$（i=0,1,2,・・・,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））、プリコーディング行列F[N-1] を使用する回数を$K_{N-1,1}$としたとき、

＜条件＃１１０＞

$K_{0,1}=K_{1,1}=\cdots=K_{i,1}=\cdots=K_{N-1,1}$、つまり、$K_{a,1}=K_{b,1}$、（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,N-1（a, bは、0からN-1の整数）、a≠b）であり、第２の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列F[0]を使用する回数を$K_{0,2}$，プリコーディング行列F[1]を使用する回数を$K_{1,2}$、プリコーディング行列F[i]を使用する回数を$K_{i,2}$（i=0,1,2,・・・,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））、プリコーディング行列F[N-1] を使用する回数を$K_{N-1,2}$としたとき、

＜条件＃１１１＞

$K_{0,2}=K_{1,2}=\cdots=K_{i,2}=\cdots=K_{N-1,2}$、つまり、$K_{a,2}=K_{b,2}$、（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,N-1（a，bは、0からN-1の整数）、a≠b）であるとよい。

そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、＜条件＃１０９＞＜条件＃１１０＞＜条件＃１１１＞が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により１シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、＜条件＃１０９＞＜条件＃１１０＞＜条件＃１１１＞を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、＜条件＃１０９＞＜条件＃１１０＞＜条件＃１１１＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

＜条件＃１１２＞

K_aとK_bの差は０または１、つまり、$|K_a-K_b|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,N-1（a，bは、0からN-1の整数）、a≠b）

＜条件＃１１３＞

$K_{a,1}$と$K_{b,1}$の差は０または１、つまり、$|K_{a,1}-K_{b,1}|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,N-1（a，bは、0からN-1の整数）、a≠b）

＜条件＃１１４＞

$K_{a,2}$と$K_{b,2}$の差は０または１、つまり、$|K_{a,2}-K_{b,2}|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,N-1（a，bは、0からN-1の整数）、a≠b）

以上のように、符号化後のブロックとプリコーディング行列の関係付けを行うことで、符号化ブロックを伝送するために使用するプリコーディング行列にかたよりがなくなるため、受信装置において、データの受信品質が向上す

るという効果を得ることができる。

[1344] 本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのプリコーディングホッピング方法のためには、N個の異なるプリコーディング行列が必要となる。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、周波数軸方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べる方法もあるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を実施の形態１と同様に、時間軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。このとき、本実施の形態で述べた条件を満たすと、受信装置は良好なデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。

[1345] また、実施の形態１５で説明したように、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式、時空間ブロック符号化方式、１ストリームのみ送信、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードが存在し、送信装置（放送局、基地局）は、これらのモードから、いずれかの送信方法を選択することができるようにしてもよい。このとき、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式、時空間ブロック符号化方式、１ストリームのみ送信、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードにおいて、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

[1346]（実施の形態Ｃ４）

本実施の形態では、非特許文献１２～非特許文献１５に示されているよう

に、ＱＣ（Quasi Cyclic）　ＬＤＰＣ（Low-Density Prity-Check）符号（ただし、QC-LDPC符号でないLDPC（ブロック）符号であってもよい）、ＬＤＰＣ符号とＢＣＨ符号（Bose-Chaudhuri-Hocquenghemcode）の連接符号等のブロック符号、ターボ符号等のブロック符号を用いたときの、特に、実施の形態Ｃ２で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を用いたときについて詳しく説明する。ここでは、一例として、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数（ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。）と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等（例えば、ＣＲＣ（cyclic redundancy check）、伝送パラメータ等）が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[1347]　図９７は、ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図９７は、例えば、図４の送信装置に示したように、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、１つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、ＯＦＤＭのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図９７に示すように、ブロック符号における１つの符号化後のブロックを構成するビット数を６０００ビットであるとする。この６０００ビットを送信するためには、変調方式がＱＰＳＫのとき３０００シンボル、１６ＱＡＭのとき１５００シンボル、６４ＱＡＭのとき１０００シンボルが必要となる。

そして、図４の送信装置では、２つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がＱＰＳＫのとき、前述の３０００シンボルは、ｓ１に１

５００シンボル、ｓ２に１５００シンボル割り当てられることになるため、ｓ１で送信する１５００シンボルとｓ２で送信する１５００シンボルを送信するために１５００スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

同様に考えると、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために７５０スロットが必要となり、変調方式が６４ＱＡＭのとき、１ブロックを構成するすべてのビットを送信するために５００スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、実施の形態Ｃ２において、周期５の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現するための５つのプリコーディング行列ををW[0], W[1], W[2],W[3],W[4]とあらわすものとする。（送信装置の重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。）

変調方式がＱＰＳＫのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた１５００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが３００スロットである必要がある。これは、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

同様に、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた７５０スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが１５０スロット、プリコー

ディング行列W[2]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが１５０スロットである必要がある。

同様に、変調方式が６４ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた５００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが１００スロットである必要がある。

以上のように、実施の形態Ｃ２の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期N=2n+1を実現するためのプリコーディング行列W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]（ただし、W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]は、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[n-1]、F[n]で構成されている。（実施の形態Ｃ２参照））としたとき、１つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列W[0]を使用するスロット数をK_0，プリコーディング行列W[1]を使用するスロット数をK_1、プリコーディング行列W[i]を使用するスロット数をK_i（i=0,1,2,・・・,2n-1,2n（ｉは０以上２ｎ以下の整数））、プリコーディング行列W[2n] を使用するスロット数をK_{2n}としたとき、

＜条件＃１１５＞

$K_0 = K_1 = \cdots = K_i = \cdots = K_{2n}$、つまり、$K_a = K_b$、（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,2n-1,2n（a, bは、0から2nの整数）、a≠b）

であるとよい。

実施の形態Ｃ２の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期N=2n+1を実現するための異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[n-1]、F[n]において、１つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列F[0]を使用するスロット

数をG_0，プリコーディング行列F[1]を使用するスロット数をG_1、プリコーディング行列F[i]を使用するスロット数をG_i（i=0,1,2,・・・,n-1,n）、プリコーディング行列F[n] を使用するスロット数をG_nとしたとき、＜条件＃１１５＞は、以下のようにあらわすことができる。

＜条件＃１１６＞

$2\times G_0=G_1=\cdots=G_i=\cdots=G_n$、つまり、$2\times G_0=G_a$、（for∀a、ただし、a =1,2,・・・,n-1,n（aは1からnの整数））

そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、＜条件＃１１５＞（＜条件＃１１６＞）が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により１シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、＜条件＃１１５＞（＜条件＃１１６＞）を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、＜条件＃１１５＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

＜条件＃１１７＞

K_aとK_bの差は０または１、つまり、$|K_a-K_b|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,2n-1,2n（a, bは、0から2nの整数）、a≠b）

＜条件＃１１７＞を別の表現にすると、以下の条件となる。

＜条件＃１１８＞

G_aとG_bの差は０または１または２、つまり、$|G_a-G_b|$は０または１または２

（for∀a、∀b、ただし、a, b=1,2,・・・,n-1,n（a, bは、1からnの整数）、a≠b）

および

$2\times G_0$とG_aの差は０または１または２、つまり、$|2\times G_0-G_a|$は０ま

たは１または２

（for∀a、ただし、a =1,2,・・・, n-1,n（aは、1からnの整数））

図９８は、ブロック符号を用いたとき、２つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図９８は、図３の送信装置および図１３の送信装置に示したように、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、２つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、ＯＦＤＭのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図９８に示すように、ブロック符号における１つの符号化後のブロックを構成するビット数を６０００ビットであるとする。この６０００ビットを送信するためには、変調方式がＱＰＳＫのとき３０００シンボル、１６ＱＡＭのとき１５００シンボル、６４ＱＡＭのとき１０００シンボルが必要となる。

[1348] そして、図３の送信装置および図１３の送信装置では、２つのストリームを同時に送信することになり、また、２つの符号化器が存在するため、２つのストリームでは、異なる符号ブロックを伝送することになる。したがって、変調方式がＱＰＳＫのとき、ｓ１、ｓ２により、２つの符号化ブロックが同一区間内で送信されることから、例えば、ｓ１により第１の符号化後のブロックが送信され、ｓ２により、第２の符号化ブロックが送信されることになるので、第１、第２の符号化後のブロックを送信するために３０００スロットが必要となる。

同様に考えると、変調方式が１６ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために１５００スロットが必要となり、変調方式が６４ＱＡＭのとき、２ブロックを構成するすべてのビットを送信するために１０００スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定

義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、実施の形態Ｃ２において、周期５の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現するための５つのプリコーディング行列ををW[0]，W[1]，W[2],W[3]，W[4]とあらわすものとする。（送信装置の重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。）

変調方式がＱＰＳＫのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた３０００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが６００スロットである必要がある。これは、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが６００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが６００回であるとよい。

同様に、変調方式が１６ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた１５００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが３００スロ

ット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが３００スロットである必要がある。

また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが３００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが３００回であるとよい。

同様に、変調方式が６４ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた１０００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが２００スロットである必要がある。

また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが２００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロット

が２００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが２００回であるとよい。

以上のように、実施の形態Ｃ２の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期N=2n+1を実現するためのプリコーディング行列W[0]，W[1]，・・・，W[2n-1]，W[2n]（ただし、W[0]，W[1]，・・・，W[2n-1]，W[2n]は、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[n-1]、F[n]で構成されている。（実施の形態Ｃ２参照））としたとき、２つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列W[0]を使用するスロット数をK_0，プリコーディング行列W[1]を使用するスロット数をK_1、プリコーディング行列W[i]を使用するスロット数をK_i（i=0,1,2,・・・,2n-1,2n（ｉは０以上２ｎ以下の整数））、プリコーディング行列W[2n]を使用するスロット数をK_{2n}としたとき、

＜条件＃１１９＞

$K_0=K_1=\cdots=K_i=\cdots=K_{2n}$、つまり、$K_a=K_b$、（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,2n-1,2n（a，bは、0から2nの整数）、a≠b）

であり、第１の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列W[0]を使用する回数を$K_{0,1}$，プリコーディング行列W[1]を使用する回数を$K_{1,1}$、プリコーディング行列W[i]を使用する回数を$K_{i,1}$（i=0,1,2,・・・,2n-1,2n（ｉは０以上２ｎ以下の整数））、プリコーディング行列W[2n]を使用する回数を$K_{2n,1}$としたとき、

＜条件＃１２０＞

$K_{0,1}=K_{1,1}=\cdots=K_{i,1}=\cdots=K_{2n,1}$、つまり、$K_{a,1}=K_{b,1}$、（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,2n-1,2n（a，bは、0から2nの整数）、a≠b）

であり、第２の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列W[0]を使用する回数を$K_{0,2}$，プリコーディング行列W[1]を使用する回数を$K_{1,2}$、プリコーディング行列W[i]を使用する回数をK_i

, 2 （i=0,1,2,・・・,2n-1,2n（ｉは０以上２ｎ以下の整数））、プリコーディング行列W[2n] を使用する回数をK2n, 2としたとき、

＜条件＃１２１＞

K0, 2＝K1, 2＝・・・＝Ki, 2＝・・・＝K2n, 2、つまり、Ka, 2＝Kb, 2、（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,2n-1,2n（a, bは、0から2nの整数）、a≠b)

であるとよい。

実施の形態Ｃ２の規則的にプリコーディング行列を切り替える方式において、周期N=2n+1を実現するための異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[n-1]、F[n]において、２つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列F[0]を使用するスロット数をG0，プリコーディング行列F[1]を使用するスロット数をG1、プリコーディング行列F[i]を使用するスロット数をGi（i=0,1,2,・・・,n-1,n）、プリコーディング行列F[n] を使用するスロット数をGnとしたとき、＜条件＃１１９＞は、以下のようにあらわすことができる。

＜条件＃１２２＞

２×G0＝G1＝・・・＝Gi＝・・・＝Gn、つまり、２×G0＝Ga、（for∀a、ただし、a =1,2,・・・,n-1,n（aは1からnの整数））

であり、第１の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列F[0]を使用する回数をG0, 1，プリコーディング行列F[1]を使用する回数をK1, 1、プリコーディング行列F[i]を使用する回数をGi, 1（i=0,1,2,・・・,n-1,n）、プリコーディング行列F[n] を使用する回数をGn, 1としたとき、

＜条件＃１２３＞

２×G0, 1＝G1, 1＝・・・＝Gi, 1＝・・・＝Gn, 1、つまり、２×G0, 1＝Ga, 1、（for∀a、ただし、a =1,2,・・・, n-1,n（aは1からnの整数））

であり、第２の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列F[0]を使用する回数をG0, 2，プリコーディング行列

F[1]を使用する回数を$G_{1,2}$、プリコーディング行列F[i]を使用する回数を$G_{i,2}$（i=0,1,2,・・・,n-1,n）、プリコーディング行列F[n]を使用する回数を$G_{n,2}$としたとき、

＜条件＃１２４＞

$2\times G_{0,2}=G_{1,2}=\cdots=G_{i,2}=\cdots=G_{n,2}$、つまり、$2\times G_{0,2}=G_{a,2}$、（for∀a、ただし、a =1,2,・・・, n-1,n（aは1からnの整数））

であるとよい。

そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、＜条件＃１１９＞＜条件＃１２０＞＜条件＃１２１＞（＜条件＃１２２＞＜条件＃１２３＞＜条件＃１２４＞）が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により１シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、＜条件＃１１９＞＜条件＃１２０＞＜条件＃１２１＞（＜条件＃１２２＞＜条件＃１２３＞＜条件＃１２４＞）を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、＜条件＃１１９＞＜条件＃１２０＞＜条件＃１２１＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

＜条件＃１２５＞

K_aとK_bの差は０または１、つまり、$|K_a-K_b|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,2n-1,2n（a, bは、0から2nの整数）、a≠b）

＜条件＃１２６＞

$K_{a,1}$と$K_{b,1}$の差は０または１、つまり、$|K_{a,1}-K_{b,1}|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,2n-1,2n（a, bは、0から2nの整数）、a≠b）

＜条件＃１２７＞

$K_{a,2}$と$K_{b,2}$の差は０または１、つまり、$|K_{a,2}-K_{b,2}|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,2n-1,2n（a，bは、0から2nの整数）、a≠b）

＜条件＃１２５＞＜条件＃１２６＞＜条件＃１２７＞を別の表現にすると、以下の条件となる。

＜条件＃１２８＞

G_aとG_bの差は０または１または２、つまり、｜G_a－G_b｜は０または１または２

（for∀a、∀b、ただし、a，b=1,2,・・・,n-1,n（a，bは、1からnの整数）、a≠b）

および

２×G_0とG_aの差は０または１または２、つまり、｜２×G_0－G_a｜は０または１または２

（for∀a、ただし、a =1,2,・・・，n-1,n（aは、1からnの整数））

＜条件＃１２９＞

$G_{a,1}$と$G_{b,1}$の差は０または１または２、つまり、｜$G_{a,1}$－$G_{b,1}$｜は０または１または２

（for∀a、∀b、ただし、a，b=1,2,・・・,n-1,n（a，bは、1からnの整数）、a≠b）

および

２×$G_{0,1}$と$G_{a,1}$の差は０または１または２、つまり、｜２×$G_{0,1}$－$G_{a,1}$｜は０または１または２

（for∀a、ただし、a =1,2,・・・，n-1,n（aは、1からnの整数））

＜条件＃１３０＞

$G_{a,2}$と$G_{b,2}$の差は０または１または２、つまり、｜$G_{a,2}$－$G_{b,2}$｜は０または１または２

（for∀a、∀b、ただし、a，b=1,2,・・・,n-1,n（a，bは、1からnの整数）、a≠b）

および

２×$G_{0,2}$と$G_{a,2}$の差は０または１または２、つまり、｜２×$G_{0,2}$－$G_{a,2}$｜は０または１または２

（for∀a、ただし、a =1,2,・・・, n-1,n（aは、1からnの整数））

以上のように、符号化後のブロックとプリコーディング行列の関係付けを行うことで、符号化ブロックを伝送するために使用するプリコーディング行列にかたよりがなくなるため、受信装置において、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

[1349] 本実施の形態では、実施の形態Ｃ２で述べた周期N=2n+1のプリコーディングホッピング方法（周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）のためのプリコーディング行列W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]（ただし、W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]は、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[n-1]、F[n]で構成されている。）を、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸（または、周波数軸）方向にW[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、プリコーディング行列W[0], W[1],・・・,W[2n-1], W[2n]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期N=2n+1のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにW[0],W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]をを用いる必要はない。このとき、本実施の形態で述べた条件を満たすと、受信装置は良好なデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。

[1350] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期N=2n+1はより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるn+1個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

また、実施の形態１５で説明したように、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式、時空間ブロック符号化方式、１ストリームのみ送信、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードが存在し、送信装置（放送局、基地局）は、これらのモードから、いずれかの送信方法を選択することができるようにしてもよい。このとき、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式、時空間ブロック符号化方式、１ストリームのみ送信、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードにおいて、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

（実施の形態Ｃ５）

本実施の形態では、非特許文献１２～非特許文献１５に示されているように、ＱＣ（Quasi Cyclic）　ＬＤＰＣ（Low-Density Prity-Check）符号（ただし、QC-LDPC符号でないLDPC（ブロック）符号であってもよい）、ＬＤＰＣ符号とＢＣＨ符号（Bose-Chaudhuri-Hocquenghemcode）の連接符号等のブロック符号、ターボ符号等のブロック符号を用いたときの、実施の形態Ｃ３、実施の形態Ｃ４を一般化させた場合について説明する。ここでは、一例として、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数（ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。）と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等（例えば、ＣＲＣ（cyclic redundancy check）、伝送パラメータ等）が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[1351] 図９７は、ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図９７は、例えば、図４の送信装置に示したように、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信し、か

つ、送信装置が、１つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、ＯＦＤＭのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図９７に示すように、ブロック符号における１つの符号化後のブロックを構成するビット数を６０００ビットであるとする。この６０００ビットを送信するためには、変調方式がＱＰＳＫのとき３０００シンボル、１６ＱＡＭのとき１５００シンボル、６４ＱＡＭのとき１０００シンボルが必要となる。

そして、図４の送信装置では、２つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がＱＰＳＫのとき、前述の３０００シンボルは、ｓ１に１５００シンボル、ｓ２に１５００シンボル割り当てられることになるため、ｓ１で送信する１５００シンボルとｓ２で送信する１５００シンボルを送信するために１５００スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

同様に考えると、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために７５０スロットが必要となり、変調方式が６４ＱＡＭのとき、１ブロックを構成するすべてのビットを送信するために５００スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、周期５の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のためのプリコーディング行列をW[0],W[1],W[2],W[3], W[4]とする。ただし、W[0], W[1], W[2],W[3],W[4]には、少なくとも２つ以上の異なるプリコーディング行列が含まれていればよい（W[0], W[1],W[2],W[3], W[4]に同一のプリコーディング行列が含まれていてもよい。）。図４の送信装置の重み付け合成部では、W[0], W[1], W[2],W[3], W[4]を用いるものとする。（重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列

から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。）

変調方式がＱＰＳＫのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた１５００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが３００スロットである必要がある。これは、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

同様に、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた７５０スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するス

ロットが１５０スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが１５０スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが１５０スロットである必要がある。

同様に、変調方式が６４ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００ビットを送信するための上記で述べた５００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが１００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが１００スロットである必要がある。

以上のように、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方式におけるプリコーディング行列をW[0], W[1], W[2],・・・,W[N-2] , W[N-1]とあらわすものとする。ただし、W[0], W[1], W[2],・・・, W[N-2] , W[N-1]は

少なくとも２つ以上の異なるプリコーディング行列で構成されているものとする。（W[0], W[1], W[2],・・・, W[N-2] , W[N-1]に同一のプリコーディング行列が含まれていてもよい。）１つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列W[0]を使用するスロット数をK_0，プリコーディング行列W[1]を使用するスロット数をK_1、プリコーディング行列W[i]を使用するスロット数をK_i（i=0,1,2,・・・,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））、プリコーディング行列W[N-1] を使用するスロット数をK_{N-1}としたとき、

＜条件＃１３１＞

$K_0=K_1=\cdots=K_i=\cdots=K_{N-1}$、つまり、$K_a=K_b$、（for∀a、∀b、ただし

、a, b=0,1,2,・・・,N-1（a, bは、0からN-1の整数）、a≠b）

であるとよい。

そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、＜条件＃９４＞が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により１シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、＜条件＃１３１＞を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、＜条件＃１３１＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

＜条件＃１３２＞

K_aとK_bの差は０または１、つまり、$|K_a-K_b|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,N-1（a, bは、0からN-1の整数）、a≠b）

図９８は、ブロック符号を用いたとき、２つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図９８は、図３の送信装置および図１３の送信装置に示したように、ｓ１、ｓ２の２つのストリー

ムを送信し、かつ、送信装置が、２つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、ＯＦＤＭのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図９８に示すように、ブロック符号における１つの符号化後のブロックを構成するビット数を６０００ビットであるとする。この６０００ビットを送信するためには、変調方式がＱＰＳＫのとき３０００シンボル、１６ＱＡＭのとき１５００シンボル、６４ＱＡＭのとき１０００シンボルが必要となる。

そして、図３の送信装置および図１３の送信装置では、２つのストリームを同時に送信することになり、また、２つの符号化器が存在するため、２つのストリームでは、異なる符号ブロックを伝送することになる。したがって、変調方式がＱＰＳＫのとき、ｓ１、ｓ２により、２つの符号化ブロックが同一区間内で送信されることから、例えば、ｓ１により第１の符号化後のブロックが送信され、ｓ２により、第２の符号化ブロックが送信されることになるので、第１、第２の符号化後のブロックを送信するために３０００スロットが必要となる。

同様に考えると、変調方式が１６ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するすべてのビットを送信するために１５００スロットが必要となり、変調方式が６４ＱＡＭのとき、２２ブロックを構成するすべてのビットを送信するために１０００スロットが必要となる。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、上述で定義したスロットとプリコーディング行列の関係について説明する。

ここでは、周期５の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のためのプリコーディング行列をW[0],W[1],W[2],W[3],W[4]とする。ただし、W[0], W[1], W[2],W[3],W[4]には、少なくとも２つ以上の異なるプリコーディング行列が含まれていればよい（W[0], W[1],W[2],W

[3], W[4]に同一のプリコーディング行列が含まれていてもよい。）。図３の送信装置および図１３の送信装置の送信装置の重み付け合成部のために、W[0], W[1],W[2],W[3], W[4]を用いるものとする。（重み付け合成部は、各スロットで、複数のプリコーディング行列から一つのプリコーディング行列を選択し、プリコーディングを行う。）

変調方式がＱＰＳＫのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた３０００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが６００スロットである必要がある。これは、使用するプリコーディング行列にかたよりがあると、多くの数を使用したプリコーディング行列の影響が大きいデータの受信品質となるからである。

また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが６００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが６００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが６００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが６００回であるとよい。

同様に、変調方式が１６ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた１５００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが３００スロット、プ

リコーディング行列W[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが３００スロットである必要がある。
また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが３００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが３００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが３００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが３００回であるとよい。

同様に、変調方式が６４ＱＡＭのとき、２つの符号化後のブロックを構成するビット数６０００×２ビットを送信するための上記で述べた１０００スロットにおいて、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが２００スロットである必要がある。

また、第１の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが２００スロット、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが２００回である必要があり、また、第２の符号化ブロックを送信するために、プリコーディング行列W[0]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[1]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[2]を使用するスロットが２００スロッ

ト、プリコーディング行列W[3]を使用するスロットが２００回、プリコーディング行列W[4]を使用するスロットが２００回であるとよい。

以上のように、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方式におけるプリコーディング行列をW[0], W[1], W[2],・・・,W[N-2] , W[N-1]とあらわすものとする。

ただし、W[0], W[1], W[2],・・・,W[N-2]

, W[N-1]は少なくとも２つ以上の異なるプリコーディング行列で構成されているものとする。（W[0],W[1],

W[2],・・・, W[N-2] , W[N-1]に同一のプリコーディング行列が含まれていてもよい。）２つの符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列W[0]を使用するスロット数をK_0，プリコーディング行列W[1]を使用するスロット数をK_1、プリコーディング行列W[i]を使用するスロット数をK_i（i=0,1,2,・・・,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））、プリコーディング行列W[N-1] を使用するスロット数をK_{N-1}としたとき、

＜条件＃１３３＞

$K_0=K_1=\cdots=K_i=\cdots=K_{N-1}$、つまり、$K_a=K_b$、（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,N-1（a, bは、0からN-1の整数）、a≠b）

であり、第１の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列W[0]を使用する回数を$K_{0,1}$，プリコーディング行列W[1]を使用する回数を$K_{1,1}$、プリコーディング行列W[i]を使用する回数を$K_{i,1}$（i=0,1,2,・・・,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））、 プリコーディング行列W[N-1] を使用する回数を$K_{N-1,1}$としたとき、

＜条件＃１３４＞

$K_{0,1}=K_{1,1}=\cdots=K_{i,1}=\cdots=K_{N-1,1}$、つまり、$K_{a,1}=K_{b,1}$、（for∀a、∀b、ただし、a, b=0,1,2,・・・,N-1（a, bは、0からN-1の整数）、a≠b）であり、第２の符号化後のブロックを構成するビットをすべて送信する際に、プリコーディング行列W[0]を使用する回数を$K_{0,2}$，プリコーディング行列W[1]を使用する回数を$K_{1,2}$、プリコーディング行列W[i]を使用する

回数を$K_{i,2}$（i=0,1,2,・・・,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））、 プリコーディング行列W[N-1]を使用する回数を$K_{N-1,2}$としたとき、

＜条件＃１３５＞

$K_{0,2}=K_{1,2}=\cdots=K_{i,2}=\cdots=K_{N-1,2}$、つまり、$K_{a,2}=K_{b,2}$、（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,N-1（a，bは、0からN-1の整数）、a≠b）であるとよい。

そして、通信システムが、複数の変調方式をサポートしており、サポートしている変調方式から選択して使用する場合、サポートしている変調方式において、＜条件＃１３３＞＜条件＃１３４＞＜条件＃１３５＞が成立するとよいことになる。

しかし、複数の変調方式をサポートしている場合、各変調方式により１シンボルで送信することができるビット数が異なるのが一般的であり（場合によっては、同一となることもあり得る。）、場合によっては、＜条件＃１３３＞＜条件＃１３４＞＜条件＃１３５＞を満たすことができない変調方式が存在することもある。この場合、＜条件＃１３３＞＜条件＃１３４＞＜条件＃１３５＞にかわり、以下の条件を満たすとよい。

＜条件＃１３６＞

K_aとK_bの差は０または１、つまり、$|K_a-K_b|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,N-1（a，bは、0からN-1の整数）、a≠b）

＜条件＃１３７＞

$K_{a,1}$と$K_{b,1}$の差は０または１、つまり、$|K_{a,1}-K_{b,1}|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,N-1（a，bは、0からN-1の整数）、a≠b）

＜条件＃１３８＞

$K_{a,2}$と$K_{b,2}$の差は０または１、つまり、$|K_{a,2}-K_{b,2}|$は０または１

（for∀a、∀b、ただし、a，b=0,1,2,・・・,N-1（a，bは、0からN-1の整数）、a≠b）

以上のように、符号化後のブロックとプリコーディング行列の関係付けを行うことで、符号化ブロックを伝送するために使用するプリコーディング行列にかたよりがなくなるため、受信装置において、データの受信品質が向上するという効果を得ることができる。

[1352] 本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのプリコーディングホッピング方法のためには、N個のプリコーディング行列W[0]、W[1]、W[2]、・・・、W[N-2]、W[N-1]を用意することになるが、周波数軸方向にW[0]、W[1]、W[2]、・・・、W[N-2]、W[N-1]の順に並べる方法もあるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個のプリコーディング行列W[0]、W[1]、W[2]、・・・、W[N-2]、W[N-1]を実施の形態１と同様に、時間軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個のプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個のプリコーディング行列を用いる必要はない。このとき、本実施の形態で述べた条件を満たすと、受信装置は良好なデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。

[1353] また、実施の形態１５で説明したように、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式、時空間ブロック符号化方式、１ストリームのみ送信、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードが存在し、送信装置（放送局、基地局）は、これらのモードから、いずれかの送信方法を選択することができるようにしてもよい。このとき、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式、プリコーディング行列が固定のＭＩＭＯ伝送方式、時空間ブロック符号化方式、１ストリームのみ送信、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法のモードにおいて、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を選択した（サブ）キャリア群では、本実施の形態を実施するとよい。

（その他補足）

本明細書において、送信装置を具備しているのは、例えば、放送局、基地局、アクセスポイント、端末、携帯電話（ｍｏｂｉｌｅ　ｐｈｏｎｅ）等の通信・放送機器であることが考えられ、このとき、受信装置を具備しているのは、テレビ、ラジオ、端末、パーソナルコンピュータ、携帯電話、アクセスポイント、基地局等の通信機器であることが考えられる。また、本発明における送信装置、受信装置は、通信機能を有している機器であって、その機器が、テレビ、ラジオ、パーソナルコンピュータ、携帯電話等のアプリケーションを実行するための装置に何らかのインターフェース（例えば、ＵＳＢ）を介して接続できるような形態であることも考えられる。

[1354] また、本実施の形態では、データシンボル以外のシンボル、例えば、パイロットシンボル（プリアンブル、ユニークワード、ポストアンブル、リファレンスシンボル等）、制御情報用のシンボルなどが、フレームにどのように配置されていてもよい。そして、ここでは、パイロットシンボル、制御情報用のシンボルと名付けているが、どのような名付け方を行ってもよく、機能自身が重要となっている。

[1355] パイロットシンボルは、例えば、送受信機において、ＰＳＫ変調を用いて変調した既知のシンボル（または、受信機が同期をとることによって、受信機は、送信機が送信したシンボルを知ることができてもよい。）であればよく、受信機は、このシンボルを用いて、周波数同期、時間同期、（各変調信号の）チャネル推定（ＣＳＩ（Ｃｈａｎｎｅｌ　Ｓｔａｔｅ　Ｉｎｆｏｒｍａｔｉｏｎ）の推定）、信号の検出等を行うことになる。

[1356] また、制御情報用のシンボルは、（アプリケーション等の）データ以外の通信を実現するための、通信相手に伝送する必要がある情報（例えば、通信に用いている変調方式・誤り訂正符号化方式・誤り訂正符号化方式の符号化率、上位レイヤーでの設定情報等）を伝送するためのシンボルである。

なお、本発明は上記実施の形態１～５に限定されず、種々変更して実施することが可能である。例えば、上記実施の形態では、通信装置として行う場

合について説明しているが、これに限られるものではなく、この通信方法をソフトウェアとして行うことも可能である。

[1357] また、上記では、２つの変調信号を２つのアンテナから送信する方法におけるプリコーディング切り替え方法について説明したが、これに限ったものではなく、４つのマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、４つの変調信号を生成し、４つのアンテナから送信する方法、つまり、Ｎ個のマッピング後の信号に対し、プリコーディングを行い、Ｎ個の変調信号を生成し、Ｎ個のアンテナから送信する方法においても同様にプリコーディングウェイト（行列）を変更する、プリコーディング切り替え方法としても同様に実施することができる。

本明細書では、「プリコーディング」「プリコーディングウェイト」「プリコーディング行列」等の用語を用いているが、呼び方自身は、どのようなものでもよく（例えば、コードブック（codebook）と呼んでもよい。）、本発明では、その信号処理自身が重要となる。

また、本明細書において、受信装置で、ML演算、APP、Max-logAPP、ZF、MMSE等を用いて説明しているが、この結果、送信装置が送信したデータの各ビットの軟判定結果（対数尤度、対数尤度比）や硬判定結果（「０」または「１」）を得ることになるが、これらを総称して、検波、復調、検出、推定、分離と呼んでもよい。

２ストリームのベースバンド信号ｓ１（ｉ）、ｓ２（ｉ）（ある変調方式のマッピング後のベースバンド信号）（ただし、ｉは、（時間、または、周波数（キャリア）の）順番をあらわす）に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディングを行い生成された、プリコーディング後のベースバンド信号ｚ１（ｉ）、ｚ２（ｉ）において、プリコーディング後のベースバンド信号ｚ１（ｉ）の同相Ｉ成分をI_1（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）とし、プリコーディング後のベースバンド信号ｚ２（ｉ）の同相Ｉ成分をI_2（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）とする。このとき、ベースバンド成分の入れ替えを行い、

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）

とし、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）に相当する変調信号を送信アンテナ１、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）に相当する変調信号を送信アンテナ２から、同一時刻に同一周波数を用いて送信する、というように、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）に相当する変調信号と入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）を異なるアンテナから、同一時刻に同一周波数を用いて送信するとしてもよい。また、

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ）、直交成分をI_2（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ）、直交成分をI_1（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ）、直交成分をI_2（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ）、直交成分をI_1（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ）、直交成分をI_2（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ）、直交成分をI_1（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ）、直交成

分をI_1（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ）、直交成分をI_2（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ）、直交成分をI_2（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ）、直交成分をI_1（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ）、直交成分をI_2（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ）、直交成分をI_1（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ）、直交成分をI_2（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ）、直交成分をI_1（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ）、直交成分をI_1（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ）、直交成分をI_2（ｉ）

としてもよい。また、上述では、２ストリームの信号に対しプリコーディングを行い、プリコーディング後の信号の同相成分と直交成分の入れ替えにつ

いて説明したが、これに限ったものではなく、２ストリームより多い信号に対しプリコーディングを行い、プリコーディング後の信号の同相成分と直交成分の入れ替えを行うことも可能である。

また、上記の例では、同一時刻（同一周波数（（サブ）キャリア））のベースバンド信号の入れ替えを説明しているが、同一時刻のベースバンド信号の入れ替えでなくてもよい。例として、以下のように記述することができる

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をQ_1（ｉ＋ｖ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をI_2（ｉ＋ｗ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をQ_2（ｉ＋ｗ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をI_1（ｉ＋ｖ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をQ_2（ｉ＋ｗ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をI_2（ｉ＋ｗ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をQ_1（ｉ＋ｖ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をI_1（ｉ＋ｖ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をQ_1（ｉ＋ｖ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をI_2（ｉ＋ｗ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をI_1（ｉ＋ｖ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をQ_1（ｉ＋ｖ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、直

交成分をI_1（ｉ＋ｖ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をI_2（ｉ＋ｗ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をI_2（ｉ＋ｗ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をQ_2（ｉ＋ｗ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をI_1（ｉ＋ｖ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をQ_2（ｉ＋ｗ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をI_2（ｉ＋ｗ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をQ_1（ｉ＋ｖ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をI_1（ｉ＋ｖ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をQ_1（ｉ＋ｖ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をQ_1（ｉ＋ｖ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をI_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ＋ｖ）、
直交成分をI_2（ｉ＋ｗ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をI_1（ｉ＋ｖ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をQ_1（ｉ＋ｖ）

・入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分をQ_2（ｉ＋ｗ）、直交成分をI_1（ｉ＋ｖ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をQ_1（ｉ＋ｖ）、直交成分をI_2（ｉ＋ｗ）

図９６は、上記の記載を説明するための図である。図９６に示すように、プ

リコーディング後のベースバンド信号ｚ１（ｉ）、ｚ２（ｉ）において、プリコーディング後のベースバンド信号ｚ１（ｉ）の同相Ｉ成分をI_1（ｉ）、直交成分をQ_1（ｉ）とし、プリコーディング後のベースバンド信号ｚ２（ｉ）の同相Ｉ成分をI_2（ｉ）、直交成分をQ_2（ｉ）とする。そして、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分をI_{r1}（ｉ）、直交成分をQ_{r1}（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号r_2（ｉ）の同相成分をI_{r2}（ｉ）、直交成分をQ_{r2}（ｉ）とすると、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）の同相成分I_{r1}（ｉ）、直交成分Q_{r1}（ｉ）、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）の同相成分I_{r2}（ｉ）、直交成分をQ_{r2}（ｉ）は上述で説明したいずれかであらわされるものとする。なお、この例では、同一時刻（同一周波数（（サブ）キャリア））のプリコーディング後のベースバンド信号の入れ替えについて説明したが、上述のように、異なる時刻（異なる周波数（（サブ）キャリア））のプリコーディング後のベースバンド信号の入れ替えであってもよい。

そして、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）に相当する変調信号を送信アンテナ１、入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）に相当する変調信号を送信アンテナ２から、同一時刻に同一周波数を用いて送信する、というように、入れ替え後のベースバンド信号ｒ１（ｉ）に相当する変調信号と入れ替え後のベースバンド信号ｒ２（ｉ）を異なるアンテナから、同一時刻に同一周波数を用いて送信することになる。

送信装置の送信アンテナ、受信装置の受信アンテナ、共に、図面で記載されている１つのアンテナは、複数のアンテナにより構成されていても良い。

本明細書において、「∀」は全称記号（universal quantifier）をあらわしており、「∃」は存在記号（existential quantifier）をあらわしている。

[1358] また、本明細書において、複素平面における、例えば、偏角のような、位相の単位は、「ラジアン（radian）」としている。

複素平面を利用すると、複素数の極座標による表示として極形式で表示で

きる。複素数z = a + jb （a、bはともに実数であり、jは虚数単位である）に、複素平面上の点（a，b）を対応させたとき、この点が極座標で[r, θ]とあらわされるなら、

a＝r×cosθ、

b＝r×sinθ

[1359] [数592]

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

[1360] が成り立ち、rはzの絶対値（r = |z|）であり、θが偏角（argument)となる。そして、z = a + jbは、$re^{j\theta}$とあらわされる。

本発明の説明において、ベースバンド信号、s1、s2、z1、z2は複素信号となるが、複素信号とは、同相信号をI、直交信号をQとしたとき、複素信号はI + jQ（jは虚数単位）とあらわされることになる。このとき、Iがゼロとなってもよいし、Qがゼロとなってもよい。

本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替える方法を用いた放送システムの一例を図５９に示す。図５９において、映像符号化部５９０１は、映像を入力とし、映像符号化を行い、映像符号化後のデータ５９０２を出力する。音声符号化部５９０３は、音声を入力とし、音声符号化を行い、音声符号化後のデータ５９０４を出力する。データ符号化部５９０５は、データを入力とし、データの符号化（例えば、データ圧縮）を行い、データ符号化後のデータ５９０６を出力する。これらをまとめて、情報源符号化部５９００とする。

[1361] 送信部５９０７は、映像符号化後のデータ５９０２、音声符号化後のデータ５９０４、データ符号化後のデータ５９０６を入力とし、これらのデータのいずれか、または、これらのデータ全てを送信データとし、誤り訂正符号化、変調、プリコーディング等の処理（例えば、図３の送信装置における信号処理）を施し、送信信号５９０８＿１から５９０８＿Ｎを出力する。そし

て、送信信号５９０８＿１から５９０８＿Ｎはそれぞれアンテナ５９０９＿１から５９０９＿Ｎにより、電波として送信される。

[1362] 受信部５９１２は、アンテナ５９１０＿１から５９１０＿Ｍで受信した受信信号５９１１＿１から５９１１＿Ｍを入力とし、周波数変換、プリコーディングのデコード、対数尤度比算出、誤り訂正復号等の処理（例えば、図７の受信装置における処理）を施し、受信データ５９１３、５９１５、５９１７を出力する。情報源復号部５９１９は、受信データ５９１３、５９１５、５９１７を入力とし、映像復号化部５９１４は、受信データ５９１３を入力とし、映像用の復号を行い、映像信号を出力し、映像は、テレビ、ディスプレーに表示される。また、音声復号化部５９１６は、受信データ５９１５を入力とし。音声用の復号を行い、音声信号を出力し、音声は、スピーカーから流れる。また、データ復号化部５９１８は、受信データ５９１７を入力とし、データ用の復号を行い、データの情報を出力する。

また、本発明の説明を行っている実施の形態において、以前にも説明したようにＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式において、送信装置が保有している符号化器の数は、いくつであってもよい。したがって、例えば、図４のように、送信装置が、符号化器を１つ具備し、出力を分配する方法を、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式にも適用することも当然可能である。このとき、図４の無線部３１０Ａ、３１０Ｂを図１３のＯＦＤＭ方式関連処理部１３０１Ａ、１３０１Ｂに置き換えればよいことになる。このとき、ＯＦＤＭ方式関連処理部の説明は、実施の形態１のとおりである。

また、実施の形態Ａ１から実施の形態Ａ５、および、実施の形態１で述べたシンボルの配置方法では、本明細書で述べた「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」とは異なる複数のプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、同様に実施することができる。また、他の実施の形態についても同様である。なお、以下では、異なる複数のプリコーディング行列について補足説明する

。

規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のためにN個の用意するプリコーディングをF[0], F[1], F[2],・・・F[N-3],F[N-2],F[N-1]であらわすものとする。このとき、上記で述べた「異なる複数のプリコーディング行列」とは、以下の２つの条件（条件＊１および条件＊２）を満たすものであるものとする。

[1363] [数593]

条件＊１

$$F[x] \neq F[y] \quad \text{for } \forall x, \forall y \, (x, y = 0,1,2,\cdots,N-3,N-2,N-1;\ x \neq y)$$

[1364] 「（xは0からN-1の整数、yは0からN-1の整数であり、x≠yとする）そして、前述を満たす、すべてのx、すべてのyに対して、F[x]≠F[y]が成立するものとする」ということになる。

[1365] [数594]

条件＊２

$$F[x] = k \times F[y]$$

[1366] xは0からN-1の整数、yは0からN-1の整数であり、x≠yとしたときのすべてのx、すべてのyに対して、上式を満たす実数または複素数のｋが存在しない。

なお、２×２の行列を例に補足を行う。２ｘ２の行列Ｒ、Ｓを以下のようにあらわすものとする。

[1367] [数595]

$$R = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$$

[1368] [数596]

$$S = \begin{pmatrix} e & f \\ g & h \end{pmatrix}$$

[1369] ａ＝Ａｅ$^{j\delta 11}$、ｂ＝Ｂｅ$^{j\delta 12}$、ｃ＝Ｃｅ$^{j\delta 21}$、ｄ＝Ｄｅ$^{j\delta 22}$、および、ｅ＝Ｅｅ$^{j\gamma 11}$、ｆ＝Ｆｅ$^{j\gamma 12}$、ｇ＝Ｇｅ$^{j\gamma 21}$、ｈ＝Ｈｅ$^{j\gamma 22}$であらわされるものとする。ただし、Ａ、Ｂ、Ｃ、Ｄ、Ｅ、Ｆ、Ｇ、Ｈは０以上の実数とし、δ_{11}、δ_{12}、δ_{21}、δ_{22}、γ_{11}、γ_{12}、γ_{21}、γ_{22}の単位はラジアンであらわされるものとする。このとき、Ｒ≠Ｓであるとは、（１）ａ≠ｅ、（２）ｂ≠ｆ、（３）ｃ≠ｇ、（４）ｄ≠ｈとしたとき、（１）（２）（３）（４）のうち少なくとも一つが成立することになる。

[1370] また、プリコーディング行列として、行列Ｒにおいて、ａ、ｂ、ｃ、ｄのいずれか一つが「ゼロ」である行列を用いてもよい。つまり、（１）ａがゼロであり、ｂ、ｃ、ｄはゼロでない、（２）ｂがゼロであり、ａ、ｃ、ｄはゼロでない、（３）ｃがゼロであり、ａ、ｂ、ｄはゼロでない、（４）ｄがゼロであり、ａ、ｂ、ｃはゼロでない、であってもよいことになる。

そして、本発明の説明で示した示したシステム例では、２つの変調信号を２つのアンテナから送信し、それぞれを２つのアンテナで受信するＭＩＭＯ方式の通信システムを開示したが、本発明は、当然にＭＩＳＯ（Multiple Input Single Output）方式の通信システムにも適用できる。ＭＩＳＯ方式の場合、送信装置において、複数のプリコーディング行列を規則的に切り替えるプリコーディング方法を適用している点は、これまでの説明のとおりである。一方で、受信装置は、図７に示す構成のうち、アンテナ７０１＿Ｙ、無線部７０３＿Ｙ、変調信号ｚ１のチャネル変動推定部７０７＿１、変調信号ｚ２のチャネル変動推定部７０７＿２がない構成となるが、この場合であっても、本明細書の中で示した処理を実行することで、送信装置が送信したデータを推定することができる。なお、同一周波数帯、同一時間において、送信された複数の信号を１つのアンテナで受信して復号できることは周知のこと（１アンテナ受信において、ML演算等（Max-log APP等）の処理を施せばよい。）であり、本発明では、図７の信号処理部７１１において、送信側で用いた規則的に切り替えるプリコーディング方法を考慮した復調（検波）を行えばよいことになる。

なお、例えば、上記通信方法を実行するプログラムを予めＲＯＭ（Ｒｅａｄ　Ｏｎｌｙ　Ｍｅｍｏｒｙ）に格納しておき、そのプログラムをＣＰＵ（Ｃｅｎｔｒａｌ　Ｐｒｏｃｅｓｓｏｒ　Ｕｎｉｔ）によって動作させるようにしても良い。

[1371] また、上記通信方法を実行するプログラムをコンピュータで読み取り可能な記憶媒体に格納し、記憶媒体に格納されたプログラムをコンピュータのＲＡＭ（Ｒａｎｄｏｍ　Ａｃｃｅｓｓ　Ｍｅｍｏｒｙ）に記録して、コンピュータをそのプログラムにしたがって動作させるようにしても良い。

そして、上記の各実施の形態などの各構成は、典型的には集積回路であるＬＳＩ（Ｌａｒｇｅ　Ｓｃａｌｅ　Ｉｎｔｅｇｒａｔｉｏｎ）として実現されてもよい。これらは、個別に１チップ化されてもよいし、各実施の形態の全ての構成または一部の構成を含むように１チップ化されてもよい。 ここでは、ＬＳＩとしたが、集積度の違いにより、ＩＣ（Ｉｎｔｅｇｒａｔｅｄ Ｃｉｒｃｕｉｔ）、システムＬＳＩ、スーパーＬＳＩ、ウルトラＬＳＩと呼称されることもある。また、集積回路化の手法はＬＳＩに限られるものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現しても良い。ＬＳＩ製造後に、プログラムすることが可能なＦＰＧＡ（Ｆｉｅｌｄ　Ｐｒｏｇｒａｍｍａｂｌｅ　Ｇａｔｅ　Ａｒｒａｙ）や、ＬＳＩ内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なリコンフィギュラブル・プロセッサを利用しても良い。

[1372] さらに、半導体技術の進歩又は派生する別技術によりＬＳＩに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行っても良い。バイオ技術の適応等が可能性としてあり得る。

実施の形態Ａ１から実施の形態Ａ５、および、実施の形態１で述べたシンボルの配置方法では、本明細書で述べた「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」とは異なる複数のプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、同様に実施することができる。なお、「異なる複数のプリコーディング行列」とは上述の説明のとおりである。

[1373] 上述で、「実施の形態Ａ１から実施の形態Ａ５、および、実施の形態１で述べたシンボルの配置方法では、本明細書で述べた「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」とは異なる複数のプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、同様に実施することができる。」と記載したが、「異なる複数のプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」として、上述のN個の異なるプリコーディング行列を用意し、このN個の異なるプリコーディング行列を用いて、周期H（HはNより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法としてもよい。（一例として、実施の形態Ｃ２のような方法がある。）

また、実施の形態１で述べたシンボルの配置方法では、実施の形態Ｃ１から実施の形態Ｃ５で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いても同様に実施することができる。同様に、実施の形態Ａ１から実施の形態Ａ５規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、実施の形態Ｃ１から実施の形態Ｃ５で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いても同様に実施することができる。

（実施の形態Ｄ１）

非特許文献１２～非特許文献１５に示されているように、ＱＣ（Quasi Cyclic） ＬＤＰＣ（Low-Density Prity-Check）符号（ＱＣ－ＬＤＰＣ符号でない、ＬＤＰＣ符号であってもよい）、ＬＤＰＣ符号とＢＣＨ符号（Bose-Chaudhuri-Hocquenghem code）の連接符号、テイルバイティングを用いたターボ符号またはDuo-Binary Turbo Code等のブロック符号を用いたときの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法について詳しく説明する。なお、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法は、複素数で表現されたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法、下記で説明している実数で表現されたプリコーディング行列を規則的に切り替える方法のいずれの場合であっても本実施の形態を実施することはできる。

[1374] ここでは、一例として、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信する場合を例に説明する。ただし、ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等が必要でないとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数（ただし、この中に、以下で記載するような制御情報等が含まれていてもよい。）と一致する。ブロック符号を用いて符号化を行った際、制御情報等（例えば、ＣＲＣ（cyclic redundancy check）、伝送パラメータ等）が必要であるとき、符号化後のブロックを構成するビット数は、ブロック符号を構成するビット数と制御情報等のビット数の和であることもある。

[1375] 図９７は、ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図である。図９７は、例えば、図４の送信装置に示したように、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、１つの符号化器を有している場合の「ブロック符号を用いたとき、１つの符号化後のブロックに必要なシンボル数、スロット数の変化を示した図」である。（このとき、伝送方式としては、シングルキャリア伝送、ＯＦＤＭのようなマルチキャリア伝送、いずれを用いてもよい。）

図９７に示すように、ブロック符号における１つの符号化後のブロックを構成するビット数を６０００ビットであるとする。この６０００ビットを送信するためには、変調方式がＱＰＳＫのとき３０００シンボル、１６ＱＡＭのとき１５００シンボル、６４ＱＡＭのとき１０００シンボルが必要となる。

[1376] そして、図４の送信装置では、２つのストリームを同時に送信することになるため、変調方式がＱＰＳＫのとき、前述の３０００シンボルは、ｓ１に１５００シンボル、ｓ２に１５００シンボル割り当てられることになるため、ｓ１で送信する１５００シンボルとｓ２で送信する１５００シンボルを送信するために１５００スロット（ここでは「スロット」と名付ける。）が必要となる。

[1377] 同様に考えると、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１つの符号化後のブロッ

クを構成するすべてのビットを送信するために７５０スロットが必要となり、変調方式が６４ＱＡＭのとき、１ブロックを構成するすべてのビットを送信するために５００スロットが必要となる。

本実施の形態では、図４の送信装置の場合、図４の送信装置に対しＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア方式に対応した場合において、本明細書の中で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方式を用いたときのプリコーディング行列のイニシャライズ方法について説明する。

[1378] 次に、図９９のようなフレーム構成で、送信装置が、変調信号を送信する場合を考える。図９９（ａ）は、変調信号ｚ１（アンテナ３１２Ａで送信）の時間および周波数軸におけるフレーム構成を示している。また、図９９（ｂ）は、変調信号ｚ２（アンテナ３１２Ｂで送信）の時間および周波数軸におけるフレーム構成を示している。このとき、変調信号ｚ１が用いている周波数（帯）と変調信号ｚ２が用いている周波数（帯）は同一であるものとし、同一時刻に変調信号ｚ１、と、変調信号ｚ２が存在することになる。

[1379] 図９９（ａ）に示すように、送信装置は区間Ａではプリアンブル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第１、第２符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間Ｂで、第１符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間Ｃで、第２符号化ブロックを送信することになる。

[1380] 送信装置は区間Ｄではプリアンブル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第３、第４、・・・、符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間Ｅで、第３符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間Ｆで、第４符号化ブロックを送信することになる。

[1381] 図９９（ｂ）に示すように、送信装置は区間Ａではプリアンブル（制御シ

ンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第１、第２符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間Ｂで、第１符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間Ｃで、第２符号化ブロックを送信することになる。

[1382] 送信装置は区間Ｄではプリアンブル（制御シンボル）を送信しており、通信相手に制御情報を伝送するためのシンボルであり、特に、ここでは、第３、第４、・・・、符号化ブロックを伝送するための変調方式の情報が含まれているものとする。送信装置は、区間Ｅで、第３符号化ブロックを送信することになる。送信装置は区間Ｆで、第４符号化ブロックを送信することになる。

[1383] 図１００は、図９７のように符号化ブロックを伝送する場合において、特に、第１符号化ブロックでは、変調方式として１６ＱＡＭを用いた場合に使用するスロット数を示しており、第１符号化ブロックを伝送するためには、７５０スロットが必要となる。

同様に、第２符号化ブロックでは、変調方式としてＱＰＳＫを用いた場合に使用するスロット数を示しており、第１符号化ブロックを伝送するためには、１５００スロットが必要となる。

[1384] 図１０１は、図９７のように符号化ブロックを伝送する場合において、特に、第３符号化ブロックでは、変調方式としてＱＰＳＫを用いた場合に使用するスロット数を示しており、第３符号化ブロックを伝送するためには、１５００スロットが必要となる。

そして、本明細書で説明したように、変調信号ｚ１、つまり、アンテナ３１２Ａで送信する変調信号に対しては、位相変更を行わず、変調信号ｚ２、つまり、アンテナ３１２Ｂで送信する変調信号に対しては、位相変更を行う場合を考える。このとき、図１００、図１０１では、規則的にプリコーディング行列を切り替える方法について示している。

[1385] まず、前提として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるために、

プリコーディング行列を７つ用意し、７つのプリコーディング行列を＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６と名付ける。また、プリコーディング行列、は規則的、かつ、周期的に用いるものとする。つまり、プリコーディング行列は、＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６、＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６、＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６、・・・というように規則的にかつ、周期的に変更を行うものとする。

[1386] 図１００に示すように、まず、第１ブロック符号化ブロックでは、７５０スロット存在するので、プリコーディング行列を＃０から使用を開始すると、＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６、＃０、＃１、＃２、・・・、＃４、＃５、＃６、＃０となり、７５０番目のスロットは＃０を用いて終了することになる。

次に、第２符号化ブロックの各スロットに対し、プリコーディング行列を適用することになる。本明細書では、マルチキャスト通信、放送に適用する場合を想定しているので、ある受信端末は、第１符号化ブロックを必要とせず、第２符号化ブロックのみ抽出する場合が考えられる。この場合、第１符号化ブロックの最後のスロットを送信するためにプリコーディング行列＃０を用いたからといって、第２符号化ブロックを伝送するために、最初にプリコーディング行列＃１を用いたものとする。すると、

（ａ）前述の端末は、第１符号化ブロックがどのように送信されたかを監視、つまり、第１符号化ブロックの最後のスロットの送信にプリコーディング行列がどのパターンであるかを監視し、第２符号化ブロックの最初のスロットに使用するプリコーディング行列を推定する、

（ｂ）（ａ）を行わないために、送信装置は、第２符号化ブロックの最初のスロットに使用するプリコーディング行列の情報を伝送する

という方法が考えられる。（ａ）の場合、端末は第１符号化ブロックの伝送を監視する必要があるため消費電力が増大してしまう、（ｂ）の場合、データの伝送効率の低下を招くことになる。

[1387] したがって、上述のようなプリコーディング行列の割り当てには改善の余

地がある。そこで、各符号化ブロックの最初のスロットを伝送するために使用するプリコーディング行列を固定とする方法を提案する。したがって、図１００に示すように、第２符号化ブロックの最初のスロットを伝送するために使用するプリコーディング行列は、第１符号化ブロックの最初のスロットを伝送するために用いたプリコーディング行列と同様に、＃０とする。

[1388] 同様に、図１０１に示すように、第３符号化ブロックの最初のスロットを伝送するために使用するプリコーディング行列は、＃３とするのではなく、第１、第２符号化ブロックの最初のスロットを伝送するために使用するプリコーディング行列と同様に、＃０とする。

以上のようにすることで、（ａ）（ｂ）で発生する課題を抑制することができるという効果を得ることができる。

[1389] なお、本実施の形態では、符号化ブロックごとにプリコーディング行列をイニシャライズする方法、つまり、いずれの符号化ブロックの最初のスロットに使用するプリコーディング行列は、＃０と固定と方法について述べたが、別の方法として、フレーム単位で行うことも可能である。例えば、プリアンブルや制御シンボル伝送後の情報を伝送するためのシンボルにおいて、最初のスロットで使用するプリコーディング行列は＃０と固定としてもよい。

[1390] 例えば、図９９において、フレームがプリアンブルから開始される、と解釈すると、第１フレームにおいて、最初の符号化ブロックは、第１符号化ブロックとなり、第２フレームにおいて、最初の符号ブロックは、第３符号化ブロックとなり、図１００、図１０１を用いて上述で説明したようにした場合、上述の「フレーム単位で、最初のスロットで使用するプリコーディング行列は（＃０と）固定」の例となっている。

[1391] 次に、ＤＶＢ－Ｔ２規格を用いた放送システムに適用する場合について説明する。ＤＶＢ－Ｔ２規格を用いた放送システムのフレーム構成については、実施の形態Ａ１～実施の形態Ａ３で説明したとおりである。図６１、図７０を用いて実施の形態Ａ１～実施の形態Ａ３で説明したように、Ｐ１シンボル、Ｐ２シンボル、制御シンボル群により、各ＰＬＰの伝送方法（例えば、

一つの変調信号を送信する送信方法、時空間ブロック符号を用いた送信方法、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた送信方法）、および、使用している変調方式の情報が、端末に伝送される。このとき、端末は、情報として必要なＰＬＰのみを切り出して、復調（信号分離、信号検波を含む）、誤り訂正復号を行うと、端末の消費電力は少なくですむ。したがって、図９９～図１０１を用いて説明したときと同様に、伝送方法として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて伝送されるＰＬＰの先頭のスロットで使用するプリコーディング行列は（＃０と）固定とする方法を提案する。

[1392] 例えば、図６１や図７０のようなフレーム構成により、放送局が、各シンボルを送信したものとする。このとき、一例として、ＰＬＰ（混乱を避けるため＃１から＄１と変更する）＄１とＰＬＰ＄Ｋを、放送局が、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて送信するときの、周波数ー時間軸におけるフレーム構成を図１０２に示す。

[1393] なお、前提として、以下の説明では、一例として、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法では、プリコーディング行列を７つ用意し、７つのプリコーディング行列を＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６と名付ける。また、プリコーディング行列、は規則的、かつ、周期的に用いるものとする。つまり、プリコーディング行列は、＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６、＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６、＃０、＃１、＃２、＃３、＃４、＃５、＃６、・・・というように規則的にかつ、周期的に変更を行うものとする。

[1394] 図１０２のように、ＰＬＰ＄１は、時刻Ｔ、キャリア３（図１０２の１０２０１）をスロットの先頭とし、時刻Ｔ＋４、キャリア４をスロットの最後（図１０２の１０２０２）とし、スロット（シンボル）が存在している（図１０２参照）。

つまり、ＰＬＰ＄１にとって、時刻Ｔ、キャリア３は第１番目のスロットであり、第２番目のスロットは時刻Ｔ、キャリア４であり、第３番目のスロッ

トは時刻Ｔ、キャリア５であり、・・・、第７番目のスロットは時刻Ｔ＋１、キャリア１であり、第８番目のスロットは時刻Ｔ＋１、キャリア２であり、第９番目のスロットは時刻Ｔ＋１、キャリア３であり、・・・、第１４番目のスロットは時刻Ｔ＋１、キャリア８であり、第１５番目のスロットは時刻Ｔ＋２、キャリア０であり、・・・、となる。

そして、ＰＬＰ＄Ｋは、時刻Ｓ、キャリア４（図１０２の１０２０３）をスロットの先頭とし、時刻Ｓ＋８、キャリア４をスロットの最後（図１０２の１０２０４）とし、スロット（シンボル）が存在している（図１０２参照）。

[1395] つまり、ＰＬＰ＄Ｋにとって、時刻Ｓ、キャリア４は第１番目のスロットであり、第２番目のスロットは時刻Ｓ、キャリア５であり、第３番目のスロットは時刻Ｓ、キャリア６であり、・・・、第５番目のスロットは時刻Ｓ、キャリア８であり、第９番目のスロットは時刻Ｓ＋１、キャリア１であり、第１０番目のスロットは時刻Ｓ＋１、キャリア２であり、・・・、第１６番目のスロットは時刻Ｓ＋１、キャリア８であり、第１７番目のスロットは時刻Ｓ＋２、キャリア０であり、・・・、となる。

[1396] なお、各ＰＬＰの先頭のスロット（シンボル）の情報と最後のスロット（シンボル）の情報を含む各ＰＬＰが使用しているスロットの情報は、Ｐ１シンボル、Ｐ２シンボル、制御シンボル群等の制御シンボルにより、伝送されていることになる。

このとき、図９９～図１０１を用いて説明したときと同様に、ＰＬＰ＄１の先頭のスロットである、時刻Ｔ、キャリア３（図１０２の１０２０１）をスロットは、プリコーディング行列＃０を用いてプリコーディングを行うものとする。同様に、ＰＬＰ＄Ｋ－１の最後のスロットである、時刻Ｓ、キャリア３（図１０２の１０２０５）をスロットで用いている、プリコーディング行列の番号にかかわらず、ＰＬＰ＄Ｋの先頭のスロットである、時刻Ｓ、キャリア４（図１０２の１０２０３）をスロットは、プリコーディング行列＃０を用いてプリコーディングを行うものとする。

[1397] また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて送信する他のＰＬＰの先頭のスロットは、プリコーディング行列＃０を用いてプリコーディングを行うものとする。

以上のようにすることで、上述で述べた（ａ）および（ｂ）の課題を抑制することができるという効果を得ることができる。

[1398] 当然であるが、受信装置は、Ｐ１シンボル、Ｐ２シンボル、制御シンボル群等の制御シンボルに含む各ＰＬＰが使用しているスロットの情報から必要としているＰＬＰを抽出して復調（信号分離、信号検波を含む）、誤り訂正復号を行うことになる。また、受信装置は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の規則について、予め知っており、（複数の規則がある場合は、送信装置が、使用する規則の情報を伝送し、受信装置はその情報を得て、使用している規則を知ることになる。）各ＰＬＰの先頭のスロットの番号に基づいて、プリコーディング行列の切り替え規則のタイミングを合わせることで、情報シンボルの復調（信号分離、信号検波を含む）が可能となる。

[1399] 次に、図１０３のようなフレーム構成で（図１０３のシンボル群で構成されるフレームをメインフレームと呼ぶ。）、放送局（基地局）が変調信号を送信する場合を考える。図１０３において、図６１と同様に動作するものについては、同一符号を付している。特徴的な点は、（端末の）受信装置において、受信信号のゲインコントロールを調整しやすいように、メインフレームにおいて、一つの変調信号を送信するサブフレームと、複数の変調信号を送信するサブフレームに分離されている点である。なお、「一つの変調信号を送信する」とは、一つの変調信号を一つのアンテナから送信する場合と同一の変調信号を複数生成し、この複数の信号を複数の異なるアンテナから送信する場合も含むものとする。

[1400] 図１０３において、ＰＬＰ＃１（６１０５＿１）～ＰＬＰ＃Ｎ（６１０５＿Ｎ）により、一つの変調信号を送信するサブフレーム１０３００を構成しており、サブフレーム１０３００は、ＰＬＰのみで構成されているとともに

、複数変調信号により送信するＰＬＰは存在しない。そして、ＰＬＰ＄１（１０３０２＿１）～ＰＬＰ＄Ｍ（１０３０２＿Ｍ）により、複数の変調信号を送信するサブフレーム１０３０１を構成しており、サブフレーム１０３０１は、ＰＬＰのみで構成されているとともに、一つの変調信号を送信するＰＬＰは存在しない。

[1401] このとき、これまで説明したときと同様に、サブフレーム１０３０１において、上述で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いている場合、ＰＬＰ（ＰＬＰ＄１（１０３０２＿１）～ＰＬＰ＄Ｍ（１０３０２＿Ｍ））の先頭のスロットは、プリコーディング行列＃０を用いてプリコーディングを行うものとする（プリコーディング行列のイニシャライズ、と呼ぶ）。ただし、ＰＬＰ＄１（１０３０２＿１）～ＰＬＰ＄Ｍ（１０３０２＿Ｍ）において、別の送信方法、例えば、実施の形態Ａ１～実施の形態Ａ３で説明したように、固定的なプリコーディング方法を用いる送信方法、空間多重ＭＩＭＯ伝送方式を用いる送信方法、時空間ブロック符号を用いる送信方法のいずれかを用いているＰＬＰは、上記で述べたプリコーディング行列のイニシャライズは関係ないことになる。

[1402] また、図１０４のように、ＰＬＰ＄１は、第Ｘのメインフレームの複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のＰＬＰであり、ＰＬＰ＄１’は、第Ｙのメインフレームの複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のＰＬＰであるものとする。そして、ＰＬＰ＄１、ＰＬＰ＄１’いずれも規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いているものとする。なお、図１０４において、図１０２と同様のものは、同一符号を付している。

[1403] このとき、第Ｘのメインフレームの複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のＰＬＰであるＰＬＰ＄１の先頭のスロット（図１０４の１０２０１（時刻Ｔ、キャリア３のスロット））は、プリコーディング行列＃０を用いてプリコーディングを行うものとする。

同様に、第Ｙのメインフレームの複数の変調信号を送信するサブフレーム

の最初のＰＬＰであるＰＬＰ＄１’の先頭のスロット（図１０４の１０４０１（時刻Ｔ’、キャリア７のスロット））は、プリコーディング行列＃０を用いてプリコーディングを行うものとする。

[1404] 以上のように、各メインフレームにおいて、複数の変調信号を送信するサブフレームの最初のＰＬＰの最初のスロットにおいて、プリコーディング行列＃０を用いてプリコーディングを行うものとすることを特徴とする。

このようにすることも、上述で述べた（ａ）および（ｂ）の課題を抑制するためには重要となる。

[1405] なお、本実施の形態は、図９７のように、図４の送信装置に示したように、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、１つの符号化器を有している場合を例に説明したが、図９８のように、図３の送信装置のように、ｓ１、ｓ２の２つのストリームを送信し、かつ、送信装置が、２つの符号化器を有している場合についても、本実施の形態で説明したプリコーディング行列のイニシャライズを適用することは可能である。

（その他補足２）

なお、上述の各実施の形態では、重み付け合成部がプリコーディングに使用するプリコーディング行列を複素数で表現しているが、プリコーディング行列を実数で表現することもできる。（「実数表現したプリコーディング方法」、とよぶ。）

つまり、例えば、２つのマッピング後の（使用した変調方式の）ベースバンド信号をｓ１（ｉ）、ｓ２（ｉ）（ただし、ｉは時間、または、周波数）とし、プリコーディングに得られる２つのプリコーディング後のベースバンド信号をｚ１（ｉ）、ｚ２（ｉ）とする。そして、マッピング後の（使用した変調方式の）ベースバンド信号をｓ１（ｉ）の同相成分をI_{s1}（ｉ）、直交成分をQ_{s1}（ｉ）、マッピング後の（使用した変調方式の）ベースバンド信号をｓ２（ｉ）の同相成分をI_{s2}（ｉ）、直交成分をQ_{s2}（ｉ）、プリコーディング後のベースバンド信号をｚ１（ｉ）の同相成分をI_{z1}（ｉ）、直交成分をQ_{z1}（ｉ）、プリコーディング後のベースバンド信号をｚ２（ｉ）

の同相成分をI_{z2}（ｉ）、直交成分をQ_{z2}（ｉ）とすると、実数で構成されたプリコーディング行列（実数表現したプリコーディング行列）H_rを用いると以下の関係式が成立する。

[1406] [数597]

$$\begin{pmatrix} I_{z1}(i) \\ Q_{z1}(i) \\ I_{z2}(i) \\ Q_{z2}(i) \end{pmatrix} = H_r \begin{pmatrix} I_{s1}(i) \\ Q_{s1}(i) \\ I_{s2}(i) \\ Q_{s2}(i) \end{pmatrix}$$

[1407] ただし、実数で構成されたプリコーディング行列H_rは以下のようにあらわされる。

[1408] [数598]

$$H_r = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}$$

[1409] このとき、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}は実数である。ただし、｛a_{11}＝０かつa_{12}＝０かつa_{13}＝０かつa_{14}＝０｝が成立してはならず、｛a_{21}＝０かつa_{22}＝０かつa_{23}＝０かつa_{24}＝０｝が成立してはならず、｛a_{31}＝０かつa_{32}＝０かつa_{33}＝０かつa_{34}＝０｝が成立してはならず、｛a_{41}＝０かつa_{42}＝０かつa_{43}＝０かつa_{44}＝０｝が成立してはならない。そして、｛a_{11}＝０かつa_{21}＝０かつa_{31}＝０かつa_{41}＝０｝が成立してはならず、｛a_{12}＝０かつa_{22}＝０かつa_{32}＝０かつa_{42}＝０｝が成立してはならず、｛a_{13}＝０かつa_{23}＝０かつa_{33}＝０かつa_{43}＝０｝が成立してはならず、｛a_{14}＝０かつa_{24}＝０かつa_{34}＝０かつa_{44}＝０｝が成立してはならない。

実施の形態Ａ１から実施の形態Ａ５、実施の形態７、および、実施の形態

１で述べたシンボルの配置方法等の本発明のプリコーディング方法の応用例における、「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」を用いたとは、上述で説明した「実数表現したプリコーディング方法」において、異なる複数の実数表現したプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、当然ながら、同様に実施することができ、本発明のプリコーディング行列切り替えの有効性は異なる複数の複素表現したプリコーディング行列を用いたときと同様である。なお、「異なる複数のプリコーディング行列」とは上述の説明のとおりである。

[1410] 上述で、「実施の形態Ａ１から実施の形態Ａ５、実施の形態７、および、実施の形態１で述べたシンボルの配置方法等の本発明のプリコーディング方法の応用例における、「異なるプリコーディング行列を切り替える方法」を用いたとは、上述で説明した「実数表現したプリコーディング方法」において、異なる複数の実数表現したプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としても、当然ながら、同様に実施することができる。」と記載したが、「異なる複数の実数表現したプリコーディング行列を用いて規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法」として、N個の異なる（実数表現した）プリコーディング行列を用意し、このN個の異なる（実数表現した）プリコーディング行列を用いて、周期H（HはNより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法としてもよい。（一例として、実施の形態Ｃ２のような方法がある。）

また、実施の形態１で述べたシンボルの配置方法では、実施の形態Ｃ１から実施の形態Ｃ５で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いても同様に実施することができる。同様に、実施の形態Ａ１から実施の形態Ａ５規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、実施の形態Ｃ１から実施の形態Ｃ５で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いても

同様に実施することができる。

（実施の形態Ｆ１）

実施の形態１－２６及び実施の形態Ｃ１－Ｃ５で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、Ｉ－Ｑ平面にマッピングされた任意のベースバンド信号ｓ１とｓ２に対して適用可能である。そのため、実施の形態１－２６及び実施の形態Ｃ１－Ｃ５では、ベースバンド信号ｓ１とｓ２について詳細に説明していない。一方、例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を、誤り訂正符号化されたデータから生成されたベースバンド信号ｓ１とｓ２に対して適用する場合、ｓ１とｓ２の平均電力を制御することによりさらに良好な受信品質を得られる可能性がある。本実施の形態では、誤り訂正符号化されたデータから生成されたベースバンド信号ｓ１とｓ２に対して、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用する場合の、ｓ１とｓ２の平均電力の設定方法について述べる。

[1411] 一例として、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭとして説明をする。

ｓ１の変調方式がＱＰＳＫであるので、ｓ１はシンボルあたり２ビットを伝送することになる。この伝送する２ビットをｂ０、ｂ１と名付ける。ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭであるので、ｓ２はシンボルあたり４ビットを伝送することになる。この伝送する４ビットをｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５と名付ける。そして、ｓ１の１シンボルとｓ２の１シンボルで構成される１スロット、つまり、スロットあたり、ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５の６ビットを送信装置は伝送することになる。

[1412] 例えば、Ｉ－Ｑ平面における１６ＱＡＭの信号点配置の一例である図９４では、（ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、０、０、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（３×ｇ、３×ｇ）に、（ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、０、０、１）は（Ｉ、Ｑ）＝（３×ｇ、１×ｇ）に、（ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、０、１、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（１×ｇ、３×ｇ）に、（ｂ２、ｂ３、ｂ４、

ｂ５）＝（０、０、１、１）は（Ｉ、Ｑ）＝（１×ｇ、１×ｇ）に、ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、１、０、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（３×ｇ、－３×ｇ）に、・・・、（ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（１、１、１、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（－１×ｇ、－３×ｇ）に、（ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（１、１、１、１）は（Ｉ、Ｑ）＝（－１×ｇ、－１×ｇ）にマッピングされる。

[1413] また、Ｉ－Ｑ平面におけるＱＰＳＫの信号点配置の一例である図９５では、（ｂ０、ｂ１）＝（０、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（１×ｈ、１×ｈ）に、（ｂ０、ｂ１）＝（０、１）は（Ｉ、Ｑ）＝（１×ｈ、－１×ｈ）に、（ｂ０、ｂ１）＝（１、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（－１×ｈ、１×ｈ）に、（ｂ０、ｂ１）＝（１、１）は（Ｉ、Ｑ）＝（－１×ｈ、－１×ｈ）に、マッピングされる。

[1414] ここで、ｓ１の平均電力（平均値）とｓ２の平均電力（平均値）を等しくした場合、つまり、ｈは式（２７３）であらわされ、ｇは式（２７２）であらわされる場合を仮定する。図１０５は、受信装置が対数尤度比を求めたとき、上記説明したｂ０からｂ５の対数尤度比の絶対値を示したものである。

図１０５において、１０５００はｂ０の対数尤度比の絶対値、１０５０１はｂ１の対数尤度比の絶対値、１０５０２はｂ２の対数尤度比の絶対値、１０５０３はｂ３の対数尤度比の絶対値、１０５０４はｂ４の対数尤度比の絶対値、１０５０５はｂ５の対数尤度比の絶対値である。このとき、ＱＰＳＫにより伝送されたｂ０およびｂ１の対数尤度比の絶対値、と、１６ＱＡＭにより伝送されたｂ２からｂ５の対数尤度比の絶対値を比較すると、ｂ０およびｂ１の対数尤度比の絶対値は、ｂ２からｂ５の対数尤度比の絶対値より大きい、つまり、ｂ０およびｂ１の受信装置における信頼度がｂ２からｂ５の受信装置における信頼度よりも高いことになる。これは、図９５においてｈを式（２７３）のとおりとした場合、ＱＰＳＫのＩ－Ｑ平面における信号点の最小ユークリッド距離が

[1415]

[数599]

$$\sqrt{2}z \quad \cdots(476)$$

[1416] であるのに対し、図９４においてｇを式（２７２）のとおりとした場合、１６ＱＡＭのＩ－Ｑ平面における信号点の最小ユークリッド距離が

[1417] [数600]

$$\frac{2}{\sqrt{10}}z \quad \cdots(477)$$

[1418] であるからである。

受信装置がこの状況で誤り訂正復号（例えば、通信システムがＬＤＰＣ符号を用いている場合、sum-product復号等の信頼度伝播復号）を行った場合、「ｂ０およびｂ１の対数尤度比の絶対値は、ｂ２からｂ５の対数尤度比の絶対値より大きい」という信頼度の差により、ｂ２からｂ５の対数尤度比の絶対値の影響を受け、受信装置のデータの受信品質が劣化するという課題が発生する。

[1419] この課題を克服するためには、図１０６に示すように、図１０５と比較し、「ｂ０およびｂ１の対数尤度比の絶対値とｂ２からｂ５の対数尤度比の絶対値の差を小さく」すればよい。

「ｓ１の平均電力とｓ２の平均電力を異なるようにする」ことを考える。図１０７、図１０８に、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）、および、重み付け合成（プリコーディング）部に関連する信号処理部の構成の例を示している。なお、図１０７において、図３、図６と同様に動作するものについては同一符号を付した。また、図１０８において、図３、図６、図１０７と同様に動作するものについては同一符号を付した。

（例１）

まず、図１０７を用いて、動作の一例を説明する。なお、ｓ１（ｔ）は、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９５のとおりであり、ｈは式（２７３）のとおりである。また、ｓ２（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。なお、ｔは時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[1420] パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（１０７０２Ｂ）を出力する。なお、ｕは実数とし、ｕ＞１．０とする。規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とする（プリコーディング行列を時間軸ｔで切り替えるため、tの関数とあらわすことができる。）と、次式が成立する。

[1421] [数601]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (478)$$

[1422] したがって、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比は１：u^2と設定することになる。これにより、図１０６に示す対数尤度比の絶対値が得られる受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

例えば、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比１：u^2をについてｕを、

[1423] [数602]

$$u = \sqrt{5} \quad \cdots(479)$$

[1424] と設定すれば、ＱＰＳＫのＩ－Ｑ平面における信号点の最小ユークリッド距離と、１６ＱＡＭのＩ－Ｑ平面における信号点の最小ユークリッド距離とを等しくすることができ、良好な受信品質を得られる可能性がある。

ただし、２つの異なる変調方式のＩ－Ｑ平面における信号点の最小ユークリッド距離を等しくするという条件は、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比を設定する方法のあくまで一例である。例えば、誤り訂正符号化に用いる誤り訂正符号の符号長や符号化率等のその他の条件によっては、パワー変更のための値ｕの値を２つの異なる変調方式のＩ－Ｑ平面における信号点の最小ユークリッド距離が等しくなる値とは、異なる値（大きな値や小さな値）に設定する方が、良好な受信品質を得られる可能性がある。

また、受信時に得られる候補信号点の最小距離を大きくすること、を考えると、例えば、

[1425] [数603]

$$u = \sqrt{2} \quad \cdots(480)$$

[1426] と設定する方法が一例と考えられるが、システムとして求められる要求条件によって、適宜設定されることになる。　従来、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

[1427]　上述で、「制御信号（１０７００）により、パワー変更のための値ｕを設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信

品質を向上させるための、制御信号（１０７００）によるパワー変更のための値ｕの設定について詳しく説明する。

（例１－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り生成符号のブロック長に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1428] 誤り訂正符号は、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号であり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1429] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

例１－１の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ｂ）が、制御信号（１０７００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値ｕを設定することである。

[1430] ここでは、ブロック長Ｘに応じたパワー変更のための値をu_{LX}という形で記載することとする。

例えば、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワ

一変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L3000}を設定する。このとき、例えば、u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{L1000}=u_{L1500}$であることもある。重要なことは、（u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}）の中に、２つ以上の値が存在することである。）上述では、３つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

[1431] （例１－２）

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り生成符号の符号化率に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1432] 誤り訂正符号は、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号であり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1433] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）

に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

例１－２の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ｂ）が、制御信号（１０７００）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値ｕを設定することである。

[1434] ここでは、符号化率ｒｘに応じたパワー変更のための値をu_{rX}という形で記載することとする。

例えば、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r3}を設定する。このとき、例えば、u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}が、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{r1}=u_{r2}$であることもある。重要なことは、（u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}）の中に、２つ以上の値が存在することである。）

なお、上記ｒ１、ｒ２、ｒ３の一例としては、誤り訂正符号がＬＤＰＣ符号の場合には、それぞれ１／２、２／３、３／４といった符号化率であることが考えられる。

上述では、３つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができる

ことが重要な点である。

[1435] （例１－３）

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施すること

が重要となる。

送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられる変調方式に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1436] ここでは、例として、ｓ１の変調方式をＱＰＳＫに固定するものとし、制御信号により、ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭから６４ＱＡＭに変更する（または、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭのいずれかの設定が可能な）場合について考える。なお、ｓ２（ｔ）の変調方式を６４ＱＡＭとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図１０９のとおりであり、ｋは

[1437] [数604]

$$k = \frac{z}{\sqrt{42}} \quad \cdots (481)$$

[1438] のとおりであるものとする。このようなマッピングを行うと、ＱＰＳＫのとき図９５に対しｈを式（２７３）としたときと、１６QAMのとき図９４に対しｇを式（２７２）としたときと、平均電力（平均値）は等しくなる。また、６４QAMのマッピングは、６ビットの入力から、I,Qの値が決定することになり、この点については、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭのマッピングの説明と同様に実施することができる。

[1439] つまり、Ｉ－Ｑ平面における６４ＱＡＭの信号点配置の一例である図１０９では、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、０、０、０、０、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（７×ｋ、７×ｋ）に、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、０、０、０、０、１）は（Ｉ、Ｑ）＝（７×ｋ、５×ｋ）に、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、０、０、０、１、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（５×ｋ、７×ｋ）に、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、０、０、０、１、１）は（Ｉ、Ｑ）＝（５×ｋ、５×ｋ）に、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（０、０、０、１、０、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（７×ｋ、１×ｋ）に、・・・・、（ｂ０、ｂ１、ｂ

２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（１、１、１、１、１、０）は（Ｉ、Ｑ）＝（－３×ｋ、－１×ｋ）に、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３、ｂ４、ｂ５）＝（１、１、１、１、１、１）は（Ｉ、Ｑ）＝（－３×ｋ、－３×ｋ）にマッピングされる。

[1440] 図１０７において、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのときパワー変更部１０７０１Ｂは、ｕ＝u_{16}と設定し、ｓ２の変調方式が６４ＱＡＭのとき$u=u_{64}$と設定するものとする。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、$u_{16}<u_{64}$とすると、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭのうちいずれの場合であっても、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1441] なお、上述の説明において、「ｓ１の変調方式をＱＰＳＫに固定」することとして説明したが、「ｓ２の変調方式をＱＰＳＫに固定する」ことが考えられる。このとき、固定の変調方式（ここでは、ＱＰＳＫ）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、１６ＱＡＭと６４ＱＡＭ）に対し、パワー変更を行うものとする。つまり、この場合、送信装置は、図１０７に示す構成ではなく、図１０７に示した構成からパワー変更部１０７０１Ｂを除き、ｓ１（ｔ）側にパワー変更部を設ける構成となる。すると、固定の変調方式（ここでは、ＱＰＳＫ）をｓ２に設定したとき、以下の関係式が成立する。

[1442] [数605]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots(482)$$

[1443] すると、「ｓ２の変調方式をＱＰＳＫと固定とし、ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭから６４ＱＡＭに変更（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭいずれかに設定）」しても、$u_{16}<u_{64}$とするとよい。（なお、１６ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値がu_{16}であり、６４ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値がu_{64}であり、ＱＰＳＫはパワー変更が行われないものとする

。）

また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）または（ＱＰＳＫ、６４ＱＡＭ）または（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）のいずれかの設定が可能な場合、$u_{16}<u_{64}$の関係を満たすとよい。

[1444] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

ｓ１の変調方式を固定とし、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がｃ個の変調方式Ｃとする。ｓ２の変調方式として、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がａ個の変調方式ＡとＩ－Ｑ平面における信号点の数がｂ個の変調方式Ｂ（ａ＞ｂ＞ｃ）のいずれかの設定が可能であるとする。（ただし、変調方式Ａのｓ２時点の平均電力値（平均値）と変調方式Ｂのｓ２時点の平均電力値（平均値）とは等しいものとする。）このとき、ｓ２の変調方式として、変調方式Ａを設定したときに、設定するパワー変更のための値をu_aとする。また、ｓ２の変調方式として、変調方式Ｂを設定したときに、設定するパワー変更のための値をu_bとする。このとき、$u_b<u_a$とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1445] 固定の変調方式（ここでは、変調方式Ｃ）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、変調方式Ａと変調方式Ｂ）に対し、パワー変更を行うものと考える。すると、「ｓ２の変調方式を変調方式Ｃと固定とし、ｓ１の変調方式を変調方式Ａから変調方式Ｂに変更（変調方式Ａ、変調方式Ｂいずれかに設定）」する場合でも、$u_b<u_a$とするとよい。また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（変調方式Ｃ、変調方式Ａ）または（変調方式Ａ、変調方式Ｃ）または（変調方式Ｃ、変調方式Ｂ）または（変調方式Ｂ、変調方式Ｃ）のいずれかの設定が可能な場合、$u_b<u_a$の関係を満たすとよい。

（例２）

図１０７を用いて、例１とは異なる動作の例を説明する。なお、ｓ１（ｔ）は、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし

、マッピング方法は、図１０９のとおりであり、ｋは式（４８１）のとおりである。また、ｓ２（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。なお、ｔは時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（１０７０２Ｂ）を出力する。なお、ｕは実数とし、ｕ＜１．０とする。規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、次式が成立する。

[1446] [数606]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (483)$$

[1447] したがって、６４ＱＡＭの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比は１：u^2と設定することになる。これにより、図１０６のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

これまで、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

[1448] 上述で、「制御信号（１０７００）により、パワー変更のための値ｕを設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（１０７００）によるパワー変更のため

の値ｕを設定について詳しく説明する。

（例２－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1449] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1450] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ｂ）が、制御信号（１０７００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値ｕを設定することである。ここでは、ブロック長Ｘに応じたパワー変更のための値をu_{L_X}という形で記載することとする。

[1451] 例えば、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L3000}を設定する。このとき、例えば、u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}を、それぞれ異なる値とするこ

とで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{L1000}=u_{L1500}$であることもある。重要なことは、（u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}）の中に、２つ以上の値が存在することである。）上述では、３つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

[1452] （例２－２）

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1453] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ｂ）が、制御信号（１０７０

０）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値ｕを設定することである。ここでは、符号化率ｒｘに応じたパワー変更のための値をu_{rx}という形で記載することとする。

[1454] 例えば、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r3}を設定する。このとき、例えば、u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{r1}=u_{r2}$であることもある。重要なことは、（u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}）の中に、２つ以上の値が存在することである。）

なお、上記ｒ１、ｒ２、ｒ３の一例としては、誤り訂正符号がＬＤＰＣ符号の場合には、それぞれ１／２、２／３、３／４といった符号化率であることが考えられる。上述では、３つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

（例２－３）

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[1455] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられる変調方式に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭに固定するものとし、制御信号により、ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭからＱＰＳＫに変更する（または、１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫのいずれかの設定が可能な）場合について考える。

ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭとする場合、ｓ１（ｔ）のマッピング方法としては、図１０９のとおりであり、図１０９においてｋは式（４８１）である。ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図９４のとおりであり、図９４においてｇは式（２７２）であり、また、ｓ２（ｔ）の変調方式をＱＰＳＫとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図９５のとおりであり、図９５においてｈは式（２７３）であるとする。

[1456] このようなマッピングを行うと、１６ＱＡＭの場合とＱＰＳＫの場合とで平均電力は等しくなる。

図１０７において、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのときパワー変更部１０７０１Ｂは、ｕ＝u_{16}と設定し、ｓ２の変調方式がＱＰＳＫのときｕ＝u_4と設定するものとする。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、u_4＜u_{16}とすると、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫのうちいずれの場合であっても、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1457] なお、上述の説明において、「ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭと固定」として説明したが、「ｓ２の変調方式を６４ＱＡＭと固定とし、ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭからＱＰＳＫに変更（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫいずれかに設定）」しても、u_4＜u_{16}とするとよい（例１－３での説明と同様に考えればよい。）。（なお、１６ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値がu_{16}であり、ＱＰＳＫのときにパワー変更のために乗算された値がu_4であり、６４ＱＡＭはパワー変更が行われないものとする。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）または（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）または（ＱＰＳＫ、６４ＱＡＭ）のいずれかの設定が可能な場合、u_4＜u_{16}の関係を満たすとよ

い。

[1458] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

ｓ１の変調方式を固定とし、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がｃ個の変調方式Ｃとする。また、ｓ２の変調方式として、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がａ個の変調方式ＡとＩ－Ｑ平面における信号点の数がｂ個の変調方式Ｂ（ｃ＞ｂ＞ａ）のいずれかの設定が可能であるとする。（ただし、変調方式Ａのｓ２時点の平均電力値（平均値）と変調方式Ｂのｓ２時点の平均電力値（平均値）とは等しいものとする。）

このとき、ｓ２の変調方式として、変調方式Ａを設定したときに、設定するパワー変更のための値をu_aとする。また、ｓ２の変調方式として、変調方式Ｂを設定したときに、設定するパワー変更のための値をu_bとする。このとき、$u_a < u_b$とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1459] 固定の変調方式（ここでは、変調方式Ｃ）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、変調方式Ａと変調方式Ｂ）に対し、パワー変更を行うものと考える。すると、「ｓ２の変調方式を変調方式Ｃに固定し、ｓ１の変調方式を変調方式Ａから変調方式Ｂに変更（変調方式Ａ、変調方式Ｂいずれかに設定）」する場合でも、$u_a < u_b$とするとよい。また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（変調方式Ｃ、変調方式Ａ）または（変調方式Ａ、変調方式Ｃ）または（変調方式Ｃ、変調方式Ｂ）または（変調方式Ｂ、変調方式Ｃ）のいずれかの設定が可能な場合、$u_a < u_b$の関係を満たすとよい。

[1460]（例３）

図１０７を用いて、例１とは異なる動作の例を説明する。なお、ｓ１（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。また、ｓ２（ｔ）は、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図１０９のとおりであり、ｋは式

（４８１）のとおりである。なお、ｔは時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（１０７０２Ｂ）を出力する。なお、ｕは実数とし、ｕ＞１．０とする。規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、次式が成立する。

[1461] [数607]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (484)$$

[1462] したがって、１６ＱＡＭの平均電力と６４ＱＡＭの平均電力の比は１：u^2と設定することになる。これにより、図１０６のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

これまで、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

[1463] 上述で、「制御信号（１０７００）により、パワー変更のための値ｕを設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（１０７００）によるパワー変更のための値ｕを設定について詳しく説明する。

（例３－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビッ

ト数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1464] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1465] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ｂ）が、制御信号（１０７００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値ｕを設定することである。ここでは、ブロック長Ｘに応じたパワー変更のための値をu_{L_X}という形で記載することとする。

[1466] 例えば、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L3000}を設定する。このとき、例えば、u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更して

も、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{L1000}=u_{L1500}$であることもある。重要なことは、（u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}）の中に、２つ以上の値が存在することである。）上述では、３つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

（例３－２）

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1467] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1468] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ｂ）が、制御信号（１０７００）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値ｕを設定することである。ここでは、符号化率ｒｘに応じたパワー変更のための値をu_{rx}という形で記載することとする。

[1469] 例えば、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r3}を設定する。このとき、例えば、u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{r1}=u_{r2}$であることもある。重要なことは、（u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}）の中に、２つ以上の値が存在することである。）

なお、上記ｒ１、ｒ２、ｒ３の一例としては、誤り訂正符号がＬＤＰＣ符号の場合には、それぞれ１／２、２／３、３／４といった符号化率であることが考えられる。上述では、３つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点である。

（例３－３）

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[1470] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられる変調方式に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭに固定するものとし、制御信号により、ｓ２の変調方式を６４ＱＡＭからＱＰＳＫに変更する（または、６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫのいずれかの設定が可能な）場合について考え

る。

[1471] ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図９４のとおりであり、図９４においてｇは式（２７２）である。ｓ２の変調方式を６４ＱＡＭとする場合、ｓ１（ｔ）のマッピング方法としては、図１０９のとおりであり、図１０９においてｋは式（４８１）であり、また、ｓ２（ｔ）の変調方式をＱＰＳＫとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図９５のとおりであり、図９５においてｈは式（２７３）であるとする。

[1472] このようなマッピングを行うと、１６ＱＡＭの場合とＱＰＳＫの場合とで平均電力は等しくなる。

図１０７において、ｓ２の変調方式が６４ＱＡＭのときｕ＝u_{64}設定し、ｓ２の変調方式がＱＰＳＫのときｕ＝u_4と設定するものとする。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、$u_4 < u_{64}$とすると、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭいずれのときも、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1473] なお、上述の説明において、「ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭに固定」するとして説明したが、「ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭに固定し、ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭからＱＰＳＫに変更（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫいずれかに設定）」した場合であっても、$u_4 < u_{64}$とするとよい（例１－３での説明と同様に考えればよい。）。（なお、６４ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値がu_{64}であり、ＱＰＳＫのときにパワー変更のために乗算された値がu_4であり、１６ＱＡＭはパワー変更が行われないものとする。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）または（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）または（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）のいずれかの設定が可能な場合、$u_4 < u_{64}$の関係を満たすとよい。

[1474] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

ｓ１の変調方式を固定とし、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がｃ個の変調

方式Ｃとする。また、ｓ２の変調方式として、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がａ個の変調方式ＡとＩ－Ｑ平面における信号点の数がｂ個の変調方式Ｂ（ｃ＞ｂ＞ａ）のいずれかの設定が可能であるとする。（ただし、変調方式Ａのｓ２時点の平均電力値（平均値）と変調方式Ｂのｓ２時点の平均電力値（平均値）とは等しいものとする。）

このとき、ｓ２の変調方式として、変調方式Ａを設定したときに、設定するパワー変更のための値をu_aとする。また、ｓ２の変調方式として、変調方式Ｂを設定したときに、設定するパワー変更のための値をu_bとする。このとき、$u_a < u_b$とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1475] 固定の変調方式（ここでは、変調方式Ｃ）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、変調方式Ａと変調方式Ｂ）に対し、パワー変更を行うものと考える。すると、「ｓ２の変調方式を変調方式Ｃに固定し、ｓ１の変調方式を変調方式Ａから変調方式Ｂに変更（変調方式Ａ、変調方式Ｂいずれかに設定）」する場合でも、$u_a < u_b$とするとよい。また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（変調方式Ｃ、変調方式Ａ）または（変調方式Ａ、変調方式Ｃ）または（変調方式Ｃ、変調方式Ｂ）または（変調方式Ｂ、変調方式Ｃ）のいずれかの設定が可能な場合、$u_a < u_b$の関係を満たすとよい。

（例４）

上述では、ｓ１、ｓ２のうち、一方のパワーを変更する場合について述べたが、ここでは、ｓ１、ｓ２の両者のパワーを変更する場合について説明する。

[1476] 図１０８を用いて、動作の一例を説明する。なお、ｓ１（ｔ）は、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９５のとおりであり、ｈは式（２７３）のとおりである。また、ｓ２（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のと

おりである。なお、ｔは時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[1477] パワー変更部（１０７０１Ａ）は、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｖとすると、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号（１０７０２Ａ）を出力する。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（１０７０２Ｂ）を出力する。そして、ｕ＝ｖ×ｗ（ｗ＞１．０）とする。

[1478] 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、次式（４８５）が成立する。

[1479] [数608]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$
$$= F[t]\begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (485)$$
$$= F[t]\begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & v \times w \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

[1480] したがって、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比はｖ^2：ｕ^2＝ｖ^2：ｖ^2×ｗ^2＝１：ｗ^{2}と設定することになる。これにより、図１０６のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

なお、式（４７９）、式（４８０）を考慮すると、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比はｖ^2：ｕ^2＝ｖ^2：ｖ^2×ｗ^2＝１：ｗ^2＝１：５あるいはＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比はｖ^2：ｕ^2＝ｖ^2：ｖ

^{2}×ｗ^2＝１：ｗ^2＝１：２が有効な例として考えられるが、システムとして求められる要求条件によって、適宜設定することが可能である。

[1481] 従来、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

上述で、「制御信号（１０７００）により、パワー変更のための値ｖ、ｕを設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（１０７００）によるパワー変更のための値ｖ、ｕを設定について詳しく説明する。

（例４－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1482] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1483] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｖを設定する。同様にパワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを

設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ａ、１０７０１B）が、制御信号（１０７００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値ｖ、ｕを設定することである。ここでは、ブロック長Ｘに応じたパワー変更のための値をそれぞれ、v_{LX}、u_{LX}という形で記載することとする。

[1484] 例えば、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L3000}を設定する。

[1485] 一方、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L3000}を設定する。

[1486] このとき、例えば、v_{L1000}、v_{L1500}、v_{L3000}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{L1000}=u_{L1500}$であることもあり、また、$v_{L1000}=v_{L1500}$であることもある。重要なことは、（v_{L1000}、v_{L1500}、v_{L3000}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。また、（u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。）なお、v_{LX}とu_{LX}とが、平均電力値の比、１：w^2を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

上述では、３つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値u_{LX}が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値u_{LX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが一つの重要な点であり、また、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値v_{LX}が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値v_{LX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることも重要な点である。

（例４－２）

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1487] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1488] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｖを設定する。また、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ａ、１０７０１B）が、制御信号（１０７００）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値ｖ、ｕを設定することである。ここでは、符号化率ｒｘに応じたパワー変更のための値をそれぞれ、v_{rx}、u_{rx}という形で記載することとする。

[1489] 例えば、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{r3}を設定する。

また、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r3}を設定する。

[1490] このとき、例えば、v_{r1}、v_{r2}、v_{r3}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$v_{r1}=v_{r2}$であることもあり、また、$u_{r1}=u_{r2}$であることもある。重要なことは、（v_{r1}、v_{r2}、v_{r3}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。また、（u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。）なお、v_{rX}とu_{rX}とが、平均電力値の比、１：w^2を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[1491] また、上記ｒ１、ｒ２、ｒ３の一例としては、誤り訂正符号がＬＤＰＣ符号の場合には、それぞれ１／２、２／３、３／４といった符号化率であるこ

とが考えられる。

上述では、３つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値u_{rx}が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値u_{rx}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点であり、また、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値v_{rX}が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値v_{rX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることも重要な点である。

（例４－３）

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[1492] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられる変調方式に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、ｓ１の変調方式をＱＰＳＫに固定とし、制御信号により、ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭから６４ＱＡＭに変更する（または、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭのいずれかの設定が可能な）場合について考える。ｓ１の変調方式をＱＰＳＫとする場合、ｓ１（ｔ）のマッピング方法としては、図９５のとおりであり、図９５においてｈは式（２７３）である。ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図９４のとおりであり、図９４においてｇは式（２７２）であり、また、ｓ２（ｔ）の変調方式を６４ＱＡＭとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図１０９のとおりであり、図１０９においてｋは式（４８１）であるとする。

[1493] 図１０８において、ｓ１の変調方式をＱＰＳＫとし、ｓ２の変調方式が１

６ＱＡＭとしたとき、ｖ＝αとし、ｕ＝α×w_{16}設定するものとする。このとき、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比はv^2：u^2＝α^2：$\alpha^2\times w_{16}^2$＝１：w_{16}^2となる。

そして、図１０８において、ｓ１の変調方式をＱＰＳＫとしｓ２の変調方式が６４ＱＡＭとしたとき、ｖ＝βとし、ｕ＝β×w_{64}設定するものとする。このとき、ＱＰＳＫの平均電力と６４ＱＡＭの平均電力の比はｖ：ｕ＝β^2：$\beta^2\times w_{64}^2$＝１：w_{64}^2となる。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、１．０＜w_{16}＜w_{64}とすると、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭいずれのときも、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1494] なお、上述の説明において、「ｓ１の変調方式をＱＰＳＫに固定」するとして説明したが、「ｓ２の変調方式をＱＰＳＫに固定する」ことが考えられる。このとき、固定の変調方式（ここでは、ＱＰＳＫ）に対しては、パワー変更を行わず、複数の設定可能な変調方式（ここでは、１６ＱＡＭと６４ＱＡＭ）に対し、パワー変更を行うものとする。すると、固定の変調方式（ここでは、ＱＰＳＫ）をｓ２に設定したとき、以下の関係式（４８６）が成立する。

[1495] [数609]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & ve^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} v\times w & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots(486)$$

[1496] すると、「ｓ２の変調方式をＱＰＳＫと固定とし、ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭから６４ＱＡＭに変更（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭいずれかに設定）」しても、１．０＜w_{16}＜w_{64}とするとよい。（なお、１６ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値がｕ＝α×w_{16}であり、６４ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値がｕ＝β×w_{64}であり、ＱＰＳＫのパワー

変更のための値は、複数の設定可能な変調方式が１６ＱＡＭのときｖ＝αであり、複数の設定可能な変調方式が６４ＱＡＭのときｖ＝βとなる。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）または（ＱＰＳＫ、６４ＱＡＭ）または（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）のいずれかの設定が可能な場合、１．０＜w_{16}＜w_{64}の関係を満たすとよい。

[1497] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

一般化した場合、ｓ１の変調方式を固定とし、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がｃ個の変調方式Ｃとする。ｓ２の変調方式として、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がａ個の変調方式ＡとＩ－Ｑ平面における信号点の数がｂ個の変調方式Ｂ（ａ＞ｂ＞ｃ）のいずれかの設定が可能であるとする。このとき、ｓ１の変調方式が変調方式Ｃでその平均電力とｓ２の変調方式として、変調方式Ａを設定したときの、その平均電力の比を１：w_a^2とする

。ｓ１の変調方式が変調方式Ｃでその平均電力とｓ２の変調方式として、変調方式Ｂを設定したときの、その平均電力の比を１：w_b^2とする。このとき、w_b＜w_aとすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1498] したがって、上述の例では「ｓ１の変調方式を変調方式Ｃに固定」するとして説明したが、「ｓ２の変調方式を変調方式Ｃに固定し、ｓ１の変調方式を変調方式Ａから変調方式Ｂに変更（変調方式Ａ、変調方式Ｂいずれかに設定）」した場合であっても、平均電力に関し、w_b＜w_aとするとよい。（このとき、上述と同様に、変調方式Ｃの平均電力を１とした場合、変調方式Ａの平均電力がw_a^2であり、変調方式Ｂの平均電力がw_b^2である。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（変調方式Ｃ、変調方式Ａ）または（変調方式Ａ、変調方式Ｃ）または（変調方式Ｃ、変調方式Ｂ）または（変調方式Ｂ、変調方式Ｃ）のいずれかの設定が可能な場合、平均電力に関し、w_b＜w_aの関係を満たすとよい。

[1499]（例５）

図１０８を用いて、例４とは異なる動作の例を説明する。なお、ｓ１（ｔ）は、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図１０９のとおりであり、ｋは式（４８１）のとおりである。また、ｓ２（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。なお、ｔは時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[1500] パワー変更部（１０７０１Ａ）は、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｖとすると、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号（１０７０２Ａ）を出力する。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（１０７０２Ｂ）を出力する。そして、ｕ＝ｖ×ｗ（ｗ＜１．０）とする。

[1501] 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、上述の式（８６）が成立する。

したがって、６４ＱＡＭの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比は$v^2 : u^2 = v^2 : v^2 \times w^2 = 1 : w^2$と設定することになる。これにより、図１０６のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

[1502] 従来、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明

の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

上述で、「制御信号（１０７００）により、パワー変更のための値ｖ、ｕを設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（１０７００）によるパワー変更のための値ｖ、ｕを設定について詳しく説明する。

[1503] （例５－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1504] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1505] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｖを設定する。同様にパワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ａ、１０７０１B）が、制御信号（１０７００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値ｖ、ｕを設定することである。ここでは、ブロック長Ｘに応じたパワー変更のための値をそれぞれ、v_{LX}、u_{LX}という形で記載することとする。

[1506] 例えば、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L3000}を設定する。

[1507] 一方、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L3000}を設定する。

[1508] このとき、例えば、v_{L1000}、v_{L1500}、v_{L3000}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{L1000}=u_{L1500}$であることもあり、また、$v_{L1000}=v_{L1500}$であることもある。重要なことは、（v_{L1000}、v_{L1500}、v_{L3000}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。また、（u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。）なお、v_{LX}とu_{LX}とが、平均電力値の比、１：w^2を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

上述では、３つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値u_{LX}が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値u_{LX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが一つの重要

な点であり、また、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値v_{LX}が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値v_{LX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることも重要な点である。

（例５－２）

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1509] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1510] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｖを設定する。また、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ａ、１０７０１B）が、制御信号（１０７００）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値ｖ、ｕを設定することである。ここでは、符号化率ｒｘに応じたパワー変更のための値をそれぞれ、v_{rx}、u_{rx}という形で記載することとする。

[1511] 例えば、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０

１Ａ）はパワー変更のための値v_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{r3}を設定する。

また、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r3}を設定する。

[1512] このとき、例えば、v_{r1}、v_{r2}、v_{r3}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$v_{r1}=v_{r2}$であることもあり、また、$u_{r1}=u_{r2}$であることもある。重要なことは、（v_{r1}、v_{r2}、v_{r3}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。また、（u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。）なお、v_{rX}とu_{rX}とが、平均電力値の比、１：w^2を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[1513] また、上記ｒ１、ｒ２、ｒ３の一例としては、誤り訂正符号がＬＤＰＣ符号の場合には、それぞれ１／２、２／３、３／４といった符号化率であることが考えられる。

上述では、３つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値u_{rx}が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値u_{rx}の中からいずれかの

パワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点であり、また、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値v_{rX}が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値v_{rX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることも重要な点である。

（例５－３）

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[1514] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられる変調方式に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭに固定とし、制御信号により、ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭからＱＰＳＫに変更する（または、１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫのいずれかの設定が可能な）場合について考える。ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭとする場合、ｓ１（ｔ）のマッピング方法としては、図１０９のとおりであり、図１０９においてｋは式（４８１）である。ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図９４のとおりであり、図９４においてｇは式（２７２）であり、また、ｓ２（ｔ）の変調方式をＱＰＳＫとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図９５のとおりであり、図９５においてｈは式（２７３）であるとする。

[1515] 図１０８において、ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭとし、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭとしたとき、$v=\alpha$とし、$u=\alpha\times w_{16}$設定するものとする。このとき、６４ＱＡＭの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比は$v^2:u^2=\alpha^2:\alpha^2\times w_{16}^2=1:w_{16}^2$となる。

そして、図１０８において、ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭとしｓ２の変調方式がＱＰＳＫとしたとき、$v=\beta$とし、$u=\beta\times w_4$設定するものとする。

このとき、６４ＱＡＭの平均電力とＱＰＳＫの平均電力の比は$v^2 : u^2 = \beta^2 : \beta^2 \times w_4^2 = 1 : w_4^2$となる。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、$w_4 < w_{16} < 1.0$とすると、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫいずれのときも、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1516] なお、上述の説明において、「ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭに固定」するとして説明したが、「ｓ２の変調方式を６４ＱＡＭに固定し、ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭからＱＰＳＫに変更（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫいずれかに設定）」しても、$w_4 < w_{16} < 1.0$とするとよい。（例４－３での説明と同様に考えればよい。）。（なお、１６ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値が$u = \alpha \times w_{16}$であり、ＱＰＳＫのときにパワー変更のために乗算された値が$u = \beta \times w_4$であり、６４ＱＡＭのパワー変更のための値は、複数の設定可能な変調方式が１６ＱＡＭのとき$v = \alpha$であり、複数の設定可能な変調方式がＱＰＳＫのとき$v = \beta$となる。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）または（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）または（ＱＰＳＫ、６４ＱＡＭ）のいずれかの設定が可能な場合、$w_4 < w_{16} < 1.0$の関係を満たすとよい。

[1517] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

一般化した場合、ｓ１の変調方式を固定とし、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がｃ個の変調方式Ｃとする。ｓ２の変調方式として、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がａ個の変調方式Ａと Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がｂ個の変調方式Ｂ（ｃ＞ｂ＞ａ）のいずれかの設定が可能であるとする。このとき、ｓ１の変調方式が変調方式Ｃでその平均電力とｓ２の変調方式として、変調方式Ａを設定したときの、その平均電力の比を$1 : w_a^2$とする。ｓ１の変調方式が変調方式Ｃでその平均電力とｓ２の変調方式として、変調方式Ｂを設定したときの、その平均電力の比を$1 : w_b^2$とする。このとき、$w_a < w_b$とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1518] したがって、「ｓ１の変調方式を変調方式Ｃに固定」するとして説明した

が、「ｓ２の変調方式を変調方式Ｃに固定し、ｓ１の変調方式を変調方式Ａから変調方式Ｂに変更（変調方式Ａ、変調方式Ｂいずれかに設定）」した場合であっても、平均電力に関し、$w_a < w_b$とするとよい。（このとき、上述と同様に、変調方式Ｃの平均電力を１とした場合、変調方式Ａの平均電力がw_a^2であり、変調方式Ｂの平均電力がw_b^2である。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（変調方式Ｃ、変調方式Ａ）または（変調方式Ａ、変調方式Ｃ）または（変調方式Ｃ、変調方式Ｂ）または（変調方式Ｂ、変調方式Ｃ）のいずれかの設定が可能な場合、平均電力に関し、$w_a < w_b$の関係を満たすとよい。

（例６）

図１０８を用いて、例４とは異なる動作の例を説明する。なお、ｓ１（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。また、ｓ２（ｔ）は、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図１０９のとおりであり、ｋは式（４８１）のとおりである。なお、ｔは時間であり、本実施の形態では、時間軸方向を例として説明する。

[1519] パワー変更部（１０７０１Ａ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｖとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号（１０７０２Ａ）を出力する。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式６４ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（１０７０２Ｂ）を出力する。そして、ｕ＝ｖ×ｗ（ｗ＜１．０）とする。

[1520] 規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、上述の式（８６）が成立する。

したがって、６４ＱＡＭの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比はｖ^2：ｕ^2＝ｖ^2：ｖ^2×ｗ^2＝１：ｗ^{2}と設定することになる。これにより、図１０６のような受信状態となるので、受信装置におけるデータの受信品質を向上させることができる。

[1521] 従来、送信電力制御は、一般的に、通信相手からのフィードバック情報に基づいて、送信電力の制御を行っている。本実施の形態では、通信相手からのフィードバック情報とは関係なく、送信電力を制御している点が、本発明の特徴となり、この点について、詳しく説明する。

上述で、「制御信号（１０７００）により、パワー変更のための値ｖ、ｕを設定する」ことを述べたが、以下では、さらに受信装置におけるデータの受信品質を向上させるための、制御信号（１０７００）によるパワー変更のための値ｖ、ｕを設定について詳しく説明する。

[1522]（例６－１）

送信装置が複数のブロック長（符号化後の１ブロックを構成しているビット数であり、符号長とも呼ばれる）の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号のブロック長に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

[1523] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数のブロック長がサポートされている。サポートされている複数のブロック長から選択されたブロック長の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後

の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1524] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号のブロック長を示す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｖを設定する。同様にパワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ａ、１０７０１B）が、制御信号（１０７００）が示す選択されたブロック長に応じてパワー変更のための値ｖ、ｕを設定することである。ここでは、ブロック長Ｘに応じたパワー変更のための値をそれぞれ、v_{LX}、u_{LX}という形で記載することとする。

[1525] 例えば、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{L3000}を設定する。

[1526] 一方、ブロック長として１０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1000}を設定し、ブロック長として１５００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L1500}を設定し、ブロック長として３０００が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{L3000}を設定する。

[1527] このとき、例えば、v_{L1000}、v_{L1500}、v_{L3000}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号長のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号長によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号長を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$u_{L1000}=u_{L1500}$であることもあり、また、$v_{L1000}=v_{L1500}$であることもある。

重要なことは、（v_{L1000}、v_{L1500}、v_{L3000}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。また、（u_{L1000}、u_{L1500}、u_{L3000}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。）なお、v_{LX}とu_{LX}とが、平均電力値の比、１：w^2を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

上述では、３つの符号長の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値u_{LX}が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値u_{LX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが一つの重要な点であり、また、送信装置において、符号長が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値v_{LX}が２つ以上の存在し、符号長を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値v_{LX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることも重要な点である。

[1528] （例６－２）

送信装置が複数の符号化率の誤り訂正符号をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられるデータに施された誤り訂正符号の符号化率に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力を設定する方法について説明する。

[1529] 誤り訂正符号としては、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号があり、多くの通信システム、または、放送システムでは、複数の符号化率がサポートされている。サポートされている複数の符号化率から選択された符号化率の誤り訂正符号化が施された符号化後のデータは２系統に分配される。２系統に分配された符号化後のデータは、それぞれｓ１の変調方式とｓ２の変調方式で変調され、ベースバンド信号（マッピング後の信号）ｓ１（ｔ）及びｓ２（ｔ）が生成される。

[1530] 制御信号（１０７００）は、上記の選択した誤り訂正符号の符号化率を示

す信号であり、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｖを設定する。また、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、制御信号（１０７００）に応じてパワー変更のための値ｕを設定する。

本発明の特徴は、パワー変更部（１０７０１Ａ、１０７０１B）が、制御信号（１０７００）が示す選択された符号化率に応じてパワー変更のための値ｖ、ｕを設定することである。ここでは、符号化率ｒｘに応じたパワー変更のための値をそれぞれ、v_{rx}、u_{rx}という形で記載することとする。

[1531] 例えば、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ａ）はパワー変更のための値v_{r3}を設定する。

また、符号化率としてｒ１が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r1}を設定し、符号化率としてｒ２が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r2}を設定し、符号化率としてｒ３が選択された場合、パワー変更部（１０７０１Ｂ）はパワー変更のための値u_{r3}を設定する。

[1532] このとき、例えば、v_{r1}、v_{r2}、v_{r3}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。同様に、u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}を、それぞれ異なる値とすることで、各符号化率のときで、高い誤り訂正能力を得ることが可能であることがある。ただし、設定する符号化率によっては、パワー変更のための値を変更しても効果を得ることができない場合がある。そのときは、符号化率を変更しても、パワー変更のための値を変更する必要はない。（例えば、$v_{r1}=v_{r2}$であることもあり、また、$u_{r1}=u_{r2}$であることもある。重要なことは、（v_{r1}、v_{r2}、v_{r3}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。また、（u_{r1}、u_{r2}、u_{r3}）のセットの中に、２つ以上の値が存在することである。

）なお、v_{rX}とu_{rX}とが、平均電力値の比、１：w^2を満たすように設定されるのは上述したとおりである。

[1533] また、上記ｒ１、ｒ２、ｒ３の一例としては、誤り訂正符号がＬＤＰＣ符号の場合には、それぞれ１／２、２／３、３／４といった符号化率であることが考えられる。

上述では、３つの符号化率の場合を例に説明したがこれに限ったものではなく、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値u_{rx}が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値u_{rx}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることが重要な点であり、また、送信装置において、符号化率が２つ以上設定可能な際に、設定可能なパワー変更のための値v_{rX}が２つ以上の存在し、符号化率を設定した際、送信装置は、複数の設定可能なパワー変更のための値v_{rX}の中からいずれかのパワー変更のための値を選択し、パワー変更を行うことができることも重要な点である。

（例６－３）

受信装置がよりよいデータの受信品質を得るためには以下を実施することが重要となる。

[1534] 送信装置が複数の変調方式をサポートしている場合に、ｓ１及びｓ２の生成に用いられる変調方式に応じて、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）を設定する方法について説明する。

ここでは、例として、ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭに固定とし、制御信号により、ｓ２の変調方式を６４ＱＡＭからＱＰＳＫに変更する（または、１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫのいずれかの設定が可能な）場合について考える。ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭとする場合、ｓ１（ｔ）のマッピング方法としては、図９４のとおりであり、図９４においてｇは式（２７２）である。ｓ２の変調方式を６４ＱＡＭとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図１０９のとおりであり、図１０９においてｋは式（４８１）であり、また

、ｓ２（ｔ）の変調方式をＱＰＳＫとする場合、ｓ２（ｔ）のマッピング方法としては、図９５のとおりであり、図９５においてｈは式（２７３）であるとする。

[1535] 図１０８において、ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭとし、ｓ２の変調方式が６４ＱＡＭとしたとき、ｖ＝αとし、ｕ＝α×w_{64}設定するものとする。このとき、６４ＱＡＭの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比はv^2：u^2＝α^2：$\alpha^2\times w_{64}^2$＝１：w_{64}^2となる。

そして、図１０８において、ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭとしｓ２の変調方式がＱＰＳＫとしたとき、ｖ＝βとし、ｕ＝β×w_4設定するものとする。このとき、６４ＱＡＭの平均電力とＱＰＳＫの平均電力の比はv^2：u^2＝β^2：$\beta^2\times w_4^2$＝１：w_4^2となる。このとき、最小ユークリッド距離の関係から、$w_4<w_{64}$とすると、ｓ２の変調方式が６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫのいずれのときも、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1536] なお、上述の説明において、「ｓ１の変調方式を１６ＱＡＭに固定」するとして説明したが、「ｓ２の変調方式を１６ＱＡＭに固定し、ｓ１の変調方式を６４ＱＡＭからＱＰＳＫに変更（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫいずれかに設定）」しても、$w_4<w_{64}$とするとよい。（例４－３での説明と同様に考えればよい。）。（なお、１６ＱＡＭのときにパワー変更のために乗算された値がｕ＝α×w_{16}であり、ＱＰＳＫのときにパワー変更のために乗算された値がｕ＝β×w_4であり、６４ＱＡＭのパワー変更のための値は、複数の設定可能な変調方式が１６ＱＡＭのときｖ＝αであり、複数の設定可能な変調方式がＱＰＳＫのときｖ＝βとなる。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）または（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）または（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）のいずれかの設定が可能な場合、$w_4<w_{64}$の関係を満たすとよい。

[1537] 以下、上述の内容を、一般化した場合について説明する。

一般化した場合、ｓ１の変調方式を固定とし、Ｉ－Ｑ平面における信号点の数がｃ個の変調方式Ｃとする。ｓ２の変調方式として、Ｉ－Ｑ平面におけ

る信号点の数がａ個の変調方式Ａとｉ－ｑ平面における信号点の数がｂ個の変調方式Ｂ（ｃ＞ｂ＞ａ）のいずれかの設定が可能であるとする。このとき、ｓ１の変調方式が変調方式Ｃでその平均電力とｓ２の変調方式として、変調方式Ａを設定したときの、その平均電力の比を１：w_a^2とする。ｓ１の変調方式が変調方式Ｃでその平均電力とｓ２の変調方式として、変調方式Ｂを設定したときの、その平均電力の比を１：w_b^2とする。このとき、$w_a < w_b$とすると、受信装置が高いデータの受信品質を得ることができる。

[1538] したがって、「ｓ１の変調方式を変調方式Ｃに固定」するとして説明したが、「ｓ２の変調方式を変調方式Ｃに固定し、ｓ１の変調方式を変調方式Ａから変調方式Ｂに変更（変調方式Ａ、変調方式Ｂいずれかに設定）」した場合であっても、平均電力に関し、$w_a < w_b$とするとよい。（このとき、上述と同様に、変調方式Ｃの平均電力を１とした場合、変調方式Ａの平均電力がw_a^2であり、変調方式Ｂの平均電力がw_b^2である。）また、（ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式）のセットを、（変調方式Ｃ、変調方式Ａ）または（変調方式Ａ、変調方式Ｃ）または（変調方式Ｃ、変調方式Ｂ）または（変調方式Ｂ、変調方式Ｃ）のいずれかの設定が可能な場合、平均電力に関し、$w_a < w_b$の関係を満たすとよい。

[1539]（電力に関して）

「実施の形態８」、「実施の形態９」、「実施の形態１０」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、$\alpha = 1$と設定すると、上記のように、「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１の平均電力（平均値）とｓ２の平均電力（平均値）を異なるようにする」としても、ｚ１の平均電力とｚ２平均電力は等しくなり、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲ（Peak-to-Average Power Ratio）（ピーク電力対平均電力比）を大きくすることがつながらないため、送信装置の消費電力を少なくすることができるという効果を得ることができる。例えば、規

則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列を、実施の形態Ｃ１の式（＃３）、式（＃１４）、式（＃１５）、式（＃１６）、実施の形態Ｃ２の式（＃２０）、式（＃２４）、式（＃２５）、式（＃２６）と設定するとよい。また、例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列を、実施の形態１８の式（２６８）、式（２６９）、実施の形態Ｃ１の式（＃１）、式（＃２）、式（＃９）、式（＃１０）、式（＃１２）、式（＃１３）、実施の形態Ｃ２の式（＃１８）、式（＃１９）、式（＃２１）、式（＃２２）、式（＃２３）のように一般化して表した場合、$\alpha=1$とすればよく、この点については、他の実施の形態についても同様である。（なお、周期は奇数に限ったものではない）」

ただし、$\alpha\neq1$でも、ＰＡＰＲへの影響が少ない規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列は存在する。例えば、実施の形態１９における式（２７９）および式（２８０）であらわされるプリコーディング行列を用い、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現したとき、$\alpha\neq1$でも、ＰＡＰＲの影響は少ない。（なお、実施の形態１９に関連する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態１０においても述べている。また、実施の形態１３、実施の形態２０においても、$\alpha\neq1$としても、ＰＡＰＲへの影響が少ない。）

（受信装置）

例１、例２、例３の場合、図５から、以下の関係が導くことができる。

[1540] [数610]

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix}$$
$$= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (487)$$
$$= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

[1541] また、例１、例２、例３で説明したように、以下のような関係となる場合もある。

[1542] [数611]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (488) \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}\end{aligned}$$

[1543] 上記の関係を用いて、受信装置は、復調（検波）を行う（送信装置が送信したビットの推定を行う）ことになる（実施の形態１、実施の形態Ａ１からＡ５等で説明と同様に実施すればよいことになる）。

例４、例５、例６の場合、図５から、以下の関係が導くことができる。

[1544] [数612]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (489) \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & v \times w \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}\end{aligned}$$

[1545] また、例４、例５、例６で説明したように、以下のような関係となる場合もある。

[1546]

[数613]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ue^{j0} & 0 \\ 0 & ve^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} u & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v \times w & 0 \\ 0 & v \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}\end{aligned} \quad \cdots (490)$$

[1547] 上記の関係を用いて、受信装置は、復調（検波）を行う（送信装置が送信したビットの推定を行う）ことになる（実施の形態１、実施の形態Ａ１からＡ５等で説明と同様に実施すればよいことになる）。

パワー変更とマッピングの関係について:

また、例１、例２、例３で説明したように、特に、式（４８７）に示したように図３、図４のマッピング部３０６Ｂが、ｕ×ｓ２（ｔ）を出力する場合もあり、パワー変更部を省略してもよい。この場合、マッピング後の信号ｓ１（ｔ）およびマッピング後の信号ｕ×ｓ２（ｔ）に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることになる。

[1548] そして、例１、例２、例３で説明したように、特に、式（４８８）に示したように図３、図４のマッピング部３０６Ａが、ｕ×ｓ１（ｔ）を出力する場合もあり、パワー変更部を省略してもよい。この場合、マッピング後の信号ｕ×ｓ１（ｔ）およびマッピング後の信号ｓ２（ｔ）に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることになる。

[1549] また、例４、例５、例６の場合、特に、式（４８９）に示したように図３、図４のマッピング部３０６Ａが、ｖ×ｓ１（ｔ）、マッピング部３０６Ｂが、ｕ×ｓ２（ｔ）を出力する場合もあり、いずれもパワー変更部を省略してもよい。この場合、マッピング後の信号ｖ×ｓ１（ｔ）およびマッピング後

の信号ｕ×ｓ２（ｔ）に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることになる。

[1550] そして、例４、例５、例６の場合、特に、式（４９０）に示したように図３、図４のマッピング部３０６Ａが、ｕ×ｓ１（ｔ）、マッピング部３０６Ｂが、ｖ×ｓ２（ｔ）を出力する場合もあり、いずれもパワー変更部を省略してもよい。この場合、マッピング後の信号ｕ×ｓ１（ｔ）およびマッピング後の信号ｖ×ｓ２（ｔ）に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用していることになる。

[1551] つまり、本実施の形態における、Ｆ［ｔ］は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列であり、Ｆ［ｔ］は、実施の形態Ｃ１の式（＃３）、式（＃１４）、式（＃１５）、式（＃１６）、実施の形態Ｃ２の式（＃２０）、式（＃２４）、式（＃２５）、式（＃２６）に準ずるいずれかの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法が例として考えられる。また、例えば、Ｆ［ｔ］は、実施の形態１８の式（２６８）、式（２６９）、実施の形態Ｃ１の式（＃１）、式（＃２）、式（＃９）、式（＃１０）、式（＃１２）、式（＃１３）、実施の形態Ｃ２の式（＃１８）、式（＃１９）、式（＃２１）、式（＃２２）、式（＃２３）準ずるいずれかの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法が例として考えられる。（なお、周期は奇数に限ったものではない）

また、Ｆ［ｔ］は、実施の形態１９における式（２７９）および式（２８０）であらわされるプリコーディング行列を用いた、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としてもよい。（なお、実施の形態１９に関連する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態１０、実施の形態１３、実施の形態２０においても述べており、Ｆ［ｔ］は、実施の形態１０、実施の形態１３、実施の形態２０に述べられている規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としてもよい。）

なお、Ｆ［ｔ］は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間ｔに用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上述で示した、ｒ１（ｔ）、ｒ２（ｔ）とｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の関係を利用して、復調（検波）を行うことになる（実施の形態１、実施の形態Ａ１からＡ５等で説明と同様に実施すればよいことになる）。ただし、上述で示した式には、雑音成分、周波数オフセット、チャネル推定誤差等の歪み成分は、式にあらわされておらず、これらを含んだ形で、復調（検波）が行われることになる。なお、送信装置がパワー変更を行うために使用するｕ、ｖの値については、送信装置が、これらに関する情報を送信するか、または、使用する送信モード（送信方法、変調方式、誤り訂正方式等）の情報を送信し、受信装置は、その情報を得ることで、送信装置が用いたｕ、ｖの値を知ることができ、これにより、上述で示した関係式を導き、復調（検波）を行うことになる。

[1552] 本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明したが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。

[1553] よって、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）において、同一時間のｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。そして、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）において、同一周波数（同一サブキャリア）のｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。

[1554] また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても他の実施の形態で述べたように同様に実施することが可能である。なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプ

リコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではない。そして、プリコーディング行列を固定の方式（したがって、プリコーディング行列Ｆ（ｔ）は、ｔ（またはｆ）の関数ではない方式）に対して、本実施の形態のｓ１（ｔ）の平均電力およびｓ２（ｔ）の平均電力の設定、を適用しても、受信装置において、データの受信品質が改善するという効果を得ることができる。

[1555]（実施の形態Ｇ１）

本実施の形態では、上記のｓ１とｓ２の生成に用いる変調方式が異なる場合に、ｓ１とｓ２の平均電力を異ならせる設定方法を、実施の形態１８で説明した実施の形態９に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列を規則的に切り替えるプリコーディング方法と組み合わせて用いる場合について述べる。実施の形態８で述べたように周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式（８２）～式（８５）を参考にした、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1556] [数614]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (268)$$

[1557] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（$\alpha>0$であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式（２６８）のプリコーディング行列は次式であらわすことができる。

[1558] [数615]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (269)$$

[1559] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（

α＞０であるものとする。）このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[1560] [数616]

＜条件＃５３＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[1561] [数617]

＜条件＃５４＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[1562] なお、式（２６９）に基づきF[0]～F[N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[N-1]のプリコーディング行列は、周期Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号Ｎｉのときf[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号Ｎｉ＋１のときF[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号Ｎ×ｉ＋ｈのときF[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、N-2、N-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

周期Nのために用意する式（２６９）に基づくプリコーディング行列の例として、Ｎ＝５としたとき、以下のような行列が考えられる。

[1563] [数618]

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \tag{274}$$

[1564]

[数619]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{2}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (275)$$

[1565] [数620]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{4}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (276)$$

[1566] [数621]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{6}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (277)$$

[1567] [数622]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{8}{5}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{5}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (278)$$

[1568] このように、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするためには、式（２６９）において、θ_{11}（ｉ）＝０ラジアン、λ＝０ラジアンに設定するとよい。ただし、λは、式（２６９）において、ｉにより、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式（２６９）において、Ｆ［ｉ＝ｘ］におけるλとＦ［ｉ＝ｙ］におけるλ（ｘ≠ｙ）は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。

αの設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態１７で述べたように、行列Ｆ［ｉ］のｉの値ごとにαを設定してもよい。（つまり、Ｆ［ｉ］におけるαは、ｉにおいて、常に一定値とする必要はない。）

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1569] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。このとき、＜条件＃５５＞＜条件＃５６＞は以下のような条件に置き換えることができる。（周期はNとして考える。）

[1570] [数623]

＜条件＃５５’＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[1571]

[数624]

<条件＃５６’>

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[1572] なお、本実施の形態では、λを固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例としてλ＝０ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、λ＝π／２ラジアン、λ＝πラジアン、λ＝（３π）／２ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、λ＝πラジアンとする。）。これによりλ＝０ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

[1573] 以下で、実施の形態１８を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法（詳細については、実施の形態Ｆ１に記載している。）について説明する。

「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法」は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法全てに対し、適用することは可能である。このとき、重要な点は、

・誤り訂正符号として、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号を用いており、複数のブロック長（１ブロックを構成しているビット数）（符号長）をサポートしており、送信装置が、前記複数のブロック長のいずれかのブロック長を選択し、選択ブロック長の誤り訂正符号化を行う場合、選択するブロック長により、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。・誤り訂正符号として、複数の符号化率をサポートしており、送信装置

が、前記複数の符号化率のいずれかの符号化率を選択し、選択符号化率の誤り訂正符号化を行う場合、選択する符号化率により、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

・ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ２のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がｓ２の生成に使用した変調方式により、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

・ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がｓ１の生成に使用した変調方式により、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

[1574] また、本実施形態で説明した「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法」は、本明細書で示した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例だけではなく、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であれば、適用することが可能である。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。

（実施の形態Ｇ２）

本実施の形態では、上記のｓ１とｓ２の生成に用いる変調方式が異なる場合に、ｓ１とｓ２の平均電力を異ならせる設定方法を、実施の形態１９で説明した実施の形態１０に基づくユニタリ行列を用いたプリコーディング行列

を規則的に切り替えるプリコーディング方法と組み合わせて用いる場合について述べる。

[1575] 周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1576] [数625]

i=0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1のとき：

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (279)$$

$\alpha>0$であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

[1577] [数626]

i=N, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1のとき：

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (280)$$

$\alpha>0$であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

（式(279)のαと式(280)のαは同一の値であるものとする。）

（$\alpha<0$であってもよい。）

[1578] このとき、実施の形態３の（数１０６）の条件５、および、（数１０７）の条件６から、以下の条件が、良好なデータの受信品質を得るためには重要となる。

[1579] [数627]

＜条件＃５７＞

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、

yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[1580]

[数628]

<条件＃５８>

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

（xは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、

yは0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1であり、x≠yである。）

[1581] そして、以下の条件を付加することを考える。

[1582] [数629]

<条件＃５９>

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

かつ

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

[1583] なお、式（２７９）、（２８０）に基づきF[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列が生成されたことになる（F[0]～F[2N-1]のプリコーディング行列は、周期2Nに対しどのような順番にならべて使用してもよい。）。そして、例えば、シンボル番号2Ｎｉのとき F[0]を用いてプリコーディングを行い、シンボル番号2Ｎｉ＋１のとき F[1]を用いてプリコーディングを行い、・・・、シンボル番号2N×ｉ＋ｈのとき F[ｈ]を用いてプリコーディングを行う（ｈ＝０、１、２、・・・、2N-2、2N-1）ことになる。（ここでは、以前の実施の形態で述べたように、必ずしも規則的にプリコーディング行列を切り替えなくてもよい。）

周期2Nのために用意する式（２７９）、式（２８０）に基づくプリコーディング行列の例として、Ｎ＝１５としたとき、以下のような行列が考えられる。

[1584] [数630]

$$F[i=0] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}} \begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha \times e^{j0} \\ \alpha \times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (281)$$

[1585] [数631]

$$F[i=1]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (282)$$

[1586] [数632]

$$F[i=2]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (283)$$

[1587] [数633]

$$F[i=3]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (284)$$

[1588] [数634]

$$F[i=4]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (285)$$

[1589] [数635]

$$F[i=5]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (286)$$

[1590] [数636]

$$F[i=6]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (287)$$

[1591] [数637]

$$F[i=7]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (288)$$

[1592]

[数638]

$$F[i=8]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (289)$$

[1593] [数639]

$$F[i=9]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (290)$$

[1594] [数640]

$$F[i=10]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (291)$$

[1595] [数641]

$$F[i=11]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (292)$$

[1596] [数642]

$$F[i=12]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (293)$$

[1597] [数643]

$$F[i=13]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (294)$$

[1598] [数644]

$$F[i=14]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (295)$$

[1599] [数645]

$$F[i=15]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j0} & e^{j\pi}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (296)$$

[1600] [数646]

$$F[i=16]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{2}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{2}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (297)$$

[1601] [数647]

$$F[i=17]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{4}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{4}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (298)$$

[1602] [数648]

$$F[i=18]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{6}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{6}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (299)$$

[1603] [数649]

$$F[i=19]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{8}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{8}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (300)$$

[1604] [数650]

$$F[i=20]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{10}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{10}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (301)$$

[1605] [数651]

$$F[i=21]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{12}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{12}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (302)$$

[1606]

[数652]

$$F[i=22]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{14}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{14}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (303)$$

[1607] [数653]

$$F[i=23]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{16}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{16}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (304)$$

[1608] [数654]

$$F[i=24]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{18}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{18}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (305)$$

[1609] [数655]

$$F[i=25]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{20}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{20}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (306)$$

[1610] [数656]

$$F[i=26]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{22}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{22}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (307)$$

[1611] [数657]

$$F[i=27]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{24}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{24}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (308)$$

[1612]

[数658]

$$F[i=28]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{26}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{26}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (309)$$

[1613] [数659]

$$F[i=29]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\frac{28}{15}\pi} & e^{j\left(\frac{28}{15}\pi+\pi\right)}\\ e^{j0} & \alpha\times e^{j0}\end{pmatrix} \quad (310)$$

[1614] このように、送信装置の上記プリコーディングによる演算規模を少なくするためには、式（２７９）において、θ_{11}（ｉ）＝０ラジアン、λ＝０ラジアンに設定し、式（２８０）において、θ_{21}（ｉ）＝０ラジアン、λ＝０ラジアンに設定するとよい。

ただし、λは、式（２７９）、式（２８０）において、ｉにより、異なる値としてもよいし、同一の値であってもよい。つまり、式（２７９）、式（２８０）において、Ｆ［ｉ＝ｘ］におけるλとＦ［ｉ＝ｙ］におけるλ（ｘ≠ｙ）は同一の値であってもよいし、異なる値であってもよい。また、別の方法として、式（２７９）において、λを固定の値とし、式（２８０）において、λを固定の値とし、かつ、式（２７９）における固定したλの値と式（２８０）における固定したλの値を異なる値としてもよい。（別の手法として、式（２７９）における固定したλの値と式（２８０）における固定したλの値とする方法でもよい。）

αの設定値としては、上述で述べた設定値が一つの効果的な値となるがこれに限ったものではなく、例えば、実施の形態１７で述べたように、行列Ｆ［ｉ］のｉの値ごとにαを設定してもよい。（つまり、Ｆ［ｉ］におけるαは、ｉにおいて、常に一定値とする必要はない。）

本実施の形態では、時間周期2Nのプリコーディングホッピング方法のための2N個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このと

き、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸（または、マルチキャリアの場合周波数軸に並べることも可能）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期2Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、2N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1615] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期2Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態における2N個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

なお、本実施の形態では、λを固定値としてあつかった場合のプリコーディング行列の一例としてλ＝０ラジアンと設定した場合を例に挙げて説明しているが、変調方式のマッピングを考慮すると、λ＝π／２ラジアン、λ＝πラジアン、λ＝（３π）／２ラジアンのいずれかに値に固定的に設定してもよい（例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列において、λ＝πラジアンとする。）。これによりλ＝０ラジアンと設定した場合と同様に、回路規模の削減を図ることができる。

[1616] 以下で、実施の形態１９を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法（詳細については、実施の

形態Ｆ１に記載している。）について説明する。

「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法」は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法全てに対し、適用することは可能である。このとき、重要な点は、

・誤り訂正符号として、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号を用いており、複数のブロック長（１ブロックを構成しているビット数）（符号長)をサポートしており、送信装置が、前記複数のブロック長のいずれかのブロック長を選択し、選択ブロック長の誤り訂正符号化を行う場合、選択するブロック長により、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。・誤り訂正符号として、複数の符号化率をサポートしており、送信装置が、前記複数の符号化率のいずれかの符号化率を選択し、選択符号化率の誤り訂正符号化を行う場合、選択する符号化率により、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

・ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ２のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がｓ２の生成に使用した変調方式により、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

・ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がｓ１の生成に使用した変調方式により、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

[1617] また、本実施形態で説明した「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法」は、本明細書で示した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例だけではな

く、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であれば、適用することが可能である。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。

（実施の形態Ｇ３）

本実施の形態では、上記のｓ１とｓ２の生成に用いる変調方式が異なる場合に、ｓ１とｓ２の平均電力を異ならせる設定方法を、実施の形態Ｃ１に適用した場合について説明する。この実施の形態Ｃ１は実施の形態２の（例１）（例２）を一般化した場合について適用した場合の形態である。

[1618] 周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1619] [数660]

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

[1620] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（$\alpha>0$であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱い、式（＃1）のプリコーディング行列は次式であらわす。

[1621] [数661]

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

[1622] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（

α＞０であるものとする。）（送信装置、受信装置におけるマッピングの簡易化、ということを考慮すると、λ＝０ラジアン、π／２ラジアン、πラジアン、（３π）／２ラジアン、とするとよく、これらの３つの値のいずれかの固定値とするとよい。）実施の形態２では特にα＝１として扱っており、式（＃２）は以下のようにあらわされる

[1623] [数662]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \qquad (\#3)$$

[1624] 実施の形態２のように受信劣悪点を複素平面上において、位相に対し、一様分布となるように配置するためには、式（＃１）または式（＃２）において＜条件＃１０１＞または＜条件＃１０２＞を与える。

[1625] [数663]

＜条件＃１０１＞

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

[1626] [数664]

＜条件＃１０２＞

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

[1627] 特に、θ_{11}（ｉ）をｉに依らず固定値とした場合、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を与えることができる。

[1628] [数665]

＜条件＃１０３＞

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

[1629]

[数666]

$$<\text{条件}\#104>$$
$$\frac{e^{j\theta_{21}(x+1)}}{e^{j\theta_{21}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x\,(x = 0,1,2,\cdots,N-2)$$

[1630] 同様に、θ_{21}（ｉ）をｉに依らず固定値とした場合、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を与えることができる。

[1631] [数667]

$$<\text{条件}\#105>$$
$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x\,(x = 0,1,2,\cdots,N-2)$$

[1632] [数668]

$$<\text{条件}\#106>$$
$$\frac{e^{j\theta_{11}(x+1)}}{e^{j\theta_{11}(x)}} = e^{j\left(-\frac{\pi}{N}\right)} \quad \text{for } \forall x\,(x = 0,1,2,\cdots,N-2)$$

[1633] 次に、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法おいて、上記で述べた
ユニタリ行列を用いたプリコーディング行列の例をあげる。式（＃２）に基づいた、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃２）において、λを０ラジアン、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1634] [数669]

$$F[i] = \frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix} \qquad (\#10)$$

[1635] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）（α＞０であるものとする。）であり、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を満たすことになる。また、θ_{21}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何ら

かの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法おいて、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃２）において、λをπラジアン、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1636] [数670]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j\pi} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#9)$$

[1637] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）（$\alpha>0$であるものとする。）であり、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を満たすことになる。また、θ_{21}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃２）において、λを０ラジアン、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1638] [数671]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i))} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \quad (\#12)$$

[1639] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）（$\alpha>0$であるものとする。）であり、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を満たすことになる。また、θ_{11}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃２）において、λをπラジアン、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1640] [数672]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\pi)} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \quad (\#13)$$

[1641] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）（$\alpha>0$であるものとする。）であり、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を満たすことになる。また、θ_{11}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

実施の形態２の例で考えると、別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃３）において、λを０ラジアン、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1642] [数673]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#14)$$

[1643] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）であり、＜条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を満たすことになる。また、θ_{21}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法おいて、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃３）において、λをπラジアン、θ_{11}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1644] [数674]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j\theta_{21}(i)} \end{pmatrix} \quad (\#15)$$

[1645] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）であり、＜

条件＃１０３＞または＜条件＃１０４＞を満たすことになる。また、θ_{21}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃３）において、λを０ラジアン、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1646] [数675]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i))} \\ e^{j0} & e^{j\pi} \end{pmatrix} \qquad (\#16)$$

[1647] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）であり、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を満たすことになる。また、θ_{11}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

上述とは異なる別の例として、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。（式（＃３）において、λをπラジアン、θ_{21}（ｉ）を０ラジアンとする。）

[1648] [数676]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\pi)} \\ \alpha\times e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix} \qquad (\#17)$$

[1649] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）であり、＜条件＃１０５＞または＜条件＃１０６＞を満たすことになる。また、θ_{11}（ｉ＝０）を例えば、０ラジアンのように何らかの値を設定すればよい。

実施の形態９で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と比較したとき、本実施の形態のプリコーディング方法は、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模を削減できる効果を得ることができる。上述の効果をより高くするためには、例えば、図４のよ

うに、符号化器を一つ有し、符号化データを分配する構成をもつ送信装置、また、これに対応する受信装置とするとよい。

[1650] なお、上述の例におけるαの一つの好適な例としては、実施の形態１８のような方法があるが、必ずしもこれに限ったものではない。

本実施の形態では、時間周期Nのプリコーディングホッピング方法のためのN個の異なるプリコーディング行列の構成方法について説明した。このとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸（または、周波数軸）方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期Nのプリコーディングホッピング方法として説明しているが、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1651] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期Nより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるN個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

以下で、実施の形態Ｃ１を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法（詳細については、実施の形態Ｆ１に記載している。）について説明する。

「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電

力の設定方法」は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法全てに対し、適用することは可能である。このとき、重要な点は、

・誤り訂正符号として、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号を用いており、複数のブロック長（１ブロックを構成しているビット数）(符号長)をサポートしており、送信装置が、前記複数のブロック長のいずれかのブロック長を選択し、選択ブロック長の誤り訂正符号化を行う場合、選択するブロック長により、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。・誤り訂正符号として、複数の符号化率をサポートしており、送信装置が、前記複数の符号化率のいずれかの符号化率を選択し、選択符号化率の誤り訂正符号化を行う場合、選択する符号化率により、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

・ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ２のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がｓ２の生成に使用した変調方式により、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

・ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がｓ１の生成に使用した変調方式により、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

[1652] また、本実施形態で説明した「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法」は、本明細書で示した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例だけではなく、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であれば、適用することが可能である。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間ー周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。

（実施の形態Ｇ４）

本実施の形態では、上記のｓ１とｓ２の生成に用いる変調方式が異なる場合に、ｓ１とｓ２の平均電力を異ならせる設定方法を、実施の形態Ｃ２に適用した場合について説明する。実施の形態Ｃ２は、実施の形態Ｃ１と実施の形態９を融合させた実施の形態Ｃ１とは異なる、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について、つまり、実施の形態９において、周期を奇数とした場合を利用して、実施の形態Ｃ１を実現する方法である。

[1653] 周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期Nのために用意するプリコーディング行列を次式であらわす。

[1654] [数677]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (\#18)$$

[1655] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（$\alpha>0$であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱い、式（＃1）のプリコーディング行列は次式であらわす。

[1656] [数678]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#19)$$

[1657] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（α＞０であるものとする。）（送信装置、受信装置におけるマッピングの簡易化、ということを考慮すると、λ＝０ラジアン、π／２ラジアン、πラジアン、（３π）／２ラジアン、とするとよく、これらの３つの値のいずれかの固定値とするとよい。）特にα＝１として扱っており、式（＃１９）は以下のようにあらわされる

[1658] [数679]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\#20)$$

[1659] 本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列は上述の形式であらわされるが、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の周期Nが奇数、つまり、N=2n+1とあらわされるのが特徴となる。そして、周期N=2n+1を実現するために用意する異なるプリコーディング行列（なお、異なるプリコーディングについては、のちに説明がされている。）は、n+1個となる。そして、n+1個の異なるプリコーディングのうち、n個のプリコーディング行列は、1周期内で、それぞれ2回用いられ、1個のプリコーディングは、1回用いられることで、周期N=2n+1が実現される。以下では、このときのプリコーディング行列について詳しく説明する。

[1660] 周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実現するために必要となるn+1個の異なるプリコーディング行列をF[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]とする（i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数））。このとき、式（＃１９）に基づく、n+1個の異なるプリコーディング行列をF[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]を以下のようにあらわす。

[1661]

[数680]

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

[1662] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２１）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。上述の効果をより高くするためには、例えば、図４のように、符号化器を一つ有し、符号化データを分配する構成をもつ送信装置、また、これに対応する受信装置とするとよい。

[1663] そして、特に、$\lambda=0$ラジアン、$\theta_{11}=0$ラジアンとした場合、上式は、以下のようにあらわされる。

[1664] [数681]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j0} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#22)$$

[1665] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２２）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n

]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

また、λ＝πラジアン、θ_{11}＝０ラジアンとした場合、以下のようにあらわされる。

[1666] [数682]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j0} & \alpha\times e^{j\pi} \\ \alpha\times e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix} \qquad (\#23)$$

[1667] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２３）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

[1668] また、式（＃１９）と式（＃２０）の関係のように、α＝１とすると、式（＃２１）は、以下のようにあらわされる。

[1669] [数683]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}} & e^{j(\theta_{11}+\lambda)} \\ e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\theta_{11}+\frac{2i\pi}{2n+1}+\lambda+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#24)$$

[1670] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２４）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

[1671] 同様に、式（＃２２）において、α＝１とすると、以下のようにあらわされる。

[1672] [数684]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}+\pi\right)} \end{pmatrix} \quad (\#25)$$

[1673] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２５）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇

数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

[1674] 同様に、式（＃２３）において、α＝１とすると、以下のようにあらわされる。

[1675] [数685]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\pi} \\ e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} & e^{j\left(\frac{2i\pi}{2n+1}\right)} \end{pmatrix} \qquad (\#26)$$

[1676] ただし、i=0,1,2,・・・,n-2,n-1,n（ｉは０以上ｎ以下の整数）とする。式（＃２６）のn+1個の異なるプリコーディング行列F[0], F[1],・・・,F[i],・・・,F[n-1],F[n]において、F[0]を1回用い、かつ、F[1]～F[n]をそれぞれ2回用いる（F[1]を2回用い、F[2]を2回用い、・・・、F[n-1]を2回用い、F[n]を2回用いる）ことで、周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とすることで、実施の形態９において周期を奇数とした場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法と同様に、受信装置は、良好なデータの受信品質を得ることができる。このとき、実施の形態９における周期の約半分の周期としても、高いデータ受信品質を得ることができる可能性があり、用意するプリコーディング行列を少なくすることができるため、送信装置、受信装置の回路規模の削減できる効果を得ることができる。

[1677] なお、上述の例におけるαの一つの好適な例としては、実施の形態１８のような方法があるが、必ずしもこれに限ったものではない。

本実施の形態では、周期N=2n+1のプリコーディングホッピング方法（周期N=2n+1の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）

のためのプリコーディング行列W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]（ただし、W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]は、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[n-1]、F[n]で構成されている。）を、シングルキャリア伝送方式のとき、時間軸（または、周波数軸）方向にW[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、プリコーディング行列W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、周期N=2n+1のプリコーディングホッピング方法として説明しているが、W[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにW[0], W[1],・・・, W[2n-1], W[2n]をを用いる必要はない。

[1678] また、周期H（Hは上記規則的にプリコーディング行列を切り替える方式の周期N=2n+1はより大きな自然数とする）のプリコーディング行列切り替え方法において、本実施の形態におけるn+1個の異なるプリコーディング行列が含まれていると良好な受信品質を与える可能性が高くなる。

以下で、実施の形態Ｃ２を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に対し、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法（詳細については、実施の形態Ｆ１に記載している。）について説明する。

[1679] 「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法」は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法全てに対し、適用することは可能である。このとき、重要な点は、

・誤り訂正符号として、例えば、テイルバイティングを行ったターボ符号またはデュオバイナリーターボ符号、および、ＬＤＰＣ符号、のようなブロック符号を用いており、複数のブロック長（１ブロックを構成しているビット

数）（符号長）をサポートしており、送信装置が、前記複数のブロック長のいずれかのブロック長を選択し、選択ブロック長の誤り訂正符号化を行う場合、選択するブロック長により、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。・誤り訂正符号として、複数の符号化率をサポートしており、送信装置が、前記複数の符号化率のいずれかの符号化率を選択し、選択符号化率の誤り訂正符号化を行う場合、選択する符号化率により、ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法を切り替えることがある。

・ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ２のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がｓ２の生成に使用した変調方式により、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

・ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるとき、ｓ１のための選択可能な変調方式を複数サポートおり、送信装置がｓ１の生成に使用した変調方式により、ｓ１およびｓ２の平均電力（平均値）の設定方法の平均電力（平均値）の設定方法を切り替える。

[1680] また、本実施形態で説明した「ｓ１の変調方式とｓ２の変調方式が異なるときのｓ１およびｓ２の平均電力の設定方法」は、本明細書で示した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例だけではなく、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であれば、適用することが可能である。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列

を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。

（実施の形態Ｈ１）

本実施の形態では、一例として、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号を送信する場合に、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号の平均電力と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定する方法の実施の形態Ｆ１と異なる方法について説明する。

[1681] 実施の形態Ｆ１で説明したように、ｓ１の変調信号の変調方式をＱＰＳＫ、ｓ２の変調信号の変調方式を１６ＱＡＭ（または、ｓ１の変調信号の変調方式を１６ＱＡＭ、ｓ２の変調信号の変調方式をＱＰＳＫ）とし、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号の平均電力と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定した場合、送信装置が使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によっては、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲ（Peak-to-Average Power Ratio）（ピーク電力対平均電力比）が大きくなり、送信装置の消費電力が大きくなるという課題が発生することがある。

[1682] 具体的には、「実施の形態８」、「実施の形態９」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、$\alpha \neq 1$と設定すると、ｚ１の平均電力とｚ２平均電力が異なるようになり、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲに影響を与え、送信装置の消費電力が大きくなるという課題が発生することがある（ただし、上述のとおり、$\alpha \neq 1$でも、ＰＡＰＲへの影響が少ない規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列は存在する）。

[1683] 本実施の形態では、「実施の形態８」、「実施の形態９」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリ

コーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、α≠１としても、ＰＡＰＲへの影響が少ない規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について述べる。

[1684] 本実施の形態では、一例として、ｓ１、ｓ２の変調方式がＱＰＳＫ、１６ＱＡＭのいずれかであるときに関して説明を行う。

まず、ＱＰＳＫのマッピング、および、１６ＱＡＭのマッピング方法について説明を行う。なお、本実施の形態におけるｓ１、ｓ２は、以下で述べるＱＰＳＫのマッピング、または、１６ＱＡＭのマッピングいずれかに基づく信号であるものとする。

[1685] まず、１６ＱＡＭのマッピングについて、図９４を用いて説明する。図９４は、同相Ｉ-直交Ｑ平面における１６ＱＡＭの信号点配置の例を示している。図９４の信号点９４００は、送信するビット（入力ビット）をｂ０～ｂ３とすると、例えば、送信するビットが（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（１、０、０、０）（この値は、図９４に記載されている値である。）のとき、同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、（Ｉ，Ｑ）＝（－３×ｇ、３×ｇ）であり、このＩ，Ｑの値が、マッピング後の信号となる。なお、送信するビット（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）が他の値のときも、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）にもとづき、図９４から、（Ｉ，Ｑ）のセットが決定し、Ｉ，Ｑの値が、マッピング後の信号（ｓ１およびｓ２）となる。

[1686] 次に、ＱＰＳＫのマッピングについて、図９５を用いて説明する。図９５は、同相Ｉ-直交Ｑ平面におけるＱＰＳＫの信号点配置の例を示している。図９５の信号点９５００は、送信するビット（入力ビット）をｂ０、ｂ１とすると、例えば、送信するビットが（ｂ０、ｂ１）＝（１、０）（この値は、図９５に記載されている値である。）のとき、同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、（Ｉ，Ｑ）＝（－１×ｈ、１×ｈ）であり、このＩ，Ｑの値が、マッピング後の信号となる。なお、送信するビット（ｂ０、ｂ１）が他の値のときも、（ｂ０、ｂ１）にもとづき、図９５から、（Ｉ，Ｑ）のセットが決定し、Ｉ，Ｑの値が、マッピング後の信号（ｓ１およびｓ２）となる。

なお、ｓ１、ｓ２の変調方式がＱＰＳＫ、１６ＱＡＭのいずれかであるとき、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力を等しくするために、ｈは式（２７３）となり、ｇは式（２７２）となる。

[1687] 図１０８に示したプリコーディング関連の信号処理部を用いた時、変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列の、時間軸（または、周波数軸、時間および周波数軸）における変更方法の例を図１１０、図１１１に示す。

図１１０の例では、時間ｔ＝０からｔ＝１１における、各時間の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列を表として示している。なお、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）において、同一時間のｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。（図１１０では、時間軸で記載しているが、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、時間軸方向で、各種方法を切り替えるのではなく、周波数（サブキャリア）軸方向で、各種方法を切り替えることも可能である。したがって、図１１０に示しているように、ｔ＝０をｆ＝ｆ０、ｔ＝１をｆ＝ｆ１、・・・と置き換えて考えればよい。（ｆは周波数（サブキャリア）を示しており、ｆ０、ｆ１、・・・は使用する周波数（サブキャリア）を示している。）このとき、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）において、同一周波数（同一サブキャリア）のｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。）

図１１０に示すように、変調方式がＱＰＳＫのとき、ＱＰＳＫの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、ａを乗算することになる（ａは実数）。そして、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１６ＱＡＭの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、ｂを乗算することになる（ｂは実数）。

[1688] 図１１０では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として、Ｆ［０］，Ｆ［１］，Ｆ［

２］の３種類を用意し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としての切り替え周期は３となる。（ｔ０～ｔ２、ｔ３～ｔ５、・・・で周期を形成している。）

そして、ｓ１（ｔ）の変調方式は、ｔ０～ｔ２ではＱＰＳＫ、ｔ３～ｔ５では１６ＱＡＭ、・・・となっており、ｓ２（ｔ）の変調方式は、ｔ０～ｔ２では１６ＱＡＭ、ｔ３～ｔ５ではＱＰＳＫ、・・・となっている。したがって、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットは、（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）となっている。

[1689] このとき、重要となる点は、

「Ｆ［０］でプリコーディングを行う際の（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在している点であり、同様に、Ｆ［１］でプリコーディングを行う際の（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在しており、また、同様に、Ｆ［２］でプリコーディングを行う際の（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在する。」

である。

[1690] また、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、ｓ１（ｔ）の変調方式がＱＰＳＫのとき、ｓ１（ｔ）にａを乗算し、ａ×ｓ１（ｔ）を出力することになり、ｓ１（ｔ）の変調方式が１６ＱＡＭのとき、ｓ１（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×ｓ１（ｔ）を出力することになる。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、ｓ２（ｔ）の変調方式がＱＰＳＫのとき、ｓ２（ｔ）にａを乗算し、ａ×ｓ２（ｔ）を出力することになり、ｓ２（ｔ）の変調方式が１６ＱＡＭのとき、ｓ２（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×ｓ２（ｔ）を出力することになる。

[1691] なお、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号の平均電力と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定する場合の方法

については、実施の形態Ｆ１で説明したとおりである。

したがって、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットを考慮すると、図１１０に示すように、プリコーディング行列と変調方式切り替えを考慮したときの周期は６＝３×２、（３：規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の数、２：各プリコーディング行列において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在する）となる。

[1692] 以上のように、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）が存在するようにし、かつ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在するようにすることで、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、ＬＯＳ環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[1693] なお、上述の説明において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の場合で説明したが、これに限ったものではなく、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（１２８ＱＡＭ、６４

ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１２８ＱＡＭ）、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（２５６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ）等であってもよく、つまり、異なる２つの変調方式を用意し、ｓ１（ｔ）の変調方式とｓ２（ｔ）の変調方式を異なるように設定すれば、同様に実施することができる。

[1694] 図１１１は、時間ｔ＝０からｔ＝１１における、各時間の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列を表として示している。なお、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）において、同一時間のｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。（図１１１では、時間軸で記載しているが、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、時間軸方向で、各種方法を切り替えるのではなく、周波数（サブキャリア）軸方向で、各種方法を切り替えることも可能である。したがって、図１１１に示しているように、ｔ＝０をｆ＝ｆ０、ｔ＝１をｆ＝ｆ１、・・・と置き換えて考えればよい。（ｆは周波数（サブキャリア）を示しており、ｆ０、ｆ１、・・・は使用する周波数（サブキャリア）を示している。）このとき、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）において、同一周波数（同一サブキャリア）のｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。）なお、図１１１は、図１１０で説明した要件を満たす、図１１０とは異なる例である。

[1695] 図１１１に示すように、変調方式がＱＰＳＫのとき、ＱＰＳＫの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、ａを乗算することになる（ａは実数）。そして、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１６ＱＡＭの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、ｂを乗算することになる（ｂは実数）。

[1696] 図１１１では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として、Ｆ［０］，Ｆ［１］，Ｆ［

２］の３種類を用意し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としての切り替え周期は３となる。（ｔ０～ｔ２、ｔ３～ｔ５、・・・で周期を形成している。）

そして、ｓ１（ｔ）の変調方式は、時間軸において、ＱＰＳＫと１６ＱＡＭが交互に設定されるようになっており、また、この点については、ｓ２（ｔ）についても同様である。そして、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットは、（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）または（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）となっている。

[1697] このとき、重要となる点は、

「Ｆ［０］でプリコーディングを行う際の（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在している点であり、同様に、Ｆ［１］でプリコーディングを行う際の（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在しおり、また、同様に、Ｆ［２］でプリコーディングを行う際の（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在する。」

である。

[1698] また、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、ｓ１（ｔ）の変調方式がＱＰＳＫのとき、ｓ１（ｔ）にａを乗算し、ａ×ｓ１（ｔ）を出力することになり、ｓ１（ｔ）の変調方式が１６ＱＡＭのとき、ｓ１（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×ｓ１（ｔ）を出力することになる。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、ｓ２（ｔ）の変調方式がＱＰＳＫのとき、ｓ２（ｔ）にａを乗算し、ａ×ｓ２（ｔ）を出力することになり、ｓ２（ｔ）の変調方式が１６ＱＡＭのとき、ｓ２（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×ｓ２（ｔ）を出力することになる。

[1699] したがって、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットを考慮すると、図１１１に示すように、プリコーディング行列と変調方式切

り替えを考慮したときの周期は６＝３×２、（３：規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の数、２：各プリコーディング行列において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在する）となる。

[1700] 以上のように、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）が存在するようにし、かつ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在するようにすることで、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、ＬＯＳ環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[1701] なお、上述の説明において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の場合で説明したが、これに限ったものではなく、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（１２８ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１２８ＱＡＭ）、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（２５６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ）等であってもよく、つまり、異なる２つの変調方式を用

意し、ｓ１（ｔ）の変調方式とｓ２（ｔ）の変調方式を異なるように設定すれば、同様に実施することができる。

[1702] また、各時間（各周波数）の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列の関係は、図１１０、図１１１に限ったものではない。

以上をまとめると、以下の点が重要となる。

[1703] （ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）が存在するようにし、変調方式Ａの平均電力と変調方式Ｂの平均電力が異なるように設定する。

そして、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、ｓ１（ｔ）の変調方式が変調方式Ａのとき、ｓ１（ｔ）にａを乗算し、ａ×ｓ１（ｔ）を出力することになり、ｓ１（ｔ）の変調方式が変調方式Ｂのとき、ｓ１（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×ｓ１（ｔ）を出力する。同様に、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、ｓ２（ｔ）の変調方式が変調方式Ａのとき、ｓ２（ｔ）にａを乗算し、ａ×ｓ２（ｔ）を出力することになり、ｓ２（ｔ）の変調方式が変調方式Ｂのとき、ｓ２（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×ｓ２（ｔ）を出力する。

[1704] また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列として、Ｆ［０］、Ｆ［１］、・・・、Ｆ［Ｎ－２］、Ｆ［Ｎ－１］（つまり、Ｆ［ｋ］において、ｋは０以上Ｎ－１以下）が存在するものとする。そして、Ｆ［ｋ］において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）の両者が存在するものとする。（このとき、「すべてのｋで、Ｆ［ｋ］において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）の両者が存在する」としてもよいし、また、「Ｆ［ｋ］において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）の両者が存在する、ｋが存在する」としてもよい。）

以上のように、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセッ

トが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）が存在するようにし、かつ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、（ｓ１（ｔ）の変調方式、ｓ２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）の両者が存在するようにすることで、変調方式Ａの平均電力と変調方式Ｂの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、ＬＯＳ環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[1705] 上記に関連し、以下では、ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の生成方法について説明する。図３、図４に示したように、ｓ１（ｔ）はマッピング部３０６Ａ、ｓ２（ｔ）はマッピング部３０６Ｂにより、生成される。したがって、上記の例では、図１１０、図１１１にしたがって、マッピング部３０６Ａ、３０７Ｂは、ＱＰＳＫのマッピングを行う場合と、１６ＱＡＭのマッピングを行う場合の切り替えを行うことになる。

[1706] なお、図３、図４では、ｓ１（ｔ）を生成するためのマッピング部とｓ２（ｔ）を生成するためのマッピング部を別々に設けているが、必ずしもこれに限ったものではなく、例えば、図１１２のように、マッピング部（１１２０２）は、デジタルデータ（１１２０１）を入力とし、例えば、図１１０、図１１１にしたがって、ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）を生成し、ｓ１（ｔ）をマッピング後の信号３０７Ａとして、出力し、また、ｓ２（ｔ）をマッピング後の信号３０７Ｂとして出力する。

[1707] 図１１３は、図１０８、図１１２とは異なる重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成の一例を示している。図１１３において、図３、図１０７と同様に動作するものについては、同一符号を付している。そして、図１１４は、図１１３に対し、時間ｔ＝０からｔ＝１１における、各時間の、

設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列を表として示している。なお、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）において、同一時間のｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。（図１１４では、時間軸で記載しているが、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、時間軸方向で、各種方法を切り替えるのではなく、周波数（サブキャリア）軸方向で、各種方法を切り替えることも可能である。したがって、図１１４に示しているように、ｔ＝０をｆ＝ｆ０、ｔ＝１をｆ＝ｆ１、・・・と置き換えて考えればよい。（ｆは周波数（サブキャリア）を示しており、ｆ０、ｆ１、・・・は使用する周波数（サブキャリア）を示している。）このとき、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）において、同一周波数（同一サブキャリア）のｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。）

図１１４に示すように、変調方式がＱＰＳＫのとき、ＱＰＳＫの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、ａを乗算することになる（ａは実数）。そして、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１６ＱＡＭの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、ｂを乗算することになる（ｂは実数）。

[1708] 図１１４では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として、Ｆ［０］，Ｆ［１］，Ｆ［２］の３種類を用意し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としての切り替え周期は３となる。（ｔ０～ｔ２、ｔ３～ｔ５、・・・で周期を形成している。）

そして、ｓ１（ｔ）の変調方式は、ＱＰＳＫで固定となっており、ｓ２（ｔ）の変調方式は、１６ＱＡＭで固定となっている。そして、図１１３の信号入れ替え部（１１３０１）は、マッピング後の信号３０７Ａ、３０７Ｂ、および、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基

づき、マッピング後の信号３０７Ａ、３０７Ｂに対し、入れ替え（入れ替えを行わない場合もある）を行い、入れ替え後の信号（１１３０２Ａ：Ω１（ｔ））、および、入れ替え後の信号（１１３０２Ｂ：Ω２（ｔ））を出力する。

[1709] このとき、重要となる点は、

「Ｆ［０］でプリコーディングを行う際の（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在している点であり、同様に、Ｆ［１］でプリコーディングを行う際の（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在しおり、また、同様に、Ｆ［２］でプリコーディングを行う際の（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在する。」

である。

[1710] また、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、Ω１（ｔ）の変調方式がＱＰＳＫのとき、Ω１（ｔ）にａを乗算し、ａ×Ω１（ｔ）を出力することになり、Ω１（ｔ）の変調方式が１６ＱＡＭのとき、Ω１（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×Ω１（ｔ）を出力することになる。

[1711] パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、Ω２（ｔ）の変調方式がＱＰＳＫのとき、Ω２（ｔ）にａを乗算し、ａ×Ω２（ｔ）を出力することになり、Ω２（ｔ）の変調方式が１６ＱＡＭのとき、Ω２（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×Ω２（ｔ）を出力することになる。

なお、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号の平均電力と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定する場合の方法については、実施の形態Ｆ１で説明したとおりである。

[1712] したがって、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットを考慮すると、図１１４に示すように、プリコーディング行列と変調方式切り替えを考慮したときの周期は６＝３×２、（３：規則的にプリコーディン

グ行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の数、２：各プリコーディング行列において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在する）となる。

[1713] 以上のように、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）が存在するようにし、かつ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在するようにすることで、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、ＬＯＳ環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[1714] なお、上述の説明において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の場合で説明したが、これに限ったものではなく、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（１２８ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１２８ＱＡＭ）、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（２５６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ）等であってもよく、つまり、異なる２つの変調方式を用意し、Ω１（ｔ）の変調方式とΩ２（ｔ）の変調方式を異なるように設定す

れば、同様に実施することができる。

[1715] 図１１５は、図１１３に対し、時間ｔ＝０からｔ＝１１における、各時間の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列を表として示しており、図１１４と異なる表である。なお、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）において、同一時間のｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。（図１１５では、時間軸で記載しているが、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送方式を用いているとき、時間軸方向で、各種方法を切り替えるのではなく、周波数（サブキャリア）軸方向で、各種方法を切り替えることも可能である。したがって、図１１５に示しているように、ｔ＝０をｆ＝ｆ０、ｔ＝１をｆ＝ｆ１、・・・と置き換えて考えればよい。（ｆは周波数（サブキャリア）を示しており、ｆ０、ｆ１、・・・は使用する周波数（サブキャリア）を示している。）このとき、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）において、同一周波数（同一サブキャリア）のｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。）

図１１５に示すように、変調方式がＱＰＳＫのとき、ＱＰＳＫの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、ａを乗算することになる（ａは実数）。そして、変調方式が１６ＱＡＭのとき、１６ＱＡＭの変調信号に対しては、パワー変更部（ここでは、パワー変更部と呼んでいるが、振幅変更部、重み付け部と呼んでもよい。）では、ｂを乗算することになる（ｂは実数）。

[1716] 図１１５では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として、Ｆ［０］，Ｆ［１］，Ｆ［２］の３種類を用意し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法としての切り替え周期は３となる。（ｔ０～ｔ２、ｔ３～ｔ５、・・・で周期を形成している。）

そして、ｓ１（ｔ）の変調方式は、ＱＰＳＫで固定となっており、ｓ２（

ｔ）の変調方式は、１６ＱＡＭで固定となっている。そして、図１１３の信号入れ替え部（１１３０１）は、マッピング後の信号３０７Ａ、３０７Ｂ、および、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の信号３０７Ａ、３０７Ｂに対し、入れ替え（入れ替えを行わない場合もある）を行い、入れ替え後の信号（１１３０２Ａ：Ω１（ｔ））、および、入れ替え後の信号（１１３０２Ｂ：Ω２（ｔ））を出力する。

[1717] このとき、重要となる点は、

「Ｆ［０］でプリコーディングを行う際の（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在している点であり、同様に、Ｆ［１］でプリコーディングを行う際の（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在しおり、また、同様に、Ｆ［２］でプリコーディングを行う際の（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在する。」

である。

[1718] また、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、Ω１（ｔ）の変調方式がＱＰＳＫのとき、Ω１（ｔ）にａを乗算し、ａ×Ω１（ｔ）を出力することになり、Ω１（ｔ）の変調方式が１６ＱＡＭのとき、Ω１（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×Ω１（ｔ）を出力することになる。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、Ω２（ｔ）の変調方式がＱＰＳＫのとき、Ω２（ｔ）にａを乗算し、ａ×Ω２（ｔ）を出力することになり、Ω２（ｔ）の変調方式が１６ＱＡＭのとき、Ω２（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×Ω２（ｔ）を出力することになる。

[1719] なお、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号の平均電力と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定する場合の方法については、実施の形態Ｆ１で説明したとおりである。

したがって、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットを考慮すると、図１１５に示すように、プリコーディング行列と変調方式切り替えを考慮したときの周期は６＝３×２、（３：規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の数、２：各プリコーディング行列において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在する）となる。

[1720] 以上のように、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）が存在するようにし、かつ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の両者が存在するようにすることで、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、ＬＯＳ環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[1721] なお、上述の説明において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）の場合で説明したが、これに限ったものではなく、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（ＱＰＳＫ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１６ＱＡＭ）、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（１２８ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１２８ＱＡＭ）、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２

（ｔ）の変調方式）のセットが（２５６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ）等であってもよく、つまり、異なる２つの変調方式を用意し、Ω１（ｔ）の変調方式とΩ２（ｔ）の変調方式を異なるように設定すれば、同様に実施することができる。

[1722] また、各時間（各周波数）の、設定する変調方式、パワー変更値、プリコーディング行列の関係は、図１１４、図１１５に限ったものではない。

以上をまとめると、以下の点が重要となる。

（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）が存在するようにし、変調方式Ａの平均電力と変調方式Ｂの平均電力が異なるように設定する。

そして、パワー変更部（１０７０１Ａ）は、Ω１（ｔ）の変調方式が変調方式Ａのとき、Ω１（ｔ）にａを乗算し、ａ×Ω１（ｔ）を出力することになり、Ω１（ｔ）の変調方式が変調方式Ｂのとき、Ω１（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×Ω１（ｔ）を出力する。同様に、パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、Ω２（ｔ）の変調方式が変調方式Ａのとき、Ω２（ｔ）にａを乗算し、ａ×Ω２（ｔ）を出力することになり、Ω２（ｔ）の変調方式が変調方式Ｂのとき、Ω２（ｔ）にｂを乗算し、ｂ×Ω２（ｔ）を出力する。

[1723] また、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列として、Ｆ［０］、Ｆ［１］、・・・、Ｆ［Ｎ－２］、Ｆ［Ｎ－１］（つまり、Ｆ［ｋ］において、ｋは０以上Ｎ－１以下）が存在するものとする。そして、Ｆ［ｋ］において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）の両者が存在するものとする。（このとき、「すべてのｋで、Ｆ［ｋ］において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）の両者が存在する」としてもよいし、また、「Ｆ［ｋ］において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方

式Ａ）の両者が存在する、ｋが存在する」としてもよい。）

以上のように、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）が存在するようにし、かつ、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いるプリコーディング行列として用意したプリコーディング行列の各プリコーディング行列において、（Ω１（ｔ）の変調方式、Ω２（ｔ）の変調方式）のセットが（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）、（変調方式Ｂ、変調方式Ａ）の両者が存在するようにすることで、変調方式Ａの平均電力と変調方式Ｂの平均電力が異なるよう設定しても、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲに与える影響を少なくすることができ、送信装置の消費電力に与える影響を少なくできるとともに、本明細書で説明したように、ＬＯＳ環境での受信装置におけるデータの受信品質を改善することができるという効果を得ることができる。

[1724] 次に、受信装置の動作について、説明する。受信装置の動作については、実施の形態１、実施の形態Ａ１からＡ５等で説明したとおりであり、例えば、受信装置の構成は、図７、図８、図９、図５６、図７３、図７４、図７５に示されている。

図５の関係から、受信信号ｒ１（ｔ）、ｒ２（ｔ）は、チャネル変動値、h_{11}（ｔ）、h_{12}（ｔ）、h_{21}（ｔ）、h_{22}（ｔ）を用いると、図１１０、図１１１、図１１４、図１１５のように送信装置が変調信号を送信した場合、以下の２つの式のいずれかの関係が成立する。

[1725]

[数686]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}\end{aligned} \quad (\text{H1})$$

[1726] [数687]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} b & 0 \\ 0 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}\end{aligned} \quad (\text{H2})$$

[1727] ただし、Ｆ［ｔ］は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間ｔに用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上記２つの式の関係を利用して、復調（検波）を行うことになる（実施の形態１、実施の形態Ａ１からＡ５等で説明と同様に実施すればよいことになる）。ただし、上記２つの式には、雑音成分、周波数オフセット、チャネル推定誤差等の歪み成分は、式にあらわされておらず、これらを含んだ形で、復調（検波）が行われることになる。なお、送信装置がパワー変更を行うために使用するｕ、ｖの値については、送信装置が、これらに関する情報を送信するか、または、使用する送信モード（送信方法、変調方式、誤り訂正方式等）の情報を送信し、受信装置は、その情報を得ることで、

送信装置が用いたｕ、ｖの値を知ることができ、これにより、上記２つの関係式を導き、復調（検波）を行うことになる。

[1728] 本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではなく、また、プリコーディング行列を固定の方式に対して、本実施の形態を適用しても、ＰＡＰＲへの影響が少ない、という効果を得ることができる。

[1729]（実施の形態Ｈ２）

本実施の形態では、放送（または、通信）システムが、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合、回路規模を削減することができる、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。

[1730] まず、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について述べる。

ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の例として、実施の形態９、実施の形態１０、実施の形態１８、実施の形態１９等で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとする。（ただし、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプ

リコーディング方法は、実施の形態９、実施の形態１０、実施の形態１８、実施の形態１９に必ずしも限ったものではない。）例えば、実施の形態８、および、実施の形態１８で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法では、周期Nのためのプリコーディング行列（Ｆ［ｉ］）は次式であらわされる。

[1731] [数688]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (\text{H3})$$

[1732] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。なお、θ_{11}（ｉ）、θ_{21}、α、λ、δについては、実施の形態８、実施の形態１８の説明と同様である（なお、実施の形態８、実施の形態１８で述べられたθ_{11}（ｉ）、θ_{21}、α、λ、δの条件を満たすことは、一つの良い例である。）。そして、特に、周期Nのためのプリコーディング行列としてユニタリ行列を用いるものとする。したがって、、周期Nのためのプリコーディング行列（Ｆ［ｉ］）を次式であらわす。

[1733] [数689]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\text{H4})$$

[1734] 以下では、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列として、式（Ｈ４）を用いる場合を例に説明する。なお、本実施の形態では、式（Ｈ４）を例に説明するが、さらに具体的な例として、実施の形態Ｃ１に記載されている式（＃１）、式（＃２）、式（＃９）、式（＃１０）、式（＃１２）、式（＃１３）、式（＃１７）のいずれかを用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法

であってもよい。また、実施の形態１９に示されている式（２７９）、式（２８０）の両者で定義される規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。

[1735] まず、本実施の形態における、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合の重み付け合成（プリコーディング）部周辺の構成を図１１６はあらわしている。図１１６において、図３、図６、図１０７と同様に動作するものについては、同一符号を付し、ここでは説明を省略する。

[1736] 図１１６のベースバンド信号入れ替え部１１６０１は、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））およびプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））、制御信号１０７００を入力とし、制御信号１０７００が、「信号の入れ替えを行わない」ということを示している場合、信号１１６０２Ａ（ｚ１’（ｔ））としてプリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（ｔ））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。

そして、制御信号１０７００が、「信号の入れ替えを行う」ということを示している場合、ベースバンド信号入れ替え部１１６０１は、

時間２ｋのとき（ｋは整数）

信号１１６０２Ａ（ｚ１’（２ｋ））として、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（２ｋ））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（２ｋ））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（２ｋ））を出力とし、

時間２ｋ＋１のとき（ｋは整数）

信号１１６０２Ａ（ｚ１’（２ｋ＋１））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（２ｋ＋１））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（２ｋ＋１））としてプリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（２ｋ＋１））を出力する。

また、

時間２ｋのとき（ｋは整数）

信号１１６０２Ａ（ｚ１’（２ｋ））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（２ｋ））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（２ｋ））としてプリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（２ｋ））を出力とし、

時間２ｋ＋１のとき（ｋは整数）

信号１１６０２Ａ（ｚ１’（２ｋ＋１））として、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（２ｋ＋１））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（２ｋ＋１））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（２ｋ＋１））を出力する。（ただし、上述の信号の入れ替えは、一つの例であり、これに限ったものではなく、「信号の入れ替えを行う」となった場合、信号の入れ替えを行うことがある、ということが重要となる。）

なお、これは、実施の形態Ｈ１の変形例であり、また、この信号入れ替えは、プリコーディングを行っているシンボルに対して行われるのであって、他の挿入されているシンボル、例えば、パイロットシンボルやプリコーディングを行わない情報を伝送するためのシンボル（例えば、制御情報シンボル）には適用されないものとする。また、上述では、時間軸方向で、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用する場合について、説明しているが、これに限ったものではなく、周波数軸において、または、時間一周波数軸において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用する場合でも同様に本実施の形態を適用することができ、また、信号入れ替えについても、上述では、時間軸方法で説明を行っているが、、周波数軸において、または、時間一周波数軸において、信号入れ替えを行ってもよい。

[1737] 次に、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の図１１６の各部の動作について説明する。

ｓ１（ｔ）およびｓ２（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）であるため、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。

[1738] パワー変更部（１０７０１Ａ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｖとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号（パワー変更後の信号：１０７０２Ａ）を出力する。

[1739] パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（パワー変更後の信号：１０７０２Ｂ）を出力する。

[1740] このとき、ｖ＝ｕ＝Ωであり、$v^2 : u^2 = 1 : 1$とする。これにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができることになる。

重み付け合成部６００は、パワー変更後の信号１０７０２Ａ（変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号）およびパワー変更後の信号１０７０２Ｂ（変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号）、重み付け合成方法に関する情報３１５を入力とし、重み付け合成方法に関する情報３１５の情報に基づいて、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングが行われ、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））および、プリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、以下の関係式が成立する。

[1741]

[数690]

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = F[t]\begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$
$$= F[t]\begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \quad (H5)$$
$$= F[t]\begin{pmatrix} \Omega & 0 \\ 0 & \Omega \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

[1742] ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列Ｆ［ｔ］が、式（Ｈ４）であらわされたとき、実施の形態１８で示したように、αとして、式（２７０）が適した値となる。αが式（２７０）であらわされたとき、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、図１１７のように、Ｉ－Ｑ平面において、２５６点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となる。なお、図１１７は一例であり、原点を中心に、位相を回転させた形の２５６点の信号点配置となることもある。

ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭであるので、重み付け合成された信号であるｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）はいずれも、１６ＱＡＭで４ビット、１６ＱＡＭで４ビットの計８ビットが伝送されているので、図１１７のように２５６点の信号点となるが、このとき、信号点の最小ユークリッド距離が大きいため、受信装置において、よりよいデータの受信品質が得られることになる。

ベースバンド信号入れ替え部１１６０１は、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））およびプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））、制御信号１０７００を入力とし、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭであるので、制御信号１０７００が、「信号の入れ替えを行わない」ということを示しており、したがって、信号１１６０２Ａ（ｚ１’（ｔ））としてプリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（ｔ））としてプリコーディング後の信

号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。

[1743] 次に、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の図１１６の各部の動作について説明する。

ｓ１（ｔ）は、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）とし、マッピング方法は、図９５のとおりであり、ｈは式（２７３）のとおりである。ｓ２（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）であるため、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。

[1744] パワー変更部（１０７０１Ａ）は、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｖとすると、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号（パワー変更後の信号：１０７０２Ａ）を出力する。

[1745] パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（パワー変更後の信号：１０７０２Ｂ）を出力する。

[1746] このとき、実施の形態Ｈ１において、「ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比は$v^2 : u^2 = 1 : 5$」にすると一つの良い例であることを示した。（これにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができることになる。）このときの規則的なプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について以下で説明する。

重み付け合成部６００は、パワー変更後の信号１０７０２Ａ（変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号）およびパワー変更後の信号１０７０２Ｂ（変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号）、重み付け合成方法に関する情報３１５を入力とし、重み付け合成方法に関する情報３１５

の情報に基づいて、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングが行われ、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））および、プリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、以下の関係式が成立する。

[1747] [数691]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t]\begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t]\begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t]\begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & \sqrt{5}v \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}\end{aligned} \qquad (H6)$$

[1748] ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列Ｆ［ｔ］が、式（Ｈ４）であらわされたとき、実施の形態１８で示したように、αとして、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのときと同様、式（２７０）が適した値となる。その理由について説明する。

[1749] 図１１８は、上述の送信状態における１６ＱＡＭのＩ－Ｑ平面における１６点の信号点とＱＰＳＫのＩ－Ｑ平面における４点の信号点の位置の関係を示しており、○は１６ＱＡＭの信号点、●はＱＰＳＫの信号点である。図１１８からわかるように、１６ＱＡＭの１６個の信号点の内の４つとＱＰＳＫの４つの信号点とは重なる状態となる。このような状況で、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列Ｆ［ｔ］が、式（Ｈ４）であらわされ、αとして、式（２７０）とした場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭである時の図１１７の２５６点の信号

点に対し、６４点抽出した信号点に相当するベースバンド信号となる。なお、図１１７は一例であり、原点を中心に、位相を回転させた形の２５６点の信号点配置となることもある。

ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭであるので、重み付け合成された信号であるｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）はＱＰＳＫ２ビット、１６ＱＡＭで４ビットの計６ビットが伝送されているので、６４点の信号点となるが、このとき、上述で説明したような６４点の信号点となるので、信号点の最小ユークリッド距離が大きいため、受信装置において、よりよいデータの受信品質が得られることになる。

ベースバンド信号入れ替え部１１６０１は、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））およびプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））、制御信号１０７００を入力とし、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭであるので、制御信号１０７００が、「信号の入れ替えを行う」ということを示しているので、ベースバンド信号入れ替え部１１６０１は、例えば、

時間２ｋのとき（ｋは整数）

信号１１６０２Ａ（ｚ１’（２ｋ））として、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（２ｋ））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（２ｋ））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（２ｋ））を出力とし、

時間２ｋ＋１のとき（ｋは整数）

信号１１６０２Ａ（ｚ１’（２ｋ＋１））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（２ｋ＋１））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（２ｋ＋１））としてプリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（２ｋ＋１））を出力する。

また、

時間２ｋのとき（ｋは整数）

信号１１６０２Ａ（ｚ１’（２ｋ））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（２ｋ））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（２ｋ））とし

てプリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（２ｋ））を出力とし、

時間２ｋ＋１のとき（ｋは整数）

信号１１６０２Ａ（ｚ１’（２ｋ＋１））として、プリコーディング後の信号３０９Ａ（ｚ１（２ｋ＋１））を出力し、信号１１６０２Ｂ（ｚ２’（２ｋ＋１））としてプリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（２ｋ＋１））を出力する。

なお、上述では、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのとき、信号入れ替えを行うものとしている。このようにすることで、実施の形態Ｆ１で記載したように、ＰＡＰＲの削減が可能なため、送信装置の消費電力を抑えることができるという効果を得ることができる。ただし、送信装置の消費電力を問題としない場合、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのときと同様に、信号の入れ替えを行わない、としてもよい。

[1750] また、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのとき、v^2：u^2＝１：５とした場合がよい例であるので、このときを例に説明したが、v^2＜u^2という条件で、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を同一として、両者の場合で、良好な受信品質を得ることができる場合は存在する。したがって、v^2：u^2＝１：５に限ったものではない。

以上のように、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を同一の方法とすることで、送信装置の回路規模を削減することができるとともに、式（Ｈ５）および式（Ｈ６）、信号入れ替え方法、に基づいて、受信装置は、復調を行うことになるが、上記のように、信号点を共有しているため、受信候補

信号点を求める演算部の共有が可能となるため、受信装置において、回路規模を削減することができるという効果を得ることができる。

なお、本実施の形態では、式（Ｈ４）の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を例に説明したが、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法はこれに限ったものではない。

本発明とポイントとなる点は、以下のようになる。

・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を同一とする。・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす

ということになる。

なお、受信装置において、良好な受信品質を得ることができるよい例としては、

例１（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2:u^2=1:5$の条件を満たす

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、いずれの場合も、同一の規則的なプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いる。

例２（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

［1751］・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の

変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は同一であり、式（Ｈ４）であらわされる。なお、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、式（Ｈ４）であらわされる場合で説明したが、実施の形態Ｃ１に記載されている式（＃１）、式（＃２）、式（＃９）、式（＃１０）、式（＃１２）、式（＃１３）、式（＃１７）のいずれかを用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。また、実施の形態１９に示されている式（２７９）、式（２８０）の両者で定義される規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。（実施の形態９、実施の形態１０、実施の形態１８、実施の形態１９等に詳細は記載されている。）

例３（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は同一であり、式（Ｈ４）であらわされ、αは式（２７０）であらわされる。なお、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、式（Ｈ４）であらわされる場合で説明したが、実施の形態Ｃ１に記載されている式（＃１）、式（＃２）、式（＃９）、式（＃１０）、式（＃１２）、式（＃１３）、式（＃１７）のいずれかを用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。また、実施の形態１９に示されている式（２７９）、式（２８０）の両者で定義される規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよく（実施の形態９、実施

の形態１０、実施の形態１８、実施の形態１９等に詳細は記載されている。）、いずれの場合もαは式（２７０）であらわされるとよい。

例４（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2:u^2=1:5$の条件を満たす。

[1752] ・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は同一であり、式（Ｈ４）であらわされ、αは式（２７０）であらわされる。なお、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、式（Ｈ４）であらわされる場合で説明したが、実施の形態Ｃ１に記載されている式（＃１）、式（＃２）、式（＃９）、式（＃１０）、式（＃１２）、式（＃１３）、式（＃１７）のいずれかを用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。また、実施の形態１９に示されている式（２７９）、式（２８０）の両者で定義される規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよく（実施の形態９、実施の形態１０、実施の形態１８、実施の形態１９等に詳細は記載されている。）、いずれの場合もαは式（２７０）であらわされるとよい。

[1753] なお、本実施の形態は、変調方式をＱＰＳＫおよび１６ＱＡＭのときを例に説明したがこれに限ったものではない。したがって、本実施の形態を拡張すると、以下のように考えることができる。変調方式Ａと変調方式Ｂがあり、変調方式ＡのＩ－Ｑ平面における信号点数をａ、変調方式ＢのＩ－Ｑ平面における信号点の数をｂとし、ａ＜ｂとする。すると、本発明のポイントは以下のように与えることができる。

[1754] 以下の２つの項目を満たす。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合とｓ１

の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を同一とする。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

このとき、図１１６を用いて説明したベースバンド信号入れ替えは、実施してもよいし、実施しなくてもよい。ただし、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合、ＰＡＰＲの影響を考慮すると、上記で述べたベースバンド信号入れ替えを実施するとよい。

または、以下の２つの項目を満たす。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合とｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合をサポートしている場合、両者の場合で使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は同一であり、式（Ｈ４）であらわされる。なお、本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、式（Ｈ４）であらわされる場合で説明したが、実施の形態Ｃ１に記載されている式（＃１）、式（＃２）、式（＃９）、式（＃１０）、式（＃１２）、式（＃１３）、式（＃１７）のいずれかを用いた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。また、実施の形態１９に示されている式（２７９）、式（２８０）の両者で定義される規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法であってもよい。（実施の形態９、実施の形態１０、実施の形態１８、実施の形態１９等に詳細は記載されている。）

・ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

このとき、図１１６を用いて説明したベースバンド信号入れ替えは、実施し

てもよいし、実施しなくてもよい。ただし、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合、ＰＡＰＲの影響を考慮すると、上記で述べたベースバンド信号入れ替えを実施するとよい。

[1755] 変調方式Ａと変調方式Ｂのセットとしては、（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）が（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１２８ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ）等がある。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではない。

また、受信装置は、本実施の形態における２つの変調方式の設定パターンいずれにおいても、実施の形態Ｆ１で述べた受信方法を用いて、復調、検波が行われることになる。

（実施の形態Ｈ３）

本実施の形態では、放送（または、通信）システムが、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合、回路規模を削減することができる、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、実施の形態Ｈ２とことなる方法について説明する。

[1756] まず、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法につい

て述べる。

ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、実施の形態８、および、実施の形態１８で述べた規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとする。したがって、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法では、周期Nのためのプリコーディング行列（Ｆ［ｉ］）は次式であらわされる。

[1757] [数692]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \quad (\text{H}7)$$

[1758] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。なお、θ_{11}（ｉ）、θ_{21}、α、λ、δについては、実施の形態８、実施の形態１８の説明と同様である。（なお、実施の形態８、実施の形態１８で述べられたθ_{11}（ｉ）、θ_{21}、α、λ、δの条件を満たすことは、一つの良い例である。）そして、特に、周期Nのためのプリコーディング行列としてユニタリ行列を用いるものとする。したがって、周期Nのためのプリコーディング行列（Ｆ［ｉ］）を次式であらわす（i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））。

[1759] [数693]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad (\text{H}8)$$

[1760] 本実施の形態における、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡ

Ｍの場合をサポートしている場合の重み付け合成（プリコーディング）部周辺の構成を図１０８、図１１２で構成される。（図１０８、図１１２の動作については、他の実施の形態で説明を行っている。）

ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合のｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）について説明する。

ｓ１（ｔ）およびｓ２（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）であるため、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。

次に、図１０８、図１１２の各部の動作について説明する。

[1761] パワー変更部（１０７０１Ａ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｖとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号（パワー変更後の信号：１０７０２Ａ）を出力する。

[1762] パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（パワー変更後の信号：１０７０２Ｂ）を出力する。

[1763] このとき、ｖ＝ｕ＝Ωであり、$v^2 : u^2 = 1 : 1$とする。これにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができることになる。

重み付け合成部６００は、パワー変更後の信号１０７０２Ａ（変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号）およびパワー変更後の信号１０７０２Ｂ（変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号）、重み付け合成方法に関する情報３１５を入力とし、重み付け合成方法に関する情報３１５の情報に基づいて、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングが行われ、プリコーディング後の信

号３０９Ａ（ｚ１（ｔ））および、プリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、以下の関係式が成立する。

[1764] [数694]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t]\begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t]\begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t]\begin{pmatrix} \Omega & 0 \\ 0 & \Omega \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}\end{aligned} \qquad (H9)$$

[1765] ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列Ｆ［ｔ］が、式（Ｈ８）であらわされたとき、実施の形態１８で示したように、αとして、式（２７０）が適した値となる。αが式（２７０）であらわされたとき、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、図１１７のように、Ｉ－Ｑ平面において、２５６点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となる。なお、図１１７は一例であり、原点を中心に、位相を回転させた形の２５６点の信号点配置となることもある。

ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭであるので、重み付け合成された信号であるｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）はいずれも、１６ＱＡＭで４ビット、１６ＱＡＭで４ビットの計８ビットが伝送されているので、図１１７のように２５６点の信号点となるが、このとき、信号点の最小ユークリッド距離が大きいため、受信装置において、よりよいデータの受信品質が得られることになる。

[1766] 次に、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合のｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）について説明する。

ｓ１（ｔ）は、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信

号）とし、マッピング方法は、図９５のとおりであり、ｈは式（２７３）のとおりである。ｓ２（ｔ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）であるため、マッピング方法は、図９４のとおりであり、ｇは式（２７２）のとおりである。

次に、図１０８、図１１２の各部の動作について説明する。

[1767] パワー変更部（１０７０１Ａ）は、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｖとすると、変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号（パワー変更後の信号：１０７０２Ａ）を出力する。

[1768] パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂ、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、設定したパワー変更のための値をｕとすると、変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号（パワー変更後の信号：１０７０２Ｂ）を出力する。

[1769] このとき、実施の形態Ｈ１において、「ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力の比はv^2：u^2＝１：５」にすると一つの良い例であることを示した。（これにより、受信装置は、高いデータの受信品質を得ることができることになる。）このときの規則的なプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について以下で説明する。

ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合に使用する式（Ｈ８）のN個のプリコーディング行列に加え、

以下のN個のプリコーディング行列を加え、周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とする。

[1770]

[数695]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix}\alpha\times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)}\\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)}\end{pmatrix} \quad (\text{H10})$$

[1771] このとき、i=N,N+1,N+2,・・・,2N-2,2N-1（ｉはN以上2N-1以下の整数）となる。（なお、実施の形態１０、実施の形態１９で述べられたθ_{11}（ｉ）、θ_{21}、α、λ、δの条件を満たすことは、一つの良い例である。）

再度記載するが、「ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として使用する、周期2Nの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列は、式（Ｈ８）および式（１０）であらわされる。そして、式（Ｈ８）は、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として使用する、周期Nの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法のプリコーディング行列である。したがって、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として使用する、周期Nの規則的にプリコーディング行列は、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法においても用いられる。」

重み付け合成部６００は、パワー変更後の信号１０７０２Ａ（変調方式ＱＰＳＫのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ａをｖ倍した信号）およびパワー変更後の信号１０７０２Ｂ（変調方式１６ＱＡＭのベースバンド信号（マッピング後の信号）３０７Ｂをｕ倍した信号）、重み付け合成方法に関する情報３１５を入力とし、重み付け合成方法に関する情報３１５の情報に基づいて、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングが行われ、プリコーディング後の信号

３０９Ａ（ｚ１（ｔ））および、プリコーディング後の信号３０９Ｂ（ｚ２（ｔ））を出力する。このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列をＦ［ｔ］とすると、以下の関係式が成立する。

[1772] [数696]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} &= F[t]\begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t]\begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} \\ &= F[t]\begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & \sqrt{5}v \end{pmatrix}\begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}\end{aligned} \qquad (\text{H}11)$$

[1773] ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列Ｆ［ｔ］が、式（Ｈ８）および式（１０）であらわされたとき、実施の形態１８で示したように、αとして、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのときと同様、式（２７０）が適した値となる。その理由について説明する。

[1774] 図１１８は、上述の送信状態における１６ＱＡＭのＩ－Ｑ平面における１６点の信号点とＱＰＳＫのＩ－Ｑ平面における４点の信号点の位置の関係を示しており、○は１６ＱＡＭの信号点、●はＱＰＳＫの信号点である。図１１８からわかるように、１６ＱＡＭの１６個の信号点の内の４つとＱＰＳＫの４つの信号点とは重なる状態となる。このような状況で、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したときのプリコーディング行列Ｆ［ｔ］が、式（Ｈ８）および式（１０）であらわされ、αとして、式（２７０）とした場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭである時の図１１７の２５６点の信号点に対し、６４点抽出した信号点に相当するベースバンド信号となる。なお、図１１７は一例であり、原点を中心に、位相を回転させ

た形の２５６点の信号点配置となることもある。

ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭであるので、重み付け合成された信号であるｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）はＱＰＳＫ２ビット、１６ＱＡＭで４ビットの計６ビットが伝送されているので、６４点の信号点となるが、このとき、上述で説明したような６４点の信号点となるので、信号点の最小ユークリッド距離が大きいため、受信装置において、よりよいデータの受信品質が得られることになる。

また、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのとき、v^2：u^2＝１：５とした場合がよい例であるので、このときを例に説明したが、$v^2 < u^2$という条件で、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）および式（１０）、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）とすると、両者の場合で、良好な受信品質を得ることができる場合は存在する。したがって、v^2：u^2＝１：５に限ったものではない。

そして、実施の形態Ｆ１で述べたように、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭのとき、上述で述べたような規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いると、$v^2 < u^2$であるが、ｚ１（ｔ）の平均電力（平均値）とｚ２（ｔ）の平均電力（平均値）は等しくなり、ＰＡＰＲの削減が可能なため、送信装置の消費電力を抑えることができるという効果を得ることができる。

また、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、使用するプリコーディング行列の一部を共通化することで、送信装置の回路規模を削減することができる。そして、式（Ｈ８）および／または式（Ｈ１０）に基づい

て、受信装置は、復調を行うことになるが、上記のように、信号点を共有しているため、受信候補信号点を求める演算部の共有が可能となるため、受信装置において、回路規模を削減することができるという効果を得ることができる。

なお、本実施の形態では、式（Ｈ８）および／または式（Ｈ１０）の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を例に説明したが、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法はこれに限ったものではない。

本発明とポイントとなる点は、以下のようになる。

・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、使用するプリコーディング行列の一部を共通化する。

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2<u^2$の条件を満たすということになる。

なお、受信装置において、良好な受信品質を得ることができるよい例としては、

例１（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2:u^2=1:5$の条件を満たす

・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合をサポートしている場合、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合

の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、使用するプリコーディング行列の一部を共通化する。

例２（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）および式（１０）、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）とする。

例３（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2:u^2=1:5$の条件を満たす。

・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）および式（１０）、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）とする。

例４（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８

）および式（１０）、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）とする。そして、式（Ｈ８）および式（１０）のαは式（２７０）であらわされる。

例５（以下の２つの項目を満たす。）：

・ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合、$v^2:u^2=1:5$の条件を満たす。

・ｓ１の変調方式がＱＰＳＫ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）および式（１０）、ｓ１の変調方式が１６ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が１６ＱＡＭの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）とする。そして、式（Ｈ８）および式（１０）のαは式（２７０）であらわされる。

[1775] なお、本実施の形態は、変調方式をＱＰＳＫおよび１６ＱＡＭのときを例に説明したがこれに限ったものではない。したがって、本実施の形態を拡張すると、以下のように考えることができる。変調方式Ａと変調方式Ｂがあり、変調方式ＡのＩ－Ｑ平面における信号点数をａ、変調方式ＢのＩ－Ｑ平面における信号点の数をｂとし、ａ＜ｂとする。すると、本発明のポイントは以下のように与えることができる。

[1776] 以下の２つの項目を満たす。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合とｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合をサポートしている場合、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法とｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、使用するプリコーディング行列の一部を共通化する。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

または、以下の２つの項目を満たす。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）および式（１０）、ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）とする。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

[1777] 変調方式Ａと変調方式Ｂのセットの例としては、（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）が（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１２８ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ）等がある。

なお、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において、プリコーディング行列を共有せず、以下の条件を満たす場合、送受信装置の回路規模を削減することを優先せずに、受信装置において、より高いデータの受信品質を得ることができる可能性がある。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）および式（１０）、ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として式（Ｈ８）とする。ただし、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法における式（Ｈ８）および式（１０）のプリコーディング行列のαの値と、ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコー

ディング方法における式（Ｈ８）のプリコーディング行列のαの値は異なっている。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の周期はNであり、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法の周期は2Nである。

・ｓ１の変調方式が変調方式Ｂ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合$v^2=u^2$であり、ｓ１の変調方式が変調方式Ａ、ｓ２の変調方式が変調方式Ｂの場合、$v^2<u^2$の条件を満たす。

[1778] このとき、変調方式Ａと変調方式Ｂのセットの例としては、（変調方式Ａ、変調方式Ｂ）が（ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ）、（１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、１２８ＱＡＭ）、（６４ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ）等がある。

本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明するが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。また、時間ー周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても同様に実施することが可能である。なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではない。

また、受信装置は、本実施の形態における２つの変調方式の設定パターンいずれにおいても、実施の形態Ｆ１で述べた受信方法を用いて、復調、検波が行われることになる。

（実施の形態Ｉ１）

本実施の形態では、実施の形態Ｆ１とは異なる、ｓ１の変調信号の変調方式とｓ２の変調方式を異なる変調方式とし、ＰＡＰＲへの影響が少ない規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について述べる。

以降では、一例として、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号を送信する場合に、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号の平均電力と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるようしたときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。

[1779] 実施の形態Ｆ１で説明したように、ｓ１の変調信号の変調方式をＱＰＳＫ、ｓ２の変調信号の変調方式を１６ＱＡＭ（または、ｓ１の変調信号の変調方式を１６ＱＡＭ、ｓ２の変調信号の変調方式をＱＰＳＫ）とし、ＱＰＳＫのマッピングを施した変調信号の平均電力と１６ＱＡＭのマッピングを施した変調信号の平均電力を異なるように設定した場合、送信装置が使用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によっては、送信装置が具備する送信電力増幅器のＰＡＰＲ（Peak-to-Average Power Ratio）（ピーク電力対平均電力比）が大きくなり、送信装置の消費電力が大きくなるという課題が発生することがある。

[1780] この課題に対し、実施の形態Ｆ１において、「実施の形態８」、「実施の形態９」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、$\alpha=1$と設定するとよいことを述べた。

本実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列において、$\alpha=1$としたとき、受信装置におけるデータの受信品質を改善する方法の一例を説明する。

[1781] ここでは、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列として、「実施の形態８」、「実施の形

態９」、「実施の形態１０」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、α＝１と設定する、プリコーディング行列を用いるものとする。

[1782] 例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列を、実施の形態Ｃ１の式（＃３）、式（＃１４）、式（＃１５）、式（＃１６）、実施の形態Ｃ２の式（＃２０）、式（＃２４）、式（＃２５）、式（＃２６）と設定するとよい。また、例えば、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列を、実施の形態１８の式（２６８）、式（２６９）、実施の形態Ｃ１の式（＃１）、式（＃２）、式（＃９）、式（＃１０）、式（＃１２）、式（＃１３）、実施の形態Ｃ２の式（＃１８）、式（＃１９）、式（＃２１）、式（＃２２）、式（＃２３）のように一般化して表した場合、α＝１とすればよい。（なお、周期は奇数に限ったものではない）

図１１９は、本実施の形態における、重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示しており、図３、図１０７と同様に動作するものについては同一符号を付している。図１１９自身を説明する前に、マッピング後の信号３０７Ａおよび３０７Ｂについて説明する。

[1783] 図１１９において、マッピング後の信号３０７Ａであるｓ１（ｔ）の変調方式はＱＰＳＫ、マッピング後の信号３０７Ｂであるｓ２（ｔ）の変調方式は１６ＱＡＭであるものとする。以下では、ＱＰＳＫのマッピング、および、１６ＱＡＭのマッピング方法について説明を行う。

ＱＰＳＫのマッピングについて、図９５を用いて説明する。図９５は、同相Ｉ-直交Ｑ平面におけるＱＰＳＫの信号点配置の例を示している。図９５の信号点９５００は、送信するビット（入力ビット）をｂ０、ｂ１とすると、例えば、送信するビットが（ｂ０、ｂ１）＝（１、０）（この値は、図９５に記載されている値である。）のとき、同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、

（Ｉ，Ｑ）＝（－１×ｈ、１×ｈ）であり、このＩ，Ｑの値が、マッピング後の信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））となる。なお、送信するビット（ｂ０、ｂ１）が他の値のときも、（ｂ０、ｂ１）にもとづき、図９５から、（Ｉ，Ｑ）のセットが決定し、Ｉ，Ｑの値が、マッピング後の信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））となる。

[1784] 次に、１６ＱＡＭのマッピングについて、図９４を用いて説明する。図９４は、同相Ｉ-直交Ｑ平面における１６ＱＡＭの信号点配置の例を示している。図９４の信号点９４００は、送信するビット（入力ビット）をｂ０～ｂ３とすると、例えば、送信するビットが（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（１、０、０、０）（この値は、図９４に記載されている値である。）のとき、同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、（Ｉ，Ｑ）＝（－３×ｇ、３×ｇ）であり、このＩ，Ｑの値が、マッピング後の信号３０７Ｂ（ｓ２（ｔ））となる。なお、送信するビット（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）が他の値のときも、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）にもとづき、図９４から、（Ｉ，Ｑ）のセットが決定し、Ｉ，Ｑの値が、マッピング後の信号３０７Ｂ（ｓ２（ｔ））となる。

[1785] なお、ここでは、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力を等しくするために、ｈは式（２７３）となり、ｇは式（２７２）となる。

図１１９において、位相変更部（１１９０１）は、マッピング後の変調信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ）：変調方式ＱＰＳＫ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の変調信号３０７Ａに対し、位相変更を施し、位相変更後の信号（１１９０２Ａ）を出力する。このとき、位相変更値を$e^{j\theta_s}$とあらわすと、位相変更後の信号（１１９０２Ａ）はｓ１（ｔ）×$e^{j\theta_s}$とあらわされる。（θ_sの単位はラジアンとする。）

パワー変更部（１０７０１Ａ）は、位相変更後の信号（１１９０２Ａ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、位相変更後の信号（１１９０２Ａ）に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）を出力する。このとき、パワー変更のための値を

ｖとすると、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）はｓ１（ｔ）×ｅ$^{j\theta_s}$×ｖとあらわされる。（ｖは０より大きい実数とする。０ラジアン≦θ_s＜２πラジアン）

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、マッピング後の変調信号３０７Ｂ（ｓ２（ｔ）：変調方式１６ＱＡＭ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の変調信号３０７Ｂに対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）を出力する。このとき、パワー変更のための値をｕとすると、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）はｓ２（ｔ）×ｕとあらわされる。（ｕは０より大きい実数とする。）

重み付け合成部６００は、重み付け方法に関する情報３１５に基づき、入力信号に対し、本明細書で記載した方法を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングを施し、プリコーディング後の信号３０９Ａ、３０９Ｂを出力する。

[1786] 図１２０は、図１１９における位相変更部（１１９０１）が、マッピング後のＱＰＳＫの信号３０７Ａに対し、位相変更を行ったときの、同相Ｉ－直交Ｑ平面における、送信ビット（ｂ０、ｂ１）と信号点の関係を示しており、４点の○（白丸）は、位相変更前の信号点であり、４点の●（黒丸）は、位相変更後の信号点であり、同相Ｉ－直交Ｑ平面における座標は、図１２０に示したとおりである。

図１２０に示すように、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相をθ_4とすると、$\theta_s=\theta_4$が成立する。ただし、（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、０ラジアン≦θ_4＜２πラジアンとなる。また、（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さと（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

[1787] 同様に、（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相をθ_4とすると、$\theta_s=\theta_4$が成立する。ただし、（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、０ラジアン≦θ_4＜２πラジアンとなる。また、（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さと（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

[1788] そして、（ｂ０、ｂ１）＝（１，０）、（１，１）のときも、上述については、同様である。

図１２１は、図１１９とは異なる重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示しており、図３、図１０７と同様に動作するものについては同一符号を付している。まず、マッピング後の信号３０７Ａおよび３０７Ｂについて説明する。

[1789] マッピング後の信号３０７Ａであるｓ１（ｔ）の変調方式はＱＳＰＫ、マッピング後の信号３０７Ｂであるｓ２（ｔ）の変調方式は１６ＱＡＭであるものとする。以下では、ＱＰＳＫのマッピング、および、１６ＱＡＭのマッピング方法について説明を行う。

ＱＰＳＫのマッピングについて、図９５を用いて説明する。図９５は、同相Ｉ-直交Ｑ平面におけるＱＰＳＫの信号点配置の例を示している。図９５の信号点９５００は、送信するビット（入力ビット）をｂ０、ｂ１とすると、例えば、送信するビットが（ｂ０、ｂ１）＝（１、０）（この値は、図９５に記載されている値である。）のとき、同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、（Ｉ，Ｑ）＝（－１×ｈ、１×ｈ）であり、このＩ，Ｑの値が、マッピング後の信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））となる。なお、送信するビット（ｂ０、ｂ１）が他の値のときも、（ｂ０、ｂ１）にもとづき、図９５から、（Ｉ，Ｑ）のセットが決定し、Ｉ，Ｑの値が、マッピング後の信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））となる。

[1790] 次に、１６ＱＡＭのマッピングについて、図９４を用いて説明する。図９４は、同相Ｉ-直交Ｑ平面における１６ＱＡＭの信号点配置の例を示している。図９４の信号点９４００は、送信するビット（入力ビット）をｂ０～ｂ３とすると、例えば、送信するビットが（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（１、０、０、０）（この値は、図９４に記載されている値である。）のとき、同相Ｉ-直交Ｑ平面における座標は、（Ｉ，Ｑ）＝（－３×ｇ、３×ｇ）であり、このＩ，Ｑの値が、マッピング後の信号３０７Ｂ（ｓ２（ｔ））となる。なお、送信するビット（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）が他の値のときも、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）にもとづき、図９４から、（Ｉ，Ｑ）のセットが決定し、Ｉ，Ｑの値が、マッピング後の信号３０７Ｂ（ｓ２（ｔ））となる。

[1791] なお、ここでは、ＱＰＳＫの平均電力と１６ＱＡＭの平均電力を等しくするために、ｈは式（２７３）となり、ｇは式（２７２）となる。

パワー変更部（１０７０１Ａ）はマッピング後の信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ）（変調方式ＱＰＳＫ））、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）を出力する。このとき、パワー変更のための値をｖとすると、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）はｓ１（ｔ）×ｖとあらわされる（ｖは０より大きい実数とする）。

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、マッピング後の変調信号３０７Ｂ（ｓ２（ｔ）：変調方式１６ＱＡＭ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の変調信号３０７Ｂに対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）を出力する。このとき、パワー変更のための値をｕとすると、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）はｓ２（ｔ）×ｕとあらわされる（ｕは０より大きい実数とする。）。

位相変更部（１２１０１）は、、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）（ｓ１（ｔ）×ｖ：変調方式ＱＰＳＫ）、制御信号（１０７００）を入力とし

、制御信号（１０７００）に基づき、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）に対し、位相変更を施し、位相変更後の信号（１２１０２Ａ）を出力する。このとき、位相変更値を$e^{j\theta_s}$とあらわすと、位相変更後の信号（１２１０２Ａ）はｓ１（ｔ）×ｖ×$e^{j\theta_s}$とあらわされる（θ_sの単位はラジアンとし、０ラジアン≦θ_s＜２πラジアンとする。）。

重み付け合成部６００は、重み付け方法に関する情報３１５に基づき、入力信号に対し、本明細書で記載した方法を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングを施し、プリコーディング後の信号３０９Ａ、３０９Ｂを出力する。

[1792] 図１２２は、図１２１における位相変更部（１２１０１）が、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）（ｓ１（ｔ）×ｖ：変調方式ＱＰＳＫ）に対し、位相変更を行ったときの、同相Ｉ－直交Ｑ平面における、送信ビット（ｂ０、ｂ１）と信号点の関係を示しており、４点の○（白丸）は、位相変更前の信号点であり、４点の●（黒丸）は、位相変更後の信号点であり、同相Ｉ－直交Ｑ平面における座標は、図１２２に示したとおりである。

[1793] 図１２２に示すように、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相をθ_4とすると、$\theta_s=\theta_4$が成立する。ただし、（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、０ラジアン≦θ_4＜２πラジアンとなる。また、（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さと（ｂ０、ｂ１）＝（０，０）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

[1794] 同様に、（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相をθ_4とすると、$\theta_s=\theta_4$が成立する。ただし、（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、０ラジアン≦θ_4＜２πラジアンとなる。また、（ｂ

０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さと（ｂ０、ｂ１）＝（０，１）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

[1795] そして、（ｂ０、ｂ１）＝（１，０）、（１，１）のときも、上述については、同様である。なお、図１２０と図１２２は、信号点のＩ－Ｑ平面における座標が異なる。

次に、マッピング後の信号３０７Ａであるｓ１（ｔ）の変調方式はＱＳＰＫ、マッピング後の信号３０７Ｂであるｓ２（ｔ）の変調方式は１６ＱＡＭのとき、図１１９の位相変更部１１９０１と図１２１の位相変更部１２１０１の位相変更の与え方、つまり、θ_4の設定方法について説明する。

[1796] 上述の図１１９、図１２１の説明のような動作のとき、上述で述べたように、ＱＰＳＫの変調信号に対するパワー変更のために乗算する値はｖであり、１６ＱＡＭの変調信号に対するパワー変更のために乗算する値はｕである。実施の形態Ｆ１において、Ｉ－Ｑ平面におけるＱＰＳＫの最小ユークリッド距離とＩ－Ｑ平面における１６ＱＡＭの最小ユークリッド距離とを等しくするために、$v^2 : u^2 = 1 : 5$にする方法について述べた。以降では、一例として、$v^2 : u^2 = 1 : 5$としたときのθ_4の設定方法について説明する。

[1797] このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列として、「実施の形態８」、「実施の形態９」、「実施の形態１０」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、$\alpha = 1$と設定する、プリコーディング行列を用いるものとすると、$\theta_4 = 0$ラジアン、または、$\pi/2$ラジアン、または、πラジアン、または、$(3 \times \pi)/2$ラジアンと設定した場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、図１２３のようなＩ－Ｑ平面において、２５点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となる。

[1798] ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、変調方式がＱＰＳＫの信号と１６ＱＡ

Ｍの信号が重み付け合成された信号であるので、ＱＰＳＫで２ビット、１６ＱＡＭで４ビットの計６ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、６４点の信号点が存在することになるが、図１２３では、信号点が重なるので、２５点に縮退している。

ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、図５のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ２本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。このとき、図１２３のようなＩ－Ｑ平面における信号点状況で送信すると、送信した計６ビットのうち、対数尤度比の絶対値が０となるビットが存在することになる（６４点から２５点に信号点が縮退しているため）。

すると、受信装置において、誤り訂正復号を行っても、誤り訂正が行われないことがあり、受信装置において、データの受信品質がわるいことになる。この課題を解決するためには、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）、いずれも、Ｉ－Ｑ平面において、６４（＝2^6）点が存在し、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）、いずれも、６４点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となるようにする必要がある。

[1799] そこで、θ_4を、π／６ラジアン、または、π／３ラジアン、または、（２×π）／３ラジアン、または、（５×π）／６ラジアン、または、（７×π）／６ラジアン、または、（４×π）／３ラジアン、または、（５×π）／３ラジアン、または、（１１×π）／６ラジアンのいずれかに設定した場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、図１２４のようなＩ－Ｑ平面において、６４点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となる。

[1800] なお、一般化すると、θ_4を、π／６＋ｎ×πラジアン、または、π／３＋ｎ×πラジアン、または、（２×π）／３＋ｎ×πラジアン、または、（５×π）／６＋ｎ×πラジアンのいずれかに設定することになる（ｎは整数）。

このようにすると、ｚ１（ｔ）の平均電力（平均値、および、ｚ２（ｔ）の平均電力（平均値）を一定とした条件において、Ｉ－Ｑ平面において、６

４点の信号点における最小ユークリッド距離は最大となる。

[1801] したがって、θ_4を上記に示したような値に設定すると、いずれか一方で送信した信号が、受信装置において、伝播しないような状況においても、６４点の信号点の区別ができる可能性が高くなるため、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。なお、上述の説明では、一例として、$v^2:u^2=1:5$のときを例に説明したが、いずれか一方で送信した信号が、受信装置において、伝播しないような状況では、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高いが、他の電波伝搬環境では、$v^2<u^2$であるが、$v^2:u^2=1:5$でないときのほうが、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高いことがある。したがって、複数の電波伝搬環境を考慮した場合、$v^2<u^2$を満たし、θ_4を、$\pi/6$ラジアン、または、$\pi/3$ラジアン、または、$(2\times\pi)/3$ラジアン、または、$(5\times\pi)/6$ラジアン、または、$(7\times\pi)/6$ラジアン、または、$(4\times\pi)/3$ラジアン、または、$(5\times\pi)/3$ラジアン、または、$(11\times\pi)/6$ラジアン（θ_4を、$\pi/6+n\times\pi$ラジアン、または、$\pi/3+n\times\pi$ラジアン、または、$(2\times\pi)/3+n\times\pi$ラジアン、または、$(5\times\pi)/6+n\times\pi$ラジアンのいずれかに設定することになる（ｎは整数））のいずれかに設定すること、複数の電波伝搬環境で、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。ただし、θ_4を、０ラジアン、$3\pi/2$ラジアン、πラジアン、$(3\pi)/2$ラジアンの４つの値以外で、優れたデータの受信品質を得ることができる値が存在する可能性がある。

[1802] また、「実施の形態８」、「実施の形態９」、「実施の形態１０」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、$\alpha\neq1$と設定し、$v^2<u^2$を満たし、θ_4を、０ラジアン、$3\pi/2$ラジアン、πラジアン、$(3\pi)/2$ラジアンの４つの値以外で、優れたデータの受信品質を得ることができる値が存在する可能性がある。

[1803] 上述では、ＱＰＳＫの変調信号に対し、位相変更を行う場合について述べたが、１６ＱＡＭの変調信号に対し、位相変更を行ってもよい。以降では、１６ＱＡＭの変調信号に対し、位相変更を行う場合について説明する。

図１２５は、本実施の形態における、重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示しており、図３、図１０７と同様に動作するものについては同一符号を付している。

[1804] 図１２５において、マッピング後の信号３０７Ａであるｓ１（ｔ）の変調方式はＱＳＰＫ、マッピング後の信号３０７Ｂであるｓ２（ｔ）の変調方式は１６ＱＡＭであるものとする。このときのｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）については、図１１９の説明のときと同様であるので、説明を省略する。

図１２５において、位相変更部（１１９０１）は、マッピング後の変調信号３０７Ｂ（ｓ２（ｔ）：変調方式１６ＱＡＭ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の変調信号３０７Ｂに対し、位相変更を施し、位相変更後の信号（１１９０２Ｂ）を出力する。このとき、位相変更値を$e^{j\theta_s}$とあらわすと、位相変更後の信号（１１９０２Ｂ）はｓ２（ｔ）×$e^{j\theta_s}$とあらわされる。（θ_sの単位はラジアンとする。）

パワー変更部（１０７０１Ａ）は、マッピング後の変調信号（３０７Ａ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の変調信号（３０７Ａ）に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）を出力する。このとき、パワー変更のための値をｖとすると、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）はｓ１（ｔ）×ｖとあらわされる。（ｖは０より大きい実数とする。）

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、位相変更後の信号（１１９０２Ｂ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、位相変更後の信号（１１９０２Ｂ）に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）を出力する。このとき、パワー変更のための値をｕとすると、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）はｓ２（ｔ）×$e^{j\theta_s}$×ｕ

とあらわされる。（ｕは０より大きい実数とする。０ラジアン≦θ_s＜２πラジアン）

重み付け合成部６００は、重み付け方法に関する情報３１５に基づき、入力信号に対し、本明細書で記載した方法を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングを施し、プリコーディング後の信号３０９Ａ、３０９Ｂを出力する。

[1805] 図１２６は、図１２５における位相変更部（１１９０１）が、マッピング後の１６ＱＡＭの信号３０７Ｂに対し、位相変更を行ったときの、同相Ｉ－直交Ｑ平面における、送信ビット（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）と信号点の関係を示しており、１６点の○（白丸）は、位相変更前の信号点であり、１６点の●（黒丸）は、位相変更後の信号点であり、同相Ｉ－直交Ｑ平面における座標は、図１２６に示したとおりである。

[1806] 図１２６に示すように、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相をθ_{16}とすると、$\theta_s=\theta_{16}$が成立する。ただし、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、０ラジアン≦θ_{16}＜２πラジアンとなる。また、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さと（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

[1807] 同様に、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相をθ_{16}とすると、$\theta_s=\theta_{16}$が成立する。ただし、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、０ラジアン≦θ_{16}＜２πラジアンとなる。また、（ｂ０、

ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さと（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

[1808] そして、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，１，０）～（１，１，１，１）のときも、上述については、同様である。

図１２７は、図１２５とは異なる重み付け合成部（プリコーディング部）周辺の構成を示しており、図３、図１０７と同様に動作するものについては同一符号を付している。マッピング後の信号３０７Ａおよび３０７Ｂについては上述と同様であるので、説明を省略する。

[1809] パワー変更部（１０７０１Ａ）はマッピング後の信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））（変調方式ＱＰＳＫ））、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の信号３０７Ａ（ｓ１（ｔ））に対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）を出力する。このとき、パワー変更のための値をｖとすると、パワー変更後の信号（１０７０２Ａ）はｓ１（ｔ）×ｖとあらわされる。（ｖは０より大きい実数とする）

パワー変更部（１０７０１Ｂ）は、マッピング後の変調信号３０７Ｂ（ｓ２（ｔ）：変調方式１６ＱＡＭ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、マッピング後の変調信号３０７Ｂに対し、パワーの変更を行い、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）を出力する。このとき、パワー変更のための値をｕとすると、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）はｓ２（ｔ）×ｕとあらわされる。（ｕは０より大きい実数とする。）

位相変更部（１２１０１）は、、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）（ｓ２（ｔ）×ｕ：変調方式１６ＱＡＭ）、制御信号（１０７００）を入力とし、制御信号（１０７００）に基づき、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）に対し、位相変更を施し、位相変更後の信号（１２１０２Ｂ）を出力する。このとき、位相変更値を$e^{j\theta_s}$とあらわすと、位相変更後の信号（１２１０

２Ｂ）はｓ２（ｔ）×ｕ×ｅ$^{j\theta s}$とあらわされる。（θ_sの単位はラジアンとし、０ラジアン≦θ_s＜２πラジアンとする。）

重み付け合成部６００は、重み付け方法に関する情報３１５に基づき、入力信号に対し、本明細書で記載した方法を例とする規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に基づくプリコーディングを施し、プリコーディング後の信号３０９Ａ、３０９Ｂを出力する。

[1810] 図１２８は、図１２５における位相変更部（１２１０１）が、パワー変更後の信号（１０７０２Ｂ）（ｓ２（ｔ）×ｕ：変調方式１６ＱＡＭ）に対し、位相変更を行ったときの、同相Ｉ－直交Ｑ平面における、送信ビット（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）と信号点の関係を示しており、１６点の○（白丸）は、位相変更前の信号点であり、１６点の●（黒丸）は、位相変更後の信号点であり、同相Ｉ－直交Ｑ平面における座標は、図１２８に示したとおりである。

[1811] 図１２８に示すように、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相をθ_{16}とすると、$\theta_s=\theta_{16}$が成立する。ただし、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が基準の線分とし、０ラジアン≦θ_{16}＜２πラジアンとなる。また、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さと（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，０）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

[1812] 同様に、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分と（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分、で形成される位相をθ_{16}とすると、$\theta_s=\theta_{16}$が成立する。ただし、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分が

基準の線分とし、０ラジアン≦θ_{16}＜２πラジアンとなる。また、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更前の信号点と原点で形成される線分の長さと（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，０，１）の位相変更後の信号点と原点で形成される線分の長さは等しい。

[1813] そして、（ｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３）＝（０，０，１，０）～（１，１，１，１）のときも、上述については、同様である。なお、図１２６と図１２８は、信号点のＩ－Ｑ平面における座標が異なる。

次に、マッピング後の信号３０７Ａであるｓ１（ｔ）の変調方式はＱＰＳＫ、マッピング後の信号３０７Ｂであるｓ２（ｔ）の変調方式は１６ＱＡＭのとき、図１２５の位相変更部１１９０１と図１２７の位相変更部１２１０１の位相変更の与え方、つまり、θ_{16}の設定方法について説明する。

[1814] 上述の図１２５、図１２７の説明のような動作のとき、上述で述べたように、ＱＰＳＫの変調信号に対するパワー変更のために乗算する値はｖであり、１６ＱＡＭの変調信号に対するパワー変更のために乗算する値はｕである。実施の形態Ｆ１において、Ｉ－Ｑ平面におけるＱＰＳＫの最小ユークリッド距離とＩ－Ｑ平面における１６ＱＡＭの最小ユークリッド距離とを等しくするために、v^2：u^2＝１：５にする方法について述べた。以降では、一例として、v^2：u^2＝１：５としたときのθ_{16}の設定方法について説明する。

[1815] このとき、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列として、「実施の形態８」、「実施の形態９」、「実施の形態１０」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、α＝１と設定する、プリコーディング行列を用いるものとすると、θ_{16}＝０ラジアン、または、π／２ラジアン、または、πラジアン、または、（３×π）／２ラジアンと設定した場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、図１２３のようなＩ－Ｑ平面において、２５点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となる。

[1816] ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、変調方式がＱＰＳＫの信号と１６ＱＡＭの信号が重み付け合成された信号であるので、ＱＰＳＫで２ビット、１６ＱＡＭで４ビットの計６ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、６４点の信号点が存在することになるが、図１２３では、信号点が重なるので、２５点に縮退している。

ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、図５のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ２本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。このとき、図１２３のようなＩ－Ｑ平面における信号点状況で送信すると、送信した計６ビットのうち、対数尤度比の絶対値が０となるビットが存在することになる（６４点から２５点に信号点が縮退しているため）。

すると、受信装置において、誤り訂正復号を行っても、誤り訂正が行われないことがあり、受信装置において、データの受信品質がわるいことになる。この課題を解決するためには、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）、いずれも、Ｉ－Ｑ平面において、６４（＝2^6）点が存在し、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）、いずれも、６４点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となるようにする必要がある。

[1817] そこで、θ_{16}を、π／６ラジアン、または、π／３ラジアン、または、（２×π）／３ラジアン、または、（５×π）／６ラジアン、または、（７×π）／６ラジアン、または、（４×π）／３ラジアン、または、（５×π）／３ラジアン、または、（１１×π）／６ラジアンのいずれかに設定した場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、図１２４のようなＩ－Ｑ平面において、６４点のいずれかの信号点に相当するベースバンド信号となる。

なお、一般化すると、θ_4を、π／６＋ｎ×πラジアン、または、π／３＋ｎ×πラジアン、または、（２×π）／３＋ｎ×πラジアン、または、（５×π）／６＋ｎ×πラジアンのいずれかに設定することになる（ｎは整数）。

[1818] このようにすると、ｚ１（ｔ）の平均電力（平均値、および、ｚ２（ｔ）の平均電力（平均値）を一定とした条件において、Ｉ－Ｑ平面において、６

４点の信号点における最小ユークリッド距離は最大となる。

したがって、θ_{16}を上記に示したような値に設定すると、いずれか一方で送信した信号が、受信装置において、伝播しないような状況においても、６４点の信号点の区別ができる可能性が高くなるため、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高くなる。なお、上述の説明では、一例として、$v^2 : u^2 = 1 : 5$のときを例に説明したが、いずれか一方で送信した信号が、受信装置において、伝播しないような状況では、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高いが、他の電波伝搬環境では、$v^2 < u^2$であるが、$v^2 : u^2 = 1 : 5$でないときのほうが、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高いことがある。したがって、複数の電波伝搬環境を考慮した場合、$v^2 < u^2$を満たし、θ_{16}を、$\pi/6$ラジアン、または、$\pi/3$ラジアン、または、$(2\times\pi)/3$ラジアン、または、$(5\times\pi)/6$ラジアン、または、$(7\times\pi)/6$ラジアン、または、$(4\times\pi)/3$ラジアン、または、$(5\times\pi)/3$ラジアン、または、$(11\times\pi)/6$ラジアン（θ_4を、$\pi/6+n\times\pi$ラジアン、または、$\pi/3+n\times\pi$ラジアン、または、$(2\times\pi)/3+n\times\pi$ラジアン、または、$(5\times\pi)/6+n\times\pi$ラジアンのいずれかに設定することになる（ｎは整数））のいずれかに設定すること、複数の電波伝搬環境で、高いデータの受信品質を得ることができる可能性が高い。ただし、θ_{16}を、０ラジアン、$3\pi/2$ラジアン、πラジアン、$(3\pi)/2$ラジアンの４つの値以外で、優れたデータの受信品質を得ることができる値が存在する可能性がある。

[1819] また、「実施の形態８」、「実施の形態９」、「実施の形態１０」、「実施の形態１８」、「実施の形態１９」、「実施の形態Ｃ１」、「実施の形態Ｃ２」を含む、本明細書において、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に用いるプリコーディング行列の式において、$\alpha \neq 1$と設定し、$v^2 < u^2$を満たし、θ_{16}を、０ラジアン、$3\pi/2$ラジアン、πラジアン、$(3\pi)/2$ラジアンの４つの値以外で、優れたデータの受信品質を得ることができる値が存在する可能性がある。

[1820] 次に、本実施の形態における受信装置の動作について説明する。

上述で説明した、図１１９、図１２１の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、図５から、以下の関係を導くことができる。

[1821] [数697]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_s} \times s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (\#I1) \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\theta_s} \times s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix}\end{aligned}$$

[1822] 上述で説明した、図１２５、図１２７の規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、図５から、以下の関係を導くことができる。

[1823] [数698]

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} ve^{j0} & 0 \\ 0 & ue^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ e^{j\theta_s} \times s_2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (\#I2) \\ &= \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} v & 0 \\ 0 & u \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1(t) \\ e^{j\theta_s} \times s_2(t) \end{pmatrix}\end{aligned}$$

[1824] なお、Ｆ［ｔ］は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間ｔに用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上述で示した、ｒ１（ｔ）、ｒ２（ｔ）とｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の関係を利用して、復調（検波）を行うことになる（実施の形態１、実施の形態Ａ１からＡ５等で説明と同様に実施すればよいことになる）。ただし、上述で示した式には、雑音成分、周波数オフセット、チャネル推定誤差等の歪み成分は、式にあらわされておらず、これらを含んだ形で、復調（検波）が行われることになる。なお、送信装置がパワー変更を行うために使用するｕ、ｖの値については、送信装置が、これらに関する情報を送信する

か、または、使用する送信モード（送信方法、変調方式、誤り訂正方式等）の情報を送信し、受信装置は、その情報を得ることで、送信装置が用いたｕ、ｖの値を知ることができ、これにより、上述で示した関係式を導き、復調（検波）を行うことになる。

[1825] 本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明したが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。

[1826] よって、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）において、同一時間のｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。そして、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）において、同一周波数（同一サブキャリア）のｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。

[1827] また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても他の実施の形態で述べたように同様に実施することが可能である。なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法は、本明細書で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法に限定されるものではない。そして、プリコーディング行列を固定の方式（したがって、プリコーディング行列Ｆ（ｔ）は、ｔ（またはｆ）の関数ではない方式）に対して、本実施の形態のｓ１（ｔ）の平均電力およびｓ２（ｔ）の平均電力の設定、および、マッピングした信号に対し、位相変更を行うことを適用しても、受信装置において、データの受信品質が改善するという効果を得ることができる可能性がある。

[1828] なお、本実施の形態では、図１１９、図１２５において、位相変更部を記載したが、図１１９、図１２５において、位相変更を設置せず、図３、図４

、図１３、図４０等で示したマッピング部が、位相変更後実施後のマッピング後の信号を出力してもよい。この点については、実施の形態１で記載しているとおりである。

本実施の形態における、プリコーディングホッピング方法（規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）のための周期をNとしたとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数ー時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

（実施の形態Ｉ２）

実施の形態Ｆ１、実施の形態Ｉ１では、ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式をそれぞれＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ（または、１６ＱＡＭ、ＱＰＳＫ）のときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明した。本実施の形態では、ｓ１の変調方式、ｓ２の変調方式をそれぞれＱＰＳＫ、１６ＱＡＭとしたときと同等のデータ伝送速度となる場合として、ｓ１、ｓ２の両者の変調方式を８ＱＡＭ（8 Quadrature Amplitude Modulation）としたときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。

[1829] 本実施の形態は、実施の形態９、実施の形態１８で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとする

。本実施の形態では、実施の形態９、実施の形態１８の説明において、ｓ１の変調方式を８ＱＡＭ、ｓ２の変調方式を８ＱＡＭとする。図１２９に、同相Ｉ一直交Ｑ平面における８ＱＡＭの信号点配置を示す。図１２９において、平均送信電力をｚと設定する場合、図１２９におけるｕの値は、次式で与えられる。

[1830] [数699]

$$u = z \times \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \cdots (\#\mathrm{I}3)$$

[1831] なお、ＱＰＳＫのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（２７３）に示されており、１６ＱＡＭのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（２７２）に示されており、６４ＱＡＭのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（４８１）に示されており、送信装置が、変調方式として、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ、８ＱＡＭが選択可能であり、８ＱＡＭの平均電力とＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭの平均電力と同一とするためには、式（＃Ｉ３）は重要な値となる。

[1832] 図１２９において、送信する３ビットであるｂ０、ｂ１、ｂ２が“ｂ０　ｂ１　ｂ２”＝“０００”のとき、信号点として、１２９０１が選択され、信号点１２９０１に相当するＩ、Ｑ（Ｉ＝１×ｕ、Ｑ＝１×ｕ）が、８ＱＡＭの同相成分（Ｉ）、直交成分（Ｑ）となる。“ｂ０　ｂ１　ｂ２”が“００１”から“１１１”のときも同様に、８ＱＡＭの同相成分（Ｉ）、直交成分（Ｑ）が生成される。

[1833] 次に、ｓ１の変調方式が８ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が８ＱＡＭのときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。（なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態９、実施の形態１８に述べられている。）

実施の形態８で述べたように周期N（Nは自然数）の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式（８２）～式（８５）を参考にした、周期Nのために用意するプリコーディング行列Ｆ［ｉ］（i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））を次式であらわす。

[1834] [数700]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\delta)} \end{pmatrix} \cdots (\#\mathrm{I}\ 4)$$

[1835] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（α＞０であるものとする。）本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式（＃Ｉ４）のプリコーディング行列は次式であらわすことができる。

[1836] [数701]

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdots (\#\mathrm{I}\ 5)$$

[1837] このとき、i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数）となる。（α＞０であるものとする。）実施の形態１８で述べたように、良好なデータの受信品質を得るためには＜条件＃５３＞＜条件＃５４＞＜条件＃５５＞＜条件＃５６＞を満たすとよい（必ずしもすべてを満たす必要はない）。

[1838] 次に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列が式（＃Ｉ５）のようにあらわされたとき、適切なαの値の一例について説明する。

実施の形態Ｉ１で説明したように、プリコーディング後に得られるプリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）（ｔ：時間）とあらわす。このとき、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、同一周波数（同一（サブ）キャリア）の信号であり、異なるアンテナから送信される（なお、ここでは、一例として時間軸の信号を例に説明するが、実施の形態Ｉ１で説明したように、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）（ｆは（サブ）キャリア）であってもよい。このとき、ｚ

１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、同一時間の信号であり、異なるアンテナから送信される。）

ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、変調方式が８ＱＡＭの信号と８ＱＡＭの信号が重み付け合成された信号であるので、８ＱＡＭで３ビット、２系統で、計６ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、６４点の信号点が存在することになる。

[1839] 図１３０は、式（＃Ｉ５）において、適切なαの値の一例であるα＝３／２（または、２／３）としたときのプリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）の同相Ｉ－直交Ｑ平面における信号点の一例を示している。図１３０に示すように、α＝３／２（または、２／３）とすると、隣接する信号点の信号点の距離が等しい場合が多く、これにより、６４点の信号点が、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、密に配置されることになる。

[1840] ここで、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、図５のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ２本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。図１３０では、実施の形態Ｉ１で説明したような、信号点の縮退が発生しておらず、また、６４点の信号点が、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、密に配置されていることから、受信装置において、検波、および、誤り訂正復号を行った結果、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

[1841] 次に、図１２９と異なる信号点配置の８ＱＡＭについて説明する。実施の形態９、実施の形態１８で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとし、ｓ１の変調方式を８ＱＡＭ、ｓ２の変調方式を８ＱＡＭとする。図１３１に、図１２９とは異なる同相Ｉ－直交Ｑ平面における８ＱＡＭの信号点配置を示す。図１３１において、平均送信電力をｚと設定する場合、図１３１におけるｖの値は、次式で与えられる。

[1842]

[数702]

$$v = z \times \frac{2}{\sqrt{11}} \quad \cdots (\#\mathrm{I}16)$$

[1843] なお、ＱＰＳＫのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（２７３）に示されており、１６ＱＡＭのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（２７２）に示されており、６４ＱＡＭのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（４８１）に示されており、送信装置が、変調方式として、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ、８ＱＡＭが選択可能であり、８ＱＡＭの平均電力とＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭの平均電力と同一とするためには、式（＃Ｉ６）は重要な値となる。

[1844] 図１３１において、送信する３ビットであるｂ０、ｂ１、ｂ２が“ｂ０　ｂ１　ｂ２”＝“０００”のとき、信号点として、１３１０１が選択され、信号点１３１０１に相当するＩ、Ｑ（Ｉ＝２×ｖ、Ｑ＝２×ｖ）が、８ＱＡＭの同相成分（Ｉ）、直交成分（Ｑ）となる。“ｂ０　ｂ１　ｂ２”が“００１”から“１１１”のときも同様に、８ＱＡＭの同相成分（Ｉ）、直交成分（Ｑ）が生成される。

[1845] 次に、ｓ１の変調方式が８ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が８ＱＡＭのときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。（なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態９、実施の形態１８に述べられている。）

実施の形態８で述べたように周期N（Nは自然数）の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、式（８２）～式（８５）を参考にした、周期Nのために用意するプリコーディング行列Ｆ［ｉ］（i=0,1,2,・・・,N-2,N-1（ｉは０以上N-1以下の整数））を上述のように式（＃Ｉ４）であらわす。

[1846] 本実施の形態では、ユニタリ行列を扱うので、式（＃Ｉ４）のプリコーディング行列は式（＃Ｉ５）であらわすことができる。

実施の形態１８で述べたように、良好なデータの受信品質を得るためには＜条件＃５３＞＜条件＃５４＞＜条件＃５５＞＜条件＃５６＞を満たすとよい（必ずしもすべてを満たす必要はない）。

[1847] 次に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列が式（＃Ｉ５）のようにあらわされたとき、適切なαの値の一例について説明する。

実施の形態Ｉ１で説明したように、プリコーディング後に得られるプリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）（ｔ：時間）とあらわす。このとき、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、同一周波数（同一（サブ）キャリア）の信号であり、異なるアンテナから送信される（なお、ここでは、一例として時間軸の信号を例に説明するが、実施の形態Ｉ１で説明したように、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）（ｆは（サブ）キャリア）であってもよい。このとき、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、同一時間の信号であり、異なるアンテナから送信される。）

ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、変調方式が８ＱＡＭの信号と８ＱＡＭの信号が重み付け合成された信号であるので、８ＱＡＭで３ビット、２系統で、計６ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、６４点の信号点が存在することになる。

[1848] 図１３２は、式（＃Ｉ５）において、適切なαの値の一例であるα＝３／２（または、２／３）としたときのプリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）の同相Ｉ－直交Ｑ平面における信号点の一例を示している。図１３２に示すように、α＝３／２（または、２／３）とすると、隣接する信号点の信号点の距離が等しい場合が多く、これにより、６４点の信号点が、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、密に配置されることになる。

[1849] ここで、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、図５のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ２本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。図１３２では、実施の形態Ｉ１で説明したような、信号点の縮退が発生

しておらず、また、６４点の信号点が、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、密に配置されていることから、受信装置において、検波、および、誤り訂正復号を行った結果、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

[1850] 次に、本実施の形態における受信装置の動作について説明する。

上述で説明した、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、図５から、以下の関係を導くことができる。

[1851] [数703]

$$\begin{pmatrix} r1(t) \\ r2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \end{pmatrix} F[t] \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \end{pmatrix} \quad \cdots (\#\mathrm{I}7)$$

[1852] なお、Ｆ［ｔ］は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、時間ｔに用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上述で示した、ｒ１（ｔ）、ｒ２（ｔ）とｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の関係を利用して、復調（検波）を行うことになる（実施の形態１、実施の形態Ａ１からＡ５等で説明と同様に実施すればよいことになる）。ただし、上述で示した式には、雑音成分、周波数オフセット、チャネル推定誤差等の歪み成分は、式にあらわされておらず、これらを含んだ形で、復調（検波）が行われることになる。

[1853] したがって、受信信号、チャネル推定値、プリコーディング行列に基づき、復調（検波）が行われることになる。なお、検波した結果得られるものは、ハード値（「０」「１」の結果）、ソフト値（対数尤度、または、対数尤度比）いずれであってもよく、検波して得られた結果ものに基づき、誤り訂正復号が行われることになる。

[1854] 本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明したが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディン

グ行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。

[1855] よって、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）において、同一時間のｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。そして、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）において、同一周波数（同一サブキャリア）のｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても他の実施の形態で述べたように同様に実施することが可能である。

[1856] 本実施の形態における、プリコーディングホッピング方法（規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）のための周期をNとしたとき、N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成したN個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[N-2]、F[N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つようにN個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1857] つまり、実施の形態１、実施の形態５、実施の形態１５等記載したように（図１４、図２３、図５４参照）プリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）（または、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）、または、ｚ１（ｔ，ｆ）、ｚ

２（ｔ，ｆ））に対し、（例えば、シンボル単位で）並び替えを行ってもよい。

（実施の形態Ｉ３）

本実施の形態では、ｓ１、ｓ２の両者の変調方式を８ＱＡＭ（8 Quadrature AmplitudeModulation）としたときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について、実施の形態Ｉ２とは異なる規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。

[1858] 本実施の形態は、実施の形態１０、実施の形態１９で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとする。本実施の形態では、実施の形態１０、実施の形態１９の説明において、ｓ１の変調方式を８ＱＡＭ、ｓ２の変調方式を８ＱＡＭとする。図１２９に、同相Ｉ一直交Ｑ平面における８ＱＡＭの信号点配置を示す。図１２９において、平均送信電力をｚと設定する場合、図１２９におけるｕの値は、式（＃Ｉ３）で与えられる。なお、８ＱＡＭの同相成分（Ｉ）、直交成分（Ｑ）が生成方法については、実施の形態Ｉ２と同様である。

[1859] なお、ＱＰＳＫのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（２７３）に示されており、１６ＱＡＭのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（２７２）に示されており、６４ＱＡＭのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（４８１）に示されており、送信装置が、変調方式として、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ、８ＱＡＭが選択可能であり、８ＱＡＭの平均電力とＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭの平均電力と同一とするためには、式（＃Ｉ３）は重要な値となる。

[1860] 次に、ｓ１の変調方式が８ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が８ＱＡＭのときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。（なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態１０、実施の形態１

９に述べられている。）

実施の形態１０で述べたように、周期2Nのために用意するプリコーディング行列Ｆ［ｉ］（i=0,1,2,・・・,2N-2,2N-1（ｉは０以上2N-1以下の整数））を次式であらわす。

[1861] [数704]

i=0, 1, 2, ・・・, N-2, N-1のとき：

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} e^{j\theta_{11}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ \alpha\times e^{j\theta_{21}(i)} & e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \quad \cdots \quad (\#\mathrm{I}8)$$

[1862] α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。

[1863] [数705]

i=N, N+1, N+2, ・・・, 2N-2, 2N-1のとき：

$$F[i]=\frac{1}{\sqrt{\alpha^2+1}}\begin{pmatrix} \alpha\times e^{j\theta_{11}(i)} & e^{j(\theta_{11}(i)+\lambda)} \\ e^{j\theta_{21}(i)} & \alpha\times e^{j(\theta_{21}(i)+\lambda+\pi)} \end{pmatrix} \cdots (\#\mathrm{I}9)$$

[1864] α＞０であるものとし、（iによらず）固定値であるものとする。（式（＃Ｉ８）のαと式（＃Ｉ９）のαは同一の値であるものとする。）（α＜０であってもよい。）

実施の形態１９で述べたように、良好なデータの受信品質を得るためには＜条件＃５７＞＜条件＃５８＞＜条件＃５９＞＜条件＃６０＞＜条件＃６１＞＜条件＃６２＞＜条件＃６３＞を満たすとよい（必ずしもすべてを満たす必要はない）。

[1865] 次に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列が式（＃Ｉ８）、式（＃Ｉ９）のようにあらわされたとき、適切なαの値の一例について説明する。

実施の形態Ｉ１、実施の形態Ｉ２で説明したように、プリコーディング後に得られるプリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）（ｔ：時間）とあらわす。このとき、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、同一周波数（同一（サブ）キャリア）の信号であり、異なるアンテナから送信される（なお、ここ

では、一例として時間軸の信号を例に説明するが、実施の形態Ｉ１で説明したように、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）（ｆは（サブ）キャリア）であってもよい。このとき、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、同一時間の信号であり、異なるアンテナから送信される。）

ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、変調方式が８ＱＡＭの信号と８ＱＡＭの信号が重み付け合成された信号であるので、８ＱＡＭで３ビット、２系統で、計６ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、６４点の信号点が存在することになる。

[1866] 図１３０は、式（＃Ｉ８）、式（＃Ｉ９）において、適切なαの値の一例であるα＝３／２（または、２／３）としたときのプリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）の同相Ｉ－直交Ｑ平面における信号点の一例を示している。図１３０に示すように、α＝３／２（または、２／３）とすると、隣接する信号点の信号点の距離が等しい場合が多く、これにより、６４点の信号点が、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、密に配置されることになる。

[1867] ここで、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、図５のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ２本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。図１３０では、実施の形態Ｉ１で説明したような、信号点の縮退が発生しておらず、また、６４点の信号点が、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、密に配置されていることから、受信装置において、検波、および、誤り訂正復号を行った結果、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

[1868] 次に、図１２９と異なる信号点配置の８ＱＡＭについて説明する。実施の形態１０、実施の形態１９で説明した規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用するものとし、ｓ１の変調方式を８ＱＡＭ、ｓ２の変調方式を８ＱＡＭとする。図１３１に、図１２９とは異なる同相Ｉ－直交Ｑ平面における８ＱＡＭの信号点配置を示す。図１３１において、平均送信電力をｚと設定する場合、図１３１におけるｖの値は、式（＃Ｉ

６）で与えられる。なお、８ＱＡＭの同相成分（Ｉ）、直交成分（Ｑ）が生成方法については、実施の形態Ｉ２と同様である。

[1869] なお、ＱＰＳＫのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（２７３）に示されており、１６ＱＡＭのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（２７２）に示されており、６４ＱＡＭのときに平均電力をｚと設定した場合に用いられる係数は式（４８１）に示されており、送信装置が、変調方式として、ＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ、８ＱＡＭが選択可能であり、８ＱＡＭの平均電力とＱＰＳＫ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭの平均電力と同一とするためには、式（＃Ｉ６）は重要な値となる。

[1870] 次に、ｓ１の変調方式が８ＱＡＭ、ｓ２の変調方式が８ＱＡＭのときの規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法について説明する。（なお、本実施の形態における規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法については、実施の形態１０、実施の形態１９に述べられている。）

実施の形態１０で述べたように周期2N（Nは自然数）の規則的にプリコーディング行列を切り替える方法において、周期2Nのために用意するプリコーディング行列Ｆ［ｉ］（i=0,1,2,・・・,2N-2,2N-1）は上述のように式（＃Ｉ８）、式（＃Ｉ９）のようにあらわされる。

[1871] 実施の形態１９で述べたように、良好なデータの受信品質を得るためには＜条件＃５７＞＜条件＃５８＞＜条件＃５９＞＜条件＃６０＞＜条件＃６１＞＜条件＃６２＞＜条件＃６３＞を満たすとよい（必ずしもすべてを満たす必要はない）。

次に、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディング行列が式（＃Ｉ８）、式（＃Ｉ９）のようにあらわされたとき、適切なαの値の一例について説明する。

[1872] 実施の形態Ｉ１、実施の形態Ｉ２で説明したように、プリコーディング後に得られるプリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）（ｔ：時間）

とあらわす。このとき、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、同一周波数（同一（サブ）キャリア）の信号であり、異なるアンテナから送信される（なお、ここでは、一例として時間軸の信号を例に説明するが、実施の形態Ｉ１で説明したように、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）（ｆは（サブ）キャリア）であってもよい。このとき、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、同一時間の信号であり、異なるアンテナから送信される。）

ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）いずれも、変調方式が８ＱＡＭの信号と８ＱＡＭの信号が重み付け合成された信号であるので、８ＱＡＭで３ビット、２系統で、計６ビットが伝送されると考えると、信号点が重ならない場合、６４点の信号点が存在することになる。

[1873] 図１３２は、式（＃Ｉ８）、式（＃Ｉ９）において、適切なαの値の一例であるα＝３／２（または、２／３）としたときのプリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）の同相Ｉ－直交Ｑ平面における信号点の一例を示している。図１３０に示すように、α＝３／２（または、２／３）とすると、隣接する信号点の信号点の距離が等しい場合が多く、これにより、６４点の信号点が、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、密に配置されることになる。

[1874] ここで、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、図５のように異なるアンテナから送信されることになるが、このとき、送信アンテナ２本のうち、いずれか一方で送信した信号が、端末の受信装置において、伝播しないような状況を考える。図１３２では、実施の形態Ｉ１で説明したような、信号点の縮退が発生しておらず、また、６４点の信号点が、同相Ｉ－直交Ｑ平面において、密に配置されていることから、受信装置において、検波、および、誤り訂正復号を行った結果、高いデータの受信品質を得ることができるという効果を得ることができる。

[1875] 次に、本実施の形態における受信装置の動作について説明する。

上述で説明した、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したとき、図５から、式（＃Ｉ７）以下の関係を導くことができる。なお、Ｆ［ｔ］は、規則的にプリコーディング行列を切り替える

プリコーディング方法を適用したとき、時間ｔに用いたプリコーディング行列である。受信装置は、上述で示した、ｒ１（ｔ）、ｒ２（ｔ）とｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の関係を利用して、復調（検波）を行うことになる（実施の形態１、実施の形態Ａ１からＡ５等で説明と同様に実施すればよいことになる）。ただし、上述で示した式には、雑音成分、周波数オフセット、チャネル推定誤差等の歪み成分は、式にあらわされておらず、これらを含んだ形で、復調（検波）が行われることになる。

[1876] したがって、受信信号、チャネル推定値、プリコーディング行列に基づき、復調（検波）が行われることになる。なお、検波した結果得られるものは、ハード値（「０」「１」の結果）、ソフト値（対数尤度、または、対数尤度比）いずれであってもよく、検波して得られた結果ものに基づき、誤り訂正復号が行われることになる。

[1877] 本実施の形態では、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合を例として説明したが、他の実施の形態の説明と同様に、ＯＦＤＭ方式のようなマルチキャリア伝送を用いている場合、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合についても、同様に実施することができる。このとき、本実施の形態で用いているｔをｆ（周波数（（サブ）キャリア））に置き換えることになる。

[1878] よって、時間軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）において、同一時間のｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）は、異なるアンテナから、同一周波数を用いて送信されることになる。そして、周波数軸方向にプリコーディング行列を切り替える場合、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）において、同一周波数（同一サブキャリア）のｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）は、異なるアンテナから、同一時間を用いて送信されることになる。また、時間一周波数軸方向で、プリコーディング行列を切り替える場合についても他の実施の形態で述べたように同様に実施することが可能である。

[1879] 本実施の形態における、プリコーディングホッピング方法（規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法）のための周期を2Nと

したとき、2N個の異なるプリコーディング行列として、F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]を用意することになるが、シングルキャリア伝送方式のとき時間軸方向にF[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]の順に並べることになるが、必ずしもこれに限ったものではなく、本実施の形態で生成した2N個の異なるプリコーディング行列F[0]、F[1]、F[2]、・・・、F[2N-2]、F[2N-1]をOFDM伝送方式等のマルチキャリア伝送方式に適用することもできる。この場合の適用方法については、実施の形態１と同様に、周波数軸、周波数一時間軸に対し、シンボルを配置することで、プリコーディングウェイトを変更することができる。なお、2N個の異なるプリコーディング行列をランダムに用いるようにしても同様の効果を得ることができる、つまり、必ずしも、規則的な周期を持つように2N個の異なるプリコーディング行列を用いる必要はない。

[1880] つまり、実施の形態１、実施の形態５、実施の形態１５等記載したように（図１４、図２３、図５４参照）プリコーディング後の信号ｚ１（ｔ）、ｚ２（ｔ）（または、ｚ１（ｆ）、ｚ２（ｆ）、または、ｚ１（ｔ，ｆ）、ｚ２（ｔ，ｆ））に対し、（例えば、シンボル単位で）並び替えを行ってもよい。

本明細書において、ＢＰＳＫ、ＱＰＳＫ、８ＱＡＭ、１６ＱＡＭ、６４ＱＡＭ等の変調方式を例に説明したが、変調方式はこれに限ったものではなく、ＰＡＭ（Pulse Amplitude Modulatio）を用いてもよく、また、Ｉ－Ｑ平面における２個、４個、８個、１６個、６４個、１２８個、２５６個、１０２４個等の信号点の配置方法（２個、４個、８個、１６個、６４個、１２８個、２５６個、１０２４個等の信号点をもつ変調方式）は、本明細書で示した方法（例えば、ＱＰＳＫの信号点配置、１６ＱＡＭの信号点配置等）に限ったものではない。したがって、複数のビットに基づき同相成分と直交成分を出力するという機能がマッピング部での機能となり、その後、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を実施することが本発明の一つな有効な機能となる。

[1881] （cyclic Q delayについて）

本明細書の中で記載したCyclic Q Delayの適用について述べている。非特許文献１０において、Cyclic Q Delay（サイクリックQディレイ）の概要が記載されている。以下では、Cyclic Q Delayを用いたときのｓ１，ｓ２の生成方法の具体的な例について説明する。

図１３３は、変調方式が１６ＱＡＭのときの同相Ｉ－直交Ｑ平面における信号点の配置の一例を示している。入力ビットをｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３としたとき、ｂ０　ｂ１　ｂ２　ｂ３は０００００から１１１１の値のいずれかとなり、例えば、ｂ０　ｂ１　ｂ２　ｂ３が０００００であらわされるとき、図１３３の１３３０１の信号点を選択し、１３３０１に基づく同相成分の値をベースバンド信号の同相成分とし、１３３０１に基づく直交成分の値をベースバンド信号の直交成分とする。ｂ０　ｂ１　ｂ２　ｂ３が他の値であるときも同様にして、ベースバンド信号の同相成分と直交成分を生成する。

図１３４は、サイクリックQディレイを適用したときの（バイナリー）データから変調信号ｓ１（ｔ）（ｔ：時間）（または、ｓ１（ｆ）、ｆ：周波数）およびｓ２（ｔ）（ｔ：時間）（または、ｓ２（ｆ）、ｆ：周波数）を生成するための信号生成部の構成の一例を示している。

[1882] マッピング部１３４０２は、データ１３４０１、および、制御信号１３４０６を入力とし、制御信号１３４０６に基づく変調方式、例えば、変調方式として１６ＱＡＭが選択されている場合、図１３３の規則にしたがって、マッピングを行い、マッピング後のベースバンド信号の同相成分１３４０３＿Ａおよび直交成分１３４０３＿Ｂを出力する。なお、変調方式は１６ＱＡＭに限ったものではなく、他の変調方式の場合も同様に実施することができる。

このとき、図１３３におけるｂ０、ｂ１、ｂ２、ｂ３に対応する時点１のデータをｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１であらわすものとする。マッピング部１３４０２は、時点１のデータをｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１にも

とづき、時点１のベースバンド信号の同相成分Ｉ１および直交成分Ｑ１を出力する。同様に、マッピング部１３４０２は、時点２のベースバンド信号の同相成分Ｉ２および直交成分Ｑ２、・・・を出力する。

記憶および信号入れ替え部１３４０４は、ベースバンド信号の同相成分１３４０３＿Ａおよび直交成分１３４０３＿Ｂ、制御信号１３４０６を入力とし、制御信号１３４０６に基づき、ベースバンド信号の同相成分１３４０３＿Ａおよび直交成分１３４０３＿Ｂを記憶、信号の組み替えを行い、変調信号ｓ１（ｔ）（１３４０５＿Ａ）および変調信号ｓ２（ｔ）（１３４０５＿Ｂ）を出力する。なお、変調信号ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の生成方法については、以下で詳細に説明を行う。

[1883] 明細書で記載したように、変調信号ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することになる。このとき、本明細書で示したように、いずれかの段階で、位相変更、パワー変更、信号入れ替え等の信号処理を施してもよい。そして、変調信号ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することで得られた変調信号ｒ１（ｔ）およびｒ２（ｔ）は、同一（共通）時間に、同一周波数帯域を用いて送信される。

なお、上述では、時間軸ｔで説明したが、ＯＦＤＭ等のマルチキャリア伝送方式を用いたときは、ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）をｓ１（ｆ）、ｓ２（ｆ）（ｆ：（サブ）キャリア）と考えることができる。このとき、変調信号ｓ１（ｆ）、ｓ２（ｆ）に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することで得られた変調信号ｒ１（ｆ）およびｒ２（ｆ）は、同一（共通）時間に送信される（当然、ｒ１（ｆ）、ｒ２（ｆ）は同一周波数帯域の信号である。）。また、本明細書で示したように、ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）をｓ１（ｔ，ｆ）、ｓ２（ｔ，ｆ）と考えることもできる。

次に、変調信号ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の生成方法について説明する。図１

３５は、サイクリックQディレイを用いたときの、ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の生成方法の第１の例である。

[1884] 図１３５（ａ）は、図１３４のマッピング部１３４０２で得られた、ベースバンド信号の同相成分および直交成分を示している。図１３５（ａ）に示されているように、また、図１３４のマッピング部１３４０２の説明を行ったように、時点１のベースバンド信号の同相成分Ｉ１および直交成分Ｑ１、時点２のベースバンド信号の同相成分Ｉ２および直交成分Ｑ２、時点３のベースバンド信号の同相成分Ｉ３および直交成分Ｑ３、・・・の順に、マッピング部１３４０２はベースバンド信号の同相成分および直交成分を出力する。

図１３５（ｂ）は、図１３４の記憶および信号入れ替え部１３４０４において、信号入れ替えを行ったときのベースバンド信号の同相成分と直交成分のセットの例を示している。図１３５（ｂ）では、時点１と時点２、時点３と時点４、時点５と時点６、つまり、時点２ｉ＋１と時点２ｉ＋２（ｉは０以上の整数）をセットとし、セット内、例えば、時点１と時点２において、ベースバンド信号の直交成分の入れ替えを行っている。

したがって、ベースバンド信号の同相成分は信号の入れ替えを行っていないため、時点１のベースバンド信号の同相成分はＩ１、時点２のベースバンド信号の同相成分はＩ２、時点３のベースバンド信号の同相成分はＩ３、・・・となっている。

そして、ベースバンド信号の直交成分はセット内内で信号の入れ替えを行っているので、時点１のベースバンド信号の直交成分はＱ２、時点２のベースバンド信号の直交成分はＱ１、時点３のベースバンド信号の直交成分はＱ４、時点４のベースバンド信号の直交成分はＱ３、・・・となる。

[1885] 図１３５（ｃ）は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用したする際、プリコーディング前の変調信号ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の構成の一例を示している。例えば、図１３５（ｃ）に示すように、図１３５（ｂ）のように生成したベースバンド信号を交互に、ｓ１（

ｔ）、ｓ２（ｔ）に割り当てる。したがって、ｓ１（ｔ）の第１スロットは（Ｉ１，Ｑ２）、ｓ２（ｔ）の第１スロットは（Ｉ２，Ｑ１）となる。ｓ１（ｔ）の第２スロットは（Ｉ３，Ｑ４）、ｓ２（ｔ）の第２スロットは（Ｉ４，Ｑ３）、・・・となる。

なお、図１３５は、時間軸方向を例に説明しているが、周波数軸方向であっても同様に実施することができる（上述で説明したとおりである）。このとき、ｓ１（ｆ）、ｓ２（ｆ）と記述することになる。

そして、第Ｎスロットのｓ１（ｔ）と第Ｎスロットのｓ２（ｔ）に対し、規則的にプリコーディング方法を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディングが行われ、第Ｎスロットのプリコーディング後の信号ｒ１（ｔ）、ｒ２（ｔ）を得るになる。この点については、本明細書の中で説明したとおりである。

[1886] 図１３６は、図１３５の第Ｎスロットのｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）を得るための、図１３４とは異なる構成方法を示している。マッピング部１３６０２は、データ１３６０１、制御信号１３６０４を入力とし、制御信号１３６０４に基づく変調方式に基づく、例えば、図１３５の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）および変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）を生成し、出力する。なお、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）は、図１３４の変調信号１３４０５＿Ａと同一であり、また、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）は、図１３４の変調信号１３４０５＿Ｂと同一であり、図１３５（ｃ）に示したとおりである。したがって、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第１スロットは（Ｉ１，Ｑ２）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロットは（Ｉ２，Ｑ１）となり、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第２スロットは（Ｉ３，Ｑ４）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第２スロットは（Ｉ４，Ｑ３）、・・・となる。

補足のために、図１３６のマッピング部１３６０２における、変調信号ｓ

１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第１スロット（Ｉ１，Ｑ２）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロット（Ｉ２，Ｑ１）の生成方法について説明する。

図１３６において、１３６０１はデータとなるが、時点１におけるデータをｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１、時点２のデータをｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２とする。図１３６のマッピング部１３６０２は、ｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１およびｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２から、上記で説明したＩ１、Ｑ１、Ｉ２、Ｑ２を生成する。そして、図１３６のマッピング部１３６０２は、Ｉ１、Ｑ１、Ｉ２、Ｑ２から変調信号ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）を生成することができる。

[1887] 図１３７は、図１３５の第Ｎスロットのｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）を得るための、図１３４、図１３６とは異なる構成方法を示している。マッピング部１３７０１＿Ａは、データ１３６０１、制御信号１３６０４を入力とし、制御信号１３６０４に基づく変調方式に基づく、例えば、図１３５の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）を生成し、出力する。マッピング部１３７０１＿Ｂは、データ１３６０１、制御信号１３６０４を入力とし、制御信号１３６０４に基づく変調方式に基づく、例えば、図１３５の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）を生成し、出力する。

なお、マッピング部１３７０１＿Ａの入力であるデータ１３６０１とマッピング部１３７０１＿Ｂの入力であるデータ１３６０１は、当然、同一のデータである。また、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）は、図１３４の変調信号１３４０５＿Ａと同一であり、また、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）は、図１３４の変調信号１３４０５＿Ｂと同一であり、図１３５（ｃ）に示したとおりである。

[1888] したがって、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第１スロットは（Ｉ１，Ｑ２）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロットは（Ｉ２，Ｑ１）となり、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第２スロットは（Ｉ３，Ｑ４）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第２スロットは（Ｉ４，Ｑ３）、・・・となる。

補足のために、図１３７のマッピング部１３７０１＿Ａにおける、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第１スロット（Ｉ１，Ｑ２）の生成方法について説明する。図１３７において、１３６０１はデータとなるが、時点１におけるデータをｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１、時点２のデータをｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２とする。図１３７のマッピング部１３７０１＿Ａは、ｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１およびｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２から、上記で説明したＩ１、Ｑ２を生成する。そして、図１３７のマッピング部１３７０１＿Ａは、Ｉ１、Ｑ２から変調信号ｓ１（ｔ）を生成することができる。

[1889] 図１３７のマッピング部１３７０１＿Ｂにおける、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロット（Ｉ２，Ｑ１）の生成方法について説明する。図１３７において、１３６０１はデータとなるが、時点１におけるデータをｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１、時点２のデータをｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２とする。図１３７のマッピング部１３７０１＿Ｂは、ｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１およびｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２から、上記で説明したＩ２、Ｑ１を生成する。そして、図１３７のマッピング部１３７０１＿Ｂは、Ｉ２、Ｑ１からｓ２（ｔ）を生成することができる。

次に、サイクリックQディレイを用いたときのｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）の生成方法の図１３５とは異なる、第２の例を図１３８に示す。なお、図１３８において、図１３５と同一のもの（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）については、同一の記号を付している。

[1890] 図１３８（ａ）は、図１３４のマッピング部１３４０２で得られた、ベースバンド信号の同相成分および直交成分を示している。図１３８（ａ）は、

図１３５（ａ）と同一であるので、説明は省略する。

図１３８（ｂ）は、信号入れ替えを行う前のｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）のベースバンド信号の同相成分および直交成分の構成を示しており、図１３８（ｂ）では、時点２ｉ＋１のベースバンド信号はｓ１（ｔ）に割り当てられ、時点２ｉ＋２のベースバンド信号はｓ２（ｔ）に割り当てられている（ｉは０以上の整数）。

図１３８（ｃ）は、図１３４の記憶および信号入れ替え部１３４０４において、信号入れ替えを行ったときのベースバンド信号の同相成分と直交成分のセットの例を示している。図１３８（ｃ）の特徴（図１３５と異なる点）は、ｓ１（ｔ）内で信号入れ替え、および、ｓ２（ｔ）内で信号入れ替えを行っている点である。

[1891] したがって、図１３８（ｃ）では、図１３８（ｂ）に対し、ｓ１（ｔ）において、Ｑ１とＱ３の入れ替えを行っており、Ｑ５とＱ７の入れ替えを行っており、以降同様の入れ替えを行う。また、図１３８（ｃ）では、図１３８（ｂ）に対し、ｓ２（ｔ）において、Ｑ２とＱ４の入れ替えを行っており、Ｑ６とＱ８の入れ替えを行っており、以降同様の入れ替えを行う。

よって、ｓ１（ｔ）の第１スロットのベースバンド信号の同相成分はＩ１、直交成分はＱ３となり、ｓ２（ｔ）の第１スロットのベースバンド信号の同相成分はＩ２、直交成分はＱ４となる。また、ｓ１（ｔ）の第２スロットのベースバンド信号の同相成分はＩ３、直交成分はＱ１となり、ｓ２（ｔ）の第２スロットのベースバンド信号の同相成分はＩ４、直交成分はＱ２となる。第３、第４スロットは図１３８（ｃ）のようにあらわされることになり、以降のスロットも同様となる。

[1892] そして、第Ｎスロットのｓ１（ｔ）と第Ｎスロットのｓ２（ｔ）に対し、規則的にプリコーディング方法を切り替えるプリコーディング方法におけるプリコーディングが行われ、第Ｎスロットのプリコーディング後の信号ｒ１（ｔ）、ｒ２（ｔ）を得るになる。この点については、本明細書の中で説明したとおりである。

図１３９は、図１３８の第Ｎスロットのｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）を得るための、図１３４とは異なる構成方法を示している。マッピング部１３６０２は、データ１３６０１、制御信号１３６０４を入力とし、制御信号１３６０４に基づく変調方式に基づく、例えば、図１３８の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）および変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）を生成し、出力する。なお、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）は、図１３４の変調信号１３４０５＿Ａと同一であり、また、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）は、図１３４の変調信号１３４０５＿Ｂと同一であり、図１３８（ｃ）に示したとおりである。したがって、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第１スロットは（Ｉ１，Ｑ３）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロットは（Ｉ２，Ｑ４）となり、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第２スロットは（Ｉ３，Ｑ１）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第２スロットは（Ｉ４，Ｑ２）、・・・となる。

[1893] 補足のために、図１３９のマッピング部１３６０２における、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第１スロットは（Ｉ１，Ｑ３）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロットは（Ｉ２，Ｑ４）、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第２スロットは（Ｉ３，Ｑ１）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロットは（Ｉ４，Ｑ２）、の生成方法について説明する。

図１３９において、１３６０１はデータとなるが、時点１におけるデータをｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１、時点２のデータをｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２、時点３のデータをｂ０３、ｂ１３、ｂ２３、ｂ３３、、時点４のデータをｂ０４、ｂ１４、ｂ２４、ｂ３４とする。図１３９のマッピング部１３６０２は、ｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１およびｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２およびｂ０３、ｂ１３、ｂ２３、ｂ３３およびｂ０４、ｂ１４、ｂ２４、ｂ３４から、上記で説明したＩ１、Ｑ１、Ｉ２、Ｑ２、Ｉ３

、Ｑ３、Ｉ４、Ｑ４を生成する。そして、図１３９のマッピング部１３６０２は、Ｉ１、Ｑ１、Ｉ２、Ｑ２、Ｉ３、Ｑ３、Ｉ４、Ｑ４から変調信号ｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）を生成することができる。

[1894] 図１４０は、図１３８の第Ｎスロットのｓ１（ｔ）、ｓ２（ｔ）を得るための、図１３４、図１３９とは異なる構成方法を示している。分配部１４００１は、データ１３６０１、制御信号１３６０４を入力とし、制御信号１３６０４に基づき、データを分配し、第１データ１４００２＿Ａおよび第２データ１４００２＿Ｂを出力する。マッピング部１３７０１＿Ａは、第１データ１４００２＿Ａ、制御信号１３６０４を入力とし、制御信号１３６０４に基づく変調方式に基づく、例えば、図１３８の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）を生成し、出力する。マッピング部１３７０１＿Ｂは、第２データ１４００２＿Ｂ、制御信号１３６０４を入力とし、制御信号１３６０４に基づく変調方式に基づく、例えば、図１３８の入れ替えを考慮したマッピングを行い、マッピング後の信号（ベースバンド信号の同相成分および直交成分）を生成し、マッピング後の信号から変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）を生成し、出力する。

変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第１スロットは（Ｉ１，Ｑ３）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロットは（Ｉ２，Ｑ４）となり、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第２スロットは（Ｉ３，Ｑ１）、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第２スロットは（Ｉ４，Ｑ２）、・・・となる。

補足のために、図１４０のマッピング部１３７０１＿Ａにおける、変調信号ｓ１（ｔ）（１３６０３＿Ａ）の第１スロット（Ｉ１，Ｑ３）、第２スロット（Ｉ３，Ｑ１）の生成方法について説明する。図１４０において、１３６０１はデータとなるが、時点１におけるデータをｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１、時点２のデータをｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２、時点３のデ

ータをｂ０３、ｂ１３、ｂ２３、ｂ３３、時点４のデータをｂ０４、ｂ１４、ｂ２４、ｂ３４とする。分配部１４００１は、時点１におけるデータをｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１および時点３のデータをｂ０３、ｂ１３、ｂ２３、ｂ３３を第１データ１４００２＿Ａとして出力し、時点２のデータをｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２および時点４のデータをｂ０４、ｂ１４、ｂ２４、ｂ３４を第２データ８０２＿Ｂとして出力する。図１４０のマッピング部１３７０１＿Ａは、ｂ０１、ｂ１１、ｂ２１、ｂ３１およびｂ０３、ｂ１３、ｂ２３、ｂ３３から、第１スロットは（Ｉ１，Ｑ３）、第２スロット（Ｉ３，Ｑ１）を生成することになる。第３スロット以降も同様の操作が行われる。

[1895] 図１４０のマッピング部１３７０１＿Ｂにおける、変調信号ｓ２（ｔ）（１３６０３＿Ｂ）の第１スロット（Ｉ２，Ｑ４）、第２スロット（Ｉ４，Ｑ２）の生成方法について説明する。図１４０のマッピング部１３７０１＿Ｂは、時点２のデータをｂ０２、ｂ１２、ｂ２２、ｂ３２および時点４のデータをｂ０４、ｂ１４、ｂ２４、ｂ３４から、第１スロットは（Ｉ２，Ｑ４）、第２スロット（Ｉ４，Ｑ２）を生成することになる。第３スロット以降も同様の操作が行われる。

以上、２つのサイクリックQディレイの方法について説明したが、図１３５のように、スロット内で信号入れ替えを行った場合、受信装置の復調（検波）部において、候補信号点の数を抑えることができるので、演算規模（回路規模）を少なくすることができる、という利点がある。一方、図１３８のように、ｓ１（ｔ）の信号内、ｓ２（ｔ）の信号内で信号入れ替えを行った場合、受信装置の復調（検波）部において、候補信号点の数が多くなるが、時間ダイバーシチゲイン（周波数軸上で入れ替えを行った場合、周波数ダイバーシチゲイン）を得ることができ、データの受信品質がさらに向上する可能性があるという利点がある。

[1896] なお、上述の説明では、変調方式を１６ＱＡＭとしたときを例に説明しているが、これに限ったものではなく、ＱＰＳＫ、８ＱＡＭ、３２ＱＡＭ、６

４ＱＡＭ、１２８ＱＡＭ、２５６ＱＡＭ等の変調方式の場合についても同様に実施することができる。

また、サイクリックQディレイの方法は、上述の２つの方法に限ったものではない。例えば、上述の２つの例では、いずれも、ベースバンド信号の直交成分について入れ替えを行っているが、同相成分を入れ替えてもよい。また、２つの時点で入れ替えを行っている（例えば、時点１と時点２でベースバンド信号の直交成分を入れ替える）を行っているが、複数の時点で、ベースバンド信号の同相成分または（「および」であってもよい）直交成分の信号入れ替えを行ってもよい。したがって、図１３５（ａ）のようにベースバンド信号の同相成分と直交成分を発生させ、サイクリックＱディレイを行った場合、「時点ｉのサイクリックＱディレイ後のベースバンド信号の同相成分はＩｉ、時点ｉのサイクリックＱディレイ後のベースバンド信号の直交成分はＱｊ（ｉ≠ｊ）とあらわせるシンボルが存在する」、または、「時点ｉのサイクリックＱディレイ後のベースバンド信号の同相成分はＩｊ、時点ｉのサイクリックＱディレイ後のベースバンド信号の直交成分はＱｉ（ｉ≠ｊ）とあらわせるシンボルが存在する」、または、「時点ｉのサイクリックＱディレイ後のベースバンド信号の同相成分はＩｊ、時点ｉのサイクリックＱディレイ後のベースバンド信号の直交成分はＱｋ（ｉ≠ｊ、ｉ≠ｋ、ｊ≠ｋ）とあらわせるシンボルが存在する」、ことになる。

[1897] そして、上述で述べたサイクリックＱディレイを施すことにより得られた変調信号ｓ１（ｔ）（または、ｓ１（ｆ）、または、ｓ１（ｔ、ｆ））、変調信号ｓ２（ｔ）（または、ｓ２（ｆ）、または、ｓ２（ｔ、ｆ））に対し、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を適用することになる。（ただし、本明細書で示したように、いずれかの段階で、位相変更、パワー変更、信号入れ替え等の信号処理を施してもよい。）このとき、サイクリックＱディレイを施すことにより得られた変調信号に対して適用する規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法として、本明細書で説明したすべての規則的にプリコーディング行列を切り

替えるプリコーディング方法を適用することが可能である。

[1898] ＜実施の形態Ｍ＞

本実施の形態では、例えば、本明細書で記載したように、放送局が規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いることによって得られた複数の変調信号を複数のアンテナから（同一周波数帯域を用い、同一時刻に）送信し、放送局が送信した複数の変調信号を受信する際の、家庭内への信号の引き込み方法の例について説明する。（なお、プリコーディング行列は、本明細書に記載したプリコーディング行列いずれであってもよく、また、本明細書とは異なるプリコーディング行列を用いた場合にも、本実施の形態の家庭内への信号の引き込み方法を実施することは可能である。加えて、本明細書では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた送信方法について説明しているが、本実施の形態で説明する家庭内への信号の引き込み方法は、規則的にプリコーディング行列を切り替えずにプリコーディングを施す場合、および、プリコーディングを施さない場合についても、実施することが可能である。）

図１４１に示す受信システム１４１０１は、中継装置１４１０２と家庭内のテレビ１４１０３、１４１０５から構成されており、特に、中継装置１４１０２は、複数の住宅に対し、放送局が送信した変調信号を受信し、配信するための装置となる。なお、ここでは、一例として、テレビを例に説明するが、テレビに限ったものではなく、情報を必要とする端末であれば同様に実施することができる。

[1899] 中継装置１４１０２は、放送波（放送局が送信した複数の変調信号）を受信する機能を備えており、中継装置１４１０２は、テレビ１４１０３へは１本のケーブル１４１０４を通して受信した信号を送る機能と、テレビ１４１０５へは２本のケーブル１４１０６ａ、１４１０６ｂを通して受信した信号を送る機能の両者を有していることが特徴となる。

なお、中継装置１４１０２は、例えば、高層ビルなどの影響で電波受信が困難な住宅密集地のために、高層ビルの屋上などに建てられるという設置方

法があり、これにより、各住宅では、放送局が送信した変調信号に対し、良好な受信品質を得ることができる。そして、放送局が同一周波数を用いて送信した複数の変調信号を、各住宅では、得ることができるので、データの伝送速度が向上するという効果を得ることができる。

本明細書で説明しているように、放送局が、同一周波数帯の複数の変調信号を異なるアンテナを用いて送信した際、中継装置が、前記の複数の変調信号を受信し、家庭（住宅）に、１本の信号線を用いて中継する際の詳細の動作について、図１４２を用いて説明する。

[1900] 次に、図１４２を用いて、１本の信号で家庭内へ引き込む場合の詳細について説明する。

図１４２に示すように、中継装置１４１０２は、２本のアンテナ＃１、アンテナ＃２を用いて、放送波（放送局が送信した複数の変調信号）を受信する。

周波数変換部１４２１１は、アンテナ＃１で受信した受信信号を中間周波数＃１に変換する（この信号を中間周波数＃１の信号と呼ぶ）。

周波数変換部１４２１２は、アンテナ＃２で受信した受信信号を中間周波数＃２（中間周波数＃１とは周波数帯が異なる）に変換する（この信号を中間周波数＃２の信号と呼ぶ）。

そして、加算器１４２１３は、中間周波数＃１の信号と中間周波数＃２の信号を加算する。したがって、周波数分割を行うことで、アンテナ＃１で受信した受信信号とアンテナ＃２で受信した受信信号を伝送することになる。

[1901] テレビ１４１０３では、分岐器１４２２３にて１本の信号線からの信号を２本に分岐する。

そして、周波数変換部１４２２１は、中間周波数＃１に関する周波数変換を行い、ベースバンド信号＃１を得る。したがって、ベースバンド信号＃１は、アンテナ＃１で受信した受信信号に相当する信号となる。

また、周波数変換部１４２２２は、中間周波数＃２に関する周波数変換を行い、ベースバンド信号＃２を得る。したがって、ベースバンド信号＃２は

、アンテナ＃２で受信した受信信号に相当する信号となる。

なお、家庭内への引き込みに使用される中間周波数＃１および＃２は、中継装置およびテレビの間で予め決められた周波数帯を用いてもよいし、中継装置１４１０２が使用した中間周波数＃１および＃２に関する情報を、テレビ１４１０３に対して何らかの通信媒体を用いて送信してもよい。また、テレビ１４１０３が、中継装置１４１０２に対し、使用して欲しい中間周波数＃１および＃２を何らかの通信媒体を用いて送信（指示）してもよい。

[1902] ＭＩＭＯ検波部１４２２４は、ＭＬＤ（最尤検出,Maximum Likelihood Detection）などのＭＩＭＯ用の検波を行い、各ビットの対数尤度比を得る。（この点については、他の実施の形態で説明したとおりである。）（ここでは、ＭＩＭＯ検波部と呼んでいるが、検波の信号処理は、一般に知られているＭＩＭＯ検波部と同様の動作となるので、ＭＩＭＯ検波部と呼んでいる。ただし、家庭内への引き込みの伝送方法は、一般的なＭＩＭＯシステムとは異なり、アンテナ＃１で受信した受信信号とアンテナ＃２で受信した受信信号を周波数分割方式を用いて伝送している。以降では、このような場合についてもＭＩＭＯ検波部と呼ぶが、「検波部」と考えればよい。）

なお、本明細書で記載したように、放送局が、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によって得られた複数の変調信号を複数のアンテナから送信している場合、他の実施の形態で説明したように、ＭＩＭＯ検波部１４２２４は、プリコーディング行列の切り替えを反映させて、検波を行い、例えば、各ビットの対数尤度比を出力することになる。

[1903] 続いて、図１４３を用いて、２本の信号で家庭内へ引き込む場合の例（方法１～方法２）について説明する。

（方法１：中間周波数で引き込み）

方法１は、図１４３に示すように、アンテナ＃１で受信した受信信号を中間周波数＃１の信号に変換し、アンテナ＃２で受信した受信信号を中間周波数＃２の信号に変換し、中間周波数＃１の信号と中間周波数＃２の信号を別々の信号線（１４１０６ａおよび１５０６ｂ）で、家庭内のテレビ１４１０

５へと引き込むものである。この場合、中間周波数＃１と中間周波数＃２とは同一の周波数であってもよいし、異なる周波数であってもよい。

（方法２：ＲＦ周波数で引き込み）

方法２は、アンテナ＃１で受信した受信信号、および、アンテナ＃２で受信した受信信号いずれも中継装置が受信した周波数（ＲＦ周波数）のままで家庭内に引き込むものである。すなわち、図１４４に示すように、中継装置１４１０２において、アンテナ＃１で受信した受信信号、および、アンテナ＃２で受信した受信信号は、それぞれ、周波数変換機能を有さない中継部１４４１１、１４４１２を経由し、そして、ケーブル（信号線）１４１０６ａ、ケーブル（信号線）１４１０６ｂを経る。したがって、アンテナ＃１で受信した受信信号、および、アンテナ＃２で受信した受信信号は、ＲＦ周波数のままで家庭内のテレビ１４１０５に引き込まれることになる。なお、中継部１４４１１、１４４１２において波形整形（帯域制限、ノイズ除去等）を行っても構わない。

[1904] なお、家庭内への信号引き込み方法において、テレビ側で中継された受信信号が中間周波数を利用しているか、あるいは、ＲＦ周波数を使用しているか、を判断し、使用している周波数によって、適宜動作を切り替える構成も考えられる。

図１４５に示すように、テレビ１４５０１は、判定部１４５３１を備える。判定部１４５３１は、受信した受信信号レベルをモニタすることで、受信信号が中間周波数を使用しているか、あるいは、ＲＦ周波数を使用しているか、を判定する。

中間周波数を使用していると判定すると、判定部１４５３１は、制御信号１４５３２により、周波数変換部１４２２１に中間周波数＃１に関する周波数変換を行うように指示し、周波数変換部１４２２２に中間周波数＃２に関する周波数変換を行うように指示する。

ＲＦ周波数を使用していると判定すると、判定部１４５３１は、制御信号１４５３２により、周波数変換部１４２２１、１４２２２にＲＦ周波数に関

する周波数変換を行うように指示する。

そして、周波数変換後の信号は、ＭＩＭＯ検波部１４２２４により自動的に検波されることとなる。

なお、判定部１４５３１による自動判定ではなく、テレビ１４５０１が備えるスイッチ（例えば、スイッチ）により、家庭内への引き込み方に関する設定（「信号線を１本としているか、あるいは、信号線を複数本としているか」、「ＲＦ周波数を使用しているか、あるいは、中間周波数を使用しているか」など）が行えるようにしても構わない。

[1905] 図１４１から図１４５を用いて、放送局が同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信した際、中継装置を介し、家庭内に信号線を引き込む方法について説明したが、本明細書で説明したように、放送局は、「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」と「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」を適宜切り替える、あるいは、周波数分割を行い、例えば、周波数帯域Aでは「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」を用い、周波数帯域Bでは「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」というように、変調信号を送信する場合を考えることができる。

放送局が「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」と「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」を適宜切り替えている場合において、「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」を用いている場合は、上述で説明したように、家庭内に「信号線を１本、あるいは、信号線を複数本」で引き込む方法のいずれかにより、テレビは、放送局が送信したデータを得ることができる。

[1906] そして、「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」を用いている場合、同様に、家庭内に「信号線を１本、あるいは、信号線を複数本」で引き込む方法のいずれかにより、テ

レビは、放送局が送信したデータを得ることができる。なお、信号線を１本としている場合は、図１４２において、アンテナ＃１、アンテナ＃２、両者で、信号を受信してもよい。（このとき、テレビ１４１０５のＭＩＭＯ検波部１４２２４は、最大比合成を行うと、高いデータの受信品質を得ることができる。）また、一方のアンテナで受信した受信信号のみを家庭内に伝送してもよい。このときは、加算器１４２１３は加算の動作をせずに、一方の信号をそのまま通過させることになる。（このとき、テレビ１４１０５のＭＩＭＯ検波部１４２２４は、MIMOのための検波を行うのではなく、一つの変調信号が送信され受信したときの一般的な検波（復調）が行われることになる。）

また、周波数分割を行い、例えば、周波数帯域Aでは「同一周波数帯域の複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法」を用い、周波数帯域Bでは「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」というように、変調信号を送信する場合、テレビは、周波数帯域ごとに、上述で述べたような検波（復調）が行われることになる。つまり、テレビが、周波数帯域Aの変調信号を復調する場合、図１４２から図１４５を用いて説明したような検波（復調）が行われることになる。そして、周波数帯域Bの変調信号を復調する場合は、上述で説明した、「一つの変調信号を一つのアンテナ（または、複数のアンテナ）を用いて送信する送信方法」のときの検波（復調）が行われることになる。また、周波数帯域A、B以外の周波数帯域が存在していても同様に実施することができる。

[1907] なお、図１４１の中継システムでは、一例として、複数の住宅が共通のアンテナを使用する際の中継システムを示している。したがって、アンテナで受信した受信信号を複数の住宅に対し、配信しているが、別の実施の方法として、図１４１に相当する中継システムを各住宅が個別に保有していてもよい。このとき、図１４１では、中継器装置を介し、各住宅に、配線が届くようなイメージ図を示しているが、各住宅が個別に中継システムを保有しているとき、その住宅にのみ配線されることになる。そして、配線の本数は１本

であってもよいし、複数であってもよい。

図１４１における中継システムに対し、新たな構成を付加した中継装置を図１４６に示す。

中継装置１４６１０は、地上（terrestrial）デジタルテレビ放送の電波を受信するためのアンテナ１４６００＿１で受信した受信信号１４６０１＿１と、地上（terrestrial）デジタルテレビ放送の電波を受信するためのアンテナ１４６００＿２で受信した受信信号１４６０１＿２と、衛星放送の電波を受信するためのＢＳ（Broadcasting Satellite）（用の）アンテナ１４６００＿３で受信した受信信号１４６０１＿３とを入力とし、合成信号１４６０８を出力する。中継装置１４６１０は、フィルタ１４６０３と、複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４と、合成部１４６０７とを含んで構成される。

[1908] アンテナ１４６０１＿１及びアンテナ１４６０１＿２で受信する受信信号（１４６０１＿１、１４６０１＿２）に対応する放送局が送信する変調信号は、模式的に、図１４７（ａ）のように示すことができる。なお、図１４７（ａ）（ｂ）において、横軸は周波数であり、四角の部分の周波数帯域に送信信号が存在していることを意味している。

図１４７（ａ）において、チャンネル１（ＣＨ＿１）が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に他の送信信号が存在していないため、地上波の電波を送信する放送局が、（一つの）チャンネル１（ＣＨ＿１）の変調信号のみをアンテナから送信することを意味している。同様に、チャンネルＬ（ＣＨ＿Ｌ）が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に他の送信信号が送信していないため、地上波の電波を送信する放送局が、（一つの）チャンネルＬ（ＣＨ＿Ｌ）の変調信号のみをアンテナから送信することを意味している。

一方、図１４７（ａ）において、チャンネルＫ（ＣＨ＿Ｋ）が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に２つの変調信号が存在している。（したがって、図１４７（ａ）では、同一周波数帯域に２つの四角が存在して

いる。ストリーム（Stream）１、ストリーム（Stream）２と記述している。）このときストリーム１の変調信号、およびストリーム２の変調信号は、それぞれ異なるアンテナから、同一時間に送信される。なお、ストリーム１およびストリーム２は、前にも述べたように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によって得られた変調信号であってもよいし、規則的にプリコーディング行列を切り替えずにプリコーディングを行って得られた変調信号であってもよいし、プリコーディングを行わずに得られた変調信号であってもよい。同様に、チャンネルＭ（ＣＨ＿Ｍ）が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に２つの変調信号が存在している。（したがって、図１４７（ａ）では、同一周波数帯域に２つの四角が存在している。ストリーム（Stream）１、ストリーム（Stream）２と記述している。）このとき、ストリーム１の変調信号、およびストリーム２の変調信号は、それぞれ異なるアンテナから、同一時間に送信される。なお、ストリーム１およびストリーム２は、前にも述べたように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法によって得られた変調信号であってもよいし、規則的にプリコーディング行列を切り替えずにプリコーディングを行って得られた変調信号であってもよいし、プリコーディングを行わずに得られた変調信号であってもよい。

[1909] また、ＢＳアンテナ１４６００＿３で受信した受信信号１４６０１＿３に対応する放送局（衛星）が送信する変調信号は、模式的に図１４７（ｂ）のように示すことができる。

図１４７（ｂ）において、ＢＳチャンネル１（ＣＨ１）が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に他の送信信号が存在していないため、衛星放送の電波を送信する放送局が、（一つの）チャンネル１（ＣＨ１）の変調信号のみをアンテナから送信することを意味している。同様に、ＢＳチャンネル２（ＣＨ２）が存在している周波数帯域では、同一の周波数帯域に他の送信信号が存在していないため、衛星放送の電波を送信する放送局が、（一つの）チャンネルＬ（ＣＨ２）の変調信号のみをアンテナから送信すること

を意味している。

なお、図１４７（ａ）と図１４７（ｂ）は同一周波数帯域の周波数割り当てを示している。

図１４６では、地上波（terrestrial）の放送局が送信する変調信号とＢＳが送信する

変調信号を例として記載されているが、これに限ったものではなく、ＣＳ（communicationssatellite）が送信する変調信号が存在していてもよいし、他の異なる放送システムが送信する変調信号が存在していてもよい。このとき、図１４６では、各放送システムが送信する変調信号を受信するための受信部が存在することになる。

受信信号１４６０１＿１を受け付けたフィルタ１４６０３は、受信信号１４６０１＿１に含まれる「複数の変調信号が存在する周波数帯域の信号」をカットし、フィルタリング後の信号１４６０５を出力する。

例えば、受信信号１４６０１＿１の周波数割り当てが、図１４７（ａ）であるとすると、フィルタ１４６０３は、図１４８（ｂ）に示すように、チャンネルＫとチャンネルＭとの周波数帯域の信号が除去された信号１４６０５を出力する。

[1910] 複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、本実施の形態において、上述で中継装置（１４１０２等）として説明した装置の機能を有する。具体的には、放送局で同一周波数帯域に複数の変調信号を異なるアンテナを用いて同一時間に送信された周波数帯域の信号を検出し、検出された信号に対して、周波数変換を行う。即ち、複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、「複数の変調信号が存在する周波数帯域の信号」が２つの異なる周波数帯に存在するように変換を行う。

例えば、複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４が図１４２に示す構成を備えていて、複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、２つのアンテナで受信した受信信号のうち、「複数の変調信号が存在する周波数帯域の信号」を２つの中間周波数に変換し、その結果、元の周波数帯域とは異な

る周波数帯域に変換する構成になっている。

図１４６の複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、受信信号１４６０１＿１を入力としており、図１４９に示すように、複数の変調信号（複数のストリーム）が存在している周波数帯域、つまり、チャネルＫ（CH_K）１４９０１、および、チャネルM（CH_M）１４９０２の信号を抽出し、この２つの周波数帯域の変調信号それぞれを異なる周波数帯域に変換する。したがって、チャネルＫ（CH_K）１４９０１の信号は、図１４９（ｂ）のように、周波数帯域１４９０３の信号に変換され、また、チャネルM（CH_M）１４９０２の信号は、図１４９（ｂ）のように周波数帯域１４９０４の信号に変換される。

加えて、図１４６の複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、受信信号１４６０１＿２を入力としており、図１４９に示すように、複数の変調信号（複数のストリーム）が存在している周波数帯域、つまり、チャネルＫ（CH_K）１４９０１、および、チャネルM（CH_M）１４９０２の信号を抽出し、この２つの周波数帯域の変調信号それぞれを異なる周波数帯域に変換する。したがって、チャネルＫ（CH_K）１４９０１の信号は、図１４９（ｂ）のように、周波数帯域１４９０５の信号に変換され、また、チャネルM（CH_M）１４９０２の信号は、図１４９（ｂ）のように周波数帯域１４９０６の信号に変換される。

[1911] そして、図１４６の複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、図１４９の（ｂ）に示した４つの周波数帯域の成分を含む信号を出力する。

なお、図１４９において、図１４９（ａ）と図１４９（ｂ）の横軸は周波数であり、図１４９（ａ）と図１４９（ｂ）は同一周波数帯域の周波数割り当てを示している。図１４９（ａ）の示している信号の存在する周波数帯域と図１４９（ｂ）の信号が存在する周波数帯域は重ならないものとする。

図１４６の合成部１４６０７は、フィルタ１４６０３が出力した信号（１４６０５）と、複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４が出力した信号（１４６０６）と、ＢＳアンテナ１４６００＿３から入力された信号（１４

６０１＿３）を入力とし、周波数軸上での合成を行う。したがって、図１４６の合成部１４６０７は、図１５１の周波数成分を持つ信号（１４６０８）を得、出力する。テレビ１４６０９は、この信号（１４６０８）を入力とすることになる。したがって、１本の信号線を引き込むことで、高いデータの受信品質でテレビを視聴することができる。

[1912] 次に、別の例として、複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４が図１４２に示す構成を備えていて、複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、２つのアンテナで受信した受信信号のうち、「複数の変調信号が存在する周波数帯域の信号」をそのままの周波数帯域と１つの中間周波数帯域とする方法について説明する。

図１４６の複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、受信信号１４６０１＿１を入力としており、図１５０に示すように、複数の変調信号（複数のストリーム）が存在している周波数帯域、つまり、チャネルＫ（CH_K）１５００１、および、チャネルM（CH_M）１５００２の信号を抽出し、この２つの周波数帯域の変調信号それぞれを異なる周波数帯域に変換する。したがって、チャネルＫ（CH_K）１５００１の信号は、図１５０（ｂ）のように、周波数帯域１５００３の信号に変換され、また、チャネルM（CH_M）１５００２の信号は、図１５０（ｂ）のように周波数帯域１５００４の信号に変換される。

加えて、図１４６の複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、受信信号１４６０１＿２を入力としており、図１５０に示すように、複数の変調信号（複数のストリーム）が存在している周波数帯域、つまり、チャネルＫ（CH_K）１５００１、および、チャネルM（CH_M）１５００２の信号を抽出し、それぞれ、元の周波数帯域と同一の周波数帯域に配置する。したがって、チャネルＫ（CH_K）１５００１の信号は、図１５０（ｂ）のように、周波数帯域１５００５の信号になり、また、チャネルM（CH_M）１５００２の信号は、図１５０（ｂ）のように、周波数帯域１５００６の信号になる。

そして、図１４６の複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４は、図１

５０の（ｂ）に示した４つの周波数帯域の成分を含む信号を出力する。

[1913] なお、図１５０において、図１５０（ａ）と図１５０（ｂ）の横軸は周波数であり、図１５０（ａ）と図１５０（ｂ）は同一周波数帯域の周波数割り当てを示している。１５００１と１５００５は同一の周波数帯域であり、また、１５００２と１５００６は同一の周波数帯域となる。

図１４６の合成部１４６０７は、フィルタ１４６０３が出力した信号（１４６０５）と、複数変調信号存在用周波数変換部１４６０４が出力した信号（１４６０６）と、ＢＳアンテナ１４６００＿３から入力された信号（１４６０１＿３）を入力とし、周波数軸上での合成を行う。したがって、図１４６の合成部１４６０７は、図１５２の周波数成分を持つ信号（１４６０８）を得、出力する。テレビ１４６０９は、この信号（１４６０８）を入力とすることになる。したがって、１本の信号線を引き込むことで、高いデータの受信品質でテレビを視聴することができる。

したがって、周波数軸における放送局が送信する信号のうち、複数の変調信号を複数のアンテナで（同一周波数帯域を用い、同一時刻に）送信する送信方法を使用している周波数帯域に対し、上記で記載した家庭内への信号線の引き込みを行うことで、テレビ（端末）は高いデータの受信品質を得ることができ、かつ、家庭内における信号線の配線を少なくすることができるという利点がある。このとき、上述のように、放送局が１つの変調信号を１本以上のアンテナを用いて送信する送信方法を用いた周波数帯域が存在してもよい。

[1914] なお、本実施の形態においては、図１４１（図１５３（ａ））に示すように、中継装置を例えば集合住宅の屋上等に配置する例を説明した。しかしながら、中継装置の配置位置は、これに限るものではなく、上述したように、例えば、図１５３（ｂ）に示すように、各家庭のテレビ等に信号を引き込む場合に、１個人住宅につき、１つ配される構成であってもよい。あるいは、図１５３（ｃ）に示すように、ケーブルテレビ事業者が、放送波（放送局が送信した複数の変調信号）を受信して、各家庭等に受信した放送波を有線（

ケーブル）で再配信する場合に、ケーブル事業者の中継システムの一部として用いられてもよい。

即ち、本実施の形態において示した図１４２、図１４３、図１４４、図１４５、図１４６のそれぞれの中継装置は、図１５３（ａ）のように、集合住宅の屋上等に配置してもよいし、図１５３（ｂ）に示すように、各家庭のテレビ等へ信号を引き込む場合に、１個人住宅につき、１つ配されるとしてもよいし、図１５３（ｃ）に示すように、ケーブルテレビ事業者が、放送波（放送局が送信した複数の変調信号）を受信して、各家庭等に受信した放送波を有線（ケーブル）で再配信する場合に、ケーブル事業者の中継システムの一部として用いられてもよい。

[1915] ＜実施の形態Ｎ＞

本実施の形態においては、本明細書で記載した実施の形態において示したように、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いて複数のアンテナから同一周波数帯域に同時に送信された複数の変調信号を受信し、ケーブルテレビ（有線）で再配信するシステムについて説明する。（なお、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法において用いるプリコーディング行列の切り替えパターンは、本明細書に記載したプリコーディング行列の切り替えパターンのいずれであってもよく、また、本明細書とは異なるプリコーディング行列の切り替えパターンを用いた場合にも、本実施の形態を実施することは可能である。加えて、本明細書では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いた場合について説明しているが、本実施の形態で説明する方法は規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いない場合についても、実施することが可能である。）

[1916] ケーブルテレビ事業者は、無線で送信された放送波の電波を受信する装置を保有しており、放送波が届きにくい、例えば各家庭に、有線でデータ（例えば、動画、音声、データ情報等）を再配信しており、広義においては、インターネットの接続サービス、電話回線の接続サービスを提供している場合

もある。

放送局が複数の変調信号を（同一周波数帯で同一時間に）複数のアンテナで送信する場合に、このケーブルテレビ事業者において、問題が発生する場合がある。以下でその問題について説明する。

放送局が各放送波を送信するための送信周波数は予め定められていものとする。図１５４において、横軸周波数であり、図１５４に示すように、放送局があるチャンネル（図１５４の場合は、ＣＨ＿Ｋ）において、複数の変調信号を（同一周波数帯で同一時間に）複数のアンテナで送信したとする。なお、ＣＨ＿Ｋのストリーム１（Stream1）とストリーム２（Stream2）では異なるデータを含んでおり、ストリーム１（Stream1）とストリーム２（Stream2）から複数の変調信号が生成されることになる。

このとき、放送局は、ケーブルテレビ事業者に、無線で、チャンネルＫ（ＣＨ＿Ｋ）の複数の変調信号が（同一周波数帯で同一時間に）複数のアンテナを用いて送信することになる。したがって、ケーブルテレビ事業者は、本明細書で記載した実施の形態に示したように、チャンネルＫ（ＣＨ＿Ｋ）の周波数帯に対して、放送局が複数のアンテナを用いて同時に送信した信号を受信し、復調・復号することになる。

しかし、図１５４に示すように、チャンネルＫ（ＣＨ＿Ｋ）では、複数の変調信号（図１５４の場合２つ）が送信されているため、これらをそのままパススルー方式でケーブル（１本の有線）に配信した場合、ケーブルの先の各家庭では、チャンネルＫ（ＣＨ＿Ｋ）に含まれるデータのデータの受信品質が大きく劣化する。

[1917] そこで、上記実施の形態Ｍに示したように、ケーブルテレビ事業者は、チャンネルＫ（ＣＨ＿Ｋ）の複数の受信信号に対してそれぞれ周波数変換を行って、２以上の異なる周波数帯に変換し、合成した信号を送信することも考えられるが、他の周波数帯は別のチャンネルや衛星放送チャンネルなどに占有されて使用が困難の場合がある。

そこで、本実施の形態においては、周波数変換が困難な場合であっても、

放送局が送信した同一周波数帯で同一時間に送信された複数の変調信号を、有線で再配信する手法を開示する。

図１５５に、ケーブルテレビ事業者における中継装置の構成を示す。ここでは、２×２ＭＩＭＯの通信システムの場合、つまり、放送局が、２つの変調信号を同一周波数帯で同一時間に送信し、中継装置が２つのアンテナを用いて受信する場合を示す。

ケーブルテレビ事業者の中継装置は、受信部１５５０２と配信用データ生成部１５５０４を備える。

アンテナ１５５００＿１及びアンテナ１５５００＿２で受信された受信信号（１５５００＿１、１５５００＿２）は、本明細書で記載したように、受信部１５５０２において、プリコーディングの逆変換処理、および／または、位相を戻す処理などが施され、受信部１５５０２は、データ信号ｒｓ１（１５４０３＿１）とデータ信号ｒｓ２（１５４０３＿２）を得て、配信用データ生成部１５４０４に出力する。また、受信部１５５０２は、受信した信号の復調・復号に利用した信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報を、信号処理方法に関する情報１５５０３＿３として配信用データ生成部１５５０４に出力する。

なお、図１５５では、受信部１５５０２が、データ信号ｒｓ１（１５４０３＿１）とデータ信号ｒｓ２（１５４０３＿２）の２系統でデータを出力する場合を示しているが、これに限ったものではなく（ここでは一例）、例えば、データを１系統で出力してもよい。

[1918] 具体的には、受信部１５５０２は、本明細書で記載した図７に示す無線部７０３＿Ｘ、７０３＿Ｙ、変調信号ｚ１のチャネル変動推定部７０５＿１、変調信号ｚ２のチャネル変動推定部７０５＿２、変調信号Ｚ１のチャネル変動推定部７０７＿１、変調信号Ｚ２のチャネル変動推定部７０７＿２、制御情報復号部７０９、信号処理部７１１とからなる構成を備える。図１５５に示すアンテナ１５５００＿１及び１５５００＿２はそれぞれ、図７に示すアンテナ７０１＿Ｘ及び７０１＿Ｙに対応する。ただし、本実施の形態におい

て信号処理部７１１は、実施の形態１の図８に示される信号処理部とは異なり、図１５６に示す構成を備える。

図１５６に示すように、本実施の形態に係る受信部１５５０２が備える信号処理部は、ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ　検波部８０３と、記憶部８１５と、対数尤度算出部１５６０２Ａと、対数尤度算出部１５６０２Ｂと、硬判定部１５６０４Ａと、硬判定部１５６０４Ｂと、係数生成部１５６０１とからなる。

図１５６においては、図８と共通する部分については、同一の符号を付し、ここでは、その説明を割愛する。

対数尤度算出部１５６０２Ａは、図８に示す対数尤度算出部８０５Ａと同様に対数尤度を算出し、対数尤度信号１５６０３Ａを硬判定部１５６０４Ａに出力する。

同様に、対数尤度算出部１５６０２Ｂは、図８に示す対数尤度算出部８０５Ｂと同様に対数尤度を算出し、対数尤度信号１５６０３Ｂを硬判定部１５６０４Ｂに出力する。

硬判定部１５６０４Ａは、対数尤度信号１５６０３Ａに対して硬判定を行って、そのビット値を得、これをデータ信号ｒｓ１（１５５０３＿１）として、配信用データ生成部１５５０４に出力する。

[1919] 同様に硬判定部１５６０４Ｂは、対数尤度信号１５６０３Ｂに対して硬判定を行って、そのビット値を得、これをデータ信号ｒｓ２（１５５０３＿２）として、配信用データ生成部１５５０４に出力する。

係数生成部１５６０１は、係数生成部８１９と同様に、係数を生成してＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３に出力するほか、放送局（送信装置）が通知した送信方法の情報（規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いたプリコーディング行列の切り替えパターンを特定するための情報や変調方式等）に関する信号８１８から、２つの信号に用いられた少なくとも変調方式に係る情報を抽出し、この変調方式に係る情報を含む信号処理方法の情報に関する信号１５５０３＿３を配信用データ生成部１

５５０４に出力する。

以上の説明からわかるように、受信部１５５０２は、対数尤度を求めて硬判定を行うところまでの復調は行うものの、ここの一例では、誤り訂正までは実行していない。

なお、図１５６では、対数尤度算出部、硬判定部を具備した構成を取っているが、ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部８０３が軟判定を行わず、硬判定を行ってもよく、この場合、対数尤度算出部、硬判定部を具備する必要がない。また、硬判定の結果をｒｓ１、ｒｓ２とする必要はなく、各ビットの軟判定の結果をｒｓ１、ｒｓ２としてもよい。

図１５５の配信用データ生成部１５５０４は、データ信号ｒｓ１（１５５０３＿１）とデータ信号ｒｓ２（１５５０３＿２）と信号処理方法に関する情報１５５０３＿３とを入力とし、配信信号１５５０５を生成して、契約先の各家庭などに配信する。

ここから、図１５５の配信用データ生成部１５５０４が配信信号１５５０５を生成する方法について、図１５７～図１５９を用いて詳細に説明する。

[1920] 図１５７は、配信用データ生成部１５５０４の構成を示すブロック図である。図１５７に示すように、配信用データ生成部１５５０４は、結合部１５７０１と、変調部１５７０３と、配信部１５７０５とから構成される。

結合部１５７０１は、データ信号ｒｓ１（１５５０３＿１）とデータ信号ｒｓ２（１５５０３＿２）と信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報（１５５０３＿３）とを入力とし、信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報で定められるデータ信号ｒｓ１とデータ信号ｒｓ２とをまとめてデータ結合信号１５７０２を変調部１５７０３に出力する。なお、図１５７では、データ信号ｒｓ１（１５５０３＿１）とデータ信号ｒｓ２（１５５０３＿２）を記載しているが、上述で述べたように、図１５６において、ｒｓ１とｒｓ２を束ねて１系統でデータを出力する構成が考えられる。この場合、図１５７における結合部１５７０１は削除することが可

能である。

変調部１５７０３は、データ結合信号１５７０２と信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報１５５０３＿３とを入力とし、設定した変調方式にしたがったマッピングを行い、変調信号１５７０４を生成し、出力する。変調方式の設定方法の詳細については後述する。

配信部１５７０５は、変調信号１５７０４と信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法１５５０３＿３を入力とし、変調信号１５７０４と各家庭のテレビ受信機などにおける復調・復号のための制御情報として、変調信号１５７０４に用いられた変調方式の情報のほか、誤り訂正符号の情報（符号の情報、誤り訂正符号の符号化率等）を示す制御情報とを含んだ配信信号１５５０５を、契約先の各家庭などに、ケーブル（有線）を介して配信する。

図１５７の結合部１５７０１及び変調部１５７０３における処理の詳細を図１５８及び図１５９を用いて説明する。

[1921] 図１５８は、配信用データ生成部１５５０４への入力であるデータ信号ｒｓ１とデータ信号ｒｓ２との概念図である。図１５８においては、横軸に時間軸をとり、図１５８の四角それぞれは、各時間で一度に配信されなければならないデータブロックを示している。誤り訂正符号として組織符号を用いていてもよいし、非組織符号を用いていてもよい。当該データブロックは、誤り訂正符号化後のデータで構成されているものとする。

ここでデータ信号ｒｓ１及びデータ信号ｒｓ２を送信するのに用いられた変調方式はともに１６ＱＡＭであったとする。言い換えると、図１５４のチャネルK（ＣＨ＿Ｋ）のストリーム１（Stream1）を送信するために使用する変調方式を１６ＱＡＭ、ストリーム２（Stream2）を送信するために使用する変調方式を１６ＱＡＭとする。

この場合、データ信号ｒｓ１の１シンボルを構成するビット数は４ビットであり、データ信号ｒｓ２の１シンボルを構成するビット数は４ビットとな

るので、図１５８に示す各データブロック（ｒｓ１＿１、ｒｓ１＿２、ｒｓ１＿３、ｒｓ１＿４、ｒｓ２＿１、ｒｓ２＿２、ｒｓ２＿３、ｒｓ２＿４）はそれぞれ４ｂｉｔのデータということになる。

図１５８に示すように、データｒｓ１＿１及びデータｒｓ２＿１は時刻ｔ１で復調され、データｒｓ１＿２及びデータｒｓ２＿２は時刻ｔ２で復調され、データｒｓ１＿３及びデータｒｓ２＿３は時刻ｔ３で復調され、データｒｓ１＿４及びデータｒｓ２＿４は時刻ｔ４で復調されたデータであるとする。

[1922] なお、図１５８に示したデータｒｓ１＿１、ｒｓ１＿２はともに、同じタイミングで各家庭などに配信されると、放送局が送信したデータが、テレビ（端末）に届くまでの遅延が小さいという利点がある。同様に、データｒｓ１＿２、ｒｓ２＿２も同じタイミングで、データｒｓ１＿３、ｒｓ２＿３も同じタイミングで、データｒｓ１＿４、ｒｓ２＿４も同じタイミングで配信されるとよい。

そのため、図１５５の配信用データ生成部１５５０４は、受信部１５５０２から受け付けたデータ信号ｒｓ１とデータ信号ｒｓ２とから、同じタイミングで送信されたデータ（シンボル）を一つに束ね、一つのシンボルで送信できるように処理を実行する。

即ち、図１５９に示すように、ｒｓ１＿１の１シンボルとｒｓ２＿１の１シンボルとを併せたデータで、一つのデータシンボルを構成する。具体的には、仮にｒｓ１＿１が硬判定により「００００」という４ｂｉｔのデータであると判定され、ｒｓ１＿２が「１１１１」という４ｂｉｔのデータであると判定されていた場合に、図１５８に示すｒｓ１＿１＋ｒｓ２＿１は、「００００１１１１」というデータになる。この８ｂｉｔのデータを一つのデータシンボルとする。同様に、ｒｓ１＿２の１シンボルとｒｓ２＿２の１シンボルとを併せたデータｒｓ１＿２＋ｒｓ２＿２を一つのデータシンボルとし、ｒｓ１＿３の１シンボルとｒｓ２＿３の１シンボルとを併せたデータｒｓ１＿３＋ｒｓ２＿３を一つのデータシンボルとし、ｒｓ１＿４の１シンボル

とｒｓ２＿４の１シンボルとを併せたデータｒｓ１＿４＋ｒｓ２＿４を一つのデータシンボルとする。なお、図１５９は、横軸に時間軸をとり、一つの四角は一度に送信されるべきデータシンボルを示している。また、図１５９においては、便宜上「＋」という記号で、表現しているが図１５９における「＋」は加算を意味するものではない。図１５９においては、「＋」は、単純に二つのデータを並べた形のデータにしたものであることを意味する。

[1923] ところで、データｒｓ１＿１＋ｒｓ２＿１、ｒｓ１＿２＋ｒｓ２＿２、ｒｓ１＿３＋ｒｓ２＿３、ｒｓ１＿４＋ｒｓ２＿４はそれぞれ８ｂｉｔのデータであり、同時に各家庭に配信しなければならないデータである。しかし、データ信号ｒｓ１、ｒｓ２がそれぞれ送信するのに用いられた変調方式は１６ＱＡＭであるが、１６ＱＡＭでは、８ｂｉｔのデータを同時にまとめて送ることができない。

そこで、変調部１５７０３は、入力されたデータ結合信号１５７０２を、一度に８ｂｉｔのデータを送信できる変調方式、即ち、２５６ＱＡＭで変調する。つまり、変調部１５７０３は、２つのデータ信号の送信に用いられた変調方式の情報を信号処理に関する情報１５５０３＿３から取得し、得られた２つの変調方式それぞれのコンスタレーションポイント数を乗算して得られる値をコンスタレーションポイント数とする変調方式で変調する。そして、変調部１５７０３は、新たな変調方式（ここでの説明では２５６ＱＡＭ）で変調して得られる変調信号１５７０４を配信部１５７０５に出力する。

なお、放送局から送信された変調信号が１つの場合は、受信部１５５０２及び配信用データ生成部１５５０４は、そのままパススルー方式で受信した信号をそのままケーブル（有線）に配信する。（ここでは、硬判定を行って、再度変調を行う方法で説明しているが、これに限ったものではなく、例えば、受信した信号自身を増幅して、送信してもよい。）

図１５５において、ケーブル（有線）で配信された配信信号１５５０５は、図１６０に示すテレビ受信機１６０００で受信される。図１６０に示すテレビ受信機１６０００は、図８５に示す受信機８５００と略同等の構成を備

え、同様の機能を備えるものについては、同じ符号を付し、説明を割愛する。

[1924] ケーブル１６００１から配信信号１５５０５を受け付けたチューナ８５０１は、指定されているチャンネルの信号を抽出し、復調部１６００２に出力する。

復調部１６００２は、図８５に示す復調部８５００の機能に加え、更に以下の機能を備える。復調部１６００２は、配信信号１５５０５に含まれる制御情報に従って、チューナ８５０１から伝達された信号が放送局から同一周波数帯に同一時間で２以上の変調信号が送信されたものであったことを検出すると、当該制御情報に従って、入力された１つの信号を２以上の信号に分割する。即ち、図１５９の状態の信号を図１５８の状態に戻す処理を実行し、得られた信号をストリーム入出力部８５０３に出力することになる。復調部１６００２は、受信した信号の対数尤度を求め、硬判定を行って、得られたデータを、複数の信号が混合されている比率に応じて、分割し、分割後のデータに対して、誤り訂正等の処理を行って、データを得る。

このようにして、ケーブル（有線）で配信された放送を各家庭などのテレビ受信機１６０００は、放送局からケーブルテレビ事業者まで同一周波数帯に同一時間で複数の変調信号の送信がなされたチャネルも復調・復号することができる。

[1925] ところで、本実施の形態において２つのデータ信号ｒｓ１、ｒｓ２の送信に用いられた変調方式はともに１６ＱＡＭであるとしたが、複数の変調信号を送信するにあたってそれぞれの変調信号に用いる変調方式の組み合わせは、１６ＱＡＭと１６ＱＡＭの組み合わせに限るものではない。一例として、以下の表８に示すような組み合わせが考えられる。

[表8]

送信変調信号数	変調方式	再変調方式
2	#1:BPSK, #2:BPSK	QPSK
2	#1:BPSK, #2:QPSK	8QAM
2	#1:BPSK, #2:16QAM	32QAM
2	#1:BPSK, #2:64QAM	128QAM
2	#1:BPSK, #2:256QAM	512QAM
2	#1:QPSK, #2:16QAM	64QAM
2	#1:QPSK, #2:64QAM	256QAM
2	#1:QPSK, #2:256QAM	1024QAM
2	#1:16QAM, #2:16QAM	256QAM
2	#1:16QAM, #2:64QAM	1024QAM
2	#1:16QAM, #2:256QAM	4096QAM
・ ・ ・	・ ・ ・	・ ・ ・

表８は、放送局が生成する２つのストリームの数（表８の送信変調信号数）と、２つのストリームを生成するのに用いた変調方式の組み合わせ（表８の＃１は、ストリーム１の変調方式であり、＃２は、ストリーム２の変調方式となる）と、各組み合わせに対して変調部１５７０３で再変調する際に用いる変調方式である再変調方式とを対応付けた表である。

[1926] 図１５７において、変調部１５７０３が入力とする信号処理方法に関する情報および放送局が変調信号を送信するのに用いた送信方法に関する情報１５５０３＿３で示される変調方式の組み合わせに一致するものに対応している再変調方式が変調部１５７０３で用いられる変調方式ということになる。ここで示す組み合わせは一例であり、表８からわかるように再変調方式のコンスタレーションポイント数は、２つのストリームの変調方式のセットのコンスタレーションポイント数の乗算値、つまり、＃１で使用する変調方式のＩ（同相）－Ｑ（直交）平面における信号点の数と＃２で使用する変調方式のＩ（同相）－Ｑ（直交）平面における信号点の数を乗算した値に相当する。なお、再変調方式のコンスタレーションポイント数（Ｉ（同相）－Ｑ（直交）平面における再変調方式の信号点の数）が、この乗算値を上回っていれば、表８に示す再変調方式以外の変調方式を用いてもよい。

更には、放送局が送信するストリーム数が３以上の場合であっても、それぞれのストリームで用いた変調方式のコンスタレーションポイント数の乗算値から変調部１５７０３で用いる変調方式が決定される。

なお、本実施の形態においては、中継装置においては、硬判定を行って、データの結合を行う場合を示したが、これは軟判定であってもよい。軟判定を用いたとき、軟判定値の値に基づき、再変調方式のマッピングしたベースバンド信号を補正する必要がある。

また、上述で記載したように、図１５５において、ｒｓ１とｒｓ２が存在する構成となっているが、これらを１つに束ねて、受信部１５５０２は出力してもよい。このとき、データ線は１つとなるが、ストリーム１の１シンボルで伝送するビット数が４、ストリーム２の１シンボルで伝送するビット数が４のとき、前記の１つに束ねたデータ線では、８ビットを１つのシンボルとして、受信部１５５０２は出力することになる。このとき、図１５７の変調部１５７０３が、再変調に用いる変調方式は、上述の説明と同様となり、例えば、２５６ＱＡＭとなる。つまり、表８を用いることができる。

図１６１には、図１５５に示したケーブルテレビ事業者における中継装置の別構成例を示す。図１６１に示す中継装置の受信部１６１０２と、配信用データ生成部１６１０４とは、図１５５に示したものとは異なり、放送局で複数の変調信号が同一周波数帯で同一時間に送信された信号についてのみ処理を実行する。そして、配信用データ生成部１６１０４は、複数の信号を上述で説明したように結合し、変調方式を放送局からの送信時とは異なる変調方式で変調した信号を、その周波数帯に乗せた信号１６１０５を生成し、出力する。

[1927] 一方、アンテナ１５５００＿１で受信した受信信号１５５０１＿１は、受信部１６１０２以外に、フィルタ１６１０６にも供給される。

フィルタ１６１０６は、受信信号１５５０１＿１から、放送局で複数の変調信号が同一時間で、同一周波数帯で送信された場合に、その周波数帯の信号のみをカットして、フィルタリング後の信号１６１０７を合成部１６１０

８に出力する。

そして、合成部１６１０８は、フィルタリング後の信号１６１０７と、配信用データ生成部１６１０４から出力された信号１６１０５とを合成して、配信信号１５５０５を生成し、ケーブル（有線）で各家庭などに配信する。

このような構成にすることで、ケーブルテレビ事業者の中継装置は、複数の変調信号が同一時間に送信された周波数帯以外の周波数帯の信号については処理を行わずにすむ。

なお、本実施の形態においては、ケーブルテレビ事業者における中継装置について説明したが、これに限定されるものではない。本実施の形態に示す中継装置は、図１５３（ｃ）に示す形態に該当するが、これに限らず、図１５３（ａ）（ｂ）に示すように、集合住宅用の中継装置、あるいは、各個人宅用の中継装置などとして使用することができる。

[1928] また、本実施の形態においては、複数の変調信号が送信された周波数帯域に対して周波数変換を行わないこととしたが、複数の変調信号が送信された周波数帯域に対して実施の形態Ｍに示したような周波数変換を行ってもよい。

（実施の形態Ｏ）

[1929] 他の実施の形態では、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を、放送系に用いる場合について述べたが、本実施の形態では、通信系に用いる場合を説明する。通信系に用いる場合には、図１６２に示すように、以下の３つの通信形態が考えられる。

（１）マルチキャスト通信の場合・・・他の実施の形態と同様、基地局は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いると、多くの端末に対し、データを伝送することが可能となる。

例えば、基地局１６２０１から携帯端末１６２０２ａ～１６２０２ｃへとコンテンツを一斉配信するマルチキャスト通信に用いることができる（図１６２（ａ））

（２）ユニキャスト通信、かつ、closed-loopの場合（通信端末からフィー

ドバック情報がある場合（ＣＳＩ（Channel State Information）の情報をフィードバック、または、端末側で、基地局に使用して欲しいプリコーディング行列を指定））・・・基地局は、用意しているプリコーディング行列から、端末が送信したＣＳＩの情報、および／または、基地局に使用して欲しいプリコーディング行列の情報に基づき、プリコーディング行列を選択し、それを用いて、複数の変調信号に対し、プリコーディングを施し、複数の変調信号を複数のアンテナから同一時間、同一周波数帯域を用い、送信する。図１６２（ｂ）に一例を示す。

（３）ユニキャスト通信、かつ、open-loopの場合（通信端末からの情報に基づき、プリコーディング行列を変更しない）・・・基地局は、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法を用いる。図１６２（ｃ）に一例を示す。

[1930] なお、図１６２では、基地局と通信端末との間の通信例を図示しているが、基地局同士、あるいは、通信端末同士の通信であってもよい。

以下、これらの通信形態を実現するための基地局（送信機）と携帯端末（受信機）との構成について説明する。

図１６３は、本実施の形態に係る基地局の送受信機の構成例である。図１６３に示す基地局の送受信機は、図４に示した送信機の構成と同等の機能を有するものについては、同じ符号を付して説明を割愛し、異なる構成について説明する。

図１６３に示すように、基地局の送受信機は、図４に示した構成に加え、更に、アンテナ１６３０１と、無線部１６３０３と、フィードバック情報解析部１６３０５とを備える。また、重み付け合成情報生成部３１４に代えて重み付け合成情報生成部１６３１４を備える。

アンテナ１６３０１は、基地局の送受信機の通信相手が送信したデータを受信するためのアンテナである。このとき、図１６３に示した基地局の受信機の部分では、通信相手が送信したフィードバック情報を得ることになる。

無線部１６３０３は、アンテナ１６３０１で受信した受信信号１６３０２

を復調・復号し、得られたデータ信号１６３０４をフィードバック情報解析部１６３０５に出力する。

フィードバック情報解析部１６３０５は、データ信号１６３０４から通信相手が送信した、フィードバック情報、例えば、ＣＳＩの情報、および／または、基地局に使用して欲しいプリコーディング行列の情報、基地局に要求する通信方法（マルチキャスト通信なのかユニキャスト通信なのかの要求情報、および、open-loopなのかclosed-loopなのかの要求情報）を取得し、フィードバック情報１６３０６として出力する。

[1931] 重み付け合成情報生成部１６３１４は、フレーム構成信号１６３１３及びフィードバック情報１６３０６を入力とし、フレーム構成信号１６３１３及びフィードバック情報１６３０６の両者に基づき（端末の要求を優先してもよいし、基地局の希望を優先してもよい。）、本実施の形態の（１）（２）（３）のいずれかの送信方法とするかを決定し、決定した通信方法の情報を含む制御情報１６３１５を出力する。なお、本実施の形態の（１）（３）の送信方法を選択した場合、規則的にプリコーディング行列を切り替えるプリコーディング方法で用いたプリコーディング行列の切り替えパターンに関する情報、本実施の形態の（２）の送信方法を選択した場合、使用するプリコーディング行列の情報が、制御信号１６３１５に含まれることになる。

重み付け合成部３０８Ａ、３０８Ｂは、決定した通信方法の情報を含む制御情報１６３１５を入力とし、指定されたプリコーディング行列に基づき、プリコーディングの処理を行い、処理後の信号３０９Ｂを出力する。

こうすることで、送信機では、上記３つの場合に対応した送信が実行できる。なお、基地局は、本実施の形態の（１）（２）（３）のいずれかの送信方法のいずれかの選択をしたか、等の送信方法の情報を通信相手である端末に通知するために、無線部３１０Ａは、決定した通信方法の情報を含む制御情報１６３１５を入力としている。無線部３１０Ａは、決定した通信方法の情報を伝送するためのシンボルを生成し、送信フレームに挿入し、このシンボルを含む送信信号３１１Ａは、アンテナ３１２Ａから電波として送出され

る。

[1932] 図１６４は、本実施の形態に係る端末の受信機の構成例を示す図である。図１６４に示すように、受信機は、受信部１６４０３と、ＣＳＩ生成部１６４０５と、フィードバック情報生成部１６４０７と、送信部１６４０９とを備える。

受信部１６４０３は、上記実施の形態１の図７、図８に示した構成と同等の構成を備え、アンテナ１６４０１Ａで受信した受信信号１６４０２Ａと、アンテナ１６４０１Ｂで受信した受信信号１６４０２Ｂとを入力として、送信機で送信されたデータを得る。

このとき、受信部１６４０３は、データを得る過程で得られたチャネル推定情報の信号１６４０４をＣＳＩ生成部１６４０５に出力する。チャネル推定情報の信号１６４０４は、例えば、図７に示す各チャネル変動推定部（７０５＿１、７０５＿２、７０７＿１、７０７＿２）から出力されるものとする。

[1933] ＣＳＩ生成部１６４０５は、入力されたチャネル推定情報の信号１６４０４を基に、送信機にフィードバックするフィードバック情報（ＣＳＩ：Channel State Information）の元となるＣＱＩ（ChannelQuality Information）、ＲＩ（Rank Indication）、ＰＭＩ(Precoding Matrix Indicator)を生成して、フィードバック情報生成部１６４０７に出力する。ＣＱＩ、ＲＩ，ＰＭＩは、従来通りの手法で生成する。特に、ＰＭＩは、受信機において希望する送信機で行ってほしいプリコーディングのためのプリコーディング行列を指定する情報である。

フィードバック情報生成部１６４０７は、ＣＳＩ生成部１６４０５により生成されたＣＱＩ、ＲＩ、ＰＭＩからＣＳＩを生成する。図１６５には、フィードバック情報（ＣＳＩ）のフレーム構成例を示す。

送信部１６４０９は、フィードバック情報生成部１６４０７から伝達されたフィードバック情報（ＣＳＩ）を変調し、変調信号１６４１０をアンテナ１６４１１から送信機に送信する。

[1934] なお、端末は、図１６５の情報すべてを基地局にフィードバックしてもよいし、図１６５の一部を基地局にフィードバックしてもよい。また、フィードバックする情報は、図１６５の情報に限ったものではない。基地局は、端末からのフィードバック情報を一つの目安とし、本実施の形態の（１）（２）（３）のいずれかの送信方法を選択することになるが、基地局は複数の変調信号を複数のアンテナを用いて送信する送信方法を必ずしも選択する必要はなく、端末からのフィードバック情報に基づき、他の送信方法、例えば、１つの変調信号を１本以上のアンテナから送信する送信方法を選択してもよい。

以上のようにすることで、本実施の形態の（１）（２）（３）に記載した通信形態に対し、好適な送信方法を選択することができ、これにより、いずれの通信形態の場合も、端末は良好なデータの受信品質を得ることが可能となる。

産業上の利用可能性

[1935] 本発明は、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する無線システムに広く適用でき、例えばＯＦＤＭ－ＭＩＭＯ通信システムに適用して好適である。また、複数の送信箇所を持つ有線通信システム（例えば、ＰＬＣ（Ｐｏｗｅｒ　Ｌｉｎｅ　Ｃｏｍｍｕｎｉｃａｔｉｏｎ）システム、光通信システム、ＤＳＬ（Ｄｉｇｉｔａｌ　Ｓｕｂｓｃｒｉｂｅｒ　Ｌｉｎｅ：デジタル加入者線）システム）において、ＭＩＭＯ伝送を行う場合についても適用することができ、このとき、複数の送信箇所を用いて、本発明で説明したような複数の変調信号を送信することになる。また、変調信号は、複数の送信箇所から送信されてもよい。

符号の説明

[1936] ３０２Ａ，３０２Ｂ　符号化器

３０４Ａ，３０４Ｂ　インタリーバ

３０６Ａ，３０６Ｂ　マッピング部

３１４　重み付け合成情報生成部

３０８Ａ，３０８Ｂ　重み付け合成部

３１０Ａ，３１０Ｂ　無線部

３１２Ａ，３１２Ｂ　アンテナ

４０２　符号化器

４０４　分配部

５０４＃１，５０４＃２　送信アンテナ

５０５＃１，５０５＃２　受信アンテナ

６００　重み付け合成部

７０３＿Ｘ　無線部

７０１＿Ｘ　アンテナ

７０５＿１　チャネル変動推定部

７０５＿２　チャネル変動推定部

７０７＿１　チャネル変動推定部

７０７＿２　チャネル変動推定部

７０９　制御情報復号部

７１１　信号処理部

８０３　ＩＮＮＥＲ　ＭＩＭＯ検波部

８０５Ａ，８０５Ｂ　対数尤度算出部

８０７Ａ，８０７Ｂ　デインタリーバ

８０９Ａ，８０９Ｂ　対数尤度比算出部

８１１Ａ，８１１Ｂ　Ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダ

８１３Ａ，８１３Ｂ　インタリーバ

８１５　記憶部

８１９　重み付け係数生成部

９０１　Ｓｏｆｔ－ｉｎ／ｓｏｆｔ－ｏｕｔデコーダ

９０３　分配器

１３０１Ａ，１３０１Ｂ　ＯＦＤＭ方式関連処理部

１４０２Ａ，１４０２Ａ　シリアルパラレル変換部

１４０４Ａ，１４０４Ｂ　並び換え部

１４０６Ａ，１４０６Ｂ　逆高速フーリエ変換部

１４０８Ａ，１４０８Ｂ　無線部

２２００　プリコーディングウェイト生成部

２３００　並び替え部

４００２　符号化器群

請求の範囲

［請求項1］ 中継方法であって、

第１の受信アンテナで受信された第１の受信信号と第２の受信アンテナで受信された第２の受信信号を入力とし、前記第１の受信信号及び前記第２の受信信号は、第１の周波数帯域において送信側の第１の送信アンテナから送信された第１の送信信号と第２の送信アンテナから送信された第２の送信信号とが重畳されて受信された信号を含み、第２の周波数帯域において送信側の第３の送信アンテナから送信された第３の送信信号のみが受信された信号を含み、第１の送信信号及び第２の送信信号は、プリコーディング行列を規則的に切り替えながら生成された第１の送信アンテナから送信された信号であり、

前記第２の受信信号から第１の周波数帯域の信号を抽出して、第３の周波数帯域の信号に周波数変換し、

前記周波数変換後の信号と前記第１の受信信号とを周波数多重して、中継送信する、中継方法。

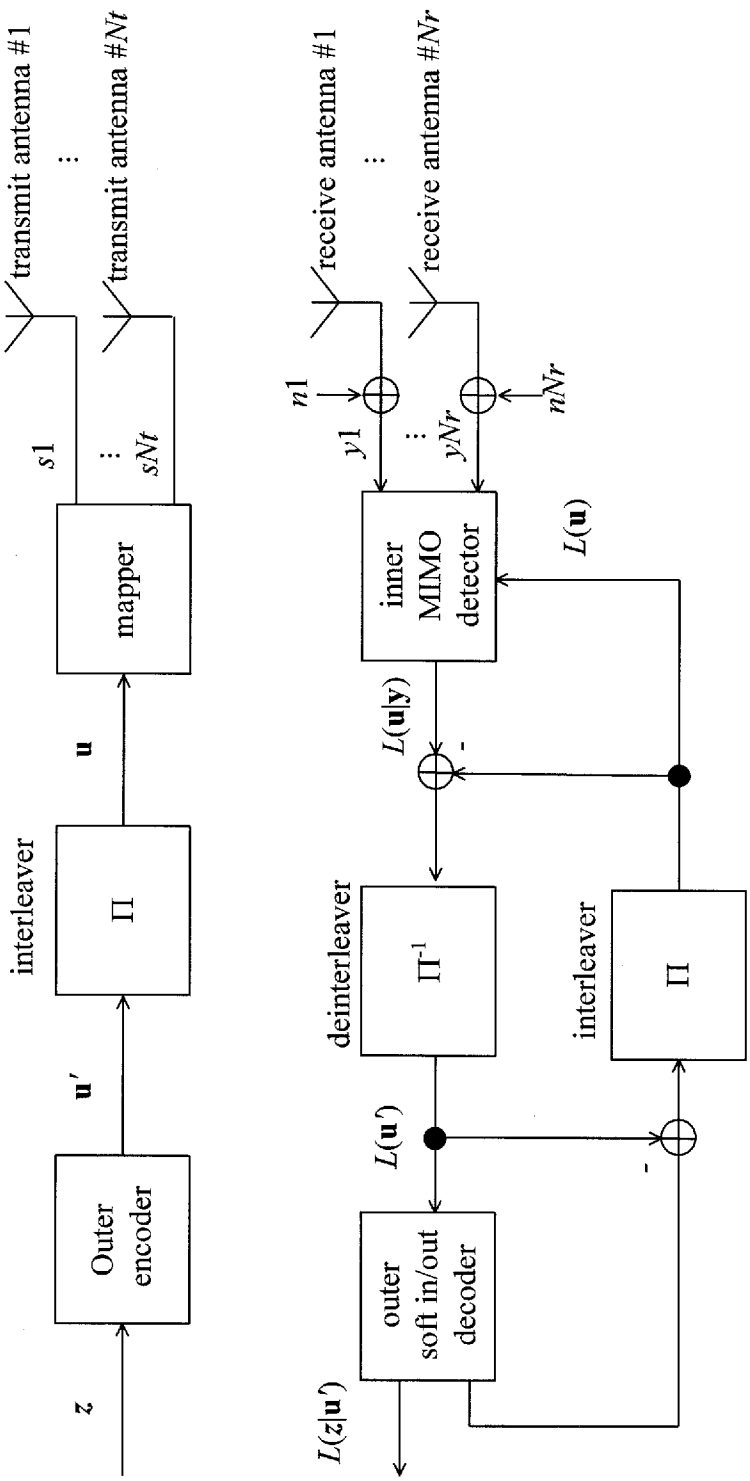
［請求項2］ 中継装置であって、

第１の受信アンテナで受信された第１の受信信号と第２の受信アンテナで受信された第２の受信信号を入力とし、前記第１の受信信号及び前記第２の受信信号は、第１の周波数帯域において送信側の第１の送信アンテナから送信された第１の送信信号と第２の送信アンテナから送信された第２の送信信号とが重畳されて受信された信号を含み、第２の周波数帯域において送信側の第３の送信アンテナから送信された第３の送信信号のみが受信された信号を含み、第１の送信信号及び第２の送信信号は、プリコーディング行列を規則的に切り替えながら生成された第１の送信アンテナから送信された信号である、入力部と、

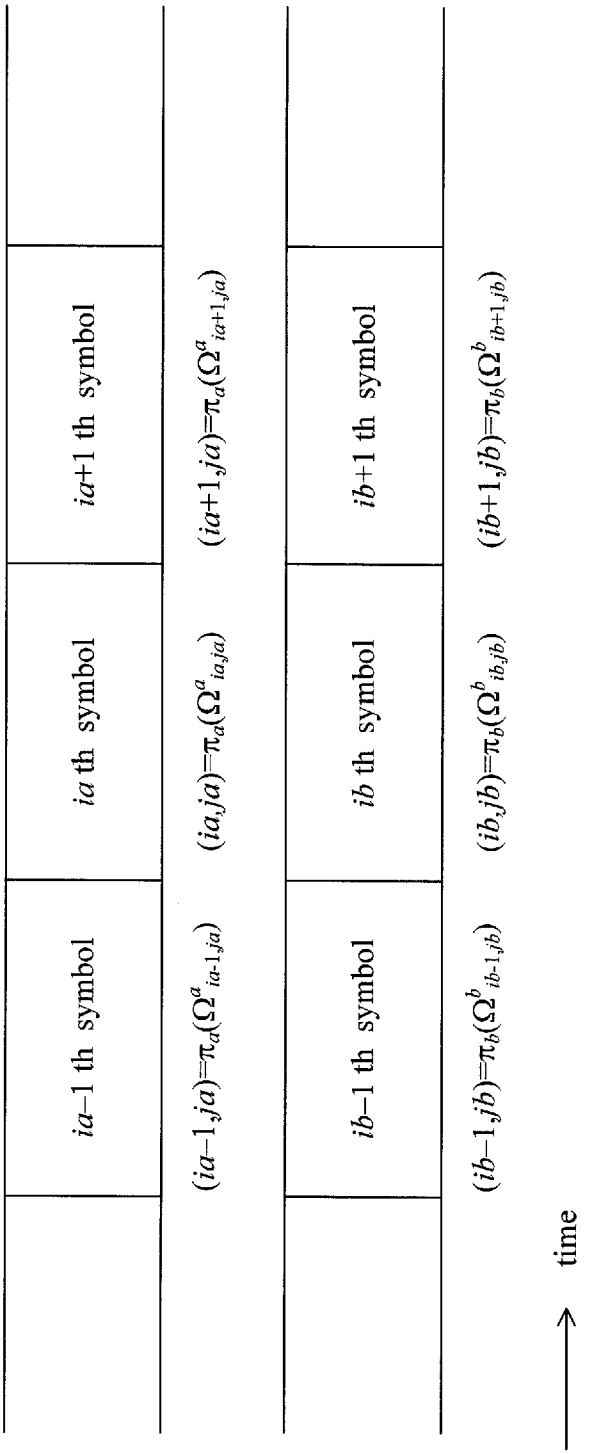
前記第２の受信信号から第１の周波数帯域の信号を抽出して、第３の周波数帯域の信号に周波数変換する周波数変換部と、

前記周波数変換後の信号と前記第１の受信信号とを周波数多重して、中継送信する多重部と、を備えた中継装置。

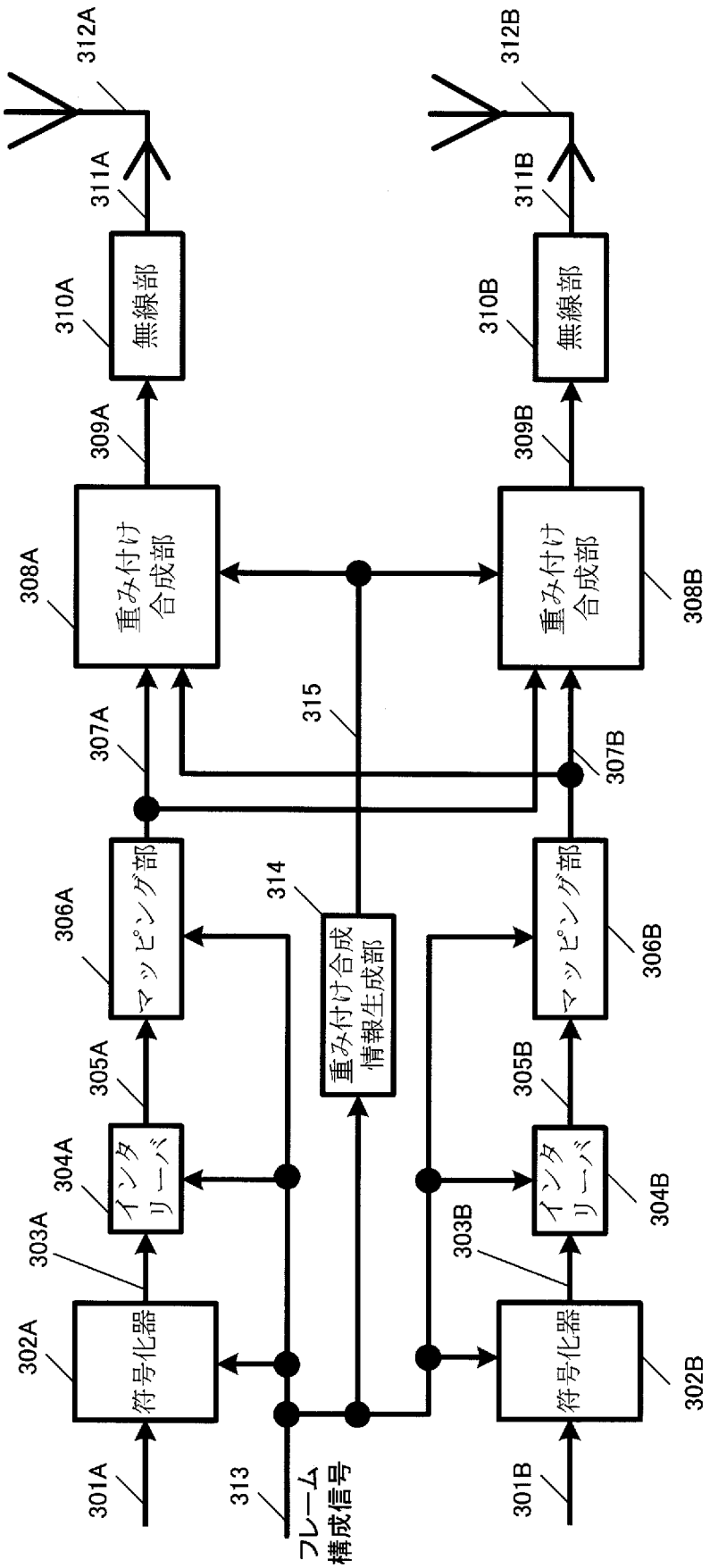
[図1]


transmit antenna #1
transmit antenna #Nt
receive antenna #1
receive antenna #Nr
s1
sNt
n1
nNr
y1
yNr
mapper
inner MIMO detector
L(u)
u
L(u|y)
interleaver
Π
deinterleaver
Π-1
interleaver
Π
u'
L(u')
Outer encoder
outer soft in/out decoder
z
L(z|u')

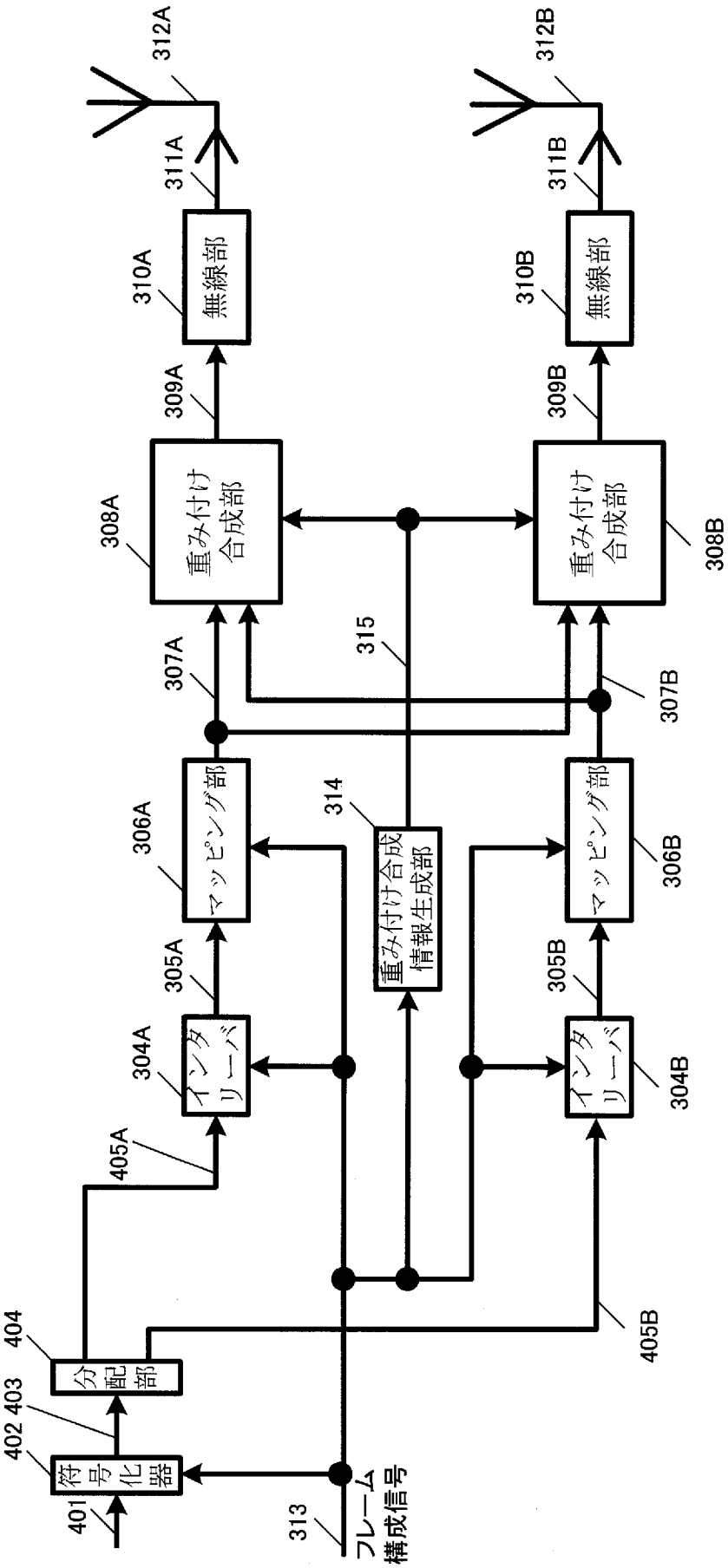
[図2]


stream A
stream B
ia−1 th symbol
ia th symbol
ia+1 th symbol
ib−1 th symbol
ib th symbol
ib+1 th symbol
(ia−1,ja)=πa(Ωa ia-1,ja)
(ia,ja)=πa(Ωa ia,ja)
(ia+1,ja)=πa(Ωa ia+1,ja)
(ib−1,jb)=πb(Ωb ib-1,jb)
(ib,jb)=πb(Ωb ib,jb)
(ib+1,jb)=πb(Ωb ib+1,jb)
time

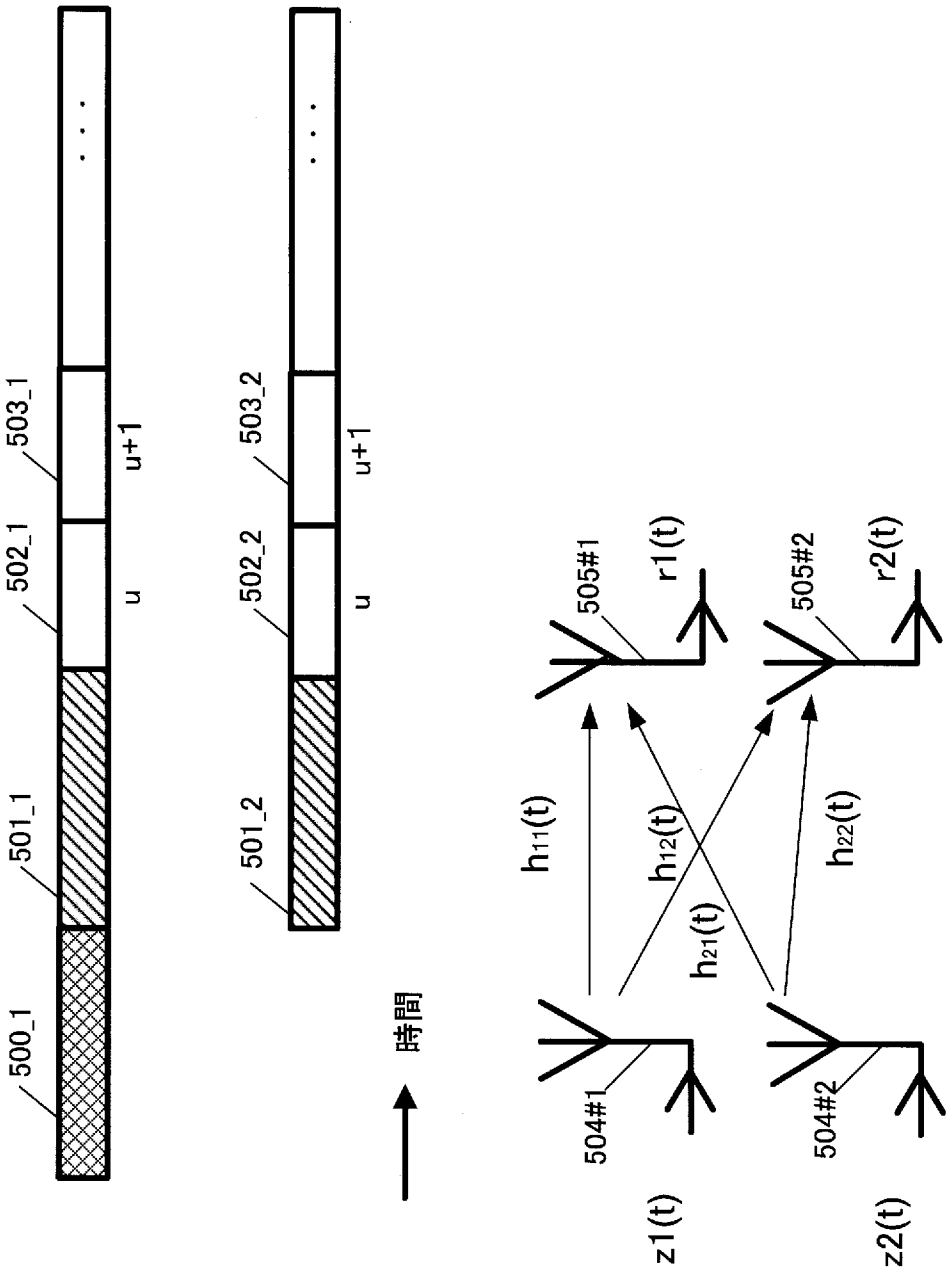
[図3]


312A
312B
311A
311B
無線部
310A
310B
309A
309B
重み付け合成部
308A
308B
315
307A
307B
マッピング部
306A
306B
314
重み付け合成情報生成部
305A
305B
インタリーバ
304A
304B
303A
303B
符号化器
302A
302B
301A
301B
313
フレーム構成信号

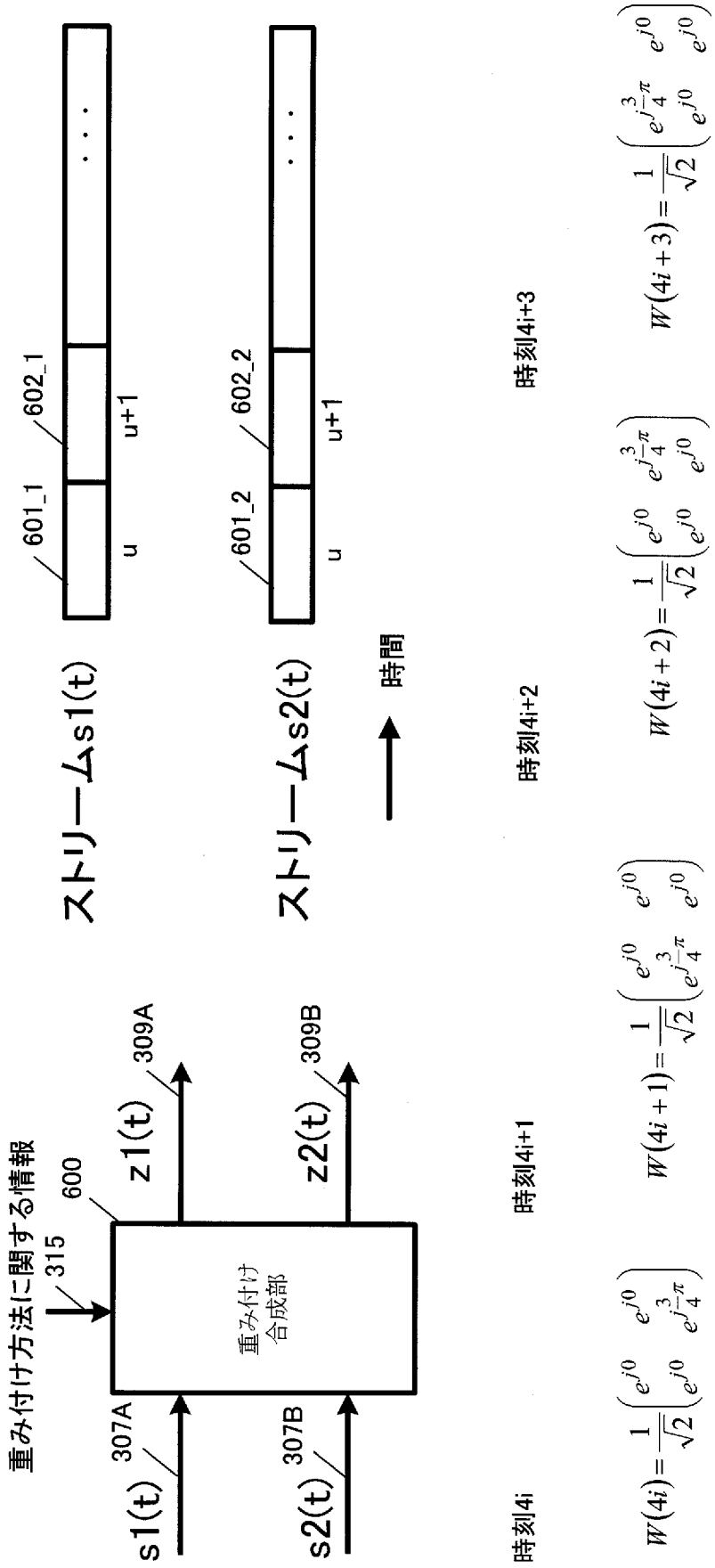
[図4]


312A
312B
311A
311B
無線部
無線部
310A
310B
309A
309B
重み付け合成部
重み付け合成部
308A
308B
315
307A
307B
マッピング部
マッピング部
306A
306B
314
重み付け合成情報生成部
305A
305B
インタリーバ
インタリーバ
304A
304B
405A
405B
404
分配部
403
402
符号化器
401
313
フレーム構成信号

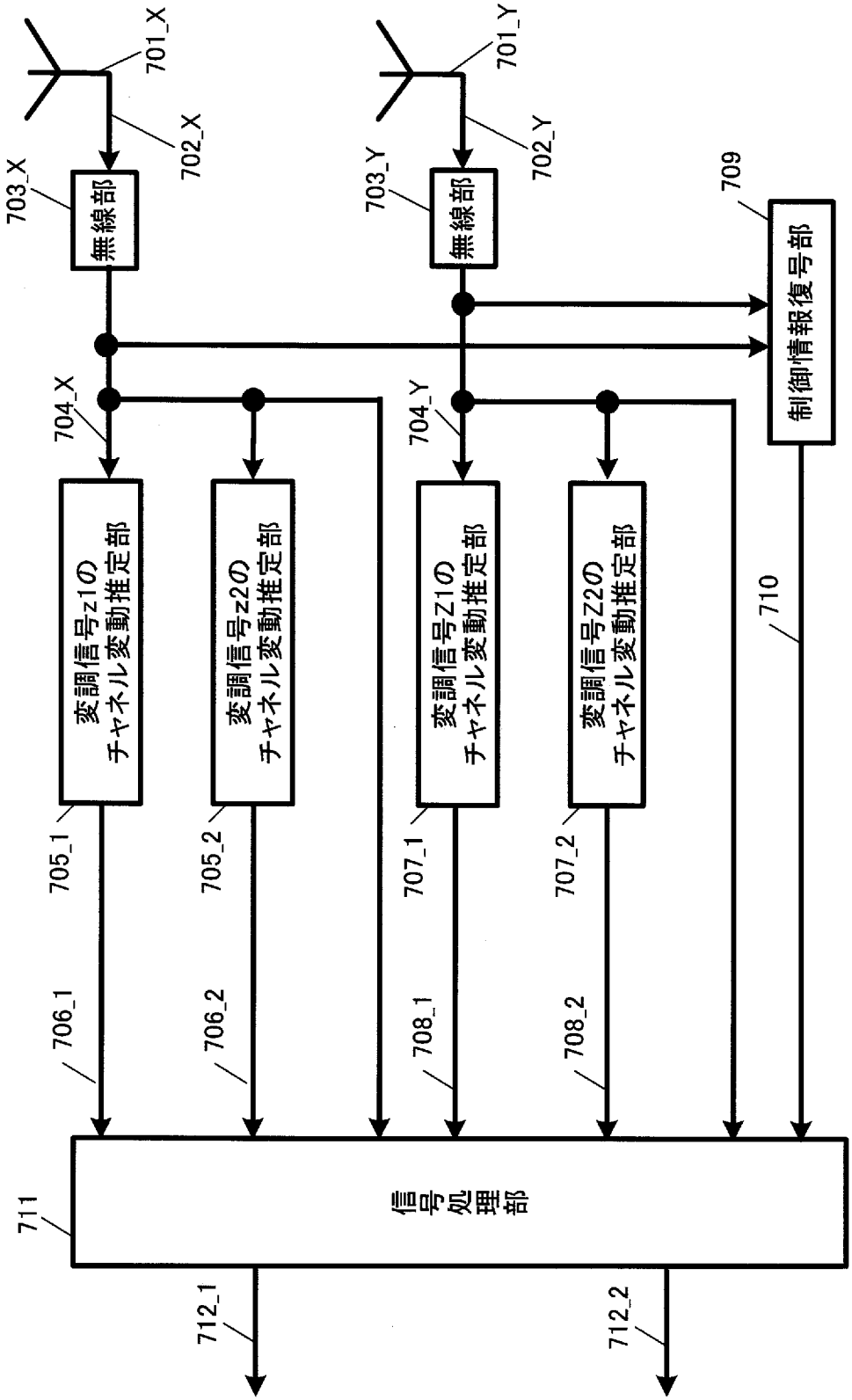
[図5]


500_1
501_1
502_1
503_1
u
u+1
変調信号z1(t)フレーム構成
501_2
502_2
503_2
u
u+1
変調信号z2(t)フレーム構成
時間
504#1
z1(t)
504#2
z2(t)
h11(t)
h12(t)
h21(t)
h22(t)
505#1
r1(t)
505#2
r2(t)

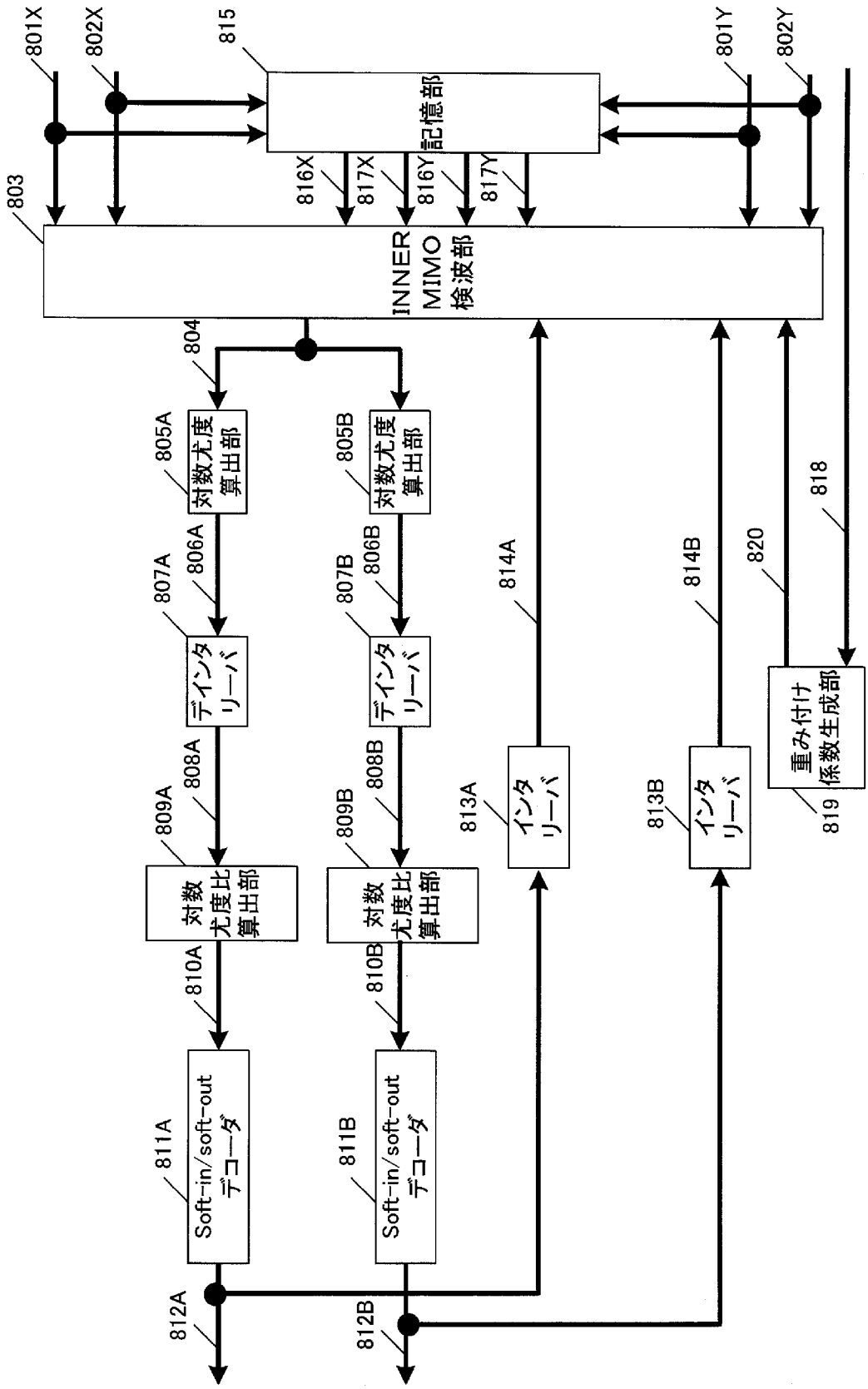
[図6]


重み付け方法に関する情報
315
600
307A
307B
s1(t)
s2(t)
重み付け合成部
z1(t)
z2(t)
309A
309B
ストリームs1(t)
ストリームs2(t)
601_1
602_1
601_2
602_2
u
u+1
時間
時刻4i
時刻4i+1
時刻4i+2
時刻4i+3
$W(4i)=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \end{pmatrix}$
$W(4i+1)=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j0} \\ e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \end{pmatrix}$
$W(4i+2)=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{3}{4}\pi} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$
$W(4i+3)=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} e^{j\frac{3}{4}\pi} & e^{j0} \\ e^{j0} & e^{j0} \end{pmatrix}$

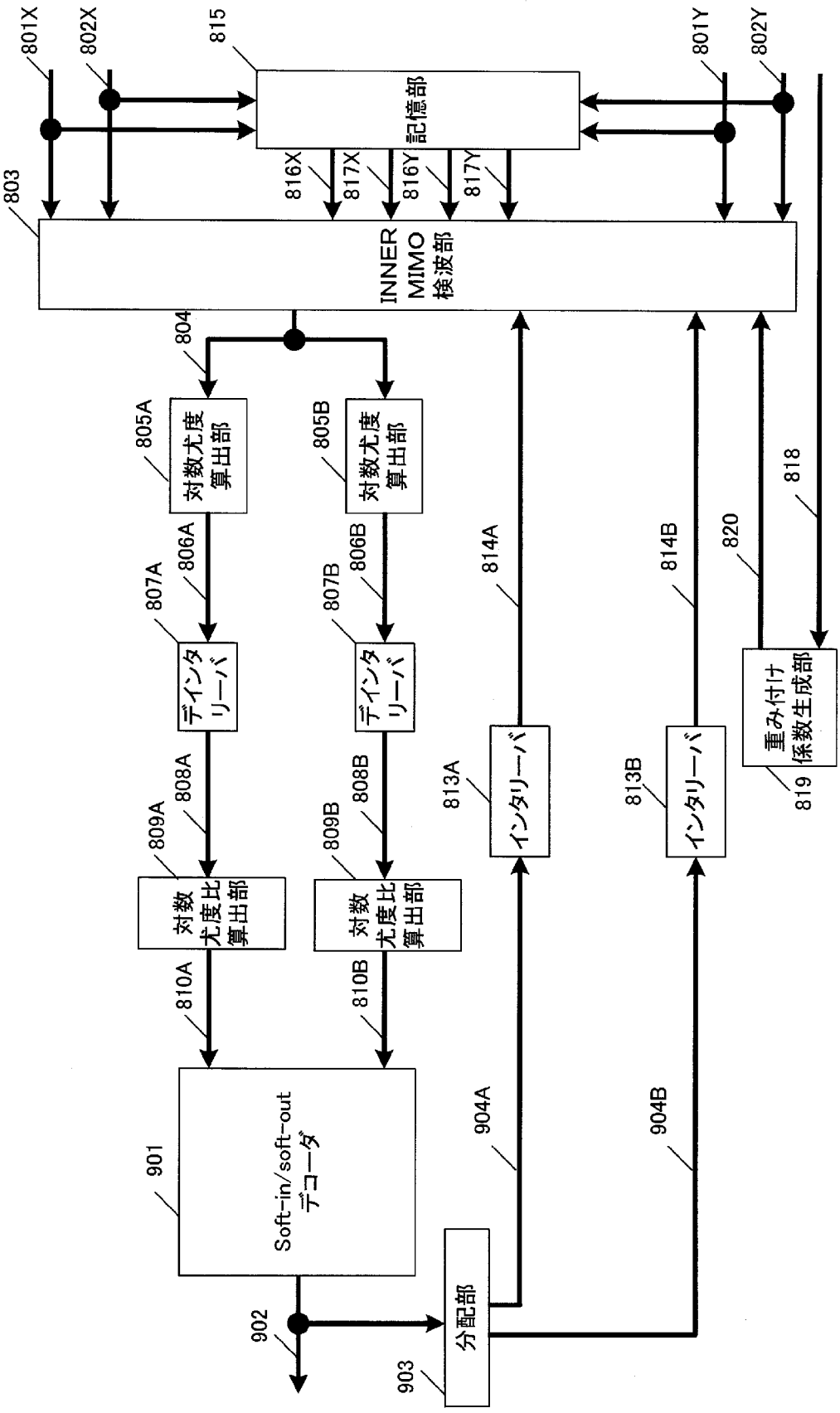
[図7]


701_X
701_Y
702_X
702_Y
703_X
703_Y
無線部
無線部
709
制御情報復号部
704_X
704_Y
変調信号z1のチャネル変動推定部
変調信号z2のチャネル変動推定部
変調信号Z1のチャネル変動推定部
変調信号Z2のチャネル変動推定部
710
705_1
705_2
707_1
707_2
706_1
706_2
708_1
708_2
711
信号処理部
712_1
712_2

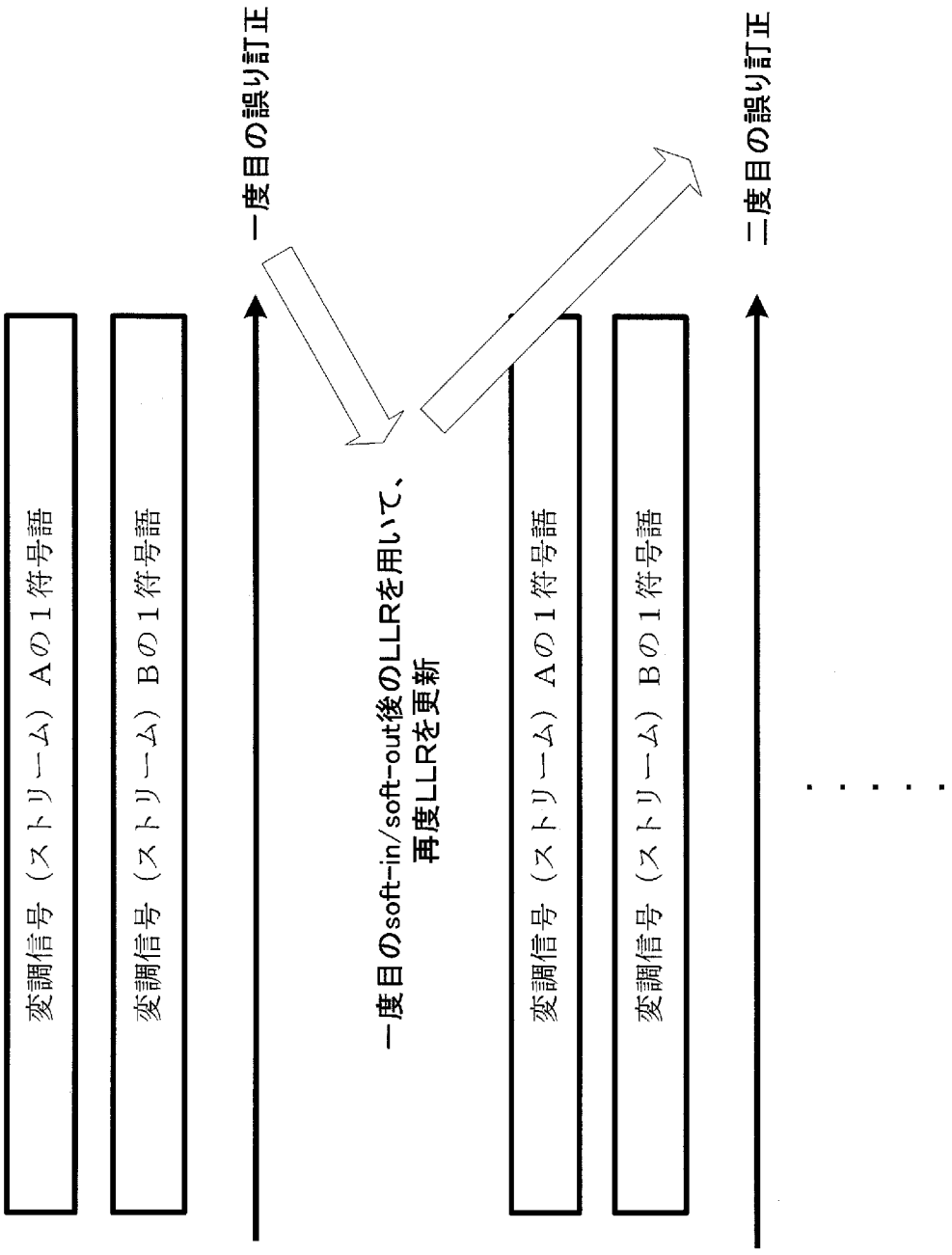
[図8]


801X
802X
815
記憶部
801Y
802Y
816X
817X
816Y
817Y
803
INNER MIMO 検波部
804
805A
対数尤度算出部
805B
対数尤度算出部
818
807A
806A
806B
807B
814A
814B
820
デインタリーバ
デインタリーバ
808A
808B
813A
インタリーバ
813B
インタリーバ
重み付け係数生成部
809A
809B
819
対数尤度比算出部
対数尤度比算出部
810A
810B
811A
Soft-in/soft-out デコーダ
811B
Soft-in/soft-out デコーダ
812A
812B

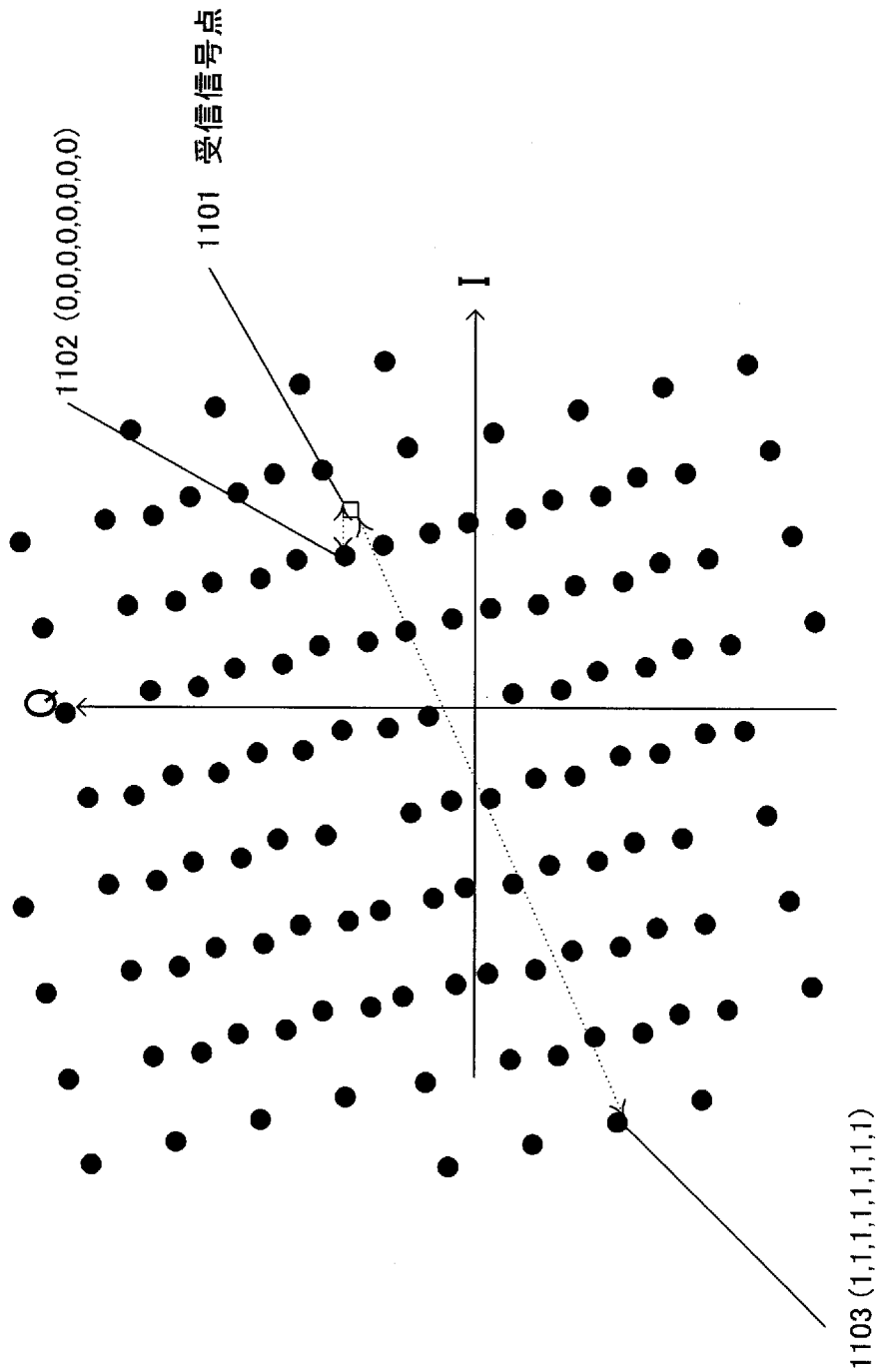
[図9]


801X
802X
815
記憶部
801Y
802Y
816X
817X
816Y
817Y
803
INNER MIMO 検波部
804
805A
対数尤度算出部
805B
対数尤度算出部
818
806A
806B
814A
814B
820
807A
デインタリーバ
807B
デインタリーバ
808A
808B
813A
インタリーバ
813B
インタリーバ
重み付け係数生成部
809A
809B
819
対数尤度比算出部
対数尤度比算出部
810A
810B
901
Soft-in/soft-out デコーダ
904A
904B
902
分配部
903

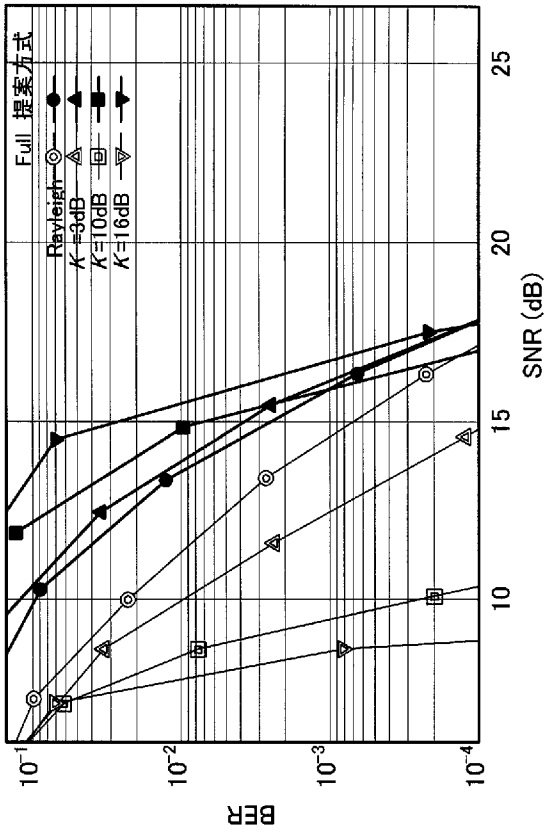
[図10]


一度目の誤り訂正
二度目の誤り訂正
変調信号（ストリーム）Aの1符号語
変調信号（ストリーム）Bの1符号語
一度目のsoft-in/soft-out後のLLRを用いて、
再度LLRを更新
変調信号（ストリーム）Aの1符号語
変調信号（ストリーム）Bの1符号語

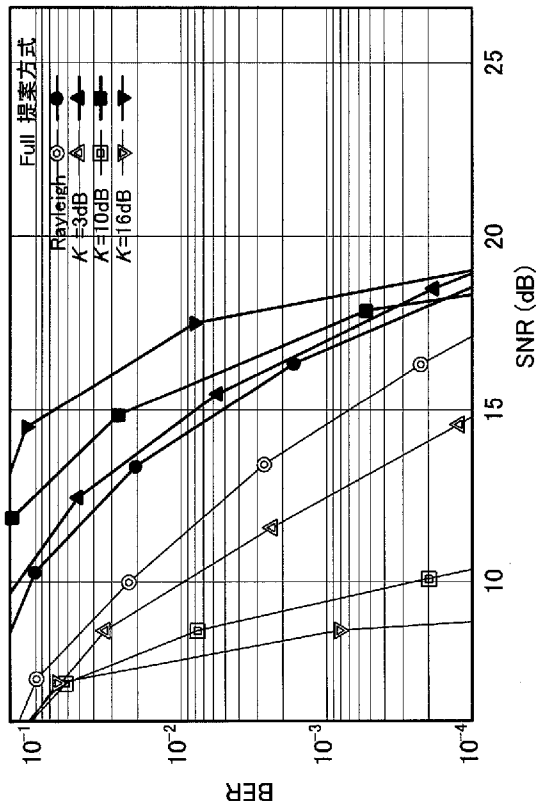
[図11]



[図12]

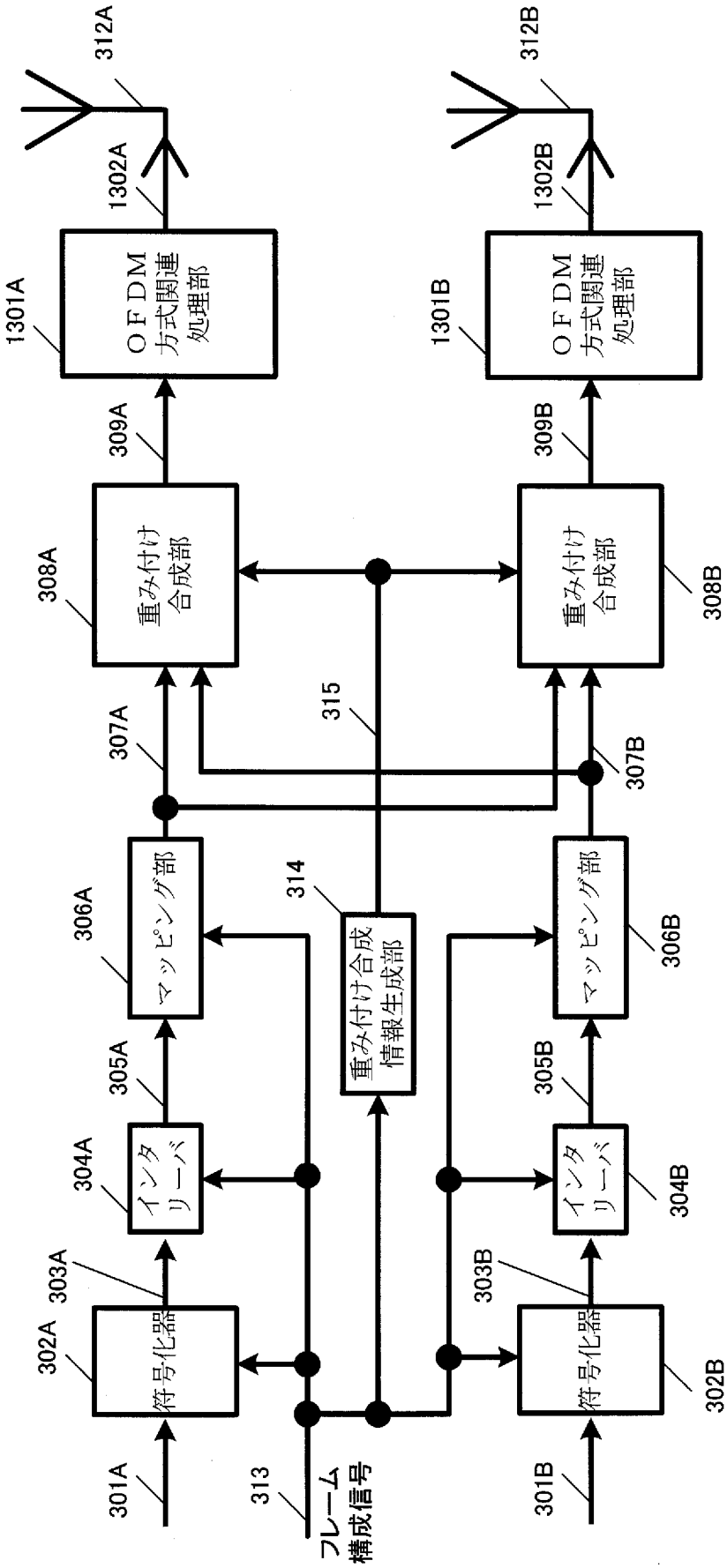

Full 提案方式
Rayleigh
K=3dB
K=10dB
K=16dB
BER
SNR (dB)
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10
15
20
25

(B)

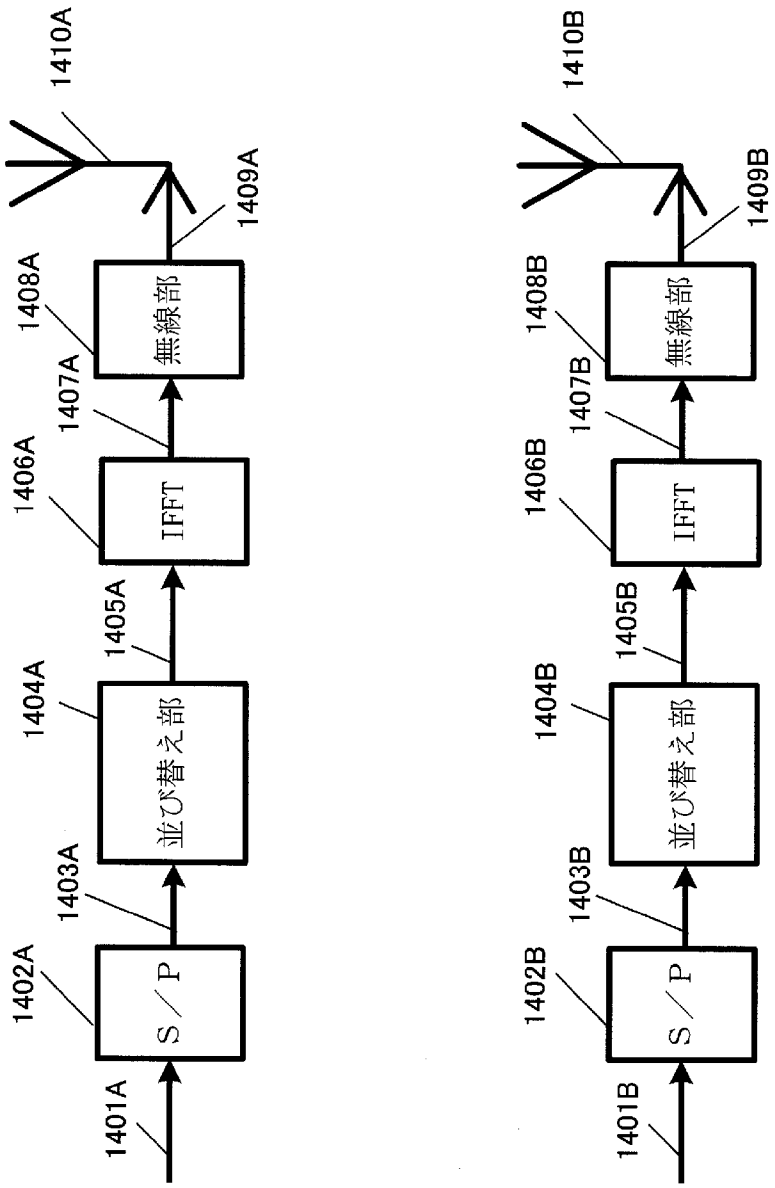

Full 提案方式
Rayleigh
K=3dB
K=10dB
K=16dB
BER
SNR (dB)
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10
15
20
25

(A)

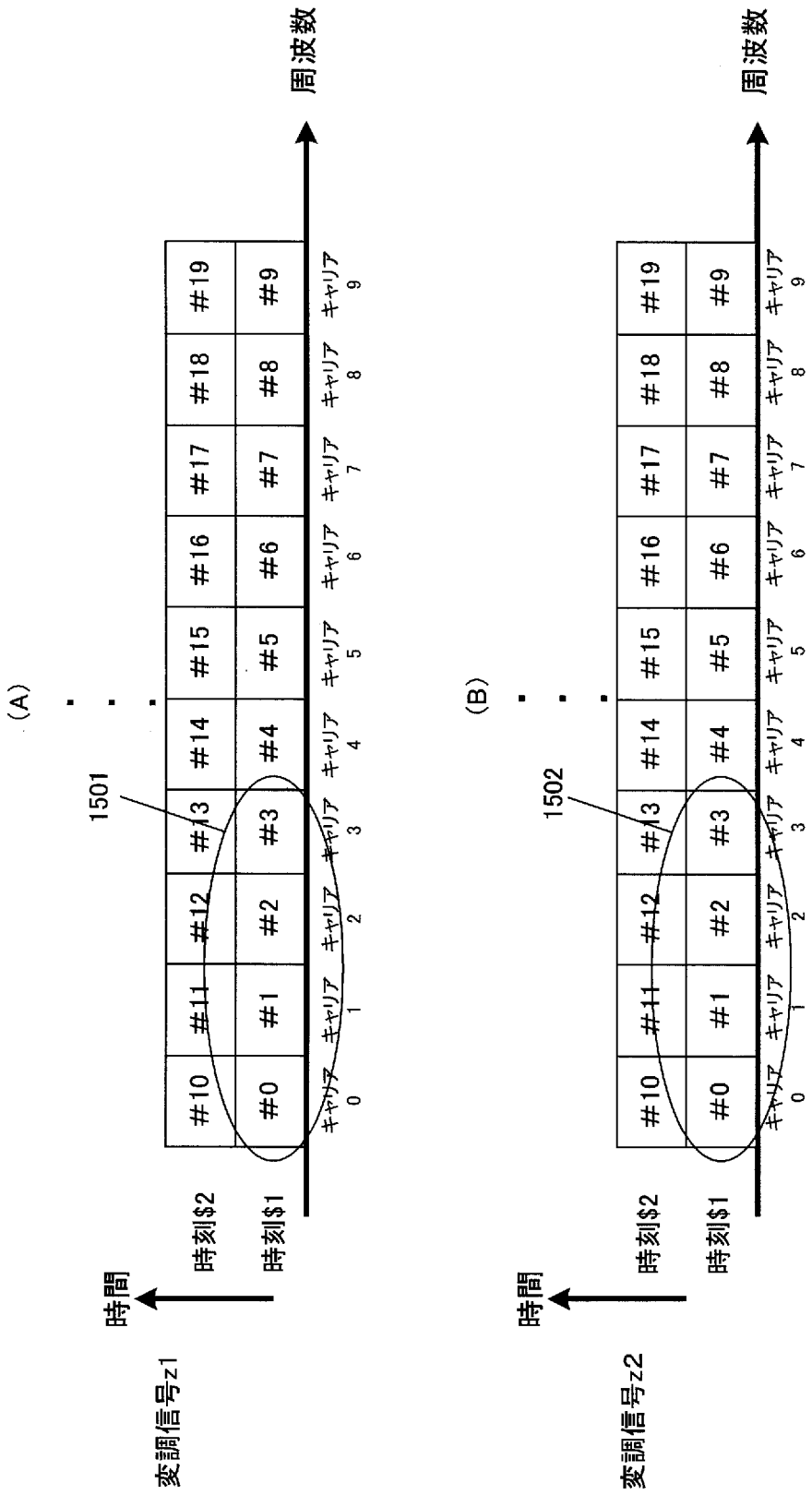
[図13]


312A
312B
1302A
1302B
OFDM方式関連処理部
1301A
1301B
309A
309B
重み付け合成部
308A
308B
315
307A
307B
マッピング部
306A
306B
314
重み付け合成情報生成部
305A
305B
インタリーバ
304A
304B
303A
303B
符号化器
302A
302B
301A
301B
313
フレーム構成信号

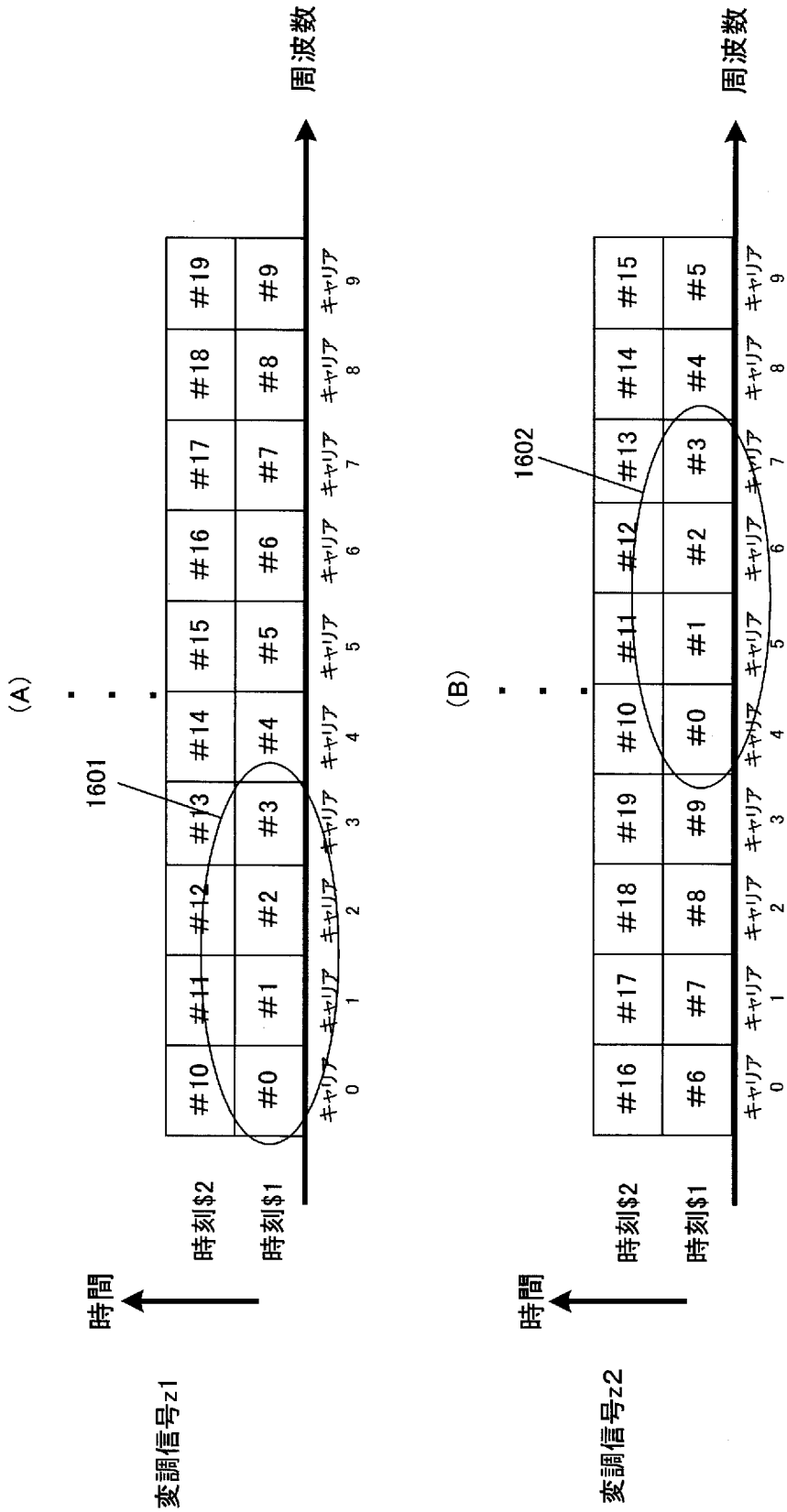
[図14]


1410A
1409A
1408A
無線部
1407A
1406A
IFFT
1405A
1404A
並び替え部
1403A
1402A
S／P
1401A
1410B
1409B
1408B
無線部
1407B
1406B
IFFT
1405B
1404B
並び替え部
1403B
1402B
S／P
1401B

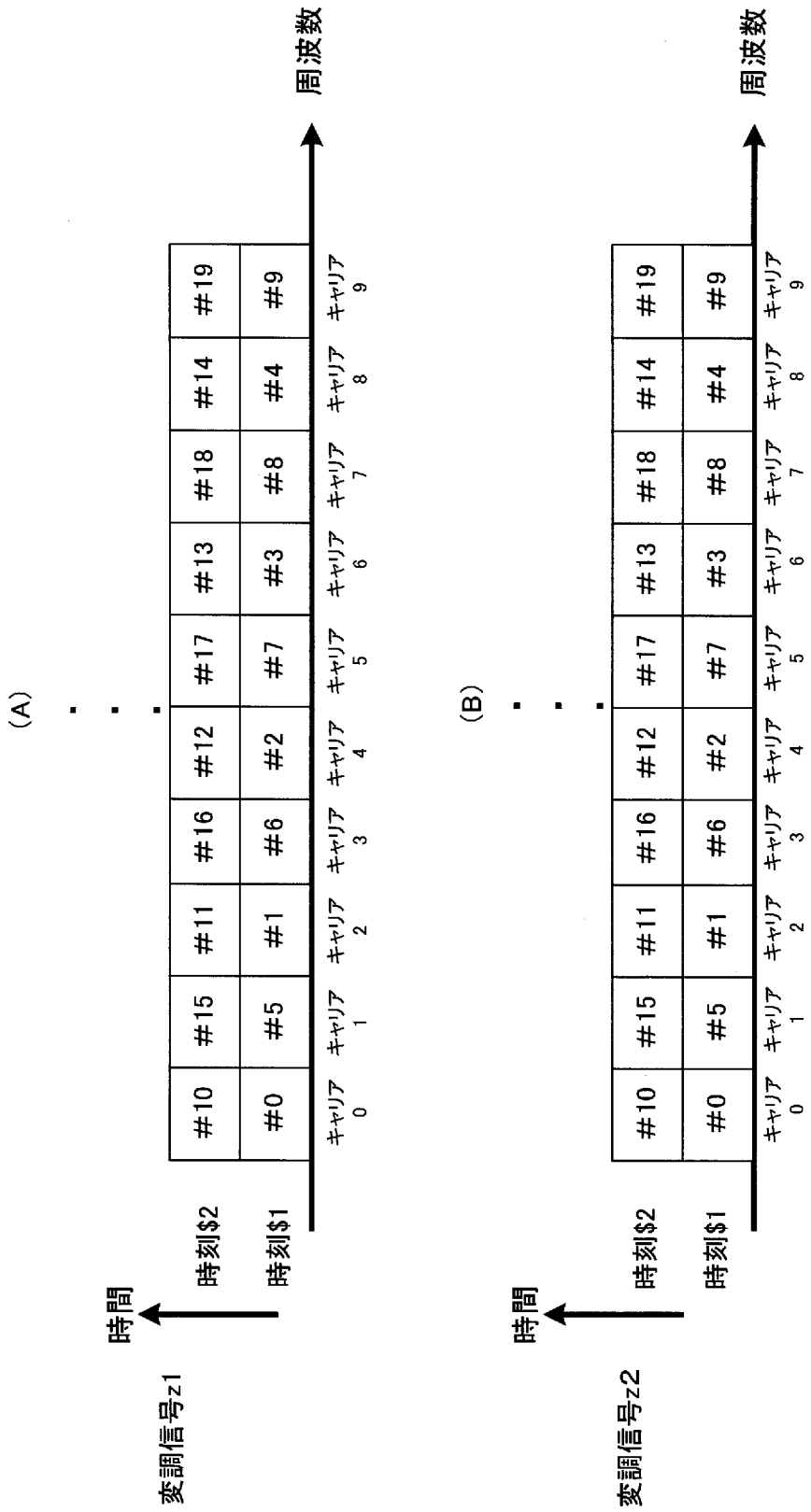
[図15]


(A)
1501
#0
#1
#2
#3
#4
#5
#6
#7
#8
#9
#10
#11
#12
#13
#14
#15
#16
#17
#18
#19
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
キャリア 8
キャリア 9
周波数
時刻$1
時刻$2
時間
変調信号z1
(B)
1502
#0
#1
#2
#3
#4
#5
#6
#7
#8
#9
#10
#11
#12
#13
#14
#15
#16
#17
#18
#19
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
キャリア 8
キャリア 9
周波数
時刻$1
時刻$2
時間
変調信号z2

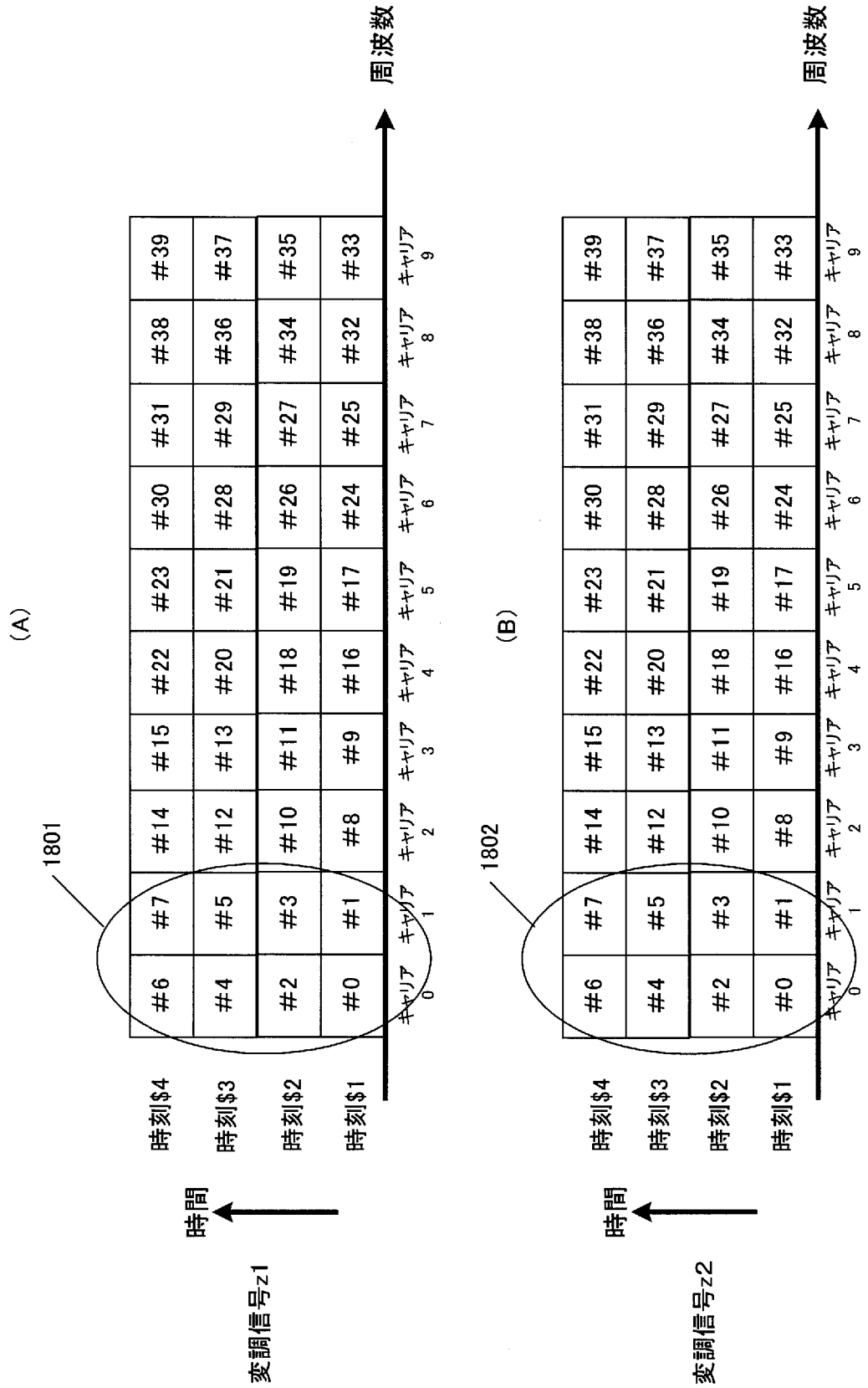
[図16]


(A)
周波数
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
キャリア 8
キャリア 9
#10
#11
#12
#13
#14
#15
#16
#17
#18
#19
#0
#1
#2
#3
#4
#5
#6
#7
#8
#9
1601
時刻$2
時刻$1
時間
変調信号z1
(B)
周波数
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
キャリア 8
キャリア 9
#16
#17
#18
#19
#10
#11
#12
#13
#14
#15
#6
#7
#8
#9
#0
#1
#2
#3
#4
#5
1602
時刻$2
時刻$1
時間
変調信号z2

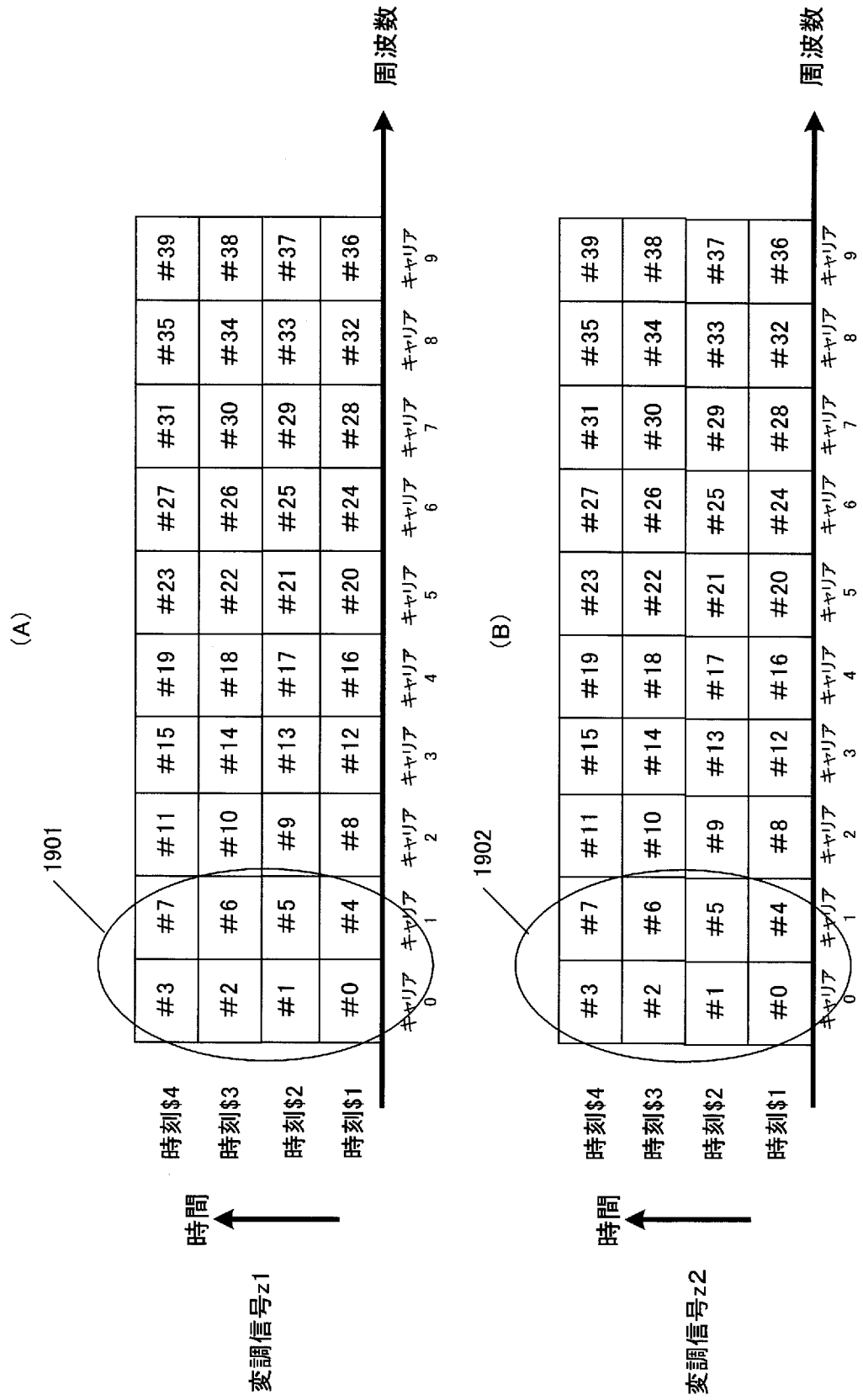
[図17]


(A)
周波数
時刻$1
時刻$2
時間
変調信号z1
#0
#10
#5
#15
#1
#11
#6
#16
#2
#12
#7
#17
#3
#13
#8
#18
#4
#14
#9
#19
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
キャリア 8
キャリア 9
(B)
周波数
時刻$1
時刻$2
時間
変調信号z2
#0
#10
#5
#15
#1
#11
#6
#16
#2
#12
#7
#17
#3
#13
#8
#18
#4
#14
#9
#19
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
キャリア 8
キャリア 9

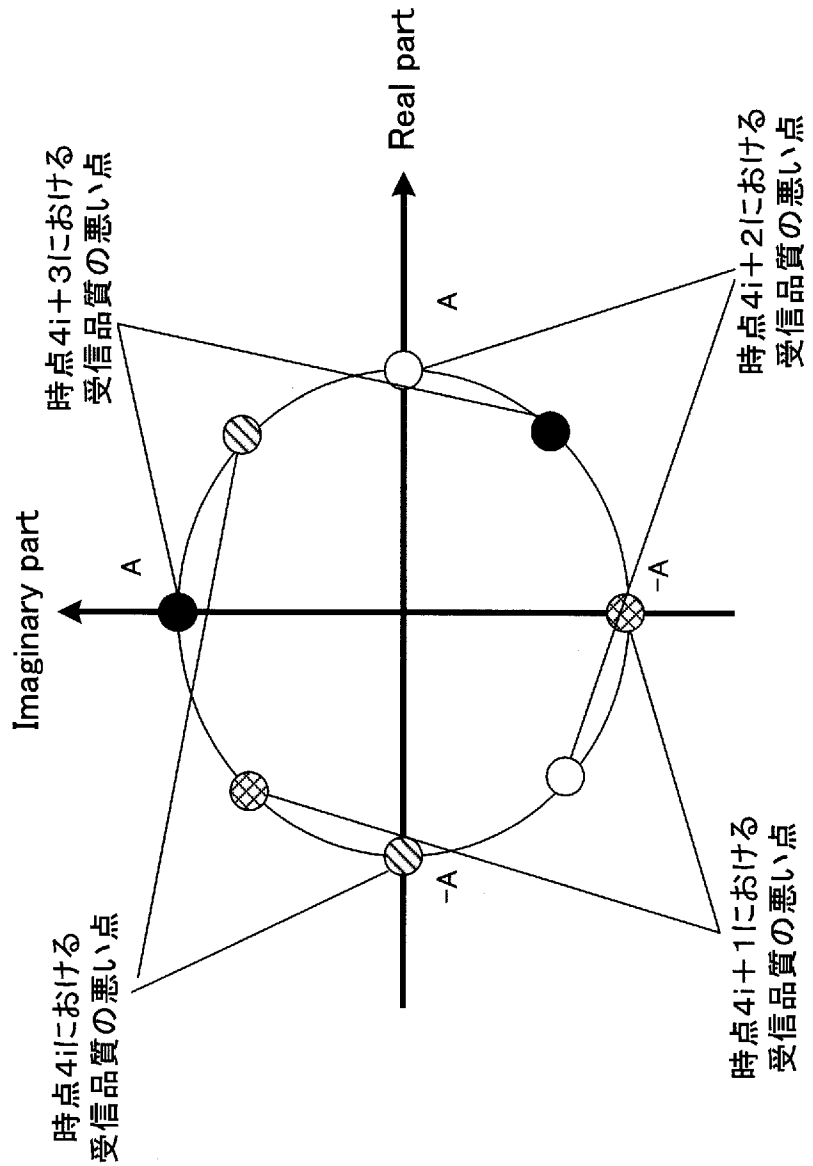
[図18]


(A)
1801
#6 #7 #14 #15 #22 #23 #30 #31 #38 #39
#4 #5 #12 #13 #20 #21 #28 #29 #36 #37
#2 #3 #10 #11 #18 #19 #26 #27 #34 #35
#0 #1 #8 #9 #16 #17 #24 #25 #32 #33
キャリア 0 キャリア 1 キャリア 2 キャリア 3 キャリア 4 キャリア 5 キャリア 6 キャリア 7 キャリア 8 キャリア 9
周波数
時刻$4
時刻$3
時刻$2
時刻$1
時間
変調信号z1
(B)
1802
#6 #7 #14 #15 #22 #23 #30 #31 #38 #39
#4 #5 #12 #13 #20 #21 #28 #29 #36 #37
#2 #3 #10 #11 #18 #19 #26 #27 #34 #35
#0 #1 #8 #9 #16 #17 #24 #25 #32 #33
キャリア 0 キャリア 1 キャリア 2 キャリア 3 キャリア 4 キャリア 5 キャリア 6 キャリア 7 キャリア 8 キャリア 9
周波数
時刻$4
時刻$3
時刻$2
時刻$1
時間
変調信号z2

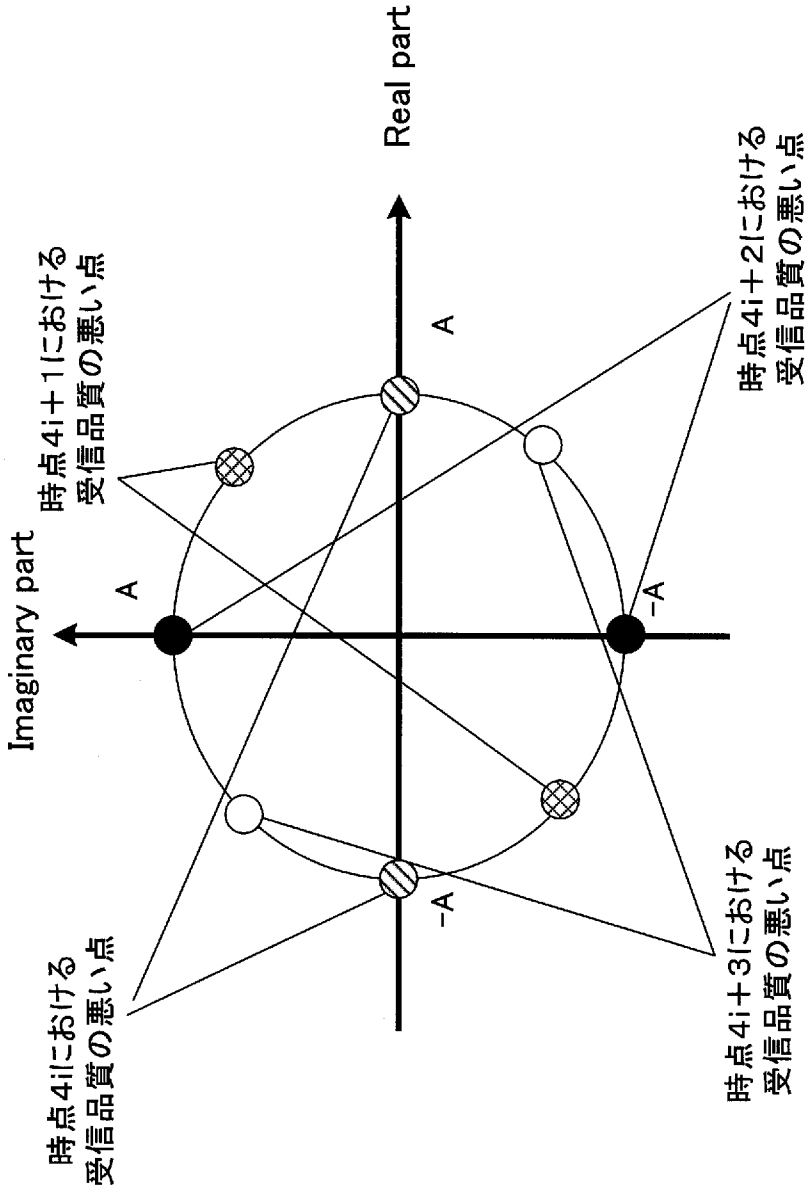
[図19]


(A)
1901
#3 #7 #11 #15 #19 #23 #27 #31 #35 #39
#2 #6 #10 #14 #18 #22 #26 #30 #34 #38
#1 #5 #9 #13 #17 #21 #25 #29 #33 #37
#0 #4 #8 #12 #16 #20 #24 #28 #32 #36
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
キャリア 8
キャリア 9
周波数
時刻$4
時刻$3
時刻$2
時刻$1
時間
変調信号z1
(B)
1902
#3 #7 #11 #15 #19 #23 #27 #31 #35 #39
#2 #6 #10 #14 #18 #22 #26 #30 #34 #38
#1 #5 #9 #13 #17 #21 #25 #29 #33 #37
#0 #4 #8 #12 #16 #20 #24 #28 #32 #36
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
キャリア 8
キャリア 9
周波数
時刻$4
時刻$3
時刻$2
時刻$1
時間
変調信号z2

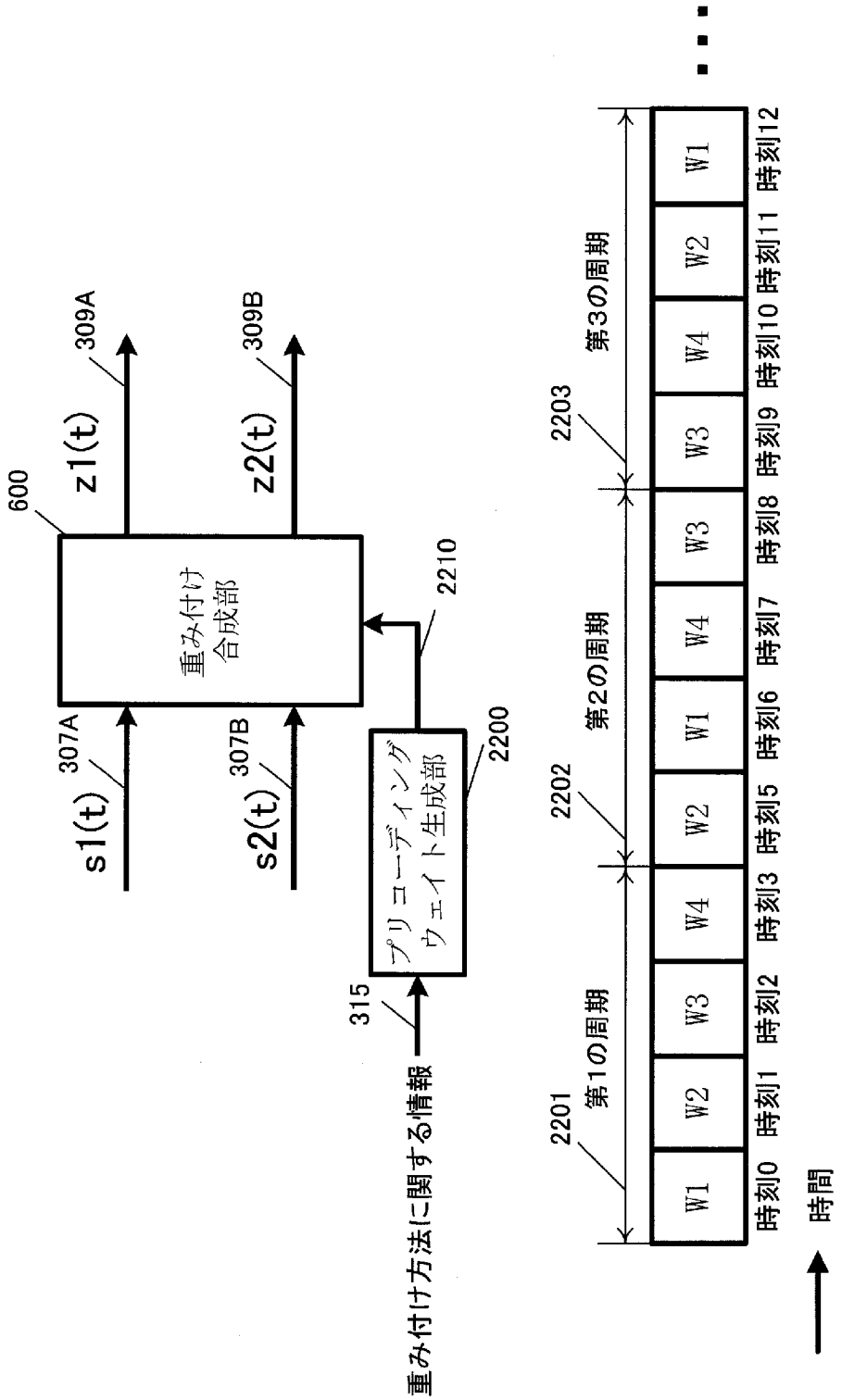
[図20]


Real part
Imaginary part
A
-A
A
-A
時点4i+3における
受信品質の悪い点
時点4i+2における
受信品質の悪い点
時点4iにおける
受信品質の悪い点
時点4i+1における
受信品質の悪い点

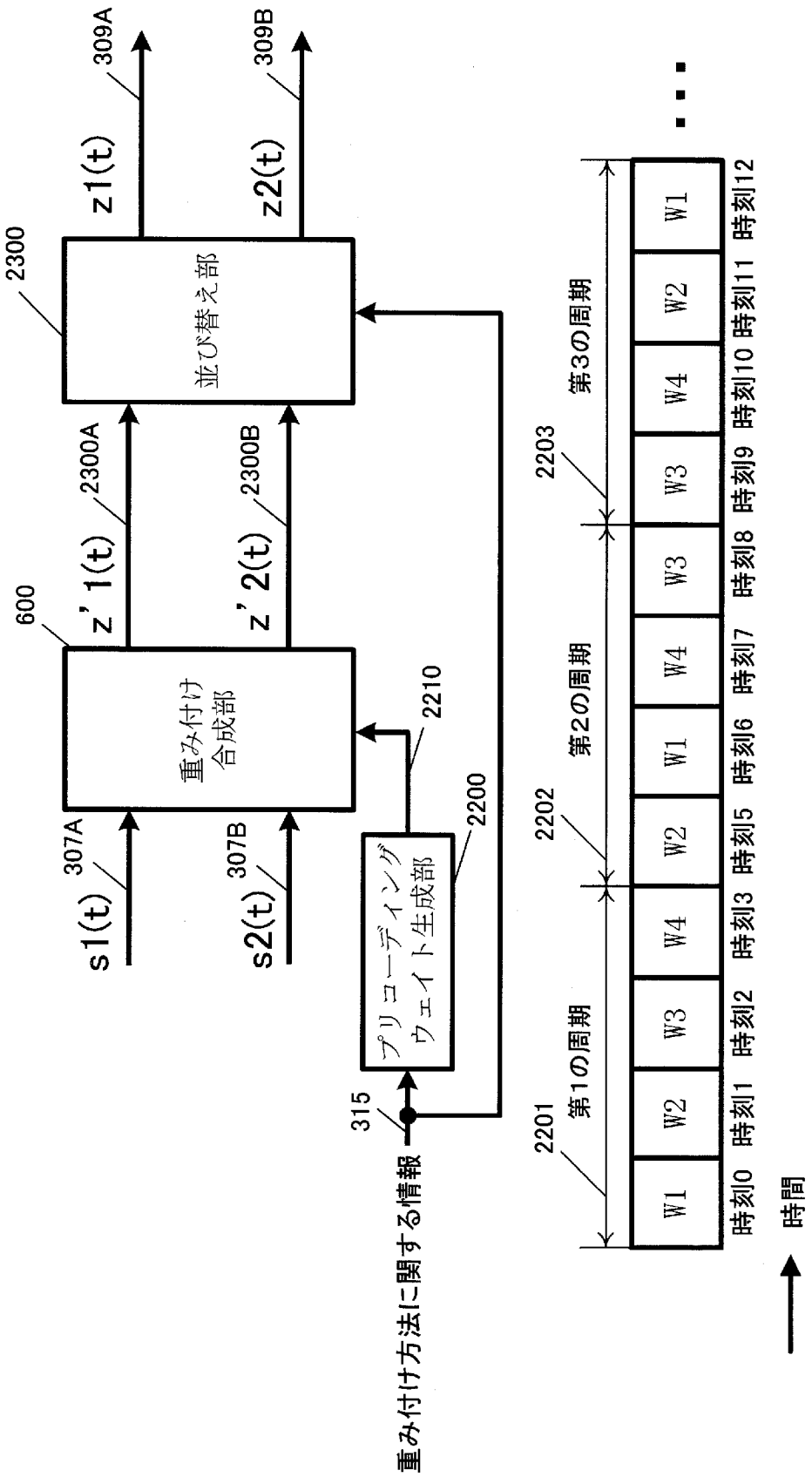
[図21]


Real part
Imaginary part
A
-A
A
-A
時点4i+1における
受信品質の悪い点
時点4i+2における
受信品質の悪い点
時点4iにおける
受信品質の悪い点
時点4i+3における
受信品質の悪い点

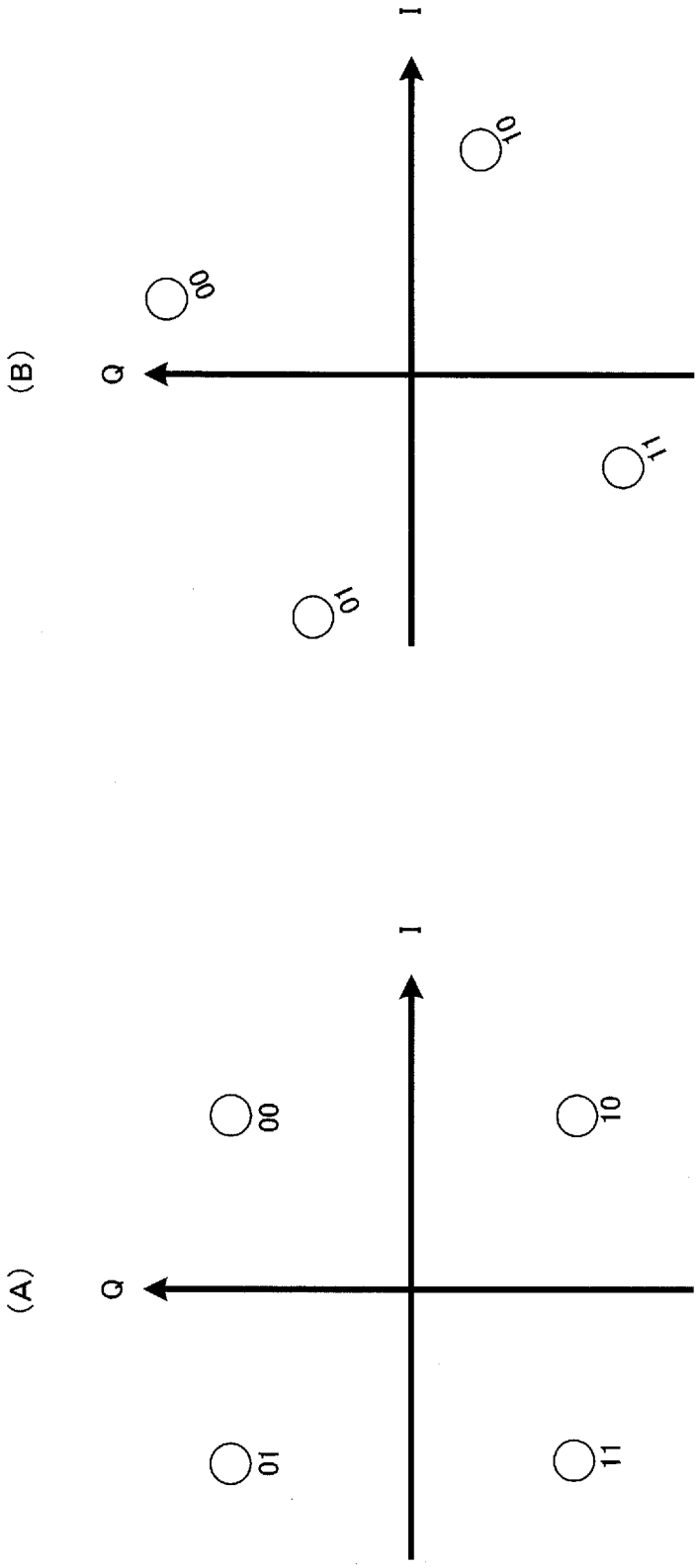
[図22]


600
z1(t)
309A
z2(t)
309B
重み付け
合成部
2210
307A
s1(t)
307B
s2(t)
プリコーディング
ウェイト生成部
2200
315
重み付け方法に関する情報
2201
第1の周期
2202
第2の周期
2203
第3の周期
W1
W2
W3
W4
時刻0
時刻1
時刻2
時刻3
時刻5
時刻6
時刻7
時刻8
時刻9
時刻10
時刻11
時刻12
時間

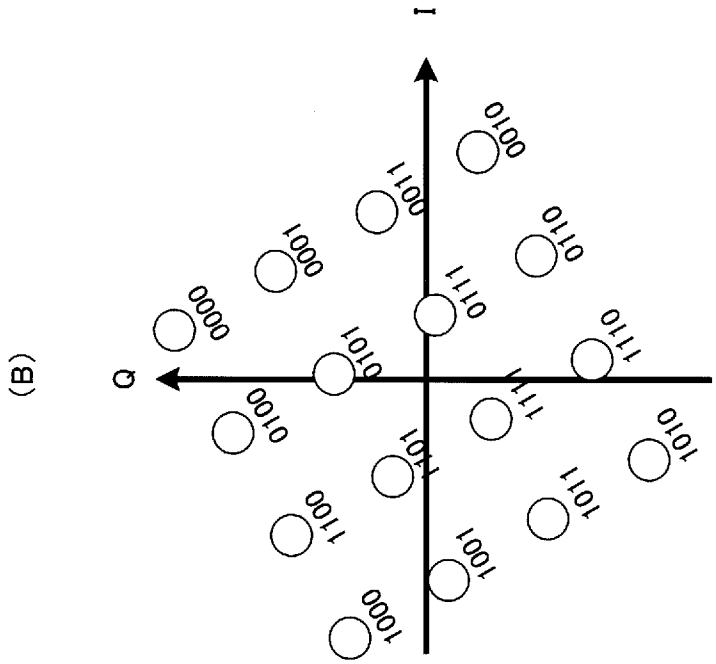
[図23]

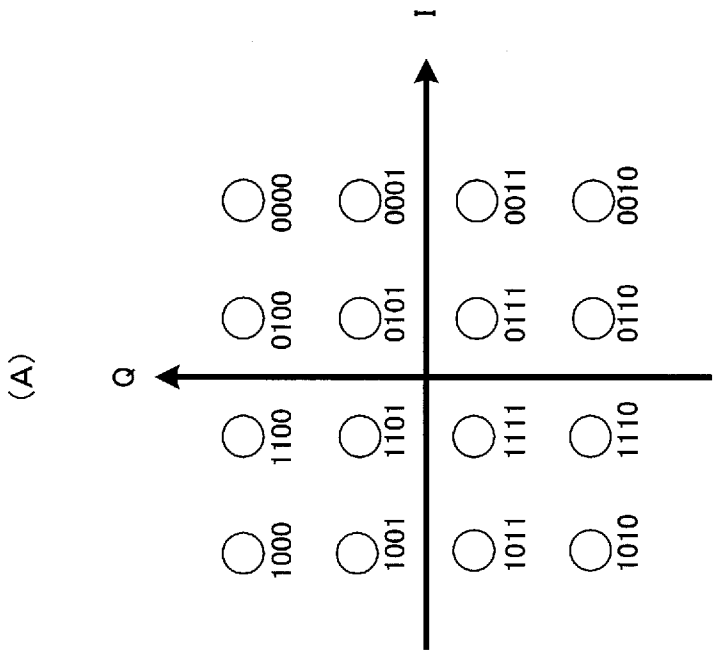

s1(t)
307A
s2(t)
307B
600
重み付け合成部
z'1(t)
2300A
z'2(t)
2300B
2300
並び替え部
z1(t)
309A
z2(t)
309B
2210
2200
プリコーディングウェイト生成部
315
重み付け方法に関する情報
2201
第1の周期
2202
第2の周期
2203
第3の周期
W1
W2
W3
W4
時刻0
時刻1
時刻2
時刻3
時刻5
時刻6
時刻7
時刻8
時刻9
時刻10
時刻11
時刻12
時間

[図24]

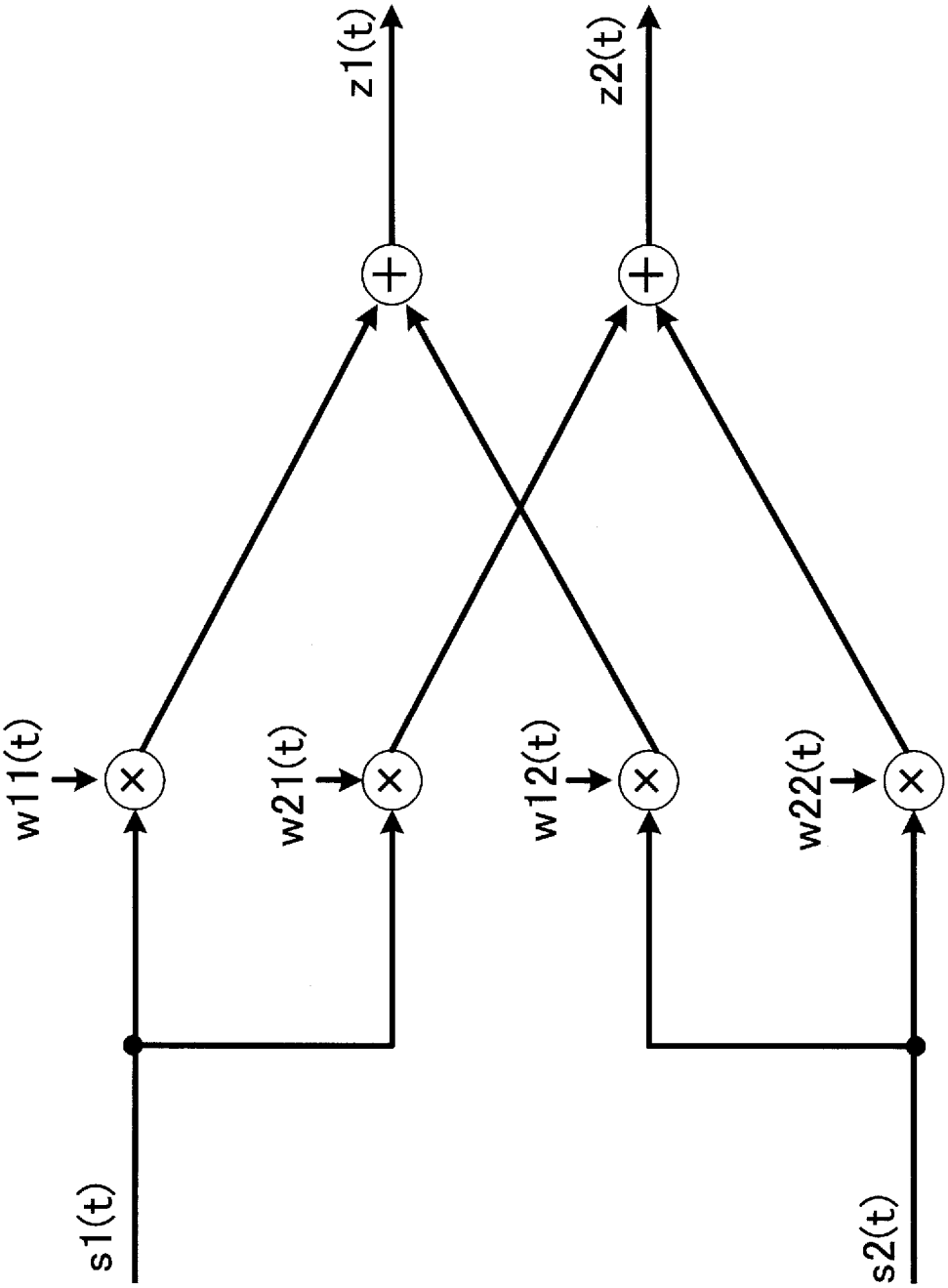


[図25]

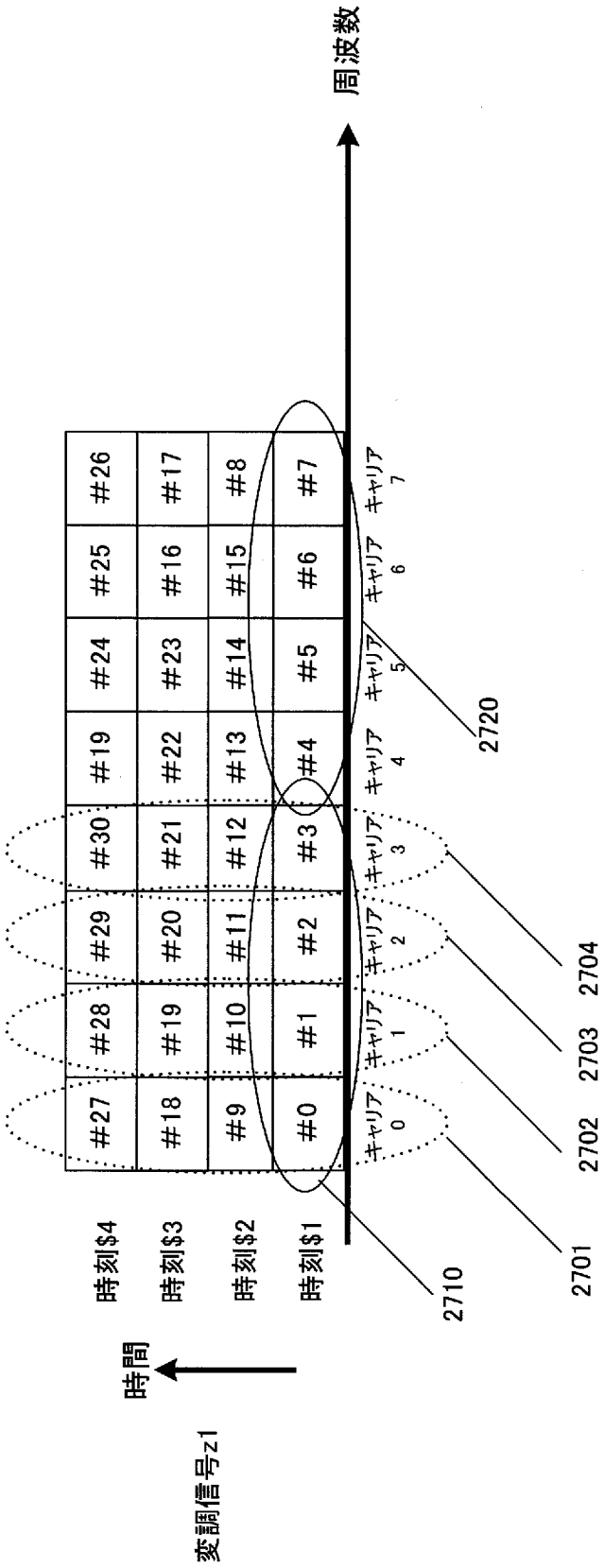

(B)
I
Q
0000
0001
0010
0011
0100
0101
0110
0111
1000
1001
1010
1011
1100
1101
1110
1111


(A)
I
Q
0000
0001
0011
0010
0100
0101
0111
0110
1100
1101
1111
1110
1000
1001
1011
1010

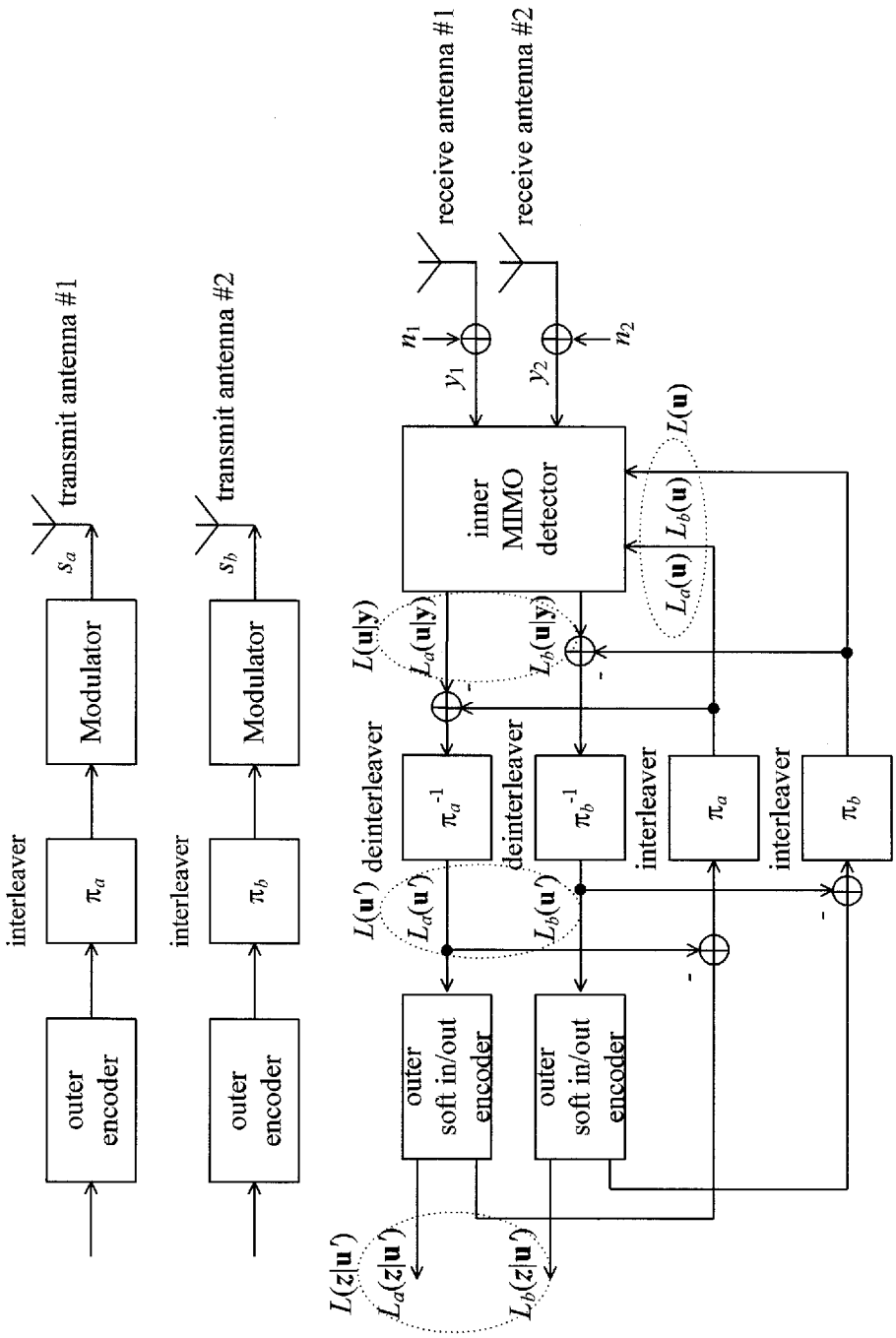
[図26]



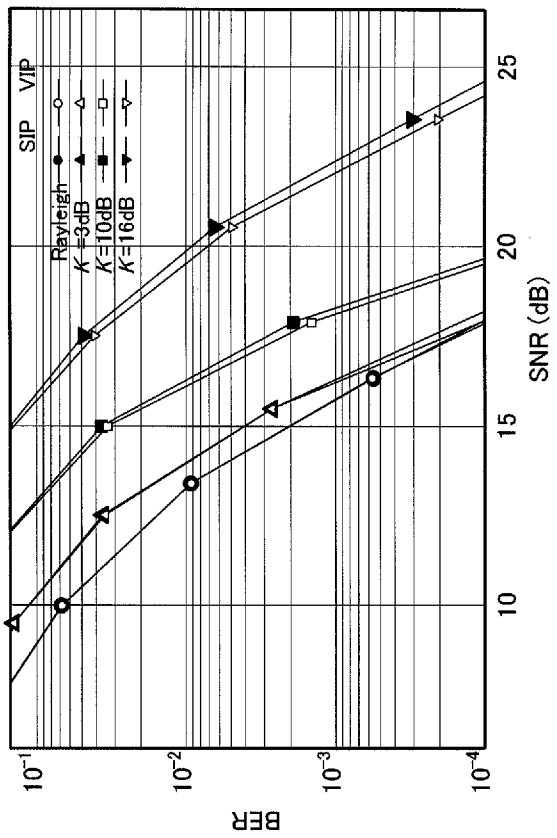
[図27]


周波数
キャリア 0
キャリア 1
キャリア 2
キャリア 3
キャリア 4
キャリア 5
キャリア 6
キャリア 7
#27
#28
#29
#30
#18
#19
#20
#21
#9
#10
#11
#12
#0
#1
#2
#3
#19
#24
#25
#26
#22
#23
#17
#13
#14
#15
#8
#4
#5
#6
#7
時刻$4
時刻$3
時刻$2
時刻$1
時間
変調信号z1
2710
2701
2702
2703
2704
2720

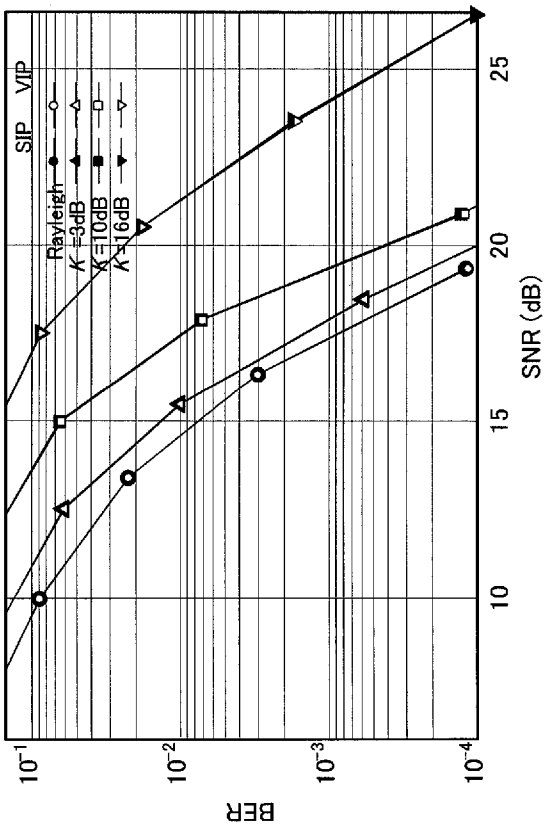
[図28]


outer encoder
interleaver
π_a
Modulator
transmit antenna #1
s_a
outer encoder
interleaver
π_b
Modulator
transmit antenna #2
s_b
receive antenna #1
receive antenna #2
n_1
n_2
y_1
y_2
inner MIMO detector
$L(\mathbf{u})$
$L_a(\mathbf{u})$ $L_b(\mathbf{u})$
$L(\mathbf{u}|\mathbf{y})$
$L_a(\mathbf{u}|\mathbf{y})$
$L_b(\mathbf{u}|\mathbf{y})$
deinterleaver
π_a^{-1}
deinterleaver
π_b^{-1}
interleaver
π_a
interleaver
π_b
$L(\mathbf{u}')$
$L_a(\mathbf{u}')$
$L_b(\mathbf{u}')$
outer soft in/out encoder
outer soft in/out encoder
$L(z|\mathbf{u}')$
$L_a(z|\mathbf{u}')$
$L_b(z|\mathbf{u}')$

[図29]

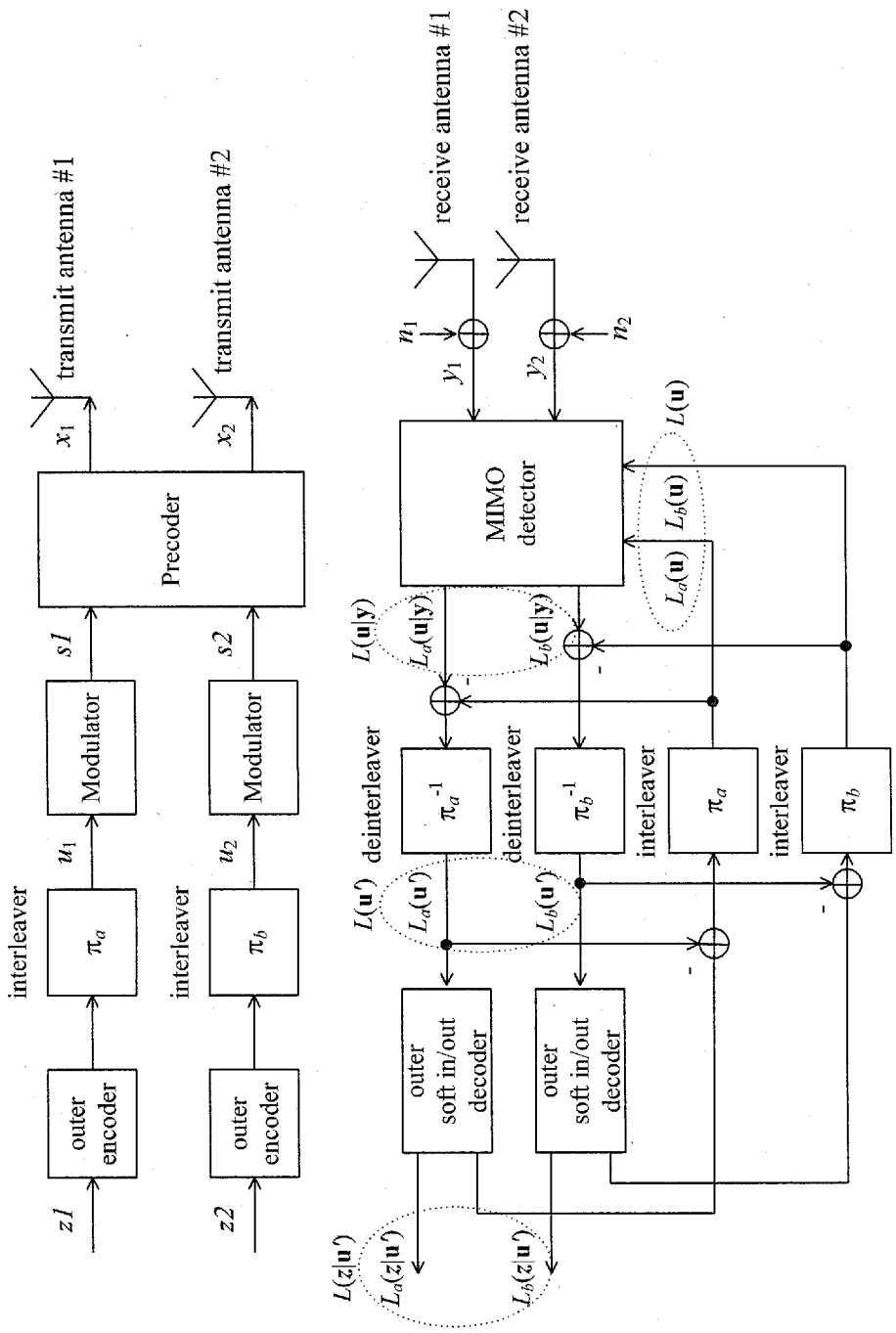

SIP VIP
Rayleigh
K=3dB
K=10dB
K=16dB
BER
SNR (dB)
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10
15
20
25

(B)

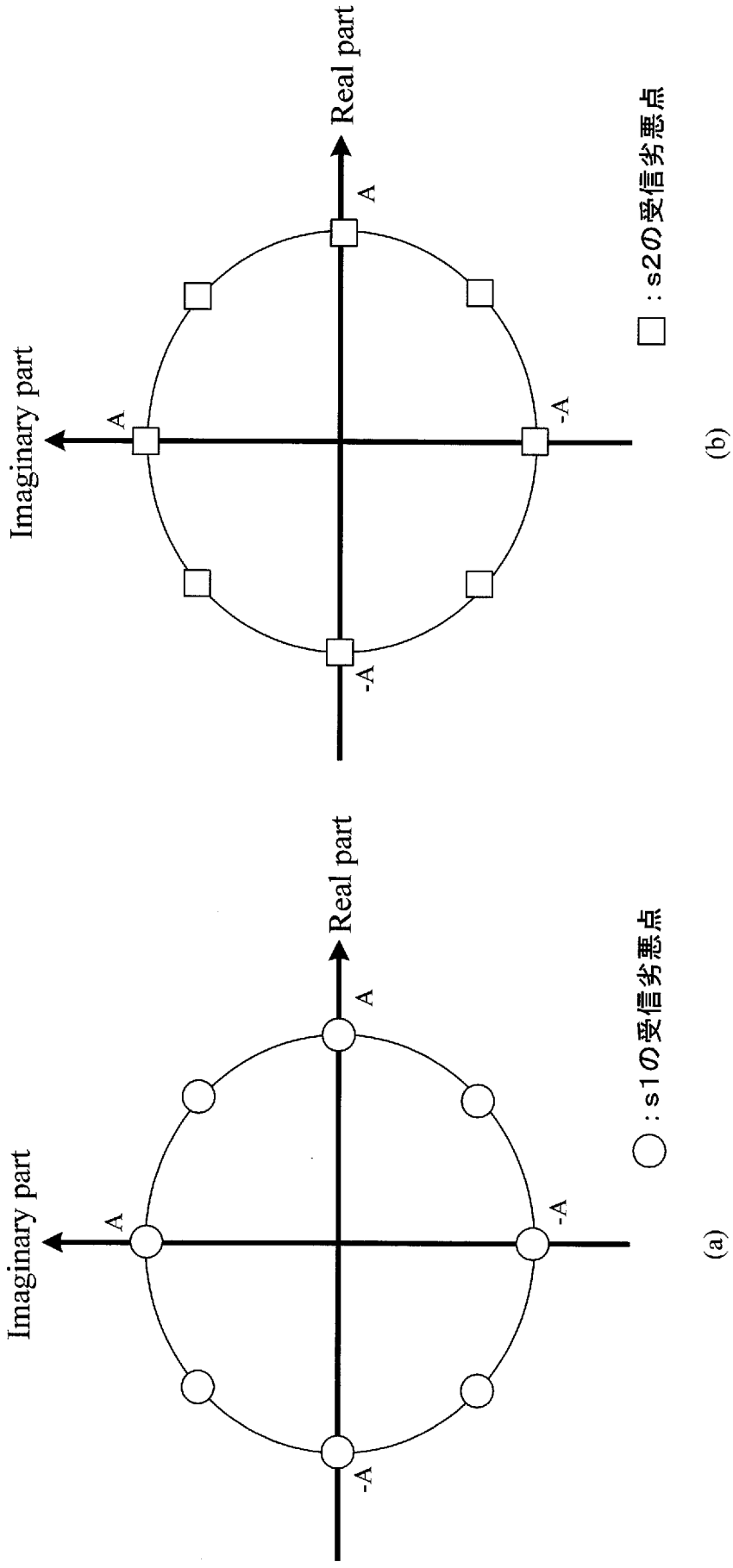

SIP VIP
Rayleigh
K=3dB
K=10dB
K=16dB
BER
SNR (dB)
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10
15
20
25

(A)

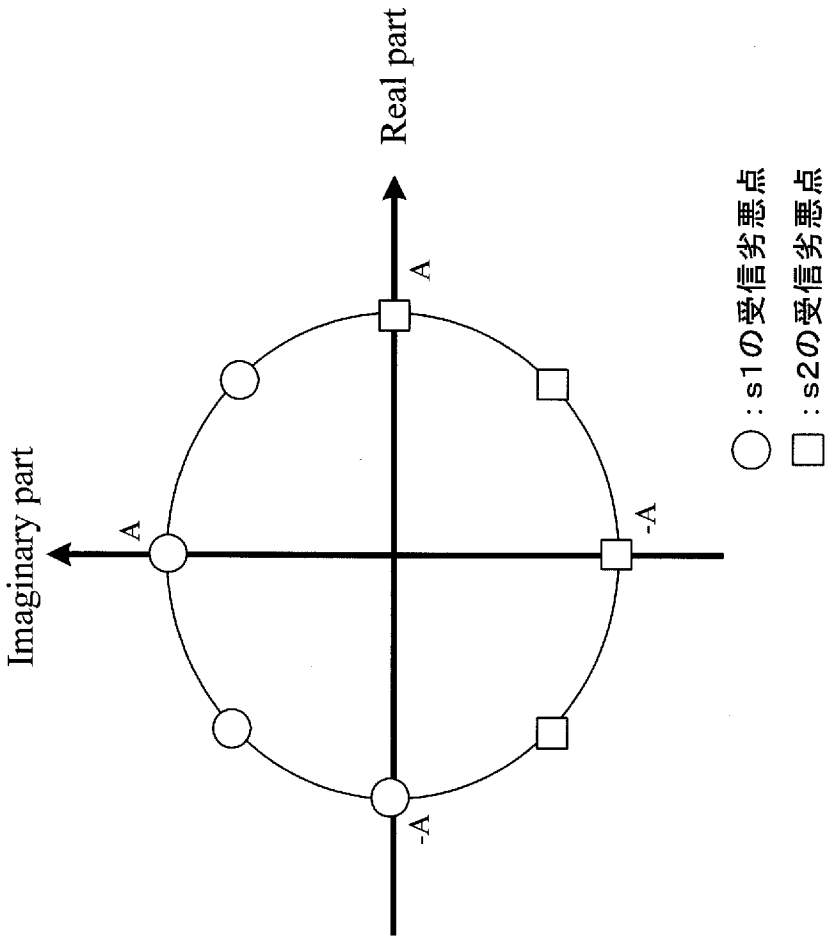
[図30]


transmit antenna #1
transmit antenna #2
receive antenna #1
receive antenna #2
Precoder
Modulator
Modulator
outer encoder
outer encoder
interleaver
interleaver
MIMO detector
deinterleaver
deinterleaver
interleaver
interleaver
outer soft in/out decoder
outer soft in/out decoder

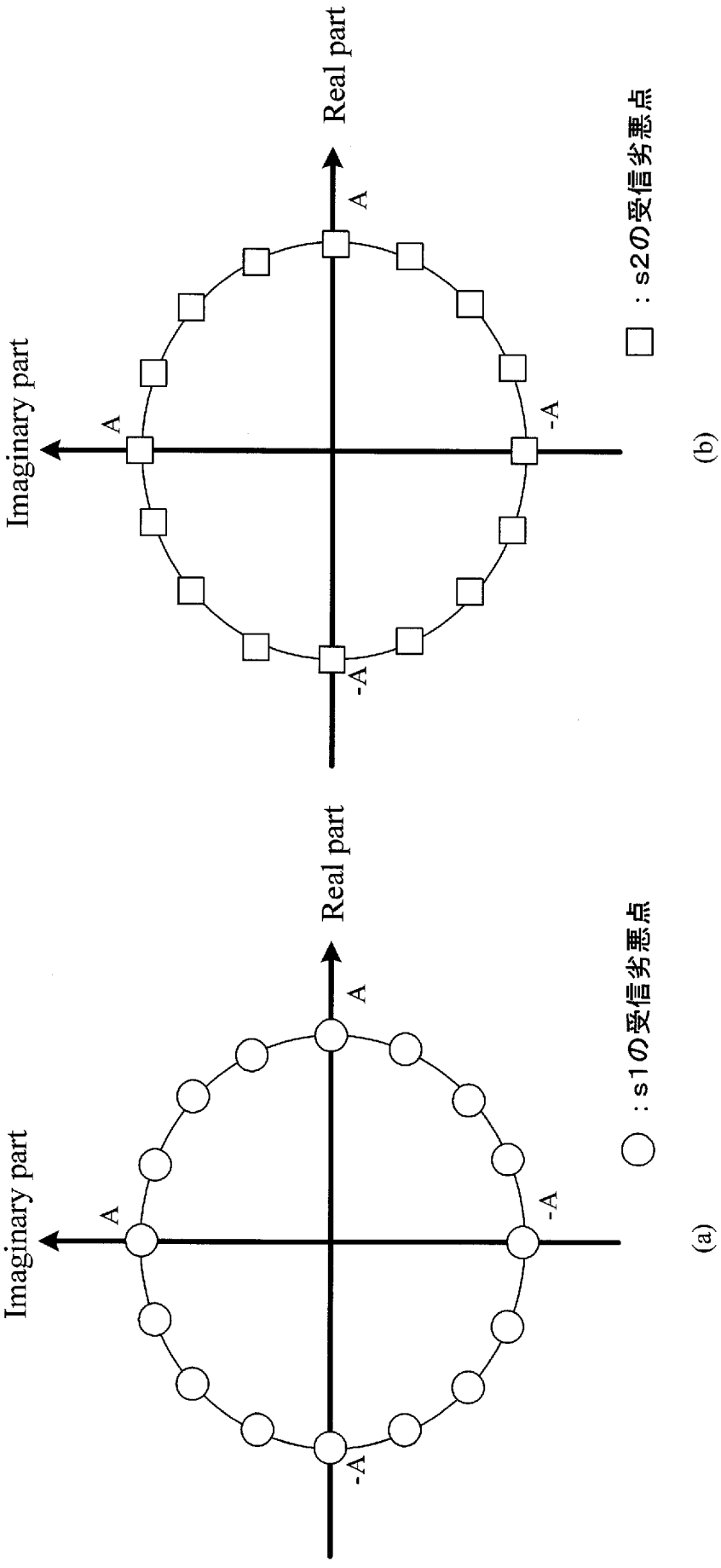
[図31]



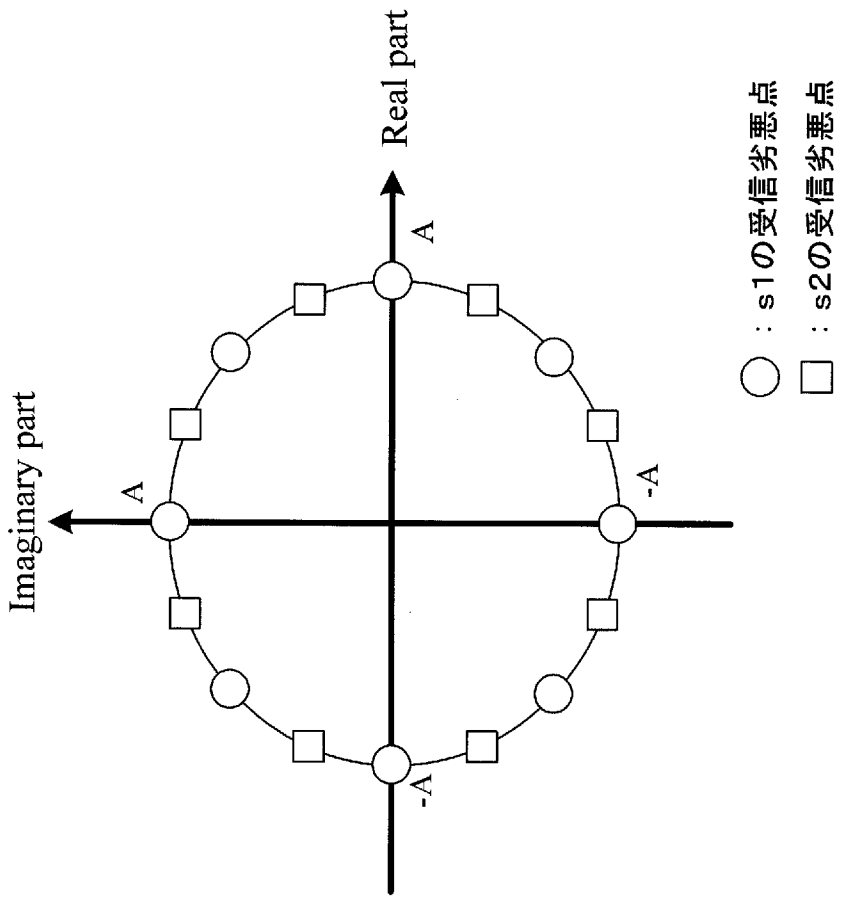
[図32]



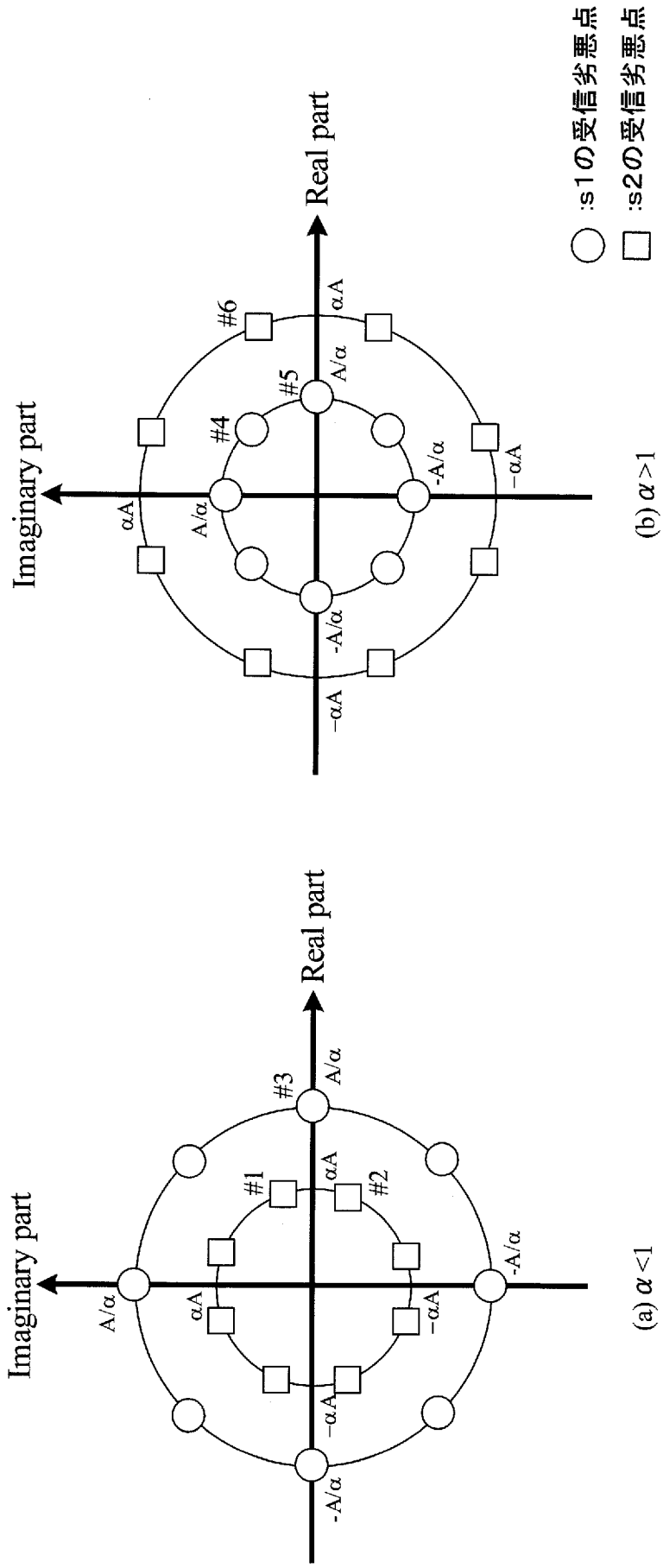
[図33]


Real part
Imaginary part
A
-A
A
-A
○：s1の受信劣悪点
(a)
Real part
Imaginary part
A
-A
A
-A
□：s2の受信劣悪点
(b)

[図34]

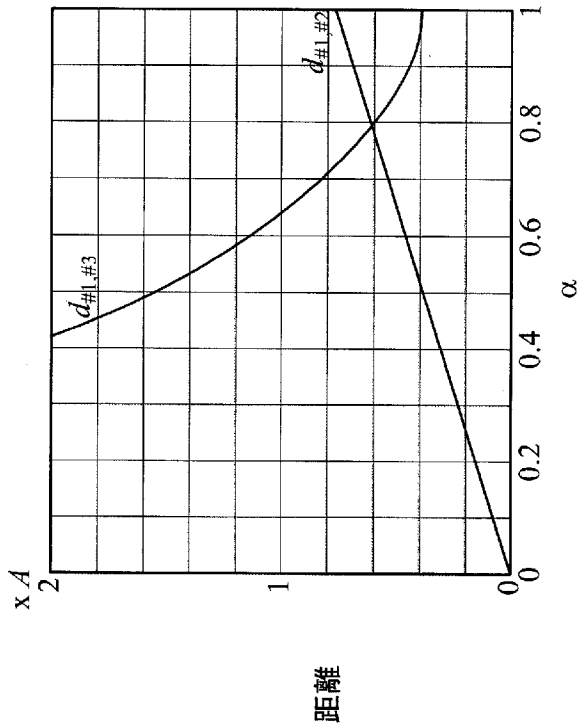


[図35]

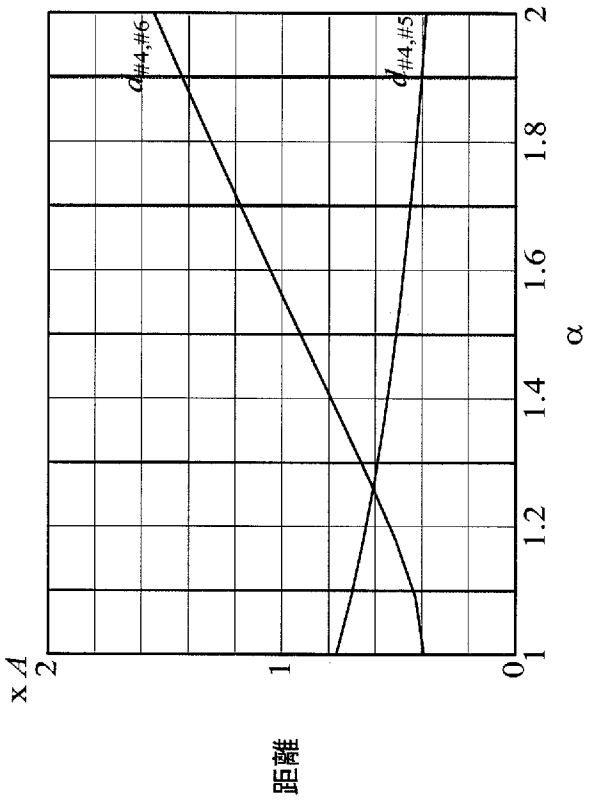


(a) $\alpha<1$ (b) $\alpha>1$

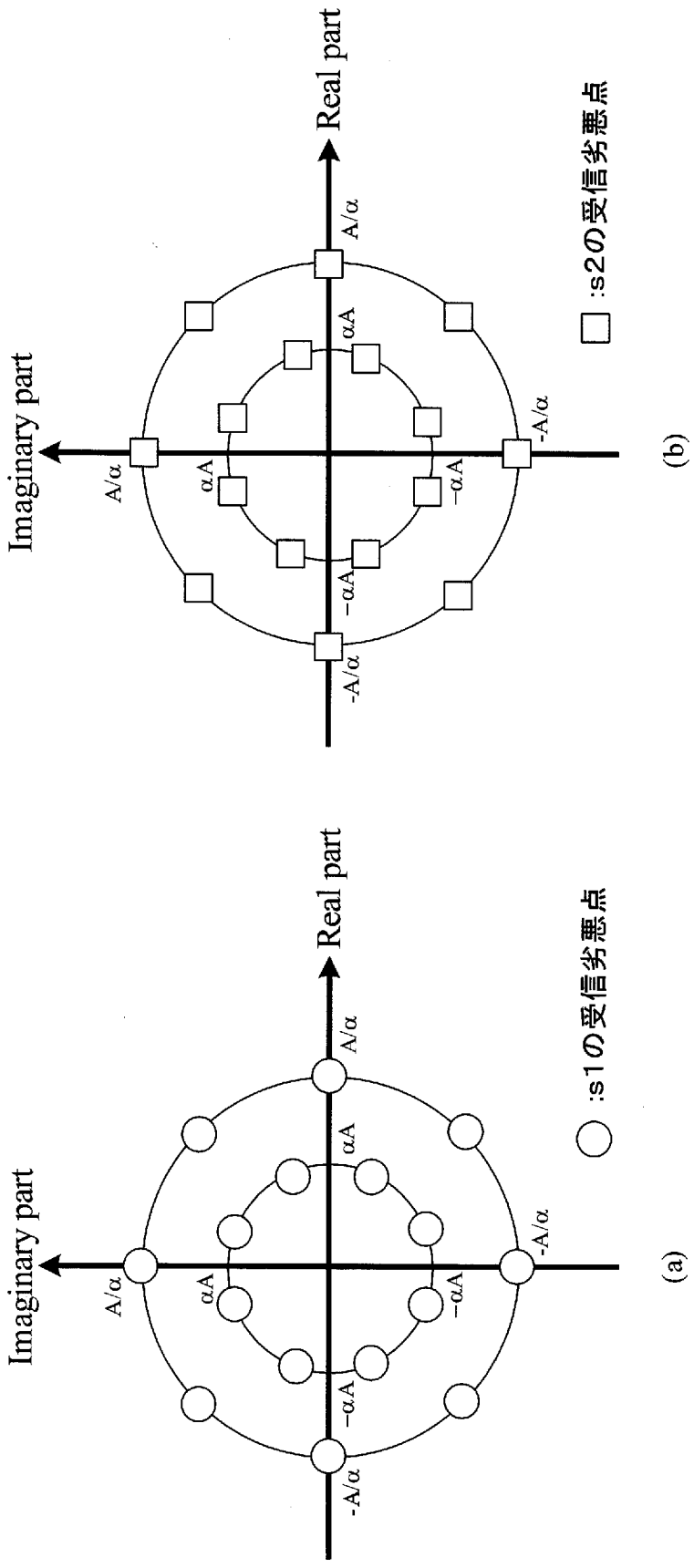
[図36]



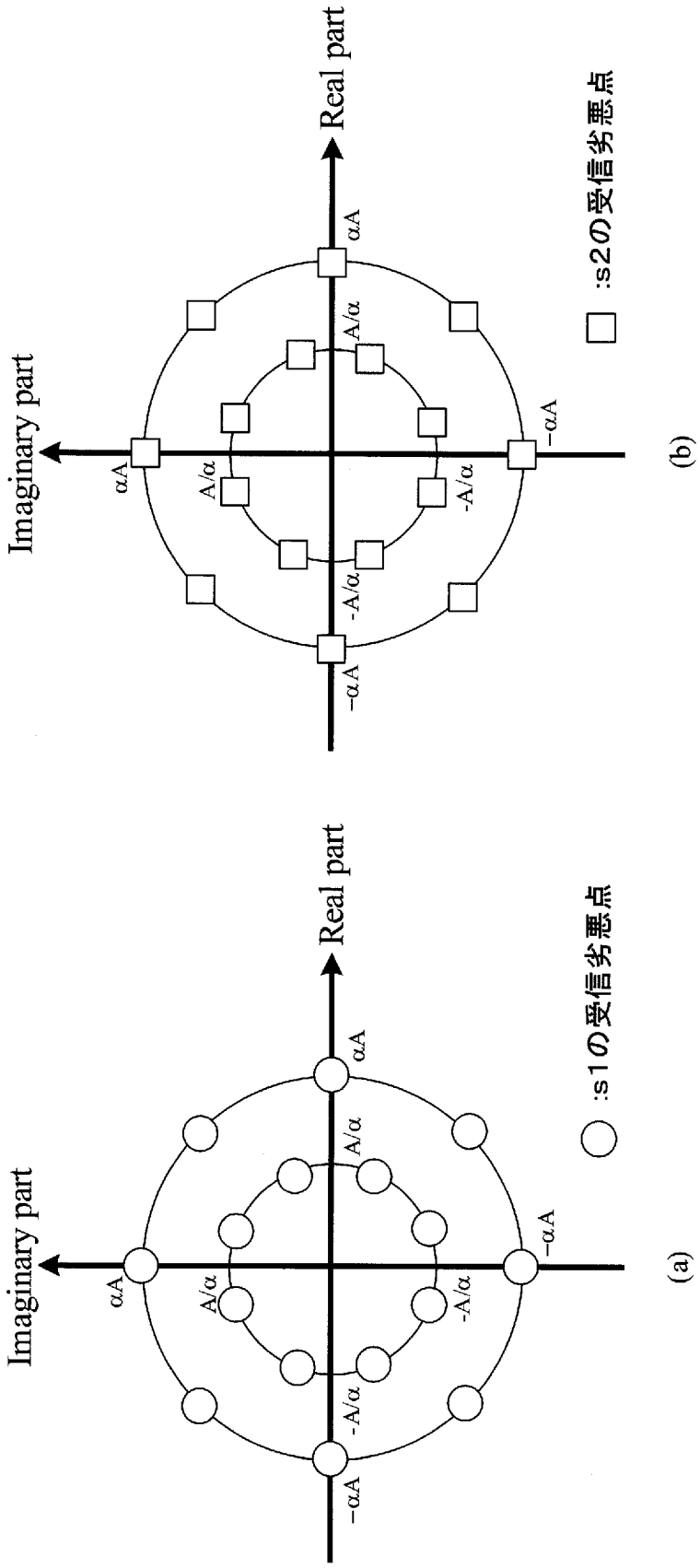
[図37]



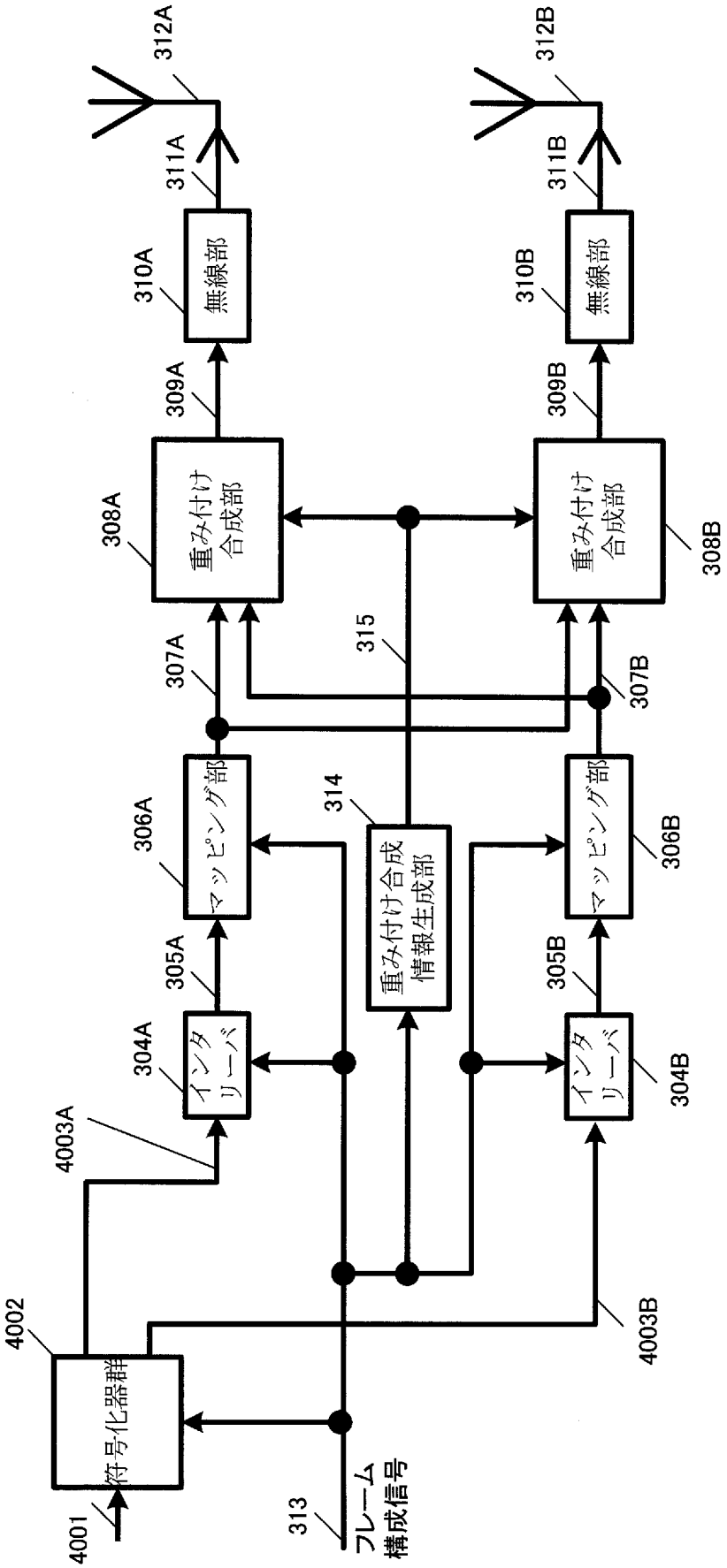
[図38]


Real part
Imaginary part
A/α
-A/α
αA
−αA
○ :s1の受信劣悪点
(a)
Real part
Imaginary part
A/α
-A/α
αA
−αA
□ :s2の受信劣悪点
(b)

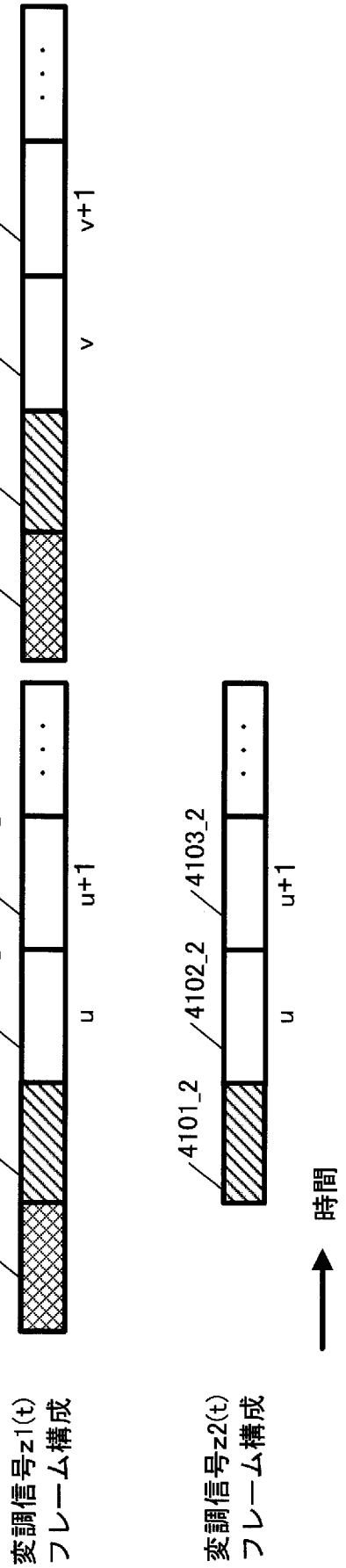
[図39]


Real part
Imaginary part
αA
A/α
-A/α
−αA
○ :s1の受信劣悪点
(a)
Real part
Imaginary part
αA
A/α
-A/α
−αA
□ :s2の受信劣悪点
(b)

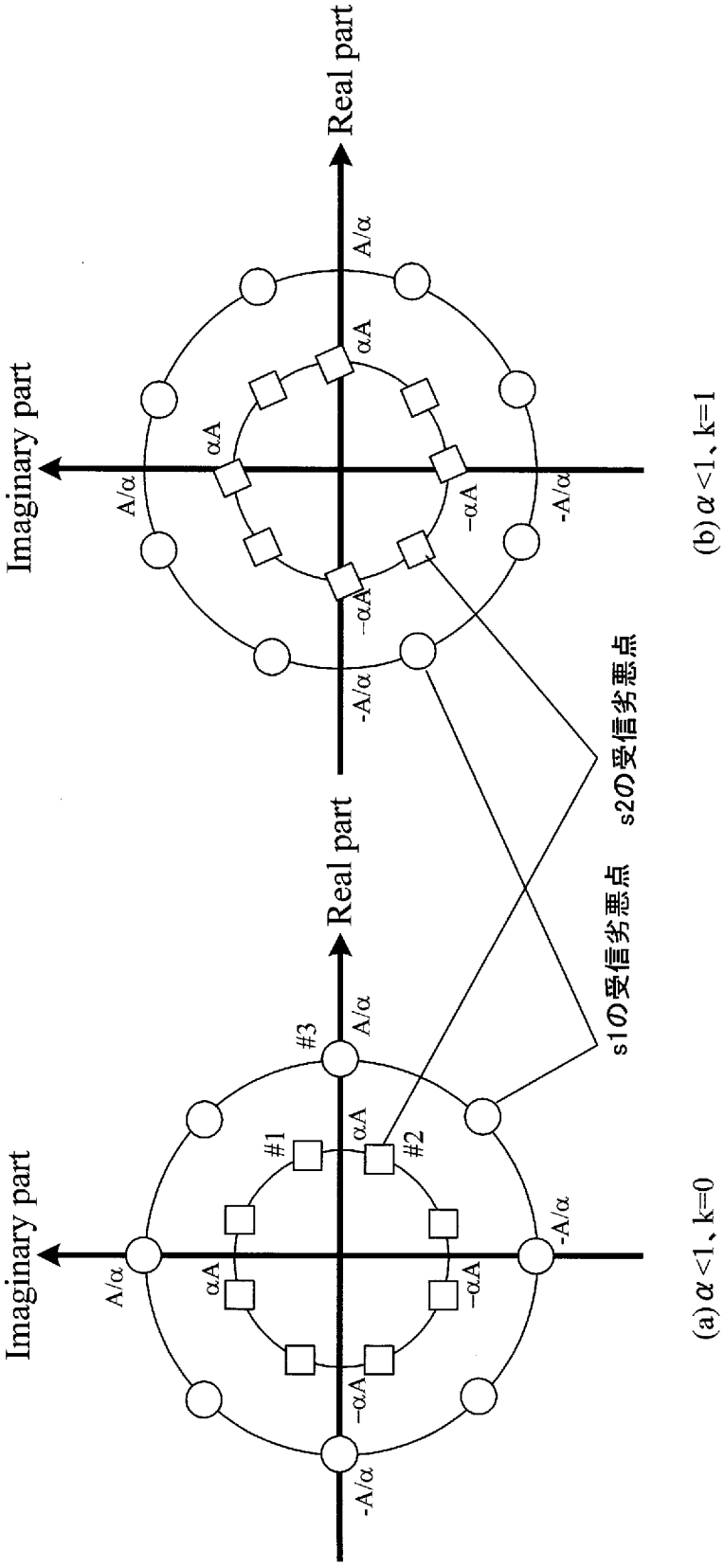
[図40]


符号化器群
4001
4002
4003A
4003B
インタリーバ
304A
304B
マッピング部
306A
306B
重み付け合成部
308A
308B
無線部
310A
310B
311A
311B
312A
312B
重み付け合成情報生成部
314
315
フレーム構成信号
313
305A
305B
307A
307B
309A
309B

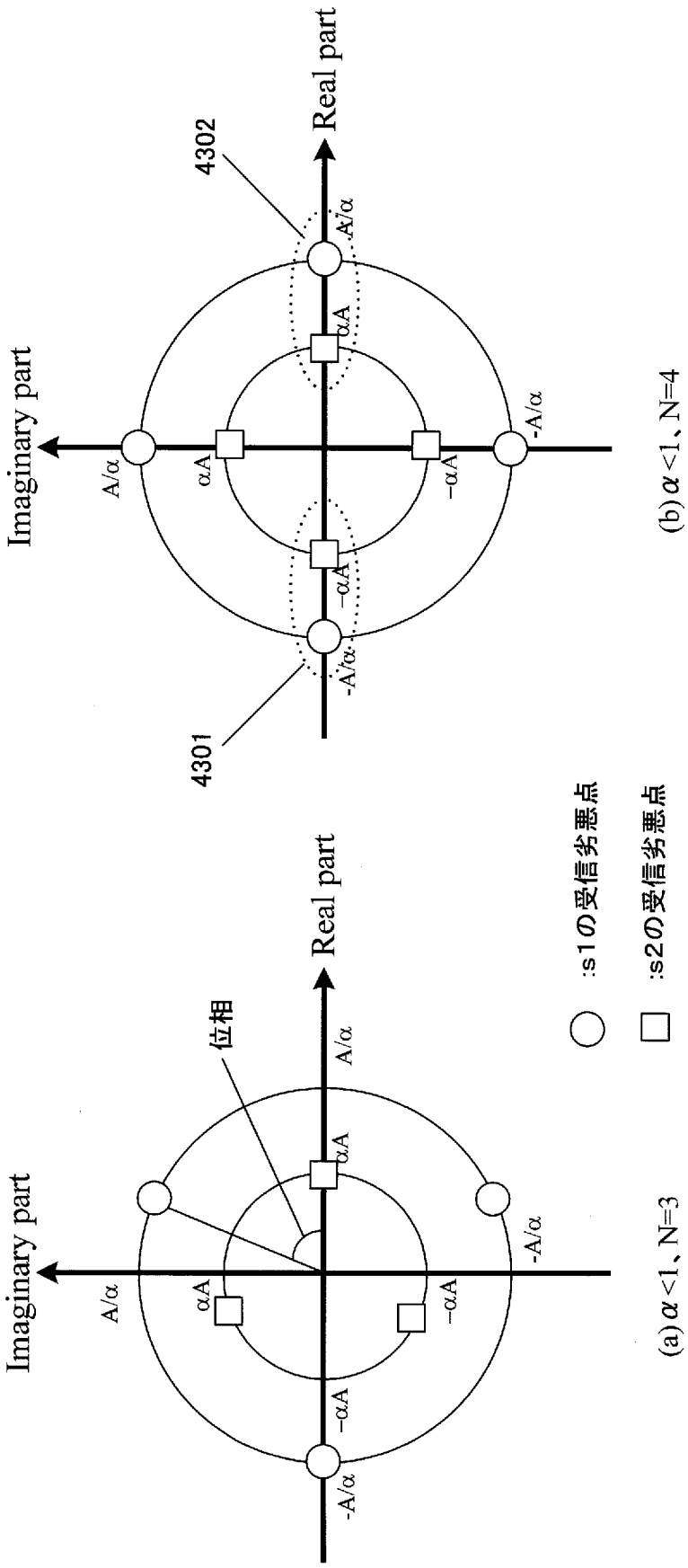
[図41]


4100
4101_1
4102_1
4103_1
u
u+1
4104
4105
4106
v
4107
v+1
変調信号z1(t)
フレーム構成
4101_2
4102_2
4103_2
u
u+1
変調信号z2(t)
フレーム構成
時間

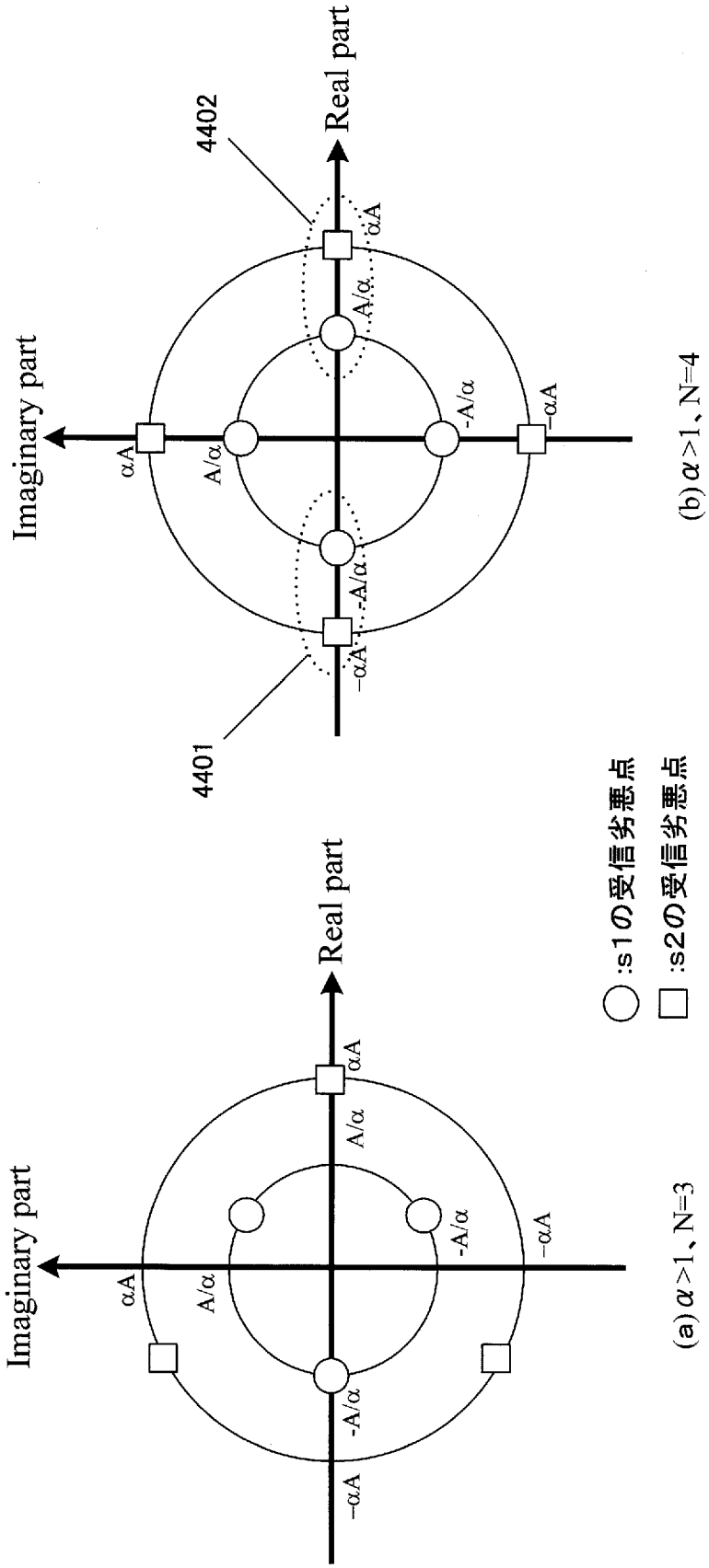
[図42]


Imaginary part
Real part
A/α
αA
-αA
-A/α
#1
#2
#3
s1の受信劣悪点
s2の受信劣悪点
(a) α<1、k=0
(b) α<1、k=1

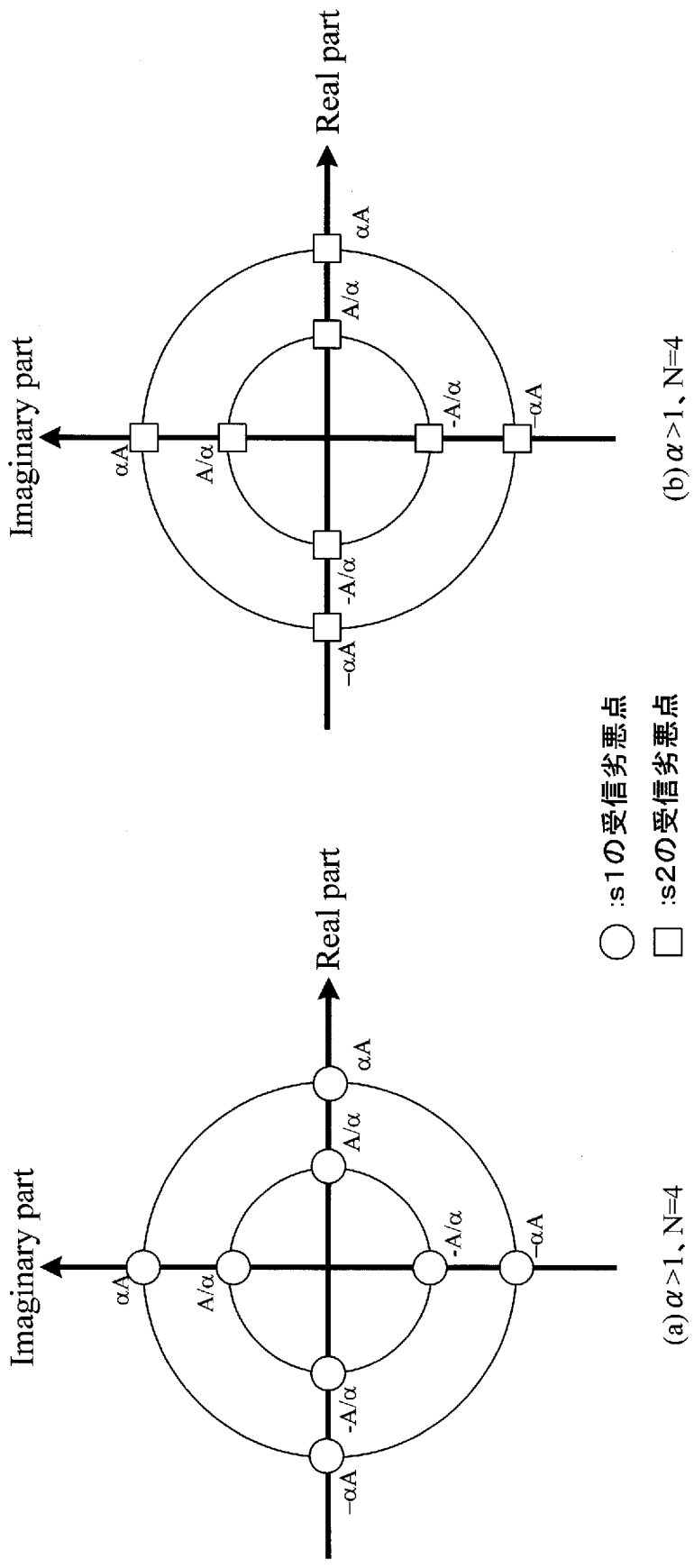
[図43]


Imaginary part
Real part
4302
4301
A/α
-A/α
αA
−αA
(b) α <1、N=4
位相
(a) α <1、N=3
○ :s1の受信劣悪点
□ :s2の受信劣悪点

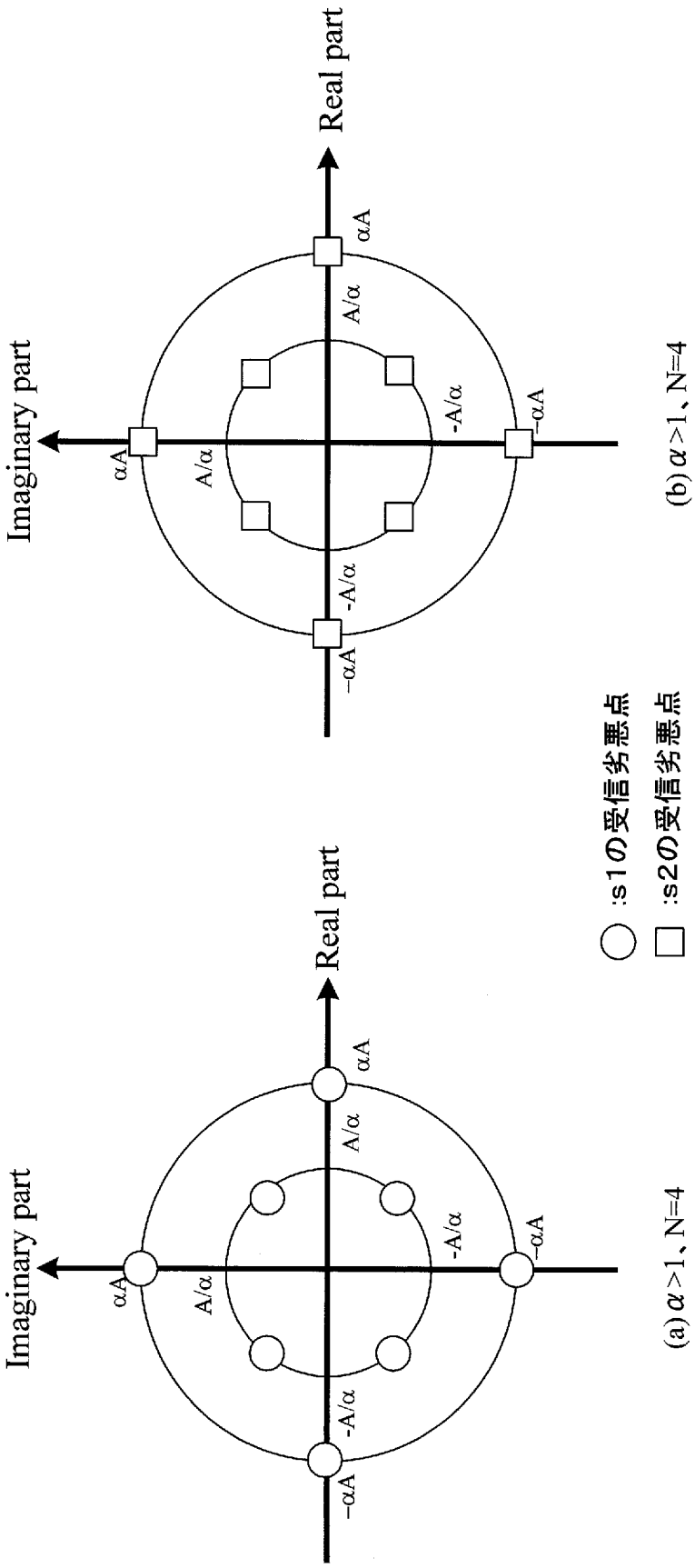
[図44]


Real part
Imaginary part
4402
4401
αA
A/α
-A/α
-αA
○:s1の受信劣悪点
□:s2の受信劣悪点
(a) α>1、N=3
(b) α>1、N=4

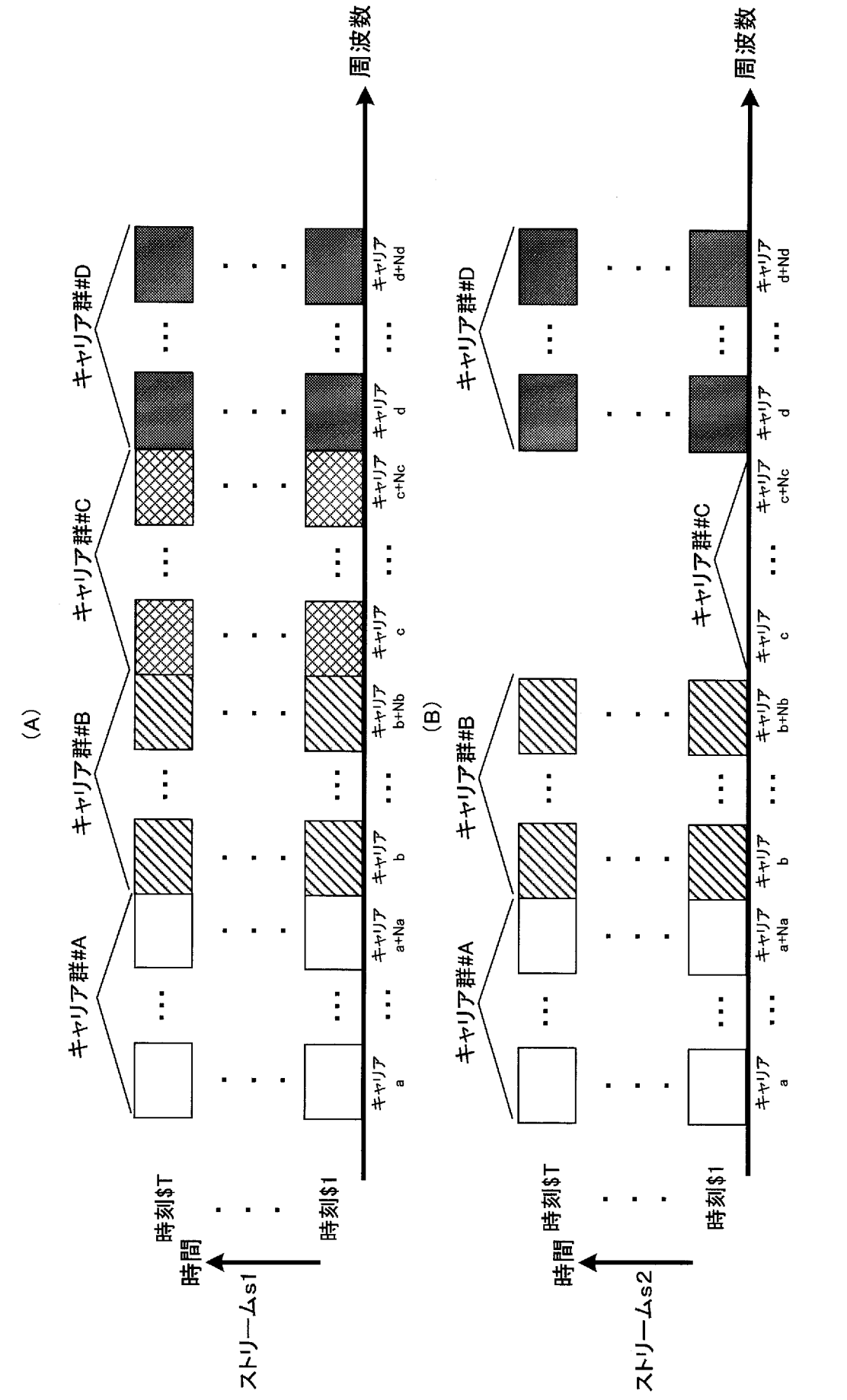
[図45]


Real part
Imaginary part
αA
A/α
-A/α
−αA
(a) α>1、N=4
(b) α>1、N=4
○ :s1の受信劣悪点
□ :s2の受信劣悪点

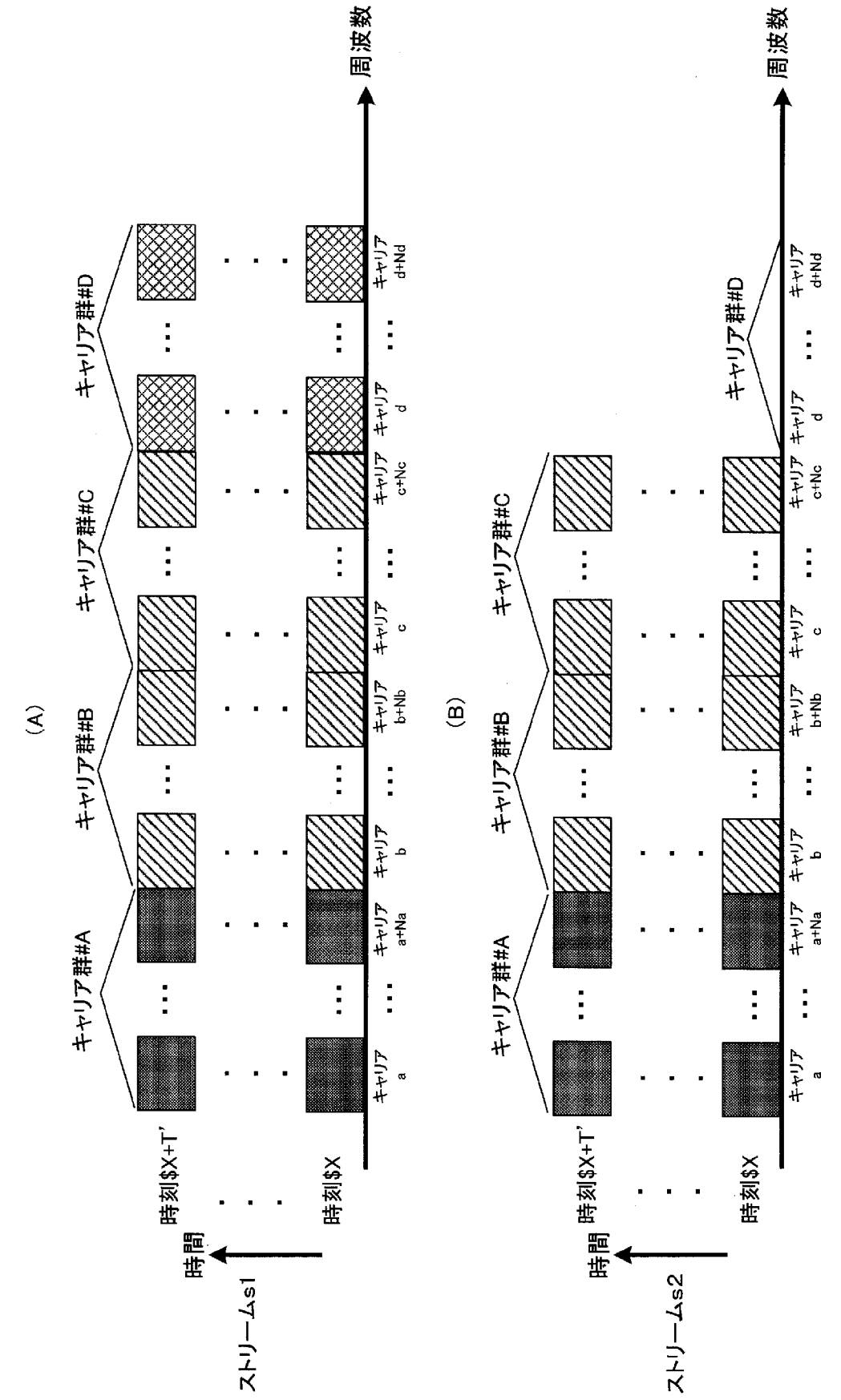
[図46]


Real part
Imaginary part
αA
A/α
-A/α
−αA
(a) α>1、N=4
(b) α>1、N=4
○ :s1の受信劣悪点
□ :s2の受信劣悪点

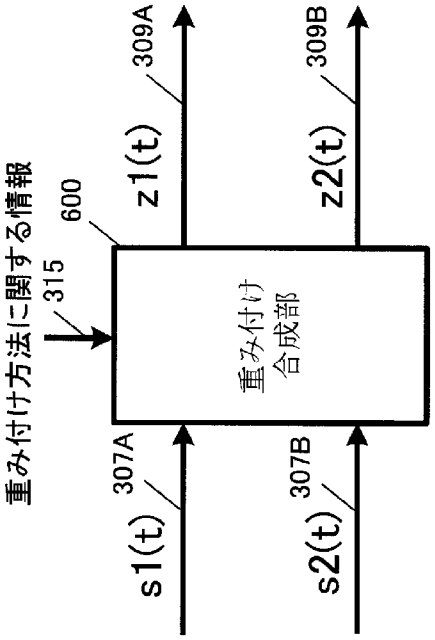
[図47]


(A)
キャリア群#A
キャリア群#B
キャリア群#C
キャリア群#D
周波数
時刻$T
時間
時刻$1
ストリーム$s1
キャリア a
キャリア a+Na
キャリア b
キャリア b+Nb
キャリア c
キャリア c+Nc
キャリア d
キャリア d+Nd
(B)
キャリア群#A
キャリア群#B
キャリア群#C
キャリア群#D
周波数
時刻$T
時間
時刻$1
ストリーム$s2
キャリア a
キャリア a+Na
キャリア b
キャリア b+Nb
キャリア c
キャリア c+Nc
キャリア d
キャリア d+Nd

[図48]


(A)
キャリア群#A
キャリア群#B
キャリア群#C
キャリア群#D
周波数
時刻$X+T'
時刻$X
時間
ストリーム s1
キャリア a
キャリア a+Na
キャリア b
キャリア b+Nb
キャリア c
キャリア c+Nc
キャリア d
キャリア d+Nd
(B)
キャリア群#A
キャリア群#B
キャリア群#C
キャリア群#D
周波数
時刻$X+T'
時刻$X
時間
ストリーム s2
キャリア a
キャリア a+Na
キャリア b
キャリア b+Nb
キャリア c
キャリア c+Nc
キャリア d
キャリア d+Nd

[図49]



方式#1:

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

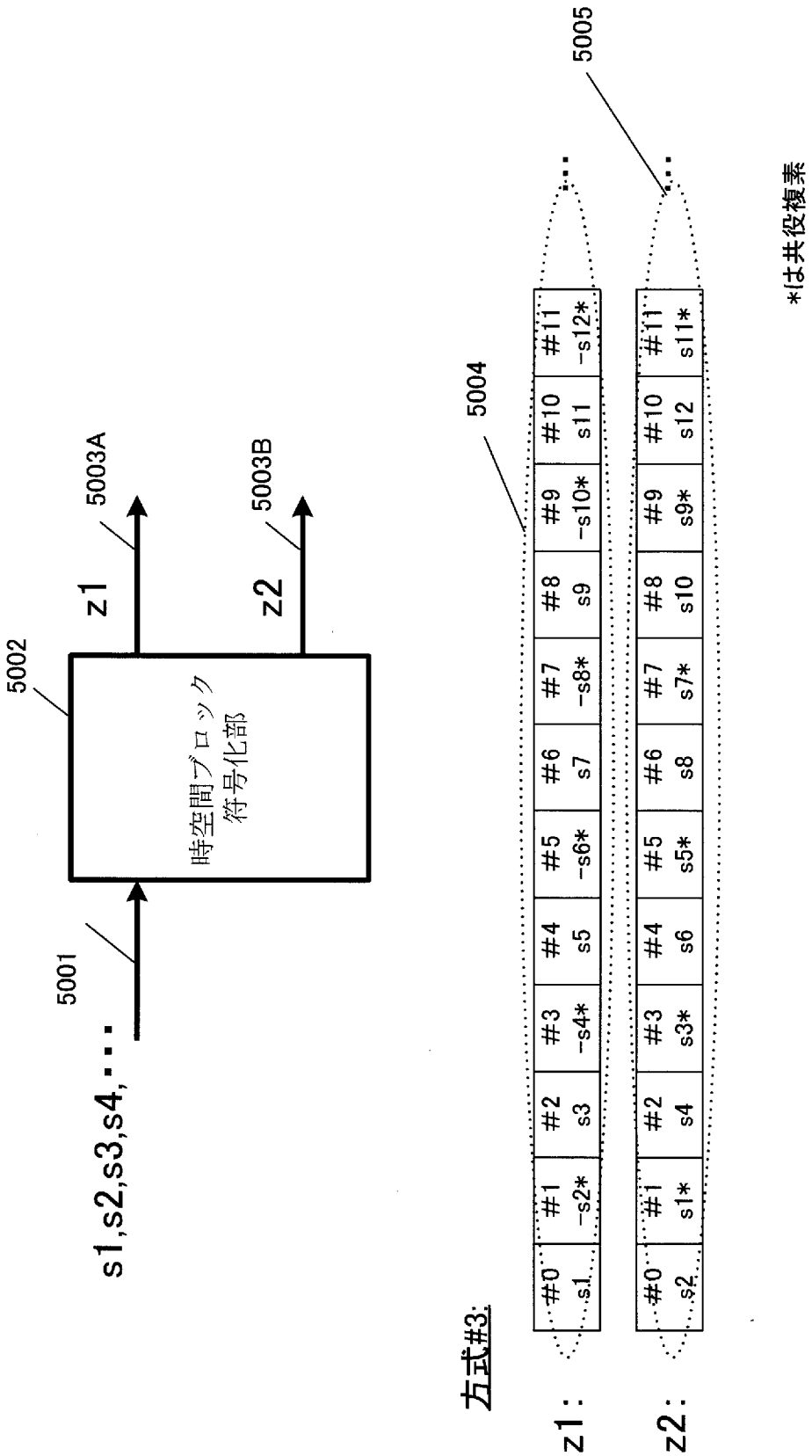
別の表現

$$\begin{pmatrix} z1(t) \\ z2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{j0} & 0 \\ 0 & e^{j0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s1(t) \\ s2(t) \end{pmatrix}$$

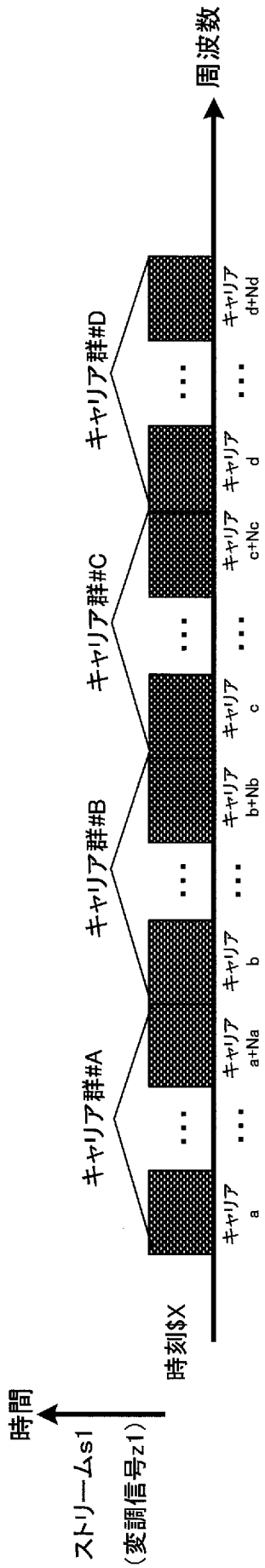
方式#2:

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

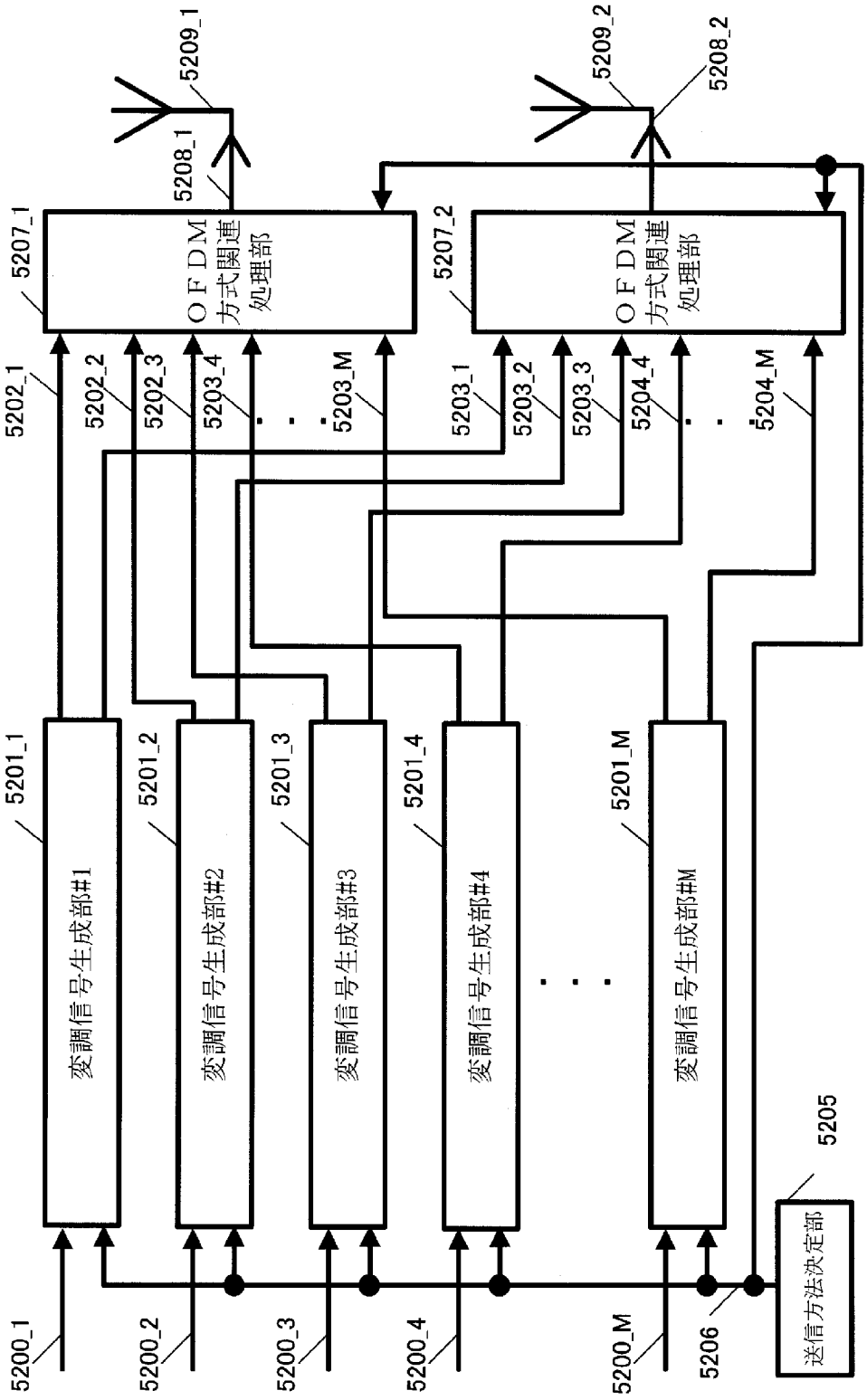
[図50]


5001
s1,s2,s3,s4,・・・
5002
時空間ブロック符号化部
z1
z2
5003A
5003B
5004
5005
方式#3:
z1:
z2:
#0 s1
#1 −s2*
#2 s3
#3 −s4*
#4 s5
#5 −s6*
#6 s7
#7 −s8*
#8 s9
#9 −s10*
#10 s11
#11 −s12*
#0 s2
#1 s1*
#2 s4
#3 s3*
#4 s6
#5 s5*
#6 s8
#7 s7*
#8 s10
#9 s9*
#10 s12
#11 s11*
*は共役複素

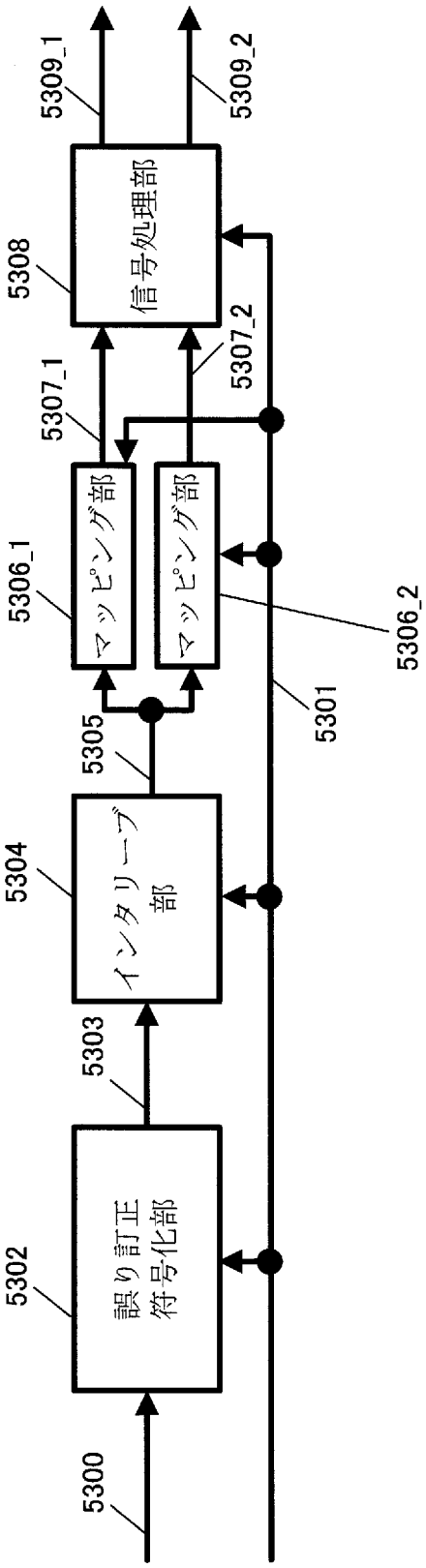
[図51]


周波数
時刻$X
キャリア群#A
キャリア群#B
キャリア群#C
キャリア群#D
キャリア a
キャリア a+Na
キャリア b
キャリア b+Nb
キャリア c
キャリア c+Nc
キャリア d
キャリア d+Nd
時間
ストリーム s1
(変調信号 z1)

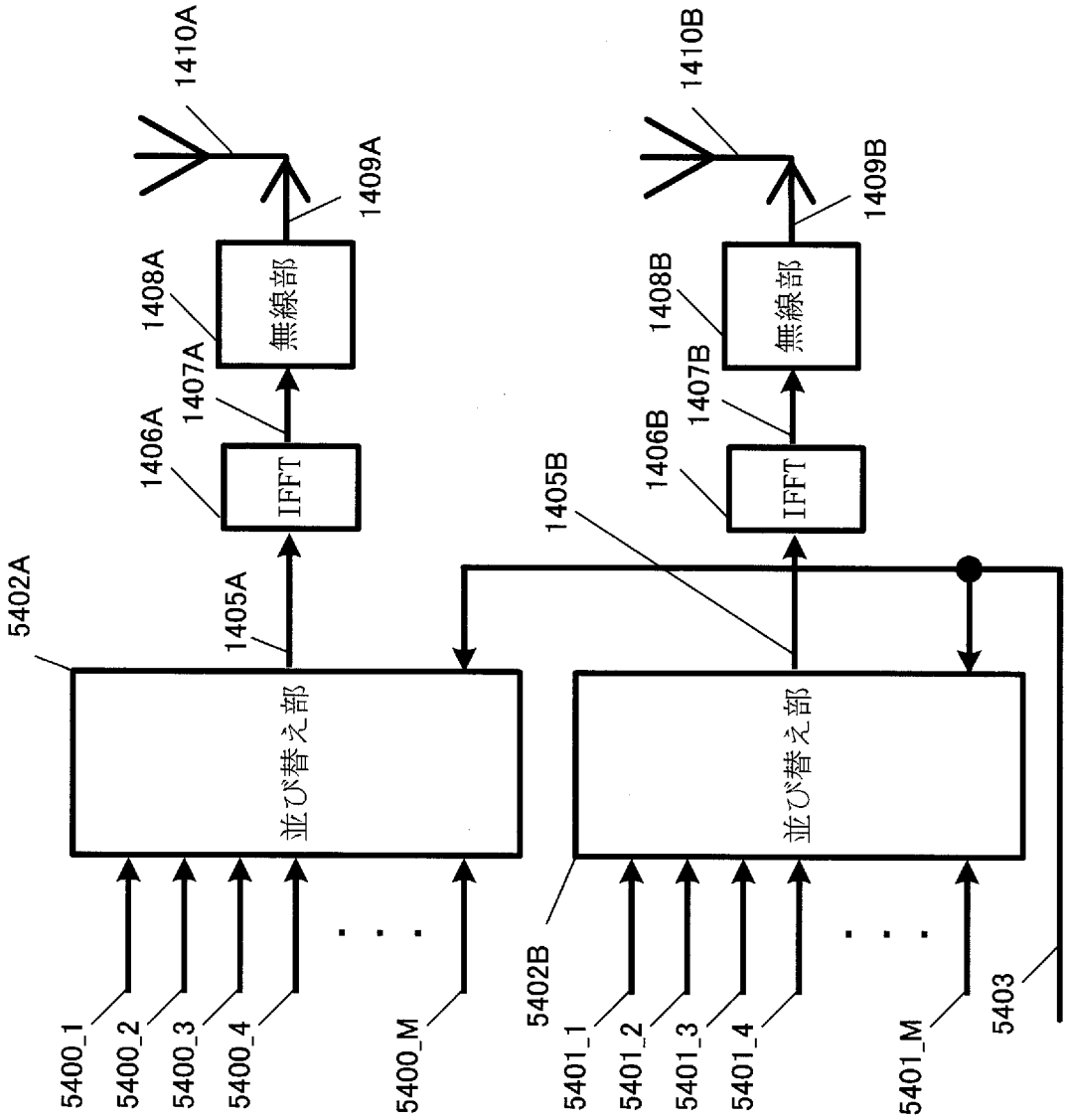
[図52]


5209_1
5209_2
5208_2
5208_1
5207_1
5207_2
OFDM方式関連処理部
OFDM方式関連処理部
5202_1
5202_2
5202_3
5203_4
5203_M
5203_1
5203_2
5203_3
5204_4
5204_M
5201_1
5201_2
5201_3
5201_4
5201_M
変調信号生成部#1
変調信号生成部#2
変調信号生成部#3
変調信号生成部#4
変調信号生成部#M
5205
送信方法決定部
5200_1
5200_2
5200_3
5200_4
5200_M
5206

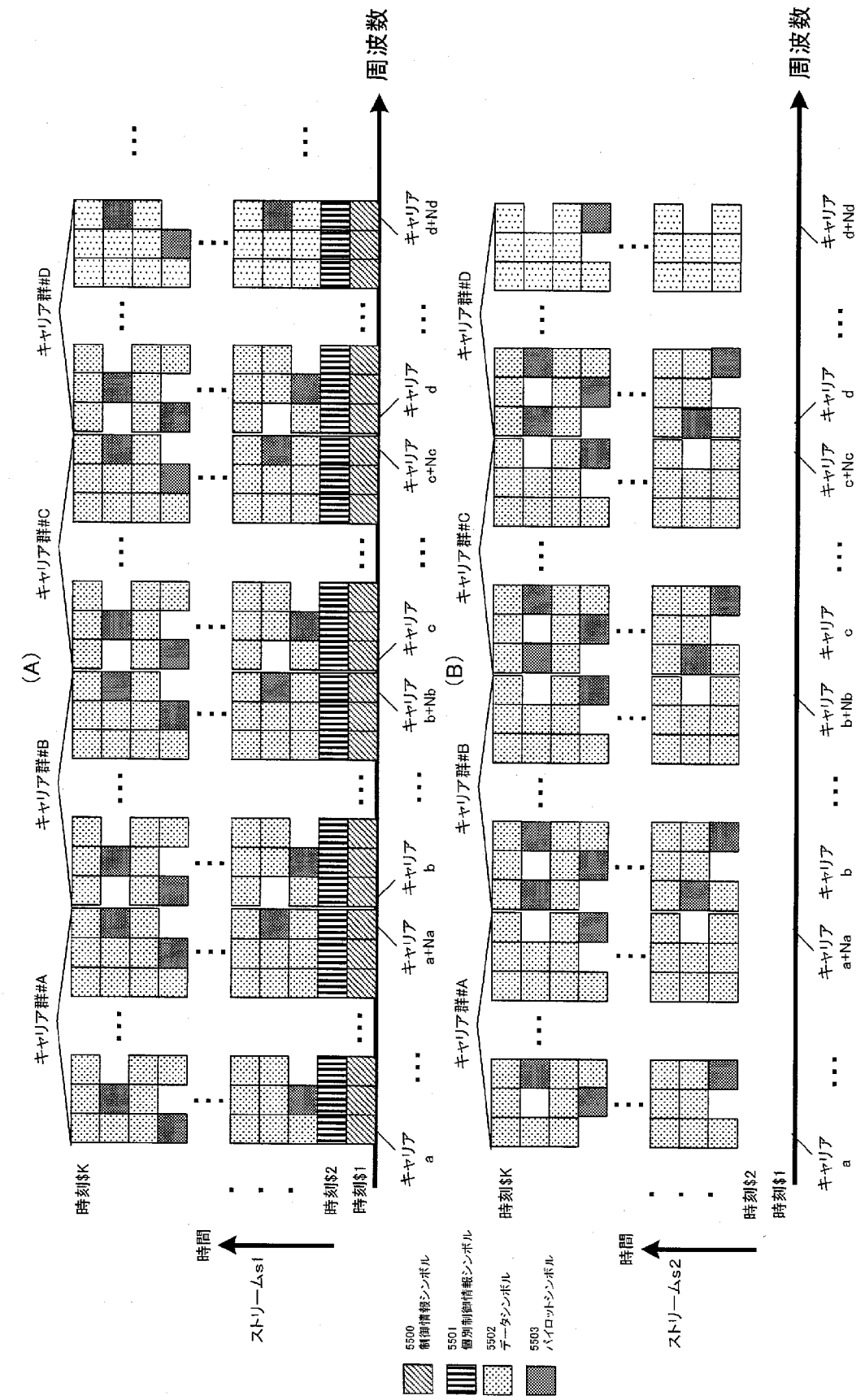
[図53]


5309_1
5309_2
信号処理部
5308
5307_2
5307_1
マッピング部
マッピング部
5306_1
5306_2
5301
5305
インタリーブ部
5304
5303
誤り訂正符号化部
5302
5300

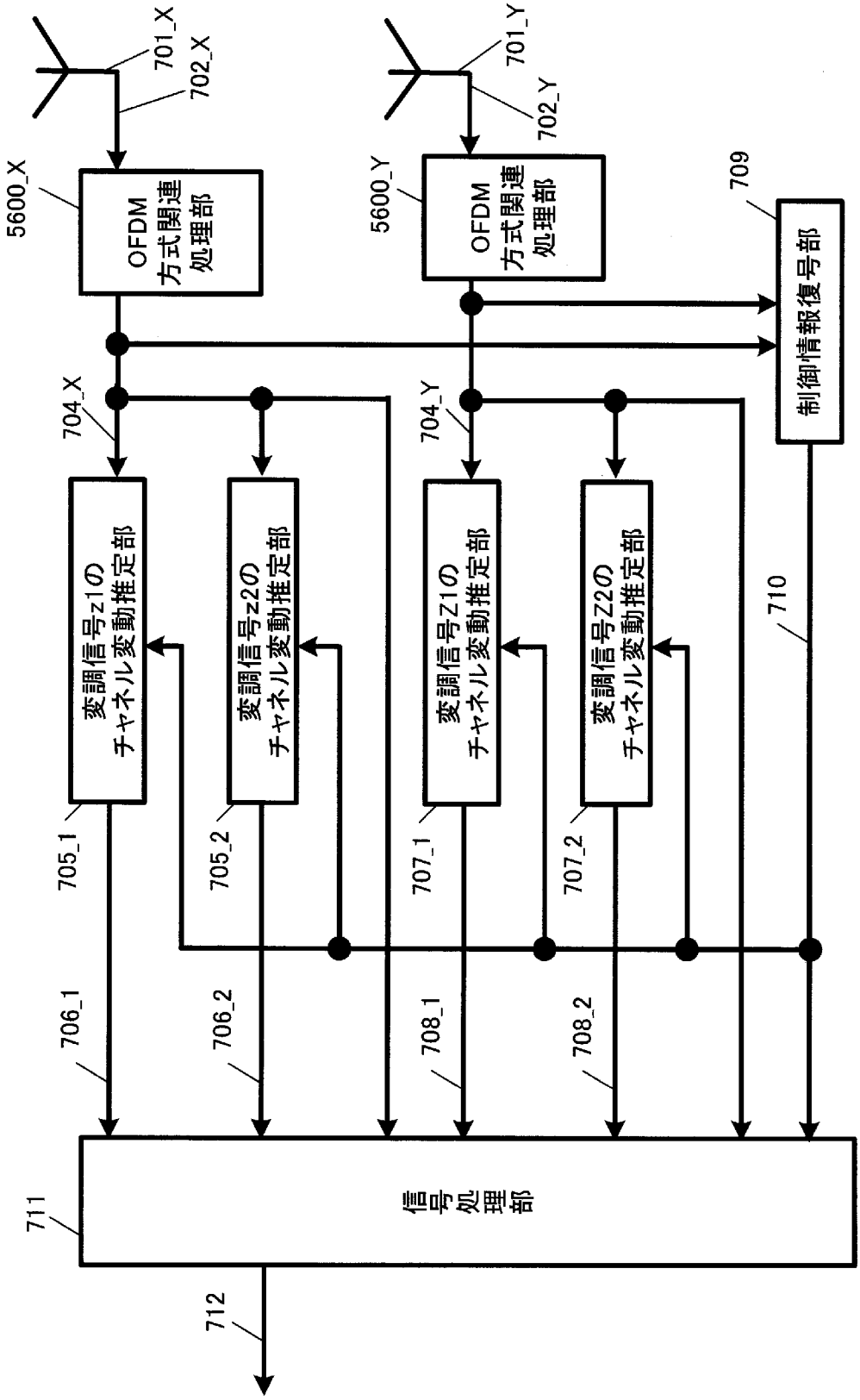
[図54]


1410A
1409A
1408A
無線部
1407A
1406A
IFFT
1405A
5402A
並び替え部
5400_1
5400_2
5400_3
5400_4
5400_M
1410B
1409B
1408B
無線部
1407B
1406B
IFFT
1405B
5402B
並び替え部
5401_1
5401_2
5401_3
5401_4
5401_M
5403

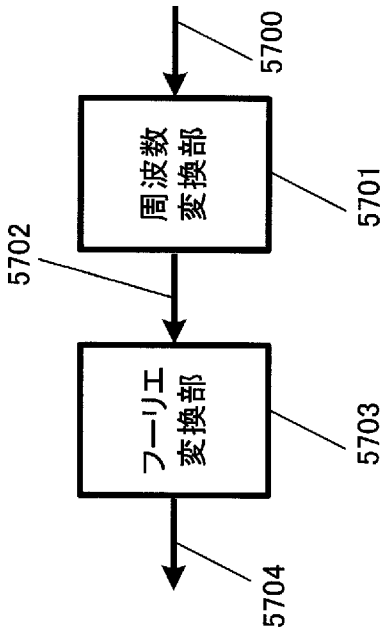
[図55]


(A)
(B)
周波数
時間
ストリームs1
ストリームs2
時刻$K
時刻$2
時刻$1
キャリア群#A
キャリア群#B
キャリア群#C
キャリア群#D
キャリア a
キャリア a+Na
キャリア b
キャリア b+Nb
キャリア c
キャリア c+Nc
キャリア d
キャリア d+Nd
5500 制御情報シンボル
5501 個別制御情報シンボル
5502 データシンボル
5503 パイロットシンボル

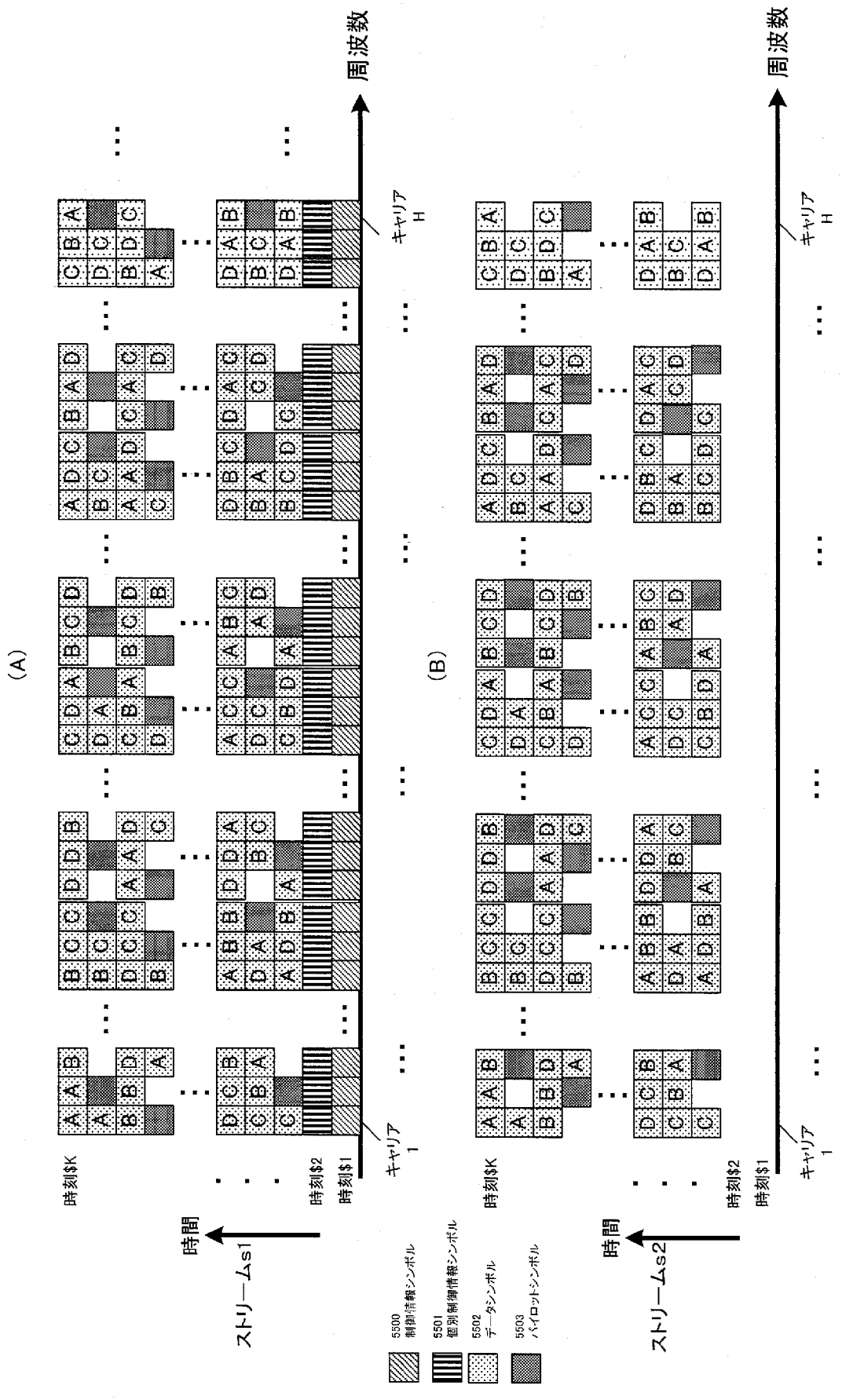
[図56]


701_X
702_X
701_Y
702_Y
5600_X
OFDM 方式関連 処理部
5600_Y
OFDM 方式関連 処理部
709
制御情報復号部
704_X
704_Y
変調信号z1の チャネル変動推定部
変調信号z2の チャネル変動推定部
変調信号Z1の チャネル変動推定部
変調信号Z2の チャネル変動推定部
710
705_1
705_2
707_1
707_2
706_1
706_2
708_1
708_2
信号処理部
711
712

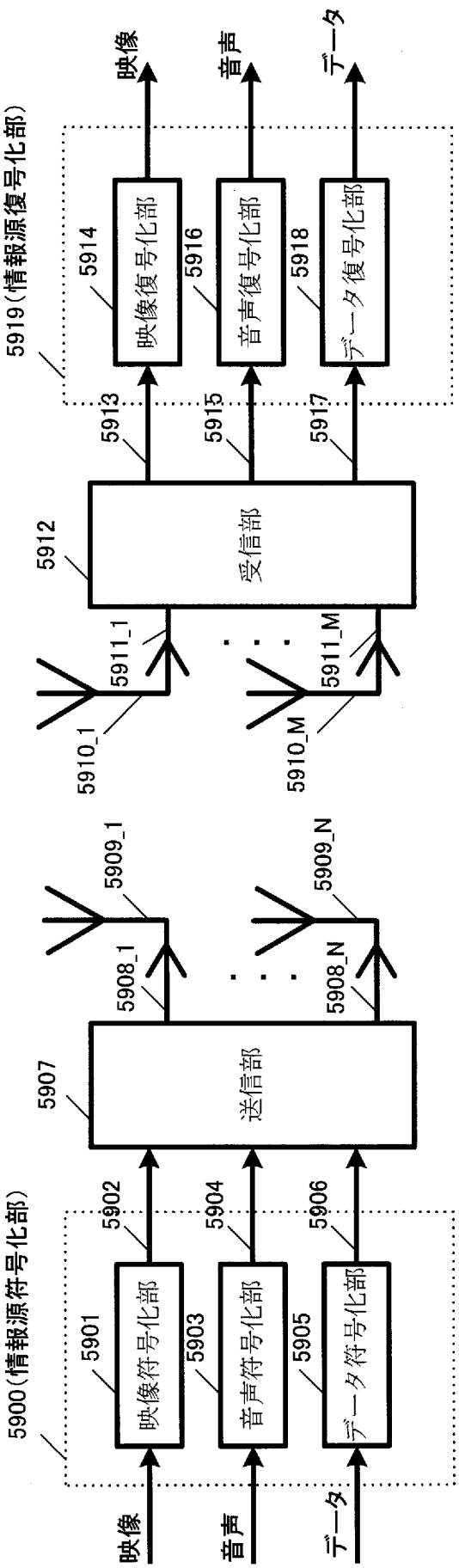
[図57]



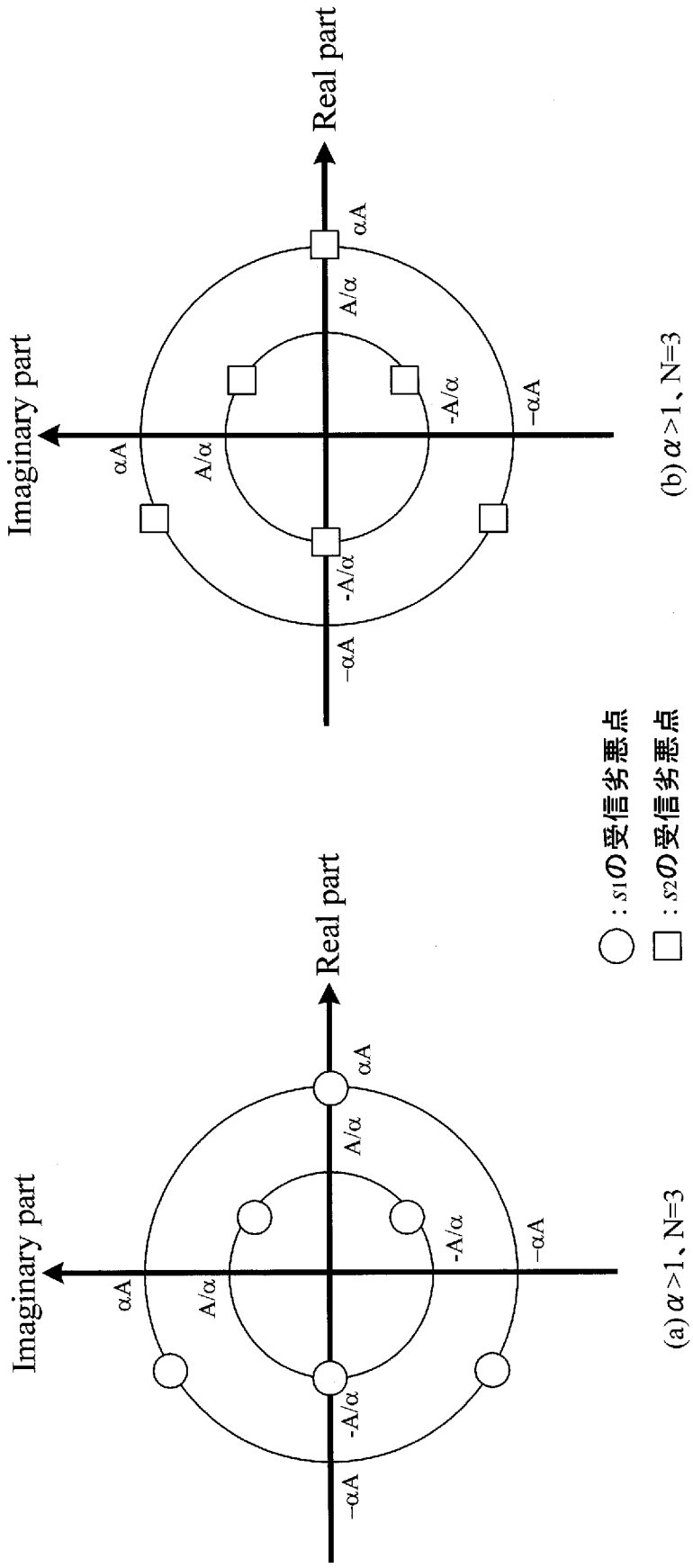
[図58]


(A)
(B)
周波数
キャリア H
キャリア 1
時刻$K
時刻$2
時刻$1
時間
ストリーム s1
ストリーム s2
5500 制御情報シンボル
5501 個別制御情報シンボル
5502 データシンボル
5503 パイロットシンボル

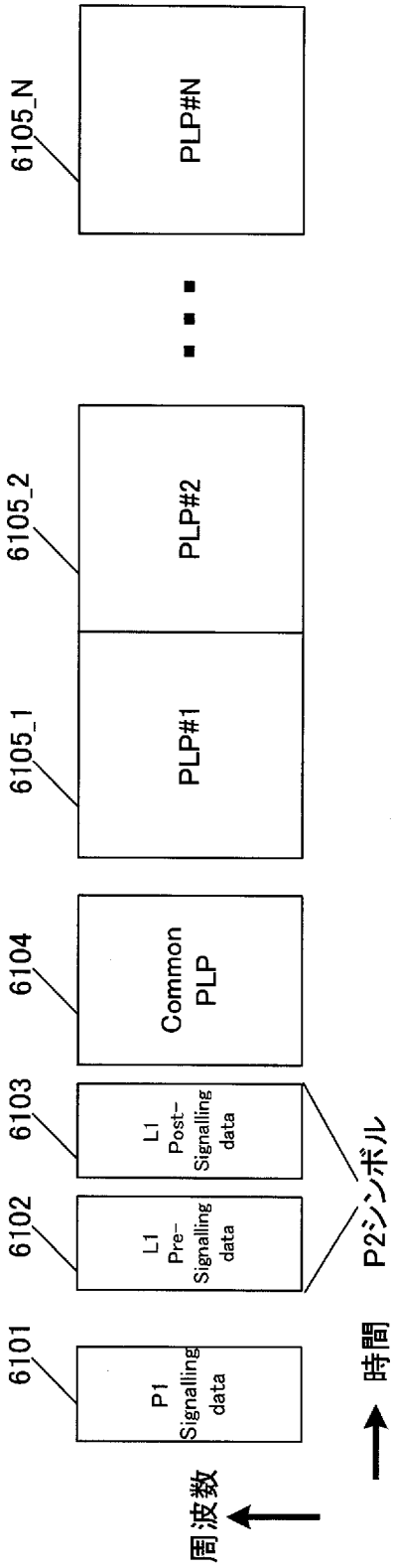
[図59]


5900(情報源符号化部)
5901
映像符号化部
5903
音声符号化部
5905
データ符号化部
5902
5904
5906
映像
音声
データ
5907
送信部
5908_1
5908_N
5909_1
5909_N
5910_1
5910_M
5911_1
5911_M
5912
受信部
5913
5915
5917
5919(情報源復号化部)
5914
映像復号化部
5916
音声復号化部
5918
データ復号化部
映像
音声
データ

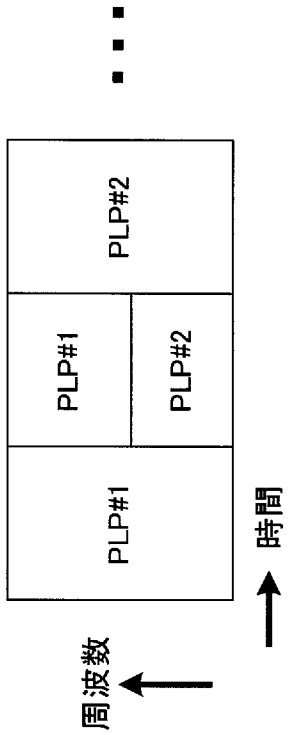
[図60]

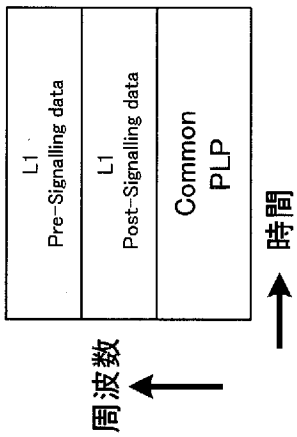

Real part
Imaginary part
αA
A/α
-A/α
−αA
(a) α>1、N=3
(b) α>1、N=3
○：s1の受信劣悪点
□：s2の受信劣悪点

[図61]

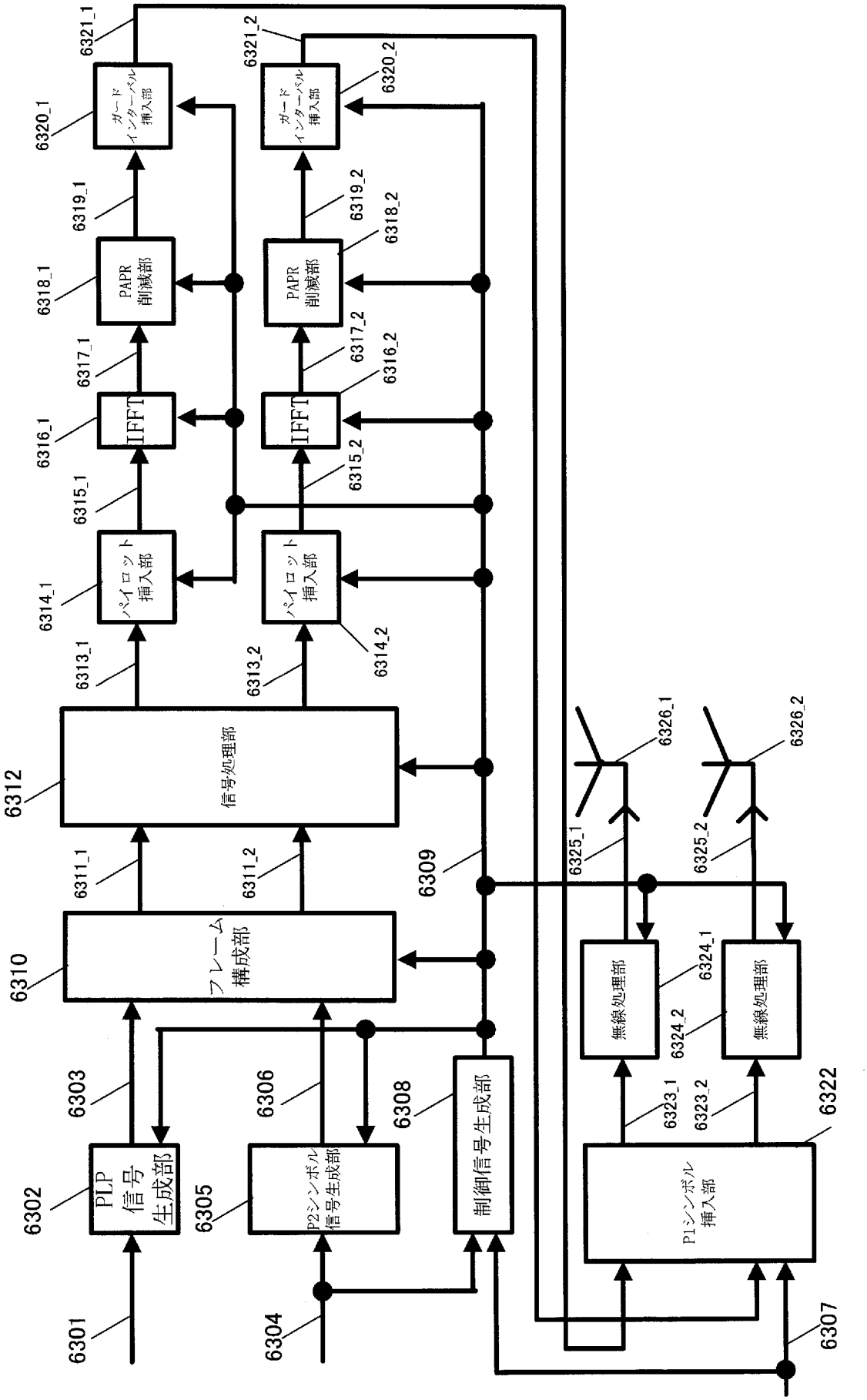

6101
P1 Signalling data
6102
L1 Pre-Signalling data
6103
L1 Post-Signalling data
6104
Common PLP
6105_1
PLP#1
6105_2
PLP#2
6105_N
PLP#N
周波数
時間
P2シンボル

[図62]

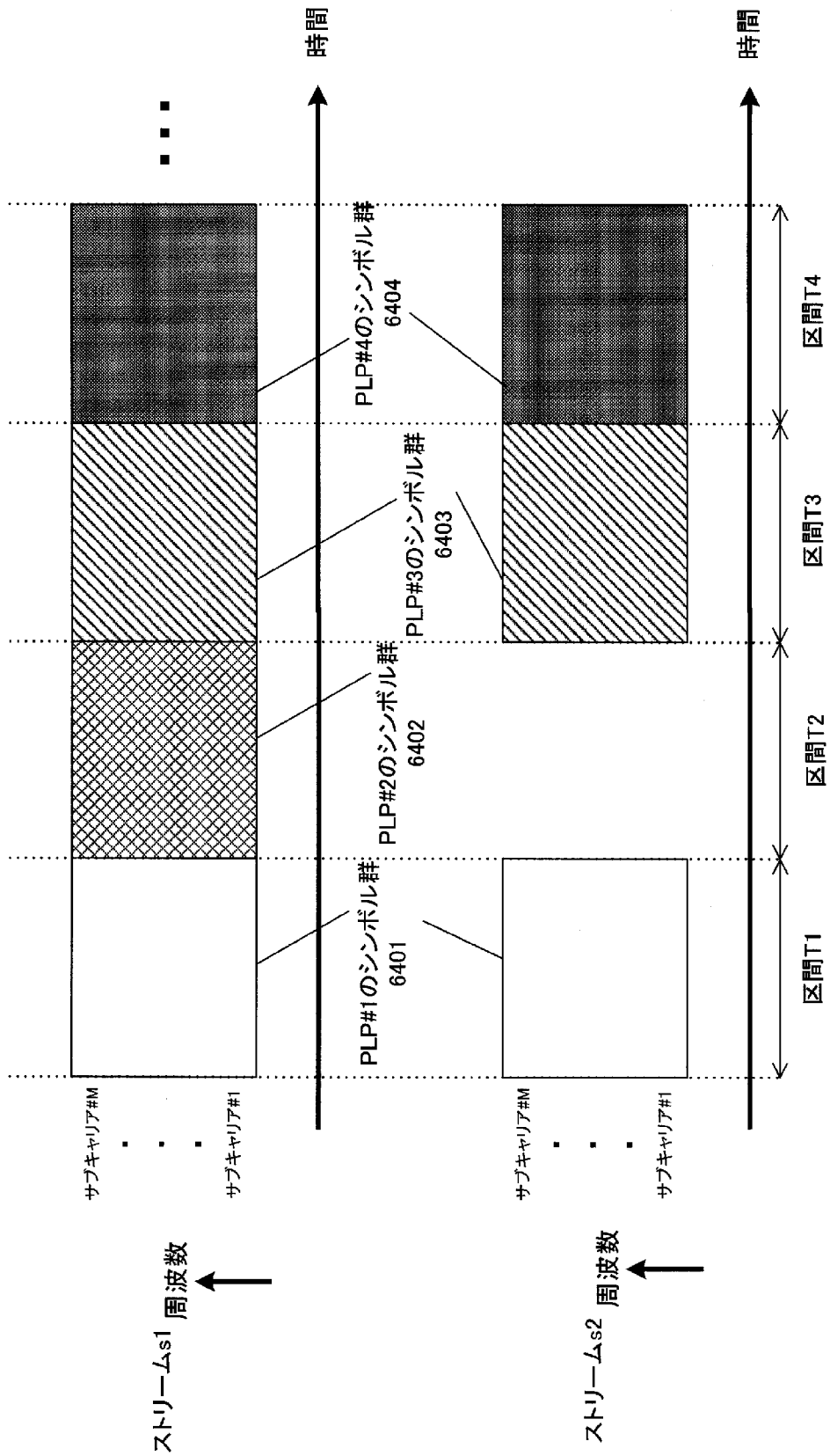

PLP#2
PLP#1
PLP#2
PLP#1
時間
周波数


L1
Pre-Signalling data
L1
Post-Signalling data
Common
PLP
時間
周波数

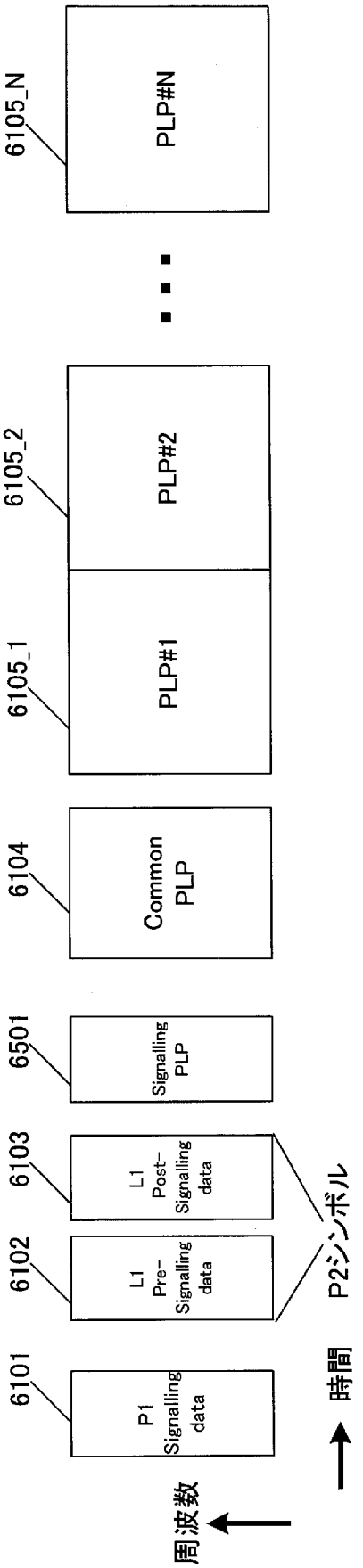
[図63]


6301
6302
PLP 信号 生成部
6303
6304
6305
P2シンボル 信号生成部
6306
6307
6308
制御信号生成部
6309
6310
フレーム 構成部
6311_1
6311_2
6312
信号処理部
6313_1
6313_2
6314_1
6314_2
パイロット 挿入部
6315_1
6315_2
6316_1
6316_2
IFFT
6317_1
6317_2
6318_1
6318_2
PAPR 削減部
6319_1
6319_2
6320_1
6320_2
ガード インターバル 挿入部
6321_1
6321_2
6322
P1シンボル 挿入部
6323_1
6323_2
6324_1
6324_2
無線処理部
6325_1
6325_2
6326_1
6326_2

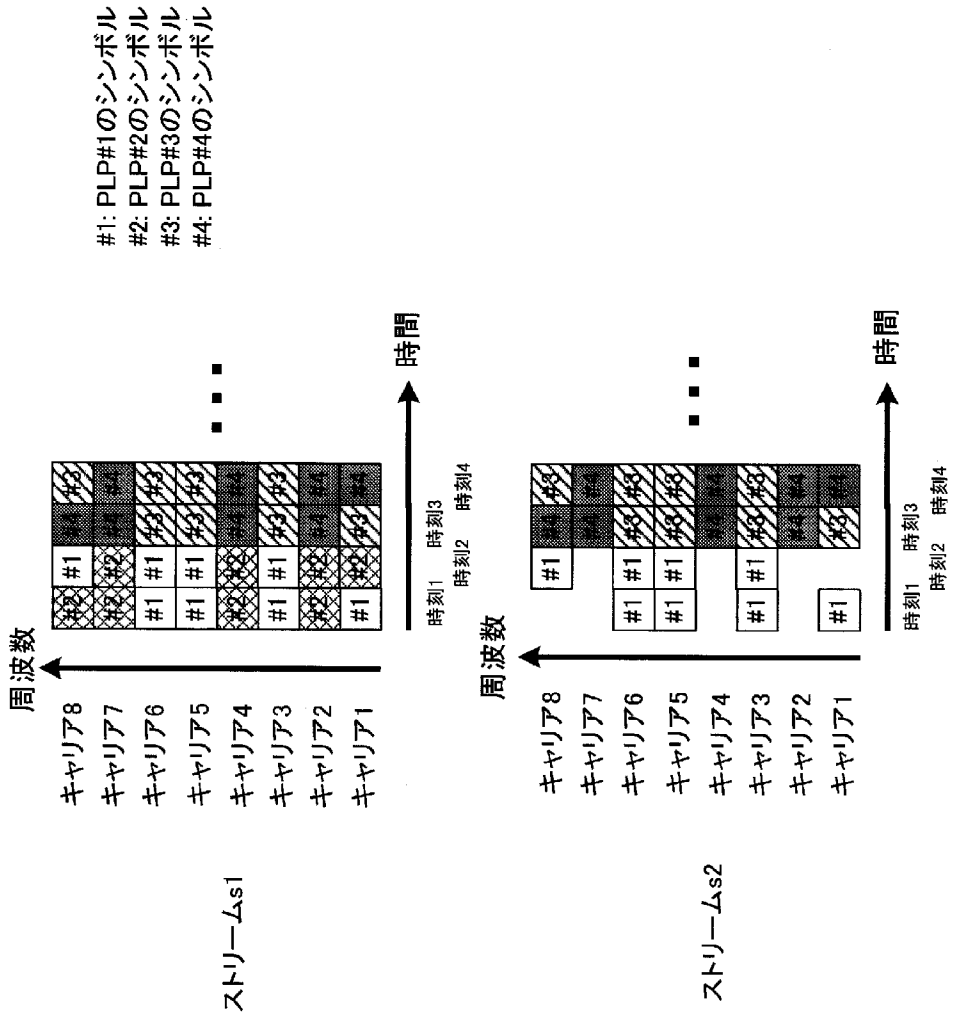
[図64]


時間
時間
PLP#4のシンボル群
6404
PLP#3のシンボル群
6403
PLP#2のシンボル群
6402
PLP#1のシンボル群
6401
区間T4
区間T3
区間T2
区間T1
サブキャリア#M
サブキャリア#1
サブキャリア#M
サブキャリア#1
周波数
ストリームs1
周波数
ストリームs2

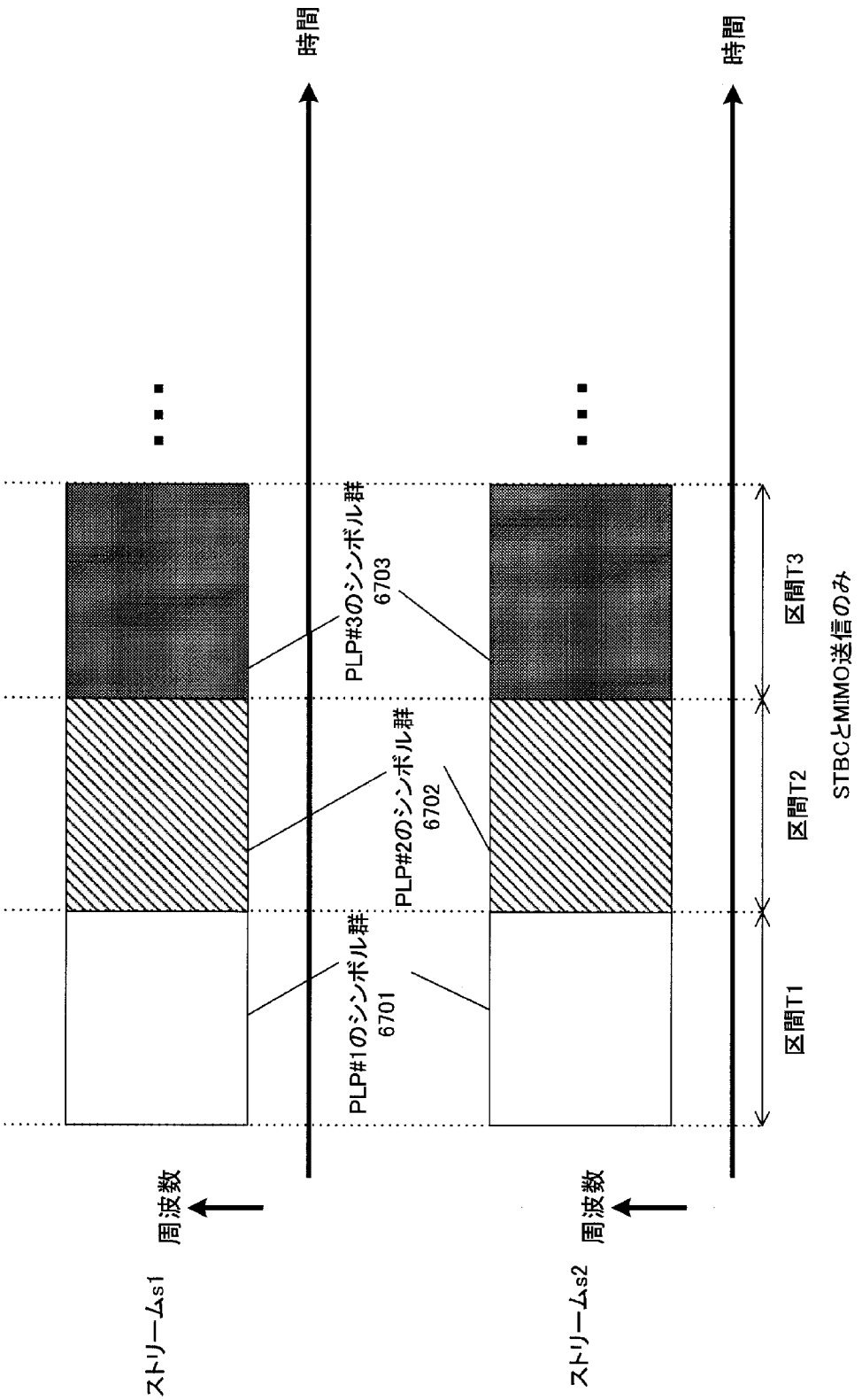
[図65]


6105_N
PLP#N
6105_2
PLP#2
6105_1
PLP#1
6104
Common PLP
6501
Signalling PLP
6103
L1 Post-Signalling data
6102
L1 Pre-Signalling data
6101
P1 Signalling data
P2シンボル
時間
周波数

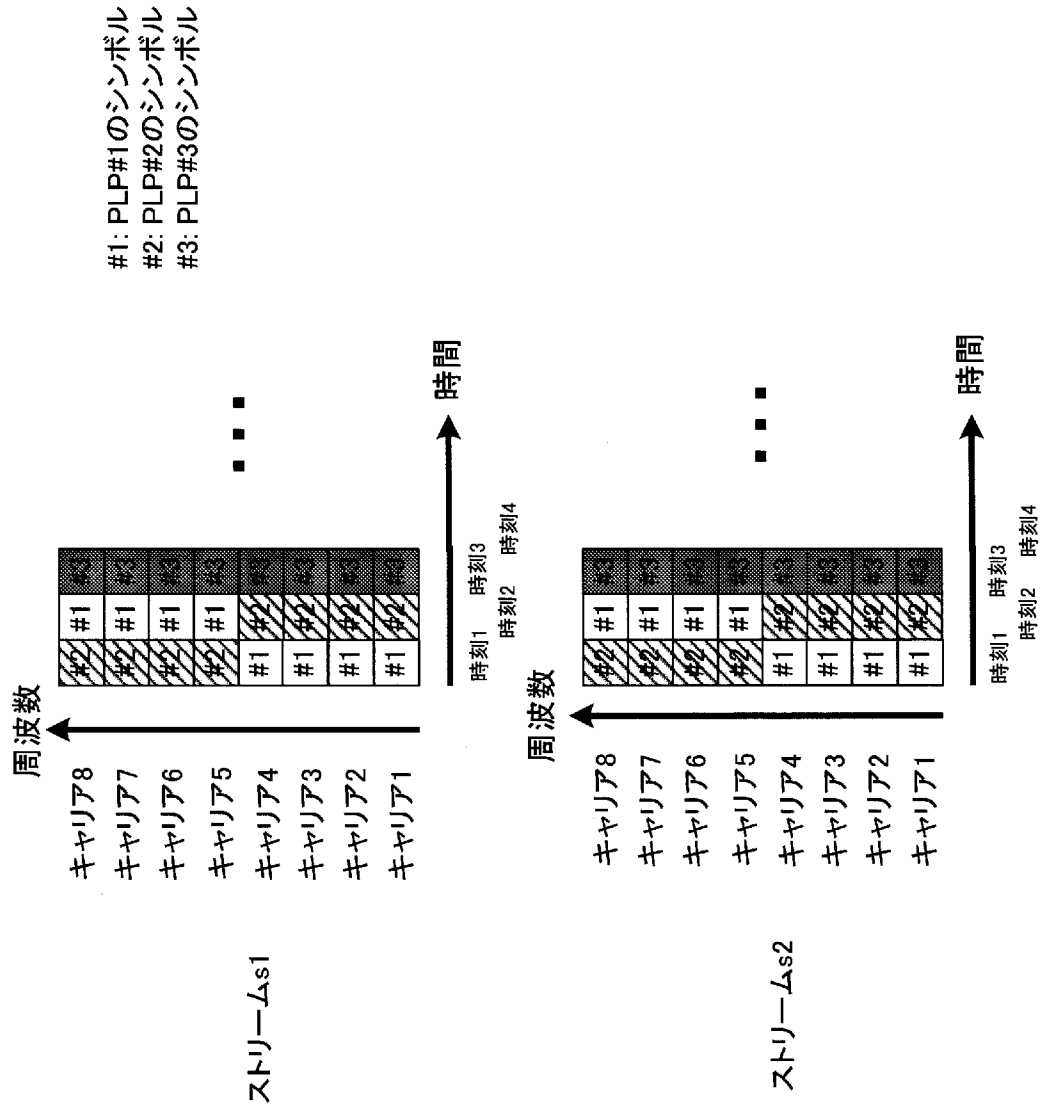
[図66]


#1: PLP#1のシンボル
#2: PLP#2のシンボル
#3: PLP#3のシンボル
#4: PLP#4のシンボル
周波数
時間
キャリア8
キャリア7
キャリア6
キャリア5
キャリア4
キャリア3
キャリア2
キャリア1
時刻1
時刻2
時刻3
時刻4
ストリームs1
ストリームs2

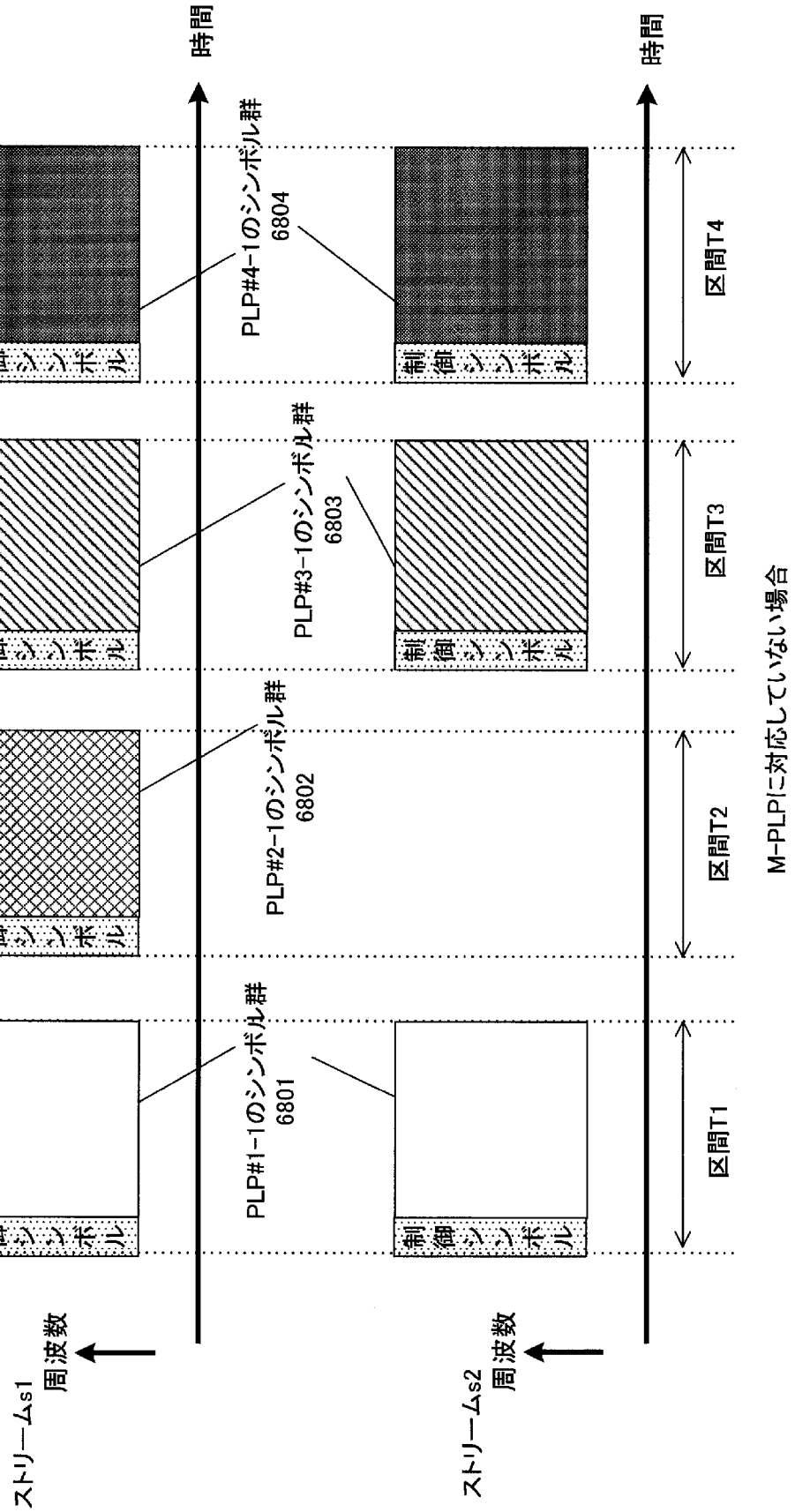
[図67]


時間
時間
PLP#3のシンボル群
6703
PLP#2のシンボル群
6702
PLP#1のシンボル群
6701
区間T3
区間T2
区間T1
STBCとMIMO送信のみ
周波数
周波数
ストリームs1
ストリームs2

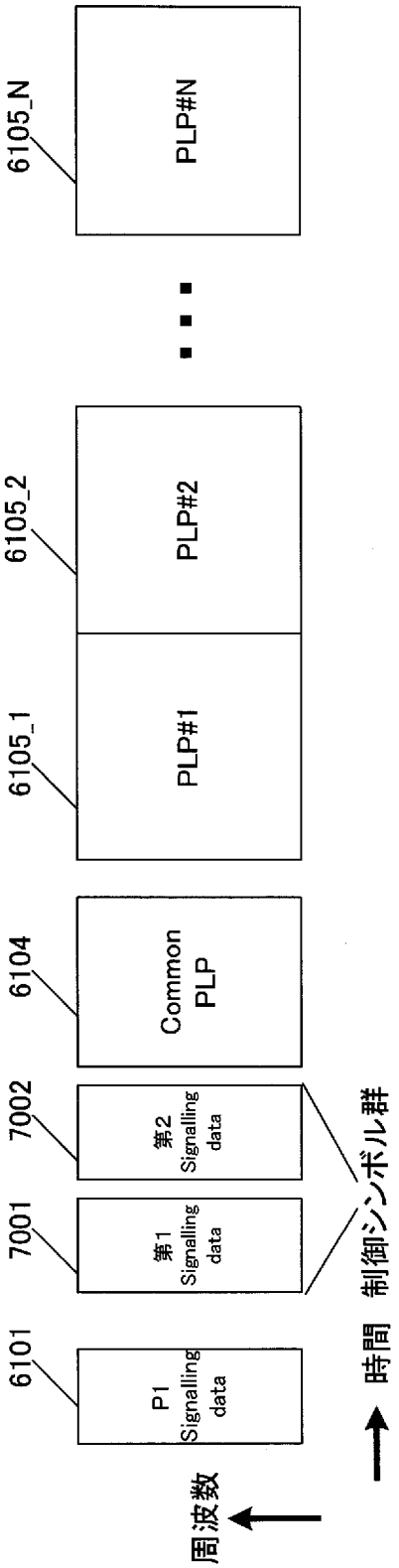
[図68]


#1: PLP#1のシンボル
#2: PLP#2のシンボル
#3: PLP#3のシンボル
周波数
時間
キャリア8
キャリア7
キャリア6
キャリア5
キャリア4
キャリア3
キャリア2
キャリア1
時刻1
時刻2
時刻3
時刻4
ストリームs1
ストリームs2

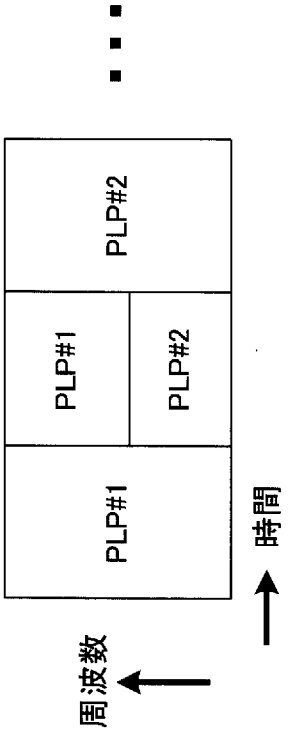
[図69]

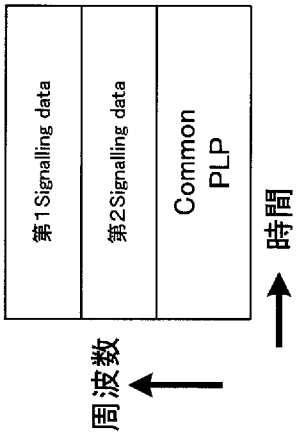

時間
時間
PLP#4-1のシンボル群
6804
PLP#3-1のシンボル群
6803
PLP#2-1のシンボル群
6802
PLP#1-1のシンボル群
6801
制御シンボル
区間T4
区間T3
区間T2
区間T1
M-PLPに対応していない場合
ストリームs1
周波数
ストリームs2
周波数

[図70]

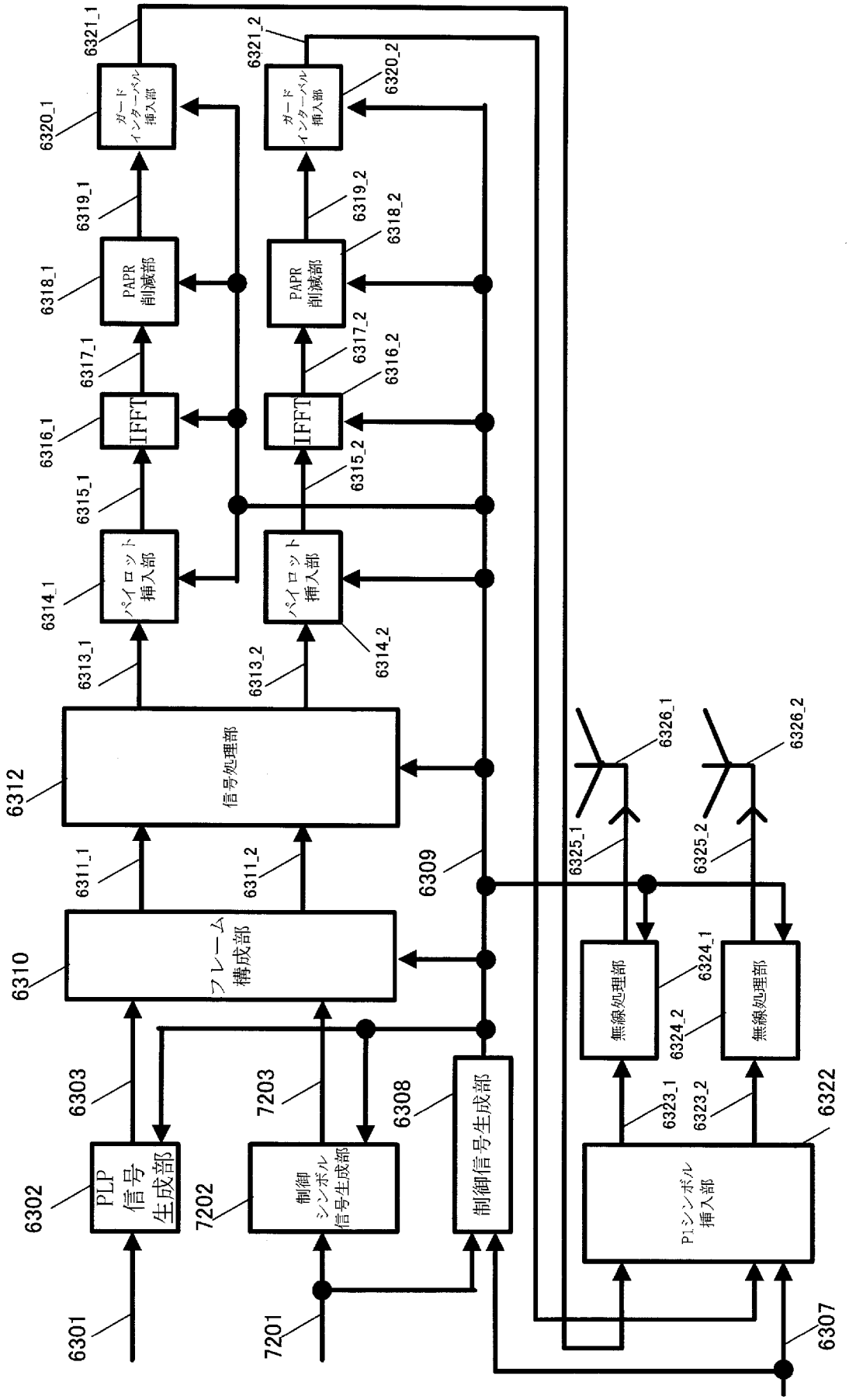

6101
P1 Signalling data
7001
第1 Signalling data
7002
第2 Signalling data
6104
Common PLP
6105_1
PLP#1
6105_2
PLP#2
6105_N
PLP#N
周波数
時間
制御シンボル群

[図71]

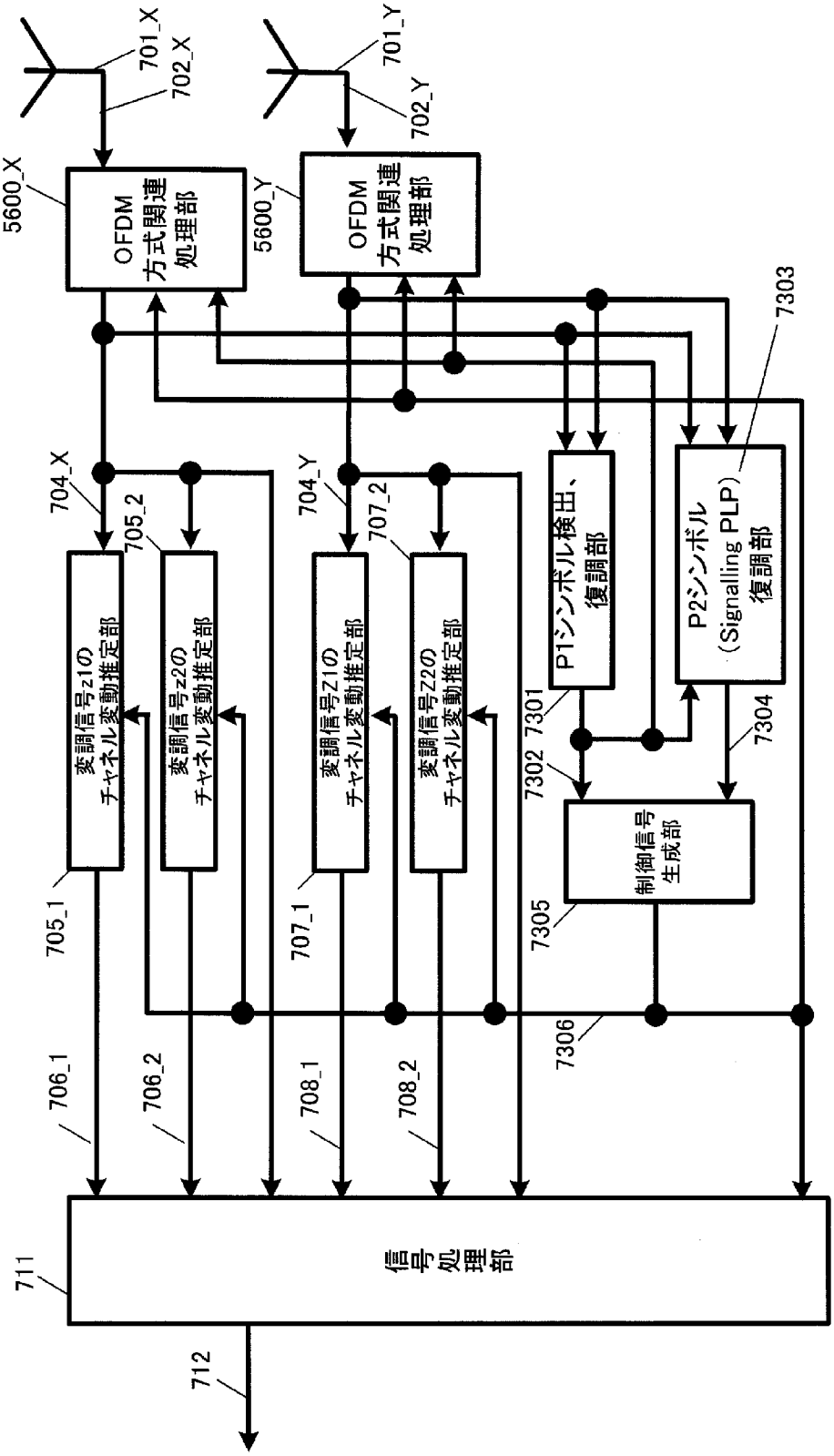

PLP#2
PLP#1
PLP#2
PLP#1
時間
周波数


第1Signalling data
第2Signalling data
Common PLP
時間
周波数

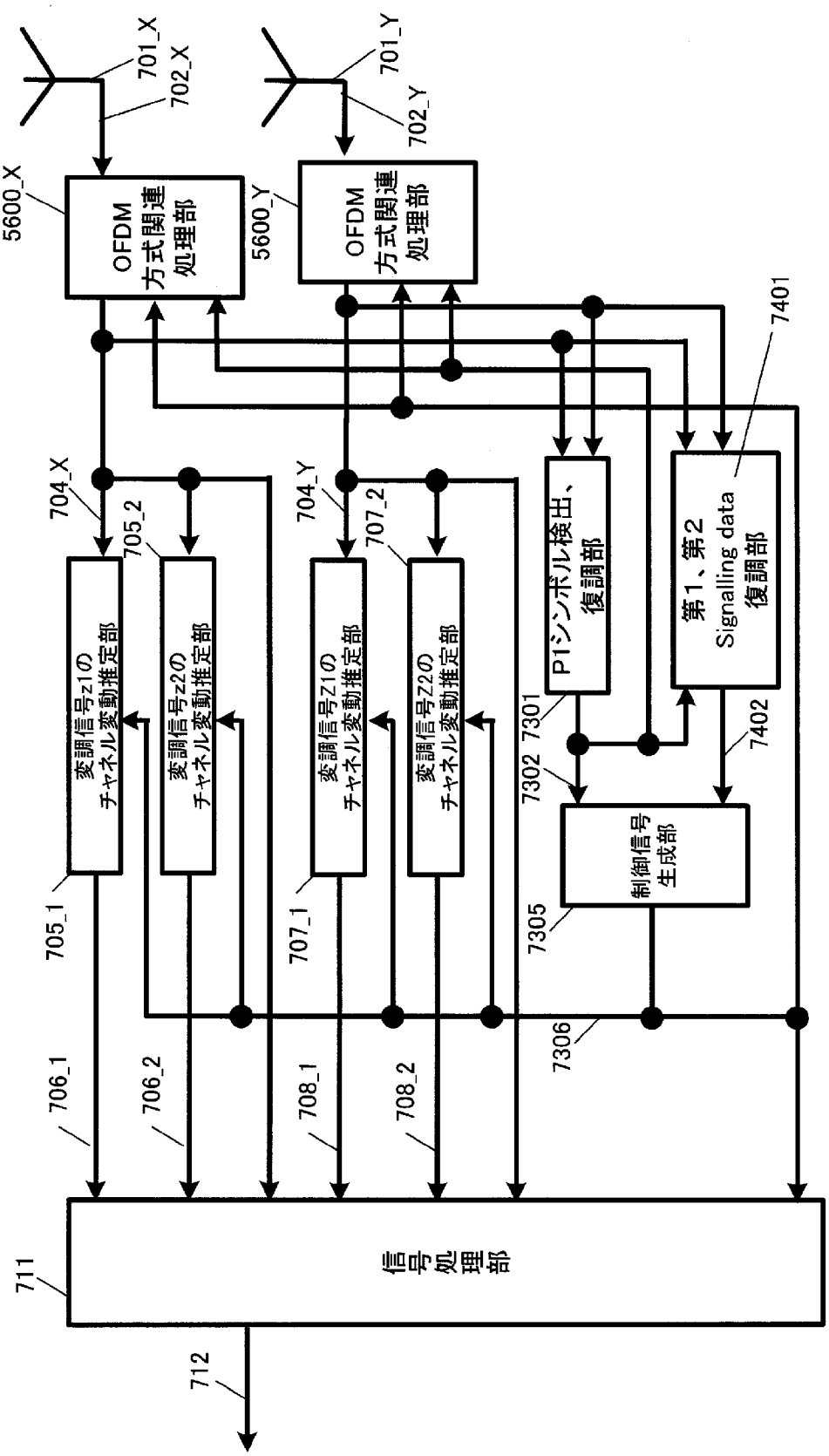
[図72]


6301
6302
PLP 信号生成部
6303
6307
6308
制御信号生成部
6309
6310
フレーム構成部
6311_1
6311_2
6312
信号処理部
6313_1
6313_2
6314_1
6314_2
パイロット挿入部
6315_1
6315_2
6316_1
6316_2
IFFT
6317_1
6317_2
6318_1
6318_2
PAPR 削減部
6319_1
6319_2
6320_1
6320_2
ガードインターバル挿入部
6321_1
6321_2
6322
P1シンボル挿入部
6323_1
6323_2
6324_1
6324_2
無線処理部
6325_1
6325_2
6326_1
6326_2
7201
7202
制御シンボル信号生成部
7203

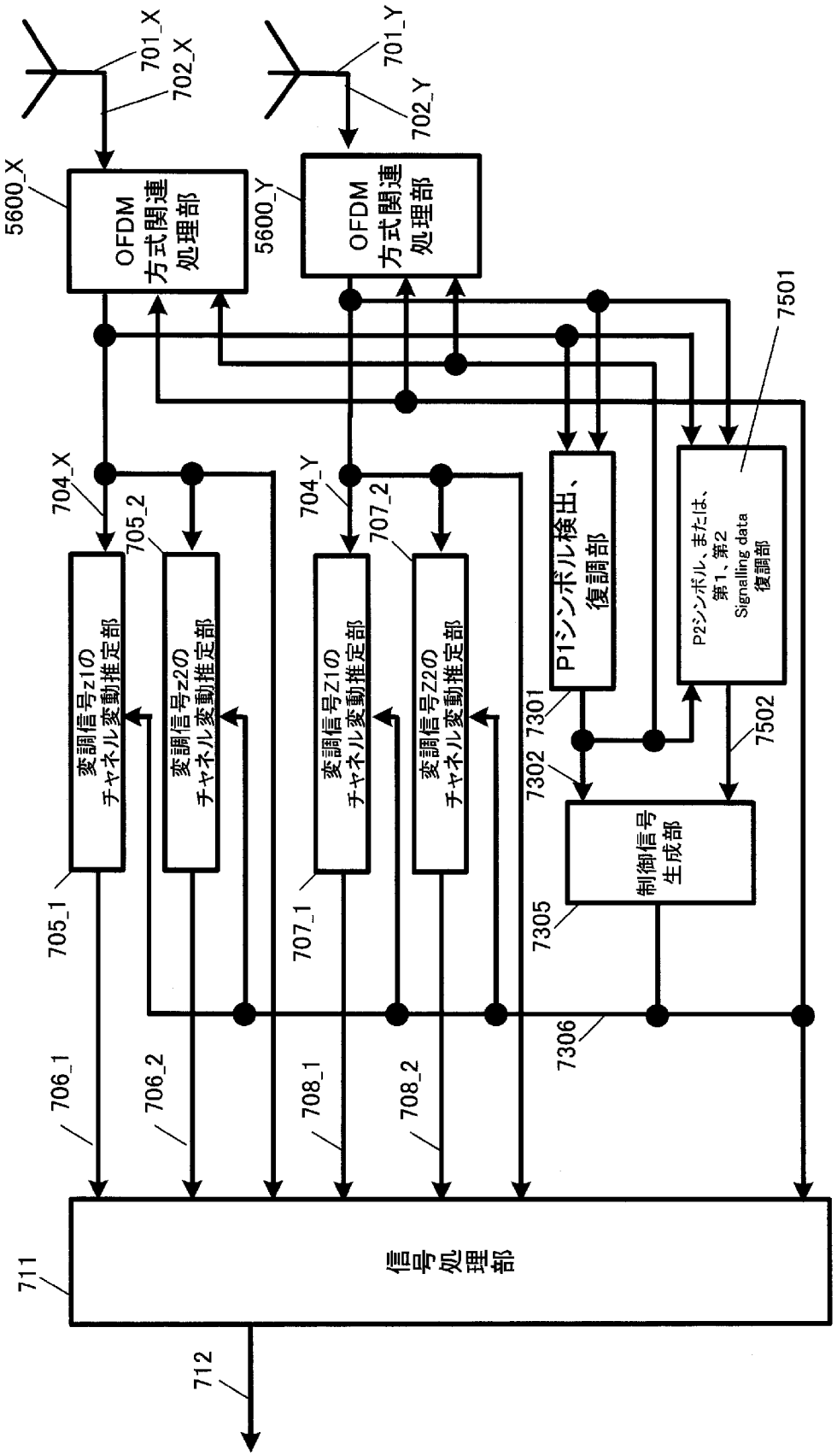
[図73]


701_X
702_X
701_Y
702_Y
5600_X
OFDM 方式関連 処理部
5600_Y
OFDM 方式関連 処理部
7303
704_X
704_Y
705_2
707_2
変調信号z1の チャネル変動推定部
変調信号z2の チャネル変動推定部
変調信号Z1の チャネル変動推定部
変調信号Z2の チャネル変動推定部
P1シンボル検出、 復調部
P2シンボル (Signalling PLP) 復調部
7301
7302
7304
制御信号 生成部
7305
705_1
707_1
7306
706_1
706_2
708_1
708_2
信号処理部
711
712

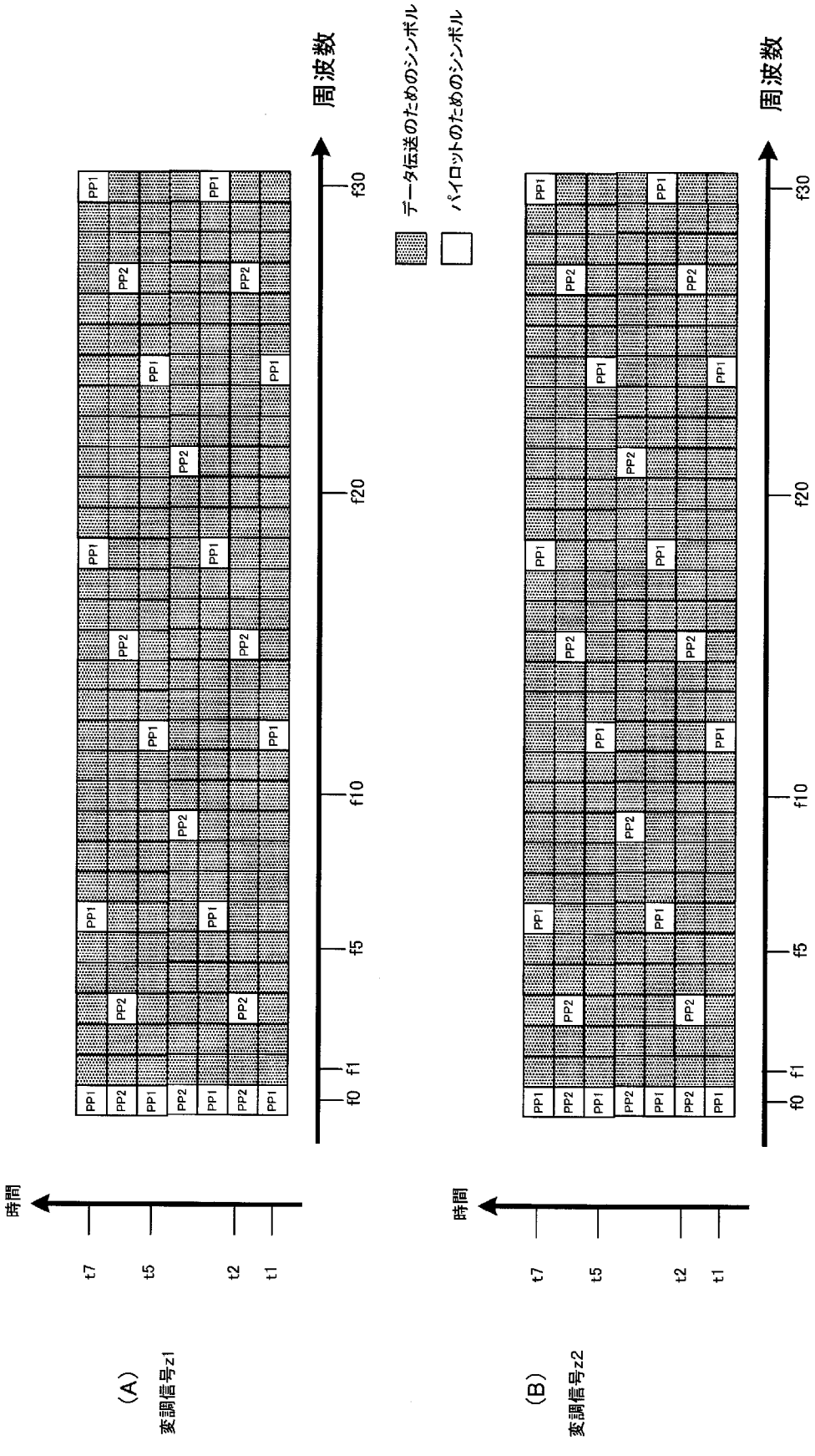
[図74]


701_X
702_X
701_Y
702_Y
5600_X
OFDM 方式関連 処理部
5600_Y
OFDM 方式関連 処理部
7401
704_X
704_Y
705_2
707_2
変調信号z1の チャネル変動推定部
変調信号z2の チャネル変動推定部
変調信号Z1の チャネル変動推定部
変調信号Z2の チャネル変動推定部
P1シンボル検出、 復調部
第1、第2 Signalling data 復調部
7301
7402
7302
制御信号 生成部
7305
705_1
707_1
7306
706_1
706_2
708_1
708_2
信号処理部
711
712

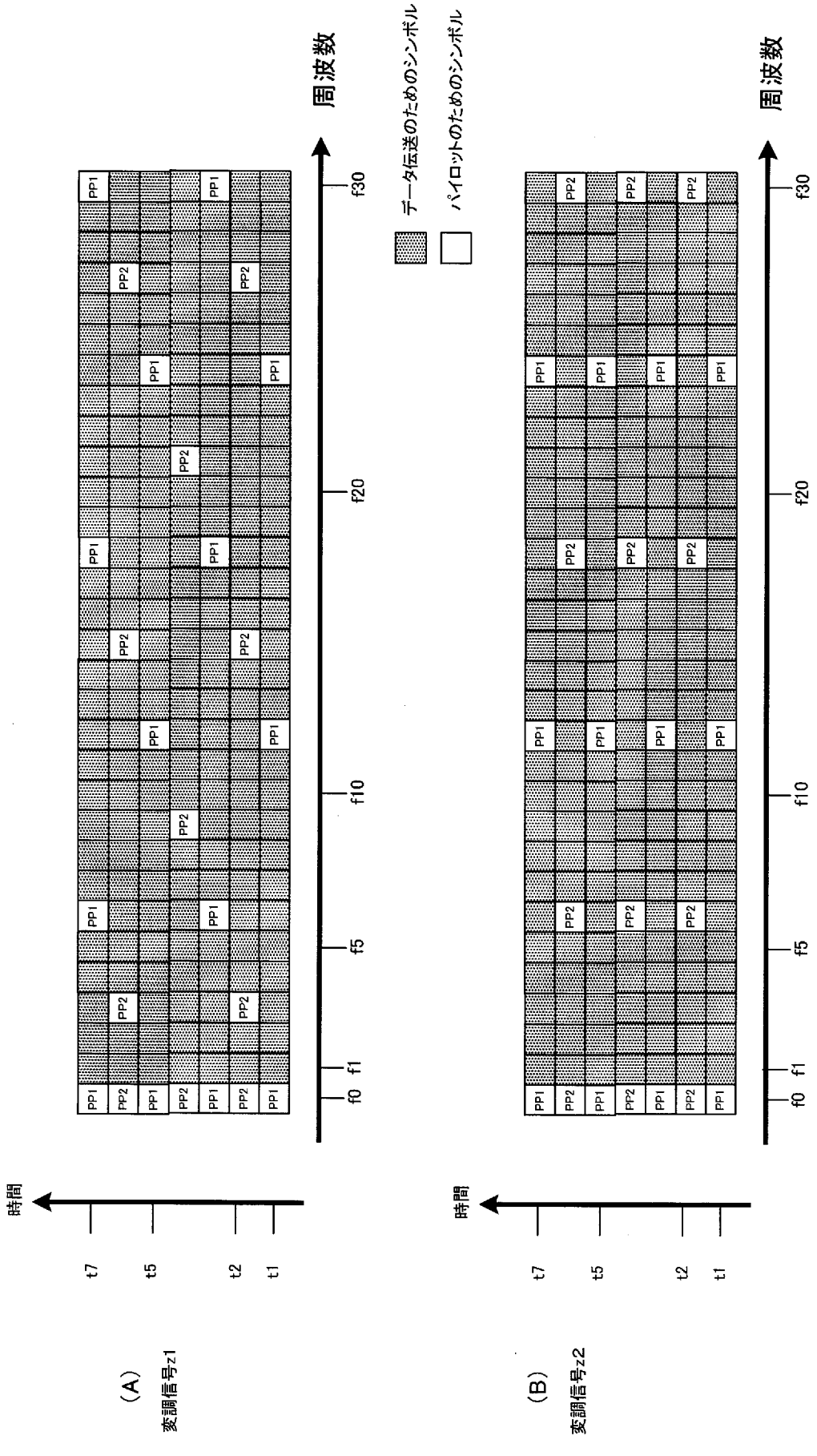
[図75]


701_X
702_X
701_Y
702_Y
5600_X
OFDM 方式関連 処理部
5600_Y
OFDM 方式関連 処理部
7501
704_X
704_Y
705_2
707_2
変調信号z1の チャネル変動推定部
変調信号z2の チャネル変動推定部
変調信号Z1の チャネル変動推定部
変調信号Z2の チャネル変動推定部
P1シンボル検出、 復調部
P2シンボル、または、 第1、第2 Signalling data 復調部
7301
7502
7302
制御信号 生成部
7305
7306
705_1
707_1
706_1
706_2
708_1
708_2
信号処理部
711
712

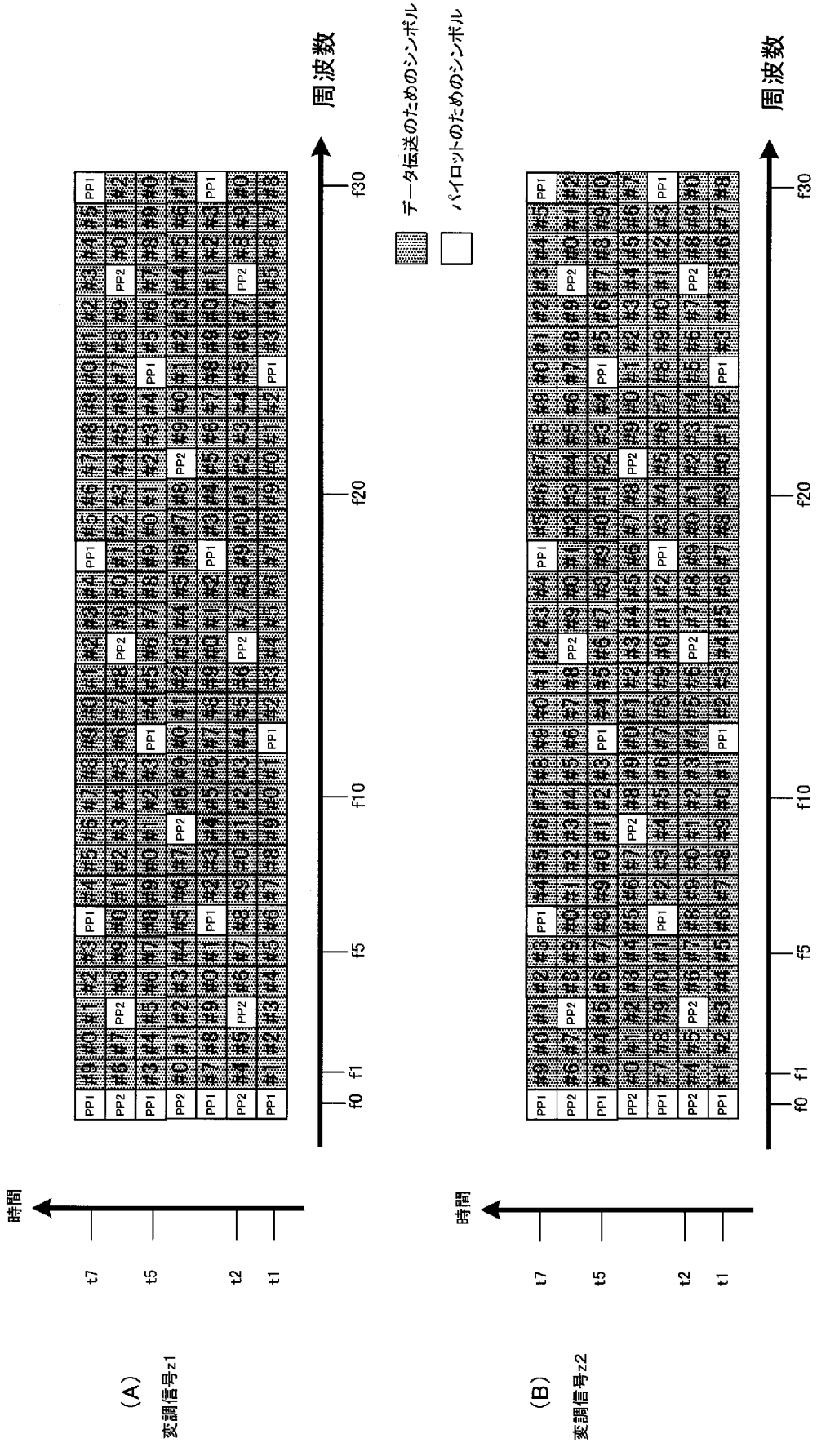
[図76]


データ伝送のためのシンボル
パイロットのためのシンボル
周波数
f0
f1
f5
f10
f20
f30
時間
t7
t5
t2
t1
PP1
PP2
(A)
変調信号z1
(B)
変調信号z2

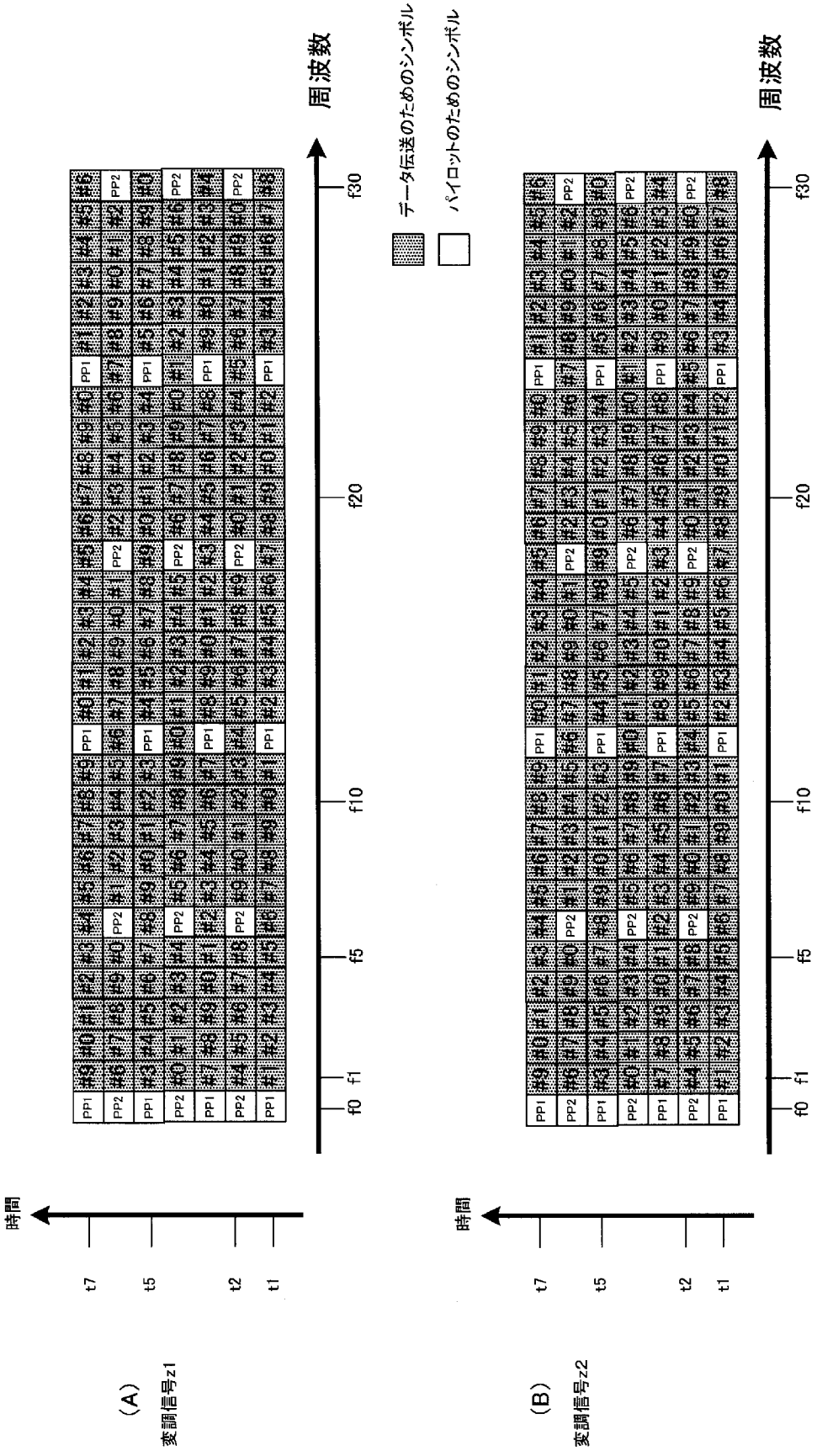
[図77]


データ伝送のためのシンボル
パイロットのためのシンボル
周波数
f0
f1
f5
f10
f20
f30
時間
t7
t5
t2
t1
PP1
PP2
(A)
変調信号z1
(B)
変調信号z2

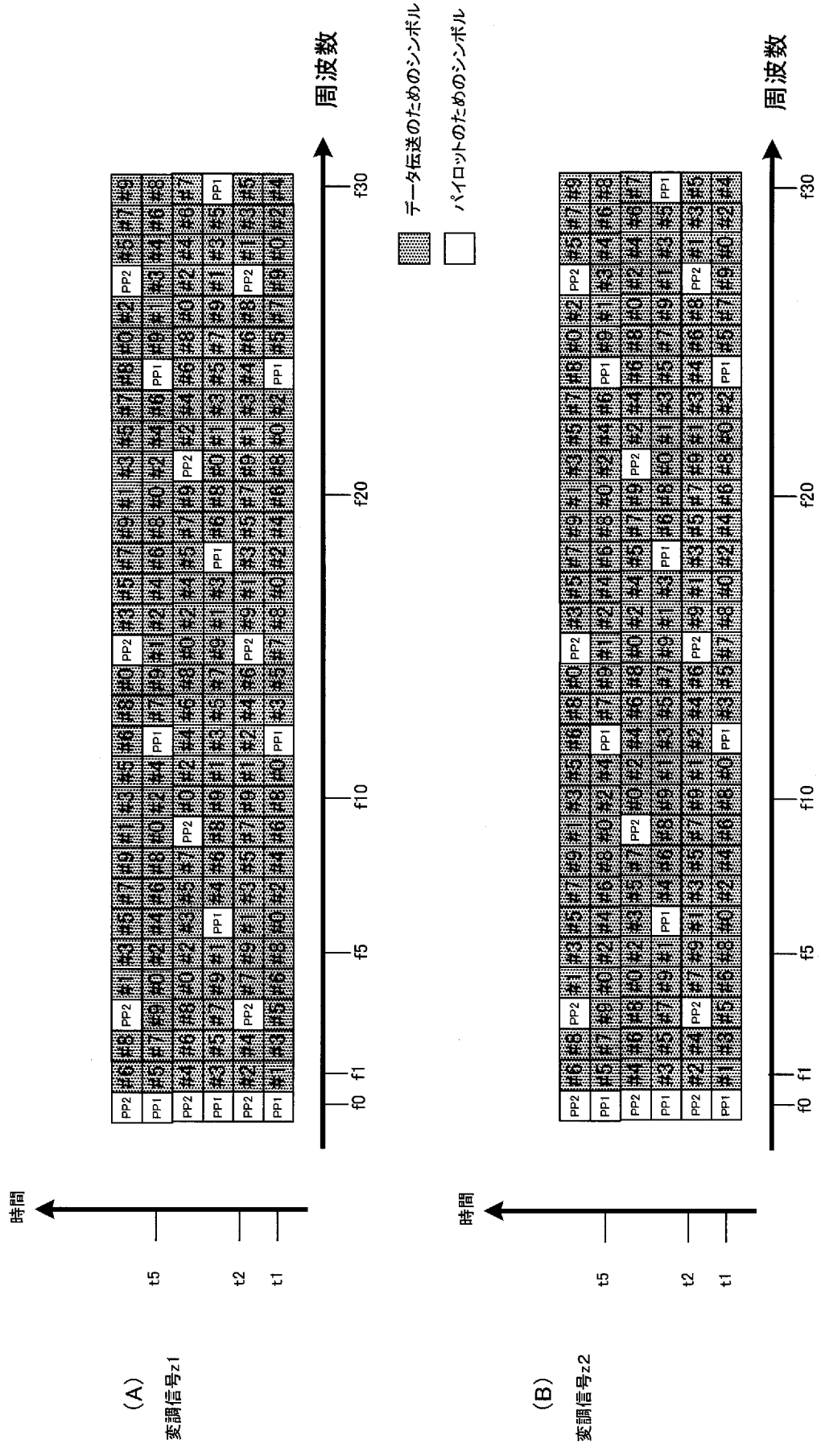
[図78]


データ伝送のためのシンボル
パイロットのためのシンボル
周波数
f0
f1
f5
f10
f20
f30
時間
t1
t2
t5
t7
(A)
変調信号z1
(B)
変調信号z2

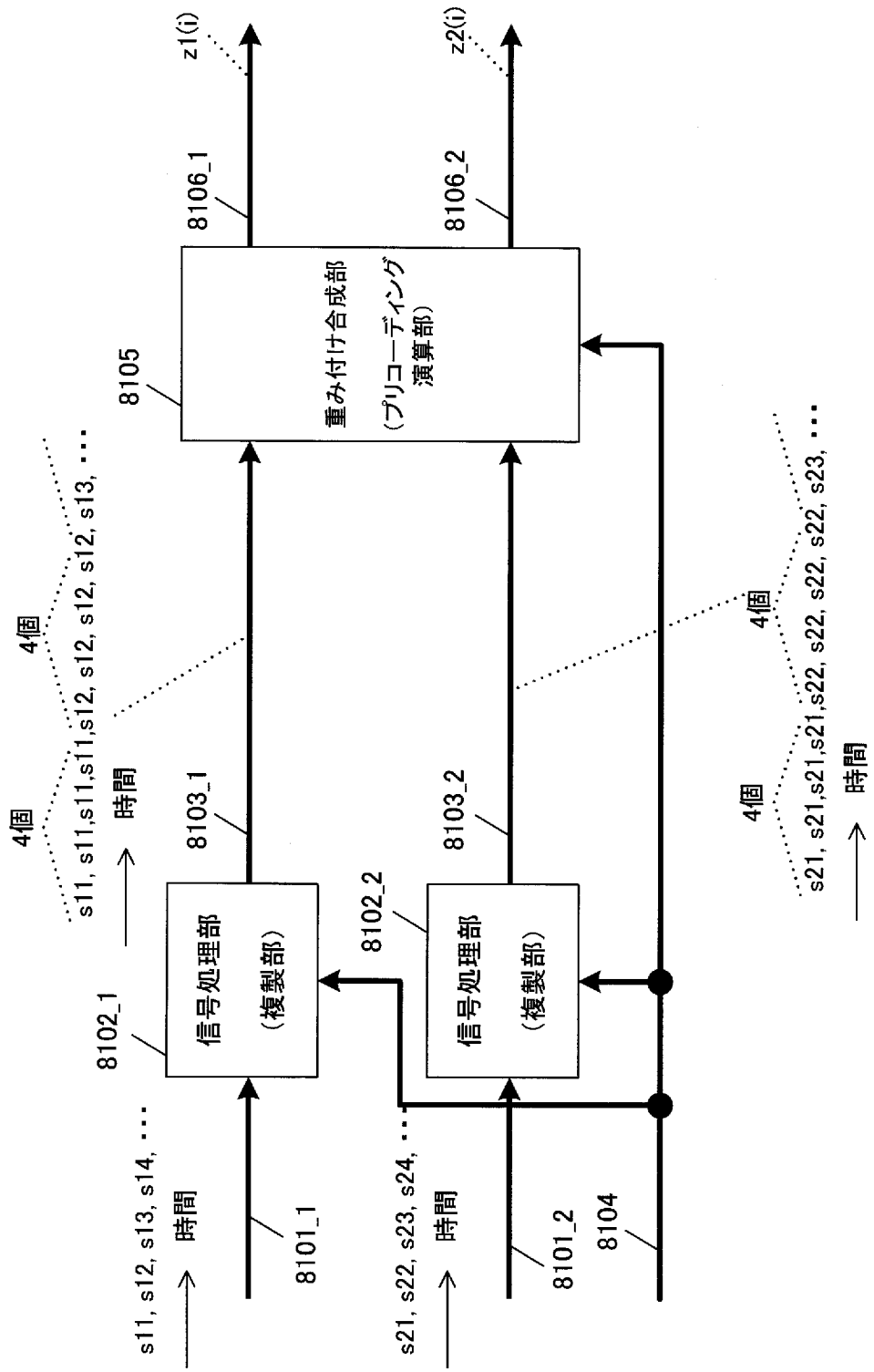
[図79]


データ伝送のためのシンボル
パイロットのためのシンボル
周波数
f0
f1
f5
f10
f20
f30
時間
t1
t2
t5
t7
(A)
変調信号z1
(B)
変調信号z2

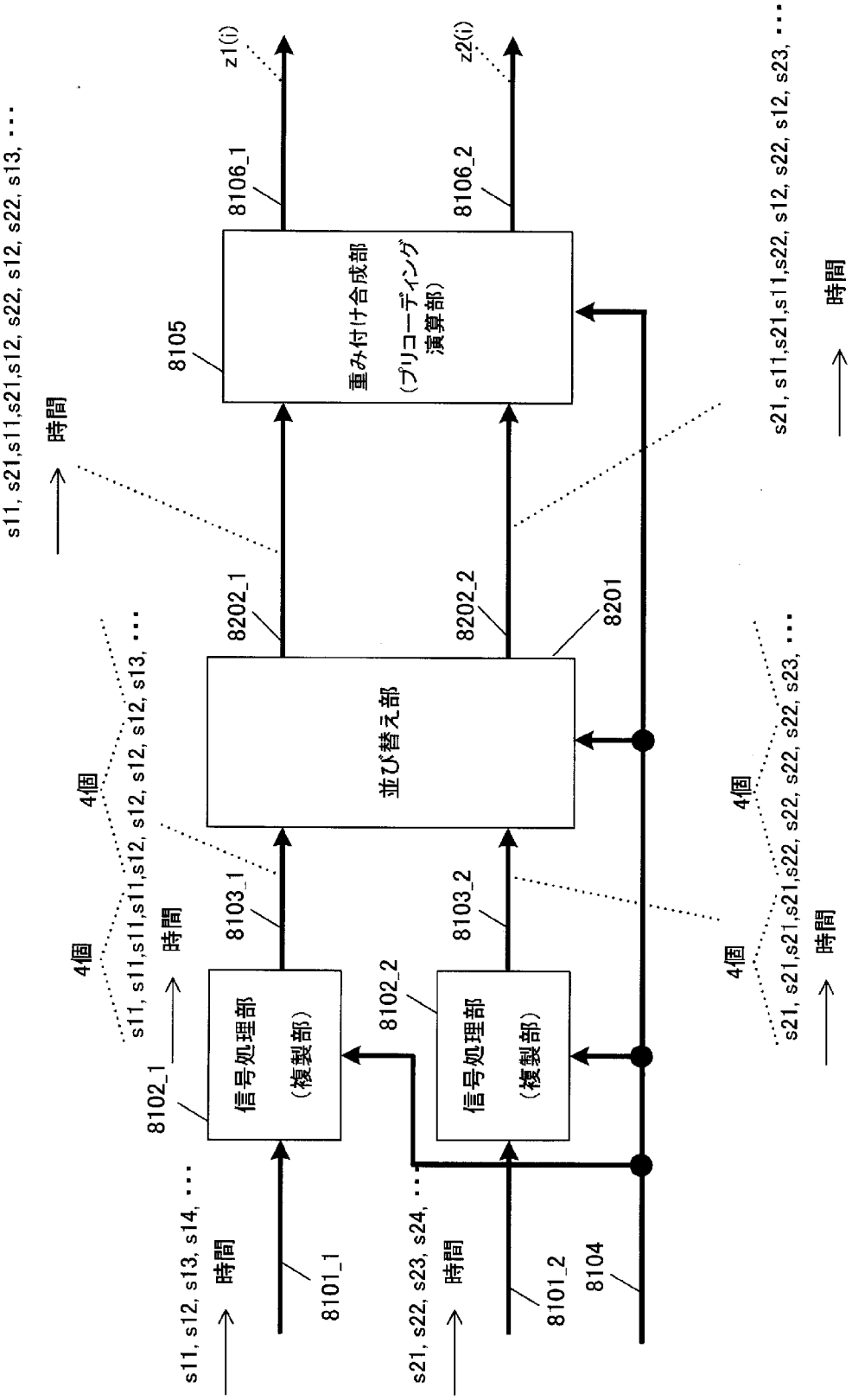
[図80]


データ伝送のためのシンボル
パイロットのためのシンボル
周波数
時間
f0
f1
f5
f10
f20
f30
t1
t2
t5
(A)
変調信号z1
(B)
変調信号z2

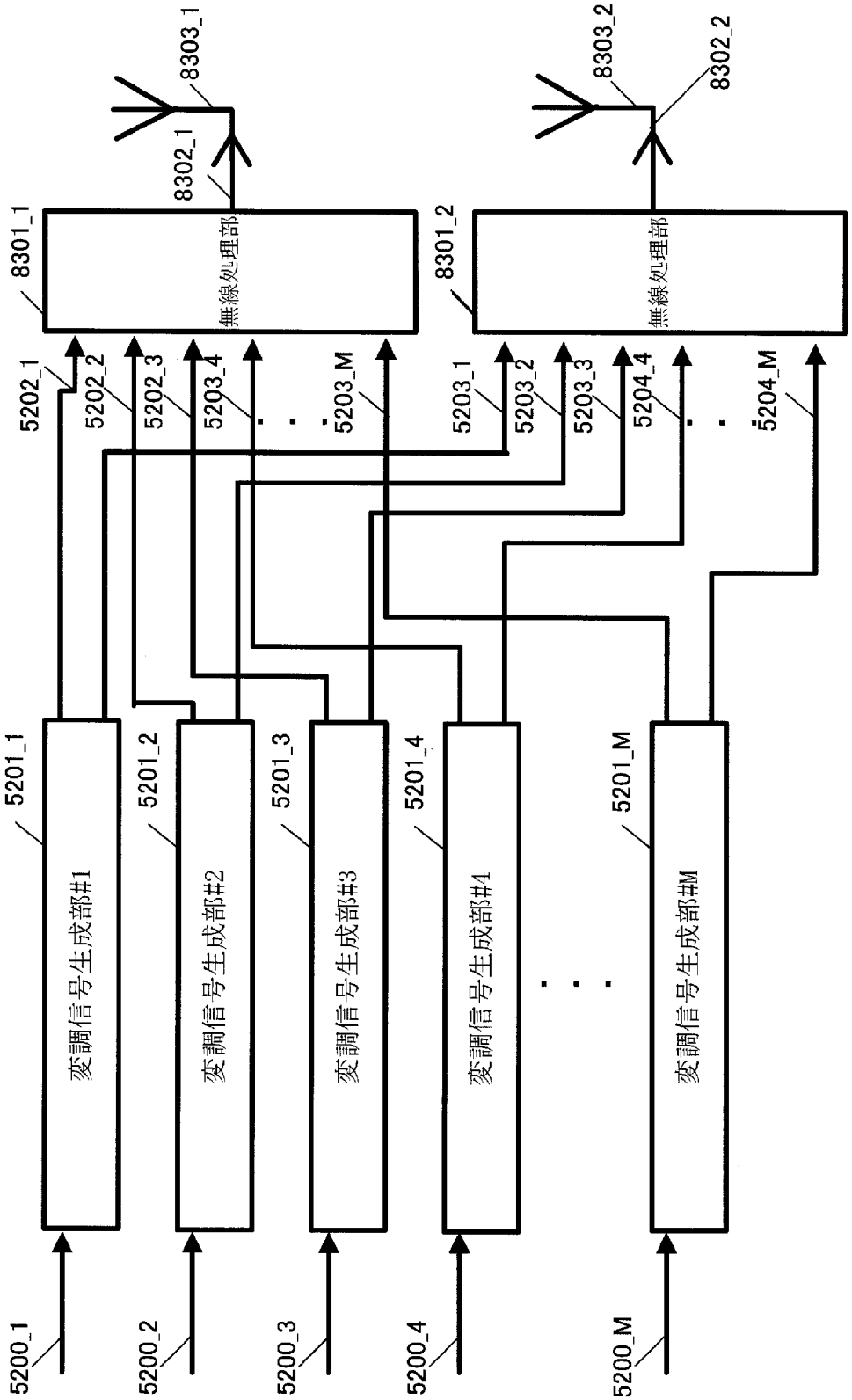
[図81]


z1(i)
z2(i)
8106_1
8106_2
8105
重み付け合成部
(プリコーディング
演算部)
4個
s11, s11,s11,s11,s12, s12, s12, s12, s13, ・・・
時間
4個
s21, s21,s21,s21,s22, s22, s22, s22, s23, ・・・
時間
8103_1
8103_2
8102_1
8102_2
信号処理部
(複製部)
信号処理部
(複製部)
s11, s12, s13, s14, ・・・
時間
s21, s22, s23, s24, ・・・
時間
8101_1
8101_2
8104

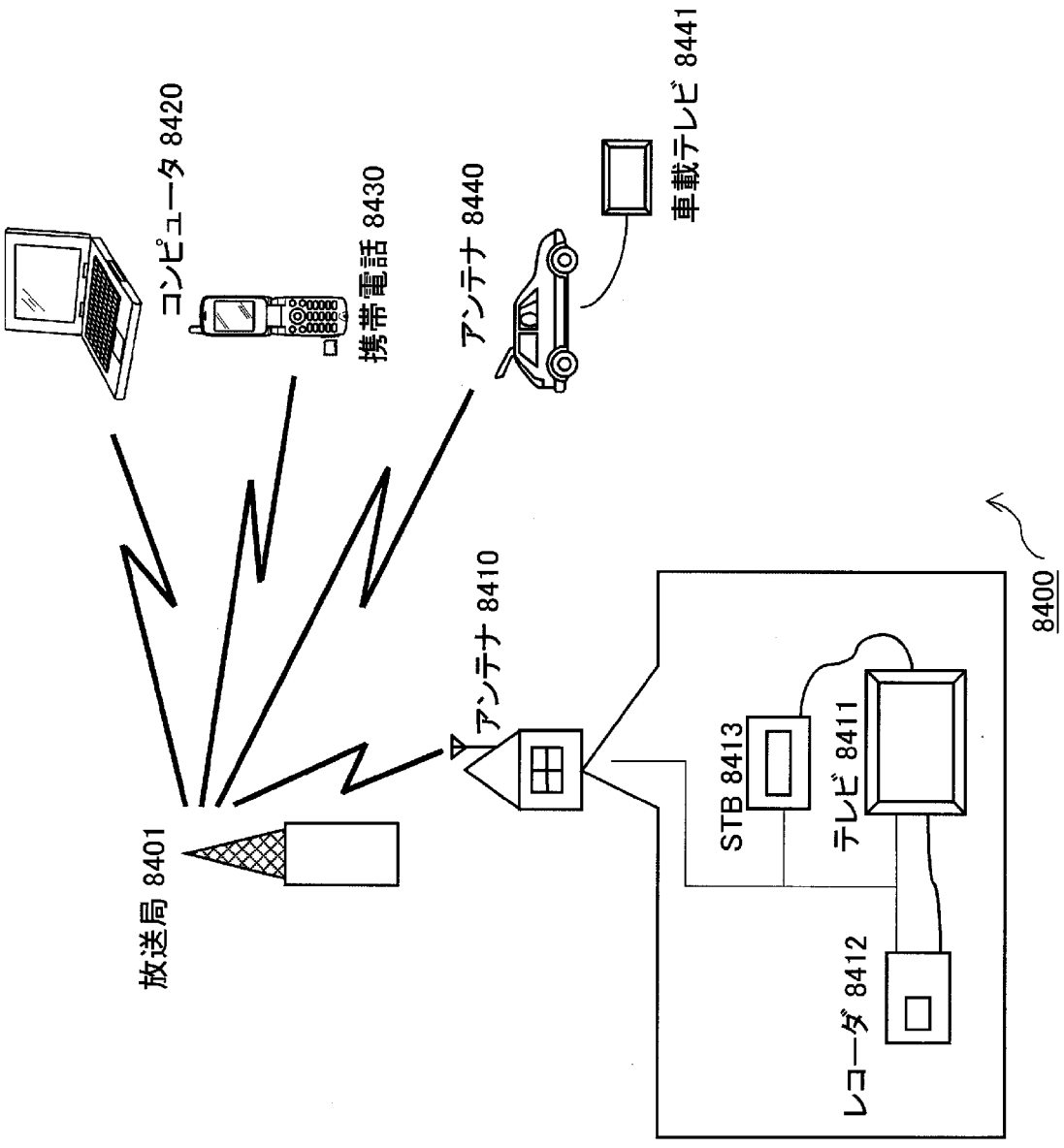
[図82]


s11, s21,s11,s21,s12, s22, s12, s22, s13, ・・・
時間
8105
重み付け合成部
(プリコーディング
演算部)
z1(i)
z2(i)
8106_1
8106_2
8202_1
8202_2
8201
並び替え部
4個
s11, s11,s11,s12, s12, s12, s13, ・・・
時間
8103_1
8103_2
8102_1
8102_2
信号処理部
(複製部)
信号処理部
(複製部)
s11, s12, s13, s14, ・・・
時間
s21, s22, s23, s24, ・・・
時間
8101_1
8101_2
8104
s21, s11,s21,s11,s22, s12, s22, s12, s23, ・・・
時間
s21, s21,s21,s22, s22, s22, s22, s23, ・・・
時間

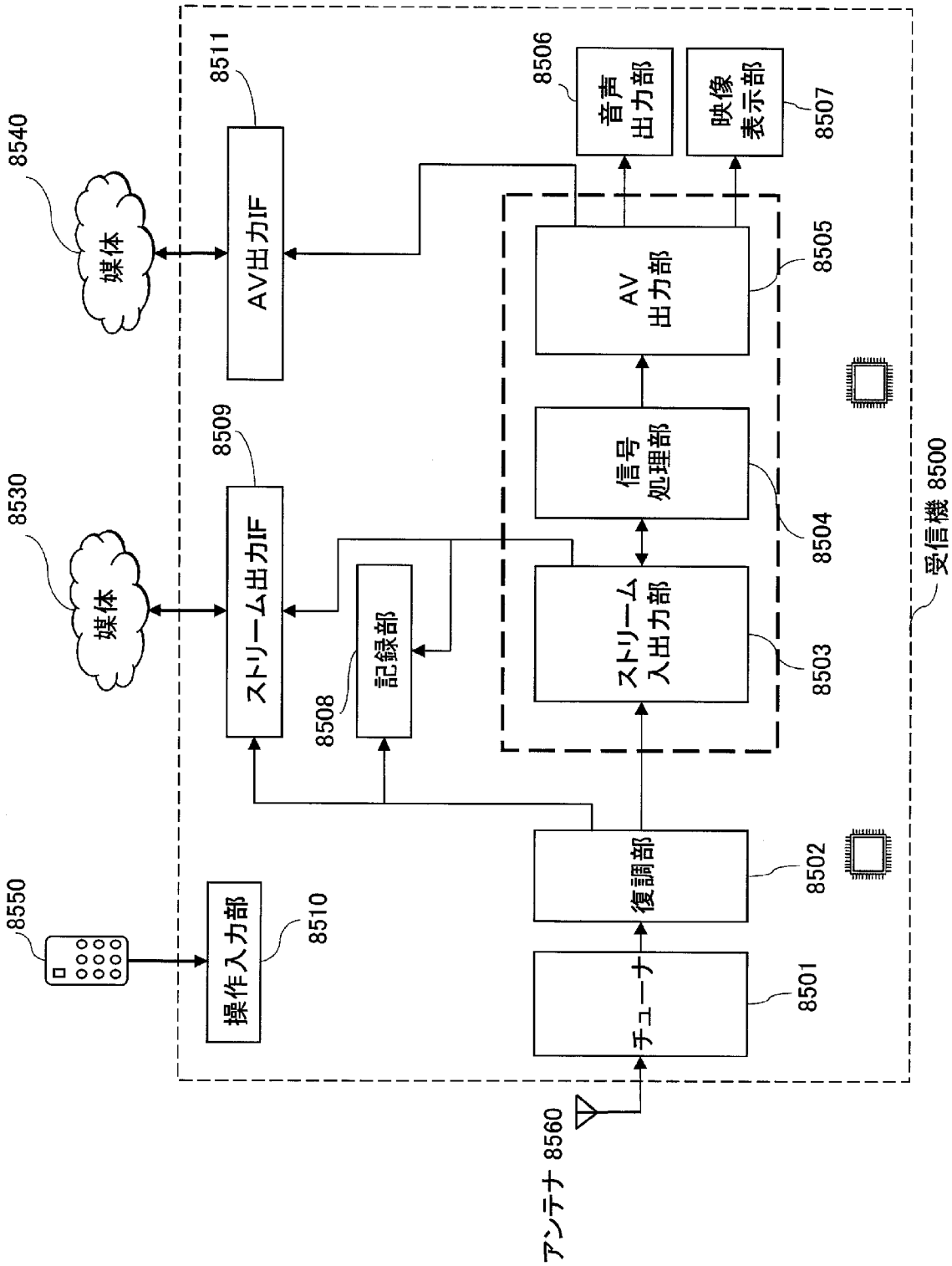
[図83]


8303_1
8302_1
8303_2
8302_2
8301_1
無線処理部
8301_2
無線処理部
5202_1
5202_2
5202_3
5203_4
5203_M
5203_1
5203_2
5203_3
5204_4
5204_M
5201_1
5201_2
5201_3
5201_4
5201_M
変調信号生成部#1
変調信号生成部#2
変調信号生成部#3
変調信号生成部#4
変調信号生成部#M
5200_1
5200_2
5200_3
5200_4
5200_M

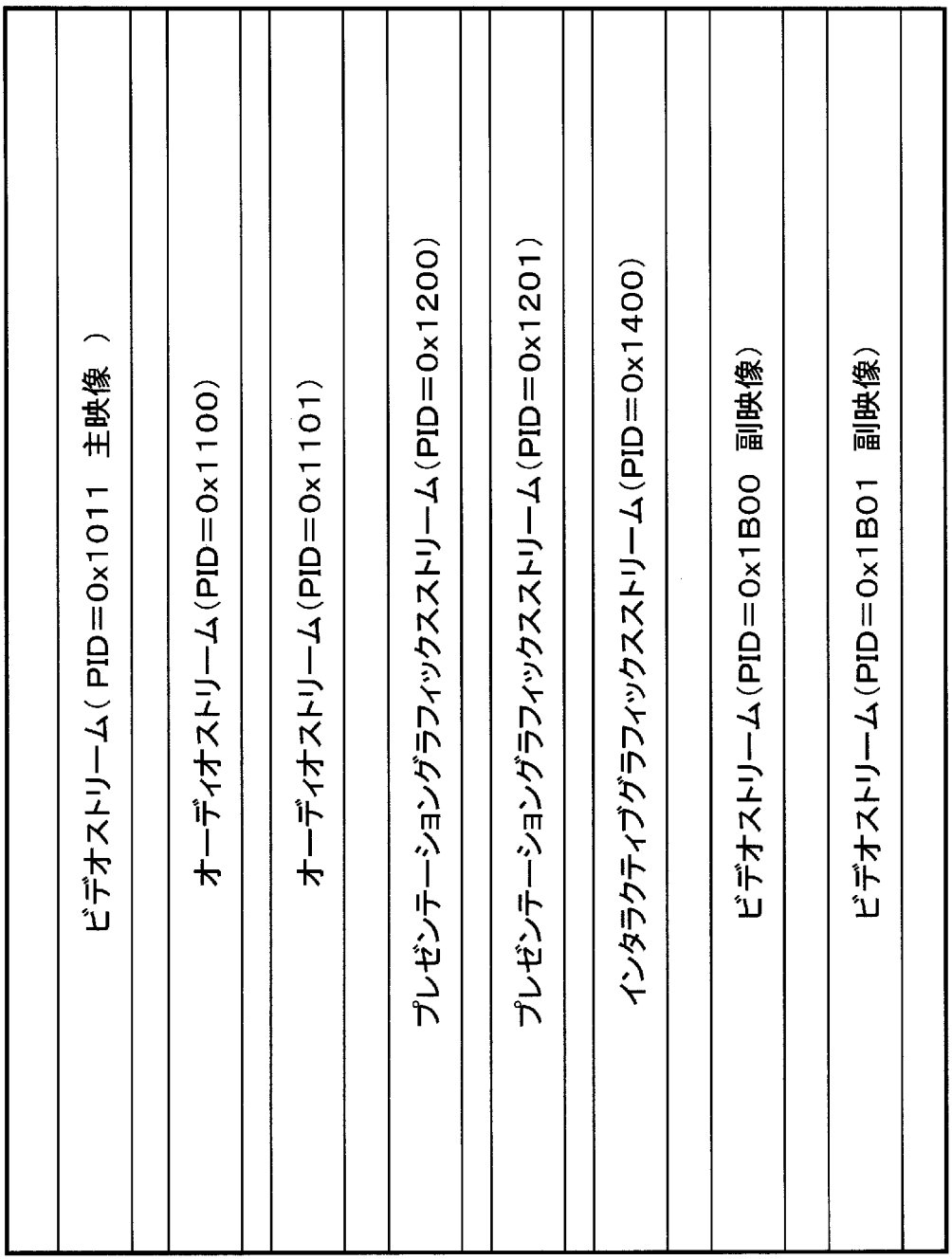
[図84]


コンピュータ 8420
携帯電話 8430
アンテナ 8440
車載テレビ 8441
アンテナ 8410
放送局 8401
8400
STB 8413
テレビ 8411
レコーダ 8412

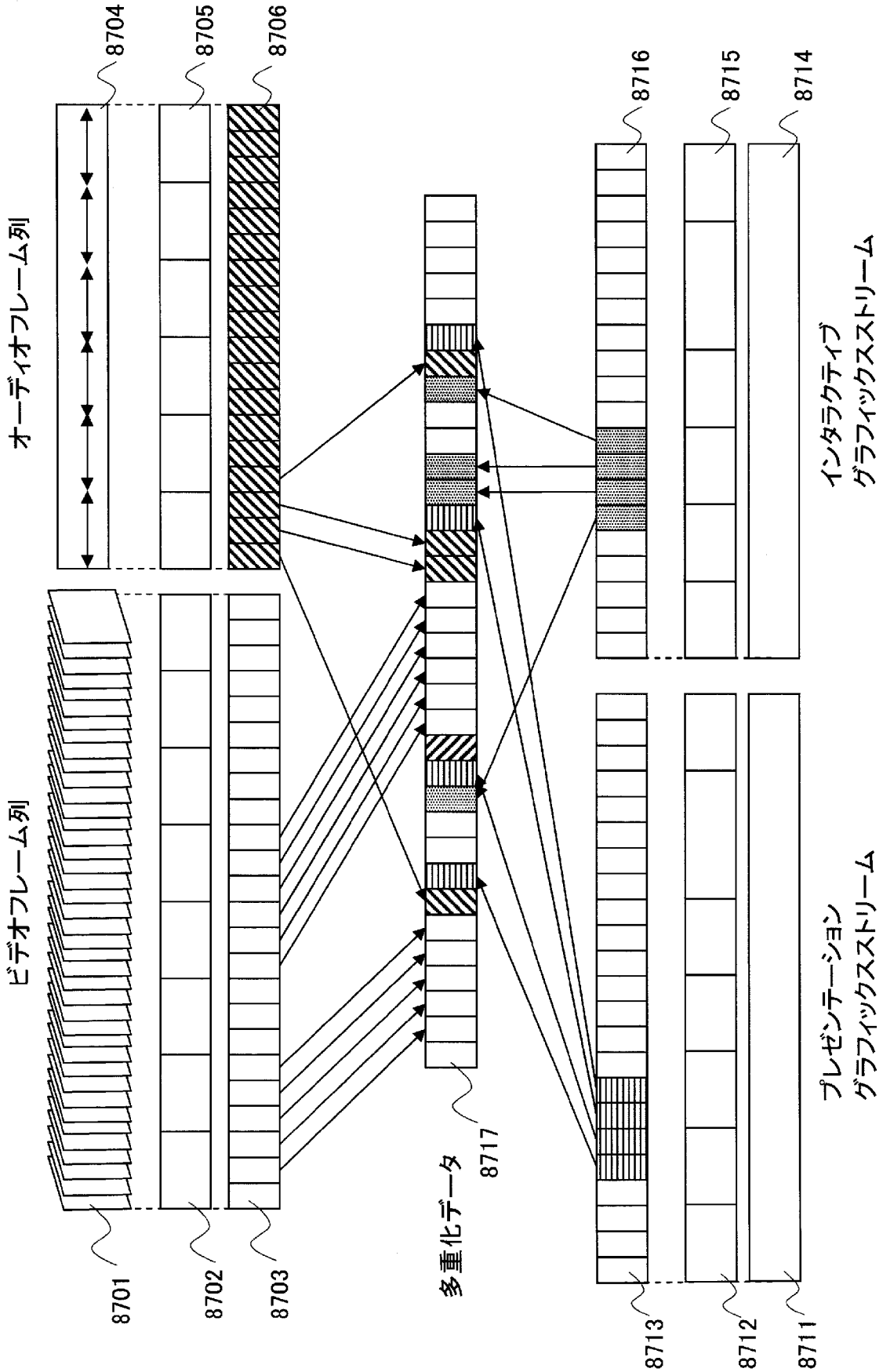
[図85]


受信機 8500
アンテナ 8560
チューナ
8501
復調部
8502
ストリーム入出力部
8503
信号処理部
8504
AV出力部
8505
音声出力部
8506
映像表示部
8507
記録部
8508
ストリーム出力IF
8509
AV出力IF
8511
操作入力部
8510
媒体
8530
媒体
8540
8550

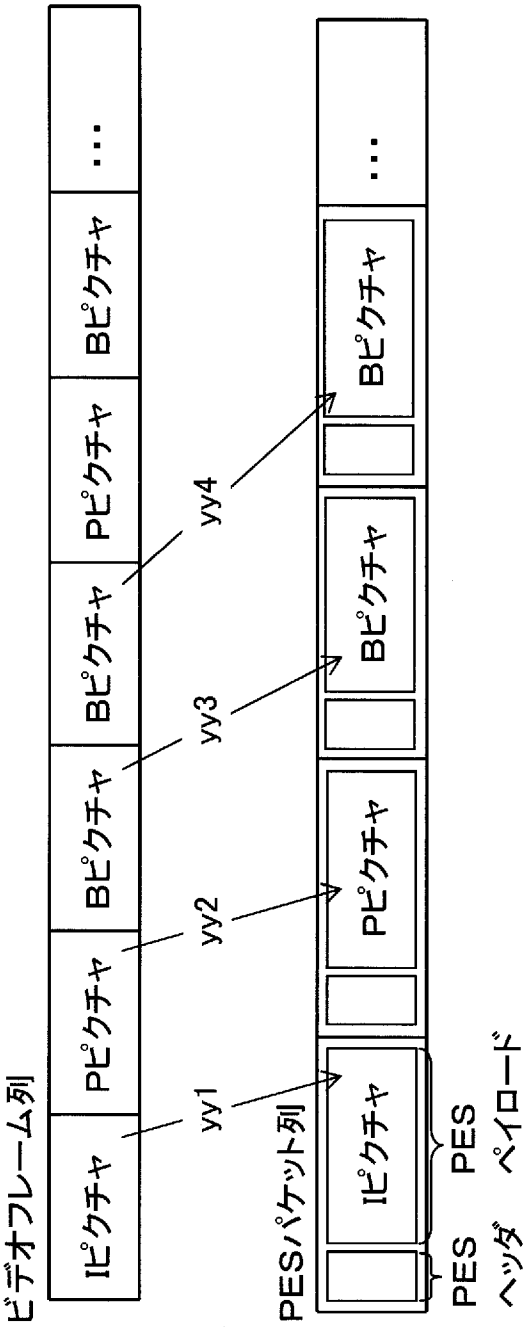
[図86]


ビデオストリーム（PID＝0x1011　主映像　）
オーディオストリーム（PID＝0x1100）
オーディオストリーム（PID＝0x1101）
プレゼンテーショングラフィックスストリーム（PID＝0x1200）
プレゼンテーショングラフィックスストリーム（PID＝0x1201）
インタラクティブグラフィックスストリーム（PID＝0x1400）
ビデオストリーム（PID＝0x1B00　副映像）
ビデオストリーム（PID＝0x1B01　副映像）

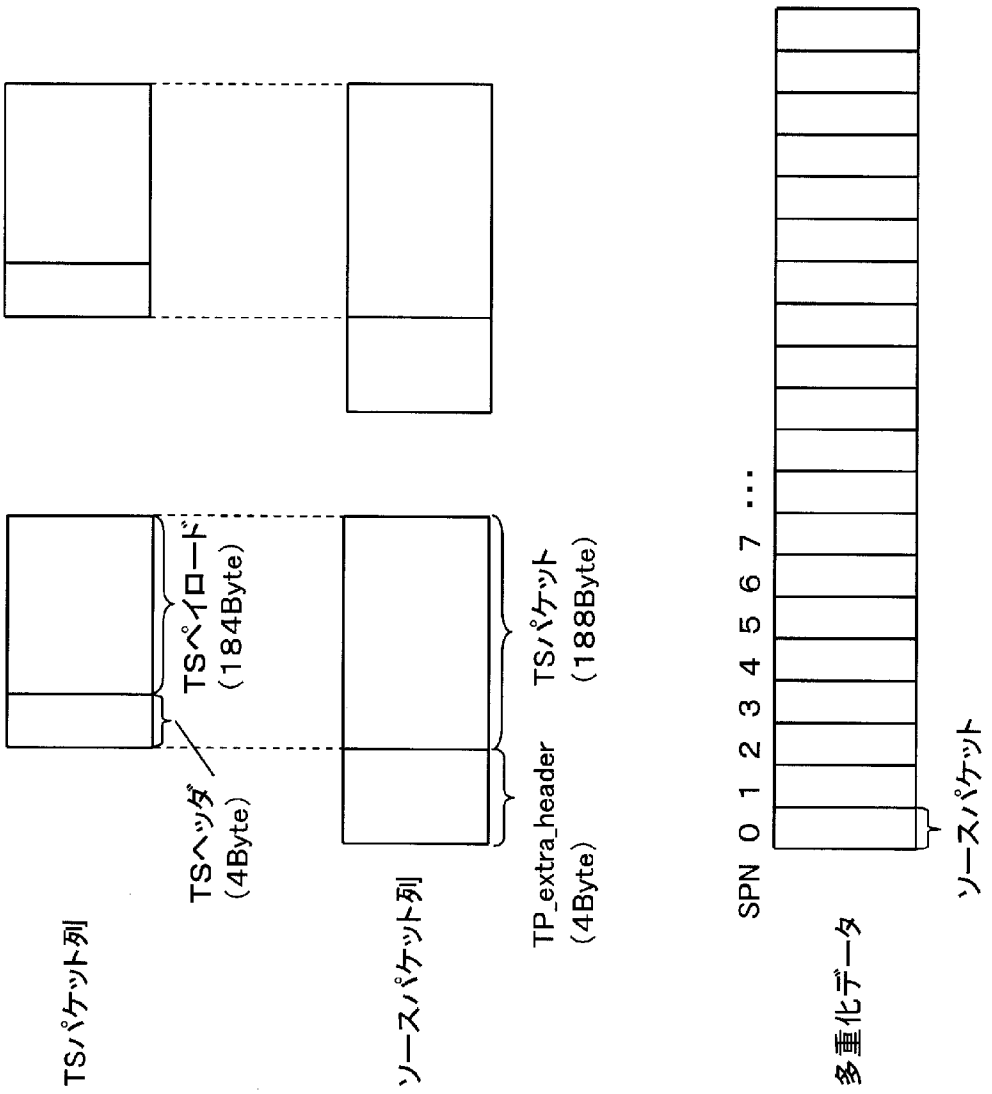
[図87]


8704
8705
8706
8716
8715
8714
オーディオフレーム列
ビデオフレーム列
インタラクティブ
グラフィックスストリーム
プレゼンテーション
グラフィックスストリーム
多重化データ
8717
8701
8702
8703
8713
8712
8711

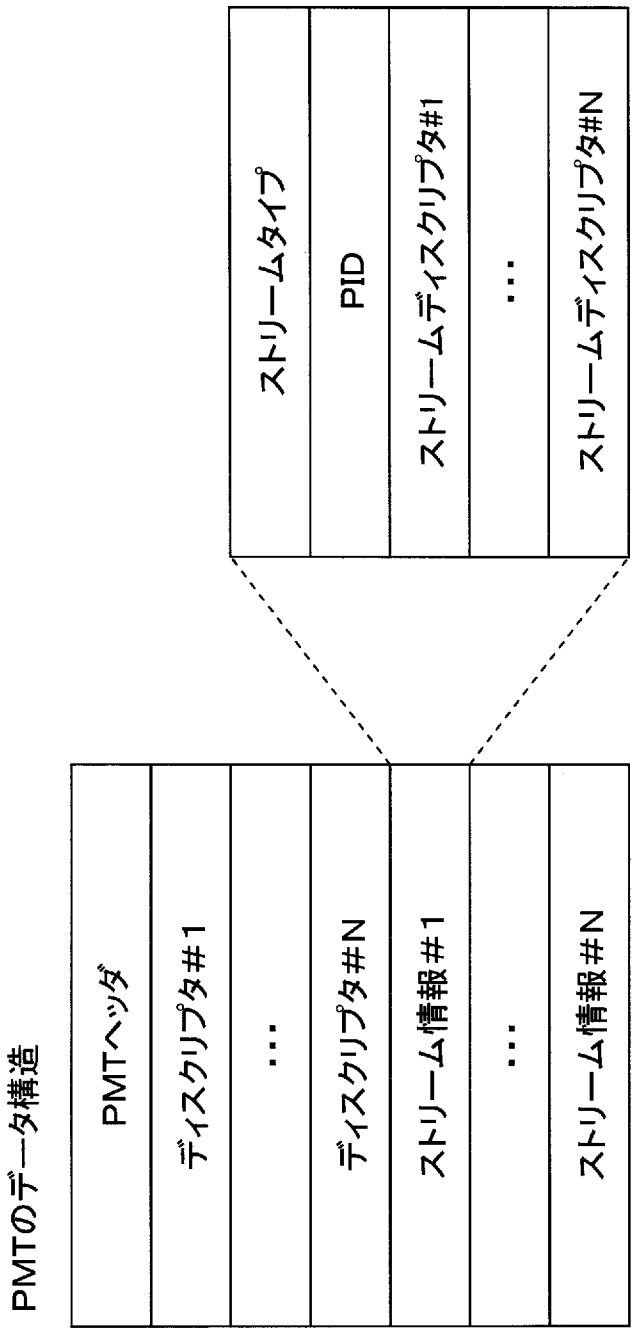
[図88]


ビデオフレーム列
Iピクチャ
Pピクチャ
Bピクチャ
Bピクチャ
Pピクチャ
Bピクチャ
...
yy1
yy2
yy3
yy4
PESパケット列
Iピクチャ
Pピクチャ
Bピクチャ
Bピクチャ
...
PES ヘッダ
PES ペイロード

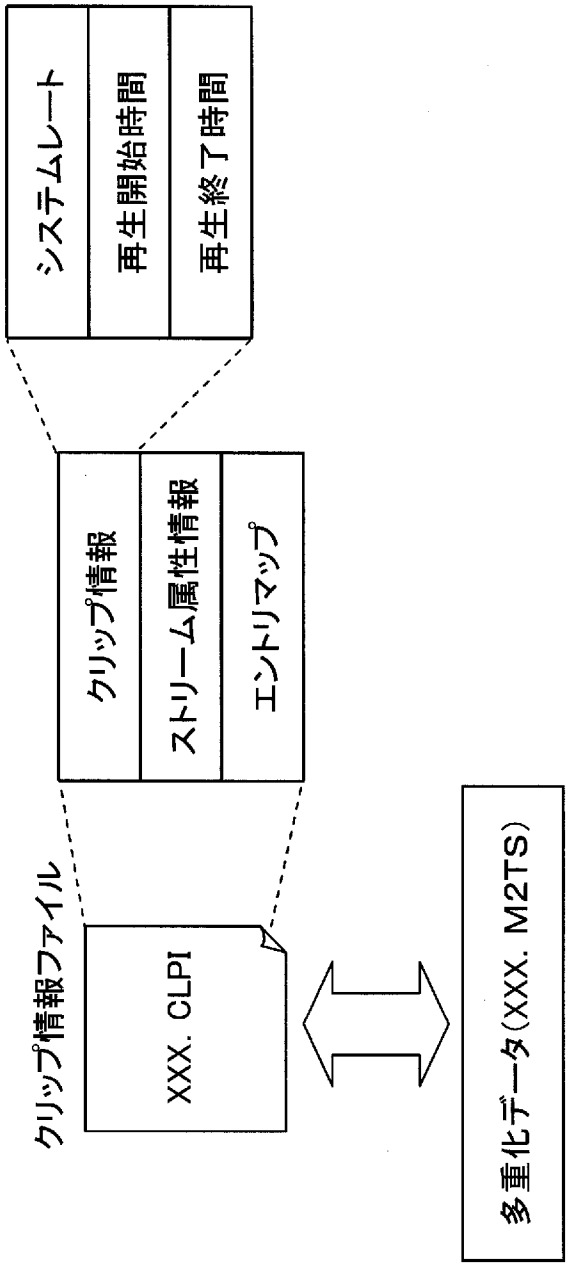
[図89]


TSパケット列
TSヘッダ
(4Byte)
TSペイロード
(184Byte)
ソースパケット列
TP_extra_header
(4Byte)
TSパケット
(188Byte)
SPN 0 1 2 3 4 5 6 7 ・・・
多重化データ
ソースパケット

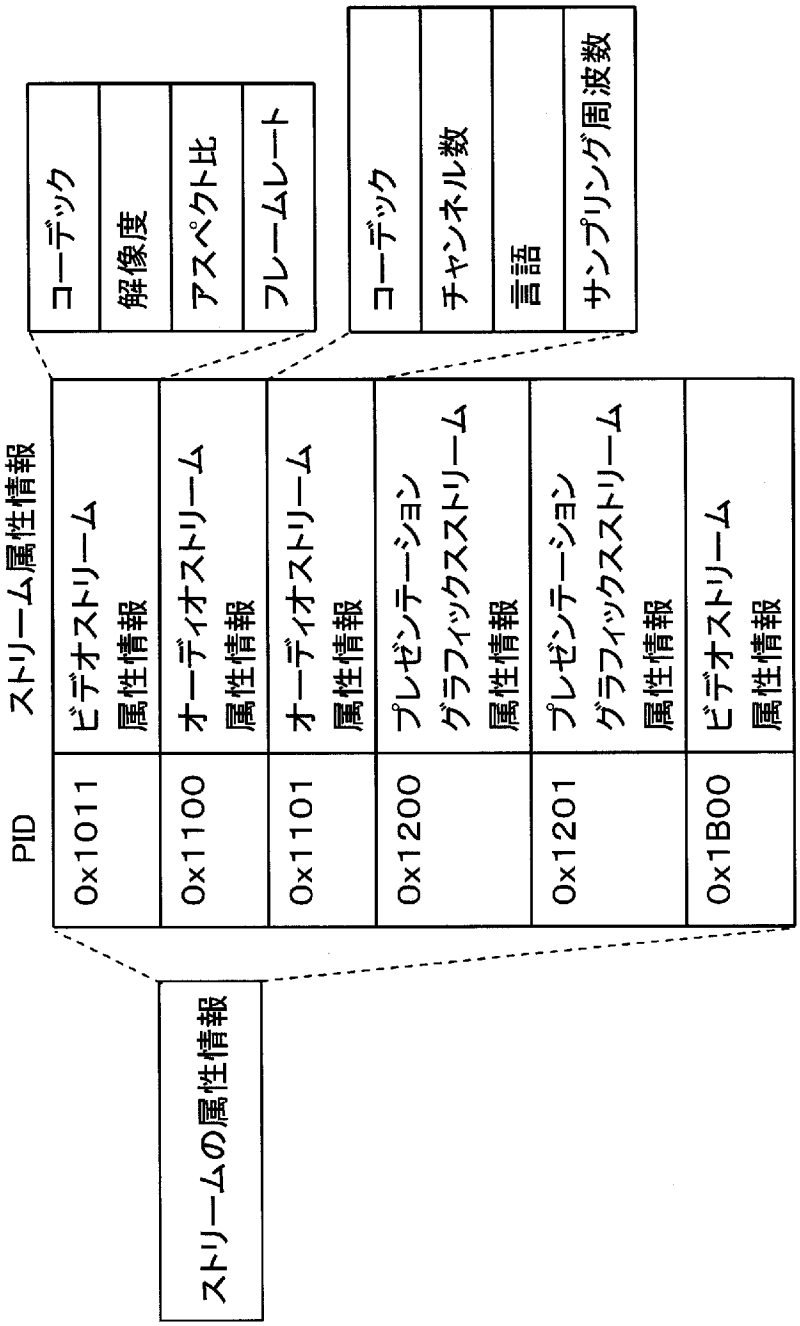
[図90]


PMTのデータ構造
PMTヘッダ
ディスクリプタ#1
…
ディスクリプタ#N
ストリーム情報#1
…
ストリーム情報#N
ストリームタイプ
PID
ストリームディスクリプタ#1
…
ストリームディスクリプタ#N

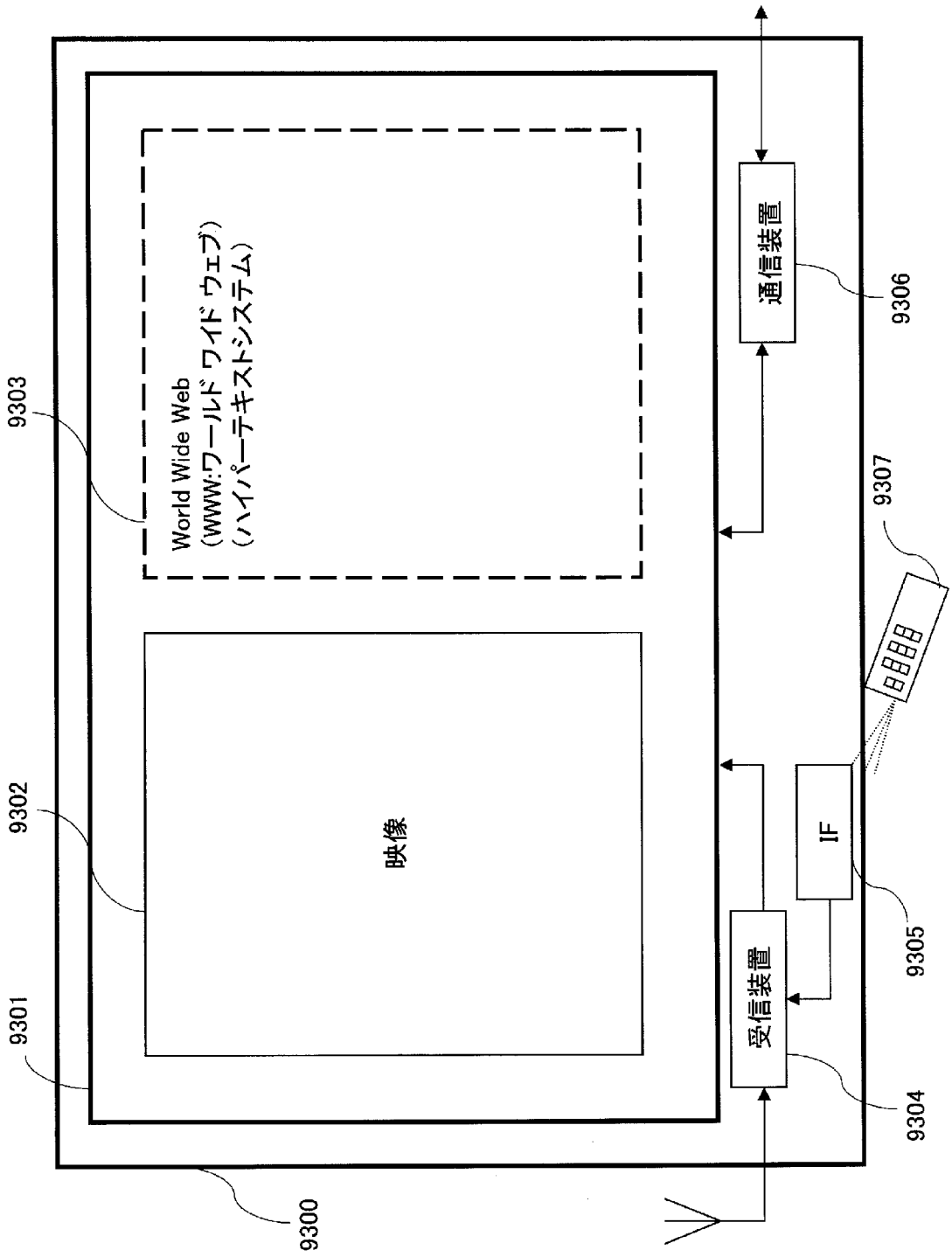
[図91]


システムレート
再生開始時間
再生終了時間
クリップ情報
ストリーム属性情報
エントリマップ
クリップ情報ファイル
XXX. CLPI
多重化データ(XXX. M2TS)

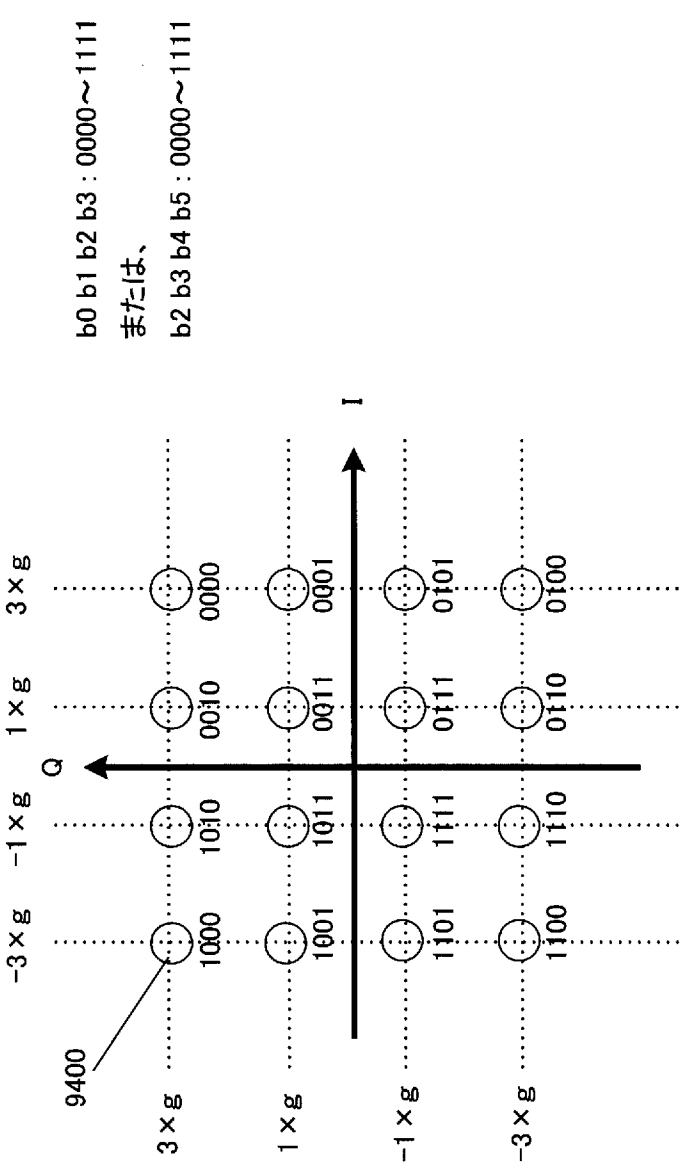
[図92]


ストリームの属性情報
PID
ストリーム属性情報
0x1011
ビデオストリーム
属性情報
0x1100
オーディオストリーム
属性情報
0x1101
オーディオストリーム
属性情報
0x1200
プレゼンテーション
グラフィックスストリーム
属性情報
0x1201
プレゼンテーション
グラフィックスストリーム
属性情報
0x1B00
ビデオストリーム
属性情報
コーデック
解像度
アスペクト比
フレームレート
コーデック
チャンネル数
言語
サンプリング周波数

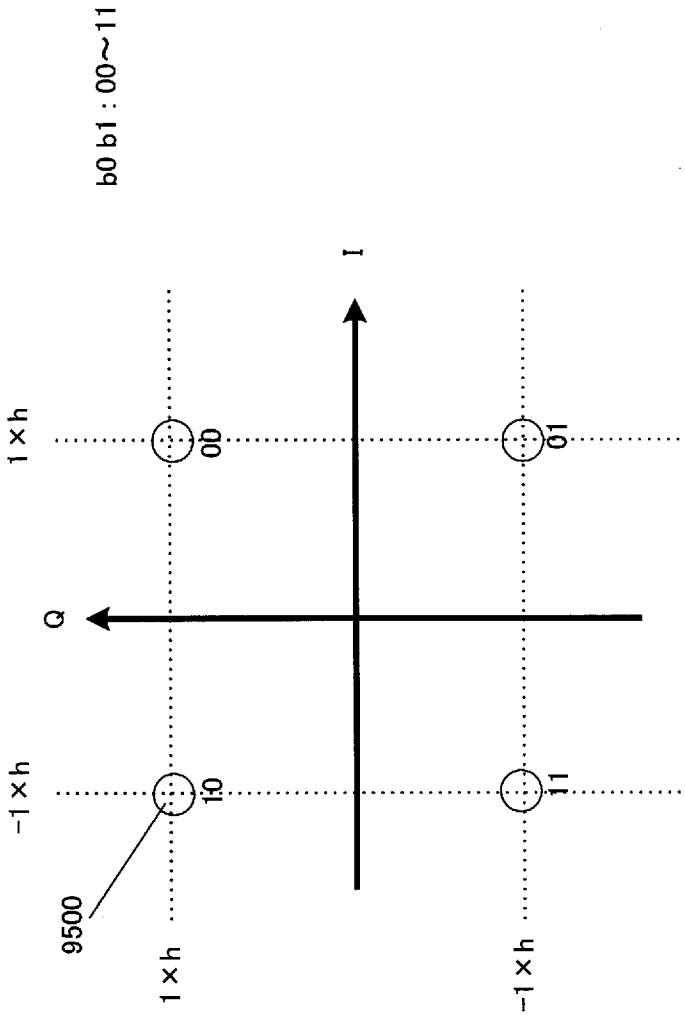
[図93]


9303
World Wide Web
(WWW:ワールドワイドウェブ)
(ハイパーテキストシステム)
9302
映像
9301
9300
通信装置
9306
9307
IF
9305
受信装置
9304

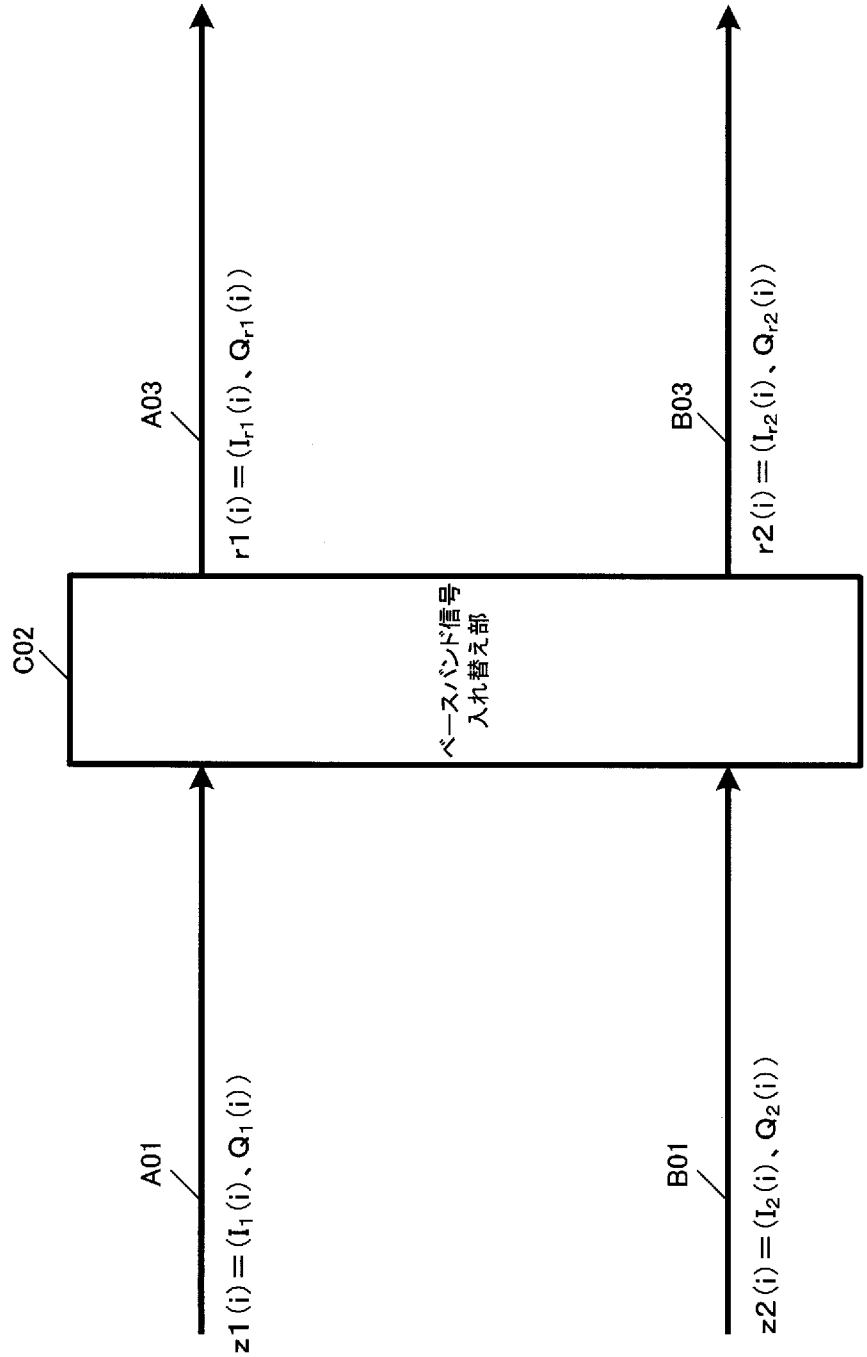
[図94]


b0 b1 b2 b3 : 0000～1111
または、
b2 b3 b4 b5 : 0000～1111
I
Q
3×g
1×g
−1×g
−3×g
0000
0001
0101
0100
0010
0011
0111
0110
1010
1011
1111
1110
1000
1001
1101
1100
9400

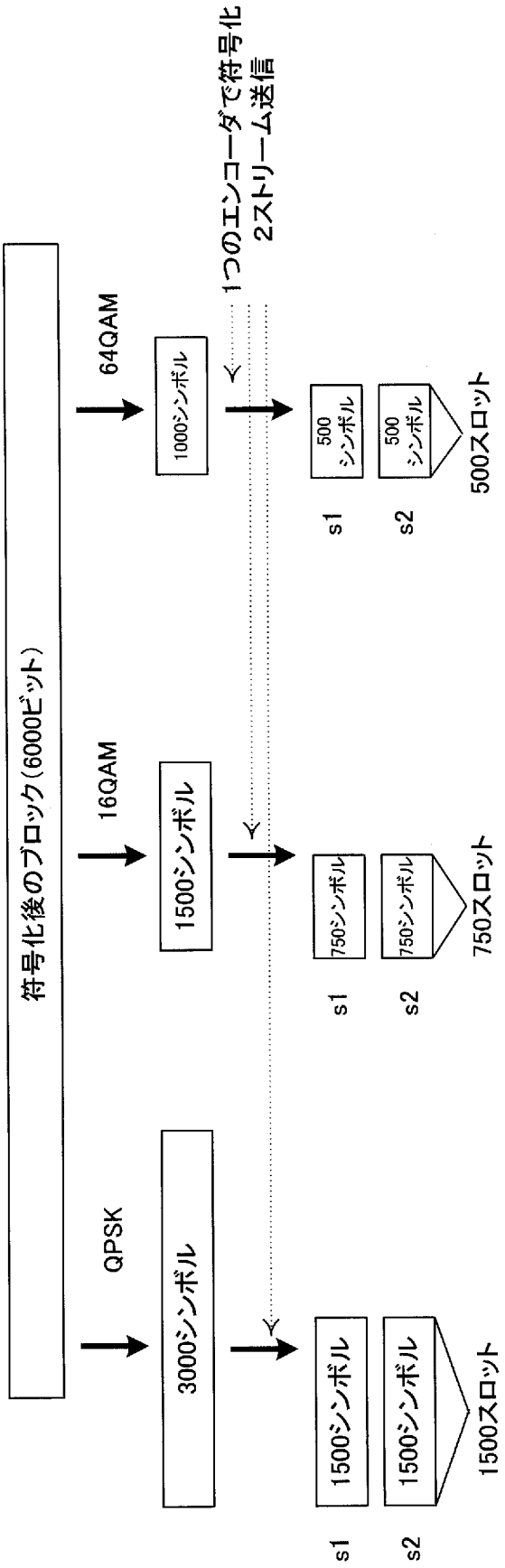
[図95]



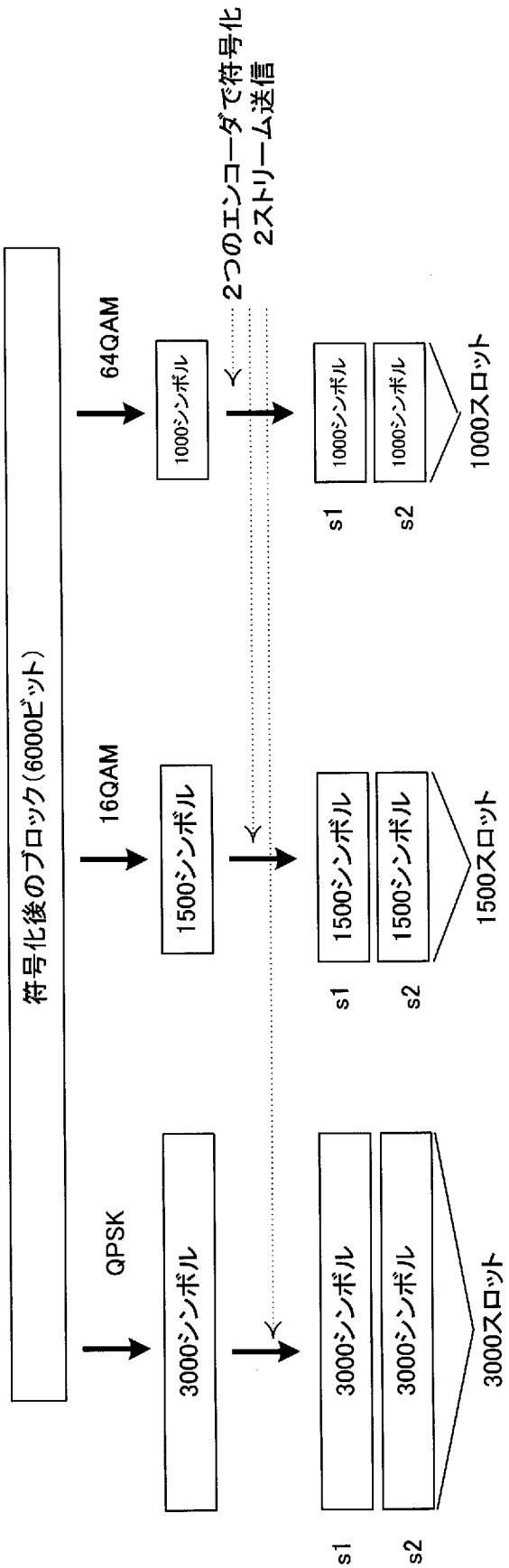
[図96]


A03
r1(i)=(Ir1(i)、Qr1(i))
B03
r2(i)=(Ir2(i)、Qr2(i))
C02
ベースバンド信号
入れ替え部
A01
z1(i)=(I1(i)、Q1(i))
B01
z2(i)=(I2(i)、Q2(i))

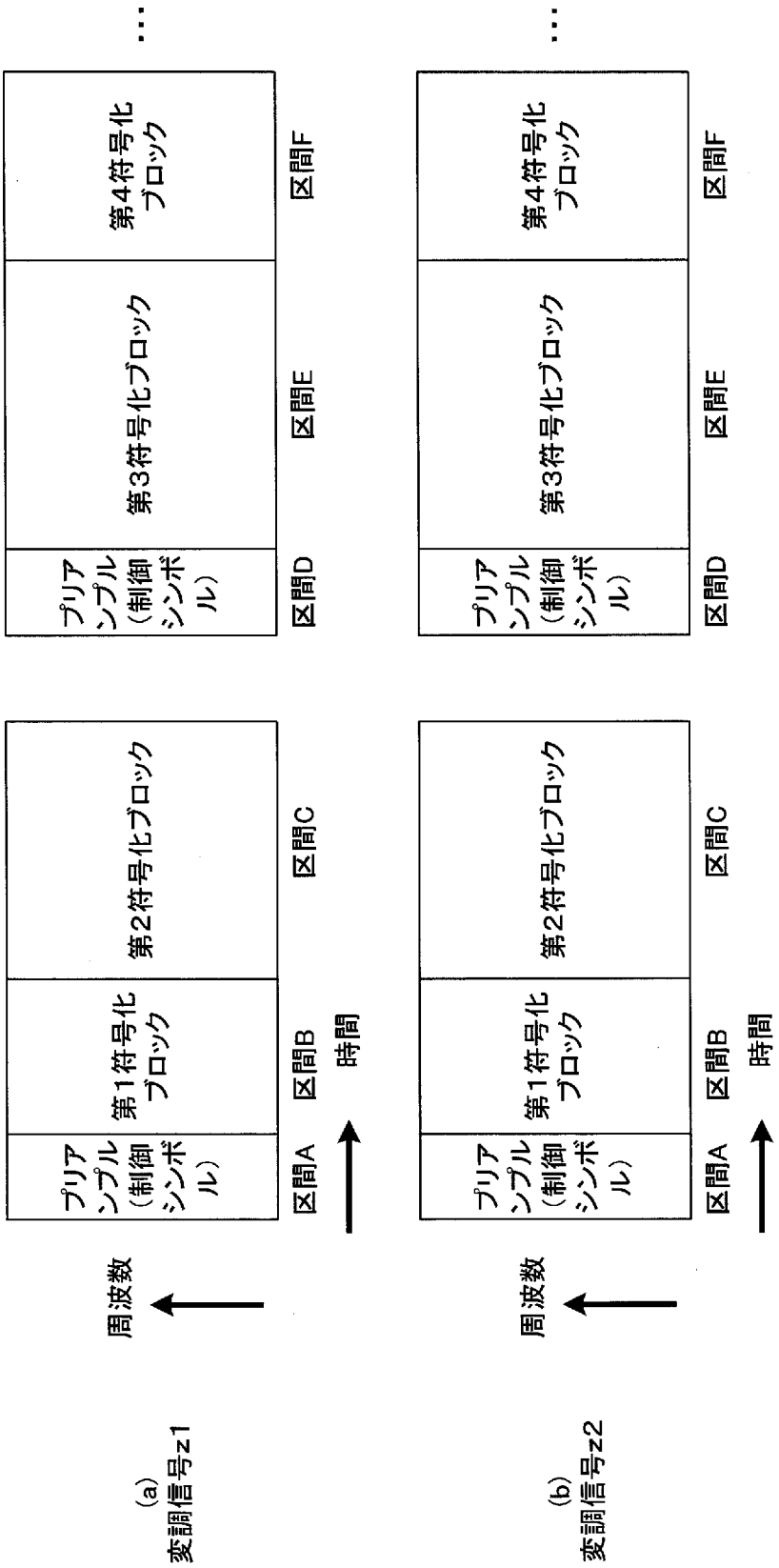
[図97]


符号化後のブロック(6000ビット)
QPSK
3000シンボル
16QAM
1500シンボル
64QAM
1000シンボル
1つのエンコーダで符号化
2ストリーム送信
1500シンボル
1500シンボル
1500スロット
750シンボル
750シンボル
750スロット
500
シンボル
500
シンボル
500スロット
s1
s2
s1
s2
s1
s2

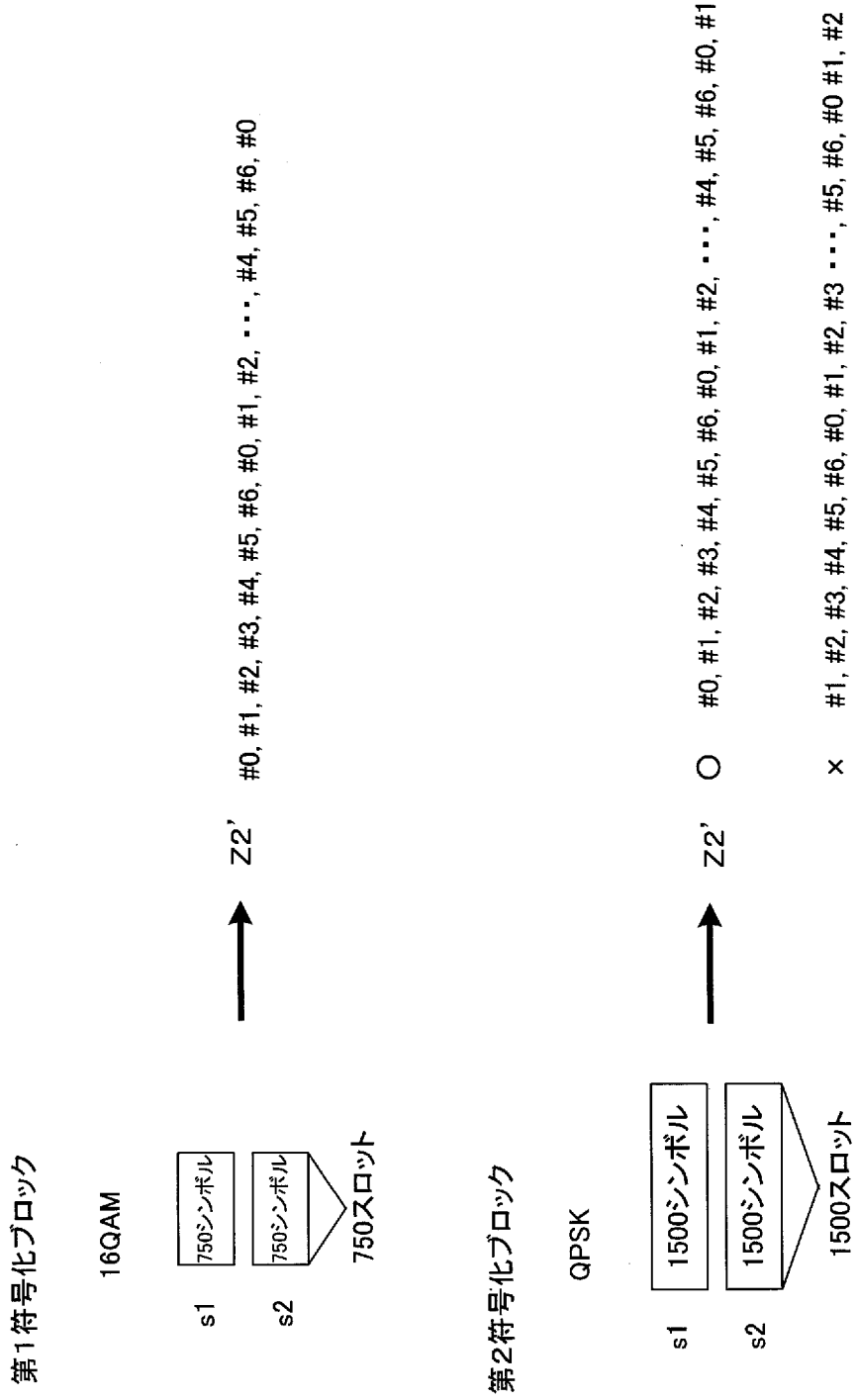
[図98]


符号化後のブロック(6000ビット)
QPSK
16QAM
64QAM
3000シンボル
1500シンボル
1000シンボル
2つのエンコーダで符号化
2ストリーム送信
s1
s2
3000スロット
1500スロット
1000スロット

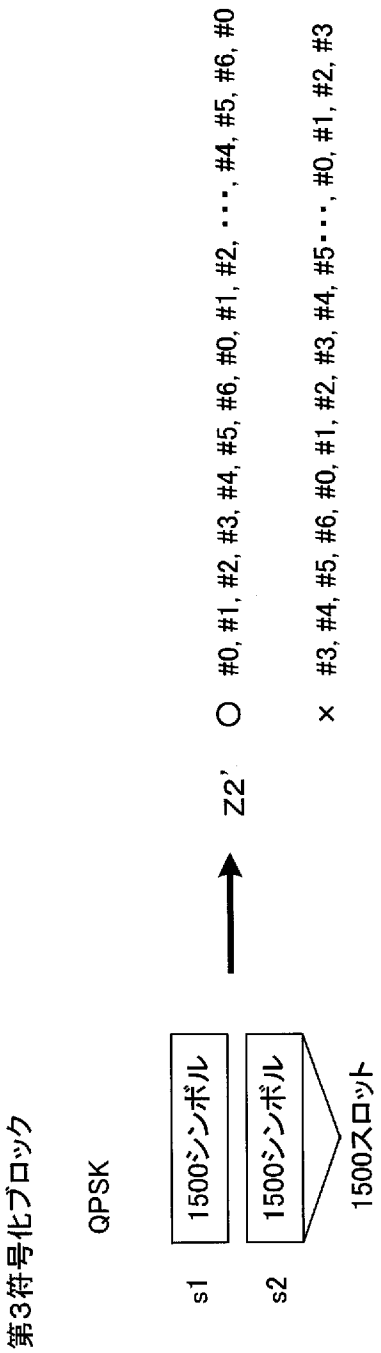
[図99]


(a)
変調信号z1
(b)
変調信号z2
周波数
時間
プリアンブル（制御シンボル）
第1符号化ブロック
第2符号化ブロック
第3符号化ブロック
第4符号化ブロック
区間A
区間B
区間C
区間D
区間E
区間F

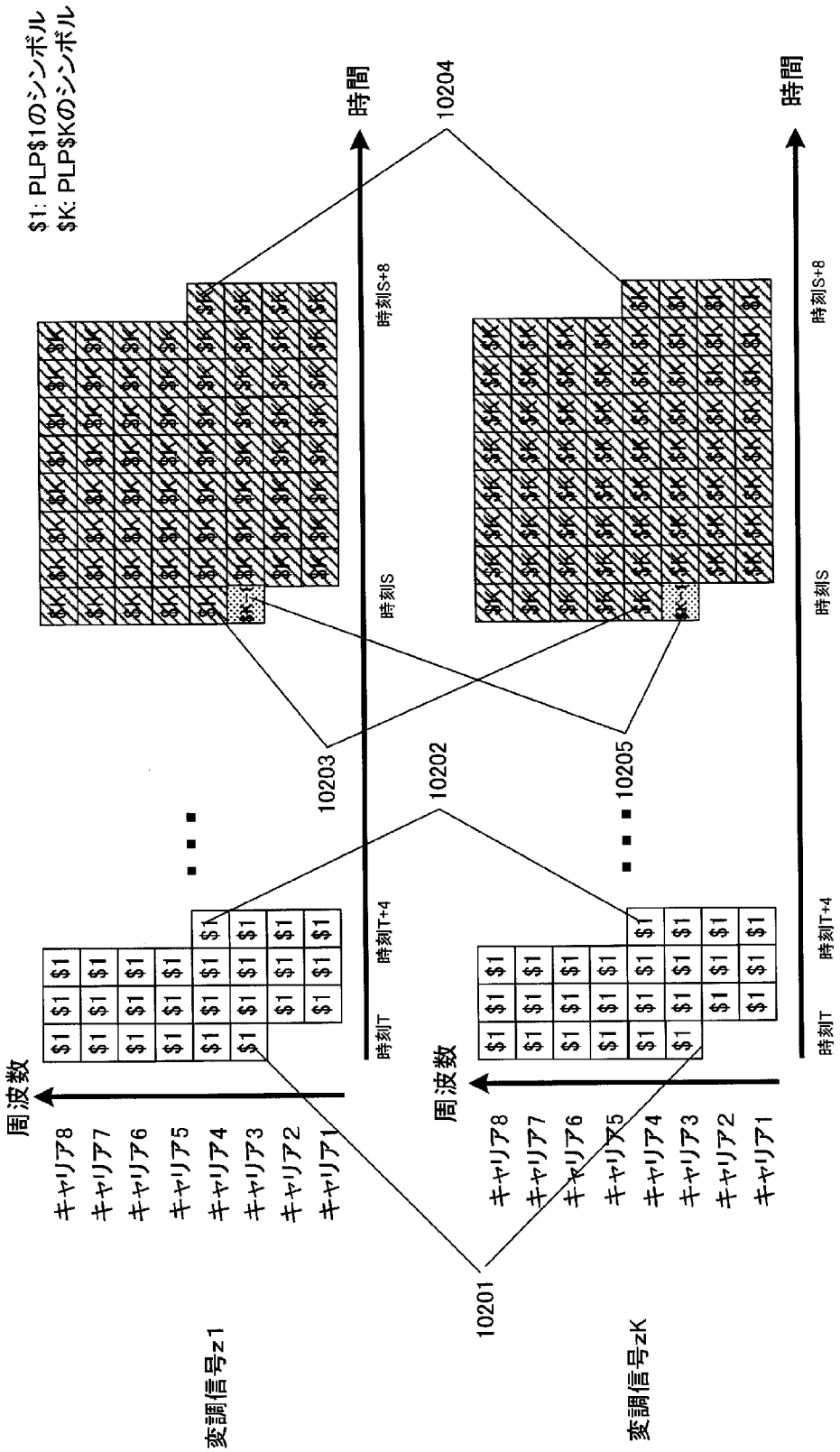
[図100]


第1符号化ブロック
16QAM
s1
750シンボル
s2
750シンボル
750スロット
Z2'
#0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, ・・・, #4, #5, #6, #0
第2符号化ブロック
QPSK
s1
1500シンボル
s2
1500シンボル
1500スロット
Z2'
○
#0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, ・・・, #4, #5, #6, #0, #1
×
#1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, #3 ・・・, #5, #6, #0 #1, #2

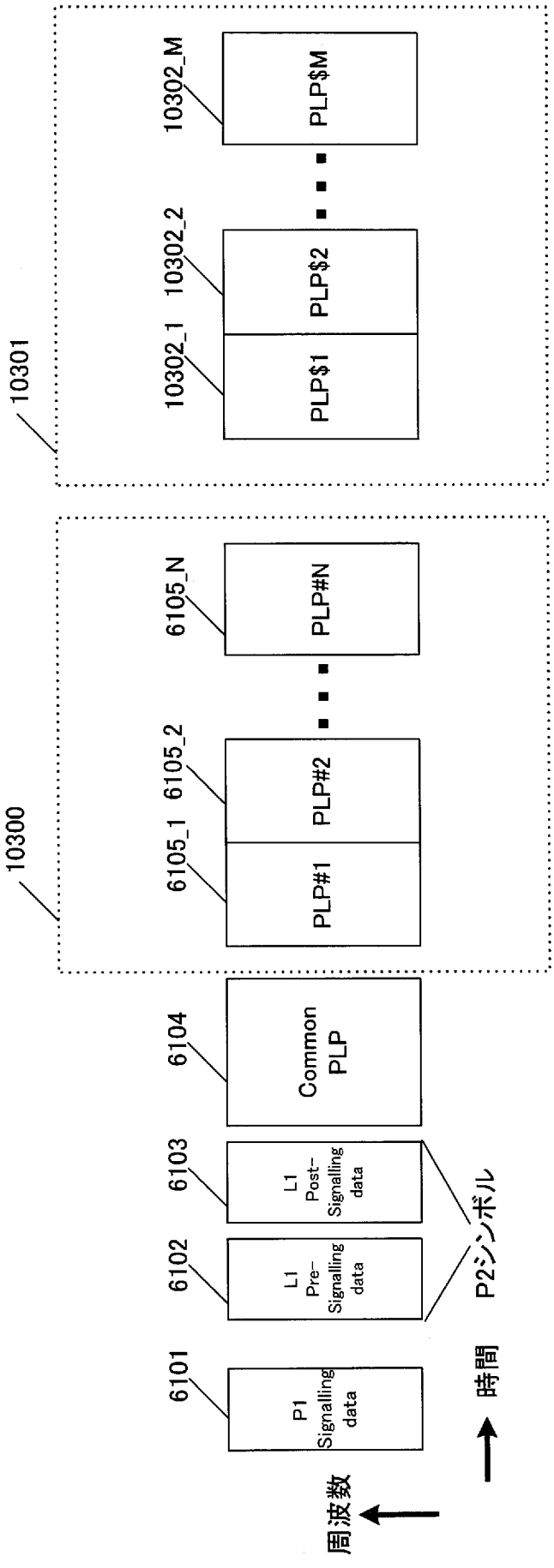
[図101]


第3符号化ブロック
QPSK
s1
1500シンボル
s2
1500シンボル
1500スロット
Z2'
○ #0, #1, #2, #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, ・・・, #4, #5, #6, #0
× #3, #4, #5, #6, #0, #1, #2, #3, #4, #5・・・, #0, #1, #2, #3

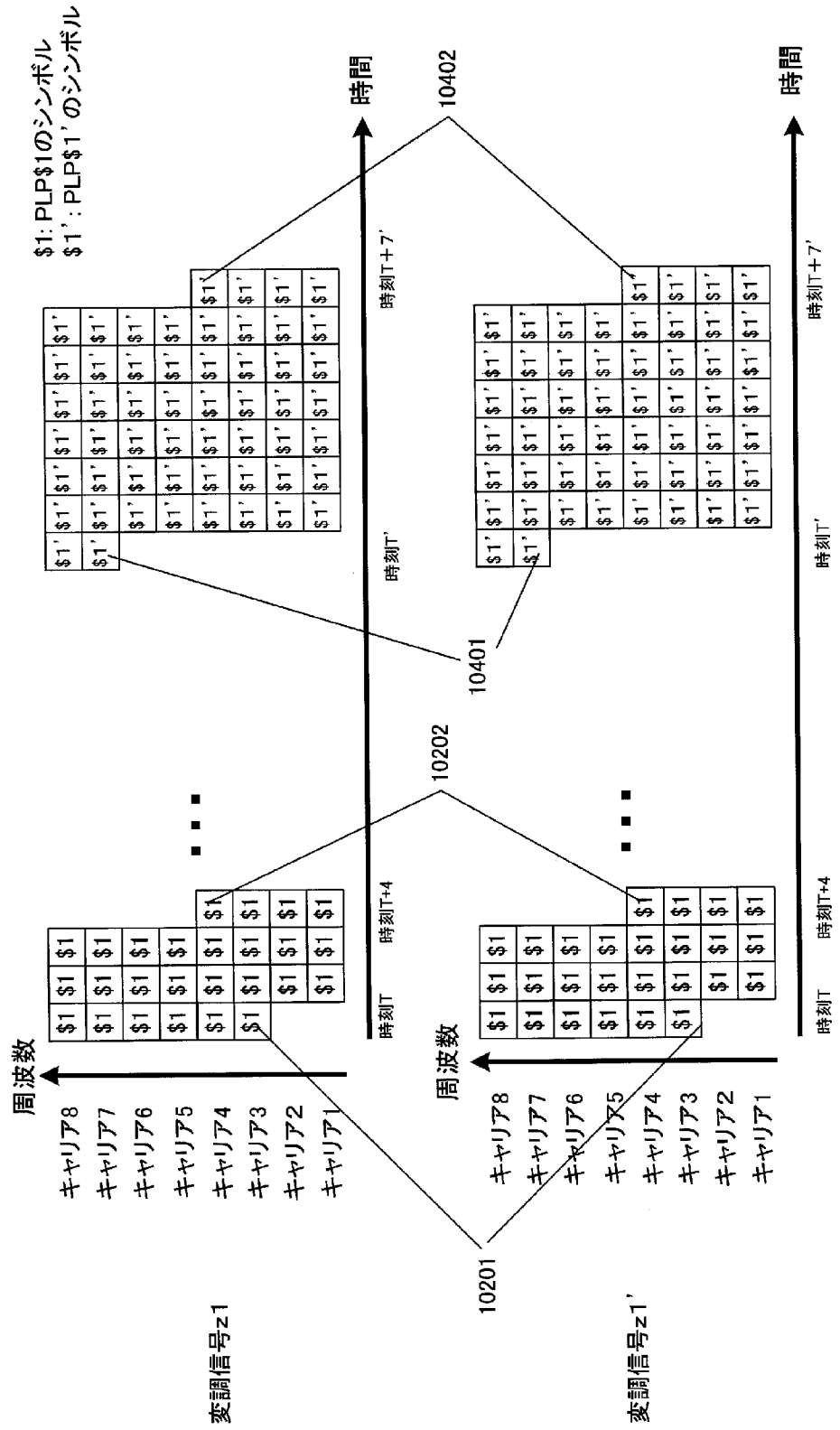
[図102]


$1: PLP$1のシンボル
$K: PLP$Kのシンボル
時間
周波数
キャリア8
キャリア7
キャリア6
キャリア5
キャリア4
キャリア3
キャリア2
キャリア1
時刻T
時刻T+4
時刻S
時刻S+8
10201
10202
10203
10204
10205
変調信号z1
変調信号zK

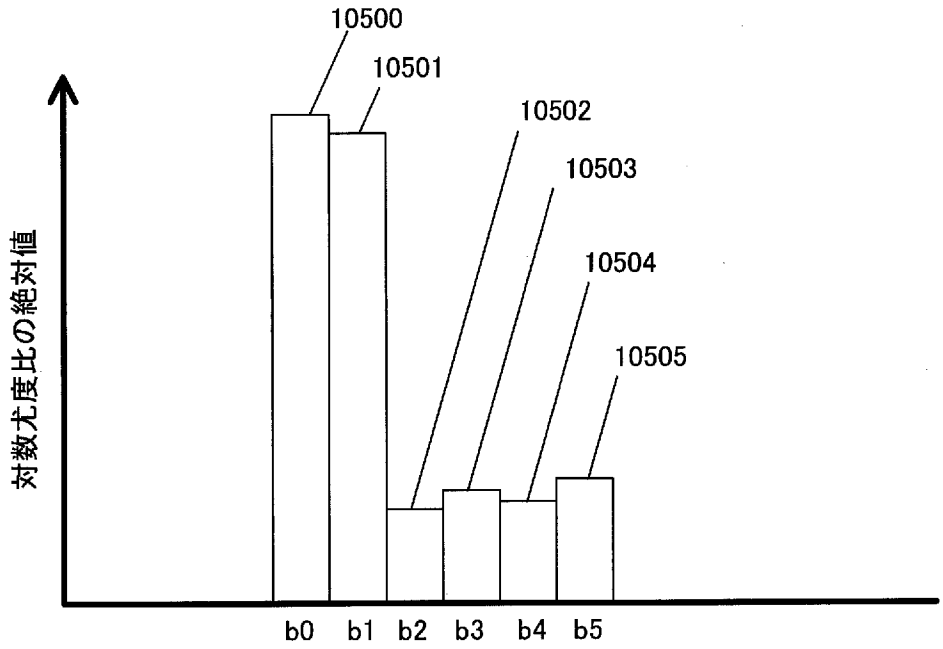
[図103]


10301
10302_1
PLP$1
10302_2
PLP$2
10302_M
PLP$M
10300
6105_1
PLP#1
6105_2
PLP#2
6105_N
PLP#N
6104
Common PLP
6103
L1 Post-Signalling data
6102
L1 Pre-Signalling data
6101
P1 Signalling data
P2シンボル
時間
周波数

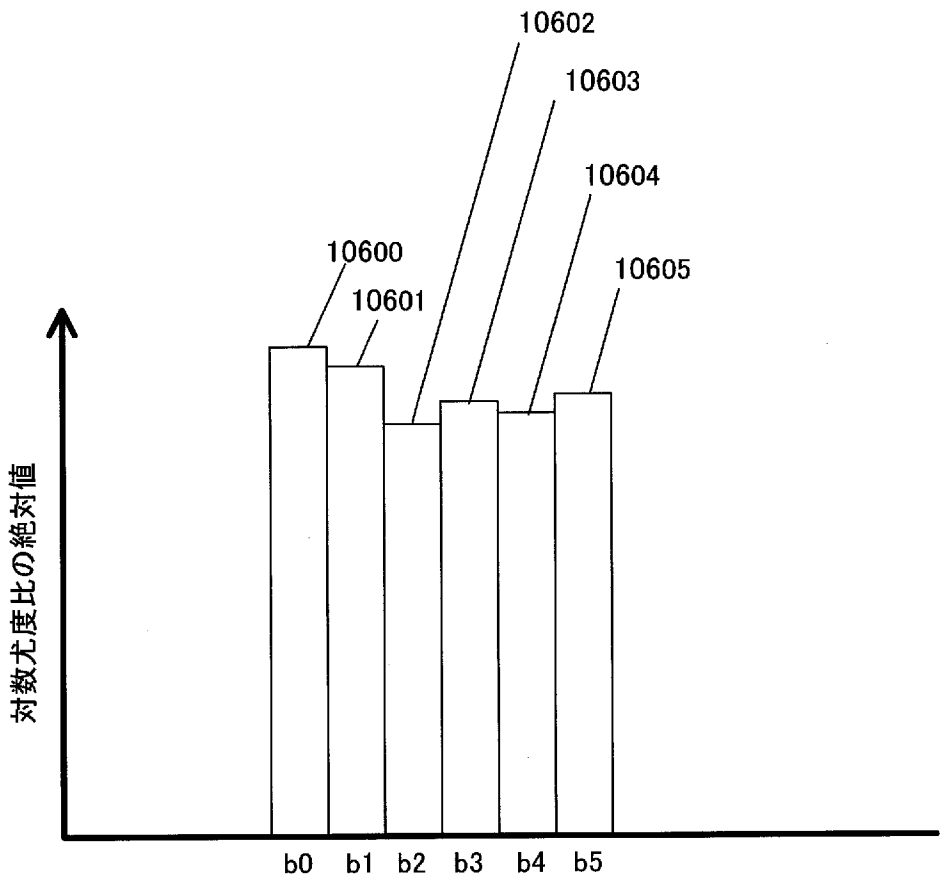
[図104]


$1: PLP$1のシンボル
$1': PLP$1'のシンボル
時間
時刻T
時刻T+4
時刻T'
時刻T'+7'
周波数
キャリア8
キャリア7
キャリア6
キャリア5
キャリア4
キャリア3
キャリア2
キャリア1
変調信号z1
変調信号z1'
10201
10202
10401
10402

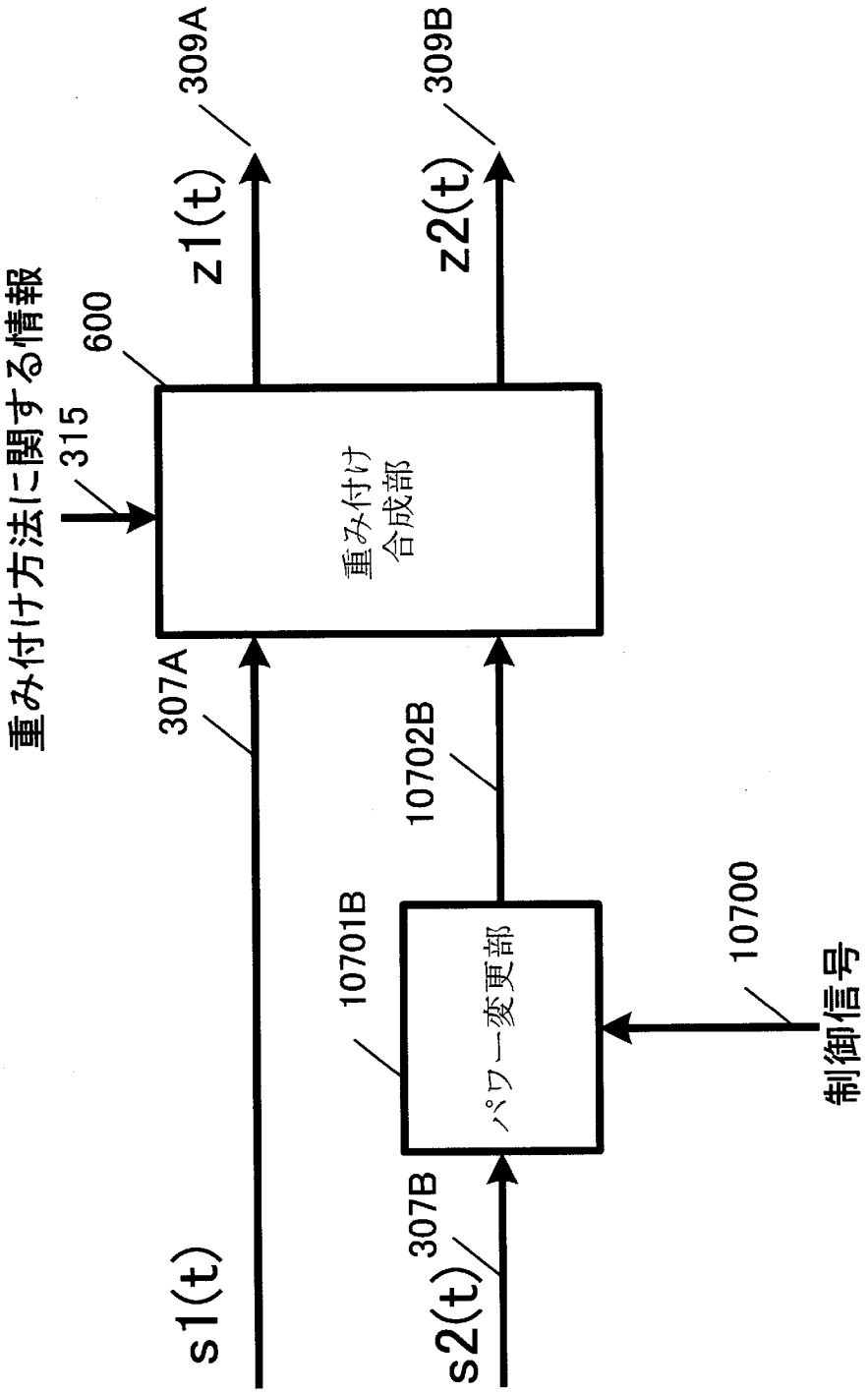
[図105]


10500
10501
10502
10503
10504
10505
対数尤度比の絶対値
b0
b1
b2
b3
b4
b5

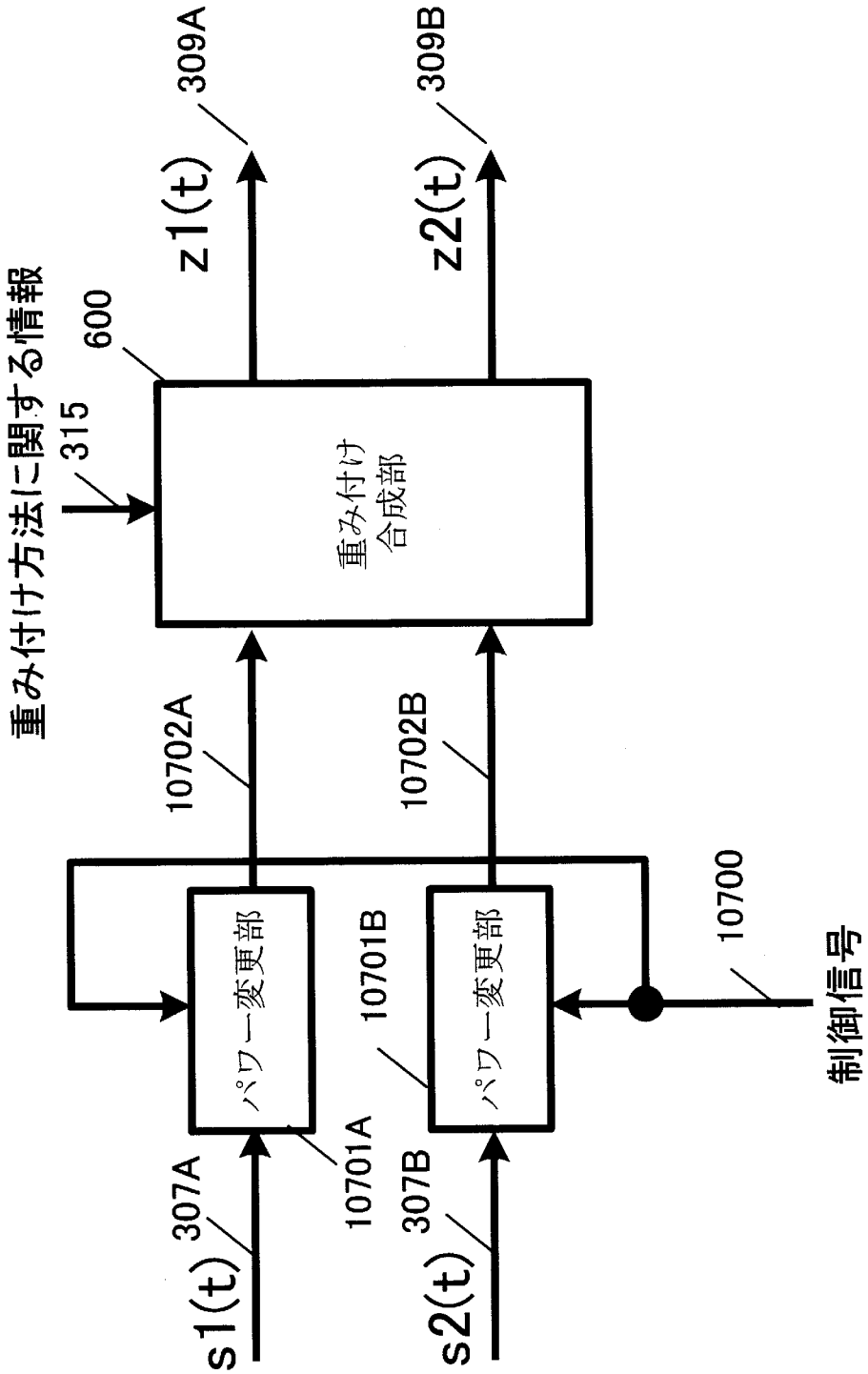
[図106]


10602
10603
10604
10600
10605
10601
対数尤度比の絶対値
b0
b1
b2
b3
b4
b5

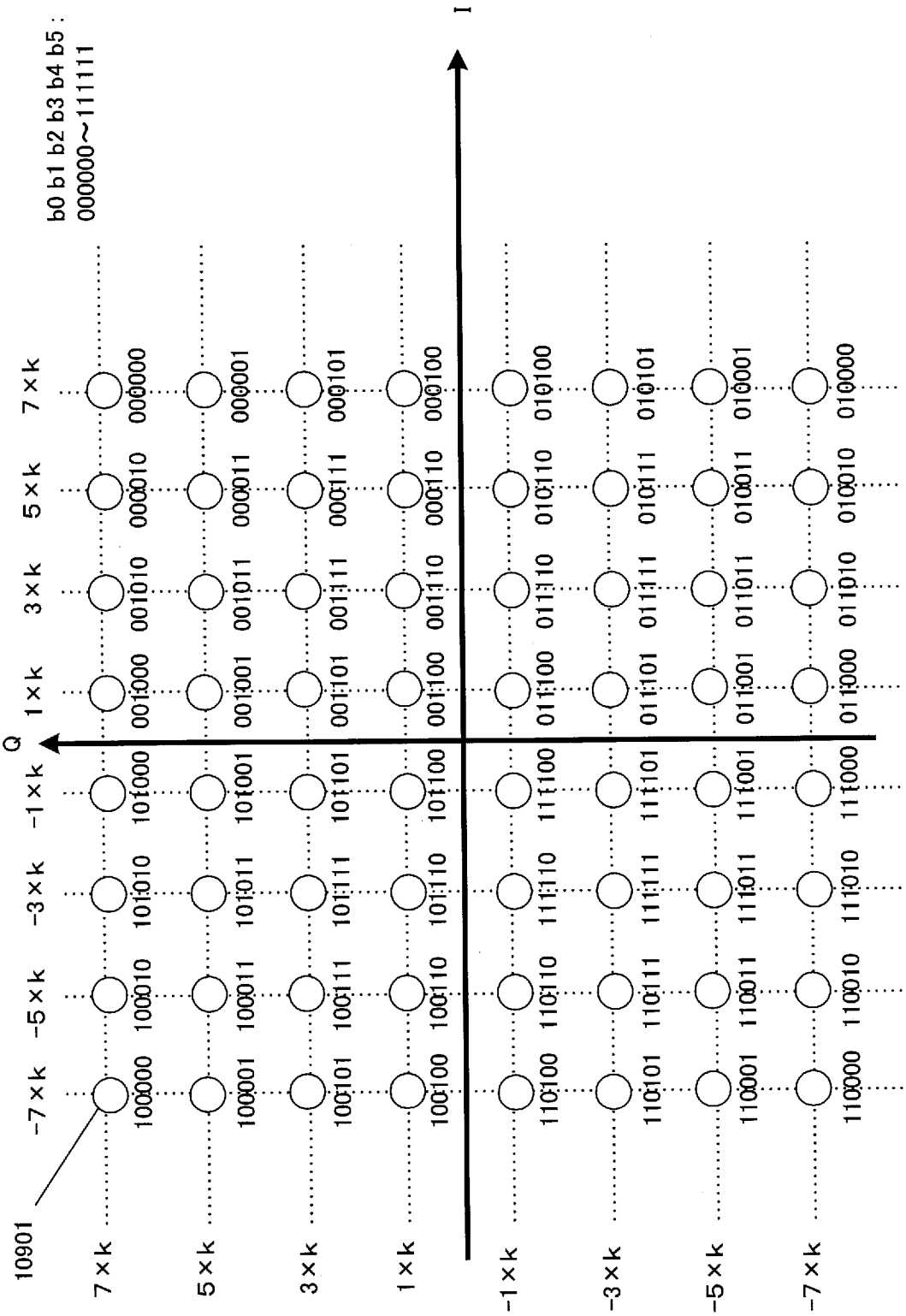
[図107]


重み付け方法に関する情報
315
600
重み付け
合成部
z1(t)
309A
z2(t)
309B
307A
10702B
10701B
パワー変更部
10700
制御信号
s1(t)
307B
s2(t)

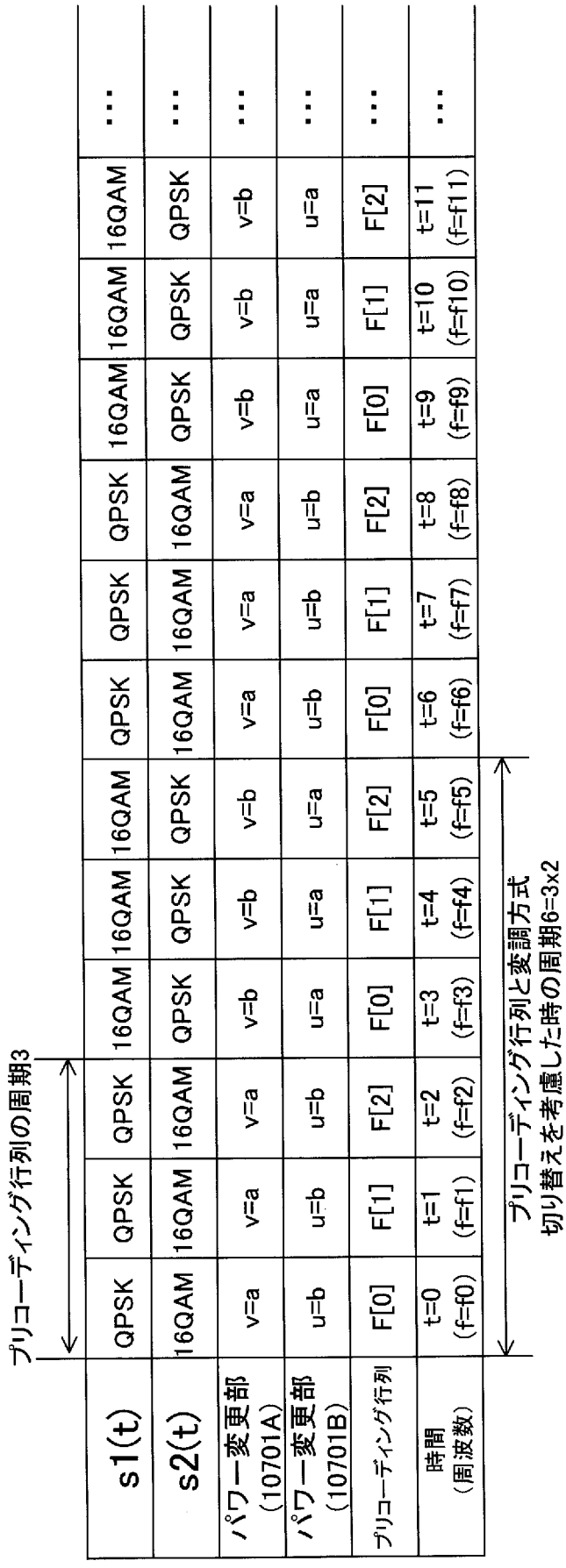
[図108]


重み付け方法に関する情報
315
600
重み付け
合成部
z1(t)
309A
z2(t)
309B
10702A
10702B
パワー変更部
パワー変更部
10701A
10701B
10700
制御信号
s1(t)
307A
s2(t)
307B

[図109]

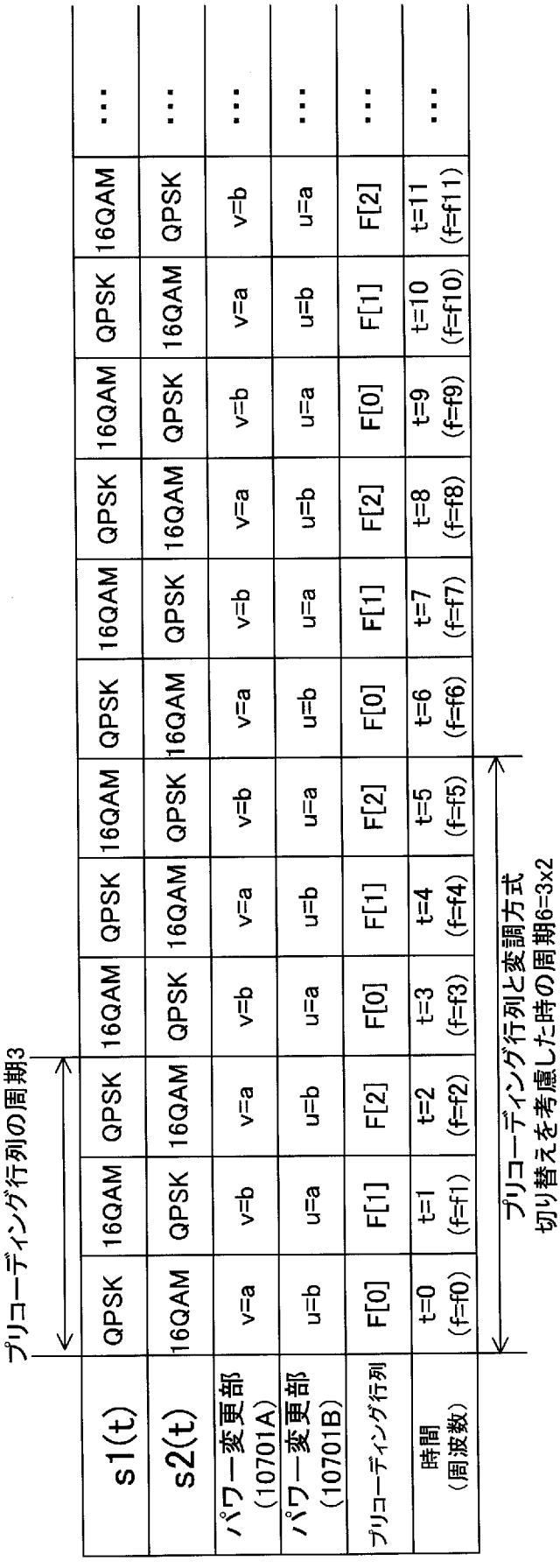


[図110]

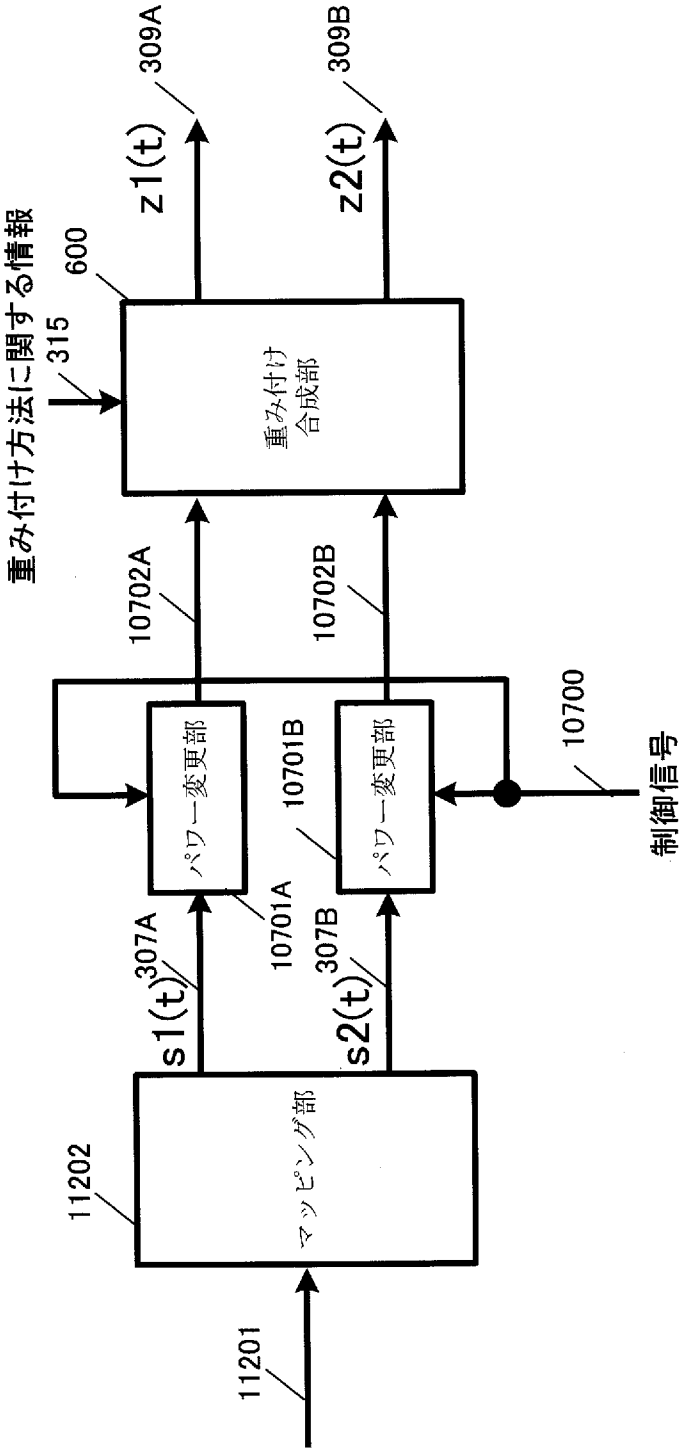


s1(t)	QPSK	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	QPSK	16QAM	QPSK	QPSK	16QAM	16QAM	16QAM	...
s2(t)	16QAM	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM	16QAM	QPSK	QPSK	QPSK	...
パワー変更部(10701A)	v=a	v=a	v=a	v=b	v=b	v=b	v=a	v=a	v=a	v=b	v=b	v=b	...
パワー変更部(10701B)	u=b	u=b	u=b	u=a	u=a	u=a	u=b	u=b	u=b	u=a	u=a	u=a	...
プリコーディング行列	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	F[0]	F[1]	F[2]	...
時間(周波数)	t=0 (f=f0)	t=1 (f=f1)	t=2 (f=f2)	t=3 (f=f3)	t=4 (f=f4)	t=5 (f=f5)	t=6 (f=f6)	t=7 (f=f7)	t=8 (f=f8)	t=9 (f=f9)	t=10 (f=f10)	t=11 (f=f11)	...

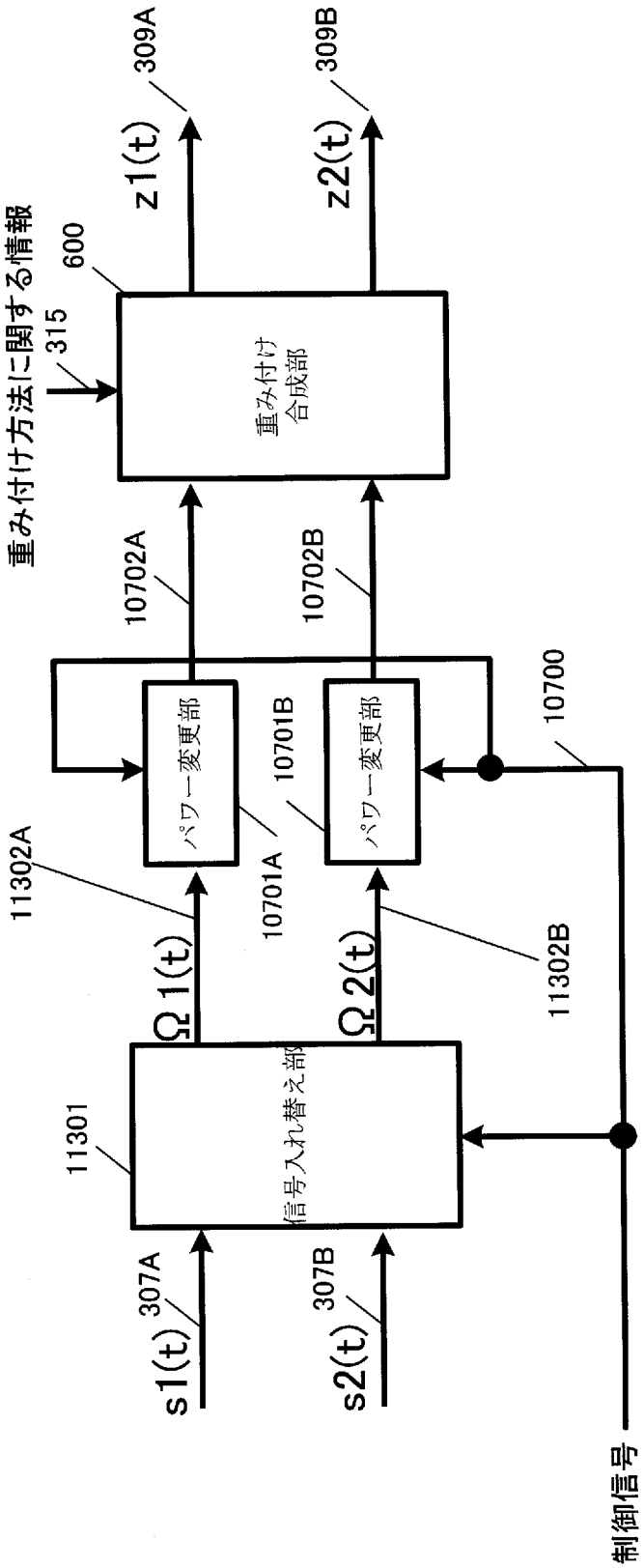
[図111]


プリコーディング行列の周期3
s1(t)
s2(t)
パワー変更部(10701A)
パワー変更部(10701B)
プリコーディング行列
時間(周波数)
QPSK
16QAM
16QAM
QPSK
QPSK
16QAM
16QAM
QPSK
QPSK
16QAM
16QAM
QPSK
QPSK
16QAM
16QAM
QPSK
QPSK
16QAM
16QAM
QPSK
16QAM
QPSK
16QAM
QPSK

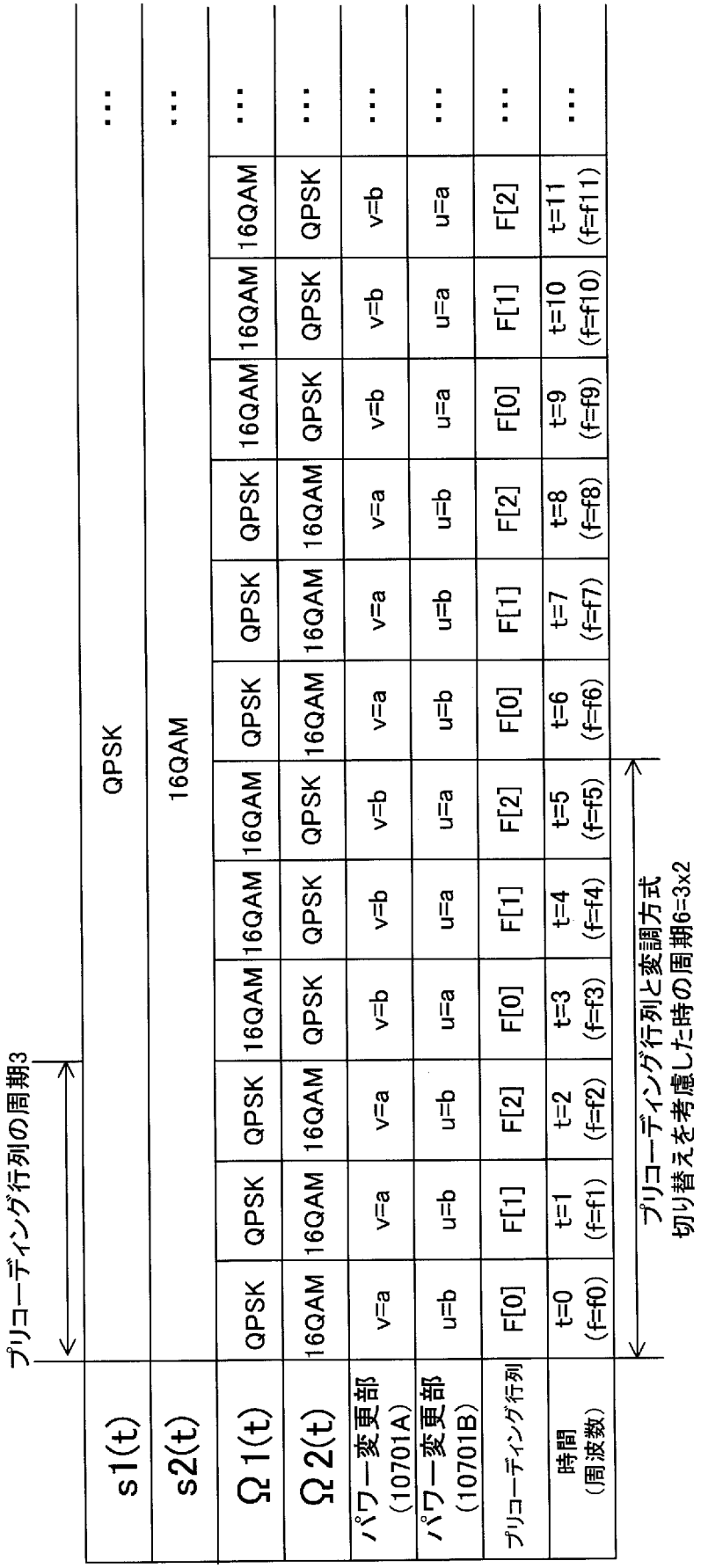
[図112]


重み付け方法に関する情報
315
600
z1(t)
309A
z2(t)
309B
重み付け
合成部
10702A
10702B
パワー変更部
パワー変更部
10701A
10701B
10700
制御信号
s1(t)
307A
s2(t)
307B
マッピング部
11202
11201

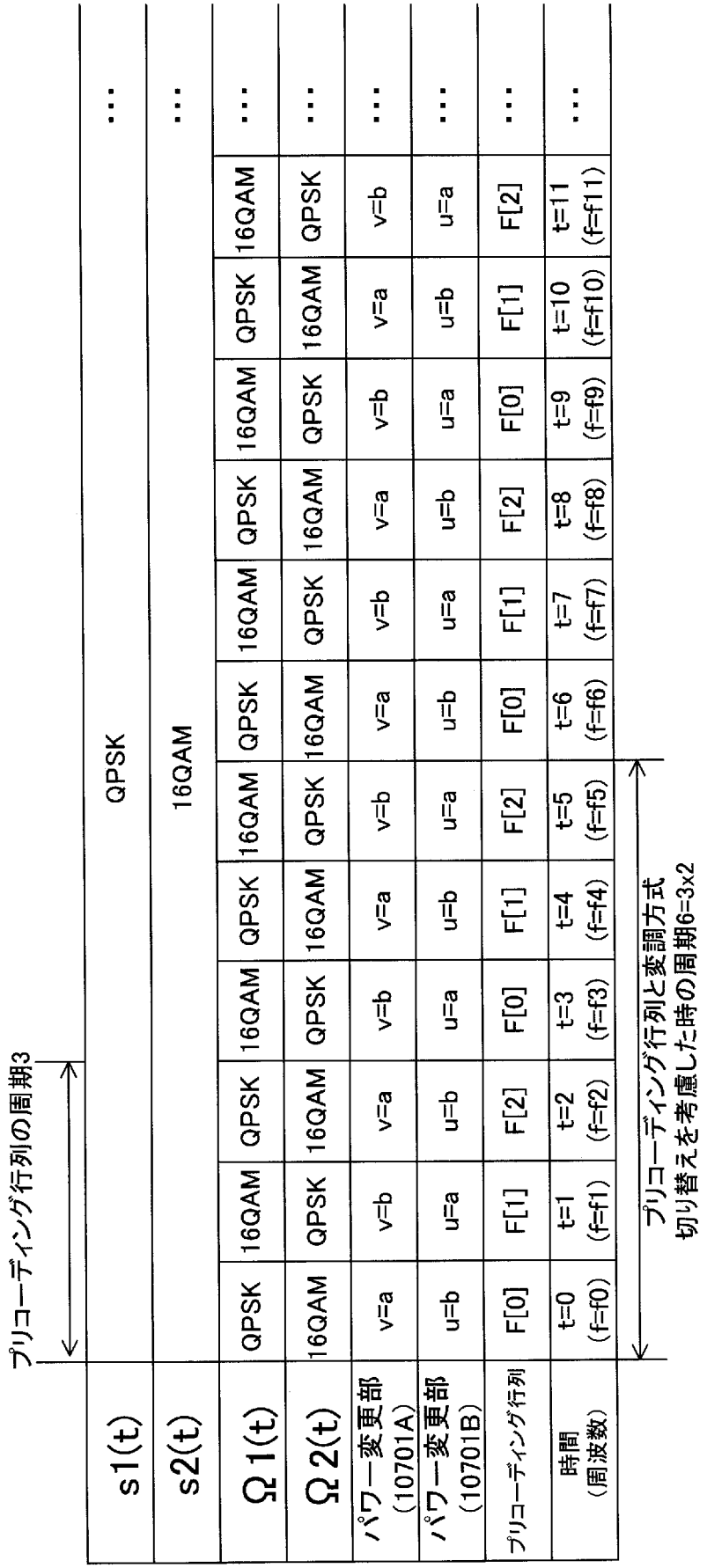
[図113]


重み付け方法に関する情報
315
600
z1(t)
309A
z2(t)
309B
重み付け
合成部
10702A
10702B
パワー変更部
10701B
パワー変更部
10700
11302A
10701A
Ω1(t)
Ω2(t)
11302B
11301
信号入れ替え部
307A
s1(t)
307B
s2(t)
制御信号

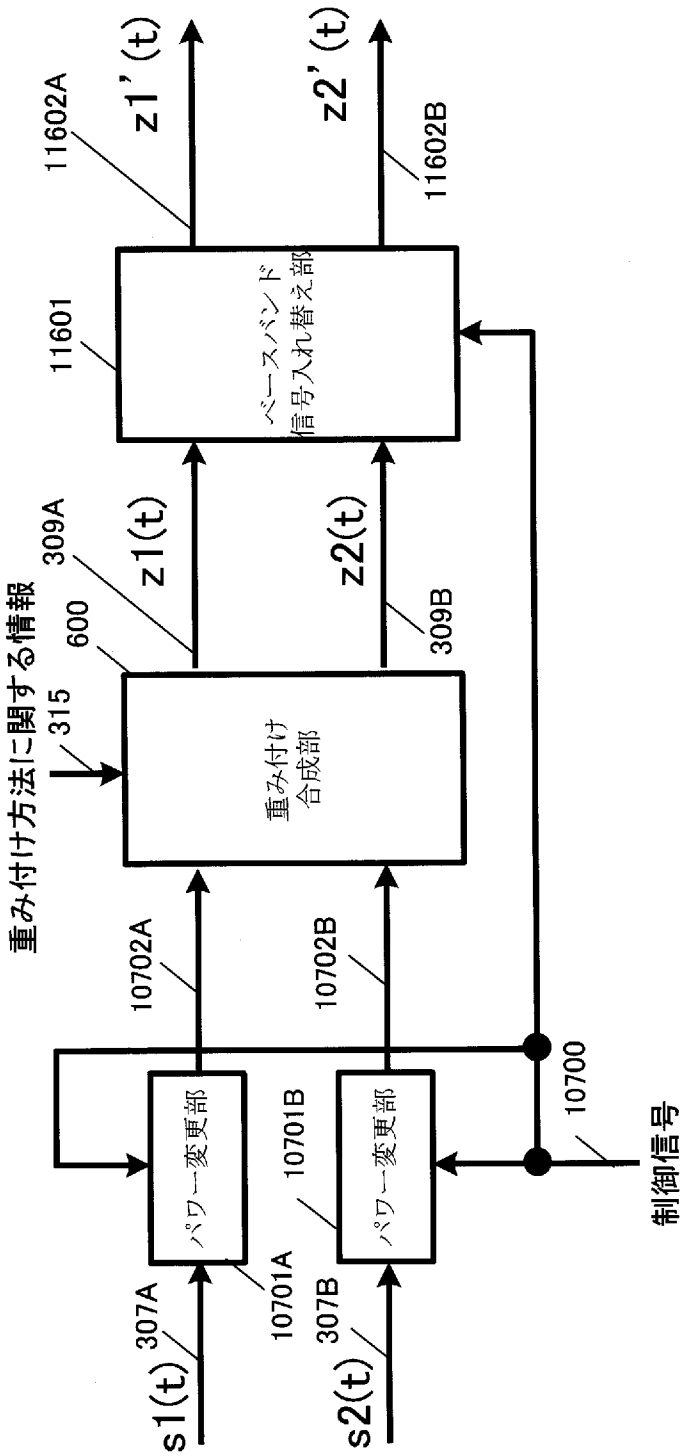
[図114]


プリコーディング行列の周期3
s1(t)
QPSK
…
s2(t)
16QAM
…
Ω1(t) QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM …
Ω2(t) 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK 16QAM QPSK …
パワー変更部 (10701A) v=a v=a v=b v=b v=a v=a v=b v=b v=a v=a v=b v=b v=a v=a …
パワー変更部 (10701B) u=b u=b u=a u=a u=b u=b u=a u=a u=b u=b u=a u=a u=b u=b …
プリコーディング行列 F[0] F[1] F[2] F[0] F[1] F[2] F[0] F[1] F[2] F[0] F[1] F[2] F[0] F[1] F[2] …
時間 (周波数) t=0 (f=f0) t=1 (f=f1) t=2 (f=f2) t=3 (f=f3) t=4 (f=f4) t=5 (f=f5) t=6 (f=f6) t=7 (f=f7) t=8 (f=f8) t=9 (f=f9) t=10 (f=f10) t=11 (f=f11) …
プリコーディング行列と変調方式
切り替えを考慮した時の周期6=3x2

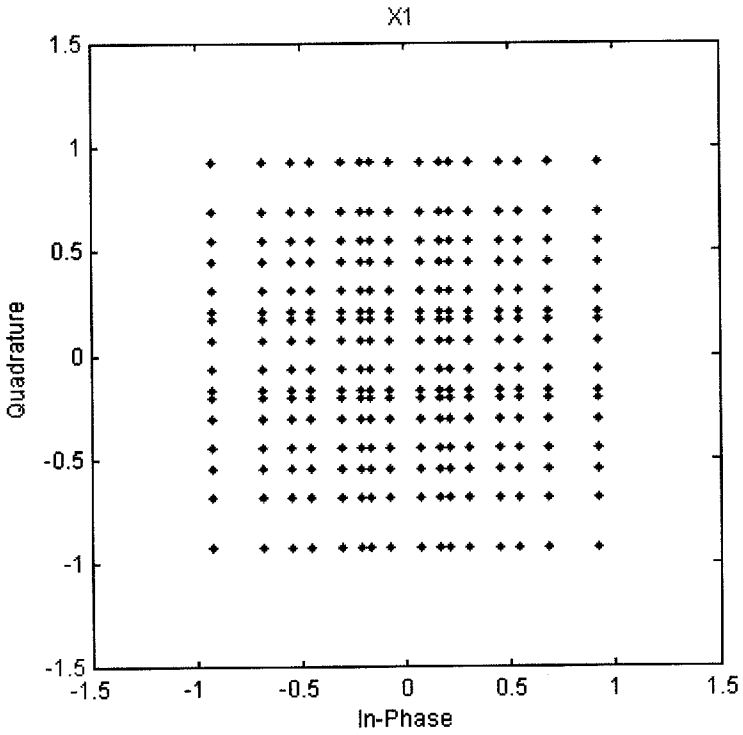
[図115]


プリコーディング行列の周期3
s1(t)
s2(t)
Ω1(t)
Ω2(t)
パワー変更部(10701A)
パワー変更部(10701B)
プリコーディング行列
時間(周波数)
QPSK
16QAM
プリコーディング行列と変調方式
切り替えを考慮した時の周期6=3x2

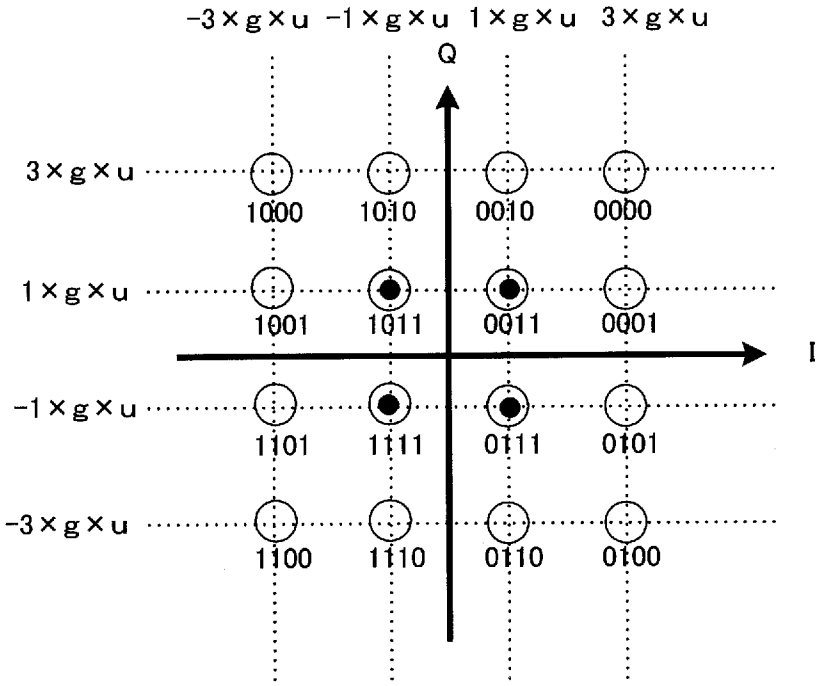
[図116]


s1(t)
307A
s2(t)
307B
パワー変更部
10701A
パワー変更部
10701B
10702A
10702B
10700
制御信号
重み付け方法に関する情報
315
重み付け合成部
600
z1(t)
309A
z2(t)
309B
ベースバンド信号入れ替え部
11601
z1'(t)
11602A
z2'(t)
11602B

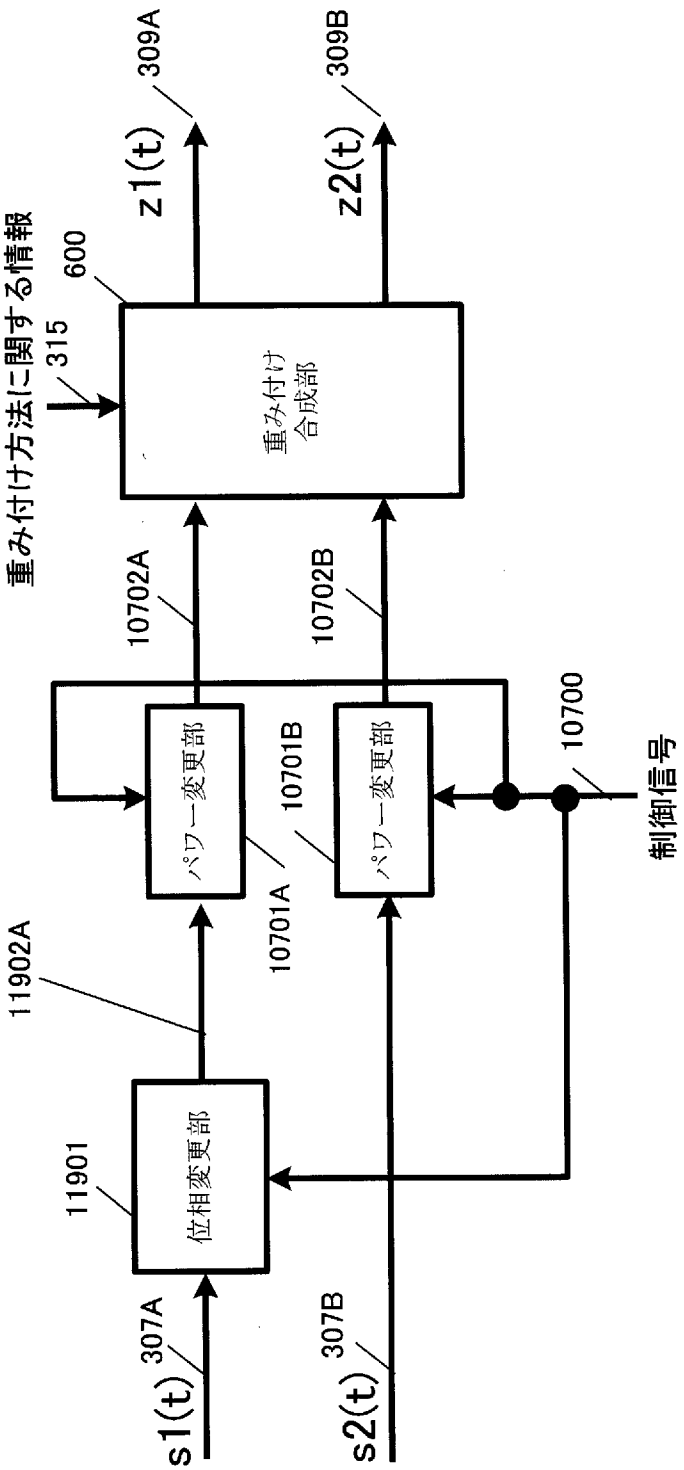
[図117]



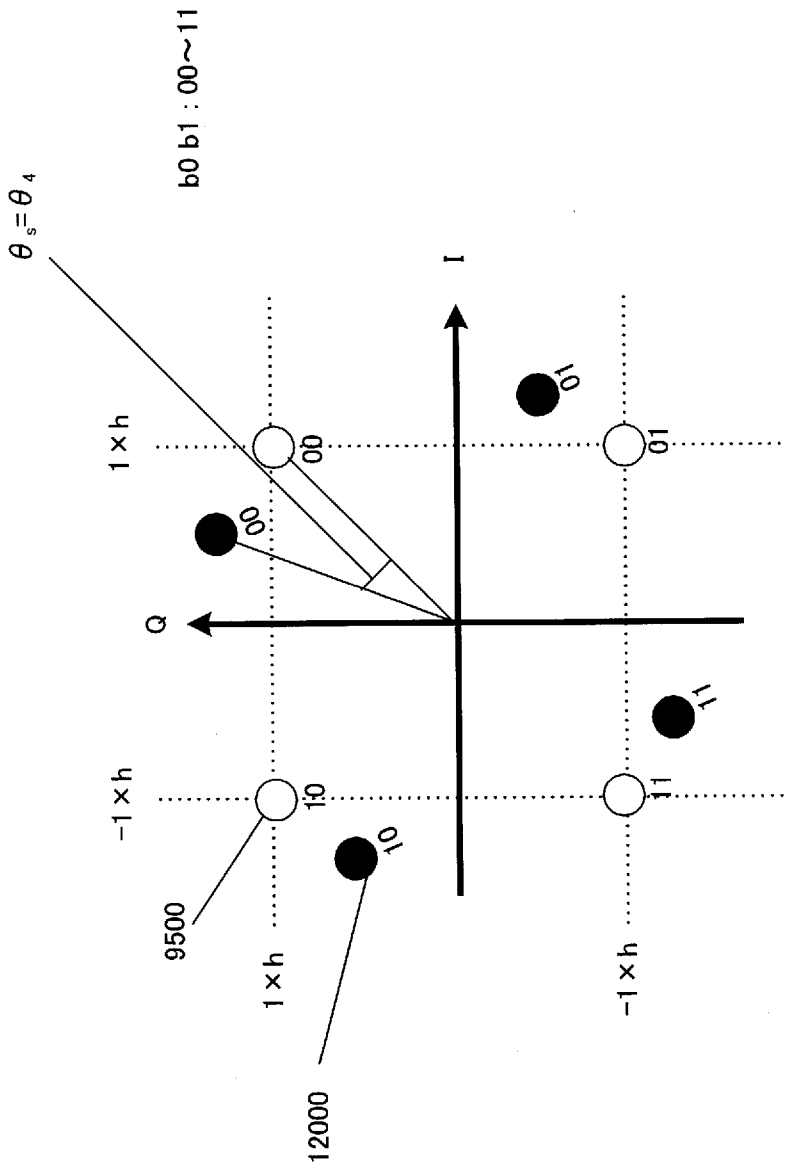
[図118]


-3×g×u
-1×g×u
1×g×u
3×g×u
Q
I
3×g×u
1×g×u
-1×g×u
-3×g×u
1000
1010
0010
0000
1001
1011
0011
0001
1101
1111
0111
0101
1100
1110
0110
0100

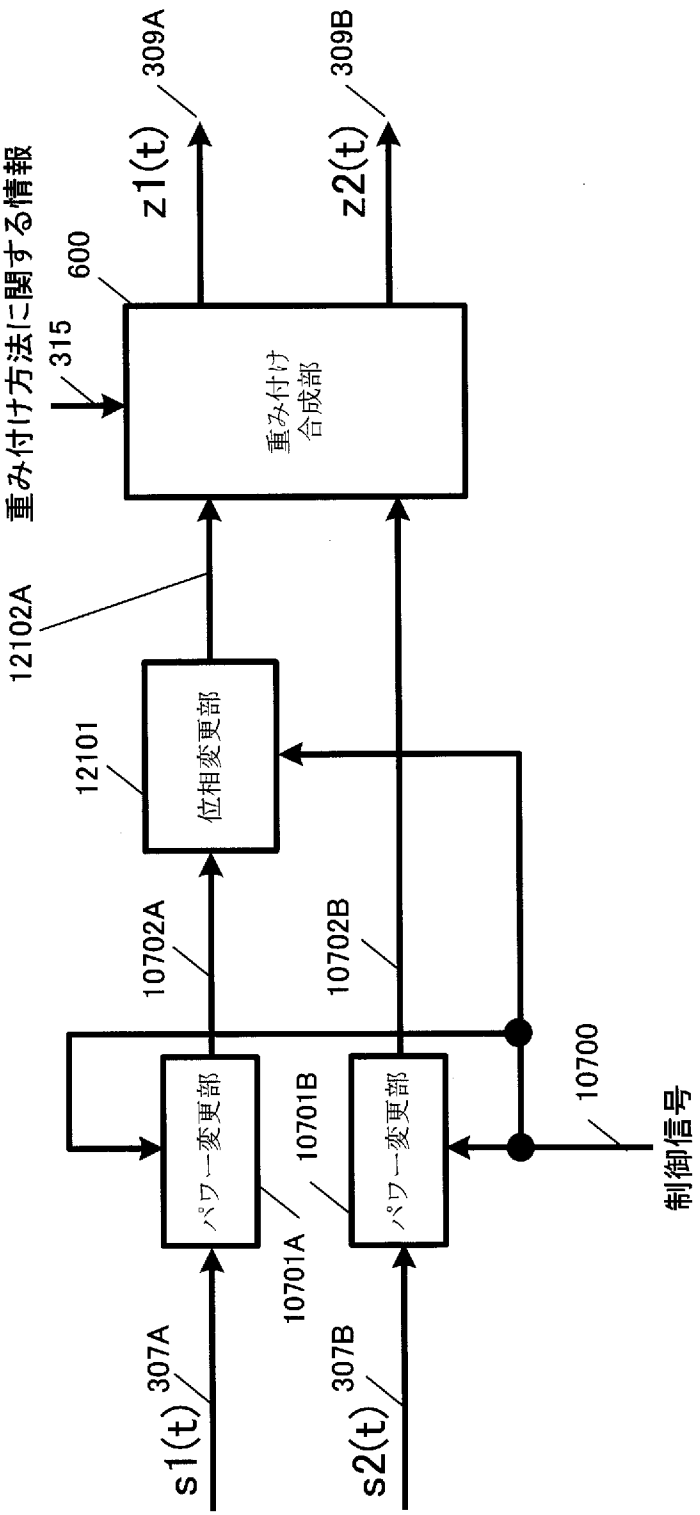
[図119]


重み付け方法に関する情報
315
600
重み付け
合成部
z1(t)
309A
z2(t)
309B
10702A
10702B
パワー変更部
パワー変更部
10701A
10701B
10700
制御信号
11902A
位相変更部
11901
s1(t)
307A
s2(t)
307B

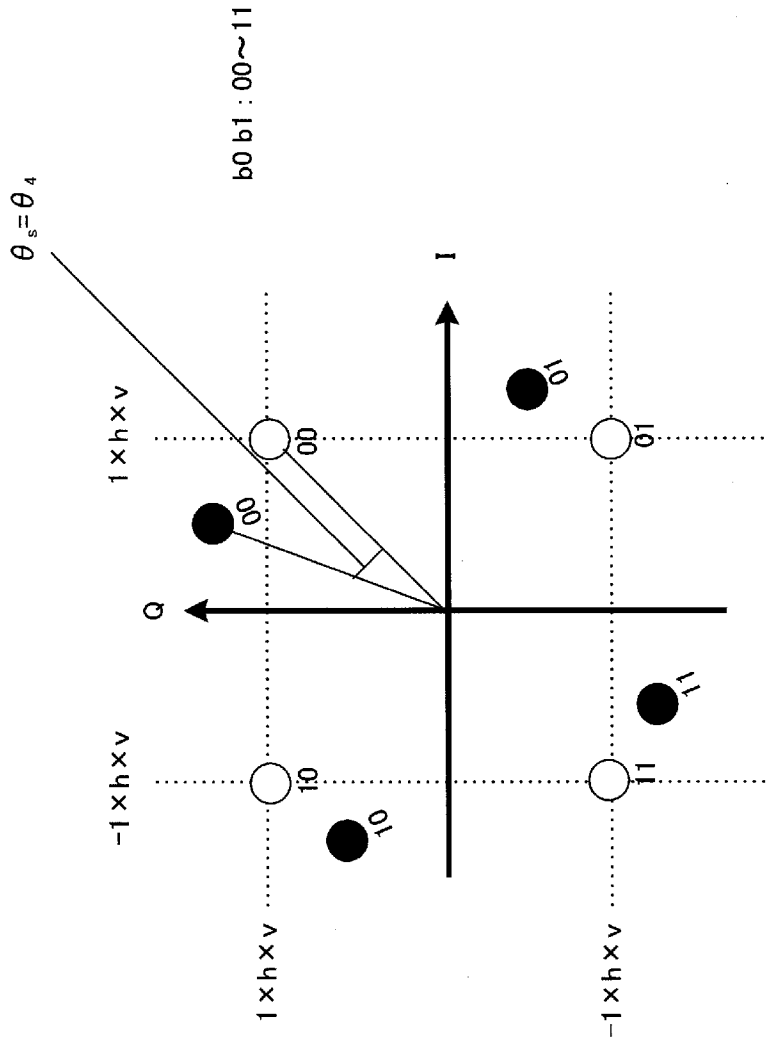
[図120]



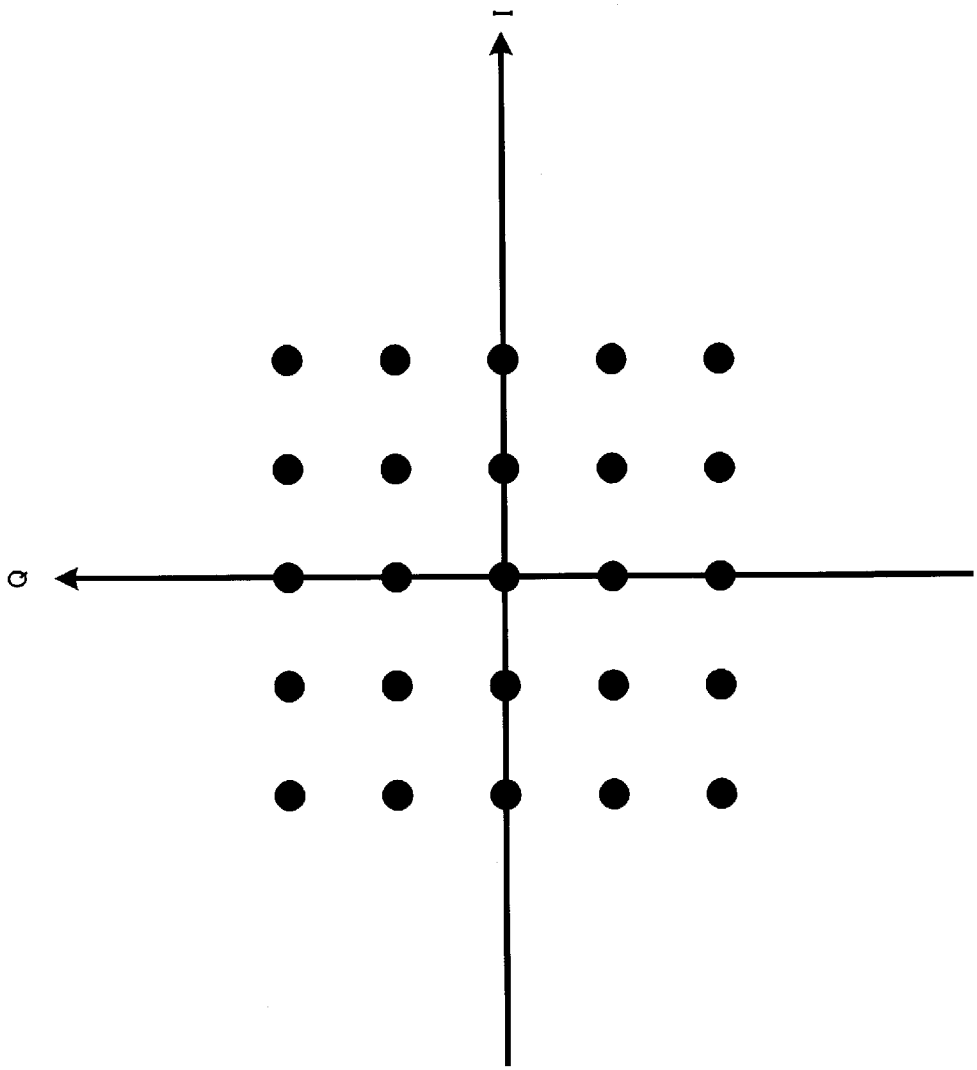
[図121]


s1(t)
307A
s2(t)
307B
パワー変更部
10701A
パワー変更部
10701B
10702A
10702B
10700
制御信号
位相変更部
12101
12102A
重み付け方法に関する情報
315
600
重み付け合成部
z1(t)
309A
z2(t)
309B

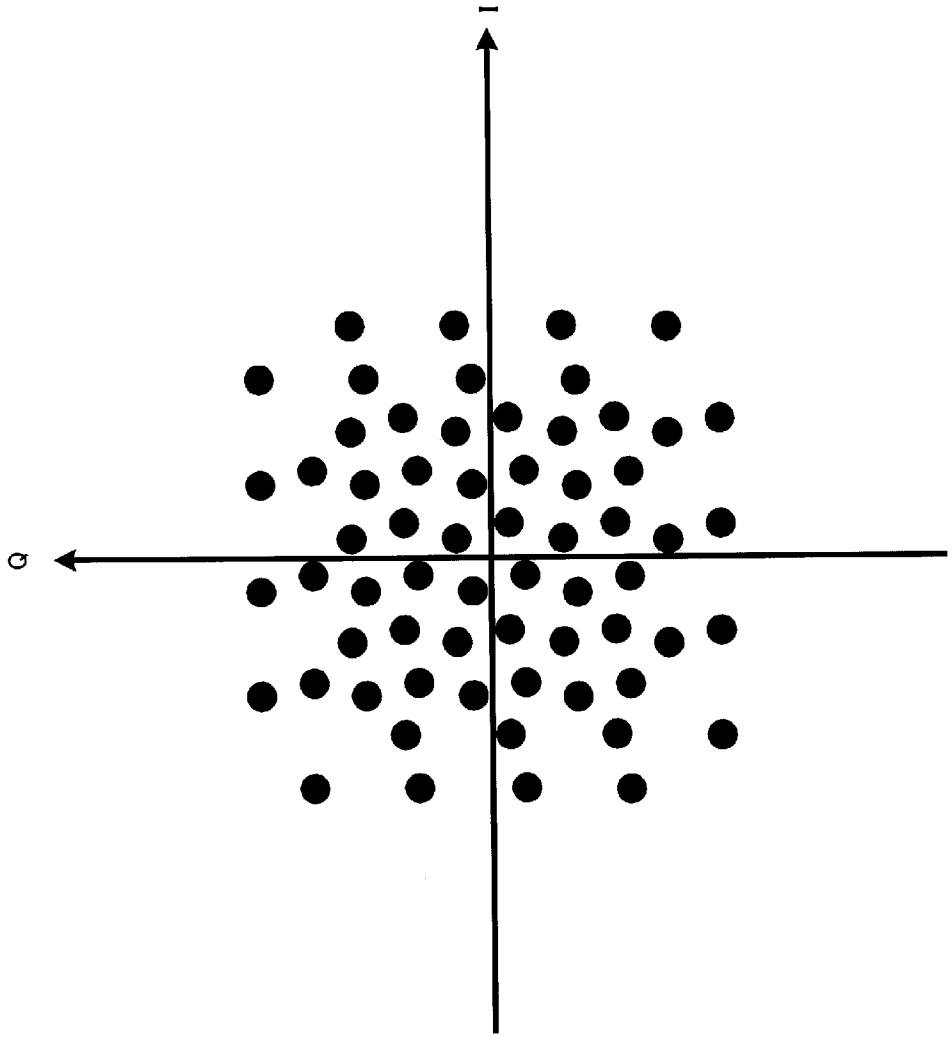
[図122]



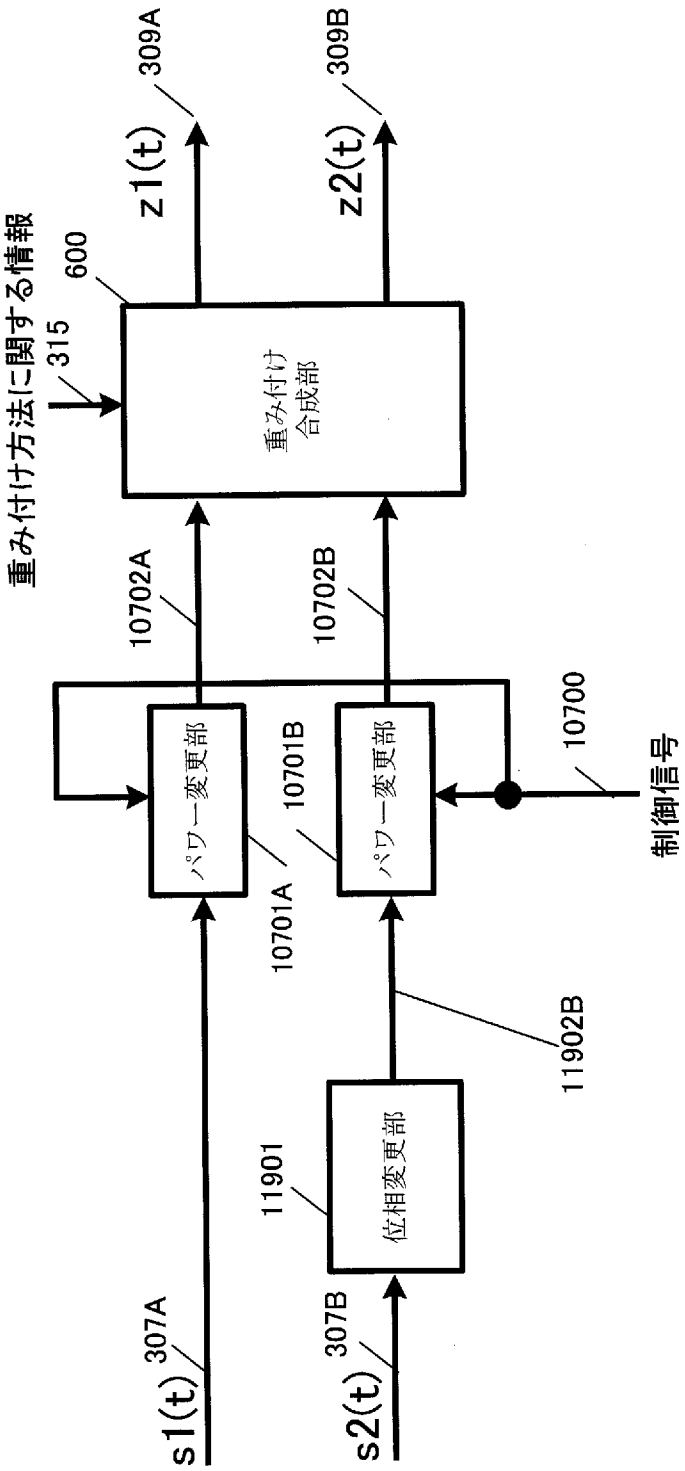
[図123]



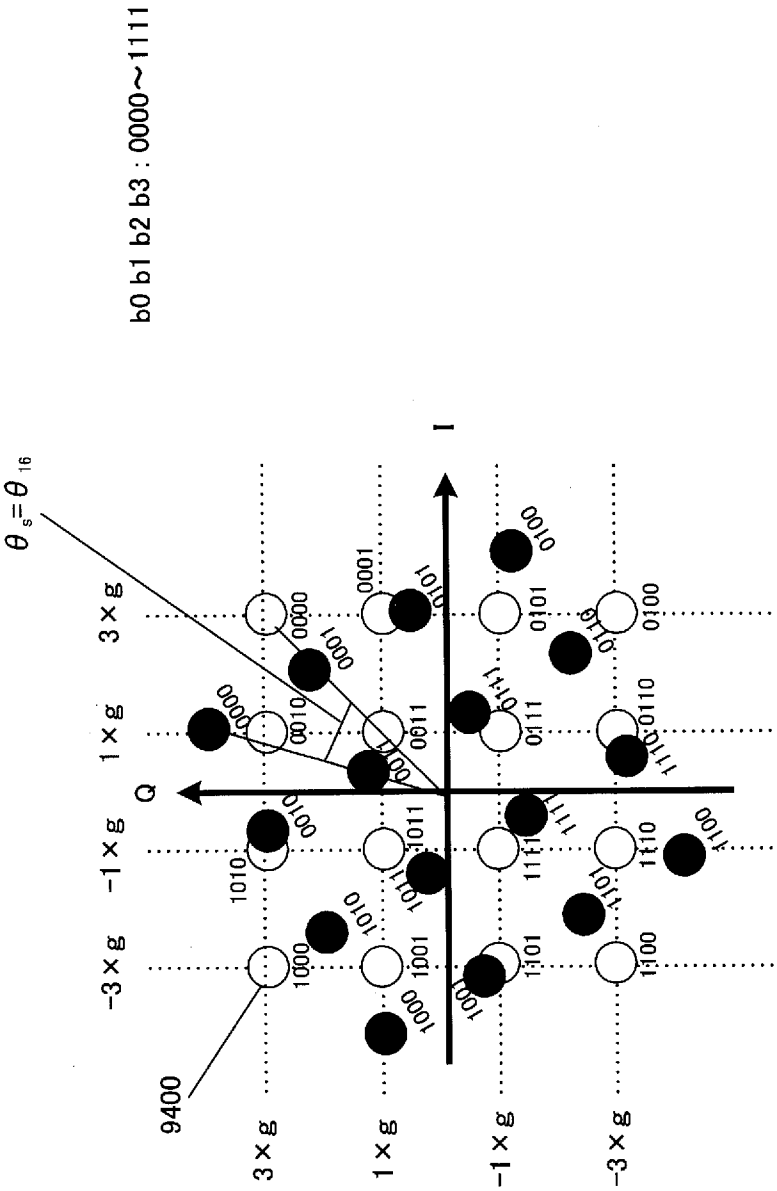
[図124]



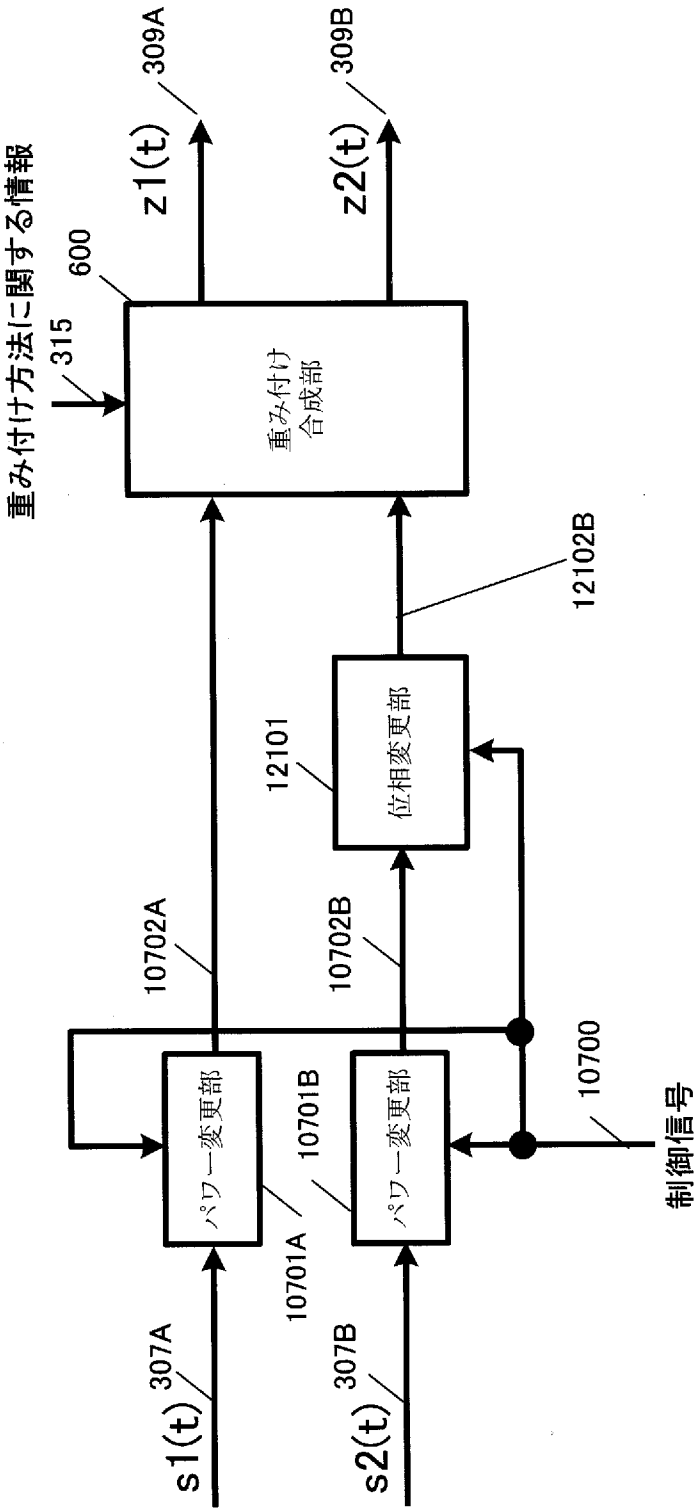
[図125]


重み付け方法に関する情報
315
600
z1(t)
309A
z2(t)
309B
重み付け
合成部
10702A
10702B
パワー変更部
10701A
パワー変更部
10701B
10700
制御信号
11902B
11901
位相変更部
s1(t)
307A
s2(t)
307B

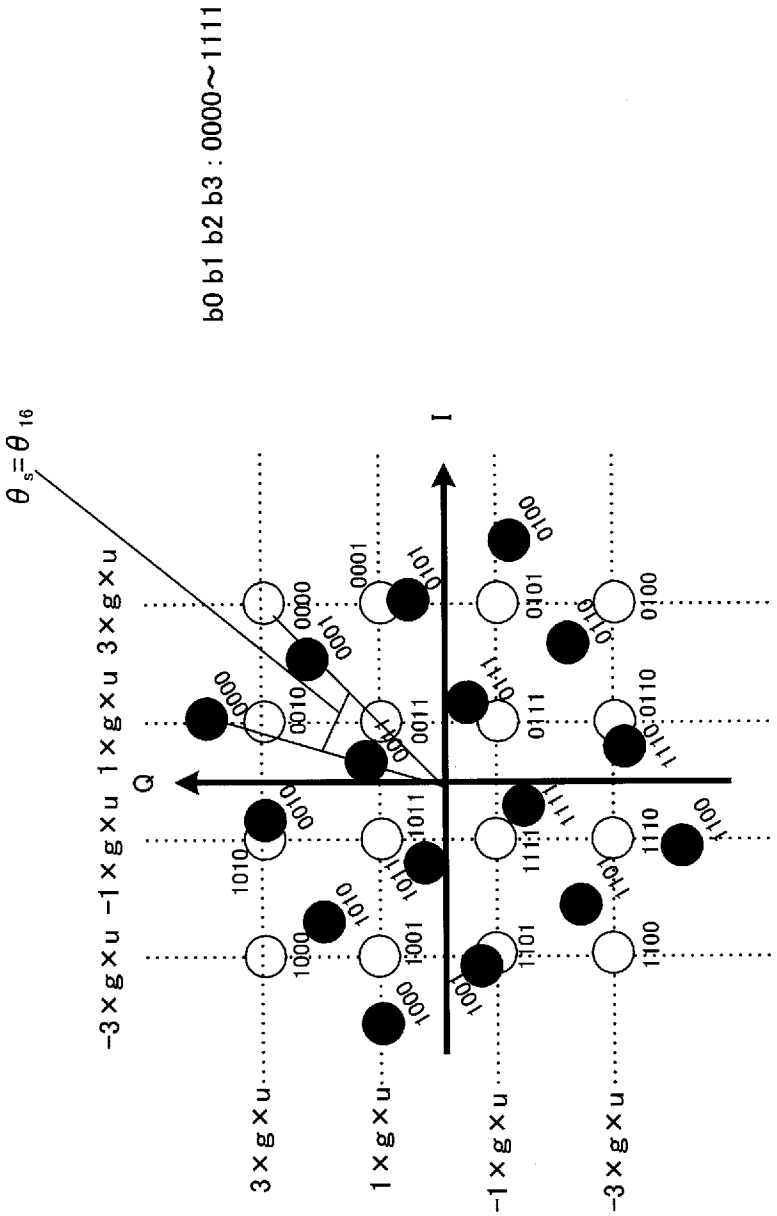
[図126]



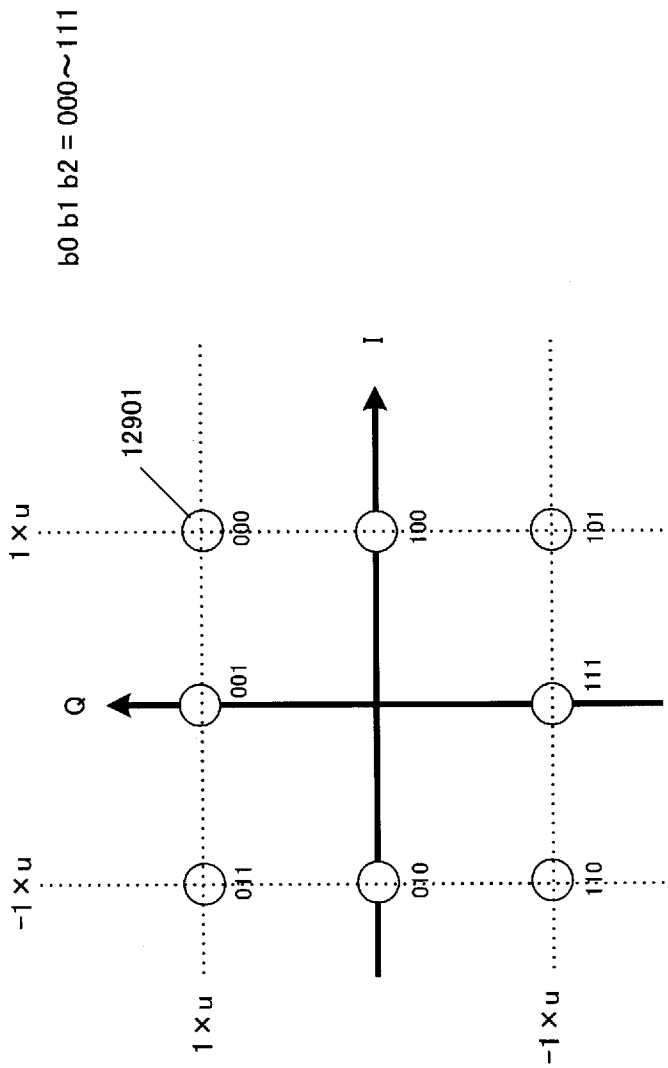
[図127]


重み付け方法に関する情報
315
600
重み付け
合成部
z1(t)
309A
z2(t)
309B
12102B
12101
位相変更部
10702A
10702B
10700
制御信号
パワー変更部
10701B
パワー変更部
10701A
s1(t)
307A
s2(t)
307B

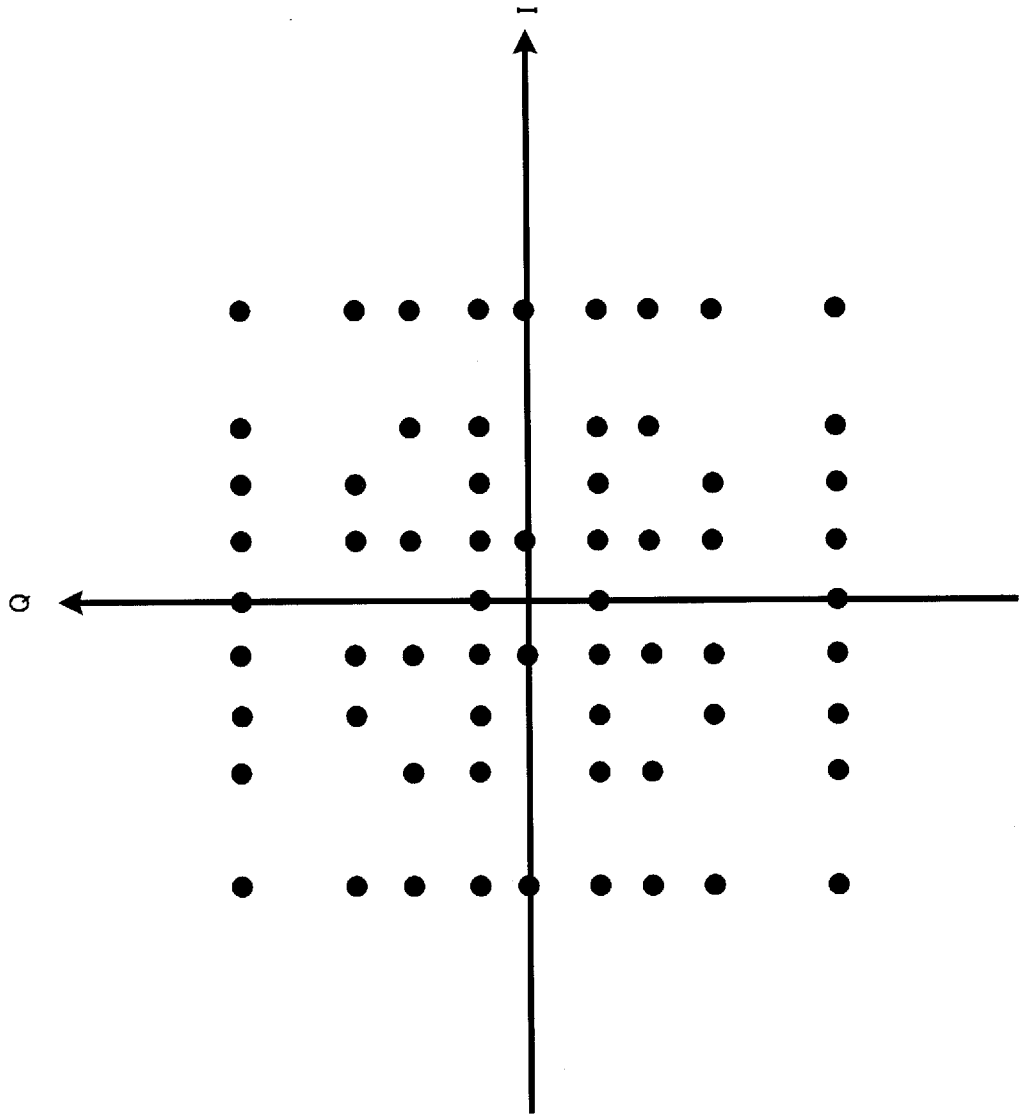
[図128]



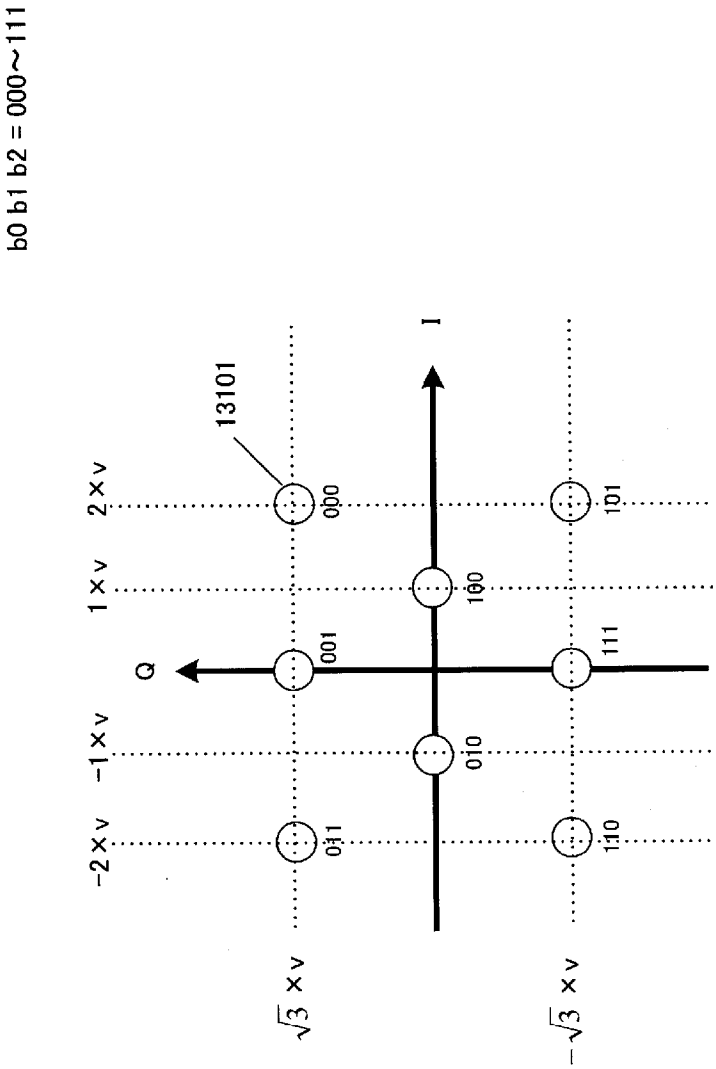
[図129]



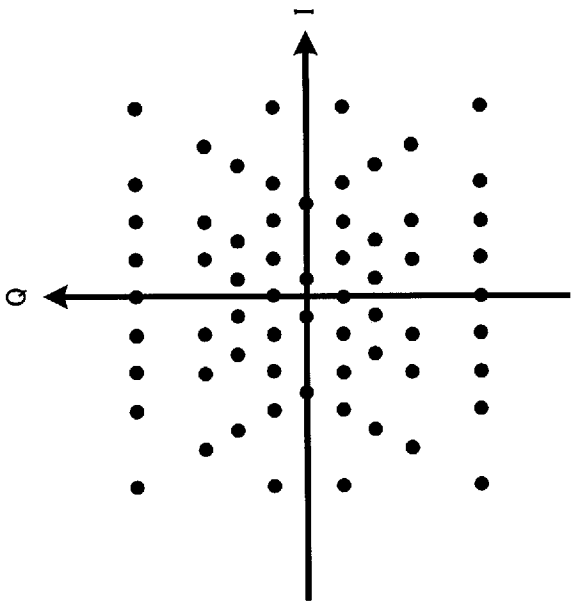
[図130]



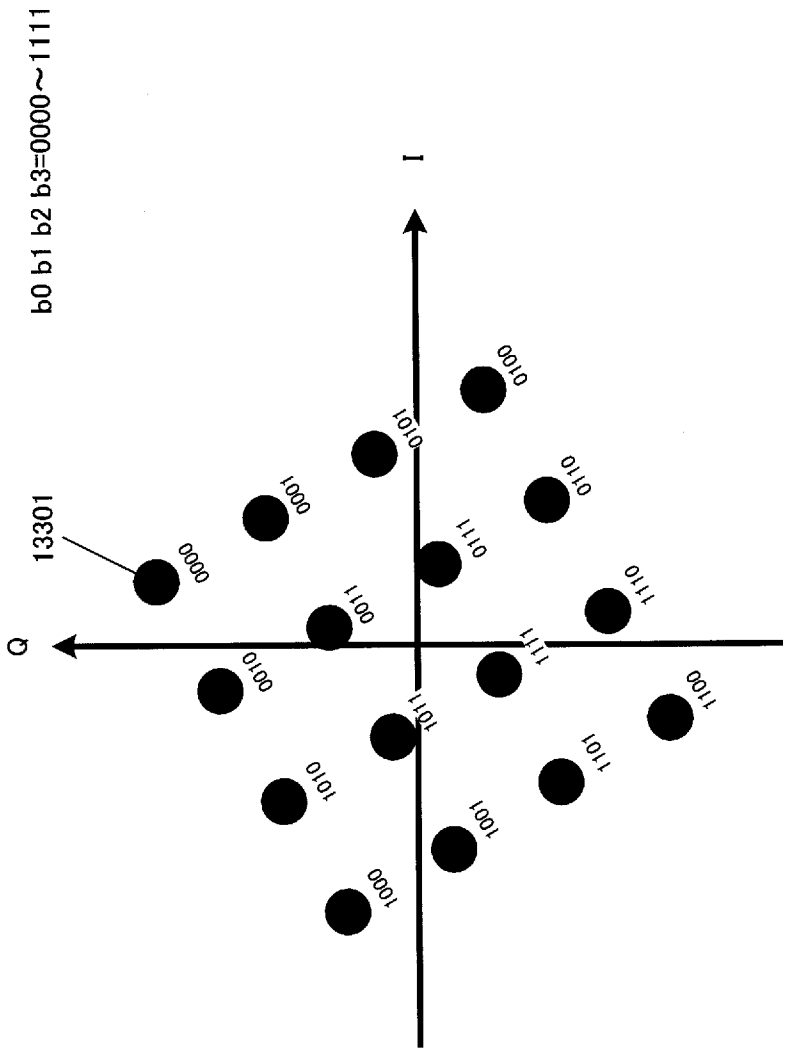
[図131]


b0 b1 b2 = 000~111
13101
I
Q
2×v
1×v
-1×v
-2×v
√3×v
-√3×v
000
001
011
100
010
101
111
110

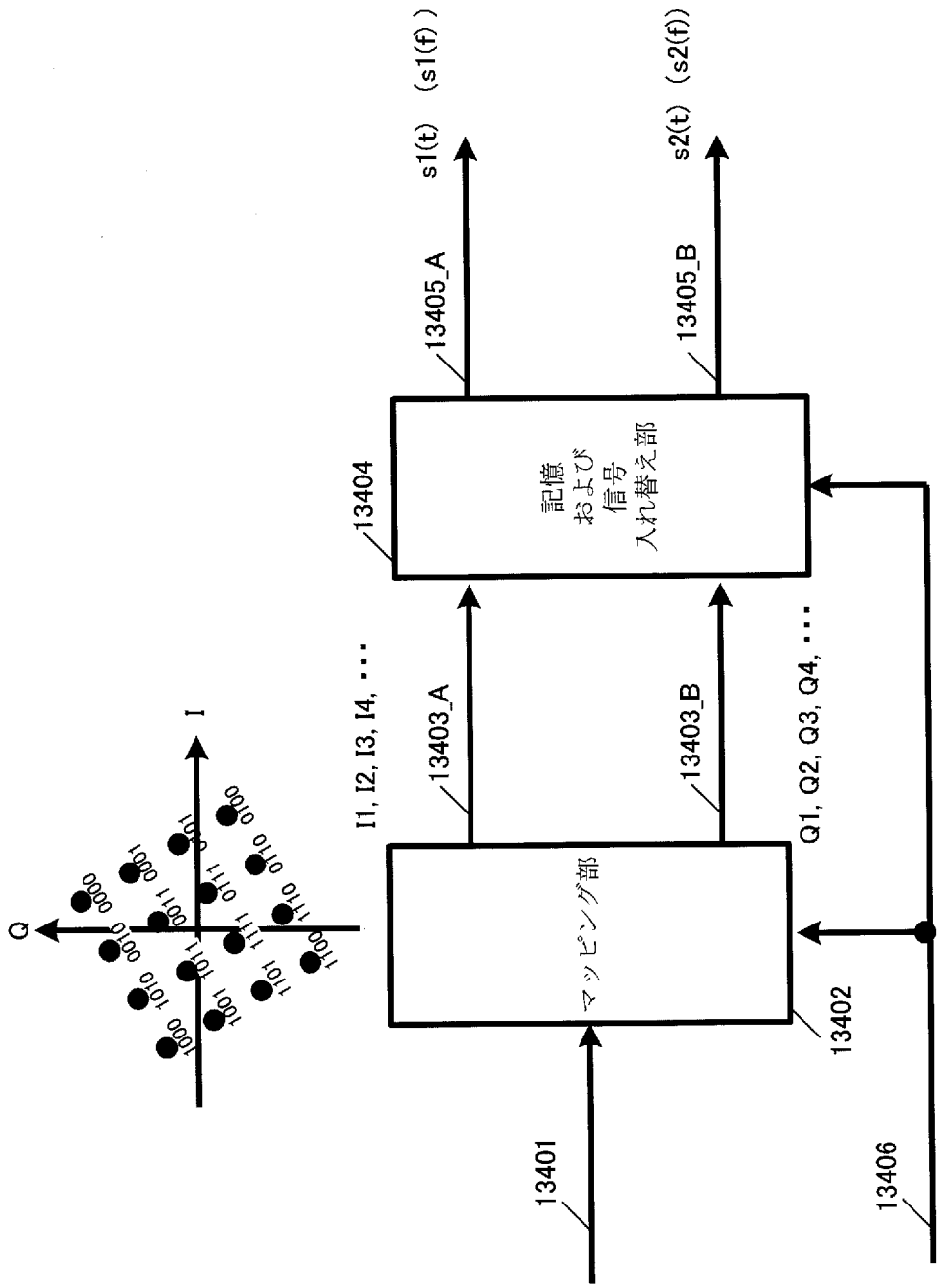
[図132]



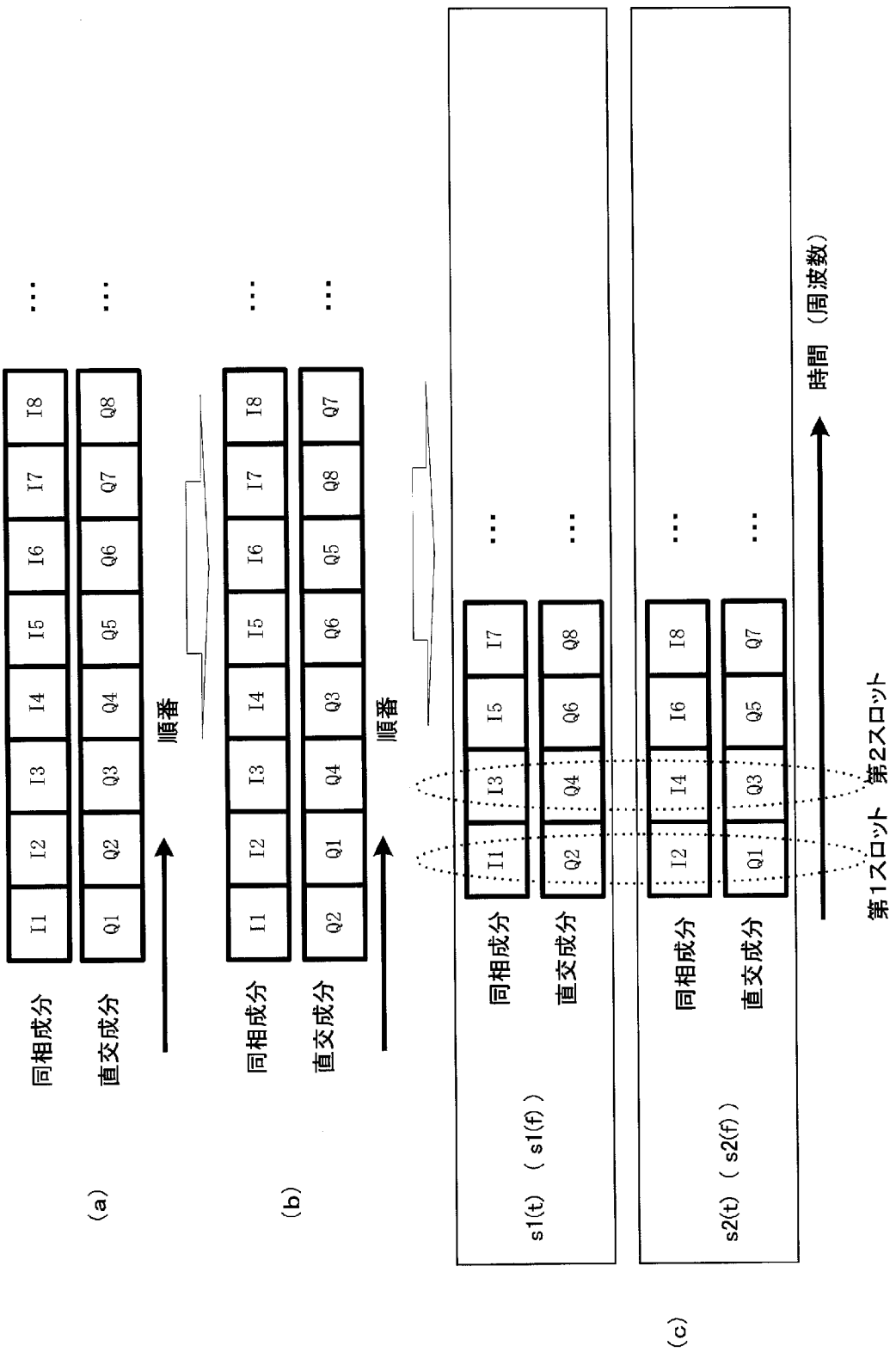
[図133]


b0 b1 b2 b3=0000～1111
I
Q
13301
0000
0001
0010
0011
0100
0101
0110
0111
1000
1001
1010
1011
1100
1101
1110
1111

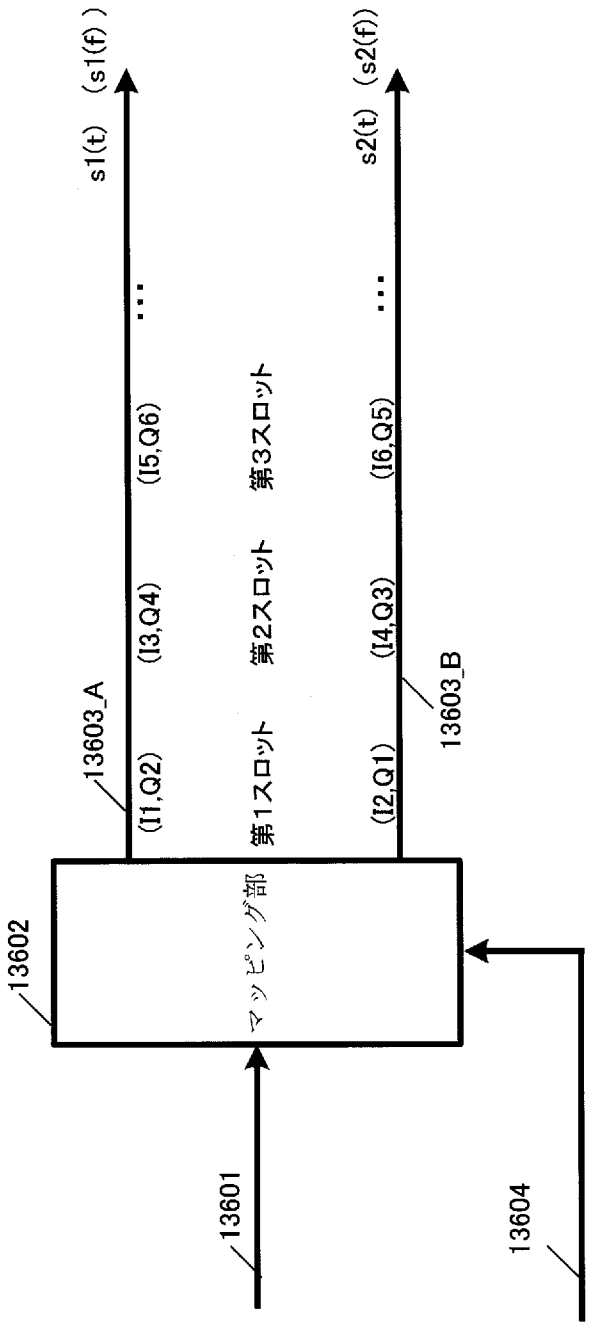
[図134]


s1(t) (s1(f))
s2(t) (s2(f))
13405_A
13405_B
13404
記憶
および
信号
入れ替え部
I1, I2, I3, I4, ・・・
Q1, Q2, Q3, Q4, ・・・
13403_A
13403_B
マッピング部
13402
13401
13406
I
Q
0000
0001
0010
0011
0100
0101
0110
0111
1000
1001
1010
1011
1100
1101
1110
1111

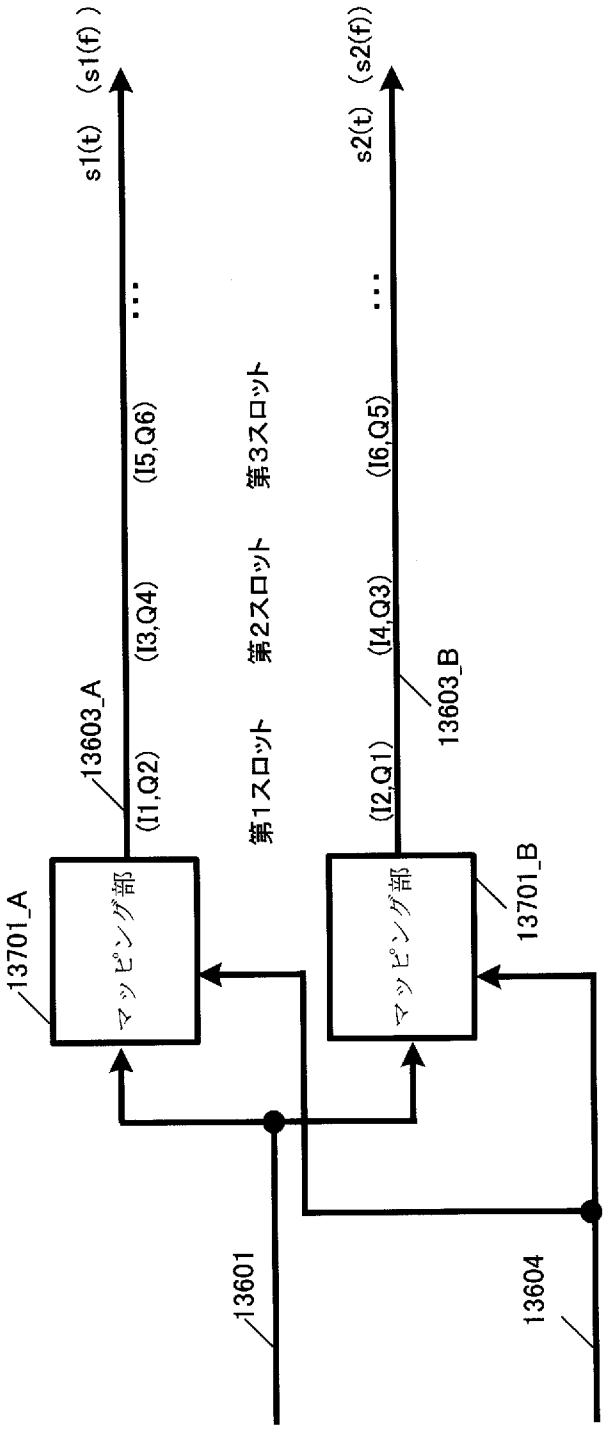
[図135]


(a)
同相成分
直交成分
I1 I2 I3 I4 I5 I6 I7 I8
Q1 Q2 Q3 Q4 Q5 Q6 Q7 Q8
順番
(b)
同相成分
直交成分
I1 I2 I3 I4 I5 I6 I7 I8
Q2 Q1 Q4 Q3 Q6 Q5 Q8 Q7
順番
(c)
s1(t) （s1(f)）
s2(t) （s2(f)）
同相成分
直交成分
I1 I3 I5 I7
Q2 Q4 Q6 Q8
I2 I4 I6 I8
Q1 Q3 Q5 Q7
第1スロット
第2スロット
時間（周波数）

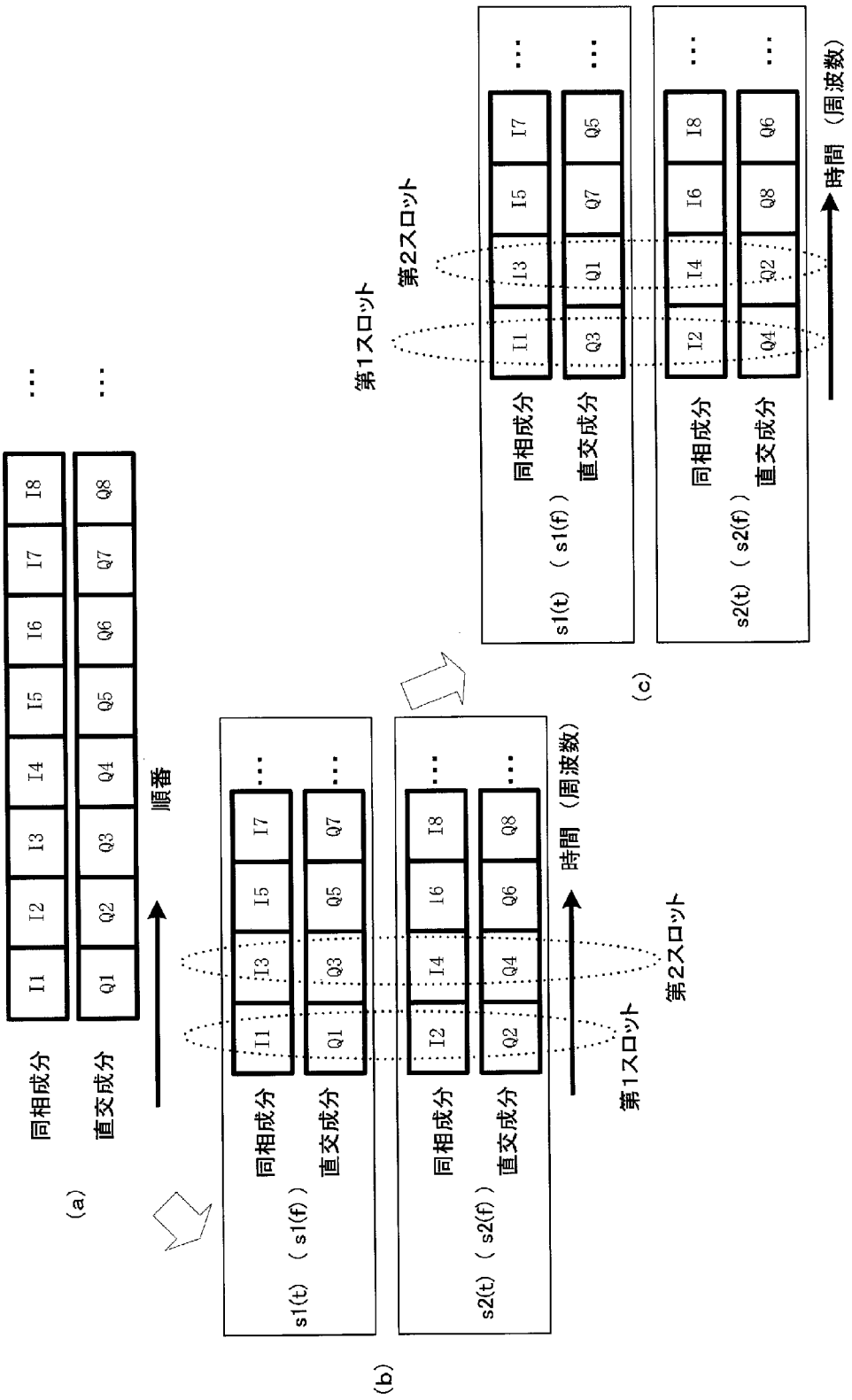
[図136]


s1(t) (s1(f))
s2(t) (s2(f))
13603_A
13603_B
(I1,Q2)
(I3,Q4)
(I5,Q6)
(I2,Q1)
(I4,Q3)
(I6,Q5)
第1スロット
第2スロット
第3スロット
マッピング部
13602
13601
13604

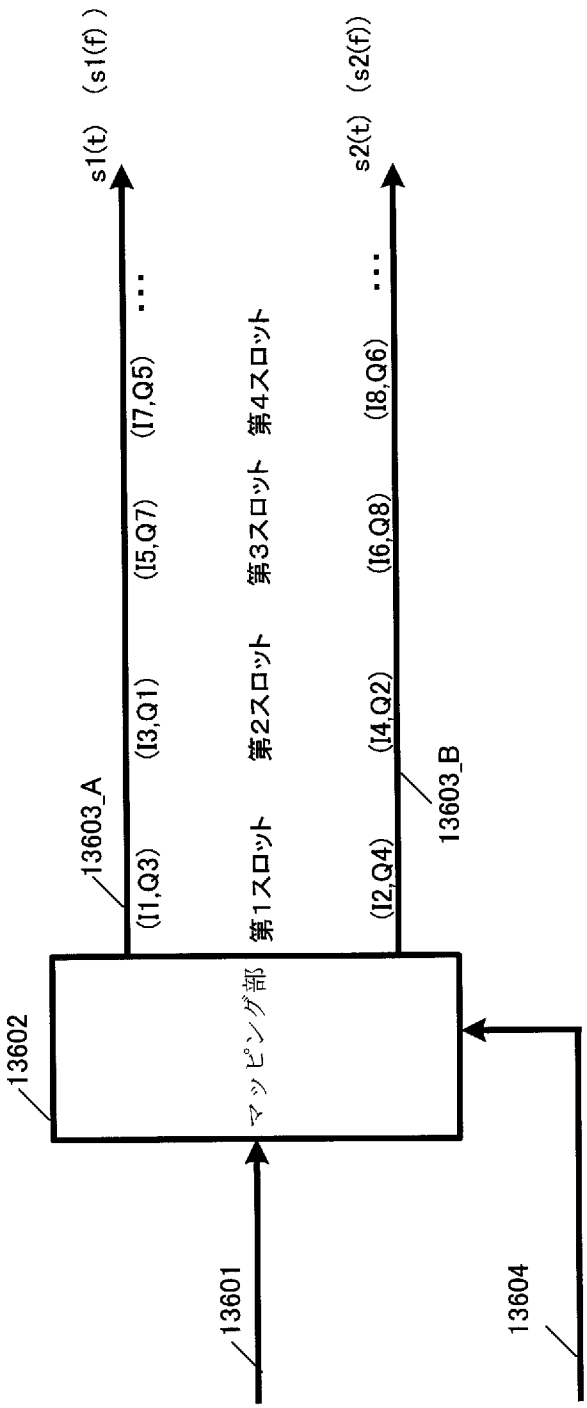
[図137]


s1(t) (s1(f))
s2(t) (s2(f))
...
(I5,Q6)
(I3,Q4)
(I1,Q2)
(I6,Q5)
(I4,Q3)
(I2,Q1)
第1スロット
第2スロット
第3スロット
13603_A
13603_B
13701_A
13701_B
マッピング部
マッピング部
13601
13604

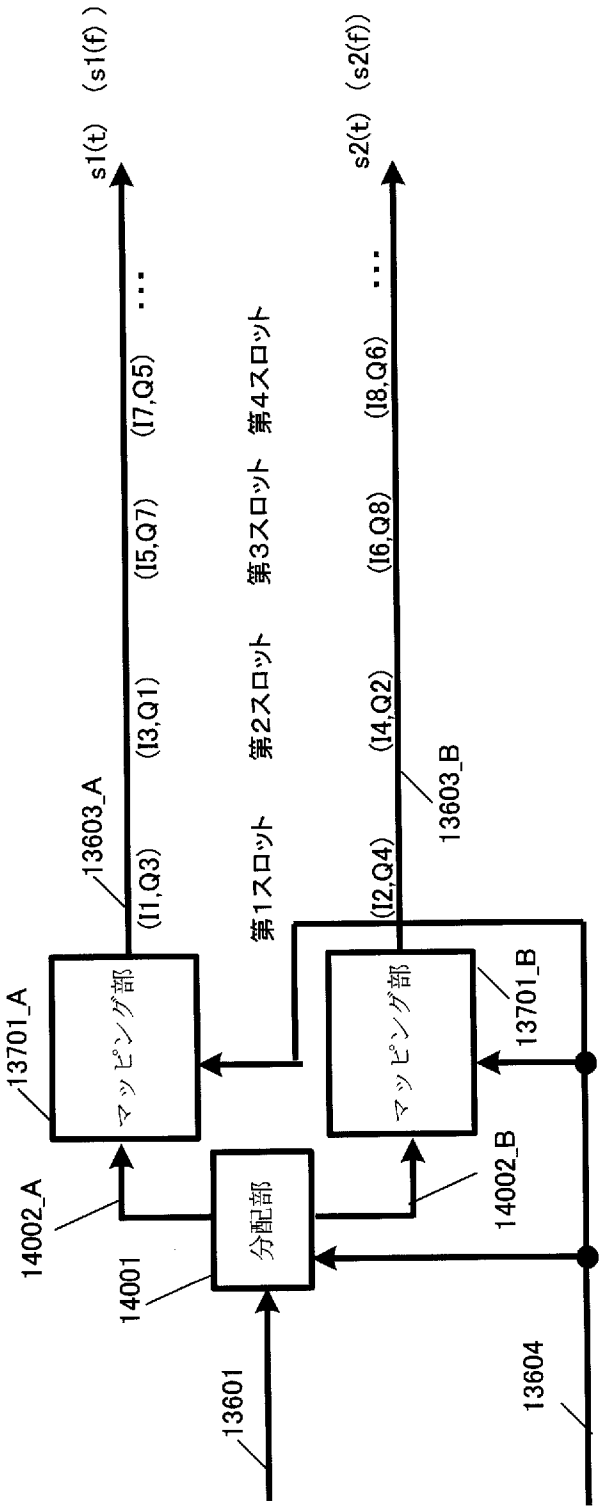
[図138]


(a)
同相成分
直交成分
順番
I1 I2 I3 I4 I5 I6 I7 I8
Q1 Q2 Q3 Q4 Q5 Q6 Q7 Q8
(b)
s1(t) （s1(f)）
s2(t) （s2(f)）
同相成分
直交成分
第1スロット
第2スロット
時間（周波数）
(c)
s1(t) （s1(f)）
s2(t) （s2(f)）
同相成分
直交成分
第1スロット
第2スロット
時間（周波数）

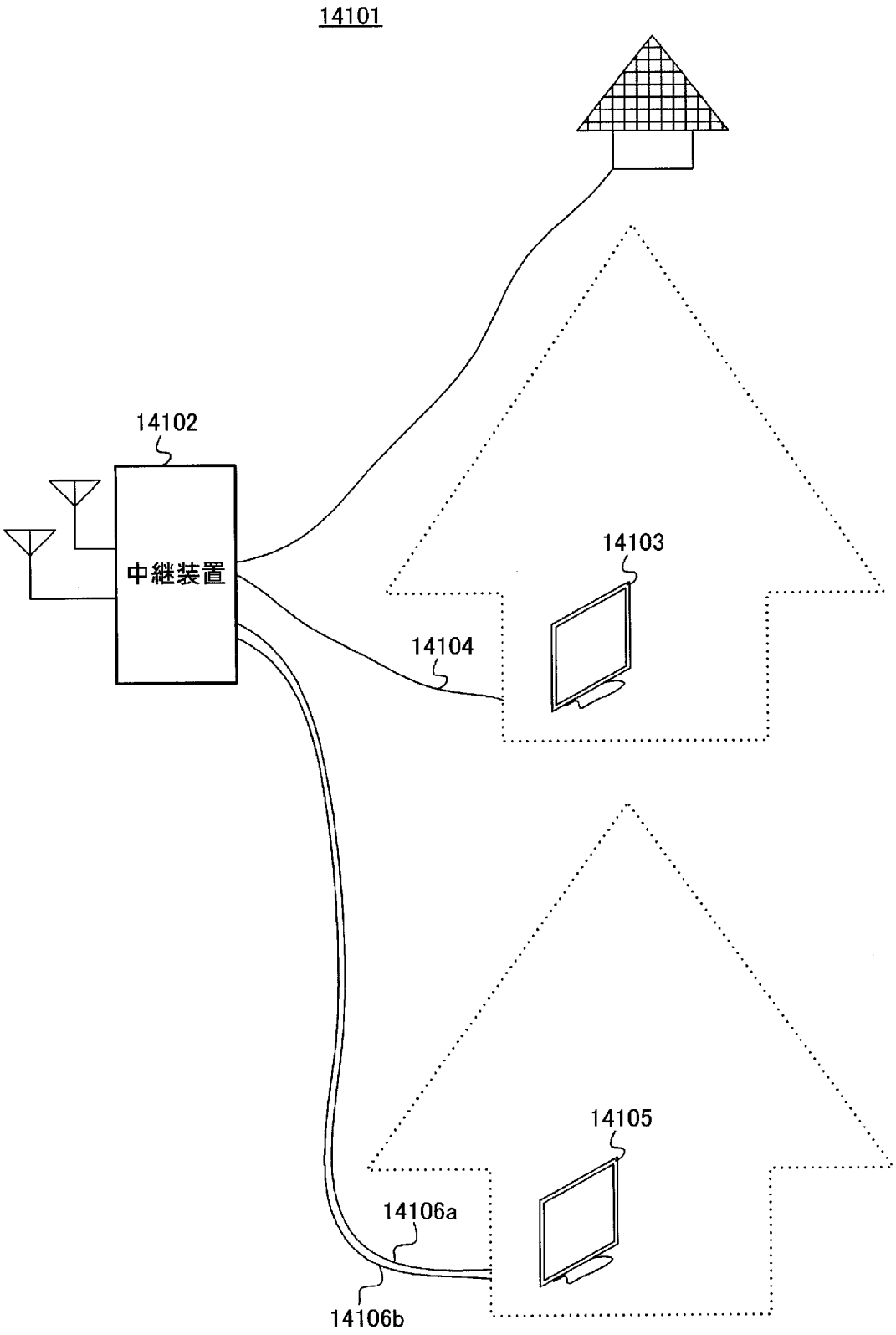
[図139]


s1(t) (s1(f))
s2(t) (s2(f))
13603_A
13603_B
(I1,Q3)
(I3,Q1)
(I5,Q7)
(I7,Q5)
(I2,Q4)
(I4,Q2)
(I6,Q8)
(I8,Q6)
第1スロット
第2スロット
第3スロット
第4スロット
マッピング部
13602
13601
13604

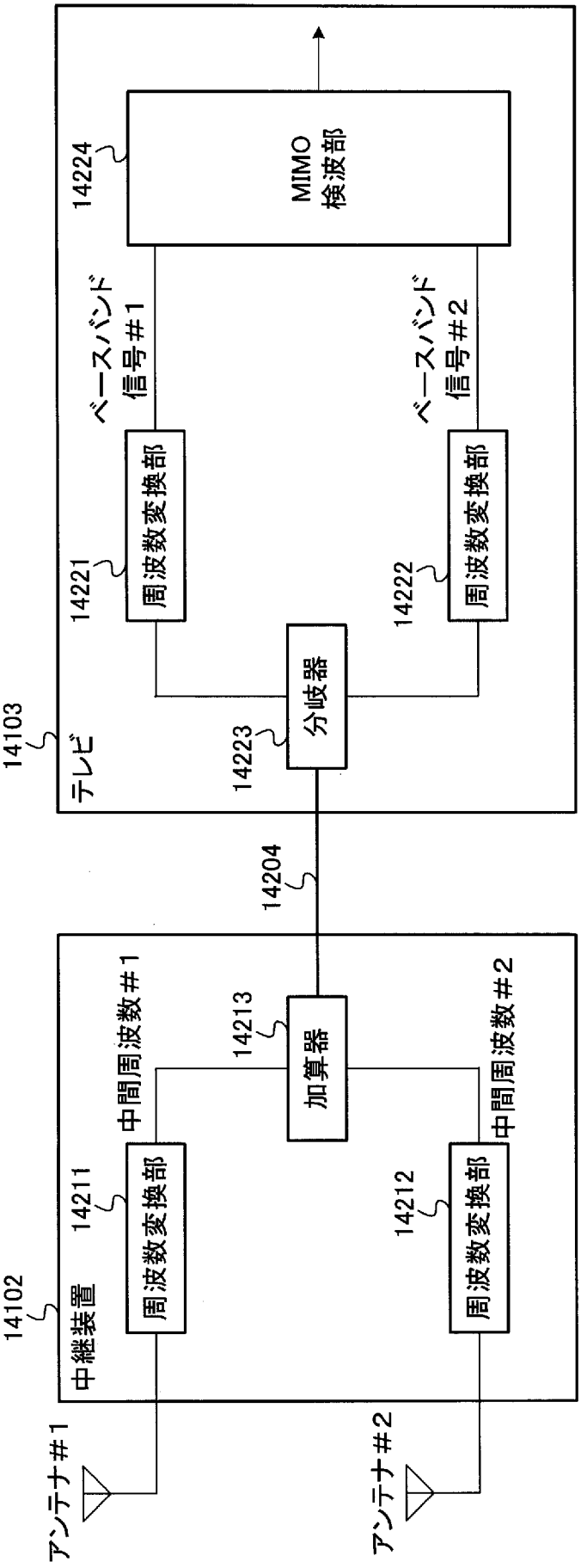
[図140]


s1(t) (s1(f))
s2(t) (s2(f))
(I1,Q3)
(I3,Q1)
(I5,Q7)
(I7,Q5)
(I2,Q4)
(I4,Q2)
(I6,Q8)
(I8,Q6)
第1スロット
第2スロット
第3スロット
第4スロット
13603_A
13603_B
13701_A
13701_B
マッピング部
マッピング部
分配部
14002_A
14002_B
14001
13601
13604

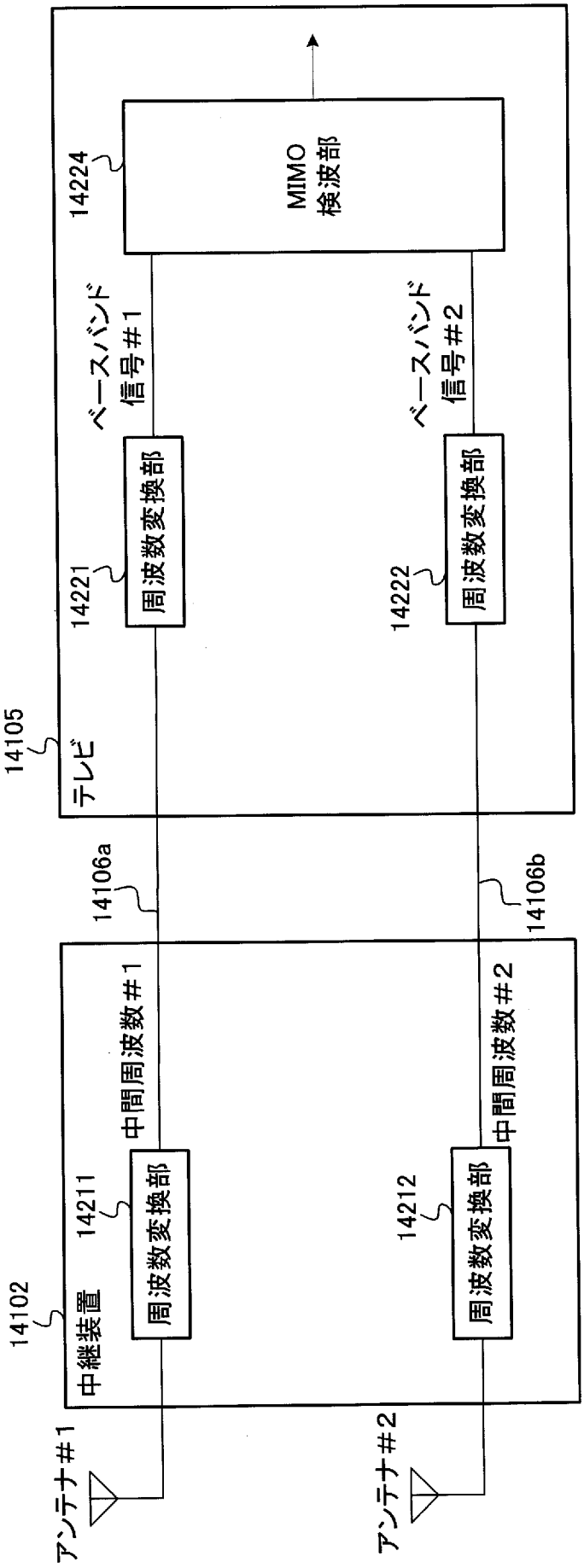
[図141]



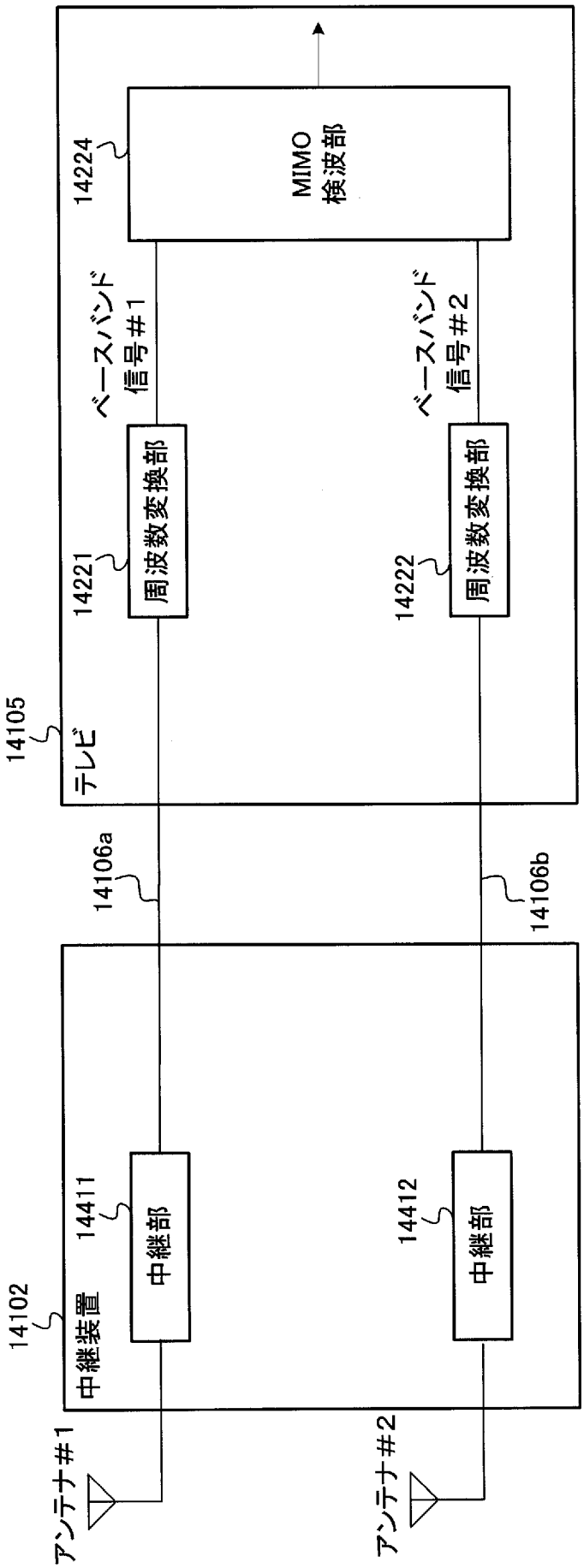
[図142]


14103
テレビ
14224
MIMO
検波部
ベースバンド
信号#1
ベースバンド
信号#2
14221
周波数変換部
14222
周波数変換部
14223
分岐器
14204
14102
中継装置
14211
周波数変換部
14212
周波数変換部
14213
加算器
中間周波数#1
中間周波数#2
アンテナ#1
アンテナ#2

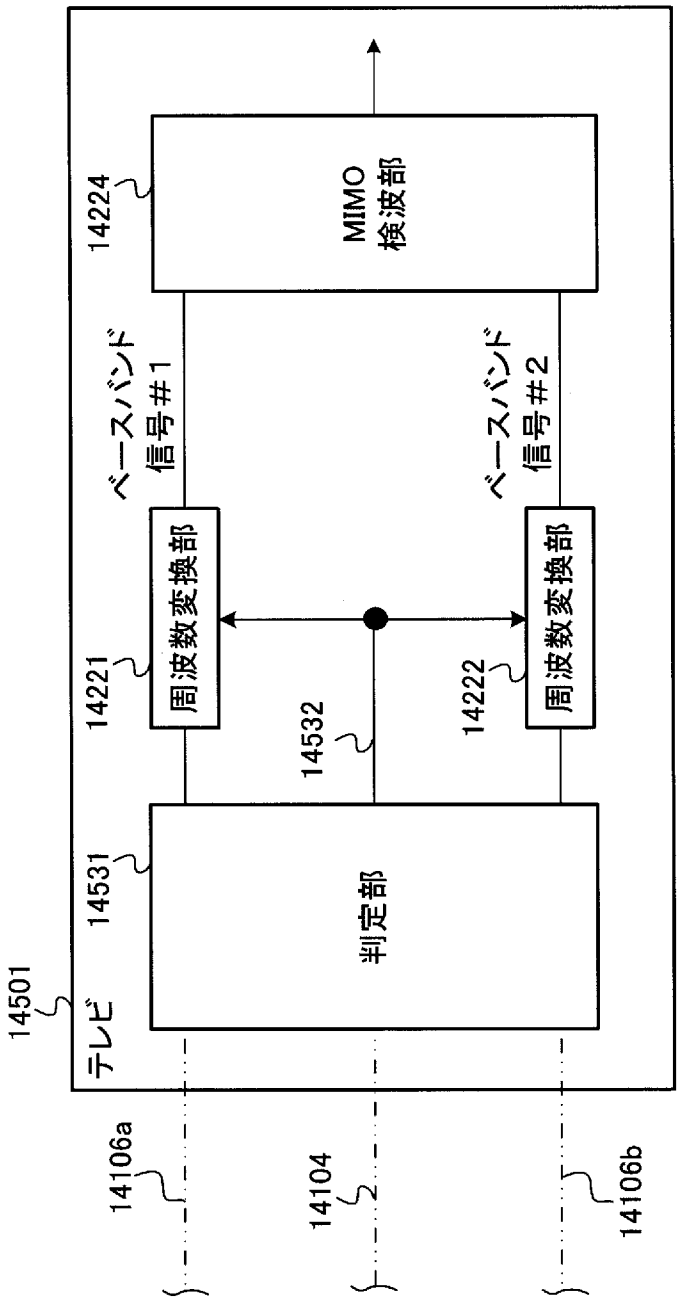
[図143]


14105
テレビ
14224
MIMO
検波部
ベースバンド
信号#1
ベースバンド
信号#2
14221
周波数変換部
14222
周波数変換部
14106a
14106b
14102
中継装置
中間周波数#1
中間周波数#2
14211
周波数変換部
14212
周波数変換部
アンテナ#1
アンテナ#2

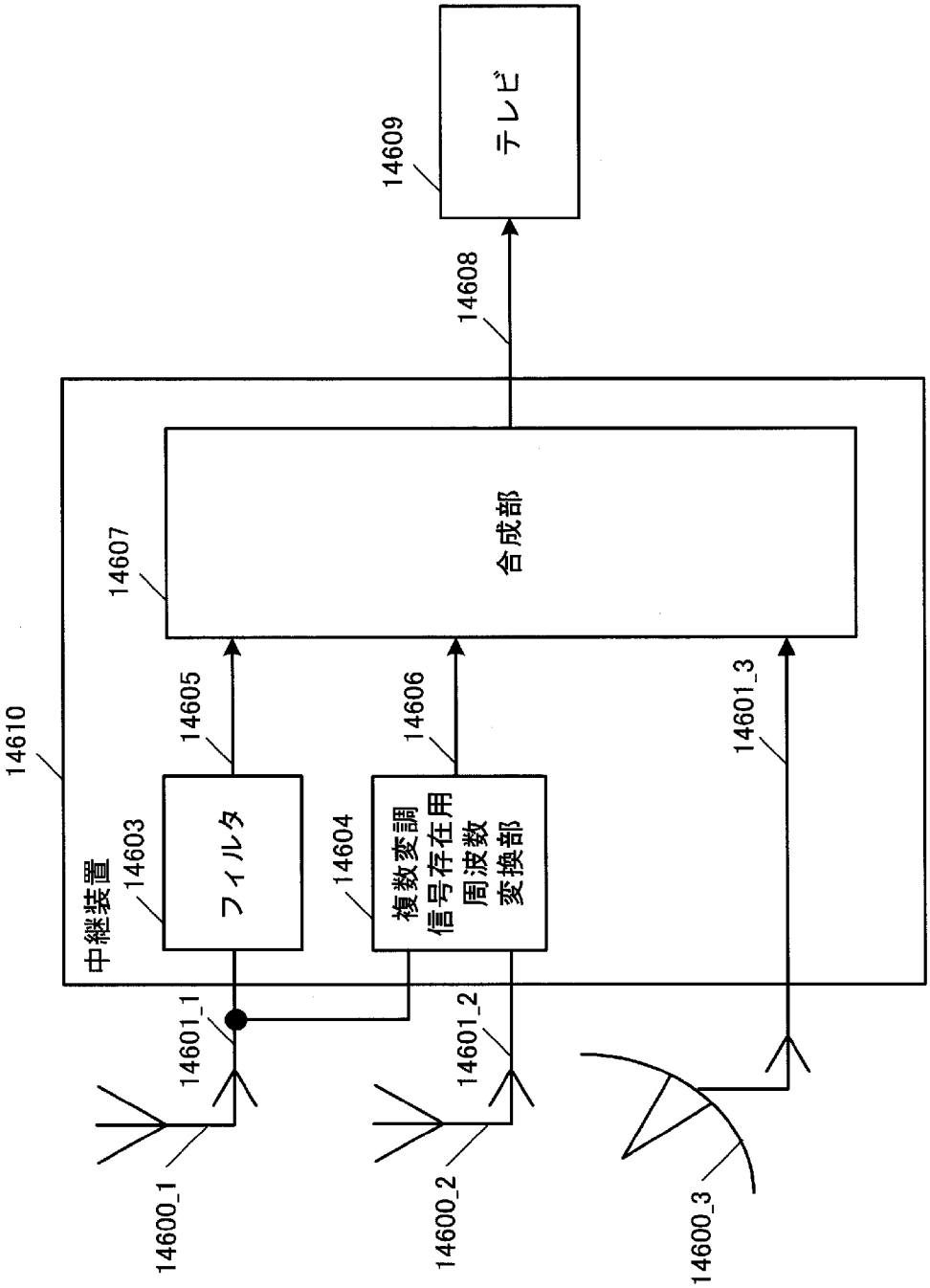
[図144]


14105
テレビ
14224
MIMO
検波部
ベースバンド
信号#1
ベースバンド
信号#2
14221
周波数変換部
14222
周波数変換部
14106a
14106b
14102
中継装置
14411
中継部
14412
中継部
アンテナ#1
アンテナ#2

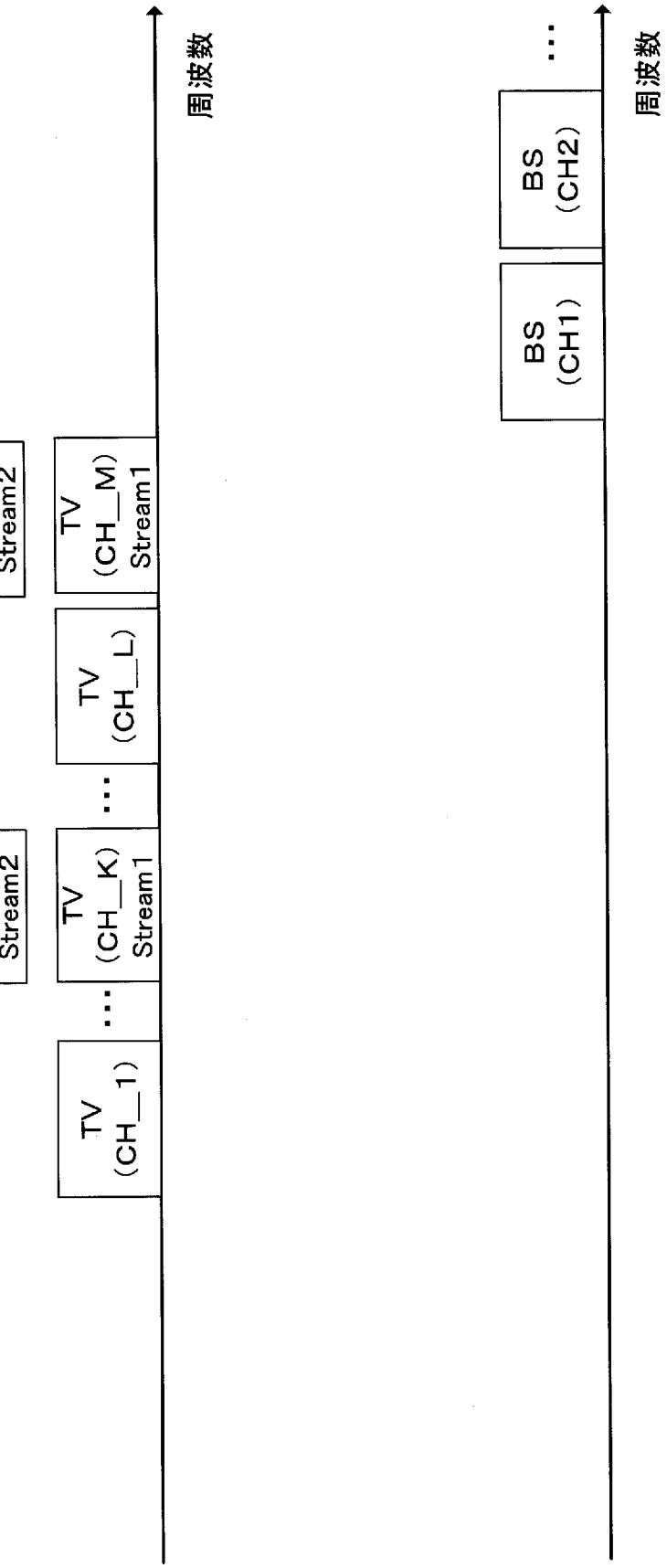
[図145]


14501
テレビ
14531
判定部
14532
14221
周波数変換部
14222
周波数変換部
ベースバンド信号#1
ベースバンド信号#2
14224
MIMO検波部
14106a
14104
14106b

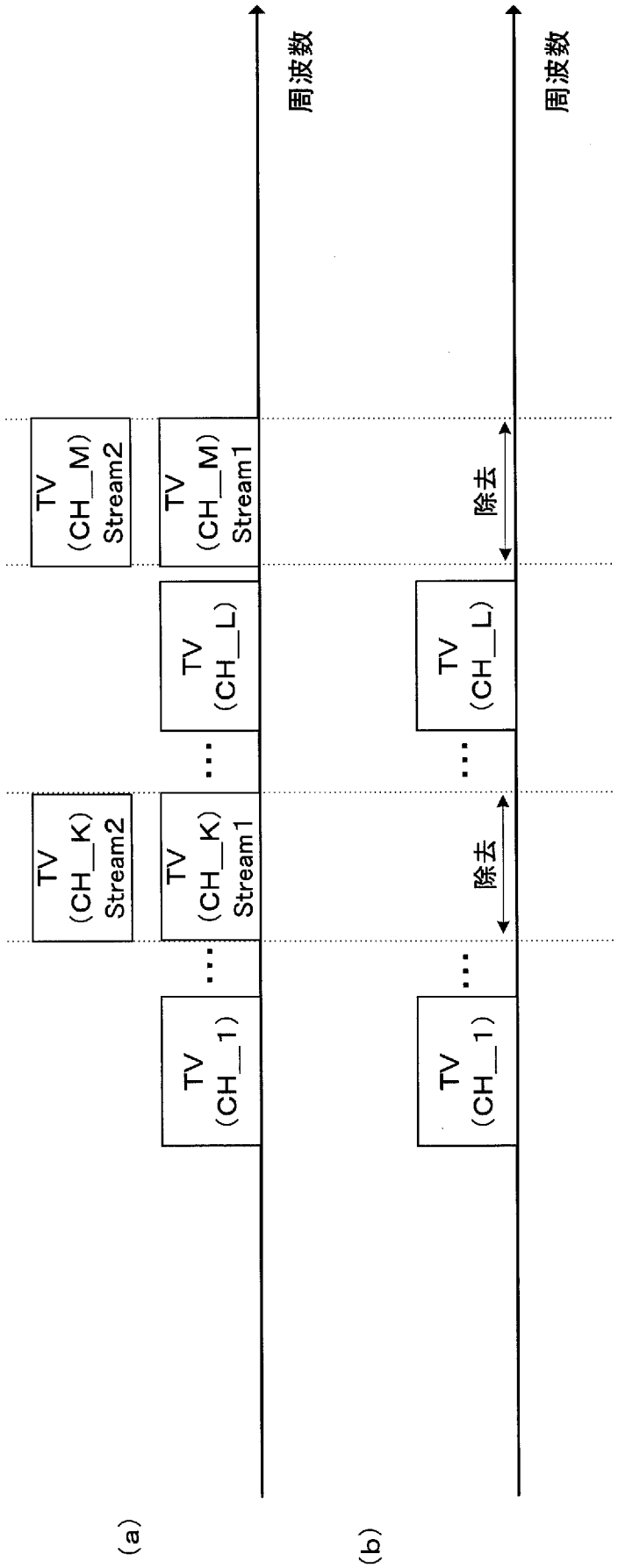
[図146]


14609
テレビ
14608
14610
中継装置
14607
合成部
14605
14606
14601_3
14603
フィルタ
14604
複数変調
信号存在用
周波数
変換部
14601_1
14601_2
14600_1
14600_2
14600_3

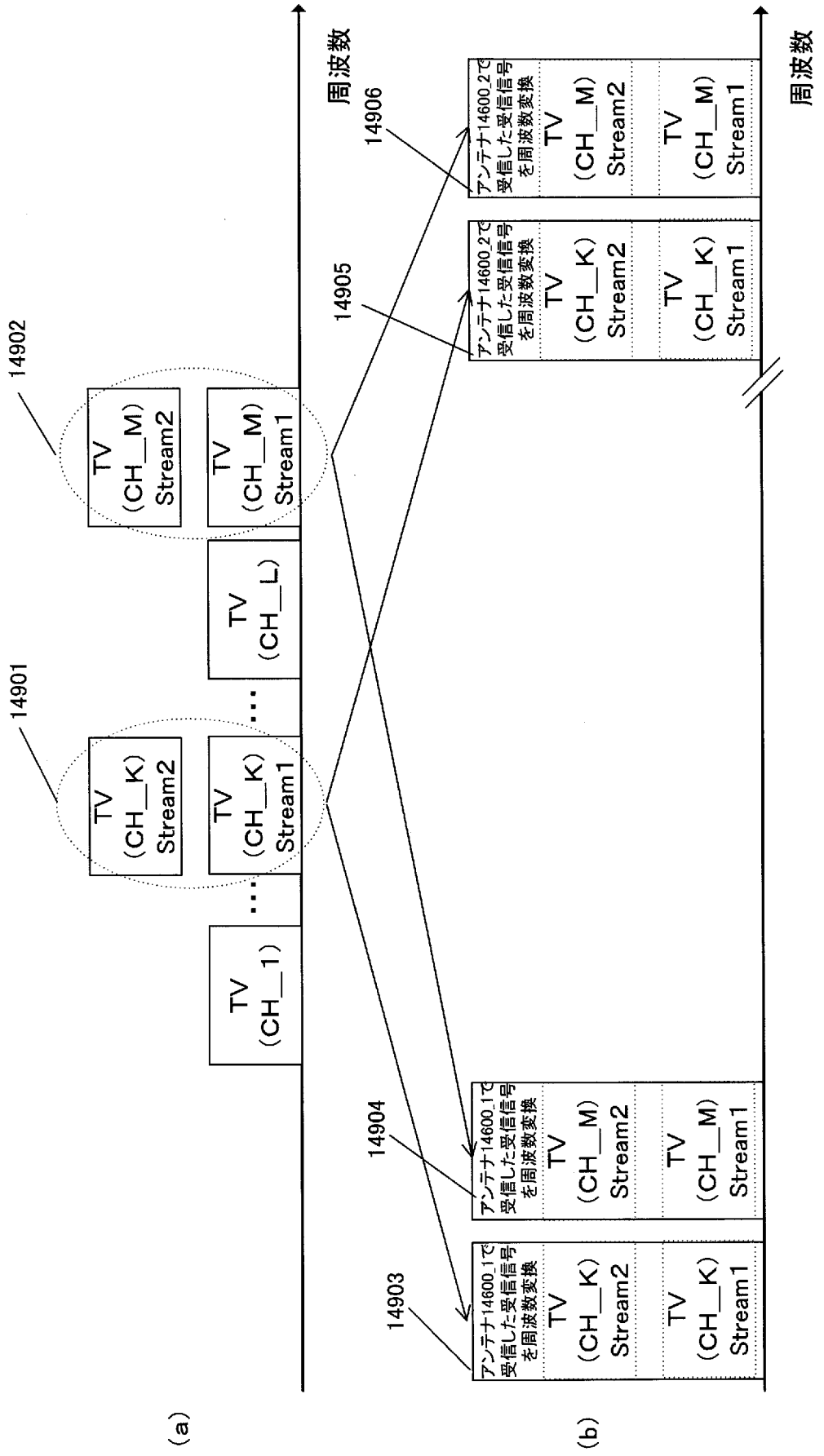
[図147]


周波数
TV (CH_1)
TV (CH_K) Stream1
TV (CH_K) Stream2
TV (CH_L)
TV (CH_M) Stream1
TV (CH_M) Stream2
(a)
周波数
BS (CH1)
BS (CH2)
(b)

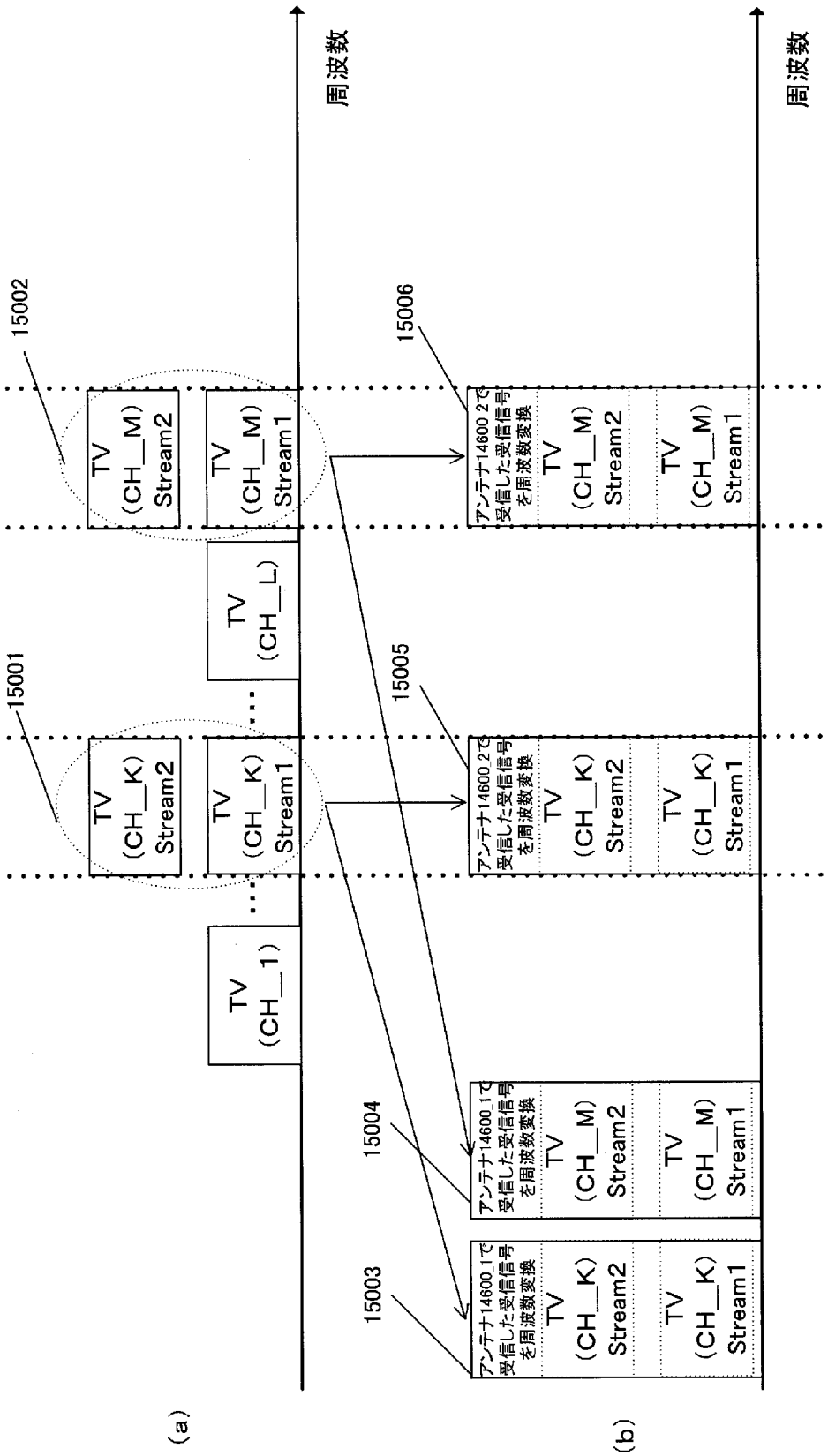
[図148]


周波数
TV (CH_1)
TV (CH_K) Stream1
TV (CH_K) Stream2
TV (CH_L)
TV (CH_M) Stream1
TV (CH_M) Stream2
(a)
周波数
TV (CH_1)
TV (CH_L)
除去
除去
(b)

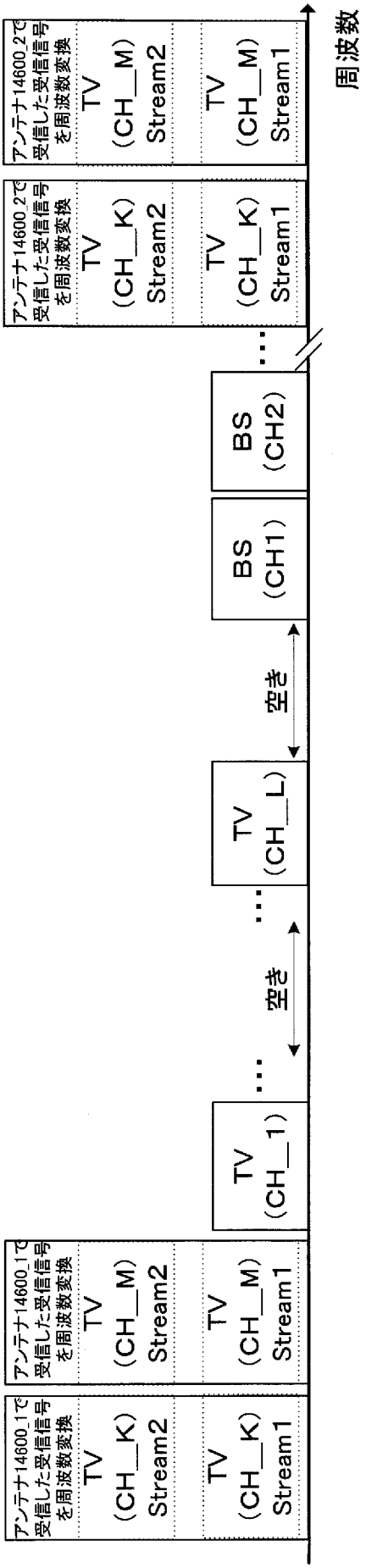
[図149]


(a)
(b)
周波数
周波数
14901
14902
14903
14904
14905
14906
TV (CH_1)
TV (CH_K) Stream2
TV (CH_K) Stream1
TV (CH_L)
TV (CH_M) Stream2
TV (CH_M) Stream1
アンテナ14600_1で受信した受信信号を周波数変換
アンテナ14600_2で受信した受信信号を周波数変換

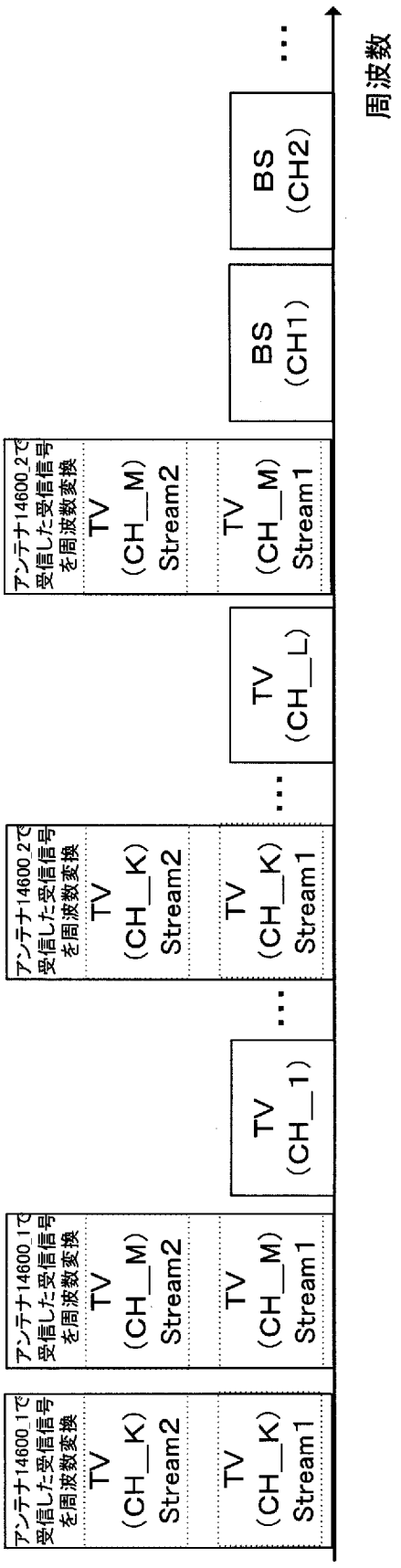
[図150]


周波数
15001
15002
15003
15004
15005
15006
TV (CH_1)
TV (CH_K) Stream1
TV (CH_K) Stream2
TV (CH_L)
TV (CH_M) Stream1
TV (CH_M) Stream2
アンテナ14600_1で受信した受信信号を周波数変換
アンテナ14600_2で受信した受信信号を周波数変換
(a)
(b)

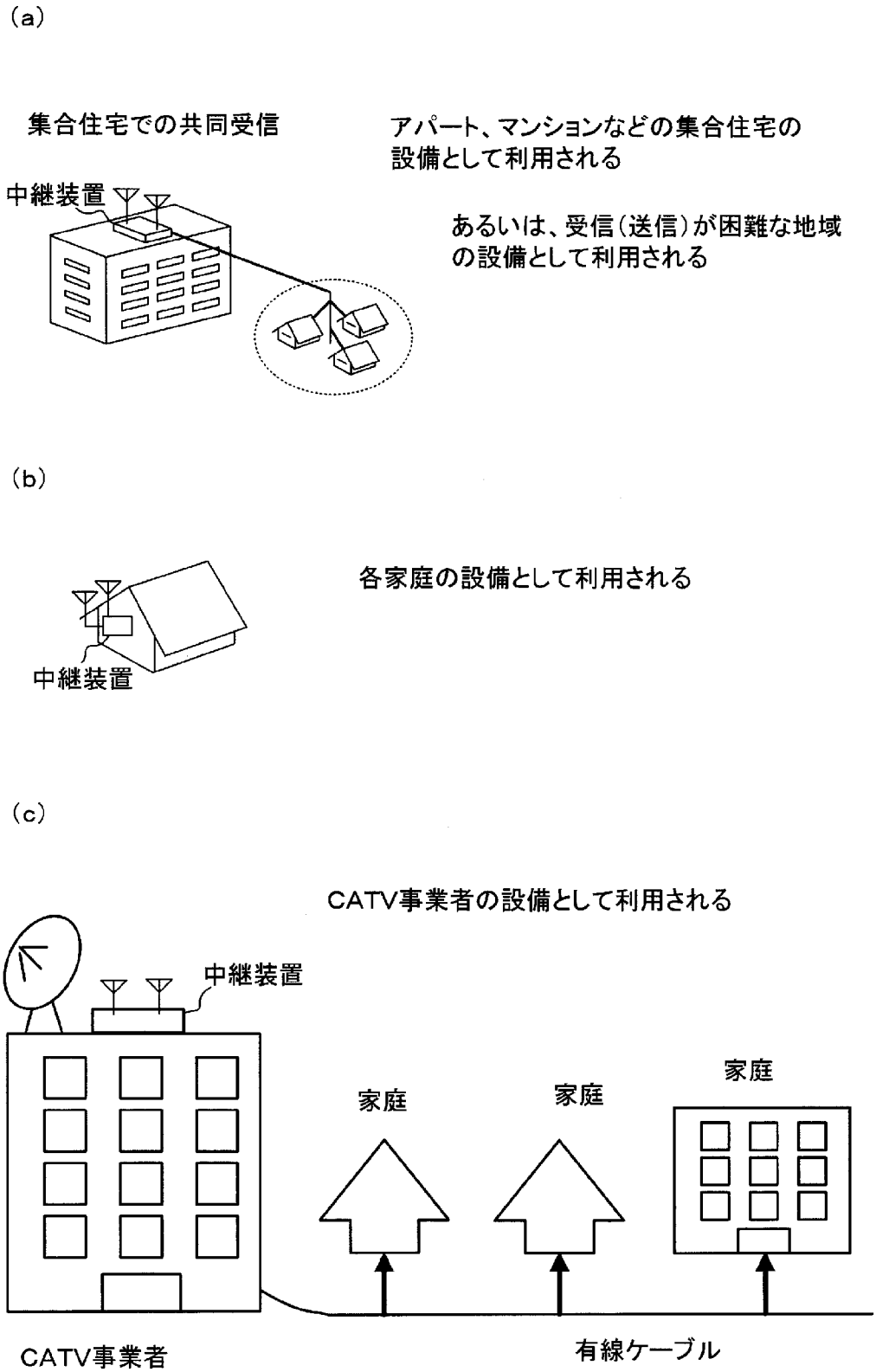
[図151]


アンテナ14600_1で受信した受信信号を周波数変換
TV (CH__K) Stream2
TV (CH__K) Stream1
アンテナ14600_1で受信した受信信号を周波数変換
TV (CH__M) Stream2
TV (CH__M) Stream1
TV (CH__1)
空き
TV (CH__L)
空き
BS (CH1)
BS (CH2)
アンテナ14600_2で受信した受信信号を周波数変換
TV (CH__K) Stream2
TV (CH__K) Stream1
アンテナ14600_2で受信した受信信号を周波数変換
TV (CH__M) Stream2
TV (CH__M) Stream1
周波数

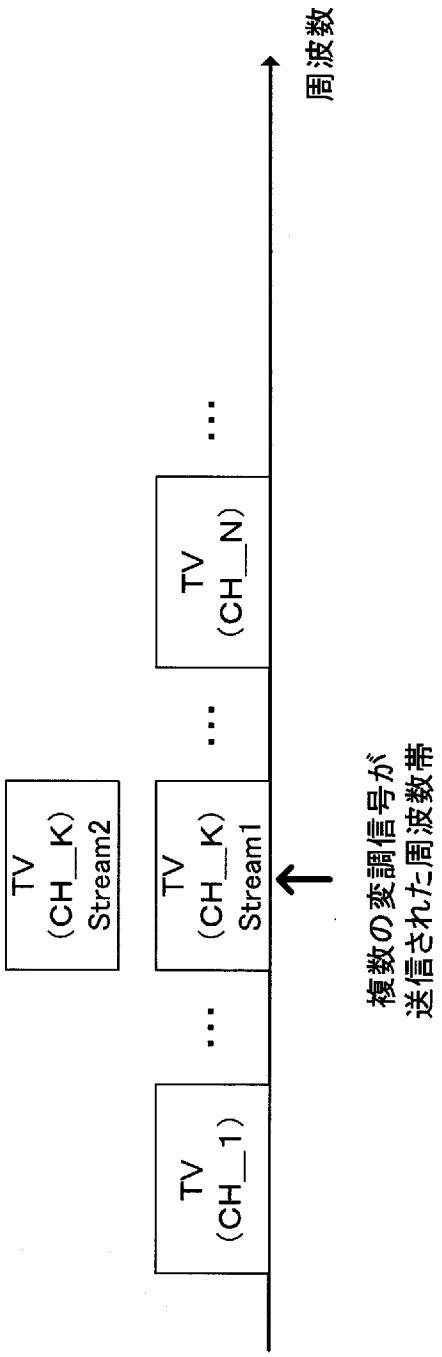
[図152]


アンテナ14600_1で受信した受信信号を周波数変換
TV (CH__K) Stream2
TV (CH__K) Stream1
アンテナ14600_1で受信した受信信号を周波数変換
TV (CH__M) Stream2
TV (CH__M) Stream1
TV (CH__1)
アンテナ14600_2で受信した受信信号を周波数変換
TV (CH__K) Stream2
TV (CH__K) Stream1
TV (CH__L)
アンテナ14600_2で受信した受信信号を周波数変換
TV (CH__M) Stream2
TV (CH__M) Stream1
BS (CH1)
BS (CH2)
周波数

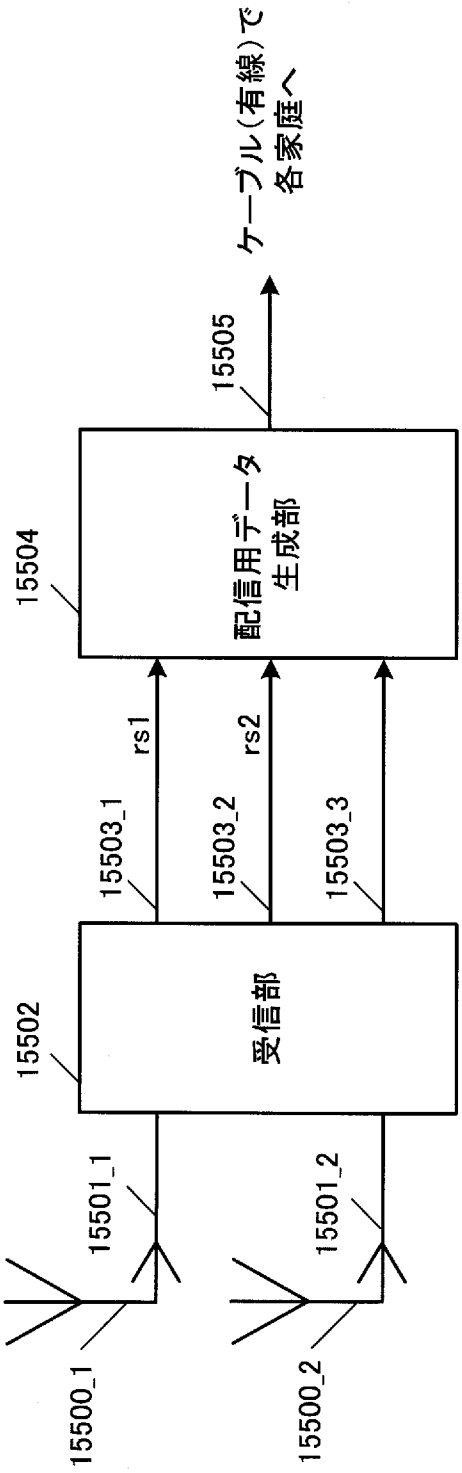
[図153]


(a)
集合住宅での共同受信
アパート、マンションなどの集合住宅の
設備として利用される
中継装置
あるいは、受信(送信)が困難な地域
の設備として利用される
(b)
各家庭の設備として利用される
中継装置
(c)
CATV事業者の設備として利用される
中継装置
家庭
家庭
家庭
CATV事業者
有線ケーブル

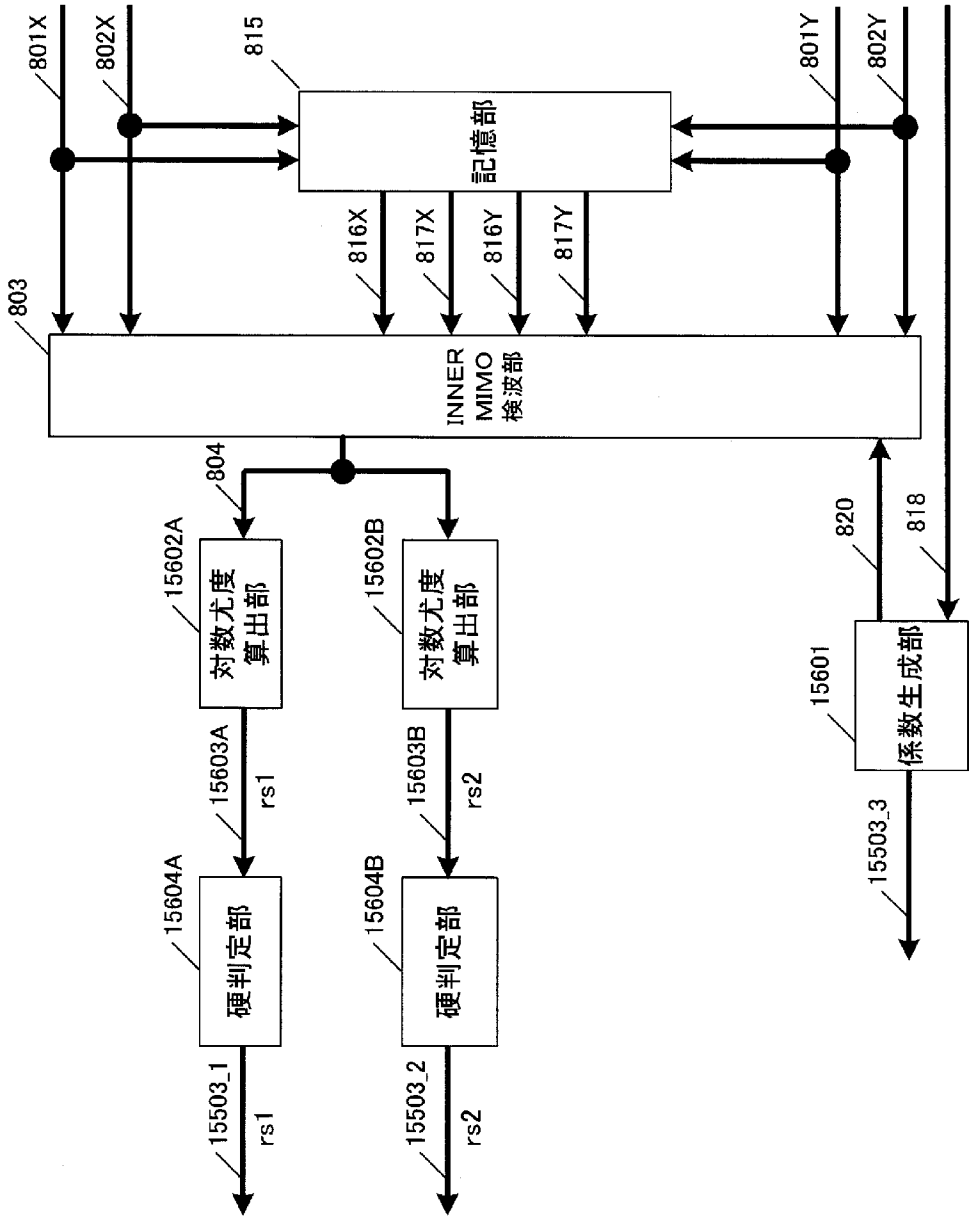
[図154]


周波数
TV
(CH_1)
TV
(CH_K)
Stream2
TV
(CH_K)
Stream1
TV
(CH_N)
複数の変調信号が
送信された周波数帯

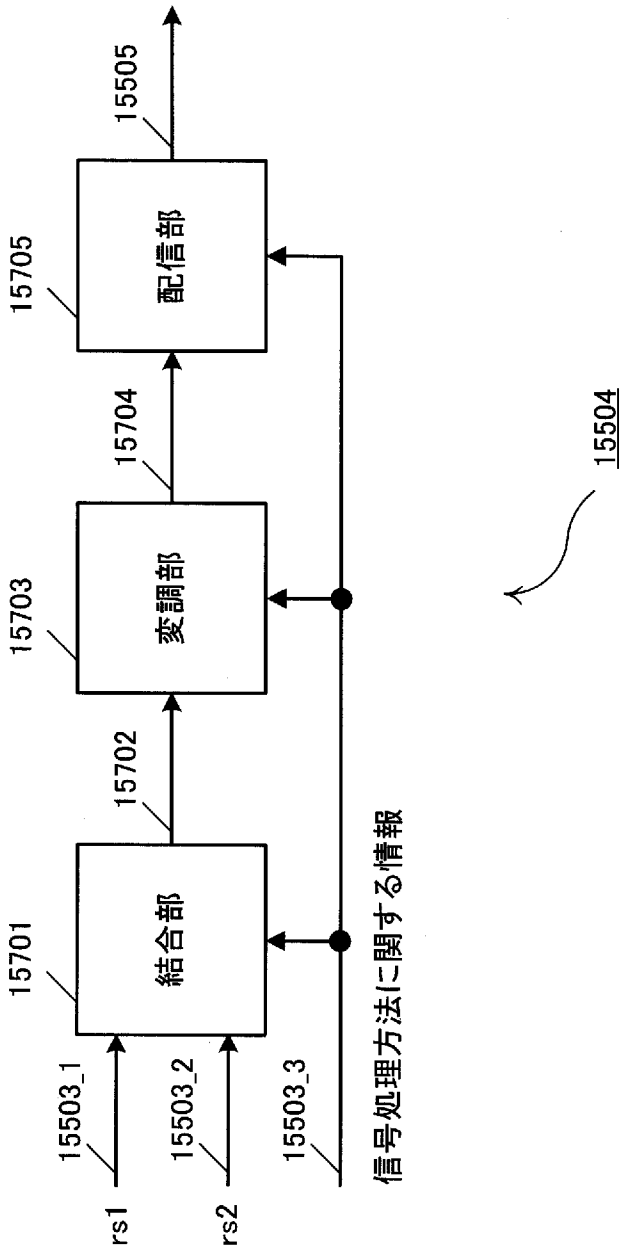
[図155]


ケーブル(有線)で
各家庭へ
15505
15504
配信用データ
生成部
rs1
rs2
15503_1
15503_2
15503_3
15502
受信部
15501_1
15501_2
15500_1
15500_2

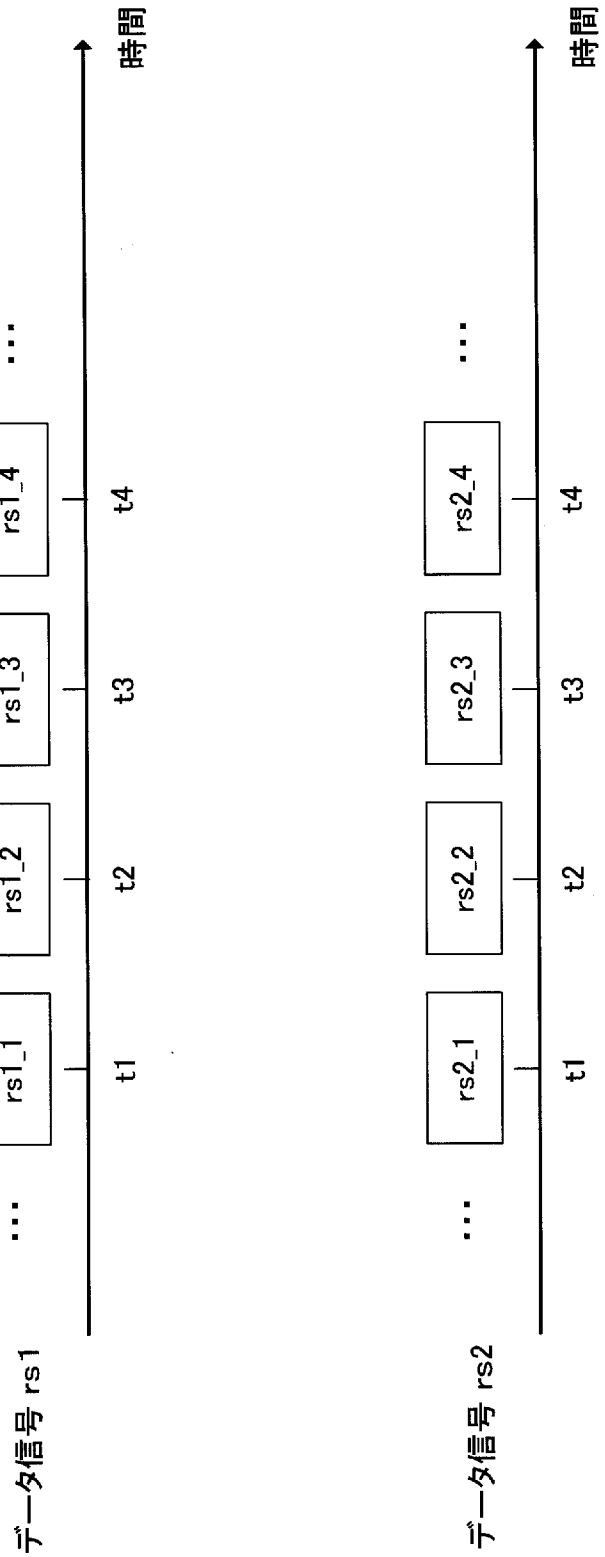
[図156]


801X
802X
815
記憶部
801Y
802Y
816X
817X
816Y
817Y
803
INNER MIMO 検波部
804
820
818
15602A
対数尤度算出部
15602B
対数尤度算出部
15601
係数生成部
15603A
rs1
15603B
rs2
15604A
硬判定部
15604B
硬判定部
15503_3
15503_1
rs1
15503_2
rs2

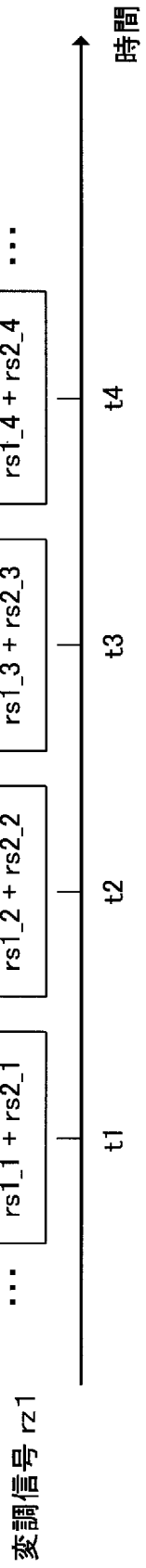
[図157]


15505
配信部
15705
15704
変調部
15703
15702
結合部
15701
15503_1
15503_2
15503_3
rs1
rs2
信号処理方法に関する情報
15504

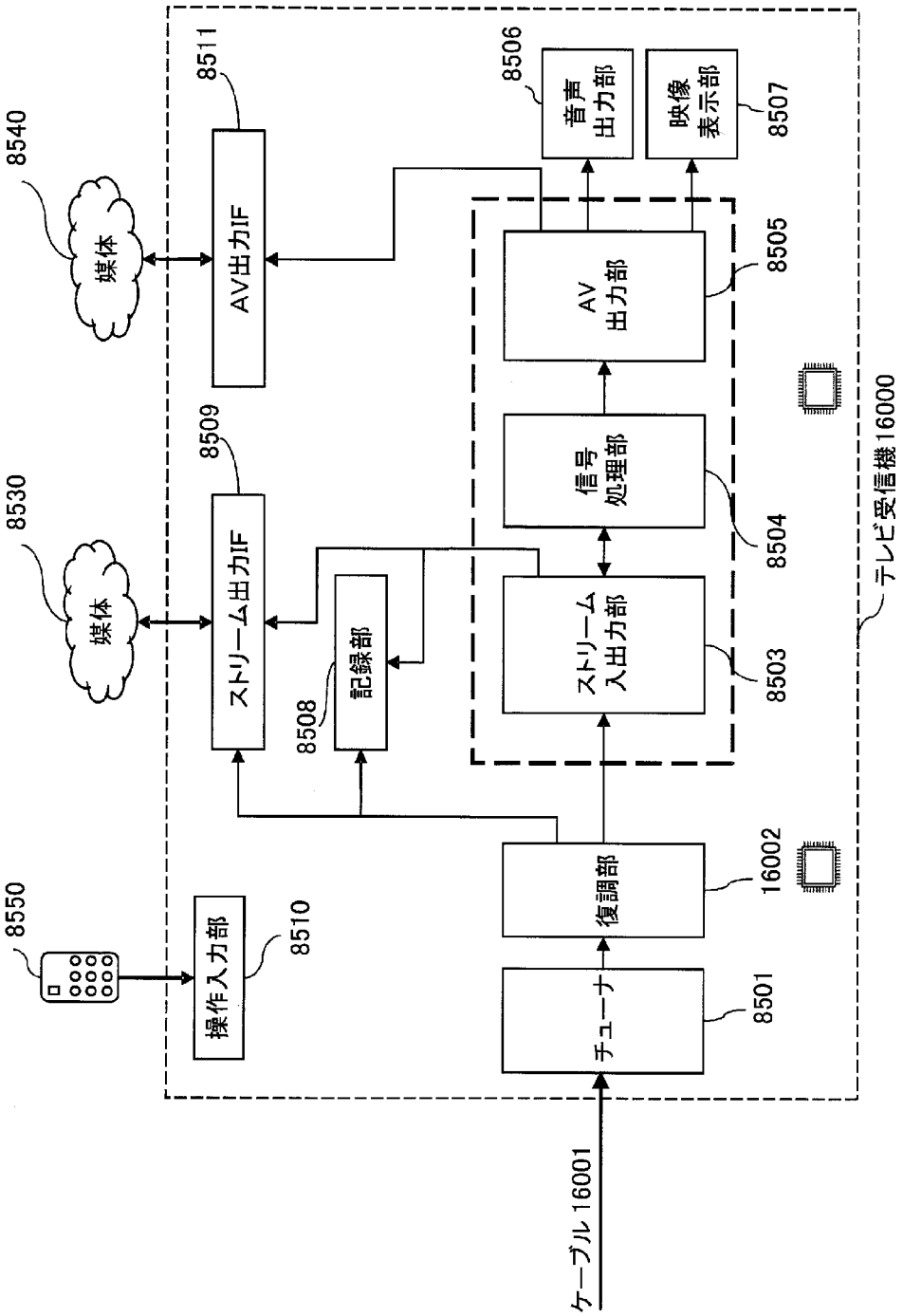
[図158]


データ信号 rs1
rs1_1
rs1_2
rs1_3
rs1_4
t1
t2
t3
t4
時間
データ信号 rs2
rs2_1
rs2_2
rs2_3
rs2_4
t1
t2
t3
t4
時間

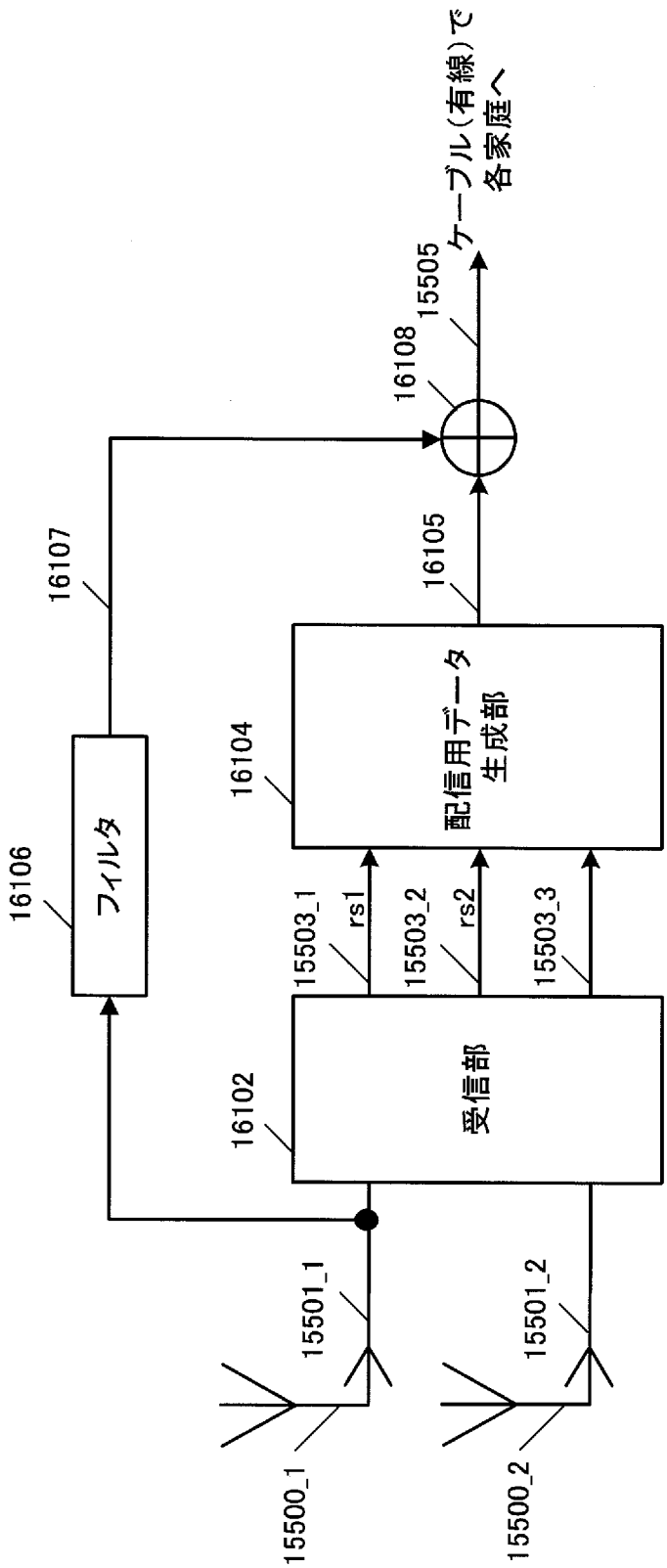
[図159]



[図160]

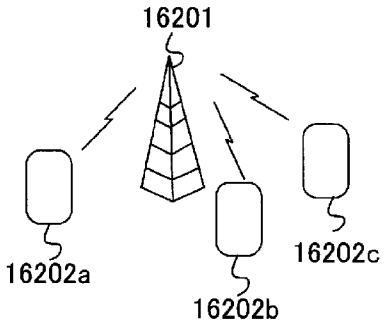

テレビ受信機16000
ケーブル16001
チューナ
8501
復調部
16002
ストリーム入出力部
8503
信号処理部
8504
AV出力部
8505
音声出力部
8506
映像表示部
8507
記録部
8508
ストリーム出力IF
8509
AV出力IF
8511
操作入力部
8510
媒体
8530
媒体
8540
8550

[図161]

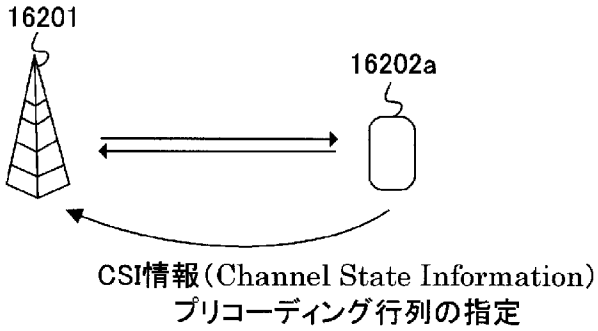

ケーブル(有線)で
各家庭へ
15505
16108
16105
16107
配信用データ
生成部
16104
フィルタ
16106
15503_1
rs1
15503_2
rs2
15503_3
受信部
16102
15501_1
15501_2
15500_1
15500_2

[図162]

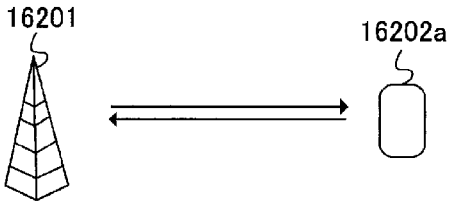
(a)


16201
16202a
16202b
16202c

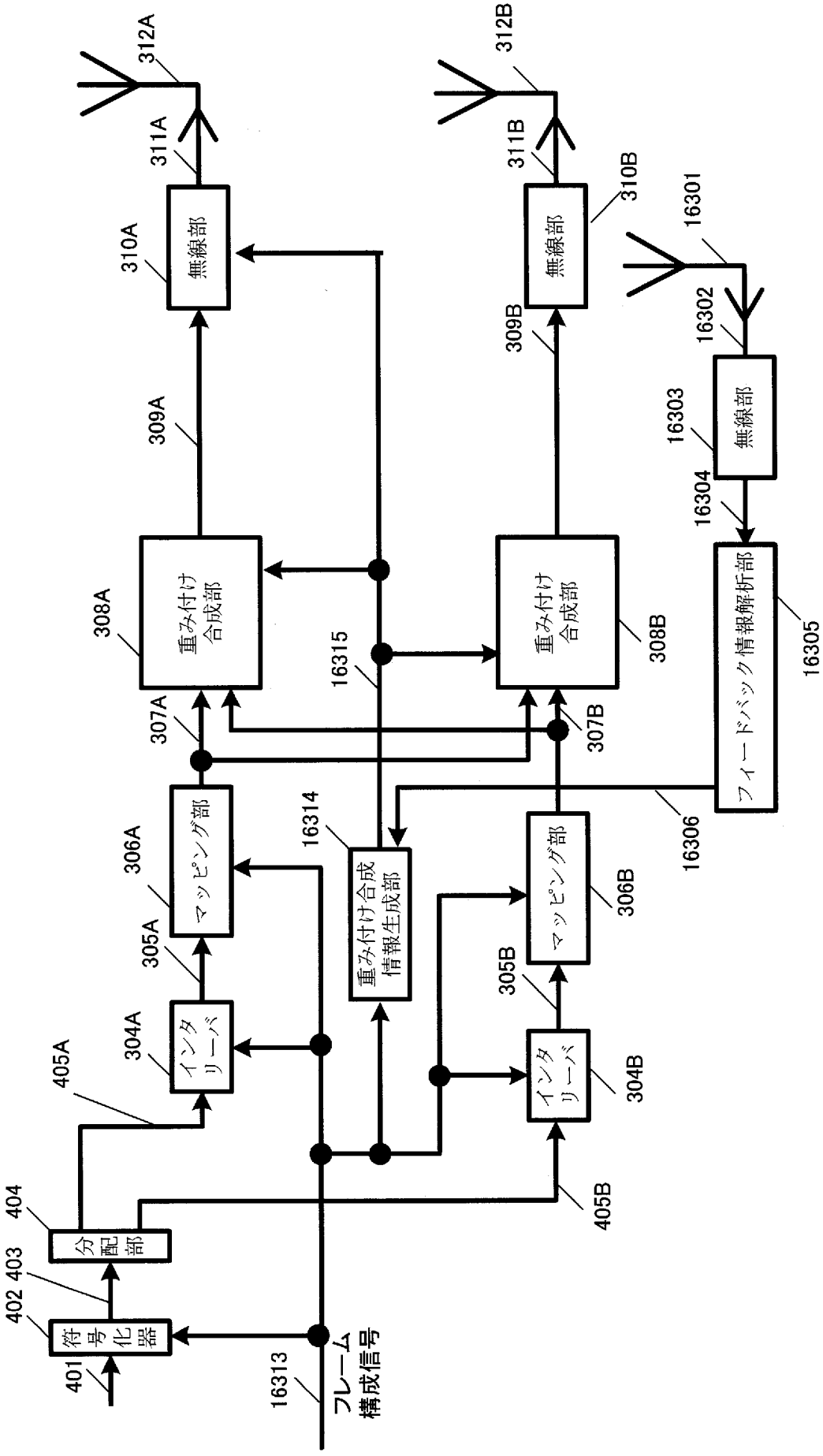
(b)


16201
16202a
CSI情報(Channel State Information)
プリコーディング行列の指定

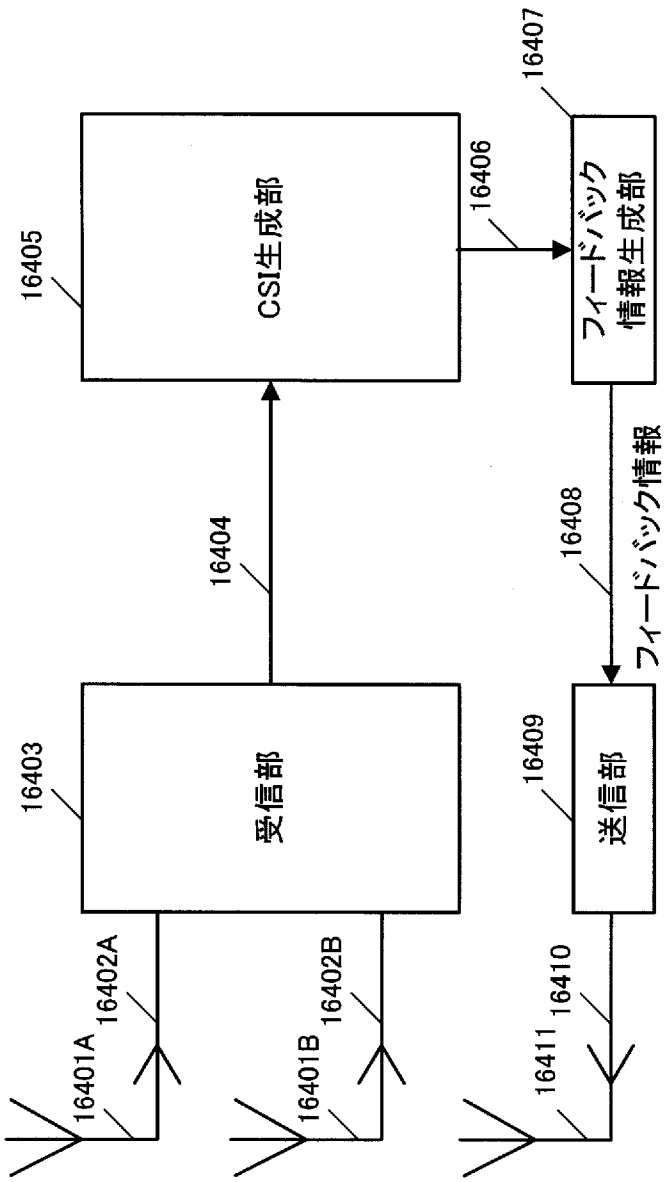
(c)


16201
16202a

[図163]


312A
311A
310A
無線部
309A
308A
重み付け合成部
307A
306A
マッピング部
305A
304A
インタリーバ
405A
404
分配部
403
402
符号化器
401
16313
フレーム構成信号
16314
重み付け合成情報生成部
16315
312B
311B
310B
無線部
309B
308B
重み付け合成部
307B
306B
マッピング部
305B
304B
インタリーバ
405B
16301
16302
16303
無線部
16304
16305
フィードバック情報解析部
16306

[図164]


16407
16406
16405
CSI生成部
フィードバック
情報生成部
16404
16408
フィードバック情報
16403
受信部
16409
送信部
16402A
16401A
16402B
16401B
16411
16410

[図165]


CSI (Channel State Information) :
CQI
(Channel Quality Information)
RI
(Rank Indication)
PMI
(Precoding Matrix Indicator)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2012/002676

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H04J99/00(2009.01)i, *H04B7/04*(2006.01)i, *H04J11/00*(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H04J99/00, H04B7/04, H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 2010/084553 A1 (Panasonic Corp.), 29 July 2010 (29.07.2010), abstract; paragraphs [0007], [0196], [0198]; fig. 1 (Family: none)	1,2
Y	JP 2002-111615 A (Sharp Corp.), 12 April 2002 (12.04.2002), paragraphs [0017] to [0024]; fig. 2 & US 2002/0039393 A1	1,2

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
08 June, 2012 (08.06.12)	26 June, 2012 (26.06.12)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office Facsimile No.	Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2012/002676

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	WO 2008/048060 A1 (Samsung Electronics Co., Ltd.), 24 April 2008 (24.04.2008), page 21, lines 8 to 23 & JP 2010-507315 A & US 2009/0196279 A1 & EP 2076980 A & KR 10-2008-0035498 A & CN 101601206 A	1,2

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１２／００２６７６

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H04J99/00(2009.01)i, H04B7/04(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i

Ｂ．　調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H04J99/00, H04B7/04, H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２０１２年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１２年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１２年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

Ｃ．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
Y	WO 2010/084553 A1（パナソニック株式会社）2010.07.29, 要約,[0007],[0196],[0198],図１（ファミリーなし）	1,2
Y	JP 2002-111615 A（シャープ株式会社）2002.04.12, 段落【００１７】－段落【００２４】, 図２ & US 2002/0039393 A1	1,2
Y	WO 2008/048060 A1（三星電子株式会社）2008.04.24, 第２１頁８行目－２３行目 & JP 2010-507315 A & US 2009/0196279 A1 & EP 2076980 A & KR 10-2008-0035498 A & CN 101601206 A	1,2

☐　Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。

☐　パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊　引用文献のカテゴリー
「Ａ」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「Ｅ」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「Ｌ」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献
「Ｔ」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「Ｘ」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Ｙ」特に関連のある文献であって、当該文献と他の１以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「＆」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 ０８．０６．２０１２	国際調査報告の発送日 ２６．０６．２０１２
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ） 郵便番号１００－８９１５ 東京都千代田区霞が関三丁目４番３号	特許庁審査官（権限のある職員）　５Ｋ　３４６２ 太田　龍一 電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５５６