

(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
2014年9月12日(12.09.2014)



(10) 国際公開番号

WO 2014/136756 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 11/00 (2006.01) H04J 99/00 (2009.01)
H04B 7/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/055419
- (22) 国際出願日: 2014年3月4日(04.03.2014)
- (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 2013-042340 2013年3月4日(04.03.2013) JP
- (71) 出願人: シャープ株式会社(SHARP KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒5458522 大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 Osaka (JP). 国立大学法人大阪大学(OSAKA UNIVERSITY) [JP/JP]; 〒5650871 大阪府吹田市山田丘1番1号 Osaka (JP).
- (72) 発明者: 高橋 宏樹(TAKAHASHI Hiroki). 後藤 淳悟(GOTO Jungo). 中村 理(NAKAMURA Osamu). 横枕 一成(YOKOMAKURA Kazunari). 浜口 泰弘(HAMAGUCHI Yasuhiro). 三瓶 政一(SAMPEI Seiichi); 〒5650871 大阪府吹田市山田丘1番1号 国立大学法人大阪大学内 Osaka (JP). 宮本 伸一(MIYAMOTO Shinichi); 〒5650871 大阪府吹田市山田丘1番1号 国立大学法人大阪大

学内 Osaka (JP). 衣斐 信介(IBE Shinsuke); 〒5650871 大阪府吹田市山田丘1番1号 国立大学法人大阪大学内 Osaka (JP).

(74) 代理人: 船山 武, 外(FUNAYAMA Takeshi et al.); 〒1006620 東京都千代田区丸の内一丁目9番2号 Tokyo (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, BN, 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, IR, IS, JP, KE, KG, 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, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, 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.

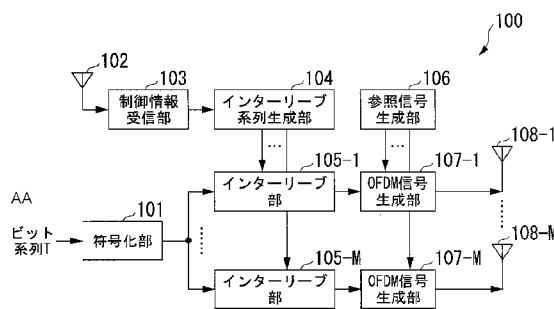
(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーロシヤ (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM,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

[続葉有]

(54) Title: WIRELESS COMMUNICATIONS DEVICE AND WIRELESS COMMUNICATIONS METHOD

(54) 発明の名称: 無線通信装置及び無線通信方法

[図2]



- 101 Encoding unit
103 Control information reception unit
104 Interleaving sequence generation unit
105-1, 105-M Interleaving unit
106 Reference signal generation unit
107-1, 107-M OFDM signal generation unit
AA Bit sequence (T)

(57) Abstract: A wireless communications device that sends to a reception device a first wireless signal indicating a bit sequence. The first wireless signal is sent at the same time as a second wireless signal indicating the bit sequence. A prescribed ratio of components of the first wireless signal and the second wireless signal are interleaved at different frequencies or different times between the first wireless signal and the second wireless signal. The remaining components are interleaved at the same frequency or the same time, between the first wireless signal and the second wireless signal.

(57) 要約: 本発明の一態様では、受信装置に対し、ビット系列を表す第1の無線信号を送信する無線通信装置であって、第1の無線信号は、上述のビット系列を表す第2の無線信号と同時に送信され、第1の無線信号と、第2の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、第1の無線信号と第2の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、第1の無線信号と第2の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される。

WO 2014/136756 A1



(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

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：無線通信装置及び無線通信方法

技術分野

[0001] 本発明は、無線通信装置及び無線通信方法に関する。

本願は、2013年3月4日に、日本に出願された特願2013-042340号に基づき優先権を主張し、その内容をここに援用する。

背景技術

[0002] セルラシステムでは、一般的に基地局装置のエリアの境界付近（セルエッジ）に位置する端末装置が隣接セルからの干渉を受け、良好な伝送特性が得られないという問題が存在する。この問題に対し、複数の送信アンテナを使用した送信ダイバーシチ技術や、複数の基地局装置や送信ポイント間で協調して同一の端末装置宛のデータを送信する協調マルチポイント送受信（COMP: Coordinated Multi-Point transmission and reception）などが有効である。

[0003] 例えば、送信ダイバーシチ技術では、端末装置において基地局装置との間の伝搬路状況を測定し、その結果をフィードバックした上で、基地局装置側で複数の送信アンテナから送信される同一信号に対し受信特性が良好となるようプリコーディングを行なうビームフォーミング手法が広く検討されている。ビームフォーミングでは受信特性を改善するだけでなく、COMPに適用することでセルエッジにおける干渉問題を克服できるため、注目されている技術である。

[0004] しかしながら、このようなビームを形成するためには伝送に使用する伝搬路の特性を予め正確に推定する必要があり、端末装置から基地局装置へ大量の伝搬路の情報をフィードバックしなければならない。さらにCOMPにおいては連携する基地局装置間で高精度な周波数同期が必要となる。そのため、これらに誤差が含まれる場合には著しく特性が劣化する問題を有する。

[0005] 直交時空間ブロック符号（OSTBC: Orthogonal Space

e Time Block Code) は、フィードバックを要求することなくダイバーシチ効果を得られる点で有効な手法であるが、送信アンテナ本数が2より多い場合、直交符号を空間上で形成するために伝送レートを下げなければならないという問題を有する。

[0006] 上述の複数の問題に対し、発明者らは特許文献1において、プリコーディングのための伝搬路情報を必要とせず、また伝送レートを下げることなく、高いダイバーシチ効果を実現する受信装置、送信装置、受信方法、送信方法およびプログラムを開示している。特許文献1では、送信装置が同一データに対し送信アンテナ毎に異なるインターリーブを適用することで、アンテナ間で独立した信号系列を生成する。受信装置では、分離した各信号系列のビット対数尤度比 (LLR : Log Likelihood Ratio) をデインターリーブし、同一データのLLRとして合成することにより、復号したビットの信頼性を改善させる。更に合成したLLRから各信号系列のレプリカを生成し、事前情報として受信処理にフィードバックし処理を繰り返す、繰り返し復号により、レイヤ間の干渉を抑圧し、高い送信ダイバーシチ効果を獲得することを可能としている。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：特開2011-040680号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] しかしながら、特許文献1における受信処理では、合成前に信号系列毎に分離する必要があり、各信号系列の復号結果が良好でない場合には、繰り返し復号による改善効果が十分に得られない。その結果、十分な送信ダイバーシチ効果が得られないという問題があった。

[0009] 本発明は、このような事情に鑑みてなされたもので、その目的は、周波数利用効率の高い伝送を行うことができる無線通信装置及び無線通信方法を提

供することにある。

課題を解決するための手段

- [0010] (1) この発明は上述した課題を解決するためになされたもので、本発明の一態様は、受信装置に対し、ビット系列を表す第1の無線信号を送信する無線通信装置であって、前記第1の無線信号は、前記ビット系列を表す第2の無線信号と同時に送信され、前記第1の無線信号と、前記第2の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置され、残りの成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置される。
- [0011] (2) また、本発明の他の態様は、(1)に記載の無線通信装置であって、前記ビット系列のうち、所定の割合のビットについては、第1のインターリーブを行い、残りのビットについては、第2のインターリーブを行なうインターリーブ部と、前記インターリーブ部が出力したビット系列から、前記第1の無線信号を生成し、送信する送信部とを具備し、前記第2の無線信号は、前記所定の割合のビットについて、前記第1のインターリーブとは異なる第3のインターリーブが行われたビット系列と、前記残りのビットについて、前記第2のインターリーブが行われたビット系列とから生成された無線信号であってもよい。
- [0012] (3) また、本発明の他の態様は、(1)に記載の無線通信装置であって、前記ビット系列に基づく複数の変調シンボルに対しDFT処理を施し、複数のシングルキャリアシンボルを生成するDFT部と、前記複数のシングルキャリアシンボルのうち、所定の割合のシングルキャリアシンボルについては、周波数領域で0以上のシフト量である第1のサイクリックシフトを行い、残りのシングルキャリアシンボルについては、周波数領域で0以上のシフト量である第2のサイクリックシフトを行うサイクリックシフト部と、前記サイクリックシフト部が出力したシングルキャリアシンボルから前記第1の無線信号を生成し、送信する送信部とを具備し、前記第2の無線信号は、前記

複数のシングルキャリアシンボルのうち、所定の割合のシングルキャリアシンボルについては前記第1のサイクリックシフトとは異なるシフト量の第3のサイクリックシフトが行われ、残りのシングルキャリアシンボルについては前記第2のサイクリックシフトが行なわれた後に生成された無線信号であってもよい。

[0013] (4) 本発明の他の態様は、(1)から(3)のいずれかに記載の無線通信装置であって、前記第2の無線信号を自装置が生成し、送信してもよい。

[0014] (5) また、本発明の他の態様は、(1)から(3)のいずれかに記載の無線通信装置であって、他の無線通信装置と協調して1つの受信装置に対し、前記ビット系列を送信する無線通信装置であって、前記第2の無線信号は、前記他の無線通信装置により生成され、送信されてもよい。

[0015] (6) また、本発明の他の態様は、(1)から(5)のいずれかに記載の無線通信装置であって、前記所定の割合を表す情報が、前記受信装置より通知されてもよい。

[0016] (7) また、本発明の他の態様は、(1)から(5)のいずれかに記載の無線通信装置であって、前記受信装置が前記第1の無線信号と前記第2の無線信号とを分離可能なように、前記所定の割合を決定する割合決定部を具備してもよい。

[0017] (8) また、本発明の他の態様は、同一のビット系列を表す第1の無線信号と第2の無線信号とが空間多重された信号を受信する受信する無線通信装置であって、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号とを分離可能なように、所定の割合を決定する割合決定部と、前記第1の無線信号または前記第2の無線信号の送信元に、前記割合決定部が決定した割合を通知する割合通知部とを具備し、前記第1の無線信号と、前記第2の無線信号とのうち、前記所定の割合の成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される。

[0018] (9) また、本発明の他の態様は、(8)に記載の無線通信装置であって、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号とを分離可能なように、前記所定の割合を決定する割合決定部と、前記第1の無線信号または前記第2の無線信号の送信元に、前記割合決定部が決定した割合を通知する割合通知部とを具備してもよい。

[0019] (10) また、本発明の他の態様は、ビット系列を表す第1の無線信号を生成する過程と、受信装置に対し、前記第1の無線信号を送信する過程とを有する無線通信方法であって、前記第1の無線信号は、前記ビット系列を表す第2の無線信号と同時に送信され、前記第1の無線信号と、前記第2の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される。

[0020] (11) また、本発明の他の態様は、同一のビット系列を表す第1の無線信号と第2の無線信号とが空間多重された信号を受信する過程と、前記受信した信号を、前記第1の無線信号の成分と前記第2の無線信号の成分とに分離する過程とを有し、前記第1の無線信号は、前記ビット系列を表す第2の無線信号と同時に送信され、前記第1の無線信号と、前記第2の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される。

発明の効果

[0021] この発明の一態様によれば、周波数利用効率の高い伝送を行うことができる。

図面の簡単な説明

[0022] [図1]この発明の第1の実施形態における無線通信システム10の構成を示す概念図である。

[図2]同実施形態における基地局装置100の構成を示す概略ブロック図である。

[図3]同実施形態におけるOFDM信号生成部107-m ($m = 1, 2, \dots, M$) の内部構成を示す概略ブロック図である。

[図4]同実施形態における端末装置200の構成を示す概略ブロック図である。

[図5]同実施形態におけるOFDM信号受信処理部202-n ($n = 1, 2, \dots, N$) の内部構成を示す概略ブロック図である。

[図6]同実施形態における繰り返し処理部207の構成を示す概略ブロック図である。

[図7]この発明の第2の実施形態における無線通信システム20の構成を示す概念図である。

[図8]同実施形態における基地局装置300-1および300-2の構成を示す概略ブロック図である。

[図9]この発明の第3の実施形態における無線通信システム10aの構成を示す概念図である。

[図10]同実施形態における送信装置である端末装置100aの構成を示す概略ブロック図である。

[図11]同実施形態におけるDFT-S-OFDM信号生成部501-m ($m = 1, 2, \dots, M$) 内部構成を示す概略ブロック図である。

[図12]同実施形態におけるレイヤ処理部600-mの内部構成を示す概略ブロック図である。

[図13]この発明の第4の実施形態における端末装置100bの構成を示す概略ブロック図である。

[図14]同実施形態におけるサイクリックシフト量の一例を示す図である。

[図15]同実施形態における繰り返し処理部207bの構成を示す概略ブロック図である。

[図16]同実施形態における各送信アンテナから送信される信号を比較する図

である。

[図17] E X I Tチャートの一例を示す図である。

発明を実施するための形態

[0023] [第1の実施形態]

以下、図面を参照しながら、本発明の第1の実施形態について説明する。
図1は、本実施形態における無線通信システム10の構成を示す概念図である。図1に示すように、無線通信システム10は、M本の送信アンテナを備える基地局装置100と、N本の受信アンテナを備える端末装置200を含んで構成される。

[0024] 図2は、本実施形態における基地局装置100の構成を示す概略ブロック図である。ただし、基地局装置100から端末装置200へのデータ送信である下りリンクに関連する部分のみのブロック図としており、上りリンクのデータ受信を行う部分などは省略している。

[0025] 基地局装置100は、符号化部101、受信アンテナ102、制御情報受信部103、インターリーブ系列生成部104、M個のインターリーブ部105-1～105-M、参照信号生成部106、M個のOFDM信号生成部107-1～107-MおよびM本の送信アンテナ108-1～108-Mを含んで構成される。なお、インターリーブ部105-1～105-M、OFDM信号生成部107-1～107-Mなど、符号に枝番が付いている各部分は、枝番に対応するレイヤの信号を処理し、送信アンテナ108-1～108-Mは、枝番に対応するレイヤの信号を送信する。

[0026] 基地局装置100では、伝送する情報ビットであるビット系列Tが符号化部101に入力される。符号化部101は、このビット系列Tに対して畳み込み符号、ターボ符号やLDPC (Low Density Parity Check) 符号などの誤り訂正符号化を行う。誤り訂正符号化されたビット系列(符号化ビット系列)は、同一の系列が各レイヤに対応するインターリーブ部105-1～105-Mに入力される。ただし、符号化ビット系列をレイヤ数に応じて複製するコピー部が備えられ、コピー部から複製され

た符号化ビット系列が各インターリーブ部に入力される構成としても良い。本実施形態では、送信アンテナの数を M とし、送信される信号の生成に用いる符号化ビット系列は全ての送信アンテナ $108-1 \sim 108-M$ で同一である。また、以降、同一符号化ビット系列が送信アンテナ数に応じて複製される数をレイヤ数と称し、送信アンテナ $108-1 \sim 108-M$ から送信される信号を、それぞれ $1 \sim M$ 番目のレイヤの信号と定義する。

[0027] 制御情報受信部 103 は、端末装置 200 から送信された自局宛の制御情報を受信アンテナ 102 を介して受信する。制御情報には、インターリーブ系列の制御パラメータ ρ （ただし、 $0 \leq \rho \leq 1$ である）が含まれ、制御情報受信部 103 は、該 ρ をインターリーブ系列生成部 104 に入力する。ただし、制御情報には、端末装置 200 が通知するその他の情報が含まれて良い。また、制御情報として受信するその他の情報に基づいて ρ の値が決定されても良い。例えば、制御情報に含まれる伝搬路情報（CSI（Channel State Information）とも称される）に基づいて ρ が算出されても良い。

[0028] インターリーブ系列生成部 104 は、インターリーブ部 $105-1 \sim 105-M$ に入力される（符号化部 101 から出力される）符号化ビットの系列長や端末装置を特定する識別番号等の送信パラメータ、そして制御情報受信部 103 から入力される制御パラメータ ρ に応じてインターリーブ部 $105-1 \sim 105-M$ で用いるインターリーブ系列 $\Pi_1 \sim \Pi_M$ を生成する。ただし、 ρ は、各インターリーブ部 $105-1 \sim 105-M$ に入力される符号化ビットのうち、レイヤ間で異なる位置に並び替えられるビットの割合を示している。

[0029] ここで符号化ビットの系列長を N_c とすると Π_m （ $m=1, 2, \dots, M$ ）は $N_c \times N_c$ の行列で示す事ができ、 Π_m は各行および各列に1つずつ1を含み、その他の要素を0とする行列である。すなわち、 $\Pi_m = [\pi_{m,1}, \pi_{m,2}, \dots, \pi_{m,q}, \dots, \pi_{m,N_c}]^T$ とした場合、 m 番目のレイヤにおけるインターリーブ後の q 番目のビットがインターリーブ前の i 番目のビットである時は、 $\pi_{m,q}$ は、 i 番目の要素が1であり、その他の要素は0である $N_c \times 1$ の行ベクトル

ルとなる。ただし $[\]^T$ は、転置行列を意味する。

よって、例えば $\pi_{1,q} = \pi_{2,q}$ であれば、インターリーブ部 105-1 から出力される q 番目のビットとインターリーブ部 105-2 から出力される q 番目のビットが同一となる事を示している。

[0030] ここで、インターリーブ系列生成部 104 は、制御情報受信部 103 より入力される制御パラメータ ρ で示される割合を超えないように、インターリーブ系列 $\Pi_1 \sim \Pi_M$ のうち $\pi_{1,q} \neq \dots \neq \pi_{m,q} \neq \dots \neq \pi_{M,q}$ となる q の割合を制御する。 ρ は $0 \sim 1$ の範囲の値をとり、 ρ は $1 \sim M$ 番目のレイヤ間で $\pi_{1,q} \neq \dots \neq \pi_{m,q} \neq \dots \neq \pi_{M,q}$ となる割合であり、 $(1 - \rho)$ が $1 \sim M$ 番目のレイヤ間で $\pi_{1,q} = \dots = \pi_{m,q} = \dots = \pi_{M,q}$ となる割合である。よって $\rho = 0$ である場合には、インターリーブ部 105-1 $\sim$ 105-M から出力されるビット系列は同一のインターリーブによる同一の系列となり、 $\rho = 1$ である場合には各インターリーブ部 105-1 $\sim$ 105-M から出力されるビット系列は互いに異なる系列となる。

[0031] $0 < \rho < 1$ である場合、行列 Π_m の何番目の行ベクトルを、他のレイヤと同一にするかの規則はシステムで任意に定められて良い。例えば行数 N_c のうち 1 番目から $(1 - \rho) N_c$ 番目までを同一としても良いし、変調部 111-m において N_s 個の符号化ビットから生成される N_s 個の変調シンボルのうち 1 番目のシンボルから $(1 - \rho) N_s$ 番目のシンボルに相当する符号化ビットに該当する行を同一としても良い。また、 $(1 - \rho) N_c$ あるいは $(1 - \rho) N_s$ が整数とならない場合に、天井関数を用いて $(1 - \rho) N_c$ 以上あるいは $(1 - \rho) N_s$ 以上となる最小の整数として定められて良い。但し、該規則は受信装置である端末装置 200 においても既知である。

[0032] また、本実施形態では $0 \leq \rho \leq 1$ の任意の値としたが、 ρ の取りうる値を制限する事も可能である。例えば選択可能な値が $0 \leq \rho \leq 1$ で 0.125 刻みの 9 種類としても良いし、設定可能な範囲を $0 \leq \rho \leq 0.5$ と制限しても良い。これらの制御により ρ を通知するための制御情報量を低減することが可能である。なお、 ρ そのものではなく、 ρ を表す値として同一のインター

リーブ系列を用いるビット数 q を通知するようにしてもよい。

[0033] なお、インターリーブ系列生成部 110 は、送信機会毎にインターリーブ系列を生成し、生成したインターリーブ系列を示す情報を、データ（ビット系列 T ）と共に端末装置 200 に通知するようにしてもよい。

[0034] インターリーブ部 105-1 ~ 105-M では、インターリーブ系列生成部 104 から各々に通知されるインターリーブ系列に従い、符号化ビットのビット順の並び替えが行われる。例えば、符号化部 101 より入力される符号化ビット系列が $c = [c_1, c_2, \dots, c_{N_c}]^T$ で表わされる場合、インターリーブ部 105-m における処理はインターリーブ系列生成部 104 より入力される Π_m を用いて次式（1）により実現できる。ただし式（1）における c'_m は、インターリーブ部 105-m より出力されるインターリーブ後のビット系列を表すベクトルである。

[0035] [数1]

$$c'_m = \Pi_m c \quad \dots (1)$$

[0036] なお、本実施形態ではインターリーブ系列生成部 104 およびインターリーブ部 105-1 ~ 105-M におけるインターリーブ処理は行列演算により示したが、任意の回路により同様の処理を実現して良い。

[0037] 参照信号生成部 106 は、各レイヤ 1 ~ M に対応し、かつ送信先である端末装置 200 において既知である参照信号（パイロット信号）を生成し、それぞれ OFDM 信号生成部 107-1 ~ 107-M に入力する。ここで、ダウンリンクにおける参照信号、すなわち参照信号生成部 106 で生成される参照信号には、伝送に用いる帯域を決定する用途の参照信号と復調に用いる参照信号があり、例えば LTE や LTE-A では、Common-RS (Reference Signal)、CRS (Cell Specific RS)、CSI-RS (Channel State Information RS)、DM (De-Modulation)-RS と呼ばれるものがある。

- [0038] OFDM信号生成部107-1~107-Mは、それぞれインターリーブ部105-1~105-Mから入力される符号化ビット、および参照信号生成部106から入力される各レイヤの参照信号を用いてOFDM信号を生成し、送信アンテナ108-1~108-Mを介して生成した信号を端末装置200へ送信する。
- [0039] ただし、OFDM信号生成部107-1~107-Mは同様の信号処理を行なうため、代表してOFDM信号生成部107-m ($m=1, 2, \dots, M$) の内部構成を図3に示す。OFDM信号生成部107-mは、変調部111-m、周波数マッピング部112-m、IFFT部113-m、CP挿入部114-mおよび無線送信部115-mを含んで構成される。
- [0040] インターリーブ部105-mによりビットの並び順を入れ替えられた符号化ビット系列は、変調部111-mに入力される。変調部111-mは、符号化ビット系列に、QPSK (Quaternary Phase Shift Keying; 四相位相偏移変調)、16QAM (16-ary Quadrature Amplitude Modulation; 16直交振幅変調) などの変調を施し、周波数マッピング部112-mに入力する。
- [0041] 周波数マッピング部112-mには、変調部111-mにより変調された変調信号と、参照信号生成部106より参照信号とが入力される。周波数マッピング部112-mは、入力された変調信号と参照信号を伝送に用いる周波数帯域 (サブキャリア) に割り当て、周波数信号群を生成する。
- [0042] IFFT部113-mは、周波数マッピング部112-mで生成された周波数信号群を、IFFT (Inverse Fast Fourier Transform: 逆高速フーリエ変換) により時間領域の信号へ変換する。
- [0043] CP挿入部114-mは、IFFT部113-mが生成した時間領域の信号に、CP (Cyclic Prefix; サイクリックプレフィックス) を挿入する。
- [0044] 無線送信部115-mは、CP挿入部114-mによりCPが挿入された信号を、D/A (Digital/Analog; デジタル/アナログ) 変換でアナログ信号に変換した後、伝送に使用する無線周波数にアップコン

バートする。さらに無線送信部 115-m は、アップコンバートした信号を、PA (Power Amplifier) で送信電力を増幅する等の処理を行ない、送信アンテナ 108-m に出力する。

[0045] 上述のように、OFDM 信号生成部 107-1 ~ 107-M で生成された各レイヤの周波数信号群は、インターリーブ系列生成部 104 が生成するインターリーブ系列がレイヤ間で異なるために、レイヤ間で異なる周波数信号群となる。なお、本実施形態では、レイヤの数と、送信アンテナの数とが一致しており、各レイヤの信号を、各送信アンテナで送信するとして説明した。しかし、送信アンテナの数は、レイヤの数と同一か多ければよく、周波数マッピング部 112-1 ~ 112-M が生成した周波数信号群に、送信アンテナ数×レイヤ数のプレコーディング行列を乗じて、送信するようにしてもよい。

[0046] ただし、本実施形態では、図 2 におけるインターリーブ部 105-1 ~ 105-M は、符号化部 101 から入力されるように配置したが、図 3 に示す OFDM 信号生成部 107-m 内の変調部 111-m ($m=1, 2, \dots, M$) の後に配置されても良い。これにより変調シンボル単位でのインターリーブを行なうことができる。

[0047] また、図 2 におけるインターリーブ部 105-1 ~ 105-M においては、 ρ で設定される ρN ビットに対してのみレイヤ間で異なるビットインターリーブを行ない、図 3 に示す OFDM 信号生成部 107-m 内の変調部 111-m の後に、第 2 のインターリーブ部を配置し、変調部 111-m より出力されるシンボル系列全体に対して、レイヤ間で同一のシンボルインターリーブを施す形態としても良い。このような構成により、シンボル系列全体のうち $(1-\rho)$ の割合の変調シンボルをレイヤ間で同一時刻および同一周波数で送信しつつ、シンボル系列全体でインターリーブを施す事ができるため、良好な特性が得られる。

[0048] 図 4 は、本実施形態における端末装置 200 の構成を示す概略ブロック図である。端末装置 200 は、N 個の受信アンテナ 201-1 ~ 201-N、

N個のOFDM信号受信処理部202-1~202-N、伝搬路推定部203、インターリーバ制御部204、制御情報生成部205、送信アンテナ206および繰り返し処理部207を含んで構成される。

[0049] 図4の端末装置200では、受信アンテナ201-1から受信アンテナ201-Nを用いて、基地局装置100から送信された信号が受信される。基地局装置100の送信アンテナ数Mと端末装置200の受信アンテナ数Nとは、異なっても良いし、同一でも良い。また、端末装置200の受信アンテナ数Nは必ずしも複数でなくても良い。受信アンテナ201-1~201-Nの各々で受信された信号は、それぞれOFDM信号受信処理部202-1~202-Nに入力され、それぞれ受信処理が施されるが、OFDM信号受信処理部202-1~202-Nにおける処理は同様であるため、ここでは、代表してOFDM信号受信処理部202-n ($n=1, 2, \dots, N$) としてその内部構成を図5に示す。

[0050] OFDM信号受信処理部202-nは、無線受信部211-n、CP除去部212-n、FFT部213-nおよび周波数デマッピング部214-nを含んで構成される。

[0051] 無線受信部211-nは、受信アンテナ201-nが受信した信号をベースバンド周波数にダウンコンバートし、A/D (Analog to Digital) 変換によってデジタル信号に変換した後、CP除去部212-nに出力する。

[0052] CP除去部212-nは、入力されたデジタル信号からCPを除去し、FFT部213-nに出力する。

[0053] FFT部213-nは、CPが除去された信号を高速フーリエ変換することで、時間領域から周波数領域の信号に変換し、周波数デマッピング部214-nに出力する。

[0054] 周波数デマッピング部214-nは、FFT部213-nから入力された周波数領域の信号から、時間・周波数で多重されているデータ信号と参照信号をそれぞれ抽出し、データ信号を繰り返し処理部207へ、参照信号を伝搬路推定部203へそれぞれ出力する。

[0055] 図4に戻り、伝搬路推定部203には、OFDM信号受信処理部202-1~202-N(図5における周波数デマッピング部214-1~214-N)において抽出された参照信号が入力される。伝搬路推定部203は、入力された参照信号に基づき、基地局装置100の送信アンテナ108-1~108-Mと、端末装置200の受信アンテナ201-1~201-Nとの組み合わせ毎の伝搬路の周波数応答を推定する。得られた周波数応答の推定値はインターリーバ制御部204および繰返し処理部207に出力される。

[0056] 繰返し処理部207は、OFDM信号受信処理部202-1~202-N(図5における周波数デマッピング部214-1~214-N)で抽出されたデータ信号から、伝搬路推定部203で推定された伝搬路の周波数応答を用いて、基地局装置100が送信したビット系列を復元し、ビット系列として出力する。繰返し処理部207では、ビット系列を復元する際に、干渉除去と、誤り訂正符号の復号とを繰返し行うターボ等化が適用される。

[0057] 図6は、繰返し処理部207の構成を示す概略ブロック図である。繰返し処理部207は、N個のキャンセル部221-1~221-N、重み生成部222、MIMO(Multi-Input Multi-Output; 多入力多出力)分離部223、M個のレイヤ処理部224-1~224-M、合成部228、復号部229、レプリカ生成部232およびインターリーブ系列生成部233を含んで構成される。レイヤ処理部224-1~224-Mの各々は、送信アンテナ108-1~108-Mのうち、それぞれの枝番に対応する信号の処理を行う。レイヤ処理部224-1~224-Mの各々は、加算部225、復調部226、デインターリーブ部227、インターリーブ部230、シンボルレプリカ生成部231を含んで構成される。なお、以降では、加算部225、復調部226、デインターリーブ部227、インターリーブ部230、シンボルレプリカ生成部231に、属するレイヤ処理部と同じ枝番を付し、レイヤ処理部224-1の復調部226は、復調部226-1というように表記する。

[0058] OFDM信号受信処理部202-1~202-Nが繰り返し処理部207に出力したデータ信号は、それぞれ対応するキャンセル部221-1~221-Nに入力される。すなわち、OFDM信号受信処理部202-1が出力したデータ信号は、キャンセル部221-1に入力され、OFDM信号受信処理部202-2で出力されたデータ信号は、キャンセル部221-2に入力される。また、伝搬路推定部203により推定された各伝搬路の周波数応答はレプリカ生成部232と重み生成部222に入力される。

[0059] キャンセル部221-1は、OFDM信号受信処理部202-1から入力されたデータ信号から、レプリカ生成部232より入力される受信アンテナ201-1の受信信号のレプリカを減算し、減算後の残留信号を、MIMO分離部223に出力する。同様に、キャンセル部221-2~221-Nの各々も、OFDM信号受信処理部202-2~207-Nのうち、対応するものから入力されたデータ信号から、レプリカ生成部232より入力される、対応する受信アンテナの受信信号のレプリカを減算し、減算後の残留信号を、MIMO分離部223に出力する。ただし、キャンセル部221-1~221-Nでは、復号部229の出力がない繰り返しの1回目の処理では、何もせずに、入力されたデータ信号がそのままMIMO分離部223に出力される。

[0060] 重み生成部222は、送信アンテナ108-mと受信アンテナ201-nとの間の周波数応答推定値 H_{mn} が入力され、各受信アンテナで受信した信号から送信アンテナ毎の信号に分離するための重みを生成する。ただし、mは送信アンテナのインデックスで $1 \leq m \leq M$ を満たし、nは受信アンテナのインデックスで $1 \leq n \leq N$ を満たす。また、生成する重みは、MMSE (Minimum Mean Square Error; 最小平均自乗誤差) 重みやZF (ZeroForcing) 重み等である。生成された重みは、MIMO分離部223に入力される。

[0061] MIMO分離部223は、キャンセル部221-1~221-Nが出力した残留信号に対して、重み生成部222より入力された重みを乗算することにより、送信アンテナ108-1~108-M各々に対応するレイヤの信号

にMIMO分離する。MIMO分離部223は、MIMO分離した信号を、レイヤ処理部224-1~224-Mのうち、対応するレイヤを処理するブロックに出力する。例えば、MIMO分離された送信アンテナ108-1からの信号は、レイヤ処理部224-1の加算部225-1に出力し、送信アンテナ108-2の信号は、レイヤ処理部224-2の加算部225-2に出力する。

[0062] 加算部225-1は、MIMO分離部223から入力された信号に、後述するシンボルレプリカ生成部231-1が生成したシンボルレプリカを加算し、その演算結果を復調部226-1に出力する。加算部225-2~225-Mも、同様に、MIMO分離部224から入力された信号に、各々に対応するシンボルレプリカを加算する。復調部226-1~226-Mの各々は、基地局装置100で施された変調方式に対応する復調を、対応する加算部225-1~225-Mから入力された信号に対して行い、符号化ビット系列のビットLLR (LLR: Log Likelihood Ratio; 対数尤度比) に変換する。復調部226-1~226-Mの各々では、このビットLLRは、デインターリーブ部227-1~227-Mのうち、対応するレイヤを処理するブロックに出力される。例えば、復調部226-1は、デインターリーブ部227-1に出力し、復調部226-2は、デインターリーブ部227-2に出力する。

[0063] デインターリーブ部227-1~227-Mは、入力されたビットLLRに対して、インターリーブ系列生成部233から指定されたインターリーブ系列と逆の並び換えを行う。すなわち、デインターリーブ部227-1~227-Mは、入力されたビットLLRに対して、基地局装置100のインターリーブ部105-1~105-Mのうち、対応するインターリーブ部105で行ったインターリーブとは逆の並び換えを行う。例えば、デインターリーブ部227-1では、インターリーブ部105-1の並び換えを元に戻す並び換えが行われ、デインターリーブ部227-2では、インターリーブ部105-2の並び換えを元に戻す並び換えが行われる。前述のようにm番目

のレイヤに対応するインターリーブ部 105-m で用いられたインターリーブ系列が Π_m で表わされる場合、デインターリーブ部 227-m で用いられる $N_c \times N_c$ のデインターリーブ系列 Φ_m は次式 (2) のようにインターリーブ系列 Π_m の転置行列となる。

[0064] [数2]

$$\Phi_m = \Pi_m^T \quad \dots (2)$$

[0065] よってデインターリーブ部 227-m に入力される LLR が $N_c \times 1$ のベクトル λ'_m とすると、デインターリーブ後の LLR λ_m は次式で示される。

[0066] [数3]

$$\lambda_m = \Phi_m \lambda'_m \quad \dots (3)$$

[0067] ここで、デインターリーブ部 227-m の出力する k 番目のビット LLR を $\lambda_m(k)$ と表記する。ただし、 $\lambda_m(k)$ は m 番目の送信アンテナ 108-m におけるインターリーブ前の k 番目のビットに対応する符号化ビットのビット LLR である。デインターリーブ部 227-m では、 $\lambda_m(k)$ が、合成部 228 に出力される。

[0068] 合成部 228 には、送信アンテナ 108-1 ~ 108-M 各々のビット LLR である $\lambda_1(k)$ 、 $\lambda_2(k)$ 、 $\dots$ 、 $\lambda_M(k)$ が入力されるが、送信アンテナ 108-1 ~ 108-M 各々より送信された符号化ビットは、基地局装置 100 の符号化部 101 の出力である符号化ビットに対応するものであり、その元となるビット系列は同一のものである。

そのため、これらのビット LLR は合成が可能である。合成部 228 は、次式 (4) によって、これらのビット LLR を合成し、合成後のビット LLR である $\lambda^A(k)$ を算出する。

[0069] [数4]

$$\lambda^A(k) = \sum_{m=1}^M \lambda_m(k) \quad \dots (4)$$

[0070] ただし、本実施形態では式（４）に示した合成法としているが、 $L L R$ の合成時に重みづけ合成を行ってもよい。また受信信号が再送信号である場合、前回までの $L L R$ を保持しておき、合成部２２８で合成してもよい。

復号部２２９は、合成部２２８の出力 $\lambda^A(k)$ に対して、誤り訂正復号を施す。繰り返し回数が所定の回数に達したときなど、ターボ等化の繰り返し処理を続けて行わない場合には、復号部２２９は、誤り訂正復号結果のビット $L L R$ を硬判定し、硬判定結果を、ビット系列 R として出力する。

[0071] 一方、繰り返し処理を続けて行う場合には、復号部２２９は、復号結果のビット $L L R$ を、送信アンテナ１０８－１～１０８－ M の数だけ複製し、インターリーブ部２３０－１～２３０－ M に入力する。インターリーブ部２３０－１～２３０－ M の各々では、入力されたビット $L L R$ に対して、インターリーブ系列生成部２３３から指定されたインターリーブ系列に従い、ビットの並び換えを行う。すなわち、インターリーブ部２３０－１～２３０－ M の各々は、入力されたビット $L L R$ に対して、基地局装置１００のインターリーブ部１０５－１～１０５－ M のうち、対応するインターリーブ部１０５で施したビットの並び換えと、同様の並び換えを施す。例えば、インターリーブ部２３０－１では、インターリーブ部１０５－１と同様の並び換えが行われ、インターリーブ部２３０－２では、インターリーブ部１０５－２と同様の並び換えが行われる。

[0072] シンボルレプリカ生成部２３１－１～２３１－ M は、インターリーブ部２３０－１～２３０－ M によりそれぞれの並び換えが行われたビット $L L R$ に対して、基地局装置１００で施された変調方式を用いて変調を施し、各送信アンテナ１０８－１～１０８－ M から送信された信号のレプリカを生成する。なお、ここで生成されるレプリカはビット $L L R$ から生成される期待値に比例した振幅を有するソフトレプリカであることを前提とする。レプリカ生成部２３２は、シンボルレプリカ生成部２３１－１～２３１－ M から出力される、全ての送信アンテナのレプリカおよび、伝搬路推定部２０３から入力される伝搬路推定値を用いて、受信アンテナ２０１－１～２０１－ N の各々

における受信信号レプリカを生成する。レプリカ生成部 232 で生成された受信信号レプリカは、キャンセル部 221-1 ~ 221-N に入力され、キャンセル部 221-1 ~ 221-N にて受信信号から減算される。これらの処理を繰り返すことにより、受信処理を行う。

[0073] インターリーブ系列生成部 233 は、図 2 のインターリーブ系列生成部 104 と同様に、インターリーブ制御部 204 が決定した制御パラメータ ρ に従い、インターリーブ系列 Π_m ($m = 1, 2, \dots, M$) を生成し、それぞれ対応するデインターリーブ部 227-1、 $\dots$ 227-M と、インターリーブ部 230-1、230-M とに入力する。

[0074] インターリーブ制御部 204 は、伝搬路推定部 203 で推定された伝搬路の周波数応答を用いて基地局装置 100 に通知する制御パラメータ ρ の値を決定する。制御パラメータ ρ は前述したように、基地局装置 100 において生成される符号化ビット系列のうち、レイヤ間で異なるインターリーブが行われるビットの割合である。異なるインターリーブが用いられた場合、各レイヤで送信される信号は異なるシンボルマッピングに基づく送信シンボル系列として端末装置 200 で受信されるため、1つの情報が多数のシンボルに拡散され、高い符号ダイバーシチ効果を獲得することができる。一方で異なるインターリーブにより送信された複数のレイヤの信号は端末装置 200 において互いに干渉となるため、干渉除去が不可能であった場合には、特性劣化の原因となる。よってインターリーブ制御部 204 は、繰り返し処理部 207 における干渉の除去能力と、伝搬路推定部 203 から入力される伝搬路の周波数応答から、干渉を除去可能な ρ を推定し、制御情報生成部 205 に出力する。

[0075] ρ の推定の方法には任意の方法が用いられて良いが、例として繰り返し処理部 207 においてキャンセル部 221-1 ~ 221-N から合成部 228 と復号部 229 との間の符号ビットの LLR の交換を視覚的に分析する EXIT (EXtrinsic Information Transfer : 外部情報交換) チャートに基づく方法を説明する。図 17 に EXIT チャートの一例を示す。図 17 の横軸 (d

ecoder MI) は復号部 229 から出力される LLR の相互情報量 (MI : Mutual Information) であり、すなわちキャンセル部 221-1 ~ 221-N にレプリカとして入力される相互情報量である。図 17 の縦軸 (demapper MI) は合成部 228 から出力される LLR の相互情報量であり、すなわち復号部 229 に入力される相互情報量である。

[0076] 図 17 の破線 L1 は所定の符号化率を用いた時の復号器曲線を示しており、復号部 207 に対し縦軸の相互情報量が入力された際に得られる相互情報量の値 (横軸) を示している。また、実線 L2、実線 L3 および実線 L4 は、インターリーブの制御パラメータ ρ をそれぞれ $\rho = 0$ 、 $\rho = 1/2$ 、 $\rho = 1$ とした場合のデマッパ曲線であり、横軸の相互情報量がレプリカとしてキャンセル部 221-1 ~ 221-N にフィードバックされた際の合成部 228 の出力の相互情報量の値 (縦軸) を示している。よって、繰り返しの初回、すなわちキャンセル部 221-1 ~ 221-N にレプリカが存在しない場合に合成部 228 より出力される LLR の相互情報量は横軸が 0 における実線 L2 ~ L4 の値である。

[0077] また、該相互情報量を縦軸とした時の破線 L1 の横軸の値が復号部 229 から出力される相互情報量であり、生成されるレプリカの信頼性、すなわち繰り返し後のキャンセル部 221-1 ~ 221-N に入力される相互情報量となる。よって破線 L1 と実線 L2 ~ L4 が交差しない限り、繰り返し復号により復号後の LLR の信頼性が向上することを意味する。

[0078] ここで実線 L2、L3、L4 を比較すると、L2 および L4 は破線 L1 と交差しており、繰り返し復号の途中で相互情報量が増加しない状態になる事がわかる (この状態をスタックすると称する)。つまりここでは、 $\rho = 0$ としてレイヤ間で同一のインターリーブを用いた場合や、 $\rho = 1$ としてレイヤ間ですべて異なるインターリーブを用いた場合に復号後の LLR に十分な信頼性が得られず、誤りが発生することを意味している。よって図 14 の例では 3 本の実線 L2、L3、L4 の中で実線 L3 を用いることで繰り返し復号の誤り率を低減することができ、 $\rho = 0.5$ と設定することが良い事がわか

る。

[0079] このようにE X I Tチャート上で、 ρ のパラメータにより変化するデマッパ曲線と、使用する符号化率に基づく復号器曲線を比較し、交差しないデマッパ曲線を選択することで適切な ρ を推定することができる。ただし、これらの曲線はフェージングや雑音で変動する特性であり、交差しない場合においても曲線同士が接近するほど繰り返し処理中にスタックする確率が増加する。よって ρ を決定する基準として ρ の値により定まるデマッパ曲線の終点と、復号器曲線の終点を比較することが有効となる。ここで終点とは、デマッパ曲線においては入力される相互情報量が1となる点、復号器曲線においては出力される相互情報量が1となる点と定義する。ただし、ここではそれぞれ1としたが、例えば0.999のようなその他の値を基準としても良い。そしてデマッパ曲線の終点における出力相互情報量>復号器曲線の終点における入力相互情報量を満たす最小の ρ を選択する。このように ρ を選択することで、特に繰り返し処理の序盤でスタックする確率を抑えつつ終点まで相互情報量の交換が可能となる。またデマッパ曲線の終点は一般的に次式（5）を満たす。

[0080] [数5]

$$I_{end}(\rho) = \rho I_{end}(1) + (1 - \rho) I_{end}(0) \quad \dots (5)$$

[0081] ただし、 $I_{end}(\rho)$ は、 ρ を用いた際のデマッパ曲線の終点における出力相互情報量である。さらに、 $I_{end}(0)$ は、 $\rho = 0$ 、すなわちレイヤ間で同一のインターリーブを用いた場合のデマッパ曲線の終点における出力相互情報量であり、 $I_{end}(1)$ は、 $\rho = 1$ 、すなわちレイヤ間ですべて異なるインターリーブを用いた場合のデマッパ曲線の終点における出力相互情報量である。これらはJ関数を用いることにより算出することができる。数式（5）はデマッパ曲線の出力相互情報量が ρ の値に比例することを前提として $I_{end}(0)$ および $I_{end}(1)$ からその他の値の ρ の終点を算出する式となっている。よってインターリーバ制御部204は、 $I_{end}(0)$ と $I_{end}(1)$ を伝

搬路情報から算出した上で、数式（５）から復号器曲線の終点における入力相互情報量より大きい最小の値を ρ と設定する。なお、インターリーバ制御部２０４は、伝搬路情報がとり得る値各々と、 $I_{\text{end}}(0)$ と $I_{\text{end}}(1)$ の値とを対応付けたテーブルを予め記憶しておき、該テーブルを用いて $I_{\text{end}}(0)$ と $I_{\text{end}}(1)$ を取得するようにしてもよい。

[0082] 制御情報生成部２０５はインターリーバ制御部２０４から入力されるインターリーブの制御パラメータ ρ から制御情報を生成し、上り制御信号として無線信号に変換した後、定められた送信タイミングで送信アンテナ２０６から基地局装置１００へ送信する。ただし、 ρ から生成する制御情報には、基地局装置１００と端末装置２００との間の伝搬路情報や下り信号の受信成否を示す情報等、基地局装置１００へ通知するその他の任意の制御情報が含まれて良い。

[0083] ただし、本実施形態では端末装置２００がインターリーバ制御部２０４を備え、該インターリーバ制御部２０４において ρ を選択する形態を示したが、インターリーバ制御部２０４は基地局装置１００が備えていても良い。この場合、基地局装置１００が端末装置２００から通知される伝搬路情報やその他の制御情報に基づいて前述のインターリーバ制御部２０４と同様に ρ を選択することで本実施形態と同様の動作を実現できる。また、基地局装置１００で既知である任意の情報で ρ を決定しても良い。

[0084] また本実施形態において、いかなる ρ を用いる場合においてもＭＩＭＯ分離部によって信号を分離し、合成部２２８においてＬＬＲを合成する例を示したが、基地局装置１００の全送信アンテナで同じスペクトルを送信している場合、ＭＩＭＯ分離部２２３で各送信アンテナが送信する信号を信号分離せず、最大比合成することで得られる信号を用いてＬＬＲを算出し、復号部２２９に入力する構成としてもよい。この場合、繰り返し処理による計算量の増大を防ぐことができる。

[0085] なお、本実施形態では、基地局装置１００において、各レイヤの信号を、それぞれ対応する送信アンテナから送信する構成としたが、周波数マッピング

グ部 1 1 2 - 1 ~ 1 1 2 - M の出力に対して、プレコーディング行列を乗算して、各送信アンテナから送信する信号を生成する構成としてもよい。そのような構成としても、本実施形態と同様に、複数のレイヤで送信された信号を、MIMO分離した後に合成部 2 2 8 で合成することで、効率良く合成することができる。

[0086] また本実施形態では、全ての送信アンテナで同一の符号化ビット系列から構成される信号を送信する例を示したが、これに限定されない。例えば 4 本アンテナを備える基地局装置 1 0 0 において、3 本の送信アンテナに関しては本実施形態で示した送信方法を適用し、残りの 1 本では、異なるビット系列を符号化して得られる符号化ビット系列を送信する。つまり、一般に空間多重と呼ばれる技術を組み合わせることができる。

[0087] このように本実施形態の送信装置である基地局装置 1 0 0 は、同一の符号化ビットに対して使用するレイヤ毎にインターリーブし、OFDM信号を生成した後に各レイヤに対応する送信アンテナから送信する。このとき、各レイヤで使用されるインターリーブパターンについて所定の割合のビットに対してはレイヤ間で異なる位置への並び替えが行なわれ、その他のビットに対してはレイヤ間で同一の位置への並び替えが行なわれる。このようなインターリーブ処理を行なうことにより、レイヤ間で異なる位置への並び替えが行なわれるビットにおいて高いダイバーシチ効果を獲得しつつ、同一の位置への並び替えが行われるビットについてはレイヤ間の干渉を抑えることができる。よって上記所定の割合を適切に制御する事により、受信装置である端末装置 2 0 0 における繰り返し処理において、レイヤ間の残留干渉を低減しつつ、高いダイバーシチ効果を得ることができ、周波数利用効率の高い伝送を行なうことができる。

[0088] [第 2 の実施形態]

以下、図面を参照しながら、本発明の第 2 の実施形態について説明する。図 7 は、本実施形態における無線通信システム 2 0 の構成を示す概念図である。無線通信システム 2 0 は、下りリンクにおいて、協調マルチポイント送

受信（COMP）を行う。すなわち、2局の基地局装置300-1、300-2が、1局の端末装置400に同一のデータを送信している。ここで、第1の基地局装置300-1と、第2の基地局装置300-2とは、同様の構成であるが、各々が備えるインターリーバにおいて並び替えのパターンを互いに異なるものに設定することができる。また、端末装置400は、第1の実施形態における端末装置200と同様の構成である。

[0089] 図8は、基地局装置300-1および300-2の構成を示す概略ブロック図である。

基地局装置300-1は、符号化部301-1、受信アンテナ302-1、制御情報受信部303-1、インターリーブ系列生成部304-1、インターリーブ部305-1、参照信号生成部306-1、OFDM信号生成部307-1および送信アンテナ308を含んで構成される。協調する基地局（ここでは、基地局装置300-2）についても同様の構成とし、各部の枝番号を*-2として示している。

[0090] 基地局装置300-1および300-2が備える符号化部301-1および301-2には、同一の情報ビット系列Tが入力され、同一の符号化処理が施される。ただし、図8ではビット系列Tが二つの基地局装置300-1および300-2で共有されているが、ビット系列Tは共有せずに何れかの符号化部で符号化処理された符号化ビット系列が他方の基地局装置に通知される構成としても良い。この場合、基地局間で共有する情報量は増加するが、一方の基地局装置における符号化処理を省略することができる。

[0091] 制御情報受信部303-1は、端末装置400から送信された自局宛の制御情報を受信アンテナ302-1を介して受信する。制御情報には、インターリーブ系列の制御パラメータ ρ が含まれ、制御情報受信部303-1は、該 ρ をインターリーブ系列生成部304-1に入力する。ただし、制御情報には、端末装置400が通知するその他の情報が含まれて良い。また、制御情報受信部303-1から出力される制御パラメータ ρ と制御情報受信部303-2から出力される制御パラメータ ρ は同一のものである。したがって、

受信アンテナ 302-1 と 302-2 および制御情報受信部 303-1 と 303-2 は同一の処理が行われるため、基地局装置 300-1 あるいは基地局装置 300-2 の何れかにおいてのみ処理を行ない、出力される ρ がインターリーブ系列生成部 304-1 および 304-2 に入力される構成としても良い。

[0092] インターリーブ系列生成部 304-1 は、インターリーブ部 305-1 に入力される（符号化部 301-1 から出力される）符号化ビットの系列長やユーザ識別番号等の送信パラメータと、制御情報受信部 303-1 から入力される制御パラメータ ρ に応じてインターリーブ部 305-1 で用いるインターリーブ系列 Π_1 を生成する。

[0093] ここで基地局装置 300-1 のインターリーブ系列生成部 304-1 で生成されるインターリーブ系列 Π_1 および基地局装置 300-2 のインターリーブ系列生成部 304-2 で生成されるインターリーブ系列 Π_2 は、各基地局装置をそれぞれ 1 つのレイヤとみなしたときに、第 1 の実施形態のインターリーブ系列生成部 104 で生成される Π_m の M を基地局装置数とした場合と同様のものである。すなわち $\Pi_m = [\pi_{m,1}, \pi_{m,2}, \dots, \pi_{m,q}, \dots, \pi_{m,N_c}]^T$ であり、 $\pi_{m,q}$ は m 番目の基地局装置 300- m において、インターリーブ後の q 番目のビットがインターリーブ前の何番目のビットであるかを示すベクトルである。よって、 $\pi_{1,q} = \pi_{2,q}$ であれば、インターリーブ部 305-1 から出力される q 番目のビットとインターリーブ部 305-2 から出力される q 番目のビットが同一となる事を示している。

[0094] インターリーブ系列生成部 304-1 および 304-2 は、制御情報受信部 303-1 および 303-2 より入力される制御パラメータ ρ に応じて、インターリーブ系列 Π_1 、 Π_2 のうち $\pi_{1,q} = \pi_{2,q}$ となる q の割合を制御する。 ρ は 0~1 の範囲の値をとり、 ρ は基地局装置間で $\pi_{1,q} \neq \pi_{2,q}$ となる割合であり、 $(1-\rho)$ が基地局装置間で $\pi_{1,q} = \pi_{2,q}$ となる割合である。よって $\rho = 0$ である場合には、インターリーブ部 305-1 と 305-2 から出力されるビット系列は同一のインターリーブによる同一の系列となり、 ρ

= 1 である場合には各インターリーブ部 305-1 と 305-2 から出力されるビット系列は互いに異なる系列となる。

[0095] $0 < \rho < 1$ である場合、行列 Π_m の何番目の行ベクトルを、他のレイヤと同一にするかの規則はシステムで任意に定められて良い。例えば行数 N_c のうち 1 番目から $(1 - \rho) N_c$ 番目までを同一としても良いし、OFDM 信号生成部 307-1、307-2 内の変調部 111-1、111-2 において N_c 個の符号化ビットから生成される N_s 個の変調シンボルのうち 1 番目のシンボルから $(1 - \rho) N_s$ 番目のシンボルに相当する符号化ビットに該当する行を同一としても良い。また、 $(1 - \rho) N_c$ あるいは $(1 - \rho) N_s$ が整数とならない場合に、天井関数を用いて $(1 - \rho) N_c$ 以上あるいは $(1 - \rho) N_s$ 以上となる最小の整数として定められて良い。但し、該規則は受信装置である端末装置 400 においても既知である。

[0096] ただし、図 8 ではインターリーブ系列生成部 304-1 と 304-2 はそれぞれ独立に存在しているが、互いに前述の Π_1 と Π_2 の関係を満たす必要がある。そのためインターリーブ系列生成部 304-1 と 304-2 の間で通信が行われ同期をとるように動作しても良いし、あるいはいずれかのインターリーブ系列生成部 304-1 または 304-2 が協調する基地局装置全ての Π_m を生成し、各基地局装置のインターリーブ部 305-1 および 305-2 にそれぞれ Π_1 および Π_2 を通知するような構成としても良い。

[0097] インターリーブ部 305-1 および 305-2 では、インターリーブ系列生成部 304-1 および 304-2 から各々に通知されるインターリーブ系列に従い、符号化ビットのビット順の並び替えが行われる。例えば、符号化部 301-1 および 301-2 より入力される符号化ビット系列がベクトル $c = [c_1, c_2, \dots, c_{N_c}]^T$ で表わされる場合、インターリーブ部 305-m における処理はインターリーブ系列生成部 304-m より入力される行列 Π_m を用いて次式 (6) により実現できる。ただし、ベクトル c'_m は、インターリーブ部 305-m より出力されるインターリーブ後のビット系列である。

[0098] [数6]

$$\mathbf{c}'_m = \mathbf{\Pi}_m \mathbf{c} \quad \dots (6)$$

[0099] なお、本実施形態ではインターリーブ系列生成部304-mおよびインターリーブ部305-mにおけるインターリーブ処理は行列演算により示したが、任意の回路により同様の処理を実現して良い。インターリーブ部305-mでインターリーブが施された符号化ビット系列は、OFDM信号生成部307-mに出力される。

[0100] 参照信号生成部306-1と306-2では、互いに共有した参照信号系列から、他の基地局と互いに直交する参照信号が生成される。これは、端末装置400で協調している全ての基地局からの伝搬路特性を推定できるようにするためである。生成された参照信号はそれぞれOFDM信号生成部307-1と307-2に出力される。

[0101] OFDM信号生成部307-1およびOFDM信号生成部307-2は各々第1の実施形態にかかるOFDM信号生成部107-mの構成を示す図3と同一のブロック構成で実現できるためここでは説明を省略する。ただし、図3において変調部111-mに入力されるビット系列はインターリーブ部305-mから入力され、周波数マッピング部112-mに入力される参照信号は参照信号生成部306-mから入力され、無線送信部115-mが出力する送信信号は送信アンテナ308-mである点異なる。

[0102] OFDM信号生成部307-1および307-2から出力される送信信号は送信アンテナ308-1および308-2を介して端末装置400へ送信される。

[0103] ここで、基地局装置300-1と、該基地局と協調する基地局装置300-2との間で共有するビット系列、インターリーブ系列、参照信号系列の共有方法については、例えばLTEなどで仕様化されている有線のX2インターフェースを用いて共有してもよいし、IP (Internet Protocol) ネットワークを介して共有してもよい。また、RRH (Remote Radio

H e a d) や張り出しアンテナのように局間を光ファイバで接続していればそのファイバを用いて共有してもよい。また、本実施形態では基地局装置間で協調したが、複数の送信ポイント（リレー局装置やフェムト基地局装置、ピコ基地局装置など）で協調して同一データを送信する方法であれば如何なる方式でも適用できる。また、3局以上の基地局装置など、3つ以上の送信ポイントで協調する場合でも同様に適用可能である。

[0104] 端末装置400の構成は、図4の端末装置200と同一である。すなわち、本実施形態でも、第1の実施形態と同様に、複数のレイヤで送信された信号を、繰返し処理部207においてMIMO分離した後に合成している。これにより、送信側（基地局装置300-1、300-2）で把握している伝搬路推定値に依存せずに、効率良く合成することができ、周波数利用効率の高い伝送を行うことができる。

[0105] なお、本実施形態では、基地局装置300-1、300-2の各々から、各レイヤの信号を送信する構成としたが、周波数マッピング部112-mの出力に対して、プレコーディング行列を乗算して、送信する信号を生成する構成としてもよい。または、協調する基地局のうちのいずれかにおいて、基地局装置100と同様に周波数マッピング部112-mによるマッピングが行われ、その結果に対してプレコーディング行列を乗算して、各基地局から送信する信号を生成する構成としてもよい。これらのような構成としても、本実施形態と同様に、複数のレイヤで送信された信号を、MIMO分離した後に繰返し処理部207で合成することで、効率良く合成することができる。

[0106] ただし、本実施形態においてインターリーブ法として符号化ビット系列全体でインターリーブを行なうビットインターリーブを用いたが、サブキャリア毎のインターリーブを適用してもよい。この場合の例としては、所定の複数のサブキャリアに対して各送信アンテナで同一のインターリーブパターンを適用し、その他のサブキャリアに対しては各送信アンテナで異なるインターリーブパターンを適用する等がある。

[0107] ただし、本実施形態では端末装置400がインターリーバ制御部204を備え、該インターリーバ制御部204において ρ を選択する形態を示したが、インターリーバ制御部は基地局装置300が備えていても良い。この場合、基地局装置300が端末装置400から通知される伝搬路情報やその他の制御情報に基づいて前述のインターリーバ制御部204と同様に ρ を選択することで本実施形態と同様の動作を実現できる。また、基地局装置300で既知である任意の情報で ρ を決定しても良い。

[0108] また本実施形態において、いかなる ρ を用いる場合においてもMIMO分離部223によって信号を分離し、合成部228においてLLRを合成する例を示したが、全基地局装置の送信アンテナで同じスペクトルを送信している場合、MIMO分離部223で各送信アンテナが送信する信号を信号分離せず、最大比合成することで得られる信号を用いてLLRを算出し、復号部229に入力する構成としてもよい。この場合、繰り返し処理による計算量の増大を防ぐことができる。

[0109] 以上、第2の実施形態では複数の基地局装置300-1、300-2から1つの端末装置400に対し、同一のビット系列Tを送信する際の送信方法について示した。前述したように、同一のビット系列Tに対し基地局装置300-1、300-2毎にインターリーブを行ない、且つ該インターリーブは、符号化ビット系列のうち所定の割合のビットに対しては、基地局装置300-1、300-2間で異なる位置への並び替えを行ない、その他のビットに対しては、基地局間で同一の位置への並び替えを行なう。このような方法を用いた場合、端末装置400において異なる位置への並び替えを行なったビット同士のLLRを合成しつつ、同一の位置への並び替えを行なうことによりレイヤ間の干渉を抑え、復号の信頼性を改善することができるため、周波数利用効率の高い伝送を行なうことができる。

[0110] [第3の実施形態]

以下、図面を参照しながら、本発明の第3の実施形態について説明する。本実施形態における無線通信システム10aは、マルチアンテナを用いた上

りリンク（端末装置100aから基地局装置200aへの伝送）におけるCSI（Channel State Information）を共有しない送信ダイバーシチ伝送を行なう。なお、伝送方式は上記実施形態の様なOFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）ではなく、DFT-S-OFDM（Discrete Fourier Transform Spread OFDM）である場合について説明を行なう。図9は、本実施形態における無線通信システム10aの構成を示す概念図である。図9に示すように、無線通信システム10aは、M本の送信アンテナを備える端末装置100aと、N本の受信アンテナを備える基地局装置200aとを含んで構成される。

[0111] 図10は、本実施形態における送信装置である端末装置100aの構成を示す概略ブロック図である。ただし、端末装置100aから基地局装置200aへの送信である上りリンクに関連する部分のみのブロック図としており、下りリンクの通信を行う部分などは省略している。図10に示す端末装置100aの構成は、図2の基地局装置100の構成とほぼ同様であるが、OFDM信号生成部107-1～107-MがDFT-S-OFDM信号生成部501-1～501-Mである点が異なる。なお、図10において、図2の各部に対応する部分には、同一の符号を付し、説明を省略する。

[0112] 図11は、DFT-S-OFDM信号生成部501-m（ $m=1, 2, \dots, M$ ）内部構成を示す概略ブロック図である。図11は図3のOFDM信号生成部107-mの内部構成と同様であるが、変調部111-mの出力が、DFT部502-mを介して周波数マッピング部112-mに入力される点が異なる。なお、図11において、図3の各部に対応する部分には、同一の符号を付し、説明を省略する。DFT部502-mは、変調部111-mが生成した変調シンボルの系列に対して、離散フーリエ変換を施して、周波数領域の信号（データスペクトル）を生成する。

[0113] このように、端末装置100aでは、変調シンボルに離散フーリエ変換（DFT）を適用することで、送信信号の時間波形が、OFDMと比較して低

PAPR (Peak to Average Power Ratio) 特性となる利点を得られる。また参照信号生成部 106 で生成される参照信号もダウンリンクとは異なり、復調に用いる参照信号である DM (De-Modulation) -RS だけでなく、伝送に用いる帯域を決定する用途の参照信号である SRS (Sounding RS) も生成され、周波数マッピング部 112-m でそれぞれ時間と周波数のリソースに配置される。なお、周波数マッピング部 112-m でのデータスペクトルの配置は、OFDM の場合と同様、連続であっても非連続であってもよい。

[0114] 基地局装置 200a は、図 10 の端末装置 100a により送信された信号を受信し、その構成は、図 4 の端末装置 200 と同様である。ただし、図 4 内の繰り返し処理部 207 の内部構成を示す図 6 において、レイヤ処理部 224-m ($m=1, 2, \dots, M$) に代えてレイヤ処理部 600-m ($m=1, 2, \dots, M$) を有する点が異なる。図 12 は、レイヤ処理部 600-m の内部構成を示す概略ブロック図である。図 12 のレイヤ処理部 600-m が図 6 におけるレイヤ処理部 224-m と異なる点は、3 点ある。

[0115] 1 つ目は、加算部 225-m の出力が IDFT 部 601-m により逆離散フーリエ変換 (Inverse DFT) された後、復調部 226-m に入力される点である。2 つ目は、シンボルレプリカ生成部 231-m に代えて、シンボルレプリカ生成部 602-m を有する点である。図 6 のシンボルレプリカ生成部 231-m のように、OFDM 信号の場合、シンボルレプリカ生成部 231-m に入力されるビット LLR を、直接シンボルレプリカの期待値とする。しかし、シンボルレプリカ生成部 602-m では、DFT-S-OFDM、すなわちシングルキャリア伝送に対応しており、IDFT による変調シンボルの逆拡散が存在するため、シンボルレプリカ生成部 602-m に入力されるビット LLR の平均値を各シンボルレプリカの期待値とする点が異なる。3 つ目は、シンボルレプリカ生成部 602-m の出力が DFT 部 603-m により離散フーリエ変換された後、レプリカ生成部 232 および加算部 225-m に入力される点である。

[0116] 基地局装置200aは、図6の端末装置200と同様に、複数のレイヤで送信された信号を、MIMO分離した後に、合成部228で合成している。これにより、送信側（端末装置100a）で把握している伝搬路推定値に依存せずに、効率良く合成することができ、周波数利用効率の高い伝送を行うことができる。このように、シングルキャリア伝送を用いた場合も、第1および第2の実施形態と同様の効果を得ることができる。

[0117] [第4の実施形態]

以下、図面を参照しながら、本発明の第4の実施形態について説明する。第3の実施形態では、第1および第2の実施形態と同様に、同一のビット系列に対し、レイヤ間でインターリーブ系列の少なくとも一部が異なるインターリーブを適用して複数の異なる信号を生成し、これらの信号を空間的に多重して送信する場合について説明したが、本実施形態では、同様の効果を得る方法として、周波数領域でインターリーブ（スペクトルの並べ替え）を行なう方法を用いる。以下にその構成例について説明を行う。

[0118] 本実施形態における無線通信システム10bは、図9の無線通信システム10aと同様に、M本の送信アンテナを有する端末装置100bと、N本の受信アンテナを有する基地局装置200bとを含んで構成される。図13は、端末装置100bの構成を示す概略ブロック図である。

[0119] 端末装置100bは、符号化部701、インターリーブ部702、変調部703、DFT部704、受信アンテナ705、制御情報受信部706、サイクリックシフト量決定部707、M個のサイクリックシフト部708-1～708-M、参照信号生成部709、M個の周波数マッピング部710-1～710-M、M個のIFFT部711-1～711-M、M個のCP挿入部712-1～712-M、M個の無線送信部713-1～713-M、M本の送信アンテナ714-1～714-Mを含んで構成される。

[0120] 図13の符号化部701、受信アンテナ705、制御情報受信部706、参照信号生成部709および送信アンテナ714-1～714-Mは、それぞれ図10の符号化部101、受信アンテナ102、制御情報受信部103

、参照信号生成部 106 および送信アンテナ 108-1 ~ 108-M と同様の機能を有する。また図 13 の変調部 703、DFT 部 704、周波数マッピング部 710-1 ~ 710-M、IFFT 部 711-1 ~ 711-M、CP 挿入部 712-1 ~ 712-M、無線送信部 713-1 ~ 713-M は、それぞれ図 11 の変調部 111-m、DFT 部 502-m、周波数マッピング部 112-m、IFFT 部 113-m、CP 挿入部 114-m および無線送信部 115-m と同様の機能を有する。よってこれらのブロックの機能についてはその説明を省略する。

[0121] 端末装置 100b では、符号化部 701 の出力はインターリーブ部 702 に入力される。インターリーブ部 702 では、符号化部 101 の出力（符号化ビット系列）に対して、各レイヤで共通の所定のインターリーブが適用される。そして、変調部 703 および DFT 704 を介して生成されたシングルキャリアスペクトルは、同一のスペクトルがサイクリックシフト部 708-1 ~ 708-M に入力される。

[0122] サイクリックシフト量決定部 707 は、サイクリックシフト部 708-1 ~ 708-M の各々において行なうサイクリックシフトのシフト量を決定する。ここでサイクリックシフトとは周波数領域での巡回シフトを示し、例えば DFT 部 704 から入力されるシングルキャリアスペクトルが $S(k)$ ($0 \leq k \leq N_{DFT} - 1$)、サイクリックシフト量が Δ の場合サイクリックシフト部 708-1 ~ 708-M の出力 $S'(k)$ ($0 \leq k \leq N_{DFT} - 1$) は次式 (7) で表わされる。

[0123] [数7]

$$S'(k) = S((k + \Delta) \bmod N_{DFT}) \quad \dots (7)$$

[0124] サイクリックシフト量決定部 707 には制御情報受信部 706 の出力である制御パラメータ ρ が入力され、該 ρ に基づいてシフト量の切り替えを行なう。具体的には、入力される制御パラメータ ρ は、1 つの符号化ビット系列から生成された複数のシングルキャリアシンボル (DFT-S-OFDM シンボル)

ンボル)のうち、レイヤ間で異なるサイクリックシフト量を与えるシンボルの割合である。

[0125] 図14に、シングルキャリアスペクトルを生成するためのDFTのサイズを N_{DFT} 、1つの符号化ビット系列から生成されるスペクトルの数が5、レイヤ数が2、制御パラメータ $\rho = 0.6$ とした場合に設定されるサイクリックシフト量の一例を示す。図14では、同一符号化ビット系列から生成される5つのスペクトル1～スペクトル5がサイクリックシフト部708-1および708-2に入力される。

[0126] このときサイクリックシフト部708-1で設定するサイクリックシフト量 Δ_1 は各スペクトルで常に0とし、サイクリックシフト部708-2で設定するサイクリックシフト量 Δ_2 はスペクトル1～スペクトル3で $N_{DFT}/2$ とし、スペクトル4およびスペクトル5で0としている。これにより2つのレイヤ間のシフト量の差はスペクトル1～スペクトル3で $N_{DFT}/2$ となり、スペクトル4およびスペクトル5となる。このようにスペクトル毎に設定された各レイヤのサイクリックシフト量はサイクリックシフト部708-1～708-Mに入力され、式(7)に基づいてシフト処理が行われ、周波数マッピング部710-1～710-Mに出力される。

[0127] なお、本実施形態では周波数領域でのサイクリックシフトが、時間波形のPAPRに影響を与えないことを踏まえ、サイクリックシフトを行っているが、PAPRが問題とならなければ、周波数スペクトルをインターリーブする構成としてもよい。この場合、本実施形態のようにシングルキャリアシンボル毎にレイヤ間で同一のインターリーブを周波数スペクトルに対して適用するか異なるインターリーブを周波数スペクトルに対して適用するかを切り替えても良いし、あるいは1シングルキャリアシンボル内で、異なるインターリーブを行なう帯域の割合を ρ となるように制御しても良い。また、サイクリックシフトを用いる場合においても、1シングルキャリアシンボルの中のシングルキャリアスペクトルのうち ρ で示される割合のスペクトルに対してのみ、サイクリックシフト処理を行なっても良い。

[0128] 以降は、図10の端末装置100aと同様の処理が行なわれ、送信アンテナ714-1~714-Mから送信される。

[0129] 本実施形態における基地局装置200bの構成は、図4の端末装置200と基本的には同様となるが、繰返し処理部207に変えて、繰返し処理部207bを有する点異なる。図15は、繰返し処理部207bの構成を示す概略ブロック図である。繰返し処理部207bは、キャンセル部801-1~801-N、重み生成部802、MIMO分離部803、デサイクリックシフト部804-1~804-M、合成部805、加算部806、IDFT部807、復調部808、デインターリーブ部809、復号部810、インターリーブ部811、シンボルレプリカ生成部812、DFT部813、サイクリックシフト部814-1~814-M、レプリカ生成部815およびサイクリックシフト量決定部816から構成される。

[0130] ここでキャンセル部801-1~801-N、重み生成部802、MIMO分離部803、復号部810およびレプリカ生成部815は、図6におけるキャンセル部221-1~221-N、重み生成部222、MIMO分離部223、復号部229およびレプリカ生成部232と同様の機能を有する。また図15における加算部806、IDFT部807、復調部808、シンボルレプリカ生成部812、DFT部813は、図12における加算部225-m、IDFT部601-m、復調部226-m、シンボルレプリカ生成部602-mおよびDFT部603-mと同様の機能を有する。また、サイクリックシフト量決定部816は、図13のサイクリックシフト量決定部707と同様の機能を有する。

よってこれらのブロックについては説明を省略する。ただし、サイクリックシフト量決定部816には、インターリーバ制御部204から制御パラメータ ρ が入力される。

[0131] MIMO分離部803で分離された各レイヤの信号は、デサイクリックシフト部804-1~804-Mのうち、それぞれ対応するものに入力される。例えば、図13の送信アンテナ714-1に対応するレイヤの信号は、デ

サイクリックシフト部 804-1 に入力され、送信アンテナ 714-M に対応するレイヤの信号は、デサイクリックシフト部 804-M に入力される。デサイクリックシフト部 804-1 ~ 804-M の各々は、MIMO 分離部 803 から入力された信号に対して、サイクリックシフト量決定部 816 から指定されたサイクリックシフトを元に戻す処理を行う。すなわち、デサイクリックシフト部 804-1 ~ 804-M の各々では、図 13 のサイクリックシフト部 708-1 ~ 708-M のうち、対応するもので適用されたサイクリックシフトを元に戻す処理が行われる。

例えば、MIMO 分離部 804 から入力されるシングルキャリアスペクトルが $G(k)$ ($0 \leq k \leq N_{DFT} - 1$) であり、サイクリックシフト部 708-1 におけるサイクリックシフト量が Δ の場合、デサイクリックシフト部 804-1 の出力 $G'(k)$ ($0 \leq k \leq N_{DFT} - 1$) は次式 (8) で表わされる。

[0132] [数8]

$$G'(k) = G((k - \Delta) \bmod N_{DFT}) \quad \dots (8)$$

[0133] なお、基地局装置 200b でサイクリックシフトではなく周波数インターリーブを適用している場合は、デインターリーブを行うことで周波数スペクトルの順番を元に戻す処理が行なわれる。デサイクリックシフト部 804-1 ~ 804-M の出力は合成部 805 に入力される。

[0134] 合成部 805 では、デサイクリックシフト部 804-1 ~ 804-M から入力されるスペクトルが合成（加算）される。スペクトルの順序が揃っているため、受信エネルギーを合成することができる。合成部 805 の出力は加算部 806 に入力される。

[0135] またここで、M本の送信アンテナで異なるサイクリックシフト量が設定される場合、各周波数スペクトルは送信アンテナ毎に異なる周波数で送信されることになる。つまり、受信装置側では、同一スペクトルがM個のサブキャリアで受信されることになる。さらに受信アンテナ数がN本の場合、同一スペクトルがM×N箇所を受信されることになる。これは受信アンテナ数がM

×N本であったと考えることができるため、MIMO分離部803で乗算する重みを変更することで特性改善を図ることができる。例えば、 $M=3$ の場合、図16に示されるように、点線の四角で囲んだ周波数のスペクトルはそれぞれの送信アンテナから異なる周波数で送信されている。この場合、この周波数の振幅を計算するための連立方程式を受信アンテナあたり3本作ることができる、これを各受信アンテナで構成することができるため、 $3N$ 個の連立方程式、すなわち受信アンテナ数を $3N$ とみなすことができる。

[0136] 復調部808の出力であるビットLLRは、デインターリーブ部809に入力される。

デインターリーブ部809は図13のインターリーブ部702で用いられたインターリーブ処理の逆処理、すなわち並び替えを元に戻す処理が行われ、図13の符号化部の出力である符号化ビット系列に対応したビットLLRが復号部810に出力される。

[0137] また、復号部810の出力は、インターリーブ部811に入力され、図13のインターリーブ部702と同一のインターリーブ処理が行われ、シンボルレプリカ生成部812に出力される。DFT部813の出力は、加算部806およびサイクリックシフト部814-1~814-Mに入力される。

[0138] サイクリックシフト部814-1~814-Mの各々では、DFT部813から入力された周波数スペクトルに対して、サイクリックシフト量決定部816から指定されたサイクリックシフトに従い、サイクリックシフトが行われ、サイクリックシフトされた信号はレプリカ生成部815に入力される。すなわち、サイクリックシフト部814-1~814-Mの各々では、図13のサイクリックシフト部708-1~708-Mのうち、対応するものと同じサイクリックシフト量が適用される。

[0139] 本実施形態では、シングルキャリア伝送を用いて、送信機の複数の送信アンテナから同じ情報を送信する際に、所定の割合のシングルキャリアスペクトルは送信アンテナ間で異なるスペクトルとなるように処理した上で送信し、その他のシングルキャリアスペクトルは送信アンテナ間で同一のスペクトル

ルとして送信する例について説明を行なった。このとき送信アンテナ間では同一のビットインターリーブを用いた上で、周波数スペクトルに対して異なるサイクリックシフトを適用することで、ビットLLRを合成するのではなく、周波数スペクトルの合成を行う様に処理する。この結果、ビットLLRを合成する場合に比べて、IDFTや復調の回数を削減できる。

[0140] また上記のように、特定のシングルキャリアスペクトルに対してのみサイクリックシフト処理を行なうことで符号化ビット系列全体でのレイヤ間での干渉を抑圧し、残留干渉によるスループットの低下を抑えることができる。

[0141] なお、インターリーブではなくサイクリックシフトを用いる送信方法はシングルキャリア伝送のみならず、OFDMのようなマルチキャリア伝送にも当然適用可能である。さらにOFDMの場合は、周波数インターリーブを適用してもPAPR特性が変わらないという効果がある。

[0142] なお、第1から第4の実施形態では、各送信アンテナまたは協調する基地局装置で同一の変調方式を適用することを前提に説明したが、インターリーブと変調方式を送信アンテナ毎または基地局毎に異なるものとしても良いし、インターリーブは同じものとし、変調方式のみをアンテナ毎または基地局毎に異なるものとしても良く、同様の効果が得られる。ただし、変調方式を変更する場合には、復調処理とシンボルレプリカ生成も送信で使った変調方式に応じて処理をする必要がある。また、システマティックビットが存在する符号化方法であれば、アンテナ毎または基地局毎に符号化方法を変更しても良い。符号化率においても同様にアンテナ毎または基地局毎に変更しても良い。さらに、送信アンテナ数または基地局数が3以上の場合に、2つの異なるインターリーブと2つの異なる変調方式を用いるなどといった方法も用いることができ、このような第1から第4の実施形態の一部を組み合わせた形態も本発明に含まれる。

[0143] アンテナ数や協調する基地局数についても、限定はなく、各アンテナまたは基地局でデータ送信に使用するサブキャリア数を異なる値にしたり、異なる位置にしたりすることも可能である。また、DFT-S-OFDMに対し

、周波数領域でクリッピング（周波数成分の欠落）を行うシステムでの適用も可能である。

[0144] ただし、本発明では、 ρ の定義としてインターリーブ系列 $\Pi_1 \sim \Pi_M$ のうち $\pi_{1,q} \neq \dots \neq \pi_{m,q} \neq \dots \neq \pi_{M,q}$ となる q の割合とし、 $(1-\rho)$ が $\pi_{1,q} = \dots = \pi_{m,q} = \dots = \pi_{M,q}$ となる割合としたが、レイヤ数が3以上の場合に一部のレイヤ間でのみ該定義を満たす形態も考えられる。例えば $M=3$ である場合に Π_1 、 Π_2 、 Π_3 が存在する。 $N_c=4$ 、 $\rho=0.5$ とすると、 $\Pi_m = [\pi_{m,1}, \pi_{m,2}, \pi_{m,3}, \pi_{m,4}]^T$ である。ここで、1番目のレイヤと2番目のレイヤで $\pi_{1,1} \neq \pi_{2,1}$ および $\pi_{1,2} \neq \pi_{2,2}$ であり、 $\pi_{1,3} = \pi_{2,3}$ および $\pi_{1,4} = \pi_{2,4}$ であるとする。ここで1番目と3番目のレイヤは $\pi_{1,1} = \pi_{3,1}$ および $\pi_{1,2} = \pi_{3,2}$ であり、 $\pi_{1,3} \neq \pi_{3,3}$ および $\pi_{1,4} \neq \pi_{3,4}$ とする形態も考えられる。このようにレイヤ毎に他のレイヤと同一のインターリーブを用いるビットを異なるものとするすることで、一部のビットにレイヤ間干渉が集中することを回避し、各ビットの受信電力に対する干渉電力を低減することができる。

[0145] 本発明に関わる端末装置および基地局装置で動作するプログラムは、本発明に関わる上記実施形態の機能を実現するように、CPU等を制御するプログラム（コンピュータを機能させるプログラム）である。そして、これら装置で取り扱われる情報は、その処理時に一時的にRAMに蓄積され、その後、各種ROMやHDDに格納され、必要に応じてCPUによって読み出し、修正・書き込みが行なわれる。プログラムを格納する記録媒体としては、半導体媒体（例えば、ROM、不揮発性メモリカード等）、光記録媒体（例えば、DVD、MO、MD、CD、BD等）、磁気記録媒体（例えば、磁気テープ、フレキシブルディスク等）等のいずれであってもよい。また、ロードしたプログラムを実行することにより、上述した実施形態の機能が実現されるだけでなく、そのプログラムの指示に基づき、オペレーティングシステムあるいは他のアプリケーションプログラム等と共同して処理することにより、本発明の機能が実現される場合もある。

[0146] また市場に流通させる場合には、可搬型の記録媒体にプログラムを格納して流通させたり、インターネット等のネットワークを介して接続されたサーバコンピュータに転送したりすることができる。この場合、サーバコンピュータの記憶装置も本発明に含まれる。また、上述した実施形態における端末装置および基地局装置の一部、または全部を典型的には集積回路であるLSIとして実現してもよい。端末装置および基地局装置の各機能ブロックは個別にチップ化してもよいし、一部、または全部を集積してチップ化してもよい。

また、集積回路化の手法はLSIに限らず専用回路、または汎用プロセッサで実現しても良い。また、半導体技術の進歩によりLSIに代替する集積回路化の技術が出現した場合、当該技術による集積回路を用いることも可能である。

[0147] 以上、この発明の実施形態を、図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施形態に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計等も特許請求の範囲に含まれる。

[0148] (1) 本発明の一態様は、受信装置に対し、ビット系列を表す第1の無線信号を送信する無線通信装置であって、前記第1の無線信号は、前記ビット系列を表す第2の無線信号と同時に送信され、前記第1の無線信号と、前記第2の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される。

[0149] (2) また、本発明の他の態様は、(1)に記載の無線通信装置であって、前記ビット系列のうち、所定の割合のビットについては、第1のインターリーブを行い、残りのビットについては、第2のインターリーブを行なうインターリーブ部と、前記インターリーブ部が出力したビット系列から、前記第1の無線信号を生成し、送信する送信部とを具備し、前記第2の無線信号は、前記所定の割合のビットについて、前記第1のインターリーブとは異なる

第3のインターリーブが行われたビット系列と、前記残りのビットについて、前記第2のインターリーブが行われたビット系列とから生成された無線信号であってもよい。

[0150] (3) また、本発明の他の態様は、(1)に記載の無線通信装置であって、前記ビット系列に基づく複数の変調シンボルに対しDFT処理を施し、複数のシングルキャリアシンボルを生成するDFT部と、前記複数のシングルキャリアシンボルのうち、所定の割合のシングルキャリアシンボルについては、周波数領域で0以上のシフト量である第1のサイクリックシフトを行い、残りのシングルキャリアシンボルについては、周波数領域で0以上のシフト量である第2のサイクリックシフトを行うサイクリックシフト部と、前記サイクリックシフト部が出力したシングルキャリアシンボルから前記第1の無線信号を生成し、送信する送信部とを具備し、前記第2の無線信号は、前記複数のシングルキャリアシンボルのうち、所定の割合のシングルキャリアシンボルについては前記第1のサイクリックシフトとは異なるシフト量の第3のサイクリックシフトが行われ、残りのシングルキャリアシンボルについては前記第2のサイクリックシフトが行われた後に生成された無線信号であってもよい。

[0151] (4) また、本発明の他の態様は、(1)から(3)のいずれかに記載の無線通信装置であって、前記第2の無線信号を自装置が生成し、送信してもよい。

[0152] (5) また、本発明の他の態様は、(1)から(3)のいずれかに記載の無線通信装置であって、他の無線通信装置と協調して1つの受信装置に対し、前記ビット系列を送信する無線通信装置であり、前記第2の無線信号は、前記他の無線通信装置により生成され、送信されてもよい。

[0153] (6) また、本発明の他の態様は、(1)から(5)のいずれかに記載の無線通信装置であって、前記所定の割合を表す情報が、前記受信装置より通知されてもよい。

[0154] (7) また、本発明の他の態様は、(1)から(5)のいずれかに記載の無

線通信装置であって、前記受信装置が前記第１の無線信号と前記第２の無線信号とを分離可能なように、前記所定の割合を決定する割合決定部を具備してもよい。

[0155] （８）また、本発明の他の態様は、同一のビット系列を表す第１の無線信号と第２の無線信号とが空間多重された信号を受信する受信部と、前記受信部が受信した信号を、前記第１の無線信号の成分と前記第２の無線信号の成分とに分離する分離部とを具備し、前記第１の無線信号は、前記ビット系列を表す第２の無線信号と同時に送信され、前記第１の無線信号と、前記第２の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第１の無線信号と前記第２の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第１の無線信号と前記第２の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される無線通信装置である。

[0156] （９）また、本発明の他の態様は、（８）に記載の無線通信装置であって、前記第１の無線信号と前記第２の無線信号とを分離可能なように、前記所定の割合を決定する割合決定部と、前記第１の無線信号または前記第２の無線信号の送信元に、前記割合決定部が決定した割合を通知する割合通知部とを具備してもよい。

[0157] （１０）また、本発明の他の態様は、ビット系列を表す第１の無線信号を生成する過程と、受信装置に対し、前記第１の無線信号を送信する過程とを有する無線通信方法であって、前記第１の無線信号は、前記ビット系列を表す第２の無線信号と同時に送信され、前記第１の無線信号と、前記第２の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第１の無線信号と前記第２の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第１の無線信号と前記第２の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される。

[0158] （１１）また、本発明の他の態様は、同一のビット系列を表す第１の無線信号と第２の無線信号とが空間多重された信号を受信する過程と、前記受信した信号を、前記第１の無線信号の成分と前記第２の無線信号の成分とに分離

する過程とを有し、前記第1の無線信号は、前記ビット系列を表す第2の無線信号と同時に送信され、前記第1の無線信号と、前記第2の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される無線通信方法である。

産業上の利用可能性

[0159] 本発明は、携帯電話装置を端末装置とする移動通信システムに用いて好適であるが、これに限定されない。

符号の説明

[0160] 10、10a、20…無線通信システム、100、200a、300-1、300-2…基地局装置、101…符号化部、102…受信アンテナ、103…制御情報受信部、104…インターリーブ系列生成部、105-1、105-M…インターリーブ部、106…参照信号生成部、107-1、107-M…OFDM信号生成部、108-1、108-m、108-M…送信アンテナ、111-m…変調部、112-m…周波数マッピング部、113-m…IFFT部、114-m…CP挿入部、115-m…無線送信部、100a、100b、200、400…端末装置、201-1、201-N…受信アンテナ、202-1、202-n、202-N…OFDM信号受信処理部、203…伝搬路推定部、204…インターリーバ制御部、205…制御情報生成部、206…送信アンテナ、207…繰り返し処理部、211-n…無線受信部、212-n…CP除去部、213-n…FFT部、214-n…周波数デマッピング部、221-1、221-N…キャンセル部、222…重み生成部、223…MIMO分離部、224-1、224-M…レイヤ処理部、225-1…加算部、226-1…復調部、227-1…デインターリーブ部、228…合成部、229…復号部、230-1…インターリーブ部、231-1…シンボルレプリカ生成部、232…レプリカ生成部、233…インターリーブ系列生成部、301-1、301-2…符号

化部、302-1、302-2…受信アンテナ、303-1、303-2…制御情報受信部、304-1、304-2…インターリーブ系列生成部、305-1、305-2…インターリーブ部、306-1、306-2…参照信号生成部、307-1、307-2…OFDM信号生成部、308-1、308-2…送信アンテナ、501-1、501-M…DFT-S-OFDM信号生成部、502-m…DFT部、600-m…レイヤ処理部、601-m…IDFT部、602-m…シンボルレプリカ生成部、603-m…DFT部、701…符号化部、702…インターリーブ部、703…変調部、704…DFT部、705…受信アンテナ、706…制御情報受信部、707…サイクリックシフト量決定部、708-1、708-M…サイクリックシフト部、709…参照信号生成部、710-1、710-M…周波数マッピング部、711-1、711-M…IFFT部、712-1、712-M…CP挿入部、713-1、713-M…無線送信部、714-1、714-M…送信アンテナ、801-1、801-N…キャンセル部、802…重み生成部、803…MIMO分離部、804-1、804-M…でサイクリックシフト部、805…合成部、806…加算部、809…デインターリーブ部、810…復号部、811…インターリーブ部、812…シンボルレプリカ生成部、813…DFT部、814-1、814-M…サイクリックシフト部、815…レプリカ生成部、816…サイクリックシフト量決定部

請求の範囲

[請求項1] 受信装置に対し、ビット系列を表す第1の無線信号を送信する無線通信装置であって、

前記第1の無線信号は、前記ビット系列を表す第2の無線信号と同時に送信され、

前記第1の無線信号と、前記第2の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第1の無線信号と前記第2の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される無線通信装置。

[請求項2] 前記ビット系列のうち、所定の割合のビットについては、第1のインターリーブを行い、残りのビットについては、第2のインターリーブを行なうインターリーブ部と、

前記インターリーブ部が出力したビット系列から、前記第1の無線信号を生成し、送信する送信部と

を具備し、

前記第2の無線信号は、前記所定の割合のビットについて、前記第1のインターリーブとは異なる第3のインターリーブが行われたビット系列と、前記残りのビットについて、前記第2のインターリーブが行われたビット系列とから生成された無線信号である請求項1に記載の無線通信装置。

[請求項3] 前記ビット系列に基づく複数の変調シンボルに対しDFT処理を施し、複数のシングルキャリアシンボルを生成するDFT部と、

前記複数のシングルキャリアシンボルのうち、所定の割合のシングルキャリアシンボルについては、周波数領域で0以上のシフト量である第1のサイクリックシフトを行い、残りのシングルキャリアシンボルについては、周波数領域で0以上のシフト量である第2のサイクリックシフトを行うサイクリックシフト部と、

前記サイクリックシフト部が出力したシングルキャリアシンボルから前記第 1 の無線信号を生成し、送信する送信部と

を具備し、

前記第 2 の無線信号は、前記複数のシングルキャリアシンボルのうち、所定の割合のシングルキャリアシンボルについては前記第 1 のサイクリックシフトとは異なるシフト量の第 3 のサイクリックシフトが行われ、残りのシングルキャリアシンボルについては前記第 2 のサイクリックシフトが行なわれた後に生成された無線信号である請求項 1 に記載の無線通信装置。

[請求項4] 前記第 2 の無線信号を自装置が生成し、送信する請求項 1 から請求項 3 のいずれかの一項に記載の無線通信装置。

[請求項5] 他の無線通信装置と協調して 1 つの受信装置に対し、前記ビット系列を送信する無線通信装置であって、

前記第 2 の無線信号は、前記他の無線通信装置により生成され、送信される請求項 1 から請求項 3 のいずれかの一項に記載の無線通信装置。

[請求項6] 前記所定の割合を表す情報が、前記受信装置より通知される請求項 1 から請求項 5 のいずれかの一項に記載の無線通信装置。

[請求項7] 前記受信装置が前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号とを分離可能なように、前記所定の割合を決定する割合決定部を具備する請求項 1 から請求項 5 のいずれかの一項に記載の無線通信装置。

[請求項8] 同一のビット系列を表す第 1 の無線信号と第 2 の無線信号とが空間多重された信号を受信する受信する無線通信装置であって、

前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号とを分離可能なように、所定の割合を決定する割合決定部と、

前記第 1 の無線信号または前記第 2 の無線信号の送信元に、前記割合決定部が決定した割合を通知する割合通知部と

を具備し、

前記第 1 の無線信号と、前記第 2 の無線信号とのうち、前記所定の割合の成分は、前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される無線通信装置。

[請求項9] 前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号とを分離可能なように、前記所定の割合を決定する割合決定部と、

前記第 1 の無線信号または前記第 2 の無線信号の送信元に、前記割合決定部が決定した割合を通知する割合通知部と

を具備する請求項 8 に記載の無線通信装置。

[請求項10] ビット系列を表す第 1 の無線信号を生成する過程と、受信装置に対し、前記第 1 の無線信号を送信する過程とを有する無線通信方法であって、

前記第 1 の無線信号は、前記ビット系列を表す第 2 の無線信号と同時に送信され、

前記第 1 の無線信号と、前記第 2 の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号との間で、異なる周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される無線通信方法。

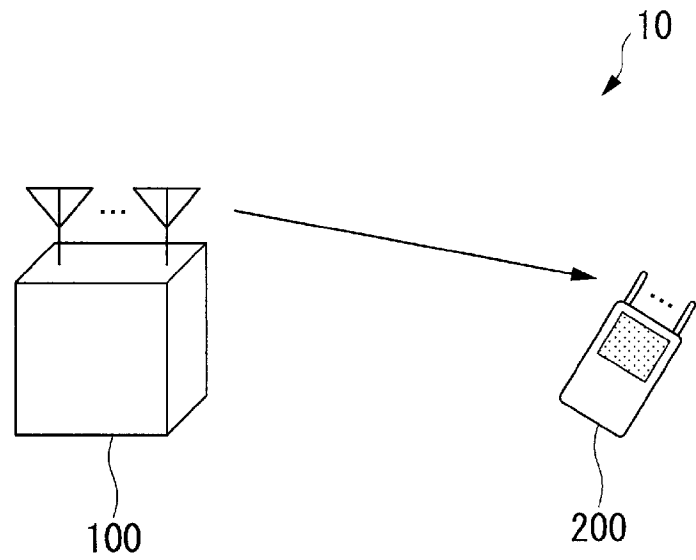
[請求項11] 同一のビット系列を表す第 1 の無線信号と第 2 の無線信号とが空間多重された信号を受信する過程と、前記受信した信号を、前記第 1 の無線信号の成分と前記第 2 の無線信号の成分とに分離する過程とを有し、

前記第 1 の無線信号は、前記ビット系列を表す第 2 の無線信号と同時に送信され、

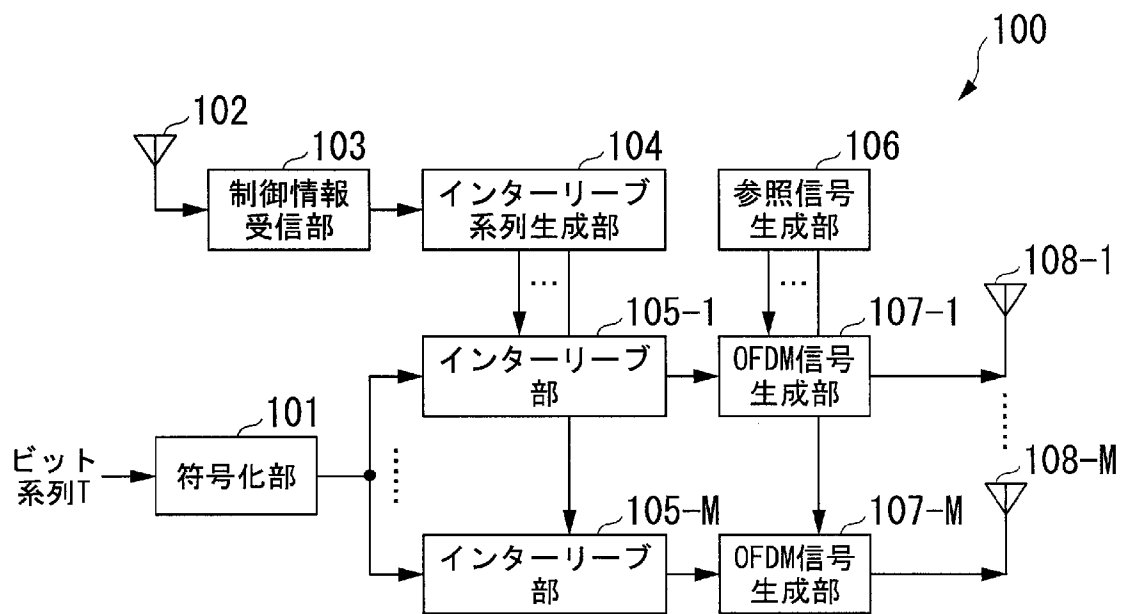
前記第 1 の無線信号と、前記第 2 の無線信号とのうち、所定の割合の成分は、前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号との間で、異なる

る周波数または異なる時間に配置され、残りの成分は、前記第 1 の無線信号と前記第 2 の無線信号との間で、同じ周波数かつ同じ時間に配置される無線通信方法。

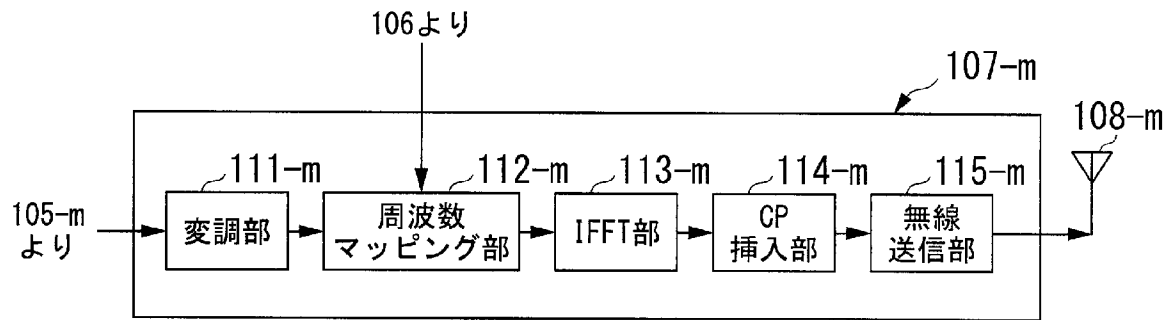
[図1]



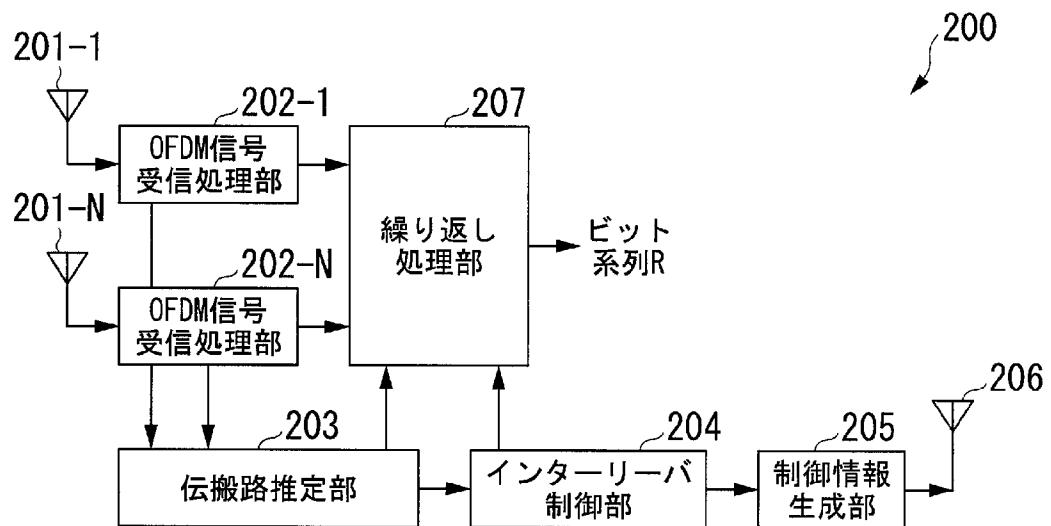
[図2]



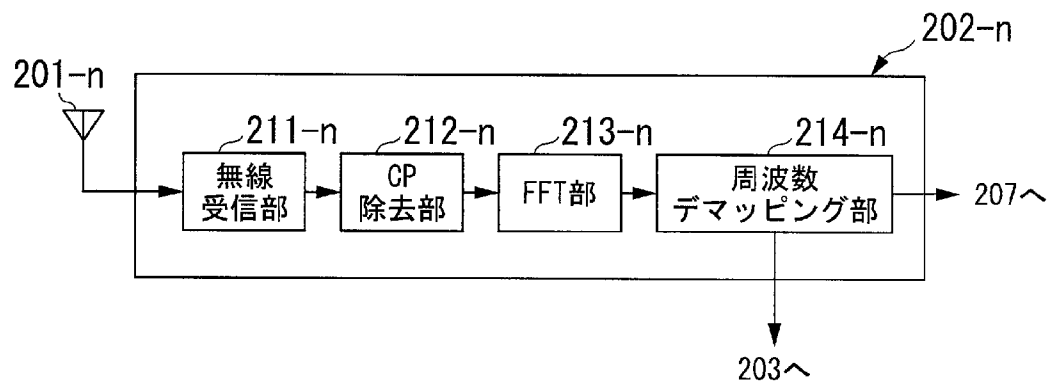
[図3]



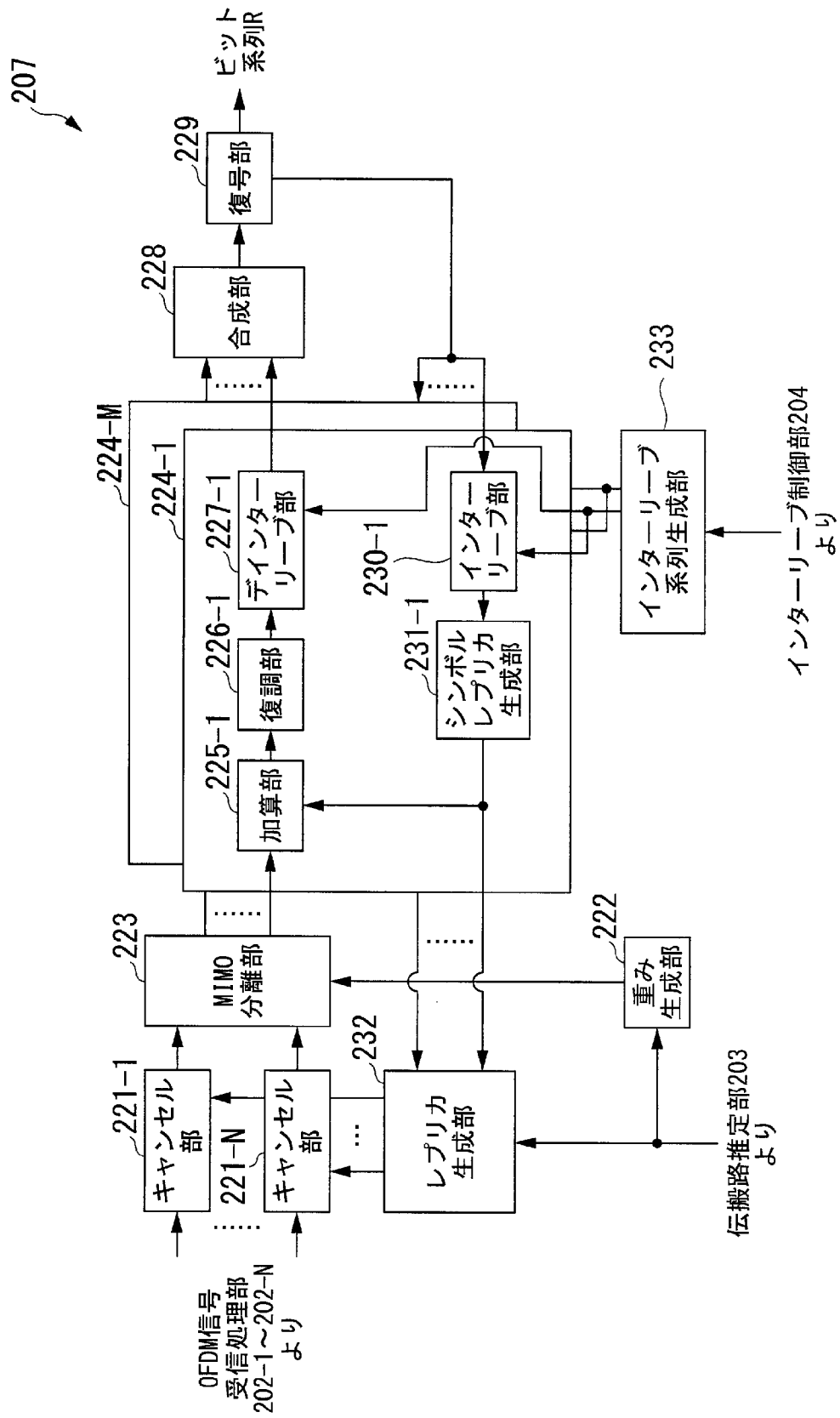
[図4]



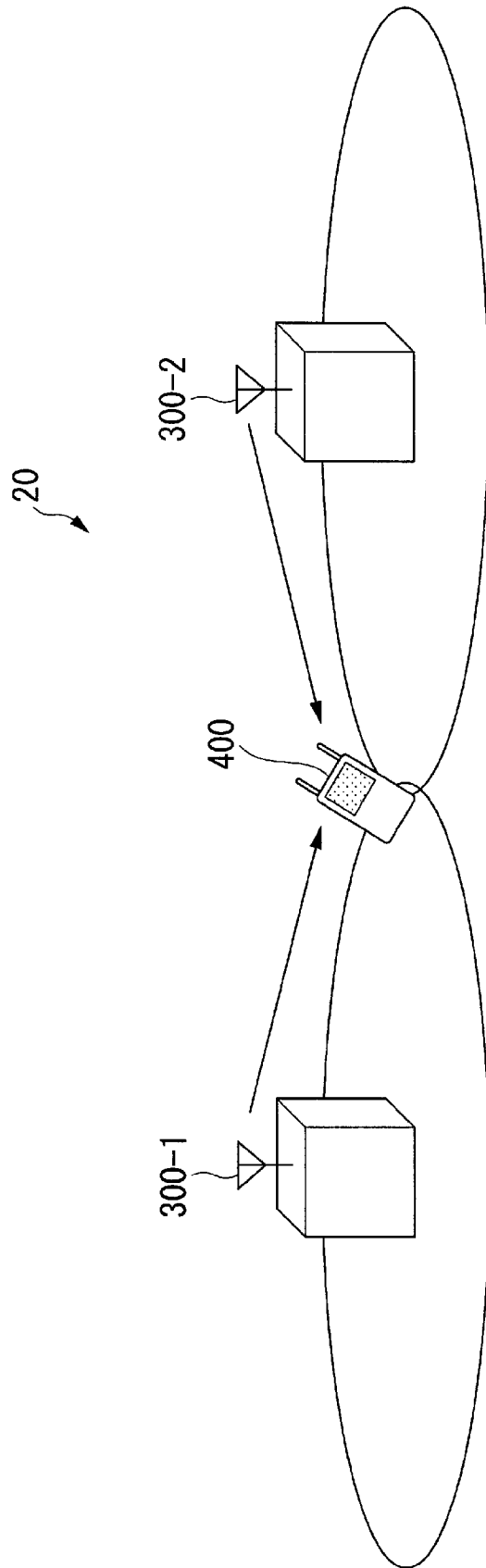
[図5]



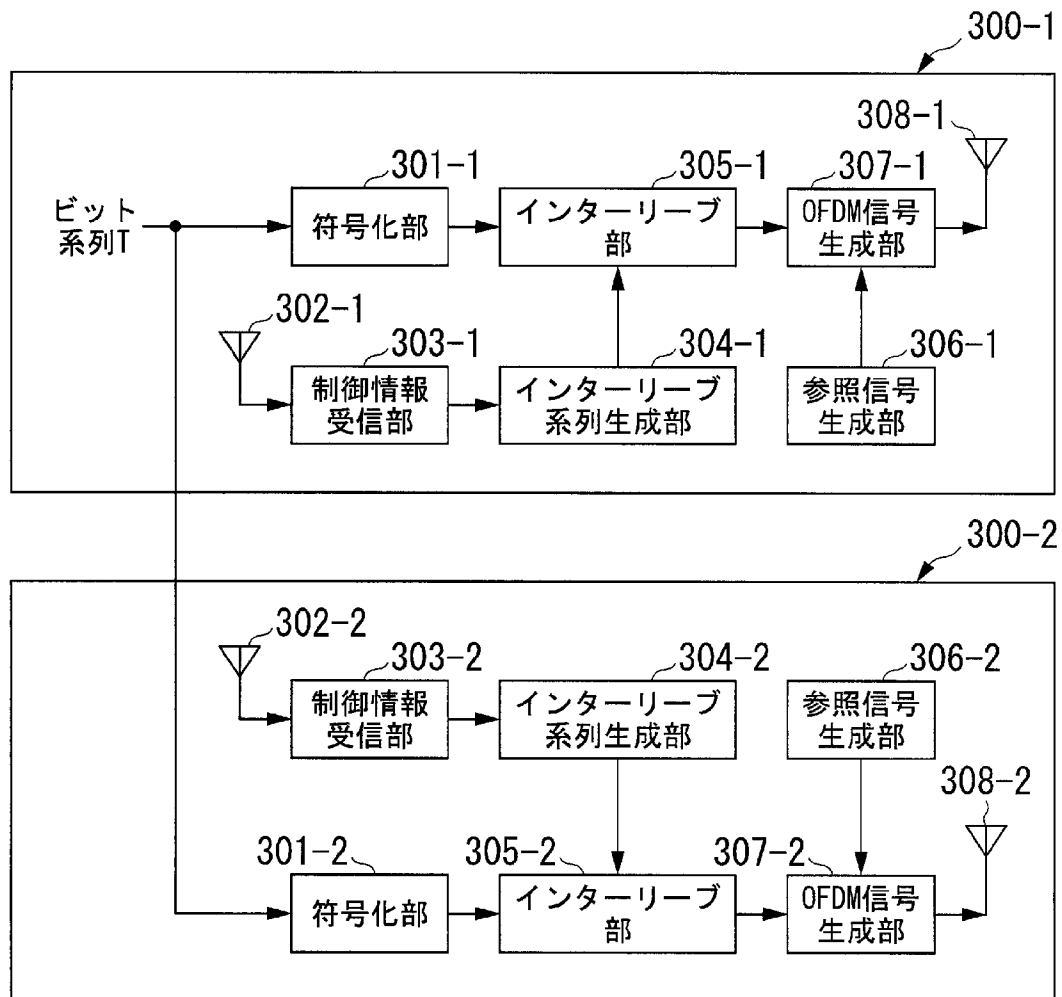
[図6]



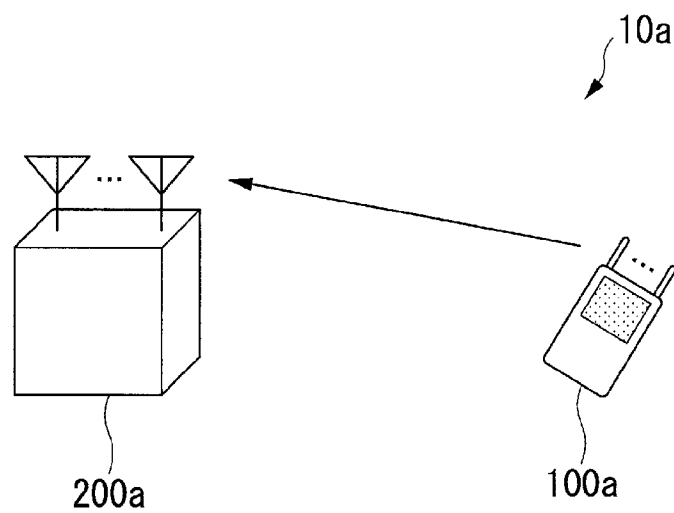
[図7]



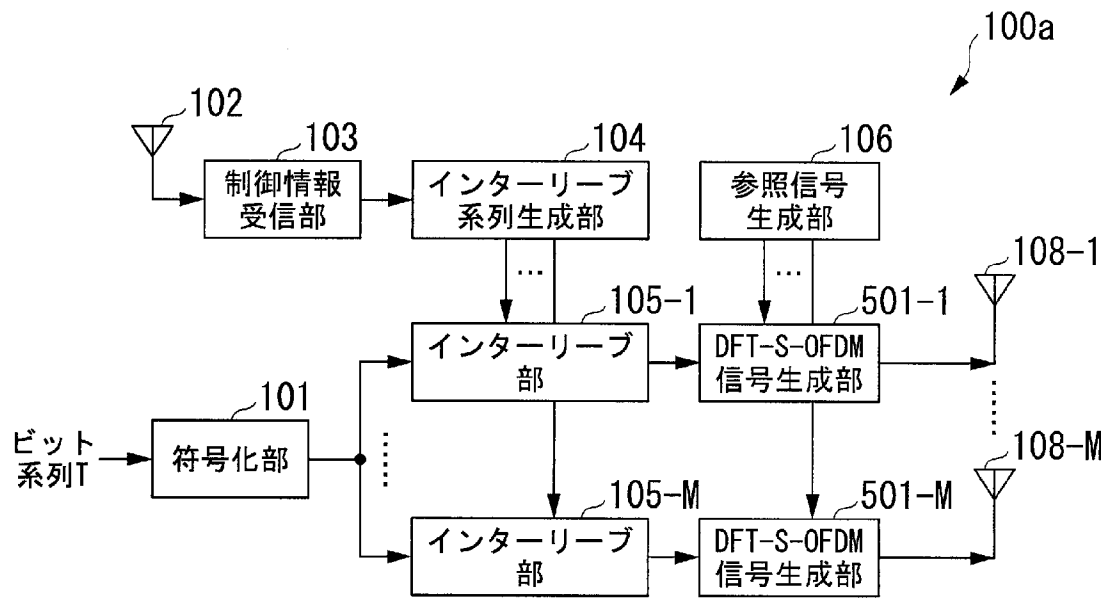
[図8]



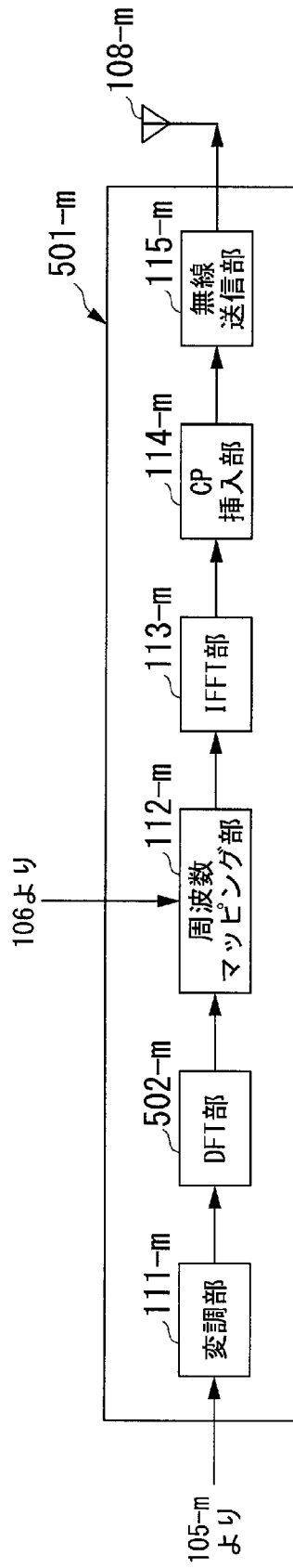
[図9]



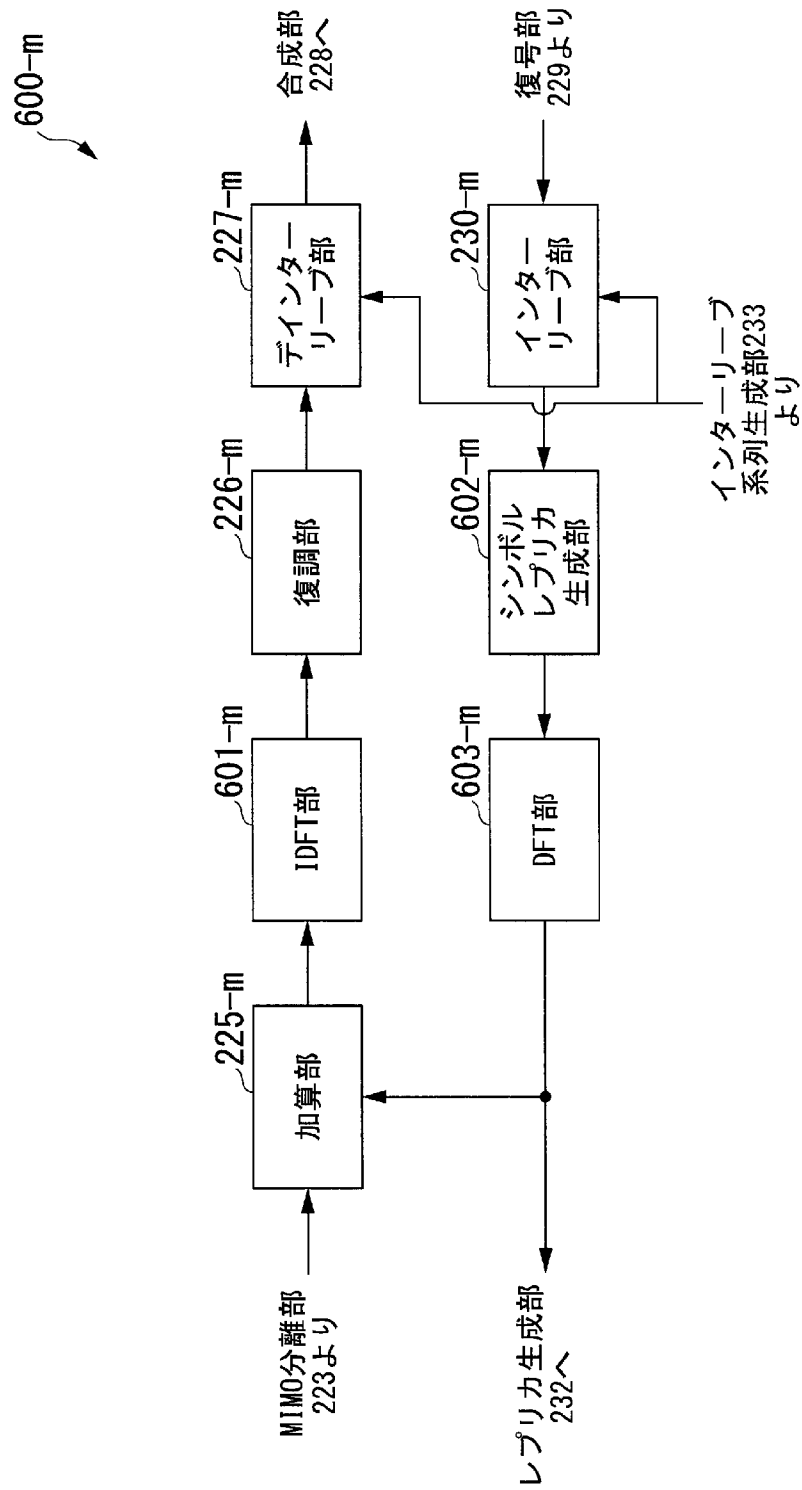
[図10]



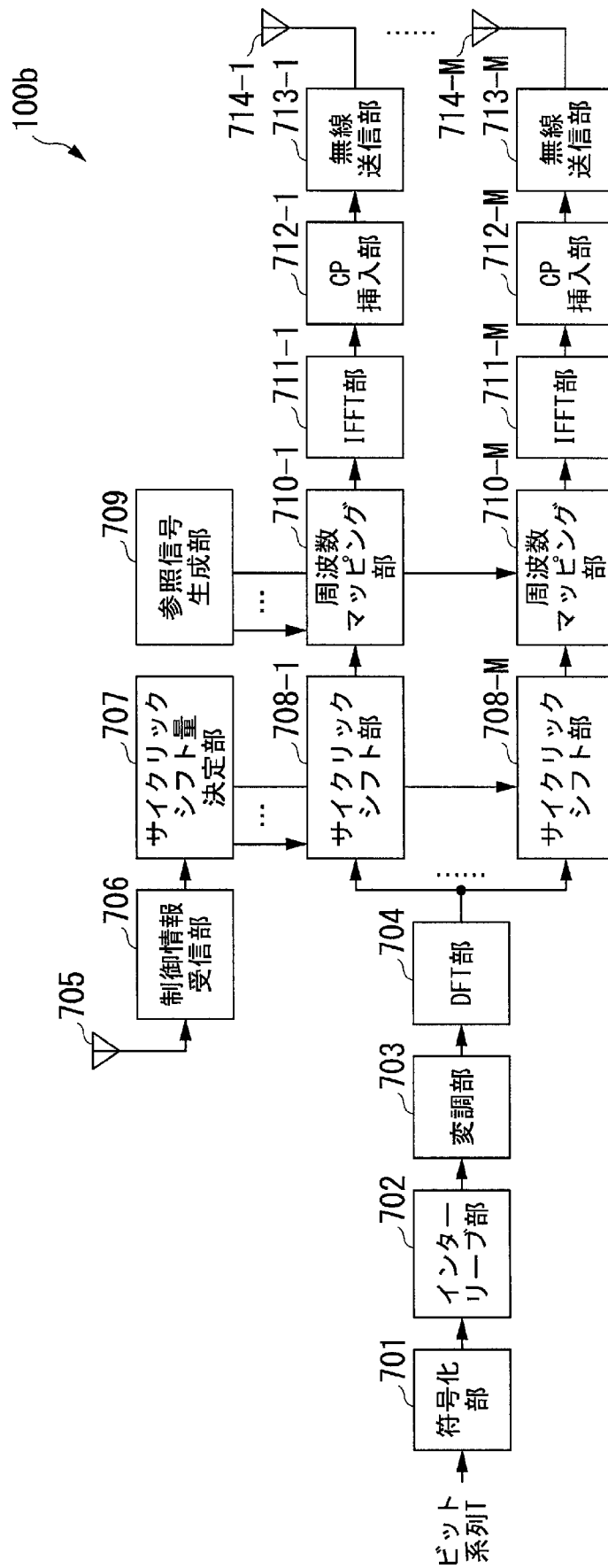
[図11]



[図12]



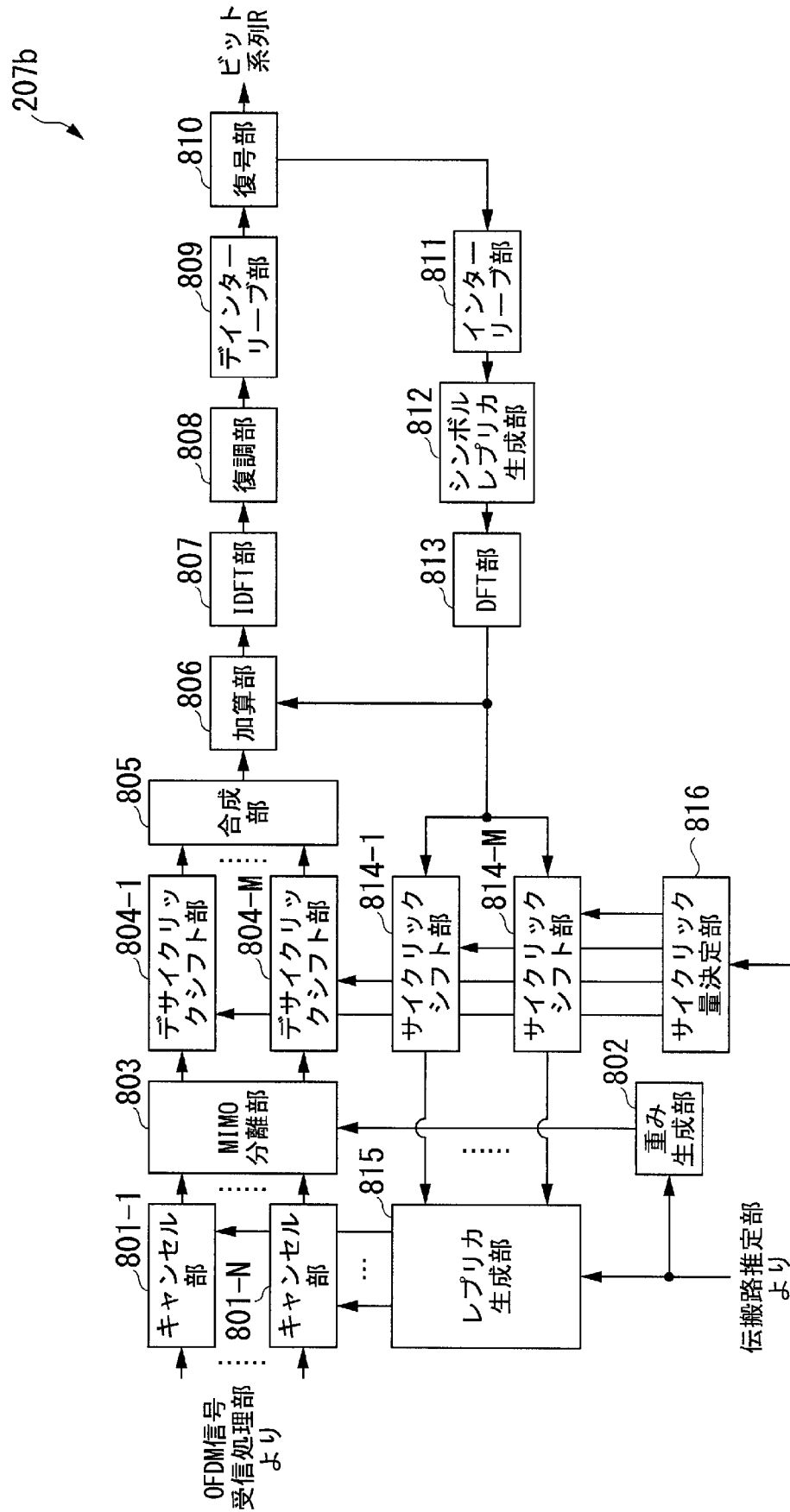
[図13]



[図14]

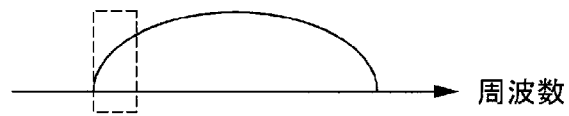
	スペクトル1	スペクトル2	スペクトル3	スペクトル4	スペクトル5
サイクリックシフト部 708-1Iにおけるシフト量 (Δ_1)	$\Delta_1=0$	$\Delta_1=0$	$\Delta_1=0$	$\Delta_1=0$	$\Delta_1=0$
サイクリックシフト部 708-2Iにおけるシフト量 (Δ_2)	$\Delta_2=N_{DFT}/2$	$\Delta_2=N_{DFT}/2$	$\Delta_2=N_{DFT}/2$	$\Delta_2=0$	$\Delta_2=0$

[図15]

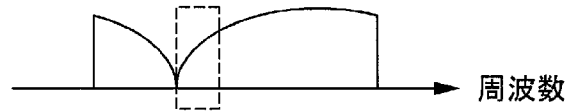


[図16]

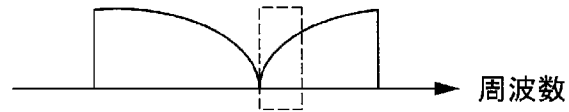
第1送信アンテナ



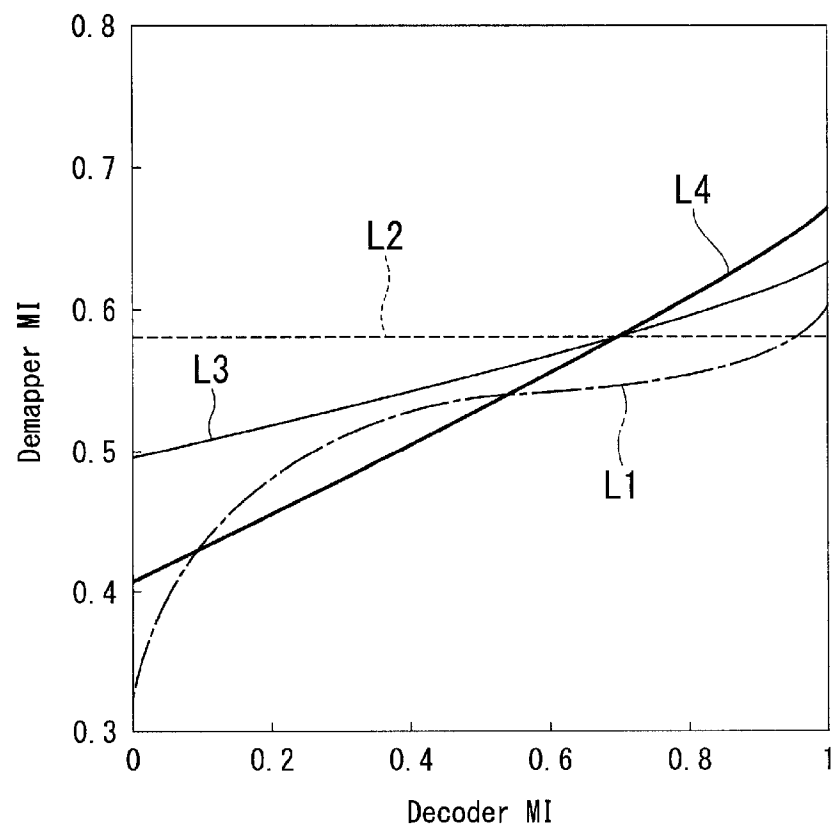
第2送信アンテナ



第3送信アンテナ



[図17]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/055419

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J11/00(2006.01)i, H04B7/06(2006.01)i, H04J99/00(2009.01)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)

H04J11/00, H04B7/06, H04J99/00

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 1996-2014

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2014 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2014

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

IEEE Xplore, CiNii

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2012-178727 A (Sharp Corp.), 13 September 2012 (13.09.2012), fig. 2, 4; paragraphs [0030] to [0040], [0045] to [0057] & WO 2012/115232 A1	1-11
A	JP 2003-258757 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 12 September 2003 (12.09.2003), fig. 10, 13, 15; paragraphs [0052], [0055], [0058] & US 2004/0125882 A1 & US 2008/0212705 A1 & US 2011/0129038 A1 & US 2012/0134445 A1 & US 2013/0208828 A1 & EP 1480362 A1 & WO 2003/073669 A1 & CN 1516935 A & CN 101394386 A & AU 2003211749 A	1-11



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

25 March, 2014 (25.03.14)

Date of mailing of the international search report

15 April, 2014 (15.04.14)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/055419

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2009-016963 A (Panasonic Corp.), 22 January 2009 (22.01.2009), fig. 7; paragraphs [0063] to [0071] & US 2010/0177845 A1 & EP 2164177 A1 & WO 2009/004767 A1	1-11

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C）） Int.Cl. H04J11/00(2006.01)i, H04B7/06(2006.01)i, H04J99/00(2009.01)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（I P C）） Int.Cl. H04J11/00, H04B7/06, H04J99/00			
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 1 9 2 2 - 1 9 9 6 年 日本国公開実用新案公報 1 9 7 1 - 2 0 1 4 年 日本国実用新案登録公報 1 9 9 6 - 2 0 1 4 年 日本国登録実用新案公報 1 9 9 4 - 2 0 1 4 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） IEEE Xplore, CiNii			
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	
A	JP 2012-178727 A（シャープ株式会社）2012.09.13, 図2、4、 段落【0030】－【0040】、【0045】－【0057】 & WO 2012/115232 A1	1-11	
☒ 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 2 5 . 0 3 . 2 0 1 4		国際調査報告の発送日 1 5 . 0 4 . 2 0 1 4	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（I S A / J P） 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） 大野 友輝 電話番号 03-3581-1101 内線 3556	5 K 4 6 8 5

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	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
A	JP 2003-258757 A (松下電器産業株式会社) 2003.09.12, 図 1 0、1 3、1 5、段落【0 0 5 2】、【0 0 5 5】、【0 0 5 8】 & US 2004/0125882 A1 & US 2008/0212705 A1 & US 2011/0129038 A1 & US 2012/0134445 A1 & US 2013/0208828 A1 & EP 1480362 A1 & WO 2003/073669 A1 & CN 1516935 A & CN 101394386 A & AU 2003211749 A	1-11
A	JP 2009-016963 A (パナソニック株式会社) 2009.01.22, 図 7、段落【0 0 6 3】－【0 0 7 1】 & US 2010/0177845 A1 & EP 2164177 A1 & WO 2009/004767 A1	1-11