

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4034824号
(P4034824)

(45) 発行日 平成20年1月16日(2008.1.16)

(24) 登録日 平成19年11月2日(2007.11.2)

(51) Int.C1.

F 1

HO4B	7/06	(2006.01)	HO4B	7/06
HO3M	13/15	(2006.01)	HO3M	13/15
HO4B	7/005	(2006.01)	HO4B	7/005
HO4B	7/08	(2006.01)	HO4B	7/08
HO4L	27/18	(2006.01)	HO4L	27/18

Z
Z
請求項の数 12 (全 32 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号

特願平9-539075

(86) (22) 出願日

平成9年4月25日(1997.4.25)

(65) 公表番号

特表2002-504276(P2002-504276A)

(43) 公表日

平成14年2月5日(2002.2.5)

(86) 国際出願番号

PCT/US1997/007010

(87) 国際公開番号

W01997/041670

(87) 国際公開日

平成9年11月6日(1997.11.6)

審査請求日 平成16年4月21日(2004.4.21)

(31) 優先権主張番号 60/017,046

(32) 優先日 平成8年4月26日(1996.4.26)

(33) 優先権主張国 米国(US)

(31) 優先権主張番号 60/030,571

(32) 優先日 平成8年11月7日(1996.11.7)

(33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者

エイ・ティ・アンド・ティ・コーポレーション
アメリカ合衆国、10013-2412
ニューヨーク、ニューヨーク、アヴェニュー
オブジアメリカズ32

(74) 代理人

弁理士 岡部 正夫

(74) 代理人

弁理士 加藤 伸晃

(74) 代理人

弁理士 産形 和央

(74) 代理人

弁理士 白井 伸一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】多重送信アンテナを使用するデータ伝送の方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のn個のアンテナを使用してデジタル信号を送信する方法であって、

(A) 状態及び分岐を有する符号器を使用して、入力データと前記符号器の現在の状態とに基いて前記符号器の分岐を選択することにより、前記符号器を現在の状態から新たな状態へと移動させるステップであって、分岐とは1つの状態から別の状態へのラベル付けされた遷移であり、各ラベルは、各要素が信号配列のシンボルである複数のn個の要素からなる、ステップと、(B) 前記選択された分岐のラベルの前記n個の要素を、それぞれ、前記複数のn個のアンテナを介して同時に送信するステップとを含む方法。

【請求項2】

請求項1に記載の方法において、前記選択されたコードが空時コードである方法。

【請求項3】

複数のn個のアンテナを使用してデジタル信号を送信する方法であって、

(A) 多重レベル構造の空時コードを選択するステップであって、符号器が前記多重レベルの各レベルにおける格子表示を有するステップと、(B) 前記多重レベルのうちの異なったレベルにおいて前記格子の分岐を選択し、前記選択された分岐のラベルと信号配列を区分する選択された集合に基づいて前記信号配列の点を選択するステップと、(C) 前記選択された分岐の分岐ラベルに対応する前記信号配列の点を前記複数のアンテナ

ナを介して同時に送信するステップとを含む方法。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の方法において、前記コードの前記多重レベルのうちの異なったレベルにおいて異なったダイバーシティが達成される方法。

【請求項 5】

請求項 1 に記載の方法において、

ある時間の前記格子の状態から発生し別の時間の前記格子の別の状態に帰結する任意の 2 つの別個の経路 P_1 および P_2 を仮定し、 P_1 が、分岐ラベル $c_{t_1}^1 c_{t_1}^2 \dots c_{t_1}^n$ 及びこれに続く分岐ラベル $c_{t_2}^1 c_{t_2}^2 \dots c_{t_2}^n$ に対応し、 P_2 が、分岐ラベル $e_{t_1}^1 e_{t_1}^2 \dots e_{t_1}^n$ 及びこれに続く分岐ラベル $e_{t_2}^1 e_{t_2}^2 \dots e_{t_2}^n$ に対応し、行列

$$B(P_1, P_2) = \begin{pmatrix} e_{t_1}^1 - c_{t_1}^1 & \dots & e_{t_2}^1 - c_{t_2}^1 \\ e_{t_1}^2 - c_{t_1}^2 & \dots & e_{t_2}^2 - c_{t_2}^2 \\ e_{t_1}^3 - c_{t_1}^3 & \ddots & e_{t_2}^3 - c_{t_2}^3 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{t_1}^n - c_{t_1}^n & \dots & e_{t_2}^n - c_{t_2}^n \end{pmatrix}$$

がある正の整数 r について r より大きいかまたは等しいランクを有し、ストリング $c_{t_1}^1 c_{t_1}^2 \dots c_{t_1}^n$ と $e_{t_1}^1 e_{t_1}^2 \dots e_{t_1}^n$ が $t_1 < t < t_2$ の少なくとも r の値だけ異なっており

、別個の符号語 e および c のすべての組み合わせについて得られた $A(c, e) = B(c, e) B^*(c, e)$ のすべての $r \times r$ 原理余因子の行列式の合計の r 番目の根の最小値が、ある負でない数 W より大きく、

$r = n$ ならば、 $B^*(P_1, P_2)$ が $B(P_1, P_2)$ の共役転置であるとして、 $B(P_1, P_2) B^*(P_1, P_2)$ の行列式が、ある負でない数 A より大きく、

(c, e) が、 $c_{t_1}^1 c_{t_1}^2 \dots c_{t_1}^n e_{t_1}^1 e_{t_1}^2 \dots e_{t_1}^n$ であり

$$|c_t - e_t|^2 = \sum_{t=1}^n |c_t^1 - e_t^1|^2$$

であるような時間インスタンス $t_1 < t < t_2$ の集合である場合、別個の符号語 e および c から得られた積

$$\prod_{t \in \{t_1, t_2\}} |c_t - e_t|^2$$

が、負でない数 A' より大きい方法。

【請求項 6】

請求項 1 または請求項 3 に記載の方法において、前記ステップ (A) が、格子を有するコードを選択するステップを含み、

ある状態を離れる分岐のラベルが少なくとも 1 つの位置で異なっており、前記状態に達する分岐のラベルが少なくとも 1 つの位置で異なっている方法。

【請求項 7】

請求項 1 または請求項 3 に記載の方法において、送信する前記ステップが、シンボルに基づいて直交振幅値および同相振幅値を送信するステップを含む方法。

【請求項 8】

請求項 1 または請求項 3 に記載の方法において、送信する前記ステップが位相シフトの使用を含む方法。

【請求項 9】

請求項 1 または請求項 3 に記載の方法において、所定の時間遅延だけ少なくとも 1 つのシンボルの送信を遅延させるステップを含む方法。

【請求項 10】

複数の n 個のアンテナを使用してデジタル信号を送信する装置であつて、

コードを選択する符号器ユニットであって、前記コードは前記デジタル信号を生成するために使用され、前記符号器は状態及び分岐を有し、1つの組の分岐は前記符号器の符号である個別の分岐ラベルにより特徴付けられ、前記分岐ラベルは前記符号器の現在の状態から次の状態への遷移であり、前記分岐ラベルは入力データに基いて選択され、各符号が選択された信号配列のシンボルである要素からなる、符号器ユニットと、

前記選択された分岐ラベルに対応する前記信号配列の要素を、前記複数のn個のアンテナを介して同時に送信する送信機ユニットとを含む装置。

【請求項11】

複数のn個のアンテナを使用してデジタル信号を送信する装置であって、

多重レベル構造空時コード符号器ユニットを含み、前記符号器ユニットは前記多重レベルの各レベルにおける格子表示を有し、前記符号器ユニットは、前記多重レベルのうちの異なったレベルにおける前記格子の分岐と前記選択された分岐のラベルに基づく信号配列の点とを選択し、

前記選択された分岐の分岐ラベルに対応する前記信号配列の点を、前記複数のアンテナを介して同時に送信する送信機ユニットとを含む装置。

【請求項12】

請求項10または請求項11に記載の装置において、前記符号器ユニットが、格子を有するコードを選択し、

ある状態を離れる分岐のラベルが少なくとも1つの位置で異なっており、

前記状態に達する分岐のラベルが少なくとも1つの位置で異なっている装置。

【発明の詳細な説明】

関連出願への参照

本出願は、1996年4月26日出願の米国特許仮出願第60/017,046号および1996年11月7日出願の第60/030,572号の優先権を主張する。

発明の背景

1. 発明の分野

本発明は、概して、通信システムの分野に関し、特にセルラー無線のような無線通信の分野に関する。

2. 関連技術の説明

アンテナ・ダイバーシティは、マルチパス歪みフェージングの影響を低減するため、移動セルラー無線を含む通信システムで使用される技術である。アンテナ・ダイバーシティは受信機に2つかそれ以上(n-2)のアンテナを備えることによって得られる。これらのn個のアンテナは、適切に配置された場合、異なった形でフェージングを被るn個のチャネルを包含する。1つのチャネルが深いフェージングにある、すなわちマルチパス干渉の相殺効果による強い振幅と位相の損失を被っている場合、これらのチャネルの別のものが同時に同じ効果を被ることは少ない。これらの独立したチャネルによって提供される冗長性によって、受信機がフェージングの有害な影響を回避できることが多い。

また、アンテナ・ダイバーシティの利益は、受信機ではなく基地または送信局に多重送信アンテナを提供することによって移動受信機に提供される。その場合受信機は1つのアンテナを使用し、伝送チェーンの受信機側で費用と複雑さを抑える。

多重送信アンテナは様々な方法で基地局に提供される。ある可能な既知の技術の概略図が図1で示される。おそらく最も単純には、図1(a)で概略的に示されているように、2つのアンテナが出力段に提供され、情報信号d_kが、時間または周波数において重なり合うことなく2つの整合されたアンテナ素子の間で切り換えられる。もちろんこれは、送信機が各送信アンテナに対応するチャネルに関して受信機からのフィードバックを必要とするという欠点を有する。このスキームはチャネルが急速に変化する場合良好に動作しない。

米国特許第5,479,448号で説明され、図1(b)で概略的に示される変形では、スイッチ・ダイバーシティの上記の欠点は、ダイバーシティの利益を提供するチャネル・コードを使用することによって除去される。最大ダイバーシティの上限は基地局のアンテ

10

20

30

40

50

ナ素子の数によって定められ、受信機が1つのアンテナを備えていると仮定すれば使用されるチャネル・コードの最小ハミング距離に等しい。この特許で説明されたシステムは、FDD（周波数分割二重化）およびTDD（時間分割二重化）の両方によるシステムに適用される。

米国特許第5,479,448号のシステムの例示としての実施形態は、長さが $n - 2$ 個の記号（シンボル）（ n は、送信機によって使用されるアンテナの数）で最小ハミング距離が $2 - d_{\min}$ のチャネル・コードを利用する基地局を含む。このチャネル・コードが使用され k 個の情報ビットを符号化する。基地局送信機の n 個のアンテナは、 n 個のアンテナでダイバーシティ受信を提供する際、従来行われていたように数種類の波長によって分離される。チャネル・コード記号 c_i が i 番目のアンテナによって送信され、 k 個のビットを表す。受信機では、従来の最尤チャネル・コード復号器が d_{\min} のダイバーシティの利点を提供する。10

米国特許第5,479,448号の好適実施形態では、異なったアンテナからの伝送信号が時間的に分離される。これはデータ転送速度の低下に帰結し、帯域幅を犠牲にする。データ転送速度の低下はアンテナの数（またはコードの長さ）に等しい。

A.Wittneben、「デジタルSIMULCAST用基地局変調ダイバーシティ（Base Station Modulation Diversity for Digital SIMULCAST）」、第41回米国電気電子通信学会車両技術会議会報、848～853ページ（41ST IEEE Vehicular Technology Society Conference Proceedings, pp.843-853）で開示され、図1（c）で示されるように、2つの中の1つが遅延素子またはタップを有する2つのアンテナへの2つの経路に情報信号を分割することによって、伝送帯域幅は図1（b）のダイバーシティ装置に対して改善される。すなわち、ある所与の瞬間にアンテナBに現れる信号は前の瞬間にアンテナAに現れたのと同じ信号である。2つの信号は同時に伝送され、受信局で復元されて処理され、望ましい情報信号を隔離する。20

発明の概要

1つの態様でこれらと他の通信技術を改善する本発明は、多重送信アンテナを使用するデータ伝送のシステムと方法に関する。

本発明は、1つの態様で、送信機と受信機の複雑さおよび費用を大きく増大することなく利用可能なチャネル帯域幅の有効利用を増大するデータ伝送のシステムと方法に関する。30

本発明は、別の態様で、伝送データへのチャネル・コードを利用して誤りの可能性を低減し受信頑強性を増大するデータ伝送のシステムと方法に関する。

本発明は、別の態様で、縦続誤り訂正コードを含み、さらにビット誤り率と他の伝送性能を改善するデータ伝送のシステムと方法に関する。

本発明は、別の態様で、多重レベル・コード化を含み、復号化の複雑さを低減するデータ伝送のシステムと方法に関する。

本発明は、別の態様で、広範な条件下で多重アンテナ装置のダイバーシティの利益を維持するデータ伝送のシステムと方法に関する。

本発明では、他の利点と共に、米国特許第5,749,448号で説明された時間分離が除去され、コード化データは、遅延を伴うときも伴わないときもあるが、異なった送信アンテナから平行して同時に伝送される。ダイバーシティと共にデータ転送速度の増大が達成される。40

比較のために、米国特許第5,749,448号（第6段21～29行、第7段35～44行および63～67行、第8段1～16行）で説明されるコードは2つの送信アンテナと1つの受信アンテナを使用するダイバーシティ2を提供する。これらの開示されたコードの帯域幅効率はそれぞれ、1ビット/記号（シンボル）、1.5ビット/記号および2ビット/記号である。

同じコードを適用するが新しい伝送装置を適用する、以下に説明される本発明を使用すると、帯域幅効率はそれぞれ2、3および4ビット/記号に倍増する。さらに、ダイバーシティと他の基準を考慮してなされる他の実施形態では、本発明を実現するためにアンテナ線路上の遅延素子を必要とせず、さらにコード化利得が得られる。50

【図面の簡単な説明】

図1(a)、図1(b)および図1(c)は、基地局の多重送信アンテナのいくつかの従来のアプローチの概略図を示す。

図2(a)および図2(b)は、本発明による多重送信アンテナ基地局の第1および第2実施形態の略ブロック図を示す。

図3は、本発明の例示としての第1実施形態によって構成された無線通信システムの略ブロック図を示す。

図4は、本発明の実現において使用される信号配列(コンステレーション)を示す。

図5は、本発明の第1の例示としての実施形態に関連して構成された受信機の略ブロック図を示す。 10

図6は、本発明の第1の例示としての実施形態によって構成された受信機で使用される復号化回路の略ブロック図を示す。

図7は、図5で示されたものと同様であるが、2つのアンテナ要素を使用するよう適用された受信機の略ブロック図を示す。

図8は、本発明の第2の例示としての実施形態によって構成された無線通信システムの略ブロック図を示す。

図9は、本発明の第2の例示としての実施形態の実現において使用される4-P SKコードを示す。

図10は、本発明の第2の例示としての実施形態によって構成された受信機で使用される復号化回路の略ブロック図を示す。 20

図11は、本発明の第2の例示としての実施形態の実現において使用される8-P SKコードを示す。

図12は、本発明の第2の例示としての実施形態の実現において使用される8および16状態の4-P SKコードを示す。

図13は、本発明の第2の例示としての実施形態の実現において使用される32状態の4-P SKコードを示す。

図14は、本発明の第2の例示としての実施形態の実現において使用される16および16状態の2空時QAMコードを示す。

図15は、本発明の第2の例示としての実施形態による伝送の伝送性能を実証するデータを示す。 30

図16は、本発明に関連して使用されるチャネル調査技術に関連するタイムスロット構造を示す。

図17は、2つの送信アンテナを有し空時コード化を利用する送信機の概略図を示す。

図18は、空時ベクトル・ビタビ復号器を有する受信機の概略図を示す。

図19は、基本モデム構造のフレーム誤り率性能を示す。

図20は、ドップラー周波数170Hzのフレーム毎の記号誤りの数の推定分布を示す。

図21は、本発明の第3の例示としての実施形態による縦続空時コード化を伴う送信機の概略図を示す。

図22は、第3の例示としての実施形態によるリード・ソロモン復号器と縦続された空時ベクトル・ビタビ復号器を有する受信機の概略図を示す。 40

図23は、本発明の第3の例示としての実施形態の縦続空時コードの性能を示す。

図24は、本発明の第4の例示としての実施形態による多重レベル空時コードの例で使用される16QAM配列の集合分割を説明する。

図25は、異なったレベルの多重レベル空時コードに対する符号器の例を説明する。

図26は、本発明の第4の例示としての実施形態によって構成された多重レベル空時コードの例に関する同等の空時コードを説明する。

図27は、図27(a)および図27(b)はそれぞれ、本発明の第5の例示としての実施形態によるBPSKおよび4-P SK配列を使用して構成されたスマート貪欲コードを示す。

好適実施形態の詳細な説明

10

20

30

40

50

A. 引用による援用

この出願で参照されるデジタル信号処理の様々な概念は、例えば、デジタル通信および他の技術で周知であるので、ここで詳細に説明する必要はない。これらの概念には、制限なしに、複合変調およびコード化、および最尤復号化が含まれる。これらの概念は、例えば、すべて引用によって本出願の記載に援用する、1984年6月26日付けのA.Gersho他に対して発行された米国特許第4,457,004号、1984年12月18日付けのJ.E.Mazoに対して発行された米国特許第4,489,418号、1985年5月28日付けのL.Weiに対して発行された米国特許第4,520,490号、1986年6月24日付けのG.D.Forney,Jrに対して発行された米国特許第4,597,090号、1991年7月2日付けのL.Weiに対して発行された米国特許第5,029,185号、A.Wittneben、「デジタルSIMULCAST用基地局変調ダイバーシティ」、第41回米国電気電子通信学会車両技術会議会報、848~853ページおよび、Seshadriに対して発行された米国特許第5,479,448号で説明されている。10

B. 実施形態で使用される例示としてのハードウェア

説明を明瞭にするために、本発明の例示としての実施形態は個別の機能ブロックを含むものとして提示される。当業技術分野で周知のように、これらのブロックが表す機能は、ソフトウェアを実行可能なハードウェアを含むが、それに制限されない共有または専用ハードウェア（プロセッサ）の使用を通じて提供される。例示としての実施形態には、デジタル信号プロセッサ（DSP）ハードウェアと、以下で論じられる演算を行うソフトウェアが含まれる。本発明の超大規模集積（VLSI）ハードウェアが、ハイブリッドDSP/VLSI実施形態と同様に構成される。20

C. 例示としての実施形態への導入

従来のアンテナ・ダイバーシティ受信の中心的な概念は、異なったアンテナで受信された信号は、高い確率で、異なった瞬間にフェージングを被ると言うことである。すなわち、受信機は異なった受信信号を結合または選択して歪みの少ない送信信号を復元する。

本発明は、遅延を伴うかまたは伴わずに、送信機で多重アンテナを利用することによってダイバーシティの利益を提供する。図2(a)および図3に示される第1の例示としての実施形態は長さ M_1 の情報シーケンスを長さ M_2 の2つの情報シーケンスにマップする。特に、 k 個の入力ビット（ k が M_1 を分割すると仮定する）がグループ毎に第1および第2コード記号にマップされる。2つのコード記号が使用され、2つのコード・シーケンスを形成するが、そこでは各シーケンスが長さ $M_1/k = M_2$ であり、第1コード・シーケンスは第1コード記号からなり、第2コード・シーケンスは第2コード記号からなる。その後これら2つのコード・シーケンスが使用され、当業技術分野で周知のように従来の位相シフト・キーイングを使用して搬送波を位相変調し、その過程で2つの変調信号が生成される。また、直交振幅変調または何らかの他の変調スキームが使用されることもある。30

その後2つの変調信号が2つの送信アンテナを使用して送信される。第1の例示としての実施形態では、1つの記号間隔のタイミング・オフセット（周期Tの遅延素子またはタップ）が2つの信号間に導入される。受信機は、ノイズによって乱された2つのアンテナから送信された信号の減衰したバージョンの合計を受信する。第2の例示としての実施形態では、1つのアンテナ・チャネルでの遅延の使用は除去される。40

2つのコード化信号は同時に送信されるので、帯域幅の不利益を受けることはない。しかし、記号間干渉が発生するが、これは最尤シーケンス検出または他の当業技術分野で周知の技術を使用して受信機で解決される。すでに言及したように、ダイバーシティを提供するための遅延の導入は当業技術分野で周知である。しかし、遅延ダイバーシティ装置の不可分の一部としてコード化を使用することや、ダイバーシティおよび他の基準に準拠するコードを使用して何らかの遅延素子を除去することは知られていない。

本発明の例示としての実施形態の説明に進む前に、第1の例示としての実施形態のチャネル・モデルと実施形態の誤り性能に関する概念が提示される。

D. チャネル・モデル伝送フォーマット

第1の例示としての実施形態の分析50

本発明の第1の例示としての実施形態が動作する総合的な伝送環境は、各々が例示として独立した低速(静的)レイリー・フェージングを被るn個の別個のチャネルを含むものとして見られる(本発明の原理は他の種類のフェージング・チャネルにも同様に適用可能であることを理解されたい)。i番目のチャネルのインパルス応答は次式によって与えられるが、

$$h_i(t) = \alpha_i \delta(t) e^{j\omega_i t}, \quad 1 \leq i \leq N \quad (1)$$

ここで、 ω_i は角搬送波周波数であり、 z_i は静的複合フェード値であるが、その位相は $[-\pi, \pi]$ について均一に分散された確率変数であり、その大きさは次式によってレイリー分散される。

$$P(|\alpha_i|) = 2|\alpha_i| e^{-|\alpha_i|^2}, \quad z_i \geq 0 \quad (2)$$

情報シーケンスIはk個の情報ビットの下位シーケンスにグループ分けされる。

$$\mathbf{I} = \left(\begin{array}{c} I_0^1, I_1^1, I_2^1, \dots, I_{k-1}^1 \\ \vdots \\ 1. \text{ 第1下位シーケンス} \end{array} , \begin{array}{c} I_0^2, \dots, I_{k-1}^2 \\ \vdots \\ 2. \text{ 第2下位シーケンス} \end{array} \right)$$

ここで、上付文字は下位シーケンスの番号である。各下位シーケンスはチャネル・コードを使用してチャネル配列のn個のチャネル記号にマップされる。信号配列(コンステレーション)のいくつかの例が図4に示される。信号配列にマップされたコード・シーケンスは、

$$\mathbf{c} = \left(\begin{array}{c} c_0^1, \dots, c_{n-1}^1 \\ \vdots \\ 1. \text{ 第1下位シーケンス} \end{array} , \begin{array}{c} c_0^2, \dots, c_{n-1}^2 \\ \vdots \\ 2. \text{ 第2下位シーケンス} \end{array} \right).$$

各要素 c_i^j は信号配列に属する点である。コード・シーケンスは以下に示すような行列に配置される。

$$\begin{bmatrix} c_0^1 & c_0^2 & c_0^3 & \dots & \dots \\ c_1^1 & c_1^2 & c_1^3 & & \\ \vdots & & & & \\ c_{n-1}^1 & c_{n-1}^2 & c_{n-1}^3 & \dots & \dots \end{bmatrix}.$$

行列の第1横列は平方根ナイキスト・フィルタ $p(t)$ を使用して形成され、変調されてアンテナ1を使用して送信されるパルスである。行列の第2横列は、平方根ナイキスト・フィルタ $p(t-T)$ (1記号間隔だけ遅延された $p(t)$)を使用して形成されたパルスである。行列のi番目の横列は、平方根ナイキスト・フィルタ $p(t-(i-1)T)$ ((i-1)記号間隔だけ遅延された $p(t)$)を使用して送信される。受信機では、当業技術分野で周知の復調、受信機フィルタリングおよびサンプリングを経た受信信号は、次式によって与えられるが、

$$r_i = \alpha_0 c_0^i + \alpha_1 c_1^{i-1} + \alpha_2 c_2^{i-2} + \dots + \alpha_{n-1} c_{n-1}^{i-(n-1)} + \eta_i$$

ここで、 η_i は付加的白色ガウス形ノイズとしてモデル化される外部ノイズである。復号化は、当業技術分野で周知の最尤復号化技術またはその次善の変形を使用する従来の方法でなされる。

10

20

30

40

50

E. 第1の例示としての実施形態

図3は、本発明の第1の例示としての実施形態によるデジタル無線通信システム送信機の例示としての装置を示す。送信機は音声信号源101からアナログ音声信号を受信し、アンテナ116a、bで送信するためにこの信号を処理する。送信機はソース符号器104、チャネル符号器106、配列マッパー108a、b、一時記憶バッファ110a、b、パルス整形器112aおよびb、および変調器114a、bを含む。無線信号の送信に関連する電力増幅は説明を明瞭にするため図3から省略されている。

音声信号源101は、符号化され、例えば、移動受信機に送信されるべきアナログ音声信号を提供する。この音声信号はソース符号器104によって従来のアナログ・デジタル変換によりデジタル信号に変換される。ソース符号器104は、アナログ音声信号を表すデジタル信号をチャネル符号器106への出力として提供する。ソース符号器104は何らかの従来の音声符号器によって実現される。

チャネル符号器106は、ソース符号器104から複数のビットを含むPCM(パルス・コード変調)デジタル信号を受信する。チャネル符号器106は従来のチャネル・コードを使用してPCMデジタル信号をコード化する。適切に構成されているならば、どんなチャネル・コードもこの目的のために利用される。

本発明の第1の例示としての実施形態のために構成されたコードは基地局のアンテナの数が2であることを想定している。長さ $n = 2$ の複合記号(記号毎の2つの記号(シンボル) $\times 2$ つの成分(同相および直交))は4次元(4-D)に等しい)の以下の例示としてのコードは最小ハミング距離 $d_{min} = 2$ を有する。

10

20

チャネル・コード

情報ビット	記号1	記号2
0 0	0	0
0 1	1	2
1 1	2	1
1 0	3	3

30

このコードを使用して、符号器106は一度に2つの情報ビットをコード化して4つの符号語を生成する。生成された符号語は各々2つの記号を含む(上記で記号1および記号2と表示された縦列を参照されたい)。各記号は図4(a)で表された4-P SK配列に属する。すなわち、コード記号当たりの1情報ビットのコード化率はこのコードによって提供される。以下論じられるように、記号1はアンテナ116aによって送信され、記号2はアンテナ116bによって送信される。

符号器106によって生成された各符号語の第1記号は配列マッパー108aへの入力として提供され、各符号語の第2記号はマッパー108bに提供される。

配列マッパー108a、bは符号器106から受信された記号に対応する複素数値出力を生成する。この出力の実数部がアンテナ116a、bで送信される変調信号の同相成分を決定する。同様に、この出力の虚数部が変調信号の直角成分を決定する。配列マッパー108a、bは当業技術分野で周知の従来のマッパーである。それらはルックアップテーブルまたは論理要素の直接結合として実現される。マッパー108a、bはそれぞれ各受信符号語の第1および第2記号に対して動作し、バッファ110aおよびbに複素数値出力を提供する。

40

バッファ110aおよびbはマッパー108a、bから受信された複素数値の一時記憶装置を提供し、例示としてこうした数値を100保存する。バッファ110aへの複素数入力は従来の平方根ナイキスト送信フィルタを使用してパルス整形され(112a参照)、バッファ110bへのそれは同じ平方根ナイキスト送信フィルタを使用してパルス整形されるが、そのインパルス応答は1記号間隔だけ遅延される(112b参照)。その後パル

50

ス整形された出力は変調器 114 a および 114 b によって変調され、アンテナ 116 a および 116 b を使用して送信される。付加的フィルタリングおよび電力増幅段は説明を明瞭にするために図示されない。

F. 第 1 の例示としての実施形態の他のチャネル・コード

上記で説明された第 1 実施形態は、コード化効率を向上させるために、第 1 に開発されたものと異なったチャネル・コードを使用することがある。例えば、以下のコード長さ 2、 $d_{\min} = 2$ が、図 4 (b) に示される 8 - PSK 配列から形成される。このコードは 3 ビット / 記号の効率を有する。

情報データ	記号 1	記号 2	
0 0 0	0	0	
0 0 1	1	5	
0 1 1	2	2	
1 1 1	3	7	
1 0 0	4	4	
1 0 1	5	1	
1 1 0	6	6	
1 1 1	7	3	20

符号語の別個の組み合わせは少なくとも 2 つの位置で異なっている。

別のコード化の実現においては、4 . 0 ビット / 記号のコード化効率が提供される。 $d_{\min} = 2$ を達成し、コードのブロック長さが 2 に等しいという制約内にあるためには、少なくとも 16 の符号語を有する必要がある。一方、16 - PSK (図 4 (c) 参照) が 2 のダイバーシティ利益が提供される最小配列である。4D - 16 PSK コードが以下に示される。

情報データ	記号1	記号2	
0 0 0 0	0	0	
0 0 0 1	2	2	
0 0 1 0	4	4	
0 0 1 1	6	6	
0 1 0 0	8	8	
0 1 0 1	1 0	1 0	10
0 1 1 0	1 2	1 2	
0 1 1 1	1 4	1 4	
1 0 0 0	1	7	
1 0 0 1	3	9	
1 0 1 0	5	1 1	
1 0 1 1	7	1 3	
1 1 0 0	9	1 5	
1 1 0 1	1 1	1	20
1 1 1 0	1 3	3	
1 1 1 1	1 5	5	

G. 実施形態の例示としての復号器

図5は、本発明の上記の第1の例示としての実施形態による例示としての受信機300を示す。受信機300はアンテナ301から伝送信号を受信し、出力としてアナログ音声を生成する。受信機300は、無線周波・ベースバンド・フロントエンド305、受信バッファ307、チャネル復号器310および音声復号器320を含む。

無線周波・ベースバンド・フロントエンド305は一般的な復調出力（すなわち、受信された記号）を受信バッファ307に提供する。フロントエンド305には、例えば、一般的な無線周波・中間周波変換、受信フィルタリングおよび、チントおよび搬送波回復回路が含まれる。

受信バッファ307はフロントエンド305から受信された記号を保存する。バッファ307は、受信機がバッファ110a、b中のデータの重ね合わされたものを受け取るために1つのバッファだけが必要であること以外は、第D節で説明された例示としての送信機のバッファ110a、bに類似している。チャネル復号器210はバッファ307から復調記号出力を受信し、復号化情報ビットを音声復号器320に提供する。例示としての復号器310は図6で提示される流れ図によって動作する。

図6に示されるように、受信バッファ307からの記号はメモリ311a、bに保存されたすべての可能な有効符号語との距離を計算する際に使用される。例えば、バッファ311bからの第1符号語と共に得られるが、1記号間隔だけ遅延された311aからの第1符号語がそれぞれチャネル利得1および2と線形結合される。この結合された出力とバッファ307の受信された記号との距離が計算される。これはバッファ311aおよび311bの各符号語についてなされる（312参照）。正当な符号語の組み合わせは受信されたシーケンスに最も近いものである（313参照）。復号化された符号語の組み合わせはその後コード化情報を含むビットのストリングにマップされる（314参照）。この全探索は、当業技術分野に熟練した者に周知のビタビ・アルゴリズムまたはその変形を使用して効率的に行われる。

音声復号器320はデジタル音声情報のアナログ音声へのマッピングを提供する従来の装置である。復号器320は上記で図5に関連して論じられたソース符号器104の逆の動

作を提供する。

上記の議論の観点から、1つのアンテナを使用する本発明のダイバーシティの利益は多重受信アンテナの使用によって向上することを理解されたい。この利点は、各受信アンテナ用のフロントエンドと受信バッファの組み合わせによって実現される。

図7は、2つの受信アンテナ301a、bのためのこの拡張による受信機の例を提示する。図示するように、各アンテナに関連する第1および第2バッファから受信された記号は直接チャネル復号器に提供される。これらは上記で説明されたものと同様の方法で復号器によって処理され、伝送信号に対する決定がなされる。

H. 第2の例示としての実施形態：序論

本発明では、本発明の上記の第1の例示としての実施形態とそのコード化の実現はコード化技術とアンテナ送信線路の遅延素子に依存して、ダイバーシティを維持し、より単純な周知のダイバーシティ・スキームに対して追加コード化利得を達成する。しかし、この例示としての実施形態は遅延が異なったコード化ストリームに導入されるという制限を除去することによってさらに改善される。アンテナが使用され、1つのチャネル・コードによって情報データを符号化することによって作成されるn個の平行データ・ストリームを送信する場合性能を最大化するための基準を導出する。すなわち、コードの性能はある行列のランクと行列式によって決定されることが示される。これらの行列は所与のチャネル・コードの符号語から構成される。これらの基準に基づく行列が使用され、高データ転送速度無線通信のためのチャネル・コードを設計する。こうしたコードは空時コードと呼ばれ、格子形構造を有するため容易に符号化される。こうしたコードは最尤シーケンス基準を使用して容易に復号化される。2または4個のアンテナによって動作するために構成された4PSK、8PSKおよび16QAMに基づくコードの例が与えられる。動作の結果が示され性能を証明する。

I. チャネル・モデル伝送フォーマット：

第2の例示としての実施形態の分析

第2の例示としての実施形態とそのコード化インプリメンテーションが動作する伝送チャネル全体は、各々が例示として独立した低速（静的）レイリー（Rayleigh）またはリシアン（Rician）・フェージングを被り（ここでも本発明の原理と本実施形態が他のクラスまたはフェージング・チャネルに同様に適用可能であることが認識されるべきである）、一般に上記で第1の例示としての実施形態について説明したようなインパルス応答、フェードおよび他の特性を有するn個の別個のチャネルを含むものと見られる。

J. 第2の例示としての実施形態

図8は、本発明の第2の例示としての実施形態によって構成された通信システムを提示する。図示されるシステムは一般に図3に示される第1の例示としての実施形態と同様であり、前の実施形態と共に構成要素には信号源101、アンテナ116a、b、符号器104およびチャネル符号器106、および配列マッパー108a、bを含む同様の番号が付けられる。第2の例示としての実施形態におけるパルス整形器112b'は、遅延Tを提供するよう構成されていないが、パルス整形器112a'と同じであることに留意されたい。

チャネル符号器106はソース符号器104から複数のビットを含むPCMデジタル信号を受信する。チャネル符号器106は、以下解明される設計基準を満足するよう構成されたチャネル・コードを使用してPCMデジタル信号をコード化する。

第2の例示としての実施形態用に構成されたコードは、基地局のアンテナの数が2であることを想定している。伝送速度2ビット/秒/Hzの4-PSK格子形コードが図9で例示としての目的のために提供される。このコードを使用して、符号器106は一度に2つの情報ビットをコード化し、格子形図の分岐のラベルを生成する。分岐は符号器の状態と入力データに依存し、かつ符号器の新しい状態を決定する。例えば、符号器が図9の状態3にあると仮定する。すると入力ビット00、01、10および11に対して、対応する分岐ラベルはそれぞれ30、31、32および33である。すると符号器の新しい状態はそれぞれ0、1、2および3である。各分岐ラベルは2つの記号を含む（上記の分岐ラベ

10

20

30

40

50

ルを参照されたい)。各記号は図4(a)で提示された4-P SK配列に属する。従って、例えば出力31に対応して、位相値3/2および-/2ラジアンが使用され、搬送波を位相変調する。従って、使用されるチャネル毎の2つの情報ビットのコード化率がこのコードによって提供される。以下論じられるように、記号1はアンテナ116aによって送信され、記号2はアンテナ116bによって送信される。

一般に上記で第1の例示としての実施形態について論じられたように、符号器106によって生成された各符号語の第1記号は配列マッパー108aへの入力として提供され、符号語の第2記号はマッパー108bに提供される。

K. 第2の例示としての実施形態の他の例示チャネル・コード

上記で説明した第2の例示としての実施形態が、コード化効率を向上させるために他のチャネル・コードを利用することがある。こうしたコードは後で最終的に計算される性能基準によって設計される。説明のための例が提供される。より多くの状態を有する符号器を構成することによってこうしたコードの性能を改善することができる。発明者は(確立された基準を使用して)異なった数の状態を有するコードを設計した。4-P SKと8-P SKの場合のシミュレーションの結果が含まれ、2および1個の受信アンテナについてこれらのコードの性能が卓越していることを実証する。

L. 第2の例示としての実施形態における復号化

第2の例示としての実施形態は受信機300と図10に例示としての関連復号器回路を利用するが、これは一般に第1の例示としての実施形態について説明された図5で示されたものと同様である。図10で示されるように、バッファ307から記号を受信するよう構成された回路は、第2実施形態の非遅延コード化を行うよう適用される。例えば、遅延が適用されないため、第2の例示としての実施形態によって複合化が行われる場合、図6に示す遅延素子315は組み込まれない。

M. 第2の例示としての実施形態の性能基準

この節では、第2の例示としての実施形態で使用されるコードの設計の性能基準が確立される。

基地局がn個のアンテナを備え、移動ユニットがm個のアンテナを備える移動通信システムを考察する。データが符号器によって符号化される。符号化されたデータは直並列装置を通過し、データのn個のストリームに分割される。データの各ストリームはパルス整形器への入力として使用される。その後各整形器の出力は変調器を使用して変調される。

i=nの場合、各時点で変調器iは送信アンテナ(T×アンテナ)iを使用して送信される信号である。

再び、n個の信号が異なった送信アンテナから各々同時に送信され、これらの信号がすべて同じ送信周期Tを有すると仮定する。各受信アンテナの信号は、n個の送信信号のフェージングを受けたバージョンの重なり合いのノイズを含むバージョンである。

受信機では、復調器が各受信アンテナ1-j-mの受信信号に基づいて決定統計を行う。i番目のアンテナからの送信間隔tの送信記号がc_{t,i}であり、時間間隔tの受信アンテナjでの受信ワードがd_{t,j}であると仮定すると、次式となる。

$$d_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_i^j c_{t,i} + \eta_t^j \quad (3)$$

係数 α_i^j が、まず、平均

$$E\alpha_i^j = p_i^j + q_i^j \quad j$$

であり、次元毎の分散が0.5、

$$K_i^j = |E\alpha_i^j|^2$$

であり、ここで、

$$j=\sqrt{-1}$$

である、定常複素数ガウス確率過程の独立したサンプルとしてモデル化される。これは、異なるアンテナから送信された信号は個別のフェージングを被るという仮定と同等である。

10

20

50

30

40

50

る (α_i^j が依存形である場合は後で扱われる)。また、 α_t^j は、次元毎の両側電力スペクトル密度 $N_o / 2$ を伴うゼロ平均複素数白色ガウス処理の個別のサンプルである。 α_t^j は 1 フレームの間一定であり、1 つのフレームから別のフレームへと変化する(フラット・フェージング)と仮定される。

発明者は、この伝送シナリオの元でコードを構成する設計基準を導出した。このタスクのために必要な数学的背景と使用される記述法がまず概観される。 $x = (x_1, x_2, \dots, x_k)$ と (y_1, y_2, \dots, y_k) が k 次元複素数空間 C^k における複素数ベクトルであるとする。 x と y の内積は

$$\mathbf{x} \cdot \mathbf{y} = \sum_{i=1}^k x_i \bar{y}_i$$

10

によって与えられるが、ここで、

$$\mathbf{y}_i$$

は y_i の複素数共役を示す。任意の行列 A について、 A^* は A のエルミート(共役転置行列)を示すものとする。

周知の線形代数から、 $A = A^*$ の場合、かつその場合のみ $n \times n A$ はエルミートである。任意の $1 \times n$ 複素数ベクトル x について $x A x^* = 0$ の場合、 A は負でない定符号である。 $V V^* = I$ (I は単位行列) である場合、かつその場合のみ $n \times n$ 行列 V はユニタリである。 $B B^* = A$ の場合 $n \times 1$ 行列 B は $n \times n$ 行列 A の平方根である。線形代数からの以下の結果も使用される。

- ・固有値 v に対応する $n \times n$ 行列 A の固有ベクトル v は、ある複素数 λ について $v A = \lambda v$ であるような単位ユークリッド長さの $1 \times n$ ベクトルである。固有値ゼロに対応する A の固有ベクトルの数は $n - r$ (r は A のランク) である。
- ・平方根 B である任意の行列 A は負でない定符号である。
- ・任意の負でない定符号エルミート行列 A について、 $B B^* = A$ となるような下位三角正方行列が存在する。
- ・エルミート行列 A について、 A の固有ベクトルは、 C^n (n 次元の複素数空間) にわたり、固有ベクトル A からなる C^n の正規直交基底が容易に構成される。
- ・ $V A V^* = D$ となるようなユニタリ行列 V と実数対角行列 D が存在する。 V の横列は A の固有ベクトルによって与えられる C^n の正規直交基底である。
- ・ D の対角要素は、 A 計数多重度の固有値 λ_i ($i = 1, 2, \dots, n$) である。
- ・エルミート行列の固有値は実数である。
- ・負でない定符号エルミート行列の固有値は負でない。

i. 独立フェード計数の場合

信号配列の各要素が、配列要素の平均エネルギーが 1 になるように選択された基準化因子 $\sqrt{E_s}$

によって縮小されるものと仮定する。すなわち、設計基準は配列に依存せず、4-P SK、8-P SK および 16-Q AM に等しく適用される。

$$\mathbf{e} = e_1^1 e_1^2 \cdots e_1^n e_2^1 e_2^2 \cdots e_2^n \cdots e_i^1 e_i^2 \cdots e_i^n$$

が伝送されたと仮定して、

受信機が、誤って信号

$$\mathbf{c} = c_1^1 c_1^2 \cdots c_1^n c_2^1 c_2^2 \cdots c_2^n \cdots c_i^1 c_i^2 \cdots c_i^n$$

40

を優先して判断する可能性を検討する。

理想的なチャネル状態情報(CSI)を想定すると、 c が送信され、復号器で e を優先して判断される可能性はほぼ次式に近似するが、

$$P(c \rightarrow e | \alpha_i^j a_i^j, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m) \leq \exp(-d^2(c, \theta) E_s / 4N_0) \quad (4)$$

ここで、

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^l \left| \sum_{i=1}^n \alpha_i^j (c_i^i - e_i^i) \right|^2. \quad (5)$$

である。

これはまさにガウス末尾関数への標準近似である。

$\mathbf{v}_i = (v_1^i, v_2^i, \dots, v_n^i)$ と設定すると、(5)は次式のように書き直されるが、

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \Omega_j A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \Omega_j^*, \quad (6)$$

ここで、 $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ の要素における p, q は、 $1 \leq p, q \leq n$ の場合、 $A_{pq} = x_p \cdot x_q$ で 10 あり

$$\mathbf{x}_p = (c_1^p - e_1^p, c_2^p - e_2^p, \dots, c_l^p - e_l^p)$$

である。

すなわち、

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} \mid \alpha_i^j, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m) \leq \prod_{j=1}^m \exp(-\Omega_j A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \Omega_j^* E_s / 4N_o). \quad (7)$$

である。 $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ はエルミートであるので、 $V A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) V^* = D$ であるようなユニタリ行列 V と実数対角行列 D が存在する。 V の横列は A の固有ベクトルによって与えられる C^n の完全正規直交基底である。さらに、 D の対角要素は A 計数多重度の固有値 λ_i である。 $i = 1, 2, \dots, n$ である。行列

$$B(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \begin{pmatrix} e_1^1 - c_1^1 & e_2^1 - c_2^1 & \cdots & \cdots & e_l^1 - c_l^1 \\ e_1^2 - c_1^2 & e_2^2 - c_2^2 & \cdots & \cdots & e_l^2 - c_l^2 \\ e_1^3 - c_1^3 & e_2^3 - c_2^3 & \ddots & \vdots & e_l^3 - c_l^3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e_1^n - c_1^n & e_2^n - c_2^n & \cdots & \cdots & e_l^n - c_l^n \end{pmatrix} \quad (8)$$

は明らかに $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ の平方根である。すなわち、 $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ の固有値は負でない実数値である。 30

$\mathbf{v}_i = v_i V^*$ であり、かつ $\mathbf{v}_i = (v_1^i, v_2^i, \dots, v_n^i)$ とすると、次式である。

$$\Omega_j A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \Omega_j^* = \sum_{i=1}^n \lambda_i |\beta_i^j|^2. \quad (9)$$

次に、 v_i^j が、平均 $E_{v_i^j}$ であり、 $K_{v_i^j} = |E_{v_i^j}|^2$ である複素数ガウス過程の i 。
 i . d . サンプルであることを想起されたい。 $K^j = (E_{v_1^j}, \dots, E_{v_n^j})$ であり、
 v_w が V の w 番目の横列を示すものとする。

V はユニタリであるので、 $\{v_1, v_2, \dots, v_n\}$ は C^n の正規直交基底であり、 v_i^j は次元毎の分散が 0.5 で平均が $K^j \cdot v_i$ の独立複素数ガウス確率変数である。 $K_{i,j} = |E_{v_i^j}|^2 = |K^j \cdot v_i|^2$ とする。すなわち $|v_i^j|$ は $p.d.f$ を伴う独立リシアン分布 40 であり、 $|v_i^j| = 0$ の場合、

$$p(|\beta_i^j|) = 2|\beta_i^j| \exp(-|\beta_i^j|^2 - K_{i,j}) I_0(2|\beta_i^j| \sqrt{K_{i,j}}),$$

であるが、ここで、 $I_0(\cdot)$ は第 1 種のゼロ次修正ベッセル関数である。

すなわち、誤りの平均可能性の上限を計算するには、単に $|v_i^j|$ の独立リシアン分布について

$$\prod_{j=1}^m \exp(E_s / 4N_o) \sum_{i=1}^n \lambda_i |\beta_i^j|^2$$

を平均し、次式に到達すればよい。

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{j=1}^n \left(\prod_{i=1}^r \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \exp \left(- \frac{K_{i,j} \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \right) \right) \quad (10)$$

いくつかの特殊な場合が次に考察される。

レイリー・フェージングの場合：この場合すべての i と j に対して $K_{i,j} = 0$ であり、 $f \circ r t i o r i$ として $K_{i,j} = 0$ である。すなわち、不等式 (10) は次式のように書かれ
る。

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\frac{1}{\prod_{i=1}^r (1 + \lambda_i E_s / 4N_0)} \right)^m. \quad (11)$$

r が行列 A のランクを示すとすれば、 A のカーネルは次元 $n - r$ を有し、 A の正確な $n - r$ 固有値はゼロである。 A のゼロ以外の固有値を $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$ とすれば、不等式 (11) から次式が導かれる。

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} (E_s / 4N_0)^{-rm}. \quad (12)$$

すなわち $m r$ のダイバーシティと $(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r)^{1/r}$ の利得が達成される。 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$ が、 A の原理 $r \times r$ 余因子の行列式の合計であることを想起されたい。さらに、
 $A(c, e)$ と $B(c, e)$ のランクは等しい。すなわち上記の分析から、以下の設計基準に到達する。

レイリー空時コードの設計基準

・ランクの基準：最大ダイバーシティ $m n$ を達成するために、行列 $B(c, e)$ は任意の符号語 c および e についてフルランクでなければならない。 $B(c, e)$ が別個の符号語の 2 個の要素からなる集合について最小ランク r を有する場合、 $r m$ のダイバーシティが達成される。

・行列式の基準： $r m$ のダイバーシティの利益が我々の目標であると仮定する。別個の符号語 e および c のすべての組み合わせについて得られた $A(c, e) = B(c, e) B^*(c, e)$ のすべての $r \times r$ 原理余因子の行列式の合計の平方根の最小値がコード化利得に対応するが、ここで、 r は $A(c, e)$ のランクである。設計の際、任意の符号語 e および c に対するこの量に特に留意されたい。設計の目標はこの合計ができる限り大きくすることである。 $n m$ のダイバーシティが設計の目標であるならば、別個の符号語 e および c のすべての組み合わせについて得られた $A(c, e)$ の行列式の最小値を最大にしなければならない。

充分に高い信号対ノイズ比では、それは次式によって不等式 (10) の右辺に近似する。

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rm} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} \left[\prod_{j=1}^n \prod_{i=1}^r \exp(-K_{i,j}) \right]. \quad (14)$$

すなわち、 $r m$ のダイバーシティと

$$(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r)^{1/r} \left[\prod_{j=1}^n \prod_{i=1}^r \exp(-K_{i,j}) \right]^{1/rm}$$

の利得が達成される。すなわち、以下の設計基準は、信号対ノイズ比が大きい場合リシャン空時コードに有効である。

リシャン空時コードの設計基準

・ランクの基準：この基準はレイリー・チャネルについて与えられたものと同じである。
・利得の基準： (c, e) が $A(c, e)$ の $r \times r$ 原理余因子のすべての行列式の合計を示すものとするが、ここで、 r は $A(c, e)$ のランクである。別個の符号語 c および e について得られた積

$$\Lambda(\mathbf{c}, \mathbf{e})^{1/r} \left[\prod_{j=1}^r \prod_{i=1}^s \exp(-K_{i,j}) \right]^{1/m}$$

の最小値を最大にしなければならない。

・性能は少なくとも不等式(11)の右辺と同程度であるため、レイリー空時コードに対する利得基準も同様に使用できることが示されたことに留意されたい。

i i . 依存形フェード係数の場合

次にフェード係数が依存形である場合が検討される。リシアンの場合は同様の方法で処理されるため、レイリー・フェージングだけが考察される。このため、次の $m \times m$ 行列を考察するが、

$$Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \begin{matrix} A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) & \ddots & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \end{matrix}$$

ここで、0はすべて0の $n \times n$ 行列を示す。 $= (1, \dots, m)$ とすれば、(7)は次式のように書き表される。

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \alpha_i^j, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m) \leq \exp(-\Omega Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \Omega^* E_s / 4N_0). \quad (15)$$

はの相関を示すものとする。がフルランク(full rank)であると仮定する(これは物理的に許容可能な仮定である)。負でない定符号正方エルミート行列である行列 C は、その平方根としてフルランク $n \times n$ 下位三角行列を有する。の対角要素は1であるので、 C の横列は長さ1である。 $= \sqrt{C}$ によって

$$\nu = (\varepsilon_1^1, \dots, \varepsilon_n^1, \varepsilon_1^2, \dots, \varepsilon_n^2, \dots, \varepsilon_1^m, \dots, \varepsilon_n^m)$$

を定義すると、 ν の成分が、次元毎の分散が0.5の非相関複素数ガウス確率変数の成分であることが容易に見られる。 ν の成分の平均は a_{ij} の平均と行列 C から容易に計算できる。特に a_{ij} の平均は平均ゼロであるので、 a_{ij} も同様である。

(15)によって、次式の結論に達する。

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \alpha_i^j, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m) \leq \exp(-\gamma C^* Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) C^* E_s / 4N_0) \quad (16)$$

同じことが、 $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ が $C^* Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) C$ によって置換された独立フェージングの場合にも言える。すなわち、 $C^* Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) C$ のランクは最大化されなければならない。 C はフルランクであるので、これはランク $[Y(\mathbf{c}, \mathbf{e})] = m$ rank $[A(\mathbf{c}, \mathbf{e})]$ を最大化することに帰結する。すなわち、独立フェード係数について与えられたランクの基準はこの場合でも同様に保持される。

a_{ij} はゼロ平均であるので、 a_{ij} も同様である。すなわち、独立フェード係数の場合と同様の議論によって、 $C^* Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) C$ の行列式が最大化されなければならないという結論に達する。これは、 $\det(\) \det(Y(\mathbf{c}, \mathbf{e})) = \det(\) [\det(A(\mathbf{c}, \mathbf{e}))]^m$ に等しい。この観点から、独立フェード係数の場合に与えられた行列式の基準が同様に保持される。

同様の議論から、ランクの基準はリシアンの場合についても有効であり、リシアン・チャネル用に設計されたコードは、フェード係数が依存形であってもレイリー・チャネル用と同様に機能することになる。利得の基準を得るために、 a_{ij} の平均を計算し、独立リシアン・フェード係数の場合に与えられた利得の基準を適用しなければならない。当業技術分野に熟練した者に認識されるように、これは簡単明瞭だが、退屈な計算である。

N . 空時コード構造

この節では、前節の結果が使用され、本発明の第2実施形態による、 n 個の送信アンテナ

と（必要に応じて）受信アンテナのダイバーシティを利用する無線通信システムのコードを設計する。

設計されるコードは格子形コード、または格子形表示を有するブロック・コードである。ブロック・コードへの一般化は簡単明瞭であるので、格子形コードの例が当業技術分野に熟練した者に提供される。

i. 格子形コード

第2の例示としての実施形態で適用されるコードの設計では、時間 t における各遷移分岐が、すべての $1 \leq t \leq 1$ について配列アルファベット Q からの n 個の記号 $q_t^1 q_t^2 \dots q_t^n$ のシーケンスによって標識付けされるという特性を有するものが参照される。符号器の経路がこの遷移分岐を通過する何れかの時点で、すべての $1 \leq i \leq n$ について記号 q_t^i がアンテナ i を経由して送信される。¹⁰

格子形コードの符号化は、各フレームの始めと終わりで符号器が既知の状態にあることが必要な点以外は簡単明瞭である。復号化の方法が次に示される。 \hat{a}_j^i のチャネル推定

を想定すれば、 $i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m$ が復号器に利用可能である。 r_t^i が時間 t において受信アンテナ i で受信された信号であると仮定すると、復号器は、ラベル $q_t^1 q_t^2 \dots q_t^n$ を有する時間 t における任意の遷移分岐について、次式の分岐距離を計算する。

$$\sum_{j=1}^n \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n \hat{a}_j^i q_t^i \right|^2.$$

10

20

次にビタビ・アルゴリズムが使用され、累積距離が最も低い経路を計算する。

上記の格子形コードは、空間的および時間的ダイバーシティ技術を結合したものであるので空時コードと呼ばれる。さらに、その空時コードが上記で論じられた多重アンテナ通信システムについて r_m のダイバーシティ利得を保証する場合、それは r 空時コードであると言われる。

4 - P S K 配列のための 4 状態コードが図 9 で与えられる。さらに例示するために、図 1 1 では 8 - P S K 配列のための 8 状態コードが提供され、図 1 2 (a)、図 1 2 (b) および図 1 3 では、それぞれ 4 - P S K 配列のための 8、16 および 32 状態コードが提供される。図 1 4 では、16 - Q A M 配列のための 16 状態コードも提供される。³⁰

図 1 1、図 1 2 (a)、図 1 2 (b)、図 1 3 および図 1 4 のすべてのコードについてダイバーシティを保証する設計規則は以下である。

- ・同じ状態から離れる遷移は第 2 記号が異なる。
- ・同じ状態に達する遷移は第 1 記号が異なる。

$r = 2$ に関する r 空時：例として、4 送信アンテナ移動通信システム用 4 空時コードが構成される。符号器への入力が、 $Z_4 = \{0, 1, 2, 3\}$ における整数 i に対応する 2 進数の長さ 2 のブロックである。格子の状態は、 $1 \leq i \leq 3$ について s_i が Z_4 にある 3 個の要素すべてからなる集合に対応する。状態 (s_1, s_2, s_3) で入力データ i を受信する際、符号器は 4 - P S K 配列の (i, s_1, s_2, s_3) 要素を出力し（図 4 (a) 参照）状態 (i, s_1, s_2) に移動する。⁴⁰ 1 および 2 個の受信アンテナに対するこのコードの性能が図 1 5 に与えられる。

O. チャネル推定と補間

本発明の上記 2 つの例示としての実施形態では、復号化に必要なチャネル状態情報は既知であると想定されていた。しかし、実際には受信機はチャネル状態情報を推定しなければならない。又、受信機はチャネルの変化についてこの情報を更新しなければならない。図 1 6 に示されるように、これは、プローブまたはパイロット記号 P を周期的に伝送することによって達成されるが、 P のアイデンティティは通信装置の送信および受信側で知られている。

パイロット記号を伝送する際、受信機はフェード係数の推定を導出する。受信機はチャネ

40

50

ル補間スキームを使用してデータのフレーム全体にわたるチャネル状態を推定する。補間の結果は、当業技術分野に熟練した者に周知の復号化技術を使用する空時復号器によって使用される。

発明者は、高移動性環境では、チャネル推定と補間の不正確は、空時復号器によるデータ出力のフレーム中の少数の誤りを生じるだけであることを観測した。こうした少数の誤りは、当業技術分野で周知の何らかの外部ブロック・コードを使用して訂正される。

ここでは、縦続空時コード化と呼ばれるコード化戦略と共に、本発明による空時コードを使用する無線モデムの実現例が説明される。

P . 基本モデム・アーキテクチャ

この節では本発明による空時コード化変調に基づくモデムの基本的機能が説明される。例 10 示の目的で、北米デジタル・セルラー規格 I S - 1 3 6 のチャネル化が想定される。しかし、同じモデム・アーキテクチャは、当業技術分野に熟練した者に周知の小さな修正によって、他のチャネル化および / または何らかの他の適用業務に容易に適合する。

I S - 1 3 6 におけるフレーム構造の簡単な概観は以下の通りである。各 3 0 k H z の無線チャネルで、I S - 1 3 6 規格は毎秒 2 5 フレームのデータを定義し、その各々がさらに 6 つのタイムスロットに下位区分される。各タイムスロットの時間は 6 . 6 6 7 m s で、1 6 2 の変調記号を伝える（変調記号速度は 2 4 , 3 0 0 記号 / 秒である）。

i) . 送信機

図 1 7 は、空時コード化を利用し、2 個の送信アンテナを備えた送信機のブロック図を示す（同じアーキテクチャを 2 個より多いアンテナに拡張することは簡単である）。情報源からビット・ストリーム（音声またはデータ）が空時符号器に供給される。空時符号器は各々 b 個の情報ビットを 1 つの変調記号にグループ分けするが、そこでは変調記号毎のビット数 b は、M - Q A M または M - P S K 配列のどちらかであると想定される、使用される配列に依存する。空時符号器は上記で言及した基準によって構成された空時コードを使用する。

b 個の情報ビットの各グループは空時符号器の出力で 2 つの変調記号を生成する。変調記号の各ストリームはブロック・インタリーバを使用してインタリーブされる。2 つのバーストが同様の方法でインタリーブされると想定される。その後オーバヘッド、同期およびパイロット記号が各インタリーバの出力に追加され、バーストを形成する。各バーストは、当業技術分野に熟練した者に周知の何らかの適切なパルス整形を使用してパルス整形され、対応するアンテナから送信される。

i i) . タイムスロット構造

例示の目的で、図 1 6 は、送信機が 2 個の送信アンテナを備え I S - 1 3 6 チャネル化を遵守する場合のスロット構造を示す。すでに言及したように、このスロット構造は容易に拡張され、他のチャネル化と何らかの数の送信アンテナに適合する。

各タイムスロットでは、各アンテナから 1 つの、2 つのバーストが送信される。I S - 1 3 6 北米デジタル・セルラー規格の場合のように、変調記号速度は 2 4 , 3 0 0 記号 / 秒であり、各バーストは 1 6 2 記号からなると想定される。各バーストは、受信機でタイミングと周波数同期のために使用される 1 4 の記号同期シーケンス S₁ および S₂ で開始される。さらに、送信機は、受信機でチャネル推定のために使用される 6 つの 2 つの記号からなるパイロット・シーケンス P₁ および P₂ を挿入する。受信機で受信される信号は 2 つの送信されたバーストの重ね合わせであり、受信機で 2 つのバーストを分離するためには、パイロット・シーケンス P₁ および P₂ と共に 2 つのシーケンス S₁ および S₂ を直交シーケンスとして定義する必要がある。同期およびパイロット記号は記号毎に情報記号と同じエネルギーを有すると想定される。さらに、同期およびパイロット・シーケンスのために / 4 シフトされた D Q P S K 変調が使用される。従って各バーストは 1 3 6 の情報記号を有する。従ってブロック・インタリーバは 1 7 × 8 ブロック・インタリーバである。

i i i) . 受信機

図 1 8 は、本実施形態による 2 個の受信アンテナを備えた移動受信機の対応するブロック図を示す。各受信アンテナについて、整合フィルタリングの後、受信機は出力サンプルを

10

20

30

40

50

2つのストリームに分割する。

第1ストリームは情報記号に対応する受信サンプルを含む。第2ストリームはパイロット記号に対応する受信サンプルを含む。これらのサンプルは最初に送信アンテナ1から伝送されたバーストのパイロット・シーケンスと相關され、送信アンテナ1から対応する受信アンテナへの(パイロット位置の)チャネルの推定を得る。また、サンプルの同じ集合が送信アンテナ2から伝送されたバーストのパイロット・シーケンスと相關され、送信アンテナ2から対応する受信アンテナへの(パイロット位置の)チャネルの推定を得る。これらの推定はその後補間され、前に定義された距離による最尤復号化のために必要なチャネル状態情報の推定を形成する。補間フィルタは、当業技術分野に熟練した者に周知の多くの方法で設計される。最適な補間のためには、ドップラー散布度 f_d 、周波数オフセット f_0 および信号対ノイズ比SNRの数値毎に異なった補間フィルタを使用するべきである。
しかし、このアプローチは実際に実現するためには非常に複雑になる。様々なアプローチがここで提示される。その第1のものはすべての可能な範囲の動作をカバーする頑強なフィルタを使用することであるが、これはドップラーおよび/または周波数オフセットの数値が低い場合性能のわずかな劣化につながる。

第2のアプローチは、動作範囲を異なった領域に分割し、各領域毎にその領域のある動作点について最適な補間器を設計し、そのフィルタを全体で使用することである。チャネル推定からチャネル相関を観測するか、または記号誤り率を観測することによって、受信機は補間用に使用するフィルタを決定することができる。

さらに、何らかのバーストについてチャネルを推定する際、そのバーストのパイロット記号だけが使用される。これは、チャネルを推定するために次のバーストを待つ必要が回避されるため、全体的なシステムの遅延を最小にする。2つのデータ・ストリームはその後デインタリープされ、ベクトル・ビタビ復号器に供給される。

i v) . 基本モデム性能

この節では、上記で説明された基本モデムとタイムスロット構造のシミュレーション結果が提示される。さらに、使用されたパルス整形はロールオフ因数0.35の平方根二乗コサイン・ナイキスト・パルスである。受信機ではオーバーサンプリング因数8が想定される。

図19は、完全なタイミングと周波数の同期を想定する異なった数値のドップラー散布度 f_d に対する上記のモデムのフレーム誤り率(FER)P_F性能を示す。静的な場合、比較のためのCSIの完全な知識が想定される。P_F対SNR(または記号エネルギー対ノイズ比)E_s/N₀のグラフが描かれる。理想的なCSIに対して、14.75dBのE_s/N₀でFERが0.1であることが見られる。しかし、60mphの車両速度に対応する170Hzのドップラー散布度 f_d に対して、t20.5dBのE_s/N₀で0.1のFERが達成される。 $f_d = 120\text{ Hz}$ の場合、この数値は17.1dBまで低下する。FERは高いE_s/N₀で最大となることも注目される。一般に、理想的なCSIの場合と比較した必要なE_s/N₀の増大とFERの最大化は、チャネル推定の誤りによる。

Q . 第3の例示としての実施形態 - 縦続空時コード化

図20は、異なる数値のE_s/N₀について $f_d = 170\text{ Hz}$ のフレーム毎の記号誤りの数の分布を示す。誤っているフレームのほぼ90%である比較的高い数値のE_s/N₀(>15dB)では、誤りは5以下の記号誤りによる。こうした誤りの大部分は、リード・ソロモン(RS)コードのような当業技術分野に熟練した者に周知の何らかのブロック・コードによって空時コードを縦続することにより回復される。この全体的なコード化戦略は縦続空時コード化と呼ばれ、図21および図22に示される。望ましい誤り訂正能力とコードの速度、および使用される配列によって、使用されるブロック・コードの次元は各RS記号について変調記号の整数倍を生じるようなものである。この方法で、他のバーストを待つ必要なしに即時にバーストを復号化し、それによって復号化の遅延を最小にすることが可能である。さらに、この方法では、ST復号器の出力の記号誤りがあっても、1つのRSコード記号にしか影響しない。

R . 縦続空時コード化によるモデム性能

10

20

30

40

50

発明者は、リード・ソロモン・コードによって縦続された空時コードによって上記で説明されたモデルをシミュレートした。このシミュレーションでは、GF(2^8)に対して3つの異なった短縮RSコードが使用された。RSと呼ばれる第1コードは、1バイトの誤りを訂正する短縮(68, 66)コードである。66のGF(2^8)記号が、ビット・ストリームを各8ビットの66のグループに区分することによって最初に生成される。出力された68のGF(2^8)記号はその後、リード・ソロモン記号1つ毎に2チャネル記号の136の16-QAM記号に区分され、ST符号器に供給される。RS3と呼ばれる第2コードは3バイトの誤りを訂正する短縮(68, 62)コードであり、RS5と呼ばれる第3コードは、5バイトの誤りを訂正する短縮(68, 58)コードである。このシミュレーションでは、 $\pm T / 16$ のタイミング・エラーと200Hzの周波数オフセット f_0 が想定される。10

図23は、 $f_d = 170\text{Hz}$ に対してタイミング・エラーと周波数オフセットが存在する場合の縦続空時コード化によるFER性能を示す。この図から、STコードだけの場合0.1のPFを達成する場合23dBの E_s/N_0 が必要なことが見られる。しかし、STコードが、例えばRS3と縦続される場合、必要な E_s/N_0 は17.5dBであり、STコードだけの場合に対して5.5dBの利得が得られる。しかし、この場合、(30kHzチャネル毎の)正味ビット・レートは81.6kビット/秒から74.4kビット/秒に低減される。RS5が使用される場合、 $P_F = 0.1$ を得るために必要な E_s/N_0 は16.5dBに低下するが、これは理想的なCSIが利用可能な場合より1.75dB高いだけに過ぎない。この場合、正味ビット・レートは69.6kビット/秒となる。20

S. 第4の例示としての実施形態 - 多重レベル構造空時コード

本発明の第2実施形態で説明された空時コードの中には多重レベル構造を有するものがある。時には、特に送信アンテナの数が多い場合、実際の通信システムでこの構造を利用するすることが望ましい。これは復号化の複雑さを低減する大きな利点を有する。多重レベルコード構造と関連する復号化技術は当業技術分野で周知である。それらは空時コード化と結合され、多重レベル空時コード化と呼ばれる新しい技術の発明を引き起こす。

一般性を損なうことなく、信号配列 Q_0 が30

2^{b_0}

の信号点からなると想定される。 f レベルのコード化が使用されると想定される。この f レベルのコード化に関連して、次式の下位集合

$Q_{f-1} \subset Q_{f-2} \subset \dots \subset Q_1 \subset Q_0$

に基づく区分が選択されるが、 Q_j の要素の数はすべての $0 \leq j \leq f-1$ について30

2^{b_j}

に等しい。こうした区分は、 Q_0 は、各々が

2^{b_1}

の要素を有し、剩余類の1つが Q_1 であるような Q_0 における Q_1 の剩余類と呼ばれる結合40

$2^{b_0-b_1}$

の互いに素な集合であることを意味する。 Q_0 における Q_1 の剩余類を考慮して、各剩余類は、各々が

2^{b_2}

の要素を有する

$2^{b_1-b_2}$

の互いに素な集合に分割される。 Q_1 の40

$2^{b_1-b_2}$

の下位集合は Q_1 における Q_2 の剩余類と呼ばれる。 Q_1 における Q_2 の剩余類の集合は Q_2 を含まなければならない。すなわち、 Q_0 における Q_2 の剩余類と呼ばれる

2^{b_2}

の要素を伴う Q_0 の

$2^{b_0-b_2}$

の下位集合が存在する。 Q_0 における Q_2 の剩余類の集合には Q_2 が含まれる。この手順は50

、すべての $0 \leq k < j \leq f - 1$ について Q_k における Q_j の剩余類に到達するまで繰り返される。 $j = 0, 1, \dots, f - 2$ について $r_{f-1} = b_{f-1}$ であり、 $r_j = b_{j+1} - b_j$ であるとする。すなわち Q_j はすべての $j = 0, 1, \dots, f - 2$ について Q_{j+1} の 2^{r_j}

の剩余類を含む。

入力データが、 $K = K_0 + \dots + K_{f-1}$ ビット毎に、 f レベルに対応する符号器 $0, 1, \dots, f - 1$ を使用して符号化される。すべての符号器が格子形表示を有する必要がある。各時間 t に、 j 番目の符号器と入力データによって、 j 番目の符号器の格子の分岐が選択され、 $B_t^0(j), B_t^1(j), \dots, B_t^n(j)$ によって示される r_j ビットの n のブロックによってラベルを付けられる。その後ブロック $B_t^0(0), \dots, B_t^0(f-1)$ は次の方法で信号配列中の点を選択する。

ブロック $B_t^0(0)$ は Q_0 における Q_1 の剩余類 Q_1' を選択する。ブロック $B_t^0(1)$ は Q_1 における Q_2 の剩余類 Q_2' を選択する等々。最後にブロック $B_t^0(f-1)$ は最後のステップで選択された Q_{f-1} の Q'_{f-1} 剩余類の点を選択する。選択された点はその後 $i = n$ について i 番目のアンテナを使用して送信される。その後多重レベル復号化が当業技術分野で周知の方法でなされる。

j 次レベルの符号器が時間 t で

2^{s_j}

の状態を有すると仮定する。上記で説明した多重レベルコードは、時間 t で $2^{(s_0 + \dots + s_{t-1})}$

20

の状態を伴う空時コード C として見ることができる。 C の状態は、符号器 $0, 1, \dots, f - 1$ の状態の f 個の要素からなる集合 $(s_t^0, s_t^1, \dots, s_t^{f-1})$

に対応する。各符号器 j が $0 \leq j \leq f - 1$ について状態 s_t^j から状態 s_{j+1}^t に移行する場合、状態

$(s_t^0, s_t^1, \dots, s_t^{f-1})$ と $(s_{t+1}^0, s_{t+1}^1, \dots, s_{t+1}^{f-1})$

の間の分岐ラベルがアンテナ $1, 2, \dots, n$ を経由して送信される記号の集合である。この方法で、多重空時コードは、単純化された復号化を可能にする多重レベル構造を有する正則空時コードとして見ることができる。この単純化された復号化の代償は性能の損失である。また、前に導出された設計基準は空時コード C にも適用される。また、この設計基準は各レベルで異なったダイバーシティを提供する各符号器 $0 \leq j \leq f - 1$ の格子に適用されることもある。

上記の例示としての実施形態の議論が例で示される。16-QAM配列と図24の集合区分を使用する4ビット/秒/HZの伝送を検討する。各時間に入力ビットは2つのビットの2つのブロックにグループ分けされる。2つのビット入力データの第1および第2ブロックはそれぞれ第1および第2符号器に入力されるが、それらの格子は図25で与えられる。この格子の各分岐はデータの2つのビットの2つのブロックによってラベルを付けられる。これらの2つのビットは番号0、1、2および3によって表される。ゼロ番目と第1の符号器によってそれぞれラベル a_1, a_2 および b_1, b_2 を有する分岐を選択する際、信号の点 $4a_1 + b_1$ および $4a_2 + b_2$ がアンテナ1および2を経由して送信される。同等の16状態空時格子形コードが図26で与えられる。

T. 第5の例示としての実施形態：スマート貪欲コード

スマート貪欲コードは、本発明の実現に特に関係のある空時コードのクラスである。このコードは、受信機からのフィードバックなしにチャネルで発生しうる急速な変化を特に利用することができる。この考え方には、チャネルで発生しうる急速な変化が設計基準によって考慮されるようなハイブリッド基準を使用してコードを構成することである。この観点から、急速フェージング・チャネルの場合について分析が提供される。

i) 急速フェージングの分析

これに関連して、基地局の n 個のアンテナと移動局の m 個のアンテナを有する移動通信シ

50

システムのモデルが改良される。データがチャネル・コードを使用して符号化される。他の実施形態と同様、符号化されたデータは直並列装置を通過し、データの n 個のストリームに分割される。データの各ストリームはパルス整形器への入力として使用される。その後各整形器の出力は変調器を使用して変調される。各時間の変調器 i の出力は、1 i n について送信アンテナ ($T \times$ アンテナ) i を使用して送信される。ここでも、n 個の信号が各々異なった送信アンテナから同時に送信され、これらの信号はすべて同じ送信周期 T を有する。各受信アンテナの信号は、n 個の送信信号のフェージングを受けたバージョンの重ね合わせのノイズを含むバージョンである。信号配列の各要素は、配列要素の平均エネルギーが 1 になるように選択された基準化因子

$$\sqrt{E_s}$$

10

によって縮小されるものと仮定する。

受信機では、復調器が各受信アンテナ 1 j m の受信信号に基づいて決定統計を行う。 c_i^j が送信間隔 t で i 番目の送信アンテナから送信された記号を示し、 d_t^j が受信アンテナ j の受信ワードを示すものとする。すると、

$$d_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_i^j(t) c_i^j \sqrt{E_s} + \eta_t^j \quad (18)$$

となる。これは異なったアンテナから送信された信号が個別のフェージングを被るという仮定と同等である。係数 $\alpha_i^j(t)$ は、平均ゼロで次元毎の分散が 0.5 の定常複素数ガウス確率過程のサンプルとしてモデル化される。また、 η_t^j は、次元毎の両側空間密度が $N_0 / 2$ であるゼロ平均複素数白色ガウス過程の独立したサンプルである。静的フェージングの場合、 $\alpha_i^j(t)$ は 1 フレームの間一定で、あるフレームと別のフレームで独立であると仮定して、設計基準が確立された。フェージングが急速である場合、係数 $\alpha_i^j(t)$ 、 $t = 1, 2, \dots, l$ 、 $i = 1, 2, \dots, n$ 、 $j = 1, 2, \dots, m$ は平均ゼロで次元毎の分散が 0.5 の複素数ガウス過程の独立したサンプルであり、別の設計基準が以下のように確立される。

$t = 1, 2, \dots, l$ 、 $i = 1, 2, \dots, n$ 、 $j = 1, 2, \dots, m$ に対する係数 $\alpha_i^j(t)$ が復号器に既知であると仮定すると、

$$\mathbf{c} = c_1^1 c_1^2 \cdots c_1^n c_2^1 c_2^2 \cdots c_2^n \cdots c_l^1 c_l^2 \cdots c_l^n,$$

を送信し、

復号器で、

$$\bullet = e_1^1 e_1^2 \cdots e_1^n e_2^1 e_2^2 \cdots e_2^n \cdots e_l^1 e_l^2 \cdots e_l^n$$

を優先して決定する可能性は、

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \bullet | \alpha_i^j, i=1, 2, \dots, n, j=1, 2, \dots, m, t=1, 2, \dots, l) \leq \exp(-d^2(\mathbf{c}, \bullet) E_s / 4N_0)$$

にほぼ近似するが、但し、

$$d^2(\mathbf{c}, \bullet) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \left| \sum_{i=1}^n \alpha_i^j(t) (c_i^j - e_i^j) \right|^2 \quad (19)$$

である。これはガウス末尾関数への標準近似である。

$$\Omega_j(t) = (\alpha_1^j(t), \alpha_2^j(t), \dots, \alpha_n^j(t))$$

であり、 $C(t)$ が、p 番目の横列と q 番目の縦列の要素が
 $(c_{1,t}^p - e_{1,t}^p) \quad (c_{1,t}^q - e_{1,t}^q)$

に等しい $n \times n$ 行列を示すものとする。すると、

$$d^2(\mathbf{c}, \bullet) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \Omega_j(t) C(t) \Omega_j^*(t) \quad (20)$$

であることが分かる。行列 $C(t)$ はエルミートなので、 $C(t) = V(t) D(t) V^*(t)$ となるようなユニタリ行列 $V(t)$ と対角行列 $D(t)$ が存在する。ここで、 $D_{ij}(t)$ 、 $1 \leq i \leq n$ によって示される $D(t)$ の対角要素は $C(t)$ 計数多度の固有

40

50

値である。 $C(t)$ はエルミートであるので、これらの固有値は実数である。

$$\Lambda_i(t) = \Omega_i(t) V(t) = (\lambda_1^i(t), \dots, \lambda_n^i(t)),$$

であるとすれば、 $i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m, t = 1, 2, \dots, l$ に対して $\lambda_j^i(t)$ は平均ゼロで次元毎の分散が 0.5 の独立複素数ガウス変数であり、

$$\Omega_i(t) C(t) \Omega_i^*(t) = \sum_{l=1}^n |\lambda_l^i(t)|^2 D_{ll}(t)$$

である。これを(19)および(20)と結合し、 $|\lambda_j^i(t)|$ のレイリー分布について平均すると、

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{l=1}^n \left(1 + D_{ll}(t) \frac{E_s}{4N_0}\right)^{-m}. \quad (21)$$

に到達する。行列 $C(t)$ が次に検討される。 $C(t)$ の縦列は、

$$c_t - e_t = (c_t^1 - e_t^1, c_t^2 - e_t^2, \dots, c_t^n - e_t^n).$$

のすべて異なる倍数である。すなわち、 $C(t)$ は $c_t^1 c_t^2 \dots c_t^n e_t^1 e_t^2 \dots e_t^n$ の場合ランク1を有し、そうでない場合ランク・ゼロを有する。従ってリスト

$D_{11}(t), D_{22}(t), \dots, D_{nn}(t)$

中の $n-1$ 要素はゼロであり、このリスト中の唯一可能なゼロでない要素は $|c_t - e_t|$ である。(21)によって、

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{t=1}^l \left(1 + |c_t - e_t| \frac{E_s}{4N_0}\right)^{-m} \quad (22)$$

であると結論付けられる。 $V(c, e)$ が $|c_t - e_t| = 0$ となるような時間インスタンスの集合を示し、 $|V(c, e)|$ が $v(c, e)$ の要素の数を示すものとする。従って、(22)から、

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{t \in V(c, e)} \left(|c_t - e_t| \frac{E_s}{4N_0}\right)^{-m}. \quad (23)$$

となる。従って、 $m | V(c, e) |$ のダイバーシティが達成される。 $(E_s / 4N_0)^{-m}$ の係数を検討することによって、望ましい設計基準が導かれる。以下、この基準が前に与えられた静的フラット・フェージングの場合の基準と結合されて、ハイブリッド基準に達する。

U. スマート貪欲空時コードのハイブリッド設計基準

距離 / ランクの基準：急速フェージング環境でダイバーシティ m を達成するために、任意の2つの符号語 c および e について、ストリング $c_t^1 c_t^2 \dots c_t^n$ と $e_t^1 e_t^2 \dots e_t^n$ は、少なくとも $t = 1 \dots n$ の数値について異なっていなければならない。さらに、

$$B(c, e) = \begin{pmatrix} e_1^1 - c_1^1 & e_2^1 - c_2^1 & \dots & \dots & e_1^1 - c_1^1 \\ e_1^2 - c_1^2 & e_2^2 - c_2^2 & \dots & \dots & e_1^2 - c_1^2 \\ e_1^3 - c_1^3 & e_2^3 - c_2^3 & \ddots & \vdots & e_1^3 - c_1^3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e_1^n - c_1^n & e_2^n - c_2^n & \dots & \dots & e_1^n - c_1^n \end{pmatrix}$$

であるとする。 $B(c, e)$ が別個の符号語の組み合わせの集合全体にわたって最小ランク r を有するならば、静的フラット・フェージング環境で $r m$ のダイバーシティが達成される。

積 / 行列式の基準： $V(c, e)$ が、 $c_t^1 c_t^2 \dots c_t^n e_t^1 e_t^2 \dots e_t^n$ となるような時間インスタンス $t = 1 \dots l$ の集合を示すものとし、

$$|c_t - e_t|^2 = \sum_{i=1}^n |c_i^t - e_i^t|^2$$

であるとする。急速フェージング環境で最大のコード化利益を達成するために、別個の符

10

20

30

40

50

号語 e および c について得られた積

$$\prod_{t \in \text{ev}(c, e)} |c_t - \bullet_t|^2$$

の最小値を最大化しなければならない。静的フェージング・チャネルの場合、別個の符号語のすべての組み合わせについて得られた $A(c, e) = B(c, e) B^*(c, e)$ すべての $r \times r$ 主要剰余類の行列式の合計の r 番目の根の最小値がコード化利得に対応するが、ここで、 r は $A(c, e)$ のランクである。

本発明のこの実施形態によるスマート貪欲コードの例示実現例の構成がいくつかの例によって示される。フレームの始めと終わりで符号器はゼロ状態にあると想定される。

例 A : 0.5 ビット / 秒 / Hz の転送速度が必要であると仮定する。この例と図 27(a) の例示のように、BPSK 配列が使用され、0 が

$$\sqrt{E} :$$

を示し、1 が

$$-\sqrt{E} :$$

を示す。目的は低速および急速フラット・フェージング環境においてそれぞれ 2 および 4 のダイバーシティ利得を保証することである。M-TCM 構成を使用する以下のコードがこのダイバーシティ利得を保証する。符号器と入力ビットの状態に依存して任意の時間 $2k+1$ 、 $k=0, 1, 2, \dots$ に符号器によって分岐が選択され、ラベルの第 1 および第 2 座標が、時間 $2k+1$ および $2k+2$ に Tx アンテナから同時に送信される。例えば、時間 1 に分岐ラベル 10 11 が選択されるならば、記号 1, 0 および 1, 1 が、時間 1 および 2 に送信アンテナ 1 および 2 からそれぞれ送信される。

例 B : ここでは 1 ビット / 秒 / Hz の転送速度と静的および急速フラット・フェージング環境でそれぞれ 2 および 3 のダイバーシティ利得が望ましい。この例では、図 27(b) に示されているように、4-PSK 配列が代替的に使用される。目的は低速および急速フラット・フェージング環境においてそれぞれ 2 および 3 のダイバーシティ利得を保証することである。M-TCM 構造を使用する以下のコードがこのダイバーシティ利得を保証する。時間 $t = 3k$ 、 $k=0, 1, 2, \dots$ で、データの 3 つのビットが符号器に到着する。第 1 のビットが符号器の状態に依存して分岐を選択し、残りの 2 つのビットが $b_{t+1}^1 b_{t+1}^2 b_{t+2}^1 b_{t+2}^2$ といった分岐の 4 つのラベルを選択する。その後 b_{t+1}^1 、 b_{t+1}^2 および b_{t+2}^1 が、それぞれ時間 t 、 $t+1$ および $t+2$ にアンテナ 1 を経由して送信される。同様に、 b_{t+2}^2 が、それ respective 時間 t 、 $t+1$ および $t+2$ にアンテナ 2 を経由して送信される。

前と同様、発明者は上記のコードに基づいて設計された通信システムの性能をシミュレートした。高速および低速両方のフェージング環境において、優良な結果が得られた。

本発明のシステムおよび方法の上記の説明は例示としてあって、構造および実現における変形が当業技術分野に熟練した者に想起されるだろう。例えば、本発明は時間領域において説明されるが、周波数領域の類似物およびその変形も当業技術分野に熟練した者に容易に想起されるだろう。例えば、第 2 の例示としての実施形態で提示された空時コードは DS-CDMA 通信システムに容易に適用される。例示のために、ユーザ X が 2 つの送信アンテナを備えていると仮定する (n 個のアンテナへの一般化は当業技術分野に熟練した者には些細な問題である)。ユーザ X は 2 つの伝送アンテナによって使用するよう設計された空時コードを選択する。ユーザ X は 2 つのアンテナからのデータ伝送のために同様の PN シーケンスを使用できる。受信機側では、上記のシーケンスとの相関によって、各アンテナから送信された信号のフェージングを受けたバージョンの合計が与えられる。この観点から、空時コードの復号化が、本発明の第 2 実施形態で説明されたものと同様の方法で実行される。

また、ユーザ X が 2 つの送信アンテナからの送信用に別個の PN コードを使用することもある。2 つのアンテナから送信するために使用される PN シーケンスが互いに直交する場

10

20

30

40

50

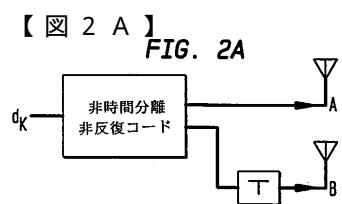
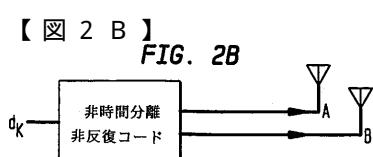
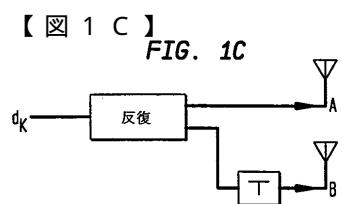
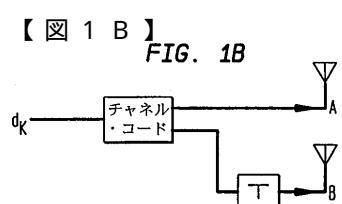
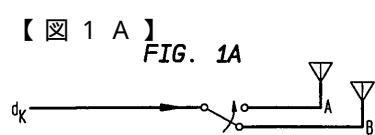
合、受信機で、第1および第2シーケンスとの相関によって、それぞれアンテナ1または2からの送信信号のノイズを含むバージョンが与えられ、受信機での復号化のために使用される。これは帯域幅の拡張という代償を有するが、データ転送速度を増大し、かつ/またはダイバーシティの利点を提供するために使用される。

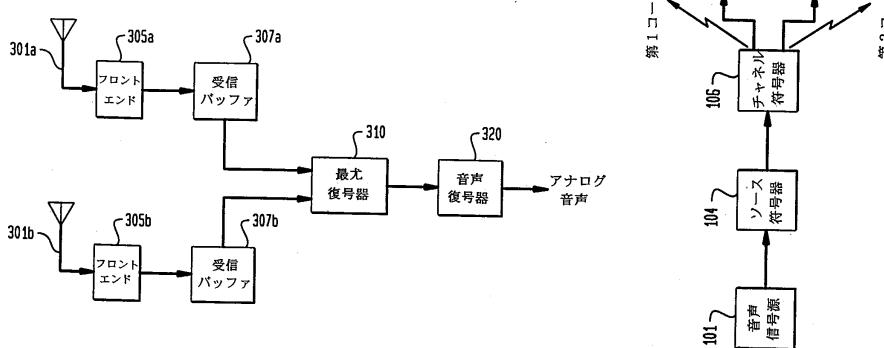
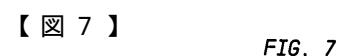
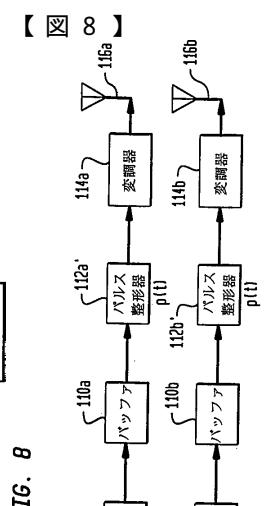
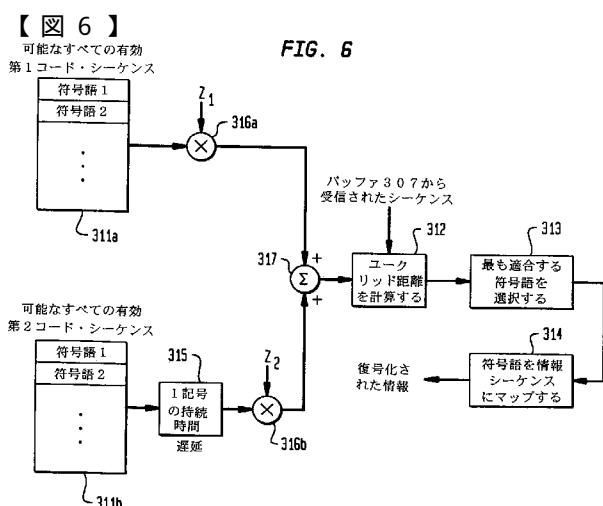
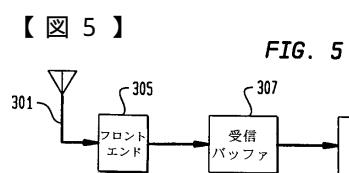
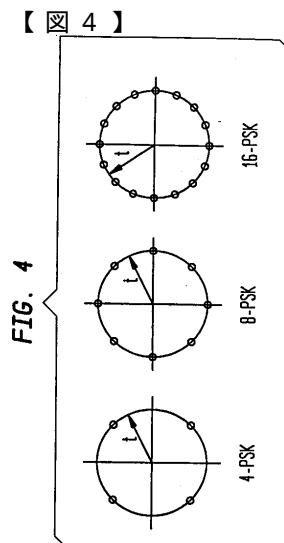
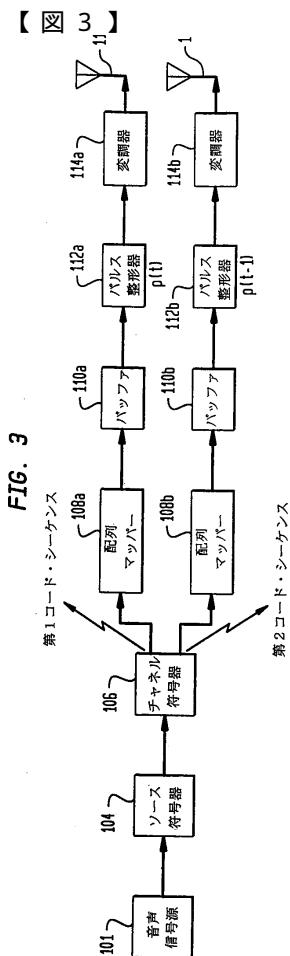
一般に、2つの送信アンテナ用に2つの任意のPNシーケンスを選択することも可能である。受信機側でそれらのシーケンスを相關させることによって、復号化のために使用される送信信号の積のフェージングを受けたバージョンの合計が与えられる。

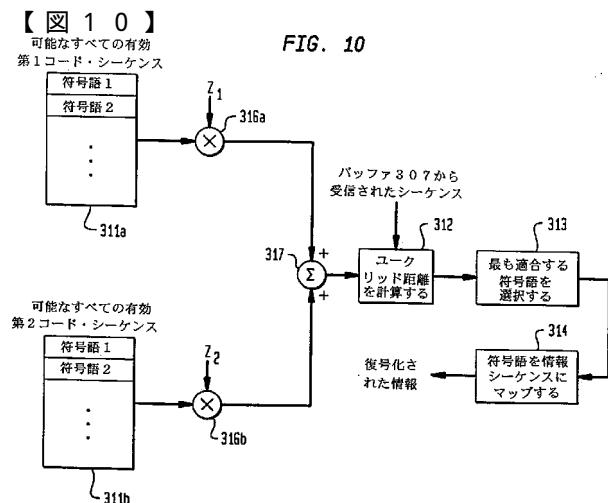
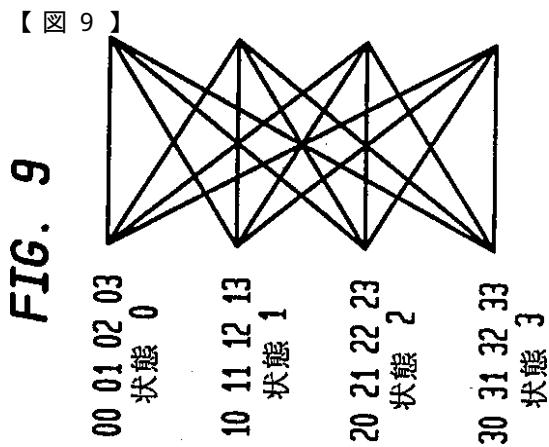
上記の議論は空時コード化のDS-CDMAの類似物を実証する。周波数領域における本発明の実施形態の類似物も容易に得られるが、ここでは論じない。

さらに、移動セルラーの実現例が説明されたが、本発明は他の通信環境にも適用される。

従って、本発明は、以下の請求項によってのみ制限されることが企図される。

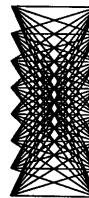




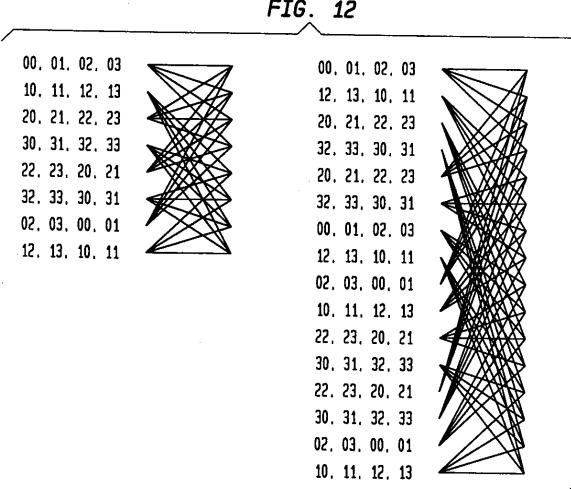


【図 11】 FIG. 11

00, 01, 02, 03, 04, 05, 06, 07
50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57
20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27
70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77
40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47
10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17
60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67
30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37



【図 12】 FIG. 12



【図 13】 FIG. 13

00, 01, 02, 03
11, 12, 13, 10
22, 23, 20, 21
33, 30, 31, 32
20, 21, 22, 23
33, 30, 31, 32
02, 03, 00, 01
13, 10, 11, 12
33, 30, 31, 32
00, 01, 02, 03
11, 12, 13, 10
22, 23, 20, 21
13, 10, 11, 12
20, 21, 22, 23
31, 32, 33, 30
02, 03, 00, 01
22, 23, 20, 21
33, 30, 31, 32
00, 01, 02, 03
13, 10, 11, 12
02, 03, 00, 01
13, 10, 11, 12
20, 21, 22, 23
31, 32, 33, 30
02, 03, 00, 01
13, 10, 11, 12
22, 23, 20, 21
33, 30, 31, 32
00, 01, 02, 03
31, 32, 33, 30
11, 12, 13, 10
22, 23, 20, 21
33, 30, 31, 32
00, 01, 02, 03
31, 32, 33, 30
02, 03, 00, 01
13, 10, 11, 12
20, 21, 22, 23

【図 14】

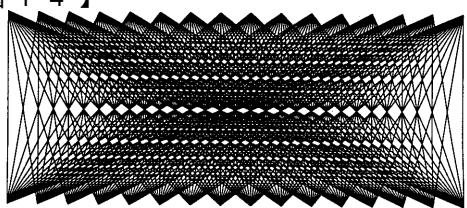
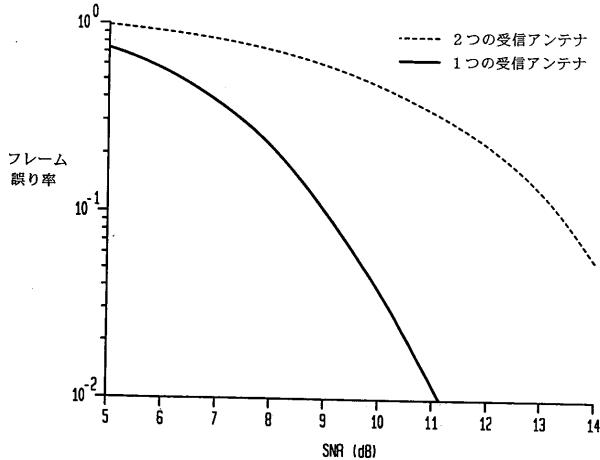


FIG. 14

00, 01, 02, 03, 04, 05, 06, 07, 08, 09, 010, 013, 014, 015
 110, 111, 112, 113, 114, 115, 116, 117, 118, 119, 1110, 1111, 1112, 1113, 1114, 1115
 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 210, 211, 212, 213, 214, 215
 90, 91, 92, 93, 94, 95, 96, 97, 98, 99, 910, 911, 912, 913, 914, 915
 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 410, 411, 412, 413, 414, 415
 150, 151, 152, 153, 154, 155, 156, 157, 158, 159, 1510, 1511, 1512, 1513, 1514, 1515
 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 610, 611, 612, 613, 614, 615
 130, 131, 132, 133, 134, 135, 136, 137, 138, 139, 1310, 1311, 1312, 1313, 1314, 1315
 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 810, 811, 812, 813, 814, 815
 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 310, 311, 312, 313, 314, 315
 100, 101, 102, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 109, 1010, 1011, 1012, 1013, 1014, 1015
 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 110, 111, 112, 113, 114, 115
 120, 121, 122, 123, 124, 125, 126, 127, 128, 129, 1210, 1211, 1212, 1213, 1214, 1215
 70, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 710, 711, 712, 713, 714, 715
 140, 141, 142, 143, 144, 145, 146, 147, 148, 149, 1410, 1411, 1412, 1413, 1414, 1415
 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 510, 511, 512, 513, 514, 515

【図 15】

FIG. 15



【図 16】

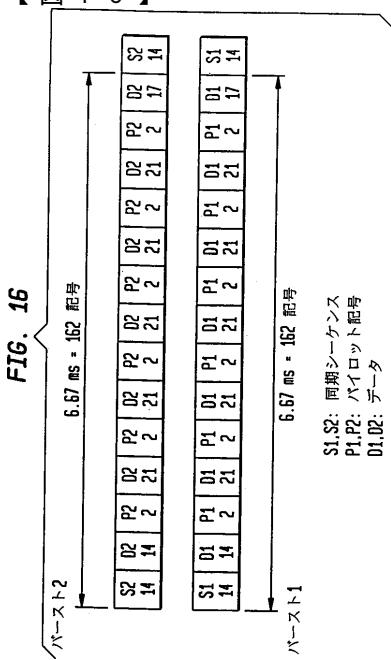


FIG. 16

【図 17】

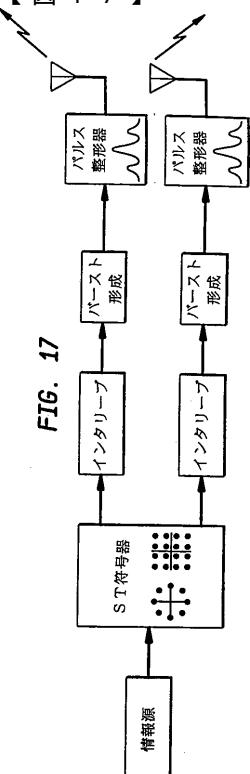
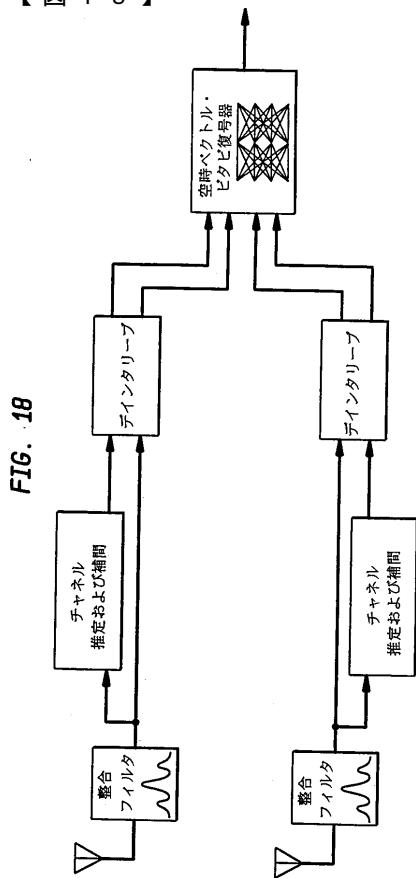
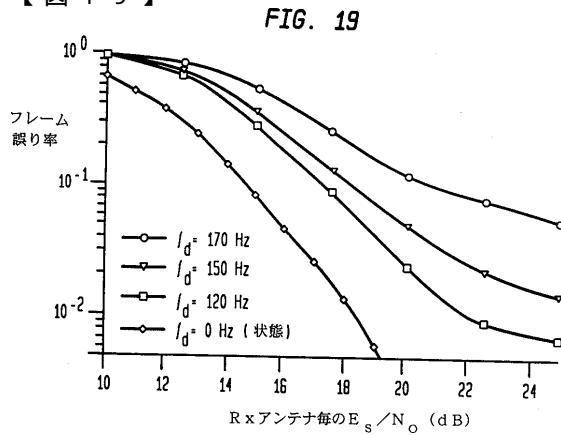


FIG. 17

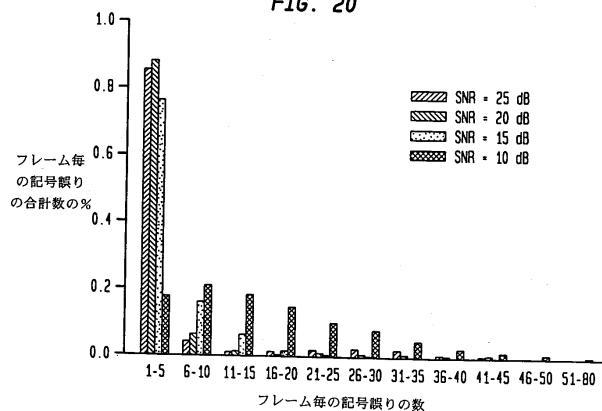
【図 18】



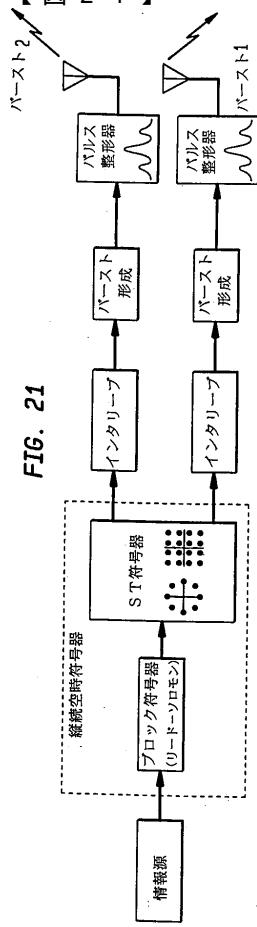
【図 19】



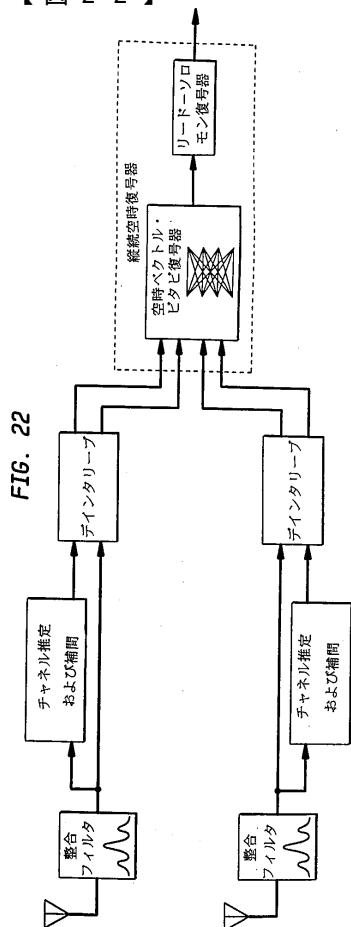
【図 20】



【図 21】

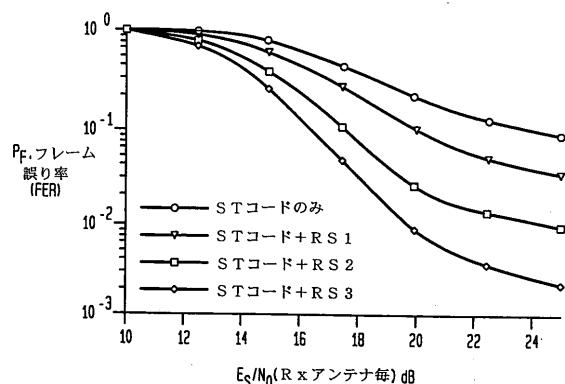


【図 22】



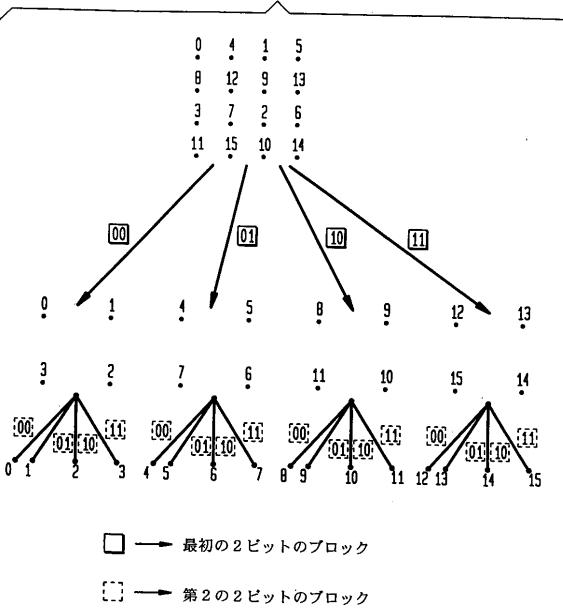
【図23】

FIG. 23



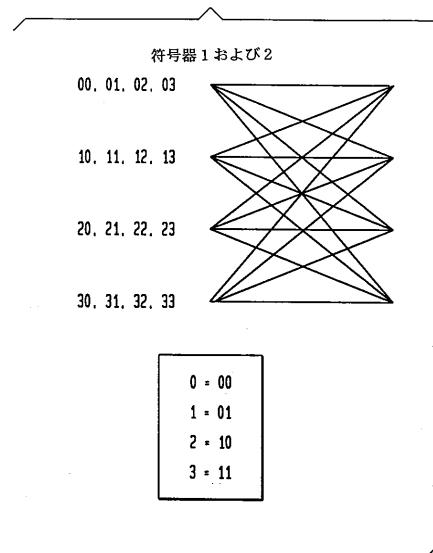
【図24】

FIG. 24



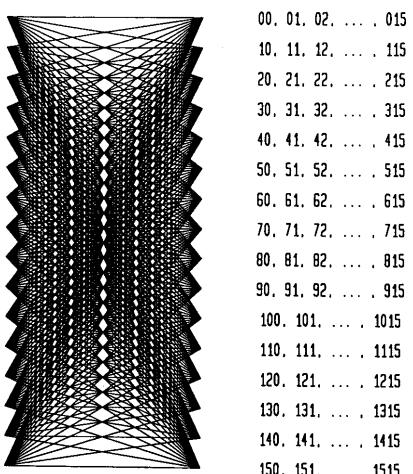
【図25】

FIG. 25

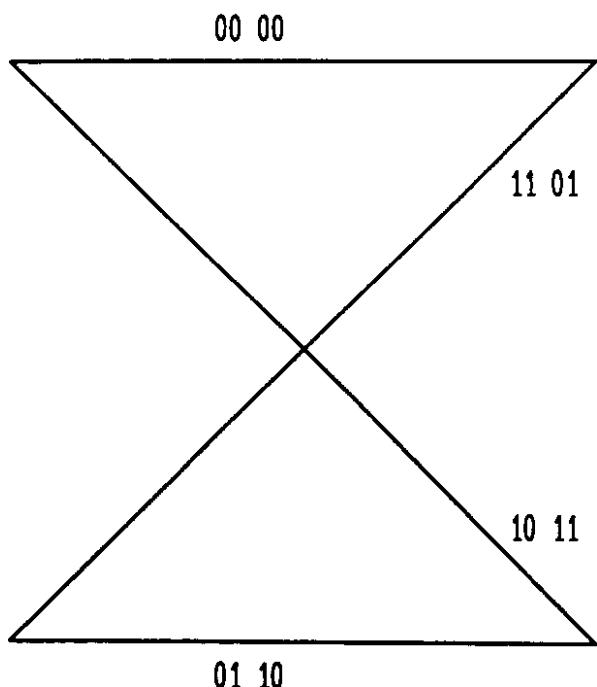


【図26】

FIG. 26



【図 27A】

FIG. 27A

【図 27B】

FIG. 27B

00 00 00
01 11 10
02 22 20
03 33 30

10 03 03
11 10 13
12 21 23
13 32 33

20 02 02
21 13 12
22 20 22
23 31 32

30 01 01
31 12 11
32 23 21
33 30 31

フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
H 0 4 L 27/20 (2006.01) H 0 4 L 27/20 Z

(74)代理人 弁理士 藤野 育男
(74)代理人 弁理士 越智 隆夫
(74)代理人 弁理士 本宮 照久
(74)代理人 弁理士 高梨 憲通
(74)代理人 弁理士 朝日 伸光
(74)代理人 弁理士 高橋 誠一郎
(74)代理人 弁理士 吉澤 弘司
(72)発明者 カルダーバンク, アーサー アール.
アメリカ合衆国 0 8 5 4 0 ニュージャーシィ, プリンストン, ワースズ ミル レーン 8 5
(72)発明者 セシャドリ, ナムビラジヤン
アメリカ合衆国. 0 7 9 2 8 ニュージャーシィ, カザム, ヴァン ホートン アヴェニュー 8
8
(72)発明者 タロク, ヴァヒド
アメリカ合衆国. 0 7 9 4 0 ニュージャーシィ, マディソン, メイン ストリート 2 5 5
(72)発明者 ナギュイブ, アイマン エフ.
アメリカ合衆国. 0 7 9 7 4 ニュージャーシィ, ニュープロヴィデンス, スプリングフィールド
アヴェニュー 1 7 0 1

審査官 原田 聖子

(56)参考文献 特開平06-021856(JP, A)
特開平06-037683(JP, A)
特開昭58-015341(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/06
H03M 13/15
H04B 7/005
H04B 7/08
H04L 27/18
H04L 27/20