

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4741495号
(P4741495)

(45) 発行日 平成23年8月3日(2011.8.3)

(24) 登録日 平成23年5月13日(2011.5.13)

(51) Int.Cl.	F I	
HO4J 99/00 (2009.01)	HO4J 15/00	
HO4L 1/18 (2006.01)	HO4L 1/18	
HO4B 7/04 (2006.01)	HO4B 7/04	
HO4B 7/06 (2006.01)	HO4B 7/06	
HO4B 7/08 (2006.01)	HO4B 7/08	D

請求項の数 38 (全 41 頁)

(21) 出願番号	特願2006-526329 (P2006-526329)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成16年9月9日(2004.9.9)		クォアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2007-509511 (P2007-509511A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成19年4月12日(2007.4.12)		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(86) 国際出願番号	PCT/US2004/029648		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開番号	W02005/025117		ハウス・ドライブ 5775
(87) 国際公開日	平成17年3月17日(2005.3.17)	(74) 代理人	100091351
審査請求日	平成19年9月5日(2007.9.5)		弁理士 河野 哲
(31) 優先権主張番号	60/501,777	(74) 代理人	100088683
(32) 優先日	平成15年9月9日(2003.9.9)		弁理士 中村 誠
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100108855
(31) 優先権主張番号	60/531,391		弁理士 蔵田 昌俊
(32) 優先日	平成15年12月18日(2003.12.18)	(74) 代理人	100075672
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 峰 隆司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 MIMO通信システムにおけるインクリメンタル冗長度送信

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線多重入力多重出力(MIMO)通信システムにおいてインクリメンタル冗長度(IR)送信を実行する方法において、

送信機における複数の送信アンテナと受信機における複数の受信アンテナとの間のMIMOチャネル上のデータ送信に関する選択されたレートを取得することと、

前記選択されたレートに従ってデータパケットを処理し、複数のシンボルブロックを得ることと、ここににおいて各シンボルブロックは前記データパケットに関する異なる符号化された情報を含む、

前記データパケットが前記受信機により正しくリカバーされるまでまたは前記複数のシンボルブロックのすべてが送信されるまで、一度に1つのシンボルブロックの割合で、前記複数のシンボルブロックの少なくとも1つを送信することと、ここににおいて、各送信されたシンボルブロックは前記送信機において前記複数の送信アンテナの全てから送信される、

を備えた方法。

【請求項2】

前記選択されたレートを取得することは、前記送信機により選択されたレートを前記受信機から受信することを具備する、請求項1の方法。

【請求項3】

前記処理は、

符号化されたパケットを得るために前記選択されたレートによって示されたコーディングスキームに従って前記データパケットを符号化することと、

前記符号化されたパケットを複数の符号化されたサブパケットに分割することと、

前記選択されたレートにより示される変調スキームに従って前記複数の符号化されたサブパケットを変調し、前記複数のシンボルブロックを得ることと、
を含む、請求項 1 の方法。

【請求項 4】

前記コーディングスキームはターボコードを具備し、前記データパケットに関するシステムティックビットを具備する第 1 のシステムブロックは、前記複数のシンボルブロックの中で最初に送信される、請求項 3 の方法。

10

【請求項 5】

前記データパケットに関する否定応答 (N A K) を受信することと、

前記 N A K を受信することに応答して前記複数のシンボルブロックの残りのシンボルブロックの中で次のシンボルブロックを送信することと、
をさらに備えた、請求項 1 の方法。

【請求項 6】

前記 M I M O システムは、直交周波数分割多重 (O F D M) を利用し、前記複数のシンボルブロックの各々は、前記シンボルブロックが送信に関して選択されるなら、前記複数の送信アンテナの複数のサブバンドから送信される、請求項 1 の方法。

【請求項 7】

20

少なくとも 2 つのデータパケットは、前記選択されたレートに従って各々処理され、各データパケットに関してシンボルブロックの 1 つのグループの割合で、シンボルブロックの少なくとも 2 つのグループを取得し、前記少なくとも 2 つのデータパケットに関する少なくとも 2 つのシンボルブロックは、前記複数の送信アンテナから前記複数の受信アンテナへ同時に送信される、請求項 1 の方法。

【請求項 8】

前記 M I M O システムは、直交周波数分割多重 (O F D M) を利用し、前記少なくとも 2 つのデータパケットに関する前記少なくとも 2 つのシンボルブロックの各々は複数のサブバンドおよび前記複数の送信アンテナにわたって対角線上に送信される、請求項 7 の方法。

30

【請求項 9】

前記 M I M O システムは、直交周波数分割多重 (O F D M) を利用し、Np のデータパケットは各々選択されたレートに従って処理され、各データパケットに関してシンボルブロックの 1 つのグループの割合でシンボルブロックの Np のグループを取得する、ここにおいて、Np は 1 以上であり、前記 M I M O チャネルのランクに基づいて選択され、前記 Np のデータパケットに関する Np のシンボルブロックは、複数のサブバンドおよび前記複数の送信アンテナにわたって対角線上に同時に送信される、請求項 1 の方法。

【請求項 10】

無線多重入力多重出力 (M I M O) 通信システムにおいてインクリメンタル冗長度 (I R) 送信を実行するように機能的に作用する送信機において、

40

前記送信機における複数の送信アンテナと、前記受信機における複数の受信アンテナとの間の M I M O チャネル上のデータ送信に関する選択されたレートを取得し、

前記選択されたレートに従ってデータパケットを処理し、複数のシンボルブロックを取得する、ここにおいて各シンボルブロックは前記データパケットに関する異なる符号化された情報を含む、

ように機能的に作用する送信データプロセッサと、

前記データパケットが前記受信機により正しくリカバーされるまでまたは前記複数のシンボルブロックのすべてが送信されるまで、一度に 1 つのシンボルブロックの割合で前記複数のシンボルブロックの少なくとも 1 つの送信を開始する、

ように機能的に作用するコントローラと、

50

を備え、

各送信されたシンボルブロックは、前記送信機において、前記複数の送信アンテナのすべてから送信される、送信機。

【請求項 1 1】

前記送信データプロセッサは、

前記選択されたレートにより示されるコーディングスキームに従って前記データパケットを符号化し、符号化されたパケットを取得し、

前記符号化されたパケットを複数の符号化されたサブパケットに分割し、

前記選択されたレートにより示される変調スキームに従って前記複数の符号化されたサブパケットを変調し、前記複数のシンボルブロックを取得する、
ように機能的に作用する、請求項 1 0 の送信機。

10

【請求項 1 2】

送信されるシンボルブロックを受信し、出力シンボルを前記複数の送信アンテナに供給するように機能的に作用する送信空間プロセッサをさらに備えた、請求項 1 0 の送信機。

【請求項 1 3】

無線多重入力多重出力 (MIMO) 通信システムにおいてインクリメンタル冗長度 (IR) 送信を実行するように機能的に作用する装置において、

送信機における複数の送信アンテナと、受信機における複数の受信アンテナとの間の MIMO チャンネル上のデータ送信に関する選択されたレートを取得する手段と、

20

前記選択されたレートに従ってデータパケットを処理し、複数のシンボルブロックを取得する手段と、ここにおいて、各シンボルブロックは前記データパケットに関する異なる符号化された情報を含む、

前記データパケットが前記受信機において正しくリカバーされるまで、または前記複数のシンボルブロックのすべてが送信されるまで、一度に 1 つのシンボルブロックの割合で、前記複数のシンボルブロックの少なくとも 1 つを送信する手段と、
を備え、

各送信されたシンボルブロックは、前記送信機において前記複数の送信アンテナのすべてから送信される、装置。

【請求項 1 4】

30

前記処理する手段は、

前記選択されたレートにより示されるコーディングスキームに従って前記データパケットを符号化し、符号化されたパケットを得る手段と、

前記符号化されたパケットを複数の符号化されたサブパケットに分割する手段と、

前記選択されたレートにより示される変調スキームに従って前記複数の符号化されたサブパケットを変調し、前記複数のシンボルブロックを得る手段と、
を含む、請求項 1 3 の装置。

【請求項 1 5】

無線多重入力多重出力 (MIMO) 通信システムにおいてインクリメンタル冗長度 (IR) 送信を受信する方法において、

40

データパケットのための検出されたシンボルのブロックを得ることと、ここにおいて、前記検出されたシンボルブロックは、送信機において複数の送信アンテナから送信され、受信機において複数の受信アンテナにより受信されるデータシンボルブロックの推定値であり、前記データシンボルブロックは、選択されたレートに基づいて前記データパケットに関して発生された複数のデータシンボルブロックの 1 つであり、各データシンボルブロックは前記データパケットに関する異なる符号化された情報を含み、1 つのデータシンボルブロックは、前記複数の送信アンテナのすべてから一度に送信される、

前記データパケットに関して取得されたすべての検出されたシンボルブロックをデコードし、デコードされたパケットを供給することと、

前記デコードされたパケットが正しいかまたはエラーかを決定することと、

50

前記デコードされたパケットがエラーなら、前記複数のデータシンボルブロックの別のデータシンボルブロックに関して、前記取得すること、前記デコードすること、および前記決定することを反復することと、
を備えた方法。

【請求項 16】

前記データシンボルブロックに関して受信されたシンボルの 1 ブロックを得ることと、
前記受信されたシンボルブロックを検出し、前記検出されたシンボルブロックを得ることと、
をさらに備えた、請求項 15 の方法。

【請求項 17】

前記検出は、最小平均二乗誤差 (M M S E) 検出器、または最大比結合 (M R C) 検出器、またはリニアゼロフォーシング (Z F) 検出器、またはそれらの組み合わせに基づく、請求項 16 の方法。

【請求項 18】

前記デコードされたパケットが正しいならまたは前記データパケットに関する前記複数のデータシンボルブロックが送信されたなら、前記取得すること、前記デコーディングすること、および前記決定することを終了することをさらに備えた、請求項 15 の方法。

【請求項 19】

前記デコードされたパケットが正しいなら前記データシンボルブロックに関して ACK レジメント (A C K) を送信し、前記デコードされたパケットがエラーなら否定応答 (N A K) を送信することをさらに具備する、請求項 15 の方法。

【請求項 20】

前記複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナとの間の M I M O チャンネルに関するチャンネル推定値を得ることと、

前記チャンネル推定値に基づいて、前記レートを選択することと、
をさらに備えた、請求項 15 の方法。

【請求項 21】

前記レートを選択することは、
前記複数の送信アンテナの各々に関する信号対雑音および干渉比 (S N R) 推定値を導き出すことと、

前記複数の送信アンテナに関する S N R 推定値に基づいて前記複数の送信アンテナに関する平均スペクトル効率を決定することと、

前記複数の送信アンテナに関する前記平均スペクトル効率に基づいて前記レートを決定することと、
を含む、請求項 20 の方法。

【請求項 22】

前記レートを選択することは、
前記複数の送信アンテナの各々に関する信号対雑音および干渉比 (S N R) 推定値を導き出すことと、

前記複数の送信アンテナに関する S N R 推定値に基づいて平均 S N R を計算することと

、
バックオフファクターを決定することと、

前記平均 S N R および前記バックオフファクターに基づいて前記レートを決定することと、
を含む、請求項 20 の方法。

【請求項 23】

無線多重入力多重出力 (M I M O) 通信システムにおいてインクリメンタル冗長度 (I R) 送信を受信するように機能的に作用する受信機において、

データパケットに関する検出されたシンボルの 1 ブロックを取得し、ここにおいて、前記検出されたシンボルブロックは、送信機において複数の送信アンテナから送信され、前

10

20

30

40

50

記受信機において複数の受信アンテナにより受信された1データシンボルブロックの推定値であり、前記データシンボルブロックは、選択されたレートに基づいて、前記データパケットに関して発生された複数のデータシンボルブロックの1つであり、各データシンボルブロックは前記データパケットに関する異なる符号化された情報を含み、1つのデータシンボルブロックは、前記複数の送信アンテナのすべてから一度に送信される、

前記データパケットに関して得られたすべての検出されたシンボルブロックをデコードし、デコードされたパケットを供給し、

前記デコードされたパケットが正しいかまたはエラーかを決定する、
ように機能的に作用する受信データプロセッサと、

前記デコードされたパケットがエラーなら、検出されたシンボルの新しいブロックを得ることと、すべての検出されたシンボルブロックをデコードすることと、前記デコードされたパケットが正しいかまたはエラーかを決定することを反復するように前記受信データプロセッサに命令するように機能的に作用するコントローラと、
を備えた受信機。

【請求項24】

前記データシンボルブロックに関する受信されたシンボルの1ブロックを得、前記受信されたシンボルブロックを検出して前記検出されたシンボルブロックを得るように機能的に作用する検出器をさらに備えた、請求項23の受信機。

【請求項25】

前記複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナとの間のMIMOチャネルに関するチャンネル推定値を得るように機能的に作用するチャンネル推定器と、

前記チャンネル推定値に基づいて、前記レートを選択するように機能的に作用するレート選択器と、

をさらに備えた、請求項23の受信機。

【請求項26】

無線多重入力多重出力(MIMO)通信システムにおいてインクリメンタル冗長度(IR)送信を受信するための装置において、

1データパケットに関して検出されたシンボルの1ブロックを取得する手段、
ここにおいて、前記検出されたシンボルブロックは、送信機における複数の送信アンテナから送信され、受信機における複数の受信アンテナにより受信される1データシンボルブロックの推定値であり、前記データシンボルブロックは、選択されたレートに基づいて、前記データパケットに関して発生された複数のデータシンボルブロックの1つであり、各データシンボルブロックは、前記データパケットの異なる符号化された情報を含み、1つのデータシンボルブロックは、前記複数の送信アンテナのすべてから一度に送信される、

前記データパケットに関して取得されたすべての検出されたシンボルブロックをデコードし、デコードされたパケットを得る手段と、

前記デコードされたパケットが正しいかまたはエラーかを決定する手段と、

前記デコードされたパケットがエラーなら、前記複数のデータシンボルの他のデータシンボルに関して前記取得すること、前記デコーディングすること、および前記決定することを反復する手段と、

を備えた装置。

【請求項27】

前記データシンボルブロックに関して受信されたシンボルの1ブロックを取得する手段と、

前記受信したシンボルブロックを検出し前記検出されたシンボルブロックを取得する手段をさらに備えた、請求項26の装置。

【請求項28】

無線多重入力多重出力(MIMO)通信システムにおいてインクリメンタル冗長度(IR)送信を受信する方法において、

データパケットに関する受信されたシンボルの1ブロックを受信することと、ここにお

10

20

30

40

50

いて、前記受信されたシンボルブロックは、送信機において複数の送信アンテナから送信され、受信機において複数の受信アンテナにより受信された1データシンボルブロックに関するものであり、前記データシンボルブロックは、選択されたレートに基づいて、前記データパケットに関して発生された複数のデータシンボルブロックの1つであり、各データシンボルブロックは、前記データパケットに関する異なる符号化された情報を含む、

前記データパケットに関して受信されたすべての受信されたシンボルブロックを検出し、各受信されたシンボルブロックに関して1つの検出されたシンボルブロックの割合で検出されたシンボルブロックを取得することと、

前記データパケットに関して前記検出されたシンボルブロックをデコードし、デコーダフィードバック情報を取得することと、

複数の反復のために前記検出およびデコーディングを実行する、ここにおいて、現在の反復のための前記デコーディングからの前記デコーダフィードバック情報は、次の反復のための前記検出により使用されることと、

前記複数の反復の中で最後の反復のための前記デコーディングからの出力に基づいてデコードされたパケットを発生することと、
を備えた方法。

【請求項29】

前記デコードされたパケットが正しいかまたはエラーかを決定することと、

前記デコードされたパケットがエラーであり、前記複数のデータシンボルブロックのすべてが送信されなかったなら、前記複数のデータシンボルブロックの他のデータシンボルブロックに関して、前記受信すること、前記検出すること、前記デコーディングすること、前記実行すること、および前記発生することを反復することと、
をさらに備えた請求項28の方法。

【請求項30】

前記複数の送信アンテナと前記複数の受信アンテナとの間のMIMOチャネルに関するチャネル推定値を取得することと、

前記チャネル推定値に基づいて、前記レートを選択することと、
をさらに備えた、請求項28の方法。

【請求項31】

前記検出することは、最小平均二乗誤差(MMSE)検出器、または最大比結合(MRC)検出器、またはゼロフォーシング(ZF)検出器またはそれらの組み合わせに基づく、請求項28の方法。

【請求項32】

前記MMSE検出器は、Nの反復のために前記検出することに使用され、前記MRC検出器またはZF検出器は、Nの反復の後の前記検出することに使用される、ここにおいて、Nは1またはそれより大きい、請求項31の方法。

【請求項33】

無線多重入力多重出力(MIMO)通信システムにおいてインクリメンタル冗長度(IR)送信を受信するように機能的に作用する受信機において、

データパケットに関して受信されたシンボルの1ブロックを受信し記憶するように機能的に作用するバッファと、ここにおいて、前記受信されたシンボルブロックは、送信機において複数の送信アンテナから送信され、受信機において複数の受信アンテナにより受信されるデータシンボルブロックに関するものであり、前記データシンボルブロックは、選択されたレートに基づいて、前記データパケットに関して発生された複数のデータシンボルブロックの1つであり、各データシンボルブロックは、前記データパケットに関する異なる符号化された情報を含む、

前記データパケットに関するすべての受信されたシンボルブロックを検出し、各受信されたシンボルブロックに関して1つの検出されたシンボルブロックの割合で検出されたシンボルブロックを得るように機能的に作用する検出器と、

前記データパケットに関するすべての検出されたシンボルブロックをデコードし、デコ

10

20

30

40

50

ーダフィードバック情報を取得するように機能的に作用するデコーダーと、ここにおいて、前記検出器およびデコーダーは、複数の反復に関して検出およびデコーディングを実行するように機能的に作用し、現在の反復に関して前記デコーダーからの前記デコーダーフィードバック情報は、次の反復に関して前記検出器により使用され、デコードされたパケットは、前記複数の反復の中で最後の反復に関して前記デコーダーからの出力に基づいて発生される、

を備えた装置。

【請求項 3 4】

前記デコードされたパケットがエラーであり、前記複数のデータシンボルブロックのすべてが送信されなかったなら、前記複数のデータシンボルブロックの別のデータシンボルブロックに関する別の受信されたシンボルブロックを受信して記憶するように前記バッファに命令し、前記データパケットに関して受信されたすべての受信されたシンボルブロックについて検出とデコーディングを実行し、デコードされたパケットを取得するように前記検出器と前記デコーダに命令するコントローラをさらに備えた、請求項 3 3 の受信機

10

【請求項 3 5】

無線多重入力多重出力 (MIMO) 通信システムにおいてインクリメンタル冗長度 (IR) 送信を受信するための装置において、

データパケットに関して受信されたシンボルの 1 ブロックを受信する手段と、ここにおいて、前記受信されたシンボルブロックは、送信機において複数の送信アンテナから送信され、受信機において複数の受信アンテナにより受信される 1 データシンボルブロックに関するものであり、前記データシンボルブロックは、選択されたレートに基づいて、前記データパケットに関して発生された複数のデータシンボルブロックの 1 つであり、各データシンボルブロックは前記データパケットに関する異なる符号化された情報を含む、

20

前記データパケットに関して、すべての受信されたシンボルブロックを検出し、各受信されたシンボルブロックに関して 1 つの検出されたシンボルブロックの割合で、検出されたシンボルブロックを取得する手段と、

前記データパケットに関してすべての検出されたシンボルブロックをデコードし、デコーダーフィードバック情報を得る手段と、

複数の反復に関して前記検出と前記デコーディングを実行する手段と、ここにおいて、前記現在の反復に関して、前記デコーディングからの前記デコーダーフィードバック情報は、次の反復に関して前記検出により使用される、

30

前記複数の反復の中で最後の反復に関して前記デコーディングからのデコーダー出力に基づいてデコードされたパケットを発生する手段と、

を備えた装置。

【請求項 3 6】

前記デコードされたパケットが正しいかまたはエラーかどうかを決定する手段と、

前記デコードされたパケットがエラーであり、前記複数のデータシンボルブロックのすべてが送信されなかったなら、前記複数のデータシンボルブロックの別のデータシンボルブロックに関して、前記受信すること、前記検出すること、前記デコーディングすること、前記実行すること、および前記発生することを反復する手段と、

をさらに備えた、請求項 3 5 の装置。

40

【請求項 3 7】

無線多重入力多重出力 (MIMO) 通信システムにおいてデータ送信を受信する方法において、

データパケットに関して受信されたシンボルを検出し、検出されたシンボルを得ることと、

前記検出されたシンボルをデコードし、デコーダーフィードバック情報を得ることと、

複数の反復に関して前記検出と前記デコーディングを実行することと、ここにおいて、現在の反復に関して前記デコーディングからの前記デコーダーフィードバック情報は、次

50

の反復に関して前記検出により使用され、前記検出は、第1のNの反復に関する最小平均二乗誤差(MMSE)検出器に基づいて、ここにおいて、Nは1またはそれより大きい、前記複数の反復の残りの反復に関して最大比結合(MRC)検出器またはリニアゼロフォーシング(ZF)検出器に基づいて、実行されることと、

前記複数の反復の中で最後の反復に関して前記デコーディングからの別の出力に基づいて、デコードされたパケットを発生することと、
を備えた方法。

【請求項38】

Nは1に等しい、請求項37の方法。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

35U.S.C.119に基づく優先権の主張

本出願は、参照することによりその全体が組み込まれる、2003年9月9日出願された米国仮出願シリアル番号第60/501,777および2003年12月19日出願された米国仮出願シリアル番号第60/531,391の優先権を主張する。

【0002】

この発明は一般に、通信に関し、特に、多重入力多重出力(MIMO)通信システムにおいてデータを送信するための技術に関する。

【背景技術】

20

【0003】

MIMOシステムはデータ送信のために複数の(N_T)送信アンテナおよび複数の(N_R)受信アンテナを使用し、(N_T, N_R)システムとして表示される。 N_T 送信および N_R 受信アンテナによって形成されたMIMOチャネルは、 N_S の空間チャネルに分解してもよい。但し、 $N_S = \min\{N_T, N_R\}$ である。 N_S の空間チャネルが複数の送信および受信アンテナにより作られ、受信アンテナがデータ送信のために使用されるなら、MIMOシステムは、増加した送信能力を提供することができる。

【0004】

MIMOシステムでの主な課題は、チャネル条件に基づいてデータ送信のための適切なレートを選択することである。「レート」は、特定のデータレートまたは情報ビットレート、特定のコーディングスキーム、特定の 변調スキーム、特定のデータパケットサイズ等を示してもよい。レート選択の目的は、特定のパケットエラーレート(例えば、1%PER)により定量化してもよい、ある品質目標を満足しながら、 N_S の空間チャネル上のスループットを最大化することである。

30

【0005】

MIMOチャネルの送信容量は、 N_S の空間チャネルにより得られる信号対雑音および干渉比(SNRs)に依存する。SNRは、チャネル条件に順番に依存する。1つの一般的なMIMOシステムにおいて、送信機は、静的MIMOチャネルのモデルに基づいて選択されるレートに従ってデータを符号化し、変調し、送信する。モデルが正確であり、かつMIMOチャネルが相対的に静的(すなわち、時間に対して変化しない)なら、良好な性能を得ることができる。他の従来のMIMOシステムにおいて、受信機はMIMOチャネルを推定し、チャネル推定に基づいた適切なレートを選択し、送信器へ選択されたレートを送る。次に、送信機は選択されたレートに従ってデータを処理し送信する。このシステムの性能は、MIMOチャネルの性質およびチャネル推定の精度に依存する。

40

【0006】

上述した両方の従来のMIMOシステムの場合、送信機は典型的にそのデータパケットのために選択されたレートで各データパケットを処理し送信する。受信機は、送信器によって送信された各データパケットをデコードし、パケットが正しくあるいはエラーでデコードされたかどうかを決定する。パケットが正しくデコードされるなら受信機は、ACKレジメント(ACK)を返送してもよく、またはパケットがエラーでデコードされるなら

50

、否定応答（NAK）を返送してもよい。送信器は、そのパケットに対して受信機からNAKを受信すると、その全体において、受信機によりエラーでデコードされた各データパケットを再送信してもよい。

【0007】

上述した両方のMIMOシステムの性能は、レート選択の精度に高度に依存する。データパケットのための選択されたレートがあまりにも控えめなら（例えば、実際のSNRはSNR推定値よりはるかに良いので）、データパケットを送信するために過度のシステムリソースが消費され、チャネル容量は十分に利用されない。反対に、データパケットのための選択されたレートがあまりにも積極的なら、パケットは受信機によりエラーでデコードされるかもしれず、システムリソースは、データパケットを再送信するために消費されるかもしれない。MIMOシステムのためのレート選択は、（1）MIMOチャネルのためのチャネル推定におけるより大きな複雑さおよび（2）MIMOチャネルの複数の空間チャネルの時間変化する独立した性質のために手腕を問われている。

10

【0008】

それゆえ、MIMOシステムにおいてデータを効率的に送信し、良好な性能を得るために正確なレート選択を必要としないための技術のための技術的必要性がある。

【発明の概要】

【0009】

技術は、MIMOシステムでのインクリメンタルな冗長度（IR）送信を行なうためにここに提供される。最初に、MIMOシステムにおける受信機あるいは送信機はMIMOチャネルを推定し、MIMOチャネル上のデータ送信に適切なレートを選択する。受信機がレート選択を実行するなら、送信機には選択されたレートが供給される。

20

【0010】

送信機は、選択されたレートに基づいてデータパケットを処理し（例えば、符号化し、分割し、インターリーブし、変調する）、データパケットのための複数（ N_B ）のデータシンボルブロックを得る。第1のデータシンボルブロックは、好ましいチャネル条件下で、受信機がデータパケットをリカバーすることを可能にするために十分な情報を典型的に含む。残りのデータシンボルブロックの各々は、それほど好ましくないチャネル条件下で、受信機がデータパケットをリカバー可能にするためにさらなる冗長度を含む。

30

【0011】

送信機は、第1のデータシンボルブロックを N_T の送信アンテナから受信機におけるNRの受信アンテナに送信する。その後送信機は、データパケットが受信機により正しくリカバーされるまで、または N_B ブロックのすべてが送信されるまで、一度に1つのブロックの割合で、 N_B データシンボルブロックの残りのブロックを送信する。

【0012】

N_p のデータパケットのための複数（ N_p ）のデータシンボルブロックが N_T の送信アンテナから同時に送信されるなら、送信機は、 N_p のデータパケットが類似のチャネル条件を経験するようにこれらの N_p のデータシンボルブロックをさらに処理する。

【0013】

これは、MIMOチャネルを介して同時に送信されるすべてのデータパケットに単一のレートが使用されることを可能にする。

40

【0014】

受信機は、送信機により送信される各データシンボルブロックのための受信されたシンボルブロックを得る。受信機は、各受信されたシンボルブロックを「検出」し、対応するデータシンボルブロックの推定値である、検出されたシンボルブロックを得る。

【0015】

次に、受信機は、データパケットに対して得られるすべての検出されたシンボルブロックを処理し（例えば、復調し、デインターリーブし、再アセンブルし、およびデコードする）、デコードされたパケットを供給する。受信機は、デコードされたパケットが正しくデコードされたならACKを返送してもよく、デコードされたパケットがエラーなら、NA

50

Kを返送してもよい。デコードされたパケットがエラーなら、送信機により送信される別のデータシンボルブロックに対して別の受信されたシンボルブロックが得られるとき、受信機は処理を反復する。

【0016】

また、受信機は、反復検出およびデコーディング（IDD）スキームを用いてデータパケットをリカバーしてもよい。IDDスキームの場合、データパケットに対して新しい受信されたシンボルブロックが得られるときはいつでも、すべての受信されたシンボルブロックに関して検出とデコーディングが複数（ N_{dd} ）回反復的に実行され、デコードされたパケットを得る。検出器はすべての受信されるシンボルブロックに対して検出を実行し、検出されたシンボルブロックを提供する。デコーダーはすべての検出されたシンボルブロックに対してデコーディングを実行し、次の反復において検出器により使用される演繹的情報をデコーダーに供給する。デコードされたパケットは最後の反復のためにデコーダー出力に基づいて生成される。

10

【0017】

この発明の種々の観点および実施形態は、以下にさらに詳細に記載される。

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

本発明の特徴、性質及び利点は、類似による参照文字が相応して、全体で特定する図面と関連して解釈されるときに後述される詳細な説明からさらに明らかになるであろう。

【0019】

ここで使用される「例示」という用語は、「例、インスタンス、または例証」として機能することを意味する。「例示」としてここに記載される任意の実施形態または設計は、他の実施形態または設計に対して好適である、または利点があるとして必ずしも解釈されるべきでない。

20

【0020】

N_s の空間チャネルを有したMIMOシステムの場合、 N_p のデータパケットは、 N_T の送信アンテナから同時に送信してもよい。但し、 $1 \leq N_p \leq N_s$ である。 N_p の値にかかわらず、単一のレートをすべての同時に送信されたデータパケットに対して使用してもよい。単一レートの使用は、MIMOシステムにおける送信機と受信機の両方における処理を簡単化することができる。

30

【0021】

図1は、IR送信を実施するMIMOシステム100における送信機110と受信機150のブロック図を示す。送信機110において、TXデータプロセッサ120は、データソース112からデータパケットを受信する。TXデータプロセッサ120は、そのパケットのために選択されたレートに従って各データパケットを処理し（例えば、フォーマット化し、符号化し、分割し、インターリーブし、および変調する）パケットのためのデータシンボルのNBブロックを得る。但し $N_B > 1$ であり、選択されたレートに依存していてもよい。各データパケットのための選択されたレートは、コントローラ140により供給される種々の制御により示される、そのパケットのためのデータレート、コーディングスキームまたはコーディングレート、変調スキーム、パケットサイズ、データシンボルブロック数、等を示してもよい。IR送信の場合、各データパケットのための N_B のデータシンボルブロックは、パケットが受信機150により正しくデコードされるまでまたはすべての N_B のデータシンボルブロックが送信されるまで、一度に1つのブロックの割合で送信される。

40

【0022】

TX空間プロセッサ130は、データシンボルブロックを受信し、1つのタイムスロット（または単に「スロット」）において N_T の送信アンテナから各データシンボルブロックを送信するための必要な処理を実行する。スロットはMIMOシステム100のための所定の時間期間である。以下に記載されるように、TX空間プロセッサ130は、マルチプレクシング、空間処理等を実行してもよい。スロット毎に、TX空間プロセッサ

50

ー 1 3 0 は、1つのデータシンボルブロックを処理し、必要に応じてパイロットシンボルに多重化し、送信シンボルの N_T のシーケンスを送信機ユニット (T M T R) 1 3 2 に供給する。各送信シンボルはデータシンボルのためであってもよいし、パイロットシンボルのためであってもよい。

【 0 0 2 3 】

送信機ユニット 1 3 2 は、 N_T の送信シンボルシーケンスを受信して条件付けし (例えば、アナログに変換し、周波数変換し、フィルタし、および増幅する)、 N_T の変調信号を得る。次に、各変調された信号は、それぞれの (図 1 に示していない) 送信アンテナから送信され、M I M O チャンネルを介して受信機 1 5 0 に供給される。M I M O チャンネルは、 H のチャンネル応答を備えた N_T の送信された信号を歪ませ、他の送信器からの付加白色ガウス雑音および恐らく干渉を備えた送信された信号をさらに劣化させる。

10

【 0 0 2 4 】

受信機 1 5 0 において、 N_T の送信された信号は、(図 1 に示していない) N_R の受信アンテナの各々により受信され、 N_R の受信アンテナからの N_R の受信された信号は、受信機ユニット (R C V R) 1 5 4 に供給される。受信機ユニット 1 5 4 は、各受信信号を条件付けし、デジタル化し、前処理し、スロット毎に受信されたシンボルのシーケンスを得る。受信機ユニット 1 5 4 は、 N_R の受信された (データのための) シンボルシーケンスを R X 空間プロセッサ 1 6 0 に供給し、(パイロットのための) 受信されたパイロットシンボルをチャンネル推定器 1 7 2 に供給する。R X 空間プロセッサ 1 6 0 は、各スロットのための N_R の受信されたシンボルシーケンスを処理し (例えば、検出し多重化する)、検出されたシンボルブロックを得る。これは、そのスロットに対して送信機 1 1 0 により送信されたデータシンボルブロックの推定値である。

20

【 0 0 2 5 】

R X データプロセッサ 1 7 0 は、リカバーされる (すなわち、「現在の」パケット) データパケットのために受信されたすべての検出されたシンボルブロックを受信し、選択されたレートに従って、これらの検出されたシンボルブロックを処理し (例えば、復調し、デインターリーブし、再アセンブルし、およびデコードする)、および送信機 1 1 0 により送信されるデータパケットの推定値であるデコードされたパケットを供給する。また、R X データプロセッサ 1 7 0 は、パケットが正しくデコードされたかまたはエラーでデコードされたかを示すデコードされたパケットのステータスを供給する。

30

【 0 0 2 6 】

チャンネル推定器 1 7 2 は、受信されたパイロットシンボルおよび / または受信されたデータシンボルを処理し、M I M O チャンネルのためのチャンネル推定値 (例えば、チャンネル利得推定値および S N R 推定値) を得る。レートセクター 1 7 4 はチャンネル推定値を受信し、受信機に送信される次のデータパケットのためのレートを選択する。コントローラ 1 8 0 はレートセクター 1 7 4 から選択されたレートおよび R X データプロセッサ 1 7 0 からのパケットステータスを受信し、送信機 1 1 0 のためのフィードバック情報をアセンブルする。フィードバック情報は、次のパケットのための選択されたレート、現在のパケットのための A C K または N A K 等を含んでもよい。フィードバック情報は、T X データ / 空間プロセッサ 1 9 0 により処理され、さらに送信機ユニット 1 9 2 により条件付けされ、フィードバックチャンネルを介して送信機 1 1 0 に送信される。

40

【 0 0 2 7 】

送信機 1 1 0 において、受信機 1 5 0 により送信される信号 (複数の場合もある) は、受信機ユニット 1 4 6 により受信され条件付けされ、さらに R X 空間 / データプロセッサ 1 4 8 により処理され、受信機 1 5 0 により送信されたフィードバック情報をリカバーする。コントローラ 1 4 0 は、リカバーされたフィードバック情報を受信し、選択されたレートを使用して受信機 1 5 0 に送信される次のデータパケットを処理し、A C K / N A K を用いて現在のパケットの I R 送信を制御する。

【 0 0 2 8 】

コントローラ 1 4 0 および 1 8 0 は、それぞれ送信機 1 1 0 および受信機 1 5 0 にお

50

ける動作を指示する。メモリユニット142および182は、それぞれコントローラ140および180によって使用されるプログラムコードおよびデータのための記憶装置を提供する。メモリユニット142および182は、図1に示すようにコントローラ140内部にあってよいし、これらのコントローラの外部にあってよい。図1に示される処理装置は、以下に詳細に記載される。

【0029】

図2は、MIMOシステムにおいてIR送信を送信しおよび受信するプロセス200のフロー図を示す。最初に、受信機は、送信機から受信したパイロットおよび/またはデータシンボルに基づいてMIMOチャネルを推定する(ステップ210)。受信機は、チャネル推定値に基づいてMIMOチャネル上のデータ送信のための単一レートを選択し、送信機に選択されたレートを送信する(ステップ212)。送信機は選択されたレートを受信し、選択されたレートに従ってデータパケットを符号化し、符号化されたパケットを得る(ステップ220)。次に、送信機は、符号化されたパケットを N_B のサブパケットに分割する。この場合、 N_B はまた選択されたレートにより決定してもよく、さらに各サブパケットを処理して対応するデータシンボルブロックを得てもよい(ステップ220)。送信機は、すべての N_B のデータシンボルブロックが送信されるまでまたはACKがデータパケットに対して受信機から受信されるまで N_T の送信アンテナから一度に1つのデータシンボルブロックを送信する(ステップ222)。

【0030】

受信機は、 N_R の受信アンテナを介して各送信されたデータシンボルブロックを受信する(ステップ230)。新しいデータシンボルブロックが受信される場合は常に、受信機は、データパケットのために受信されたすべてのデータシンボルブロックを検出しデコードする(ステップ232)。また、受信機は、パケットが正しく(良好に)デコードされるかどうかまたはエラーで(消去)されるかどうかを決定するためにデコードされたパケットをチェックする(ステップ232)。デコードされたパケットが消去される場合、受信機はNAKを送信機に返送することができる。送信機はこのフィードバックを用いてデータパケットのための次のデータシンボルブロックの送信を開始する。あるいは、ACKが受信機から受信されるまで、送信は一度に1つのデータシンボルブロックを送ることができる。受信機はNAKsを返送してもよいし、しなくてもよい。パケットが正しくデコードされる場合、あるいは N_B のデータシンボルブロックがすべてパケットに対して受信された場合、受信機は、データパケットのための処理を終了する(ステップ234)。

【0031】

図2は、MIMOシステムにおけるIR送信のための特定の実施形態を示す。IR送信は他の方法で実施してもよく、この発明の範囲内である。IR送信は、周波数分割多重(FDD)システムおよび時分割多重(TDD)システムの両方で実施してもよい。FDDシステムの場合、フォワードMIMOチャネルおよびフィードバックチャネルは異なる周波数帯域を使用し、異なるチャネル条件を観察する可能性がある。この場合、図2に示すように、受信機はフォワードMIMOチャネルを推定し、選択されたレートを返送することができる。TDDシステムの場合、フォワードMIMOチャネルおよびフィードバックチャネルは同じ周波数帯域を共有し、類似のチャネル条件を観察する可能性がある。この場合、送信機は、受信機により送信されたパイロットに基づいてMIMOチャネルを推定し、このチャネル推定値を用いて受信機へのデータ送信のためにレートを選択することができる。チャネル推定およびレート選択は、受信機、送信機または両方によって行なってもよい。

【0032】

図3は、MIMOシステムにおけるIR送信を図解する。受信機はMIMOチャネルを推定し、レート r_1 を選択し、選択したレートをスロット0において送信機に送信する。送信機は受信機から選択されたレートを受信し、選択されたレートに従ってデータパケット(パケット1)を処理し、スロット1においてデータパケットのための最初のデータシンボルブロック(ブロック1)を送信する。受信機は、第1のデータシンボルブロックを

受信し、検出し、復号し、パケット1がエラーでデコードされ、スロット2でNACKを送送することを決定する。送信機はスロット3においてNACKを受信し、パケット1のための第2のデータシンボルブロック(ブロック2)を送信する。受信機はブロック2を受信し、最初の2つのデータシンボルブロックを検出し、デコードし、パケット1がまだエラーでデコードされていて、スロット4でNACKを送送することを決定する。ブロック送信およびNACK応答は、任意の数の回数反復してもよい。図3に示される例において、送信機は、データシンボルブロック $Nx - 1$ に対してNACKを受信し、スロット m においてパケット1のためのデータシンボルブロック Nx を送信する。この場合、 Nx は、パケット1のためのブロックの合計数以下である。受信機は、パケット1のために受信されたすべての Nx のデータシンボルブロックを受信し、検出し、デコードし、パケットが正しくデコードされていることを決定し、スロット $m + 1$ においてACKを送送する。また、受信機はMIMOチャネルを推定し、次のデータパケットのためのレート $r2$ を選択し、選択されたレートをスロット $m + 1$ において送信機に送信する。送信機は、データシンボルブロック Nx に対してACKを受信し、パケット1の送信を終了する。また、送信機は、選択されたレートに従って、次のデータパケット(パケット2)を処理し、スロット $m + 2$ においてパケット2のための第1のデータシンボルブロック(ブロック1)を送信する。送信機と受信機における処理は、MIMOチャネルを介して送信された各パケットのための同じ方法で継続する。

【0033】

図3に示す実施形態の場合、各ブロック送信のための受信機からのACK/NACK応答のために1スロットの遅延がある。チャネル利用を改良するために、複数のデータパケットはインターレースされた方法で送信されてもよい。例えば、1つのトラフィックチャネルのためのデータパケットは、奇数のスロットで送信してもよく、別のトラフィックチャネルのためのデータパケットは、偶数スロットで送信してもよい。ACK/NACK遅延が1つのスロットより長い場合、3つ以上のトラフィックチャネルはインターレースされてもよい。

【0034】

1. 送信機

図4Aは、送信器110内のTXデータプロセッサ120の一実施形態のブロック図を示す。TXデータプロセッサ120は、データパケットを受信し、選択されたレートに基づいて各パケットを処理し、パケットのためのNBのデータシンボルブロックを供給する。図5は、TXデータプロセッサ120によって1つのデータパケットの処理を図解する。

【0035】

TXデータプロセッサ120内では、巡回冗長検査(CRC)発生器412はデータパケットを受信し、データパケットのためのCRC値を生成し、フォーマットされたパケットを形成するためにデータパケットの終端部にCRC値を付加する。CRC値は、受信機により使用されパケットが正しくまたはエラーでデコードされたかどうかをチェックする。他のエラー検出コードもCRCの代わりに使用されてもよい。次に、フォワードエラー訂正(FEC)エンコーダー414は、選択されたレートによって示されたコーディングスキームまたはコードレートに従ってフォーマットされたパケットを符号化し、符号化されたパケットまたは「コードワード」を供給する。符号化は、データ送信の信頼性を増加させる。FECエンコーダー414はブロックコード、畳み込みコード、ターボコード、他のあるコードまたはそれらの組み合わせを実施してもよい。

【0036】

図4Bは、図4AのFECエンコーダー414のために使用してもよい並列の連結された畳み込みエンコーダー(またはターボエンコーダー)414aのブロック図を示す。ターボエンコーダー414aは2つの畳み込みエンコーダー452aおよび452b、コードインターリーバ454、およびマルチプレクサ(MUX)456を含む。コードインターリーバ454は、コードインターリーブスキームに従ってフォーマットされ

10

20

30

40

50

たパケット（ $\{d\}$ として表示された）内のデータビットをインターリーブする。構成するエンコーダ 4 5 2 a は、第 1 の構成するコードを用いてデータビットを受信し、符号化し、（ $\{c_{p1}\}$ として示される第 1 のパリティビットを供給する。同様に、構成するエンコーダ 4 5 2 b は第 2 の構成するコードを用いてコードインターリーバ 4 5 4 からのインターリーブされたデータビットを受信して符号化し、（ $\{c_{p2}\}$ として示される）第 2 のパリティビットを供給する。構成するエンコーダ 4 5 2 a および 4 5 2 b は、それぞれ R_1 と R_2 のコードレートを用いて 2 つのリカーシブシステムティック構成コードを実施してもよい。但し、 R_1 は R_2 と等しくてもよいし、等しくなくてもよい。マルチプレクサ 4 5 6 は、構成するエンコーダ 4 5 2 a および 4 5 2 b からのデータビットおよびパリティビットを受信して多重化し、（ $\{c\}$ として示される）コードビットのコード

10

【0037】

図 4 A を参照すると、分割ユニット 4 1 6 はコード化されたパケットを受信して N_B のコード化されたサブパケットに分割する。この場合、 N_B は選択されたレートに依存していてもよいし、コントローラ 1 4 0 からの分割制御により示されてもよい。第 1 のコード化されたサブパケットは典型的にはシステムティックビットおよびゼロまたはそれ以上のパリティビットのすべてを含む。これは、受信機が、好ましいチャネル条件下で第 1 のコード化されたサブパケットを用いてデータパケットをリカバー可能にする。他の $N_B - 1$ のコード化されたサブパケットは、残りの第 1 および第 2 のパリティビットを含む。これらの $N_B - 1$ のコード化されたサブパケットの各々は典型的にいくらかの第 1 のパリティビットと、いくらかの第 2 のパリティビットを含む。パリティビットはデータパケットの全体にわたって取られる。例えば、 $N_B = 8$ で、残りの第 1 および第 2 のパリティビットには、0 で始まるインデックスが与えられるなら、第 2 のコード化されたサブパケットは、残りの第 1 及び第 2 のパリティビットのビット 0, 7, 14, ... を含んでいてもよく、第 3 のコード化されたサブパケットは、残りの第 1 および第 2 のパリティビットのビット 1, 8, 15 を含んでいてもよく、以下同様である。そして 8 番目のおよび最後のコード化されたサブパケットは、残りの第 1 および第 2 のパリティビットのビット 6, 13, 20, ... を含んでいてもよい。改良されたデコーディング性能は、他の $N_B - 1$

20

30

【0038】

チャネルインターリーバ 4 2 0 は、分割ユニット 4 1 6 からの N_B のコード化されたサブパケットを受信する N_B のブロックインターリーバ 4 2 2 a 乃至 4 2 2 n b を含む。

【0039】

各ブロックインターリーバ 4 2 2 は、インターリーブスキームに従ってサブパケットのためのコードビットをインターリーブ（順序付ける）し、インターリーブされたサブパケットを供給する。インターリーブはコードビットのための時間、周波数および/または空間ダイバーシティを供給する。マルチプレクサ 4 2 4 は、すべての N_B のブロックインターリーバ 4 2 2 a 乃至 4 2 2 n b に結合し、コントローラ 1 4 0 から IR 送信制御が指示されたなら、一度に 1 つのサブパケットの割合で N_B のインターリーブされたサブパケットを供給する。特に、マルチプレクサ 4 2 4 は、ブロックインターリーバ 4 2 2 a からのインターリーブされたサブパケットを最初に供給し、次にブロックインターリーバ 4 2 2 b からのインターリーブされたサブパケットを供給し、以下同様であり、最後に、ブロックインターリーバ 4 2 2 n b からのインターリーブされたサブパケットを供給する。NAK がデータパケットに対して受信されるなら、マルチプレクサ 4 2 4 は次のインターリーブされたサブパケットを供給する。ACK が受信される場合は常に、すべての N_B のブロックインターリーバ 4 2 2 a 乃至 4 2 2 n b を除去すること

40

50

ができる。

【 0 0 4 0 】

シンボルマッピングユニット 4 2 6 はチャンネルインターリーバ 4 2 0 からインターリーブされたサブパケットを受信し、各サブパケット内のインターリーブされたデータを変調シンボルにマッピングする。シンボルマッピングは、選択されたレートにより示される変調スキームに従って実行される。シンボルマッピングは、B ビットのセットをグループ化して B ビットのバイナリ値を形成し、但し $B \geq 1$ であり、および (2) 各 B ビットのバイナリ値を 2^B ポイントを有する信号コンステレーション(constellation)にマッピングすることにより得てもよい。信号コンステレーションは選択された変調スキームに対応する。この変調スキームは、B P S K、Q P S K、 2^B -P S K、 2^B =Q A M 等であってもよい。ここに使用されるように、「データシンボル」はデータのための変調シンボルである。また、「パイロットシンボル」はパイロットのための変調シンボルである。図 5 に示すように、シンボルマッピングユニット 4 2 6 はコード化されたサブパケット毎にデータシンボルのブロックを供給する。

10

【 0 0 4 1 】

データパケット毎に、T X データプロセッサ 1 2 0 は、 N_B のデータシンボルブロックを供給する。このデータシンボルブロックは集合的に N_{SYM} のデータシンボルを含み、

【 数 1 】

$$\{s\} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_{SYM}}]$$

20

【 0 0 4 2 】

として示すことができる。各データシンボル s_i 、但し $i = 1, \dots, N_{SYM}$ は B コードビットを以下のようにマッピングすることにより得られる。

【 数 2 】

$$s_i = \text{map}(\underline{b}_i) \text{ where } \underline{b}_i = [b_{i,1} \ b_{i,2} \ \dots \ b_{i,B}]$$

30

【 0 0 4 3 】

ここに記載される I R 送信技術は、データ送信のために 1 つのキャリアを利用する単一キャリア M I M O システムおよびデータ送信のために複数のキャリアを利用するマルチキャリア M I M O システムにおいて実施してもよい。複数のキャリアは、直交周波数分割多重化 (O F D M)、他のマルチキャリア変調技術、またはその他の構成により提供されてもよい。O F D M は全体のシステム帯域幅を複数 (N_F) の直交サブバンドに分割する。直交サブバンドはまた、一般にトーン、ピン、または周波数チャネルと呼ばれる。O F D M を用いて、各サブバンドは、データで変調してもよいそれぞれのキャリアに関連する。

【 0 0 4 4 】

送信機 1 1 0 内の T X 空間プロセッサ 1 3 0 および送信機ユニット 1 3 2 によって行なわれた処理は、1 つあるいは複数のデータパケットが同時に送信され、1 つあるいは複数のキャリアがデータ送信に使用されるかどうか依存する。これらの 2 つのユニットのいくつかの例示設計が以下に記載される。簡単にするために、以下の記載は $N_S = N_T = N_R$ の場合のフルランクの M I M O チャンネルを仮定する。この場合、1 つの変調シンボルは各シンボル期間に各サブバンドのための N_T の送信アンテナの各々から送信してもよい。

40

【 0 0 4 5 】

図 6 A は、T X 空間プロセッサ 1 3 0 a、および単一キャリアの M I M O システムにおいて一度に 1 つのパケットの I R 送信に使用してもよい送信機ユニット 1 3 2 a のブロック図を示す。T X 空間プロセッサ 1 3 0 a は、データシンボルブロックを受信し、 N_T の送信アンテナのための N_T のサブブロックにデータシンボルを逆多重化するマルチプレ

50

クサー/デマルチプレクサー (M U X / D E M U X) 6 1 0 を含んでいる。マルチプレクサー/デマルチプレクサー 6 1 0 は、またパイロットシンボルにおいて (例えば、時分割多重化 (T D M) の方法で) 多重化し、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信シンボルシーケンスを供給する。各送信シンボルシーケンスは、1 つのスロット内の 1 つの送信アンテナからの送信のために指示される。各送信シンボルはデータシンボルまたはパイロットシンボルのためのものであってもよい。

【 0 0 4 6 】

送信器ユニット 1 3 2 a は N_T の送信アンテナのための N_T の T X R F ユニット 6 5 2 a 乃至 6 5 2 t を含む。各 T X R F ユニット 6 5 2 は、変調された信号を生成するために T X 空間プロセッサ 1 3 0 a からそれぞれの送信シンボルシーケンスを受信し条件付ける。T X R F ユニット 6 5 2 a 乃至 6 5 2 t からの N_T の変調された信号は、それぞれ N_T の送信アンテナ 6 7 2 a 乃至 6 7 2 t から送信される。

10

【 0 0 4 7 】

図 6 B は、T X 空間プロセッサ 1 3 0 b と、送信機ユニット 1 3 2 a のブロック図を示す。送信機ユニット 1 3 2 a は、単一キャリアの M I M O システムにおいて同時に複数のパケットの I R 送信のために使用してもよい。T X 空間プロセッサ 1 3 0 b は、1 スロットでの送信のための N_p のデータシンボルブロックを受信するマトリクス乗算ユニット 6 2 0 を含む。但し、 $1 \leq N_p \leq N_s$ である。ユニット 6 2 0 は、以下のように、送信ベースマトリクスと直交マトリクスとの N_p ブロック内のデータシンボルのマトリクス乗算を実行する。

20

【 数 3 】

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{M}\mathbf{A}\mathbf{s}$$

式 (1)

【 0 0 4 8 】

但し、 \mathbf{s} は、 $\{ N_T \times 1 \}$ データベクトルである。

【 数 4 】

$$\tilde{\mathbf{s}}$$

30

【 0 0 4 9 】

は、 $\{ N_T \times 1 \}$ の事前に条件付けされたデータベクトルである。M は、ユニタリマトリクスである $\{ N_T \times N_T \}$ の送信ベースマトリクスである。A は、 $\{ N_T \times N_T \}$ の直交マトリクスである。

【 0 0 5 0 】

ベクトル \mathbf{s} は N_T の送信アンテナのための N_T のエントリを含む。 N_p のエントリは、 N_p のブロックからの N_p のデータシンボルにセットされ、残りの $N_T - N_p$ エントリはゼロにセットされる。ベクトル $\tilde{\mathbf{s}}$ は、1 シンボル期間に N_T の送信アンテナから送信される N_T の事前に条件づけされたシンボルのための N_T のエントリを含む。送信ベースマトリクス M は、各データシンボルブロックがすべての N_T の送信アンテナから送信することを可能にする。これは、すべての N_p のデータシンボルブロックが類似のチャネル条件を経験することを可能にし、さらに単一レートがすべての N_p のデータパケットのために使用可能にする。また、マトリクス M は、各送信アンテナの全電力 P_{ant} がデータ送信のために利用可能にする。マトリクス M は、

40

【数 5】

$$\underline{\mathbf{M}} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \underline{\mathbf{U}}$$

【0051】

のように定義してもよい。但し、 $\underline{\mathbf{U}}$ はウォルシュアダマールマトリクスである。また、マトリクス $\underline{\mathbf{M}}$ は

10

【数 6】

$$\underline{\mathbf{M}} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \underline{\mathbf{V}}$$

【0052】

のように定義してもよい。但し、 $\underline{\mathbf{V}}$ は、 (k, i) 番目のエントリが

【数 7】

20

$$v_{m,n} = e^{-j2\pi \frac{(m-1)(n-1)}{N_T}}$$

【0053】

として定義される離散型フーリエ変換(DFT)マトリクスである。但し m はマトリクス $\underline{\mathbf{V}}$ のための行インデックスであり、 n は、マトリクス $\underline{\mathbf{V}}$ のための列インデックスである。この場合、 $m = 1 \cdots N_T$ であり、 $n = 1 \cdots N_T$ である。直交マトリクスは、各送信アンテナのための P_{tot} の合計送信電力制約に一致しながら、 N_p のデータシンボルブロックに異なる送信電力を割り当てるために使用されてもよい。受信機により観察される「有効な」チャネル応答は、 $\underline{H}_{eff} = \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{M}}$ である。この送信スキームは、2003年2月14日に出願された「MIMOシステムのためのレート適応送信スキーム」(Rate Adaptive Transmission Scheme for MIMO Systems)というタイトルの同一出願人による米国仮特許出願シリアル番号10/367,234にさらに詳細に記載されている。マルチプレクサー622は、マトリクス乗算ユニット620からあらかじめ条件づけされたシンボルを受信し、パイロットシンボルで多重化し、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信シンボルシーケンスを供給する。送信器ユニット132aは N_T の送信シンボルシーケンスを受信し条件付けて、 N_T の変調された信号を生成する。

30

【0054】

40

図6Cは、TX空間プロセッサ130aと、MIMO-OFDMシステムにおいて一度に1つのパケットのIR送信のために使用してもよい送信機ユニット132bのブロック図を示す。TX空間プロセッサ130a内では、マルチプレクサー/デマルチプレクサー610はデータシンボルを受信し、逆多重化し、パイロットシンボルで多重化し、 N_T の送信アンテナのための N_T の送信シンボルシーケンスを供給する。

【0055】

送信機ユニット132bは N_T のOFDM変調器660a乃至660tと、 N_T の送信アンテナのためのNTのTX RFユニット666aを含む。

【0056】

各OFDM変調器660は逆高速フーリエ変換(IFFT)ユニット662および循環ブ

50

リフィックス発生器 664 を含む。各 OFDM 変調器 660 は TX 空間プロセッサ 130 a からそれぞれの送信シンボルシーケンスを受信し、 N_F の送信シンボルの各セットおよび N_F のサブバンドのためのゼロ信号値をグループ化する。(データ送信のために使用されないサブバンドは、ゼロで充填される)。IFFT ユニット 662 は、 N_F の送信シンボルとゼロの各セットを N_F ポイントの逆高速フーリエ変換を用いた時間ドメインに変換し、 N_F チップを含む対応する変換されたシンボルを供給する。循環プリフィックス発生器 664 は、各変換されたシンボルの一部を反復し、 $N_F + N_{cp}$ チップを含む対応する OFDM シンボルを得る。反復された部分は、循環プリフィックスと呼ばれ、 N_{cp} は反復されるチップ数を示す。循環プリフィックスは、周波数選択フェージング(すなわち、平坦でない周波数応答)により生じたマルチパス遅延拡散が存在する場合、その直交特性を OFDM シンボルが維持することを保証する。循環プリフィックス発生器 664 は、送信シンボルのシーケンスのための OFDM シンボルのシーケンスを供給する。送信シンボルのシーケンスはさらに関連する TX RF ユニット 666 により条件づけられ変調された信号を発生する。

10

【0057】

図 7 A は、4 つの送信アンテナ ($N_T = 4$) および 16 のサブバンド ($N_F = 16$) を備えた例示 MIMO - OFDM システムのためのデータシンボルブロックの逆多重化を示す。

【0058】

データシンボルブロックは

20

【数 8】

$$\{s\} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_{SYM}}]$$

【0059】

として示されてもよい。

【0060】

図 7 A に示される実施形態の場合、デマルチプレクシングは、それぞれ送信アンテナ 1 乃至 4 のサブバンド 1 上に、ブロック内の最初の 4 つのデータシンボル s_1 乃至 s_4 が送信され、次の 4 つのデータシンボル s_5 乃至 s_8 はサブバンド 2 上に送信され、以下同様であるように実行される。

30

【0061】

図 6 D は、MIMO - OFDM システムにおいて同時に複数のパケットの IR 送信のために使用してもよい TX 空間プロセッサ 130 c と送信機ユニット 132 b のブロック図を示す。TX 空間プロセッサ内に 130 c において、マルチプレクサー/デマルチプレクサーは N_p のデータシンボルブロックを受信する。但し $1 \leq N_p \leq N_s$ であり、TX 空間プロセッサ 130 c は、以下に図解するように、各ブロック内のデータシンボルを異なるサブバンドおよび異なる送信アンテナに供給する。マルチプレクサー/デマルチプレクサー 630 は、またパイロットシンボルで多重化し、 N_T 送信アンテナのために N_T 送信シンボルシーケンスを供給する。

40

【0062】

図 7 B は、4 つの送信アンテナ ($N_T = 4$) および 16 のサブバンドを備えた典型的な MIMO - OFDM システムのための 2 つのデータシンボルブロック ($N_p = 2$) の多重化/逆多重化の実施形態を示す。第 1 のデータシンボルブロックの場合、第 1 の 4 つのデータシンボル $s_{1,1}$ 、 $s_{1,2}$ 、 $s_{1,3}$ 、および $s_{1,4}$ がそれぞれ送信アンテナ 1、2、3、4 のそれぞれのサブバンド 1、2、3、4 上に送信される。次の 4 つのデータシンボル $s_{1,5}$ 、 $s_{1,6}$ 、 $s_{1,7}$ 、 $s_{1,8}$ は、包み込まれそれぞれ送信アンテナ 1、2、3、4 のそれぞれのサブバンド 5、6、7、8 上に送信される。第 2 のデータシンボルブロックの場合、最初の 4 つのデータシンボル $s_{2,1}$ 、 $s_{2,2}$ 、 $s_{2,3}$ 、 $s_{2,4}$ は、それぞれ送信アンテナ 3、4

50

、1および2のそれぞれのサブバンド1、2、3、4上に送信される。次の4つのデータシンボル $s_{2,5}$ 、 $s_{2,6}$ 、 $s_{2,7}$ 、および $s_{2,8}$ は包み込まれ、それぞれ送信アンテナ3、4、1、2のそれぞれサブバンド5、6、7、8上に送信される。図7Bに示される実施形態の場合、各シンボル期間のための各送信アンテナのための N_F の周波数ドメイン値のセットは、いくつかのサブバンドの送信シンボルを含み、他のサブバンドに対してゼロを含む。

【0063】

図7Bは、 N_F のサブバンドおよび N_T の送信アンテナにわたって2つのデータシンボルブロックの送信を同時に示す。一般に、任意の数のデータシンボルブロックは、サブバンドおよび送信アンテナにわたって同時に送信してもよい。例えば、図7Bにおいて、1つ、2つ、3つ、または4つのデータシンボルブロックは、同時に送信してもよい。しかしながら、同時に確実に送信されるかもしれないデータシンボルブロックの数は、MIMOチャネルのランクに依存し、従って N_p は、 N_s 以下でなければならない。図7Bに示される送信スキームは、MIMOチャネルのランクに基づいて、異なる数のデータシンボルブロックを同時に送信することの容易な適応を可能にする。

【0064】

図7Bに示される実施形態の場合、各データシンボルブロックは、 N_F のサブバンドに互って、対角線におよびすべての N_T の送信アンテナから送信される。これは、同時に送信されているすべての N_p データシンボルブロックに対して周波数および空間ダイバーシティの両方を供給する。これは、すべてのデータパケットに対して単一のレートを使用可能にする。しかしながら、また、同時に送信される異なるデータパケットに対して異なるレートを使用してもよい。異なるレートの使用は、例えば、IDDスキームを実施しないリニア受信機のようないくつかの受信機の場合よりよい性能を提供するかもしれない。異なるレートを有した複数のデータパケットの同時のIR送信は、2004年2月23日に出願された「MIMO通信システムにおける複数の並列チャンネルのためのインクリメンタル冗長度送信」(Incremental Redundancy Transmission for Multiple Parallel Channels in a MIMO Communication System)というタイトルの同一出願人により米国特許出願シリアル番号第10/785,292に記載されている。

【0065】

また、周波数と空間ダイバーシティの両方を達成しながら、他の方法で、マルチプレクシング/デマルチプレクシングを実行してもよい。例えば、マルチプレクシング/デマルチプレクシングは、各送信アンテナのすべての N_F のサブバンドは、送信シンボルを運ぶために使用されるようになっていてもよい。各送信アンテナの全電力は P_{ant} に制限されているので、各送信シンボルのために利用可能な送信電力量は、送信シンボルを運ぶサブバンドの数に依存する。

【0066】

図6Dに戻って参照すると、送信機ユニット132bは、TX空間プロセッサ130cからの N_T の送信シンボルシーケンスを受信して条件付けし、 N_T の変調された信号を発生する。

【0067】

2. 受信機

図8Aは、図1の受信機の一実施形態である受信機150aのブロック図を示す。受信機150aにおいて、 N_R の受信アンテナ810a乃至810rは、送信機110により送信された N_T の変調された信号を受信し、受信機ユニット154内のそれぞれ N_R のRXRFユニット812a乃至812rに N_R の受信された信号を供給する。各RXRFユニット812はその受信される信号に条件付けてデジタル化し、シンボル/チップのストリームを提供する。単一キャリアのMIMOシステムの場合、OFDM復調器814a乃至814rは必要なく、各RXRFユニット812は、それぞれのデマルチプレクサー816に直接シンボルのストリームを供給する。MIMO-OFDMシステムの場合、各RXRFユニット812は、それぞれのOFDM復調器814にチップのストリー

10

20

30

40

50

ムを供給する。各OFDM復調器814は、(1)各受信されたOFDMシンボル内の循環プリフィックスを除去し、受信された変換されたシンボルを得る、および(2)各受信された変換されたシンボルを高速フーリエ変換(FFT)を用いて周波数ドメインに変換し、 N_F のサブバンドのための N_F の受信されたシンボルを得ることにより、チップのストリーム上でOFDM復調を実行する。両方のシステムの場合、デマルチプレクサー816a乃至816rは、RX RFユニット812またはOFDM復調器814から N_R のシンボルストリームを受信し、各スロットのための(データのための)受信されたシンボルの N_R のシーケンスをRX空間プロセッサ160aに供給し、受信されたパイロットシンボルをチャネル推定器172に供給する。

【0068】

RX空間プロセッサ160aは検出器820およびマルチプレクサー822を含んでいる。検出器820は、 N_R の受信されたシンボルシーケンスに対して空間のまたは時空の処理(または「検出」)を実行し、 N_T の検出されたシンボルシーケンスを得る。各検出されたシンボルは送信器によって送信されたデータシンボルの推定値である。検出器820は、最大比率結合(MRC)検出器、線形のゼロ-フォーシング(ZF)検出器(これは、またはチャネル相関マトリクス反転(CCM)検出器とも呼ばれる)、最小平均二乗誤差(MMSE)検出器、MMSEリニアイコライザ(MMSE-LE)、決定フィードバックイコライザ(DFE)あるいは他のある検出器/イコライザを実施してもよい。検波は、空間処理が送信器で行なわれない場合、チャネル応答マトリクス \underline{H} の推定値に基づいて実行してもよい。あるいは、検出は、単一キャリアMIMOシステムのための送信器において、データシンボルが送信データベースマトリクス \underline{M} を用いてあらかじめ乗算されるなら、有効チャネル応答マトリクス $\underline{H}_{eff} = \underline{H}\underline{M}$ に基づいて実行してもよい。簡単にするために、以下の記載は、送信ベースマトリクス \underline{M} が使用されなかったと仮定する。

【0069】

MIMO-OFDMシステムのためのモデルは次のように表現してもよい。

【数9】

$$\underline{r}(k) = \underline{H}(k)\underline{s}(k) + \underline{n}(k), \text{ for } k=1 \dots N_F, \quad \text{式(2)}$$

【0070】

$\underline{s}(k)$ は、サブバンドk上の N_T の送信アンテナから送信された N_T のデータシンボルのための N_T のエントリを備えた $\{N_T \times 1\}$ である。 $\underline{r}(k)$ は、サブバンドk上の N_R の受信アンテナを介して得られた N_R の受信されたシンボルのための N_R のエントリを備えた $\{N_R \times 1\}$ である。 $\underline{H}(k)$ は、サブバンドkのための $\{N_R \times N_T\}$ のチャネル応答マトリクスである。 $\underline{n}(k)$ は加法白色ガウス雑音(AWGN)のベクトルである。ベクトル $\underline{n}(k)$ は、ゼロ平均と、 $\underline{\Sigma}_n = \sigma_n^2 \underline{I}$ の共分散マトリクスを有するように仮定される。但し、 σ_n^2 は、雑音の分散であり、 \underline{I} は、対角線に沿って1を有し、他のどの場所では、ゼロを有するアイデンティティマトリクスである。

【0071】

MIMO-OFDMシステムの場合、受信機は、データ送信のために使用されるサブバンドの各々に対して別個に検出を実行する。以下の記載は1つのサブバンドの場合である。そして簡単のためにサブバンドインデックスkは、数学的微分において省略されている。また、以下の記載は単一キャリアMIMOシステムに対して適用可能である。簡単にするために、ベクター \underline{s} は N_T の送信アンテナから送られた N_T のデータシンボルを含むと仮定される。

【0072】

MRC検出器による空間処理は次のように表現してもよい。

10

20

30

40

【数 1 0】

$$\hat{\mathbf{s}}_{mrc} = \mathbf{W}_{mrc}^H \mathbf{r} \quad \text{式(3)}$$

【0 0 7 3】

但し \mathbf{W}_{mrc} は、MRC 検出器の応答であり、これは $\mathbf{W}_{mrc} = \mathbf{H}$ である。

【数 1 1】

$$\hat{\mathbf{s}}_{mrc}$$

10

【0 0 7 4】

は、MRC 検出器のための検出されたシンボルの $\{N_T \times 1\}$ ベクトルである。"H" は共役転置である。

【0 0 7 5】

送信アンテナ i のための検出されたシンボルは、

【数 1 2】

$$\hat{s}_{mrc,i} = \mathbf{w}_{mrc,i}^H \mathbf{r},$$

20

【0 0 7 6】

として表してもよい。但し、 $\mathbf{w}_{mrc,i}$ は \mathbf{W}_{mrc} の i 番目の列であり、 \mathbf{h}_i は送信アンテナ i と N_R の受信アンテナとの間のチャネル応答ベクトルである。

【0 0 7 7】

MMSE 検出器による空間処理は次のように表現してもよい。

【数 1 3】

$$\hat{\mathbf{s}}_{mmse} = \mathbf{W}_{mmse}^H \mathbf{r} \quad \text{式(4)}$$

30

【0 0 7 8】

但し $\mathbf{W}_{mmse} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + 2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{H}$ は、MMSE 検出器のためのものである。送信アンテナ i のための MMSE 検出器応答は、 $\mathbf{w}_{mmse,i} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + 2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{h}_i$ として表してもよい。

【0 0 7 9】

ゼロフォース検出器による空間処理は以下のように表してもよい。

【数 1 4】

$$\hat{\mathbf{s}}_z = \mathbf{W}_z^H \mathbf{r}$$

式(5)

40

【0 0 8 0】

ただし、 $\mathbf{W}_z = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}$ はゼロフォース検出器のためのものである。送信アンテナ i のためのゼロフォース検出器応答は、 $\mathbf{w}_z = \mathbf{h}_i(\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}$ として表してもよい。

【0 0 8 1】

スロットごとに、検出器 8 2 0 は、

50

【数 1 5】

 $\hat{\mathbf{s}}$

【0082】

の N_T のエントリに相当する N_T の検出されたシンボルシーケンスを供給する。マルチプレクサー822は検出器820から N_T の検出されたシンボルシーケンスを受信し、送信器においてTX空間プロセッサ130によって行なわれた処理に相補的な処理を実行する。図6Aおよび6CにおけるTX空間プロセッサ130aのような各スロットにおいて唯一つのデータシンボルブロックが送信されるなら、マルチプレクサー822は、 N_T のシーケンス内で検出されたシンボルを1つの検出されたシンボルブロックに多重化する。それぞれ図6Bおよび6DにおけるTAX空間プロセッサ130bおよび130cのような各スロットにおいて複数のデータシンボルブロックが送信されるなら、マルチプレクサー822は、 N_T のシーケンス内の検出されたシンボルを(図8Aに図示しない) N_p の検出されたシンボルに逆多重化する。いずれの場合にも、各検出されたシンボルブロックは、送信機により送信されたデータシンボルブロックの推定値である。

10

【0083】

チャンネル推定器172は、(例えば、受信されたパイロットシンボルに基づいて)MIMOチャンネルのためのチャンネル応答マトリクス H および受信機における雑音レベルを推定し、チャンネル推定値をコントローラ180に供給する。

20

【0084】

コントローラ180内では、マトリクス計算ユニット176は、上に記述されるように、推定されたチャンネル応答マトリクスに基づいて検出器応答 \underline{W} (\underline{W}_{mrc} 、 \underline{W}_{mmsc} 、または \underline{W}_{zf} であってもよい)を導き出し、検出器応答を検出器820に供給する。検出器820は、受信されたシンボルのベクトル \underline{r} を検出器応答 \underline{W} と予め乗算し、検出されたシンボルのベクトル

【数 1 6】

 $\hat{\mathbf{s}}$

30

【0085】

を得る。レートセクター174(それは、図8Aで示される受信機の実施形態のためのコントローラ180によって実施される)は、下記に述べられるように、チャンネル推定値に基づいてレート選択を実行する。ルックアップ表(LUT)184は、MIMOシステムによりサポートされたレートのセットおよび各レートに関連するパラメータ値のセット(例えば、データレート、パケットサイズ、コーディングスキームまたはコードレート、各レートのための変調スキーム等)を記憶する。レートセクター174は、レート選択に使用される情報のためにLUT184をアクセスする。

40

【0086】

図8Bは、図1および8AにおけるRXデータプロセッサ170の一実施形態である、RXデータプロセッサ170aのブロック図を示す。RXデータプロセッサ170a内では、シンボルデマッピングユニット830は、一度に1つのブロックの割合でRXデータプロセッサ160aから検出されたシンボルブロックを受信する。検出されたシンボルブロック毎に、シンボルデマッピングユニット830は、(コントローラ180からの復調制御により示されるように)そのブロックに使用される変調スキームに従って検出されたシンボルを復調し、復調されたデータブロックをチャンネルインターリーバ840に供給する。チャンネルデインターリーバ840はデマルチプレクサー842とNBのブロックデインターリーバ844a乃至844nbを含む。新しいデータパケット

50

を受信する前に、ブロックデインターリーバー 844a 乃至 844nb は消去を用いて初期化される。消去は、逸失したコードビットの代わりをし(すなわち、まだ受信していないコードビット)、デコーディングプロセスにおいて適切な重みが与えられる。

【0087】

マルチプレクサー 842 はシンボルデマッピングユニット 830 から復調されたデータブロックを受信し、各復調されたデータブロックを適切なブロックインターリーバー 844 に供給する。各ブロックデインターリーバー 844 は、そのブロックに対して送信機において実行されたインターリーピングに相補的な方法でそのブロック内の復調されたデータをデインターリーブする。インターリーピングが選択されたレートに依存する場合、破線によって示されるように、コントローラ 180 は、デインターリーピング制御をブロックデインターリーバー 844 に供給する。

10

【0088】

新しいデータシンボルブロックがデータパケット用の送信機から受信される場合は常に、復号は、そのパケットのために受信されたすべてのブロック上で新たに行なわれる。

【0089】

再アセンブリユニット 848 は、次の復号のためのデインターリーブされたデータの packets を形成する。デインターリーブされた packets は、(1) 現在の packets のために受信されたすべてのデータシンボルブロックのためのデインターリーブされたデータブロックおよび(2) 現在の packets のために受信されないデータシンボルブロックのための消去を含む。再アセンブリユニット 848 は、コントローラ 180 からの再アセンブリ制御により示されるように、送信機により実行される分割と相補的な方法で再アセンブリを実行する。

20

【0090】

FEC デコーダー 850 は、コントローラ 180 からのデコーディング制御によって示されるように、送信機において実行される FEC 符号化に対する相補的な方法で、デインターリーブされたデータ packets を復号する。例えば、ターボコーディングまたは畳み込みコーディングがそれぞれ送信機において実行されるなら、ターボデコーダーまたはビタビデコーダーは、FEC デコーダー 850 のために使用してもよい。FEC デコーダー 850 は現在の packets のための復号された packets を提供する。CRC チェッカー 852 は、復号された packets をチェックし、packets が正しく復号されたかまたはエラーで復号されたかどうかを決定し、復号された packets のステータスを供給する。

30

【0091】

図 9A は、受信機 150b のブロック図を示す。受信機 150b は図 1 の受信機 150 の他の実施形態である。受信機 150b は反復検出およびデコーディング (IDD) スキームを実施する。明確にするために、IDD スキームは図 4B および 5 に示すコーディングスキームのために以下に記載される。コーディングスキームは、データ packets を 3 つの部分に符号化する。すなわち、システムティックビット $\{c_{data}\}$ 、第 1 パリティビット $\{c_{p1}\}$ 、および第 2 パリティビット $\{c_{p2}\}$ である。

【0092】

受信機 150b は、復号された packets を得るためにデータ packets のための受信されたシンボル上で反復検出およびデコーディングを実行する検出器 920 および FEC デコーダー 950 を含む。IDD スキームは、チャンネルコードのエラー訂正機能を利用し、改良された性能を提供する。これは、以下に記載するように、 N_{dd} の反復のための検出器 920 と FEC デコーダー 950 との間で演繹的情報を反復的にわたすことにより達成される。但し、 $N_{dd} > 1$ である。演繹的な情報は、送信ビットの可能性を示す。

40

【0093】

受信機 150b は RX 空間プロセッサ 160b と RX データプロセッサ 170b を含んでいる。RX 空間プロセッサ 160b 内では、バッファ 918 は、スロットごとに受信機ユニット 154 によって供給される受信されたシンボルシーケンスを受信し記憶する。データ packets に対して送信機から新しいデータシンボルブロックが受信されると

50

きはいつも、そのパケットに対して受信されるすべてのブロックに対して受信されたシンボル上で新しく(すなわち、開始から)反復検出およびデコーディングが実行される。

【0094】

検出器920は、受信されたブロックごとに N_R の受信されたシンボルシーケンス上で空間処理または検出を実行し、そのブロックのための N_T の検出されたシンボルシーケンスを供給する。検出器920はMRC検出器、ゼロ-フォーシング検出器(MMSE検出器)、または他のある検出器/イコライザを実施してもよい。明確にするために、MMSE検出器を備えた検出は以下に記載される。

【0095】

反復検出およびデコーディングを備えたMMSE検出器の場合、送信アンテナ*i*のため
の検出されたシンボル

10

【数17】

$$\hat{s}_i$$

【0096】

は、以下のように表してもよい。

【数18】

20

$$\hat{s}_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{r} - u_i, \text{ for } i=1 \dots N_T \quad \text{式(6)}$$

【0097】

但し、 \mathbf{w}_i および u_i は、MMSE基準に基づいて導き出される。MMSE基準は次のように表すことができる。

【数19】

$$(\mathbf{w}_i, u_i) = \min_{(\mathbf{w}_i, u_i)} E[|s_i - \hat{s}_i|^2] \quad \text{式(7)}$$

30

【0098】

式(7)において提起された最適化問題に対する解法は以下のように表すことができる。

【数 2 0】

$$\underline{\mathbf{w}}_i = (\underline{\mathbf{P}} + \underline{\mathbf{Q}} + \sigma^2 \underline{\mathbf{I}})^{-1} \underline{\mathbf{h}}_i, \text{ および} \quad \text{式 (8)}$$

$$u_i = \underline{\mathbf{w}}_i^H \underline{\mathbf{z}}, \quad \text{式 (9)}$$

$$\underline{\mathbf{P}} = \underline{\mathbf{h}}_i \underline{\mathbf{h}}_i^H \text{ の場合} \quad \text{式 (10)}$$

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{Q}} &= \underline{\mathbf{H}}_i [E[(\underline{\mathbf{s}}_i - E[\underline{\mathbf{s}}_i])(\underline{\mathbf{s}}_i - E[\underline{\mathbf{s}}_i])^H]] \underline{\mathbf{H}}_i^H \\ &= \underline{\mathbf{H}}_i [\text{VAR}[\underline{\mathbf{s}}_i]] \underline{\mathbf{H}}_i^H \end{aligned}, \text{ および} \quad \text{式 (11)}$$

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{H}}_i E[\underline{\mathbf{s}}_i] \quad \text{式 (12)}$$

【0 0 9 9】

但し、 \underline{h}_i はチャネル応答マトリクス \underline{H} の i 番目の列である。 \underline{H}_i は i 番目の列をゼロに設定した場合 \underline{H} に等しい。 \underline{s}_i は、 \underline{s} の i 番目の要素を除去することにより得られる $\{(N_T - 1) \times 1\}$ ベクトルである。 $E[\underline{a}]$ は、ベクトル \underline{a} のエントリの期待値である。 $\text{VAR}[\underline{a} \underline{a}^H]$ は、ベクトル \underline{a} の共分散マトリクスである。マトリクス \underline{P} は、送信アンテナ i のためのチャネル応答ベクトル \underline{h}_i の外積である。マトリクス \underline{Q} は、送信アンテナ i に対する干渉の共分散マトリクスである。ベクトル \underline{z} は、送信アンテナ i に対する干渉の期待値である。式 (6) は以下のように簡単化することができる。

【数 2 1】

$$\hat{s}_i = \alpha_i s_i + \eta_i, \text{ for } i = 1 \dots N_T, \quad \text{式 (13)}$$

【0 1 0 0】

但し

【数 2 2】

$$\alpha_i = \underline{\mathbf{w}}_i^H \underline{\mathbf{h}}_i$$

【0 1 0 1】

であり、 η_i はゼロ平均および

【数 2 3】

$$v_i = \underline{\mathbf{w}}_i^H \underline{\mathbf{h}}_i - (\underline{\mathbf{w}}_i^H \underline{\mathbf{h}}_i)^2$$

【0 1 0 2】

の分散を有したガウス雑音サンプルである。ガウス雑音サンプル η_i は、他の送信アンテナからの干渉は、MMSE 検出器のあとのガウス分布であると仮定する。ガウス雑音サンプルは、他の送信アンテナからの干渉が MMSE 検出器の後のガウス分布であると仮定する。

10

20

30

40

50

【 0 1 0 3 】

以下の記載では、上付きの添え字 n は、 n 番目の検出 / デコーディング反復を示し、上付きの添え字 m は、リカバーされる現在の packets のために受信される m 番目のデータシンボルブロックを示す。第 1 の反復の場合 (すなわち、 $n = 1$)、演繹的情報が FEC デコーダーから利用できないので、検出はもっぱら受信したシンボルに基づく。それゆえ、「1」または「0」である等価な確率を有するビットが仮定される。この場合、方程式 (8) はリニア MMSE 検出器に変形する。これは

【 数 2 4 】

$$\mathbf{w}_i = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{h}_i$$

10

【 0 1 0 4 】

として与えることができる。次の反復毎に (すなわち、 $n > 1$)、FEC デコーダーにより供給される演繹情報は検出器により使用される。反復数が増加するにつれ、干渉は低減し、検出器は、フルダイバーシティを得る MRC 検出器に集中する。

【 0 1 0 5 】

現在の packets に対して受信されたデータシンボルブロック毎に、図 9 A の検出器 9 2 0 は、そのブロックのための NR の受信されたシンボルシーケンス上で検出を実行し、 N_T の検出されたシンボルシーケンスを供給する。マルチプレクサー 9 2 2 は、NT のシーケンス内で検出されたシンボルを多重化し、検出されたシンボルブロックを得る。検出されたシンボルブロックは、RX データプロセッサ 1 7 0 b に供給される。 m 番目のデータシンボルブロックのための n 番目の検出 / デコーディング反復において得られた検出されたシンボルブロックは

20

【 数 2 5 】

$$\{\hat{s}_m^n\}$$

【 0 1 0 6 】

として示される。

30

【 0 1 0 7 】

RX データプロセッサ 1 7 0 b 内では、ログ尤度比 (LLR) 計算ユニット 9 3 0 は、RX 空間プロセッサ 1 6 0 b から検出されたシンボルを受信し、各検出されたシンボルのための B コードビットの LLR s を計算する。各検出されたシンボル

【 数 2 6 】

$$\hat{s}_i$$

40

【 0 1 0 8 】

はデータシンボル s_i の推定値である。データシンボル s_i の推定値は、B コードビット $b_i = [b_{i,1} \ b_{i,2} \ \dots \ b_{i,B}]$ を信号コンステレーションのあるポイントにマッピングすることにより得られる。検出されたシンボル

【 数 2 7 】

$$\hat{s}_i$$

【 0 1 0 9 】

50

の j 番目のビットのための LLR は以下のように表してもよい。

【数 28】

$$x_{i,j} = \log \left[\frac{\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = 1)}{\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = -1)} \right] \quad \text{式 (14)}$$

【0110】

但し、 $b_{i,j}$ は検出されたシンボル

10

【数 29】

\hat{s}_i

【0111】

のための j 番目のビットである。

【数 30】

$$\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = 1)$$

20

【0112】

は、1 であるビット $b_{i,j}$ を有した検出されたシンボル

【数 31】

\hat{s}_i

30

【0113】

の確率である。

【数 32】

$$\Pr(\hat{s}_i | b_{i,j} = -1)$$

【0114】

は、-1 であるビット $b_{i,j}$ を有する検出されたシンボル

【数 33】

40

\hat{s}_i

【0115】

の確率である。

【0116】

$x_{i,j}$ はビット $b_{i,j}$ の LLR である。LLRs $\{x_{i,j}\}$ は検出器により FEC デコーダに供給される演繹情報を表し検出器 LLRs と呼ばれる。

【0117】

50

簡単にするために、各検出されたシンボル
【数 3 4】

$$\hat{s}_i$$

【0 1 1 8】

のための B ビットは、独立であるようにインターリービングは仮定される。方程式 (1 4) は以下のように表してもよい。

【数 3 5】

10

$$x_{i,j} = \log \left[\frac{\sum_{s \in \Omega_{j,1}} \exp \left[\frac{-1}{2v_i^2} |\hat{s}_i - \alpha_i s|^2 \right] \exp \left[\frac{1}{2} \underline{\mathbf{b}}_i^T(j) \underline{\mathbf{L}}_i(j) \right]}{\sum_{s \in \Omega_{j,-1}} \exp \left[\frac{-1}{2v_i^2} |\hat{s}_i - \alpha_i s|^2 \right] \exp \left[\frac{1}{2} \underline{\mathbf{b}}_i^T(j) \underline{\mathbf{L}}_i(j) \right]} \right] \quad \text{式 (15)}$$

【0 1 1 9】

20

但し j, q は j 番目のビットが q に等しい信号コンステレーション内のポイントの集合である。 s は変調シンボルまたは評価される集合 $\Omega_{j,q}$ のポイント (すなわち、仮定されたシンボル) である。 α_i は、送信アンテナのためのおよび上で定義された利得である。 v_i は検出されたシンボル

【数 3 6】

$$\hat{s}_i$$

【0 1 2 0】

30

のためのガウス雑音サンプル i の分散である。 $\underline{\mathbf{b}}_i$ は仮定されたシンボル s のための B ビットの集合である。 $\underline{\mathbf{b}}_i(j)$ は j 番目のビットが除去された $\underline{\mathbf{b}}_i$ に等しい。 $\underline{\mathbf{L}}_i$ は仮定されたシンボル s の B ビットのための FEC デコーダーから得られた LLRS の集合である。 $\underline{\mathbf{L}}_i(j)$ は、 j 番目のビットのためのデコーダー LLR が除去された $\underline{\mathbf{L}}_i$ に等しい (すなわち、

【数 3 7】

$$\underline{\mathbf{L}}_i(j) = [\lambda_{i,1}, \dots, \lambda_{i,j-1}, \lambda_{i,j+1}, \dots, \lambda_{i,B}]$$

40

【0 1 2 1】

である)。“T”は、転置を示す。(i, j) 番目のビットのためのデコーダー LLR は、以下のように表すことができる。

【数 3 8】

$$\lambda_{i,j} = \log \left[\frac{\Pr(b_{i,j} = 1)}{\Pr(b_{i,j} = -1)} \right] \quad \text{式 (16)}$$

50

【 0 1 2 2 】

但し、 $Pr(b_{i,j}=1)$ はビット $b_{i,j}$ が 1 である確率である。 $Pr(b_{i,j}=-1)$ はビット $b_{i,j}$ が - 1 である確率である。

【 0 1 2 3 】

第 1 の反復 ($n = 1$) の場合、ビットのための演繹的信息が利用可能でないので、各ビットが 1 または - 1 である等価な確率を示すために $L_i(j)$ のエントリのすべてがゼロに設定される。次の反復毎に、 $L_i(j)$ のエントリは、FEC デコーダーからのビットのための「ソフト」値に基づいて計算される。LLR 計算ユニット 930 は、RX 空間プロセッサ 160b から受信された、各検出されたシンボルのコードビットに対して LLR を供給する。m 番目のデータシンボルブロックのための n 番目の検出 / デコーディング反復において得られる LLR s のブロックは、

10

【 数 3 9 】

$$\{x_m^n\}$$

【 0 1 2 4 】

として示される。

【 0 1 2 5 】

チャンネルデインターリーバー 940 は、LLR 計算ユニット 930 から LLR の各ブロックを受信し、デインターリーブし、ブロックのためのデインターリーブされた LLR s を供給する。再アセンブリユニット 948 は、(1) 送信機から受信されたすべてのデータシンボルブロックのためのチャンネルデインターリーバー 940 からのデインターリーブされた LLR s のブロックおよび (2) 受信されないデータシンボルブロックのためのゼロ値の LLR s のブロックを含む LLR s のパケットを形成する。n 番目の検出 / 復号反復のための LLR s のパケットは、 $\{x_n\}$ として示される。以下に記載されるように、FEC デコーダー 950 は、再アセンブリユニット 948 からの LLR s のパケットを受信しデコードする。

20

【 0 1 2 6 】

図 9 B は、それぞれ図 9 A および 8 B の FEC デコーダー 950 および 850 に使用してもよいターボデコーダー 950 a のブロック図を示す。ターボデコーダー 950 a は、図 4 B で示されるもののような並列の連結した畳み込み符号のための反復復号を行なう。

30

【 0 1 2 7 】

Turbo デコーダー 950 a 内では、デマルチプレクサー 952 は、(入力 LLR s としても示される) 再アセンブリユニット 948 からの LLR s $\{x_n\}$ のパケットを受信して、ビット LLR s

【 数 4 0 】

$$\{x_{data}^n\}$$

40

【 0 1 2 8 】

、第 1 パリティビット LLR s

【 数 4 1 】

$$\{x_{pi}^n\}$$

50

【 0 1 2 9 】

および第 2 パリティビット L L R s

【 数 4 2 】

$$\{x_{p2}^n\}$$

【 0 1 3 0 】

に逆多重化する。ソフト入力ソフト出力 (S I S O) デコーダー 9 5 4 a は、デマルチプレクサー 9 5 2 からのデータビット L L R s

【 数 4 3 】

$$\{x_{data}^n\}$$

10

【 0 1 3 1 】

と第 1 パリティビット L L R s

【 数 4 4 】

$$\{x_{p1}^n\}$$

20

【 0 1 3 2 】

およびコードインターリーバー 9 5 8 からのデインターリーブされたデータビット L L R s

【 数 4 5 】

$$\{\tilde{x}_{data2}\}$$

30

【 0 1 3 3 】

を受信する。次に、S I S O デコーダー 9 5 4 a は、第 1 の構成要素である畳み込み符号に基づいて、データのための新しい L L R s と第 1 のパリティビット

【 数 4 6 】

$$\{x_{data1}\} \text{ および } \{x_{p1}^{n+1}\}$$

【 0 1 3 4 】

を導き出す。コードインターリーバー 9 5 6 は、送信機において使用されるコードインターリーブスキームに従ってデータビット L L R s $\{x_{data}\}$ をインターリーブし、インターリーブされたデータビット L L R s

【 数 4 7 】

40

$$\{\tilde{x}_{data1}\}$$

【 0 1 3 5 】

を供給する。

50

【 0 1 3 6 】

同様に、S I S Oデコーダ－9 5 4 bは、デマルチプレクサ－9 5 2からデータビットL L R s

【数 4 8】

$$\{x_{data}^n\}$$

【 0 1 3 7 】

と第2のバリティビットL L R s

【数 4 9】

$$\{x_{p2}^n\}$$

10

【 0 1 3 8 】

を受信するとともに、コードインターリーバ－9 5 6からインターリーブされたデータビットL L R s

【数 5 0】

20

$$\{\tilde{x}_{data1}\}$$

【 0 1 3 9 】

を受信する。次に、S I S Oデコーダ－9 5 4 bは、第2の構成要素である畳み込み符号に基づいて、データのための新しいL L R sと第2のバリティビット

【数 5 1】

$$\{x_{data2}\} \text{ および } \{x_{p2}^{n+1}\}$$

30

【 0 1 4 0 】

を導き出す。コードインターリーバ－9 5 8はコードインターリーブングに対して相補的な方法でデータビットL L R s $\{x_{data2}\}$ をデインターリーブし、デインターリーブされたデータビットL L R s

【数 5 2】

$$\{\tilde{x}_{data2}\}$$

40

【 0 1 4 1 】

を供給する。S I S Oデコーダ－9 5 4 aおよび9 5 4 bは、B C J R S I S O最大帰納的(M A P)アルゴリズムまたはそのより低い複雑性導関数、ソフト出力ピタビ(S O V)アルゴリズム、または他のあるデコーディングアルゴリズムを実施してもよい。これらのアルゴリズムは技術的に知られている。

【 0 1 4 2 】

S I S O復号器9 5 4 aおよび9 5 4 bによる復号は現在の検出/デコーディング反復nに対して N_{dec} 回反復される。但し $N_{dec} > 1$ である。すべての N_{dec} のデコーディング反復が完了した後で、結合器/マルチプレクサ－9 6 0は、S I S Oデコーダ－9 5 4 a

50

から最後のデータビット L L R s $\{x_{data1}\}$ と、最後の第 1 パリティビット L L R s
【数 5 3】

$$\{x_{p1}^{n+1}\}$$

【0 1 4 3】

を受信し、コードデインターリーバ 9 5 8 からデインターリーブされた最後のデータビット L L R s
【数 5 4】

10

$$\{\tilde{x}_{data2}\}$$

【0 1 4 4】

を受信し、S I S O デコーダ 9 5 4 b から最後の第 2 パリティビット L L R s
【数 5 5】

20

$$\{x_{p2}^{n+1}\}$$

【0 1 4 5】

を受信する。次に、結合器 / マルチプレクサ 9 6 0 は、以下のように次の検出 / デコーディング反復 $n + 1$ のためのデコーダ L L R s
【数 5 6】

$$\{x_{dec}^{n+1}\}$$

30

【0 1 4 6】

を計算する。
【数 5 7】

$$\{x_{dec}^{n+1}\} = \{x_{data1} + \tilde{x}_{data2}, x_{p1}^{n+1}, x_{p2}^{n+1}\}$$

【0 1 4 7】

デコーダ L L R s
【数 5 8】

40

$$\{x_{dec}^{n+1}\}$$

【0 1 4 8】

は方程式 (1 6) 内の i, j に相当し、F E C デコーダにより検出器に供給される演繹情報を表す。

【0 1 4 9】

すべての N_{dd} の検出 / デコーディング反復が完了した後で、結合器 / マルチプレクサ 9 6 0 は、以下のように最後のデータビット L L R s $\{x_{data}\}$ を計算する。

50

【数 5 9】

$$\{x_{data}\} = \{x_{data}^{N_{dd}} + x_{data1} + \tilde{x}_{data2}\}$$

【0 1 5 0】

但し、

【数 6 0】

$$\{x_{data}^{N_{dd}}\}$$

10

【0 1 5 1】

は最後の検出 / デコーディング反復のために LLR 計算ユニット 930 により供給されるデータビット LLRs である。スライサー 962 は、最後のデータビット LLRs $\{x_{data}\}$ をスライスし、リカバーされるパケットのための復号されたパケット

【数 6 1】

$$\{\hat{d}\}$$

20

【0 1 5 2】

を供給する。

【0 1 5 3】

CRC チェッカー 968 は復号されたパケットをチェックし、パケットステータスを供給する。

【0 1 5 4】

図 9 A に戻ると、FEC デコーダー 950 からのデコーダー LLRs

【数 6 2】

$$\{x_{dec}^{n+1}\}$$

30

【0 1 5 5】

は、チャンネルインターリーパー 970 によりインターリーブされ、インターリーブされたデコーダー LLRs は検出器 920 に供給される。検出器 920 は、受信したシンボル $\{r_m\}$ とデコーダー LLRs

【数 6 3】

$$\{x_{dec}^{n+1}\}$$

40

【0 1 5 6】

に基づいて新しく検出されたシンボル

【数 6 4】

$$\{\hat{s}_m^{n+1}\}$$

【0 1 5 7】

を導き出す。デコーダー LLRs

【数 6 5】

$$\{x_{dec}^{n+1}\}$$

【0 1 5 8】

は、(a) 方程式 (12) 内の \underline{z} を導き出すために使用される干渉の期待値 (すなわち、 $E[s_i]$)、および (b) 方程式 (11) 内の \underline{Q} を導き出すために使用される干渉の分散 (すなわち、 $VAR[s_i]$) を計算するために使用される。

【0 1 5 9】

上述したように、RX空間プロセッサ 160 a からのすべての受信されたデータシンボルブロックのための検出されたシンボル

10

【数 6 6】

$$\{\hat{s}_m^{n+1}\}$$

【0 1 6 0】

は、RXデータプロセッサ 170 b により再びデコードされる。検出およびデコーディングプロセスは N_{dd} 回反復される。反復検出およびデコーディングプロセスの期間に、検出されたシンボルの信頼性は、各検出/デコーディング反復を用いて改善する。

20

【0 1 6 1】

方程式 (8) に示されるように、MMSE 検出器応答 \underline{w}_i は \underline{Q} に依存する。 \underline{Q} は、干渉の分散 $VAR[s_i]$ に依存する。 \underline{Q} は、各検出/デコーディング反復に対して異なるので、MMSE 検出器応答 \underline{w}_i も各反復に対して異なる。受信機 150 b を単純化するために、検出器 920 は (1) N_{dd1} 検出/デコーディング反復のための MMSE 検出器および (2) N_{dd2} の検出/デコーディング反復のための MRC 検出器 (または反復とともに変わらない応答を有する他のタイプの検出器/イコライザ) を実施してもよい。この場合、 N_{dd1} および N_{dd2} は各々 1 またはそれより大きい値であり得る。例えば、MMSE 検出器は、第 1 の検出/デコーディング反復に使用してもよく、MRC 検出器は、次の 5 つの検出/デコーディング反復に使用してもよい。別の例として、MMSE 検出器は、最初の 2 つの検出/デコーディング反復に使用されてもよい。また、MRC 検出器は次の 4 つの検出/デコーディング反復に使用されてもよい。

30

【0 1 6 2】

MRC 検出器は、方程式 (6) で示すように、項 u_i を用いて実施してもよい。この場合、 $\underline{w}_{mrc, i}$ を \underline{w}_i と交換する。方程式 (6)、(9)、(12) で示されるように、項 u_i は、干渉の期待値 $E[s_i]$ に依存する。受信機 150 b をさらに簡単化するために、項 u_i は、MMSE 検出器から MRC 検出器に切り替えた後で省略してもよい。

【0 1 6 3】

反復検出およびデコーディングスキームは種々の利点を提供する。

40

【0 1 6 4】

例えば、IDD スキームは、NT の送信アンテナを介して同時に送信されたすべてのデータパケットのための単一レートをサポートし、周波数選択フェージングに対抗することができ、図 4 B に示される並列に連結された畳み込み符号を含む種々のコーディングおよび変調スキームと一緒に柔軟に使用してもよい。

【0 1 6 5】

3. レート選択

単一キャリア MIMO システムおよび MIMO-OFDM システムの両方の場合、受信機および/または送信機は、MIMO チャンネルを推定することができ、MIMO チャンネル上のデータ送信のための適切なレートを選択することができる。レート選択は種々の方法で

50

実施してもよい。いくつかの例示レート選択スキームは、以下に記載される。

【0166】

第1のレート選択スキームにおいて、MIMOチャネル上のデータ送信のためのレートは、ある基準に基づいて選択される。この基準は、 N_T の送信アンテナのためのチャネル応答をモデル化する等価システムを用いて導き出される。等価システムは、AWGNチャネル（すなわち、フラットな周波数応答を有した）および N_T の送信アンテナの平均スペクトル効率に等しいスペクトル効率を有するように定義される。等価システムは、 N_T の送信アンテナの合計容量に等しい合計容量を有する。平均スペクトル効率は（1）送信アンテナ毎に受信されたSNRを推定する（例えば、受信されたパイロットおよび/またはデータシンボルに基づいて）、（2）受信されたSNRから各送信アンテナのスペクトル効率を計算するおよび（制約されたまたは非制約された）スペクトル効率関数、 $f(x)$ に基づいて、および（3）個々の送信アンテナのスペクトル効率に基づいて N_T の送信アンテナの平均スペクトル効率を計算することにより決定してもよい。測定基準は、平均スペクトル効率をサポートするために等価なシステムにより必要とされるSNRとして定義してもよい。このSNRは、平均スペクトル効率からおよび逆関数 $f^{-1}(x)$ に基づいて決定してもよい。

10

【0167】

システムは、レートのセットをサポートするように設計してもよい。

【0168】

サポートされるレートの1つは、ヌルレートのためのもの（すなわち、ゼロのデータレート）であってもよい。残りのレートの各々は、特定のノンゼロデータレート、特定のコーディングスキームまたはコードレート、特定の 변調スキーム、およびAWGNチャネルのための性能の目標レベル（例えば、1%PER）を達成するのに必要な特定の最小SNRに関連する。ノンゼロデータレートを有した各サポートされたレートの場合、必要なSNRは、特定のシステム設計（すなわち、そのレートのためにシステムにより使用される、特定のコードレート、インターリーブスキーム、変調スキーム等）に基づいて、およびAWGNチャネルのために得られる。当技術分野で周知のように必要なSNRは、コンピュータシミュレーション、経験に基づく測定等により得てもよい。サポートされたレートのセットおよびそれらの必要なSNRsは、ルックアップテーブル（例えば、図8AのLUT184）に記憶してもよい。

20

30

【0169】

測定基準はシステムによりサポートされるレートの各々のための必要なSNRに対して比較してもよい。測定基準以下である必要なSNRを有した最も高いレートはMIMOチャネル上のデータ送信に使用するために選択される。第1のレート選択スキームは、2002年6月20日に出願された、「マルチチャネル通信システムのためのレート制御」(Rate Control for Multi-Channel Communication System)というタイトルの同一出願人による米国特許出願シリアル番号第10/176,567に詳細に記載されている。

【0170】

第2のレート選択スキームにおいて、MIMOチャネル上のデータ送信のためのレートは、 N_T の送信アンテナのための受信されたSNRsに基づいて選択される。

40

【0171】

各送信アンテナのための受信されたSNRが最初に決定され、次に、平均受信SNR、 $r_{x,avg}$ が N_T の送信アンテナのために計算される。次に、動作するSNR、 γ_{op} が、平均受信SNR、 $r_{x,avg}$ およびSNRオフセットまたはバックオフファクター(back-off factor) γ_{os} （例えば、 $\gamma_{op} = r_{x,avg} + \gamma_{os}$ 、但し単位はdBである）に基づいて N_T の送信アンテナのために計算される。SNRオフセットは推定誤差、MIMOチャネルのばらつきおよび他の要因に対処するために使用される。動作するSNR、 γ_{op} は、システムによりサポートされるレートの各々のための必要なSNRに対して比較してもよい。動作するSNR以下である必要なSNRを有した最も高いレート（すなわち、 $r_{req} < \gamma_{op}$ ）は、MIMOチャネル上のデータ送信に使用するために選択される。第2のレート選択スキームは

50

、2003年3月20日に出願された「マルチチャネル通信システムにおけるデータ送信のための送信モード選択」(Transmission Mode Selection for Data Transmission in a Multi-Channel Communication System)というタイトルの同一出願人により米国特許出願シリアル番号第10/394,529に詳細に記載されている。

【0172】

ここに記載されたIR送信技術は、種々の手段により実施してもよい。

【0173】

例えば、これらの技術は、ハードウェア、ソフトウェアあるいはそれらの組合せにおいて実施してもよい。ハードウェアで実施する場合、IR送信のために送信機において使用される処理ユニットは、1つ以上の特定用途向け集積回路(ASICs)、デジタルシグナルプロセッサ(DSP)、デジタル信号処理装置(DSPD)、プログラマブルロジックデバイス(PLD)、フィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、ここに記載された機能を実行するように設計された他の電子ユニットまたはそれらの組み合わせ内で実施してもよい。IR送信を受信するために受信機において使用される処理装置も1つ以上のASICs、DSPs、DSPDs、PLDs、FPGAs、プロセッサ、コントローラ等内で実施してもよい。

10

【0174】

ソフトウェア実施の場合、IR送信技術は、ここに記載された機能を実行するモジュール(例えば、手続、機能等)を用いて実施してもよい。

20

【0175】

ソフトウェアコードは、メモリユニット(例えば、図1のメモリユニット142および182に)に記憶してもよく、プロセッサ(例えば、コントローラ140および180)により実行してもよい。メモリユニットは、プロセッサ内部でまたはプロセッサ外部で実施してもよい。プロセッサ外部で実施する場合、メモリユニットは、当該技術分野で周知のように、種々の手段を介してプロセッサに通信可能に接続することができる。

【0176】

見出しは、参考のために、およびあるセクションを見つけることを補助するためにここに含まれている。これらの見出しは、見出しの下に記載された概念の範囲を制限することを意図したものではなく、これらの概念は、明細書全体にわたって他のセクションに適用可能性を有していてもよい。

30

【0177】

開示された実施形態の上述の記載は、技術に熟達したいかなる人もこの発明を製作または使用することを可能にするために提供される。

【0178】

これらの実施形態への種々の変更は、当業者に容易に明白であり、ここに定義される包括的原理は、この発明の精神または範囲を逸脱することなく他の実施形態に適用してもよい。

【0179】

従って、この発明は、ここに示される実施形態に限定されることを意図したものではなく、ここに開示される原理と新規な特徴に最も一致する範囲が許容されるべきである。

40

【図面の簡単な説明】

【0180】

【図1】図1は、IR送信を実施するMIMOシステムにおける送信機と受信機のブロック図を示す。

【図2】図2は、MIMOシステムにおいて、IR送信を送信しおよび受信するプロセスを示す。

【図3】図3は、IR送信を図解するタイミング図を示す。

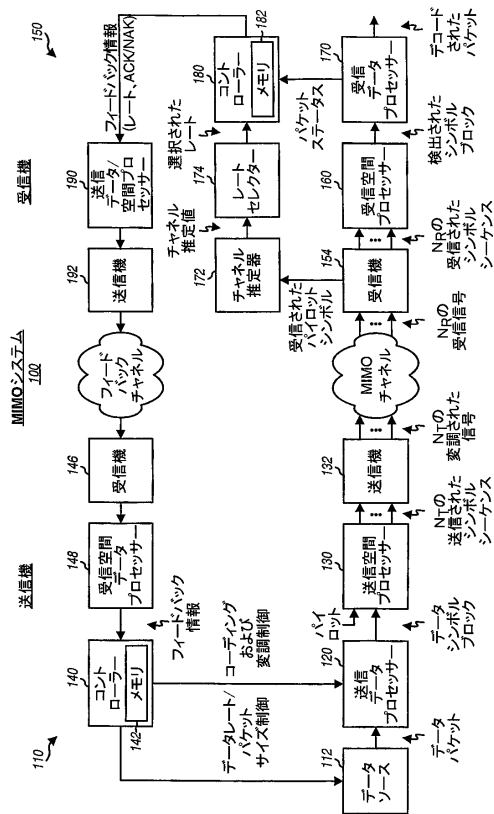
【図4A】図4Aは送信機における送信(TX)データプロセッサを示す。

50

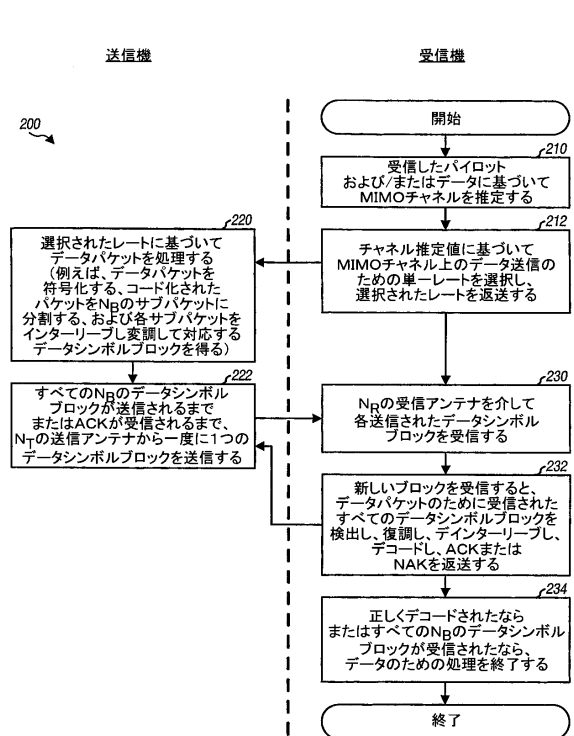
- 【図4B】図4Bは、TXデータプロセッサ内のターボエンコーダを示す。
- 【図5】図5は、TXデータプロセッサによる1つのデータパケットの処理を図解する。
- 【図6A】図6Aは、送信機におけるTX空間プロセッサの1つの実施形態を示す。
- 【図6B】図6Bは、送信機におけるTX空間プロセッサの1つの実施形態を示す。
- 【図6C】図6Cは、送信機におけるTX空間プロセッサの1つの実施形態を示す。
- 【図6D】図6Dは、送信機におけるTX空間プロセッサの1つの実施形態を示す。
- 【図7A】図7Aは、例示MIMO-OFDMシステムのための1つのデータシンボルブロックのデマルチプレクシングを示す。
- 【図7B】図7Bは、例示MIMO-OFDMシステムのための2つのデータシンボルブロックのデマルチプレクシングを示す。
- 【図8A】図8Aは、受信機の一実施形態を示す。
- 【図8B】図8Bは図8Aの受信機における受信(RX)データプロセッサを示す。
- 【図9A】図9Aは、反復する検出およびデコーディングを実施する受信機を示す。
- 【図9B】図9Bはターボデコーダを示す。

10

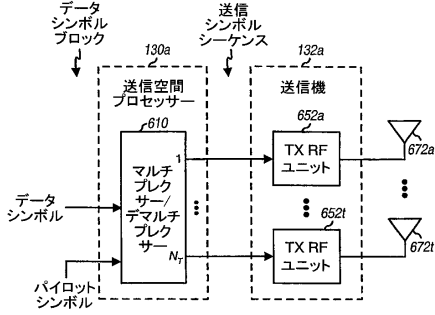
【図1】



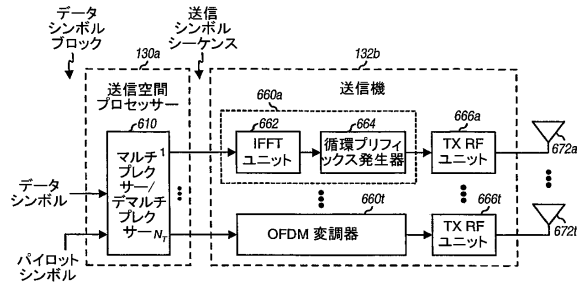
【図2】



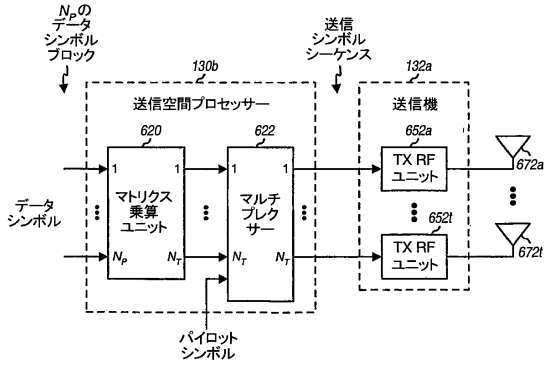
【図 6 A】



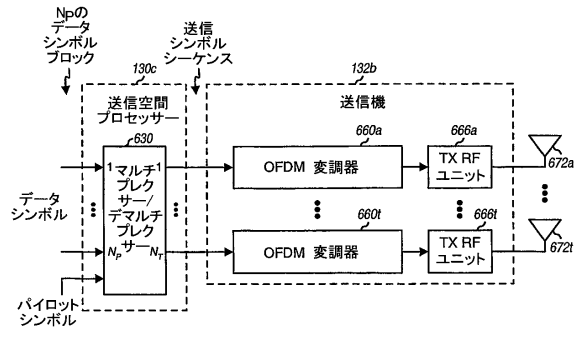
【図 6 C】



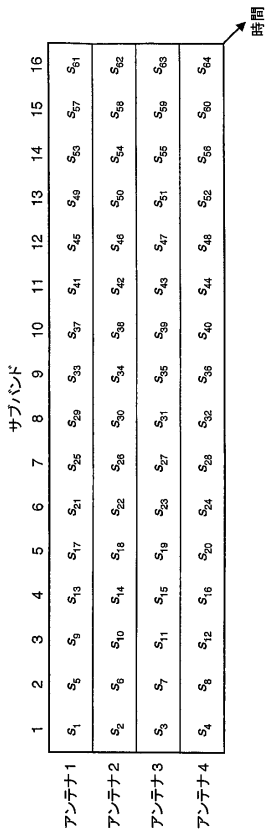
【図 6 B】



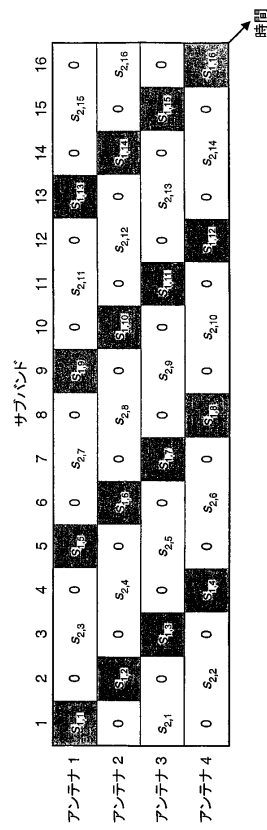
【図 6 D】



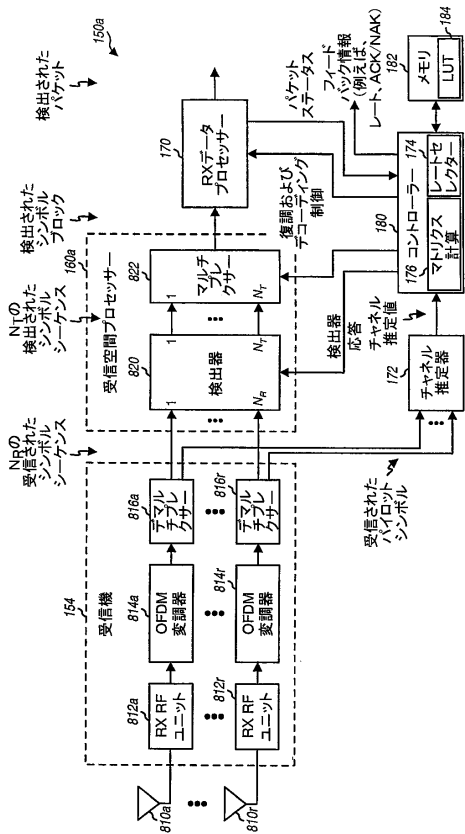
【図 7 A】



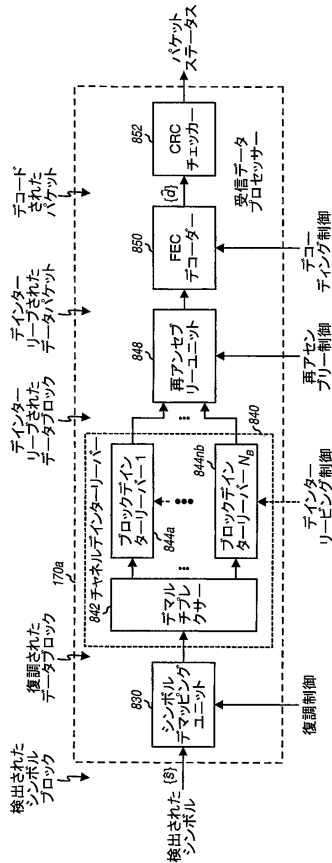
【図 7 B】



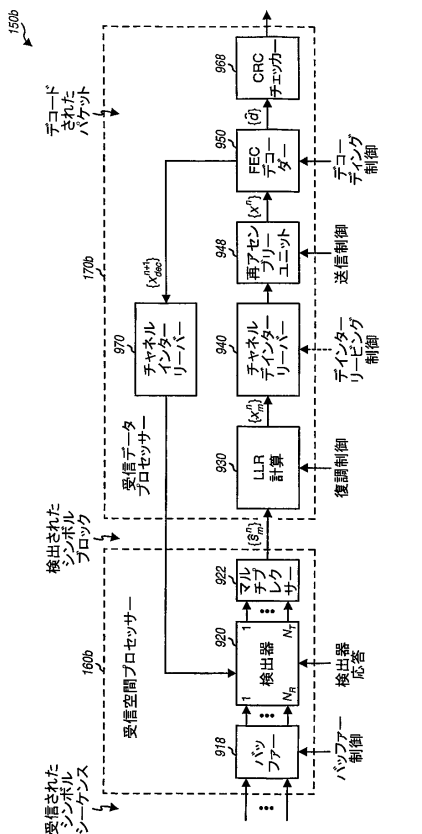
【 図 8 A 】



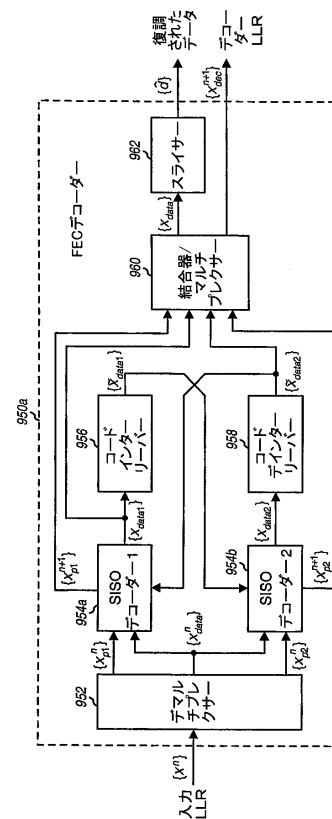
【 図 8 B 】



【 図 9 A 】



【 図 9 B 】



フロントページの続き

(31)優先権主張番号 10/801,624

(32)優先日 平成16年3月15日(2004.3.15)

(33)優先権主張国 米国(US)

(74)代理人 100109830

弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100095441

弁理士 白根 俊郎

(74)代理人 100084618

弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100103034

弁理士 野河 信久

(74)代理人 100092196

弁理士 橋本 良郎

(74)代理人 100100952

弁理士 風間 鉄也

(72)発明者 カドウス、タマー

アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92122、サン・ディエゴ、ナンバー316、トスカナ・
ウェイ 5385

審査官 羽岡 さやか

(56)参考文献 特開2003-124915(JP,A)

特開2003-018131(JP,A)

特開2002-217752(JP,A)

国際公開第2002/082689(WO,A1)

国際公開第02/087088(WO,A1)

米国特許出願公開第2003/0153276(US,A1)

特開2003-134094(JP,A)

特表2004-520750(JP,A)

Yongzhong Zou, Jiangbo Dong, Daoben Li, A novel HARQ and AMC scheme using space-time block coding and turbo codes for wireless packet data transmission, Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003. International Conference on, 2003年 4月 9日, Volume 2, pp.1046-1050

Woo Tae Kim, Sang Jae Bae, Jeong Goo Kim, Eon Kyeong Joo, Performance of STBC with turbo code in HARQ scheme for mobile communication systems, Telecommunications, 2003. ICT 2003. 10th International Conference on, 2003年 2月23日, Volume 1, pp.85-89

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00

H04B 7/04

H04B 7/06

H04B 7/08

H04L 1/18