

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-16005
(P2012-16005A)

(43) 公開日 平成24年1月19日(2012.1.19)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 99/00 (2009.01)	HO4J 15/00	5K159
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00 Z	
HO4B 7/04 (2006.01)	HO4B 7/04	

審査請求 未請求 請求項の数 14 O L 外国語出願 (全 76 頁)

(21) 出願番号	特願2011-132211 (P2011-132211)	(71) 出願人	597067574
(22) 出願日	平成23年6月14日 (2011. 6. 14)		ミツビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド
(31) 優先権主張番号	12/827, 591		アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、ブロードウェイ 201
(32) 優先日	平成22年6月30日 (2010. 6. 30)		201 BROADWAY, CAMBRIDGE, MASSACHUSETTS
(33) 優先権主張国	米国 (US)		02139, U. S. A.
		(74) 代理人	100110423
			弁理士 曾我 道治
		(74) 代理人	100094695
			弁理士 鈴木 憲七
		(74) 代理人	100111648
			弁理士 梶並 順

最終頁に続く

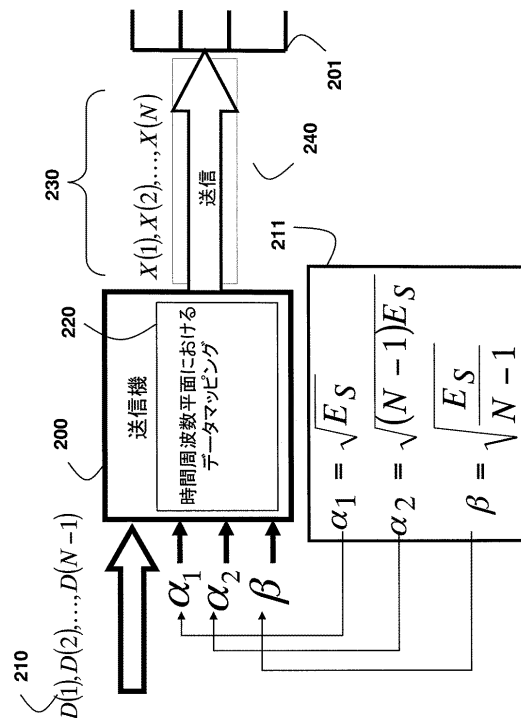
(54) 【発明の名称】 無線ネットワークのリソースブロックにおいて暗黙的に埋め込まれたパイロットシンボルを有するデータシンボルを符号化する方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 MIMO技法及びOFDM技法に基づくネットワークのリソースブロックを符号化する方法を提供する。

【解決手段】 データシンボルのセット 210 が変調コンステレーションのセットから選択され、データシンボルのセットのサンプル平均が求められる。各データシンボルは、まず、サンプル平均だけシフトされて、シフトされたデータシンボルが取得され、次いで、シフトされたシンボルに第1の定数が乗算されて、スケールされたデータシンボルが取得される。第2の定数が、スケールされたデータシンボルに加算されて、マッピングされたデータシンボルが取得される。サンプル平均に第3の定数が乗算されて、サンプル平均のマッピングされたシンボル 230 が取得される。マッピングされたデータシンボルのセット及びサンプル平均のマッピングされたシンボルは、その後、リソースブロック 240 として送信される。

【選択図】 図2A



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線ネットワークの送信機においてデータシンボルを符号化する方法であって、送信されるデータシンボルのセットを送信機に提供するステップであって、各該データシンボルは、変調コンステレーションのセットから選択されるものと、

前記データシンボルのセットのサンプル平均を求めるステップと、

各前記データシンボルを前記サンプル平均だけシフトしてシフトされたデータシンボルを取得するステップと、

前記シフトされたデータシンボルに第 1 の定数を乗算してスケーリングされたデータシンボルを取得するステップであって、前記第 1 の定数は前記データシンボルのセットのエネルギーの第 1 の関数に依存するものと、

前記スケーリングされたデータシンボルに第 2 の定数を加算してマッピングされたデータシンボルを取得するステップであって、前記第 2 の定数は前記データシンボルのセットの前記エネルギーの第 2 の関数に依存するものと、

前記サンプル平均に第 3 の定数を乗算してサンプル平均のマッピングされたシンボルを取得するステップと、

前記マッピングされたデータシンボルのセット及び前記サンプル平均のマッピングされたシンボルをリソースブロックとしてチャンネルにより送信するステップと、

を含み、前記ステップは前記送信機において実行される、方法。

【請求項 2】

前記リソースブロックは、 N_T 個の連続したマッピングされたデータシンボルによってスパンされた時間周波数リソースユニットを含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記時間周波数リソースユニットが N_F 個の連続した周波数トーンにわたって前記 N_T 個の連続したデータシンボルによってスパンされたものであって、 N_F は 1 よりも大きく、 $N_T = 1$ である、請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記時間周波数リソースユニットが N_F 個の連続した周波数トーンにわたって前記 N_T 個の連続したデータシンボルによってスパンされたものであって、 N_F は 1 に等しく、 N_T は 1 よりも大きい、請求項 2 に記載の方法。

【請求項 5】

前記時間周波数リソースユニットが N_F 個の連続した周波数トーンにわたって前記 N_T 個の連続したデータシンボルによってスパンされたものであって、 N_F 及び N_T は共に 1 よりも大きい、請求項 2 に記載の方法。

【請求項 6】

前記変調コンステレーションは、4 位相偏移変調、16 直交振幅変調(QAM)、及び 64 QAM からなる群から選択される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 7】

前記データシンボルのセットは $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ であり、定数のセットは α_1, α_2 、及び β であり、前記マッピングは

【数 1】

$$m = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k)$$

$$X(n) = \alpha_1(D(n) - m) + \beta \quad n = 1, \dots, N-1$$

$$X(N) = \alpha_2 m$$

に従い、ここで、 $X(1), X(2), \dots, X(N)$ はマッピングされたデータシンボルであり、 m は前記 $N-1$ 個のデータシンボル $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ のサンプル平均で

10

20

30

40

50

あり、 $X(N)$ はサンプル平均のマッピングされたシンボルであり、 n は送信用の前記時間周波数リソースユニットのインデックスであり、 k はダミー変数である、請求項2に記載の方法。

【請求項8】

E_S は、前記 N 個のマッピングされたデータシンボル $X(1), X(2), \dots, X(N)$ のそれぞれの平均エネルギーであり、前記定数 α_1 、 α_2 、及び β は、以下の関数に従って

$$\alpha_1 = \sqrt{E_S}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{(N-1)E_S}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_S}{N-1}}$$

10

としてそれぞれ選択される、請求項7に記載の方法。

【請求項9】

前記リソースブロックのスペクトル効率は $(N-1)/N$ である、請求項7に記載の方法

。 【請求項10】

前記マッピングされたデータシンボルを受信シンボルとして受信するステップと、
前記受信シンボルを合計として合算するステップと、
前記合計を $(N-1)$ によってスケールリングするステップと、
をさらに含む、請求項7に記載の方法。

20

【請求項11】

前記データシンボルのセットを K 個のストリームに分割するステップと、
第4の定数

【数3】

$$\delta = \sqrt{\frac{E_S N}{K}}$$

30

を用いて、各前記ストリームを前記送信機の異なるアンテナで送信するステップと、
をさらに含む、請求項8に記載の方法。

【請求項12】

有効雑音確率変数

【数4】

$$\sum_{n=1}^{N-1} Z(n)$$

が $(N-1)$ によってスケールリングされる、請求項7に記載の方法。

40

【請求項13】

雑音の分散を低減させるを選択するステップと、
をさらに含む、請求項10に記載の方法。

【請求項14】

前記マッピングされたデータシンボルの数を増加させて雑音の分散を低減させるステップをさらに含む、請求項10に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、包括的には、無線通信ネットワークにおける信号符号化に関し、より詳細

50

には、変調コンステレーションのセットから選択されたデータシンボルを、多入力多出力(MIMO)直交周波数分割多重(MIMO-OFDM)ネットワーク及びMIMO-OFDMベースのリレー支援協調通信ネットワーク上において複数の送信機アンテナでデータサブキャリアにマッピングすることに関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信ネットワークにおいて、直交周波数分割(OFDM)及び多入力多出力(MIMO)の送受信機は、より広い伝送帯域幅にわたって周波数選択フェージングチャネルの信頼性を改善することができ、また、マルチユーザーセルラー(移動)ネットワークにおける周波数選択性スケジューリング利得(frequency-selective scheduling gain)を利用することもできる。

10

【0003】

MIMO技法は、絶え間なく拡大する高性能無線ネットワークをサポートするために必要とされるデータレートの莫大な増加を、帯域幅の追加を必要とすることなく提供する。さらに、OFDM変調を有するMIMO技法は、セルラーネットワークにおいて、時間周波数選択性チャネルフェージングに対する信頼性、マルチユーザーダイバーシティ、及び干渉軽減が改善されたより広い伝送帯域幅にわたって高いデータレート能力を提供する。

【0004】

空間領域、時間領域、及び周波数領域においてMIMO-OFDM無線チャネルを推定するために、未知の送信データシンボルと共に既知のパイロットシンボルを明示的に送信することが従来技術において一般的に行われている。これらのパイロットシンボルは、受信機が検出する必要がある。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】米国特許第6185258号明細書

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、パイロットシンボルを別途送信することは、電力、時間、及び帯域幅(周波数)を浪費する。これらの電力、時間、及び帯域幅は、パイロットシンボルを別途送らないならば、データレートを増加させるのに用いることができる。より重要なことに、固定数のパイロットシンボルは、高速に変化するチャネルを推定するのに十分でないことがある。あまり変化しないチャネルを固定数のパイロットシンボルで推定することも効率的でない。

30

【0007】

たとえば、MIMO技術及びOFDM技術に基づくIEEE802.11n標準規格、IEEE802.16e標準規格、及び3GPP LTE標準規格に従って設計された既存のネットワークでは、既知のパイロットシンボル及び未知の変調されたデータシンボルは、異なった所定時間周波数リソースユニットにスパンする。すなわち、これらのパイロットシンボル及びデータシンボルは重なり合っていない。パイロットシンボル及びデータシンボルを重なり合わない形式で時間周波数リソースブロック(RB)に配置する際に、多くの異なる構成が起こりうるので、その結果、従来のRBの設計及び実施では柔軟性が低い。

40

【0008】

例として、従来のネットワークにおいて、空間多重化(SMUX)を有するMIMO-OFDMネットワークのRB設計は、アラモウチ符号化等の空間周波数符号化又は時空間符号化を有するMIMO-OFDMネットワークのRB設計とは異なる。これについては、アラモウチ他の2001年2月6日付けの米国特許第6,185,258号(特許文献1)の「Transmitter diversity technique for wireless communications」を参照されたい

50

。

【0009】

同様にして、従来のRB設計は、マルチユーザーMIMO-OFDMネットワーク、協調した複数の基地局を有するMIMO-OFDMネットワーク(協調マルチポイント送信(COMP)とも呼ばれる)、及び複数のリレー局を利用して信頼性を増加させると共にカバレッジを強化する協調通信ネットワーク等のいくつかのネットワークについて極めて柔軟性がない。

【0010】

この発明の実施の形態は、MIMO技法及びOFDM技法に基づくネットワークのリソースブロックを符号化する方法を提供する。

10

【課題を解決するための手段】

【0011】

この方法は、埋め込みリソースブロック(ERB: embedded resource block)においてデータシンボルにパイロットシンボルを暗黙的に埋め込む。これらの暗黙的なパイロットシンボルは、マッピング機能を用いて未知の変調されたデータシンボルに埋め込まれる。

【発明の効果】

【0012】

その結果、従来技術のように送信時間及び帯域幅等の貴重なリソースを割り当てて既知のパイロットシンボルを明示的に搬送する必要がない。これによって、時間及び帯域幅のリソースが大幅に節約され、それにより、全体的なネットワークスペクトル効率が改善される。

20

【0013】

この発明のERB設計におけるデータシンボルのすべては、暗黙的なパイロットシンボルの一部を含むので、この発明は、チャンネル推定の正確度を改善し、それによって、変動が大きなチャンネルにわたって信頼性及び性能を改善すると共に、ほとんど変動しないチャンネルにわたってリソース利用の効率を改善する。

【0014】

パイロットシンボルをこの発明のERBに暗黙的に埋め込むために使用するマッピング関数は、送信データシンボルの平均値エネルギーに基づく。パイロットシンボルを明示的に送信しないものの、チャンネルを推定することができ、次いで、元のデータシンボルを回復することができる。

30

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】この発明の実施の形態による埋め込みリソースブロック(ERB)のブロック図である。

【図2A】この発明の実施の形態による送信機において単一データストリーム用のERBの符号化のブロック図である。

【図2B】この発明の実施の形態によるマッピング関数のブロック図である。

【図3】この発明の実施の形態による空間多重化用のERBの符号化のブロック図である。

40

【図4】この発明の実施の形態によるアラモウチ符号化ストリームを伴った2つの送信機アンテナ用のERBの符号化のブロック図である。

【図5】この発明の実施の形態によるスタックドアラモウチ符号化を伴った4つの送信機アンテナ用のERBの符号化のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下のシナリオ、すなわち

単一データストリーム用のERB、

空間多重化用のERB、

アラモウチ符号化を伴った2つの送信機アンテナ用のERB、

50

スタックドアラモウチ(stacked Alamouti)符号化を伴った4つの送信機アンテナ用の E R B、及び

リレー支援協調通信ネットワーク用の E R B 設計、
 についてこの発明の E R B 設計を説明する。

【0017】

図1は、この発明の実施の形態による埋め込みリソースブロック(E R B)100を示している。2次元時間周波数平面において、E R Bは、 N_F 個の連続した周波数(又はサブキャリア又はサブチャネル)トーンにわたって N_T 個の連続したデータシンボルによってスパンされた時間周波数リソースユニットにより記載されている。各シンボルは、変調コンステレーションのセットから選択され、送信されるデータを表す。異なるシンボルは異なるコンステレーションから選択することができることに留意されたい。したがって、実際には、変調コンステレーションのうちの1つ又は複数のセットからシンボルを選択することができる。

10

【0018】

直交周波数分割多重(O F D M)変調による無線通信では、チャンネルコヒーレンス時間は、チャンネルがその間一定の状態である連続したO F D Mシンボルの数として定義される。チャンネルコヒーレンス帯域幅は、チャンネルがその間一定の状態である連続したサブキャリアの数として定義される。

【0019】

O F D Mシンボルの数の観点からの時間領域(T)におけるチャンネルコヒーレンス(c)は

20

【0020】

【数1】

$$N_{c,T} = \text{round}\left(\frac{1}{f_d T_S} \sqrt{\frac{9}{16\pi}}\right)$$

【0021】

によって近似的に与えられる。ここで、関数 $\text{round}(x)$ は x に最も近い整数を求め、 f_d はドップラースプレッドであり、 T_S はO F D Mシンボル長である。

30

【0022】

同様にして、サブキャリアの数の観点からの周波数領域(F)におけるチャンネルコヒーレンスは、

【0023】

【数2】

$$N_{c,F} = \text{round}\left(\frac{1}{5\sigma_{RMS}\Delta f}\right)$$

【0024】

によって近似的に与えられる。ここで、 σ_{RMS} は二乗平均平方根(R M S)チャンネル遅延スプレッドであり、 Δf はサブキャリア間隔である。 N_T がチャンネルコヒーレンス時間 $N_{c,T}$ よりも小さくなるように選択されると共に、 N_F がチャンネルコヒーレンス帯域幅 $N_{c,F}$ よりも小さくなるように選択されるとき、無線チャンネルは、サイズ $N_T \times N_F$ のリソースユニットのリソースブロック100にわたって一定の状態であるように近似される。

40

【0025】

I E E E 8 0 2 . 1 6 e 標準規格、I E E E 8 0 2 . 1 1 n 標準規格、及び3 G P P L T E 標準規格に従って設計されたM I M O - O F D M ベースのネットワークで用いられる変調コンステレーションには、4位相偏移変調(Q P S K)、16直交振幅変調(Q A M)

50

、64-QAM、M位相偏移変調、及びM値2次元変調が含まれる。

【0026】

これらのいずれをも選択することができる。

【0027】

単一データストリーム用の埋め込みリソースブロック

図2Aに示すように、長さN-1のデータシンボルのセット210が、1つ又は複数のアンテナからなるセット201を有する送信機200に提供される。これらのシンボルは、変調コンステレーションのセットから選択され、送信されるデータを表す。データシンボルは、D(1), D(2), ..., D(N-1)によって表される。D(i) (i = 1, ..., N-1)のそれぞれが、コンステレーションのセットから選択される。データシンボルは、チャンネルにより送信されるマッピングされたデータシンボルX(1), X(2), ..., X(N-1)230として、リソースブロック100のN = N_T × N_F個のリソースにわたってマッピングされる(220)。後述するサンプル平均のマッピングされたシンボルX(N)も送信される。

10

ステップ1: N-1個のデータシンボルD(1), D(2), ..., D(N-1)210を入力として提供する。データシンボルは、変調コンステレーション(1つ又は複数)のセットから選択され、送信されるデータを表す。正の定数 α_1 、 α_2 、及び β のセットである第1の定数、第2の定数、及び第3の定数を提供する。これらの定数は、エネルギーの対応する第1の関数、第2の関数、及び第3の関数に依存する。平均エネルギー、平均値エネルギー、及びピークエネルギー等の例示の関数は後述される。

20

【0028】

データシンボルのセットのサンプル平均mが求められる。

ステップ2: ERB100へのマッピング220を

【0029】

【数3】

$$m = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k)$$

$$X(n) = \alpha_1(D(n) - m) + \beta \quad n = 1, \dots, N-1$$

$$X(N) = \alpha_2 m$$

30

【0030】

に従って実行する。

【0031】

ステップ3: マッピングされたデータシンボルX(1), X(2), ..., X(N-1)及びサンプル平均のマッピングされたシンボルX(N)230を、N_F個の連続した周波数トーンにわたってN_T個の連続したシンボルによってスパンされたリソースユニットを用いてチャンネルによりリソースブロックとして送信する(240)。

【0032】

上記マッピング関数230において、mはN-1個のデータシンボルD(1), D(2), ..., D(N-1)のサンプル平均であり、nは、送信用の利用可能な時間周波数リソースユニットに対するインデックスであり、kはダミー変数である。

40

【0033】

E_sが、N-1個の送信されるマッピングされたデータシンボルのそれぞれの平均値エネルギーである場合、定数 α_1 、 α_2 、及び β は、以下の関数に従って

【0034】

【数 4】

$$\alpha_1 = \sqrt{E_S}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{(N-1)E_S}.$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_S}{N-1}}$$

【0035】

としてそれぞれ選択される。

10

【0036】

したがって、データシンボル $X(1), X(2), \dots, X(N-1)$ のそれぞれがたとえば E_S の平均値エネルギーで送信されることを確実にすることができる。

【0037】

図 2 B に示すように、本方法のマッピング関数 220 は、以下のように説明することができる。

(ステップ 221) $N-1$ 個のデータシンボルからなるセットのサンプル平均 m を求め；

(ステップ 222) $N-1$ 個のデータシンボルのそれぞれがサンプル平均 m だけシフトされ、この 2 番目のステップにおいてシフトされたデータシンボルに第 1 の定数 α_1 を乗算し、次いで、第 2 の定数 α_2 だけオフセットすることによって、 $N-1$ 個のスケーリングされたデータシンボルが形成され；

20

(ステップ 223) サンプル平均に第 3 の定数 β が乗算され、サンプル平均のマッピングされたシンボルが得られる。マッピングされたデータシンボル及びサンプル平均のマッピングされたシンボルは、その後、時間周波数リソースユニット $X(1), X(2), \dots, X(N)$ により送信することができる。

【0038】

この発明の方法によれば、どのパイロットシンボルも明示的に送信されないが、 $N-1$ 個のスケーリングされたシンボルのそれぞれは、チャンネルを推定することを可能にするためにパイロットシンボルを暗黙的に含む。サンプル平均シンボル m によって、元の $N-1$ 個のデータシンボルを回復することが可能になる。以下のこの発明の受信機におけるチャンネル推定及びデータ検出の説明において、これらのオペレーションを明らかにする。

30

【0039】

ERB マッピングユニットの出力におけるマッピングされたシンボル $X(1), X(2), \dots, X(N-1)$ 及びサンプル平均のマッピングされたシンボルは、 N_F 個のサブキャリアトーン及び N_T 個の OFDM シンボルを用いてリソースブロック 100 により送信される (240)。

【0040】

従来技術のように ERB 内の既知のパイロットシンボルは明示的に送信されない。その代わりに、パイロットシンボルは、リソースブロックにおいて各データシンボルに暗黙的に符号化される。その結果、この ERB マッピングルールによって達成されるスペクトル効率は非常に高い。 $N-1$ 個のデータシンボルを送信するのに N 個のリソースユニットを用いるので、リソースブロックのスペクトル効率は $(N-1)/N$ である。

40

【0041】

たとえば、 $N_T = 3$ 個の OFDM シンボル及び $N_F = 6$ 個の周波数トーンがあるとき、 $N = N_T * N_F = 3 * 6 = 18$ 個のリソースユニットがあり、スペクトル効率は $17/18 = 94.5\%$ である。 $N_T = 1$ の場合、この発明の ERB マッピングルールは、単一の OFDM シンボル内のサブキャリアに適用可能である一方、 $N_F = 1$ のとき、この発明の ERB マッピングルールは、所与のサブキャリアトーン上の OFDM シンボルに適用可能である。より重要なことに、 $N_F = 1$ のとき、この発明の ERB マッピングルールは、非 OFDM ネットワーク (単一キャリア変調ネットワーク等) にも適用可能である。

50

【 0 0 4 2 】

単一データストリームを伴った E R B のチャネル推定及びデータ復調

次に、上述したマッピングを利用する単一データストリーム及び M_R 個の受信機アンテナの OFDM ネットワークについて、チャネルを推定し、元のシンボル $D(1)$, $D(2)$, ..., $D(N-1)$ を回復する方法を説明する。この発明の E R B マッピングルールは、パイロットシンボルを何ら送信することなくチャネル推定を可能にする。すなわち、チャネルは、暗黙的なパイロットトーンから推定される。

【 0 0 4 3 】

N_T 個の OFDM シンボル及びの OFDM シンボル当たり N_F 個のサブキャリアを有する n 番目の時間周波数リソースユニット上の受信信号は、

10

【 0 0 4 4 】

【 数 5 】

$$Y_l(n) = H_l X(n) + Z_l(n)$$

【 0 0 4 5 】

によって与えられる。ここで、 $l = 1, \dots, M_R$ であり、 $n = 1, \dots, N_T N_F$ である。

【 0 0 4 6 】

要素 $Y_l(n)$ ($l = 1, \dots, M_R$) を 1 つのベクトル

【 0 0 4 7 】

20

【 数 6 】

$$\mathbf{Y}(n) = [Y_1(n) \ \dots \ Y_{M_R}(n)]^T$$

【 0 0 4 8 】

にスタックし、同様に、

【 0 0 4 9 】

【 数 7 】

$$\mathbf{h} = [H_1 \ \dots \ H_{M_R}]^T$$

30

【 0 0 5 0 】

とすると、

【 0 0 5 1 】

【 数 8 】

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{h}X(n) + \mathbf{Z}(n) \quad (1)$$

【 0 0 5 2 】

と記述することができ、ここで、

【 0 0 5 3 】

40

【 数 9 】

$$\mathbf{Z}(n) = [Z_1(n) \ \dots \ Z_{M_R}(n)]^T$$

【 0 0 5 4 】

は、ベクトル値雑音プラス干渉ベクトルである。

【 0 0 5 5 】

式 (1) から、この発明のマッピングルールを逆にしたものを利用すると、チャネルの推定値

【 0 0 5 6 】

50

【数 1 0】

 $\hat{\mathbf{h}}$

【0 0 5 7】

は、

【0 0 5 8】

【数 1 1】

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Y}(n) \quad 10$$

$$= \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} [\mathbf{h}\{\alpha_1(D(n)-m) + \beta\} + \mathbf{Z}(n)]$$

$$= \mathbf{h} \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} [\alpha_1(D(n)-m) + \beta] + \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Z}(n)$$

$$= \mathbf{h} + \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Z}(n) \quad 20$$

【0 0 5 9】

として取得することができる。

【0 0 6 0】

この発明の E R B マッピングルールによる第 1 のマッピングされた $N - 1$ 個のシンボル $X(1), X(2), \dots, X(N-1)$ のそれぞれは、第 1 の定数 α_1 によってスケーリングされかつ第 2 の定数 β だけオフセットされたそのデータシンボル $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ のサンプル平均シフトバージョンである。この特性のために、サンプル平均のマッピングされたシンボル、すなわち組み込まれたパイロットシンボル、として送信された最初の $N - 1$ 個の受信シンボルのサンプル平均 m によりチャネルを推定することが可能になる。有効雑音確率変数 (effective noise random variable) 30

【0 0 6 1】

【数 1 2】

$$\sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Z}(n)$$

【0 0 6 2】

は、 $(N - 1)$ によってスケーリングされることに留意されたい。すなわち、第 2 の定数 β 若しくはデータシンボルの数 $N - 1$ 、又は双方を増加させることによって、この雑音の分散を低減することができ、それによって、チャネル推定値 40

【0 0 6 3】

【数 1 3】

 $\hat{\mathbf{h}}$

【0 0 6 4】

の正確度を改善することができる。

【0 0 6 5】

上記チャネル推定値を用いると、シンボル $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ は、【0 0 6 6】 50

【数 1 4】

$$\hat{D}(n) = \frac{1}{\alpha_1} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{Y}(n)}{\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}} - \beta \right) + \frac{1}{\alpha_2} \frac{\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{Y}(N)}{\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}}$$

【0067】

として推定することができる。ここで、 $n = 1, \dots, N - 1$ であり、「 $\hat{}$ 」は推定値を示す。

【0068】

上記推定値

10

【0069】

【数 1 5】

$$\hat{D}(n)$$

【0070】

は、変調シンボル $D(n)$ の「ソフト」推定値とも呼ばれることに留意すべきである。上記推定値は、データシンボル $D(n)$ が属する任意のコンステレーションについて有効である。従来技術において利用可能な既知の技法を用いると、変調シンボル $D(n)$ において符号化されている各ビットの対数尤度比 (LLR) 情報、及び推定値

【0071】

20

【数 1 6】

$$\hat{D}(n)$$

【0072】

のハード判定復調バージョンを生成することは容易である。

【0073】

上述した E R B マッピングルールは、E R B の出力における N 個のすべての変調シンボルが 1 シンボル当たり同じレベルの平均値エネルギーで送信されるときについて考案されていることも特筆しておく。1 シンボル当たりの平均値送信エネルギーが等しくないことを可能にするように、上記の E R B マッピングルールを非自明な方法で変更することも可能であり、これらの変更を以下で説明する。

30

【0074】

シンボル $X(n)$ が送信される平均値エネルギーは $E_S(n)$ である。次に、以下の $2N - 1$ 個の定数

【0075】

【数 1 7】

$$\alpha_1(k) = \sqrt{E_S(k)} \quad k = 1, \dots, N - 1$$

$$\beta(k) = \sqrt{\frac{E_S(k)}{N - 1}} \quad k = 1, \dots, N - 1,$$

40

$$\alpha_2 = \sqrt{(N - 1)E_S(N)}$$

【0076】

を定義して、 $D(1), D(2), \dots, D(N - 1)$ から $X(1), X(2), \dots, X(N)$ へのマッピングを

【0077】

【数 1 8】

$$m = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k)$$

$$X(n) = \alpha_1(n)(D(n) - m) + \beta(n) \quad n = 1, \dots, N-1$$

$$X(N) = \alpha_2 m$$

【0078】

10

として行う。

【0079】

このERBマッピングルールと前述したERBマッピングルールとの間の唯一の相違は、ここでは、3つの定数 α_1 、 α_2 、及び β を有するのではなく、 $2N-1$ 個の第1の定数からなるセット $\{\alpha_1(1), \dots, \alpha_1(N-1)\}$ 、 α_2 、及び第2の定数のセット $\{\beta(1), \dots, \beta(N-1)\}$ を有するということである。式(1)で説明した前の受信信号モデルを用いると、チャネルは、

【0080】

【数 1 9】

20

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{\mathbf{Y}(n)}{\alpha_1(n)}}{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{\beta(n)}{\alpha_1(n)}} = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{[\mathbf{h}\{\alpha_1(n)(D(n) - m) + \beta(n)\} + \mathbf{Z}(n)]}{\alpha_1(n)}}{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{\beta(n)}{\alpha_1(n)}}$$

$$= \mathbf{h} + \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{[\mathbf{Z}(n)]}{\alpha_1(n)}}{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{\beta(n)}{\alpha_1(n)}}$$

30

【0081】

として推定される。

【0082】

上記推定されたチャネルを用いると、シンボル $D(1)$ 、 $D(2)$ 、 \dots 、 $D(N-1)$ は、

【0083】

【数 2 0】

40

$$\hat{D}(n) = \frac{1}{\alpha_1(n)} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{Y}(n)}{\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}} - \beta(n) \right) + \frac{1}{\alpha_2} \frac{\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{Y}(N)}{\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}}$$

【0084】

として推定することができる。ここで、 $n = 1, \dots, N-1$ である。

【0085】

空間多重化用の埋め込みリソースブロック

単一ストリームSIMO-OFDMネットワークのERBマッピングルールは、複数の送信機アンテナ及び複数のデータストリームを有する送信機に拡張することができる。

50

【 0 0 8 6 】

K個の送信機アンテナを有するMIMO-OFDMネットワークの符号化ルールを説明する。ストリームの数は、送信機アンテナの数よりも少なくすることができる。簡単にするために、ストリームの数は送信機アンテナの数に等しいものと仮定する。

【 0 0 8 7 】

MIMO-OFDMマッピングの所望の数のシンボルは、各ストリームがN個のシンボルを有するK個のストリームに分割される。チャンネル使用の数が $N_T * N_F = N + K$ となるように、 N_T 個のOFDMシンボル及びOFDMシンボル当たり N_F 個のサブキャリアが用いられる。送信機アンテナkにおけるn番目の時間周波数リソース(又はチャンネル使用n)のシンボルは $D_k(n)$ によって示される。

10

【 0 0 8 8 】

図3は、空間多重化を有するMIMO-OFDMのERBマッピングルールを示している。

ステップ1：すでに述べたように、データシンボルのセットが入力として提供される。シンボルの数Nは、ストリームの数Kで割り切れるように選択される。 $N * K$ 個のシンボルは、 $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N), \dots, D_K(1), D_K(2), \dots, D_K(N)$ 310として再配列される。ここで、 $D_k(1), D_k(2), \dots, D_k(N)$ は、送信機アンテナkに対応するシンボルである。マッピングユニット320には、正の定数 α_1, α_2 、に加えて第4の定数 β も提供される。この第4の定数は、エネルギーの第4の関数に依存する。

20

【 0 0 8 9 】

一例として、定数 $\alpha_1, \alpha_2, \beta$ 、及び δ は、以下のように選択することができる。 E_s が1送信機アンテナ当たりの1送信シンボル当たりの平均値エネルギーを示す場合、

【 0 0 9 0 】

【数21】

$$\alpha_1 = \sqrt{E_s}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{\left(\frac{N-K}{N}\right)E_s}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_s K}{N}}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{E_s N}{K}}$$

30

【 0 0 9 1 】

を選択することによって、K個の送信機アンテナのそれぞれにおける $N + K$ 個の変調シンボルのそれぞれが E_s の平均値エネルギーで送信されることを確実にすることができる。

40

ステップ2：

【 0 0 9 2 】

【数 2 2】

For $l=1$ to K For $t = 1$ to K

$$m_{t,l} = \frac{K}{N} \sum_{j=(l-1)\frac{N}{K}+1}^{l\frac{N}{K}} D_t(j)$$

10

End

For $n = (l-1)(N/K)+1$ to $l(N/K)$ For $t = 1$ to K If $t == l$

$$X_t(n) = \alpha_1(D_t(n) - m_{t,l}) + \beta,$$

Else

20

$$X_t(n) = \alpha_2(D_t(n) - m_{t,l}),$$

End

End

End

For $t = 1$ to K

$$X_t(N+1) = \delta m_{t,l}$$

30

End

End

【0093】

ステップ3：チャネル使用 n ($n = 1, \dots, N+K$) において、送信機アンテナ1から $X_1(n)$ を送信し、送信機アンテナ2から $X_2(n)$ を送信し、以下同様に送信し、送信機アンテナ K から $X_K(n)$ を送信する(330)。

40

【0094】

ERBマッピングされたシンボルが送信される時間周波数リソースユニットの総数は $K+N = N_T N_F$ に等しいことに留意されたい。すなわち、ERBマッピングルールのスペクトル効率は $KN/(K+N)$ であり、1ストリーム当たりの効率は $N/(N+K)$ である。たとえば、 $N_T = 3$ 個のOFDMシンボル及び $N_F = 6$ 個の周波数トーンるとき、リソースユニットは $N = N_T * N_F = 3 * 6 = 18$ 個である。

【0095】

$K = 2$ 個のストリームの場合、スペクトル効率は $2 * 16 / 18 = 1.7778$ である一方、1ストリーム当たりの効率は $16 / 18 = 88.9\%$ である。 $N_T = 1$ の場合、こ

50

の発明の S M U X E R B マッピングルールは、単一の O F D M シンボル内のサブキャリアに適用可能である一方、 $N_F = 1$ のとき、この発明の S U M X E R B マッピングルールは、所与のサブキャリアトーン上の O F D M シンボルに適用可能である。

【 0 0 9 6 】

空間多重化を伴った E R B のチャンネル推定及びデータ復調

K 個の送信機アンテナについて上記マッピングルールによるチャンネル推定及びデータ復調を説明する。チャンネルが $N_T * N_F = N + K$ 個のチャンネル使用にわたって一定の状態であるようにパラメータ N_F 、 N_T 、及び K が選択される。これにより、ベクトル値受信信号は以下のように与えられる。

【 0 0 9 7 】

【 数 2 3 】

$$\mathbf{Y}(n) = \sum_{t=1}^K \mathbf{h}_t X_t(n) + \mathbf{w}(n) \quad n = 1, \dots, N + K$$

【 0 0 9 8 】

各送信アンテナから受信アンテナアレイへのチャンネルの推定値は、

【 0 0 9 9 】

【 数 2 4 】

$$\hat{\mathbf{h}}_t = \frac{K}{N\beta} \sum_{n=(t-1)\frac{N}{K}+1}^{t\frac{N}{K}} \mathbf{Y}(n) = \mathbf{h}_t + \frac{K}{N\beta} \sum_{n=(t-1)\frac{N}{K}+1}^{t\frac{N}{K}} \mathbf{w}(n)$$

【 0 1 0 0 】

である。

【 0 1 0 1 】

上記において、 $t = 1 \sim K$ である。

【 0 1 0 2 】

$M_R \times K$ の行列 \mathbf{G} を、

【 0 1 0 3 】

【 数 2 5 】

$$\mathbf{G} = [\hat{\mathbf{h}}_1 \quad \hat{\mathbf{h}}_2 \quad \dots \quad \hat{\mathbf{h}}_K].$$

【 0 1 0 4 】

となるように定義する。

【 0 1 0 5 】

次に、データ検出が 2 つのステップで進む。第 1 のステップにおいて、中間変数 $m_{1,1}, m_{1,2}, \dots, m_{1,K}$ が

【 0 1 0 6 】

【 数 2 6 】

$$\begin{bmatrix} \hat{m}_{1,n} \\ \hat{m}_{2,n} \\ \vdots \\ \hat{m}_{K,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \delta^{-1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \delta^{-1} \end{bmatrix} (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}_K)^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{Y}(N+n) \quad n = 1, 2, \dots, K$$

【 0 1 0 7 】

として検出される。

【 0 1 0 8 】

$m_{1,1}, m_{K,1}, \dots, m_{K,K}$ の上記推定値を用いると、マッピング前のシンボル $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N), \dots, D_K(1), D_K(2), \dots, D_K(N)$ は、

【 0 1 0 9 】

【 数 2 7 】

For $l=1$ to K

For $n = (l-1)(N/K)+1$ to $l(N/K)$

For $t = 1$ to K

10

送信アンテナ t 上のマッピングされたシンボルを推定する

$$\hat{X}_t(n) = \left[\left(\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}_K \right)^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{Y}(n) \right]_t$$

$$\text{If } t == l \quad \hat{D}_t(n) = \frac{1}{\alpha_1} (\hat{X}_t(n) - \beta) + \hat{m}_{t,l}$$

20

Else

$$\hat{D}_t(n) = \frac{\hat{X}_t(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{t,l}$$

End

End

End

30

End

【 0 1 1 0 】

として検出することができる。

【 0 1 1 1 】

アラモウチ送信用の埋め込みリソースブロック

アラモウチブロック符号化は、2つの送信機アンテナによるデータ伝送に広く用いられている送信機ダイバーシティ技法である。この発明のERBマッピングルールを有しない従来のアラモウチ符号化では、2つの連続したチャンネル使用時における2つの変調シンボル S_1 及び S_2 は、以下のように2つの送信機アンテナから送信される。

40

【 0 1 1 2 】

第1のチャンネル使用の期間中、送信機アンテナ1は S_1 を送信し、アンテナ2は S_2 を送信する。第2のチャンネル使用の期間中、アンテナ1は $-S_2^*$ を送信し、送信機アンテナ2は S_1^* を送信する。ここで、*は複素共役を示す。2つの送信機アンテナによる2つのチャンネル使用にわたるこれらの2つのシンボルは、行列形式で

【 0 1 1 3 】

【数 2 8】

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

【0 1 1 4】

として表される。

【0 1 1 5】

上記行列において、列はチャンネル使用を表し、行は送信機アンテナを表す。チャンネル使用が、周波数領域、たとえば OFDM シンボルの 2 つの連続したサブキャリアトーンにある場合、上記アラモウチ符号化は空間周波数ブロック符号 (SFBC) に関連する。チャンネル使用が、時間領域、たとえば 2 つの連続した OFDM シンボルにわたる所与の周波数トーンにある場合、上記アラモウチ符号化は時空間ブロック符号 (STBC) に関連する。

10

【0 1 1 6】

上記行列は直交している。その結果、チャンネルが 2 つのチャンネル使用にわたってあまり変化しない場合、受信機は、最大比合成 (MRC) 受信機等の単純な線形受信機でフルダイバーシティを抽出する。

【0 1 1 7】

従来のアラモウチ符号化は、受信機がデータ検出前に MIMO チャンネルを推定することができるように、既知のパイロットシンボルを送信機から明示的に送信することを要する

20

【0 1 1 8】

図 4 に示すように、この発明は、アラモウチ符号化及び " 暗黙的な " パイロットシンボルを用いた 2 つの送信機アンテナ及び M_R 個の受信機アンテナを有する OFDM ネットワークの ERB マッピングルールを提供する。この発明のマッピングルールは、アラモウチ符号化の STBC バージョン及び SFBC バージョンの双方に等しく適用可能である。このマッピングルールは、 $N_T * N_F = 2N + 2$ 個のチャンネル使用にわたって送信を行うのに $2N$ 個のシンボルを要する。マッピングユニットの概念図が図 4 に示されている。

ステップ 1: $2N$ 個のシンボルのうち $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N)$ は第 1 の送信機アンテナに入力される一方、 $D_2(1), D_2(2), \dots, D_2(N)$ は第 2 の送信機アンテナに入力される。マッピングユニット 4 2 0 には、この発明の 4 つの定数 α_1 、 α_2 、 α_3 、及び α_4 が提供される。

30

【0 1 1 9】

一例として、定数 α_1 、 α_2 、 α_3 、及び α_4 は、以下のように選択することができる。 E_s が 2 つの送信機アンテナのそれぞれ当たりの 1 送信シンボル当たりの平均値エネルギーを示す場合、

【0 1 2 0】

【数 2 9】

$$\alpha_1 = \sqrt{E_S \left(\frac{N}{N-1} \right)}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{E_S}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_S}{N}}$$

$$\delta = \sqrt{E_S N}$$

10

【0 1 2 1】

を選択することによって、2つの送信機アンテナのそれぞれにおける各変調シンボルが E_s の平均値エネルギーで送信されることを確実にすることができる。

【0 1 2 2】

ステップ2：マッピングユニットは以下の演算

20

【0 1 2 3】

【数 3 0】

$$m_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N D_1(k)$$

$$m_2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N D_2(k)$$

$$X_1(n) = \alpha_1 (D_1(n) - m_1) \quad n = 1, \dots, N$$

30

$$X_1(N+1) = \delta m_1$$

$$X_2(n) = \alpha_2 (D_2(n) - m_2) + \beta \quad n = 1, \dots, N$$

$$X_2(N+1) = \delta m_2$$

【0 1 2 4】

を実行して、シーケンス $X_1(1), X_1(2), \dots, X_1(N+1)$, 及び $X_2(1), X_2(2), \dots, X_2(N+1)$ を取得する。

ステップ3：チャンネル使用 $2k-1$ ($k=1, \dots, N+1$) において、送信機は送信機アンテナ1から $X_1(k)$ を送信する一方、送信機2から $X_2(k)$ を送信する。チャンネル使用 $2k$ ($k=1, \dots, N+1$) において、送信機は送信機アンテナ1から $-X_2^*(k)$ を送信する一方、送信機アンテナ2から $X_1^*(k)$ を送信する(430)。

40

【0 1 2 5】

S F B C / S T B C 符号化を伴った E R B のチャンネル推定及びデータ復調

E R B マッピングされたシンボルがアラモウチ符号化で送信される時間周波数リソースユニットの総数は $2N+2 = N_T N_F$ に等しいことに留意されたい。すなわち、この発明の E R B マッピングルールのスペクトル効率は $2N / (2N+2) = N / (N+1)$ であり、1ストリーム当たりの効率も $N / (N+1)$ に等しい。

【0 1 2 6】

50

たとえば、 $N_T = 3$ 個の OFDM シンボル及び $N_F = 6$ 個の周波数トーンのと看、リソ
ースユニットは $2N + 2 = N_T * N_F = 3 * 6 = 18$ 個である。これにより、スペクトル
効率は $2 * 8 / 18 = 88.9\%$ であり、これは、1 ストリーム当たりの効率にも等しい
。 $N_T = 1$ の場合、この発明の ERB マッピングルールは、単一の OFDM シンボル内の
S F B C 送信に適用可能である一方、 $N_F = 1$ のとき、この発明の ERB マッピングル
ールは、所与のサブキャリアトーン上の S T B C 送信に適用可能である。

【 0 1 2 7 】

次に、2 つの送信機アンテナによる上述したマッピングルールを用いたチャネル推定及
びデータ復調の方法を説明する。チャネルは、 $N_T N_F = 2N + 2$ 個のチャネル使用にわ
たって一定の状態であると仮定すると、ベクトル値受信信号は以下のように与えられる。

10

【 0 1 2 8 】

【 数 3 1 】

$$\mathbf{Y}(2n-1) = \mathbf{h}_1 X_1(n) + \mathbf{h}_2 X_2(n) + \mathbf{w}(2n-1) \quad n = 1, \dots, N$$

$$\mathbf{Y}(2n) = -\mathbf{h}_1 X_2^*(n) + \mathbf{h}_2 X_1^*(n) + \mathbf{w}(2n) \quad n = 1, \dots, N$$

$$\mathbf{Y}(2N+1) = \mathbf{h}_1 \delta m_1 + \mathbf{h}_2 \delta m_2 + \mathbf{w}(2N+1)$$

$$\mathbf{Y}(2N+2) = -\mathbf{h}_1 \delta m_2^* + \mathbf{h}_2 \delta m_1^* + \mathbf{w}(2N+2)$$

20

【 0 1 2 9 】

上記において、

【 0 1 3 0 】

【 数 3 2 】

\mathbf{h}_1 及び \mathbf{h}_2

【 0 1 3 1 】

は、第 1 の送信アンテナ及び第 2 の送信アンテナから M_R 個の受信機アンテナのそれぞれ
への $M_R \times 1$ のチャネル利得である。上記式における他のすべてのボールド体の変数も、
長さ $M_R \times 1$ のベクトルである。

30

【 0 1 3 2 】

上述したこの発明のマッピングルールを利用すると、チャネル

【 0 1 3 3 】

【 数 3 3 】

\mathbf{h}_1 及び \mathbf{h}_2

【 0 1 3 4 】

の推定値は、

【 0 1 3 5 】

【 数 3 4 】

40

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = -\frac{1}{N\beta} \sum_{n=1}^N \mathbf{Y}(2n) = \mathbf{h}_1 - \frac{1}{N\beta} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}(2n) \text{ 及び}$$

$$\hat{\mathbf{h}}_2 = \frac{1}{N\beta} \sum_{n=1}^N \mathbf{Y}(2n-1) = \mathbf{h}_2 + \frac{1}{N\beta} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}(2n-1)$$

【 0 1 3 6 】

50

として取得することができる。

【 0 1 3 7 】

中間変数 m_1 及び m_2 の推定値は、

【 0 1 3 8 】

【 数 3 5 】

$$\hat{m}_1 = \frac{1}{\delta} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H \mathbf{Y}(2N+1) + \hat{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{Y}^*(2N+2)}{\hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_1 + \hat{\mathbf{h}}_2^H \hat{\mathbf{h}}_2} \right) \text{ 及び}$$

10

$$\hat{m}_2 = \frac{1}{\delta} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_2^H \mathbf{Y}(2N+1) - \hat{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{Y}^*(2N+2)}{\hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_1 + \hat{\mathbf{h}}_2^H \hat{\mathbf{h}}_2} \right)$$

【 0 1 3 9 】

として取得することができる。

【 0 1 4 0 】

m_1 及び m_2 の上記推定値を用いると、元のシンボル $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N)$ 及び $D_2(1), D_2(2), \dots, D_2(N)$ を以下のように検出することができる。

【 0 1 4 1 】

【 数 3 6 】

20

$$\hat{D}_1(n) = \hat{m}_1 + \frac{1}{\alpha_1} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H \mathbf{Y}(2n-1) + \hat{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{Y}^*(2n)}{\hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_1 + \hat{\mathbf{h}}_2^H \hat{\mathbf{h}}_2} \right) \quad n=1, \dots, N \text{ 及び}$$

$$\hat{D}_2(n) = \hat{m}_2 + \frac{1}{\alpha_2} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_2^H \mathbf{Y}(2n-1) - \hat{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{Y}^*(2n)}{\hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_1 + \hat{\mathbf{h}}_2^H \hat{\mathbf{h}}_2} - \beta \right) \quad n=1, \dots, N$$

30

【 0 1 4 2 】

スタックドアラモウチ送信用の埋め込みリソースブロック

2つの送信機アンテナ及びアラモウチ符号化を有するOFDMネットワークについて説明したERBマッピングルールと同様に、この発明は、4つの送信機アンテナ及びスタックドアラモウチ符号化を有するOFDMネットワークのマッピングルールを提供する。

【 0 1 4 3 】

まず、ERBを有しない従来のスタックドアラモウチ符号化を簡単に説明する。2つのチャンネル使用で送信される4つのシンボル S_1, S_2, S_3 、及び S_4 について、ERBを有しない従来のスタックドアラモウチ符号化オペレーションは以下のように説明される。

40

【 0 1 4 4 】

第1のチャンネル使用の間、送信機アンテナ1から S_1 を送信し、送信機アンテナ2から S_2 を送信し、送信機アンテナ3から S_3 を送信し、送信機アンテナ4から S_4 を送信する。第2のチャンネル使用の間、送信機アンテナ1から $-S_2^*$ を送信し、送信機アンテナ2から S_1^* を送信し、送信機アンテナ3から $-S_4^*$ を送信し、送信機アンテナ4から S_3^* を送信する。

【 0 1 4 5 】

上記手順は、行列形式で

【 0 1 4 6 】

【数 3 7】

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_3 & -S_4^* \\ S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

【0 1 4 7】

として記述することもできることに留意されたい。

10

【0 1 4 8】

最初の 2×2 部分行列

【0 1 4 9】

【数 3 8】

$$S_1 = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

【0 1 5 0】

は直交していることを指摘しておくことは重要である。その結果、そのエントリ S_1 及び S_2 は、最大可能ダイバーシティ利得を提供するために線形受信機で検出することができる。

20

【0 1 5 1】

同様にして、2番目の 2×2 部分行列

【0 1 5 2】

【数 3 9】

$$S_2 = \begin{bmatrix} S_3 & -S_4^* \\ S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

30

【0 1 5 3】

も直交しており、そのエントリ S_3 及び S_4 も、最大可能ダイバーシティ利得を提供するために線形受信機を用いて検出することができる。しかしながら、最初の部分行列 S_1 及び2番目の部分行列 S_2 は互いに直交していないことに留意されたい。その結果、或る形態の干渉除去(又は緩和)手順を用いて、部分行列 S_1 により部分行列 S_2 に対して引き起こされる干渉及びその逆の干渉が最小にされる。

【0 1 5 4】

チャンネル使用が、周波数領域、たとえばOFDMシンボルの連続したサブキャリアトーンにある場合、上記スタックドアラモウチ符号化はスタックドSFBCと呼ばれる。チャンネル使用が時間領域(たとえば、2つの連続したOFDMシンボルにわたる所与の周波数トーン)にある場合、上記アラモウチ符号化はスタックドSTBCと呼ばれる。上述したスタックドSFBC符号化及びスタックドSTBC符号化は、受信機がデータ検出の前にMIMOチャンネルを推定することができるように、送信機からの既知のパイロットシンボルの送信を要することを指摘しておくことは重要である。

40

【0 1 5 5】

図5に示すように、この発明は、スタックドSTBC/SFBC符号化による、4つの送信機アンテナ及び M_R 個の受信機アンテナを有するOFDMネットワークのERBマッピングルールを提供する。このマッピングルールは、 $N_T N_F = 2N + 4$ 個のチャンネル使用にわたって送信を行うのに $4N$ 個のシンボルを要する。

ステップ1: シンボル510の数 N が2で割り切れるように選択される。 $4N$ 個のシン

50

ボルは、 $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N)$ が第1の送信機アンテナに入力され、 $D_2(1), D_2(2), \dots, D_2(N)$ が第2の送信機アンテナに入力され、 $D_3(1), D_3(2), \dots, D_3(N)$ が第3の送信機アンテナに入力され、 $D_4(1), D_4(2), \dots, D_4(N)$ が第4の送信機アンテナに入力されるように再配列される。

【0156】

ERBマッピングユニット520には、正の定数 α_1 、 α_2 、 β 、及び δ が提供される。

【0157】

一例として、定数 α_1 、 α_2 、 β 、及び δ は、以下のように選択することができる。 E_s が2つの送信機アンテナのそれぞれ当たりの1送信シンボル当たりの平均値エネルギーを示す場合、

10

【0158】

【数40】

$$\alpha_1 = \sqrt{E_s}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{E_s \left(\frac{N}{N-2} \right)}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{2E_s}{N}}$$

20

$$\delta = \sqrt{\frac{E_s N}{2}}$$

【0159】

を選択することによって、スタックドSTBC/SFBC方式による2つの送信機アンテナのそれぞれにおける各変調シンボルが E_s の平均値エネルギーで送信されることを確実にすることができる。

ステップ2:

【0160】

30

【数 4 1】

For $l=1$ to 2
 For $t = 1$ to 4

$$m_{t,l} = \frac{2}{N} \sum_{j=(l-1)\frac{N}{2}+1}^{l\frac{N}{2}} D_t(j)$$

10

End

For $n = (l-1)(N/2)+1$ to $l(N/2)$

If $l == 1$

$$X_1(n) = \alpha_1(D_1(n) - m_{1,l}) + \beta$$

$$X_2(n) = \alpha_2(D_2(n) - m_{2,l})$$

$$X_3(n) = \alpha_2(D_3(n) - m_{3,l})$$

$$X_4(n) = \alpha_2(D_4(n) - m_{4,l})$$

20

Else

$$X_1(n) = \alpha_2(D_1(n) - m_{1,l})$$

$$X_2(n) = \alpha_2(D_2(n) - m_{2,l})$$

$$X_3(n) = \alpha_1(D_3(n) - m_{3,l}) + \beta$$

$$X_4(n) = \alpha_2(D_4(n) - m_{4,l})$$

30

End

End

For $l = 1$ to 2

$$X_1(N + 2l - 1) = \delta m_{1,l}$$

$$X_2(N + 2l - 1) = \delta m_{2,l}$$

$$X_3(N + 2l - 1) = \delta m_{3,l}$$

$$X_4(N + 2l - 1) = \delta m_{4,l}$$

40

End

End

【0 1 6 1】

ステップ 3 : チャネル使用 $2n - 1$ ($n = 1, 2, \dots, N + 2$) において、送信機アンテナ 1 から $X_1(n)$ を送信し、送信機アンテナ 2 から $X_2(n)$ を送信し、送信機アンテナ 3 から $X_3(n)$ を送信し、送信機アンテナ 4 から $X_4(n)$ を送信する。チャネル使用 $2n$ ($n = 1, 2, \dots, N + 2$) において、送信機アンテナ 1 から $-X_2^*(n)$ を送信し、送信機アンテナ 2 から $X_1^*(n)$ を送信し、送信機アンテナ 3 から $-X_4^*(n)$ を送信し、送

50

信機アンテナ 4 から $X_3^*(n)$ を送信する (5 3 0)。

【0 1 6 2】

スタックド S T B C / S F B C による E R B のチャネル推定及びデータ復調

E R B マッピングされたシンボルがスタックド S T B C / S F B C により送信される時間周波数リソースユニットの総数は $2N + 4 = N_T N_F$ に等しい。すなわち、E R B マッピングルールのスペクトル効率は $4N / (2N + 4) = 2N / (N + 2)$ であり、1 ストリーム当たりの効率は $N / (N + 2)$ に等しい。

【0 1 6 3】

たとえば、 $N_T = 3$ 個の O F D M シンボル及び $N_F = 6$ 個の周波数トーンするとき、 $2N + 4 = N_T * N_F = 3 * 6 = 18$ 個のリソースユニットを有する。これにより、スペクトル効率は $4 * 7 / 18 = 1.56$ であり、1 ストリーム当たりの効率は $7 / 9 = 77.8\%$ に等しい。 $N_T = 1$ の場合、この発明の E R B マッピングルールは、単一の O F D M シンボル内のスタックド S F B C 送信に適用可能である一方、 $N_F = 1$ のとき、この発明の E R B マッピングルールは、所与のサブキャリアトーンにおけるスタックド S T B C 送信に適用可能である。

10

【0 1 6 4】

次に、4 つの送信機アンテナを有するスタックド S T B C / S F B C 符号化の上述したマッピングルールによるチャネル推定及びデータ復調を説明する。

【0 1 6 5】

チャネルは、 $N_T N_F = 2N + 4$ 個のチャネル使用にわたって一定の状態であると仮定すると、ベクトル値受信信号は以下のように与えられる。

20

【0 1 6 6】

【数 4 2】

$$Y(2n-1) = h_1 X_1(n) + h_2 X_2(n) + h_3 X_3(n) + h_4 X_4(n) + w(2n-1) \quad n=1, \dots, N+2$$

$$Y(2n) = -h_1 X_2^*(n) + h_2 X_1^*(n) - h_3 X_4^*(n) + h_4 X_3^*(n) + w(2n) \quad n=1, \dots, N+2$$

【0 1 6 7】

上記において、

【0 1 6 8】

30

【数 4 3】

h_1, h_2, h_3 及び h_4

【0 1 6 9】

は、それぞれ、第 1 の送信アンテナ、第 2 の送信アンテナ、第 3 の送信アンテナ、及び第 4 の送信アンテナから M_R 個の受信機アンテナのそれぞれへの $M_R \times 1$ のチャネル利得である。上記式における他のすべてのボールド体の変数も、長さ $M_R \times 1$ のベクトルである。

【0 1 7 0】

このセクションの初めに説明したこの発明の E R B マッピングルールを利用すると、チャネル

40

【0 1 7 1】

【数 4 4】

h_1, h_2, h_3 及び h_4

【0 1 7 2】

の推定値は、

【0 1 7 3】

【数 4 5】

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{Y}(2n-1) = \mathbf{h}_1 + \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}(2n-1)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_2 = \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{Y}(2n) = \mathbf{h}_2 + \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}(2n)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_3 = \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{Y}(N+2n-1) = \mathbf{h}_3 + \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}(N+2n-1)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_4 = \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{Y}(N+2n) = \mathbf{h}_4 + \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}(N+2n)$$

10

20

【0 1 7 4】

として取得することができる。

【0 1 7 5】

上記チャネル推定値を用いて、行列 G は

【0 1 7 6】

【数 4 6】

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_1 & \hat{\mathbf{h}}_2 & \hat{\mathbf{h}}_3 & \hat{\mathbf{h}}_4 \\ \hat{\mathbf{h}}_2^* & -\hat{\mathbf{h}}_1^* & \hat{\mathbf{h}}_4^* & -\hat{\mathbf{h}}_3^* \end{bmatrix}$$

30

【0 1 7 7】

となるように定義される。

【0 1 7 8】

行列 G のサイズは $2M_R \times 4$ であることに留意されたい。

【0 1 7 9】

次に、実際のデータ検出が 2 つのステップで進む。第 1 のステップにおいて、中間変数 $m_{1,1}$ 、 $m_{2,1}$ 、 $m_{3,1}$ 、 $m_{4,1}$ 、 $m_{1,2}$ 、 $m_{2,2}$ 、 $m_{3,2}$ 、及び $m_{4,2}$ が

【0 1 8 0】

【数 4 7】

40

$$\begin{bmatrix} \hat{m}_{1,n} \\ \hat{m}_{2,n} \\ \hat{m}_{3,n} \\ \hat{m}_{4,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \delta^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta^{-1} \end{bmatrix}^{-1} (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{G}^H \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(2N+2n-1) \\ \mathbf{Y}^*(2N+2n) \end{bmatrix} \quad n=1,2$$

【0 1 8 1】

として検出される。

50

【 0 1 8 2 】

上記を用いると、マッピング前のシンボル $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N), \dots, D_4(1), D_4(2), \dots, D_4(N)$ を以下の手順に従って検出することができる。

【 0 1 8 3 】

【 数 4 8 】

For $l=1$ to 2For $n = (l-1)(N/2)+1$ to $l(N/2)$ チャンネル使用 n におけるマッピングされたシンボルベクトルを推定する

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_1(n) \\ \hat{X}_2(n) \\ \hat{X}_3(n) \\ \hat{X}_4(n) \end{bmatrix} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{G}^H \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(2n-1) \\ \mathbf{Y}^*(2n) \end{bmatrix}$$

10

If $l == 1$

$$\hat{D}_1(n) = \frac{1}{\alpha_1} (\hat{X}_1(n) - \beta) + \hat{m}_{1,l}$$

20

$$\hat{D}_2(n) = \frac{\hat{X}_2(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{2,l}$$

$$\hat{D}_3(n) = \frac{\hat{X}_3(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{3,l}$$

$$\hat{D}_4(n) = \frac{\hat{X}_4(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{4,l}$$

Else

30

$$\hat{D}_1(n) = \frac{\hat{X}_1(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{1,l}$$

$$\hat{D}_2(n) = \frac{\hat{X}_2(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{2,l}$$

$$\hat{D}_3(n) = \frac{1}{\alpha_1} (\hat{X}_3(n) - \beta) + \hat{m}_{3,l}$$

$$\hat{D}_4(n) = \frac{\hat{X}_4(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{4,l}$$

40

End

End

End

【 0 1 8 4 】

リレー支援通信の埋め込みリソースブロック

この発明の E R B は、基地局、一組の移動局、及び 1 つ又は複数のリレー局を含むネットワークにも適用することができる。リレー局は、固定のものとすることもできるし、移

50

動できるものとすることもでき、基地局と移動局との間の情報送信の信頼性を改善すると共に送信範囲(又はカバレッジ)を増加させるように意図されている。簡単にするために、移動局をソースと表記し、基地局をデスティネーションと表記し、リレー局をリレーと表記する。同様に、基地局もソースと表記することがあり、移動局もデスティネーションと表記することがある。

【0185】

単一ストリームネットワークのERBマッピングと同様に、ソースにおける $N - 1$ 個のシンボルからなるセット $D(1), D(2), \dots, D(N - 1)$ は、ERBマッピングユニットに入力され、 $X(1), X(2), \dots, X(N)$ が以下のように生成される。

ステップ1: $D(1), D(2), \dots, D(N - 1)$ を入力し、定数 α_1 、 α_2 、及び β を入力する。 10

【0186】

一例として、定数 α_1 、 α_2 、及び β は、以下のように選択することができる。 E_S が N 個の送信シンボルのそれぞれ当たりの平均値エネルギーを示す場合、

【0187】

【数49】

$$\alpha_1 = \sqrt{E_S}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{(N - 1)E_S}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_S}{N - 1}}$$

20

【0188】

を選択することによって、マッピングされたシンボル $X(1), X(2), \dots, X(N)$ のそれぞれを E_S の平均値エネルギーで送信することができることを確実にすることができる。

ステップ2: マッピング

【0189】

【数50】

$$m = \frac{1}{N - 1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k)$$

$$X(n) = \alpha_1(D(n) - m) + \beta \quad n = 1, \dots, N - 1$$

$$X(N) = \alpha_2 m$$

30

【0190】

を実行する。

【0191】

リレー支援通信によるERBのチャンネル推定及びデータ復調

40

リレー支援通信のERBマッピングルールは、さまざまなタイプのリレー機能に適用可能である。一例として、リレーは、固定利得増幅係数又は可変利得増幅係数のいずれかを用いることによって増幅転送を実行することができる。 $N_T = 1$ の場合、この発明のERBマッピングルールは、単一のOFDMシンボル内でのソース送信、リレー送信、及びデスティネーション送信に適用可能である一方、 $N_F = 1$ のとき、この発明のERBマッピングルールは、所与のサブキャリアトーン上でのソース送信、リレー送信、及びデスティネーション送信に適用可能である。

【0192】

次に、リレーが増幅転送信号処理を実行する一例示のリレーネットワークについてのリレー及びデスティネーションにおけるチャンネル推定、雑音分散推定、及びデータ検出の方

50

法を説明する。

【 0 1 9 3 】

ソースからのデスティネーションにおけるローパスベースバンド受信信号は、

【 0 1 9 4 】

【 数 5 1 】

$$\mathbf{Y}_{SD}(n) = \mathbf{h}_{SD}X(n) + \mathbf{w}_{SD}(n) \quad n = 1, 2, \dots, N$$

【 0 1 9 5 】

によって与えられる。ここで、

【 0 1 9 6 】

【 数 5 2 】

\mathbf{h}_{SD}

【 0 1 9 7 】

は、サイズ $M_R \times 1$ を有するベクトル値チャンネル利得である。変数

【 0 1 9 8 】

【 数 5 3 】

$\mathbf{Y}_{SD}(n)$ 及び $\mathbf{w}_{SD}(n)$

【 0 1 9 9 】

もサイズ $M_R \times 1$ を有する。また、雑音

【 0 2 0 0 】

【 数 5 4 】

$\mathbf{w}_{SD}(n)$

【 0 2 0 1 】

の各要素は σ_{SD}^2 の分散を有するものと仮定する。

【 0 2 0 2 】

同様にして、ソースからのリレーにおける信号は、

【 0 2 0 3 】

【 数 5 5 】

$$\mathbf{Y}_{SR}(n) = \mathbf{h}_{SR}X(n) + \mathbf{w}_{SR}(n) \quad n = 1, 2, \dots, N$$

【 0 2 0 4 】

によって与えられる。ここで、

【 0 2 0 5 】

【 数 5 6 】

\mathbf{h}_{SR}

【 0 2 0 6 】

は、サイズ $M_R \times 1$ を有するベクトル値チャンネル利得である。変数

【 0 2 0 7 】

【 数 5 7 】

$\mathbf{Y}_{SR}(n)$ 及び $\mathbf{w}_{SR}(n)$

【 0 2 0 8 】

もサイズ $M_R \times 1$ を有する。また、雑音

【 0 2 0 9 】

10

20

30

40

【数 5 8】

$$\mathbf{w}_{SR}(n)$$

【0 2 1 0】

の各要素は σ_{SR}^2 の分散を有するものと仮定する。

【0 2 1 1】

デスティネーションにおける

【0 2 1 2】

【数 5 9】

$$\mathbf{h}_{SD}$$

10

【0 2 1 3】

の推定値は、

【0 2 1 4】

【数 6 0】

$$\hat{\mathbf{h}}_{SD} = \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Y}_{SD}(n) = \mathbf{h}_{SD} + \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{w}_{SD}(n).$$

【0 2 1 5】

によって与えられる。

20

【0 2 1 6】

同様にして、デスティネーションにおける

【0 2 1 7】

【数 6 1】

$$\mathbf{h}_{SR}$$

【0 2 1 8】

の推定値は、

【0 2 1 9】

【数 6 2】

30

$$\hat{\mathbf{h}}_{SR} = \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Y}_{SR}(n) = \mathbf{h}_{SR} + \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{w}_{SR}(n)$$

【0 2 2 0】

によって与えられる。

【0 2 2 1】

チャンネル推定値

【0 2 2 2】

【数 6 3】

40

$$\hat{\mathbf{h}}_{SR}$$

【0 2 2 3】

を用いると、リレーにおけるソース信号 $X(n)$ ($n = 1, \dots, N$) の推定値は、

【0 2 2 4】

【数 6 4】

$$X_R(n) = G_{AF} \frac{\hat{\mathbf{h}}_{SR}^H \mathbf{Y}_{SR}(n)}{\hat{\mathbf{h}}_{SR}^H \hat{\mathbf{h}}_{SR}} \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

【0 2 2 5】

によって与えられる。ここで、 G_{AF} はリレーの増幅器利得である。

【0 2 2 6】

リレーが自身の信号をデスティネーションに送信するとき、デスティネーションにおける受信信号は、

【0 2 2 7】

【数 6 5】

$$\mathbf{Y}_{RD}(n) = \mathbf{h}_{RD} X_R(n) + \mathbf{w}_{RD}(n) \quad n = 1, 2, \dots, N$$

【0 2 2 8】

によって与えられる。

【0 2 2 9】

デスティネーションにおける

【0 2 3 0】

【数 6 6】

$$\mathbf{h}_{RD}$$

【0 2 3 1】

の推定値は、

【0 2 3 2】

【数 6 7】

$$\hat{\mathbf{h}}_{RD} = \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Y}_{RD}(n) = \mathbf{h}_{RD} + \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{w}_{RD}(n)$$

【0 2 3 3】

によって与えられる。

【0 2 3 4】

ソース及びリレーに起因したデスティネーションにおける雑音分散の推定値は、

【0 2 3 5】

【数 6 8】

$$\hat{\sigma}_{SD}^2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \mathbf{Y}_{SD}(n)}{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \hat{\mathbf{h}}_{SD}} \right|^2 - 1 \right) \hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \hat{\mathbf{h}}_{SD}$$

$$\hat{\sigma}_{RD}^2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \frac{\hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \mathbf{Y}_{RD}(n)}{\hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}} \right|^2 - 1 \right) \hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}$$

【0 2 3 6】

である。

【0 2 3 7】

最後に、デスティネーションにおける $D(1), \dots, D(N-1)$ の推定値は、
 【0238】
 【数69】

$$D(n) = \frac{1}{\alpha_1} (\hat{X}(n) - \beta) + \hat{m} \quad n = 1, \dots, N-1$$

ここで $\hat{X}(n) = \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \mathbf{Y}_{SD}(n) + \hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \mathbf{Y}_{RD}(n)}{\hat{\sigma}_{SD}^2 + \hat{\sigma}_{RD}^2} \right) \quad n = 1, \dots, N-1$

$$\left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \hat{\mathbf{h}}_{SD} + \hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}}{\hat{\sigma}_{SD}^2 + \hat{\sigma}_{RD}^2} \right)$$

10

および $\hat{m} = \frac{1}{\alpha_2} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \mathbf{Y}_{SD}(N) + \hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \mathbf{Y}_{RD}(N)}{\hat{\sigma}_{SD}^2 + \hat{\sigma}_{RD}^2} \right)$

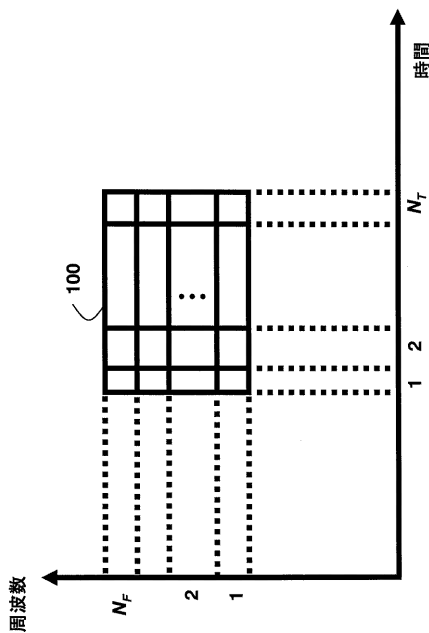
$$\left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \hat{\mathbf{h}}_{SD} + \hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}}{\hat{\sigma}_{SD}^2 + \hat{\sigma}_{RD}^2} \right)$$

20

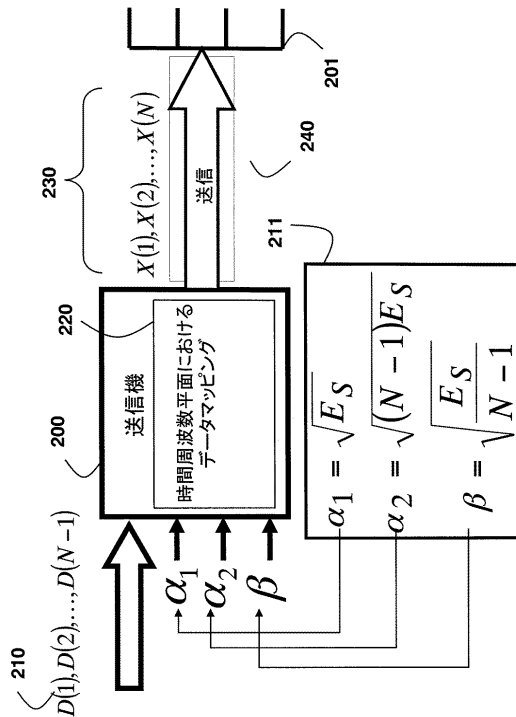
【0239】
 によって与えられる。
 【0240】

上述したような定数 α_1 、 α_2 、及び β の選択された値は例示にすぎず、ERBマッピングユニットの出力において可変の送信電力でシンボルを送信することを可能にする α_1 、 α_2 、及び β の他の選択肢も可能であることを指摘しておくことは重要である。

【図1】



【図2A】



フロントページの続き

(74)代理人 100122437

弁理士 大宅 一宏

(74)代理人 100147566

弁理士 上田 俊一

(74)代理人 100161171

弁理士 吉田 潤一郎

(74)代理人 100161115

弁理士 飯野 智史

(72)発明者 ラメッシュ・アンナヴァジャラ

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、クインシー、ハンコック・ストリート 1205、ユニット 810

(72)発明者 フィリップ・ヴィ・オーリック

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、デイ・ストリート 15、ユニット 1

Fターム(参考) 5K159 EE02

【 外国語明細書 】

Title of the Invention

Method for Encoding Data Symbols with Implicitly Embedded Pilot Symbols in Resource Blocks for Wireless Networks

Field of Invention

This invention relates generally to signal encoding in wireless communication networks, and more particularly to mapping data symbols selected from a set of modulation constellations onto data subcarriers with multiple transmitter antennas over multiple-input and multiple-output (MIMO) orthogonal frequency-division multiplexing (MIMO-OFDM) networks, and MIMO-OFDM-based relay-assisted cooperative communication networks.

Background of Invention

In wireless communication networks, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and multiple-input and multiple-output (MIMO) transceivers can improve reliability for frequency-selective fading channels over wider transmission bandwidths, and also exploit frequency-selective scheduling gains in multi-user cellular (mobile) networks.

Without requiring additional bandwidth, MIMO techniques provide an enormous increase in data rates needed to support ever expanding high performance wireless networks. Furthermore, MIMO techniques with OFDM modulation provide high data rate capabilities over wider transmission bandwidths with improved reliability against time-frequency-selective channel fading, multi-user diversity and interference mitigation in cellular networks.

To estimate the MIMO-OFDM wireless channel in spatial, temporal and frequency domains, it is a common practice in the prior art to explicitly transmit known pilot symbols along with the unknown transmitted data symbols, which need to be detected by the receiver.

Citation List

Patent Literature 1: U.S. Patent 6,185,258

However, separate transmission of the pilot symbols wastes power, time and bandwidth (frequency) that could otherwise be used to increase the data rate. More importantly, a fixed number of the pilot symbols might not be sufficient to estimate a rapidly varying channel. It is also inefficient to estimate a channel that does not vary appreciably with a fixed number of pilot symbols.

In existing networks designed according to the IEEE 802.11n, IEEE 802.16e and 3GPP LTE standards, for example, which are based on MIMO and OFDM technologies, known pilot symbols and unknown modulated data symbols span distinct and predetermined time-frequency resource units. That is, the pilot symbols and the data symbols *do not overlap*. Because many different configurations are possible in placing pilot symbols and data symbols in a time-frequency resource block (RB), in a non-overlapping fashion, the consequence is that design and implementation of conventional RBs are less flexible.

As examples, in conventional networks, the RB design for MIMO-OFDM networks with spatial-multiplexing (SMUX) is different from the RB design for MIMO-OFDM networks with space-frequency or space-time coding, such as Alamouti

coding, see U.S. Patent 6,185,258 (Patent Literature 1), Alamouti, et al., February 6, 2001, "Transmitter diversity technique for wireless communications."

In a similar manner, the conventional RB designs are extremely inflexible for some networks, such as multi-user MIMO-OFDM networks, MIMO-OFDM networks with multiple base-stations in cooperation (also referred to as coordinated multi-point transmission, CoMP), and cooperative communication networks that utilize multiple relay stations to increase reliability and enhance coverage.

Summary of the Invention

The embodiments of the invention provide a method of encoding resource blocks for networks based on MIMO and OFDM techniques.

The method implicitly embeds pilot symbols in data symbols in embedded resource blocks (ERBs). The implicit pilot symbols are embedded in the unknown modulated data symbols using a mapping function.

Effect of the Invention

As a result, there is no need to allocate valuable resources, such as transmission time and bandwidth, to *explicitly* carry known pilot symbols as in the prior art. This leads to significant savings in time and bandwidth resources, thereby improving the overall network spectral efficiency.

Because *all* of the data symbols in our ERB design contain a portion of the implicit pilot symbols, the invention improves channel estimation accuracy, and thereby

improves reliability and performance over channels with high variability and efficient resource utilization over channels with little variability.

The mapping function that we use to implicitly embed the pilot symbols in our ERB is based on an average energy of the transmitted data symbols. Although we do not explicitly transmit any pilot symbols, we can estimate the channel, and then recover the original data symbols.

Brief Description of the Drawings

Figure 1 is a block diagram of an embedded resource block (ERB) according to embodiments of the invention;

Figure 2A is a block diagram of encoding an ERB for a single data stream in a transmitter according to embodiments of the invention;

Figure 2B is a block diagram of a mapping function according to embodiments of the invention.

Figure 3 is a block diagram of encoding an ERB for spatial multiplexing according to embodiments of the invention;

Figure 4 is a block diagram of encoding an ERB for two transmitter antennas with Alamouti coding stream according to embodiments of the invention; and

Figure 5 is a block diagram of encoding an ERB for four transmitter antennas with stacked-Alamouti coding according to embodiments of the invention.

Detailed Description of the Preferred Embodiments

We describe our ERB designs for the following scenarios:

- ERBs for a single data stream;
- ERBs for spatial multiplexing;
- ERBs for two transmitter antennas with Alamouti coding;
- ERBs for four transmitter antennas with stacked-Alamouti coding; and
- ERBs designs for relay-assisted cooperative communication networks.

Figure 1 shows an embedded resource block (ERB) 100 according to embodiments of our invention. In a two-dimensional time-frequency plane, the ERB is described by time-frequency resource units spanned by N_T consecutive data symbols over N_F consecutive frequency (or sub-carrier or sub-channel) tones. Each symbol is selected from a set of modulation constellations and represents data to be transmitted. It is noted that different symbols can be selected from different constellations. Thus, effectively, the symbols can be selected from a set of one or more of modulation constellations.

In wireless communications with orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) modulation, the channel coherence time is defined as the number of consecutive OFDM symbols during which the channel remains constant. The channel coherence bandwidth is defined as the number of consecutive subcarriers over which the channel remains constant.

The channel coherence (c) in the time-domain (T), in terms of the number of OFDM symbols, is approximately given by

$$N_{c,T} = \text{round}\left(\frac{1}{f_d T_S} \sqrt{\frac{9}{16\pi}}\right)$$

where the function $\text{round}(x)$ determines a nearest integer to x , f_d is the Doppler spread and T_S is the OFDM symbol duration.

In a similar manner, the channel coherence in the frequency-domain (F), in terms of the number of subcarriers, is approximately given by

$$N_{c,F} = \text{round}\left(\frac{1}{5\sigma_{RMS} \Delta_f}\right)$$

where σ_{RMS} is the root-mean-square (RMS) channel delay-spread and Δ_f is the sub-carrier spacing. When N_T is selected to be less than the channel coherence time $N_{c,T}$ and N_F is selected to be less than the channel coherence bandwidth $N_{c,F}$, the wireless channel is approximated to remain constant over the resource block 100 of size N_T -by- N_F resource units.

Modulation constellations used in MIMO-OFDM based networks designed according to the IEEE 802.16e, IEEE 802.11n and 3GPP LTE standards include quadrature phase shift keying (QPSK), 16-quadrature amplitude modulation (QAM), 64-QAM, M-ary phase shift keying, and M-ary two-dimensional modulations.

We can select any of these.

Embedded Resource Blocks for Single Data Stream

As shown in Figure 2A, a set of data symbols 210 of length $N-1$ is provided to a transmitter 200 with a set of one or more antennas 201. The symbols are selected from a set of modulation constellations and represent data to be transmitted. The data symbols are denoted by $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$. Each of $D(i), i=1, \dots, N-1$, is selected from the set of constellations. The data symbols are mapped 220 over $N = N_T \times N_F$ resources of the resource block 100 as mapped data symbols $X(1), X(2), \dots, X(N-1)$ 230 to be transmitted over a channel. A sample-mean mapped symbol $X(N)$, described below, is also transmitted.

Step 1: Providing as input the $N-1$ data symbols $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ 210, wherein the data symbols are selected from a set of (one or more) modulation constellations and represent data to be transmitted. Providing first, second and third constants, that is a set of positive constants α_1, α_2 and β 211. The constants are dependent on corresponding first, second and third functions of the energy. Example functions, such as the mean, average and peak energies are described below.

A sample means m of the set of data symbols is determined.

Step 2: Perform the mapping 220 to the ERB 100 according to

$$m = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k)$$

$$X(n) = \alpha_1(D(n) - m) + \beta \quad n = 1, \dots, N-1$$

$$X(N) = \alpha_2 m$$

Step 3: Transmitting 240 the mapped data symbols $X(1), X(2), \dots, X(N-1)$ and the sample-mean mapped symbol $X(N)$ 230 as a resource block over the channel using resource units spanned by N_T consecutive symbols over N_F consecutive frequency tones.

In the above mapping function 230, m is a *sample-mean* of the $N-1$ data symbols $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$, n is an index onto the available time-frequency resource units for transmission, and k is a dummy variable.

If E_S is an average energy of each of the $N-1$ transmitted mapped data symbols, then the constants α_1 , α_2 and β 211 are respectively selected according to the following functions as

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= \sqrt{E_S} \\ \alpha_2 &= \sqrt{(N-1)E_S} . \\ \beta &= \sqrt{\frac{E_S}{N-1}}\end{aligned}$$

Thus, we can ensure that each of the data symbols $X(1), X(2), \dots, X(N-1)$ 230 is transmitted, for example, with *an average energy of E_S* .

As shown in Figure 2B, the mapping function 220 of our method can be described as follows:

(**step 221**) we determine the sample-mean m of the set of $N-1$ data symbols;

(**step 222**) each of the $N-1$ data symbols is shifted by the sample mean m , and $N-1$ scaled data symbols are formed by multiplying the shifted data symbols in the second step by the first constant α_1 , and then offsetting by the second constant β ; and

(**step 223**) the sample-mean is multiplied by the third constant α_2 to obtain a sample-mean mapped symbol. The mapped data symbols and the sample-mean mapped symbol can then be transmitted over the time-frequency resource units $X(1), X(2), \dots, X(N)$.

Although we do not explicitly transmit any pilot symbols with our method, each of the $N-1$ scaled symbols implicitly includes a pilot symbol to enable us to estimate the channel. The sample-mean symbol $\alpha_2 m$ enables us to recover the original $N-1$ data symbols. We make these operations clear in our description of channel estimation and data detection at the receiver as described below.

The mapped symbols $X(1), X(2), \dots, X(N-1)$ and the sample-mean mapped symbol at the output of the ERB mapping unit, are transmitted 240 over the resource block 100 using N_F sub-carrier tones and N_T OFDM symbols.

We do not *explicitly* transmit known pilot symbols within the ERB as in the prior art. Instead the pilot symbols are implicitly encoded in each data symbol in the resource block. As a result, the spectral efficiency achieved by this ERB mapping

rule is very high. Because we use N resource units to transmit $N-1$ data symbols, the spectral efficiency of the resource block is $(N-1)/N$.

For example, when $N_T = 3$ OFDM symbols and $N_F = 6$ frequency tones, we have $N = N_T * N_F = 3 * 6 = 18$ resource units, and the spectral efficiency is $17/18 = 94.5\%$. With $N_T = 1$, our ERB mapping rule is applicable for sub-carriers within a single OFDM symbol, whereas when $N_F = 1$, our ERB mapping rule is applicable for OFDM symbols on a given sub-carrier tone. More importantly, when $N_F = 1$, our ERB mapping rule is also applicable for non-OFDM networks (such as single-carrier modulation networks).

Channel Estimation and Data Demodulation for ERB with Single Data Stream

For a single data stream and M_R receiver-antenna OFDM network utilizing the above described mapping, we now describe a method to estimate the channel and recover the original symbols $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$. Our ERB mapping rule enables channel estimation without transmitting any pilot symbols. *That is, the channel is estimated from the implicit pilot tones.*

The received signal on the n^{th} time-frequency resource unit with N_T OFDM symbols and N_F sub-carriers per OFDM symbol is given by

$$Y_l(n) = H_l X(n) + Z_l(n),$$

where $l = 1, \dots, M_R$, and $n = 1, \dots, N_T N_F$.

Upon stacking the elements $Y_l(n)$, $l = 1, \dots, M_R$, into one vector

$$\mathbf{Y}(n) = [Y_1(n) \ \cdots \ Y_{M_R}(n)]^T,$$

and similarly

$$\mathbf{h} = [H_1 \ \cdots \ H_{M_R}]^T,$$

we can write

$$\mathbf{Y}(n) = \mathbf{h}X(n) + \mathbf{Z}(n) \quad (1)$$

where

$$\mathbf{Z}(n) = [Z_1(n) \ \cdots \ Z_{M_R}(n)]^T$$

is the vector-valued noise-plus-interference vector.

From Equation (1), making use of an inverse of our mapping rule, an estimate of the channel $\hat{\mathbf{h}}$ can be obtained as

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Y}(n) \\ &= \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} [\mathbf{h}\{\alpha_1(D(n)-m) + \beta\} + \mathbf{Z}(n)] \\ &= \mathbf{h} \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} [\alpha_1(D(n)-m) + \beta] + \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Z}(n) \\ &= \mathbf{h} + \frac{1}{\beta(N-1)} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Z}(n) \end{aligned}$$

Each of the first mapped $N-1$ symbols $X(1), \dots, X(N-1)$ according to our ERB mapping rule is a sample-mean-shifted version of that data symbols $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ scaled by the first constant α_1 and offset by the second constant β .

Because of this property, the sample-mean m of the first $N-1$ received symbols, transmitted as the sample-mean mapped symbol, i.e., an embedded pilot symbol, enables us to estimate the channel. Note that the effective noise random variable

$\sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Z}(n)$ is scaled by $\beta(N-1)$. That is, by increasing either the second constant

β , or the number of data symbols $N-1$, or both, we can reduce the variance of this noise, thereby improving the accuracy of the channel estimate $\hat{\mathbf{h}}$.

Using the above channel estimate, the symbols $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ can be estimated as

$$\hat{D}(n) = \frac{1}{\alpha_1} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{Y}(n)}{\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}} - \beta \right) + \frac{1}{\alpha_2} \frac{\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{Y}(N)}{\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}},$$

where $n = 1, \dots, N-1$, and “^” indicates an estimate.

It should be noted that the above estimates $\hat{D}(n)$ are also referred to as “soft” estimates of the modulation symbols $D(n)$. The above estimates are valid for arbitrary constellations to which the data symbols $D(n)$ belongs. Using well-known techniques available in the prior art, it is easy to generate log-likelihood ratio (LLR) information for each bit encoded in the modulation symbols $D(n)$, and a hard-decision demodulation version of the estimates $\hat{D}(n)$.

We also note that the above described ERB mapping rule is devised when all the N modulation symbols at the output of the ERB transmit at the same level of average energy per symbol. It is also possible to modify the previous ERB mapping rule, in a non-trivial fashion, to allow for unequal average transmission energy per symbol. We describe these modifications below.

The average energy at which the symbol $X(n)$ is transmitted is $E_S(n)$. Then, upon defining the following $2N-1$ constants

$$\alpha_1(k) = \sqrt{E_S(k)} \quad k = 1, \dots, N-1$$

$$\beta(k) = \sqrt{\frac{E_S(k)}{N-1}} \quad k = 1, \dots, N-1$$

$$\alpha_2 = \sqrt{(N-1)E_S(N)}$$

we perform the mapping from $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ to $X(1), X(2), \dots, X(N)$ as

$$m = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k)$$

$$X(n) = \alpha_1(n)(D(n) - m) + \beta(n) \quad n = 1, \dots, N-1$$

$$X(N) = \alpha_2 m$$

Note that the only difference between this ERB mapping rule and the previously described ERB mapping rule is that instead of having the three constants α_1 , α_2 and β , we now have a set of $2N-1$ first constants $\{\alpha_1(1), \dots, \alpha_1(N-1)\}$, α_2 and a set of second constants $\{\beta(1), \dots, \beta(N-1)\}$. Using the previous received signal model, described in equation (1), the channel is estimated as

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{\mathbf{Y}(n)}{\alpha_1(n)}}{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{\beta(n)}{\alpha_1(n)}} = \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{[\mathbf{h}\{\alpha_1(n)(D(n)-m) + \beta(n)\} + \mathbf{Z}(n)]}{\alpha_1(n)}}{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{\beta(n)}{\alpha_1(n)}} \\ &= \mathbf{h} + \frac{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{[\mathbf{Z}(n)]}{\alpha_1(n)}}{\sum_{n=1}^{N-1} \frac{\beta(n)}{\alpha_1(n)}} \end{aligned}$$

Using the above estimated channel, the symbols $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$ can be estimated as

$$\hat{D}(n) = \frac{1}{\alpha_1(n)} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{Y}(n)}{\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}} - \beta(n) \right) + \frac{1}{\alpha_2} \frac{\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{Y}(N)}{\hat{\mathbf{h}}^H \hat{\mathbf{h}}},$$

where $n = 1, \dots, N-1$.

Embedded Resource Blocks for Spatial Multiplexing

The ERB mapping rule for the single-stream SIMO-OFDM networks can be extended to a transmitter with multiple transmitter antennas and multiple data streams.

We describe an encoding rule for a MIMO-OFDM network with K transmitter antennas. The number of streams can be smaller than the number of transmitter antennas. For simplicity, we assume that the number of streams is equal to the number of transmitter antennas.

The desired number of symbols for MIMO-OFDM mapping is partitioned into K streams, each stream with N symbols. We employ N_T OFDM symbols and N_F sub-carriers per OFDM symbol such that the number of channel uses is $N_T * N_F = N + K$. The symbol on n^{th} time-frequency resource (or channel use n) on transmitter antenna k is denoted by $D_k(n)$.

Figure 3 shows the ERB mapping rule for MIMO-OFDM with spatial-multiplexing.

Step 1: As before, a set of data symbols is provided as input. The number of symbols N is selected such that N is divisible by the number of streams, K . The $N * K$ symbols are rearranged as $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N), \dots, D_K(1), D_K(2), \dots, D_K(N)$ 310. Here, $D_k(1), D_k(2), \dots,$

$D_k(N)$ are the symbols corresponding to transmitter antenna k . The mapping unit 320 is also provided with the positive constants α_1 , α_2 , β , as well as a fourth constant δ . The fourth constant depends on a fourth function of the energy.

As an example, the constants α_1 , α_2 , β and δ can be selected as follows. With E_S denoting the average energy per transmitted symbol per transmitter antenna, by selecting

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= \sqrt{E_S} \\ \alpha_2 &= \sqrt{\left(\frac{N-K}{N}\right)E_S} \\ \beta &= \sqrt{\frac{E_S K}{N}} \\ \delta &= \sqrt{\frac{E_S N}{K}}\end{aligned}$$

we can ensure that each of $N+K$ modulation symbols on each of the K transmitter antennas are transmitted with an average energy of E_S .

Step 2:

For $l=1$ to K

For $t = 1$ to K

$$m_{t,l} = \frac{K}{N} \sum_{j=(l-1)\frac{N}{K}+1}^{l\frac{N}{K}} D_t(j)$$

End

For $n = (l-1)(N/K)+1$ to $l(N/K)$

For $t = 1$ to K

If $t == l$

$$X_t(n) = \alpha_1(D_t(n) - m_{t,l}) + \beta,$$

Else

$$X_t(n) = \alpha_2(D_t(n) - m_{t,l}),$$

End

End

End

For $t = 1$ to K

$$X_t(N+l) = \delta m_{t,l}$$

End

End

Step 3: At channel use $n, n=1, \dots, N+K$, transmit $X_1(n)$ from transmitter antenna 1, $X_2(n)$ from transmitter antenna 2, and so on $X_K(n)$ from transmitter antenna K

Note that the total number of time-frequency resource units on which the ERB mapped symbols are transmitted is equal to $K + N = N_T N_F$. That is, the spectral efficiency of the ERB mapping rule is $KN/(K+N)$, and the per-stream efficiency is $N/(N+K)$. For example, when $N_T = 3$ OFDM symbols and $N_F = 6$ frequency tones, we have $N = N_T * N_F = 3 * 6 = 18$ resource units.

With $K=2$ streams, the spectral efficiency is $2*16/18 = 1.7778$, whereas the per-stream efficiency is $16/18 = 88.9\%$. With $N_T = 1$, our SMUX ERB mapping rule is applicable for sub-carriers within a single OFDM symbol, whereas when $N_F=1$, our SMUX ERB mapping rule is applicable for OFDM symbols on a given sub-carrier tone.

Channel Estimation and Data Demodulation for ERB with Spatial Multiplexing

We describe channel estimation and data demodulation with the above mapping rule for K transmitter antennas. We select the parameters N_F , N_T and K such that the channel remains constant over $N_T * N_F = N + K$ channel uses. With this, the vector-valued received signal is given as follows

$$\mathbf{Y}(n) = \sum_{t=1}^K \mathbf{h}_t X_t(n) + \mathbf{w}(n) \quad n = 1, \dots, N + K.$$

An estimate of the channel from each transmit antenna to the received antenna array is

$$\hat{\mathbf{h}}_t = \frac{K}{N\beta} \sum_{n=(t-1)\frac{N}{K}+1}^{t\frac{N}{K}} \mathbf{Y}(n) = \mathbf{h}_t + \frac{K}{N\beta} \sum_{n=(t-1)\frac{N}{K}+1}^{t\frac{N}{K}} \mathbf{w}(n).$$

In the above, $t = 1$ to K .

We define an M_R - by - K matrix \mathbf{G} such that

$$\mathbf{G} = [\hat{\mathbf{h}}_1 \quad \hat{\mathbf{h}}_2 \quad \cdots \quad \hat{\mathbf{h}}_K].$$

Then, the data detection proceeds in two steps. In the first step, we detect the intermediate variables $\mathbf{m}_{1,1}, \mathbf{m}_{K,1}, \dots, \mathbf{m}_{K,K}$, as

$$\begin{bmatrix} \hat{m}_{1,n} \\ \hat{m}_{2,n} \\ \vdots \\ \hat{m}_{K,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta^{-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \delta^{-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \delta^{-1} \end{bmatrix} \left(\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}_K \right)^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{Y}(N+n) \quad n=1,2,\dots,K$$

Using the above estimates of $\mathbf{m}_{1,1}, \mathbf{m}_{K,1}, \dots, \mathbf{m}_{K,K}$, the symbols prior to the mapping, $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N), \dots, D_K(1), D_K(2), \dots, D_K(N)$, can be detected as

For $l=1$ to K

For $n = (l-1)(N/K)+1$ to $l(N/K)$

For $t = 1$ to K

Estimate the mapped symbol on transmit antenna t

$$\hat{X}_t(n) = \left[\left(\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}_K \right)^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{Y}(n) \right]_t.$$

If $t == l$

$$\hat{D}_t(n) = \frac{1}{\alpha_1} (\hat{X}_t(n) - \beta) + \hat{m}_{t,l}$$

Else

$$\hat{D}_t(n) = \frac{\hat{X}_t(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{t,l}$$

End

End

End

End

Embedded Resource Blocks for Alamouti Transmission

Alamouti block coding is a widely used transmitter diversity techniques for data transmission with two transmitter antennas. In the conventional Alamouti coding, without our ERB mapping rule, two modulations symbols S_1 and S_2 at two consecutive channel uses are transmitted from the two transmitter antennas as follows.

During the first channel use, transmitter antenna 1 sends S_1 and antenna 2 transmits S_2 . During the second channel use, antenna 1 transmits $-S_2^*$ and transmitter antenna 2 transmits S_1^* , where * denotes the complex conjugate. The two symbols over the two channel uses with two transmitter antennas are expressed in the matrix form as

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}.$$

In the above matrix, the columns represent the channel uses, and the rows represent the transmitter antennas. If the channel use is in frequency domain, for example two consecutive sub-carrier tones of an OFDM symbol, then the above Alamouti coding is referred to as space-frequency block code (SFBC). If the channel use is in time domain, for example a given frequency tone across two consecutive OFDM

symbols, then the above Alamouti coding is referred to as space-time block code (STBC).

The above matrix is orthogonal. As a result, if the channel does not change appreciably over the two channel uses, then the receiver extracts full-diversity with a simple linear receiver such as maximal ratio combining (MRC) receiver.

The conventional Alamouti coding requires *explicit* transmission of known pilot symbols from the transmitter so that the receiver can estimate the MIMO channel prior to data detection.

As shown in Figure 4, we provide an ERB mapping rule for an OFDM network with two transmitter antennas and M_R receiver antennas with Alamouti encoding and *implicit* pilot symbols. Our mapping rule is equally applicable to both STBC and SFBC versions of the Alamouti coding. The mapping rule takes $2N$ symbols to transmit over $N_T * N_F = 2N + 2$ channel uses. A conceptual diagram of the mapping unit is shown in Figure 4.

Step 1: The $2N$ symbols $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N)$ 410 are inputted to the first transmitter antenna, whereas $D_2(1), D_2(2), \dots, D_2(N)$ are inputted to the second transmitter antenna. The mapping unit 420 is provided with our four constants $\alpha_1, \alpha_2, \beta$, and δ .

As an example, the constants $\alpha_1, \alpha_2, \beta$ and δ can be selected as follows. With E_S denoting the average energy per transmitted symbol per each of the two transmitter antennas, by selecting

$$\alpha_1 = \sqrt{E_S \left(\frac{N}{N-1} \right)}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{E_S}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_S}{N}} \quad ,$$

$$\delta = \sqrt{E_S N}$$

we can ensure that each modulation symbol on each of the two transmitter antennas is transmitted with an average energy of E_S .

Step 2: The mapping unit performs the following operations

$$m_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N D_1(k)$$

$$m_2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N D_2(k)$$

$$X_1(n) = \alpha_1 (D_1(n) - m_1) \quad n = 1, \dots, N$$

$$X_1(N+1) = \delta m_1$$

$$X_2(n) = \alpha_2 (D_2(n) - m_2) + \beta \quad n = 1, \dots, N$$

$$X_2(N+1) = \delta m_2$$

to obtain the sequence $X_1(1), X_1(2), \dots, X_1(N+1)$ and $X_2(1), X_2(2), \dots, X_2(N+1)$

Step 3: At channel use $2k-1$, $k=1,\dots,N+1$, the transmitter transmits 430 $X_1(k)$ from transmitter antenna 1 whereas $X_2(k)$ from transmitter antenna 2. At channel use $2k$, $k=1,\dots,N+1$, the transmitter transmits $-X_2^*(k)$ from transmitter antenna 1 whereas $X_1^*(k)$ from transmitter antenna 2

Channel Estimation and Data Demodulation for ERB with SFBC/STBC Coding

Note that the total number of time-frequency resource units on which the ERB mapped symbols are transmitted with Alamouti coding is equal to

$2N + 2 = N_T N_F$. That is, the spectral efficiency of our ERB mapping rule is $2N/(2N+2)=N/(N+1)$ and the per-stream efficiency is also equal to $N/(N+1)$.

For example, when $N_T = 3$ OFDM symbols and $N_F = 6$ frequency tones, we have $2N+2 = N_T * N_F = 3*6 = 18$ resource units. With this, the spectral efficiency is $2*8/18 = 88.9\%$, which is also equal to the per-stream efficiency. With $N_T = 1$, our ERB mapping rule is applicable for SFBC transmission within a single OFDM symbol, whereas when $N_F = 1$, our ERB mapping rule is applicable for STBC transmission on a given sub-carrier tone.

We now describe a way to channel estimation and data demodulation with the above described mapping rule with two transmitter antennas. Assuming that the channel remains constant over $N_T N_F = 2N + 2$ channel uses, the vector-valued received signal is given as follows

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}(2n-1) &= \mathbf{h}_1 X_1(n) + \mathbf{h}_2 X_2(n) + \mathbf{w}(2n-1) \quad n = 1, \dots, N \\
\mathbf{Y}(2n) &= -\mathbf{h}_1 X_2^*(n) + \mathbf{h}_2 X_1^*(n) + \mathbf{w}(2n) \quad n = 1, \dots, N \\
\mathbf{Y}(2N+1) &= \mathbf{h}_1 \delta m_1 + \mathbf{h}_2 \delta m_2 + \mathbf{w}(2N+1) \\
\mathbf{Y}(2N+2) &= -\mathbf{h}_1 \delta m_2^* + \mathbf{h}_2 \delta m_1^* + \mathbf{w}(2N+2)
\end{aligned}$$

In the above, \mathbf{h}_1 and \mathbf{h}_2 are the M_R -by-1 channel gains from the first and the second transmit antennas to each of the M_R receiver antennas. All the other bold-faced variables in the above equations are also vectors of length M_R -by-1.

Upon exploiting our mapping rule described above, estimates of the channels \mathbf{h}_1 and \mathbf{h}_2 can be obtained as

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{h}}_1 &= -\frac{1}{N\beta} \sum_{n=1}^N \mathbf{Y}(2n) = \mathbf{h}_1 - \frac{1}{N\beta} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}(2n), \text{ and} \\
\hat{\mathbf{h}}_2 &= \frac{1}{N\beta} \sum_{n=1}^N \mathbf{Y}(2n-1) = \mathbf{h}_2 + \frac{1}{N\beta} \sum_{n=1}^N \mathbf{w}(2n-1).
\end{aligned}$$

Estimates of intermediate variables m_1 and m_2 can be obtained as

$$\begin{aligned}
\hat{m}_1 &= \frac{1}{\delta} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H \mathbf{Y}(2N+1) + \hat{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{Y}^*(2N+2)}{\hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_1 + \hat{\mathbf{h}}_2^H \hat{\mathbf{h}}_2} \right), \text{ and} \\
\hat{m}_2 &= \frac{1}{\delta} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_2^H \mathbf{Y}(2N+1) - \hat{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{Y}^*(2N+2)}{\hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_1 + \hat{\mathbf{h}}_2^H \hat{\mathbf{h}}_2} \right).
\end{aligned}$$

Using the above estimates of m_1 and m_2 , we can detect the original symbols $D_1(1)$, $D_1(2), \dots, D_1(N)$ and $D_2(1)$, $D_2(2), \dots, D_2(N)$ as follows:

$$\hat{D}_1(n) = \hat{m}_1 + \frac{1}{\alpha_1} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_1^H \mathbf{Y}(2n-1) + \hat{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{Y}^*(2n)}{\hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_1 + \hat{\mathbf{h}}_2^H \hat{\mathbf{h}}_2} \right) \quad n = 1, \dots, N, \text{ and}$$

$$\hat{D}_2(n) = \hat{m}_2 + \frac{1}{\alpha_2} \left(\frac{\hat{\mathbf{h}}_2^H \mathbf{Y}(2n-1) - \hat{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{Y}^*(2n)}{\hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_1 + \hat{\mathbf{h}}_2^H \hat{\mathbf{h}}_2} - \beta \right) \quad n = 1, \dots, N.$$

Embedded Resource Blocks for Stacked Alamouti Transmission

Similar to the ERB mapping rule described for OFDM networks with two transmitter antennas and Alamouti encoding, we provide the mapping rule for OFDM networks with four transmitter antennas and stacked-Alamouti coding.

First, we briefly describe the conventional stacked-Alamouti coding without ERB. With four symbols, S_1 , S_2 , S_3 and S_4 , to be transmitted in two channel uses, the conventional stacked-Alamouti coding operation without ERB is described as follows.

For the first channel use, transmit S_1 from transmitter antenna 1, S_2 from transmitter antenna 2, S_3 from transmitter antenna 3, and S_4 from transmitter antenna 4. For the second channel use, transmit $-S_2^*$ from transmitter antenna 1, S_1^* from transmitter antenna 2, $-S_4^*$ from transmitter antenna 3, and S_3^* from transmitter antenna 4.

Note that the above procedure can also be described in a matrix form as

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_3 & -S_4^* \\ S_4 & S_3^* \end{bmatrix}.$$

It is important to point-out that the first 2-by-2 sub-matrix

$$\mathbf{S}_1 = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

is orthogonal. As a result, its entries S_1 and S_2 can be detected with a linear receiver to provide maximum possible diversity gain.

In a similar manner, the second 2-by-2 sub-matrix

$$\mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} S_3 & -S_4^* \\ S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

is also orthogonal, and its entries S_3 and S_4 can also be detected with a linear receiver to provide maximum possible diversity gain. However, notice that the first sub-matrix \mathbf{S}_1 and the second sub-matrix \mathbf{S}_2 are not orthogonal to each other. As a result, we employ some form of interference cancellation (or mitigation) procedure to minimize the interference caused by the sub-matrix \mathbf{S}_1 upon the sub-matrix \mathbf{S}_2 and vice versa.

If the channel use is in frequency domain, for example two consecutive sub-carrier tones of an OFDM symbol, then the above stacked-Alamouti coding is referred to as stacked-SFBC. If the channel use is in time domain (for example, a given

frequency tone across two consecutive OFDM symbols) then the above Alamouti coding is referred to as stacked-STBC. It is important to point out that the above described stacked-SFBC and stacked-STBC coding require transmission of known pilot symbols from the transmitter so that the receiver can estimate the MIMO channel prior to data detection.

As shown in Figure 5, we provide an ERB mapping rule for an OFDM network with four transmitter antennas and M_R receiver antennas with stacked-STBC/SFBC encoding. The mapping rule takes $4N$ symbols to transmit over $N_T N_F = 2N + 4$ channel uses.

Step 1: The number of symbols 510, N , is selected such that N is divisible by 2. The $4N$ symbols are rearranged in such a way that $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N)$ are inputted to the first transmitter antenna, $D_2(1), D_2(2), \dots, D_2(N)$ are inputted to the second transmitter antenna, $D_3(1), D_3(2), \dots, D_3(N)$ are inputted to the third transmitter antenna, and $D_4(1), D_4(2), \dots, D_4(N)$ are inputted to the fourth transmitter antenna.

The ERB mapping unit 520 is provided with positive constants $\alpha_1, \alpha_2, \beta$, and δ

As an example, the constants α_1 , α_2 , β and δ can be selected as follows. With E_S denoting the average energy per transmitted symbol per each of the two transmitter antennas, by selecting

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= \sqrt{E_S} \\ \alpha_2 &= \sqrt{E_S \left(\frac{N}{N-2} \right)} \\ \beta &= \sqrt{\frac{2 E_S}{N}} \\ \delta &= \sqrt{\frac{E_S N}{2}}\end{aligned}$$

we can ensure that each modulation symbol on each of the two transmitter antennas with stacked STBC/SFBC scheme is transmitted with an average energy of E_S .

Step 2: For $l=1$ to 2

For $t = 1$ to 4

$$m_{t,l} = \frac{2}{N} \sum_{j=(l-1)\frac{N}{2}+1}^{l\frac{N}{2}} D_t(j)$$

End

For $n = (l-1)(N/2)+1$ to $l(N/2)$

If $l == 1$

$$X_1(n) = \alpha_1(D_1(n) - m_{1,l}) + \beta$$

$$X_2(n) = \alpha_2(D_2(n) - m_{2,l})$$

$$X_3(n) = \alpha_2(D_3(n) - m_{3,l})$$

$$X_4(n) = \alpha_2(D_4(n) - m_{4,l})$$

Else

$$X_1(n) = \alpha_2(D_1(n) - m_{1,l})$$

$$X_2(n) = \alpha_2(D_2(n) - m_{2,l})$$

$$X_3(n) = \alpha_1(D_3(n) - m_{3,l}) + \beta$$

$$X_4(n) = \alpha_2(D_4(n) - m_{4,l})$$

End

End

For $l = 1$ to 2

$$X_1(N + 2l - 1) = \delta m_{1,l}$$

$$X_2(N + 2l - 1) = \delta m_{2,l}$$

$$X_3(N + 2l - 1) = \delta m_{3,l}$$

$$X_4(N + 2l - 1) = \delta m_{4,l}$$

End

End

Step 3: At channel use $2n-1$, $n=1, 2, \dots, N+2$, transmit $X_1(n)$ from transmitter antenna 1, $X_2(n)$ from transmitter antenna 2, $X_3(n)$ from transmitter antenna 3, and $X_4(n)$ from transmitter antenna 4. At channel use $2n$, $n=1, 2, \dots, N+2$, transmit $-X_2^*(n)$ from transmitter

antenna 1, $X_1^*(n)$ from transmitter antenna 2, $-X_4^*(n)$ from transmitter antenna 3, and $X_3^*(n)$ from transmitter antenna 4.

Channel Estimation and Data Demodulation for ERB with Stacked-STBC/SFBC

The total number of time-frequency resource units on which the ERB mapped symbols are transmitted with stacked-STBC/SFBC is equal to $2N + 4 = N_T N_F$. That is, the spectral efficiency of the ERB mapping rule is $4N/(2N+4)=2N/(N+2)$ and the per-stream efficiency is equal to $N/(N+2)$.

For example, when $N_T = 3$ OFDM symbols and $N_F = 6$ frequency tones, we have $2N+4 = N_T * N_F = 3*6 = 18$ resource units. With this, the spectral efficiency is $4*7/18 = 1.56$, and the per-stream efficiency is equal to $7/9 = 77.8\%$. With $N_T=1$, our ERB mapping rule is applicable for stacked-SFBC transmission within a single OFDM symbol, whereas when $N_F = 1$, our ERB mapping rule is applicable for stacked-STBC transmission on a given sub-carrier tone.

We now describe channel estimation and data demodulation with the above described ERB mapping rule for stacked-STBC/SFBC coding with four transmitter antennas.

Assuming that the channel remains constant over $N_T N_F = 2N + 4$ channel uses, the vector valued received signal is given as follows

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}(2n-1) &= \mathbf{h}_1 X_1(n) + \mathbf{h}_2 X_2(n) + \mathbf{h}_3 X_3(n) + \mathbf{h}_4 X_4(n) + \mathbf{w}(2n-1) \quad n=1, \dots, N+2 \\ \mathbf{Y}(2n) &= -\mathbf{h}_1 X_2^*(n) + \mathbf{h}_2 X_1^*(n) - \mathbf{h}_3 X_4^*(n) + \mathbf{h}_4 X_3^*(n) + \mathbf{w}(2n) \quad n=1, \dots, N+2\end{aligned}$$

In the above, $\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \mathbf{h}_3$ and \mathbf{h}_4 are the $M_R - by - 1$ channel gains from the first, second, third and fourth transmit antennas to each of the M_R receiver antennas, respectively. All the other bold-faced variables in the above equations are also vectors of length $M_R - by - 1$.

Upon exploiting our ERB mapping rule described at the beginning of this section, estimates of the channels $\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \mathbf{h}_3$ and \mathbf{h}_4 can be obtained as

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}_1 &= \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{Y}(2n-1) = \mathbf{h}_1 + \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}(2n-1) \\ \hat{\mathbf{h}}_2 &= \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{Y}(2n) = \mathbf{h}_2 + \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}(2n) \\ \hat{\mathbf{h}}_3 &= \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{Y}(N+2n-1) = \mathbf{h}_3 + \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}(N+2n-1) \\ \hat{\mathbf{h}}_4 &= \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{Y}(N+2n) = \mathbf{h}_4 + \frac{2}{N\beta} \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}(N+2n)\end{aligned}$$

Using the above channel estimates, we define a matrix \mathbf{G} such that

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_1 & \hat{\mathbf{h}}_2 & \hat{\mathbf{h}}_3 & \hat{\mathbf{h}}_4 \\ \hat{\mathbf{h}}_2^* & -\hat{\mathbf{h}}_1^* & \hat{\mathbf{h}}_4^* & -\hat{\mathbf{h}}_3^* \end{bmatrix}$$

Note that the size of \mathbf{G} is $2M_R - by - 4$.

The actual data detection then proceeds in two steps. In the first step, we detect the intermediate variables $m_{1,1}, m_{2,1}, m_{3,1}, m_{4,1}, m_{1,2}, m_{2,2}, m_{3,2}$, and $m_{4,2}$ as

$$\begin{bmatrix} \hat{m}_{1,n} \\ \hat{m}_{2,n} \\ \hat{m}_{3,n} \\ \hat{m}_{4,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \delta^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \delta^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta^{-1} \end{bmatrix}^{-1} (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{G}^H \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(2N+2n-1) \\ \mathbf{Y}^*(2N+2n) \end{bmatrix} \quad n=1,2$$

Using the above, the symbols prior to the mapping, $D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N), \dots, D_4(1), D_4(2), \dots, D_4(N)$, can be detected according to the following procedure:

For $l=1$ to 2

For $n = (l-1)(N/2)+1$ to $l(N/2)$

Estimate the mapped symbol vector at channel use n

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_1(n) \\ \hat{X}_2(n) \\ \hat{X}_3(n) \\ \hat{X}_4(n) \end{bmatrix} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G} + \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{G}^H \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(2n-1) \\ \mathbf{Y}^*(2n) \end{bmatrix}$$

If $l == 1$

$$\hat{D}_1(n) = \frac{1}{\alpha_1} (\hat{X}_1(n) - \beta) + \hat{m}_{1,l}$$

$$\hat{D}_2(n) = \frac{\hat{X}_2(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{2,l}$$

$$\hat{D}_3(n) = \frac{\hat{X}_3(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{3,l}$$

$$\hat{D}_4(n) = \frac{\hat{X}_4(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{4,l}$$

Else

$$\hat{D}_1(n) = \frac{\hat{X}_1(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{1,l}$$

$$\hat{D}_2(n) = \frac{\hat{X}_2(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{2,l}$$

$$\hat{D}_3(n) = \frac{1}{\alpha_1} (\hat{X}_3(n) - \beta) + \hat{m}_{3,l}$$

$$\hat{D}_4(n) = \frac{\hat{X}_4(n)}{\alpha_2} + \hat{m}_{4,l}$$

End

End

End

Embedded Resource Blocks for Relay-Assisted Communication

Our ERB can also be applied to a network including a base-station, a set of mobile-stations and one or more relay stations. The relay stations can be fixed or mobile, and is intended to improve the reliability of information transmission between the

base-station and the mobile-stations and to increase the transmission range (or coverage). For simplicity, we denote the mobile-station as source, the base-station as destination and the relay-station as relay. We can as well denote the base-station as source and the mobile-station as destination.

Similar to the ERB mapping for the single-stream network, a set of $N-1$ symbols at the source, $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$, are inputted to the ERP mapping unit to produce $X(1), X(2), \dots, X(N)$ as follows:

Step 1: Input $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$, and input the constants α_1, α_2 , and β .

As an example, the constants α_1, α_2 and β can be selected as follows. With E_S denoting the average energy per each of the N transmitted symbols, by selecting

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= \sqrt{E_S} \\ \alpha_2 &= \sqrt{(N-1)E_S} \\ \beta &= \sqrt{\frac{E_S}{N-1}}\end{aligned}$$

we can ensure that each of the mapped symbols $X(1), X(2), \dots, X(N)$ can be transmitted with an average energy of E_S .

Step 2: Perform the mapping

$$\begin{aligned}m &= \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k) \\ X(n) &= \alpha_1(D(n) - m) + \beta \quad n = 1, \dots, N-1 \\ X(N) &= \alpha_2 m\end{aligned}$$

Channel Estimation and Data Demodulation for ERB with Relay-Assisted Communication

The ERB mapping rule for relay-assisted communication is applicable for various types of relay functionalities. As an example, the relay can perform amplify-and-forward by employing either a fixed gain or a variable gain amplification factor. With $N_T=1$, our ERB mapping rule is applicable for source, relay and destination transmissions within a single OFDM symbol, whereas when $N_F=1$, our ERB mapping rule is applicable for source, relay and destination transmissions on a given sub-carrier tone.

We now describe methods of channel estimation, noise-variance estimation, and data detection at the relay and the destination for an example relay network in which the relay performs amplify-and-forward signal processing.

The low-pass baseband received signal at the destination from the source is given by

$$\mathbf{Y}_{SD}(n) = \mathbf{h}_{SD}X(n) + \mathbf{w}_{SD}(n) \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

where \mathbf{h}_{SD} is the vector-valued channel gain that is of size $M_R - by - 1$. The variables $\mathbf{Y}_{SD}(n)$ and $\mathbf{w}_{SD}(n)$ are also of size $M_R - by - 1$. We also assume that each element of noise $\mathbf{w}_{SD}(n)$ has a variance of σ_{SD}^2 .

In a similar manner, the signal at the relay from the source is given by

$$\mathbf{Y}_{SR}(n) = \mathbf{h}_{SR}X(n) + \mathbf{w}_{SR}(n) \quad n = 1, 2, \dots, N$$

where \mathbf{h}_{SR} is the vector-valued channel gain that is of size $M_R - by - 1$. The variables $\mathbf{Y}_{SR}(n)$ and $\mathbf{w}_{SR}(n)$ are also of size $M_R - by - 1$. We also assume that each element of noise $\mathbf{w}_{SR}(n)$ has a variance of σ_{SR}^2 .

An estimate of \mathbf{h}_{SD} at the destination is given by

$$\hat{\mathbf{h}}_{SD} = \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Y}_{SD}(n) = \mathbf{h}_{SD} + \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{w}_{SD}(n).$$

In a similar manner, an estimate of \mathbf{h}_{SR} at the destination is given by

$$\hat{\mathbf{h}}_{SR} = \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Y}_{SR}(n) = \mathbf{h}_{SR} + \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{w}_{SR}(n).$$

Using the channel estimate $\hat{\mathbf{h}}_{SR}$, an estimate of the source signal $X(n)$, $n=1, \dots, N$, at the relay is given by

$$X_R(n) = G_{AF} \frac{\hat{\mathbf{h}}_{SR}^H \mathbf{Y}_{SR}(n)}{\hat{\mathbf{h}}_{SR}^H \hat{\mathbf{h}}_{SR}} \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

where G_{AF} is the amplifier gain of the relay.

When the relay transmits its signal to the destination, the received signal at the destination is given by

$$\mathbf{Y}_{RD}(n) = \mathbf{h}_{RD} X_R(n) + \mathbf{w}_{RD}(n) \quad n = 1, 2, \dots, N.$$

An estimate of \mathbf{h}_{RD} at the destination is given by

$$\hat{\mathbf{h}}_{RD} = \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{Y}_{RD}(n) = \mathbf{h}_{RD} + \frac{1}{(N-1)\beta} \sum_{n=1}^{N-1} \mathbf{w}_{RD}(n)$$

Estimates of noise variances at the destination, due to source and the relay, are

$$\hat{\sigma}_{SD}^2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \mathbf{Y}_{SD}(n)}{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \hat{\mathbf{h}}_{SD}} \right|^2 - 1 \right) \hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \hat{\mathbf{h}}_{SD}$$

$$\hat{\sigma}_{RD}^2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \frac{\hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \mathbf{Y}_{RD}(n)}{\hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}} \right|^2 - 1 \right) \hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}$$

Finally, estimates of $D(1), \dots, D(N-1)$, at the destination are given by

$$D(n) = \frac{1}{\alpha_1} (\hat{X}(n) - \beta) + \hat{m} \quad n = 1, \dots, N-1$$

$$\text{where } \hat{X}(n) = \left(\frac{\frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \mathbf{Y}_{SD}(n)}{\hat{\sigma}_{SD}^2} + \frac{\hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \mathbf{Y}_{RD}(n)}{\hat{\sigma}_{RD}^2}}{\frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \hat{\mathbf{h}}_{SD}}{\hat{\sigma}_{SD}^2} + \frac{\hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}}{\hat{\sigma}_{RD}^2}} \right) \quad n = 1, \dots, N-1$$

$$\text{and } \hat{m} = \frac{1}{\alpha_2} \left(\frac{\frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \mathbf{Y}_{SD}(N)}{\hat{\sigma}_{SD}^2} + \frac{\hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \mathbf{Y}_{RD}(N)}{\hat{\sigma}_{RD}^2}}{\frac{\hat{\mathbf{h}}_{SD}^H \hat{\mathbf{h}}_{SD}}{\hat{\sigma}_{SD}^2} + \frac{\hat{\mathbf{h}}_{RD}^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}}{\hat{\sigma}_{RD}^2}} \right)$$

It is important to point out that the selected values for the constants α_1 , α_2 and β as described above are only exemplary, and other choices of α_1 , α_2 and β is also possible that allows us to transmit the symbols at the output of the ERB mapping unit with variable transmission power.

1. A method for encoding data symbols in a transmitter of a wireless network, comprising the steps of:

providing a set of data symbols to a transmitter to be transmitted, wherein each data symbols is selected from a set of modulation constellations;

determining a sample-mean of the set of data symbols;

shifting each data symbol by the sample-mean to obtain a shifted data symbol;

multiplying the shifted data symbol by a first constant to obtain a scaled data symbol, wherein the first constant depends on a first function of the energy of the set of data symbols;

adding a second constant to the scaled data symbol to obtain a mapped data symbol, wherein the second constant depends on a second function of the energy of the set of data symbols;

multiplying the sample-mean by a third constant to obtain a sample-mean mapped symbol;

transmitting, over a channel, the set of mapped data symbols and the sample-mean mapped symbol as a resource block, wherein the steps are performed in the transmitter.

2. The method of claim 1, wherein the resource block includes time-frequency resource units spanned by N_T consecutive mapped data symbol.

3. The method of claim 2, wherein the time-frequency resource units are spanned by N_T consecutive data symbols over N_F consecutive frequency tones, N_F is greater than 1, and $N_T = 1$.

4. The method of claim 2, wherein the time-frequency resource units are spanned by N_T consecutive data symbols over N_F consecutive frequency tones, N_F equals 1, and N_T is greater than 1.

5. The method of claim 2, wherein the time-frequency resource units are spanned by N_T consecutive data symbols over N_F consecutive frequency tones, N_F and N_T are both greater than 1.

6. The method of claim 1, wherein the modulation constellation is selected from a group consisting of quadrature phase shift keying, 16-quadrature amplitude modulation (QAM), and 64-QAM.

7. The method of claim 2, wherein the set of data symbols is $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$, the set of constants is α_1, α_2 and β , and the mapping is according to

$$m = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k)$$

$$X(n) = \alpha_1(D(n) - m) + \beta \quad n = 1, \dots, N-1$$

$$X(N) = \alpha_2 m$$

where $X(1), X(2), \dots, X(N)$ are the mapped data symbols, m is a sample-mean of the $N-1$ data symbols $D(1), D(2), \dots, D(N-1)$, $X(N)$ is the sample-mean mapped symbol, n is an index for the time-frequency resource units for transmission, and k is a dummy variable.

8. The method of claim 7, wherein E_S is the average energy of each of the N mapped data symbols $X(1), X(2), \dots, X(N)$, and the constants α_1 , α_2 and β are respectively selected according to the following functions as

$$\alpha_1 = \sqrt{E_S}$$

$$\alpha_2 = \sqrt{(N-1)E_S} .$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_S}{N-1}}$$

9. The method of claim 7, wherein a spectral efficiency of the resource block is $(N-1)/N$.

10. The method of claim 7, further comprising the steps of:

- receiving the mapped data symbols as received symbols;
- summing the received symbols as a sum;
- scaling the sum by $\beta(N-1)$.

11. The method of claim 8, further comprising the steps of:

- partitioning the set of data symbols into K stream; and
- transmitting each stream with a different antenna of the transmitter using a

fourth constant $\delta = \sqrt{\frac{E_S N}{K}}$.

12. The method of claim 7, wherein an effective noise random variable $\sum_{n=1}^{N-1} Z(n)$ is scaled by $\beta(N-1)$.

13. The method of claim 10, further comprising the step of:
selecting β to reduce a variance of noise.

14. The method of claim 10, further comprising the step of:
increasing a number of the mapped data symbols to reduce a variance of noise.

Abstract

A set of data symbols is selected from a set of modulation constellation, and a sample-mean of the set of data symbols is determined. Each data symbol is first shifted by the sample-mean to obtain a shifted data symbol, and then the shifted symbol is multiplied by a first constant to obtain a scaled data symbol. A second constant is added to the scaled data symbol to obtain a mapped data symbol. The sample-mean is multiplied by a third constant to obtain a sample-mean mapped symbol. The set of mapped data symbols and the sample-mean mapped symbol are then transmitted as a resource block.

Representative Drawing

Figure 2A

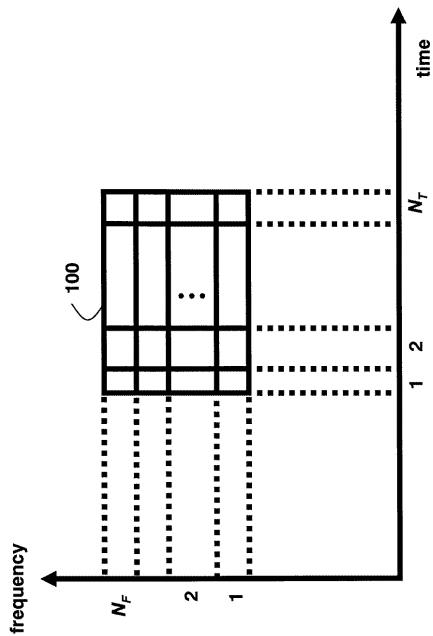


Fig. 1

$$m = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} D(k) \tag{220}$$

$$X(n) = \alpha_1(D(n) - m) + \beta \quad n = 1, \dots, N-1 \tag{222}$$

$$X(N) = \alpha_2 m \tag{223}$$

Fig. 2B

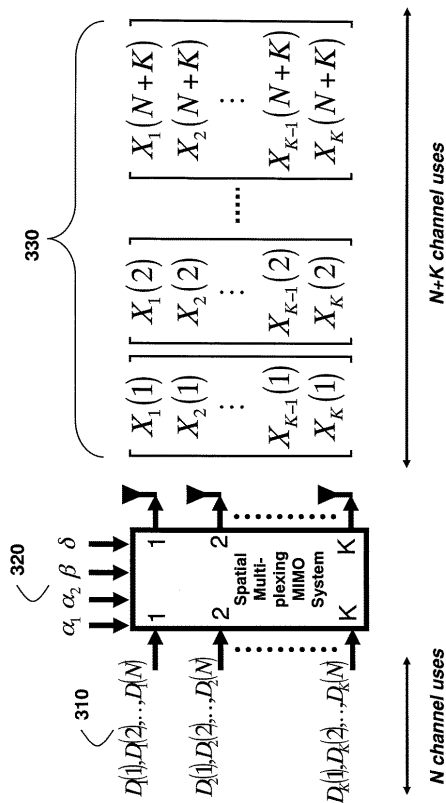


Fig. 2A

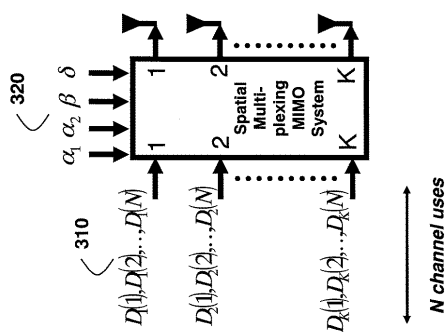


Fig. 3

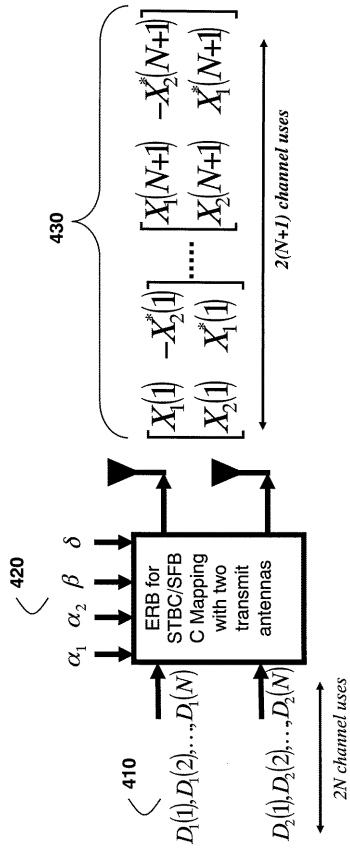


Fig. 4

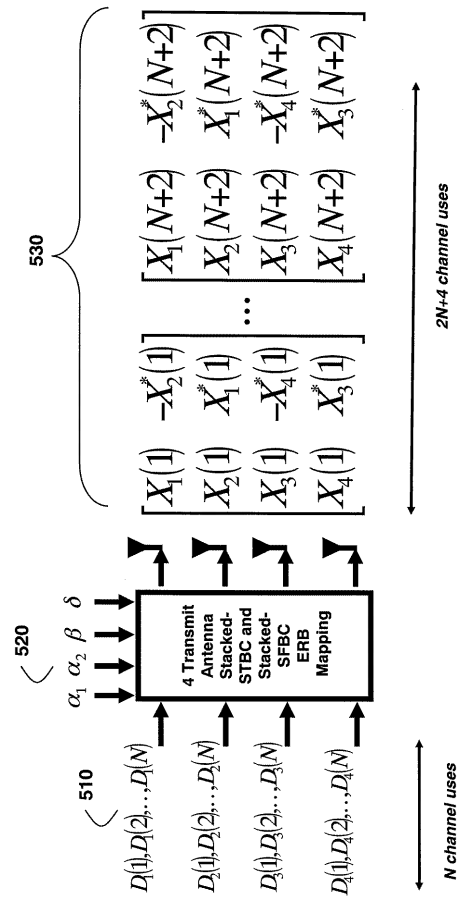


Fig. 5