

(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2011-151803

(P2011-151803A)

(43) 公開日 平成23年8月4日(2011.8.4)

(5) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 99/00 (2009.01)	HO4J 15/00	5K022
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00 Z	
HO4J 1/00 (2006.01)	HO4J 1/00	
HO4B 1/7073 (2011.01)	HO4J 13/00 410	

審査請求 未請求 請求項の数 19 O L 外国語出願 (全 49 頁)

(21) 出願番号 特願2011-5837 (P2011-5837)
 (22) 出願日 平成23年1月14日 (2011.1.14)
 (31) 優先権主張番号 12/691, 291
 (32) 優先日 平成22年1月21日 (2010.1.21)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 597067574
 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
 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
 201 BROADWAY, CAMBR
 IDGE, MASSACHUSETTS
 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

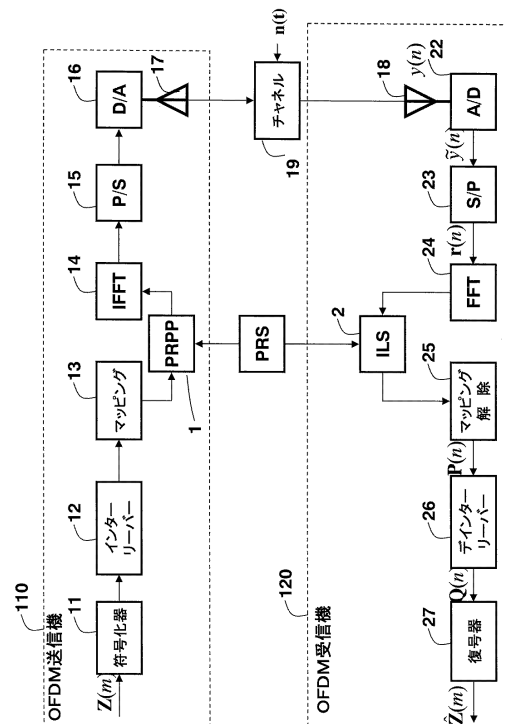
(54) 【発明の名称】 送信機及び受信機を含むネットワークにおいてシンボルを通信するための方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 送信機における新規の擬似ランダム位相プリコーディング (PRPP)、及び反復尤度探索 (ILS) 手順を使用した低複雑度データ検出を提供する。

【解決手段】 直交周波数分割多重 (OFDM) ネットワークにおいて、送信機及び受信機において擬似ランダムシーケンス (PRS) のセットを記憶する。各 OFDM シンボルを送信アンテナのセットのためのサブキャリアにマッピングして、マッピングされたシンボルを作成する。該マッピングされたシンボルを、擬似ランダム位相プリコーダー (PRPP) 及び PRS を使用して符号化する。該プリコーディングされたシンボルに逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用し、符号化されたシンボルを、送信アンテナのセットを使用して受信機に送信する。

【選択図】 図 1 A



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信機及び受信機を含むネットワークにおいてシンボルを通信するための方法であって、該ネットワークは直交周波数分割多重（OFDM）を使用し、前記送信機は送信アンテナのセットを有し、前記受信機は受信アンテナのセットを有し、該方法は、

前記送信機及び前記受信機において擬似ランダムシーケンス（PRS）のセットを記憶すること、

各前記シンボルを前記送信アンテナのセットのためのサブキャリアにマッピングして、マッピングされたシンボルを作成すること、

前記マッピングされたシンボルを、擬似ランダム位相プリコーダー（PRPP）及び前記PRSを使用して符号化して、プリコーディングされたシンボルを作成すること、

前記プリコーディングされたシンボルに逆高速フーリエ変換（IFFT）を適用すること、及び

前記符号化されたシンボルを、前記送信アンテナのセットを使用して前記受信機に送信すること、

を含む、方法。

【請求項 2】

前記ネットワークは単一入力多出力（SIMO）ネットワークである、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記ネットワークは多入力多出力（MIMO）ネットワークである、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記符号化されたシンボルを前記受信アンテナのセットにおいて受信すること、

前記受信シンボルに高速フーリエ変換を適用して、変換されたシンボルを生成すること、

、

前記PRSを使用して、前記変換されたシンボルに反復尤度検索（ILS）手順を適用すること、及び

前記検出されたシンボルをマッピング解除すること、

をさらに含む、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記PRPPは、時刻 n において $K \times K$ の擬似ランダム位相プリコーディング（PRPP）行列 W_n を使用し、ここで、チャンネルの個数は K であり、 p は前記行列 W_n の行インデックスを表し、 q は前記行列 W_n の列インデックスを表し、前記行列 W_n 内の要素（ p, q ）は、

【数 1】

$$\exp(j*\theta(p, q)) / \sqrt{K}$$

であり、ここで、（ p, q ）は、 0 と $K-1$ の間で均一に分散されたPRSによって生成される擬似ランダム位相である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 6】

前記PRPPはチャンネル間干渉を故意に引き起こす、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 7】

前記受信機は線形最小平均二乗誤差（LMMSE）受信機である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 8】

前記受信機はゼロフォーシング（ZF）受信機である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 9】

前記受信機は、順序付けされた連続干渉除去（SIC）技法を使用するLMMSE受信機である、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 10】

前記受信機は適合フィルター受信機である、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 11】

前記受信機は、初期ベクトルとして前記 L M M S E を用いたタブー検索手順を使用する、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 12】

前記受信機は、初期ベクトルとして前記 Z F を用いたタブー検索手順を使用する、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 13】

前記受信機は、初期ベクトルとして適合フィルターを用いたタブー検索手順を使用する、請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 14】

前記受信機は、初期ベクトルとして前記 L M M S E を用いた反応性タブー検索手順を使用する、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 15】

前記受信機は、初期ベクトルとして前記 Z F を用いた反応性タブー検索手順を使用する、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 16】

前記受信機は、初期ベクトルとして適合フィルターを用いた反応性タブー検索手順を使用する、請求項 1 に記載の方法。

20

【請求項 17】

前記受信機は、前記初期ベクトルとして前記 L M M S E を用いた汎用確率的データ関連 (G P D A (Generalized Probabilistic Data Association)) 手順を使用する、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 18】

前記受信機は、前記初期ベクトルとしてゼロフォーシングを用いた前記 G P D A 手順を使用する、請求項 17 に記載の方法。

【請求項 19】

前記受信機は、前記初期ベクトルとして適合フィルターを用いた前記 G P D A 手順を使用する、請求項 17 に記載の方法。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、包括的には無線通信の分野に関し、より詳細には、狭帯域変調フォーマット及び広帯域変調フォーマットの双方を用いて、単一入力多出力 (S I M O) ネットワーク及び多入力多出力 (M I M O) ネットワークにおいてデータを送信することに関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信ネットワークにおける局は、データレート及び信頼性を改善するために、送信機及び受信機において複数本のアンテナを装備することができる。送信帯域幅を広くすることによって容量が増大するが、周波数選択性フェージング、並びに局の移動性及びドップラー拡散に起因する時変マルチパスフェージングへとつながる。

40

【0003】

時間選択性フェージング及び周波数選択性フェージングに対処するために、直交周波数分割多重 (O F D M) 又は単一キャリア周波数分割多元接続 (S C - F D M A) のような送信フォーマットを使用することが重要である。マルチユーザーセルラーネットワークのコンテキストにおいて、移動局 (M S) から基地局 (B S) へのアップリンク (U L) チャンネルにおける O F D M A アクセスは、セル内 M S のための干渉回避、及びセル外 M S のための干渉平均化へとつながる。

【0004】

50

コスト、複雑度、及びサイズの原因に起因して、移動局における送信／受信アンテナの本数は通常 1 本～4 本であり、これによって M I M O 利得の利用が困難になる。M S において単一のアンテナを有する、モバイルアドホックネットワークのようなインフラストラクチャのないネットワークのコンテキストでは、空間ダイバーシティがないことに起因して、時間及び周波数の選択性をほとんど有しないチャネルにおいて、ネットワーク性能全体が大幅に減少する。

【発明の概要】

【0005】

本発明の実施の形態は、従来のネットワークと比較して優れた信頼性を有する S I M O ネットワーク及び M I M O ネットワークを介して、総データレートに不利益を課すことなくデータを符号化及び復号するための方法を提供する。

10

【0006】

符号化ステップ及び復号ステップは、狭帯域伝送のケース及び広帯域伝送のケースの双方について別個に説明される。特に、広帯域のケースの場合、符号化手順及び復号手順は、O F D M 伝送フォーマット及び S C - F D M A 伝送フォーマットの双方について最適化される。

【0007】

本方法は、送信機における新規の擬似ランダム位相プリコーディング (P R P P)、及び反復尤度探索 (I L S) 手順を使用した低複雑度データ検出を提供する。

20

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図 1 A】本発明の実施形態による O F D M 送受信機のブロック図である。

【図 1 B】本発明の実施形態による、S I S O ネットワークにおける並列フェージングチャネルのための送信機及び受信機のブロック図である。

【図 2】本発明の実施形態による、擬似ランダム位相プリコーディングを用いない並列 M I M O ネットワークのブロック図である。

【図 3】本発明の実施形態による、擬似ランダム位相プリコーディングを用いた並列 M I M O ネットワークのブロック図である。

【図 4】本発明の実施形態による、O F D M A ネットワークのための送信機のブロック図である。

30

【図 5】本発明の実施形態による、O F D M A ネットワークのための受信機のブロック図である。

【図 6】本発明の実施形態による、S C - F D M A ネットワークのための送信機のブロック図である。

【図 7】本発明の実施形態による、S C - F D M A ネットワークのための受信機のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

本発明の実施形態は、S I M O ネットワーク及び M I M O ネットワークにおいて、データを符号化及び復号するための方法を提供する。

40

【0010】

図 1 A は、本発明の実施形態による、送信機 110 及び受信機 120 を含むネットワークを示している。送信機において、シンボル (信号 $z(m)$) が符号化され (11)、インターリーブされ (12)、サブキャリアにマッピングされ (13)、逆高速フーリエ変換 (I F F T) され (14)、サイクリックプレフィックスが付加されてから、パラレルからシリアルに変換され (15)、デジタルからアナログに変換され (16)、雑音、フェージング、及び、干渉、 $n(t)$ を受けるチャネル 19 上で、1 本又は複数本の送信アンテナ 17 を介して送信される。

【0011】

受信機において、1 本又は複数本の受信アンテナ 18 を介する受信信号 $y(n)$ が、ア

50

ナログからデジタルに変換される(22)。次に、該信号はシリアルからパラレルに変換されると共にサイクリックプレフィックスが除去され(23)、高速フーリエ変換(FFT)され(24)、マッピング解除され(25)、インターリーブ解除され(26)、信号

【0012】

【数1】

$$\hat{z}(m)$$

【0013】

が推定される。

10

【0014】

また、本送信機は、シンボルをプリコーディングするための擬似ランダム位相プリコーダー(PRPC)1を備え、本受信機は、シンボルを検出するための低複雑度反復尤度検索(ILS)手順2を備える。PRPC及びILSは擬似ランダムシーケンス(PRS)のセット130を共有する。

【0015】

狭帯域単一入力単一出力(SISO)ネットワーク

送信機におけるアンテナのセットが1本の送信アンテナを有し、受信機におけるアンテナのセットが1本の受信アンテナを有する狭帯域伝送シナリオを説明する。

【0016】

20

図1Bに示すように、並列フェージングチャンネルモデルも説明する。ここで、チャンネル使用nにおいて、K個のチャンネルがデータ伝送に利用可能である。

【0017】

K個のチャンネルは、K個の別個の周波数帯域とすることができ、チャンネルは時間領域内にあることができる。代替的に、K個のチャンネルをK個の別個のタイムスロットとして特徴付けることができ、その際チャンネル使用は周波数領域内である。チャンネル使用が時間領域内であり、かつチャンネル数が周波数領域内である場合、これらのK個のチャンネルのそれぞれが狭帯域とみなされる。

【0018】

$U_n(k)$ によって、時刻nにおいてチャンネルk上で伝送される複素数値変調シンボル101を表す。受信機における対応する復号信号は、

30

【0019】

【数2】

$$\hat{U}_n(k)$$

【0020】

105である。本実施の形態では、送信機と受信機との間で共有されるPRSのセット130を使用する。

【0021】

所与のPRSについて、 $K \times K$ の擬似ランダム位相プリコーディング(PRPC)行列 W_n が、時刻nにおいて送信機によって使用される。ここで、チャンネルの個数はK個であり、(p, q)番目の要素(ここで、pは W_n の行インデックスを表し、qは W_n の列インデックスを表す)は、

40

【0022】

【数3】

$$\exp(j*\theta(p, q)) / \sqrt{K}$$

【0023】

である。ここで、(p, q)は、- と との間で均一に分散される、擬似ランダムに生成される位相である。

50

【 0 0 2 4 】

チャネル使用 n における P R P P の出力 1 0 2 は、 $X_n(1), X_n(2), \dots, X_n(K)$ 1 0 2 によって表される。行列ベクトル表記を使用して、P R P P の出力を以下のように表すことができる。

【 0 0 2 5 】

【 数 4 】

$$\underline{X}_n = \underline{W}_n \underline{U}_n$$

【 0 0 2 6 】

ここで、

10

【 0 0 2 7 】

【 数 5 】

$$\underline{X}_n = [X_n(1), X_n(2), \dots, X_n(K)]^T$$

$$\underline{W}_n = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta(1,1)} & \dots & e^{j\theta(1,K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta(K,1)} & \dots & e^{j\theta(K,K)} \end{bmatrix}$$

20

【 0 0 2 8 】

及び

【 0 0 2 9 】

【 数 6 】

$$\underline{U}_n = [U_n(1), U_n(2), \dots, U_n(K)]^T$$

30

【 0 0 3 0 】

である。

【 0 0 3 1 】

時刻 n における k 番目のチャネル上の複素数値チャネル利得は、 $H_n(k)$ 1 0 3 である。ベクトル値受信信号 Y 1 0 4 は、

【 0 0 3 2 】

【 数 7 】

$$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{X}_n + \underline{Z}_n$$

【 0 0 3 3 】

40

であり、ここで、

【 0 0 3 4 】

【 数 8 】

$$\underline{Y}_n = [Y_n(1), Y_n(2), \dots, Y_n(K)]^T$$

$$\underline{H}_n = \text{diag}([H_n(1), H_n(2), \dots, H_n(K)])$$

【 0 0 3 5 】

であり、

50

【 0 0 3 6 】

【 数 9 】

$$\underline{Z}_n = [Z_n(1), Z_n(2), \dots, Z_n(K)]^T$$

【 0 0 3 7 】

は雑音ベクトルである。

【 0 0 3 8 】

【 数 1 0 】

$$\underline{X}_n = \underline{W}_n \underline{U}_n$$

10

【 0 0 3 9 】

であるため、受信信号

【 0 0 4 0 】

【 数 1 1 】

$$\underline{Y}_n$$

【 0 0 4 1 】

は、

【 0 0 4 2 】

【 数 1 2 】

20

$$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n + \underline{Z}_n \quad (1)$$

【 0 0 4 3 】

である。

【 0 0 4 4 】

PRPPが存在しないときに、チャネル行列

【 0 0 4 5 】

【 数 1 3 】

$$\underline{H}_n$$

30

103が受信機において利用可能である場合、又は

【 0 0 4 6 】

【 数 1 4 】

$$\underline{W}_n = \underline{I}_n$$

【 0 0 4 7 】

である場合(ここで

【 0 0 4 8 】

【 数 1 5 】

$$\underline{I}_n$$

40

【 0 0 4 9 】

は $K \times K$ の恒等行列である)、各変調信号を、

【 0 0 5 0 】

【 数 1 6 】

$$R_n(k) = \frac{Y_n(k)}{H_n(k)} = U_n(k) + \frac{Z_n(k)}{H_n(k)} \quad (2)$$

50

【 0 0 5 1 】

を使用して個々に復調することができる。

【 0 0 5 2 】

すなわち、P R P Pが存在しないとき、チャンネル間干渉（I C I）はない。しかしながら、各チャンネルが1つのフェージング確率変数（fading random variable）のみを受けるため、チャンネルごとのダイバーシティ次数及び総ダイバーシティ次数は1に限定される。すなわち、上述したP R P Pを用いないネットワークは、深刻な性能損失を被る。

【 0 0 5 3 】

P R P PはI C Iを故意に引き起こす。すなわち、k番目のチャンネル上の受信信号は、k番目のチャンネルからのみでなく全ての他のK - 1個のチャンネルからの信号寄与を含む。この影響は、上述した単一タップ等化手法、すなわち

【 0 0 5 4 】

【 数 1 7 】

$$R_n(k) = \frac{Y_n(k)}{H_n(k)} = \frac{W_n(k,k)U_n(k)}{H_n(k)} + \sum_{j=1, j \neq k}^K \frac{W_n(k,j)U_n(j)}{H_n(k)} + \frac{Z_n(k)}{H_n(k)} \quad (3)$$

【 0 0 5 5 】

が深刻なシンボル間干渉につながるということである。

【 0 0 5 6 】

P R P Pネットワークの性能を改善するために、最大尤度（M L）検出を使用することができる。M L手法は、本質的に共同検出手法であり、以下の形式を有する。

【 0 0 5 7 】

【 数 1 8 】

$$\underline{U}_n^{ML} = \arg \min_{\underline{U}_n} (\underline{Y}_n - \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n)^{Herm} \Psi_Z^{-1} (\underline{Y}_n - \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n) \quad (4)$$

【 0 0 5 8 】

ここで、 \underline{Z} は雑音ランダムベクトル

【 0 0 5 9 】

【 数 1 9 】

$$\underline{Z}_n$$

の共分散行列であり、H e r mは、エルミート転置演算子である。M L手法は、全ての可能なベクトル値シンボル

【 0 0 6 0 】

【 数 2 0 】

$$\underline{U}_n$$

【 0 0 6 1 】

にわたって検索し、最適なベクトルを確定する。しかしながら、M L手法は次数（size（ $U_n(k)$ ））^Kの検索複雑度を有し、size（ $U_n(k)$ ）は変調シンボル $U_n(k)$ の集合体サイズ（constellation size）であり、Kの値が10～20の場合であっても非常に高い。

【 0 0 6 2 】

10

20

30

40

【数 2 1】

$$\underline{U}_n$$

【0063】

の推定値を得るための準最適手法のうちのいくつかは、

整合フィルター (MF) 受信機を使用する、

線形最小平均二乗誤差 (LMMSE) 受信機を使用する、

ゼロフォーシング (ZF) 受信機を使用する、及び

おそらく順序付けされた連続干渉除去 (SIC) 技法を用いた LMMSE 受信機又は ZF 受信機を使用する、

10

である。

【0064】

本発明の実施形態による、PRPP 伝送方法のための、複雑度が低減された検出手順を説明する。この検出手順は、反復尤度検索 (ILS) 手順 2 である。本明細書において説明される ILS 手順は、送信機及び受信機において多数のアンテナを有する狭帯域 MIMO ネットワークのコンテキストにおいて、Mohammed 他「Low-complexity detection and performance in multi-gigabit high spectral efficiency wireless systems」(IEEE PIMRC, September 2008) と類似していることに留意されたい。

【0065】

以下は、ILS 手順のステップである。

20

a) 受信機が雑音共分散行列 $\underline{\Psi}_z$ を有すると想定する。 $\underline{\Psi}_z$ が受信機に知られていない場合、

【0066】

【数 2 2】

$$\underline{\Psi}_z = \underline{I}_n$$

【0067】

、すなわち恒等行列に設定する。

b) 雑音重み付け受信信号を以下のように定義する。

【0068】

30

【数 2 3】

$$\underline{O}_n = \underline{\Psi}_z^{-1/2} \underline{Y}_n$$

【0069】

c) 効率的なチャネル行列は、

【0070】

【数 2 4】

$$\underline{G}_n = \underline{\Psi}_z^{-1/2} \hat{\underline{H}}_n \underline{W}_n$$

【0071】

40

であり、ここで、

【0072】

【数 2 5】

$$\hat{\underline{H}}_n$$

【0073】

は受信機におけるチャネル推定値である。

【0074】

ステップ a)、b)、及び c) を使用すると、等価のベクトル値受信信号は、

【0075】

50

【数 2 6】

$$\underline{O}_n = \underline{G}_n \underline{U}_n + \underline{Z}_{n,white} \quad (5)$$

【0 0 7 6】

であり、ここで、

【0 0 7 7】

【数 2 7】

$$\underline{Z}_{n,white} = \Psi_Z^{-1/2} \underline{Z}_n$$

【0 0 7 8】

10

は白色雑音ランダムベクトルである。

【0 0 7 9】

変調シンボル $U_n(k)$ が四位相偏移変調 (QPSK) 又は直交振幅変調 (QAM) のような複素数値集合体から取り出されるとき、式 (5) の等価の実数値バージョンは、

【0 0 8 0】

【数 2 8】

$$\underline{O}_{Re,n} = \underline{G}_{Re,n} \underline{U}_{Re,n} + \underline{Z}_{Re,n} \quad (6)$$

【0 0 8 1】

20

である。ここで、

【0 0 8 2】

【数 2 9】

$$\underline{O}_{Re,n} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{O}_n) \\ \text{Im}(\underline{O}_n) \end{bmatrix}$$

$$\underline{G}_{Re,n} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{G}_n) & -\text{Im}(\underline{G}_n) \\ \text{Im}(\underline{G}_n) & \text{Re}(\underline{G}_n) \end{bmatrix}$$

30

$$\underline{U}_{Re,n} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{U}_n) \\ \text{Im}(\underline{U}_n) \end{bmatrix}$$

$$\underline{Z}_{Re,n} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{Z}_{n,White}) \\ \text{Im}(\underline{Z}_{n,White}) \end{bmatrix}$$

40

【0 0 8 3】

であり、ここで、Re は実数成分を表し、Im は虚数成分を表す。

【0 0 8 4】

変調シンボル $U_n(k)$ が実数値二値集合体 (real-valued binary constellation) から取り出されるとき、

【0 0 8 5】

【数 3 0】

$$\underline{O}_{\text{Re},n} = \underline{G}_{\text{Re},n} \underline{U}_{\text{Re},n} + \underline{Z}_{\text{Re},n} \quad (7)$$

【0086】

である。ここで、

【0087】

【数 3 1】

$$\underline{O}_{\text{Re},n} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{O}_n) \\ \text{Im}(\underline{O}_n) \end{bmatrix} \quad 10$$

$$\underline{G}_{\text{Re},n} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{G}_n) \\ \text{Im}(\underline{G}_n) \end{bmatrix}$$

$$\underline{U}_{\text{Re},n} = \text{Re}(\underline{U}_n) \quad 20$$

$$\underline{Z}_{\text{Re},n} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{Z}_{n,\text{White}}) \\ \text{Im}(\underline{Z}_{n,\text{White}}) \end{bmatrix}$$

【0088】

である。

【0089】

詳細な I L S 手順ステップは以下の通りである。

【0090】

30

【数 3 2】

$$\hat{\underline{U}}_{\text{Re},n}(i)$$

【0091】

によって、i 番目の反復の終了時点における

【0092】

【数 3 3】

$$\underline{U}_{\text{Re},n} \quad 40$$

【0093】

の推定値を表す。

【0094】

【数 3 4】

$$\underline{R}_{G,n} = \underline{G}_{\text{Re},n}^T \underline{G}_{\text{Re},n} = \begin{cases} \begin{bmatrix} r_{G,n}(1) & \cdots & r_{G,n}(K) \\ r_{G,n}(1) & \cdots & r_{G,n}(2K) \end{bmatrix} & \text{BPSK入力の場合} \\ \begin{bmatrix} r_{G,n}(1) & \cdots & r_{G,n}(2K) \end{bmatrix} & \text{QPSK入力及びQAM入力の場合} \end{cases}$$

【0095】

50

を表し、

【 0 0 9 6 】

【 数 3 5 】

$$\omega_{G,n}(i) = \underline{R}_{G,n}(i,i)$$

【 0 0 9 7 】

である。

【 0 0 9 8 】

【 数 3 6 】

$$\underline{U}_{Re,n}$$

【 0 0 9 9 】

の初期推定値

【 0 1 0 0 】

【 数 3 7 】

$$\hat{\underline{U}}_{Re,n}(0)$$

【 0 1 0 1 】

が L M M S E 検出の出力として設定される。すなわち、

【 0 1 0 2 】

【 数 3 8 】

$$\hat{\underline{U}}_{Re,n}(0) = \left(\underline{G}_{Re,n}^T \underline{G}_{Re,n} + \lambda \underline{I} \right)^{-1} \underline{G}_{Re,n}^T \underline{O}_{Re,n} \quad (8)$$

【 0 1 0 3 】

である。ここで、 λ は、固定数に設定することができるか又は適応的に変更することができる適切な対角負荷係数である。 $\lambda = 0$ に設定することによって、ZF 検出器に対応する初期ベクトルを得ることができる。

【 0 1 0 4 】

$k = 1$: Number_Iterations について

【 0 1 0 5 】

【 数 3 9 】

$$a) \underline{z}^k = \underline{G}_{Re,n}^T \left(\underline{O}_{Re,n} - \underline{G}_{Re,n} \hat{\underline{U}}_{Re,n}(k) \right)$$

【 0 1 0 6 】

【 数 4 0 】

$$b) z_p^k = \underline{z}^k(p)$$

【 0 1 0 7 】

すなわち、 z_p^k は、

【 0 1 0 8 】

【 数 4 1 】

$$\underline{z}^k$$

【 0 1 0 9 】

の p 番目の要素である。

【 0 1 1 0 】

10

20

30

40

【数 4 2】

$$c) s = \arg \min_p \left((l_{p,opt}^k)^2 \omega_{G,n}(p) - 2l_{p,opt}^k |z_p^k| \right)$$

【0 1 1 1】

【数 4 3】

$$d) (l_{s,opt}^k)^2 \omega_{G,n}(s) < 2l_{s,opt}^k |z_s^k|$$

【0 1 1 2】

の場合、

【0 1 1 3】

【数 4 4】

$$i. \hat{U}_{Re,n}(k+1) = \hat{U}_{Re,n}(k) + l_{s,opt}^k \operatorname{sgn}(z_s^k) \underline{e}_s$$

$$ii. \underline{z}^{k+1} = \underline{z}^k - l_{s,opt}^k \operatorname{sgn}(z_s^k) \underline{R}_{G,n,s}$$

【0 1 1 4】

一方、そうでない場合、検索を終了する。

【0 1 1 5】

【数 4 5】

$$\hat{U}_{Re,n}(k)$$

【0 1 1 6】

を検出されたデータベクトルとして宣言する。

【0 1 1 7】

ステップ d) i) における

【0 1 1 8】

【数 4 6】

$$\underline{e}_s$$

【0 1 1 9】

は、s 番目のエントリーのみを 1 とし、全ての他のエントリーをゼロとして有する単位ベクトルであり、ステップ d) i) における

【0 1 2 0】

【数 4 7】

$$\underline{R}_{G,n,s}$$

【0 1 2 1】

は、行列

【0 1 2 2】

【数 4 8】

$$\underline{R}_{G,n}$$

【0 1 2 3】

10

20

30

40

50

の s 番目の列である。

【 0 1 2 4 】

上記の I L S 手順において、Number_Iterationsは反復の回数であり、固定の値に設定することができるか、又は雑音及び干渉の状態に応じて適応的に変動させることができる。

【 0 1 2 5 】

上述した I L S 手順は、変調シンボル $U_n(k)$ の硬出力を生成することに留意する。しかしながら、下記で列挙する様々な他の手順、すなわち、J. Luo, K. Pattipati, P. Willett及びF. Hasegawa「Near-optimal multiuser detection in synchronous CDMA using probabilistic data association」(IEEE Communications Letters, vol. 5, no. 9, pp. 361-363, Sept. 2001)、Y. Huang及びJ. Zhang「Generalized probabilistic data association multiuser detection」(Proc. IEEE ICC'2004, June-July 2004)、P. H. Tan及びL. K. Rasmussen「Multiuser detection in CDMA - A comparison of relaxation, exact and heuristic search methods」(IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, no. 5, pp. 1802-1809, Sept. 2004)、D. Pham, K. Pattipati, P. Will ett、及びJ. Luo「A generalized probabilistic data association detector for multi antenna systems」(IEEE Communications Letters, vol. 8, no. 4, pp. 205-207, April 2004)、P. H. Tan及びL. K. Rasmussen「Asymptotically optimal nonlinear MMSE multiuser detection based on multivariate Gaussian approximation」(IEEE Transactions on Communications, vol. 54, no. 8, pp. 1427-1438, Aug. 2006)、Y. Jia, C. M. Vithanage, C. Andreiu、及びR. J. Piechocki「Probabilistic data association for symbol detection in MIMO systems」(IEEE Electronic Letters, vol. 42, no. 1, 05 Jan 2006)、H. Zhao, L. Tong 及びW. Wang「Tabu search detection for MIMO systems」(IEEE PIMRC'2007, Sept. 2007)、N. Srinidhi, S. K. Mohammed, A. Chockalingam 及びB. Sunder Rajan「Low-complexity near-ML decoding of large non-orthogonal STB Cs using reactive tabu search」(Proc. IEEE ISIT' 2009, June-July 2009)を使用して、上述した P R P P に基づく発明における $U_n(k)$ の軟推定値(又は確率値)を生成することもできる。

【 0 1 2 6 】

上述した参照文献は、それらのネットワークにおいて P R P P を利用しないことに留意されたい。上記の参照文献において説明されている従来技術の M I M O ネットワークは通常、多数の送信アンテナ及び受信アンテナを必要として所望の性能利得を達成することにも留意されたい。対照的に、本発明の実施形態による P R P P 方法及び P R P P ネットワークは、実質的により少ない数の送信アンテナ及び受信アンテナを使用しながら、時間資源及び/又は周波数資源を組み合わせる。時間資源及び/又は周波数資源を同時に利用することによって、性能利得は単一の送信アンテナ及び受信アンテナを用いる送受信機であっても得ることができる。それに対し、従来技術のネットワークは1本の送信アンテナと1本の受信アンテナのみを有する送受信機に何ら性能改善をもたらすことができない。

【 0 1 2 7 】

狭帯域多入力多出力(M I M O)ネットワーク

図2は、 N_T 本の送信アンテナのセットを有する送信機210と、 N_R 本の受信アンテナのセットを有する受信機220と、P R P Pを用いない、 K 個のチャネル215を使用するM I M OネットワークにおけるM I M O受信機221とを示している。P R P P送信機及びI L Sに基づく受信機の狭帯域バージョンを以下に説明する。

【 0 1 2 8 】

N_T 本の送信アンテナを有する空間ストリームの数は N_S である。 $N_S \leq N_T$ であることに留意されたい。 $Q_n(k)$ が、ストリームの個数から、時刻 n におけるチャネル k 上の送信アンテナ本数へのマッピング(13)を表すとする。 $Q_n(k)$ は、サイズ $N_T \times N_S$ の行列であることに留意されたい。

【 0 1 2 9 】

図3は、PRPPを用いる送信機310及びILSを用いる受信機320以外は類似の構成を示している。

【0130】

上述したのと同じモデルに従って、送信機においてPRPPが存在しない場合、時刻nにおけるk番目のチャンネル上の受信信号モデルは、

【0131】

【数49】

$$\underline{Y}_n(k) = \underline{H}_n(k) \underline{Q}_n(k) \underline{U}_n(k) + \underline{Z}_n(k) \quad (9)$$

10

【0132】

である。

【0133】

式(9)において、 $\underline{Y}_n(k)$ 及び $\underline{Z}_n(k)$ はサイズ $N_R \times 1$ であり、 $\underline{H}_n(k)$ はサイズ $N_R \times N_T$ であり、 $\underline{U}_n(k)$ はサイズ $N_S \times 1$ である。

【0134】

ここで、サイズ $N_S K \times N_S K$ のPRPP行列 \underline{W}_n を以下の方式で適用する。

【0135】

【数50】

$$\underline{X}_n = \underline{W}_n \underline{U}_n$$

20

【0136】

ここで、

【0137】

【数51】

$$\underline{X}_n = [X_n(1,1), \dots, X_n(1, N_S), \dots, X_n(K,1), \dots, X_n(K, N_S)]^T$$

$$\underline{W}_n = \frac{1}{\sqrt{N_S K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta(1,1)} & \dots & e^{j\theta(1, N_S K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta(N_S K, 1)} & \dots & e^{j\theta(N_S K, N_S K)} \end{bmatrix}$$

30

【0138】

及び

【0139】

【数52】

$$\underline{U}_n = [U_n(1,1), \dots, U_n(1, N_S), \dots, U_n(K,1), \dots, U_n(K, N_S)]^T$$

40

【0140】

である。

【0141】

それぞれ N_R 本の受信アンテナを用いたK個のチャンネルにわたる等価の受信信号は、

【0142】

【数53】

$$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n + \underline{Z}_n \quad (10)$$

【0143】

である。ここで、

【0144】

50

【数 5 4】

$$\underline{Y}_n = \begin{bmatrix} \underline{Y}_n(1) \\ \vdots \\ \underline{Y}_n(K) \end{bmatrix}$$

$$\underline{H}_n = \text{diag} \left(\left[\underline{H}_n(1) \underline{Q}_n(1) \quad \cdots \quad \underline{H}_n(K) \underline{Q}_n(K) \right] \right)$$

$$\underline{Z}_n = \begin{bmatrix} \underline{Z}_n(1) \\ \vdots \\ \underline{Z}_n(K) \end{bmatrix}$$

10

【0145】

である。

【0146】

式(10)の形式は、式(1)の形式と非常に類似しているため、ILS手順2を使用してデータシンボルベクトル \underline{U}_n を検出する。上記で参照した、タブー検索(TS)手順、反応性タブー検索(RTS)手順、又は確率的データ関連(PDA)手順を使用して、シンボルベクトルの軟推定値 \underline{U}_n を提供することもできる。

20

【0147】

OFDMAを使用する広帯域MIMOネットワーク

PRPPに基づくOFDMAネットワークのための送信機が図4に示されている。送信機は、PRSのセット130を使用するPRPP1と、N点逆高速フーリエ変換(IFFT)14と、サイクリックプレフィックスを付加すると共にシリアルに変換するブロック15と、D/A及びRF変換器16とを備える。

【0148】

図5は、ブロック22、23、及び24が図4の対応するブロックの逆の機能及びILSに基づく検出手順2を実行する、対応する受信機を示している。

30

【0149】

単純にするために、図4及び図5はSISOのケースを説明する。図2及び図3に示すようなMIMOの着想を使用して、このネットワークを複数本の送信アンテナ及び受信アンテナから成るサポートセットに拡張することができる。

【0150】

OFDMAネットワークは、 N_F 個のサブキャリアと、 N_R 本の受信アンテナのセットと、 N_T 本の送信アンテナのセットとを有する。サイクリックプレフィックス長が、チャンネルの最大遅延拡散よりも大きくなるように選択されると共に、OFDMシンボル持続期間が、チャンネルコヒーレンス時間よりも短くされ、それによってシンボル間干渉及びキャリア間干渉が回避される。

40

【0151】

OFDMシンボルnのためのk番目のサブキャリア上の受信ベクトル値信号は、

【0152】

【数 5 5】

$$\underline{Y}_n(k) = \underline{H}_n(k) \underline{Q}_n(k) \underline{U}_n(k) + \underline{Z}_n(k) \quad (11)$$

【0153】

である。ここで、チャンネル行列 $\underline{H}_n(k)$ の (i, j) 番目のエントリは、OFDM

50

シンボル n のサブキャリア k 上における、 j 番目の送信アンテナから i 番目の受信アンテナへのチャネル応答であり、 $\underline{Q}_n(k)$ は、OFDMシンボル n のサブキャリア k 上におけるストリーム対アンテナマッピング行列である。

【0154】

OFDMAネットワークの場合の送信機におけるPRPP行列 \underline{W}_n は、

【0155】

【数56】

$$\underline{X}_n = \underline{W}_n \underline{U}_n$$

【0156】

であり、ここで、

【0157】

【数57】

$$\underline{X}_n = [X_n(1,1), \dots, X_n(1, N_S), \dots, X_n(N_F, 1), \dots, X_n(N_F, N_S)]^T$$

$$\underline{W}_n = \frac{1}{\sqrt{N_S N_F}} \begin{bmatrix} e^{j\theta(1,1)} & \dots & e^{j\theta(1, N_S N_F)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta(N_S N_F, 1)} & \dots & e^{j\theta(N_S N_F, N_S N_F)} \end{bmatrix}$$

10

20

【0158】

及び

【0159】

【数58】

$$\underline{U}_n = [U_n(1,1), \dots, U_n(1, N_S), \dots, U_n(N_F, 1), \dots, U_n(N_F, N_S)]^T$$

【0160】

である。

【0161】

30

N_F は、PRPP行列が適用されるサブキャリアの個数であり、 N_F は、チャネル状態及び受信機能力に応じて構成可能なパラメータであることに留意されたい。

【0162】

N_R 本の受信アンテナのセットにおいて N_F 個のチャネルにわたって等価に受信される信号は、

【0163】

【数59】

$$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n + \underline{Z}_n \quad (12)$$

【0164】

40

であり、ここで、

【0165】

【数 6 0】

$$\underline{Y}_n = \begin{bmatrix} \underline{Y}_n(1) \\ \vdots \\ \underline{Y}_n(N_F) \end{bmatrix}$$

$$\underline{H}_n = \text{diag} \left(\left[\underline{H}_n(1) \underline{Q}_n(1) \quad \cdots \quad \underline{H}_n(N_F) \underline{Q}_n(N_F) \right] \right)$$

$$\underline{Z}_n = \begin{bmatrix} \underline{Z}_n(1) \\ \vdots \\ \underline{Z}_n(N_F) \end{bmatrix}$$

10

【0 1 6 6】

である。

【0 1 6 7】

式(12)の形式は、式(1)の形式と非常に類似しているため、ILS手順2を図4及び図5の広帯域OFDMAに使用して、データシンボルベクトル \underline{U}_n を検出することができる。

20

【0 1 6 8】

SC-FDMAを使用した広帯域MIMOネットワーク

図6は、PRPP1を用いた単一キャリアFDMA(SC-FDMA)送信機を示している。

【0 1 6 9】

図7は、データ検出のためにILS手順2を利用するSC-FDMA受信機を示している。単純にするために、図6及び図7はSISOのケースを説明する。図2及び図3に示すようなMIMOの着想を使用して、このネットワークを複数本の送信アンテナ及び受信アンテナから成るサポートセットに拡張することができる。

【0 1 7 0】

30

SC-OFDMAはしばしば、DFTプリコーディングされたOFDMネットワークと呼ばれる。SC-FDMAは、多くの場合に、OFDM変調に関連付けられるピーク対平均電力比問題を低減するのに使用される。PRPPを用いないSC-FDMAネットワークでは、局は、OFDMサブキャリアに対する変調の前に、データシーケンスに対しK点DFTを使用する。伝送に利用可能なサブキャリアの個数Nを大きくすることができるが、Kの構成可能な値はチャンネル状態及び他の需要に基づき得る。

【0 1 7 1】

SC-FDMAネットワークは、 N_R 本の受信機アンテナのセットと、 N_T 本の送信機アンテナのセットとを有する。ここではシンボル間干渉及びキャリア間干渉を無視する。このネットワークの場合、OFDMシンボルnのための送信アンテナlにおける長さKのデータベクトルは、

40

【0 1 7 2】

【数 6 1】

$$\underline{U}_{l,n} = [U_{l,n}(1), U_{l,n}(2), \dots, U_{l,n}(K)]^T$$

【0 1 7 3】

である。

【0 1 7 4】

OFDMシンボルnのための送信アンテナlに適用される $K \times K$ のPRPP行列は、

【0 1 7 5】

50

【数 6 2】

$$\underline{W}_{l,n} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta_{l,n}(1,1)} & \cdots & e^{j\theta_{l,n}(1,K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta_{l,n}(K,1)} & \cdots & e^{j\theta_{l,n}(K,K)} \end{bmatrix}$$

【0176】

である。

【0177】

送信アンテナ 1 の出力における PRPP 信号は、

【0178】

【数 6 3】

$$\underline{X}_{l,n} = \underline{W}_{l,n} \underline{F} \underline{U}_{l,n}$$

【0179】

である。

【0180】

PRPP を用いる、FFT の出力における $N_R K \times 1$ の受信信号は、

【0181】

【数 6 4】

$$\underline{Y}_n = \sum_{l=1}^{N_T} \underline{H}_{l,n} \underline{X}_{l,n} + \underline{Z}_n$$

$$= \begin{bmatrix} \underline{H}_{1,n} & \cdots & \underline{H}_{N_T,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{X}_{1,n} \\ \vdots \\ \underline{X}_{1,n} \end{bmatrix} + \underline{Z}_n$$

(13)

$$= \underline{H}_n \underline{X}_n + \underline{Z}_n$$

【0182】

である。

【0183】

式 (13) の形式は、式 (1) の形式と非常に類似しているため、説明した ILS 手順 2 を図 6 及び図 7 の広帯域 SC-FDMA ネットワークに使用して、データシンボルベクトル \underline{U}_n を検出する。

【0184】

本発明を好ましい実施形態の例として説明してきたが、本発明の精神及び範囲内で様々な他の適応及び変更を行うことができることは理解されたい。したがって、添付の特許請求の範囲の目的は、本発明の真の精神及び範囲内に入るすべての変形及び変更を包含することである。

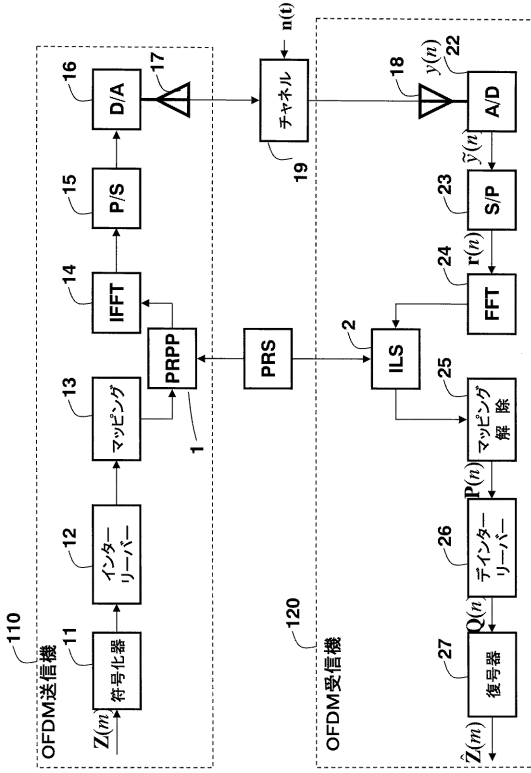
10

20

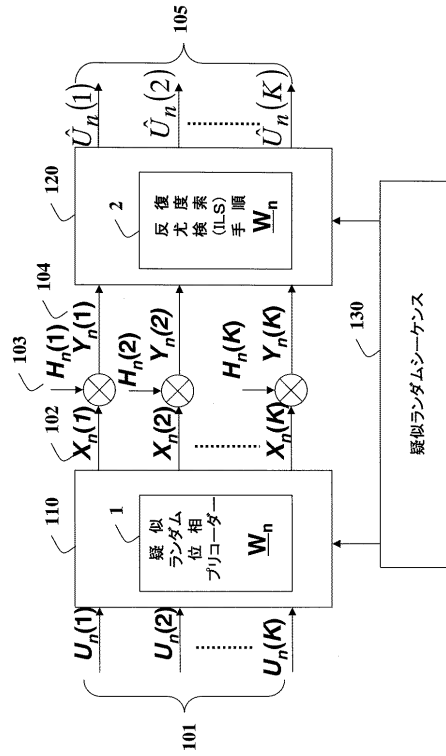
30

40

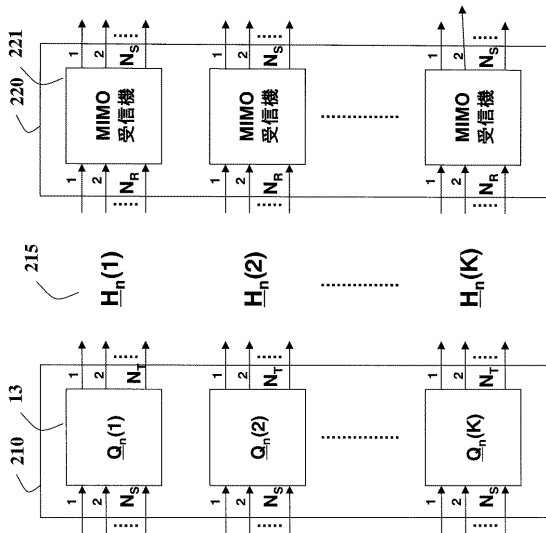
【図 1 A】



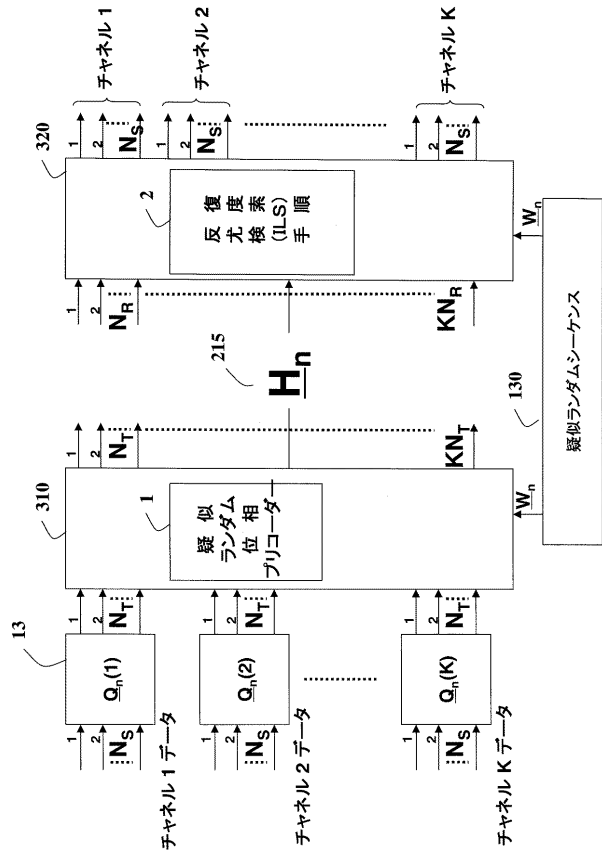
【図 1 B】



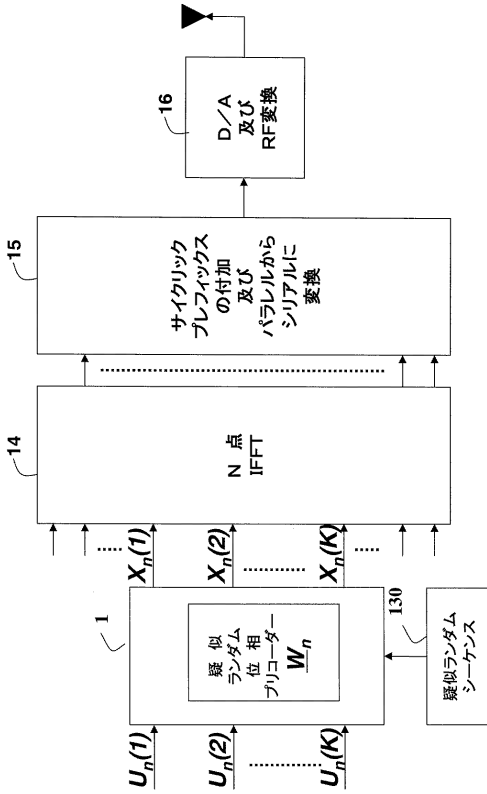
【図 2】



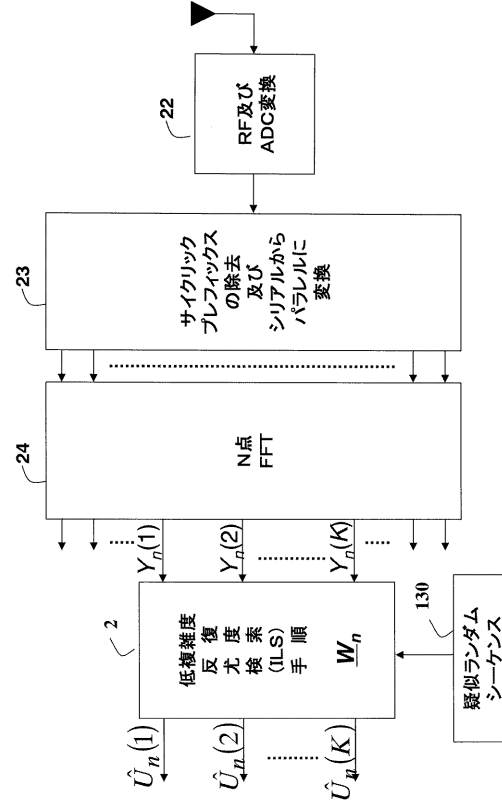
【図 3】



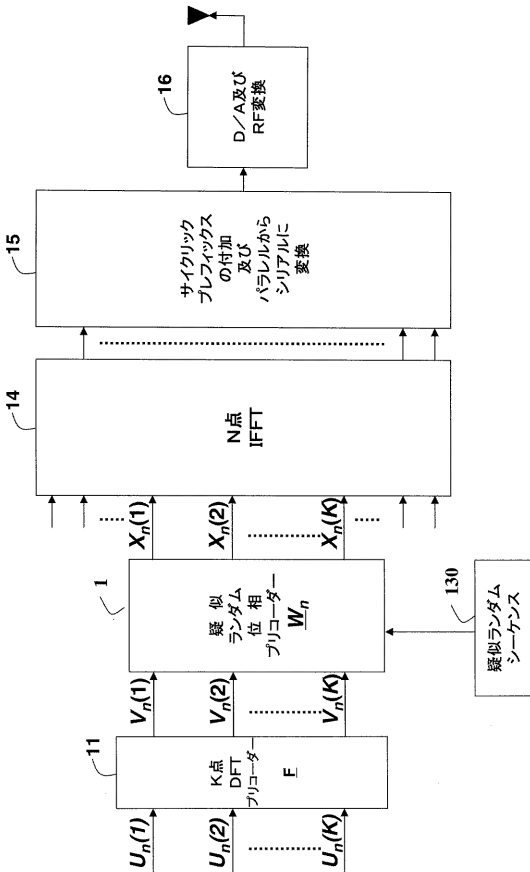
【 図 4 】



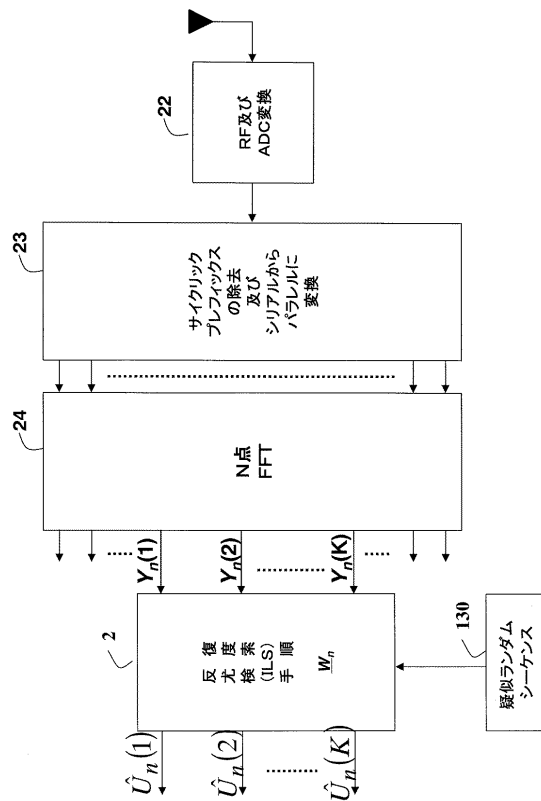
【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】



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

(72)発明者 ジンユン・ジャン

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、ゴア・ストリート 170、ユニット 616

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD24 DD33 DD34 EE02 EE14 FF00

【外国語明細書】

Title of the Invention

Method for Communicating Symbols in a Network including a Transmitter and a Receiver

Field of the Invention

This invention relates generally to the field of wireless communications, and more particularly to transmitting data in single-input and multiple-output (SIMO) networks and multiple-input and multiple-output (MIMO) networks with both narrowband and wideband modulation formats.

Background of the Invention

Stations in wireless communication networks can be equipped with multiple antennas at transmitters and receivers to improve data rates and reliability. Wider transmission bandwidths increase capacity but lead to frequency-selective fading, and time-varying multipath fading due to station mobility and Doppler spread.

To cope with time-selective and frequency-selective fading, it is important to use transmission formats such as orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), or single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA). In the context of multiuser cellular networks, OFDMA access in an uplink (UL) channel from mobile stations (MS) to a base station (BS) leads to interference avoidance for in-cell MS, and interference averaging for out-of-cell MS.

Due to cost, complexity and size reasons, the number of transmit/receive antennas in mobile stations is typically between 1 and 4, which makes exploitation of MIMO gains difficult. In the context of infrastructure-less networks, such as mobile ad hoc networks, with a single antenna at the MS, the overall network performance is significantly decreased on channels with little time and frequency selectivity due to lack of spatial diversity.

Summary of the Invention

The embodiments of the invention provide methods for encoding and decoding data over SIMO and MIMO networks with superior reliability when compared to conventional networks, with no penalty on an overall data rate.

The encoding and decoding steps are described separately for both narrowband as well as wideband transmission cases. In particular, for the wideband case, the encoding and decoding procedures are optimized for both OFDM as well as SC-FDMA transmission formats.

The methods provide novel pseudo-random phase precoding (PRPP) at the transmitter, and a low-complexity data detection using an iterative likelihood search (ILS) procedure.

Brief Description of the Drawings

Fig. 1A is a block diagram of an OFDM transceiver according to embodiments of the invention:

Fig. 1B is a block diagram of a transmitter and a receiver for parallel fading channels in a SISO network according to embodiments of the invention;

Fig. 2 is a block diagram of a parallel MIMO network without pseudo-random phase precoding according to embodiments of the invention;

Fig. 3 is a block diagram of a parallel MIMO network with pseudo-random phase precoding according to embodiments of the invention;

Fig. 4 is a block diagram of a transmitter for an OFDMA network according to embodiments of the invention;

Fig. 5 is a block diagram of a receiver for an OFDMA network according to embodiments of the invention;

Fig. 6 is a block diagram for a transmitter for a SC-FDMA network according to embodiments of the invention; and

Fig. 7 is a block diagram for a receiver for a SC-FDMA network according to embodiments of the invention.

Description of Embodiment

The embodiments of our invention provide methods for encoding and decoding data in SIMO and MIMO networks.

Figure 1A shows a network including a transmitter 110 and a receiver 120 according to embodiments of our invention. In the transmitter, a symbol (signal $z(m)$) is encoded 11, interleaved 12, mapped 13 to subcarriers, inverse fast Fourier transformed (IFFT) 14, a cyclic prefix is added before parallel-to-serial conversion 15, digital-to-analog converted 16, and transmitted on a channel 19 subject to noise, fading and interference, $n(t)$, via a set of one or more transmit antennas 17.

In the receiver, the received signal $y(n)$, via a set of one or more receive antennas 18, is analog-to-digital converted 22. Then, the signal is serial-to-parallel converted and the cyclic prefix is removed 23, fast Fourier transformed (FFT) 24, de-mapped 25, de-interleaved 26, and decoded 27 to estimate a signal $\hat{z}(m)$.

Also, our transmitter includes a pseudo-random phase precoder (PRPP) 1 to precode symbols, and our receiver includes a low-complexity iterative likelihood search (ILS) procedure 2 to detect symbols. The PRPP and ILS share a set of pseudo-random sequences (PRS) 130.

Narrowband Single Input and Single Output (SISO) Networks:

We describe a narrowband transmission scenario in which the set of antennas at the transmitter has one transmit antenna, and the set of antennas at the receiver has one receive antenna.

As shown in Fig. 1B, we also describe a parallel fading channel model, where K channels are available for data transmission at channel use n .

The K channels can be K disjoint frequency bands, and the channel can be in a time domain. Alternatively, the K channels can be characterized as K disjoint time slots, and the channel use is in a frequency domain. When the channel use is in the time domain, and the number of channels is in the frequency domain, each of these K channels is assumed to be narrow-band.

We denote by $U_n(k)$ a complex-valued modulation symbol 101 to be transmitted on channel k at time n . The corresponding decoded signals at the receiver are $\hat{U}_n(k)$ 105. We use the set of PRS 130 that are shared between the transmitter and the receiver.

For a given PRS, a K -by- K pseudo-random phase precoding (PRPP) matrix W_n , is used by the transmitter at time n . Here, the number of channels is K , the (p, q) th element, where p denotes the row and q denotes the column index of W_n , is

$$\exp(j * \theta(p, q)) / \sqrt{K},$$

where $\theta(p, q)$ is the pseudo-randomly generated phase that is uniformly distributed between $-\pi$ and π .

The output 102 of the PRPP at channel use n is denoted by $X_n(1)$, $X_n(2), \dots, X_n(K)$ 102. Using the matrix-vector notation, the output of the PRPP can be expressed as

$$\underline{X}_n = \underline{W}_n \underline{U}_n$$

where $\underline{X}_n = [X_n(1), X_n(2), \dots, X_n(K)]^T$

$$\underline{W}_n = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta(1,1)} & \dots & e^{j\theta(1,K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta(K,1)} & \dots & e^{j\theta(K,K)} \end{bmatrix}.$$

and $\underline{U}_n = [U_n(1), U_n(2), \dots, U_n(K)]^T$

The complex-valued channel gain on the k^{th} channel at time n is $H_n(k)$.

The vector-valued received signal Y is

$$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{X}_n + \underline{Z}_n$$

where $\underline{Y}_n = [Y_n(1), Y_n(2), \dots, Y_n(K)]^T$

$$\underline{H}_n = \text{diag}([H_n(1), H_n(2), \dots, H_n(K)])$$

and $\underline{Z}_n = [Z_n(1), Z_n(2), \dots, Z_n(K)]^T$ is a noise vector.

Because $\underline{X}_n = \underline{W}_n \underline{U}_n$, the received signal \underline{Y}_n is

$$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n + \underline{Z}_n, \quad (1)$$

When the channel matrix \underline{H}_n is available at the receiver, in the absence of PRPP, or when $\underline{W}_n = \underline{I}_n$, where \underline{I}_n is the K -by- K identity matrix, each modulated symbol can be individually demodulated using

$$R_n(k) = \frac{Y_n(k)}{H_n(k)} = U_n(k) + \frac{Z_n(k)}{H_n(k)}. \quad (2)$$

That is, there is no inter-channel interference (ICI) in the absence of PRPP. However, because each channel undergoes through only one fading random variable, the diversity order per channel, as well as the overall diversity order, are limited to unity. That is, the above described network without PRPP suffers from severe performance loss.

The PRPP deliberately introduces ICI. That is, the received signal on the k^{th} channel contains signal contributions not only from the k^{th} channel, but also from all other $K-1$ channels. The impact of this is that the above described single-tap equalization approach, namely,

$$R_n(k) = \frac{Y_n(k)}{H_n(k)} = \underline{W}_n(k,k)U_n(k) + \sum_{j=1, j \neq k}^K \underline{W}_n(k,j)U_n(j) + \frac{Z_n(k)}{H_n(k)} \quad (3)$$

leads to severe inter-symbol interference.

To improve the performance of PRPP network, we can use maximum-likelihood (ML) detection. The ML approach is essentially a joint detection approach, and has the following form

$$\underline{U}_n^{ML} = \arg \min_{\underline{U}_n} (\underline{Y}_n - \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n)^{Herm} \Psi_Z^{-1} (\underline{Y}_n - \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n), \quad (4)$$

where Ψ_Z is a covariance matrix of a noise random vector \underline{Z}_n , and *Herm* is the Hermitian transpose operator. The ML approach searches over all possible vector-

valued symbols, \underline{U}_n , to determine an optimal vector. However, the ML approach has a search complexity of the order of $(\text{size}(U_n(k)))^K$, where $\text{size}(U_n(k))$ is the constellation size of the modulation symbol $U_n(k)$, which is prohibitively high even for values of K between 10 and 20.

Some of the sub-optimum approaches to obtain an estimate of \underline{U}_n are:

- Using a matched filter (MF) receiver;
- using a linear minimum mean-square error (LMMSE) receiver;
- using a zero-forcing (ZF) receiver; and
- using a LMMSE or ZF receiver with, possibly ordered, successive interference cancellation (SIC) techniques.

We describe a reduced complexity detection procedure for the PRPP transmission method according to embodiments of the invention. This detection procedure is the iterative likelihood search (ILS) procedure 2. Note that the ILS procedure described here is similar to the procedure described by Mohammed et al, "Low-complexity detection and performance in multi-gigabit high spectral efficiency wireless systems," in IEEE PIMRC, September 2008, in the context of a narrow-band MIMO network with a large number of antennas at the transmitter as well as at the receiver.

The following are the steps in the ILS procedure.

a) We assume that the receiver has the noise covariance matrix Ψ_Z . If Ψ_Z is not known at the receiver, then set $\Psi_Z = I_n$, the identity matrix.

b) We define the noise weighed received signal as $\underline{O}_n = \Psi_Z^{-1/2} \underline{Y}_n$.

c) The effective channel matrix is $\underline{G}_n = \Psi_Z^{-1/2} \hat{\underline{H}}_n \underline{W}_n$ where $\hat{\underline{H}}_n$ is the channel estimate at the receiver.

Using Steps a), b) and c), the equivalent vector-valued received signal is

$$\underline{O}_n = \underline{G}_n \underline{U}_n + \underline{Z}_{n,white}, \quad (5)$$

where $\underline{Z}_{n,white} = \Psi_Z^{-1/2} \underline{Z}_n$ is a whitened noise random vector.

When the modulation symbols $U_n(k)$ are drawn from a complex-valued constellation, such as quadrature phase shift keying (QPSK) or quadrature amplitude modulations (QAM), The equivalent real-valued version of Equation (5) is

$$\underline{O}_{Re,n} = \underline{G}_{Re,n} \underline{U}_{Re,n} + \underline{Z}_{Re,n}, \quad (6)$$

where

$$\begin{aligned}\underline{O}_{\text{Re},n} &= \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{O}_n) \\ \text{Im}(\underline{O}_n) \end{bmatrix} \\ \underline{G}_{\text{Re},n} &= \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{G}_n) & -\text{Im}(\underline{G}_n) \\ \text{Im}(\underline{G}_n) & \text{Re}(\underline{G}_n) \end{bmatrix} \\ \underline{U}_{\text{Re},n} &= \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{U}_n) \\ \text{Im}(\underline{U}_n) \end{bmatrix} , \\ \underline{Z}_{\text{Re},n} &= \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{Z}_{n,\text{White}}) \\ \text{Im}(\underline{Z}_{n,\text{White}}) \end{bmatrix}\end{aligned}$$

where Re and Im denote real and imaginary components.

When the modulation symbols $U_n(k)$ are drawn from a real-valued binary constellation, we have

$$\underline{O}_{\text{Re},n} = \underline{G}_{\text{Re},n} \underline{U}_{\text{Re},n} + \underline{Z}_{\text{Re},n} , \quad (7)$$

where

$$\begin{aligned}\underline{O}_{\text{Re},n} &= \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{O}_n) \\ \text{Im}(\underline{O}_n) \end{bmatrix} \\ \underline{G}_{\text{Re},n} &= \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{G}_n) \\ \text{Im}(\underline{G}_n) \end{bmatrix} \\ \underline{U}_{\text{Re},n} &= \text{Re}(\underline{U}_n) \\ \underline{Z}_{\text{Re},n} &= \begin{bmatrix} \text{Re}(\underline{Z}_{n,\text{White}}) \\ \text{Im}(\underline{Z}_{n,\text{White}}) \end{bmatrix}\end{aligned}$$

The detailed ILS procedure steps are as follows.

We denote by $\hat{\underline{U}}_{\text{Re},n}(i)$ an estimate of $\underline{U}_{\text{Re},n}$ at the end of i^{th} iteration.

Denote

$$\underline{R}_{G,n} = \underline{G}_{\text{Re},n}^T \underline{G}_{\text{Re},n} = \begin{cases} \begin{bmatrix} \underline{r}_{G,n}(1) & \cdots & \underline{r}_{G,n}(K) \end{bmatrix} & \text{for BPSK inputs} \\ \begin{bmatrix} \underline{r}_{G,n}(1) & \cdots & \underline{r}_{G,n}(2K) \end{bmatrix} & \text{for QPSK and QAM inputs} \end{cases}$$

and $\omega_{G,n}(i) = \underline{R}_{G,n}(i,i)$

The initial estimate of $\underline{U}_{\text{Re},n}$, $\hat{\underline{U}}_{\text{Re},n}(0)$ is set as the output of the LMMSE detector. That is,

$$\underline{\hat{U}}_{\text{Re},n}(0) = \left(\underline{G}_{\text{Re},n}^T \underline{G}_{\text{Re},n} + \lambda \underline{I} \right)^{-1} \underline{G}_{\text{Re},n}^T \underline{O}_{\text{Re},n}, \quad (8)$$

where λ is an appropriate diagonal loading factor that can be set to a fixed number, or can be adaptively varied. By setting $\lambda = 0$, the initial vector corresponding to the ZF detector can be obtained.

For $k = 1$: Number_Iterations

- a) $\underline{z}^k = \underline{G}_{\text{Re},n}^T \left(\underline{O}_{\text{Re},n} - \underline{G}_{\text{Re},n} \underline{\hat{U}}_{\text{Re},n}(k) \right)$
- b) $z_p^k = \underline{z}^k(p)$. That is, z_p^k is the p^{th} element of \underline{z}^k
- c) $s = \arg \min_p \left(\left(l_{p,\text{opt}}^k \right)^2 \omega_{G,n}(p) - 2l_{p,\text{opt}}^k \left| z_p^k \right| \right)$
- d) If $\left(l_{s,\text{opt}}^k \right)^2 \omega_{G,n}(s) < 2l_{s,\text{opt}}^k \left| z_s^k \right|$
 - i. $\underline{\hat{U}}_{\text{Re},n}(k+1) = \underline{\hat{U}}_{\text{Re},n}(k) + l_{s,\text{opt}}^k \text{sgn}(z_s^k) \underline{e}_s$
 - ii. $\underline{z}^{k+1} = \underline{z}^k - l_{s,\text{opt}}^k \text{sgn}(z_s^k) \underline{R}_{G,n,s}$

Else

Terminate the search.

Declare $\underline{\hat{U}}_{\text{Re},n}(k)$ as the detected data vector

Note that \underline{e}_s in Step d) i is a unit vector with its s^{th} entry only as one, and all the other entries as zero, and $\underline{R}_{G,n,s}$ in Step d) ii is the s^{th} column of the matrix $\underline{R}_{G,n}$.

In the above ILS procedure, Number_Iterations is the number of iterations, which can be set to a fixed value, or can be varied adaptively depending upon the noise and interference conditions.

We note that the above described ILS procedure produces hard-outputs of the modulation symbols $U_n(k)$. However, various other procedures, listed below, can as well be used to produce soft-estimates (or reliability values) of $U_n(k)$ in the above described PRPP-based invention: J. Luo, K. Pattipati, P. Willett and F. Hasegawa, "Near-optimal multiuser detection in synchronous CDMA using probabilistic data association," in IEEE Communications Letters, vol. 5, no. 9, pp. 361-363, Sept. 2001; Y. Huang and J. Zhang, "Generalized probabilistic data association multiuser detection," in Proc. IEEE ICC'2004, June-July 2004; P. H. Tan and L. K. Rasmussen, "Multiuser detection in CDMA – A comparison of relaxation, exact and heuristic search methods," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 3, no. 5, pp. 1802-1809, Sept. 2004; D. Pham, K. Pattipati, P. Willett and J. Luo, "A generalized probabilistic data association detector for multi antenna systems," in IEEE Communications Letters, vol. 8, no. 4, pp. 205-207, April 2004; P. H. Tan and L. K. Rasmussen, "Asymptotically optimal nonlinear

MMSE multiuser detection based on multivariate Gaussian approximation,” in IEEE Transactions on Communications, vol. 54, no. 8, pp. 1427-1438, Aug. 2006; Y. Jia, C. M. Vithanage, C. Andreiu and R. J. Piechocki, “Probabilistic data association for symbol detection in MIMO systems,” in IEEE Electronic Letters, vol. 42, no. 1, 05 Jan 2006; H. Zhao, L. Tong and W. Wang, “Tabu search detection for MIMO systems,” in IEEE PIMRC’2007, Sept. 2007; N. Srinidhi, S. K. Mohammed, A. Chockalingam and B. Sunder Rajan, “Low-complexity near-ML decoding of large non-orthogonal STBCs using reactive tabu search,” in Proc. IEEE ISIT’2009, June-July 2009.

Note that all the above mentioned references do not employ PRPP in their networks. Note also that the prior art MIMO networks described in the above references typically requires a large number of transmit and receiver antennas to achieve the desired performance gains. In contrast, the PRPP method and network according to embodiments of invention combine time and/or frequency resources while using a substantially smaller number of transmit and receiver antennas. By concurrently exploiting time and/or frequency resources, performance gains can still be obtained in transceivers with only a single transmit or receive antenna, whereas the prior art networks cannot provide any performance improvement with transceivers that only have one transmit and one receiver antenna.

Narrowband Multiple Input and Multiple Output (MIMO) Networks:

Fig. 2 shows a transmitter 210 with a set of N_T transmit antennas, and a receiver 220 with a set of N_R receive antennas and MIMO receivers 221 in a

MIMO network using K channels 215 without PRPP. The narrowband version of the PRPP transmitter and ILS-based receiver is described as follows.

The number of spatial streams with the N_T transmit antennas is N_S . Note that $N_S \leq N_T$. Let $\underline{Q}_n(k)$ denote the mapping 13 from the number of streams to the number of transmit antennas at time n on channel k . Note that $\underline{Q}_n(k)$ is a matrix of size N_T -by- N_S .

Fig. 3 shows a similar configuration but for a transmitter 310 with PRPP, and a receiver 320 with ILS.

Following the same model as described in above, in the absence of PRPP at the transmitter, the received signal model on k^{th} channel at time n is

$$\underline{Y}_n(k) = \underline{H}_n(k) \underline{Q}_n(k) \underline{U}_n(k) + \underline{Z}_n(k). \quad (9)$$

In the Equation (9), $\underline{Y}_n(k)$ and $\underline{Z}_n(k)$ are of size N_R -by-1, $\underline{H}_n(k)$ is of size N_R -by- N_T and $\underline{U}_n(k)$ is of size N_S -by-1.

Now, we apply the PRPP matrix \underline{W}_n of size $N_S K$ -by- $N_S K$ in the following manner

$$\underline{X}_n = \underline{W}_n \underline{U}_n$$

where $\underline{X}_n = [X_n(1,1), \dots, X_n(1, N_S), \dots, X_n(K,1), \dots, X_n(K, N_S)]^T$

$$\underline{W}_n = \frac{1}{\sqrt{N_S K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta(1,1)} & \dots & e^{j\theta(1, N_S K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta(N_S K, 1)} & \dots & e^{j\theta(N_S K, N_S K)} \end{bmatrix}$$

and $\underline{U}_n = [U_n(1,1), \dots, U_n(1, N_S), \dots, U_n(K,1), \dots, U_n(K, N_S)]^T$

The equivalent received signal over K channels, each with N_R receive antennas, is

$$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n + \underline{Z}_n \quad (10)$$

where

$$\underline{Y}_n = \begin{bmatrix} \underline{Y}_n(1) \\ \vdots \\ \underline{Y}_n(K) \end{bmatrix}$$

$$\underline{H}_n = \text{diag} \left(\left[\underline{H}_n(1) \underline{Q}_n(1) \quad \dots \quad \underline{H}_n(K) \underline{Q}_n(K) \right] \right).$$

$$\underline{Z}_n = \begin{bmatrix} \underline{Z}_n(1) \\ \vdots \\ \underline{Z}_n(K) \end{bmatrix}$$

Because the form of Equation (10) is very similar to the form of Equation (1), we use the ILS procedure 2 to *detect* the data symbol vector \underline{U}_n . We can also use the Tabu search (TS), reactive Tabu search (RTS) or probabilistic data

association (PDA) procedures referenced above, to provide soft-estimates of the symbol vector \underline{U}_n .

Wideband MIMO Networks Using OFDMA:

The transmitter for the PRPP based OFDMA network is shown in Fig. 4. The transmitter includes the PRPP 1 using the set of PRS 130, the N point inverse fast Fourier transform (IFFT) 14, the block 15 to add the cyclic prefix and convert to serial, and the D/A and RF converter 16.

Fig. 5 shows the corresponding receiver where the blocks 22, 23, and 24 perform the inverse function of the corresponding blocks in Fig. 4, and the ILS-based detection procedure 2.

For simplicity, Figs. 4 and 5 describe the SISO case. We can use the ideas of MIMO, as shown in Figs. 2 and 3, to extend this network to support sets of multiple transmit and receive antennas.

The OFDMA network has N_F subcarriers, the set of N_R receiver antennas, and the set of N_T transmitter antennas. It is a usual practice that the cyclic prefix length is selected to be larger than the maximum delay spread of the channel, and the OFDM symbol duration is made smaller than the channel coherence time so that inter-symbol interference as well as inter-carrier interference are avoided.

The received vector valued signal on the k^{th} subcarrier for OFDM symbol n is

$$\underline{Y}_n(k) = \underline{H}_n(k) \underline{Q}_n(k) \underline{U}_n(k) + \underline{Z}_n(k), \quad (11)$$

where, the $(i, j)^{\text{th}}$ entry of the channel matrix $\underline{H}_n(k)$ is the channel response from j^{th} transmit antenna to the i^{th} receive antenna on subcarrier k of the OFDM symbol n and $\underline{Q}_n(k)$ is the stream-to-antenna mapping matrix on subcarrier k of the OFDM symbol n .

The PRPP matrix \underline{W}_n at the transmitter for the OFDMA network is

$$\underline{X}_n = \underline{W}_n \underline{U}_n$$

where $\underline{X}_n = [X_n(1,1), \dots, X_n(1, N_S), \dots, X_n(N_F, 1), \dots, X_n(N_F, N_S)]^T$

$$\underline{W}_n = \frac{1}{\sqrt{N_S N_F}} \begin{bmatrix} e^{j\theta(1,1)} & \dots & e^{j\theta(1, N_S N_F)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta(N_S N_F, 1)} & \dots & e^{j\theta(N_S N_F, N_S N_F)} \end{bmatrix}$$

and $\underline{U}_n = [U_n(1,1), \dots, U_n(1, N_S), \dots, U_n(N_F, 1), \dots, U_n(N_F, N_S)]^T$

Note that N_F is the number of subcarriers over which the PRPP matrix is applied and N_F is a configurable parameter depending upon the channel conditions and receiver capabilities.

The equivalent received signal over N_F channels at the set of N_R receive antennas is

$$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{W}_n \underline{U}_n + \underline{Z}_n \quad (12)$$

where

$$\underline{Y}_n = \begin{bmatrix} \underline{Y}_n(1) \\ \vdots \\ \underline{Y}_n(N_F) \end{bmatrix}$$

$$\underline{H}_n = \text{diag} \left(\left[\underline{H}_n(1) \underline{Q}_n(1) \quad \cdots \quad \underline{H}_n(N_F) \underline{Q}_n(N_F) \right] \right)$$

$$\underline{Z}_n = \begin{bmatrix} \underline{Z}_n(1) \\ \vdots \\ \underline{Z}_n(N_F) \end{bmatrix}$$

Because the form of Equation (12) is very similar to the form of Equation (1), we can use the ILS procedure 2 for the wideband OFDMA network of Figs. 4 and 5 to detect the data symbol vector \underline{U}_n .

Wideband MIMO Networks Using SC-FDMA:

Fig. 6 shows a single-carrier FDMA (SC-FDMA) transmitter with the PRPP 1.

Fig. 7 shows the SC-FDMA receiver that utilizes the ILS procedure 2 for data detection. For simplicity, Figs. 6 and 7 describe the SISO case. We can use the

ideas of MIMO, as shown in Figs. 2 and 3 to extend this network to support sets of multiple transmit and receive antennas.

The SC-FDMA is frequently called a DFT-precoded OFDM network. The SC-FDMA is often used to reduce the peak-to-average power ratio problem associated with the OFDM modulation. In the SC-FDMA network without PRPP, a station uses a K -point DFT on the data sequence prior to modulation on the OFDM subcarriers. Although the number of subcarriers available for transmission, N , can be large, the configurable value of K can be based on channel conditions and other needs.

The SC-FDMA network has the set of N_R receiver antennas, and the set of N_T transmitter antennas. For now, we ignore the inter-symbol as well as inter-carrier interference. For this network, the K -length data vector on a transmit antenna l for OFDM symbol n is

$$\underline{U}_{l,n} = [U_{l,n}(1), U_{l,n}(2), \dots, U_{l,n}(K)]^T.$$

The K -by- K PRPP matrix applied on transmit antenna l for OFDM symbol n is

$$\underline{W}_{l,n} = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} e^{j\theta_{l,n}(1,1)} & \dots & e^{j\theta_{l,n}(1,K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\theta_{l,n}(K,1)} & \dots & e^{j\theta_{l,n}(K,K)} \end{bmatrix}.$$

The PRPP signal at the output of the transmit antenna l is

$$\underline{X}_{l,n} = \underline{W}_{l,n} \underline{FU}_{l,n}.$$

The $N_R K$ -by- L received signal at the output of FFT, with PRPP, is

$$\begin{aligned} \underline{Y}_n &= \sum_{l=1}^{N_T} \underline{H}_{l,n} \underline{X}_{l,n} + \underline{Z}_n \\ &= \begin{bmatrix} \underline{H}_{1,n} & \cdots & \underline{H}_{N_T,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{X}_{1,n} \\ \vdots \\ \underline{X}_{N_T,n} \end{bmatrix} + \underline{Z}_n. \\ &= \underline{H}_n \underline{X}_n + \underline{Z}_n \end{aligned} \quad (13)$$

Because the form of Equation (13) is very similar to the form of Equation (1), we can use the ILS procedure 2 described for the wideband SC-FDMA

network of Figs. 6 and 7 to detect the data symbol vector \underline{U}_n .

Although the invention has been described by way of examples of preferred embodiments, it is to be understood that various other adaptations and modifications may be made within the spirit and scope of the invention. Therefore, it is the object of the appended claims to cover all such variations and modifications as come within the true spirit and scope of the invention.

1. A method for communicating symbols in a network including a transmitter and a receiver, wherein the network uses orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), wherein the transmitter has a set of transmit antenna, and wherein the receiver has a set of receive antennas, comprising:

storing a set of pseudo random sequences (PRS) at the transmitter and the receiver;

mapping each symbol to subcarriers for the set of transmit antennas to produce a mapped symbol;

encoding the mapped symbol using a pseudo-random phase precoder (PRPP) and the PRS to produce a precoded symbol;

applying an inverse fast Fourier transform (IFFT) to the precoded symbol; and

transmitting the encoded symbol to the receiver using the set of transmit antennas.

2. The method of claim 1, wherein the network is a single-input and multiple-output (SIMO) network.

3. The method of claim 1, wherein the network is a multiple-input and multiple-output (MIMO) network.

4. The method of claim 1, further comprising:
receiving the encoded symbol at the set of receive antennas;
applying a fast Fourier transform to the received symbol to produce a transformed symbol;

applying an iterative likelihood search (ILS) procedure to the transformed symbol using the PRS; and
de-mapping the detected symbol.

5. The method of claim 1, wherein the PRPP uses a K -by- K pseudo-random phase precoding (PRPP) matrix W_n at time n , where a number of channels is K , p denotes a row index and q denotes a column index of the matrix W_n , and an element (p, q) in the matrix W_n is

$$\exp(j * \theta(p, q)) / \sqrt{K},$$

where $\theta(p, q)$ is a pseudo-random phase generated by the PRS uniformly distributed between $-\pi$ and π .

6. The method of claim 1, wherein the PRPP deliberately introduces inter-channel interference.

7. The method of claim 1, wherein the receiver is a linear minimum mean-square error (LMMSE) receiver.

8. The method of claim 1, wherein the receiver is a zero-forcing (ZF) receiver.

9. The method of claim 7, wherein the receiver is the LMMSE receiver which uses ordered successive interference cancellation (SIC) techniques.

10. The method of claim 7, wherein the receiver is a matched-filter receiver.

11. The method of claim 7, where the receiver uses a tabu search procedure with the LMMSE as an initial vector.

12. The method of claim 8, where the receiver uses a tabu search procedure with the ZF as an initial vector.

13. The method of claim 1, where the receiver uses a tabu search procedure with matched-filter as an initial vector.

14. The method of claim 7, where the receiver uses a reactive tabu search procedure with the LMMSE as an initial vector.

15. The method of claim 8, where the receiver uses a reactive tabu search procedure with the ZF as an initial vector.

16. The method of claim 1, where the receiver uses a reactive tabu search procedure with matched-filter as an initial vector.

17. The method of claim 7, where the receiver uses a generalized probabilistic data association (GPDA) procedure with the LMMSE as the initial vector.

18. The method of claim 17, where the receiver uses the GPDA procedure with zero forcing as the initial vector.

19. The method of claim 17, where the receiver uses the GPDA procedure with matched-filter as the initial vector.

ABSTRACT

In an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) network, a set of pseudo random sequences (PRS) are stored at a transmitter and a receiver. Each OFDM symbol is mapped to subcarriers for a set of transmit antennas to produce a mapped symbol. The mapped symbol is encoded using a pseudo-random phase precoder (PRPP) and the PRS to produce a precoded symbol. An inverse fast Fourier transform (IFFT) is applied to the precoded symbol, and the encoded symbol is transmitted to the receiver using the set of transmit antennas.

REPRESENTATIVE DRAWING

Fig. 1A

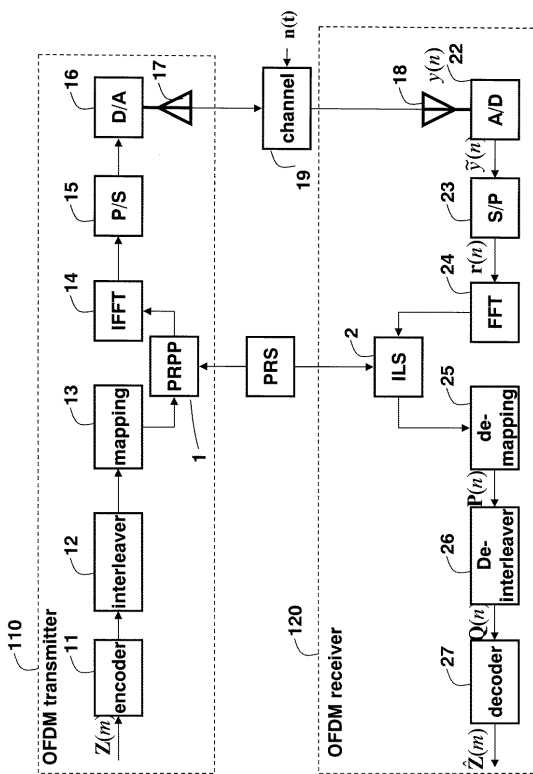


Fig. 1A

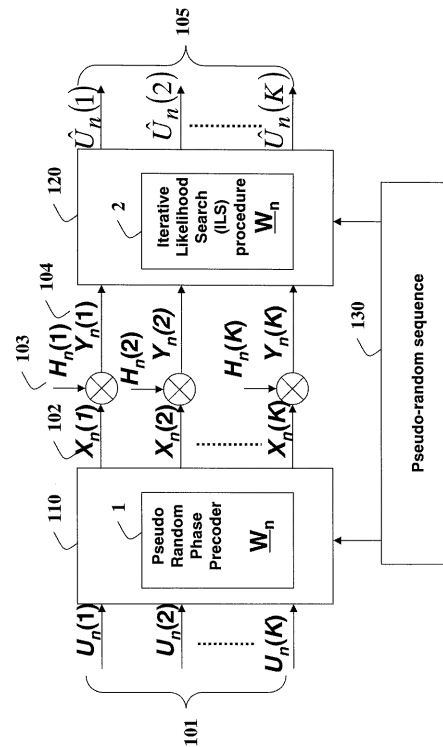


Fig. 1B

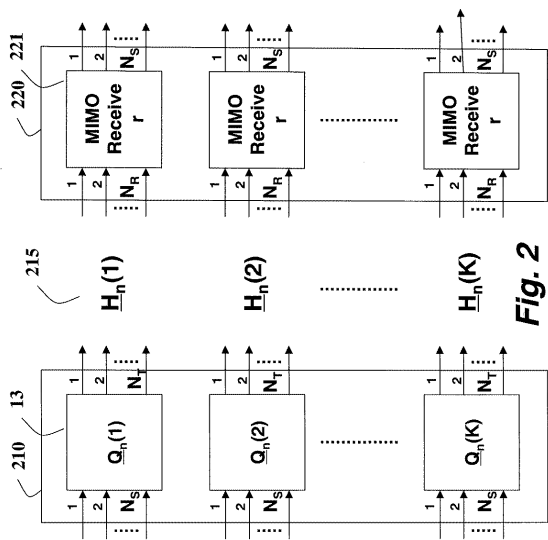


Fig. 2

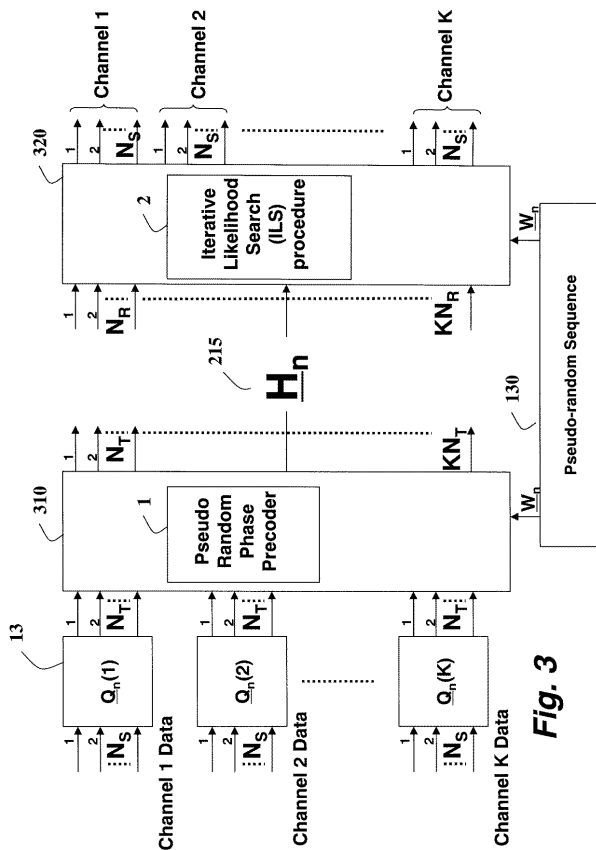


Fig. 3

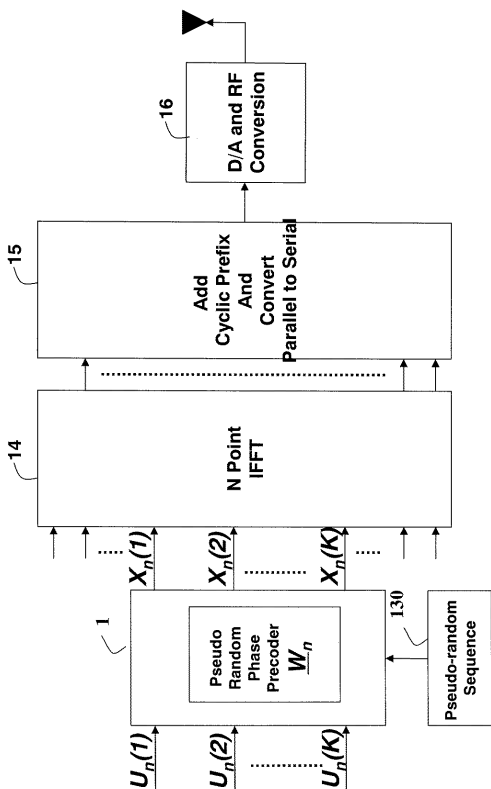


Fig. 4

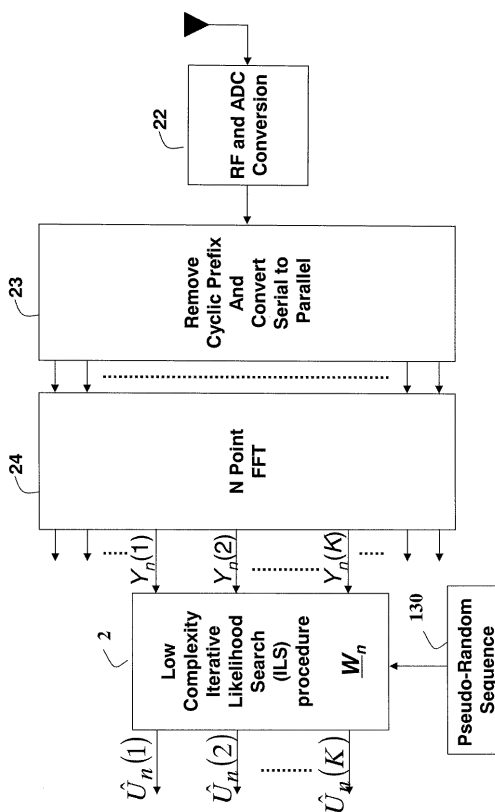


Fig. 5

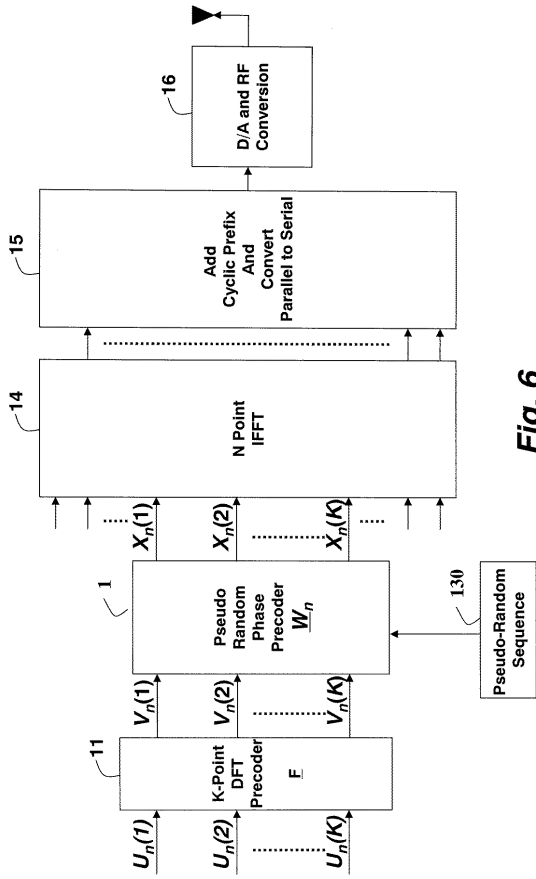


Fig. 6

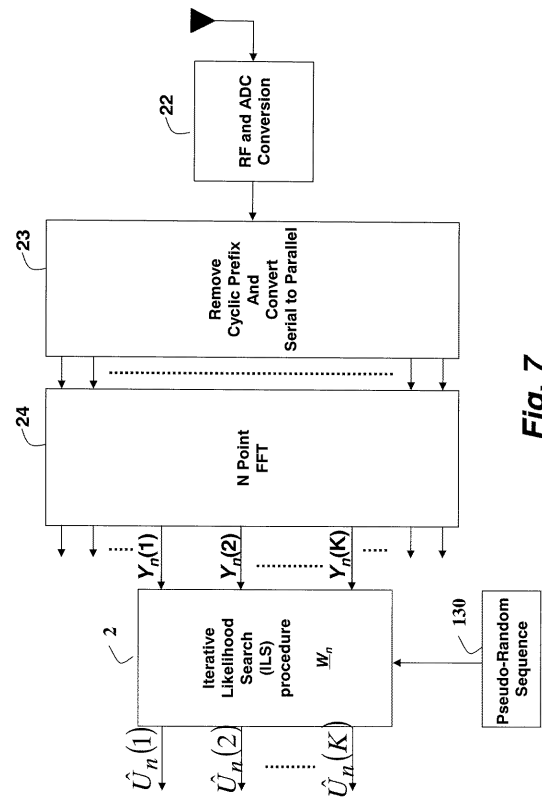


Fig. 7