

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5562292号  
(P5562292)

(45) 発行日 平成26年7月30日(2014.7.30)

(24) 登録日 平成26年6月20日(2014.6.20)

(51) Int. Cl. F I  
 HO 4 J 99/00 (2009.01) HO 4 J 15/00  
 HO 4 J 11/00 (2006.01) HO 4 J 11/00 Z  
 HO 4 B 7/04 (2006.01) HO 4 B 7/04

請求項の数 12 外国語出願 (全 23 頁)

(21) 出願番号	特願2011-137292 (P2011-137292)	(73) 特許権者	597067574
(22) 出願日	平成23年6月21日 (2011.6.21)		ミツビシ・エレクトリック・リサーチ・ラ
(65) 公開番号	特開2012-16007 (P2012-16007A)		ボラトリーズ・インコーポレイテッド
(43) 公開日	平成24年1月19日 (2012.1.19)		アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケ
審査請求日	平成26年4月17日 (2014.4.17)		ンブリッジ、ブロードウェイ 201
(31) 優先権主張番号	12/827, 591		201 BROADWAY, CAMBR
(32) 優先日	平成22年6月30日 (2010.6.30)		IDGE, MASSACHUSETTS
(33) 優先権主張国	米国 (US)		O 2 1 3 9, U. S. A.
(31) 優先権主張番号	12/940, 465	(74) 代理人	100110423
(32) 優先日	平成22年11月5日 (2010.11.5)		弁理士 曾我 道治
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100094695
早期審査対象出願			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送信機においてシンボルを符号化するための方法

(57) 【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シンボルを符号化するための方法であって、  
 前記ネットワークは、多入力多出力 (MIMO) 直交周波数分割多重 (MIMO-OFDM) を用いる方法において、

前記シンボルを送信するのに用いられるサブキャリアを、連続したサブキャリアの K 個のグループのセットに分割するステップを含み、

また、前記グループごとに、

$N_K - 1$  個の変調シンボル  $D_k(1), D_k(2), \dots, D_k(N_K - 1)$  のセットを提供するステップと、

グループ k の各前記変調シンボル  $D_k(n)$  を、

【数1】

$$m(k) = \frac{1}{N_K - 1} \sum_{n=1}^{N_K - 1} D_k(n)$$

$$X_k(n) = \alpha_1(k)(D_k(n) - m(k)) + \beta(k) \quad n = 1, \dots, N_K - 1$$

$$X_k(N_K) = \alpha_2(k)m(k)$$

にしたがって対応するマッピングされた変調シンボル  $X_k(n)$  にマッピングするステップと、

をさらに含み、

前記提供するステップにおいて、前記グループ内の前記サブキャリアごとに1つの変調シンボルが存在し、

前記マッピングするステップにおいて、 $m(k)$  はグループ  $k$  の前記変調シンボルのセットのサンプル平均であり、 $\alpha_1(k)$ 、 $\alpha_2(k)$ 、および  $\beta(k)$  は定数であり、該定数は所定の正数である、方法。

【請求項2】

$E_s(k)$  は、グループ  $k$  の各前記マッピングされた変調シンボルの平均エネルギーであり、前記  $K$  個のグループのそれぞれについて、前記定数  $\alpha_1(k)$ 、 $\alpha_2(k)$ 、および  $\beta(k)$  は、それぞれ、以下の関数にしたがって

【数2】

$$\alpha_1(k) = \sqrt{E_s(k)}$$

$$\alpha_2(k) = \sqrt{(N_K - 1)E_s(k)}, \text{ for } k = 1 \text{ to } K$$

$$\beta(k) = \sqrt{\frac{E_s(k)}{N_K - 1}}$$

として選択される、請求項1に記載の方法。

【請求項3】

各前記グループ内のサブキャリア数はチャンネルコヒーレンス帯域幅未満になるように選択される、請求項1に記載の方法。

【請求項4】

前記シンボルに対応する受信信号に基づいて前記送信機と受信機との間のチャンネルを推定することをさらに含む、請求項1に記載の方法。

【請求項5】

用いられるグループ数は  $K$  未満であり、前記推定することは、用いられていないサブキャリアにおける前記チャンネルを、周波数領域補間プロセスを用いて推定する、請求項2に記載の方法。

【請求項6】

前記グループごとにチャンネル当たりの平均雑音電力を推定することをさらに含む、請求項1に記載の方法。

【請求項7】

$K$  個のグループについて有効な平均信号対雑音比およびエラーレートを推定することをさらに含み、

前記シンボルを送信する変調次数およびチャンネル符号化率を選択することをさらに含む、請求項1に記載の方法。

【請求項8】

前記送信機は  $M_T$  個のアンテナを備え、前記方法は、

各前記サブグループを  $M_T$  個のサブグループに分割すること、および

前記サブグループごとに前記提供することおよび前記マッピングすることを実行すること、

をさらに含む、請求項1に記載の方法。

【請求項9】

複数の空間データストリームを有する線形ゼロフォーシング受信機について、ストリーム当たりの信号対干渉雑音比を推定すること、および

前記空間データストリームごとに該空間データストリームを送信する変調次数およびチャンネル符号化率を選択すること、

10

20

30

40

50

をさらに含む、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 10】

複数の空間データストリームを有する線形最小平均 2 乗誤差受信機についてストリーム当たりの信号対干渉雑音比の推定、および

前記空間データストリームごとに該空間データストリームを送信する変調次数およびチャンネル符号化率を選択すること、

をさらに含む、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 11】

非線形最大尤度受信機についてストリーム当たりの信号対干渉雑音比の推定、および空間データストリームごとに該空間データストリームを送信する変調次数およびチャンネル符号化率を選択すること、

をさらに含む、請求項 7 に記載の方法。

【請求項 12】

ユーザ数は  $K_{User}$  であり、ユーザ当たりの送信機アンテナ数は  $M_T$  であり、前記方法は、

利用可能な数  $N_U$  個のサブキャリアを  $K$  個の連続したグループに分割することであって、各該連続したグループは  $N_K = N_U / K$  個のサブキャリアを含む、分割すること、

制約

【数 3】

$$\sum_{j=1}^{K_{User}} K_j \leq K$$

を満たしつつ、 $K$  個の前記連続したサブキャリアグループから  $K_j$  個のグループをユーザ  $j$  に割り当てること、および

前記提供することおよび前記マッピングすることを各ユーザ  $j$  について前記連続したサブグループごとに実行すること、

をさらに含む、請求項 7 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、MIMO-OFDM無線ネットワークにおける閉ループ送信のための暗黙的チャンネルサウンディングに関する。また、この発明は、包括的には、無線通信ネットワークにおける適応的データ送信に関してチャンネル、信号対雑音比(SNR)、および信号対干渉雑音比(SINR)を推定することに関し、より詳細には、閉ループ適応変調に関するチャンネルサウンディング、チャンネル推定、および信号品質推定、並びに多入力多出力(MIMO)直交周波数分割多重(MIMO-OFDM)ネットワークにわたって複数の送信機アンテナおよび複数の受信機アンテナを用いる符号化技法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

多入力多出力直交周波数分割多重(MIMO-OFDM)技術は無線データ通信ネットワークにますます一般的になりつつある。MIMO技術によってもたらされる空間自由度により、余分な送信帯域幅を必要とすることなくデータレートが増大することが知られている。OFDMはまた、MIMOセルラー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ももたらす。さらに、MIMOとOFDM変調とを組み合わせることによって、時間および周波数選択性のチャンネルフェージング、マルチユーザダイバーシティ、並びにセルラー無線ネットワークにおける干渉に対する信頼度が改善した、より広い送信帯域幅にわたる高いデータレート能力がもたらされる。

【0003】

変調フォーマット、チャンネル符号化率、送信電力、およびシグナリング期間を変動させ

10

20

30

40

50

ることによって、適応データ送信は無線チャネルの変動を利用して、信頼性性能を改善し、データスループットを増大させることができる。MIMO-OFDM無線ネットワークは、空間領域、時間領域、および周波数領域におけるチャネル選択性によって特徴付けられるので、IEEE 802.11n標準規格、IEEE 802.16e標準規格、および3GPP LTE標準規格にしたがって設計されたネットワーク等の従来の無線ネットワークは、OFDMシンボルにおける既知のパイロットシンボル（パイロットトーン）と未知のデータシンボルとを多重化することによるチャネルサウンディングを用い、すなわちパイロットシンボルと変調データシンボルとが重なり合わない。このため、受信機は時空間周波数チャネルを推定し、チャネルの品質メトリックを送信機にフィードバックすることができる。次に、送信機は、変調フォーマット、チャネル符号化率、送信電力、およびシグナリング期間等の自身の送信パラメータを、高速に変動する環境におけるチャネルに送信を適応させるように調整することができる。

10

#### 【0004】

不都合なことに、既知のパイロットシンボルを未知のデータシンボルと多重化することによって、各OFDMシンボル内のデータシンボル数が低減し、それによってOFDMシンボル当たりのデータレートが大幅に低減する。より重大なことには、高度に周波数選択性のフェージングチャネルをサウンディングするのに必要なパイロットシンボル数が、周波数フラットフェージングチャネルをサウンディングするのに必要なパイロットシンボル数と異なるので、特定のオーバーヘッドにおけるパイロットシンボルおよびデータシンボルの事前の多重化によって、周波数フラットフェージングチャネルをサウンディングするサブキャリア数が無駄になるか、またはオーバーヘッドが高度に周波数選択性のフェージングチャネルをサウンディングするのに不十分となる。また、OFDMネットワークのサブキャリア内でのパイロットシンボルおよびデータシンボルの多重化において、多くの異なる構成が可能であるので、結果として従来のチャネルサウンディング（CS）方法の設計および実施の柔軟性が低くなる。

20

#### 【0005】

##### 暗黙的パイロットシンボル

この発明者らの関連特許出願第12/827,591号には、まずMIMO-OFDMネットワークにおけるリソースブロックの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という基本原理を記載している。この特許出願は、受信機から送信機にチャネル状態情報のフィードバックがない閉ループネットワークの比較的単純な事例を扱う。ここでの仮定は、チャネルコヒーレンス時間が比較的長い、たとえばリソースブロック全体またはそれ以上であり、かつチャネルコヒーレンス帯域幅が比較的一定であるということである。これは、ネットワーク構成および環境が比較的静的である多くのネットワーク、たとえばコンピューター、ラップトップ、および無線電話における受信機が一般にあまり頻繁に移動しない屋内ネットワークに適している。そのようなネットワークでは、変調および符号化方式を高速に変動する環境に適応させることは重要でない。

30

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0006】

ここでは、この発明者らは、上記の仮定が当てはまらず、屋外で動作するネットワークのように環境が変動するとともに、送受信機の移動性が高い、より困難な事例を扱うことを所望する。

40

#### 【0007】

この発明の実施の形態は、多入力多出力（MIMO）直交周波数分割多重（MIMO-OFDM）ネットワークのための適応的な変調および符号化技法を用いることによって、チャネル推定および閉ループデータ送信のためにチャネルをサウンディングするための方法を提供する。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0008】

50

暗黙的チャンネルサウンディング (ICS: implicit channel sounding) を用いる。チャンネルサウンディングは OFDM シンボルの所定のセットを用いて実行される。チャンネルサウンディングのために設計された各 OFDM シンボルにおいて、送信機はチャンネル推定のために明示的なパイロットシンボルを一切送信しない。そうではなく、これらのパイロットシンボル (パイロットトーン) は未知の変調データシンボルにおいて暗黙的に符号化される。結果として、明示的なパイロットシンボルを送信するために送信電力、時間、帯域幅等の貴重なリソースをさらに配分する必要がない。

【発明の効果】

【0009】

これによって、エネルギーリソース、時間リソース、および帯域幅リソースが大幅に削減されることになり、それによってネットワーク全体の電力およびスペクトル効率が改善する。この発明者らの暗黙的 ICS 法における全ての変調データシンボルは既知のパイロットシンボルを符号化するので、この発明によって、周波数選択性 OFDM チャンネルをより正確に推定するとともに、閉ループ送信の場合に、データレート、変調次数 (modulation order)、送信電力、チャンネル符号化率を、変動するチャンネルに適応させることが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】この発明の実施形態による無線ネットワークの概略図である。

【図2】この発明の実施形態による、OFDM シンボルおよび暗黙的チャンネルサウンディングのブロック図である。

【図3】この発明の実施形態による、OFDM シンボルおよび暗黙的チャンネルサウンディングのブロック図である。

【図4】この発明の実施形態によるサブキャリアグループの処理のブロック図である。

【図5】この発明の実施形態による SINR 計算プロセッサのブロック図である。

【図6】この発明の実施形態による、複数のアンテナに関するサブキャリアグループの処理のブロック図である。

【図7】この発明の実施形態による SINR 計算プロセッサのブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

実施の形態 1 .

図1に示すように、この発明の実施形態は、多入力多出力 (MIMO) 直交周波数分割多重 (MIMO-OFDM) ネットワーク 120 においてチャンネルを推定するための方法 125 を提供する。ネットワークにおいて、各送信アンテナおよび受信アンテナ対間に 1 つのチャンネルが存在する。受信機は、閉ループフィードバックを用いて、チャンネル状態情報 (CSI) 150 を送信機に送信する。チャンネル推定によって、送信機において閉ループに適応した変調および符号化技法を実行することが可能になる。チャンネルは受信機 122 において、送信機によって周期的に送信される暗黙的パイロットシンボル 100 を用いて推定される。

【0012】

単一ストリームの OFDM ネットワークの場合の暗黙的チャンネルサウンディング

図2に示すように、以下のネットワークパラメータ、すなわち、

OFDMA ネットワーク帯域幅は  $W$  Hz である、

OFDM ネットワークサンプリング周波数は  $F_s$  サンプル/秒である、

サブキャリア間隔は  $f$  Hz である、

サブキャリア数 (すなわち FFT サイズ) は  $N_{FFT}$  である、

サイクリックプレフィックス長は  $N_{CP}$  サンプルである、

左ガードサブキャリア数 201 は  $N_L$  である、

右ガードサブキャリア数は  $N_R$  である、および

OFDM シンボル 210 内のサブキャリア数は、DC サブキャリア 220 を無視する

10

20

30

40

50

と、 $N_U = N_{FFT} - N_L - N_R - 1$ である、  
 によって記述されるOFDMネットワークを考察する。

【0013】

10MHz帯域幅を有するチャンネルにわたって動作する一例示のIEEE 802.16eネットワークの場合、 $W = 10\text{MHz}$ 、 $F_S = 11.2\text{M}$ サンプル/秒、 $f_c = 10.9375\text{kHz}$ 、 $N_{FFT} = 1024$ 、 $N_{CP} = 128$ サンプル、 $N_L = 92$ サブキャリア、 $N_R = 91$ サブキャリア、および $N_U = 1024 - 92 - 91 - 1 = 840$ である。 $W$ 、 $F_S$ 、 $f_c$ 、 $N_{FFT}$ 、 $N_{CP}$ 、 $N_L$ 、 $N_R$ 、および $N_U$ の値は、IEEE 802.11nおよび3GPP LTEネットワークのような他の無線標準規格についても取得することができる。

10

【0014】

利用可能な数 $N_U$ 個のサブキャリアは、 $K$ 個の連続したグループからなるセット230に分割され、各グループは、 $N_K = N_U / K$ 個のサブキャリアを含み、 $N_K$ は整数である。

【0015】

OFDMネットワークは通常、周波数選択性チャネルフェージングを受けるので、グループ内のサブキャリア数 $N_K$ は、 $N_K$ が、以下の正規化されたチャンネルコヒーレンス帯域幅 $N_C$ 、

【0016】

【数1】

$$N_C = \text{round} \left( \frac{1}{5\sigma_{RMS}\Delta_f} \right)$$

20

【0017】

を超えないように選択される。ここで、 $\text{round}(x)$ は $x$ に最も近い整数であり、 $\sigma_{RMS}$ は2乗平均平方根(RMS)チャンネル遅延拡散である。上記の $N_C$ の値に関して、 $N_K$ 個の連続サブキャリアにわたってチャンネルを周波数不変として適度に近似することができるように、 $N_K \geq N_C$ が必要である。

30

【0018】

$N_K$ 個のサブキャリアの $k$ 番目のグループを介して送信されることになる $N_K - 1$ 個の変調シンボルからなるセットは、 $D_k(1)$ 、 $D_k(2)$ 、 $\dots$ 、 $D_k(N_K - 1)$ 240である。これらの $N_K$ 個のサブキャリア上で送信されるシンボルは、 $X_k(1)$ 、 $X_k(2)$ 、 $\dots$ 、 $X_k(N_K)$ 250である。

【0019】

以下に、 $D_k(1)$ 、 $D_k(2)$ 、 $\dots$ 、 $D_k(N_K - 1)$ の $X_k(1)$ 、 $X_k(2)$ 、 $\dots$ 、 $X_k(N_K)$ へのマッピングを示す。 $k$ 番目のグループ内の $N_K$ 個のシンボルのそれぞれは、平均エネルギー $E_S(k)$ で送信される。 $E_S$ 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エネルギーである場合、所定の正の定数 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、および $\alpha_{211}$ は、それぞれ、以下の関数にしたがって、

40

【0020】

【数 2】

$$\alpha_1(k) = \sqrt{E_S(k)}$$

$$\alpha_2(k) = \sqrt{(N_K - 1)E_S(k)}, \text{ for } k = 1 \text{ to } K$$

$$\beta(k) = \sqrt{\frac{E_S(k)}{N_K - 1}}$$

【0021】

10

のように選択される。

この定式化は、参照により本明細書に援用される関連出願における対応する関数とは異なることに注意されたい。関連出願では、該出願の図 2 A に示されるように、マッピングはリソースブロック全体のシンボルおよびサブキャリアに対するものである。対照的に、本出願では、図 2 に示すように、マッピングは単一の OFDM シンボルのサブキャリアのグループに対するものである。利点として、マッピングはシンボル単位でチャネル状態を保有するように適応させることができるのに対し、この発明者らの以前のマッピングは比較的長いチャネルコヒーレンス時間を必要とする。

【0022】

値  $\alpha_1(k)$ 、 $\alpha_2(k)$ 、および  $\beta(k)$  を用いて、 $k$  番目のグループのための ICS マッピングルールが以下のステップにおいて説明される。 20

ステップ 1:  $N_K - 1$  個の変調シンボル  $D_k(1)$ ,  $D_k(2)$ , ...,  $D_k(N_K - 1)$  240 を入力する;

正の定数  $\alpha_1(k)$ 、 $\alpha_2(k)$ 、および  $\beta(k)$  211 を入力する; および

ステップ 2:

【0023】

【数 3】

$$m(k) = \frac{1}{N_K - 1} \sum_{n=1}^{N_K - 1} D_k(n)$$

30

$$X_k(n) = \alpha_1(k)(D_k(n) - m(k)) + \beta(k) \quad n = 1, \dots, N_K - 1$$

$$X_k(N_K) = \alpha_2(k)m(k)$$

【0024】

にしたがって ICS データマッピング 260 を実行する。ここで、 $m(k)$  は変調シンボルのセットのサンプル平均であり、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、および  $\beta$  は以下で詳細に説明される所定の正の定数である。

【0025】

この定式化も、関連出願における対応する関数と異なることに留意されたい。 40

【0026】

$N_K - 1$  個の変調シンボルの  $k$  番目のグループの ICS マッピングユニットの出力は、マッピングされた変調シンボル  $X_k(1)$ ,  $X_k(2)$ , ...,  $X_k(N_K)$  250 となる。上記の ICS マッピングルールは、以下の入力および出力変調シンボルを用いて  $K$  個すべてのグループについて繰り返される。

$k = 1 \sim K$  について

コンスタレーションシンボル:  $D_k(1)$ ,  $D_k(2)$ , ...,  $D_k(N_K - 1)$  を入力し、

正の定数  $\alpha_1(k)$ 、 $\alpha_2(k)$ 、および  $\beta(k)$  を入力し、

ICS データマッピングルールのステップ 1 およびステップ 2 を実行し、 50

変調シンボル： $X_k(1), X_k(2), \dots, X_k(N_K)$  を出力する。

【0027】

ステップ1およびステップ2に記載するICSマッピングルールが $\gamma_1(k), \gamma_2(k)$ 、および $\gamma(k)$ のいかなる選択についても有効であり、 $\gamma_1(k), \gamma_2(k)$ 、および $\gamma(k)$ の例示的な選択に限定されないことに留意することが重要である。

【0028】

OFDMシンボル内に挿入される変調シンボルの総数は $K(N_K - 1) = N_U - K$ であり、サブキャリア数は $N_U$ である。すなわち、提案されるICSマッピングの発明の効率は、サブキャリア当たり、

【0029】

【数4】

$$\frac{N_U - K}{N_U} = 1 - \frac{K}{N_U}$$

【0030】

であり、左のサブキャリア、右のサブキャリア、およびDCサブキャリアの数を考慮に入れると、全体効率は、

【0031】

【数5】

$$\frac{N_U - K}{N_{FFT}} = \left(1 - \frac{K}{N_U}\right) \frac{N_U}{N_{FFT}} = \left(1 - \frac{K}{N_U}\right) \left(1 - \frac{N_L + N_R + 1}{N_{FFT}}\right)$$

【0032】

である。

【0033】

一例として、10MHzチャンネル帯域幅にわたって動作するIEEE802.16eネットワークの場合、 $N_{FFT} = 1024$ 、 $N_L = 92$ サブキャリア、 $N_R = 91$ サブキャリアであり、用いられるサブキャリア数は $N_U = 1024 - 92 - 91 - 1 = 840$ である。 $K = 84$ および $N_K = 840 / 84 = 8$ の場合、用いられるサブキャリア当たりの効率は $1 - 84 / 840 = 9 / 10 = 90$ パーセントであるのに対し、OFDMシンボル当たりの全体効率は $(9 / 10) \times (840 / 1024) = 73.82$ パーセントである。

【0034】

この発明者らの以前の出願と同様に、かつ従来のチャンネルサウンディング技法と対照的に、この発明者らのICSマッピングは既知のパイロットシンボルの送信を必要としない。この発明者らのICSマッピングは、同時にチャンネルサウンディングを実行しながら、全ての利用可能なサブキャリアをデータ送信に用いるので、データ送信に実際に用いられるサブキャリア数に大幅な効率改善がある。

【0035】

この発明者らのICS技法を用いて、次に周波数領域OFDMチャンネルの推定方法および個々の変調シンボル

【0036】

【数6】

$$D_1(1), D_1(2), \dots, D_1(N_K - 1), \dots, D_k(1), D_k(2), \dots, D_k(N_K - 1)$$

【0037】

の検出方法を説明する。

【0038】

グループ内のサブキャリア数 $N_K$ はチャンネルコヒーレンス帯域幅 $N_C$ よりも少なくなるように選択されるので、 $N_K$ 個のサブキャリアからなるグループ内のチャンネルは一定であ

10

20

30

40

50



ると仮定する。k 番目のグループについて、所与の OFDM シンボル内の  $N_k$  個のサブキャリアのそれぞれにおける受信信号は、

【 0 0 3 9 】

【 数 7 】

$$\begin{bmatrix} Y_{k,1}(n) \\ Y_{k,2}(n) \\ \vdots \\ Y_{k,L}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{k,1} \\ H_{k,2} \\ \vdots \\ H_{k,L} \end{bmatrix} X_k(n) + \begin{bmatrix} Z_{k,1}(n) \\ Z_{k,2}(n) \\ \vdots \\ Z_{k,L}(n) \end{bmatrix}, \quad n = 1, \dots, N_k, \quad k = 1, \dots, K$$

10

【 0 0 4 0 】

によって与えられ、ここで  $Y_{k,l}(n)$  は受信機アンテナ  $l$  におけるグループ  $k$  のサブキャリア  $n$  での受信信号であり、 $H_{k,j}$  は受信機アンテナ  $l$  におけるグループ  $k$  のチャネル応答であり、 $Z_{k,l}(n)$  は受信機アンテナ  $l$  におけるグループ  $k$  のサブキャリア  $n$  での干渉雑音成分である。要素  $Y_{k,l}(n)$ ,  $l = 1, \dots, L$  を 1 つのベクトル

【 0 0 4 1 】

【 数 8 】

$$\mathbf{Y}_k(n) = [Y_{k,1}(n) \quad \dots \quad Y_{k,L}(n)]^T$$

20

【 0 0 4 2 】

にスタックし、

【 0 0 4 3 】

【 数 9 】

$$\mathbf{h}_k = [H_{k,1} \quad \dots \quad H_{k,L}]^T$$

【 0 0 4 4 】

についても同様にすると、

【 0 0 4 5 】

【 数 1 0 】

$$\mathbf{Y}_k(n) = \mathbf{h}_k X_k(n) + \mathbf{Z}_k(n)$$

【 0 0 4 6 】

と書くことができ、ここで

【 0 0 4 7 】

【 数 1 1 】

$$\mathbf{Z}_k(n) = [Z_{k,1}(n) \quad \dots \quad Z_{k,L}(n)]^T$$

40

【 0 0 4 8 】

は、グループ  $k$  ( $k = 1 \sim K$ ) のサブキャリア  $n$  でのベクトル値雑音干渉である。

【 0 0 4 9 】

k 番目のグループについて周波数領域チャネルを推定する。

【 0 0 5 0 】

【数 1 2】

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \frac{\sum_{n=1}^{N_K-1} \mathbf{Y}_k(n)}{\beta(k)(N_K-1)} = \mathbf{h}_k + \frac{\sum_{n=1}^{N_K-1} \mathbf{Z}_k(n)}{\beta(k)(N_K-1)}$$

【0 0 5 1】

k 番目のグループ内のシンボルを復調する。

【0 0 5 2】

10

【数 1 3】

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

【0 0 5 3】

ここで、 $n = 1, \dots, N_K - 1$  である。

【0 0 5 4】

K 個のグループのそれぞれについてチャネルが取得された後、 $N_U$  個の用いられるサブキャリア内の全体周波数領域チャネルは、 $n = 1 \sim N_U$  について、

20

【0 0 5 5】

【数 1 4】

$$\begin{bmatrix} \hat{H}_1(n) \\ \hat{H}_2(n) \\ \vdots \\ \hat{H}_L(n) \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{h}} \begin{bmatrix} n \\ N_K \end{bmatrix}$$

【0 0 5 6】

30

であり、ここで

【0 0 5 7】

【数 1 5】

$$[x]$$

【0 0 5 8】

は x の天井であり、ハット  $H_1(n)$  は受信機アンテナ 1 上のサブキャリア n におけるチャネルの推定値である。

【0 0 5 9】

上述した実施形態は、所与の OFDM シンボル内の  $N_U$  個全てのサブキャリアがデータ送信に利用されると仮定する。より少ない数のサブキャリアグループ、すなわち K 個未満のグループのみが用いられる、すなわちグループ数  $< K$  の場合であっても、上述したように、これらの用いられるサブキャリアグループのそれぞれにおけるチャネルを推定し（ハット  $\hat{\mathbf{h}}_k$ ）、線形補間アルゴリズム、スプライン補間アルゴリズム、および窓処理に基づく補間アルゴリズム等の周波数領域補間処理を実行し、残りのサブキャリアグループのチャネルを推定することができる。

40

【0 0 6 0】

$N_K$  個のサブキャリアの k 番目のグループについて、受信機アンテナ（チャネル）当たりの平均雑音電力の推定値は、以下のように計算される。

【0 0 6 1】

50

【数 16】

$$\begin{aligned}\hat{\sigma}_k^2 &= \frac{1}{LN_K} \sum_{n=1}^{N_K} \left\| \mathbf{Y}_k(n) - \hat{\mathbf{h}}_k \hat{X}_k(n) \right\|^2 \\ &= \frac{1}{LN_K} \sum_{n=1}^{N_K} \left\| \mathbf{Y}_k(n) - \frac{\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{Y}_k(n)}{\hat{\mathbf{h}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_k} \hat{\mathbf{h}}_k \right\|^2\end{aligned}\quad 10$$

【0062】

上記の推定雑音電力およびk番目のサブグループにおけるチャンネルの推定値、ハット $\mathbf{h}_k$ を用いると、 $N_K$ 個のサブキャリアのk番目のグループの有効な信号対雑音比(SNR)は以下のように計算される。

【0063】

【数 17】

$$\gamma_k = \frac{\hat{\mathbf{h}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_k}{\hat{\sigma}_k^2} = \sum_{l=1}^L \frac{|\hat{H}_{k,l}|^2}{\hat{\sigma}_k^2}\quad 20$$

【0064】

ここで、推定SNR値、 $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K$ を利用して変調次数およびチャンネル符号化率の適切な選択を求めることができる。IEEE 802.16m-08/004r2標準規格についてSrinivasan他のEvaluation Methodology Document (EMD), July 3, 2008に指定されているような、ビット当たりの平均相互情報量(MMIB)、受信ビット情報レート(RBIR)、または指数関数的に有効なSNRマッピング(EESM)ルール等の既知のチャンネル抽象化技法を用いる場合、K個のグループにわたるチャンネル品質の測定が必要となる。

30

【0065】

$\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K$ を用いると、EESMルールを用いたK個のグループにわたる有効なSNRは、

【0066】

【数 18】

$$\begin{aligned}
 \gamma_{Effective} &= -c \log \left( \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{-\frac{\gamma_k}{c}} \right) \\
 &= -c \log \left( \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{-\frac{\hat{\mathbf{h}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_k}{c \hat{\sigma}_k^2}} \right) \\
 &= -c \log \left( \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K e^{-\sum_{l=1}^L \frac{|\hat{H}_{k,l}|^2}{c \hat{\sigma}_k^2}} \right)
 \end{aligned}$$

【0067】

であり、ここで  $c$  は用いられる変調および符号化に依拠する定数である。実際に、 $c$  の値はチャンネルレベルシミュレーション技法を用いてアプリアリに取得される。 $c$  がアプリアリに知られていないとき、または  $c$  が非常に大きな負の値をとるとき、以下のメトリックを用いて、 $K$  個のグループにわたって有効な SNR を表すことができる。

【0068】

【数 19】

$$\begin{aligned}
 \gamma_{Effective} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \gamma_k = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \frac{\hat{\mathbf{h}}_k^H \hat{\mathbf{h}}_k}{\hat{\sigma}_k^2} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \frac{|\hat{H}_{k,l}|^2}{\hat{\sigma}_k^2} \\
 &= \gamma_{Avg}
 \end{aligned}$$

【0069】

これは  $K$  個のグループにわたって平均化された SNR である。

【0070】

$E_{Effective}$  を、たとえばルックアップテーブルを用いて加法性白色ガウス雑音 (AWGN) チャンネルに対応する推定ブロックエラーレート (またはフレームエラーレート) 性能曲線と併せて用いることによって、変調次数およびチャンネル符号化率の適切な選択を確定することが可能になる。

【0071】

MIMO-OFDM ネットワークのための暗黙的チャンネルサウンディング

図 3 に示すように、次に複数の送信機アンテナを有する MIMO-OFDM ネットワークを説明する。ここで、送信機アンテナの数は  $M_T$  であり、受信機におけるアンテナの数は  $M_R$  である。

【0072】

単一の送信機アンテナの場合と同様に、まず、利用可能な数  $N_U$  個のサブキャリアを  $K$

個の連続したグループに分割する。ここで各グループは  $N_K = N_U / K$  個のサブキャリアで構成される。ここでも  $K$  は、 $N_K$  が整数となるように選択されることに留意するべきである。次に、所与のグループ内の  $N_K$  個のサブキャリアが、各サブグループが  $N_{K,T} = N_K / M_T$  個のサブキャリアを含むように  $M_T$  個のサブグループに分割される。所与の  $M_T$  について、 $N_K$  は、 $N_K$  が  $M_T$  で割り切れてそれにより  $N_{K,T}$  が整数となるように選択されなくてはならないことに留意されたい。例として、 $M_T = 2$  個の送信機アンテナ、 $K = 84$ 、および  $N_K = 8$  の場合、 $N_{K,T} = 8 / 2 = 4$  が得られる。

【0073】

$D_{k,1}(1), D_{k,1}(2), \dots, D_{k,1}(N_{K,T}-1)$  によって、 $l$  番目の送信機アンテナにおける  $k$  番目のグループについて割り当てられた  $N_{K,T}-1$  個の変調シンボルを表す。複数の送信機アンテナを用いたICSマッピングルールは、

$D_{k,1}(1), D_{k,1}(2), \dots, D_{k,1}(N_{K,T}-1)$  を入力として取り、 $X_{k,1}(1), X_{k,1}(2), \dots, X_{k,1}(N_{K,T})$  を生成する。ここで、 $X_{k,1}(n)$  は  $l$  番目の送信機アンテナにおける  $k$  番目のグループに割り当てられたサブキャリア  $n$  上で送信される変調シンボルである。

【0074】

$l$  番目の送信機アンテナに対応する  $k$  番目のグループ内の  $N_{K,T}$  個のシンボル  $X_{k,1}(1), X_{k,1}(2), \dots, X_{k,1}(N_{K,T})$  のそれぞれが平均シンボルエネルギー  $E_{S,1}(k)$  で送信される。次に、 $k = 1 \sim N_K$  および  $l = 1 \sim M_T$  について以下のパラメータを規定する。

【0075】

【数20】

$$\alpha_{1,l}(k) = \sqrt{E_{S,l}(k)}$$

$$\alpha_{2,l}(k) = \sqrt{(N_{K,T}-1)E_{S,l}(k)}$$

$$\beta_l(k) = \sqrt{\frac{E_{S,l}(k)}{N_{K,T}-1}}$$

【0076】

上記の値  $\alpha_{1,l}(k)$ 、 $\alpha_{2,l}(k)$ 、および  $\beta_l(k)$  を用いて、 $l$  番目の送信機アンテナを用いる  $k$  番目のグループのためのICSマッピングルールが以下のステップにおいて説明される。

ステップ1:  $N_{K,T}-1$  個の変調シンボル  $D_{k,1}(1), D_{k,1}(2), \dots, D_{k,1}(N_{K,T}-1)$  を入力する；

正の定数  $\alpha_{1,l}(k)$ 、 $\alpha_{2,l}(k)$ 、および  $\beta_l(k)$  を入力する。

ステップ2: ICSデータマッピングを実行する。

【0077】

【数21】

$$m_l(k) = \frac{1}{N_{K,T}-1} \sum_{n=1}^{N_{K,T}-1} D_{k,l}(n)$$

$$X_{k,l}(n) = \alpha_{1,l}(k)(D_{k,l}(n) - m_l(k)) + \beta_l(k) \quad n = 1, \dots, N_{K,T}-1$$

$$X_{k,l}(N_{K,T}) = \alpha_{2,l}(k)m_l(k)$$

10

20

30

40

50

## 【 0 0 7 8 】

1 番目の送信機アンテナにおいて送信されることになる  $N_{K, T} - 1$  個の変調シンボルの  $k$  番目のグループのための ICS マッピングユニットの出力は、

$$X_{k, 1}(1), X_{k, 1}(2), \dots, X_{k, 1}(N_{K, T})$$

である。

## 【 0 0 7 9 】

上記の ICS マッピングルールは、以下の入力および出力変調シンボルを用いて  $K$  個すべてのグループについて  $M_T$  個全ての送信機アンテナに対し繰り返される。

$k = 1 \sim K$  および  $l = 1 \sim M_T$  について、

コンスタレーションシンボル：

$$D_{k, l}(1), D_{k, l}(2), \dots, D_{k, l}(N_{K, T} - 1)$$

を入力し、

正の定数  $\alpha_{1, l}(k)$ 、 $\alpha_{2, l}(k)$ 、および  $\beta_{1, l}(k)$  を入力し、

ICS データマッピングルールのステップ 1 およびステップ 2 を実行し、

変調シンボル： $X_{k, l}(1), X_{k, l}(2), \dots, X_{k, l}(N_{K, T})$  を出力する。

## 【 0 0 8 0 】

ステップ 1 およびステップ 2 における ICS マッピングルールが  $\alpha_{1, l}(k)$ 、 $\alpha_{2, l}(k)$ 、および  $\beta_{1, l}(k)$  のいかなる選択についても有効であり、ステップ 1 およびステップ 2 に先立って与えられた  $\alpha_{1, l}(k)$ 、 $\alpha_{2, l}(k)$ 、および  $\beta_{1, l}(k)$  の例示的な選択に限定されないことに留意することが重要である。

## 【 0 0 8 1 】

$M_T = 1$  のとき、このマッピングルールは以前のマッピングルールに帰着することに留意することも有益である。

## 【 0 0 8 2 】

$M_T$  個の送信機アンテナを用いて OFDM シンボル内に挿入される変調シンボルの総数は  $K M_T (N_{K, T} - 1) = N_U - K M_T$  であり、サブキャリア数は  $N_U$  である。すなわち、 $M_T$  個の送信機アンテナのための ICS マッピングの効率は、用いられるサブキャリア当たり、 $(N_U - K M_T) / (N_U) = 1 - (K M_T) / (N_U)$  であり、左のサブキャリア、右のサブキャリア、および DC サブキャリアの数を考慮に入れると、全体効率は

## 【 0 0 8 3 】

## 【数 2 2】

$$\frac{N_U - K M_T}{N_{FFT}} = \left(1 - \frac{K M_T}{N_U}\right) \frac{N_U}{N_{FFT}} = \left(1 - \frac{K M_T}{N_U}\right) \left(1 - \frac{N_L + N_R + 1}{N_{FFT}}\right)$$

## 【 0 0 8 4 】

である。

## 【 0 0 8 5 】

一例として、10 MHz チャンネル帯域幅にわたって動作する IEEE 802.16e ネットワークの場合、 $N_{FFT} = 1024$ 、 $N_L = 92$  サブキャリア、 $N_R = 91$  サブキャリアであり、用いられるサブキャリア数は  $N_U = 1024 - 92 - 91 - 1 = 840$  である。

## 【 0 0 8 6 】

$K = 84$ 、 $M_T = 2$ 、および  $N_K = 840 / 84 = 8$  の場合、用いられるサブキャリア当たりの効率は  $1 - (84 \times 2) / 840 = 9 / 10 = 80$  パーセントであるのに対し、OFDM シンボル当たりの全体効率は  $(8 / 10) \times (840 / 1024) = 65.61$  パーセントである。

## 【 0 0 8 7 】

図 4 は、受信機における各グループの処理を示しており、図 5 は有効な SINR を計算

10

20

30

40

50

するためのプロセスを示しており、図6は複数のアンテナのための各グループの処理を示しており、図7は複数のアンテナを用いて有効なS I N Rを計算するためのプロセスを示しており、これらは全て本明細書において詳細に説明される。

【0088】

k番目のグループについて、所与のOFDMシンボル内の送信機アンテナmに対応する $N_{k,T}$ 個のサブキャリアのそれぞれにおける受信信号は、

【0089】

【数23】

$$\begin{bmatrix} Y_{k,1}^m(n) \\ Y_{k,2}^m(n) \\ \vdots \\ Y_{k,L}^m(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{k,1}^m \\ H_{k,2}^m \\ \vdots \\ H_{k,L}^m \end{bmatrix} X_{k,m}(n) + \begin{bmatrix} Z_{k,1}^m(n) \\ Z_{k,2}^m(n) \\ \vdots \\ Z_{k,L}^m(n) \end{bmatrix}, \quad n=1, \dots, N_{k,T}, \quad k=1, \dots, K, \quad m=1, \dots, M_T \quad 10$$

【0090】

によって与えられ、ここで、 $Y_{k,l}^m(n)$ は、 $X_{k,m}(n)$ が送信機アンテナmから送信されるときに受信機アンテナlにおけるグループkのサブキャリアnでの受信信号であり、 $H_{k,j}^m$ は受信機アンテナlと送信機アンテナmとの間のグループkのチャネル応答であり、 $Z_{k,l}^m(n)$ は、送信機アンテナmに起因する受信機アンテナlにおけるグループkのサブキャリアnでの干渉雑音成分である。要素 $Y_{k,l}^m(n)$ 、 $l=1, \dots, L$ を1つのベクトル

【0091】

【数24】

$$\mathbf{Y}_k^m(n) = \begin{bmatrix} Y_{k,1}^m(n) & \dots & Y_{k,L}^m(n) \end{bmatrix}^T$$

【0092】

にスタックし、

【0093】

【数25】

$$\mathbf{h}_k^m = \begin{bmatrix} H_{k,1}^m & \dots & H_{k,L}^m \end{bmatrix}^T$$

【0094】

についても同様にすると、

【0095】

【数26】

$$\mathbf{Y}_k^m(n) = \mathbf{h}_k^m X_{k,m}(n) + \mathbf{Z}_k^m(n) \quad 40$$

【0096】

と書くことができ、ここで

【0097】

【数27】

$$\mathbf{Z}_k^m(n) = \begin{bmatrix} Z_{k,1}^m(n) & \dots & Z_{k,L}^m(n) \end{bmatrix}^T$$

【0098】

は、送信アンテナmが用いられるときのグループkのサブキャリアnでのベクトル値雑音

干渉である。

【 0 0 9 9 】

次に、以下のように、 $k = 1 \sim K$ 、および  $m = 1 \sim M_T$  について、送信機アンテナごとおよびグループごとにベクトル値チャネル  $\mathbf{h}_k^m$  を推定する。

【 0 1 0 0 】

送信機アンテナ  $m$  からの周波数領域チャネルを推定する。

【 0 1 0 1 】

【 数 2 8 】

$$\hat{\mathbf{h}}_k^m = \frac{\sum_{n=1}^{N_{K,T}-1} \mathbf{Y}_k^m(n)}{\beta_m(k)(N_{K,T}-1)} = \mathbf{h}_k^m + \frac{\sum_{n=1}^{N_{K,T}-1} \mathbf{Z}_k^m(n)}{\beta_m(k)(N_{K,T}-1)} \quad 10$$

【 0 1 0 2 】

$k$  番目のグループ内の送信機アンテナ  $m$  によって送信される  $N_{K,T} - 1$  個のシンボルを復調する。

【 0 1 0 3 】

【 数 2 9 】

$$\hat{D}_{k,m}(n) = \frac{1}{\alpha_{1,m}(k)} \left( \frac{(\hat{\mathbf{h}}_k^m)^H \mathbf{Y}_k^m(n)}{(\hat{\mathbf{h}}_k^m)^H \hat{\mathbf{h}}_k^m} - \beta_m(k) \right) + \frac{1}{\alpha_{2,m}(k)} \frac{(\hat{\mathbf{h}}_k^m)^H \mathbf{Y}_k^m(N_{K,T})}{(\hat{\mathbf{h}}_k^m)^H \hat{\mathbf{h}}_k^m} \quad 20$$

【 0 1 0 4 】

ここで、 $n = 1, \dots, N_{K,T} - 1$  である。

30

【 0 1 0 5 】

$M_T$  個の送信機アンテナのそれぞれから  $K$  個のグループのそれぞれについてチャネルが取得された後、 $N_U$  個の用いられるサブキャリア内の全体周波数領域チャネルは、 $n = 1 \sim N_U$  について

【 0 1 0 6 】

【 数 3 0 】

$$\begin{bmatrix} \hat{H}_1^m(n) \\ \hat{H}_2^m(n) \\ \vdots \\ \hat{H}_L^m(n) \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{h}}_k^m \begin{bmatrix} n \\ N_K \end{bmatrix} \quad 40$$

【 0 1 0 7 】

であり、ここで

【 0 1 0 8 】

【 数 3 1 】

$$[x]$$

50



【0109】

は $x$ の天井であり、ハット $H_{k,1}^m(n)$ は受信機アンテナ1と送信機アンテナ $m$ との間のサブキャリア $n$ におけるチャネルの推定値である。

【0110】

$N_k$ 個のサブキャリアの $k$ 番目のグループについて、送信機アンテナ $m$ からの送信に起因する $L$ 個の受信機アンテナのそれぞれにおける雑音分散の推定値は

【0111】

【数32】

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_{k,m}^2 &= \frac{1}{LN_{K,T}} \sum_{n=1}^{N_{K,T}} \left\| \mathbf{Y}_k^m(n) - \hat{\mathbf{h}}_k^m \hat{X}_{k,m}(n) \right\|^2 \\ &= \frac{1}{LN_{K,T}} \sum_{n=1}^{N_{K,T}} \left\| \mathbf{Y}_k^m(n) - \frac{(\hat{\mathbf{h}}_k^m)^H \mathbf{Y}_k^m(n)}{(\hat{\mathbf{h}}_k^m)^H \hat{\mathbf{h}}_k^m} \hat{\mathbf{h}}_k^m \right\|^2 \end{aligned} \quad \begin{array}{l} 10 \\ 20 \end{array}$$

【0112】

である。

【0113】

上記の推定雑音電力、および送信機アンテナ $m$ に対応する $k$ 番目のサブグループにおけるチャネルの推定値ハット $\hat{\mathbf{h}}_k^m$ を用いると、送信機アンテナ $m$ が用いられるときの $N_k$ 個のサブキャリアの $k$ 番目のグループの有効な信号対干渉雑音比(SINR)は、

【0114】

【数33】

$$\gamma_k^m = a_k^m \left( b_k^m \gamma_{k,MRC}^m + (1 - b_k^m) \gamma_{k,MMSE}^m \left( \hat{\sigma}_{k,m}^2 \right) \right) \quad 30$$

【0115】

であり、ここで、 $\gamma_{k,MRC}^m$ は、最大比合成(MRC)受信機が用いられるときの結果としてのSNRであり、 $\gamma_{k,MMSE}^m(\cdot)$ は、線形最小平均2乗誤差(MMSE)受信機がパラメータ $\cdot$ とともに用いられるときの結果としてのSINRである。上記の式において、 $a_k^m$ はバイアス項としての役割を果たす正の定数であり、 $0 \leq b_k^m \leq 1$ である。

【0116】

$a_k^m$ および $b_k^m$ の適切な値を取得する1つの手法は、チャネルレベルシミュレーションを用いることである。上記の式のSNR項 $\gamma_{k,MRC}^m$ およびSINR項 $\gamma_{k,MMSE}^m(\cdot)$ は、

【0117】

【数34】

$$\gamma_{k,MRC}^m = \frac{(\hat{\mathbf{h}}_k^m)^H \hat{\mathbf{h}}_k^m}{\hat{\sigma}_{k,m}^2} = \sum_{l=1}^L \frac{|\hat{H}_{k,l}^m|^2}{\hat{\sigma}_{k,m}^2}$$

【0118】

および

【 0 1 1 9 】

【 数 3 5 】

$$\gamma_{k,MMSE}^m(\hat{\sigma}_{k,m}^2) = \frac{1}{\mathbf{G}_k^{(\hat{\sigma}_{k,m}^2)}(m,m)} - 1$$

【 0 1 2 0 】

として取得され、ここで

【 0 1 2 1 】

【 数 3 6 】

$$\mathbf{G}_k^{(\lambda)} = \left[ \lambda \mathbf{I}_{M_T} + \begin{bmatrix} (\hat{\mathbf{h}}_k^1)^H \\ (\hat{\mathbf{h}}_k^2)^H \\ \vdots \\ (\hat{\mathbf{h}}_k^{M_T})^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_k^1 & \hat{\mathbf{h}}_k^2 & \dots & \hat{\mathbf{h}}_k^{M_T} \end{bmatrix} \right]^{-1}$$

【 0 1 2 2 】

はサイズ  $M_T \times M_T$  であり、

【 0 1 2 3 】

【 数 3 7 】

$$\mathbf{I}_{M_T}$$

【 0 1 2 4 】

は  $M_T \times M_T$  の恒等行列であり、 $\mathbf{G}^{(\lambda)}_k(m,m)$  は、 $\mathbf{G}^{(\lambda)}_k$  の第  $m$  行第  $m$  列に対応する要素である。

【 0 1 2 5 】

この発明者らの  $SINR$  推定値  $\gamma_{k,MMSE}^m$  は極めて一般的であり、以下の特殊なケースにながらことに留意することが重要である。

$\mathbf{G}^{(\lambda)}_k$  における  $\lambda = 0$ 、 $a^m_k = 1$ 、および  $b^m_k = 1$  をセットすることによって、MRC 受信機に対応する  $SINR$  が得られる；

$\mathbf{G}^{(\lambda)}_k$  における  $\lambda = 0$ 、 $a^m_k = 1$ 、および  $b^m_k = 0$  をセットすることによって、線形ゼロフォーシング受信機に対応する  $SINR$  が得られる；

$\mathbf{G}^{(\lambda)}_k$  における  $\lambda = \text{ハット } \sigma_{k,m}^2$ 、 $a^m_k = 1$ 、および  $b^m_k = 0$  をセットすることによって、線形MMSE受信機に対応する  $SINR$  が得られる；および

$\mathbf{G}^{(\lambda)}_k$  における  $\lambda = \text{ハット } \sigma_{k,m}^2$  をセットし、 $a^m_k$  および  $b^m_k$  の適切な選択によって、非線形最大尤度 (ML) 受信機を有するMIMOネットワークの  $SINR$  推定値の近似が得られる。このため、 $SINR$  推定値  $\gamma_{k,MMSE}^m$  は線形受信機アルゴリズムおよび非線形受信機アルゴリズムの双方に有効である。

【 0 1 2 6 】

$k = 1, \dots, K$ 、および  $m = 1, \dots, M_T$  について  $\gamma_{k,MMSE}^m$  を用いると、EES Mルールを用いた  $K$  個のグループにわたる有効な  $SINR$  は、

【 0 1 2 7 】

10

20

30

40

【数 3 8】

$$\begin{aligned} \gamma_{Effective} &= -\log \left( \frac{1}{K} \frac{1}{M_T} \sum_{m=1}^{M_T} \sum_{k=1}^K e^{-\frac{\gamma_k^m}{c}} \right) \\ &= -\log \left( \frac{1}{K} \frac{1}{M_T} \sum_{m=1}^{M_T} \sum_{k=1}^K e^{-\frac{a_k^m (b_k^m \gamma_{k,MRC}^m + (1-b_k^m) \gamma_{k,MMSE}^m (\lambda_k^m))}{c}} \right) \end{aligned} \quad 10$$

【0 1 2 8】

によって与えられ、ここで  $c$  は用いられる変調および符号化 5 0 1 に依拠する定数である。実際に、 $c$  の値はチャンネルレベルシミュレーション技法を用いてアприオリに取得される。

【0 1 2 9】

$c$  がアприオリに知られていないとき、または  $c$  が非常に大きな負の値をとるとき、以下のメトリックを用いて、 $K$  個のグループにわたる有効な S N R を表すことは一般的でない。

20

【0 1 3 0】

【数 3 9】

$$\begin{aligned} \gamma_{Effective} &= \frac{1}{K} \frac{1}{M_T} \sum_{m=1}^{M_T} \sum_{k=1}^K \gamma_k^m \\ &= \frac{1}{K} \frac{1}{M_T} \sum_{m=1}^{M_T} \sum_{k=1}^K \left[ a_k^m (b_k^m \gamma_{k,MRC}^m + (1-b_k^m) \gamma_{k,MMSE}^m (\lambda_k^m)) \right] \end{aligned} \quad 30$$

【0 1 3 1】

$\gamma_{Effective}$  を、加法的白色ガウス雑音 (AWGN) チャンネルに対応する (ブロックまたはフレーム) エラーレート性能曲線と併せて用いることによって、変調次数およびチャンネル符号化率の適切な選択を確定することが可能になる。

【0 1 3 2】

マルチユーザ MIMO-OFDM ネットワークのための暗黙的チャンネルサウンディング

上記において、MIMO-OFDM 技法を用いる単一の送信機と単一の受信機との間の ICS について説明した。この手法は、複数ユーザの事例にも拡張することができる。

40

【0 1 3 3】

それぞれ、 $M_T$  個の送信機アンテナを有する  $K_{User}$  個のユーザ (送受信機) がネットワーク内に存在するとき、以下の動作を行って ICS を実行する。

【0 1 3 4】

単一ユーザの事例と同様に、利用可能な数  $N_U$  個のサブキャリアを  $K$  個の連続したグループに分割する。ここで各グループは  $N_K = N_U / K$  個のサブキャリアで構成される。 $K$  は整数となるように選択されることに留意するべきである。

【0 1 3 5】

利用可能な  $K$  個のサブキャリアグループから、ユーザ  $j$  に  $K_j$  個のグループを割り当てる。所与のユーザに割り当てられるサブキャリアグループの総数は負になり得ないので、

50

$K_j = 0$ を得る。また、全てのユーザに割り当てられるサブキャリアグループの総数は利用可能なサブキャリアグループ  $K$  を超え得ない。すなわち、

【 0 1 3 6 】

【 数 4 0 】

$$\sum_{j=1}^{K_{User}} K_j \leq K$$

【 0 1 3 7 】

が得られる。例として、 $K = 84$  を選択する場合、それぞれ 10 個のサブキャリアからなる 1 つのグループを用いて、最大 84 ユーザをサポートすることができる。一方で、それぞれ 6 個のサブキャリアグループ（または、ユーザ当たり、計  $6 \times 10 = 60$  個のサブキャリア）を用いて 14 ユーザをサポートすることもできる。

10

【 0 1 3 8 】

サブキャリアグループが（それぞれのデータレート要件にしたがって）個々のユーザに割り当てられた後、各ユーザは以下を実行する。

【 0 1 3 9 】

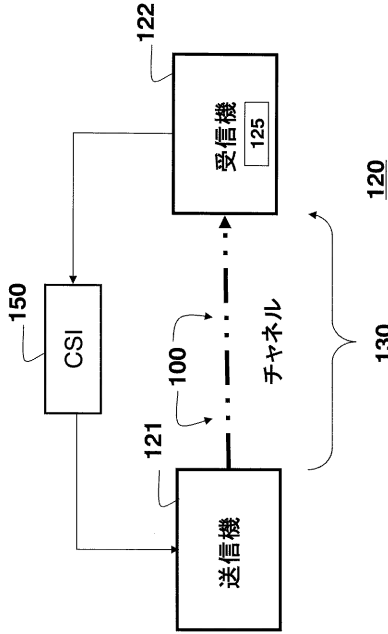
所与のユーザのための所与のグループ内の  $N_K$  個のサブキャリアが、各サブグループが  $N_{K,T} = N_K / M_T$  個のサブキャリアを含むように  $M_T$  個のサブグループに分割される。所与の  $M_T$  について、 $N_K$  は、 $N_K$  が  $M_T$  で割り切れてそれにより  $N_{K,T}$  が整数となるように選択されなくてはならないことに留意されたい。例として、 $M_T = 2$  個の送信アンテナ、 $K = 84$ 、および  $N_K = 8$  の場合、 $N_{K,T} = 8 / 2 = 4$  が得られる。

20

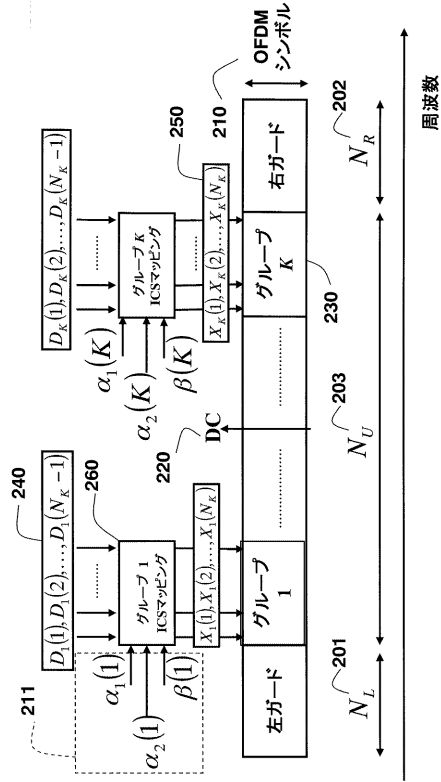
【 0 1 4 0 】

この発明を好ましい実施形態の例として説明してきたが、この発明の趣旨および範囲内で様々な他の適応およ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、この発明の真の趣旨および範囲内に入るすべての変形および変更を包含することである。

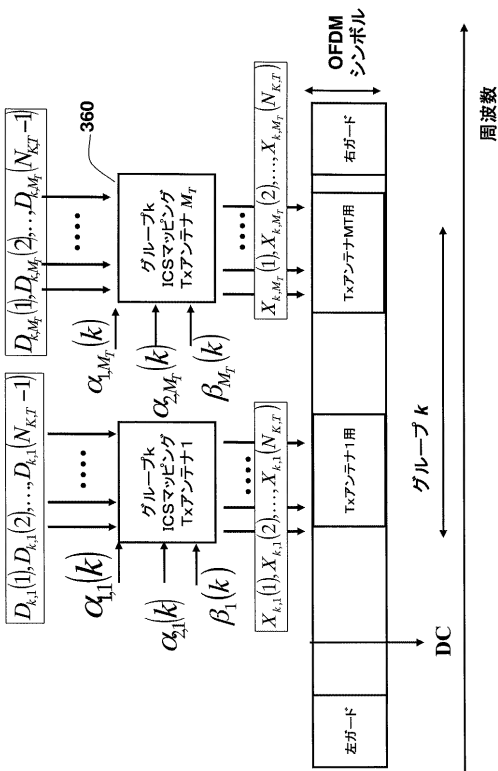
【図 1】



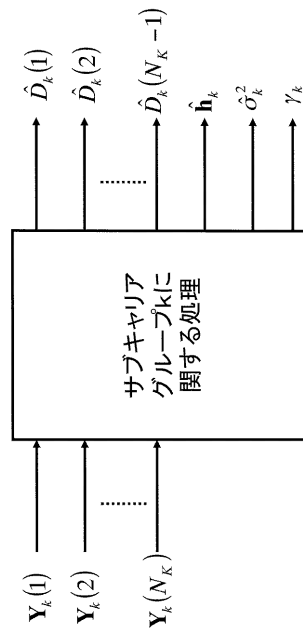
【図 2】



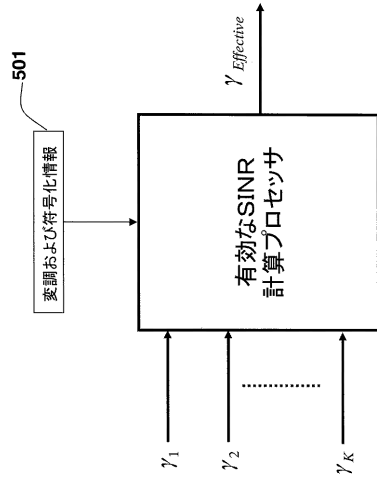
【図 3】



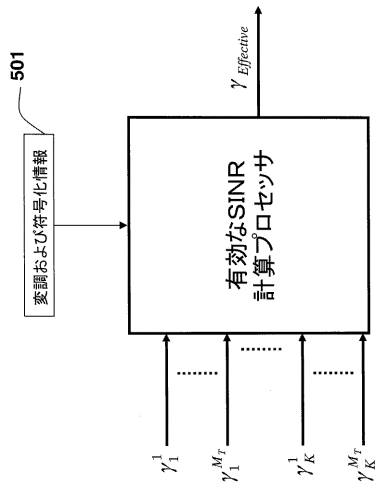
【図 4】



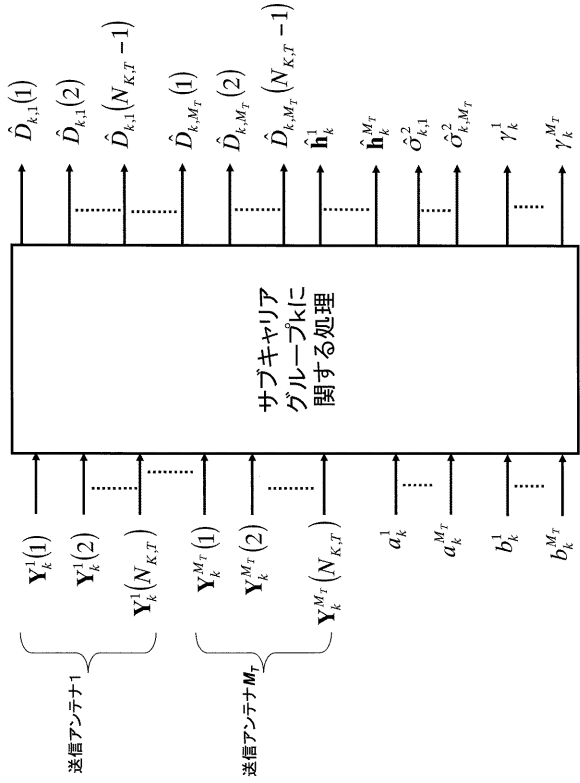
【 図 5 】



【 図 7 】



【 図 6 】



## 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、アパ  
ートメント 810
- (72)発明者 フィリップ・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
- 審査官 大野 友輝

- (56)参考文献 特開2012-016005(JP,A)  
米国特許出願公開第2008/0025443(US,A1)  
米国特許出願公開第2009/0092209(US,A1)  
米国特許第6185258(US,B1)  
Ruifeng Zhang, BLIND CHANNEL ESTIMATION FOR PRECODED OFDM SYSTEM, Acoustics, Speech, a  
nd Signal Processing, 2005. Proceedings. (ICASSP '05). IEEE International Confer, 20  
05年 3月18日, Volume 3  
Chih-Peng Li et al., Semi-Blind Channel Estimation Using Superimposed Training Sequenc  
es with Constant Magnitude in Dual, Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Sp  
ring. IEEE 63rd, 2006年 5月 7日, Volume 4

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H04J 99/00  
H04B 7/04  
H04J 11/00  
IEEE Explore  
Cinii