

(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2013-46131

(P2013-46131A)

(43) 公開日 平成25年3月4日(2013.3.4)

(51) Int.Cl.

HO4J 11/00 (2006.01)

F 1

HO4J 11/00

テーマコード(参考)

Z

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L 外国語出願 (全 25 頁)

(21) 出願番号

特願2011-181272 (P2011-181272)

(22) 出願日

平成23年8月23日 (2011.8.23)

(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, CAMBRIDGE,  
MASSACHUSETTS 02139, U.S.A.

(74) 代理人 100110423

弁理士 曽我道治

(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

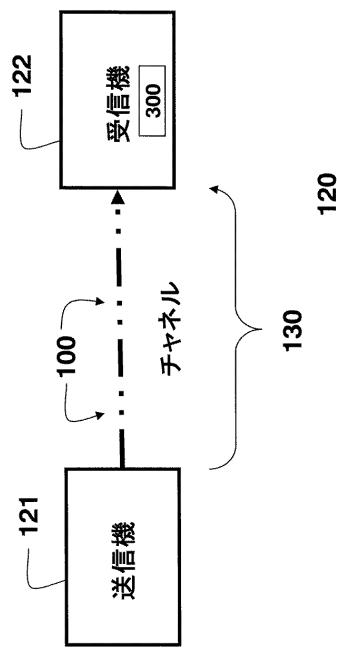
(54) 【発明の名称】時間変化的および周波数選択的なチャネルを推定するための方法

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】時間変化的および周波数選択的なチャネルを推定するための方法を提供する。

【解決手段】直交周波数分割多重化(O F D M)ネットワーク120において時間変化的および周波数選択的なチャンネル130が、1組のO F D Mシンボルの1組のパイロットトーン100に対応する受信信号を受信機122のバッファに最初に格納することによって推定され、パイロットトーンが、あらかじめ決められて、O F D Mシンボルの周波数搬送波およびタイムスロットに挿入される。受信信号の共分散行列が推定される。対角行列が、分散行列、および受信信号中のノイズの分散に基づいて推定される。対角行列は、時間領域における非零(ノンゼロ)経路の遅延を示す。各O F D Mシンボルに対するチャネルインパルス応答(C I R)が、対角行列および受信信号を使用して推定される。そして、チャネル周波数応答(C F R)を得るために、C I Rが周波数領域へ変形される。

【選択図】図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

直交周波数分割多重化（O F D M）ネットワークにおいて時間変化的および周波数選択的なチャネルを推定するための方法であって、

1組のO F D Mシンボルの1組のパイロットトーンに対応する受信信号を、受信機でバッファに格納すること、ここで、前記パイロットトーンはあらかじめ決められて、前記O F D Mシンボルの周波数搬送波およびタイムスロットに挿入され、

前記受信信号の共分散行列を推定すること、

前記共分散行列および前記受信信号におけるノイズのバリアンスに基づいて対角行列を推定すること、ここで、前記対角行列は時間領域における非零経路の遅延を示し、10

前記対角行列および受信信号を使用して各O F D Mシンボルに対するチャネルインパルス応答（C I R）を推定すること、

前記チャネル周波数応答（C F R）を得るために、前記C I Rを前記周波数領域へ変形すること、

を備える、方法。

**【請求項 2】**

前記パイロットトーンの組は、送信機で、一様に且つランダムに伝送信号に挿入される、請求項1の方法。10

**【請求項 3】**

単一のO F D Mシンボルの前記パイロットトーンの組の中の前記パイロット副搬送波の数は、前記チャネルにおける遅延経路の数に依存し、ここで、前記遅延経路は非零であり重要である、請求項1の方法。20

**【請求項 4】**

前記数は、前記チャネルにおけるドップラースプレッドに依存する、請求項3の方法。

**【請求項 5】**

前記数は、前記受信機のモビリティに依存する、請求項3の方法。

**【請求項 6】**

前記数は、前記受信機が動作する環境に依存する、請求項3の方法。

**【請求項 7】**

前記C I Rは、圧縮検出プロセスを使用して推定される、請求項1の方法。30

**【請求項 8】**

前記C I Rを推定することは、前記O F D Mシンボルの組に亘って共同で行われる、請求項1の方法。

**【請求項 9】**

瞬時チャネル利得が時間変化的である場合でも、前記チャネルの電力遅延プロファイルは固定される、請求項1の方法。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0 0 0 1】**

この発明は、一般的に通信網に関し、特に、チャネルインパルス応答（C I R）推定である、直交周波数分割多重化（O F D M）および推定チャネル状態情報（C S I）に関するものである。40

**【背景技術】****【0 0 0 2】**

通信網では、同期検波のために、瞬時チャネル状態情報（C S I）が受信機で必要になる。実際には、これを達成するために、送信機は、受信機側であらかじめ決められて知られているパイロットトーンを含むパイロット信号を送信する。その後、受信機は、受信信号に基づいてC S Iを評価する。

**【0 0 0 3】**

O F D Mでは、パイロットトーンが副搬送波上に挿入されたC S Iを推定するために、50

パイロットシンボルに支援された変調（P S A M）を使用することができる。副搬送波の一部または全体をパイロットトーンに割り当てるができる。パイロットトーンが多くなるほど、C S Iの精度が改善される。しかしながら、パイロットトーンは帯域幅を消費し、有効データレートを減少させる。

#### 【0004】

多重通路伝送（マルチパス）により、ワイヤレスチャネルには、周波数ドメイン（領域）においてランダムな変動があり、それによりチャネル周波数を選択的にさせている。また、モビリティ（変動性）はドップラー効果に帰着する場合があるので、チャネルは時間変動的になる。多重通路伝送および時間変動の組合せで、ワイヤレスチャネルは時間ドメイン（領域）および周波数領域の両方における変動で2重に選択的になる。

10

#### 【0005】

2重に選択的なチャネルを推定する1つの方法は、時間領域および周波数領域にパイロットトーンを挿入することである。そして、2次元フィルタを、時間および周波数においてパイロットトーンを処理するC S I推定器として、構成することができる。しかしながら、これは高い計算の複雑さおよび追加的処理遅延を必要とする。

#### 【0006】

挿入されるパイロットトーンの数は、時間領域および周波数領域において、チャネル選択性に関連づけることができる。チャネルが周波数領域において高い選択性を有している場合、より多くのパイロットトーンを周波数領域において割り当てるができる。同様に、時間変動的チャネルに対して、より多くのパイロットトーンを時間領域において割り当てるができる。

20

#### 【0007】

実際には、特定のO F D Mシンボルのすべての副搬送波がパイロットトーンに割り振られる、ブロック型のパイロットトーン割当が、低速フェージング且つ周波数選択的チャネルに対して役立つ。対照的に、特定の副搬送波（周波数）がパイロットトーンに割り当たられる、櫛型のパイロット割当が、高速フェージングチャネルに対して適切である。

20

#### 【0008】

チャネル推定は、時間領域と共に周波数領域においても、行うことができる。周波数領域では、チャネル周波数応答（C F R）が推定される。時間領域では、チャネルインパルス応答（C I R）が推定され、そこでは、チャネル周波数応答がC I Rの離散的フーリエ変換によって見つけ出される。

30

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0009】

この発明は、パイロットトーンを使用して、無線通信ネットワークにおいてチャネルを推定する方法を提供する。送信機は、周波数搬送波およびタイムスロットに周期的に挿入されるパイロットトーンを送信する。

#### 【0010】

送信機での、周波数領域および時間領域においてパイロットトーンの数およびそれらの割振を決定する方法が、記述される。また、受信機でのチャネル推定プロセス（処理）が記述される。

40

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0011】

具体的には、直交周波数分割多重化（O F D M）ネットワークにおいて時間変動的および周波数選択的なチャネルが、1組のO F D Mシンボルの1組のパイロットトーンに対応する受信信号を受信機のバッファに最初に格納（記憶）することによって推定され、パイロットトーンが、あらかじめ決められて、O F D Mシンボルの周波数搬送波およびタイムスロットに挿入される。受信信号の共分散行列が推定される。対角行列が、分散行列、および受信信号中のノイズ（雑音）のバリアンス（分散）に基づいて推定される。対角行列は、時間領域における非零（ノンゼロ）経路の遅延を示す。各O F D Mシンボルに対する

50

チャネルインパルス応答（CIR）が、対角行列および受信信号を使用して推定される。そして、チャネル周波数応答（CFR）を得るために、CIRが周波数領域へ変形される。

#### 【発明の効果】

##### 【0012】

従来のチャネル推定と比較して、この発明は次の利点を有する。

a . この発明は、シンボル間の、遅延経路のそれらの構造における相関の活用により、2重に選択的なチャネルにおけるパイロット副搬送波の必要数を低減することができる。

b . この発明は、周波数領域における周波数選択性に依存しない。したがって、非常に周波数選択的なチャネルにおいても、より少数のパイロットトーンしか必要としない。

c . この発明は、チャネル共分散行列のようなチャネルスタティックについての先駆的な知識を必要としない。

d . この発明は、多数のシンボルに対して非零経路遅延を検知することにより、計算の複雑さを低減することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【0013】

【図1】この発明の実施の形態1によるワイヤレスネットワークの概略図である。

【図2】この発明の実施の形態1による直交周波数分割多重化（OFDM）シンボルのブロック図である。

【図3】この発明の実施の形態1によるチャネルを推定する方法のフローチャートである。

#### 【発明を実施するための形態】

##### 【0014】

実施の形態1.

図1に示されるように、我々の発明の実施の形態は、パイロットトーン100を使用して、直交周波数分割多重化（OFDM）無線通信ネットワーク120の受信機122において、チャネル130を推定するための方法300を提供する。送信機121は、パイロットトーンを周期的に送信する。

##### 【0015】

ランダムなパイロットトーン割当

図2に示されるように、1組のパイロットトーン100が、直交周波数分割多重化（OFDM）シンボル200の周波数搬送波101およびタイムスロット102に挿入される。例示シンボルは、各OFDMシンボルにおいて1組の、10個のタイムスロットおよび8個の周波数を使用する。

##### 【0016】

単一のOFDMシンボルの1組のパイロットトーンの中のパイロット副搬送波の数は、チャネル120における非零（重要な）遅延経路の数に依存することができる。その周波数の数に基づいて、送信機は、1組のパイロットトーンを、一様に且つランダムに、割当周波数に割り振る。パイロットトーンの数およびそれらの周波数は、受信機であらかじめ決められて知られている。

##### 【0017】

時間領域内のパイロットトーンの発生回数は、ドップラースプレッド（拡散）、受信機のモビリティ（移動性）、または受信機が動作する環境、に依存することができる。例えば、屋内環境では、パイロットトーンは、アウトドア（屋外）やモバイル（移動）環境においてよりも頻繁には送信することができない。

##### 【0018】

受信機でのチャネル推定

送信機と受信機との間の各チャネル130は、インパルス応答として、次式のようにモデル化される。

##### 【0019】

10

20

30

40

50

【数1】

$$h(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l T_s),$$

【0020】

ここで、 $\alpha_l$  は複素利得であり、 $\tau_l$  は 1 番目の経路に対応する遅延であり、また  $T_s$  サンプリング間隔である。また、非零（重要な）遅延経路がある。

【0021】

$\underline{h}$  をチャネルインパルス応答 (CIR) のベクトルとして表わせば、チャネル周波数応答 (CFR) は、10

【数2】

$$\underline{H} = F \underline{h}$$

として表わすことができる。ここで、 $F$  は離散的フーリエ変換 (DFT) 行列であり、

【数3】

$$\underline{H}$$

は CFR のベクトルである。

【0022】

所定数のパイロットトーンが送信されると、受信信号は、20

【数4】

$$H[n,k]X[n,k] + W[n,k]$$

として表わすことができる。ここで、

【数5】

$$H[n,k], X[n,k] \text{ および } W[n,k]$$

は、それぞれ、CFR、伝送されたパイロット信号、および  $k$  番目のOFDMシンボルでの  $n$  番目の副搬送波に対する付加的なガウスノイズ、である。30

【0023】

上記の CFR を使用して、受信信号は、

【数6】

$$Y[k] = F_p \underline{h}[k] + \underline{W}[k]$$

である。ここで、 $F_p$  はパイロット搬送波に対する行を含む DFT 行列の小行列であり、また、

【数7】

$$\underline{W}[k]$$

は独立し且つ一様分布したガウスノイズのベクトルであり、また、40

【数8】

$$\underline{h}[k]$$

は  $k$  番目のOFDMシンボルの CIR である。

【0024】

パイロットトーンの数が不十分な場合には、基底追跡 (basis pursuit) (BP)、マッチング追跡 (matching pursuit) (MP)、または直交マッチング追跡 (orthogonal matching pursuit) (OMP) 等の圧縮検知プロセス (compressed sensing process) を50

使用して、

【数9】

$$\underline{h}[k]$$

を推定することができる。圧縮検知は、当該技術において知られているように、予備的知識、例えば信号の構造や冗長性、を利用するスパース（疎な）すなわち圧縮可能な信号を取得し再構成する。

【0025】

【数10】

$$\underline{h}[k]$$

10

の推定は、多数のO F D Mシンボルに亘って共同で行われる。ここで、瞬時チャネル利得が時間変化的である場合でも、チャネルのパワー（電力）遅延プロファイル（P D P）が固定されていると仮定する。すなわち、

【数11】

$$\underline{h}[k]$$

は次式のような2つの成分に分離される。

【0026】

【数12】

$$\underline{h}[k] = \underline{Q} \underline{r}[k]$$

20

【0027】

ここで、対角行列  $\underline{Q}$  は、各経路が零係数を有しているか、または非零係数を有しているかを表し、また、

【数13】

$$\underline{r}[k]$$

は  $k$  番目のO F D Mシンボルでの実際の係数利得のベクトルである。上記の仮定で、行列  $\underline{Q}$  および

30

【数14】

$$\underline{r}[k]$$

の統計量は、多数のO F D Mシンボルに対して固定されている。

【0028】

$k$  番目のO F D Mシンボルでは、受信信号ベクトルは次式のように表わされる。

【0029】

【数15】

$$\underline{Y}[k] = \underline{F}_p \underline{Q} \underline{r}[k] + \underline{W}[k]$$

40

【0030】

受信信号の共分散行列は、次式のように決定される。

【0031】

【数16】

$$\begin{aligned} E[\underline{Y}[k]\underline{Y}[k]^H] &= E[(F_p Q \underline{r}[k] + \underline{W}[k])(F_p Q \underline{r}[k] + \underline{W}[k])^H] \\ &= F_p Q E[\underline{r}[k]\underline{r}^H[k]] Q F_p^H + E[\underline{W}[k]\underline{W}^H[k]], \\ &= F_p Q E[\underline{r}[k]\underline{r}^H[k]] Q F_p^H + \sigma_w^2 I \end{aligned}$$

【0032】

10

ここで、

【数17】

$$\sigma_w^2$$

は受信信号に対するノイズ（雑音）のバリアンス（分散）である。

【0033】

而して、次式のようになる。

【0034】

【数18】

$$E[\underline{Y}[k]\underline{Y}[k]^H] - \sigma_w^2 I = F_p Q E[\underline{r}[k]\underline{r}^H[k]] Q F_p^H$$

20

【0035】

実際には、

【数19】

$$E[\underline{Y}\underline{Y}^H]$$

は多数のOFDMシンボルから次式のように決定することができる。

【0036】

30

【数20】

$$\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \underline{Y}[k]\underline{Y}^H[k]$$

【0037】

【数21】

$$E[\underline{r}[k]\underline{r}^H[k]]$$

40

は、受信機で利用できないPDPを表わす。その場合、PDPは、一定または指数関数的に減衰する関数であると仮定することができる。

【0038】

上記に定義したように、行列Qの中の対角線成分は、遅延経路が零係数を有するか、または非零係数を有するかを表す。したがって、非零（重要な）遅延経路の検出は、行列Qの非零対角線成分の検出に相当する。

【0039】

様々な圧縮検知プロセス、BPSK、MPMまたはOMPを、行列Qの対角線成分を検出するために使用することができる。

【0040】

50

非零遅延経路の検出の後、 $k$  番目の O F D M シンボルでの遅延経路に対応する係数は、次の式から推定することができる。

【0 0 4 1】

【数 2 2】

$$\underline{Y}[k] = \hat{F}_p \hat{h}[k] + \underline{W}[k],$$

【0 0 4 2】

ここで、

【数 2 3】

$$\hat{F}_p$$

10

は D F T 行列の小行列であり、それは単に非零遅延経路に対応する列のみを有しており、また、

【数 2 4】

$$\hat{h}[k]$$

は単に非零遅延経路のみを有する。推定される

【数 2 5】

$$CIR \hat{h}[k]$$

20

は、最小自乗 ( L S ) 推定を使用して見つけることができる。

【0 0 4 3】

図 3 は、我々の発明の実施の形態による、チャネルを推定するための方法 3 0 0 を示す。

【0 0 4 4】

$N_p$  パイロットトーンの組に対応する受信信号は、バッファ 3 1 0 に格納 3 1 1 されている。

【0 0 4 5】

1 組の  $K$  個の O F D M シンボル ( ここで、 $K$  はチャネル環境に基づいてあらかじめ決められる ) を受信した後に、受信信号の共分散行列が決定 3 1 2 される。O F D M シンボルの、周波数搬送波、タイムスロットおよび数は、受信機であらかじめ決められ、知られている。

【0 0 4 6】

対角行列  $Q$  は、共分散行列およびノイズのバリアンス ( 分散 ) に基づいて推定 3 1 3 される。行列  $Q$  は、時間領域における非零 ( 重要な ) 経路の遅延を示す。行列  $Q$  は、B P 、M P または O M P のような圧縮検出プロセスを使用して推定される。

【0 0 4 7】

$k$  番目の O F D M シンボルに対する C I R は、行列  $Q$  および受信信号  $Y[k]$  を使用して、推定 3 1 4 される。

40

そして、C I R は、C F R を得るため、周波数領域へ変形 3 1 5 される。

【0 0 4 8】

従来のチャネル推定と比較して、この発明は次の利点を有する。

a . この発明は、シンボル間の、遅延経路のそれらの構造における相関の活用により、2 重に選択的なチャネルにおけるパイロット副搬送波の必要数を低減することができる。

b . この発明は、周波数領域における周波数選択性に依存しない。したがって、非常に周波数選択的なチャネルにおいても、より少数のパイロットトーンしか必要としない。

c . この発明は、チャネル共分散行列のようなチャネルスタティックについての先駆的な知識を必要としない。

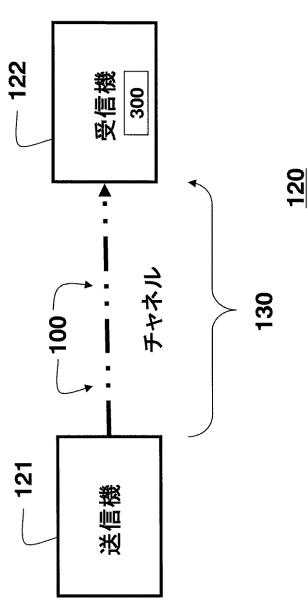
50

d. この発明は、多数のシンボルに対して非零経路遅延を検知することにより、計算の複雑さを低減することができる。

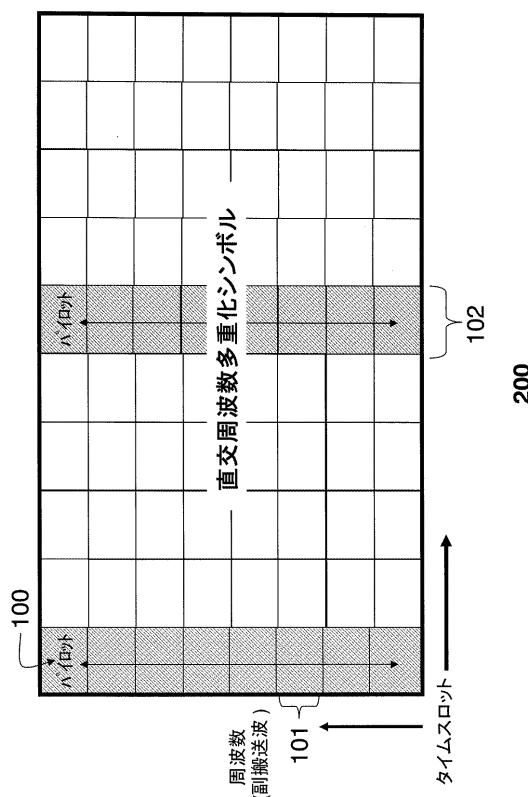
【 0 0 4 9 】

この発明は好適な実施の形態の例示により記述されたが、様々な他の修正および変更がこの発明の精神および範囲内においてなされることがあることを理解すべきである。したがって、この発明の真実の趣旨および範囲内に入るような、すべての変更例および変形例をカバーすることが、添付の特許請求の範囲の目的である。

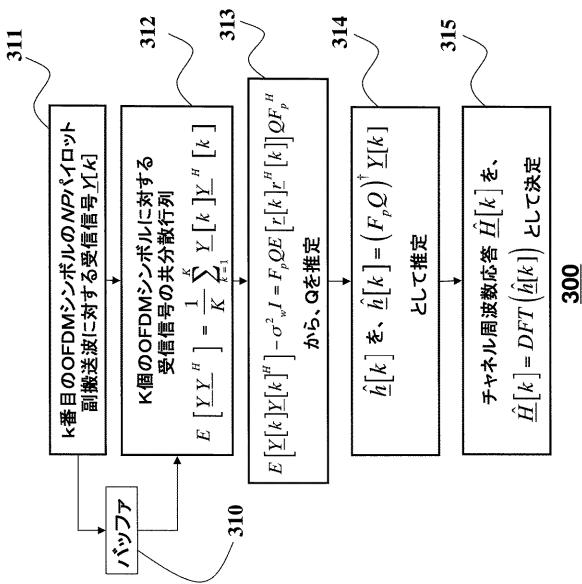
【 図 1 】



【 図 2 】



【図 3】



---

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 ホピン・キム  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州、サンディエゴ、ジェーディシャル・ドライブ 9115、ナンバー 5222

【外國語明細書】

## Method for Estimating Time-Varying and Frequency-Selective Channels

### Field of the Invention

This invention relates generally to communication networks, and more particularly, to orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and estimating channel state information (CSI), that is the channel impulse response (CIR) estimation.

### Background of the Invention

In a communication network, instantaneous channel state information (CSI) is required at the receiver for coherent detection. In practice, to achieve this, the transmitter sends a pilot signal including pilot *tones*, which are predetermined and known at the receiver. Then, the receiver estimates the CSI based on the received signal.

In OFDM, Pilot Symbol Assisted Modulation (PSAM) can be used to estimate the CSI, where the pilot tones are inserted over sub-carriers. Partial or entire sub-carriers can be assigned to the pilot tones. More pilot tones improve the accuracy of the CSI. However, the pilot tones consume bandwidth and decrease the effective data rate.

Due to the multipath, wireless channel have a random fluctuation in the frequency domain, which makes the channel frequency selective. In addition,

mobility can result in the Doppler effect, so the channel becomes time-varying. With the combinations of the multipath and time-variations, the wireless channel becomes doubly selective with fluctuations in both time and frequency domains.

One way to estimate a doubly selective channel is to insert the pilot tones in the time and the frequency domains. Then, one can construct a two-dimensional filter as the CSI estimator that processes the pilot tones in time and frequency. However, this requires a high computational complexity and an additional processing delay.

The number of pilot tones that are inserted can be related to the channel selectivity in the time and frequency domains. If the channel has a high selectivity in frequency domain, more pilot tone can be assigned in the frequency domain. In a same way, for a time-varying channel, more the pilot tones can be assigned in the time domain.

In practice, a block-type pilot tone assignment, where all sub-carriers of specific OFDM symbol are allocated to the pilot tones, is useful for a slow-fading and frequency-selective channel. In contrast, comb-type pilot assignment, where the specific sub-carriers (frequencies) are assigned to the pilot tones, is appropriate for the fast fading channel.

Channel estimation can be performed in the frequency domain as well as in the time domain. In the frequency domain, a channel frequency response (CFR) is estimated. In the time domain, a channel impulse response (CIR) is

estimated, where the channel frequency response is found by a discrete Fourier transform of the CIR.

## **Summary of the Invention**

The invention provides a method for estimating a channel in a wireless communication network using pilot tones. A transmitter transmits pilot tones that are periodically inserted in frequency subcarriers and time slots.

Described is a method for determining a number of pilot tones and their allocation in frequency and time domains at the transmitter. Also described is the channel estimation process at a receiver.

Specifically, time-varying and frequency-selective channels in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) network are estimated by first storing, in a buffer at a receiver, a received signal corresponding to a set of pilot tones of a set of OFDM symbols, wherein the pilot tones are predetermined and inserted in frequency subcarriers and time slots of the OFDM symbol. A covariance matrix of the received signal is estimated. A diagonal matrix is estimated based on the covariance matrix and a variance of noise in the received signal. The diagonal matrix indicates delays of non-zero paths in a time domain. A channel impulse response (CIR) for each OFDM symbol is estimated using the diagonal matrix, and the received signal. Then, the CIR is transformed to the frequency domain to obtain the channel frequency response (CFR).

## **Effect of the Invention**

Compared to conventional channel estimation, the invention has the following advantages:

- a. the invention can reduce the required number of pilot subcarriers in doubly selective channel by exploiting the correlation between symbols in their structures of delay paths;
- b. the invention does not depend on the frequency selectivity in frequency domain. Therefore, fewer pilot tones are required, even in a highly frequency selective channel;
- c. the invention does not require a priori knowledge of the channel statistics such as the channel covariance matrix; and
- d. the invention can reduce the computational complexity by detecting the non-zero path delays for multiple symbols.

### **Brief Description of the Drawings**

Fig. 1 is a schematic of a wireless network according to embodiments of the invention;

Fig. 2 is a block diagram of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbol according to embodiments of the invention; and

Fig. 3 is a flow diagram of a method for estimating a channel according to embodiments of the invention.

### **Detailed Description of the Preferred Embodiments**

As shown in Fig. 1, the embodiments of our invention provide a method 300 for estimating channels 130 in a receiver 122 of an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) wireless communication network 120 using pilot tones 100. A transmitter 121 periodically transmits the pilot tones.

### **Random Pilot Tone Assignment**

As shown in Fig. 2, a set of pilot tones 100 are inserted in frequency subcarriers 101 and time slots 102 of a orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) symbol 200. The example symbol uses a set of ten time slots and eight frequencies in each OFDM symbol.

The number of pilot subcarriers in the set of pilot tones of a single OFDM symbol can depend on the number of non-zero (significant) delay paths in the channel 120. Based on the number of frequencies, the transmitter allocates the set of pilot tones uniformly and at random to the assigned frequencies. The number of pilot tones and their frequencies are predetermined and known at the receiver.

A number of occurrences of pilot tones in the time domain can depend on a Doppler spread, mobility of the receiver, or an environment in which the receiver operates. For example, in an indoor environment, the pilot tones can be transmitted less frequently than in outdoor or mobile environments.

### **Channel Estimation at the Receiver**

Each channel 130 between the transmitter and the receiver is modeled as an impulse response as

$$h(t) = \sum_{l=0}^{N-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l T_s),$$

where  $\alpha_l$  is a complex gain,  $\tau_l$  is a delay corresponding to the  $l^{\text{th}}$  path,

and  $T_s$  is a sampling interval. In addition, there are non-zero (significant) delay paths.

If we denote  $\underline{h}$  as the vector of a channel impulse response (CIR), then a channel frequency response (CFR) can be represented as  $\underline{H} = F\underline{h}$ , where  $F$  is a discrete Fourier transform (DFT) matrix, and  $\underline{H}$  is the vector of the CFR.

When a predetermined number of pilot tones are transmitted, then the received signal can be represented as  $H[n,k]X[n,k]+W[n,k]$ , where  $H[n,k]$ ,  $X[n,k]$  and  $W[n,k]$  are the CFR, transmitted pilot signal and additive Gaussian noise for  $n$ th subcarrier at  $k^{\text{th}}$  OFDM symbol, respectively.

Using the above CFR, the received signal is  $\underline{Y}[k] = F_p \underline{h}[k] + \underline{W}[k]$ , where  $F_p$  is the submatrix of the DFT matrix including rows corresponding to the

pilot subcarriers, and  $\underline{W}[k]$  is the vector of independent and identically distributed (i.i.d.) Gaussian noise, and  $\underline{h}[k]$  is the CIR at  $k^{\text{th}}$  OFDM symbol.

When a number of the pilot tones is insufficient, then  $\underline{h}[k]$  can be estimated using a compressed sensing process, such as basis pursuit (BP), matching pursuit (MP), or orthogonal matching pursuit (OMP). Compressed sensing, as known in the art, acquires and reconstructs a sparse or compressible signal utilizing prior knowledge, e.g., a structure and a redundancy of the signal.

The estimation of  $\underline{h}[k]$  is performed jointly over multiple OFDM symbols, where a power delay profile (PDP) of the channel is assumed to be fixed even when the instantaneous channel gain is time-varying. That is,  $\underline{h}[k]$  is separated into two components, such as

$$\underline{h}[k] = \underline{Q}\underline{r}[k],$$

where a diagonal matrix  $\underline{Q}$  represents whether each path has zero or non-zero coefficient, and  $\underline{r}[k]$  is the vector of the actual coefficient gain at the  $k^{\text{th}}$  OFDM symbol. With the above assumption, the matrix  $\underline{Q}$  and the statistics of  $\underline{r}[k]$  are fixed for multiple OFDM symbols.

At the  $k^{\text{th}}$  OFDM symbol, the received signal vector is represented as

$$\underline{Y}[k] = \underline{F}_p \underline{Q} \underline{r}[k] + \underline{W}[k].$$

The covariance matrix of the received signal is determined as

$$\begin{aligned} E[\underline{Y}[k]\underline{Y}[k]^H] &= E[(F_pQ\underline{r}[k]+\underline{W}[k])(F_pQ\underline{r}[k]+\underline{W}[k])^H] \\ &= F_pQE[\underline{r}[k]\underline{r}^H[k]]QF_p^H+E[\underline{W}[k]\underline{W}^H[k]], \\ &= F_pQE[\underline{r}[k]\underline{r}^H[k]]QF_p^H+\sigma_w^2 I \end{aligned}$$

where  $\sigma_w^2$  is the variance of noise in the received signal.

Then, we have

$$E[\underline{Y}[k]\underline{Y}[k]^H]-\sigma_w^2 I = F_pQE[\underline{r}[k]\underline{r}^H[k]]QF_p^H.$$

In practice,  $E[\underline{Y}\underline{Y}^H]$  can be determined from multiple OFDM symbols as

$$\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \underline{Y}[k]\underline{Y}^H[k].$$

$E[\underline{r}[k]\underline{r}^H[k]]$  represents the PDP that is not available at the receiver. In that case, it can be assumed that the PDP is a constant or exponentially decaying function.

As we defined above, diagonal elements in the matrix  $Q$  represent whether the delay path has zero or non-zero coefficient. Therefore, the detection of the non-zero (significant) delay paths is equivalent to the detection of non-zero diagonal elements in the matrix  $Q$ .

Various compressed sensing processes, BP, MP or OMP can be used to detect the diagonal elements in the matrix  $Q$ .

After the detection of the non-zero delay paths, the coefficients corresponding to the delay paths at  $k^{\text{th}}$  OFDM symbol can be estimated from the following equation :

$$\underline{Y}[k] = \hat{F}_p \hat{h}[k] + \underline{W}[k],$$

where  $\hat{F}_p$  is the submatrix of the DFT matrix, which only has the columns corresponding to the non-zero delay paths, and  $\hat{h}[k]$  only has the non-zero delay paths. The estimated CIR  $\hat{h}[k]$  can be found using a least square (LS) estimation.

Fig. 3 shows the method 300 for estimating the channel according to embodiments of our invention.

The received signal, corresponding to the set of  $N_p$  pilot tones, is stored 311 in a buffer 310.

After receiving a set of  $K$  OFDM symbols, where  $K$  is pre-determined based on the channel environment, the covariance matrix of the received signal is determined 312. The frequency subcarriers, time slots and number of OFDM symbols are predetermined and known at the receiver.

The diagonal matrix  $Q$  is estimated 313 based on the covariance matrix and a variance of noise. The matrix  $Q$  indicates delays of the non-zero (significant)

paths in the time domain. The matrix  $Q$  is estimated using a compressed sensing process, such as BP, MP or OMP.

The CIR for a  $k^{\text{th}}$  OFDM symbol is estimated 314 using the matrix  $Q$  and the received signal  $Y[k]$ .

Then, the CIR is transformed 315 to the frequency domain to obtain the CFR.

Compared to conventional channel estimation, the invention has the following advantages:

- a. the invention can reduce the required number of pilot subcarriers in doubly selective channel by exploiting the correlation between symbols in their structures of delay paths;
- b. the invention does not depend on the frequency selectivity in frequency domain. Therefore, fewer pilot tones are required, even in a highly frequency selective channel;
- c. the invention does not require a priori knowledge of the channel statistics such as the channel covariance matrix; and
- d. the invention can reduce the computational complexity by detecting the non-zero path delays for multiple symbols.

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 estimating time-varying and frequency-selective channels in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) network, comprising:

storing, in a buffer at a receiver, a received signal corresponding to a set of pilot tones of a set of OFDM symbols, wherein the pilot tones are predetermined and inserted in frequency subcarriers and time slots of the OFDM symbol;

estimating a covariance matrix of the received signal;

estimating a diagonal matrix based on the covariance matrix and a variance of noise in the received signal, wherein the diagonal matrix indicates delays of non-zero paths in a time domain;

estimating a channel impulse response (CIR) for each OFDM symbol using the diagonal matrix, and the received signal; and

transforming the CIR to the frequency domain to obtain the channel frequency response (CFR).

2. The method of claim 1, wherein the set of pilot tones are inserted uniformly and at random in a transmitted signal at a transmitter.

3. The method of claim 1, wherein a number of the pilot subcarriers in the set of pilot tones of a single OFDM symbol depends on a number of delay paths in the channels, wherein the delay paths are non-zero and significant.

4. The method of claim 3, wherein the number depends on a Doppler spread in the channels.

5. The method of claim 3, wherein the number depends on a mobility of the receiver.

6. The method of claim 3, wherein the number depends on an environment in which the receiver operates.

7. The method of claim 1, wherein the CIR is estimated using a compressed sensing process.

8. The method of claim 1, wherein the estimating of the CIR is performed jointly over the set of OFDM symbols.

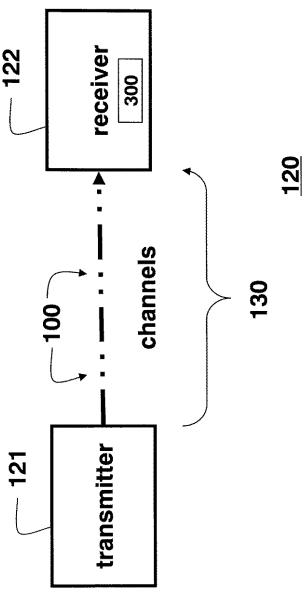
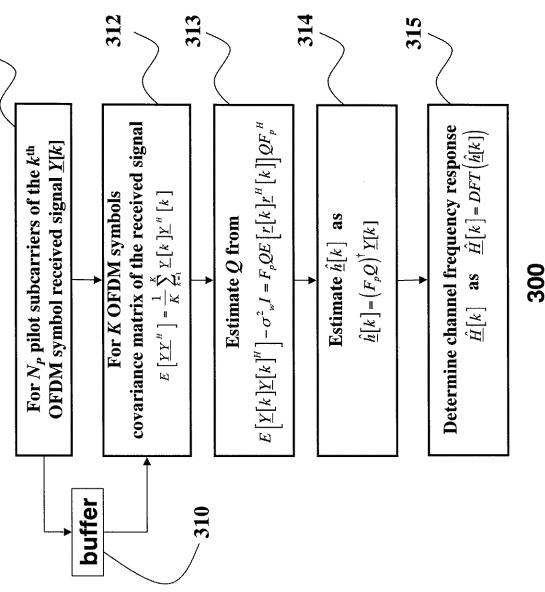
9. The method of claim 1, wherein a power delay profile of the channels is fixed even when an instantaneous channel gain is time-varying.

### **Abstract of the Disclosure**

According to the present invention, a method for estimating time-varying and frequency-selective channels can be obtained. Time-varying and frequency-selective channels in an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) network are estimated by first storing, in a buffer at a receiver, a received signal corresponding to a set of pilot tones of a set of OFDM symbols, wherein the pilot tones are predetermined and inserted in frequency subcarriers and time slots of the OFDM symbol. A covariance matrix of the received signal is estimated. A diagonal matrix is estimated based on the covariance matrix and a variance of noise in the received signal. The diagonal matrix indicates delays of non-zero paths in a time domain. A channel impulse response (CIR) for each OFDM symbol is estimated using the diagonal matrix, and the received signal. Then, the CIR is transformed to the frequency domain to obtain the channel frequency response (CFR).

### **Representative Drawing**

Figure 1

**Fig. 1****Fig. 3****Fig. 2**