

## Estimation of Channel State at a Different Radio Frequency Based on Impulse Response Estimation by Compressed Sensing

Yuma NAKAI\*, Hisato IWAI\* and Hideichi SASAOKA\*

(Received March 22, 2018)

In mobile communication systems, reflected waves arrive at terminals in addition to the direct wave in propagation path, which create the multipath fading environments. In the multipath environment, the multipath delay occurs due to the difference of the path length of different propagation paths. These delays create variation of the frequency characteristics of the propagation characteristics. Since the propagation characteristics change complicatedly in the frequency domain, it is generally difficult to estimate channel state at different frequencies from measured frequency.

On the other hand, Compressed Sensing (CS) is one of estimation techniques for sparse unknown vectors. The impulse response, which is the delay characteristic of the propagation path, has sparsity with a value only in the delay time when delay waves exist. In this study, we consider a method of estimating sparse impulse response by CS and analyze the estimation performance.

As the methods of estimating impulse response Discrete Fourier Transform (DFT) and autocorrelation method have been reported. Using CS, estimation with very higher precision than the other methods can be realized. Taking the advantage of the high estimation performance, it is also possible to estimate channel states of the different frequencies. In this study, as an application of impulse response estimation using CS, channel states outside the frequency band of the given transfer function are estimated. The estimation performance is quantitatively evaluated with the fading reduction effect of transmit diversity in a Frequency Division Duplex (FDD) system.

**Key words** : compressed sensing, impulse response, frequency division duplex system, transmit diversity

**キーワード** : 圧縮センシング, インパルス応答, 周波数分割複信方式, 送信ダイバーシチ

### 圧縮センシングを用いたインパルス応答推定に基づく 異なる無線周波数におけるチャネル特性の推定

中井 悠真, 岩井 誠人, 笹岡 秀一

#### 1. まえがき

移動通信システムでは、基地局と移動局の間には建物や樹木などが存在する。これらを含む伝搬環境では、伝搬路に多くの反射波が存在し、それらが干渉し合うマルチパス環境となる。マルチパス環境では、異なる伝搬路の経路差によるマルチパス遅延が発生する。さらに、この遅延により伝搬路の周波数

特性が生じる。そのため、異なる周波数のチャネル係数を推定することは一般には難しい。

例えば、移動通信システムの複信方式として従来用いられている周波数分割複信方式(Frequency Division Duplex : FDD)システムで用いられる無線周波数は、上りリンク(移動局送信・基地局受信)と下りリンク(基地局送信・移動局受信)とで異なる。移

\* Faculty of Science and Engineering, Department of Electronics, Doshisha University, Kyotanabe, Kyoto, 610-0321, Japan  
Telephone: +81-774-65-6267, Fax: +81-774-65-6801, E-mail: iwai@mail.doshisha.ac.jp

動局で測定した伝搬特性を上りリンクの通信チャネルを用いて送信側に伝える閉ループフィードバック制御を行うことで、基地局側で下りリンク周波数におけるチャネル係数の取得が可能となる。しかし、この閉ループフィードバック制御を実現するためのオーバーヘッド量の増加により通信容量の低下をもたらす。フィードバック情報なしで下りリンク周波数のチャネル係数を取得することができれば、MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)におけるプリコーディングが必要な方式など各種高機能制御を開ループで実現することができる。

一方、伝搬路の遅延特性であるインパルス応答は周波数伝達関数とフーリエ変換対にある。この関係に基づき、インパルス応答を推定する方式がされている<sup>1)</sup>。その方式では、帯域幅の逆数程度の時間分解能でインパルス応答が推定される。対して、本研究では圧縮センシング(Compressed Sensing : CS)を用いた高分解能インパルス応答推定を行う。CSとは、観測次元より多い次元とスパース性(解の多くの要素がゼロ)をもつ未知ベクトルを推定する技術である。通信分野においては、CSをアレーアンテナと組み合わせて電波の到来方向推定に用いる例がある<sup>2)</sup>。一方、インパルス応答は、遅延波が到来する時間のみ値をもち、それ以外はゼロであると見なすことができ、スパース性を有するものであると考えることができる。したがって、周波数伝達関数にCSを適用することでインパルス応答を推定できる。また、CSによる推定では、より高分解能で遅延時間の推定ができる可能性がある。

さらに、CSを用いて推定されたインパルス応答をフーリエ変換することで与えられた伝達関数の範囲外の周波数チャネル係数を推定する。これは、インパルス応答が高精度に推定されている場合に可能となる。それを、上記で示したFDDシステムに応用し、フィードバック情報なしに上りリンク伝搬特性から下りリンクチャネル係数の推定を試みた。本研究では簡易に実施できる送信ダイバーシチを例に推定性能評価を行った。

## 2. 圧縮センシング(CS)

### 2.1 CSの原理

CSとは、既知の観測信号  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^M$ 、観測行列  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times N}$  を満たす連立一次方程式  $\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x}$  の解である未知のベクトル  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$  がスパース性を有する場合に解  $\mathbf{x}$  を推定する方法である。

まず、ベクトル  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$  ( $[\cdot]^T$  は転置) に対して、 $p > 0$  として  $p$  乗ノルムを、

$$\|\mathbf{x}\|_p = \left( \sum_{i=1}^N |x_i|^p \right)^{1/p} \quad (1)$$

で定義する。また、 $p = 0$  の場合には、

$$\|\mathbf{x}\|_0 = |\text{supp}(\mathbf{x})| \quad (2)$$

を考える。ここで、 $\text{supp}(\mathbf{x})$  は  $\mathbf{x}$  のサポート集合(非ゼロ要素のインデックス集合)であり、 $|\text{supp}(\mathbf{x})|$  は  $\text{supp}(\mathbf{x})$  の要素数である。これを  $0$  乗ノルムと呼ぶ。

上記の問題  $\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x}$  は、 $M < N$  である場合、一般には解が複数存在し、一意に定めることができない。さらに、現実の問題では、時間  $s$  における未知の雑音  $\mathbf{v}(s) \in \mathbb{R}^M$  を用いて、 $\mathbf{y}(s) = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{v}(s)$  となるのが一般的であり、このような場合には  $M \geq N$  であっても最適解を定めることが困難である。これに対してCSによるスパースな最適解  $\hat{\mathbf{x}}$  は、

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x}} \left\{ \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \|\mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{y}(s)\|_2^2 + \mu \|\mathbf{x}\|_p^p \right\} \quad (3)$$

によって定式化される。ここで、定数  $\mu$  は  $2$  乗誤差と解の  $p$  乗ノルムとのバランスを制御する正則化パラメータであり、 $S$  は SN 比向上などのために行う平均化処理の回数である。

### 2.2 CSの最適化法

式(3)の最適化を実現する方法は幾つか提案されている。本研究では、その中から HQR(Half-Quadratic Regularization) と ISTA(Iterative Soft Thresholding Algorithm)を用いる。

以下に、それらのアルゴリズムを示す。

#### (a) HQR

HQR では  $p$  の値はユーザが適切に設定する必要がある<sup>4)</sup>。HQR は、通信分野においては、電波の到

来方向推定に用いられた例がある<sup>1,5)</sup>。反復計算により最適解を求める方法であり、 $t$  回目の繰り返し時の解を  $\hat{\mathbf{x}}^t = [\hat{x}_1^t, \hat{x}_2^t, \dots, \hat{x}_N^t]^T$  として、

$$H(\hat{\mathbf{x}}^t) \hat{\mathbf{x}}^{t+1} = \frac{1}{S} \left( \sum_{s=1}^S \mathbf{A}^H \mathbf{y}(s) \right) \quad (4)$$

を  $\hat{\mathbf{x}}^t$  と  $\hat{\mathbf{x}}^{t+1}$  の残差の 2 乗ノルムがしきい値より小さくなるまで繰り返す。  $\mathbf{A}^H$  は  $\mathbf{A}$  の複素共役転置行列である。ここで、  $H(x)$  は、  $\boldsymbol{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N]^T$  として、

$$H(\hat{\mathbf{x}}^t) = \mathbf{A}^H \mathbf{A} + \mu \text{diag } \boldsymbol{\omega} \quad (5)$$

で定められる。ただし、  $\text{diag } \boldsymbol{\omega}$  は  $\boldsymbol{\omega}$  の要素を対角成分にもつ対角行列であり、  $\boldsymbol{\omega}$  の  $n$  番目の要素  $\omega_n$  は、

$$\omega_n = \frac{p/2}{\left( \left| \hat{x}_n^t \right|^2 + \varepsilon \right)^{1-p/2}} \quad (6)$$

である。また、  $\varepsilon$  は微分可能性を保つための微小値である。本研究においては、文献<sup>5)</sup>で採用されている値の  $p = 0.1$ 、  $\varepsilon = 10^{-8}$  及び残差のノルムのしきい値としては  $10^{-8}$  を用いる。

#### (b) ISTA

ISTA は、  $p = 1$  として、式(3)の最適化問題を解く方法であり、近接勾配法に基づくアルゴリズムである<sup>6)</sup>。HQR と同様に反復計算により最適解を求める方法である。しきい値を与え、各要素の絶対値がしきい値より小さいものを削る処理を行うことでスパースな最適解を定める方法である。

ISTA による反復計算は、

$$\hat{\mathbf{x}}^{t+1} = \eta \left( \hat{\mathbf{x}}^t + \frac{1}{c} \mathbf{A}^H \left\{ \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S (\mathbf{y}(s) - \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}}^t) \right\}; \frac{\mu}{c} \right) \quad (7)$$

を  $\hat{\mathbf{x}}^t$  と  $\hat{\mathbf{x}}^{t+1}$  の残差のノルムがしきい値(HQR と同様  $10^{-8}$  とする)より小さくなるまで繰り返す。ここで、  $c$  は  $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$  の最大固有値である。また  $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_N]^T$  を用いて、  $\eta(\mathbf{u}; \theta)$  の  $n$  番目の要素を  $\eta(u_n; \theta)$  とすると、

$$\eta(u_n; \theta) = \frac{u_n}{|u_n|} \cdot \max\{|u_n| - \theta, 0\} \quad (8)$$

で与えられる。

### 3. CS による高分解インパルス応答推定と他周波数チャネル係数の推定

本章では、CS を用いたインパルス応答推定の原理を述べるとともに、インパルス応答推定例を示す。また、推定された高分解能インパルス応答をもとに、他周波数チャネル係数推定を行う。なお、本研究では雑音は考慮しない。

#### 3.1 インパルス応答推定の原理

伝搬路の遅延特性であるインパルス応答は、遅延波が到来する時間のみ値を持つスパース性を有するものであり、フーリエ変換対にある周波数伝達関数に CS を適用することでインパルス応答が推定できる。

本研究において推定対象となるインパルス応答  $\mathbf{x}$  と推定源となる周波数伝達関数  $\mathbf{y}$  の間には、フーリエ変換係数行列で与えられる観測行列  $\mathbf{A}$  を用いた  $\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x}$  の関係が成り立つ。観測行列  $\mathbf{A}$  の  $(m, n)$  成分  $a_{mn}$  は、

$$a_{mn} = \exp(-j2\pi f_m \tau_n) \quad (9)$$

で与えられる。  $f_m$  ( $m=1, 2, \dots, M$ ) 及び  $\tau_n$  ( $n=1, 2, \dots, N$ ) は、それぞれ、  $\mathbf{y}$  の  $m$  番目に対応する周波数及び  $\mathbf{x}$  の  $n$  番目に対応する遅延時間である。この関係に基づき、周波数伝達関数から CS を用いてインパルス応答を推定する。

ここで、  $\tau_n$  の設定について説明する。  $\tau_1$  及び  $\tau_N$  は遅延波の存在が予想される遅延時間を含むように設定する必要がある。さらに、時間刻み幅  $\Delta\tau$  (遅延分解能) とすると、  $\tau_n = \tau_1 + (n-1)\Delta\tau$  であり、CS による推定では離散的な遅延時間でインパルス応答を推定する。対して、実際のインパルス応答は連続的な遅延時間である。CS によるインパルス応答推定では離散的な遅延時間でしか遅延時間を推定することができないが、  $\Delta\tau$  には自由度があり、より小さい値に設定することで推定精度を向上させることができる。

このように、従来法<sup>1)</sup>の遅延分解能は帯域幅の逆数であるが、CS による推定は、より小さい遅延分解能で推定することが可能である。したがって、従来法よりも高い推定精度を実現することができる。

また、遅延分解能の逆数に相当する帯域幅にわたる周波数伝達関数の推定が可能である。より小さい遅延分解能を採用し、CS による推定を行うことで他周波数チャネル係数推定ができる可能性がある。

ただし、遅延分解能を小さくすると方程式の次元が膨大なものとなり、反復計算処理が増大して現実的な計算量を超えてしまう。そこで、比較的粗い刻み幅での推定を行い、その結果に基づく比較的細かい刻み幅で推定を行う二段階推定を検討した。次節でその方法について述べる。

### 3.2 二段階に分離したインパルス応答推定

本節ではまず、CS を用いたインパルス応答の推定例を示す。本研究では、前章最後に述べたように、最適化の反復計算の効率化を目的として反復計算を二段階に分けて行う。その方法の詳細を説明するとともに、他周波数チャネル係数を推定する方法及びその過程を、具体的な推定例とともに示す。また、推定手順を Fig. 1 に示す。

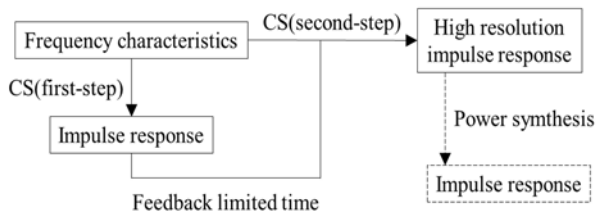


Fig. 1. Estimation process of impulse response.

与えられる周波数伝達関数の帯域は 1.92 ~1.94GHz とする。この周波数帯域は、第三代移動通信システムにおける FDD システムの上りリンク周波数の一つとして用いられている。伝達関数の周波数点数  $M$  は 256, 対象の遅延時間範囲は -1 ~ 4 $\mu$ s とする。

推定対象とするインパルス応答は、簡易なモデルとして一様分布モデルの遅延プロファイルとした。つまり、各遅延波の遅延時間間隔及び平均電力が等しいインパルス応答とする。各パスはそれぞれ独立なレイリーフェージングに沿うものとして、確率的に瞬時の独立なインパルス応答を  $K = 400$  通り生

成し、推定対象とする。遅延波数  $L=6$ , 仮定する遅延プロファイルの遅延スプレッドが 1 $\mu$ s となるようにインパルス応答の遅延時間を -1 ~ 4 $\mu$ s の範囲でランダムに設定する。この際、推定する離散的な遅延時間に等しくなるとは限らない。本節で推定対象とするインパルス応答の一例を Fig. 2 に示す。ただし、全パスの電力和が 0dB となるように正規化している。

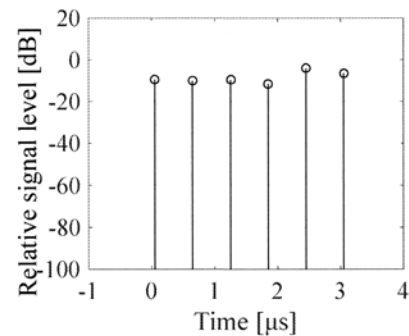


Fig. 2. Example of impulse response.

第一段階の推定では、時間刻み幅を比較的粗い値 (今回は 10ns) として推定を行う。HQR 及び ISTA それぞれの第一段階推定の反復計算回数は 100 回及び 1000 回とし、正則化パラメータは  $10^{-2}$  及び 10 とする。正則化パラメータは第二段階推定においてもこの値を用いる。HQR 及び ISTA による第一段階推定の結果を Fig. 3 に示す。両最適化法ともに検出された遅延波はある程度の遅延時間範囲 (正確な遅延波が存在する近傍領域) に限定される。

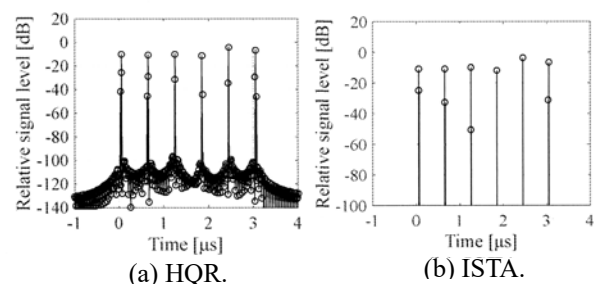


Fig. 3. Result of first-step estimation.

第一段階推定において遅延波が検出された遅延時間周辺範囲のみを対象として、より細かい刻み幅 (今回は 1ns) により第二段階推定を行う。第二段階

推定における時間設定の説明を Fig. 4 に示す. Fig. 4(a)及び(b)は HQR 及び ISTA において, 第一段階推定で検出された遅延波である. ここで, HQR において, 遅延波と見なせないほどの小電力遅延波を無視できるような値をしきい値とし, その値を超える電力を有する遅延波を検出された遅延波とする. 本研究では, 全遅延波の中での最大電力に対し-80dBをしきい値とした. ISTA においては, ゼロでない値が推定された遅延時間の遅延波を検出された遅延波とする.

第一段階推定で検出された遅延波の遅延時間を  $\tau_n$  とし, Fig. 4(c)に示すように,  $\tau_{n-1} \sim \tau_{n+1}$  の遅延時間範囲を 1ns 間隔で遅延時間を再設定する. これを検出された全遅延波の遅延時間に対して行い, それを第二段階推定における遅延時間とする.

次に, 第二段階推定における反復計算回数について説明する. 第二段階推定における計算回数ごとの残差の 2 乗ノルムの例を Fig. 5 に示す. ただし, 残差のノルムがしきい値  $10^{-8}$  より小さくなるまで反復計算を繰り返した. HQR は少ない計算回数でしきい値を下回るが, ISTA では膨大な計算量が必要である. これは,  $p$  が 0 に近い値を採ることのできる HQR が ISTA ( $p=1$  とする最適化法)より比較的容易にスパース解の推定ができるためである. 本研究では, 第二段階推定における計算回数について, HQR は残差のノルムが  $10^{-8}$  より小さくなるまで反復計算を繰り返す. 対して, ISTA は計算時間短縮のために計算回数を 1000 回で打ち切る. 第二段階推定の結果を Fig. 6 に示す.

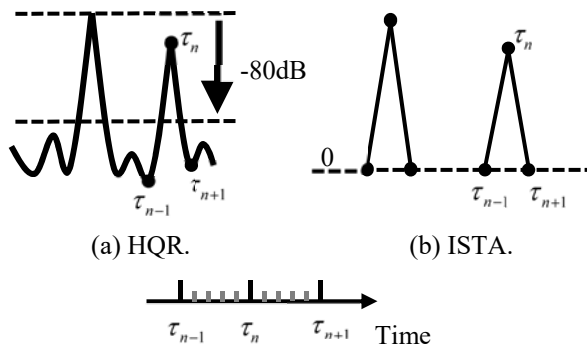


Fig. 4. Time setting for second-step.

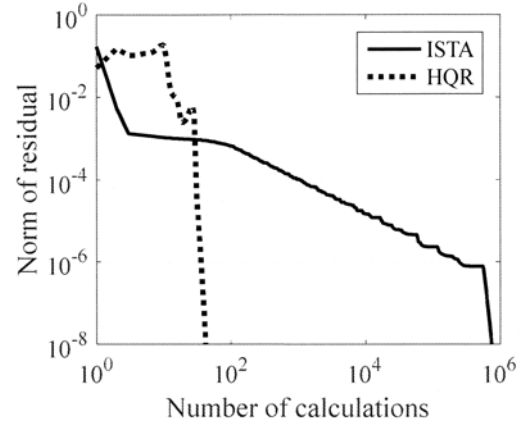


Fig. 5. Norm of residual.

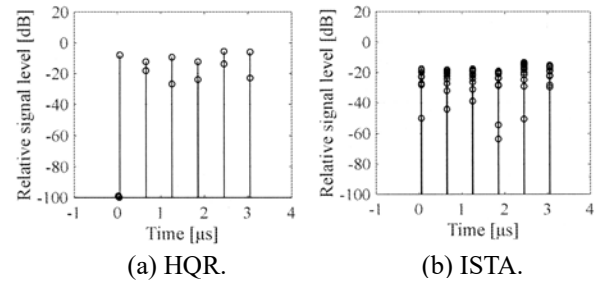


Fig. 6. Result of second-step estimation.

Fig. 6(a)及び(b)を比較すると, ISTA による推定では反復計算回数が十分でないため, 各パスが収束していない. そこで, 推定対象がスパースである前提の下に, ある遅延波範囲(本来の遅延波が存在する遅延時間の近傍範囲)で検出された複数遅延波の電力和を用いてそれを新たな 1 波の電力とする方法を採用. 位相と遅延時間は電力和をとる遅延時間の範囲内で電力が最大である遅延波の値とする. これをここでは電力和处理と呼ぶ.

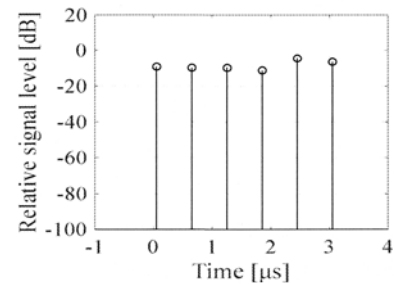


Fig. 7. Result after power synthesis (ISTA).

Fig. 7 は ISTA の二段階推定後に電力和处理を行

った結果である．ただし，この処理を行うと近接する遅延波を分離できず，1 波と認識してしまうという欠点がある．

### 3.3 他周波数チャネル係数推定

一般に，FDD システムでは，上りリンクと下りリンクに割り当てられている搬送波周波数差がマルチパスフェージングの相関帯域幅を上回る．本研究で想定している第三世代移动通信システムにおける FDD 方式では，下りリンクで用いられる周波数帯域は 2.11～2.13 GHz であり，上り下りで 190MHz の周波数差がある．よって，上りと下りのフェージング変動はほぼ独立なものとなる．そのため，基地局側の上りリンク受信伝搬特性から下りリンクの受信伝搬特性を推定することはできない．

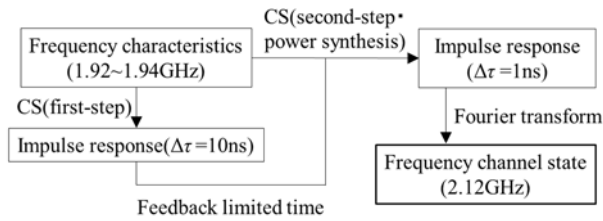


Fig. 8. Estimation process of channel state.

CS によるインパルス応答推定は，遅延分解能が 1ns(逆数が 1GHz)である．これに基づき，推定インパルス応答をフーリエ変換することで，与えられた伝達関数の範囲外の周波数チャネル係数を推定する．これは，インパルス応答が極めて高精度に推定されている場合に推定が可能である．なお，この他周波数チャネル係数の推定においては，インパルス応答は周波数によらず一定であると仮定する．本研究では，第三世代における FDD 方式の上りリンク周波数伝達関数から，下りリンクで用いられる周波数帯域の中心周波数である 2.12GHz のチャネル係数を推定することを試みる．チャネル係数推定までの手順を Fig. 8 に示す．

FDD 上りリンク(1.92～1.94GHz)の周波数特性をもとにインパルス応答を HQR 及び ISTA で推定し，ISTA については電力和处理も行い，それをさらに

フーリエ変換して得られる下りリンク周波数の一部における伝達関数を Fig. 9 に示す．Fig. 9(a)及び(c)は，実際の伝達関数とある程度一致しており，他周波数のチャネル係数を推定することが可能であると言える．ただし，図は電力のみの値を示しており，位相については考慮していない．

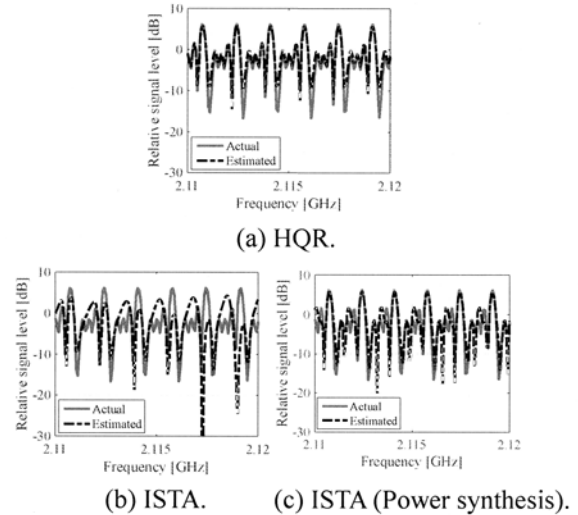


Fig. 9. Estimated frequency characteristics.

### 3.4 伝達関数推定の推定精度指標

#### 3.4.1 単一周波数におけるチャネル係数の相関係数

本研究では，上りリンク周波数から離れた周波数におけるチャネル係数を推定する．チャネル係数の推定精度指標として，ある周波数における複素相互相関係数を用いる． $k$  ( $=1, 2, \dots, K$ ) 番目のインパルス応答  $\mathbf{x}^k = [x_1^k, x_2^k, \dots, x_N^k]^T$  に対応する伝達関数の周波数  $f$  における値を  $r_k(f)$  と表す．同様に推定インパルス応答  $\hat{\mathbf{x}}^k = [\hat{x}_1^k, \hat{x}_2^k, \dots, \hat{x}_N^k]^T$  に対応する伝達関数を  $\hat{r}_k(f)$  と表すと，これらは，

$$r_k(f) = \sum_{n=1}^N x_n^k \exp(-j2\pi f \tau_n) \quad (10)$$

$$\hat{r}_k(f) = \sum_{n=1}^N \hat{x}_n^k \exp(-j2\pi f \tau_n)$$

で与えられる．これを用いて，ある周波数  $f$  における複素相互相関係数  $\rho(f)$  を，

$$\rho(f) = \frac{\sum_{k=1}^K r_k(f) \hat{r}_k^*(f)}{\sqrt{\sum_{k=1}^K |r_k(f)|^2} \sqrt{\sum_{k=1}^K |\hat{r}_k(f)|^2}} \quad (11)$$

とする．ここで，\*は複素共役を示す．精度評価には， $\rho(f)$ の絶対値 $|\rho(f)|$ を用いる．

### 3.4.2 FDD システムにおける送信ダイバーシチ

開ループ制御の下りリンク送信ダイバーシチによるフェージング抑圧効果を，FDD システムの下りリンク周波数におけるチャネル係数推定の精度指標として用いる．

2つの基地局アンテナを配置し，それぞれで受信される上りリンク周波数伝達関数からインパルス応答を推定し，それをフーリエ変換することによりそれぞれの基地局における下りリンク(中心周波数である2.12GHz)のチャネル係数を推定する．2つの基地局それぞれで推定されたチャネル係数を $\hat{r}_1$ ， $\hat{r}_2$ とする．これに基づき，送信ダイバーシチを行う．本研究では，2つの基地局アンテナにおけるフェージング変動は無相関であるとする．

本研究では，ダイバーシチ合成法の一つである最大比合成(Maximal Ratio Combining : MRC)を用いる．これは，合成後の信号対雑音電力比(Signal to Noise Ratio : SNR)が最大になるように，振幅と位相の両方を制御して信号を合成する方法である．MRCを用いた送信ダイバーシチを行った場合の受信局側における信号強度 $r_{MRC}$ は，実際の下りリンク周波数のチャネル係数を $r_1$ ， $r_2$ とすると，

$$r_{MRC} = r_1 \frac{\hat{r}_1^*}{\sqrt{|\hat{r}_1|^2 + |\hat{r}_2|^2}} + r_2 \frac{\hat{r}_2^*}{\sqrt{|\hat{r}_1|^2 + |\hat{r}_2|^2}} \quad (12)$$

である．

また，ダイバーシチの性能を評価する指標として，平均電力 0dB に正規化した信号電力の信号強度累積確率が 1%となる正規化信号強度を $r_{1\%}$ と定義する．これは，フェージングによる信号強度の落ち込みを示す値であり，信号強度が時間率 99%でこの値以上となる．

## 4. インパルス応答推定精度評価と送信ダイバーシチ性能評価

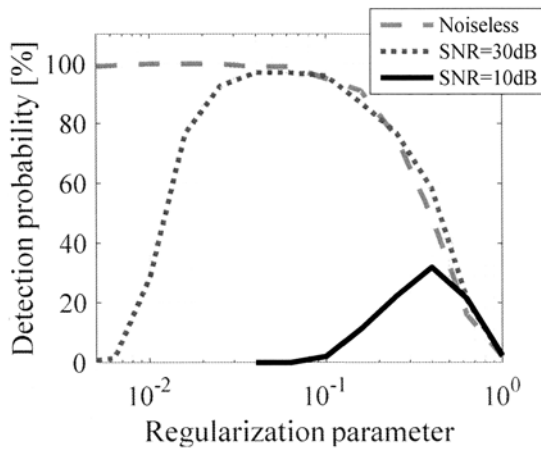
本章では，第三章で定義した精度指標を用いて，CS を用いたマルチパス環境のインパルス応答推定及び，その推定に基づく他周波数チャネル係数推定の性能を評価する．推定対象とするインパルス応答は3.2節で示した $L=6$ のインパルス応答を用いる．

### 4.1 正則化パラメータの検討

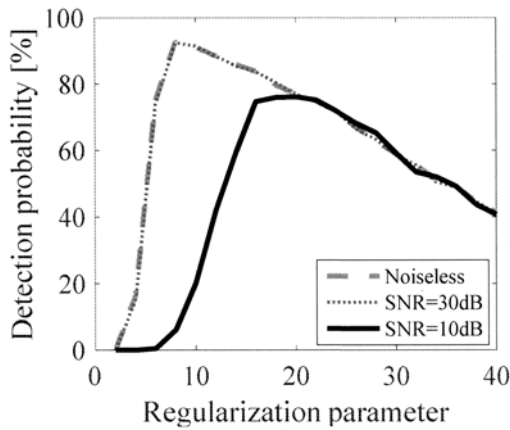
正則化パラメータの値で，推定されるインパルス応答のスパース度合いが変化する．値が小さいほど本来は存在しない遅延波(疑似遅延波)を含んだ推定インパルス応答となり，大きいほど信号強度の小さい遅延波は検出されなくなる．これを踏まえて，推定されるパス数に注目し，推定されたインパルス応答が 6 パスで構成される確率を遅延波検出確率としてここでの指標とする．正則化パラメータ $\mu$ を変化させ，それぞれの遅延波検出確率を SNR=10dB, 30dB 及び雑音なしの環境を想定した際の正則化パラメータに対する検出確率を Fig. 10 に示す．

遅延波検出確率は正則化パラメータに依存することがわかる．特に，SNR=30dB では，正則化パラメータの選択次第で，雑音の影響がほぼ無視できることがわかる．また，HQR に関しては $\mu > 10^{-1}$ において，ISTA に関しては $\mu > 8$ において正則化パラメータが大きくなるにつれて遅延波の検出確率が低下する．これは，正則化パラメータが大きいほど，よりスパースな推定結果となり本来存在する遅延波数が全て検出できていないことによる．これに対して，正則化パラメータが小さい範囲で確率が低いのは，遅延波を実際の値よりも多く検出しているためである．

以下では，HQR 及び ISTA の正則化パラメータをそれぞれ $10^{-1}$ ，8 とする．なお，両最適化法において適切な推定のための正則化パラメータの値に 80 倍もの差があるのは，最適化のノルムが異なるためであると考えられる．

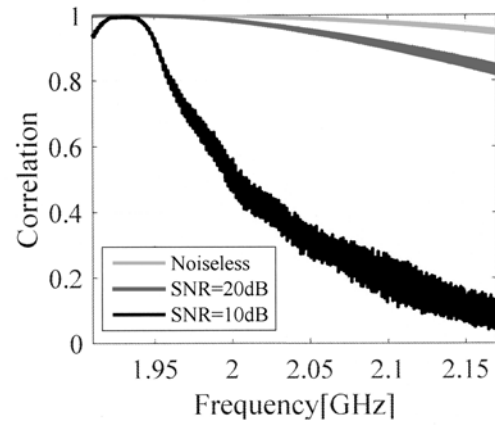


(a) HQR.

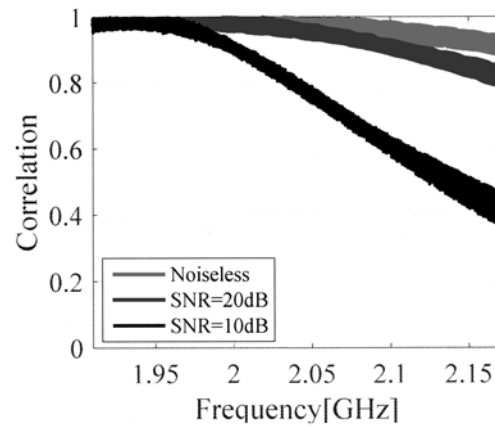


(b) ISTA.

Fig. 10. Detection probability when regularization parameter is changed.



(a) HQR.



(b) ISTA.

Fig. 11. Correlation of radio frequency when SNR is changed.

#### 4.2 異なる無線周波数におけるチャネル係数の推定精度

式(11)により定義した複素相互相関係数の絶対値を評価指標として異なる無線周波数におけるチャネル係数の推定精度を評価する．相関値が高いほど、推定精度が高いことを示している．

HQR 及び ISTA を用いて推定したインパルス応答(ISTA については電力処理を行った結果)から得られた周波数チャネル係数と実際のチャネル係数の相関を Fig. 11 に示す．雑音は SNR=10dB, 20dB 及び雑音なしの結果を示している．SNR=20dB 程度であれば、下りリンク周波数 2.12~2.14GHz において 0.8~0.9 程度の比較的高い相関を示す推定が可能である．

#### 4.3 送信ダイバーシチの性能評価

上りリンクの伝達関数から下りリンクのチャネル係数を推定し、上りリンクにおいて最大比合成に基づく送信ダイバーシチを行った場合の下りリンク受信における信号強度の累積確率分布を Fig. 12 に示す．ここでは雑音なしとしている．同図には、両最適化法による結果とダイバーシチを行わない場合及びアンテナ 2 本の理想的なダイバーシチの特性を示す．

送信ダイバーシチによる利得が得られており、両最適化法で下りリンクのチャネル係数推定が可能である．また、ここでの HQR, ISTA, ダイバーシチなし及び理想的なダイバーシチ特性が得られる場合の信号強度累積確率が 1%となる正規化信号電



力 $r_{1\%}$ はそれぞれ-10.4dB, -11.3dB, -20dB, -8.4dBであった。

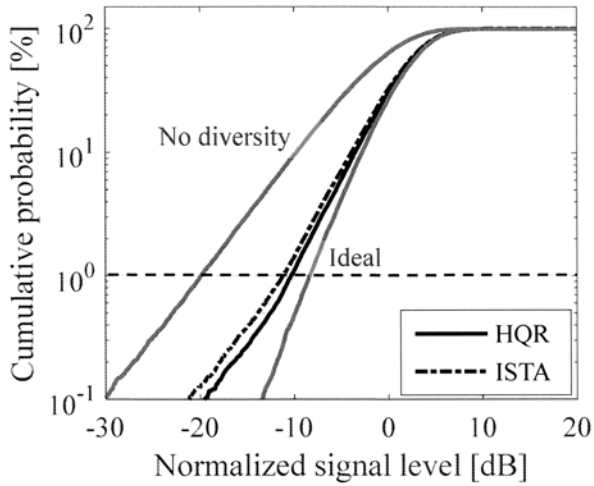


Fig. 12. Cumulative probability of signal level.

次に, SNR に対する $r_{1\%}$ について Fig. 13 に示す. この結果から, SNR=30dB 程度以上であれば, 送信ダイバーシチによる利得に変化が見られない. したがって, その程度の雑音は無視して下りリンクのチャネル係数を推定することが可能であることがわかった。

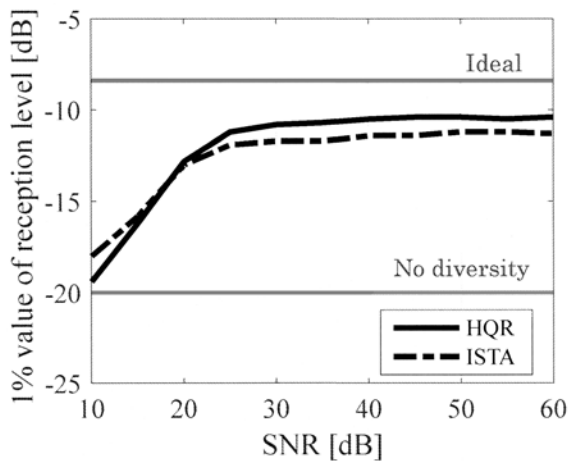


Fig. 13. 1% value of reception level when SNR is changed.

## 5. あとがき

本研究では, マルチパス伝搬路のインパルス応答がスパースである前提で, フーリエ変換対にある周波数伝達関数に CS を適用することで高分解能イン

パルス応答推定を行った. その際, 計算量削減のために二段階推定を提案した. その方法を用いて推定を行った場合, HQR は ISTA に比べ少ない計算量でインパルス応答の推定が可能であった. ただし, 本研究で推定対象としたインパルス応答は簡易な形状であり, 複数のパスが近接している場合など, より多様なインパルス応答を対象とした推定の精度は今後検討する必要がある。

さらに, FDD システムを想定した上りリンクの周波数伝達関数から CS により推定された高分解能インパルス応答をフーリエ変換することにより, 下りリンク周波数におけるチャネル係数推定を検討した. 推定されたインパルス応答が高精度に推定されれば, 伝達関数の観測周波数帯域とは異なる周波数におけるチャネル係数の推定が可能である. さらに例として送信ダイバーシチに応用し, フェージング抑圧効果を指標として推定精度評価を行い, SNR が 30dB 程度であれば雑音の影響を受けずに送信ダイバーシチを実現できることがわかった。

以上から CS によるインパルス応答推定及び異なる周波数におけるチャネル係数の推定が可能であることを確認した. 今後, 送信ダイバーシチ以外に MIMO のプリコーディングなどの高機能制御へのチャネル係数推定の応用も検討が必要である。

## 参考文献

- 1) 柴田孝基, “OFDM 伝送における遅延プロファイル推定法”, 映像学誌, **60**, 1672-1680 (2006).
- 2) 西村寿彦, 遠藤大樹, 小川恭孝, 大鐘武雄, “圧縮センシングと到来方向推定”, 信学技報, **114**, 65-70 (2014).
- 3) 林和則, “圧縮センシングとその通信応用”, 信学技報, **113**, 139-144 (2014).
- 4) M. Cetin, D. M. Malioutov, A. S. Willsky, “A Variational Technique for Localization Based on a Sparse Signal Reconstruction Perspective”, *Proc. IEEE ICASSP*, **3**, 2965-2968 (2002).
- 5) 高橋善樹, 伊藤聡宏, 若山俊夫, “DOA 推定のための HQR 法による圧縮センシングにおけるスパースパラメータの設定法”, 信学論(B), **J98-B**, 1266-1276 (2015).
- 6) A. Beck, M. Teboulle, “A Fast Iterative Shrinkage-Thresholding Algorithm for Linear Inverse Problems”, *SIAM J. Imaging Sciences*, **2**, 183-202 (2009).