

Technology Reports

多次元 MIMO 伝送技術特集 — 未来創造への挑戦 —

高速移動環境に対応した 拡張2次元DFT補間によるチャネル推定

MIMO-OFDMによる広帯域移動通信において、高速移動環境でも高精度にチャネル推定可能な拡張2次元DFT補間によるチャネル推定法を開発し、テストベッドを用いてその効果を検証した。

北京研究所
侯 曉林
加山 英俊

シャオリン
張 戰

ジャヌ
ヒデトシ

1. まえがき

無線チャネルにおいて、送信信号が受けた減衰と位相回転を示すチャネル情報を正確に推定することは、受信信号を誤りなく復号するうえで、極めて重要である。特にIMT-Advancedに代表される将来のシステムでは、より高い周波数効率の実現のためMIMO (Multiple Input Multiple Output) ^{*1} 伝送のアンテナ数を増加させる必要があるが[1]、一部のMIMO信号検出法においては、チャネル推定^{*2}の誤りに起因する信号検出誤りが、別のアンテナの信号検出に対して影響をおよぼすことから、チャネル推定に対しても高い精度が要求される。

さらに、将来のシステムでは高い搬送周波数と広い帯域を用いること

から、周波数および時間の2次元領域において、より選択性フェージング^{*3}変動を受けやすいといえる。一般にチャネル推定には既知のパターンを用いたパイロット信号^{*4}が用いられ、これは時間と周波数に対して離散的に配置される。データの復調は、各パイロット位置において推定されたチャネル情報を2次元補間し、それによって得られたデータ位置でのチャネル推定値を用いて行われる。

従来用いられている2次元線形補間 (2D-LI: 2 Dimension-Linear Interpolation) およびその拡張方式によるチャネル推定方法は、実現が容易な半面、特に高速移動環境における推定精度は必ずしも十分とはいえない。一方、2次元離散フーリエ変換を用いた補間 (2D-DFTI: 2 Dimen-

sion-Discrete Fourier Transform Interpolation) [2][3]では、マルチパスチャネル^{*5}の特性であるドップラースペクトラム^{*6}と遅延プロファイル^{*7}の情報を保持したまま補間を行うことができるため、高速移動環境においても高い推定精度を保つことができる。しかし、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ^{*8} パケット伝送では、仮想サブキャリアや直流成分および信号のバースト性など、周波数領域と時間領域における信号の不連続性を避けることができない。この不連続な信号に対してフーリエ変換/逆フーリエ変換をかけた場合は、ギブズ現象 (Gibbs artifact) により不連続となる点の前後で信号が振動してしまい、チャネル推定精度はかえって低下してしまうという問題があった。

^{*1} MIMO: 複数の送受信アンテナを用いて信号の空間多重を行い、通信品質および周波数利用効率の向上を実現する信号伝送技術。

^{*2} チャネル推定: 信号が無線チャネルを経由した際に受けた減衰量および位相回転量などを推定すること。得られた推定値 (チャネル情報) は、受信側でMIMO信号分離や復調などに用いられるほか、送信信号の最適化のためにも用いられる。

^{*3} 選択性フェージング: 遅延時間差の大きいマルチパスの影響で、帯域内の周波数により振幅および位相の変動が異なるフェージング。

^{*4} パイロット信号: あらかじめ送受信間で定められたパターンの信号で、受信側ではその受信信号からチャネル (減衰量および位相回転量) の推定などを行う。また、パイロット信号を含む送信シンボルをパイロットシンボルと呼ぶ。

そこで北京研究所の適応パケット無線伝送プロジェクトでは、ギブズ現象による特性劣化を防ぐ拡張2次元離散フーリエ変換補間（2D-EDFTI：2 Dimension-Enhanced DFTI）を開発し、シミュレーションと実験によりその効果を検証した。

本稿では、高速移動環境においてチャネル推定精度の劣化を防ぐことができる拡張2次元DFT補間^{*9}によるチャネル推定法の概要と、テストベッドへの実装およびその評価結果について解説する。

2. MIMO-OFDM システムモデル

SU（Single-User）-MIMO-OFDMのテストベッド構成を図1に示す。ここで送受信アンテナ数は各4本とし、MIMOは開ループ空間多重^{*10}を用いた。各アンテナに対応する4本のデータフローには、それぞれ個別にパイロット信号が挿入され、OFDM変調が行われた後、4本のア

ンテナから独立に送信される。無線チャネルでは、マルチパスにより周波数と時間の2次元選択性フェージングを受ける。送信はバースト単位で行われ、受信側ではまず先頭のパリアンプル^{*11}によりフレーム同期を行う。次いで各受信アンテナの信号にDFTをかけ、パイロット信号を復調した後、チャネル推定・補間を行い、これを用いてMIMO信号検出を行う。

実験で用いたフレーム構成を図2に示す。1フレームはOFDMシンボル長32で構成され、先頭の3シンボルは同期およびAGC（Automatic Gain Control）^{*12}のためのパリアンプルとなっている。また、残りの29シンボル中8シンボルはパイロットシンボル、その他がデータシンボルである。

ところで、一般にOFDM伝送では、帯域外輻射^{*13}を抑えるために帯域両端のサブキャリア出力を0として、実際の信号伝送に用いない場

合が多い。これらを仮想サブキャリア（もしくはガードサブキャリア）と呼ぶ。また中央のサブキャリアは直流成分を避けるため、出力を0として使用しない。これら仮想サブキャリアおよび直流成分とサブキャリア番号との関係を図3に示す。ここではIDFT（Inverse Discrete Fourier Transform）^{*14}の実装イメージと合わせるために、サブキャリア番号は次のIDFTの式で表される k を用いている。この場合、 $k=0$ では指数部分が1となる直流成分となっていることが分かる。

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad (1)$$

式(1)において n は時間領域のサンプリング点、 N はサンプリング数、 $x(n)$ は時間領域のデータ、 $X(k)$ は周波数領域のデータを表している。また、実際の周波数との関係はサブキャリア番号0を中心として1～450の順に高く、1,023～574の順に低く

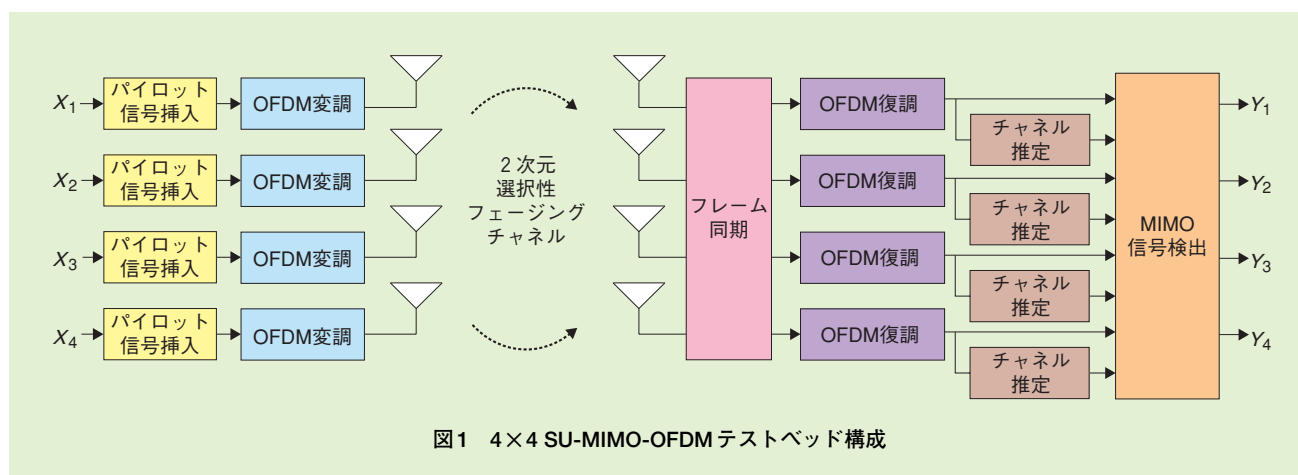


図1 4×4 SU-MIMO-OFDMテストベッド構成

- *5 **マルチパスチャネル**：送信機から送信された電波は、直接届く波以外に、大地や建物の壁などで反射されて届く波が複数存在する。このように複数の経路（パス）を通過して受信側に電波が到達する無線チャネルをマルチパスチャネルと呼ぶ。
- *6 **ドップラースペクトラム**：マルチパスチャネルでは、パスの到来方向がそれぞれ異なることから、移動に伴って発生するドップラースhiftも、広がりをもった分

布を示す。このドップラースhiftのパワー分布をドップラースペクトラムという。

- *7 **遅延プロファイル**：マルチパスチャネルでは、反射波の各パスの長さがそれぞれ異なることから、遅延は時間的な広がりをもった分布をもつ。この遅延時間に対するパワーの分布を遅延プロファイルという。
- *8 **OFDM**：デジタル変調方式の1つで、情

報を複数の直交する搬送波に分割して並列伝送する方式。高い周波数利用効率での伝送が可能。

- *9 **2次元DFT補間**：時間および周波数の2次元における、DFT（離散フーリエ変換）およびIDFT（*14参照）を用いた補間法。
- *10 **開ループ空間多重**：フィードバック系をもたない空間多重MIMO伝送。

なる。

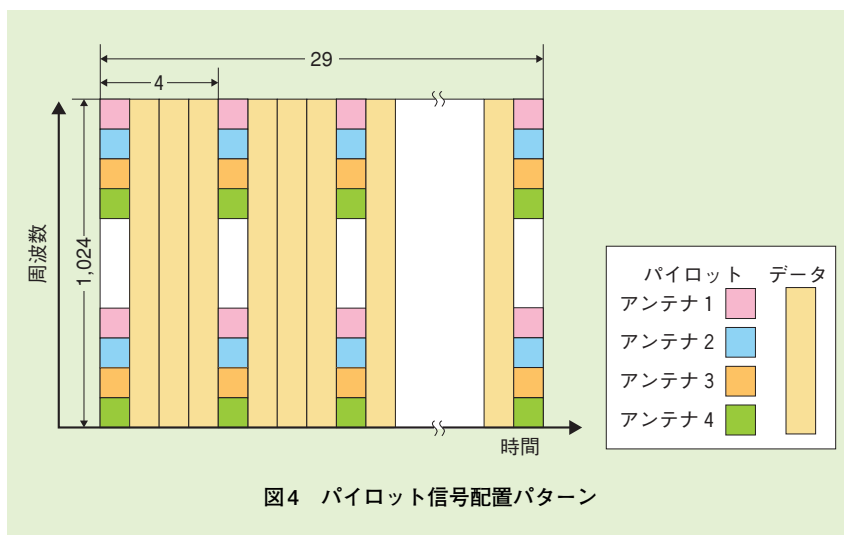
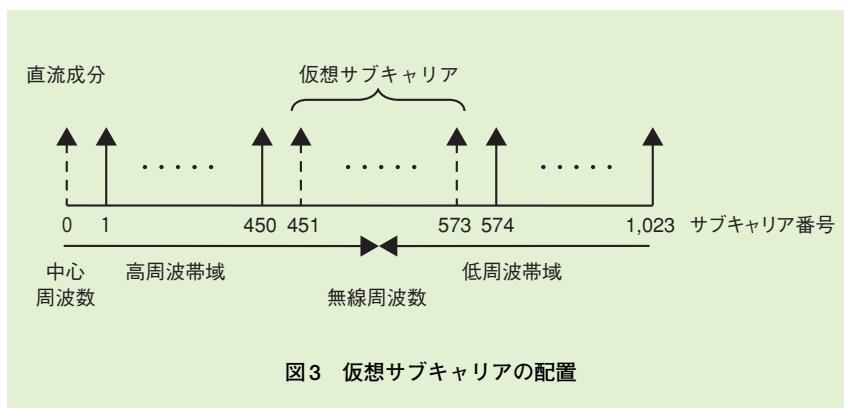
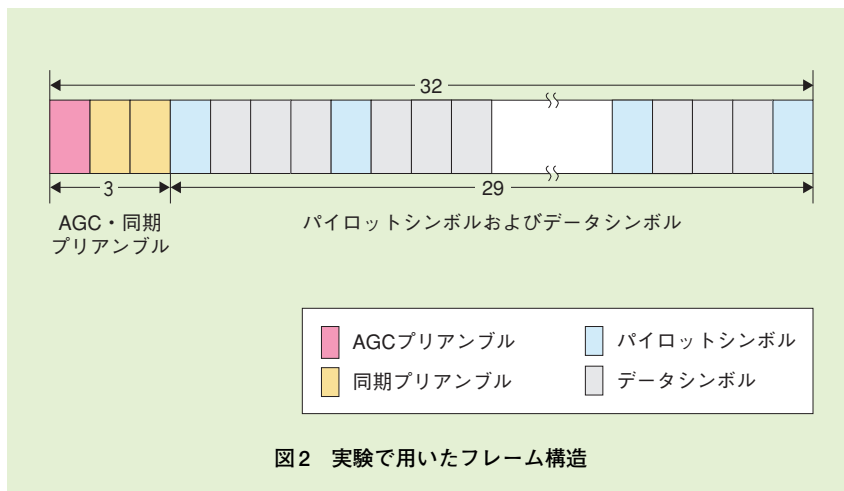
パイロット信号配置パターンを図4に示す。4本のアンテナから個別に送信されるパイロット信号は、それぞれ干渉し合わないよう異なるサブキャリアを用いて送信される。一方、データ信号は4本のアンテナから同時に送信される。なお、DFT補間を適用するためには、時間および周波数方向のパイロット信号をそれぞれ一定間隔で配置する必要がある。

3. 拡張2次元離散フーリエ変換補間

4×4 MIMOにおいて信号検出を行うためには、それぞれの送受信アンテナの組合せに対応する16の独立した無線チャネルのチャネル推定を行う必要がある。

チャネル推定は、まず時間および周波数に対して間欠的に配置されるパイロット信号位置において行われる。ここで誤差を生じる要因としては、ノイズや干渉の影響がある。2D-DFTIではチャネルインパルス応答^{*15}において、有意な信号が存在しない時間領域の信号を削除し、ノイズや干渉の影響を抑圧して高い推定精度を実現している。

次いで、各パイロット信号位置で得られた推定値から時間領域と周波数領域の2次元DFT補間を行い、各データ位置でのチャネル推定値を計算する。2D-DFTIでは0挿入によって等価的にサンプリング周期を上げ



*11 プリアンブル：パケットの先頭に配置された固定パターンの信号。受信側では、これを用いてパケットの検出、ゲイン制御、フレームの同期、周波数同期などを行い、データ部の受信に備える。
 *12 AGC：出力信号の振幅が一定となるように増幅度を自動調整する機能。
 *13 帯域外輻射：通信のために割り当てられた周波数帯域の外部への電力の放射。
 *14 IDFT：離散逆フーリエ変換、周波数領域

の離散データを時間領域の離散データに変換する。

*15 チャネルインパルス応答：マルチパスチャネルにインパルス信号を入力した場合の応答信号で、それぞれ各パスの遅延時間、減衰量および位相回転量をもった複数のインパルスが、時間領域で観測される。

ることで補間を行うが、これによってIDFTおよびDFTの値に影響を与えることはないため、ドップラースペクトラムと遅延プロファイルの情報を保持したまま高精度で補間を行うことができる。ところが、前述のように時間および周波数領域の不連続性が存在する場合には、ギブズ現象により推定精度が低下する。そこでこの問題を解決するため、本プロジェクトでは2D-EDFTI[4][5]を提案・開発した。提案する2D-EDFTIの処理フローを図5に示す。ここで全体のプロセスは、次の4つのステップからなる。

①ステップ1：不連続性の補償（周波数領域）

DFT後の各パイロット信号に対して最小二乗法（LS: Least Squares）^{*16}を適用し、チャンネル推定を行う。 P_t を1フレーム内のパイロットシンボル数、 P_f を1パイロットシンボル内における各アンテナのパイロット信号数とすると、推定値は $P_t \times P_f$ のマトリックス CFR_{Pilot} となる。

次いで周波数領域における不連続性を補償するため、欠損している直流成分および仮想サブキャリア位置に、仮想的なチャンネル推定値をそれぞれ線形補間および境界値の繰返しにより内挿する（図6）。これにより、ギブズ現象の歪みが有意な信号部分に与える影響が軽減される。

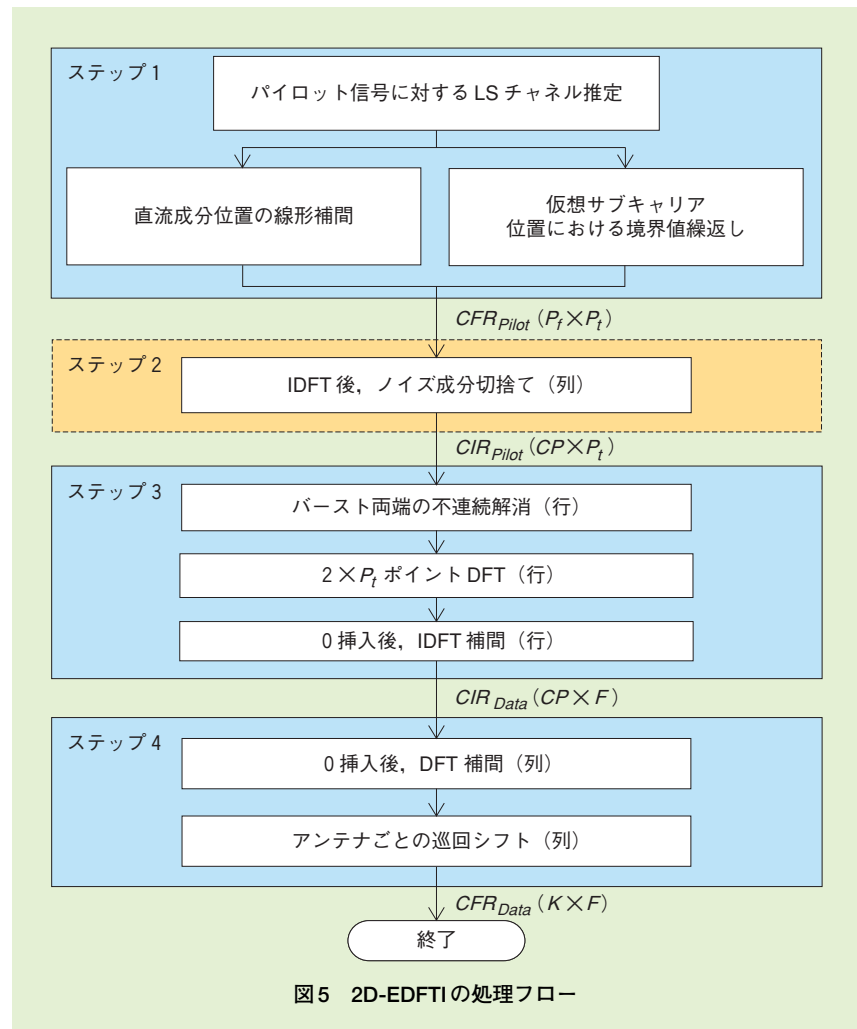


図5 2D-EDFTIの処理フロー

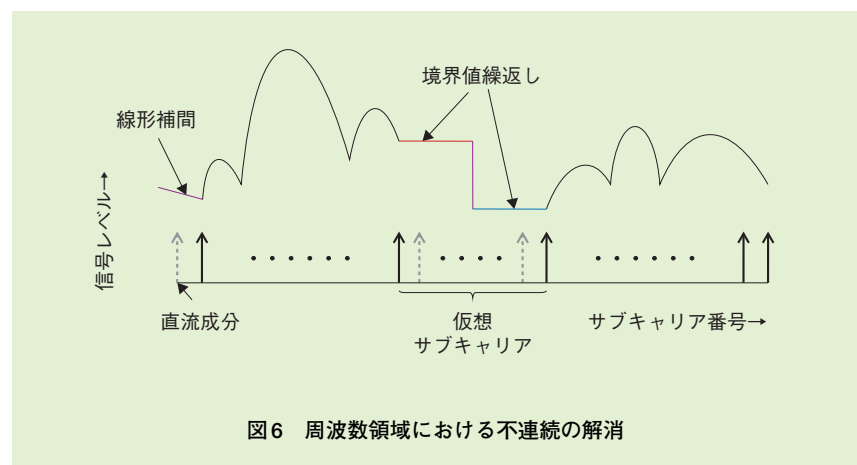


図6 周波数領域における不連続の解消

*16 最小二乗法（LS）：測定値との差の二乗和を最小とするような推定値を求める方法。

②ステップ2：ノイズ成分の切捨て

CFR_{Pilot} の各列は同一時間における各周波数領域のチャネル応答を示しており、このベクトルに対して P_f 点のIDFTを行うことでチャネルインパルス応答を得ることができる。一般に遅延波のパワーは時間に対して指数減衰特性を示すことから、先頭部分のみを抽出し、その他のノイズが支配的な部分を切り捨てることで、チャネル推定の精度をより高めることができる。ここで抽出する時間サンプル数をCP (Cyclic Prefix) とすると、 $CP \times P_f$ のマトリックス CIR_{Pilot} が得られる。

③ステップ3：不連続性の補償と補間（時間領域）

ステップ2で得られた CIR_{Pilot} の各行は、時間領域におけるチャネルの変化を示すものであるが、データがフレーム単位で送信される場合は、両端が不連続

点になってしまう。そこで、ちょうど鏡面で反射させたように並びを逆にしたベクトルをつなぎ合わせ、周期的な信号とした後、 $2 \times P_f$ 点のDFTを行う（図7）。その後、時間領域の補間を行うため、0をDFT後の信号に内挿し、IDFTを行って1フレーム内のプリアンブル部を除いたシンボル数 F に等しい時間サンプリングを得る。ここで0挿入を行ってもIDFTの値には影響を与えず、したがって、ドップラースペクトラムの情報はそのまま保持される。これらの処理の結果、 $CP \times F$ のマトリックス CIR_{Data} が得られる。

④ステップ4：周波数領域の補間

最後に、周波数領域の補間を行うため、 CIR_{Data} の各列がサブキャリア数 K と同じになるよう0挿入を行い、DFTを行った後に、各アンテナごとのパイロット信号位置に合わせて巡回シフトを行って $K \times F$ のマトリックス

ス CFR_{Data} を得て、全体のチャネル推定および補間が完了する。この過程では、遅延プロファイルの情報はそのまま保持される。

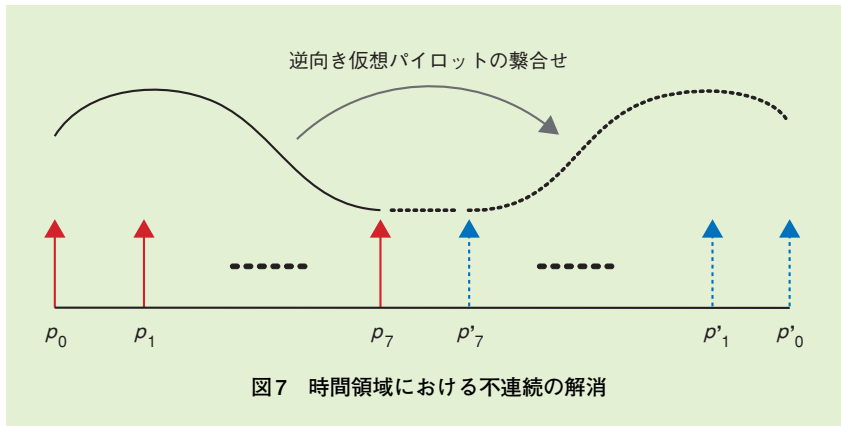
4. 実験検証

実験に用いた基本システムパラメータを表1に、2D-EDFTIのハードウェア構成を図8に示す。本評価ではチャネルモデルとして3GPP TR 25.996[6]のCase 2を用いた。アルゴリズムの中心となるDFT/IDFTなどの処理部は、設計効率と信頼性向上のためモジュール化されている。また、処理遅延低減とハードウェア資源の有効利用のため、並列処理、パイプライン処理^{*17}および多重信号

表1 システムパラメータ

パラメータ	取得値
搬送波周波数	2.35GHz
帯域幅	6.25MHz, 12.5MHz
MIMO	4×4空間多重
フレーム長	32シンボル
サブキャリア数	1,024
仮想サブキャリア数	128
CP	96サンプル
P_f	256
P_t	8
変調方式	BPSK (パイロット) 16QAM (データ)
チャネル推定	2D-LI, 2D-EDFTI
MIMO検出法	ZF, DOM
チャネルモデル	3GPP TR 25.996 Case2 3km/h, 30km/h, 120km/h

BPSK : Binary Phase Shift Keying



*17 パイプライン処理：プロセッサのユニットの有効利用のため、クロックごとに各ユニットに次々に命令を投入し、並列実行すること。これにより、ハードウェアリソースの効率化と処理速度向上が実現できる。

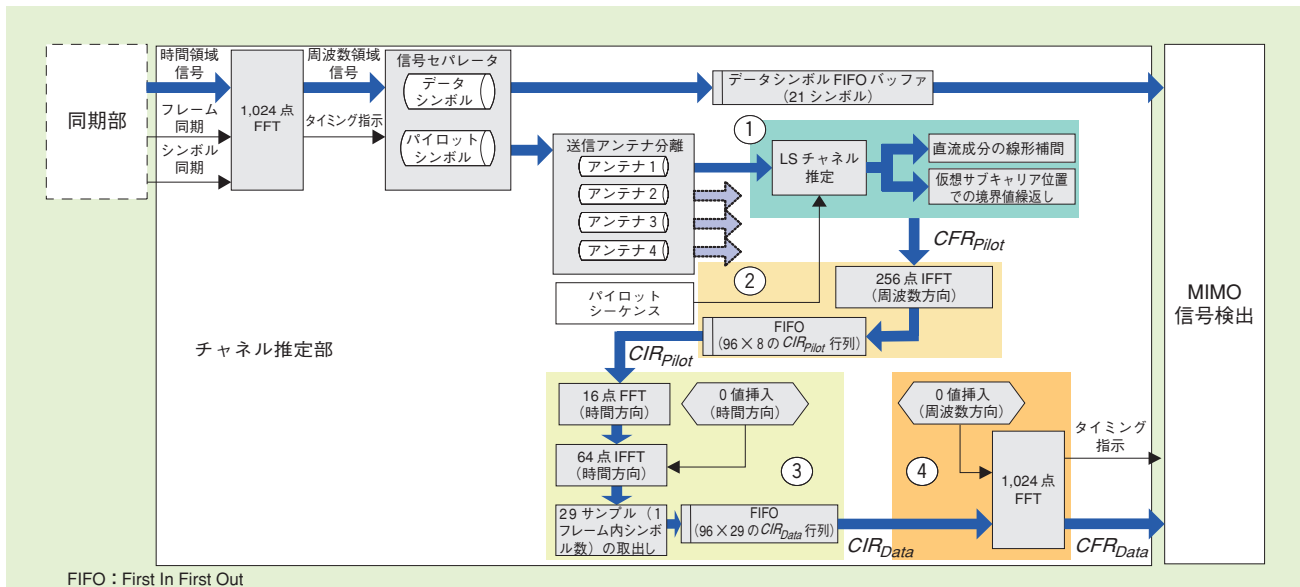


図8 2D-EDFTIによるチャンネル推定部のハードウェアの構成

処理^{*18}などの手法を用いている。MIMO信号分離後のデータシンボルの16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) コンスタレーション^{*19}を図9に示す。ここでは信号分離にはZF (Zero Forcing)^{*20}を用い、広く一般的に用いられている2D-LIおよび提案方式である2D-EDFTIの2つのチャンネル推定方法を用いた場合の比較を示した。

図から分かるように2D-LIを用いた場合、移動速度が上がるに従って信号点が崩れていき、120km/hではほとんど識別できなくなってしまうのに比べ、2D-EDFTIでは30km/hにおいてはほとんど劣化が見られず、120km/hにおいても信号点をほぼ識別できる。2D-LIのチャンネル推定精度が劣化するのは、高速移動に

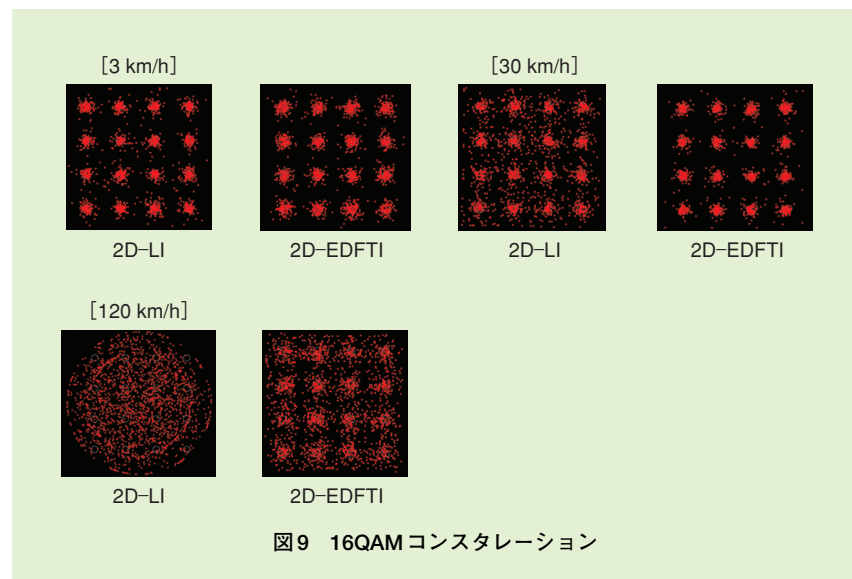


図9 16QAM コンスタレーション

伴う二重選択性フェージングの変動の激しい起伏が、タイミング同期の精度を劣化させるからである。一方、2D-EDFTIで推定精度を保つことができるのは、同期エラーが存在

する場合でも、その誤差がCP以内であれば、特性に大きな影響を与えないからである。

ビット誤り率対SNR (Signal to Noise Ratio) 特性の測定結果を図10

*18 多重信号処理：本稿では、異なるクロックで動作するモジュールを1つのFPGAにて処理させ、ハードウェアリソースを効率化する手法。

*19 コンスタレーション：X軸を同相(Inphase)成分、Y軸を直交位相(Quadrature phase)成分として、受信信号を2次元平面上に投影したもの。

*20 ZF：無線チャネル応答を $H(s)$ とした場合、受信信号に $1/H(s)$ を掛けて等価を行う方法。

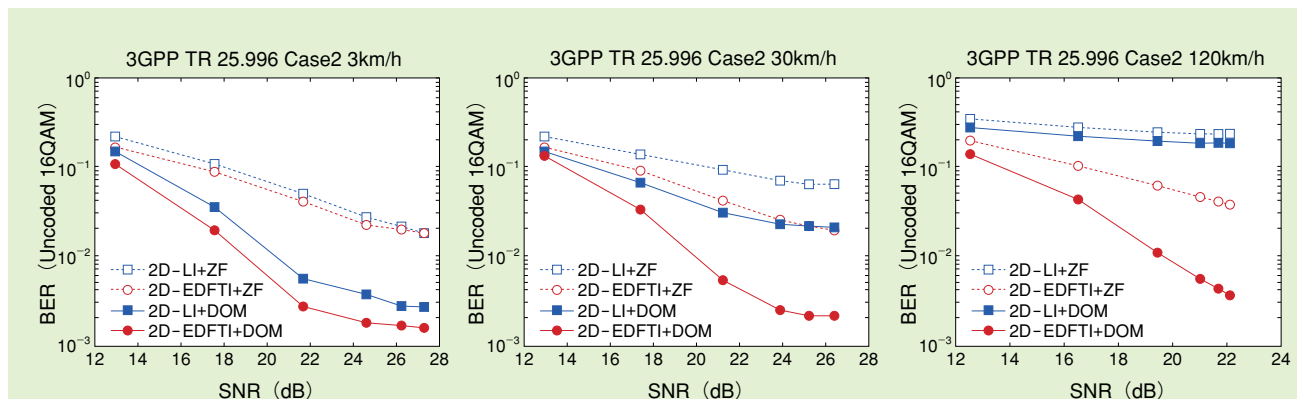


図10 各移動速度におけるビット誤り率対SNR特性

に示す。ここでは、3～120km/hの移動速度におけるチャネルコーディング^{*21}前のビットストリームに対する特性を示している。これらの比較結果から、すべての条件下において、2D-EDFTIが2D-LIより良い特性をもつことが分かる。また、移動速度が上がるにつれ両者の差は大きくなり、提案方式の優位性がより明らかになっている。特に120km/hの環境においては、2D-LIにSIC (Successive Interference Cancellation) ベースのMIMO検出アルゴリズムであるDOM (Dynamic Ordering M-paths MIMO detection)^{*22}を組み合わせた場合より、2D-EDFTIに簡易なZF検出を組み合わせたほうが、良いBER (Bit Error Rate) 特性が得られているのが分かる。これは、チャネル推定精度がMIMO検出の特性に対して非常に重要な影響を与えることを示しており、正確なチャネル推定ができなければ、より高度な

MIMO検出アルゴリズムを適用しても、本来の優位性を発揮できないことを示している。

5. あとがき

本稿では、高精度なDFTベースのチャネル推定・補間方法をベースに、ギブズ現象を抑えることで実システムへの適用を可能とした、2D-EDFTIによるチャネル推定方法について解説した。本方式をテストベッドに実装し試験評価を行った結果、時間と周波数における二重選択性フェージング環境においても高い推定精度が実現できること、特に高速移動時において良好なロバスト性を有していることを明らかにすることができた。本技術を将来のIMT-Advancedに適用することで、高速移動環境においても高品質なMIMO-OFDM伝送を提供できることが期待できる。

文 献

- [1] 3GPP TS 36.211 : “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation.”
- [2] Y. Li : “Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems,” IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 49, pp. 1207-1215, Jul. 2000.
- [3] X. Dong, W.-S. Lu and A. C. K. Soong : “Linear interpolation in pilot symbol assisted channel estimation for OFDM,” IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 6, pp. 1910-1920, May 2007.
- [4] X. Hou, Z. Zhang and H. Kayama : “Low-Complexity Enhanced DFT-based Channel Estimation for OFDM Systems with Virtual Subcarriers,” in Proc. IEEE PIMRC’07, Sep. 2007.
- [5] X. Hou, Z. Zhang and H. Kayama : “Doubly-Selective Channel Estimation for Packet OFDM Systems with Virtual Subcarriers,” in Proc. IEEE VTC’08-Fall, Sep. 2008.
- [6] 3GPP TR 25.996 : “Spacial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations.”

*21 チャネルコーディング：送信データに対して冗長ビットを付与し、受信側で誤り検出・訂正を可能とする伝送路符号化。代表的な方式としてTurbo, LDPC (Low Density Parity Check) などがある。

*22 DOM：北京研究所が開発した、干渉キャンセラに複数パス検索を組み合わせたMIMO信号検出アルゴリズム。