

28GHz帯マルチユーザー分散MIMOシステムを用いたOTFS変調信号のOTA測定

田和 憲明 桑原 俊秀 丸田 靖 金子 友哉

要旨

Beyond 5G以降の通信のセルスループットを向上させるためには、MIMO (マルチプルインプット、マルチプルアウトプット) 技術、ミリ波帯・サブテラヘルツ波帯の利用、そして新たな変調方式の開発が重要です。OFDM (直交周波数分割多重) 変調方式は、4G・5G で使われ、優れたスペクトル効率とマルチパスフェージングチャネルに対しての高い堅牢性があります。一方で、移動端末の時間で変動するチャネルに対する堅牢性は低くなります。ミリ波帯・サブテラヘルツ波帯では波長が短く、ドップラー効果の影響も大きいことから、Sub6GHz帯よりも、この堅牢性は重要です。本稿では、28GHz帯マルチユーザー分散MIMOの試作機を使用し、OTA (Over The Air) 環境かつ移動体環境で実施したOTFS (直交時間周波数空間) 変調方式の検証実験について紹介します。今回は、ゼロフォーシングプリコーディングを用いて、最大4ユーザーで同時接続したときのアップリンク信号の測定を、OTFSとOFDMとで行いました。OTFSは、OFDMと比べ、時間で変動するチャネルに対してより高い堅牢性を示しました。OTFSの変調精度と100MHz信号帯域幅でのシステムスループットは、それぞれ-22dBと1.9Gbpsでした。本研究により、OTFSは、ミリ波帯やサブテラヘルツ波帯における移動端末のセルスループット向上を可能にすることが分かりました。



OTFS/チャネル推定/MIMO/移動通信/ミリ波帯通信

1. はじめに

MIMO (マルチプルインプット、マルチプルアウトプット) 技術、ミリ波帯・サブテラヘルツ波帯の利用、そして新たな変調方式は、Beyond 5G (B5G) /6G (第6世代) 移動通信サービスにおけるセルスループット向上の重要な要素です。SDM (空間分割多重) 技術を活用したMIMOシステムは、方向性に基づくビームフォーミングを用いたシステムと比べて、より多くのレイヤを多重化できます。ミリ波帯・サブテラヘルツ波帯を使用することの利点は、利用可能な周波数帯域が広いことです。その一方で、ミリ波帯・サブテラヘルツ波帯での通信では、Sub6GHz帯と比べて、より敏感に伝搬チャネルが変化するという難点があります。Beyond 5G/6Gでは、チャネル変動に対して高い堅牢性を備えた変調方式が求められます。第4・第5世代移動通信サービスで使われている変調技術は、OFDM (直交周波数分割多重) 変調方式です。OFDMは高いスペクトル効率とマルチパスフェージングに対する優れた堅牢性を備えていますが、移動体環境下におけるドップラー効果に起因する搬送波間干渉は、OFDM性能を低下させます。特に、ミリ波帯・サブテラヘルツ波帯でのドップラー効果はSub6GHz帯のものより大きくなります。この劣

化を抑制するために、OFDMシステムではより頻りにRS (基準信号) の割り当てを行い、各OFDMシンボルに対するSDMの重み行列を算出します。しかし、RS割り当ての増加はスペクトル効率を低下させるとともに、重み算出のための計算処理をより複雑にします。

このような時間で変動するチャネルの課題解消に向けて、OTFS (直交時間周波数空間) 技術の利用が提案されています¹⁾。OFDMは、TF (時間・周波数) 領域で情報シンボルの多重化を行います。それに対してOTFSは、DD (遅延・ドップラー) 領域で情報シンボルの多重化を行います。OTFS変調のDD領域のエLEMENTはTF領域全体に広がるため、OTFSの全ELEMENTは同一の伝搬チャネルの影響を受けます。シミュレーションを使用したこれまでの論文によると、OTFSは高速移動体環境において、ビット誤り率がOFDMより低くなることが報告されています^{1)~4)}。

NECは、28GHz帯マルチユーザーD-MIMO (分散MIMO) 試作機を使用したOTA (Over The Air) 実験を行い、ドップラー環境におけるOTFS変調の堅牢性を検証しました。D-MIMOは離れた場所に位置する複数のアンテナを使用することにより、SDM性能を最大化する技術のひとつです^{5)~7)}。本稿では、移動体環境で同時複数ユーザー接続を行ったときの実際的なOTFSのチャネ

ル推定とチャネル品質について紹介します。

2. 信号処理

2.1 OTFS変調

OTFS信号処理の流れを図1に示します。PC (パーソナルコンピュータ) に搭載されたOTFSプリプロセッサは、マルチユーザー-TX (送信) 信号 $\mathbf{x}_{i(l,k)}^{DD} \in \mathbb{C}^{U \times 1}$ を生成します。このとき、 $U=1,2,\text{or}4$ はUE (ユーザー装置) の台数です。OTFS信号 $\mathbf{x}_{i(l,k)}^{DD}$ は、 i 番目サブフレームのTX信号を表し、 $i=0,1,\dots,9$ です。この信号は、遅延領域インデックス $l=0,1,\dots,M-1$ とドップラー領域インデックス $k=0,1,\dots,N-1$ のDD領域エレメントに割り当てられます。このとき M,N はそれぞれ1,200、14です。OTFSフレームは10個のサブフレームで構成されます。OTFSプリプロセッサは、 $\mathbf{x}_{i(l,k)}^{DD}$ をTF領域信号 $\mathbf{x}_{i(m,n)}^{TF} \in \mathbb{C}^{U \times 1}$ に変換します。このとき、 $m=0,1,\dots,M-1$ は周波数領域インデックスで、 $n=0,1,\dots,N-1$ は時間領域インデックスであり、変換には逆シンプレクティック有限フーリエ変換 (逆SFFT) を用います¹⁾⁻⁴⁾。UE-DUと呼ぶUE用DU (分散ユニット) は、時間領域デジタル信号 $\mathbf{s}_i(t) \in \mathbb{C}^{U \times 1}$ を生成します。この式で t は時間で、信号生成はOFDM変調方式を用いてTF領域信号 $\mathbf{x}_{i(m,n)}^{TF}$ を変調することで行います。OFDM変調方式のパラメータは、60kHzのサブキャリア間隔と80MHzの信号帯域幅を除き、3GPP TS 36.211仕様書⁸⁾に準拠しています。UE-RUと呼ぶUE用RU (無線ユニット) は、時間領域デジタル信号 $\mathbf{s}_i(t)$ をアナログ信号に変換しUEアンテナから送信します。

サブフレーム0は、CIR (チャネルインパルス応答) を

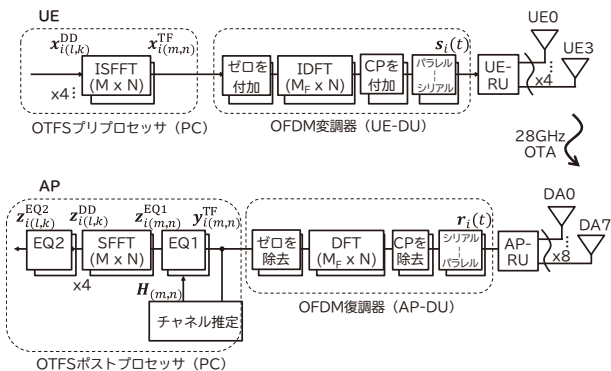


図1 OTFS信号処理のブロック図

推定するための、CIR-RSと呼ぶ参照信号のみを有します。図2に示すように、3GPP TS 36.211仕様書⁸⁾で定義された長さ19のZadoff-Chu系列を用いたCIR-RSは、DD領域のエレメントに割り当てられます。表1は、4台のUE (UE0~UE3) のCIR-RS中心位置における遅延インデックス $l_{c,u}$ とドップラーインデックス $k_{c,u}$ を示します。サブフレーム0のその他のエレメントは空白です。サブフレーム1~9はQPSK (4位相偏移変調) ユーザーデータとPCRS (位相補償参照信号) を持つとします。 u 番目のUEのPCRSはQPSK変調で、 $\mathbf{x}_{i(l_p,0)}^{DD}$ に割り当てられます。この時、図2に示すように、 $l_p=48\nu+u$ 、 $\nu=0,1,\dots,24$ 、そして $u=0,1,2,3$ です。UE間の混信を防ぐために、PCRSとCIR-RSの位置は各UEで変えています。CIR-RSの振幅はユーザーデータやPCRSより17dB大きくしています。これは、図3に示すように、サブフレーム0とその他のサブフレーム間の時間領域信号 $\mathbf{s}_i(t)$ のピーク電力を同程度にするためです。

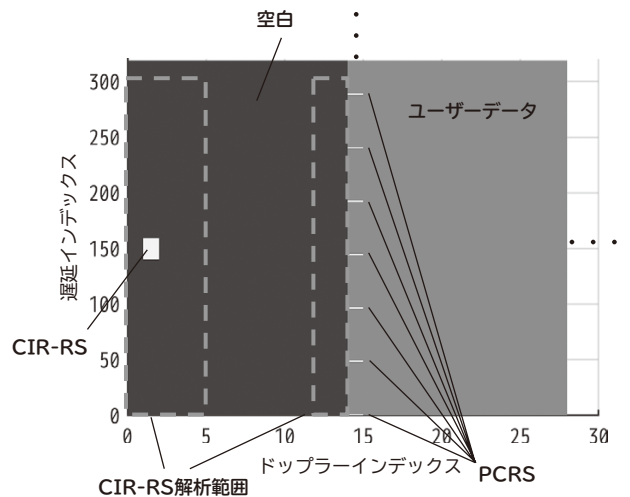


図2 サブフレーム0~1のUE0のOTFS信号割り当て

表1 CIR-RSの数値設定

| | UE0 | UE1 | UE2 | UE3 |
|-----------------------|--------------------|-----|-----|------|
| CIR-RSの長さ | 19 | 19 | 19 | 19 |
| CIR-RSの中心 | | | | |
| 遅延インデックス $l_{c,u}$ | 150 | 750 | 450 | 1050 |
| ドップラーインデックス $k_{c,u}$ | 1 | 9 | 5 | 12 |
| CIR-RS解析範囲 | | | | |
| 遅延ドメイン $l_{r,u}$ | 150 | 150 | 150 | 150 |
| ドップラードメイン $k_{r,u}$ | 3 (歩行時) 0 (停止時) | 0 | 0 | 0 |

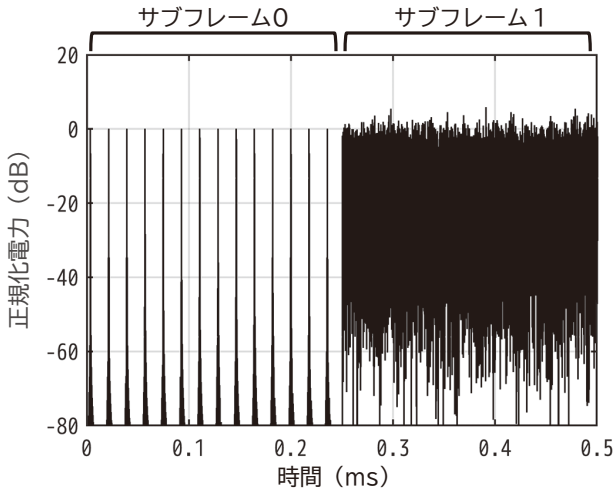


図3 UE0の時間領域OTFS波形

3. OTFS復調方式

AP-RUと表すAP（アクセスポイント）用RUは28GHz帯OTA信号を受信し、この信号をデジタルベースバンド信号、 $\mathbf{r}_i(t) \in \mathbb{C}^{D \times 1}$ に変換します。 $D=8$ とし、DA（分散アンテナ）の台数を表します。AP-DUと表すAP用DUは、OFDM復調方式を使用して、ベースバンド信号 $r_i(t)$ からTF領域OTFS信号 $\mathbf{y}_{i(m,n)}^{\text{TF}} \in \mathbb{C}^{D \times 1}$ を生成します。

伝搬チャネルは、CIR-RSを持つサブフレーム0から推定します。まず、PCに搭載されたOTFSポストプロセッサのチャネル推定器が、SFFTを用いて、TF領域信号 $\mathbf{y}_{0(m,n)}^{\text{TF}}$ をDD領域信号 $\mathbf{y}_{0(l,k)}^{\text{DD}} \in \mathbb{C}^{D \times 1}$ に変換します。次にCIR-RSを $\mathbf{y}_{0(l,k)}^{\text{DD}}$ から抽出します。 u 番目UEから抽出した信号は次のように表せます。

$$\mathbf{g}_{u(l,k)}^{\text{DD}} = \begin{cases} \mathbf{y}_{0(l,k)}^{\text{DD}}, & \left(\begin{array}{l} l_{c,u} - l_{r,u} \leq l \leq l_{c,u} + l_{r,u} \text{ and} \\ k_{c,u} - k_{r,u} \leq k \leq k_{c,u} + k_{r,u} \end{array} \right) \\ \mathbf{0}, & \left(\begin{array}{l} l < l_{c,u} - l_{r,u}, l > l_{c,u} + l_{r,u} \\ k < k_{c,u} - k_{r,u}, \text{ or } k > k_{c,u} + k_{r,u} \end{array} \right) \end{cases} \quad (1)$$

式の中の $l_{r,u}$ と $k_{r,u}$ は、表1に示すように、それぞれ遅延領域とドップラー領域におけるCIR-RSの解析範囲です。遅延とドップラー効果によりCIR-RSは分散されるため、CIR-RSの解析範囲はCIR-RS割り当て範囲より大きくなります。図2で示すように、CIR-RS解析範囲のドップラーインデックスがサブフレーム0の範囲を超える場合、インデックスはサブフレーム0内に折り返されます。チャネル推定器は、逆SFFTを用いて、抽出し

た信号 $\mathbf{g}_{u(l,k)}^{\text{DD}}$ をTF領域信号 $\mathbf{g}_{u(m,n)}^{\text{TF}} \in \mathbb{C}^{D \times 1}$ に変換し、 u 番目UEの伝搬チャネルを次のようにして算出します。

$$\mathbf{h}_{u(m,n)} = \mathbf{g}_{u(m,n)}^{\text{TF}} / \mathbf{x}_{0,u(m,n)}^{\text{TF}} \quad (2)$$

式中の $\mathbf{x}_{0,u(m,n)}^{\text{TF}}$ は、 $\mathbf{x}_{0(m,n)}^{\text{TF}}$ 内の u 番目UEのTF領域TX信号です。チャネル推定器はチャネル行列を $H_{(m,n)} = [h_{0(m,n)}, h_{1(m,n)}, \dots, h_{u-1(m,n)}]$ として得ます。

EQ1（第1等化器）はTF領域でチャネル等化を行います。等化したOTFS信号は次の式で計算できます。

$$\mathbf{z}_{i(m,n)}^{\text{EQ1}} = \mathbf{W}_{(m,n)} \mathbf{y}_{i(m,n)}^{\text{TF}} \quad (3)$$

式中の $\mathbf{W}_{(m,n)} \in \mathbb{C}^{U \times D}$ は、ZFにより、チャネル行列 $H_{(m,n)}$ から算出した等化重みです。続いてOTFSポストプロセッサは、SFFTを用いて、等化した信号 $\mathbf{z}_{i(m,n)}^{\text{EQ1}}$ をDD領域信号 $\mathbf{z}_{i(l,k)}^{\text{DD}} \in \mathbb{C}^{U \times 1}$ に変換します。

EQ2（第2等化器）はDD領域信号を次のように補正します。

$$\mathbf{z}_{i(l,k)}^{\text{EQ2}} = \mathbf{z}_{i(l,k)}^{\text{DD}} \odot \mathbf{c}_{i(l,k)} \quad (4)$$

このとき補正パラメータは次のとおりです。

$$\mathbf{c}_{i(l \in l_p, k)} = \mathbf{x}_{i(l \in l_p, 0)}^{\text{DD}} \oslash \mathbf{z}_{i(l \in l_p, 0)}^{\text{DD}} \quad (5)$$

記号 \odot と \oslash は、それぞれ、アダマール積とアダマール除算を意味します。PCRSを伴わない遅延インデックスの補正パラメータ $\mathbf{c}_{i(l \in l_p, k)}$ は、 $\mathbf{c}_{i(l \in l_p, k)}$ のうち近傍の補正パラメータから線形補間します。

4. OTA測定

新たに開発した28GHz帯D-MIMO試作機⁷⁾は、UE-RUとAP-RUに使用します。UE-RU用のD-MIMO試作機は4個のDAを、AP-RUは8個のDAを持ちます。UE-RUの各DAは、それぞれ1つのUEとして使用します。DAは20m長の同軸ケーブル1本で混成信号処理ユニットに接続するため、DAはケーブル長内の任意の場所に設置可能です。

図4は、実験で使用したレイアウトです。事務所環境に8個のDA (DA0～DA7) と4個のUE (UE0～UE3) を配置しました。DAとUEは床から約1.7mの高さに設置しました。UEは、いずれかのDAに対しての見通し線 (LOS) 上になるように配置しました。UE0は1ユーザー

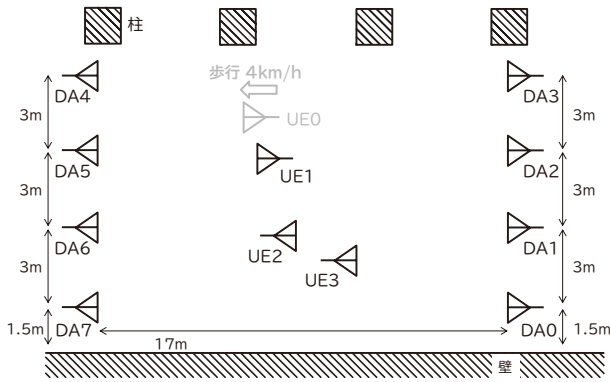


図4 事務所環境での実験レイアウト

時の測定で、UE0とUE1は2ユーザー多重時の測定で使用します。今回の実験は次のような2つのパートで構成しました。パート1では、UE0が、図4にあるように、歩く速さで左方向に動きます。一方、その他のUEは最初的位置から動きません。移動体環境下のCIR-RSはドップラー領域に拡散するので、UE0用ドップラー領域 $k_{r,u=0}$ のCIR-RS解析範囲は、表1で示すように、3にします。その他のUE用のCIR-RS解析範囲 $k_{r,u}$ は、チャンネル推定で混入する加算性白色ガウス雑音を低減するために0とします。パート2では、すべてのUEを最初的位置に固定し、それらのCIR-RS解析範囲 $k_{r,u}$ を0にします。

DAとUEのアンテナの向きはアンテナ記号に対応しています。

5. 測定結果

測定パート1におけるUE0のOTFSコンスタレーションを、図5に示します。図5(a)のEQ2を使用しないコンスタレーションは、各サブフレームがドップラー周波数シフトによって回転しますが、図5(b)で示すように、EQ2によって回転は補正されます。

図6は、測定したEVM(変調精度)と、同時接続したUEの台数の相関を示したものです。AP D-MIMOは、実際のOTA・ドップラー環境下において、ZFを使用し、同一周波数・同一時間で送信されたマルチユーザーOTFS信号を分離・復調することが可能です。

すべてのUEを固定した測定パート2では、UEの接続台数にかかわらず、OTFSのEVMはOFDM EVMとほぼ同

じ値です。対照的に、図6(a)の丸実線で示した測定パート1での移動OTFS UE0のEVMは、図6(b)の丸実線で示した移動OFDM UE0の値より、数dB小さくなります。図6(b)の丸破線のグラフは、PTRS(位相追従参照信号)を使用した、移動OFDM UE0のEVMを示しています。PTRSは、3GPP TS 38.211仕様書⁹⁾に基づいており、4番目から14番目のOFDMシンボルにおいて、48サブキャリアごとに配置されています。

PTRSのあるUE1~UE3のOFDM EVMの値は、PTRSのないものとほぼ同じです。その理由はUEが動かないためです。PTRSのある移動OFDM UE0のEVMは、移動OTFS UE0より低いものの、PTRSを使用するのに必要な等化計算処理はより複雑になります。OTFS用チャンネル等化器は、10サブフレームに一度、等化重みを更新します。これに対してPTRSを使用するOFDMは、サブフレームごとに等化重みを更新します。このため、PTRSを使用したOFDMの等化重みを計算する際の複雑性は、OTFSと比べ10倍増加します。

表2に示すのは、既出のシミュレーション結果と、本実験結果との比較です。今回の実験でのSTP(システムスループット)とスペクトル効率は、MATLAB 5Gツールボックスを使用することにより、測定パート1のUE0の

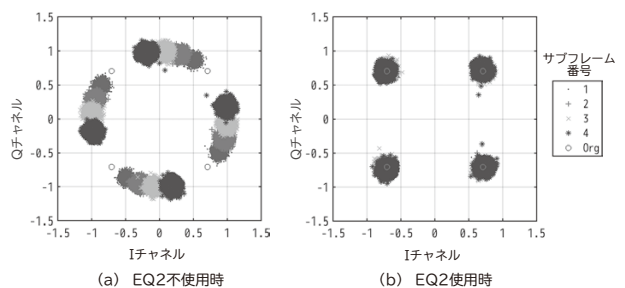


図5 UE0 OTFS QPSKコンスタレーション測定結果

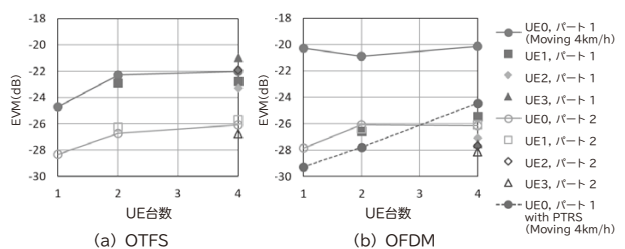


図6 OTFSとOFDMのEVM測定結果

表2 以前に報告されたOTFSシステムとの比較

| 参照 | 実験 | アンテナ構成 | 変調方式 | STP (Gbps) | スペクトル効率 (bps/Hz) |
|----------|----------|--------|------|------------|------------------|
| 10) の図13 | シミュレーション | 4×4 | OFDM | - | 14 |
| | シミュレーション | 4×4 | OTFS | - | 18 |
| 本報告 | 実験実施 | 4×8 | OFDM | 1.79 | 17.9 |
| | 実験実施 | 4×8 | OTFS | 1.93 | 19.3 |

EVMから推定しました。STPは帯域幅100MHzの信号による4ユーザーのスループットの合計です。今回の研究で実験結果から推定したスペクトル効率は、シミュレーションから算出した既出の結果¹⁰⁾と矛盾しないことが分かります。

6. むすび

本稿では、NECが新たに開発した28GHz帯D-MIMO試作機を用いてOTAかつ移動体環境下で行ったOTFS性能の実証実験を紹介しました。NECは、実際の事務所環境を使い、最大4ユーザーの同時接続でEVMの測定を行いました。OTFSは、移動するUEにおいて、PTRSのないOFDMと比べてより優れたEVMとより高いスペクトル効率が得られ、時間で変動するチャネルに対してより高い堅牢性を示しました。この結果は、高速移動体環境で利用でき、ミリ波帯やサブテラヘルツ波帯といった高い周波数領域を活用したB5G/6G移動通信システムを実現するうえで、OTFSが鍵となるテクノロジーの一つであることを示唆します。

7. 謝辞

本研究は、総務省委託研究「電波資源拡大のための研究開発 (JPJ000254)」の成果の一部です。

参考文献

- 1) R. Hadani et al.: Orthogonal Time Frequency Space Modulation, 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pp.1-6, 2017.3
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7925924>
- 2) R. Hadani et al.: Orthogonal Time Frequency Space (OTFS) modulation for millimeter-wave communications systems, 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), pp.681-683, 2017.6
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8058662>
- 3) W. Shen, L. Dai, J. An, P. Fan and R. W. Heath: Channel Estimation for Orthogonal Time Frequency Space (OTFS) Massive MIMO, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 67, no. 16, pp.4204-4217, 2019.8
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8727425>
- 4) N. Tawa, T. Kuwabara, Y. Maruta and T. Kaneko: 28 GHz Over-the-Air Measurement using an OTFS Multi-User Distributed MIMO, 2021 51st European Microwave Conference (EuMC), pp.450-453, 2022.6
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9784236>
- 5) N. Tawa, T. Kuwabara, Y. Maruta and T. Kaneko: Measuring Propagation Channel Variations and Reciprocity using 28 GHz Indoor Distributed Multi-user MIMO, 2020 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), pp.104-107, 2020.3
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9050046>
- 6) I. C. Sezgin et al.: A Low-Complexity Distributed-MIMO Testbed Based on High-Speed Sigma-Delta-Over-Fiber, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 7, pp.2861-2872, 2019.7
<https://ieeexplore.ieee.org/document/8678474>
- 7) N. Tawa, T. Kuwabara, Y. Maruta and T. Kaneko: 28 GHz Distributed-MIMO Comprehensive Antenna Calibration for 5G Indoor Spatial Division Multiplex, 2021 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), pp.541-544, 2021.6
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9574898>
- 8) Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation, version 10.7.0: 3GPP TS 36.211, 2013.2
- 9) NR; Physical channels and modulation, version 15.8.0: 3GPP TS 38.211, 2019.12
- 10) 3GPP TSG RA WG1: OTFS Modulation Waveform and Reference Signals for New RAT, R1-162930, 2016.4
<https://www.cohere-tech.com/wp-content/uploads/2017/06/R1-163619-OTFS-Waveform-for-New-RAT.pdf>

執筆者プロフィール

田和 憲明

ワイヤレスアクセス開発統括部
プロフェッショナル

桑原 俊秀

ワイヤレスアクセス開発統括部
シニアプロフェッショナル

丸田 靖

ワイヤレスアクセス開発統括部
シニアプロフェッショナル

金子 友哉

ワイヤレスアクセス開発統括部
シニアプロフェッショナル

NEC 技報のご案内

NEC 技報の論文をご覧いただきありがとうございます。
ご興味がありましたら、関連する他の論文もご一読ください。

NEC技報WEBサイトはこちら

NEC技報 (日本語)

NEC Technical Journal (英語)

Vol.75 No.1 オープンネットワーク技術特集

～オープンかつグリーンな社会を支えるネットワーク技術と先進ソリューション～

オープンネットワーク技術特集よせて
NECのオープンネットワークに向けた技術開発と提供ソリューション

◆ 特集論文

Open RANとそれを支える仮想化技術

Open RANがもたらすイノベーション
モバイルネットワークにおける消費エネルギー削減
自己構成型スマートサーフェス
Nuberu: 共有プラットフォームによる高信頼性のRAN仮想化
vrAln: vRANにおけるコンピューティングリソースと無線リソースのためのディープラーニングベースのオーケストレーション

5G/Beyond 5Gに向けた無線技術

グリーン社会の実現に向けたNECにおける5G/Beyond 5G基地局のエネルギー効率化技術開発
双方向トランシーバアーキテクチャを備えたミリ波ビームフォーミングICとアンテナモジュール技術
5G/6G屋内ワイヤレス通信向け1ビットアウトフェーシング変調による光ファイバ無線システム
空間分割多重を用いた28GHz帯マルチユーザー分散Massive MIMO
28GHz帯マルチユーザー分散MIMOシステムを用いたOTFS変調信号のOTA測定
Sub6GHz帯アクティブアンテナシステムにおける空間多重性能の改善
トランジスタ非線形モデルを使用しないブラックボックスドハティ増幅器の設計手法
最大8マルチユーザー多重化を実現する39GHz帯256素子ハイブリッドビームフォーミングMassive MIMO

オープンAPN (オープン光・オール光) の実現への取り組み

APN実現に向けたNECの取り組み～Openな光ネットワーク実現に向けて～
APN実現に向けたNECの取り組み～APN製品(WXシリーズ)の特長～
APN実現に向けたNECの取り組み～フィールドトライアル～
オールフォトニクスネットワークを支えるシリコンフォトニクス光源による波長変換技術
NEC Open Networksを支える光デバイス技術～800G超の光伝送技術～

コア&パリューネットワークへの取り組み

カーボンニュートラルな社会の実現に向けたデータプレーン制御を支える技術
5G時代の人々の暮らしを支えるNECのネットワークスライシング技術
Beyond 5G、IoT、AIを活用したDX推進を支えるアプリケーションアウェアICT制御技術
通信事業者向け5Gコアネットワークにおけるパブリッククラウド活用

高度なネットワークサービスを提供する自動化・セキュア化への取り組み

OSSにおける運用完全自動化へのNECの取り組み
利用者の要件に基づくネットワークの自律運用技術とセキュリティ対応の取り組み
情報通信ネットワークの安全性を向上するセキュリティトランスペアレンシー確保技術
ネットワーク機器のサプライチェーン管理強化に向けた取り組み

ネットワーク活用ソリューションとそれを支える技術

通信事業者向け測位ソリューション
5Gのポテンシャルを最大限に引き出すトラフィック制御ソリューション (TMS)
ローカル5G向け小型一体型基地局「UNIVERGE RV1200」及びマネージドサービス
産業DXを支えるローカル5G活用によるパーティカルサービス
ローカル5G、LAN/RAN融合ソリューション

グローバル5G xHaulトランスポートソリューション

トランスポートネットワークの高度化を実現するxHaulソリューション・スイート
xHaulトランスフォーメーションサービス
xHaulトランスポート自動化ソリューション
5G/Beyond 5Gにおける固定無線トランスポート技術
Beyond 5Gに向けたSDN/自動化
高効率・大容量無線伝送を実現するOAMモード多重伝送方式

Beyond 5G/6Gに向けて

Beyond 5G時代に向けた取り組み

◆ NEC Information

2022年度C&C賞表彰式典開催



Vol.75 No.1
(2023年6月)

特集TOP