

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

大上 和哉 田和 憲明 de FALCO Paolo Enrico BARTON Taylor 金子 友哉

要旨

本稿では、ブラックボックス出力合成器を備えた新開発のドハティPA（電力増幅器）の設計手法を紹介します。この手法は、従来のアプローチで採用されているトランジスタ非線形モデルを必要とせず、大信号のロードブル測定及びSパラメータの測定結果を用いてブラックボックス手法により設計した理想的な出力回路パラメータに基づき、出力合成回路を最適化します。この最適化は主増幅器のバックオフ点及びピーク電力レベルに伴った負荷変動動作を考慮しています。GaN-HEMTトランジスタを用いた3.5GHz 350WのドハティPAを試作して、測定することでこの手法を検証しました。今回のPAのドレイン効率、7dBバックオフ点において50%を超え、6dBバックオフ点で57%を超える結果を得ることができました。



ドハティ電力増幅器/GaN-HEMT/5G/移動体通信

1. はじめに

4Gや5Gなど最新の移動体通信で用いられるSub6GHz帯マクロ基地局では、広範囲のカバレッジを実現するため、高出力の電力増幅器が必要とされます。この高出力電力増幅器は、高いピーク電力対平均電力比を持つOFDM（直交周波数分割多重）信号を増幅するため、幅広い電力範囲において高い電力効率を必要とします。ドハティPA（電力増幅器）は、トランジスタの負荷変動動作によって、これらの要件を満たすことができます¹⁾。ドハティPAは、通常2つのトランジスタで構成されます。1つはAB級にバイアスされた主増幅器と呼び、もう1つはC級バイアスされた補助増幅器と呼びます。主増幅器と補助増幅器は、1/4波長変換器によって構成されています。主増幅器と補助増幅器の出力整合回路は、最大出力電力時において、トランジスタの最適負荷点におけるドレイン負荷インピーダンス R_{opt} に調整されます²⁾。最大出力電力から6dBバックオフ点で補助増幅器は立ち上がり、主増幅器は負荷 $2R_{opt}$ に変調されます。したがって、従来式のドハティPAにおける負荷変動動作は R_{opt} から $2R_{opt}$ の区間で制限されてしまい、この負荷変動動作の制限のためバックオフ動作点においては、最大出力電力と最大効率の

両立が必ずしも実現できるわけではありません。

BBD（ブラックボックスドハティ）の設計手法は、主増幅器と補助増幅器における最適な4つの負荷インピーダンスの出力合成回路パラメータを解くことで、所望のバックオフ動作点における最大出力電力と最大効率を理想的な形で実現することができます^{3) 4)}。BBDの出力回路パラメータは、理論上数多くの解が得られます。こうした複数の解のなかには効率を大きく低下させるパラメータも存在するため、高効率と高出力を同時に達成できる最適解はシミュレーションを用いて選択します。実際に出力回路は、シミュレーションを用いることによって、BBDの設計手法で計算した理想出力回路を得ます。通常、シミュレーションする際はベンダーから提供される非線形トランジスタモデルを使用する必要があります。正確な非線形モデルは産業界において広く利用されていますが、それらのモデルは飽和電力が数十Wクラスに限られてしまいます。より大電力のデバイスの非線形モデルは単純にトランジスタをスケールアップすることで設計されており、数百Wを必要とする5Gマクロ基地局装置用途では十分なモデル精度が得られません。

本稿では、NECで新たに開発したBBDをベースとするドハティPA出力回路の設計手法を提案します。この手法

は、従来の設計手法で必要とされたトランジスタ非線形モデルを使う代わりに、主増幅器と補助増幅器の大信号ロードプル測定及び小信号Sパラメータの測定結果を用いた設計をします。

2. ドハティPAの設計手法

非対称構成のGaN-HEMTデバイス(住友電気S35K29C18CM1P)を用いて、3.5GHzドハティPAを、BBD手法を用いて設計しました⁵⁾。使用したデバイスは1つのパッケージ内に主増幅器200W GaN-HEMTデバイスと、補助増幅器300W GaN-HEMTデバイスが実装されています。主増幅器の静止電流はAB級バイアスで600mA、補助増幅器のゲートバイアスはC級バイアスで-5.0Vです。また、主増幅器と補助増幅器のドレイン電圧は、50Vで設計しています。

2.1 BBDによる理論的回路パラメータの計算

図1に、BBDで設計したドハティPAのブロック図を示します。主増幅器と補助増幅器のABCD回路パラメータTは、損失のある可逆的な2ポート回路網に接続されています。この2ポート回路網Tは、ABCD回路パラメータT_mとT_aの2種類の無損失な可逆的な2ポート回路網、及び抵抗終端負荷R_Lで構成されます。

BBDでは、損失のある可逆的な2ポート回路網Tを計算するために、4つのターゲットインピーダンスZ_{L,m,M}、Z_{L,m,B}、Z_{L,a,M}、Z_{OFF,a}を用います³⁾。Z_{L,m,M}とZ_{L,a,M}はそれぞれ、主増幅器と補助増幅器の最大出力電力時における負荷インピーダンスです。Z_{L,m,B}は主増幅器のバックオフ動作時の負荷インピーダンスであり、Z_{OFF,a}は補助増幅器のバックオフ

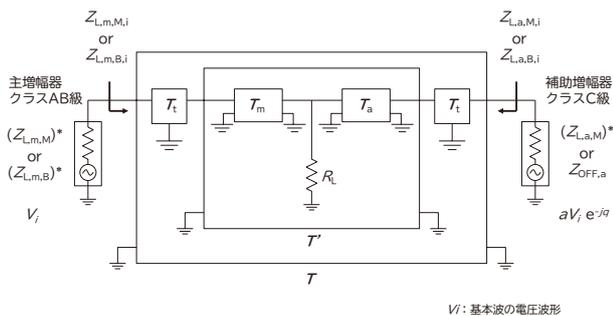
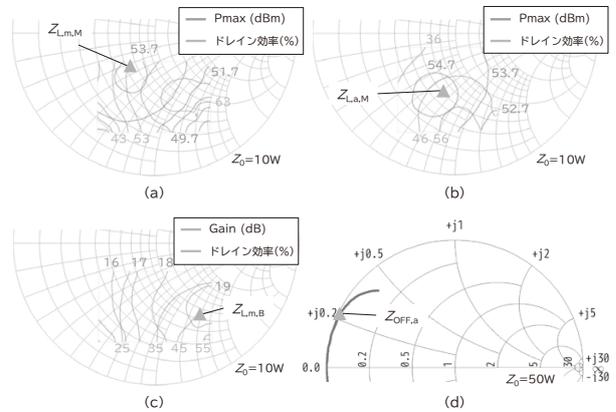


図1 BBD手法で設計した理想的2ポート回路を備えたドハティPAの出力回路網図



(a)と(b)の等高線は、それぞれ3dBと2dBの利得圧縮で測定(c)の等高線は、出力レベル47dBで測定

図2 3.48GHzで測定した (a, c) 主増幅器、(b) 補助増幅器のロードプル等高線、及び小信号で測定した補助増幅器の出カインピーダンス (d)

動作時における負荷インピーダンスです。Z_{L,m,M}とZ_{L,a,M}は、図2の(a)と(b)に示す大信号ロードプル測定結果から、設計した周波数3.48GHzにおいて最大出力電力(P_{max})が得られるような値に選択されます。図2の(a)と(b)は、主増幅器と補助増幅器の利得圧縮量がそれぞれ3dBと2dB時のロードプル等高線を示しています。主増幅器と補助増幅器は、同一の入力電力レベルで動作しています。Z_{L,m,B}は、図2の(c)に示す定格出力電力が47dBm時の主増幅器のロードプル測定結果を活用し、バックオフ動作時で高い効率と利得が達成できるように選択されています。Z_{OFF,a}は、図2の(d)に示す小信号Sパラメータ測定結果により、3.48GHzにおけるS22の結果となります。この4つのインピーダンスは、次のように設定しています。

$$Z_{L,m,M} = 6.5 - j3.3 \Omega \quad (1)$$

$$Z_{L,m,B} = 9.0 - j14.0 \Omega \quad (2)$$

$$Z_{L,a,M} = 6.0 - j5.2 \Omega \quad (3)$$

$$Z_{OFF,a} = 0.2 + j10.5 \Omega \quad (4)$$

Z_{L,m,M}の主増幅器の最大出力電力はP_{max,MA}=53.7dBmであり、Z_{L,a,M}における補助増幅器の最大出力電力はP_{max,AA}=55.0dBmです。このため、ドハティPAの最大出力電力は57.4dBmとなります。47dBmのバックオフ動作時では、Z_{L,m,B}における主増幅器のロードプル測定結果からドレイン効率は45%、利得は19dBとなるため、このドハティPAのドレイン効率は45%、利得は16dBということになります。

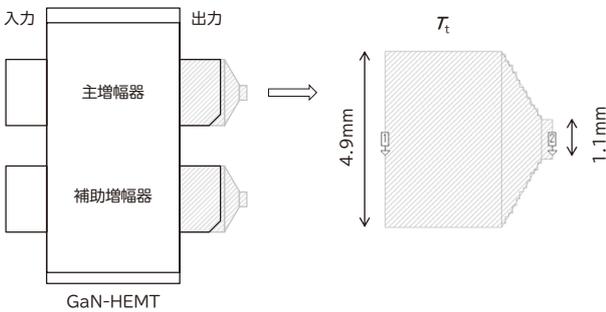


図3 GaN-HEMTデバイスのテーパ線路のマイクロストリップレイアウト

参考文献3)の(8)及び(27)～(30)を利用し、BBDで損失のある可逆回路網 T を計算しました。主増幅器と補助増幅器の出力信号間の位相オフセットに応じて、 T は可能な解が多数存在します。位相オフセット $\theta = -71^\circ$ という値は、参考文献3)の(10)を利用して T_m と T_a の2つの2ポート回路が無損失になるように選択した値です。

このGaN-HEMTデバイスの出力端子は大電力を扱うためリード端子幅が広く、主増幅器と補助増幅器の出力端子間の距離は、このデバイスが2つのトランジスタを同一パッケージ内に実装されており、位置が固定されています。伝送線路がデバイス端子と同じ幅であると、BBDによって計算した出力回路はマイクロストリップラインにおけるレイアウトのパターン幅の制約になってしまいます。したがって出力端子の幅は、図3に示すように、マイクロストリップテーパを用いて線路幅 50Ω になるように変換しています。主増幅器のテーパ線路の形状は、補助増幅器と同じにしています。テーパ線路の $ABCD$ 回路パラメータ T_t は、Sonnet社の電磁界シミュレータを用いてシミュレーションしており、損失のある可逆的な2ポート回路網 T から次のように抽出されます。

$$T' = T_t^{-1} \cdot T \cdot (T_t^T)^{-1} \quad (5)$$

ここで T' は、図1に示してあるディエンベディングされた損失のある可逆的な2ポート回路網の $ABCD$ 回路パラメータです。転置は $(\cdot)^T$ で示しています。

T_m と T_a の2種類の無損失な可逆的な2ポート回路網は、参考文献4)の(23)～(29)を利用してディエンベディングされた2ポート回路網 T' から算出しています。 T_m と T_a の計算は無数に決定されるので、解を求めるため $A_m=0$ を

選んでおり、 A_m は T_m の A パラメータです。更に、2つの Π 型回路を備えた2つの2ポート回路網 T_m と T_a を実現できる最大負荷が得られるよう、 $R_L = 20\Omega$ を選択しています。容量性スタブを持つ T_m と T_a に対応した2つの Π 型回路を実現するため、 D_m の正の解を利用して算出した T_m と T_a の解を選んでいきます。 D_m は T_m の D パラメータです。

2.2 実際の回路設計手法

図4に、ドハティPAの出力回路を示します。 T_m の Π 型回路は、2つのオープンスタブOS1とOS2、及び伝送線路TL1で構成され、 T_a の回路は2つのオープンスタブOS2とOS3及び伝送線路TL2で構成されています。オープンスタブOS2は、 T_m と T_a という2つの Π 型回路にあるオープンスタブ2つを組み合わせたものです。伝送線路TL3は、負荷抵抗 $R_L = 20\Omega$ から 50Ω に変換するための $\lambda/4$ 変換器です。図4のOS1～OS3とTL1～TL2の電気長は、 T_m と T_a の $ABCD$ パラメータから算出した理想的な値です。

出力回路のマイクロストリップレイアウトを設計するため、TL1～TL3とOS1～OS3の電気長はシミュレーションにより最適化しています。このシミュレーションは、主増幅器と補助増幅器のトランジスタ非線形モデルの代わりに2つの電力源を使用しています。最大出力電力におけるシミュレーションでは、主増幅器の電力源におけるソースインピーダンスは $(Z_{L,m,M})^*$ であり、補助増幅器のソースインピーダンスは $(Z_{L,a,M})^*$ です。共役は $(\cdot)^*$ で表しています。バックオフ動作時は、補助増幅器の電力源のソースインピーダンスは $(Z_{L,m,B})^*$ 、補助増幅器のソースインピーダンスは $Z_{OFF,a}$ となります。電力源から発生する信号には、 $\theta = -71^\circ$ の位相オフセットと主増幅器と補助増幅器間の振幅オフセットがあります。この振幅オフセットは、主増幅器と補助増

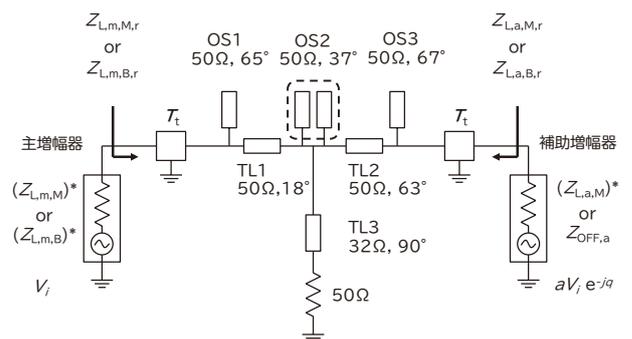


図4 実際のコンポーネントを使用した出力回路図

幅器の出力電力の変化をシミュレートするため、 $(P_{\max,AA}/P_{\max,MA})=1.3\text{dB}\sim-20\text{dB}$ の間で変化します。最大出力電力におけるシミュレーションでは2つの負荷インピーダンスが推定でき、主増幅器で $Z_{L,m,M,r}$ 補助増幅器では $Z_{L,a,M,r}$ になりました。一方、バックオフ動作時におけるシミュレーションで推定した2つの負荷インピーダンスは、主増幅器で $Z_{L,m,B,r}$ 補助増幅器では $Z_{L,a,B,r}$ になります。同様に、図1に示した理想回路を使用したシミュレーションでは、推定される理想負荷インピーダンスが $Z_{L,m,M,i}, Z_{L,a,M,i}, Z_{L,m,B,i}, Z_{L,a,B,i}$ になります。マイクロストリップレイアウトでは、実際の負荷インピーダンスである $Z_{L,m,M,r}, Z_{L,a,M,r}, Z_{L,m,B,r}, Z_{L,a,B,r}$ が、理想負荷インピーダンス $Z_{L,m,M,i}, Z_{L,a,M,i}, Z_{L,m,B,i}, Z_{L,a,B,i}$ とそれぞれ一致するように最適化しています。

図5に、出力回路を最適化したマイクロストリップ線路

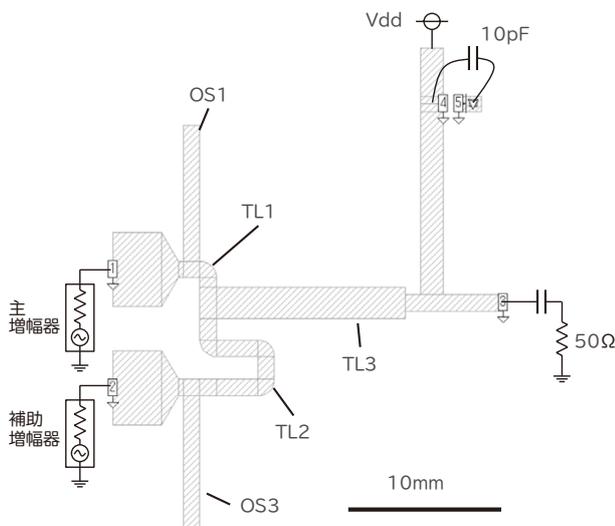


図5 出力回路網の最適化マイクロストリップレイアウト

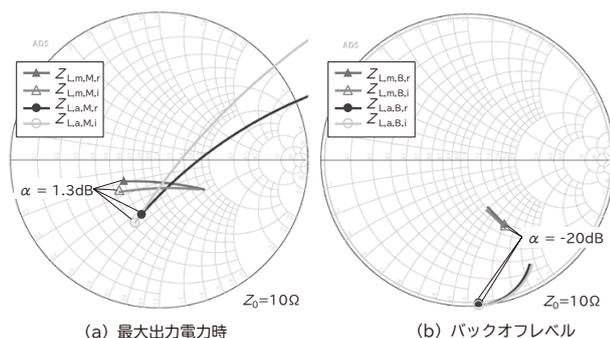


図6 シミュレーションした負荷インピーダンス

を用いたレイアウトを示しています。最適化ではオープンスタブOS2は取り除いています。図6には、最適化したマイクロストリップ出力回路を使用した理想的な負荷インピーダンスと実際の負荷インピーダンスとの比較を示します。実際の負荷インピーダンスは、理想の負荷インピーダンスとほとんど同じです。図6 (a) に、三角形の印で表した実際の負荷インピーダンス $Z_{L,m,M,r}(\alpha=1.3\text{dB})$ と $Z_{L,a,M,r}(\alpha=1.3\text{dB})$ は、ドハティPAの最大出力電力に大きな影響を与えています。図6 (b) に三角形の印で示した負荷インピーダンス $Z_{L,m,B,r}(\alpha=-20\text{dB})$ は、バックオフ動作時での効率に大きく影響します。

3. 測定結果

写真は、試作したドハティPAです。プリント基板は、厚さ0.5mmのRogers 4350B基板を使用しています。

図7に、測定した小信号利得を示します。小信号利得のピークは設計周波数3.48GHzにおいて15.5dBです。図8には、パルスCWで測定したドレイン効率vs出力電力を示します。3.48GHzにおける最大電力は55.5dBmと、目標電力値である57.4dBmよりもやや低くなっています。試作したPAは最大電力時56%と十分なドレイン効率が出ていることからみて、この最大電力の低下は出力回路での損失や主増幅器と補助増幅器間の位相ミスマッチに起因するものではないと考えられます。補助増幅器の目標最大電力 $P_{\max,AA}$ は主増幅器の目標最大電力 $P_{\max,MA}$ より1.3dB高いものの、補助増幅器の目標最大電力時の利得は補助増幅器の利得とほぼ同じでした。主増幅器と補助増幅器の両方を同時に最大電力で動作させるには、補助増幅器の入力レベルは主増幅器よりも1.3dB高くなければなりません。しかし今回のドハティ設計では、主増幅器と補助増幅器とも同じ入力電力レベルで動作させています。したがって、最大電力が低下した理由は、主に主増

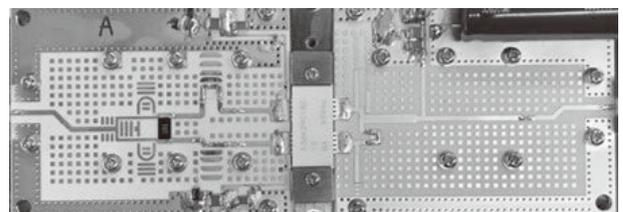


写真 試作したドハティPA

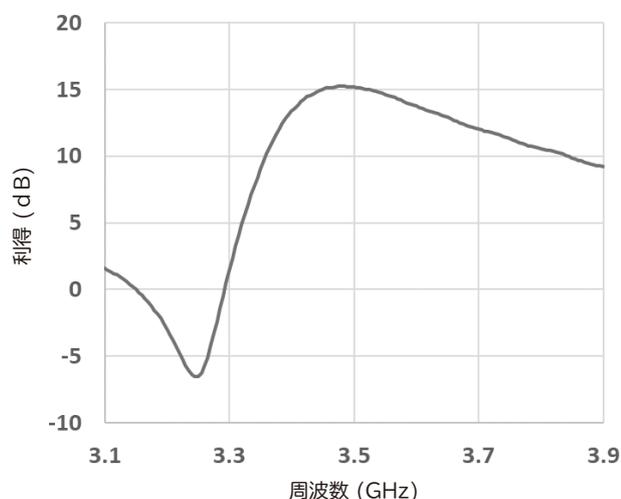


図7 試作したドハティPAで測定した小信号利得

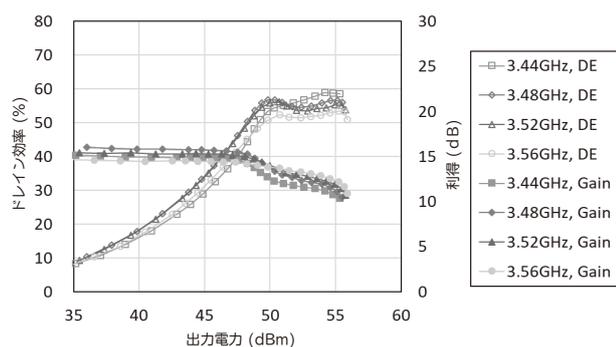


図8 パルスCW動作時のドレイン効率 (DE) 対出力電力の測定結果

幅器と補助増幅器の負荷インピーダンスがそれぞれ $Z_{L,m,M}$ と $Z_{L,a,M}$ まで十分に変調されていないためであり、これは補助増幅器の入力電力レベルが低いことによるものです。47dBmのバックオフ動作時では、試作したPAで測定されたドレイン効率は44%、利得は15.5dBとなり、それぞれターゲット効率45%、ターゲット利得16dBにかなり一致した値でした。測定値とターゲット値が一致していることは、バックオフ動作時での主増幅器と補助増幅器の実際の負荷インピーダンスとターゲット負荷インピーダンスである $Z_{L,m,B}$ 、 $Z_{OFF,a}$ とが一致していることを意味します。3.44GHz～3.56GHzでのドレイン効率は6dBバックオフ動作時で50%を超えており、特に3.48GHz～3.52GHzでのドレイン効率は7dBのバックオフ動作時においても50%を超えています。3.48GHzでのドレイン効

率のピークは6dBバックオフ動作時で57%です。

4. 結論

本稿では、ドハティPAのBBD設計手法について、トランジスタ非線形モデルを用いる代わりに大信号ロードブル測定とSパラメータの計測結果を用いて検証しました。この手法を活用し、NECでは非対称GaN-HEMTデバイスを使用した3.5GHz、350WのドハティPAを設計・試作実験を行いました。試作したドハティPAは、7dBバックオフ動作時において50%を超える高いドレイン効率を実現しており、今回測定されたドレイン効率は設計値とよく一致しています。特にバックオフ動作時にターゲットとした効率と測定した効率がよく一致していることは、今回提案したBBDの設計手法が、マイクロストリップ線路を用いた出力回路を正しく最適化されていることを示しています。今回提案した手法は、化合物半導体トランジスタを用いた高出力かつ高効率なドハティPAを最適に設計することができる大きな力となりそうです。

参考文献

- 1) W. H. Doherty: A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves, Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol.24, No.9, pp.1163-1182, 1936.9
<https://ieeexplore.ieee.org/document/1686228>
- 2) V. Camarchia, M. Pirola, R. Quaglia, S. Jee, Y. Cho and B. Kim: The Doherty Power Amplifier: Review of Recent Solutions and Trends, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.63, No.2, pp.559-571, 2015.2
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7014316>
- 3) W. Hallberg, M. Özen, D. Gustafsson, K. Buisman and C. Fager: A Doherty Power Amplifier Design Method for Improved Efficiency and Linearity, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.64, No.12, pp.4491-4504, 2016.12
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7726022>
- 4) M. Özen, K. Andersson and C. Fager: Symmetrical Doherty Power Amplifier With Extended Efficiency Range, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.64, No.4, pp.1273-1284, 2016.4
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7416215>
- 5) Noriaki Tawa, Paolo Enrico de Falco, Ohgami Kazuya, Taylor Barton and Tomoya Kaneko: A 3.5-GHz 350-W Black-Box Doherty Amplifier Design Method without using Transistor Models, 2021 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), 2021.12
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9682459>

執筆者プロフィール

大上 和哉

ワイヤレスアクセス開発統括部
プロフェッショナル

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

de FALCO Paolo Enrico

コロラド大学
ポストドクター

BARTON Taylor

コロラド大学
教授

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&パリア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