

# 無線通信用 GaN HEMT の歪み特性改善

GaN HEMT Linearity Improvement for Wireless Communication Applications

井上 和孝\*

Kazutaka Inoue

山田 文生

Fumio Yamada

山本 洋

Hiroshi Yamamoto

山本 高史

Takashi Yamamoto

中田 健

Ken Nakata

佐野 征吾

Seigo Sano

GaN HEMT の歪み特性の改善は、ポイント to ポイントシステムといったマイクロ波帯通信用デバイス市場への浸透を深める上で重要な技術課題である。この論文は、無線通信用 GaN HEMT の歪み特性改善に向け、非線形要素を取り込んだ大信号モデルを構築し、このモデルを活用した GaN HEMT の歪み特性改善の検討をまとめたものである。構築した大信号モデルを用いた解析により、10 dB 以上のバックオフ領域の歪み特性はドレイン電流立ち上がり領域の相互コンダクタンス ( $g_m$ ) プロファイルが大きく影響することを解明した。これを踏まえて薄い  $n$  型層を挿入したバッファ層 (ini 層) を有する GaN HEMT を試作し、8 dB 以上ものバックオフ領域の歪み特性を実現した。

For GaN HEMTs to be widely used for microwave amplifiers such as point-to-point backhaul systems, good linearity is required. This paper describes our recent achievement in improving linearity by using a newly constructed large signal model of a 0.4  $\mu\text{m}$  GaN HEMT. The model analysis revealed that the intermodulation distortion (IMD) at a backed-off region of more than 10 dB is determined by the sub-threshold  $g_m$  profile; in other words, steep rising  $g_m$  profile degrades IMD. We created a GaN HEMT that has a thin  $n$  layer inserted in the buffer (ini-buffer) structure, and achieved a significant IMD improvement in the backed-off region of more than 8 dB.

キーワード：GaN HEMT、歪み特性、 $g_m$ 、大信号モデル、マイクロ波

## 1. 緒言

シリコン (Si) や砒化ガリウム (GaAs) と比較してバンドギャップと飽和電子速度が大きい窒化ガリウム (GaN) を用いて、高出力かつ高速の電子デバイスの開発と実用化が進められている<sup>(1)~(3)</sup>。当社は、放熱性に優れた炭化ケイ素 (SiC) 基板を用いた、窒化ガリウム高電子移動度トランジスタ (GaN HEMT※1: Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor) を、世界に先駆けて製品化した。GaN デバイスの高出力・高効率・広帯域性の認知とともに、携帯電話基地局用途等での採用が広がっている。

図1は現在の主な通信インフラ網を抽出したものである。携帯電話基地局以外のマイクロ波帯無線通信インフラとしては、基地局間無線通信や幹線系の無線通信、衛星通信等が存在する。これらの通信は6~16 GHz帯の周波数を使用する。すなわち2 GHz前後の周波数を用いる携帯電話基地局より、高い周波数で動作可能なデバイスが要求される。GaN HEMTの高周波動作化が実現できれば、より広範な無線通信インフラへの活用可能性が広がることになり、各社精力的な技術及び製品開発を進めている。

通信のデジタル化、高ビットレート化に伴い、通信システムには、高い線形性が求められる。携帯電話基地局では、Digital-Pre-Distorter (DPD) と呼ばれる歪み補償回路で良好な線形増幅を実現することが一般的である。

他方、基地局帯以外のマイクロ波無線通信では、周波数が高いために歪み補償回路の構成が困難になること、システムの簡便さの要求から複雑な回路構成が採用できない等の制約が増すことから、素子自体の良好な歪み特性が求められる。本報告は、GaN HEMTの歪み特性改善に向けた我々の取り組みを紹介するものである。

## 2. GaN HEMT と歪み特性

GaNは3.4 eVもの大きなバンドギャップを有することから耐圧特性に優れ、高電圧動作が可能である。また飽和電

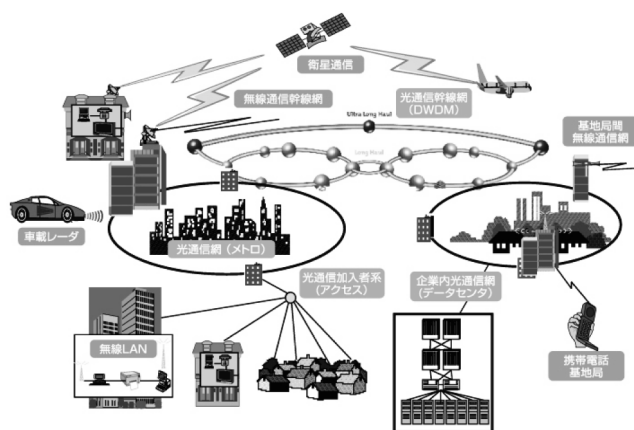


図1 通信インフラ網の概観

子速度は $2.7 \times 10^7$  cm/sとGaAsよりも2倍以上高い。更には、窒化物半導体は自発分極とピエゾ分極により、ヘテロ接合界面に $1 \times 10^{13}$  cm<sup>-3</sup>もの高密度の二次元電子ガス(2DEG)を生成できるといったユニークな特徴を有する。

次いで歪み特性の評価指標について説明する。異なる周波数の2波 ( $f_1, f_2$ ) を増幅する場合を考える。理想的な(完全に線形な)増幅器では、周波数 $f_1, f_2$ の増幅信号が出力される(図2 (a))。しかし、現実の増幅器は非線形であり、入力波以外の周波数の信号が出力に現れる。これを相互変調歪み(Intermodulation Distortion: IMD)と呼び、基本波 $f_1, f_2$ に対する3次の相互変調歪みは、周波数 $2f_1-f_2$ と $2f_2-f_1$ で現れる(図2 (b))。

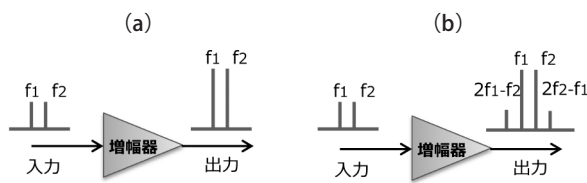


図2 (a) 理想増幅器 (b) 現実の増幅器

本検討において標準としたGaN HEMT構造を図3 (a)に示す。4インチの半絶縁性SiC基板上に有機金属気相成長法(Metal Organic Chemical Vapor Deposition: MOCVD)によりAlGaIn/GaN積層構造をエピタキシャル成長した。高周波動作を意図して、0.4 μmの微細ゲート構造を採用、AlGaInバリア層は設計ゲート長に対して良好なピンチオフ特性と所望の飽和電流 ( $I_{fmax}$ ) 特性が得られるよう、組成と厚みを設定している。

マイクロ波無線通信のアプリケーションの1つである、Point-to-Point (P-to-P) システム用には、線形動作領域で-40 dBc以下のIM3レベルが要求される。標準的なGaN HEMTではバックオフ領域で棚形状を有するIM3プロファ

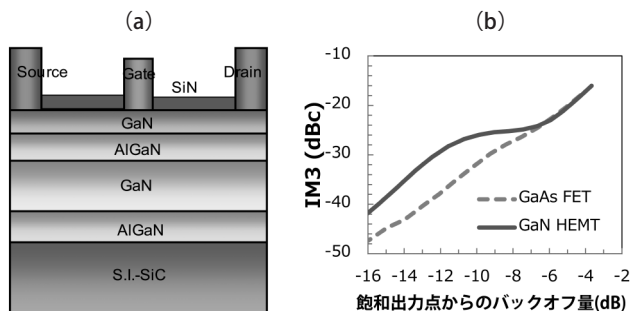


図3 (a) 標準GaN HEMT (b) IMD特性

イルとなり、バックオフ歪み悪化の主因となっている。GaAsは10 V程度の動作電圧で歪み特性上有利なA級動作を採用できる。他方、GaNはその材料優位性を発揮させるため、24 V程度の動作電圧を採用するが、効率特性確保の観点から、ドレイン電流を絞ったAB級動作が必須となる。GaNのIMD特性がGaAsに対して劣るのは、AB級動作に伴うIM3プロファイルにおいて棚形状が生成することによるところが大きい。今後GaNで大出力・高効率なP-to-P向けデバイスを実現するには、このAB級でのIM3プロファイルの棚の改善は重要な課題と言える。そこでまず我々は、GaN HEMTのデバイスモデルを構築して、動作を解析することにした。

### 3. デバイスモデル構築とモデルによる解析

マイクロ波トランジスタの大信号解析には、各種のモデルが提案されている。今回、我々はAngelovモデル<sup>(4),(5)</sup>を用いてモデル化を行うことにした。Angelovモデルは、等価回路パラメータを用いた直観的な記述が可能な点で特徴的であり、解析に要する演算時間も比較的短時間であるため、今回の解析には有効と判断した。

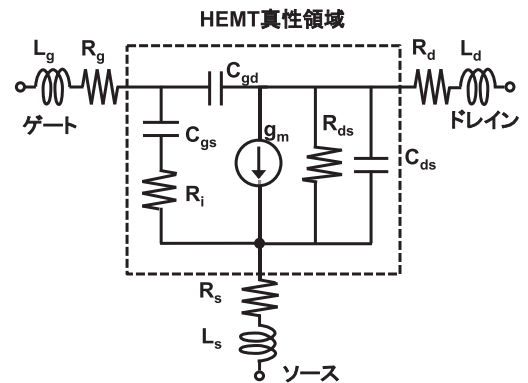


図4 小信号等価回路モデル

モデルの構築のため、まずは各種バイアス条件下でSパラメータ測定を行い、この測定値をもとに各バイアス点での等価回路パラメータを導出した。導出した等価回路の一例として、相互コンダクタンス $g_m$ のゲート電圧 ( $V_g$ ) 及びドレイン電圧 ( $V_d$ ) 依存性を図5に示す。測定モニタはユニットフィンガー幅 ( $W_{gu}$ ) が50 μmの6本ゲートになる。今回構築した大信号モデルでは、上述の $g_m$ に加えてゲート・ソース間容量 $C_{gs}$ 、ゲート・ドレイン間容量 $C_{gd}$ 及びソース・ドレイン間抵抗 $R_{ds}$ を非線形要素として扱うこととして、同様の導出を行った。

DC特性のモデル化は、相互コンダクタンスとドレイン

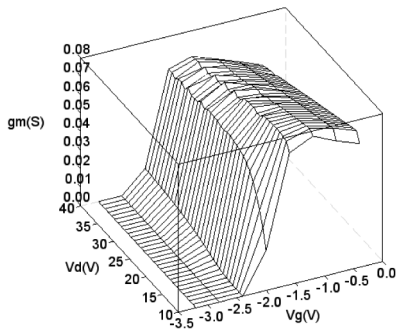


図5 gm特性のゲート電圧・ドレイン電圧依存性

コンダクタンスの非線形性を考慮して行うことにした。GaN HEMTでは、高ドレイン電圧印加による半導体表面近傍への電荷の捕獲・放出による過渡的な電流低下、いわゆる電流コラプス現象を考慮する必要がある。図6 (a) は静バイアスゼロ（電圧ストレスなし）でパルス的に測定したIV波形、図6 (b) は、静バイアスを与えて（電圧ストレスありで）、測定したIV波形を示したものである。

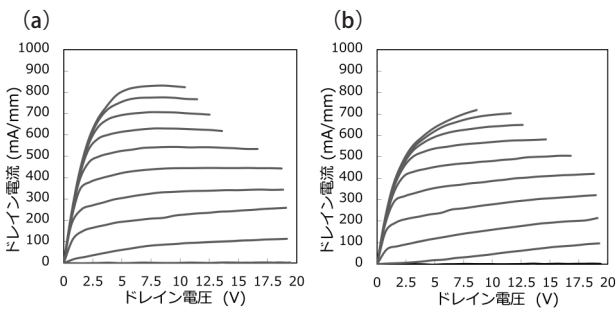


図6 (a) 電圧ストレスなし波形 (b) 電圧ストレスあり波形

GaN HEMTを高精度にモデル化するには、実動電圧ストレス下でのDC特性を適切に取り込むことが重要である。今回は実動時の想定動作電圧を勘案して、24 Vストレスでのμ秒パルス測定によりコラプス電流波形を取得、以下に示すAngelovの表式(5)にフィッティングさせた。

$$I_{ds} = IPK0 \times (1 + \tanh(\Psi)) \times \tanh(\alpha \times V_{ds}) \times (1 + LAMBDA \times V_{ds} + LSB0 \times \exp(V_{dg} - VTR)) \quad \dots (1)$$

(1) 式において、IPK0, Ψ, α, LAMBDA, LSB0及びVTRがフィッティングパラメータとなる。

次いで、構築したモデルを用いた解析について述べる。モデルの妥当性・定量性を吟味するため、実測データとの対比を行った。得られたパラメータをもとに、ドレイン電圧24 V、最大飽和ドレイン電流の10%電流設定、動作周波数10

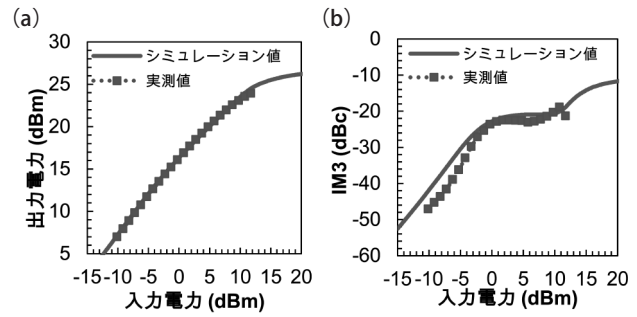


図7 (a) 入出力特性 (b) 歪み特性

GHzでの特性を解析した。図7 (a) は入出力特性、図7 (b) は三次相互変調歪み (IM3) の解析値と実測値を示している。

実線で示した解析値と、プロットで示した実測値とは良く一致しており、作成したモデルは妥当なものと判断した。

そこで、このモデルを用いて、GaN HEMTの歪み特性の解析と改善検討を行った。一般に歪みの起源は、振幅起因と位相起因とに大別される。中でも振幅歪みに大きく影響を与えるgm特性に注目して解析を行った。図8にはいくつかのRF入力信号レベルに対するgmの時間軸プロットを示す。

入力レベルが小さいとき (-10 dBm) には、gmは比較的

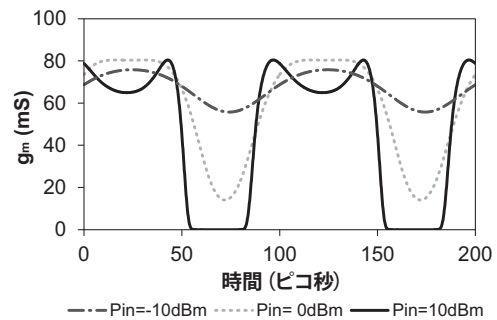


図8 gmの時間軸表示

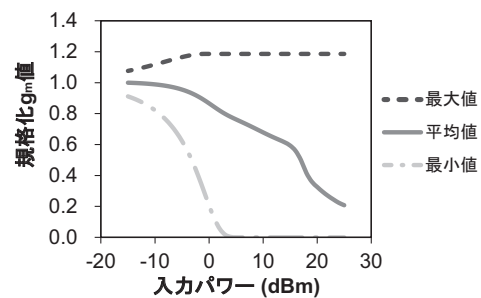


図9 入力信号レベルに対するgm解析値

れいな振動波形を示すが、まず最大側がクリップされ ( $P_{in} = 0$  dBmの波形)、次いで最小側もクリップされる ( $P_{in} = 10$  dBmの波形)。図9には、 $g_m$ の最大値、最小値、及び平均値を各入力レベルに対してプロットした。

図8と図9の対比から興味深い事実が読み取れる。図8の  $g_m$  波形の最大値側・最小値側（ゼロ点）でのクリップ波形は、歪み特性の観点で注目すべき波形であるが、対応するパワーレベルは、前者は図9の平均値の変曲点から-5 dBm入力点近傍、後者は図9の最小値が軸と交わる点から+2 dBm入力点近傍と見積もることができる。

図10は、 $g_m$  プロファイルを示す。実線が本モデルで算出したロードライン上の  $g_m$  プロファイルであり、●印が静バイアス点となる。RF動作では、この点を中心として入力信号レベルに応じて振動している。

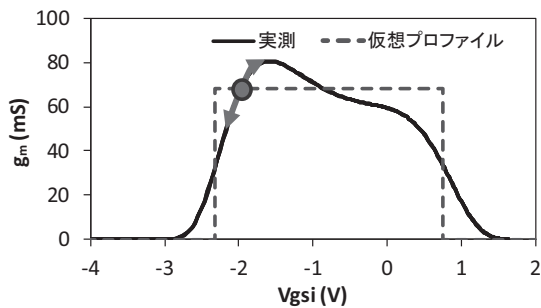


図10  $g_m$  プロファイル (実測と仮想値)

当初、我々は入力信号レベルに対して、 $g_m$ が複雑な曲率で変化（低下）していくことが、GaN HEMTの歪み特性が悪い一因と想定した。そこで今回構築したモデルを用いて図10点線のような仮想の矩形  $g_m$  プロファイルを設定して、歪み特性を解析した（図11）。

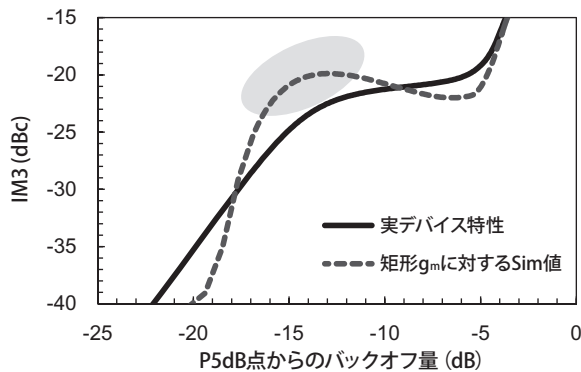


図11 仮想  $g_m$  波形に対する歪み特性解析

当初の想定に反して、15 dBバックオフ近傍のIM3が悪化し棚状のプロファイルとなった。更に解析を進めると、この棚状部は図10の仮想波形での  $g_m$  のOFFからONへの急峻な変化領域に対応することが分かった。

以上の解析は、急峻な  $g_m$  立ち上がりはむしろ歪みを悪化させ、なだらかに立ち上がるプロファイルの方が、バックオフした信号レベルでのIM3特性改善を示唆するものとなった。この解析結果に基づき、次章に示す新規のGaN HEMT構造を設計・試作し、評価を行った。

#### 4. GaN HEMT 試作と評価結果

既に述べたように、GaN HEMTは強い分極作用を有するため、 $g_m$ は急峻に立ち上がるのが自然な挙動である。このような系で、なだらかに立ち上がる  $g_m$  プロファイルを実現するため、図12に示すようなi-GaN層中に薄いn型ドーパ層を有する構造を提案し、試作を行った。

エピ構造はAlGaIn層上にバッファ層及び電子走行層となるGaIn層を形成、更にAlGaInバリア層とGaInキャップ層を有する点で従来構造と同じであるが、本試作構造でのGaInバッファ層は上側から数十nm深さに高濃度でパルス的にSiドーパを行うことを特徴とする。電子走行層である高濃度n-GaIn層を、意図的にドーパをしないi-GaIn層で挟んだ構造になることから、我々はこの構造を“iniバッファ構造”と名付けた。

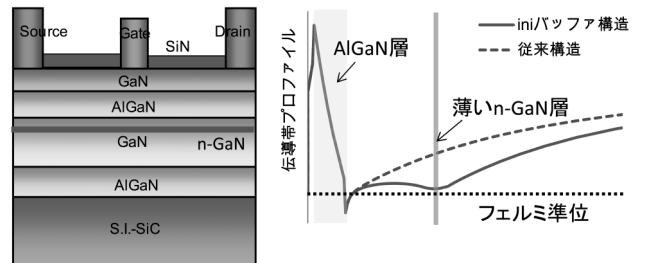


図12 新GaIn HEMT構造とバンドダイアグラム

この薄いnドーパ領域は、図12に示すようなGaIn層のバンドプロファイル変調を意図したものである。図13は試作したini構造と通常構造の  $g_m$  プロファイルを比較したものである。ini構造において、立ち上がり領域の  $g_m$  プロファイルが有意になだらかになっていることが分かる。より定量的な比較として、3次のドレイン電流微分項 ( $g_m3$ ) をゲート電圧に対してプロットした結果を図14に示すが、n-GaIn薄層の挿入は、顕著な  $g_m$  波形の変動をもたらすことが分かる。

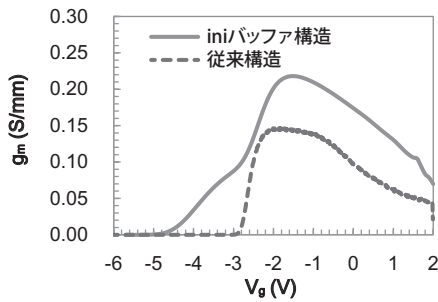


図13 iniバッファ構造の $g_m$ プロファイル

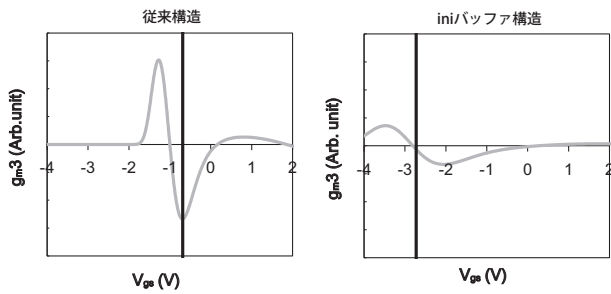


図14 iniバッファのドレイン電流3次微分項 ( $g_{m3}$ )

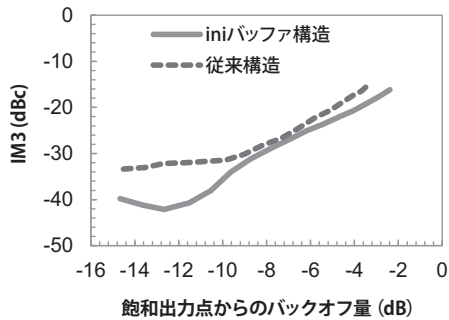


図15 iniバッファ構造のIM3プロファイル

次にiniバッファ構造の歪み特性 (IM3) プロファイルを図15に示す。ドレイン電圧24 V、最大飽和ドレイン電流の10%電流条件に設定し、8 GHzで測定を行っている。

iniバッファ構造の適用により、電流立ち上がり領域でのなだらかな $g_m$ プロファイルとともに、12 dBバックオフ点で8 dBもの有意な歪み特性の改善が得られた。

## 6. 結 言

普及・発展が進む高速無線通信P-to-Pシステム等に、出力特性・効率特性に優れるGaN HEMTを適用すべく、歪み特性の改善を検討した。大信号モデルを活用した解析を通

して、しきい値近傍での $g_m$ の非線形性が歪み特性に大きく影響することを解明した。この非線形性を改善すべく、新たにパルスドープした電子走行層を有するGaN HEMT構造 (iniバッファ構造) の考案と試作を行い、12 dBバックオフ点での8 dBの歪み特性改善を確認した。今後ともP-to-Pシステムを始めとする高周波・高出力デバイスへの要求に応えるべく、GaN HEMTの技術開発・製品開発を進めていく。

## 用語集

### ※1 GaAs FET

Gallium Arsenide Field Effect Transistor: 素材にガリウム砒素を用いている高周波増幅に適した、電界効果型トランジスタ。シリコンに比べ、電子が5倍近いスピードで移動できることから、マイクロ増幅用等に適している。

### ※2 HEMT

High Electron Mobility Transistor: 高電子移動度トランジスタ。半導体ヘテロ接合界面に二次元電子層を形成したことを特徴とする。低雑音、高利得の特性を持っている。

### ※3 Sパラメータ

高周波電子回路や電子部品の特性を表すために用いられる回路網パラメータの一種で、回路網の透過・反射電力の強度と位相により表現される。

## 参 考 文 献

- (1) T. Kikkawa, T. Maniwa, H. Hayashi, M. Kanamura, S. Yokokawa, M. Nishi, N. Adachi, M. Yokoyama, Y. Tateno, and K. Joshin, "An over 200-W output power GaN HEMT push pull amplifier with high reliability," 2004 IEEE MTT-S IMS Digest, pp. 1347-1350 (2004)
- (2) H. Deguchi, N. Watanabe, A. Kawano, N. Yoshimura, N. Ui, K. Ebihara, "A 2.6GHz Band 537W Peak Power GaN HEMT Asymmetric Doherty Amplifier with 48% Drain Efficiency at 7dB", 2012 IEEE-MTTs-IMS Digest, pp. 139 (2012)
- (3) N. Ui, H. Sano and S. Sano, "A 80W 2-stage GaN HEMT Doherty Amplifier with -50dBc ACLR, 42% Efficiency 32dB Gain with DPD for W-CDMA Base Station", 2007 IEEE MTT-S IMS Digest, pp. 1259-1262 (2007)
- (4) I. Angelov, H. Zirath, and N. Rorsman, "A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices," IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol. 40, pp. 2258-2266 (December 1992)
- (5) I. Angelov, L. Bengtsson, and M. Garcia, "Extension of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model," IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol. 44, pp. 1664-1674 (October 1996)
- (6) D. E. Root, "Nonlinear charge modeling for FET large-signal simulation and its importance for IP3 and ACPR in communication circuits," Proc. 44th IEEE Midwest Circuits Syst. Symp., vol. 2, pp. 768-772 (August 2001)

- (7) R. A. Minasian, "Intermodulation Distortion Analysis of MESFET Amplifiers Using the Volterra Series Representation," IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol. 28, pp. 1-8 (January 1980)
  - (8) W. Nagy, J. Brown, R. Borges, and S. Singhal, "Linearity Characteristics of Microwave Power GaN HEMTs," IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol. 51, pp. 660-664 (February 2003)
  - (9) E. R. Srinidhi, A. Jarndal, and G. Kompa, "A New Method for Identification and Minimization of Distortion Sources in GaN HEMT Devices Based on Volterra Series Analysis," IEEE Electron Device Lett., vol. 28, pp. 343-345 (May 2007)
- 

**執 筆 者**

---

井上 和孝\* : 伝送デバイス研究所  
グループ長



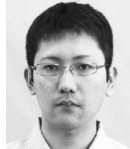
山本 洋 : 住友電工デバイス・イノベーション(株)  
電子デバイス事業部



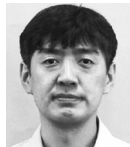
中田 健 : 伝送デバイス研究所  
グループ長



山田 文生 : 住友電工デバイス・イノベーション(株)  
電子デバイス事業部



山本 高史 : 住友電工デバイス・イノベーション(株)  
電子デバイス事業部 担当部長



佐野 征吾 : 住友電気 ( 亞洲 ) 有限公司



---

\* 主執筆者