

GaN HEMTの半物理的非線形回路モデル

大石敏之*
大塚浩志**
山中宏治*

Semi-physical Nonlinear Model for GaN HEMTs with Simple Equations

Toshiyuki Oishi, Hiroshi Otsuka, Koji Yamanaoka

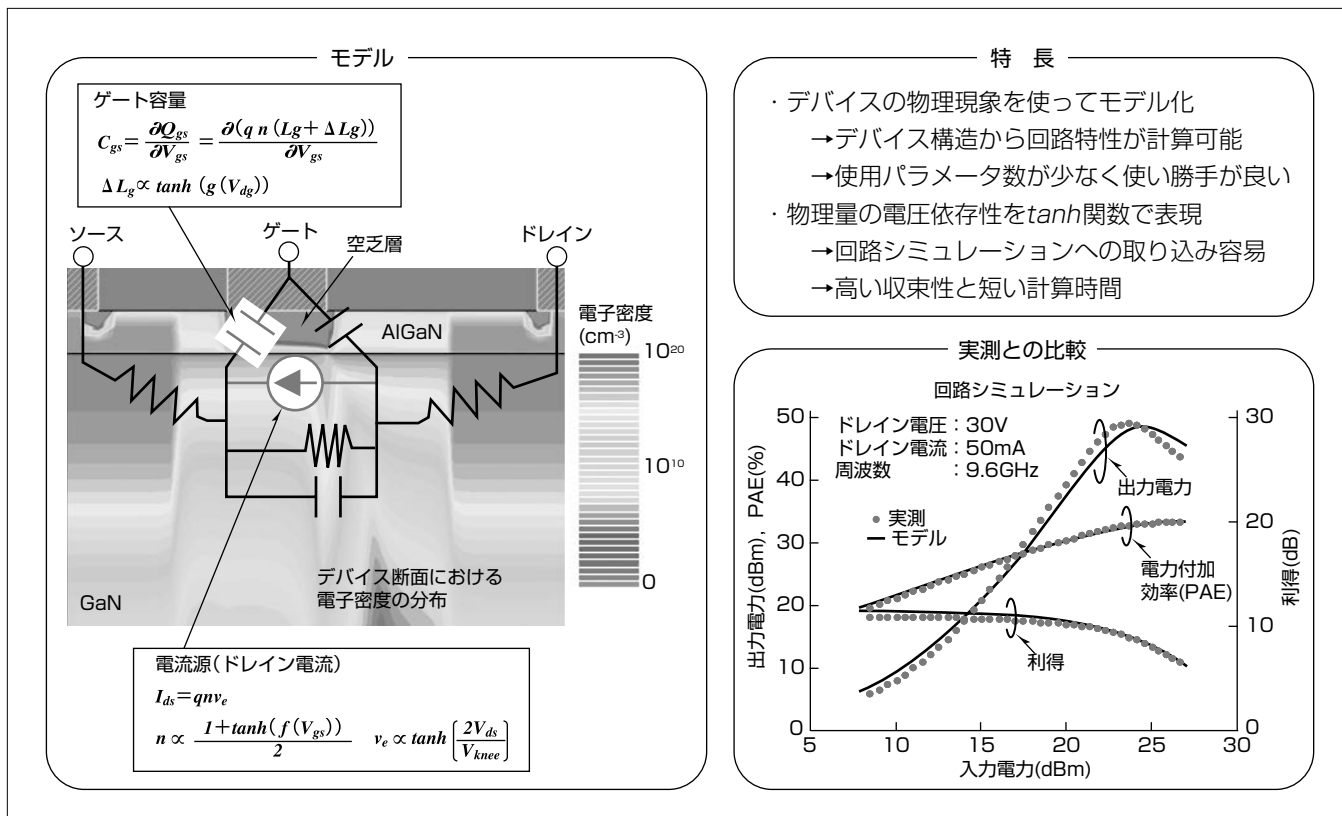
要 旨

従来のガリウム砒素(ひそ)(GaAs)半導体より絶縁破壊電界が大きく、電子飽和速度も大きい窒化ガリウム(GaN)を使ったトランジスタGaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)によって高出力かつ高効率な高周波増幅器が実現できる。この増幅器は携帯基地局、レーダ、衛星通信などのシステムの高性能化に貢献でき、高度情報通信社会を支えるキーデバイスと言える。しかし、GaN HEMTには残された課題も多く、今後、増幅器のさらなる高性能化に向けた研究開発が必要である。今回、我々は、開発の効率化に向けたデバイス／回路設計ツールとして、新しい非線形回路モデルを開発した。

このモデルは回路特性を計算する式を物理現象に基づいて定式化したため、デバイス特性から回路特性を計算できるという特長を持つ。電流と容量のモデルで同じ物理量を利用できるため、従来モデルよりパラメータ数を大幅に削

減できる。物理量は $\tanh$ (hyperbolic tangent)関数で表されているので、従来モデルと同じ高い収束性と短い計算時間を維持している。 $\tanh$ 関数は回路シミュレーションで良く利用されている関数であるので、このモデルを市販の回路シミュレーションに容易に組み込めることもメリットである。

これらの特長を持つこのモデルの検証をGaN HEMTで行った結果、電流と容量の電圧依存性は幅広い電圧範囲で実測の特性を良く再現できることが分かった。さらに小信号(Sパラメータ)、大信号特性についても実測の特性と精度良く一致した。これまでの回路モデルはデバイスとの関連性が薄く、デバイス開発とは切り離されている。この回路モデルを使えば、増幅器をデバイス、回路の両面から設計でき、デバイスと回路を同時に開発することができるため、早期に高性能なデバイスを実現することができる。



モデルのコンセプト・特長とGaN HEMTでの実証

デバイスの物理現象を回路モデルに取り込むためにTCAD (Technology Computer Aided Design) シミュレーションの結果をモデル化した。電子密度の分布から、AlGaN (窒化アルミニウムガリウム) とGaNの界面が電流源、ゲート近傍の電子濃度が少ない領域がゲート容量となる。これらの物理量を回路シミュレーションで広く使われている $\tanh$ 関数で定式化し、計算時間と収束性を確保した。このモデルを回路シミュレーションに組み込み、GaN HEMTの実測と比較すると非常に良い精度で一致した。

1. ま え が き

GaNは、GaAsに代表されるこれまでの化合物半導体と比べて、絶縁破壊電界が大きく、電子飽和速度がほぼ同じという優れた材料物性を持つ。この特長を生かすことで、高電圧、高周波で動作できるトランジスタが実現できる⁽¹⁾。このトランジスタを携帯基地局、レーダ、通信衛星などの増幅器として使うことで、システムの高性能化(高出力化によるレーダの探知距離拡大や衛星通信の大容量化、高効率化による消費電力低減、小型化)に貢献できる。さらにGaNには有毒な砒素(As)が含まれておらず、地球にもやさしい材料である。このようにGaNを使うことで、これからの情報通信社会に役立つトランジスタが実現できるため、世界中で活発な研究開発が行われ、三菱電機でもマイクロ波帯で高出力かつ、高効率な(100W, 60%)増幅器を開発している⁽²⁾。

現在、GaNを使ったトランジスタGaN HEMTは優れた電気的特性が得られつつあるものの、結晶の高品質化、トラップの低減などの課題が残っており、今後もGaNのポテンシャルを最大限に引き出すデバイス開発が必要となる。一方、増幅器の高性能化にはトランジスタ周辺の回路開発やその最適化も必要である。これまで、デバイス開発と回路開発は独立して行われており、特定のデバイスで開発された回路は異なるデバイスに適用しても良い性能を得られないことが多い。このため、GaN HEMTのようにデバイス特性が改善されていく開発段階には、デバイスと回路の両方を同時に開発できるツールがあれば、デバイスと回路の開発を同時にできるため、効率的に高性能化が進められる。

デバイス開発にはデバイス構造からDC(Direct Current)特性を計算するツール(モデル)、回路開発では等価回路図から回路特性を計算するものがあるが、デバイスと回路に共通のモデルは非常に少ない⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾。今回、我々はデバイスの物理現象から回路モデルを構築することで、デバイス、回路開発の両方に使用できるモデルを開発した⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

2. モ デ ル

2.1 ドレイン電流モデル

トランジスタは小さな信号を大きな信号に変換するデバイスで、入力された電圧に対して出力される特性が非線形となる。このため、等価回路で非線形性を持つドレイン電流と容量の定式化がモデルの良しあしを決める重要なポイントとなる。ここでは、まず、ドレイン電流に対するモデルについて述べる。モデルの構築にあたり、デバイスと回路の関連性を強めるため、デバイス内の物理

現象に基づき、モデルを定式化した。図1はGaN HEMTの断面模式図で、ドレイン電流は電子がソースからドレインに移動する現象である。これは物理量であるGaN中の電子密度 n と電子が移動する速度 v_e と関連付けられ、

$$I_{ds} = qnv_e \dots\dots\dots(1)$$

と表される。ただし、 q は素電荷である。

式(1)の物理量を $\tanh$ 関数で定式化できれば収束性や計算時間のメリットを損なうことなく、物理量を回路シミュレーションに組み込むことができる。 n や v_e は実際に測定することは難しいため、物理現象をシミュレーションできるTCADソフトウェア(シルバコ社製ATLAS)を使い、物理量の定式化を行った。定式化には物理現象を良く理解することが重要であるため、まず、GaN HEMT動作に必要な物理現象をTCADに導入し、実際の電気的特性が再現できることを確認した⁽¹⁰⁾。その上で、ゲート端子の電圧 V_{gs} やドレイン端子の電圧 V_{ds} と物理量の関係を計算し、TCADで得られた特性を $\tanh$ 関数で表現した。図2、図3に n と v_e の $\tanh$ 関数モデルとTCADシミュレーション結果を示す。いずれの物理量もこのモデルで良く表現できることが分かる。その結果、ドレイン電流モデルは

$$I_{ds} = I_{\max} \left(\frac{1 + \tanh \psi}{2} \right) \tanh \frac{2V_{ds}}{V_{knee}} \dots\dots\dots(2)$$

$$\psi = P_1 \left(V_{gs} - V_p - \frac{1}{P_1} \right) + P_2 \left(V_{gs} - V_p - \frac{1}{P_1} \right)^2 + P_3 \left(V_{gs} - V_p - \frac{1}{P_1} \right)^3 \dots\dots\dots(3)$$

$$P_1 = \frac{2g_{mpk}}{I_{\max}} \dots\dots\dots(4)$$

とした。 $I_{\max}$ は最大ドレイン電流、 V_{knee} はニー電圧、 V_p はピンチオフ電圧、 g_{mpk} は最大相互コンダクタンスで、デバイス設計に用いるパラメータである。従来のモデルではデバイス設計に用いるパラメータを使えない。よって、このモデルはデバイスと回路のつながりが強いことが特長である。

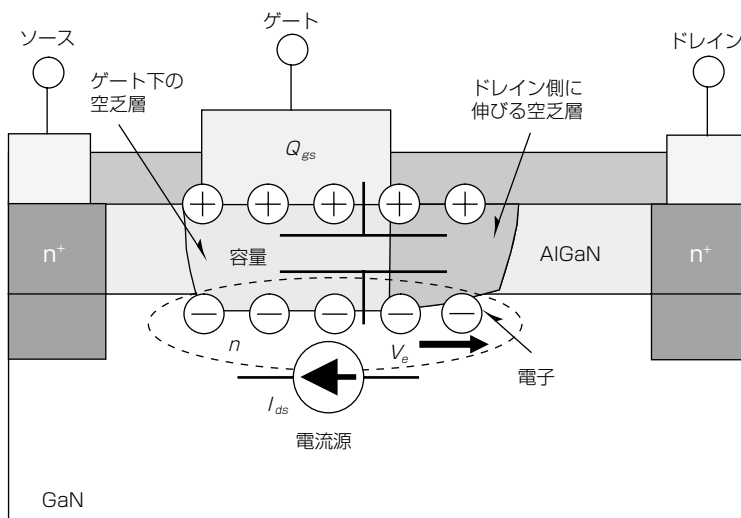


図1. GaN HEMTの断面模式図

る。また、 P_2 と P_3 は定数である。なお、式(2)の最初の $\tanh$ 関数が n 、2つめの $\tanh$ 関数が V_e に対応する。これは、 n は V_{gs} にのみ依存し、 V_e は V_{ds} にのみ依存することを意味する。

2.2 容量モデル

容量モデルについても物理量との関連性を深めるために、物理式からモデルを定式化した。ゲート容量 C_{gs} はゲート下に形成される容量である。この容量は図1に示すようにゲートの下に形成される空乏層とゲートからド레인側に伸びる空乏層で構成される。特にド레인側に伸びる空乏層は電圧増加とともに広がり、高電圧で動作させるGaN HEMTでは無視できない量である。ゲート下の容量はゲートの長さ L_g に蓄えられる電荷を V_{gs} で微分した量となる。ド레인側に伸びる空乏層で形成される容量は伸び(ゲートエクステンション) ΔL_g 中に蓄えられる電荷の微分となる。これらから C_{gs} は

$$C_{gs} = \frac{\partial(qn(L_g + \Delta L_g))}{\partial V_{gs}} \dots\dots\dots(5)$$

となる。従来のモデルではド레인電流と容量モデルは別々に実測と合うように定式化するため、各モデルの関連性は薄い。さらに個々のモデルに対して定式化するため、

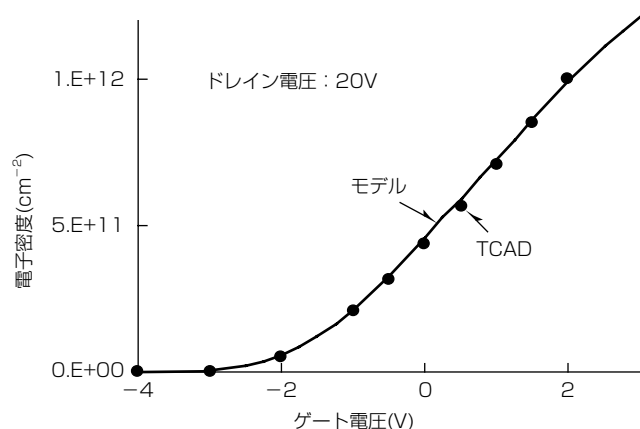


図2. モデルとTCADの比較(電子密度)

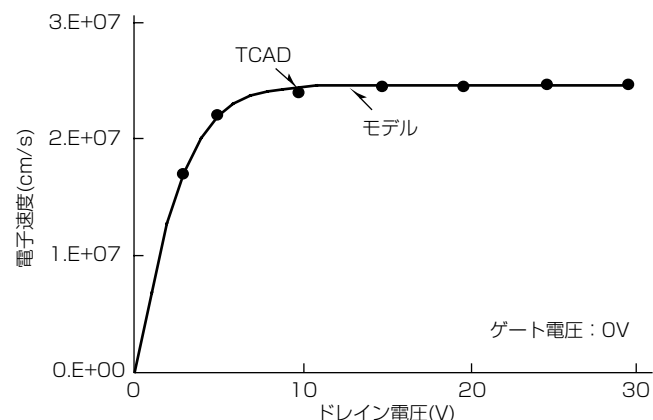


図3. モデルとTCADの比較(電子速度)

パラメータの数も増えてしまう。このモデルは物理現象と関連付けているため、パラメータの共通化を行うことができる。今回、ド레인電流と容量で n を共通として定式化することで、パラメータ数を37から17と大幅に低減することができた。デバイス設計で考慮するパラメータが減り、効率良くデバイス開発にフィードバックできる。 n についてはド레인電流で定式化しているので、ここでは、ゲートエクステンション ΔL_g について考える。図4にTCADの結果とこのモデルの比較を示す。ゲート・ド레인電圧 V_{gd} が150Vという高電圧まで精度良く記述することができた。これらから容量 C_{gs} モデルは

$$C_{gs} = C_{gs0} I_{max} L_g \left[\frac{d\psi}{dV_{gs}} \right] \left[1 + R_{Lg} \tanh(\alpha_{Lg} V_{gd}) \right] + C_{gspl} \dots\dots(6)$$

とした。ただし、 C_{gs0} はゲート・ソース容量、 R_{Lg} は L_g と $L_g + \Delta L_g$ の比、 α_{Lg} はゲートエクステンション係数、 C_{gspl} はゲートとソースの間に発生する寄生容量である。

このモデルはGaN HEMT中の物理現象から定式化しており、デバイス設計で用いられる量(V_{knee} , V_p , g_{mpk} など)で表されていることが特長である。これらの量はデバイスの膜厚などのデバイス寸法やバンドギャップなどの材料定数から計算できるため、デバイス構造からこのモデルのパラメータを決定することも可能となる。これはこのモデルによってデバイス構造を回路シミュレーションに取り込むことが可能であることを示す⁽⁸⁾。よって、このモデルはデバイス設計でも非常に有力なツールとなると考えられる。

3. モデルの検証

3.1 検証方法

このモデルの有効性を確認するために実際のGaN HEMT⁽¹¹⁾⁽¹²⁾を使って検証した。今回、寄生成分や発熱の効果を考慮した回路を用い、まず、電流-電圧と小信号特性の測定結果を初期値として、モデルパラメータを抽出した⁽⁹⁾。次にこのモデルを回路シミュレーションに組み込み、DC、小信号、大信号特性を計算し、実測と比較した。

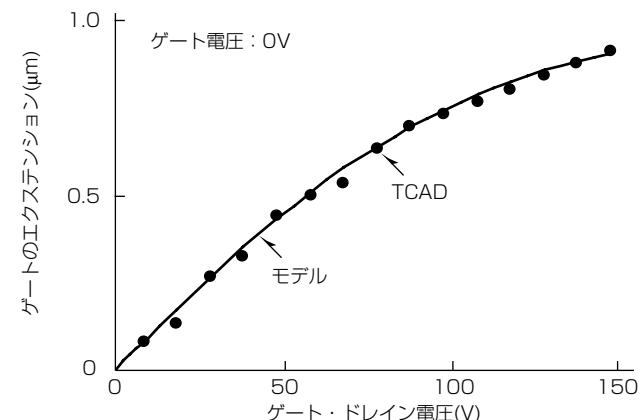


図4. モデルとTCADの比較(ゲートエクステンション)

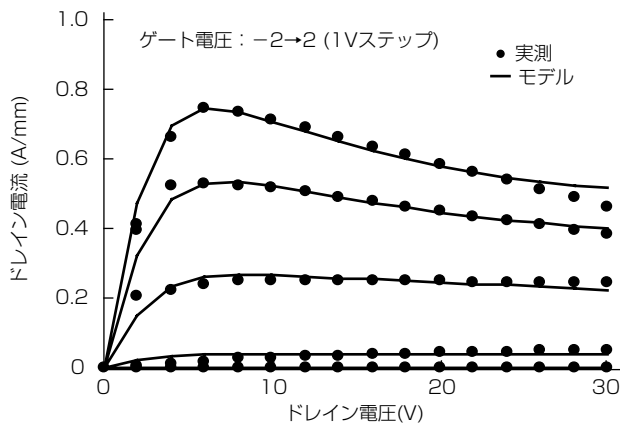


図5. 電流-電圧特性の実測との比較

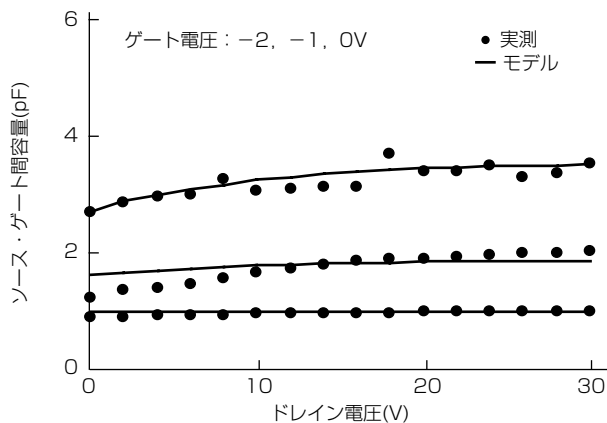


図6. 容量-電圧特性の実測との比較

3.2 実測との比較

図5, 図6にDC ($I_{ds} - V_{ds}$) と容量 ($C_{gs} - V_{ds}$) 特性, 図7に小信号特性(Sパラメータ), 図8に大信号特性でのモデルと実測の比較を示す。いずれの特性でも実測の特性を再現しており, このモデルの有効性が実証された。

4. む す び

デバイス内で生じている物理現象を, 回路シミュレーションで取り扱いやすい $\tanh$ 関数で定式化した新しいモデルを提案し, 実際の GaN HEMT を使ってその有用性を実証した。この回路モデルはデバイスとの関連性を強く意識しており, デバイス設計に用いられるパラメータを使って回路特性を計算することができる。この特長を用いることで, 回路性能を律速しているデバイスパラメータを明確化し, GaN HEMT を使った増幅器の高性能化をデバイスと回路から進めていくことが可能である。

参 考 文 献

- (1) Mishra, U.K., et al.: Proceedings of the IEEE, **96**, Issue2, 287~305 (2008)
- (2) Yamasaki, T., et al.: 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. TH3D (2010)

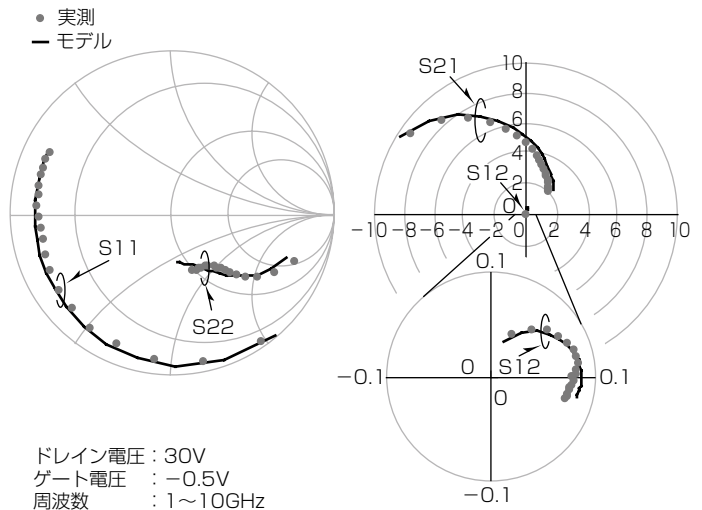


図7. Sパラメータの実測との比較

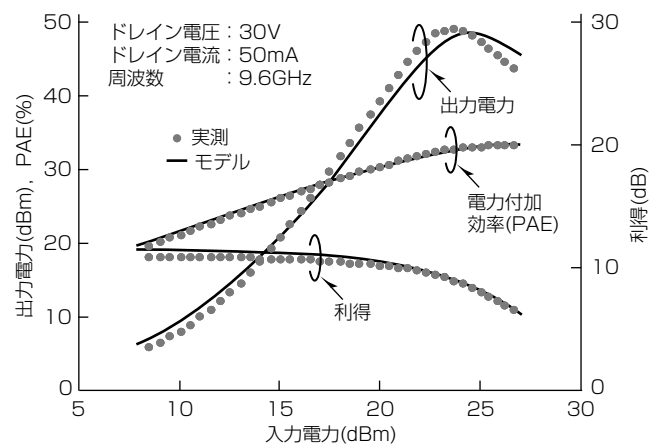


図8. 大信号特性の実測との比較

- (3) Pedro, J.C.: 1994 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. WE3F-14 (1994)
- (4) Koudymov, A., et al.: IEEE Transactions on Electron Devices, **55**, Issue3, 712~720 (2008)
- (5) Curtice, W.R., et al.: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **MTT-33**, No.12, 1383~1394 (1985)
- (6) Angelov, I., et al.: IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., **MTT-44**, No.10, 1664~1674 (1996)
- (7) Trew, R.J.: CSICS 2010, C01 (2010)
- (8) Oishi, T., et al.: INMMIC2010, 20~23 (2010)
- (9) Otsuka, H., et al.: International Journal of Microwave and Wireless Technologies, **3**, No.1, 25~33 (2011)
- (10) 大石敏之, ほか: 2009年電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-10-4 (2009)
- (11) Suita, M., et al.: Phys. Stat. sol. (c), **3**, No.6, 2364~2367 (2006)
- (12) Kamo, Y., et al.: 2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. WE1E-4 (2005)