

# トランジスタ入門

## Introduction to Semiconductor Transistors

葛原 正明  
Masaaki Kuzuhara

福井大学大学院工学研究科 〒910-8507 福井市文京 3-9-1  
Graduate School of Engineering, University of Fukui  
3-9-1 Bunkyo, Fukui, 910-8507, Japan

E-mail: kuzuhara@fuee.fukui-u.ac.jp

### Abstract

High-speed transistors are widely used in microwave and millimeter-wave active circuits. This lecture gives an outline to understand operation principles and basic characteristics of microwave and millimeter-wave transistors. It also deals with emerging GaN-based field-effect transistors, which are attracting major interests for applications in power switching transistors as well as in high-frequency and high-speed devices.

### 1. はじめに

低炭素省エネ時代の高機能・高周波デバイスの開発が求められている。1980年代以降、高周波デバイス用半導体として、化合物半導体であるGaAsとそのヘテロ接合が広く用いられてきた[1-3]。しかし、その後、CMOSに代表されるSiデバイスの高周波化の動きが活発となり、GHzを超える高周波帯といえども、従来はGaAsデバイスの独占市場であった高周波機器にもSiデバイスが用いられるようになってきている。このため、GaAs系高周波トランジスタは、現状のSiデバイスでは置き換えられない低雑音、低損失、高効率、低歪み、高出力、高電圧、超高周波などの応用に特化したキーデバイスとして、その位置付けを余儀なくされている。

一方、1990年代後半以降、ワイドバンドギャップを特徴として、GaNを代表とする窒化物半導体が台頭し注目を浴びている[4,5]。高い電子速度と絶縁破壊電界に加えて、GaAs同様のヘテロ接合電界効果トランジスタの構成が可能であり、特に、高周波+高出力を特徴とする大電力増幅応用に期待が集まっている[6-8]。また、この材料系は、低損失で高耐圧な電力スイッチング素子としても期待が大きく、パワーエレクトロニクス分野の新デバイスとしても注目されている[9-10]。

本稿では、最初に半導体の種類とトランジスタ構造の分類について簡単に触れた後、高周波応用に用いられるトランジスタとして、GaAs系MESFET (metal-semiconductor field-effect transistor),

GaAs系HEMT (high-electron mobility transistor), Si-MOSFET (metal-oxide-semiconductor FET), GaN系ヘテロ接合FETを取り上げ、その動作原理と特徴を解説する。

### 2. 半導体の種類と結晶構造

表1に示す元素周期表を思い出していただきたい。ここで、IV族元素であるC(ダイヤモンド)、Si(シリコン)、Ge(ゲルマニウム)は、いずれも正四面体配位を特徴とする結晶構造をもち、半導体として類似の性質を示すことが知られる。

表1 半導体を構成する元素を含む周期表

族 \ 周期	II	III	IV	V	VI
2	Be	B	C	N	O
3	Mg	Al	Si	P	S
4	Zn	Ga	Ge	As	Se
5	Cd	In	Sn	Sb	Te

なかでもSiは、大口径で高品質な単結晶の育成技術が進んだ材料であり、MOSFETの構成材料として広く用いられている。ダイヤモンド型の結晶構造において、隣接する2つの元素をIII族元素とV族元素のペアで置き換えても全体として同様の結晶構造が構成でき、閃亜鉛鉱(zincblende)構造と呼ばれる。ダイヤモンド構造と閃亜鉛鉱構造

の模式図を図1に示す。

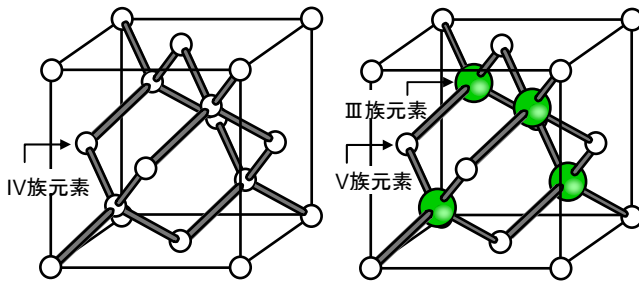


図1 ダイヤモンド構造と閃亜鉛鉱構造

高周波応用の代表半導体であるGaAsやInPは、閃亜鉛鉱構造をもつ半導体である。閃亜鉛鉱構造は立方晶構造に分類されるが、正四面体配位によって、六方晶構造を構成することも可能であり、この構造をウルツ鉱(wurtzite)構造と呼ぶ。この構造をもつ代表半導体にはSiC, GaN, ZnOなどがある。後述するが、これらの半導体では、c軸方向に強い分極電界が現れるものが多く、そのデバイス動作に特徴を与えることになる。

### 3. トランジスタの種類と動作原理

高周波応用に用いるトランジスタを動作原理の観点から分類すると、バイポーラトランジスタと電界効果トランジスタに分けられる。その動作の概念図を図2に示す。いずれのトランジスタ構

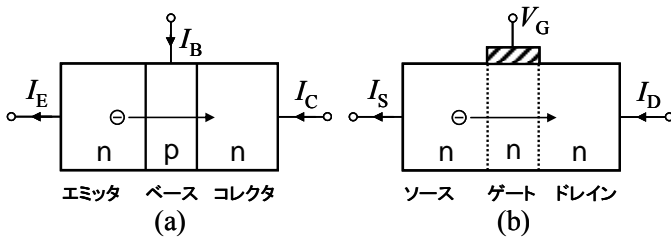


図2 バイポーラトランジスタ(a)と電界効果トランジスタ(b)の動作の概念図

造も、上流から下流に向かって流れる電流の絶対値を、中央に配置した電極(ベースまたはゲート)の電気量によって制御するものである。

バイポーラトランジスタは、同じ導電型をもつ半導体であるエミッタ層とコレクタ層の間に、異なる導電型をもつベース層を挟んだものである。図2の例はn-p-n構造に相当する。ベース-エミッタ間はpn接合を構成し、順バイアスが印加されると、エミッタからベースに向かって電子が少数キャリアとして注入される。このときベース内

では、少数キャリアの濃度勾配を駆動源とする拡散現象により、電子がコレクタ方向に輸送される。ベース内部を拡散する途中で、電子が多数キャリアである正孔と再結合すると、この電子は消滅しベース電流となる。一方、電子がベース内部を移動してコレクタ端まで到達すると、コレクタ電極に吸収されてコレクタ電流となる。コレクタ電流とベース電流の比は $h_{FE}$ と呼ばれ、バイポーラトランジスタの基本パラメータである。電流利得 $h_{FE}$ を大きくするためには、1)ベース濃度を下げてエミッタ注入効率を増加し、2)ベース層を薄くすると同時にベースの拡散長を増加してベース輸送効率を増加することが重要である。一方、高周波における電力利得を増加するためには、ベース抵抗の低減が有効であり、ベース濃度の増加が好ましくなる。すなわち、電流利得 $h_{FE}$ の改善と電力利得の改善では、ベース濃度の変化の方向が逆になる矛盾が生じる。

この矛盾を解決する有効な方策として、ヘテロ接合バイポーラトランジスタ(heterojunction bipolar transistor; HBT)が知られている。HBTでは、エミッタ材料にワイドバンドギャップ半導体を用いることにより、ベースからエミッタへの正孔の注入を抑制している。これにより、ベース濃度を増加させてもエミッタ注入効率の劣化がなく、電流利得 $h_{FE}$ を維持しつつ電力利得の改善を可能にしている。化合物半導体を用いたHBT構造の例として、AlGaAs-GaAs-GaAs, InP-InGaAs-InGaAs, InP-GaAsSb-InPなどが知られている。

一方、電界効果トランジスタ(FET)は、ゲート電極に印加した電圧による電界効果により、ゲート下を通過する多数キャリアの電荷量を直接変化させ、ドレイン電流の大きさを制御するものである。図2(b)に示したように、FETでは、電流の流れる通路(チャンネルと呼ぶ)はソースからドレインまで同極性の半導体で構成される。ゲート電極の下を通過するキャリア(電子)は、ドレイン電界によるドリフト現象によって加速され、ドレイン電流を流す。

FETの直流特性では、ドレイン電流の変化量をゲート電圧の変化量で除した相互コンダクタンス( $g_m$ )が増幅作用の性能指標として重要である。 $g_m$ を改善するためには、ゲート電極下のチャンネル領域を通過する電子のドリフト速度を増加するとともに、ゲート-チャンネル間の電気容量を大きくすることが重要である。このとき、ゲート-ソース間のソース側の寄生抵抗をソース抵抗 $R_S$ と呼ぶが、この $R_S$ が無視できないとき、測定される

相互コンダクタンス  $g_m$  は低下し、真性の相互コンダクタンス  $g_{m0}$  との間には、

$$g_m = \frac{g_{m0}}{1 + g_{m0}R_S}$$

の関係が成り立つ。  $R_S=0$  のとき両者は一致する。ソース抵抗を低減するには、1) オーミック接触抵抗を下げる、2) ソース電極とゲート電極間の距離を短縮する、3) ゲート電極下の半導体を掘り込んだ後にゲート電極を形成する（リセスゲート構造）などの方法が知られている。

FET の高周波特性では、電流利得遮断周波数 ( $f_T$ ) と電力利得遮断周波数 ( $f_{max}$ ) の2つのパラメータが重要である。前者は、相互コンダクタンスとゲート容量の比を大きくすることにより改善できる。このためには、ゲート入力信号の変化が迅速にドレイン電流の変化として伝わるのが重要であり、ゲート長の短縮とチャンネルを走行する電子ドリフト速度の向上が有効である。後者の  $f_{max}$  は、文字通り、電力利得が1となる周波数に対応し、その改善には  $f_T$  の向上とともに出力コンダクタンス  $g_d (= \partial I_d / \partial V_d)$  と帰還容量  $C_{gd} (= \partial Q / \partial V_d)$  の低減が重要となる。

以下に、代表的な FET 構造についてその動作原理を説明する。

### 3-1. MESFET

nチャンネルとpチャンネルがあるが、ここでは高周波動作に有利で実用的にも重要な nチャンネル GaAs MESFET を例にとり説明する。MESFET とは、金属(metal)と半導体(semiconductor)の接触（すなわちショットキー接触）を、チャンネル電荷制御用のゲート容量として用いた FET の総称である。その断面構造とゲート電極下のエネルギーバンド図を図3に示す。

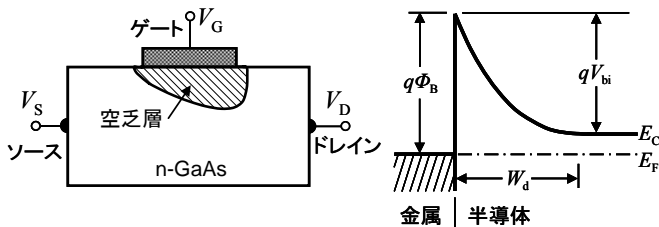


図3 MESFET の断面構造とゲート電極下のエネルギーバンド図

入力ゲート電圧  $V_g$  の変化は、ゲート直下に形成された電子不在の n形領域（空乏層と呼ぶ）の厚

さを変化させる。この空乏層厚さの変化は、その下に残された n形中性領域（チャンネルと呼ぶ）の実効的な厚さを変化させ、結果としてチャンネルに存在する自由電子数（電荷量）が変化する。このため、ドレイン電圧を印加したときに流れる出力ドレイン電流の大きさが、ゲート電圧の大きさに依存して変調されることになる。ドレイン電圧  $V_d=0V$  において、ゲート電極下に延びる空乏層の厚さ  $W_d$  は次式で表される[11]。

$$W_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_S(V_{bi} - V_g)}{qN_d}}$$

ここで、 $\epsilon_S$ 、 $V_{bi}$ 、 $N_d$  はそれぞれ半導体の誘電率、ショットキー接触の内蔵電位、ドナー濃度である。上式より、 $V_g=V_{bi}$  のとき空乏層厚さ  $W_d=0$  となってフラットバンド条件となるが、実際には、過剰な順方向ゲート電流の存在により、フラットバンド状態は実現しない。 $W_d$  の最大値は n形半導体の厚さ  $a$  であり、このときのバンドの曲がりはピンチオフ電圧  $V_p$  と呼ばれ、次式で表される。

$$V_p = qN_D a^2 / 2\epsilon_S$$

ゲート長 ( $L_g$ ) が十分に長く、電子のドリフト速度がチャンネル電界に比例するものと仮定できるとき（ショックレーのロングチャンネル近似）、飽和ドレイン電流  $I_{Dsat}$  は次式で与えられる[11]。

$$I_{Dsat} = \frac{W_g q \mu N_d a}{L_g} \left[ \frac{V_p}{3} - (V_{bi} - V_g) \left( 1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{V_{bi} - V_g}{V_p}} \right) \right]$$

ここで、 $W_g$ 、 $\mu$  はそれぞれゲート幅、チャンネル移動度である。

一方、ゲート長が十分に短いとき、ゲート下のチャンネル電子は全て飽和速度  $v_s$  で走行するものと仮定できる（飽和速度モデル）。このとき、飽和ドレイン電流と相互コンダクタンスは次式で表される[11]。

$$I_{Dsat} = W_g (a - W_d) N_d v_s, \quad g_m = \frac{\partial I_{Dsat}}{\partial V_g} = \frac{W_g \epsilon_S v_s}{W_d}$$

飽和速度モデルでは、ドレイン電流はもはやゲート長に依存せず、相互コンダクタンスは飽和速度に比例して増加することがわかる。

### 3-2. HEMT

代表的な AlGaAs/GaAs 系 HEMT を例にとって説明する. その断面構造とゲート下のエネルギーバンド図を図 4 に示す. HEMT のデバイス構造は前出の MESFET に類似している. ソースとドレインを挟んで, ゲート電極が n 形半導体である AlGaAs 障壁層とショットキー接触を形成する. しかし, この AlGaAs 層の厚さは十分薄くなるように予め設計されており, AlGaAs 内部は完全に空乏状態となる. このため HEMT では, MESFET のように AlGaAs 内部にチャネル領域が形成されることはない. その代わりに, 自由電子は AlGaAs と GaAs の界面に形成されたポテンシャル量子井戸に蓄積され, 二次元電子ガスからなるシート状のチャネル領域を形成する. ゲート電極と二次元電子ガスチャネルの間隔は AlGaAs 障壁層の厚さとほぼ等しく, AlGaAs は一定ゲート容量を構成する誘電体の役割を果たすものと見なすことができる. ゲート電極に入力電圧を印加すると, ゲート容量を介してチャネルの二次元電子ガス濃度が変化する. したがって, ドレイン電極に正のバイアス電圧を印加しておく, 微小なゲート入力信号の変化に応じたドレイン電流を出力することができる.

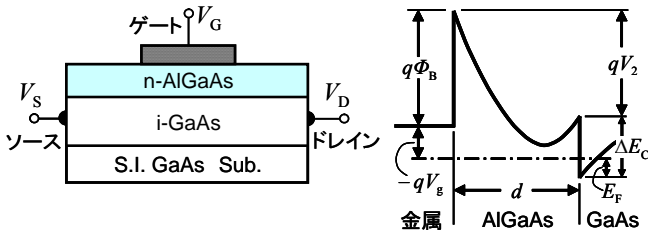


図 4 HEMT の断面構造とゲート電極下のエネルギーバンド図

HEMT のチャネル層となる半導体には導電型に関して特に制限はないため, 通常は不純物を含まない高純度 GaAs をチャネル層として用いることができる. したがって, イオン化不純物散乱の影響を最小限に抑えることができ, 高電流密度にもかかわらず高移動度チャネルを実現することが可能となる.

二次元電子ガス濃度  $n_s$  とゲート電圧  $V_g$  の関係は, AlGaAs 障壁層の深さ方向のポアソン方程式を解くことにより求められる. 簡単のため, AlGaAs 障壁層の厚さを  $d$ , ドナー濃度を  $N_d$  (一定) と仮定すると, 図 4 のエネルギーバンド図に示した AlGaAs 障壁層の厚さ方向の伝導帯電位差

$V_2$  は, AlGaAs/GaAs ヘテロ界面での電界強度を  $F_s$  とすると次式で与えられる.

$$V_2 = F_s d + q N_d d^2 / 2 \epsilon_s$$

ここで,  $\epsilon_s$  は AlGaAs の誘電率である. また, ガウスの定理を用いてヘテロ界面電界強度  $F_s$  を消去すると, 二次元電子ガス濃度  $n_s$  は,

$$n_s = \frac{\epsilon_s}{q(d + \Delta d)} \left[ V_g - (\Phi_B - \frac{q N_d d^2}{2 \epsilon_s} - \frac{\Delta E_C}{q} + \frac{E_{F0}}{q}) \right]$$

と表される[12,13]. ここで,  $\Delta d$  は二次元電子ガスのチャネル厚さ ( $\approx 8\text{nm}$ ),  $\Delta E_C$  はヘテロ界面での伝導帯エネルギー不連続量,  $E_{F0}$  は  $n_s=0$  におけるフェルミエネルギーである. 上式より, しきい値電圧  $V_T$  は次式で表される.

$$V_T = \Phi_B - \frac{q N_d d^2}{2 \epsilon_s} - \frac{\Delta E_C}{q} + \frac{E_{F0}}{q}$$

チャネル電界が飽和電界  $E_S$  以下の線形領域で, HEMT のドレイン電流  $I_D$  は次式で表される[12,13].

$$I_D = \frac{\epsilon_s \mu W_g}{(d + \Delta d) L_g} \left[ (V_g - V_T) V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right]$$

ここで,  $V_{ds}$  はドレイン電圧,  $\mu$  はチャネル電子移動度である. 飽和ドレイン電圧  $V_{ds} = V_{Dsat}$  にて, ゲートのドレイン端での電子ドリフト速度が飽和速度  $v_s = \mu E_S$  に等しくなるものと仮定すると, 飽和ドレイン電流  $I_{Dsat}$  は次式で表される.

$$I_{Dsat} = \frac{\epsilon_s \mu W_g E_S}{d + \Delta d} \left[ \sqrt{(V_g - V_T)^2 + E_S^2 L_g^2} - E_S L_g \right]$$

さらに, ゲート長  $L_g$  が  $(V_g - V_T) / E_S$  より十分小さいと仮定できる短ゲート素子では,

$$I_{Dsat} = \frac{\epsilon_s W_g v_s}{d + \Delta d} (V_g - V_T), \quad g_m = \frac{\epsilon_s W_g v_s}{d + \Delta d}$$

と近似される. すなわち, 短チャネル HEMT の相互コンダクタンス  $g_m$  はゲート電圧に依存せず一

定となり、その値が飽和ドリフト速度  $v_s$  に比例し、ゲート-チャンネル間距離 ( $d+\Delta d$ ) に反比例することがわかる。 $d+\Delta d$  の値を小さく設計できることが HEMT の特徴である。

### 3-3. MOSFET

高周波動作に有利な n チャンネルトランジスタを例にとり、MOSFET の動作原理を説明する。MOSFET とは、ゲート部に金属(metal)-酸化膜(oxide)-半導体(semiconductor)からなる MOS 構造をもつ FET のことである。半導体と酸化膜がそれぞれ Si と SiO<sub>2</sub> で構成される Si-MOSFET がその代表デバイス構造である。

n チャンネル Si-MOSFET の断面構造とゲート下のエネルギーバンド図を図 5 に示す。n チャンネル MOSFET では、ソースとドレイン電極をともに高濃度 n 形 Si 領域に形成し、チャンネル領域には p 形 Si を用いる。酸化膜を介したゲート電圧による電界効果により、多数の自由電子を p 形 Si の界面領域に誘起し、反転 n チャンネルを形成することにより、ソースドレイン間に電気伝導が生じる。図 5 のエネルギーバンド図に示す真性フェルミ準位  $E_i$  の曲がり分を表面ポテンシャル  $\psi_s$ 、また  $E_i$  と  $E_F$  との差を  $\psi_B$  と定義する。

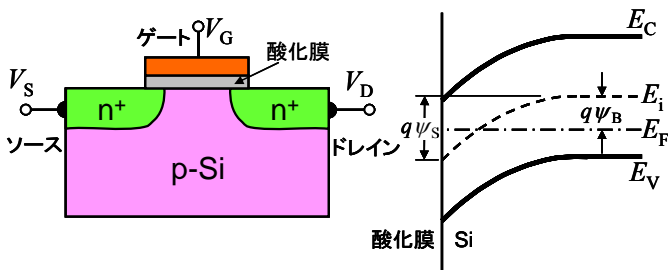


図 5 Si-MOSFET の断面構造とゲート電極下のエネルギーバンド図

このとき、表面電子濃度を  $n_p(0)$ 、p 形 Si のバルク電子濃度を  $n_{p0}$  とすると次式が成り立つ。

$$n_p(0) = n_{p0} \exp(q\psi_s / kT)$$

ゲート電圧の電界効果を利用して、表面ポテンシャル  $\psi_s$  を増加させ、表面電子濃度が p 形 Si のアクセプタ濃度  $N_A$  を超えるとき、チャンネルは強反転状態になったという。上式を用いて強反転が生じる条件を求めると、

$$\psi_s \geq 2\psi_B$$

となることが導ける。表面電荷密度  $Q_s$  は、半導

体表面近傍におけるポアソン方程式の解にガウスの定理を適用することにより求められ、強反転領域では次式のように近似される[14]。

$$Q_s = -\frac{\sqrt{2\epsilon_s kT} \left( \frac{n_0}{p_0} \right)^{1/2}}{qL_D} \exp\left(\frac{q\psi_s}{2kT}\right)$$

ここで、 $L_D$  は正孔のデバイ長である。

MOSFET にゲート電圧  $V_G$  を印加すると、電圧成分 ( $V_G - \psi_s$ ) が酸化膜容量  $C_{OX}$  に印加される。ドレイン電圧  $V_D = 0$  のとき、反転表面電荷密度  $Q_n$  と電気伝導に寄与しないアクセプタによる空乏層電荷  $Q_B$  との間には次式が成り立つ[11,14]。

$$Q_n = -C_{OX}(V_G - \psi_s) - Q_B$$

また、ゲート電圧  $V_G$  がしきい値電圧  $V_T$  に等しいとき  $Q_n = 0$ 、 $\psi_s = 2\psi_B$  となり、次式が得られる。

$$V_T = -\frac{Q_B}{C_{OX}} + 2\psi_B, \quad Q_n = -C_{OX}(V_G - V_T)$$

次に、ソースから横方向に距離  $y$  をとり、 $V_D$  の印加によるチャンネルポテンシャルを  $V(y)$  とする。このとき、MOSFET のチャンネルを流れるドレイン電流  $I_D$  は、移動度一定の下で次式で表される。

$$I_D = W_g \mu C_{OX} [V_G - V_T - V(y)] (dV / dy)$$

両辺を  $V$  と  $y$  に変数分離して  $y=0$  から  $y=L_g$  の範囲で積分すると

$$I_D = \frac{W_g}{L_g} \mu C_{OX} \left[ (V_G - V_T)V_D - \frac{1}{2}V_D^2 \right]$$

が得られる[11,14]。上式において、 $V_D = V_G - V_T$  でドレイン電極近傍の反転電子濃度は 0 となり、チャンネルはピンチオフする。ピンチオフ点を越えたドレイン電圧領域 ( $V_D > V_G - V_T$ ) になると、ドレイン電流は飽和する。飽和領域におけるドレイン電流  $I_{Dsat}$  と  $g_m$  は次式のように表される。

$$I_{Dsat} = \frac{W_g}{2L_g} \mu C_{OX} (V_G - V_T)^2, \quad g_m = \frac{W_g}{L_g} \mu C_{OX} (V_G - V_T)$$



## 4. GaN ヘテロ接合電界効果トランジスタ

### 4-1. 基本構造

GaNはウルツ鉱構造をもつ半導体である。図6にウルツ鉱構造と AlGaN/GaN ヘテロ接合の模式図を示す。GaN 結晶の内部では、イオン半径の大きな Ga 原子と小さな N 原子が互いにやや歪んだ正四面体配置を取るため、c 軸方向に沿って自発分極  $P_{SP}$  が生じる。さらに、c 軸方向に面方位をもつ GaN の Ga 面の上にボンド長の短い AlGaN 単結晶薄膜をエピタキシャル成長すると、両者の格子定数の違いに起因して、AlGaN 薄膜には引張り歪みが発生し、AlGaN 内部には圧電（ピエゾ）分極  $P_{PE}$  が加わる。この2つの分極作用により、AlGaN/GaN ヘテロ接合界面には図6に示すように正の固定電荷が発生する。

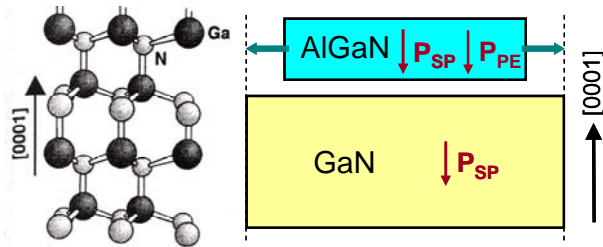


図6 ウルツ鉱構造と AlGaN/GaN ヘテロ接合の模式図

圧電分極  $P_{PE}$  の大きさは、圧電定数  $e_{ij}$ 、c 軸方向と c 面内方向のひずみを  $\varepsilon_z, \varepsilon_x, \varepsilon_y$  とすると

$$P_{PE} = e_{33}\varepsilon_z + e_{31}(\varepsilon_x + \varepsilon_y)$$

$$\varepsilon_z = (c - c_0)/c_0$$

$$\varepsilon_x = \varepsilon_y = (a - a_0)/a_0$$

と表される。ここで、 $c_0, a_0$  はそれぞれ c 軸方向および c 面内方向の無ひずみ時の格子定数である。弾性定数を  $C_{13}, C_{33}$  とするとき

$$\varepsilon_x = \varepsilon_y = -\frac{C_{33}}{2C_{13}}\varepsilon_z$$

となるので、 $P_{PE}$  は次式のように表される。

$$P_{PE} = \left(e_{33} - \frac{C_{33}}{C_{13}}e_{31}\right)\varepsilon_z$$

AlGaN の全 Al 組成にわたって、括弧内の係数は正となるので、圧電分極は引張りひずみのとき負、圧縮ひずみのとき正となる（c 軸に沿って、金属元素から窒素元素に向う方向を正分極と定義す

る）。Ga 面 AlGaN/GaN ヘテロ接合について、Ambacher らによって計算された界面分極電荷と Al 組成の関係を図7に示す[15]。

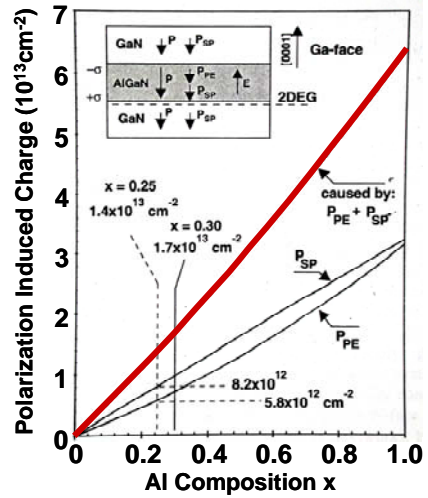


図7 Ga 面 AlGaN/GaN における界面分極電荷の Al 組成依存性(ref.15)

Ga 面 AlGaN/GaN では、ヘテロ界面における分極電荷は正電荷であり、その大きさは Al 組成とともにほぼ直線的に増加する。Al 組成 20%程度で分極電荷は  $1 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$  にも及ぶ。この分極電荷によって、AlGaN 薄膜には大きな内部電界が発生し、AlGaN/GaN ヘテロ界面には高濃度の二次元電子ガス(2DEG)が生成する。図8に AlGaN/GaN ヘテロ接合におけるエネルギーバンド図を示す。

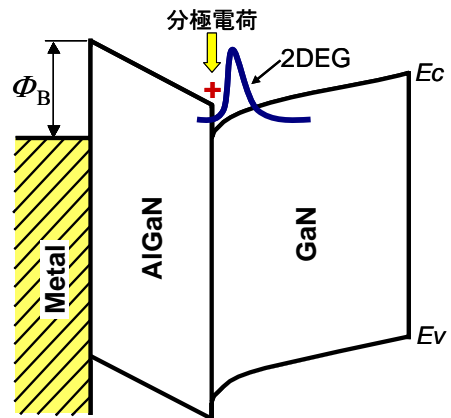


図8 AlGaN/GaN ヘテロ接合におけるエネルギーバンド図

このように、Ga 面 AlGaN/GaN ヘテロ接合においては、たとえ AlGaN にドナー不純物を添加しなくとも、分極作用により高濃度の二次元電子ガス濃度が得られる。

## 4-2. 動作原理

AlGaN 障壁層薄膜の上から2つのオーミック電極（ソースとドレイン）を形成し、両電極間にバイアス電圧を加えた場合を考える。図9にドレイン電圧印加前後のエネルギーバンド図を示す。電圧印加前では、オーミック電極から供給された電子が、AlGaN/GaN 界面の GaN 側にできた三角形のポテンシャル井戸に落ち込み、ここで高密度の電子集合体（二次元電子ガス）を形成する。二次元電子ガスは、三角ポテンシャル井戸内で電子の通路（チャネル）を形成し、AlGaN/GaN ヘテロ界面に沿って自由に移動することができる。この状態で両オーミック電極間に微小なバイアス電圧（ドレイン電圧）を加えると、二次元電子ガスは高い電子移動度（ $1000\text{cm}^2/\text{Vs}$ 以上）と高い電子濃度をもちながら、負電極（ソース電極）から正電極（ドレイン電極）に向かって大きな電子流を運ぶことになる。

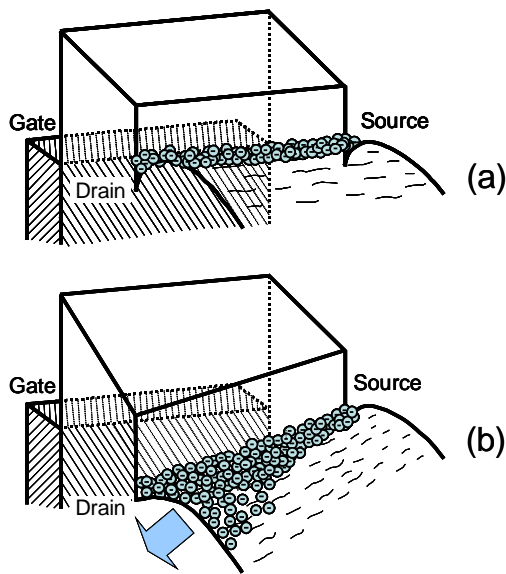


図9 AlGaN/GaN ヘテロ接合 FET のドレイン電圧印加前(a)と印加後(b)のエネルギーバンド図

ゲート電極下のポテンシャル分布の計算は、3-2節の HEMT と同様である。ただ、AlGaN/GaN ヘテロ接合の場合、ドナー濃度を 0 にできる代わりに、界面分極電荷  $N_{PZ}$  の影響を考慮する必要がある。このとき、ゲート電圧  $V_g$  を印加したときの二次元電子ガス濃度  $n_s$  は次式で与えられる。

$$n_s = \frac{\epsilon_s}{q(d + \Delta d)} [V_g - V_T]$$

ここで、しきい値電圧  $V_T$  は次式で表される。

$$V_T = \Phi_B - \frac{qN_{PZ}d}{\epsilon_s} - \frac{\Delta E_C}{q} + \frac{E_{F0}}{q}$$

AlGaN/GaN 構造では、しきい値電圧  $V_T$  の値は分極効果を表す第二項が支配的となるため、負の値をとる場合が多い。このとき、ドレイン電流を 0 にするためには、ゲートに負の電圧を印加する必要がある。このような動作モードをノーマリーオン型と呼ぶ。一方、 $V_T$  が正値をとる場合には、ゲート電圧が 0 のときドレイン電流は流れず、ゲートに正電圧を印加したときのみドレイン電流が流れる。このような動作モードをノーマリーオフ型と呼んで区別している。図 10 にノーマリーオン動作とノーマリーオフ動作におけるドレイン電流  $I_D$  とゲート電圧  $V_g$  の関係を示す。

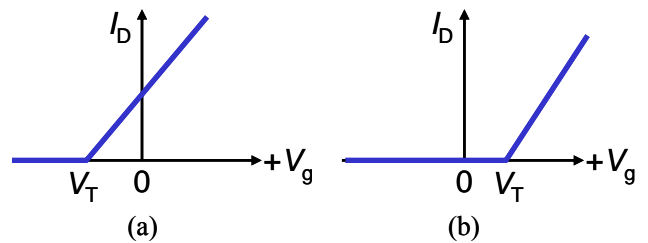


図10 ノーマリーオン(a)とノーマリーオフ(b)各動作モードの  $I_D$ - $V_g$  特性の比較

大電力を扱う応用では、ゲートに正電圧を与えないと導通しない後者のノーマリーオフ動作モードが安全面から好ましい。ノーマリーオフ動作を AlGaN/GaN HEMT で安定に実現するための工夫として、1) F イオンをゲート下 AlGaN 障壁層に導入する[16]、2) InGaN キャップ層を用いる[17]、3) MIS ゲートを用いる[18]、4) 無極性結晶を用いる[19]、などの方法が研究されている。

AlGaN/GaN HEMT の動作と AlGaAs/GaAs HEMT の動作を比較すると、いずれも二次元電子ガスをチャネルに用いる共通点があるが、次の相違点がある。1) 分極効果により発生する二次元電子ガス濃度の方が、選択ドーピングによる電子濃度より一般に高い。2) 前者の HEMT では障壁層にドーピングを必要とせず、イオン化不純物散乱の影響がない。3) 前者の HEMT では障壁層内に電子が溜まりにくく、平行伝導による寄生 MESFET 効果が少ない。

## 4-3. GaN デバイスの特徴

GaN の禁制帯幅は  $3.4\text{eV}$  であり、Si の  $1.12\text{eV}$  や GaAs の  $1.43\text{eV}$  と比較して 2~3 倍も大きい。

このため、熱励起によるキャリア濃度（真性キャリア濃度）が極端に低く、室温から数百℃の高温に至るまで安定したデバイス動作が可能となる。また、衝突イオン化を生じるキャリア運動エネルギーの臨界値が高く、高耐圧特性が得られる。また、GaNは発光デバイス材料としても知られるように、バンド構造は直接遷移型となる。同じワイドギャップ材料であるダイヤモンドやシリコンカーバイド（SiC）が、間接遷移型であることとは対照的である。直接遷移型半導体は、低電界領域で谷間散乱に基づく広角キャリア散乱を生じないため、間接遷移型半導体に比べて高電子移動度を示す。また GaN は、高電界領域（100kV/cm以上）においても、高ドリフト速度を示すことが理論計算により示されている。すなわち、ナノメートル級に極短チャンネル化しても、GaNでは優れた高速動作が期待できる。

以上を総合すると、GaN デバイスの特徴を次のようにまとめることができる。1) 室温以上の高温動作にも適する。2) 極めて高バイアス電圧まで動作する。3) 寄生抵抗が小さく低損失動作に適する。4) 高周波動作に適する。

#### 4-4. 耐圧の向上

GaN は絶縁破壊電界が大きいことが特徴であるが、デバイス設計に特に工夫をせず FET を構成すると、多くの場合、高々数 10V 程度の耐圧しか得られない結果となる。この原因は、図 11(a)に示すように、ゲート(G)とドレイン(D)の間に印加された逆方向電界がゲート電極端に集中するためである。この局所領域に集中した電界強度が臨界値を上回ると、アバランシェまたは量子力学的トンネル効果によりゲート電流が流れ破壊に至る。経験的にも知られるように、FET の耐圧は半導体表面の荷電状態に敏感である。すなわち、半導体表面電荷分布を制御できれば、FET の耐圧を向上させることができる。このゲート電極端の電界集中を緩和するため、新たに電極を設けた構造がフィールドプレート構造 (FP 構造) である。図 11(b)にフィールドプレート構造の一例を示す。FP 電極の追加により G-D 間の電界分布は2つのピークに分裂し、ゲート端での電界強度が減少する。この作用により、FP 電極のない従来 FET に比べて耐圧は向上する。この FP 構造を用いて、ゲート長  $1\mu\text{m}$  のマイクロ波 FET において、100~200V の耐圧が報告されている[8,20]。しかし G-D 間距離を実用的な  $3\sim 5\mu\text{m}$  として、GaN の絶縁破壊電界  $3.3\text{MV/cm}$  を用いて理論耐圧を計算すると、1kV

を上回る耐圧値が予測され、実測データと理論予想値の間にはまだ 3~5 倍の改善マージンが残されている。

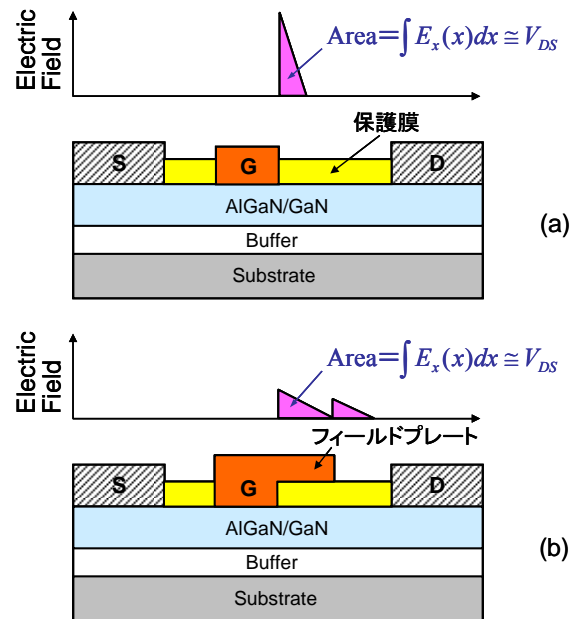


図 11 従来構造 FET(a)とフィールドプレート付き FET(b)の比較（デバイス構造と電界分布）

FP 電極を単純に 1 段付加した構造（図 11(b)）では、ゲート電極端の電界集中が FP 電極にも分散されるが、その効果は未だ不十分である。一般に FP 段数を増加させた多段 FP 構造を用いることにより、G-D 間の電界分布をより低電界で平坦にでき、さらなる高耐圧動作に適したデバイスを実現することができる。

#### 4-5. 現状の性能

Wu らは、SiC 基板上に作製したゲート幅  $W_g = 246\mu\text{m}$  の HEMT をドレインバイアス  $V_{dd} = 120\text{V}$  で動作させ、4GHz にて  $32.2\text{W/mm}$  の出力電力密度を報告している[20]。Okamoto らは、同じく SiC 基板上に作製した  $W_g = 48\text{mm}$  のワンチップ FET を  $V_{dd} = 53\text{V}$  で連続動作させ、2GHz にて  $230\text{W}$  の出力電力を達成している[8]。Mitani らは、 $W_g = 34\text{mm}$  の HEMT 素子を 4 チップ合成し、3.2GHz にてパルス出力  $1\text{kW}$  を報告している[21]、Murase らは、SiC 基板上に作製したゲート長  $0.2\mu\text{m}$  で  $W_g = 6.3\text{mm}$  の HEMT チップを  $26\text{GHz}$  で動作させ、 $V_{dd} = 25\text{V}$  にて連続出力  $20.7\text{W}$  を記録している[22]。Higashiwaki らは、Al 組成 40% でゲート長  $60\text{nm}$  の極細ゲート HEMT を作製し、電流利得遮断周波数  $190\text{GHz}$  を達成している[23]。



#### 4-6. 窒化物新材料への期待

窒化物半導体はⅢ-V族半導体の仲間であり、その種類は豊富である。すなわち、3種類の二元材料 AlN, GaN, InN を中心に、これらの中間的な性質をもつ任意組成の混晶半導体を作り出すことができる。本節では、今後の結晶成長技術の進歩により実現が期待される新たな窒化物ヘテロ接合デバイス性能への期待について述べる。

図 12 に、モンテカルロ解析から求めた AlN, GaN, InN における電子ドリフト速度の電界強度依存性を示す[24]。原点付近の直線の傾きから求めたドリフト移動度は、InN, GaN, AlN の順に  $1880, 810, 310\text{cm}^2/\text{Vs}$  となる。3者の中では InN が最大の移動度を示す。一方、ドリフト速度のピーク値は、InN, GaN, AlN の順に  $4.2 \times 10^7, 2.8 \times 10^7, 2.0 \times 10^7\text{cm/s}$  となり、InN が最も高い電子速度を示す[24]。この結果は、超高速デバイス用チャンネル材料として、InN が極めて有望であることを示唆するものである。

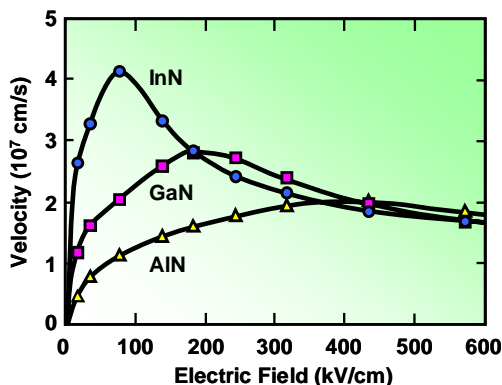


図 12 InN, GaN, AlN のドリフト速度電界特性

InN チャンネル FET の具体的構造として、基板材料に GaN を用い、AlInN を障壁層とする AlInN/InN/AlInN ダブルヘテロ接合を考える。図 13 に、電流利得遮断周波数とゲート長の関係のモンテカルロ計算結果を示す[25]。ゲート長 50nm 以下で 1THz を超える遮断周波数が予測されている。THz デバイスとして、InN または高 In 組成 InGaN をチャンネルに用いる HEMT が有望であることを示すものである。

#### 5. おわりに

本講では、最初に半導体の種類とトランジスタ構造の分類について簡単に解説した後、高周波応用に用いられるトランジスタとして、GaAs 系 MESFET, GaAs 系 HEMT, Si-MOSFET の基本動作について概説した。さらに、今後のマイクロ波

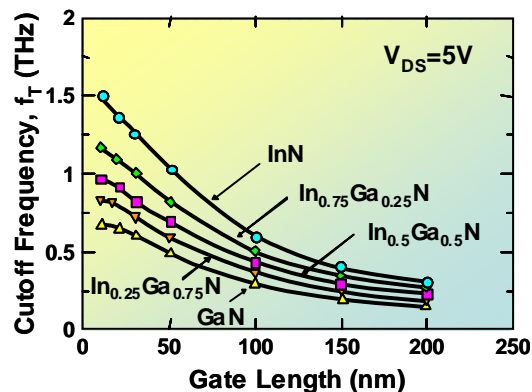


図 13 電流利得遮断周波数のゲート長依存性

ミリ波高出力デバイスとして期待の大きい GaN 系 HEMT の基本構造、動作原理、現状の特性、耐圧向上指針、新材料への期待などについて述べた。

GaN 系ヘテロ接合デバイスは高周波動作を目指して短ゲート化を図っても、比較的大きな耐圧を維持することができるため、未だ開拓の進んでいないミリ波やサブミリ波領域の出力源や送信デバイスとして応用が進むことが期待される。特に、安心安全社会の構築とその本格化に向けて、窒化物は有毒な砒素や燐を構成元素に含まない化合物であり、小型高効率性能を通して省エネに貢献し、自動車衝突防止レーダや監視用レーダなどの遠隔センシングを通して、社会で大きな役割を果たすものと予測される。

#### 文 献

- [1] T. Mimura, S. Hiyamizu, T. Fujii, and K. Nanbu, "A new field-effect transistor with selectively-doped GaAs/AlGaAs heterojunctions," *Jpn. J. Appl. Phys.*, 19, L225, 1980.
- [2] D. Delagebeaudeuf, P. Delescluse, P. Etienne, M. Laviron, J. Chaplart, and N. T. Linh, "Two-dimensional electron gas MESFET structure," *Electron. Lett.*, 16, 667, 1980.
- [3] T. Mimura, "The early history of the high electron mobility transistor (HEMT)," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 50, 780, 2002.
- [4] U. K. Mishra, P. Parikh, and Y. -F. Wu, "AlGaIn-GaN HEMTs - An overview of device operation and application," *Proc. IEEE* 90, pp.1022-1031, 2002.
- [5] L. F. Eastman and U. K. Mishra, "The toughest transistor yet," *IEEE Spectr.*, 39, pp.28-33, 2002.
- [6] Y. Ando, Y. Okamoto, H. Miyamoto, T. Nakayama, T. Inoue and M. Kuzuhara, "10-W/mm AlGaIn/GaN HFET with a field modulating plate," *IEEE Electron Device Lett.*, vol.24, pp.289-291, 2003.
- [7] M. Kuzuhara, H. Miyamoto, Y. Ando, T. Inoue, Y. Okamoto and T. Nakayama, "High-voltage rf operation of AlGaIn/GaN heterojunction FETs," *Phys. Stat. Solidi a*, vol.200, pp.161-167, 2003.

- [8] Y. Okamoto, Y. Ando, K. Hataya, T. Nakayama, H. Miyamoto, T. Inoue, M. Senda, K. Hirata, M. Kosaki, N. Shibata and M. Kuzuhara, "Improved Power Performance for a Recessed-Gate AlGa<sub>N</sub>-Ga<sub>N</sub> Heterojunction FET with a Field-Modulating Plate," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 52, pp.2536-2540, 2004.
- [9] W. Saito, I. Omura, S. Aida, S. Koduki, M. Izumisawa, H. Yoshioka, and T. Ogura, "High breakdown voltage (>1000 V) semi-superjunction MOSFETs using 600-V class superjunction MOSFET process," IEEE Trans. Electron. Devices, 52, pp. 2317-2322, 2005.
- [10] W. Saito, T. Nitta, Y. Kakiuchi, Y. Saito, K. Tsuda, I. Omura, and M. Yamaguchi, "A 120-W Boost Converter Operation Using a High-Voltage Ga<sub>N</sub>-HEMT," IEEE Electron Device Lett., 29, pp.8-10, 2008.
- [11] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3<sup>rd</sup> Ed., Wiley, 2007.
- [12] T. J. Drummond, H. Morkoc, K. Lee, and M. Shur, "Model for Modulation Doped Field Effect Transistor," IEEE Electron Device Lett., EDL-3, pp.338-341, 1982.
- [13] K. Lee, M. Shur, T. J. Drummond, and H. Morkoc, "Current-Voltage and Capacitance-Voltage Characteristics of Modulation-Doped Field-Effect Transistors," IEEE Trans Electron Devices, ED-30, pp.207-212, 1983.
- [14] 浜口智尋, 谷口研二, "半導体デバイスの基礎," 朝倉書店, 2009.
- [15] O. Ambacher, J. Smart, J. R. Shealy, N. G. Weimann, K. Chu, M. Murphy, W. J. Schaff, L. F. Eastman, R. Dimitrov, L. Wittmer, M. Stutzmann, W. Rieger, and J. Hilsenbeck, "Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> heterostructures," J. Appl. Phys., 85, pp.3222-3233, 1999.
- [16] R. Wang, Y. Cai, W. Tang, K. M. Lau, and K. J. Chen, "Planar Integration of E/D-Mode AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs Using Fluoride-Based Plasma Treatment," IEEE Electron Device Lett., 27, pp.633-635, 2006.
- [17] T. Mizutani, M. Ito, S. Kishimoto, and F. Nakamura, "AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs with Thin InGa<sub>N</sub> Cap Layer for Normally OFF Operation," IEEE Electron Device Lett., 28, pp.549-551, 2007.
- [18] T. Oka and T. Nozawa, "AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> Recessed MIS-Gate with High-Threshold Voltage Normally-Off Operation for Power Electronics Applications," IEEE Electron Device Lett., 29, pp.668-670, 2008.
- [19] M. Kuroda, T. Ueda, and T. Tanaka, "Normally-off AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> MIS-HFETs Using Non-polar a-Plane," Extended Abs. 2007 SSDM, Tsukuba, pp.148-149, 2007.
- [20] Y.-F. Wu, A. Saxler, M. Moore, R. P. Smith, S. Sheppard, P. M. Chavarkar, T. Wisleder, U. K. Mishra, and P. Parikh, "30-W/mm Ga<sub>N</sub> HEMTs by field plate optimization," IEEE Electron Device Lett., 25, pp.117-119, 2004.
- [21] E. Mitani, M. Aojima, and S. Sano, "A kW-class AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMT Pallet Amplifier for S-band High Power Application" Proc. 2nd EuMIC, pp.176-179, 2007.
- [22] Y. Murase, A. Wakejima, T. Inoue, K. Yamanoguchi, M. Tanomura, T. Nakayama, Y. Okamoto, K. Ota, Y. Ando, N. Kuroda, K. Matsunaga, and H. Miyamoto, "CW 20-W AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> FET Power Amplifier for Quasi-Millimeter Wave Applications," IEEE CSICS, 2007.
- [23] M. Higashiwaki, T. Miura, and T. Matsui, Appl. Phys. Express, 1, 021103, 2008.
- [24] 葛原正明, "窒化物半導体トランジスタへの期待と将来展望," 電子情報通信学会論文誌 C, J90-C, pp.960-966, 2007.
- [25] K. Kodama and M. Kuzuhara, "Theoretical simulation of DC and RF performance for AlInN/InGa<sub>N</sub>/AlInN double-heterojunction FET using a Monte Carlo approach," IEICE Electron. Express, 5, pp.1074-1079, 2008.