

高周波トランジスタモデリングの基礎

Fundamentals of High-Frequency Transistor Modeling

大石 敏之
Toshiyuki OISHI

佐賀大学
Saga Univ.

概要

高周波トランジスタを用いた増幅器は次世代無線通信技術のキーデバイスであり、超高速・大容量通信システムを実現するための性能向上が求められている。短期間に効率的に増幅器を設計するためには、増幅器の回路性能を高精度に予測することが重要となる。このためには回路で使用するトランジスタ、容量、抵抗、コイルなどの回路素子を的確に模擬したモデルが必要となる。回路素子の中でトランジスタは非線形性が強く、モデリングが難しい。このため、様々なデバイス種類や動作条件など、使用目的に応じてモデルが提案、採用されている。高周波トランジスタデバイスを開発する場合、物理(構造や材料を記述する物理方程式)を用いる。一方、回路では回路素子の状態(キルヒホッフの法則などの回路方程式)を用いる。このようにデバイスと回路では必要な「道具(世界)」が異なり、モデリングは2つの異なる世界をつなぐ必要がある。モデルは実際の物を模擬するものであり、回路においてもデバイス物理を理解することが重要となる。そこで、本講座では、デバイス物理から出発し、回路モデルとの関連性を述べることで、トランジスタモデルの理解を深める。特に数式モデルである経験的モデルを中心に、トランジスタモデルの考え方を述べていく。実際には、モデルの特長を活かして、異なるモデルを複合させたものが多く提案・使用されている。また、本講座では増幅器に多く使われている窒化物半導体を使ったトランジスタ(GaN HEMT)についても紹介する。GaN HEMTは異種基板上に結晶を成長し、トランジスタを作製するため、結晶欠陥や不純物に由来するトラップの評価・モデリングが重要な課題である。ここではトラップが応答する低周波交流信号を用いた二端子対回路測定による結果を紹介する。

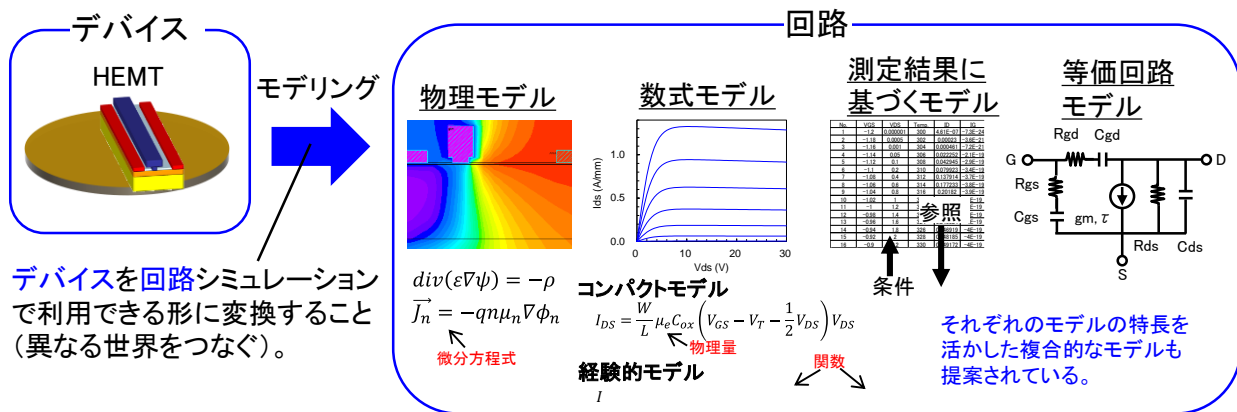


図 高周波トランジスタモデリングの概要

Abstract

High-frequency transistors are key devices for next generation wireless communication systems, where the technologies for higher data rate and higher capacity are demanded. Precise transistor models need to improve circuit performance efficiently and design power amplifiers. The transistor models connect device physics and circuit elements such as current sources and capacitances. This course begins from the device physics and describes how to introduce into the transistor models mainly using the empirical models. In addition, characterization on non-ideal trap effects using two-port network measurement are introduced as an example for GaN HEMT modeling.

高周波トランジスタモデリングの基礎

Fundamentals of High-Frequency Transistor Modeling

大石 敏之 (佐賀大学 理工学部 電気電子工学部門)

Toshiyuki Oishi (Saga University)

oishi104@cc.saga-u.ac.jp

目次

1. 概要

- ・モデリングの必要性
- ・モデルの概要

2. トランジスタモデル

- ・デバイス物理によるモデル
- ・数式によるモデル(経験的モデル、コンパクトモデル)
- ・等価回路モデル
- ・テーブルベースモデル

本講座では物理と結びつくような
経験的モデルを中心に紹介
特にドレイン電流を例にとります。

3. 応用に向けて

4. 窒化物半導体とトラップモデリングの例

はじめに(モデリングとは)

- ・現実世界を模擬(シミュレーション)する仮想世界の活用が進んでいる。
- ・現実世界は非常に複雑であるため、全てを模擬することは難しい。
 - 目的を達成するために、適切なモデルを作ること(モデリング)が重要

現実空間(未来)



仮想空間



モデリング

メリット

- ・現実空間(巨大で高価なもの)を再現
 - 設計や試作の効率化
 - 開発期間の短縮

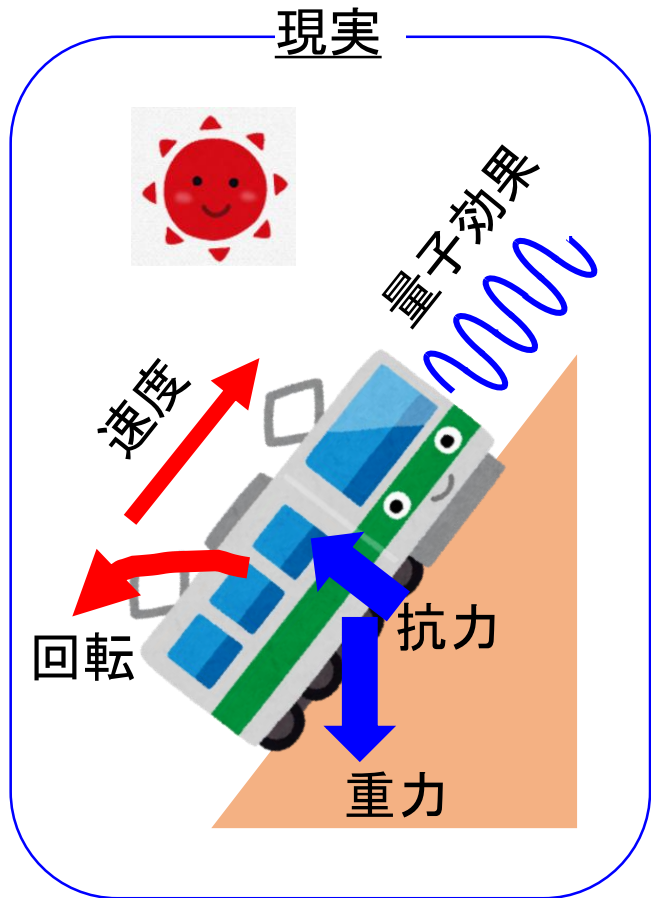
デメリット

- ・全てを再現するモデルはできない
 - 的確なモデリングが重要

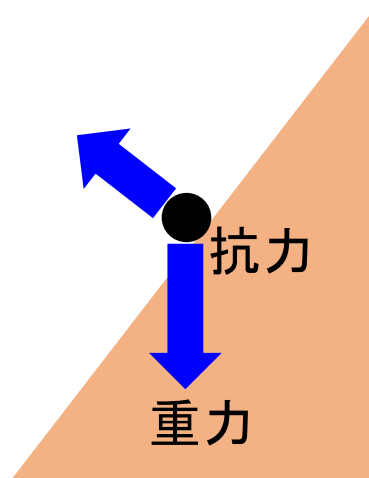
モデルの選択



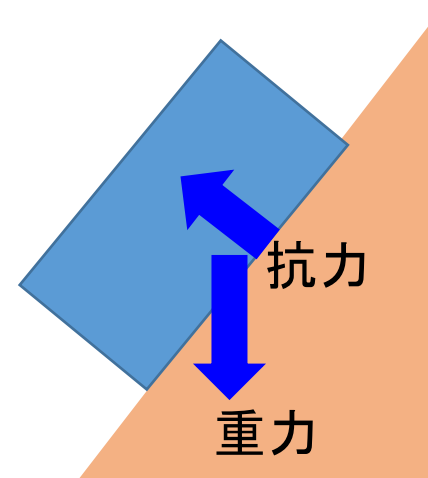
- 複雑なモデルではシミュレーションに負荷がかかる。
→ モデルはできるだけ簡単な方が良い、でも必要な機能を入れる必要がある。
→ **再現したい現実を見極めたモデル作成が必要**



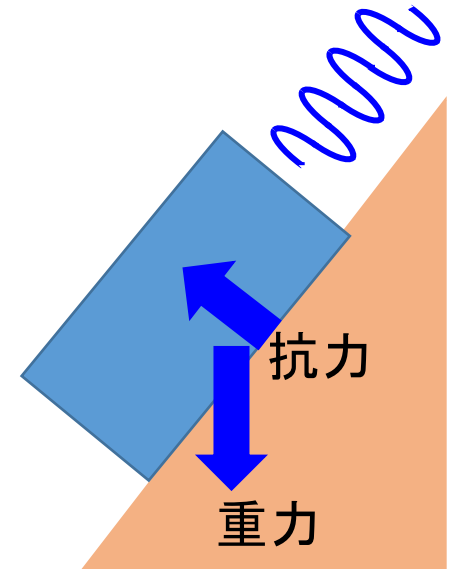
モデルA
質点 + 力



モデルB
剛体 + 力



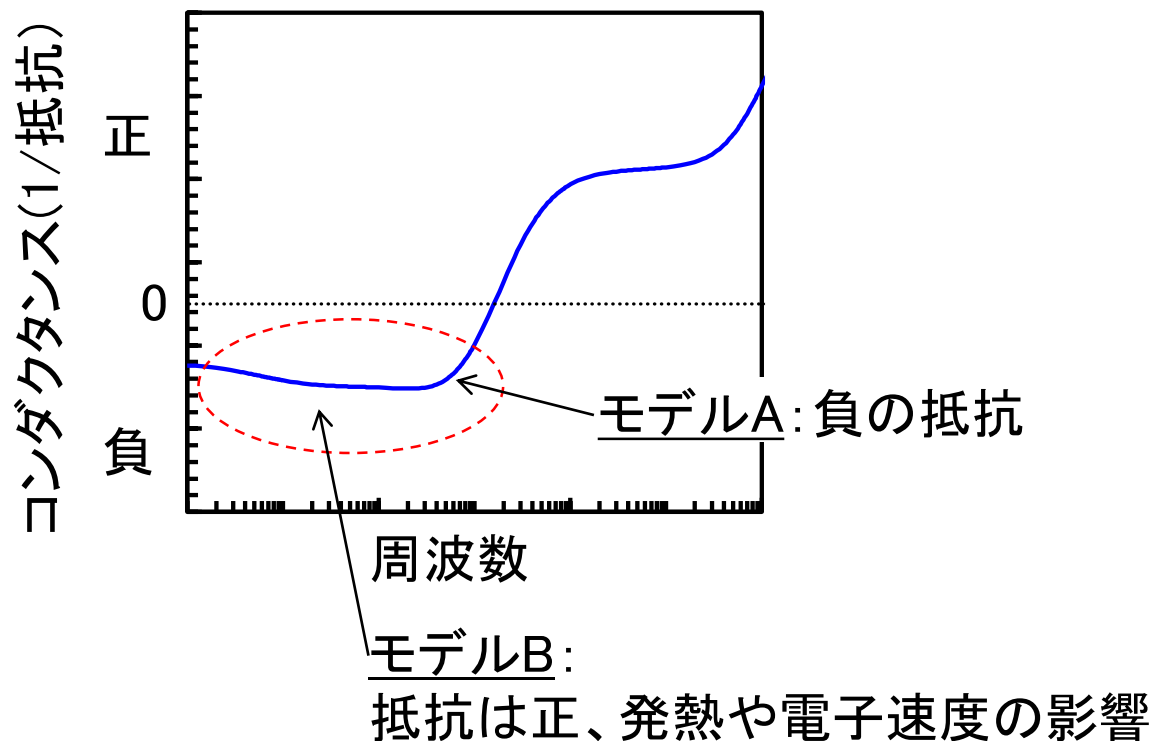
モデルC
剛体 + 力 + 量子力学



モデルリングの基礎



現実を模擬するモデルを選択/作成するかが重要
→ 現実で起きていることを把握すること(安易に最適化ボタンを押さない)



現実には負の抵抗は存在しない。
(一部、微分抵抗が負になったりするが)
→ モデルAよりBを選択
(モデルの選択により
現実の回路特性予測がずれる可能性がある)



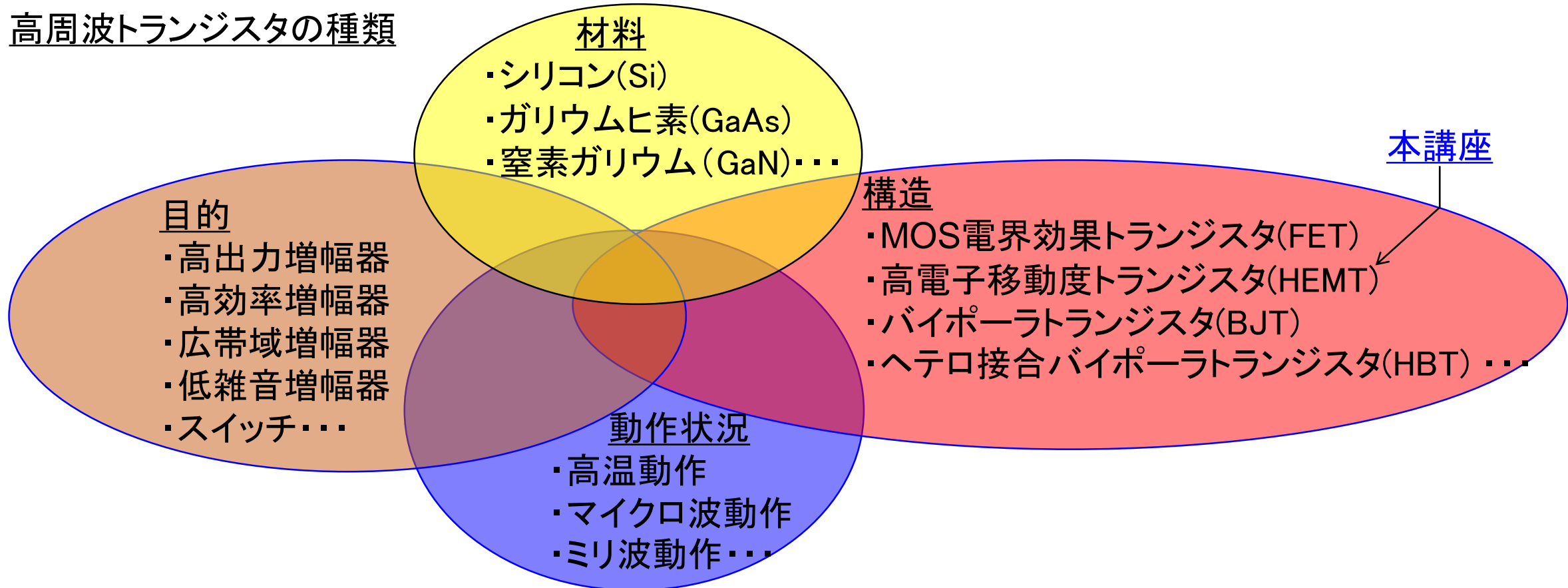
現実(デバイス物理)を見つめること
(本講座でデバイス物理とモデルの関連性に関心を持ってもらいたい)

高周波トランジスタモデル



様々なモデルが存在(目的、目的に応じた構造、目的を達成するための材料...)
→ 必要に応じた取捨選択が必要

高周波トランジスタの種類



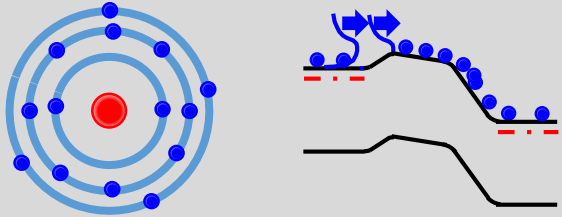
トランジスタモデリングの特徴

デバイスと電子回路では仮想空間の内容が異なる。
→ 2つの空間を結び付けるモデル(デバイスモデル)が必要

仮想空間

物理方程式

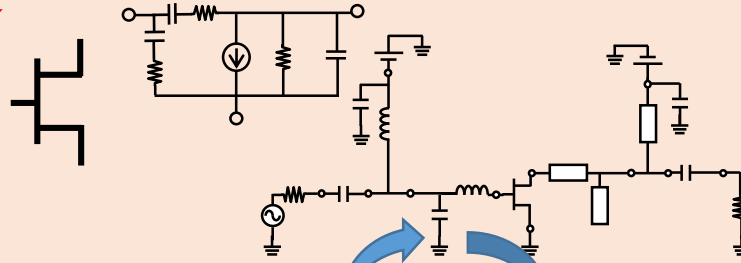
(材料、デバイス)



仮想空間

回路方程式

(電子部品、電子回路)



システム



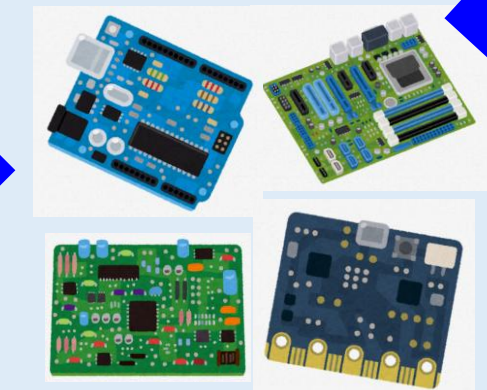
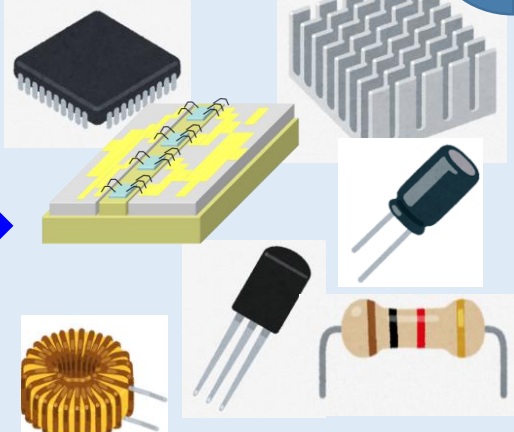
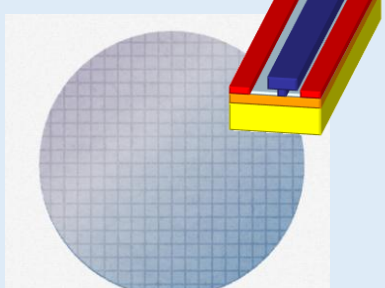
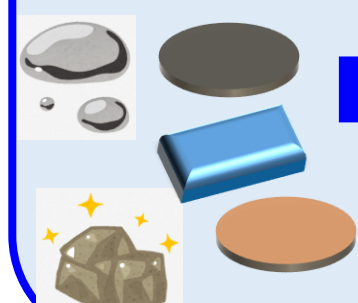
材料

デバイス

電子部品

電子回路

現実空間



トランジスタモデリングの流れ

トランジスタを回路シミュレーションで使える形にする方法

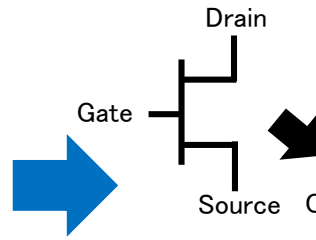
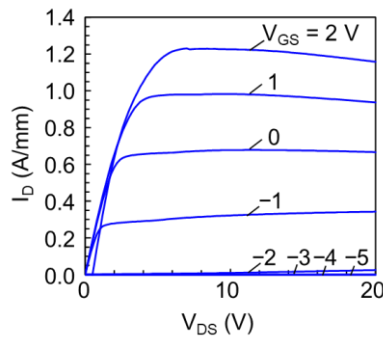
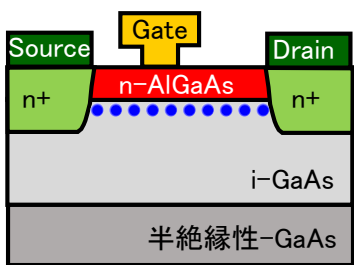
1. トランジスタの電気的特性評価(DC、RF…)
2. モデルの選定とパラメータ抽出

(非線形デバイスのトランジスタを模擬することは難しいので、
回路設計できる要素(抵抗、コンデンサ、コイル)に置き換える)

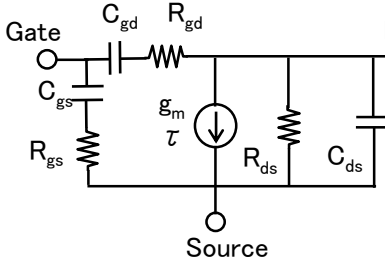
3. 回路シミュレーションへの組み込み、回路設計、性能予測、回路解析
(モデルの良さを確認するためには検証(実測とモデルの比較)を行う)

トランジスタを再現するには、トランジスタを知る事(デバイス物理)が重要

電気的特性評価(DC、RF…)

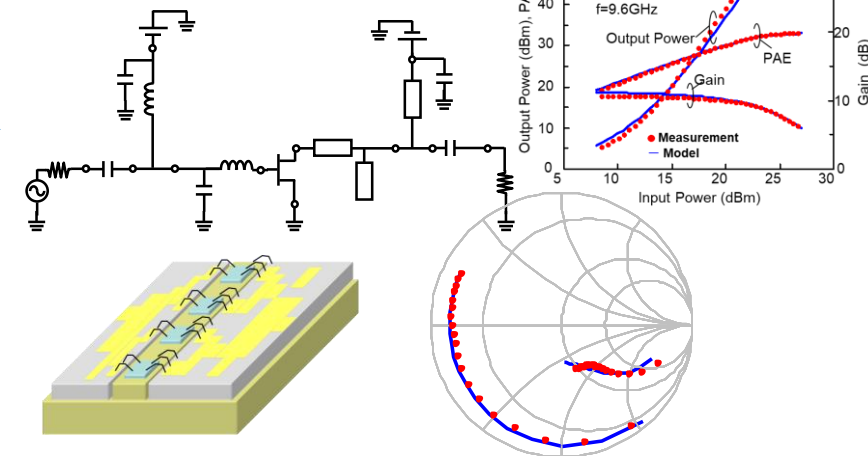


モデルの選定とパラメータ抽出



回路設計

(回路シミュレーションへの組み込み
→ 回路性能の予測)



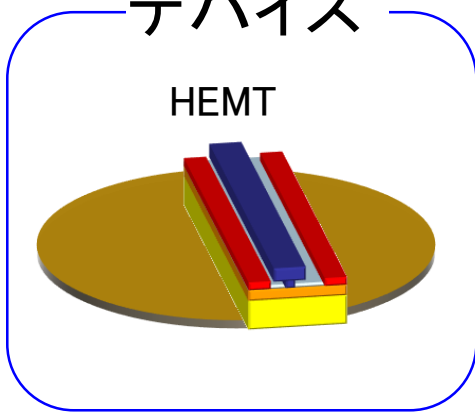
[1]-[6] デバイスモデルの参考文献

[12] デバイスモデリングフロー(キーサイト): <https://www.keysight.com/jp/ja/lib/resources/technical-specifications/device-modeling-flow-2263296.html>

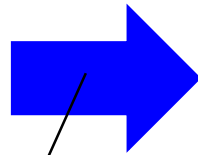
トランジスタモデルの種類



デバイス



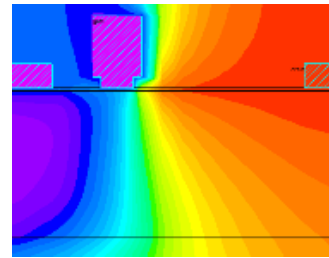
モデリング



デバイスを回路シミュレーションで利用できる形に変換すること
(異なる世界をつなぐ)。

回路

物理モデル

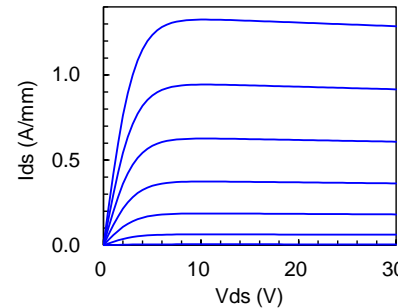


$$\text{div}(\epsilon \nabla \psi) = -\rho$$

$$\vec{J}_n = -qn\mu_n \nabla \phi_n$$

物理の微分
方程式を解く

数式モデル



解析的な式で表現

コンパクトモデル

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_e C_{ox} \left(V_{GS} - V_T - \frac{1}{2} V_{DS} \right) V_{DS}$$

物理量

経験的モデル

$$I_{DS} = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(\gamma V_{DS})$$

関数

測定結果に基づくモデル

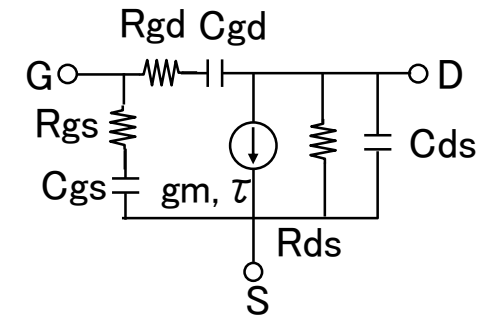
No.	VGS	VDS	Temp	ID	IG
1	-1.2	0.000001	300	4.61E-07	-7.3E-24
2	-1.18	0.0005	302	0.00023	-3.6E-21
3	-1.16	0.001	304	0.000461	-7.2E-21
4	-1.14	0.05	306	0.022252	-2.1E-19
5	-1.12	0.1	308	0.042945	-2.9E-19
6	-1.1	0.2	310	0.079923	-3.4E-19
7	-1.08	0.4	312	0.137914	-3.7E-19
8	-1.06	0.6	314	0.177233	-3.8E-19
9	-1.04	0.8	316	0.20182	-3.9E-19
10	-1.02	1	3		E-19
11	-1	1.2	3		E-19
12	-0.98	1.4	3		E-19
13	-0.96	1.6	3		E-19
14	-0.94	1.8	326	0.46919	-4E-19
15	-0.92	2	328	0.48185	-4E-19
16	-0.9	2.2	330	0.49172	-4E-19

参照

条件

測定結果の表を利用

等価回路モデル



回路素子でトランジスタを表現

それぞれのモデルの特長を活かした複合的なモデルも提案されている。

トランジスタモデルの特長



1. デバイス物理に基づくモデル(物理モデル)

- デバイスシミュレーションを使うことで物理的現象を再現(デバイス設計、デバイスへのフィードバック)
- △微分方程式が基本で煩雑、領域分割が必要、計算時間が長い

本講座では経験的
モデルを中心に紹介

2. 電気的特性を数式で再現するモデル(経験的モデル、コンパクトモデル)

- ・経験的モデル:トランジスタの電気的特性を数式に基づいて表現するモデル
- ・コンパクトモデル:物理現象を元に数式を組み立てるモデル
- 解析式が多く、回路シミュレーションへの適用が容易、再現した範囲外への適用
- △他のモデルより精度に難

3. 測定結果に基づくモデル(電圧、電流、周波数、温度などの条件を変えて、測定するモデル)

- 高精度、新しいデバイスへの適用が容易、パラメータ抽出が比較的容易、モデル式の変更が少ない
- △測定範囲外、スケージング、環境、デバイスなどへの対応が難しい、データ容量が大、ブラックボックス的

4. 等価回路モデル(トランジスタを回路部品の集合で表現するモデル)

- ・1~4のモデルを応用するもの

○実際には各々のモデルの長所を取り入れたモデルが提案されている

モデルリングのポイント



回路シミュレーションで使いやすいこと

- 計算しやすい
 - ・収束性が良い
 - ・汎用性がある
 - ・計算時間が短い
 - ・ひとつの定義式であること(微分が続くこと)
 - ・複数の条件に分けない(電圧を分割しない)($V > 0 \rightarrow \dots$)
 - ・モデルが理解しやすい
- パラメータ抽出の利便性
 - ・抽出過程が理解しやすい
 - ・モデルパラメータは特定の量を表すこと
(電流、電圧、コンダクタンス…)
 - ・パラメータが独立であること(例えば、 V_{GS} と V_{DS} が重ならない)
 - ・変曲点の利用
 - ・逆関数の利用
- トランジスタの物理と結びついている
 - ・トランジスタを再現するには、トランジスタを知ったうえで使う！

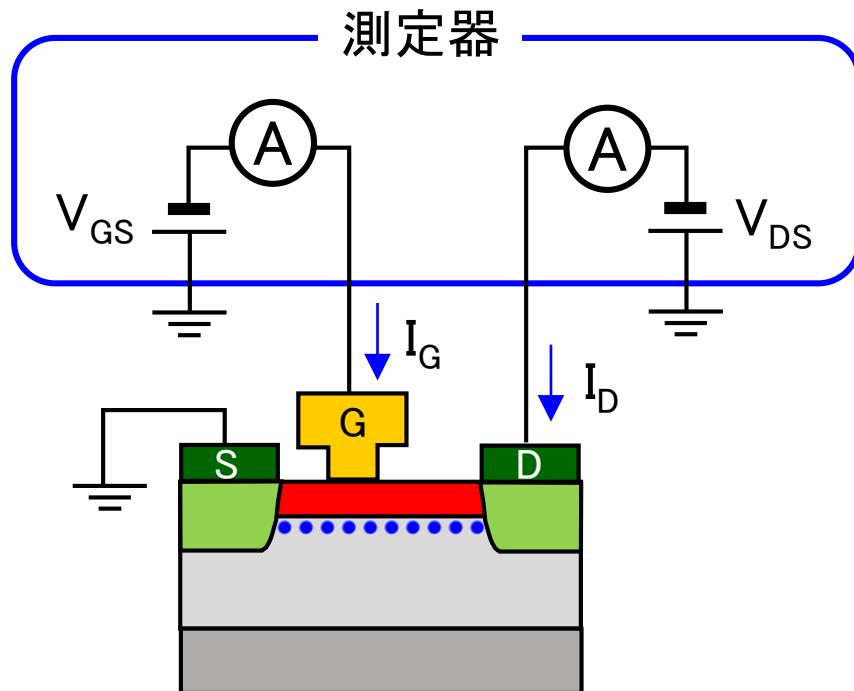
電圧、電流の表記



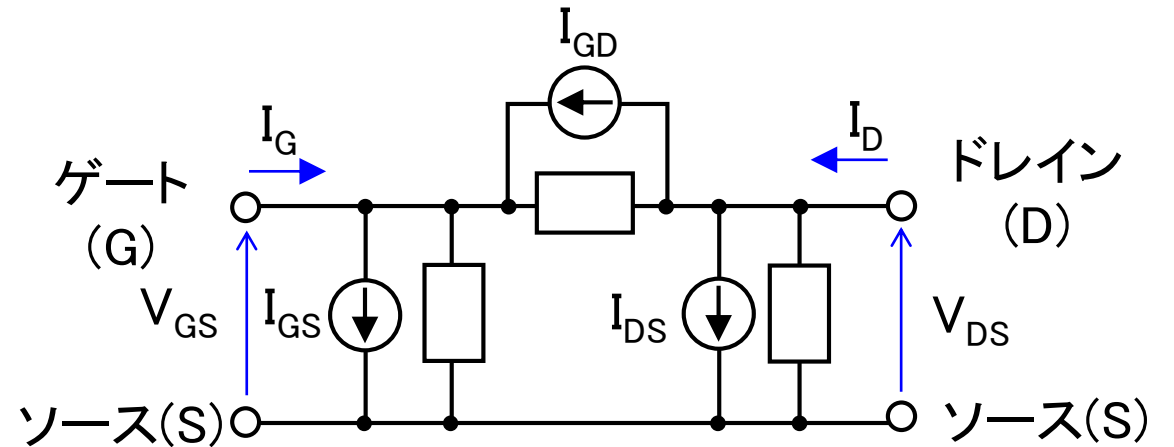
2端子間なのか、1端子のみの値なのかで表記を区別する

- ・ I_D : ドレイン(D)電極に流れ込む電流(D端子の電流)
- ・ I_{DS} : ドレイン(D)電極からソース(S)電極に流れる電流(DS間の電流)
- ・ V_{DS} : ソース(S)電極を基準としたドレイン(D)の電位(DS間の電圧)

電気的特性の測定



回路モデル



ここまでのまとめ

- モデリングとは現実世界を模擬するために必要なモデルを作成すること
 - 高周波トランジスタを使った回路を実現するために、
回路シミュレーションに組込むモデルを作ること
- 高周波トランジスタの種類は多く、目的に応じてモデルを選択・作成する。
- デバイスと回路の世界が異なるための工夫が必要。
- モデリングの流れは、電気的特性評価 → モデルの選定、パラメータ抽出 → 回路への適用である。
モデルの良さを知るために検証が行われる。
- 高周波モデルには、物理モデル、数式モデル(経験的モデル、コンパクトモデル)、測定結果に基づくモデル(Table Based Model)、等価回路モデルがある。それぞれの特長を活かした融合モデルも多数、提案されている。
- モデルのポイントは使いやすいこと。
- トランジスタを再現するには、トランジスタを知ったうえで使う。このために、デバイス物理は欠かせない。

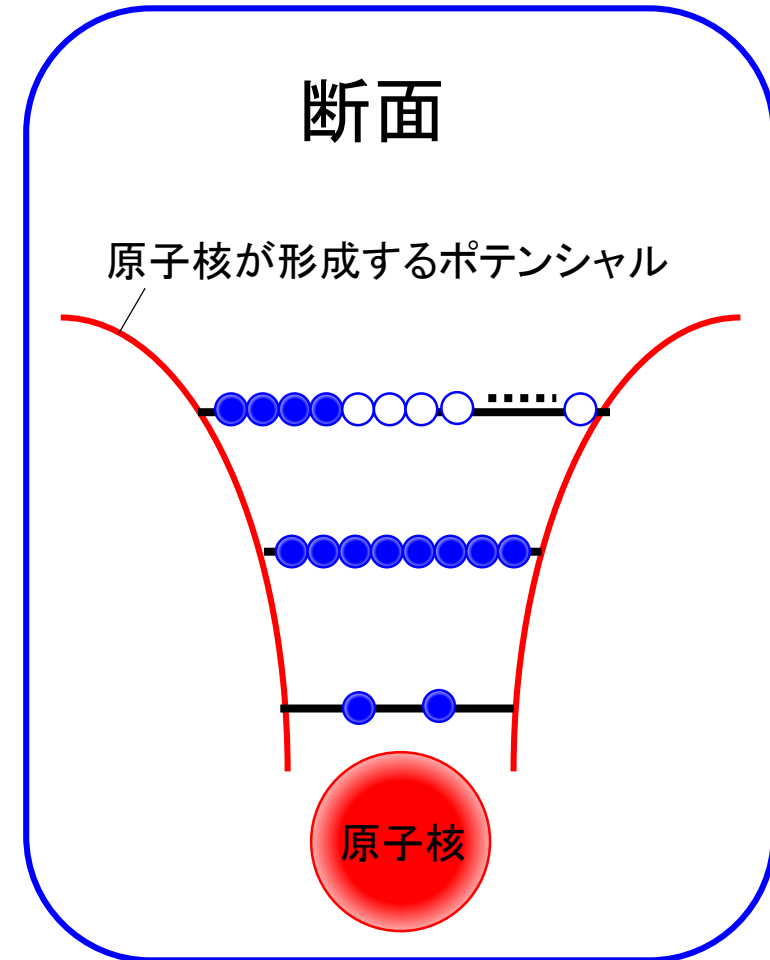
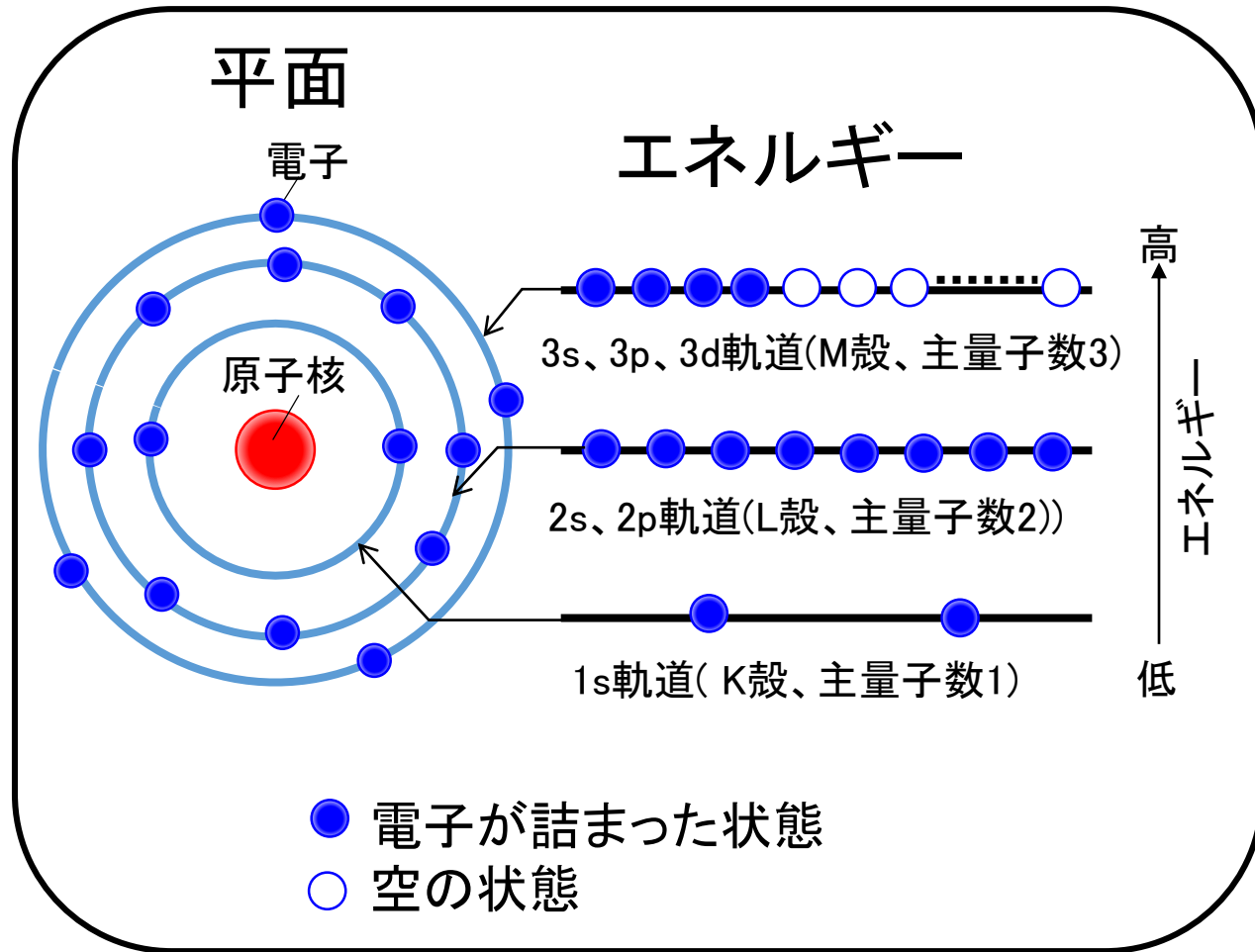
2. トランジスタモデル ・物理モデル

[1]-[6] デバイスモデルの参考文献
[7]-[9] デバイス物理の参考文献

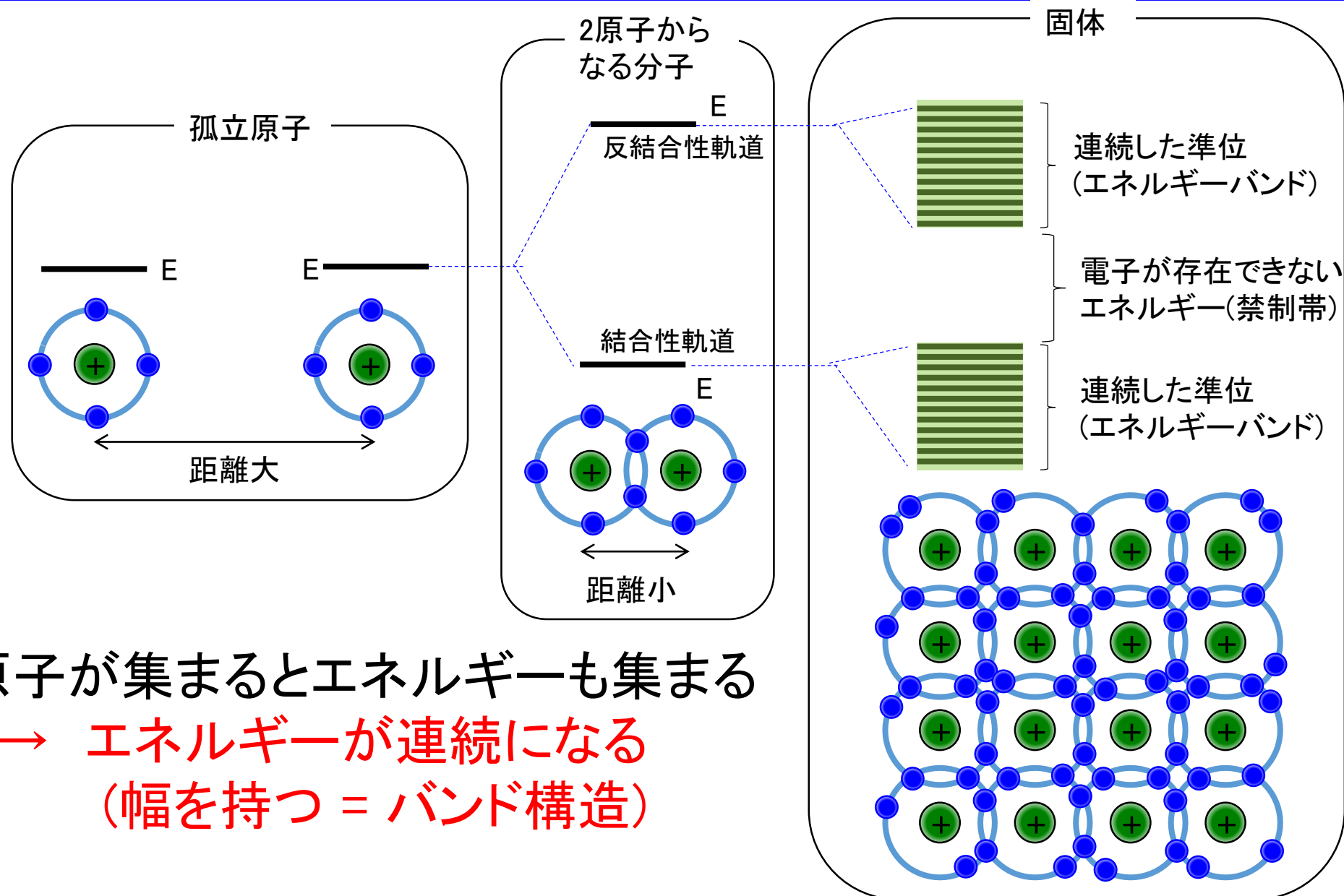
原子のエネルギー準位



原子のエネルギーは離散的 → 非常に幅が狭い



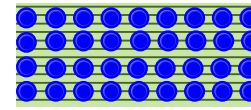
物質(固体)のエネルギー準位



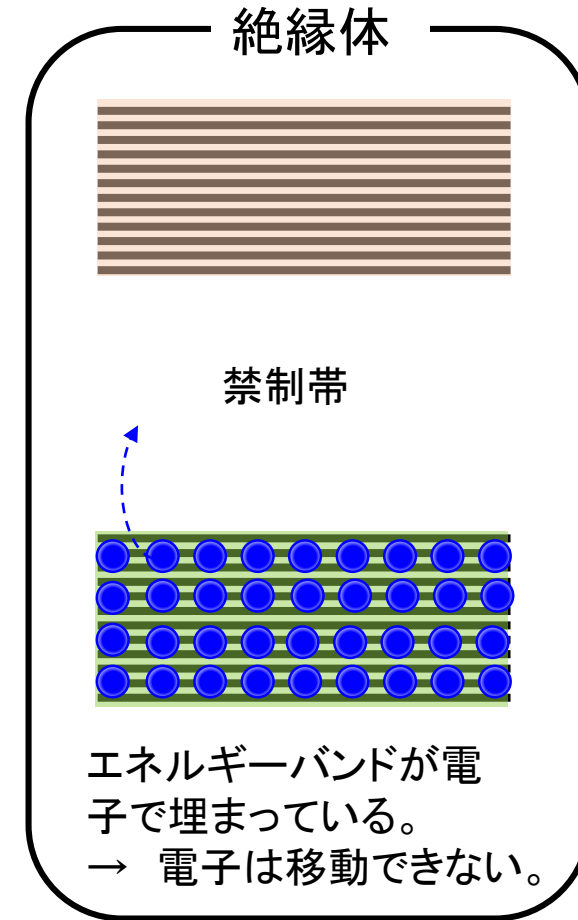
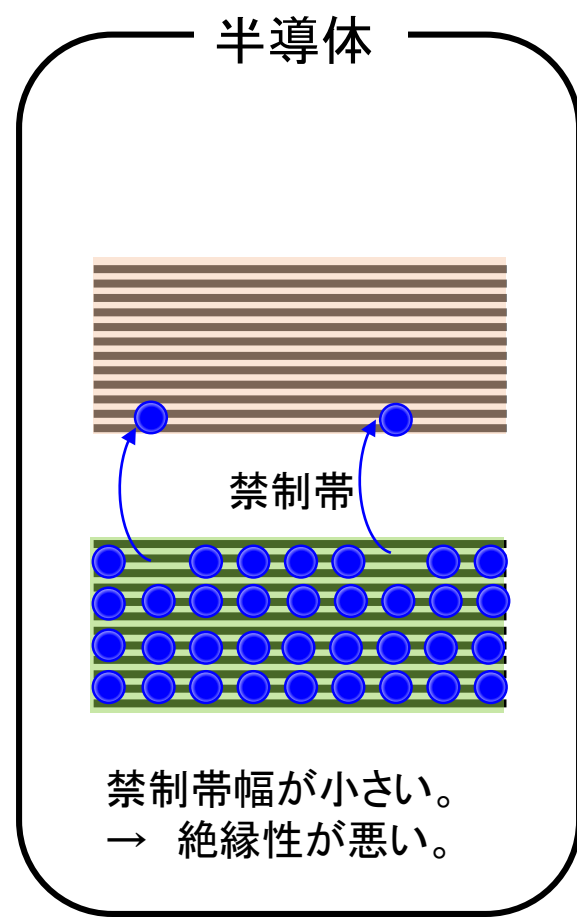
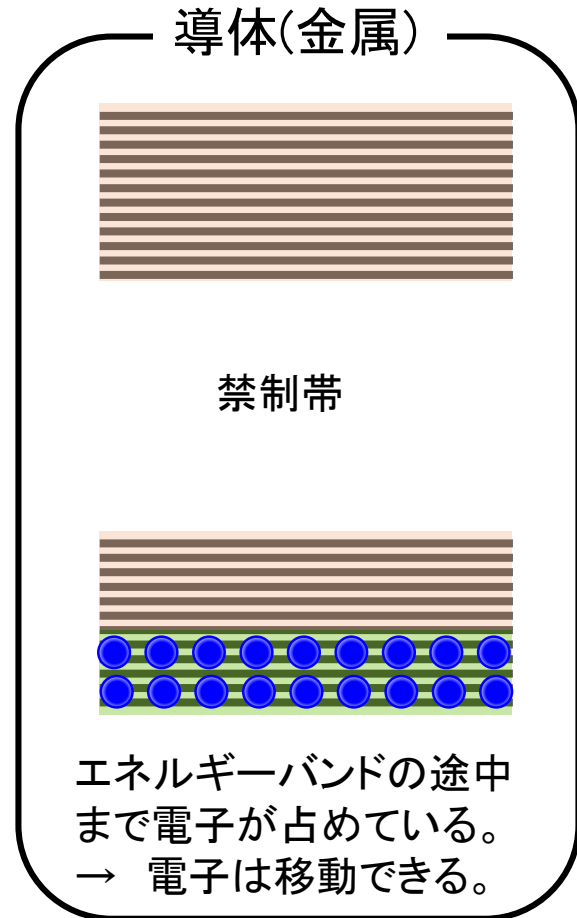
エネルギーバンドと電気伝導性



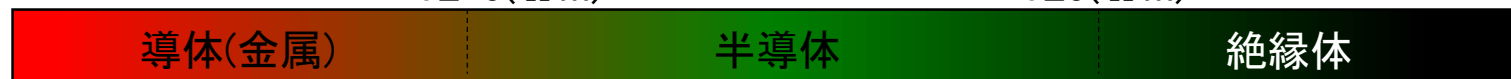
電子が空のエネルギーバンド



電子が詰まったエネルギーバンド



電気
伝導度



導体(金属)

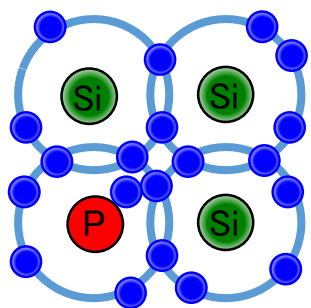
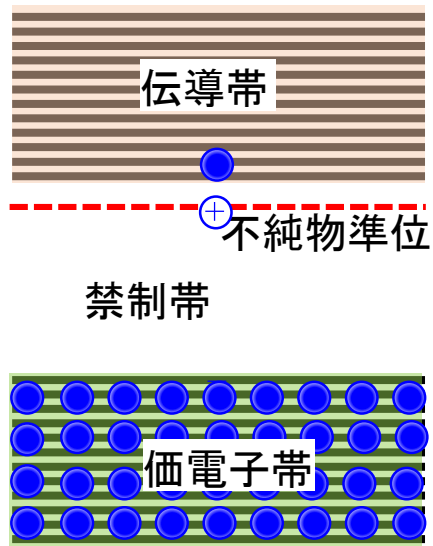
半導体

絶縁体

$1E-5(\Omega m)$

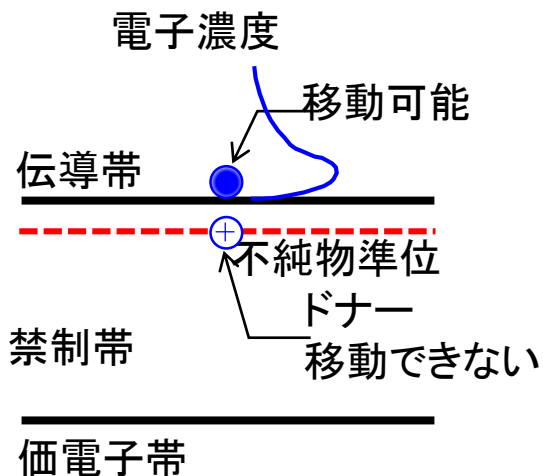
$1E5(\Omega m)$ それぞれの境界はあいまい。

バンド図の簡略化(モデル化)



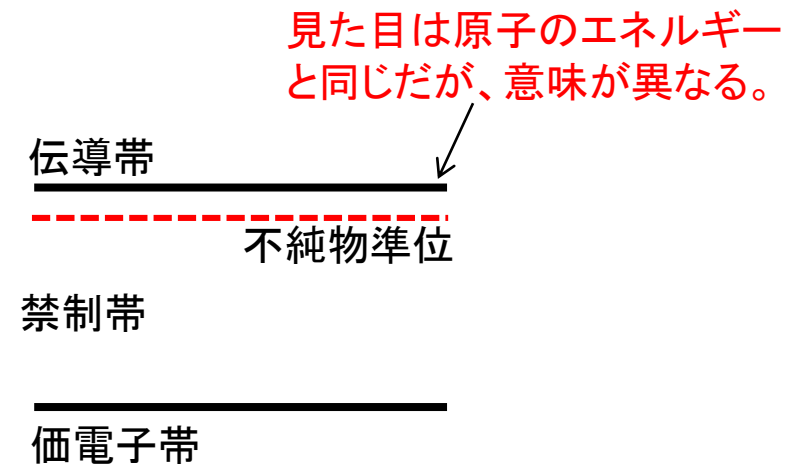
モデル化

簡略化



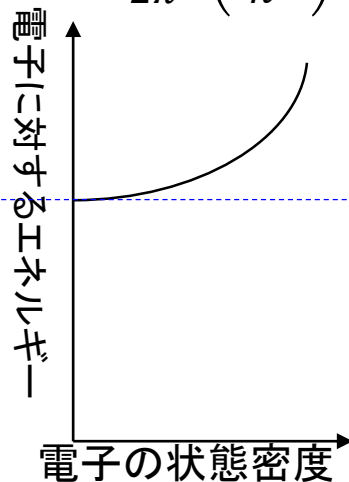
モデル化

簡略化



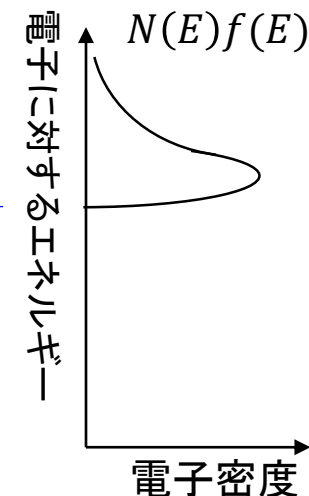
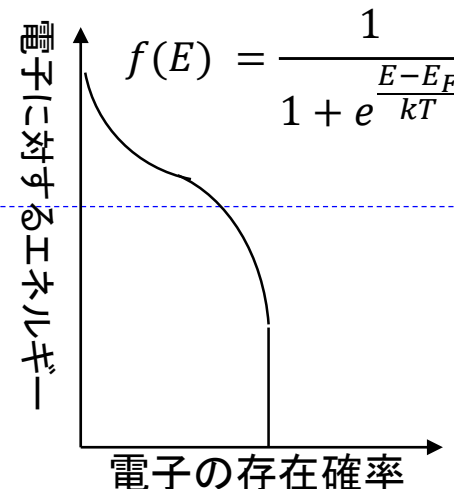
伝導帯における分布

$$N(E) = \frac{1}{2\pi^2} \left(\frac{2m_e^*}{\hbar^2} \right)^{3/2} (E - E_c)^{1/2}$$



e : ネイピア数

指数関数的に変化

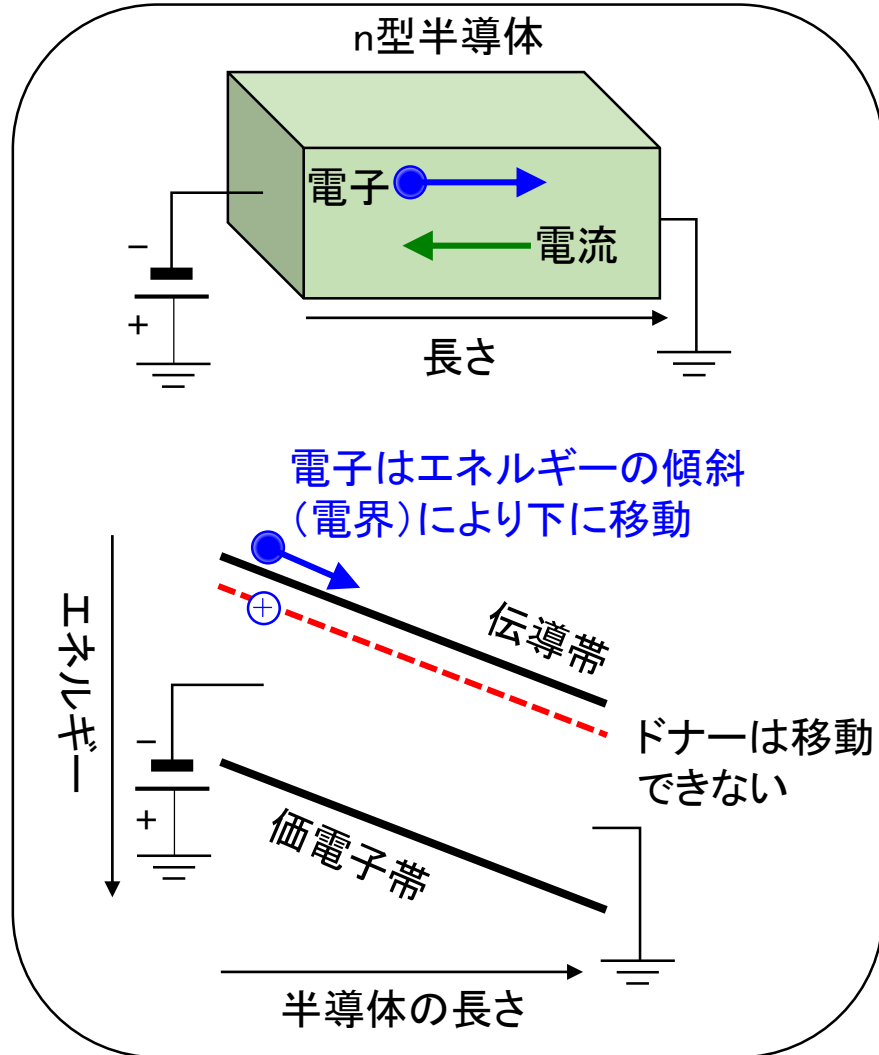


[7] J. del Alamo, Integrated Microelectronic Devices: Physics and Modeling, Pearson, 2017.

[8] Umesh Mishra, Jasprit Singh, Semiconductor Device Physics and Design, Springer, 2014.

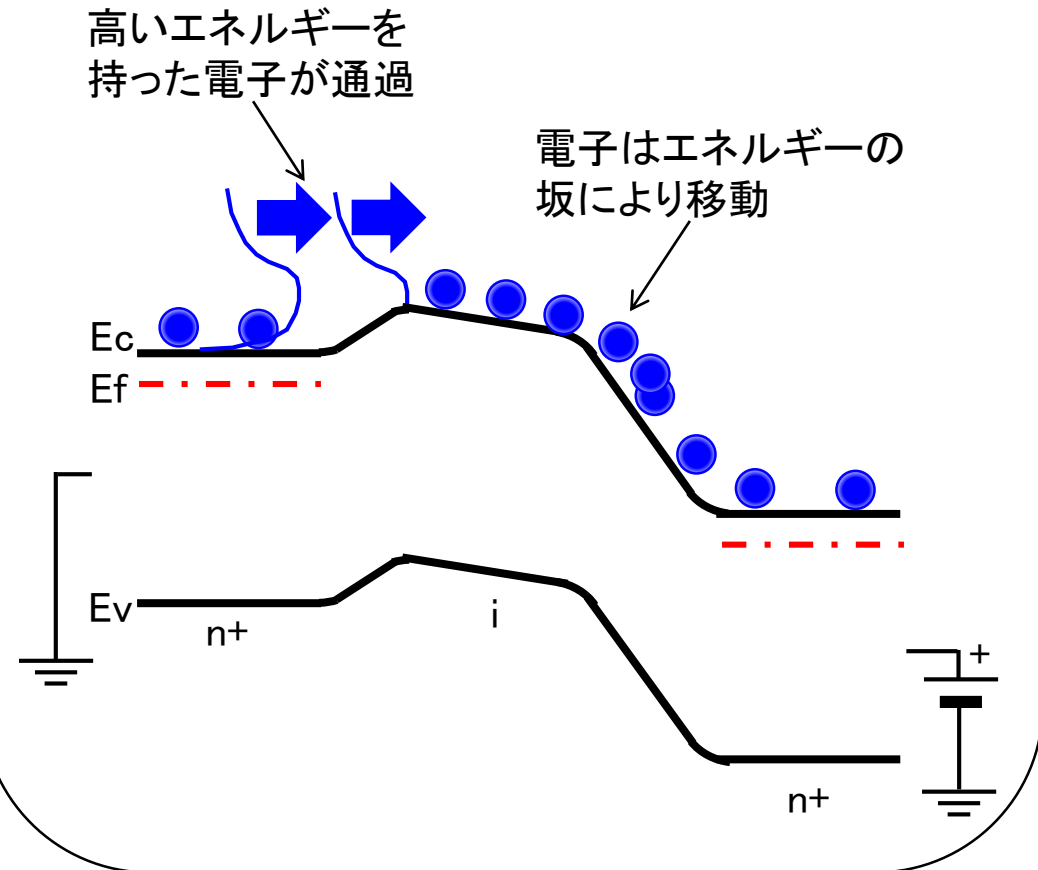
[9] S.M. Sze, Kwok K. Ng, Physics of Semiconductor Devices, Wiley, 2006.

電圧印加時のバンド



バンドエネルギーの変化が複雑な場合

指数関数的に分布した電子が移動



MOSFETとHEMTの比較

MOSFETとの比較

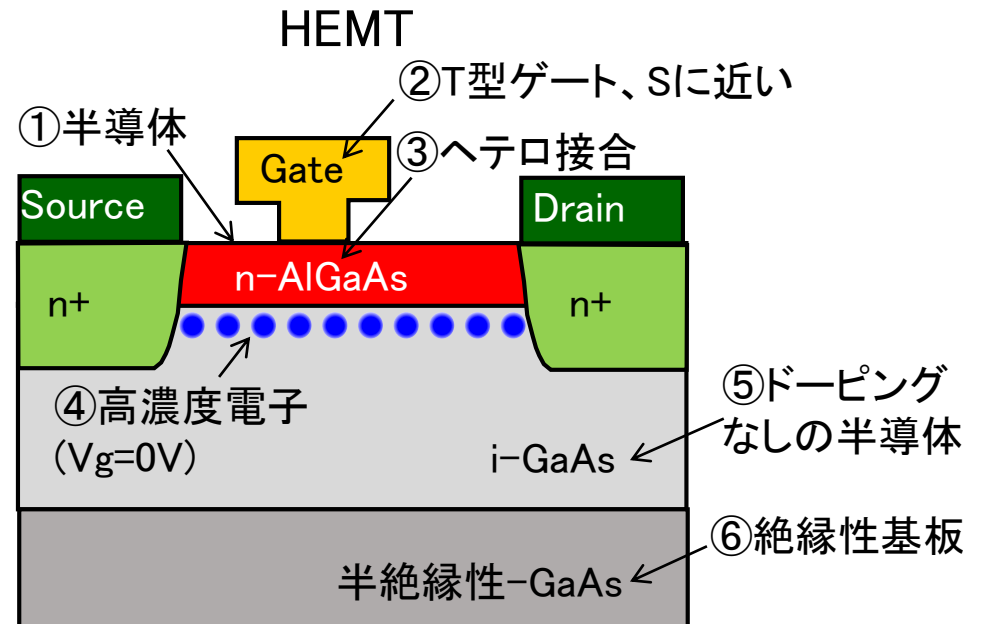
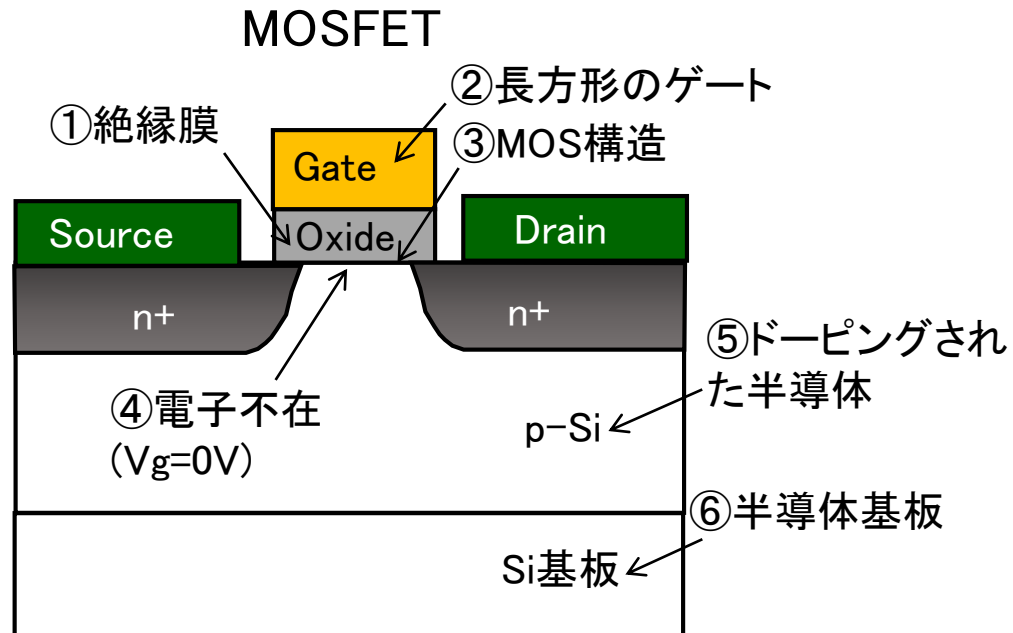
- ・ソース、ゲート、ドレインの配置は同じ
- ・ゲートの違い

MOSFETの酸化膜(MOS構造) → HEMTのn-AlGaAs (ヘテロ構造)

- ・ソース・ドレイン間(チャネル)の違い

MOSFETのチャネルは不純物あり → HEMTのチャネルは不純物なし

➡ 差はあるものの動作原理(電界効果型)は同じ

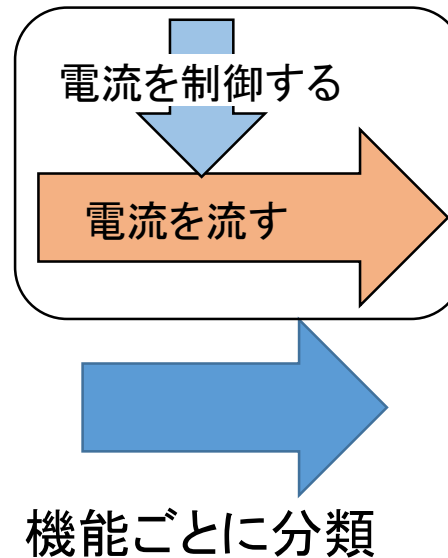
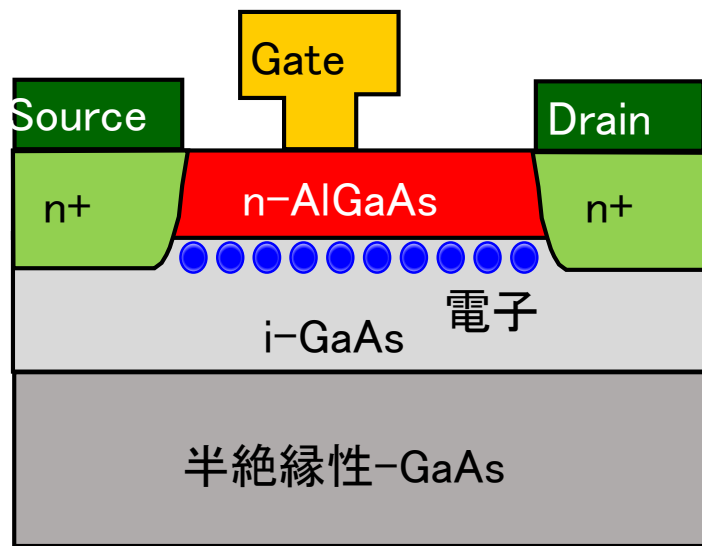


HEMTの動作原理

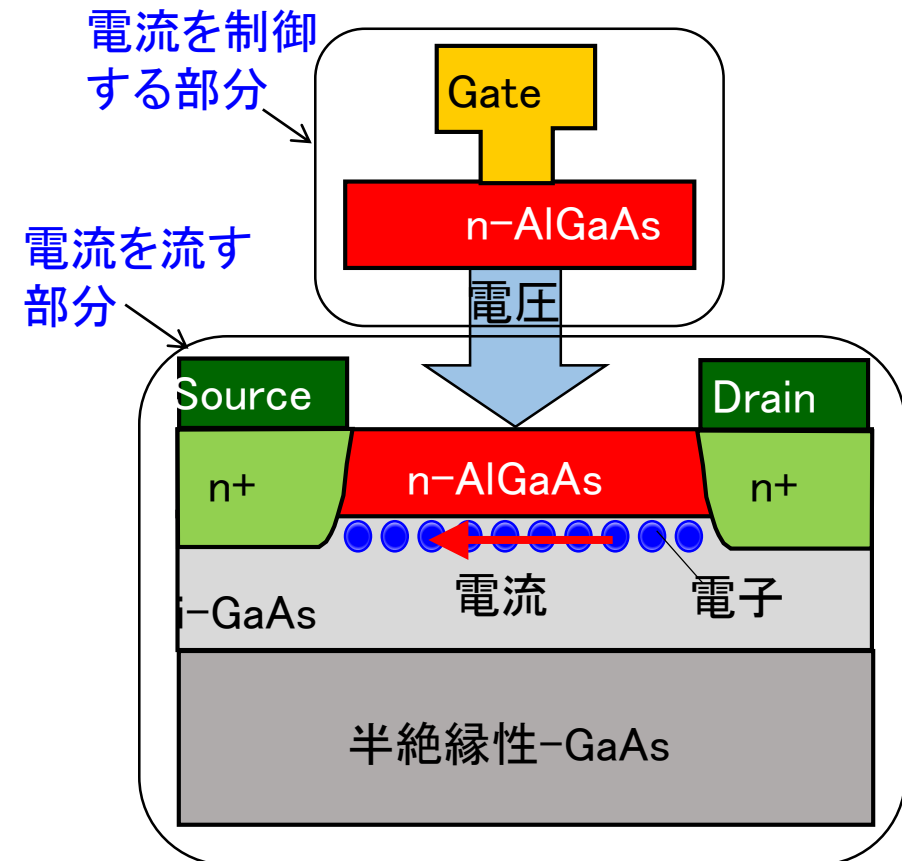
機能(MOSFETと同じ)

- ・電流を流す部分: Source(源)からDrain(排出口)に電子が流れる。
- ・電流を制御する部分: Gate(門)の電圧によって電流を制御する。

HEMTの断面模式図



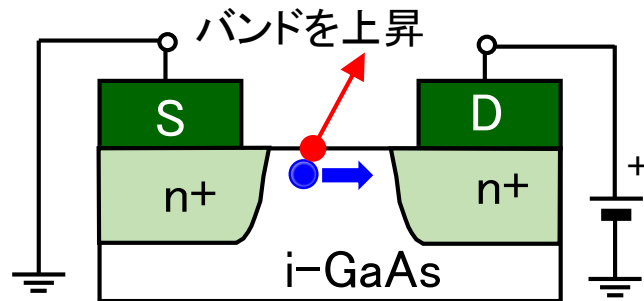
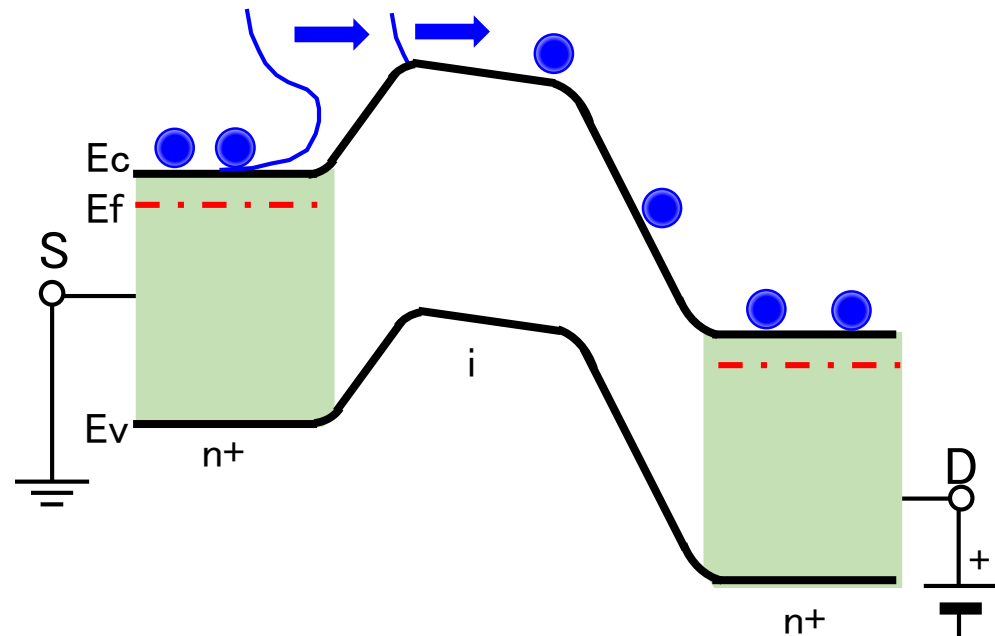
機能に分類した図



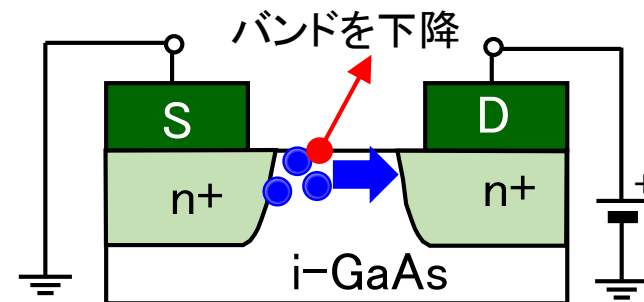
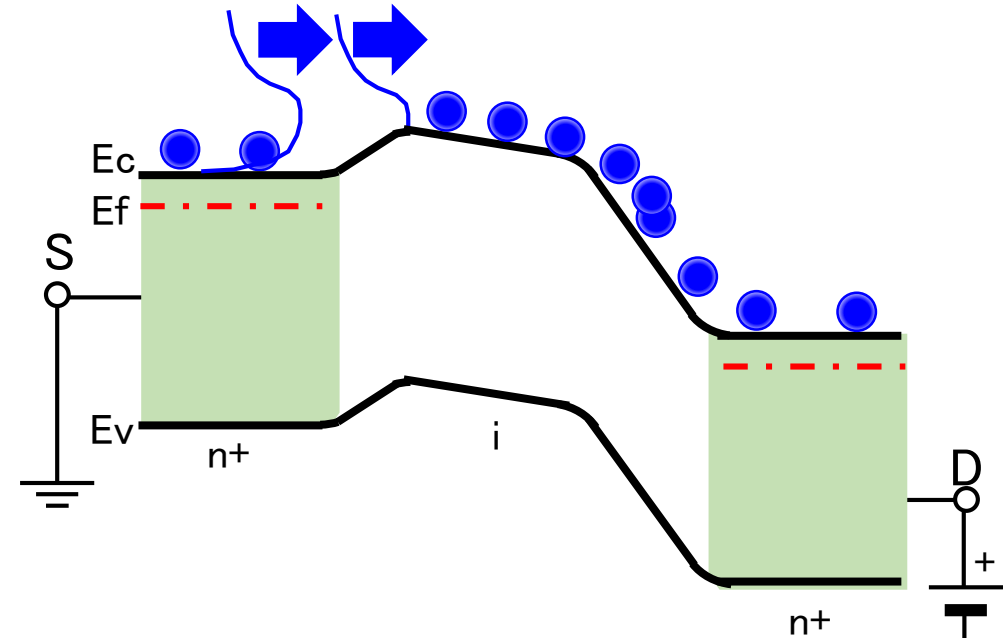
HEMTの構造(電流を流す部分)

中央のバンドを上下 → 通過できる電子数(電流)を制御

i型領域のバンドを上昇 → 電流小



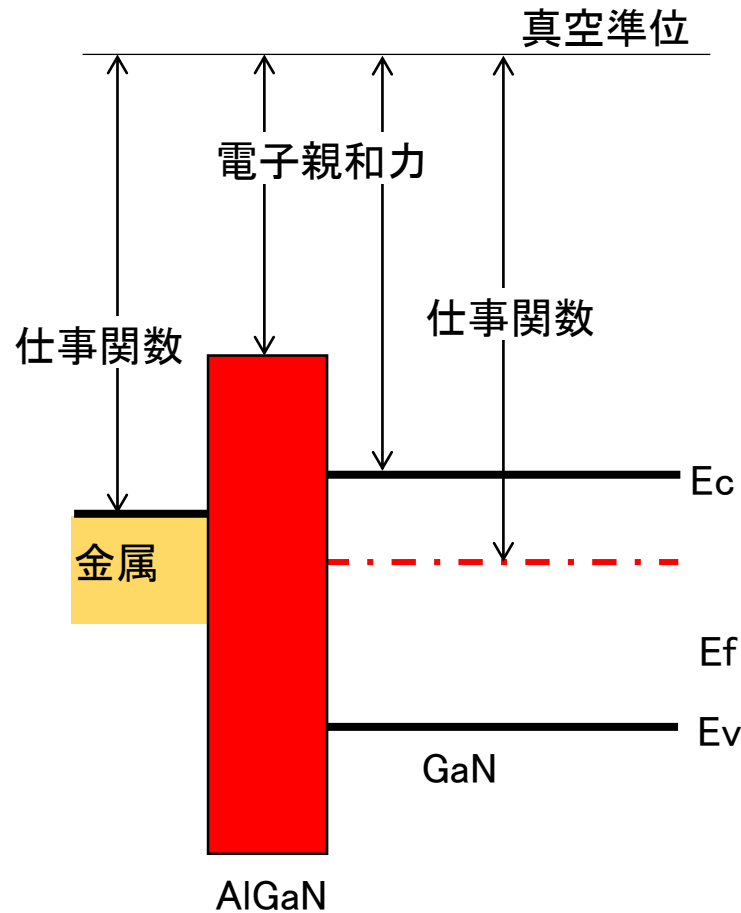
i型領域のバンドを下降 → 電流大



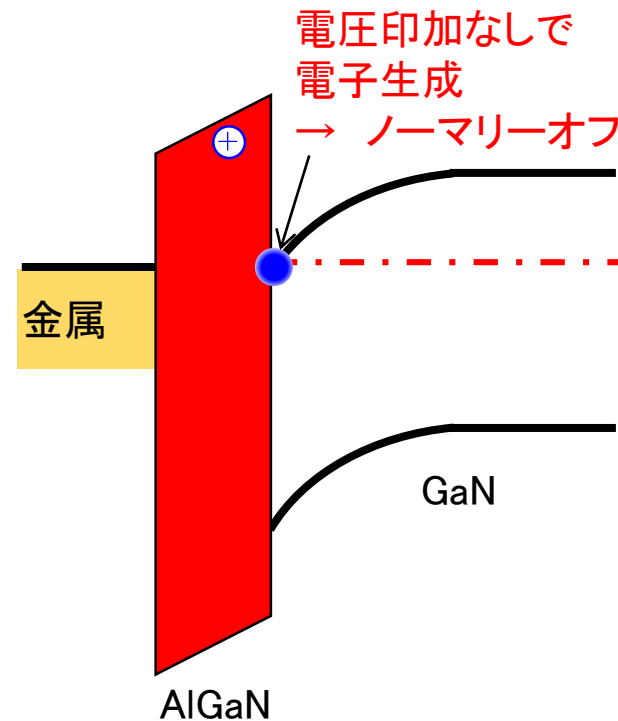
HEMTの構造(電流制御する部分)

中央のバンドを上下 ← ゲート電圧を調整

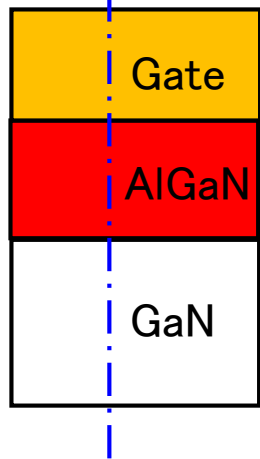
接触直後のバンド図



熱平衡状態のバンド図

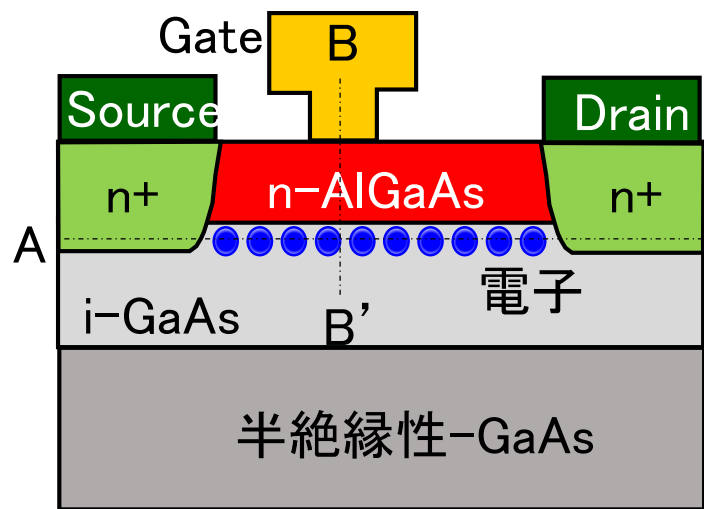


ゲート断面図

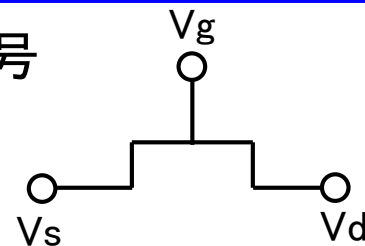


HEMTの動作原理(まとめ)

HEMTの断面模式図



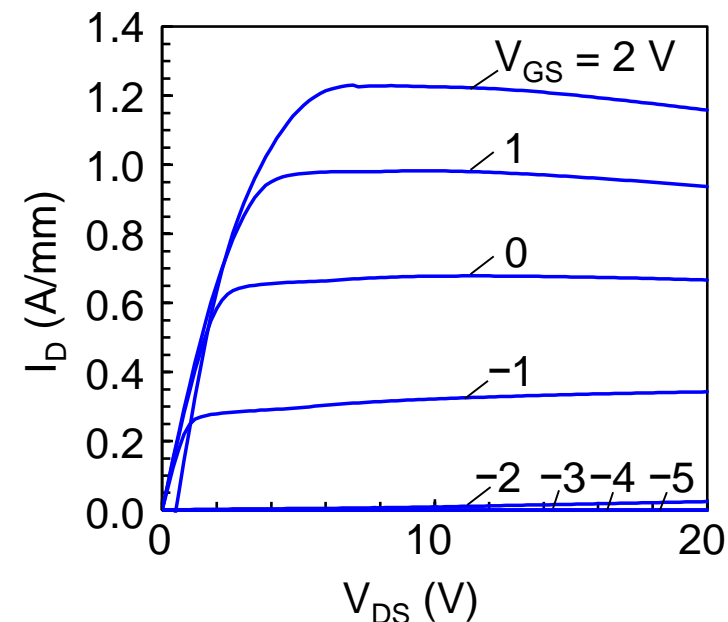
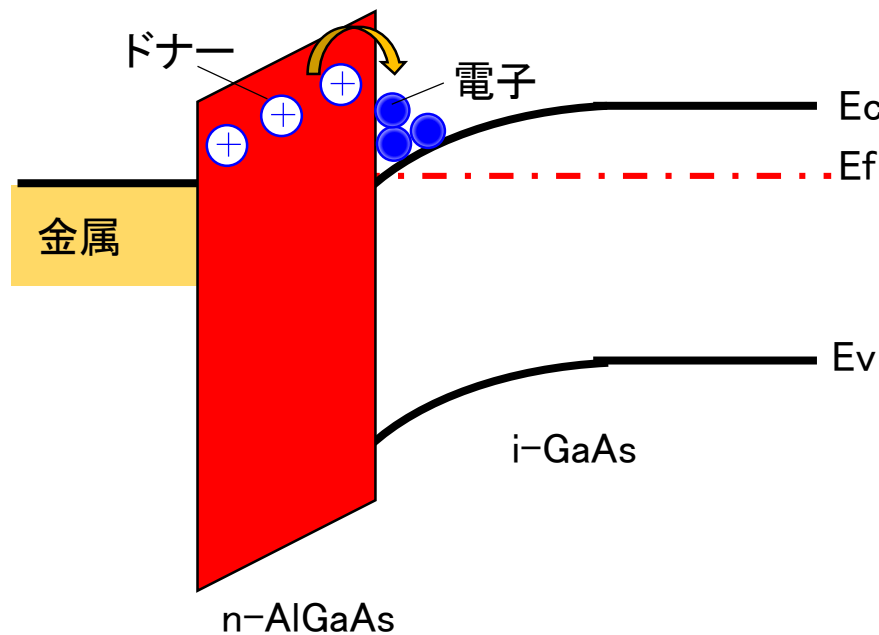
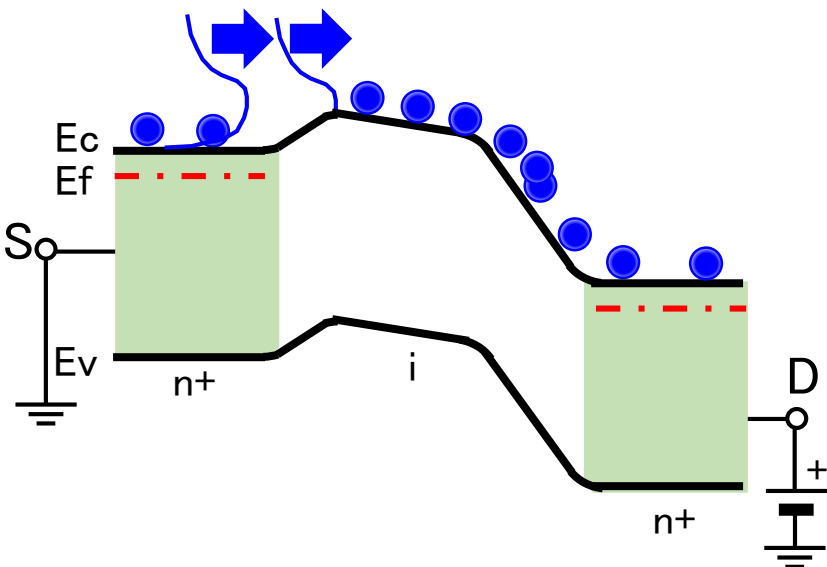
回路記号



A' B-B' 断面のバンド図

n-AlGaAs中のドナーから供給された電子が
ヘテロ界面に局在
→ 濃度の高い電子が非常に狭い領域に存在
→ 2次元電子ガス

A-A' 断面のバンド図



デバイスシミュレーション



モデルを取り込んだ物理式をメッシュ毎に自己無撞着に解くことで、電圧、電流、電界などの物理量を得る。

物理式

ポアソンの式 $div(\epsilon \nabla \psi) = -\rho$

微分方程式を解く

電流連続の式 $\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} div(\vec{J}_n) - R_n, \quad \frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{q} div(\vec{J}_p) - R_p.$

電流の式 $\vec{J}_n = -qn\mu_n \nabla \phi_n, \quad \vec{J}_p = -qp\mu_p \nabla \phi_p.$

熱伝導の式 $C \frac{\partial T_L}{\partial t} = \nabla(\kappa \nabla T_L) + H$

モデル

キャリアの生成消滅のモデル

$$R = \frac{pn - n_i^2}{\tau_n(p + n_i \exp(\frac{-E_T}{kT_L})) + \tau_p(n + n_i \exp(\frac{E_T}{kT_L}))}$$

低電界移動度モデル

$$\mu_{n0} = \mu_0 \left(\frac{T_L}{300}\right)^{-\tau_n}$$

高電界移動度モデル

$$\mu_n(E) = \mu_{n0} \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{\mu_{n0} E}{v_{sat}}\right)^{\beta_n}}\right)^{\frac{1}{\beta_n}}$$

飽和速度モデル

$$v_{sat}(T_L) = \frac{v_{sat300}}{(1 - A_v) + A_v \left(\frac{T_L}{300}\right)}$$

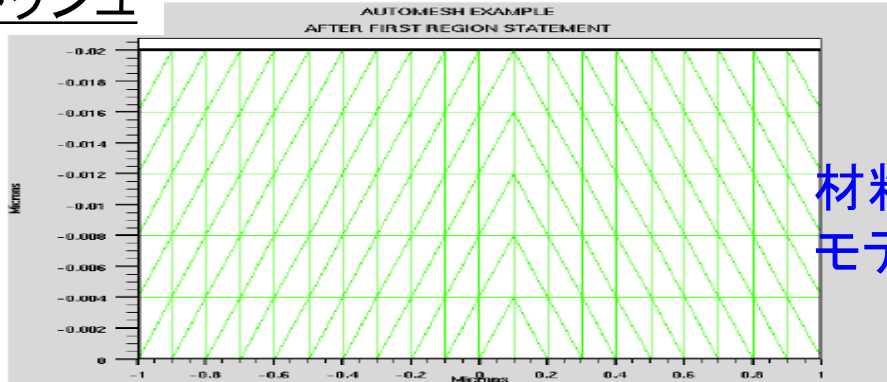
熱伝導率モデル

$$\kappa(T_L) = K_{300} \left(\frac{T_L}{300}\right)^\alpha$$

熱容量モデル

$$C = hc.a + hc.bT_L + hc.cT_L^2 + \frac{hc.d}{T_L^2}$$

メッシュ



材料、領域毎にモデルやモデルパラメータを設定

[12] 例えば シルバコ ATLAS マニュアル

[13] P. V., Quay R., Physical Models. In: Analysis and Simulation of Heterostructure Devices. Computational Microelectronics. Springer, 2004.

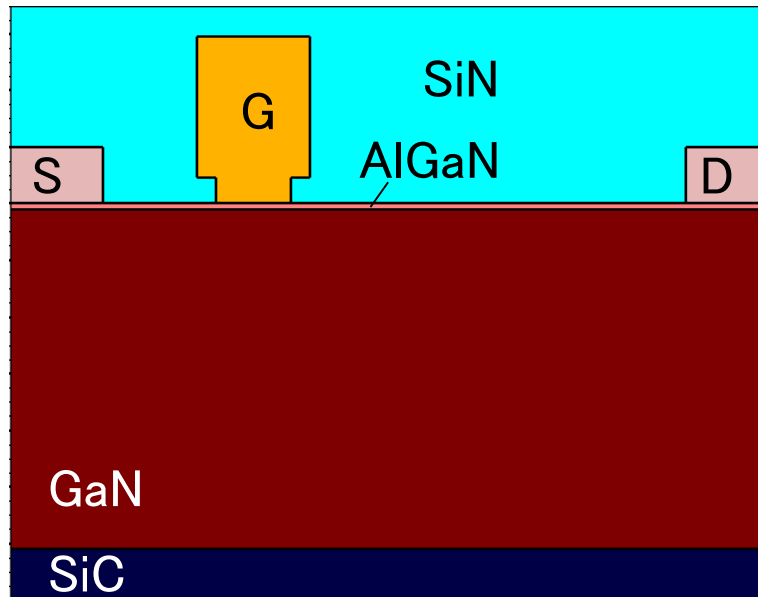
デバイスシミュレーション例



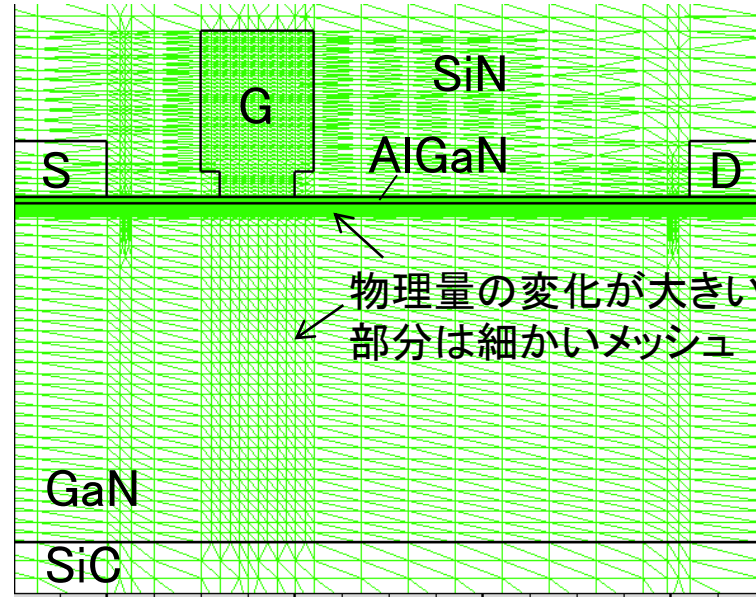
GaN HEMTのデバイスシミュレーション例

- ・デバイス断面構造(各領域毎にモデル、モデルパラメータ、メッシュ)を設定
→ デバイスの電気的特性が得られる。

デバイス構造

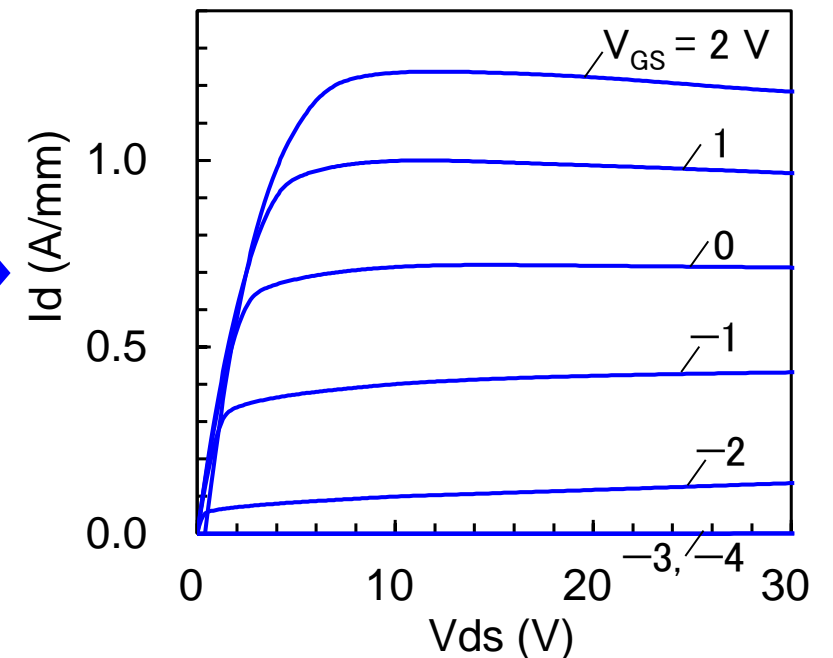


メッシュ



計算結果(I_D - V_{DS} 特性)

$V_{GS} = -4$ to 2 V (Step 1 V)



パラメータ

- ・移動度モデル(Caughey-Thomas) GaN: $1600 \text{ cm}^2/\text{V}/\text{s}$ 、AlGaN: $20 \text{ cm}^2/\text{V}/\text{s}$
- ・バックグラウンドキャリア濃度: AlGaN, GaN: $1\text{E}14 \text{ cm}^{-3}$
- ・トラップエネルギー GaN: 0.68 eV 、AlGaN: 0.4 eV
- ・自己発熱効果(ジュール熱の影響を考慮)

パラメータ値やモデルには推測が含まれる。

OY01a31o2

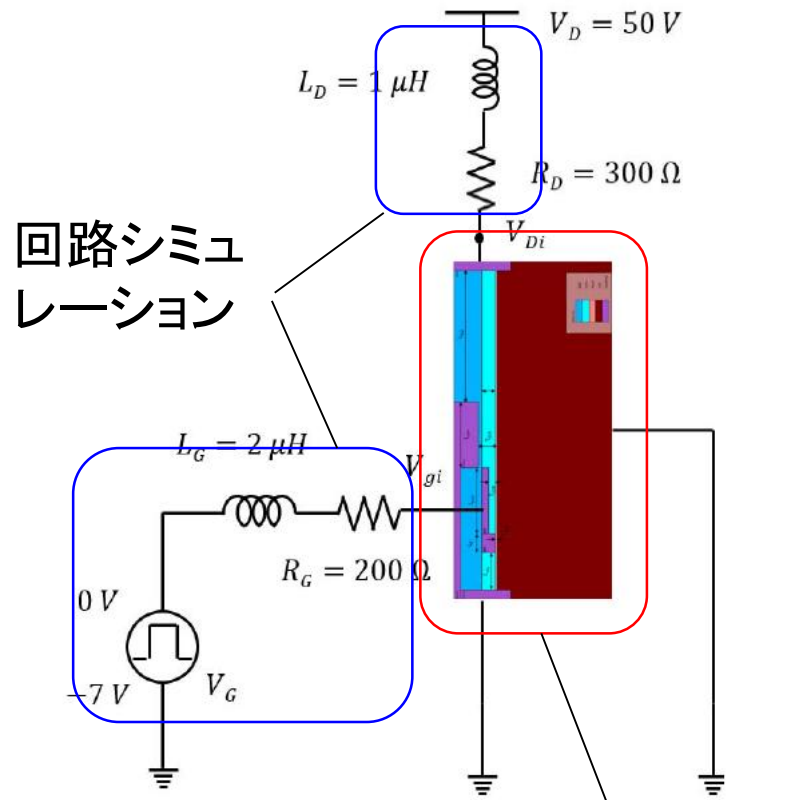
物理と回路シミュレーションの連携

デバイスシミュレーションでは回路の特性を計算するのは難しい。

→ デバイスと回路を連携したシミュレーション

→ トランジスタを回路で使える形にすること(モデリング)で回路の特性を計算

デバイス・回路連携シミュレーション



デバイスシミュレーション

○メリット

・回路動作中のデバイス物理を明確にできる。

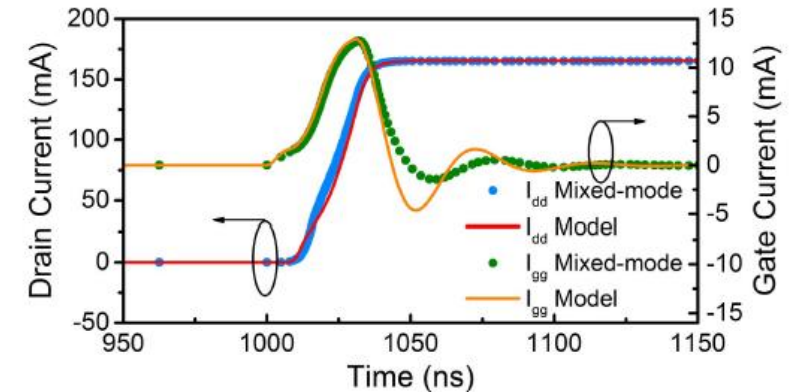
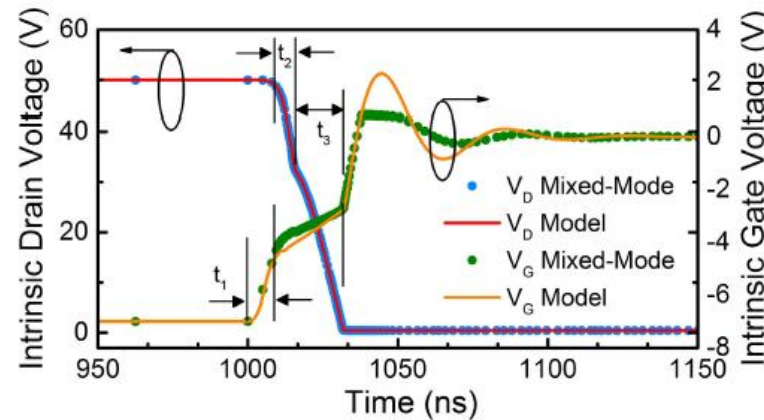
○デメリット

・デバイスシミュレーションと回路シミュレーションを同時に解くため、収束性や計算時間に課題

・大規模な回路には不向き

→ デバイス開発には適しているが、回路設計には不向き

計算結果(Turn-on)



[14] S. A. Ahsan et al., Analysis and Modeling of Cross-Coupling and Substrate Capacitances in GaN HEMTs for Power-Electronic Applications, IEEE Trans. Electron Devices, vol. 64, no. 3, pp. 816-823, 2017.

物理モデルのまとめ

- 物理モデルはデバイス物理に基づいた微分方程式を解く。
 - 領域毎に分け、各々に適した物理モデルを適用する。
 - デバイスシミュレーションでも現実を模擬するためのモデルが使われている。
(全ての現実を反映しているわけではない)
 - デバイス断面構造を入力すると、電気的特性が得られる。

2. トランジスタモデル

○ 経験的モデル(電気的特性を数式で再現)

- トランジスタの解析モデル
- カーティス(Curtice)モデル
- カーティス・エテンベルグ(Curtice・Ettenberg)モデル
- Chalmers FET (Angelov)モデル

物理と結びつけながらモデルについて紹介します。

[1]-[6] デバイスモデルの参考文献

物理に基づいた1次元解析式(導出過程)



MOSFETの1次元物理解析によるチャネルの電流(I_{DS})の算出

コンパクトモデル: 物理現象を解いた解析式によるモデル

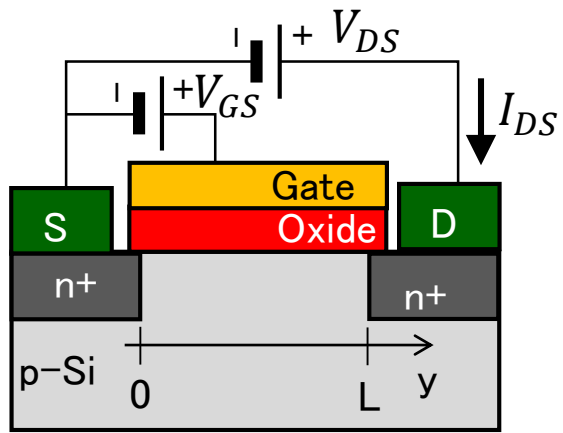
○線形領域 ($V_{DS} < V_{GS} - V_T$)

1. 電流は電子濃度と速度の積、速度は移動度と電界の積 $\rightarrow I_e = -W\mu_e E_y Q_i$
2. y軸の位置yにおける電界 $\rightarrow E_y = -\frac{dV(y)}{dy}$
3. 電子濃度は電荷に比例(平行平板の容量) $\rightarrow Q_i = qn = -C_{ox}(V_{GS} - V(y) - V_T)$
4. 位置yにおける電流をソースからドレインに積分 $\rightarrow I_{DS} = \int_0^L I_e dy = \frac{W}{L}\mu_e C_{ox} \left(V_{GS} - V_T - \frac{1}{2}V_{DS} \right) V_{DS}$

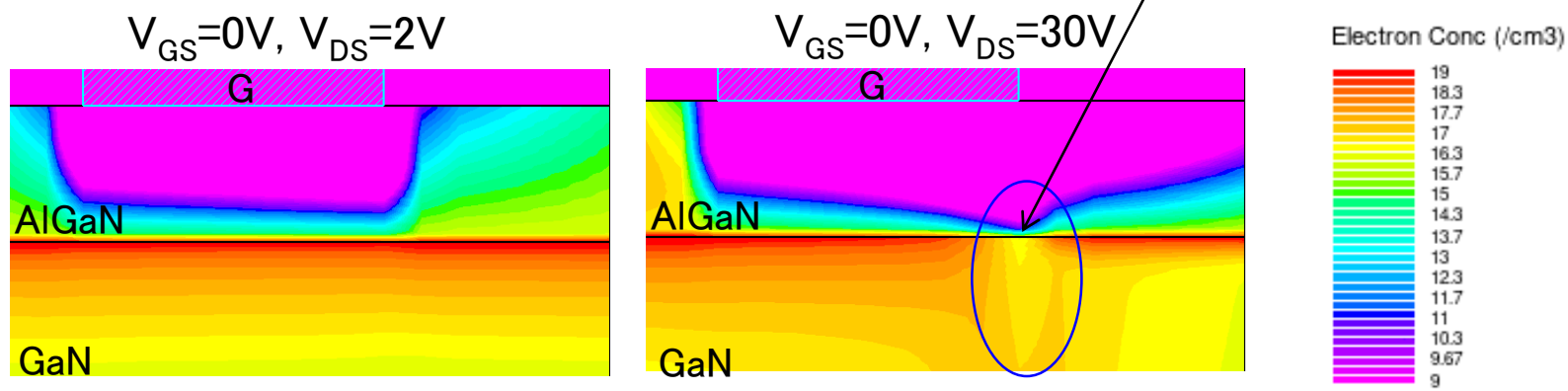
○飽和領域 ($V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$)

- ・ I_{DS} に $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ を代入して、 $I_{DSsat} = \frac{W}{2L}\mu_e C_{ox}(V_{GS} - V_T)^2$
- ・電圧の領域を分割している
- ・横(DS)方向の解析が主、縦方向は平行平板近似

トランジスタ構造



電子濃度分布



[7] J. del Alamo, Integrated Microelectronic Devices: Physics and Modeling, Pearson, 2017.

物理に基づいた1次元解析式(グラフ)



コンパクトモデル

領域が分割

線形領域: $V_{DS} < V_{GS} - V_T$

飽和領域: $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$

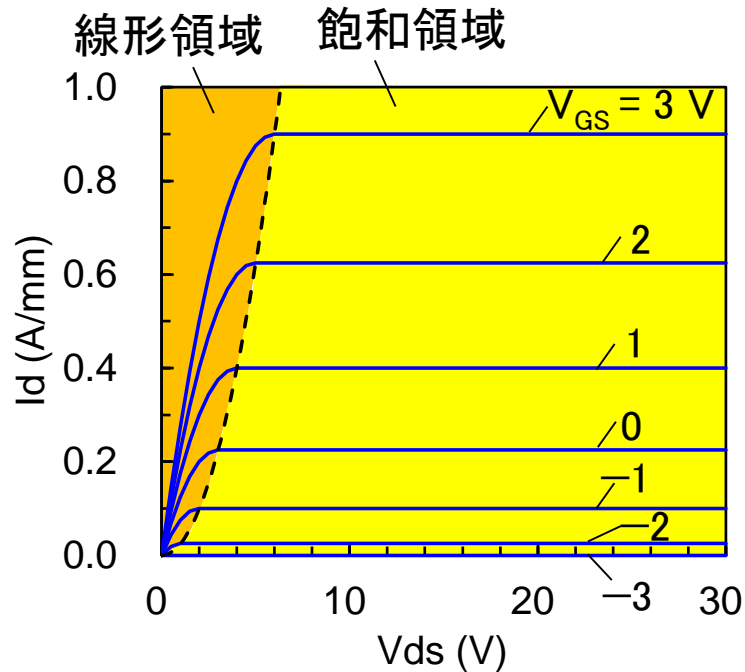
$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_e C_{ox} \left(V_{GS} - V_T - \frac{1}{2} V_{DS} \right) V_{DS}$$

一つの項中に V_{GS} と V_{DS}

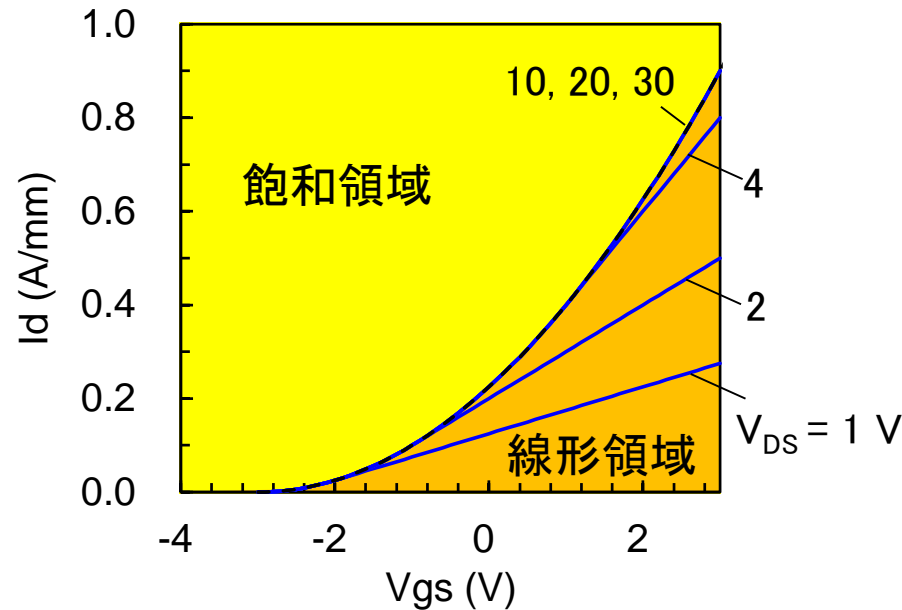
$$V_{DS} = V_{GS} - V_T \text{ として } I_{Dsat} = \frac{W}{2L} \mu_e C_{ox} (V_{GS} - V_T)^2$$

V_{GS} のみ

$I_D - V_{DS}$ 特性



$I_D - V_{GS}$ 特性



$W_g: 10 \mu\text{m}$
 $L: 1 \mu\text{m}$
 $\mu_e: 500 \text{ cm}^2/\text{V}/\text{s}$
 $C_{ox}: 1\text{E}-8 \text{ F}/\text{cm}^2$
 $V_T: -3 \text{ V}$

経験的モデルの特長



モデル式のポイント

- ・電圧領域を分割しないで使える。 → 全電圧でひとつの式
- ・パラメータ抽出が容易である。

→ V_{DS} と V_{GS} のそれぞれが独立した項で構成されている。

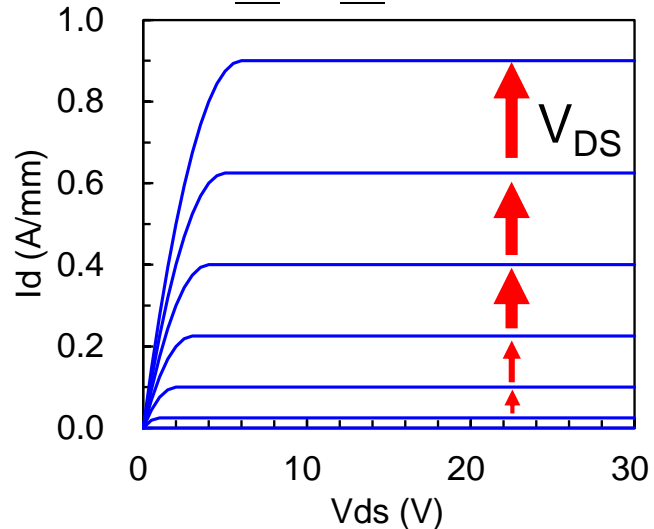
(パラメータを独立にすることでパラメータ抽出を単純化)(適宜、補正項を追加)

経験的モデル: 回路シミュレーションで使いやすいようにしたポイントを考慮するモデル

$$I_{DS} = (V_{DS} \text{のみ}) \times (V_{GS} \text{のみ}) @ \text{全電圧}$$

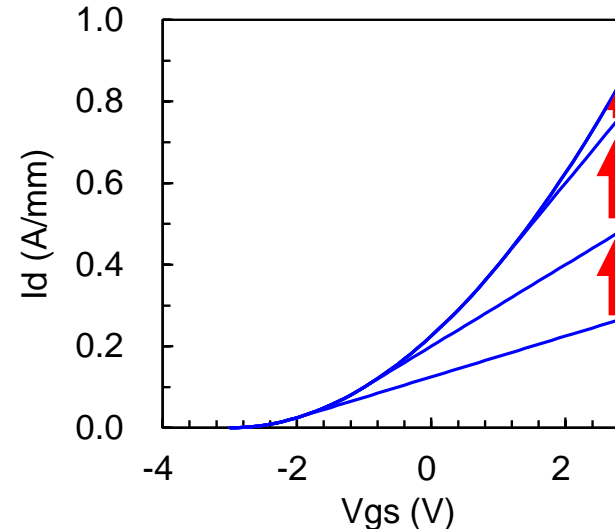
↑
補正項

$I_{DS}-V_{DS}$ 特性



SD間の電圧
(電界)増加

$I_{DS}-V_{GS}$ 特性

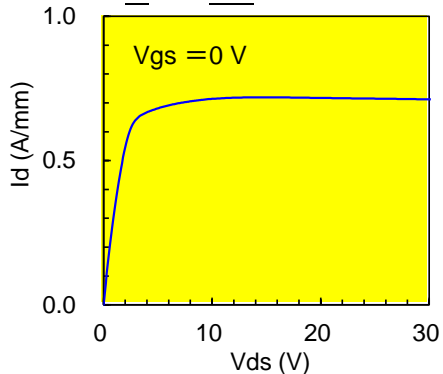


V_{GS} ↑
チャンネルの電子
濃度が増加

$I_D - V_{DS}$ を再現する関数



$I_D - V_{DS}$ 特性

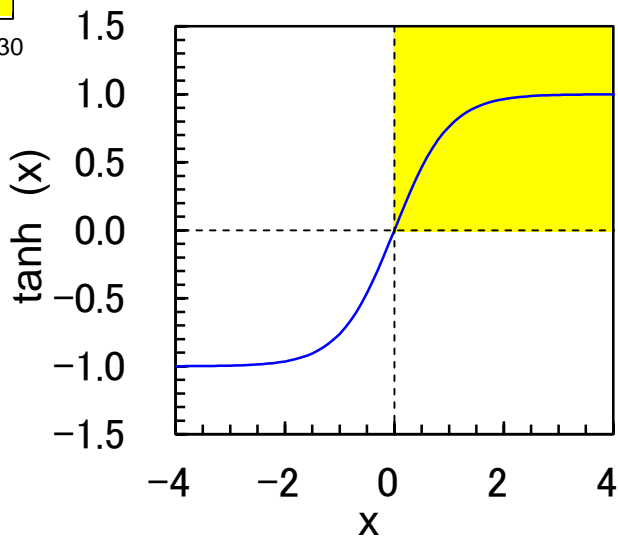


$I_D - V_{DS}$ 特性と類似する関数をさがす(経験的モデルは使いやすさを追求)。

→ 双曲線関数($\tanh(x)$)が良く用いられる

双曲線関数($\tanh(x)$)

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$$



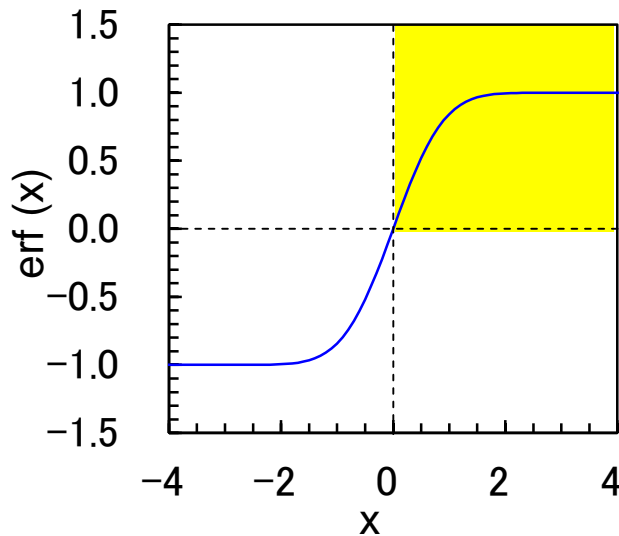
- ・初等関数
- ・逆関数が存在
- ・原点を通る

$$\tanh^{-1}(x) = \frac{1}{2} \log\left(\frac{1+x}{1-x}\right)$$

$$(\tanh(x))' = \frac{1}{\cosh^2 x}$$

誤差関数($\text{erf}(x)$)

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

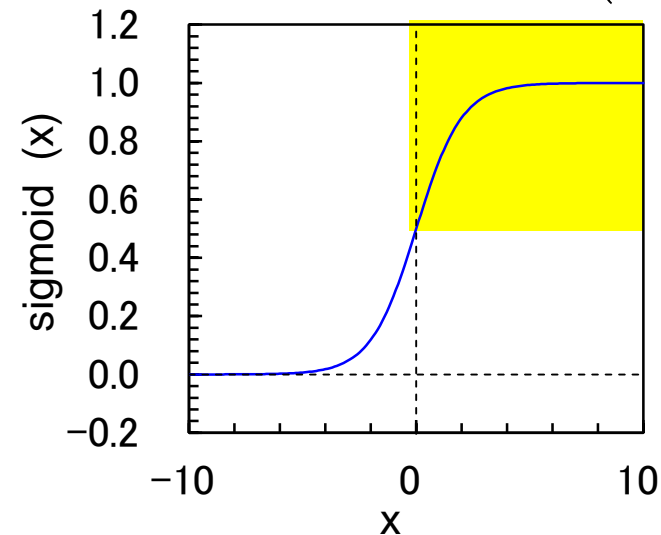


- ・特殊関数(初等関数でない)
- ・物理現象に良く現れる

$$(\text{erf}(x))' = -\frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-x^2}$$

シグモイド関数($\zeta(x)$)

$$\zeta(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} = \frac{1}{2} (1 + \tanh\left(\frac{1}{2}x\right))$$

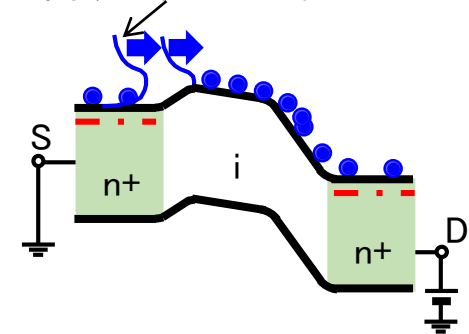


- ・初頭関数
- ・逆関数が存在
- ・原点を通らない

$$\zeta^{-1}(x) = \log\left(\frac{1}{1-x}\right)$$

$$(\zeta(x))' = \frac{1}{1 + e^{-x}} \left(1 - \frac{1}{1 + e^{-x}}\right)$$

電子濃度には指数関数が含まれる。



カーティス(Curtice)モデル -1-



カーティスモデル: 代表的なトランジスタモデルのひとつ

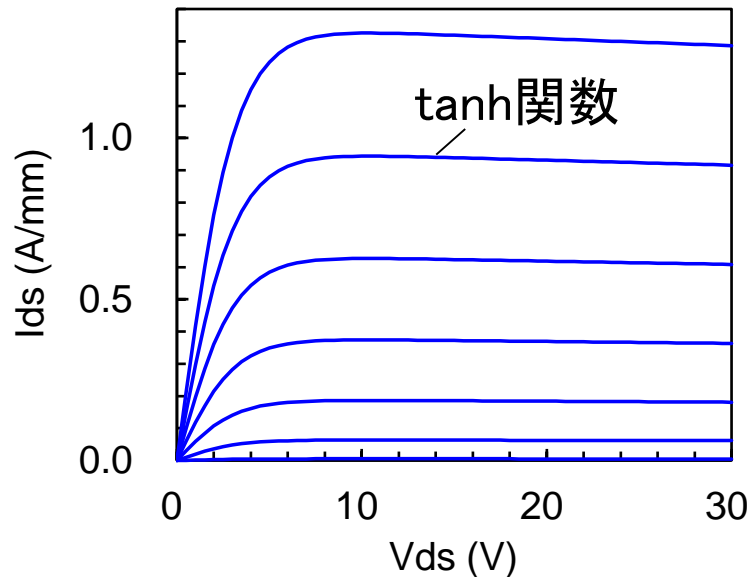
$$I_{DS} = \underbrace{\beta(V_{GS} - V_T)^2}_{V_{GS} \text{ の項 (2次関数)}} \underbrace{\tanh(\alpha V_{DS})}_{V_{DS} \text{ の項 (tanh関数)}} \underbrace{(1 + \lambda V_{DS})}_{\text{補正項}} \quad @ V_{GS} - V_T \geq 0 \leftarrow \text{領域を分割}$$

$\beta_1: 0.033 \text{ A/mm}$
 $V_{T0}: -4.4 \text{ V}$
 $\lambda: -1.6\text{E-}3 \text{ V}^{-1}$
 $\alpha: 0.32 \text{ V}^{-1}$

\swarrow V_{GS} と V_{DS} の項が独立

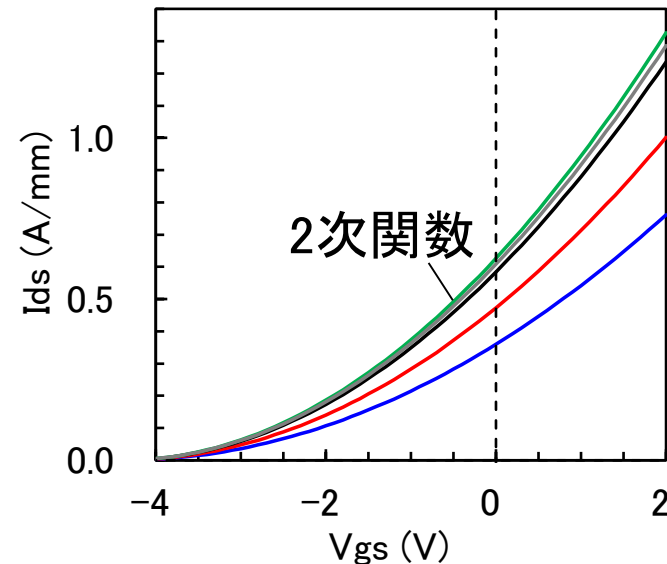
$I_{DS}-V_{DS}$ 特性

$V_{gs} = -4 \text{ to } 2 \text{ V (Step } 1 \text{ V)}$



$I_{DS}-V_{GS}$ 特性

$V_{ds} = 2, 3, 5, 10, 30 \text{ V}$



パラメータ抽出方法

- $I_{DS}-V_{GS}$ 特性からピンチオフ電圧(V_T)
- 飽和領域(V_{DS} 大、 $V_{gs} - V_T$)の $I_{DS}-V_{DS}$ 特性 $\rightarrow \beta$ (ドレイン電流値)
- $I_{DS}-V_{DS}$ 特性の立上り方 $\rightarrow \alpha$
- 補正項: 飽和領域の $I_{DS}-V_{DS}$ 特性の傾き $\rightarrow \lambda$

[15] W. R. Curtice, A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuit, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, pp. 448-456, May 1980.

[16] W. R. Curtice, GaAs MESFET Modeling and Nonlinear CAD, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, pp. 220-230, Feb. 1988.

カーティス(Curtice)モデル-2-



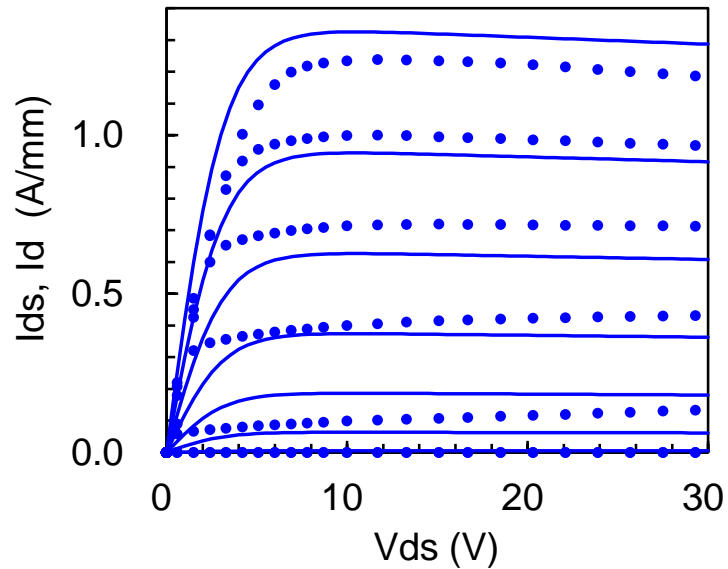
デバイスシミュレーションとの比較

- ・ $I_{DS}-V_{DS}$ 特性: 比較的良く再現
- ・ $I_{DS}-V_{GS}$ 特性: 飽和領域の増加領域は再現、立上り、線形領域は合わない
← 2次関数では限界(並行平板の仮定は粗い)

- デバイスシミュレーション
- 回路モデル

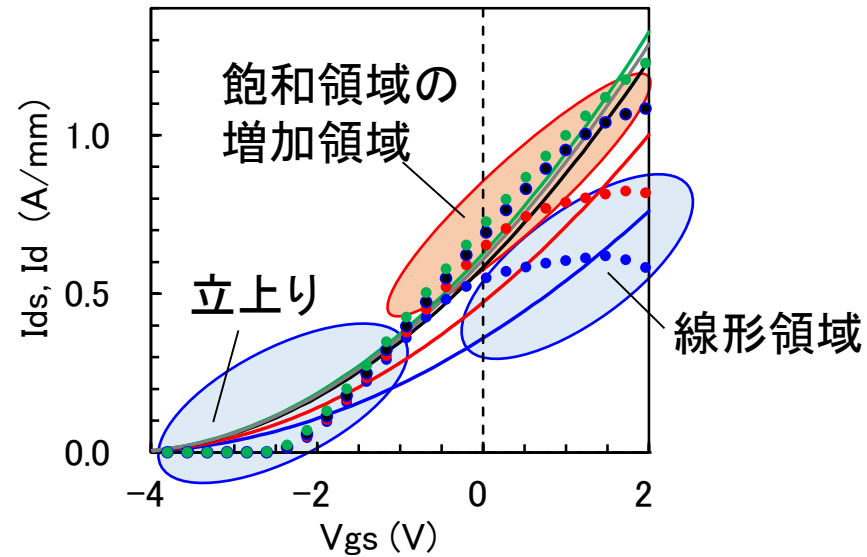
$I_{DS}-V_{DS}$ 特性

$V_{GS} = -4 \text{ to } 2 \text{ V (Step } 1 \text{ V)}$



$I_{DS}-V_{GS}$ 特性

$V_{DS} = 2, 3, 5, 10, 30 \text{ V}$



$\beta_1: 0.033 \text{ A/mm}$
 $V_{T0}: -4.4 \text{ V}$
 $\lambda: -1.6E-3 \text{ V}^{-1}$
 $\alpha: 0.32 \text{ V}^{-1}$

カーティス・エテンベルグ(Curtice・Ettenberg)モデル-1-

カーティス・エテンベルグモデル:カーティスモデルの改良版

$$I_{DS} = (A_0 + A_1V_1 + A_2V_1^2 + A_3V_1^3) \tanh(\gamma V_{DS}) \quad @ V_{GS} - V_T \geq 0 \leftarrow \text{領域を分割}$$

V_{GS} の項(補正項含む) V_{DS} の項

2次関数から3次関数へ変更

$$V_1 = V_{GS} \left(1 + \beta_2 (V_{DS0} - V_{DS}) \right)$$

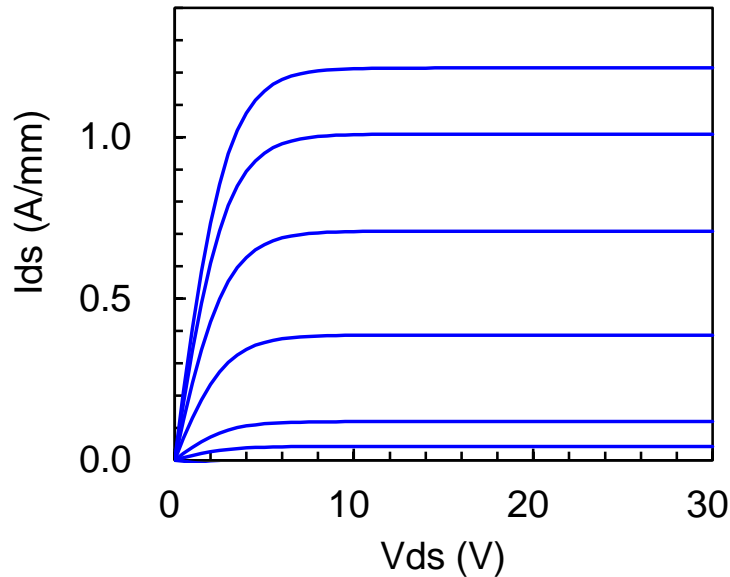
V_{DS} が V_{GS} に与える影響 (V_T が V_{DS} に依存する現象)
補正項(β_2 は小さい)

パラメータ抽出

- ・飽和領域($\tanh(\gamma V_{DS}) = 1$)における $I_{DS}-V_{GS}$ 特性 → V_{GS} の項
- ・ $I_{DS}-V_{DS}$ 特性の立上り方 → α
- ・補正項

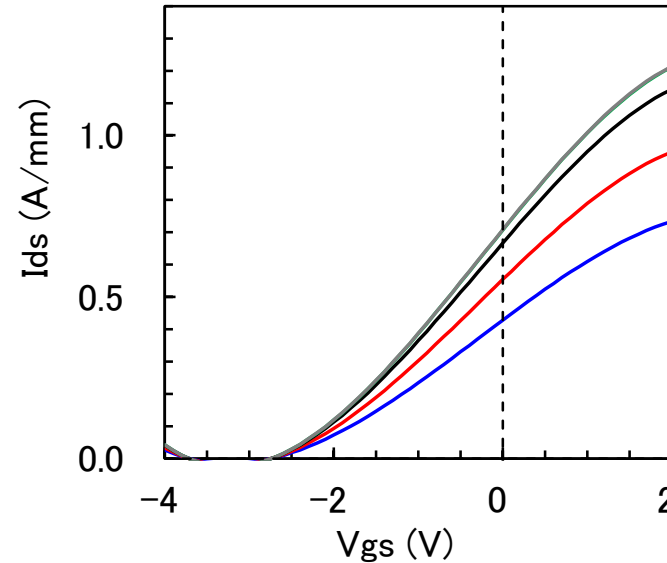
$I_{DS}-V_{DS}$ 特性

$V_{GS} = -4 \text{ to } 2 \text{ V (Step } 1 \text{ V)}$

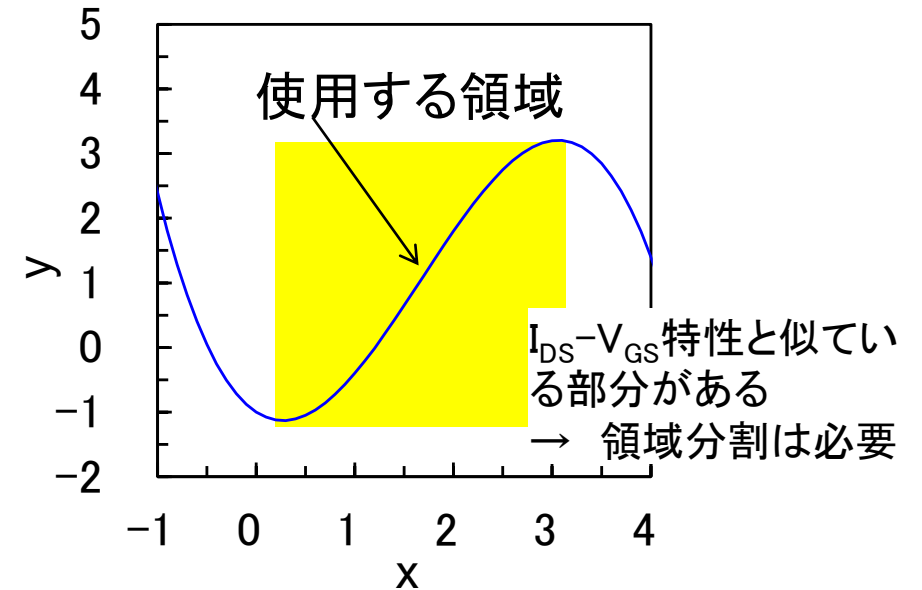


$I_{DS}-V_{GS}$ 特性

$V_{DS} = 2, 3, 5, 10, 30 \text{ V}$



3次関数



[16] W. R. Curtice, GaAs MESFET Modeling and Nonlinear CAD, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, pp. 220-230, Feb. 1988.

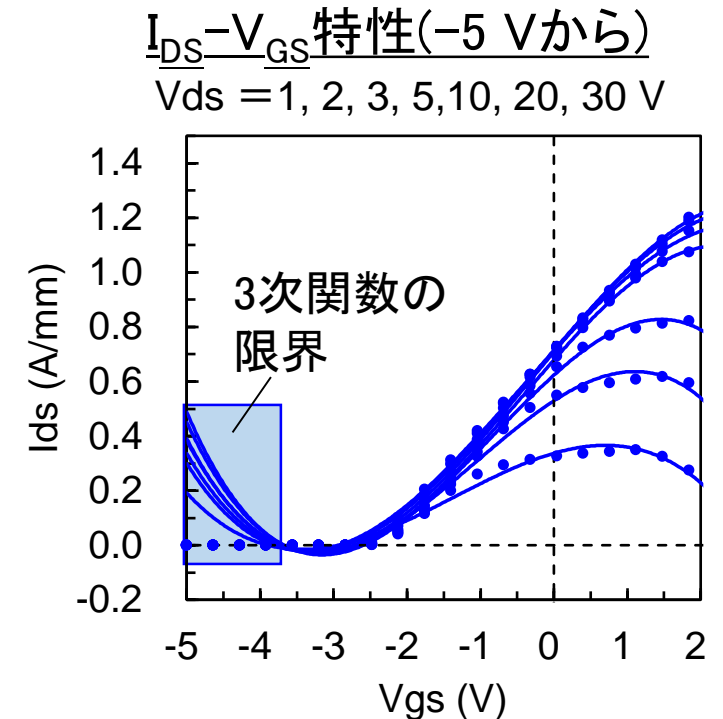
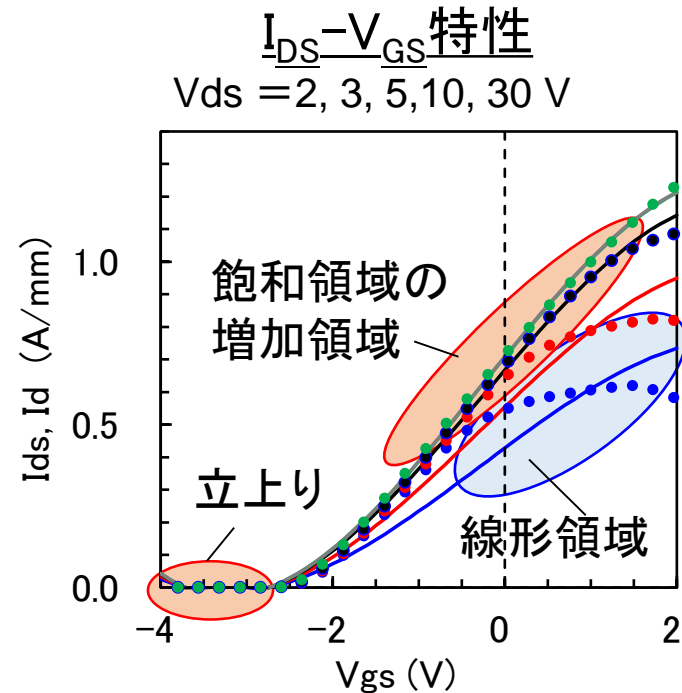
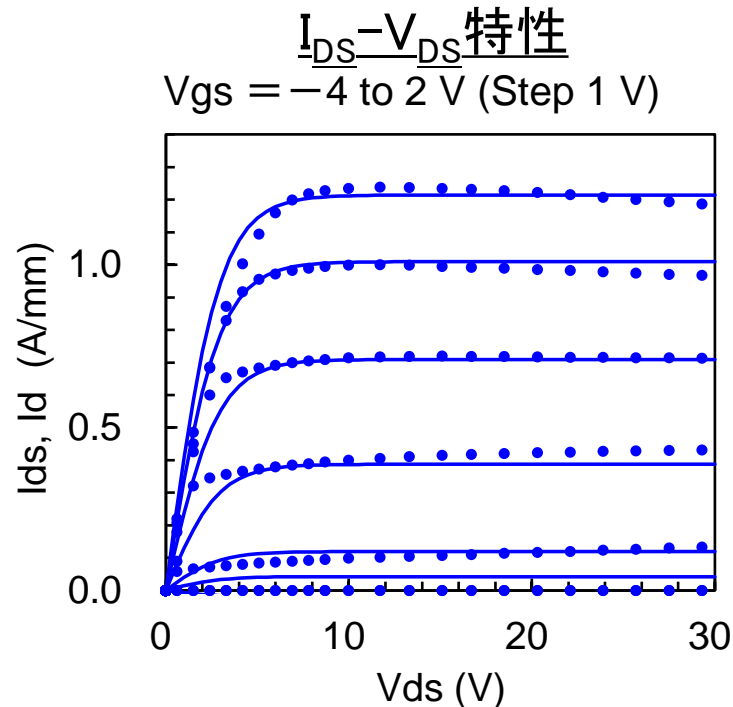
[17] W. R. Curtice and M. Ettenberg, Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, pp. 1383-1394, Dec. 1985.

カーティス・エテンベルグ(Curtice・Ettenberg)モデル-2-

デバイスシミュレーションとの比較

- $I_{DS}-V_{DS}$ 特性: 比較的再現されている
- $I_{DS}-V_{GS}$ 特性: 飽和領域の増加領域と立上りは再現、線形領域は合わない
← 3次関数により立ち上がりが改善、ただし、領域は制限されている(3次関数の限界)

- デバイスシミュレーション
- 回路モデル



電子濃度の V_{GS} 依存性

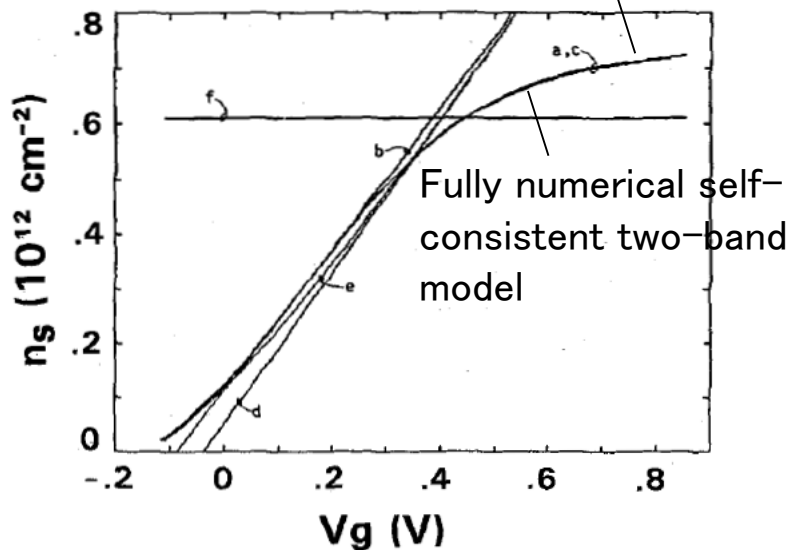
○ V_{GS} の項を V_{GS} によりチャネルの電子濃度が変わる様子にとらえる。

- ・2バンドモデルの自己無撞着に数値的に解いた電子濃度の V_{GS} 依存性: tanh関数で近似できる。
- ・シュレディンガー方程式の解のひとつは誤差関数: 誤差関数はtanh関数と似ている。
- ・HEMTの電荷モデル: 上記と形状が似ている。
- ・デバイスシミュレーション: 上記と形状が似ている。

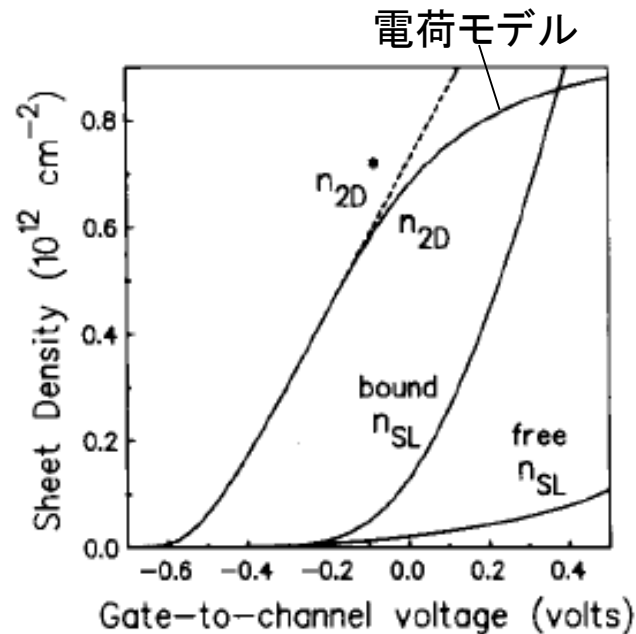
→ V_{GS} の項にtanh関数を採用 (Chalmers FET (Angelov)モデル)

自己無撞着の数値計算

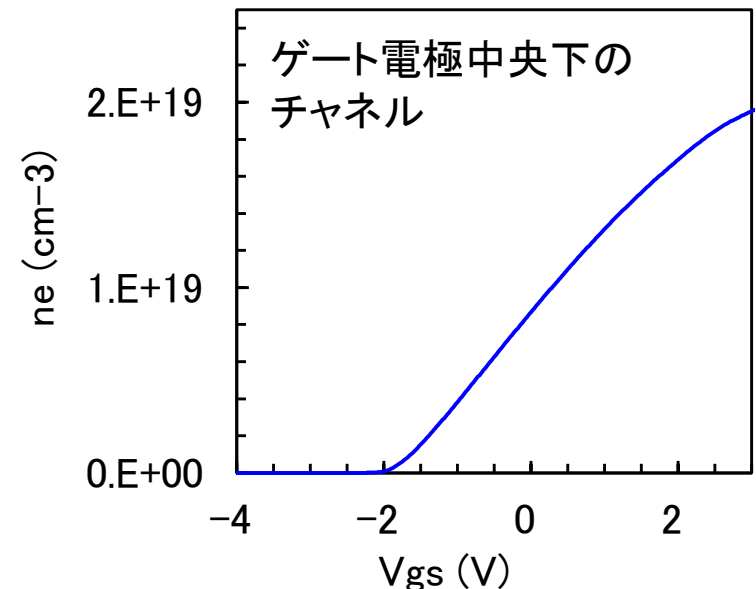
$$n_s(V_g) = n_{s0}[\alpha + (1 - \alpha) \tanh([(V_g - V_{gm})/V_1])]$$



電荷モデル



デバイスシミュレーション



[18] M. C. Foisy et al., The role of inefficient charge modulation in limiting the current-gain cutoff frequency of the MODFET, IEEE Trans. Electron Devices, vol. 35, no. 7, pp. 871-878, July 1988.

[19] L. D. Nguyen, L. E. Larson and U. K. Mishra, Ultra-high speed modulation-doped field-effect transistors: a tutorial review, in Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 4, pp. 494-518, April 1992.

[20] H. Rohdin and P. Roblin, A MODFET dc model with improved pinchoff and saturation characteristics, in IEEE Trans. Electron Devices, vol. 33, no. 5, pp. 664-672, May 1986.

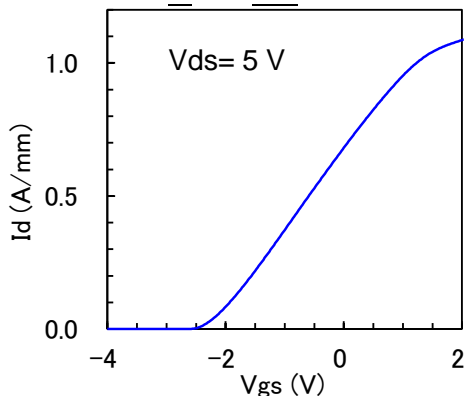
電子濃度の V_{GS} 依存性のtanh関数による記述 ✓

- トランジスタの $I_{DS}-V_{GS}$ 特性を考えて、1を加算
- $1 + \tanh(\psi)$ であれば、電圧の領域を分割しなくて良い ← 物理が反映されている。
- 微分(gm)の最大値gmpk(最大相互コンダクタンス)における電流を I_{pk} とすると、 ψ は第一近似で $gmpk/I_{pk}$
- tanh関数の逆関数を用いて ψ を導出

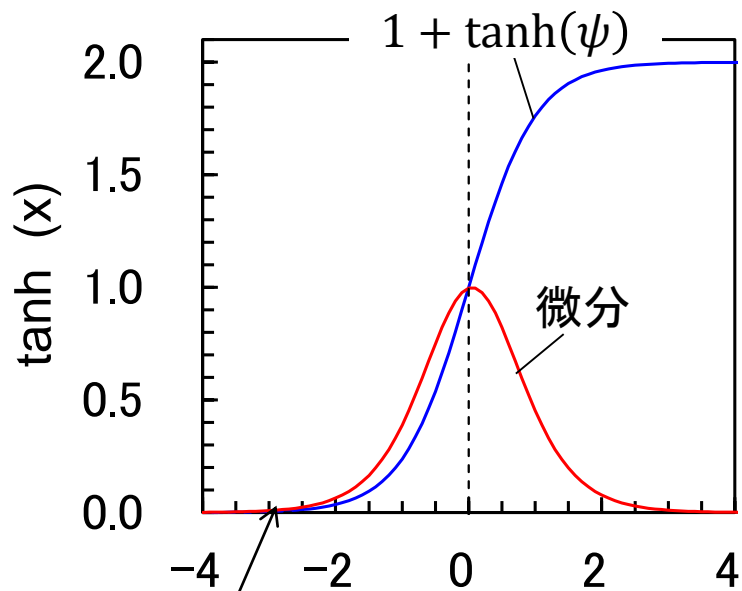
ψ を多項式で近似(ψ の形状により関数の形を変えても良い) ← パラメータ抽出が容易にできる

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

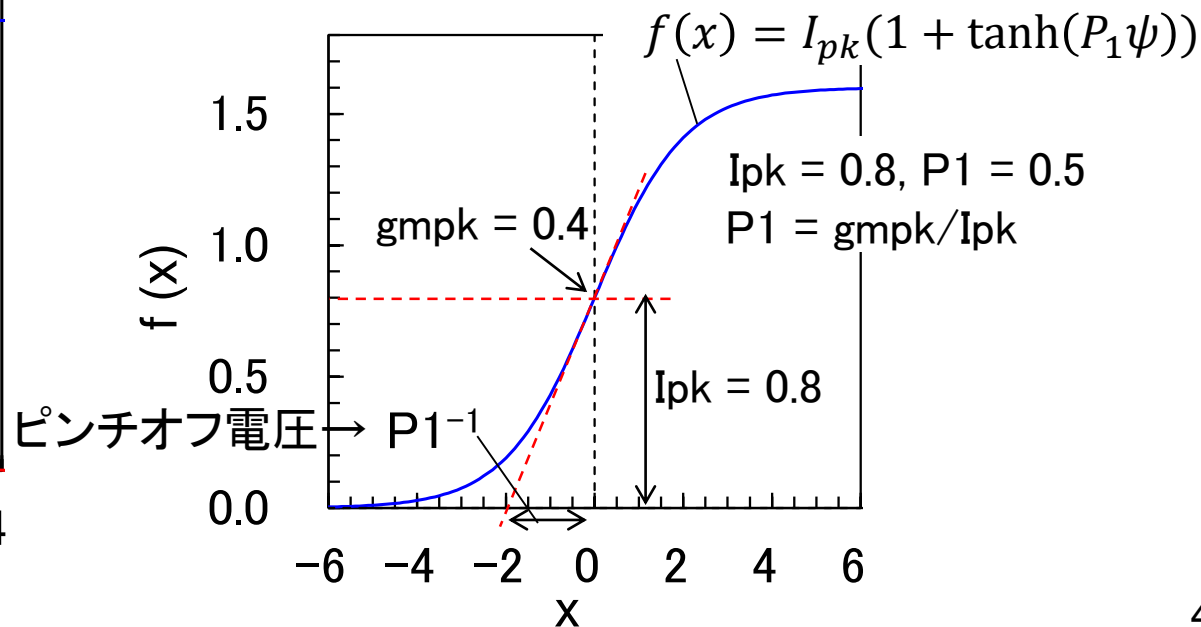
I_D-V_{GS} 特性



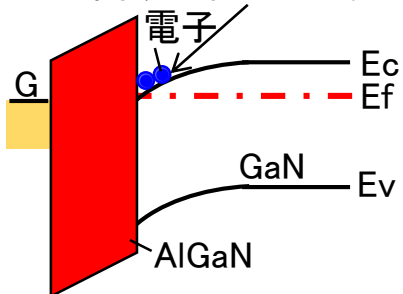
tanh関数とその微分



$I_{GS}-V_{DS}$ 特性との関連



電子濃度には指数関数が含まれる。



Chalmers FET (Angelov)モデル-1-



Angelovモデル: 電圧範囲を分割する必要がなくなった

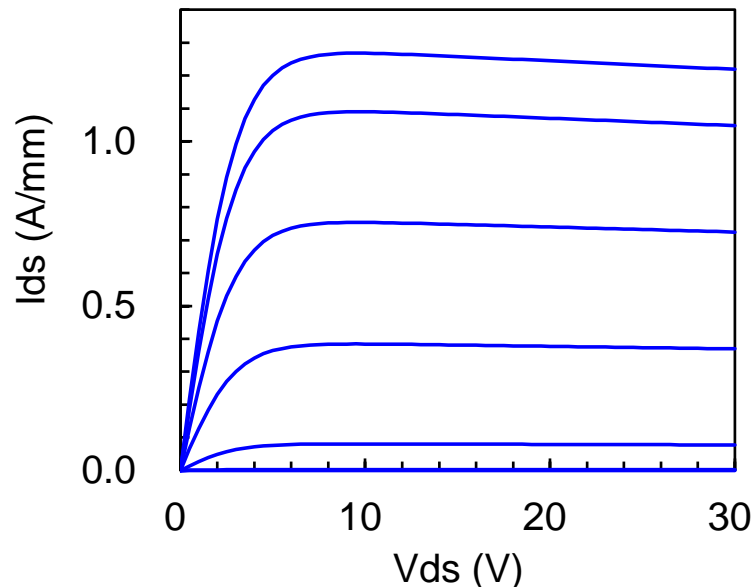
$$I_{DS} = I_{pk} \underbrace{(1 + \tanh(\psi))}_{V_{GS} \text{の項}} \underbrace{(\tanh(\alpha V_{DS}))}_{\text{補正項}} \underbrace{(1 + \lambda V_{DS})}_{V_{DS} \text{の項}} \leftarrow \begin{array}{l} \text{電子濃度の } V_{GS} \text{ 依存性から } 1 + \tanh(\psi) \text{ を採用} \\ (1 + \tanh(\psi) \text{ のは } -\infty \text{ で } 0 \text{ となるため、} \\ \text{電圧の領域を制限する必要なし)} \end{array}$$

カーティスモデルと同じ

$$\psi = P_1(V_{GS} - V_p) + P_2(V_{GS} - V_p)^2 + P_3(V_{GS} - V_p)^3 + \dots \leftarrow \begin{array}{l} 1 + \tanh(\psi) \text{ の項の逆関数を用いて } \psi \text{ を算出した後、} \\ \text{曲線を近似} \end{array}$$

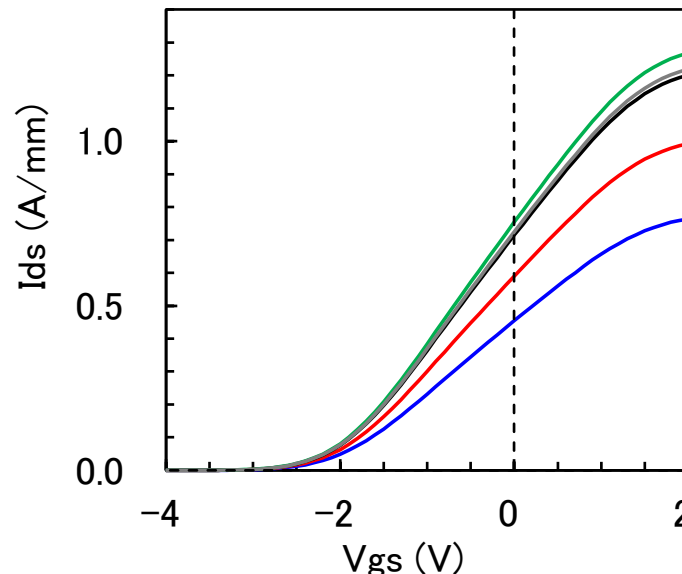
$I_D - V_{DS}$ 特性

$V_{GS} = -4 \text{ to } 2 \text{ V (Step } 1 \text{ V)}$



$I_D - V_{GS}$ 特性

$V_{DS} = 2, 3, 5, 10, 30 \text{ V}$



○トランジスタの電特と結びついたパラメータ: V_p : 最大gmでの V_{GS} 、 I_{pk} : 最大gmでの I_{DS}

[21] I. Angelov, H. Zirath and N. Rosman, A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices, in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 12, pp. 2258-2266, Dec. 1992.

Chalmers FET (Angelov)モデル-2-



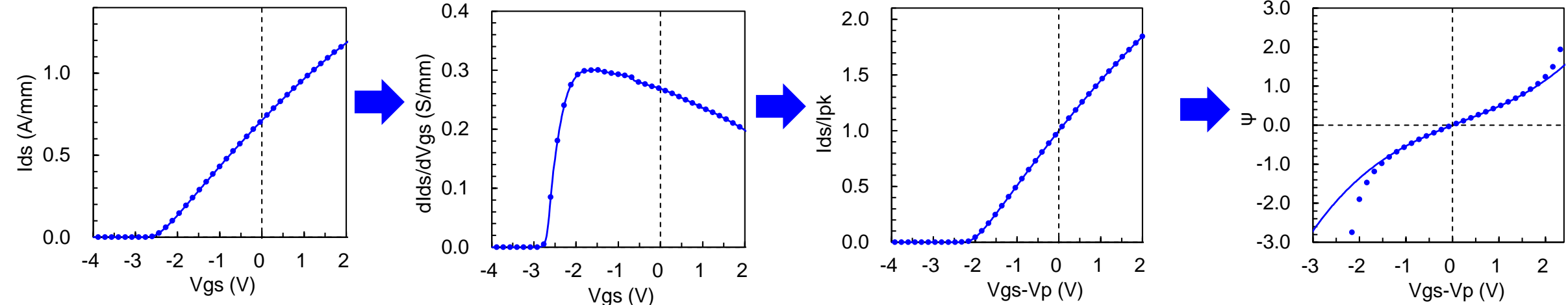
パラメータ抽出方法

$$I_{DS} = I_{pk}(1 + \tanh(\psi))(\tanh(\alpha V_{DS})) (1 + \lambda V_{DS}) \quad \psi = P_1(V_{GS} - V_p) + P_2(V_{GS} - V_p)^2 + P_3(V_{GS} - V_p)^3 + \dots$$

1. 補正項 λ を無視、飽和領域 $\rightarrow I_{DS} \approx I_{pk}(1 + \tanh(\psi)) \quad \psi = P_1(V_{GS} - V_p) + P_2(V_{GS} - V_p)^2 + P_3(V_{GS} - V_p)^3$
2. gm- V_{GS} 特性から最大gm(gmpk)を算出、対応する V_{GS} を V_{pk} 、 I_{DS} を I_{pk} とする。
 \rightarrow gmpkで I_{pk} とすると、最大 $I_d > 2I_{pk}$ となり、tanh関数近似が使えない \rightarrow 最大 I_d を $I_{pk}/2$ とおく
3. I_{pk} をとる V_{gs} を V_p とする $\rightarrow I_{ds}/I_{pk}$ と $V_{gs}-V_p$ の関係: 最大 I_{ds}/I_{pk} は2以下で V_p で1となる曲線
4. tanhの逆関数を用いて、 $\psi-V_{GS}$ 特性を算出 \rightarrow この曲線を3次関数で近似する
 $\rightarrow \psi-V_{GS}$ 特性の端があわないものの、元の $I_{ds}-V_{gs}$ 特性は良く再現されている(tanh関数の性質)

..... デバイスシミュレーション
—— 回路モデル

$V_{GS} = 30 \text{ V}$ 左3つの回路モデルは ψ 抽出した後の線(再現性の確認)



Chalmers FET (Angelov)モデル-3-



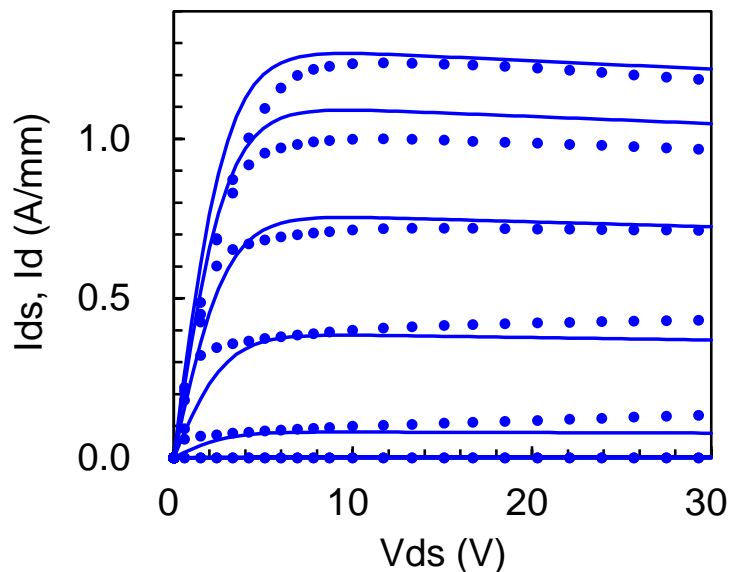
デバイスシミュレーションとの比較

$$I_{DS} = I_{pk}(1 + \tanh(\psi))(\tanh(\alpha V_{DS})) (1 + \lambda V_{DS})$$
$$\psi = P_1(V_{GS} - V_p) + P_2(V_{GS} - V_p)^2 + P_3(V_{GS} - V_p)^3 + \dots$$

- デバイスシミュレーション
- 回路モデル

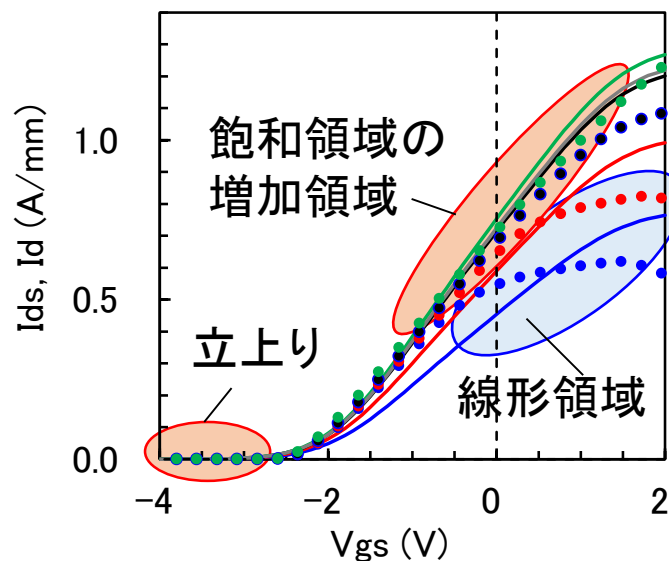
$I_{DS}-V_{DS}$ 特性

$V_{GS} = -4$ to 2 V (Step 1 V)



$I_{DS}-V_{GS}$ 特性

$V_{DS} = 2, 3, 5, 10, 30$ V



* I_{pk} の選択について

寄生抵抗などの影響で I_{DS} が小さくなるため、 I_{pk} は調整が必要
(最大 I_{DS} の半分程度 ← $1 + \tanh(\psi) \leq 2$)

← デバイスシミュレーションの結果はCurtice・Ettenbergモデルと同じ傾向だが、電圧領域に制限がない。

Chalmers FET (Angelov)モデル-4-



ψについて

$$I_{DS} = I_{pk} (1 + \tanh(\psi)) (\tanh(\alpha V_{DS})) (1 + \lambda V_{DS})$$

$$\psi = P_0 + P_1(V_{GS} - V_p) + P_2(V_{GS} - V_p)^2 + \dots + P_5(V_{GS} - V_p)^5$$

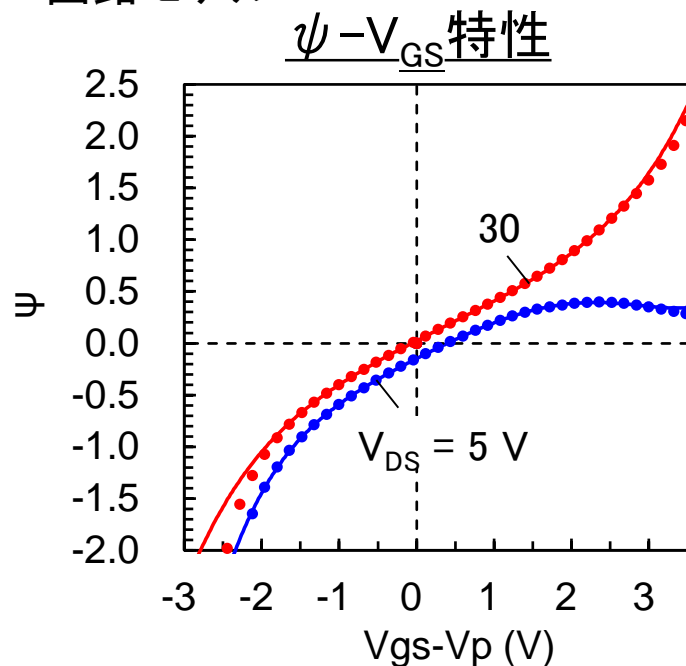
○ λを無視(0)し、飽和領域でI_{pk}を算出すれば、tanhの逆関数を用いて、ψ-V_{GS}特性が算出できる。

・tanh関数で電子濃度が再現できているから、ψを再現すればI_{DS}を再現できる。

→ 多項式で近似、形状からsinh関数を使用するなどのアイデアが浮かぶ

..... デバイスシミュレーション

—— 回路モデル



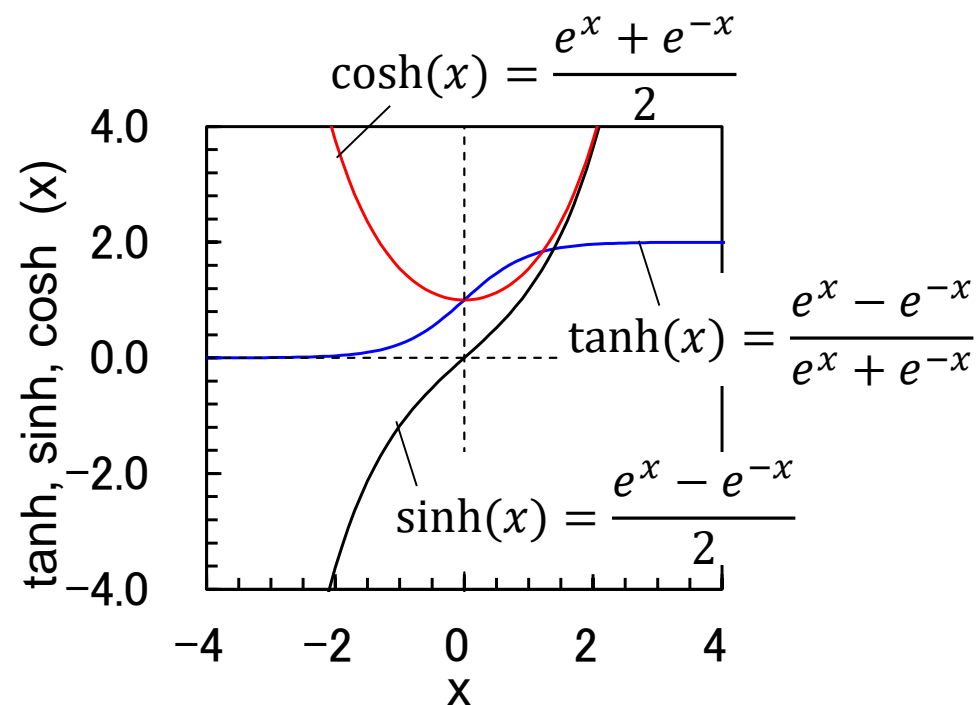
V_{DS} = 5 V

K	-0.1485
P1(x)	0.3844
P2(x ²)	-0.0318
P3(x ³)	0.0052
P4(x ⁴)	-0.0160175
P5(x ⁵)	0.00326967

V_{DS} = 30 V

K	0.0236
P1(x)	0.3853
P2(x ²)	-0.0166
P3(x ³)	0.0173
P4(x ⁴)	-0.0028988
P5(x ⁵)	0.00158175

双曲線関数



半物理的モデルの紹介

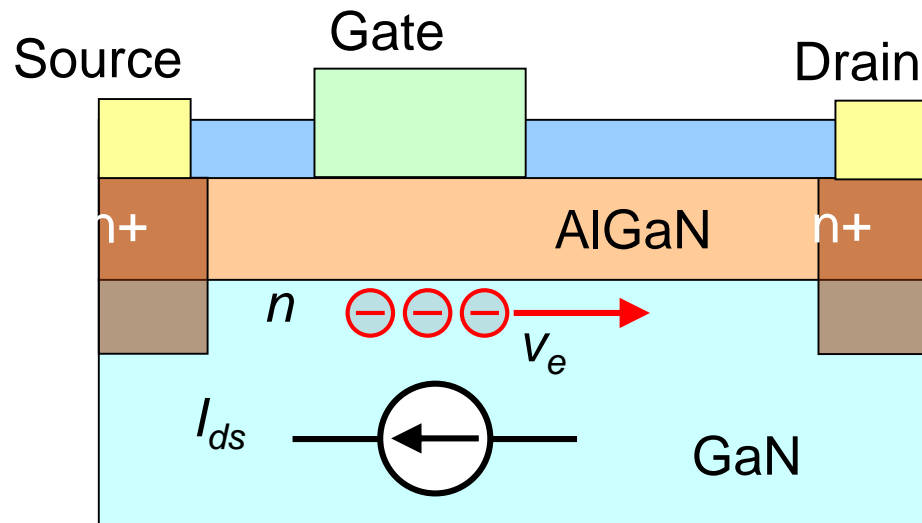
- ・デバイスシミュレーションを用いて経験的モデルに物理的な意味を加味していくモデルの紹介
- ・物理的意味を持たせることでパラメータが低減することが可能

[22] H. Otsuka et al., Semi-physical nonlinear circuit model with device/physical parameters for HEMTs, International Journal of Microwave and Wireless Technologies. Vol. 3, pp. 25-33, 2011.
(https://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/143838/local_143838.pdf)

モデル化の方法 -電流源-



物理量を使った電流の式 → 物理量を \tanh 関数で表現 → \tanh 関数を物理量の式に組み込む

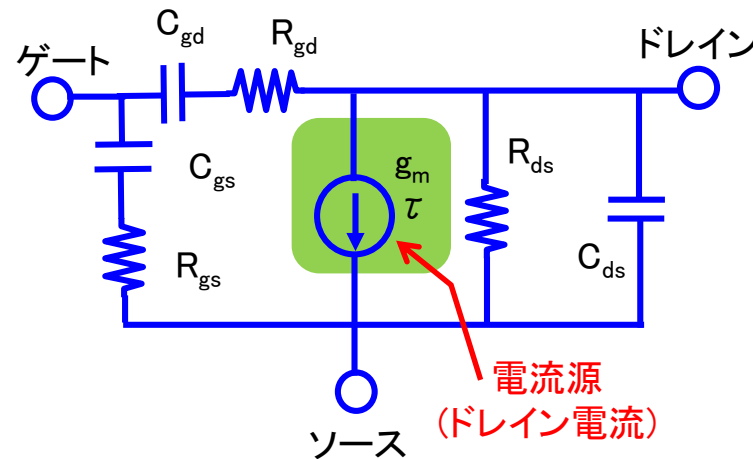


I_{ds} : ドレイン電流、 n : 2次元電子ガス濃度、
 v_e : 電子速度、 e : 素電荷

$$I_{ds} = e \boxed{n} \boxed{v_e}$$

\swarrow \searrow 物理量
 $\tanh(f(V_{gs}))$ $\tanh(g(V_{ds}))$

単純な形(回路モデルと整合性の良い)の \tanh 関数
 → 従来の回路シミュレーションと同程度の実行時間



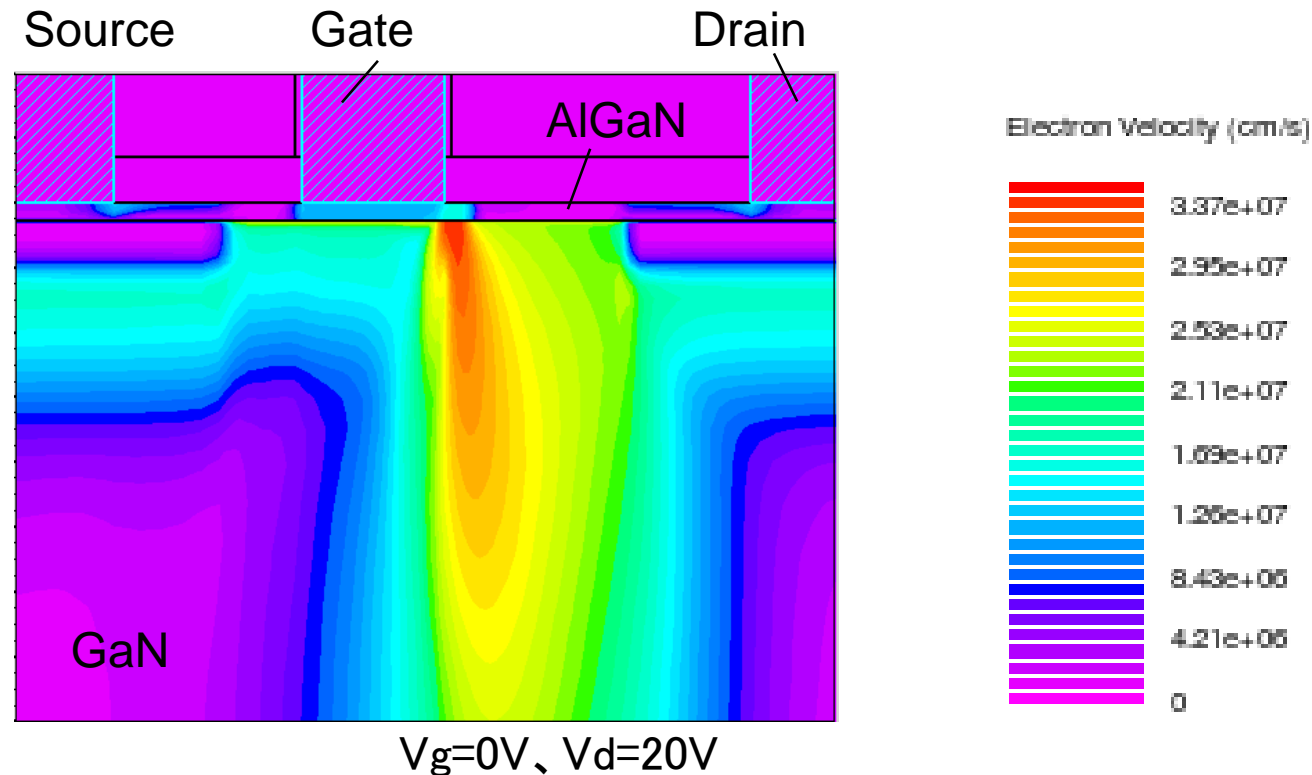
電子速度のTCADシミュレーション

電子速度のデバイス物理

ドレイン電圧(V_{ds})の増加によりゲート端の電界が増加, 電子速度が上昇

→ 電子速度はゲート端の電界で律速

→ 回路モデルとして V_{ds} の関数として取り込み



電子速度分布

電子速度の定式化



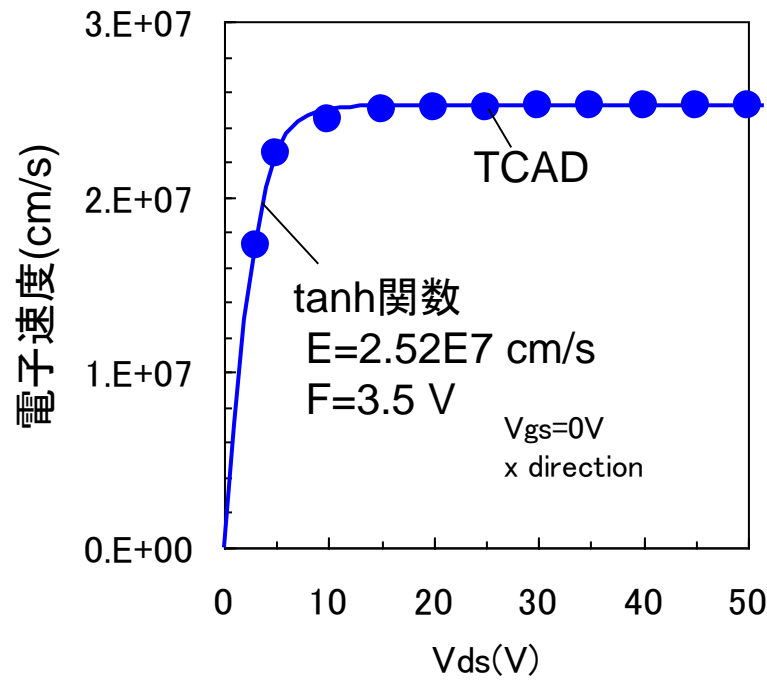
- tanh関数で記述可能
 - 回路モデルとの整合性の確保
- デバイスパラメータ(電子飽和速度、ニー電圧)と関連
 - デバイスと回路をつなぐパラメータの明確化

電子速度の式

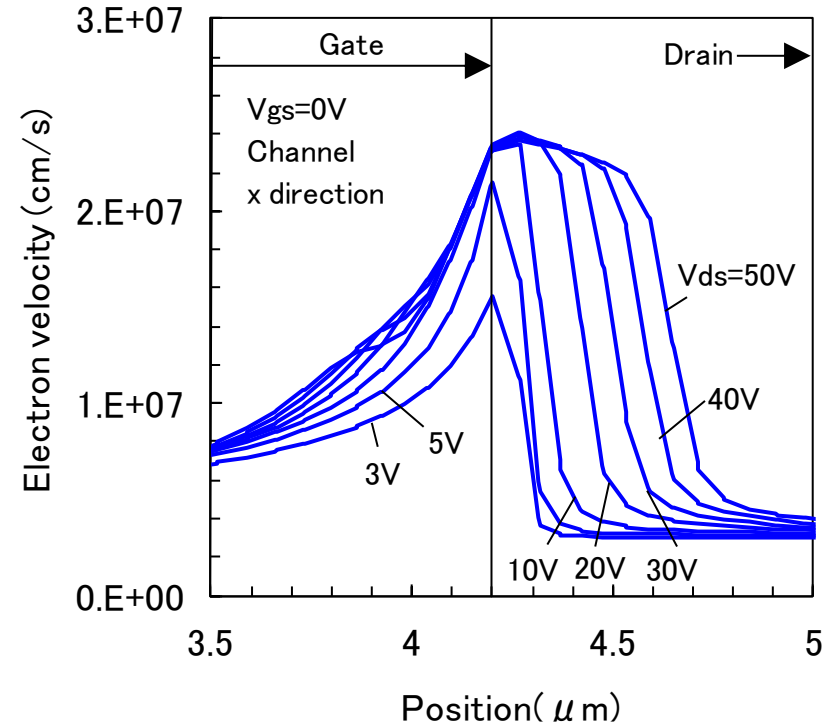
$$v_e = E \tanh\left(\frac{V_{ds}}{F}\right)$$

電子飽和速度

ニー電圧



電子速度のドレイン電圧依存性



電子速度の分布(AIGaN/GaN界面)

電子濃度の定式化

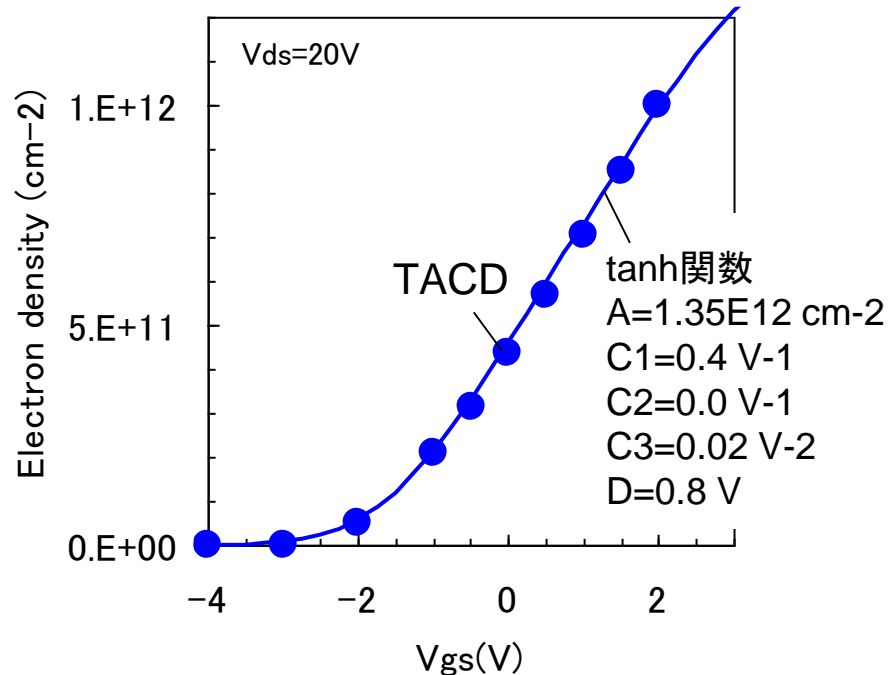


- tanh関数で記述可能
→ 回路モデルとの整合性の確保
- デバイスパラメータ(ピンチオフ電圧、最大相互コンダクタンス)と関連

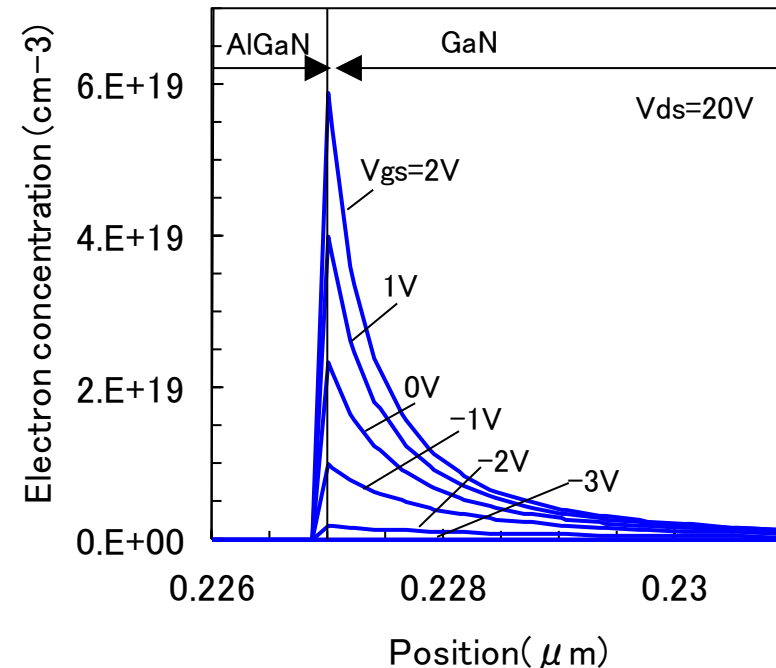
電子濃度の式

$$n = A \left(\frac{1 + \tanh B}{2} \right)$$

$$B = C_1(V_{gs} - D) + C_2(V_{gs} - D)^2 + C_3(V_{gs} - D)^3$$



電子濃度のドレイン電圧依存性



電子濃度の分布
(ゲート電極の下垂直方向)

電流源(ドレイン電流)モデル



デバイスパラメータと関連付けされた電流源(ドレイン電流)モデル

$$I_{ds} = I_{\max} \underbrace{\left(\frac{1 + \tanh \psi(V_{gs})}{2} \right)}_{\propto n(V_{gs})} \underbrace{\tanh \left(\frac{2V_{ds}}{V_{knee}} \right)}_{\propto v_e(V_{ds})} \quad (1)$$

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

$$P_1 = \frac{2g_{mpk}}{I_{\max}} \quad (3)$$

モデルパラメータ

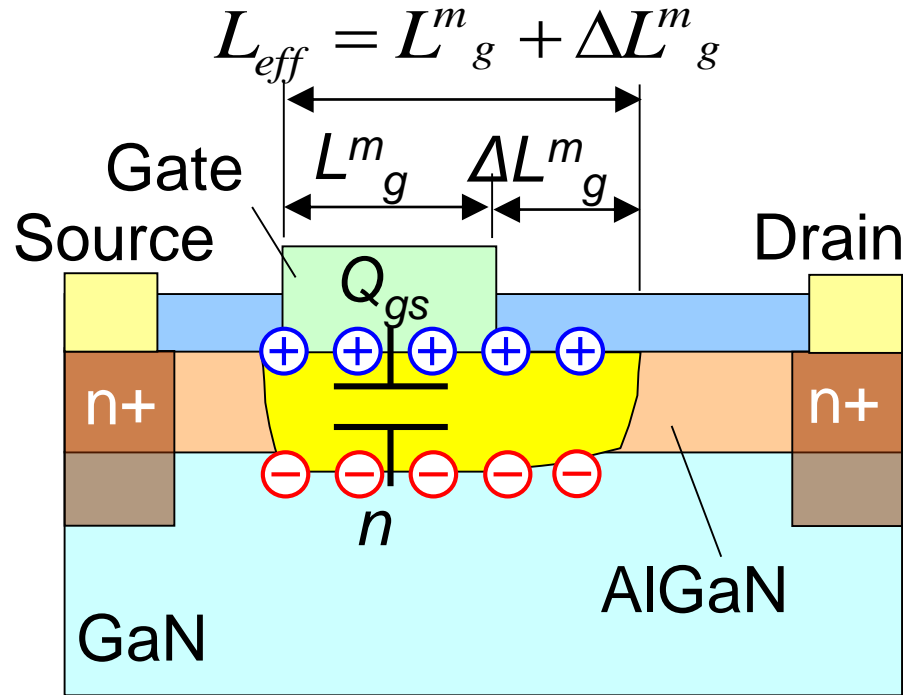
1. I_{\max} : 最大ドレイン電流
2. V_{knee} : ニー電圧
3. g_{mpk} : 最大相互コンダクタンス
4. V_p : ピンチオフ電圧
5. $P_2 \sim P_3$: 電子濃度に関連する係数

モデルパラメータは、
デバイスパラメータとほぼ同じ

容量 (C_{gs}) モデル



物理量を使った容量の式 → 物理量を \tanh 関数で表現 → \tanh 関数を物理量の式に組込む



物理パラメータ

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} = \frac{\partial (q \cdot n \cdot L_{eff})}{\partial V_{gs}}$$

$\tanh(f(V_{gs}))$ $\tanh(h(V_{ds}))$

物理パラメータ n を電流と容量で共通に使うことで回路パラメータ数を低減

n : 2DEG濃度, ΔL_g^m : ゲート空乏層の伸び、
 L_g^m : ゲート電極長さ, q : 電荷素量
 C_{gs} : GS間容量, Q_{gs} : GS間電荷

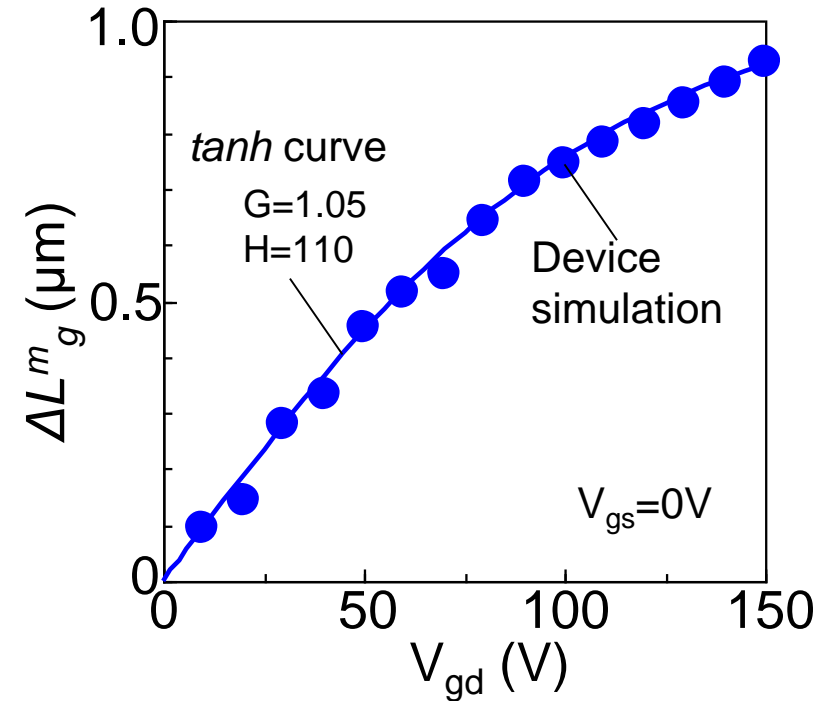
実効ゲート長へのtanh関数の適用



実効ゲート長にtanh関数が適用可能

$$L_{eff} = \underbrace{L_g^m}_{\text{ゲート電極の長さ} \rightarrow \text{一定}} + \underbrace{\Delta L_g^m}_{\text{ゲートの伸び} (\Delta L_g^m)}$$
$$\Delta L_g^m = G \tanh(HV_{dg})$$

●: デバイスシミュレーション, —: *tanh* 関数



GS間の容量モデル (C_{gs})



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

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

$$P_1 = \frac{2g_{mpk}}{I_{\max}} \quad (3)$$

電流源モデルと
共通のパラメータ
が使用可能

パラメータ

1. L_g^m : ゲート電極長さ
2. C_{gs0} : GS間容量の係数
3. R_{Lg} : 実効ゲート長とゲート電極長さの比
4. α_{Lg} : ゲートの伸びの係数
5. $C_{gs\pi}$: 寄生GD間容量

電流源と共通のパラメータ

6. I_{\max} : 最大ドレイン電流
7. g_{mpk} : 最大コンダクタンス
8. V_p : ピンチオフ電圧
9. P_2 : 電子濃度に関連する係数
10. P_3 : 電子濃度に関連する係数

物理モデルとの連携



物理量と関連する式

$$I_{\max} = q\sigma v_s$$

$$V_{knee} = RI_{\max}$$

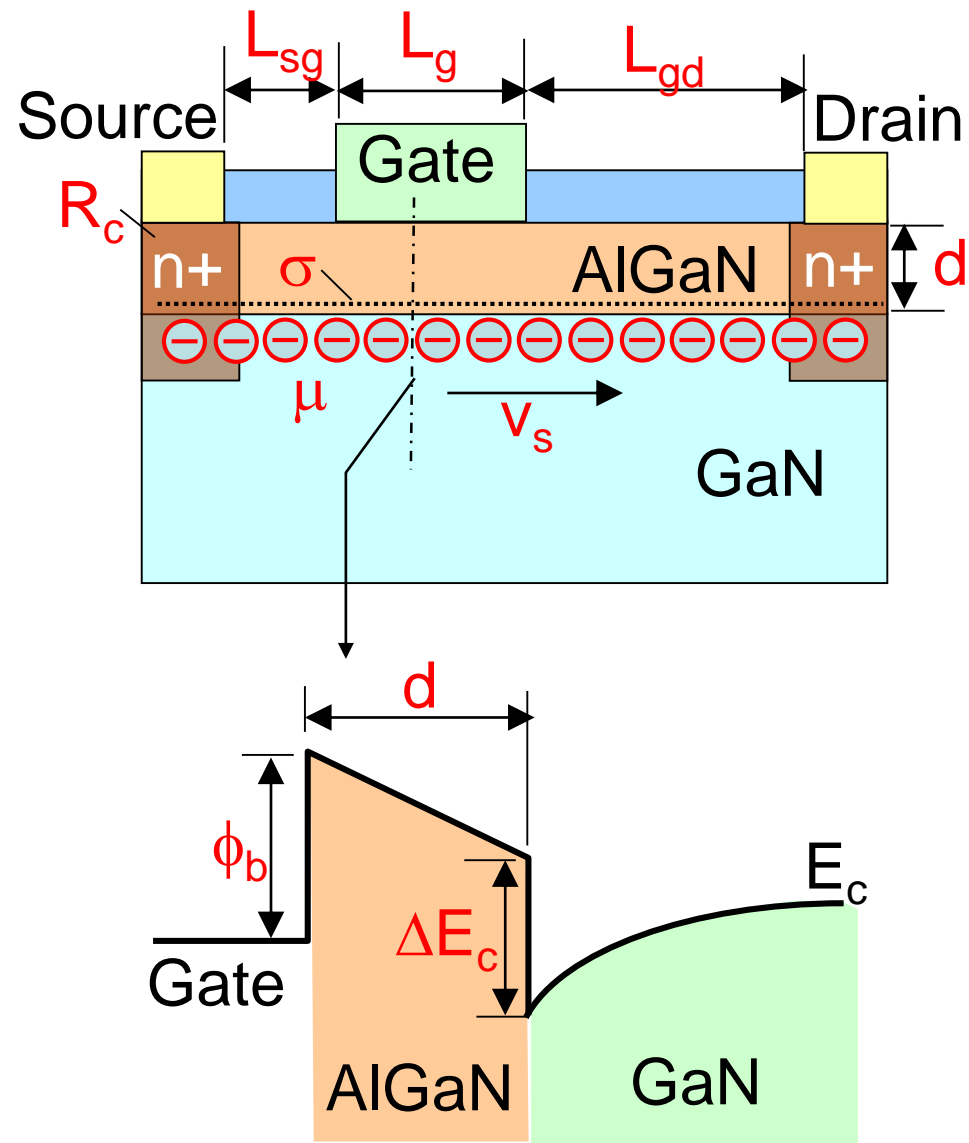
$$R = \frac{(L_{sg} + L_{gd} + L_g)}{q\sigma\mu} + 2R_c$$

$$V_p = \phi_b - \Delta E_c - \frac{q\sigma}{\epsilon_{AG}\epsilon_0} d$$

$$g_{mpk} = \frac{g_{mi}}{1 + g_{mi}R_s}$$

$$R_s = \frac{\left(L_{sg} + \frac{1}{2}L_g\right)}{q\sigma\mu} + R_c$$

$$g_{mi} = \frac{v_s\epsilon_G\epsilon_0}{d}$$



パラメータ数の削減

デバイス物理を取り込むことで回路パラメータ数を低減

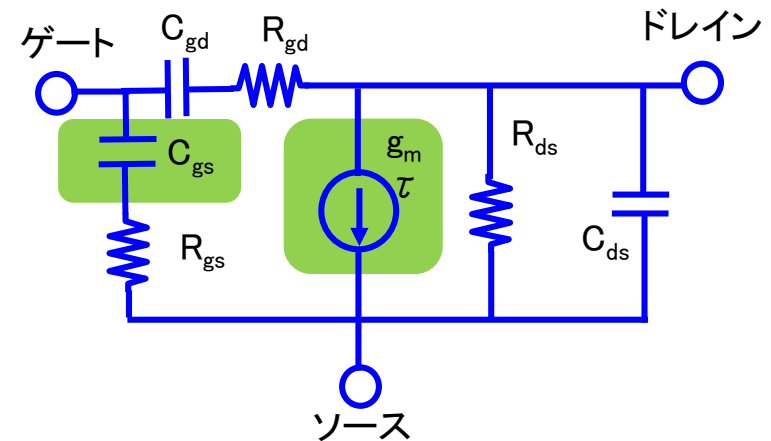
デバイス物理との関連性を考慮した回路モデル(本モデル)

- ・デバイス物理から回路パラメータを作成 → **共通のパラメータが存在**
ドレイン電流とゲート容量に**共通の回路パラメータ数**:5
ドレイン電流のみの回路パラメータ数:3
ゲート容量のみの回路パラメータ数:9
→ **合計:17個の回路パラメータ**

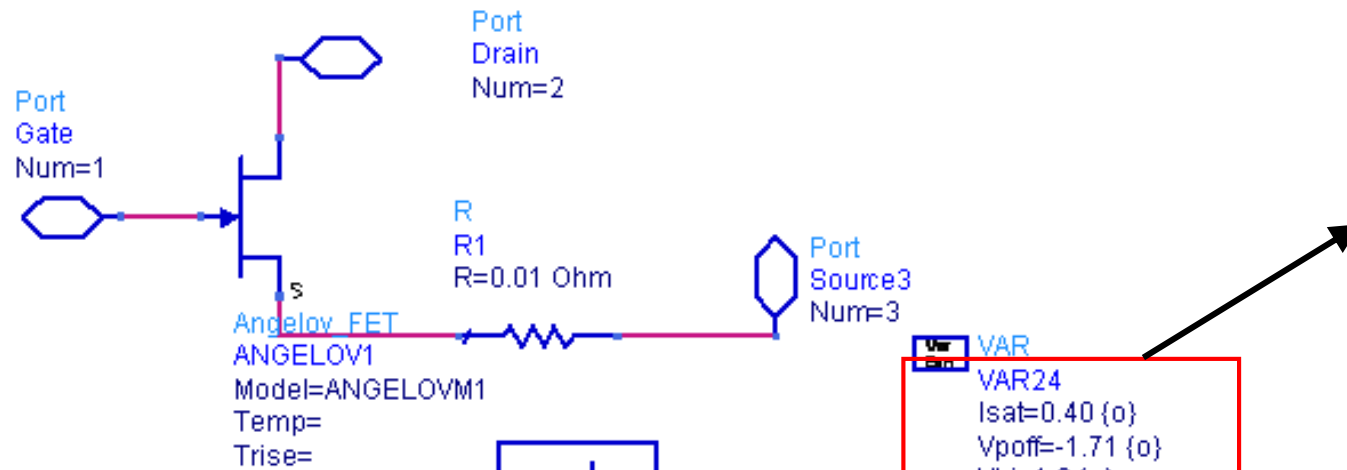
デバイス物理との関連性が少ない回路モデル(例: Angelovモデル)

- ・ドレイン電流、ゲート容量毎の回路パラメータにより電気的特性を再現
→ ドレイン電流の回路パラメータ数:13、ゲート容量の回路パラメータ数:13
→ **合計:26個の回路パラメータ**

回路パラメータ数の低減
(Angelovモデル26 → 低減数9)



回路シミュレーションへの取込み



VAR
VAR14
 Cgs_{pi}=50 {o}
 Cgs₀=200 {o}
 Cgd_{pi}=50 {o}
 Cgd_{pe}=50 {o}
 Cgd₀=200 {o}
 P10=2 {o}
 P11=2 {o}
 P20=0.5 {o}
 P21=1 {o}

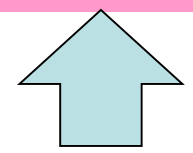


Angelov_Model
ANGELOVM1
 Ids_{mod}=0 B1=0.1 P30=P20 Ld=1 pH
 Ig_{mod}=0 B2=4 P31=P21 Ls=1 pH
 Cap_{mod}=1 Lsb₀=0.001 P40=P10 Tau=0.4 pS
 Ipk₀=Ipk₀ Vtr=100 P41=P11 R_{cmin}=500
 Vpks=Vpks Vsb₂=0 P111=0 R_c=10 kOhm
 Dvpks=0.2 Cds=101 fF Ij=0 Crf=1 fF
 P1=P1 Cgs_{pi}=Cgs_{pi} fF Pg=12 R_{cin}=500 kOhm
 P2=-0.02 Cgs₀=Cgs₀ fF Ne= Crfin=1 fF
 P3=0.1 Cgd_{pi}=Cgd_{pi} fF Vjg=Vbi R_{th}=10
 Alphas=0.1 Cgd₀=Cgd₀ fF Rg=0.5 C_{th}=0.0001
 Alphas=0.7 Cgd_{pe}=Cgd_{pe} fF Rd=0.5 Tc_{ipk0}=-0.003
 Vkn=4 P10=P10 Rs=0.5 Tc_{p1}=-0.002
 Lambda=0.01 P11=P11 Ri=0.5 Tccgs₀=0.003
 Lambda1=0 P20=P20 Rgd=0.5 Tccgd₀=0.003
 Lvg=0 P21=P21 Lg=1 pH Tcls_{b0}=0

VAR
VAR24
 Isat=0.40 {o}
 Vpoff=-1.71 {o}
 Vbi=1.3 {o}
 Ipk₀ =0.5*Isat
 Vpks =Vpoff+Vbi
 P1 =abs(Isat/Vpks)

デバイスパラメータ

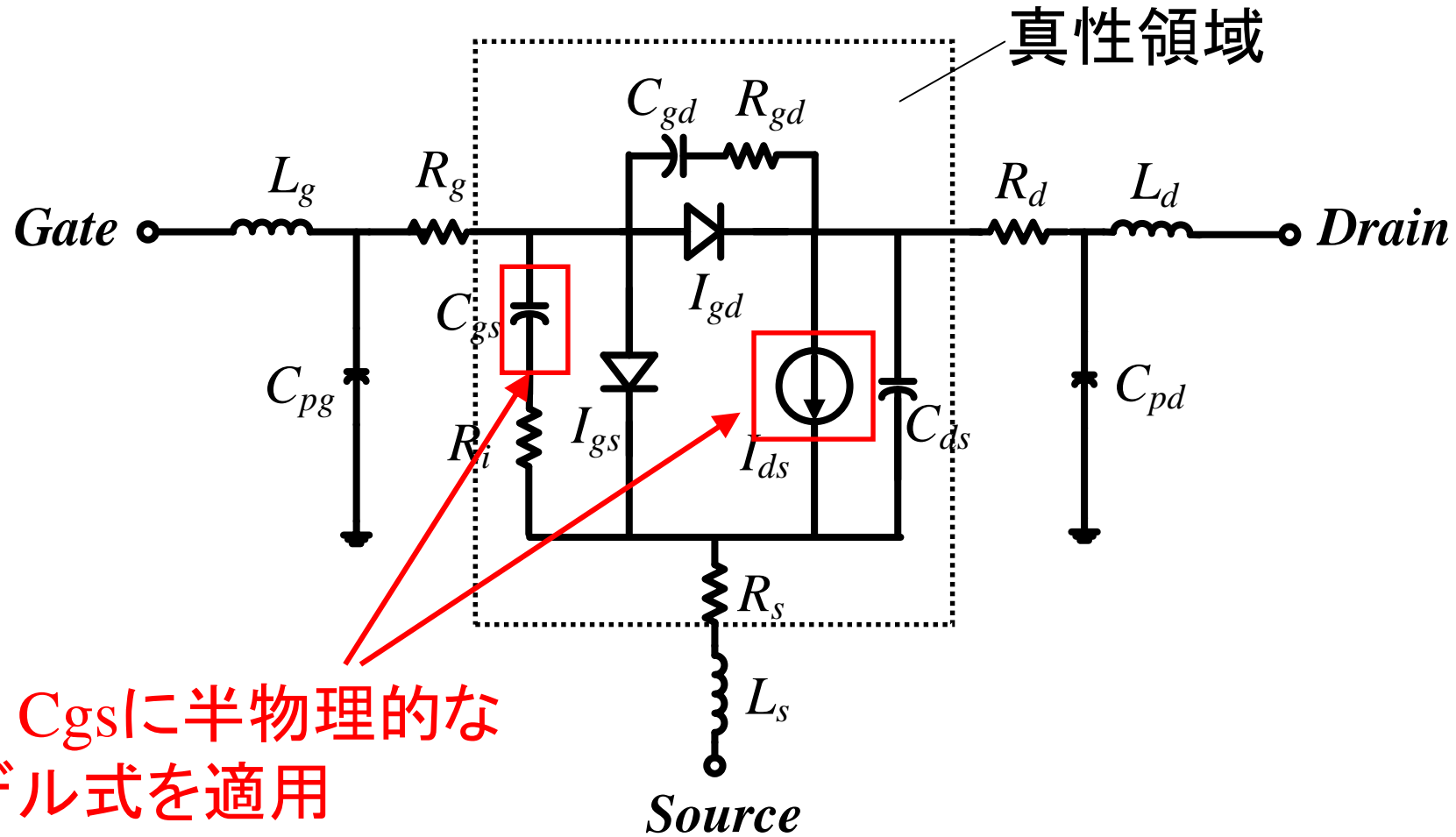
- Maximum drain current
- Pinch-off voltage
- Knee voltage
- Maximum transconductance etc.



物理パラメータ

- Polarization charge
- AlGa_N barrier thickness
- Gate length
- Gate-drain distance etc.

モデルの等価回路

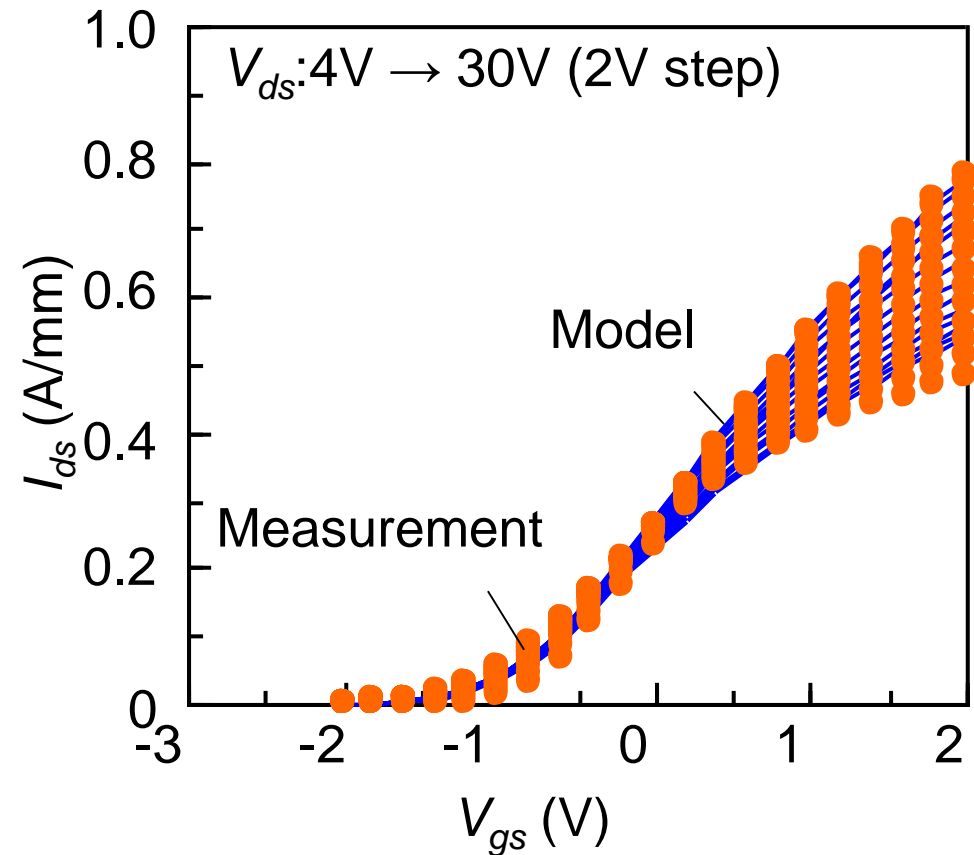
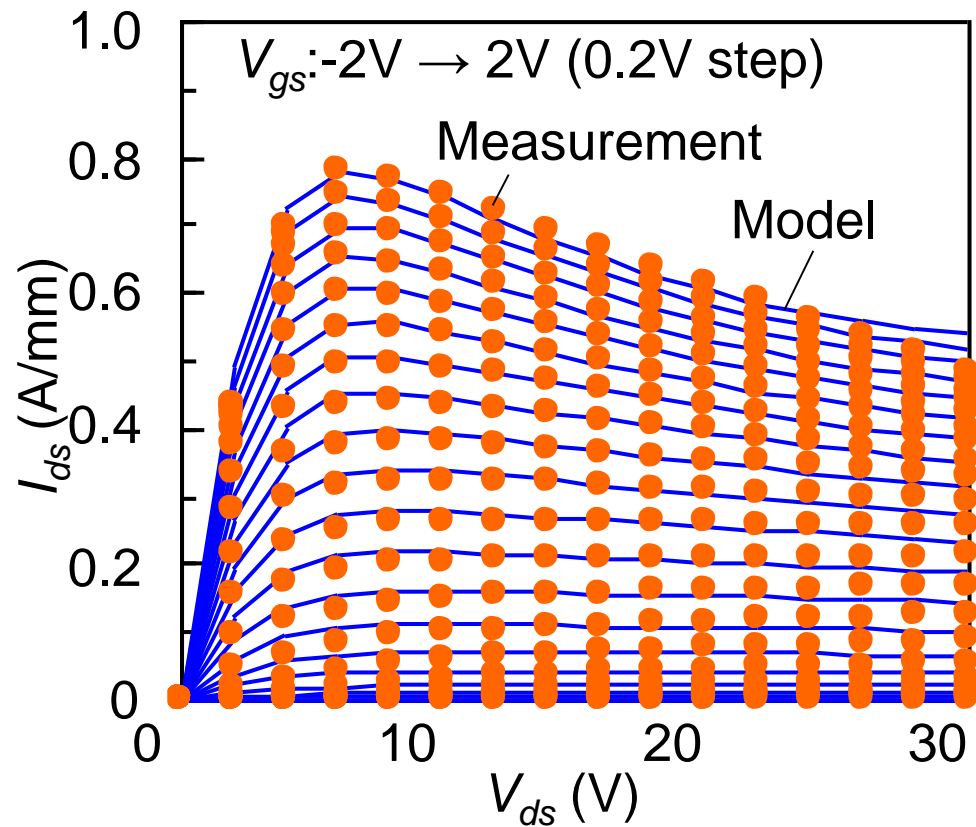


検証 -DC特性-



実験とモデルの比較

→ 幅広い電圧領域で良い一致を示す

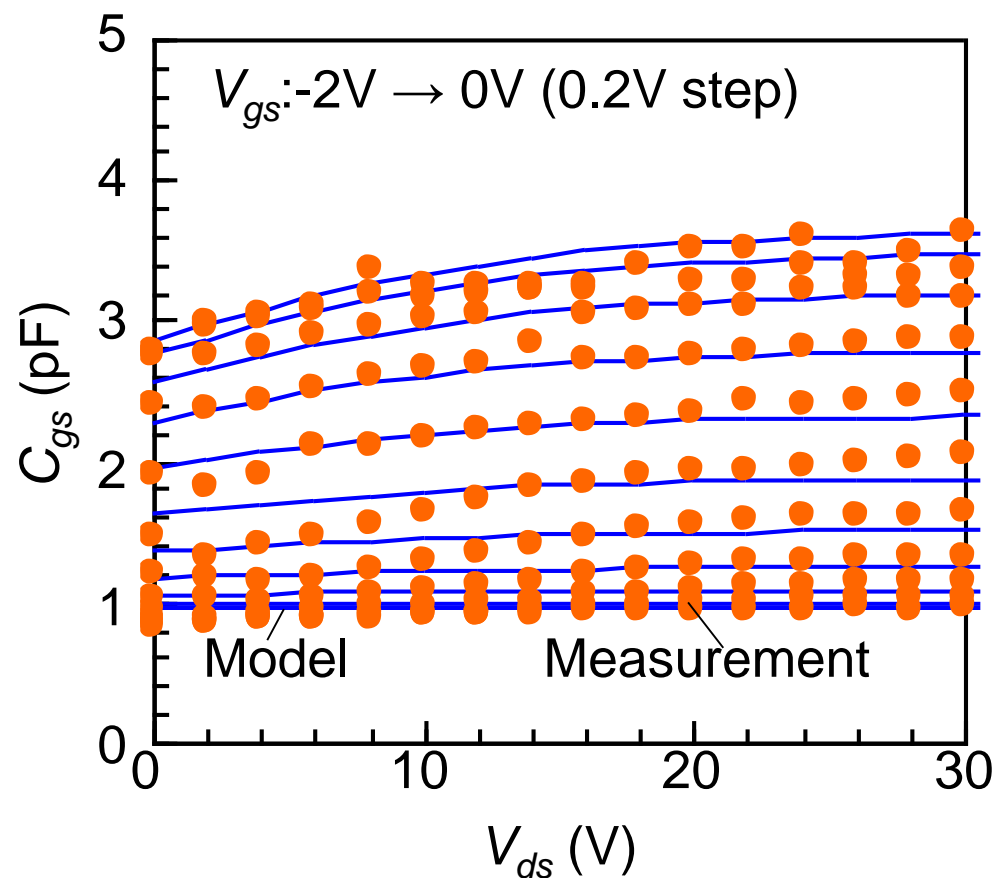


検証 -容量特性-



実験とモデルの比較

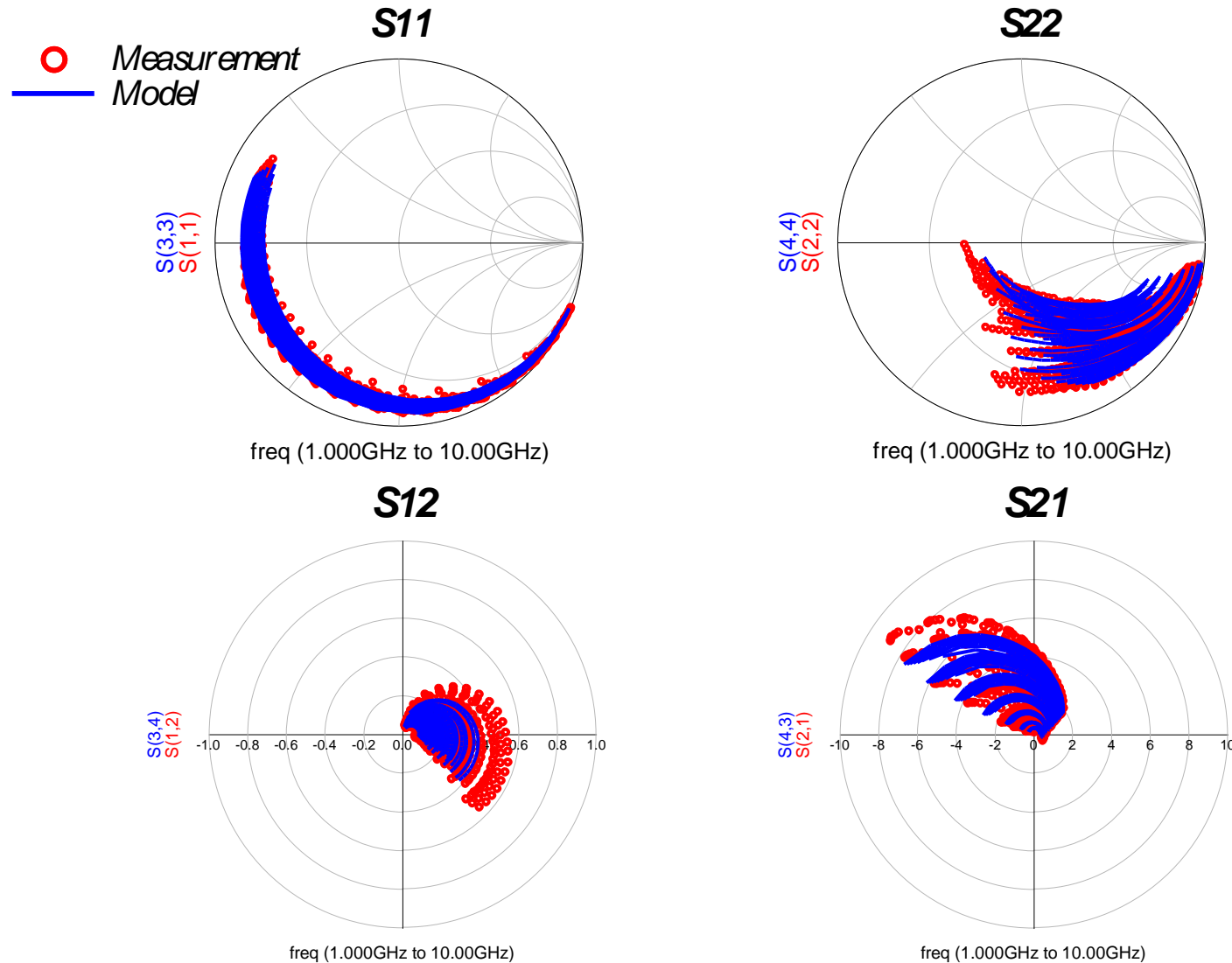
→ 幅広い電圧領域で良い一致を示す



検証 -Sパラメータ-



実験とモデルの比較 → 幅広い電圧領域で良い一致を示す



GaN HEMT 0.5mm
バイアス条件
 $V_{gs} = -2 - 0V$ (0.2V step)
 $V_{ds} = 0 - 30V$ (2V step)

数式モデルのまとめ

- トランジスタの電気的特性を数式で再現するモデル
 - ・物理と結びついた考えで数式を組み立てられている。
 - ・回路シミュレーションの適用や広い電圧範囲への適用が考えられている。
 - ・数式を理解することで、モデルの意味を理解できる。
 - ・似たような数式となるため、他のモデルより精度に難となる。

2. トランジスタモデル

○ 等価回路モデル

- ・ 真性領域の等価回路
- ・ 小信号等価回路
- ・ 大信号等価回路

物理と結びつけながらモデルについて紹介します。
電流源以外の要素: デバイス内部であれば抵抗か容量

[1]-[6] デバイスモデルの参考文献

トランジスタ(FET)の構造



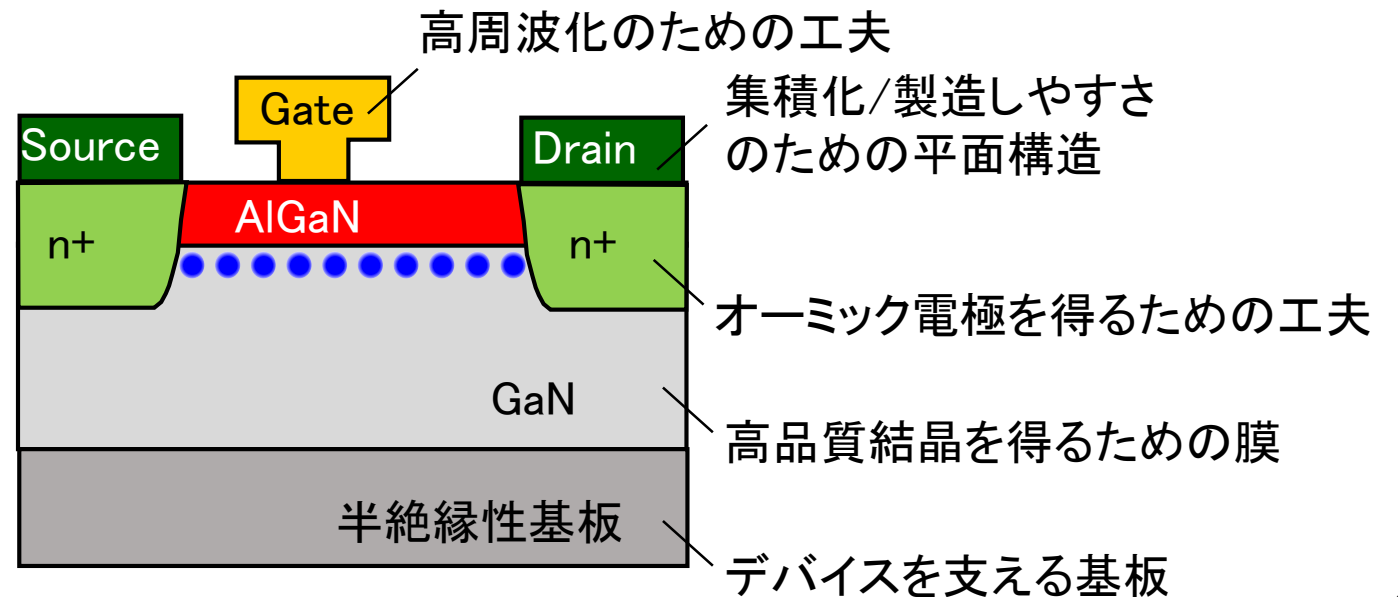
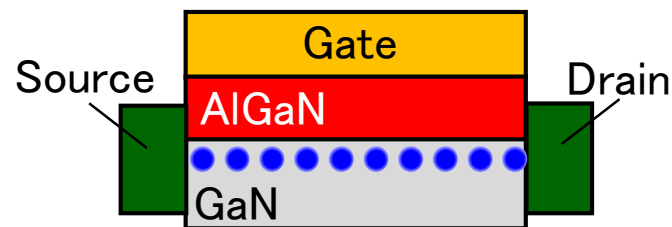
FETの機能

- ・ゲート電極によりチャネルの電子濃度を制御する(電流の制御)
 - ・ソースからドレイン間の電圧により電子を移動させる(電流を流す)
- 原理的にはゲート近傍のみで、トランジスタ動作可能
(その他の部分は現実的な構造を作製するためのもの)
- FETの機能を担う部分(電流源)とそれ以外(抵抗、容量)で考える。

必要最小限の構造
(トランジスタ自身)

現実的な構造(真性領域)

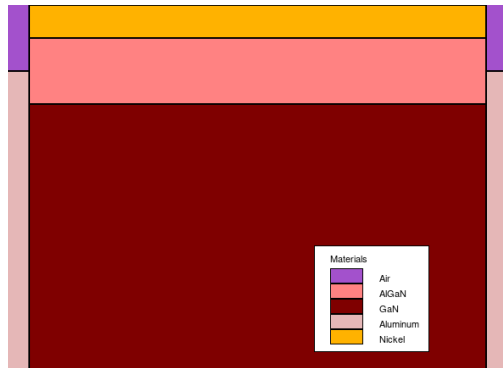
FETの機能を担う部分



FETの機能を担う部分

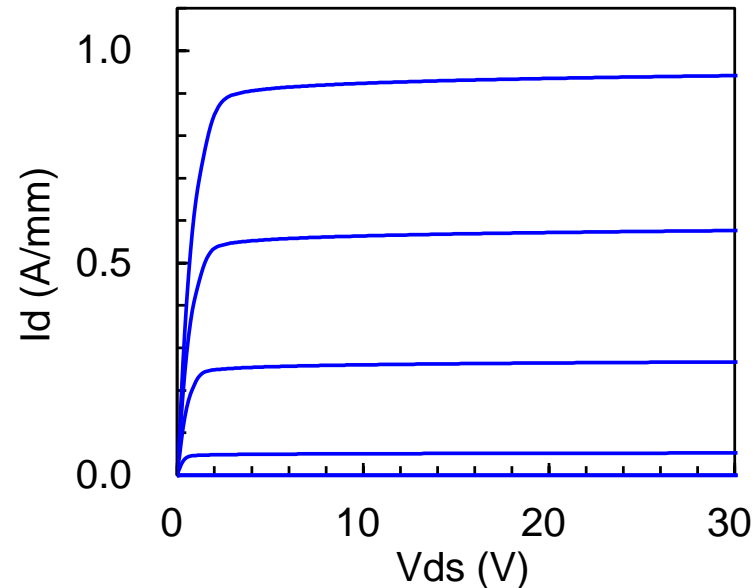
構造をFETの機能を担う部分に限定すれば、
デバイスシミュレーションは教科書に載っている特性と同じに。

トランジスタ構造



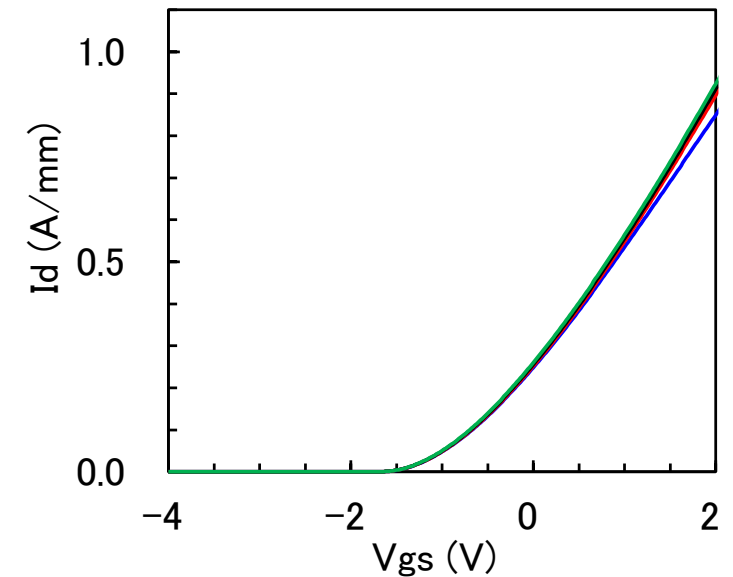
I_D-V_{DS} 特性

$V_{GS} = -4$ to 2 V (Step 1 V)



I_D-V_{GS} 特性

$V_{DS} = 2, 3, 5, 10, 30$ V



FETの機能を担う部分とカーティスモデル ✓

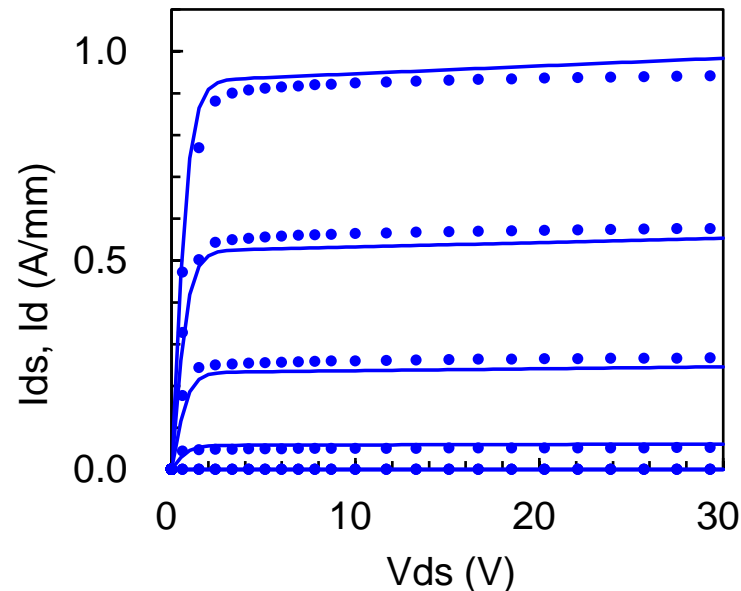
カーティスモデル

$$I_{ds} = \beta(V_{gs} - V_T)^2 \tanh(\alpha V_{ds}) (1 + \lambda V_{ds}) \quad V_{gs} - V_T \geq 0$$

機能を担う部分は、カーティスモデルで比較的よく再現できる。
(ただし、 $I_{DS}-V_{GS}$ 特性の線形領域で傾きはあわないが)

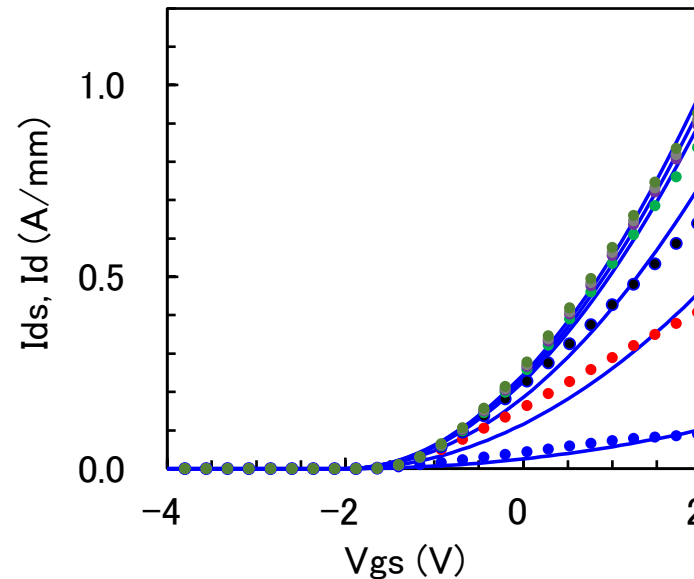
$I_{DS}-V_{DS}$ 特性

$V_{gs} = -4$ to 2 V (Step 1 V)



$I_{DS}-V_{GS}$ 特性

$V_{ds} = 0.1, 0.5, 1, 2, 5, 10, 30$ V



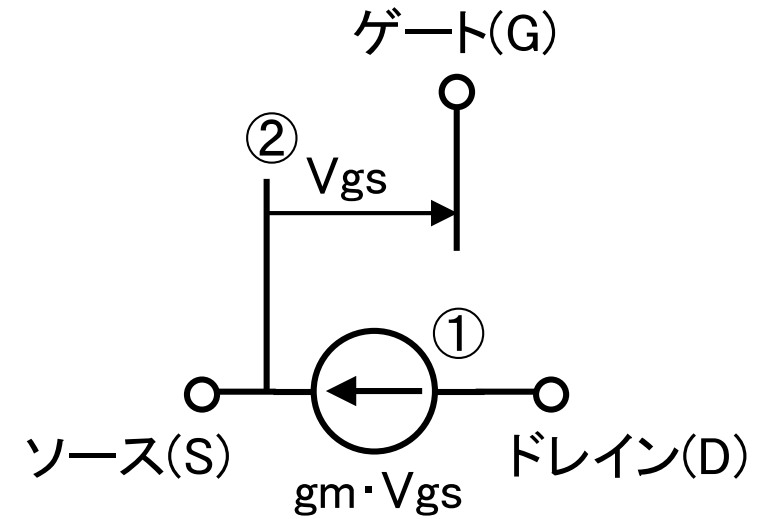
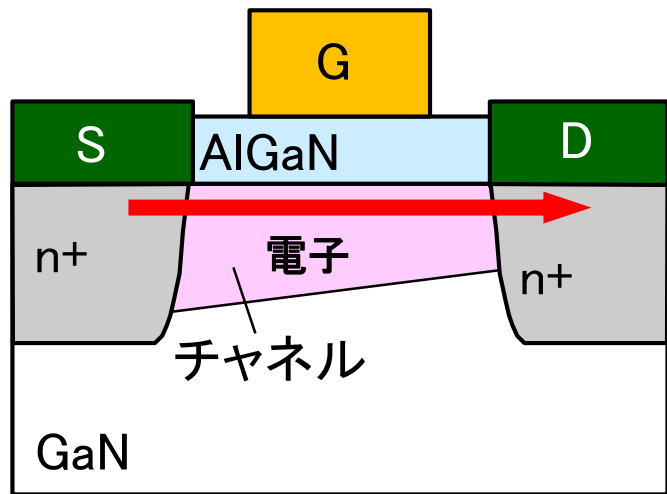
$$\begin{aligned} \beta_1 &: 0.058 \text{ A/mm} \\ V_{T0} &: -2.0 \text{ V} \\ \lambda &: 2.0\text{E}-3 \text{ V}^{-1} \\ \alpha &: 1.1 \text{ V}^{-1} \end{aligned}$$

トランジスタ動作を表す等価回路



電界効果トランジスタ(Field Effect Transistor, FET)の機能

- ①ソースからドレインに電子を流す(ドレインからソースに電流を流す)。
- ②ゲートの電圧により電子(電流)を制御する。



位相の変化を考慮 $\rightarrow g_m = g_{m0} e^{-j\omega\tau}$

抵抗の物理的意味

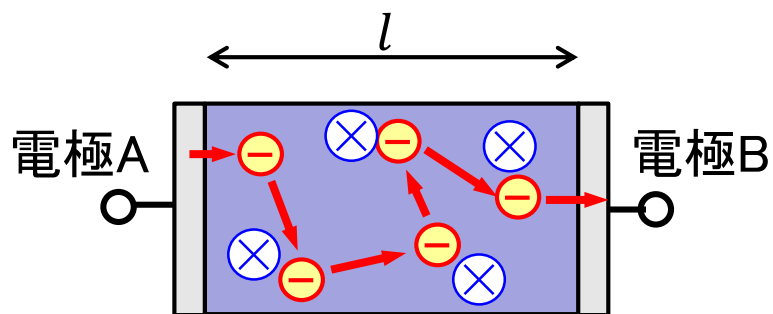


抵抗: 電流(電子)が流れるのを妨げるもの

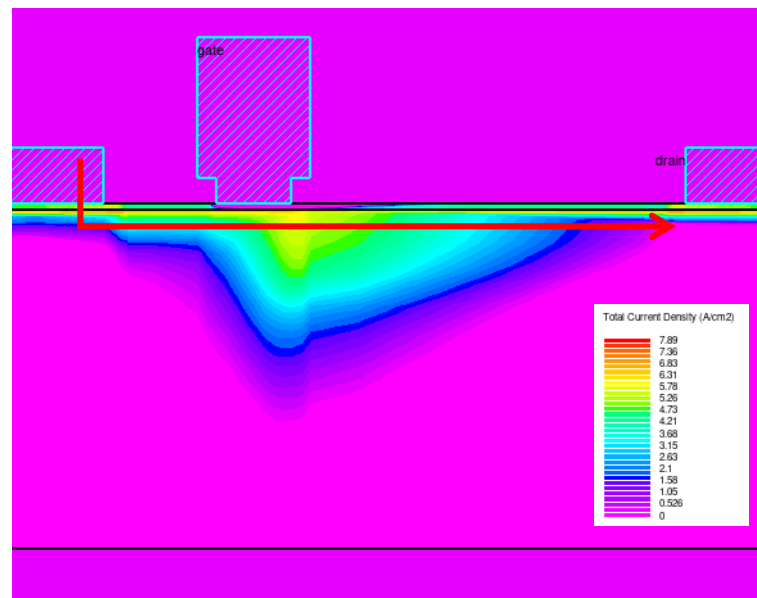
- 電子が材料の中を電極Aから電極Bに向かって移動する時、材料中の不純物、イオンなどから妨害される程度。
- 抵抗は電極間(GD間、SD間、GS間)に存在する。

$$R = \frac{V}{I} = \rho \frac{l}{S}$$

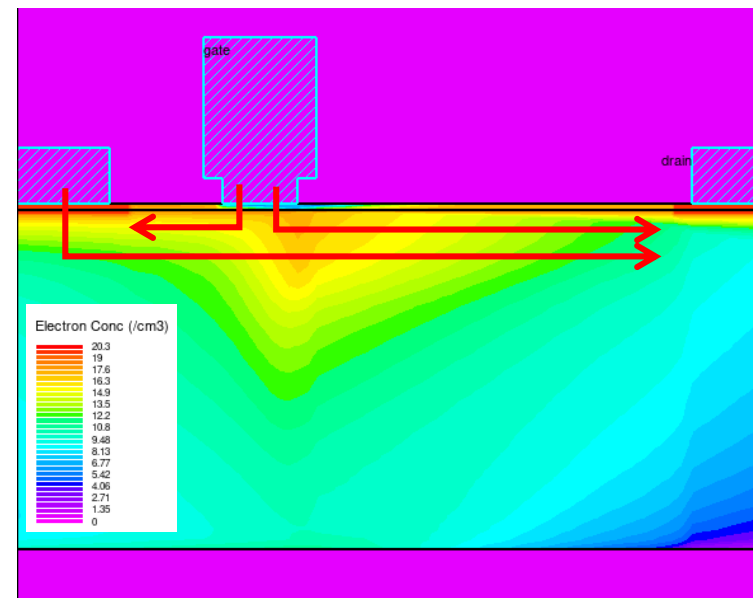
抵抗のイメージ



電流分布($V_{GS} = 1V, V_{DS} = 30V$)



電流分布($V_{GS} = 2V, V_{DS} = 30V$)



容量の物理的意味

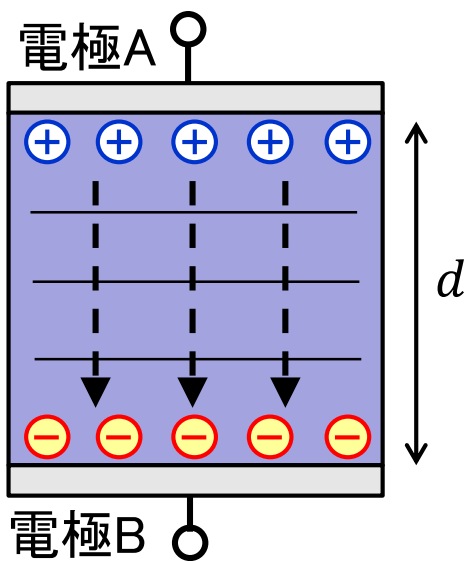


容量(コンデンサ、キャパシタ): 電荷を蓄えるもの

- 入れ物(誘電体、空気等)の間に導体(電極)を配置し、電荷を蓄える。
- 容量は電極間(GD間、SD間、GS間)に存在する。

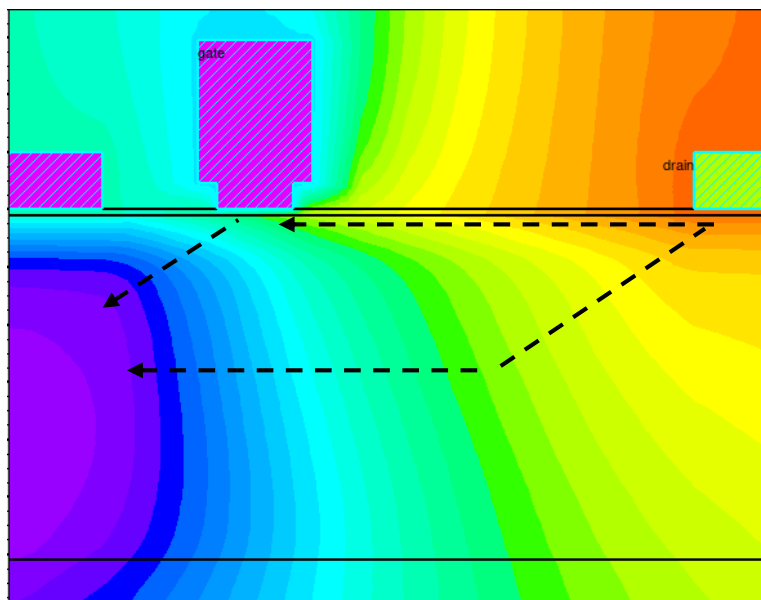
$$C = \frac{Q}{V} = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{S}{d}$$

容量のイメージ



ポテンシャル分布

($V_{GS} = 1V, V_{DS} = 3V$)



ポテンシャル分布

($V_{GS} = 1V, V_{DS} = 30V$)



抵抗とコンデンサの配置



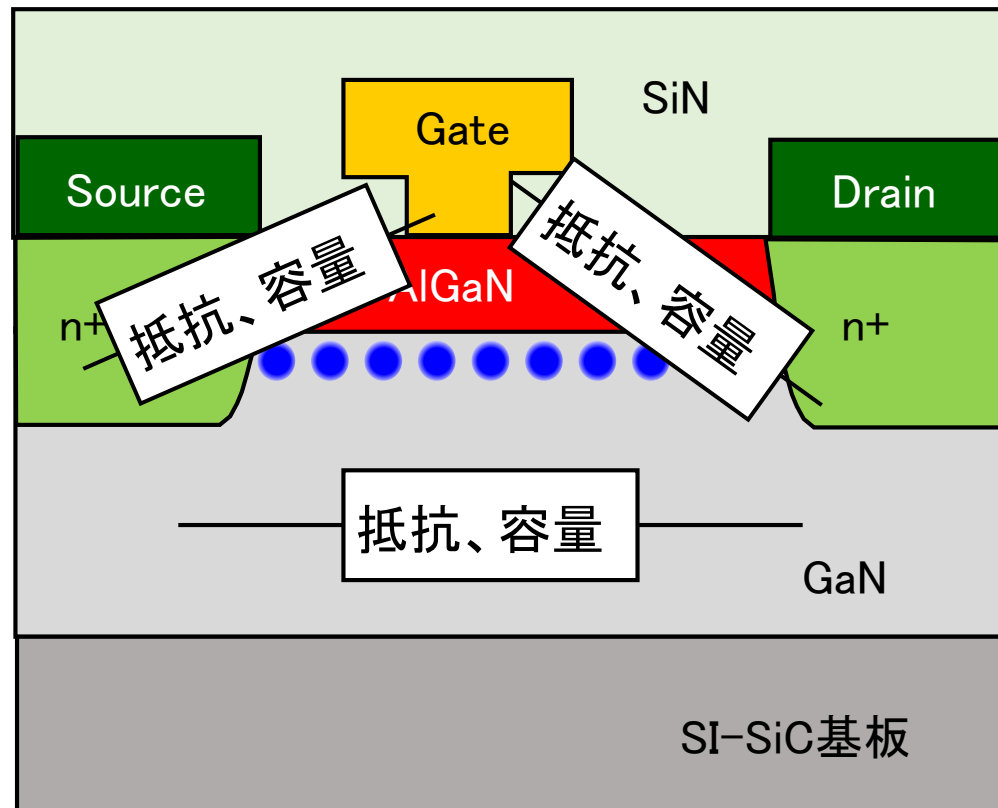
抵抗: 電極に挟まれた半導体/絶縁体

容量: 電極に挟まれた誘電体(半導体/絶縁体)

電極: 金属(S、D、G)、金属に類似する領域(2次元電子ガス)

→ 電極間に抵抗、容量が存在する

→ SD間、GD間、GS間に抵抗と容量を配置

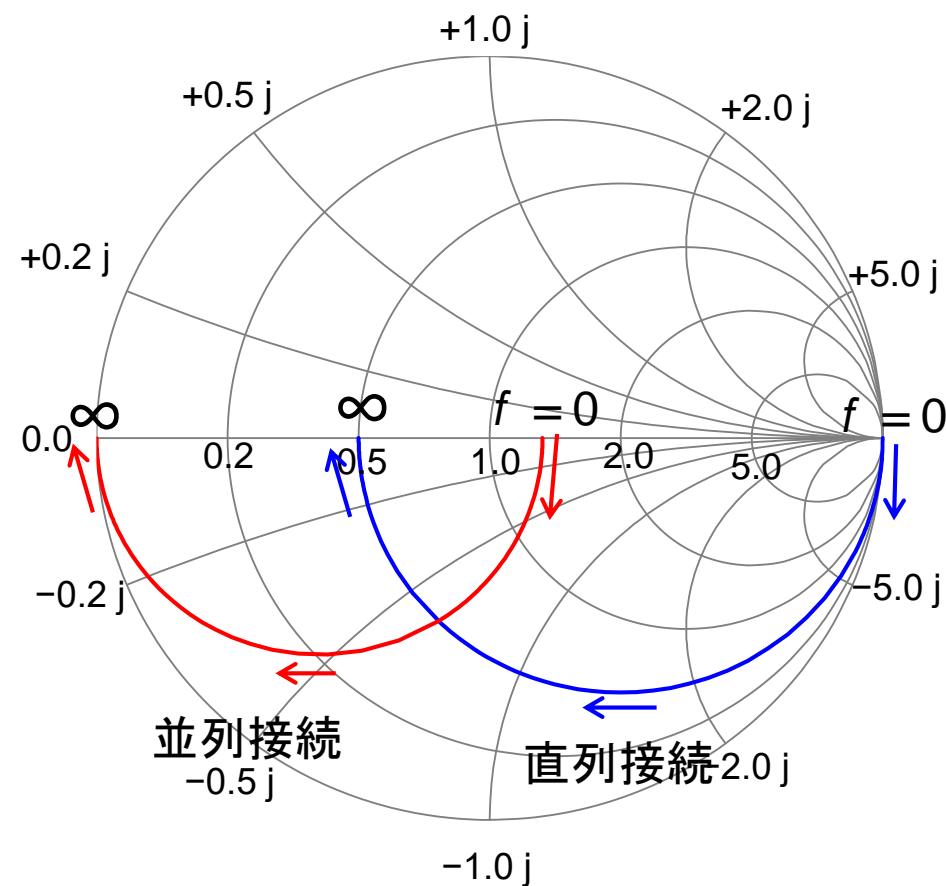
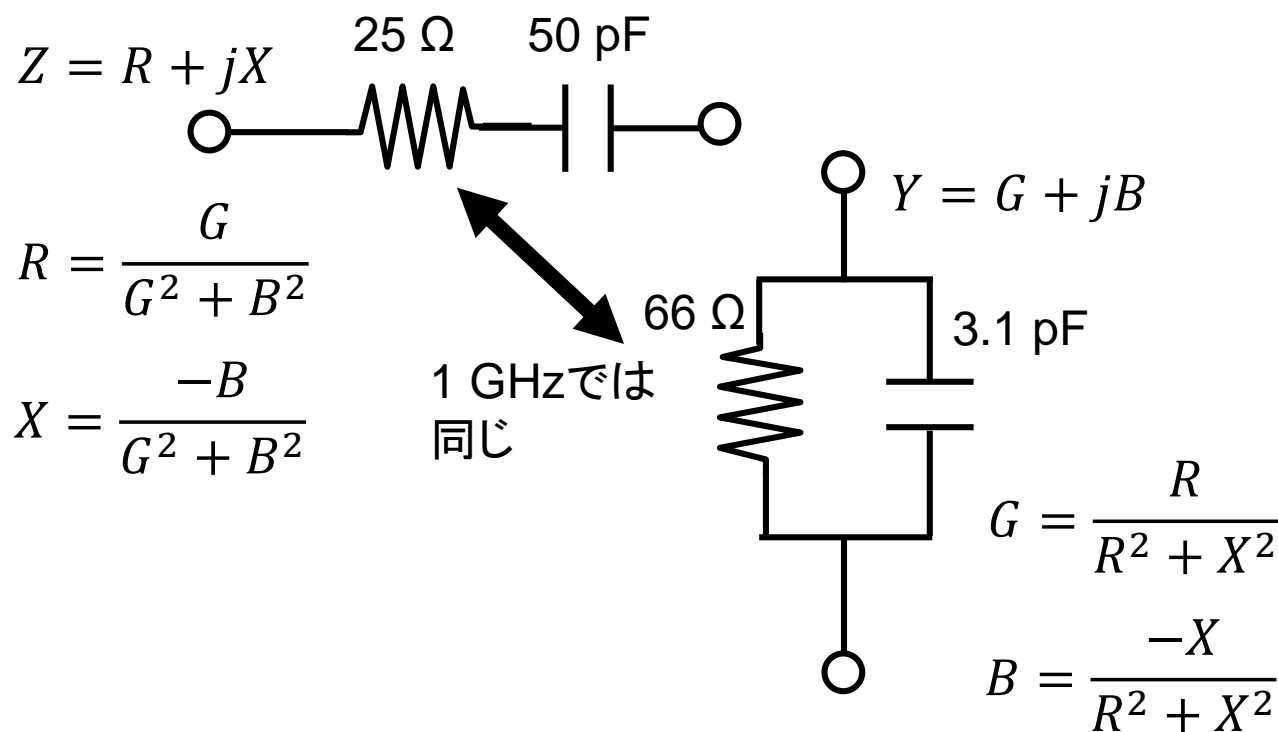


抵抗とコンデンサの並列、直列



直列接続と並列接続のインピーダンスとアドミッタンスは相互に変換できるが、周波数依存性を考慮すると異なるものになる。

- ← DC: 直列接続はインピーダンス無限大、並列接続は抵抗値
- 高周波の極限: 直列接続のインピーダンスは抵抗、並列接続は0



真性領域の等価回路

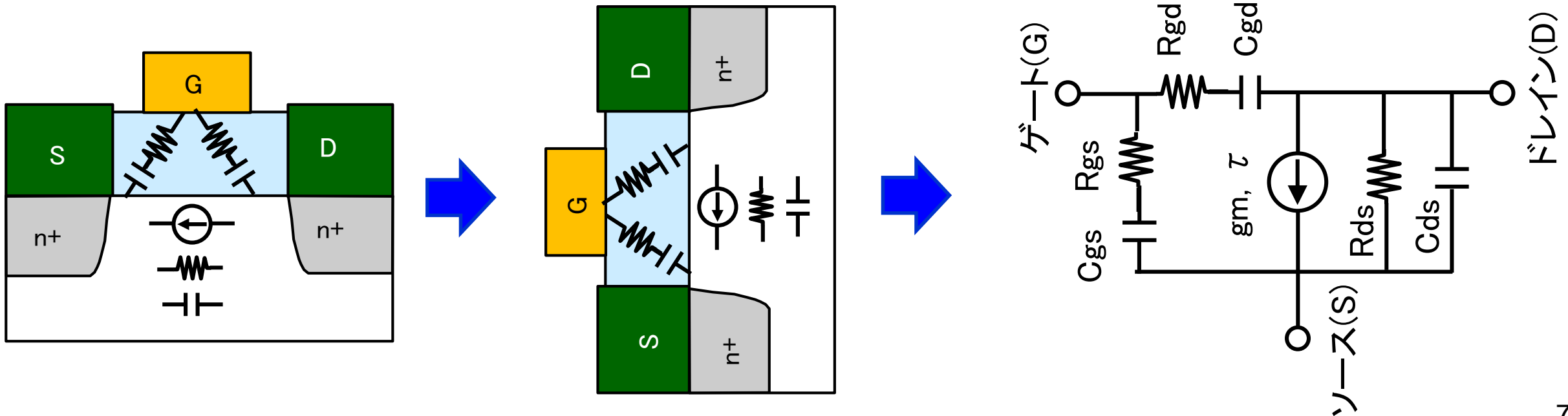


トランジスタにおける回路要素

- ・チャンネル中の電子の流れ → ゲート電圧やドレイン電圧に制御された電流源
- ・電極間 → 抵抗と容量 → SD間: 並列接続、GDとGS間: 直列接続
(SD間ではチャンネル下の半導体を通して、DCでも電流が流れる)
(GDとGS間では絶縁膜に近いAlGaInがあるため、DCでは電流が流れない)

デバイスから回路へ

- ・デバイスの世界では現実を反映して基板を下に書く、回路の世界では入力(ゲート)が左に来る。
→ デバイスを90度回転させると回路レイアウト

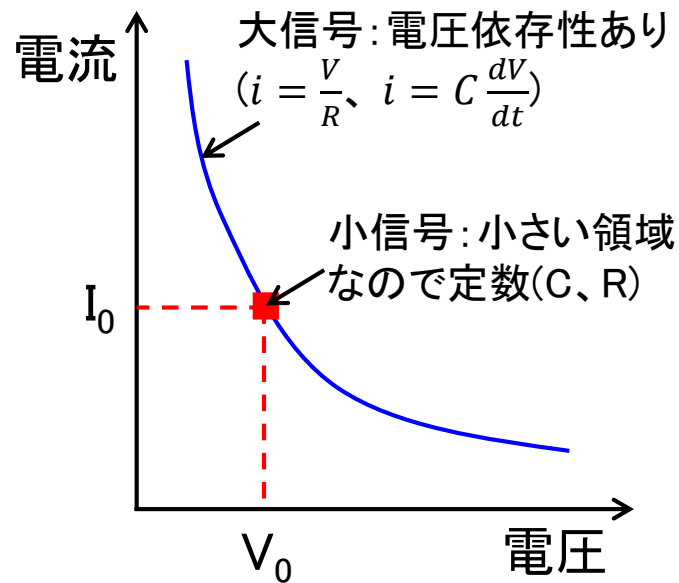


小信号と大信号

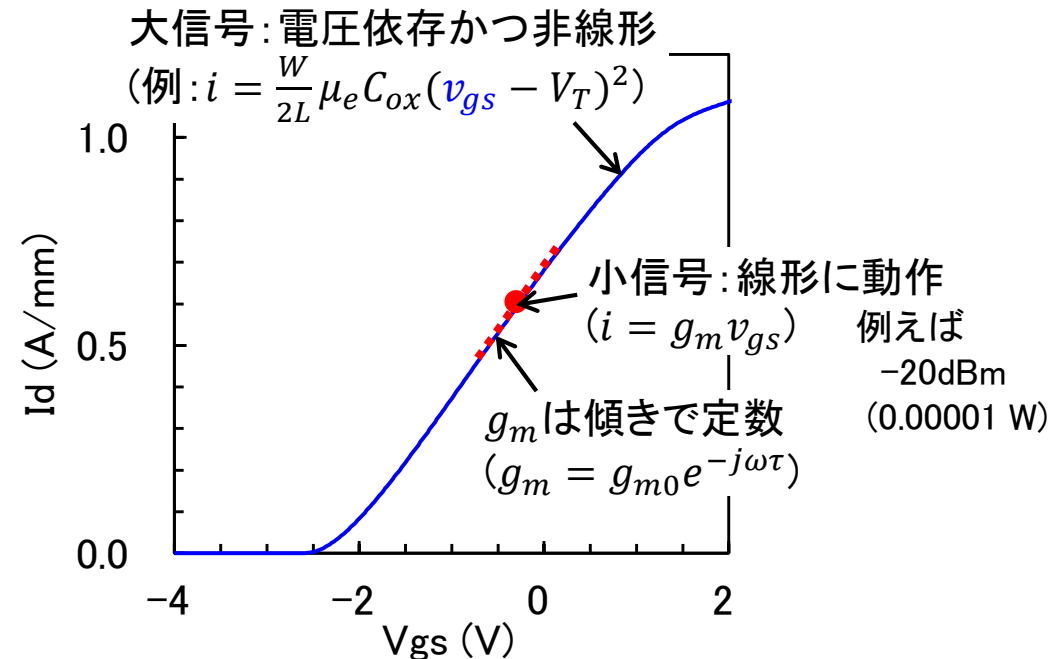


- 小信号: 非常に動作範囲が狭い
 - ・抵抗、容量: 値は変化しないと考える → 定数
 - ・トランジスタ: 電流源の機能を考えて、 $i = g_m v_{gs}$ (動作は線形(電圧に比例する))とする。
- 大信号: 非線になるような大きな動作範囲
 - ・抵抗、容量、トランジスタ: 電圧に依存する

抵抗と容量



トランジスタ

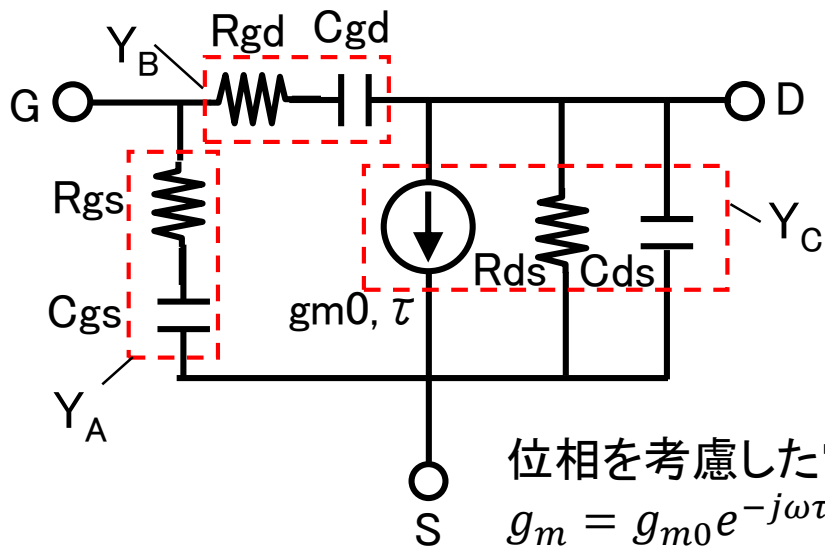


小信号等価回路(真性領域)



- ・小信号では等価回路パラメータは定数
 - 等価回路のパラメータ数は8個、Yパラメータの変数(複素数)も8個
 - Yパラメータから等価回路パラメータを算出できる
(等価回路パラメータが定数と考えられる小信号の場合)
- ・等価回路では電極間に電流源、抵抗、容量が配置されている
 - π 型の等価回路
 - Yパラメータとの対応がわかりやすい。
(y_{12} と y_{21} は Y_B と対応する。
 y_{11} と y_{22} は Y_B に Y_A もしくは Y_C が加わる簡単な形)

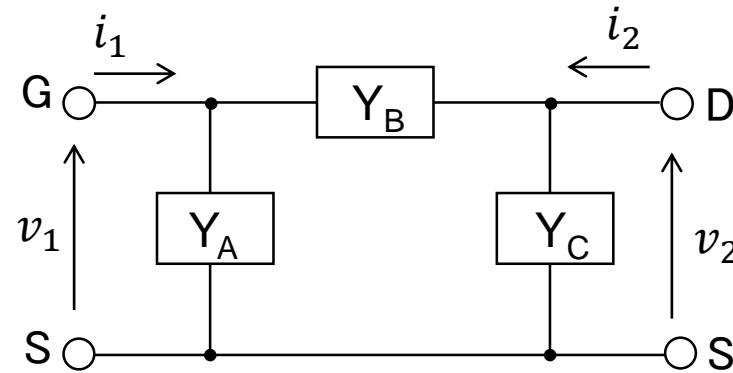
小信号等価回路



端子の割当て
 入力: G → 1
 出力: D → 2

位相を考慮した電流源:
 $g_m = g_{m0} e^{-j\omega\tau}$

π 型回路とYパラメータ



$$i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2$$

$$i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2$$

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} = Y_A + Y_B \quad y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0} = -Y_B$$

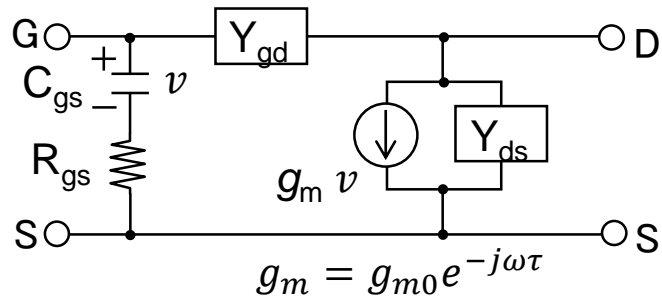
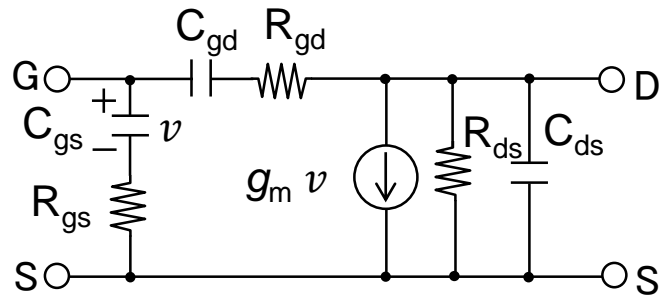
$$y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0} = -Y_B \quad y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0} = Y_B + Y_C$$

小信号等価回路とYパラメータ -1-

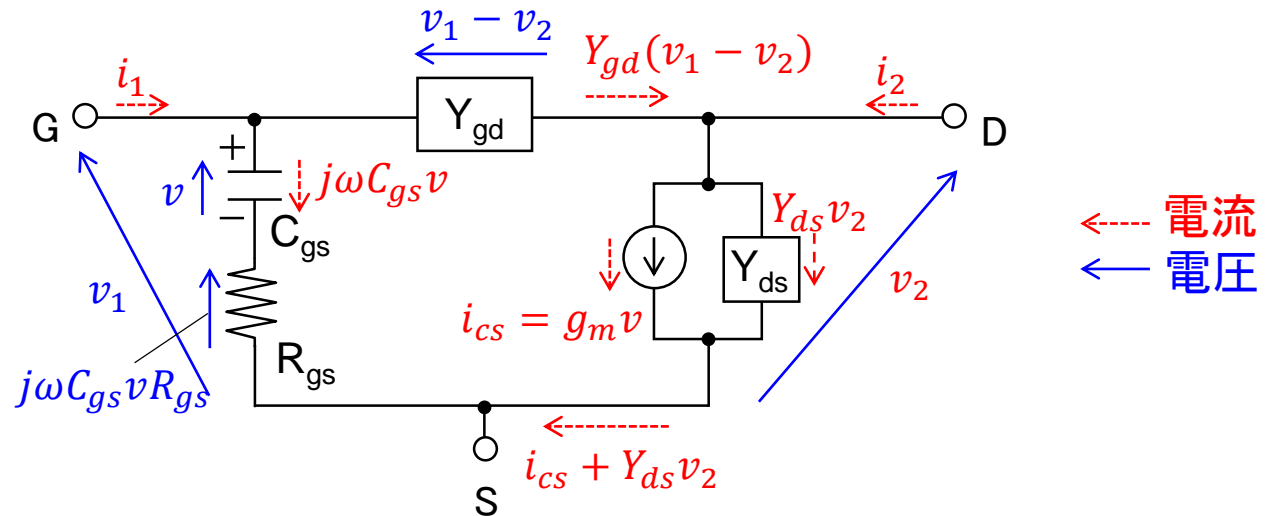
小信号等価回路パラメータの算出方法

- ・ C_{gs} にかかる電圧 v により電流源が制御されると考える
 - ・ GD間とDS間の抵抗と容量はひとつのインピーダンスとして進めるとわかりやすい。
 - ・ v を含む回路方程式を立て、 v を消去することでYパラメータの形式に整理する。
- π 型回路を反映して、見やすい形の式になる(y_{12} と Y_{gd} が対応、後は Y_{gd} との和/差)。

等価回路



回路における電流、電圧とYパラメータ



←--- 電流
← 電圧

$$y_{11} = \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}} + Y_{gd} \quad y_{12} = -Y_{gd}$$

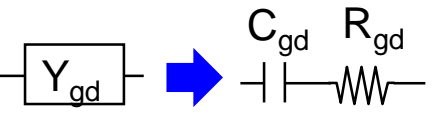
$$y_{21} = \frac{g_m}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}} - Y_{gd} \quad y_{22} = Y_{ds} + Y_{gd}$$

小信号等価回路とYパラメータ -2-

小信号等価回路パラメータの算出方法(2)

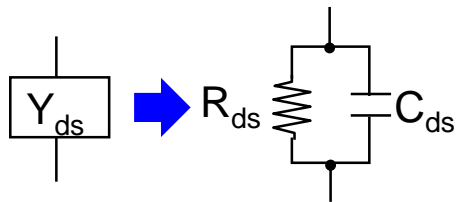
- ・ π 型回路を反映して、見やすい形の式になる(y_{12} と Y_{gd} が対応、後は Y_{gd} との和/差)。
 → Y_{gd} を求めて、他の式に挿入することで各パラメータを導出。
- ・ 複素数の実部と虚部から各パラメータを算出できる。

GD間 (C_{gd} , R_{gd})



$$Y_{gd} = -y_{12} \rightarrow Z_{gd} = -\frac{1}{y_{12}} = R_{gd} + \frac{1}{j\omega C_{gd}}$$

DS間 (C_{ds} , R_{ds})



$$Y_{ds} = y_{12} + y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega C_{ds}$$

GS間 (C_{gs} , R_{gs})

$$y_{11} + y_{12} = \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}}$$

gm

$$y_{21} - y_{12} = \frac{g_m}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}} \rightarrow \frac{y_{21} - y_{12}}{y_{11} + y_{12}} = \frac{g_m}{j\omega C_{gs}}$$

$$y_{11} + y_{12} = \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs} R_{gs}}$$

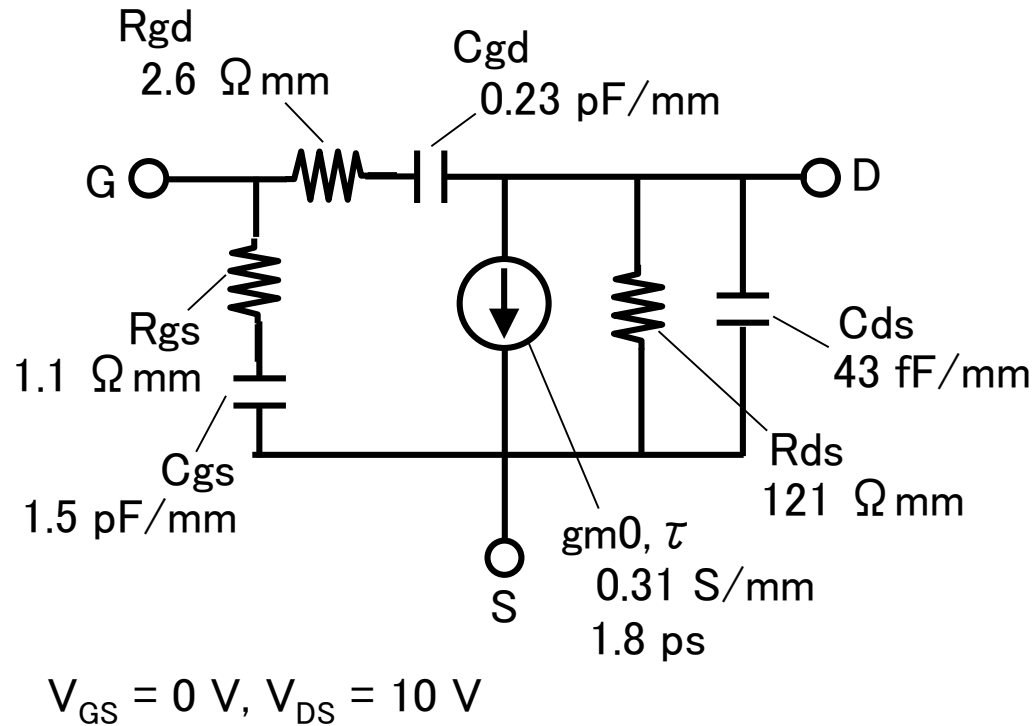
GS間から求まる

$$\omega C_{gs} = \frac{-1}{\text{Im}\left(\frac{1}{y_{11} + y_{12}}\right)} \text{を代入して}$$

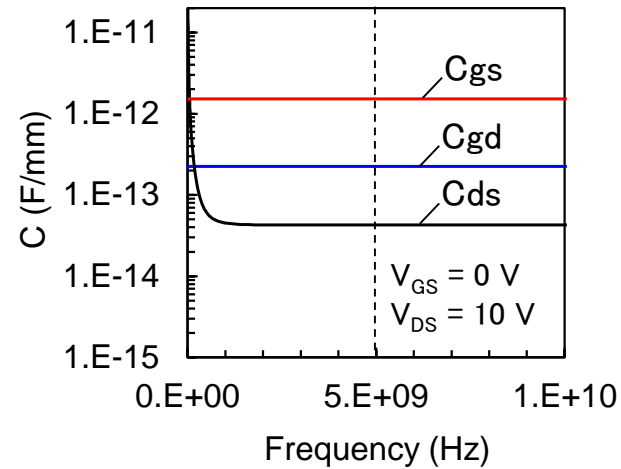
$$g_m = j \frac{1}{\text{Im}\left(\frac{1}{y_{11} + y_{12}}\right)} \frac{y_{12} - y_{21}}{y_{11} + y_{12}}$$

小信号等価回路パラメータ

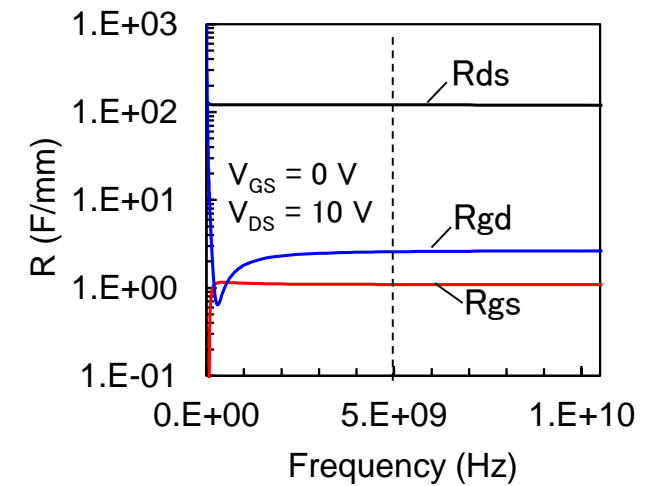
GHzオーダーでは周波数に依存しない定数として抽出できている。



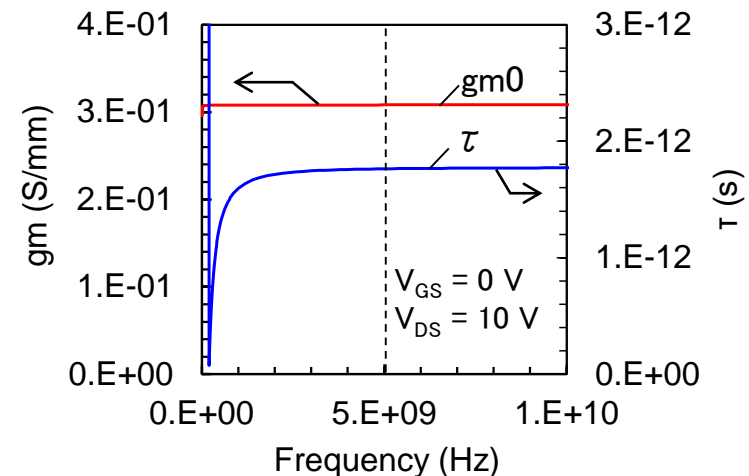
容量パラメータの周波数依存性



抵抗パラメータの周波数依存性



電流源パラメータの周波数依存性




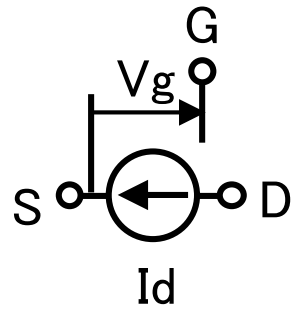
小信号と大信号等価回路の違い



小信号等価回路: 線形なので, パラメータは定数、電圧/電流に比例

大信号等価回路: 非線形なので, パラメータは電圧/電流の複雑な関数

下線は定数(V_g 、 V_d 以外は定数)

回路記号	小信号	大信号
	定数 $C = \underline{C_0}$	V_g の関数(非線形) $C = \underline{C_0} \left(\frac{\underline{V_0} - V_g}{\underline{V_0}} \right)^{-0.5}$
	V_g の関数(線形) $I_d = \underline{g_{m0}} \exp(-j\omega\tau) V_g$	V_g 、 V_d の関数(非線形) $I_d = (\underline{A_0} + \underline{A_1} V_1 + \underline{A_2} V_1^2 + \underline{A_3} V_1^3) \tanh(\underline{\gamma} V_d)$ $V_1 = V_g (1 + \underline{\beta} (\underline{V_{ds0}} - V_d))$

モデルの不足例

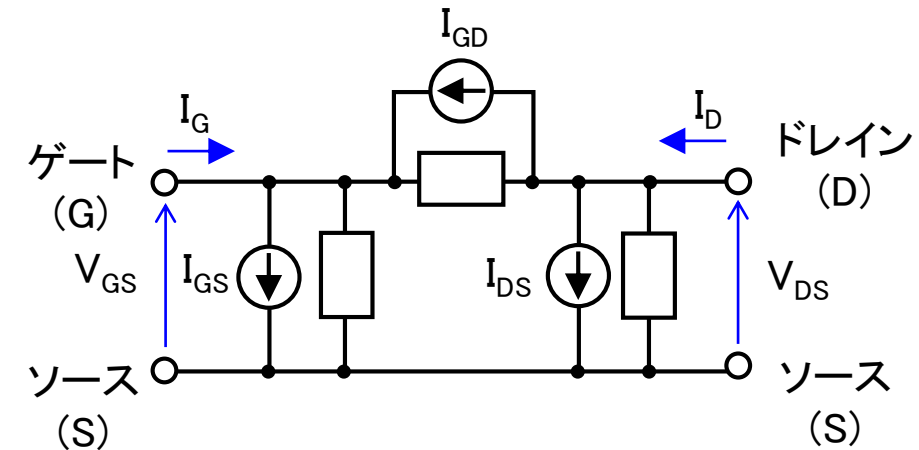
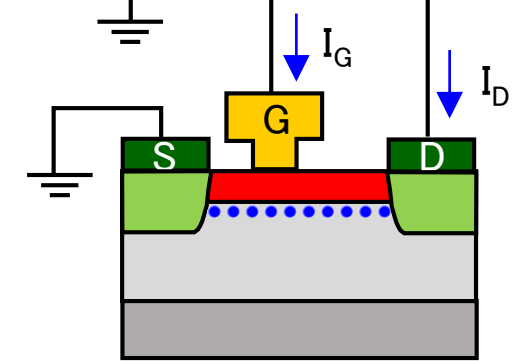
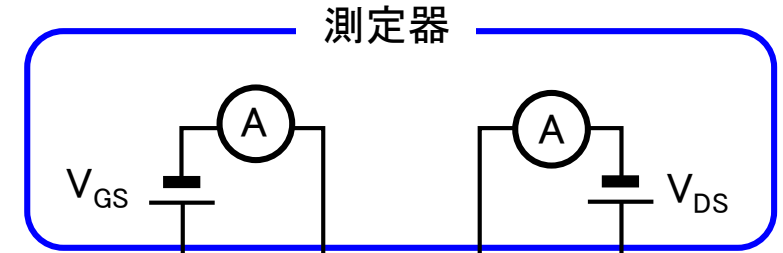


$I_{DS}-V_{GS}$ 特性の低 V_{GD} ・高 V_{GS} 領域での振る舞い(黄色の枠)

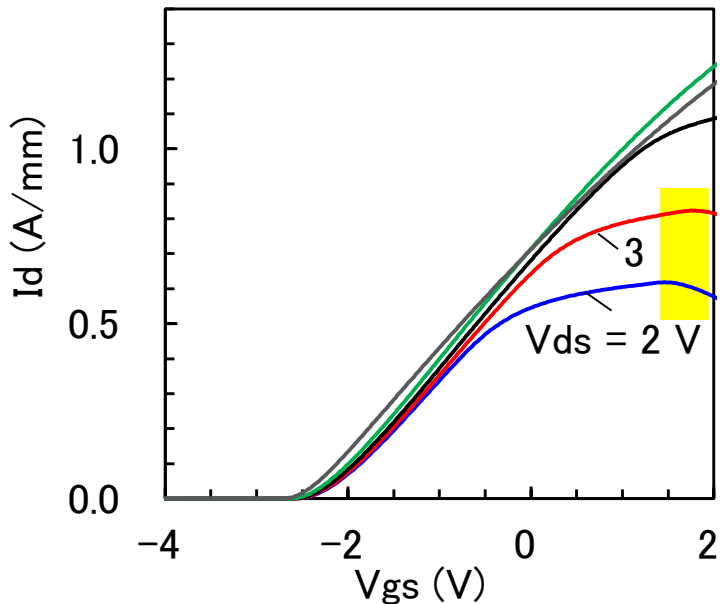
・ゲート電流が増加し、 I_{DS} が減少

← $I_D = I_{DS} + I_{GD}$ で I_{GD} が無視できない。

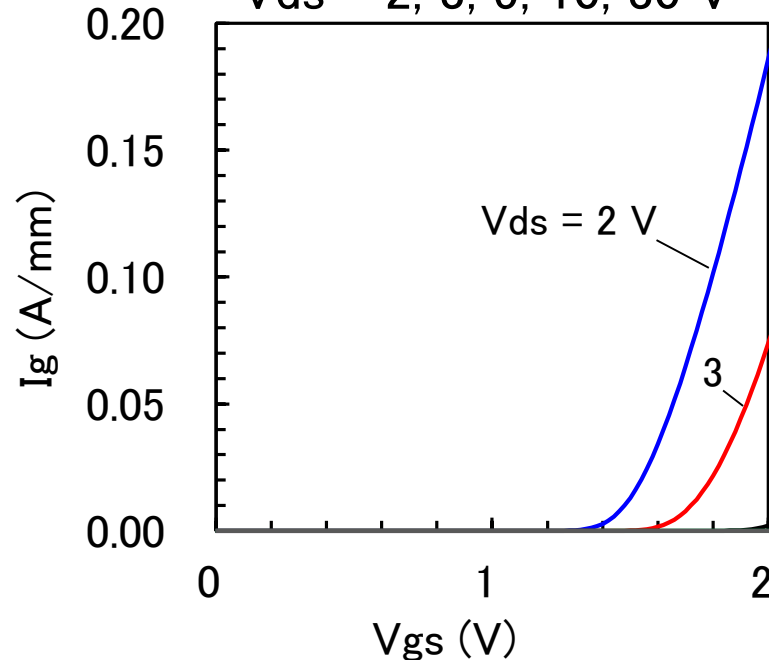
(物理: ゲートショットキー特性の順方向電流)



$V_{ds} = 2, 3, 5, 10, 30 \text{ V}$



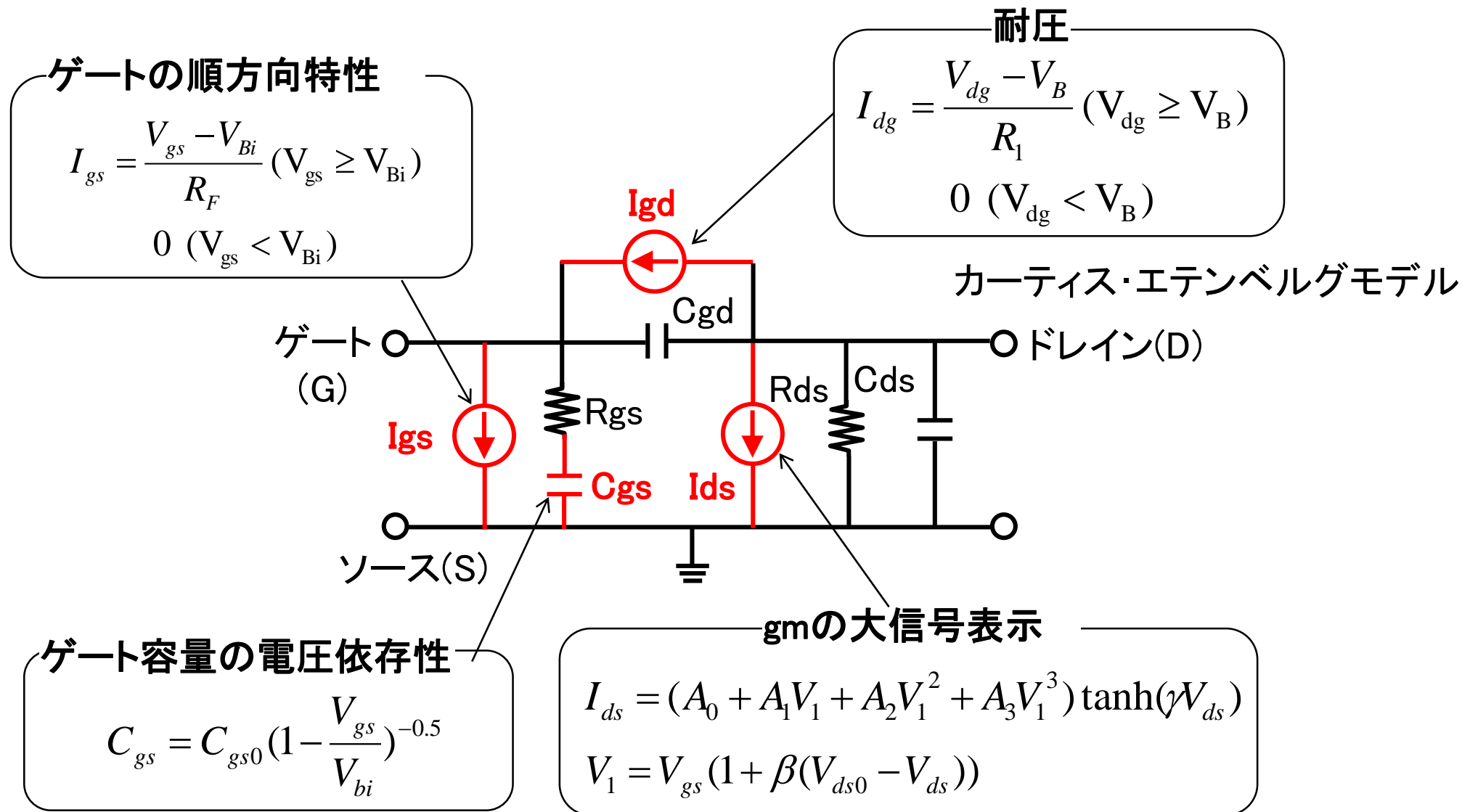
$V_{ds} = 2, 3, 5, 10, 30 \text{ V}$



大信号等価回路モデル



カーティス・エテンベルグモデル: 等価回路モデルに適宜、電流源が追加されている。



等価回路モデルのまとめ

○トランジスタを回路部品の集合で表現するモデル

- 真性領域は電流源、抵抗、容量で表現できる。
- トランジスタの機能を回路記号で表すと電流源となる。
- 物理的な意味から抵抗と容量は電極間に配置できる。
- 小信号では抵抗、容量は定数、電流源は線形動作で近似する。
- 大信号は電圧に依存した非線形動作を考える。

2. トランジスタモデル

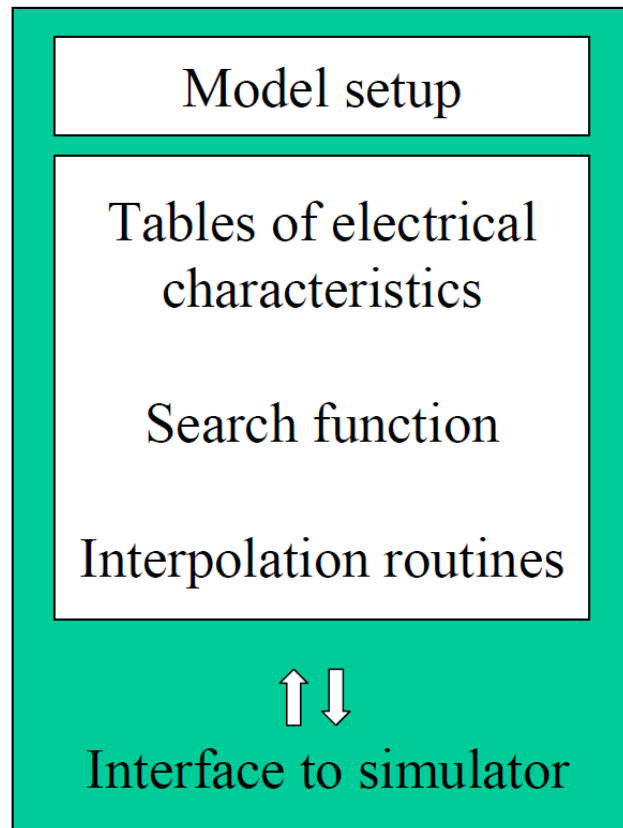
その他のモデル

- 測定結果に基づくモデル
(Table Based Model)
- 機械学習を使ったモデル

[1]-[6] デバイスモデルの参考文献

測定結果に基づくモデル(Table Based Model) ✓

- ・電気的特性の表を用意する(電圧、電流、温度、周波数・・・)
 - ・表を参照(内挿)しながら回路シミュレーション
- ← ○表ができれば適用可能だが、△物理的な結びつきが少ない



		i						
		0	1	2	3	4	5	6
j	V_{GS}	V_{DS}						
		0	0.1	0.5	1.0	1.5	2.5	3.5
0	0.3	0.0	5×10^{-7}	6×10^{-7}	7×10^{-7}	8×10^{-7}	1×10^{-6}	2×10^{-6}
1	0.5	0.0	6×10^{-5}	7×10^{-5}	8×10^{-5}	9×10^{-5}	1×10^{-4}	2×10^{-4}
2	0.7	0.0	0.0014	0.0020	0.0023	0.0025	0.0028	0.0032
3	0.9	0.0	0.004	0.0082	0.0089	0.0094	0.010	0.011
4	1.2	0.0	0.007	0.020	0.022	0.023	0.025	0.027
5	1.8	0.0	0.011	0.042	0.055	0.058	0.062	0.065
6	2.5	0.0	0.014	0.059	0.09	0.10	0.11	0.11
7	3.5	0.0	0.017	0.073	0.12	0.15	0.17	0.18

Table of I_{DS} , $ids[i][j]$

Given bias values search for nearest table entries

↓

$V_{DS}=1.7 \text{ V}$, $V_{GS}=1.5 \text{ V}$
 $i=4$, $j=4$

↓

Interpolate $I_{DS}(V_{DS}, V_{GS})$

機械学習を使ったモデル



- ・容量: 非線形関数のモデル
- ・電流源: 機械学習モデル(ANN: 人工ニューラルネットワーク)
- ・パルスI-V、Sパラメータ特性を学習

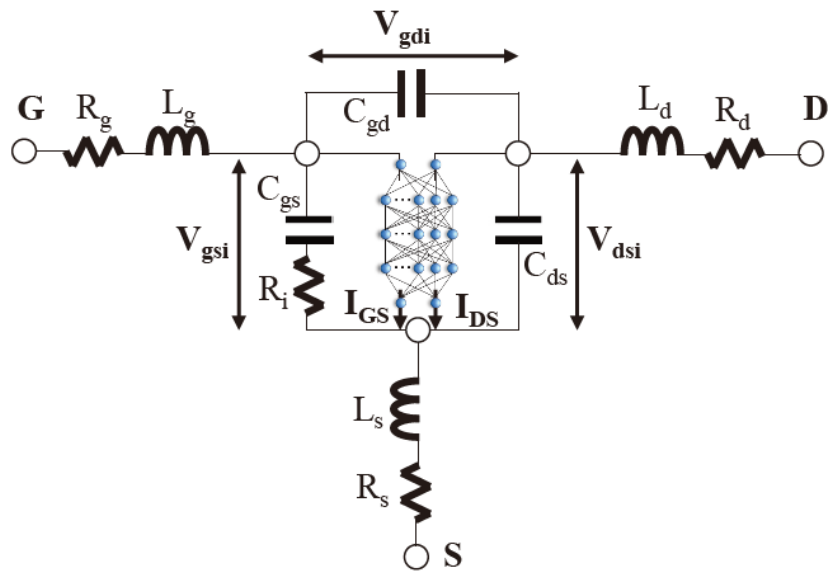


図1 ミリ波 GaN HEMT 用大信号 ANN モデル

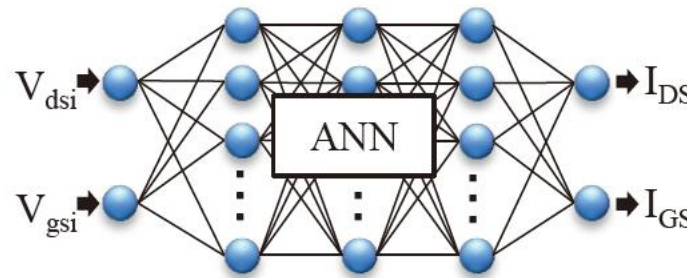


図4 I-Vを学習したANN

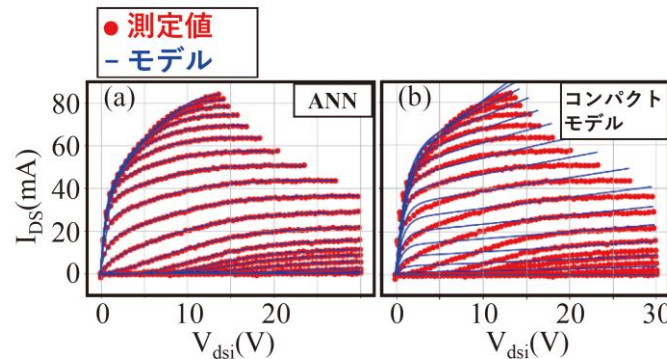


図5 (a) ANNモデル、(b) コンパクトモデルのI-V波形

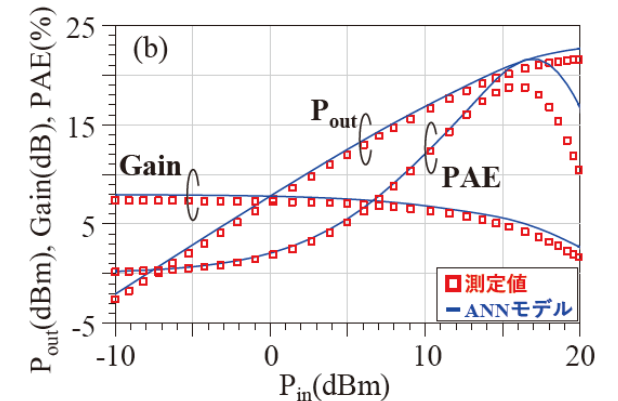


図7 71 GHzでの大信号特性の測定値とANNモデルシミュレーション結果

- (a) $Z_{source}, Z_{load} = 50 + 0j \Omega$
- (b) $Z_{source} = 117.2 + 38.4j \Omega, Z_{load} = 51.2 + 28j \Omega$

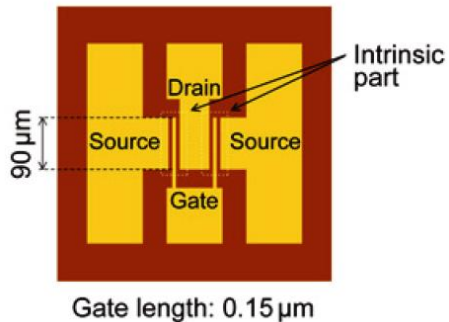
3. 応用に向けて
(より実際に近い構造への展開)

実際の高周波トランジスタ

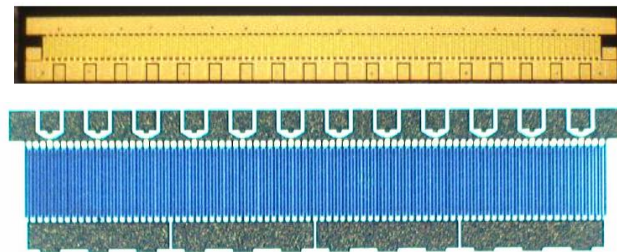


- TEG(テストパターン):2フィンガー構造
 - ・高周波トランジスタの最小構造、基本的な電気的特性(DC、RF)評価
 - 高周波トランジスタ:大面積パターン
 - ・実際に使用される電力、周波数などを考慮した構造
 - パッケージ + 高周波トランジスタ:モジュールや回路基板へ実装される構造
 - ・回路基板への接続、端子の外だしなど実用的な構造
- 本講座:TEGレベルを想定、実際には高周波トランジスタやパッケージを考える。

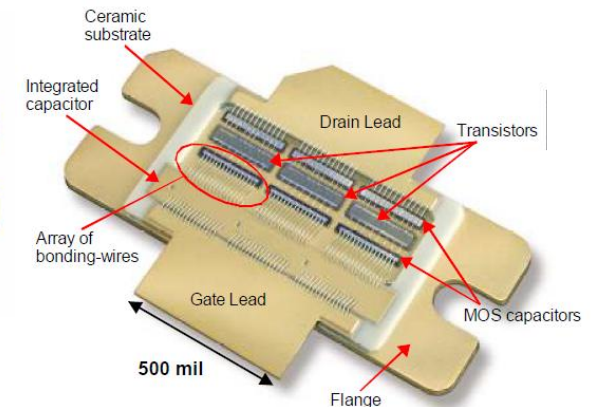
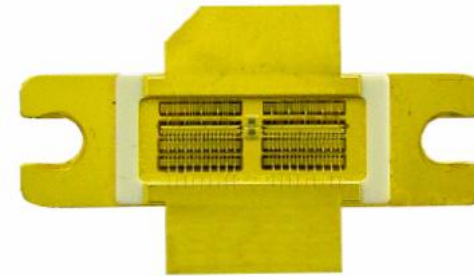
TEG(テストパターン)



高周波トランジスタ



パッケージ + 高周波トランジスタ



[5] Peter H. Aaen, Modeling and Characterization of Rf and Microwave Power FETs, Cambridge University Press, 2011.

[26] Y. Kamo et al., A C-Band AlGaIn/GaN HEMT with Cat-CVD SiN Passivation Developed for an Over 100 W Operation, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005., Long Beach, CA, USA, 2005, pp. 495-498.

[27] K. Horjo, Milestones of microwave and millimeter-wave technologies —Helical Progress in Device and Circuit—, IEICE Electronics Express, Vol. 6, pp.673-688, 2009.

[28] K. Kuroda et al., Parasitic Compensation Design Technique for a C-Band GaN HEMT Class-F Amplifier, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, no. 11, pp. 2741-2750, Nov. 2010.

[29] W. Nagy et al., 150 W GaN-on-Si RF Power Transistor, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005., Long Beach, CA, USA, 2005, pp. 483-486.

[30] https://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/transistor_amplifier_modeling_methods_for_microwave_design.pdf

等価回路モデル

- 真性領域のモデルに必要なモデルを追加していく。
(外部領域のモデル、熱(自己発熱)モデル、トラップモデル...)

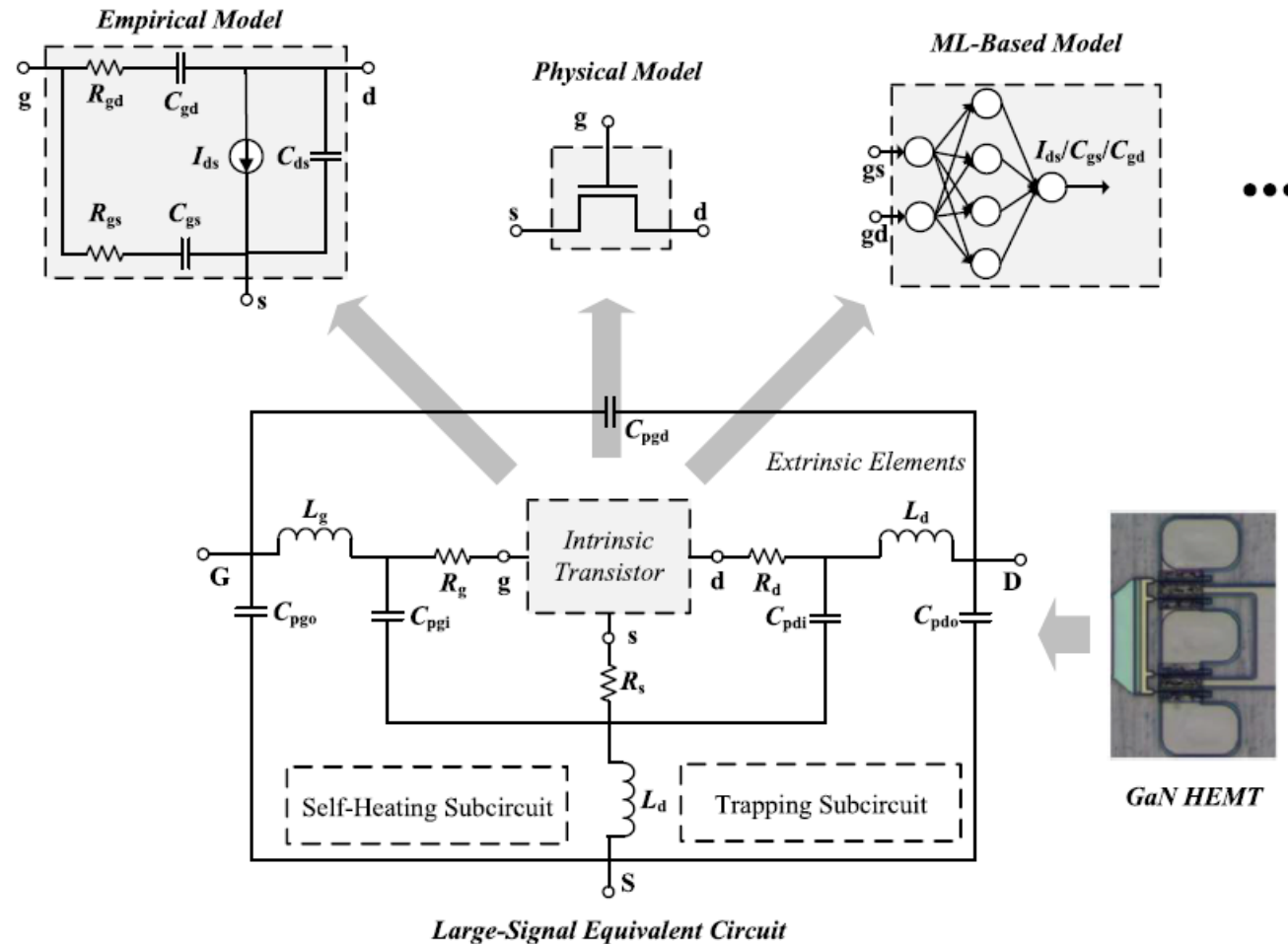


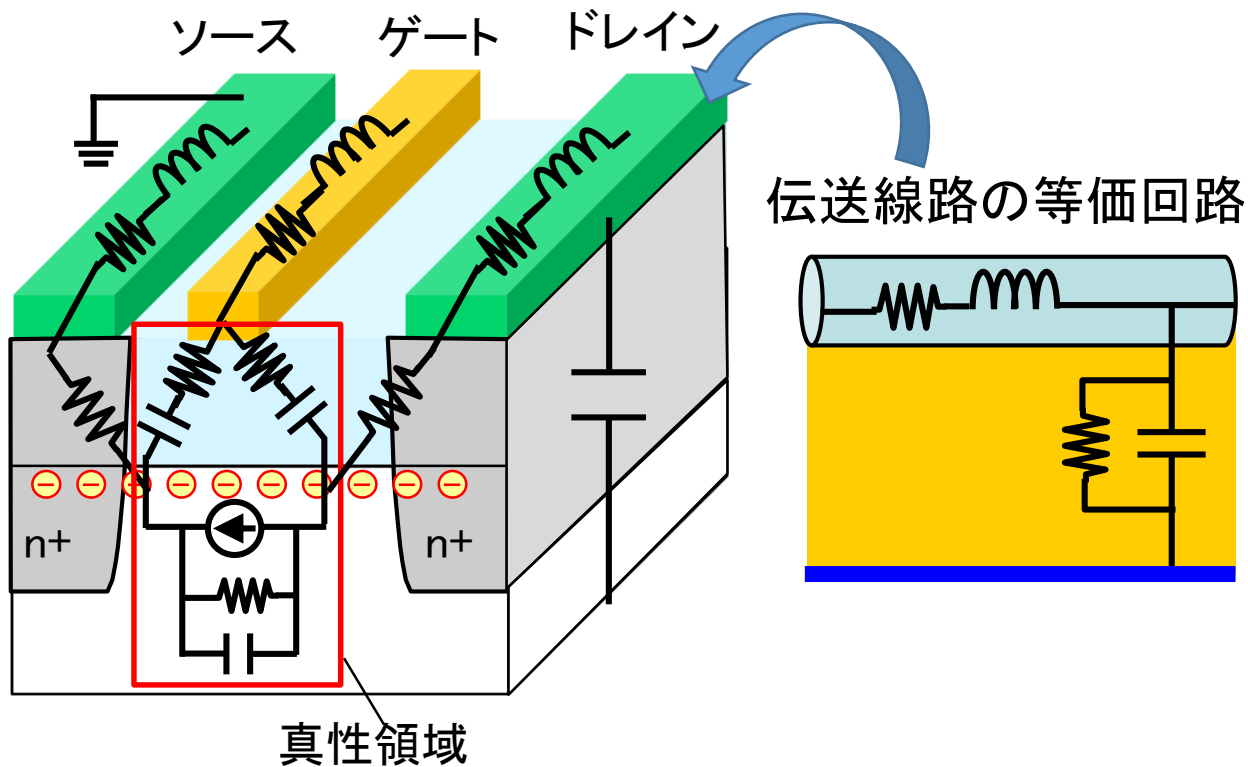
Fig. 4 | The micrograph of a GaN HEMT sample and its equivalent circuits. Different types of device model can be obtained by using different types of intrinsic models.

外部領域のモデル

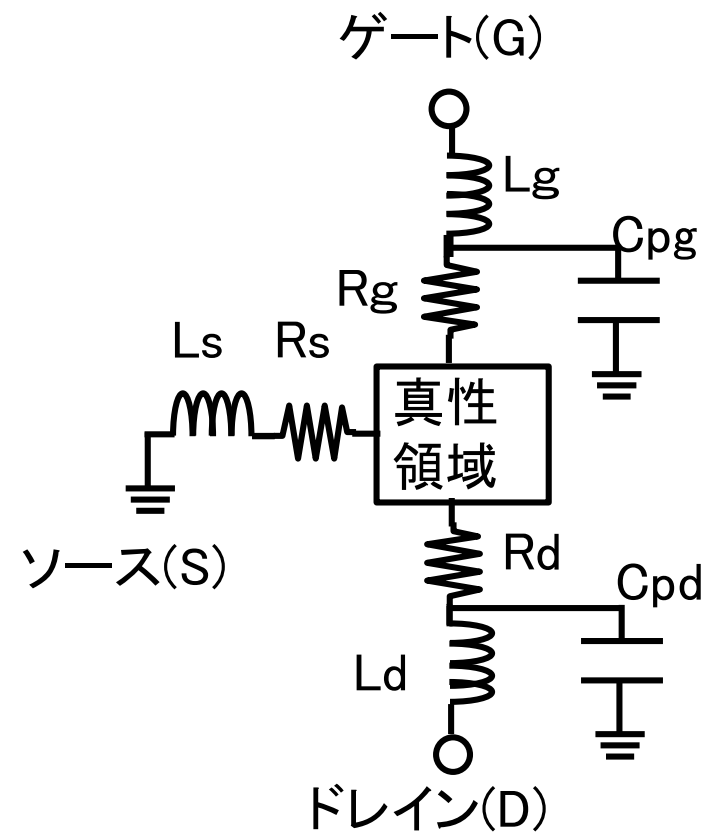


大面積のトランジスタでは、電極の大きさ(長さ)を無視できない
→ 電極 = 伝送線路として等価回路を作成する

実際のトランジスタ構造と伝送回路の等価回路



外部領域の等価回路モデル



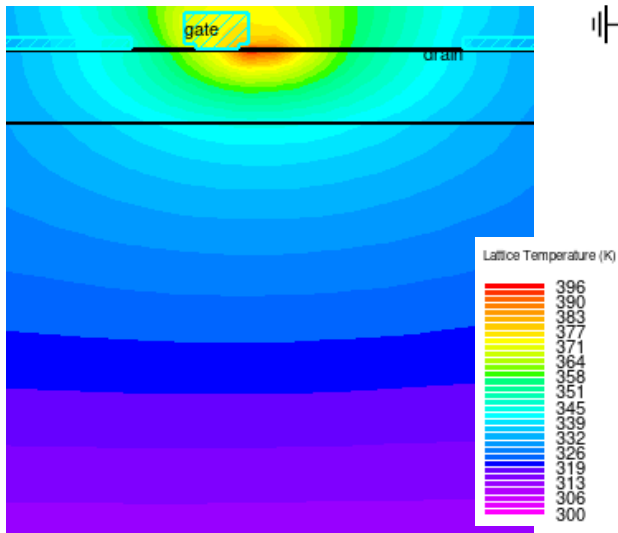
熱モデル



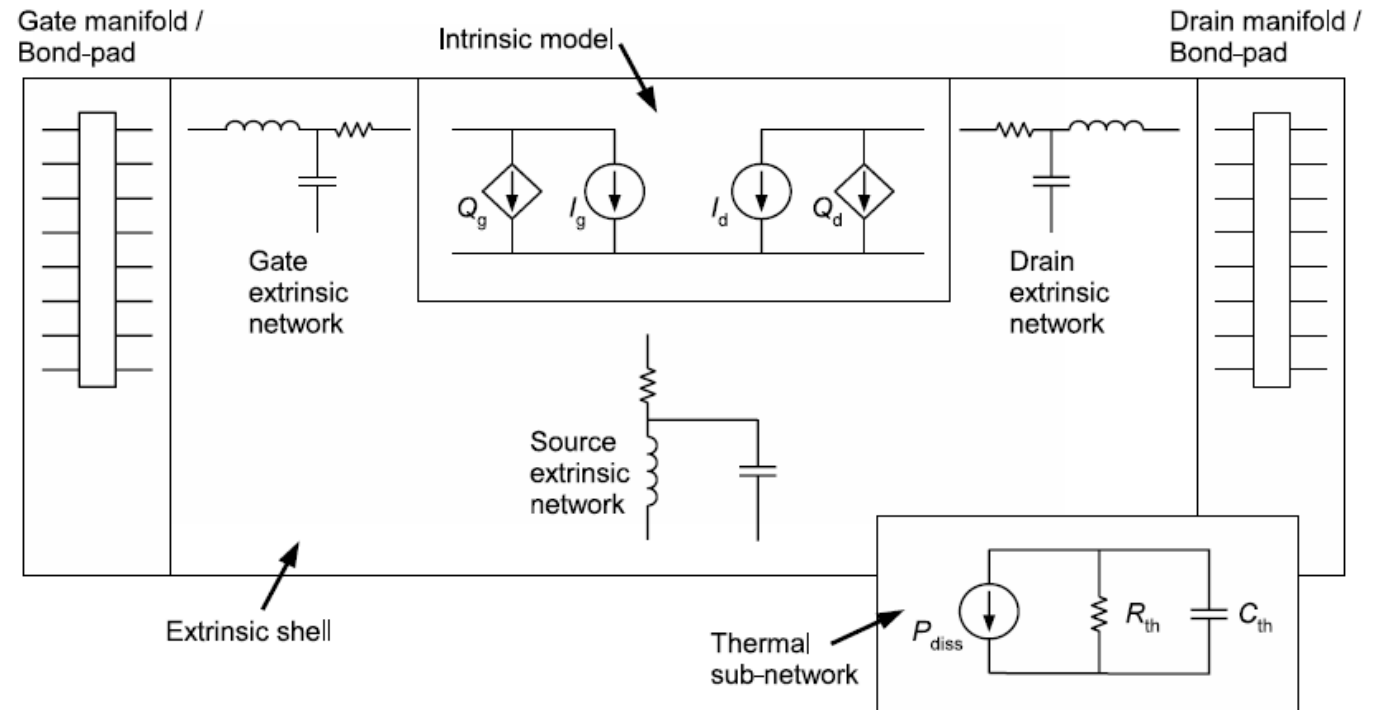
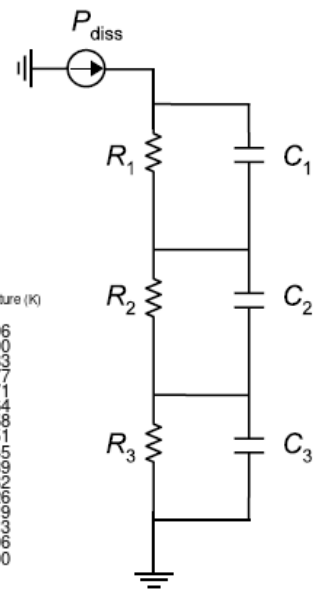
- 電流が流れることで熱(ジュール熱)が発生 $H = \vec{J}_n \cdot E$
 - 電流と電界が強い部分(ゲートのドレイン側)で熱が発生(自己発熱)
- 抵抗と容量のはしご回路で表される

トランジスタのモデル例

内部温度分布



熱回路



トランジスタモデルのまとめ

- トランジスタモデルとは、回路シミュレーションでトランジスタを再現するためのモデル
 - ・物理モデル、数式モデル、テーブルベースモデルなどさまざまなモデルが提案されている。
 - ・トランジスタは物理によって動作しているため、物理を考えてモデルを作成、使用することがポイント。
 - ・複数のモデルを融合しながら目的に応じて使用。
 - ・真性領域に外部領域、熱やトラップの効果、パッケージモデルを追加し、実際の回路モデルとなる。

4. 窒化物半導体とトラップモデリングの例

- ・窒化物半導体について

窒化物半導体の位置づけ



半導体の性質比較

窒化物半導体(GaN、AlN、BN)は広いバンドギャップ(3.5~6.4 eV)を持つ。

	Type	E_g (eV)	E_c (MV/cm)	μ_e (cm ² /V/s)	v_s (10 ⁷ cm/s)	ϵ_r	k_T (W/cmK)	JFOM	BFOM	KFOM
Si	Conv.	1.12	0.3	1440	1.02	11.7	1.45	1	1	1
GaAs	Conv.	1.42	0.4	9400	0.9	13.1	0.55	1.38	17	0.3
SiC	WBG	3.23	2.8	950	1.9	9.66	3.7	302	441	3.83
GaN	WBG	3.4	3.5	1400	2.4	8.7	2.5	754	1142	3.07
Ga ₂ O ₃	UWBG	4.9	10.3	250	2	10	0.1-0.3	2734	2800	0.31
C	UWBG	5.5	13	4500	2.3	5.7	22.9	9548	123282	33.98
AlN	UWBG	6.0	15.4	450	1.4	8.5	2.85	4964	30562	2.7
BN	UWBG	6.4	17.5	1600	2.7	7.1	9.4	23843	133191	13.54

S. Pavlidis, G. Medwig and M. Thomas, "Ultrawide-Bandgap Semiconductors for High-Frequency Devices," IEEE Microwave Magazine, vol. 25, p.68, 2024.

C: Diamond, E_g : バンドギャップ(禁制帯幅), E_c : 絶縁破壊電界, μ_e : 電子移動度, v_s : 飽和速度, ϵ_r : 比誘電率, k_T : 熱伝導率,
WBG: Wide Band Gap, UWBG: Ultra WBG

高耐圧, 高熱伝導 --> 高出力動作、高電子移動度(速度)--> 高周波動作

➡ 従来: Si, GaAs → WBG: SiC, GaN → Ultra WBG: Diamond, Ga₂O₃, AlN, BN

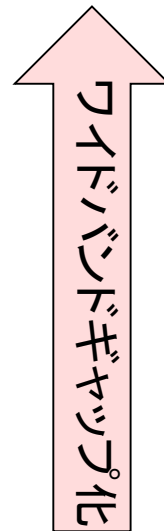
半導体の絶縁破壊電界



- ・周期律表の周期が小さいと原子半径が小さく、化学結合が強い
 - 上部ほどバンドギャップは大きい
 - 絶縁破壊電界が高い
- ➡ 従来: Si, GaAs → WBG: SiC, GaN → Ultra WBG: Diamond, Ga₂O₃, AlN, BN

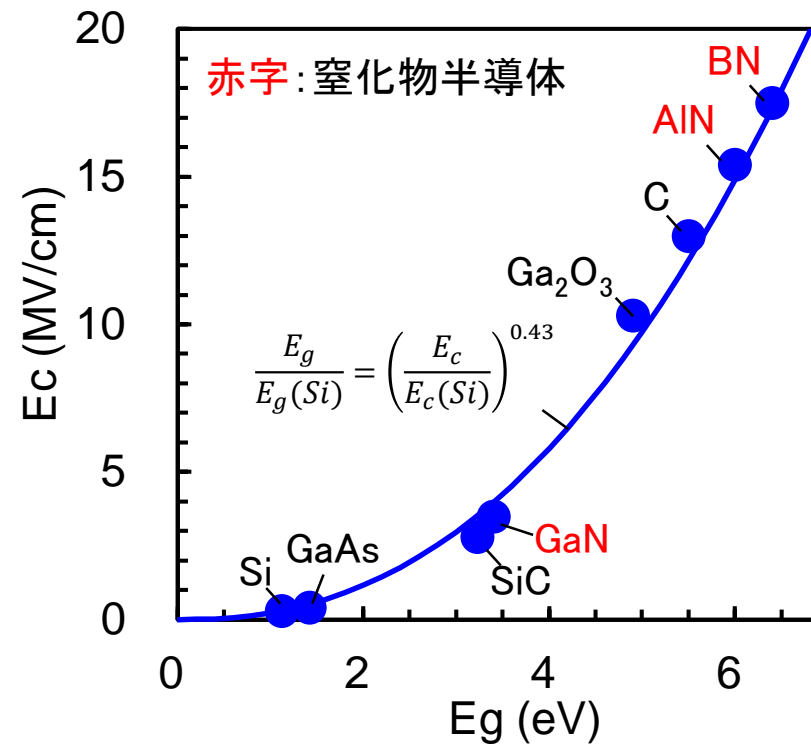
主な半導体と周期律表

	13族 (III族)	14族 (IV族)	15族 (V族)	16族 (VI族)
周期2	B	C	N	O
周期3	Al	Si	P	S
周期4	Ga	Ge	As	Se



● 原子半径のイメージ

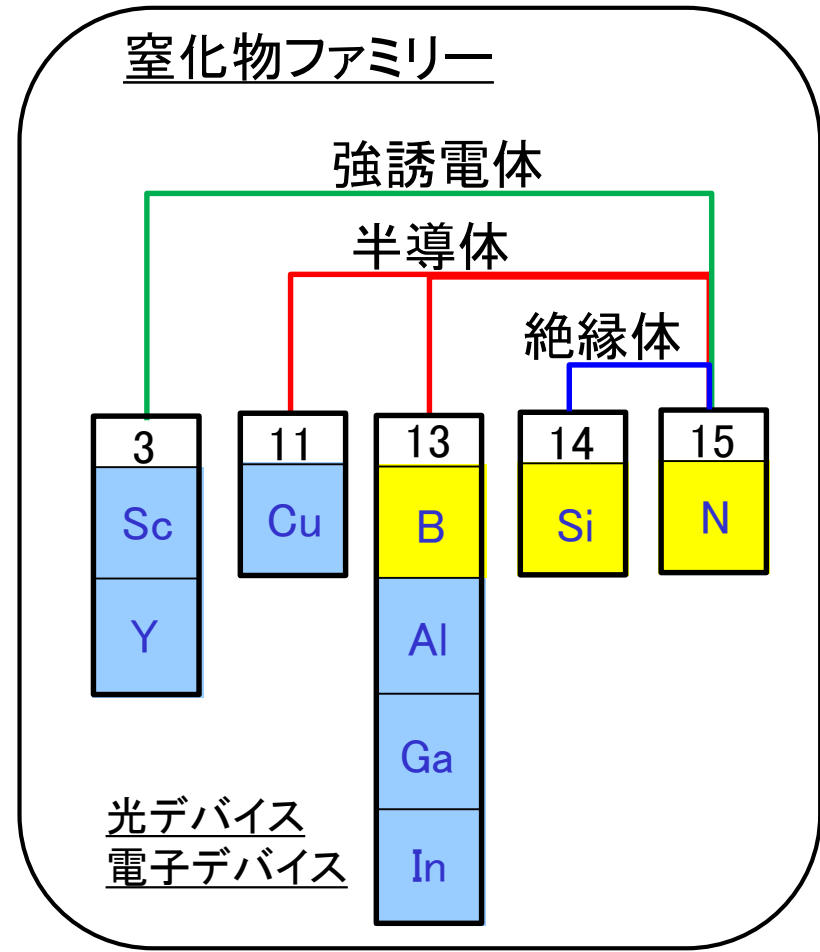
バンドギャップと破壊電界の関係



窒素を含んだ化合物



窒素と結合する化合物(窒化物)は、半導体から強誘電体まで幅広い。
 → 様々なヘテロ接合を形成できる → デバイス設計の自由度が大きい
 (AlGaN/GaN、AlInGaN/GaN、ScAlN/GaN、ScAlN/AlGaN/GaN・・・)



https://www.kyoiku-shuppan.co.jp/textbook/chuu/rika/files/WEB_syukihyo2.pdf

窒化物半導体の応用分野

- ・窒化物半導体の応用分野は光、高周波、パワーと幅広い。
- ・理由のひとつは異種基板への良好な結晶成長。

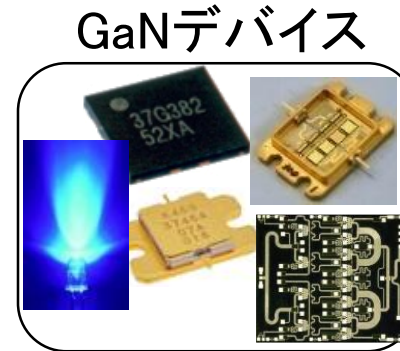
オプトエレクトロニクス (LED、LD)



高周波エレクトロニクス (衛星、無線通信基地局、 情報通信、センシング)



パワーエレクトロニクス (充電器、無線電力伝送、 パワースイッチング)

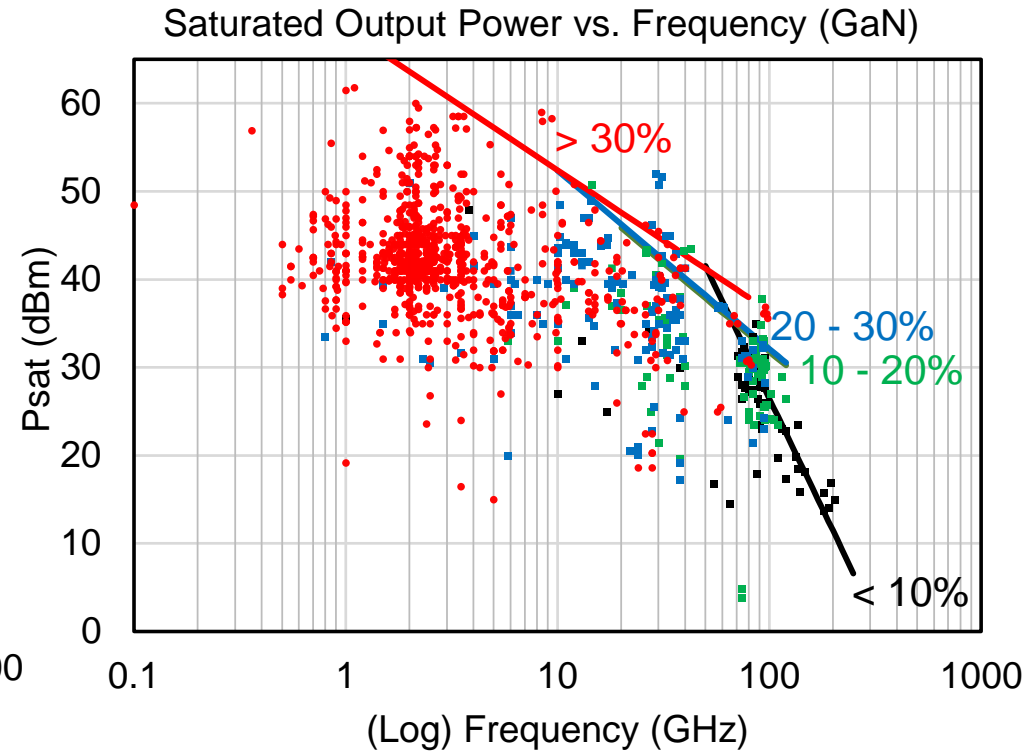
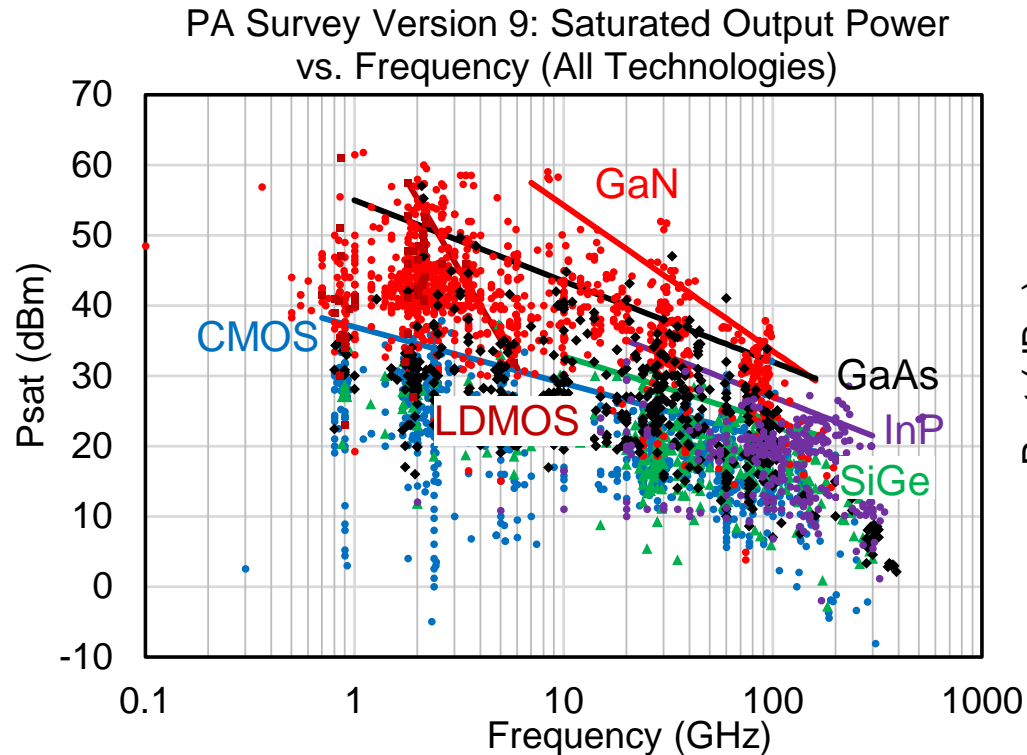


GaNの特徴

Eg: 3.42 eV(D), Ebr: 2.8 MV/cm, μe : 2000 cm²/V/s,
ヘテロ接合、ヘテロ成長

増幅回路の性能比較

- ・窒化物半導体を使った増幅器は他の半導体と比べて高性能



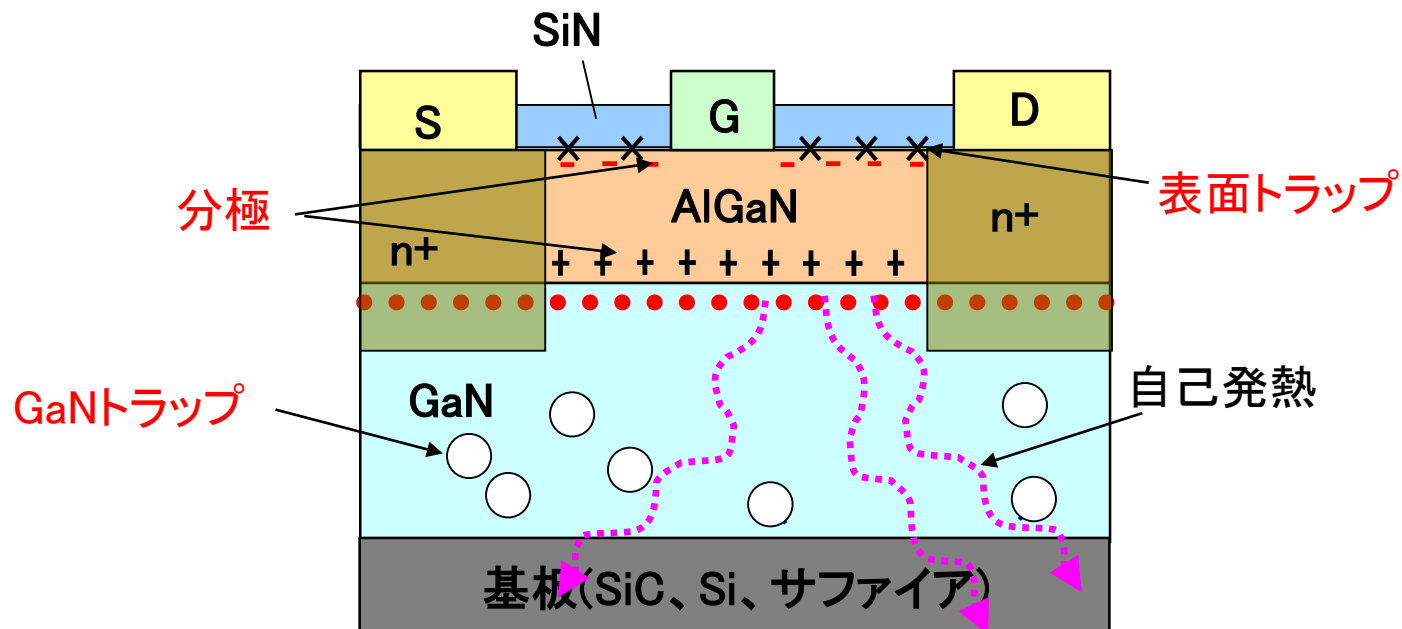
[35] <https://ideas.ethz.ch/Surveys/pa-survey.html>, PA Survey version 9 (Ninth Web release on 02.08.2024), Power Amplifier designs in RF/mm-Wave/sub-THz frequencies and sub-THz/THz power/signal generation circuits published between 05/2023 and 07/2024., ETH Zurich D-ITET: Swiss Federal Institute of Technology in Zurich, Department of Information Technology and Electrical Engineering

GaN HEMTの構造と特徴



○GaN HEMTの特徴

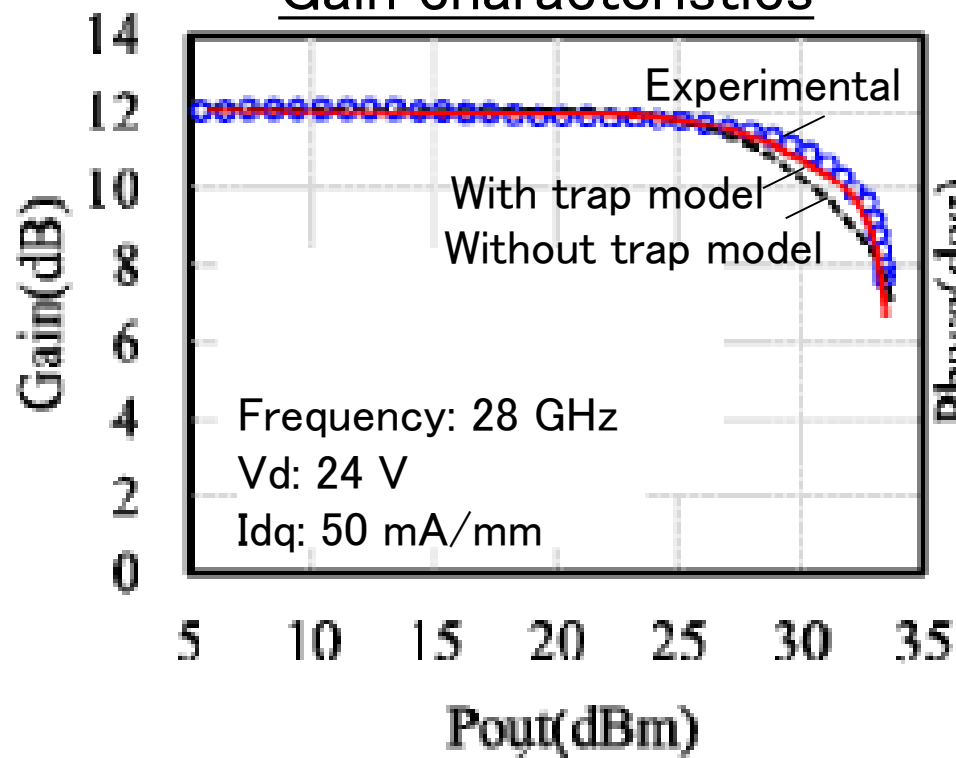
- ・ワイドバンドギャップ → 寄生抵抗が高い
- ・分極(固定電荷)の存在 → 従来の半導体とは異なる電荷
- ・様々な基板(SiC、Si、GaNなど)上にヘテロ成長 → トラップが影響
→ トラップの物理を理解してモデル化するのが重要



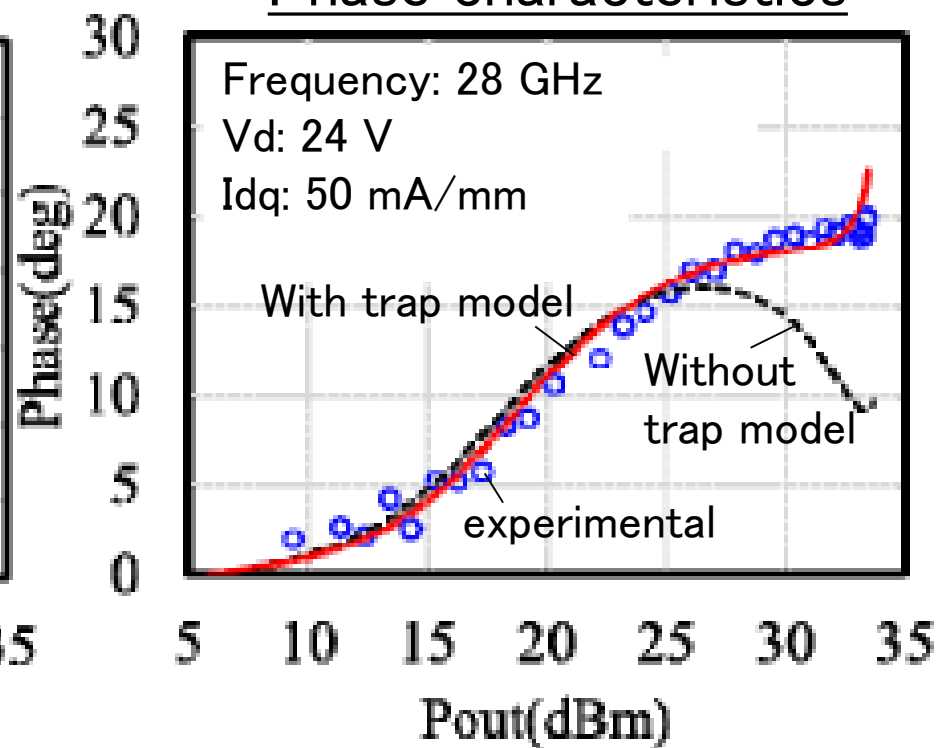
トラップの影響例

- ・利得特性: トラップモデルの有無によらず実測を再現
 - ・位相特性: トラップモデルがないと実測を再現できない
- トラップの理解が必要

Gain characteristics



Phase characteristics



4. 窒化物半導体とトラップモデリングの例

・トラップモデリングの例

低周波によるトラップ評価の紹介

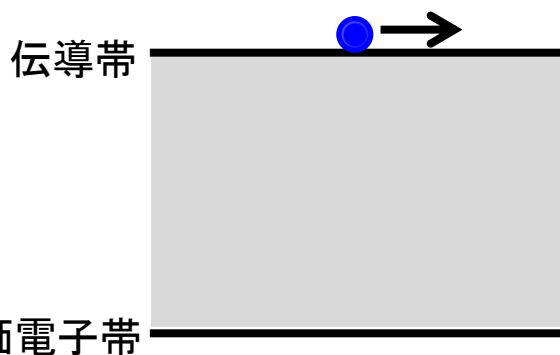
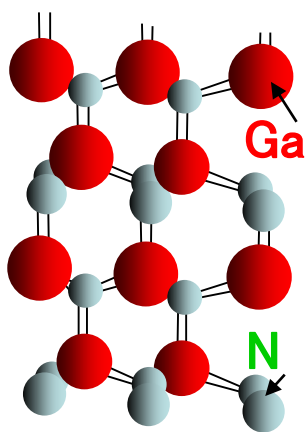
- [37] T. Otsuka et al., Study of Self-heating Effect of GaN HEMTs with Buffer Traps by Low Frequency S-parameters Measurements and TCAD Simulation, 2019 IEEE BiCMOS and Compound semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), Nashville, TN, USA, 2019, pp. 1-4..
- [38] T. Oishi et al., Bias Dependence Model of Peak Frequency of GaN Trap in GaN HEMTs Using Low-Frequency Y_{22} Parameters, IEEE Trans. Electron Devices, 68, pp.5565-5571, 2021.
- [39] T. Nishida et al., Drain-bias dependence of low-frequency Y_{22} signals for Fe-related GaN traps in GaN HEMTs with different Fe doping concentrations, Solid-State Electronics, 201 pp.108589, 2023.
- [40] T.Oishi et al., Drain bias dependence of Y_{22} and Y_{21} signals at low frequency for on-state conditions in AlGaIn/GaN high electron mobility transistors, Jpn. J. Appl. Phys., 63, pp. 010905 2024.
- [41] T.Oishi et al., Study on drain bias dependence of Y-parameters under on-state condition in GaN HEMTs using low-frequency vector network analyzer and device simulation, Solid-State Electronics 230, pp.109245 2025.

半導体中のトラップ

- ・トラップは結晶中の規則性の喪失により発生
- ・トラップ等価回路は容量、抵抗、電流源で表現

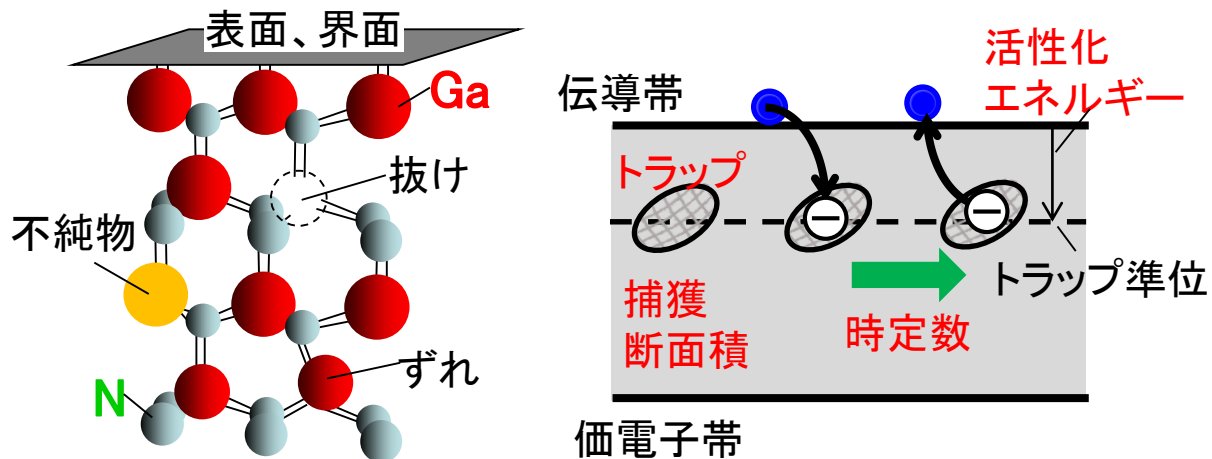
理想の結晶

規則正しく配列
→ 電子は自由に移動

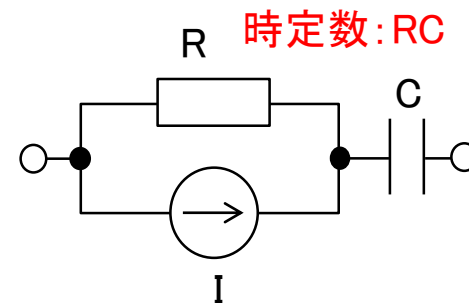


現実の結晶

規則性の喪失(不純物、抜け、表面など)
→ トラップ発生 → 電子の移動を制限
(時定数: 約1 us以上(1 MHz以下))



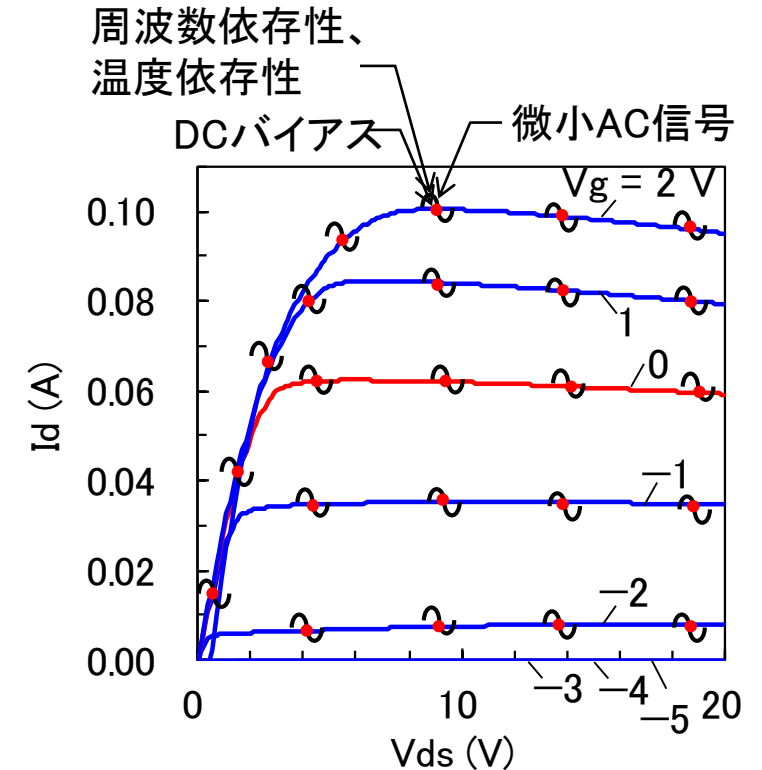
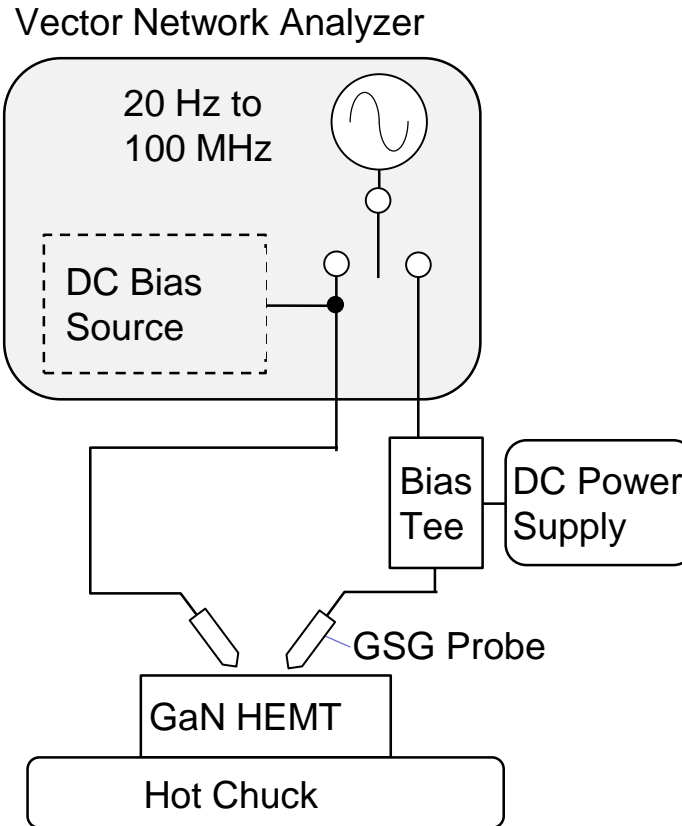
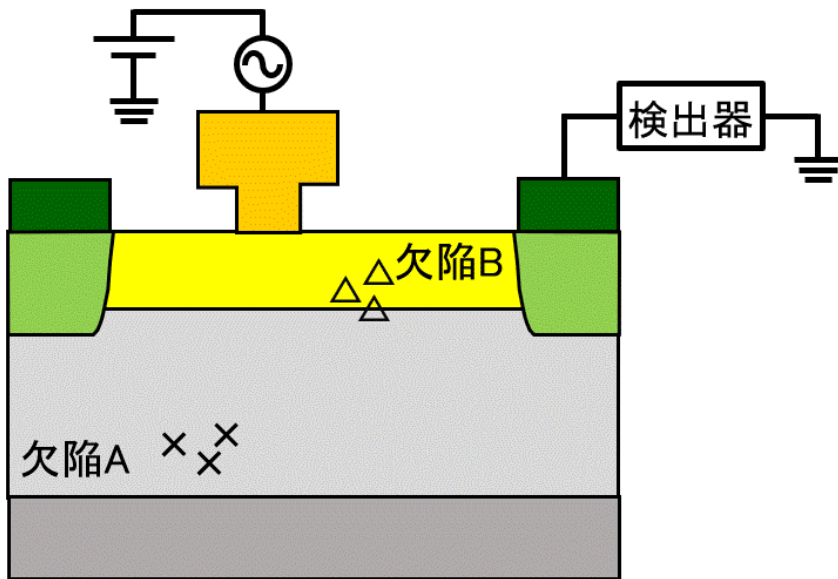
トラップによる電子の捕獲、放出
→ 電荷の蓄積、放電
→ 容量
トラップによる電子の移動の影響
→ 抵抗
ドレイン電流のフィードバック
→ 電流源



低周波交流によるデバイス内部の欠陥検査



低い周波数(Hz~MHz)の交流を入力、応答した信号を検出
→ 内部の欠陥の様子が観察できる

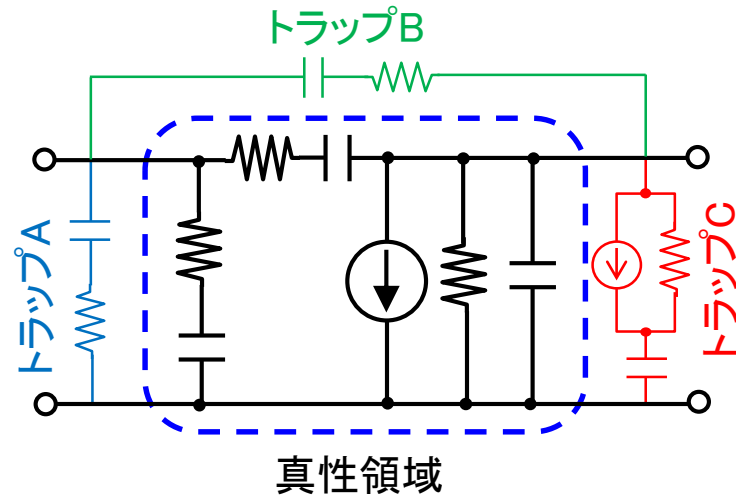


トラップのモデリング方法

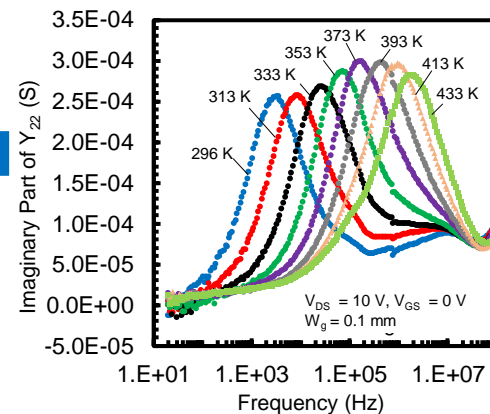
回路の視点とデバイスの視点をつなぐことができる評価方法が必要
(材料、デバイスのトラップ評価方法は使いづらいこともある)

- 等価回路の抽出: 高周波での方法(ネットワークアナライザ)を低周波化(Hz~MHz)
- 高周波領域と合わせることで回路の等価回路を作成
- デバイスとの連携: デバイスシミュレーションの利用
- 内部で生じているデバイス物理を明確にすることでモデル化、回路へ応用

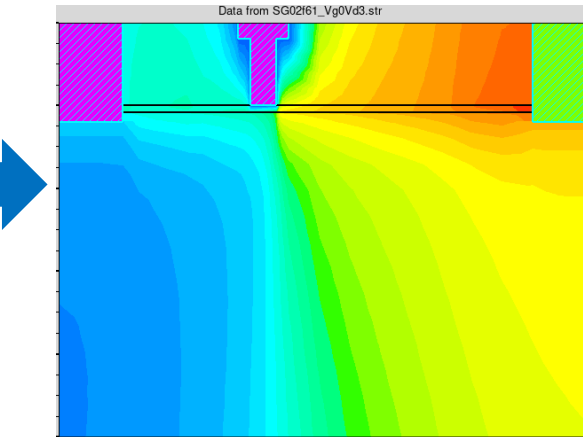
トラップを考慮した等価回路



Hz~MHzのYパラメータ



小信号特性の物理



デバイスシミュレーションの活用

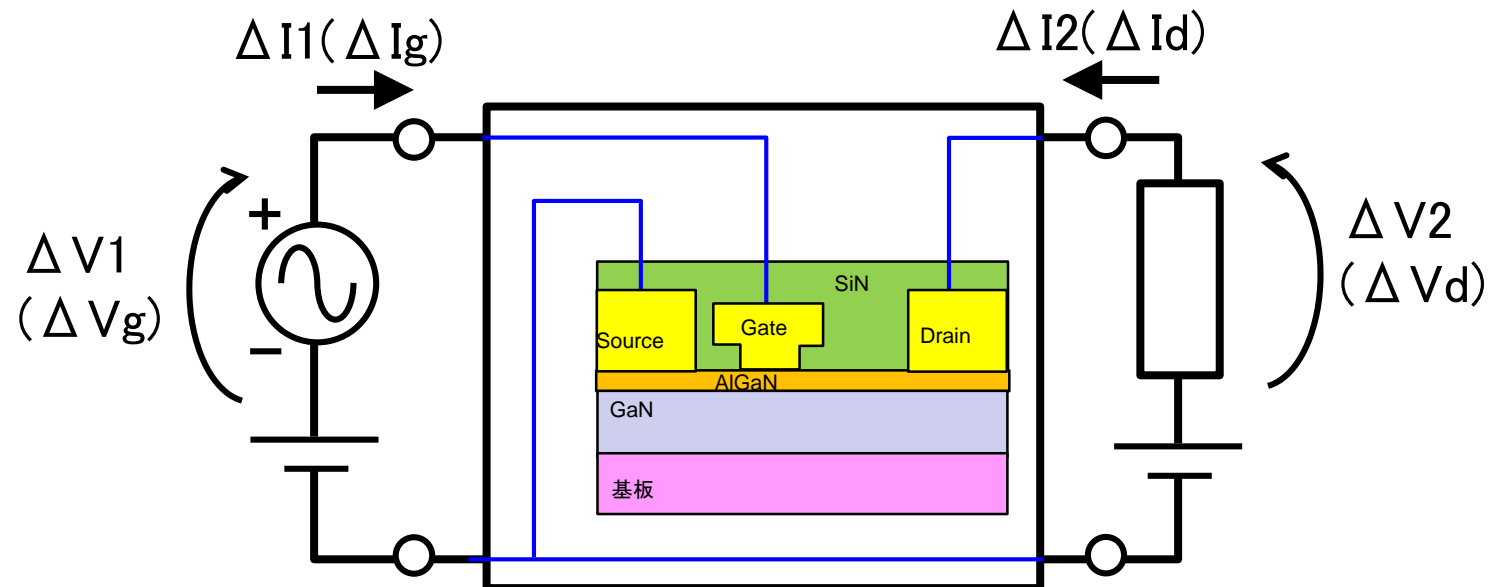
高周波領域のネットワークアナライザ

低周波Yパラメータ測定の特徴 -1-

高周波回路の測定を応用した測定法(二端子対回路網パラメータを測定)

- ◎等価回路を組みやすい
- 回路と同じトランジスタTEG(一般的なパターン、構造)で測定可能
- 固定バイアスでの特性を測定可能
- 一度に4つのパラメータが得られる(情報量が多い)
- △大面積には不向き(ネットワークアナライザの電力、電流制限)
- △測定方法が煩雑である(キャリブレーション、バイアスティーなど)
- △トラップの物性値の測定としては精度が劣る(複雑な現象が生じている)

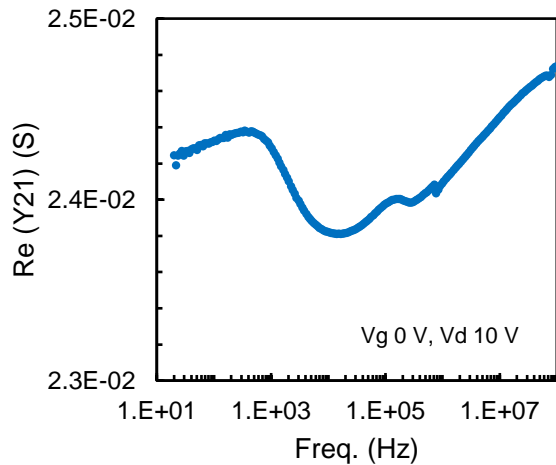
二端子対回路網とGaNトランジスタ



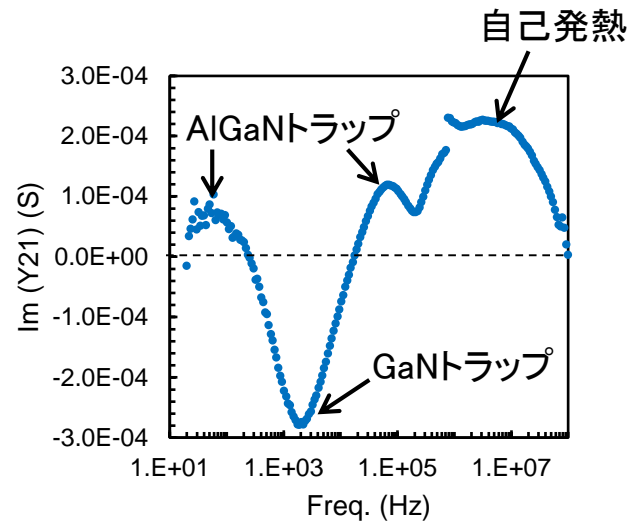
測定例(Y_{21} 、 Y_{22})

- ・トラップ信号は実部は変曲点、虚部はピークとして現れる。
- ・ Y_{22} : GaNトラップ、自己発熱、 Y_{21} : GaNトラップ、AlGaNトラップ、自己発熱

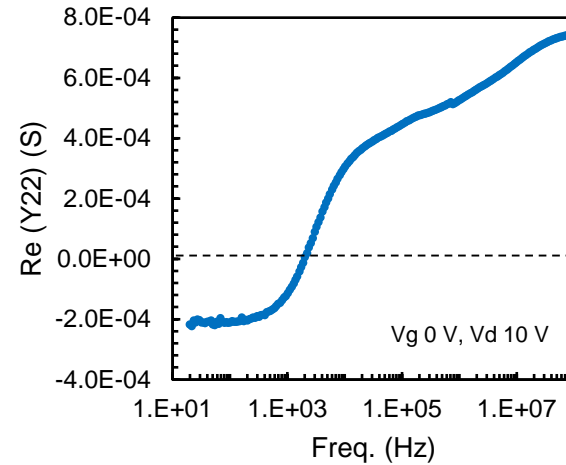
Y_{21} 実部



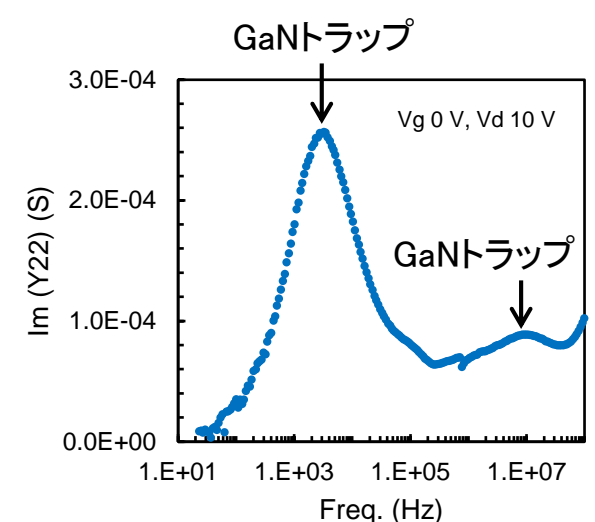
Y_{21} 虚部



Y_{22} 実部



Y_{22} 虚部



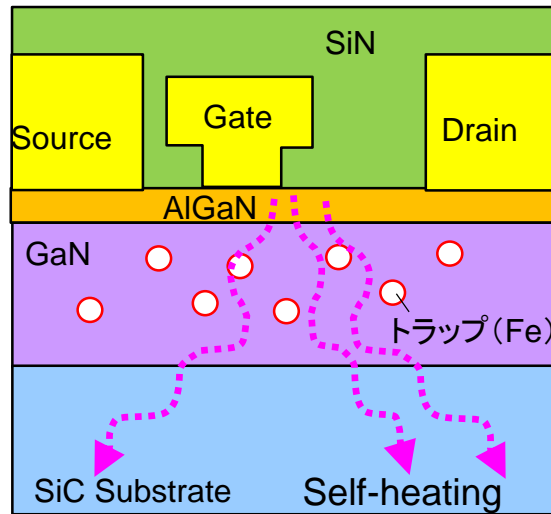
Y₂₂ピークの要因



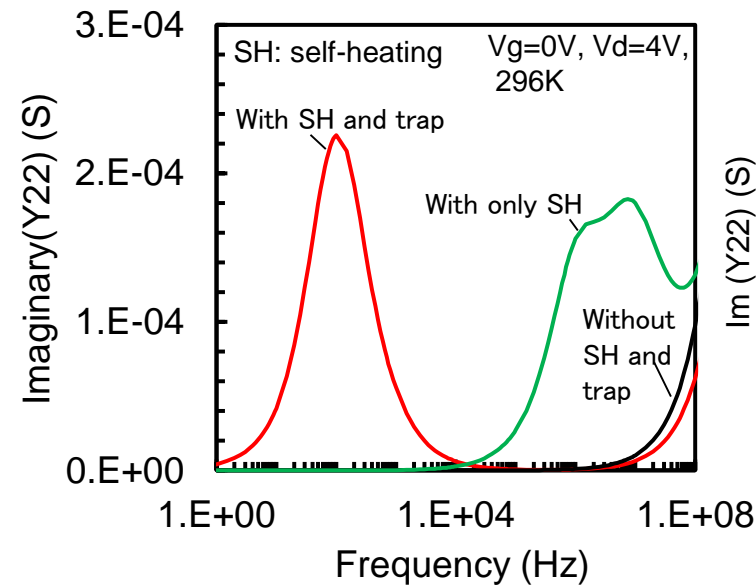
デバイスシミュレーションによるY₂₂信号の解析

- ・低周波側のピーク → GaN中トラップ
- ・高周波側のピーク → デバイス内部の発熱(自己発熱)
- ・10 MHz以上で増加する信号 → 真性領域

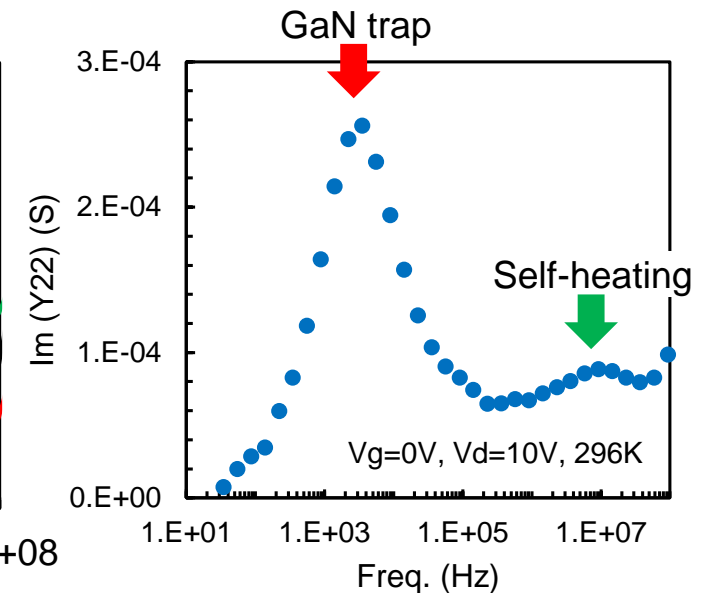
GaN HEMT断面図



デバイスシミュレーション



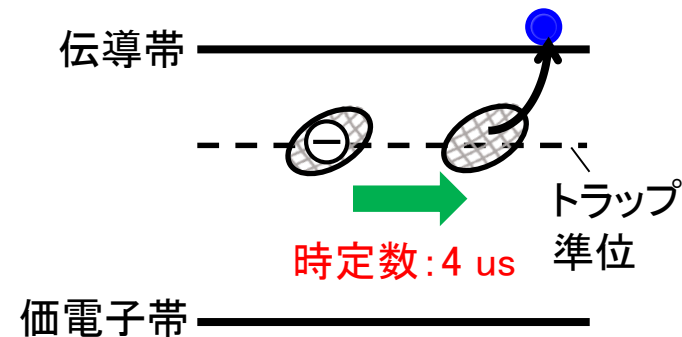
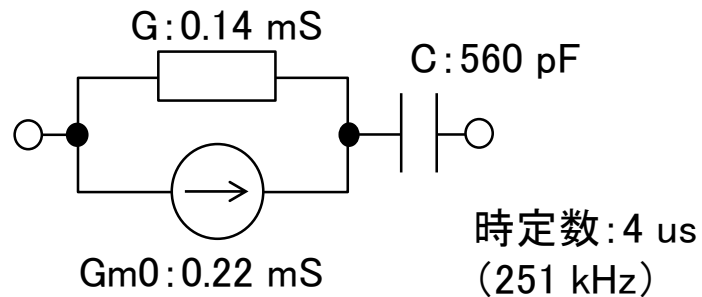
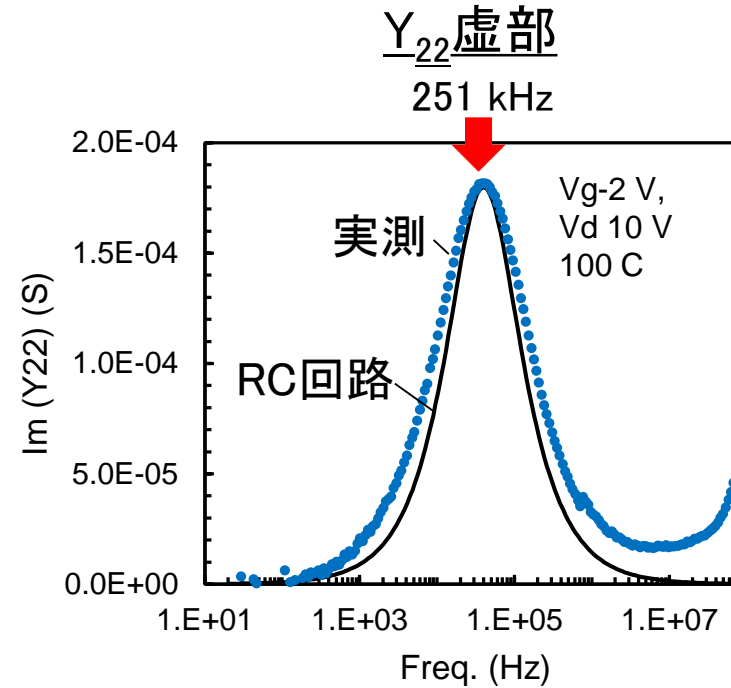
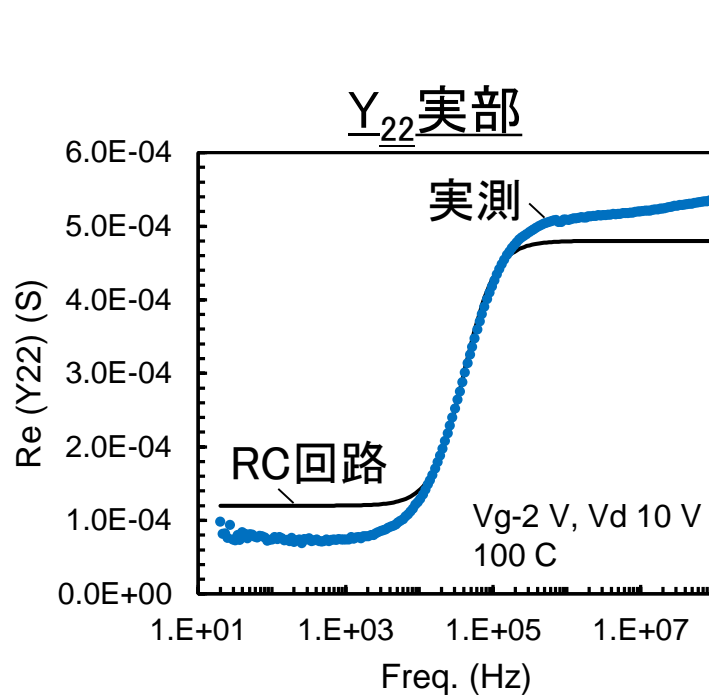
実験結果



T. Otsuka, Y. Yamaguchi, S. Shinjo, and Toshiyuki Oishi, "Study of Self-heating Effect of GaN HEMTs with Buffer Traps by Low Frequency S-parameters Measurements and TCAD Simulation," IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), November 3-6, 2019, Nashville, Tennessee, USA, 3b.2

RC回路との比較

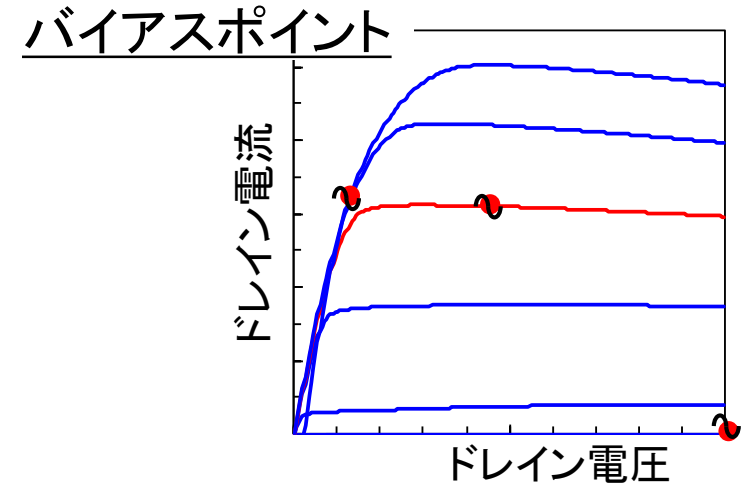
ひとつのRC回路として実測を再現できる
→ 単独エネルギーをもったトラップと考えられる



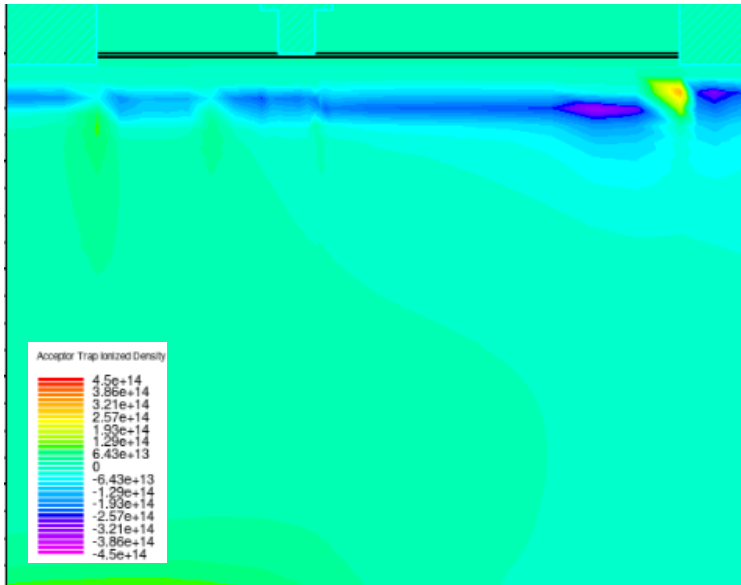
トラップ応答領域 (バイアス依存性)



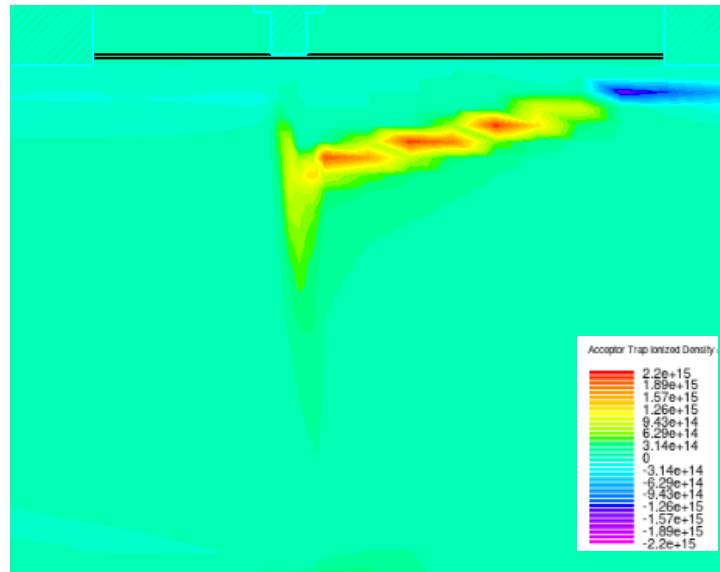
バイアスによりトラップが応答する領域が変わる
→ トラップの電圧(位置)依存性が検出できる可能性



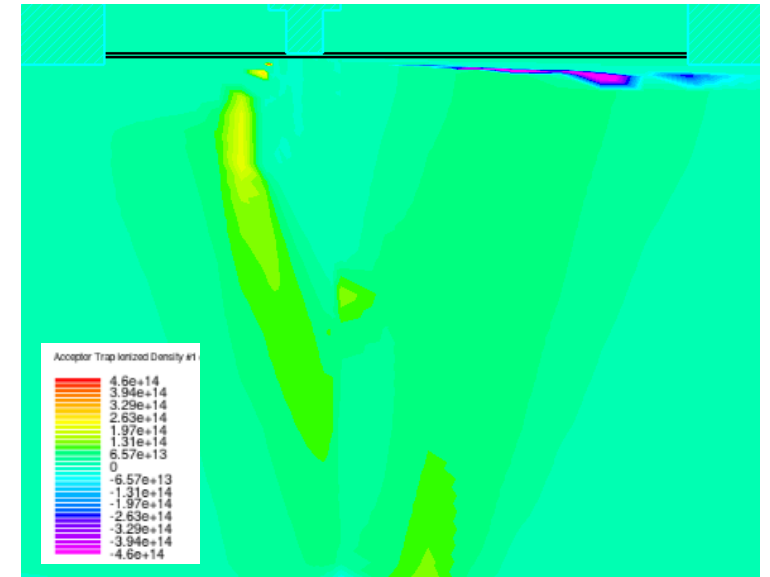
$$V_{GS} = 2 \text{ V}, V_{DS} = 2 \text{ V}$$



$$V_{GS} = 0 \text{ V}, V_{DS} = 10 \text{ V}$$



$$V_{GS} = -20 \text{ V}, V_{DS} = 40 \text{ V}$$



窒化物半導体のトラップモデルのまとめ

○窒化物半導体(GaN、AlN、BN)の特徴

- ・ワイドバンドギャップであり、高周波高出力用途に適した材料である。
- ・応用分野は広く、光、高周波、パワーに使われている。
- ・窒化物は半導体だけでなく、強誘電体や絶縁体としても使われており、デバイス設計の自由度が大きい。

○トラップモデル

- ・GaN HEMTは異種基板に作製されることが多く、トラップの解明、モデル化が課題である。
- ・トラップ評価法のひとつにトラップが応答する低周波の交流応答を利用した測定法がある。二端子対測定であり、等価回路と相性が良い。デバイスシミュレーションと併用することで、トラップの性質が明確になる。

参考文献 -1-

デバイスモデルを学習するための参考文献

- [1] 高山洋一郎, マイクロ波トランジスタ, 電子情報通信学会, 1998.
- [2] 本城和彦, 超高周波エレクトロニクス入門, 日刊工業新聞社, 1999.
- [3] 福田益美, 平地康剛, GaAs電界効果トランジスタの基礎, 電子情報通信学会, 1992.
- [4] Wladyslaw Grabinski, Bart Nauwelaers, Dominique Schreurs (編), Transistor Level Modeling for Analog/RF IC Design, Springer, 2006.
- [5] Peter H. Aaen, Modeling and Characterization of Rf and Microwave Power FETs, Cambridge University Press, 2011.
- [6] D. Nirmal, J. Ajayan (編), Modeling of AlGaN/GaN High Electron Mobility Transistors, Springer, 2025.

デバイス物理を学習するための参考文献

- [7] J. del Alamo, Integrated Microelectronic Devices: Physics and Modeling, Pearson, 2017.
- [8] Umesh Mishra, Jasprit Singh, Semiconductor Device Physics and Design, Springer, 2014.
- [9] S.M. Sze, Kwok K. Ng, Physics of Semiconductor Devices, Wiley, 2006.

本文中で使用した参考文献

- [10] デバイスマデリングフロー(キーサイト): <https://www.keysight.com/jp/ja/lib/resources/technical-specifications/device-modeling-flow-2263296.html>
- [11] I. Angelov, Compact, Equivalent Circuit Models for GaN, SiC, GaAs and CMOS FET, https://www.mos-ak.org/baltimore/talks/02_Angelov_MOS-AK_Baltimore.pdf
- [12] 例えば シルバコ ATLAS マニュアル
- [13] P. V., Quay R., Physical Models. In: Analysis and Simulation of Heterostructure Devices. Computational Microelectronics. Springer, 2004.
- [14] S. A. Ahsan et al., Analysis and Modeling of Cross-Coupling and Substrate Capacitances in GaN HEMTs for Power-Electronic Applications, IEEE Trans. Electron Devices, vol. 64, no. 3, pp. 816-823, 2017.
- [15] W. R. Curtice, A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuit, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, pp. 448-456, May 1980.
- [16] W. R. Curtice, GaAs MESFET Modeling and Nonlinear CAD, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, pp. 220-230, Feb. 1988.
- [17] W. R. Curtice and M. Ettenberg, Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-33, pp. 1383-1394, Dec. 1985.
- [18] M. C Foisy et al., The role of inefficient charge modulation in limiting the current-gain cutoff frequency of the MODFET, IEEE Trans. Electron Devices, vol. 35, no. 7, pp. 871-878, July 1988.
- [19] L. D. Nguyen, L. E. Larson and U. K. Mishra, Ultra-high speed modulation-doped field-effect transistors: a tutorial review, in Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 4, pp. 494-518, April 1992.
- [20] H. Rohdin and P. Roblin, A MODFET dc model with improved pinchoff and saturation characteristics, in IEEE Trans. Electron Devices, vol. 33, no. 5, pp. 664-672, May 1986.
- [21] I. Angelov, H. Zirath and N. Rosman, A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices, in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 12, pp. 2258-2266, Dec. 1992.

参考文献 -2-

- [22] H. Otsuka et al., Semi-physical nonlinear circuit model with device/physical parameters for HEMTs, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. Vol. 3, pp. 25–33, 2011. (https://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/143838/local_143838.pdf)
- [23] V. Bourenkov et al., Table Based Models, https://www.mos-ak.org/grenoble/slides/10_Bourenkov_MOS-AK.pdf
- [24] 西口賢弥他, 深層学習を適用したミリ波GaN HEMTのシミュレーションモデル, *住友電工テクニカルレビュー*, vol. 202, pp. 68-71, 2023年1月号.
- [25] J. P. Everett et al., Optimization of LDMOS power transistors for high power microwave amplifiers using highly efficient physics-based model, 2011 6th European Microwave Integrated Circuit Conference, Manchester, UK, 2011, pp. 41–44.
- [26] Y. Kamo et al., A C-Band AlGaIn/GaN HEMT with Cat-CVD SiN Passivation Developed for an Over 100 W Operation, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005., Long Beach, CA, USA, 2005, pp. 495–498.
- [27] K. Honjo, Milestones of microwave and millimeter-wave technologies –Helical Progress in Device and Circuit–, *IEICE Electronics Express*, Vol. 6, pp.673–688, 2009.
- [28] K. Kuroda et al., Parasitic Compensation Design Technique for a C-Band GaN HEMT Class-F Amplifier, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 2741–2750, Nov. 2010.
- [29] W. Nagy et al., 150 W GaN-on-Si RF Power Transistor, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005., Long Beach, CA, USA, 2005, pp. 483–486.
- [30] https://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/transistor_amplifier_modeling_methods_for_microwave_design.pdf
- [31] H. Luo et al., On large-signal modeling of GaN HEMTs: past, development and future, *Chip*, Vol. 2, no. 3, 100052, 2023.
- [32] S. Pavlidis et al., Ultrawide-Bandgap Semiconductors for High-Frequency Devices, in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 25, no. 10, pp. 68–79, Oct. 2024.
- [33] T. P. Chow and R. Tyagi, Wide bandgap compound semiconductors for superior high-voltage unipolar power devices, in *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 41, no. 8, pp. 1481–1483, Aug. 1994.
- [34] D. Wang, et al.; Perspectives on nitride ferroelectric semiconductors: Challenges and opportunities. *Appl. Phys. Lett.* Vol. 124, no. 15, pp. 150501, Apr. 2024.
- [35] <https://ideas.ethz.ch/Surveys/pa-survey.html>, PA Survey version 9 (Ninth Web release on 02.08.2024), Power Amplifier designs in RF/mm-Wave/sub-THz frequencies and sub-THz/THz power/signal generation circuits published between 05/2023 and 07/2024., ETH Zurich D-ITET: Swiss Federal Institute of Technology in Zurich, Department of Information Technology and Electrical Engineering
- [36] Y. Yamaguchi et al., Ka-Band GaN Large-Signal Model Considering Trap Effect on Nonlinear Capacitance by Using Transient S-Parameters Measurement, 2018 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), San Diego, CA, USA, 2018, pp. 48–51.
- [37] T. Otsuka et al., Study of Self-heating Effect of GaN HEMTs with Buffer Traps by Low Frequency S-parameters Measurements and TCAD Simulation, 2019 IEEE BiCMOS and Compound semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS), Nashville, TN, USA, 2019, pp. 1–4..
- [38] T. Oishi et al., Bias Dependence Model of Peak Frequency of GaN Trap in GaN HEMTs Using Low-Frequency Y_{22} Parameters, *IEEE Trans. Electron Devices*, 68, pp.5565–5571, 2021.
- [39] T. Nishida et al., Drain-bias dependence of low-frequency Y_{22} signals for Fe-related GaN traps in GaN HEMTs with different Fe doping concentrations, *Solid-State Electronics*, 201 pp.108589, 2023.
- [40] T.Oishi et al., Drain bias dependence of Y_{22} and Y_{21} signals at low frequency for on-state conditions in AlGaIn/GaN high electron mobility transistors, *Jpn. J. Appl. Phys.*, 63, 010905 2024.
- [41] T.Oishi et al., Study on drain bias dependence of Y-parameters under on-state condition in GaN HEMTs using low-frequency vector network analyzer and device simulation, *Solid-State Electronics* 230, pp.109245 2025.