

第317回群馬大学アナログ集積回路研究会

高速・高耐圧化合物  
トランジスタの基本物性と  
コンパクトモデル  
(GaN HEMTの物性とモデリング概論)

青木 均

2016年12月15日

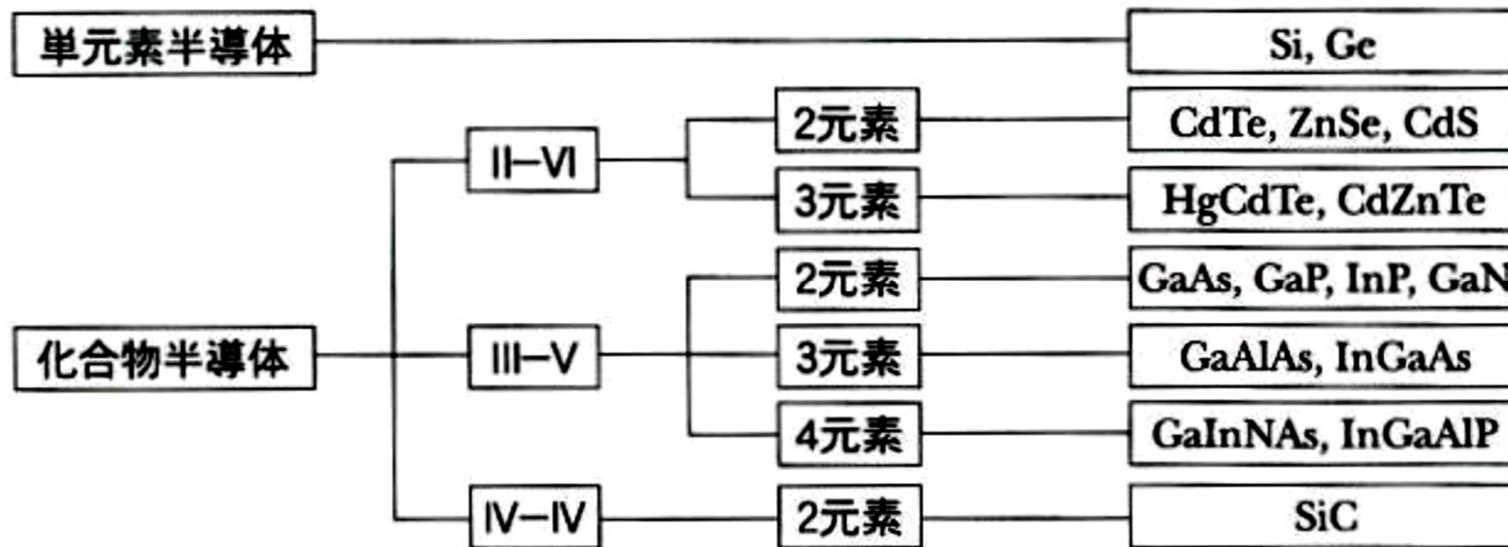
# アウトライン

---

- 化合物半導体入門
- MESFET概要と基本モデル
- HEMT概要とモデル
- GaN HEMT概要とモデル
  - DC Drain Currentモデル(MIT VSモデルーMIT VS)
  - DC Drain Currentモデル(ASMーHEMT)
  - GaN HEMTのモデリング例(Angelov GaN-HEMT)
- 付録: Normally-OffのGaN HEMTモデル  
(MIS GaN-HEMTモデル開発現状)

# 化合物半導體入門

# 単元素と化合物半導体の種類



# 化合物半導体の元素

元素周期律表の一部

3族	4族	5族	
B	C	N	単体半導体
Al	Si シリコン	P リン	
Ga ガリウム	Ge	As ヒ素	
In インジウム	Sn スズ	Sb アンチモン	
Tl	Pb 鉛	Bi ビスマス	3族-5族 化合物半導体

# 化合物半導体の特長－高速動作

電子移動度がシリコンに比べて高い → 例えば、Siをスクーターとすると、GaAsは新幹線  
GaAsの電子移動度はシリコンの5倍であり、高速演算処理が可能。

機能	デバイス名	材料	用途
高速 高周波	電界効果型 トランジスタ (FET、 HEMT)	GaAs AlGaAs/GaAs AlGaAs/InGaAs	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 直流増幅器、演算増幅器、スイッチング電源、モーター制御回路、高周波発振出力器、広帯域電流増幅器</li> <li>・ 自動車電話、携帯電話、PHS</li> <li>・ AV機器、計測制御機器</li> </ul>
	マイクロ波 ダイオード	InGaP/GaAs InAlAs/InGaAs	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ マイクロ波中継器、移動無線、衛星通信、放送用送受信機器</li> </ul>
	集積回路	GaAs AlGaAs/GaAs	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ マイクロ波モノリシックIC</li> <li>・ 高速コンピュータ</li> <li>・ 画像処理や計測用デバイス</li> <li>・ ワークステーション</li> </ul>

# 化合物半導体の特長－受発光機能

発光・・・可視光及び赤外光を出せる。

受光・・・シリコンに比較し、高い光電変換効率を得ることができる。

機能	デバイス名	材料	用途
受 発 光	発光ダイオード (LED)	可視 GaP、GaAs、 AlGaAs、GaAsP、 InGaAlP 赤外 InGaN、ZnSe、SiC GaAs、AlGaAs	<ul style="list-style-type: none"> <li>・家電製品、計器類、屋外ディスプレイ等の表示素子</li> <li>・ファクシミリ、LEDプリンター光通信等の光源</li> <li>・フォトカプラー、自動焦点カメラ、各種センサー、光通信等の光源、リモコンの光源</li> </ul>
	レーザーダイオード (LD)	短波長 AlGaAs/GaAs InGaAlP/GaAs 長波長 InGaAsP/InP	<ul style="list-style-type: none"> <li>・CD、DVDレーザー、プリンター、光ディスクメモリー、光通信、各種計器類等の光源</li> </ul>
	受光素子 (PD) (APD)	InGaAs/InP	<ul style="list-style-type: none"> <li>・光通信</li> <li>・センサー</li> <li>・赤外カメラ</li> </ul>

# 化合物半導体の特長－磁気感度

---

磁気に敏感である特徴を有しており、モータの回転数の精密な検知等に利用されている。

機能	デバイス名	材料	用途
磁電	ホール素子	InSb GaAs	(VTR、FDD、CD、DVDプレーヤー)



# 化合物半導体の特長－熱に強い

シリコンに比較して耐放射線特性及び耐熱性に優れており、宇宙空間での太陽電池等に利用されている

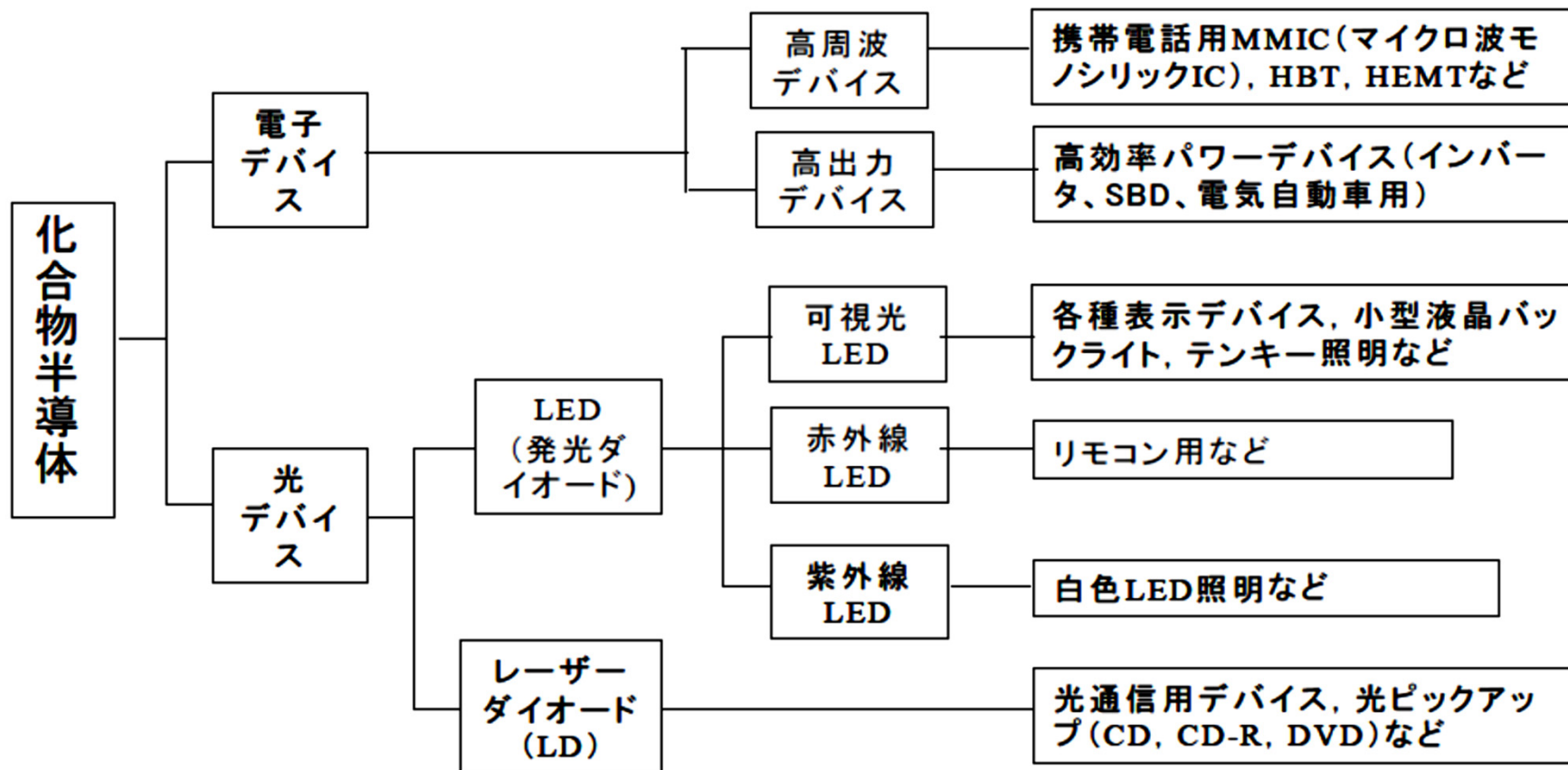
→ Si・・・～200℃ GaAs・・・～350℃

機能	デバイス名	材料	用途
受発光 耐放射線	太陽電池	GaAs InP	・ 無人気象観測所及び人工衛星の電源

# 化合物半導体の物性

	バンドギャップ (eV)	遷移型	格子定数 (Å)	熱膨張係数 ( $10^{-6}/K$ )	熱伝導率 (W/cm·K)	移動度300K (cm <sup>2</sup> /V·s)	絶縁破壊電界 (MV/cm)
Si	1.11	間接	5.43	2.4	1.3	1500	0.3
GaP	2.26	間接	5.45	5.3~5.81	1.1	200	—
GaAs	1.43	直接	5.65	6.0	0.55	8500	0.4
InP	1.34	直接	5.87	4.5	0.68	5400	—
GaN	3.39	直接	a=3.189 c=5.185	5.59 3.17	1.3~2.0	1200	2.6
SiC	3C	間接	4.36	—	4.9	800	4.0
	4H	間接	a=3.073 c=10.053	4.2 4.68	4.9	850/1000	2.8
	6H	間接	a=3.080 c=15.12	4.2 4.68	4.9	80/400	3.0

# 化合物半導体の用途



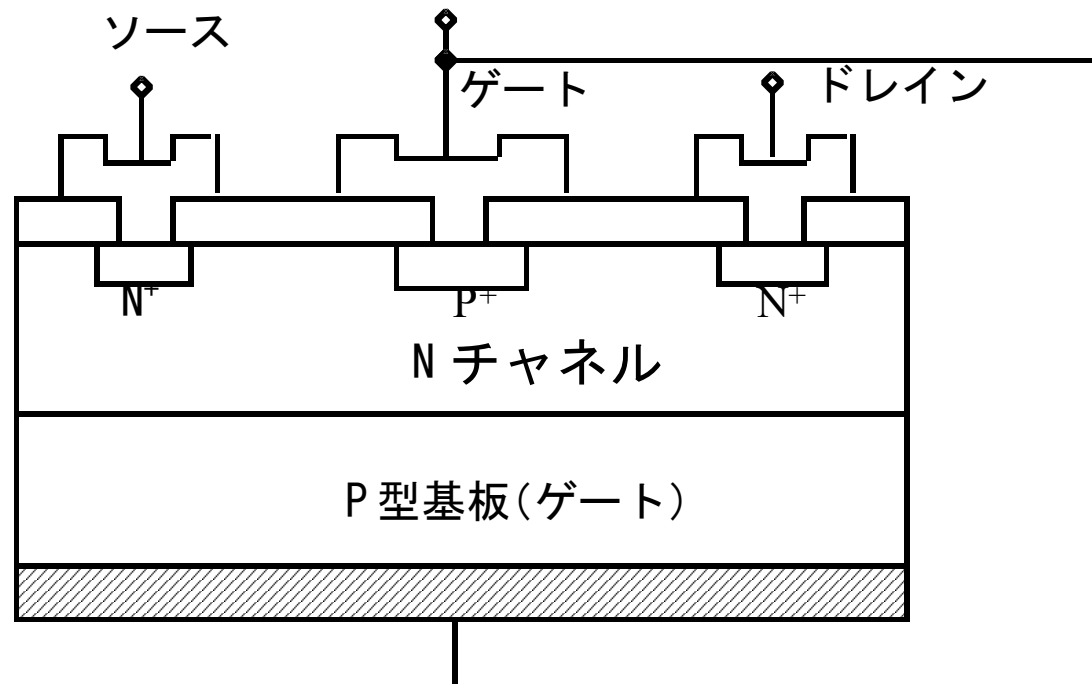
# MESFET概要と基本モデル

# JFETとMESFET

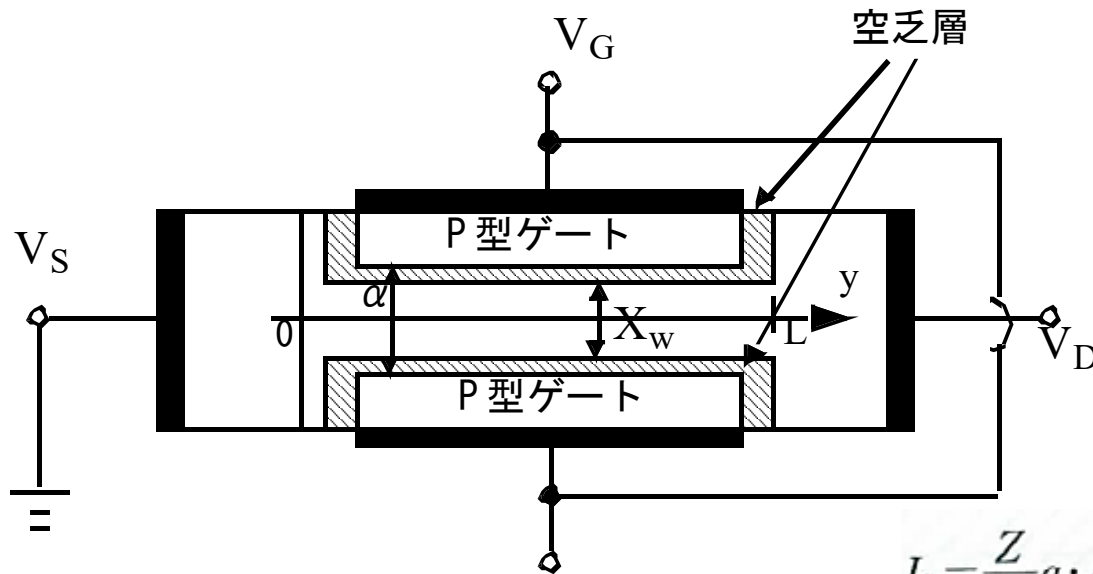
---

- 接合FET (JFET) の構造と動作
- MESFETの構造と動作

# 接合FETの構造



# Nチャンネル接合FETの動作



チャンネル領域の抵抗

$$R = \frac{\rho \cdot L}{x_w \cdot Z}$$

空乏層

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_d} (V_{bi} - V_{GS})}$$

ドレイン電流

$$I_D = \frac{Z}{L} q \cdot \mu_n \cdot N_d \cdot d \left[ 1 - \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_d d^2} (V_{bi} - V_{GS})} \right] V_D$$

ドレイン電圧が小さいとき

ゲートにおけるp形半導体のアクセプタ濃度  $N_a$  は、n形チャンネルのドナー濃度  $N_d$  より、はるかに高いので、空乏層はnチャンネルの中にまで広がってくる。2つのゲートの間隔を  $d$ 、空乏層幅を  $w$ 、チャンネルの中間層の厚さを  $x_w$  とする。

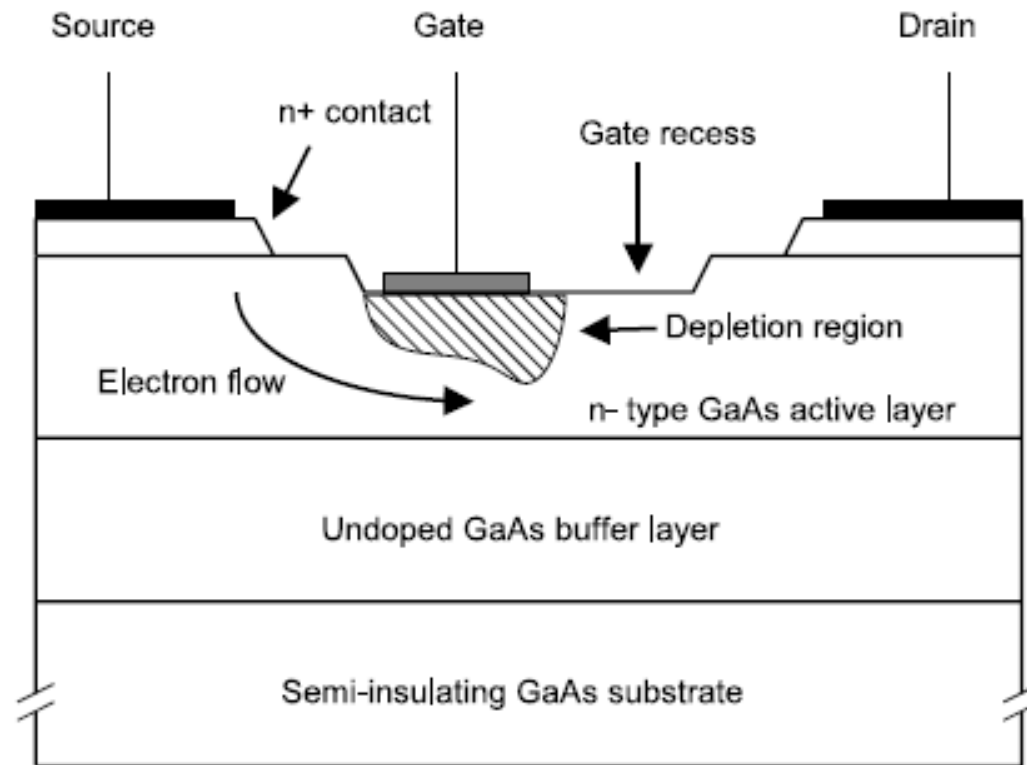
ソースからドレインへのコンダクタンスは直方体状の半導体のコンダクタンスとして求められる。

$$G = q \cdot \mu_n \cdot N_d \cdot \frac{d \cdot Z}{L}$$

$$I_D = G \left[ 1 - \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_d d^2} (V_{bi} - V_{GS})} \right] V_D$$

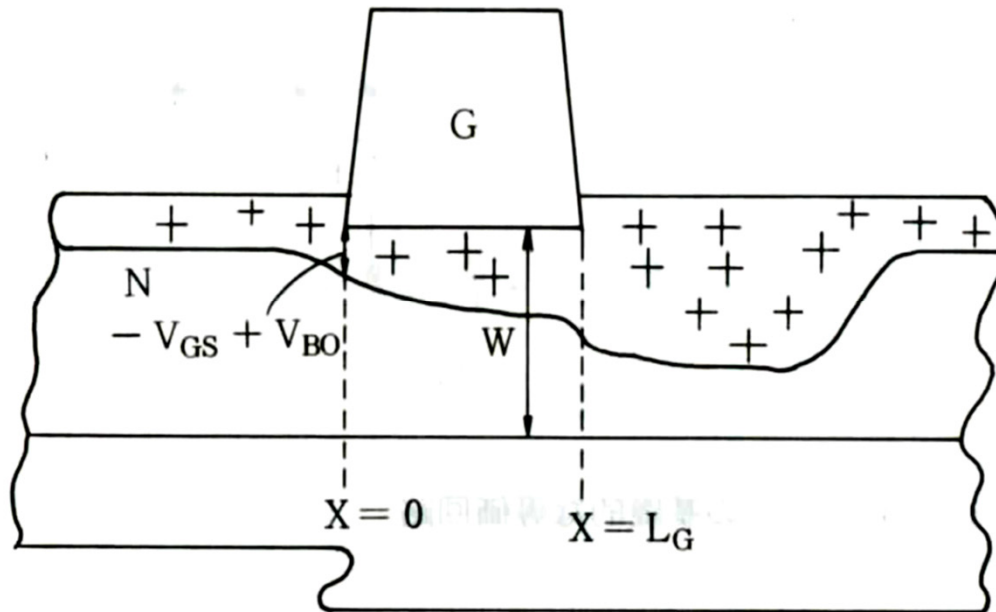
$\rho$ は抵抗率

# GaAs MESFETの構造



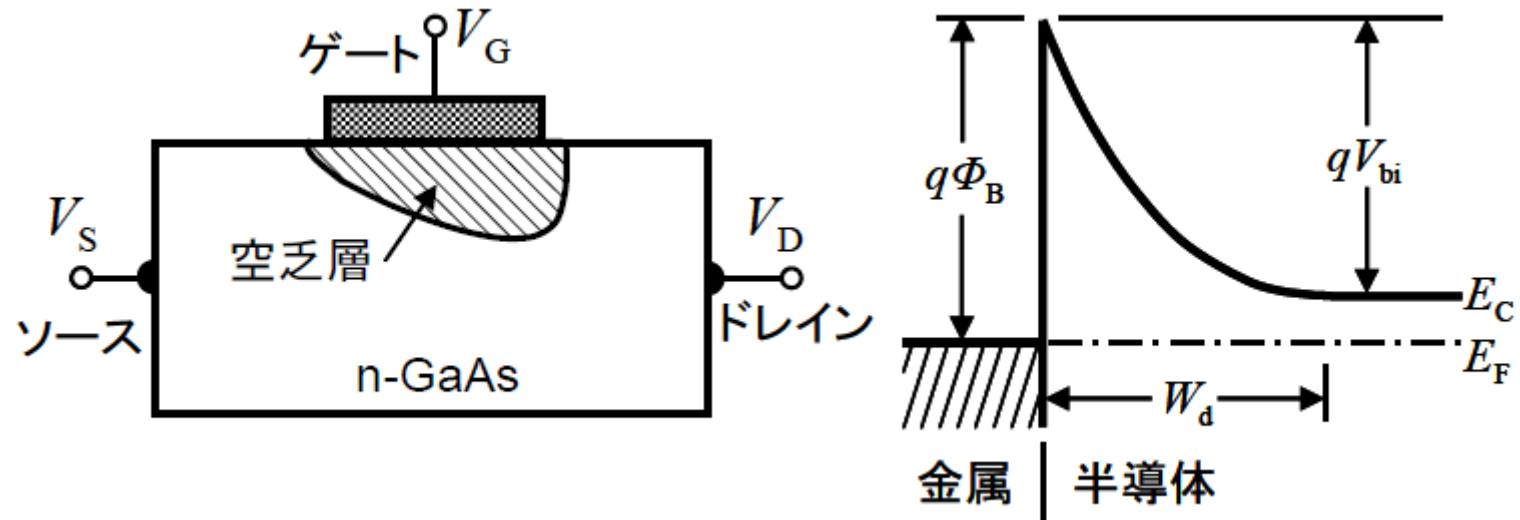


# MESFETのショットキー障壁



$V_{BO}$ : 外部電圧を加えない時の  
ショットキー・障壁の高  
さ

# MESFETの簡易構造とエネルギーバンド



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

ここで、 $\varepsilon_S$ ,  $V_{bi}$ ,  $N_d$ 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。

# MESFETのドレイン電流

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方はピンチオフ電圧  $V_p$  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, チャネル移動度である.

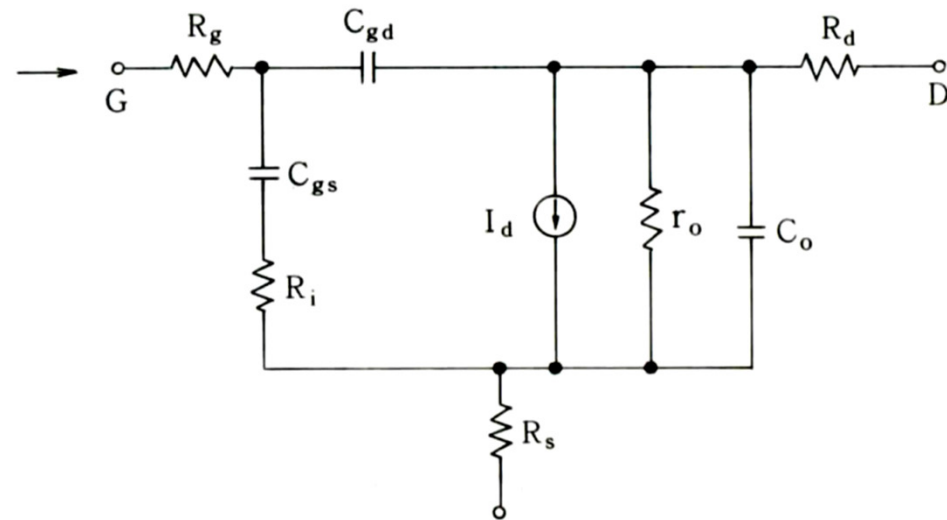
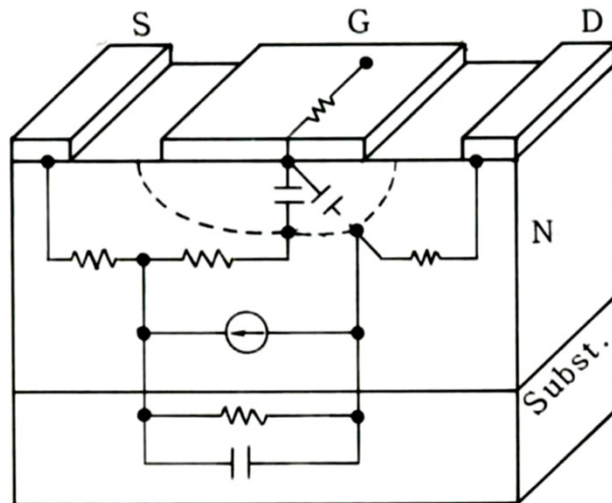
# MESFETの飽和電流

---

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

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。

# MESFETの等価回路モデル



# MESFETの基本ドレイン電流モデル1

---

## Curticeの(レベル1)Quadraticモデル

$$I_{ds} = 0 ; V_{gs} \leq V_{TO} \quad (\text{カット・オフ領域})$$

$$I_{ds} = \beta_1 (V_{gs} - V_{TO})^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha * V_{ds}) ; V_{gs} > V_{TO} \\ (\text{飽和・リニア領域})$$

# MESFETの基本ドレイン電流モデル2

---

## Curticeの(レベル2)Cubicモデル

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

$$\text{ここで } V_1 = V_{gs} [1 + \beta_2 (V_{dso} - V_{ds})]; V_{ds} \geq 0$$

この式は経験的なモデル式です。

ここで,

$\beta$  :  $V_{ds}$  の関数としてのピンチオフ・チャージのための定数

$V_{dso}$  :  $A_0, A_1, A_2, A_3$  があてはまる所での  $V_{ds}$  の値

$\gamma$  : ハイパボリック・タンジェント関数の変数

$$I_{ds} = 0; V_{ds} < 0$$

# MESFETの接合電流モデル

$V_{gs} \geq -5 * X_n * V_T$  のとき

$$I_{gs} = I_s \left( e^{\frac{V_{gs}}{X_n * V_T}} - 1 \right) + g_{min} V_{gs}$$
$$\left( V_T = \frac{k * T}{g} \right)$$

$-V_{BR} + 50 * V_T < V_{gs} < -5 * X_n * V_T$  のとき

$$I_{gs} = -I_s + g_{min} * V_{gs}$$

$V_{gs} \leq -V_{BR} + 50 * V_T$  のとき

$$I_{gs} = \begin{cases} \frac{V_{gs} - V_{BI}}{R_F} + g_{min} V_{gs} & (V_{gs} > V_{BI}) \\ g_{min} V_{gs} & (V_{gs} \leq V_{BI}) \end{cases}$$

ここで、 $V_{BI}$  はビルトイン電圧 ( $\phi_0$  と表わす時もある。)

$R_F$  は順方向バイアス抵抗の有効値

$V_{BI}$  の代表値は 0.8 V です。



# MESFETの基本容量モデル

容量成分は一定項である $Q_{ds}$ と非線型または一定項の $Q_{gs}$ と $Q_{gd}$ でモデル化されます。

$$Q_{ds} = C_{ds} * V_{ds} + \tau * I_{ds}$$

デフォルト状態では一定の $Q_{gs}$ と $Q_{gd}$ となります。

$$Q_{gs} = C_{gs} * V_{gc}$$

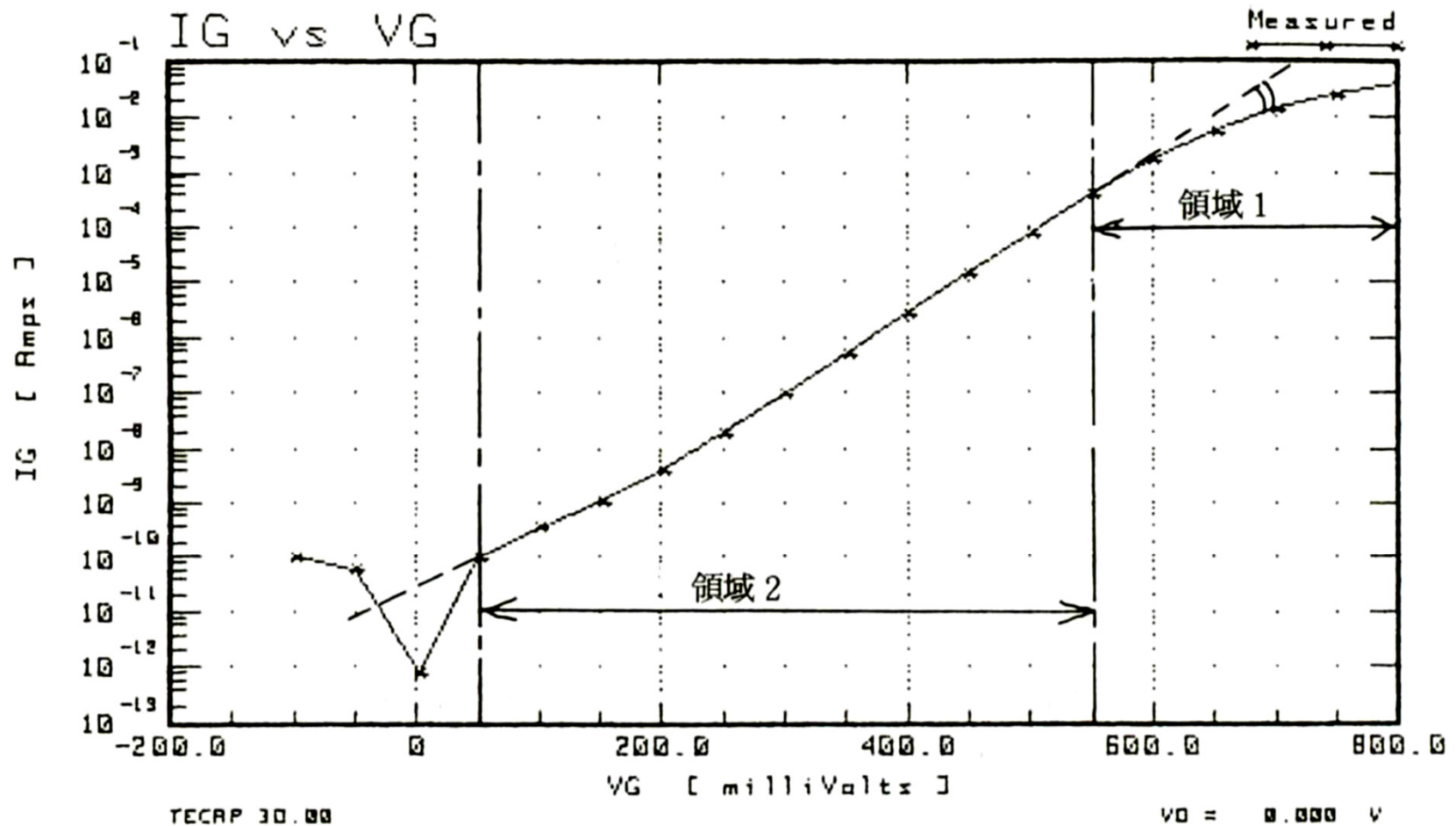
$$Q_{gd} = C_{gd} * V_{gd} \quad \text{ここで, } V_{gc} \text{ は, } V_{gs} \text{ を } C_{gs} \text{ によって分割した電圧です。}$$

$\tau$ はFETの内部遅延時間で一定の変数とするか、 $V_{ds}$ の関数としてあらわせます。

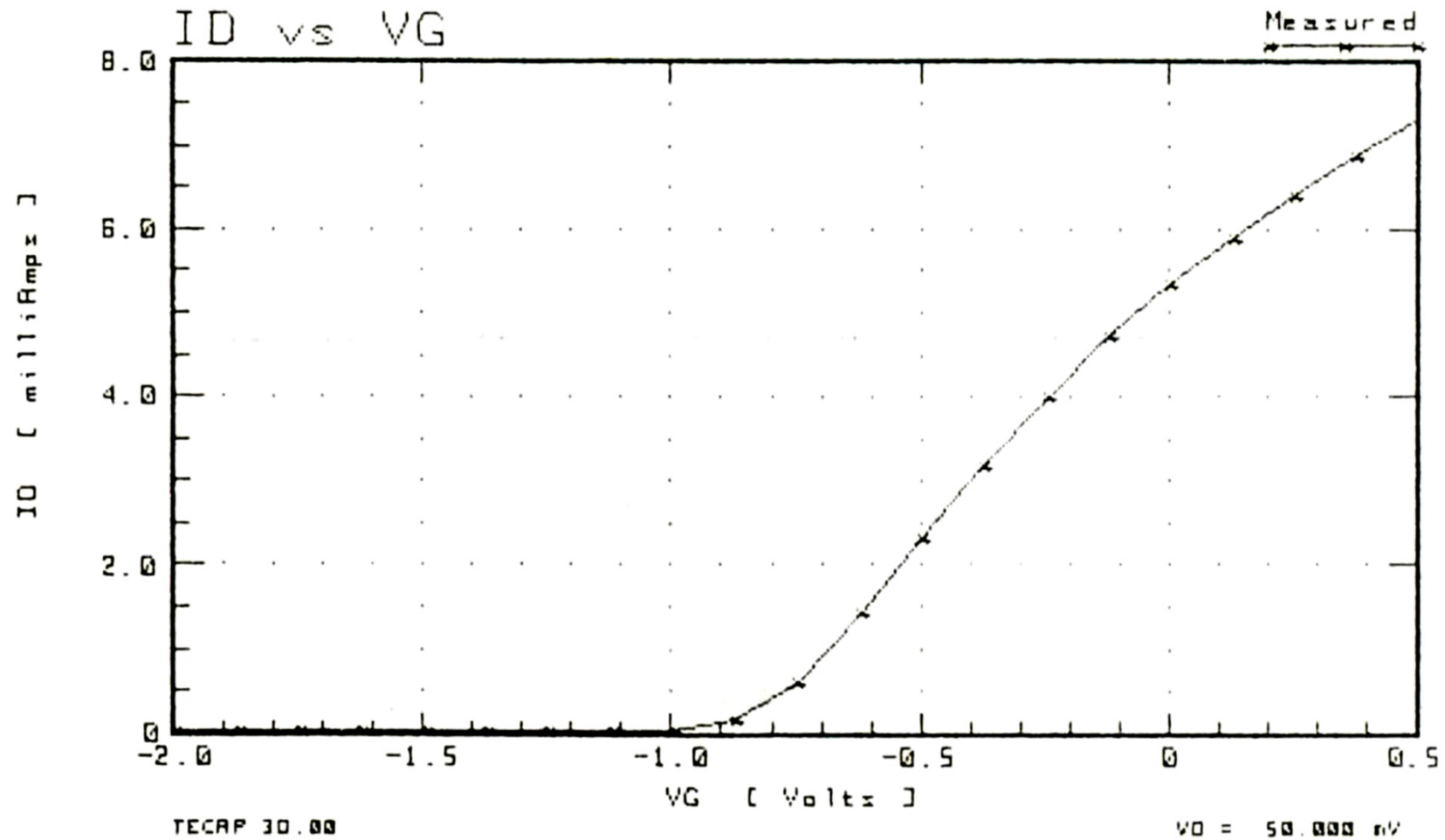
$$\tau = A_s * V_{ds}$$

ここで、 $A_s$ は比例定数です。もし $\tau$ がパラメータ・テーブル内で零でない場合、 $A_s$ は無視され、そうでない場合上記の式が使われます。

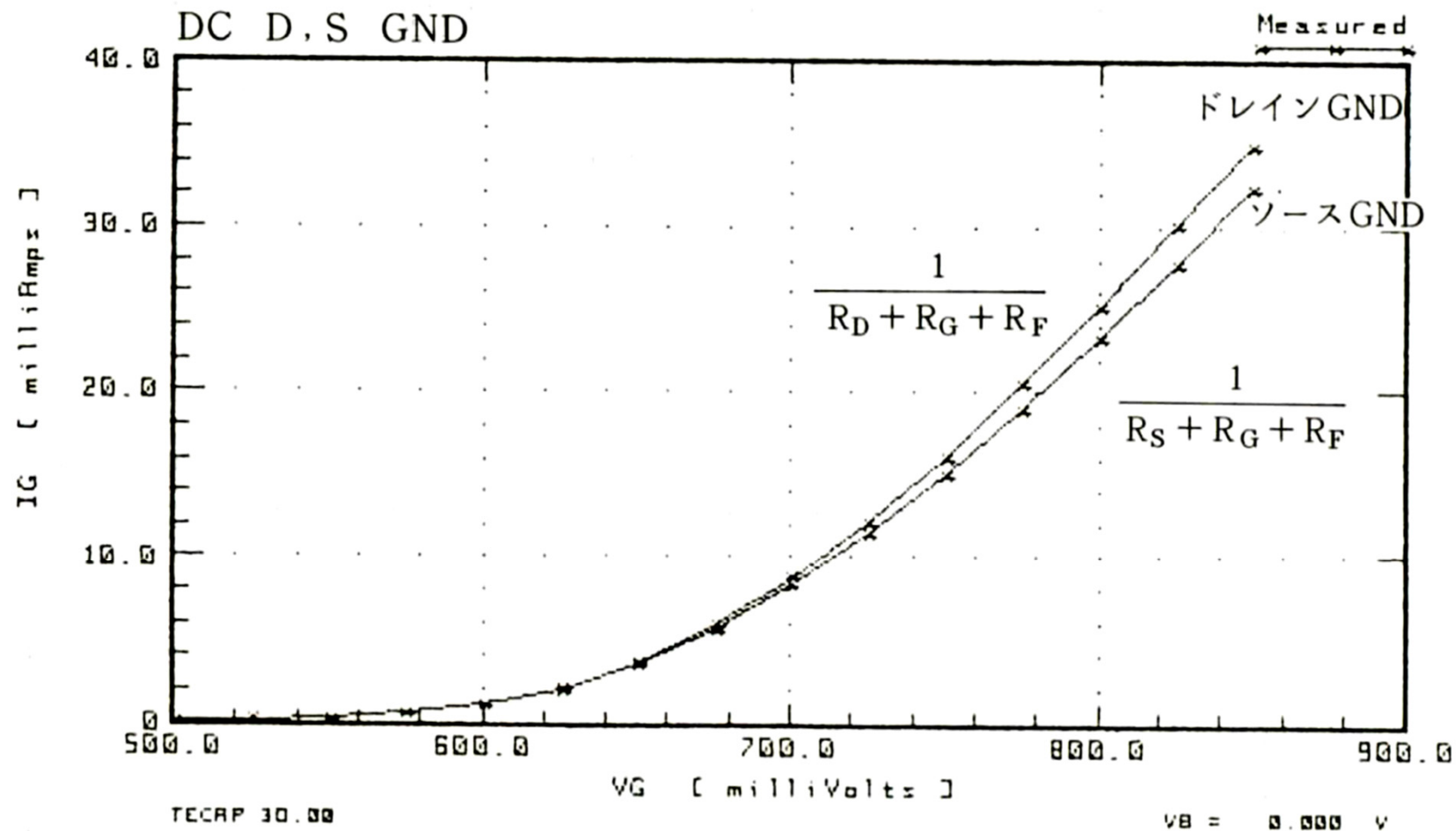
# MESFETのゲート電流・電圧特性



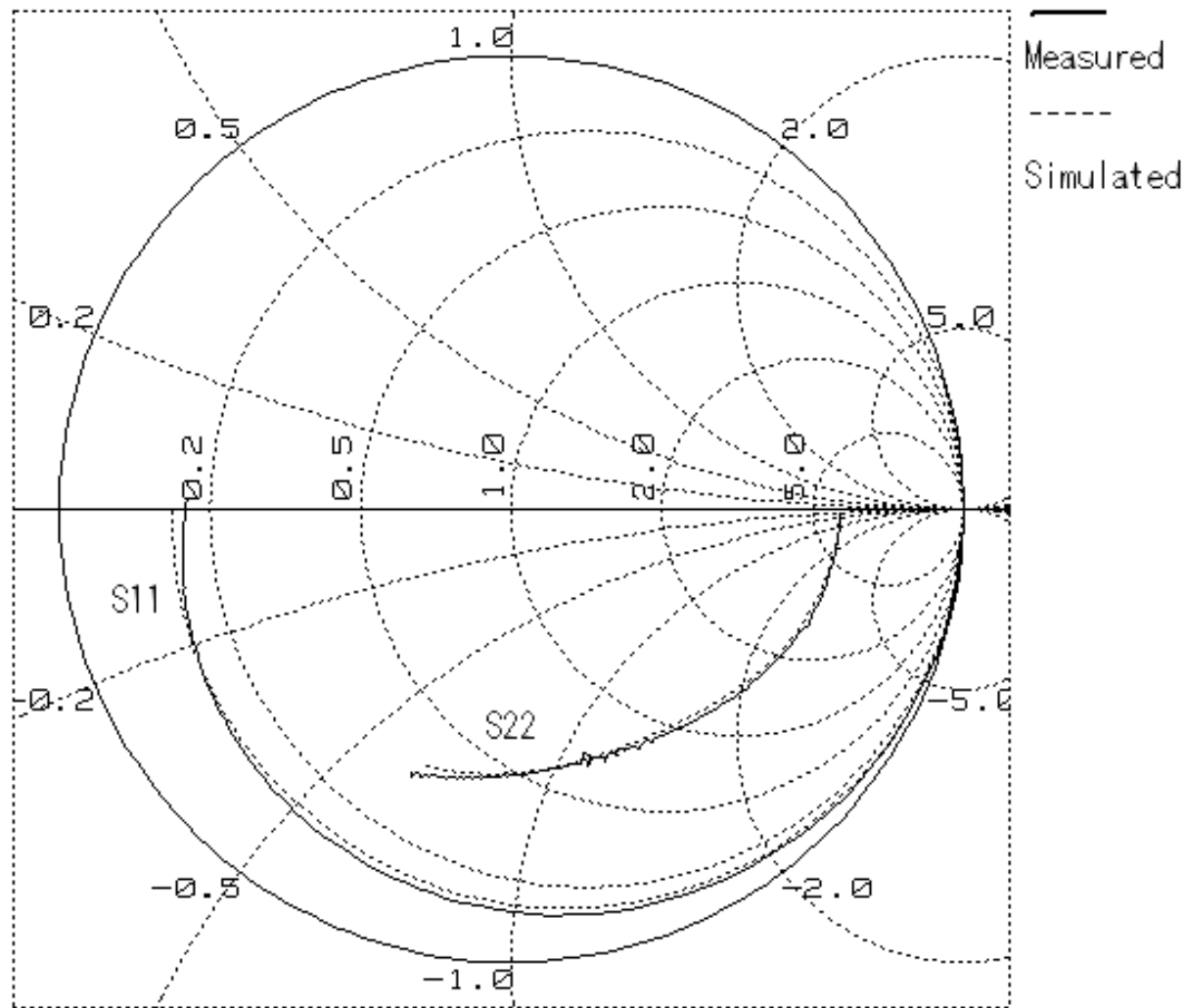
# MESFETのドレイン電流・電圧特性



# MESFETのゲート電流・電圧特性

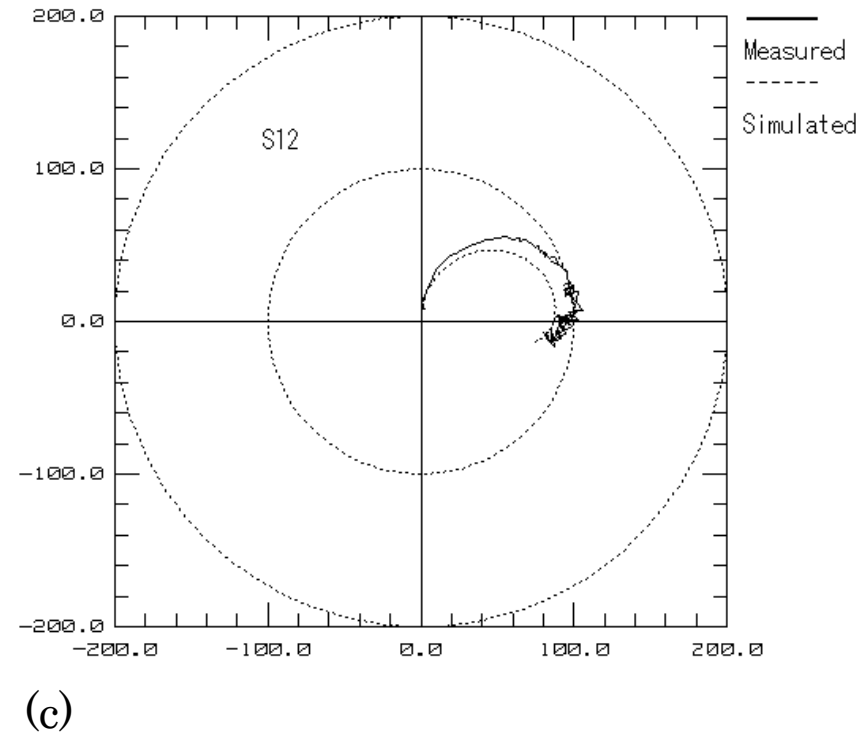
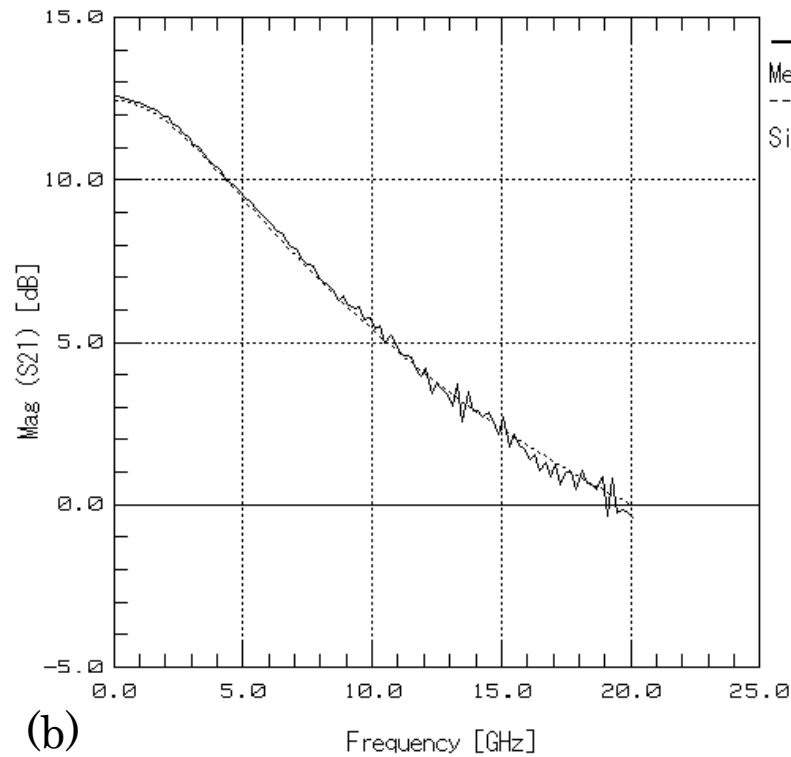


# MESFETのSパラメータ反射特性



(a)

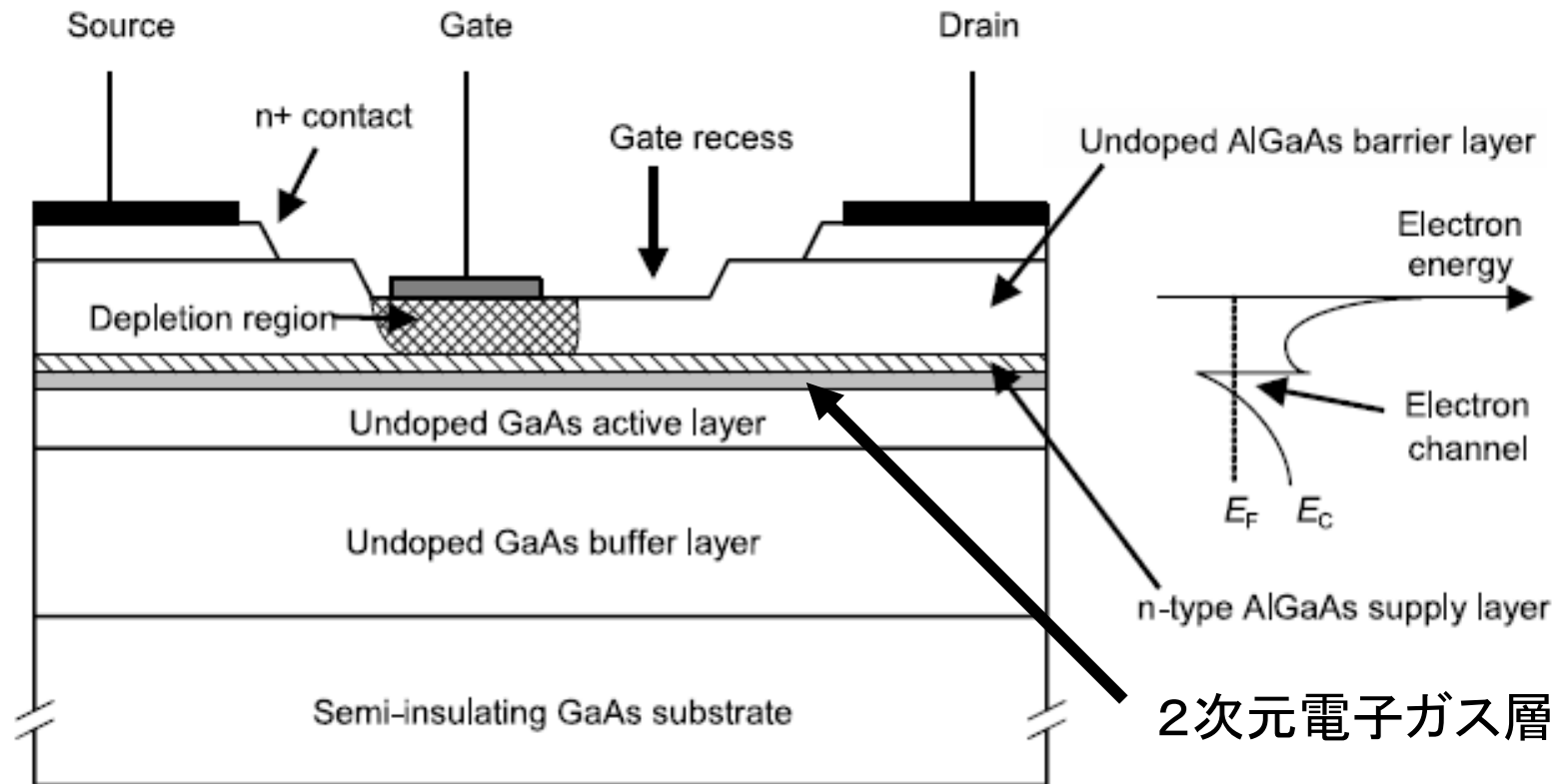
# MESFETのSパラメータ伝送特性



Comparison of S-parameter measured and modeled results with varying frequencies from 100MHz to 20.1GHz,  $V_{GS} = -500\text{mV}$ ,  $V_{DS} = 5.0\text{V}$ . Gate length and width of the low noise MESFET to be used are  $0.7\mu\text{m}$  and  $300\mu\text{m}$ , respectively. (a) S11 and S22 on a smith chart. (b) magnitude of S21 versus frequency. (c) S12 on a polar chart whose scale must be divided by 1,000.

# HEMT概要とモデル

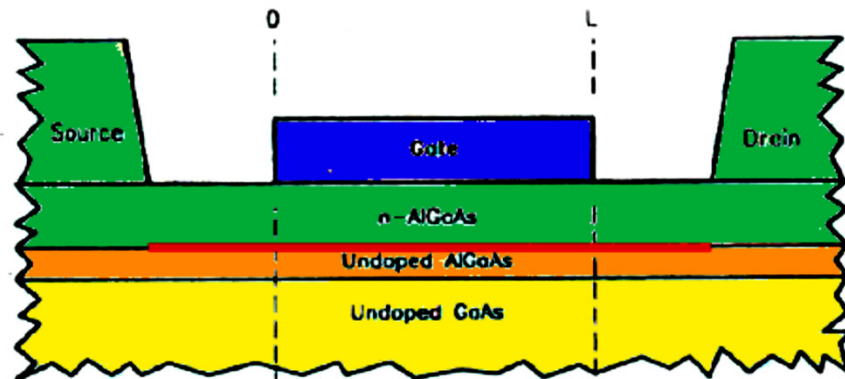
# AlGaAs-GaAs HEMT の構造とエネルギーバンド



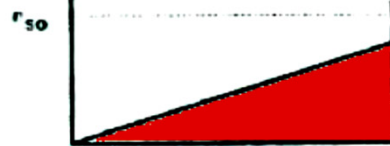
優位点: 低雑音, 高利得, 高電力



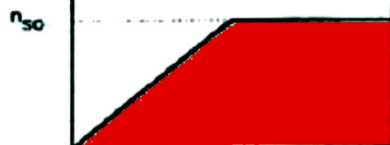
# HEMTの電子シート密度



Case 1



Case 2



Case 3



ゲート電圧→大

(1)  $V_{gs} < V_{GC}$

(2)  $V_{gs} \geq V_{GC}$  and  $V_{gs} - V_{GC} < V_{ds}$

(3)  $V_{gs} \geq V_{GC}$  and  $V_{gs} - V_{GC} \geq V_{ds}$

# ゲートクリティカル電圧

---

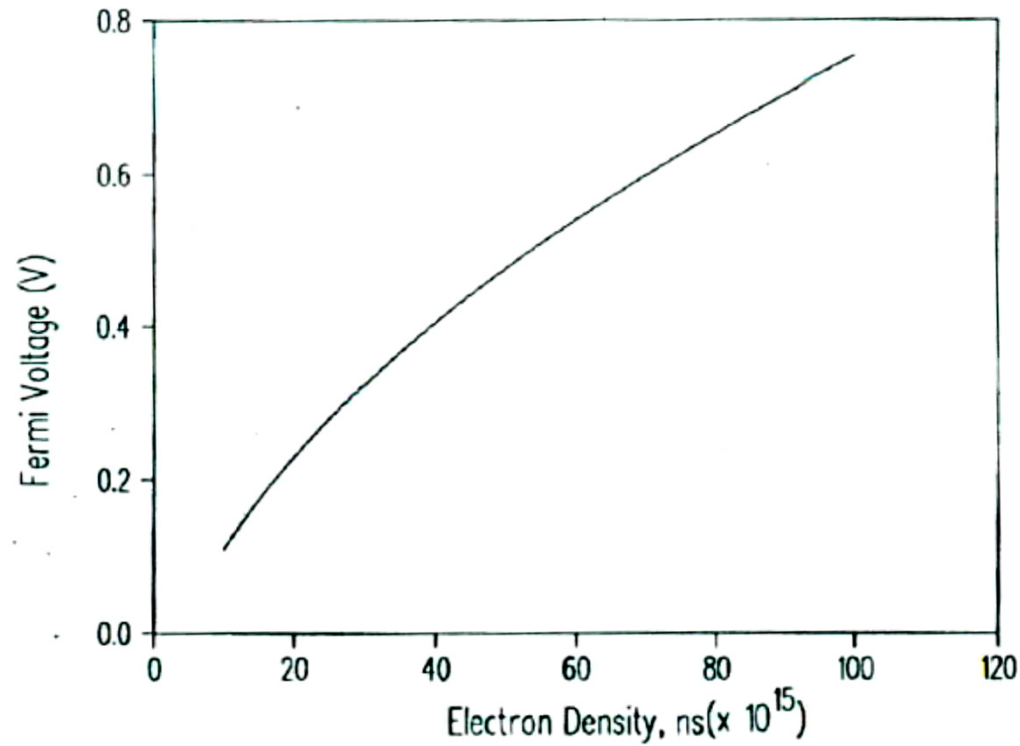
$$V_{GC} = \frac{q(d + d_0)n_{s0}}{\epsilon} + V_{off} + E_{F(n_s = n_{s0})}$$

$q$ : 電荷,  $d$ : ドープ層の厚さ,  $d_0$ : AlGaAs層厚さ

$E_F(n_s = n_{s0})$ : 最大電子密度でのフェルミレベル

$V_{off}$ : 2DEGが存在しない時の電圧

# フェルミレベル( $E_F$ )



解析的に考察する  
例えば,

$$E_F = K_1 + K_2(n_s + K_3)^{1/2}$$

# ターンオフ電圧 ( $V_{off}$ )

---

$$V_{off} = V_{bi} - V_{P2} - \Delta E_c$$

AlGaAsのピンチオフ電圧

$$V_{P2} = \frac{qN_d d^2}{2\epsilon}$$

最終クリティカルゲート電圧

$$V_{GC} = \frac{q(d + d_0)n_{s0}}{\epsilon} + V_{off} + K_1 + K_2(n_{s0} + K_3)^{1/2}$$

# ドレイン・ソース飽和電圧 ( $V_{Dsat}$ )

Case1,2について, 4次多項式近似で求める.

$$\begin{aligned} V_{DSAT}^4 + 4(\epsilon L + C/9)V_{DSAT}^3 + 4[\epsilon^2 L^2 + (D + 2C\epsilon L)/3 - P]V_{DSAT}^2 \\ + 4[C\epsilon^2 L^2 + \epsilon L(2D/3 - 2P)]V_{DSAT} \\ + 4(P^2 - 4D^3/9C^2 - 4D^2\epsilon L/3C - D\epsilon^2 L^2) = 0 \end{aligned}$$

$$P = \begin{cases} P_0 & \text{for } V_{gs} < V_{GC} \text{ (case 1)} \\ P_0 + K_I & \text{for } V_{gs} \geq V_{GC} \text{ and } V_{gs} - V_{GC} < V_{ds} \text{ (case 2)} \end{cases}$$

$$P_0 = (V_{G1} + C/2)\epsilon L + 2D^{3/2}/3C$$

$$\begin{aligned} K_I = \frac{(V_{gs} - V_{GC})^2}{2} + \frac{2}{3C} \{ [D - C(V_{gs} - V_{GC})]^{3/2} - D^{3/2} \} \\ + \left[ \frac{C^2}{4} + C(V_{GC} - V_{off} - K_1) + K_2^2 K_3 \right]^{1/2} (V_{gs} - V_{GC}) \end{aligned}$$

# ドレイン電流式

$$I_{ds} = I_{DS0} (1 + \Delta V_{ds})$$

$$I_{DS0} = \frac{A}{B} \left( V_{G1} V_{ds} + \frac{C V_{ds}}{2} - \frac{V_{ds}^2}{2} + \frac{2\{(D - C V_{ds})^{3/2} - D^{3/2}\}}{3C} \right)$$

$$I_{DS0}(V_{ds} \geq V_{Dsat}) = I_{DS0}(V_{ds} = V_{Dsat})$$

$$V_{G1} = V_{gs} - V_{off} - K_1$$

$$A = \frac{\mu_0 Z \epsilon}{L(d + d_0)}$$

$$B = 1 + \frac{V_{ds}}{\epsilon L}$$

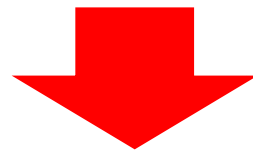
$$C = \frac{\epsilon K_2^2}{q(d + d_0)}$$

$$D = \frac{C^2}{4} + C V_{G1} + K_2^2 K_3$$

# HEMTのコンパクトモデル

---

- 2次元電子ガス層のモデル化は、経験的に  
行う以外困難
- $n_s$ のフェルミレベルが、3つの状態に分か  
れる



- 回路設計に使用されるコンパクトモデルは、  
経験的な物が主流
- 最も使用されているのは、Angelovモデル

# Angelov HEMT model (1)

## Ids equations:

$$P1m = P1 * (1 + B1 / \cosh(B2 * Vds))$$

$$Vpkm = VPkS - DVPkS + DVPkS * \tanh(ALPHA * Vds) - VSB2 * (Vdg - VTR)^2$$

$$x1p = P1m * ((Vgs - Vpkm) + P2 * (Vgs - Vpkm)^2 + P3 * (Vgs - Vpkm)^3)$$

$$\text{Alphap} = ALPHAR + ALPHAS * (1 + \tanh(x1p))$$

Original model (Idsmod=0):

$$I_{ds} = IPK0 * (1 + \tanh(x1p)) * \tanh(\text{Alphap} * Vds) * (1 + LAMBDA * Vds + LSB0 * \exp(Vdg - VTR))$$

Symmetric model (Idsmod=1):

$$x1n = P1m * ((Vgd - Vpkm) + P2 * (Vgd - Vpkm)^2 + P3 * (Vgd - Vpkm)^3)$$

$$\text{Alphan} = ALPHAR + ALPHAS * (1 + \tanh(x1n))$$

$$\text{Lambdan} = LAMBDA + LVG * (1 + \tanh(x1n))$$

$$\text{Lambdap} = LAMBDA + LVG * (1 + \tanh(x1p))$$

$$\text{Lambdan1} = LAMBDA1 + LVG * (1 + \tanh(x1n))$$

$$\text{Lambdap1} = LAMBDA1 + LVG * (1 + \tanh(x1p))$$

$$I_{dsp} = IPK0 * (1 + \tanh(x1p)) * (1 + \tanh(\text{Alphap} * Vds)) * (1 + \text{Lambdap} * Vds + \text{Lambdap1} * \exp(Vds/Vkn - 1))$$

$$I_{dsn} = IPK0 * (1 + \tanh(x1n)) * (1 - \tanh(\text{Alphan} * Vds)) * (1 - \text{Lambdan} * Vds - \text{Lambdan1} * \exp(Vds/Vkn - 1))$$

$$I_{ds} = 0.5 * (I_{dsp} - I_{dsn})$$



# Angelov HEMT model (2)

---

## Igs, Igd equations:

$$I_{gs} = IJ * (\exp(PG * \tanh(V_{gsc} - VJG)) - \exp(-PG * VJG))$$

$$I_{gd} = IJ * (\exp(PG * \tanh(V_{gdc} - VJG)) - \exp(-PG * VJG))$$

## Temperature equations:

$$I_{pk0} = IPK0 * (1 + TCIPK0 * (Temp - Tnom))$$

$$P1 = P1 * (1 + TCP1 * (Temp - Tnom))$$

$$L_{sb0} = LSB0 * (1 + TCLSB0 * (Temp - Tnom))$$

$$C_{gs0} = CGS0 * (1 + TCGS0 * (Temp - Tnom))$$

$$C_{gd0} = CGD0 * (1 + TCGD0 * (Temp - Tnom))$$

$$R_c = RC * (1 + TCRC * (Temp - Tnom))$$

$$C_{rf} = CRF * (1 + TCCRF * (Temp - Tnom))$$

# Angelov HEMT model (3)

---

## Charge equations:

$$\text{Phi1} = \mathbf{P10} + \mathbf{P11} * \text{Vgsc} + \mathbf{P111} * \text{Vds}$$

$$\text{Phi2} = \mathbf{P20} + \mathbf{P21} * \text{Vds}$$

$$\text{Phi3} = \mathbf{P30} - \mathbf{P31} * \text{Vds}$$

$$\text{Phi4} = \mathbf{P40} + \mathbf{P41} * \text{Vgdc} - \mathbf{P111} * \text{Vds}$$

Capmod=0

$$\text{Cgs} = \mathbf{CGSP} + \mathbf{CGS0} * (1 + \tanh(\text{Phi1})) (1 + \tanh(\text{Phi2}))$$

$$\text{Cgd} = \mathbf{CGDP} + \mathbf{CGD0} * ((1 - \mathbf{P111} + \tanh(\text{Phi3})) (1 + \tanh(\text{Phi4})) + 2 * \mathbf{P111})$$

Capmod=1:

$$\text{Lc1} = \ln(\cosh(\text{Phi1}))$$

$$\text{Lc10} = \ln(\cosh(\mathbf{P10} + \mathbf{P111} * \text{Vds}))$$

$$\text{Qgs} = \mathbf{CGSP} * \text{Vgsc} + \mathbf{CGS0} * (\text{Phi1} + \text{Lc1} - \text{Qgs0}) * (1 + \tanh(\text{Phi2})) / \mathbf{P11}$$

$$\text{Qgs0} = \mathbf{P10} + \mathbf{P111} * \text{Vds} + \text{Lc10}$$

$$\text{Lc4} = \ln(\cosh(\text{Phi4}))$$

$$\text{Lc40} = \ln(\cosh(\mathbf{P40} - \mathbf{P111} * \text{Vds}))$$

$$\text{Qgd} = \mathbf{CGDP} * \text{Vgdc} + \mathbf{CGD0} * (\text{Phi4} + \text{Lc4} - \text{Qgd0}) (1 - \mathbf{P111} + \tanh(\text{Phi3})) / \mathbf{P41}$$

$$\text{Qgd0} = \mathbf{P40} - \mathbf{P111} * \text{Vds} + \text{Lc40}$$

# Angelov HEMT model (4)

## Noise equations:

Broadband noise:

NoiseMod = 0 (default value)

$I_{dtn} = \text{abs}(I_{ds}) + \text{abs}(I_{gd})$

$\langle i^2 \rangle / \Delta F = 4 K T * \mathbf{LW} * \sqrt{((\mathbf{TD} / \text{Temp}) * I_{dtn} + \mathbf{TD1} * (I_{dtn} - I_{optn})^2)}$

NoiseMod=1

Td = gate equivalent temperature; Td = drain equivalent temperature.

If Td and Tg are not given, they are calculated from:

$T_d = \text{Temp} * (1 + \mathbf{TMN} * (1 + \tanh[\Phi]) * \text{ABS}(\tanh[\mathbf{Alpha} * V_{ds}]) * (1 + \mathbf{Lambda} * V_{ds}))$

$T_g = \text{Temp} * (1 + (1 + \tanh[\Phi]) * \text{ABS}(\tanh[\mathbf{Alpha} * V_{ds}]) * (1 + \mathbf{Lambda} * V_{ds}))$

(Phi and Alpha are functions calculated for the Ids equation)

NoiseMod=2

Parameters P, R and C model drain and gate noise sources.

If they are not given, they are calculated from:

$R = g_m * R_i * T_g / \text{Temp}$

$P = g_{ds} / g_m * T_d / \text{Temp}$

$C = \sqrt{R/P}$

(use equations from other MESFET models, for example, Curtice2)

Igs, Igd shot noise and Flicker noise:

$\langle i_{gs}^2 \rangle / \Delta F = 2 * q * I_{gs} + \mathbf{KF} * I_{gs}^{\mathbf{AF}} / \text{freq}^{\mathbf{FFE}}$

$\langle i_{gd}^2 \rangle / \Delta F = 2 * q * I_{gd} + \mathbf{KF} * I_{gd}^{\mathbf{AF}} / \text{freq}^{\mathbf{FFE}}$

Ids Flicker noise:

NoiMod=1 OR NoiMod=2

$\langle i^2 \rangle / \Delta F = \mathbf{KF} * I_{ds}^{\mathbf{AF}} / \text{freq}^{\mathbf{FFE}}$ .

NoiMod=0 (default value)

$\langle i_{df}^2 \rangle / \Delta F = \mathbf{KLFD} * \langle i^2 \rangle / \Delta F$

where:  $\mathbf{KLFD} \sim \mathbf{KLF} * (1 / \text{freq}^{\mathbf{NP}} + 1 / (1 + (\text{freq} / \mathbf{FGR})^2))$

Thermal noise:

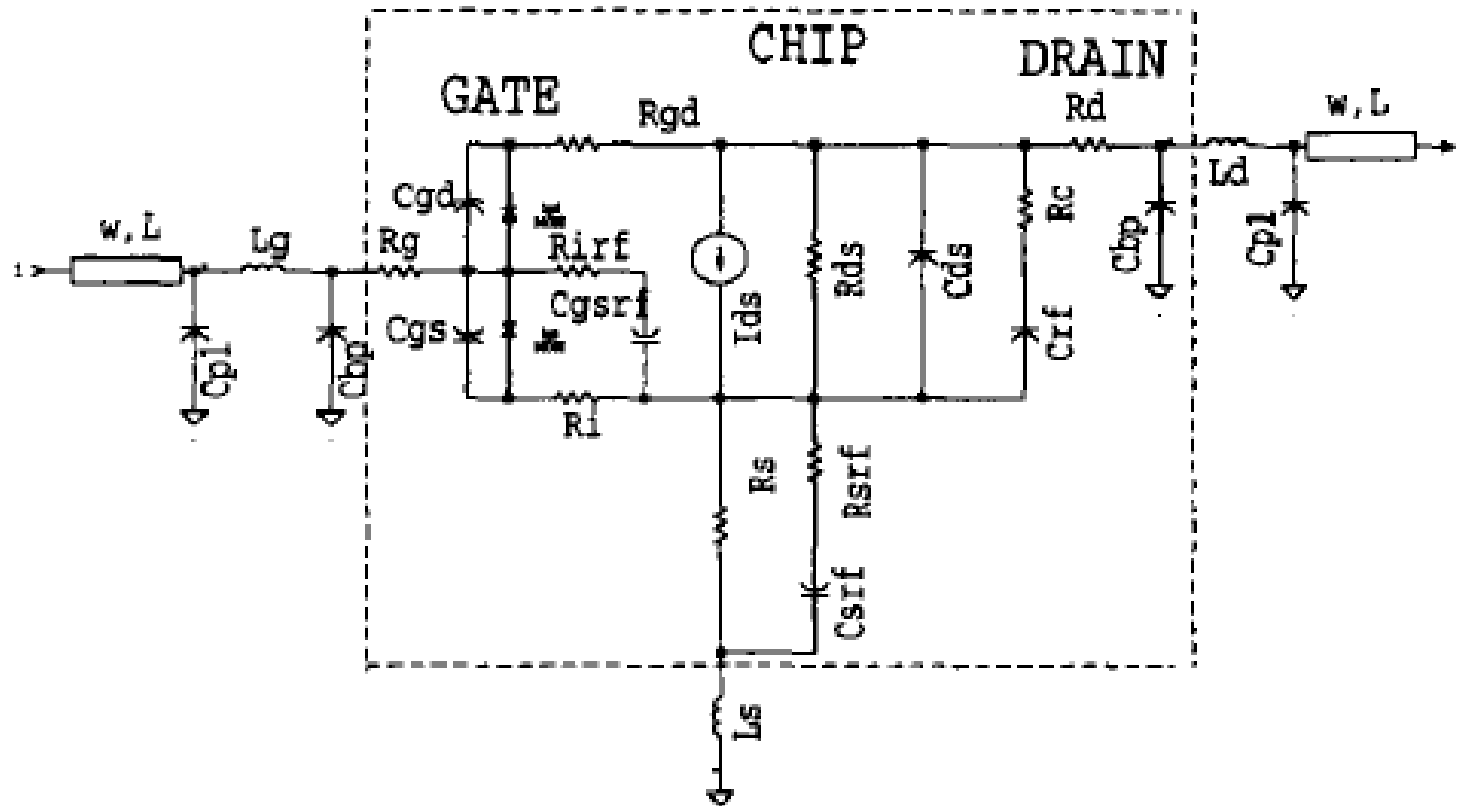
Thermal noise of resistances Rgd, Rd, Rg and Rs:

$\langle i^2 \rangle / \Delta F = 4 K T * (1 / R)$

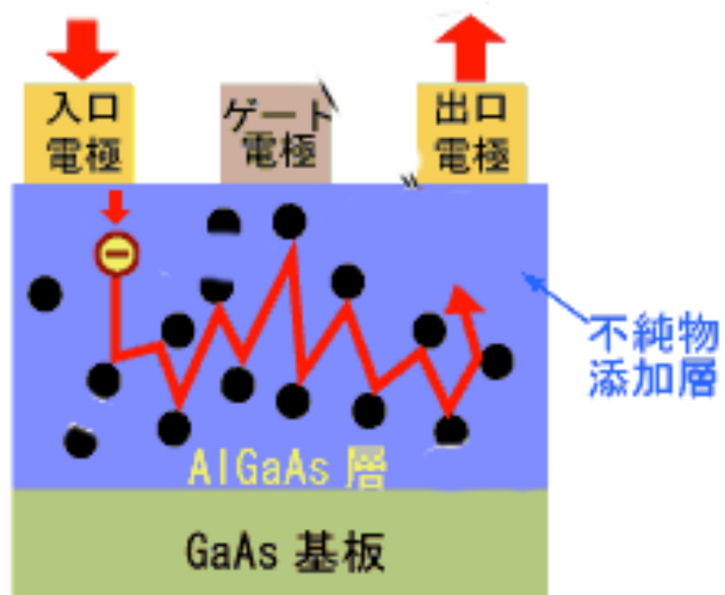
For Ri:

$\langle i^2 \rangle / \Delta F = 4 K T_g * (1 / R_i)$

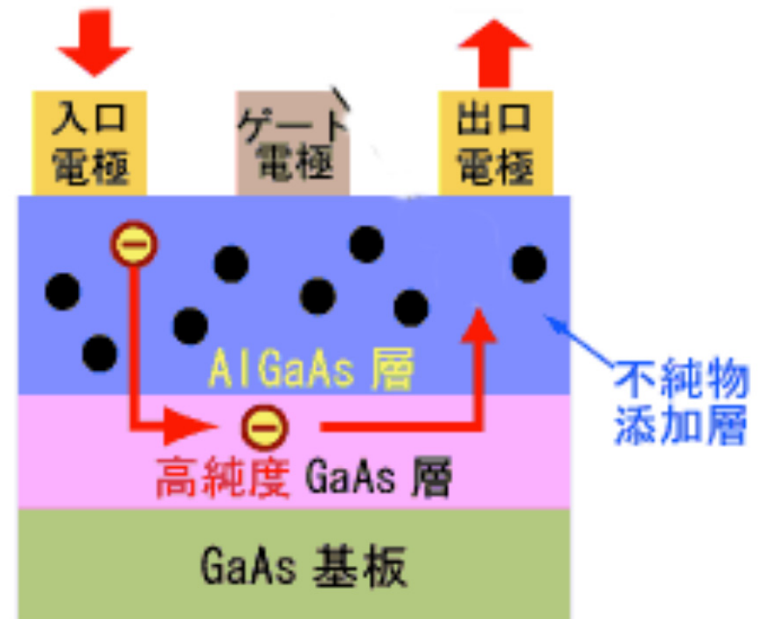
# Equivalent circuit of Angelov HEMT



# MESFETよりHEMT

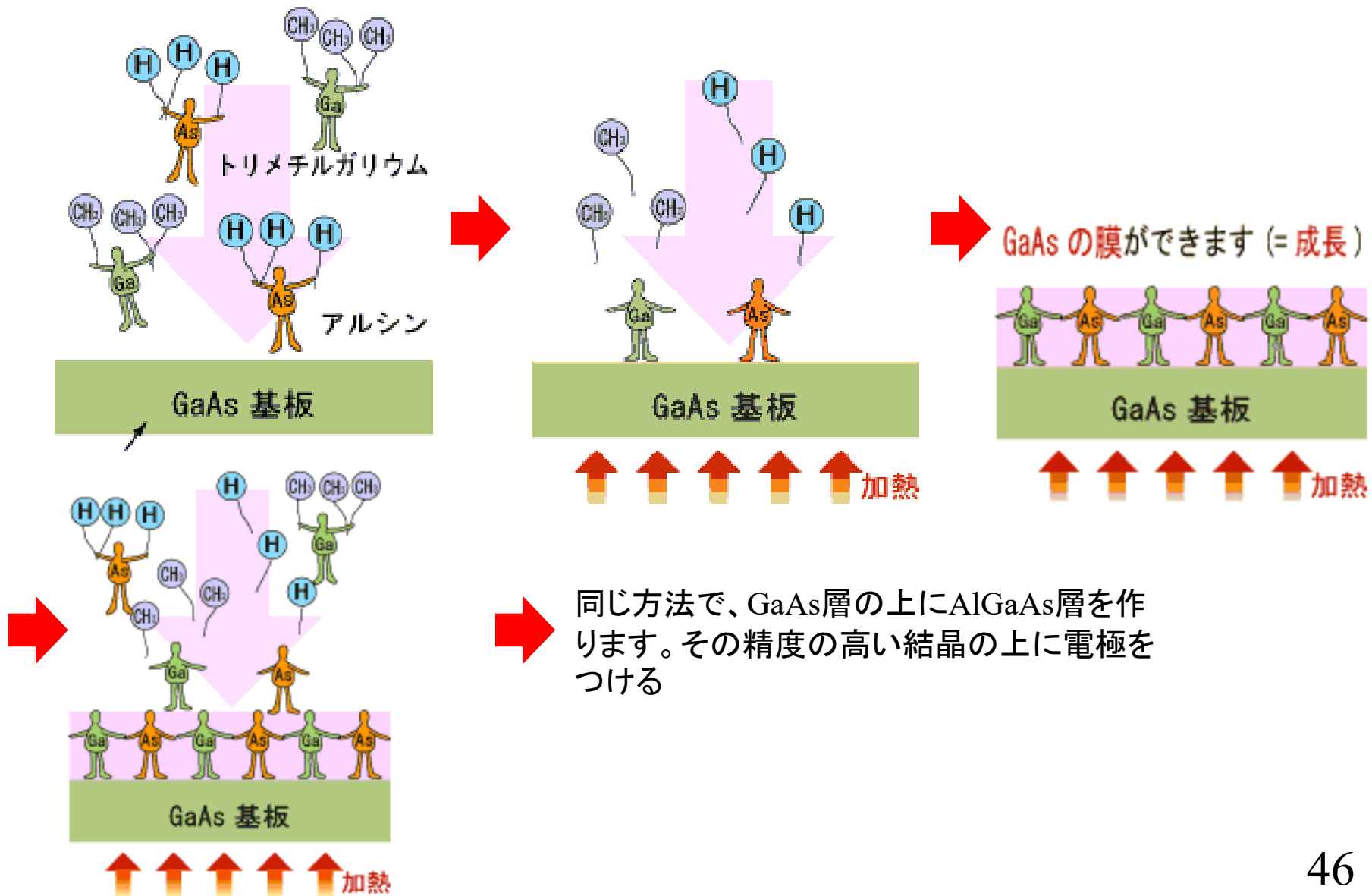


MESFET

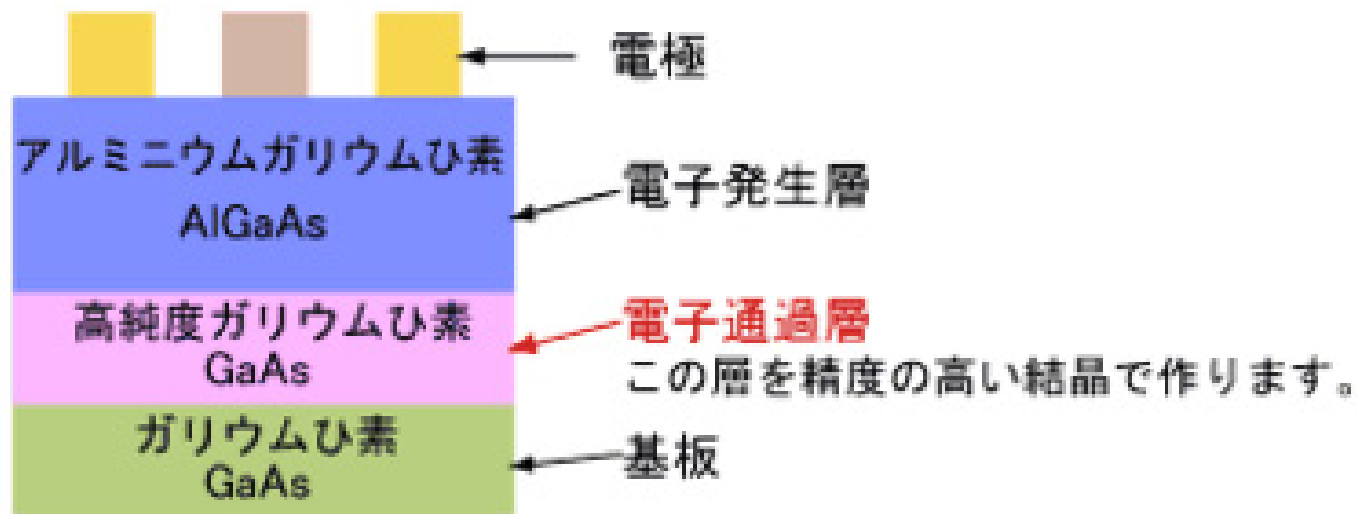


HEMT

# HEMTの作り方(製造プロセス)

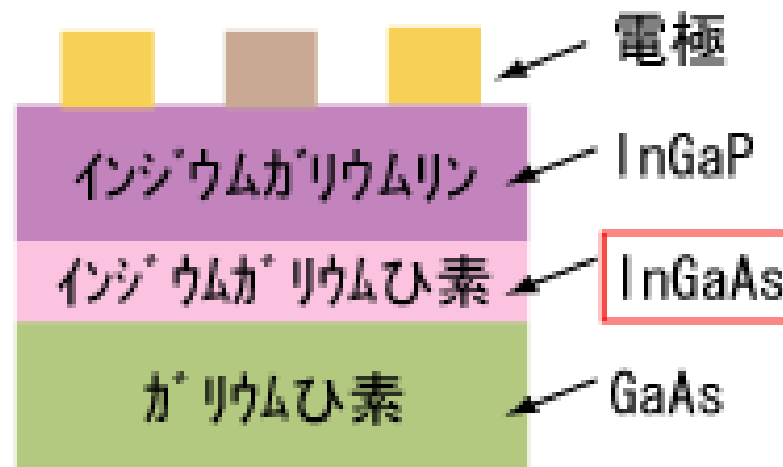


# HEMTの構造



# 76GHzを扱うHEMTの原理

- 自動車用レーダHEMTにはIn(インジウム)を入れる。電子通過層の高純度ガリウムひ素にIn(インジウム)を入れることにより、多くの電子を高速に走らせることが可能となる





# GaN HEMT概要とモデル

# GaNの採用

---

- 携帯電話などの移動通信システムには、通信速度の高速化、大容量化が必要
- 基地局を設置し易くするために低消費電力化も重要

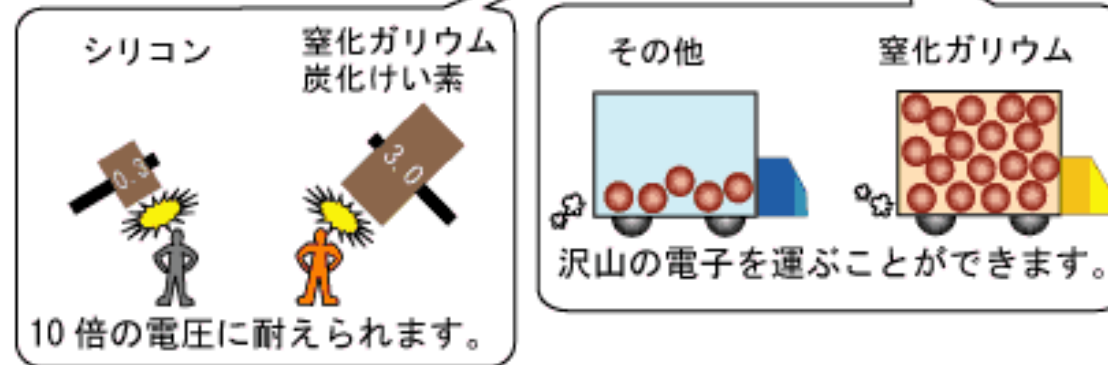


- このためには、高周波で動作し、信号の歪み難い、かつ効率よく電力を電波に変換できるトランジスタが必要
- 窒化ガリウムを使ったHEMTはこの用途に最適なトランジスタ
  1. 高電流、高電圧でも壊れにくい
  2. 効率が良い
  3. 熱伝導に優れている

# 高電流、高電圧でも壊れにくい

- 窒化ガリウムや炭化けい素の破壊電界値はシリコンの約10倍で、高電圧でも壊れにくい
- 走行電子濃度が10倍

材料	Si シリコン	GaAs ガリウムひ素	SiC 炭化けい素	GaN 窒化ガリウム
破壊電解 (MV/cm)	0.3	0.4	3.0	3.0
走行電子濃度 (/cm <sup>2</sup> )	~ 10 <sup>12</sup>	~ 10 <sup>12</sup>	~ 10 <sup>12</sup>	~ 10 <sup>13</sup>



# 効率が良い

- 材料の効率の良さは、主に、電子の移動度と飽和電子速度で判断
- 飽和電子速度以上の電圧量になると電子が衝突、電子の動きが悪くなる
- 飽和電子速度が大きいほうがこの現象が起きにくく、より高い電圧をかけることができ、効率良く動作

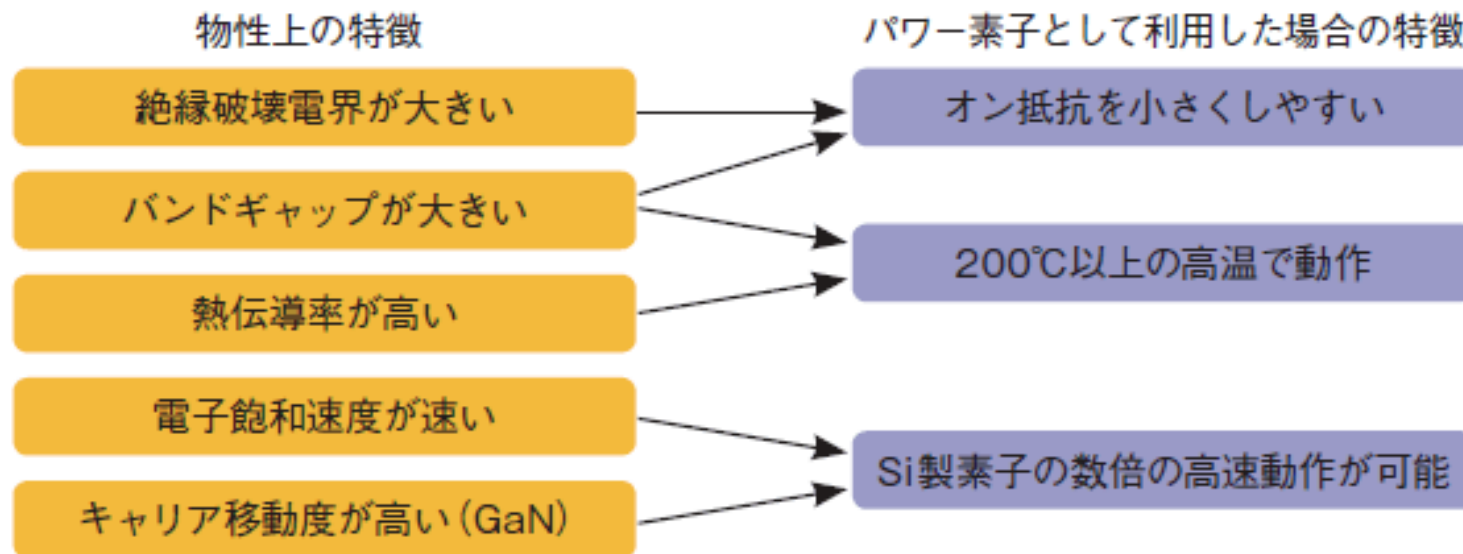
特性 \ 材料	Si シリコン	GaAs ガリウムヒ素	SiC 炭化けい素	GaN 窒化ガリウム
移動度 (cm <sup>2</sup> /Vs)	1300	6000 ~ 8000 (HEMT)	600	1500 (HEMT)
飽和電子速度 (cm/s)	$1 \times 10^7$	$1.3 \times 10^7$	$2 \times 10^7$	$2.7 \times 10^7$

# 熱伝導性に優れている

材料	Si	GaAs	SiC	GaN
特性	シリコン	ガリウムヒ素	炭化けい素	窒化ガリウム
熱伝導率 (W/cm/K)	1.5	0.5	4.9	1.5

窒化ガリウムの3倍以上の  
放熱量があります。

# GaNのパワー素子としての優位性



ローム株式会社HPより

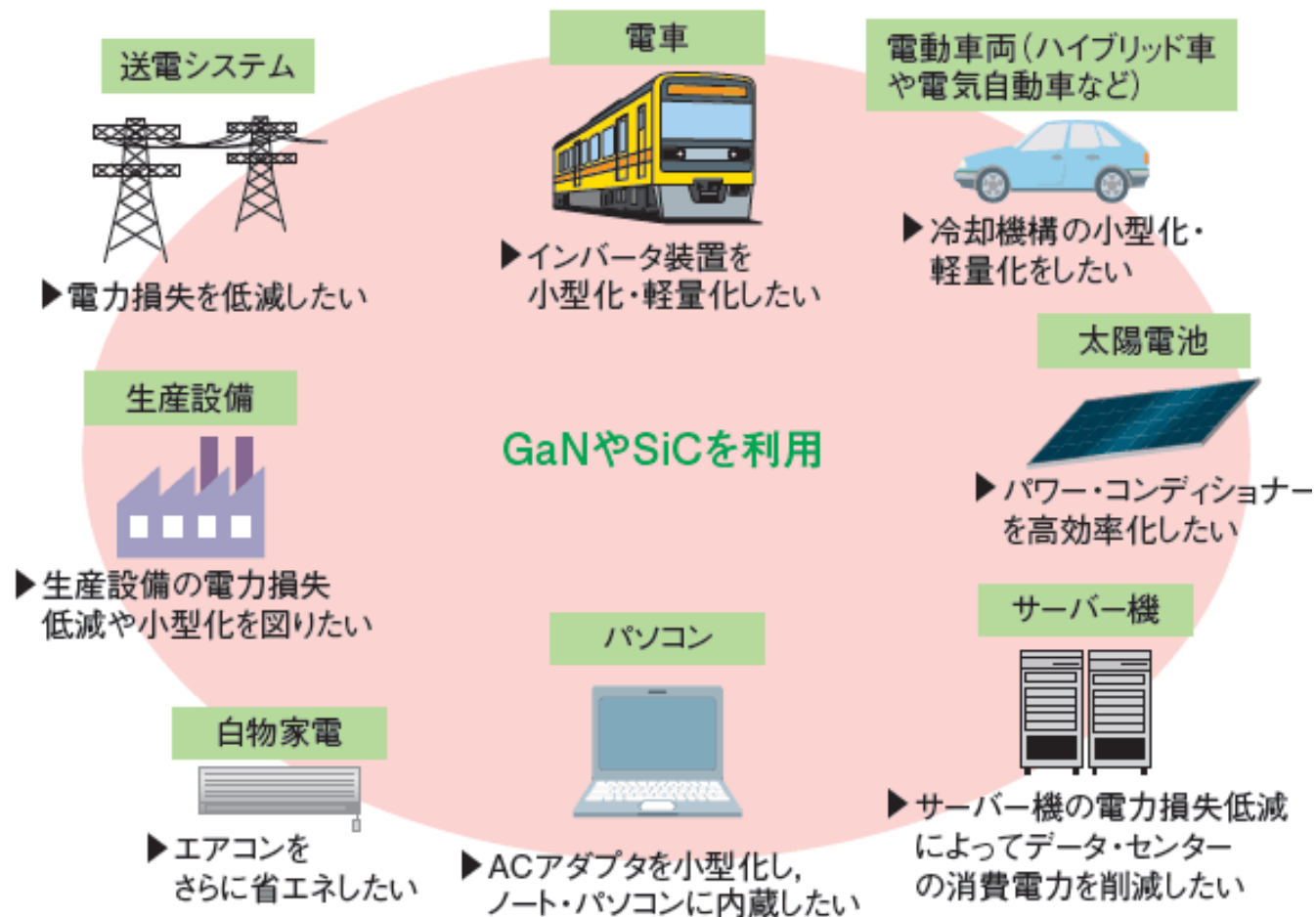
# Si基板を使用したGaN系パワー素子

## 国内研究企業

企業, およびグループ	内容
富士通マイクロエレクトロニクス	▶ パワー素子向けGaN系HEMTを2010年4月～6月にサンプル出荷, 2012年前半に本格量産することが目標
古河電気工業と 富士電機アドバンステクノロジー	▶ 2011年度中の実用化が目標
International Rectifier社	▶ 耐圧数十Vの低耐圧品を2010年に製品化するもよう
NECとNECエレクトロニクス	▶ 2011年度内のサンプル出荷が目標
パナソニック	▶ 2011年度中に製品化することが目標
ローム	▶ 2010年中のサンプル出荷が目標。このほかGaN基板品も開発中
サンケン電気	▶ 耐圧800V品を試作済み

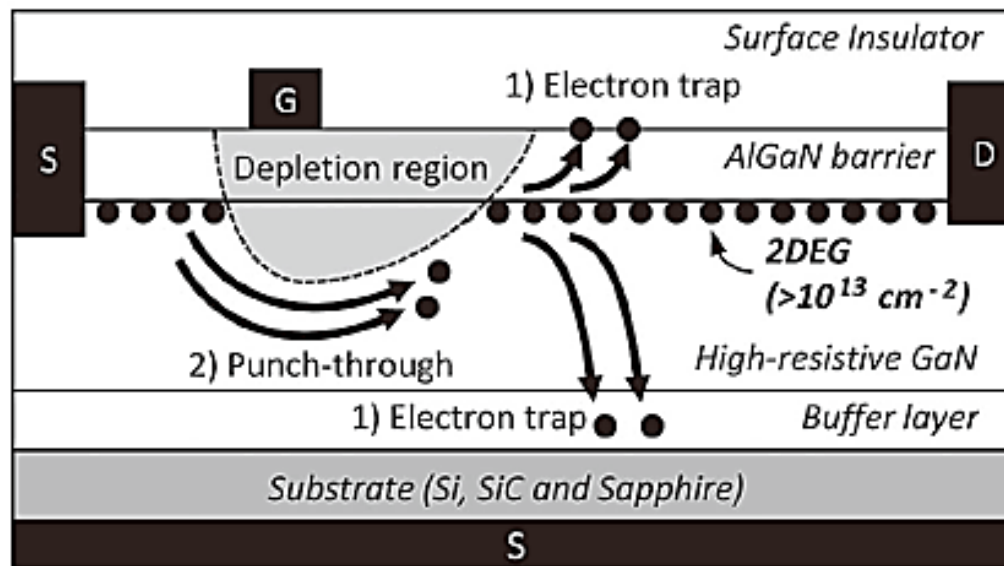
ローム株式会社HPより

# 次世代パワー半導体の用途

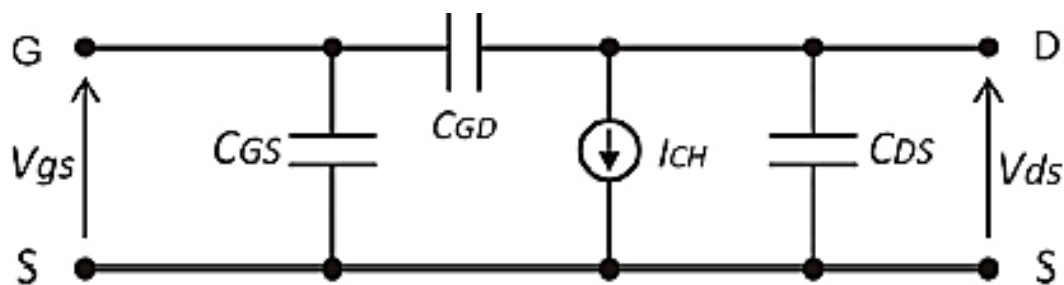




# GaNパワートランジスタの動作



構造と動作



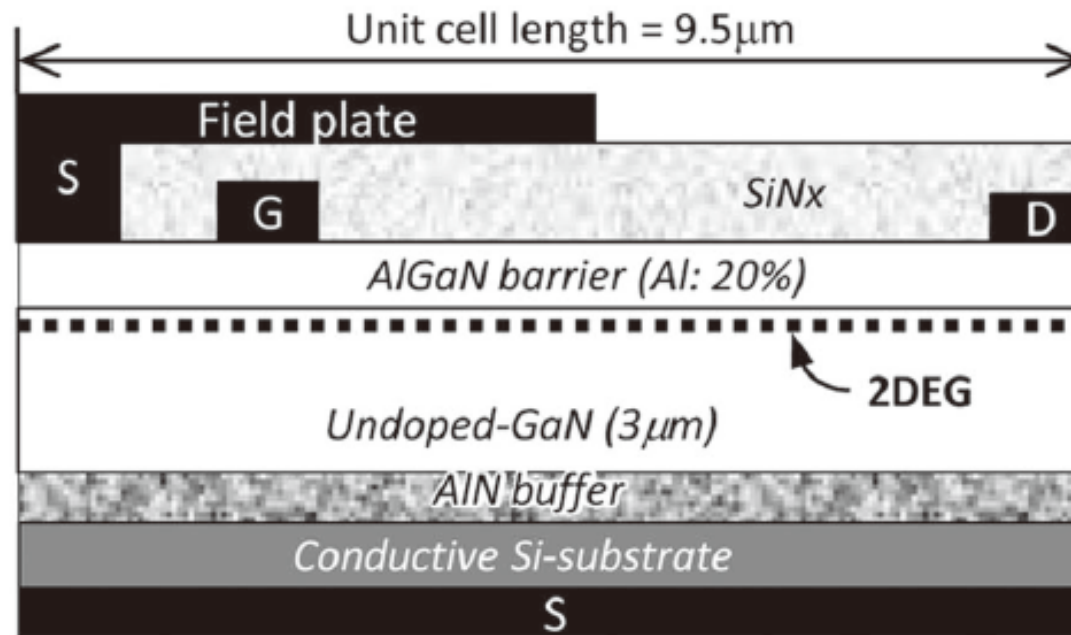
単純な等価回路

# GaN HEMTモデル化ポイント

---

- ディプレッションタイプ (Normally-On)
- 化合物FETのため、電流式は経験式が良い
  - Soft-breakdown特性のモデル化
- 周波数分散 (Frequency Dispersion) のモデル化が重要
- 温度効果
  - 自己発熱現象のモデル化
  - パッケージ, Grapheneによる影響など

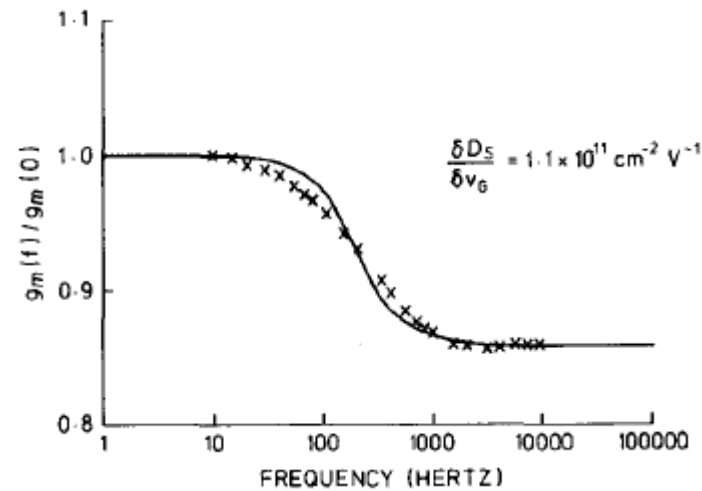
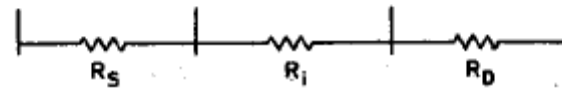
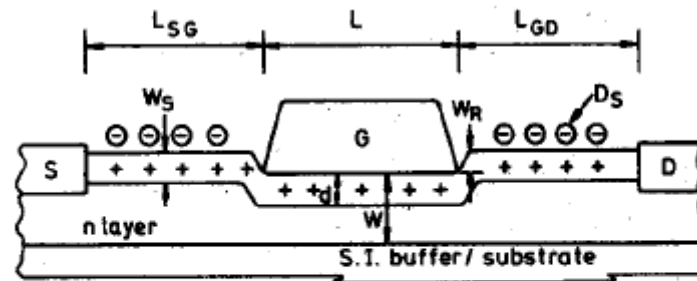
# GaN-HEMT T-CAD Design



## Simulated device characteristics by TCAD

- Normally-on ( $V_{GS(th)} = -6\text{V}$ )
- BV:  $600\text{V}@V_{GS} = -10\text{V}$
- Chip size:  $0.8\text{ mm}^2$  /  $R_{ON} = 50\text{ m}\Omega@V_{GS} = 0\text{V}$

# Frequency dispersion

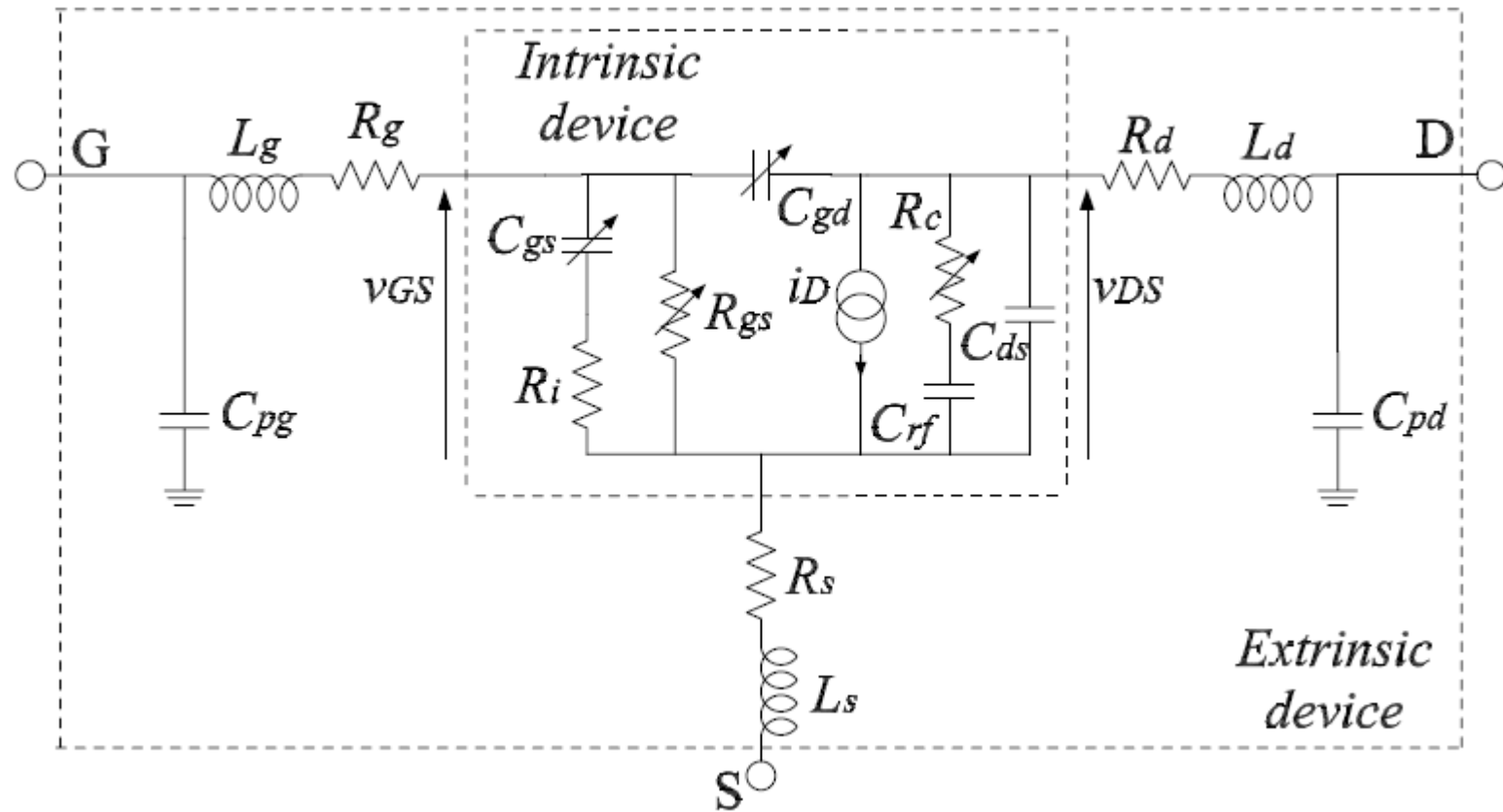


# GaN HEMTのCMC標準モデル

---

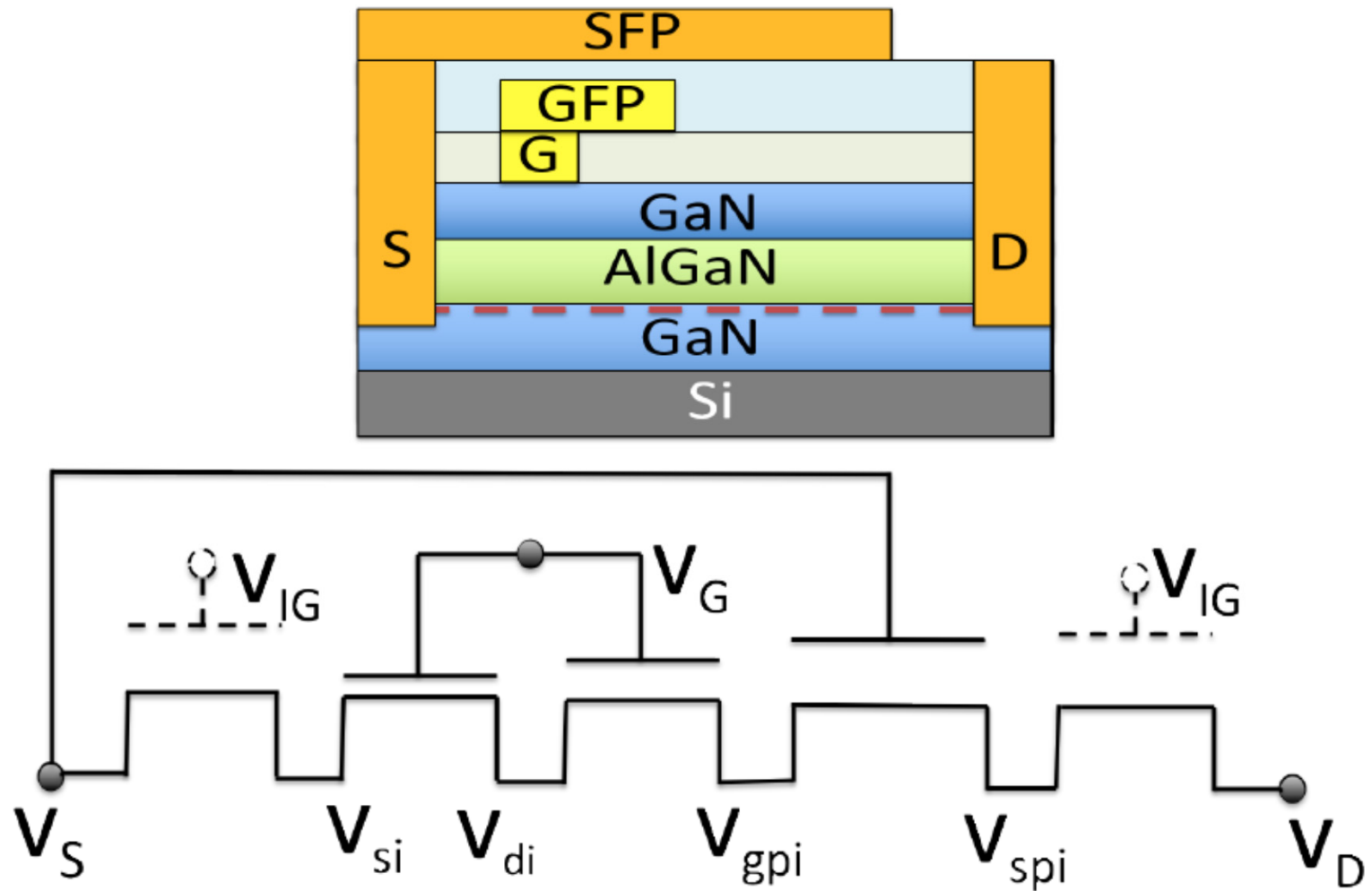
- MIT Virtual Sourceモデル
  - Physics-based GaN HEMT Transport and Charge Model
- ASM-HEMTモデル
  - Surface potential based GaN HEMT Model

# GaN HEMTの高周波等価回路



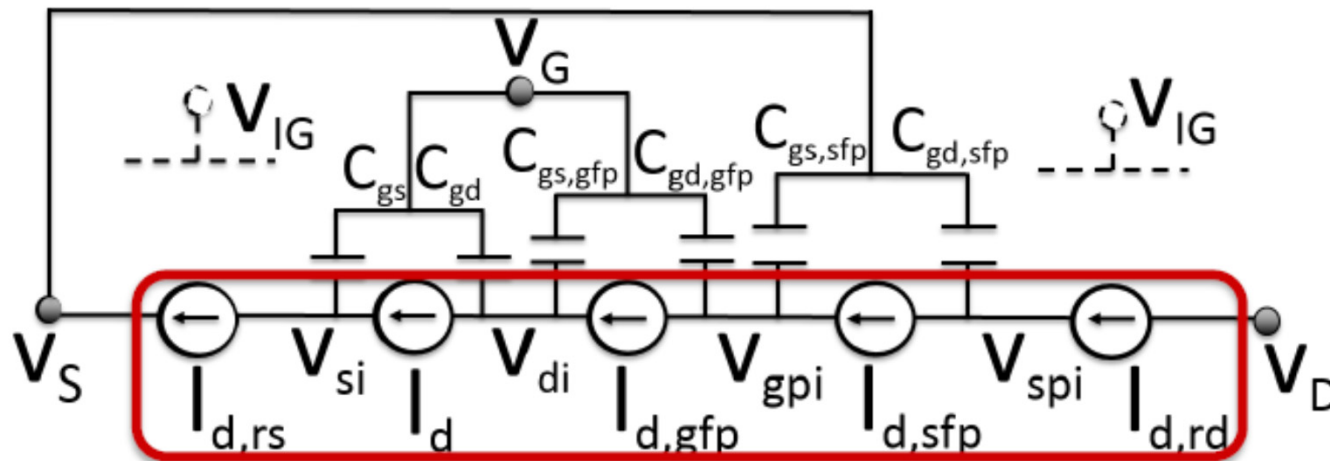
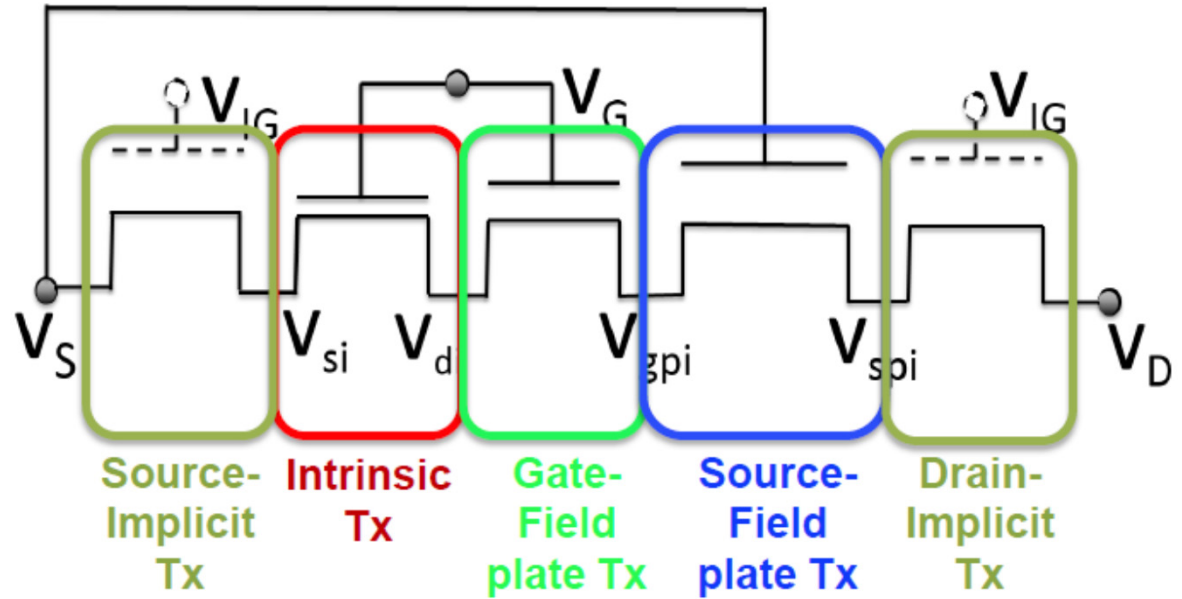
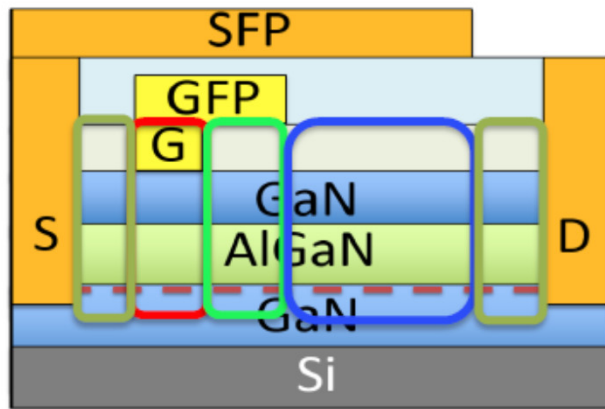
# DC Drain Currentモデル (MIT VSモデルーMIT VS)

# MIT VSモデルの構造





# MIT VSモデルの構成



# MIT-VS Drain Current Equations(1)

## Charge Transport Model

コア部分 (Intrinsic Tx)

$$I_{ds} = W \cdot q \cdot v(x) \cdot n_s(x)$$

ゲート幅  $\nearrow$   $W$       電荷  $\nearrow$   $q$       キャリアのドリフト速度  $\nearrow$   $v(x)$       チャンネルのシート電荷密度  $\nearrow$   $n_s(x)$

$$I_D = W Q_{i,xo} v_x F_{sat} \quad (1)$$

$$Q_{i,xo} = C_g n \varphi_t \ln \left( 1 + \exp \left( \frac{V_{GX} - (V_T^* - \alpha \varphi_t F_f)}{n \varphi_t} \right) \right) \quad (2)$$

$$n = \frac{SS}{\varphi_t \ln(10)} + n_d V_{YX} \quad (3)$$

$$V_T^* = V_{to} - V_{YX} (\delta - \delta_1 V_{YX}) \quad (4)$$

$$F_{sat} = \frac{\frac{v_{YX}}{V_{DSAT}}}{\left( 1 + \left( \frac{v_{YX}}{V_{DSAT}} \right)^\beta \right)^{1/\beta}} ; V_{DSAT} = \frac{v_x}{\mu} L_g \quad (5)$$

$$\mu = \mu_o \left( 1 + \frac{\eta I_D V_{DS}}{T_o} \right)^{-\epsilon} \quad (6)$$

$$v_x = \frac{v_{xo}}{\left( 1 + \theta \frac{Q_{i,xo}}{C_g} \right)} (1 - \eta I_D V_{DS}) \quad (7)$$

# MIT-VS Drain Current Equations(2)

コア部分 (Intrinsic Tx)

$$v(x) = \sqrt{v_x^2 + \frac{2\zeta e x}{m^* L_g} V_{YX}} ; Q'_i = \frac{Q_{i,x0} v_x}{v(x)} \quad (8)$$

$$Q_S = \int_0^{L_g} \left(1 - \frac{x}{L_g}\right) Q'_i dx, Q_D = \int_0^{L_g} \frac{x}{L_g} Q'_i dx \quad (9)$$

$$Q_S = L_g Q_{i,x0} \left[ \frac{(4k+4)\sqrt{k+1} - (6k+4)}{3k^2} \right], k = \frac{2\zeta e V_{YX}}{m^* v_x^2}$$

$$Q_D = L_g Q_{i,x0} \left[ \frac{(2k-4)\sqrt{k+1} + 4}{3k^2} \right] \quad (10)$$

$$R_{S,D} = R_c + \frac{R_{sh} L_{S,D}}{W} \left( 1 + \left( \frac{V_{XS,DY}}{L_{S,D} E_{C-S,D}} \right)^\beta \right)^{\frac{1}{\beta}} \quad (11)$$

$$E_{C-S,D} = E_{C0} \left( 1 + \frac{\eta I_D V_{DS}}{T_0} \right)^\epsilon (1 - \eta I_D V_{DS}) \quad (12)$$

# DC Drain Currentモデル (ASM-HEMT)

# ドレイン電流

## Charge Sheet Model

$$I_{ds} = -\mu_{eff} \cdot W_{eff} \cdot Q_{ch} \cdot \frac{d\psi}{dx} + \mu_{eff} \cdot W_{eff} \cdot V_t \cdot \frac{dQ_{ch}}{dx}$$

Drift Current

Diffusion Current

$$Q_{ch} = q \cdot n_s = C_g \cdot (V_{gs} - V_t - \psi)$$

$$I_{ds} = \mu_{eff} \cdot W_{eff} \cdot \frac{d\psi}{dx} \left( V_t \cdot \frac{dQ_{ch}}{dx} - Q_{ch} \right)$$

$$\tilde{Q}_{ch} = V_t \cdot \frac{dQ_{ch}}{dx} - Q_{ch}$$

## Surface Potential Model

$$I_{ds} = \mu_{eff} \cdot W_{eff} \cdot \tilde{Q}_{ch} \cdot \frac{d\psi}{dx} = \frac{\mu_{eff} \cdot W_{eff} \cdot C_g (V_{gs} - V_{off} - \psi_m + V_t) \psi_{ds}}{L_{eff}}$$

$$\psi_m = \frac{\psi_d + \psi_s}{2} \quad \psi_{ds} = \psi_d - \psi_s$$

# フェルミレベル

$$E_{f,above} = V_{go} \left\{ 1 - H(V_{go}) \right\}$$

$$E_{f,sub-V_{off}} = V_{go} - \frac{2qDV_{th}}{C_g} \exp\left(\frac{V_{go}}{V_{th}}\right)$$

where  $V_{go} = V_g - V_{off}$  and,

$$H(V_{go}) = \frac{V_{go} + V_{th} \left[ 1 - \ln(\beta V_{go}) \right] - \frac{\gamma_{eff}}{3} \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}}{V_{go} \left( 1 + \frac{V_{th}}{V_{god}} \right) + \frac{2\gamma_{eff}}{3} \left( \frac{C_g V_{go}}{q} \right)^{2/3}}$$

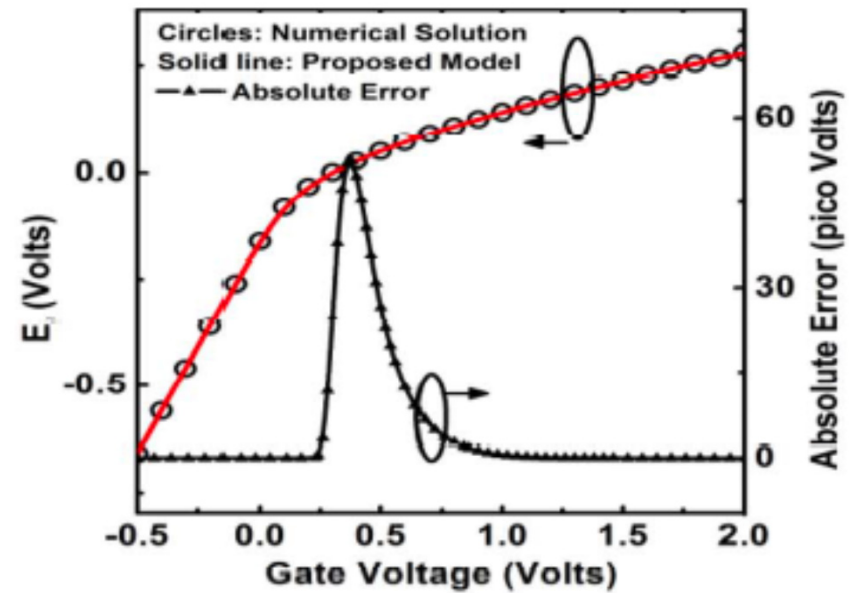
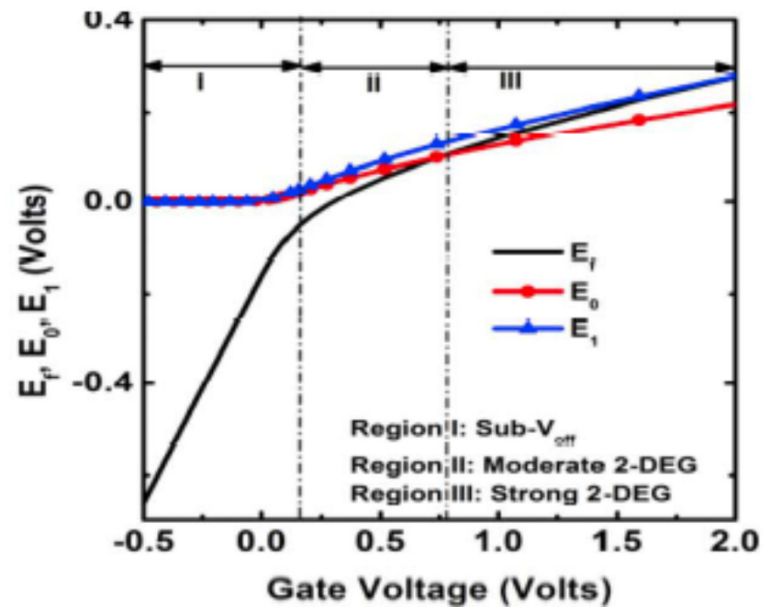
$$V_{god} = \frac{V_{go} \alpha_x}{\sqrt{V_{go}^2 + \alpha_x^2}}$$

$$\gamma_{eff} = \gamma_0 + (\gamma - \gamma_0) \tanh(V_{go} / V_0)$$



$$E_{f,unified} = V_{go} - \frac{2V_{th} \ln \left\{ 1 + \exp(V_{go} / 2V_{th}) \right\}}{1 / H(V_{go,p}) + (C_g / qD) \exp(-V_{go} / 2V_{th})}$$

# $E_f$ モデル解析



# GaN HEMTのモデリング例 (Angelov GaN-HEMT)

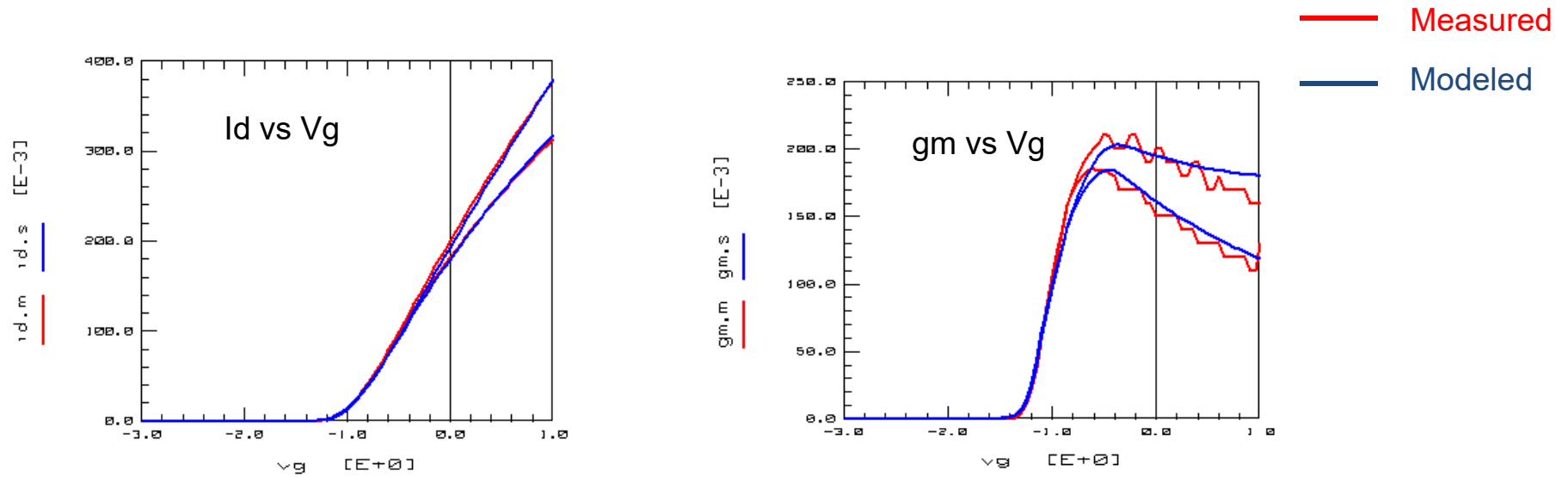


# アウトライン

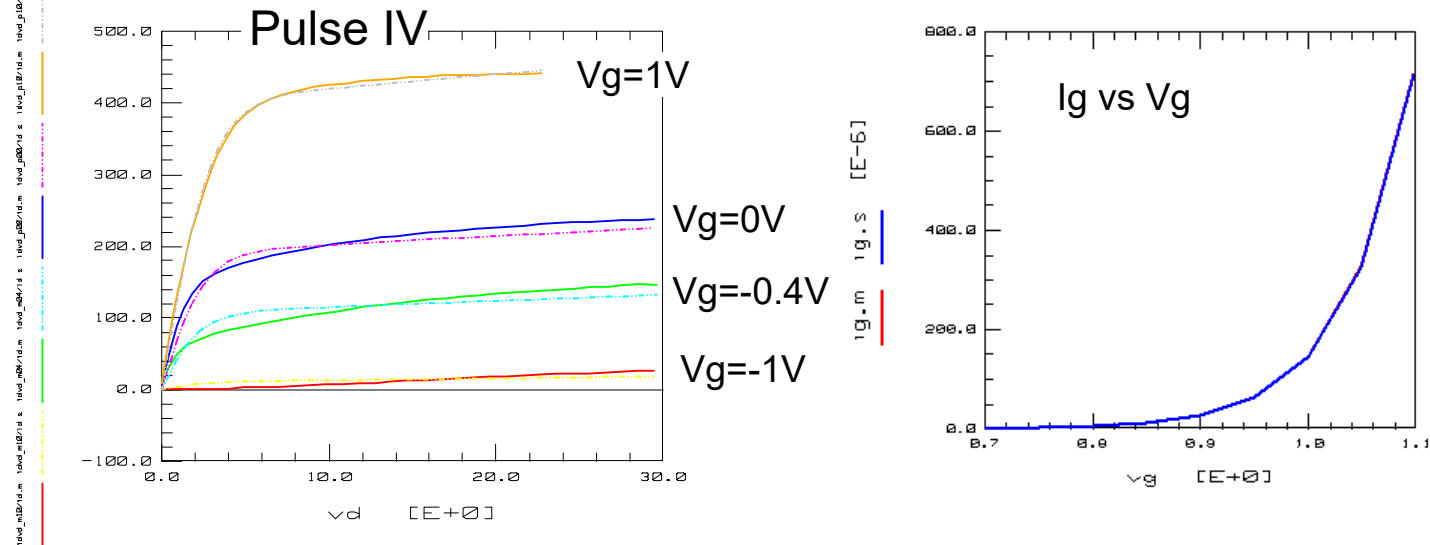
---

- DC特性モデリング例
- Sパラメータモデリング例
- 高周波容量特性モデリング例
- シミュレーションセットアップ
- 7GHz におけるPin vs Pout, Pin vs Ids検証例

# DC特性モデリング例

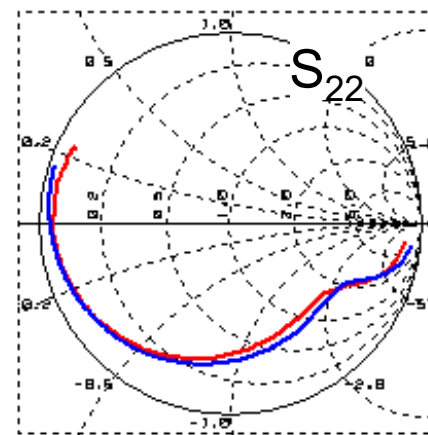
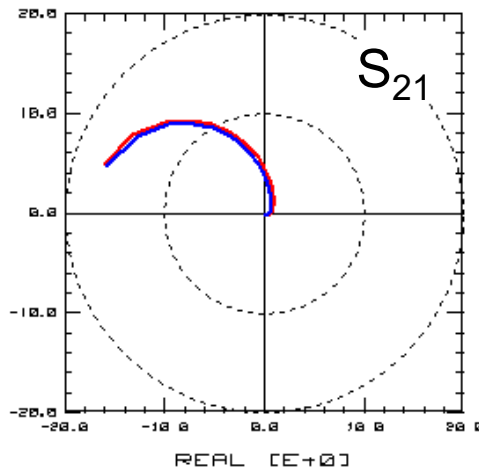
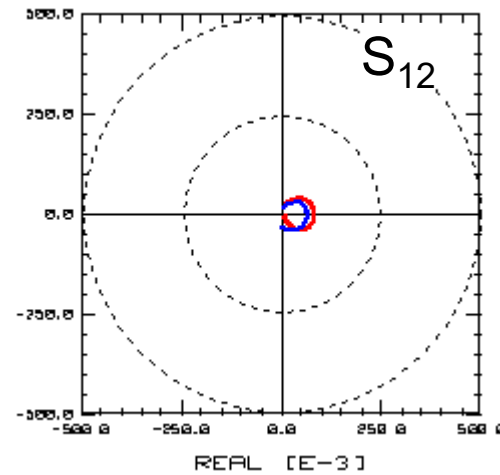
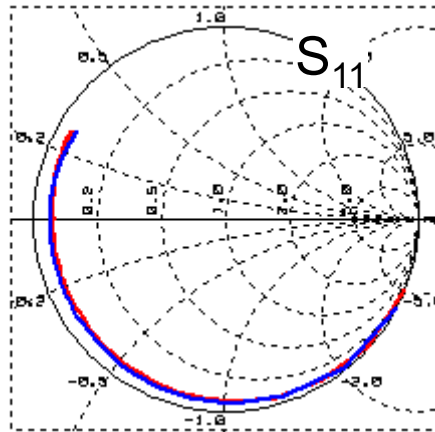


Plot fet/Pulse\_dc/idvd\_m10/idvd2 (On)



# Sパラメータモデリング例

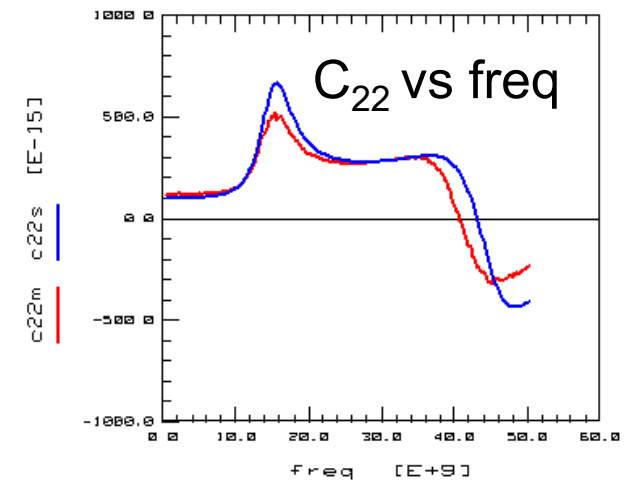
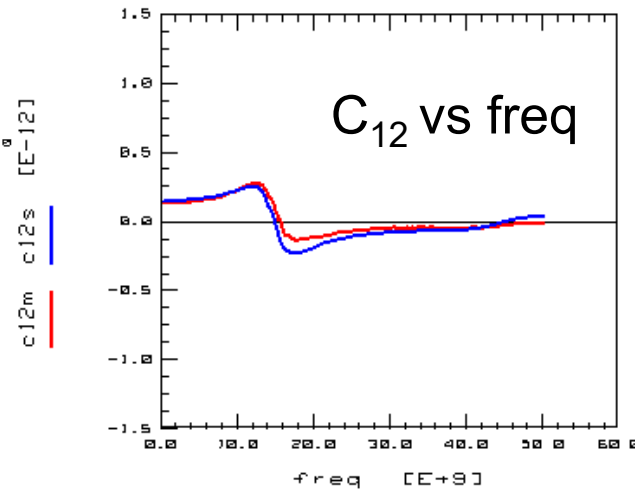
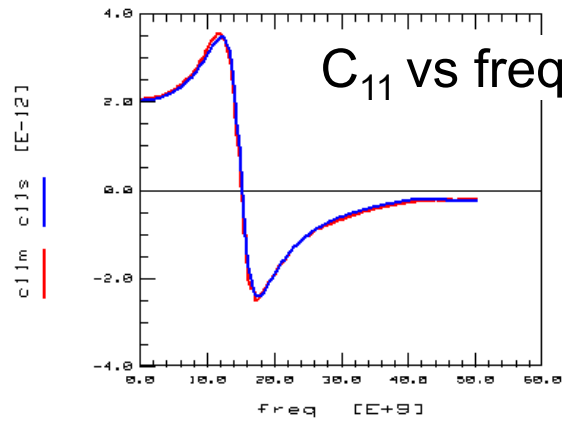
Vg=-1.06V  
Vd=40V



— Measured  
— Modeled

# 高周波容量特性モデリング例

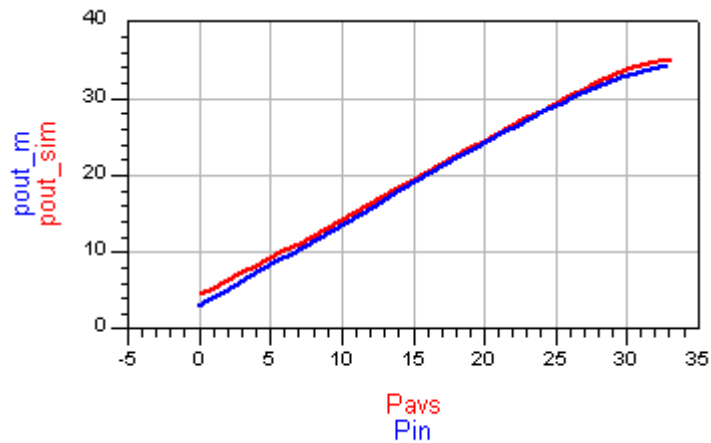
Vg=-0.45V  
Vd=30V



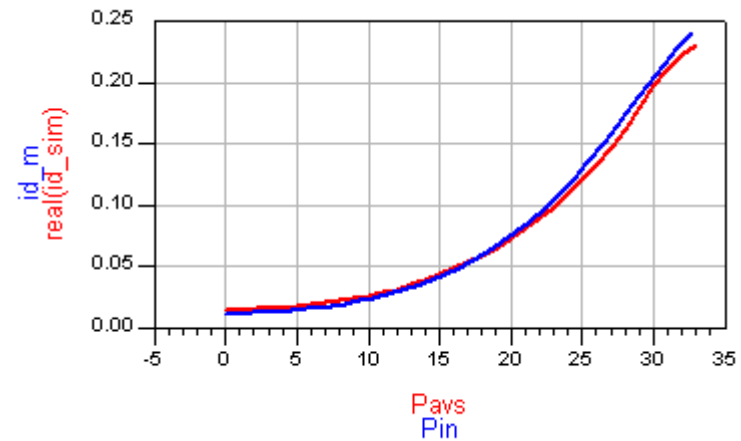
— Measured  
— Modeled

# 7GHzにおける Pin vs Pout, Pin vs Ids検証例

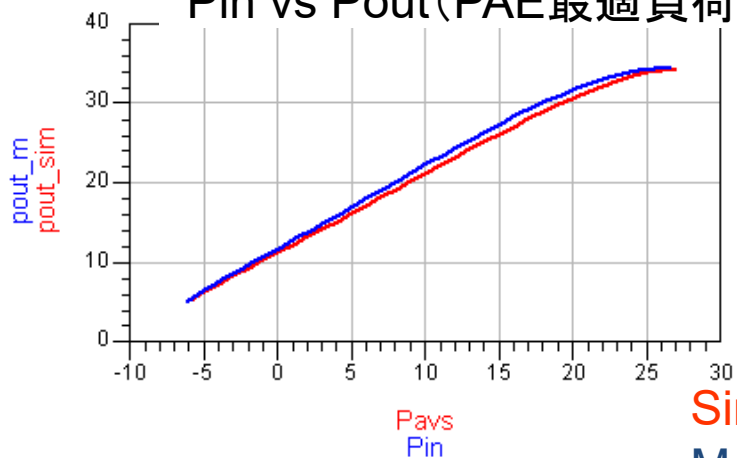
### Pin vs Pout(50Ω負荷)



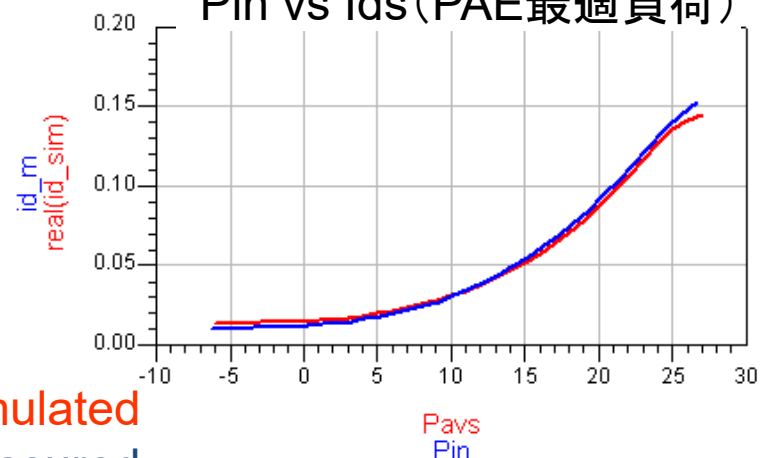
### Pin vs Ids(50Ω負荷)



### Pin vs Pout(PAE最適負荷)



### Pin vs Ids(PAE最適負荷)



Simulated  
Measured

## 【付録】

# Normally-OffのGaN HEMTモデル (GaN MIS-HEMTモデル開発現状)

GR MIS GaN-HEMTモデル(仮)

# Outline

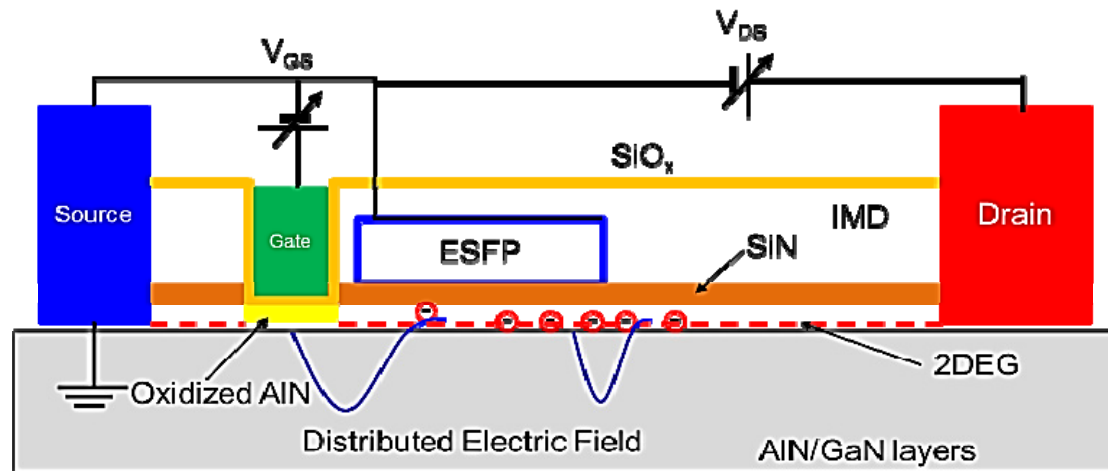
- Purposes of this work
- The structure and the equivalent circuit of our device
- Electron mobility model
- Self-heat model
- Experiments
- Summary
- Future Research

# Purposes of This Work

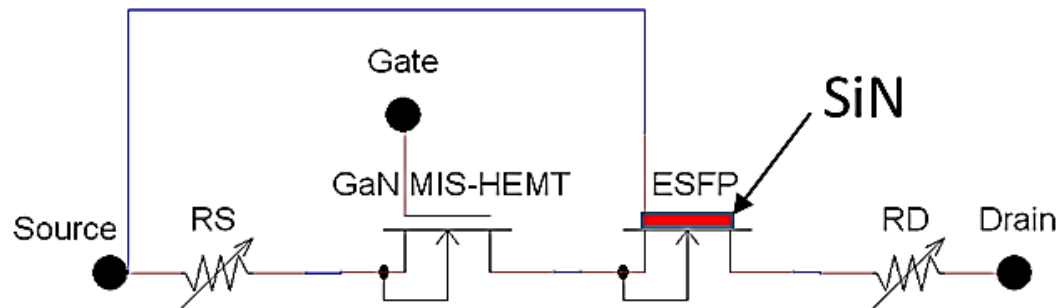
- As our initial stage of GaN MIS-HEMT model development
  - To develop an electron mobility model of GaN MIS-HEMTs
  - To develop a self-heat model without using thermal sub-circuits
- Model verifications of static drain current characteristics using the proposed models combined with MVS GaN FET model



# The ESFP Structure and the Equivalent Circuit



Reducing peak electric field  $\longrightarrow$  To increase breakdown voltage



# Gate Capacitance Calculation



$$C_{fm} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}, C_1 = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_1}{T_1}, C_2 = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_2}{T_2},$$

$$T_{fm} = T_1 + T_2, \epsilon_{fm} = C_{fm} \cdot T_{fm},$$

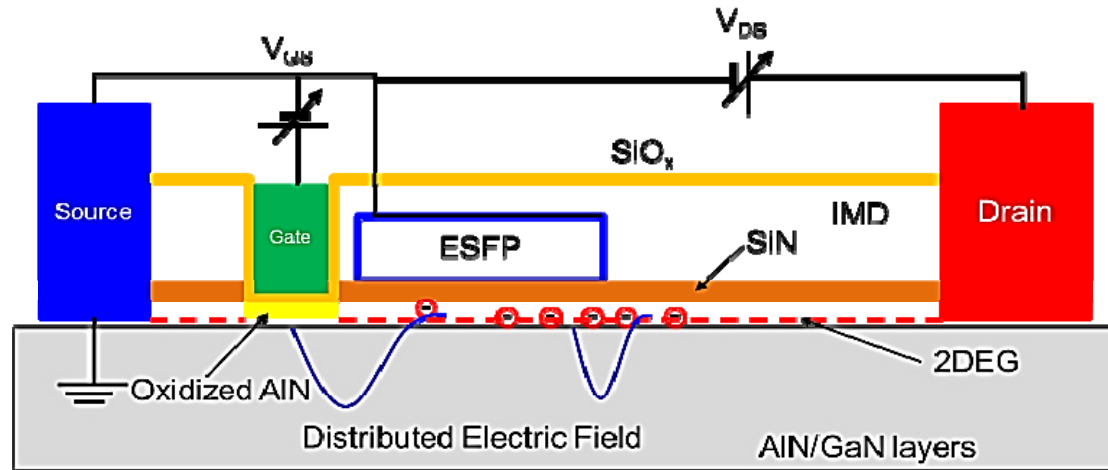
Electron Mobility Model Dedicated to MIS Structures

# **ELECTRON MOBILITY MODEL**

# Features

1. Effective mobility equation is based on MOSFETs because of the MIS structure
2. Embedded source field plate reduces electron mobility
3. Electron mobility is modulated by gate length
4. Surface field mobility is modulated by electric field, which can be expressed as velocity saturation

# Low and Surface Field Mobility



$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0 \cdot U_{Leff}}{1 + U_{Gate} \cdot U_{SFP} \cdot U_{vsat}}, \quad U_{vsat} = \sqrt{1 + \theta_{sat}^2 \cdot V_{ds}^2}$$

(Original Result)

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0 \cdot U_{Leff}}{1 + U_{Gate} \cdot U_{SFP}}, \quad \mu_s = \frac{\mu_{eff}}{\sqrt{1 + \left(\frac{E_x}{E_c}\right)^2}} = \frac{\mu_{eff}}{\sqrt{1 + \theta_{sat}^2 \cdot \psi_{ds}^2}}$$

(Recent Result)

$$U_{Gate} = UA \left( \frac{V_{gs} + 2 \cdot V_{th}}{T_{fm}} \right) + UB \left( \frac{V_{gs} + 2 \cdot V_{th}}{T_{fm}} \right)^2, \quad U_{SFP} = 1 + USFP \cdot V_{ds}, \quad U_{Leff} = 1.0 - UP \cdot e^{-L_{eff}/LP}$$

Non Sub-circuit Thermal Model

# SELF-HEAT MODEL

# Features

1. Non sub-circuit model (no temperature node) for better convergence in large circuits
2. Only a rise in temperature is taken into account

# Temperature Dependency

The DC and isothermal current is written as

$$I_{ds}(V_{ds}, T_{dev}) = I_{iso} \left[ V_{ds}, R_{th} \cdot V_{ds} \cdot I_{ds}(V_{ds}, T_{dev}) + T_{dev} \right] \quad (1)$$

$\Delta T$  is defined as

$$\Delta T = I_{ds} \cdot V_{ds} \cdot R_{th} \quad (2)$$

$R_{th}$  can be written as an electrical resistance equation by

$$R_{th} = \rho \frac{L}{S} \quad (3)$$

Temperature dependence is given by

$$R_{th}(T_{dev} + \Delta T) = \rho(T_{dev} + \Delta T) \frac{L}{S} \quad (4)$$



# Thermal Resistance

Since  $\rho$  is linearly proportional to the rise in temperature, we have

$$\rho(T_{dev} + \Delta T) = \rho(T_{dev}) + c \cdot \Delta T \quad (5)$$

By plugging eq. (5) into eq. (4), we obtain

$$R_{th}(T_{dev} + \Delta T) = R_{th0} + c \cdot \frac{L}{S} \cdot \Delta T \quad (6)$$

Now, we define  $K_{th}$  as

$$K_{th} = c \cdot \frac{L}{S} \quad (7)$$

$R_{th}$  can be simply represented as

$$R_{th} = R_{th0} + K_{th} \cdot \Delta T \quad (8)$$

# Thermal Impedance

For AC analysis, thermal capacitance,  $C_{th}$ , should be included in parallel with  $R_{th}$ , which is written as

$$Z_{th} = \frac{R_{th}}{1 + j \cdot \omega \cdot C_{th} \cdot R_{th}} \quad (9)$$

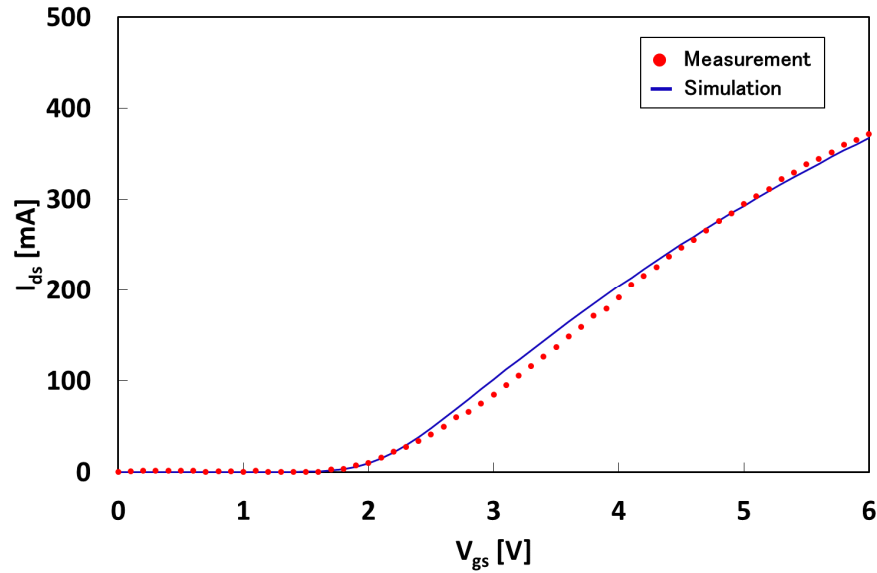
Now, eq. (2) becomes

$$\Delta T = I_{ds} \cdot V_{ds} \cdot Z_{th} \quad (10)$$

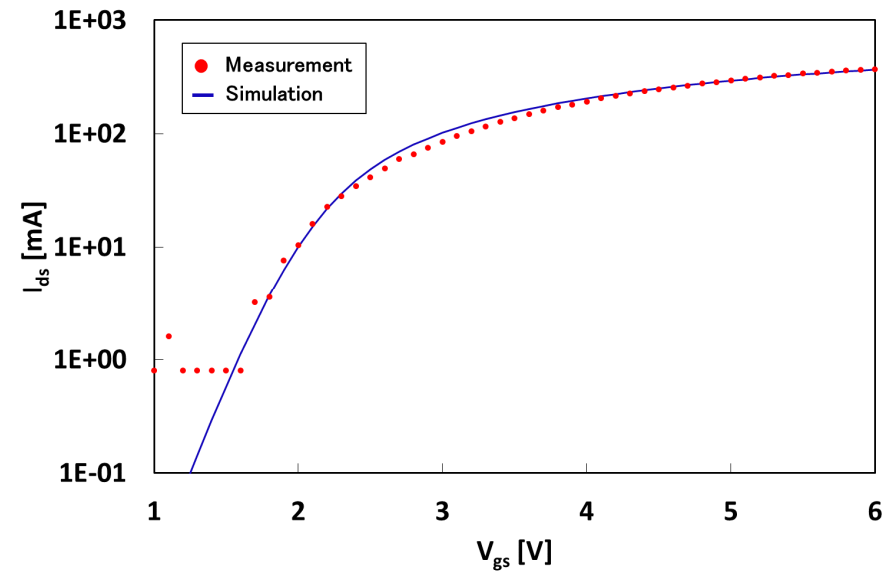
Measurements and Simulations

# **EXPERIMENTS**

# $I_{ds}-V_{gs}$ (Linear Region)

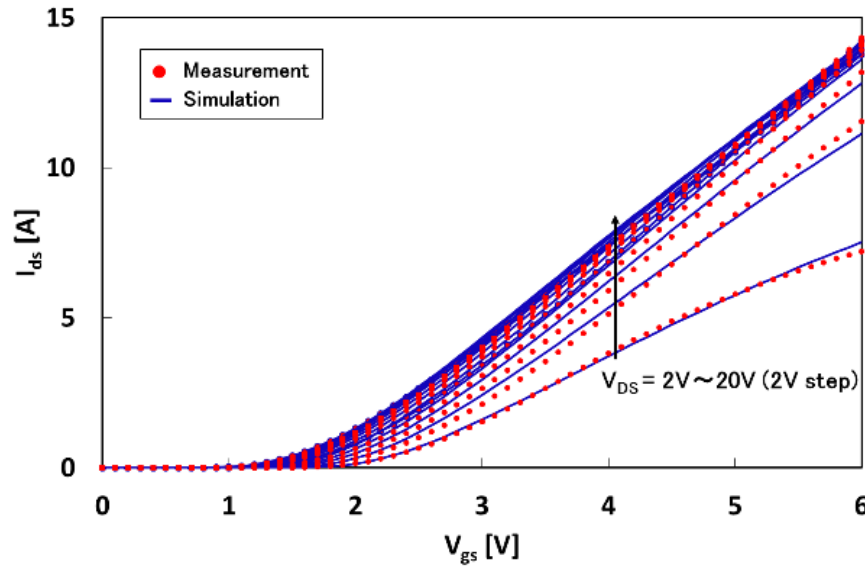


$I_{ds}-V_{gs}$  characteristics in the linear region  
( $V_{ds} = 100$  mV)

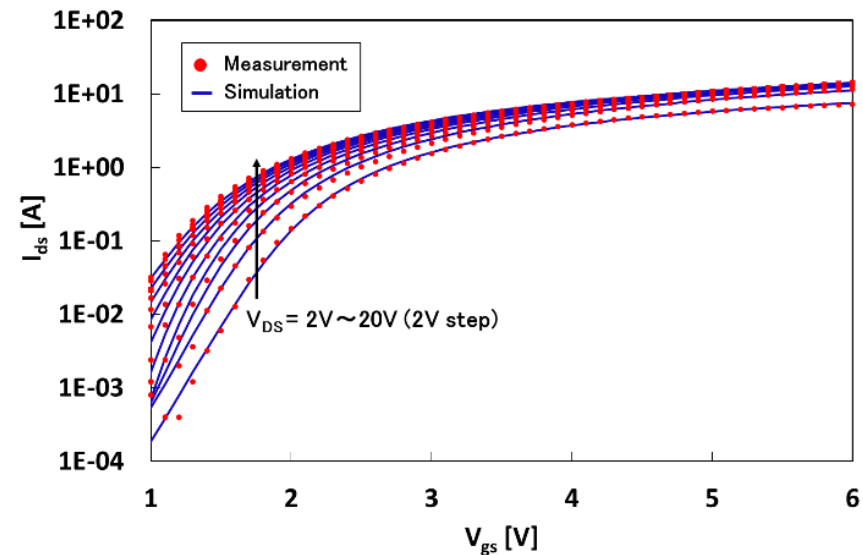


Log ( $I_{ds}$ )- $V_{gs}$  characteristics in the linear region  $V_{ds}$   
( $V_{ds} = 100$  mV)

# $I_{ds}-V_{gs}$ (Saturation Region)

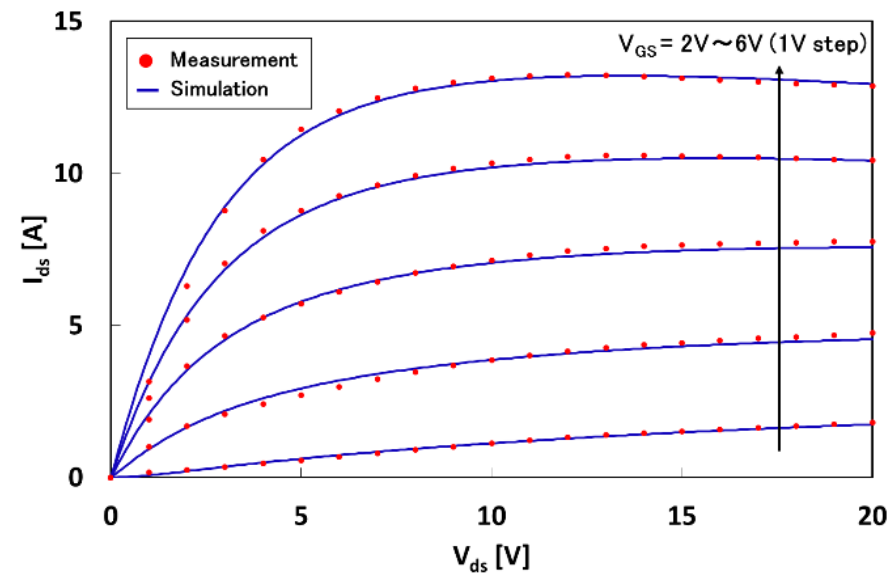


$I_{ds}-V_{gs}$  characteristics in the saturation region  
( $V_{ds} = 2V \sim 20V$ )



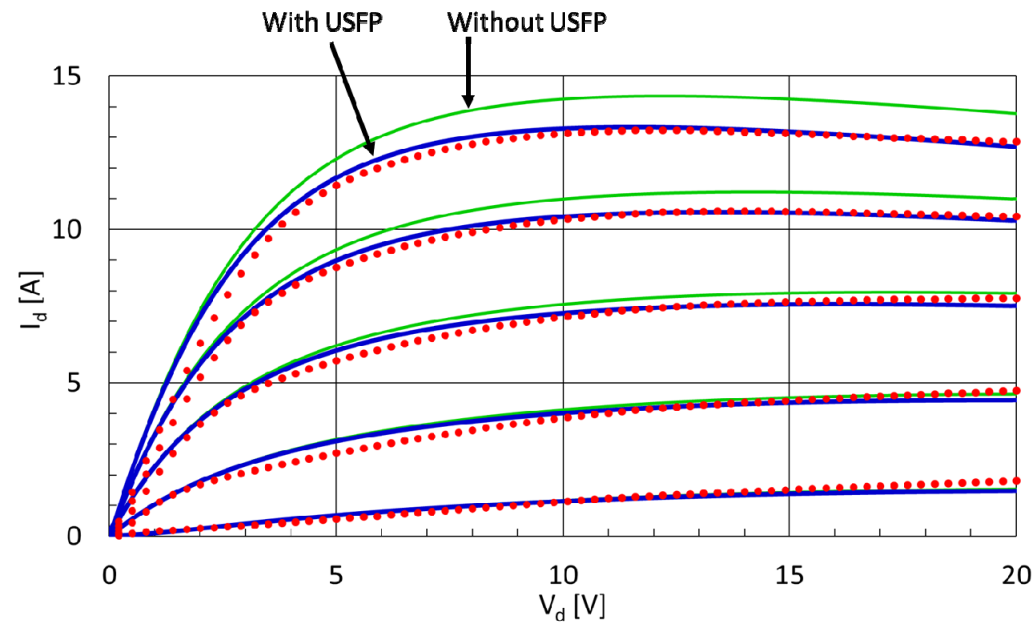
$\log(I_{ds})-V_{gs}$  characteristics in the saturation region  
( $V_{ds} = 2V \sim 20V$ )

# $I_{ds}$ - $V_{ds}$ Characteristics



$I_{ds}$ - $V_{ds}$  characteristics in the saturation region  
( $V_{gs} = 2 \text{ V} \sim 6 \text{ V}$ )

# Mobility Reduction of Embedded Source Field Plate



$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0 \cdot U_{Leff}}{1 + U_{Gate} \cdot U_{SFP}}$$

$$U_{SFP} = 1 + USFP \cdot V_{ds}$$

# Summary

- Electron mobility and self-heat models for GaN MIS-HEMTs have been developed
- AlN/GaN MIS-HEMT with the embedded source field-plate test structures were fabricated for the measurements
- The static drain current model using the proposed models combined with MVS GaN FET model was successfully verified with the measurements



# Future Research

- We will complete:
  - the small signal AC equivalent circuit model
  - the scalable model for gate length and width, the number of gate fingers, and the number of cells
  - the noise models