

第221回群馬大学アナログ集積回路研究会

BSIM3/4を用いた
RF-MOSFETモデリング技術
(中級)

青木 均

2013年6月26日

アウトライン

- 高確度デバイスモデリングの考え方
- RFモデリングで重要なポイント
- RFアプリケーションでのデバイスモデリングフロー
- Sパラメータによる効果的な解析
- マルチフィンガーMOSFETのBSIM3モデリングフロー
- マルチフィンガーMOSFETのスケラブルモデル
- BSIM4の主な新機能(BSIM3からの改良内容)

高確度デバイスモデリングの考え方

- 繊細なモデリング用TEG
- モデリングに最適な測定
- プロセスに対応したパラメータ抽出アルゴリズム
- できればモデルの限界まで精度を追求
- 1次効果パラメータの物理的な意味を考慮
- 理論に基づくパラメータ抽出
- 収束性の良いパラメータのコンビネーション
- 再現性の良いモデリング
- 大信号特性での検証
- 歪特性での検証
- モデリング精度を回路レベルでの検証

RFモデリングで重要なポイント

- 直流特性での着目点
- ゲート抵抗
- NQS (Non-Quasi-Static)効果
- Extrinsic容量
- 基板ネットワーク
- 寄生インダクタンス
- 自己発熱効果
- RFノイズ

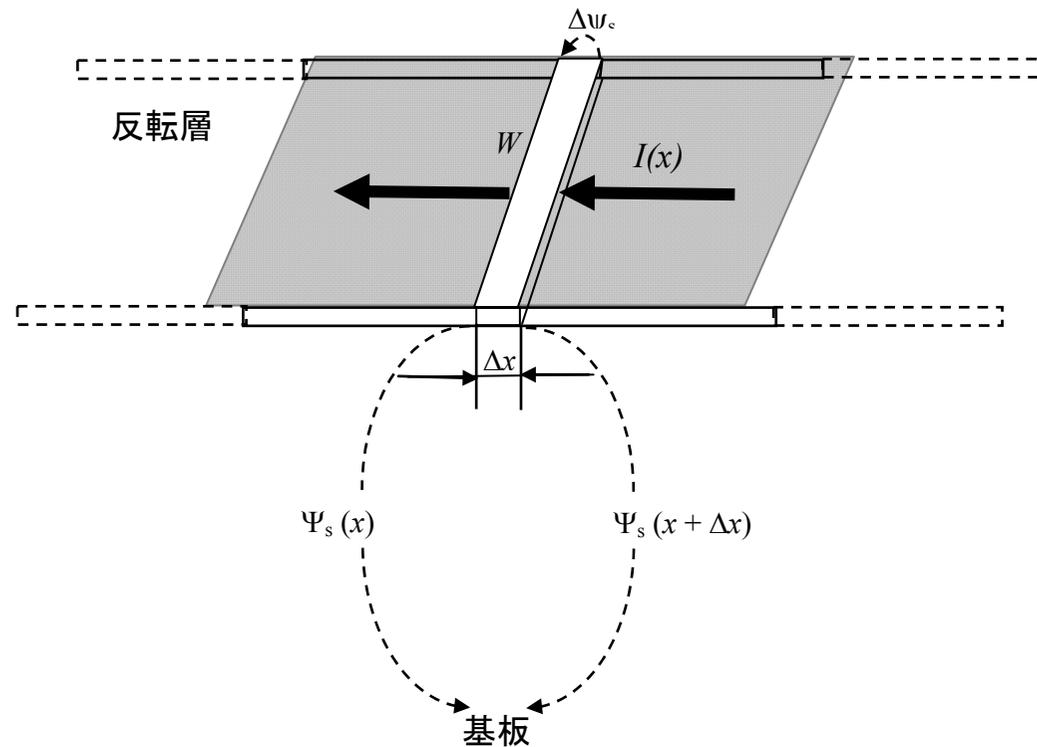
直流特性での着目点

1. モデル基本物理式を理解とモデル選択
2. コンダクタンス特性
3. ドレイン電流の高次微分特性

1. モデル基本物理式の理解 とモデル選択

Pao&Sahのチャージシート近似モデル

“反転層は限りなく薄く、
チャンネルの厚さによって電位は変化しない”



ドリフト電流と拡散電流(1)

$$I(x) = I_{drift}(x) + I_{diff}(x)$$

x と $x + Dx$ 間の電位差は,

$$\Delta\psi_s(x) = \psi_s(x + \Delta x) - \psi_s(x)$$

この表面電位差と, 表面移動度 (μ), 反転電荷 (Q'_I), チャンネル幅 (W)を使って I_{drift} を表すと,

$$I_{drift}(x) = \mu(-Q'_I) \frac{W}{\Delta x} \Delta\psi_s(x) \xrightarrow{\Delta x \rightarrow 0} I_{drift}(x) = \mu W (-Q'_I) \frac{d\psi_s}{dx}$$

$$I_{diff}(x) = \mu W \phi_t \frac{dQ'_I}{dx} \quad (\phi_t \text{は熱電圧})$$

$$I_{DS} = \mu W (-Q'_I) \frac{d\psi_s}{dx} + \mu W \phi_t \frac{dQ'_I}{dx}$$

ドリフト電流と拡散電流(2)

ここでチャンネルのソース端 ($x = 0$)における表面電位を ψ_{s0} 、そこでの Q'_I を Q'_{I0} とおく。同様にドレイン端 ($x = L$)における表面電位を ψ_{sL} 、そこでの Q'_I を Q'_{IL} とおく。 I_{DS} を $x = 0$ から $x = L$ まで積分すると以下のようになる。

$$\int_0^L I_{DS} dx = W \int_{\psi_{s0}}^{\psi_{sL}} \mu(-Q'_I) d\psi_s + W \phi_t \int_{Q'_{I0}}^{Q'_{IL}} \mu dQ'_I$$

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \left[\int_{\psi_{s0}}^{\psi_{sL}} \mu(-Q'_I) d\psi_s + \phi_t \int_{Q'_{I0}}^{Q'_{IL}} \mu dQ'_I \right]$$

$$I_{DS} = I_{DS1} + I_{DS2}$$

$$I_{DS1} = \frac{W}{L} \mu \int_{\psi_{s0}}^{\psi_{sL}} (-Q'_I) d\psi_s$$

$$I_{DS2} = \frac{W}{L} \mu \phi_t (Q'_{IL} - Q'_{I0})$$

キャリアの移動度がチャンネル内のすべてにおいて一定とする

逐次チャネル近似

I_{DS1} と I_{DS2} を解析するために、 Q'_I を ψ_s の関数として求める必要がある。逐次チャネル近似 (Gradual Channel Approximation)を思い出して、UCB MOSFETレベル2の導出を応用すると

$$Q'_I = -C'_{ox} \left(V_{GB} - V_{FB} - \psi_s + \frac{Q'_B}{C'_{ox}} \right)$$

C'_{ox} は酸化膜容量, V_{GB} はゲート・基盤電圧, V_{FB} はフラットバンド電圧, Q'_B は基盤電荷で,

$$Q'_B = -q \cdot d_B \cdot N_A$$

ここで d_B は空乏層の厚み, N_A はアクセプタの濃度を表す.

$$d_B = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{qN_A}} \sqrt{\psi_s}$$

ドリフト電流と拡散電流(3)

前頁より $Q'_B = -\sqrt{2q\epsilon_s N_A} \sqrt{\psi_s}$

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_A}}{C'_{ox}} \longrightarrow Q'_B = -\gamma C'_{ox} \sqrt{\psi_s}$$

前頁の Q'_I は $Q'_I = -C'_{ox} (V_{GB} - V_{FB} - \psi_s - \gamma \sqrt{\psi_s})$

以上を代入すると,

ドレイン・ソースのドリフト電流は,

$$I_{DS1} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{GB} - V_{FB}) (\psi_{sL} - \psi_{s0}) - \frac{1}{2} (\psi_{sL}^2 - \psi_{s0}^2) - \frac{2}{3} \gamma (\psi_{sL}^{3/2} - \psi_{s0}^{3/2}) \right]$$

ドレイン・ソースの拡散電流は,

$$I_{DS2} = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[\phi_t (\psi_{sL} - \psi_{s0}) + \phi_t \gamma (\psi_{sL}^{1/2} - \psi_{s0}^{1/2}) \right]$$

表面電位と電荷基準モデル

収束性を向上させコンパクトモデルとして実用的にするために、このチャージシートモデルを改良、様々な微細デバイスプロセスによる物理現象を取り入れてできたのが、表面電位 (Surface Potential) モデル

HiSIM2, PSP Modelなど

前頁の ψ_{s0} , ψ_{sL} はコンピュータを用いた繰り返し最適化によって求めるため収束問題の可能性有

ソース, ドレインにおける反転電荷に注目し, 面積密度関数として表していくのが電荷基準 (Charge Based) モデル

BSIM3/4/6 Modelなど

前頁の簡略化した表面電位から, しきい値電圧に置き換えている. 物理ベースの解析モデルなので近似的モデル式が多く存在する

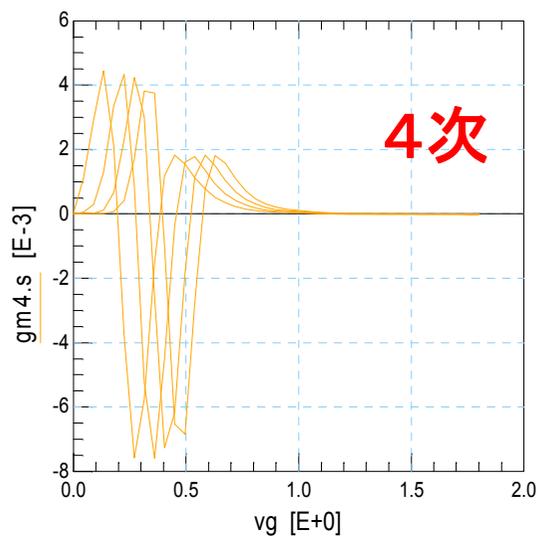
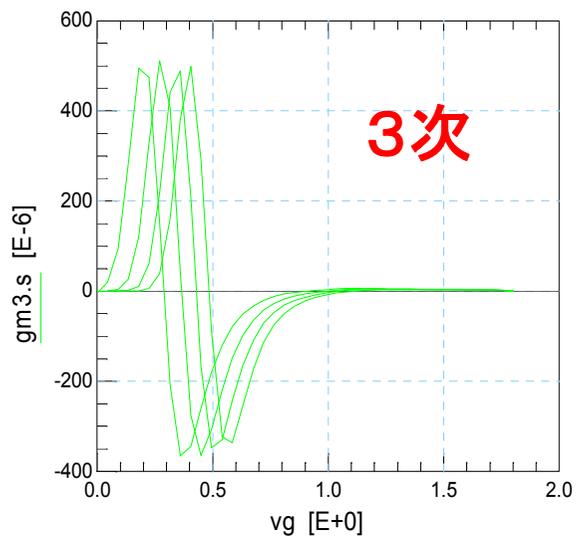
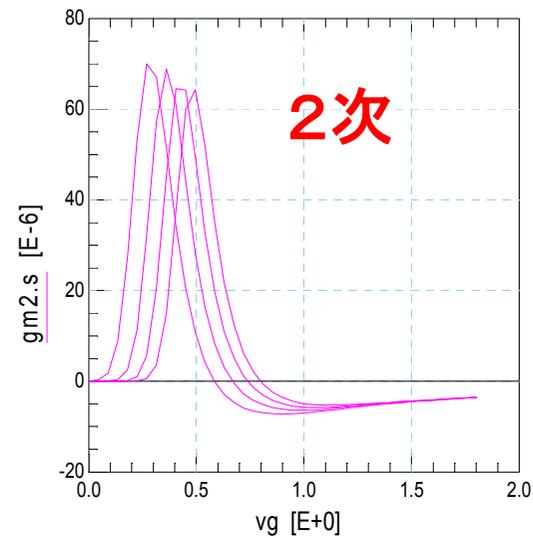
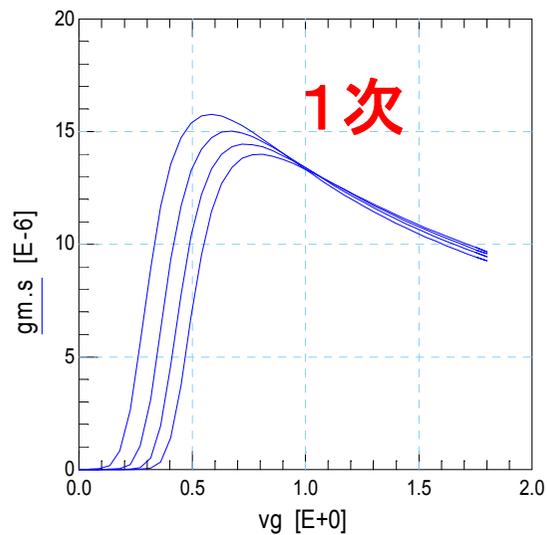
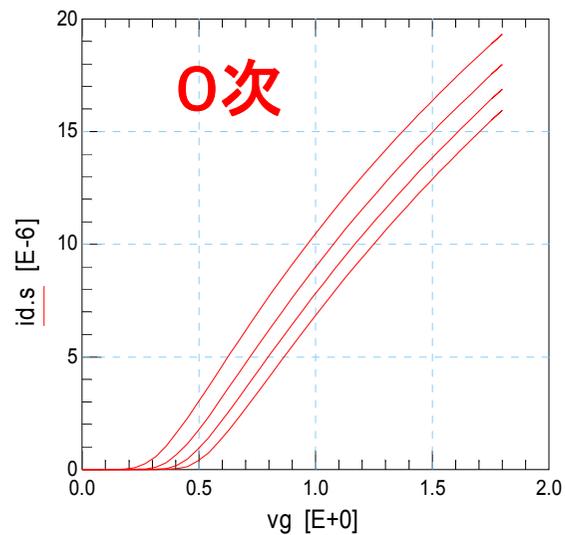
2. コンダクタンス特性

- 伝達コンダクタンス (g_m) と出力コンダクタンス (g_{ds}) を正確にモデリング
- ACのSパラメータ特性を無理に測定データと合わせようとする、直流特性がずれてしまう
??????

3. ドレイン電流の高次微分特性

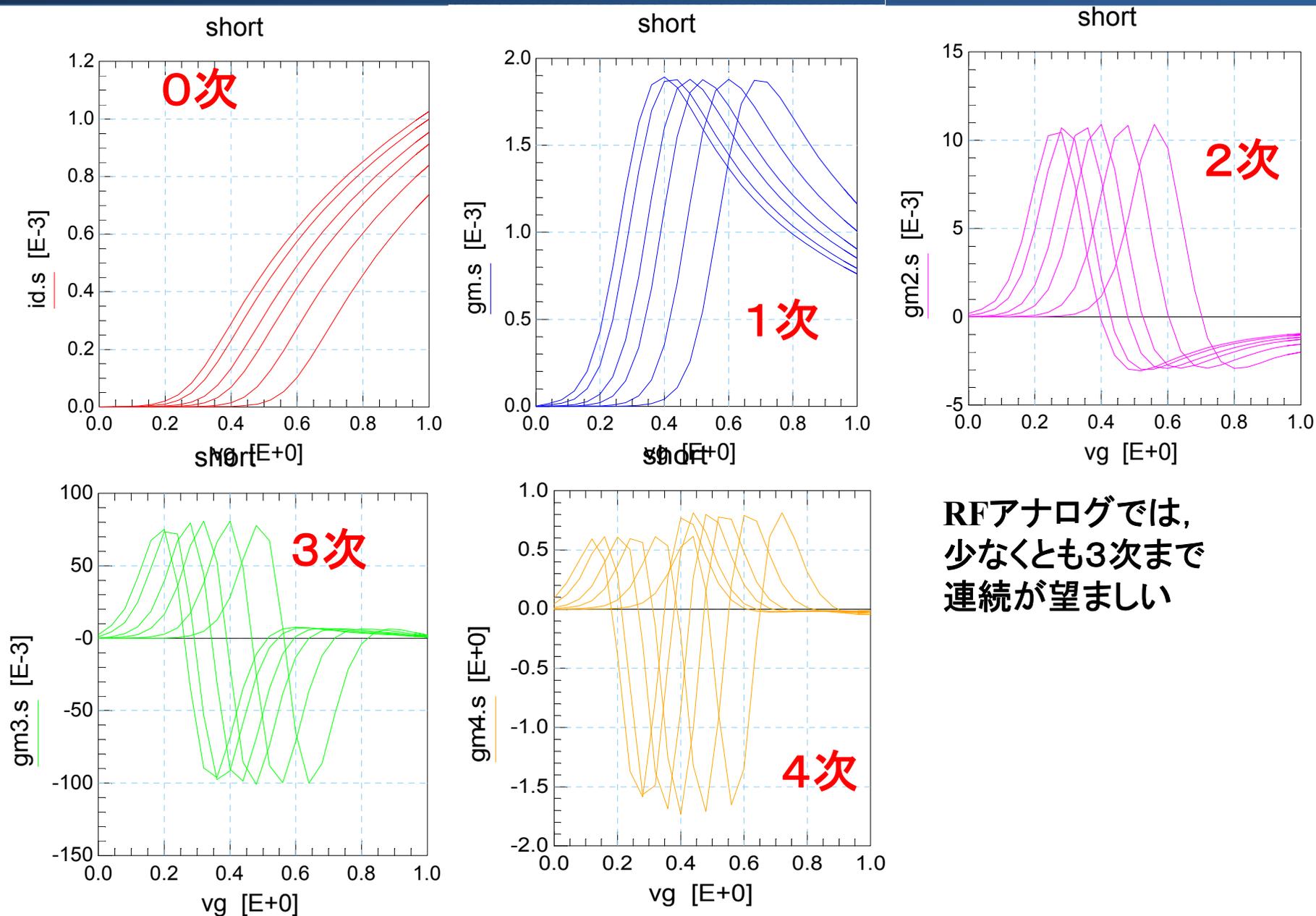
- HiSIM2
- BSIM4
- BSIM6

HiSIM2

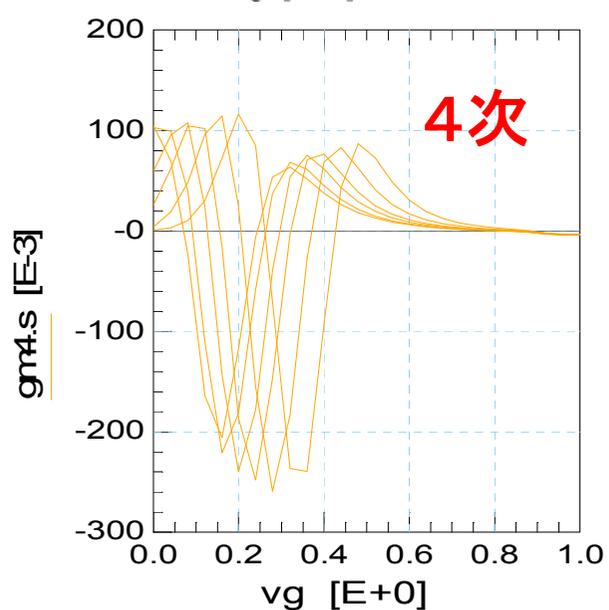
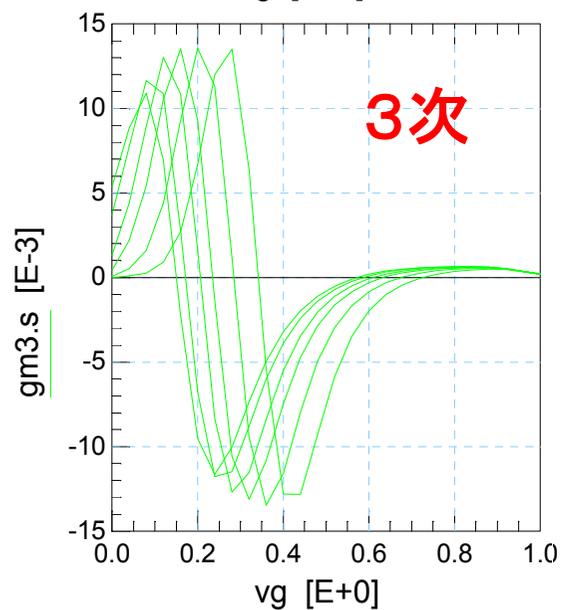
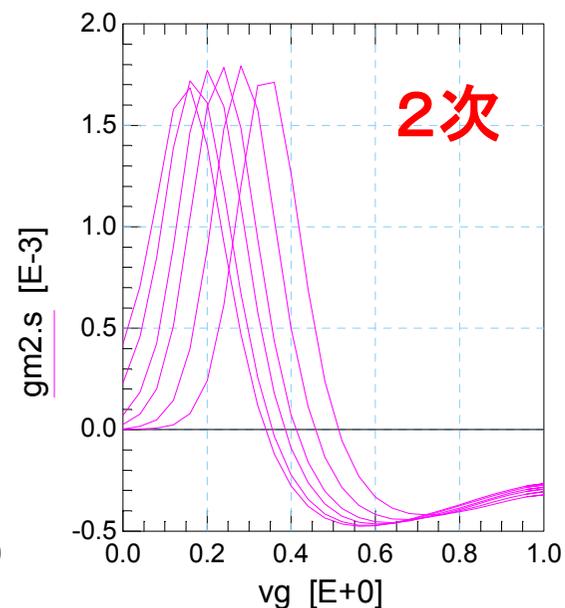
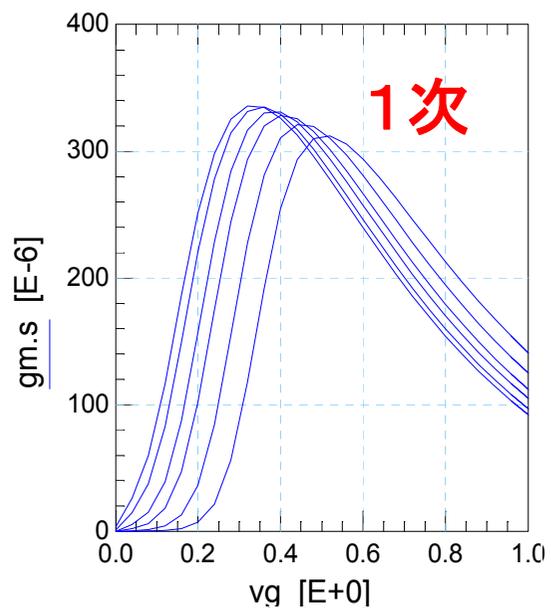
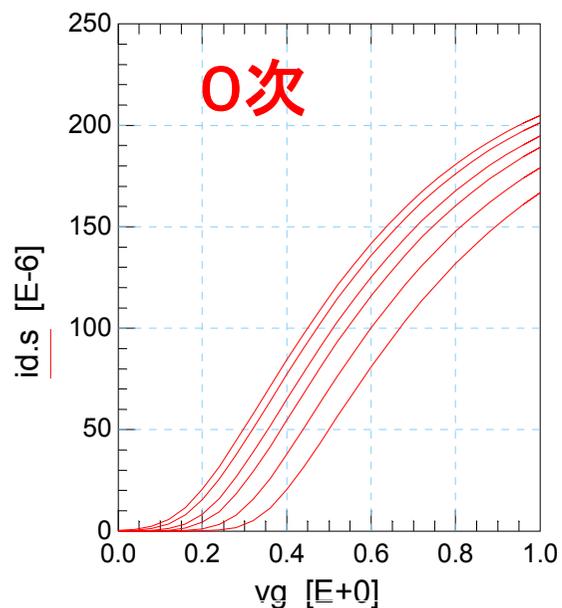


RFアナログでは、
少なくとも3次まで
連続が望ましい

BSIM4



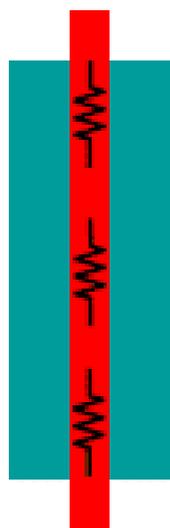
BSIM6



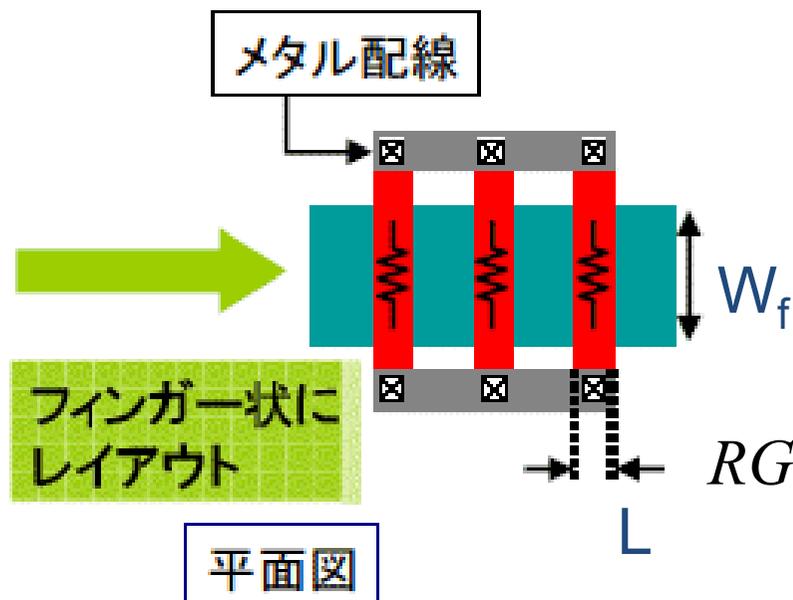
RFアナログでは、
少なくとも3次まで
連続が望ましい

ゲート抵抗

シングルフィンガー



マルチフィンガー



$$RG = \frac{W_f}{L \cdot N_f} R_{sh} + \frac{R_{cont}}{N_{cont}}$$

N_f : フィンガー数

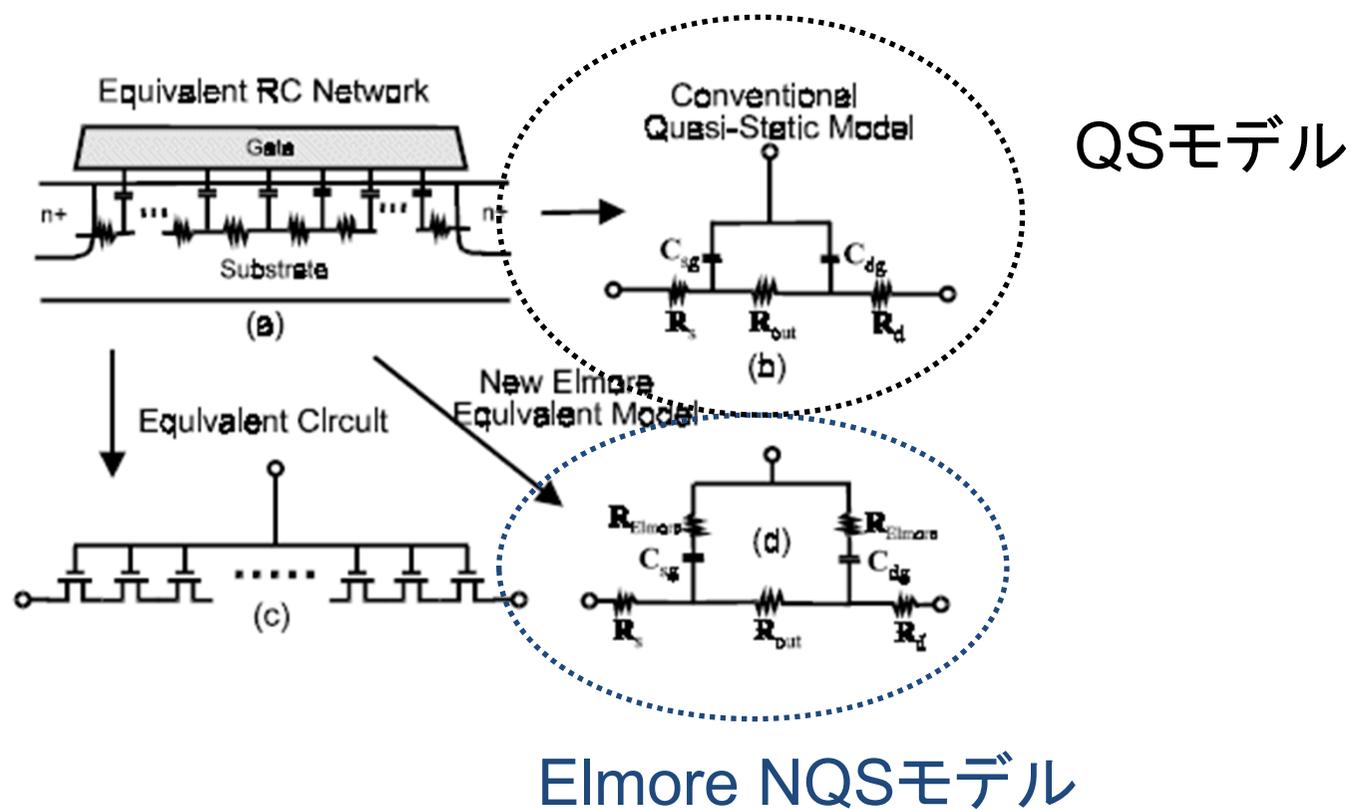
R_{sh} : シート抵抗

R_{cont} : コンタクト抵抗

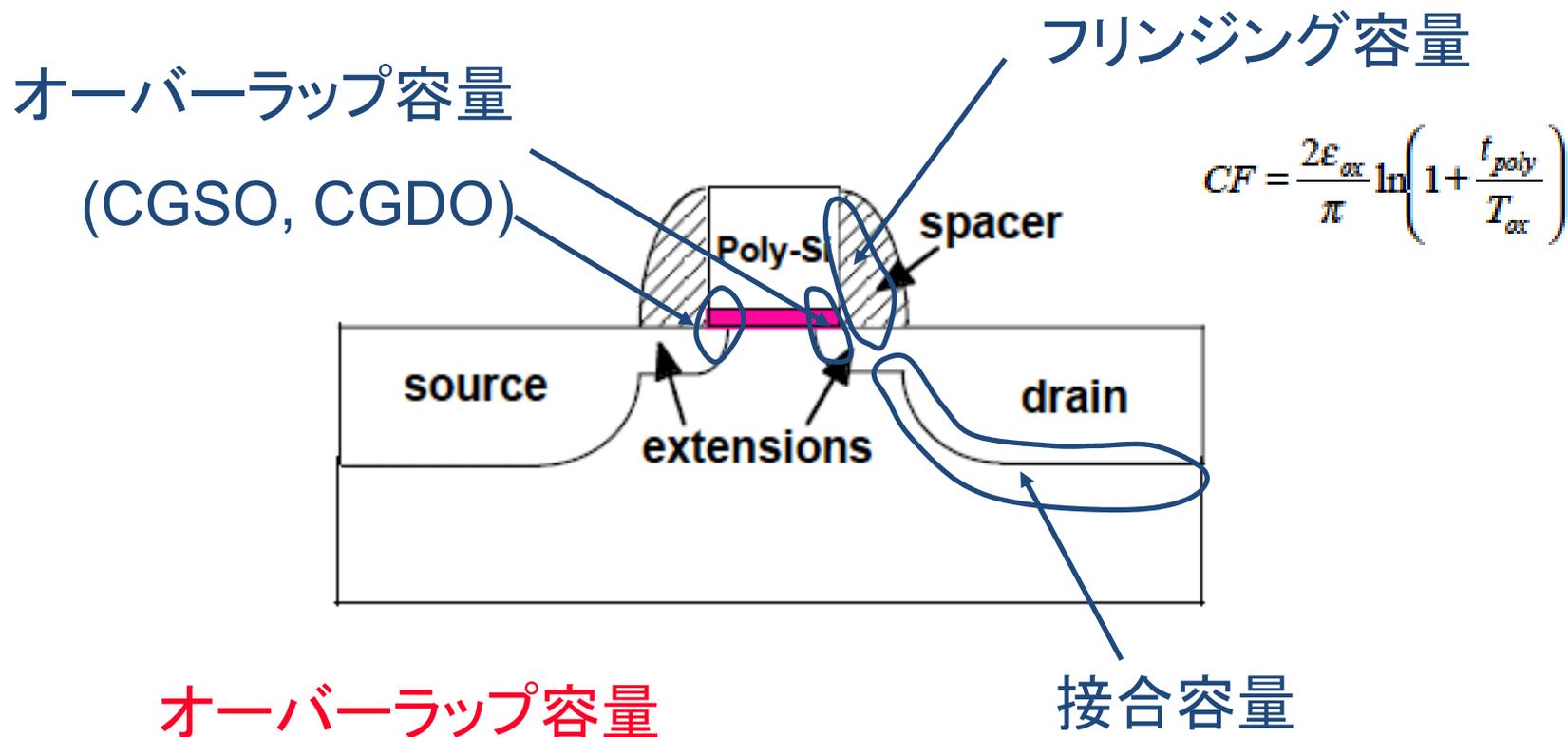
N_{cont} : コンタクト数

NQS(Non-Quasi-Static)効果

QS(Quasi-Static)モデルはトランジットタイム(τ)を表現していない



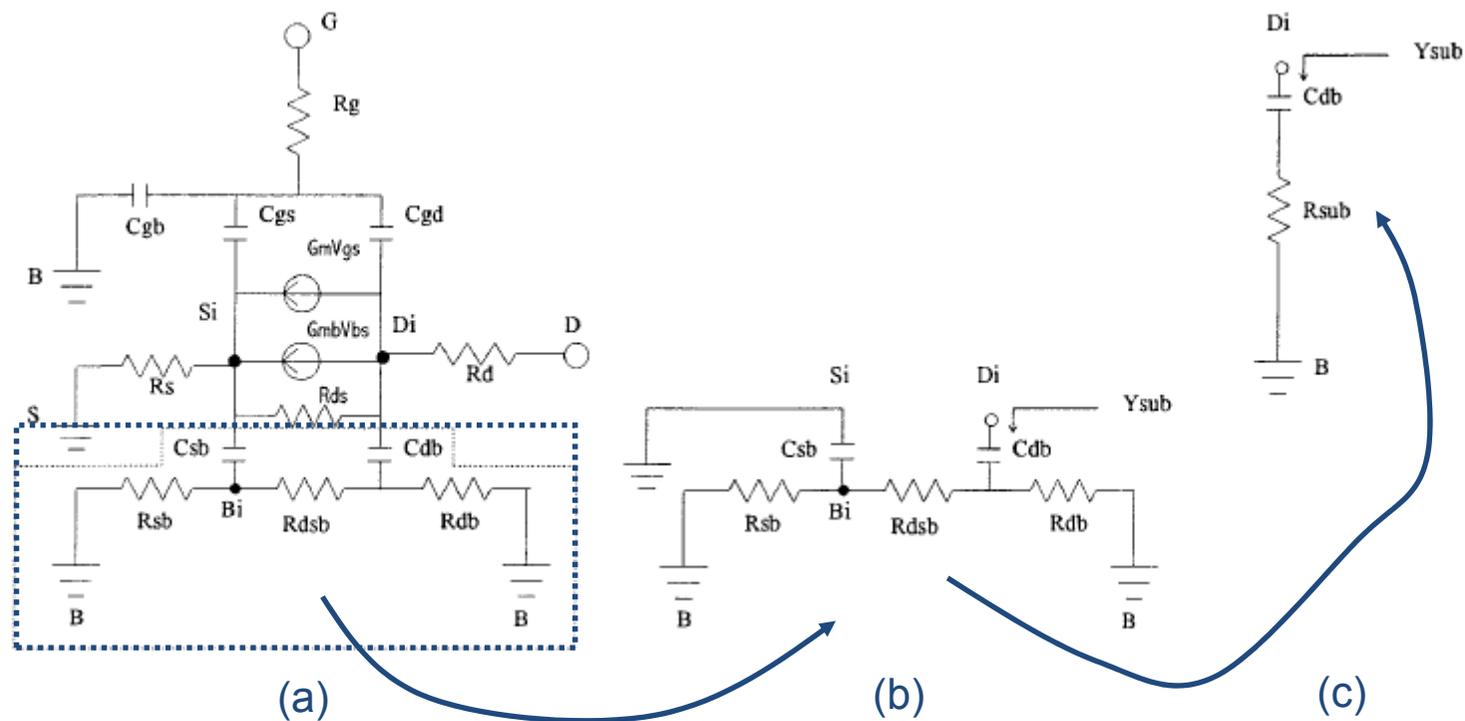
Extrinsic容量



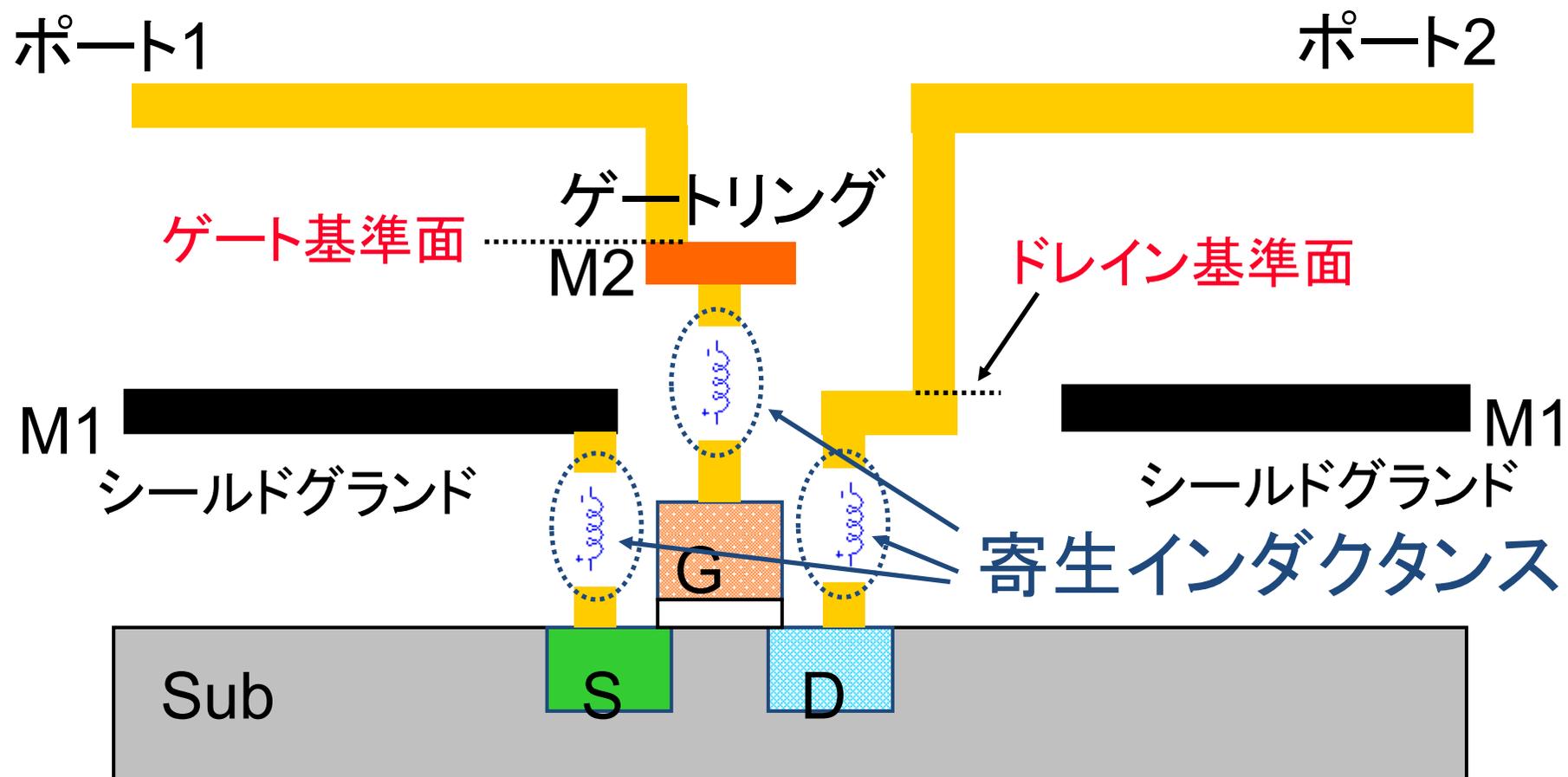
オーバーラップ容量
(CGBO)

Masanori Shimasue, Yasuo Kawahara, Takeshi Sano, and Hitoshi Aoki,
"An Accurate Measurement and Extraction Method of Gate to Substrate Overlap Capacitance,"
Proc. IEEE 2004 Int. Conference on Microelectronic Test Structures, pp. 293-296, March 2004.

基板ネットワーク



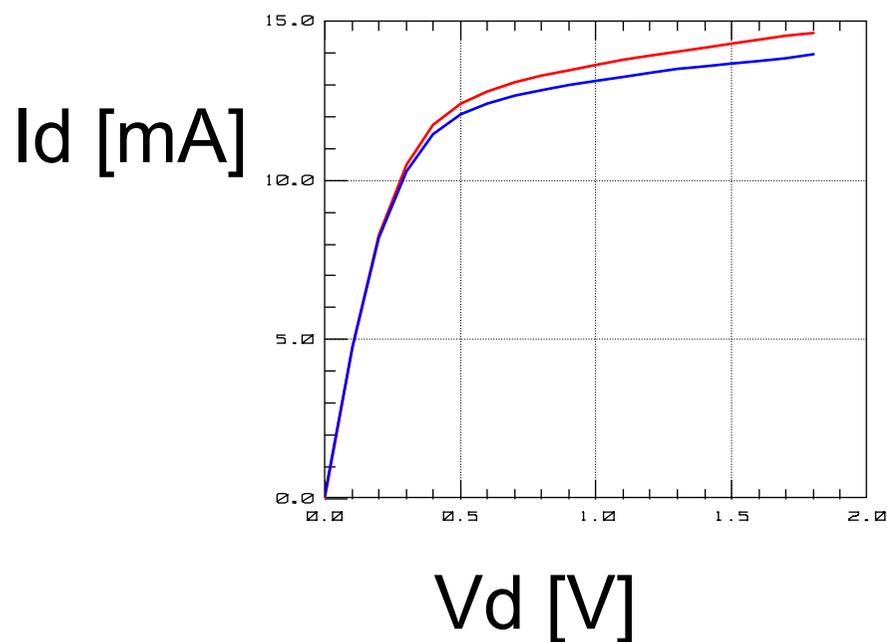
寄生インダクタンス



自己発熱の影響

- STI構造によるチャネルのBOX化
- チャネル幅増加によるドレイン電流増加

自己発熱効果



温度上昇分

$$T - T_0 = R_{th} \cdot I_d \cdot V_d$$

T_{delt} (circled) デバイスのパワー P_{tot} (circled)

T : 自己発熱後のデバイス温度

T_0 : 環境温度

R_{th} : 熱抵抗 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

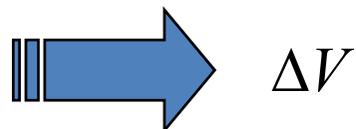
— 自己発熱無し

— 自己発熱あり

自己発熱マクロモデル

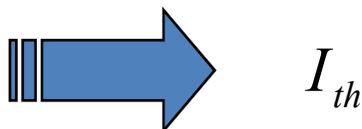
温度上昇分

T_{delt}

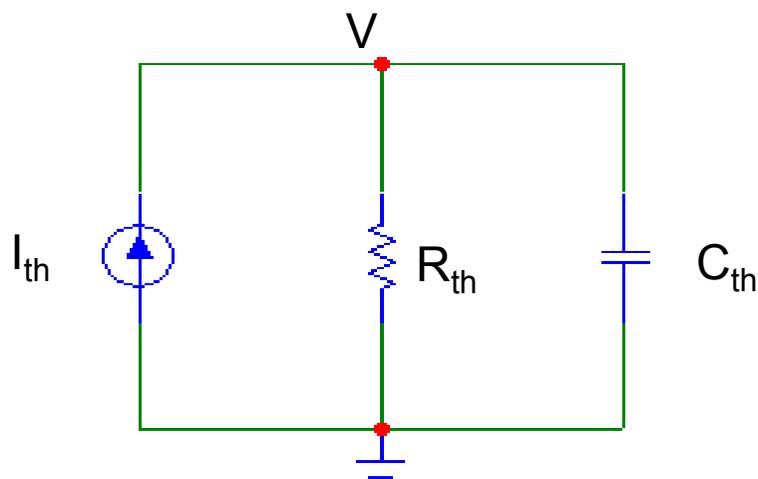


デバイスのパワー

P_{tot}

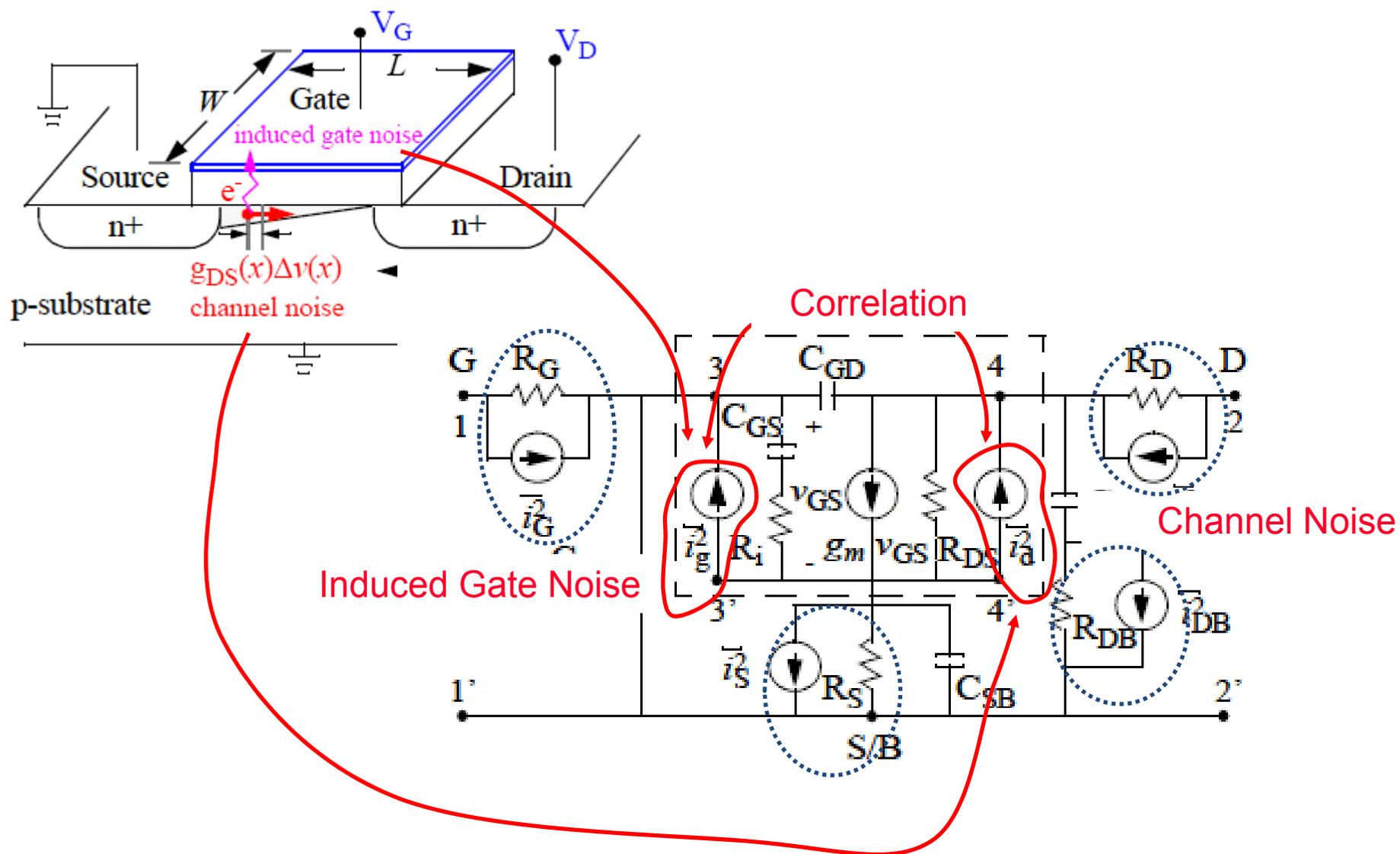


$$I_{\text{th}} = \frac{d(\Delta V)}{dt} C_{\text{th}} + \frac{\Delta V}{R_{\text{th}}}$$

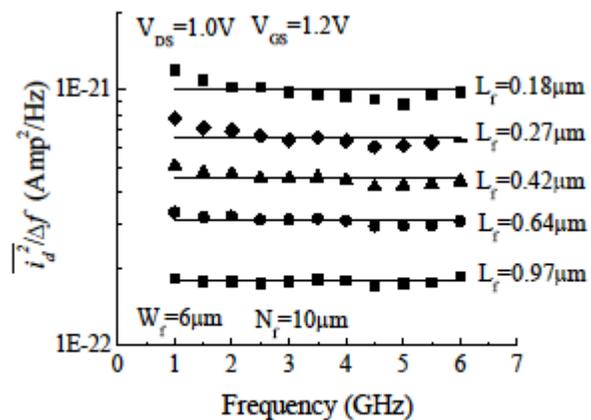


大きな回路では収束困難！！

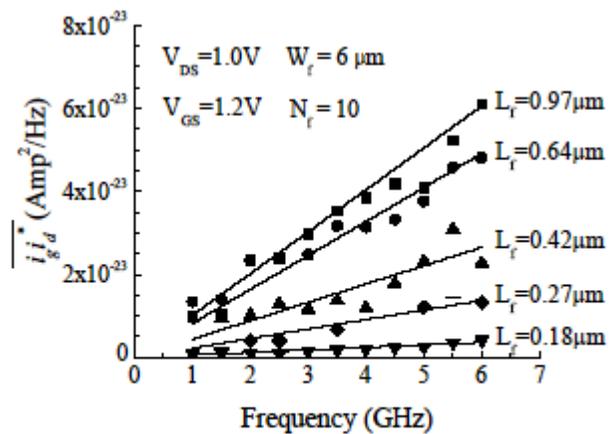
RFノイズモデル



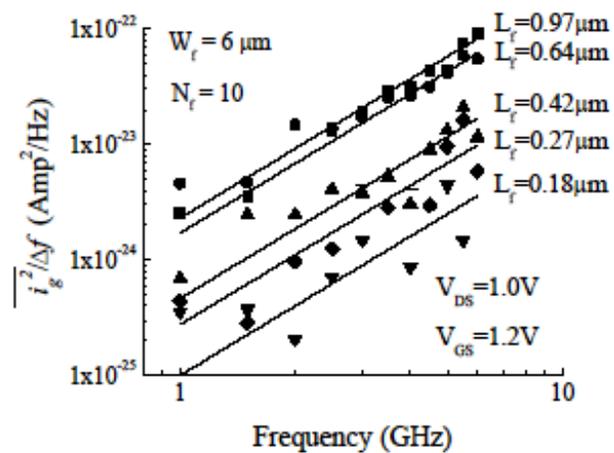
RFノイズ特性



Channel Noise 特性

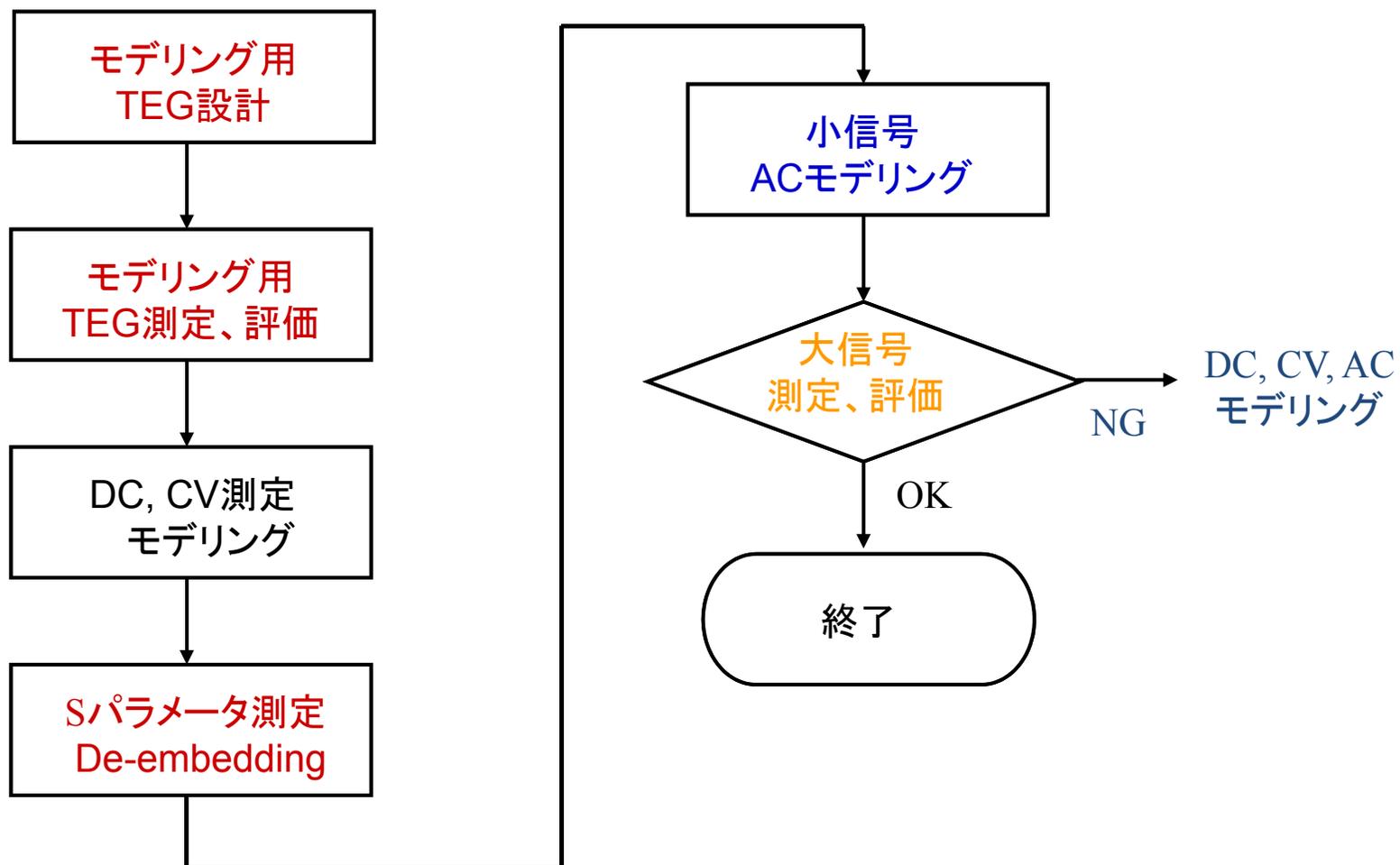


Noise Correlation 特性

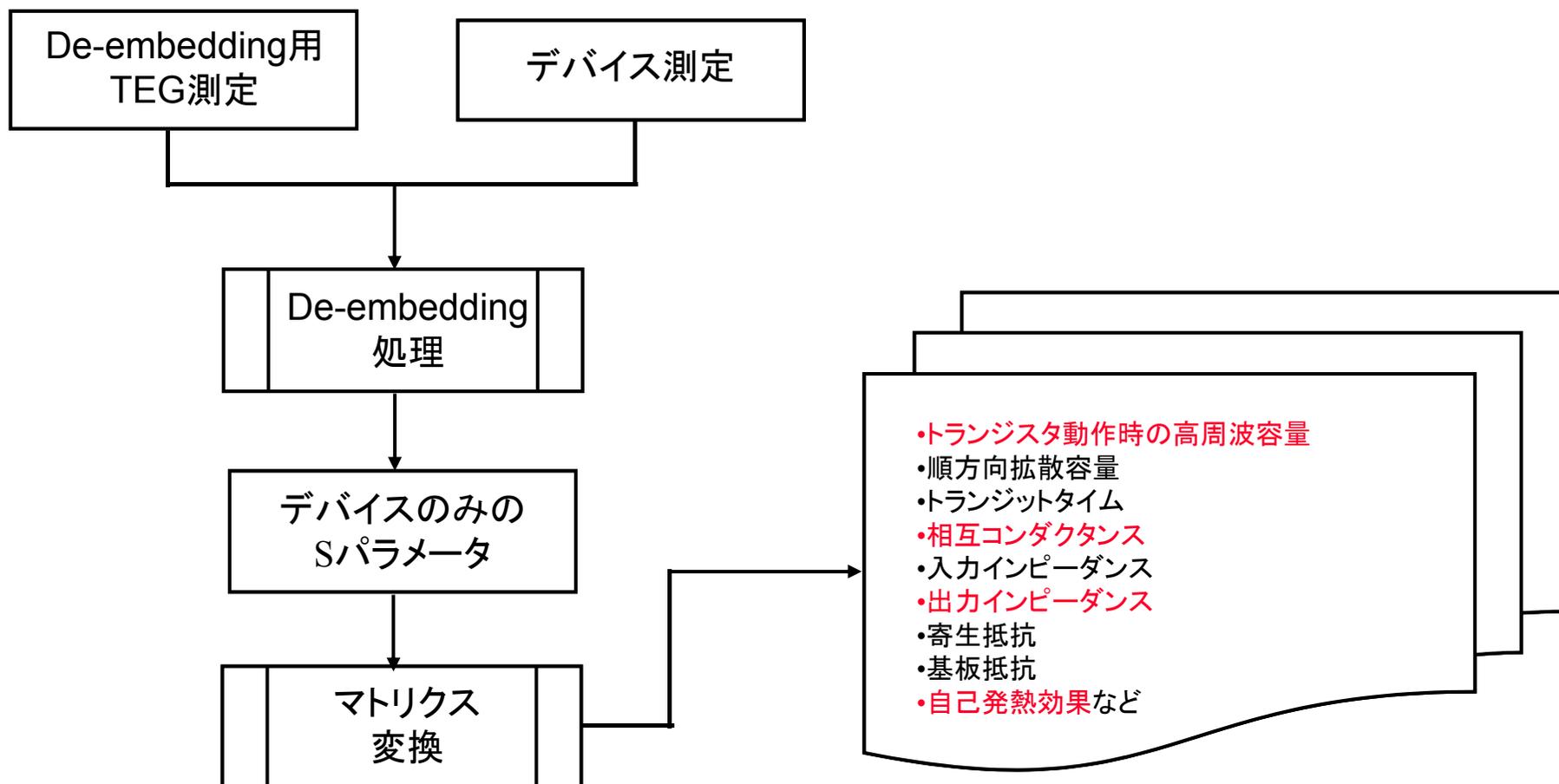


Induced Gate Noise 特性

RFアプリケーションでの デバイスモデリングフロー

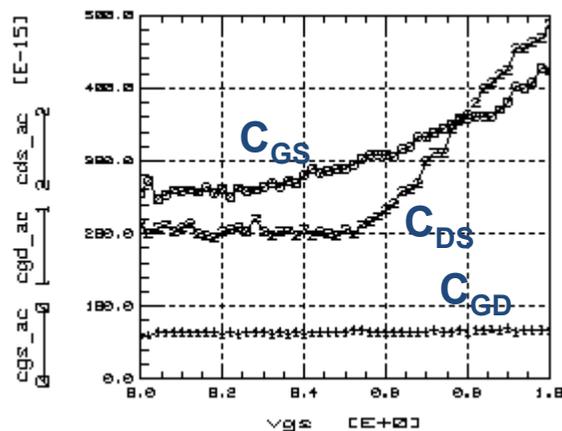


Sパラメータによる効果的な解析

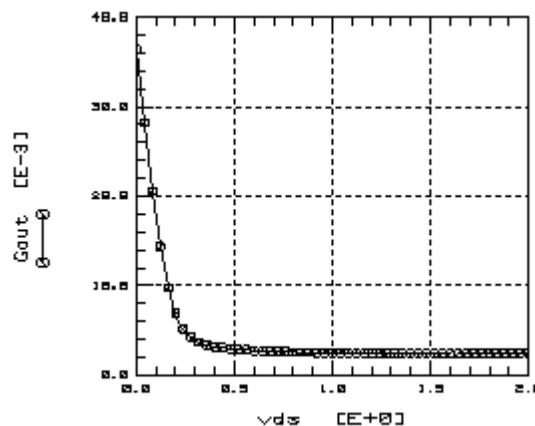


Sパラメータによる効果的な解析例(1)

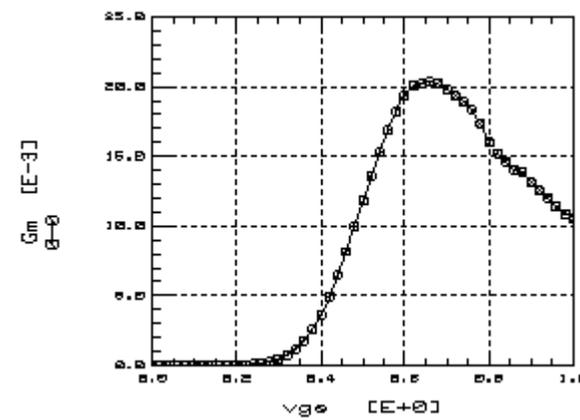
周波数: 100MHz (L = 0.18 μ m、Wtot = 200 μ m)



高周波容量成分解析例
($V_g=0-1V$, $V_d=2V$)



出力コンダクタンス解析例
($V_d=0-2V$, $V_g=0.6V$)



相互コンダクタンス解析例
($V_d=0-1V$, $V_d=0.1V$)

Sパラメータによる効果的な解析例(2)

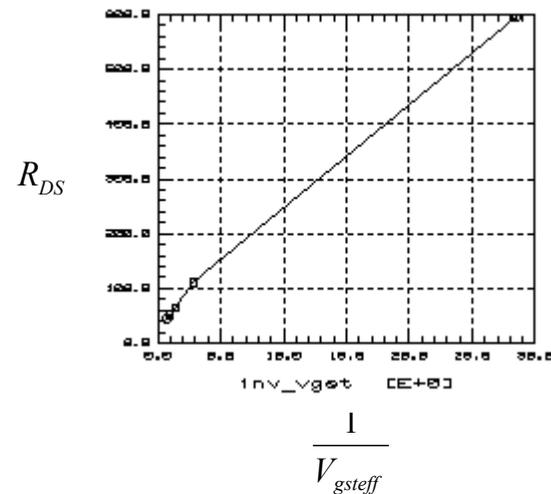
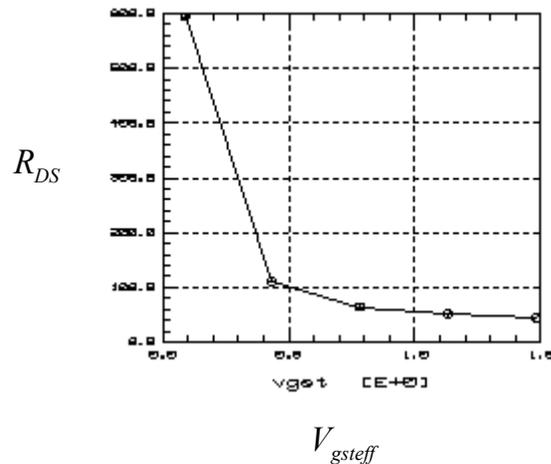
$$R_{DS} = RDSW \cdot \frac{1 + \boxed{PRWG \cdot V_{gsteff}} + PRWB \left(\sqrt{\phi_S - V_{bseff}} - \sqrt{\phi_S} \right)}{\left(10^6 \cdot W_{eff} \right)^{WR}} \quad \text{BSIM3}$$

V_{gsteff} に比例関係

$$R_{DS} = \frac{RDSWMINI + RDSW \cdot \left(\frac{1}{1 + \boxed{PRWG \cdot V_{gsteff}}} + PRWB \left(\sqrt{\phi_S - V_{bseff}} - \sqrt{\phi_S} \right) \right)}{\left(10^6 \cdot W_{eff} \right)^{WR}} \quad \text{BSIM4}$$

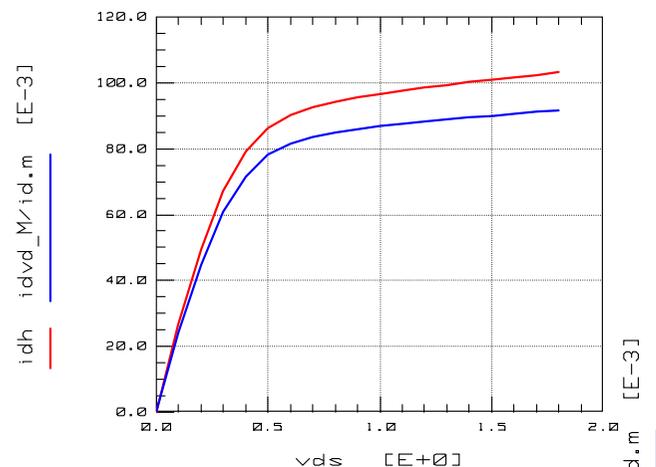
V_{gsteff} に反比例関係

rdsMod=0



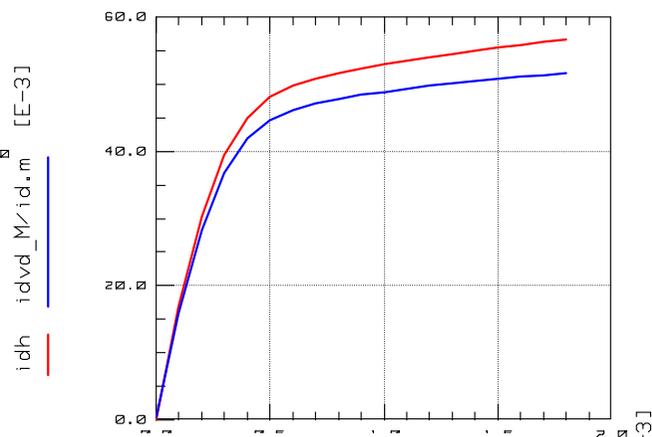
Sパラメータによる効果的な解析例(3)

自己発熱効果解析例



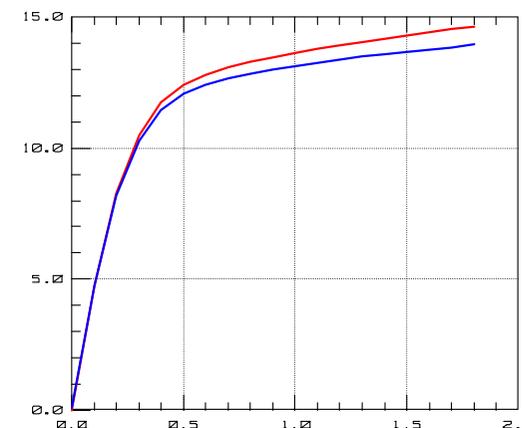
128フィンガー

自己発熱効果解析例



64フィンガー

自己発熱効果解析例



16フィンガー

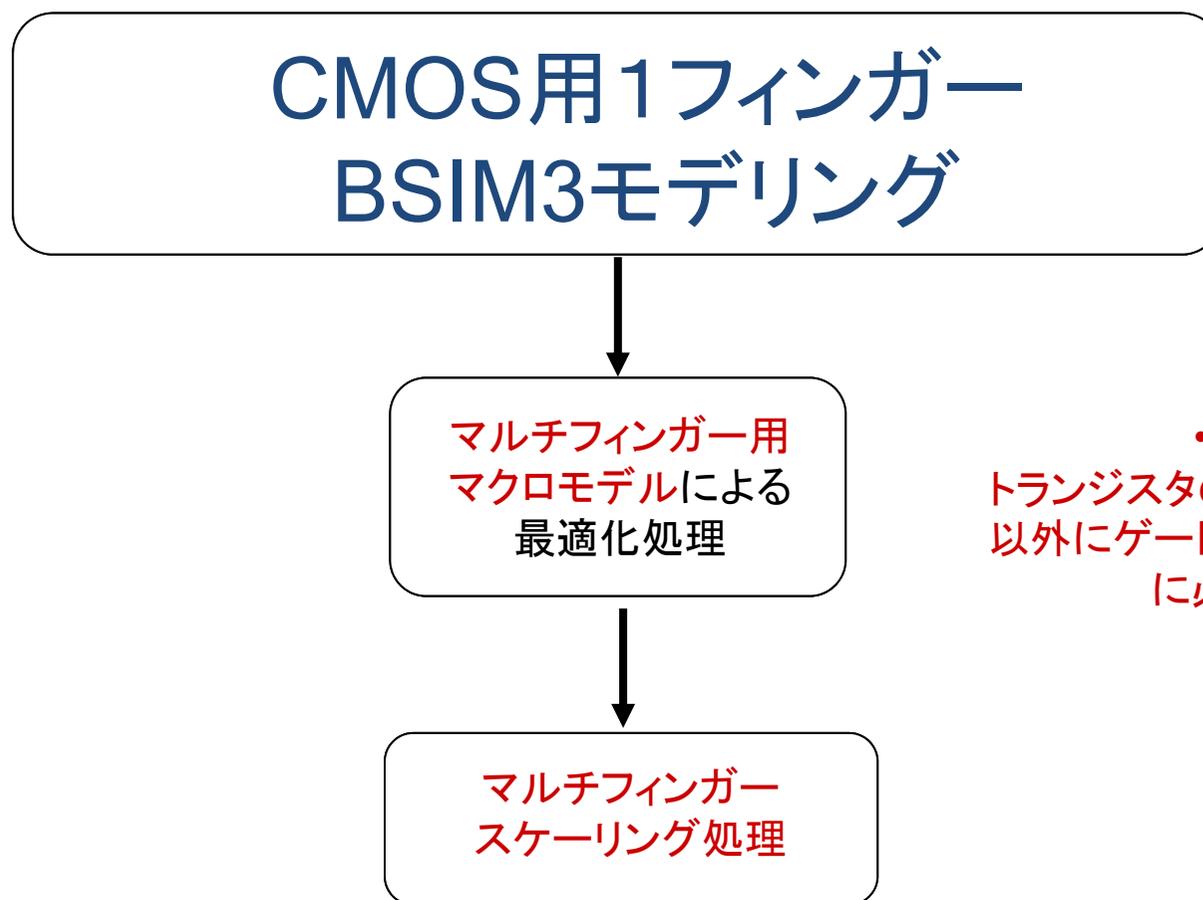
$V_g = 1.3 \text{ V}$
 $V_d = 0 \sim 1.8 \text{ V}$

— DC I-V測定

— SPコンダクタンスI-V法

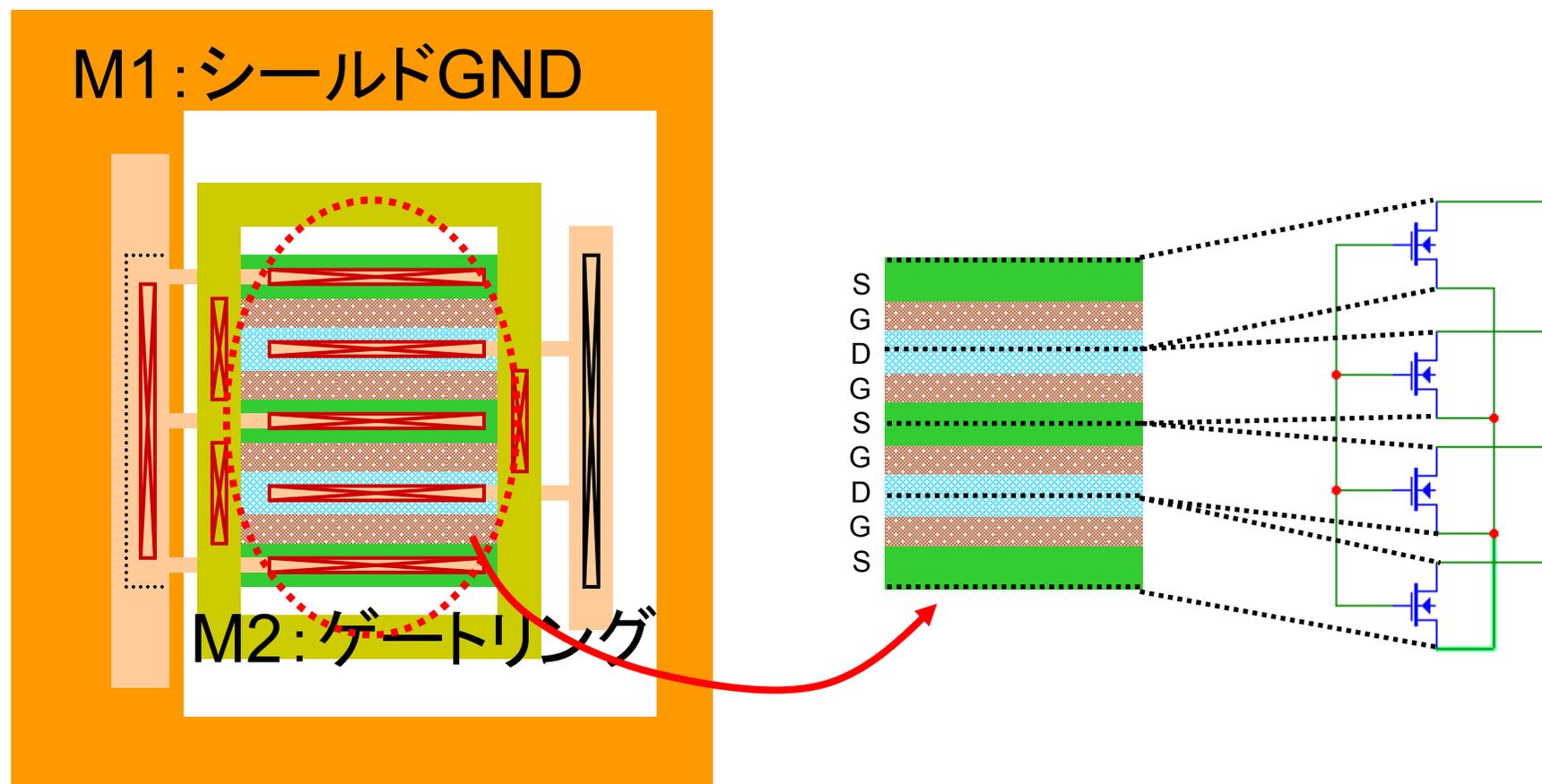
H.Aoki and M. Shimasue, "Self-Heating Characterization of Multi-Finger MOSFETS used for RF-CMOS Applications," ICISCE 2012 Institution of Engineering and Technology, Dec. 2012.

マルチフィンガーMOSFETの BSIM3モデリングフロー

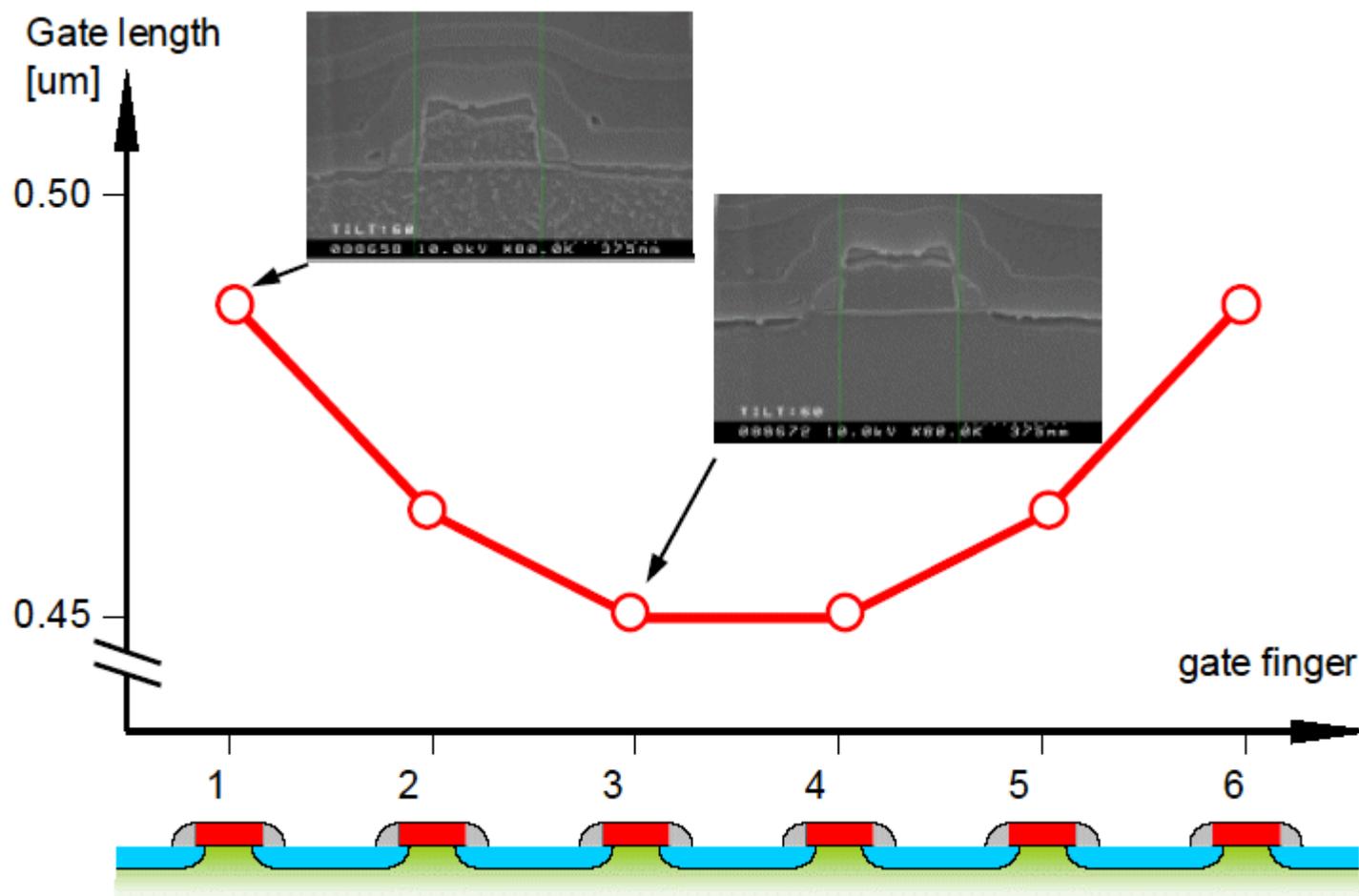


•マクロモデルでは
トランジスタの並列ネットリスト
以外にゲート抵抗などRF特性
に必要な素子を含む

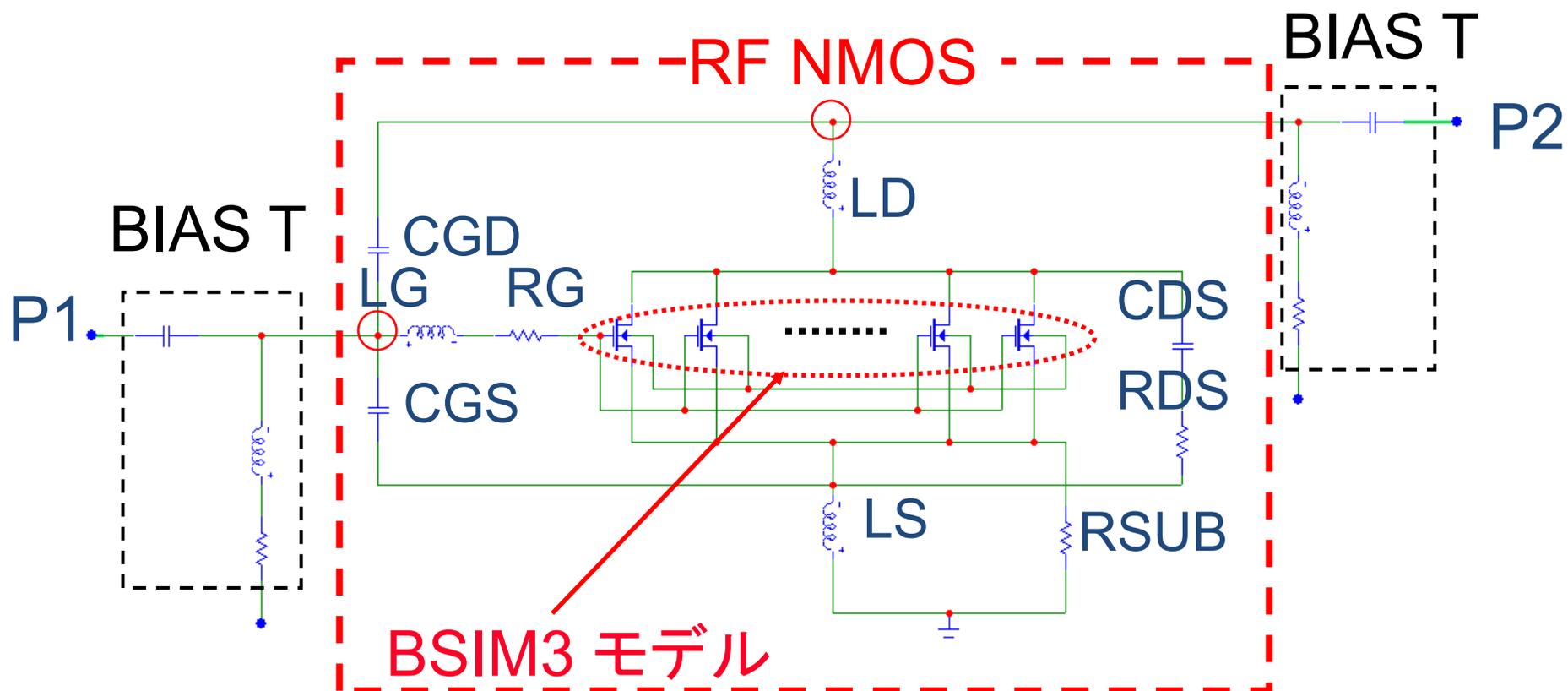
マルチフィンガーMOSFETの構造



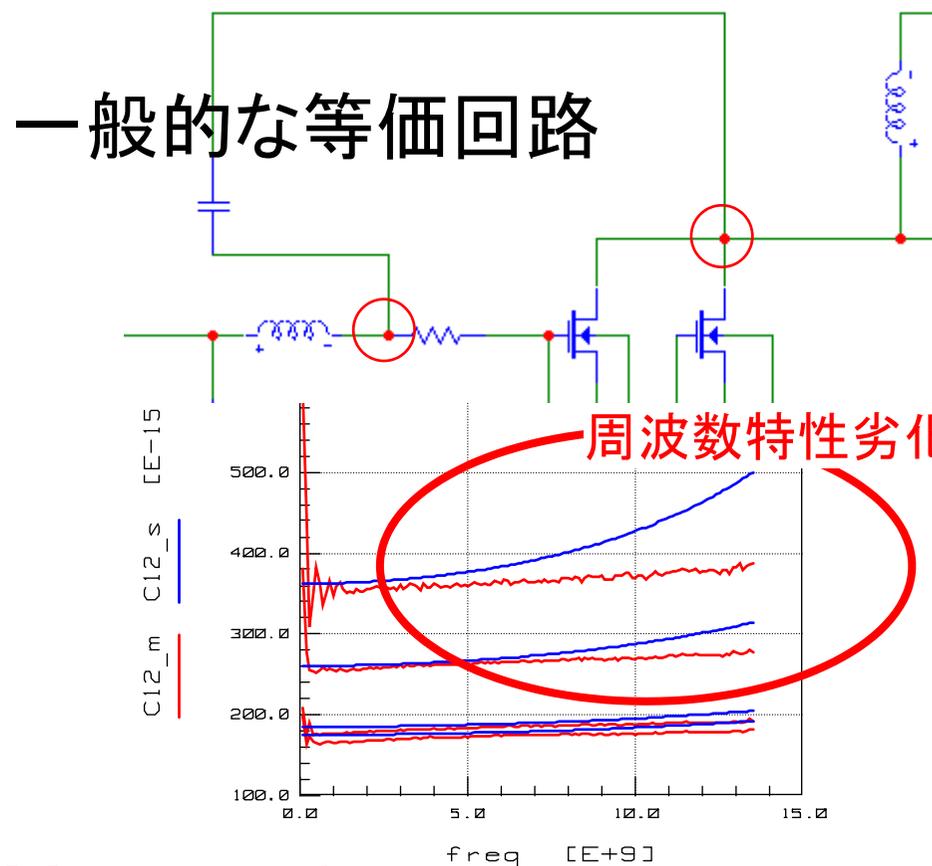
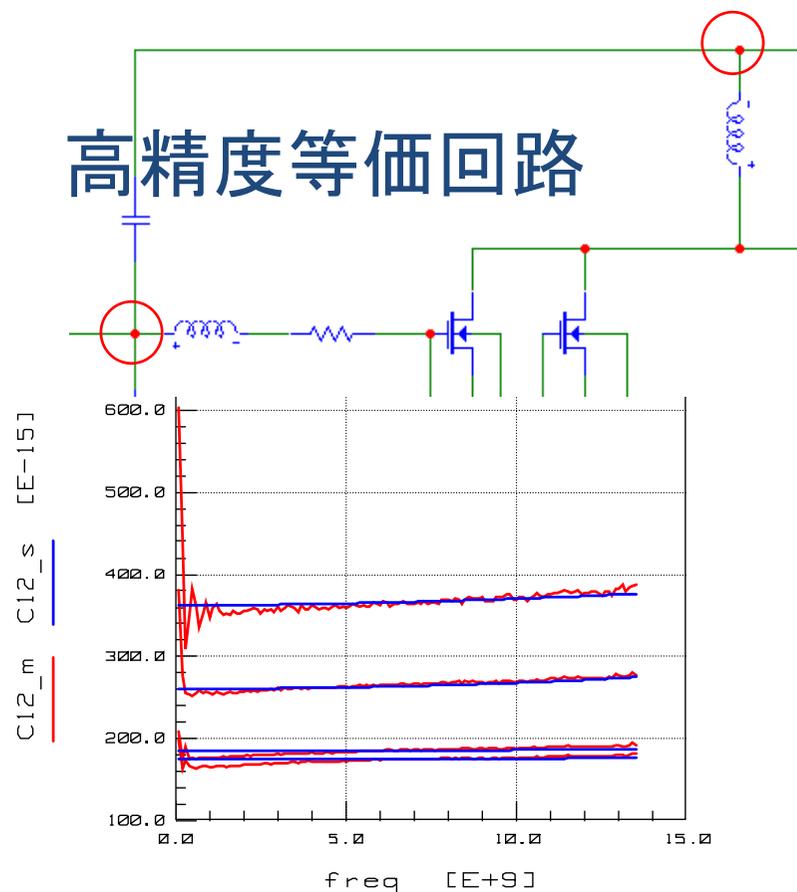
マルチフィンガーMOSFETのチャネル長



マルチフィンガーMOSFETの等価回路



C₁₂モデリング結果(128フィンガー)



— Measured

— Modeled

V_g = 1.5 V

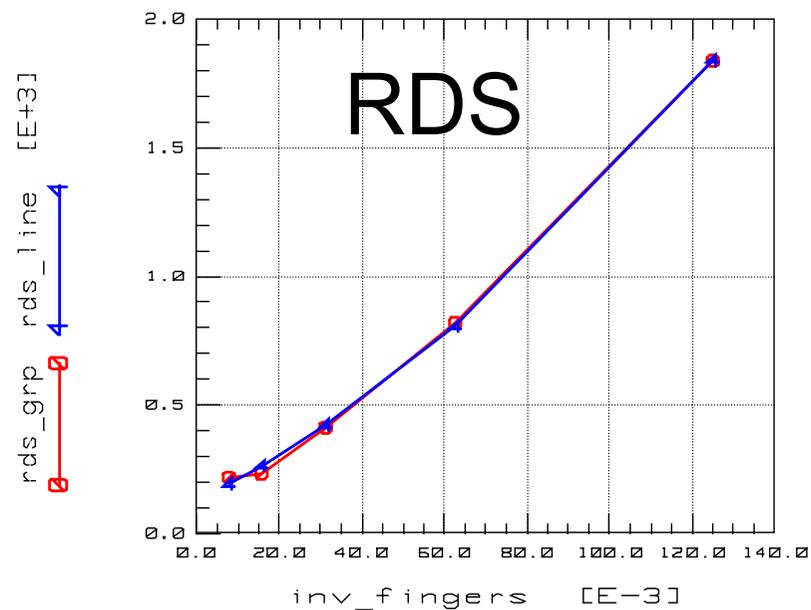
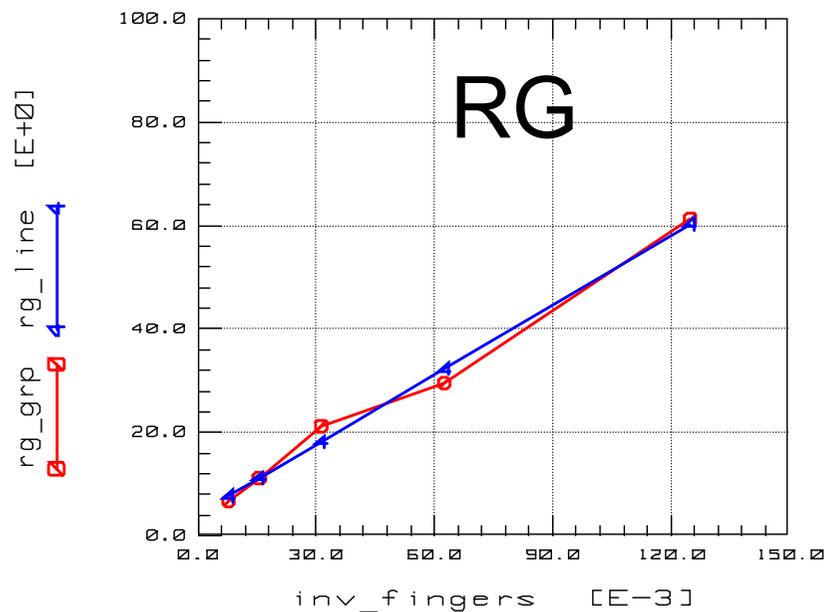
V_d = 0.2 ~ 1.5 V

マルチフィンガーMOSFETの スケラブルモデル

```
.SUBCKT multi 11=D 22=G
RG 21 2 (-100.0m / finger^2) + (441.4 / finger) + (5.108)
RDS 31 3 ((49.23K / finger^2) + (7.692K / finger) + (115.5)) * 0.2e-6 / 0.18e-6
RSUB 4 0 1E-3
CGD 22 11 ( 1.00001E-019 * finger^2) + ( 1.091f * finger) + ( 1.00000E-019)
CGS 22 3 ((-2.544a * finger^2) + ( 1.251f * finger) + (-1.102f)) * 0.2e-6 / 0.18e-6
CDS 1 31 ((-5.053a * finger^2) + ( 3.172f * finger) + (-10.00f)) * 0.18e-6 / 0.2e-6
LG 22 21 1E-012
LS 0 3 1E-13
LD 11 1 (-1.9291E-014 * finger) + (3.90408E-011)

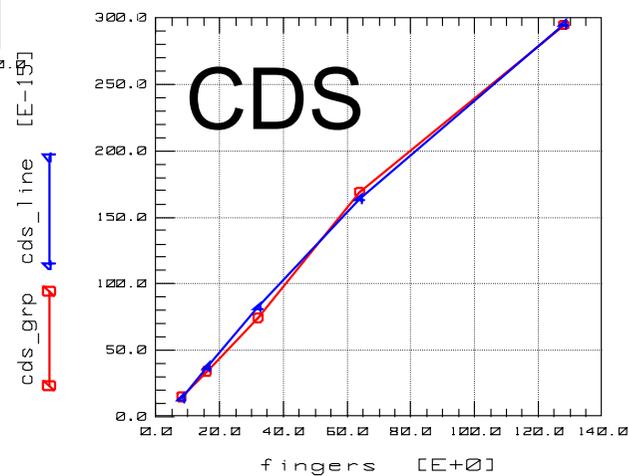
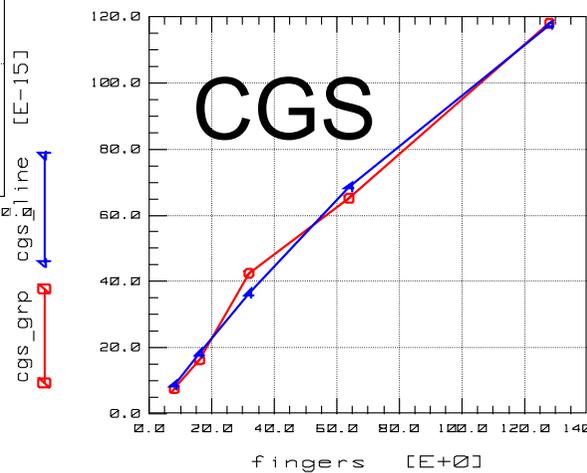
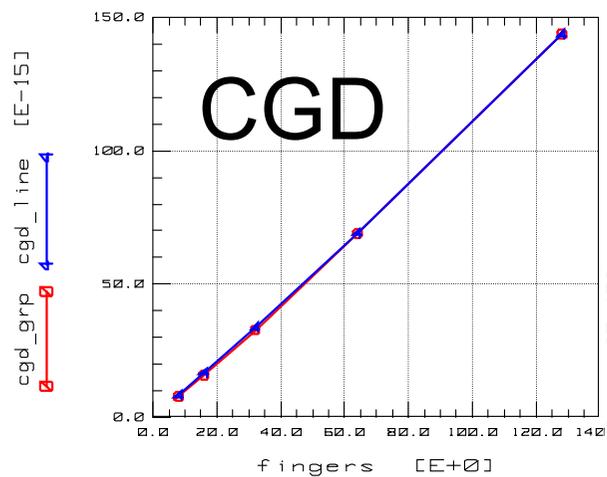
M0 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=2E-012 PD=3.3E-006 PS=6.6E-006
M1 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=1E-012 PD=3.3E-006 PS=3.3E-006
M2 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=1E-012 PD=3.3E-006 PS=3.3E-006
M3 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=1E-012 PD=3.3E-006 PS=3.3E-006
M4 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=1E-012 PD=3.3E-006 PS=3.3E-006
M5 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=1E-012 PD=3.3E-006 PS=3.3E-006
M6 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=1E-012 PD=3.3E-006 PS=3.3E-006
M7 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=2E-012 PD=3.3E-006 PS=6.6E-006
.ENDS
```

マルチフィンガーMOSFETの寄生抵抗 スケーリング



— Measured
— Modeled

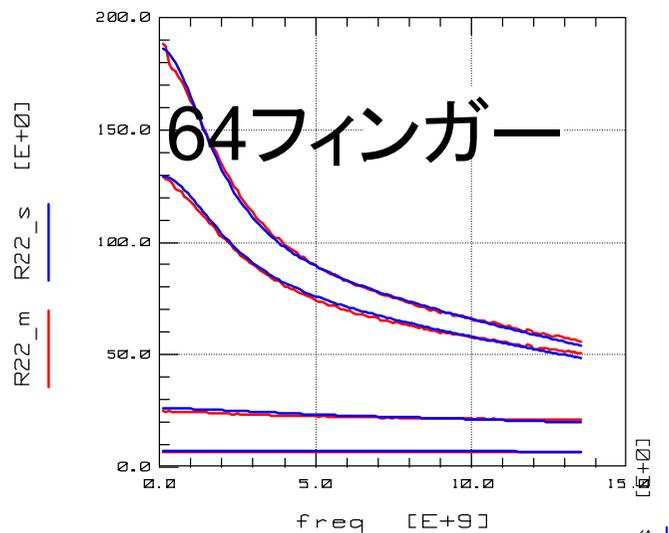
マルチフィンガーMOSFETの寄生容量 スケーリング



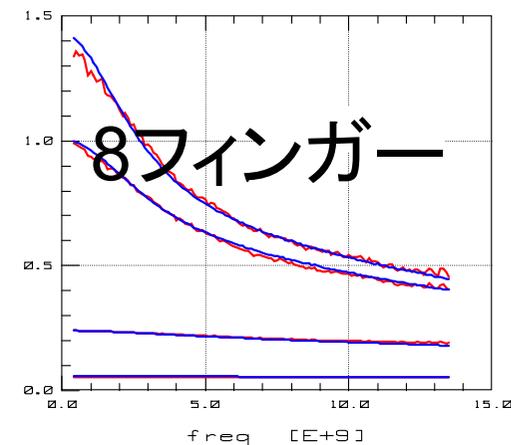
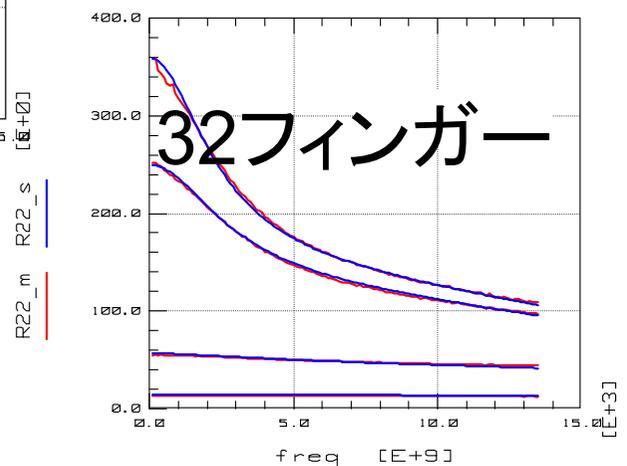
— Measured

— Modeled

出力抵抗 R_{22} モデリング結果

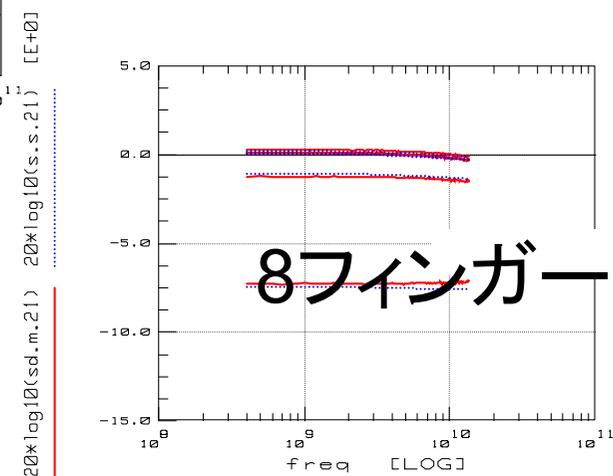
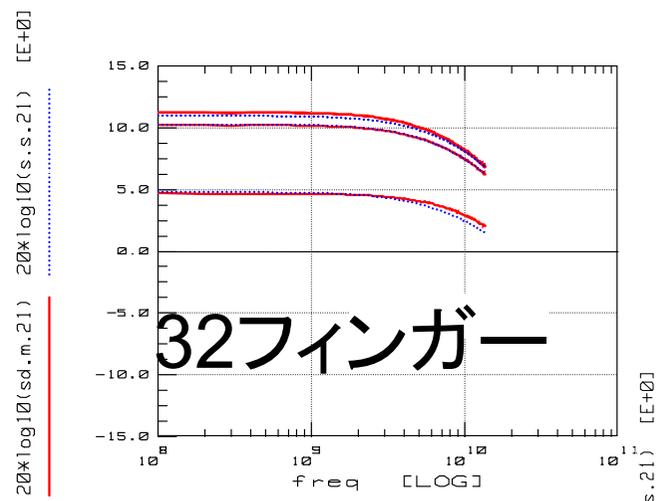
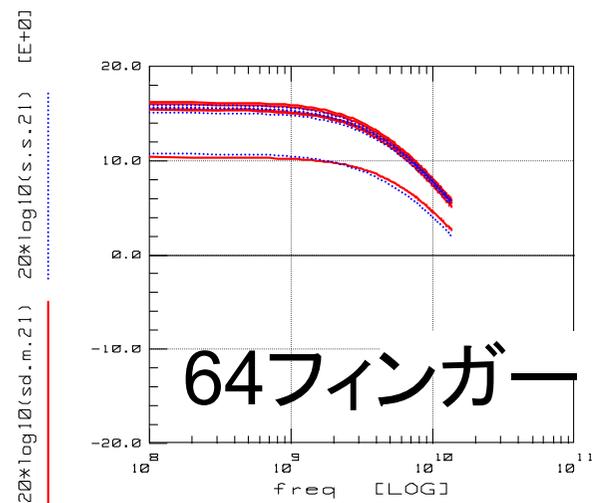


$V_g = 1.5 \text{ V}$
 $V_d = 0.2 \sim 1.5 \text{ V}$



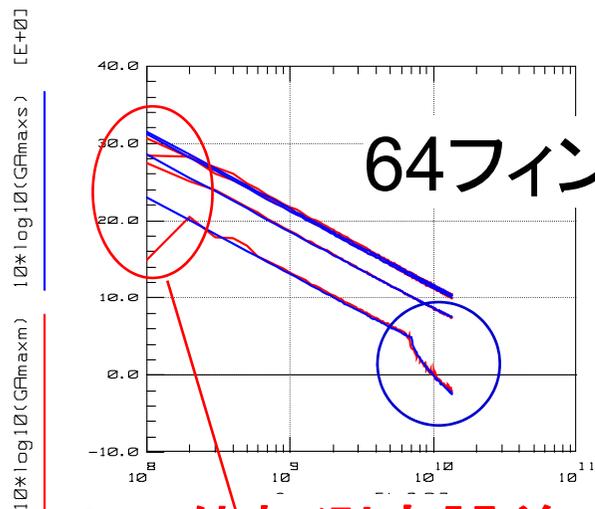
— Measured
— Modeled

S₂₁モデリング結果

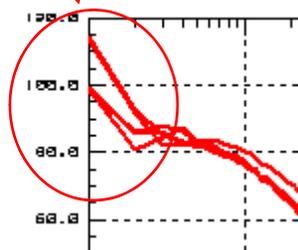


Vd = 1 V
Vg = 0.6 ~ 1.4 V

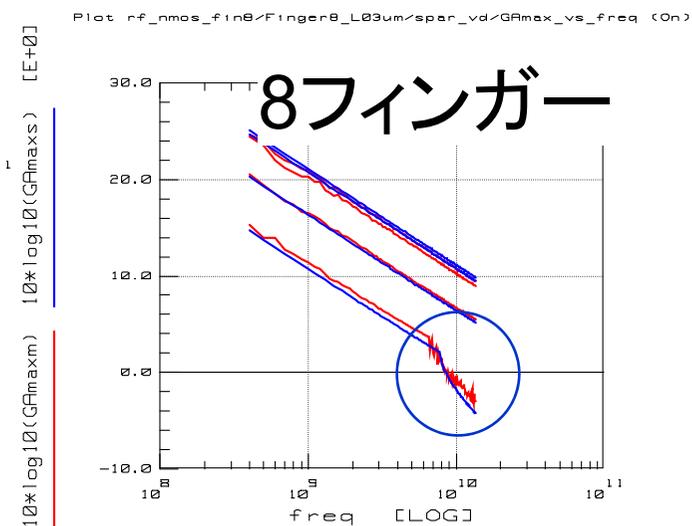
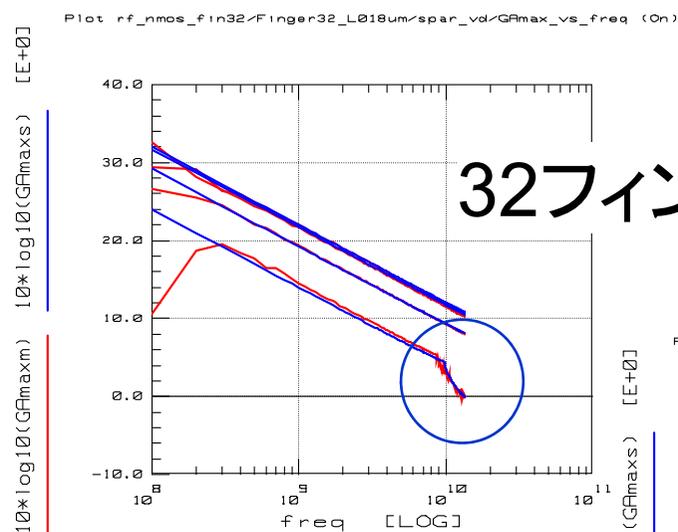
GA_{max} モデリング結果



S12位相測定誤差

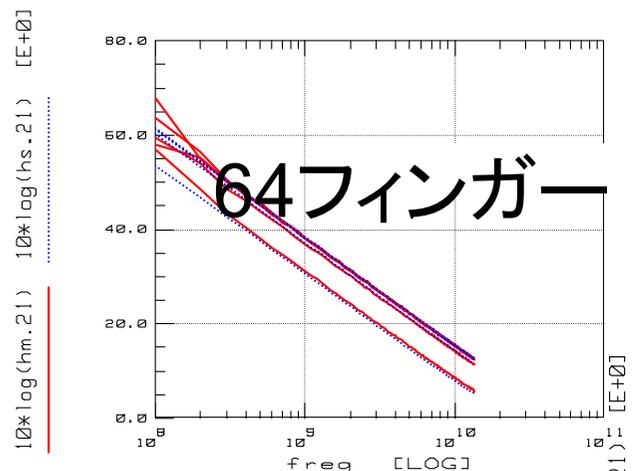


— Measured
— Modeled

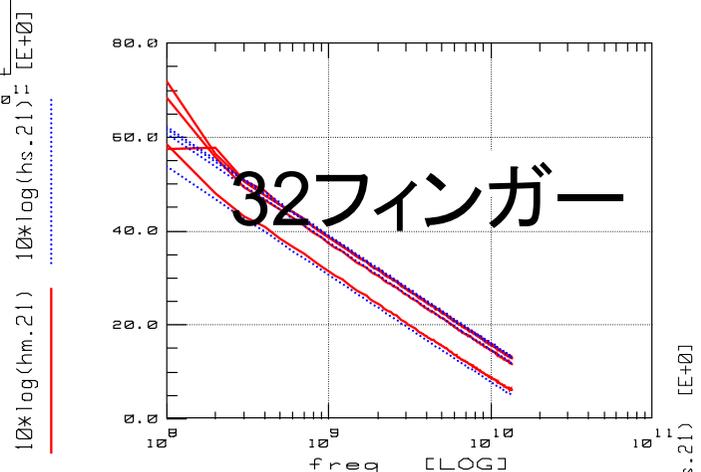


V_g = 1.5 V
V_d = 0.2 ~ 1.5 V

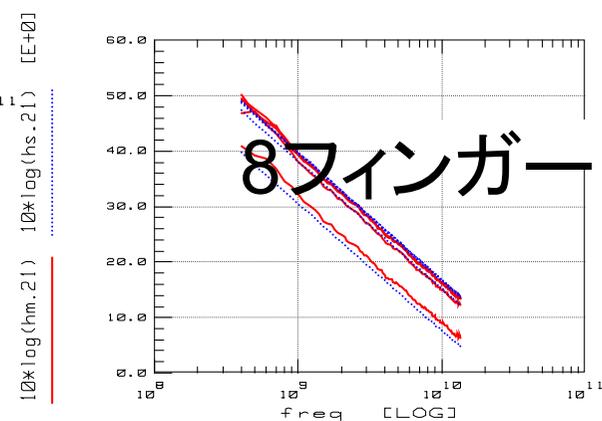
H₂₁モデリング結果



Plot rf_nmos_fin32/Finger32_L018um/spar_vg/H21_vs_freq (On)



Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/H21_vs_freq (On)

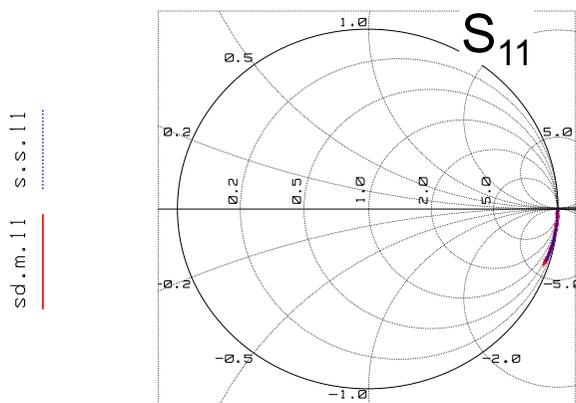


— Measured
— Modeled

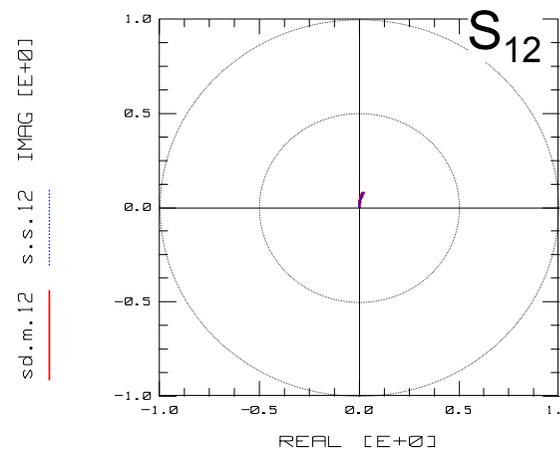
Vd = 1 V
Vg = 0.6 ~ 1.4 V

8フィンガーSパラメータモデリング結果

Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/s11 (On)

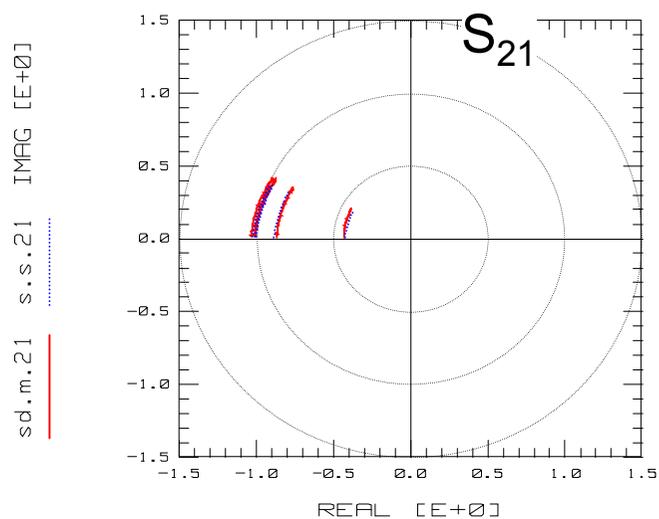


Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/s12 (Off)

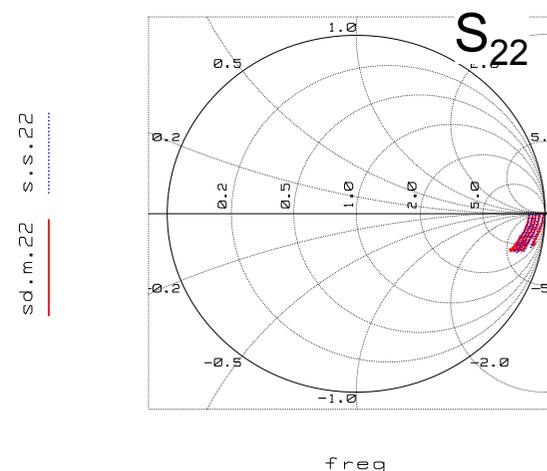


$V_d = 1\text{ V}$
 $V_g = 0.6 \sim 1.4\text{ V}$

Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/s21 (On)

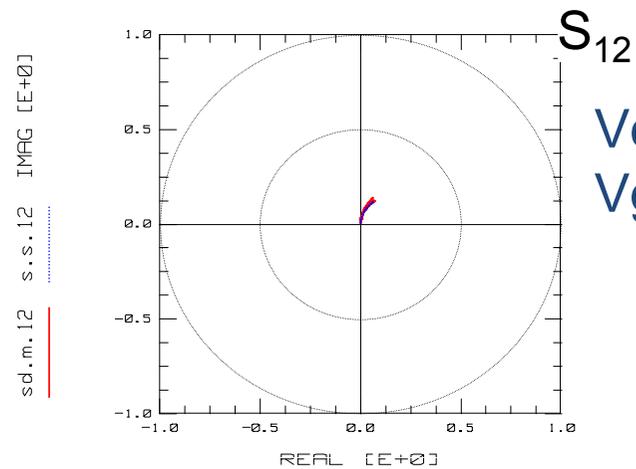
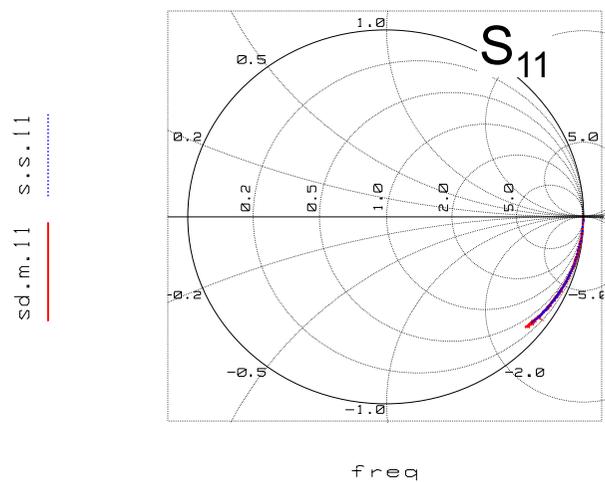


Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/s22 (On)

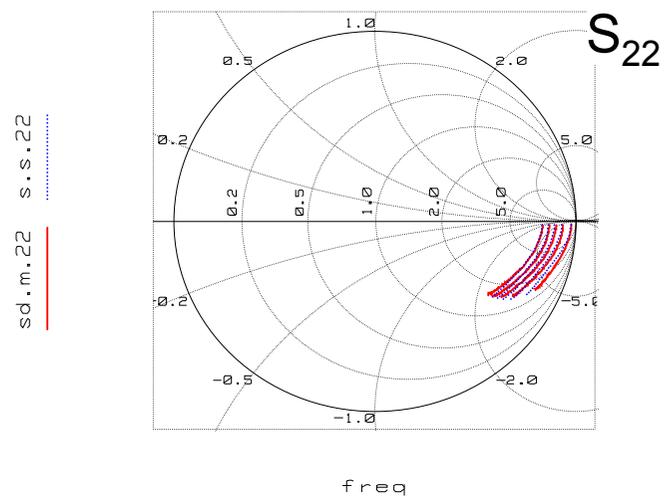
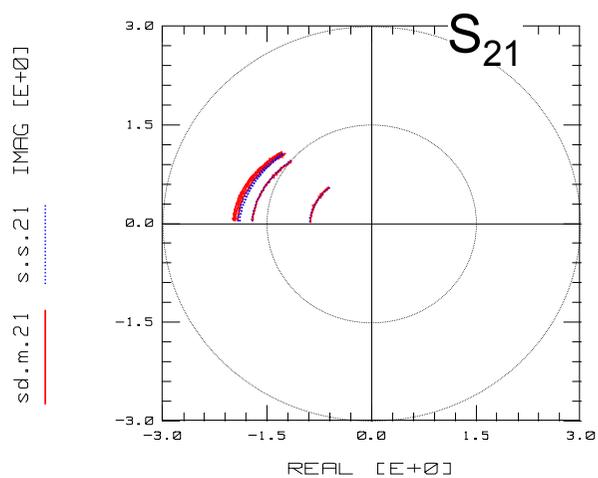


— Measured
 — Modeled

16フィンガーSパラメータモデリング結果



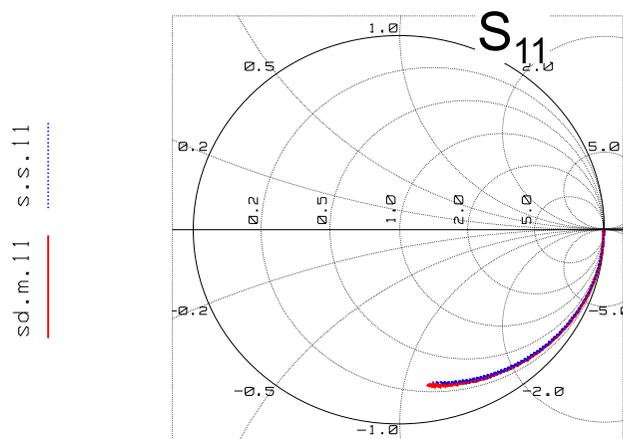
$V_d = 1 \text{ V}$
 $V_g = 0.6 \sim 1.4 \text{ V}$



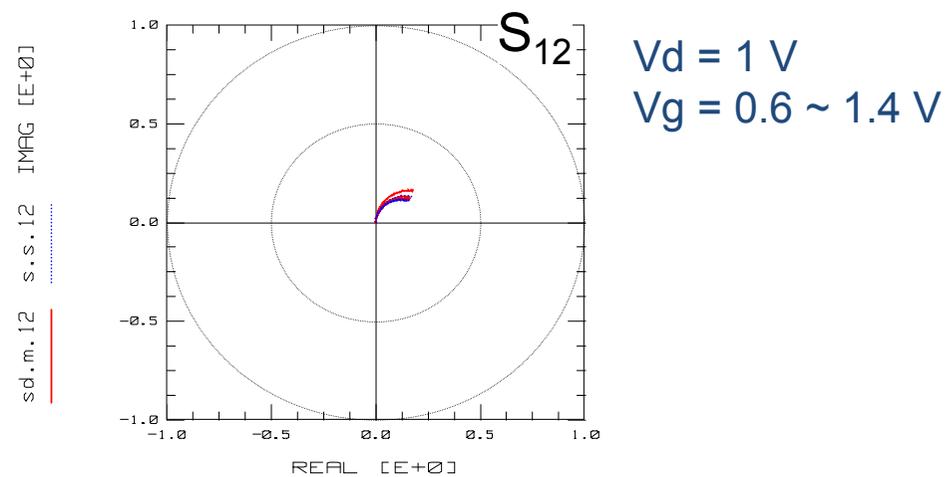
— Measured
 — Modeled

32フィンガーSパラメータモデリング結果

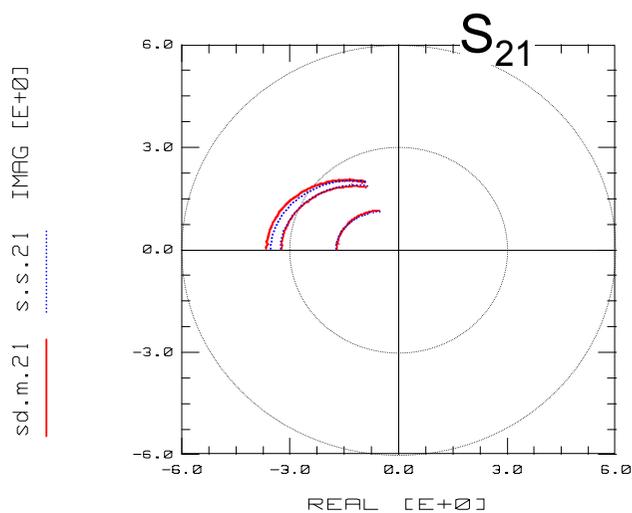
Plot rf_nmos_f1n32/Finger32_L018um/spar_vg/s11 (On)



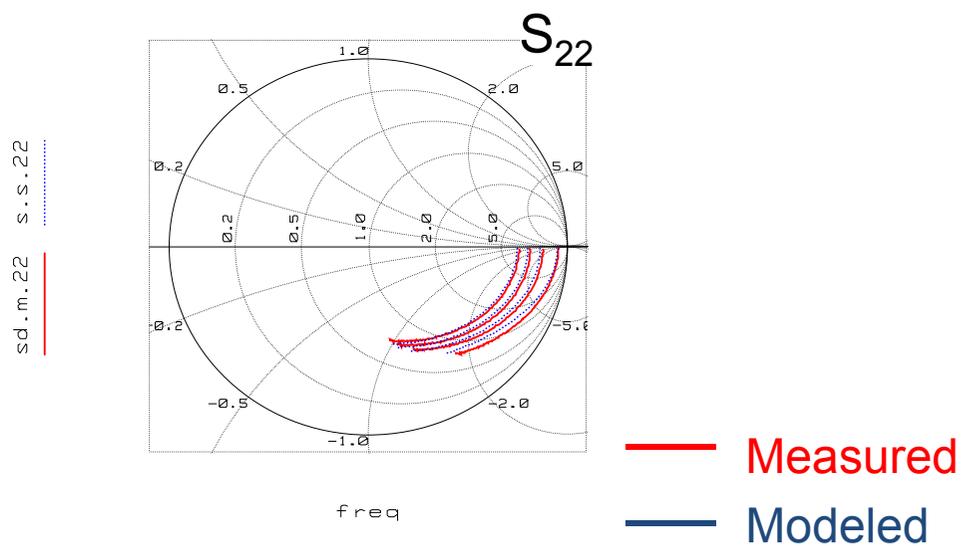
Plot rf_nmos_f1n32/Finger32_L018um/spar_vg/s12 (Off)



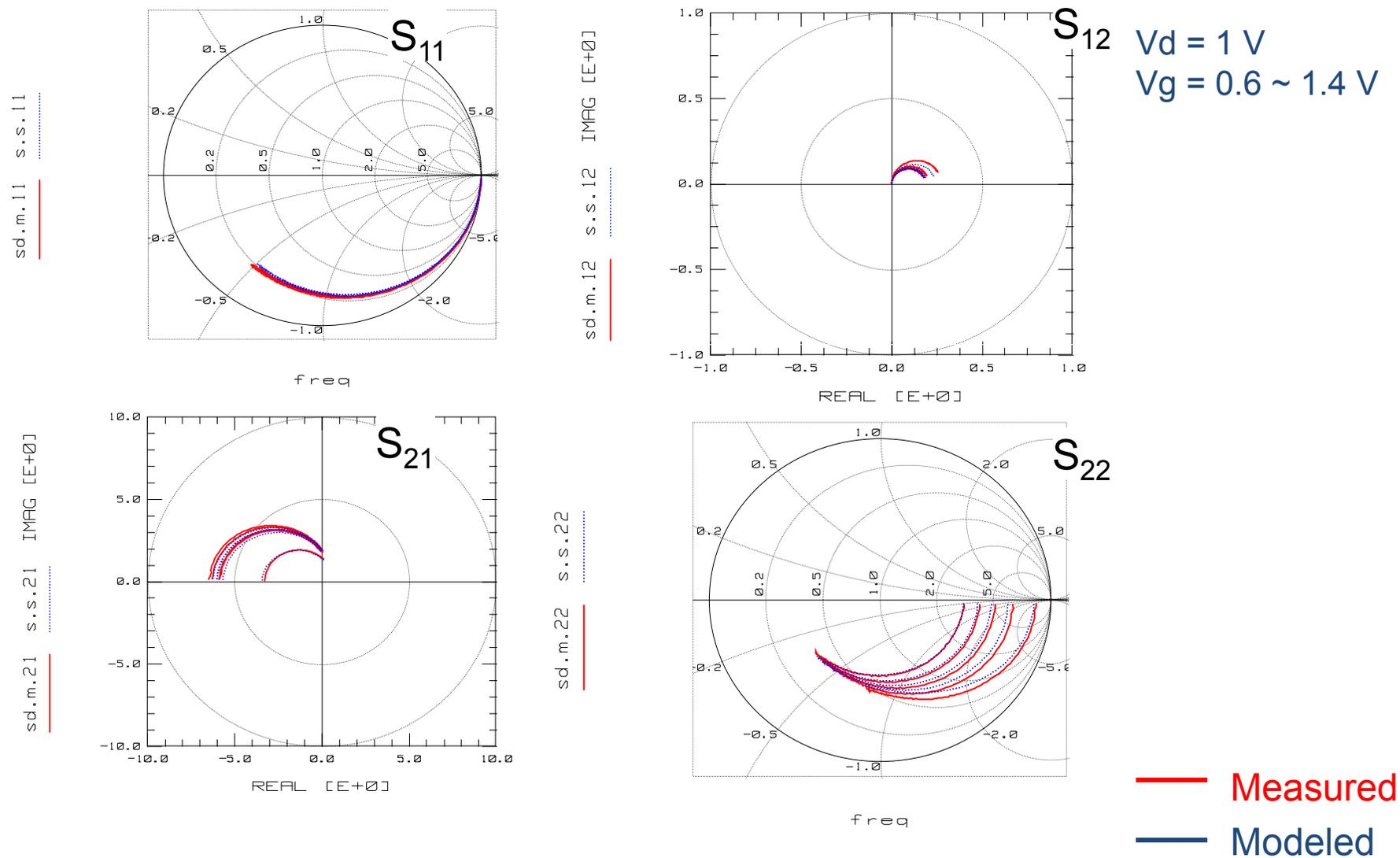
Plot rf_nmos_f1n32/Finger32_L018um/spar_vg/s21 (Off)



Plot rf_nmos_f1n32/Finger32_L018um/spar_vg/s22 (On)

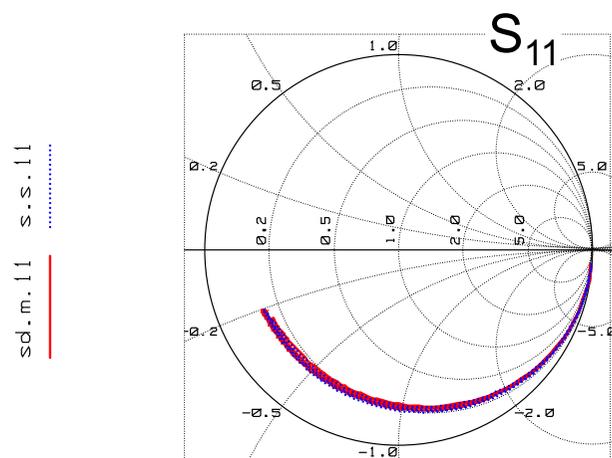


64フィンガーSパラメータモデリング結果

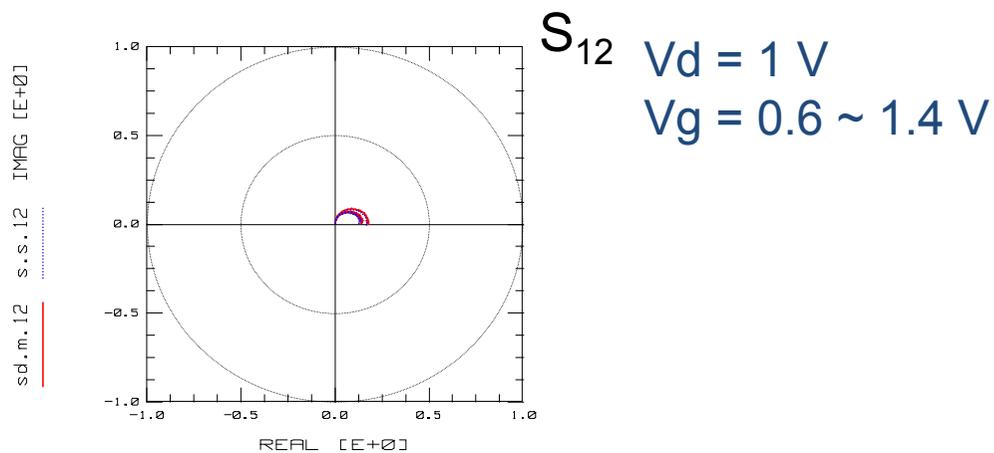


128フィンガーSパラメータモデリング結果

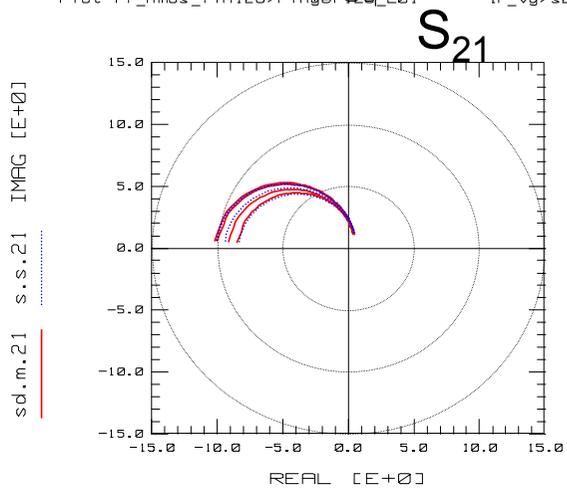
Plot rf_nmos_fin128/Finger128_L018um/spar_vg/s11 (On)



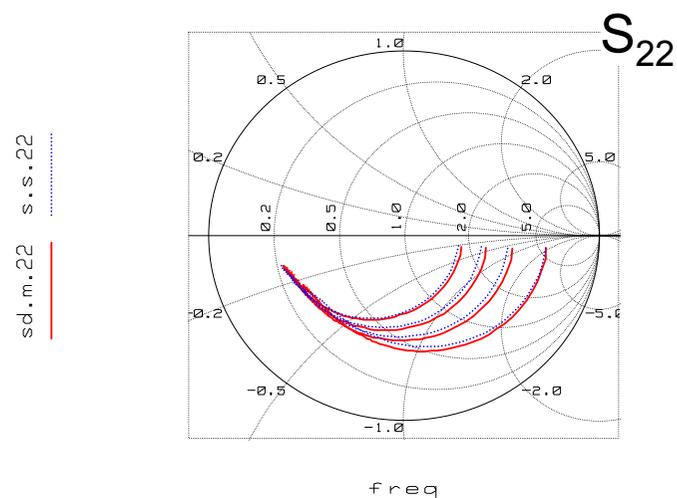
Plot rf_nmos_fin128/Finger128_L018um/spar_vg/s12 (Off)



Plot rf_nmos_fin128/Finger128_L018um/spar_vg/s21 (On)



Plot rf_nmos_fin128/Finger128_L018um/spar_vg/s22 (On)



— Measured
— Modeled

BSIM4の主な新機能

(BSIM3からの改良内容)

- 改良型NQS(Non Quasi Static)モデルの追加
- IIR(Intrinsic Input Resistance)モデルの追加
- 基板抵抗ネットワークモデル追加
- ストレスモデル追加
- マルチフィンガー構造に対応
- 酸化膜厚(<3nm)以下のゲート・トンネル電流モデルを追加
- Gate Induced D/S Leak(GIDL/GISL)電流モデルの追加
- HaloドープまたはポケットインプラントによるDITS(Drain Induced Threshold Shift)モデルを追加
- 高誘電体ゲート絶縁膜構造に対応
- 新モビリティモデルの追加
- D/S非対称抵抗モデルの追加
- D/S非対称接合ダイオード・モデルの追加
- チャネル熱雑音モデルの改良

BSIM4 NQSモデル

•Elmore NQSモデル

BSIM3 v3.2 NQS Model改良版

NQSMOD → **TRNQSMOD** (ON,OFF)
 → **ACNQSMOD** (ON, OFF)

•IIRモデル

BSIM4で新しく追加

RGATEMOD (0~3)

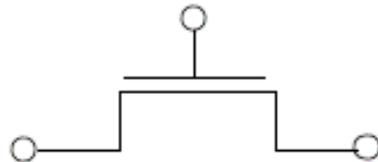
$$Q_{nqs}(t) = \frac{Q_{qs}(t)}{1 + j\omega\tau}$$

どちらもNQS効果を表
現するため同時には使
えない

マルチフィンガー対応

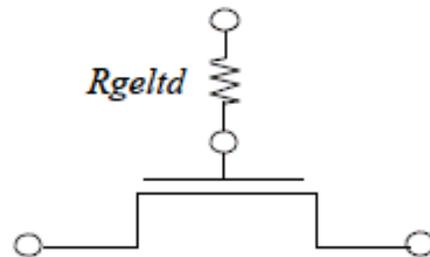
BSIM4 IIRモデル(1)

rgateMod = 0 (zero-resistance):



ゲート抵抗無し
(RGATEMOD:OFF)

rgateMod = 1 (constant-resistance):

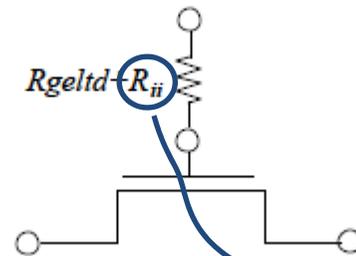


ジオメトリ依存型
ゲート抵抗モデル

$$R_{geltd} = \frac{RSHG \cdot \left(XGW + \frac{W_{eff}}{3 \cdot NGCON} \right)}{NGCON \cdot (L_{drawn} - XGL) \cdot NF}$$

BSIM4 IIRモデル(2)

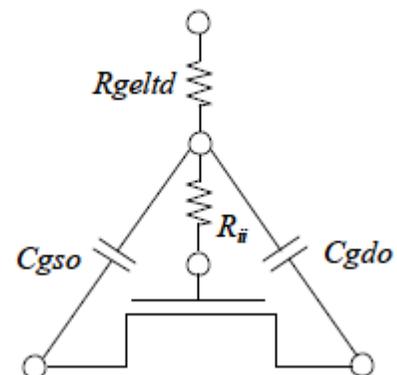
rgateMod = 2 (IIR model with variable resistance):



ジオメトリ、バイアス依存型
ゲート抵抗モデル

$$\frac{1}{R_{ii}} = XRCRG1 \cdot \left(\frac{I_{ds}}{V_{ds\text{eff}}} + XRCRG2 \cdot \frac{W_{\text{eff}} \mu_{\text{eff}} C_{\text{oxeff}} k_B T}{qL_{\text{eff}}} \right)$$

rgateMod = 3 (IIR model with two nodes):

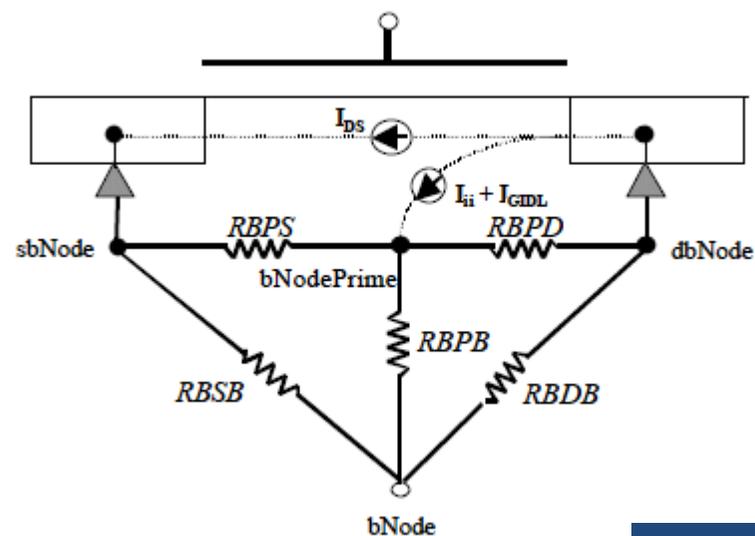


ジオメトリ、バイアス依存
ノード分離型
ゲート抵抗モデル

BSIM4 基板ネットワークモデル

RBODYMOD=0 (OFF)

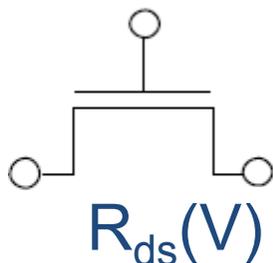
RBODYMOD=1 (ON)



フィンガー依存無し

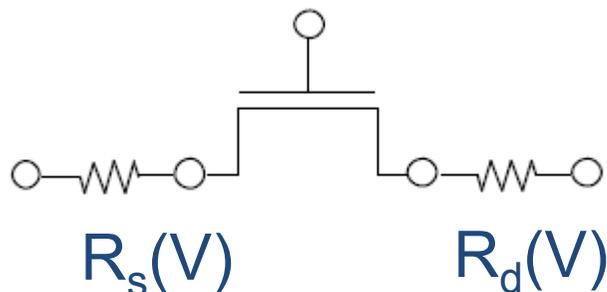
BSIM4 D/S抵抗モデル

RDSMOD=0 (Internal R_{ds} モード)



$$R_{ds}(V) = \left\{ \begin{array}{l} RDSWMIN + RDSW \cdot \\ \left[PRWB \cdot (\sqrt{\Phi_s - V_{bs\text{eff}}} - \sqrt{\Phi_s}) + \frac{1}{1 + PRWG \cdot V_{gs\text{eff}}} \right] \end{array} \right\} / (1e6 \cdot W_{\text{eff}j})^{WR}$$

RDSMOD=1 (External R_d , R_s モード)



$$R_d(V) = \left\{ \begin{array}{l} RDWMIN + RDW \cdot \\ \left[-PRWB \cdot V_{bd} + \frac{1}{1 + PRWG \cdot (V_{gd} - V_{fbsd})} \right] \end{array} \right\} / [(1e6 \cdot W_{\text{eff}j})^{WR} \cdot NF]$$

$$R_s(V) = \left\{ \begin{array}{l} RSWMIN + RSW \cdot \\ \left[-PRWB \cdot V_{bs} + \frac{1}{1 + PRWG \cdot (V_{gs} - V_{fbsd})} \right] \end{array} \right\} / [(1e6 \cdot W_{\text{eff}j})^{WR} \cdot NF]$$

BSIM4 接合ダイオードモデル

•CVモデル

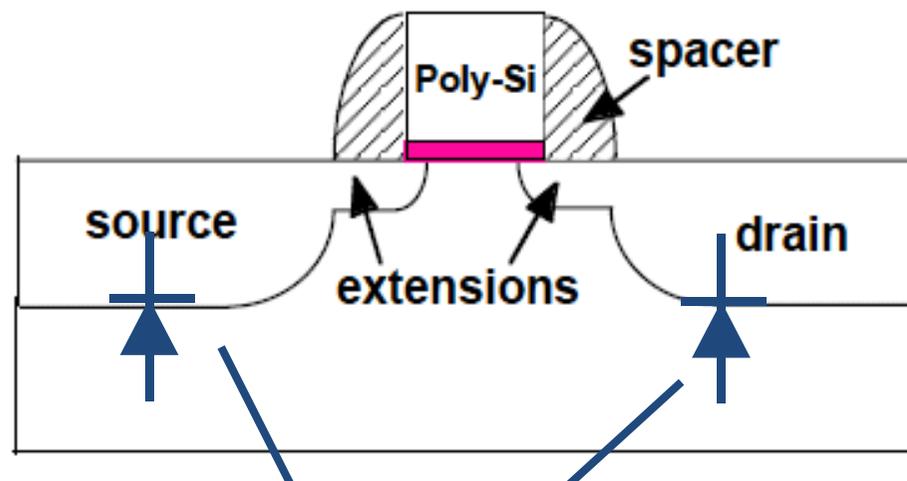
マルチフィンガー対応以外はBSIM3と同じ

•IVモデル

ブレークダウンモデルが追加

$$f_{breakdown} = 1 + XJBVS \cdot \exp\left(-\frac{q \cdot (BVS + V_{bs})}{NJS \cdot k_B T_{NOM}}\right)$$

DIOMOD=1(BSIM3と同じ、収束性が良い)

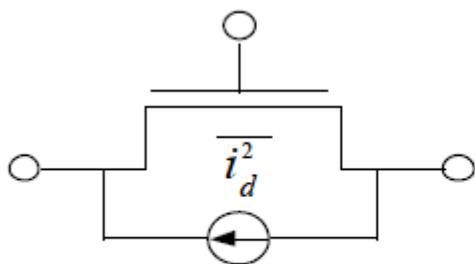


CV, IVモデル共、個別にパラメータ定義可能

BSIM4 チャネル雑音モデル

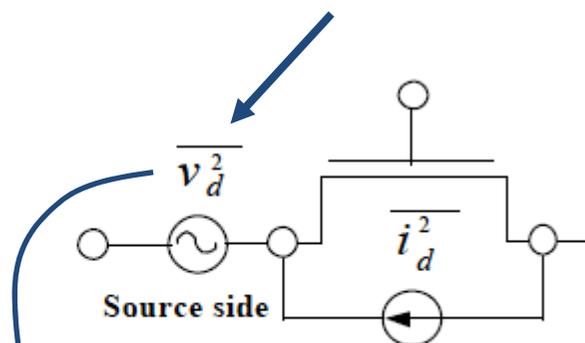
TNOIMOD=0

BSIM3と近似



$$\overline{i_d^2} = \frac{4k_B T \Delta f}{R_{ds}(V) + \frac{L_{eff}^2}{\mu_{eff} |\theta_{inv}|}} \cdot NTNOI$$

$$\overline{v_d^2} = 4k_B T \cdot \theta_{moi}^2 \cdot \frac{V_{dseff} \Delta f}{I_{ds}}$$



TNOIMOD=1

Holistic Model

$$\overline{i_d^2} = 4k_B T \frac{V_{dseff} \Delta f}{I_{ds}} [G_{ds} + \beta_{moi} \cdot (G_m + G_{mbs})]^2$$

$$\overline{v_d^2} (G_m + G_{ds} + G_{mbs})^2$$

まとめ

- 高確度デバイスモデリングの考え方
- RFモデリングで重要なポイント
- RFアプリケーションでのデバイスモデリングフロー
- Sパラメータによる効果的な解析
- マルチフィンガーMOSFETのBSIM3モデリングフロー
- マルチフィンガーMOSFETのスケラブルモデル
- BSIM4の主な新機能(BSIM3からの改良内容)