

2. RF-MOSFETモデリング

群馬大学 大学院 理工学府 電子情報部門

客員教授 青木 均

2014/6/26

アウトライン

- **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
 - RFノイズ
- **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のスケラブルモデル**
- **BSIM4の主な新機能(BSIM3からの改良内容)**
 - マルチフィンガー構造に対応
 - 改良型NQS(Non Quasi Static)モデル
 - IIR(Intrinsic Input Resistance)モデル
 - 基板抵抗ネットワークモデル

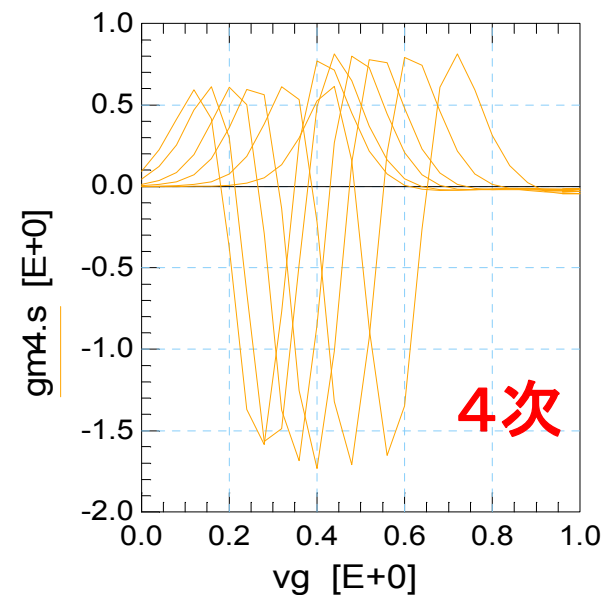
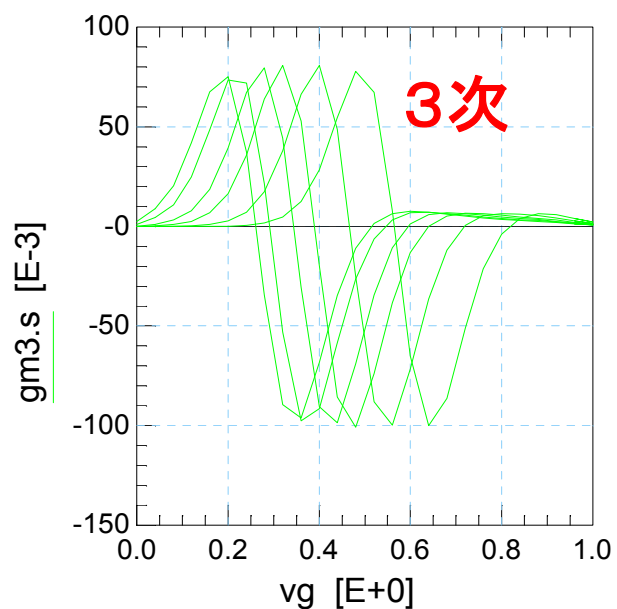
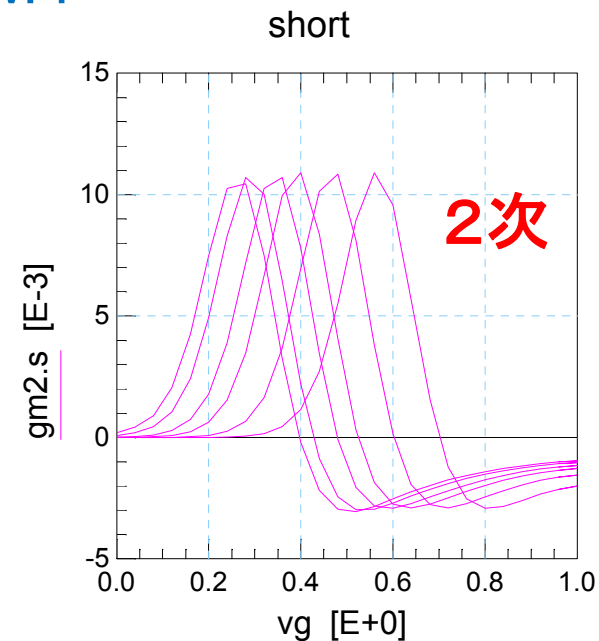
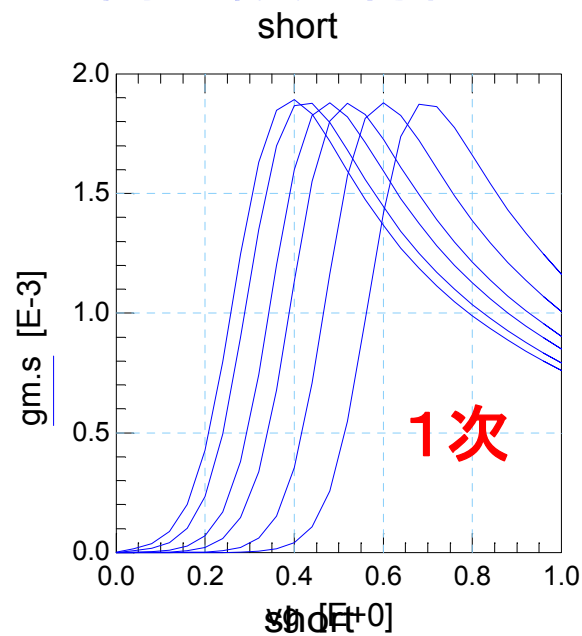
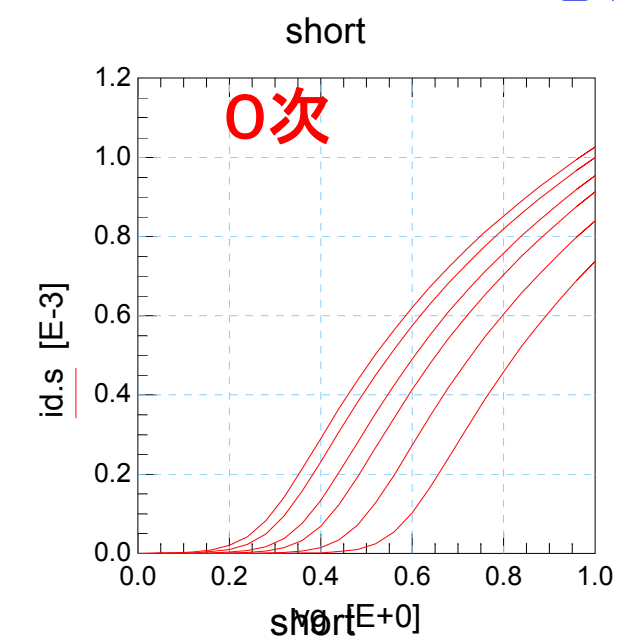
直流特性での着目点

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?????

直流特性での着目点

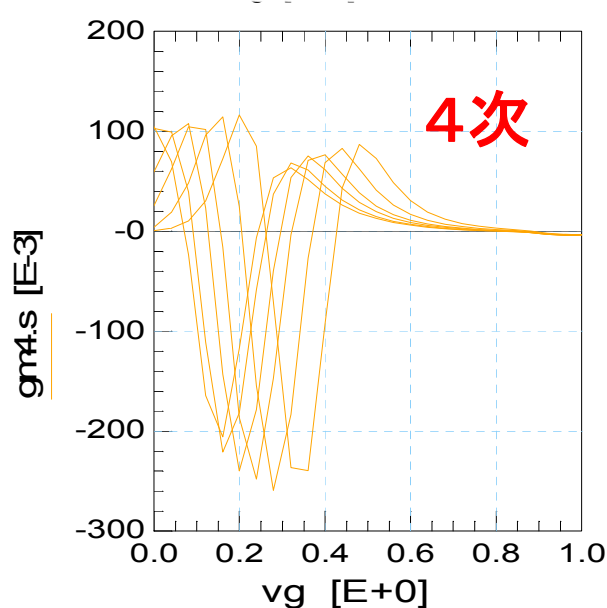
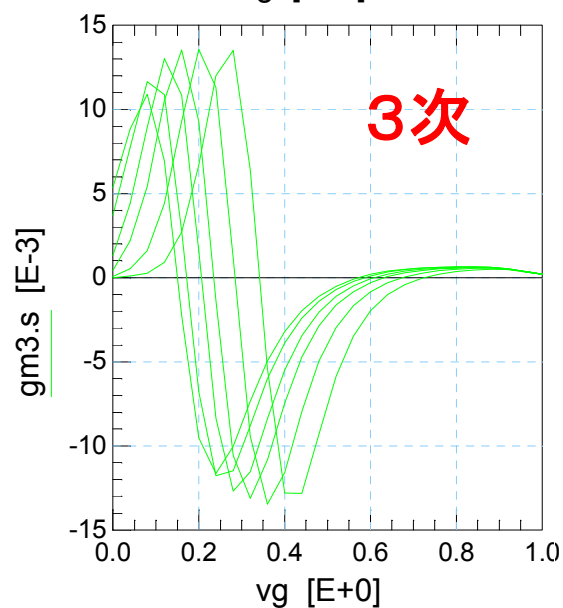
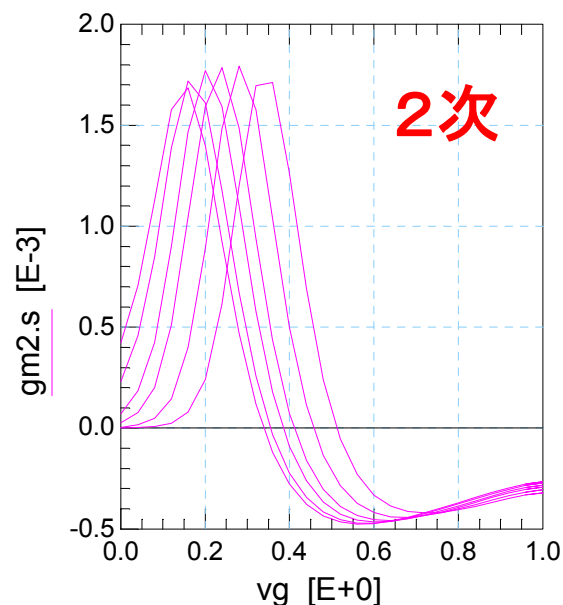
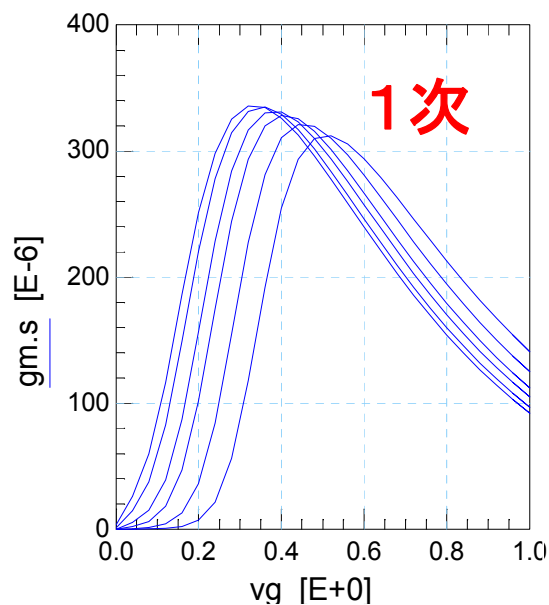
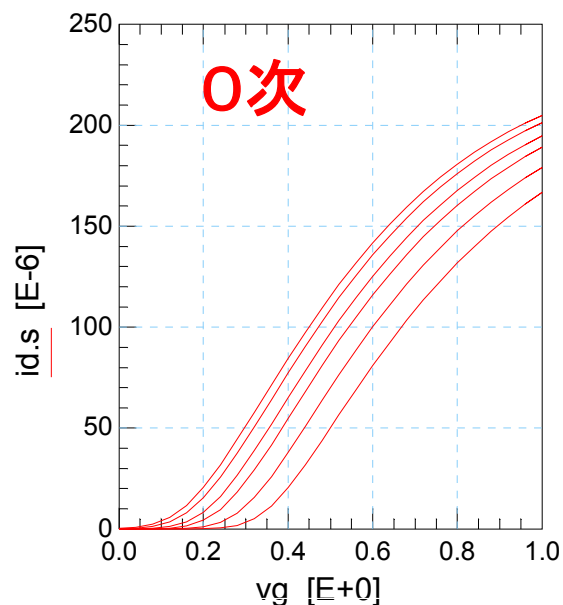
ドレイン電流の高次微分特性BSIM4



RFアナログでは、
少なくとも3次まで
連続が望ましい

直流特性での着目点

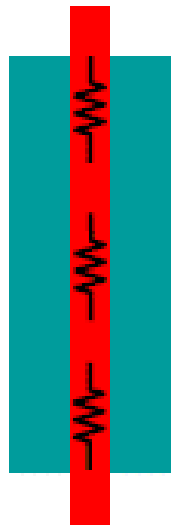
ドレイン電流の高次微分特性BSIM6



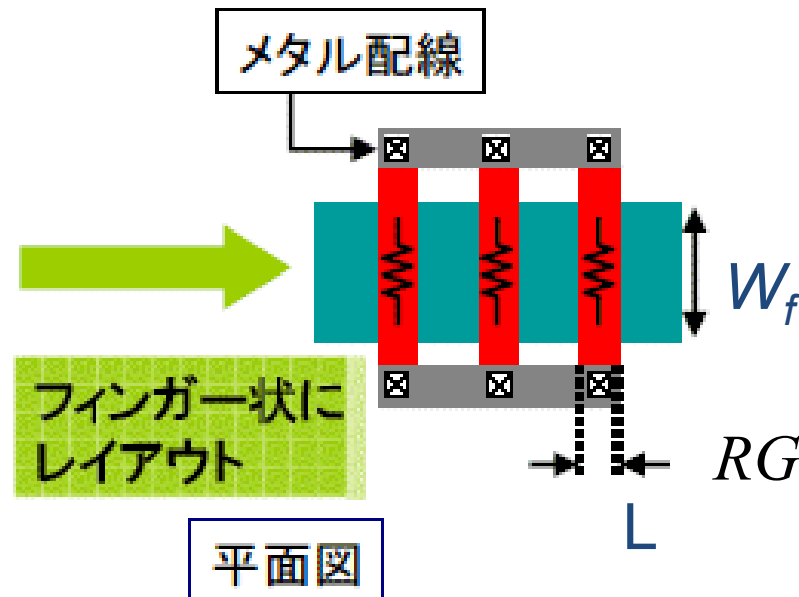
RFアナログでは、
少なくとも3次まで
連続が望ましい

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

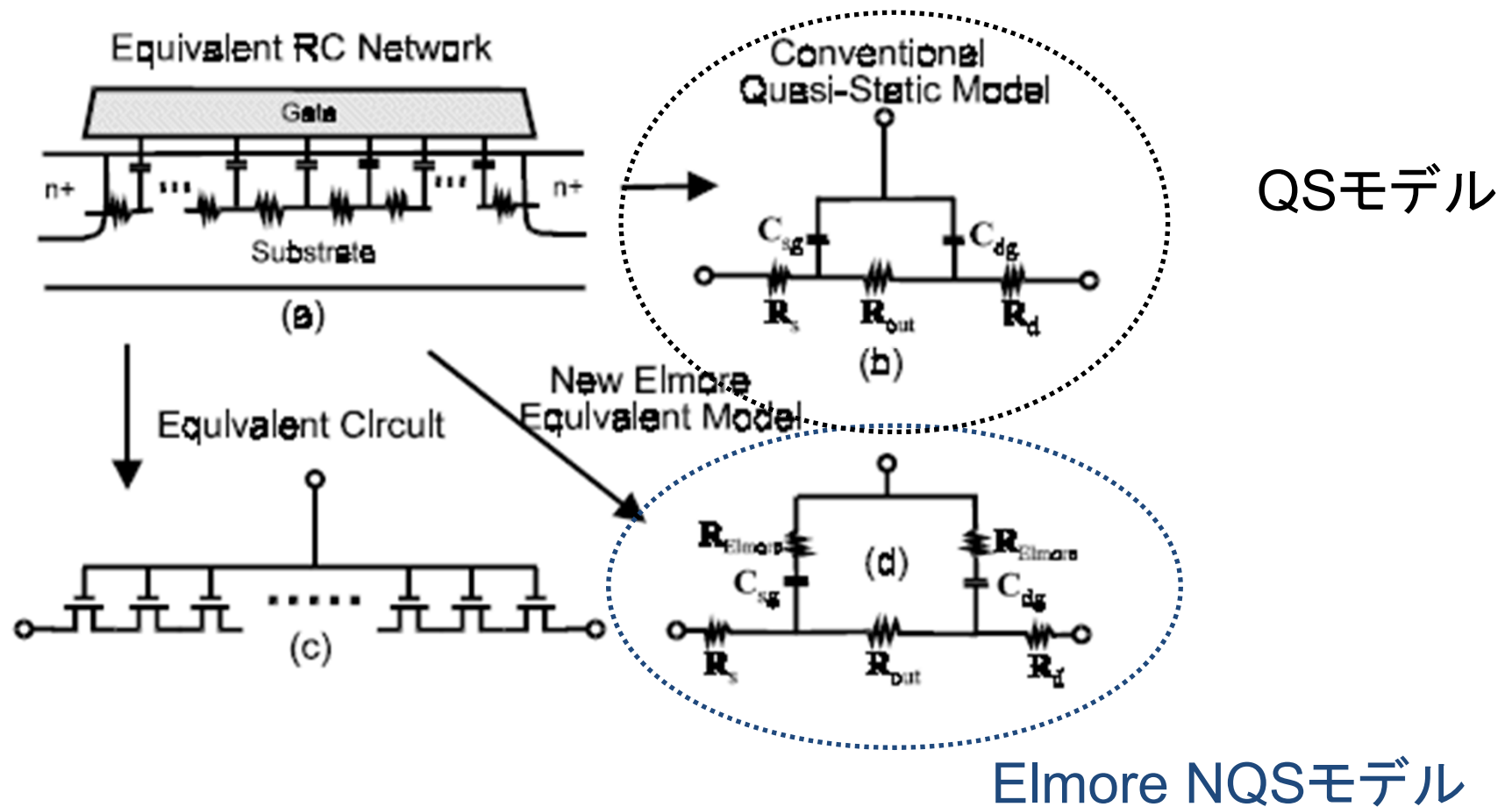
R_{sh} : シート抵抗

R_{cont} : コンタクト抵抗

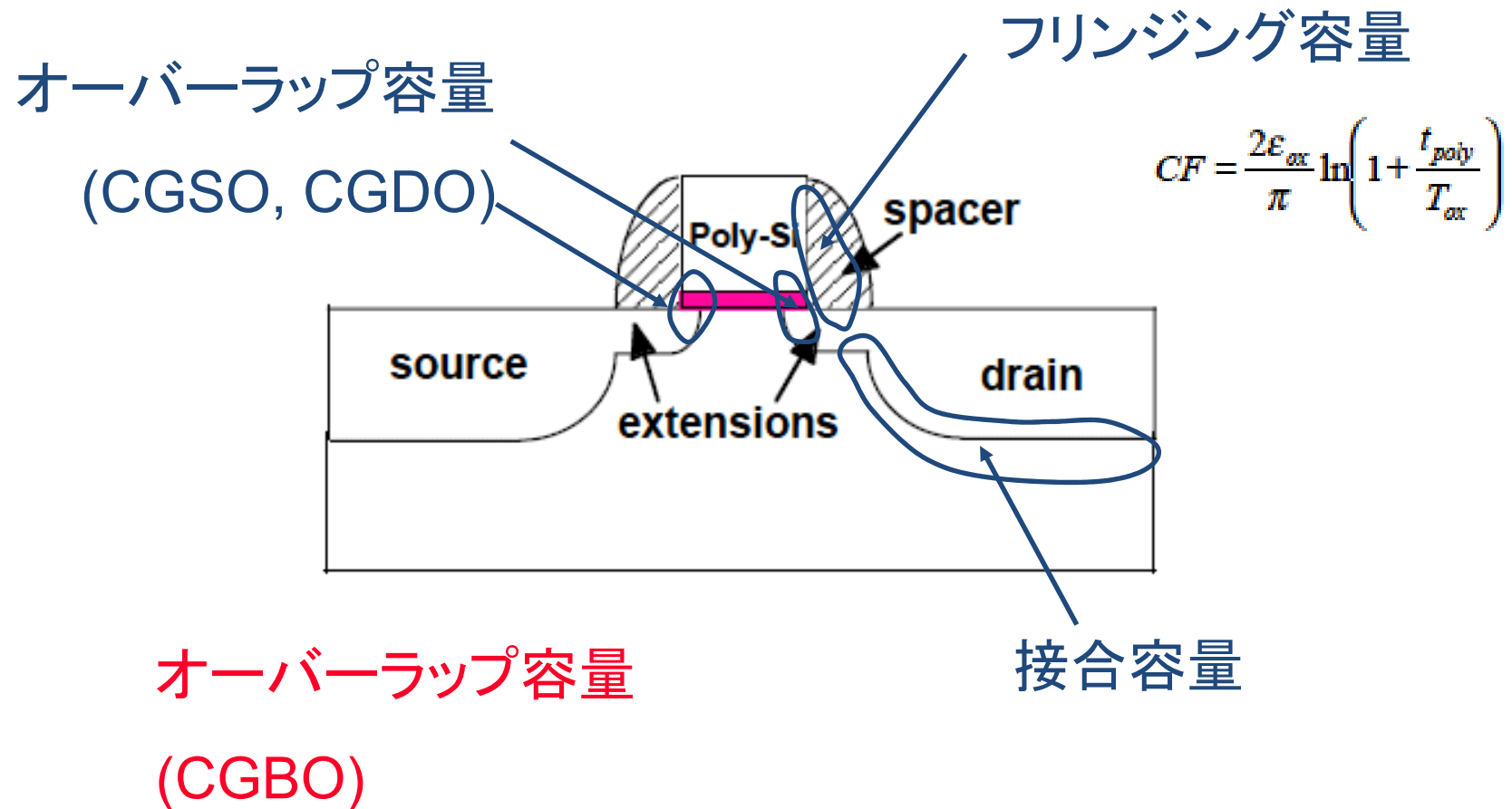
N_{cont} : コンタクト数

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

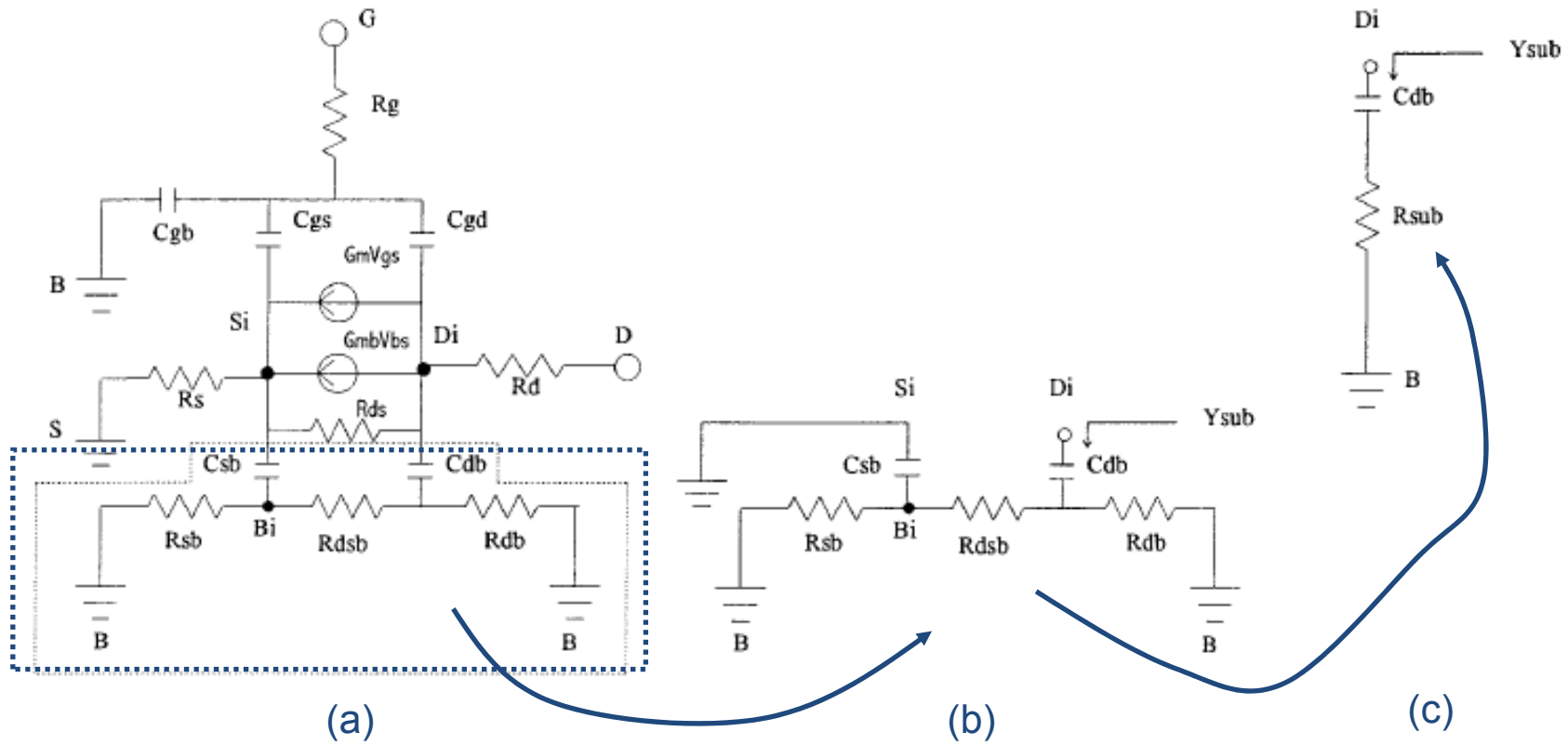


Extrinsic容量

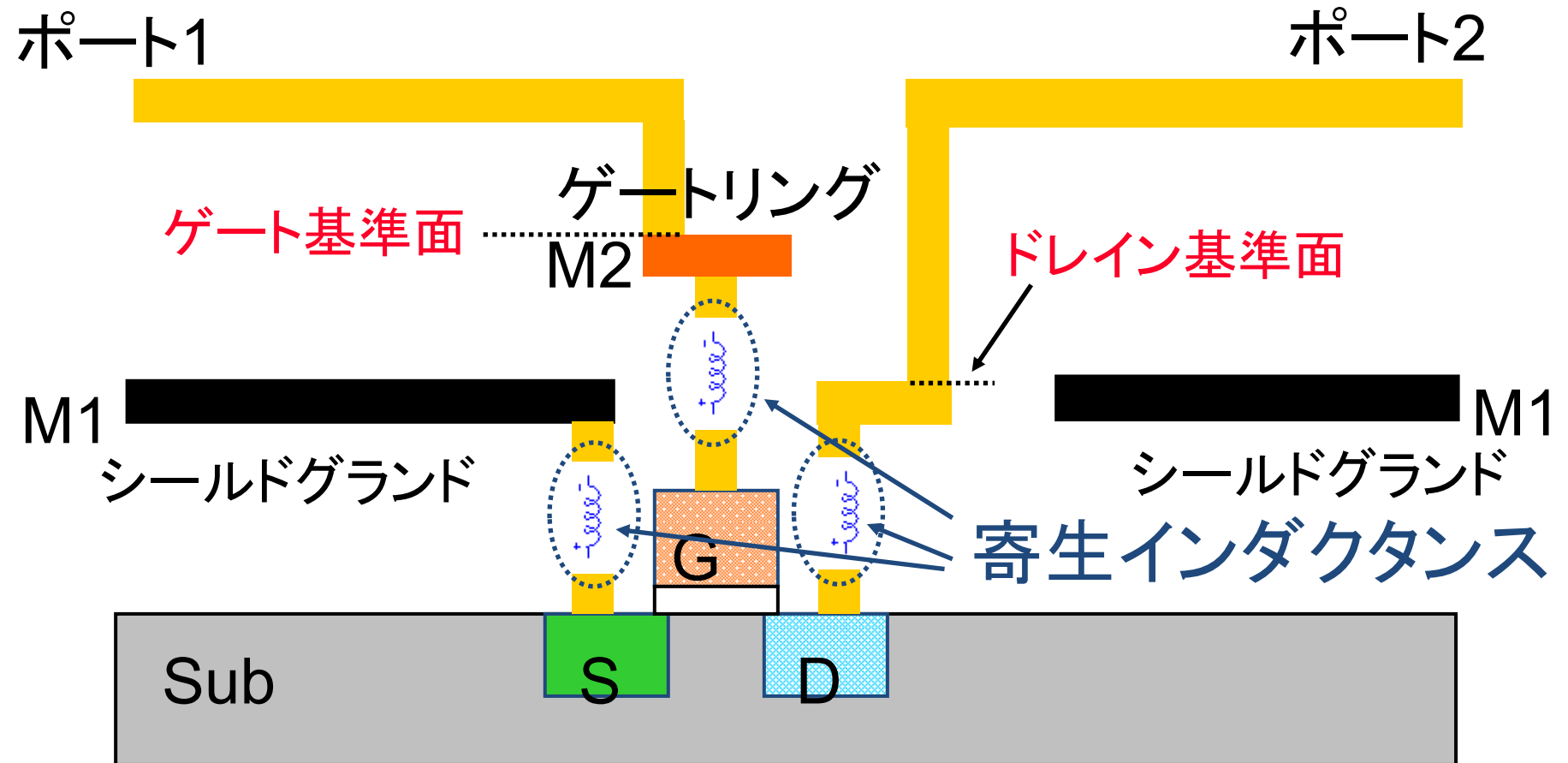


Masanori Shimasue, Yasuo Kawahara, Takeshi Sano, and Hitoshi Aoki,
"An Accurate Measurement and Extraction Method of Gate to Substrate Overlap Capacitance,"
Proc. IEEE 2004 Int. Conference on Microelectronic Test Structures, pp. 293-296, March 2004.

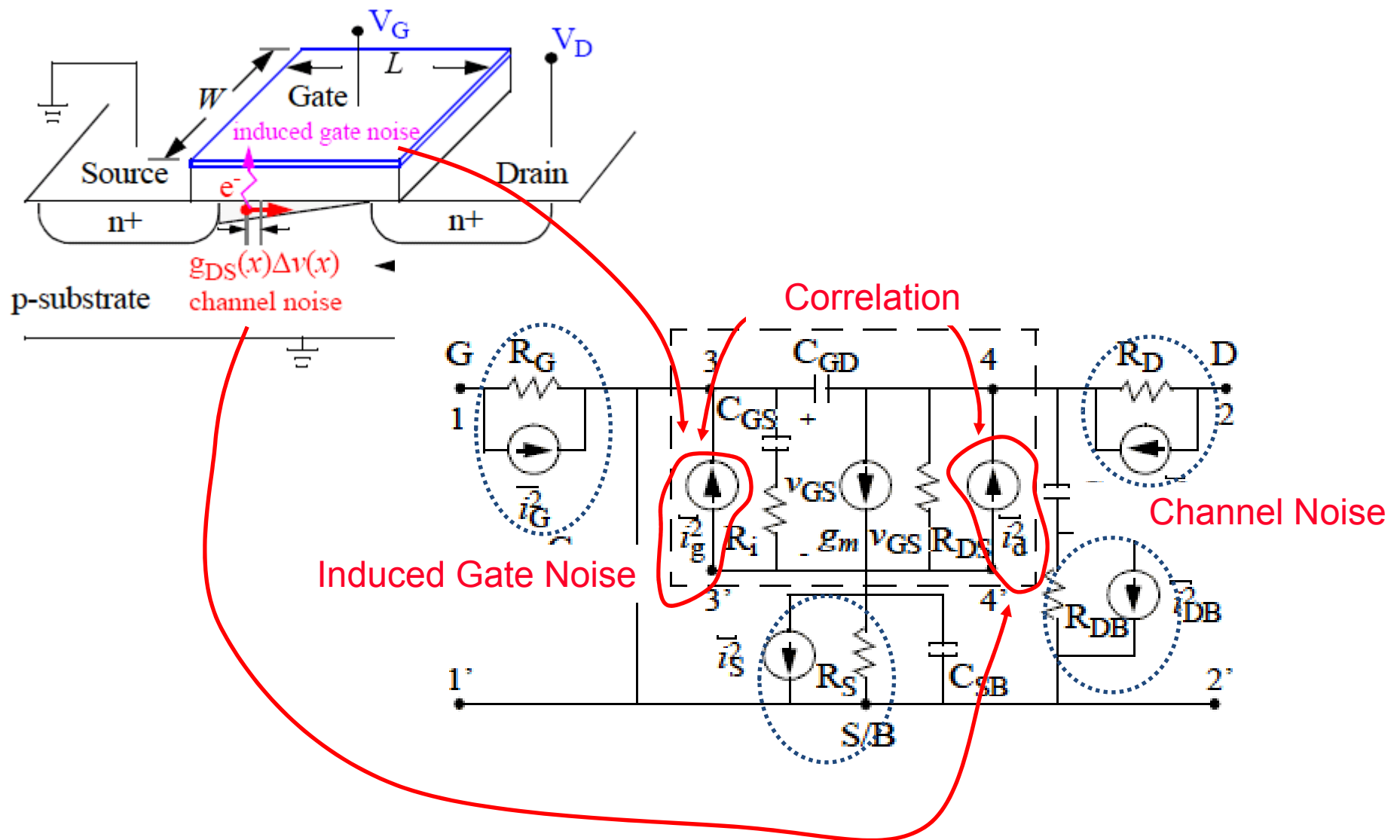
基板ネットワーク



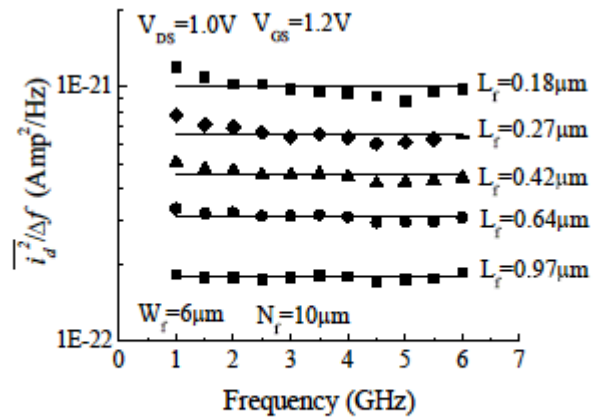
寄生インダクタンス



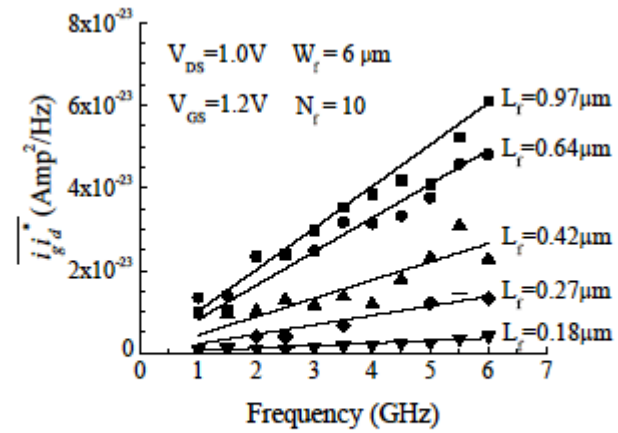
RFノイズモデル



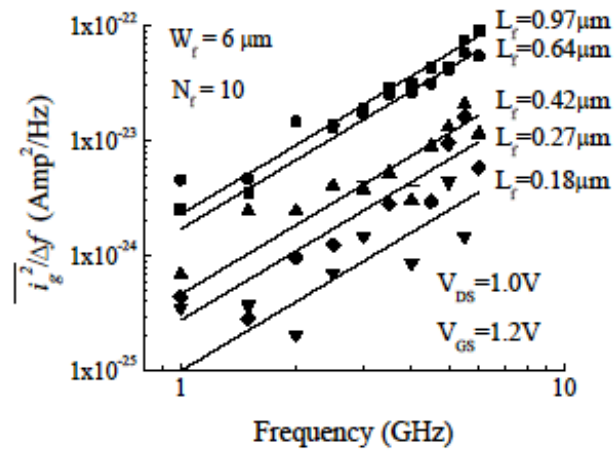
RFノイズ特性



Channel Noise 特性

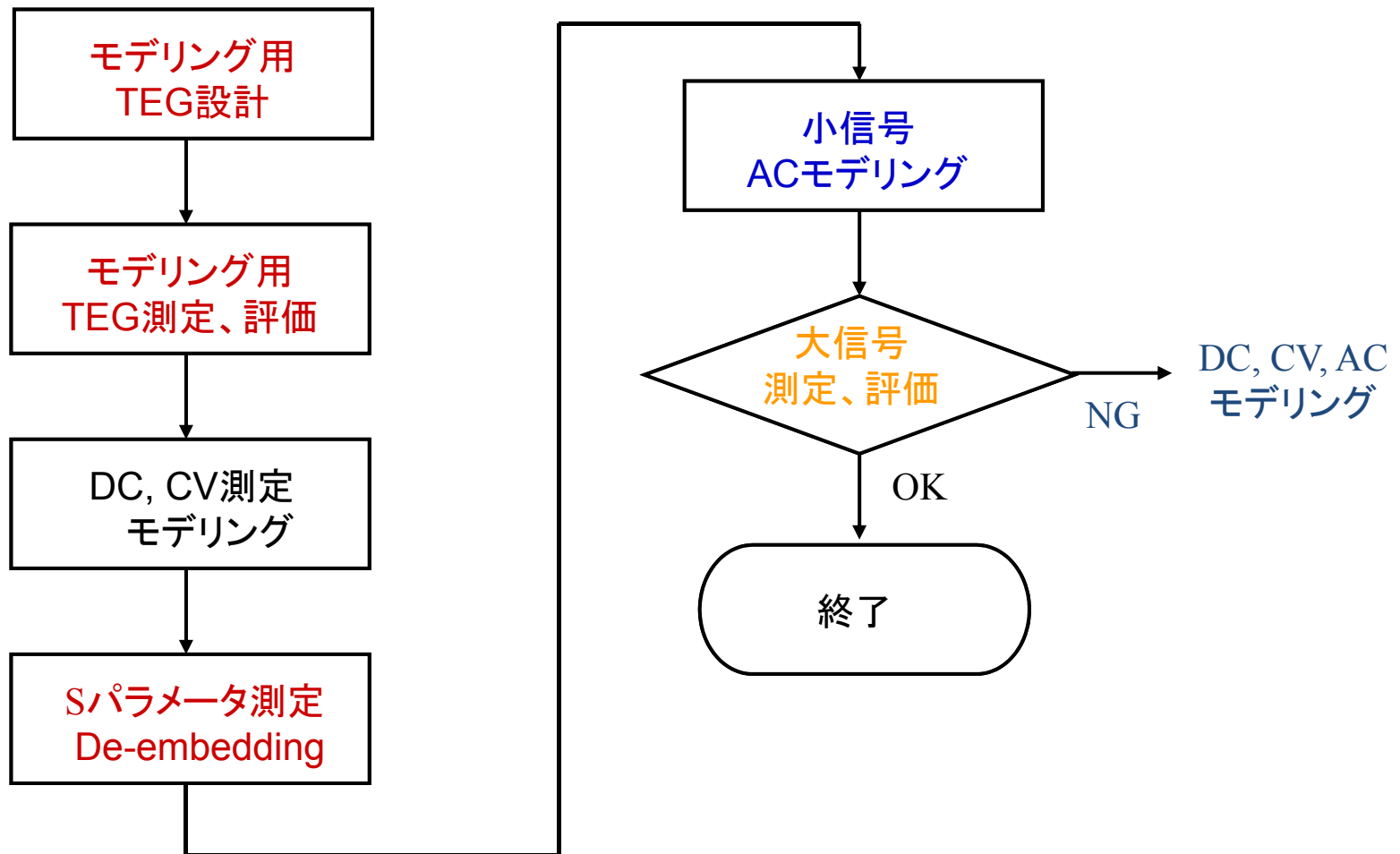


Noise Correlation 特性

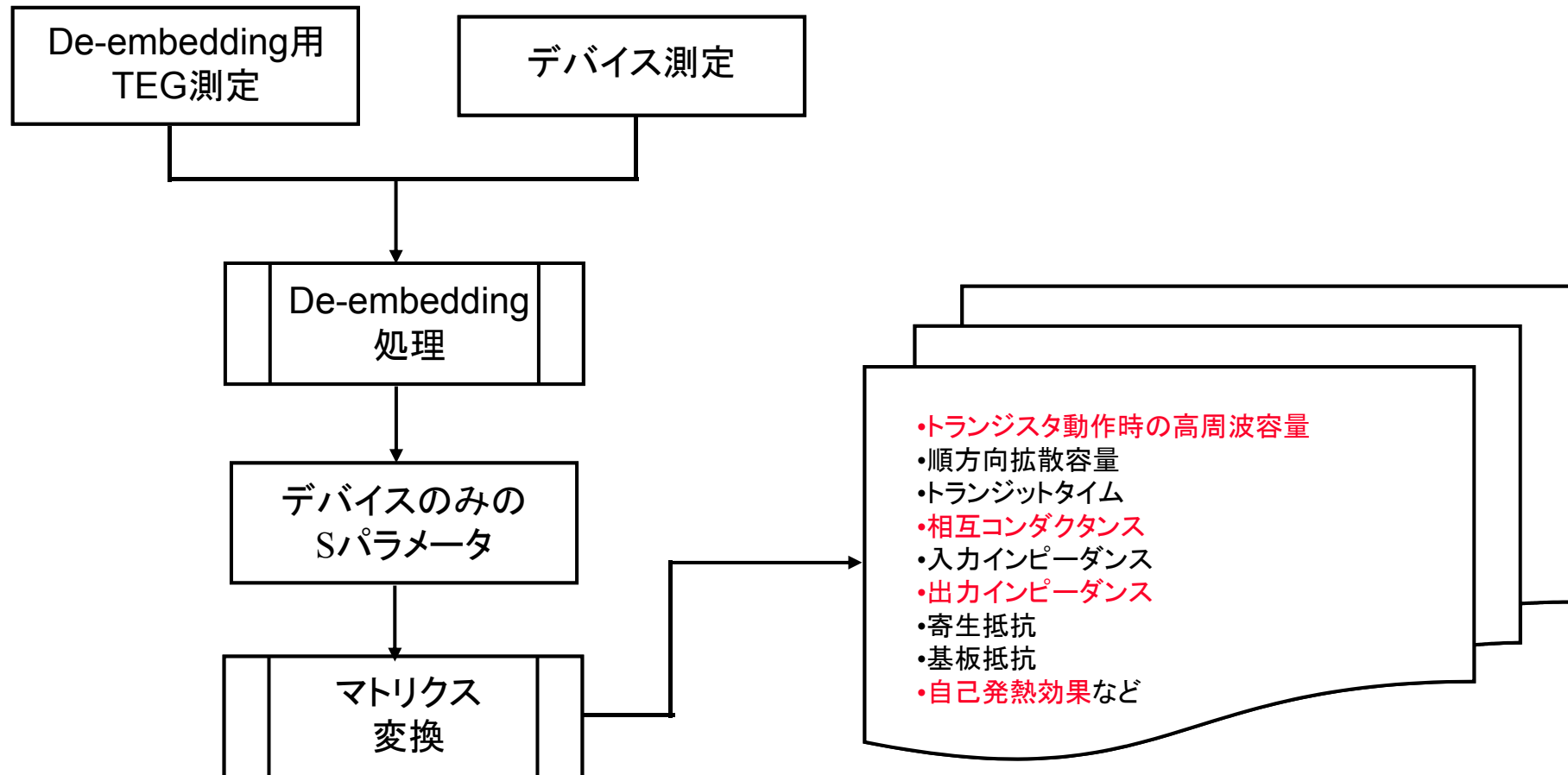


Induced Gate Noise 特性

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



高周波RDSモデリング精度

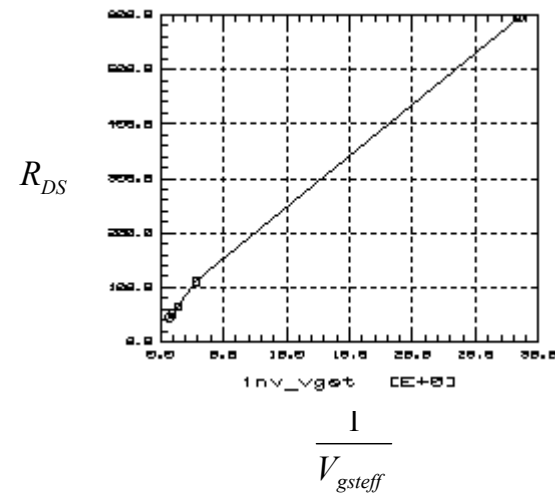
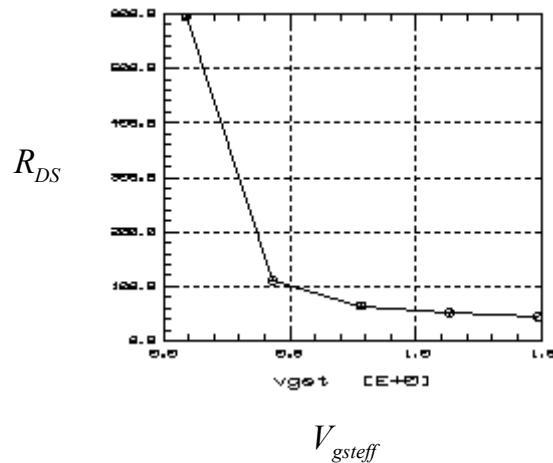
$$R_{DS} = RDSW \cdot \frac{1 + \boxed{PRWG \cdot V_{gsteff}} + PRWB \left(\sqrt{\phi_S - V_{bseff}} - \sqrt{\phi_S} \right)}{(10^6 \cdot W_{eff})^{WR}} \quad \text{-----} \quad \text{BSIM3}$$

V_{gsteff} に比例関係

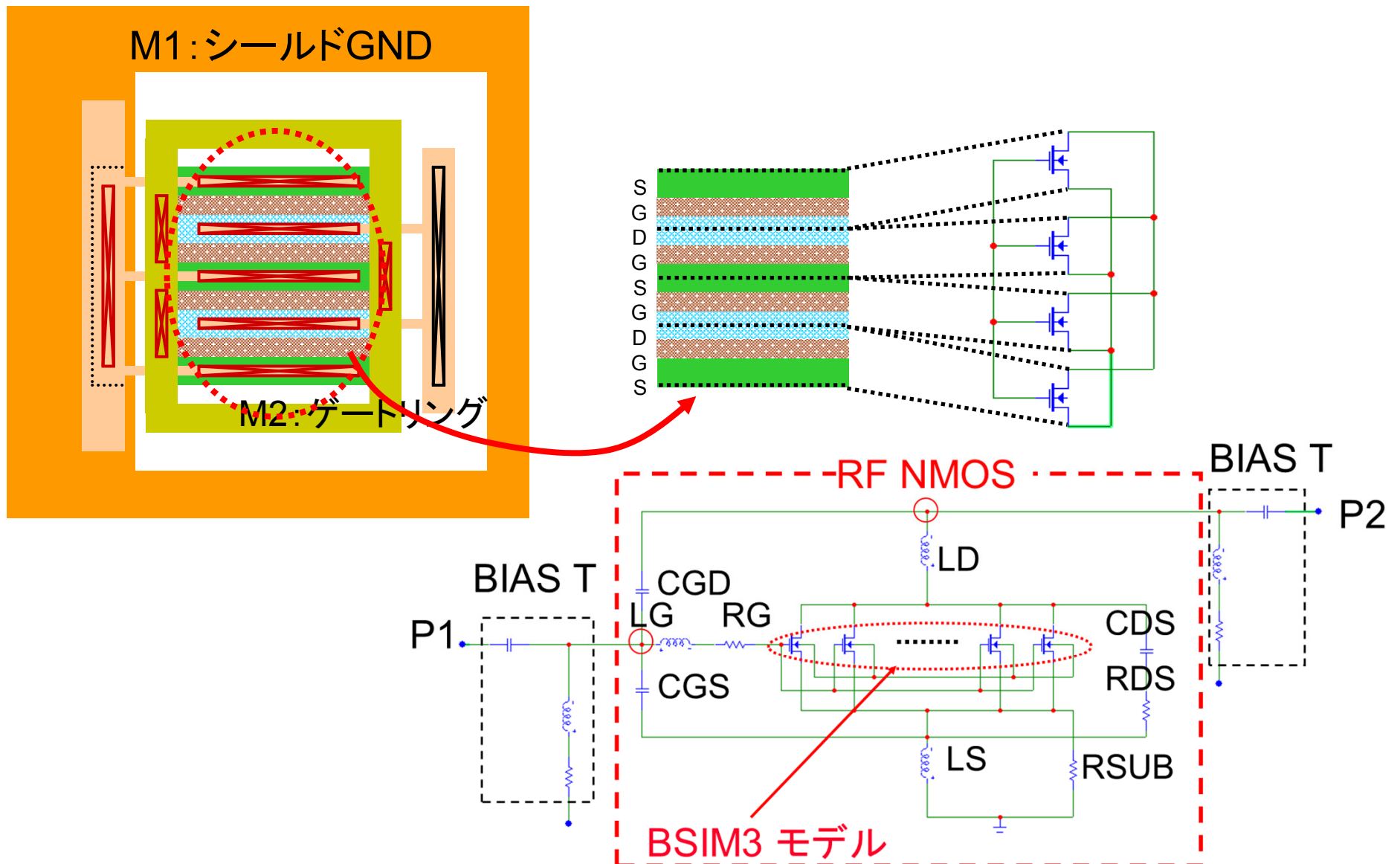
$$R_{DS} = \frac{RDSWMINI + RDSW \cdot \left(\frac{1}{1 + \boxed{PRWG \cdot V_{gsteff}}} + PRWB \left(\sqrt{\phi_S - V_{bseff}} - \sqrt{\phi_S} \right) \right)}{(10^6 \cdot W_{eff})^{WR}} \quad \text{-----} \quad \text{BSIM4}$$

V_{gsteff} に反比例関係

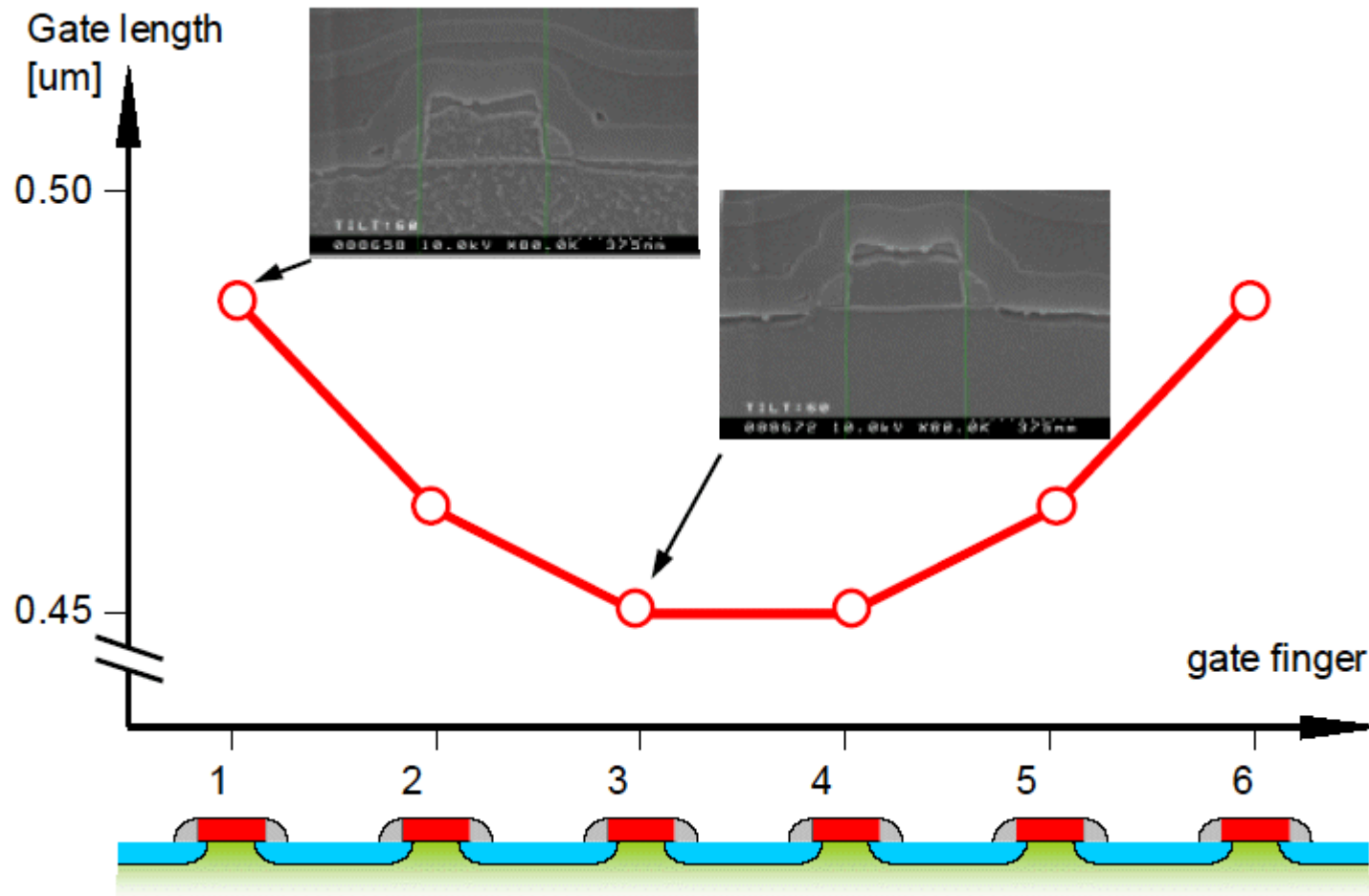
rdsMod=0



マルチフィンガーMOSFETの 構造と等価回路



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 スケーラブルモデル

.SUBCKT multi 11=D 22=G

RG 21 2 $(-100.0\text{m} / \text{finger}^2) + (441.4 / \text{finger}) + (5.108)$

RDS 31 3 $((49.23\text{K} / \text{finger}^2) + (7.692\text{K} / \text{finger}) + (115.5)) * 0.2\text{e-}6 / 0.18\text{e-}6$

RSUB 4 0 1E-3

CGD 22 11 $(1.00001\text{E-}019 * \text{finger}^2) + (1.091\text{f} * \text{finger}) + (1.00000\text{E-}019)$

CGS 22 3 $((-2.544\text{a} * \text{finger}^2) + (1.251\text{f} * \text{finger}) + (-1.102\text{f})) * 0.2\text{e-}6 / 0.18\text{e-}6$

CDS 1 31 $((-5.053\text{a} * \text{finger}^2) + (3.172\text{f} * \text{finger}) + (-10.00\text{f})) * 0.18\text{e-}6 / 0.2\text{e-}6$

LG 22 21 1E-012

LS 0 3 1E-13

LD 11 1 $(-1.9291\text{E-}014 * \text{finger}) + (3.90408\text{E-}011)$

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

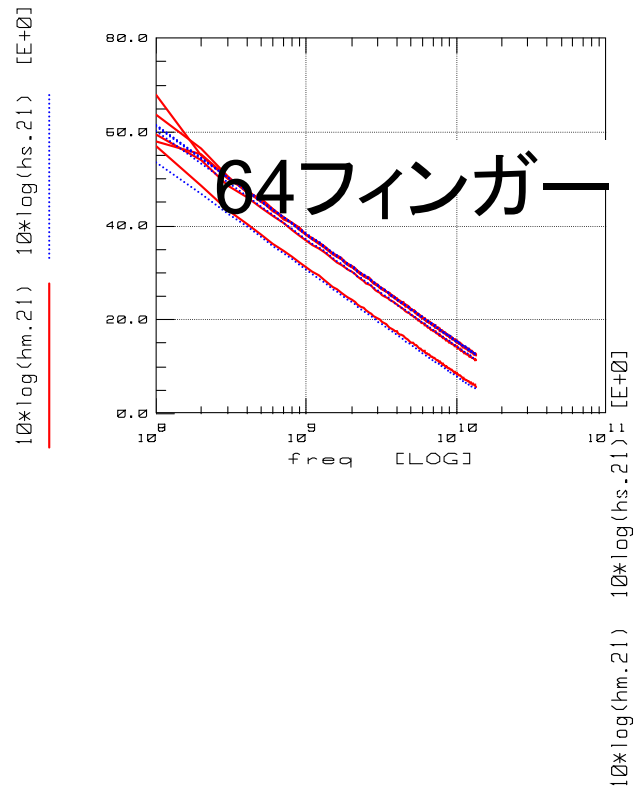
M5 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=1E-012 PD=3.3E-006 PS=3.3E-006

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

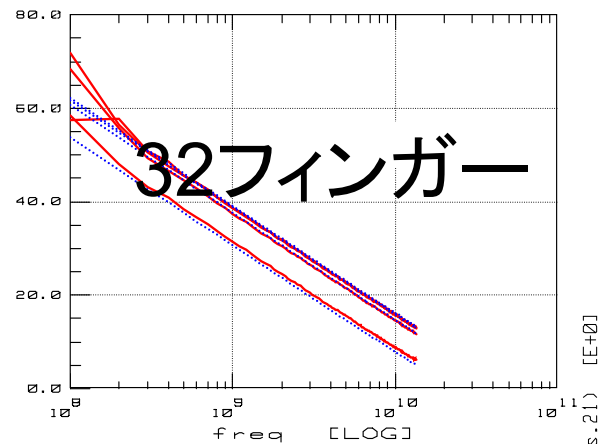
M7 1 2 3 4 FingerDependency L=0.2e-6 W=2.5E-006 AD=1E-012 AS=2E-012 PD=3.3E-006 PS=6.6E-006

.ENDS

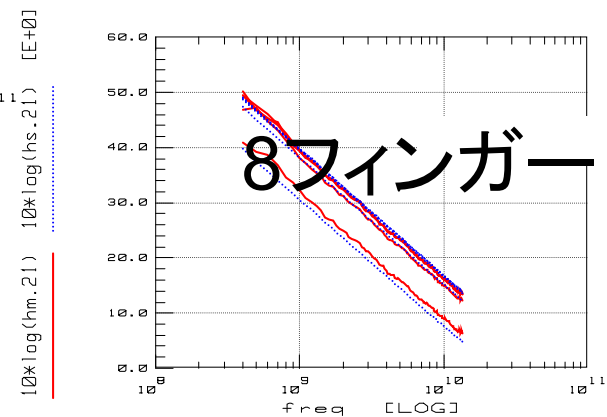
H₂₁モデリング結果



Plot rf_nmos_fin32/Finger32_L018um/sear_vg/H21_vs_freq (On)



Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/sear_vg/H21_vs_freq (On)



Vd = 1 V
Vg = 0.6 ~ 1.4 V

— Measured
— Modeled

BSIM4の主な新機能

(BSIM3からの改良内容)

- ストレスモデル
- Well近接効果(Proximity Effect)モデル
- 酸化膜厚(<3nm)以下のゲート・トンネル電流モデル
- Gate Induced D/S Leak(GIDL/GISL)電流モデル
- 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
- 高誘電体ゲート絶縁膜構造
- 新モビリティモデル
- D/S非対称抵抗モデル
- D/S非対称接合ダイオード・モデル
- チャンネル熱雑音モデルの改良
- マルチフィンガー構造に対応
- 改良型NQS(Non Quasi Static)モデル
- IIR(Intrinsic Input Resistance)モデル
- 基板抵抗ネットワークモデル

BSIM4 NQSモデル

•Elmore NQSモデル

BSIM3 v3.2 NQS Model改良版

NQSMOD $\longrightarrow$ **TR**NQSMOD (ON,OFF)
 $\searrow$ **AC**NQSMOD (ON, OFF)

•IIRモデル

BSIM4で新しく追加

RGATEMOD (0~3)

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

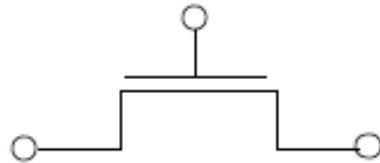
どちらもNQS効果を表
現するため同時には使
えない

マルチフィンガー対応

BSIM4 IIRモデル(1)

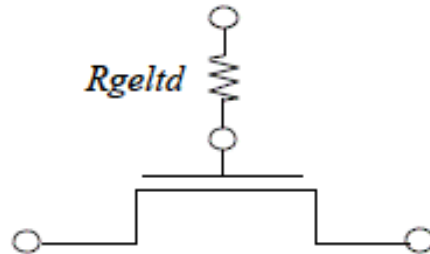
IIR(Intrinsic Input Resistance)

rgateMod = 0 (zero-resistance):



ゲート抵抗無し
(RGATEMOD:OFF)

rgateMod = 1 (constant-resistance):

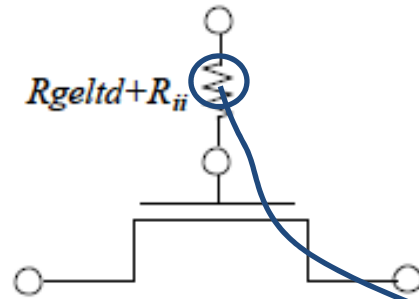


ジオメトリ依存型
ゲート抵抗モデル

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

BSIM4 IIRモデル(2)

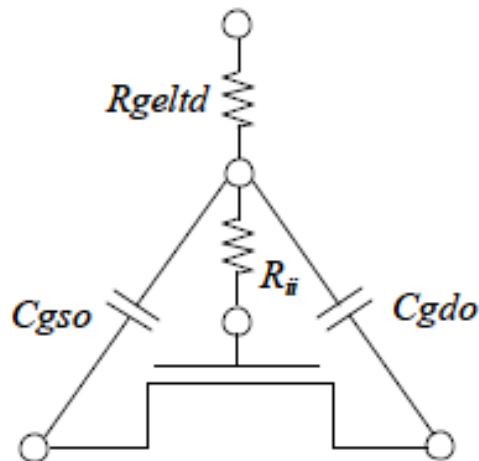
rgateMod = 2 (IIR model with variable resistance):



ジオメトリ、バイアス依存型
ゲート抵抗モデル

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

rgateMod = 3 (IIR model with two nodes):

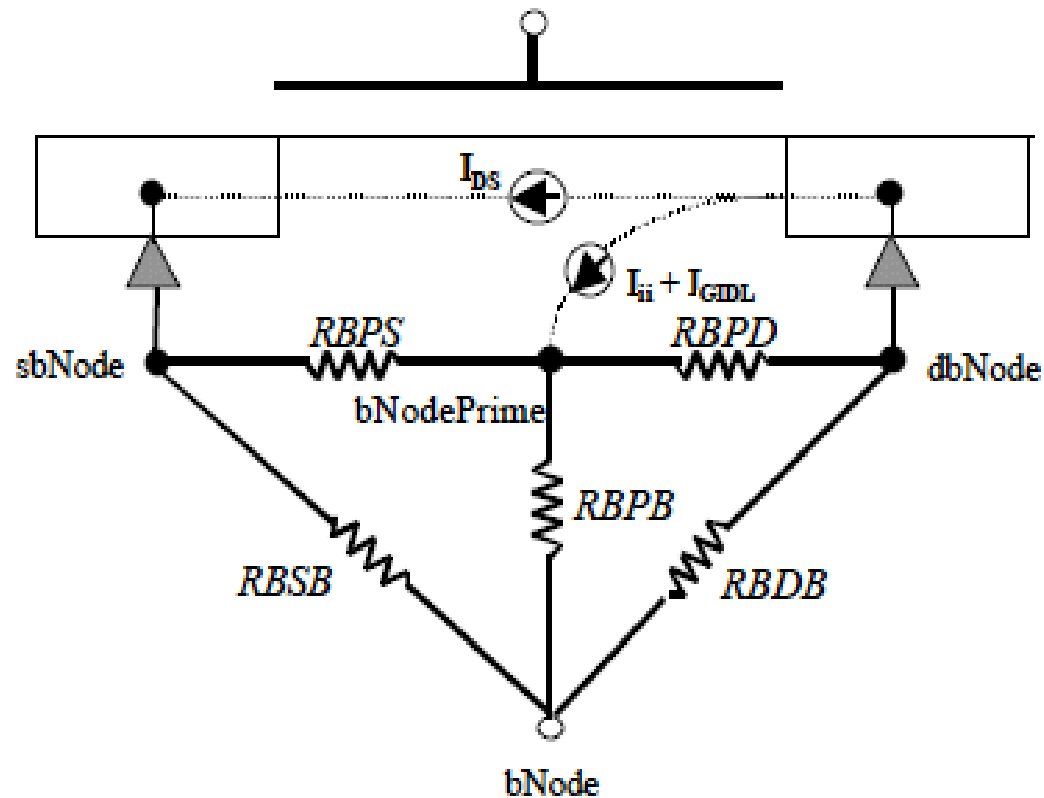


ジオメトリ、バイアス依存
ノード分離型
ゲート抵抗モデル

BSIM4 基板ネットワークモデル

RBODYMOD=0 (OFF)

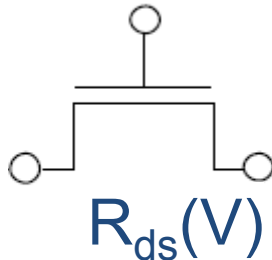
RBODYMOD=1 (ON)



フィンガー依存無し

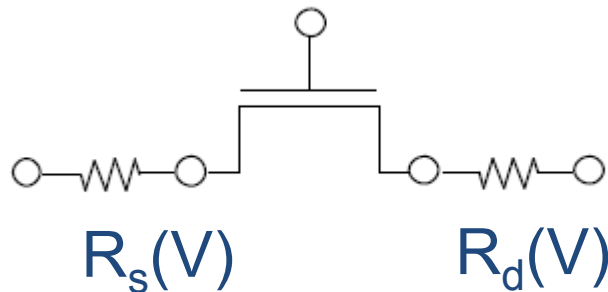
BSIM4 D/S抵抗モデル

RDSMOD=0 (Internal R_{ds} モード)



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

RDSMOD=1 (External R_d , R_s モード)



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

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

BSIM4 接合ダイオードモデル

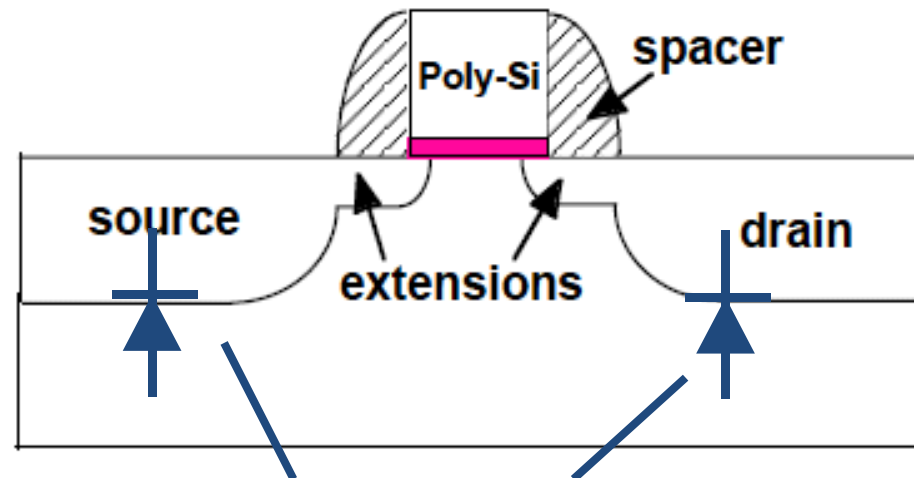
- CVモデル

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)

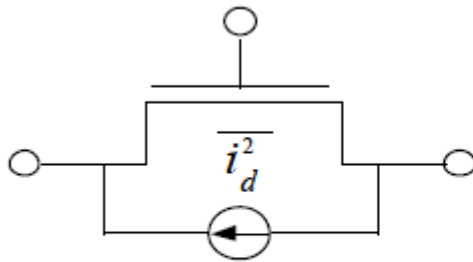


CV, IVモデル共、個別にパラメータ定義可能

BSIM4 チャネル雑音モデル

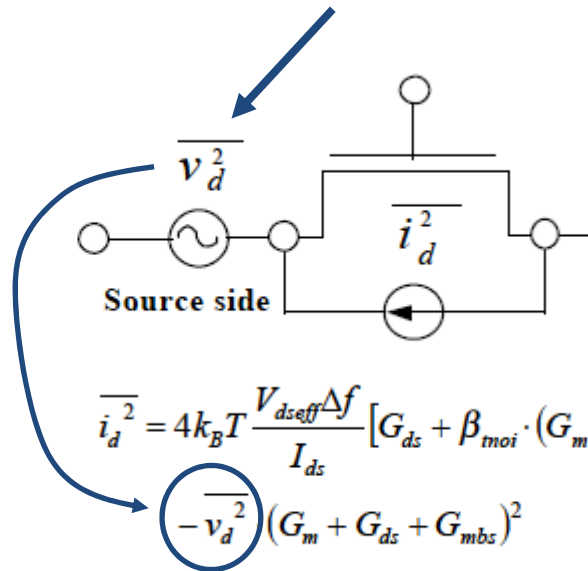
TNOIMOD=0

BSIM3と近似



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

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



TNOIMOD=1

Holistic Model

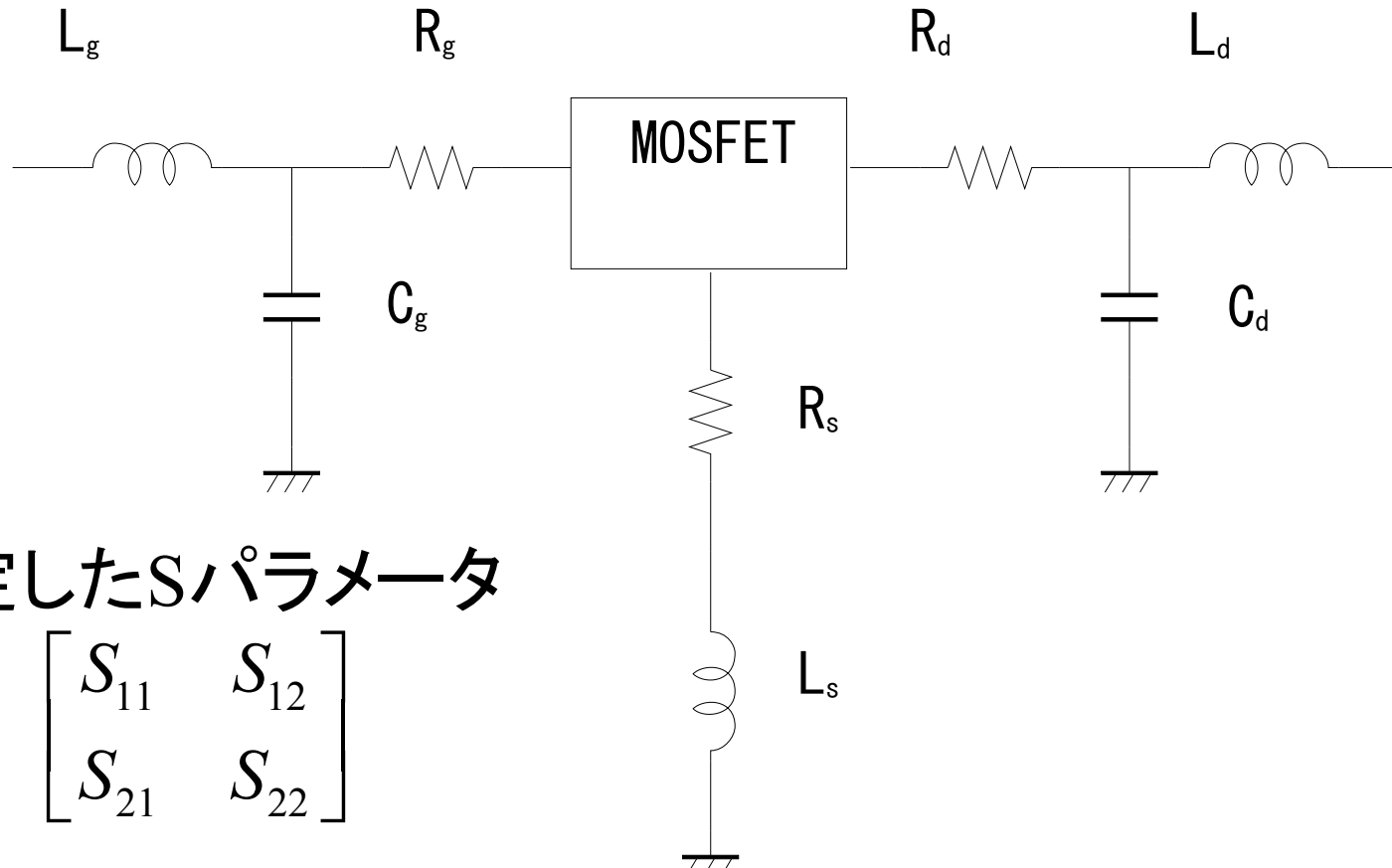
$$\overline{i_d^2} = 4k_B T \frac{V_{dseff} \Delta f}{I_{ds}} [G_{ds} + \beta_{toi} \cdot (G_m + G_{mbs})]^2$$

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

Induced Gate Noise同様,
部分的にチャネルノイズと相関

演習問題

各寄生コンポーネントの値が既知で、全体のSパラメータが測定されたとき、回路図中にある“MOSFET”のYパラメータを求めよう。ただし $S \leftrightarrow Y \leftrightarrow Z$ の変換は単に $Z \rightarrow Y$ のように表現する。



測定したSパラメータ

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

追加資料

マルチフィンガーMOSFETの BSIM3モデリングフロー

CMOS用1フィンガー
BSIM3モデリング

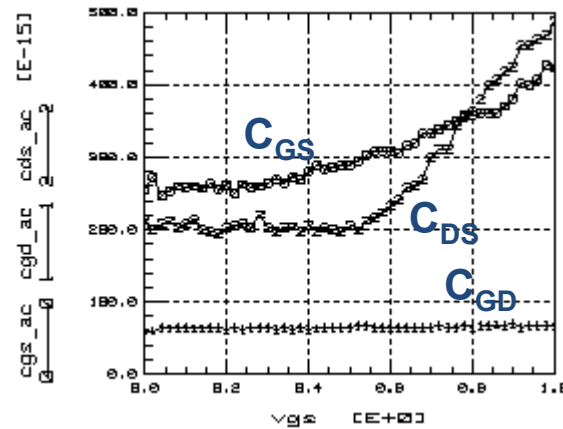
マルチフィンガー用
マクロモデルによる
最適化処理

•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

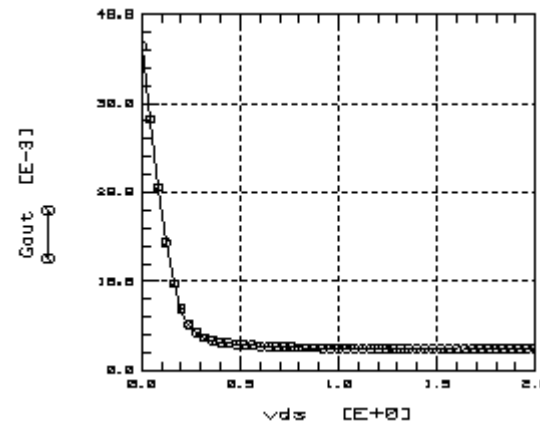
マルチフィンガー
スケーリング処理

Sパラメータによる効果的な解析例(1)

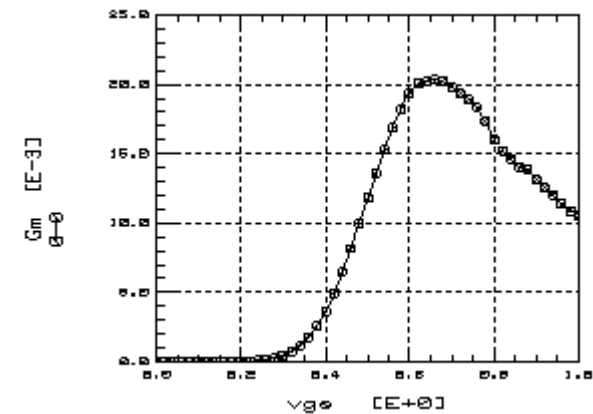
周波数: 100MHz ($L = 0.18\mu\text{m}$, $W_{\text{tot}} = 200\mu\text{m}$)



高周波容量成分解析例
($V_G=0-1\text{V}$, $V_D=2\text{V}$)



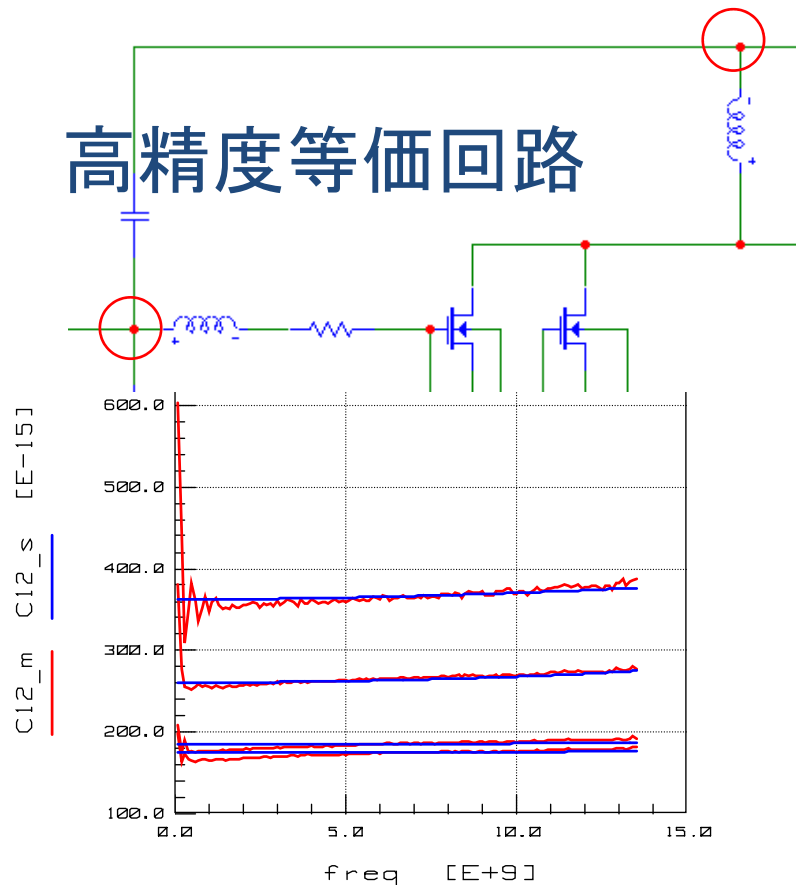
出力コンダクタンス解析例
($V_D=0-2\text{V}$, $V_G=0.6\text{V}$)



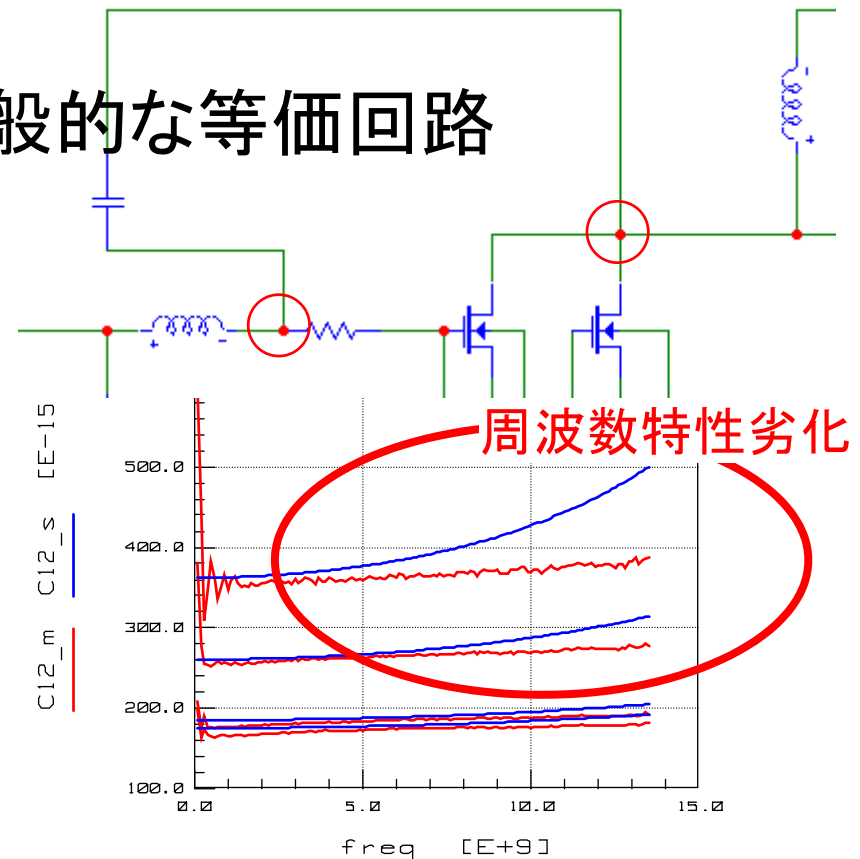
相互コンダクタンス解析例
($V_D=0-1\text{V}$, $V_G=0.1\text{V}$)

C_{12} モデリング結果(128フィンガー)

高精度等価回路



一般的な等価回路



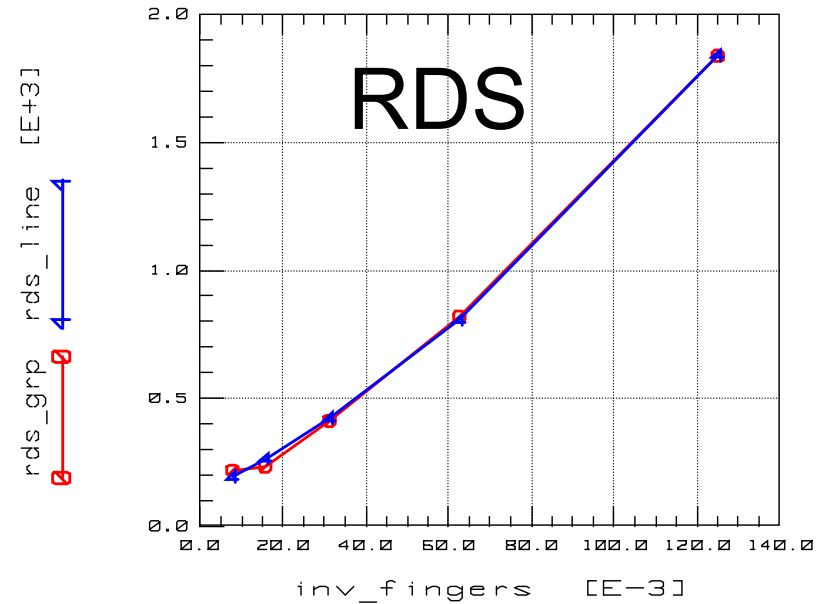
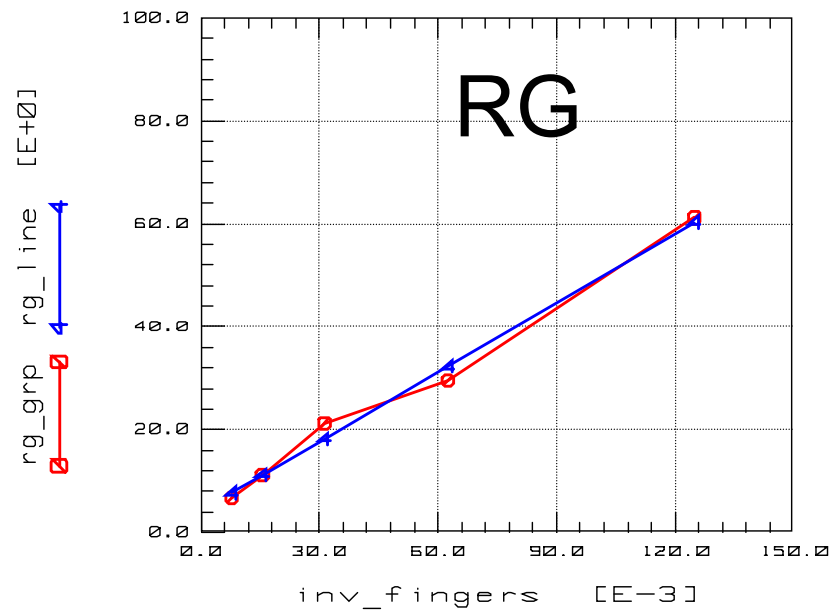
— Measured

— Modeled

$V_g = 1.5 \text{ V}$

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

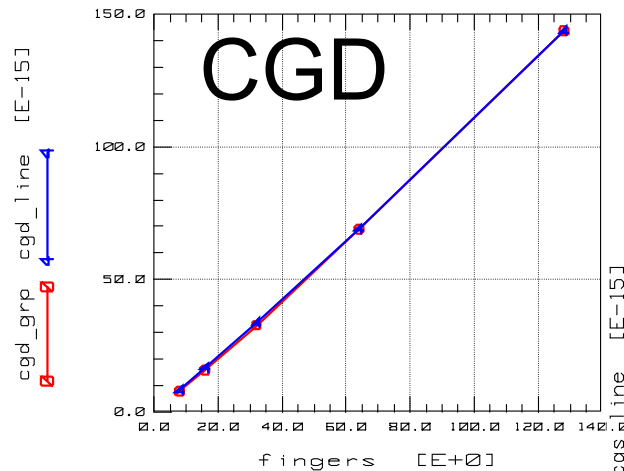
マルチフィンガーMOSFETの 寄生抵抗スケーリング



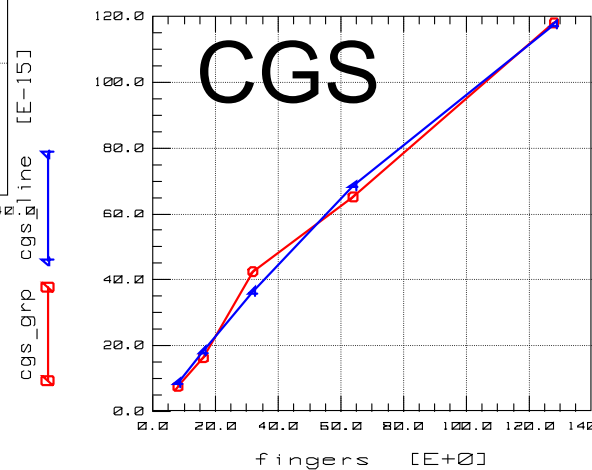
— Measured
— Modeled

マルチフィンガーMOSFETの 寄生容量スケーリング

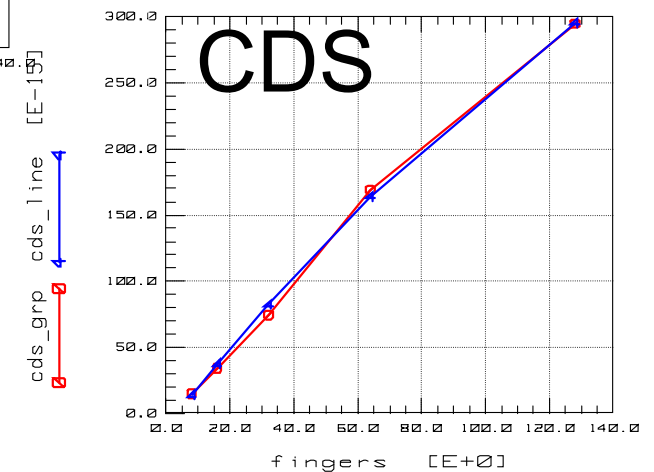
Plot FingerDependency/MACRO_C/fingers/Cgd_vs_Fingers (On)



Plot FingerDependency/MACRO_C/fingers/Cgs_vs_Fingers (On)

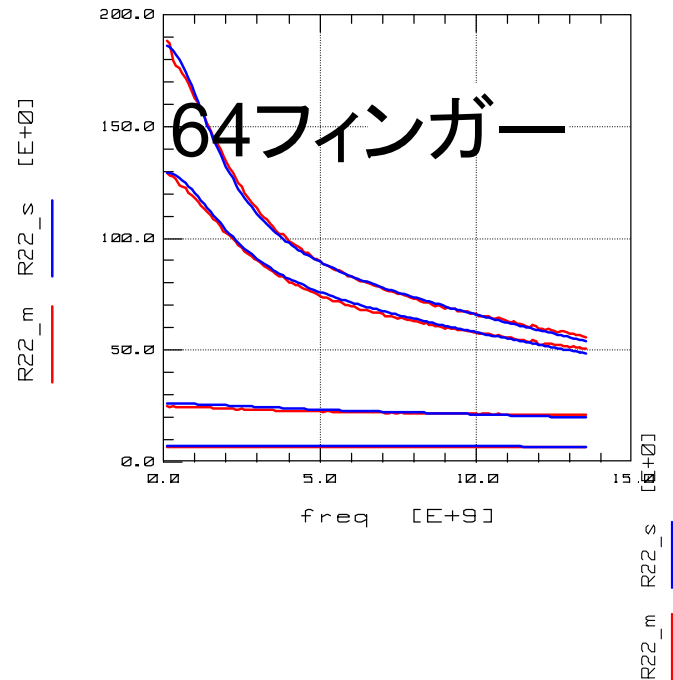


Plot FingerDependency/MACRO_C/fingers/Cds_vs_Fingers (On)

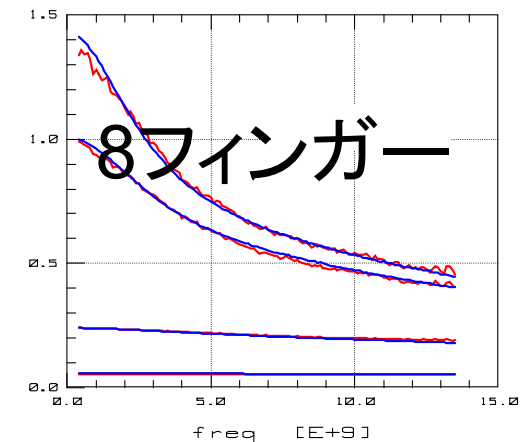
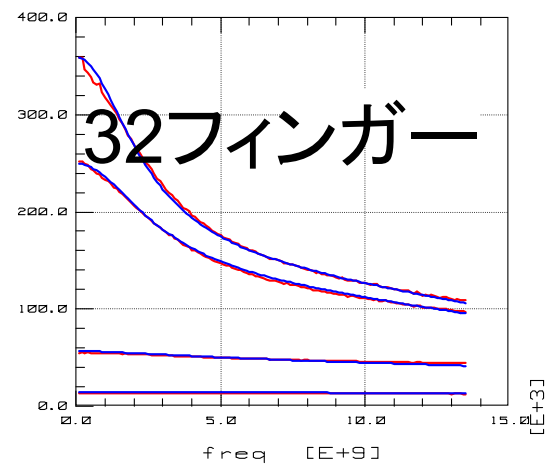


— Measured
— Modeled

出力抵抗 R_{22} モデリング結果

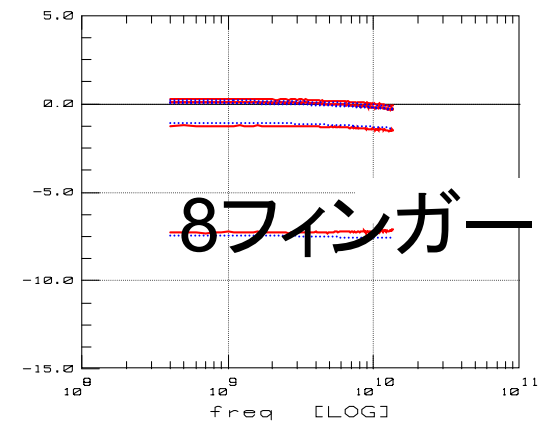
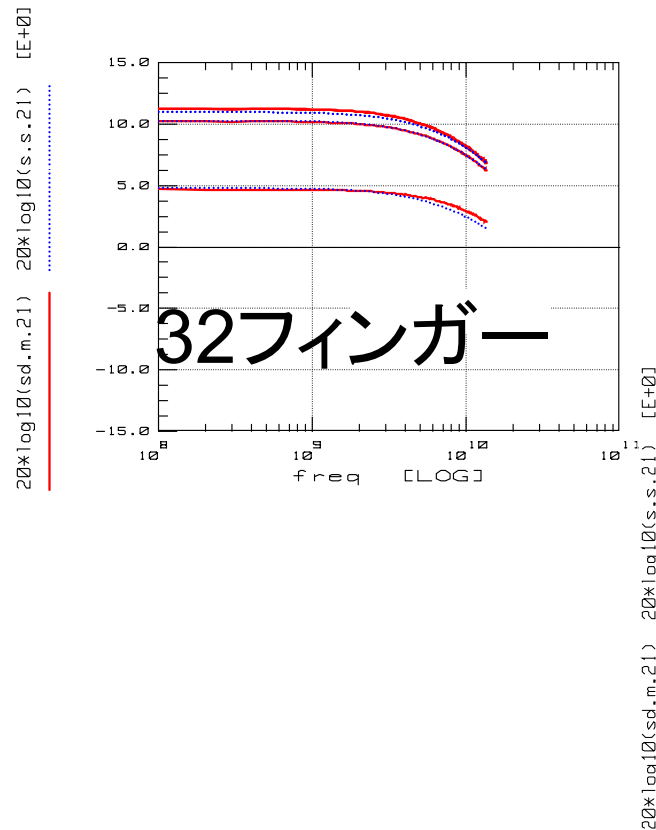
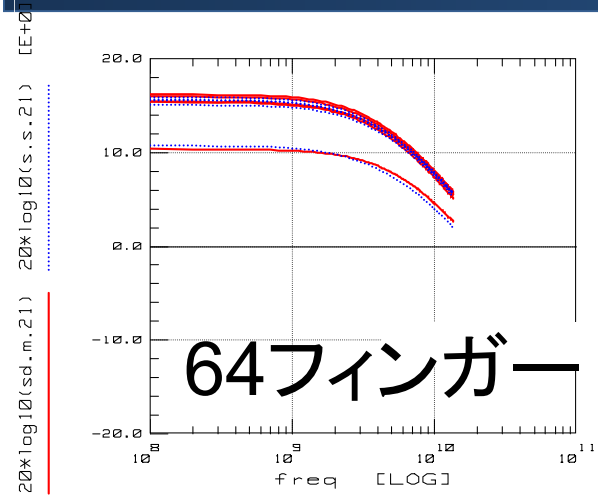


$V_g = 1.5 \text{ V}$
 $V_d = 0.2 \sim 1.5 \text{ V}$



— Measured
— Modeled

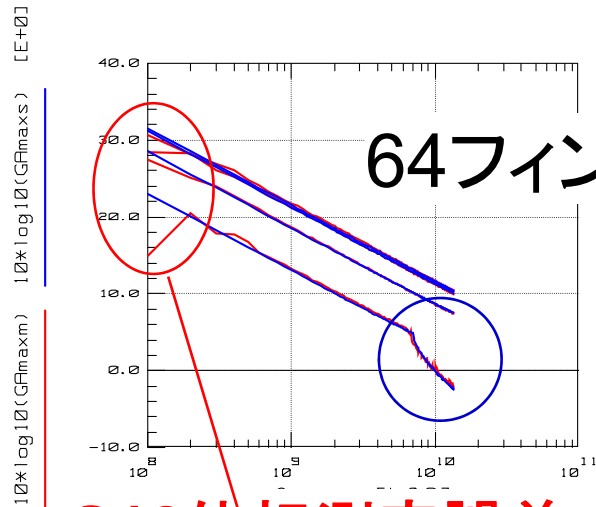
S₂₁モデリング結果



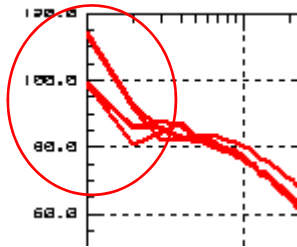
Vd = 1 V
Vg = 0.6 ~ 1.4 V

GA_{max} モデリング結果

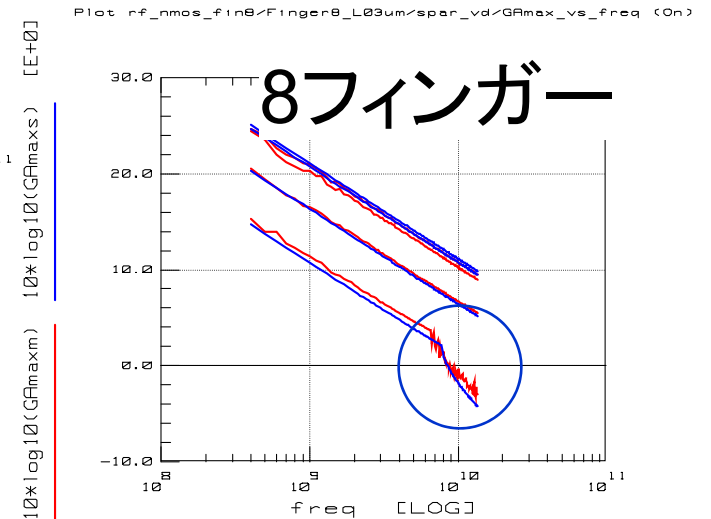
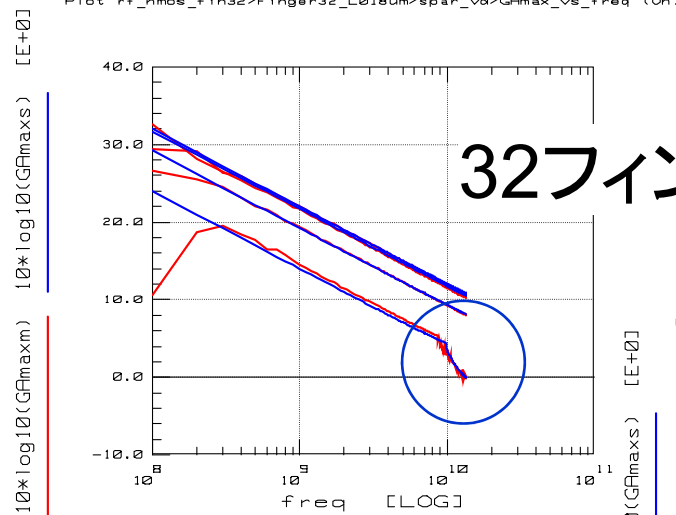
V_g = 1.5 V
V_d = 0.2 ~ 1.5 V



S12位相測定誤差

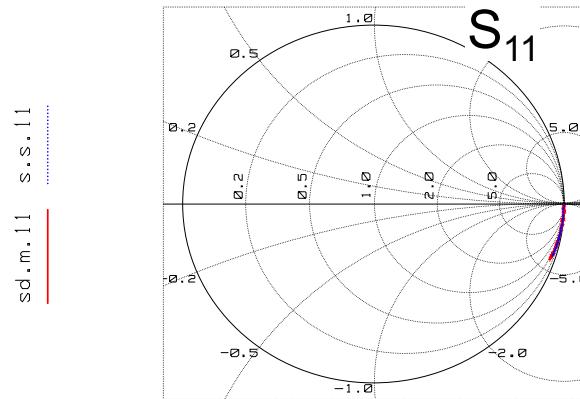


— Measured
— Modeled

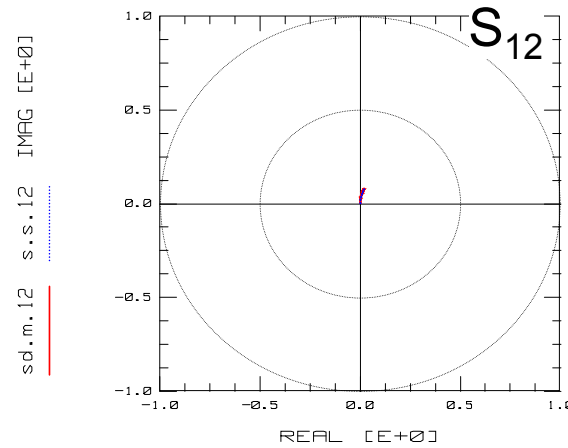


8フィンガーSパラメータモデリング結果

Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/s11 (On)

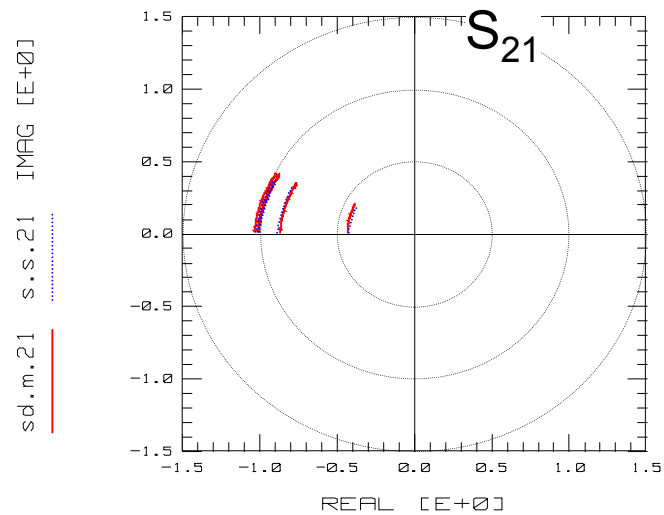


Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/s12 (Off)

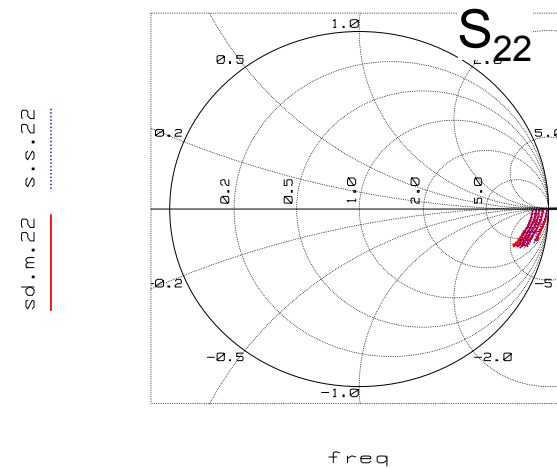


$V_d = 1\text{ V}$
 $V_g = 0.6 \sim 1.4\text{ V}$

Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/s21 (On)

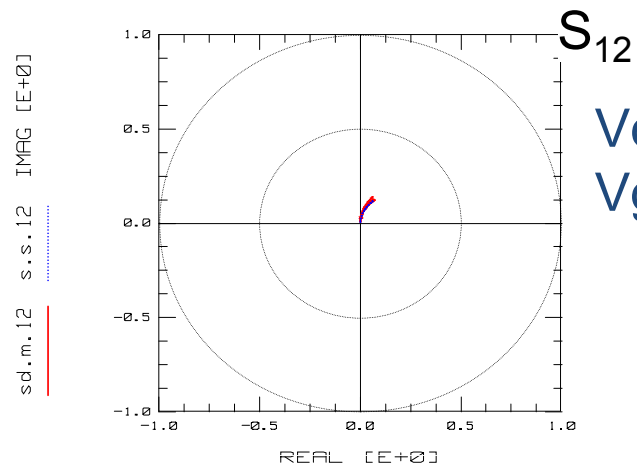
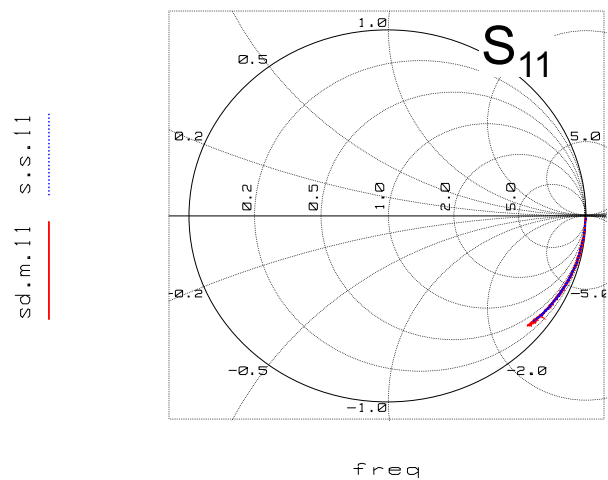


Plot rf_nmos_fin8/Finger8_L018um/spar_vg/s22 (On)

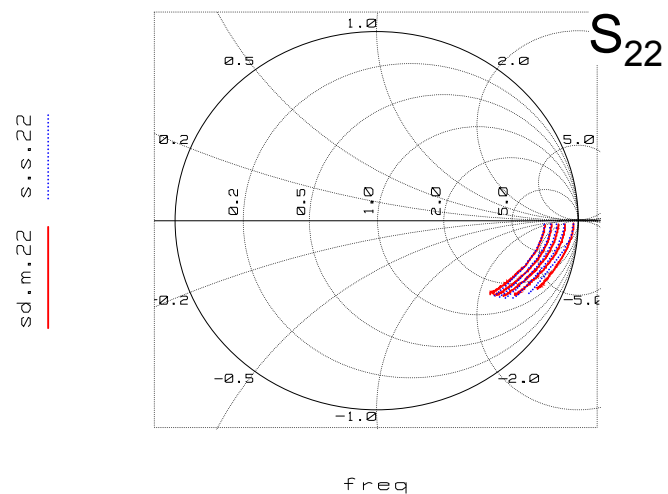
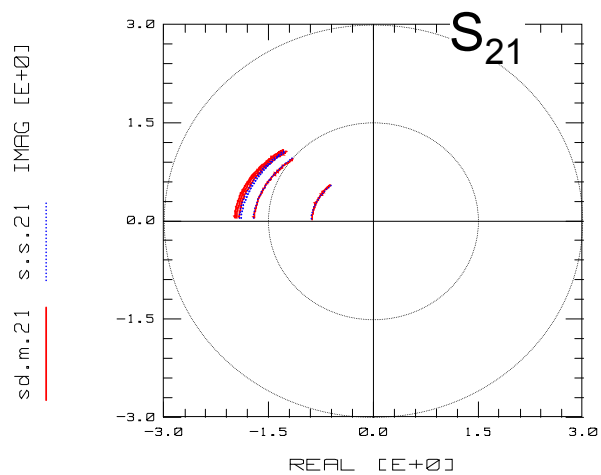


— Measured
— Modeled

16フィンガーSパラメータモデリング結果



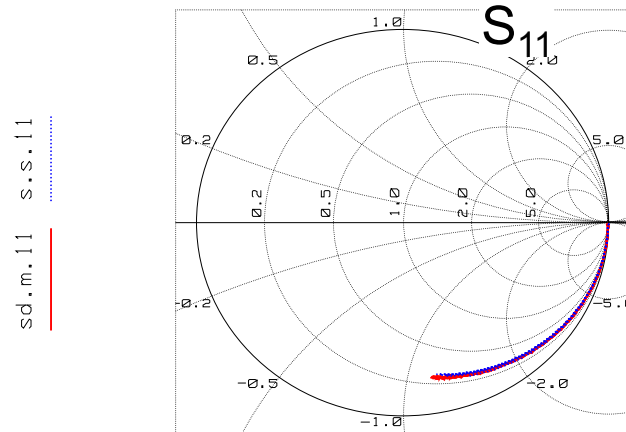
$V_d = 1 \text{ V}$
 $V_g = 0.6 \sim 1.4 \text{ V}$



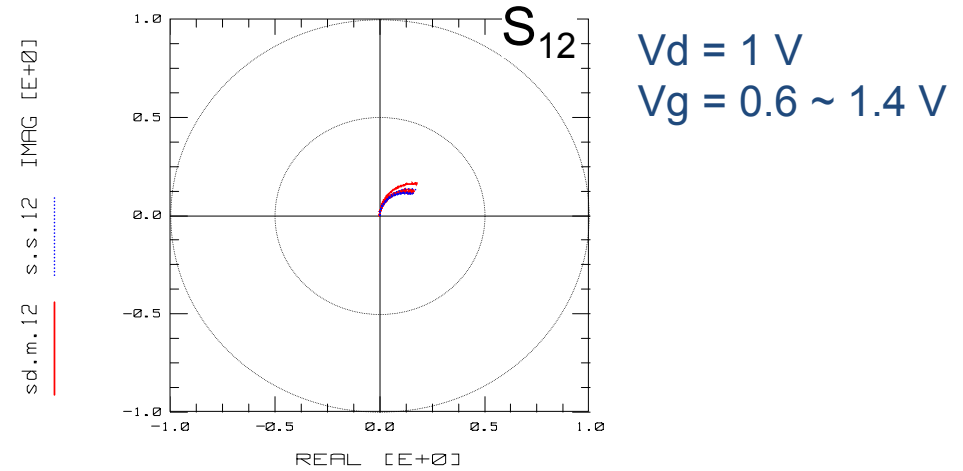
— Measured
— Modeled

32フィンガーSパラメータモデリング結果

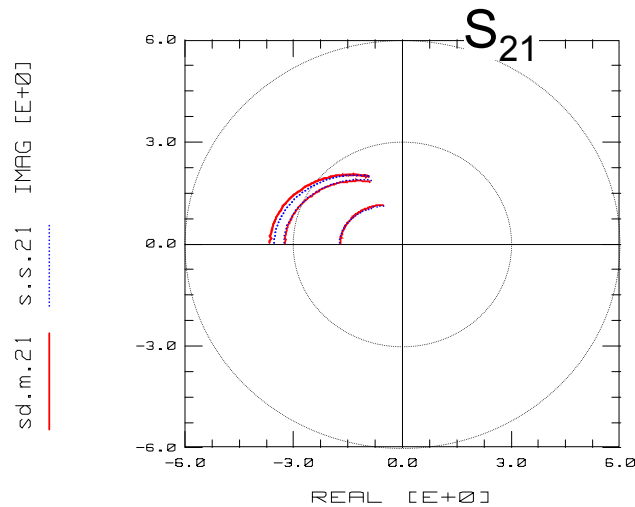
Plot rf_nmos_fin32/Finger32_L018um/spar_vg/s11 (On)



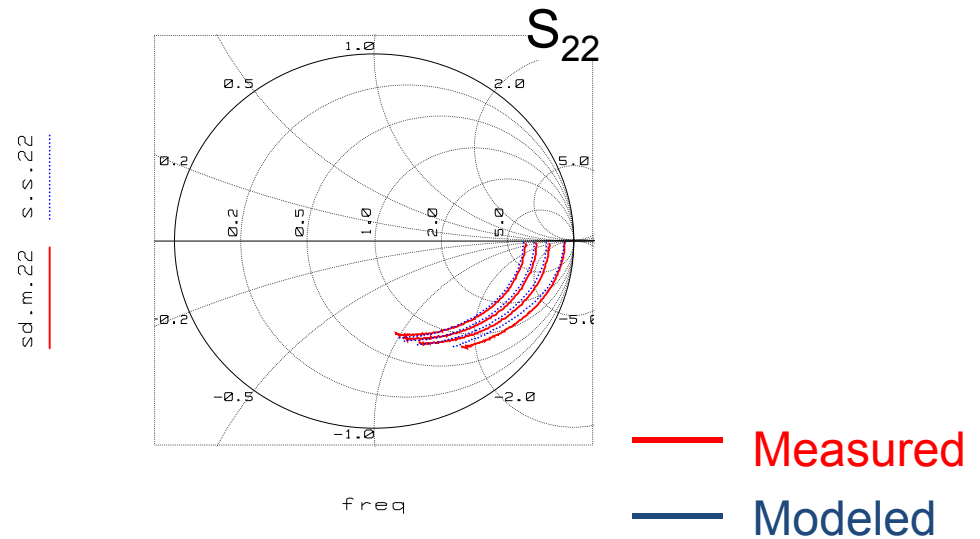
Plot rf_nmos_fin32/Finger32_L018um/spar_vg/s12 (Off)



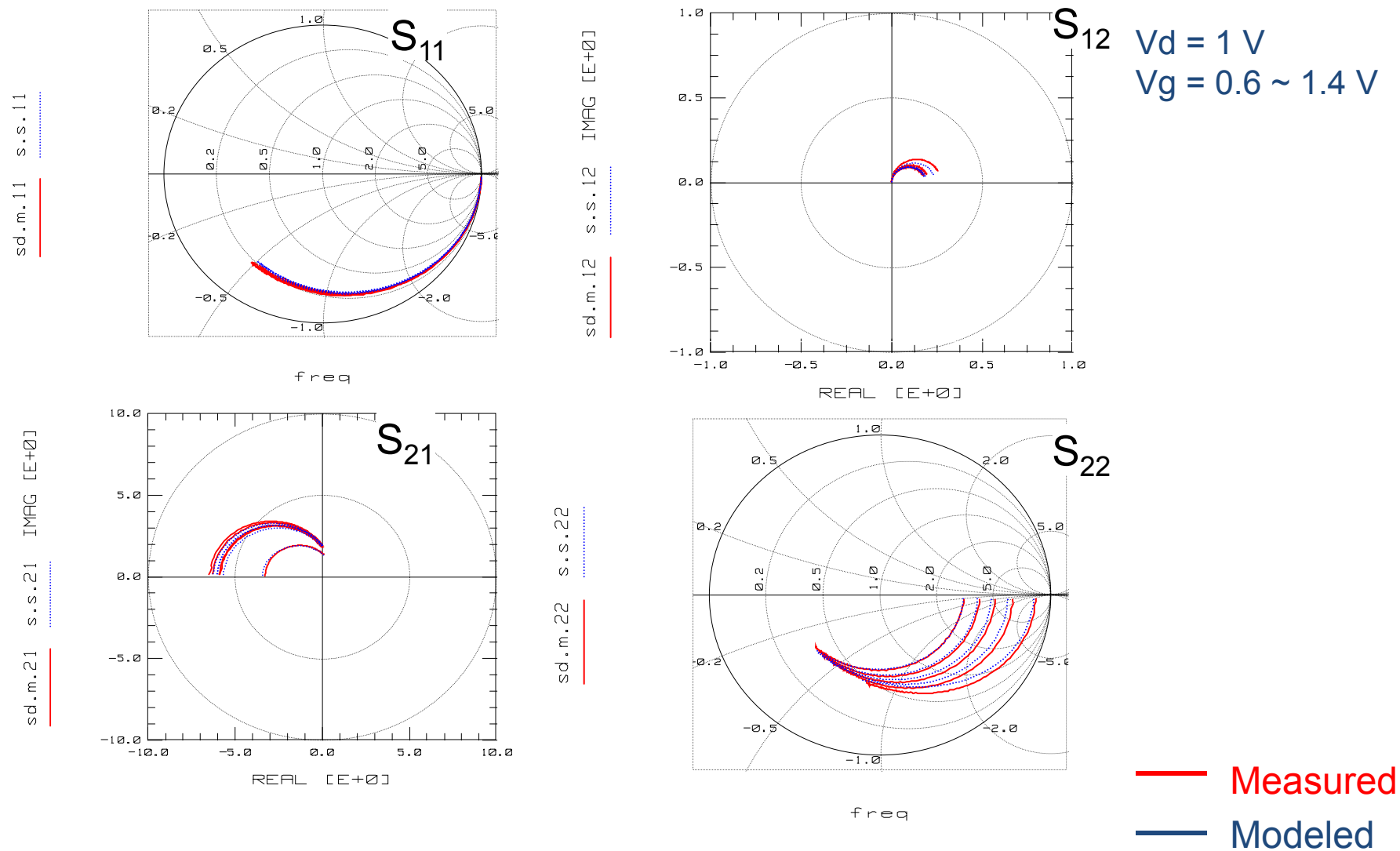
Plot rf_nmos_fin32/Finger32_L018um/spar_vg/s21 (Off)



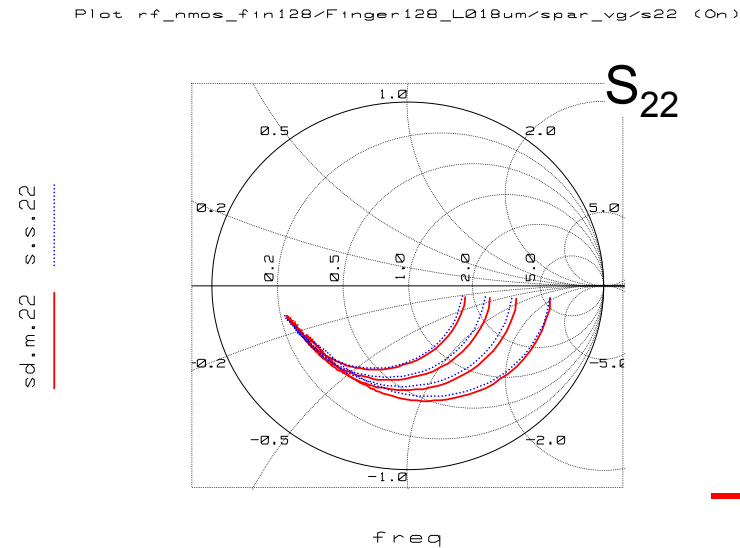
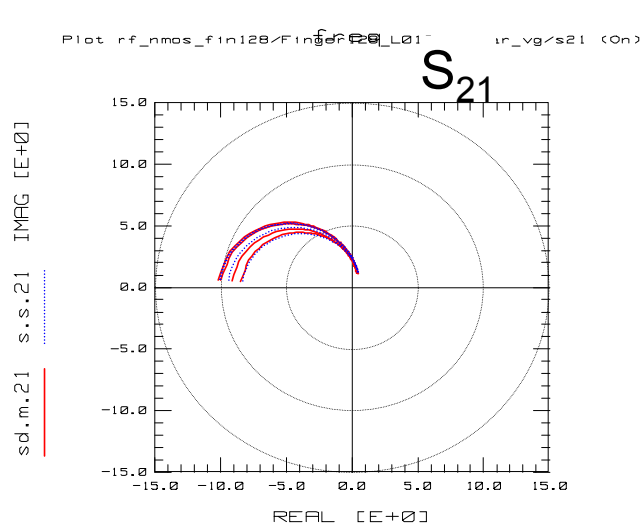
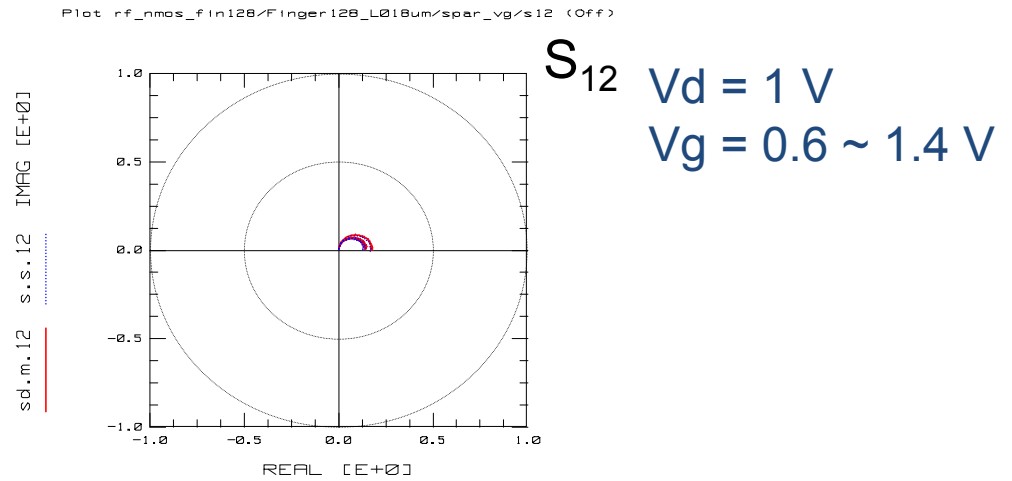
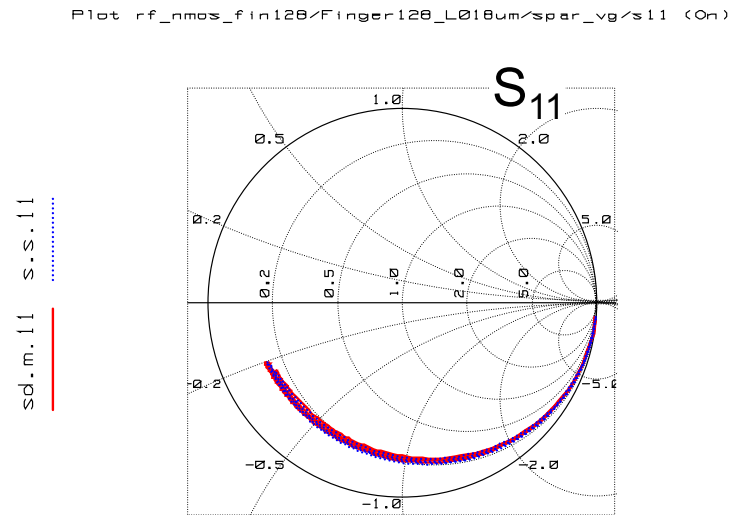
Plot rf_nmos_fin32/Finger32_L018um/spar_vg/s22 (On)



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



— Measured
— Modeled