# 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 2015/6/25(16:00~17:30)

アジェンダ

- クロックスピードと周波数の関係
- RF CMOS回路設計に要求される課題と技術
- RF CMOSデザイナのためのSパラメータの基礎
- RF MOSFETのSパラメータ測定
- 寄生素子のDe-embedding手法
- BSIM3 / 4によるマルチフィンガーMOSFETのモデ リング

# クロックスピードと周波数の関係

最近のプロセッサークロックスピード



インバータ単体でのモデリング比較



リングOSCでのモデリング比較



時間[ns]

6

#### 立ち上がり時間と周波数の関係



サイン波形によるクロック波形の考え方





フーリエ変換によるクロック波形の考え方



クロックスピードと周波数の関係



- 実際のクロックスピードよりも高い周波数
   成分まで評価する必要がある
- ・どこまでの周波数を評価するかは解析精
   度、速度、アプリケーションに依存する

#### RF CMOS回路設計に要求される課題 と技術

## RF CMOS回路の用途



•CMOSプロセスを使えるため安価で小型

•微細化に伴い遮断周波数は50GHzを超えてきた

•50GHz動作も可能

#### RF CMOS回路設計に要求される課題と技術

•周波数領域解析 •インピーダンスマッチング •低雜音 回路の安定化(発振防止) Sパラメータ •高精度設計 測定、解析 設計の効率化 回路技術 •低消費電力化 •小型化 •歩留まり向上 回路シミュレーション デバイスモデリング RF CMOSモデリング 13

#### RF CMOSに追加で必要な技術

• RF CMOS回路設計に要求される技術



- Sパラメータ測定と解析
- RF CMOSモデリング

(BSIM3 / BSIM4 / (BSIM6)など)

# Sパラメータ測定と解析

Sパラメータ測定と解析

- Sパラメータの基礎
- 寄生素子のDe-embedding手法

#### Sパラメータを使用する理由

- 周波数領域における代表的なパラメータ
- Y, Z, Hパラメータは開放、短絡条件のため発振しや すく測定

が困難である

- 概念的に理解しやすい
- ベクトルネットワークアナライザにて測定が容易に おこなえる
- パラメータ変換が容易におこなえる
- RFの設計、解析、評価において必要不可欠である

Sパラメータとは?

<u>S</u>cattering Parameter (散乱パラメータ)



18

Sパラメータの関係式

$$S_{ij} = \begin{bmatrix} s_{1i} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$
$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1 a_2 = 0} \qquad s_{12} = \frac{b_1}{a_2 a_1 = 0}$$
$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1 a_2 = 0} \qquad s_{22} = \frac{b_2}{a_2 a_1 = 0}$$

SパラメータとZパラメータの関係

正規化されたZパラメータ  
定規化されたZパラメータ  
定規化されたZパラメータ  

$$Z_{11n} = \frac{(1+S_{11}) \cdot (1-S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{(1-S_{11}) \cdot (1-S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$Z_{12n} = \frac{2 \cdot S_{12}}{(1-S_{11}) \cdot (1-S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$Z_{21n} = \frac{2 \cdot S_{21}}{(1-S_{11}) \cdot (1-S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$Z_{22n} = \frac{(1+S_{22}) \cdot (1-S_{11}) + S_{12} \cdot S_{21}}{(1-S_{11}) \cdot (1-S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

SパラメータとYパラメータの関係

正規化されたYパラメータ  
実際のYパラメータ  

$$Y_{11n} = \frac{(1+S_{22}) \cdot (1-S_{11}) + S_{12} \cdot S_{21}}{(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$Y_{12n} = \frac{-2 \cdot S_{12}}{(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$Y_{21n} = \frac{-2 \cdot S_{21}}{(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$Y_{22n} = \frac{(1+S_{11}) \cdot (1-S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$Y_{22n} = \frac{(1+S_{11}) \cdot (1-S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}$$

SパラメータとHパラメータの関係

正規化されたHパラメータ  
実際のHパラメータ  

$$H_{11n} = \frac{(1+S_{11}) \cdot (1+S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}}{(1-S_{11}) \cdot (1+S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$H_{12n} = \frac{2 \cdot S_{12}}{(1-S_{11}) \cdot (1+S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$H_{21n} = \frac{-2 \cdot S_{21}}{(1-S_{11}) \cdot (1+S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}$$

$$H_{22n} = \frac{(1-S_{22}) \cdot (1-S_{11}) - S_{12} \cdot S_{21}}{(1-S_{11}) \cdot (1+S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}$$

Yパラメータと接地条件の関係

$$Y_{11G} = Y_{11S} + Y_{12S} + Y_{21S} + Y_{22S}$$
$$Y_{12G} = -(Y_{12S} + Y_{22S})$$
$$Y_{21G} = -(Y_{21S} + Y_{22S})$$
$$Y_{22G} = Y_{22S}$$



$$Y_{11D} = Y_{11S}$$

$$Y_{12D} = -(Y_{11S} + Y_{12S})$$

$$Y_{21D} = -(Y_{11S} + Y_{21S})$$

$$Y_{22D} = Y_{11S} + Y_{12S} + Y_{21S} + Y_{22S}$$



[S]50と任意の負荷インピーダンスとの関係



電力利得とSパラメータの関係





複素共役時に最もパワーが伝達される





インピーダンス直交座標



スミスチャート



拡大スミスチャート



## 動作電力利得円(G<sub>P</sub>)



## 有能電力利得円(G<sub>A</sub>)











#### 高 周 波 MOSFETの S パラメータ 測 定 例





高周波用プローブ


2ポートキャリブレーションの種類

SOLT (Short-Open-Load-Thru)

伝統的なキャリブレーション

TRL (Thru-Reflect-Line)

導波管、高周波のマイクロ ストリップ系での標準的な キャリブレーション

• LRM (Line-Reflect-Match) TRLのアドバンス的なキャリ ブレーション

キャリブレーションに使用するスタンダードの 電気的特性を高精度に定義する必要がない

LRRM (Line-Reflect-Reflect-Match)

実際のウェハ上でのスタンダード

#### ISS(Impedance Standard Substrate)



半導体デバイスのRF測定手法



シールドグランドと基準面



デバイス測定用TEGレイアウトの例



# OPEN TEG(GSGパッドのみ)



## **OPEN TEG**



## SHORT TEG



## **THRU TEG**



## De-embedding手法の種類

### ①測定データベース法

長所:理想的にパッド、フィード、基板部のSパラメータを測定できればベストな手法 短所:測定データに頼りすぎて、誤った特性化をおこなう危険性あり (過剰De-embedding ->負性抵抗、逆位相まわりなど) 安易なTEG設計をおこないやすい

### ②等価回路法(集中定数、分布定数、周波数依存型)

長所:理想的にパッド、フィード、基板部の特性化をできれば①と同等の精度を得ることが できる

パッド、フィード、基板部の特性化情報、特性化手法を他に有効利用できる

①でうまくいかない場合の解析、評価、検証が可能

短所:パッド、フィード、基板部の特性化にノウハウが必要

シリコン基板損失の影響をうけにくい設計ノウハウが必要

TEG設計時に特性化手法を考慮する必要あり(特性化手法により必要なTEGが 異なる)

### Y<sub>OPEN</sub>+ Z<sub>SHORT</sub> De-embeddingの手法による比較 (データベース法 vs 等価回路法)

周波数:100MHz-13.5 GHz バイアス:Vd = 1V, Vg = 0.7 ~ 1.3 V デバイス:マルチフィンガーNch MOSFET



データベース法

等価回路法

集中定数のみで構成した等価回路



48

# RF CMOSモデリング

### BSIM3 / 4によるマルチフィンガーMOSFETのモデリング

### • 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のスケーラブルモデル
- 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



- 伝達コンダクタンス(g<sub>m</sub>)と出力コンダクタンス (g<sub>ds</sub>)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 合わせようとすると、直流特性がずれてしまう????





ゲート抵抗



54

### 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







### (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



RFノイズモデル



### **RFノイズ特性**







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





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 (-100.0m / 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 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=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=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=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=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=1E-012 PD=3.3E-006 PS=6.6E-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

H<sub>21</sub>モデリング結果



67

# 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**



# BSIM4 IIRモデル(1)

IIR(Intrinsic Input Resistance)

<u>rgateMod</u> = 0 (zero-resistance):





(RGATEMOD:OFF)

<u>rgateMod</u> = 1 (constant-resistance):



ジオメトリ依存型 ゲート抵抗モデル

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

70

BSIM4 IIRモデル(2)

<u>rgateMod</u> = 2 (IIR model with variable resistance):

ジオメトリ、バイアス依存型  $Rgeltd + R_{ii}$ ゲート抵抗モデル  $= \frac{1}{R_{ii}} = XRCRG1 \cdot \left(\frac{I_{ds}}{V_{dseff}} + XRCRG2 \cdot \frac{W_{eff}\mu_{eff}C_{oxeff}k_{B}T}{qL_{eff}}\right)$ 





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



### RBODYMOD=0 (OFF)

### RBODYMOD=1 (ON)




BSIM4 D/S抵抗モデル

RDSMOD=0 (Internal  $R_{ds}$ モード)

Q

$$R_{ds}(V) = \begin{cases} RDSWMIN + RDSW \cdot \\ R_{ds}(V) = \begin{cases} RDSWMIN + RDSW \cdot \\ PRWB \cdot (\sqrt{\Phi_s - V_{bseff}} - \sqrt{\Phi_s}) + \frac{1}{1 + PRWG \cdot V_{gsteff}} \end{bmatrix} \end{cases} / (1e6 \cdot W_{effej})^{WR}$$

$$RDSMOD=1 (External R_d, R_s \neq - k)$$

$$R_d(V) = \begin{cases} RDWMIN + RDW \cdot \\ PRWB \cdot V_{bd} + \frac{1}{1 + PRWG \cdot (V_{gd} - V_{fbsd})} \end{bmatrix} / (1e6 \cdot W_{effici})^{WR} \cdot NF]$$

$$R_s(V) R_d(V)$$

$$R_{s}(V) = \begin{cases} RSWMIN + RSW \cdot \\ \left[ -PRWB \cdot V_{bs} + \frac{1}{1 + PRWG \cdot (V_{gs} - V_{fbsd})} \right] \end{cases} / \left[ (1e6 \cdot W_{effcj})^{WR} \cdot NF \right] \end{cases}$$

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

•1/モデル

ブレークダウンモデルが追加  $f_{breakdown} = 1 + XJBVS \cdot \exp\left(-\frac{q \cdot (BVS + V_{bs})}{NJS \cdot k_{p}TNOM}\right)$ 

DIOMOD=1(BSIM3と同じ、収束性が良い)



BSIM4 チャネル雑音モデル



Induced Gate Noise同様, 部分的にチャネルノイズと相関

演習問題4

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<->Y<->Zの 変換は単にZ->Yのように表現する.



76