

II.1.INTRODUCTION

Afin de concevoir des circuits comportant des transistors MOS, on a besoin de modèles pouvant décrire de façon mathématique leur fonctionnement. Différents modèles ont pu être développés, dont certains relativement simples, permettent d'évaluer avec un calcul manuel performant du circuit et d'autres plus complexes, permettent de simuler de façon plus précise le fonctionnement d'un circuit. Leur complexité implique obligatoirement l'usage d'un simulateur évolué [7] la figure ci-dessous permet de présenter différents modèles et la technologie qui leur correspond [9]

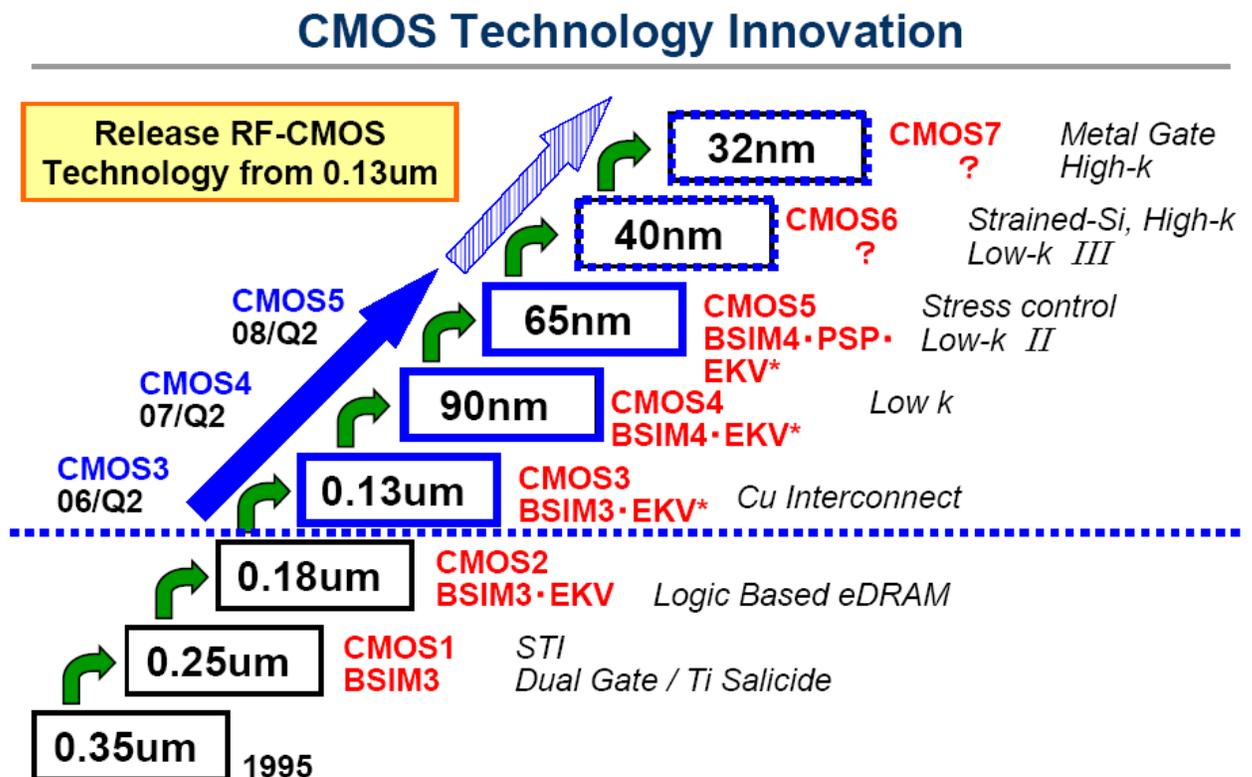


Figure II.1: Innovation de la technologie CMOS

Nous proposons dans ce chapitre de présenter un modèle évolué conçu récemment par l'EPFL (école polytechnique de Lausanne). Ce modèle est le premier concurrent du

BSIM4 (Berkeley Short-Channel IGFET Model) très performant, l'EKV contient moins de paramètres que son concurrent défini par 300 caractères.

L'EKV est un modèle évolutif et compact de simulation se basant sur les propriétés physiques fondamentales de la structure MOS. Il s'applique à la simulation de basse tension, faible courant analogique et analogiques-numériques en utilisant les circuits CMOS de technologie submicronique.

Dans ce chapitre, on donnera une description des équations et des paramètres utilisés pour une simulation sur ordinateur du modèle EPFL-EKV MOSFET.

La description se concentre sur la partie intrinsèque du MOSFET, qui est destinée à donner à l'utilisateur des informations sur les paramètres de traitement et les équations utilisées dans une simulation sur ordinateur.

La partie extrinsèque du MOSFET est traitée comme il est souvent fait pour d'autres modèles MOSFET. Le modèle extrinsèque comprend la série résistances de la source et du drain, qui sont traités comme des éléments externes, ainsi que la jonction des courants et des capacités.

II.1.1. Définition du modèle EPFL-EKV MOSFET

La simulation électrique est l'une des phases les plus importantes pendant la conception de circuits intégrés. Dans le cas des circuits analogiques, l'analyse doit être précise, et les modèles de dispositif utilisés dans les simulateurs doivent satisfaire plusieurs critères. La disponibilité d'un bon modèle de transistor de MOS est ainsi devenue une question importante pour une conception et une simulation efficaces de circuits analogiques et mixtes. Le modèle d'EKV a récemment gagné une plus grande réputation d'être un modèle public et un nombre de plus en plus important des concepteurs de circuits analogiques l'emploient aussi bien dans le domaine de la recherche que dans le domaine industriel. La qualité de la méthode d'extraction des paramètres de tout modèle conçu et étudié est fondamentale pour l'utilité de toute simulation adoptant ce modèle. L'objectif de l'extraction des paramètres consiste à obtenir

un ensemble de paramètres simples qui couvrent toutes les géométries et régions de fonctionnement du dispositif.

Le modèle d'EKV est basé sur l'approche de linéarisation de charges avec les caractéristiques essentielles suivantes :

- Manipulation symétrique des effets de source/drain combiné avec la référence de substrat,
- Modélisation cohérent en modèle grand signaux et petits signaux comprenant des aspects non quasi statiques, tel que le bruit.
- Modèle analytique et continu, description physiquement correcte de l'inversion faible, de l'inversion modérée et de la forte inversion ainsi que du fonctionnement en mode linéaire et mode saturé.

Ce modèle reste étroitement lié au modèle de potentiel de surface. Au delà de ceci, ce modèle fournit une description analytique souple d'un dispositif à long-canal, y compris les effets statiques et les effets non-quasi-statiques, avec exactitude et efficacité. Il est particulièrement adapté à la conception de circuits analogiques puisqu'il fait le lien entre une forte et une faible inversion de façon continue. On trouve facilement des solutions pour l'ensemble des différents paramètres d'entrée sans utiliser de méthode numérique complexe.

Ce modèle permet le calcul tous les paramètres importants pour la conception, tels que: le facteur d'inversion, la tension de saturation, la tension de pincement, la tension d'Early, les paramètres de petits signaux, les capacités parasites, le rapport g_m/I_D , le TEF (rapport g_m/I_D normalisé). Tous ces paramètres sont affichés sous forme graphique, donnant ainsi une compréhension intuitive de toutes les relations [8].

II.1.2. Effet Physiques pris en compte dans le modèle

Le modèle L'EPFL-EKV MOSFET prend en compte ce qui suit:

- Les processus et la géométrie de base qui sont reliés aux: l'épaisseur de l'oxyde, la profondeur de jonction ainsi que la longueur et la largeur du canal efficace.
- L'effet du profil de dopage et l'effet de substrat.
- Une modélisation de faible, moyenne et forte inversion.
- Une modélisation des effets de la mobilité des domaines verticale et latérale ainsi que la vitesse de saturation.
- L'effet de canal court comme modulation de longueur chaine (CLM), la source et le drain partage de charges (comprenant une largeur de canal étroit), puis le retour à l'effet de canal court (RSCE).
- Une modélisation de substrat courant en raison d'un choc d'ionisation.
- Le modèle Quasi-statique de charge dynamique.
- Une modélisation thermique du bruit .
- Le modèle de transmittance du premier ordre non quasi-statique.
- Une géométrie de courte distance et le dispositif correspondant.

II.1.3. Substrat de référence et symétrie

Le nœud de substrat est considéré comme référence pour toutes les tensions. Toutes les tensions sont déterminées en référence au substrat local, ce qui revient physiquement alors à considérer :

$$V_G = V_{GB} \quad \text{Tension intrinsèque grille-substrat} \quad \text{II.1}$$

$$V_S = V_{SB} \quad \text{Tension intrinsèque source-substrat} \quad \text{II.2}$$

$$V_D = V_{DB} \quad \text{Tension intrinsèque drain-substrat} \quad \text{II.3}$$

V_S et V_D sont les tensions intrinsèques source et drain, V_D est la tension de drain et est choisie de telle sorte que $V_D \geq V_S$. Utiliser le substrat comme référence permet d'obtenir un composant parfaitement symétrique. Cette symétrie est inhérente aux transistors MOSFET.

II.1.4. Modèle du courant de drain dans les transistors à canal long.

Le schéma suivant permet de définir et d'identifier les différentes tensions du modèle EKV.

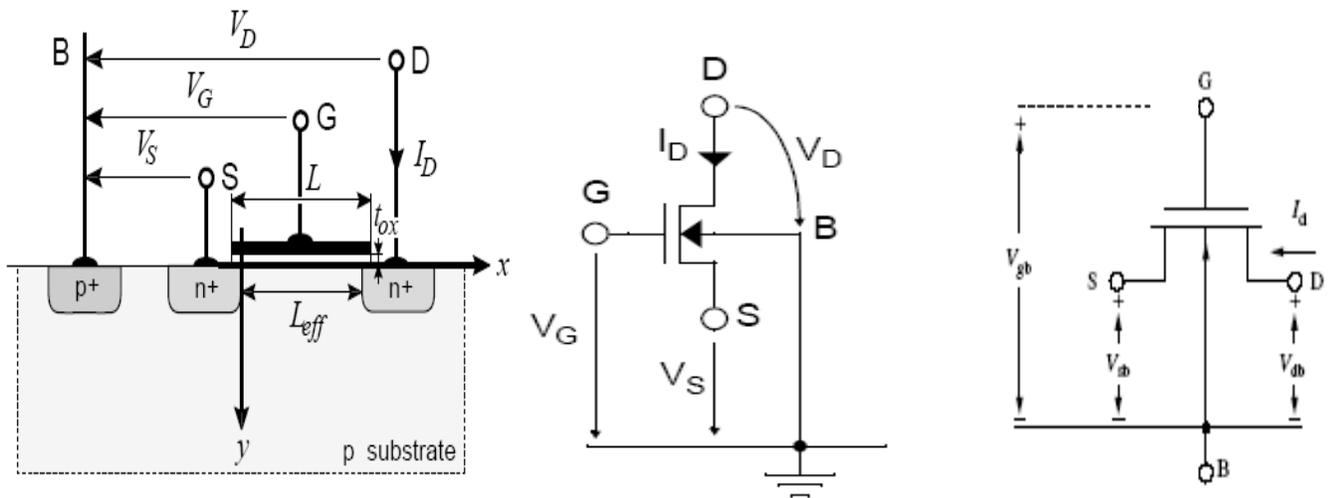


Figure II.2 : Identification des différentes tensions du modèle [11]

Observons alors la section transversale du transistor EKV illustré en figure 2

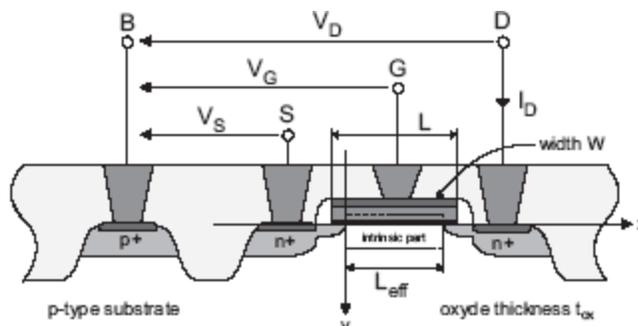


Figure II.3: La section transversale du transistor EKV

On remarque qu'il existe une parfaite symétrie de la source par rapport au drain. Cette propriété peut être exploitée lors de la modélisation des EKV en se référant à la tension du substrat plutôt qu'à la tension appliquée à l'électrode de la source utilisée en référence usuellement dans la plupart des modèles compacts SPICE. Ceci nous mène à exprimer les courants régissant le fonctionnement de l'EKV de manière symétrique.

Considérons dans l'immédiat le schéma de la figure II.4 permettant de donner certain éclaircissement sur ce modèle:

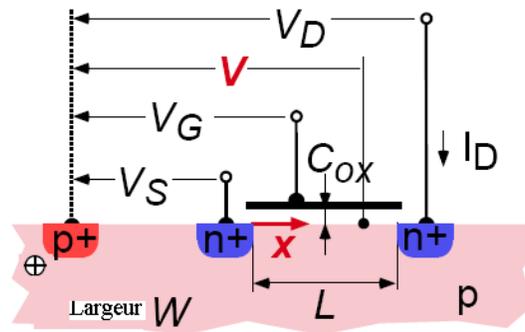


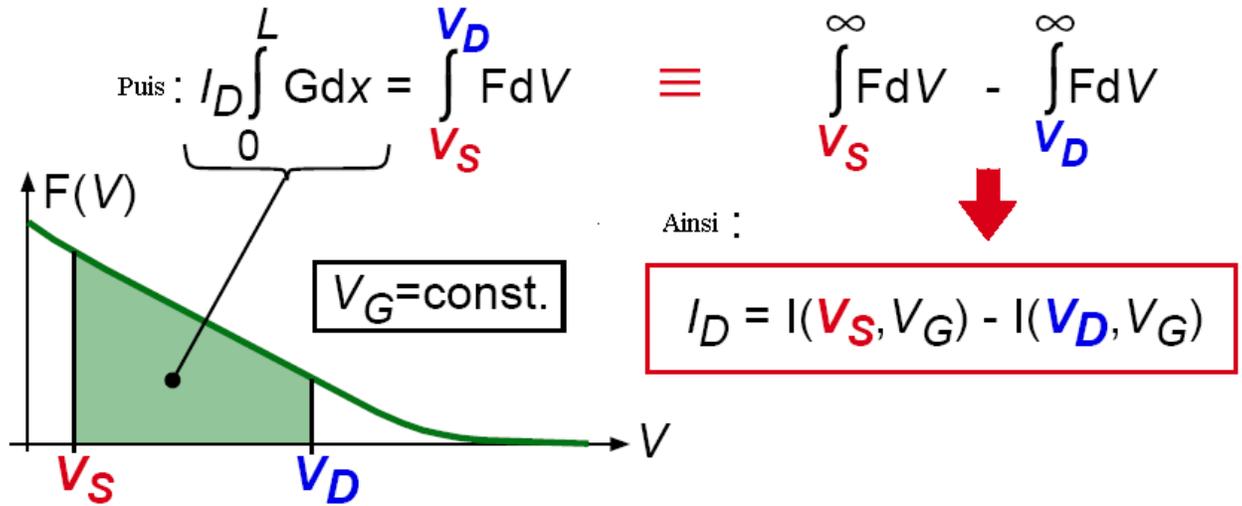
Figure II.4 : Tensions régissant le fonctionnement de l'EKV [11]

ou V représente la tension locale du canal, avec un dédoublement du quasi niveau de fermi vu que $V = V_s$ à la source et $V = V_D$ au drain.

Pour un canal long et large [11] :

$$I_D = \mu W (-Q_i) \frac{dV}{dx} = \frac{F(V, V_G) dV}{G(x, V_G) dx}$$

Condition séparable en V et X soit alors :



Le courant du drain de ce modèle est une superposition d'effets indépendants et symétriques des tensions de la source et du drain. On peut alors écrire :

$$I_D = I(V_s, V_G) - I(V_D, V_G) \tag{II.5}$$

Le courant direct $I_F = I(V_s, V_G)$, est indépendant de V_D , de même le courant inverse $I_R = I(V_D, V_G)$, est indépendant de V_s . De ce fait $I_D = I_F - I_R$

$$-Q'_i = C_{ox}(V_G - V_{FB} - \psi_s) - \sqrt{2qN_b \epsilon_{si} \psi_s} \tag{II.6}$$

Charge total charge de déplétion Q_b

Q'_i est une charge mobile qui dépends du potentiel de surface ψ_s et $\psi_s = f(V)$ (voir II .5)

II.2. les paramètres du Modèle EKV MOSFET

Le modèle d'EKV compacte utilisé pour la simulation des circuits est basé sur la théorie statique des transistors à canal long, mais il inclut également tous les effets principaux de second ordre telle que : la modulation de la longueur de canal, réduction de mobilité due au champ vertical, saturation de vitesse, ionisation par impact, effets des canaux courts, effet des canaux étroits.

L'un des avantages du modèle d'EKV par rapport à d'autres modèles est son nombre réduit de paramètres intrinsèques qui sont limités seulement à 13 comparés à d'autres modèles dont le nombre de paramètres est typiquement supérieur à 50. La plupart des paramètres intrinsèques du modèle d'EKV ont leur signification traditionnelle SPICE. En plus de ces paramètres, le modèle inclut également 3 paramètres tenant compte des effets de la variation de la température et qui sont : (TCV, BEX, UCEX) et 2 paramètres de bruit (KF, AF) employés pour indiquer le bruit 1/f. Comme dans tous les autres modèles, le modèle d'EKV a également son propre modèle extrinsèque qui est amplement décrit par un ensemble d'approximativement (20 paramètres).

Le modèle dynamique inclut un modèle quasi-statique et un modèle non quasi statique et de premier ordre. Le modèle quasi-statique petits signaux inclut seulement cinq capacités intrinsèques, ce modèle ne tient pas compte des transcapacitances.

Un modèle haute fréquence plus élaboré illustré sur la figure ci-dessous inclut les parties intrinsèque et extrinsèque du dispositif. La partie intrinsèque correspond en fait au modèle non-quasi-statique de premier ordre, où les transconductances du circuit ont été remplacées par des transadmittances de premier ordre, à la différence du modèle complet qui tient compte de l'effet des transcapacitances qui sont inclus dans les transadmittances. Puisque c'est un modèle non-quasi-statique, il donne une prévision correcte de la grandeur de transadmittances à la haute fréquence à la différence d'autres modèles qui incluent les transcapacitances quasi statiques.

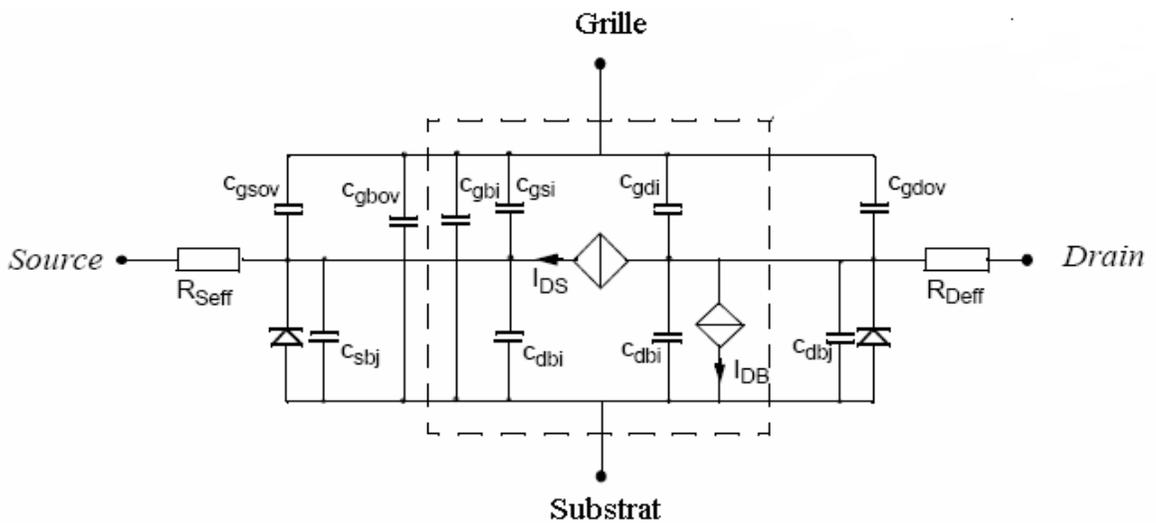


Figure II.5: Les éléments intrinsèques du modèle EKV [8]

II.2.1. Les paramètres de bases des transistors EKV

On se propose dans ce qui suit de présenter les paramètres de base du modèle EKV. Ces paramètres sont listés ci-dessous. Soit :

- L: La longueur du canal
- W: LA largeur du canal.
- COX (F/m^2) : La capacité de l'oxyde par unité de surface.
- XJ(m) : La profondeur de Jonction.
- DW (m) : La correction de la largeur du canal.
- DL(m): La correction de la longueur du canal.

II.2.2 Les paramètres de base du modèle intrinsèque

Ces paramètres sont ceux qu'on obtient suite à une extraction des paramètres SPICE d'un modèle conçu dans une technologie donnée.

- VTO (v) : la tension de seuil à tension de substrat nulle.
- GAMMA (\sqrt{v}): le coefficient d'effet de substrat.
- PHI (v): le potentiel de surface.
- KP (A/V^2): le paramètre de transconductance.
- E0ouEO (v/m) : coefficient de réduction de mobilité.
- UCRIT v/m) : champ critique Longitudinale.

II.2.3. Les paramètres optionnels

- TOX (m): épaisseur de l'Oxyde, c'est un paramètre optionnel utilisé pour le calcul COX.
- NSUB (cm^{-3}): dopage du canal (concentration des dopants du canal); c'est un paramètre optionnel utilisé pour le calcul de PHI.
- VFB (v): tension de la bandes plates; est un paramètre optionnel utilisé pour le calcul de la tension de seuil VTO.

- UO ($\text{cm}^2/(v_s)$): est la mobilité, c'est un paramètre optionnel qui explique la dépendance de KP du paramètre COX .
- $VMAX$ (m/s): vitesse saturation est un paramètre optionnel utilisé pour le calcul d'UCRIT.
- $THETA$ ($1/v$): coefficient de réduction de mobilité; du au champ vertical.

II.2.4. Les paramètres mettant en évidence la modulation de la longueur du canal

Ces paramètres interviennent dans la modélisation du transistor quand on prend en considération les effets de la modulation du canal tel que le coefficient $LAMBDA$, ou par exemple en considérant les effets des canaux courts tels que le coefficient $LETA$. Il est bien entendu, que notre modèle est justement un modèle de dernière génération considéré comme un transistor à canal court. Ces paramètres sont listés comme suit :

- $LAMBDA$: facteur de modulation de la longueur du canal.
- $WETA$: coefficient de l'effet canal- long.
- $LETA$: coefficient de l'effet canal-court.

II.2.5. Les Paramètres intervenant dans l'ionisation par Impact.

Notre modèle étant un modèle de transistor à canal court se doit de prendre en considération les effets de l'ionisation par impact intervenant dans les transistors à canaux courts. Ces paramètres sont listés dans la netlist du model comme suit :

- IBA ($1/m$): coefficient d'une première ionisation par impact.
- IBB (v/m): coefficient d'une deuxième ionisation par impact.
- IBN : Facteur de tension de saturation de l'impact d'ionisation.

II.2.6. Les Paramètres de température du model intrinsèque

Afin de tenir compte des effets de la variation de la température sur la variation des caractéristiques du modèle, on retrouve dans ce dernier les paramètres intervenant dans ce phénomène. Ces paramètres sont :

- TCV (v/k): coefficient de température de la tension de seuil.
- BEX: ... l'exposant de température de la mobilité.
- UCEx: ... l'exposant de température du domaine critique.
- IBBT (1/k): Coefficient de température pour *IBB*.

II.2.7. Les Paramètres de bruit

Etant donné qu'en analogique, comme en numérique on souhaite minimiser les bruits pouvant altérer nos signaux, on se doit de calculer en circuiterie les bruits engendrés par nos étages, soit alors calculer les densités spectrales en tension ou en courant de bruit. Les coefficients du model permettant ce calcul sont cités comme suit, soit :

- KF : Coefficient de bruit.
- AF: bruit exposant.

II.3. Equation modèle intrinsèque statique

II.3.1 .Définition de base

L'expression de largeur de la bande interdite, ainsi que celle de la concentration intrinsèque et intervenant par la suite dans tous nos calculs sont donnés par les expressions ci dessous

$$E_g(T) = (1.16 - 0.000702 \cdot \frac{T^2}{T + 1108}) [ev] \quad \text{Energie de gap} \quad \text{II.7}$$

$$n_i(T) = 1.45 \times 10^{16} \cdot (\frac{T}{T_{ref}})^{\cdot} \cdot \exp(\frac{E_g(T_{ref})}{2 \cdot V_t(T_{ref})} - \frac{E_g(T)}{2 \cdot V_t(T)}) [m^{-3}] \quad \text{II.8}$$

Avec :

| | | |
|---|---------------------------|-------|
| $\epsilon_{si} = SCALE.104.5 \times 10^{-12} [F / m]$ | Permittivité de silicium | II.9 |
| $\epsilon_{ox} = SCALE.34.5 \times 10^{-12} [F / m]$ | Permittivité du S_iO_2 | II.10 |
| $q = 1.602 \times 10^{-19} [C]$ | Charge d'électron | II.11 |
| $k = 1.3807 \times 10^{-23} [JK^{-1}]$ | Constante de Boltzmann | II.12 |
| $T_{ref} = 300.15 [K]$ | Température de référence | II.13 |
| $T_{nom} = [K]$ | La température nominale | II.14 |
| $T [K]$ | La température de travail | |
| $V_{th}(T) = \frac{k..T}{q}$ | Potentiel thermique | II.15 |

II.3.2. Prétraitements des paramètres

II.3.2.1 Traitement des paramètres du modèle p-MOSFET

Pour le dispositif canal P, le signe de V_{FB} , V_{TO} et TCV est inversé par rapport au NMOS. Par conséquent, V_{TO} et TCV sont généralement positifs pour les N-MOS et négatifs pour les P-MOS. [8].

II.3.2.2 Paramètre Intrinsèque à la structure

Les principaux paramètres du modèle intrinsèque COX , $GAMMA$, PHI , V_{TO} , KP et $UCRIT$ sont liés aux paramètres TOX , $NSUB$, V_{FB} , UO , V_{MAX} , respectivement et sont exprimés comme suit :

$$COX = \frac{\varepsilon_{ox}}{TOX} \dots\dots\dots .pour TOX > 0 \tag{II.16}$$

$$GAMMA = \frac{\sqrt{2q\varepsilon_{si} \cdot (NSUB \cdot 10^6)}}{COX} \tag{II.17}$$

$$PHI = 2V_{th}(T_{nom}) \cdot \ln\left(\frac{NUSB \cdot 10^6}{n_i}\right) \dots\dots\dots .pour : NSUB > 0 \tag{II.18}$$

$$VTO = VFB + PHI + GAMMA \sqrt{PHI} \dots\dots\dots \dots si VFB est spécifié \tag{II.19}$$

$$KP = (U_0 \cdot 10^{-4}) \cdot COX \dots\dots\dots .pour : U_0 > 0 \tag{II.20}$$

$$UCRIT = V_{MAX} / (U_0 \cdot 10^{-4}) \dots\dots\dots \dots pour : U_0 > 0 et V_{MAX} > 0 \tag{II.21}$$

Si E0 n'est pas spécifiée, c'est un modèle de mobilité simplifiée est utilisée avec le paramètre THETA:

$$E0 = 0 \dots\dots\dots si THETA est spécifié \tag{II.22}$$

REMARQUE: La valeur zéro est donnée ici à E0, indiquant que le modèle de mobilité simplifié est utilisé en conjonction avec THETA au lieu de la norme modèle de mobilité.

II.3.2.3. Les Paramètres dépendants de la température

On se propose dans ce qui suit de présenter brièvement les paramètres influencés par la variation de la température et directement impliqués dans la variation du courant du drain. On citera entre autre :

$$VTO(T) = VTO - TVC \cdot (T - T_{nom}) \tag{II.23}$$

$$KP(T) = KP \left[\frac{T}{T_{nom}} \right]^{BEX} \quad \text{II.24}$$

$$UCRIT(T) = UCRIT \left[\frac{T}{T_{nom}} \right]^{UCEX} \quad \text{II.25}$$

$$PHI(T) = PHI \cdot \frac{T}{T_{nom}} - 3.V_t \cdot \ln\left(\frac{T}{T_{nom}}\right) - E_g(T_{nom}) \cdot \frac{T}{T_{nom}} + E_g(T) \quad \text{II.26}$$

$$IBB(T) = IBB [1.0 + IBBT \cdot (T - T_{nom})] \quad \text{II.27}$$

II.3.2.4. Tensions intrinsèques de référence substrat

$$V_G = V_{GB} = V_{GS} - V_{BS} \quad \text{Tension intrinsèque grille-substrat.} \quad \text{II.28}$$

$$V_S = V_{SB} = -V_{BS} \quad \text{Tension intrinsèque source-substrat.} \quad \text{II.29}$$

$$V_D = V_{DB} = V_{DS} - V_{BS} \quad \text{Tension intrinsèque drain-substrat.} \quad \text{II.30}$$

Pour les dispositifs mos à canal P, tous les signes des tentions sont inversés avant le traitement. [8]

II.3.2.5. Paramètres géométriques du modèle : Longueur et la largeur effectives du canal

Du point de vue électrique la longueur à considérer pour le fonctionnement intrinsèque du transistor MOS est la distance entre les deux zones de diffusion formant la source et le drain. Cette longueur effective est différente de la

longueur dessinée L du concepteur, ce qui revient à dire que lorsque le masque du MOS est élaboré avec L la longueur du canal et W sa largeur, le canal effectivement reproduit sur le circuit intégré est différent. Cette différence est en faite due au débordement L_D des diffusions de la source et du drain sous la grille.

La longueurs et largeur effectives du canal sont alors exprimés par :

$$W_{eff} = W + DW \tag{II.31}$$

W_{eff} : Est la largeur efficace du canal

$$L_{eff} = L + DL \tag{II.32}$$

L_{eff} : Est la longueur efficace du canal.

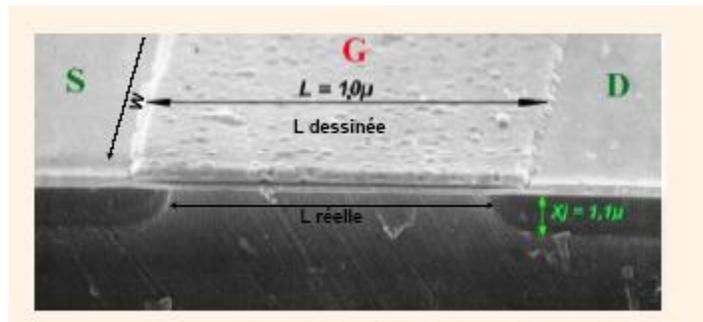


Figure II.6 : illustration des dimensions effectives du canal [12]

II.3.2.6 Effet de canal court inverse (RSEC):

L'effet canal-court inversé est provoqué par un dopage non-uniforme le long du canal. L'effet est que la tension de seuil est plus grande aux bords du canal qu'au milieu. Par conséquence, comme le long de canal est discret, le seuil efficace est augmenté. Dans le modèle d'EKV, le RSCE est pris dans l'accort en ajoutant une limite supplémentaire dans l'expression pour la tension efficace de la grille d'où:

$$V'_G = V_G - V_{TO} - \Delta V_{RSEC} + PHI + GAMMA \sqrt{PHI} \tag{II.33}$$

Avec:

$$\Delta V_{RSCE} = \frac{2.Q_0}{COX} \cdot \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{2} \cdot (\xi + \sqrt{\xi^2 + C\varepsilon})\right]^2} \quad \text{II.34}$$

$$\xi = C_A \cdot \left(10 \cdot \frac{L_{eff}}{LK} - 1\right) \quad \text{II.35}$$

$$C\varepsilon = (4.22 \times 10^{-3})^2 \quad C_A = 0.028 \quad \text{II.36}$$

LK : Longueur caractéristique pour RSCE.

Q₀ : La densité de charge pour RSCE.

II.3.2.7 Effet partage de charge

L'effet de partage de charge est inclut dans le model EKV dans le coefficient d'effet de substrat

D'où:

$$GAMMA' = GAMMA - \frac{\varepsilon_{si}}{COX} \cdot \left[\frac{LETA}{L_{eff}} \cdot (\sqrt{V_S} + \sqrt{V_D}) - \frac{3.WETA}{W_{eff}} \cdot \sqrt{V_p + PHI} \right] \quad \text{II.37}$$

Où:

LETA et WETA sont les coefficients du l'effet –canal court et long respectivement.

V_p : est la tension de pincement (ou étranglement) du canal, pour canal court, il devient aussi une fonction de la source et du drain et la tension due au partage de charge. il est donné par la relation suivante:

$$V_p = \left\{ \begin{array}{l} V_G' - PHI - GAMMA' \cdot \left(\sqrt{V_G' + \left(\frac{GAMMA'}{2}\right)^2} - \frac{GAMMA'}{2} \right) \text{ pour } V_G' > 0 \\ - PHI \dots \dots \dots \text{ pour } V_G' \leq 0 \end{array} \right\} \quad \text{II.38}$$

Où *V_G'* est la tension efficace de RSCE.

II.3.2.8.Facteur de pente

Le facteur de pente (ou l'organisme effet factor), qui est principalement une fonction de tension de pincement, est liée à la faible pente d'inversion.

$$n = 1 + \frac{GAMMA}{2 \cdot \sqrt{V_p + PHI + 4V_{th}}} \quad \text{II.39}$$

II.3.2.9.Vitesse de tension de saturation

La vitesse de tension de saturation est donnée par la relation:

$$V_{DSS} = V_c \cdot \left[\sqrt{\frac{1}{4} + \frac{V_t}{V_c} \cdot \sqrt{i_f}} - \frac{1}{2} \right] \quad \text{II.40}$$

Avec $V_c = E_{crit} L$

Remarque: La variable V_{DSS} dans cette formulation pour la simulation informatique est la moitié de la valeur réelle de la tension de saturation.

II.3.2.10.vitesse de saturation et modulation canal-long(CLM)

Les effets de la vitesse de saturation et CLM sont pris en compte dans le model EKV en remplaçant la longueur L et l'expression β , par une longueur équivalente L_{eq} ,

β sera alors exprimé par:

$$\beta = KP \cdot \frac{W}{L_{eq}} \quad \text{II.41}$$

Avec:

$$L_{eq} = L - \Delta L + \frac{V_{ds} + V_{ip}}{E_{crit}} \quad \text{II.42}$$

$$\Delta L = LAMBDA L_c \cdot \ln \left(1 + \frac{V_{ds} - V_{ip}}{L_c \cdot UCRIT} \right) \quad \text{II.43}$$

$$V_{ds} = \frac{V_D - V_s}{2} \quad \text{II.44}$$

$$V_{ip} = \sqrt{V_{DSS}^2 + \Delta V^2} - \sqrt{(V_{ds} - V_{DSS})^2 + \Delta V^2} \quad \text{II.45}$$

$$L_c = \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon_{si}}{COX}} \cdot XJ \quad \text{II.46}$$

$$\Delta V = 4 \cdot V_t \cdot \sqrt{LAMBDA \left(\sqrt{i_f - \frac{V_{DSS}}{V_t}} \right) + \frac{1}{64}} \quad \text{II.47}$$

V_t : est la potentielle thermodynamique

La deuxième partie de l'équation de L_{eq} (II.42) représente une augmentation de la longueur efficace de canal dû à la vitesse de saturation.

II.4.courant de drain

Le courant du drain est la superposition des effets symétriques et indépendants des tensions de la source et du drain :

$$I_D = I(V_s, V_G) - I(V_D, V_G) \quad \text{II.48}$$

• Courant direct $I_F = I(V_s, V_G) = F \left[\frac{V_p - V_s}{V_{th}} \right]$ est indépendant de V_D .

• Courant inverse $I_R = I(V_D, V_G) = F \left[\frac{V_p - V_D}{V_{th}} \right]$, est indépendant de V_s .

Donc

$$I_D = I_F - I_R \quad \text{II.49}$$

On peut simplifier les courants I_F et I_R par l'expression:

$$I_{F(R)} = I_s \ln^2 \left(1 + \exp \left(\frac{V_P - V_{sb(db)}}{2V_{th}} \right) \right) \quad \text{II.50}$$

$I_{F(R)} \gg I_s$ Correspondent a l'inversion forte, et $I_{F(R)} \ll I_s$ correspondent a l'inversion faible. Par conséquent, l'expression (II.49) de courant de drain est une équation unique, valable dans toutes les régions d'exploitation: faible, modérée et forte inversion, la non-saturation et la saturation. El est donc continue entre toutes ces régions.

Afin de modélisé le courant du drain du transistor au model EKV on se propose d'exprimer les paramètres utiles à cette modélisation, on pose:

$$I_s = 2.n.\beta.V_{th}^2 \quad \text{II.51}$$

$$\beta = KP \frac{W}{L} \quad \text{II.52}$$

$$V_p = V'_{gb} - PHI - GAMMA \cdot \left(\sqrt{V'_{gb} + \left(\frac{GAMMA}{2} \right)^2} - \frac{GAMMA}{2} \right) \quad \text{II.53}$$

$$V'_{gb} = V_{gb} - VT0 + PHI + GAMMA \sqrt{PHI} \quad \text{II.54}$$

$$n = 1 + \frac{GAMMA}{2\sqrt{V_p + PHI + 4V_{th}}} \quad \text{II.55}$$

Avec:

I_s : est le courant spécifique.

V_p : est une fonction de tension de pincement.

V'_{gb} : est appelée tension effective de la grille.

II.5.1'Interprétation physique

II.5.1courant de drain:

Le courant de drain du model EKV peut être exprimé par :

$$I_D = \mu_n W \left(-Q'_i \cdot \frac{d\psi_s}{dx} + U_T \cdot \frac{dQ'_i}{dx} \right)$$

$$= \mu_n W (-Q'_i) \cdot \frac{dV_{ch}}{dx} \quad \text{II.56}$$

Où :

μ_n : représente la mobilité des porteurs supposée constante tout le long du canal, W la largeur du canal, Q la densité de charge en inversion ; ψ_s le potentiel de surface,

$U_T = \frac{KT}{q}$ est le potentiel thermodynamique ; V_{ch} la tension du canal défini comme étant

le quasi fermi potentiel des porteurs minoritaires. $V_{ch} = V_s$ à la source soit à $x=0$ et $V_{ch} = V_D$ au niveau du drain en $x = L_{eff}$

II.5.2. Linéarisation de la charge d'inversion:

Le modèle de charge de l'EKV est basé sur les relations fondamentales qui existent entre les charges, les transconductances et le potentiel de surface. La densité de charge d'inversion Q'_i [13]

est donné par:

$$Q'_i = C_{ox} \cdot (V_G - V_{FB} - \Psi_s - \gamma_s \sqrt{\Psi_s}) \quad \text{II.57}$$

Où $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ représente la capacité de l'oxyde par unité de surface, V_{FB} la tension de

Flat-Band voltage et γ_s le paramètre de substrat défini par :

$$\gamma_s = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_s}}{C_{ox}} \quad \text{II.58}$$

où N_s représente la concentration des dopants dans le substrat (N_s est supposé constant dans la région du canal), q est la charge élémentaire et ϵ_{si} est la constante diélectrique de silicium.

Il est à noter que pour une tension de polarisation donnée V_G la charge Q'_i est presque une fonction linéaire de ψ_s dans la zone d'inversion et peut donc être approximativement exprimée par:

$$Q'_i \cong n_q C_{ox} (\psi_s - \psi_{s0}) \quad \text{II.59}$$

Où ψ_{s0} est la valeur de ψ_s pour laquelle $Q'_i = 0$, pour une tension donnée de grille, dépendant de V_G et telle que:

$$\psi_{s0} = V_G - V_{FB} + \gamma_s \left(\frac{\gamma_s}{2} - \sqrt{\left(\frac{\gamma_s}{2} \right)^2 + V_G - V_{FB}} \right) \quad \text{II.60}$$

Le facteur n_q est définie par :

$$n_q = \frac{1}{C'_{ox}} \cdot \frac{\partial Q'_i}{\partial \psi_s} = 1 + \frac{\gamma_s}{2 \cdot \sqrt{\psi_s}} \quad \text{II.61}$$

Où ψ_s doit être compris entre $2\phi_F$ et ψ_{s0} afin de minimiser l'erreur approximative. Notons que ϕ_F représente le potentiel de Fermi pour les électrons.

II.5.3.Expression du courant et de la charge

La linéarisation de la charge permet d'exprimer la dérivé de l'expression du potentiel de surface et telle que :

$$\frac{d\psi_s}{dx} = \frac{1}{n_q C_{ox}} \cdot \frac{dQ'_i}{dx} \quad \text{II.62}$$

En remplaçant $\frac{d\psi_s}{dx}$ par son expression dans l'équation du courant, On peut alors exprimer ce courant en fonction de la densité de la charge d'inversion et telle que :

$$i_d = \frac{I_D}{I_S} = -(2q'_i + 1) \cdot \frac{dq'_i}{d\xi'} \quad \text{II.63}$$

Où le courant de drain et la densité de charge d'inversion sont normalisés par rapport au courant spécifique I_S et la densité de charge spécifique Q'_s respectivement:

$$I_S = 2n_q \beta U_T^2 \quad \text{II.64}$$

et
$$Q_s' = -2n_q C_{ox} U_T \tag{II.65}$$

Le courant du drain peut s'exprimer par :

$$I_D = 2n\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(\frac{KT}{q}\right)^2 \times \left[\left\{ \ln \left[1 + \exp\left(\frac{V_p - V_s}{2KT/q}\right) \right] \right\}^2 - \left\{ \ln \left[1 + \exp\left(\frac{V_p - V_D}{2KT/q}\right) \right] \right\}^2 \right] \tag{II.66}$$

Où

$$n = \frac{1}{1 - \frac{\gamma}{2\sqrt{V_G - V_{TH0} + \left(\frac{\gamma}{2} + \sqrt{2\Phi_F}\right)^2}}} \tag{II.67}$$

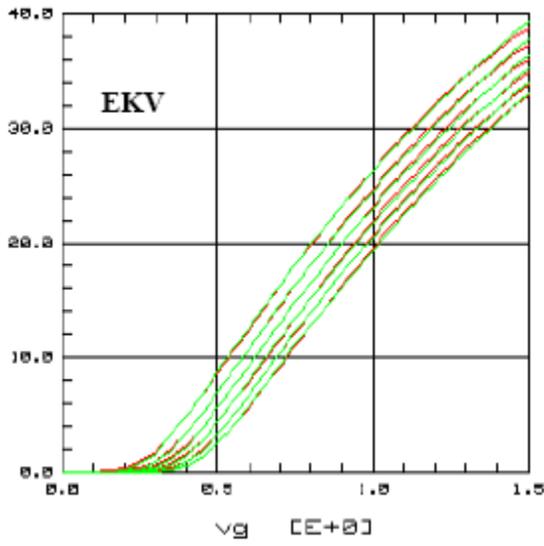
Et
$$V_p = \frac{V_G - V_{TH}}{n} \tag{II.68}$$

avec
$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_A}}{C_{ox}} \tag{II.69}$$

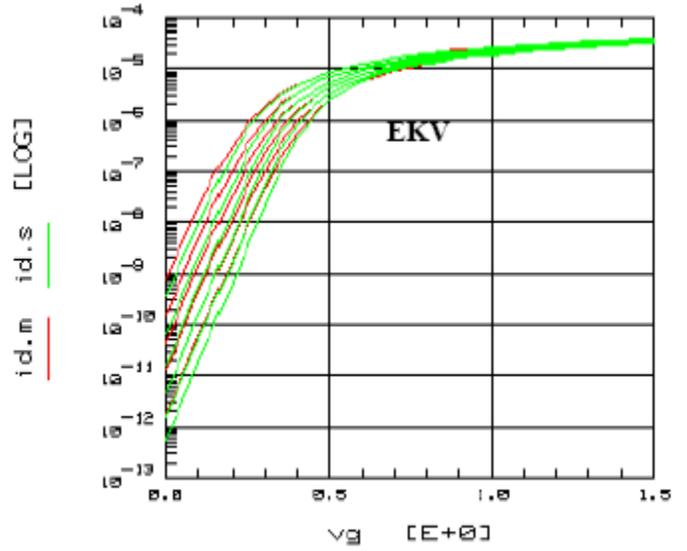
et
$$V_{TH0} = \Phi_{MS} + 2\Phi_F + \frac{\sqrt{4q\epsilon_{si}N_A\Phi_F}}{C_{ox}} \tag{II.70}$$

avec
$$V_{TH} = V_{TH0} - \gamma\sqrt{2\Phi_F} + \gamma\sqrt{2\Phi_F - V_B} + 3\frac{KT}{q} \tag{II.71}$$

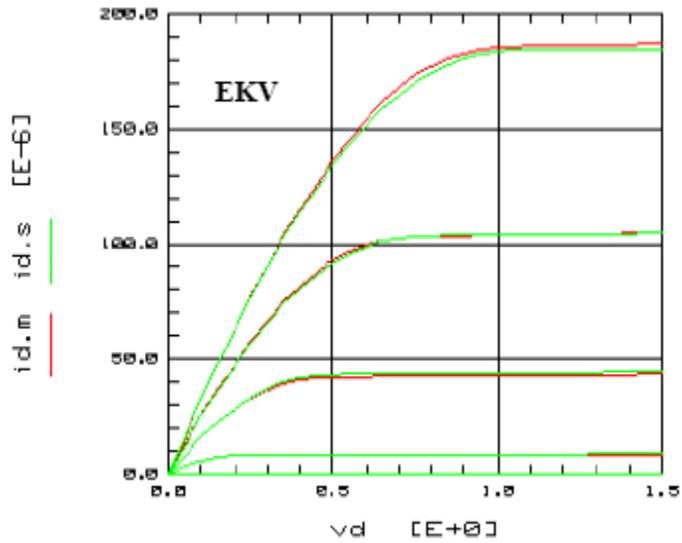
Après avoir exprimé les courants de sortie et de transfert du model on se propose de représenter ces courants. Les résultats de simulation permettant de tracer les caractéristiques de transfert et de sortie du transistor MOS EKV telle que $W/L=10/10$, $V_{ds} V_{ds}=0.1V$; $V_{bs} =0$ à $-1.5V$ sont ceux des figures suivantes:[9]



-a-



-b-



-c-

Figure II.7: Caractéristiques de transfert et de sortie du MOS EKV [11]

-a- $I_{d_s} = f(V_G)$, -b- $\log(I_{d_s}) = f(V_G)$, -c- $I_d = f(V_D)$

On, peut aisément remarquer que ce modèle de dernière génération, bien qu'il ait un nombre inférieur de paramètres en comparaison avec son premier concurrent à savoir le model BSIM de Berkeley permet d'obtenir des courants assez prometteurs avec des tailles réduites.

II.6.Transconductances

Les transconductances sont obtenues par dérivation du courant de drain:

$$g_{mg} \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_S, V_D} \quad g_{ms} \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_S} \right|_{V_G, V_D} \quad g_{md} \equiv \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_G, V_S} \quad \text{II.72}$$

où g_{mg} , les g_{ms} et le g_{md} représentent respectivement les transconductances de la grille, de la source et du drain du modèle considéré. Les expressions des transconductances en forte et faible inversion sont regroupées au tableau suivant:

| | FORTE INVERSION | | FAIBLE INVERSION |
|----------|--|---|---------------------------|
| | conduction | saturation | |
| g_{mg} | $\beta \cdot (V_D - V_S)$ | $\beta \cdot (V_P - V_S) = \sqrt{\frac{2 \cdot \beta \cdot I_D}{n}}$ $= \frac{2I_D}{n \cdot (V_P - V_S)}$ $= \frac{2I_D}{V_G - V_{T0} - n \cdot V_S}$ | $\frac{I_D}{n \cdot U_T}$ |
| g_{ms} | $n \cdot \beta \cdot (V_P - V_S) = \sqrt{2 \cdot n \cdot \beta \cdot I_F}$ $= \frac{2I_F}{V_P - V_S} = \frac{2 \cdot n \cdot I_F}{V_G - V_{T0} - n \cdot V_S}$ | | $\frac{I_F}{U_T}$ |
| g_{md} | $n \cdot \beta \cdot (V_P - V_D) = \sqrt{2 \cdot n \cdot \beta \cdot I_R}$ $= \frac{2I_R}{V_P - V_D}$ $= \frac{2 \cdot n \cdot I_R}{V_G - V_{T0} - n \cdot V_D}$ | 0 | $\frac{I_R}{U_T}$ |

Tableau 1: Expression des transconductances en faible et en forte inversion.[11]

II.7.paramètre du bruit du model EKV

Le bruit du transistor en basse fréquence peut être modélisé par deux sources indépendantes de bruits aléatoires, une source courant bruyante reliée entre le drain et la source représentant le bruit thermique dû au canal bruyant, et une source bruyante de tension en série avec la grille modélisant le bruit de scintillement (ou 1/f) du aux défauts à l'interface Si-SiO₂.

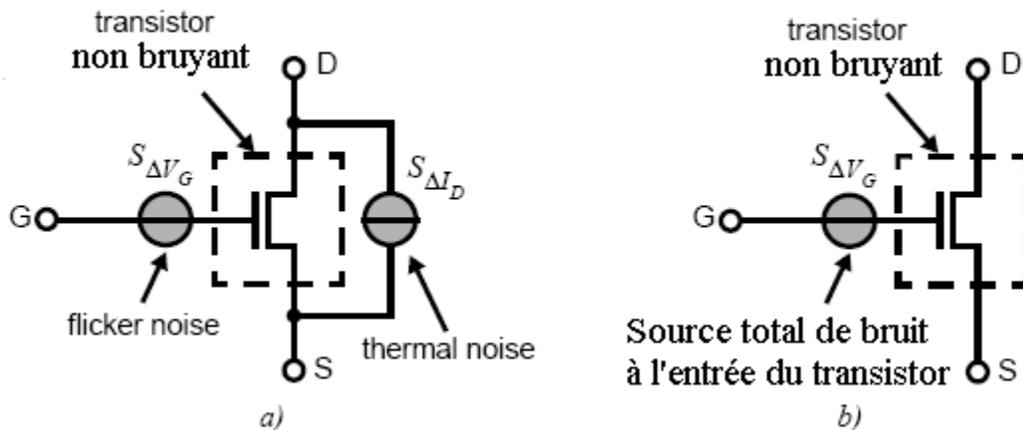


Figure II.8. les paramètres de bruit

Une expression générale du bruit thermique peut être retrouvé en considérant d'abord le bruit produit par élément conducteur du canal et de supposer le reste du canal non bruyant.

Comme n'importe quelle résistance, ce morceau élémentaire de canal résistif produit une fluctuation local de la tension du canal dV_{ch} ayant une densité spectrale de puissance (PSD) exprimée par :

$$dS_{\Delta V_{ch}} = 4kT.dR \quad \text{II.73}$$

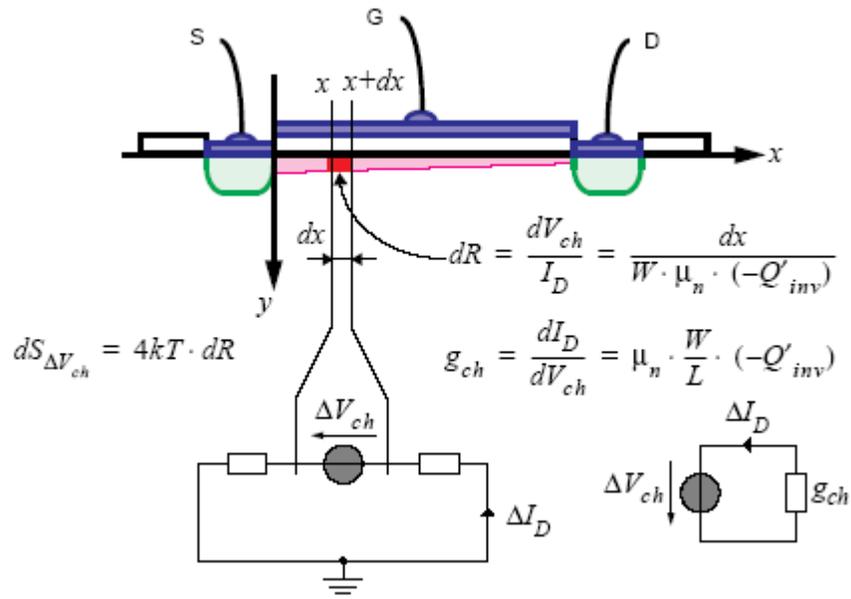


Figure II.9: deux modèles du bruit thermique du canal du transistor [9]

Où dR est la résistance d'une section élémentaire du canal telle que :

$$dR = \frac{dV_{ch}}{I_D} = \frac{dx}{W \cdot \mu_n \cdot (-Q'_{inv})} \tag{II.74}$$

La fluctuation de la tension de canal a pour conséquence une variation du courant du drain ayant une densité spectrale telle que :

$$dS_{\Delta I_D} = g_{ch}^2 \cdot dS_{\Delta V_{ch}} = 4kT \cdot \frac{\mu_n}{L^2} \cdot W \cdot (-Q'_{inv}) \cdot dx \tag{II.75}$$

où g_{ch} est la conductance du canal au point X de ce canal et telle que :

$$g_{ch} = \frac{dI_D}{dV_{ch}} = \mu_n \cdot \frac{W}{L} \cdot (-Q'_{inv}) \tag{II.76}$$

En intégrant l'expression $dS_{\Delta I_D}$ de la source au drain, on obtient alors la densité spectrale en courant de bruit qui peut s'exprimer par :

$$S_{\Delta I_D} = 4kT \cdot G_{Nth} \tag{II.78}$$

Avec :

$$G_{Nth} = \frac{\mu_n}{L^2} \cdot W \cdot \int_0^L -Q'_{inv} \cdot dx = \frac{\mu_n}{L^2} \cdot |Q_{inv}| \quad \text{II.79}$$

Ou G_{Nth} est la conductance du bruit thermique qui peut aussi être exprimé par :

$$G_{Nth} = \frac{1}{2} \cdot (g_{ms} + g_{md}) = \frac{g_{ms}}{2} \cdot \left(1 + \frac{i_r}{i_f}\right) \quad \text{en faible inversion} \quad \text{II.80}$$

$$= \frac{2}{3} \frac{g_{ms}^2 + g_{md}g_{md} + g_{md}^2}{g_{ms} + g_{md}} = \frac{2}{3} \cdot g_{ms} \cdot \frac{1 + \sqrt{i_r/i_f} + i_r/i_f}{1 + i_r/i_f} \quad \text{en forte inversion} \quad \text{II.81}$$

II.8.les paramètres quasi-statique du model EKV

Le point de départ pour le model quasi-statique est le facteur de pente pour le calcul des charges qui est donné par:

$$n_q = 1 + \frac{GAMMA}{2 \cdot \sqrt{V_p + PHI}} \quad \text{II.82}$$

Pour dédoubler toute la charge d'inversion entre les bornes de la source et le drain, l'ajustement empirique est fait comme suit:

$$x_f = \sqrt{\frac{1}{4} + i_f} \quad \text{II.83}$$

$$x_r = \sqrt{\frac{1}{4} + i_r} \quad \text{II.84}$$

La normalisation des charges q_D et q_S des bornes de la source et de drain sont données par les deux relations suivantes:

$$q_D = -n_q \cdot \left(\frac{4}{15} \cdot \frac{3x_r^3 + 6x_r^2x_f + 4x_r x_f^2 + 2x_f^3}{(x_f + x_r)^2} - \frac{1}{2} \right) \quad \text{II.85}$$

$$q_S = -n_q \cdot \left(\frac{4}{15} \cdot \frac{3x_f^3 + 6x_f^2x_r + 4x_f x_r^2 + 2x_r^3}{(x_f + x_r)^2} - \frac{1}{2} \right) \quad \text{II.86}$$

La normalisation totale de la charge d'inversion q_I est la somme de q_D et q_S :

$$q_I = q_S + q_D = -n_q \cdot \left(\frac{4}{3} \cdot \frac{x_f^2 + x_f x_r + x_r^2}{x_f + x_r} - 1 \right) \tag{II.87}$$

La charge de substrat est donnée par:

$$q_B = \begin{cases} (-GAMMA \sqrt{V_p + PHI + 10^{-6}}) \cdot \frac{1}{V_t} - \left(\frac{n_q - 1}{n_q} \right) q_I \text{ pour } V_{GB}' > 0 \\ -V_G' \cdot \frac{1}{V_t} \dots \dots \dots \text{ pour } V_{GB}' \leq 0. \end{cases} \tag{II.88}$$

La conservation de la charge est assurée en forçant la normalisation de charge de substrat pour être la somme négative des autres charges.

$$q_G = -q_I - q_B \tag{II.89}$$

L'équation ci-dessus exprime la conservation de la charge entre les quatre nœuds du transistor. Toutes les charges des bornes peuvent être maintenant écrites en termes de leurs counterparts normaux comme suit :

$$Q_{(B,D,G,I,S)} = LWC_{ox} V_{th} q_{(B,D,G,I,S)} \tag{II.90}$$

II.9. Capacités intrinsèques

Les capacités intrinsèques du MOS sont obtenues par:

$$C_{xy} = \pm \frac{\partial}{\partial V_y} (Q_x) \quad x, y = G, D, S, B \tag{II.91}$$

Où le signe positif est choisi pour $x = y$ et le signe négatif pour $x \neq y$. prise des différents dérivés, le résultat est des expressions simples, analytiques, et continues de tous les transcapacitances en termes de x_f, x_r , Le pincement de la tension du canal, le facteur de pente, et les dérivés, de la faible à la forte inversion et de non-saturation à la saturation. Un modèle plus simple employant les cinq capacités intrinsèques peut être obtenu en

négligeant la légère dépendance du facteur de pente, conduit aux les expressions simples suivantes :

La capacité grille-source:
$$c_{gs} = \frac{2}{3} \left(1 - \frac{x_r^2 + x_r + \frac{1}{2}x_f}{(x_f + x_r)^2} \right) \quad \text{II.91}$$

La capacité grille-drain:
$$c_{gd} = \frac{2}{3} \left(1 - \frac{x_f^2 + x_f + \frac{1}{2}x_r}{(x_f + x_r)^2} \right) \quad \text{II.92}$$

La capacité grille-substrat:

$$c_{gb} = \left(\frac{n_y - 1}{n_y} \right) \cdot (1 - c_{gs} - c_{gd}) \quad \text{II.93}$$

La capacité source-substrat:
$$c_{sb} = (n_y - 1) \cdot c_{gs} \quad \text{II.97}$$

La capacité drain-substrat:
$$c_{db} = (n_y - 1) \cdot c_{gd} \quad \text{II.98}$$

II.10. Paramètres du model utilisé

En adoptant la technologie CMOS 0.12 microns ; les paramètres que nous utilisons sont regroupés au tableau ci-dessous.

| | | | |
|--|---|--|--|
| ***General + COX = 12.25m + XJ = 20.0n + VTO = 225m + PHIF = 0.5 + GAMMA = 0.25 + GAMMAG = 14 + NO = 1.04 ***QM [fine tuning] + AQM = 0.5 | *** Mobility + KP = 524u + E0 = 10.0G + E1 = 380.0MEG + ETA = 1.8 + ZC = 1.0 + THC = 0 *** VSAT / CLM + UCRIT = 3.6MEG + LAMBDA = 0.2 + DELTA = 1.65 *** Geometrical + DL = -23n + DW = -32n + WDL = 0 + LDW = 1.5n | *** RSCE + LR = 55n + QLR = 2.8m + NLR = 150m *** INWE + WR = 80n + QWR = 470u + NWR = 5.5m *** Charge Sharing + LETA = 385m + LETA2 = 0 + WETA = 450m *** DIBL + ETAD = 0.41 + SIGMAD = 1 | *** Temp params + TCV = 579u + BEX = -1.8 + TETA = 6.25m + UCEX = 0.8 + TLAMBDA = 0 + TEOEX = -15 + TELEX = 1.5 *** Overlap Caps + LOV = 30.0n + GAMMAOV = 2.5 + VFBOV = 250m |
|--|---|--|--|

Tableau 2 : Liste des paramètres obtenus à la suite d’une extraction pour une technologie CMOS 0.12µm [10]

II.11.Conclusion

Le modèle visé par cette étude est dédié au design des circuits analogiques alors que son homologue le BSIM est un model empirique largement utilisé. Il est à noter qu’un nouveau model regroupant les performances des deux modèles cités auparavant est actuellement en phase de développement, il s’agit du model BSIM2EKV. Ce dernier est capable de générer les paramètres de l’EKV à partir des paramètres du BSIM en quelques minutes et ouvre de ce fait plusieurs perspectives d’utilisation. Il est cependant à noter que le model EKV est unique dans son utilisation du substrat en tant que référence, alors que tous les autres modèles utilisent la source en référence. Ce changement philosophique fondamental permet au modèle EKV d’être perçu comme un grand espoir permettant d’éliminer fondamentalement les problèmes d’asymétrie inévitables dans les modèles utilisant la source comme référence. En dépit de son adoption d’une approche de modélisation plus physique, le modèle d’EKV n’est pas encore populaire, en partie en

raison de son arrivée relativement tardive comparée à d'autres modèles tels que le BSIM chef-d'œuvre de l'Université de Californie de Berkeley.