

le transistor MOS

LA brique de base des circuits électroniques modernes

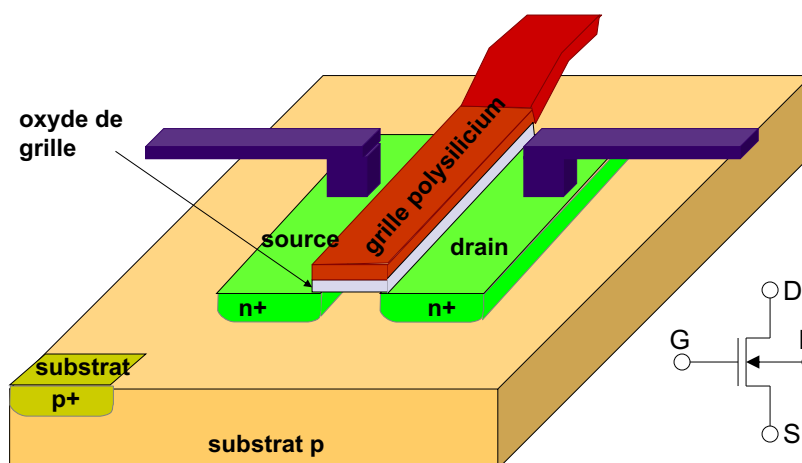
- à très grande densité
- et production économique de circuits très complexes

- ☐ introduction
- ☐ conduction dans les solides
- ☐ semi-conducteurs et dopage
- ☐ jonction PN
- ☐ technologie
- ☐ transistor bipolaire à jonctions
- ☒ transistor MOS
- ☐ circuits intégrés

1

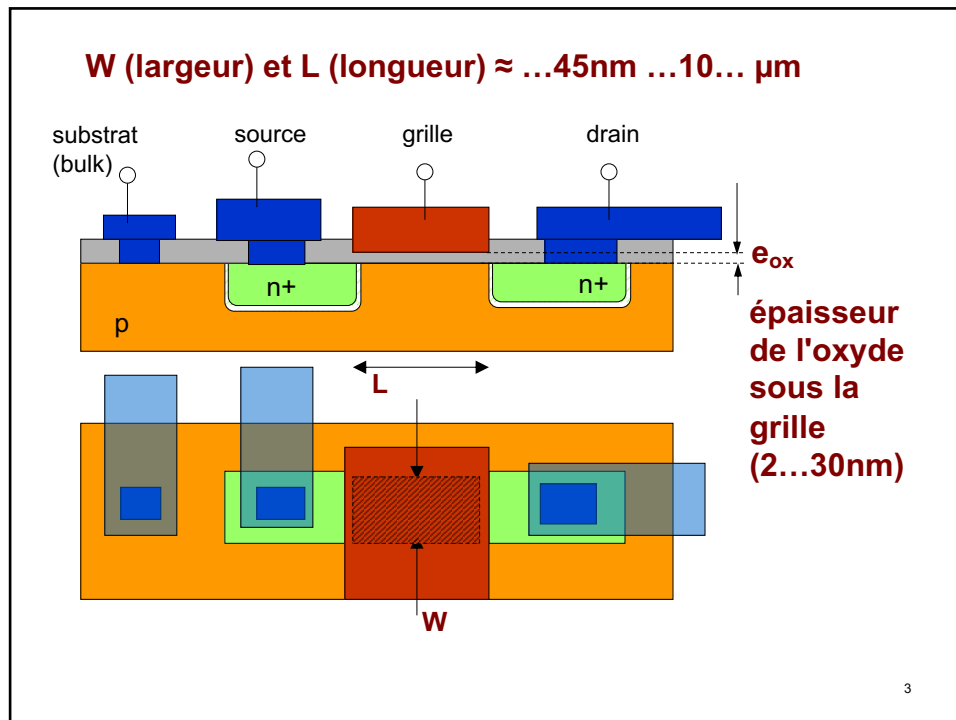
1

structure du (n)MOS



2

2



3

Dimensions – loi de Moore

<http://www.research.ibm.com/journal/rd/462/taur1.gif>

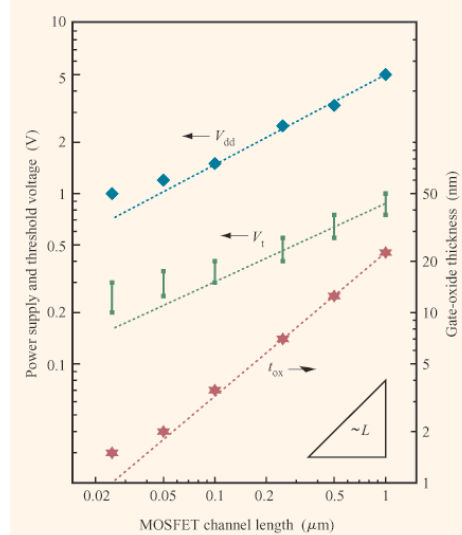


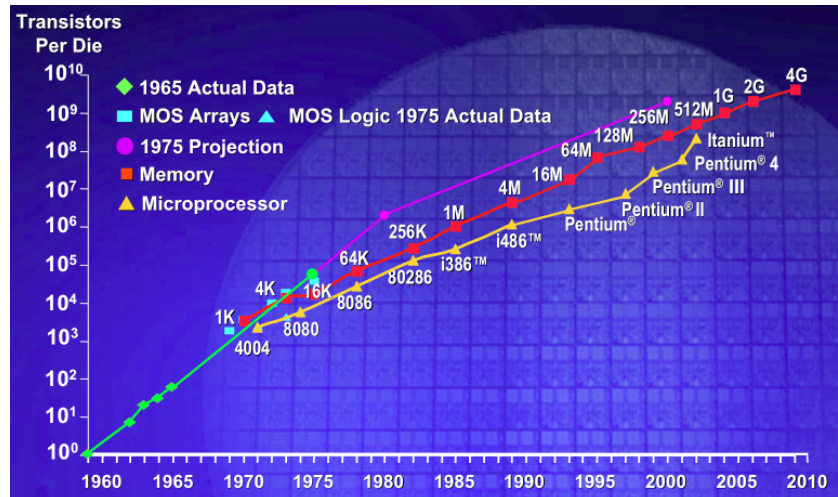
Figure 1

History and trends of power-supply voltage (V_{dd}), threshold voltage (V_t), and gate-oxide thickness (t_{ox}) vs. channel length for CMOS logic technologies.

4

4

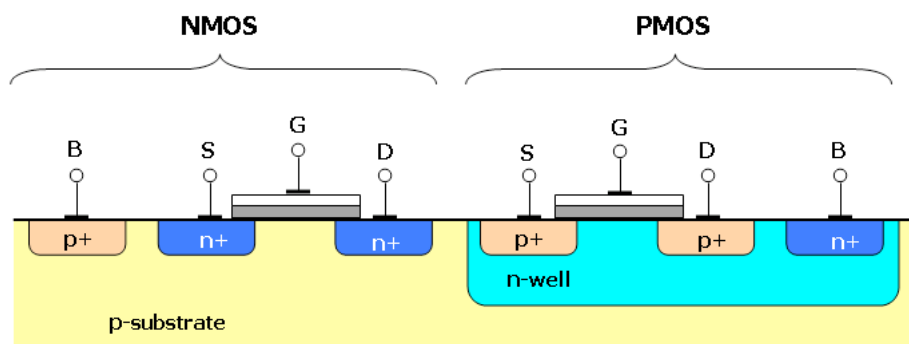
Evolution technologique



5

5

Technologie CMOS ou MOS complémentaire



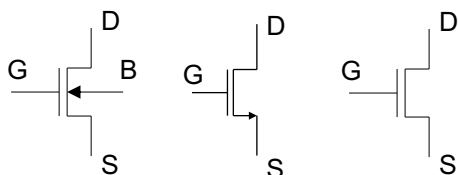
http://wpcontent.answers.com/wikipedia/en/6/62/Cmos_impurity_profile.PNG

6

6

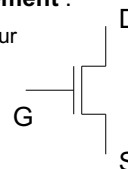
Symboles

canal N

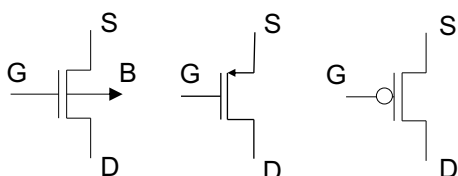


MOS à **enrichissement** :

il faut une tension pour **créer** le canal

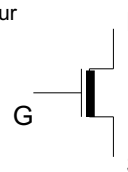


canal P



MOS à **déplétion** :

il faut une tension pour **couper** le canal



7

7

étude du transistor MOS

- structure et principe
- courant et charge dans le canal
- condition de forte inversion
- courant en régime non saturé
- courant en régime saturé
- comportement dynamique

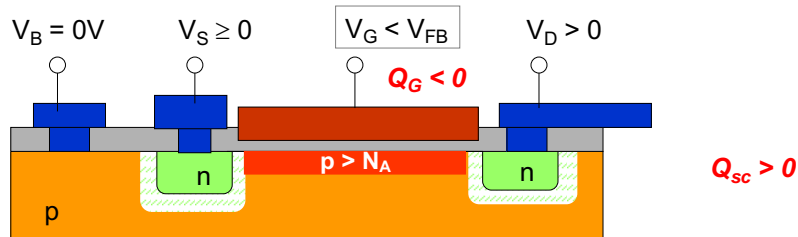
8

8

analyse globale du MOSFET canal N

accumulation

V_{FB} = tension de bandes plates
(flat band voltage)

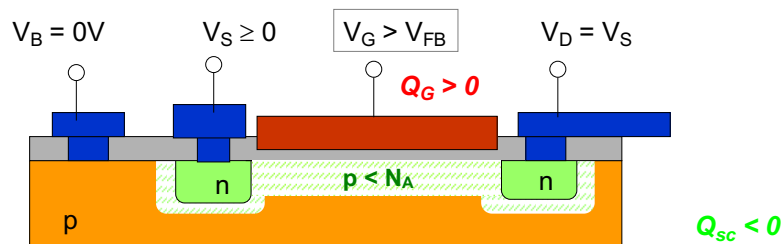


$V_G < V_{FB}$: la grille attire les charges positives (ici *trous* = majoritaires)
la zone sous grille est de plus en plus P
et « aucun » courant ne passe entre S et D
 \Rightarrow le transistor ne conduit pas

9

9

déplétion

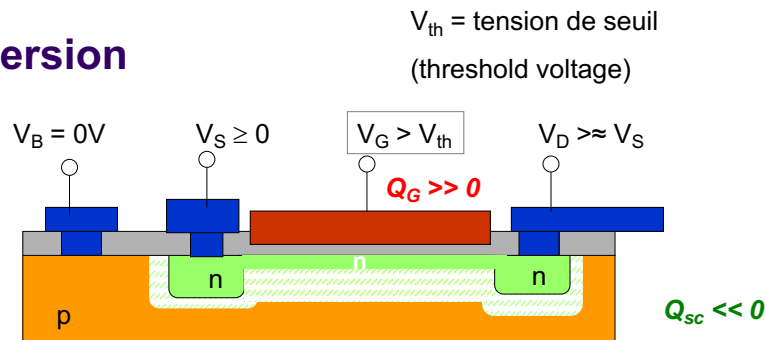


si V_G devient positive (jusqu'à une valeur critique V_{TH}) : la grille écarte les charges positives (*déplétion* (ici de *trous* majoritaires))
 \Rightarrow toujours « aucun » courant entre S et D

10

10

inversion



$V_G > V_{TH}$: la grille attire des charges négatives (ici *électrons* = *minoritaires*) en provenance des zones S et D

la zone sous grille devient passante

⇒ un courant peut passer entre S et D : le transistor conduit
(si $V_D > V_S$)

11

11

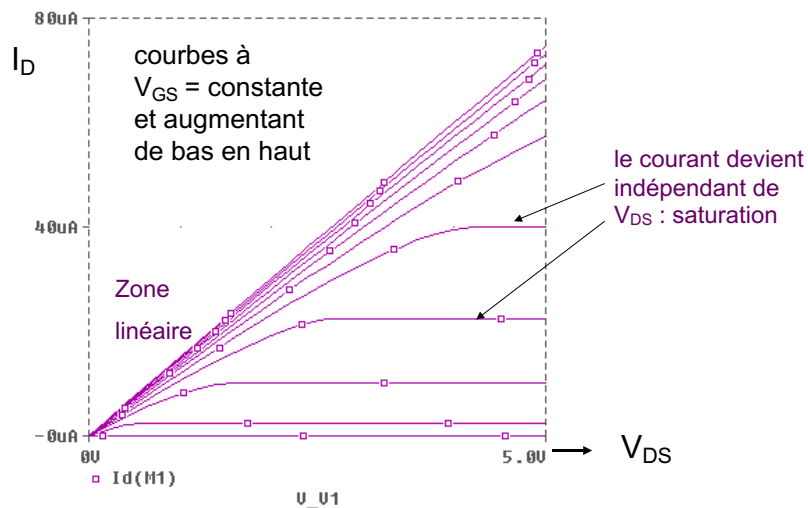
en résumé

- il n'y a qu' **un seul type** de porteurs de conduction
 - pour le NMOS :
 - le courant est formé uniquement d' **électrons** se déplaçant de la source vers le drain
 - pour le PMOS : on inverse toutes les polarités
 - le courant est formé uniquement de **trous** se déplaçant de la source vers le drain
- la structure est totalement symétrique
- c' est l' utilisation (V) qui définit le nom des bornes « source » et « drain »

12

12

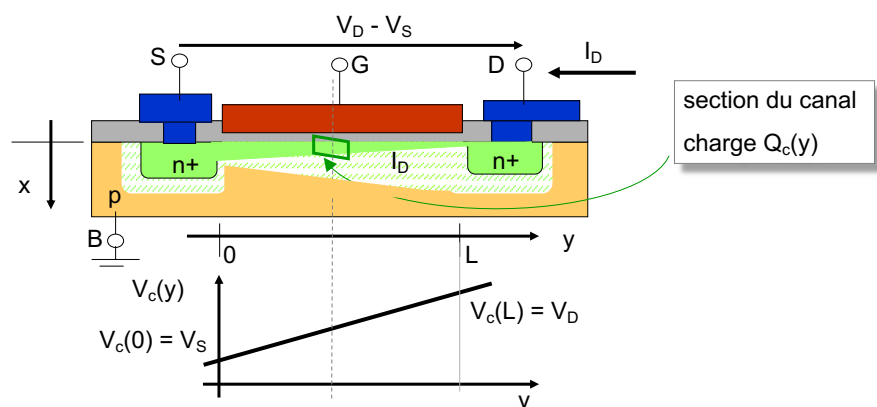
on observe :
 I_D en fonction de V_{DS}



13

13

variables et notations

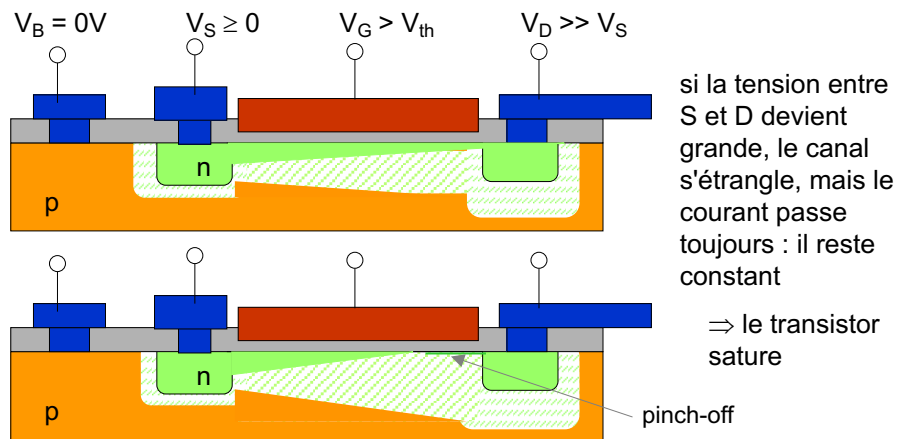


V_c = tension de référence dans le canal : dues aux tensions imposées depuis l'extérieur sur le canal

14

14

forme du canal

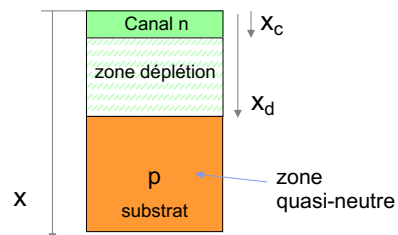


15

15

le canal en fonction de y

section en y selon l'axe x :



$Q_c(y)$ = charges dans le canal en y :

$$Q_c(y) = \int_0^{x_c} [-qn(x,y)] dx$$

c'est le déplacement de ces charges qui formera le courant
comment calculer les charges dans le canal ?

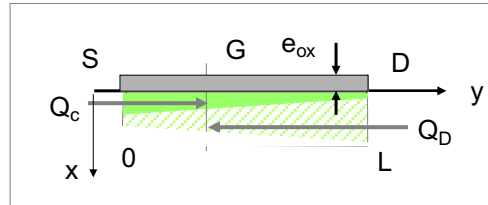
16

16

bilan (neutralité) des charges

En tout y ,
charge sur la grille
équilibrée par
les charges

- parasites dans l'oxyde
 - dans le canal
 - dans la zone de déplétion
- (rien dans le substrat quasi-neutre)



$$Q_G(y) = -Q_T(y) - Q_{ox} = -(Q_c(y) + Q_D(y)) - Q_{ox}$$

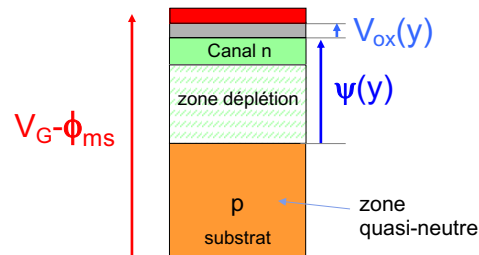
Rem : $Q_T = Q_{S(C)}$

17

17

Kirchhoff sur les tensions

En tout y ,



$$V_G - \phi_{ms} = \psi(y) + V_{ox}(y)$$

Rem : $V_B = 0$

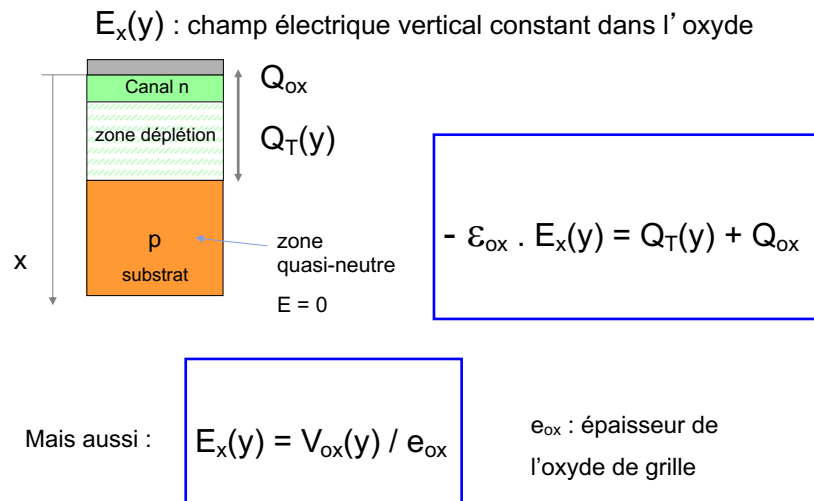
ϕ_{ms} : différence de travail d'extraction entre métal et silicium

18

18

loi de Gauss

relie champ électrique et charges



19

19

combinaison des équations

\Rightarrow charge totale en y :

$$Q_T(y) = -C_{ox} [V_G - \psi(y) - V_{FB}] = Q_c(y) + Q_D(y)$$

$\Rightarrow Q_T$ en fonction de V

on a bien une tension positive pour une charge de canal négative

on a posé : C_{ox} = capacité de l'oxyde par unité de surface :

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{e_{ox}}$$

avec $\epsilon_{ox} = 0.34$ pF/cm permittivité diélectrique de l'oxyde

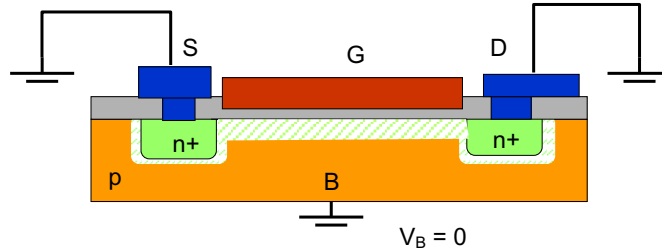
capacité totale de la grille
 $= W L C_{ox}$

$$\text{et } V_{FB} = \phi_{ms} - Q_{ox} / C_{ox}$$

20

20

en-dessous de la tension de seuil



tant que $V_G < V_{th}$

il existe une zone de déplétion, qui est fonction du potentiel ψ appliqué (voir diode)

$$Q_D(y) = \int_0^{\infty} q[p(x,y) - N_A] dx \quad \text{avec } p(x,y) = 0 \text{ (zone de déplétion)}$$

21

21

charge de déplétion Q_D

$$\Rightarrow Q_D(y) = -q N_A * x_d(y) \quad \begin{array}{l} x_d(y) : \text{voir diode} \\ \text{(Equation de Poisson)} \end{array}$$

comme la zone de déplétion d'une diode :
selon x = une diode soumise au potentiel $\psi(y)$ $\rightarrow x_d = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \psi}{q N_A}}$

$$\Rightarrow Q_D(\psi) = -\sqrt{2\epsilon_s q N_A \psi}$$

\rightarrow approximer, donc *linéariser* autour de ψ_T :

$$Q_D(\psi) = Q_D(\psi_T) - \delta C_{ox} (\psi - \psi_T)$$

cette expression ne dépend de y que par $\psi(y)$

$$\text{paramètre : } \delta = \left. \frac{-1}{C_{ox}} \frac{dQ_D}{d\psi} \right|_{\psi=\psi_T} \quad (\text{expression empirique } > 0)$$

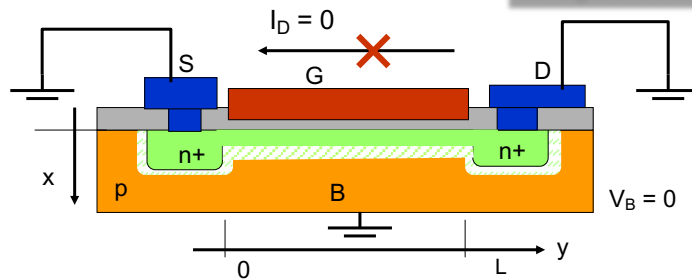
22

22

forte inversion à l'équilibre

à l'équilibre : $V_{DB} = V_{SB} = 0$
pas de courant : $I_D = 0$

à partir de quelle valeur
de V_G a-t-on un canal ?



il faut une concentration « suffisante » d'électrons en surface :

$$n_{S0}(y) \geq \text{majoritaires}, \text{ forte inversion}$$

23

23

condition de forte inversion

substrat de type P :

potentiel de Fermi : $\phi_{FP} = -\phi_T \ln \frac{N_A}{n_i}$

Attention ici
à la définition
(signe)

majoritaires et minoritaires dans le substrat :

$$p_{B0} \approx n_i e^{-\frac{\phi_{FP}}{\phi_T}} \approx N_A \quad n_{B0} = \frac{n_i^2}{p_{B0}} = n_i e^{\frac{\phi_{FP}}{\phi_T}} \quad \text{à l'équilibre}$$

condition de forte
inversion :

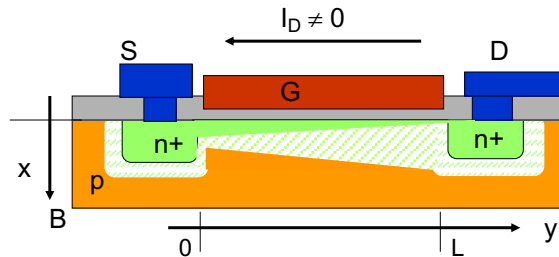
en surface : $n_{S0}(y) \geq \text{majoritaires}$

$$n_{S0}(y) = n_{B0} e^{\frac{\psi(y)}{\phi_T}} \geq p_{B0} = n_{B0} e^{-\frac{2\phi_{FP}}{\phi_T}}$$

\Rightarrow potentiel de surface $\psi(y) \geq -2\phi_{FP}$ par rapport au substrat
(à l'équilibre)

24

24

hors équilibreavec V_D et $V_S > 0 \Rightarrow V_C(y) > 0$ 

variation de la concentration de minoritaires en surface due au potentiel :

$$n_s(y) = n_{B0} e^{\frac{\psi(y) - V_C(y)}{\phi_T}} \quad \text{potentiel dans le canal, dû au passage du courant (hors équilibre)}$$

 \Rightarrow condition de forte inversion : $\psi(y) - V_C(y) > -2\phi_{FP}$

$$\Rightarrow \psi(y) > V_C(y) - 2\phi_{FP}$$

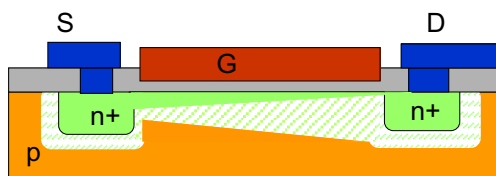
25

25

approximation de forte inversionexcès de concentration : $n'(x,y) \div \exp(\psi)$ *même si les concentrations changent très fort, les tensions ne changent presque pas*

$$\Rightarrow \psi(y) \cong V_C(y) - 2\phi_{FP}$$

hypothèse



$$Q_D(\psi) = -\sqrt{2\epsilon_s q N_A \psi}$$

« augmente »

$$Q_C(y) = -C_{ox} [V_G - \psi(y) - V_{FB}] - Q_D(\psi(y)) \quad \text{« diminue »}$$

26

26

charge mobile en forte inversion

$$Q_c(y) = Q_T(y) - Q_D(y)$$

approximation linéaire de Q_D

$$Q_c(y) = -C_{ox}[V_G - V_c(y) + 2\phi_{FP} - V_{FB}] - [Q_D(2\phi_{FP}) - \delta C_{ox}V_c(y)]$$

$$= -C_{ox}\left[V_G - \left(V_{FB} - 2\phi_{FP} - \frac{Q_D(2\phi_{FP})}{C_{ox}}\right) - (1+\delta)V_c(y)\right]$$

$$Q_c(V_c) = -C_{ox}(V_G - V_{T0} - \lambda V_c) \quad (\lambda \geq 1)$$

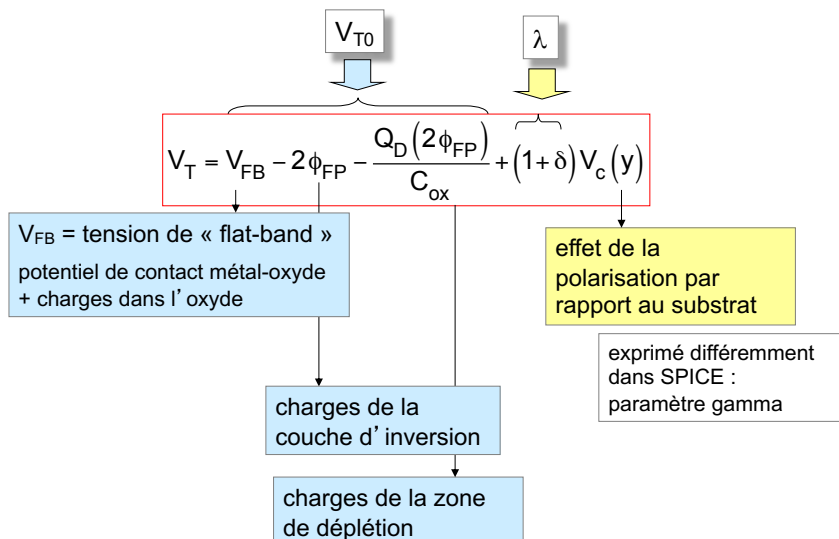
\Rightarrow relation linéaire charge mobile $Q_c \leftrightarrow V_c$

V_{T0} = tension de seuil = tension pour inversion à l'équilibre
(valeur courante : ... 0.3V ... 0.7V ...)

27

27

la tension de seuil hors équilibre



28

28

courant de canal → composante selon y

$$J_{ny}(x, y) = q\mu_n \left[-n(x, y) \frac{d\psi(x, y)}{dy} + \phi_T \frac{dn(x, y)}{dy} \right]$$

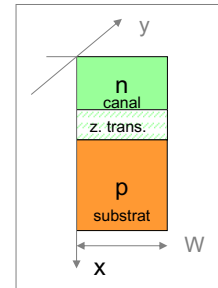
or la densité d'électrons est
fonction du potentiel

$$n(x, y) = n_{B0} e^{\frac{\psi(x, y) - V_c(x, y)}{\phi_T}}$$

⇒ son gradient aussi :

$$\frac{dn(x, y)}{dy} = \frac{1}{\phi_T} n(x, y) \left[\frac{d\psi(x, y)}{dy} - \frac{dV_c(x, y)}{dy} \right]$$

$$\Rightarrow J_{ny}(x, y) = -q\mu_n \left[n(x, y) \frac{dV_c(x, y)}{dy} \right]$$



si le gradient de V_c
selon y est nul, le
courant le sera aussi

29

29

équation générale du courant dans le canal

les 2 termes ont de
l'importance !

expression générale du courant : **dérive** + **diffusion**

$$J_{ny}(x, y) = q\mu_n \left[-n(x, y) \frac{d\psi(x, y)}{dy} + \phi_T \frac{dn(x, y)}{dy} \right]$$

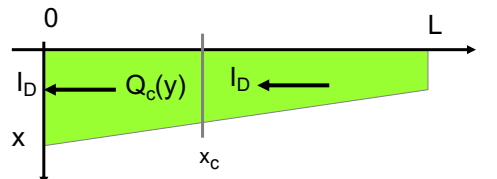
mobilité en surface
($\cong \frac{1}{2}$ mobilité du matériau)

$$\Rightarrow J_{ny}(x, y) = -q\mu_n \left[n(x, y) \frac{dV_c(x, y)}{dy} \right]$$

30

30

intégrer sur la profondeur du canal



tous les porteurs se déplacent à la même vitesse quel que soit x

$$I_D = W \int_0^{x_c} J_{ny}(x, y) dx \quad \text{pour une largeur } W$$

$$\rightarrow I_D = W \mu_n \left[\int_0^{x_c} -qn(x, y) dx \right] \frac{dV_c(y)}{dy}$$

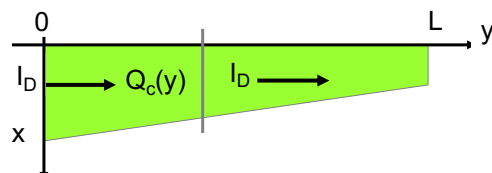
charge mobile dans le canal :

$$Q_c(y) = -C_{ox} (V_G - V_{T0} - \lambda V_c) = Q_c(V_c)$$

31

31

courant constant tout au long du canal



$$I_D = W \mu_n Q_c(V_c) \frac{dV_c(y)}{dy}$$

on intègre ce courant tout au long du canal, sachant qu'il est constant

$$\int_0^L I_D dy = W \mu_n \int_0^L Q_c(V_c) dV_c(y)$$

V_c varie de V_S à V_D pour y variant de 0 à L

$$I_D \int_0^L dy = I_D * L = W \mu_n \int_{V_S}^{V_D} Q_c(V_c) dV_c$$

$$\Rightarrow I_D = \mu_n \frac{W}{L} \int_{V_S}^{V_D} Q_c(V_c) dV_c$$

32

32

transistor non saturé

on garde

- la condition de forte inversion tout au long du canal
- l'approximation linéaire de la charge

$$\Rightarrow Q_c(V_c) = -C_{ox} (V_G - V_{T0} - \lambda V_c) \quad \text{ou} \quad V_G - V_{T0} - \lambda V_c = -\frac{Q_c(V_c)}{C_{ox}}$$

tout exprimer en fonction de la tension de seuil locale :

$$V_T = V_{T0} + \lambda V_c$$

on définit :

$$V_{TS} = V_{T0} + \lambda V_S$$

$$V_{TD} = V_{T0} + \lambda V_D$$

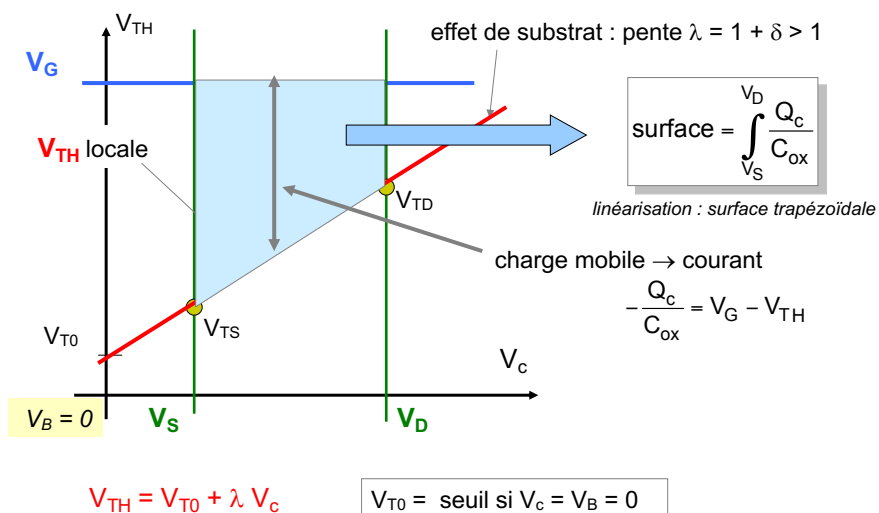
courant si $V_G > V_{TS}$

non saturation si $V_G > V_{TD}$

33

33

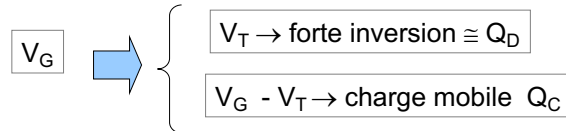
courant en régime non saturé



34

34

formule du courant



$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \int_{V_S}^{V_D} [V_G - V_T(V_c)] dV_c \quad \text{expression générale}$$

linéarisation : $(V_G - V_{T0} - \lambda V_c)$

soit $V_{TS} = V_{T0} + \lambda V_S$

et $V_{TD} = V_{T0} + \lambda V_D$

$$\Rightarrow I_D = \beta \frac{W}{L} [(V_G - V_{TS}) + (V_G - V_{TD})][V_D - V_S]$$

$$\beta = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox}$$

Pas valable

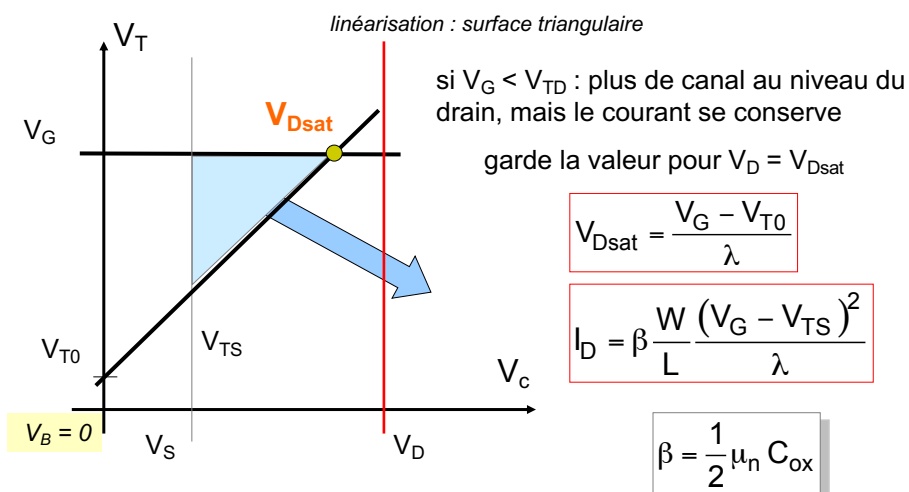
si $V_G < V_{TS}$: pas de canal \Rightarrow pas de courant

si $V_G < V_{TD}$: pas de canal au niveau du drain ?? \Rightarrow saturé

35

35

régime saturé



36

36

Source référence

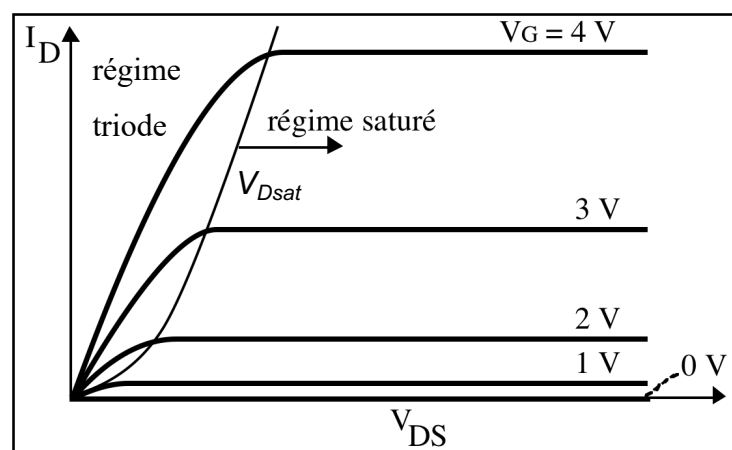
Remplacer V_{GB} par $V_{GS} + V_{SB}$ dans toutes les équations

⇒ LELEC1530

37

37

caractéristiques de sortie



38

38

paramètres et technologie

V_{T0} , λ , μ_n , C_{ox} : facteurs dépendant de la technologie

V_{T0} : directement contrôlé par un dopage spécifique, pour réaliser des valeurs désirées

μ_n : influencé par ce dopage

C_{ox} : dépend de l'épaisseur d'oxyde : tendance à la réduire

λ : dépendra des dimensions du transistor, surtout s'il est petit

\Rightarrow on mesure : $\beta (= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox})$, V_{T0} et λ

W , L : dimensions géométriques, à adapter lors du dessin du transistor pour contrôler le courant : ce sont les paramètres les plus importants du concepteur de circuits !

39

39

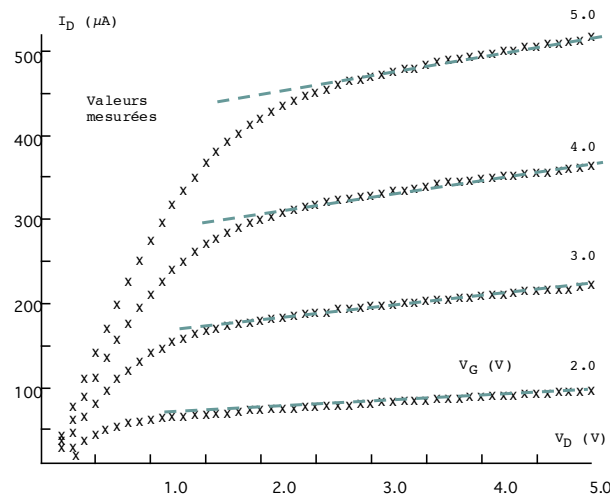
Étude du transistor MOS

- structure et principe
- courant et charge dans le canal
- condition de forte inversion
- courant en régime non saturé
- courant en régime saturé
- effets du 2^{ème} ordre
- comportement dynamique

40

40

pente en saturation



dans la réalité, I_D ne reste pas constant en saturation : il continue à augmenter avec V_{DS}

cet effet est particulièrement sensible pour les transistors à canal court

41

41

corrections au modèle

- pente en saturation : comme l'effet Early

$$I_D = \left[1 + \frac{V_D - V_{Dsat}}{V_A} \right] \left[\frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_G - V_{TS})^2}{\lambda} \right]$$

- petites dimensions :

pour W et L très petits : nécessité d'une analyse à 2 dimensions \Rightarrow corrections supplémentaires pour L petit et pour W petit

- courant en faible inversion :

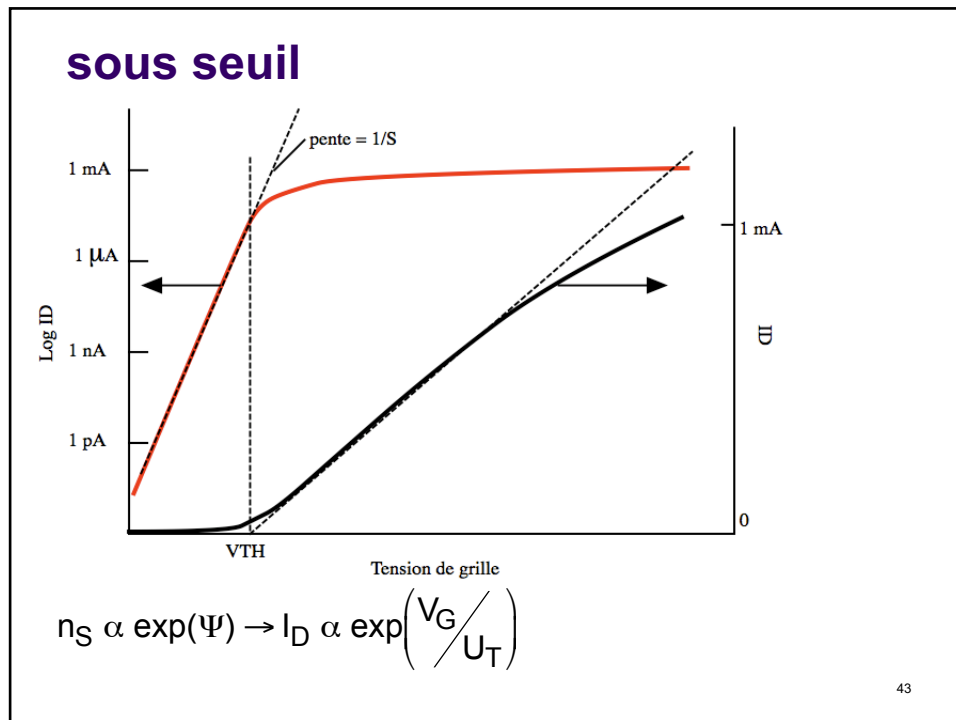
si $V_T < V_{T0}$: il y a quand même un peu de courant \Rightarrow en tenir compte comme courant de fuite dans les portes logiques

- si $V_G \gg V_{TS}$: correction sur la mobilité

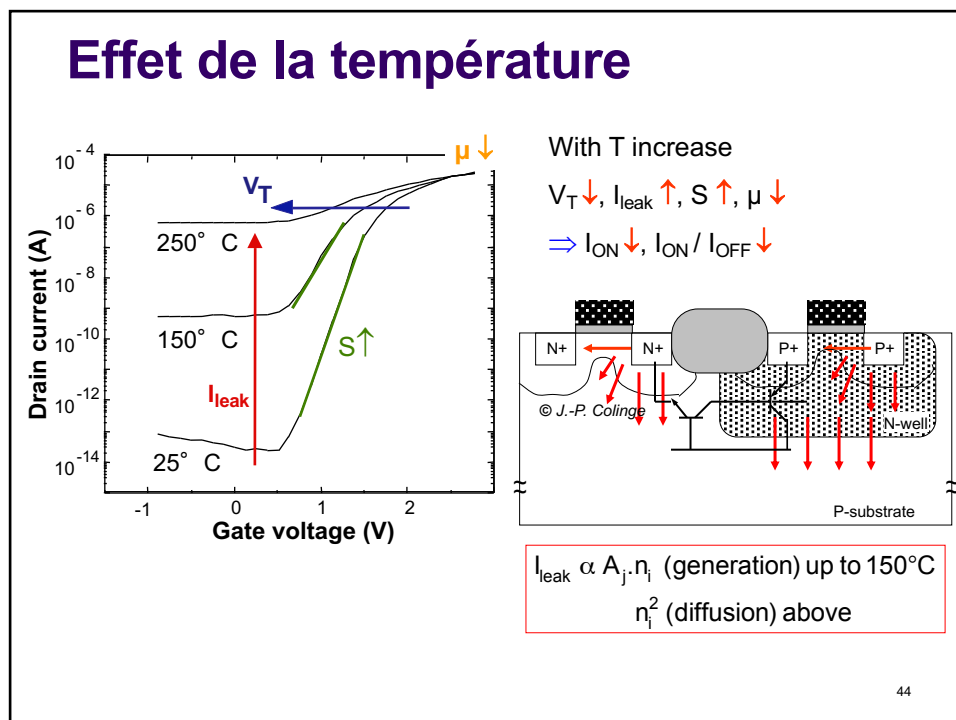
$$\mu_n' = \frac{\mu_n}{1 + \theta (V_G - V_{TS})}$$

42

42



43



44

comportement dynamique

si V_G , V_D , V_S varient dans le temps

⇒ effet sur I_D et I_G !

modèle quasi-statique : charges et courant ne dépendent du temps que via les tensions

45

45

basse fréquence

saturation

$$I_D = \left[1 + \frac{V_D - V_{Dsat}}{V_A} \right] \left[\frac{1}{2} \mu C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_G - V_{TS})^2}{\lambda} \right]$$

Si $V_G = V_{G0} + v_G$ et $V_D = V_{D0} + v_D$

Alors

$$I_D = I_{D0}(V_{G0}, V_{D0}) + \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \cdot v_G + \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \cdot v_D \dots$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_G} = 2 \cdot \frac{I_{D0}}{V_G - V_{TS}}$$

Transconductance

$$g_d = \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \approx \frac{I_D}{V_A}$$

Conductance de sortie

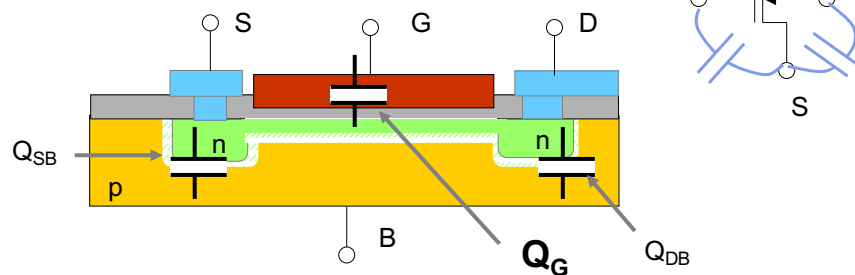
46

46

haute fréquence : $\partial Q/\partial t \rightarrow$ capacités

$$V_G \geq V_{TS}, V_D = V_S \quad \text{inversion}$$

le canal fait écran entre grille et substrat :



représentation simple : charges localisées

déplétion : Q_{SB} et Q_{DB}

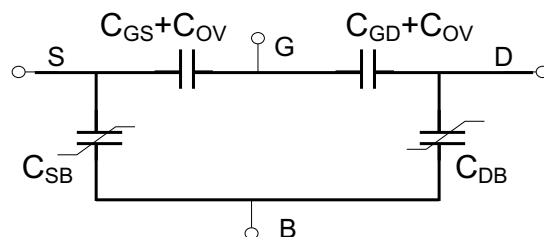
minoritaires : Q_{GS} et Q_{GD}

47

47

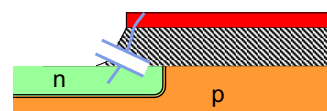
modèle en forte inversion, équilibre

$$V_{DS} = 0 : Q_G \rightarrow C_{GS} = C_{GD} = W \cdot L \cdot C_{ox} / 2$$



C_{SB} , C_{DB} : capacités de jonctions bloquées

C_{OV} : capacités d'overlap (effet de bord !)



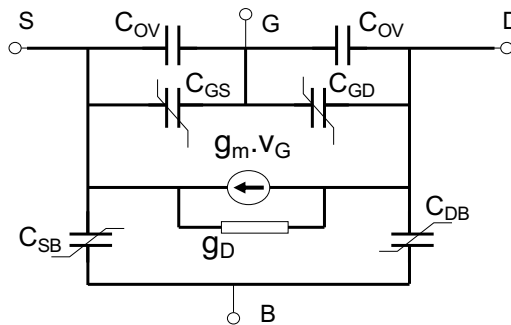
48

48

modèle en forte inversion, $V_{DS} \gg 0$

$$Q_{GS} \rightarrow C_{GS} = 2 \cdot W \cdot L \cdot C_{ox} / 3 ; Q_{GD} = 0 \rightarrow C_{GD} = 0 !$$

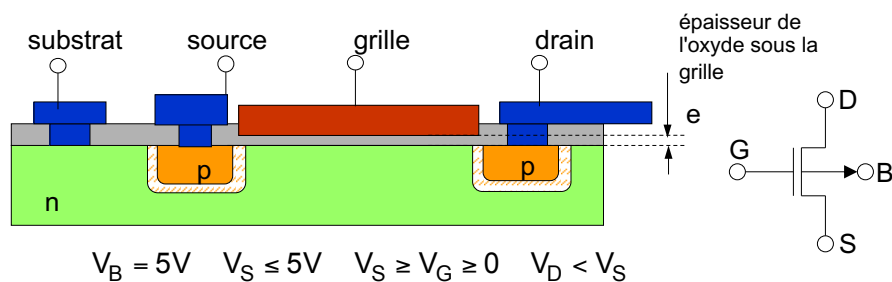
Modèle petit-signal complet



49

49

MOSFET : canal P



cette fois, il faut une tension négative pour inverser la zone sous grille, et former le canal :

$$V_G < V_{th}$$

commande complémentaire

*S : source des porteurs
ici, ce sont des trous \Rightarrow
c'est la borne la plus
positive*

50

50

étude du transistor MOS

- structure et principe
- courant et charge dans le canal
- condition de forte inversion
- courant en régime non saturé
- courant en régime saturé
- comportement dynamique

51

51

S = source des porteurs

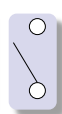
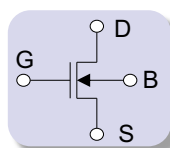
fonctionnement en interrupteur

NMOS

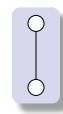
soit $V_{TN} = 1$

porteurs = électrons
substrat P :

$V_D > V_S$
 V_B à V_{min}



si $V_{GS} < V_{TN}$



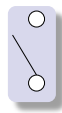
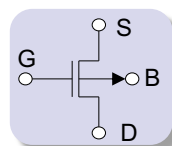
si $V_{GS} > V_{TN}$

PMOS

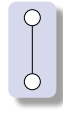
soit $V_{TP} = -1$

porteurs = trous
substrat N :

$V_S > V_D$
 V_B à V_{max}



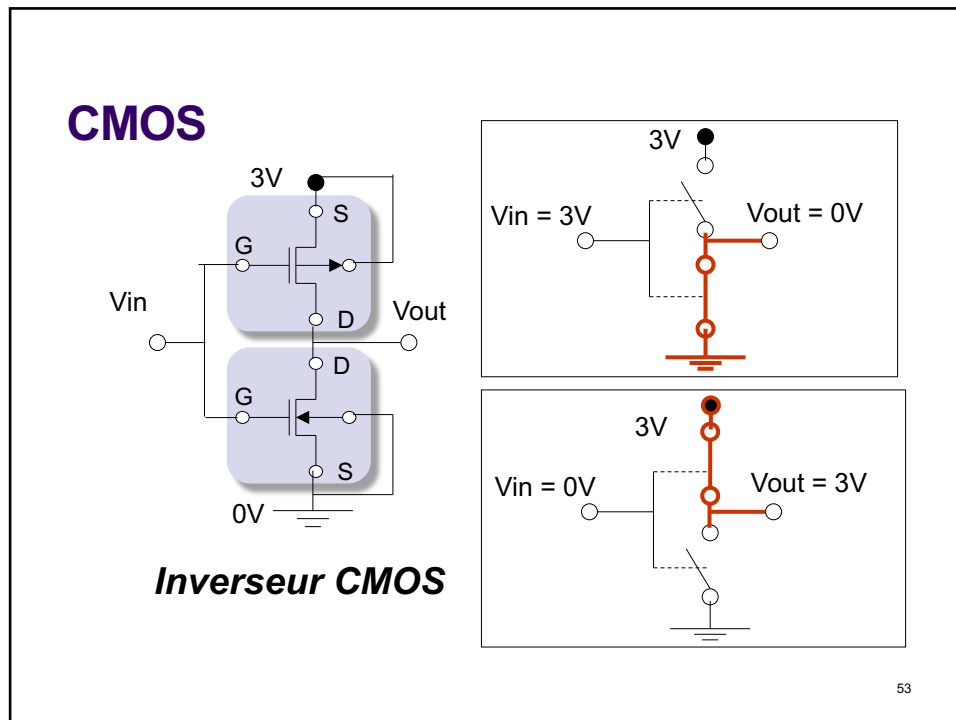
si $V_{GS} > V_{TP}$



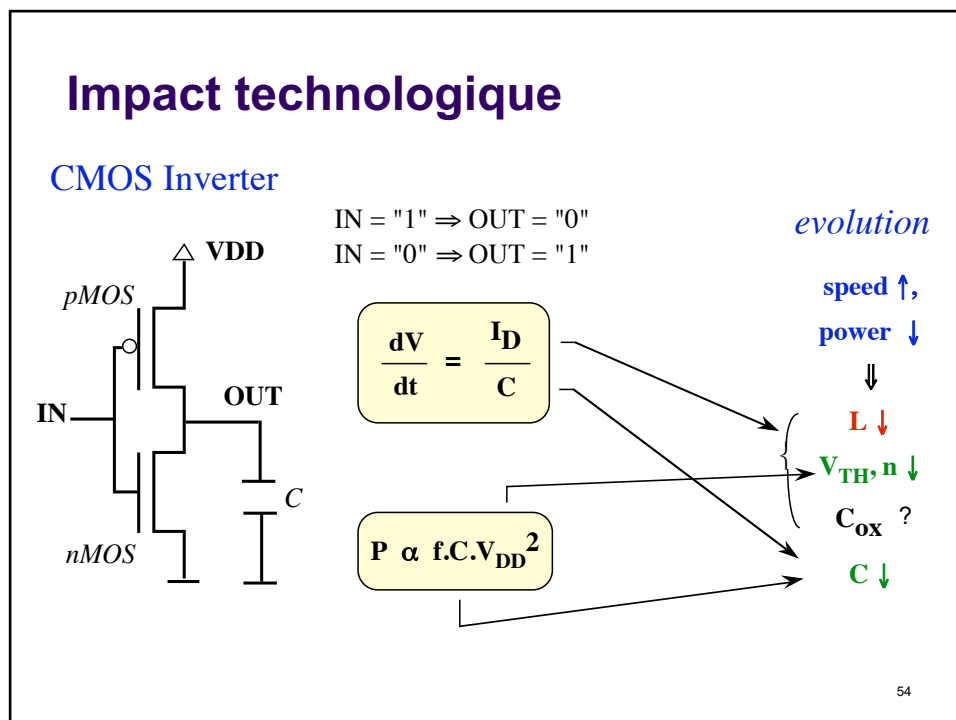
si $V_{GS} < V_{TP}$

52

52



53



54