

Enginyeria Electrònica

Model analític de les característiques DC de transistors de doble porta.

En aquest treball s'implementa un model analític de les característiques DC del MOSFET de doble porta (DG-MOSFET), basat en la solució de l'equació de Poisson i en la teoria de deriva-difusió[1]. El MOSFET de doble porta asimètric presenta una gran flexibilitat en el disseny de la tensió llindar i del corrent OFF. El model analític reproduïx les característiques DC del DG-MOSFET de canal llarg i és la base per construir models circuitalment tipus SPICE.

En este trabajo se implementa un modelo analítico de las características DC del MOSFET de doble puerta (DG-MOSFET) basado en la solución de la ecuación de Poisson y en la teoría de deriva-difusión[1]. El MOSFET de doble puerta asimétrico presenta una gran flexibilidad en el diseño de la tensión umbral y de la corriente OFF. El modelo analítico reproduce las características DC del DG-MOSFET de canal largo y es la base para construir modelos circuitales tipo SPICE.

In this work an analytical model of characteristics DC of the double gate MOSFET (DG-MOSFET) based on the solution of the equation of Poisson and on the theory of derive-diffusion[1] is implemented. Double gate MOSFET presents a great flexibility in the design of the threshold voltage and current OFF. The analytical model reproduces characteristics DC of the long channel DG-MOSFET and is the base to construct to SPICE circuit models.

Índex

1.	INTRODUCCIÓ	4
2.	PREVI	5
3.	CONDICIONS DE FRONTERA I CÀRREGA TOTAL.....	7
4.	POTENCIAL ELECTROSTÀTIC.....	8
5.	POTENCIAL ELECTROSTÀTIC PER A TENSIONS DE PORTA BAIXES.....	11
6.	CÀLCUL DEL VALOR $V_g - V$ FRONTERA D'OPERACIÓ.....	14
7.	CÀLCUL CÀRREGA TOTAL PER UNITAT DE ÀREA.....	14
7.1	CÀRREGA TOTAL PER UNITAT D'ÀREA PER TENSIONS DE PORTA SUPERIORS A $V_g - V _{frontera}$	14
7.2	CÀRREGA TOTAL PER UNITAT D'ÀREA PER TENSIONS DE PORTA INFERIORS A $V_g - V _{frontera}$	16
8.	CORRENT DRENADOR-FONT DEL DISPOSITIU.....	17
8.1	CONDICIÓ DE CONTINUÏTAT DE CORRENT.....	17
8.2	CORRENT DRENADOR-FONT RESPECTE A LA TENSIÓ PORTA-FONT.....	18
8.3	CORRENT DRENADOR-FONT RESPECTE A LA TENSIÓ DRENADOR-FONT	20
9.	CONCLUSIÓ.....	20
10.	CARACTERÍSTIQUES FÍSiques DEL MOS DE DOBLE PORTA ASIMÈTRIC SOTA ESTUDI I CONSTANTS DE TREBALL.....	21
11.	SCRIPT USAT PER ALS CÀLCULS	21
11.1	FUNCió AUXILIAR (F1.M)	21
11.1	SCRIPT PRINCIPAL (FINAL.M)	22
12.	ANNEX	26
13.	REFERÈNCIES	26
14.	BIBLIOGRAFIA COMPLEMENTÀRIA.....	26

1. Introducció

La tecnologia CMOS és avui dia la que domina la indústria dels semiconductors. Per mantenir aquesta condició, es vol aconseguir més escalabilitat en la fabricació d'aquests dispositius.

En els MOSFET convencionals l'escalabilitat s'aconsegueix usant gruixos molt prims de dielèctric de porta i altes concentracions de dopatge.

Per seguir aconseguint-ne més, s'està investigant el MOSFET de doble porta, per superar les limitacions físiques que tenen els primers.

El MOSFET de doble porta està format per un canal de conducció poc dopat, tenint una porta a cada costat on alimentant-les de manera simultània, es controla el camp elèctric del canal i el corrent que hi passa, aconseguint una capacitat de control més alta de conducció de corrent.

El MOSFET de doble porta redueix els efectes de canal curt que provoca usar un gruix de silici més petit.

La reducció d'aquests efectes facilita una disminució del corrent OFF en poder tenir molt més controlat el potencial del canal amb l'ajuda de la capacitat de la doble porta.

També és molt important que s'aconsegueixi tenir controlada la tensió que provoca la creació del canal, desvinculant el disseny d'aquest paràmetre del dopatge del silici. Aquest control de la tensió llindar permet compensar-li l'augment que provoca usar un gruix de silici més petit.

En tenir un silici poc dopat, el control de V_t es realitza a partir de la funció de treball del material de cada porta, evitant-se fluctuacions estadístiques importants dins una mateixa oblea.

El dispositiu MOSFET de doble porta que tractem en aquesta memòria: el MOSFET de doble porta asimètric té els següents avantatges respecte al MOSFET de doble porta simètric:

- Facilitar l'escalabilitat de la tensió d'alimentació del dispositiu amb la asimetria que ve donada per l'ús de diferents materials de porta.

- Controlar l'augment no desitjat del corrent OFF arribant a un compromís entre la reducció del valor de la tensió llindar i l'augment del gruix del silici.

Aconseguir un model compacte d'un dispositiu MOSFET de doble porta per ser implementat en les aplicacions de simulació és una necessitat per al futur de la tecnologia CMOS.

S'aconsegueix un model compacte complet d'un dispositiu quan es verifiquen experimentalment diferents tests en condicions DC, AC i simulacions de soroll, temperatures i característiques geomètriques del dispositiu en qüestió.

Es tracta de verificar que les característiques definides així com la precisió amb què s'han definit es donin per bones de manera mínimament objectiva.

En aquesta memòria presentem les característiques DC d'un MOSFET de doble porta asimètric com a punt de partida per aconseguir un model DC complet d'aquest dispositiu, que hauria d'incloure els efectes de canal curt.

2. Previ

El diagrama de bandes del silici defineix el concepte de nivell de Fermi com el nivell d'energia que té una probabilitat d'ocupació d'un 50%. Quan el silici és intrínsec, el nivell de Fermi es queda al mig de les bandes d'energia.

Quan el silici és dopat d'impureses per guanyar càrregues lliures per augmentar la conductivitat elèctrica, provoca que el nivell de Fermi es desplaci cap a la banda de conducció (en cas de tenir silici de tipus n) o cap a la banda de valència (en cas de tenir silici de tipus p, com el que es mostra a la figura 1)

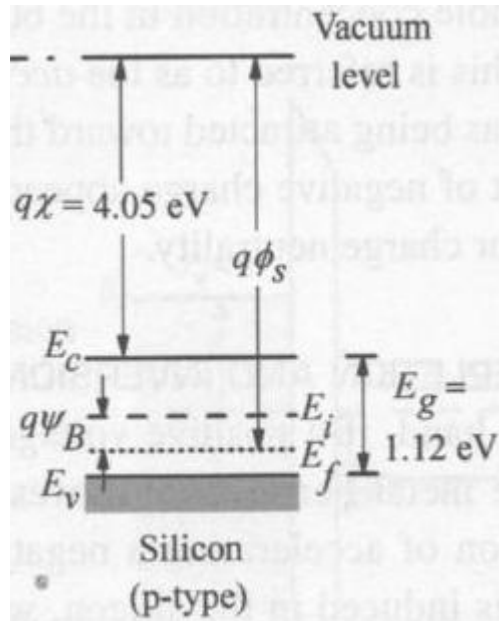


Figura 1. Diagrama de bandes del silici d'un dispositiu MOS tipus p¹.

Es defineix el potencial electrostàtic com la energia del nivell de Fermi intrínsec entre la càrrega de l'electró.

L'equació de POISSON² mostra la relació d'aquest potencial electrostàtic, el camp elèctric que genera i la densitat de càrrega per unitat de volum que formen les càrregues mòbils (concentració d'electrons i de forats en el silici) més les càrregues fixes (densitat de donadors o acceptors a causa del dopatge realitzat al silici).

$$\frac{d^2\psi_i}{dx^2} = -\frac{d\xi}{dx} = -\frac{q}{\epsilon_{Si}} [p(x) - n(x) + N_d^+(x) - N_a^-(x)] \quad (1)$$

¹ Imatge del llibre Yuan Taur, Tak H. Ning, "Fundamentals of modern VLSI devices", editorial Cambridge University Press, 1998.

² L'equació de POISSON prové de la primera equació de MAXWELL, i aquesta de la llei de força electrostàtica d'una distribució de càrrega, de COULOMB.

L'equació de POISSON s'expressa convencionalment en termes de potencial electrostàtic, el qual es defineix com l'energia potencial dividida per la càrrega de l'electró.

El dispositiu MOS considerat en aquest treball el podem veure en la figura 2:

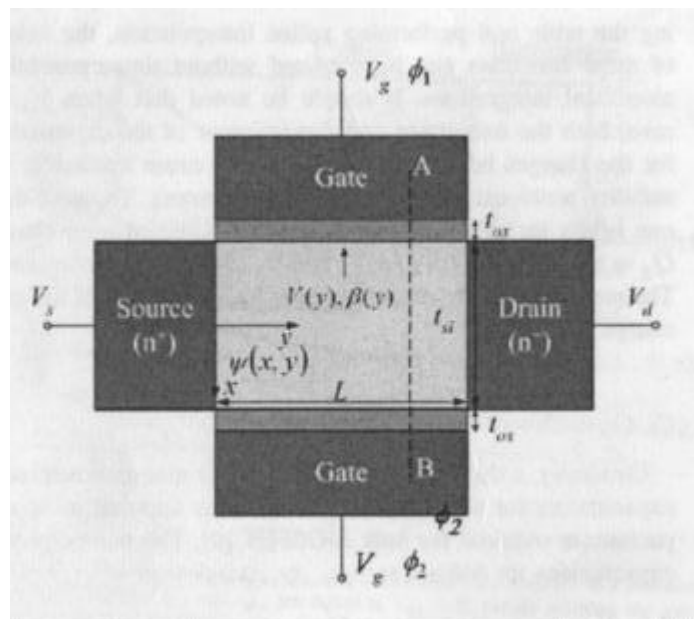


Figura 2. MOSFET de doble porta asimètric³.

Es tracta d'un MOSFET de doble porta asimètric.

La seva asimetria ve definida per la diferent funció de treball que tenen cada una de les portes d'aquest dispositiu (diferència d'energia entre el nivell de Fermi i el nivell del buit).

El funcionament d'aquest dispositiu és el resultat de combinar la capacitat MOS i el conjunt resultant de dues unions p-n, per la part p de ambdues.

Es treballa amb la diferència de potencial entre el nivell de Fermi intrínsec i el nivell de Fermi com a conseqüència de tenir el silici dopat, unit a l'òxid de silici i al polysilici com a material de porta formant la capacitat MOS, i el potencial de quasi-Fermi de la unió p-n.

L'equació de POISSON descriu l'electrostàtica d'aquest dispositiu. Pren la forma següent en l'aproximació de canal gradual:

$$\frac{d^2\psi_i}{dx^2} = \frac{q}{\epsilon_{Si}} \cdot n_i \cdot e^{\frac{q(\psi-V)}{KT}} \quad (2)$$

En aquesta aproximació es considera que la variació del camp elèctric al llarg del canal és molt menor que la corresponent variació del camp elèctric en la direcció perpendicular al canal. Observem que només es consideren les càrregues mòbils a l'equació 2, ja que el silici està no dopat (poc dopat).

n_i és la densitat de càrrega intrínseca.

ϵ_{Si} és la permitivitat del silici.

ψ és el potencial electrostàtic, que defineix la diferència de potencial entre el nivell de Fermi i el nivell de Fermi intrínsec. I depèn de la càrrega lliure i fixa del silici.

³ Imatge de l'article Huanxin Lu, Yuan Taur, "An analytic potential model for symmetric and asymmetric DG MOSFETs", IEEE transactions on electron devices, vol.53, n°5, may 2006.

V és el potencial de quasi-Fermi dels electrons i s'interpreta com el potencial al canal i per tant, depèn de la posició. És zero a la font (connectada a terra) i V_{ds} al drenador.

3. Condicions de frontera i càrrega total

Al llarg d'un tall perpendicular al dispositiu, des d'A fins a B, el diagrama de bandes és el representat a la figura 3. En aplicar una tensió de porta positiva, les bandes es dobleguen cap avall.

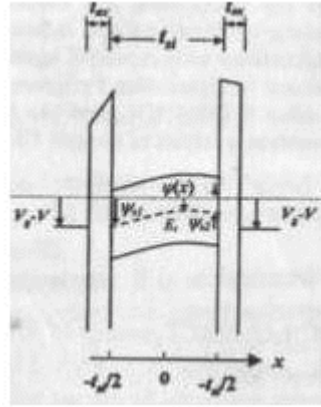


Figura 3. Diagrama de bandes esquemàtic d'un dispositiu MOSFET de doble porta asimètric al llarg d'un tall perpendicular a la capa de silici del dispositiu sota estudi⁴.

L'equació (2) ha de satisfer les condicions de frontera següents:

$$\left. \frac{d\psi}{dx} \right|_{x=x_0} = \psi_0 \tag{3}$$

$$\psi\left(x = -\frac{t_{Si}}{2}\right) = \psi_{s1}$$

$$\psi\left(x = \frac{t_{Si}}{2}\right) = \psi_{s2}$$

on x_0 és el punt de simetria del dispositiu.

En aquest punt el potencial electrostàtic és mínim en la direcció x (perpendicular al canal), que l'anomenarem ψ_0 , i no coincidirà amb el potencial al centre del silici de l'estructura.

La càrrega mòbil d'un MOS (per unitat d'àrea de porta) és

$$Q_i = C_{ox} \cdot (V_g - \Delta\phi - \psi_s) \text{ on } C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \tag{4}$$

Tenint en compte (4), la càrrega d'un MOS queda de la manera següent:

⁴ Imatge de l'article Huanxin Lu, Yuan Taur, "An analytic potential model for symmetric and asymmetric DG MOSFETs", IEEE transactions on electron devices, vol.53, n°5, may 2006.

$$Q_1 = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot (V_g - \Delta\phi_1 - \psi_{s1})$$

$$Q_2 = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot (V_g - \Delta\phi_2 - \psi_{s2})$$
(5)

On Q_1 i Q_2 són les càrregues controlades per la porta 1 i 2 respectivament.

$\Delta\phi$ és la diferència de funció de treball entre la porta i el silici: $\Delta\phi_1$ per la porta n+poly i $\Delta\phi_2$ per la porta p+poly.

La càrrega total d'un MOS està relacionada amb el camp elèctric per:

$$Q = \varepsilon_{Si} \cdot \frac{d\psi}{dx}$$
(6)

Particularitzant (6) en les interfases amb l'òxid, obtenim:

$$Q_1 = -\varepsilon_{Si} \cdot \frac{d\psi}{dx} \Big|_{-t_{Si}/2}$$
(7)

$$Q_2 = \varepsilon_{Si} \cdot \frac{d\psi}{dx} \Big|_{t_{Si}/2}$$
(8)

$$Q = Q_2 + Q_1 = \varepsilon_{Si} \cdot \frac{d\psi}{dx} \Big|_{t_{Si}/2} - \varepsilon_{Si} \cdot \frac{d\psi}{dx} \Big|_{-t_{Si}/2}$$
(9)

La càrrega total per unitat d'àrea (Q) [C/cm²] del dispositiu és la suma de la càrrega controlada per cada porta.

4. Potencial electrostàtic

Fent la doble integral de l'equació (2), es troba que el potencial electrostàtic té la forma:

$$\psi(x) = V + \psi_o + \frac{2KT}{q} \cdot \ln \left[\cos \left(\sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\varepsilon_{Si}KT}} \cdot e^{q\psi_o/2KT} \cdot (x - x_o) \right) \right]$$
(10)

La relació entre x_0 i ψ_0 es troba igualant (5) amb (7) i (8) (lleis de Gauss):

$$\frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot (V_g - \Delta\phi_1 - \psi_{s1}) = -\varepsilon_{Si} \cdot \frac{d\psi}{dx} \Big|_{-t_{Si}/2}$$
(11)

$$\frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot (V_g - \Delta\phi_2 - \psi_{s2}) = \varepsilon_{Si} \cdot \frac{d\psi}{dx} \Big|_{t_{Si}/2}$$
(12)

Per facilitar la representació gràfica de les parelles x_0 i ψ_0 , es fa un canvi de variable expressant el potencial electrostàtic en funció de les variables α i β :

$$\psi(x) = V - \frac{2KT}{q} \cdot \ln \left[\frac{t_{Si}}{2\beta} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\epsilon_{Si}KT}} \sin \left(\frac{2\beta x}{t_{Si}} + \alpha \right) \right] \quad (13)$$

$$\text{On } \beta = \frac{t_{Si}}{2} \cdot \sqrt{\frac{q^2 n_i}{2\epsilon_{Si}KT}} \cdot e^{q\psi_0/2KT} \quad \text{i} \quad \alpha = -\sqrt{\frac{q^2 n_i}{2\epsilon_{Si}KT}} \cdot e^{q\psi_0/2KT} \cdot x_0$$

Usant el formulari de l'annex, el camp elèctric de (13) és el següent:

$$\frac{d\psi}{dx} = -\frac{4KT\beta}{qt_{Si}} \cdot \cot \left(\frac{2\beta x}{t_{Si}} + \alpha \right) \quad (14)$$

El potencial i el camp elèctric en les superfícies són:

$$\psi(x) \Big|_{-t_{Si}/2} = \psi_{S1}(x) = V - \frac{2KT}{q} \cdot \ln \left[\frac{t_{Si}}{2\beta} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\epsilon_{Si}KT}} \sin(\alpha - \beta) \right] \quad (15)$$

$$\psi(x) \Big|_{t_{Si}/2} = \psi_{S2}(x) = V - \frac{2KT}{q} \cdot \ln \left[\frac{t_{Si}}{2\beta} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\epsilon_{Si}KT}} \sin(\alpha + \beta) \right] \quad (16)$$

$$\frac{d\psi}{dx} \Big|_{-t_{Si}/2} = -\frac{4KT\beta}{qt_{Si}} \cdot \cot(\alpha - \beta) \quad (17)$$

$$\frac{d\psi}{dx} \Big|_{t_{Si}/2} = -\frac{4KT\beta}{qt_{Si}} \cdot \cot(\alpha + \beta) \quad (18)$$

Se substitueix (15) i (17) dins (11), i també (16) i (18) dins (12):

$$\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \left(V_g - \Delta\phi_1 - V + \frac{2KT}{q} \cdot \ln \left[\frac{t_{Si}}{2\beta} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\epsilon_{Si}KT}} \sin(\alpha - \beta) \right] \right) - \epsilon_{Si} \cdot \frac{4KT\beta}{qt_{Si}} \cdot \cot(\alpha - \beta) = 0 \quad (19)$$

$$\frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \left(V_g - \Delta\phi_2 - V + \frac{2KT}{q} \cdot \ln \left[\frac{t_{Si}}{2\beta} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\epsilon_{Si}KT}} \sin(\alpha + \beta) \right] \right) + \epsilon_{Si} \cdot \frac{4KT\beta}{qt_{Si}} \cdot \cot(\alpha + \beta) = 0 \quad (20)$$

Es troba una funció que depèn de α i β ($f(\alpha, \beta)$), restant (20) de (19):

$$\begin{aligned} & -\frac{2KT}{q} \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \left[-\frac{q}{2KT} (\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1) + \ln \left(\frac{\sin(\alpha + \beta)}{\sin(\alpha - \beta)} \right) \right] - \epsilon_{Si} \cdot 2\beta \cdot \frac{2KT}{qt_{Si}} (\cot(\alpha - \beta) + \cot(\alpha + \beta)) = 0 \\ & \left[-\frac{q}{2KT} (\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1) + \ln \left(\frac{\sin(\alpha + \beta)}{\sin(\alpha - \beta)} \right) \right] + \epsilon_{Si} \cdot 2\beta \cdot \frac{2KT}{qt_{Si}} \cdot \frac{q \cdot t_{ox}}{2KT \cdot \epsilon_{ox}} (\cot(\alpha - \beta) + \cot(\alpha + \beta)) = 0 \end{aligned}$$

$$f(\alpha, \beta) \equiv -\frac{q}{2KT}(\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1) + \text{Ln}\left(\frac{\sin(\alpha + \beta)}{\sin(\alpha - \beta)}\right) + 2r\beta \cdot (\cot(\alpha - \beta) + \cot(\alpha + \beta)) = 0 \quad (21)$$

on $r = \frac{\epsilon_{Si} \cdot t_{ox}}{t_{Si} \cdot \epsilon_{ox}}$ és un paràmetre estructural.

Per representar (21) i veure la relació que hi ha entre α i β s'usa la condició de frontera (19) i es deixa el valor de tensió de porta menys tensió de quasi Fermi ($V_g - V$), en funció d' α i β , fent servir el formulari de l'annex:

$$V_g - V = \Delta\phi_1 + \frac{KT}{q} \text{Ln}\left(\frac{2\epsilon_{Si}KT}{q^2 n_i t_{Si}^2}\right) + \frac{2KT}{q} \text{Ln}\left(\frac{2\beta}{\sin(\alpha - \beta)}\right) + \frac{4KT}{q} r\beta \cot(\alpha - \beta) \quad (22)$$

Les parelles (α, β) que fan (21) igual a zero les obtenim resolent el sistema d'equacions no lineal que formen (21) i (22).

Es representa aquesta relació (α, β) quan $f(\alpha, \beta) = 0$ per a un DG-MOSFET asimètric amb els paràmetres que s'indiquen en l'apartat 10, usant el programari MatlabTM 5:

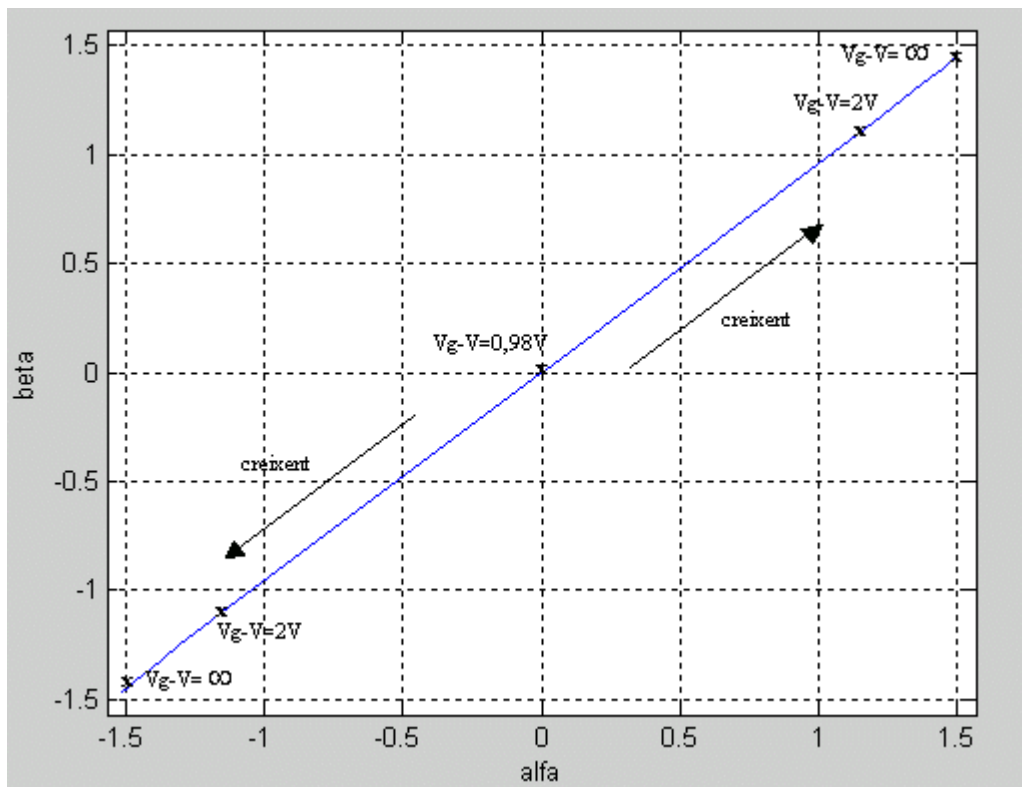


Figura 4. Relació entre α i β que satisfà $f(\alpha, \beta) = 0$.

⁵ Es té l'script complet que genera totes les gràfiques d'aquest treball en l'apartat 11.

S'observa un increment simètric de valors $V_g - V$ respecte a $(0,0)$, tant en la direcció positiva com en la negativa al llarg de la representació de la figura 4. Els valors de $V_g - V$ s'obtenen substituint els valors d' α i β dins (22).

S'observa que $V_g - V$ és major que $0.98V$ (a l'apartat 6 es dedueix aquest valor) i creix a mesura que (α, β) s'allunya de $(0,0)$ en les dues direccions. α i β estan dintre del rang $(-\pi/2, \pi/2)$.

5. Potencial electrostàtic per a tensions de porta baixes

La solució anterior per al potencial electrostàtic és vàlida sempre que $\psi(x)$ tingui un extrem tal que $\frac{\partial \psi}{\partial x} = 0$ (aquest punt pot ser fóra del rang $-\frac{t_{Si}}{2} \leq x \leq \frac{t_{Si}}{2}$). Si la diferència de funcions de treball de les portes és molt gran, aquesta condició és vàlida només si V_g és suficientment elevada.

L'equació de potencial electrostàtic per a tensions de porta baixes pren una forma diferent, ja que $\frac{\partial \psi}{\partial x}$ és negativa en el rang sencer de x .

$$\psi(x) = \frac{2KT}{q} \ln \left\{ \frac{\sqrt{\frac{\epsilon_{Si}}{2KTn_i} \epsilon_0}}{\sinh \left[\frac{q\epsilon_0(x-x_0)}{2KT} \right]} \right\} \quad (23)$$

on $\epsilon_0 = \frac{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1}{t_{Si} + \frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{ox}} 2t_{ox}}$ és una constant igual a la magnitud del camp elèctric quan la càrrega mòbil $e^{q\psi/KT}$ és molt petita.

Fent un canvi de variable es pot expressar el potencial electrostàtic en funció de les noves variables α^* i β^* , i trobem una expressió similar a la del potencial electrostàtic per a tensions de porta altes.

$$\begin{aligned} \psi(x) &= V + \frac{2KT}{q} \ln \left\{ \sqrt{\frac{\epsilon_{Si}}{2KTn_i} \epsilon_0} \cdot \sinh \left[\frac{q\epsilon_0(x-x_0)}{2KT} \right]^{-1} \right\} = \\ &= V - \frac{2KT}{q} \ln \left\{ \sqrt{\frac{\epsilon_{Si}}{2KTn_i} \epsilon_0} \cdot \sinh \left[\frac{q\epsilon_0 x}{2KT} + \frac{-q\epsilon_0 x_0}{2KT} \right] \right\} = \\ &= V - \frac{2KT}{q} \cdot \ln \left[\frac{t_{Si}}{2\beta^*} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\epsilon_{Si} KT}} \sinh \left(\frac{2\beta^* x}{t_{Si}} + \alpha^* \right) \right] \end{aligned} \quad (24)$$

On $\beta^* = \frac{t_{Si}}{2} \cdot \frac{q\epsilon_0}{2KT}$ i $\alpha^* = -\frac{q\epsilon_0}{2KT} x_0$

Usant el formulari de l'annex, el camp elèctric de (24) és el següent:

$$\frac{d\psi}{dx} = -\frac{4KT\beta^*}{qt_{Si}} \cdot \coth\left(\frac{2\beta^*x}{t_{Si}} + \alpha^*\right) \quad (25)$$

Es particularitza (24) i (25) amb els valors límit per a x:

$$\psi(x)\Big|_{-t_{Si}/2} = \psi_{S1}(x) = V - \frac{2KT}{q} \cdot \ln\left[\frac{t_{Si}}{2\beta^*} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\varepsilon_{Si}KT}} \sinh(\alpha^* - \beta^*)\right] \quad (26)$$

$$\psi(x)\Big|_{t_{Si}/2} = \psi_{S2}(x) = V - \frac{2KT}{q} \cdot \ln\left[\frac{t_{Si}}{2\beta^*} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\varepsilon_{Si}KT}} \sinh(\alpha^* + \beta^*)\right] \quad (27)$$

$$\frac{d\psi}{dx}\Big|_{-t_{Si}/2} = -\frac{4KT\beta^*}{qt_{Si}} \cdot \coth(\alpha^* - \beta^*) \quad (28)$$

$$\frac{d\psi}{dx}\Big|_{t_{Si}/2} = -\frac{4KT\beta^*}{qt_{Si}} \cdot \coth(\alpha^* + \beta^*) \quad (29)$$

Se substitueix (26) i (28) dins (11), i també (27) i (29) dins (12):

$$\frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \left(V_g - \Delta\phi_1 - V + \frac{2KT}{q} \cdot \ln\left[\frac{t_{Si}}{2\beta^*} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\varepsilon_{Si}KT}} \sinh(\alpha^* - \beta^*)\right] \right) - \varepsilon_{Si} \cdot \frac{4KT\beta^*}{qt_{Si}} \cdot \coth(\alpha^* - \beta^*) = 0 \quad (30)$$

$$\frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot \left(V_g - \Delta\phi_2 - V + \frac{2KT}{q} \cdot \ln\left[\frac{t_{Si}}{2\beta^*} \sqrt{\frac{q^2 \cdot n_i}{2\varepsilon_{Si}KT}} \sinh(\alpha^* + \beta^*)\right] \right) + \varepsilon_{Si} \cdot \frac{4KT\beta^*}{qt_{Si}} \cdot \coth(\alpha^* + \beta^*) = 0 \quad (31)$$

Es troba una funció que depèn de α^* i β^* ($f^*(\alpha^*, \beta^*)$), restant (31) de (30):

$$-\frac{2KT}{q} \cdot \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \left[-\frac{q}{2KT} (\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1) + \ln\left(\frac{\sinh(\alpha^* + \beta^*)}{\sinh(\alpha^* - \beta^*)}\right) \right] - \varepsilon_{Si} \cdot 2\beta^* \cdot \frac{2KT}{qt_{Si}} (\cot gh(\alpha^* - \beta^*) + \coth(\alpha^* + \beta^*)) = 0$$

$$\left[-\frac{q}{2KT} (\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1) + \ln\left(\frac{\sinh(\alpha^* + \beta^*)}{\sinh(\alpha^* - \beta^*)}\right) \right] + \varepsilon_{Si} \cdot 2\beta^* \cdot \frac{2KT}{qt_{Si}} \cdot \frac{q \cdot t_{ox}}{2KT \cdot \varepsilon_{ox}} (\cot gh(\alpha^* - \beta^*) + \coth(\alpha^* + \beta^*)) = 0$$

$$f^*(\alpha^*, \beta^*) \equiv -\frac{q}{2KT}(\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1) + \text{Ln}\left(\frac{\sinh(\alpha^* + \beta^*)}{\sinh(\alpha^* - \beta^*)}\right) + 2r\beta^* \cdot (\coth(\alpha^* - \beta^*) + \coth(\alpha^* + \beta^*)) = 0 \quad (32)$$

Per representar (32) i veure la relació que hi ha entre α^* i β^* s'usa la condició de frontera (30) i es deixa el valor de tensió de porta menys la tensió de quasi Fermi ($V_g - V$), en funció de α^* i β^* , fent servir el formulari de l'annex:

$$V_g - V = \Delta\phi_1 + \frac{KT}{q} \text{Ln}\left(\frac{2\varepsilon_{Si} KT}{q^2 n_i t_{Si}^2}\right) + \frac{2KT}{q} \text{Ln}\left(\frac{2\beta^*}{\sinh(\alpha^* - \beta^*)}\right) + \frac{4KT}{q} r\beta^* \coth(\alpha^* - \beta^*) \quad (33)$$

Les parelles (α^*, β^*) que fan (32) igual a zero les obtenim resolent el sistema d'equacions no lineal que formen (32) i (33).

Es representa aquesta relació (α^*, β^*) quan $f(\alpha^*, \beta^*) = 0$, usant el programari MatlabTM 6:

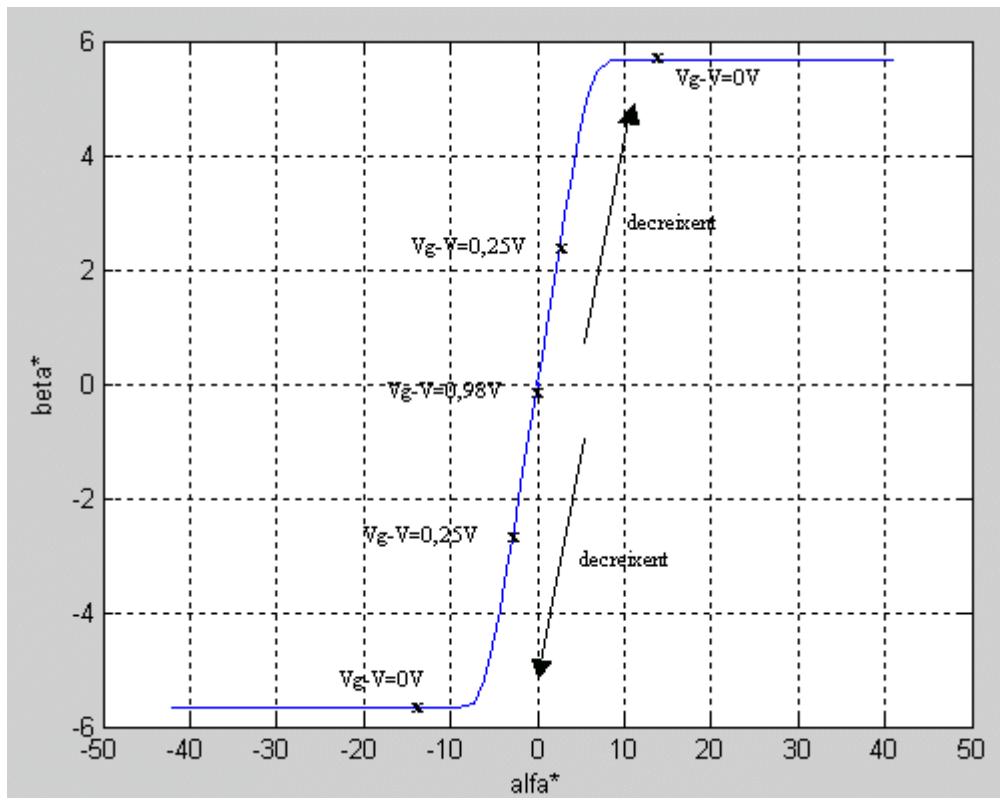


Figura 5. Relació de valors α^* i β^* que satisfà $f(\alpha^*, \beta^*) = 0$.

S'observa un decrement simètric de valors $V_g - V$ respecte a (0,0), tant en la direcció positiva com en la negativa al llarg de la representació de la figura 5.

⁶ Es té l'script complet que genera totes les gràfiques d'aquest treball en l'apartat 11.

Els valors de $V_g - V$ s'obtenen substituint els valors de α^* i β^* dins (33). S'observa que $V_g - V < 0.98V$ i decreix a mesura que ens allunyem del punt de simetria (0,0).

6. Càlcul del valor $V_g - V$ frontera d'operació

Tant el valor mínim de tensió de l'apartat 4 com el valor màxim de tensió de l'apartat 5 es correspon a un valor de tensió $V_g - V$ igual.

Es té, doncs, un mateix valor de tensió $V_g - V$ que s'obté tant de (22) com de (33).

Aquest valor marca, pel dispositiu analitzat, el punt frontera d'operació per a l'ús de l'expressió de potencial electrostàtic de l'apartat 4 o de l'apartat 5: per a valors $V_g - V$ per sobre d'aquest valor crític, es calcula la càrrega total per unitat d'àrea usant les expressions i el potencial electrostàtic de l'apartat 4, i per valors $V_g - V$ per sota d'aquest valor crític, es calcula la càrrega total per unitat d'àrea usant les expressions i el potencial electrostàtic de l'apartat 5.

Per calcular el seu valor numèric, cal trobar la forma asimptòtica de $f(\alpha, \beta)$ i $f^*(\alpha^*, \beta^*)$ quan (α, β) i (α^*, β^*) tendeixen a (0,0) sobre una línia de pendent $s = \alpha/\beta = \alpha^*/\beta^*$.

Tant $f(\alpha, \beta)$ com $f^*(\alpha^*, \beta^*)$ especifiquen la mateixa condició per s :

$$\text{Ln}\left(\frac{s+1}{s-1}\right) + r\left(\frac{s+1}{s-1} - \frac{s-1}{s+1}\right) - q \frac{\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1}{2KT} = 0 \quad (34)$$

El valor $V_g - V$ frontera ve donat per:

$$(V_g - V)_{\text{frontera}} = \Delta\phi_1 + \frac{KT}{q} \text{Ln}\left(\frac{2\varepsilon_{Si}KT}{q^2 n_i t_{Si}^2}\right) + \frac{2KT}{q} \text{Ln}\left(\frac{2}{s-1}\right) + \frac{2KT}{q} r\left(\frac{2}{s-1}\right) \quad (35)$$

Per al cas analitzat: DG_MOSFET asimètric, es resol (34) i s'obté un valor de $s = 1.0517$.

Substituint aquest valor dins (35) s'obté un valor de $(V_g - V)_{\text{frontera}} \approx 0.98 \text{ V}$.

7. Càlcul càrrega total per unitat de àrea

7.1 Càrrega total per unitat d'àrea per tensions de porta superiors a

$$V_g - V \Big|_{\text{frontera}}$$

Substituint (17) i (18) en (9), trobem una expressió per a la càrrega total per unitat d'àrea en funció de les variables α i β :

$$Q_i = \frac{4\varepsilon_{Si}KT}{qt_{Si}} \beta [\cot(\alpha - \beta) - \cot(\alpha + \beta)] \quad (36)$$

La representació de Q_i s'obté de resoldre el sistema d'equacions no lineal que formen (21) i (22) i de substituir les parelles (α, β) en (36).

Es representa⁷ Q_i respecte al valor de $V_g - V$ que s'obté de substituir dins (22) les parelles (α, β) que surten de resoldre el sistema d'equacions anterior:

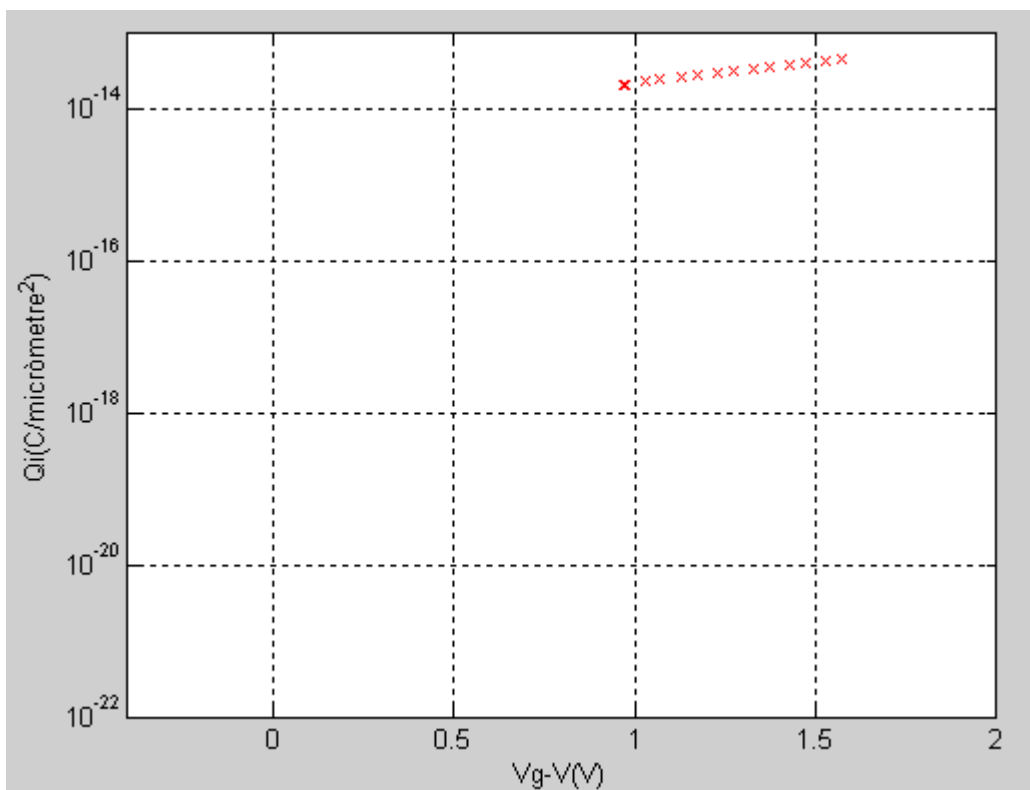


Figura 6. Càrrega total per unitat d'àrea respecte a $V_g - V$ per a tensions de porta superiors al valor $V_g - V|_{frontera}$.

Podem veure en la figura anterior el valor de $V_g - V$ mínim, mencionat en l'apartat anterior.

⁷ Es té l'script complet que genera totes les gràfiques d'aquest treball en l'apartat 11.

7.2 Càrrega total per unitat d'àrea per tensions de porta inferiors a

$$V_g - V \Big|_{\text{frontera}}$$

Substituint (28) i (29) dins (9), trobem una expressió per a la càrrega total per unitat d'àrea en funció de les variables α^* i β^* :

$$Q_i = \frac{4\varepsilon_{Si}KT}{qt_{Si}} \beta^* [\coth(\alpha^* - \beta^*) - \coth(\alpha^* + \beta^*)] \quad (37)$$

La representació de Q_i s'obté de resoldre el sistema d'equacions no lineal que formen (32) i (33) i de substituir les parelles (α^*, β^*) en (37).

Es representa⁸ Q_i respecte al valor de $V_g - V$ que s'obté de substituir dins (33) les parelles (α^*, β^*) que surten de resoldre el sistema d'equacions anterior:

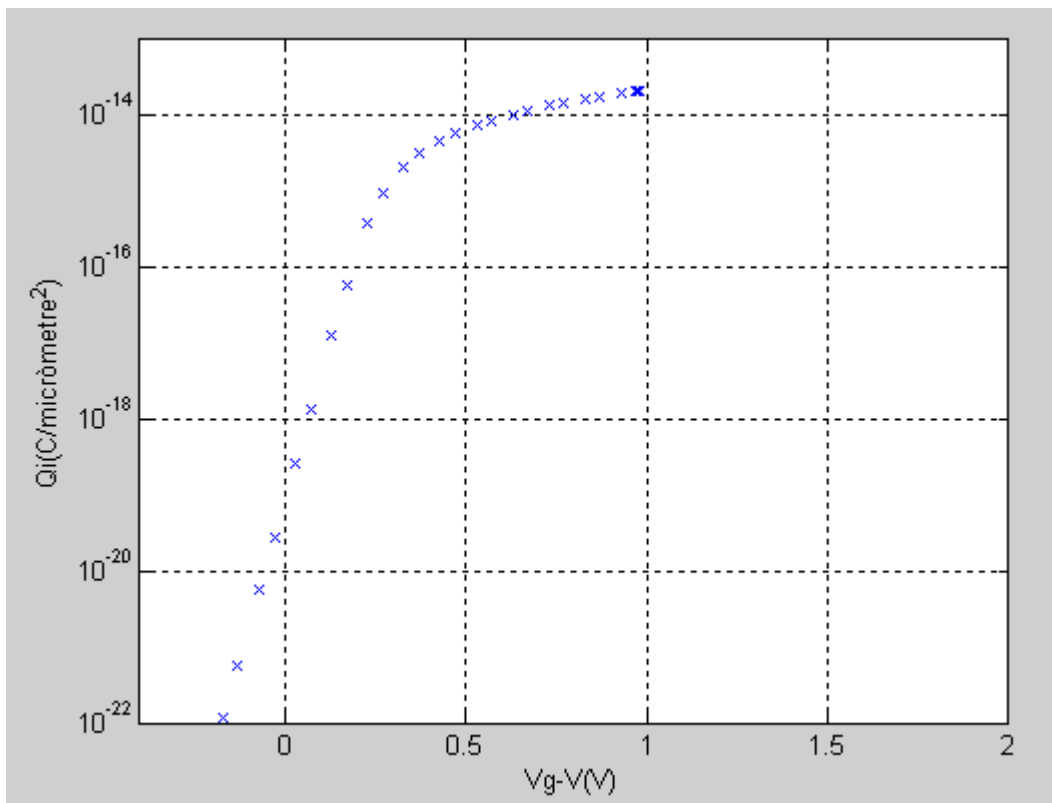


Figura 7. Càrrega total per unitat d'àrea respecte a $V_g - V$ per a tensions de porta inferiors al valor $V_g - V \Big|_{\text{frontera}}$.

Podem veure en la figura anterior el valor de $V_g - V$ màxim, mencionat en l'apartat anterior.

⁸ Es té l'script complet que genera totes les gràfiques d'aquest treball en l'apartat 11.

7.3 Càrrega total per unitat d'àrea respecte a $V_g - V$ del dispositiu analitzat

Es pot veure la relació de càrrega total per unitat d'àrea respecte $V_g - V$ del dispositiu analitzat, unint les figures 6 i 7:

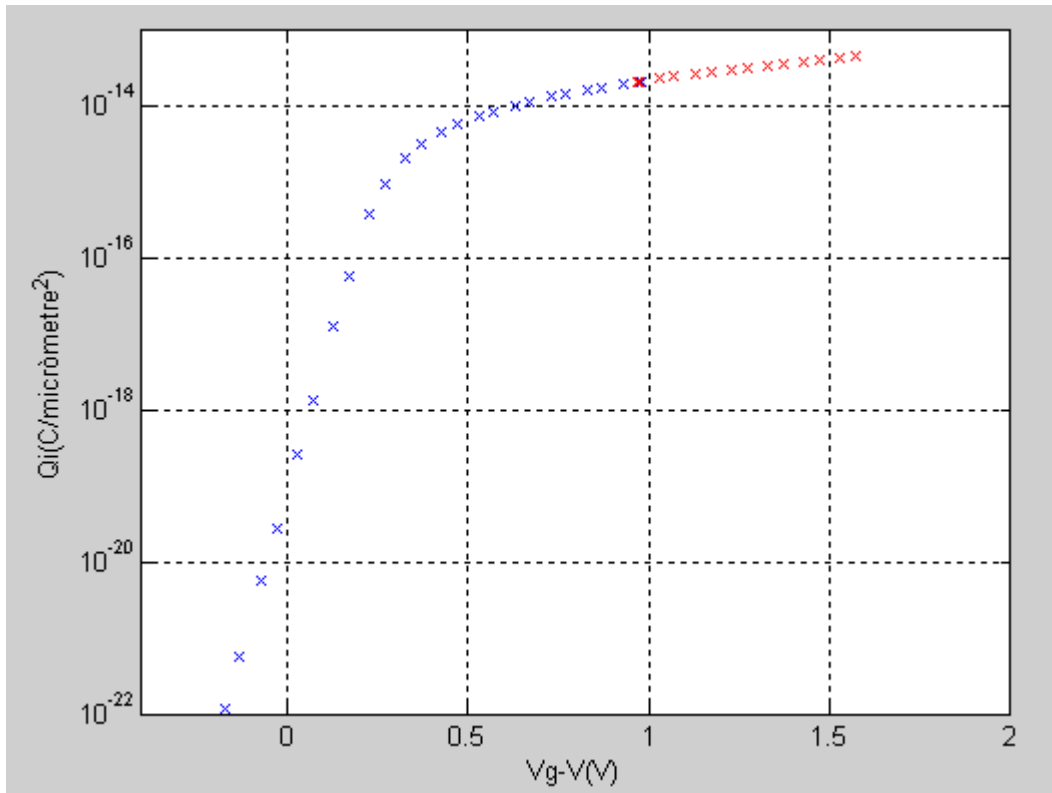


Figura 8. Càrrega total per unitat d'àrea respecte a $V_g - V$ per a tensions de porta inferiors i superiors al valor $V_g - V|_{frontera}$.

8. Corrent drenador-font del dispositiu

8.1 Condició de continuïtat de corrent

Obtenim la corrent drenador-font del dispositiu tenint en compte la condició de continuïtat de corrent, que requereix que sigui constant i independent d' y .

Tenint en compte l'aproximació de canal gradual, es té que la densitat de corrent d'electrons és[2]:

$$J_n(x, y) = -q\mu_n n(x, y) \frac{dV(y)}{dy} \quad (38)$$

on μ_n és la mobilitat dels electrons.

El corrent total en un punt y del canal (L) es troba multiplicant cada banda de la igualtat per dx , per l'amplada del dispositiu en l'eix z (W) i integrant pel gruix del canal:

$$dx \cdot J_n(x, y) = -q \cdot W \cdot \mu_n n(x, y) \frac{dV(y)}{dy} \cdot dx \quad (39)$$

$$Ids(y) = -q \cdot W \cdot \mu_n \int_{-t_{Si}/2}^{t_{Si}/2} n(x, y) \frac{dV(y)}{dy} \cdot dx \quad (40)$$

El potencial de quasi-Fermi no depèn d' x i surt fóra de la integral, i s'identifica la càrrega total per unitat de àrea:

$$Ids(y) = \mu_n \cdot \frac{dV(y)}{dy} \cdot W \cdot \left(-q \int_{-t_{Si}/2}^{t_{Si}/2} n(x, y) \cdot dx \right) \quad (41)$$

$$Ids(y) = \mu_n \cdot W \cdot \frac{dV(y)}{dy} \cdot Q_i(V) \quad (42)$$

on $Q_i(V) = -q \int_{-t_{Si}/2}^{t_{Si}/2} n(x, y) \cdot dx$

Com que V depèn d' y , fem un intercanvi de V per y i integrant des d' $y=0$ fins a $y=L$:

$$\int_0^L dy \cdot Ids(y) = \mu_n \cdot \frac{W}{L} \cdot \int_0^{V_{ds}} Q_i(V) \cdot dV(y) \quad (43)$$

El corrent drenador-font té la forma següent:

$$I_{ds} = \mu_n \cdot \frac{W}{L} \cdot \int_0^{V_{ds}} Q_i(V) \cdot dV \quad (44)$$

8.2 Corrent drenador-font respecte a la tensió porta-font

Es representa el corrent drenador-font respecte a la tensió de porta-font per a diferents gruixos de silici (10, 20 i 30 nm) i tenint en compte que $V_s = 0$:

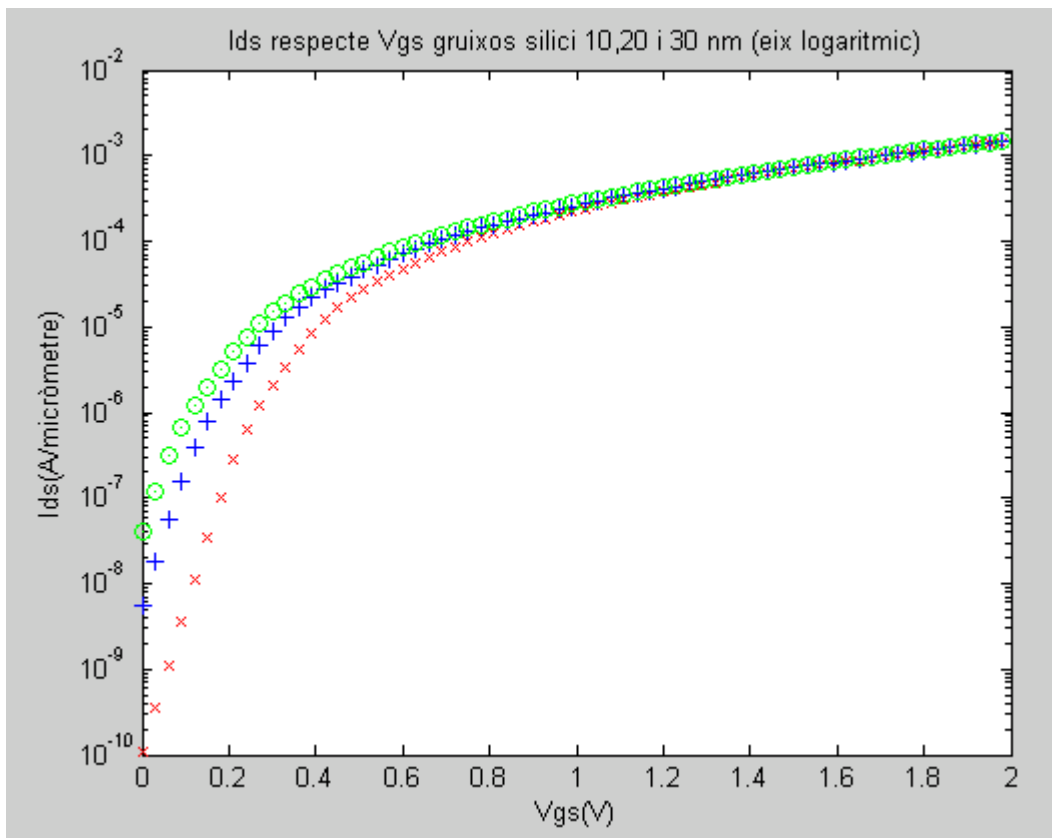


Figura 9. Ids respecte a Vgs per a gruixos de silici de 10nm \times , 20nm $+$ i 30nm \circ (eix logarítmic).

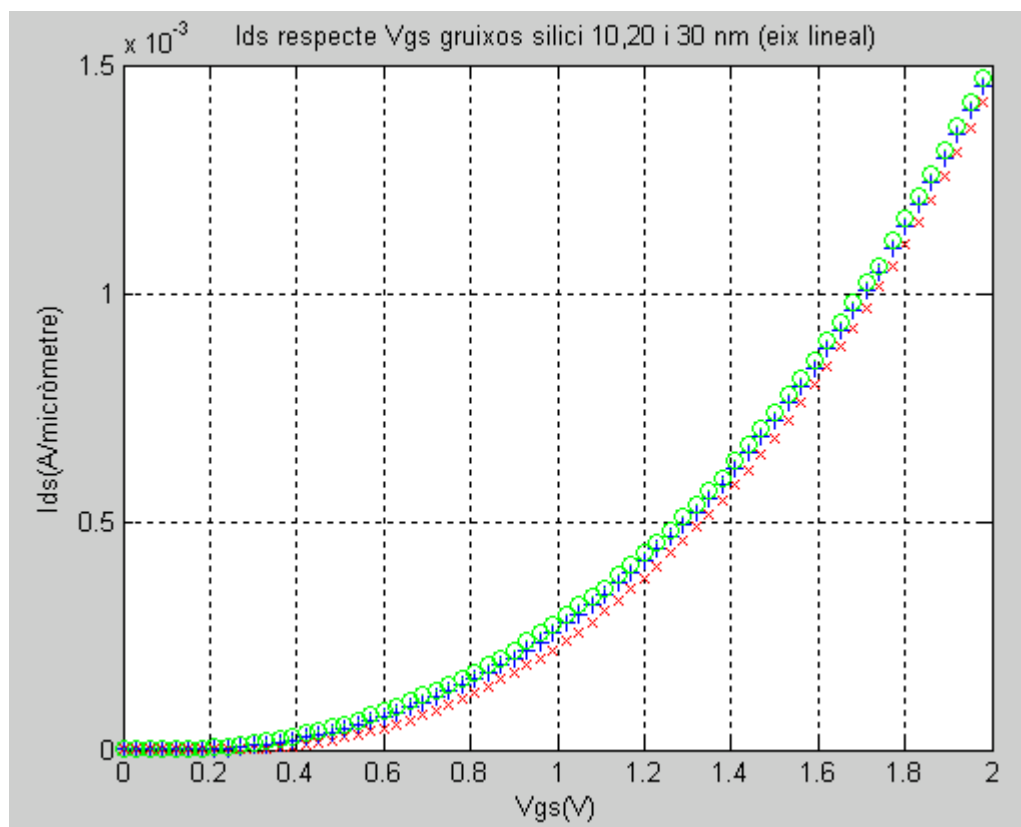


Figura 10. Ids respecte a Vgs per a gruixos de silici de 10nm \times , 20nm $+$ i 30nm \circ (eix lineal).

El valor de V_t i corrent OFF varia en funció del gruix de silici del dispositiu. S'observa un valor de corrent OFF més elevat i un valor de V_t més petit, per a un gruix de silici més gran.

8.3 Corrent drenador-font respecte a la tensió drenador-font

Es calcula un valor de I_{ds} usant (44).

Cal fer la integral de la càrrega total per a un rang de valors del potencial quasi-Fermi⁹, que va entre zero i el valor màxim de tensió drenador-font que volem tenir (per exemple, $V_{ds_{max}} = 2$ V).

Es mostra a continuació la relació de corrent drenador-font respecte a la tensió drenador-font per a diferents valors de tensió de porta (2, 1.5, 1 i 0.5 volts):

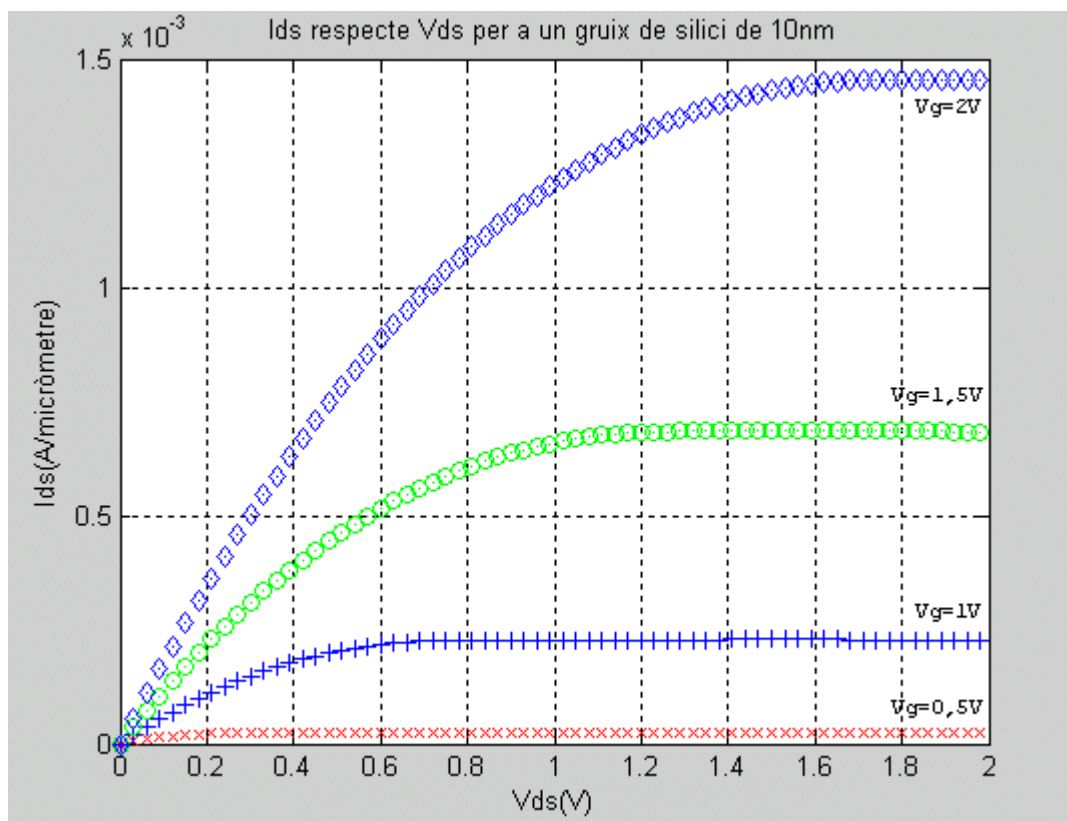


Figura 11. I_{ds} respecte a V_{ds} per a diferents valors de V_{gs} (0.5V \times , 1V $+$, 1.5V \circ i 2V \diamond) per a un gruix de silici de 10nm.

9. Conclusió

S'ha implementat un model analític de les característiques DC d'un MOSFET de doble porta de canal llarg que, usant asimetria en el material de les portes, permet més flexibilitat de disseny del valor de tensió llindar i del corrent OFF variant el gruix del silici.

Aquest model analític s'obté fent ús de l'equació de POISSON, de l'equació de continuïtat de corrent i l'aproximació de canal gradual.

⁹ Es té l'script complet que genera totes les gràfiques d'aquest treball en l'apartat 11.

A causa de la seva condició d'asimetria, es determinen dues funcions de potencial electrostàtic i un valor de $V_g - V$ frontera que marca el límit d'ús de cadascuna. Tenint en compte també les condicions de frontera de les característiques geomètriques del dispositiu, es resol un sistema d'equacions no lineal que permet el càlcul de la càrrega total i el corrent drenador-font, aconseguint les característiques DC del dispositiu que serveixen com a punt de partida per a generar un model compacte del dispositiu, per a poder-lo implementar en els simuladors de circuits.

10. Característiques físiques del MOS de doble porta asimètric sota estudi i constants de treball

Permitivitat de l'òxid = $3,45 \cdot 10^{-17} \text{ F}/\mu\text{m}$

Gruix de l'òxid = $1,5 \cdot 10^{-3} \mu\text{m}$

Permitivitat del silici = $1,04 \cdot 10^{-16} \text{ F}/\mu\text{m}$

Gruix del silici = 10nm (també 20nm i 30nm)

Gap d'energia del silici = $1,12\text{eV}$

Càrrega electrònica[C] = $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Coulombs}$

Diferència entre la funció de treball entre la porta n+poly i el silici intrínsec = $-0,56\text{V}$

Diferència entre la funció de treball entre la porta p+poly i el silici intrínsec = $0,56\text{V}$

Voltatge tèrmic(T=300K) = $0,0259\text{V}$

Densitat portador intrínsec = $1,4 \cdot 10^{-2} \text{ 1}/\mu\text{m}^3$

Mobilitat efectiva dels electrons = $300 \cdot 10^{+8} \frac{\mu\text{m}^2}{\text{Vs}}$

Longitud dispositiu = $1\mu\text{m}$

11. Script usat per als càlculs

11.1 Funció auxiliar (f1.m)

```
function [Qi] = f1(V,P1,P2,P3)
%Funció auxiliar
%Constant i variables usades
    %permitivitat de l'òxid[F/micro_m]
    eox=3.45E-17;
    %gruix de l'oxid[micro_m]
    tox=1.5E-3;
    %permitivitat del silici[F/micro_m]
    esi=1.04E-16;
    %Gap d'energia del silici[J]
    Eg=1.12*1.6E-19;
    %càrrega electrònica[C]
    q=1.6E-19;
    %diferència entre la funció de treball entre la porta n+poly i el silici
    %intrínsec[]
    AQ1=-(Eg/(2*q));
    %diferència entre la funció de treball entre la porta p+poly i el silici
    %intrínsec[]
    AQ2=(Eg/(2*q));
```

```

%voltatge tèrmic(T=300K)=KT/q[V]
KT=0.0259*q;
%densitat portador intrínsec[micro_m^-3]
ni=1.4E-2;
%mobilitat efectiva[micro_m^2/Vs]
meff=300E+8;
%Longitud dispositiu[micro_m]
L=1;
%Gruix dispositiu[micro_m]
W=1;

%Tensió de porta
Vg=P1;
%Gruix del Silici
tsi=P2;
%tensió frontera Vg-V que separa els dos règims d'operació
punt_frontera=P3;
r=(tox*esi)/(eox*tsi);

for i=1:length(V)
%Cal usar el règim d'operació adequat
if Vg-V(i)>punt_frontera
    x0=[-0.0536 -0.0028];
    options=optimset('Display','off');
    [x1,fval,exitflag,output] = fsolve(@x1 [(log((sin(x1(1)+x1(2))))/(sin(x1(1)-
x1(2)))))+(2.*r.*x1(2).*(1./tan(x1(1)-x1(2)))+(1./tan(x1(1)+x1(2)))))-(q.*(AQ2-
AQ1))./(2.*KT)];

AQ1+(KT./q).*log((2.*esi.*KT)./(q^2).*ni.*(tsi^2))+2.*(KT./q).*log((2.*x1(2))./sin(x1(1)-
x1(2)))+4.*(KT./q).*r.*x1(2).*(1./tan(x1(1)-x1(2)))-Vg+V(i)],x0,options);

    alfa=x1(1);
    beta=x1(2);
    Qi(i)=((4.*esi.*KT)./(q.*tsi)).*beta.*((1./tan(alfa-beta))-(1./tan(alfa+beta)));
else
    x01=[-0.0062 -0.0054];
    options=optimset('Display','off');
    [x2,fval,exitflag,output] = fsolve(@x2 [(log((sinh(x2(1)+x2(2))))/(sinh(x2(1)-
x2(2)))))+(2.*r.*x2(2).*(1./tanh(x2(1)-x2(2)))+(1./tanh(x2(1)+x2(2)))))-(q.*(AQ2-
AQ1))./(2.*KT)];

AQ1+(KT./q).*log((2.*esi.*KT)./(q^2).*ni.*(tsi^2))+2.*(KT./q).*log((2.*x2(2))./sinh(x2(1)-
x2(2)))+4.*(KT./q).*r.*x2(2).*(1./tanh(x2(1)-x2(2)))-Vg+V(i)],x01,options);

    alfa_conj=x2(1);
    beta_conj=x2(2);
    Qi(i)=((4.*esi.*KT)./(q.*tsi)).*beta_conj.*((1./tanh(alfa_conj-beta_conj))-
(1./tanh(alfa_conj+beta_conj)));
end
end

```

11.1 Script principal (final.m)

```

%Obtenció d'un model analític per a MOS de doble porta asimètrica
clear all
%Constant i variables usades
%permitivitat de l'òxid[F/micro_m]
eox=3.45E-17;
%gruix de l'oxid[micro_m]
tox=1.5E-3;
%permitivitat del silici[F/micro_m]
esi=1.04E-16;
%gruix del silici[micro_m]
tsi=10E-3;
%Gap d'energia del silici[J]
Eg=1.12*1.6E-19;
%càrrega electrònica[C]
q=1.6E-19;
%diferència entre la funció de treball entre la porta n+poly i el silici
%intrínsec[]

```

```

AQ1=-(Eg/(2*q));
%diferència entre la funció de treball entre la porta p+poly i el silici
%intrínsec[]
AQ2=(Eg/(2*q));
%voltatge tèrmic(T=300K)=KT/q[V]
KT=0.0259*q;
%densitat portador intrínsec[micro_m^-3]
ni=1.4E-2;
%mobilitat efectiva[micro_m^2/Vs]
meff=300E+8;
%Longitud dispositiu[micro_m]
L=1;
%Gruix dispositiu[micro_m]
W=1;
r=(tox*esi)/(eox*tsi);
%Relació parelles alfa i beta
h=1;
%Per trobar la part negativa de la relació f(alfa,beta)=0
for V1=pi/2:-.1:-pi/2
    x0=[-0.0536 -0.0028];
    options=optimset('Display','off');
    [x1,fval,exitflag,output] = fsolve(@(x1) [(log((sin(x1(1)+x1(2))))/(sin(x1(1)-
x1(2)))))+(2.*r.*x1(2).*(1./tan(x1(1)-x1(2)))+(1./tan(x1(1)+x1(2)))))-(q.*(AQ2-
AQ1))./(2.*KT)];
AQ1+(KT./q).*log((2.*esi.*KT)/((q^2).*ni.*(tsi^2))+2.*(KT./q).*log((2.*x1(2))./sin(x1(1)-
x1(2)))+4.*(KT./q).*r.*x1(2).*(1./tan(x1(1)-x1(2)))-V1],x0,options);
    alfa(h)=x1(1);
    beta(h)=x1(2);
    h=h+1;
end
%Per trobar la part positiva de la relació f(alfa,beta)=0
for V1=-pi/2:.1:pi/2
    x0=[0.0536 0.0028];
    options=optimset('Display','off');
    [x1,fval,exitflag,output] = fsolve(@(x1) [(log((sin(x1(1)+x1(2))))/(sin(x1(1)-
x1(2)))))+(2.*r.*x1(2).*(1./tan(x1(1)-x1(2)))+(1./tan(x1(1)+x1(2)))))-(q.*(AQ2-
AQ1))./(2.*KT)];
AQ1+(KT./q).*log((2.*esi.*KT)/((q^2).*ni.*(tsi^2))+2.*(KT./q).*log((2.*x1(2))./sin(x1(1)-
x1(2)))+4.*(KT./q).*r.*x1(2).*(1./tan(x1(1)-x1(2)))-V1],x0,options);
    alfa(h)=x1(1);
    beta(h)=x1(2);
    h=h+1;
end
%Representació gràfica de f(alfa,beta)=0
figure(1)
title('Representació de les parelles alfa i Beta resultant del primer sistema
d'equacions')
plot(alfa,beta)
axis ([-pi/2 pi/2 -pi/2 pi/2])
hold on
grid on
ylabel('beta')
xlabel('alfa')
%Relació de parelles alfa* i beta*
i=1;
%Per trobar la part negativa de la relació f(alfa*,beta*)=0
for V2=-pi/2:.1:pi/2
    x01=[-0.0062 -0.0054];
    options=optimset('Display','off');
    [x2,fval,exitflag,output] = fsolve(@(x2) [(log((sinh(x2(1)+x2(2))))/(sinh(x2(1)-
x2(2)))))+(2.*r.*x2(2).*(1./tanh(x2(1)-x2(2)))+(1./tanh(x2(1)+x2(2)))))-(q.*(AQ2-
AQ1))./(2.*KT)];
AQ1+(KT./q).*log((2.*esi.*KT)/((q^2).*ni.*(tsi^2))+2.*(KT./q).*log((2.*x2(2))./sinh(x2(1)-
x2(2)))+4.*(KT./q).*r.*x2(2).*(1./tanh(x2(1)-x2(2)))-V2],x01,options);
    alfa_conj(i)=x2(1);
    beta_conj(i)=x2(2);
    i=i+1;
end

```

```

%Per trobar la part positiva de la relació f(alfa*,beta*)=0
for V2=pi/2:-.1:-pi/2
x01=[0.0062 0.0054];
options=optimset('Display','off');
[x2,fval,exitflag,output] = fsolve(@(x2) [(log((sinh(x2(1)+x2(2)))/(sinh(x2(1)-
x2(2)))))+(2.*r.*x2(2).*(1./tanh(x2(1)-x2(2)))+(1./tanh(x2(1)+x2(2)))))-(q.*(AQ2-
AQ1))./(2.*KT)];

AQ1+(KT./q).*log((2.*esi.*KT)./((q^2).*ni.*(tsi^2)))+2.*(KT./q).*log((2.*x2(2))./sinh(x2(1)-
x2(2)))+4.*(KT./q).*r.*x2(2).*(1./tanh(x2(1)-x2(2)))-V2],x01,options);
alfa_conj(i)=x2(1);
beta_conj(i)=x2(2);
i=i+1;
end
%Representació gràfica de f(alfa*,beta*)=0
figure(2)
plot(alfa_conj,beta_conj)
axis ([-20 20 -6 6])
hold on
grid on
ylabel('beta*')
xlabel('alfa*')
%Càrrega total mòbil per sota del punt frontera.
j=1;
for k=1:1:length(alfa_conj)
Q2=((4.*esi.*KT)./(q.*tsi)).*beta_conj(k).*(1./tanh(alfa_conj(k)-beta_conj(k)))-
(1./tanh(alfa_conj(k)+beta_conj(k))));
Vg_V2=AQ1+(KT./q).*log((2.*esi.*KT)./((q^2).*ni.*(tsi^2)))+2.*(KT./q).*log((2.*beta_conj(k)).
/sinh(alfa_conj(k)-beta_conj(k)))+4.*(KT./q).*r.*beta_conj(k).*(1./tanh(alfa_conj(k)-
beta_conj(k))));
Qtotal2(j)=Q2;
j=j+1;
figure(3)
semilogy(Vg_V2,Q2,'bx')
axis ([-0.4 2 1E-22 1E-13])
hold on
grid on
ylabel('Qi(C/{micròmetre}^2)')
xlabel('Vg-V(V)')
end
%Càrrega total mòbil per damunt del punt frontera.
l=1;
for m=1:1:length(alfa)
Q1=((4.*esi.*KT)./(q.*tsi)).*beta(m).*(1./tan(alfa(m)-beta(m)))-
(1./tan(alfa(m)+beta(m))));
Vg_V1=AQ1+(KT./q).*log((2.*esi.*KT)./((q^2).*ni.*(tsi^2)))+2.*(KT./q).*log((2.*beta(m))./sin(
alfa(m)-beta(m)))+4.*(KT./q).*r.*beta(m).*(1./tan(alfa(m)-beta(m))));
Qtotal(l)=Q1;
l=l+1;
figure(3)
plot(Vg_V1,Q1,'rx')
hold on
end
%Punt frontera de tensió Vg-V que separa els dos règims de operació
disp('El punt frontera de tensió Vg-V que separa els dos règims de operació és:')
options=optimset('Display','off');
[s,fval,exitflag,output,jacobian] = fsolve(@(s) (log((s+1)/(s-1))+(r*((s+1)/(s-1))-((s-
1)/(s+1))))-((q*(AQ2-AQ1))/(2*KT))),0,options);
AQ1+(KT/q)*log((2*esi*KT)/((q^2)*ni*(tsi^2)))+2*(KT/q)*log(2/(s-1))+2*(KT/q)*r*(2/(s-1))
P3=AQ1+(KT/q)*log((2*esi*KT)/((q^2)*ni*(tsi^2)))+2*(KT/q)*log(2/(s-1))+2*(KT/q)*r*(2/(s-
1));
%Característica Ids respecte Vgs per a un gruix de silici de 10nm, 20nm i 30nm
for P2=.0100:.0100:.0300
for P1=0:.03:2
integral_de_Qi = quad(@f1,0,2,1.e-6,0,P1,P2,P3);
Ids=meff*(W/L)*integral_de_Qi;
figure(4)
title('Ids respecte Vgs gruixos silici 10,20 i 30 nm (eix lineal)')
axis on

```



```

grid on
ylabel('Ids(A/micròmetre)')
xlabel('Vgs(V)')
if P2==.0100
plot(P1,Ids,'--rx')
hold on
end
if P2==.0200
plot(P1,Ids,'--b+')
hold on
end
if P2==.0300
plot(P1,Ids,'--go')
hold on
end
figure(5)
title('Ids respecte Vgs gruixos silici 10,20 i 30 nm (eix logaritmica)')
axis on
ylabel('Ids(A/micròmetre)')
xlabel('Vgs(V)')
if P2==.0100
semilogy(P1,Ids,'--rx')
hold on
end
if P2==.0200
semilogy(P1,Ids,'--b+')
hold on
end
if P2==.0300
semilogy(P1,Ids,'--go')
hold on
end
end
end
%Característica Ids respecte Vds per a un gruix de silici de 10nm
P2=.0100;
for P1=0.5:0.5:2
for vd=0:.03:2
integral_de_Qi = quad(@f1,0,vd,1.e-6,0,P1,P2,P3);
Ids=meff*(W/L)*integral_de_Qi;
figure(6)
title('Ids respecte Vds per a un gruix de silici de 10nm')
axis on
grid on
ylabel('Ids(A/micròmetre)')
xlabel('Vds(V)')
if P1==0.5
plot(vd,Ids,'--rx')
hold on
end
if P1==1
plot(vd,Ids,'--b+')
hold on
end
if P1==1.5
plot(vd,Ids,'--go')
hold on
end
if P1==2
plot(vd,Ids,'--bd')
hold on
end
end
end
end
end

```

12. Annex

El formulari usat és el següent:

$$\frac{\partial(u \pm v)}{\partial x} = \frac{\partial u}{\partial x} \pm \frac{\partial v}{\partial x}$$

$$\frac{\partial}{\partial x} cu = c \cdot \frac{\partial u}{\partial x}$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \ln u = \frac{1}{u} \frac{\partial u}{\partial x}$$

$$\frac{\partial}{\partial x} c = 0$$

$$\frac{\partial}{\partial x} \sin u = \cos u \frac{\partial u}{\partial x}$$

$$\ln(A \cdot B) = \ln A + \ln B$$

$$a^{-p} = \frac{1}{a^p}$$

$$\ln M^p = p \cdot \ln M$$

$$\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \dots$$

$$\cot x = \frac{1}{x} - \frac{x}{3} + \frac{x^3}{45} - \frac{2x^5}{945} - \dots - \frac{2^{2n} B_n x^{2n-1}}{(2n)!} - \dots$$

13. Referències

[1] Huanxin Lu, Yuan Taur, "An analytic potential model for symmetric and asymmetric DG MOSFETs", IEEE Transactions on Electron Devices, vol.53, n°.5, may 2006.

[2] Yuan Taur, Tak H. Ning "Fundamentals of modern VLSI devices", Cambridge University Press, 469 pág., 1998.

14. Bibliografia complementària

Jacob Millman, Arvin Grabel, "Microelectrónica", Hispano Europea S.A, (sexta edició) 957 pág., 1993.

Murray R. Spiegel, Ph. D. "Serie de compendios Schaum: Manual de fórmulas y tablas matemáticas. 2400 fórmulas y 60 tablas", Libros McGraw-Hill, 271 pág., 1970.

Yuan Taur, "An analytical solution to a double-gate MOSFET with undoped body", IEEE Electron Device Letters, vol.21, n°.5, May 2000.

Yuan Taur, "Analytic solutions of charge and capacitance in symmetric and asymmetric double-gate MOSFETs", IEEE Transactions on Electron Devices, vol.48, n°.12, december 2001.

Yuan Taur, Xiaoping Liang, Wei Wang, Huanxin Lu, "A continuous, analytic drain-current model for DG MOSFETs", IEEE Electron Device Letters, vol.25, n°.2, february 2004.

D.Jimenez, B.Iñiguez, J.Suñé, L.F.Marsal, J.Pallarés, J.Roig, D.Flores, "Continuous analytic I-V model for surrounding-gate MOSFETs", IEEE Electron Device Letters, vol.25, n°.8, august 2004.