

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Study of Analog and High Frequency Behavior of Multi-Gate MOSFETs

Διπλωματική Εργασία

του

ΓΥΡΟΥΚΗ ΓΕΩΡΓΙΟΥ

Σεπτέμβριος 2012

Study of Analog and High Frequency Behavior of Multi-Gate MOSFETs

Διπλωματική Εργασία

του

ΓΥΡΟΥΚΗ ΓΕΩΡΓΙΟΥ

Επιτροπή: Matthias Bucher, Επ. Καθηγητής (επιβλέπων) Κωνσταντίνος Μπάλας, Αν. Καθηγητής Απόστολος Δόλλας, Καθηγητής

Σεπτέμβριος 2012

Ευχαριστίες

Στην πορεία μου αυτή, για την διεκπεραίωση της διπλωματικής μου εργασίας, πολλές φορές συνάντησα προβλήματα. Προβλήματα που έμοιαζαν στα μάτια μου ανυπέρβλητα. Υπάρχουν όμως κάποιοι άνθρωποι οι οποίοι συνέβαλαν τα μέγιστα στο να ξεπεράσω τα προβλήματα αυτά. Θα ήθελα να ευχαριστήσω πρώτα από όλα τον κ. Μπούχερ που με εμπιστεύτηκε και με βοήθησε. Την εργαστηριακή του ομάδα. Τον Dr. Rupendra Sharma με TCAD προσομοιώσεις, τον Νίκο Μαυρεδάκη και τον Νίκο Μακρή για την βοήθεια τους στο να κατανοήσω και να λύσω προβλήματα που προέκυψαν κατά την διάρκεια της διπλωματικής μου εργασίας, τον Άγγελο Αντωνόπουλο και Κώστα Παπαθανασίου γιατί, παρ'όλο που δραστηριοποιούνται σε διαφορετικό από την μοντελοποίηση τομέα, προσπαθούσαν πάντα να με βοηθήσουν στην εύρεση λύσεων. Και φυσικά, μια κοπέλα που ήταν δίπλα μου όλο αυτό τον καιρό, τους φίλους μου και την οικογένεια μου. Αυτή η διπλωματική εργασία είναι αφιερωμένη στην μητέρα μου και τον **πατέρα** μου.

<u>Περιεχόμενα</u>

1. Εισαγωγή7
1.1 Γενικά7
1.2 Η ιστορία του MOSFET 8
1.3 Περιεχόμενα κεφαλαίων9
2. Μοντελοποίηση 10
2.1 Το MOSFET ως διάταξη10
2.2 To Multi-gate MOSFET ως διάταξη11
2.3 Double Gate MOSFET 13
2.3.1 To Double Gate MOSFET ως διάταξη13
2.3.1.1 Διαχωρισμός με βάση τα κατασκευαστικό χαρακτηριστικά του DG MOSFET
2.3.1.1.1 Ιδανικό vs Μη-ιδανικό
2.3.1.1.2 Συμμετρικό vs Mη- Συμμετρικό 16
2.3.2 Μοντελοποίηση ιδανικού double gate MOSFET 17
2.3.2.1 Κανονικοποιήσεις (normalization)
2.3.2.2 Τάση κατωφλίου (threshold Voltage)
2.3.2.3 Τάση μηδενικού φορτίου (Pinch-off Voltage)19
2.3.2.4 Αναστροφή (Inversion)19
2.3.2.5 Ρεύμα στον υποδοχέα (Drain Current)
2.3.2.6 Η συμμετρία μεταξύ της κοινής τάσης των πυλών και τοι δυναμικού του καναλιού
2.3.2.7 Ολοκλήρωση της συνάρτησης Poisson

dQ_{ieq}

aQ _{ieq}
2.3.2.8 Έκφραση με βάση το φορτίο dv_{cm} 2.3.2.8.1 Και οι δυο πύλες σε ασθενή αναστροφή 24
2.3.2.8.2 Μόνο μια πύλη σε ισχυρή αναστροφή
2.3.2.8.3 Και οι δύο πύλες σε ισχυρή αναστροφή 26
2.3.2.8.4 Γενικός τύπος υπολογισμού της
dQ _{ieq}
ποσότητας dv_{CM}27
2.3.9 Γενικός τύπος υπολογισμού του ρεύματος
2.3.10 Ευκινησία φορέων (μ)
2.3.10.1 Σκέδαση 29
2.3.10.2 Κορεσμός της ταχύτητας των φορέων
3. Υλοποίηση του μοντέλου 31
3.1 Το μοντέλο σε Verilog-A 31
4. Δοκιμές ελέγχου ορθής λειτουργίας
4.1 Το μοντέλο του ΑΠΘ 40
4.2 Μοντελοποίηση multi-gate MOSFETs δεδομένων με χρήση του ΕΚV3 μοντέλου 41
4.3 Το μοντέλο που δομήθηκε στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας
4.3.1 Μοντελοποίηση ρεύματος43
4.3.2 Μοντελοποίηση διαχωρητικοτήτων

Παράρτημα	. 56
Βιβλιογραφία	72

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Γενικά

Η μοντελοποίηση του MOSFET και στις μέρες μας ενός Multi-Gate MOSFET είναι ένα μείζον θέμα που απασχολεί τόσο την επιστημονική κοινότητα, όσο και την βιομηχανία. Παρ'όλες τις προσπάθειες που έχουν γίνει δεν καθίσταται δυνατό να μοντελοποιήσουμε πλήρως την συμπεριφορά ενός MOSFET και ακόμα περισσότερο ενός multi-gate MOSFET που αναπτύχτηκε σαν δομή πολύ πρόσφατα.

Στόχος της μοντελοποίησης είναι η όσο το δυνατόν πληρέστερη και ορθότερη περιγραφή της συμπεριφοράς του multi-gate MOSFET. Θέλουμε δηλαδή να γνωρίζουμε τα φαινόμενα τα οποία εμφανίζονται σε ένα multi-gate MOSFET όταν στους ακροδέκτες του εφαρμόζεται δυναμικό. Τα μοντέλα χρησιμοποιούνται σε διαφόρους προσομοιωτές κυκλωμάτων (τύπου SPICE) και μπορούν να βοηθήσουν τον σχεδιαστή στην εύρεση βέλτιστης κατά το δυνατόν δομής και λειτουργίας ενός κυκλώματος.

Ένα μοντέλο για multi-gate MOSFET θα πρέπει να περιγράφει όσο το δυνατόν περισσότερα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στην δομή αυτή. Επίσης πρέπει να απαιτεί όσο το δυνατόν μικρότερη υπολογιστική ισχύ. Σημαντικός παράγοντας είναι ο χρόνος παραγωγής αποτελεσμάτων που απαιτεί ένα μοντέλο. Είναι σημαντικό το μοντέλο με το οποίο εργάζεται ο σχεδιαστής να είναι δοκιμασμένο και αξιόπιστο, και οι παράμετροι του μοντέλου πρέπει να έχουν προσαρμοστεί σωστά στην τεχνολογία που χρησιμοποιεί ο σχεδιαστής. Διαφορετικά μπορεί να οδηγηθεί σε εσφαλμένα αποτελέσματα, κάτι που συνεπάγεται κόστος σε χρόνο και κεφάλαιο.

1.2 Η ιστορία του MOSFET

Ο J. Ε. Lilienfeld ήταν ο πρώτος που κατά τα μέσα τις τρίτης δεκαετία του εικοστού αιώνα δημιούργησε το πρώτο MOSFET [1]. Με το πέρασμα των χρόνων η μορφή του MOSFET άλλαξε. Η σημερινή του μορφή διαφέρει παρασάγγας από την τότε μορφή του, η φυσική του λειτουργία που το χαρακτηρίζει παραμένει η ίδια στην διάρκεια του χρόνου. Από το 1960 οι διαδικασίες που απαιτούνταν για την κατασκευή του MOSFET ωρίμασαν και έτσι έγινε εφικτό η τεχνολογία CMOS αργότερα να μπει σε πολλές εφαρμογές. Το MOSFET ήταν και είναι σημαντικό κομμάτι στην δημιουργία τόσο ψηφιακών όσο και αναλογικών κυκλωμάτων [2]. Η τεχνολογική εξέλιξη έδωσε την δυνατότητα για την κατασκευή MOSFET μικρότερων διαστάσεων με αποτέλεσμα να έχουμε υψηλότερο επίπεδο απόδοσης. Πιο συγκεκριμένα αυξήθηκε το συχνοτικό εύρος λειτουργιάς του και μειώθηκε η κατανάλωση ενεργείας [3].

Ήδη από τα τέλη του εικοστού αιώνα το μήκος της πύλης του MOSFET ήταν πολύ μικρότερο του ενός μικρομέτρου. Οι διαρκείς προσπάθειες για σμίκρυνση του MOSFET έχουν οδηγήσει στο σήμερα που κατασκευάζονται MOSFET με μήκος πύλης μερικές δεκάδες νανόμετρα [3]. Η διαρκής αυτή πορεία σε όλο και μικρότερων διαστάσεων MOSFET έχει οδηγήσει στην ανάδειξη φαινομένων που είτε δεν υπήρχαν είτε ήταν αμελητέα. Έτσι γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι η μοντελοποίηση του MOSFET πρέπει συνεχώς να ανανεώνεται έτσι ώστε να παρακολουθεί την εξέλιξη της τεχνολογίας.

Στις μέρες μπορούν να κατασκευαστούν MOSFET με αριθμό πυλών μεγαλύτερο του ενός. Και το όνομα αυτών multi-gate MOSFET .Μια κατηγορία multi-gate MOSFET είναι το double gate MOSFET το οποίο θα μελετήσουμε σε αυτή την διπλωματική εργασία. Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η δημιουργία ενός μοντέλου το οποίο θα μοντελοποιεί την συμπεριφορά ενός ιδανικού και συμμετρικού σαν δομή Double Gate MOSFET εφαρμόζοντας ίσο δυναμικό στις δύο πύλες του. Επίσης, να μοντελοποιούνται οι εσωτερικές διαχωριτικότητες. Το μοντέλο αυτό είναι το πρώτο που καταφέρνει να μοντελοποιεί τις διαχωριτικότητες αυτές.

1.3 Περιεχόμενα κεφαλαίων

Το **πρώτο κεφάλαιο,** θα έχει ουσιαστικά εισαγωγικό χαρακτήρα. Στόχος του είναι η παροχή γενικών πληροφοριών στον αναγνώστη σχετικά με την μοντελοποίηση ενός multi-gate MOSFET.

Στην συνέχεια, στο **δεύτερο κεφάλαιο** θα γίνει αναφορά στην θεωρία που διέπει τα multi-gate MOSFETs, στην θεωρία φορτίων για συμμετρικά και μη συμμετρικά double gate MOSFETs και κάποια σημαντικά σημεία της θεωρίας του EKV3.

Στο **τρίτο κεφάλαιο**, θα παρουσιαστούν στοιχεία σχετικά με την υλοποίηση του μοντέλου σε Verilog-A, κώδικα που προέκυψε από το μαθηματικό μοντέλο που προσομοιώνει την λειτουργία του double gate MOSFET.

Στο **τέταρτο κεφάλαιο**, θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα, ο σχολιασμό αυτών και τα συμπεράσματα τα οποία προέκυψαν .Τέλος θα παρουσιαστούν οι παράμετροι του μοντέλου που αναπτύχθηκε.

Στο πέμπτο κεφάλαιο, θα γίνει αναφορά σε μελλοντική εργασία που θα πρέπει να γίνει έτσι ώστε το μοντέλο να ολοκληρωθεί με σκοπό να μοντελοποιούνται όλα τα φαινόμενα για κάθε περιοχή λειτουργίας και για όλες τις διαστάσεις ενός double gate MOSFET.

Τέλος, στο παράρτημα, θα περιέχονται γραφικές που πρόεκυψαν από τη διπλωματική μου εργασία καθώς και ένα script matlab για την εύρεση διαχωριτικοτήτων.

Κεφάλαιο 2

Μοντελοποίηση

2.1 Το MOSFET ως διάταξη

Το MOSFET είναι μια διάταξη τεσσάρων ακροδεκτών[4]-[5].

Οι τέσσερεις ακροδέκτες φέρουν το ακόλουθα ονόματα:

- Πύλη (gate)
- Πηγή (source)
- Υποδοχέας(drain)
- Υπόστρωμα(bulk)

Ένα MOSFET, όπως όλα τα στοιχεία ημιαγωγών ,μπορεί να κατασκευαστεί με δυο συμπληρωματικούς τρόπους. Έτσι έχουμε δυο μορφές MOSFET

 nMOSFET : Οι ακροδέκτες source και drain είναι n-τύπου, ενώ οι ακροδέκτες gate και bulk είναι p-τύπου.



Σχήμα 2.1 : Απλοποιημένη διατομή ενός nMOSFET

 pMOSFET : Οι ακροδέκτες source και drain είναι p-τύπου, ενώ οι ακροδέκτες gate και bulk είναι n-τύπου.



Σχήμα 2.2 : pMOSFET

Η λειτουργία του εξαρτάται από ένα πεδιακό φαινόμενο. Πιο συγκεκριμένα το πεδίο που αναπτύσσετε μεταξύ δυο κόμβων ορίζει τη αγωγιμότητα μεταξύ των άλλων δυο. Ανάμεσα στην πύλη και την υπόλοιπη διάταξη υπάρχει μονωτής κάτω από τον οποίο αναπτύσσεται το πεδίο που ορίζει την αγωγιμότητα μεταξύ source και drain.

2.2 To Multi-gate MOSFET ως διάταξη

Στις μέρες μας, παρουσιάζεται η ανάγκη της βιομηχανίας μικροηλεκτρονικής ώστε να συρρικνωθούν οι ηλεκτρονικές διατάξεις στο καθεστώς νανομέτρων και να είναι λειτουργικές. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να χρειαστεί να μετακινηθούμε από κλασσικές δομές που χρησιμοποιούνται, όπως το single-gate MOSFET, σε περισσότερο προηγμένες δομές. Επομένως είναι αναγκαίο να μελετηθεί MOSFET με αριθμό πυλών μεγαλύτερο του ενός(multi-gate MOSFET).

Τα multi-gate τρανζίστορ περιλαμβάνονται στην ομάδα των νέων συσκευών, διότι περισσότερες από μία πύλες συμμετέχουν ταυτόχρονα στον σχηματισμό του καναλιού στο MOSFET. Η ιδέα για την δημιουργία δομών με πολλαπλές πύλες εισήχθη για πρώτη φορά στις αρχές της δεκαετίας του 1980 από τον Sekigawa [6].

Σύμφωνα με τον αριθμό των πυλών, ένα multi-gate MOSFET μπορεί να χαρακτηριστεί ως Single Gate MOSFET αν έχει μόνο μια πύλη, Double Gate MOSFET αν έχει δυο πύλες, Triple Gate MOSFET αν έχει τρεις πύλες Quadruple Gate MOSFET αν έχει τέσσερις πύλες κ.τ.λ. [7].



Σχήμα 2.3: Ultra-thin body (UTB) SOI and different multi-gate MOSFET Structures : (1) UTB SG SOI, (2) DG, (3) Tri-Gate, (4)Quadruple-Gate, (5) Pi-Gate [Lin 07].

Η λειτουργία του εξαρτάται από ένα πεδιακό φαινόμενο. Όπως αναφέραμε παραπάνω σε ένα MOSFET το πεδίο που αναπτύσσεται μεταξύ δυο κόμβων ορίζει τη αγωγιμότητα μεταξύ των άλλων δύο. Ανάμεσα στην πύλη και την υπόλοιπη διάταξη υπάρχει μονωτής κάτω από τον οποίο αναπτύσσεται το πεδίο που ορίζει την αγωγιμότητα μεταξύ source και drain. Σε ένα multi-gate MOSFET έχουμε περισσότερες από μια πύλες κάτι που σημαίνει ότι δημιουργούνται περισσότερα από ένα πεδία που ορίζουν την αγωγιμότητα μεταξύ των ακροδεκτών source και drain.

Διαπιστώθηκε ότι η αρχιτεκτονική πολλαπλών πυλών έχει κάποια πολύ ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά. Ένα από τα πιο σημαντικά είναι ο βελτιωμένος έλεγχος (gate control) που έχουμε στα φορτία, με βάση το δυναμικό που εφαρμόζουμε στις πύλες. Με τον τρόπο αυτό παρουσιάζεται βελτίωση στα φαινόμενα μικρού μήκους καναλιού. Ένα άλλο ιδιαίτερο χαρακτηριστικό των διατάξεων πολλαπλών πυλών είναι η αύξηση του ρεύματος στο κανάλι. Επίσης παρουσιάζεται σημαντική βελτίωση όσον αφορά στα φαινόμενα subthreshold slope, current drive, το DC κέρδος καθώς και στις διαγωγιμότητες.

2.3 Double Gate MOSFET

2.3.1 To double gate MOSFET ως διάταξη

To double gate MOSFET είναι ουσιαστικά ένα multi-gate MOSFET με αριθμό πυλών ίσο με δύο.

To double gate MOSFET είναι και αυτό μια διάταξη τεσσάρων ακροδεκτών.

Οι τέσσερεις ακροδέκτες φέρουν το ακόλουθα ονόματα:

- Άνω Πύλη (front gate)
- Κάτω Πύλη (back gate)
- Πηγή (source)
- Υποδοχέας (drain)

Το DG MOSFET είναι μια πολλά υποσχόμενη δομή, εξαιτίας του γεγονότος του ότι για ένα συγκεκριμένο μήκος καναλιού(15 nm) και για ένα δεδομένο πάχος οξειδίου(silicon thickness) έχουμε σημαντικό περιορισμό των φαινομένων μικρού μήκους καναλιού (short channel effects). Επίσης καθώς το πλάτος απογύμνωσης του καναλιού(channel depletion width) καθορίζεται από το πάχος του οξειδίου δεν απαιτείται υψηλό ντόπινγκ στο κανάλι. Αυτό συνεπάγεται εξάλειψη των προβλημάτων υποβάθμισης, κινητικότητας και διακύμανσης των προσμείξεων[8].



Σχήμα 2.5 : The various multiple-gate architectures: (a)Single-gate,(b)Planar Double-gate

2.3.1.1 Διαχωρισμός με βάση τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του DG MOSFET

2.3.1.1.1 Ιδανικό vs Μη-ιδανικό

Ένα επίπεδο DG MOSFET(planar DG MOSFET) μοιάζει με ένα επίπεδο MOSFET με υπόστρωμα(planar bulk MOSFET). Σε ένα DG MOSFET παρουσιάζονται λιγότερες επιρροές λόγο γεωμετρίας (geometry effects). Στην μελέτη ενός επίπεδου DG MOSFET, η ύπαρξη δυο πυλών αποτελεί μεγάλο πλεονέκτημα, καθώς μπορεί να εφαρμοσθεί δυναμικό σε οποιαδήποτε στάδιο τις διαδικασίας είναι επιθυμητό. Παρακάτω παρουσιάζεται ένα ιδανικό DG MOSFET.



Σχήμα 2.6 : Ideal DG MOSFET structure

Σε ένα ιδανικό DG MOSFET οι δυο πύλες είναι απόλυτα ευθυγραμμισμένες, δηλαδή αν ορισθεί ένας κάθετος άξονας που περνάει από το κέντρο της μιας πύλης τότε σίγουρα θα περνάει από το κέντρο και τις δεύτερης. Επίσης το σώμα του καναλιού που δημιουργείται είναι εξαιρετικά λεπτό ενώ η source και η drain είναι παχιά.

Σε ένα μη ιδανικό DG MOSFET οι δυο πύλες δεν είναι ευθυγραμμισμένες κάτι που συνεπάγεται ότι παρουσιάζονται και άλλα φαινόμενα και το θέμα χρίζει περεταίρω μελέτης, η οποία όμως δεν έγινε στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας.



Σχήμα 2.7 : DG MOSFET structure με μη ευθυγραμμισμένες πύλες

2.3.1.1.2 Συμμετρικό vs Mη- Συμμετρικό

Τα DG MOSFETs χωρίζονται σε δυο τύπους: συμμετρικό (symmetric) double gate (SDG) και μη-συμμετρικό (asymmetric) double gate (ADG) όπως φαίνεται στην εικόνα παρακάτω.



Σχήμα 2.8 : Symmetric and Asymmetric DG MOSFET

Σε ένα συμμετρικό DG MOSFET οι δυο πύλες είναι η-τύπου, ενώ σε μη συμμετρικό DG MOSFET ενδέχεται η άνω πύλη να είναι η-τύπου ενώ η κάτω πύλη είναι p-τύπου. Έτσι όταν εφαρμοσθεί δυναμικό στις πύλες ενός συμμετρικού DG MOSFET έχουμε την δημιουργία δύο καναλιών. Αντίθετα σε ένα μη-συμμετρικό DG MOSFET έχουμε την δημιουργία μόνο ενός καναλιού κάτω από την άνω πύλη του DG MOSFET. Στην περίπτωση τώρα που το δυναμικό που θα εφαρμοσθεί στις πύλες ενός μη-συμμετρικού DG MOSFET είναι αρκετά υψηλό τότε έχουμε την δημιουργία καναλιού και πάνω από την κάτω πύλη. Ένα πλεονέκτημα των συμμετρικών DG MOSFETs συγκρίνοντας τα με τα μη-συμμετρικά DG MOSFETs είναι ότι παρουσιάζουν μεγαλύτερη κινητικότητα των φορέων εξαιτίας του γεγονότος ότι έχουν μικρότερο εγκάρσιο ηλεκτρικό πεδίο (lower transverse electric field) [9]. Στα πλαίσια της διπλωματικής αυτής εργασίας μελετάμε μόνο συμμετρικά DG MOSFET.

2.3.2 Μοντελοποίηση ιδανικού double gate MOSFET

Στόχος της αναλυτικής μοντελοποίησης είναι η εξαγωγή ενός συνόλου εξισώσεων που βασίζονται στην φυσική, αλλά, ταυτόχρονα, χαρακτηρίζονται από μια υπολογιστική λακωνικότητα. Για να επιτευχθεί αυτός ο στόχος, μια ακολουθία απλοποιήσεων και προσεγγίσεων είναι αναγκαία, προσέχοντας φυσικά το κόστος στην ακρίβεια του μοντέλου να μην είναι απαγορευτικό [10]-[11].



Σχήμα 2.9 : DG MOSFET structure

2.3.2.1 Κανονικοποιήσεις (normalization)

Αρχικά, θα οριστούν κάποιες ποσότητες, οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν αργότερα για την κανονικοποίηση εξισώσεων που θα δούμε στην συνέχεια της διπλωματικής αυτής εργασίας. Με μικρά γράμματα θα αναφέρονται οι κανονικοποιημένες ποσότητες, ενώ με κεφαλαία οι μη κανονικοποιημένες.

Θερμοδυναμική τάση (Ut). Χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση των τάσεων και ορίζεται :

$$U_t = \frac{KT}{q}$$

- *K* : σταθερά Boltzmann.
- *T* : θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin.
- *q* : φορτίο ηλεκτρονίου.

Άρα οι κανονικοποιημένες τάσεις προκύπτουν ως ακολούθως:

$$v \triangleq \frac{V}{U_t}$$

Ρεύμα κανονικοποίησης (I_{spec}). Χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση των ρευμάτων και ορίζεται :

$$I_{spec} = \frac{4\mu C_{ox}W}{LU_t}$$

μ : ευκινησία φορέων.

$$C_{ox}$$
: χωρητικότητα οξειδίου ($C_{ox} = \frac{c_{ox}}{t_{ox}}$).

- *W* : πλάτος καναλιού.
- *L* : μήκος καναλιού.

Άρα τα κανονικοποιημένα ρεύματα προκύπτουν ως ακολούθως:

$$i \triangleq \frac{I}{I_{spec}}$$

Φορτίο κανονικοποίησης (Q_{spec}). Χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση των φορτίων και ορίζεται :

 $Q_{spec} \triangleq C_{ox}U_t$

Άρα τα κανονικοποιημένα φορτία προκύπτουν ως ακολούθως:

$$q_i \triangleq \frac{Q_i}{Q_{spec}}$$

 Q_i : αναστρέφον φορτίο.

 Κανονικοποίηση θέσης στον κάθετο άξονα (x) ως προς το πάχος του πυριτίου(ξ) και ορίζεται :

$$\xi = \frac{x}{t_{si}}$$

 t_{si} : πάχος πυριτίου.

2.3.2.2 Τάση κατωφλίου (threshold Voltage)

Σαν τάση κατωφλίου(V_{th}) ορίζεται η τιμή της τάσης που εφαρμόζουμε στην πύλη και για τιμές μεγαλύτερες από αυτή έχουμε την δημιουργία καναλιού.

2.3.2.3 Τάση μηδενικού φορτίου (Pinch-off Voltage)

Σαν τάση μηδενικού φορτίου(V_P) ορίζεται η τιμή της τάσης στην πύλη για την οποία το κανάλι μόλις αρχίζει να δημιουργείται.

$$V_P = \frac{V_G - V_{th}}{n}$$

n: Συντελεστής κλίσης (slope factor)

2.3.2.4 Αναστροφή (Inversion)

Το επίπεδο αναστροφής προκύπτει από την σύγκριση της τάσης μηδενικού φορτίου και της τάσης στο source.

- Αν $V_P > V_s$ τότε το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή της ισχυρής αναστροφής (strong inversion).
- Αν $V_P < V_s$ τότε το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή της ασθενούς αναστροφής (weak inversion).
- Αν $V_P = V_s$ τότε το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή της μέτριας αναστροφής (moderate inversion).

2.3.2.5 Ρεύμα στον υποδοχέα (Drain Current)

Το κανονικοποιημένο ρεύμα στον υποδοχέα δίνεται από τον ακόλουθο τύπο :

$$i = \int_{V_s}^{V_d} q_i dv = \int_{V_s}^{V_d} q_i \frac{dv}{dq_i} dq_i$$

όπου q_i ορίζεται η πυκνότητα του συνολικού κανονικοποιημένου ανάστροφου φορτίου : $q_i \triangleq q_f + q_d$. Επίσης, $q_{f(b)}$ ορίζεται η πυκνότητα του κανονικοποιημένου φορτίου στην πάνω (κάτω) πύλη (front (back) gate).

 $q_{s(d)}$ ορίζεται η πυκνότητα του κανονικοποιημένου φορτίου στην πηγή (υποδοχέα) . Τέλος, με v συμβολίζεται η κανονικοποιημένη τάση στο κανάλι.

Η μόνη απαιτούμενη πληροφορία για να εξαχθεί το ρεύμα στον υποδοχέα είναι το

 $\frac{dv}{dq_i}$

Η σχέση αυτή μπορεί να προκύψει ακλουθώντας τα ακόλουθα δύο βήματα. Αρχικά θα βρεθεί η σχέση μεταξύ του ανάστροφου φορτίου και της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη εκμεταλλευόμενοι την συμμετρία μεταξύ της πάνω και της κάτω πύλης. Στην συνέχεια θα λυθεί η ηλεκτροστατική ισότητα σε διαφορές καταστάσεις πόλωσης.

2.3.2.6 Η συμμετρία μεταξύ της κοινής τάσης των πυλών και του δυναμικού του καναλιού.

Το δυναμικό στο κανάλι μπορεί να προκύψει από την λύση της ακόλουθης εξίσωσης Poisson :

$$\frac{d^2\Psi}{dx^2} = -\rho = f(\Psi, x)$$

Με την παραπάνω σχέση [1] συνδέονται το δυναμικό Ψ με την πυκνότητα του φορτίου. Όπου x ορίζεται η απόσταση πάνω στο πυρίτιο και ρ. Αν τώρα συμβολισθεί η τάση του καναλιού V η [1] μπορεί να έχει την ακόλουθη μορφή :

$$\frac{d^2\Psi}{dx^2} = f(\Psi - V, x)$$

Θεωρώντας τώρα ότι η τάση στο κανάλι δεν αλλάζει όσο κινούμαστε πάνω στον άξονα x μπορούμε να ορίσουμε :

To V_G πάντα εμφανίζεται με την ακόλουθη μορφή συνάρτησης $V_G - \Psi$ επειδή το ηλεκτρικό πεδίο στην διεπαφή είναι απλά $\varepsilon_{ox} \frac{V_G - \Psi}{t_{ox}}$. Εφόσον, το $V_G - \Psi = V_G - V - \widetilde{\Psi}$, $\widetilde{\Psi}$ βασικά "βλέπει " $V_G - V$ αντί για V_G στην αρχική συνθήκη. Αυτό σημαίνει ότι αν Ψ έχει ισοδύναμη λύση με τον τύπο $\Psi_{eq}(V_{cf}^*, V_{cb}^*)$ όπου $V_{cf}^*(p) = V_{Gf(b)} - \Delta_{f(b)}$.

Το $\widetilde{\Psi}$ μπορεί να προκύψει από τον ακόλουθο τύπο

$$\widetilde{\Psi}\left(V_{Gf}^{*},V_{Gb}^{*},V\right) = \Psi_{eq}\left(V_{Gf}^{*}-V,V_{Gb}^{*}-V\right)$$

Από τον ορισμό του $\widetilde{\varPsi}$ το δυναμικό σε μη ισορροπία μπορεί να οριστεί ως

$$\Psi\left(V_{Gf}^{\star}, V_{Gb}^{\star}, V\right) = V + \Psi_{eq}\left(V_{Gf}^{\star} - V, V_{Gb}^{\star} - V\right)$$

Αφού βρεθεί το δυναμικό στο κανάλι μπορούν εύκολα να προκύψουν τα φορτία τόσο στην πάνω(front) Q_f , όσο και στην κάτω(back) Q_b πύλη καθώς και το συνολικό ανάστροφο φορτίο Q_l .

$$Q_f = C_{oxf} \left(V_{Gf}^{\star} - \Psi_f \right)$$
$$Q_b = C_{oxb} \left(V_{Gb}^{\star} - \Psi_b \right)$$
$$Q_i = Q_f + Q_b$$

όπου $\Psi_{f(b)}$ είναι το δυναμικό στην front(back) επιφάνεια και το $C_{oxf(b)}$ είναι η χωρητικότητα που εμφανίζεται στην πάνω(κάτω) πύλη ανά μονάδα επιφάνειας.

Τα φορτία σε κατάσταση μη ισορροπίας δίνονται από τον παρακάτω τύπο :

$$Q_f \left(V_{Gf}^{\star}, V_{Gb}^{\star}, V \right) = Q_{feq} \left(V_{Gf}^{\star} - V, V_{Gb}^{\star} - V \right)$$
$$Q_b \left(V_{Gf}^{\star}, V_{Gb}^{\star}, V \right) = Q_{beq} \left(V_{Gf}^{\star} - V, V_{Gb}^{\star} - V \right)$$
$$Q_i \left(V_{Gf}^{\star}, V_{Gb}^{\star}, V \right) = Q_{ieq} \left(V_{Gf}^{\star} - V, V_{Gb}^{\star} - V \right)$$

όπου Q_{xeq} είναι το ισορροπημένο φορτίο αντικαθιστώντας το Q_x για x = { f , b , i} .

Από την συμμετρία της πάνω και της κάτω πύλης, αυξάνοντας την τάση του καναλιού V καθίσταται δυνατό να μειώσει την CM τάση πύλης V_{CM}, κρατώντας την διαφορά τάσης της πύλης V_{DM}.

$$V_{CM} = \frac{V_{Gf}^{\star} + V_{Gb}^{\star}}{2}$$
$$V_{DM} = \frac{V_{Gf}^{\star} - V_{Gb}^{\star}}{2}$$

Τα φορτία τώρα μπορούν να υπολογιστούν τώρα ως εξής

$$Q_f \left(V_{Gf}^{\bullet}, V_{Gb}^{\bullet}, V \right) = Q_{feq} \left(V_{CM} - V , V_{DM} \right)$$
$$Q_b \left(V_{Gf}^{\bullet}, V_{Gb}^{\bullet}, V \right) = Q_{beq} \left(V_{CM} - V , V_{DM} \right)$$
$$Q_i \left(V_{Gf}^{\bullet}, V_{Gb}^{\bullet}, V \right) = Q_{ieq} \left(V_{CM} - V , V_{DM} \right)$$

από τα οποία έχουμε

$$\frac{dQ_i}{dV} = -\frac{dQ_{ieq}}{dV_{CM}}$$

2.3.2.7 Ολοκλήρωση της συνάρτησης Poisson

Από την ολοκλήρωση της κανονικής συνάρτησης Poisson προκύπτει η σχέση μεταξύ τάσεων και φορτίων

$$V_{gf(b)} = q_{f(b)} + \ln(q_{f(b)}^2 + 2a^2C) - \ln 2a^2$$

οπου το a είναι μια παράμετρος της τεχνολογίας την οποία μελετάμε και ορίζεται ως ακολούθως

$$a = \frac{\varepsilon_{si}}{\varepsilon_{ox}} \frac{t_{ox}}{L_D} \qquad \qquad L_D \triangleq \sqrt{\frac{U_{t \varepsilon_{si}}}{q n_i}}$$

και C είναι η σταθερά ολοκλήρωσης που είναι ανεξάρτητη από το x αλλά εξαρτάται από την τάση της πύλης και ορίζεται

$$C = e^{\Psi} - \frac{1}{2} \frac{L_D^2}{t_{Si}^2} \left(\frac{d\psi}{d\xi} \right)^2$$

2.3.2.8 Έκφραση με βάση το φορτίο $\frac{dQ_{ieq}}{dV_{CM}}$

Σε αυτή την ενότητα, προτείνονται τρεις μη συμπτωτικές περιοχές λειτουργίας

- Και οι δυο πύλες σε ασθενής αναστροφή(Weak inversion)
- Μόνο μια πύλη σε ισχυρή αναστροφή
- Και οι δυο πύλες σε ισχυρή αναστροφή(Strong inversion)

Παρακάτω παρατίθεται μια μελέτη με σκοπό την προσέγγιση της dQ_{ieq}

έκφρασης του φορτίου $\overline{dV_{CM}}$ σε κάθε περιοχή λειτουργίας.

2.3.2.8.1 Και οι δυο πύλες σε ασθενή αναστροφή

Στην ασθενή αναστροφή το ηλεκτρικό πεδίο $E = -\frac{d\Psi}{dx}$ μπορεί να θεωρηθεί σταθερό πάνω στον κατακόρυφο x άξονα, δηλαδή στο στρώμα του πυριτίου. Έτσι το συνολικό Q_i φορτίο μπορεί να εκφραστεί από τον ακόλουθο τύπο στην ασθενή αναστροφή

$$Q_i = \int_0^{t_{si}} q n_i e^{\frac{\Psi}{U_t}} dx$$

Ο παραπάνω τύπος με δεδομένο ότι $E = -\frac{d\Psi}{dx}$ μπορεί να γραφτεί

$$Q_{i} = -\frac{1}{E} \int_{\Psi_{f}}^{\Psi_{b}} qn_{i} e^{\frac{\Psi}{U_{t}}} d\Psi = -\frac{qn_{i}}{E} - \frac{1}{E} \int_{\Psi_{f}}^{\Psi_{b}} e^{\frac{\Psi}{U_{t}}} d\Psi \stackrel{\square}{\Rightarrow}$$
$$\stackrel{\square}{\Rightarrow} Q_{i} = -\frac{qn_{i}U_{t}}{E} \left(e^{\frac{\Psi_{f}}{U_{t}}} - e^{\frac{\Psi_{b}}{U_{t}}} \right)$$

Όσο το ανάστροφο φορτίο είναι πολύ μικρό στο πυρίτιο μπορούμε να ορίσουμε

$$E = \frac{2V_{DM}}{t_{si} + 2\left(\frac{e_{si}}{e_{ox}}\right)t_{ox}}$$

Στην συνέχεια εφόσον το E(capacitive divider) είναι σταθερό κατά μήκος του πυριτίου μπορούσε να παρατηρηθεί ότι

$$Q_i = \frac{qn_i U_t}{E} e^{\frac{\Psi_f}{U_t}} \left(1 - e^{\frac{-e_{si}}{U_t}}\right)$$

Το σημαντικό σημείο εδώ είναι ότι μπορούμε να εκφράσουμε το Q_i ως

$$Q_i = K e^{\frac{\Psi_f}{U_t}}$$

οπού το Κ δεν εξαρτάται από το κοινό δυναμικό που εφαρμόσθηκε στην πύλη. Οπότε προκύπτει

$$\frac{dq_i}{dv_{cm}} = q_i \frac{d\Psi_f}{dv_{cm}}$$

To
$$\Psi_f$$
 δίνεται από τον τύπο $\Psi_f = \mathbf{v}_{cm} + \frac{\mathbf{C}_{ox}}{2C_{si} + \mathbf{C}_{ox}} \mathbf{v}_{dm}$

Άρα , εύκολα προκύπτει ότι $\frac{d\Psi_f}{dv_{cm}} = \mathbf{1}$. Και το τελικό αποτέλεσμα που προκύπτει είναι

$$\frac{dq_i}{dv_{cm}} = q_i$$

2.3.2.8.2 Μόνο μια πύλη σε ισχυρή αναστροφή

Η ολοκληρωμένη συνάρτηση Poisson μπορεί να γραφεί περιέχοντας τους όρους v_{cm} και v_{dm} όπως φαίνεται παρακάτω

 $v_{cm} + v_{dm} = q_f + \ln(q_{f(b)}^2 + 2a^2C) - \ln 2a^2$

Για να μπορέσουμε να καταλήξουμε στην έκφραση $\frac{dq_i}{dv_{cm}}$ πρέπει να εκφράσουμε τις ποσότητες q_f και c με εξισώσεις που περιέχουν τα q_i , v_{cm} και v_{dm}

Θεωρώντας ότι η κάτω (back) πύλη βρίσκεται σε ασθενή αναστροφή, ο όρος *C* μπορεί να εκφραστεί όπως φαίνεται παρακάτω

$$C = e^{\Psi} - \frac{1}{2} \frac{L_D^2}{t_{si}^2} \left(\frac{d\psi}{d\xi} \right)^2 \approx - \frac{1}{2} \frac{L_D^2}{t_{si}^2} \left(\frac{d\psi}{d\xi} \right)^2$$

Υποθέτοντας ότι έχουμε συμπωτικό φορτίο charge sheet στην πάνω(front) πύλη και ο παράγοντας της αναστροφής παρουσιάζεται μικρός παίρνουμε ότι

$$\frac{d\psi}{d\xi} = \psi_b - \psi_f$$

Η κάτω πύλη είναι σε ασθενή αναστροφή. Έτσι έχουμε ότι

 $\psi_b = \alpha \psi_f + (1-a) v_{gb}^*$

α ≜
$$\frac{C_{si}}{C_{si} + C_{ox}}$$

Μπορούμε τώρα να ορίσουμε q_f και δεδομένου ότι

$$q_i = q_f + q_d$$

όπως φαίνεται παρακάτω

$$q_{f} = \frac{q_{i} + 2av_{dm}}{1 + a}$$

$$\frac{d\psi}{d\xi} = \frac{1 - \alpha}{(1 + \alpha)(q_{i} - 2v_{dm})}$$
Kal

Τώρα λοιπόν έχουμε ότι

$$v_{cm} + v_{dm} = \frac{q_i + 2av_{dm}}{1 + a} + \ln\left(q_i^2 + 4\frac{C_{si}}{C_{ox}}v_{dm}q_i\right)$$

από το οποίο μπορεί να προκύψει ότι

$$\frac{dv_{cm}}{dq_i} = \frac{1}{1+a} + \frac{2q_i + 4\frac{C_{si}}{C_{ox}}v_{dm}}{q_i^2 + 4\frac{C_{si}}{C_{ox}}v_{dm}q_i}$$

2.3.2.8.3 Και οι δύο πύλες σε ισχυρή αναστροφή

Η κανονικοποιημένη και ολοκληρωμένη εξίσωση Poisson έχει την ακόλουθη μορφή

$$v_{gf(b)}^* = q_{f(b)} + \ln(q_{f(b)}^2 + 2a^2C)$$

Όταν τώρα και οι δυο πύλες βρίσκονται σε ισχυρή αναστροφή μπορεί να αγνοηθεί ο όρος $2a^2C$ και αυτό διότι οι ποσότητες $q_{f(b)}^2$ είναι ποσοτικά πολύ μεγαλύτερες, δηλαδή

 $2a^2C \ll q_{f(b)}^2$

Άρα στην συγκεκριμένη περίπτωση η παραπάνω εξίσωση Poisson μπορεί να πάρει την εξής μορφή

 $v_{gf(b)}^{\star} = q_{f(b)} + \ln(q_{f(b)}^2)$

Προσθέτοντας τώρα τις δυο παραπάνω ισότητες προκύπτει ότι

 $2v_{cm} \approx q_f + q_b + 2 \ln(q_f q_b)$

Ασυμπτωτικά μπορούμε να ορίσουμε ότι $q_f \approx q_b \approx \frac{q_i}{2}$ άρα προκύπτει ότι

 $2v_{cm} \approx q_i + 4\ln(q_i)$

Έτσι εύκολα οδηγούμαστε στην ακόλουθη σχέση

 $\frac{dv_{cm}}{dq_i} = \frac{1}{2} + \frac{2}{q_i}$

2.3.2.8.4 Γενικός τύπος υπολογισμού της ποσότητας $\frac{dQ_{ieq}}{dV_{CM}}$

Συνοψίζοντας έχουμε ότι

 Όταν και οι δυο πύλες σε ασθενής αναστροφή(Weak inversion) έχουμε

$$\frac{dq_i}{dv_{cm}} = q_i$$

 Όταν μόνο μια πύλη σε ισχυρή αναστροφή(Strong inversion) έχουμε

$$\frac{dv_{cm}}{dq_i} = \frac{1}{1+a} + \frac{2q_i + 4\frac{C_{si}}{C_{ox}}v_{dm}}{q_i^2 + 4\frac{C_{si}}{C_{ox}}v_{dm}q_i}$$

 Όταν και οι δυο πύλες σε ισχυρή αναστροφή(Strong inversion) έχουμε

$$\frac{dv_{cm}}{dq_i} = \frac{1}{2} + \frac{2}{q_i}$$

Από τον συνδυασμό των παραπάνω μπορεί να προκύψει η ακόλουθη εξίσωση που ισχύει για όλες τις παραπάνω περιπτώσεις

$$\frac{dv_{cm}}{dq_i} = \frac{1}{1+a} + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{1+a}\right) \frac{q_i^n}{q_i^n + \lambda (2v_{dm})^2} + \frac{2q_i + 4\frac{C_{si}}{C_{ox}(v_{dm}+1)}}{q_i^2 + 4\frac{C_{si}}{C_{ox}}(v_{dm}+1)q_i}$$

όπου n και λ συνδυαστικές παράμετροι.

2.3.9 Γενικός τύπος υπολογισμού του ρεύματος

Θέτοντας n = 4 και $\lambda = \frac{1}{2}$, με σκοπό την όσο είναι δυνατή η απλοποίηση της έκφρασης που προκύπτει για το ρεύμα, χωρίς όμως να αποκλίνουμε σημαντικά από την ορθή έκφραση του, οδηγούμαστε στην ακόλουθη εξίσωση

$$I_D = I_{spec}(i_0(q_s) - i_0(q_d))$$

όπου

$$i_{0}(q_{l}) = \frac{q_{l}^{2}}{4} + 2q_{l} - \frac{2}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{1+a}\right) \left(v_{dm}\right)^{2} \tan^{-1} \left(\frac{q_{l}^{2}}{2\sqrt{2}(v_{dm})^{2}}\right) - 4 - \frac{C_{si}}{C_{ox}(v_{dm}+1) \ln\left[\left(2q_{i} + 4\frac{C_{si}}{C_{ox}(v_{dm}+1)}\right)\right]\right)$$

кац $I_{spec} = \mu C_{ox} U_t^2 \frac{W}{L}$

2.3.10 Ευκινησία φορέων (μ)

Η ευκινησία των φορέων επηρεάζεται από τα φαινόμενα σκέδασης και το φαινόμενο του κορεσμού της ταχύτητας.

2.3.10.1 Σκέδαση

Διάφοροι μηχανισμοί σκέδασης επηρεάζουν την κινητικότητα των φορέων στο κανάλι. Αυτοί οι μηχανισμοί σκέδασης είναι:

• Σκέδαση επιφάνειας (surface scattering):

Η επίδραση του φαινομένου σκέδασης επιφάνειας εξαρτάται από το κάθετο πεδίο εσωτερικά του καναλιού. Επηρεάζει την κινητικότητα των φορέων για υψηλές τιμές του κάθετου πεδίου (μs).

• Σκέδαση Coulomb (Coulomb scattering):

Η σκέδαση Coulomb επηρεάζει κυρίως τις διατάξεις σε χαμηλές θερμοκρασίες. Στις μοντέρνες τεχνολογίες όμως η ένταση του φαινόμενου αυτού είναι τέτοια ώστε και σε θερμοκρασία δωματίου να μην μπορεί να αγνοηθεί. Επηρεάζει την κινητικότητα των φορέων για χαμηλές τιμές του κάθετου πεδίου (μc).

• Σκέδαση φωτονίων (phonon scattering)

Επηρεάζει την κινητικότητα των φορέων για μέσες τιμές του κάθετου πεδίου (μ_{ph}).

Κάθε μηχανισμός θα δώσει έναν συντελεστή για την τιμή της ευκινησίας των φορέων όπως παρουσιάζεται στην παρακάτω εξίσωση.

$$\frac{1}{\mu}=\frac{1}{\mu_s}+\frac{1}{\mu_c}+\frac{1}{\mu_{ph}}$$

2.3.10.2 Κορεσμός της ταχύτητας των φορέων

Το φαινόμενο αυτό παρουσιάζει την εξάρτηση της απόκρισης του τρανζίστορ από το οριζόντιο πεδίο. Στον οριζόντιο άξονα το πεδίο εξαρτάται ανάλογα από την τάση στα άκρα του καναλιού (Vds) και αντιστρόφως ανάλογα σε σχέση με το μήκος του καναλιού. Η ταχύτητα, δε, των φορέων ρεύματος θα είναι ανάλογη του οριζόντιου πεδίου σε κάθε σημείο. Από την άλλη όμως υπάρχει μια μέγιστη δυνατή τιμή της ταχύτητας των φορέων. Συνεπώς η γραμμική σχέση μεταξύ οριζόντιου πεδίου και της ταχύτητας των φορέων διατηρείται μόνο για χαμηλά πεδία, ενώ για υψηλά συγκλίνει προς μια μέγιστη τιμή. Το φαινόμενο αυτό μπορεί ουσιαστικά να διαχωριστεί σε δυο μέρη. Το ένα εν γένει μεγαλύτερο προς την μεριά του source, θα είναι το τμήμα του καναλιού όπου ουσιαστικά δεν έχει κορεσθεί και διατηρείται η γραμμική σχέση μεταξύ ταχύτητας φορέων και οριζοντίου πεδίου. Το δεύτερο τμήμα, προς την μεριά του drain θα διαρρέεται από φορείς των οποίων η ταχύτητα έχει πάρει την μέγιστη τιμή και δεν δύνανται να επιταχυνθούν περεταίρω. Ουσιαστικά, στο πρώτο τμήμα του καναλιού διαμορφώνεται η ταχύτητα των φορέων ρεύματος, ενώ στο δεύτερο απλά διατηρείται αυτή η τιμή της ταχύτητας για τους φορείς του ρεύματος.

Κεφάλαιο 3

Υλοποίηση του μοντέλου

3.1 Το μοντέλο σε Verilog-A

Το μοντέλο αυτό δέχεται σαν εισόδους τάσεις στους ακροδέκτες του Double Gate MOSFET και δίνει στην έξοδο το ρεύμα στο κανάλι. Το μοντέλο αυτό αποτελείται από δυο mdm αρχεία. Το ένα είναι το βασικό αρχείο στο οποίο ουσιαστικά είναι συγκεντρωμένος ο πυρήνας του μοντέλου φορτίων για Double Gate MOSFET, ενώ το δεύτερο περιέχει περιγραφή για τον υπολογισμό των φορτίων[12].

Αρχή του κώδικα και δήλωση της διάταξης

- 01 `include "disciplines.vams"
- 02 `include "ekv3_include/ekv3_functions_def.va"
- 03 module MOS_DG (d,g,s);
- 04 inout d,g,s;
- 05 electrical d,g,s;

Το αρχείο που καλείται στην γραμμή 1, disciplines.vams, είναι το βασικό βοηθητικό αρχείο της γλώσσας προγραμματισμού Verilog-A σχετικά με τον ορισμό των τάσεων και των ρευμάτων στους ηλεκτρικούς κόμβους ενός στοιχείου. Το αρχείο που καλείται στην γραμμή 2 είναι το αρχείο που περιέχει περιγραφή για τον υπολογισμό των φορτίων με βάση το δυναμικό που εφαρμόζεται κάθε φορά σε κάθε ακροδέκτη. Εκτενέστερη περιγραφή του αρχείου αυτού θα γίνει στην συνέχεια της διπλωματικής αυτής μελέτης. Ακολουθεί στην γραμμή 3, η δήλωση του ονόματος του στοιχείου που θα οριστεί (εδώ MOS_DG) και σε παρένθεση τα ονόματα των εξωτερικών κόμβων του στοιχείου. Στην γραμμή 4 δηλώνονται όλοι οι ακροδέκτες του στοιχείου που μπορούν να λειτουργήσουν τόσο σαν είσοδοι όσο και σαν έξοδοι , ενώ στην γραμμή 4 δηλώνεται η ηλεκτρική φύση των ακροδεκτών του στοιχείου. Οι ακροδέκτες d, g, s αντιστοιχούν στους εξωτερικούς κόμβους drain, gate, source. Επειδή όπως έχει ήδη αναφερθεί το μοντέλο αυτό περιγράφει την λειτουργία ενός συμμετρικού DG MOSFET ο ακροδέκτης g αναφέρεται και στις δυο πύλες[12]-[13].

<u>Δήλωση μεταβλητών</u>

- 06 real ids ;
- 07 real nv, gamma, phi, UT, Cox, Csi, qi, ql,
- 08 qs, qS, qd, qD, eq, eq1, ev, ev1, beta_coul, beta_nom,
- 09 beta_denom, mu;
- 10 real g_clm, e_clm, mdm2, e_clmp2, e_clmx2xqs, e_clmx2,
- 11 Ucrit_o_UT, Leff, e_clm2,
- 12 e_clmxmdm2_2, qs_qdp, powqs_qdp2, beta_clm_denom;
- 13 real vdp, vdp_tmp1, vdp_tmp2, vdp_tmp3,
- 14 vdsat, vdsat_tmp1, vdsat_tmp2, vdsat_tmp11, vdssat, qsat,
- 15 qs_qsat, qs_qsat2, dv_clm,vp,vP,vp_vdp,qdp;
- 16 real z1, vv, z2, q, ln_z1_;
- 17 real Ispec, if_, ir;
- 18 real QD, QS , d_gt_s_flag ,k1, 21 k2, k3;
- 19 real qs2, qs3, qs4, qs5, qd2, qd3, qd4, qd5, 22 QG , a;

Εδώ δηλώνονται οι μεταβλητές που χρησιμοποιούνται στον κώδικα. Η λειτουργία τους θα φανεί παρακάτω.

Δήλωση παραμέτρων.

- 20 // INSTANCE PARAMETERS
- 21 parameter real W=10e-6

from (0.0:inf); from (0.0:inf);

- 22 parameter real L=10e-6
- 23 // MODEL PARAMETERS
- 24 parameter real tsi=10e-7; //cm
- 25 parameter real tox=1e-7; //cm
- 26 parameter real Vt=0.50;

27 parameter real Eta=0.5;

from [0.0:2.0]; from [0.0:inf);

- 28 parameter real E0=10G;
- 29 parameter real KP=500u;
- 30 parameter real DELTA=2;
- 31 parameter real UCRIT=5M;
- 32 parameter real DL=-10n;
- 33 parameter real ACLM=830m;
- 34 parameter real E1=300M;

Στην συνέχεια δηλώνονται οι παράμετροι του μοντέλου. Οι παράμετροι αυτοί σχετίζονται με την τεχνολογία και την διαδικασία κατασκευής μιας τεχνολογίας. Η διαδικασία εξαγωγής των τιμών του, για να προσαρμοστεί ένα μοντέλο σε μια τεχνολογία, σχετίζεται με την ελαχιστοποίηση του σφάλματος μεταξύ μετρήσεων σε διατάξεις της τεχνολογίας και της απόκρισης του μοντέλου. Από την άλλη υπάρχουν και οι παράμετροι που σχετίζονται, όχι με την τεχνολογία άλλα, με την συγκεκριμένη διάταξη που χρησιμοποιούμε κάθε φορά. Αυτές ονομάζονται instance παράμετροι ή παράμετροι στοιχείου και δηλώνονται με τον ίδιο τρόπο που δηλώνονται οι παράμετροι του μοντέλου. Στην δήλωση των παραμέτρων πέρα από το όνομά τους δηλώνεται και μια τιμή που θα έχει η παράμετρος σε περίπτωση που ο χρήστης δεν δώσει άλλη τιμή σε αυτήν καθώς και οι επιτρεπτές τιμές που δύναται να λάβει μια παράμετρος. Σημειώνεται εδώ ότι οι δυο λοξές γραμμές (//) σχολιάζουν ότι ακολουθεί στην ίδια γραμμή και δεν αποτελούν μέρος του κώδικα του μοντέλου.

Οι παράμετροι W και L αντιστοιχούν στις σχεδιαστικές διαστάσεις του πλάτους και του μήκους το καναλιού του τρανζίστορ αντίστοιχα. Για λογούς απλότητας στο μοντέλο αυτό θεωρούμε ότι αυτές ταυτίζονται με τις ενεργές διαστάσεις του καναλιού, υπόθεση που ισχύει για τρανζίστορ με αρκετά μεγάλες διαστάσεις. Οι παράμετροι tox και tsi αντιστοιχούν στο πάχος του οξειδίου και του πυριτίου αντίστοιχα. Η
παράμετρος Vt αντιστοιχεί στην τάση κατωφλίου.. Η ΕΟ είναι μια παράμετρος προσαρμογής πρώτης τάξης που σχετίζεται με το φαινόμενο της σκέδασης επιφάνειας, ενώ η Ε1 είναι μια παράμετρος προσαρμογής δεύτερης τάξης. Το φαινόμενο αυτό εξαρτάται από το κάθετο πεδίο που εμφανίζεται εσωτερικά του καναλιού. Η Εta είναι μια παράμετρος προσαρμογής που σχετίζεται με τον υπολογισμό του κάθετου πεδίου και επηρεάζει την κινητικότητα. Η παράμετρος KP εκφράζει τον δείκτη διαγωγιμότητας και τέλος οι παράμετροι DELTA, UCRIT, DL και ACLM επηρεάζουν την διαμόρφωση του μήκους του καναλιού και το φαινόμενο του κορεσμού της ταχύτητας.

Περιγραφή λειτουργίας του στοιχείου.

35	analog begin
36	@ (initial_step) begin
37	Leff = abs(L+DL);
38	nv =1;
39	UT =\$vt;
40	Cox =eox/tox;
41	Csi =esi/tsi;
42	vP =(V(g)-Vt)/nv;
43	vp = vP/UT;
44	end

Η περιγραφή της λειτουργίας του μοντέλου ακολουθεί την εντολή analog. Επειδή όμως, όπως είναι λογικό, η πλήρης περιγραφή δεν μπορεί να δοθεί σε μια μονό εντολή τοποθετείται ένα σύνολο εντολών ανάμεσα σε ένα ζεύγος begin και end, ορίζοντας έτσι ένα σύνολο εντολών που εκτελούνται ως μια. Στο σημείο αυτό του κώδικα έχουν ορισθεί και υπολογισθεί κάποια μεγέθη τα οποία χρησιμοποιούνται αργότερα και επηρεάζουν σημαντικά την λειτουργία του μοντέλου. Στην γραμμή 37, υπολογίζεται το ενεργό μήκος καναλιού (Leff). Στην αμέσως επόμενη γραμμή τίθεται ο συντελεστής κλίσης (slope factor) ίσος με την μονάδα. Αυτό γιατί ιδανικά ο συντελεστής κλίσης θα πρέπει να ισούται με την μονάδα για την ορθή λειτουργιά του μοντέλου. Στην γραμμή 40, ουσιαστικά θέτω τιμή στην θερμοδυναμική τάση(UT). Ο παράγοντας \$νt της γλώσσας Verilog-A αντιστοιχεί στην θερμοδυναμική τάση. Στις δυο επόμενες γραμμές, δηλαδή στην 40 και 41 υπολογίζεται η χωρητικότητα του οξειδίου(Cox) και η χωρητικότητα του πυριτίου(Csi) αντίστοιχα. Στην συνέχεια, στην γραμμή 42, υπολογίζεται το δυναμικό μηδενικού φορτίου (pinch-off voltage). Ο τρόπος υπολογισμού που χρησιμοποιείται εδώ είναι προσεγγιστικός και παράγει καλύτερα αποτελέσματα όταν βρισκόμαστε σε ισχυρή ανάστροφη. Τέλος στην γραμμή 43, υπολογίζεται το κανονικοποιημένο δυναμικό μηδενικού φορτίου.

Υπολογισμός αναστρεφόντων φορτίων.

```
44 `QV(qd,vp - V(d)/UT)45 `QV(qs,vp - V(s)/UT)
```

Στις γραμμές 44 και 45, υπολογίζονται τα φορτία στο drain και στο source αντίστοιχα. Ο βασικός κώδικας υπολογισμού των φορτίων βρίσκεται στο δεύτερο mdm αρχείο όπως αναφέρθηκε ήδη. Ο υπολογισμός γίνεται με τον ίδιο κώδικα όπως στο ΕΚV3. Σημαντικό ρόλο στον υπολογισμό των φορτίων qd (φορτίο στο drain) και qs (φορτίο στο source) διαδραματίζουν οι ποσότητες vp - V(d)/UT και vp - V(s)/UT αντίστοιχα, οπού V(d)/UT η κανονικοποιημένη τάση που εφαρμόζουμε στο source.

Υπολογισμός κανονικοποιημένων φορτίων.

46	qS = (nv /3) * (2 * qs + qd + (1.0 + 0.8 * qs + 1.2 * qd) * (qs - 1.2 + 1.2
	qd)*(qs-qd)* (1/(2*(qs+qd+1)*(qs+qd+1))));
47	qD = (nv /3) * (2 * qs + qd + (1.0 + 0.8 * qd + 1.2 * qs) * (qs - 1.2 + 1.2
	qd)*(qs-qd)* (1/(2*(qs+qd+1)*(qs+qd+1))));
48	ql = qS+qD;

Από τα αναστρέφοντα φόρτια στους ακροδέκτες source και drain του τρανζίστορ υπολογίσθηκαν τα φορτία που συσσωρεύονται στους ακροδέκτες source και drain στις γραμμές 46 και 47 αντίστοιχα. Στην συνεχεία, με βάση την αρχή διατήρησης του φορτίου υπολογίζεται το συνολικό φορτίο όπως φαίνεται στην γραμμή 48 του κώδικα.

Υπολογισμός της κινητικότητας των φορέων.

Επίδραση του φαινομένου σκέδασης.

49	eq	= Eta * nv * ql;
50	eq1	= Eta * nv * 1.0;
51	ev	= UT / (EO* tsi);
52	ev1	= UT * UT /((E1 * tsi) * (E1 * tsi));
53	beta_	nom = 1.0 + (ev * eq1) + (ev1 * eq1);
54	beta_	lenom = 1.0 + (ev * eq) + (ev1 * eq1);
55	mu	<pre>= KP * beta_nom /(beta_denom*Cox);</pre>

Στο σημείο αυτό του κώδικα, δηλαδή γραμμές 49-54, υπολογίσθηκε η κινητικότητα των φορέων με βάση την επιρροή του φαινομένου σκέδασης σε αυτήν. Εδώ έχει μοντελοποιηθεί η επίδραση πρώτης τάξης(Ε0) στην γραμμή 51, και η επίδραση δεύτερης τάξης(Ε1) του φαινομένου σκέδασης στην γραμμή 52. Στην γραμμή 55 τώρα, υπολογίζεται ο παράγοντας mu ο οποίος διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στον υπολογισμό του Ispec. Μέσο του παράγοντα mu δηλαδή, εισάγεται στην περιγραφή του μοντέλου μας για τον υπολογισμό του ρεύματος την επιρροή που έχει σε αυτό το φαινόμενο σκέδασης που παρατηρείται.

Επίδραση του φαινομένου του κορεσμού της ταχύτητας.

56	if(qs ==0) qsat = (e_clmx2 * if_ / (e_clmp2 + e_clmx2xqs +
	sqrt(e_clmp2 * e_clmp2 + 4 * e_clmx2xqs)))+1;
57	else qsat = (e_clmx2 * if_ / (e_clmp2 + e_clmx2xqs +
	sqrt(e_clmp2 * e_clmp2 + 4 * e_clmx2xqs)));
58	if(qs ==0) qs_qsat = qs;
59	else qs_qsat = qs - qsat;
60	qs_qsat2 = qs_qsat * qs_qsat;
61	dv_clm = (ACLM / DELTA) * (4 * qsat + DELTA) / (qs + 1);
62	vdsat_tmp1 = (2.0 * qsat + ln(abs(qsat))) * (1.0 + e_clm *
	qs_qsat);
63	vdsat_tmp11 = g_clm + (e_clm * mdm2 * qs_qsat);
64	vdsat_tmp2 = sqrt(1.0 + (2.0 * e_clmxmdm2_2 * qs_qsat2) /
	vdsat_tmp11 + e_clm2 * qs_qsat2);

```
65
     vdsat
              = vp - vdsat tmp1 / vdsat tmp2;
                    = (0.5*((vdsat-V(s)/UT)+(3)+sqrt(((vdsat-V(s)/UT)-
66
     vdssat
     (3))*((vdsat-V(s)/UT)-(3))+(4))));
                 = (V(d)/UT - V(s)/UT) * sqrt(1.0 + 4.0 * dv clm /
67
     vdp tmp1
     vdssat);
68
     vdp tmp2
                 = sqrt((vdp tmp1 + vdssat) * (vdp tmp1 + vdssat) +
     4.0 * dv clm * vdssat);
69
                 = sqrt((vdp_tmp1 - vdssat) * (vdp_tmp1 - vdssat) +
     vdp tmp3
     4.0 * dv clm * vdssat);
                 = 0.5 * (vdp tmp2 - vdp tmp3) + V(s)/Ut;
70
     vdp
71
      `QV(qdp,vp - vdp)
72
     qs qdp
                = qs-qdp;
73
     powqs qdp2 = qs qdp^*qs qdp;
74
     beta clm denom = sqrt(1.0 + 2.0 * e clmxmdm2 2)
     powqs qdp2 / (g clm + e clm * mdm2 * abs((qs qdp))) + e clm2
      * powgs gdp2);
     mu = mu/beta clm denom;
75
```

```
76 Ispec = 4 * mu*UT*UT*nv*Cox*(W/Leff);
```

Σε αυτό το σημείο του κώδικα βασίστηκα στο μοντέλο του ΕΚV3 για την μοντελοποίηση του φαινομένου της ταχύτητας κορεσμού. Ουσιαστικά το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται όταν πλησίον του drain τα φόρτια στο κανάλι αποκτήσουν την μεγίστη δυνατή ταχύτητα κίνησης.Είναι σημαντικό να περιορισθεί η μελέτη μας για τον υπολογισμό του ρεύματος στο κανάλι, στο τμήμα του καναλιού πλησίον του source. Υπολογίζεται το δυναμικό στο σημείο εκείνο του καναλιού ανάμεσα στα δυο τμήματα, και ουσιαστικά μελετάμε το τμήμα του καναλιού όπου η σχέση φορτίων ρεύματος και δυναμικού είναι γραμμική με V_D την τιμή που υπολογίσαμε. Στην συνεχεία, υπολογίζονται τα φορτία με τον ίδιο τρόπο όπως για τα φορτία στο source και drain, γραμμή 71.

Ουσιαστικά, στο τμήμα αυτό του κώδικα χρειάστηκε να γίνουν και έγιναν κάποιες αλλαγές σε σχέση με τον κώδικα του ΕΚV3. Παρουσιάστηκαν κάποιες απροσδιοριστίες στον υπολογισμό του q_{SAT} και του q_sq_{sat} όταν το q_s έπαιρνε αρχικά την τιμή μηδέν. Προσεγγίζοντας οριακά την τιμή αυτή κατέστη δυνατή η έκφραση των ανάλογων τύπων για τον υπολογισμό των ποσοτήτων που παρουσιαζόνταν η απροσδιοριστία και χρησιμοποιήθηκαν κάποιες ifelse δομές κώδικα ώστε να είναι δυνατή η ξεχωριστή μελέτη της περίπτωσης στην οποία το q_s έπαιρνε την τιμή μηδέν ξεπερνώντας το πρόβλημα αυτό, γραμμές 56-59.

Τέλος, στην γραμμή 75, υπολογίσθηκε η τιμή της μεταβλητής mu που όπως έχει ήδη αναφερθεί επηρεάζει σημαντικά τον υπολογισμό του I_{SPEC} και κατ' επέκταση του ρεύματος στο κανάλι, και στην γραμμή 76, υπολογίσθηκε ο παράγοντας κανονικοποίησης του ρεύματος I_{SPEC}.

Υπολογισμός του ρεύματος στο κανάλι.

77 ids = lspec * ((qs - qdp) + 0.5 * (qs*qs - qdp*qdp));

Η παραπάνω γραμμή κώδικα, γραμμή 77, είναι ουσιαστικά η καρδιά του μοντέλου που δημιουργήθηκε. Με τον παραπάνω τύπο υπολογίζεται το ρεύμα στο κανάλι εισάγοντας όλα τα φαινόμενα τα οποία μοντελοποιήθηκαν και ουσιαστικά το διαμόρφωσαν. Ο τύπος αυτός για τον υπολογισμό του ρεύματος προκύπτει από τον θεωρητικό τύπο, δεδομένου ότι αναφερόμαστε σε ένα συμμετρικό Double Gate MOSFET και εφαρμόζοντας ίδιο δυναμικό στις πύλες του.

Υπολογισμός φορτίων ανά μονάδα επιφάνειας.

78 QG=(UT/3)*Cox*W*L*(3*(qs2-qd2)+2*(qs3-qd3))/((qs-

qd)+0.5*(qs2-qd2));

- 79 QD =(-UT/3)*Cox*W*L*(k1+k2+k3)/(((qs-qd)+0.5*(qs2-qd2))*((qsqd)+0.5*(qs2-qd2)));
- 80 QS = -1*QD 1*QG;

Στο σημείο αυτό του κώδικα, γραμμές 78-80, υπολογίζονται τα φορτία ανά μονάδα επιφάνειας. Τα φορτία αυτά θα χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό των διαχωριτικοτήτων ανάμεσα σε source-gate και draingate. Η συνεισφορά των διαχωριτηκοτήτων στην AC και RF λειτουργία του τρανζίστορ υλοποιείται υπολογίζοντας την διαφόριση του φορτίου ως προς τον χρόνο.

Ανάθεση ρευμάτων και διαχωριτικοτήτων σε κόμβους.

- 81 I(d,s) <+ ids;
- 82 I(d,g) <+ (0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QD) + (1 d_gt_s_flag) * ddt(QS)));
- 83 I(s,g) <+ (0.5 * ((d_gt_s_flag + 1) * ddt(QS) + (1 d_gt_s_flag) * ddt(QD)));

Με τον τρόπο που δομήθηκε ο παραπάνω κώδικας κατέστη δυνατό α) να ανατεθούν σε κόμβους οι τιμές των ρευμάτων που είναι επιθυμητές

β) στην συνεχεία, μέσω του προγράμματος IC-CAP, να παραχθούν οι επιθυμητές γραφικές παραστάσεις για τα ρεύματα και τις διαχωριτικότητες[14]-[15].

Με τον παραπάνω γραμμές κώδικα, γραμμές 82-83, κατέστει δυνατό να μπορέσω να εξαγάγω τις τιμές των διαχωριτηκοτήτων. Στο πρόγραμμα IC-CAP ο μόνος τρόπος εξαγάγεις αποτελέσματα είναι εκφράσεις τις τιμές αυτές μέσω ρευμάτων.

Κεφάλαιο 4

Δοκιμές ελέγχου ορθής λειτουργίας

4.1 Το μοντέλο του ΑΠΘ

Το μοντέλο αυτό το οποίο δομήθηκε στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι ουσιαστικά μια εξέλιξη του μοντέλου DGMOSFET: Κ. Παπαθανασίου, ΑΠΘ 2011. Verilog-Α κώδικας[11]. Το μοντέλο του ΑΠΘ είναι ένα μοντέλο το οποίο είναι σε πολύ πρώιμο στάδιο. Η κινητικότητα των φορέων στο κανάλι είναι παράμετρος εξαγωγής, κάτι το οποίο μας δίνει την δυνατότητα να έχουμε ορθά αποτελέσματα στην μοντελοποίηση μας μόνο για μια γεωμετρία, καθώς και το φορτίο του ηλεκτρονίου, τα οποία είναι σταθερές ποσότητες και δεν θα έπρεπε ο χρήστης να μπορεί να τις μεταβάλλει.

Αρχικά χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο DGMOSFET: Κ. Παπαθανασίου, ΑΠΘ 2011 Verilog-A κώδικας, για να μοντελοποιηθούν πειραματικά δεδομένα για multi-gate MOSFETs και για double gate MOSFET που προέκυψαν με χρήση του προγράμματος TCAD ATLAS (Silvaco) από τον Δρ. Rupendra Sharma. Μερικά από τα πιο σημαντικά αποτελέσματα τις μοντελοποίησης που διεξήχθη παρουσιάζονται στο Παράρτημα [16]-[17]. Σε όλες τις παρακάτω γραφικές απεικονίσεις με μπλε χρώμα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του μοντέλου, ενώ με κόκκινο χρώμα τα δεδομένα TCAD.

4.2 Μοντελοποίηση FinFET δεδομένων με χρήση του EKV3 μοντέλου.



Αποτελέσματα για μεγάλο μήκος καναλιού.





Παρατηρούμε ιδανικό λόγο διαγωγιμότητας προς ρεύμα καθώς και ιδανικό slope factor (Σχήμα 4.1). Στο σημείο αυτό, μπορεί να αναφερθεί ότι λόγω των χαμηλών προσμίξεων η συμπεριφορά του FinFET είναι παρόμοια με ενός planar MOSFET [18].





Σχήμα 4.5: Γράφημα id_vg σε weak/strong inversion **Σχήμα 4.6**: Γράφημα gmUt/id



Σχήμα 4.7 :Γράφημα id_vd

Σχήμα 4.8: Γράφημα gds_vd

Για μικρό μήκος καναλιού τώρα παρατηρείται ότι το ΕΚV3 μοντέλο παρέχει επίσης πολύ καλά αποτελέσματα (Σχήμα 3.57-3.60). Παρατηρείται βεβαία μια μικρή υποβάθμιση στην γραφική παράσταση gm/ID (Σχήμα 4.8) [18]

Scaling slope-factor & Vth.





Scaling Early voltage.



Σχήμα 4.10

4.3 Το μοντέλο που δομήθηκε στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας.

Παρακάτω παρουσιάζονται οι γραφικές που προέκυψαν εφαρμόζοντας διάφορες τιμές δυναμικού στο drain.

4.3.1 Μοντελοποίηση ρεύματος

Saturation operation

<u>δεδομένα DG MOSFET : id vg (vd=250mV) σε θερμοκρασία T=25°C</u>

<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=1μm, W=1μm</u>



Σχήμα 4.11: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα 4.12**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα 4.13: Γράφημα gm_vg

Σχήμα 4.14: Γράφημα gmUt/id

Συγκρίνοντας το μοντέλο που δομήθηκε στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας, είναι εμφανές από τις γραφικές για το ρεύμα και την διαγωγιμότητα, ότι για μεγάλα Vg, δηλαδή για μεγάλο δυναμικό στην πύλη, το μοντέλο αυτό παρέχει καλύτερη μοντελοποίηση (Σχήμα 4.11-4.14). Το γεγονός αυτό οφείλεται στην εισαγωγή του φαινόμενου σκέδασης μέσο των παραμέτρων E0 και E1.

<u>δεδομένα DG MOSFET : id vg (vd=500mV) σε θερμοκρασία T=25°C</u> <u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=1μm, W=1μm</u>



Σχήμα 4.15: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα 4.16**: Γράφημα id_vg σε weak inversion





Σχήμα 4.18: Γράφημα gmUt/id

Στο σημείο αυτό είναι εμφανές ότι οι μορφές των πειραματικών και των θεωρητικών δεδομένων είναι παρόμοιες (Σχήμα 4.15-4.18). Το μόνο πρόβλημα είναι το γεγονός ότι δεν έχουμε ταύτιση στο σημείο στο οποίο αρχίζει το κανάλι να δημιουργείται. Αυτό θα μπορούσε να είναι πρόβλημα του μοντέλου αυτού. Όμως όπως φαίνεται και στο παρακάτω γράφημα πιθανόν πρόκειται για εσφαλμένη προσομοίωση TCAD. Στο παρακάτω γράφημα (Σχήμα 4.19) παρουσιάζεται η τάση κατωφλίου για κάθε δυναμικό που εφαρμόστηκε στο drain ώστε να προκύψουν τα πειραματικά δεδομένα.



Σχήμα 4.19: Τάση κατωφλίου πειραματικών μετρήσεων

Στην παραπάνω γραφική μπορεί να παρατηρηθεί ότι η τάση κατωφλίου για δυναμικό στο drain 500mV έχει μικρότερη τιμή από ότι θα έπρεπε να έχει.

δεδομένα DG MOSFET : id vg (vd=1000mV) σε θερμοκρασία T= 25° C



<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=1μm, W=1μm</u>

Σχήμα 4.20: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα 4.21**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Στο σημείο αυτό, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του μοντέλου για δυναμικό στο drain 1000mV. Φαίνεται ότι για υψηλό δυναμικό στο drain έχουμε αρίστη ταύτιση θεωρητικών και πειραματικών δεδομένων (Σχήμα 4.20-4.23).

Linear operation



Σχήμα 4.23: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα 4.24**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Παρόλο που για μικρό δυναμικό στο drain δεν έχουμε πειραματικά δεδομένα, θεωρήθηκε σημαντικό να παρουσιασθούν τα γραφήματα που προκύπτουν από το μοντέλο (Σχήμα 4.23-4.26). Σε αυτά είναι δυνατόν να παρατηρηθεί ότι δεν παρουσιάζονται ασυνεχείς και άλλες διάφορες μη επιθυμητές συμπεριφορές στις γραφικές του ρεύματος και της διαγωγιμότητας. Για τον ίδιο λόγο παρουσιάζεται παρακάτω (Σχήμα 4.27) και το γράφημα id_vd (σχέση ρεύματος στο κανάλι και τάσης στο drain) για διάφορες τιμές τάσης στην πύλη.



Σχήμα 4.27: Γράφημα id_vd

Ως εδώ έχουμε δει τα γραφήματα που προέκυψαν από την εφαρμογή του μοντέλου στα πειραματικά δεδομένα για την μεγαλύτερη γεωμετρία (L=1μm, W=1μm) που είχαμε διαθέσιμα. Εν συνεχεία θα παρουσιασθούν τα γραφήματα της αμέσως μικρότερης γεωμετρίας (L=250nm, W=1μm). Εξαιτίας του γεγονότος ότι τα πειραματικά δεδομένα προέκυψαν με χρήση του προγράμματος TCAD το πλάτος του καναλιού (W) είναι σταθερό και ίσο με 1 μm για όλες τις γεωμετρίες. Εφόσον μοντελοποιήσαμε την γεωμετρία L=1μm, W=1μm ως την μεγαλύτερη, θα πρέπει να μοντελοποιείται σωστά και η γεωμετρία L=250nm, W=1μm και αυτό γιατί και αυτή η γεωμετρία θεωρείται μεγάλη. Στην μοντελοποίηση αυτής της γεωμετρίας τα αποτελέσματα ήταν αρκετά ικανοποιητικά. Για την συγκεκριμένη γεωμετρία έχουμε πειραματικά δεδομένα για την γραμμική περιοχή λειτουργίας καθώς και την σχέση ρεύματος στο κανάλι και τάσης στο drain (id_vd) για διάφορες τιμές τάσης στην πύλη. Οι γραφικές αυτές παραστάσεις παρουσιάζονται παρακάτω, ενώ οι υπόλοιπες γραφικές παραστάσεις της συγκεκριμένης γεωμετρίας που προέκυψαν και επιβεβαιώνουν όλα τα παραπάνω είναι διαθέσιμες στον αναγνώστη στο Παράρτημα.

<u>δεδομένα DG MOSFET : id vg (vd=10mV) σε θερμοκρασία T=25°C</u>



<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=250nm, W=1μm</u>

Σχήμα 4.28: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα 4.29**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα 4.30: Γράφημα gm_vg

Σχήμα 4.31: Γράφημα gmUt/id

δεδομένα DG MOSFET : id vd σε θερμοκρασία T= 25° C

διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=250nm, W=1μm



Σχήμα 4.31: Γράφημα id_vd

Παρατηρούμε ότι και στο σημείο αυτό τα αποτελέσματα της μοντελοποίησης χρησιμοποιώντας το μοντέλο που δομήθηκε στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας για την γραμμική περιοχή λειτουργίας μεγάλων γεωμετριών είναι αρκετά καλή (Σχήμα 4.27-4.31). Βεβαία υπάρχουν αποκλίσεις οι οποίες ίσως οφείλονται σε λάθος στις τιμές των TCAD προσομοιώσεων. Αυτή η υπόθεση στηρίζεται στο γεγονός του ότι παρατηρώντας την γραφική της διαγωγιμότητας παρατηρούνται κάποιες μη φυσιολογικές διακυμάνσεις στην γραφική που παρουσιάζει η διαγωγιμότητα των TCAD δεδομένων.

4.3.2 Μοντελοποίηση διαχωρητικοτήτων

Με βάση τα φορτία στους ακροδέκτες της διάταξης υπολογίζονται οι διαχωρητικότητες. Η διάταξη έχει τέσσερις ακροδέκτες, κάτι το οποίο συνεπάγεται ότι ορίζονται δεκαέξι διαχωρητικότητες. Στην περίπτωση μας τώρα, εφόσον έχουμε κοινό δυναμικό στις δυο πύλες τις διάταξης, κάποιες είναι κοινές. Στην μελέτη ενός ιδανικού και συμμετρικού double gate MOSFET, που μελετάμε στην συγκεκριμένη εργασία, οι διαχωρητικότητες που ορίζονται είναι εννέα. Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας έγινε επικέντρωση στις διαχωρητικότητες που ορίζονται ανάμεσα στους ακροδέκτες source-gate και drain-gate και αντίστροφα.



Σχήμα 4.32: διαχωρητικότητα drain-gate(C_{dg})



Σχήμα 4.33: διαχωρητικότητα source-gate(<u>C_{sa})</u>



Σχήμα 4.34: διαχωρητικότητα gate- drain (<u>C_{ad})</u>



Παραπάνω παρατίθενται όλες οι γραφικές που προέκυψαν (Σχήμα 4.32-4.35) για Vd=1V, Vd=500mV, Vd=250mV και Vd=10mV. Υψηλότερες διαχωρητικότητες επιτυγχάνονται για την υψηλότερη τιμή τάσης στο drain (Vd = 1V). Παρατηρείται ότι δεν μοντελοποιούνται ιδανικά. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι κάποια φαινόμενα όπως η χωρητικότητα επικάλυψης (overlap capacitance) και η χωρητικότητα θυσάνωσης (fringing capacitance) δεν μοντελοποιούνται. Στο Παράρτημα παρέχεται στον αναγνώστη ένα script matlab το οποίο υπολογίζει τις διαχωρητικότητες όταν το τρανζίστορ βρίσκεται σε ισχυρή αναστροφή.

Κεφάλαιο 5

Εξαγωγή

5.1 Συμπεράσματα

Στα πλαίσια αυτής της διπλωμάτης εργασίας δομήθηκε ο κώδικας ενός μοντέλου το οποίο παρέχει στον σχεδιαστή την δυνατότητα να μοντελοποιήσει την λειτουργία ενός συμμετρικού double gate MOSFET, διατάξεις μεγάλου μήκους καναλιού. То μοντέλο που νια παρουσιάστηκε συμπεριλαμβάνει τόσο το ρεύμα καναλιού, όσο κα τα φορτία στους ακροδέκτες, και ως εκ τούτου, μπορεί να καλύπτει την λειτουργία των double gate MOSFET έως μεσαίες-υψηλές συχνότητες. Το μοντέλο βασίζεται σε μια φυσική βάση, και περιγράφει όλα τα μεγέθη, με βάση τα φορτία αναστροφής source και drain. Το μοντέλο στηρίζεται σε μια σειρά παραμέτρων, οι οποίες με κατάλληλη διαδικασία που παρουσιάστηκε, προσαρμόζονται σε πειραματικά δεδομένα, ή προσομοιώσεις TCAD, όπως έγινε στην παρούσα εργασία. Το μοντέλο δείχνει να καλύπτει ποιοτικά καλά τα δεδομένα αυτά. Ο κώδικας Verilog-A μεταφέρεται εύκολα σε διάφορους προσομοιωτές κυκλωμάτων.

Συμπερασματικά, στην παρούσα εργασία πραγματοποιήθηκε ένα σημαντικό πρώτο βήμα για την δημιουργία ενός μοντέλου, το οποίο θα μπορεί να προσομοιώσει την λειτουργία ενός double gate MOSFET συνολικά.

5.2 Μελλοντική εργασία

Στο μέλλον το μοντέλο αυτό θα πρέπει να εξελιχτεί σημαντικά. Πολλά φαινόμενα τα οποία επηρεάζουν την λειτουργία του τρανζίστορ ιδιαίτερα σε μικρότερο μήκος καναλιού, κβαντικά φαινόμενα, παρασιτικά στοιχεία (overlap και fringing capacitances, αντίσταση πύλης κοκ.), φαινόμενα θορύβου και άλλα, θα πρέπει να εισαχθούν στο μοντέλο αυτό. Σήμερα, που παρουσιάζεται η ανάγκη για όσο το δυνατόν μικρότερες διατάξεις οι οποίες χρειάζονται καλύτερο χειρισμό του ρεύματος στο κανάλι, τα multi-gate MOSFET βρίσκονται στο προσκήνιο. Το MOSFET μονής πύλης είναι μεν πολύ αξιόπιστο αλλά πρέπει να προχωρήσουμε πέρα από αυτό. Στο μέλλον τα multi-gate MOSFET φαίνεται πως θα είναι στο επίκεντρο, άρα είναι σημαντικό να έχουμε ολοκληρωμένα και αξιόπιστα μοντέλα, σε προσομοιωτές, όχι μόνο για συμμετρικά double gate MOSFET, αλλά γενικότερα για την οικογένεια των multi-gate MOSFETs, όπως είναι double- και triple-gate FinFETs, ασύμμετρα double-gate MOSFETs, nanowires κα.

Παράρτημα

Παρακάτω παρατίθενται τα αποτελέσματα της μοντελοποίησης multigate MOSFETs δεδομένων με ένα αρχικό μοντέλο του DG MOSFET (όπως είχε αναπτυχθεί από ομάδα του ΑΠΘ). Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το συγκεκριμένο μοντέλο παρουσιάζει κάποιες ασυνέχειες. Είναι εμφανές ότι για μεγάλες δομές, δηλαδή μεγάλο πλάτος και μήκος καναλιού τα αποτελέσματα είναι αρκετά καλά (Σχήμα Π.1-Π.10) ενώ για μικρές δομές τα αποτελέσματα που προκύπτουν από το μοντέλο απέχουν σημαντικά από τα πειραματικά δεδομένα (Σχήμα Π.11-Π.20), δείχνοντας ότι το μοντέλο αυτό χρειάζεται βελτιστοποίησης. Στο μοντέλο αυτό μοντελοποιείται με τρόπο σωστό η τάση κατωφλίου, άλλα δεν υπάρχει μοντελοποιείται με τρόπο σωστό η τάση κατωφλίου, άλλα δεν υπάρχει μοντελοποιούνται, ούτε σε πρώιμο στάδιο, κάτι το οποίο είναι απόλυτα εμφανές και στις γραφικές για μικρό μήκος και πλάτος καναλιού.

Σύγκριση με FinFETs δεδομένα



δεδομένα FinFET : id vg (vd=50mV) Linear σε θερμοκρασία T=25°C

ΣχήμαΠ.1: Γράφημα id_vg σε strong inversion **ΣχήμαΠ.2** Γράφημα id_vg σε weak inversion

διαστάσεις: Tox=2nm Tsi=6nm, L=10μm, W=3μm



Σχήμα Π.3: Γράφημα gm_vg

ΣχήμαΠ.4: Γράφημα gmUt/id

δεδομένα FinFET: id vg (vd=1,2V) Saturation σε θερμοκρασία T= 25° C



ΣχήμαΠ.5: Γράφημα id_vg σε strong inversion **ΣχήμαΠ.6** Γράφημα id_vg σε weak inversion

<u>διαστάσεις: Tox=2nm Tsi=6nm, L=10μm, W=3μm</u>





ΣχήμαΠ.8: Γράφημα gmUt/id

```
δεδομένα FinFET: id vd (vg=200mV) σε θερμοκρασία T=25^{\circ}C
```

<u>διαστάσεις: Tox=2nm Tsi=6nm, L=10μm, W=3μm</u>



ΣχήμαΠ.9:Γράφημα id_vd

ΣχήμαΠ.10: Γράφημα gds_vd





διαστάσεις: Tox=2nm Tsi=6nm, L=100nm, W=3μm

ΣχήμαΠ.11: Γράφημα id_vg σε strong inversion **ΣχήμαΠ.12** Γράφημα id_vg σε weak inversion







```
<u>δεδομένα FinFET: id vg (vd=1,2V) Saturation σε θερμοκρασία T=25°C</u>
διαστάσεις: Tox=2nm Tsi=6nm, L=100nm, W=3μm
```







Σχήμα Π.17: Γράφημα gm_vg

ΣχήμαΠ.18: Γράφημα gmUt/id

δεδομένα FinFET: id vd (vg=200mV) σε θερμοκρασία T=25°C

e 1E-2 5 1E-3 gds.s [LOG] id.m id.s [E-3] 1E-4 З 1E-(2 gds.m 1E-6 0.0 1E-7 L 0.0 0.8 1.0 0.2 0.4 0.6 1.2 0.2 0.6 0.8 0.4 1.0 1.2 vd [E+0] vd [E+0] Σχή μαΠ.19:Γράφημα id_vd

διαστάσεις: Tox=2nm Tsi=6nm, L=100nm, W=3 μm

ΣχήμαΠ.20: Γράφημα gds_vd

Σύγκριση με προσομοιώσεις TCAD DG-MOSFET

Οι προσομοιώσεις προέκυψαν με χρήση του προγράμματος TCAD ATLAS (Silvaco) από τον Δρ. **Rupendra Sharma.**



ΣχήμαΠ.21: Γράφημα id_vg σε strong inversion **ΣχήμαΠ.22**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα Π.23: Γράφημα gm_vg



δεδομένα DG MOSFET: id vg (vd=500mV) σε θερμοκρασία T= 25° C

<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=1μm, W=1μm</u>



Σχήμα Π.25: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα Π.26**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα Π.27: Γράφημα gm_vg

Σχήμα Π.28: Γράφημα gmUt/id



διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=1μm, W=1μm



Σχήμα Π.29: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα Π.30**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα Π.31: Γράφημα gm_vg

Σχήμα Π.32: Γράφημα gmUt/id





<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=250nm, W=1μm</u>

Σχήμα Π.33: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα Π.34**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα Π.35: Γράφημα gm_vg

Σχήμα Π.36: Γράφημα gmUt/id



διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=250nm, W=1μm

Σχήμα Π.37: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα Π.38**: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα Π.39: Γράφημα gm_vg

Σχήμα Π.40: Γράφημα gmUt/id

<u>δεδομένα DG MOSFET : id vg (vd=1000mV) σε θερμοκρασία T=25°C</u> διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=250nm, W=1μm



Σχήμα Π.41: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα Π.42:** Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα Π.43: Γράφημα gm_vg

Σχήμα Π.44: Γράφημα gmUt/id

δεδομένα DG MOSFET : id vg (vd=250mV) σε θερμοκρασία T= 25° C

<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=20nm, W=1μm</u>



Σχήμα Π.45: Γράφημα id_vg σε strong inversion Σχήμα Π.46: Γράφημα id_vg σε weak inversion



Σχήμα Π.47: Γράφημα gm_vg

Σχήμα Π.48: Γράφημα gmUt/id





<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=20nm, W=1μm</u>

Σχήμα Π.49: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα Π.50**: Γράφημα id_vg σε weak inversion





Σχήμα Π.52: Γράφημα gmUt/id



διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=20nm, W=1μm

Σχήμα Π.53: Γράφημα id_vg σε strong inversion **Σχήμα Π.54:** Γράφημα id_vg σε weak inversion





Σχήμα Π.56: Γράφημα gmUt/id

Και σε αυτή την προσπάθεια, τα αποτελέσματα που προέκυψαν είναι περίπου παρόμοια. Για μεγάλες γεωμετρίες και εδώ τα αποτελέσματα είναι αρκετά καλά (Σχήμα Π.21-Π.44), ενώ για μικρές τα αποτελέσματα δεν είναι ικανοποιητικά (Σχήμα Π.45-Π.56). Παρουσιάζεται μια μικρή βελτίωση εξαιτίας του γεγονότος ότι τώρα έγινε προσπάθεια να μοντελοποιηθεί DG MOSFET TCAD δεδομένα ενώ παραπάνω (Σχήμα Π.1-Π.20) έγινε προσπάθεια να μοντελοποιηθούν FinFET πειραματικά δεδομένα.

δεδομένα DG MOSFET : id vg (vd=250mV) σε θερμοκρασία T= 25° C

<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=250nm, W=1μm</u>



<u>δεδομένα DG MOSFET : id vg(vd=500mV) σε θερμοκρασία T=25°C</u> διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=250nm, W=1 μm



Γράφημα id_vg σε weak inversion





<u>διαστάσεις: Tox=1.1nm Tsi=6nm, L=250nm, W=1 μm</u>





Κώδικας Matlab για διαχωρητικότητες

clc; clear all;

```
syms Vth Cox W L qs qd V Vg Vt Qg Qd Vs Vd k1 k2 k3 QS QD
syms Csg_start Csg_h1 Csg_final Cgd_start Cdg_h1 Cdg_final Cgg_start
Cgg_h1 Cgg_final Cds_start Cds_h1 Cds_final
syms Csg_nice Cdg_nice Cgg_nice Cds_nice
syms Cgg_conf Cgg_conf_h
```

```
qs = lambertw(exp((Vg-Vt-Vs)/(2*Vth)));
qd = lambertw(exp((Vg-Vt-Vd)/(2*Vth)));
```

```
k1 = qs^3+2*qd^3-3*qs*qd^2;
k2 = 1.25*qs^4+2.25*qd^4-1.5*qs^2*qd^2-2*qs*qd^3;
k3 = 0.4*qs^5+0.6*qd^5-2*qs^2*qd^3;
```

```
Qg = (Vth/3)*Cox*W*L*((3*(qs^2-qd^2)+2*(qs^3-qd^3))/((qs-qd)+
0.5*(qs^2-qd^2)));
Qd = (-Vth/3)*Cox*W*L*((k1+k2+k3)/((qs-qd)+0.5*(qs^2-qd^2))^2);
```

```
Csg_start = -1*diff(Qg,Vs);
Cdg_start = -1*diff(Qg,Vd);
Cgg_start = diff(Qg,Vg);
Cds_start = -1*diff(Qd,Vs);
```
```
Csg_h1 = subs(Csg_start,lambertw(0, 1/exp((Vs - Vg + Vt)/(2*Vth))),QS);
Csg_final = subs(Csg_h1,lambertw(0, 1/exp((Vd - Vg + Vt)/(2*Vth))),QD);
```

```
Cdg_h1 = subs(Cdg_start,lambertw(0, 1/exp((Vs - Vg + Vt)/(2*Vth))),QS);
Cdg_final = subs(Cdg_h1,lambertw(0, 1/exp((Vd - Vg + Vt)/(2*Vth))),QD);
```

```
Cgg_h1 = subs(Cgg_start,lambertw(0, 1/exp((Vs - Vg + Vt)/(2*Vth))),QS);
Cgg_final = subs(Cgg_h1,lambertw(0, 1/exp((Vd - Vg + Vt)/(2*Vth))),QD);
```

```
Cds_h1 = subs(Cds_start,lambertw(0, 1/exp((Vs - Vg + Vt)/(2*Vth))),QS);
Cds_final = subs(Cds_h1,lambertw(0, 1/exp((Vd - Vg + Vt)/(2*Vth))),QD);
```

```
Csg nice = simple(Csg final);
pretty(Csg final);
pause;
disp('##############Simple Csg ####################;;
pretty(Csg nice);
pause;
Cdg_nice = simple(Cdg_final);
pretty(Cdg_final);
pause;
pretty(Cdg nice);
pause;
Cgg nice = simple(Cgg final);
pretty(Cgg final);
pause;
pretty(Cgg_nice);
pause;
Cgg conf h = Csg nice + Cdg nice;
Cgg conf = simple(Cgg conf h);
pretty(Cgg_conf);
pause;
```

Βιβλιογραφία

General information

[1] J. E. Lilienfeld. US Patent: 1,745,175 (1930, filed October 1926), 1,877,140 (1932, filed December 8, 1928), 1,900,018 (1933, filed March 28, 1928).

[2] C. T. Shah. Evolution of the MOSFET transistor – From conception to VLSI.

[3] INTERNATIONAL TECHNOLOGY ROADMAP FOR SEMICONDUCTORS.

EKV3 model

[4] A. Bazigos, M. Bucher, F. Krummenacher, J.-M. Sallese, A.-S. Roy, C. Enz, "EKV3 Compact MOSFET Model Documentation", Technical Report, Technical Univer sity of Crete, Greece, 2008.

[5] M. Bucher, A. Bazigos, F. Krummenacher, J.-M. Sallese, C. Enz,
"EKV3.0: An Advanced Charge Based MOS Transistor Model", in W. Grabinski, B. Nau welaers, D. Schreurs (Eds.), Transistor Level Modeling for Analog/RF IC Design, pp. 67-95, ISBN 1-4020-4555-7, Springer, 2006.

DG and multi-gate MOSFET current modeling

[6] T. Sekigawa and H. Hayashi, "Calculated threshold voltage characteristics of an XMOS transistor having an additional bottom gate", Solid State Electronics, vol. 27 pp. 827–828, 1984.

[7] N. Fasarakis, A. Tsormpatzoglou, D. H. Tassis, I. Pappas, K. Papathanasiou, M. Bucher, G. Ghibaudo, C. A. Dimitriadis, "Compact Model of Drain Current in Short-Channel Triple-Gate Multi Gate MOSFETs", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 59, No. 7, pp. 1891-1897, July 2012.

[8] D. J. Frank, S. E. Laux, and M. V. Fischetti, "Monte Carlo simulation of a 30 nm dual-gate MOSFET: how short can Si go?," IEEE International Electron Devices Meeting, pp. 553-556, 1992.

[9] H. Abebe, E. Cumberbatch, H. Morris, V. Tyree, T. Numata, and S. Uno, "Symmetric and Asymmetric Double Gate MOSFET Modeling", J. of Semiconductor Science and Technology, Vol. 9, No. 4, December, 2009.

[10] A. S. Roy, "Noise and Small-Signal Modelling of Nanoscale MOSFETS", PhD Thesis, EPFL, 2007.

[11] K. Papathanasiou, C. G. Theodorou, A. Tsormpatzoglou, D. H. Tassis, C. A. Dimitriadis, M. Bucher, G. Ghibaudo, "Symmetrical unified compact model of short-channel double-gate MOSFETs", Solid-State Electronics, Vol. 69, No. 3, pp. 55-61, 2012.

Verilog-A

[12] Creating Analog Behavioral Models, VERILOG-AMS ANALOG MODELING, February 2003.

[13] Verilog-A Language Reference Manual, Analog Extensions to Verilog HDL, Version 1.0, August 1, 1996, Open Verilog-A.

DG and multi-gate MOSFET capacitance modeling

[14] T. Nakagawa, T. Sekigawa, T. Tsutsumi, M. Hioki, S. O'uchi and H. Koike, "Capacitance Model for Four-Terminal DG MOSFETs". Electroinformatics Group, Nanoelectronics Research Institute, National Institute of Advanced Industrial Science and Technology. Department of Computer Science, School of Science and Technology, Meiji University.

[15] N. Fasarakis, A. Tsormpatzoglou, D. H. Tassis, I. Pappas, K. Papathanasiou, M. Bucher, G. Ghibaudo, C. A. Dimitriadis, "Compact Capacitance Model of Undoped or Lightly Doped Ultra-scaled Triple-Gate Multi Gate MOSFETs", <u>submitted</u>, IEEE Trans. on Electron Devices.

Analog/RF performance of multi-gate transistors

[16] R. K. Sharma, M. Bucher, "Device Design Engineering for Optimum Analog/RF Performance of Nanoscale DG MOSFETs", <u>accepted</u>, IEEE Trans. on Nanotechnology. <u>ieeexplore</u>

[17] R. K. Sharma, A. Antonopoulos, N. Mavredakis, M. Bucher, "Analog/RF Figures of Merit of Advanced DG MOSFETs", Proc. 8th Int. Caribbean Conf. on Devices, Circuits and Systems (ICCDCS), 4 p., Playa Del Carmen, Mexico, March 14-17, 2012. <u>ieeexplore</u>

[18] M. Bucher, "<u>Analog performance of advanced CMOS and EKV3 model</u>", The Nano-Tera Workshop on the Next Generation MOSFET Compact Models, EPFL, Lausanne, Switzerland, Dec. 15-16, 2011.