



ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ
Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΛΑΘΟΥΡΑΚΗΣ ΚΥΡΙΑΚΟΣ

Θέμα:

«Μελέτη ταιριάσματος σε 0.35 CMOS τεχνολογία»

Εξεταστική Επιτροπή :
Επ. Καθ. Μπούχερ Μ. (Επιβλέπων)
Καθ. Καλαϊτζάκης Κ.
Αν. Καθ. Μπάλας Κ.

Δεκέμβριος 2007

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ	1
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	3
1.1) ΣΚΟΠΟΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	4
1.2) ΟΡΓΑΝΩΣΗ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑ (MATCHING)	6
2.1) ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑΤΟΣ	6
2.2) ΤΥΧΑΙΟ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑ	9
2.2.1) Ένα Γενικό Μοντέλο Παραμέτρων του Ταιριάσματος	9
2.2.2) Το Ταίριασμα στην Τάση Κατωφλίου (V_t)	10
2.2.2.α) Σπουδαιότητα των Δεδομένων Φορτίου (Charge Terms)	13
2.2.2.β) Θεωρητική Έκφραση για το AVT	15
2.2.3) Επίδραση Κοντού (short) και Στενού (narrow) Καναλιού στο V_t	16
2.2.3.α) Διατάξεις Κοντού-Καναλιού (short-channel devices)	17
2.2.3.β) Διατάξεις Στενού-Καναλιού (narrow-channel devices)	19
2.2.4) Εκτεταμένο Μοντέλο Ταιριάσματος για την Τάση Κατωφλίου	19
2.2.5) Τεχνολογικοί Παράμετροι του Ταιριάσματος της Τάσης Κατωφλίου	20
2.2.5.α) $C12$ Τεχνολογία	21
2.2.5.β) $C07$ Τεχνολογία	24
2.2.5.γ) Περίληψη	26

2.2.6) Το Ταίριασμα στο <i>Current Factor</i>	27
2.2.6.α) Τεχνολογικοί Παράμετροι	28
2.2.6.β) Περίληψη	32
 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΕΞΑΓΩΓΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑΤΟΣ	33
3.1) ΑΝΑΛΥΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ	34
3.1.1) Πίνακας Δεδομένων (<i>B13579_L1_3.mat</i>)	34
3.1.2) Δεδομένα (<i>W, L, vd, vgt</i>)	36
3.1.3) Ανάκτηση Όλων των Δεδομένων	38
3.2) ΕΞΑΓΩΓΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑΤΟΣ	38
3.2.1) Εξαγωγή Παραμέτρου <i>Avto</i>	39
3.2.2) Εξαγωγή Παραμέτρου <i>Ab</i>	55
3.3) ΠΑΡΕΜΒΑΣΗ ΣΤΑ ΔΕΔΟΜΕΝΑ	71
3.3.1) Παράληψη Προβληματικών <i>Die</i>	71
3.3.2) Παρέμβαση σε Προβληματικά Σημεία του <i>ids</i>	72
3.4) ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΜΕ ΠΑΡΟΜΟΙΕΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ	74
3.5) ΚΩΔΙΚΑΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ (ΣΕ <i>MATLAB</i>)	75
 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΠΕΡΙΛΗΨΗ-ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	77
 ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	81
 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	94

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η ακρίβεια στο σχεδιασμό ολοκληρωμένων αναλογικών κυκλωμάτων βασίζεται στα ταιριασμένα στοιχεία: ενώ η απόλυτη ακρίβεια των στοιχείων σε ένα chip είναι μικρή, περίπου το 10% ή λιγότερο, οι χαρακτηριστικές των ταιριασμένων στοιχείων μπορεί να κατασκευαστούν ώστε να παρακολουθούν το ένα το άλλο μέχρι 100 φορές καλύτερη σχετική ακρίβεια [Laker94, p.150].

Από διάφορες εναλλακτικές τεχνολογίες, η προτεινόμενη τεχνολογία για σχεδιασμό ολοκληρωμένων αναλογικών κυκλωμάτων ήταν η διπολική (bipolar). Πράγματι, ισχύει στη διπολική τεχνολογία ότι τα ταιριασμένα στοιχεία είναι εξασφαλισμένα, άσχετα με το αν είναι αντιστάσεις, πυκνωτές ή τρανζίστορς. Ωστόσο, στην εποχή μας, η ανάπτυξη του ψηφιακού σήματος έχει κάνει την CMOS τεχνολογία την κατά πολύ πιο δημοφιλή από όλες τεχνολογίες για σχεδιασμό ολοκληρωμένων αναλογικών κυκλωμάτων, εξαιτίας: της υψηλότερης πυκνότητας στοιχείων, της χαμηλότερης κατανάλωσης ενέργειας, και του χαμηλότερου κόστους όταν συγκριθούν, για παράδειγμα, με τις τεχνολογίες διπολική (bipolar), BiCMOS και GaAs.

Η εξέλιξη της CMOS τεχνολογίας οδηγείται ολοκληρωτικά από τις απαιτήσεις για ψηφιακά κυκλώματα: σε μια τυπική CMOS τεχνολογία, ακριβής παθητικά στοιχεία (π.χ. αντιστάσεις και πυκνωτές) δεν είναι διαθέσιμα. Σε μια σχεδίαση ενός μικτού αναλογικού-ψηφιακού κυκλώματος με την CMOS τεχνολογία, ο σχεδιασμός του αναλογικού κομματιού του κυκλώματος γίνεται τυπικά με μόνο δύο ακριβής στοιχεία: NMOS και PMOS τρανζίστορς.

1.1) ΣΚΟΠΟΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι η μελέτη του ταιριάσματος (matching) των τρανζίστορ. Η μελέτη αυτή περιλαμβάνει μια θεωρητική προσέγγιση του ταιριάσματος και μία πιο πρακτική όπου γίνεται και εξαγωγή των παραμέτρων του ταιριάσματος μιας συγκεκριμένης τεχνολογίας CMOS. Η εξαγωγή αυτών των παραμέτρων του ταιριάσματος μιας τεχνολογίας CMOS είναι και ο ουσιαστικός σκοπός της εργασίας, καθώς τα αποτελέσματα αυτά μας προσφέρουν κάποια πολύ χρήσιμα συμπεράσματα.

Πιο συγκεκριμένα, στη πρακτική προσέγγιση του ταιριάσματος, θα κάνουμε μελέτη πάνω στη τεχνολογία 0.35μm CMOS C35. Πρώτα θα κάνουμε ανάλυση των δεδομένων αυτής της τεχνολογίας και στη συνέχεια θα γίνει εξαγωγή των παραμέτρων του ταιριάσματος. Οι παράμετροι αυτοί θα είναι το AV_{to} - η σταθερά αναλογικότητας της τάση κατωφλίου- και το $A\beta$ - η σταθερά αναλογικότητας του *current factor*.

Οι παράμετροι αυτοί του ταιριάσματος της τεχνολογίας 0.35μm CMOS C35 υπολογίστηκαν για τα ταιριασμένα τρανζίστορ NMOS και PMOS χαμηλής-τάσης (low-voltage transistor) και για τα ταιριασμένα τρανζίστορ NMOSM και PMOMS υψηλής-τάσης (high-voltage transistor).

1.2) ΟΡΓΑΝΩΣΗ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Η εργασία οργανώθηκε στην ουσία σε δύο τμήματα. Στο θεωρητικό τμήμα όπου γίνεται μια θεωρητική προσέγγιση του ταιριάσματος και στο πρακτικό όπου γίνεται μια πρακτική προσέγγιση του ταιριάσματος και εξαγωγή των παραμέτρων αυτού της τεχνολογίας 0.35μm CMOS C35. Πιο αναλυτικά έχουμε:

- Στο πρώτο τμήμα (θεωρητική προσέγγιση του ταιριάσματος που παρουσιάζεται στο Κεφάλαιο 2) αρχικά δίνεται ο ορισμός του ταιριάσματος, οι κανόνες που πρέπει να ισχύουν για επιτευχθεί αυτό και γίνεται μια γενική αναφορά στους κύριους παραμέτρους του ταιριάσματος, και τέλος παρουσιάζονται και κάποιες απεικονίσεις τρανζίστορ.

Στη συνέχεια γίνεται μια μελέτη του τυχαίου ταιριάσματος. Από τη μελέτη αυτή προκύπτει ένα στατιστικό μοντέλο ταιριάσματος για την τάση κατωφλίου και το current factor, που συμφωνεί με το γενικό στατιστικό μοντέλο του Pelgrom [Pelgrom89].

Τέλος, παρουσιάζονται οι τεχνολογικοί παράμετροι για το στατιστικό μοντέλο ταιριάσματος της τάσης κατωφλίου και του current factor, που προέκυψαν για δύο δεδομένες τεχνολογίες CMOS, τις C12 και C7.

- Στο δεύτερο τμήμα (πρακτική προσέγγιση του ταιριάσματος που παρουσιάζεται στο Κεφάλαιο 3) γίνεται η μελέτη του ταιριάσματος της τεχνολογίας 0.35μm CMOS C35. Αρχικά δίνεται μια ανάλυση των δεδομένων αυτής της τεχνολογίας και στη συνέχεια προχωράμε στην εξαγωγή των παραμέτρων τους ταιριάσματος: της τάσης κατωφλίου και του current factor.

Περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία εξαγωγής των παραμέτρων ταιριάσματος αναφέροντας κάθε βήμα αναλυτικά και παρουσιάζοντας κάθε φορά τις αντίστοιχους πίνακες δεδομένων και τις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις.

Τέλος, περιγράφεται ο τρόπος που αντιμετωπίστηκαν προβλήματα στα δεδομένα της τεχνολογίας που μελετήσαμε, γίνεται αναφορά στο τρόπο που υλοποιήθηκαν οι κώδικες σε Matlab που βοήθησαν στην εξαγωγή των παραμέτρων του ταιριάσματος, και γίνεται και μία σύγκριση των αποτελεσμάτων που είχαμε με παρόμοιες τεχνολογίες.

- Στο τέλος των δύο αυτών τμημάτων δίνεται και μια αναφορά για τα σπουδαιότερα συμπεράσματα που προέκυψαν από τα προηγούμενα κεφάλαια (Κεφάλαιο 4), ενώ δίνεται και η βιβλιογραφία που χρησιμοποιήθηκε καθώς και ένα παράρτημα που αναφέρονται οι κώδικες σε Matlab που υλοποιήθηκαν για την εξαγωγή των παραμέτρων του ταιριάσματος της τεχνολογίας 0.35μm CMOS C35.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑ (MATCHING)

2.1) ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑΤΟΣ

Ορισμός ταιριάσματος:

Γενικά στα αναλογικά κυκλώματα συνήθως παίζει καθοριστικό ρόλο το ταίριασμα (matching) μεταξύ 2 ή περισσότερων ίδιων δομών. Αυτό ισχύει για παθητικά και ενεργά στοιχεία (αντιστάσεις, χωρητικότητες, τρανζίστορ,).

Σαν ορισμό του ταιριάσματος στα τρανζίστορ μπορούμε να δώσουμε τον εξής:

Ταίριασμα (matching) είναι το ρεύμα ή η διαφορά παραμέτρων σε δύο ακριβώς ίδια τρανζίστορ στο ίδιο die και στο ίδιο wafer.

Κανόνες ταιριάσματος:

Για να επιτευχθεί το ταίριασμα υπάρχουν κάποιοι κανόνες που πρέπει να ακολουθηθούν:

- Κανόνας 1: ίδια δομή
- Κανόνας 2: ίδια θερμοκρασία
- Κανόνας 3: ίδια γεωμετρία
- Κανόνας 4: proximity – ελάχιστη απόσταση
- Κανόνας 5: κοινό κέντρο συμμετρίας
- Κανόνας 6: orientation – ίδιος προσανατολισμός
- Κανόνας 7: ίδιο περιβάλλον
- Κανόνας 8: non-minimum geometry

Η ανεκτικότητα του ταιριάσματος λαμβάνει χώρα από διάφορα αποτελέσματα:

- α) Τυχαία διαδικασία απόκλισης (total matching error)
- β) Διαδικασία βαθμωτών μεταβολών επί του die (distance effect)
- γ) Συστηματική επιρροή της διπλανής δομής (proximity effect)

δ) Non-isotropic effects (orientation (προσανατολισμός) effect)

Παράμετροι ταιριάσματος:

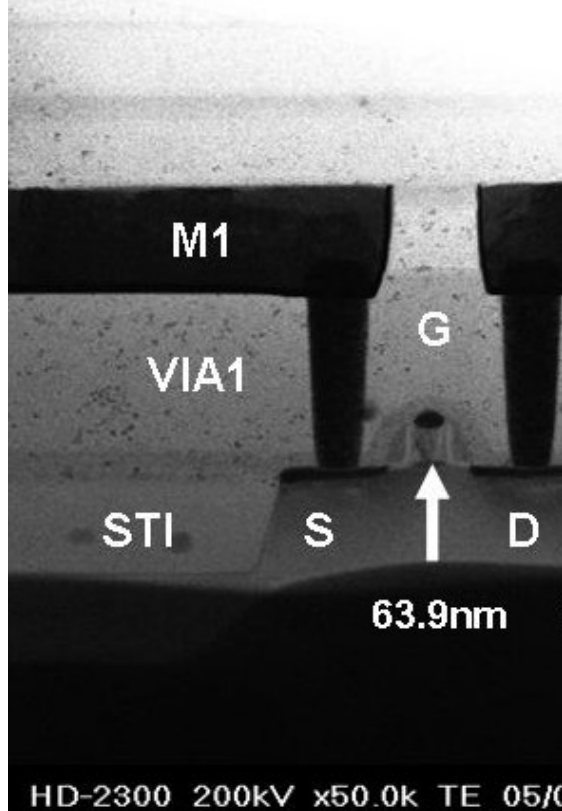
Για την μελέτη του ταιριάσματος είναι αναγκαία ο προσδιορισμός και η μελέτη των παραμέτρων αυτού. Οι παράμετροι αυτοί που θα ασχοληθούμε είναι :

- η διαφορά της τάσης κατωφλίου (threshold voltage) V_{to} – το ΔV_{to}
- η διαφορά του δείκτη σώματος (body effect factor) γ – το $\Delta \gamma$
- η διαφορά του current factor β – το $\Delta \beta / \beta$

Απεικόνιση ενός MOSFET και επιδράσεις στο ταιρίασμα:

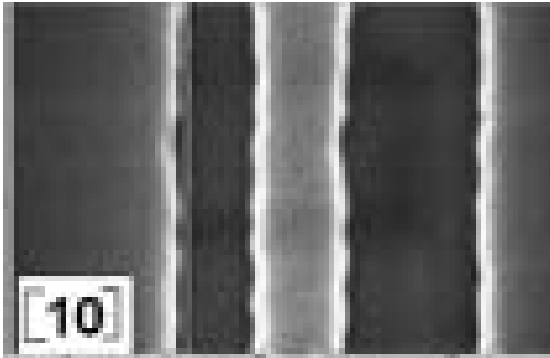
Για καλύτερη κατανόηση των τρανζίστορ και του ταιριάσματος αυτών παρουσιάζουμε εδώ κάποιες εικόνες, από όπου μπορούμε να βγάλουμε κάποια χρήσιμα συμπεράσματα:

α) Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζουμε μια SEM εικόνα ενός MOSFET, και συγκεκριμένα του 65nm MOSFET [Nakagawa06].



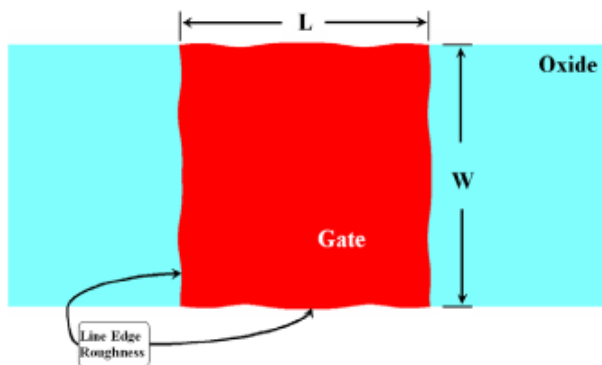
Αξίζει εδώ να αναφέρουμε ότι όταν γίνεται παραγωγή (fabrication) στο foundry, κάθε τρανζίστορ που φτιάχνεται είναι λίγο διαφορετικό (στατιστική συμπεριφορά).

β) Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζουμε μια SEM εικόνα όπου απεικονίζεται το Line Edge Roughness, που είναι μια γεωμετρική διακύμανση, και εν συντομία αναφέρεται ως LER [Hamadeh06].

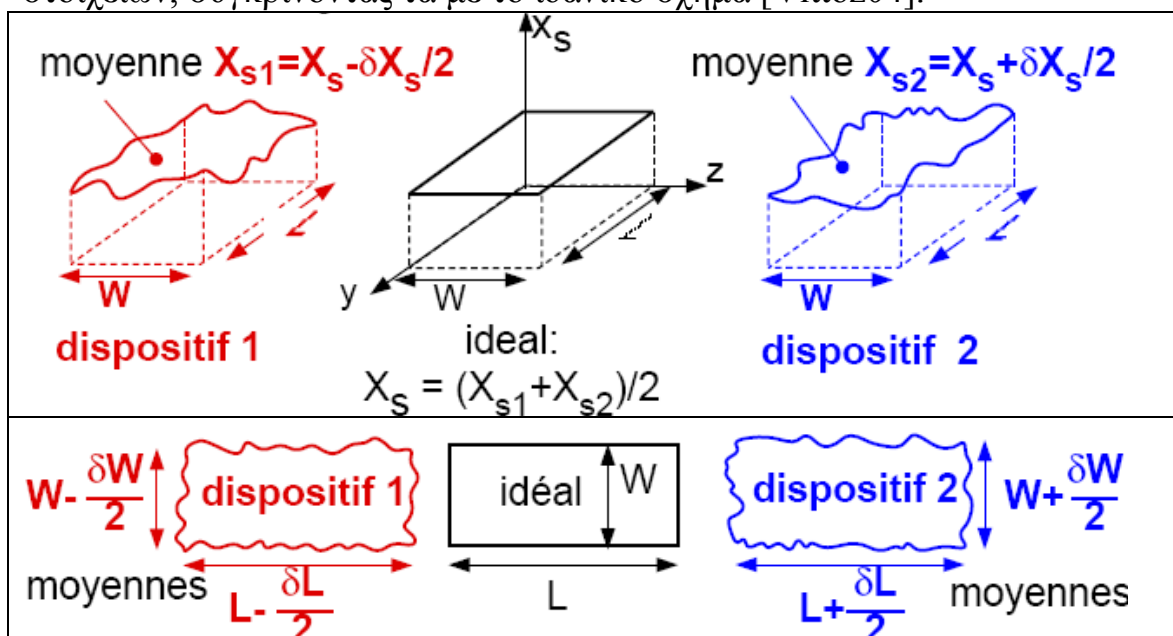


Εδώ μπορούμε να αναφέρουμε ότι όταν π.χ. φτιάχνεται μία μεταλλική σύνδεση (metal line), το πλάτος της μεταλλικής σύνδεσης δεν είναι λείο αλλά έχει διακύμανση. Αυτό γίνεται λόγω περιορισμένης ευκρίνειας του συστήματος παραγωγής (όπως π.χ. λόγω ασάφειας της λιθογραφίας). Ομοίως, όταν φτιάχνεται ένα gate (W, L), θα έχει διακύμανση η πραγματική γεωμετρία του MOSFET. Κατά συνέπεια δύο τρανζίστορ που έχουν το ακριβώς το ίδιο layout θα διαφέρουν.

Η παρακάτω εικόνα δείχνει την γεωμετρική διακύμανση στο πλάτος W και στο μήκος L σε ένα gate MOSFET [Hamadeh06].



Τέλος, δίνεται μια ανάλυση στη διακύμανση δύο ταιριασμένων στοιχείων, συγκρίνοντας τα με το ιδανικό σχήμα [Vittoz04].



Στην παρακάτω ενότητα γίνεται η εξαγωγή των παραμέτρων του ταιριάσματος και ο υπολογισμός της τυπικής απόκλισης αυτών, σαν συνάρτηση των διαστάσεων του τρανζίστορ: του μήκους L και του πλάτους W .

2.2) ΤΥΧΑΙΟ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑ

Σε αυτή την ενότητα θα ασχοληθούμε με το τυχαίο ταίριασμα. Το τυχαίο ταίριασμα χαρακτηρίζεται από την πλευρά του σχεδιαστή κυκλώματος και έτσι η τυπική απόκλιση των παραμέτρων του ταιριάσματος θα είναι συνάρτηση των διαστάσεων του τρανζίστορ: του μήκους L και του πλάτους W , του τρανζίστορ (η ανάλυση που παρουσιάζεται παρακάτω στηρίχθηκε στη μελέτη του Bastos [Bastos98]).

2.2.1) Ένα Γενικό Μοντέλο Παραμέτρων του Ταιριάσματος

Ο Pelgrom [Pelgrom89] αξιώνει ότι το τυχαίο ταίριασμα που δημιουργείται από φυσικές αιτίες, χαρακτηρίζεται στο πεδίο ορισμού του χώρου (spatial domain) από μια μικρή συσχέτιση απόστασης και συνεπώς στο πεδίο συχνοτήτων από μια σταθερά χώρου spectral density (φασματική πυκνότητα). Το τετράγωνο τυπικής απόκλισης μιας παραμέτρου του ταιριάσματος ΔP , δίνεται στο πεδίο συχνοτήτων από τα περιεχόμενα της πηγής δημιουργίας του ταιριάσματος, φιλτραρισμένο από μια γεωμετρική συνάρτηση $h(x, y)$:

$$\sigma^2(\Delta P) = (1/4\pi) \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega_x, \omega_y)|^2 S_p(\omega_x, \omega_y) d\omega_x d\omega_y \quad (2.1)$$

Όπου: $H(\omega_x, \omega_y)$ -- το Fourier transform του $h(x, y)$

$S_p(\omega_x, \omega_y)$ -- η φασματική πυκνότητα (spatial domain) της πηγής του ταιριάσματος

Για δύο ορθογώνιες διατάξεις της περιοχής $W L$ η (2.1) δίνει [Pelgrom89]:

$$\sigma^2(\Delta P) = A_P^2 / W L \quad (2.2)$$

Όπου το A_P είναι μια εξαρτημένη σταθερά αναλογικότητας, που πρέπει να υπολογιστεί ακριβώς. Αυτό είναι ένα πολύ απλό στατιστικό μοντέλο της παραμέτρου του ταιριάσματος που μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι: *το τετράγωνο τυπικής απόκλισης της παραμέτρου του ταιριάσματος είναι αντιστρόφως ανάλογη της περιοχής της διάταξης.*

Αυτός ο μαθηματικός ορισμός έχει σαν βασικό του πλεονέκτημα την γενικότητα. Χρησιμοποιείται τόσο στα τρανζίστορ, στους πυκνωτές αλλά και στις αντιστάσεις.

Σαν μειονεκτήματα μπορούμε να πούμε ότι ο ορισμός αυτός δεν δίνει φυσική βαθιά γνώση.

Το γενικό μοντέλο ταιριάσματος του (2.2) περιγράφει αποτελεσματικά το ταίριασμα των σπουδαιότερων CMOS τρανζίστορ. Ωστόσο για βρούμε τα όρια αξιοπιστίας αυτού του απλού μοντέλου για τα CMOS τρανζίστορ και τον υπολογισμό της σταθεράς A_P , στα επόμενα κεφάλαια θα καθορίσουμε το ταίριασμα στους θεμελιώδεις παραμέτρους V_t και β στο φυσικό τους περιβάλλον. Θα αρχίσουμε με το V_t .

2.2.2) Το Ταίριασμα στην Τάση Κατωφλίου (V_t)

Σε αυτή την ενότητα εξάγουμε ένα στατιστικό V_t μοντέλο ταιριάσματος - αναγνωρίζοντας τη σπουδαιότητα του φυσικού ταιριάσματος - ακολουθώντας την μελέτη του Lakshmikumar [Lakshmikumar85]. Η τάση κατωφλίου V_t ενός τρανζίστορ μπορεί να εκφραστεί ως [Groove67]:

$$V_t = V_{FB} + 2\phi_F + Q_B / C_{ox} \quad (2.3)$$

Όπου : V_{FB} [V] -- το δυναμικό επαφής (flat-band voltage)

Q_B [C m⁻²] -- η συγκέντρωση φορτίων αραίωσης

$C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$ [F m⁻²] -- η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας

ϕ_F -- το δυναμικό Fermi: $\phi_F = (k_B T/q) \ln(N_A/n_i)$

Ιδανικά το V_{FB} είναι ακριβώς ίσο με το ϕ_{MS} (πύλης-ημιαγωγού work function difference) που δίνεται από:

$$\phi_{MS} = \phi_{bulk} - \phi_{gate}$$

όπου ϕ_{bulk} το δυναμικό επαφής στο σώμα και ϕ_{gate} το δυναμικό επαφής στη πύλη.

Πρακτικά η (2.3) πρέπει να τροποποιηθεί για να υπολογιστεί για τα 'παρασιτικά φορτία', που υπάρχουν χωρίς το οξείδιο ως επίσης και στο οξείδιο-ημιαγωγού αλληλεπίδρασης. Είναι συνετό να υποθέσουμε ότι όλα τα παρασιτικά φορτία εντοπίζονται στο οξείδιο-ημιαγωγό αλληλεπίδρασης και είναι σταθερά (fixed). Ας τα ονομάσουμε Q_f [C m⁻²]. Τα σταθερά οξείδια-φορτίου προσδιορίζονται από μία ποσότητα (+ -) qD_1 .

Όπου D_1 [m] -- το threshold-adjust implant-dose ανά μονάδα περιοχής.

Συμπεριλαμβάνοντας τις επιπτώσεις του σταθερού οξειδίου-φορτίου και του threshold voltage implant η τάση κατωφλίου V_t δίνεται από:

$$V_t = V_{FB} + 2\phi_F + Q_B/C_{ox} - Q_f/C_{ox} (+ -) qD_1/C_{ox} \quad (2.4)$$

Θεωρώντας ότι όλοι οι όροι του ταιριάσματος είναι στατιστικά ανεξάρτητοι, το τετράγωνο τυπικής απόκλισης της τάσης κατωφλίου μπορεί να υπολογιστεί με τη χρησιμοποίηση της μεθόδου απόκλισης στατιστικού δείγματος (method of moments) [Papoulis84, p.113].

$$\begin{aligned} \sigma^2(V_t) = & \sigma^2(V_{FB}) + 4\sigma^2(\phi_F) + (1/C_{ox}^2)(\sigma^2(Q_B) + \sigma^2(Q_f) + (q\sigma(D_1))^2) \\ & + (\sigma(C_{ox})/C_{ox}^4)(Q_B + Q_f + (qD_1)^2) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Η τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση στο V_t υπολογίζεται βρίσκοντας το τετράγωνο τυπικής απόκλισης των όρων που βρίσκονται στο δεξιό κομμάτι της (2.5).

Αρχίζουμε με τον υπολογισμό του τετράγωνου τυπικής απόκλισης της συγκέντρωσης φορτίων αραίωσης ανά μονάδα περιοχής Q_B . Ο μέσος όρος της συγκέντρωσης φορτίων αραίωσης δίνεται από:

$$\bar{Q}_B = q \bar{N}_A \bar{W}_D \quad (2.6)$$

Όπου : \bar{N}_A [m⁻³] -- ο μέσος όρος της συγκέντρωσης ατόμων (dopant atom) στην περιοχή αραίωσης

\bar{W}_D -- η μέση τιμή του βάθους της περιοχής αραίωσης, που δίνεται από [Tsividis88, p.93]:

$$\bar{W}_D = \sqrt{(2\epsilon_{Si}/q \bar{N}_A)(2\phi_f + V_{SB})} \quad (2.7)$$

Χρησιμοποιώντας την (2.7) το \bar{Q}_B δίνεται από:

$$\bar{Q}_B = \sqrt{(2\epsilon_{Si} q \bar{N}_A)(2\phi_f + V_{SB})} \quad (2.8)$$

Με την μέθοδο απόκλισης στατιστικού δείγματος (method of moments) το τετράγωνο τυπικής απόκλισης του Q_B δίνεται από:

$$\begin{aligned} \sigma^2(Q_B) &= (\partial Q_B / \partial \bar{N}_A)^2 \sigma^2(N_A) \\ &= 1/4 [2 \epsilon_{Si} q (2\phi_f + V_{SB})] (1/\bar{N}_A)^2 \sigma^2(N_A) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Βλέπουμε ότι το τετράγωνο τυπικής απόκλισης του Q_B εξαρτάται από τις στατιστικές ιδιότητες των dopant atoms. Οι φυσικές συνθήκες στο υπόστρωμα εγγυώνται ότι τα dopant atoms ακολουθούν μια διανομή Poisson:

- ο αριθμός των ατόμων ανά μονάδα όγκου στο πυρίτιο (silicon) είναι $5 \times 10^{22} \text{ cm}^{-3}$. Μόνο ένα πολύ μικρό κλάσμα από αυτές τις θέσεις καταλαμβάνονται από τα dopant atoms ($N_A = 10^{15} \sim 10^{17} \text{ cm}^{-3}$)
- ο αριθμός των dopant atoms σε μη επικαλυπτόμενους όγκους είναι ανεξάρτητος
- για αρκετά μικρό όγκο, η πιθανότητα να βρεθεί ένα dopant atom είναι ανάλογη του όγκου, και η πιθανότητα να βρεθούν περισσότερα από ένα είναι αμελητέα

Από τις στατιστικές ιδιότητες μια διανομής Poisson [Dougherty90, pp.152-155] το τετράγωνο τυπικής απόκλισης του αριθμού των dopant atom N , στην περιοχή αραίωσης είναι ίσο με την μέση τιμή του, και το τετράγωνο τυπικής απόκλισης του N_A δίνεται από:

$$\sigma(N_A) = \bar{N}_A / (\bar{W} \bar{L} \bar{W}_D)^{-6} \quad [m] \quad (2.10)$$

Από (4.10) και (4.9) υπολογίζουμε ότι

$$\sigma(Q_B) / \bar{Q}_B = 1 / (4 \bar{W} \bar{L} \bar{W}_D \bar{N}_A)^{-2} \quad [-] \quad (2.11)$$

Όμοια για το σταθερό οξείδιο φορτίου Q_f έχουμε το τετράγωνο τυπικής απόκλισης αυτού να είναι:

$$\sigma(Q_f) = (q \bar{Q}_f) / (\bar{W} \bar{L})^2 \quad [C \ m] \quad (2.12)$$

Τέλος για το μέσο όρο implant dose ανά μονάδα περιοχής $\bar{D}_I [m]^{-2}$ έχουμε το τετράγωνο τυπικής απόκλισης αυτού να είναι:

$$\sigma(D_I) = \bar{D}_I / (\bar{W} \bar{L})^{-4} \quad [m] \quad (2.13)$$

2.2.2.a) Σπουδαιότητα των Δεδομένων Φορτίου (Charge Terms)

Ας εξετάσουμε την σπουδαιότητα των δεδομένων της (2.5). Το ϕ_F έχει μια λογαριθμική εξάρτηση στο υπόστρωμα. Επίσης το ϕ_{MS} έχει μια παρόμοια εξάρτηση στο υπόστρωμα και την πύλη. Επομένως κάθε μικρή διακύμανση σε αυτές τις συγκεντρώσεις θα έχουν μηδαμινή επίδραση στη τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση του V_t , και έτσι οι δύο πρώτοι όροι της (2.5) μπορούν να αγνοηθούν.

Ας εξετάσουμε τα δεδομένα φορτίου (charge terms) χρησιμοποιώντας τα δεδομένα NMOS στη C12 τεχνολογία [MIETEC94a] ως παράδειγμα.

Έχουμε ότι $\bar{D}_I = 1.7 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$

και $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ (ποσότητα φορτίου ηλεκτρονίου)

Άρα $q \bar{D}_I = 2.7 \times 10^{-7} \text{ C cm}^{-2}$ (2.14)

Ο αριθμός των σταθερών οξειδίων φορτίων είναι περίπου $1 \times 10^{10} \text{ cm}^{-2}$

Τότε $\bar{Q}_f = 1.6 \times 10^{-9} \text{ C cm}^{-2}$ (2.15)

Το p-well αναπτύσσεται από ένα implant dose της τάξης του

$$\bar{D}_{p\text{-well}} = 3.3 \times 10^{-12} \text{ cm}^{-2} \text{ . Τότε έχουμε ότι}$$

$$\bar{Q}_B = q \bar{D}_{p\text{-well}} = 5.3 \times 10^{-7} \text{ C cm}^{-2} \quad (2.16)$$

Από αυτές τις τρεις σχέσεις (2.14, 2.15, 2.16) συμπεραίνουμε ότι το τετράγωνο τυπικής απόκλισης του σταθερού οξειδίου φορτίου μπορεί να αγνοηθεί.

Σε μοντέρνες τεχνολογίες η πυκνότητα οξειδίου πύλης t_{ox} είναι μια καλά ελεγχόμενη μεταβλητή. Η συμβολή του τετράγωνου τυπικής απόκλισης του t_{ox} στη τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση του V_t είναι αμελητέα. Έτσι τα τετράγωνα τυπικής απόκλισης των δεδομένων της (2.5) που συνδέονται με την χωρητικότητα οξειδίου πύλης C_{ox} μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα και η (2.5) να απλουστευτεί:

$$\sigma^2(V_t) = (1/\bar{C}_{ox}) (\sigma^2(Q_B) + (q \sigma^2(D_I))) \quad (2.17)$$

Από τις σχέσεις (2.11) (2.13) και (2.17) έχουμε ότι:

$$\sigma^2(V_t) = (1/\bar{C}_{ox}) (\bar{Q}_B^2 / 4 \bar{W} \bar{L} \bar{W}_D \bar{N}_A + q^2 \bar{D}_I / \bar{W} \bar{L}) \quad (2.18)$$

Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι για δύο ακριβώς ίδια τρανζίστορ το στατιστικό μοντέλο για το ταίριασμα του V_t είναι συνάρτηση της περιοχής καναλιού $W L$:

$$\sigma^2(\Delta V_t) = 2\sigma^2(V_t) = A_{VT} / \bar{W} \bar{L} \quad (2.19)$$

Όπου A_{VT} [mV] -- σταθερά αναλογικότητας με την περιοχή καναλιού του τρανζίστορ

Βλέπουμε ότι η (2.19) συμφωνεί με το μοντέλο του Pelgrom που παρουσιάστηκε στην αρχή.

Η χρησιμότητα της (2.19) είναι φανερή για το σχεδιασμό κυκλωμάτων: όταν είναι γνωστό το A_{VT} , ο σχεδιαστής κυκλώματος μπορεί να καθορίσει την τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση του ταίριασματος του V_t σαν συνάρτηση των διαστάσεων του τρανζίστορ που σχεδιάζονται από τον ίδιο.

2.2.2.β) Θεωρητική Έκφραση για το A_{VT}

Θεωρούμε πρώτα ότι το φορτίο σώματος Q_B είναι κατά πολύ της κύριας αιτίας του V_t ταιριάσματος, ώστε από την (2.17) να έχουμε:

$$\sigma(V_t) = \sigma(Q_B) / \bar{C}_{ox} \quad (2.20)$$

Από την (2.9) τώρα έχουμε:

$$\sigma(V_t) = (q \epsilon_{Si}^{3/4} (2\phi_f + V_{SB}) / 2\epsilon_{ox})^{1/4} t_{ox} \bar{N}_A (1/\sqrt{\bar{W} \bar{L}}) \quad (2.21)$$

Όπου : $\epsilon_{Si} = 104 \times 10^{-12}$ F/m -- διηλεκτρική σταθερά του πυριτίου

$\epsilon_{ox} = 34.5 \times 10^{-12}$ F/m -- διηλεκτρική σταθερά του διοξειδίου πυριτίου

$\phi_f = 0.3$ V -- δυναμικό Fermi στο σώμα

Από τις σχέσεις (2.21) και (2.19) μια θεωρητική έκφραση για το A_{VT} είναι:

$$A_{VT} = (q \epsilon_{Si}^{3/4} (2\phi_f + V_{SB}) / 2\epsilon_{ox})^{1/4} t_{ox} \bar{N}_A \quad (2.22)$$

Σε $V_{SB} = 0$ V, η (2.22) απλουστεύεται σε [Mizuno94]:

$$A_{VT0} = 5.5 \times 10^{-7} t_{ox} \bar{N}_A^{1/4} \text{ [V m]} \quad (2.23)$$

Συμπεραίνουμε ότι : το ταιρίασμα στην τάση κατωφλίου είναι ανάλογο με τη πυκνότητα οξειδίου πύλης t_{ox} και το ένα τέταρτο της δύναμης της συγκέντρωσης των *dopant atoms* στην περιοχή αραίωσης N_A .

Η σχέση (2.23) είναι ανακριβής διότι το μη-μηδαμινό threshold adjust implant dose έχει αγνοηθεί. Σε μοντέρνες τεχνολογίες, όπως οι C12 και C07, τα NMOS και PMOS τρανζίστορ σχηματίζονται σε wells. Είναι απαραίτητη να βρούμε μία έκφραση του A_{VT} που να εξαρτάται μόνο από τους παραμέτρους:

-- well implant doses $\bar{D}_{p\text{-well}}, \bar{D}_{n\text{-well}}$ [m^{-2}] και

-- V_t adjust implant dose \bar{D}_1 [m^{-2}]

$$\text{Ορίζουμε :} \quad \bar{D}_{Total} = \bar{D}_{well} + \bar{D}_1 \quad (2.24)$$

ως το πλήρη αριθμό των dopant atoms στο well. Από την (2.18) λαμβάνουμε μία έκφραση του A_{VT} σαν συνάρτηση της πυκνότητα οξειδίου πύλης t_{ox} και του total implant dose D_{Total} :

$$\begin{aligned} A_{VT} &= (q/\sqrt{2} \epsilon_{ox}) \bar{t}_{ox} \sqrt{\bar{D}_{Total}} \\ &= 3.35 \times 10^{-9} \bar{t}_{ox} \sqrt{\bar{D}_{Total}} \text{ [V m]} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Από την (2.25) συμπεραίνουμε ότι το A_{VT} είναι ανάλογο της τετραγωνικής ρίζας του total implant dose D_{Total} .

2.2.3) Επίδραση Κοντού (short) και Στενού (narrow) Καναλιού στο V_t

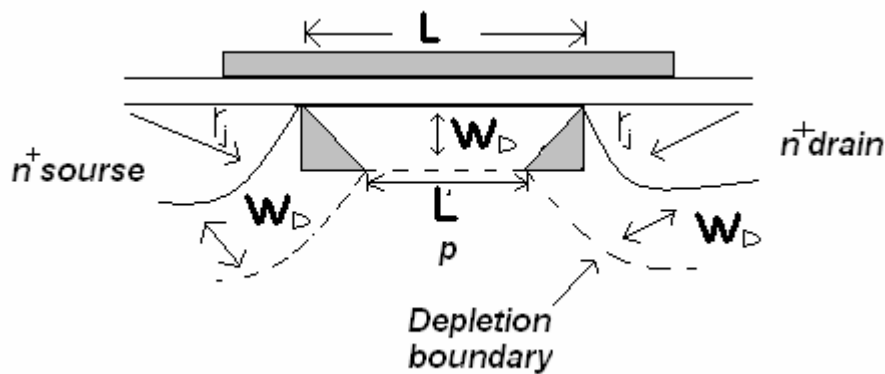
Έχουμε δει σε προηγούμενα ότι όλοι οι όροι που καθορίζουν το τετράγωνο τυπικής απόκλισης της τάσης κατωφλίου στη (2.5) εξαρτώνται από την περιοχή καναλιού εκτός από το τετράγωνο τυπικής απόκλισης της περιοχής αραίωσης φορτίου που δίνεται από:

$$\sigma(Q_B)/Q_B^2 = 1/(4 \bar{W} \bar{L} \bar{W}_D \bar{N}_A)$$

Το τετράγωνο τυπικής απόκλισης της περιοχής αραίωσης φορτίου που ελέγχεται από την τάση πύλης, έχει μια εξάρτηση, που είναι η τρίτη διάσταση, το βάθος αραίωσης καναλιού W_D .

Για μακριά και πλατιά τρανζίστορ το W_D μπορεί να θεωρηθεί σταθερό, και έτσι το τετράγωνο τυπικής απόκλισης της περιοχής αραίωσης φορτίου να έχει μια εξάρτηση από την περιοχή. Σαν αποτέλεσμα, το τετράγωνο τυπικής απόκλισης της τάσης κατωφλίου είναι αντιστρόφως ανάλογο στην ενεργή περιοχή καναλιού. Όμως για μικρές γεωμετρίες το W_D δεν μπορεί να θεωρηθεί σταθερό. Είναι συνάρτηση του μήκους καναλιού L , του πλάτους καναλιού W και των τάσεων πηγής-σώματος και υποδοχής-σώματος.

Η ακριβής περιγραφή του ότι η περιοχή αραίωσης ελέγχεται από την τάση πύλης δίνεται λύνοντας τριών-διαστάσεων εξισώσεων Poisson [Toyabe79, Poole84, Kendall86]. Στην δικιά μας περίπτωση το πιο απλό μοντέλο είναι αρκετό, εξαιτίας της περιορισμένης ακρίβειας των στατιστικών δεδομένων. Στο παρακάτω κεφάλαιο, περιγράφουμε εν συντομία την αρχή συνεισφοράς φορτίου (charge sharing), που μας επιτρέπει να αποκομίσουμε απλά στατιστικά μοντέλα, για την περιγραφή τριών-διαστάσεων φαινομένων.



Σχήμα 2.1: Διασχισμένο-τμήμα της περιοχής αραίωσης υπό τον έλεγχο της πύλης, κατά μήκος του μήκους καναλιού (τραπεζοειδής προσέγγιση)

2.2.3.α) Διατάξεις Κοντού-Καναλιού (short-channel devices)

Για μικρό L , κάποια από τα φορτία στην περιοχή αραίωσης κάτω από την πύλη εξισορροπούνται από τα φορτία στις περιοχές της πηγής και της υποδοχής και δεν είναι υπό τον έλεγχο της τάσης πύλης-σώματος. Γι' αυτό είναι απαραίτητο να προσδιορίσουμε το τμήμα της περιοχής αραίωσης κάτω από πύλη, που είναι στη πραγματικότητα υπό τον έλεγχο της πύλης.

Για διατάξεις με μακρύ κανάλι, το φορτίο αραίωσης Q είναι:

$$Q = q N_A W L W_D \quad (2.26)$$

Σε διατάξεις με κοντό κανάλι, ένα σχήμα για το όριο της περιοχής αραίωσης φορτίου υπό τον έλεγχο της πύλης, δίνεται προηγουμένως (σχ.2.1). Το φορτίο κάτω υπό τον έλεγχο της πύλης Q_L :

$$Q_L = q N_A [1/2 (L + L') W W_D] \quad (2.27)$$

Για απλοποιήσουμε την ανάλυση, υποθέτουμε ότι η τάση υποδοχής-πηγής V_{DS} είναι μικρή, έτσι ώστε το βάθος των ενώσεων της πηγής και της υποδοχής να είναι ίδιο. Στο σχ.2.1 οι άκρες των n^+ -περιοχών υποτίθεται ότι είναι κυλινδρικές με ακτίνα r_j , και το πλάτος και των τριών περιοχών παίρνεται ίσο.

Τότε έχουμε[Yau74]:

$$Q_L = q N_A W L W_D [1 - r_j/L(\sqrt{1 + 2W_D/r_j} - 1)] \quad (2.28)$$

Συγκρίνοντας τις σχέσεις (2.26) και (2.28) βρίσκουμε ότι η διάταξη κοντού καναλιού συμπεριφέρεται σαν να είχε ένα ενεργό κανάλι αραίωσης πλάτους W_{DL} που ορίζεται ως:

$$W_{DL} = W_D [1 - r_j/L(\sqrt{1 + 2W_D/r_j} - 1)] \quad (2.29)$$

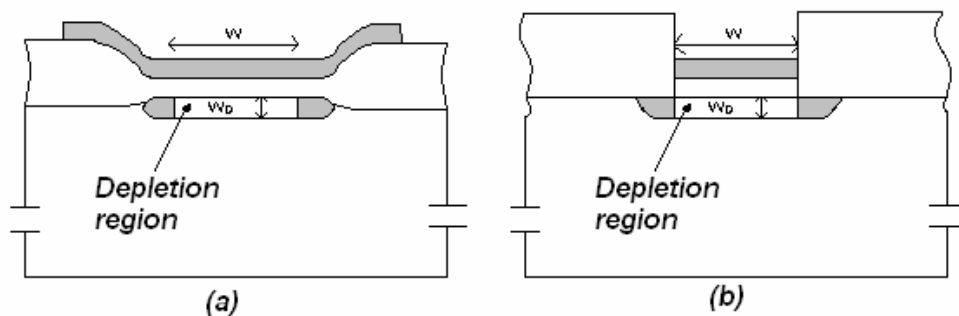
Επεκτείνοντας την (2.29) σε σειρές Taylor και διατηρώντας μόνο την πρώτη σειρά όρου έχουμε:

$$W_{DL} = W_D(1 - W_D/L) \quad (2.30)$$

Η (2.30) είναι πιο ακριβής όταν το W_D/L είναι μικρό. Για μεγαλύτερες τιμές η έκφραση αυτή οδηγεί σε λάθη. Γενικεύουμε την περιοχή αξιοπιστίας, παρουσιάζοντας μια εμπειρική παράμετρο κ_1 :

$$W_{DL} = W_D(1 - \kappa_1/L) \quad (2.31)$$

Η έκφραση αυτή ισχύει για μηδαμινό V_{DS} . Αν το V_{DS} αυξηθεί τότε η κατανομή φορτίου είναι πιο σημαντική στην υποδοχή: το πλάτος της περιοχή αραίωσης γύρω από την υποδοχή γίνεται πιο πλατύ, και το τραπεζοειδή γίνεται διεστραμμένο.



Σχήμα 2.2: Διασχισμένο-τμήμα της περιοχής αραίωσης υπό τον έλεγχο της πύλης, κατά μήκος του πλάτους καναλιού:

(a) bird's beak (b) quarter cylinder approximation

2.2.3.β) Διατάξεις Στενού-Καναλιού (*narrow-channel devices*)

Ένα τμήμα ενός στοιχείου καναλιού κατά μήκος του πλάτους του W φαίνεται στο σχ.2.2(a). Το πυκνό οξειδίο γίνεται βαθμιαία λεπτότερο, δίνοντας μια ανύψωση και αναφέρεται σαν bird's beak. Στο σχ.2.2(b) η περιοχή αραίωσης δεν είναι περιορισμένη ακριβώς στην περιοχή κατευθείαν από κάτω του λεπτού οξειδίου πύλης. Σε αντίθεση με την περίπτωση του κοντού καναλιού, τώρα η τάση πύλης-σώματος είναι υπεύθυνη για την κένωση μιας περιοχής που είναι μεγαλύτερη από την περιοχή από κάτω της πύλης.

Όμοια με την περίπτωση του κοντού καναλιού, μπορούμε να υπολογίσουμε το φορτίο αραίωσης Q_w και για διατάξεις στενού καναλιού. Έχουμε [Akers81]:

$$Q_w = q N_A W L W_D (1 + (\pi/2) W_D/W) \quad (2.32)$$

Από τις σχέσεις (2.32) και (2.26) μπορούμε να ορίσουμε το ενεργό πλάτος αραίωσης για διάταξη στενού καναλιού W_{DW} ως:

$$\begin{aligned} W_{DW} &= W_D (1 + (\pi/2) W_D/W) \\ &= W_D (1 + \kappa_2/W) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Όπου κ_2 μια εμπειρική παράμετρος, που επεκτείνει την αξιοπιστία του μοντέλου σε περισσότερες ρεαλιστικές γεωμετρίες.

2.2.4) Εκτεταμένο Μοντέλο Ταιριάσματος για την Τάση Κατωφλίου

Από τις σχέσεις (2.31) και (2.33), μια έκφραση του ενεργού πλάτους αραίωσης για ένα κοντό και στενό τρανζίστορ \bar{W}_{DLW} είναι:

$$\bar{W}_{DLW}/\bar{W}_D = 1 - \kappa_1/\bar{L} + \kappa_2/\bar{W} \quad (2.34)$$

όπου \bar{W}_D ο μέσος όρος του πάχους αραίωσης καναλιού για ένα μακρύ και πλατύ τρανζίστορ.

Από τις σχέσεις (2.34) και (2.18) εξάγουμε ένα μοντέλο για το τετράγωνο τυπικής απόκλισης της τάσης κατωφλίου, υπολογίζοντας και την περίπτωση κοντού και στενού καναλιού:

$$\sigma^2(V_t) = (1/\bar{C}_{ox}) (Q_B^2/4 \bar{W} \bar{L} \bar{W}_D \bar{N}_A (1 + \kappa_1/\bar{L} - \kappa_2/\bar{W}) + q^2 \bar{D}_1/\bar{W} \bar{L}) \quad (2.35)$$

Αν λάβουμε υπόψη μας τις διαστάσεις του τρανζίστορ W και L , βρίσκουμε ότι το τετράγωνο τυπικής απόκλισης του φορτίου αραίωσης $\sigma(\Delta V_t)$ συνεισφέρει με ένα $1/(WL)$ όρο και ένα $1/(W^2 L)$ όρο, που έχει σαν αποτέλεσμα ένα νέο στατιστικό μοντέλο για το ταίριασμα της τάσης κατωφλίου για τρανζίστορ κοντού και στενού καναλιού:

$$\sigma(\Delta V_t) = A_{1VT}/\bar{W} \bar{L} + A_{2VT}/\bar{W} \bar{L}^2 - A_{3VT}/\bar{W}^2 \bar{L} \quad (2.36)$$

Η παράμετρος A_{1VT} δίνεται περίπου από την (2.23). Επειδή κ_1 και κ_2 είναι εμπειρικοί παράμετροι, θεωρούμε ότι A_{2VT} και A_{3VT} είναι παράμετροι αναλογικότητας που πρέπει να υπολογιστούν πειραματικά.

2.2.5) Τεχνολογικοί Παράμετροι του Ταίριασματος της Τάσης Κατωφλίου

Παρουσιάζουμε σε αυτή την ενότητα τους τεχνολογικούς παραμέτρους για το στατιστικό μοντέλο ταίριασματος της τάσης κατωφλίου που δίνεται από την (2.36), για δύο τεχνολογίες την C12 και C7. Οι παράμετροι που θα μελετήσουμε υπολογίστηκαν, όταν το τρανζίστορ ήταν σε κορεσμό, με τη μέθοδο προσαρμογής ενός περιορισμένου drain current μοντέλου ταίριασματος: $\Delta I_D/I_D = \Delta \beta/\beta - 2\Delta V_{to}/(V_{GS} - V_{to})$. Οι παρακάτω πίνακες δείχνουν τις τιμές της τυπικής απόκλισης του ΔV_{to} που έχουν υπολογιστεί με αυτή τη μέθοδο, για κάθε μέγεθος τρανζίστορ (10 μεγέθη), για τις τεχνολογίες C12 και C07.

C12 NMOS

W/L	1.2/1.2	2.6/2.4	4.8/4.8	11/11	20/20	1.4/6.2	6.2/1.2	25/4.8	4.8/25	50/1.2
$\sigma(\Delta V_t)$	21	8.9	4.5	2.1	1.1	5.9	11	2.2	2.2	5.0

C12 PMOS

W/L	1.5/1.5	2.6/2.4	4.8/4.8	11/11	20/20	1.7/6.2	6.2/1.5	25/4.8	4.8/25	50/1.5
$\sigma(\Delta V_t)$	19	10	5.7	2.3	1.5	7.6	9.7	2.3	2.6	4.5

C07 NMOS

W/L	1/0.7	2/1.4	4/2.8	8/5.6	16/11.2	1/2.8	4/0.7	16/2.8	2.8/16	32/0.7
$\sigma(\Delta V_t)$	17.9	8.3	3.7	1.6	0.9	6	11	2	1.7	4

C07 PMOS

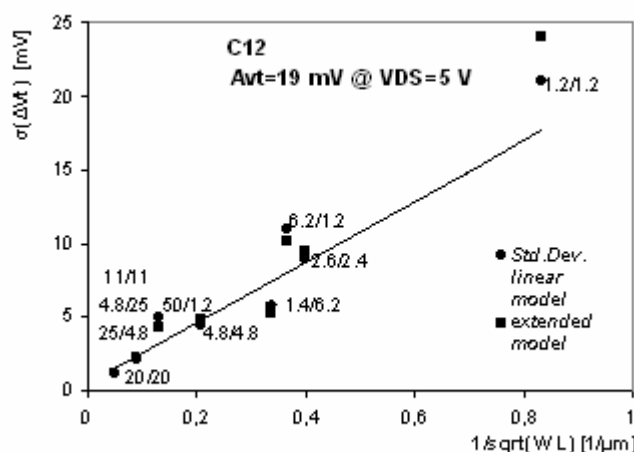
W/L	2.5/1.2	2.5/1.8	4/2.8	8/5.6	16/11.2	2.5/2.8	4/1.2	16/2.8	2.8/16	32/1.2
$\sigma(\Delta V_t)$	15.7	11.3	7.4	3.1	1.8	9.5	11.4	3.5	3.3	3.8

2.2.5.a) C12 Τεχνολογία

Η C12 τεχνολογία είναι μια twin-well process μέσα σε ένα <100> προσανατολισμένο p-type υπόστρωμα, με 1.2 μm ελάχιστο μέγεθος, με 22.5 nm πυκνότητα πύλης-οξειδίου, με μονό επίπεδο polysilicon, με διπλό επίπεδο μετάλλου, και σχεδιασμένο για 5V εφαρμογή.

C12 NMOS transistors

Στο σχήμα 2.3 φαίνεται η γραφική παράσταση της τυπικής απόκλισης της τάσης κατωφλίου σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής, για 10 διαφορετικά μεγέθη τρανζίστορ.



Σχήμα 2.3: Τυπική απόκλιση της τάσης κατωφλίου σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. C12 NMOS τρανζίστορ. Περιοχή κορεσμού.

Προσαρμογή ενός στατιστικού μοντέλου ταιριάσματος. Μια ευθεία γραμμή προσαρμόζεται ανάμεσα στα μακριά και πλατιά τρανζίστορ (2.6/2.4, 4.8/4.8, 11/11, 25/4.8, 4.8/25, και 20/20). Λόγω της ετερογενούς διακύμανσης των δεδομένων, χρησιμοποιείται η weight linear regression. Παρατηρούμε ότι υπάρχει μια εξαιρετική συμφωνία μεταξύ των πειραματικών δεδομένων και του μοντέλου της σχέσης (2.19)

$$\sigma(\Delta V_t) = A_{VT} / \sqrt{WL} \quad (2.37)$$

Ωστόσο τα αποτελέσματα για τα κοντά τρανζίστορ (1.2/1.2, 6.2/1.2, και 50/1.2) και στενά τρανζίστορ (1.4/6.2) αποκλίνουν σημαντικά από το

μοντέλο της ευθείας γραμμής του (2.38). Τα κοντά τρανζίστορ έχουν μεγαλύτερο ταίριασμα σε σχέση το μοντέλο της ευθείας γραμμής, ενώ τα στενά τρανζίστορ έχουν μικρότερο ταίριασμα σε σχέση το μοντέλο της ευθείας γραμμής. Το νέο μοντέλο ταιριάζματος της τάσης κατωφλίου της εξίσωσης (2.36)

$$\sigma(\Delta V_t) = A_{1VT}/\bar{W} \bar{L}^2 + A_{2VT}/\bar{W} \bar{L}^2 - A_{3VT}/\bar{W} \bar{L}^2$$

καθορίζεται στο σχήμα 2.3 ως “extended model”, είναι ικανό να προλέγει τα δεδομένα του ταιριάζματος μέσα στα όρια του στατιστικού δεδομένου, και έτσι ισχυροποιείται η θεωρία που αναπτύχθηκε στο κεφ.2.2.4. Ξανά, το μοντέλο προσαρμόζεται χρησιμοποιώντας τη weight multiple linear regression.

Τέλος, οι C12 NMOS V_t σταθερές αναλογικότητας με τις διαστάσεις του τρανζίστορ εξάγονται:

$$A_{1VT}=19 \text{ mV } \mu\text{m}, A_{2VT}=19 \text{ mV } \mu\text{m}, \text{ και } A_{3VT}=18 \text{ mV } \mu\text{m}$$

Επιβεβαίωση θεωρητικού μοντέλου για το A_{1VT}

Για τα C12 NMOS στοιχεία το η συγκέντρωση ατόμων στο υπόστρωμα

είναι $N_A=2.5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ [MIETEC94a]. Θέτοντας $t_{ox}=22.5 \text{ nm}$ από τη σχέση (2.23) έχουμε:

$$\begin{aligned} A_{1VT} &= 5.5 \times 10^{-7} t_{ox}^{-1/4} N_A \\ &= 4.9 \text{ mV } \mu\text{m} \end{aligned} \quad (2.38)$$

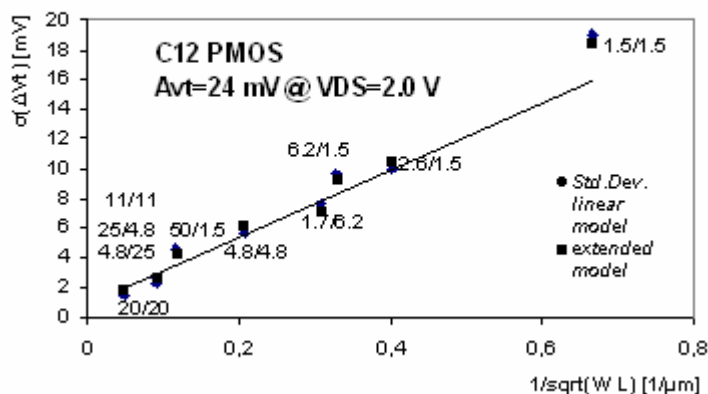
Η τιμή αυτή είναι περίπου τέσσερις φορές πιο μικρή από την εξαγόμενη τιμή $A_{1VT}=19 \text{ mV } \mu\text{m}$ στο σχήμα 2.3. Η τιμή αυτή που βρέθηκε στη (2.38) είναι αναμενόμενη, όχι μόνο επειδή η μη μηδαμινή συγκέντρωση του threshold-implant dose έχει αγνοηθεί, αλλά κυρίως γιατί το N_A στη (2.38) είναι μια SPICE παράμετρος που δεν αντιπροσωπεύει την αληθινή τιμή της συγκέντρωσης στην περιοχή αραίωσης.

Αν κάνουμε τον υπολογισμό χρησιμοποιώντας το total implant dose έχουμε:

$D_{Total} = \bar{D}_{p-well} + \bar{D}_I$, με $\bar{D}_{p-well} = 3.3 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ και $\bar{D}_I = 1.7 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ και από τη σχέση (2.25) έχουμε ότι:

$$\begin{aligned} A_{1VT} &= (q/\sqrt{2} \epsilon_{ox}) t_{ox} \sqrt{\bar{D}_{total}} \\ &= 17 \text{ mV } \mu\text{m} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Η τιμή αυτή διαφέρει μόνο 10% από την εξαγόμενη τιμή $A_{1VT}=19 \text{ mV } \mu\text{m}$.



Σχήμα 2.4: Τυπική απόκλιση της τάσης κατωφλίου σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. C12 PMOS τρανζίστορ. Περιοχή κορεσμού.

C12 PMOS τρανζίστορ

Στο σχήμα 2.4 φαίνεται η γραφική παράσταση της τυπικής απόκλισης της τάσης κατωφλίου σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής, για 10 διαφορετικά μεγέθη τρανζίστορ, για τα PMOS τρανζίστορ.

Τα ίδια συμπεράσματα με τα NMOS έχουμε και εδώ:

--η τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση της τάσης κατωφλίου για μακριά και πλατιά τρανζίστορ είναι ανάλογη του αντιστρόφου της ρίζας της περιοχής καναλιού

-- η τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση της τάσης κατωφλίου για στενά και κοντά τρανζίστορ αποκλίνει από μία γραμμική σχέση, και χαρακτηρίζεται από την εξίσωση (2.36)

Τέλος, οι C12 PMOS V_t σταθερές αναλογικότητας με τις διαστάσεις του τρανζίστορ εξάγονται:

$$A_{1VT}=24 \text{ mV } \mu\text{m}^{3/2}, \quad A_{2VT}=20 \text{ mV } \mu\text{m}^{3/2}, \quad \text{και} \quad A_{3VT}=12 \text{ mV } \mu\text{m}^{3/2}$$

Παρατηρούμε ότι τα PMOS έχουν χειρότερο V_t ταίριασμα από ότι τα NMOS.

Χρησιμοποιώντας το n-well implant dose $\bar{D}_{n\text{-well}}=7.5 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ και το V_t implant dose $\bar{D}_1=1.7 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$, μια θεωρητική τιμή του A_{1VT} είναι:

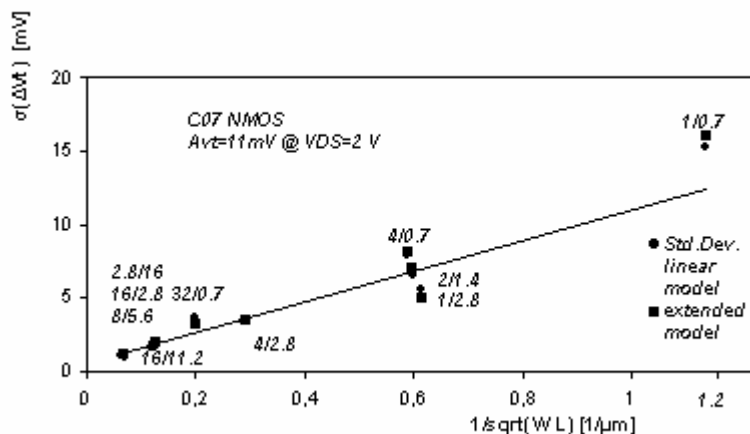
$$A_{1VT} = 23 \text{ mV } \mu\text{m}^{3/2} \quad (2.40)$$

Αυτή η τιμή είναι 4% μικρότερη από την εξαγόμενη τιμή $A_{1VT}=24 \text{ mV } \mu\text{m}^{3/2}$.

Από τις εξαιρετικές προβλέψεις του A_{INT} στις σχέσεις (2.39), (2.40) έχουμε μια πειραματική απόδειξη ότι η διακύμανση των dopant atoms στην περιοχή αραίωσης είναι υπεύθυνη για το σχεδόν ολοκληρωτικό ταίριασμα στην τάση κατωφλίου.

2.2.5.β) C07 Τεχνολογία

Η C07 τεχνολογία είναι ίδια με την C12, μόνο που τώρα το ελάχιστο μέγεθος είναι 0.7 μm και η πυκνότητα πύλης-οξειδίου είναι 17 nm.



Σχήμα 2.5: Τυπική απόκλιση της τάσης κατωφλίου σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. C07 NMOS τρανζίστορ. Περιοχή κορεσμού.

C07 NMOS transistors

Στο σχήμα 2.5 φαίνεται η γραφική παράσταση της τυπικής απόκλισης της τάσης κατωφλίου σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής, για 10 διαφορετικά μεγέθη τρανζίστορ.

Όπως και με τα αποτελέσματα του C12, έτσι και δω μια ευθεία γραμμή προσαρμόζεται ανάμεσα στα μεγάλα και πλατιά τρανζίστορ (2/1.4, 4/2.8, 8/5.6, 16/2.8, 2.8/16, 16/11.2). Το μοντέλο της εξίσωσης (2.19) ταιριάζει απόλυτα με τη μετρούμενη τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση της τάσης κατωφλίου αυτών των τρανζίστορ-το μέγιστο σφάλμα είναι 4%-αλλά αποτυχαίνει στην περίπτωση των κοντών τρανζίστορ (1/0.7, 4/0.7, 32/0.7) και των στενών τρανζίστορ (1/2.8).

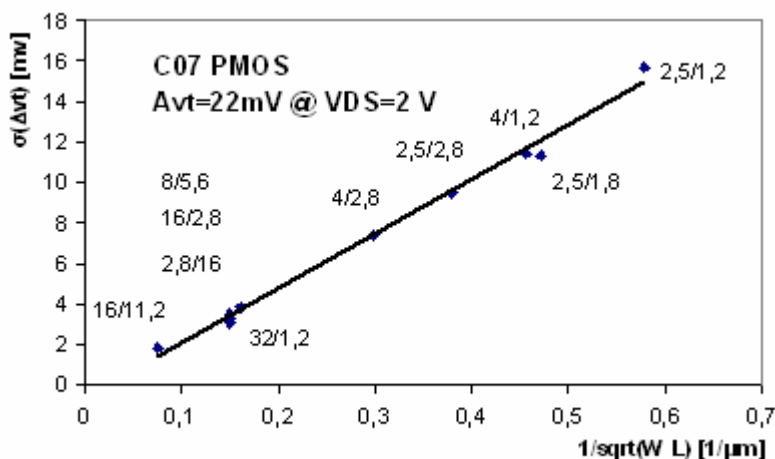
Το μοντέλο της εξίσωσης (2.36) καθορίζει το μετρούμενο ταίριασμα της τάσης κατωφλίου για όλα τα μεγέθη των τρανζίστορ. Οι C07 NMOS V_t σταθερές αναλογικότητας με τις διαστάσεις του τρανζίστορ τώρα είναι:

$$A_{1VT}=11 \text{ mV } \mu\text{m}, \quad A_{2VT}=9 \text{ mV } \mu\text{m}, \quad \text{και} \quad A_{3VT}=7 \text{ mV } \mu\text{m}$$

Χρησιμοποιώντας το p-well implant dose $\bar{D}_{p\text{-well}}=4 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ και το V_t implant dose $\bar{D}_I=2.3 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$, μια θεωρητική τιμή του A_{1VT} είναι:

$$A_{1VT} = 15 \text{ mV } \mu\text{m} \quad (2.41)$$

Αυτή η τιμή είναι 40% μεγαλύτερη από την εξαγόμενη τιμή $A_{1VT}=11 \text{ mV } \mu\text{m}$.



Σχήμα 2.6: Τυπική απόκλιση της τάσης κατωφλίου σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. C07 PMOS τρανζίστορ. Περιοχή κορεσμού.

C07 PMOS transistors

Παρατηρούμε εδώ ότι όλα τα τρανζίστορ ακολουθούν το μοντέλο του (2.19). Τα στοιχεία δεν δείχνουν καμία επίδραση κοντού και στενού καναλιού στα 1.2 μm και 2.5 μm μήκους και πλάτους καναλιού. Το PMOS έχει σχεδόν διπλάσια τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση της τάσης κατωφλίου σε σχέση με αυτή του NMOS. Το C07 NMOS V_t αναλογική σταθερά με τις διαστάσεις του τρανζίστορ τώρα είναι $A_{1VT}=22 \text{ mV } \mu\text{m}$.

Για τα C12 PMOS τρανζίστορ έχουμε:

--το n-well implant dose $\bar{D}_{n\text{-well}}=5 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$,

--το V_t implant dose $\bar{D}_I=2.3 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$,

--και το πρόσθετο low Vt implant dose $\bar{D}_{1,lowVT} = 7 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ και άρα:

$$\bar{D}_{Total} = \bar{D}_{n-well} + \bar{D}_1 + \bar{D}_{1,lowVT} = 8 \times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$$

Και έτσι μια θεωρητική τιμή του A_{IVT} είναι:

$$A_{IVT} = 16 \text{ mV } \mu\text{m} \quad (2.42)$$

Αυτή η τιμή είναι 30% μικρότερη από την εξαγόμενη τιμή A_{IVT} . Οι τιμές του A_{IVT} από τις σχέσεις (2.41) και (2.42) δείχνουν ότι τα total implant dose είναι μια κύρια φυσική πηγή του ταιριάσματος της τάσης κατωφλίου.

2.2.5.γ) Περίληψη

Από την πειραματική μελέτη των δύο αυτών μοντέρνων τεχνολογιών CMOS, με ελάχιστο χαρακτηριστικό μέγεθος $1.2 \mu\text{m}$ και $0.7 \mu\text{m}$, εξάγουμε κάποια χρήσιμα συμπεράσματα:

- Για τρανζίστορ με διαστάσεις καναλιού μεγαλύτερες από $2 \mu\text{m}$, το ταίριασμα της τάσης κατωφλίου είναι αντίστροφα ανάλογο της ρίζας της περιοχής καναλιού. Το μοντέλο της εξίσωσης (2.19)- το μοντέλο ευθείας γραμμής της τυπικής απόκλισης της τάσης κατωφλίου σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής- είναι συνεπώς αποτελεσματικό.
- Για τρανζίστορ με μήκος καναλιού μικρότερο από $2 \mu\text{m}$ έχουμε μεγαλύτερη τυχαία στατιστική απόκλιση της τάσης κατωφλίου από αυτή της σχέσης (2.19). Για τρανζίστορ με πλάτος καναλιού μικρότερο από $2 \mu\text{m}$ έχουμε μικρότερη τυχαία στατιστική απόκλιση της τάσης κατωφλίου από αυτή της σχέσης (2.19). Το εκτεταμένο μοντέλο της εξίσωσης (2.36) δίνει σωστά τη μετρούμενη τυχαία στατιστική απόκλιση της τάσης κατωφλίου για τρανζίστορ με ελάχιστες διαστάσεις κάτω του $0.7 \mu\text{m}$.
- Πειραματικά δίνεται ότι το ταίριασμα της τάσης κατωφλίου είναι οφειλόμενο στη διακύμανση του αριθμού των dopant atoms στο σώμα, όπου αφαιρούνται μέσω της τάσης πύλης-σώματος.
- Το ταίριασμα της τάσης κατωφλίου κλιμακώνεται με τη ρίζα του total ion implant dose, όπως παρουσιάστηκε στην εξίσωση (2.27), και πειραματικά επιβεβαιώθηκε σε αυτή την ενότητα.

2.2.6) Το Ταίριασμα στο Current Factor

Σε αυτή την ενότητα αποδεικνύουμε ένα στατιστικό μοντέλο ταιριάσματος για το current factor.

Το current factor β ορίζεται ως:

$$\beta = \mu C_{ox} W/L \quad (2.43)$$

όπου μ – zero-field carrier mobility

Υποθέτοντας ότι όλοι οι όροι που συνεισφέρουν του ταιριάσματος είναι ανεξάρτητοι, μπορούμε να γράψουμε ένα στατιστικό μοντέλο για το ταίριασμα του current factor:

$$\sigma(\beta)/\bar{\beta}^2 = \sigma(\mu)/\bar{\mu}^2 + \sigma(C_{ox})/\bar{C}_{ox}^2 + \sigma(W)/\bar{W}^2 + \sigma(L)/\bar{L}^2 \quad (2.44)$$

Βλέπουμε ότι το τετράγωνο της τυπικής απόκλισης του β καθορίζεται από τα τετράγωνα της τυπικής απόκλισης των μ , C_{ox} , W , L . Ας αρχίσουμε με το L .

Το τετράγωνο της τυπικής απόκλισης του L είναι αντιστρόφως ανάλογο του W [Lakshmikumar86]:

$$\sigma(L) = 1/\bar{W} A_L \quad (2.45)$$

όπου A_L είναι ένας συντελεστής αναλογικότητας.

Όμοια για το W έχουμε:

$$\sigma(W) = 1/\bar{L} A_W \quad (2.46)$$

Με παρόμοιο τρόπο έχουμε για το C_{ox} [Lakshmikumar86]:

$$\sigma(C_{ox})/\bar{C}_{ox}^2 = (1/\bar{W} \bar{L}) A_{ox} \quad [-] \quad (2.47)$$

όπου \bar{W} και \bar{L} οι μέσες τιμές του μήκους και του πλάτους καναλιού, και A_{ox} μια σταθερά αναλογικότητας.

Μελετούμε στη συνέχεια τη κινητικότητα καναλιού μ (channel mobility).

Τουλάχιστον τρεις διαφορετικοί μηχανισμοί διασκόρπισης (scattering) προτείνονται για να ερμηνεύσουν τη συμπεριφορά κινητικότητας εκεί όπου η τάση πύλης είναι πάνω από το threshold [Sun80]:

1. Phonon scattering
2. Coulomb scattering
3. Surface roughness scattering

Η αναφορική σπουδαιότητα αυτών των μηχανισμών βασίζεται στην λειτουργική θερμοκρασία και στην δύναμη του ηλεκτρικού πεδίου.

Πειραματικά, παρατηρείται ότι η κινητικότητα ελαττώνεται υπερβολικά με την αύξηση της πυκνότητας σταθερών οξειδίου φορτίου N_f (fixed

oxide charge density). Μια εμπειρική σχέση για την κινητικότητα σαν συνάρτηση του N_f είναι [Sun80]:

$$\mu = \mu_0(N_A)/(1 + \alpha(N_A) N_f) \quad (2.48)$$

όπου μ_0 και α εμπειρικές παράμετροι.

Το ταίριασμα στην κινητικότητα μπορεί να προσεγγιστεί να εξαρτάται μόνο από το ταίριασμα στο N_f :

$$\begin{aligned} \sigma(\mu) &= [\mu_0 \alpha / (1 + \alpha \bar{N}_f)] \sigma(N_f) \\ &= [\mu_0 \alpha / (A_\mu)] \bar{N}_f / \bar{W} \bar{L} \end{aligned} \quad (2.49)$$

όπου στην τελευταία εξίσωση αξιώνεται ότι τα σταθερά οξειδία φορτίου έχουν μια κατανομή Poisson.

Συνεπώς το τετράγωνο της τυπικής απόκλισης του μ είναι αντιστρόφως ανάλογο της περιοχής καναλιού και μπορούμε να πούμε ότι:

$$\sigma(\mu)/\mu = (1/\bar{W} \bar{L}) A_\mu \quad (2.50)$$

όπου A_μ είναι ένας συντελεστής αναλογικότητας που δίνεται από:

$$A_\mu = [\alpha / (1 + \alpha \bar{N}_f)] \sqrt{\bar{N}_f} \quad (2.51)$$

Βάζοντας τις σχέσεις (2.50), (2.45), (2.46), και (2.47) στην (2.44) έχουμε:

$$\sigma(\beta)/\beta = (A_\mu + A_{\text{Cox}}/\bar{W} \bar{L}) + (A_w/\bar{W} \bar{L}) + (A_L/\bar{W} \bar{L}) \quad (2.52)$$

Η εξίσωση αυτή παρουσιάστηκε από τον Lakshmikumar [Lakshmikumar86] και σύμφωνα με αυτά τροποποιήθηκε σε μια μορφή κατάλληλη για σχεδιασμό κυκλωμάτων από τον Pelgrom [Pelgrom89]:

$$\sigma(\Delta\beta/\beta) = A_{1\beta}/\bar{W} \bar{L} + A_{2\beta}/\bar{W}^2 \bar{L} + A_{3\beta}/\bar{W} \bar{L}^2 \quad (2.53)$$

όπου $A_{1\beta}$, $A_{2\beta}$, $A_{3\beta}$ παράμετροι αναλογικότητας.

Αν οι επιδράσεις των άκρων δεν είναι κατάλληλες, τότε η (2.53) γίνεται:

$$\sigma(\Delta\beta/\beta) = A_{1\beta}/\bar{W} \bar{L} \quad (2.54)$$

Ο Pelgrom απέδειξε πειραματικά ότι για στοιχεία με διαστάσεις μεγαλύτερες του $2\mu\text{m}$, το απλό μοντέλο ταιριάσματος του current factor της σχέσης (2.54) είναι αρκετό.

2.2.6.α) Τεχνολογικοί Παράμετροι

Σε αυτή την ενότητα επιβεβαιώνουμε το μοντέλο ταιριάσματος που παρουσιάσαμε παραπάνω για το current factor. Τα δεδομένα του

ταιριάσματος τα οποία στατιστικά μελετάμε εδώ, έχουν εξαχθεί την περιοχή κορεσμού ($V_{DS}=2\text{ V}$) χρησιμοποιώντας δύο μεθόδους.

Μέθοδος 1: Προσαρμογή ενός drain current μοντέλου ταιριάσματος:
 $\Delta I_D/I_D = \Delta\beta/\beta - 2\Delta V_{to}/(V_{GS}-V_{to}) - \Delta\theta_{eff}(V_{GS}-V_{to})/(1+\theta_{eff}(V_{GS}-V_{to}))$

Μέθοδος 2: Προσαρμογή ενός περιορισμένου drain current μοντέλου ταιριάσματος:
 $\Delta I_D/I_D = \Delta\beta/\beta - 2\Delta V_{to}/(V_{GS}-V_{to})$

Οι παρακάτω πίνακες δείχνουν τις τιμές της τυπικής απόκλισης του $\Delta\beta/\beta$ που έχουν υπολογιστεί με τις δύο αυτές μεθόδους για κάθε μέγεθος τρανζίστορ (10 μεγέθη), για τις τεχνολογίες C12 NMOS και C07 NMOS.

C12 NMOS

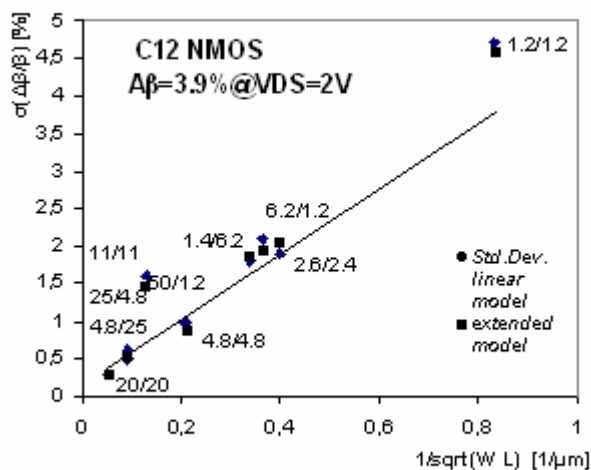
W/L	1.2/1.2	2.6/2.4	4.8/4.8	11/11	20/20	1.4/6.2	6.2/1.2	25/4.8	4.8/25	50/1.2
$\sigma(\Delta\beta/\beta)$ 1μέθοδος	4.7	1.9	1	0.5	0.3	1.8	2.1	0.5	0.6	1.6
$\sigma(\Delta\beta/\beta)$ 2μέθοδος	1.9	0.9	0.5	0.3	0.2	0.9	0.8	0.3	0.3	0.6

C07 NMOS

W/L	1/0.7	2/1.4	4/2.8	8/5.6	16/11.2	1/2.8	4/0.7	16/2.8	2.8/16	32/0.7
$\sigma(\Delta\beta/\beta)$ 1μέθοδος	4.3	2.2	1.2	0.4	0.2	1.8	2.7	0.5	0.6	1.2
$\sigma(\Delta\beta/\beta)$ 2μέθοδος	2.1	1.2	0.7	0.3	0.1	1.1	1.1	0.3	0.3	0.5

C12 Τεχνολογία

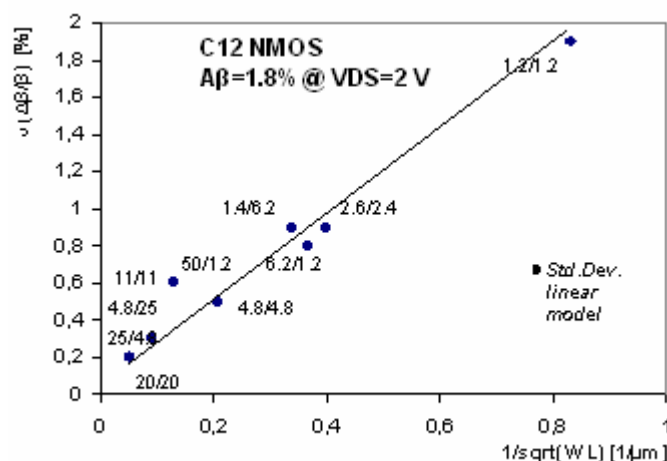
Στο σχήμα 2.7 φαίνεται η γραφική παράσταση της τυπικής απόκλισης του $\Delta\beta/\beta$, που έχουν εξαχθεί με τη μέθοδο 1, σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής, για 10 διαφορετικά μεγέθη τρανζίστορ, για τα C12 NMOS τρανζίστορ.



Σχήμα 2.7: Τυπική απόκλιση του $\Delta\beta/\beta$ σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. C12 NMOS τρανζίστορ. Τα δεδομένα εξάγονται με τη μέθοδο 1 στην περιοχή κορεσμού.

Παρατηρούμε ότι ένα μοντέλο ευθείας γραμμής με $1/\sqrt{WL}$ είναι αρκετό για να προσαρμόσει τα δεδομένα των μακριών και πλατιών τρανζίστορ (2.6/2.4, 4.8/4.8, 11/11, 25/4.8, 4.8/25, και 20/20) και του στενού τρανζίστορ (1.4/6.2). Η σταθερά αναλογικότητας είναι $A\beta=3.9\% \mu m$.

Ωστόσο τα δεδομένα του κοντού καναλιού τρανζίστορ (1.2/1.2, 6.2/1.2, και 50/1.2) αποκλίνουν πολύ από το γραμμικό μοντέλο.



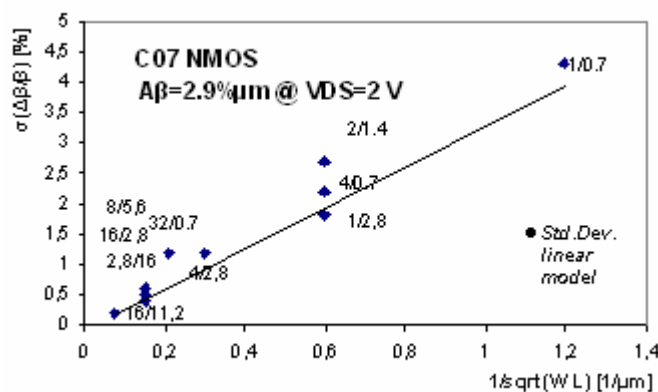
Σχήμα 2.8: Τυπική απόκλιση του $\Delta\beta/\beta$ σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. C12 NMOS τρανζίστορ. Τα δεδομένα εξάγονται με τη μέθοδο 2 στην περιοχή κορεσμού.

Στο σχήμα 2.8 φαίνεται η γραφική παράσταση της τυπικής απόκλισης του $\Delta\beta/\beta$, που έχουν εξαχθεί με τη μέθοδο 2, σε συνάρτηση με το

αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. Δύο σημαντικά συμπεράσματα μπορούμε να πάρουμε από το σχήμα αυτό:

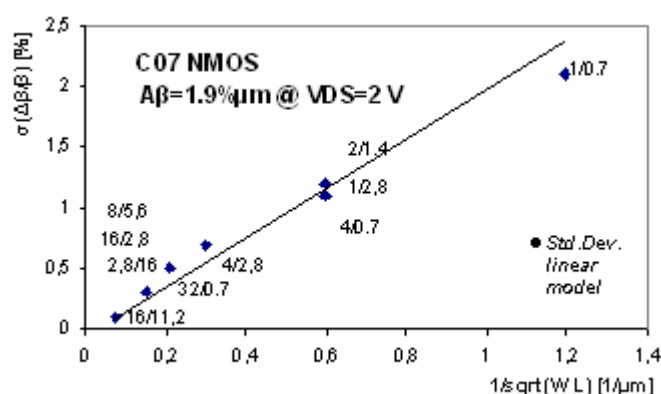
1. Όλα τα δεδομένα του σχ.2.8 συναντιούνται σε μια ευθεία γραμμή.
2. Η παράμετρος αναλογικότητας $A_\beta = 1.8\% \mu\text{m}$ είναι το μισό της τιμής που εξάχθηκε στο σχ.2.7.

C07 Τεχνολογία



Σχήμα 2.9: Τυπική απόκλιση του $\Delta\beta/\beta$ σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. C07 NMOS τρανζίστορ. Τα δεδομένα εξάγονται με τη μέθοδο 1 στην περιοχή κορεσμού.

Το σχήμα 2.9 αναπαριστά τη γραφική παράσταση της τυπικής απόκλισης του $\Delta\beta/\beta$ σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. Τα δεδομένα του ταιριάσματος εξάγονται με τη μέθοδο 1 στην περιοχή κορεσμού. Όμοια με την τεχνολογία C12, η τυπική απόκλιση του $\Delta\beta/\beta$ του κοντού καναλιού είναι αρκετά πιο πάνω από την προσαρμοσμένη ευθεία γραμμή. Το A_β είναι: $A_\beta = 2.9\% \mu\text{m}$.



Σχήμα 2.10: Τυπική απόκλιση του $\Delta\beta/\beta$ σε συνάρτηση με το αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. C07 NMOS τρανζίστορ. Τα δεδομένα εξάγονται με τη μέθοδο 2 στην περιοχή κορεσμού.

Στο σχήμα 2.10 φαίνεται η γραφική παράσταση της τυπικής απόκλισης του $\Delta\beta/\beta$, που έχουν εξαχθεί με τη μέθοδο 2, σε συνάρτηση με το

αντίστροφο της ρίζας της περιοχής. Παρατηρούμε ότι σχεδόν όλα τα αποτελέσματα τυπικών αποκλίσεων ακολουθούν μια γραμμική σχέση με το $1/\sqrt{WL}$. Η εξαίρεση είναι το 1/0.7 τρανζίστορ, του οποίου η τυπική απόκλιση είναι μικρότερη από αυτή που ορίζεται από τη γραμμική σχέση. Το A_β είναι: $A_\beta=2.9\%$ μm , περίπου 35% μικρότερο.

2.2.6.β) Περίληψη

Τα πειραματικά αποτελέσματα αυτής της ενότητας είναι:

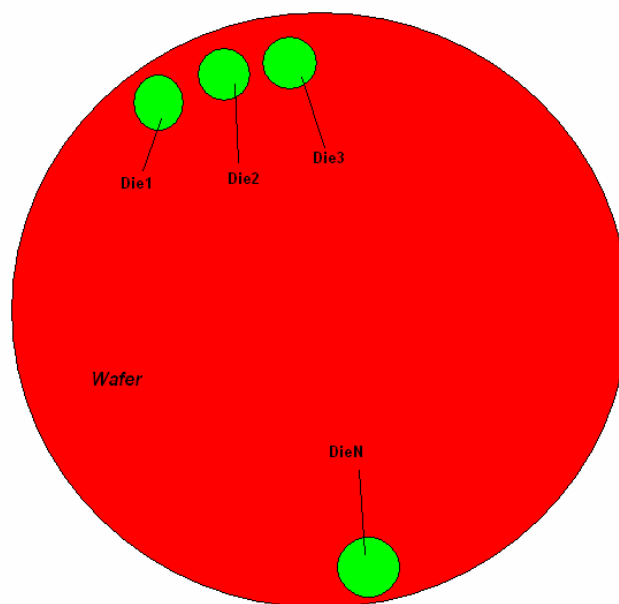
- Για στοιχεία με διαστάσεις μεγαλύτερες του $2\mu m$ η τυπική απόκλιση του $\Delta\beta/\beta$ είναι αντίστροφα ανάλογη της περιοχής καναλιού.
- Για στοιχεία με διαστάσεις μικρότερες του $2\mu m$ η επίδραση του κοντού καναλιού είναι ορατή με τα εξαγόμενα δεδομένα της μεθόδου 1, και η τυπική απόκλιση του $\Delta\beta/\beta$ είναι μεγαλύτερη από αυτή που ορίζεται από την σχέση ευθείας γραμμής με την περιοχή καναλιού.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΕΞΑΓΩΓΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑΤΟΣ

Σε αυτό το κεφάλαιο θα κάνουμε μια πρακτική προσέγγιση του ταιριάσματος πάνω στη τεχνολογία 0.35 μ m CMOS C35 και εξαγωγή των παραμέτρων αυτού.

Για να γίνει αυτό χρησιμοποιήθηκαν τα δεδομένα που μετρήθηκαν στο 0.35 μ m CMOS C35. Οι μετρήσεις αυτές έγιναν πάνω σε ένα wafer όπως αυτό του παρακάτω σχήματος:



όπου N είναι ο αριθμός των Die του wafer (εδώ είναι $N=61$). Μέσα σε κάθε Die υπάρχουν 0.35 μ m NMOS και PMOS τρανζίστορ (με $t_{ox}\sim 7.6$ nm) και NMOSM και PMOSM τρανζίστορ (με $t_{ox}\sim 15$ nm).

Τα δεδομένα που μετρήθηκαν στο wafer αντιστοιχούν στη τιμή του ρεύματος καναλιού (σε κορεσμό) των 0.35 μ m NMOS, PMOS, NMOSM και PMOSM. Αυτά τα δεδομένα μας δόθηκαν στη μορφή ενός πίνακα (σε

matlab) με διαστάσεις 61X7730 που ονομάστηκε ως: 'B13579_L1_3.mat' και μαζί με το αρχείο matlab 'SET_B13579_L1_3', που επίσης μας δόθηκε, προχωρήσαμε στην ανάλυση τους ώστε να υπολογίσουμε τους παραμέτρους ταιριάσματος.

3.1) ΑΝΑΛΥΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

3.1.1) Πίνακας Δεδομένων ('B13579_L1_3.mat')

Ο πίνακας 61X7730 των δεδομένων που μετρήθηκαν στο wafer έχει την παρακάτω γενική μορφή:

Die1, NMOS1	Die1, NMOS2	Die1, PMOS1	Die1, PMOS2	Die1, NMOSM1	Die1, NMOSM2	Die1, PMOSM1	Die1, PMOSM2
Die2, NMOS1	Die 2, NMOS2	Die2, PMOS1	Die 2, PMOS2	Die2, NMOSM1	Die 2, NMOSM2	Die2, PMOSM1	Die 2, PMOSM2
.
.
.
.
DieN, NMOS1	DieN, NMOS2	DieN, PMOS1	DieN, PMOS2	DieN, NMOSM1	DieN, NMOSM2	DieN, PMOSM1	DieN, PMOSM2

Σχήμα 3.1

Στον πίνακα αυτό N είναι ο αριθμός των μετρούμενων Die. Στα block με τον αριθμό '1' (π.χ. NMOSM1) είναι στοιχεία με μεγάλες διαστάσεις (μεγάλα W και L), ενώ σε αυτά με τον αριθμό '2' (NMOSM2) είναι στοιχεία με μικρές διαστάσεις (μικρά W και L).

Σε κάθε block (π.χ. το NMOS1) υπάρχουν 12 χαρακτηριστικές C1,2,...,12 (με κάθε Ci να αναφέρεται στην ουσία, στη τιμή του ρεύματος καναλιού). Η δομή π.χ. του block του NMOS1 φαίνεται παρακάτω:

D1,C1	D1,C2	D1,C3	D1,C4	D1,C5	D1,C6	D1,C7	D1,C8	D1,C9	D1,C10	D1,C11	D1,C12
D2,C1	D2,C2	D2,C3	D2,C4	D2,C5	D2,C6	D2,C7	D2,C8	D2,C9	D2,C10	D2,C11	D2,C12
DN,C1	DN,C2	DN,C3	DN,C4	DN,C5	DN,C6	DN,C7	DN,C8	DN,C9	DN,C10	DN,C11	DN,C12

Σχήμα 3.2

Όπου D1...N και C1...12 αναφέρονται αντίστοιχα στα Die1...N και στις χαρακτηριστικές 1...12.

Από τον πίνακα αυτό φαίνεται ότι έχουμε μετρήσεις ρεύματος καναλιού για 6 ταιριασμένα ζευγάρια τύπου NMOS1, για ένα συγκεκριμένο Die.

Δηλαδή:

Ας θεωρήσουμε ότι αναφερόμαστε τύπο του NMOS1 που βρίσκεται στο Die1. Τότε στο συγκεκριμένο αυτό κομμάτι υπάρχουν οι μετρήσεις ρεύματος καναλιού 6 ταιριασμένων ζευγαριών που είναι (από τον πίνακα του σχήματος 3.2):

- 1ο ζευγάρι τα δύο στοιχεία που έχουν χαρακτηριστικές C1 και C2 αντίστοιχα.
- 2ο ζευγάρι τα δύο στοιχεία που έχουν χαρακτηριστικές C3 και C4 αντίστοιχα.
- 3ο ζευγάρι τα δύο στοιχεία που έχουν χαρακτηριστικές C5 και C6 αντίστοιχα.
- 4ο ζευγάρι τα δύο στοιχεία που έχουν χαρακτηριστικές C7 και C8 αντίστοιχα.
- 5ο ζευγάρι τα δύο στοιχεία που έχουν χαρακτηριστικές C9 και C10 αντίστοιχα.
- 6ο ζευγάρι τα δύο στοιχεία που έχουν χαρακτηριστικές C11 και C12 αντίστοιχα.

Παρόμοια με τον πίνακα του σχήματος 3.2 είναι και η δομή των υπολοίπων blocks δηλαδή των PMOS1, NMOSM1, PMOSM1, NMOS2, PMOS2, NMOSM2 και PMOSM2 τρανζίστορ.

Γενικά δηλαδή ο πίνακας 61X7730 αυτός των δεδομένων που έχουμε, έχει σαν στοιχεία τιμές ρεύματος καναλιού και ανά πάσα στιγμή μπορούμε να βρούμε οποιαδήποτε τιμή θέλουμε προσδιορίζοντας :

- α) τον τύπο του τρανζίστορ (π.χ. PMOS1)
- β) το Die που βρίσκεται (π.χ. Die11)

γ)το κομμάτι του ταιριασμένου ζευγαριού που βρίσκεται (π.χ. το πρώτο κομμάτι του 4^ο ζευγαριού, δηλαδή αυτό που αντιστοιχεί στη χαρακτηριστική C7)

Την τιμή αυτή ενός στοιχείου του πίνακα, δηλαδή κάποια τιμή ρεύματος καναλιού, την ονομάζουμε ως i_{ds} . Το i_{ds} (σαν μονάδα έχει το A) έχει τη μορφή ενός πίνακα που ανάλογα τον τύπο του τρανζίστορ που έχουμε, οι διαστάσεις του είναι:

--Πίνακας 1X78 για τα NMOS1,PMOS1,NMOS2 και PMOS2

--Πίνακας 1X79 για τα NMOSM1,PMOSM1,NMOSM2 και PMOSM2

3.1.2)Δεδομένα (W , L , v_d , v_{gvt})

Για την μέτρηση βέβαια των i_{ds} του πίνακα χρησιμοποιήθηκαν και κάποια άλλα δεδομένα τα οποία μας είναι πολύ χρήσιμα στη συνέχεια. Αυτά τα δεδομένα μπορούν να βρεθούν μέσω του αρχείου matlab 'SET_B13579_L1_3' που μας δόθηκε.

Τα δεδομένα αυτά είναι:

α)οι γεωμετρίες W και L των τρανζίστορ

β)η τάση υποδοχής-πηγής v_d

γ)η τάση πύλης-πηγής v_{gvt}

Οι τιμές αυτών των δεδομένων περιγράφονται παρακάτω:

α)Οι γεωμετρίες W και L :

Οι μετρήσεις έγιναν με τα NMOS1, PMOS1, NMOSM1 και PMOSM1 να έχουν τις παρακάτω γεωμετρίες W και L :

Block with '1'	1 Match pair	2 Match pair	3 Match pair	4 Match pair	5 Match pair	6 Match pair
W [m]	2.00e-04	1.00e-04	1.00e-04	2.48e-04	2.00e-04	8.00e-05
L [m]	1.005e-05	1.005e-05	1.05e-06	1.05e-06	2.55e-06	2.05e-06

Σχήμα 3.3

Δηλαδή οι γεωμετρίες για παράδειγμα που αντιστοιχούν στο 1^ο ταιριασμένο ζευγάρι (δηλαδή αυτά που έχουν χαρακτηριστικές C1 και C2, βλ. σχήμα 2) του NMOS1 για όλα τα Die είναι:

$$W=2.00e-04 \text{ m}$$

$$L=1.005e-05 \text{ m}$$

Παρόμοια μπορούμε να βρούμε οποιαδήποτε γεωμετρία.

Αντίστοιχα για τα NMOS2, PMOS2, NMOSM2 και PMOSM2 έχουμε τις εξής γεωμετρίες:

Block with '2'	1 Match pair	2 Match pair	3 Match pair	4 Match pair	5 Match pair	6 Match pair
W [m]	1.50e-06	4.00e-06	5.00e-06	6.00e-07	1.20e-05	6.00e-07
L [m]	6.50e-07	1.05e-06	3.50e-07	1.55e-06	2.05e-06	3.50e-07

Σχήμα 3.4

β) Η τάση υποδοχής-πηγής v_d :

Οι μετρήσεις έγιναν με την τάση υποδοχής-πηγής v_d σταθερή:

-- $v_d = 3 \text{ V}$, για τα NMOS1 NMOS2

-- $v_d = -3 \text{ V}$, για τα PMOS1 PMOS2

-- $v_d = 5 \text{ V}$, για τα NMOSM1 NMOSM2

-- $v_d = -5 \text{ V}$, για τα PMOSM1 PMOSM2

γ) Η τάση πύλης-πηγής v_{gvt} :

Οι μετρήσεις έγιναν με την τάση πύλης-πηγής v_{gvt} να είναι στη μορφή ενός πίνακα και ανάλογα με τον τύπου του τρανζίστορ που έχουμε, οι τιμές του να είναι:

$v_{gvt} = [0.6125: 0.0375 : 3.5] \text{ [V]}$ για τα NMOS1, PMOS1, NMOS2 και PMOS2. Δηλαδή είναι ένας πίνακας 1X78 με αρχική τιμή το 0.6125V και τελική το 3.5V, ενώ κάθε ενδιάμεση τιμή του πίνακα είναι η προηγούμενη αυξημένη κατά 0.0375V.

$v_{gvt} = [0.625: 0.0625 : 5.5] \text{ [V]}$ για τα NMOSM1, PMOSM1, NMOSM2 και PMOSM2. Δηλαδή είναι ένας πίνακας 1X78 με αρχική τιμή το 0.625V και τελική το 5.5V, ενώ κάθε ενδιάμεση τιμή του πίνακα είναι η προηγούμενη αυξημένη κατά 0.0625V.

3.1.3) Ανάκτηση Όλων των Δεδομένων

Είδαμε στο κεφάλαιο 3.1.1 πως μπορούμε να βρούμε την τιμή ενός στοιχείου του πίνακα του σχήματος 3.1 (δηλαδή το `ids`). Θα ήταν όμως πολύ πιο χρήσιμο να ανακτούμε όλες της πληροφορίες (εκτός από το `ids`) για οποιοδήποτε στοιχείο θέλουμε.

Αυτό γίνεται με τη βοήθεια του αρχείου matlab `'SET_B13579_L1_3'` και φυσικά του πίνακα matlab `'B13579_L1_3.mat'`. Η σύνταξη αυτού του αρχείου σε κώδικα matlab δίνεται στο παράρτημα.

Ακολουθεί ένα παράδειγμα για το πως ανακτούμε τις πληροφορίες για ένα συγκεκριμένο στοιχείο:
Έστω ότι θέλουμε να βρούμε όλες τις πληροφορίες για το PMOSM1 του Die18 το `ids` του δεύτερου κομματιού του τρίτου ζευγαριού. Τα βήματα που ακολουθούμε είναι (σε κώδικα matlab):

α)load the datamatrix with:
`load B13579_L1_3.mat`

β)Define: `dName = 'PMOSM1'` and call:
`[values, W, L, vd, vgt] = SET_B13579_L1_3 (dName);`

γ)Pick out the curve:
`ids = mat (18,values(6,:));`

Έτσι βρίσκουμε τις τιμές στους πίνακες `W`, `L`, `vd`, `vgt` και `ids` για το συγκεκριμένο αυτό στοιχείο. Η διαδικασία ανάκτησης όλων των πληροφοριών ενός οποιοδήποτε στοιχείου είναι η ίδια με αυτή που ακολουθήθηκε στο προηγούμενο παράδειγμα.

3.2)ΕΞΑΓΩΓΗ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑΤΟΣ

Έχοντας βρει πως ανακτούμε τις πληροφορίες από τον πίνακα στο προηγούμενο κεφάλαιο μπορούμε να προχωρήσουμε στην εξαγωγή των παραμέτρων ταιριάσματος.

Οι παράμετροι που θέλουμε να υπολογιστούν με βάση τα δεδομένα που έχουμε είναι το AV_{to} - η σταθερά αναλογικότητας της τάση κατωφλίου-

και το $A\beta$ - η σταθερά αναλογικότητας του *current factor*. Η διαδικασία εξαγωγής τους περιγράφεται λεπτομερώς στα παρακάτω κεφάλαια. Για την εξαγωγή αυτών των παραμέτρων χρησιμοποιήσαμε το μοντέλο του Pelgrom που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο:

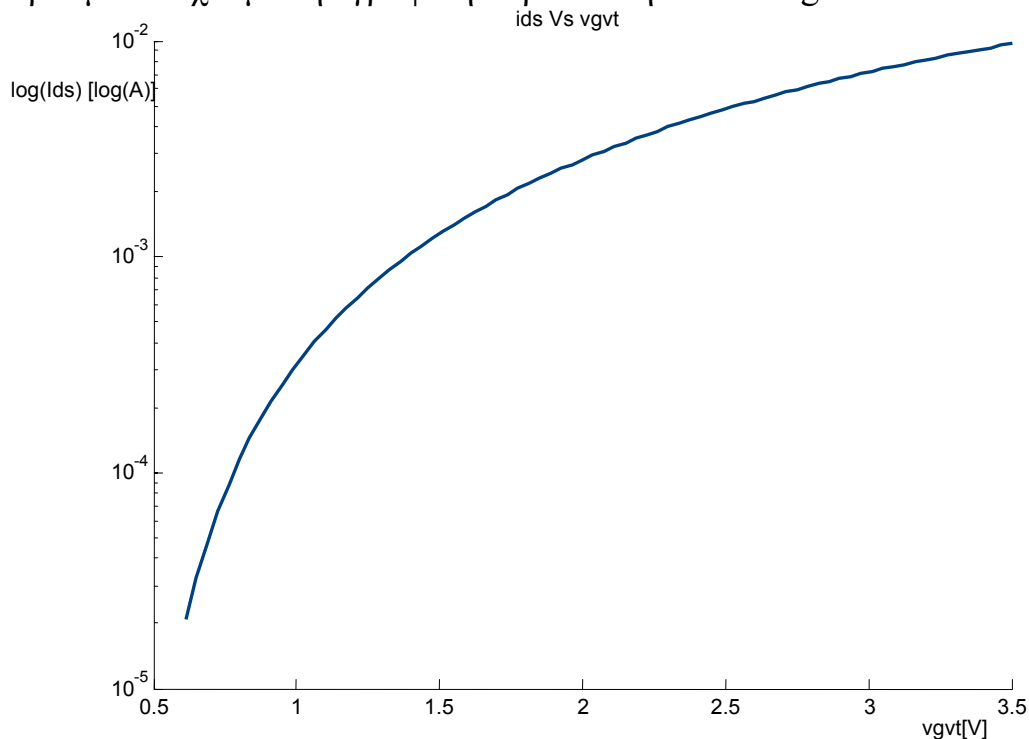
$$\sigma^2(\Delta P) = A_P^2 / W L$$

3.2.1) Εξαγωγή Παραμέτρου AV_{to}

Για την εξαγωγή της παραμέτρου AV_{to} του ταιριάσματος πρέπει πρώτα να γίνει υπολογισμός της τάσης κατωφλίου V_{to} και στη συνέχεια να γίνει στατιστική ανάλυση της διαφοράς ΔV_{to} (η διαφορά τάσης κατωφλίου ανάμεσα σε δυο ταιριασμένα ζευγάρια) η οποία και θα μας δώσει την παράμετρο αυτή. Η διαδικασία περιγράφεται παρακάτω.

α) Υπολογισμός ΔV_{to}

Ανακτούμε τις πληροφορίες έστω για το στοιχείο που βρίσκεται στο πρώτο κομμάτι του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1 στο Die1 (δηλαδή τη χαρακτηριστική C1). Έτσι παίρνουμε τις τιμές του ρεύματος καναλιού i_{ds} και τις τιμές της τάσης πύλης-πηγής v_{gvt} μπορούμε να έχουμε την γραφική παράσταση του i_{ds} - v_{gvt} :



Σχήμα 3.5

Παρατηρώντας αυτή τη γραφική παράσταση μπορούμε να δούμε ότι υπάρχει μια τιμή ρεύματος στον άξονα y που η αντίστοιχη τιμή τάσης που τέμνει τη γραφική στον άξονα x είναι η τάση κατωφλίου (threshold voltage) V_{to} . Αυτή η τιμή ρεύματος την ονομάζουμε I_{dv} και ισούται με:

$$I_{dv} = I_o (W/L) \quad [A] \quad (3.1)$$

Γνωρίζοντας τις τιμές του W και L (βλ. σχήμα 3.3) το μόνο που χρειάζεται για να βρούμε την τιμή του I_{dv} είναι το I_o . Το I_o υπολογίστηκε ότι είναι:

$I_o = 3\mu A$ για τα NMOS1 και 2

$I_o = 1\mu A$ για τα PMOS1 και 2

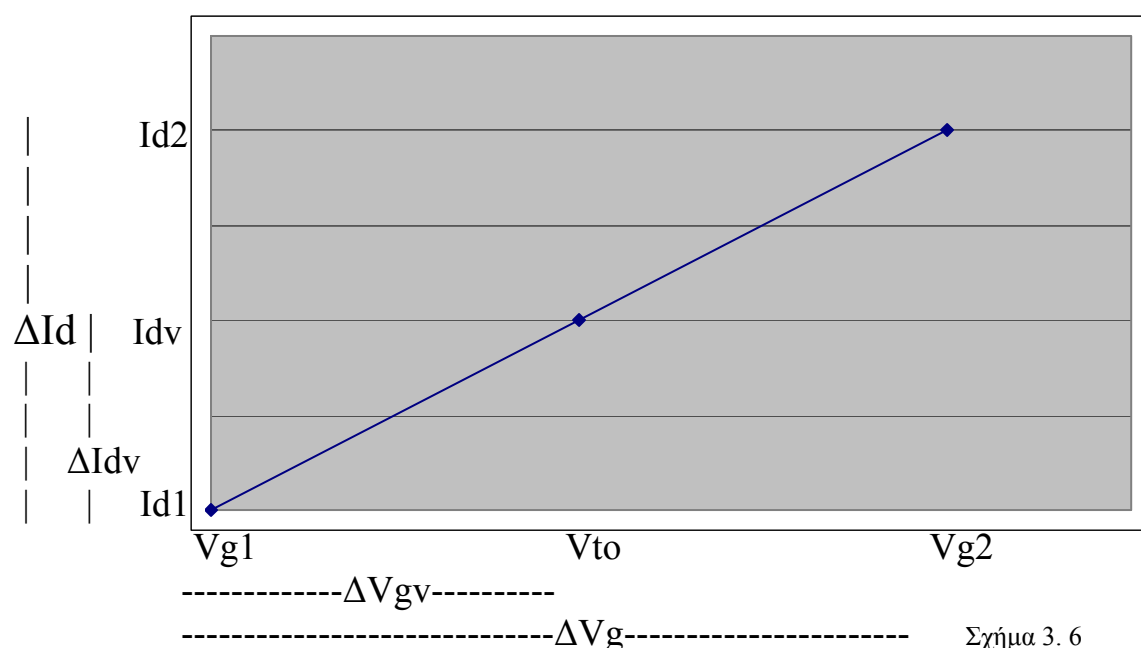
$I_o = 1.5\mu A$ για τα NMOSM1 και 2

$I_o = 0.5\mu A$ για τα PMOSM1 και 2

Στο συγκεκριμένο παράδειγμα που χρησιμοποιούμε παίρνουμε την τιμή $I_o = 3\mu A$ που αντιστοιχεί στο NMOS1 και έτσι από τη σχέση (3.1) υπολογίζουμε το I_{dv} .

Ξέροντας τώρα την τιμή του I_{dv} στον άξονα y θέλουμε να βρούμε την αντίστοιχη τιμή τάσης V_{to} (τάση κατωφλίου) στον άξονα x που τέμνει τη γραφική του σχήματος 3.5. Αυτό γίνεται με τον εξής τρόπο:

Βρίσκουμε στη γραφική παράσταση τις τιμές ρεύματος I_{d1} και I_{d2} που αντιστοιχούν στις γειτονικές τιμές στον άξονα y (δηλαδή 2 τιμές του I_{dv}). Η I_{d1} είναι η προηγούμενη και η I_{d2} η επόμενη. Βρίσκουμε στη συνέχεια τις αντίστοιχες τιμές των I_{d1} και I_{d2} που τέμνουν τη γραφική στον άξονα x και τις ονομάζουμε V_{g1} και V_{g2} . Μια μεγέθυνση της γραφικής σε εκείνο το σημείο (κατά προσέγγιση) φαίνεται παρακάτω:



Αν ονομάσουμε την απόσταση ανάμεσα στα V_{g1} και V_{g2} ως ΔV_g , την απόσταση ανάμεσα στα V_{g1} και V_{to} ως ΔV_{gv} , την απόσταση ανάμεσα στα I_{d1} και I_{d2} ως ΔI_d , την απόσταση ανάμεσα στα I_{d1} και I_{dv} ως ΔI_{dv} έχουμε:

$$\Delta V_g = V_{g2} - V_{g1}$$

$$\Delta V_{gv} = V_{to} - V_{g1}$$

$$\Delta I_d = I_{d2} - I_{d1}$$

$$\Delta I_{dv} = I_{dv} - I_{d1}$$

Από αυτό το διάγραμμα βλέπουμε ότι ισχύει:

$$\Delta V_{gv} / \Delta I_{dv} = \Delta V_g / \Delta I_d$$

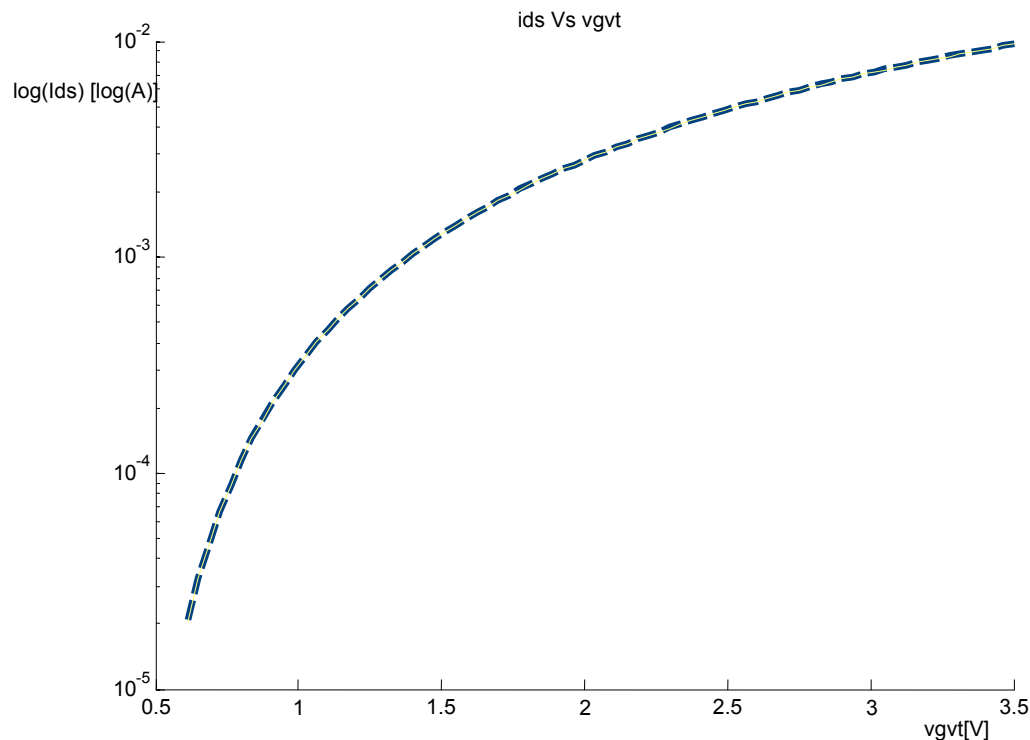
$$V_{to} = V_{g1} + \Delta V_{gv}$$

Από αυτές τις δύο σχέσεις έχουμε τελικά:

$$V_{to} = V_{g1} + (I_{dv} - I_{d1}) (V_{g2} - V_{g1}) / (I_{d2} - I_{d1}) \quad [V] \quad (3.2)$$

Υπολογίσαμε έτσι από τη σχέση (3.2) την τάση κατωφλίου για το στοιχείο που βρίσκεται στο πρώτο κομμάτι του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1 (εν συντομία C1), στο Die1 και για την περίπτωση που μελετάμε ως την ονομάσουμε V_{to1} .

Στη συνέχεια με τον ίδιο ακριβώς τρόπο υπολογίζουμε τη τάση κατωφλίου για το στοιχείο που βρίσκεται στο δεύτερο κομμάτι του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1 στο Die1 (εν συντομία C2), και την ονομάζουμε V_{to2} (το ρεύμα I_{dv} φυσικά ότι είναι ίδιο). Το ζευγάρι C1-C2 (τύπου NMOS1 στο Die1) όπως έχουμε προαναφέρει είναι ένα ταιριασμένο ζευγάρι (όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2). Μπορούμε να δούμε την γραφική του $i_{ds}-v_{gvt}$ και των δύο κομματιών.



Σχήμα 3.7

Με το μαύρο διακεκομμένο χρώμα είναι η γραφική του C1 ενώ με το κίτρινο η γραφική του C2.

Παρατηρούμε ότι οι δύο γραφικές σχεδόν ταυτίζονται. Αν τοποθετήσουμε την τιμή του ρεύματος I_{dn} στον άξονα y , τραβήξουμε μια ευθεία γραμμή και βρούμε που τέμνει τις γραφικές τότε θα έχουμε ότι στη γραφική του C1 το αντίστοιχο σημείο στον άξονα x είναι το V_{to1} και στη γραφική του C2 θα είναι το V_{to2} .

Αυτό που στην ουσία μας ενδιαφέρει για το ταίριασμα είναι η διαφορά ανάμεσα στις τάσεις V_{to1} (του C1) και V_{to} (του C2). Αν ονομάσουμε τη διαφορά αυτή ΔV_{to} θα ισχύει:

$$\Delta V_{to} = V_{to1} - V_{to2} \quad [V] \quad (3.3)$$

Με όμοια διαδικασία βρίσκουμε τα ΔV_{to} για τα υπόλοιπα Die του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1. Έτσι στο τέλος δημιουργούμε ένα πίνακα $N \times 1$ (όπου N ο αριθμός των Die) που αντιστοιχεί στα ΔV_{to} όλων των Die του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού

του NMOS1. Δηλαδή το στοιχείο π.χ. 14 αντιστοιχεί στη διαφορά ΔV_{to} του Die14. Μια γενική του μορφή φαίνεται παρακάτω:

Για το NMOS1	1 ^ο Ταιριασμένο ζευγάρι(C1-C2)
Die1	$\Delta V_{to,1}$ [V]
Die2	$\Delta V_{to,2}$ [V]
DieN	$\Delta V_{to,N}$ [V]

Σχήμα 3.8

Κάνοντας όμοια διαδικασία και για τα υπόλοιπα 5 ζευγάρια του NMOS1 στο τέλος δημιουργείται ένας πίνακας NX6 που μπορούμε πλέον να τον ονομάσουμε ΔV_{to} . Για παράδειγμα το στοιχείο αυτού του πίνακα που βρίσκεται στη 10 γραμμή και 4 στήλη αντιστοιχεί στη τιμή της διαφοράς $V_{to1} - V_{to2}$ του ζευγαριού 4 (C7-C8) στο Die10 (πάντα για το NMOS1). Μια γενική του μορφή φαίνεται παρακάτω:

Τα ΔV_{to} για όλα τα ταιριασμένα ζευγάρια του NMOS1

1 Match Pair	2 Match Pair	3 Match Pair	4 Match Pair	5 Match Pair	6 Match Pair
$\Delta V_{to,1}$ [V]	$\Delta V_{to,1}$ [V]	$\Delta V_{to,1}$ [V]	$\Delta V_{to,1}$ [V]	$\Delta V_{to,1}$ [V]	$\Delta V_{to,1}$ [V]
$\Delta V_{to,2}$ [V]	$\Delta V_{to,2}$ [V]	$\Delta V_{to,2}$ [V]	$\Delta V_{to,2}$ [V]	$\Delta V_{to,2}$ [V]	$\Delta V_{to,2}$ [V]
$\Delta V_{to,N}$ [V]	$\Delta V_{to,N}$ [V]	$\Delta V_{to,N}$ [V]	$\Delta V_{to,N}$ [V]	$\Delta V_{to,N}$ [V]	$\Delta V_{to,N}$ [V]

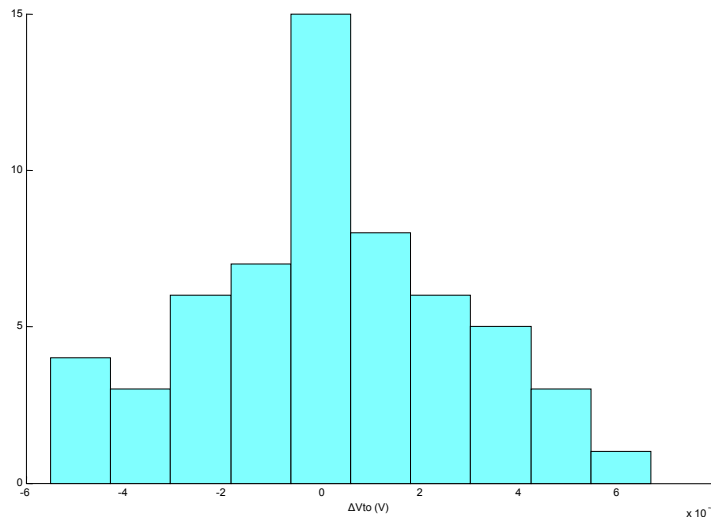
Σχήμα 3.9

Για τα υπόλοιπα τρανζίστορ PMOS1, NMOSM1, PMOSM1, NMOS2, PMOS2, NMOSM2 και PMOSM2 η διαδικασία υπολογισμού του ΔV_{to} είναι η ίδια που ακολουθήθηκε στην περίπτωση του NMOS1 ώστε να υπολογιστεί ένας πίνακας όπως αυτός του σχήματος 3.9.

β) Στατιστική ανάλυση

Έχοντας τώρα υπολογίσει το ΔV_{to} μπορούμε να προχωρήσουμε στη στατιστική ανάλυση του και στον υπολογισμό του $\sigma(\Delta V_{to})$ που θα χρειαστούμε για την εξαγωγή της παραμέτρου ΔV_{to} του ταιριάσματος.

Ας πάρουμε τον πίνακα του ΔV_{to} που υπολογίσαμε για το πρώτο ταιριασμένο ζευγάρι του NMOS1 (σχήμα 3.8). Η διανομή (distribution) του ΔV_{to} φαίνεται στο παρακάτω γράφημα:



Σχήμα 3.10

Το εύρος αυτής της διανομής αναπαριστάται από την τυπική απόκλιση (standard deviation) $\sigma(\Delta V_{to})$. Το $\sigma(\Delta V_{to})$ μπορεί να υπολογιστεί με την βοήθεια της στατιστικής θεωρίας:

-Γενικά για ένα σύνολο αριθμών x_i με $i=1 \dots n$ και αν \bar{x} η μέση τιμή του συνόλου των τιμών x_i , από τη στατιστική θεωρία έχουμε ότι το σ αυτού του συνόλου θα είναι:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (3.4)$$

Αν αντικαταστήσουμε στη σχέση (3.4) το σύνολο των στοιχείων του πίνακα ΔV_{to} με τον εξής τρόπο:

- όπου n το N (αριθμός Die)
- όπου x_i το ΔV_{to_i} (δηλαδή π.χ. το στοιχείο ΔV_{to3} αντιστοιχεί στη τιμή που βρίσκεται στο 3^ο στοιχείο του πίνακα ΔV_{to})
- όπου \bar{x} το $\bar{\Delta V_{to}}$ (δηλαδή τη μέση τιμή των στοιχείων του πίνακα ΔV_{to})

παίρνουμε το $\sigma(\Delta V_{to})$ για το πρώτο ζευγάρι (C1-C2) του NMOS1.

Με παρόμοια διαδικασία βρίσκουμε το $\sigma(\Delta V_{to})$ και για τα υπόλοιπα 5 ζευγάρια του NMOS1. Έτσι για το NMOS1 δημιουργείται ένας πίνακας για την τυπική απόκλιση σ και μπορούμε να τον ονομάσουμε $\sigma(\Delta V_{to})$.

Μια γενική του μορφή φαίνεται παρακάτω:

Τα $\sigma(\Delta V_{to})$ για το NMOS1 [V]	
1 Match Pair	$\sigma(\Delta V_{to}),1$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta V_{to}),2$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta V_{to}),3$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta V_{to}),4$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta V_{to}),5$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta V_{to}),6$

Για τα υπόλοιπα τρανζίστορ PMOS1, NMOSM1, PMOSM1, NMOS2, PMOS2, MOSM2 και PMOSM2 η διαδικασία υπολογισμού του $\sigma(\Delta V_{to})$ είναι η ίδια που ακολουθήθηκε στην περίπτωση του NMOS1.

Παρακάτω φαίνονται οι τιμές όλων των $\sigma(\Delta V_{to})$ όλων των τρανζίστορ που υπολογίστηκαν:

Υπολογισμένα $\sigma(\Delta V_{to})$ για όλα τα τρανζίστορ σε [V]								
	NMOS1	NMOS2	NMOSM1	NMOSM2	PMOS1	PMOS2	PMOSM1	PMOSM2
1ο Pair	0,0002689	0,0083418	0,00031493	0,016748	0,00037598	0,014204	0,0017272	0,021463
2ο Pair	0,00035837	0,0046355	0,001401	0,0066219	0,0017554	0,0077331	0,00070815	0,010398
3ο Pair	0,00082614	0,0083073	0,001186	0,012279	0,0015441	0,01394	0,0017473	0,010883
4ο Pair	0,00057113	0,0086457	0,00077002	0,012106	0,0011267	0,016078	0,0013546	0,022727
5ο Pair	0,00041638	0,0016717	0,00052727	0,0021216	0,00062058	0,0028174	0,00094231	0,0045313
6ο Pair	0,00075044	0,021893	0,0010046	0,037093	0,0013581	0,032432	0,0018143	0,03747

Σχήμα 3.11

γ) Υπολογισμός της παραμέτρου ΔV_{to}

Έχοντας υπολογίσει τα $\sigma(\Delta V_{to})$ μπορούμε πλέον αν εξάγουμε την παράμετρο ΔV_{to} του ταιριάσματος. Για να υπολογίσουμε το ΔV_{to}

θέλουμε να αναφερθούμε σε όλο το φάσμα των γεωμετριών ενός συγκεκριμένου είδους τρανζίστορ. Έτσι:

-παίρνουμε μαζί τα NMOS1 και NMOS2 και έτσι η εξαγωγή του A_{Vto} αναφέρεται σε όλα τα NMOS

-παίρνουμε μαζί τα PMOS1 και PMOS2 και έτσι η εξαγωγή του A_{Vto} αναφέρεται σε όλα τα PMOS

-παίρνουμε μαζί τα NMOSM1 και NMOSM2 και έτσι η εξαγωγή του A_{Vto} αναφέρεται σε όλα τα NMOSM

-παίρνουμε μαζί τα PMOSM1 και PMOSM2 και έτσι η εξαγωγή του A_{Vto} αναφέρεται σε όλα τα PMOSM

Η διαδικασία που ακολουθήθηκε είναι η εξής:

Πρώτα πρέπει να υπολογιστεί ο παράγοντας $1/\sqrt{(W L)}$ από τις δεδομένες γεωμετρίες που έχουμε.

Για τα NMOS1, PMOS1, NMOSM1 και PMOSM1 αυτός ο παράγοντας είναι:

Block with '1'	1 Match Pair	2 Match Pair	3 Match Pair	4 Match Pair	5 Match Pair	6 Match Pair
$1/\sqrt{(W L)}$ [1/m]	22305	31544	97590	61970	44281	78087

Σχήμα 3.12

Για τα NMOS2, PMOS2, NMOSM2 και PMOSM2 αυτός ο παράγοντας είναι:

Block with '2'	1 Match Pair	2 Match Pair	3 Match Pair	4 Match Pair	5 Match Pair	6 Match Pair
$1/\sqrt{(W L)}$ [1/m]	1,0127e +006	4,8795e +005	7,5593e +005	1,037e +006	2,0162e +005	2,1822e +006

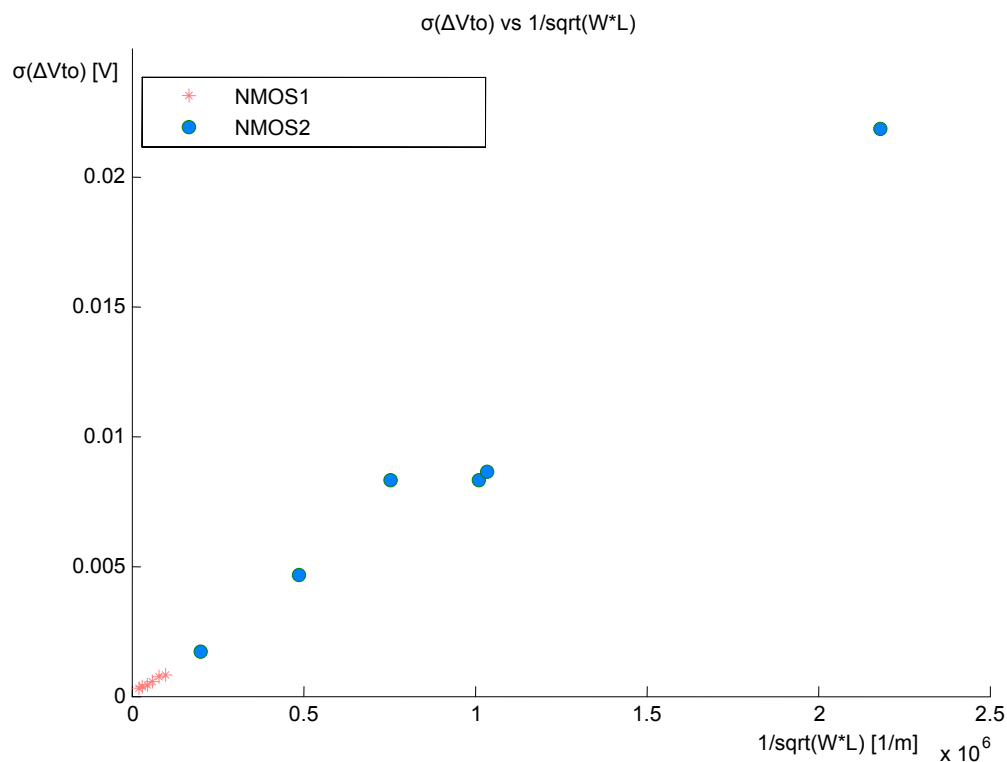
Σχήμα 3.13

Ας θεωρήσουμε τώρα ότι μελετάμε την περίπτωση του NMOS (NMOS1 και NMOS2 μαζί). Μπορούμε να δημιουργήσουμε ένα πίνακα όπου θα αναφέρονται οι τιμές των $\sigma(\Delta V_{to})$, και οι τιμές του παράγοντα $1/\sqrt{(W L)}$, για όλα τα ταιριασμένα ζευγάρια, με την βοήθεια των πινάκων των σχημάτων 3.11, 3.12 και 3.13. Αυτός θα έχει την εξής μορφή:

			$\sigma(\Delta V_{to}) [V]$	$1/\sqrt{(W L)} [1/m]$
NMOS	NMOS1	1o Pair	0,0002689	22305
		2o Pair	0,00035837	31544
		3o Pair	0,00082614	97590
		4o Pair	0,00057113	61970
		5o Pair	0,00041638	44281
		6o Pair	0,00075044	78087
	NMOS2	1o Pair	0,0083418	1,0127e+006
		2o Pair	0,0046355	4,8795e+005
		3o Pair	0,0083073	7,5593e+005
		4o Pair	0,0086457	1,037e+006
		5o Pair	0,0016717	2,0162e+005
		6o Pair	0,021893	2,1822e+006

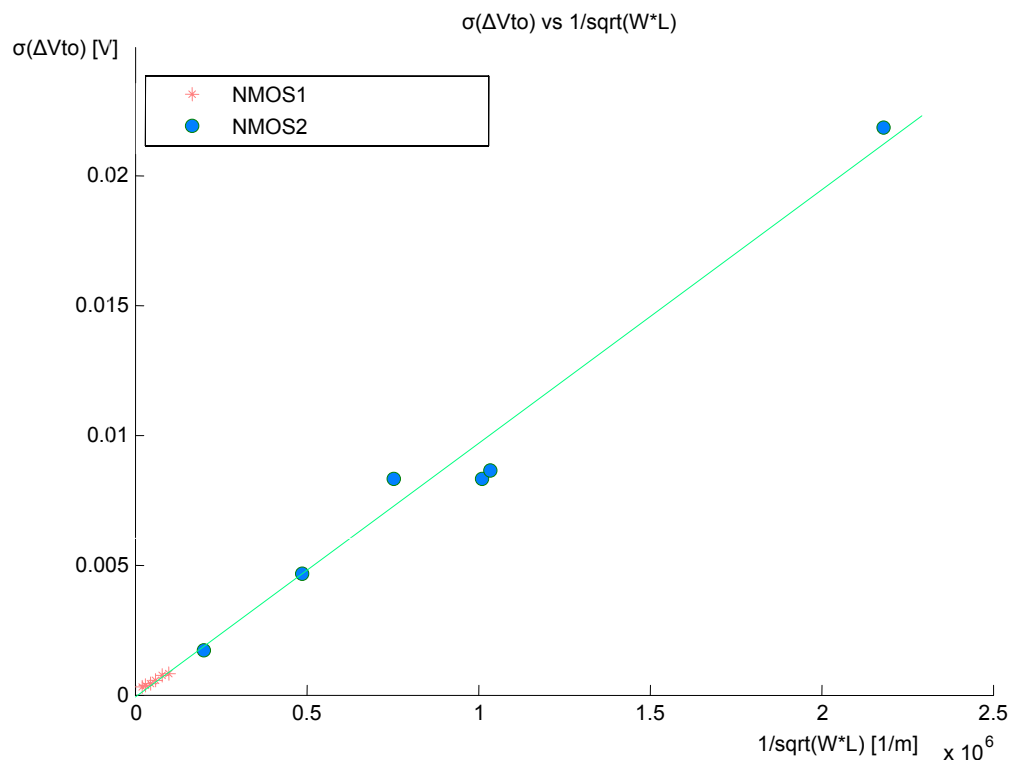
Σχήμα 3.14

Από τον πίνακα αυτό μπορούμε να κάνουμε την γραφική παράσταση του $\sigma(\Delta V_{to})$ σε συνάρτηση με το $1/\sqrt{(W*L)}$:



Σχήμα 3.15

Σε αυτή τη γραφική τα σημεία με μπλε κύκλο είναι τα $\sigma(\Delta V_{to})$ του NMOS2 ενώ αυτά με κόκκινο αστερίσκο τα $\sigma(\Delta V_{to})$ του NMOS1. Παρατηρούμε επίσης τις μεγάλες διαφορές στις γεωμετρίες των 2 τρανζίστορ, με το NMOS1 πολύ μεγαλύτερο από το NMOS2 (κάτι που ήταν εμφανές και από τον πίνακα του σχήματος 3.14). Στη συνέχεια από αυτή τη γραφική βρίσκουμε τη καλύτερη δυνατή ευθεία που περνά από τα 12 αυτά σημεία:



Σχήμα 3.16

Με πράσινο χρώμα η καλύτερη δυνατή ευθεία που περνά από τα 12 αυτά σημεία.

Τώρα πια μπορούμε να κάνουμε εξαγωγή του παράγοντα ΔV_{to} (για το NMOS) μιας και αυτός ισούται την κλίση της καλύτερης ευθείας που περνά από τη γραφική παράσταση του $\sigma(\Delta V_{to}) - 1/\sqrt{(W \cdot L)}$.

Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 9.7128E-09x - 1.4320E-04$$

Άρα ο παράγοντας ΔV_{to} για το NMOS είναι:

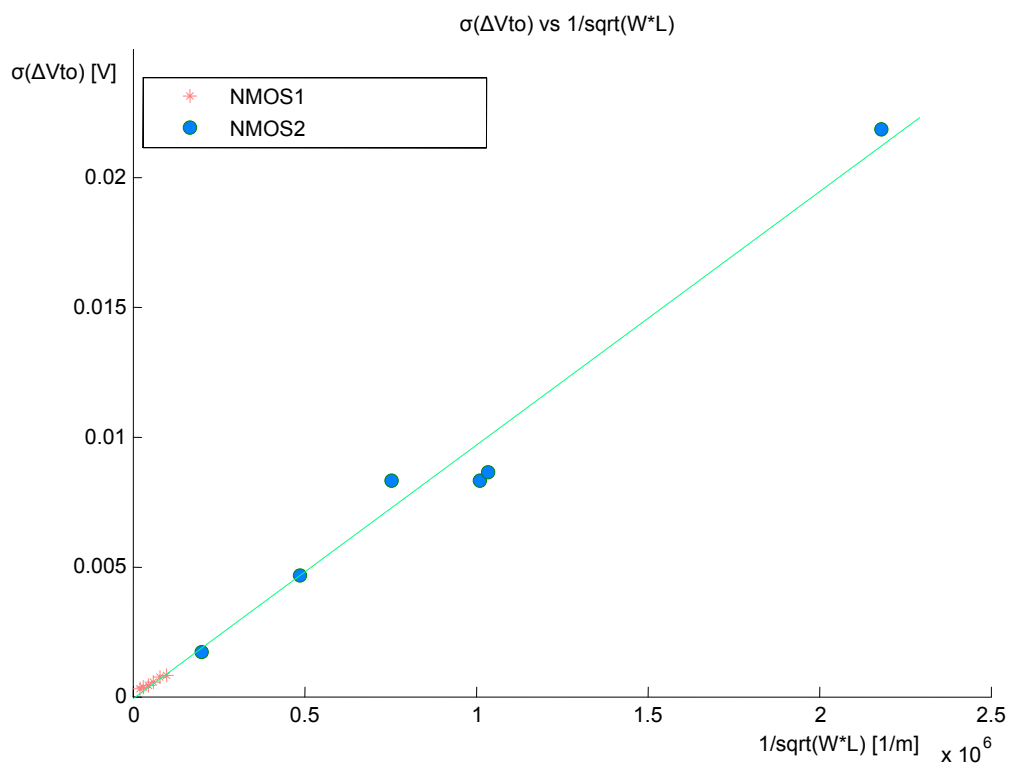
$$\Delta V_{to} = 9.7128E-09 \text{ V m}$$

Κάνουμε όμοια διαδικασία για τα PMOS, NMOSM και PMOSM και υπολογίζουμε έτσι τον παράγοντα ταιριάσματος ΔV_{to} για αυτά τα τρανζίστορ.

Παρακάτω παρουσιάζουμε τους πίνακες τιμών για τα $\sigma(\Delta V_{to})$ και $1/\sqrt{(W \cdot L)}$ όλων των τρανζίστορ και τις γραφικές παραστάσεις αυτών, με τις εξισώσεις των ευθειών τους, και τις τιμές της παραμέτρου ΔV_{to} :

a)NMOS:

			$\sigma(\Delta V_{to}) [V]$	$1/\sqrt{(W L)} [1/m]$
N M O S	N M O S 1	<i>1o Pair</i>	0,0002689	22305
		<i>2o Pair</i>	0,00035837	31544
		<i>3o Pair</i>	0,00082614	97590
		<i>4o Pair</i>	0,00057113	61970
		<i>5o Pair</i>	0,00041638	44281
		<i>6o Pair</i>	0,00075044	78087
	N M O S 2	<i>1o Pair</i>	0,0083418	1,0127e+006
		<i>2o Pair</i>	0,0046355	4,8795e+005
		<i>3o Pair</i>	0,0083073	7,5593e+005
		<i>4o Pair</i>	0,0086457	1,037e+006
		<i>5o Pair</i>	0,0016717	2,0162e+005
		<i>6o Pair</i>	0,021893	2,1822e+006



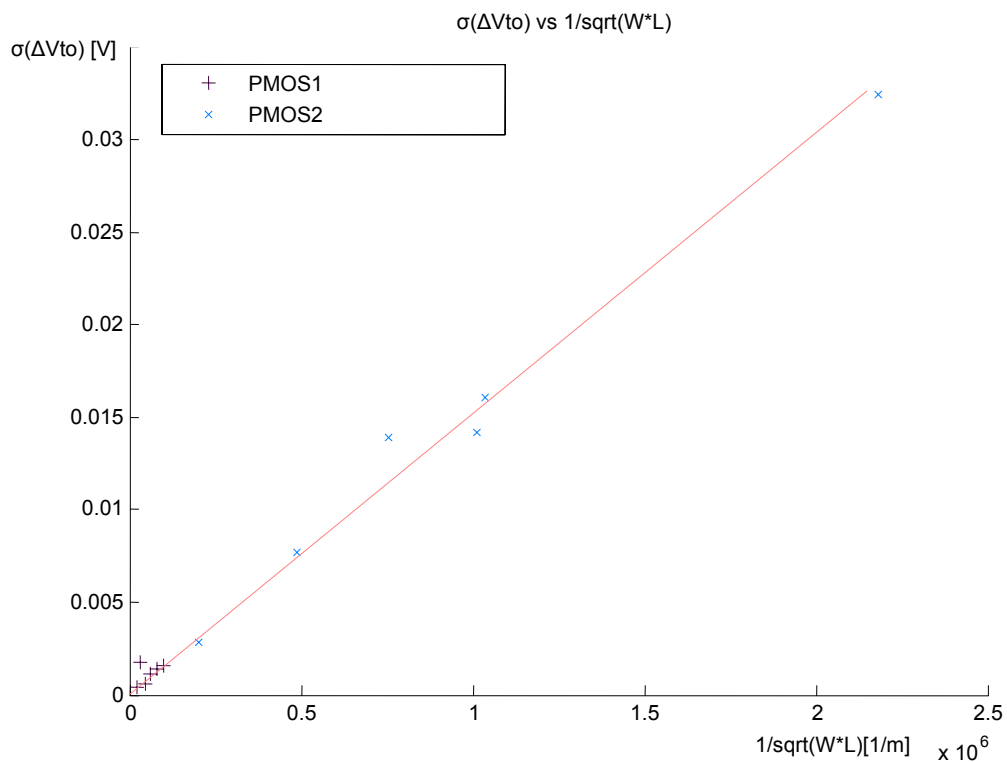
Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 9.7128E-09x - 1.4320E-04$$

Άρα ο παράγοντας ΔV_{to} για το NMOS είναι : $\Delta V_{to} = 9.7128E-09 V m$

β)PMOS:

			$\sigma(\Delta V_{to}) [V]$	$1/\sqrt{(W L)} [1/m]$
P M O S	P M O S 1	1o Pair	0,00037598	22305
		2o Pair	0,0017554	31544
		3o Pair	0,0015441	97590
		4o Pair	0,0011267	61970
		5o Pair	0,00062058	44281
		6o Pair	0,0013581	78087
	P M O S 2	1o Pair	0,014204	1,0127e+006
		2o Pair	0,0077331	4,8795e+005
		3o Pair	0,01394	7,5593e+005
		4o Pair	0,016078	1,037e+006
		5o Pair	0,0028174	2,0162e+005
		6o Pair	0,032432	2,1822e+006



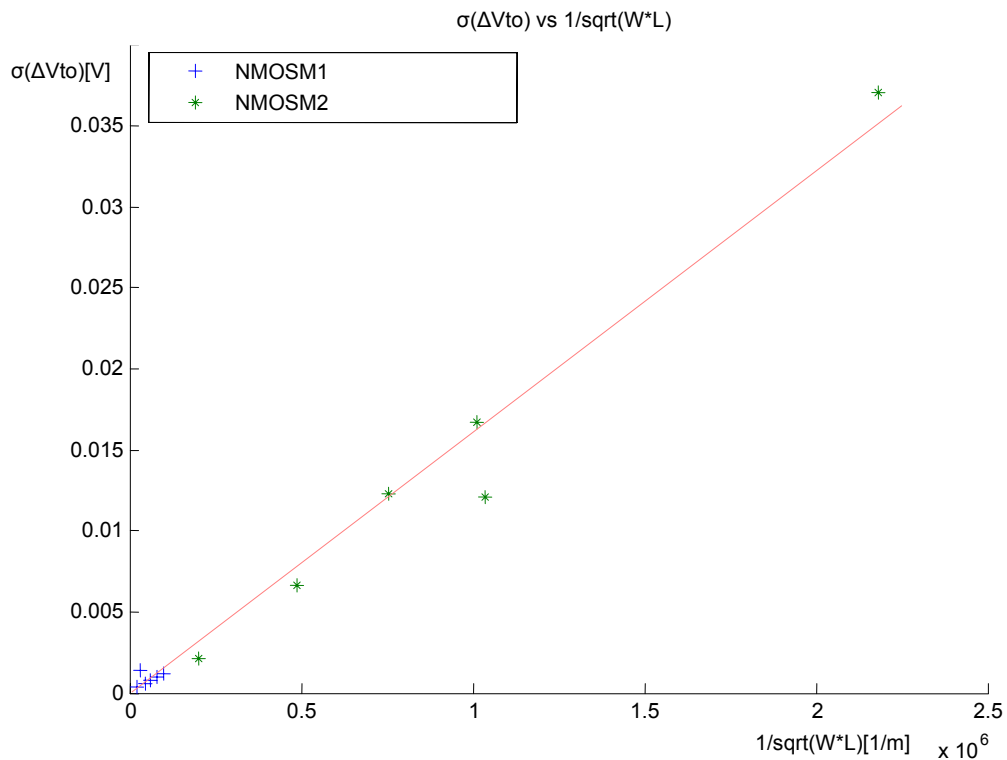
Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 1.4828E-08x + 4.0169E-04$$

Άρα ο παράγοντας ΔV_{to} για το PMOS είναι : $\Delta V_{to} = 1.4828E-08 V m$

γ)NMOSM:

			$\sigma(\Delta V_{to}) [V]$	$1/\sqrt{(W L)} [1/m]$
N M O S M S	N M O S M 1	<i>1o Pair</i>	0,00031493	22305
		<i>2o Pair</i>	0,001401	31544
		<i>3o Pair</i>	0,001186	97590
		<i>4o Pair</i>	0,00077002	61970
		<i>5o Pair</i>	0,00052727	44281
		<i>6o Pair</i>	0,0010046	78087
	N M O S M 2	<i>1o Pair</i>	0,016748	1,0127e+006
		<i>2o Pair</i>	0,0066219	4,8795e+005
		<i>3o Pair</i>	0,012279	7,5593e+005
		<i>4o Pair</i>	0,012106	1,037e+006
		<i>5o Pair</i>	0,0021216	2,0162e+005
		<i>6o Pair</i>	0,037093	2,1822e+006



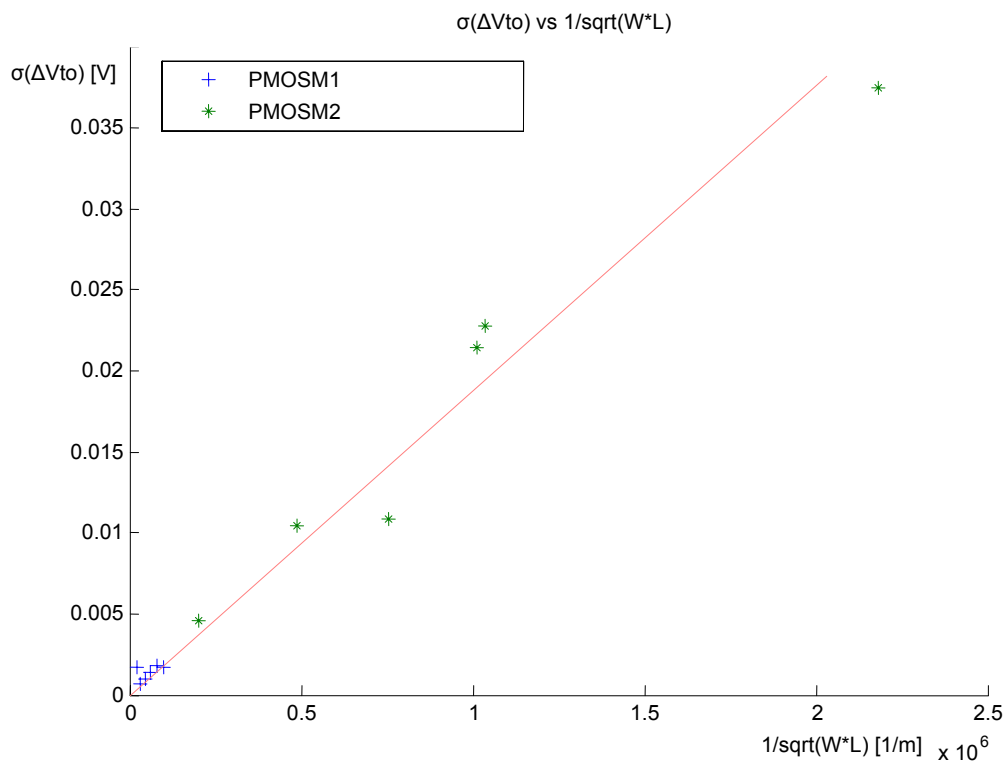
Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 1.6416E-08x - 5.4477E-04$$

Άρα ο παράγοντας ΔV_{to} για το NMOSM είναι : $\Delta V_{to} = 1.6416E-08 V m$

$\delta)PMOSM:$

			$\sigma(\Delta V_{to}) [V]$	$1/\sqrt{(W L)} [1/m]$
<i>P M O S M</i>	<i>P M O S M 1</i>	<i>1o Pair</i>	0,0017272	22305
		<i>2o Pair</i>	0,00070815	31544
		<i>3o Pair</i>	0,0017473	97590
		<i>4o Pair</i>	0,0013546	61970
		<i>5o Pair</i>	0,00094231	44281
		<i>6o Pair</i>	0,0018143	78087
	<i>P M O S M 2</i>	<i>1o Pair</i>	0,021463	1,0127e+006
		<i>2o Pair</i>	0,010398	4,8795e+005
		<i>3o Pair</i>	0,010883	7,5593e+005
		<i>4o Pair</i>	0,022727	1,037e+006
		<i>5o Pair</i>	0,0045313	2,0162e+005
		<i>6o Pair</i>	0,03747	2,1822e+006



Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 1.7738E-08x + 7.5874E-04$$

Άρα ο παράγοντας ΔV_{to} για το PMOSM είναι : $\Delta V_{to} = 1.7738E-08 \text{ V m}$

Ο παρακάτω πίνακας μας δείχνει συνοπτικά τις τιμές όλων των παραμέτρων ΔV_{to} του ταιριάσματος για όλα τα είδη των τρανζίστορ που είχαμε:

<i>ΕΙΔΟΣ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ</i>	<i>ΤΙΜΗ ΤΗΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΥ ΤΑΙΡΙΑΣΜΑΤΟΣ ΔV_{to} [V m]</i>
NMOS	9.7128E-09
PMOS	1.4828E-08
NMOSM	1.6416E-08
PMOSM	1.7738E-08

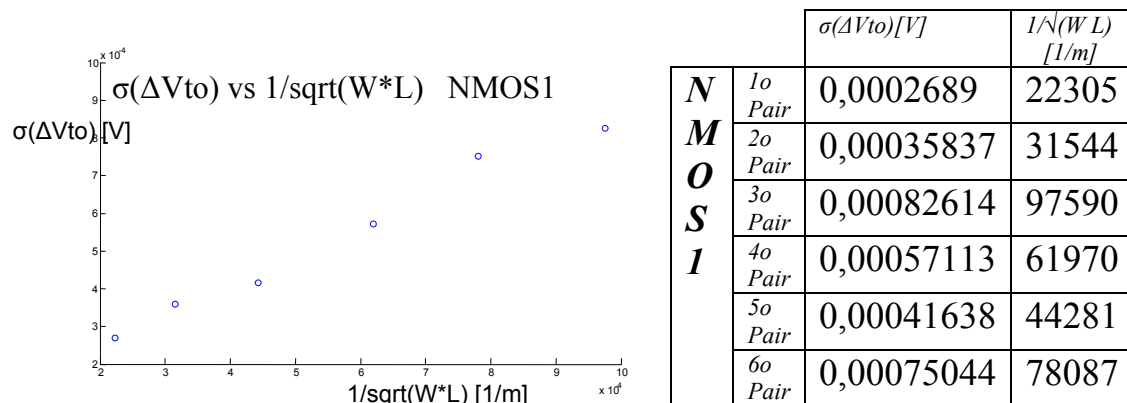
Σχήμα 3.17

δ) Οι γραφικές παραστάσεις των τρανζίστορ με μεγάλες γεωμετρίες

Παρατηρούμε στις προηγούμενες γραφικές παραστάσεις ότι τα σημεία πάνω στη γραφική που αναφέρονται στις περιπτώσεις των τρανζίστορ με μεγάλες γεωμετρίες (NMOS1, PMOS1, NMOSM1, PMOSM1), έχουν πολύ μικρές τιμές σε σχέση με τα σημεία που αναφέρονται στα τρανζίστορ με μικρές γεωμετρίες (NMOS2, PMOS2, NMOSM2, PMOSM2). Οι τιμές αυτές είναι τόσο μικρές που η συμπεριφορά αυτών των τρανζίστορ δεν είναι ευδιάκριτη πάνω στις γραφικές. Γι αυτό θα πρέπει να γίνουν ξεχωριστές γραφικές για αυτά τα τρανζίστορ ώστε να δούμε τη συμπεριφορά αυτών και να επισημάνουμε τυχόν παρατηρήσεις.

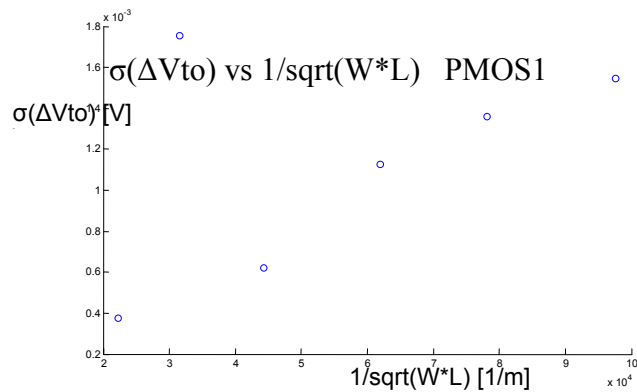
Παρακάτω παρουσιάζουμε τους πίνακες τιμών για τα $\sigma(\Delta V_{to})$ και $1/\sqrt{(W L)}$ των τρανζίστορ με μεγάλες γεωμετρίες (NMOS1, PMOS1, NMOSM1, PMOSM1) και τις γραφικές παραστάσεις αυτών:

a) NMOS1:



Παρατηρούμε ότι όλα τα σημεία αυτής της γραφικής βρίσκονται σε μια σχεδόν ευθεία γραμμή, χωρίς να υπάρχει κανένα σημείο που να αποκλίνει από αυτή.

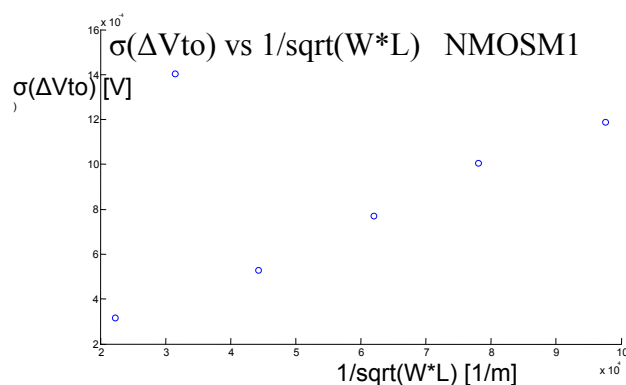
a)PMOS1:



		$\sigma(\Delta V_{to})[V]$	$1/\sqrt{W \cdot L}$ [1/m]
P M O S 1	<i>1o Pair</i>	0,00037598	22305
	<i>2o Pair</i>	0,0017554	31544
	<i>3o Pair</i>	0,0015441	97590
	<i>4o Pair</i>	0,0011267	61970
	<i>5o Pair</i>	0,00062058	44281
	<i>6o Pair</i>	0,0013581	78087

Παρατηρούμε ότι όλα τα σημεία αυτής της γραφικής βρίσκονται σε μια σχεδόν ευθεία γραμμή, εκτός από το σημείο (0,0017554, 31544) που αποκλίνει από αυτή.

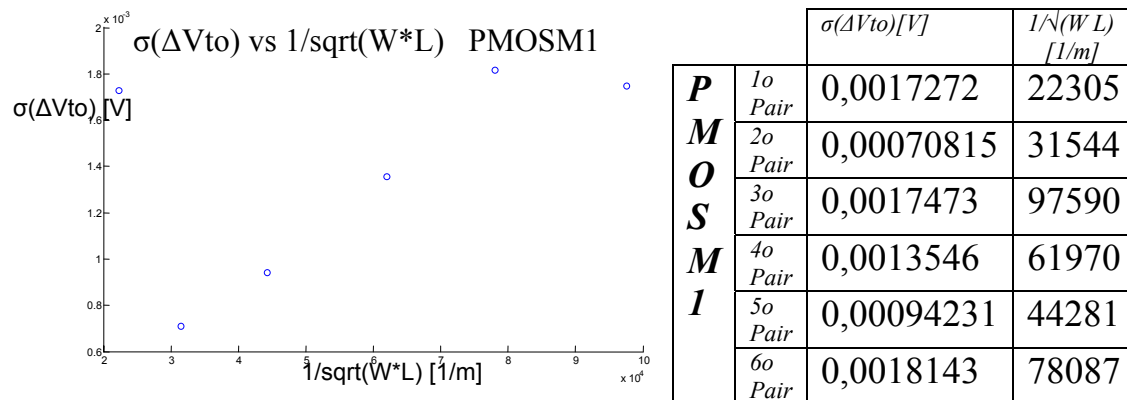
γ)NMOSM1:



		$\sigma(\Delta V_{to})[V]$	$1/\sqrt{W \cdot L}$ [1/m]
N M O S M 1	<i>1o Pair</i>	0,00031493	22305
	<i>2o Pair</i>	0,001401	31544
	<i>3o Pair</i>	0,001186	97590
	<i>4o Pair</i>	0,00077002	61970
	<i>5o Pair</i>	0,00052727	44281
	<i>6o Pair</i>	0,0010046	78087

Παρατηρούμε ότι όλα τα σημεία αυτής της γραφικής βρίσκονται σε μια σχεδόν ευθεία γραμμή, εκτός από το σημείο (0,001401, 31544) που αποκλίνει από αυτή.

γ)PMOSM1:



Παρατηρούμε ότι όλα τα σημεία αυτής της γραφικής βρίσκονται σε μια σχεδόν ευθεία γραμμή, εκτός από το σημείο (0,0017272, 22305) που αποκλίνει από αυτή.

3.2.2)Εξαγωγή Παραμέτρου $A\beta$

Πριν προχωρήσουμε στην εξαγωγή της παραμέτρου $A\beta$ θα πρέπει να ορίσουμε το current factor β και τη σχέση που έχει με το ρεύμα καναλιού. Γενικά μια προσέγγιση του ρεύματος καναλιού I_d σε κορεσμό είναι η σχέση:

$$I_d = (n \beta / 2) (V_p - V_s)^2 \Rightarrow \sqrt{I_d} = \sqrt{(n \beta / 2) (V_p - V_s)} \quad (3.5)$$

--όπου $\beta = \mu_n C_{ox} (W/L)$ με $\mu_n \rightarrow$ την κινητικότητα ηλεκτρονίων
 $C_{ox} \rightarrow$ την χωρητικότητα οξειδίου
 W και $L \rightarrow$ τις διαστάσεις του τρανζίστορ
 --όπου V_p την τάση pinch-off : $V_p = (V_g - V_{to})/n$
 --όπου n ορίζεται κλίση (slope factor) \rightarrow και στην ουσία είναι ένας σταθερός αριθμός

Από τη σχέση (3.5) έχουμε ότι η κλίση της γραφικής της ρίζας του ρεύματος καναλιού $\sqrt{I_d}$ σε συνάρτηση με το V_g ($(\partial \sqrt{I_d})/(\partial V_g)$) είναι :

$$\begin{aligned} (\partial \sqrt{I_d})/(\partial V_g) &= \partial [\sqrt{(n \beta / 2) V_p}] / \partial V_g \\ &= \partial [\sqrt{(n \beta / 2) (V_g - V_p)/2}] / \partial V_g \end{aligned}$$

$$= \partial [1/\sqrt{n} \sqrt{(\beta/2)} (V_g - V_p)] / \partial V_g \quad (3.6)$$

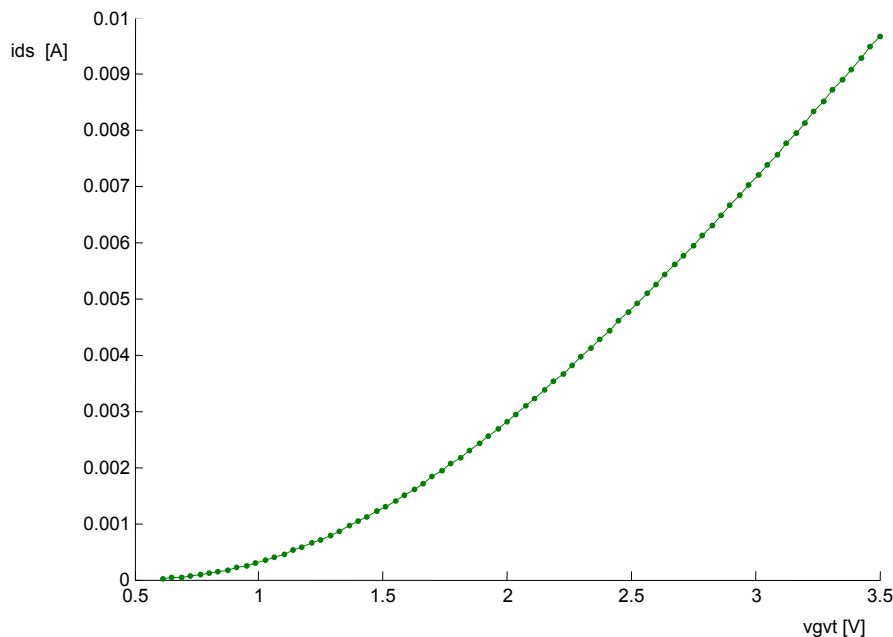
Άρα από τη σχέση (3.6) μπορούμε να πούμε ότι η κλίση της γραφικής της ρίζας του ρεύματος καναλιού $\sqrt{I_d}$ σε συνάρτηση με το V_g είναι ίση με το παράγοντα $[1/\sqrt{n} \sqrt{(\beta/2)}]$ (με το n να είναι ένας σταθερός αριθμός). Αν ονομάσουμε την κλίση αυτή ως K θα ισχύει:

$$K = 1/\sqrt{n} \sqrt{(\beta/2)} \quad (3.7)$$

Βρίσκοντας αυτή τη σχέση του β με το ρεύμα καναλιού μπορούμε να προχωρήσουμε στον υπολογισμό της παραμέτρου $A\beta$. Για την εξαγωγή της παραμέτρου αυτής πρέπει πρώτα να γίνει υπολογισμός του παράγοντα $\Delta\beta/\beta$ και στη συνέχεια να γίνει στατιστική ανάλυση αυτού του παράγοντα.

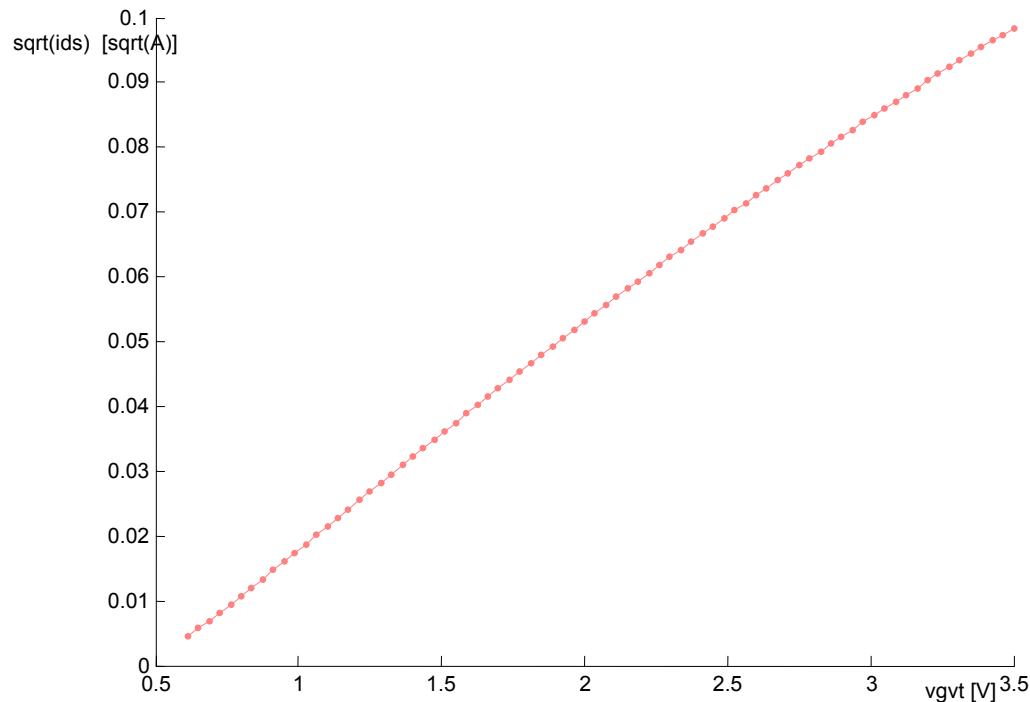
α) Υπολογισμός $\Delta\beta/\beta$

Ανακτούμε τις πληροφορίες έστω για το στοιχείο που βρίσκεται στο πρώτο κομμάτι του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1 στο Die1 (δηλαδή τη χαρακτηριστική C1). Έτσι παίρνουμε τις τιμές του ρεύματος καναλιού i_{ds} και με δεδομένες τις τιμές της τάσης πύλης-πηγής v_{gvt} μπορούμε να έχουμε την γραφική παράσταση του i_{ds} - v_{gvt} (για το C1 του NMOS1 στο Die1):



Σχήμα 3.18

Στη συνέχεια βρίσκουμε την ρίζα του ids και κάνουμε τη γραφική παράσταση \sqrt{ids} -vgvt. Η μορφή της είναι σαν ευθεία γραμμή όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.19

Όπως φαίνεται και στο σχήμα η γραμμή αυτή αποτελείται από 78 σημεία. Στη συνέχεια βρίσκουμε την κλίση της ευθείας που σχηματίζεται από όλα τα ζευγάρια δύο γειτονικών σημείων. Δηλαδή βρίσκουμε πρώτα την κλίση της ευθείας που σχηματίζεται από τα δύο πρώτα σημεία, στη συνέχεια την κλίση της ευθείας που σχηματίζεται από το δεύτερο και το τρίτο σημείο, μετά αυτήν που σχηματίζεται από το τρίτο και το τέταρτο σημείου κ.ο.κ.

Η κλίση για παράδειγμα των δύο πρώτων σημείων είναι:

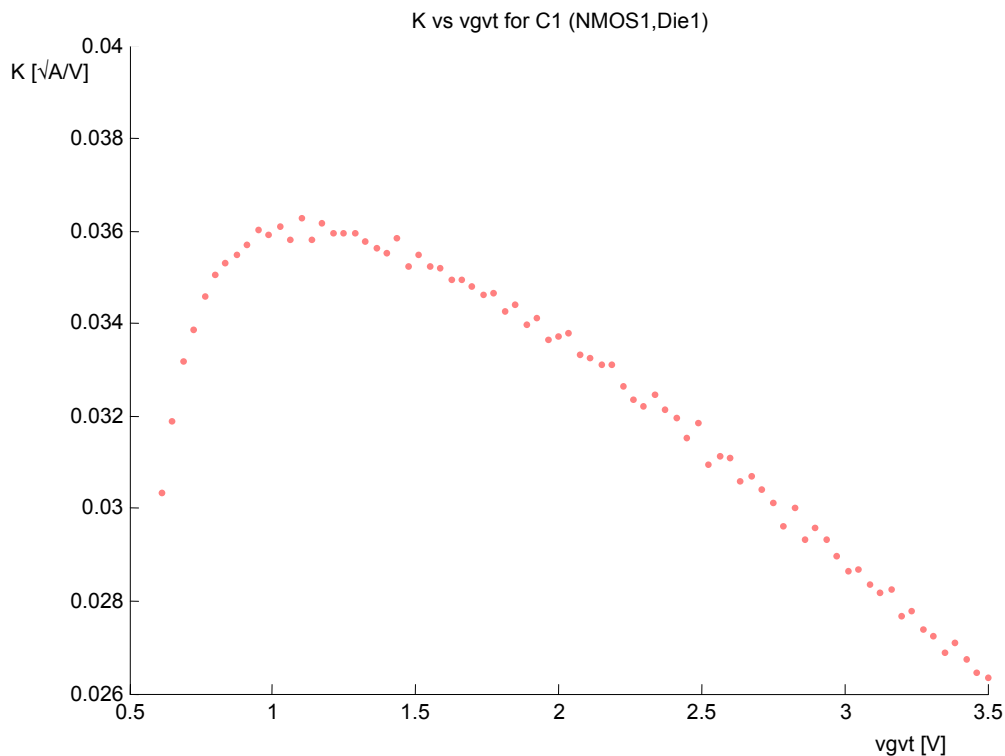
$$K = (\sqrt{ids_2} - \sqrt{ids_1}) / (vgvt_2 - vgvt_1) \quad [\sqrt{A/V}]$$

-όπου ids_1 και $vgvt_1$ οι τιμές του ρεύματος καναλιού και τάσης $vgvt$ του πρώτου σημείου και ids_2 και $vgvt_2$ οι αντίστοιχες του δεύτερου σημείου.

Έπειτα συγκεντρώνουμε όλες τις τιμές των κλίσεων σε ένα πίνακα που ονομάζουμε $K[\sqrt{A/V}]$ και έχει διαστάσεις 1X77. Η μορφή του είναι:

K1→η κλίση μεταξύ των σημείων 1 και 2 της \sqrt{ids}	K2→η κλίση μεταξύ των σημείων 2 και 3 της \sqrt{ids}				K77→η κλίση μεταξύ των σημείων 77 και 78 της \sqrt{ids}
---	---	--	--	--	---

Η γραφική παράσταση του K σε συνάρτηση με το v_{gvt} φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



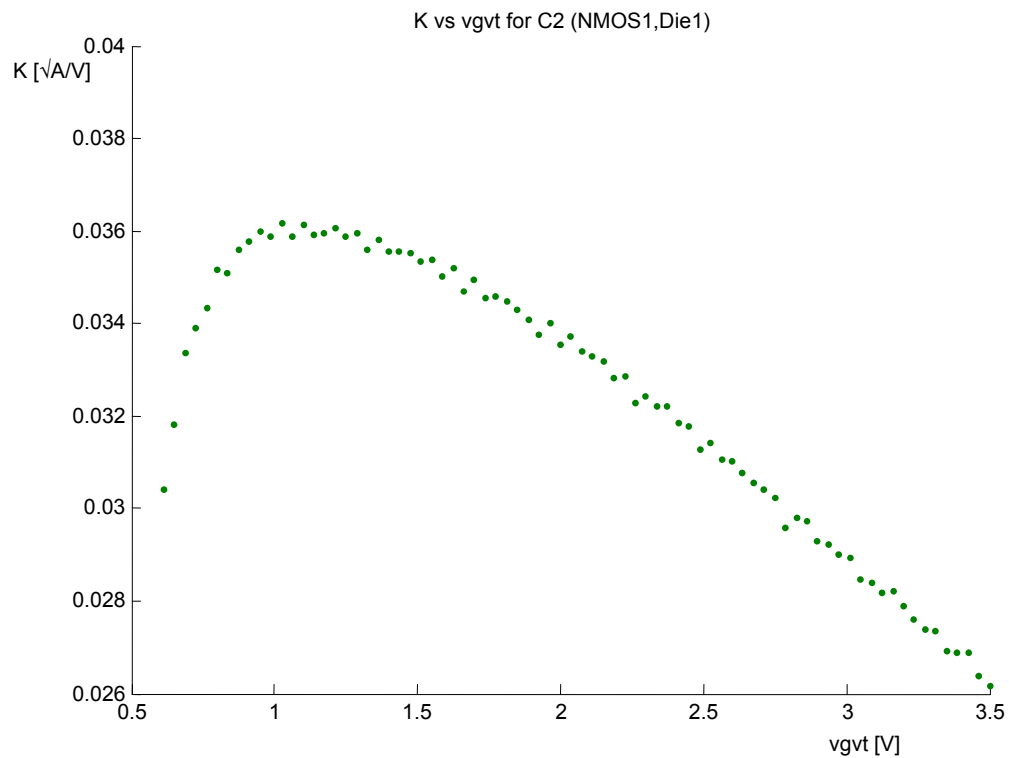
Σχήμα 3.20

Βρίσκουμε το μέγιστο σημείο της γραφικής και το ονομάζουμε ως k_1 .

Έχοντας βρει τη μέγιστη κλίση k_1 (της ευθείας που σχηματίζεται από δύο γειτονικά σημεία της γραφικής \sqrt{ids} - v_{gvt}) για το στοιχείο που βρίσκεται στο πρώτο κομμάτι του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1 στο Die1, θέλουμε να βρούμε την αντίστοιχη μέγιστη κλίση για το στοιχείο που βρίσκεται στο δεύτερο κομμάτι του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1 στο Die1. Το ταιριασμένο αυτό ζευγάρι ας το ονομάσουμε εν συντομία C1-C2 (C1 το πρώτο κομμάτι και C2 το δεύτερο).

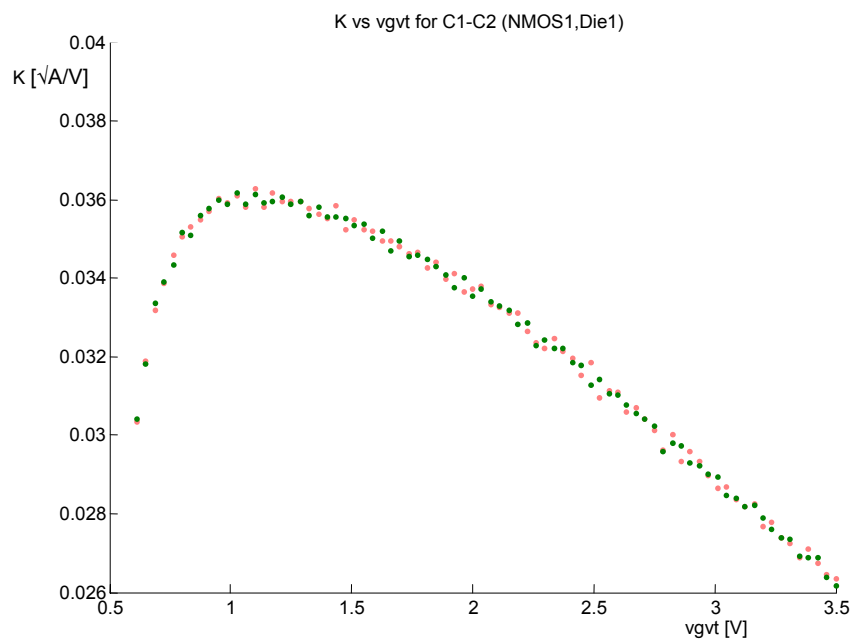
Η διαδικασία υπολογισμού της μέγιστης κλίσης της ευθείας που σχηματίζεται από δύο γειτονικά σημεία της γραφικής \sqrt{ids} - v_{gvt} , για το

C2 είναι ίδια με αυτή που έγινε προηγουμένως για το C1 του NMOS1 στο Die1. Η αντίστοιχη γραφική του K σε συνάρτηση με το v_{gvt} είναι:



Σχήμα 3.21

Το παρακάτω σχήμα δείχνει τις γραφικές K- v_{gvt} του ταιριασμένου ζευγαριού C1-C2 (του NMOS1 στο Die1) μαζί:



Σχήμα 3.22

Με κόκκινο χρώμα είναι η γραφική του C1 και με πράσινο αυτή του C2. Παρατηρούμε ότι οι δύο γραφικές σχεδόν ταυτίζονται.

Βρίσκουμε το μέγιστο σημείο της γραφικής για το C2 (σχήμα 3.21) και το ονομάζουμε ως κ2.

Τώρα έχοντας τις δυο μέγιστες κλίσεις κ1 και κ2 (της ευθείας που σχηματίζεται από δύο γειτονικά σημεία της γραφικής $\sqrt{ids-v_{gvt}}$) για το ταιριασμένο ζευγάρι C1-C2 που μελετάμε, θέλουμε να βρούμε την τιμή του παράγοντα $\Delta K/K$. Η τιμή του είναι :

$$\Delta K/K = 2(\kappa_2 - \kappa_1) / (\kappa_2 + \kappa_1) \quad [-] \quad (3.8)$$

Από τη σχέση (3.7) $K = 1/\sqrt{n} \sqrt{\beta/2}$ βρίσκουμε ότι:

$$\Delta\beta/\beta = \Delta K/\kappa \quad [-]$$

Και αφού τα κ1 και κ2 είναι υπολογισμένα βρίσκουμε το $\Delta\beta/\beta$ για το ζευγάρι C1-C2 του NMOS1 για το Die1.

Με όμοια διαδικασία βρίσκουμε τα $\Delta\beta/\beta$ για τα υπόλοιπα Die του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1. Έτσι στο τέλος δημιουργούμε ένα πίνακα NX1 (όπου N ο αριθμός των Die) που αντιστοιχεί στα $\Delta\beta/\beta$ όλων των Die του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1. Δηλαδή το στοιχείο π.χ. 11 αντιστοιχεί στο λόγο $\Delta\beta/\beta$ του Die11. Μια γενική του μορφή φαίνεται παρακάτω:

Για το NMOS1	1 ^ο Ταιριασμένο ζευγάρι(C1-C2)
Die1	$\Delta\beta/\beta, 1 [-]$
Die2	$\Delta\beta/\beta, 2 [-]$
DieN	$\Delta\beta/\beta, N [-]$

Σχήμα 3.23

Κάνοντας όμοια διαδικασία και για τα υπόλοιπα 5 ζευγάρια του NMOS1 στο τέλος δημιουργείται ένας πίνακας NX6 που μπορούμε πλέον να τον ονομάσουμε $\Delta\beta/\beta$. Για παράδειγμα το στοιχείο αυτού του πίνακα που βρίσκεται στη 17 γραμμή και 5 στήλη αντιστοιχεί στη τιμή του λόγου $\Delta\beta/\beta$ του ζευγαριού 5 (C9-C10) στο Die17. Μια γενική του μορφή φαίνεται παρακάτω:

Τα $\Delta\beta/\beta$ για όλα τα ταιριασμένα ζευγάρια του NMOS1

1 Match Pair	2 Match Pair	3 Match Pair	4 Match Pair	5 Match Pair	6 Match Pair
$\Delta\beta/\beta,1[-]$	$\Delta\beta/\beta,1[-]$	$\Delta\beta/\beta,1[-]$	$\Delta\beta/\beta,1[-]$	$\Delta\beta/\beta,1[-]$	$\Delta\beta/\beta,1[-]$
$\Delta\beta/\beta,2[-]$	$\Delta\beta/\beta,2[-]$	$\Delta\beta/\beta,2[-]$	$\Delta\beta/\beta,2[-]$	$\Delta\beta/\beta,2[-]$	$\Delta\beta/\beta,2[-]$
$\Delta\beta/\beta,N[-]$	$\Delta\beta/\beta,N[-]$	$\Delta\beta/\beta,N[-]$	$\Delta\beta/\beta,N[-]$	$\Delta\beta/\beta,N[-]$	$\Delta\beta/\beta,N[-]$

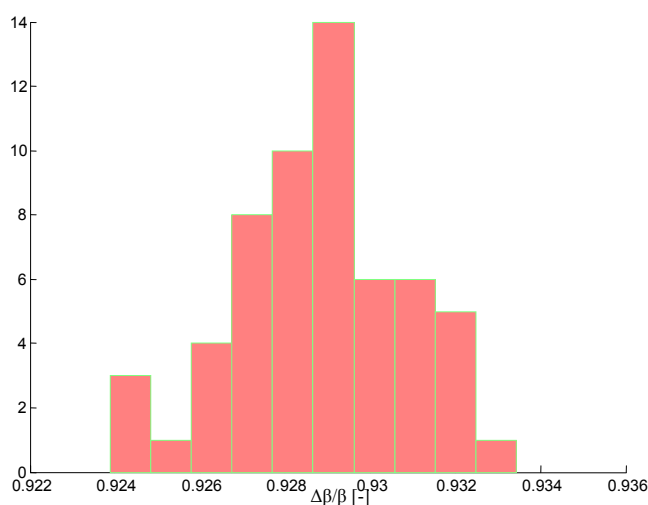
Σχήμα 3.24

Για τα υπόλοιπα τρανζίστορ PMOS1, NMOSM1, PMOSM1, NMOS2, PMOS2, NMOSM2 και PMOSM2 η διαδικασία υπολογισμού του $\Delta\beta/\beta$ είναι η ίδια που ακολουθήθηκε και στην περίπτωση του NMOS1 ώστε να υπολογιστεί ένας πίνακας όπως αυτός του σχήματος 3.24.

β) Στατιστική ανάλυση

Έχοντας τώρα υπολογίσει το $\Delta\beta/\beta$ μπορούμε να προχωρήσουμε στη στατιστική ανάλυση του και στον υπολογισμό του $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ που θα χρειαστούμε για την εξαγωγή της παραμέτρου $A\beta$.

Ας πάρουμε τον πίνακα $\Delta\beta/\beta$ που υπολογίσαμε για το πρώτο ζευγάρι του NMOS1 (σχήμα 3.24). Η διανομή (distribution) του $\Delta\beta/\beta$ φαίνεται στο παρακάτω γράφημα:



Σχήμα 3.25

Το εύρος αυτής της διανομής αναπαριστάται από την τυπική απόκλιση (standard deviation) $\sigma(\Delta\beta/\beta)$. Το $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ μπορεί να υπολογιστεί με την βοήθεια της στατιστικής θεωρίας:

Από τη σχέση (3.4):

$$v = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$$

$$\sigma = \sqrt{v}$$

Αν θεωρήσουμε τώρα ότι τον πίνακα $\Delta\beta/\beta$ του σχήματος 3.25 και αντικαταστήσουμε στη σχέση (3.4) το ΔV με τον εξής τρόπο:

- όπου n το N (αριθμός Die)
- όπου x_i το $\Delta\beta/\beta_i$ (δηλαδή π.χ. το στοιχείο $\Delta\beta/\beta_3$ αντιστοιχεί στη τιμή που βρίσκεται στο 3^ο στοιχείο του πίνακα $\Delta\beta/\beta$)
- όπου \bar{x} το $\bar{\Delta\beta/\beta}$ (δηλαδή τη μέση τιμή των στοιχείων του πίνακα $\Delta\beta/\beta$)

παίρνουμε το $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ για το πρώτο ζευγάρι (C1-C2) του NMOS1.

Με παρόμοια διαδικασία βρίσκουμε το $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ και για τα υπόλοιπα 5 ζευγάρια του NMOS1. Έτσι για το NMOS1 δημιουργείται ένας πίνακας για την τυπική απόκλιση σ και μπορούμε να τον ονομάσουμε $\sigma(\Delta\beta/\beta)$. Μια γενική του μορφή φαίνεται παρακάτω:

Τα $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ για το NMOS1[-]	
1 Match Pair	$\sigma(\Delta\beta/\beta), 1$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta\beta/\beta), 2$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta\beta/\beta), 3$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta\beta/\beta), 4$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta\beta/\beta), 5$
2 Match Pair	$\sigma(\Delta\beta/\beta), 6$

Για τα υπόλοιπα τρανζίστορ PMOS1, NMOSM1, PMOSM1, NMOS2, PMOS2, NMOSM2 και PMOSM2 η διαδικασία υπολογισμού του $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ είναι η ίδια που ακολουθήθηκε στην περίπτωση του NMOS1.

Παρακάτω φαίνονται οι τιμές όλων των $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ όλων των τρανζίστορ που υπολογίστηκαν:

Υπολογισμένα $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ για όλα τα τρανζίστορ σε [-]								
	<i>NMOS1</i>	<i>NMOS2</i>	<i>NMOSM1</i>	<i>NMOSM2</i>	<i>PMOS1</i>	<i>PMOS2</i>	<i>PMOSM1</i>	<i>PMOSM2</i>
<i>1o Pair</i>	0,002004	0,019567	0,0013174	0,01603	0,0021641	0,018426	0,0095178	0,031823
<i>2o Pair</i>	0,0038146	0,014278	0,01346	0,041981	0,007128	0,028106	0,0082443	0,025052
<i>3o Pair</i>	0,0030163	0,007979	0,0036349	0,031167	0,0023816	0,018165	0,0024941	0,013883
<i>4o Pair</i>	0,006969	0,035915	0,0057698	0,015943	0,0042761	0,036521	0,0035923	0,054256
<i>5o Pair</i>	0,0046832	0,0065712	0,0029733	0,011937	0,004343	0,0055103	0,0024122	0,0040239
<i>6o Pair</i>	0,0055554	0,045636	0,0030775	0,062859	0,0049543	0,059928	0,0031729	0,040704

Σχήμα 3.26

γ) Υπολογισμός της παραμέτρου $A\beta$

Έχοντας υπολογίσει τα $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ μπορούμε πλέον αν εξάγουμε την παράμετρο $A\beta$. Για να υπολογίσουμε το $A\beta$ θέλουμε να αναφερθούμε σε όλο το φάσμα των γεωμετριών ενός συγκεκριμένου είδους τρανζίστορ όπως και στην περίπτωση υπολογισμού του $\sigma(\Delta V_{to})$. Έτσι:

- παίρνουμε μαζί τα NMOS1 και NMOS2 και έτσι η εξαγωγή του $A\beta$ αναφέρεται σε όλα τα NMOS
- παίρνουμε μαζί τα PMOS1 και PMOS2 και έτσι η εξαγωγή του $A\beta$ αναφέρεται σε όλα τα PMOS
- παίρνουμε μαζί τα NMOSM1 και NMOSM2 και έτσι η εξαγωγή του $A\beta$ αναφέρεται σε όλα τα NMOSM
- παίρνουμε μαζί τα PMOSM1 και PMOSM2 και έτσι η εξαγωγή του $A\beta$ αναφέρεται σε όλα τα PMOSM

Η διαδικασία είναι όμοια με αυτή του $\sigma(\Delta V_{to})$:

Θα χρειαστούμε και πάλι (όπως και στην περίπτωση υπολογισμού του $\sigma(\Delta V_{to})$), τον παράγοντα $1/\sqrt{(W L)}$, που είναι:

Για τα NMOS1, PMOS1, NMOSM1 και PMOSM1

Block with '1'	1 Match Pair	2 Match Pair	3 Match Pair	4 Match Pair	5 Match Pair	6 Match Pair
$1/\sqrt{(W L)}$ [1/m]	22305	31544	97590	61970	44281	78087

Για τα NMOS2, PMOS2, NMOSM2 και PMOSM2

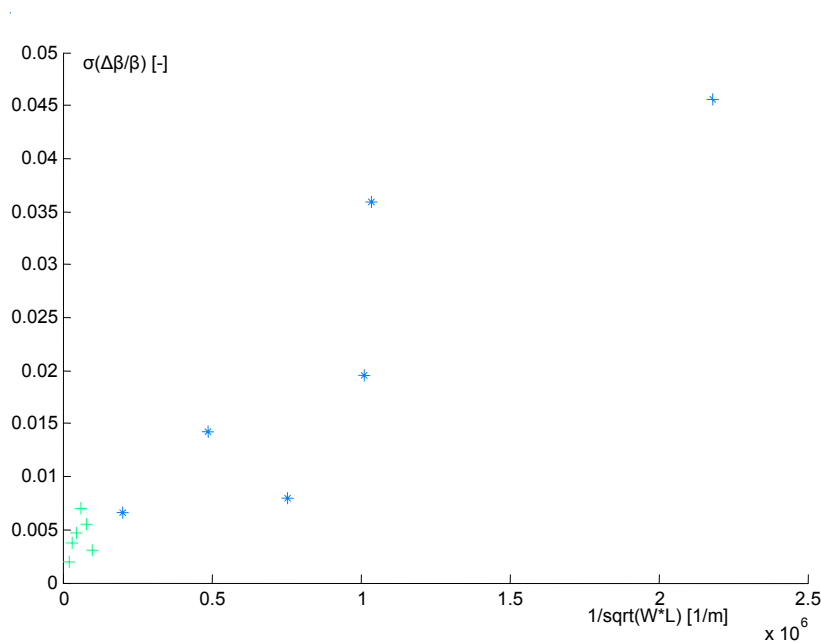
Block with '2'	1 Match Pair	2 Match Pair	3 Match Pair	4 Match Pair	5 Match Pair	6 Match Pair
$1/\sqrt{(W L)}$ [1/m]	1,0127e+006	4,8795e+005	7,5593e+005	1,037e+006	2,0162e+005	2,1822e+006

Ας θεωρήσουμε τώρα ότι μελετάμε την περίπτωση του NMOS (NMOS1 και NMOS2 μαζί). Μπορούμε να δημιουργήσουμε ένα πίνακα όπου θα αναφέρονται οι τιμές των $\sigma(\Delta\beta/\beta)$, και οι τιμές του παράγοντα $1/\sqrt{(W L)}$, για όλα τα ταιριασμένα ζευγάρια, με την βοήθεια των προηγούμενων πινάκων και του πίνακα του σχήματος 3.26. Αυτός θα έχει την εξής μορφή:

			$\sigma(\Delta\beta/\beta)[-]$	$1/\sqrt{(W L)} [1/m]$
NMOS	NMOS1	1o Pair	0,002004	22305
		2o Pair	0,0038146	31544
		3o Pair	0,0030163	97590
		4o Pair	0,006969	61970
		5o Pair	0,0046832	44281
		6o Pair	0,0055554	78087
	NMOS2	1o Pair	0,019567	1,0127e+006
		2o Pair	0,014278	4,8795e+005
		3o Pair	0,007979	7,5593e+005
		4o Pair	0,035915	1,037e+006
		5o Pair	0,0065712	2,0162e+005
		6o Pair	0,045636	2,1822e+006

Σχήμα 3.27

Από τον πίνακα αυτό μπορούμε να κάνουμε την γραφική παράσταση του $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ σε συνάρτηση με το $1/\sqrt{(W L)}$ (πάντα για το NMOS):

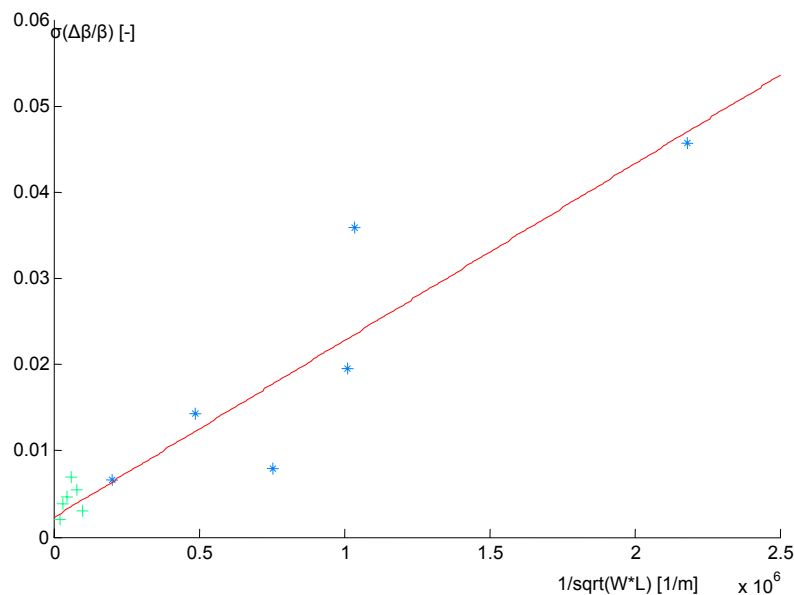


Σχήμα 3.28

Σε αυτή τη γραφική τα σημεία με μπλε αστερίσκο είναι τα $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ του NMOS2 ενώ αυτά με πράσινο σταυρό τα $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ του NMOS1.

Παρατηρούμε επίσης τις μεγάλες διαφορές στις γεωμετρίες των 2 τρανζίστορ, με το NMOS1 πολύ μεγαλύτερο από το NMOS2 (κάτι που ήταν εμφανές και από τον πίνακα του σχήματος 3.27).

Στη συνέχεια από αυτή τη γραφική (σχ.3.28) βρίσκουμε τη καλύτερη δυνατή ευθεία που περνά από τα 12 αυτά σημεία:



Σχήμα 3.29

Με κόκκινο χρώμα η καλύτερη δυνατή ευθεία που περνά από τα 12 αυτά σημεία.

Τώρα πια μπορούμε να κάνουμε εξαγωγή του παράγοντα $A\beta$ (για το NMOS) και όπως στην περίπτωση υπολογισμού του AV_{to} , αυτός ισούται την κλίση της καλύτερης ευθείας που περνά από τη γραφική παράσταση του $\sigma(\Delta\beta/\beta) - 1/\sqrt{(WL)}$.

Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 1.9975E-08x + 2.9898E-03$$

Άρα ο παράγοντας $A\beta$ για το NMOS είναι:

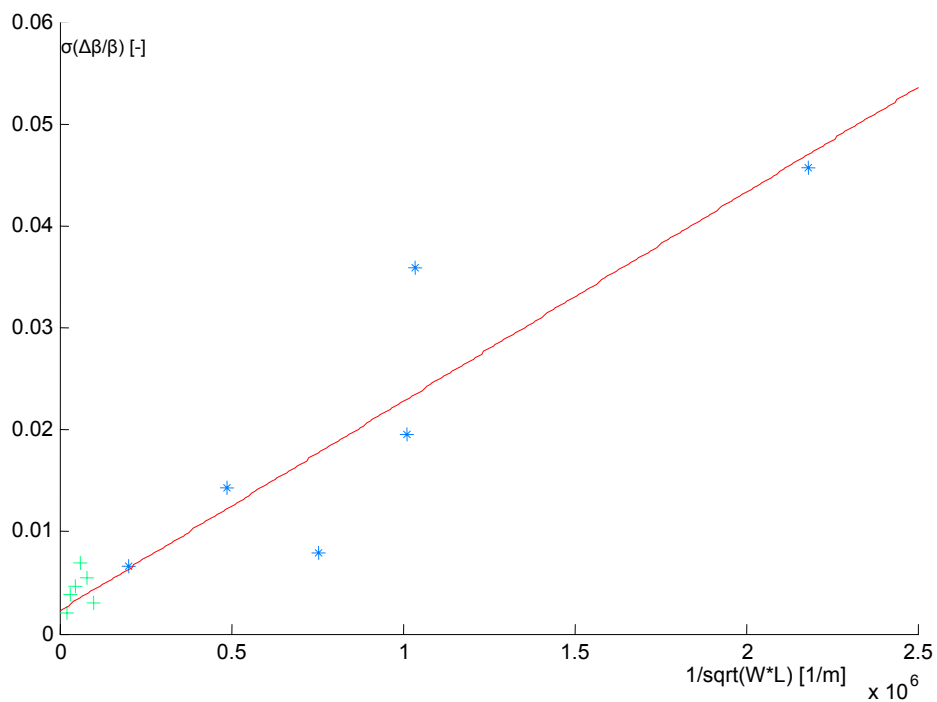
$$A\beta = 1.9975E-08 \text{ m}$$

Κάνουμε όμοια διαδικασία για τα PMOS, NMOSM και PMOSM και υπολογίζουμε έτσι τον παράγοντα $A\beta$ για αυτά τα τρανζίστορ.

Παρακάτω παρουσιάζουμε τους πίνακες τιμών για τα $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ και $1/\sqrt{(WL)}$ όλων των τρανζίστορ και τις γραφικές παραστάσεις αυτών, με τις εξισώσεις των ευθειών τους, και τις τιμές της παραμέτρου $A\beta$:

a) NMOS:

			$\sigma(\Delta\beta/\beta)[-]$	$1/\sqrt{(WL)}[1/m]$
NMOS	NMOS1	1ο Pair	0,002004	22305
		2ο Pair	0,0038146	31544
		3ο Pair	0,0030163	97590
		4ο Pair	0,006969	61970
		5ο Pair	0,0046832	44281
		6ο Pair	0,0055554	78087
	NMOS2	1ο Pair	0,019567	1,0127e+006
		2ο Pair	0,014278	4,8795e+005
		3ο Pair	0,007979	7,5593e+005
		4ο Pair	0,035915	1,037e+006
		5ο Pair	0,0065712	2,0162e+005
		6ο Pair	0,045636	2,1822e+006



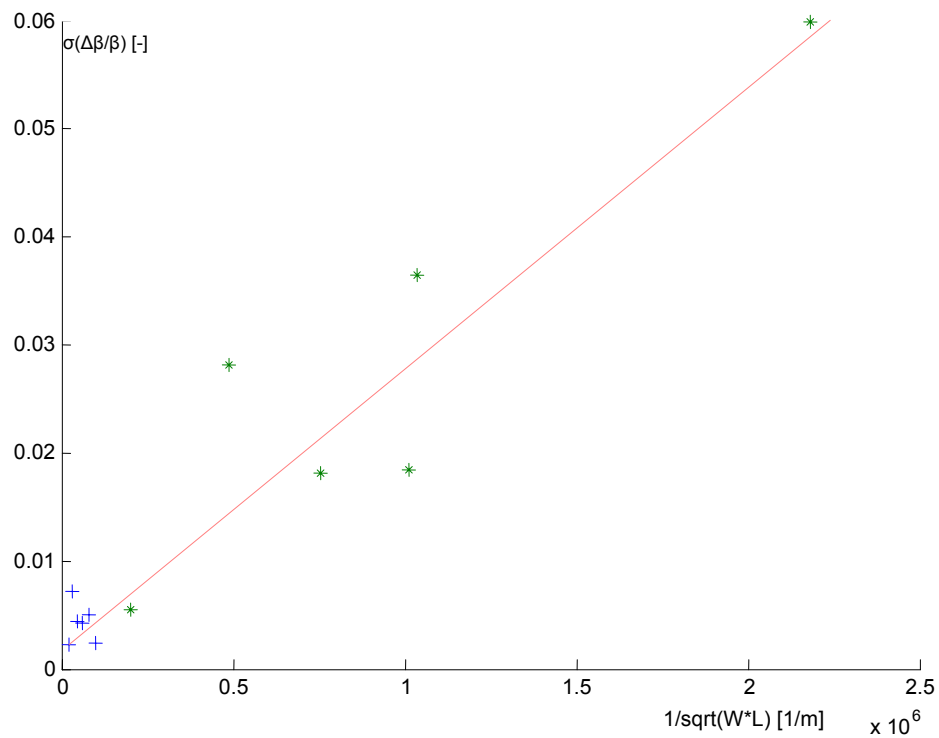
Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 1.9975E-08x + 2.9898E-03$$

Άρα ο παράγοντας $A\beta$ για το NMOS είναι : $A\beta = 1.9975E-08 \text{ m}$

β) PMOS:

			$\sigma(\Delta\beta/\beta) [-]$	$1/\sqrt{W \cdot L} [1/m]$
PMOS	PMOS 1	1o Pair	0,0021641	22305
		2o Pair	0,007128	31544
		3o Pair	0,0023816	97590
		4o Pair	0,0042761	61970
		5o Pair	0,004343	44281
		6o Pair	0,0049543	78087
	PMOS 2	1o Pair	0,018426	1,0127e+006
		2o Pair	0,028106	4,8795e+005
		3o Pair	0,018165	7,5593e+005
		4o Pair	0,036521	1,037e+006
		5o Pair	0,0055103	2,0162e+005
		6o Pair	0,059928	2,1822e+006



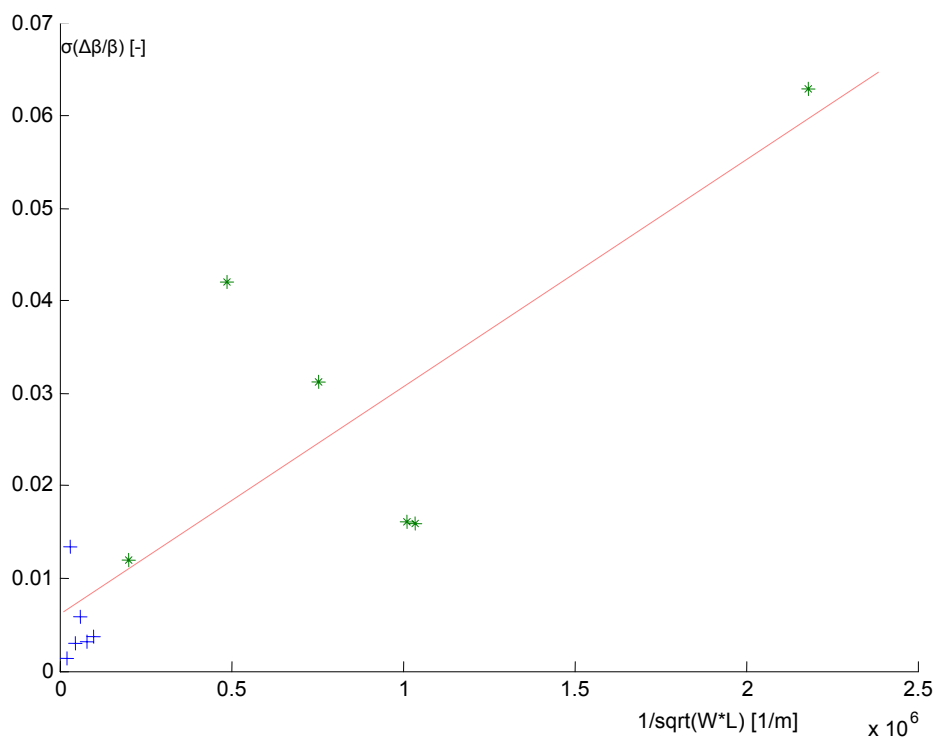
Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 2.5631E-08x + 3.1483E-03$$

Άρα ο παράγοντας $A\beta$ για το PMOS είναι : $A\beta = 2.5631E-08 \text{ m}$

γ) NMOSM:

			$\sigma(\Delta\beta/\beta) [-]$	$1/\sqrt{W \cdot L} [1/m]$
NMOSM	NMOSM 1	1o Pair	0,0013174	22305
		2o Pair	0,01346	31544
		3o Pair	0,0036349	97590
		4o Pair	0,0057698	61970
		5o Pair	0,0029733	44281
		6o Pair	0,0030775	78087
	NMOSM 2	1o Pair	0,01603	1,0127e+006
		2o Pair	0,041981	4,8795e+005
		3o Pair	0,031167	7,5593e+005
		4o Pair	0,015943	1,037e+006
		5o Pair	0,011937	2,0162e+005
		6o Pair	0,062859	2,1822e+006



Η εξίσωση της ευθείας είναι:

$$y = 2.3846E-08x + 5.5632E-03$$

Άρα ο παράγοντας $A\beta$ για το NMOSM είναι : $A\beta = 2.3846E-08 \text{ m}$

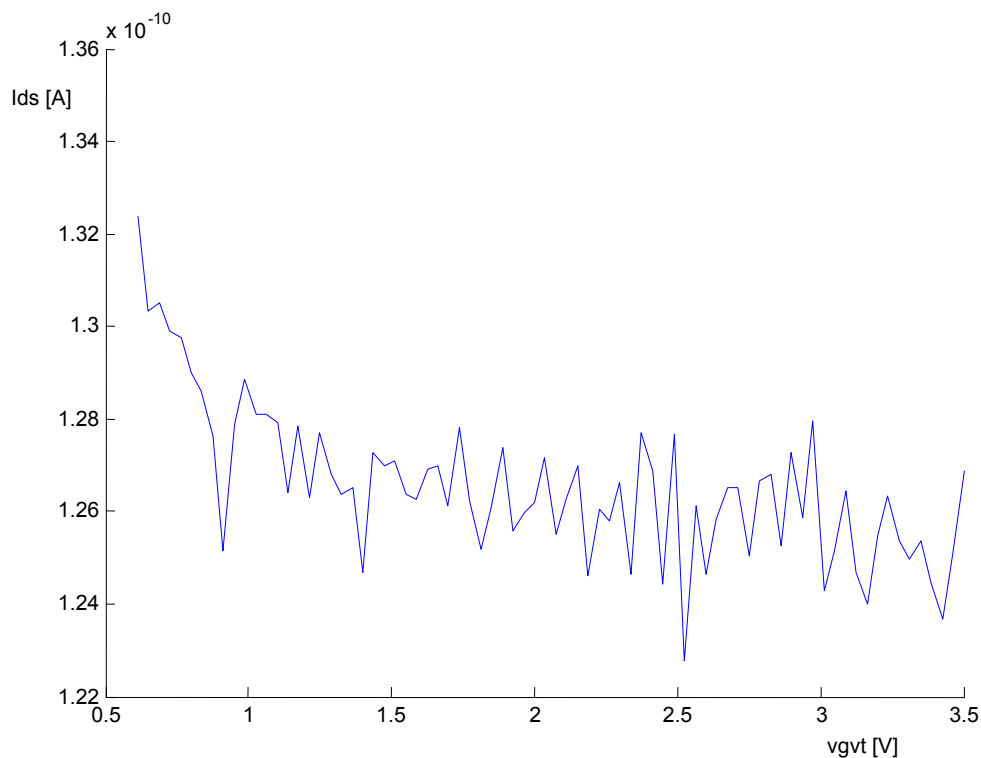
δ)PMOSM:

			$\sigma(\Delta\beta/\beta)[-]$	$1/\sqrt{W \cdot L} [1/m]$
PMOSM	PMOSM 1	1o Pair	0,0095178	22305
		2o Pair	0,0082443	31544
		3o Pair	0,0024941	97590
		4o Pair	0,0035923	61970
		5o Pair	0,0024122	44281
		6o Pair	0,0031729	78087
	PMOSM 2	1o Pair	0,031823	1,0127e+006
		2o Pair	0,025052	4,8795e+005
		3o Pair	0,013883	7,5593e+005
		4o Pair	0,054256	1,037e+006
		5o Pair	0,0040239	2,0162e+005
		6o Pair	0,040704	2,1822e+006

3.3) ΠΑΡΕΜΒΑΣΗ ΣΤΑ ΔΕΔΟΜΕΝΑ

3.3.1) Παράληψη Προβληματικών Die

Κατά την ανάκτηση του i_{ds} παρατηρήθηκε μια ανωμαλία στις γραφικές i_{ds} - v_{gvt} και εμφανίστηκε σε συγκεκριμένα Die για όλους τους τύπους των τρανζίστορ. Συγκεκριμένα παρατηρήθηκε στα Die26, 27 και 42. Ας δούμε για παράδειγμα τη γραφική i_{ds} - v_{gvt} του στοιχείου που βρίσκεται στο πρώτο κομμάτι του πρώτου ταιριασμένου ζευγαριού του NMOS1, στο Die26:



Σχήμα 3.31

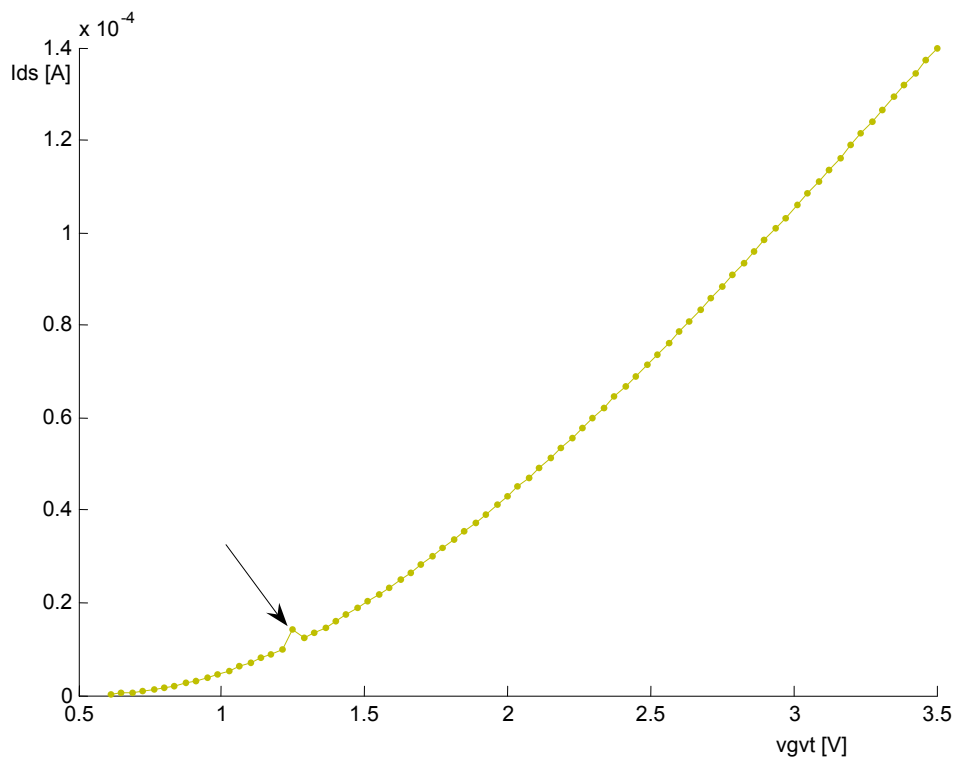
Η γραφική αυτή δεν έχει την επιθυμητή μορφή και παρουσιάζει μια μεγάλη ανωμαλία. Αυτό μπορεί να οφείλεται είτε στη δημιουργία θορύβου είτε στην αστοχία των οργάνων μέτρησης στα συγκεκριμένα Die.

Έτσι για στην διαδικασία που ακολουθήσαμε για την εξαγωγή των παραμέτρων ταιριάσματος, παραλείψαμε τα συγκεκριμένα Die. Άρα ο

αριθμός των Die από 61 μειώθηκε στα 58 και σε αυτά στηρίχθηκε η όλη διαδικασία.

3.3.2) Παρέμβαση σε Προβληματικά Σημεία του i_{ds}

Εκτός από την ανωμαλία που αναφέρθηκε προηγουμένως παρουσιάστηκε και μια άλλη αστοχία στις γραφικές i_{ds} - v_{gvt} για συγκεκριμένα στοιχεία. Ας δούμε ένα τέτοιο παράδειγμα. Παρακάτω είναι η γραφική i_{ds} - v_{gvt} του στοιχείου που βρίσκεται στο πρώτο κομμάτι του τέταρτου ζευγαριού του NMOS2 στο Die27:



Σχήμα 3.32

Παρατηρούμε ότι ένα κομμάτι προεξέχει από τη γενική μορφή της γραφικής.

Τέτοιες ανωμαλίες παρουσιάστηκαν και σε άλλες γραφικές, σε άλλα σημεία και μπορεί να οφείλονται στη δημιουργία θορύβου σε εκείνο το σημείο ή σε λάθος μετρήσεις των οργάνων. Όπως και να έχει για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα έγινε παρέμβαση στα δεδομένα, στα σημεία που υπήρχε η ανωμαλία.

Η παρέμβαση γίνεται με τον εξής τρόπο:

Ας ονομάσουμε το σημείο που εμφανίζεται η ανωμαλία ως i_2 με αντίστοιχη τιμή στον άξονα x το v_2 . Το προηγούμενο σημείο από αυτό είναι το i_1, v_1 και το επόμενο το i_3, v_3 . Θέλουμε να βρούμε μία νέα βελτιωμένη τιμή του i_2 .

Γενικά για το ρεύμα καναλιού I_d ισχύει ότι:

$$I_d/I_{dv} = \ln \left(1 + (V_p - V_s)/U_t \right)$$

Μια γενική μορφή της σχέσης αυτής είναι η εξής:

$$i = \ln(1 + v)$$

Έχουμε ότι :

$$i_1 \rightarrow v_1$$

$$i_3 \rightarrow v_3$$

$$v_2 = (v_1 + v_3)/2 \rightarrow i_2$$

Άρα από αυτές τις σχέσεις έχουμε:

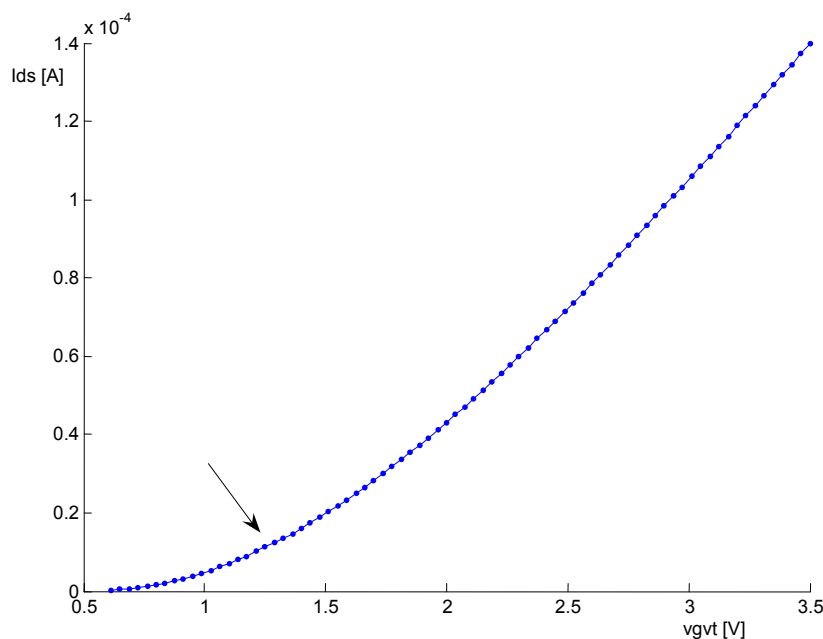
$$v_1 = e^{\sqrt{i_1}} - 1$$

$$v_3 = e^{\sqrt{i_3}} - 1$$

Άρα:

$$v_2 = (e^{\sqrt{i_3}} + e^{\sqrt{i_1}} - 2)/2 \text{ και δεδομένου ότι γενικά } i = I_d/I_{dv} \text{ αντικαθιστώντας βρίσκουμε το επιθυμητό νέο } \rightarrow i_2$$

Έχοντας τώρα βρει την νέα τιμή του σημείου που υπήρχε το πρόβλημα παίρνουμε την νέα γραφική $i_{ds}-v_{gvt}$ του στοιχείου που βρίσκεται στο πρώτο κομμάτι του τέταρτου ζευγαριού του NMOS2 στο Die27 :



Σχήμα 3.33

Παρατηρούμε ότι τώρα η γραφική έχει την επιθυμητή μορφή, χωρίς να εμφανίζεται η ανωμαλία που παρατηρήθηκε πριν.

Την ίδια διαδικασία κάνουμε και στις άλλες περιπτώσεις που παρουσιάζεται παρόμοιο πρόβλημα.

3.4) ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ ΜΕ ΠΑΡΟΜΟΙΕΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ

Σε αυτό το κεφάλαιο κάνουμε μια σύγκριση των αποτελεσμάτων των τιμών των παραμέτρων ταιριάσματος AV_{to} και $A\beta$, με τα αντίστοιχα αποτελέσματα παρόμοιων τεχνολογιών.

Ο παρακάτω πίνακας παραθέτει, σε προσέγγιση, συνοπτικά τα αποτελέσματα που βρήκαμε παραπάνω:

ΕΙΔΟΣ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ	AV_{to} [mV μm]	$A\beta$ [%μm]
NMOS ($T_{ox}=7.6$ nm)	9.7	2
PMOS ($T_{ox}=7.6$ nm)	14.8	2.5
NMOSM ($T_{ox}=15$ nm)	16.4	2.4
PMOSM ($T_{ox}=15$ nm)	17.7	2.1

Μπορούμε να πούμε ότι αντίστοιχη τεχνολογία για τα τρανζίστορ της τεχνολογίας μας NMOS και PMOS είναι η τεχνολογία 0.35 μ m CMOS [Uyttenhove02], και για τα τρανζίστορ της τεχνολογίας μας NMOSM και PMOSM η τεχνολογία 0.7 μ m CMOS [Bastos97].

Ο παρακάτω πίνακας παραθέτει τις τιμές των παραμέτρων ταιριάσματος AV_{to} και $A\beta$ των τεχνολογιών 0.35 μ m CMOS [Uyttenhove02] και 0.7 μ m CMOS [Bastos97]:

ΕΙΔΟΣ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ	AV_{to} [mV μm]	$A\beta$ [%μm]
NMOS (0.35 μ m)	9	1.9
PMOS (0.35 μ m)	9	2.25
NMOS (0.7 μ m)	13	1.9
PMOS (0.7 μ m)	22	2.8

Από τους δύο αυτούς πίνακες μπορούμε να πούμε ότι:

- Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των NMOS και PMOS της τεχνολογίας μας με αυτά της τεχνολογίας 0.35μm CMOS, όλες οι τιμές είναι σχεδόν ίδιες, εκτός από την περίπτωση της παραμέτρου A_{Vto} για τα PMOS, όπου παρατηρείται μία μικρή διαφορά (το A_{Vto} για το PMOS της τεχνολογίας μας είναι λίγο μεγαλύτερο από το αντίστοιχο της τεχνολογίας 0.35μm CMOS), η οποία όμως μπορεί να θεωρηθεί φυσιολογική.

Σαν γενικό συμπέρασμα μπορούμε να πούμε ότι τα αποτελέσματα και των δύο αυτών τεχνολογιών σχεδόν συμπίπτουν κάτι που έπρεπε να ισχύει αφού πρόκειται για παρόμοιες τεχνολογίες.

- Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των NMOSM και PMOSM της τεχνολογίας μας με αυτά της τεχνολογίας 0.7μm CMOS, όλες οι τιμές είναι σχεδόν ίδιες για το A_{β} , ενώ για το A_{Vto} παρατηρείται μια μικρή διαφορά και στην περίπτωση των NMOS και στην περίπτωση των PMOS η οποία όμως και εδώ μπορεί να θεωρηθεί φυσιολογική.

Και εδώ μπορούμε να πούμε σαν γενικό συμπέρασμα ότι αποτελέσματα και των δύο αυτών τεχνολογιών σχεδόν συμπίπτουν κάτι που έπρεπε να ισχύει αφού πρόκειται για παρόμοιες τεχνολογίες.

3.5) ΚΩΔΙΚΑΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ (ΣΕ MATLAB)

Τα δεδομένα που μας δόθηκαν για την εξαγωγή των παραμέτρων του ταιριάσματος, όπως έχουμε αναφέρει, ήταν ο πίνακας σε matlab 'B13579_L1_3.mat' και το αρχείο σε matlab 'SET_B13579_L1_3'. Οπότε και η όλη διαδικασία για την εξαγωγή των παραμέτρων του ταιριάσματος, που περιγράφηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, έγινε δουλεύοντας στο περιβάλλον του Matlab.

Για κάθε περίπτωση τρανζίστορ: NMOS1, PMOS1, NMOSM1, PMOSM1, NMOS2, PMOS2, NMOSM2 και PMOSM2 δημιουργήσαμε ένα αρχείο κώδικα σε matlab (δηλαδή υλοποιήθηκαν 8 κώδικες σε matlab) που υπολογίζει τους παραμέτρους ταιριάσματος για κάθε περίπτωση.

Κάθε κώδικας περιέχει όλα τα βήματα εξαγωγής των παραμέτρων, που περιγράφηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια, δηλαδή:

- την ανάκτηση των δεδομένων κάθε τρανζίστορ
- τον υπολογισμό του ρεύματος I_{Dn} για κάθε τρανζίστορ
- τον υπολογισμό του παράγοντα $1/\sqrt{(W L)}$
- τον υπολογισμό του ρεύματος καναλιού i_{ds}
- την διαγραφή των D_{ie} που παρουσίασαν ανωμαλία στις γραφικές
- τον υπολογισμό της απόλυτης τιμής του i_{ds} για τα τρανζίστορ τύπου P (η τιμή του είναι αρνητική και για πρακτικούς λόγους την θέλουμε θετική)
- την παρέμβαση στα i_{ds} που οι γραφικές τους παρουσίασαν κάποια ανωμαλία σε κάποιο σημείο
- τον υπολογισμό του ΔV_{to} και του $\Delta\beta/\beta$
- τον υπολογισμό του $\sigma(\Delta V_{to})$ και του $\sigma(\Delta\beta/\beta)$,και τις γραφικές αυτών σε συνάρτηση με το $1/\sqrt{(W L)}$ μας δίνουν τελικά τις παραμέτρους ΔV_{to} και $\Delta\beta$.

Οι συντάξεις των κωδικών των αρχείων αυτών βρίσκονται στο παράρτημα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ

4

ΠΕΡΙΛΗΨΗ-ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Σε αυτό το κεφάλαιο θα κάνουμε μια περίληψη και μία αναφορά των σημαντικότερων συμπερασμάτων που βγήκαν από τα προηγούμενα κεφάλαια. Θα αναφέρουμε τόσο τα συμπεράσματα που βγήκαν από την θεωρητική προσέγγιση του ταιριάσματος όσο και από την πρακτική (τη μελέτη του ταιριάσματος των δεδομένων της τεχνολογίας 0.35μm CMOS C35).

Συμπεράσματα θεωρητικής μελέτης

Στο θεωρητικό τμήμα της εργασίας (Κεφ.2) καταλήξαμε στο ότι ένα πολύ καλό μοντέλο ταιριάσματος είναι αυτό που αναπτύχθηκε από τον Pelgrom [Pelgrom89]. Το μοντέλο αυτό αξιώνει ότι: το τετράγωνο τυπικής απόκλισης μιας παραμέτρου του ταιριάσματος ΔP δίνεται από:

$$\sigma^2(\Delta P) = A_P^2 / W L$$

όπου το A_P είναι μια εξαρτημένη σταθερά αναλογικότητας

Έτσι μπορούμε να υπολογίσουμε την τυπική απόκλιση της τάσης κατωφλίου V_{to} και του current factor β με το απλό αυτό μοντέλο:

$$\sigma(\Delta V_{to}) = A_{V_{to}} / \sqrt{W L} \quad \text{και} \quad \sigma(\Delta \beta / \beta) = A_{\beta} / \sqrt{W L}$$

Η χρησιμότητα αυτού του μοντέλου είναι φανερή για το σχεδιασμό κυκλωμάτων: όταν είναι γνωστό το $A_{V_{to}}$ ή το A_{β} ο σχεδιαστής κυκλώματος μπορεί να καθορίσει την τυχαία σταθερή στατιστική απόκλιση του ταιριάσματος του V_{to} ή του β σαν συνάρτηση των διαστάσεων του τρανζίστορ που σχεδιάζονται από τον ίδιο.

Επίσης υπολογίσαμε μια θεωρητική έκφραση για το A_{VT} , η οποία είναι:

$$A_{VT} = (q/\sqrt{2} \epsilon_{ox}) t_{ox} \sqrt{D_{Total}}$$

$$= 3.35 \times 10^{-9} t_{ox} \sqrt{D_{Total}} \text{ [V m]}$$

Από την σχέση αυτή συμπεράναμε ότι το A_{VT} είναι ανάλογο της τετραγωνικής ρίζας του *total implant dose* D_{Total} .

Επειδή όμως το προηγούμενο μοντέλο ήταν πολύ απλό, υπήρχε η ανάγκη ενός μοντέλου που να περιλαμβάνει και τις επιδράσεις κοντού και στενού καναλιού, και έτσι καταλήξαμε σε ένα νέο εκτεταμένο στατιστικό μοντέλο για το ταίριασμα της τάσης κατωφλίου:

$$\sigma(\Delta V_t) = A_{1VT}^2 / \bar{W} \bar{L} + A_{2VT}^2 / \bar{W} \bar{L}^2 - A_{3VT}^2 / \bar{W} \bar{L}$$

Όμοια και για το current factor β καταλήξαμε σε ένα νέο εκτεταμένο μοντέλο, που να περιλαμβάνει και τις επιδράσεις κοντού και στενού καναλιού:

$$\sigma(\Delta \beta / \beta) = A_{1\beta}^2 / \bar{W} \bar{L} + A_{2\beta}^2 / \bar{W} \bar{L}^2 + A_{3\beta}^2 / \bar{W} \bar{L}$$

Τέλος, για αυτό το στατιστικό μοντέλο ταιριάσματος της τάσης κατωφλίου και του current factor, υλοποιήσαμε μια μελέτη πάνω σε δύο τεχνολογίες CMOS, την C12 και την C07. Τα αποτελέσματα αυτά μας οδήγησαν σε κάποια χρήσιμα συμπεράσματα τόσο για την περίπτωση της τάσης κατωφλίου όσο και στην περίπτωση του current factor:

- Για τρανζίστορ με διαστάσεις καναλιού μεγαλύτερες από 2 μm , το ταίριασμα της τάσης κατωφλίου και του current factor είναι αντίστροφα ανάλογο της ρίζας της περιοχής καναλιού. Επομένως το απλό μοντέλο ταιριάσματος είναι αποτελεσματικό.
- Για τρανζίστορ με διαστάσεις καναλιού μεγαλύτερες από 2 μm έχουμε:
 - α) Για την περίπτωση της τάσης κατωφλίου, όταν το μήκος καναλιού είναι μικρότερο από 2 μm έχουμε μεγαλύτερα αποτελέσματα από αυτά του απλού μοντέλου, και όταν το πλάτος καναλιού είναι μικρότερο από 2 μm έχουμε μικρότερα αποτελέσματα από αυτά του απλού μοντέλου.
 - β) Για την περίπτωση του current factor, τα αποτελέσματα να είναι μεγαλύτερα σε σχέση με αυτά του απλού μοντέλου.

Συμπεράσματα πρακτικής μελέτης

Στη πρακτική μελέτη της εργασίας (Κεφ.3) ασχοληθήκαμε με την τεχνολογία 0.35μm CMOS C35 και την εξαγωγή των παραμέτρων ταιριάσματος αυτής. Η μελέτη έγινε στα ταιριασμένα τρανζίστορ NMOS και PMOS με $t_{ox} \sim 7.6$ nm, και στα ταιριασμένα τρανζίστορ NMOSM και PMOSM με $t_{ox} \sim 15$ nm. Επίσης, είχαμε και δύο οικογένειες γεωμετριών: τις μεγάλες γεωμετρίες, που αναφέρονται ως '1' και τις μικρές γεωμετρίες, που αναφέρονται ως '2'.

Αφού αναλύσαμε τα δεδομένα της τεχνολογίας μας προχωρήσαμε στην εξαγωγή των παραμέτρων ταιριάσματος AV_{to} και $A\beta$, που έγινε για όλο το φάσμα των γεωμετριών που είχαμε (γεωμετρίες '1' και '2'). Για την εξαγωγή αυτών των παραμέτρων χρησιμοποιήσαμε το μοντέλο του Pelgrom :

$$\sigma^2(\Delta P) = A_p^2 / W L$$

Κατά την διάρκεια όμως, εξαγωγής των παραμέτρων ταιριάσματος, παρατηρήθηκαν κάποιες ανωμαλίες σε κάποιες γραφικές $i_{ds}-v_{gnt}$, που μπορεί να οφείλονται είτε στη δημιουργία θορύβου είτε στην αστοχία των οργάνων μέτρησης στα συγκεκριμένα Die. Γι αυτό και χρειάστηκε να γίνει κάποια παρέμβαση στα δεδομένα της τεχνολογίας ώστε να διορθωθούν αυτές οι ανωμαλίες. Αφού έγιναν οι διορθώσεις αυτές προχωρήσαμε στη εξαγωγή των παραμέτρων ταιριάσματος.

Για την εξαγωγή των παραμέτρου AV_{to} και $A\beta$ έγινε η εξής διαδικασία:

- πήραμε τις χαρακτηριστικές δύο ταιριασμένων ζευγαριών
- βρήκαμε από τις χαρακτηριστικές (με κάποιες διαδικασίες) την διαφορά της τάσης κατωφλίου ΔV_{to} και το $\Delta\beta/\beta$ ενός ταιριασμένου ζευγαριού
- υπολογίσαμε με παρόμοιο τρόπο όλα τα ΔV_{to} και $\Delta\beta/\beta$ για όλα τα ταιριασμένα ζευγάρια σε όλα τα Die και για όλα τα τρανζίστορ
- έγινε στατιστική ανάλυση του ΔV_{to} και του $\Delta\beta/\beta$ για όλα τα ταιριασμένα ζευγάρια σε όλα τα Die και για όλα τα τρανζίστορ, και υπολογίστηκε το $\sigma(\Delta V_{to})$ και το $\sigma(\Delta\beta/\beta)$
- κάναμε τις γραφικές παραστάσεις των $\sigma(\Delta V_{to})$ και $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ σε συνάρτηση με το $1/\sqrt{W L}$ για όλα τα τρανζίστορ
- από τις κλίσεις αυτών των γραφικών υπολογίστηκαν οι παράμετροι AV_{to} και $A\beta$ για όλα τα τρανζίστορ

Ο παρακάτω πίνακας παραθέτει, σε προσέγγιση, συνοπτικά τα αποτελέσματα των παραμέτρων που εξήχθησαν:

ΕΙΔΟΣ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ	AV_{to} [mV μm]	$A\beta$ [%μm]
NMOS ($T_{ox}=7.6$ nm)	9.7	2
PMOS ($T_{ox}=7.6$ nm)	14.8	2.5
NMOSM ($T_{ox}=15$ nm)	16.4	2.4
PMOSM ($T_{ox}=15$ nm)	17.7	2.1

Προχωρώντας την μελέτη, χρειάστηκε να γίνουν μερικές ξεχωριστές γραφικές παραστάσεις $\sigma(\Delta V_{to})$ σε συνάρτηση με το $1/\sqrt{(W L)}$ για τις μεγάλες γεωμετρίες, καθώς στις γραφικές που έγιναν για όλο το φάσμα των γεωμετριών η συμπεριφορά των τρανζίστορ των μεγάλων γεωμετριών ('1') δεν ήταν ευδιάκριτη. Από τις γραφικές αυτές παρατηρήσαμε ότι κάποια σημεία της γραφικής είχαν απόκλιση από τα υπόλοιπα, χωρίς όμως να επηρεάζεται περαιτέρω η συμπεριφορά του τρανζίστορ.

Τέλος, αφού έγινε η εξαγωγή των παραμέτρων ταιριάσματος, χρειάστηκε να γίνει και μια επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων αυτών, συγκρίνοντας τα με αυτά κάποιας παρόμοιας τεχνολογίας. Έτσι συγκρίναμε τα αποτελέσματα της τεχνολογίας μας για τα NMOS και PMOS με την τεχνολογία $0.35\mu\text{m}$ CMOS, και τα αποτελέσματα της τεχνολογίας μας για τα NMOSM και PMOSM με την τεχνολογία $0.7\mu\text{m}$ CMOS. Η σύγκριση αυτή μας οδήγησε στο συμπέρασμα ότι παρά τις μικρές διαφορές που παρατηρήθηκαν, τα αποτελέσματα είναι σχεδόν όμοια, επιβεβαιώνοντας έτσι τα αποτελέσματα που βρήκαμε.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Εδώ παρουσιάζονται οι κώδικες σε Matlab των αρχείων που χρησιμοποιήσαμε. Αυτά είναι εκτός από το 'SET_B13579_L1_3' (που μας δόθηκε), και τα αρχεία: 'NMOS1', 'PMOS1', 'NMOS2', 'PMOS2', 'NMOSM1', 'PMOSM1', 'NMOSM2', 'PMOSM2' που υλοποιήσαμε για να υπολογίσουν τους παραμέτρους ταιριάσματος AVto και Αβ, σε κάθε περίπτωση τρανζίστορ. Θα παρουσιάσουμε, ενδεικτικά όμως, μόνο την περίπτωση του NMOS1 και τον κώδικα 'NMOS1' καθώς οι συντάξεις των υπολοίπων είναι όμοια με αυτή του NMOS1 (αλλάζουν μόνο τα δεδομένα του εκάστοτε τρανζίστορ).

Παρακάτω φαίνεται η σύνταξη του κώδικα του αρχείου 'SET_B13579_L1_3', και του κώδικα του αρχείου 'NMOS1'.

Σύνταξη 'SET_B13579_L1_3'

```
function[values, W, L, vd, vgt] = auswahl(dName);

if findstr(dName, 'NMOS1')

    vd = [ 3 3 3 3 3 3 ];

    W = [2.000e-04 1.000e-04 1.000e-04 2.480e-04 2.000e-04
8.000e-05 ];
    L = [1.005e-05 1.005e-05 1.050e-06 1.050e-06 2.550e-06
2.050e-06 ];

    vgt = [ 0.5375: 0.0375 : 3.5];

    values( 1 ,:) = [ 3: 82 ]; values( 2 ,:) = [ 83:
162 ]; values( 3 ,:) = [ 163: 242 ];
    values( 4 ,:) = [ 243: 322 ]; values( 5 ,:) = [ 323: 402
]; values( 6 ,:) = [ 403: 482 ];
    values( 7 ,:) = [ 483: 562 ]; values( 8 ,:) = [ 563: 642
]; values( 9 ,:) = [ 643: 722 ];
    values(10 ,:) = [ 723: 802 ]; values(11 ,:) = [ 803: 882
]; values(12 ,:) = [ 883: 962 ];
```

```

    rmPtIdx = [1 2 ];  rmDevIdx = [ ];  vgvvt(rmPtIdx) = [ ];
values(:,rmPtIdx)=[ ];
    values(rmDevIdx,:)= [ ];

end    %NMOS1

if findstr(dName, 'NMOS2')

    vd = [ 3 3 3 3 3 3 ];

    W = [1.500e-06 4.000e-06 5.000e-06 6.000e-07 1.200e-05
6.000e-07    ];
    L = [6.500e-07 1.050e-06 3.500e-07 1.550e-06 2.050e-06
3.500e-07    ];

    vgvvt = [ 0.5375: 0.0375 : 3.5];

    values( 1 ,:) = [ 963: 1042 ];  values( 2 ,:) = [1043:
1122 ];  values( 3 ,:) = [1123: 1202 ];
    values( 4 ,:) = [1203: 1282 ];  values( 5 ,:) = [1283: 1362
];  values( 6 ,:) = [1363: 1442 ];
    values( 7 ,:) = [1443: 1522 ];  values( 8 ,:) = [1523: 1602
];  values( 9 ,:) = [1603: 1682 ];
    values(10 ,:) = [1683: 1762 ]; values(11 ,:) = [1763: 1842
];  values(12 ,:) = [1843: 1922 ];

    rmPtIdx = [1 2 ];  rmDevIdx = [ ];  vgvvt(rmPtIdx) = [ ];
values(:,rmPtIdx)=[ ];
    values(rmDevIdx,:)= [ ];

end    %NMOS2

if findstr(dName, 'NMOSM1')

    vd = [ 5 5 5 5 5 5 ];

    W = [2.000e-04 1.000e-04 1.000e-04 2.480e-04 2.000e-04
8.000e-05    ];
    L = [1.005e-05 1.005e-05 1.050e-06 1.050e-06 2.550e-06
2.050e-06    ];

    vgvvt = [ 0.5: 0.0625 : 5.5];

    values( 1 ,:) = [1923: 2003 ];  values( 2 ,:) = [2004: 2084
];  values( 3 ,:) = [2085: 2165 ];
    values( 4 ,:) = [2166: 2246 ];  values( 5 ,:) = [2247: 2327
];  values( 6 ,:) = [2328: 2408 ];
    values( 7 ,:) = [2409: 2489 ];  values( 8 ,:) = [2490: 2570
];  values( 9 ,:) = [2571: 2651 ];
    values(10 ,:) = [2652: 2732 ]; values(11 ,:) = [2733: 2813
];  values(12 ,:) = [2814: 2894 ];

```

```

    rmPtIdx = [1 2];    rmDevIdx = [];    vgvT(rmPtIdx) = [];
values(:,rmPtIdx)=[];
    values(rmDevIdx,:)=[];

end    %NMOSM1

if findstr(dName, 'NMOSM2')

    vd = [ 5 5 5 5 5 5 ];

    W = [1.500e-06 4.000e-06 5.000e-06 6.000e-07 1.200e-05
6.000e-07    ];
    L = [6.500e-07 1.050e-06 3.500e-07 1.550e-06 2.050e-06
3.500e-07    ];
    vgvT = [ 0.5: 0.0625 : 5.5];

    values( 1 ,:) = [2895: 2975 ];    values( 2 ,:) = [2976:
3056 ];    values( 3 ,:) = [3057: 3137 ];
    values( 4 ,:) = [3138: 3218 ];    values( 5 ,:) = [3219:
3299 ];    values( 6 ,:) = [3300: 3380 ];
    values( 7 ,:) = [3381: 3461 ];    values( 8 ,:) = [3462:
3542 ];    values( 9 ,:) = [3543: 3623 ];
    values(10 ,:) = [3624: 3704 ];    values(11 ,:) = [3705: 3785
];    values(12 ,:) = [3786: 3866 ];

    rmPtIdx = [1 : 2];    rmDevIdx = [];    vgvT(rmPtIdx) = [];
values(:,rmPtIdx)=[];
    values(rmDevIdx,:)=[];

end    %NMOSM2

if findstr(dName, 'PMOS1')

    vd = [ -3 -3 -3 -3 -3 -3 ];

    W = [2.000e-04 1.000e-04 1.000e-04 2.480e-04 2.000e-04
8.000e-05    ];
    L = [1.005e-05 1.005e-05 1.050e-06 1.050e-06 2.550e-06
2.050e-06    ];

    vgvT = [ 0.5375: 0.0375 : 3.5];

    values( 1 ,:) = [3867: 3946 ];    values( 2 ,:) = [3947: 4026
];    values( 3 ,:) = [4027: 4106 ];
    values( 4 ,:) = [4107: 4186 ];    values( 5 ,:) = [4187: 4266
];    values( 6 ,:) = [4267: 4346 ];
    values( 7 ,:) = [4347: 4426 ];    values( 8 ,:) = [4427: 4506
];    values( 9 ,:) = [4507: 4586 ];
    values(10 ,:) = [4587: 4666 ];    values(11 ,:) = [4667: 4746
];    values(12 ,:) = [4747: 4826 ];

```

```

    rmPtIdx = [1 : 2];    rmDevIdx = [];    vgvT(rmPtIdx) = [];
values(:,rmPtIdx)=[];
    values(rmDevIdx,:)=[];

end    %PMOS1

if findstr(dName, 'PMOS2')

    vd = [ -3 -3 -3 -3 -3 -3 ];

    W = [1.500e-06 4.000e-06 5.000e-06 6.000e-07 1.200e-05
6.000e-07    ];
    L = [6.500e-07 1.050e-06 3.500e-07 1.550e-06 2.050e-06
3.500e-07    ];

    vgvT = [ 0.5375: 0.0375 : 3.5];

    values( 1 ,:) = [4827: 4906 ];    values( 2 ,:) = [4907:
4986 ];    values( 3 ,:) = [4987: 5066 ];
    values( 4 ,:) = [5067: 5146 ];    values( 5 ,:) = [5147:
5226 ];    values( 6 ,:) = [5227: 5306 ];
    values( 7 ,:) = [5307: 5386 ];    values( 8 ,:) = [5387:
5466 ];    values( 9 ,:) = [5467: 5546 ];
    values(10 ,:) = [5547: 5626 ];    values(11 ,:) = [5627: 5706
];    values(12 ,:) = [5707: 5786 ];

    rmPtIdx = [1 : 2];    rmDevIdx = [];    vgvT(rmPtIdx) = [];
values(:,rmPtIdx)=[];
    values(rmDevIdx,:)=[];

end    %PMOS2

if findstr(dName, 'PMOSM1')

    vd = [ -5 -5 -5 -5 -5 -5 ];

    W = [2.000e-04 1.000e-04 1.000e-04 2.480e-04 2.000e-04
8.000e-05    ];
    L = [1.005e-05 1.005e-05 1.050e-06 1.050e-06 2.550e-06
2.050e-06    ];

    vgvT = [ 0.5: 0.0625 : 5.5];

    values( 1 ,:) = [5787: 5867 ];    values( 2 ,:) = [5868:
5948 ];    values( 3 ,:) = [5949: 6029 ];
    values( 4 ,:) = [6030: 6110 ];    values( 5 ,:) = [6111:
6191 ];    values( 6 ,:) = [6192: 6272 ];
    values( 7 ,:) = [6273: 6353 ];    values( 8 ,:) = [6354:
6434 ];    values( 9 ,:) = [6435: 6515 ];

```

```

    values(10,:) = [6516: 6596 ]; values(11,:) = [6597: 6677
]; values(12,:) = [6678: 6758 ];

    rmPtIdx = [1 : 2]; rmDevIdx = []; vgvgt(rmPtIdx) = [];
values(:,rmPtIdx)=[];
    values(rmDevIdx,:)=[];

end    %PMOSM1

if findstr(dName, 'PMOSM2')

    vd = [ -5 -5 -5 -5 -5 -5 ];

    W = [1.500e-06 4.000e-06 5.000e-06 6.000e-07 1.200e-05
6.000e-07 ];
    L = [6.500e-07 1.050e-06 3.500e-07 1.550e-06 2.050e-06
3.500e-07 ];

    vgvgt = [ 0.5: 0.0625 : 5.5];

    values( 1,:) = [6759: 6839 ]; values( 2,:) = [6840:
6920 ]; values( 3,:) = [6921: 7001 ];
    values( 4,:) = [7002: 7082 ]; values( 5,:) = [7083:
7163 ]; values( 6,:) = [7164: 7244 ];
    values( 7,:) = [7245: 7325 ]; values( 8,:) = [7326:
7406 ]; values( 9,:) = [7407: 7487 ];
    values(10,:) = [7488: 7568 ]; values(11,:) = [7569: 7649
]; values(12,:) = [7650: 7730 ];

    rmPtIdx = [1 : 2]; rmDevIdx = []; vgvgt(rmPtIdx) = [];
values(:,rmPtIdx)=[];
    values(rmDevIdx,:)=[];

end    %PMOSM2

```

Σύνταξη 'NMOS1'

```

%Load Data of NMOS1
load B13579_L1_3.mat;
dName='NMOS1';
[values,W,L,vd,vgvt]=SET_B13579_L1_3(dName);

%To Idv
for n=1:6
    Idv(1,n)=(W(n)*0.000003)/L(n);
end

%0 paragontas 1/sqrt(WL)
for i=1:6
    R(1,i)= 1/(sqrt(W(1,i)*L(1,i)));
end

%Charactiristics of NMOS1
for l=1:61
    ids1(l,:)=mat(1,values(1,:));
    ids2(l,:)=mat(1,values(2,:));
    ids3(l,:)=mat(1,values(3,:));
    ids4(l,:)=mat(1,values(4,:));
    ids5(l,:)=mat(1,values(5,:));
    ids6(l,:)=mat(1,values(6,:));
    ids7(l,:)=mat(1,values(7,:));
    ids8(l,:)=mat(1,values(8,:));
    ids9(l,:)=mat(1,values(9,:));
    ids10(l,:)=mat(1,values(10,:));
    ids11(l,:)=mat(1,values(11,:));
    ids12(l,:)=mat(1,values(12,:));
end

%Delete bad Dies 26,27,42
ids1(26,:)=[];
ids1(26,:)=[];
ids1(42,:)=[];

ids2(26,:)=[];
ids2(26,:)=[];
ids2(42,:)=[];

ids3(26,:)=[];
ids3(26,:)=[];

```

```

ids3(42,:)=[];

ids4(26,:)=[];
ids4(26,:)=[];
ids4(42,:)=[];

ids5(26,:)=[];
ids5(26,:)=[];
ids5(42,:)=[];

ids6(26,:)=[];
ids6(26,:)=[];
ids6(42,:)=[];

ids7(26,:)=[];
ids7(26,:)=[];
ids7(42,:)=[];

ids8(26,:)=[];
ids8(26,:)=[];
ids8(42,:)=[];

ids9(26,:)=[];
ids9(26,:)=[];
ids9(42,:)=[];

ids10(26,:)=[];
ids10(26,:)=[];
ids10(42,:)=[];

ids11(26,:)=[];
ids11(26,:)=[];
ids11(42,:)=[];

ids12(26,:)=[];
ids12(26,:)=[];
ids12(42,:)=[];

%Diorthosis...
%Diorthosi sto Ids3 tou 2 Pair
for n=1:58

    ids3(n,2)=Idv(1,2)*(log(1+(exp(sqrt(ids3(n,1)/Idv(1,2))))
+ exp(sqrt(ids3(n,3)/Idv(1,2)))-2)/2))^2;
end

%H riza ton Ids
ids_sqrt1=sqrt(ids1);
ids_sqrt2=sqrt(ids2);
ids_sqrt3=sqrt(ids3);
ids_sqrt4=sqrt(ids4);
ids_sqrt5=sqrt(ids5);
ids_sqrt6=sqrt(ids6);
ids_sqrt7=sqrt(ids7);
ids_sqrt8=sqrt(ids8);

```



```

ids_sqrt9=sqrt(ids9);
ids_sqrt10=sqrt(ids10);
ids_sqrt11=sqrt(ids11);
ids_sqrt12=sqrt(ids12);

%Ipologismos tou  $\Delta V_{to}$ 
%First Matched Pair...DVTo1

for m=1:58
    for i=1:77
        if ids1(m,i)<Idv(1,1) ids1(m,i+1)>Idv(1,1)
            Id11(m,:)=ids1(m,i);
            Id12(m,:)=ids1(m,i+1);
            Vg11(m,:)=vgvt(i);
            Vg12(m,:)=vgvt(i+1);
            VTo1(m,:)=Vg11(m,:)+(Vg12(m,:)-
Vg11(m,:))*(Idv(1,1)-Id11(m,:))/(Id12(m,:)-Id11(m,:));

            if ids2(m,i)<Idv(1,1) ids2(m,i+1)>Idv(1,1)
                Id21(m,:)=ids2(m,i);
                Id22(m,:)=ids2(m,i+1);
                Vg21(m,:)=vgvt(i);
                Vg22(m,:)=vgvt(i+1);
                VTo2(m,:)=Vg21(m,:)+(Vg22(m,:)-
Vg21(m,:))*(Idv(1,1)-Id21(m,:))/(Id22(m,:)-Id21(m,:));

            end
        end
    end
end
DVTo1=VTo1-VTo2;

%Second Match Pair...DVTo2

for m=1:58
    for i=1:77
        if ids3(m,i)<Idv(1,2) ids3(m,i+1)>Idv(1,2)
            Id31(m,:)=ids3(m,i);
            Id32(m,:)=ids3(m,i+1);
            Vg31(m,:)=vgvt(i);
            Vg32(m,:)=vgvt(i+1);
            VTo3(m,:)=Vg31(m,:)+(Vg32(m,:)-
Vg31(m,:))*(Idv(1,2)-Id31(m,:))/(Id32(m,:)-Id31(m,:));

            if ids4(m,i)<Idv(1,2) ids4(m,i+1)>Idv(1,2)
                Id41(m,:)=ids4(m,i);
                Id42(m,:)=ids4(m,i+1);
                Vg41(m,:)=vgvt(i);
                Vg42(m,:)=vgvt(i+1);
                VTo4(m,:)=Vg41(m,:)+(Vg42(m,:)-
Vg41(m,:))*(Idv(1,2)-Id41(m,:))/(Id42(m,:)-Id41(m,:));

            end
        end
    end
end

```

```

        end
    end
    end
    DVTo2=VTo3-VTo4;

    %Third Match Pair...DVTo3

    for m=1:58
        for i=1:77
            if ids5(m,i)<Idv(1,3) ids5(m,i+1)>Idv(1,3)
                Id51(m,:)=ids5(m,i);
                Id52(m,:)=ids5(m,i+1);
                Vg51(m,:)=vgvt(i);
                Vg52(m,:)=vgvt(i+1);
                VTo5(m,:)=Vg51(m,:)+((Vg52(m,:)-
Vg51(m,:))*(Idv(1,3)-Id51(m,:)))/(Id52(m,:)-Id51(m,:));

                if ids6(m,i)<Idv(1,3) ids6(m,i+1)>Idv(1,3)
                    Id61(m,:)=ids6(m,i);
                    Id62(m,:)=ids6(m,i+1);
                    Vg61(m,:)=vgvt(i);
                    Vg62(m,:)=vgvt(i+1);
                    VTo6(m,:)=Vg61(m,:)+((Vg62(m,:)-
Vg61(m,:))*(Idv(1,3)-Id61(m,:)))/(Id62(m,:)-Id61(m,:));

                    end
                end
            end
        end
        DVTo3=VTo5-VTo6;

        %Forth Match Pair...DVTo4

        for m=1:58
            for i=1:77
                if ids7(m,i)<Idv(1,4) ids7(m,i+1)>Idv(1,4)
                    Id71(m,:)=ids7(m,i);
                    Id72(m,:)=ids7(m,i+1);
                    Vg71(m,:)=vgvt(i);
                    Vg72(m,:)=vgvt(i+1);
                    VTo7(m,:)=Vg71(m,:)+((Vg72(m,:)-
Vg71(m,:))*(Idv(1,4)-Id71(m,:)))/(Id72(m,:)-Id71(m,:));

                    if ids8(m,i)<Idv(1,4) ids8(m,i+1)>Idv(1,4)
                        Id81(m,:)=ids8(m,i);
                        Id82(m,:)=ids8(m,i+1);
                        Vg81(m,:)=vgvt(i);
                        Vg82(m,:)=vgvt(i+1);
                        VTo8(m,:)=Vg81(m,:)+((Vg82(m,:)-
Vg81(m,:))*(Idv(1,4)-Id81(m,:)))/(Id82(m,:)-Id81(m,:));

                        end
                    end
                end
            end
        end
    end

```

```

end
DVTo4=VTo7-VTo8;

%Fifth Match Pair...DVTo5

for m=1:58
for i=1:77
    if ids9(m,i)<Idv(1,5) ids9(m,i+1)>Idv(1,5)
        Id91(m,:)=ids9(m,i);
        Id92(m,:)=ids9(m,i+1);
        Vg91(m,:)=vgvt(i);
        Vg92(m,:)=vgvt(i+1);
        VTo9(m,:)=Vg91(m,:)+(Vg92(m,:)-
Vg91(m,:))*(Idv(1,5)-Id91(m,:))/(Id92(m,:)-Id91(m,:));

        if ids10(m,i)<Idv(1,5) ids10(m,i+1)>Idv(1,5)
            Id101(m,:)=ids10(m,i);
            Id102(m,:)=ids10(m,i+1);
            Vg101(m,:)=vgvt(i);
            Vg102(m,:)=vgvt(i+1);
            VTo10(m,:)=Vg101(m,:)+(Vg102(m,:)-
Vg101(m,:))*(Idv(1,5)-Id101(m,:))/(Id102(m,:)-Id101(m,:));

            end
        end
    end
end
DVTo5=VTo9-VTo10;

%Sixth Match Pair...DVTo6

for m=1:58
for i=1:77
    if ids11(m,i)<Idv(1,6) ids11(m,i+1)>Idv(1,6)
        Id111(m,:)=ids11(m,i);
        Id112(m,:)=ids11(m,i+1);
        Vg111(m,:)=vgvt(i);
        Vg112(m,:)=vgvt(i+1);
        VTo11(m,:)=Vg111(m,:)+(Vg112(m,:)-
Vg111(m,:))*(Idv(1,6)-Id111(m,:))/(Id112(m,:)-Id111(m,:));

        if ids12(m,i)<Idv(1,6) ids12(m,i+1)>Idv(1,6)
            Id121(m,:)=ids12(m,i);
            Id122(m,:)=ids12(m,i+1);
            Vg121(m,:)=vgvt(i);
            Vg122(m,:)=vgvt(i+1);
            VTo12(m,:)=Vg121(m,:)+(Vg122(m,:)-
Vg121(m,:))*(Idv(1,6)-Id121(m,:))/(Id122(m,:)-Id121(m,:));

            end
        end
    end
end
end

```

```

DVTo6=VTo11-VTo12;

%To DVTo gia to NMOS1
DVTo=[DVTo1 DVTo2 DVTo3 DVTo4 DVTo5 DVTo6];

%To  $\sigma(\Delta v_{to})$ 
for n=1:58
    for i=1:6
        xv(n,i)=(DVTo(n,i)-mean(DVTo(:,i)))^2; %pinakas 58x6
    end
end

for i=1:6
    yv(1,i)=sum(xv(:,i));%pinakas 1x6
end

vv=(1/58)*yv;
sv=sqrt(vv);

%Ipologismos tou  $\Delta\beta$ 
%1-2 First Match Pair...
for n=1:58
    for i=1:77
        q1(n,i)=(ids_sqrt1(n,i+1)-ids_sqrt1(n,i))/(vgvt(i+1)-vgvt(i));
    end
end

for n=1:58
    m1(n,:)=max(q1(n,:))
end

for n=1:58
    for i=1:77
        q2(n,i)=(ids_sqrt2(n,i+1)-ids_sqrt2(n,i))/(vgvt(i+1)-vgvt(i));
    end
end

for n=1:58
    m2(n,:)=max(q2(n,:))
end

for n=1:58
    Db1(n,1)=2*(m2(n,1)^2-m1(n,1))^2/(m2(n,1)^2+m1(n,1)^2)
end

%3-4 Second Match Pair..
for n=1:58
    for i=1:77

```

```

        q3(n,i)=(ids_sqrt3(n,i+1)-ids_sqrt3(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
        end
    end

    for n=1:58
        m3(n,:)=max(q3(n,:))
    end

    for n=1:58
        for i=1:77
            q4(n,i)=(ids_sqrt4(n,i+1)-ids_sqrt4(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
            end
        end

    for n=1:58
        m4(n,:)=max(q4(n,:))
    end

    for n=1:58
        Db2(n,1)=2*(m4(n,1)^2-m3(n,1)^2)/(m4(n,1)^2+m3(n,1)^2)
    end

    %5-6 Third Match Pair..
    for n=1:58
        for i=1:77
            q5(n,i)=(ids_sqrt5(n,i+1)-ids_sqrt5(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
            end
        end

    for n=1:58
        m5(n,:)=max(q5(n,:))
    end

    for n=1:58
        for i=1:77
            q6(n,i)=(ids_sqrt6(n,i+1)-ids_sqrt6(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
            end
        end

    for n=1:58
        m6(n,:)=max(q6(n,:))
    end

    for n=1:58
        Db3(n,1)=2*(m6(n,1)^2-m5(n,1)^2)/(m6(n,1)^2+m5(n,1)^2)
    end

```

```

%7-8 Forth Match Pair..
for n=1:58
    for i=1:77
        q7(n,i)=(ids_sqrt7(n,i+1)-ids_sqrt7(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
    end
end

for n=1:58
    m7(n,:)=max(q7(n,:))
end

for n=1:58
    for i=1:77
        q8(n,i)=(ids_sqrt8(n,i+1)-ids_sqrt8(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
    end
end

for n=1:58
    m8(n,:)=max(q8(n,:))
end

for n=1:58
    Db4(n,1)=2*(m8(n,1)^2-m7(n,1)^2)/(m8(n,1)^2+m7(n,1)^2)
end

%9-10 Fifth Match Pair..
for n=1:58
    for i=1:77
        q9(n,i)=(ids_sqrt9(n,i+1)-ids_sqrt9(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
    end
end

for n=1:58
    m9(n,:)=max(q9(n,:))
end

for n=1:58
    for i=1:77
        q10(n,i)=(ids_sqrt10(n,i+1)-ids_sqrt10(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
    end
end

for n=1:58
    m10(n,:)=max(q10(n,:))
end

for n=1:58
    Db5(n,1)=2*(m10(n,1)^2-m9(n,1)^2)/(m10(n,1)^2+m9(n,1)^2)
end

```

```

end

%11-12 Sixth Match Pair..
for n=1:58
    for i=1:77
        q11(n,i)=(ids_sqrt11(n,i+1)-ids_sqrt11(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
    end
end

for n=1:58
    m11(n,:)=max(q11(n,:))
end

for n=1:58
    for i=1:77
        q12(n,i)=(ids_sqrt12(n,i+1)-ids_sqrt12(n,i))/(vgvt(i+1)-
vgvt(i));
    end
end

for n=1:58
    m12(n,:)=max(q12(n,:))
end

for n=1:58
    Db6(n,1)=2*(m12(n,1)^2-m11(n,1)^2)/(m12(n,1)^2+m11(n,1)^2)
end

%To  $\Delta\beta/\beta$  gia to NMOS1
Db=[Db1 Db2 Db3 Db4 Db5 Db6];

%Ipologismos tou  $\sigma(\Delta\beta/\beta)$ 

for n=1:58
    for i=1:6
        xb(n,i)=(Db(n,i)-mean(Db(:,i)))^2; %pinakas 58x6
    end
end

for i=1:6
    yb(1,i)=sum(xb(:,i)); %pinakas 1x6
end

vb=(1/58)*yb;
sb=sqrt(vb); %%To  $\sigma(\Delta v_{to})$ 

```

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[Akers81] L. A. Akers, “Threshold voltage of a narrow width MOSFET”, *Electronic Letters*, pp.49-50, Jan.1981.

[Bastos98] J. Bastos J. Berlamont, W. Sansen, M. Steyaert, G. Declerck, H. De Man, J. Franca, E. Laes “Characterization of Mos transistor mismatch for analog design”, April 1998.

[Bastos97] J. Bastos, M. Steyaert, A. Pergoot, and W. Sansen, “Mismatch characterization of submicron MOS transistors,” *Analog Integrat. Circuits Signal Process.*, vol. 12, no. 2, pp. 95–106, Feb. 1997.

- [Dougherty90] E. R. Dougherty, *Probability and Statistics for the Engineering, Computing and Physical Sciences*. New Jersey: Prentice-Hall 1990.
- [Groove67] A. Groove, *Physics and Technology of Semiconductor Devices*, New York: John Wiley, 1967.
- [Hamadeh06] E. Hamadeh, N. G. Gunther, D. Niemann, M. Rahman, "Gate line edge roughness amplitude and frequency variation effects on intra die MOS device characteristics", *Solid-State Electronics* 50 (2006) pp. 1156–1163.
- [Kendall86] J. D. Kendall, and A. R. Boothroyd, "A Two Dimensional Analytical Threshold Voltage Model for MOSFET's with Arbitrarily Doped Substrates", *IEEE Electron Device Letters*, Vol. EDL-7, p.407, 1986.
- [Lakshmikumar85a] K. Lakshmikumar, R. Hadaway, M. Copeland, and M. King, "A High-Speed 8-bit Current Steering CMOS DAC", in *Proceedings IEEE 1985 Custom Integrated Circuits Conference(CICC)*, pp.156-159, May 1985.
- [Lakshmikumar85b] K. R. Lakshmikumar, *Characterization and Modeling of Mismatch in MOS Devices and Applications to Precision Analog Design*, Ph.D. thesis, Carleton University (Canada), 1985.
- [Lakshmikumar86] K. R. Lakshmikumar, R. A. Hadaway, and M. A. Copeland, "Characterization and Modeling of Mismatch In MOS Transistors for Precision Analog Design", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-21, pp.1057-1066, Dec. 1986.
- [Laker94] K. Laker, W. Sansen, *Design of Analog Integrated Circuits*, New York: McGraw-Hill, 1994.
- [MIETEC94a] Alcatel Mietec Oudenaarde, *Alcatel Mietec 1.2 μ m CMOS MPC Layout Rules and Electrical Parameters*, 1994.
- [Mizuno94] T. Mizuno, J. –I. Okamura, and A. Toriumi, "Experimental Study of Threshold Voltage Fluctuation due to Statistical Variation of Channel Dopant Number in MOSFET's", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 41, pp. 2216-2221, Nov 1994.

[Nakagawa06] M. Nakagawa, J. Song, Y. Nara, M. Yasuhira, F. Ohtsuka, T. Arikado, K. Nakamura, K. Kakushima, P. Ahmet, K. Tsutsui, H. Iwai “High Frequency Model of Sub-100nm High-k RF CMOS”, *MOS-AK Workshop*, 2006.

[Papoulis84] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 2d ed., McGraw-Hill, 1984.

[Pelgrom89] M. J. M. Pelgrom, A. C. J. Duinmaijer, and A. P. G. Welbers, “Matching Properties of MOS Transistors”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-24, pp. 1433-1439, Oct. 1989.

[Poole84] D. R. Poole, and D. L. Kwong, “Two-Dimensional Analysis Modeling of Threshold Voltage of Short-Channel MOSFET’s”, *IEEE Electron Device Letters*, Vol. EDL-5, p. 433, 1984.

[Sun80] S. C. Sun, and J. D. Plummer, “Electron Mobility in Inversion and Accumulation Layers on Thermally Oxidized Silicon Surfaces”, *IEEE Journal of Solid-States Circuits*, Vol. SC-15, pp. 562-573, Aug. 1980.

[Toyabe79] T. Toyabe, and S. Asai, “Analytical Model of Threshold Voltage of Short-Channel MOSFET’s Derived from Two Dimensional Analysis”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-26, pp. 453-461, 1979.

[Uyttenhove02] K. Uyttenhove and M. Steyaert, “Speed-power-accuracy tradeoff in high-speed CMOS ADCs,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 49, no. 4, pp. 280–287, Apr. 2002.

[Yau74] L. D. Yau, “A Simple Theory to Predict the Threshold Voltage of Short-Channel IGFET’s”, *Solid-State Electronics*, Vol. 17, pp. 1059-1063, 1974.

[Vittoz04] E. Vittoz, “Conception de Circuits Analogiques”, *EPFL*, 2004