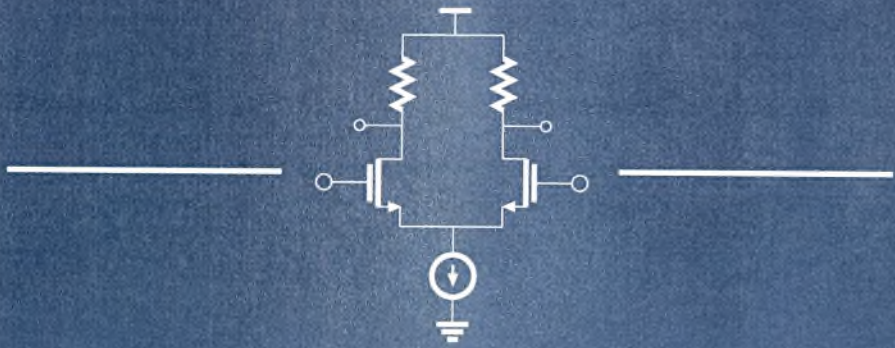


ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ MCML



ΠΑΝΑΓΟΠΟΥΛΟΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ

ΜΗΥΤΔ



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΒΙΒΛΙΟΘΗΚΗ & ΚΕΝΤΡΟ ΠΛΗΡΟΦΟΡΗΣΗΣ
ΕΙΔΙΚΗ ΣΥΛΛΟΓΗ «ΓΚΡΙΖΑ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ»**

Αριθ. Εισ.: 5098/1

Ημερ. Εισ.: 20-09-2007

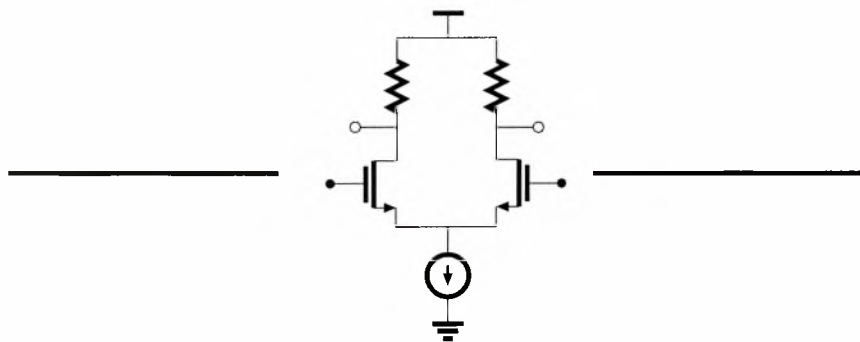
Δωρεά: Συγγραφέα

Ταξιδετικός Κωδικός: ΠΤ - ΜΗΥΤΔ

2006

ΠΑΝ

ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ MCML



Παναγόπουλος Γεώργιος

ΠΑΡΑΔΟΘΗΚΕ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΚΠΛΗΡΩΣΗ ΤΩΝ
ΑΠΑΙΤΗΣΕΩΝ ΤΟΥ ΔΙΠΛΩΜΑΤΟΣ
ΤΟΥ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟΥ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ

ΒΟΛΟΣ

Ιούλιος 2006

Διπλωματική Εργασία για την απόκτηση του Διπλώματος του Μηχανικού Ηλεκτρονικών
Υπολογιστών Τηλεπικοινωνιών και Δικτύων του Πανεπιστημίου Θεσσαλίας.

Επιβλέπων Καθηγητής: Σταμούλης Γεώργιος

Συμβουλευτική Επιτροπή: Ευθυβουλίδης Γεώργιος

Εξεταστική Επιτροπή:

Σταμούλης Γεώργιος (Καθηγητής ΤΜΗΥΤΔ)

Ευθυβουλίδης Γεώργιος (Λέκτορας ΤΜΗΥΤΔ)

Σταμούλης Γεώργιος

Ευθυβουλίδης Γεώργιος

Το κείμενο στοιχειοθετήθηκε από το συγγραφέα με το πρόγραμμα \LaTeX και διορθώθηκε από το φιλόλογο Αλέξανδρο Γκιτζίρη.

Copyright©2006 by Giorgos Panagopoulos

Απαγορεύεται η αναπαραγωγή οποιουδήποτε τμήματος της αναφοράς με οποιοδήποτε μέσο (φωτοτυπία, εκτύπωση, μικροφίλμ, αποθήκευση σε αρχείο πληροφοριών ή άλλη μηχανική ή ηλεκτρονική μέθοδο) χωρίς την έγγραφη άδεια του συγγραφέα.

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, or distributed in any form or by any means, or stored in a data base or retrieval system, or transmitted, electronically, mechanically, by photocopying, recording, or otherwise, without the prior written permission of the author.

*Στους γονείς μου
και στην Κατερίνα*

Περιεχόμενα

Περιεχόμενα	iv
Ευχαριστίες	vi
Εισαγωγή	vii
1 Ψηφιακές Συναρτήσεις και Κυκλώματα MCML	1
1.1 Αρχιτεκτονικές MCML	1
1.2 Λειτουργία των κυκλωμάτων MCML	3
1.2.1 Αντιστροφέας	3
1.2.2 Latch	3
1.3 Διαφορικό Ζεύγος ή Δέντρο-BDD	5
1.4 Απόδειξη αντιστοιχίας BDD και κυκλώματος MCML	8
1.5 Φορτίο	8
1.6 Πηγή ρεύματος	9
2 Μοντελοποίηση τρανζίστορ	10
2.1 Στατική Συμπεριφορά ενός MOS τρανζίστορ	10
2.1.1 Κορεσμός Ταχύτητας Φορέων	11
2.2 Δυναμική Συμπεριφορά ενός MOS τρανζίστορ	13
2.2.1 Δυναμική συμπεριφορά λόγω της δομής του MOS	13
2.2.2 Δυναμική συμπεριφορά λόγω του φορτίου του καναλιού	14
2.2.3 Δυναμική συμπεριφορά λόγω των <i>pn</i> -ενώσεων	14
2.3 Το μοντέλο BSIM3v3	14

3	Βελτιστοποίηση Κυκλωμάτων MCML	17
3.1	Εισαγωγή	17
3.2	Σχεδιαστικές παράμετροι και μεταβλητές κυκλωμάτων MCML	18
3.2.1	Συνολική καθυστέρηση t_d	18
3.2.2	Κατανάλωση ισχύος P_d	19
3.2.3	Εύρος τάσης (Voltage Swing) ΔV	19
3.2.4	Κέρδος τάσης A_v	20
3.2.5	Περιθώριο Θορύβου NM (Noise Margin)	20
3.2.6	Απόρριψη κοινού σήματος CMRR	20
3.3	Παρατηρήσεις για τις προσεγγίσεις	21
3.4	Γραμμικό πρόβλημα	23
3.5	Υπερβολικό πρόβλημα	27
3.6	Στενού καναλιού προσέγγιση	30
3.7	Προσέγγιση BSIM3v3	32
3.8	Προσομείωση-Ταλαντωτή Βρόχου	33
A	Χαρακτηριστικά IC Ψηφιακής Λογικής	36
A.1	Δυνατότητα Εξόδου ή Ικανότητα Οδήγησης	36
A.2	Κατανάλωση Ισχύος	37
A.3	Καθυστέρηση Διάδοσης	38
A.4	Περιθώριο Θορύβου	39
B	Ανάλυση μεγάλου σήματος Κυκλωμάτων MCML	42
B.1	Μακρύ κανάλι	42
B.2	Στενό κανάλι	43
C	Κώδικας MATLAB	45
C.1	Κώδικας για τη μοντελοποίηση των τρανζίστορ	45
C.1.1	Υπολογισμός των ρευμάτων του τρανζίστορ	45
C.1.2	Υπολογισμός των χωρητικότητων	46
C.2	Κώδικας για τη βελτιστοποίηση	46
	Βιβλιογραφία	47

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τους επιβλέποντες της διπλωματικής εργασίας, για τις υποδείξεις τους και τη συνεχή υποστήριξή τους τόσο σε αυτή την εργασία όσο και για τη βοήθεια και τις συμβουλές που μου έδωσαν τα χρόνια που βρίσκομαι στο Πανεπιστήμιο. Είμαι επίσης ευγνώμων στον Σπύρο Νικολαΐδη για τις επικοινωνιακές συζητήσεις που είχαμε κατά την διάρκεια αυτής της διπλωματικής εργασίας. Ευχαριστώ πάρα πολύ τον φιλόλογο Αλέξανδρο Γκιτζίρη για την πολύ προσεκτική φιλολογική διόρθωση του κειμένου.

Βεβαίως, είμαι ευγνώμων στους γονείς μου για την υπομονή και την αγάπη τους. Χωρίς αυτούς αυτή η δουλειά δεν θα είχε έρθει ποτέ εις πέρας (κυριολεκτικά).

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους ακόλουθους: Κατερίνα Γρατσία, που άλλαξε τη ζωή μου στο καλύτερο, Γιώργο Χρυσόμαλλο, για τη φιλία του, Σταύρο Αλχατζίδη και Γιώργο Καρανικολόπουλο, για όλες τις όμορφες και άσχημες στιγμές που περάσαμε μαζί, και τα αδέρφια μου, που ήταν πάντα δίπλα μου.

Βόλος, Ελλάδα
7 Ιουλίου 2006

Παναγόπουλος Γεώργιος

Εισαγωγή

Η ραγδαία ανάπτυξη τόσο των τηλεπικοινωνιών όσο και των επεξεργαστών λόγω της απαίτησής τους για όλο και μεγαλύτερες ταχύτητες, μας έχουν οδηγήσει στο σχεδιασμό γρηγορότερων κυκλωμάτων. Δυστυχώς, οι υπάρχουσες οικογένειες κυκλωμάτων, όπως η CMOS δεν έχουν την ικανότητα να λειτουργήσουν σε αρκετά υψηλές ταχύτητες. Για το λόγο αυτό προτάθηκε η οικογένεια των κυκλωμάτων MCML.

Τα κυκλώματα MCML (MOS Current-Mode Logic) είναι κυκλώματα διαφορικής εισόδου-διαφορικής εξόδου βασισμένα σε κυκλώματα σύζευξης πηγής, παρόμοια με τα διπολικά κυκλώματα σε λειτουργία ρεύματος (Bipolar Current-Mode Logic, CML). Λόγω της συνεχώς αυξανόμενης κατανάλωσης ισχύος της οικογένειας των στατικών πυλών CMOS στις υψηλές συχνότητες (βλ. A.2 και σχήμα A.1) η οικογένεια MCML γίνεται περισσότερο ελκυστική, αφού η κατανάλωση ισχύος είναι ανεξάρτητη της συχνότητας και του φορτίου στην έξοδο (fan-out). Επίσης το μικρότερο εύρος τάσης εξόδου οδηγεί σε μικρότερες καθυστερήσεις σε σχέση με τα CMOS, τα οποία αξιοποιούν όλο το εύρος της τροφοδοσίας. Επιπλέον χαρακτηριστικό των κυκλωμάτων MCML, είναι η μειωμένη παραγωγή θορύβου στις γραμμές τροφοδοσίας και έτσι διευκολύνεται η υλοποίηση μεικτών αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων. Τα κυκλώματα MCML είναι ευρέως χρησιμοποιούμενα σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων, όπως οι πομποδέκτες (transceivers) των οπτικών τηλεπικοινωνιών. Παρόλα αυτά, οι σχεδιαστές έχουν να αντιμετωπίσουν ένα σύνθετο πρόβλημα στο σχεδιασμό τους λόγω του ότι τόσο η απόδοση όσο και η ορθή λειτουργία των κυκλωμάτων MCML είναι συνάρτηση πολλών σχεδιαστικών παραμέτρων. Παρόλο που τα κυκλώματα MCML χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, έχει γίνει λίγη δουλειά προς την κατεύθυνση της ανάπτυξης ενός αποτελεσματικού τρόπου σχεδιασμού τους.

Σίγουρα, ένας τρόπος είναι η εξαντλητική διερεύνηση του χώρου των ελεύθερων μεταβλητών του κυκλώματος (π.χ., διαστάσεις, ρεύμα πόλωσης) μέχρι να βρούμε το συνδυασμό με το καλύτερο αποτέλεσμα. Προφανώς, αυτός ο τρόπος, εκτός του ότι είναι χρονοβόρος, δεν μας δίνει καμία σχεδιαστική διαίσθηση για την λύση. Έτσι σκοπός αυτής της εργασίας είναι η εύρεση μιας λύσης η οποία να είναι βέλτιστη ως προς κάποια κριτήρια που έχουμε ορίσει. Η λύση του προβλήματος είναι τα μεγέθη και οι τάσεις πόλωσης των τρανσίστορ. Το αποτέλεσμα αυτό δίνεται σε έναν προσομοιωτή ο οποίος μας επιβεβαιώνει την ορθότητά της προτεινόμενης λύσης. Το μοντέλο που έχουμε χρησιμοποιήσει για την προσομοίωση είναι το BSIM3v3 σε τεχνολογία 0.18 μm . Οι μεθοδολογίες που έχουμε εισάγει σε αυτή την εργασία μπορούν να εφαρμοστούν σε οποιοδήποτε άλλο μοντέλο και για άλλα μεγέθη τρανσίστορ. Επιλέξαμε το BSIM3v3 επειδή είναι ευρέως χρησιμοποιούμενο. Για την παραγωγή των τελικών εξισώσεων έχουν ληφθεί υπόψη φαινόμενα στενού καναλιού (short channel effects), γιατί σε διαφορετική περίπτωση τα αποτελέσματα έχουν μεγάλη απόκλιση από την πραγματικότητα.

Η εργασία έχει οργανωθεί ως εξής: στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στα κυκλώματα MCML και τη δομή τους. Περιγράφεται επίσης ένας απλός αλγόριθμος για την υλοποίηση κυκλωμάτων MCML δοθέντος της ψηφιακής συνάρτησης. Στο δεύτερο κεφάλαιο περιγράφονται οι προσεγγίσεις που έχουν γίνει για την μοντελοποίηση των τρανίστορ. Στο τρίτο κεφάλαιο ορίζονται οι σχεδιαστικές μεταβλητές και παράμετροι και έπειτα ορίζονται διάφορα προβλήματα βελτιστοποίησης, τα οποία λύνονται είτε αναλυτικά είτε αριθμητικά. Στο παράρτημα Α δίνονται τα βασικά χαρακτηριστικά των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC) ψηφιακής λογικής, στο Β γίνεται ανάλυση μεγάλου σήματος για μακρύ και στενό κανάλι και στο C δίνεται ο κώδικας MATLAB για την μοντελοποίηση των στατικών και δυναμικών χαρακτηριστικών των τρανίστορ όπως και ο κώδικας για την βελτιστοποίηση του προβλήματος.

Κεφάλαιο 1

Ψηφιακές Συναρτήσεις και Κυκλώματα MCML

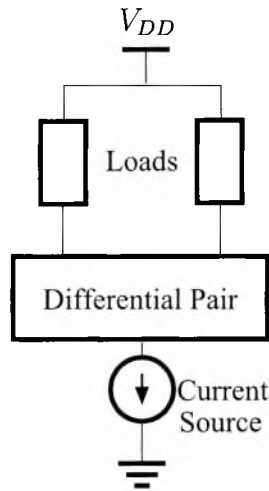
Σε αυτό το κεφάλαιο θα δούμε διάφορες τοπολογίες κυκλωμάτων σε επίπεδο τρανσίστορ για την υλοποίηση κυκλωμάτων MCML. Επίσης, θα προταθεί μια μεθοδολογία σύνθεσης κυκλωμάτων MCML έχοντας στη διάθεσή μας μόνο την ψηφιακή συνάρτηση. Η μεθοδολογία αυτή μπορεί εύκολα να προγραμματιστεί σε υπολογιστή.

1.1 Αρχιτεκτονικές MCML

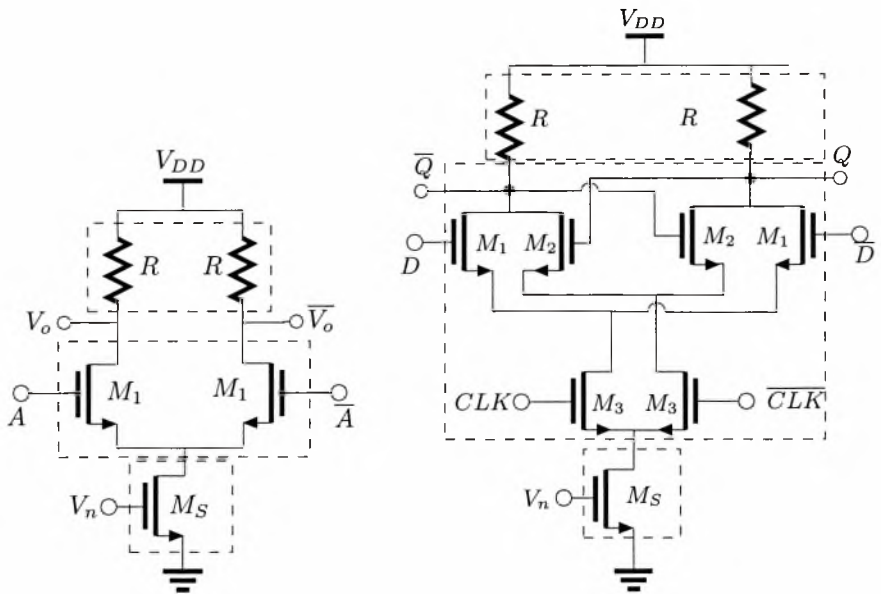
Η γενική δομή ενός κυκλώματος MCML φαίνεται στο σχήμα 1.1. Κάθε κύκλωμα MCML αποτελείται από τρία βασικά τμήματα: το διαφορικό ζεύγος ή δέντρο (differential pair or tree), τα φορτία (loads) και την πηγή ρεύματος (current source). Για κάθε ένα από αυτά τα τμήματα θα δώσουμε κάποιους ενδεικτικούς τρόπους σχεδίασης. Για παράδειγμα, το διαφορικό ζεύγος σχεδιάζεται με τη βοήθεια των διαγραμμάτων διαδικής απόφασης (BDD), που θα δούμε πιο κάτω, η πηγή ρεύματος με ένα τρανσίστορ στον κόρο και τα φορτία με αντιστάσεις.

Υπάρχουν δύο βασικές αρχιτεκτονικές κυκλωμάτων MCML, ενός σταδίου (single-level) και δύο σταδίων (two-level) όπως φαίνεται στα σχήματα 1.2 και 1.3 αντίστοιχα. Παρατηρείστε τα τρία βασικά τμήματα ενός κυκλώματος MCML: την πηγή ρεύματος (M_S), το διαφορικό ζεύγος (M_1, M_2, M_3) και το φορτίο (R).

Τα κυκλώματα MCML βασίζονται στην ιδέα καθοδήγησης ρεύματος: η πηγή



Σχήμα 1.1: Γενική δομή κυκλώματος MCML.



Σχήμα 1.2: Αντιστροφέας MCML ενός σταδίου.

Σχήμα 1.3: Latch MCML δύο σταδίων.

ρεύματος παράγει ένα σταθερό ρεύμα I_S , το οποίο καθοδηγείται σε έναν από τους κλάδους του κυκλώματος σύμφωνα με τις εισόδους του διαφορικού ζεύγους. Στον κλάδο που έχει καθοδηγηθεί το ρεύμα, η τάση στην έξοδο είναι χαμηλά, ενώ στον άλλο κλάδο είναι ψηλά. Όταν λέμε υψηλή τάση εννοούμε V_{DD} ενώ χαμηλή $V_{DD} - \Delta V$, όπου ΔV είναι η πτώση τάσης στην αντίσταση R , δηλαδή $\Delta V = I_S \cdot R$. Τα κυκλώματα MCML χαρακτηρίζονται από χαμηλό εύρος τάσης εξόδου ΔV και κατά συνέπεια μεγάλες ταχύτητες εναλλαγής. Επίσης, έχουν σταθερή κατανάλωση ισχύος, λόγω της χρήσης της σταθερής πηγής ρεύματος και υψηλή ανοχή σε θόρυβο, λόγω της διαφορικής δομής τους.

1.2 Λειτουργία των κυκλωμάτων MCML

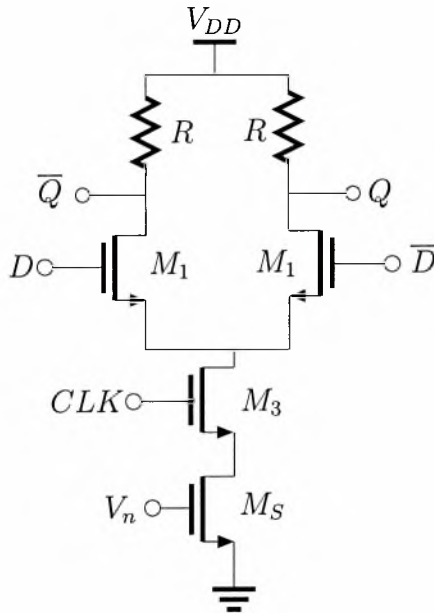
Σε αυτό το εδάφιο θα εξηγήσουμε εν συντομία τη λειτουργία ενός κυκλώματος MCML, εξηγώντας αρχικά τη λειτουργία του αντιστροφέα (σχήμα 1.2) και έπειτα με αυτή του latch (σχήμα 1.3) που στο εσωτερικό του περιλαμβάνεται η λειτουργία του αντιστροφέα.

1.2.1 Αντιστροφέας

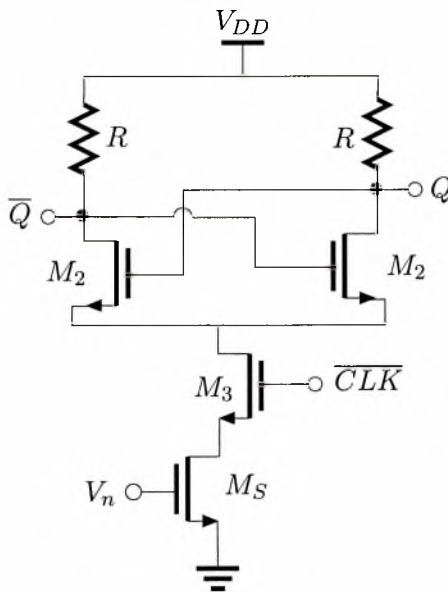
Το τρανζίστορ M_S παράγει ένα σταθερό ρεύμα το οποίο εξαρτάται από την τάση πόλωσης V_n και το μέγεθός του. Επειδή οι εισοδοί είναι διαφορικοί, δηλαδή όταν η μια είναι στο λογικό ένα η άλλη είναι στο λογικό μηδέν, όλο το ρεύμα του M_S θα περάσει από τον έναν κλάδο. Αν για παράδειγμα βάλουμε λογικό ένα στο A και άρα λογικό μηδέν στο \bar{A} , τότε όλο το ρεύμα θα περάσει από τον αριστερά κλάδο. Έτσι το δυναμικό στον κόμβο V_o θα είναι χαμηλά και στον \bar{V}_o ψηλά. Άρα η διαφορική είσοδος είναι αντίθετη της διαφορικής εξόδου, δηλαδή παίρνουμε την πράξη του αντιστροφέα.

1.2.2 Latch

Το latch έχει μια επιπλέον είσοδο, αυτή του ρολογιού (CLK). Όταν το CLK είναι στο λογικό ένα, τότε τα τρανζίστορ M_2 είναι στην αποκοπή και το κύκλωμα λειτουργεί όπως ένας αντιστροφέας (βλ. σχήμα 1.4), με εισόδους τα D και \bar{D} και εξόδους τα Q και \bar{Q} . Δίνοντας λίγο προσοχή στο σχήμα 1.4 παρατηρούμε ότι οι εξοδοί είναι ανάποδα σε σχέση με αυτές του αντιστροφέα του σχήματος 1.4. Πρόκειται, δηλαδή, για έναν απομονωτή (buffer). Εξάλλου, το latch θέλουμε να αποθηκεύει το σήμα που του δόθηκε



Σχήμα 1.4: Απλοποίηση του latch για $CLK=1$.

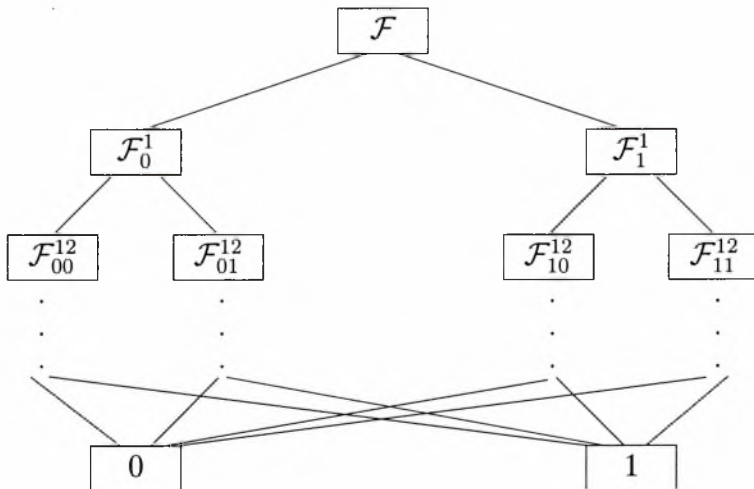


Σχήμα 1.5: Απλοποίηση του latch για $CLK=0$.

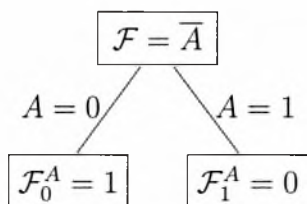
ως είσοδος και όχι το αντίστροφό του. Όταν το CLK είναι στο λογικό μηδέν, τότε τα τρανζίστορ M_1 είναι στην αποκοπή και το κύκλωμα απλοποιείται σε αυτό του σχήματος 1.5. Με αυτήν την τοπολογία, λόγω της θετικής ανάδρασης, το κύκλωμα κρατάει την τιμή της εισόδου που είχε "διαβάσει" όταν το ρολόι ήταν ένα. Αυτό ισχύει μέχρις ότου το ρολόι ξαναγίνει ένα.

1.3 Διαφορικό Ζεύγος ή Δέντρο-BDD

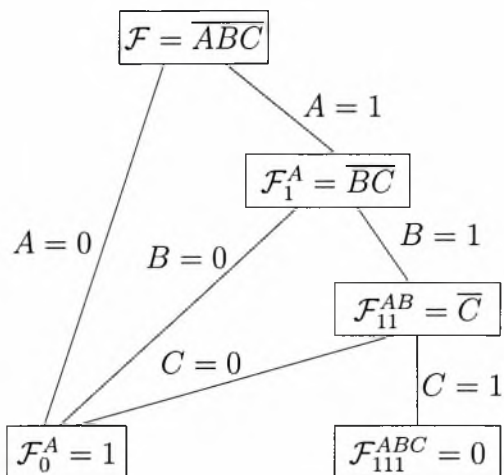
Τα διαγράμματα διαδικής απόφασης (BDD, Binary Decision Diagrams) είναι διαγράμματα τα οποία θα βοηθήσουν στην υλοποίηση των ψηφιακών συναρτήσεων σε κυκλώματα MCML. Έστω μια ψηφιακή συνάρτηση $\mathcal{F}(A_1, A_2, \dots, A_n)$, n μεταβλητών, όπου A_i μια ψηφιακή μεταβλητή. Έστω $\mathcal{F}_0^1 = (0, A_2, \dots, A_n)$, $\mathcal{F}_{10}^{12} = (1, 0, \dots, A_n)$ και γενικά $\mathcal{F}_{d_i d_j d_k}^{ijk}$, η συνάρτηση \mathcal{F} με τις μεταβλητές $A_i = d_i$, $A_j = d_j$, $A_k = d_k$. Για την δημιουργία του δέντρου αντιστοιχούμε τη συνάρτηση \mathcal{F} στην ρίζα του δέντρου και τις συναρτήσεις \mathcal{F}_0^1 και \mathcal{F}_1^1 στα παιδιά της ρίζας. Η \mathcal{F}_0^1 έχει άλλα δύο παιδιά, τα \mathcal{F}_{00}^{12} και \mathcal{F}_{01}^{12} . Αναδρομικά κάθε νέος κόμβος διασπάται σε δύο νέους μέχρις ότου κάθε κόμβος να καταλήξει στο λογικό 0 ή στο λογικό 1, όπως στο σχήμα 1.6. Έχοντας δημιουργήσει το διάγραμμα BDD είμαστε έτοιμοι να δούμε πώς μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε στη σχεδίαση των κυκλωμάτων MCML μέσω ενός παραδείγματος.



Σχήμα 1.6: Γενική δομή διαγράμματος BDD.



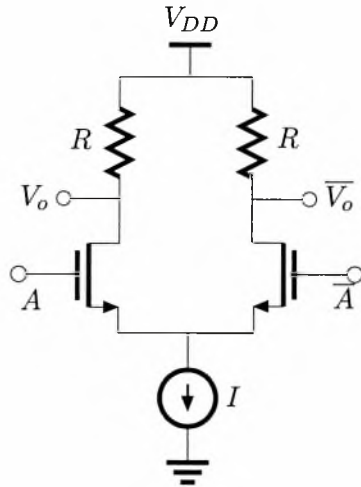
Σχήμα 1.7: BDD αντιστροφέα.



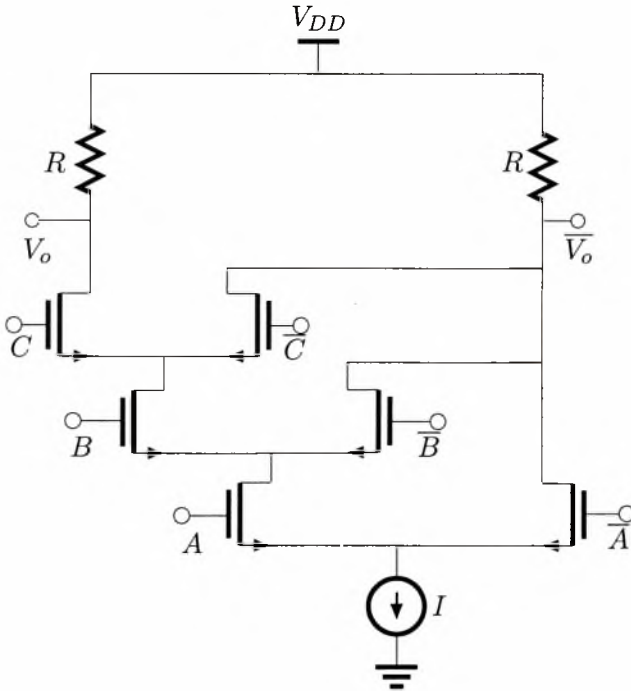
Σχήμα 1.8: BDD διάγραμμα μιας πύλης NAND-AND τριών εισόδων.

Αρχικά θα υλοποιήσουμε το πιο απλό κύκλωμα που είναι ο αντιστροφέας. Η συνάρτησή του είναι $F = \bar{A}$. Το διάγραμμα BDD αυτής της συνάρτησης φαίνεται στο σχήμα 1.7.

Έχοντας δημιουργήσει το διάγραμμα BDD μιας συνάρτησης, για να σχεδιάσουμε το τμήμα με τα διαφορεικά ζεύγη, αρκεί να αναποδογυρίσουμε το διάγραμμα και, όπου υπάρχει κοινός κόμβος, εκεί θα συνδέονται οι πηγές δύο NMOS τρανίστορ. Ο κοινός κόμβος που αντιστοιχεί στη ρίζα του δέντρου συνδέεται στο ένα άκρο της πηγής ρεύματος. Το άλλο άκρο της πηγής συνδέεται στη γείωση. Οι πύλες των τρανίστορ είναι οι διαφορεικές εισόδους της μεταβλητής που αναλύθηκε (σε μηδέν και ένα). Έτσι, κάθε ακμή που είναι μηδέν αντιστοιχεί στην \bar{x} είσοδο και κάθε ακμή που είναι ένα στην x είσοδο. Οι υποδοχές θα συνδεθούν στα φορτία, όπου το λογικό μηδέν θα είναι η συνάρτηση και το λογικό ένα η αντίστροφή της. Τα άλλα δύο άκρα των αντιστάσεων συνδέονται στην τάση τροφοδοσίας V_{DD} . Το αποτέλεσμα της παραπάνω διαδικασίας φαίνεται στο σχήμα 1.9. Για λόγους καλύτερης κατανόησης της διαδικασίας στα σχήματα 1.8 και 1.10 δίνεται το BDD και το σχηματικό διάγραμμα μιας πύλης NAND MCML 3 εισόδων αντίστοιχα. Είναι άξιο προσοχής (βλ. σχήμα 1.10) ότι εκτός από την NAND έχουμε ταυτόχρονα υλοποιήσει και την AND τριών εισόδων, αν πάρουμε ανάποδα τους ακροδέκτες στην έξοδο.



Σχήμα 1.9: Υλοποίηση ενός αντιστροφέα MCML με τρανίστορ.



Σχήμα 1.10: Υλοποίηση μιας πύλης NAND MCML 3 εισόδων με τρανίστορ.

1.4 Απόδειξη αντιστοιχίας BDD και κύκλωματος MCML

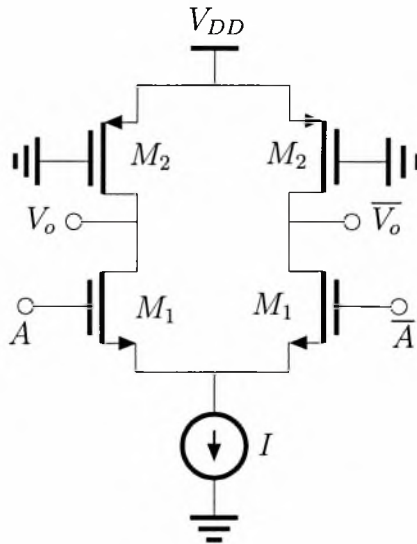
Το διάγραμμα BDD μας δίνει πληροφορίες για το προς τα που θα ρέει το ρεύμα. Δηλαδή, ακολουθώντας ένα μονοπάτι από τη ρίζα του BDD μέχρι το μηδέν ή το ένα του BDD, το BDD μας δίνει τις τιμές που πρέπει να βάλουμε στις αντίστοιχες εισόδους των μεταβλητών, ώστε το ρεύμα να περάσει από το μονοπάτι αυτό στο κύκλωμα. Ένα μονοπάτι που καταλήγει στο μηδέν σημαίνει ότι από εκεί θα περάσει το ρεύμα και το δυναμικό στην έξοδο θα είναι χαμηλό. Έτσι, αυτός ο κόμβος θα είναι ο θετικός, δηλαδή το F , αφού έχουμε υποθέσει ότι το λογικό μηδέν αντιστοιχεί σε χαμηλό δυναμικό. Επειδή όμως θέλουμε να έχουμε το λογικό ένα στην έξοδο, αντίθετα από ότι στο μηδέν, ο κόμβος αυτός θα είναι ο αρνητικός \bar{F} , αφού έχουμε υποθέσει ότι το λογικό ένα αντιστοιχεί σε υψηλό δυναμικό. Έτσι από τα παραπάνω τα μηδέν και ένα του BDD θα συνδεθούν στα άκρα δύο αντιστάσεων (τα άλλα άκρα στο V_{DD}) στα οποία αυτό που αντιστοιχεί στο μηδέν του BDD είναι το F της συνάρτησης και το άλλο το \bar{F} .

Αυτό που απομένει είναι να δούμε γιατί το BDD μας δίνει σωστές πληροφορίες για το πότε θα βάλουμε τα διαφορεικά ζεύγη παράλληλα ή στη σειρά. Παράλληλα, εννοούμε το ένα δίπλα στο άλλο, και στη σειρά, το ένα πάνω στο άλλο. Ας υποθέσουμε ότι έχουμε ένα γινόμενο κάποιων μεταβλητών. Αν μηδενίσουμε μια από αυτές τις μεταβλητές, τότε ο όρος αυτός μηδενίζεται. Αν την κάνουμε ένα, τότε μένουν οι υπόλοιπες μεταβλητές. Ακριβώς την παραπάνω λογική ακολουθούμε και στη σχεδίαση του διαφορικού ζεύγους. Δηλαδή, αν μια είσοδος είναι μηδέν, τότε από εκεί δεν θα περάσει ρεύμα, ανεξαρτήτου τι θα είναι οι άλλες μεταβλητές. Αν είναι όμως ένα, τότε, αν θα περάσει το ρεύμα, εξαρτάται από τις άλλες μεταβλητές. Τελικά, κάθε γινόμενο στη λογική συνάρτηση, στο κύκλωμα MCML αντιστοιχεί στη σειρά διαφορεικά ζεύγη. Με τον ίδιο τρόπο κάθε άθροισμα στη λογική συνάρτηση αντιστοιχεί σε παράλληλα διαφορεικά ζεύγη.

1.5 Φορτίο

Όπως αναφέραμε και σε προηγούμενα εδάφια ο πιο απλός τρόπος για την υλοποίηση του φορτίου είναι με αντιστάσεις. Όμως πολλές φορές δεν είναι εύκολο να υλοποιήσουμε αντιστάσεις μέσα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Επίσης πολλές φορές δεν επιθυμούμε να υλοποιήσουμε αντιστάσεις σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, είτε λόγω

ακρίβειας, είτε λόγω μεγέθους. Για το λόγο αυτό είναι βολικό να υλοποιήσουμε το φορτίο με PMOS τρανζίστορ πολωμένα στην τριόδο. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί γειώνοντας τη πύλη ενός PMOS τρανζίστορ, ώστε αυτό να μην μπορεί ποτέ να λειτουργήσει στην αποκοπή και μπαίνει στην τριόδο λόγω του μικρού ΔV . Στο σχήμα 1.11 φαίνεται ένας αντιστροφέας με φορτίο όπως αναφέραμε. Είναι αξιοσημείωτο ότι με την εν



Σχήμα 1.11: Υλοποίηση ενός αντιστροφέα MCML με φορτίο PMOS τρανζίστορ πολωμένο στην τριόδο.

λόγω αντικατάσταση της αντίστασης με ένα τρανζίστορ εισάγουμε μια χωρητικότητα επιπλέον, αυτή του τρανζίστορ M_2 .

1.6 Πηγή ρεύματος

Το τρίτο και τελευταίο μέρος ενός κυκλώματος MCML είναι ο σχεδιασμός της πηγής ρεύματος. Υπάρχουν πάρα πολύ τρόποι για την υλοποίησή της που είναι ευρέως γνωστοί και για τον λόγο αυτό δεν θα αναφερθούμε περαιτέρω. Ο πιο απλός χρησιμοποιούμενος τρόπος υλοποίησης είναι με ένα τρανζίστορ πολωμένο στον κορεσμό όπως φαίνεται στα σχήματα 1.2 και 1.3.

Κεφάλαιο 2

Μοντελοποίηση τρανσίστορ

Όπως είναι γνωστό το τρανσίστορ έχει στατικά και δυναμικά χαρακτηριστικά. Τα στατικά χαρακτηριστικά εκφράζονται με μια συνάρτηση των ρευμάτων στους ακροδέκτες, συναρτήσει των δυναμικών στους ακροδέκτες του: Gate(G), Drain(D), Source(S) και Body(B). Επειδή στην περιοχή που θα λειτουργεί το τρανσίστορ το ρεύμα στο B όπως και στο G είναι μηδέν, το ρεύμα στο D είναι ίσο με το ρεύμα στο S και το συμβολίζουμε με I_{DS} . Άρα, έχοντας μια σχέση $I_{DS} = f(V_{DS}, V_{GS}, V_{BS})$ έχουμε καλύψει πλήρως τα στατικά χαρακτηριστικά ενός τρανσίστορ.

Τα δυναμικά χαρακτηριστικά μοντελοποιούνται με πυκνωτές μεταξύ των τεσσάρων ακροδεκτών του τρανσίστορ (βλ. σχήμα 2.5). Κάποιοι πυκνωτές είναι αρκετά σημαντικοί και κάποιοι άλλοι λιγότερο. Δυστυχώς, όλοι οι πυκνωτές είναι μη-γραμμικοί ως προς την τάση στα άκρα τους. Αυτό ακριβώς το σημείο κάνει την ανάλυση αρκετά δύσκολη.

2.1 Στατική Συμπεριφορά ενός MOS τρανσίστορ

Για την παραγωγή του στατικού μοντέλου θα χρησιμοποιήσουμε το NMOS τρανσίστορ. Για το PMOS ισχύουν τα αντίστοιχα. Δεν θα αναφερθούμε σε βασικά χαρακτηριστικά του τρανσίστορ, όπως το κατώφλι αποκοπής V_{th} , τη διαμόρφωση καναλιού λ ή το φαινόμενο σώματος, τα οποία θεωρούνται γνωστά και αναφέρονται σε αρκετά βιβλία ηλεκτρονικής (βλ. [6]). Επειδή τα τρανσίστορ που χρησιμοποιούμε είναι στενού καναλιού ($0.18\mu m$), πρέπει να εισάγουμε αυτό το χαρακτηριστικό στο μοντέλο μας.

2.1.1 Κορεσμός Ταχύτητας Φορέων

Η συμπεριφορά των τρανσίστορ με στενό κανάλι (short-channel) έχει σημαντική απόκλιση από αυτών με μακρύ κανάλι. Ο βασικός λόγος αυτής της απόκλισης είναι το φαινόμενο του κορεσμού της ταχύτητας των ηλεκτρονίων. Αμέσως παρακάτω θα κάνουμε μια μικρή αναφορά στο φαινόμενο αυτό. Η ταχύτητα των ηλεκτρονίων σχετίζεται με το ηλεκτρικό πεδίο μέσω της παραμέτρου μ_n , $[m^2/V \cdot s]$, που λέγεται κινητικότητα των ηλεκτρονίων και δίνεται από τη σχέση:

$$\vec{v}_n(x, y, z) = -\mu_n \vec{\mathcal{E}}(x, y, z) = -\mu_n \vec{\mathcal{E}}(x) \quad (2.1)$$

Η συνιστώσα στον άξονα x δίνεται από τη σχέση:

$$\vec{v}_{n_x}(x, y, z) = \mu_n \frac{\partial V(x)}{\partial x} \quad (2.2)$$

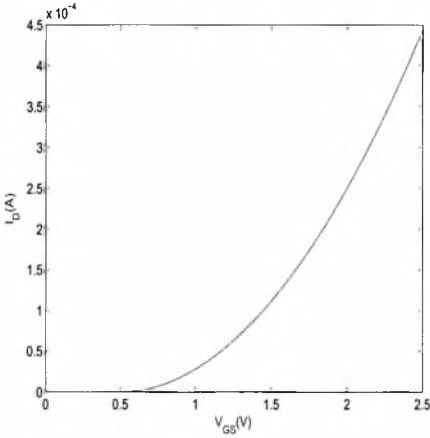
Από τις σχέσεις 2.1 και 2.2 παρατηρούμε μια γραμμική σχέση μεταξύ του ηλεκτρικού πεδίου και της ταχύτητας των ηλεκτρονίων ανεξαρτήτως της τιμής του ηλεκτρικού πεδίου, δηλαδή η κινητικότητα των φορέων είναι σταθερή. Όμως σε υψηλές τάσεις οι φορείς αποτυγχάνουν να ακολουθήσουν αυτό το γραμμικό μοντέλο. Στην πραγματικότητα, όταν το ηλεκτρικό πεδίο κατά μήκος του καναλιού ξεπεράσει ένα κατώφλι \mathcal{E}_{th} η ταχύτητα των ηλεκτρονίων τείνει να κορεστεί λόγω των συγκρούσεων μεταξύ των ηλεκτρονίων. Η ταχύτητα ως συνάρτηση του μέτρου του ηλεκτρικού πεδίου δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση 2.3 (βλ. [7]):

$$\vec{v}_n = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\mu_n |\mathcal{E}|}{1 + |\mathcal{E}|/\mathcal{E}_{th}}, \quad |\mathcal{E}| \leq \mathcal{E}_{th} \\ v_{sat} = \frac{\mu_n \mathcal{E}_{th}}{2}, \quad |\mathcal{E}| \leq \mathcal{E}_{th}, \quad |\mathcal{E}| \geq \mathcal{E}_{th} \end{array} \right\} \quad (2.3)$$

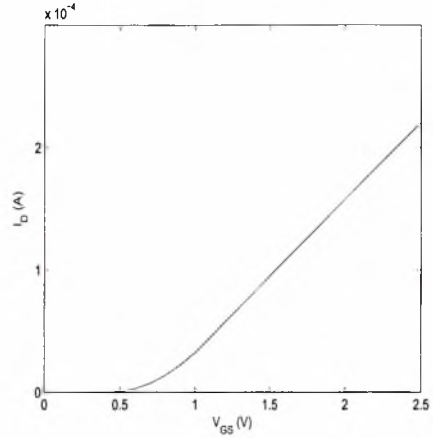
Για μεγάλου μήκους κανάλι ισχύουν οι γνωστές τετραγωνικές σχέσεις για το ρεύμα. Οι εξισώσεις του ρεύματος για αυτά τα τρανσίστορ δίνονται από την παρακάτω εξίσωση:

$$I_{DS} = \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad V_{GS} - V_{th} \leq 0 \\ k \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) - \frac{V_{DS}}{2} \right] V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}), \quad V_{DS} < V_{GS} - V_{th} \\ \frac{1}{2} k \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS}), \quad V_{GS} - V_{th} \leq V_{DS} \end{array} \right\} \quad (2.4)$$

με $V_{th} = V_{th0} + \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|-2\phi_F|} \right)$. Από εδώ και στο εξής όταν



Σχήμα 2.1: $I_{DS}(V_{GS})$ για μακρύ κανάλι.



Σχήμα 2.2: $I_{DS}(V_{GS})$ για στενό κανάλι.

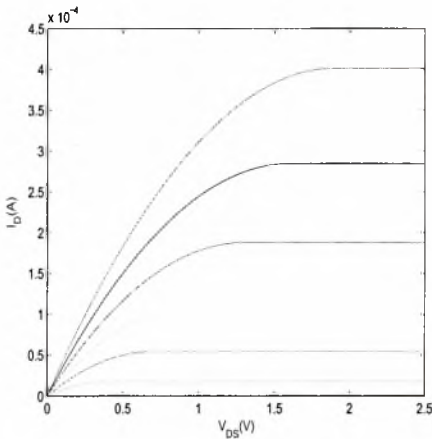
γράφουμε W και L εννοούμε τα πραγματικά μεγέθη, δηλαδή W_{eff} και L_{eff} αντίστοιχα.

Για τρανζιστορ στενού καναλιού έχουμε χρησιμοποιήσει τις παρακάτω εξισώσεις για το ρεύμα:

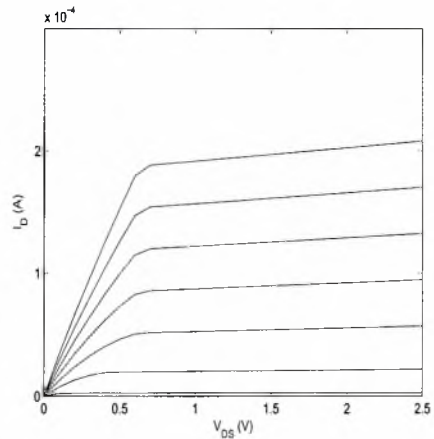
$$I_{DS} = \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad V_{GS} - V_{th} \leq 0 \\ k \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{th}) V_{min} - \frac{V_{min}^2}{2} \right] (1 + \lambda V_{DS}), \quad V_{GS} - V_{th} \geq 0 \end{array} \right\} \quad (2.5)$$

$$V_{min} = \min(V_{GS} - V_{th}, V_{DS}, V_{DSAT})$$

με V_{th} η τάση κατωφλίου $V_{th} = V_{th0} + \gamma \left(\sqrt{|-2\phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{|-2\phi_F|} \right)$. Από την εξίσωση του ρεύματος 2.5 παρατηρούμε ότι το ρεύμα είναι συνάρτηση πέντε παραμέτρων: V_{th0} , γ , V_{DSAT} , k , και λ . Η αντιπαράθεση των γραφικών παραστάσεων των δύο παραπάνω μοντέλων φαίνονται στα σχήματα 2.1 ως 2.4. Έτσι, έχοντας το μοντέλο του τρανζιστορ αυτό που απομένει να κάνουμε είναι η προσέγγιση των πέντε παραπάνω παραμέτρων με όσο το δυνατόν καλύτερη ακρίβεια. Αυτό επιτυγχάνεται κάνοντας ταίριασμα καμπυλών (curve fitting), έχοντας ως δεδομένα τη μορφή της συνάρτησης και τα δεδομένα που παίρνουμε από τις πραγματικές καμπύλες ύστερα από προσομοίωση ενός BSIM3v3 τρανζιστορ. Με τον τρόπο αυτό έχουμε μειώσει πάρα πολύ την πολυπλοκότητα του μοντέλου BSIM3v3 χρησιμοποιώντας ένα μοντέλο που είναι ίδιας περιόδου πολυπλοκότητας (έχει μια μόνο επιπλέον παράμετρο) με εκείνο του τετραγωνικού μοντέλου.



Σχήμα 2.3: $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ για μακρύ κανάλι.



Σχήμα 2.4: $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ για στενό κανάλι.

2.2 Δυναμική Συμπεριφορά ενός MOS τρανζίστορ

Η κατανόηση της φύσης και της συμπεριφοράς των παρασιτικών χωρητικότητων είναι ουσιώδης για τον σχεδιασμό υψηλής ποιότητας ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Οι παρασιτικές χωρητικότητες έχουν την προέλευσή τους: (1) στη δομή του MOS τρανζίστορ, (2) στο φορτίο του καναλιού και (3) στις περιοχές απογύμνωσης λόγω της ανάστροφης πόλωσης των pn -ενώσεων των D και S ακροδεκτών. Υπάρχουν συνολικά πέντε χωρητικότητες μεταξύ των ακροδεκτών του τρανζίστορ (C_{GS} , C_{GD} , C_{GB} , C_{DB} , C_{SB}) με τιμές που εξαρτώνται προφανώς από τις διαστάσεις του τρανζίστορ. Κάθε πυκνωτής έχει τρεις συνιστώσες: τη χωρητικότητα επικάλυψης $C_{ij}^{(o)}$, τη χωρητικότητα καναλιού $C_{ij}^{(c)}$, και τη χωρητικότητα ανάστροφης pn -ένωσης $C_{ij}^{(d)}$, δηλαδή:

$$C_{ij} = C_{ij}^{(o)} + C_{ij}^{(c)} + C_{ij}^{(d)} \quad (2.6)$$

όπου i, j ακροδέκτες του τρανζίστορ. Ας δούμε μία-μία τις συνιστώσες της κάθε χωρητικότητας.

2.2.1 Δυναμική συμπεριφορά λόγω της δομής του MOS

Αυτή η χωρητικότητα είναι γραμμική και έχει σταθερή τιμή και οφείλεται στην επικάλυψη

$$C_{GS}^{(o)} = C_{GD}^{(o)} = C_{ox}x_dW = C^{(o)}W, \quad C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (2.7)$$

όπου t_{ox} το πλάτος του οξειδίου, x_d είναι η επικάλυψη μεταξύ πύλης και πηγής ή υποδοχής και ε_{ox} η διηλεκτρική του σταθερά. Δηλαδή εξαρτάται μόνο από το πλάτος W του τρανζίστορ.

2.2.2 Δυναμική συμπεριφορά λόγω του φορτίου του καναλιού

- Αποκοπή

$$C_{GB}^{(c)} = C_{ox}WL \quad (2.8)$$

- Γραμμική περιοχή

$$C_{GS}^{(e)} = C_{ox}WL/2 \quad (2.9)$$

$$C_{GD}^{(e)} = C_{ox}WL/2 \quad (2.10)$$

- Κορεσμός

$$C_{GS}^{(c)} = \frac{2}{3}C_{ox}WL \quad (2.11)$$

Όσες χωρητικότητες δεν αναφέρονται έχουν τιμή μηδέν.

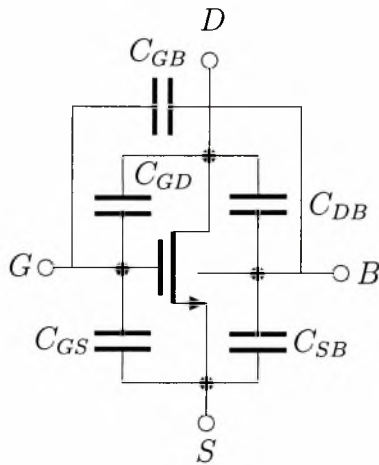
2.2.3 Δυναμική συμπεριφορά λόγω των pn -ενώσεων

$$\begin{aligned} C_{DB}^{(d)} = C_{SB}^{(d)} &= C_{bottom} + C_{sw} = C_j \cdot A + C_{jsw} \cdot P = \\ &= C_j \cdot L \cdot W + C_{jsw}(2L_S + W) \end{aligned} \quad (2.12)$$

όπου A το εμβαδόν και P η περίμετρος της διάχυσης. Στο σχήμα 2.5 φαίνονται όλες οι χωρητικότητες που αναλύθηκαν παραπάνω.

2.3 Το μοντέλο BSIM3v3

Ένα πλήρες BSIM3v3 μοντέλο περιέχει πάνω από 200 παραμέτρους, η πλειονότητα των οποίων σχετίζονται με τη μοντελοποίηση δεύτερου βαθμού φαινομένων. Όποιες εξισώσεις για το BSIM3v3 χρειάστηκαν έχουν παρθεί από το αντίστοιχο εγχειρίδιο του



Σχήμα 2.5: Χωρητικότητες ενός τρανζίστορ.

BSIM3v3 (βλ. [7]). Παρακάτω θα αναφέρουμε μερικές εξισώσεις που είναι χρήσιμες για την μοντελοποίηση του προβλήματος και κάποιες τροποποιήσεις αυτών.

Σύμφωνα με το μοντέλο BSIM3v3, η έκφραση για το ρεύμα I_{DS} του NMOS ή του PMOS που λειτουργούν στον κορεσμό είναι:

$$I_{DS} = W v_{sat} C_{ox} (V_{GS} - V_{th} - A_{bulk} V_{dsat})$$

όπου η παράμετρος A_{bulk} είναι περίπου ίση με A_{bulk}^{max} . A_{bulk}^{max} είναι η μέγιστη τιμή του A_{bulk} , όταν $W = W_{min}$. Σε αυτή την περίπτωση το A_{bulk} είναι περίπου ίσο με τη μονάδα για τρανζίστορ με κοντό κανάλι. Το V_{dsat} είναι σταθερό και δίνεται από το μοντέλο του τρανζίστορ. Επίσης σύμφωνα με το μοντέλο BSIM3v3, η έκφραση για το ρεύμα I_{DS} του NMOS ή του PMOS που λειτουργούν στην τριόδο είναι:

$$I_{DS} = \frac{I_{DSAT0}}{1 + R_{DS} \frac{I_{DSAT0}}{|V_{DS}|}} \cong I_{DSAT0} \left(1 - R_{DS} \frac{I_{DSAT0}}{|V_{DS}|} \right). \quad (2.13)$$

όπου με R_{DS} μοντελοποιούμε την παρασιτική αντίσταση μεταξύ πηγής και υποδοχής και το I_{DSAT0} δίνεται προσεγγιστικά από τον τύπο:

$$I_{DSAT0} = \frac{V_{SD}}{R_{int}} \quad (2.14)$$

όπου R_{int} η εγγενής αντίσταση του PMOS πολωμένο στην τριόδο και δίνεται απο τον τύπο:

$$R_{int} = \left[\mu_{eff,p} C_{ox} \frac{W}{L} (V_{DD} - |V_{th}|) \right]^{-1} \quad (2.15)$$

όπου C_{ox} είναι η χωρητικότητα του οξειδίου ανά τ.μ. και μ_{eff} είναι η κινητικότητα των φορέων που ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + (U_A + U_C |V_{SB}|) \left(\frac{|V_{GS}| + |V_T|}{T_{OX}} \right) + U_B \left(\frac{|V_{GS}| + |V_T|}{T_{OX}} \right)^2} \frac{1}{1 + \frac{|V_{DS}|}{E_{SAT} L}} \quad (2.16)$$

Για τον υπολογισμό της ισοδύναμης αντίστασης R_D ενός PMOS που ορίζεται ως ο λόγος V_{SD}/I_{DS} , χρησιμοποιώντας την 2.13 και την 2.15 έχουμε:

$$R_D = \frac{R_{int}}{1 - \frac{R_{DS}}{R_{int}}} \quad (2.17)$$

Η R_D είναι αύξουσα συνάρτηση του R_{int} .

Τέλος, χρήσιμη είναι η χωρητικότητα $C_{GD_p}^{(c)}$ του PMOS τρανίστορ που υπολογίζεται ως η παράγωγος του φορτίου που ρέει τον ακροδέκτη D ως προς την τάση V_{DS} (βλ. [1]), δηλαδή

$$C_{GS_p}^{(c)} = \frac{\partial Q_{DS}}{\partial V_{DS}} \cong \frac{3}{4} A_{bulk}^{max} W L C_{ox} \quad (2.18)$$

Κεφάλαιο 3

Βελτιστοποίηση Κυκλωμάτων MCML

3.1 Εισαγωγή

Στο πρώτο κεφάλαιο είδαμε τοπολογίες για την υλοποίηση κυκλωμάτων MCML. Όμως ένα επίσης σημαντικό τμήμα της σχεδίασης ενός κυκλώματος είναι ο προσδιορισμός των παραμέτρων των στοιχείων που το αποτελούν, έτσι ώστε να ικανοποιούνται κάποιες προϋποθέσεις που έχουμε επιβάλλει. Το ερώτημα όμως που αμέσως τίθεται είναι αν υπάρχει μοναδική λύση στο πρόβλημα, ή, αν υπάρχουν πολλές, πώς θα επιλέξουμε την καλύτερη; Ακριβώς εδώ έρχεται το πρόβλημα της βελτιστοποίησης, όπου απαιτούμε όχι μόνο να βρούμε μια λύση που να ικανοποιεί τις προϋποθέσεις που έχουμε θέσει ή αλλιώς μια εφικτή λύση του προβλήματος αλλά τη βέλτιστη από τις εφικτές λύσεις. Το σημαντικότερο από τα προβλήματα βελτιστοποίησης προέρχονται από μη-γραμμικά προβλήματα όπου μπορούμε σχετικά εύκολα να βρούμε ένα τοπικό ελάχιστο αλλά δεν υπάρχει ένας αλγόριθμος που να εγγυάται την εύρεση του ολικού ελαχίστου.

3.2 Σχεδιαστικές παράμετροι και μεταβλητές κυκλωμάτων MCML

Οι σχεδιαστές κυκλωμάτων πρέπει να κατανοήσουν τις αλληλεπιδράσεις που σχετίζονται με κάθε σχεδιαστική παράμετρο της διαδικασίας σχεδίασης. Οι σημαντικότεροι σχεδιαστικοί παράμετροι σε ένα κύκλωμα MCML είναι η καθυστέρηση του κυκλώματος t_d , η συνολική κατανάλωση ισχύος P_d , το εύρος τάσης εξόδου (voltage swing) ΔV , το κέρδος τάσης A_v και το περιθώριο θορύβου (noise margin) NM.

Οι σχεδιαστικές μεταβλητές ενός κυκλώματος MCML είναι τα μεγέθη των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους, της πηγής ρεύματος, κάποιες τάσεις πόλωσης και η τιμή των αντιστάσεων. Ας εξετάσουμε μία-μία τις παραμέτρους και να δούμε πώς αυτές σχετίζονται με τις μεταβλητές του κυκλώματος.

3.2.1 Συνολική καθυστέρηση t_d

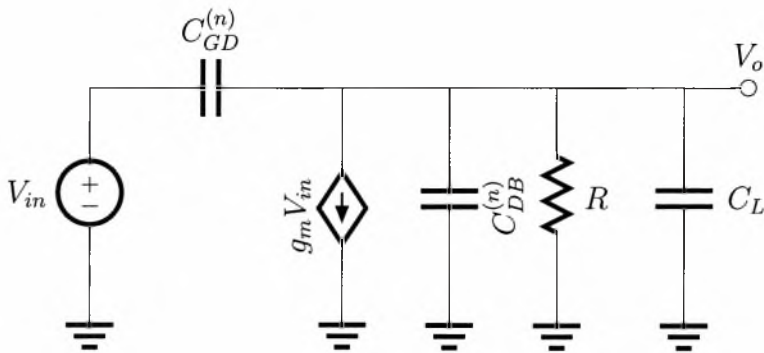
Γνωρίζοντας ότι ένα κύκλωμα MCML λειτουργεί σε μικρό εύρος τάσης ΔV , μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα μοντέλο μικρού σήματος. Το ισοδύναμο μικρού σήματος ενός αντιστροφέα είναι αυτό που φαίνεται στο σχήμα 3.1, όπου C_L είναι η χωρητικότητα στην έξοδο. Στο C_L περιλαμβάνονται οι χωρητικότητες των διασυνδέσεων και του συνολικού φορτίου του κυκλώματος. Χρησιμοποιώντας ανάλυση πρώτου βαθμού, σύμφωνα με το [3] έχουμε ότι η καθυστέρηση t_d προσεγγίζεται από τη σχέση:

$$t_d \cong RC \ln 2 = 0.69RC \quad (3.1)$$

όπου C είναι η συνολική χωρητικότητα, δηλαδή:

$$C = C_{DB_1} + C_{GD_1} + C_L \quad (3.2)$$

Η C_{DB_1} και C_{GD_1} έχουν υπολογιστεί αναλυτικά στο κεφάλαιο 2 και το C_L είναι παράμετρος του προβλήματος.



Σχήμα 3.1: Ισοδύναμο μικρού σήματος του μισού διαφορικού ζεύγους.

3.2.2 Κατανάλωση ισχύος P_d

Τα MCML κυκλώματα έχουν στατική κατανάλωση ισχύος λόγω της σταθερής πηγής ρεύματος. Η δυναμική τους κατανάλωση είναι αμελητέα σε σχέση με τη στατική. Έτσι, η κατανάλωση ισχύος ενός κυκλώματος MCML προσεγγίζεται από τον τύπο (βλ. Παράρτημα Α):

$$P_d = V_{DD} \cdot I_S \quad (3.3)$$

όπου V_{DD} είναι η τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος και I_S η σταθερή πηγή τάσης.

3.2.3 Εύρος τάσης (Voltage Swing) ΔV

Το εύρος τάσης στην έξοδο ΔV των MCML κυκλωμάτων είναι:

$$\Delta V = I_S \cdot R \quad (3.4)$$

αφού η μέγιστη μεταβολή της τιμής της εξόδου είναι $V_{DD} - (V_{DD} - I_S \cdot R) = I_S \cdot R$ όταν περνάει όλο το ρεύμα από τον ένα κλάδο και καθόλου από το άλλο και 0, όταν περνάει το ίδιο ρεύμα στους δύο κλάδους. Το ΔV είναι μια σημαντική παράμετρος γιατί κυκλώματα με το ίδιο ΔV και C_L πρέπει να καταναλώσουν μεγαλύτερη ισχύ για να αποκτήσουν μικρότερο t_d . Το ΔV έχει άνω όριο το V_{th1} , ώστε το M_1 να μη φύγει από τον κορεσμό (βλ. Παράρτημα Β). Βάζουμε και ένα κάτω όριο, ώστε να ελαχιστοποιήσουμε την επίδραση του θορύβου. Για $V_{DD} = 1.8V$ ένα καλό κάτω όριο

είναι τα 0.1V.

3.2.4 Κέρδος τάσης A_v

Για τον αντιστροφέα MCML το κέρδος τάσης του είναι (βλ. [5]):

$$A_v = g_{m_1} R = R \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L_1} I} = \Delta V \sqrt{\mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L_1 I}} \quad (3.5)$$

όπου g_{m_1} είναι η αγωγιμότητα του M_1 , C_{ox} η χωρητικότητα του οξειδίου του MOS, μ_n η κινητικότητα των ηλεκτρονίων και L_1 το πραγματικό πλάτος και μήκος του M_1 , αντίστοιχα. Δυστυχώς, για κάθε νέο κύκλωμα MCML πρέπει να υπολογίζουμε εκ νέου το κέρδος τάσης του.

3.2.5 Περιθώριο Θορύβου NM (Noise Margin)

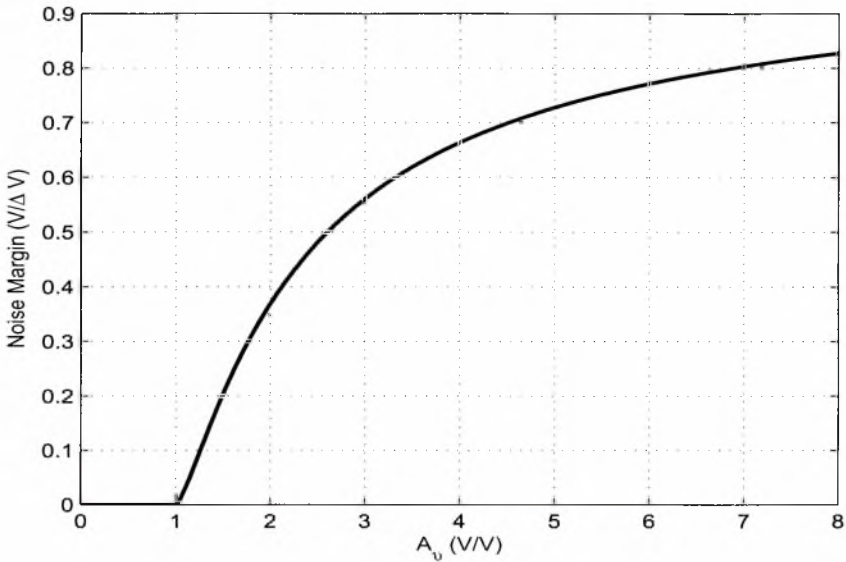
Για την σημασία του NM έχουμε επεκταθεί αρκετά στο παράρτημα Α. Πρακτικά, ένα NM της τάξης του 40% ΔV , είναι ικανοποιητικό για να έχουμε ορθή λειτουργία χωρίς να υποβαθμίζουμε την απόδοση του κυκλώματος. Για τον αντιστροφέα MCML το περιθώριο θορύβου δίνεται από την Α.5 και η γραφική του παράσταση ως προς A_v φαίνεται στο σχήμα 3.2 Από εδώ και στο εξής θα χρησιμοποιούμε το NM ως συντομογραφία του περιθωρίου θορύβου.

3.2.6 Απόρριψη κοινού σήματος CMRR

Για τον αντιστροφέα MCML η απόρριψη κοινού σήματός του είναι (βλ. [6]):

$$CMRR = 1 + 2g_{m_1} R_S \quad (3.6)$$

όπου R_S είναι η αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος. Στην περίπτωση που έχουμε υλοποιήσει την πηγή ρεύματος με ένα τρανζίστορ (δεν σχεδιάζεται πάντα με ένα τρανζίστορ), τότε $R_S = r_o$, όπου r_o η αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ. Η σχεδιαστική παράμετρος CMRR δεν είναι ανάγκη να ληφθεί υπόψη για τη λύση του προβλήματος του σχεδιασμού που θα ορίσουμε παρακάτω. Αυτό που μας εξασφαλίζει το CMRR



Σχήμα 3.2: Γραφική παράσταση του NM ως προς το κέρδος A_v .

είναι η απόρριψη κοινού σήματος, ώστε να ταιριάζουν τα κοινά σήματα της εισόδου και της εξόδου, ώστε να μπορούν να συνδέονται κυκλώματα MCML στη σειρά.

3.3 Παρατηρήσεις για τις προσεγγίσεις

Στην εισαγωγή του κεφαλαίου αυτού αναφέραμε ότι οι σχεδιαστικές μεταβλητές, δηλαδή οι μεταβλητές που μπορούν να ρυθμιστούν από τον σχεδιαστή, είναι τα μεγέθη των τρανζίστορ (W_1 , W_S , L_1 , L_S) και οι τάσης πόλωσης V_n και V_x . Επειδή όμως οι σχεδιαστικοί περιορισμοί που έχουμε δεν είναι αρκετοί ώστε να περιορίσουμε αρκετά το πρόβλημά μας και να καθορίσουμε μοναδικά την κάθε μεταβλητή για την κάθε λύση του προβλήματος (μπορούμε, για παράδειγμα, να καθορίσουμε το λόγο δύο μεταβλητών και όχι την κάθε μεταβλητή ξεχωριστά), θα σταθεροποιήσουμε όποιες από αυτές χρειαστεί αυθαίρετα σε κάποια σταθερά και έπειτα θα λύσουμε το πρόβλημα της βελτιστοποίησης. Για τον καθορισμό της τιμής της είναι λογικό να δούμε ποια είναι η επίδρασή της στις σχεδιαστικές παραμέτρους. Αυξάνοντας το L_1 αυξάνεται το t_d

αφού μεγαλώνει η παρασιτική χωρητικότητα του M_1 και άρα μας συμφέρει να θέσουμε $L_1 = L_{min}$. Όμως, χρησιμοποιώντας το ελάχιστο μήκος αυξάνεται η επίδραση της μεταβλητότητας (process variation) των παραμέτρων (η επίδραση της μεταβλητότητας είναι αντιστρόφως ανάλογη της διάστασης των τρανσίστορ). Έτσι, επιλέγουμε (αυθαίρετα) $L_1 = 2L_{min}$, όπου L_{min} είναι το ελάχιστο μήκος του τρανσίστορ που επιτρέπει η τεχνολογία.

Στη δημοσίευση [4] έχει γραφεί ένα πρόγραμμα μαθηματικού προγραμματισμού το οποίο δίδεται σε έναν βελτιστοποιητή, ο οποίος με τη σειρά του επιστρέφει μια λύση. Αυτή η προσέγγιση του προβλήματος έχει δύο δυσκολίες: δεν μας δίνει διαίσθηση για την κίνηση των λύσεων ύστερα από μεταβολή των διαφόρων παραμέτρων και για να λύσει κάποιος το πρόβλημα πρέπει να έχει προγραμματίσει το BSIM3v3 χειριζόμενος περίπου 200 παραμέτρους και αρκετά πολύπλοκες εξισώσεις. Επίσης, στη μοντελοποίηση του προβλήματος έχει θεωρηθεί ότι η πηγή ρεύματος είναι ένα τρανσίστορ, το οποίο δεν είναι η γενική περίπτωση, όπως αναφέραμε στο πρώτο κεφάλαιο.

Αυτό που προτείνεται για την αποφυγή του δεύτερου προβλήματος είναι η χρήση της εξίσωσης (2.5), αφού σε τεχνολογία $0.18\mu m$ τα τρανσίστορ είναι στενού καναλιού. Βέβαια, με κάποιον τρόπο πρέπει να βρεθούν ποιές είναι οι καλύτερες τιμές για τις παραμέτρους αυτής της εξίσωσης ώστε να προσεγγίζει όσο το δυνατόν καλύτερα τις πραγματικές καμπύλες. Για να γίνει αυτό παίρνουμε όλα τα σημεία της γραφικής $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ και κάνουμε ταίριασμα καμπυλών (curve fitting). Έτσι, αποφεύγουμε τον προγραμματισμό και την πολυπλοκότητα του BSIM3v3. Όσον αφορά το πρώτο πρόβλημα, κάνουμε μια αλγεβρική ανάλυση και δίνουμε λύση σε κλειστή μορφή μαζί με κάποιες γραφικές αναπαραστάσεις αυτών.

Σκοπός μας είναι να σχεδιάσουμε ένα κύκλωμα MCML το οποίο να καταναλώνει την ελάχιστη ισχύ, έτσι ώστε να ικανοποιεί τους περιορισμούς για το NM, CMRR, κ.α και η καθυστέρηση να είναι ίση με μια απαιτούμενη καθυστέρηση ($t_d = t_{req}$), η οποία δίνεται ως παράμετρος στις απαιτήσεις της σχεδίασης. Βέβαια, ανάλογα με τους σκοπούς της σχεδίασης, μπορούμε να ελαχιστοποιήσουμε την καθυστέρηση για $P_d = P_{req}$ ή να μεγιστοποιήσουμε το κέρδος, με τους αντίστοιχους περιορισμούς. Σε αυτή την εργασία έχουμε επιλέξει να ελαχιστοποιήσουμε την ισχύ, γιατί θέλουμε να σχεδιάσουμε ψηφιακά κυκλώματα MCML χαμηλής κατανάλωσης ισχύος.

3.4 Γραμμικό πρόβλημα

Στην αρχική προσπάθεια μορφοποίησης του προβλήματος, κάνοντας αρκετές απλοποιήσεις, καταλήξαμε σε ένα γραμμικό πρόβλημα το οποίο, όπως θα δούμε παρακάτω, είναι τόσο εύκολο να λυθεί, ώστε όχι μόνο δε χρειάζεται η μέθοδος Simplex για την επίλυσή του αλλά η λύση του δίνεται σε κλειστή μορφή. Σε αυτήν την πρώτη προσέγγιση έχει θεωρηθεί ότι η πηγή ρεύματος είναι ιδανική. Έτσι το πρώτο πρόβλημα βελτιστοποίησης που προτείνουμε είναι το παρακάτω:

$$\min P(W, I, R) = V_{DD}I$$

με τους περιορισμούς:

$$\begin{aligned} NM \geq 0.4\Delta V &\Leftrightarrow A_v \geq A_v^* = 2.4 \\ \Delta V &= I \cdot R \leq V_t \\ R \cdot (C_{GD_1} + C_L) &= R \cdot (C^{(o)}W + C_L) = t_d \\ R_{min} &\leq R \leq R_{max} \\ W_{min} &\leq W \leq W_{max} \end{aligned}$$

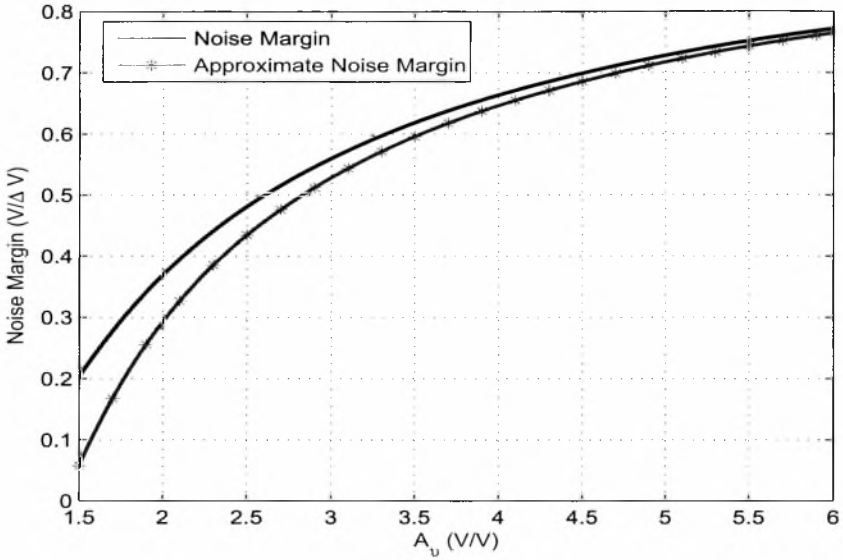
Η σχέση A.5 που δίνει το NM συναρτήσει του κέρδους A_v , είναι μια μη γραμμική συνάρτηση. Για το λόγο αυτό θα την προσεγγίσουμε με μια άλλη καμπύλη, η οποία και αυτή είναι μη γραμμική αλλά αργότερα μας βοηθάει αρκετά, γιατί το πρόβλημα μετά από απλοποιήσεις γίνεται γραμμικό. Έτσι, στο [1] η A.5 έχει προσεγγιστεί από την:

$$NM = \Delta V \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{A_v}\right), \quad A_v \gg 1/\sqrt{2} \approx 0.7071 \quad (3.7)$$

Στο σχήμα 3.3 βλέπουμε τη γραφική παράσταση της αρχικής συνάρτησης και της προσέγγισής της. Παρατηρείστε ότι για τιμές του κέρδους πάνω από 2.5 και όσο μεγαλώνει το κέρδος η προσέγγιση είναι καλύτερη. Από εδώ και στο εξής για το NM θα χρησιμοποιούμε την σχέση (3.7).

Επανερχόμενοι στο πρόβλημα της βελτιστοποίησης, χρησιμοποιώντας την (3.7) και απαλείφοντας τη μια από τις τρεις μεταβλητές $R = t_d / (C^{(o)}W + C_L)$, το πρόβλημα γίνεται δύο μεταβλητών και έχουμε:

$$\min P(I, W) = V_{DD}I$$



Σχήμα 3.3: Προσέγγιση της $A.5$ με την 3.7.

με τους περιορισμούς:

$$\begin{aligned}
 -t_d^2 \mu_n \frac{C_{ox}}{L} \cdot I + A_v^{*2} C^{(o)2} \cdot W + \frac{C_L^2 A_v^{*2}}{W} &\leq -2A_v^{*2} C^{(o)} C_L \\
 t_d \cdot I - V_{th} C^{(o)} \cdot W &\leq V_{th} C_L \\
 W_1 &\leq W \leq W_2
 \end{aligned}$$

με $W_1 = \max(W_{min}, \frac{t_d}{R_{max} C^{(o)}} - \frac{C_L}{C^{(o)}})$ και $W_2 = \min(W_{max}, \frac{t_d}{R_{min} C^{(o)}} - \frac{C_L}{C^{(o)}})$.

Το παραπάνω πρόβλημα όμως δεν είναι γραμμικό, όπως υποσχεθήκαμε αρχικά, λόγω του όρου $\frac{C_L^2 A_v^{*2}}{W}$ του πρώτου περιορισμού. Για συντομία, για να γίνει το πρόβλημα γραμμικό υποθέτουμε ότι η χωρητικότητα εξόδου μηδέν ($C_L = 0$)· τότε το πρόβλημα γίνεται γραμμικό, αφού η αντικειμενική συνάρτηση αλλά και οι περιορισμοί είναι γραμμικοί ως προς τις μεταβλητές I και W , δηλαδή το πρόβλημα γίνεται:

$$\min P(I, W) = V_{DD} I$$

με τους περιορισμούς:

$$-t_d^2 \mu_n \frac{C_{ox}}{L} \cdot I + A_v^{*2} C^{(o)2} \cdot W \leq 0$$

$$t_d \cdot I - V_{th} C^{(o)} \cdot W \leq 0$$

$$W_1 \leq W \leq W_2$$

με $W_1 = \max(W_{min}, \frac{t_d}{R_{max} C^{(o)}})$ και $W_2 = \min(W_{max}, \frac{t_d}{R_{min} C^{(o)}})$.

Στο σχήμα 3.4 φαίνεται η γραφική ανάλυση του τελευταίου γραμμικού προβλήματος. Τα γραμμικά προβλήματα δύο μεταβλητών είναι εύκολο να λυθούν γραφικά, και να βρεθεί η λύση τους αν υπάρχει σε κλειστή μορφή. Επειδή $W_1 < W_2$, ο μόνος περιορισμός για την ύπαρξη εφικτής περιοχής είναι η κλίση της ευθείας του πρώτου περιορισμού να είναι μεγαλύτερη από αυτή του δεύτερου, δηλαδή:

$$\frac{t_d}{V_{th} C^{(o)}} < \frac{t_d^2 \mu_n C_{ox}}{(A_v^* C^{(o)})^2 L} \Leftrightarrow A_v^* < \frac{\mu_n C_{ox} V_{th}}{C^{(o)} L} t_d$$

Μειώνοντας το t_d βλέπουμε πως και οι δύο κλίσεις των ευθειών μικραίνουν, όμως αυτή του πρώτου περιορισμού μικραίνει πιο γρήγορα και από κάποιο t_d^* και πέρα δεν υπάρχει εφικτή περιοχή. Αυτό το t_d^* υπολογίζεται κάνοντας ισότητα την παραπάνω σχέση, δηλαδή:

$$t_d^* = \frac{C^{(o)} L}{\mu_n C_{ox} V_{th}} A_v^{*2}$$

Εφόσον ισχύει η παραπάνω ανισότητα, έχουμε μοναδική λύση σε κλειστή μορφή η οποία είναι:

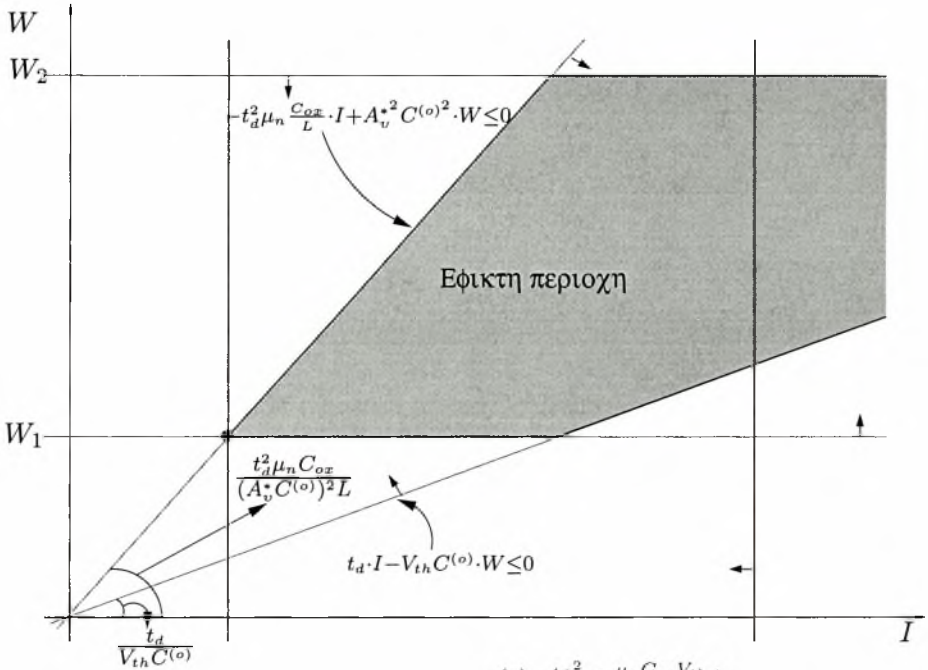
$$W^* = W_1 = \max(W_{min}, \frac{t_d}{R_{max} C^{(o)}})$$

$$I^* = \frac{A_v^{*2} C^{(o)2} \cdot W^* L}{t_d^2 \mu_n C_{ox}}$$

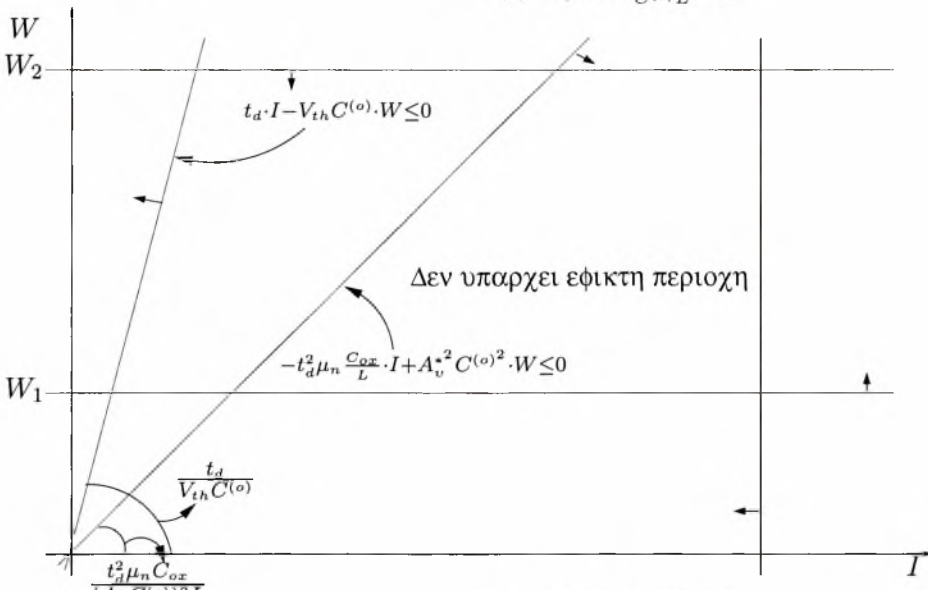
και

$$R^* = \frac{t_d}{C^{(o)} W^*}$$

Στην παραπάνω λύση υπάρχει η μεταβλητή L . Για λόγους που έχουμε ήδη αναφέρει ξεκινάμε με την τιμή $L = 2L_{min}$. Αν όμως με αυτήν την τιμή του L δεν επιτύχουμε εφικτή περιοχή (βλέπε σχήμα 3.4(b)), τότε μειώνουμε το L μέχρι να το επιτύχουμε. Αν και πάλι δεν το κατορθώσουμε έχοντας φτάσει στο όριο του $L = L_{min}$, αυτό σημαίνει ότι έχουμε θέσει πάρα πολύ αυστηρούς περιορισμούς και η συγκεκριμένη τεχνολογία δεν μπορεί να ανταποκριθεί στις απαιτήσεις μας. Για παράδειγμα, θα



(a) $A_v^{*2} < \frac{\mu_n C_{ox} V_{th} t_d}{C^{(o)} L}$



(b) $A_v^{*2} > \frac{\mu_n C_{ox} V_{th} t_d}{C^{(o)} L}$

Σχήμα 3.4: Γραμμικό πρόβλημα βελτιστοποίησης.

πρέπει να μειώσουμε την ταχύτητα του κυκλώματος. Τέλος, το σχήμα 3.4, εκτός από την γραφική λύση του προβλήματος, μας δίνει πάρα πολύ σημαντικές πληροφορίες για τη συμπεριφορά του κυκλώματος αλλάζοντας τις διάφορες παραμέτρους του προβλήματος, πράγμα πολύ σημαντικό για τη σχεδίαση κυκλωμάτων.

Έχοντας σχεδιάσει το διαφορικό ζευγάρι και το φορτίο, απομένει να σχεδιάσουμε την πηγή ρεύματος. Από το πρόβλημα μας δίνεται η τιμή του ρεύματος που πρέπει να βάλουμε έτσι ώστε να επιτύχουμε την ελάχιστη κατανάλωση. Η σχεδίαση μιας τέτοιας πηγής είναι μια τετριμμένη διαδικασία.

3.5 Υπερβολικό πρόβλημα

Όπως είδαμε το παραπάνω πρόβλημα έγινε γραμμικό, γιατί θεωρήσαμε το $C_L = 0$. Αν όμως υποθέσουμε ότι $C_L \neq 0$, τότε αυτό που αλλάζει είναι η μετατόπιση της δεύτερης ευθείας και η μετατροπή της πρώτης γραμμικής καμπύλης σε τετραγωνική. Βέβαια, αυτό δεν μας εμποδίζει να λύσουμε ξανά το πρόβλημα ακόμα και γραφικά. Ας ξαναγράψουμε το αρχικό πρόβλημα βελτιστοποίησης μετατρέποντας την τετραγωνική καμπύλη στη γενική της μορφή ($Ax^2 + Bxy + Cy^2 + Dx + Ey + F = 0$).

$$\min P(I, W) = V_{DD}I$$

με τους περιορισμούς:

$$A_v^{*2} C^{(o)2} \cdot W^2 - t_d^2 \mu_n \frac{C_{ox}}{L} \cdot W \cdot I + 2A_v^{*2} C^{(o)} C_L \cdot W + C_L^2 A_v^{*2} \leq 0$$

$$t_d \cdot I - V_{th} C^{(o)} \cdot W \leq V_{th} C_L$$

$$W_1 \leq W \leq W_2$$

με $W_1 = \min(W_{max}, \frac{t_d}{R_{max} C^{(o)}} - \frac{C_L}{C^{(o)}})$ και $W_2 = \max(W_{min}, \frac{t_d}{R_{min} C^{(o)}} - \frac{C_L}{C^{(o)}})$.

Η διακρίνουσα της παραπάνω τετραγωνικής καμπύλης είναι θετική, $\Delta = B^2 - 4AC = (t_d^2 \mu_n \frac{C_{ox}}{L})^2 > 0$: άρα, πρόκειται για μια υπερβολή. Ακόμη έχουμε περιστροφή των αξόνων, αφού $B \neq 0$, κατά γωνία ϕ που δίνεται από τη σχέση $\cot 2\phi = \frac{A-C}{B} = -\frac{A_v^{*2} C^{(o)2} L}{t_d^2 \mu_n C_{ox}} < 0$ και άρα $45^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$. Μετά την περιστροφή της καμπύλης απαλείφεται το γινόμενο WI και η καμπύλη παίρνει τη γενική μορφή μιας μη περιστραμμένης καμπύλης $ax^2 + by^2 + cx + dy + F = 0$, όπου $a = A \cos^2 \phi + B \cos \phi \sin \phi$, $b = A \sin^2 \phi - B \cos \phi \sin \phi$, $c = D \cos \phi$, $d = -D \sin \phi$, και της οποίας το κέντρο είναι το $(-\frac{c}{2a}, -\frac{d}{2b})$.

Στο σχήμα 3.5 φαίνεται το πρόβλημα γραφικά. Λύση του προβλήματος είναι το πιο αριστερό σημείο της εφικτής περιοχής. Παρατηρείστε ότι η εφικτή περιοχή δεν είναι πλέον, γραμμική όπως ήταν αναμενόμενο.

Σε αυτό το πρόβλημα, όπως και στο γραμμικό, μπορούμε να βρούμε λύση σε κλειστή μορφή. Από τη γραφική ανάλυση θα πρέπει να βρούμε το πιο αριστερό σημείο της υπερβολής. Για το σκοπό αυτό ας θεωρούμε τη συνάρτηση $I(w) = aW + b + c/W$, $I'(W) = a - c/W^2$ με $I'(W) = 0 \Leftrightarrow W = \pm\sqrt{\frac{c}{a}}$ και αν $W > 0$ τότε $W_3 = \sqrt{\frac{c}{a}}$. Αν πάρουμε τον πρώτο περιορισμό και λυθεί ως προς I , τότε θα πάρουμε μια συνάρτηση με μεταβλητή την W η οποία, σύμφωνα με τα παραπάνω, έχει $W_3 = C_L/C^{(o)}$ και $I^3 = I(W_3)$. Πρέπει να προσεχθεί σε αυτό το σημείο την περίπτωση που $W_3 < W_1$. Έτσι, αν έχουμε εφικτή λύση, τότε αυτή είναι:

$$W^* = \max(W_1, W_3)$$

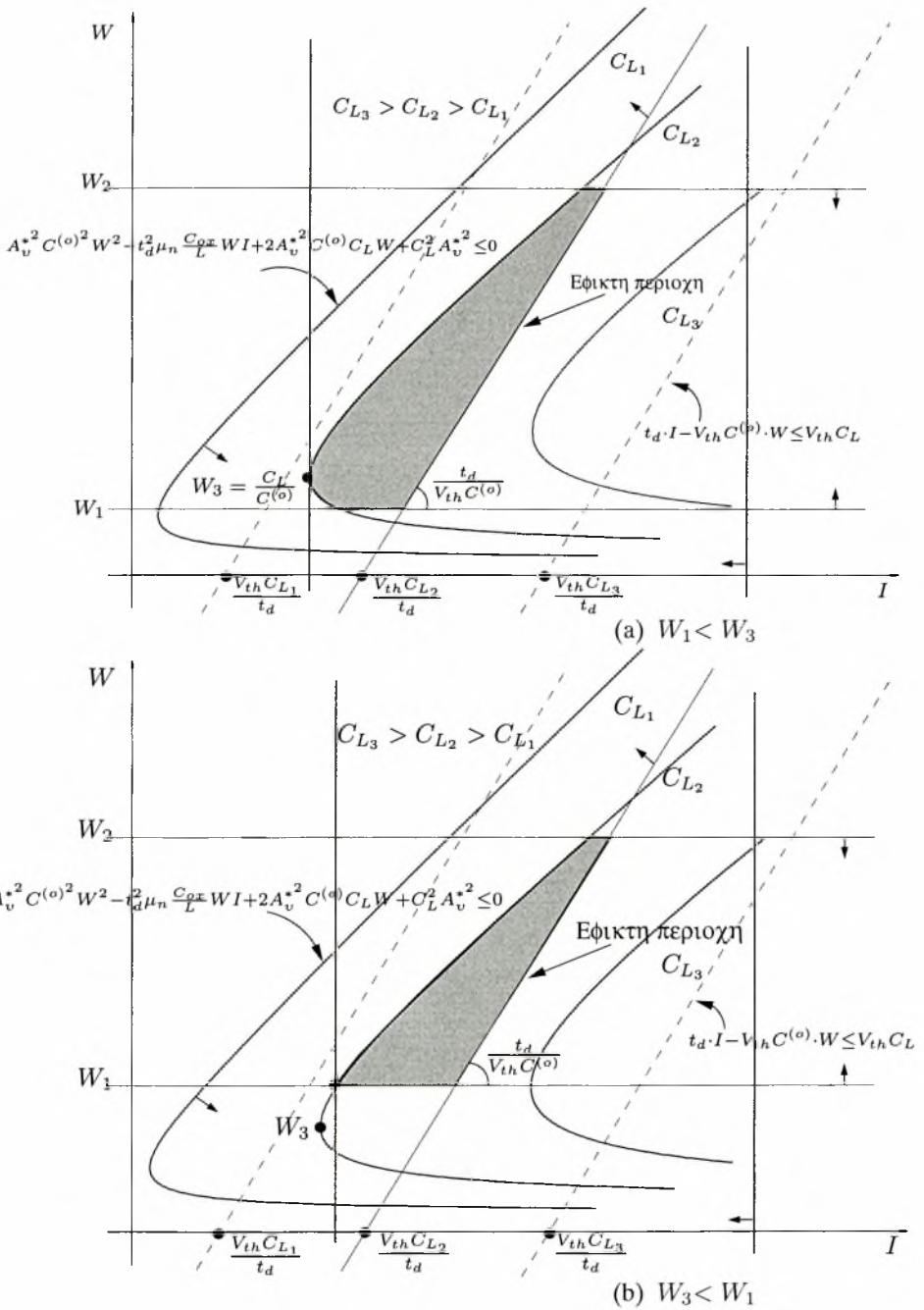
$$I^* = \frac{1}{t_d^2 \mu_n C_{ox}} \left(A_v^{*2} C^{(o)2} L W^* + 2A_v^{*2} C^{(o)} L C_L + \frac{C_L^2 A_v^{*2} L}{W^*} \right)$$

και

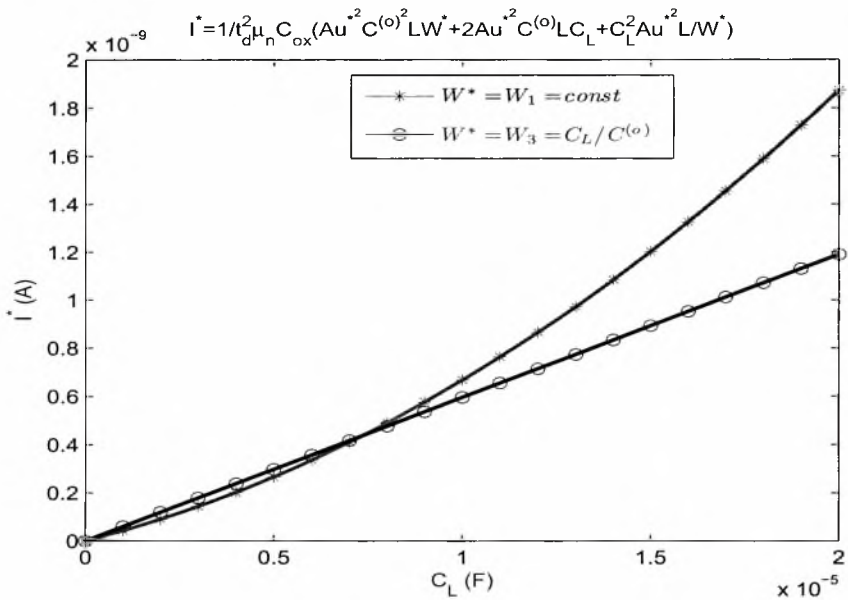
$$R^* = \frac{t_d}{C^{(o)} W^*}$$

Η τομή του δεύτερου περιορισμού με τον οριζόντιο άξονα είναι το σημείο $\frac{V_{th} C_L}{t_d}$. Έτσι και τα δύο σημεία όσο μεγαλώνει το C_L μετακινούνται προς τα δεξιά με την ίδια ταχύτητα. Επίσης η κλίση της ευθείας δεν εξαρτάται από το C_L και άρα κινείται παράλληλα. Έτσι, όσο αυξάνει το C_L έχουμε πάντα εφικτή περιοχή μέχρι το ρεύμα να γίνει αρκετά μεγάλο. Το πόσο μεγάλο εξαρτάται από τη τεχνολογία των τρανζίστορ.

Από το σχήμα παρατηρούμε ότι όσο το C_L αυξάνει, τόσο η εστία της υπερβολής μετατοπίζεται προς τα δεξιά. Κατά συνέπεια χρειαζόμαστε μεγαλύτερο ρεύμα για λειτουργήσει ορθώς το κύκλωμα. Αυτό είναι λογικό, αφού χρειαζόμαστε μεγαλύτερο φορτίο για να φορτίσουμε του πυκνωτές στην έξοδο. Το αποτέλεσμα αυτό επιβεβαιώνεται και από την αναλυτική λύση του προβλήματος που φαίνεται γραφικά στο σχήμα 3.6.



Σχήμα 3.5: Υπερβολικό πρόβλημα βελτιστοποίησης.



Σχήμα 3.6: Γραφική παράσταση του ρεύματος ως προς την χωρητικότητα στην έξοδο C_L .

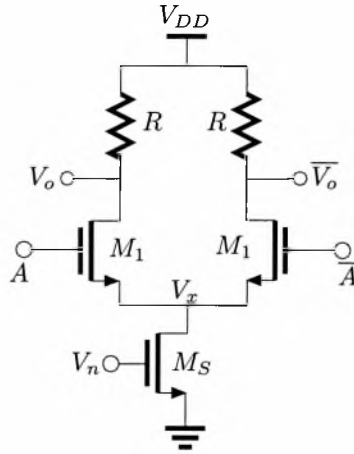
3.6 Στενού καναλιού προσέγγιση

Στις δύο προηγούμενες προσεγγίσεις έχουμε θεωρήσει την πηγή ρεύματος ιδανική και αυθαίρετη. Σε αυτό το σημείο θα υποθέσουμε ότι η πηγή είναι ό,τι πιο απλό υπάρχει, ένα τρανζίστορ. Τώρα πλέον, θεωρώντας μη ιδανικό το τρανζίστορ, μπορούμε να ενσωματώσουμε τον περιορισμό του CMRR, αφού ξέρουμε ποια ακριβώς είναι η πηγή ρεύματος. Το νέο πρόβλημα βελτιστοποίησης έχει ως μεταβλητές, ότι είχαν τα προηγούμενα προβλήματα εκτός από αυτή του ρεύματος η οποία αντικαταστάθηκε και στη θέση της προσθέθηκαν το πλάτος W_S , το μήκος L_S και οι τάσεις πόλωσης V_n , V_x του τρανζίστορ της πηγής ρεύματος (βλ. σχήμα 3.7). Έτσι, το πρόβλημα γίνεται:

$$\min P(W, R, W_S, L_S, V_N, V_x) = V_{DD} I_T = V_{DD} I_T^{(s)}(W_S, L_S, V_N, V_x)$$

με τους περιορισμούς:

$$t_d = RC$$



Σχήμα 3.7: Αντιστροφείας MCML για τη βελτιστοποίηση.

$$NM \geq 0.4\Delta V$$

$$CMRR \geq 20$$

$$V_{thS} \leq V_n \leq V_{DD}$$

$$V_n - V_{thS} \leq V_x \leq V_{DD} - \Delta V/2 - V_{th1}$$

$$\Delta V_{min} \leq \Delta V \leq V_{th1}$$

$$W_{min} \leq W_1, W_S \leq W_{max}$$

$$L_{min} \leq L_S \leq L_{max}$$

Το $I_T^{(s)}$ δίνεται από την σχέση 2.5 και C είναι το άθροισμα των χωρητικότητων του σχήμα 3.1 που η τιμή τους, συναρτήσει των παραμέτρων του προβλήματος, δίνεται στο κεφάλαιο 2. Ο πρώτος περιορισμός αναφέρεται στην ταχύτητα του προβλήματος (το t_d είναι παράμετρος του προβλήματος). Οι επόμενοι δύο είναι περιορισμοί απόδοσης του κυκλώματος. Οι παρακάτω τέσσερις είναι περιορισμοί πόλωσης και ορθής λειτουργίας του κυκλώματος. Οι δύο τελευταίοι σχετίζονται με την τεχνολογία κατασκευής του τρανζίστορ.

Αυτό το πρόβλημα είναι προφανώς μη-γραμμικό, αφού τόσο η αντικειμενική συνάρτηση όσο και κάποιοι περιορισμοί είναι μη-γραμμικοί. Επομένως, είναι αδύνατο να βρεθεί μοναδική λύση ή ακόμα χειρότερα σε κλειστή μορφή, όπως στις προηγούμενες προσεγγίσεις. Για το λόγο αυτό έχουμε προγραμματίσει τις εξισώσεις του παραπάνω προβλήματος σε MATLAB (βλ. παράρτημα C) και ο βελτιστοποιητής του MATLAB μας

δίνει μια λύση. Αυτό που κερδίζουμε με αυτό το πρόβλημα είναι να προσεγγίσουμε λίγο καλύτερα την πραγματικότητα εισάγοντας την αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος, αλλά χάνουμε πάρα πολλά όσον αφορά τη διαίσθησή μας για τη λύση του προβλήματος.

Κάνοντας ταίριασμα καμπυλών (curve fitting) παίρνουμε το σύνολο των παραμέτρων που χρειαζόμαστε και ο βελτιστοποιητής του MATLAB μας δίνει τις τιμές των μεταβλητών που θέλουμε. Με τις τιμές αυτές σχεδιάζουμε έναν αντιστροφέα στο CADENCE και η προσομοίωση μας δίνει τα αποτελέσματα του σχήματος 3.9.

Για να ελέγξουμε την ταχύτητα του αντιστροφέα δημιουργούμε έναν ταλαντωτή βρόχου (ring oscillator) 5 σταδίων και μετράμε την συχνότητα ταλάντωσής του. Στο τελευταίο εδάφιο αναφερόμαστε σε αυτά τα αποτελέσματα.

3.7 Προσέγγιση BSIM3v3

Έχοντας δει τις προηγούμενες προσεγγίσεις και έχοντας μια διαίσθηση από τις δύο πρώτες προσεγγίσεις για το πώς κινούνται οι λύσεις του προβλήματος αλλά και μια μεθοδολογία για την εύρεση λύσης αριθμητικά, θα δώσουμε την μορφοποίηση του προβλήματος με εξισώσεις του BSIM3v3. Βέβαια, και αυτό το πρόβλημα θα μπορούσε να λυθεί από το MATLAB αλλά, όπως έχει προαναφερθεί, αυξάνεται αρκετά η πολυπλοκότητα για πολύ μικρή βελτίωση της λύσης.

Στο κεφάλαιο 2 είδαμε ότι η εξίσωση που δίνει το ρεύμα είναι:

$$I_{DS} = Wv_{sat}C_{ox}(V_{GS} - V_{th_S} - A_{bulk}V_{dsat})$$

και είναι η μόνη διαφορά από το προηγούμενο πρόβλημα, αφού οι περιορισμοί δεν αλλάζουν. Έτσι το πρόβλημα γράφεται όπως παρακάτω:

$$\min P(W_1, W_S, L_S, V_S, V_x, R) = V_{DD}W_Sv_{sat}C_{ox}(V_S - V_{th_S} - A_{bulk_S}V_{dsat_S})$$

με τους περιορισμούς:

$$\begin{aligned} t_d &= RC \\ NM &\geq 0.4\Delta V \\ CMRR &\geq 20 \\ V_{th_S} &\leq V_n \leq V_{DD} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_n - V_{th_S} &\leq V_x \leq V_{DD} - \Delta V/2 - V_{th_1} \\
\Delta V_{min} &\leq \Delta V \leq V_{th_1} \\
W_{min} &\leq W_1, W_S \leq W_{max} \\
L_{min} &\leq L_S \leq L_{max}
\end{aligned}$$

όπου v_{sat} είναι η ταχύτητα κορεσμού, V_{dsat} η τάση κορεσμού και V_{th_S} και A_{bulk_S} η τάση κατωφλίου και μια παράμετρος του φαινομένου σώματος για το τρανζίστορ της πηγής ρεύματος αντίστοιχα.

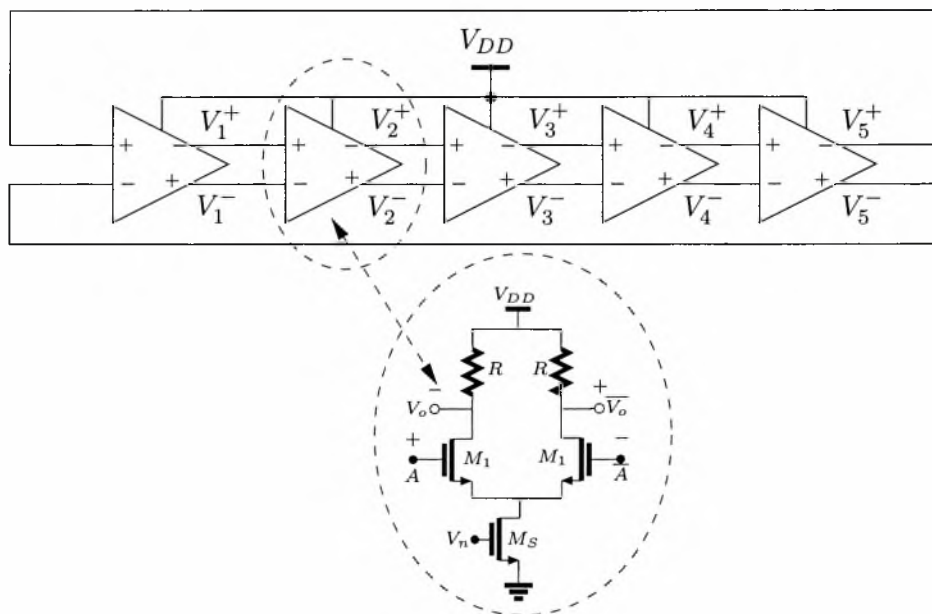
Για κάνουμε το πρόβλημα πιο πλήρες, αν κάποιος ήθελε να σχεδιάσει το κύκλωμα του σχήματος 1.11 με PMOS τρανζίστορ, για αντίσταση, θα έπρεπε στην πρώτη εξίσωση των περιορισμών να προστεθεί η χωρητικότητα C_{GS} με την βοήθεια της 2.18, η οποία εξαρτάται από το W . Η τιμή της αντίστασης δίνεται από την σχέση 2.17 και εξαρτάται και αυτή από το W του τρανζίστορ μέσω του R_{int} (βλ. 2.15). Εδώ εισάγεται άλλη μια αλληλεπίδραση παραμέτρων. Όσο αυξάνει το W ή το L αυξάνει η χωρητικότητα. Αν αυξήσουμε το W , μειώνεται το R_{int} και επειδή η αντίσταση είναι αύξουσα ως προς το R_{int} , τότε αυτή θα μειώνεται.

3.8 Προσομείωση-Ταλαντωτή Βρόχου

Ο ταλαντωτής βρόχου (ring oscillator) είναι ένα κλασικό κύκλωμα για τον έλεγχο της ταχύτητας ψηφιακών κυκλωμάτων αλλά χρησιμοποιείται ευρέως σε κυκλώματα κλειδώματος φάσης (PLLs). Σκοπός μας είναι να σχεδιάσουμε έναν ring oscillator MCML 5 σταδίων στα 3GHz, με την ελάχιστη κατανάλωση ισχύος, όπως αυτό του σχήματος 3.8. Η συχνότητα ταλάντωσης f του ring oscillator δίνεται από τον τύπο:

$$f = \frac{1}{2Nt_d} \quad (3.8)$$

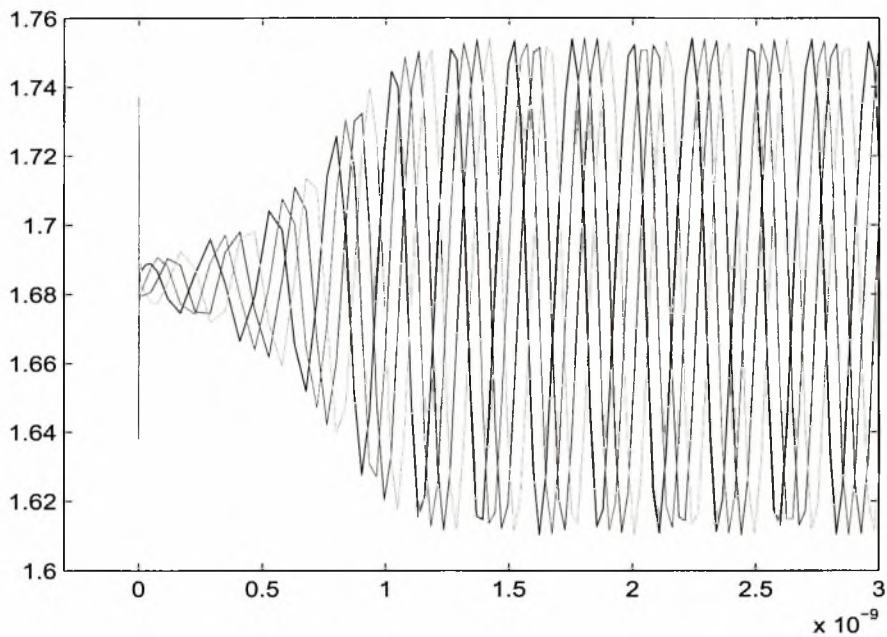
όπου t_d είναι η καθυστέρηση κάθε σταδίου και N ο αριθμός των σταδίων. Από τον παραπάνω τύπο για να σχεδιάσουμε έναν ring oscillator στα 3GHz η απαιτούμενη καθυστέρηση ανά στάδιο πρέπει να είναι $t_d = 1/(10 * 3GHz) \cong 33ps$. Αυτόν τον χρόνο τον δίνουμε στον βελτιστοποιητή του MATLAB (αφού είναι παράμετρος του προβλήματος) και μας επιστρέφει τις βέλτιστες τιμές για τα W_1, W_S, W_L, V_n, V_x . Με αυτές τις τιμές σχεδιάζουμε έναν αντιστροφέα MCML στο CADENCE και με τον



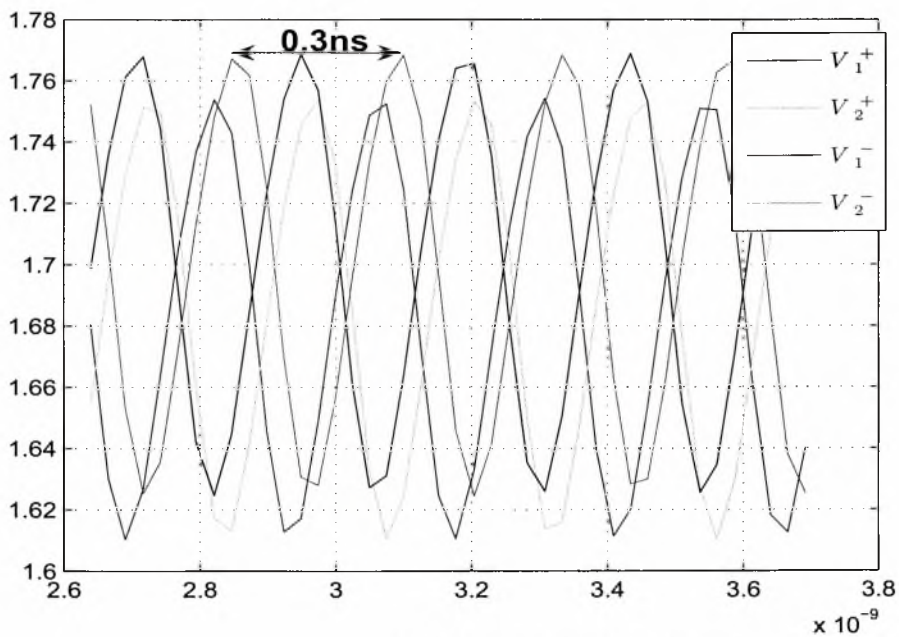
Σχήμα 3.8: Κυκλωματικό διάγραμμα ενός Ring Oscillator MCML 5 σταδίων.

προσομοιωτή spectre τρέχουμε το κύκλωμα. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στο σχήμα 3.9(a)

Στο σχήμα 3.9(b) έχουμε μεγενθύνει τη γραφική παράσταση για να μετρήσουμε την περίοδο της ταλάντωσης και άρα τη συχνότητά της. Γνωρίζοντας τη συχνότητα και τον αριθμό των σταδίων μπορούμε να βρούμε τον πραγματικό χρόνο t_d . Πάνω στη γραφική παράσταση φαίνεται η μέτρηση της περιόδου, η οποία είναι $t = 0.30ns$. Από αυτήν υπολογίζουμε τη συχνότητα που είναι ίση με $f = 1/t_s = 3.2GHz$. Η συχνότητα αυτή είναι αρκετά κοντά στις αρχικές μας απαιτήσεις για τον σχεδιασμό ενός αντιστροφέα MCML.



(a) Ταλάντωση του ring oscillator.



(b) Μέτρηση της καθυστέρησης.

Σχήμα 3.9: Αποτελέσματα προσομοίωσης.

Παράρτημα Α

Χαρακτηριστικά IC Ψηφιακής

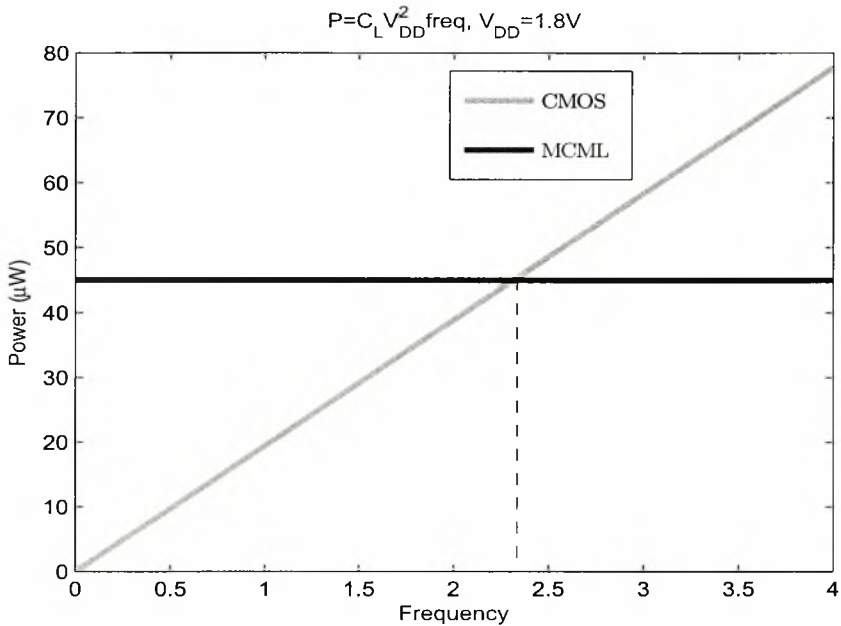
Λογικής

Οι πιο σημαντικές παράμετροι, οι οποίες εξετάζονται και συγκρίνονται είναι η δυνατότητα εξόδου (fan-out), η κατανάλωση ισχύος (power dissipation), η καθυστέρηση διάδοσης (propagation delay) και το περιθώριο θορύβου (noise margin). Στο παράρτημα αυτό θα εξηγήσουμε τη σημασία αυτών των παραμέτρων, οι οποίες χρησιμοποιούνται στο κυρίως κείμενο.

A.1 Δυνατότητα Εξόδου ή Ικανότητα Οδήγησης

Η ικανότητα οδήγησης ενός κυκλώματος προσδιορίζει τον αριθμό των φορτίων που μπορούν να συνδεθούν στη έξοδο του κυκλώματος χωρίς να χειροτερεύει η κανονική λειτουργία του. Το φορτίο ορίζεται ως το ποσό του ρεύματος που απαιτείται από την είσοδο ενός άλλου κυκλώματος. Η έξοδος ενός κυκλώματος συνήθως συνδέεται στις εισόδους άλλων κυκλωμάτων. Η κάθε είσοδος καταναλώνει ένα συγκεκριμένο ποσό ρεύματος από τη έξοδο του προηγούμενου κυκλώματος και έτσι κάθε πρόσθετη σύνδεση αυξάνει το φορτίο του κυκλώματος στην έξοδο. Υπέρβαση του προσδιορισμένου

μέγιστου φορτίου μπορεί να προκαλέσει λανθασμένη λειτουργία, γιατί το κύκλωμα δεν μπορεί να δώσει την ισχύ που ζητείται στην έξοδο. Έτσι ικανότητα οδήγησης, είναι ο μέγιστος αριθμός εισόδων που μπορούν να συνδεθούν στην έξοδο ενός κυκλώματος.



Σχήμα Α.1: Γραφική παράσταση της ισχύος ως προς τη συχνότητα για αντιστροφείς CMOS και MCML.

A.2 Κατανάλωση Ισχύος

Η ισχύς που καταναλώνεται σε ένα CMOS κύκλωμα αποτελείται από δύο συνιστώσες¹: την στατική και τη δυναμική κατανάλωση. Στατική κατανάλωση έχουμε από τα ρεύματα διαρροής ή από ρεύματα που ρέουν συνεχώς από την πηγή τροφοδοσίας. Δυναμική κατανάλωση έχουμε λόγω ρευμάτων μεταγωγής και της φόρτισης και εκφόρτισης των χωρητικών φορτίων. Η τεχνολογία MCML έχει στατική κατανάλωση και η CMOS δυναμική κατανάλωση. Έτσι, σύμφωνα με τα παραπάνω, η στατική κατανάλωση

¹Υπάρχουν και άλλες συνιστώσες ισχύος, αλλά αυτές είναι οι σημαντικότερες συνιστώσες για τα κυκλώματα που μελετούμε σε αυτή την εργασία.

δίνεται από το γινόμενο της τάσης τροφοδοσίας και του σταθερού ρεύματος που ρέει το κύκλωμα, δηλαδή:

$$P_{static} = V_{DD} \cdot I_S \quad (\text{A.1})$$

Η δυναμική κατανάλωση δίνεται από τον τύπο [8]

$$P_{dynamic} \cong C_L \cdot V_{DD}^2 \cdot f \quad (\text{A.2})$$

Τέλος, η συνολική κατανάλωση ισχύος δίνεται από το άθροισμα των δύο προαναφερθέντων ισχύων, δηλαδή

$$P_{total} = P_{static} + P_{dynamic} \quad (\text{A.3})$$

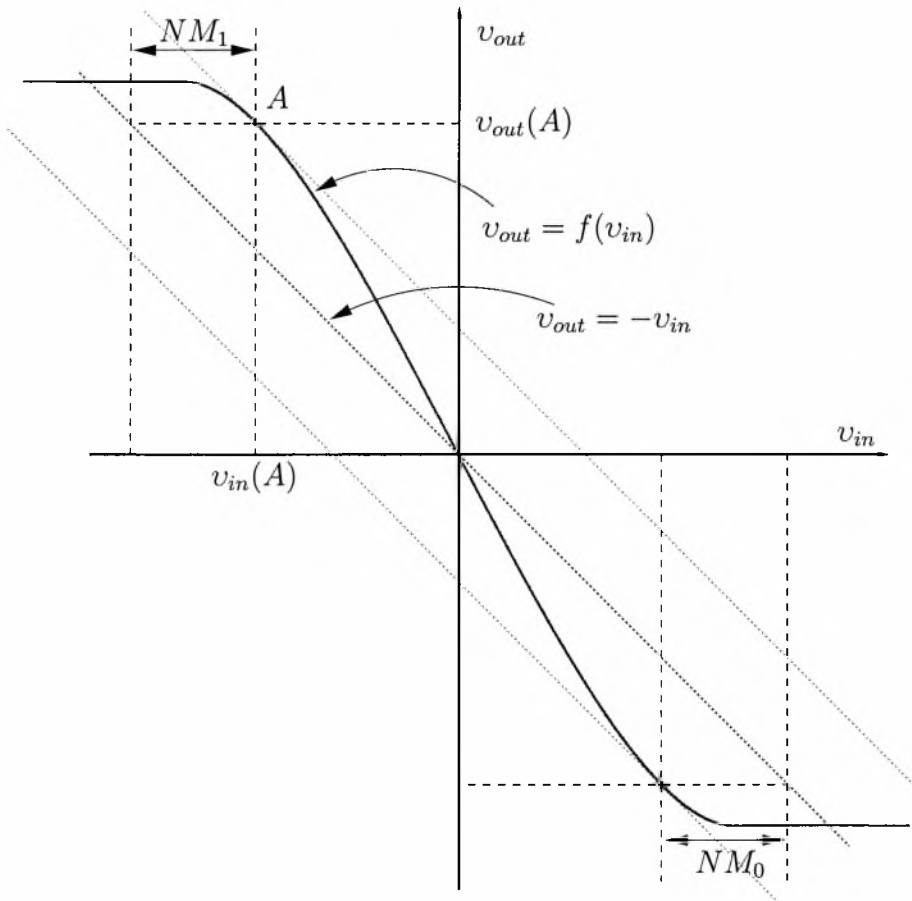
Στο σχήμα A.1 φαίνεται η γραφική παράσταση της ισχύος ως προς τη συχνότητα για κυκλώματα CMOS και MCML. Παρατηρούμε επιπλέον ότι μετά τα 2.4GHz η ισχύς ενός αντιστροφέα CMOS είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη ενός MCML αντιστροφέα.

A.3 Καθυστέρηση Διάδοσης

Η καθυστέρηση διάδοσης ενός κυκλώματος είναι ο μέσος χρόνος καθυστέρησης της διάδοσης του σήματος από την είσοδο στην έξοδο, όταν το δυαδικό σήμα αλλάζει τιμή. Ο χρόνος αυτός υπολογίζεται από τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου. Ο χρόνος καθυστέρησης, όταν η έξοδος αλλάζει από υψηλή σε χαμηλή τιμή, ονομάζεται t_P^{HL} . Παρόμοια, όταν η έξοδος πάει από το χαμηλό στο υψηλό επίπεδο, η καθυστέρηση είναι t_P^{LH} . Συνήθως, μετράμε ως καθυστέρηση διάδοσης το χρονικό διάστημα μεταξύ των σημείων που αντιπροσωπεύουν το 50% της μετάβασης της εισόδου και της εξόδου. Γενικά, οι δύο προαναφερθείσες καθυστερήσεις δεν είναι ίδιες και μεταβάλλονται ανάλογα με τις συνθήκες φόρτωσης. Ο μέσος χρόνος καθυστέρησης διάδοσης υπολογίζεται ως ο μέσος όρος των δύο καθυστερήσεων t_P^{HL} και t_P^{LH} .

A.4 Περιθώριο Θορύβου

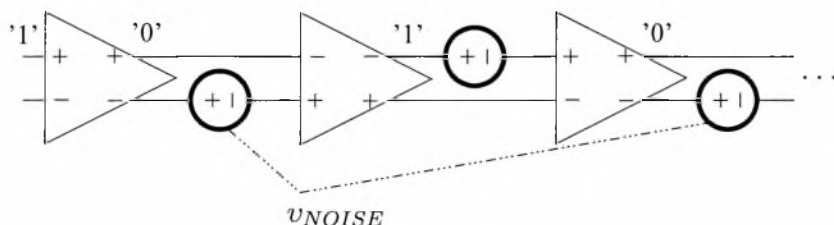
Περιθώριο θορύβου είναι η μέγιστη τάση θορύβου που μπορεί να προστεθεί σε ένα σήμα εισόδου ενός ψηφιακού κυκλώματος, χωρίς να προκληθεί ανεπιθύμητη αλλαγή στην έξοδο του κυκλώματος. Η δυνατότητα των κυκλωμάτων να λειτουργούν αξιόπιστα σε ένα περιβάλλον θορύβου είναι σημαντική για πολλές εφαρμογές. Ο ορισμός του περιθωρίου θορύβου φαίνεται στο σχήμα A.2.



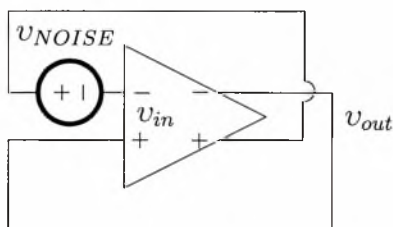
Σχήμα A.2: Ορισμός του περιθωρίου θορύβου (NM).

Για την περίπτωση των χαμηλού εύρους σημάτων η μεταβλητότητα των παραμέτρων

λόγω της διαδικασίας κατασκευής είναι μια σημαντική πηγή θορύβου. Για την μελέτη του περιθωρίου θορύβου θα χρησιμοποιήσουμε τη μέθοδο worst-case static series-voltage. Σε αυτή την μέθοδο θεωρούμε μια άπειρη αλυσίδα από κυκλώματα MCML όπως η εικόνα A.3(α), όπου φαίνεται η μέγιστη επιτρεπόμενη πηγή τάσης θορύβου συνδεδεμένη σε σειρά με την είσοδο του κάθε κυκλώματος στην αλυσίδα, έτσι ώστε η λογική τιμή του σήματος στη έξοδο της αλυσίδας να είναι η ίδιο με την περίπτωση που η αλυσίδα ήταν απαλλαγμένη από θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός είναι συνδεδεμένος με τέτοιο τρόπο, ώστε κατά μήκος της αλυσίδας, να έχει τη φορά που τείνει να αλλάξει το λογικό επίπεδο.



(α) άπειρη αλυσίδα από αντιστροφείς με ίδιες πηγές τάσης θορύβου.



(β) αντιστροφέας χωρίς offset με την πηγή τάσης θορύβου.

Σχήμα A.3: Προετοιμασία για τον υπολογισμό του περιθωρίου θορύβου.

Για την περίπτωση των κυκλωμάτων MCML η άπειρη αλυσίδα είναι ισοδύναμη με ένα μόνο MCML κύκλωμα, το οποίο έχει την αρνητική έξοδο συνδεδεμένη με την θετική είσοδο και την θετική έξοδο με την αρνητική είσοδο. Αυτό το διασταθές (bistable) latch μαζί με τις επιπρόσθετες πηγές θορύβου φαίνονται στην εικόνα A.3.

Η τιμή του πηγής θορύβου στην οποία η λογική κατάσταση του κυκλώματος

αντιστρέφεται είναι το περιθώριο θορύβου για την λογική κατάσταση.

$$NM = v_{NOISE}|_{\alpha_D=1} \quad (A.4)$$

Από την παραπάνω συζήτηση είδαμε πώς υπολογίζουμε το περιθώριο θορύβου για το '0', NM_0 . Με ακριβώς τον ίδιο τρόπο μπορούμε να υπολογίσουμε το NM_1 , το οποίο προφανώς δεν είναι αναγκαστικά το ίδιο με το NM_0 .

Σύμφωνα με το [2], το περιθώριο θορύβου δίνεται από τον τύπο:

$$NM = \Delta V \cdot \frac{\sqrt{4A_v^2 - 1 - \sqrt{8A_v + 1}}}{A_v^2 \sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{4A_v^2 + 1 + \sqrt{8A_v + 1}}}{2\sqrt{2} - 1} \right) \quad (A.5)$$

Παράρτημα Β

Ανάλυση μεγάλου σήματος

Κυκλωμάτων MCML

Σχεδόν όλα τα βιβλία ηλεκτρονικής αναφέρονται σε διαφορικούς ενισχυτές και κάνουν αναλύσεις μεγάλου σήματος. Σε αυτό το παράρτημα θα αποδείξουμε κάποιες σχέσεις για την πληρότητα του κειμένου της εργασίας και θα επιχειρήσουμε μια προσέγγιση του θέματος για MCML κυκλώματα. Θα χρησιμοποιήσουμε αρχικά το τετραγωνικό μοντέλο, δηλαδή για τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού και έπειτα την εξίσωση 2.5, για τρανζίστορ στενού καναλιού.

B.1 Μακρύ κανάλι

Ας υποθέσουμε ότι V_I είναι το κοινό και V_i το διαφορικό σήμα στην είσοδο και V_O , V_o τα αντίστοιχα σήματα στην έξοδο. Επίσης I_T είναι το ρεύμα στην πηγή ρεύματος. Είναι προφανές ότι $V_O = V_{O1} - V_{O2} = R_D(I_{DS1} - I_{DS2}) = 0$. Όμως $V_{O1} = R_D I_{DS1} = R_D \frac{I_T}{2}$. Για $V_i = 0$, όλα τα τρανζίστορ θεωρούμε ότι λειτουργούν στον κορεσμό. Θεωρούμαι επίσης ότι το V_I είναι τέτοιο ώστε για πολύ μικρά V_i τα τρανζίστορ παραμένουν ακόμα στον κορεσμό και έτσι για το ρεύμα I_{DS} ισχύει:

$$i_{DS_{1,2}} = \frac{\beta}{2} \left(V_I \pm \frac{V_i}{2} - V_x - V_t \right)^2 \quad (\text{B.1})$$

όπου V_x ο κοινός κόμβος στους S ακροδέκτες των τρανζίστορ. Έχοντας τον περιορισμό $i_{DS_1} + i_{DS_2} = I_T$ έχουμε ότι:

$$\beta \left[(V_I - V_x - V_t)^2 + \left(\frac{V_i}{2} \right)^2 \right] = I_T \quad (\text{B.2})$$

Η διαφορική έξοδος είναι:

$$V_o = -R_L \frac{\beta}{2} V_i \sqrt{\frac{4I_T}{\beta} - V_i^2} \quad (\text{B.3})$$

Επίσης ισχύουν τα παρακάτω:

$$0 = \frac{\beta}{2} \left(V_I - \frac{V_i^{max}}{2} - V_x - V_t \right)^2 \quad (\text{B.4})$$

$$I_T = \frac{\beta}{2} \left(V_I + \frac{V_i^{max}}{2} - V_x - V_t \right)^2 \quad (\text{B.5})$$

όπου V_i^{max} είναι η μέγιστη φιαφορική τάση. Από τις παραπάνω σχέσεις και επειδή $V_I > 0$ έχουμε ότι:

$$V_i^{max} = \sqrt{\frac{2I_T}{\beta}} \quad (\text{B.6})$$

B.2 Στενό κανάλι

Σε αυτό το σημείο θα βρούμε την σχέση τάσης εισόδου-εξόδου για την περίπτωση που τα ρεύματα ακολουθούν την σχέση 2.5 για τρανζίστορ με στενό κανάλι.

$$\beta \left[(V_I - V_x - V_t) V_{DSAT} + \left(\frac{V_{DSAT}^2}{2} \right) \right] = I_T \quad (\text{B.7})$$

Η διαφορική έξοδος είναι:

$$V_o = -R_L \frac{\beta}{2} V_{DSAT} V_i \quad (\text{B.8})$$

όπου V_i^{max} είναι η μέγιστη διαφορική τάση. Επίσης ισχύουν τα παρακάτω:

$$0 = V_i - \frac{V_i^{max}}{2} - V_x - V_t - \frac{V_{DSAT}^2}{2} \quad (\text{B.9})$$

$$I_T = \frac{\beta}{2} \left[\left(V_i + \frac{V_i^{max}}{2} - V_x - V_t \right) V_{DSAT} - \frac{V_{DSAT}^2}{2} \right] \quad (\text{B.10})$$

Από τις παραπάνω σχέσεις έχουμε ότι:

$$V_i^{max} = \frac{2I_T}{\beta V_{DSAT}} \quad (\text{B.11})$$

Για να λειτουργούν τα τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους στον κορεσμό πρέπει το ΔV να μην ξεπερνάει την τάση κατωφλίου V_{th} . Γιατί, αν μια είσοδος γίνει V_{DD} , το αντίστοιχο δυναμικό στην έξοδο θα γίνει $V_{DD} - I \cdot R$. Για να μην μπει στην τριόδο το τρανζίστορ πρέπει $V_{GD_1} \leq V_{th_1}$ ή $V_{DD} - (V_{DD} - I \cdot R) \leq V_{th_1}$ ή $\Delta V \leq V_{th_1}$.

Παράρτημα C

Κώδικας MATLAB

Σε αυτό το παράρτημα θα δώσουμε μόνο τους ορισμούς των συναρτήσεων που χρησιμοποιήθηκαν είτε για την μοντελοποίηση των τρανζίστορ είτε για την βελτιστοποίηση του προβλήματος που ορίσαμε στο τρίτο κεφάλαιο.

C.1 Κώδικας για τη μοντελοποίηση των τρανζίστορ

C.1.1 Υπολογισμός των ρευμάτων του τρανζίστορ

```
function id=nmosid(W, L, vgs, vds, vsb)
```

Η συνάρτηση αυτή παίρνει ως παραμέτρους το μέγεθος του τρανζίστορ και τις τάσεις στους ακροδέκτες του και επιστρέφει το ρεύμα που το διαρρέει. Εσωτερικά υπάρχει ένα διάνυσμα που εξαρτάται από τεχνολογία σε τεχνολογία.

```
function id=mos(W, L, vgs, vds, vsb, technology)
```

Καλείται από την προηγούμενη συνάρτηση για τον υπολογισμό του ρεύματος έχοντας ως παράμετρο και το διάνυσμα `technology` με τις παραμέτρους του τρανζίστορ.

```
function vt = threshold(vsb, type, vt0, gamma)
```

Συνάρτηση για τον υπολογισμό της τάσης κατωφλίου.

C.1.2 Υπολογισμός των χωρητικότητων

Η συνάρτηση `cap` επιστρέφει όλες τις χωρητικότητες στη μορφή ενός διανύσματος.

```
function cap=moscap(W, L, vgs, vds, vsb, tech, ctech)
```

Κάθε μία από τις δύο παρακάτω συναρτήσεις καλούνται από την `cap` για τον υπολογισμό των χωρητικότητων.

```
function cj=junctioncap(vb, cj0, m, phi)
```

```
function cg=gatecap(W, L, ctech, region)
```

C.2 Κώδικας για τη βελτιστοποίηση

Για τη βελτιστοποίηση του προβλήματος έχει χρησιμοποιηθεί η συνάρτηση του MATLAB `fmincon`.

Η `confun` επιστρέφει δύο διανύσματα. Το πρώτο είναι το αποτέλεσμα των μη-γραμμικών περιορισμών και το δεύτερο των γραμμικών περιορισμών. Παίρνει ως όρισμα το διάνυσμα των μεταβλητών του προβλήματος. Τέλος, αυτή η συνάρτηση δίνεται ως παράμετρος στην `fmincon` μαζί με τις αρχικές συνθήκες και την ακρίβεια του προβλήματος.

```
function [c, ceq] = confun(x)
```


Βιβλιογραφία

- [1] M. Alioto and G. Palumbo. Design strategies for source couple logic gates. *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 50:640--4, 2003.
- [2] S. Bruma. Impact of on-chip process variations on mcm1 performance. *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, 50:135--140, 2003.
- [3] B. L. Cochrun and A. Grabel. A method for the determination of the transfer function of electronic circuits. *IEEE Trans. on Circuit Theory*, ST 20:16--20, Jan 1973.
- [4] M. Anis H. Hassan and M. Elmasrey. Mos current mode circuits analysis, design and variability. *IEEE Trans. on VLSI*, 13:885--898, Aug 2005.
- [5] B. Razavi. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. Electrical Engineering. McGraw-Hill, New York, 2001.
- [6] P. Gray *et al.* *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Wiley & Sons, Inc, New York, 2001.
- [7] X Jin *et al.* W. Liu. *BSIM3v3.3 MOSFET Model Users' Manual*. Dep. of Elec. Eng. and Com. Sc., University of California, Berkeley, CA 94720, 2005.
- [8] N. H. Weste and K. Eshraghan. *Principles of CMOS VLSI Design, A Systems Perspective*. AT&T, 1993.



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ
ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ



004000085808

