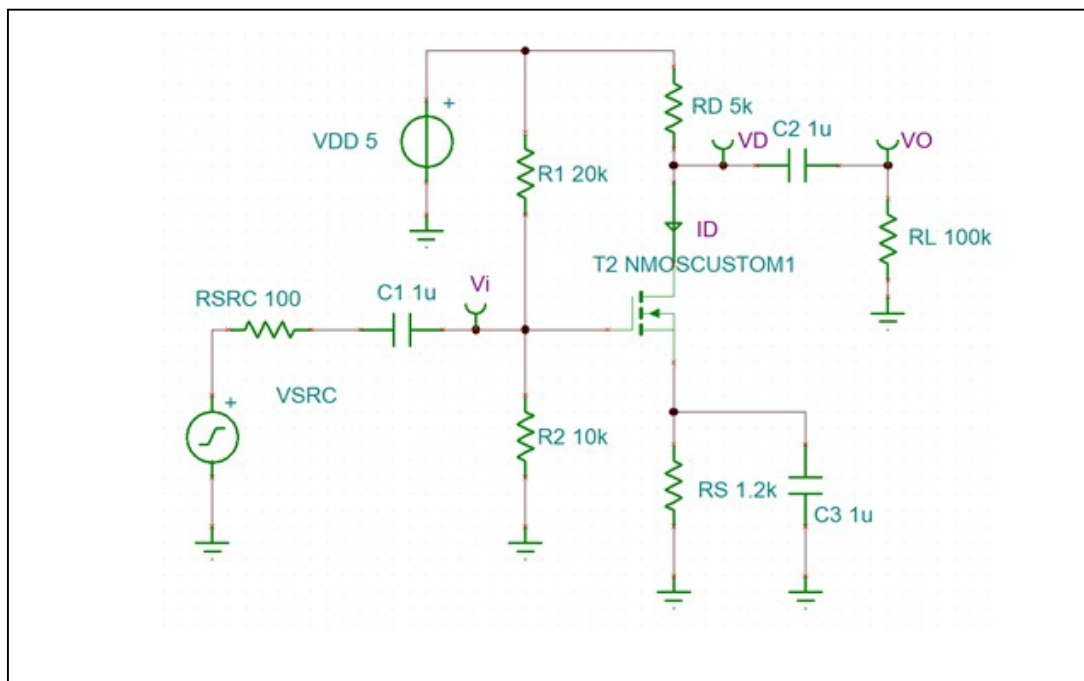


Διπλωματική Εργασία

Ανάλυση και προσομοίωση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ενισχυτών με λογισμικό TINA



Φοιτητής: Παπανικολάου Γεώργιος
ΑΜ: 06555

Επιβλέπων Καθηγητής

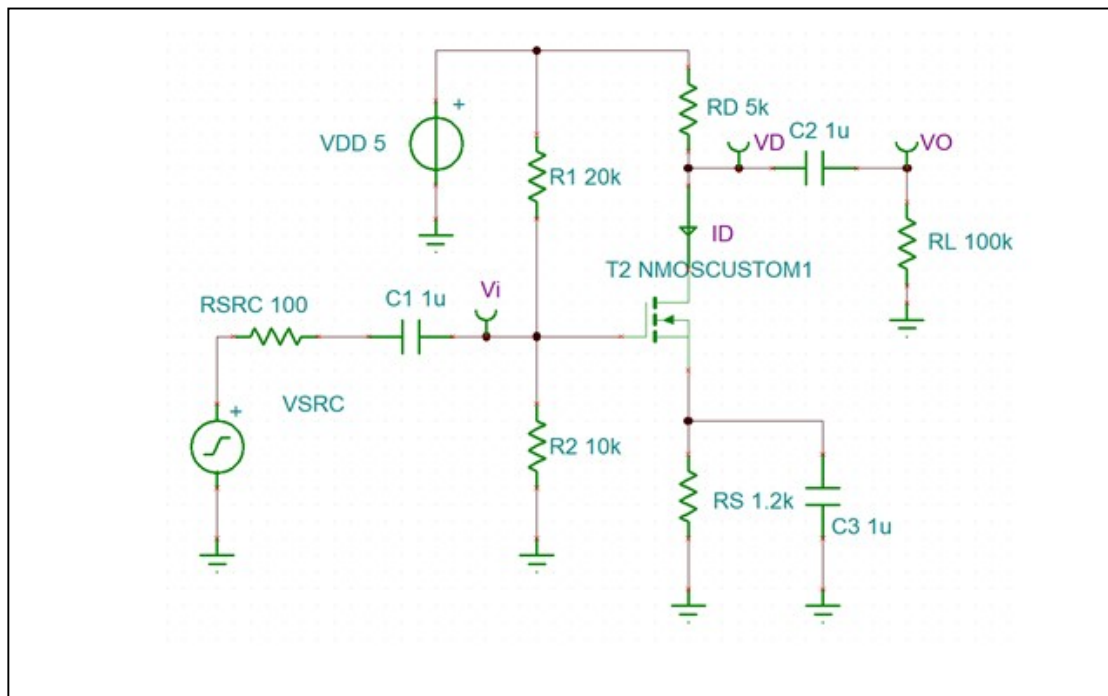
Πάτσης Γεώργιος
Καθηγητής



UNIVERSITY OF WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

Analysis and simulation of amplifier electronic circuits with TINA software tool



Student: Papanikolaou Georgios
Registration Number: 06555

Supervisor

Patsis Georgios
Professor

ATHENS-EGALEO, June 2021

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Πάτσης Γεώργιος (βαθμίδα)	Καλτσάς Γρηγόριος (βαθμίδα)	Γαλατά Σωτηρία (βαθμίδα)
(Υπογραφή)	(Υπογραφή)	(Υπογραφή)

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Παπανικολάου Γεώργιος, Ιούνιος 2021

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τους συγγραφείς.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΠΕΡΙ ΠΝΕΥΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΚΑΙΩΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ

Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ενυπόγραφα ότι η παρούσα εργασία προετοιμάστηκε και ολοκληρώθηκε από εμένα αποκλειστικά και ότι είμαι ο αποκλειστικός συγγραφέας του κειμένου της.

Η εργασία μου δεν προσβάλλει οποιασδήποτε μορφής δικαιώματα πνευματικής ιδιοκτησίας, προσωπικότητας ή προσωπικών δεδομένων τρίτων, δεν περιέχει έργα/εισφορές τρίτων για τα οποία απαιτείται άδεια των δημιουργών/δικαιούχων και δεν είναι προϊόν μερικής ή ολικής αντιγραφής ή λογοκλοπής.

Κάθε βοήθεια που έλαβα για την ολοκλήρωση της εργασίας είναι αναγνωρισμένη και αναφέρεται λεπτομερώς στο κείμενό της. Ειδικότερα, έχω αναφέρει ευδιάκριτα μέσα στο κείμενο και με την κατάλληλη παραπομπή όλες τις πηγές δεδομένων, κώδικα προγραμματισμού Η/Υ, απόψεων, θέσεων και προτάσεων, ιδεών και λεκτικών αναφορών που χρησιμοποιήθηκαν, είτε κατά κυριολεξία είτε βάσει επιστημονικής παράφρασης, και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. Επιπλέον, όλες οι πηγές που χρησιμοποιήθηκαν περιορίζονται στις βιβλιογραφικές αναφορές και μόνον και πληρούν τους κανόνες της επιστημονικής παράθεσης κατά τα διεθνή πρότυπα.

Τέλος δηλώνω ενυπόγραφα ότι αναλαμβάνω πλήρως, ατομικά και προσωπικά, όλες τις νομικές και διοικητικές συνέπειες στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της είναι προϊόν λογοκλοπής.

Ημερομηνία 26/06/2021


ΠΑΠΑΝΙΚΟΛΑΟΥ ΓΕΩΡΓΙΟΣ.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία ερευνά και παρουσιάζει μεθόδους προσομοιώσεων βασικών ενισχυτικών διατάξεων, με σκοπό την μελέτη βασικών ιδιοτήτων τους, καθώς και την επαλήθευση της θεωρητικής τους συμπεριφοράς. Για τις προσομοιώσεις χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο το λογισμικό TINA (Texas Instruments) και το MATLAB (Mathworks).

Η προσομοίωση (simulation) αποτελεί αναπόσπαστο τμήμα της διαδικασίας παραγωγής ενός ηλεκτρονικού συστήματος και χρησιμοποιείται τόσο κατά το σχεδιασμό ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC-integrated circuits), όσο και κατά τη σχεδίαση κυκλωμάτων με διακριτά εξαρτήματα του εμπορίου.

Παράλληλα, ωστόσο, η προσομοίωση χρησιμοποιείται ευρέως και για εκπαιδευτικούς σκοπούς, καθώς αναπαριστά τη συμπεριφορά και τη δυνατότητα λειτουργίας διατάξεων των οποίων οι ιδιότητες διδάσκονται σε θεωρητικό επίπεδο. Οι διδασκόμενοι (φοιτητές, ακροατές σεμιναρίων αλλά ακόμα και νέοι εργαζόμενοι στη βιομηχανία) έχουν την ευκαιρία να παρακολουθήσουν μια αναπαράσταση της αναμενόμενης λειτουργίας των προς μελέτη ή σχεδίαση συστημάτων. Με αυτόν τον τρόπο, αφενός θα κατανοήσουν με βέλτιστο τρόπο τις ιδιότητές τους και αφετέρου θα ελέγξουν τη συμπεριφορά της διάταξης πρώτου προχωρήσουν στην υλοποίησή της.

Στα πλαίσια της εργασίας αυτής, πραγματοποιείται μια σταδιακή προσέγγιση τόσο στις μεθόδους προσομοίωσης όσο και στους τύπους των διατάξεων που μελετώνται. Συγκεκριμένα, η παρουσίαση των μεθόδων αυτών υλοποιείται μέσα από εκπαιδευτικού χαρακτήρα παραδείγματα, ούτως ώστε ο αναγνώστης αφενός να παρατηρεί τις δυνατότητες των εργαλείων προσομοίωσης (του TINA στην εν λόγω εργασία) και αφεταίρου να κατανοήσει περισσότερο τις εκάστοτε κυκλωματικές διατάξεις, οι οποίες θεωρούνται γνωστές από τη θεωρία.

Η μελέτη εκκινεί από απλά βασικά γραμμικά κυκλώματα με ιδανικά στοιχεία, χωρίς την παρουσία ημιαγωγών. Επεξηγούνται έτσι οι μέθοδοι προσομοίωσης και βασικοί χειρισμοί του προγράμματος που θα ακολουθούνται στη συνέχεια. Παράλληλα, μελετώνται οι τέσσερις γενικοί τύποι ενισχυτών (τάσης από τάση, ρεύματος από τάση, ρεύματος από ρεύμα, τάσης από ρεύμα). Η συνέχεια εστιάζεται στη μελέτη των διπολικών τρανζίστορ και τρανζίστορ MOSFET, τόσο ως ξεχωριστών στοιχείων, όσο και των ενισχυτικών διατάξεων στις οποίες αυτά χρησιμοποιούνται. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιούνται κάθε φορά τόσο σε επίπεδο συνεχούς σήματος (DC) όσο και μικρού ή εναλλασσόμενου σήματος (AC), αναδεικνύοντας και επαληθεύοντας τις ιδιότητες των εκάστοτε ενισχυτικών βαθμίδων. Έπειτα, οι μέθοδοι ανάλυσης και προσομοίωσης επεκτείνονται σε πολυσταδικούς ενισχυτές, πηγές και καθρέπτες ρεύματος, ενώ στο τέλος μελετώνται ορισμένα συχνοτικά και παρασιτικά φαινόμενα μεγάλης σημασίας για τα όρια της λειτουργίας των ενισχυτικών διατάξεων. Όλο το πλαίσιο της παραπάνω έρευνας περιλαμβάνει αρκετές συγκρίσεις και συμπεράσματα σχετικά με το πώς επηρεάζονται οι ιδιότητες των ενισχυτικών βαθμίδων από τις παραμέτρους τους.

Ευελπιστώ σαν συγγραφέας ότι η εν λόγω εργασία θα μπορέσει να αποτελέσει ένα βοηθητικό εγχειρίδιο τόσο στην κατανόηση των βασικών ενισχυτικών διατάξεων, όσο και στη χρήση του προσομοιωτικού προγράμματος TINA τόσο στην εκπαιδευτική διαδικασία, όσο και στην ακαδημαϊκή έρευνα και τη βιομηχανία.

Λέξεις – κλειδιά

TINA, ενισχυτικές διατάξεις, DC προσομοίωση, AC προσομοίωση, χρονική προσομοίωση, Διπολικό τρανζίστορ, τρανζίστορ MOSFET, κέρδος, αντίσταση εισόδου, αντίσταση εξόδου, παρασιτικές χωρητικότητες.

Abstract

In this diploma thesis, an extensive simulation methodology of basic amplifier setups is researched and presented, in order to understand their basic concepts and verify their theoretical behavior. For the simulations, the TINA (Texas Instruments) and MATLAB softwares are mainly utilized.

Simulation is a fundamental part of the design and production process of the electronic systems and is utilized in the design of integrated circuits (IC) as well as the design of discrete, commercially available electronic component circuitry.

Furthermore, simulation is utilized for educational purposes, since it shows the electronic circuitries' behavior and functionality, which are taught in a theoretical manner in such a simple way. The students, seminar participants or even newbie industry workers have the chance to watch a representation of the expected functionality of the electronic systems under research or implementation. In this way, they will understand in an optimal way the systems' properties and verify their behavior before proceeding to hardware implementation.

In this work, a progressive approach is attempted in both the simulation methods and the electronic systems searched. In particular, presentation of the methods is performed through educational examples, in such a way that the reader observes the simulation tools' (TINA in this work) capabilities and better understands the circuitry setups properties, which are known from the theory.

The research begins from basic linear circuits with ideal components, without the presence of semiconductors. In this way, basic simulation and TINA software's handling methods that are adopted in the whole work, are explained. At the same time, the four basic amplifier categories are explained (voltage-to-voltage, voltage-to-current, current-to-current and current-to-voltage). The remainder of this work focuses on the study of the Bipolar transistors and MOSFET transistors as particular devices and as basic amplifier stages' parts. The simulations are performed at DC and AC levels, revealing and verifying the studied amplifier stages' properties. Then, the presented analysis and simulation methods are extended to multistage amplifiers, current sources and mirrors. In the end, some parasitic and frequency properties that are fundamental for the amplifiers' functionality limits are also studied. The whole study's framework includes many comparisons and conclusions about the effects of amplifiers' parameters to their functionality properties.

As the author, I hope that this particular work will assist the reader in understanding the basic amplifiers setups properties as well as in TINA software's handling. That could be a useful tool in the educational, academic research and the industrial process.

Keywords

TINA, amplifier setups, DC simulation, AC simulation, transient simulation, Bipolar transistor, MOSFET transistor, gain, input impedance, output impedance, parasitic capacitances.

Περιεχόμενα

Κατάλογος Πινάκων.....	11
Κατάλογος Εικόνων	11
Αλφαβητικό Ευρετήριο.....	15
1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	167
1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας.....	20
1.2 Σκοπός και στόχοι.....	20
1.3 Μεθοδολογία	20
1.4 Καινοτομία	20
1.5 Δομή	20
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Το λογισμικό TINA.....	22
3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Οι βασικοί τύποι ενισχυτών	26
3.1 Ενισχυτής τάσης προς τάση	26
3.2 Ενισχυτής τάσης σε ρεύμα	30
3.3 Ενισχυτής ρεύματος σε τάση.....	32
3.4 Ενισχυτής ρεύματος σε ρεύμα.....	33
4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Βασικά των ενισχυτών-προσομοιώσεις.....	36
4.1 Προσομοίωση μη ιδανικού ενισχυτή τάσης προς τάση	36
4.2 Προσομοίωση μη ιδανικού ενισχυτή ρεύματος προς ρεύμα.....	37
5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Τρανζίστορ.....	39
5.1 Προσομοίωση της V-I καμπύλης του BJT Transistor 2N3904.....	39
5.2 Προσομοίωση της V-I καμπύλης ενός NPN και ενός NMOS Transistor.....	42
5.3 Προσομοίωση των χαρακτηριστικών καμπυλών IC-VCE σε NPN τρανζίστορ	44
6 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Πόλωση	46
6.1 Η επίδραση της αντίστασης συλλέκτη στην πόλωση ενός BJT transistor	46
6.2 Η επίδραση της τροφοδοσίας της βάσης στην πόλωση ενός BJT transistor.....	48
6.3 Η επίδραση της τροφοδοσίας της βάσης στην πόλωση ενός BJT transistor για διαφορετικές τιμές της αντίστασης συλλέκτη.....	49
6.4 Η επίδραση της παραμέτρου β του τρανζίστορ BJT στην πόλωσή του.....	526.5
Ανάλυση τάσεων κόμβων και ρευμάτων πόλωσης σε DC level shifter.....	54
6.6 Ανάλυση τάσεων κόμβων και ρευμάτων πόλωσης NMOS καθρέπτη ρεύματος.....	55
7 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο : Ενισχυτές τρανζίστορ ενός σταδίου.....	57
7.1 Ανάλυση μικρού σήματος σε NMOS ενισχυτή κοινής πηγής με πόλωση (CS Amplifier).....	57
7.2 Ανάλυση μικρού σήματος σε NMOS ενισχυτή κοινού υποδοχέα με πόλωση (CD Amplifier).....	61
7.3 Χρονική ανάλυση σήματος σε NMOS ενισχυτή κοινής πηγής (CS Amplifier) για διαφορετικές τιμές της αντίστασης του φορτίου στην έξοδο.....	65
8 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο : Βασικοί τύποι ενισχυτών τρανζίστορ	67
8.1 Ενισχυτής Κοινής Βάσης BJT (CB)	67
8.2 Ενισχυτής Κοινού Εκπομπού BJT (CE).....	69
8.3 Ενισχυτής Κοινού Συλλέκτη BJT (CC)	72
8.4 Ενισχυτής Κοινής Πόλης MOSFET (CG)	74
8.5 Ενισχυτής Κοινής Πηγής MOSFET (CS).....	76
8.6 Ενισχυτής Κοινού Υποδοχέα MOSFET (CD)	78
9 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8^ο : Ενισχυτές τρανζίστορ πολλών σταδίων.....	82
9.1 Απλός NMOS κασκοδικός ενισχυτής.....	82

9.2	Διαφορικός NPN κασκοδικός ενισχυτής.....	84
9.3	Ενισχυτής CE-CE	86
9.4	Διαφορικός NMOS ενισχυτής με κοινό σήμα.....	89
10	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9^ο : Πηγές και καθρέπτες ρεύματος.....	91
10.1	Απλός καθρέπτης ρεύματος	91
10.2	Κασκοδικός καθρέπτης ρεύματος	92
10.3	Οδήγηση NMOS διαφορικού ζεύγους μέσω NMOS καθρέπτη ρεύματος	95
10.4	Οδήγηση PMOS διαφορικού ζεύγους μέσω PMOS καθρέπτη ρεύματος	95
10.5	Εξαγωγή V-I καμπύλης ρεύματος-τάσης σε κύκλωμα απλού NMOS καθρέπτη ρεύματος	95
10.6	Εξαγωγή $V_{out}-I_C$ και $V_{out}-V_{CE}$ χαρακτηριστικών καπυλών σε κυκλώματα απλού και κασκοδικού NPN καθρεπτών ρεύματος	97
11	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10^ο : Συμπεριφορά ενισχυτών στις χαμηλές συχνότητες	100
11.1	Απεικόνιση συνάρτησης μεταφοράς (μέτρο και φάση) με χρήση MATLAB.....	102
11.2	Χρήση του MATLAB για προσομοίωση συχνοτικής συμπεριφοράς ενισχυτή	102
11.3	Ανάλυση χαμηλών συχνοτήτων σε ενισχυτή κοινού εκπομπού (CE)	104
11.4	Ανάλυση χαμηλών συχνοτήτων σε ενισχυτή κοινής πύλης (CG).....	108
12	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 11^ο : Συμπεριφορά ενισχυτών στις υψηλές συχνότητες.....	111
12.1	Μελέτη απόκρισης υψηλών συχνοτήτων σε NMOS ενισχυτή κοινής πηγής (CS).....	112
12.2	Μελέτη απόκρισης υψηλών συχνοτήτων σε NPN ενισχυτή κοινού Εκπομπού (CE).....	114
13	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 12^ο : Εφαρμογές στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων	118
13.1	Εφαρμογή σε σχεδίαση τελεστικού ενισχυτή LM741.....	118
13.2	Εφαρμογές στην έρευνα.....	122
14	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	128
	Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές	129

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1: Κώδικας για την απεικόνιση της συνάρτησης μεταφοράς του παραδείγματος 11.1

Πίνακας 2: Κώδικας για την απεικόνιση της συνάρτησης μεταφοράς του παραδείγματος 11.2

Πίνακας 3: Πίνακας ελαχίστων συχνοτήτων λειτουργίας του ενισχυτή του παραδείγματος 11.2, για τις διάφορες θέσεις του 1^{ου} πόλου p_1 .

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1: Το περιβάλλον προσομοίωσης του TINA

Εικόνα 2: Διάταξη διαιρέτη τάσης.

Εικόνα 3: DC ανάλυση κόμβων στο διαιρέτη τάσης της Εικόνας 2.

Εικόνα 4: DC χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς εισόδου-εξόδου στο διαιρέτη τάσης της Εικόνας 2.

Εικόνα 5: Διάταξη διαιρέτη ρεύματος.

Εικόνα 6: DC ανάλυση κόμβων-βρόχων στο διαιρέτη ρεύματος της Εικόνας 5.

Εικόνα 7: DC χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς εισόδου-εξόδου στο διαιρέτη ρεύματος της Εικόνας 5.

Εικόνα 8: Απλοποιημένο ισοδύναμο ιδανικού ενισχυτή τάσης σε τάση.

Εικόνα 9: DC χαρακτηριστική ιδανικού ενισχυτή τάσης προς τάσης για $A=2$.

Εικόνα 10: Χρονική απόκριση (πράσινη καμπύλη-είσοδος, κόκκινη καμπύλη-έξοδος) ενός ιδανικού ενισχυτή τάσης προς τάση για $A=2$.

Εικόνα 11: Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή τάσης προς τάση με συμπερίληψη των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου.

Εικόνα 12: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή τάσης της εικόνας 11 για διαφορετικές τιμές της αντίστασης εισόδου R_{in} .

Εικόνα 13: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή τάσης της εικόνας 11 για διαφορετικές τιμές της αντίστασης εξόδου R_{out} .

Εικόνα 14: Απλοποιημένο ισοδύναμο ιδανικού ενισχυτή τάσης σε ρεύμα.

Εικόνα 15: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ιδανικού ενισχυτή τάσης σε ρεύμα της εικόνας 14, για $g_m=10^{-3} \text{ A/V}$.

Εικόνα 16: Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή τάσης σε ρεύμα με συμπερίληψη των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου.

Εικόνα 17: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή τάσης προς ρεύμα της εικόνας 16 για διαφορετικές τιμές της αντίστασης εξόδου R_{out} .

Εικόνα 18: Απλοποιημένο ισοδύναμο ιδανικού ενισχυτή διαντίστασης.

Εικόνα 19: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ιδανικού ενισχυτή ρεύματος σε τάση της εικόνας 18, για $r=1000\text{V/A}$.

Εικόνα 20: Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή ρεύματος σε τάση με συμπερίληψη των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου.

Εικόνα 21: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή ρεύματος προς τάση της εικόνας 20 για διαφορετικές τιμές της αντίστασης εισόδου R_{in} .

Εικόνα 22: Απλοποιημένο ισοδύναμο ιδανικού ενισχυτή ρεύματος.

Εικόνα 23: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ιδανικού ενισχυτή ρεύματος της εικόνας 22, για $\alpha=50\text{A/A}$.

Εικόνα 24: Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή ρεύματος με συμπερίληψη των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου.

Εικόνα 25: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή ρεύματος της εικόνας 24.

Εικόνα 26: Μη ιδανικός ενισχυτής τάσης προς τάσης της άσκησης 1.3 του βιβλίου [1]

Εικόνα 27: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 26, για διάφορες τιμές της αντίστασης εισόδου.

Εικόνα 28: Μη ιδανικός ενισχυτής ρεύματος προς ρεύμα της άσκησης 1.4 του βιβλίου [1].

Εικόνα 29: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 28, για διάφορες τιμές της αντίστασης φορτίου.

Εικόνα 30: Διάταξη μέτρησης καμπύλης V-I για το διπολικό τρανζίστορ 2N3904.

Εικόνα 31: Περιγραφή του μοντέλου Ebers-Moll του τρανζίστορ BJT [2].

Εικόνα 32: Περιγραφή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή, συμπεριλαμβανομένου και του φαινομένου Early [2].

Εικόνα 33: Επιλογή του μοντέλου τρανζίστορ 2N3904 στο TINA.

Εικόνα 34: Εκθετική καμπύλη V-I του τρανζίστορ 2N3904.

Εικόνα 35: Διάταξη προσομοίωσης VI χαρακτηριστικών για NPN και NMOS transistors.

Εικόνα 36: Επιλογή παραμέτρων για το NPN transistor.

Εικόνα 37: επιλογή παραμέτρων του NMOS transistor.

Εικόνα 38: V-I χαρακτηριστικές των τρανζίστορ NPN και NMOS της διάταξης της εικόνας 33.

Εικόνα 39: Διάταξη προσομοίωσης των IC-VCE καμπυλών και επιλογή παραμέτρων του NPN transistor.

Εικόνα 40: Χαρακτηριστικές IC-VCE του transistor NPN της εικόνας 39 για διαφορετικές τιμές του ρεύματος βάσης.

Εικόνα 41: Κύκλωμα πόλωσης NPN transistor με παραμετρική αντίσταση συλλέκτη.

Εικόνα 42: Προσομοίωση του ρεύματος συλλέκτη I_C , της τάσης συλλέκτη V_C και της πτώσης τάσης πάνω στην αντίσταση R_C ($V_{CC}-V_C$).

Εικόνα 43: Διάταξη κυκλώματος του παραδείγματος 3.14 [1], σχεδιασμένη στο TINA.

Εικόνα 44: Προσομοιώσεις DC του κυκλώματος της εικόνας 41, συναρτήσει της τάσης V_{BB} .

Εικόνα 45: Διάταξη κυκλώματος του παραδείγματος 3.15 [1], σχεδιασμένη στο TINA.

Εικόνα 46: Ρεύμα βάσης του T_1 , του σχήματος της εικόνας 45, σαν συνάρτηση της τάσης V_{BB} και με παράμετρο την αντίσταση R_C .

Εικόνα 47: Ρεύμα συλλέκτη του T_1 , του σχήματος της εικόνας 45, σαν συνάρτηση της τάσης V_{BB} και με παράμετρο την αντίσταση R_C .

Εικόνα 48: Η σχέση της τάσης συλλέκτη V_C με την τάση τροφοδοσίας V_{BB} , στο κύκλωμα της εικόνας 45.

Εικόνα 49: Κύκλωμα απλής πόλωσης NPN τρανζίστορ.

Σχήμα 50: Τιμές του ρεύματος συλλέκτη, συναρτήσει της παραμέτρου β , στο κύκλωμα της εικόνας 49.

Εικόνα 51: Κύκλωμα απλής πόλωσης NPN τρανζίστορ (2).

Εικόνα 52: Τιμές του ρεύματος συλλέκτη, συναρτήσει της παραμέτρου β , στο κύκλωμα της εικόνας 51.

Εικόνα 53: Σχηματικό του κυκλώματος του παραδείγματος 6.5 (3.17 [1]).

Εικόνα 54: DC τάσεις και ρεύματα του κυκλώματος του παραδείγματος 6.5.

Εικόνα 55: Σχηματικό βασικής NMOS διάταξης καθρέπτη ρεύματος.

Εικόνα 56: DC προσομοίωση τάσεων και ρευμάτων ενός απλού NMOS καθρέπτη ρεύματος.

Εικόνα 57: Διάταξη εύρεσης κέρδους ενισχυτή κοινής πηγής με πόλωση [1].

Εικόνα 58: Ρυθμίσεις AC Transfer Characteristic προσομοίωσης.

Εικόνα 59: Αποτελέσματα AC Transfer Characteristic προσομοίωσης.

Εικόνα 60: Διάταξη μέτρησης αντίστασης εισόδου σε ενισχυτή NMOS κοινής πηγής.

Εικόνα 61: Απόκριση αντίστασης εισόδου του ενισχυτή του προβλήματος 7.1, συναρτήσει της συχνότητας (μέτρο και φάση).

Εικόνα 62: Χρονική προσομοίωση της τάσης της πηγής, της τάσης πύλης, του ρεύματος υποδοχέα, της τάσης υποδοχέα και της τάσης εξόδου στο κύκλωμα του προβλήματος 7.1

Εικόνα 63: Διάταξη εύρεσης κέρδους ενισχυτή κοινού υποδοχέα με πόλωση.

Εικόνα 64: AC προσομοίωση του κέρδους τάσης του ενισχυτή του προβλήματος 7.2.

Εικόνα 65: Διάταξη προσομοίωσης αντίστασης εξόδου σε ενισχυτή κοινού υποδοχέα, συμπεριλαμβανομένης και της πόλωσης.

Εικόνα 66: Αντίσταση εξόδου του ενισχυτή κοινού υποδοχέα του προβλήματος 7.2

Εικόνα 67: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος του προβλήματος 7.2

Εικόνα 68: Διάταξη κυκλώματος ενισχυτή κοινής πηγής, με πόλωση και μεταβλητή τιμή αντίστασης φορτίου.

Εικόνα 69: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος του προβλήματος 7.3, για διάφορες τιμές της αντίστασης φορτίου.

Εικόνα 70: Χαρακτηριστική διάταξη ενισχυτή Κοινής Βάσης (Common Base-CB) BJT, σχεδιασμένη στο TINA.

Εικόνα 71: Προσομοίωση κέρδους του ενισχυτή κοινής Βάσης του σχηματικού της εικόνας 70.

Εικόνα 72: Χρονική (transient) προσομοίωση του κυκλώματος ενισχυτή CB της εικόνας 70.

Εικόνα 73: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινού εκπομπού διπολικού τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.

Εικόνα 74: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινού εκπομπού της εικόνας 73.

Εικόνα 75: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινού εκπομπού της εικόνας 73.

Εικόνα 76: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινού συλλέκτη διπολικού τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.

Εικόνα 77: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινού συλλέκτη της εικόνας 76.

Εικόνα 78: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινού συλλέκτη της εικόνας 76.

Εικόνα 79: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινής πύλης MOSFET τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.

Εικόνα 80: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινής πύλης της εικόνας 79.

Εικόνα 81: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινής πύλης της εικόνας 79.

Εικόνα 82: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινής πηγής MOSFET τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.

Εικόνα 83: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινής πηγής της εικόνας 80.

Εικόνα 84: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινής πηγής της εικόνας 80.

Εικόνα 85: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινού υποδοχέα MOSFET τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.

Εικόνα 86: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινού υποδοχέα της εικόνας 83.

Εικόνα 87: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινού υποδοχέα της εικόνας 83.

Εικόνα 88: Παραμετρική χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινού υποδοχέα της εικόνας 86, για διαφορετικές τιμές της αντίστασης φορτίου R_L .

Εικόνα 89: Σχηματικό απλού NMOS Cascode (CS-CG) ενισχυτή.

Εικόνα 90: AC προσομοίωση του ενισχυτή NMOS Cascode της εικόνας 89.

Εικόνα 91: Transient προσομοίωση του ενισχυτή NMOS Cascode της εικόνας 89.

Εικόνα 92: Χαρακτηριστική διάταξη NPN διαφορικού Cascode ενισχυτή.

Εικόνα 93: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος διαφορικού NPN Cascode ενισχυτή της εικόνας 92.

Εικόνα 94: Ενισχυτής CE-CE, (με NPN και PNP).

Εικόνα 95: Χρονική προσομοίωση του ενισχυτή CE-CE της εικόνας 94.

Εικόνα 96: Απλός NMOS διαφορικός ενισχυτής.

Εικόνα 97: Χρονική προσομοίωση του διαφορικού NMOS ενισχυτή της εικόνας 93.

Εικόνα 98: Σχηματικό απλού NMOS καθρέπτη ρεύματος.

Εικόνα 99: Διάταξη προσομοίωσης της αντίστασης εξόδου ενός NMOS απλού καθρέπτη ρεύματος.

Εικόνα 100: Προσομοίωση της αντίστασης εξόδου του απλού NMOS καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 99.

Εικόνα 101: Κασκοδικός NMOS καθρέπτης ρεύματος.

Εικόνα 102: Προσομοίωση της αντίστασης εξόδου του κασκοδικού NMOS καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 101.

Εικόνα 103: Οδήγηση NMOS διαφορικού ζεύγους από απλό NMOS καθρέπτη ρεύματος.

Εικόνα 104: DC προσομοίωση κόμβων του κυκλώματος της εικόνας 103.

Εικόνα 105: Οδήγηση PMOS διαφορικού ζεύγους από απλό PMOS καθρέπτη ρεύματος, και DC προσομοίωση κόμβων στο TINA.

Εικόνα 106: Κύκλωμα προσομοίωσης I-V καμπύλης σε απλό NMOS καθρέπτη ρεύματος.

Εικόνα 107: Εξαγωγή V-I χαρακτηριστικής καμπύλης του κυκλώματος.

Εικόνα 108: Κύκλωμα προσομοίωσης χαρακτηριστικών DC καμπυλών σε απλό NPN καθρέπτη ρεύματος.

Εικόνα 109: Χαρακτηριστική $V_{out}-V_{CE}$ καμπύλη του κυκλώματος απλού NPN καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 108.

Εικόνα 110: Χαρακτηριστική $V_{out}-I_C$ καμπύλη του κυκλώματος απλού NPN καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 108.

Εικόνα 111: Κύκλωμα προσομοίωσης χαρακτηριστικών DC καμπυλών σε κασκοδικό NPN καθρέπτη ρεύματος.

Εικόνα 112: Χαρακτηριστική $V_{out}-V_{CE2}$ καμπύλη του κυκλώματος κασκοδικού NPN καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 111.

Εικόνα 113: Χαρακτηριστική $V_{out}-I_{C4}$ καμπύλη του κυκλώματος κασκοδικού NPN καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 111.

Εικόνα 114: Απόκριση μέτρου και φάσης (διαγράμμα Bode) της συνάρτησης μεταφοράς του παραδείγματος 11.1

Εικόνα 115: Διαγράμματα Bode μέτρου και φάσης του συστήματος του παραδείγματος 11.2, για τις διάφορες τιμές του 1^{ου} πόλου.

Εικόνα 116: Ο ενισχυτής κοινού εκπομπού του παραδείγματος 11.3

Εικόνα 117: Απόκριση φάσης κυκλώματος κοινού εκπομπού του παραδείγματος 11.3

Εικόνα 118: Χρονική απόκριση του κυκλώματος κοινού ενισχυτή του παραδείγματος 11.3, για είσοδο τετραγωνικό παλμό 10Hz.

Εικόνα 119: Χρονική απόκριση του κυκλώματος κοινού ενισχυτή του παραδείγματος 11.3, για είσοδο τετραγωνικό παλμό 50kHz.

Εικόνα 120: Ενισχυτής κοινού εκπομπού με προσθήκη bypass πυκνωτή στον εκπομπό.

Εικόνα 121: Απόκριση φάσης κυκλώματος κοινού εκπομπού με και χωρίς bypass πυκνωτή στον εκπομπό.

Εικόνα 122: Ενισχυτής κοινής πύλης του παραδείγματος 11.4.

Εικόνα 123: AC προσομοίωση ενισχυτή κοινής πύλης του παραδείγματος 11.4.

Εικόνα 124: Χρονική απόκριση του κυκλώματος ενισχυτή κοινής πύλης του παραδείγματος 11.4, για επαλληλία ημιτονικών εισόδων.

Εικόνα 125: Μοντέλα μικρού σήματος BJT και MOSFET τρανζίστορς συμπεριλαμβανομένων και των βασικότερων παρασιτικών χωρητικότητας.

Εικόνα 126: Ενισχυτής κοινής πηγής του παραδείγματος 8.9 [1].

Εικόνα 127: Κύκλωμα προσομοίωσης στο TINA για τη μελέτη της AC συμπεριφοράς του κυκλώματος της εικόνας 126.

Εικόνα 128: AC προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 127.

Εικόνα 129: AC προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 127 (β).

Εικόνα 130: Ενισχυτής κοινού εκπομπού του παραδείγματος 8.10 [1].

Εικόνα 131: Διαγράμματα Bode πλάτους και φάσης του κυκλώματος της εικόνας 130.

Εικόνα 132: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 130, για είσοδο τετραγωνικό παλμό συχνότητας 100Hz.

Εικόνα 133: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 130, για είσοδο τετραγωνικό παλμό συχνότητας 100kHz.

Εικόνα 134: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 130, για είσοδο τετραγωνικό παλμό συχνότητας 10MHz.

Εικόνα 135: Χαρακτηριστικό σχηματικό ενός απλού τελεστικού ενισχυτή.

Εικόνα 136: Κυκλωματικό διάγραμμα ενός τελεστικού ενισχυτή τοπολογίας LM741 σε επίπεδο τρανζίστορ, συνδεδεμένο σε κλειστό βρόχο (R_{12} , R_{11}).

Εικόνα 137: Transient προσομοίωση του Opamp LM741 σε μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

Εικόνα 138: Κλασική διάταξη Howland Current Source [13].

Εικόνα 139: Τροποποιημένη διάταξη Howland Current Source [14].

Εικόνα 140: Τροποποιημένη διάταξη Howland Current Source με απομονωτή στην θετική ανάδραση [13].

Εικόνα 141: Τροποποιημένη διαφορική διάταξη Howland Current Source [14].

Εικόνα 142: Γενικό διάγραμμα CMOS διάταξης πηγής ρεύματος [16].

Εικόνα 143: α) Στάδιο A (προενισχυτής CMOS) β) Στάδιο G_m (διαγωγιμότητας) [16].

Εικόνα 144: Στάδιο απομονωτή (B) [16].

Εικόνα 145: Διάταξη πηγής ρεύματος με DDTA και OTA [17].

Εικόνα 146: Απλουστευμένο σχηματικό διάταξης πηγής ρεύματος με προσαρμογή φάσης [17].

Εικόνα 147: Η τοπολογία που περιγράφεται στην εργασία [19].

Αλφαβητικό Ευρετήριο

AC: Alternating Current

ADC: Analog-to-Digital Converter

BJT: Bipolar Junction Transistor

CB: Common Base

CC: Common Collector

CCCS: Current Controlled Current Source

CCVS: Current Controlled Voltage Source

CD: Common Drain

CE: Common Emitter

CG: Common Gate

CS: Common Source

DAC: Digital-to-Analog Converter

DC: Direct Current

FPGA: Field Programmable Gate Array

IC: Integrated Circuit

LT: Linear Technologies

MCU: Microcontroller Unit

MOSFET: Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor

OPAMP: Operational Amplifier

OTA Operational Transconductance Amplifier

PCB: Printed Circuit Board

SPICE: Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

TI: Texas Instruments

TINA: Toolkit for Interactive Network Analysis

VCCS: Voltage Controlled Current Source

VCVS: Voltage Controlled Voltage Source

VHDL: Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language

□□

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η ηλεκτρονική αποτελεί έναν από τους σημαντικότερους τεχνολογικούς κλάδους που αναπτύχθηκαν με γοργούς ρυθμούς τις τελευταίες δεκαετίες και εξακολουθούν να ερευνώνται. Αντιστοιχεί ουσιαστικά στο τμήμα του υλικού (hardware) σε ό,τι αφορά στο συνολικό σχεδιασμό ενός συστήματος και βρίσκεται σε άμεση συνάφεια με πολλούς άλλους σημαντικούς κλάδους. Πιο συγκεκριμένα, η κατασκευή ενός ηλεκτρονικού συστήματος διέρχεται από μια σειρά σταδίων, ξεκινώντας από τα κατώτερα στρώματα (low-level) και ανέρχεται στα ανώτερα (high-level design steps).

Ο διαχωρισμός των σταδίων αυτός αν και είναι πιθανό να παρουσιάζει ορισμένες διαφορές από σύστημα σε σύστημα, έχει κοινά χαρακτηριστικά που διακρίνουν όλες τις περιπτώσεις.

Στο κατώτερο στάδιο (lowest level), βρίσκεται η μελέτη της φυσικής συμπεριφορά των υλικών ως χημικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή των εξαρτημάτων του ηλεκτρονικού συστήματος. Τα στοιχεία αυτά στην πλειονότητά τους έχουν μια χημική συμπεριφορά που συγκαταλέγεται μεταξύ των μετάλλων (metals) και των αγωγών (conductors) και καλούνται ημιαγωγοί (semiconductors).

Στο δεύτερο στάδιο, μελετώνται πως οι χημικές ιδιότητες των ημιαγωγών χρησιμοποιούνται για την κατασκευή των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων (electronic devices), είτε διακριτών (discrete) είτε ενσωματωμένων (embedded). Παράλληλα, μελετάται η φυσική και κυκλωματική συμπεριφορά των εξαρτημάτων αυτών. Τα εξαρτήματα αυτά, τα πιο γνωστά εκ των οποίων είναι η δίοδοι και τα τρανζίστορ (transistor)-Επίδρασης Πεδίου-MOSFET και Διπολικά (Bipolar) καθώς και συγγενικές τους παραλλαγές, χρησιμοποιούνται ως θεμελιώδεις μονάδες για τη συγκρότηση των ηλεκτρονικών συστημάτων.

Το τρίτο στάδιο, αφορά στην κατασκευή των διακριτών ηλεκτρονικών εξαρτημάτων, με χρήση και κατάλληλη σύνδεση των παραπάνω θεμελιωδών εξαρτημάτων. Τα διακριτά αυτά ηλεκτρονικά εξαρτήματα καλούνται ως ολοκληρωμένα κυκλώματα (integrated circuits-IC). Ο σχεδιασμός και η παραγωγή τους αποτελεί μια διαδικασία πολύπλοκη που περιλαμβάνει τη συγκρότηση σχηματικών σε κυκλωματικό επίπεδο (circuit schematics), τον σχεδιασμό του layout, καθώς και αλληπάλληλες επαληθεύσεις και δοκιμές πριν την τελική του εκτύπωση 3D. Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα μπορεί να είναι αναλογικού τύπου (analog IC), ψηφιακά (digital IC) ή και μεικτού σήματος (mixed signal IC). Το 2^ο και το 3^ο στάδιο υπεισέρχονται στο ειδικότερο πεδίο της μικροηλεκτρονικής (microelectronics).

Το τέταρτο στάδιο περιλαμβάνει τη μελέτη, το σχεδιασμό και την κατασκευή του κυρίως υλικού του ηλεκτρονικού συστήματος σε διακριτό επίπεδο. Με μια απλούστερη ορολογία το στάδιο αυτό αποτελεί ουσιαστικά την κατασκευή της ηλεκτρονικής πλακέτας του συστήματος, η οποία περιέχει τα ηλεκτρονικά στοιχεία που παράγονται κατά το 3^ο προαναφερθέν στάδιο. Φυσικά η διαδικασία αυτή είναι περίπλοκη και απαιτεί τον κυκλωματικό σχεδιασμό (circuit schematic), την επιλογή των διακριτών στοιχείων που θα χρησιμοποιηθούν, τον τρόπο με τον οποίο αυτά θα πρέπει να λειτουργούν, τις τροφοδοσίες που απαιτούνται, τη μελέτη της αλληλεπίδρασης των αναλογικών και των ψηφιακών σημάτων που συνήθως συνυπάρχουν. Τα παραπάνω θα πρέπει να λαμβάνονται

σοβαρά υπόψη κατά το σχεδιασμό του τελικού layout για την πλακέτα προς εκτύπωση (Printed Circuit Board- PCB). Η επαλήθευση της ορθής ηλεκτρονικής λειτουργίας του κυκλώματος με χρήση του απαιτούμενου εργαστηριακού εξοπλισμού αποτελεί επίσης ένα πολύ σημαντικό μέρος που περιλαμβάνεται στο στάδιο αυτό.

Το πέμπτο στάδιο αφορά στον κατάλληλο προγραμματισμό των ψηφιακών τμημάτων που είτε είναι ενσωματωμένα (embedded) στο ηλεκτρονικό κύκλωμα είτε αλληπιδρούν με αυτό (modular). Ο προγραμματισμός αυτός μπορεί να περιλαμβάνει μικροελεγκτές (Microcontroller Units-MCU), Field Programmable Gate Arrays (FPGA), πιο συμπαγείς επεξεργαστές (Processors), καθώς και την επικοινωνία τους (σειριακή, παράλληλη, άλλα πρωτόκολλα) με περιφερειακά εξαρτήματα που περιλαμβάνονται στο ίδιο ηλεκτρονικό σύστημα (πχ. Analog-to-Digital converters ADC, Digital-to-Analog converters DAC, κ.λ.π.). Το 3^ο, 4^ο και το 5^ο στάδιο αποτελούν τον κλάδο της αμιγούς ηλεκτρονικής.

Το έκτο στάδιο, το οποίο είναι και το ανώτερο, αναλαμβάνει την ανάπτυξη εφαρμογών με στόχο την επικοινωνία του κατασκευασθέντος ηλεκτρονικού συστήματος με άλλα συστήματα (ενσύρματη ή ασύρματη). Στη δεύτερη περίπτωση αναφερόμαστε στον ταχύτατα αναπτυσσόμενο κλαδο του διαδικτύου των πραγμάτων (Internet of Things- IoT). Το στάδιο αυτό περιλαμβάνει επίσης την ανάπτυξη σχετικών εφαρμογών διεπαφής χρήστη (applications), και πιθανόν μεθόδων τεχνητής νοημοσύνης (artificial intelligence).

Φυσικά, η παραπάνω περιγραφή είναι αρκετά γενική και σε καμία περίπτωση δεν χαρακτηρίζει την ανάπτυξη του συνόλου των ηλεκτρονικών συσκευών. Για παράδειγμα, τα τρία πρώτα στάδια παρακάμπτονται στις περισσότερες περιπτώσεις ανάπτυξης ηλεκτρονικών συστημάτων από τη βιομηχανία, καθώς χρησιμοποιούνται διακριτά εξαρτήματα που είναι ήδη διαθέσιμα στην αγορά για λόγους σημαντικής εξοικονόμησης χρόνου και κόστους. Από την άλλη πλευρά, σε ερευνητικό επίπεδο, η ανάπτυξη συχνά περιλαμβάνει και την παραγωγή ηλεκτρονικών εξαρτημάτων (μικροηλεκτρονική) καθώς στόχος της έρευνας είναι η βελτιώση των προδιαγραφών τους για τη μετέπειτα χρήση τους σε βιομηχανικό επίπεδο.

Το πεδίο εφαρμογών της ηλεκτρονικής είναι εκτενέστατο. Οποιοδήποτε σχεδόν τεχνολογικό σύστημα σήμερα απαιτεί τη συμβολή της ηλεκτρονικής για να συγκροτηθεί. Οι εφαρμογές συνοπτικά καλύπτουν ενεργειακά συστήματα, έλεγχο μηχανών εσωτερικής καύσης και ηλεκτροκινητήρων, συστήματα ελέγχου γραμμής παραγωγής, ηλεκτρονικούς υπολογιστές και συσκευές, ηλεκτρικές συσκευές, βιοϊατρική τεχνολογία, συστήματα επεξεργασίας ήχου, οχήματα και ρομποτικά συστήματα. Αντιλαμβάνεται επομένως κάποιος πόσο σημαντική είναι η συμβολή της σε όλους τους τομείς της τεχνολογίας και της καθημερινής ζωής.

Η σημαντικότερη επίδραση της ηλεκτρονικής στο σύνολο των πτυχών της ζωής του ανθρώπου δείχνει την αναγκαιότητα του να υπάρχει μια επαρκής επιστημονική και τεχνική κατάρτηση σε ικανό αριθμό ατόμων, ούτως ώστε να έχουν τη δυνατότητα να αναπτύξουν, να ελέγχουν και να συντηρήσουν τα εν λόγω συστήματα. Για το λόγο αυτό πάντα θα υπάρχει ζήτηση στην αγορά για ανθρώπινο δυναμικό καταρτισμένο σε ορισμένα από τα έξι στάδια που αναλύθηκαν.

Αν περιοριστούμε στο 3^ο και το 4^ο στάδιο που περιγράψαμε ανωτέρω, αντιλαμβάνεται κανείς ότι η διαδικασία της αμιγούς παραγωγής ενός ηλεκτρονικού συστήματος που χαρακτηρίζεται από μια ορθή λειτουργία είναι αρκετά πολύπλοκη. Όπως ήδη αναφέρθηκε απαιτούνται πολλές ενδιάμεσες δοκιμές τόσο πριν όσο και μετά το σχεδιασμό του φυσικού αντικειμένου (ολοκληρωμένο κύκλωμα

ή πλακέτα). Επειδή το φυσικό αντικείμενο έχει ένα σημαντικό κόστος, είναι ιδιαίτερα σημαντικό να διασφαλιστεί η ορθή λειτουργία του πριν από την τελική παραγωγή του.

Σε αυτή την κατεύθυνση συμβάλλει το στάδιο της προσομοίωσης (simulation), όπου επιχειρείται μια «αναπαράσταση» της λειτουργίας του κυκλώματος που έχει σχεδιαστεί είτε σε επίπεδο σχηματικού (ολοκληρωμένου κυκλώματος IC ή κυκλώματος διακριτών εξαρτημάτων) είτε σε επίπεδο layout (στην περίπτωση του σχεδιασμού ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος IC). Η προσομοίωση, η οποία πάντα πρέπει να έπεται μιας αρχικής εκτίμησης σχετικά με την αποτελεσματικότητα ενός κυκλωματικού συστήματος, επαληθεύει την θεωρητική υπόθεση του ηλεκτρονικού σχετικά με το πώς πρόκειται να λειτουργήσει το κύκλωμα. Έτσι, αποτελεί ένα αναπόσπαστο τμήμα της διαδικασίας της παραγωγής ενός ηλεκτρονικού συστήματος, το οποίο μάλιστα είναι και το συχνότερα επαναλαμβανόμενο, καθώς μελετώνται πάρα πολλές παραλλαγές στη συμπεριφορά υπό αρκετές συνθήκες (π.χ. πόλωσης, συμπεριφοράς σήματος, επιλογής εξαρτήματος, τοπολογίας, κ.λ.π.).

Πέρα από το κομμάτι της βιομηχανικής παραγωγής, η προσομοίωση αποτελεί σημαντικό βοήθημα και στην εκπαιδευτική διαδικασία, καθώς δίνει μια σημαντική κατεύθυνση στον εκπαιδευόμενο σχετικά με την αναμενόμενη λειτουργία ενός ηλεκτρονικού συστήματος, μέσω της αναπαράστασής της. Έτσι, αφενός τον βοηθά να κατανοήσει περισσότερο τη θεωρητική συμπεριφορά του και αφετέρου του δίνει μια επαλήθευση της λειτουργίας της διάταξης πριν την υλοποίησή της σε συνθήκες εργαστηρίου.

Παρόλα αυτά, σε καμία περίπτωση οι προσομοιώσεις δεν μπορούν να αποδώσουν με ανώτατη ακρίβεια την πραγματική συμπεριφορά ενός ηλεκτρονικού συστήματος. Αυτό οφείλεται σε πολλούς αστάθμητους παράγοντες, όπως ο θόρυβος, η ποιότητα κατασκευής του layout, πιθανά σφάλματα στην αποτύπωσή του, μη γραμμικότητες, ιδανικότητες των εξαρτημάτων (non-linearities, non-idealities), κ.λ.π. Οι αποκλίσεις που θα παρατηρηθούν εξαρτώνται σε σημαντικό βαθμό από την αξιοπιστία των μοντέλων προσομοίωσης των εξαρτημάτων, καθώς και από τις ίδιες τις ρυθμίσεις της προσομοίωσης. Για το λόγο αυτό, ο σχεδιαστής- ηλεκτρονικός θα πρέπει να εκτελεί στοχευμένες προσομοιώσεις, αποτυπώνοντας ορισμένες μη ιδανικότητες στο ίδιο το κύκλωμα (π.χ. προσθήκη αναμενόμενων πηγών θορύβου, μη σωστά αντιστοιχισμένων αντιστάσεων γραμμών, κ.λ.π.) καθώς επίσης και να χρησιμοποιεί μοντέλα που αποτυπώνουν μια ρεαλιστικότερη συμπεριφορά από τα ιδανικά. Ο βαθμός στον οποίο μελετώνται οι μη ιδανικότητες εξαρτάται φυσικά και από την ευαισθησία της εφαρμογής σε αυτές, ωστόσο σε ορισμένες περιπτώσεις (π.χ. ευστάθεια κυκλώματος) επιβάλλεται η διεξοδική μελέτη της επιρροής τους.

Σε κάθε περίπτωση, η προσομοίωση είναι ένα από τα πιο απαραίτητα στάδια ανάπτυξης ενός ηλεκτρονικού συστήματος και υπάρχουν αρκετά λογισμικά που μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο από επαγγελματίες σχεδιαστές όσο και από σπουδαστές ή εκπαιδευόμενους στον τομέα της ηλεκτρονικής. Για προσομοίωση κυκλωμάτων που χρησιμοποιούν διακριτά εξαρτήματα υπάρχουν το PSPICE, Orcad, LT SPICE, το TINA, καθώς και ορισμένα πιο απλά online εργαλεία (π.χ. Falstad). Ορισμένα εξ αυτών (π.χ. το LT SPICE και το TINA) παρέχουν δωρεάν ένα σημαντικό σύνολο από features στο χρήστη, και γι αυτό το σκοπό προτιμώνται σε κύκλους σπουδαστών. Τα περισσότερα από αυτά χρησιμοποιούν κοινό πρότυπο σε ό,τι αφορά τη διαδικασία μοντελοποίησης και αριθμητικής υπολογιστικής διαδικασίας των προσομοιώσεων (SPICE netlist, preconditioned time steps). [3], [3]. Επιπρόσθετα, για την προσομοίωση ολοκληρωμένων αναλογικών κυκλωμάτων χρησιμοποιείται το Cadence Virtuoso, ενώ για τα αμιγώς ψηφιακά κυκλώματα έχουν αναπτυχθεί πάρα πολλές πλατφόρμες γλώσσας υλικού (VHDL, Verilog).

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, αξιοποιήθηκε το λογισμικό TINA, περισσότερες πληροφορίες για το οποίο αναγράφονται στο δεύτερο κεφάλαιο.

1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Κύριο θέμα, αντικείμενο της διπλωματικής αυτής εργασίας αποτελεί η παρουσίαση μιας μεθοδολογίας προσομοιώσεων για βασικές ενισχυτικές διατάξεις. Η ανάπτυξη της πραγματοποιείται τμηματικά, με ταυτόχρονη παρουσίαση και επαλήθευση των θεωρητικών μοντέλων των τρανζίστορ, των απλών και των πολυσταδικών ενισχυτικών διατάξεων.

1.2 Σκοπός και στόχοι

Σκοπός της εν λόγω διπλωματικής εργασίας αποτελεί η ανάπτυξη μια έρευνας αναφοράς που θα βοηθήσει στην κατανόηση τόσο των βασικών προσομοιωτικών χειρισμών του λογισμικού TINA (που ενδεχομένως να φανεί χρήσιμη και σε άλλα εργαλεία με παρόμοιο interface), όσο και των βασικών εννοιών που αφορούν τις ιδιότητες, τη συμπεριφορά και τη λειτουργία ορισμένων κυκλωματικών και ενισχυτικών διατάξεων. Η χρησιμότητα της εργασίας στοχεύει περισσότερο στην εκπαιδευτική διαδικασία, ωστόσο δεν αποκλείει ορισμένους βασικούς τομείς της ακαδημαϊκής έρευνας, καθώς και της βιομηχανικής παραγωγής.

1.3 Μεθοδολογία

Η εργασία παρουσιάζεται κυρίως μέσω παραδειγμάτων, μέσω των οποίων αρχικά γίνεται μια σύντομη ανασκόπηση ή παράθεση της θεωρητικής λειτουργίας της εκάστοτε διάταξης. Στη συνέχεια, εκτελούνται οι απαιτούμενες προσομοιώσεις, επεξηγώντας τμηματικά τον τρόπο με τον οποίο επιλέγονται, ενώ έπειτα επαληθεύεται η συμπεριφορά της διάταξης, ενδεχομένως πραγματοποιούνται κάποιες συγκρίσεις και τέλος εξάγονται ορισμένα συμπεράσματα. Τα συμπεράσματα αυτά οδηγούν στη βελτίωση βασικών επιλογών στη σχεδίαση της εκάστοτε διάταξης.

1.4 Καινοτομία

Η εργασία αυτή συγκεντρώνει ταυτόχρονα τα στοιχεία ενός εκπαιδευτικού εγχειριδίου για το πρόγραμμα προσομοίωσης TINA, μιας βιβλιογραφικής παράθεσης των βασικών ενισχυτικών διατάξεων, καθώς και μιας μεθοδολογικής παρουσίασης της μελέτης τους τόσο σε θεωρητικό επίπεδο όσο και σε επίπεδο προσομοίωσης.

1.5 Δομή

Η διπλωματική εργασία δομείται ως ακολούθως. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια σύντομη παρουσίαση του λογισμικού TINA και των βασικών δυνατοτήτων του μέσα από πολύ απλά παραδείγματα. Στο δεύτερο κεφάλαιο πραγματοποιείται μια ανασκόπηση των βασικών κατηγοριών των ενισχυτών (τάσης από τάση, ρεύματος από τάση, ρεύματος από ρεύμα, τάσης από ρεύμα) μέσα από παραδείγματα προσομοιώσεων. Στο τρίτο κεφάλαιο παρατίθενται ορισμένα πιο σύνθετα και παραμετρικά παραδείγματα προσομοιώσεων βασιζόμενα στο κεφάλαιο 1 του βιβλίου [1]. Στο τέταρτο κεφάλαιο αναλύονται και προσομοιώνονται ιδιότητες των διπολικών και MOSFET τρανζίστορ ως ξεχωριστών εξαρτημάτων. Στο πέμπτο κεφάλαιο αναλύεται και προσομοιώνεται η συμπεριφορά τους σε συνεχή σήματα (DC- biasing) καθώς και οι πιθανές καταστάσεις λειτουργίας τους. Επιπρόσθετα, στο έκτο κεφάλαιο γίνεται η παρουσίαση, η μελέτη και η προσομοίωση ορισμένων απλών μονοσταδικών τρανζίστορ, ενώ στο έβδομο κεφάλαιο πραγματοποιείται μια εκτενής κατηγοριοποίηση και προσομοίωση όλων των βασικών διατάξεων ενός σταδίου. Στο όγδοο

κεφάλαιο μελετώνται και προσομοιώνονται πολυσταδικοί ενισχυτές τρανζίστορ, ενώ στο 9^ο παρουσιάζονται κυκλωματικές διατάξεις πηγών και καθρεπτών ρεύματος με τρανζίστορ. Στα κεφάλαια 10 και 11 παρουσιάζονται ορισμένες συμπεριφορές των ενισχυτικών διατάξεων σε πολύ χαμηλές και υψηλές συχνότητες αντίστοιχα, λαμβάνοντας υπόψη και την επίδραση ορισμένων παρασιτικών φαινομένων. Με αυτά τα κεφάλαια ολοκληρώνεται η βασική παρουσίαση, ενώ στο κεφάλαιο 12 παρουσιάζονται ορισμένα παραδείγματα στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, τόσο σε βασικό επίπεδο όσο και στην τρέχουσα έρευνα. Τέλος, στο κεφάλαιο 13 παρατίθενται συνοπτικά τα συμπεράσματα του συνόλου της μελέτης καθώς και πιθανές μελλοντικές προεκτάσεις.

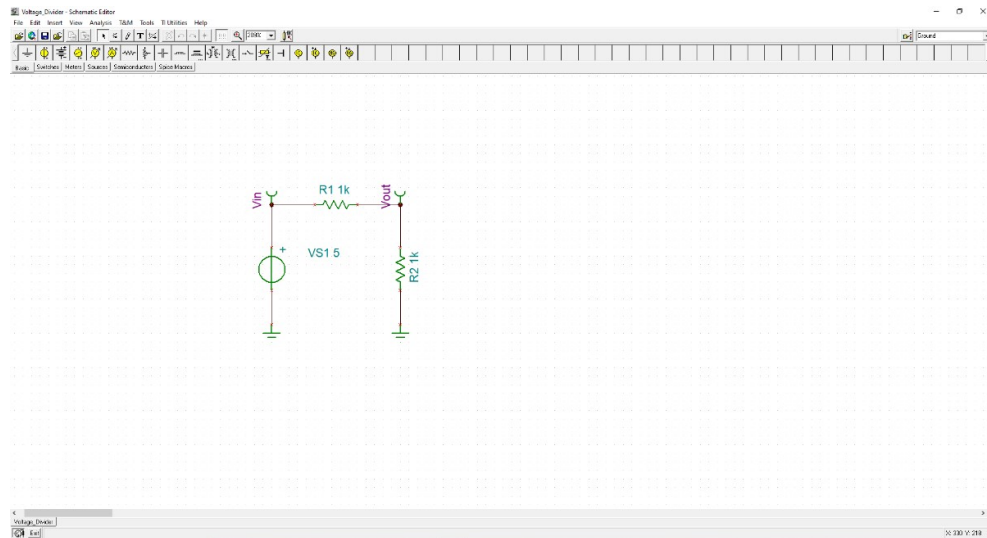
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1° : Το λογισμικό TINA

Το TINA (Toolkit for Interactive Network Analysis) είναι ένα λογισμικό σχεδιασμού ηλεκτρονικών συστημάτων, βασισμένο στο SPICE, κυρίως εκπαιδευτικού σκοπού, που αναπτύχθηκε από την DesignSoft στη Βουδαπέστη. Παρέχει εργαλεία προσομοιώσεων αναλογικών, ψηφιακών κυκλωμάτων, κυκλωμάτων μεικτού σήματος, καθώς και δυνατότητες σχεδιασμού PCB [4].

Η πρώτη έκδοση του TINA για τα Windows λανσαρίστηκε το 1993 (TINA 4.0). Περιείχε προσομοιώσεις κυκλωμάτων αναλογικών, ψηφιακών και μεικτών σημάτων. Στην έκδοση TINA 9.0 προστέθηκε η δυνατότητα ανάλυσης και προσομοίωσης λειτουργίας μικροελεκτών, Radio-Frequency (RF) κυκλωμάτων, βελτιστοποίησης και σχεδιασμού PCB. Από το 2004, το TINA υποστηρίζεται από την Texas Instruments (TI) και η βασική έκδοσή του παρέχεται δωρεάν για εκπαιδευτικούς σκοπούς [4].

Σε καθαρά κυκλωματικό επίπεδο, το TINA έχει τη δυνατότητα επιτέλεσης προσομοιώσεων direct current (DC) σήματος, εναλασσόμενου (AC) σήματος, καθώς και συμπεριφοράς στο πεδίο του χρόνου (transient analysis). Οι αναλύσεις αυτές μπορούν να πραγματοποιούνται κάτω από αρκετές ρυθμιζόμενες παραμέτρους, επιτρέποντας έτσι την παρατήρηση της συμπεριφοράς του κυκλώματος από διαφοροποιημένες συνθήκες.

Το περιβάλλον προσομοίωσης του TINA, εικονίζεται στην εικόνα 1.



Εικόνα 1: Το περιβάλλον προσομοίωσης του TINA

Το περιβάλλον αυτό περιλαμβάνει τη δυνατότητα προσθήκης πληθώρας ηλεκτρονικών στοιχείων και διατάξεων μέτρησης. Τα πιο συχνά χρησιμοποιούμενα εξ αυτών περιλαμβάνονται στην καρτέλα Basic. Η 2^η καρτέλα Switches, περιέχει διακόπτες χειροκίνητους και ηλεκτρονικά ελεγχόμενους. Η 3^η καρτέλα meters περιέχει διατάξεις μέτρησης ούτως ώστε ο χρήστης να έχει τη δυνατότητα να επιλέγει τα σημεία εξόδου του κυκλώματος, καθώς και με ποιους τρόπους εκείνη θα μετράται. Η καρτέλα sources, περιέχει τις πηγές (ενεργά στοιχεία) που μπορούν να εισαχθούν: ανεξάρτητες πηγές DC ή AC τάσης ή ρεύματος, με ή χωρίς ιδανικότητες, καθώς και εξαρτημένες πηγές για την προσομοίωση ιδανικών ενισχυτικών διατάξεων. Η καρτέλα semiconductors περιέχει

ένα μεγάλο σύνολο από διακριτά ηλεκτρονικά εξαρτήματα, μεταξύ των οποίων δίοδοι, τρανζίστορ MOS και BJT, τελεστικοί ενισχυτές, γεννήτριες κυματομορφών, κ.λ.π. Η εισαγωγή των στοιχείων αυτών πραγματοποιείται μέσω ενσωματωμένων βιβλιοθηκών στο πρόγραμμα, ενώ οι βιβλιοθήκες αυτές μπορούν να αναβαθμίζονται ώστε να περιλαμβάνουν περισσότερα πραγματικά στοιχεία τόσο χειροκίνητα όσο και αυτόματα.

Σε ό,τι αφορά στο κομμάτι της ανάλυσης, το TINA περιέχει DC ανάλυση γραφικά σε επίπεδο κόμβων (DC Analysis→ Calculate nodal voltages ή Ctrl+Alt+D), συγκεντρωτική ανάλυση DC (DC Analysis→ Table of DC results), χαρακτηριστική καμπύλη DC, ή αλλιώς χαρακτηριστική μεταφοράς (transfer curve) (DC Analysis→ DC Transfer Characteristic ή Ctrl+Alt+R) και θερμοκρασιακή ανάλυση (DC Analysis→ Temperature Analysis).

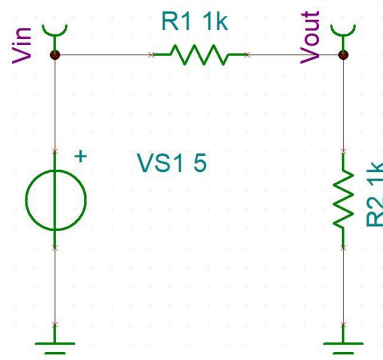
Παράλληλα, για την ανάλυση μικρού (AC) σήματος, το TINA παρέχει επιλογή γραφικής αναπαράστασης σε επίπεδο κόμβων (AC Analysis→ Calculate nodal voltages), αναγραφής των αποτελεσμάτων σε πίνακα (AC Analysis→ Table of AC results) καθώς και απεικόνισης AC χαρακτηριστικής καμπύλης μεταφοράς, συναρτήσεως της συχνότητας (AC Analysis→ AC Transfer Characteristic ή Ctrl+Alt+A).

Επιπρόσθετα υπάρχει η βασική επιλογή της χρονικής ανάλυσης (Transient, όπου καθορίζεται η έξοδος, το χρονικό σημείο έναρξης και λήξης της ανάλυσης), ανάλυσης σε μόνιμη κατάσταση (Steady State Solver), ανάλυσης Fourier (Fourier Analysis) και ανάλυσης θορύβου (Noise Analysis). Φυσικά, όλες οι παραπάνω επιλογές διαθέτουν πολύ μεγάλη ευελιξία σε ό,τι αφορά στην επιλογή των σταθερών και μεταβλητών παραμέτρων.

Για την εξοικείωση με το περιβάλλον και τις βασικές δυνατότητές του, αλλά και με ορισμένα πολύ βασικά εργαλεία ανάλυσης των κυκλωμάτων, παρουσιάζεται εδώ η διαδικασία προσομοίωσης 2 πολύ απλών παθητικών κυκλωμάτων: του διαιρέτη τάσης και του διαιρέτη ρεύματος.

2.1 Προσομοίωση διαιρέτη τάσης

Ο διαιρέτης (ή καταμεριστής) τάσης (voltage divider) αποτελεί ένα απλό παθητικό κύκλωμα το οποίο αποτελείται πρακτικά από μια πηγή τάσης (DC ή AC) που ακολουθείται από 2 αντιστάσεις (απλές ή σύνθετες) συνεδεδεμένες σε σειρά μεταξύ τους. Το κύκλωμα αυτό διαθέτει 1 βρόχο (loop) και 3 κόμβους (θετικός ακροδέκτης πηγής, αρνητικός ακροδέκτης πηγής ο οποίος συχνά θεωρείται κόμβος αναφοράς- γη και ο ακροδέκτης μεταξύ των 2 αντιστάσεων στον οποίο επιθυμούμε να υπολογίσουμε το δυναμικό). Η διάταξη, όπως σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα TINA απεικονίζεται στην Εικόνα 2.



Εικόνα 2: Διάταξη διαιρέτη τάσης.

Ως είσοδο θεωρούμε την πηγή τάσης V_{S1} και ως έξοδο την τάση του κόμβου V_{out} στο ακροδέκτη μεταξύ των 2 αντιστάσεων ως προς την αναφορά γη. Η αναμενόμενη τάση εξόδου θα είναι:

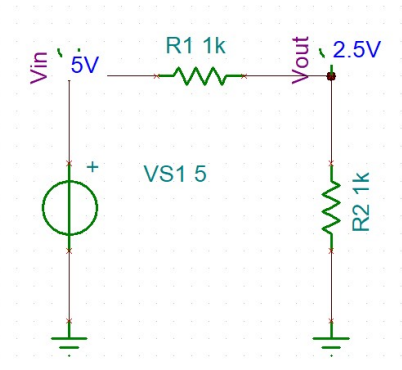
$$V_{out} = V_{S1} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Εφόσον οι 2 αντιστάσεις έχουν επιλεγθεί στο συγκεκριμένο παράδειγμα ως ίσες (1kΩ έκαστη), το αποτέλεσμα της ανωτέρω εξίσωσης θα είναι $V_{out}=2.5V$, για μια είσοδο 5Volt. Παράλληλα, αν αλλάζαμε την τιμή της πηγής εισόδου, η τιμή της τάσης εξόδου θα ήταν κάθε φορά η μισή τιμή της εισόδου.

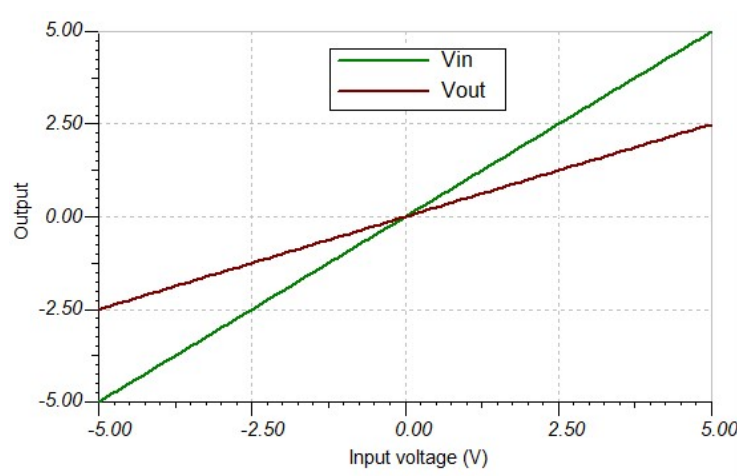
Για να επαληθευτούν οι παραπάνω θεωρητικές παρατηρήσεις σε επίπεδο προσομοίωσης, εκτελούμε 2 είδους DC ανάλυσης στο κύκλωμά μας χρησιμοποιώντας το TINA.

Συγκεκριμένα, αρχικά εκτελούμε μια DC ανάλυση με γραφική αναγραφή των τάσεων των κόμβων (DC Analysis → Calculate nodal voltages ή Ctrl+Alt+D), το αποτέλεσμα της οποίας απεικονίζεται στην Εικόνα 3. Το αποτέλεσμα, πράγματι, επαληθεύει πλήρως την υπόθεσή μας.

Επιπρόσθετα, πραγματοποιήθηκε και μια DC ανάλυση μεταφοράς (DC Analysis → DC Transfer Characteristic ή Ctrl+Alt+R), όπου η τιμή της πηγής μεταβαλλόταν από -5Volt μέχρι και 5Volt, λαμβάνοντας 100 δείγματα. Στην Εικόνα 4, παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές μεταφοράς εισόδου και εξόδου. Εκείνη της εισόδου, όπως αναμένεται ταυτίζεται με την ευθεία $y=x$ των 45 μοιρών (η είσοδος είναι πάντα ίση με την είσοδο), ενώ εκείνη της εξόδου είναι η ευθεία $y=0.5x$, επαληθεύοντας την υπόθεση ότι η έξοδος του εν λόγω διαιρέτη τάσης θα ακολουθεί τη μισή τιμή της εισόδου.



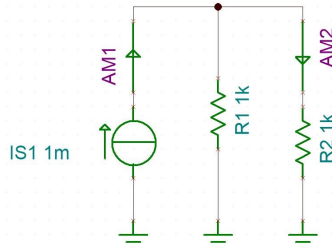
Εικόνα 3: DC ανάλυση κόμβων στο διαιρέτη τάσης της Εικόνας 2.



Εικόνα 4: DC χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς εισόδου-εξόδου στο διαιρέτη τάσης της Εικόνας 2.

2.2 Προσομοίωση διαιρέτη ρεύματος

Ο διαιρέτης (ή καταμεριστής) ρεύματος (current divider) είναι ένα κύκλωμα το οποίο αποτελείται από μια πηγή ρεύματος (DC ή AC), η οποία συνδέεται παράλληλα με 2 αντιστάσεις (ωμικές ή σύνθετες), επίσης παράλληλες μεταξύ τους. Οι 2 αντιστάσεις έχουν την ίδια τάση στα άκρα του και μοιράζονται μεταξύ τους το ρεύμα που παρέχεται από την πηγή. Η διάταξη αυτή απεικονίζεται στην Εικόνα 5.



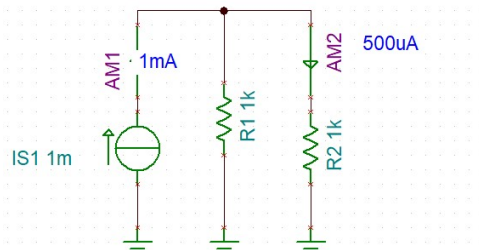
Εικόνα 5: Διάταξη διαιρέτη ρεύματος.

Το ζητούμενο του προβλήματος εδώ είναι ο υπολογισμός του ρεύματος που διαρρέει την αντίσταση R_2 . Βάσει θεωρίας, η εξίσωση που δίνει την έξοδο αυτή είναι η ακόλουθη:

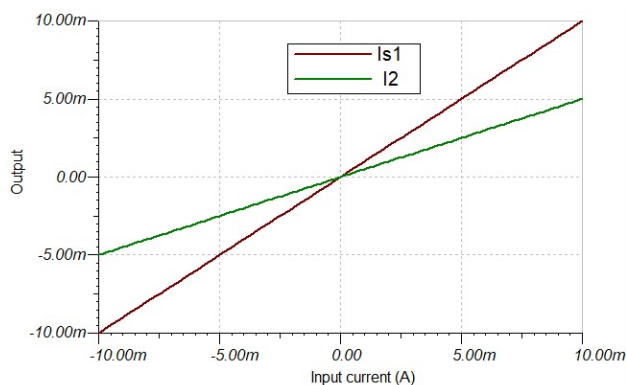
$$I_2 = I_{S1} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Σε αντίθεση με το διαιρέτη τάσης, στο διαιρέτη ρεύματος το ρεύμα είναι αντιστρόφως ανάλογο της αντίστασης στην οποία εξετάζουμε. Για είσοδο 1mA και 2 ίσες αντιστάσεις των 1kΩ, προκύπτει ότι το ρεύμα της κάθε αντίστασης θα είναι το μισό, 0.5mA.

Για την επαλήθευση της υπόθεσης αυτής, εκτελούμε και πάλι 2 DC προσομοιώσεις στο TINA, πάνω στο κύκλωμα της Εικόνας 5. Η ανάλυση κόμβων δίνει 500μΑ όπως διακρίνεται στην Εικόνα 6, ενώ η χαρακτηριστική μεταφοράς δίνει έξοδο τη μισή τιμή της αντίστοιχης εισόδου (μεταβάλλοντας την είσοδο από -10mA μέχρι 10mA και λαμβάνοντας 100 δείγματα). Με τον τρόπο αυτό επαληθεύεται η θεωρητική υπόθεση σε επίπεδο προσομοίωσης.



Εικόνα 6: DC ανάλυση κόμβων-βρόχων στο διαιρέτη ρεύματος της Εικόνας 5.



Εικόνα 7: DC χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς εισόδου-εξόδου στο διαιρέτη ρεύματος της Εικόνας 5.

3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Οι βασικοί τύποι ενισχυτών

Τα ηλεκτρονικά κυκλώματα διαχωρίζονται σε παθητικά (passive), τα οποία συγκροτούνται από γραμμικά ή μη γραμμικά παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία, κ.λ.π.) και στα ενεργά (active), τα οποία εκτός από παθητικά στοιχεία περιλαμβάνουν και τροφοδοτούμενα ηλεκτρονικά εξαρτήματα.

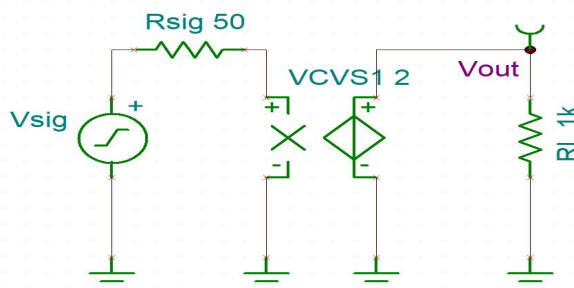
Τα αναλογικά ενεργά κυκλώματα ταξινομούνται στις κατηγορίες των ενισχυτών (amplifiers), των φίλτρων (filters) και των γεννητριών κυματομορφών (waveform generators). Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας θα ασχοληθούμε κυρίως με την πρώτη κατηγορία, εκείνη των ενισχυτών.

Οι ενισχυτές αποτελούν κυκλώματα τα οποία βασικός τους ρόλος είναι η ενίσχυση ενός ηλεκτρικού σήματος, το οποίο συνήθως αρχικά είναι μικρού πλάτους (μικρό σήμα-small signal). Στις διατάξεις των ενισχυτών υπάρχει παρουσία τόσο DC σημάτων, που απαιτούνται για την τροφοδοσία των ενεργών στοιχείων (π.χ. τελεστικών ενισχυτών-operational amplifiers-opamps, transistors, κ.λ.π.) όσο και μικρών σημάτων, που κατά τη κυρίως διαδικασία της ανάλυσης θεωρούμε ότι είναι AC (small signal analysis).

Ένα κύκλωμα ενισχυτή ανάλογα με τη λειτουργία του μπορεί να ταξινομηθεί σε 4 πολύ βασικές κατηγορίες: τους ενισχυτές τάσης σε τάση (voltage –to-voltage amplifiers), τους ενισχυτές από τάση σε ρεύμα (voltage controlled current source), τους ενισχυτές από ρεύμα σε τάση (current controlled voltage source) και τους ενισχυτές από ρεύμα σε ρεύμα (current-to-current amplifiers).

3.1 Ενισχυτής τάσης σε τάση

Οι ενισχυτές τάσης σε τάση που συχνά καλούνται απλούστερα ως ενισχυτές τάσης εμπίπτουν στη συνηθέστερη κατηγορία. Σε αυτή περιλαμβάνονται από πολύ απλές ενισχυτικές διατάξεις τρανζίστορ, μέχρι και τους τελεστικούς ενισχυτές (opamps). Ισοδύναμα, εάν δούμε από μια πολύ απλή σκοπιά τη λειτουργία του ενισχυτή αυτού, μπορούμε να τον αναπαραστήσουμε όπως στο σχήμα της Εικόνας 8 (όπως σχεδιάστηκε στο TINA).

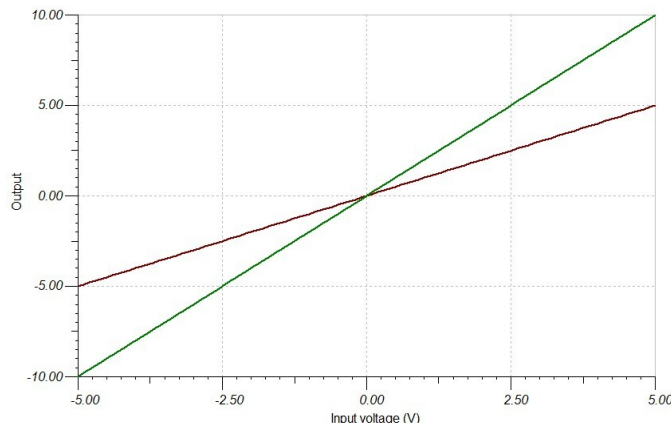


Εικόνα 8: Απλοποιημένο ισοδύναμο ιδανικού ενισχυτή τάσης σε τάση.

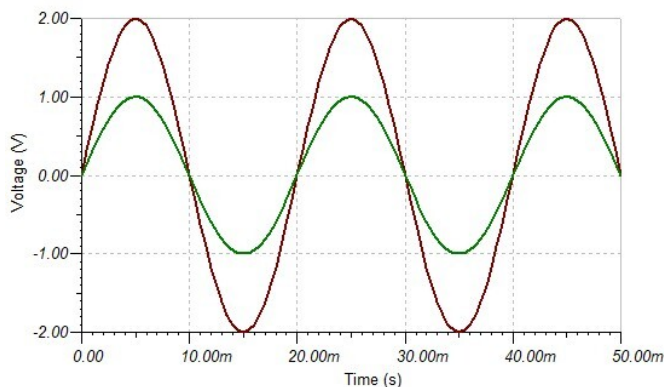
Η απλοποιημένη ισοδύναμη εκδοχή του κυκλώματος περιέχει μια πηγή σήματος τάσης με την αντίστασή της R_{sig} , μια εξαρτημένη πηγή τάσης από τάση (το ισοδύναμο του ενεργού στοιχείου του κυκλώματος) και συνδέεται στην έξοδο με ένα φορτίο R_L . Η έξοδος που αναμένεται στο συγκεκριμένο κύκλωμα είναι η ακόλουθη:

$$V_{out} = AV_{sig}$$

Όπου A είναι η ενίσχυση της εξαρτημένης πηγής σε V/V . Η προσομοίωση TINA της χαρακτηριστικής DC για $A=2$, δίνει το αποτέλεσμα της εικόνας 9, όπου η είσοδος παριστάνεται με την κόκκινη γραμμή και η έξοδος με την πράσινη.



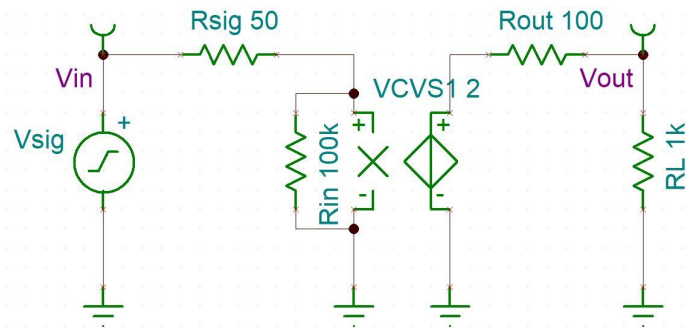
Εικόνα 9: DC χαρακτηριστική ιδανικού ενισχυτή τάσης προς τάσης για $A=2$.



Εικόνα 10: Χρονική απόκριση (πράσινη καμπύλη-είσοδος, κόκκινη καμπύλη-έξοδος) ενός ιδανικού ενισχυτή τάσης προς τάση για $A=2$.

Στην εικόνα 10 παριστάνεται η transient προσομοίωση της λειτουργίας του ιδανικού ενισχυτή τάσης προς τάσης της εικόνας 8, για $A=2$, για σήμα συχνότητας 50Hz. Η πράσινη γραμμή παριστάνει την είσοδο, ενώ η κόκκινη την έξοδο. Παρατηρείται διπλασιασμός του πλάτους εξόδου σε σχέση με το πλάτους της εισόδου, κάτι που υποδεικνύει την αναμενόμενη λειτουργία του ιδανικού ενισχυτή τάσης.

Ωστόσο, μια πιο ρεαλιστική απεικόνιση ενός ενισχυτή τάσης προς τάση, περιλαμβάνει μη ιδανικότητες. Στην παρούσα εργασία, μελετάμε την χαρακτηριστική περίπτωση μιας πεπερασμένης αντίστασης εισόδου και μη μηδενικής αντίστασης εξόδου. Το κύκλωμα παριστάνεται στο σχηματικό της εικόνας 11.



Εικόνα 11: Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή τάσης προς τάση με συμπερίληψη των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου.

Ένας ιδανικός ενισχυτής τάσης προς τάση επιθυμούμε να έχει άπειρη αντίσταση εισόδου και μηδενική αντίσταση εξόδου. Ωστόσο, στην πραγματικότητα αυτό δεν είναι εφικτό, και πολύ περισσότερο όταν η συχνότητα του μικρού σήματος αυξάνεται, με τα παρασιτικά φαινόμενα να γίνονται όλο και πιο αισθητά σε αυτή την περίπτωση. Η έξοδος του ενισχυτή τώρα θα δίνει:

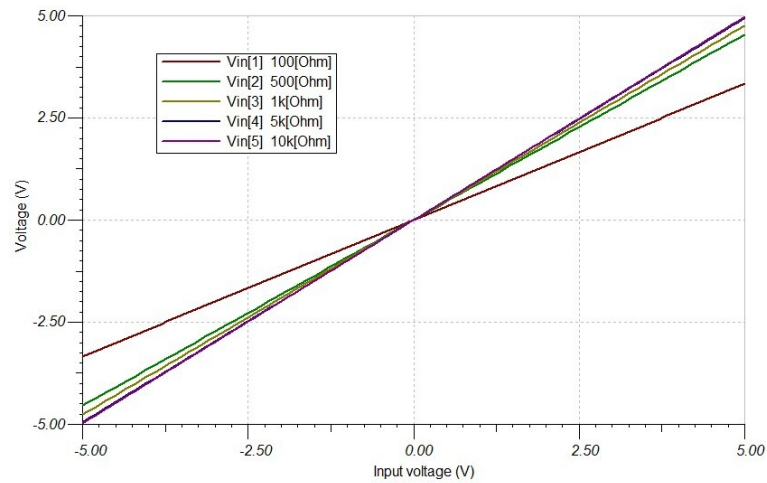
$$V_{out} = V_{sig} \frac{AR_{in}}{R_{sig} + R_{in}} \frac{R_L}{R_{out} + R_L}$$

Η εξίσωση αυτή της τάσης εξόδου θα τείνει στη μορφή της $V_{out} = AV_{sig}$ εάν αμεληθούν οι αντιστάσεις εισόδου (άπειρη) και εξόδου (μηδενική).

Το ενδιαφέρον επίσης έγκειται στο γεγονός ότι σε έναν ενισχυτή τάσης, όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση εισόδου R_{in} , τόσο λιγότερο επηρεάζεται η έξοδος από την αντίσταση της πηγής R_{sig} . Παράλληλα, όσο μικρότερη είναι η αντίσταση εξόδου R_{out} , τόσο λιγότερο εξαρτάται η έξοδος του ενισχυτή από το φορτίο R_L .

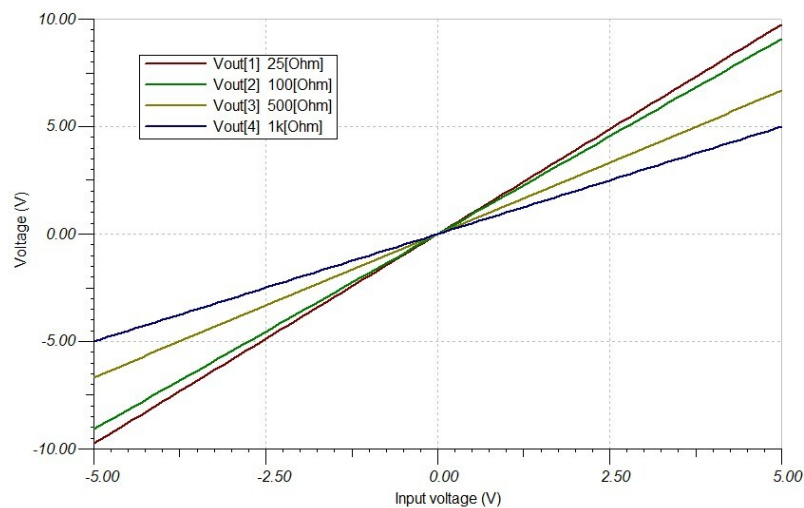
Για να γίνει αντιληπτή και από πρακτικής πλευράς η επίδραση των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου, προσομοιώθηκαν στο TINA οι χαρακτηριστικές μεταφορές για διάφορες τιμές τους.

Στην εικόνα 12 φαίνεται η χαρακτηριστική μεταφοράς για διάφορες τιμές της αντίστασης εισόδου. Παρατηρούμε ότι όσο μικρότερη είναι η αντίσταση R_{in} , τόσο πιο μικρή είναι η κλίση της καμπύλης, δηλαδή το συνολικό κέρδος του ενισχυτή. Το κέρδος για μικρές τιμές της R_{in} , διαφέρει σημαντικά από το ιδανικό κέρδος A (εδώ θεωρήθηκε μοναδιαίο). Αυτό διακρίνεται και στην εξίσωση του κέρδους του μη ιδανικού ενισχυτή τάσης.



Εικόνα 12: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή τάσης της εικόνας 11 για διαφορετικές τιμές της αντίστασης εισόδου R_{in} .

Μια δεύτερη προσομοίωση χαρακτηριστικής DC πραγματοποιήθηκε για τις διάφορες τιμές της R_{out} . Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην εικόνα 13.

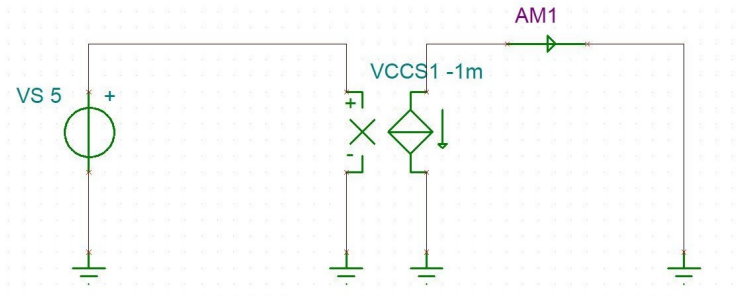


Εικόνα 13: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή τάσης της εικόνας 11 για διαφορετικές τιμές της αντίστασης εξόδου R_{out} .

Αυτό το οποίο παρατηρούμε είναι ότι όσο μεγαλύτερη είναι η R_{out} τόσο περισσότερο επηρεάζεται το κέρδος. Εδώ θεωρήθηκε ότι $A=2$. Ωστόσο για αντίσταση εξόδου $1k\Omega$, το συνολικό κέρδος του ενισχυτή πλησιάζει τη μονάδα.

3.2 Ενισχυτής τάσης σε ρεύμα

Οι ενισχυτές τάσης σε ρεύμα ή ενισχυτές διαγωγιμότητας ή transconductance amplifiers (VCCS) λειτουργούν ουσιαστικά σαν πηγές ac ρεύματος ελεγχόμενες από ένα ac σήμα τάσης. Στην ιδανική τους μορφή έχουν άπειρη αντίσταση εισόδου και άπειρη αντίσταση εξόδου. Ένας ιδανικός τέτοιος ενισχυτής εικονίζεται στην εικόνα 14.

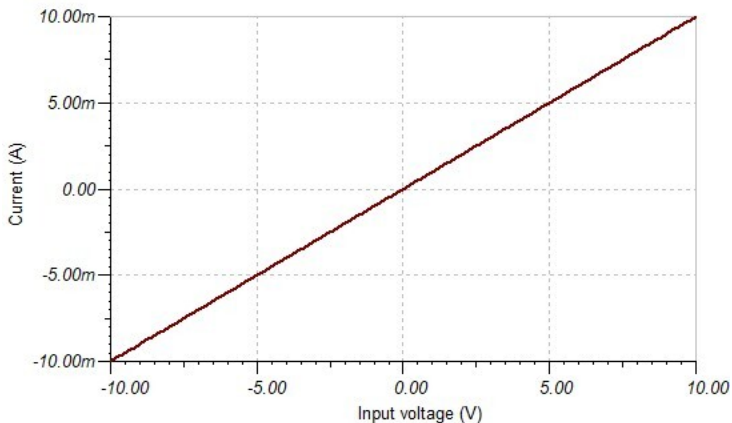


Εικόνα 14: Απλοποιημένο ισοδύναμο ιδανικού ενισχυτή τάσης σε ρεύμα.

Στην ιδανική περίπτωση, για την έξοδο ισχύει:

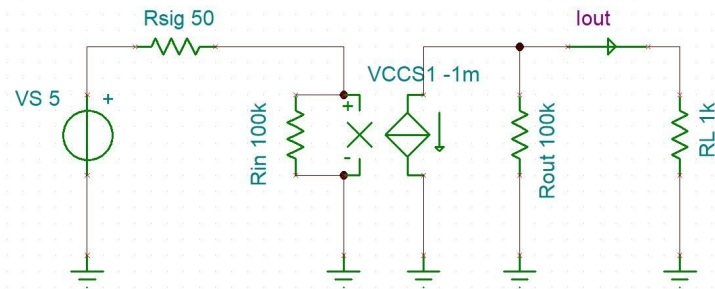
$$I_{out} = g_m V_{sig}$$

Όπου g_m η διαγωγιμότητα του ενισχυτή σε A/V (Siemens ή Ω^{-1}). Μια προσομοίωση της χαρακτηριστικής μεταφοράς του κυκλώματος της εικόνας 14 για $g_m=0.001\text{A/V}$ παριστάνεται στην εικόνα 15.



Εικόνα 15: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ιδανικού ενισχυτή τάσης σε ρεύμα της εικόνας 14, για $g_m=10^{-3}$ A/V.

Ωστόσο, ένας πραγματικός ενισχυτής διαγωγιμότητας έχει πεπερασμένη αντίσταση εισόδου R_{in} και αντίσταση εξόδου R_{out} . Ένα ισοδύναμο ενός τέτοιου ενισχυτή απεικονίζεται στην εικόνα 16.

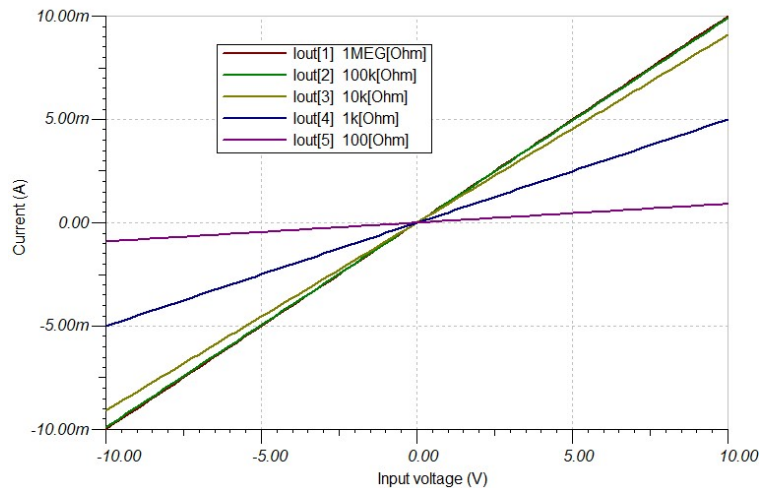


Εικόνα 16: Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή τάσης σε ρεύμα με συμπερίληψη των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου.

Η αναμενόμενη έξοδος του ενισχυτή, βρίσκεται με χρήση διαιρετών τάσης και ρεύματος:

$$I_{out} = V_{sig} \frac{g_m R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} \frac{R_{out}}{R_{out} + R_L}$$

Στο TINA πραγματοποιήθηκε μια παραμετρική προσομοίωση της DC χαρακτηριστικής καμπύλης για διάφορες τιμές της αντίστασης R_{out} . Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην εικόνα 17. Διακρίνεται η επίδραση που έχει μια μικρή συγκριτικά με το φορτίο R_{out} στην επίδοση του ενισχυτή, καθώς η κλίση, δηλαδή το κέρδος του, μεταβαλλεται σημαντικά.



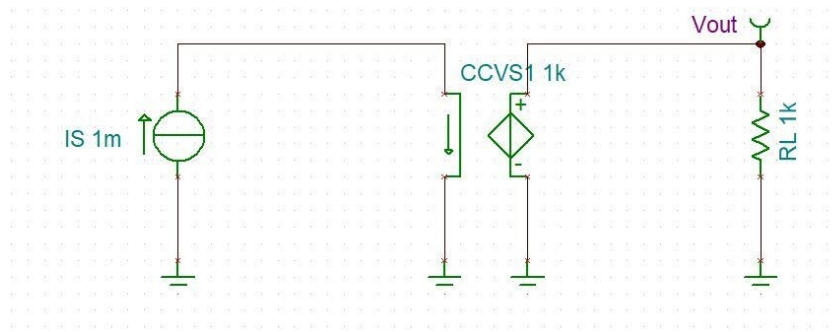
Εικόνα 17: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή τάσης προς ρεύμα της εικόνας 16 για διαφορετικές τιμές της αντίστασης εξόδου R_{out} .

3.3 Ενισχυτής ρεύματος σε τάση

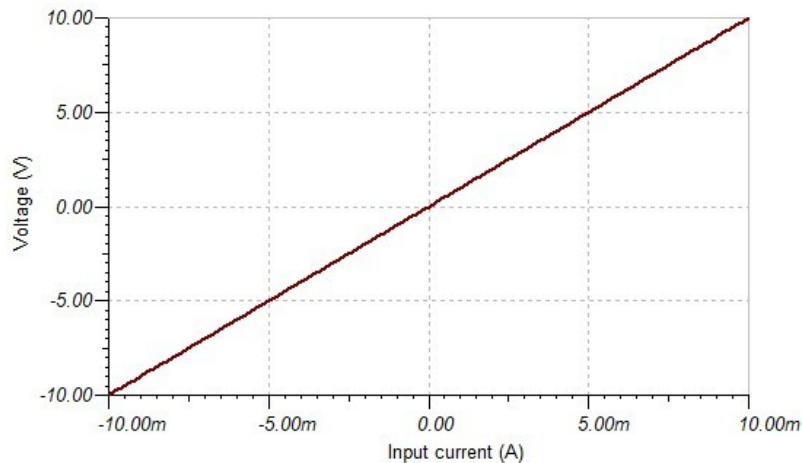
Καλούνται και ενισχυτές διαντίστασης (transimpedance amplifiers). Ιδανικά έχουν μηδενική αντίσταση εισόδου και μηδενική αντίσταση εξόδου. Το σχηματικό απεικονίζεται στην εικόνα 18, όπου διακρίνεται μια εξαρτημένη πηγή τάσης από ρεύμα, με συντελεστή διαντίστασης r σε V/A (ή Ω). Στην περίπτωση ενός ιδανικού τέτοιου ενισχυτή, η τάση εξόδου δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$V_{out} = rI_{sig}$$

Η χαρακτηριστική μεταφοράς για $r=1k\Omega$ μέσω του TINA, παρουσιάζεται στην εικόνα 19 και δείχνει μια σταθερή κλίση 1000 V/A.



Εικόνα 18: Απλοποιημένο ισοδύναμο ιδανικού ενισχυτή διαντίστασης.

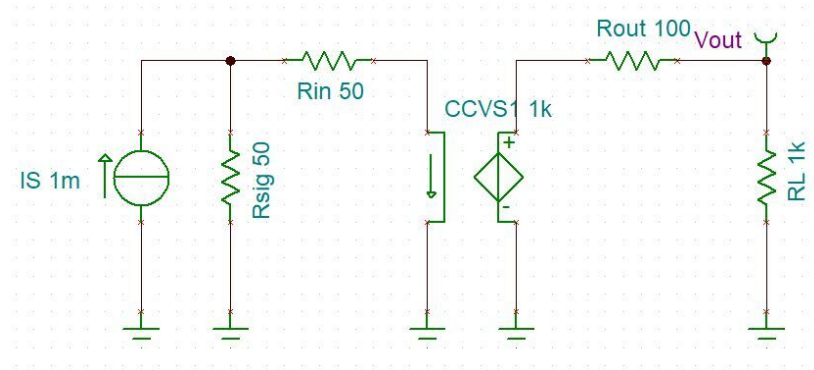


Εικόνα 19: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ιδανικού ενισχυτή ρεύματος σε τάση της εικόνας 18, για $r=1000V/A$.

Το ισοδύναμο κύκλωμα πραγματικού ενισχυτή διαντίστασης παρουσιάζεται στην εικόνα 20. Επιδιώκεται κάθε φορά η ελαχιστοποίηση τόσο της αντίστασης εισόδου, όσο και της αντίστασης εξόδου. Η τάση εξόδου δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

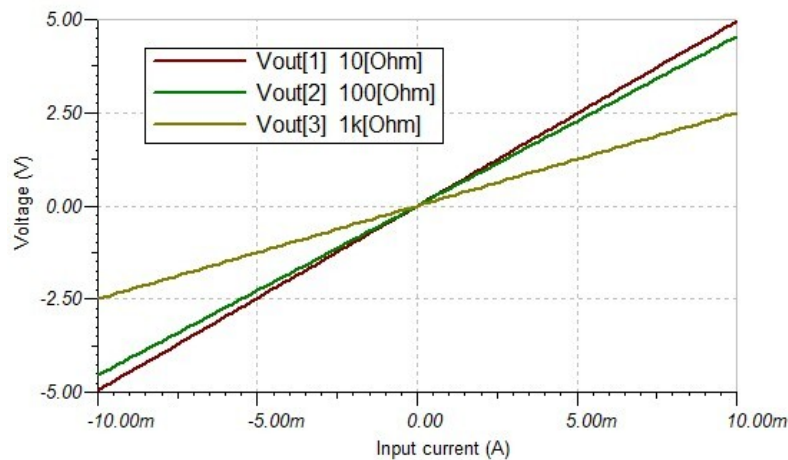
$$V_{out} = I_{sig} \frac{r R_{sig}}{R_{sig} + R_{in}} \frac{R_L}{R_L + R_{out}}$$

Είναι εμφανές ότι όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση εισόδου, τόσο περισσότερο από το ρεύμα της πηγής θα διέρχεται από την αντίσταση πηγής, οπότε το κέρδος του ενισχυτή θα υποβαθμίζεται, εξαρτώμενο όλο και περισσότερο από την τιμή της αντίστασης της πηγής. Στην έξοδο, όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση εξόδου, τόσο λιγότερη τάση θα αντιστοιχεί στο φορτίο, οπότε και πάλι θα παρατηρείται υποβάθμιση του κέρδους.



Εικόνα 20: Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή ρεύματος σε τάση με συμπερίληψη των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου.

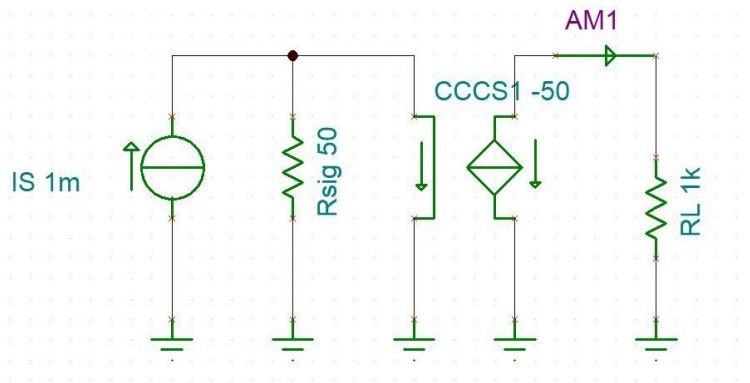
Στο διάγραμμα της εικόνας 21, διακρίνεται η DC χαρακτηριστική για 3 τιμές της αντίστασης εισόδου. Όσο μικρότερη, τόσο πιο αποδοτικά λειτουργεί ο ενισχυτής διανστίστασης.



Εικόνα 21: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή ρεύματος προς τάση της εικόνας 20 για διαφορετικές τιμές της αντίστασης εισόδου R_{in} .

3.4 Ενισχυτές ρεύματος σε ρεύμα

Καλούνται απλούστερα και ενισχυτές ρεύματος. Στην ιδανική περίπτωση, έχει μηδενική αντίσταση εισόδου και άπειρη αντίσταση εξόδου. Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός ιδανικού ενισχυτή ρεύματος προς ρεύμα παρουσιάζεται στην εικόνα 22.

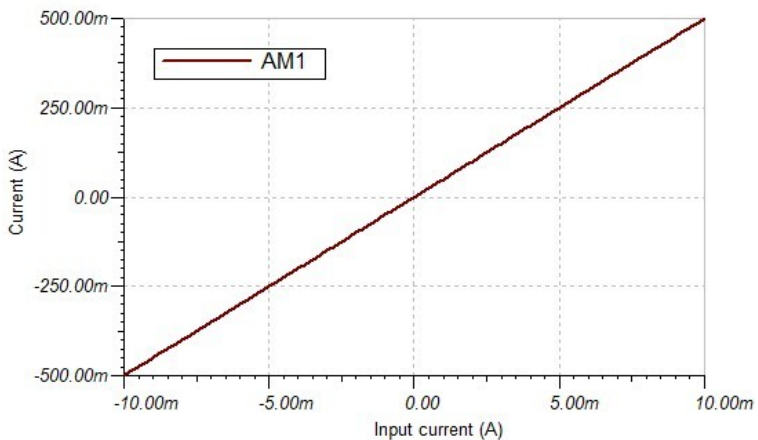


Εικόνα 22: Απλοποιημένο ισοδύναμο ιδανικού ενισχυτή ρεύματος.

Το ισοδύναμο κύκλωμα περιλαμβάνει μια εξαρτημένη πηγή ρεύματος από ρεύμα με κέρδος α (A/A). Στην περίπτωση του ιδανικού ενισχυτή ρεύματος, το ρεύμα εξόδου δίνεται απλά από τη σχέση:

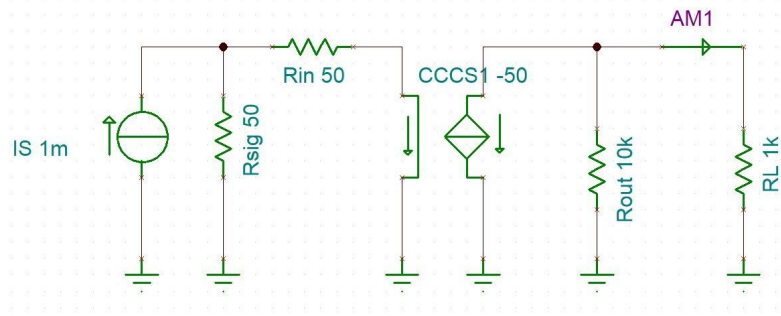
$$I_{out} = \alpha I_{sig}$$

Η DC χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς για $\alpha=50$ A/A, $R_{sig}=50\Omega$ και $R_L=1k\Omega$ ενός ιδανικού ενισχυτή παρουσιάζεται στο διάγραμμα της εικόνας 23. Η κλίση της καμπύλης αυτής ισούται με το κέρδος α .



Εικόνα 23: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ιδανικού ενισχυτή ρεύματος της εικόνας 22, για $\alpha=50$ A/A.

Στη μη ιδανική περίπτωση, επιδιώκεται ελαχιστοποίηση της αντίστασης εισόδου και μεγιστοποίηση της αντίστασης εξόδου. Στο σχηματικό διάγραμμα της εικόνας 24, διακρίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα μη ιδανικού ενισχυτή ρεύματος.

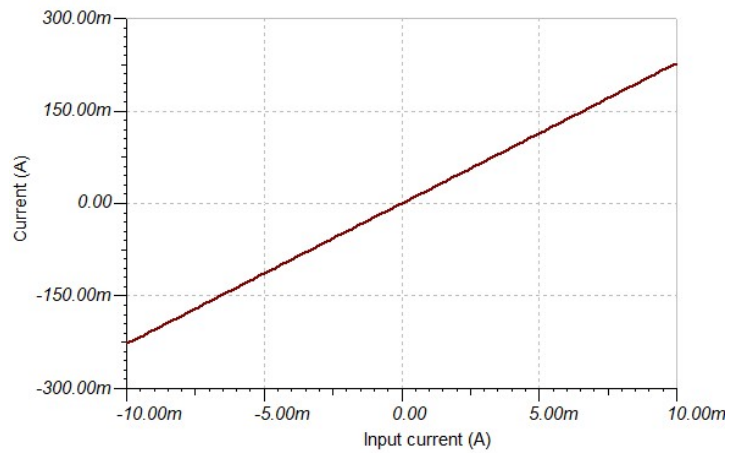


Εικόνα 24: Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή ρεύματος με συμπερίληψη των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου.

Η θεωρητική τιμή του ρεύματος εξόδου, με χρήση διαιρετών ρεύματος δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$I_{out} = I_{in} \frac{\alpha R_{sig}}{R_{sig} + R_{in}} \frac{R_{out}}{R_{out} + R_L}$$

Στο διάγραμμα της εικόνας 25, παριστάνεται η DC χαρακτηριστική καμπύλη του ρεύματος εξόδου, για $R_{sig}=50\Omega$, $R_{in}=50\Omega$, $\alpha=50A/A$, $R_{out}=10k\Omega$ και $R_L=1k\Omega$.



Εικόνα 25: Χαρακτηριστική μεταφοράς του ενισχυτή ρεύματος της εικόνας 24.

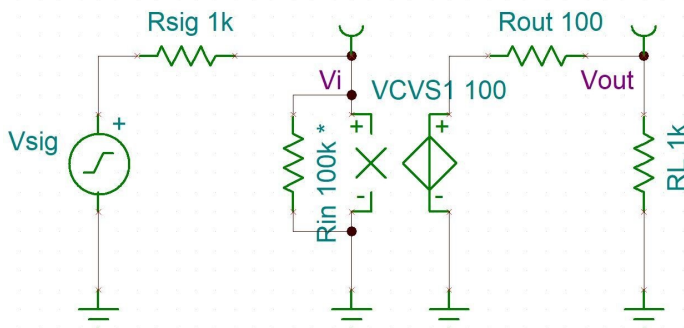
4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Βασικά των ενισχυτών-Προσομοιώσεις

Στο παρόν κεφάλαιο, προσομοιώνονται βασικές δυο βασικές ενισχυτικές διατάξεις του 1^{ου} κεφαλαίου του βιβλίου “Analysis of Bipolar and CMOS Amplifiers” των Amir M. Sodagar, K.N. Toosi και Ann Arbor [1], που αναφέρεται στα βασικά των ενισχυτών. Το ένα παράδειγμα αναφέρεται σε μη ιδανικό ενισχυτή τάσης σε τάση, ενώ το δεύτερο σε μη ιδανικό ενισχυτή ρεύματος σε ρεύμα.

4.1 Προσομοίωση μη ιδανικού ενισχυτή τάσης προς τάση

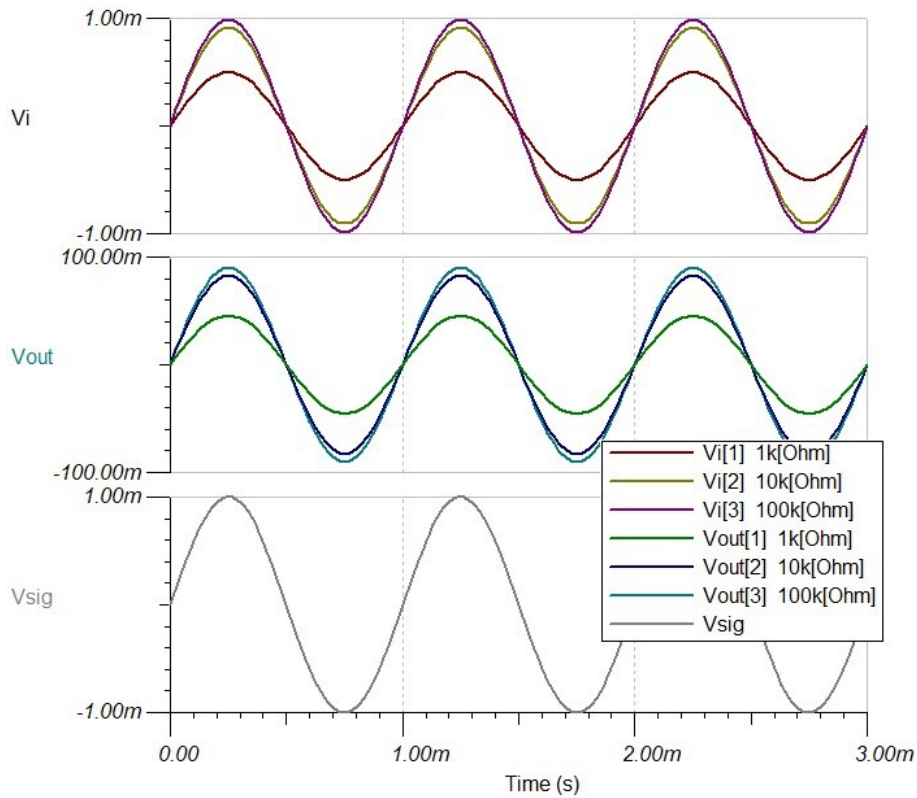
Θεωρούμε πως ο ενισχυτής τάσης προς τάση έχει ημιτονοειδές σήμα εισόδου πλάτους 1mV και συχνότητας $f=1\text{kHz}$ και αντίσταση πηγής $R_s=1\text{k}\Omega$, ενώ συνδέεται σε φορτίο $R_L=1\text{k}\Omega$. Το καθαρό κέρδος του ενισχυτή είναι $A=100$ και η αντίσταση εξόδου του $R_o=100\Omega$. Ζητείται χρονική (transient) προσομοίωση για τιμές της αντίστασης εισόδου 1 k Ω , 10 k Ω και 100 k Ω , καθώς και η εύρεση του γενικού κέρδους (overall gain).

Το σχηματικό του εν λόγω ενισχυτή διακρίνεται στην εικόνα 26.



Εικόνα 26: Μη ιδανικός ενισχυτής τάσης προς τάσης της άσκησης 1.3 του βιβλίου [1]

Εκτελώντας transient προσομοίωση για χρόνο 3ms (3 πλήρες περιόδους του σήματος), λαμβάνουμε το αποτέλεσμα που διακρίνεται στην εικόνα 27. Το αποτέλεσμα δίνει κέρδος 45V/V, 81V/V και 89.1V/V για αντιστάσεις εισόδου 1 k Ω , 10 k Ω και 100 k Ω αντίστοιχα, αποτέλεσμα που έρχεται σε συμφωνία με την εξίσωση του κέρδους μη ιδανικού ενισχυτή τάσης προς τάση που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3.1. Όπως είναι αναμενόμενο, αύξηση της αντίστασης εισόδου, αυξάνει το κέρδος του ενισχυτή, ενώ υπάρχει μια μικρή μείωση του κέρδους και εξαιτίας της μη μηδενικής αντίστασης εξόδου που στο παράδειγμά μας είναι 100 Ω .

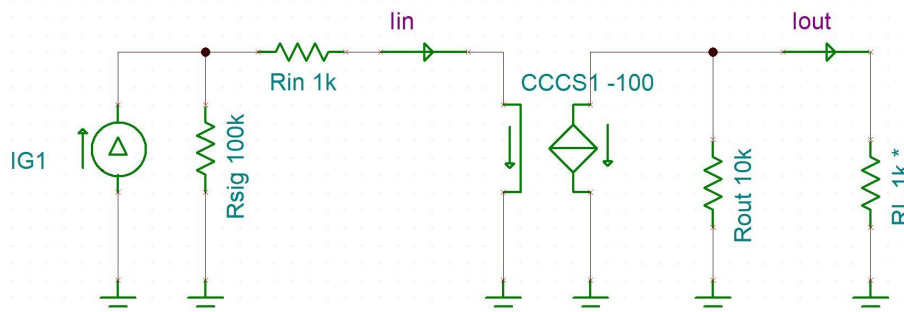


Εικόνα 27: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 26, για διάφορες τιμές της αντίστασης εισόδου.

4.2 Προσομοίωση μη ιδανικού ενισχυτή ρεύματος προς ρεύμα

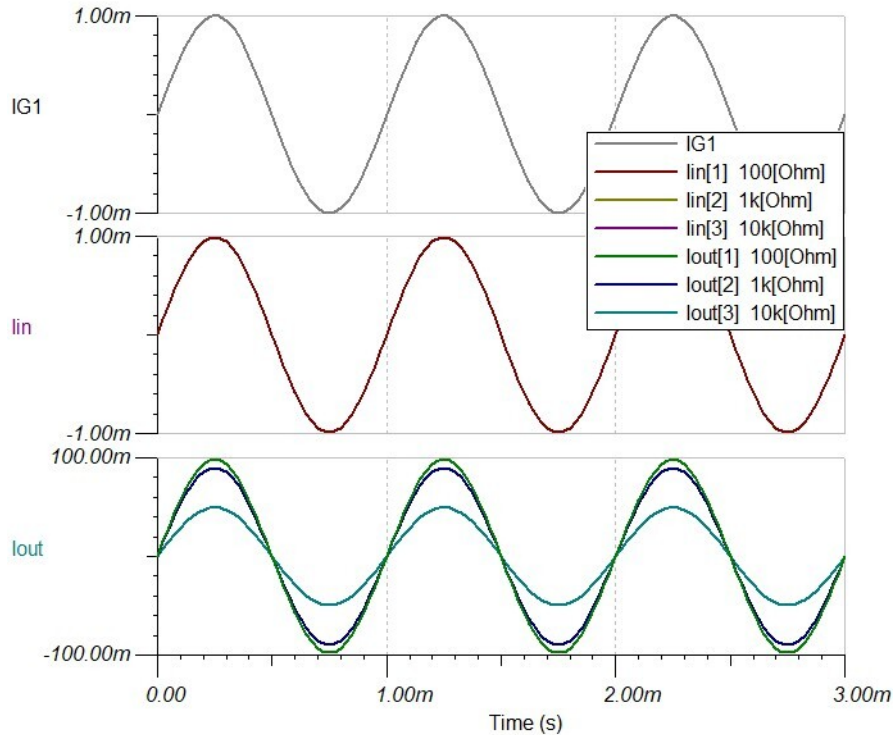
Στο παράδειγμα αυτό γίνεται προσομοίωση του κυκλώματος που περιγράφεται στην άσκηση 1.4 του βιβλίου [1]. Ο εν λόγω ενισχυτής ρεύματος, έχει αντίσταση εισόδου $R_i=1\text{k}\Omega$, αντίσταση εξόδου $R_o=10\text{k}\Omega$, κέρδος ρεύματος $A_i=100\text{ A/A}$. Ως είσοδος ασκείται ρεύμα ημιτονοειδές πλάτους 1mA και συχνότητας 1kHz , ενώ η αντίσταση της πηγής ρεύματος εισόδου είναι $R_s=100\text{k}\Omega$. Ζητείται χρονική προσομοίωση του ενισχυτή ρεύματος, καθώς και εύρεση του γενικού κέρδους ρεύματος, για φορτία $R_L=0.1\text{k}\Omega$, $1\text{k}\Omega$ και $10\text{k}\Omega$.

Το σχηματικό του εν λόγω ενισχυτή όπως σχεδιάστηκε στο TINA, παρουσιάζεται στην εικόνα 28.



Εικόνα 28: Μη ιδανικός ενισχυτής ρεύματος προς ρεύμα της άσκησης 1.4 του βιβλίου [1]

Ακολούθησε χρονική προσομοίωση 3 ημιτονικών περιόδων (3ms) παραμετρικά για τις δοθείσες τιμές αντίστασης φορτίου. Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην εικόνα 29. Όπως διακρίνεται, όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση του φορτίου, τόσο δυσκολότερο είναι να διατηρηθεί το κέρδος ρεύματος στα επιθυμητά επίπεδα. Αυτό το αποτέλεσμα είναι αναμενόμενο, σύμφωνα με την εξίσωση του κέρδους του μη ιδανικού ενισχυτή ρεύματος που αναγράφεται στο κεφάλαιο 3.4.



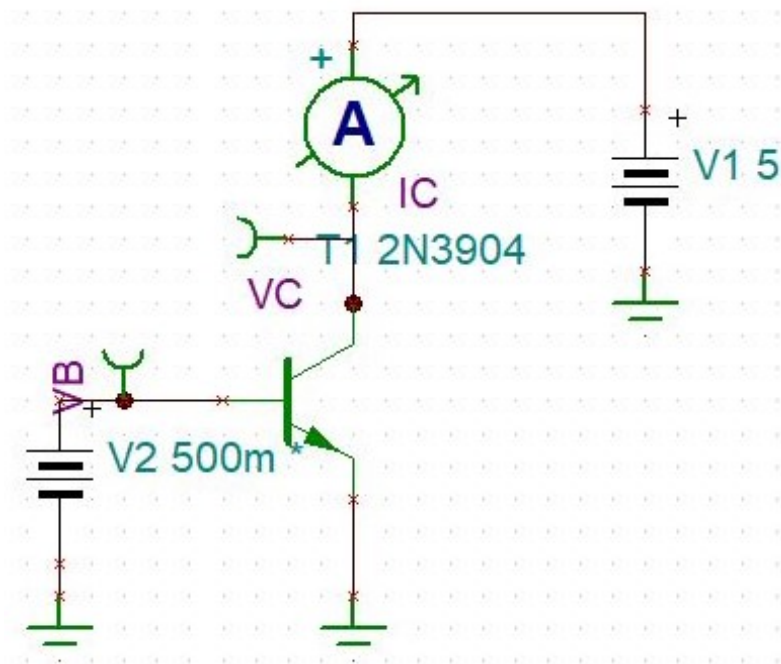
Εικόνα 29: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 28, για διάφορες τιμές της αντίστασης φορτίου.

5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Τρανζίστορ

Το παρόν κεφάλαιο ασχολείται με την προσομοίωση μερικών απλών διατάξεων τρανζίστορ, με σκοπό τη μελέτη της συμπεριφοράς τους ως συσκευές (devices). Η μελέτη αυτή αντιστοιχεί στο δεύτερο στάδιο που περιγράφηκε στο κεφάλαιο της εισαγωγής. Τα παραδείγματα αντιστοιχούν σε ασκήσεις προσομοίωσης του 2^{ου} κεφαλαίου “Transistors” του βιβλίου [1].

5.1 Προσομοίωση της V-I καμπύλης του BJT Transistor 2N3904

Χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα TINA, προσομοιώσαμε την καμπύλη ρεύματος τάσης για το διπολικό τρανζίστορ 2N3904. Για το σκοπό αυτό, σχεδιάστηκε η διάταξη της εικόνας 30. Θεωρητικά, η συμπεριφορά V-I ενός τρανζίστορ BJT προσδιορίζεται από το μοντέλο Ebers-Moll, του οποίου μια συνοπτική περιγραφή βρίσκεται στην εικόνα 31 [2]. Όταν το τρανζίστορ δουλεύει στην ενεργό περιοχή (active region), τότε η συμπεριφορά του περιγράφεται συνοπτικά από την εικόνα 32 [2].



Εικόνα 30: Διάταξη μέτρησης καμπύλης V-I για το διπολικό τρανζίστορ 2N3904.

BJT

Large Signal Static Model All Regions (Ebers-Moll model)

$\left\{ I_S^{d_{BC}} = \frac{I_S}{\beta_R}, \eta=1 \right\}$

$\left\{ I_S^{d_{BE}} = \frac{I_S}{\beta_F}, \eta=1 \right\}$

β_F : Forward Beta
10...1000

β_R : Reverse Beta
1...10

I_S : saturation current
For Si (Sze*):
 $I_S = A I_{S_0} T^3 \exp\left(-\frac{1.12v}{V_T}\right)$
 A : area
 I_{S_0} : independent of T, A
 Typ.: $I_S \cong 10^{-19} \dots 10^{-10}$

$V_T = \frac{kT}{q}$ (thermal voltage)

$i_{BE} = \frac{I_S}{\beta_F} \cdot e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$

$i_{BC} = \frac{I_S}{\beta_R} \cdot e^{\frac{v_{BC}}{V_T}}$

i_B, i_C, i_E are found from
superposition of the nodes

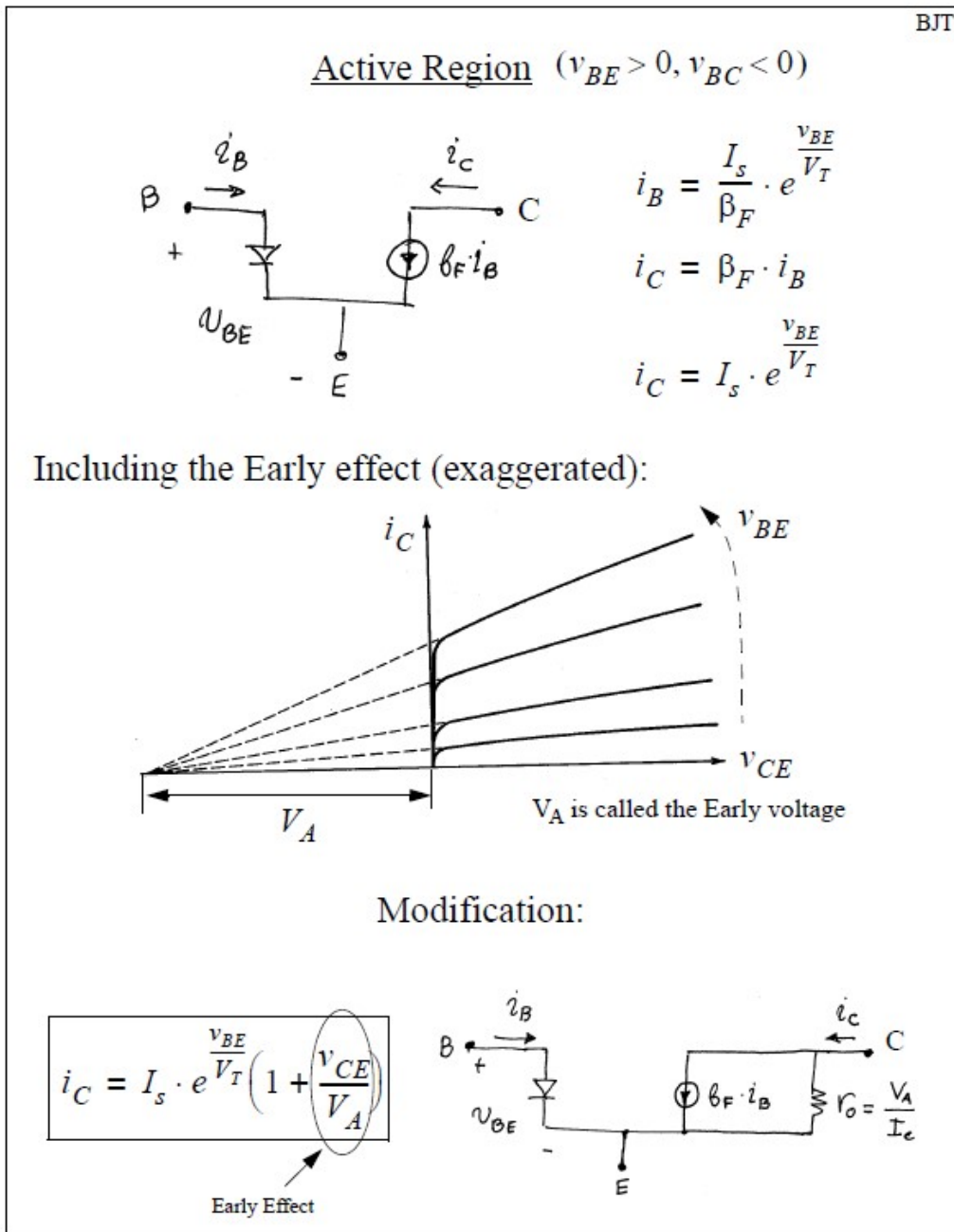
$i_B = I_S \cdot \left(\frac{1}{\beta_F} \cdot e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} + \frac{1}{\beta_R} \cdot e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)$

$i_C = I_S \cdot \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - \frac{1 + \beta_R}{\beta_R} \cdot e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} \right)$

$i_E = I_S \cdot \left(e^{\frac{v_{BC}}{V_T}} - \frac{1 + \beta_F}{\beta_F} \cdot e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} \right)$

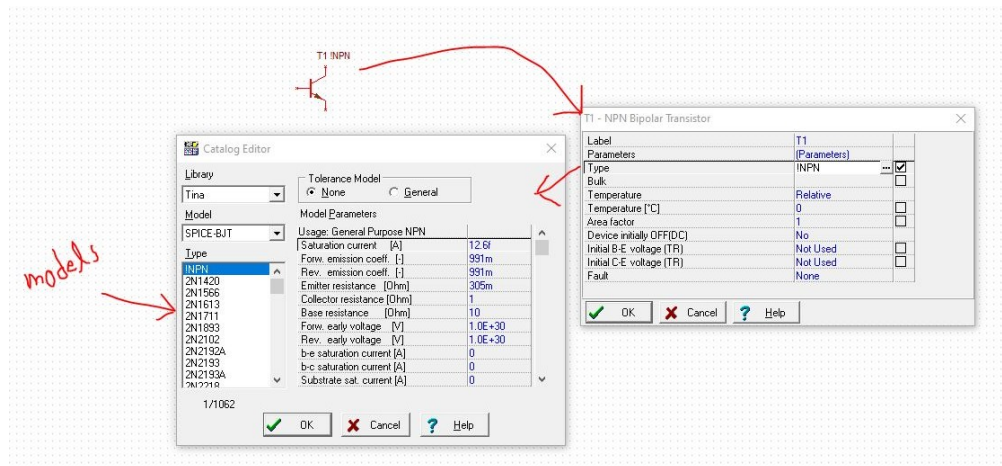
* "Physics of Semiconductor Devices" S. M. Sze

Εικόνα 31: Περιγραφή του μοντέλου Ebers-Moll του τρανζίστορ BJT [2].

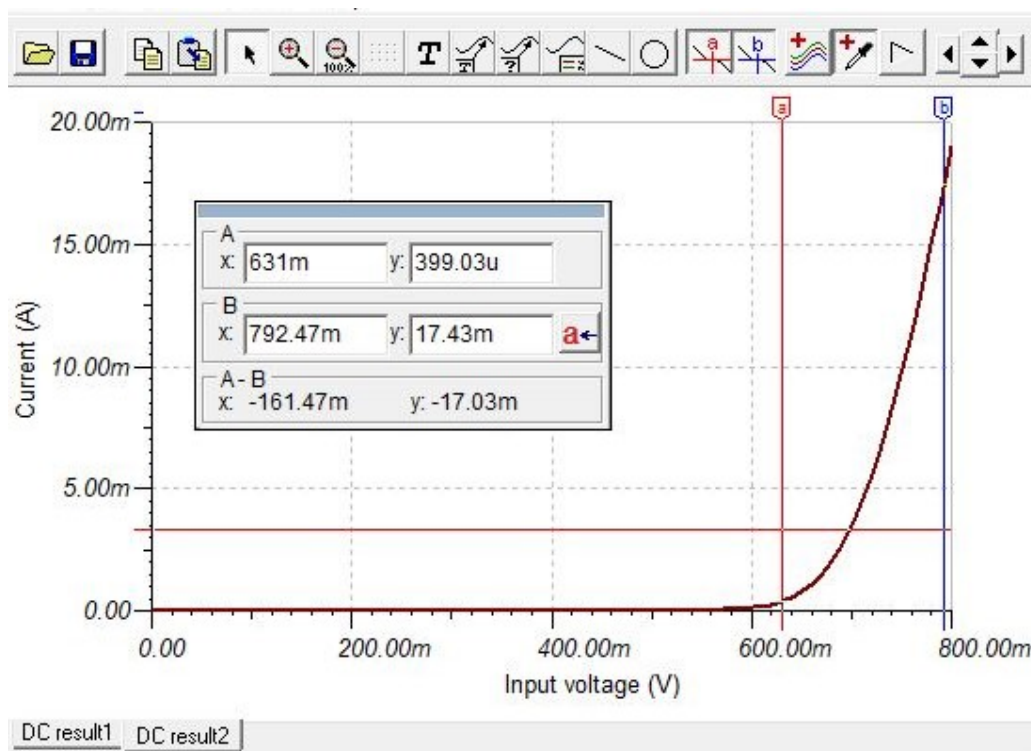


Εικόνα 32: Περιγραφή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή, συμπεριλαμβανομένου και του φαινομένου Early [PPS1],[PPS2].

Επομένως, αναμένεται στην προσομοίωση μια εκθετική συμπεριφορά. Μετά το σχεδιασμό της διάταξης στο TINA, επιλέγουμε το μοντέλο NPN 2N3904, το οποίο προυπάρχει στη βιβλιοθήκη του προγράμματος, όπως φαίνεται στην εικόνα 33. Εκτελώντας μια dc transfer προσομοίωση στο TINA, το αποτέλεσμα που λαμβάνουμε παρουσιάζεται στην εικόνα 34, επαληθεύοντας την θεωρητική υπόθεση περί εκθετικής συμπεριφοράς του ρεύματος I_C συναρτήσει της τάσης V_{BE} .



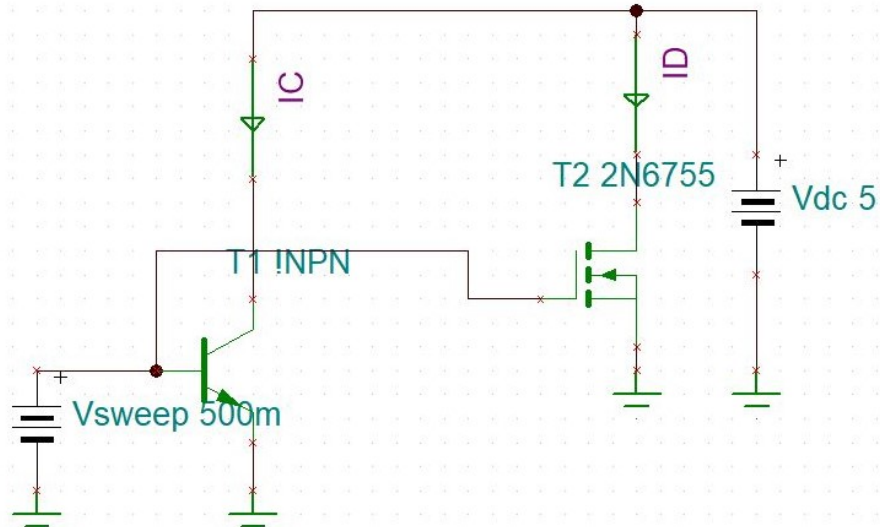
Εικόνα 33: Επιλογή του μοντέλου τρανζίστορ 2N3904 στο TINA.



Εικόνα 34: Εκθετική καμπύλη V-I του τρανζίστορ 2N3904.

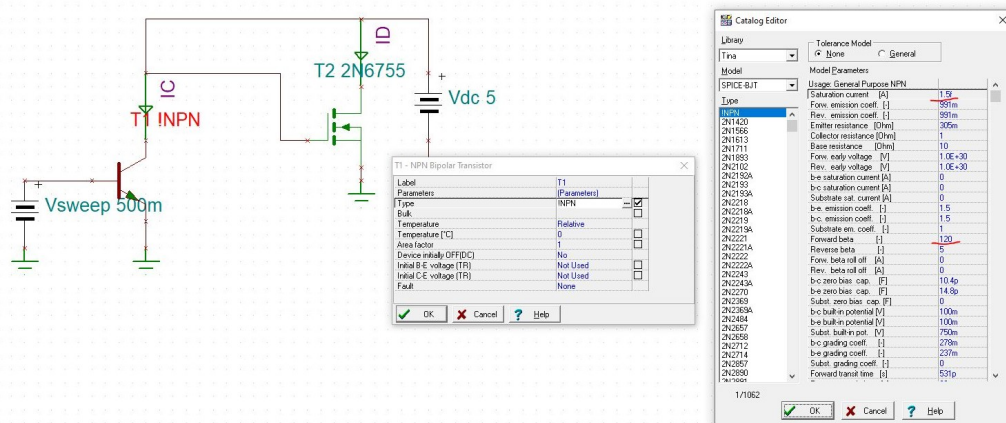
5.2 Προσομοίωση της V-I καμπύλης ενός NPN και ενός NMOS τρανζίστορ

Η προσομοίωση αυτή αντιστοιχεί στο παράδειγμα προσομοίωσης 2.3 του βιβλίου [1]. Σκοπός είναι η απεικόνιση των V-I καμπυλών ενός NPN και ενός NMOS transistor, καθώς και η σύγκρισή τους. Το NPN BJT transistor έχει $I_S=1.5e-15A$, $\beta=120$, ενώ το NMOS, $V_{th}=0.7V$ και $k'=100mA/V^2$. Το σχηματικό διακρίνεται στην εικόνα 35.

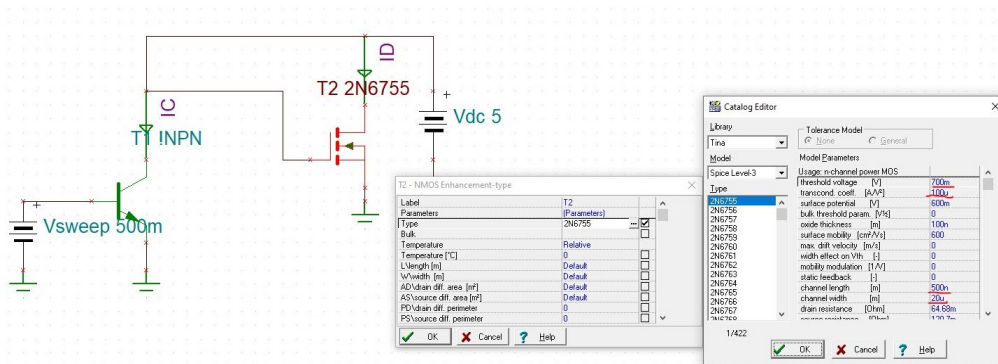


Εικόνα 35: Διάταξη προσομοίωσης VI χαρακτηριστικών για NPN και NMOS transistors.

Η επιλογή των παραμέτρων για το BJT και το NMOS στο TINA πραγματοποιήθηκε όπως υποδεικνύεται στις εικόνες 36 και 37.

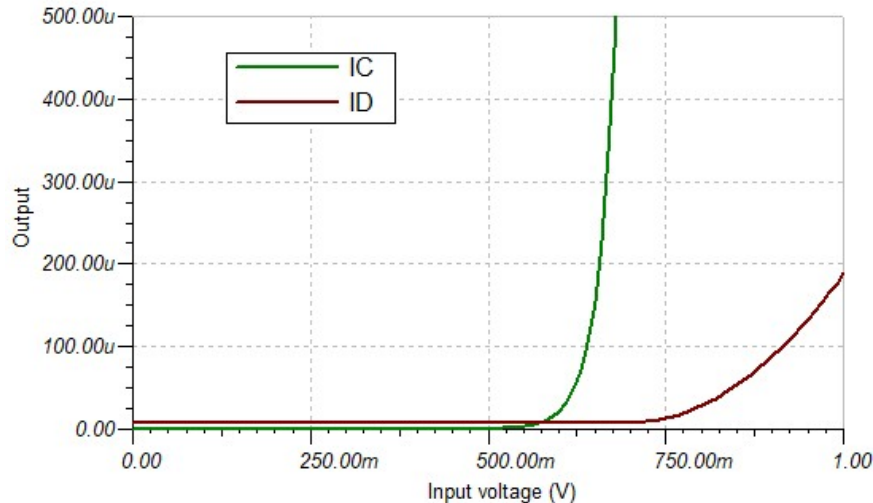


Εικόνα 36: Επιλογή παραμέτρων για το NPN transistor.



Εικόνα 37: επιλογή παραμέτρων του NMOS transistor.

Το αποτέλεσμα της DC transfer προσομοίωσης για την εξαγωγή των 2 καμπυλών V-I παρουσιάζεται στην εικόνα 38. Το αποτέλεσμα δείχνει εκθετική συμπεριφορά στην περίπτωση του BJT και παραβολική (όταν περνιέται το κατώφλι των 0.7V και του NMOS βρίσκεται στην περιοχή του κορεσμού) στην περίπτωση του MOSFET. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την πιο απότομη αύξηση του ρεύματος του BJT σε σχέση με αυτό του NMOS, όσο πλησιάζεται η τάση κατωφλίου.

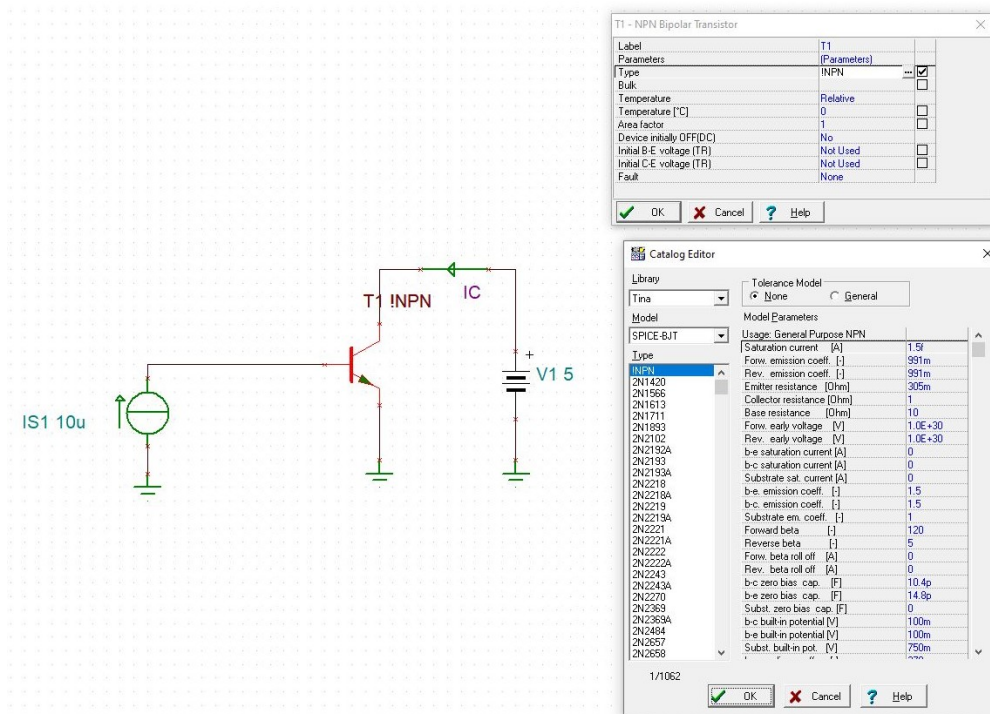


Εικόνα 38: V-I χαρακτηριστικές των τρανζίστορ NPN και NMOS της διάταξης της εικόνας 33.

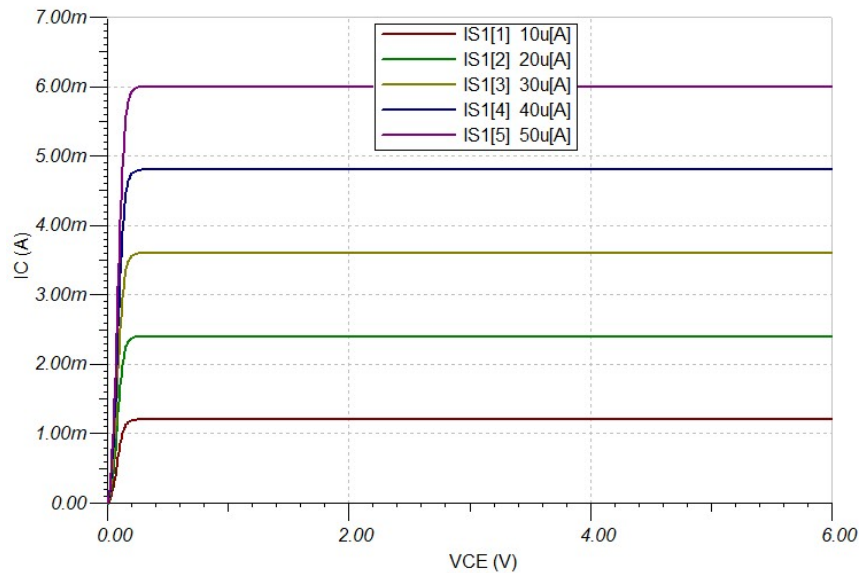
5.3 Προσομοίωση των χαρακτηριστικών καμπυλών I_C-V_{CE} σε NPN τρανζίστορ

Η υποενότητα αυτή ασχολείται με την άσκηση προσομοίωσης 2.4 του βιβλίου [1]. Σκοπός είναι η εξαγωγή των χαρακτηριστικών καμπυλών I_C-V_{CE} ενός NPN transistor με $I_S=1.5e-15$ και $\beta=120$ (αγνοούνται το φαινόμενο Early και οι παρασιτικές χωρητικότητες). Το ρεύμα βάσης I_{S1} αλλάζει από 10μΑ-50μΑ με βήμα 10μΑ. Η διάταξη και το αποτέλεσμα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στις εικόνες 39 και 40 αντίστοιχα.

Με παρατήρηση των αποτελεσμάτων της εικόνας 40, διακρίνεται ότι αύξηση του ρεύματος βάσης επιφέρει ανάλογη αύξηση του ρεύματος I_C (συλλέκτη), κάτι αναμενόμενο, εφόσον στην ενεργό περιοχή ισχύει $I_C=\beta I_b$. Επαληθεύεται επίσης ότι κάθε φορά το ρεύμα συλλέκτη είναι 120 (β) φορές μεγαλύτερο από το εισαχθέν ρεύμα βάσης, καθώς και η συμπεριφορά των καμπυλών που ακολουθούν τη μορφή που παρουσιάζεται θεωρητικά στην εικόνα 32 (απουσία Early effect, οι ευθείες είναι παράλληλες στον άξονα του V_{CE}).



Εικόνα 39: Διάταξη προσομοίωσης των IC-VCE καμπυλών και επιλογή παραμέτρων του NPN transistor.



Εικόνα 40: Χαρακτηριστικές IC-VCE του transistor NPN της εικόνας 39 για διαφορετικές τιμές του ρεύματος βάσης.

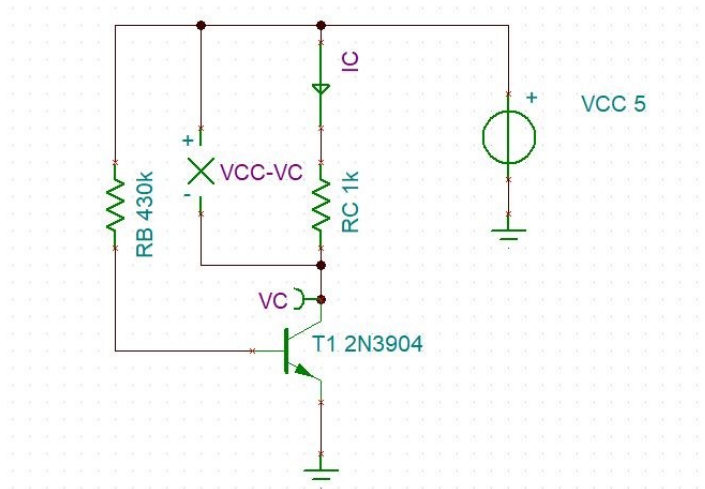
6 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Πόλωση

Τα τρανζίστορ είναι γνωστό ότι μπορούν να βρεθούν σε αρκετές καταστάσεις λειτουργίας, ανάλογα με τις συνθήκες που ακολουθούν οι τάσεις των ακροδεκτών τους. Επομένως, είναι προφανές ότι για να βρεθούν στην επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας (πχ. την ενεργό περιοχή για τα διπολικά τρανζίστορ και τον κορεσμό για τα MOSFET τρανζίστορ) είναι απαραίτητο να πολωθούν με το σωστό τρόπο. Αυτό σημαίνει ότι η DC (συνεχής) παρεχόμενη τάση στους ακροδέκτες τους πρέπει να ελέγχεται σωστά. Σε πολύ απλά κυκλώματα τρανζίστορ, υπάρχει η δυνατότητα το κατάλληλο εύρος τάσεων τροφοδοσίας θα προσδιοριστεί χειροκίνητα μέσω μαθηματικών συνθηκών ή και προσεγγίσεων (πχ. με την υπόθεση ότι μερικά τρανζίστορ βρίσκονται στην ενεργό περιοχή/ κορεσμό). Ωστόσο σε πιο περίπλοκα κυκλώματα, ή όταν πρέπει να ληφθούν υπόψη περισσότερες παράμετροι των τρανζίστορ ή και για επαλήθευση των θεωρητικών υπολογισμών, η προσομοίωση μπορεί να δώσει μια πιο ολοκληρωμένη εικόνα για τη λειτουργία της διάταξης.

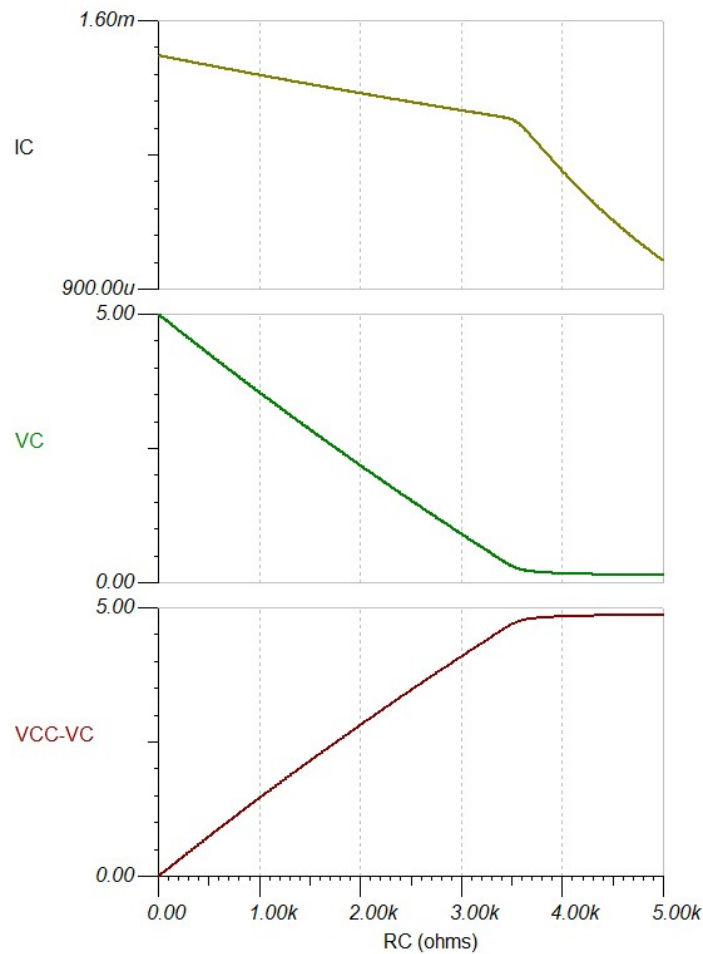
Το κεφάλαιο αυτό πραγματεύεται την επαλήθευση των θεωρητικών εννοιών της πόλωσης (biasing) των BJT και MOSFET transistors μέσω προσομοιώσεων. Τα παραδείγματα που ακολουθούν βασίζονται σε ασκήσεις του 3^{ου} κεφαλαίου “Biasing” του βιβλίου [1].

6.1 Η επίδραση της αντίστασης συλλέκτη στην πόλωση ενός BJT transistor

Σκοπός της άσκησης αυτής είναι η παρουσίαση της επιρροής της αντίστασης που τοποθετείται στο συλλέκτη ενός NPN BJT transistor στην πόλωσή του, και κατά συνέπεια στην λειτουργία του. Το βασικό σχηματικό παρουσιάζεται στην εικόνα 41. Χρησιμοποιείται το μοντέλο του transistor NPN 2N3904, ενώ η τιμή της αντίστασης R_C μεταβάλλεται από 1Ω μέχρι $10k\Omega$ με βήμα 10Ω . Σημειώνεται ότι η τροφοδοσία του κυκλώματος $V_{CC}=5V$. Προσομοιώνονται το ρεύμα συλλέκτη I_C , η τάση V_C καθώς και η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση του συλλέκτη.



Εικόνα 41: Κύκλωμα πόλωσης NPN transistor με παραμετρική αντίσταση συλλέκτη



Εικόνα 42: Προσομοίωση του ρεύματος συλλέκτη I_C , της τάσης συλλέκτη V_C και της πτώσης τάσης πάνω στην αντίσταση R_C ($V_{CC}-V_C$).

Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης που παρουσιάζεται στην εικόνα 40, υποδεικνύει ότι το τρανζίστορ θα λειτουργεί στην ενεργό περιοχή για τιμές της αντίστασης R_C μέχρι και 3.4kΩ περίπου. Στην περίπτωση αυτή, το ρεύμα συλλέκτη θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

Θεωρητικά το ρεύμα του συλλέκτη, δεν εξαρτάται από την τιμή δηλαδή της R_C , όσο το τρανζίστορ παραμένει στην ενεργό περιοχή. Παρόλα αυτά, το 1^ο διάγραμμα δίνει μια μικρή γραμμική μείωση στο ρεύμα αυτό συναρτήση της R_C , η οποία είναι αποτέλεσμα μεταβολής παραμέτρων που επηρεάζονται από τη μεταβολή της R_C . Η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση R_C δίνεται από τη σχέση:

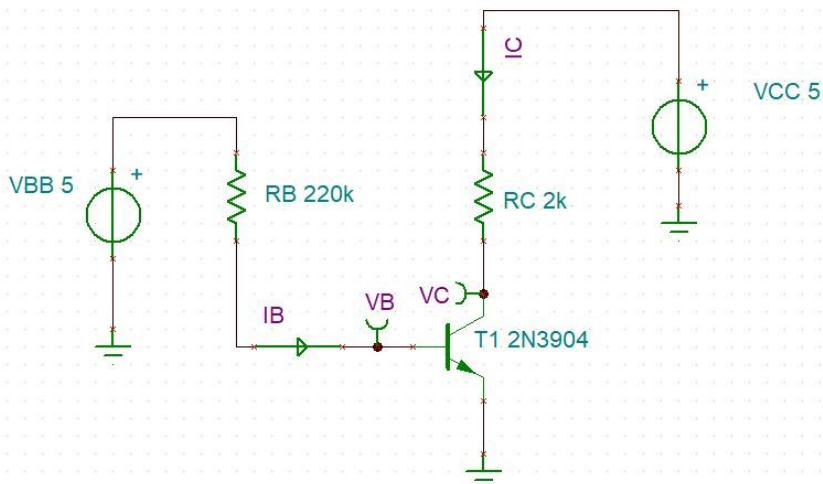
$$V_{CC} - V_C = I_C R_C$$

Αν το ρεύμα συλλέκτη I_C θεωρηθεί σταθερό, τότε, αύξηση της R_C επιφέρει ανάλογη γραμμική αύξηση της πτώσης τάσης πάνω στην R_C , και κατ' επέκταση γραμμική μείωση της τάσης συλλέκτη V_C . Η παρατήρηση αυτή, επαληθεύεται από το 2^ο και το 3^ο διάγραμμα της εικόνας 42.

Έπειτα (για $R_C \geq 3.4k\Omega$), το τρανζίστορ εισέρχεται στην περιοχή του κορεσμού, με αποτέλεσμα τη μεγάλη μείωση του ρεύματος I_C , η οποία ανακόπτει την προηγούμενη αύξηση της πτώσης τάσης πάνω στην αντίσταση συλλέκτη, όπως μπορεί να παρατηρηθεί και στα διαγράμματα.

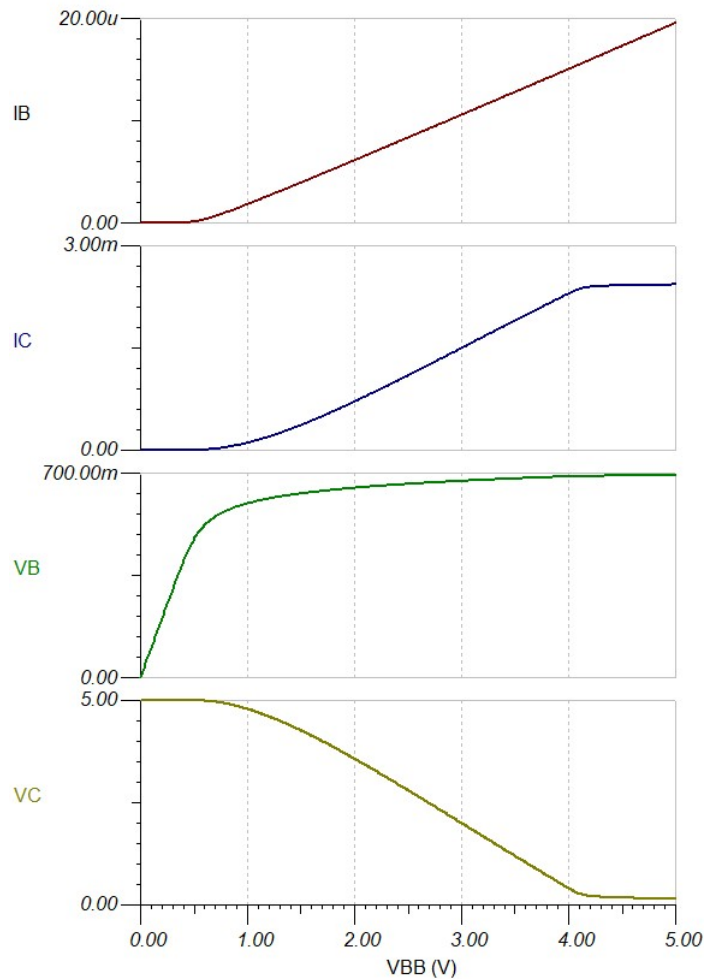
6.2 Η επίδραση της τροφοδοσίας της βάσης στην πόλωση ενός BJT transistor

Στο παράδειγμα αυτό, το οποίο βασίζεται στην άσκηση 3.14 του βιβλίου [1], προσομοιώνεται η μεταβολή της συμπεριφοράς ενός 2N3904 NPN transistor, όταν η τροφοδοσία που επικοινωνεί με τον κόμβο της βάσης μέσω της αντίστασης της βάσης, μεταβάλλεται από 0 μέχρι 5V. Να σημειωθεί ότι η τροφοδοσία που επικοινωνεί με τον κόμβο του συλλέκτη παραμένει σταθερή στα 5V. Το σχηματικό του κυκλώματος που μελετάται στο παράδειγμα αυτό απεικονίζεται στην εικόνα 41.



Εικόνα 43: Διάταξη κυκλώματος του παραδείγματος 3.14 [1], σχεδιασμένη στο TINA.

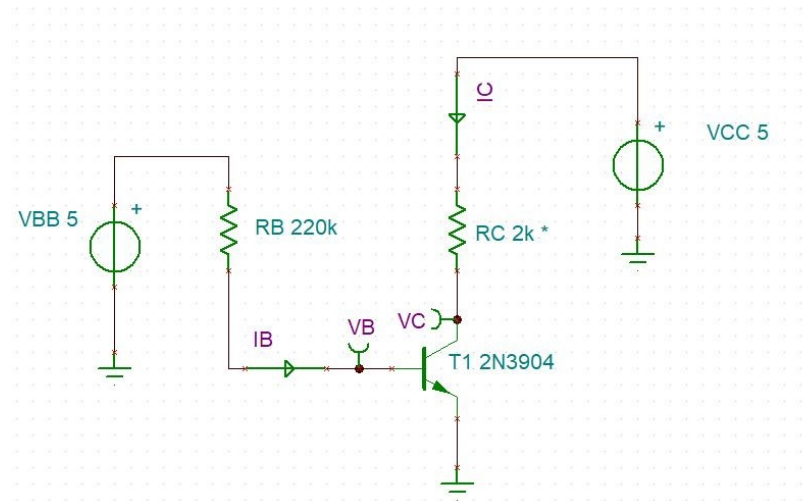
Προσομοιώνονται το ρεύμα βάσης I_B , το ρεύμα συλλέκτη I_C , η τάση βάσης V_B και η τάση συλλέκτη V_C . Το αποτέλεσμα της DC sweep προσομοίωσης παρουσιάζεται στα διαγράμματα της εικόνας 42. Παρατηρούμε ότι αρχικά το τρανζίστορ είναι σε περιοχή cutoff. Εν συνεχεία, το τρανζίστορ εισέρχεται στην ενεργό περιοχή (για $0.7V \leq V_{BB} \leq 4V$ περίπου). Στην περίπτωση αυτή, το V_{BE} παραμένει σχεδόν σταθερό κοντά στα 0.7V, άρα και η τάση στη βάση (εφόσον ο εκπομπός είναι στη γη), όπως φαίνεται στο 3^ο διάγραμμα. Τότε, αύξηση της V_{BB} επιφέρει ανάλογη γραμμική αύξηση του ρεύματος βάσης, κάτι το οποίο αποτυπώνεται στο 1^ο διάγραμμα. Επειδή $I_C = \beta I_B$, το ρεύμα συλλέκτη I_C θα αυξάνεται και αυτό γραμμικά με την αύξηση της V_{BB} (υποθέτοντας σταθερό β). Λόγω του νόμου πτώσης τάσης πάνω στην αντίσταση R_C , η τάση στο συλλέκτη V_C , θα μειώνεται γραμμικά στην περιοχή αυτή. Για $V_{BB} \geq 4V$ επέρχεται κορεσμός στο τρανζίστορ.



Εικόνα 44: Προσομοιώσεις DC του κυκλώματος της εικόνας 41, συναρτήσε της τάσης V_{BB} .

6.3 Η επίδραση της τροφοδοσίας της βάσης στην πόλωση ενός BJT transistor για διαφορετικές τιμές της αντίστασης συλλέκτη.

Το παράδειγμα βασίζεται στο πρόβλημα 3.15 του βιβλίου [1]. Το σχηματικό του κυκλώματος απεικονίζεται στην εικόνα 45. Εξετάζεται όπως και στο 6.2 η επίδραση της τάσης στην πηγή V_{BB} ως προς τα ρεύματα πόλωσης I_B και I_C του τρανζίστορ T_1 , καθώς και την τάση V_C , ωστόσο στο συγκεκριμένο παράδειγμα λαμβάνεται ως παράμετρος και η αντίσταση R_C , οποία λαμβάνει τις ακόλουθες τιμές: 1k Ω , 2 k Ω , 3 k Ω , 4 k Ω και 5 k Ω .



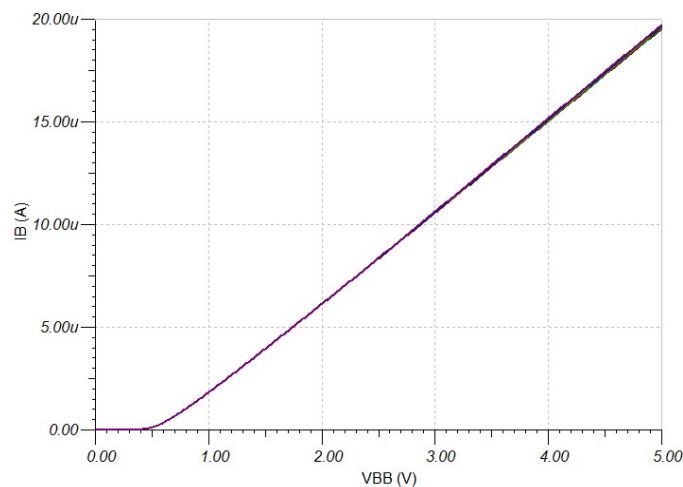
Εικόνα 45: Διάταξη κυκλώματος του παραδείγματος 3.15 [1], σχεδιασμένη στο TINA.

Σύμφωνα με τις ακόλουθες εξισώσεις που ισχύουν στην ενεργό περιοχή του τρανζίστορ T1

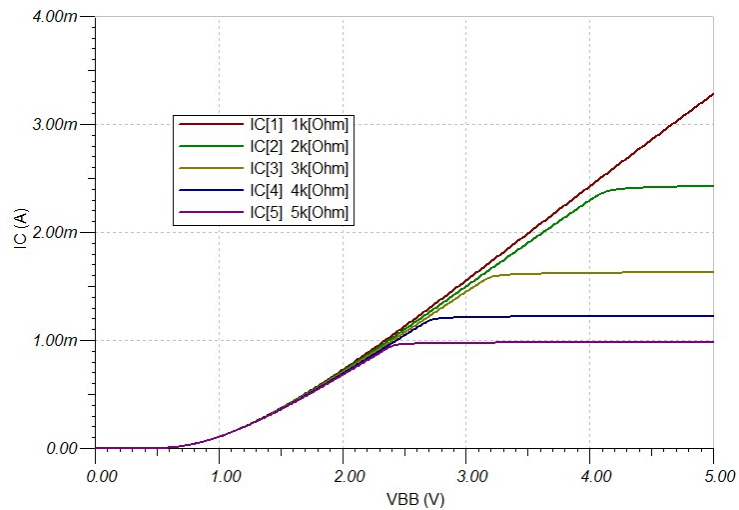
$$I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \text{ και } I_C = \beta I_B,$$

Τα ρεύματα πόλωσης, όσο το T1 βρίσκεται στην ορθή ενεργό περιοχή, δεν επηρεάζονται από την τιμή της RC. Η τιμή της RC, ωστόσο, καθώς και η τάση VBB, επηρεάζουν κατά πόσον το τρανζίστορ T1 θα βρίσκεται στην ορθή ενεργό περιοχή ή όχι. Το διάγραμμα της εικόνας 44, δείχνει ότι το ρεύμα βάσης IB, είναι ανάλογο της τάσης τροφοδοσίας VBB και σχεδόν ανεξάρτητο της αντίστασης RC.

Αντίστοιχα, η εικόνα 45, υποδεικνύει γραμμική σχέση μεταξύ του ρεύμα συλλέκτη IC και της τάσης VBB, καθώς και σχεδόν ίσες τιμές για όλο το εύρος των παραμετρικών τιμών της RC, όσο το τρανζίστορ T1 βρίσκεται στην ενεργό περιοχή. Στην συνέχεια, το T1 μεταβαίνει στην περιοχή κορεσμού, με αποτέλεσμα τη σταθεροποίηση του ρεύματος συλλέκτη. Η τιμή της VBB για την οποία το T1 κάνει αυτή τη μετάβαση, διαφέρει μεταξύ των αντιστάσεων RC.

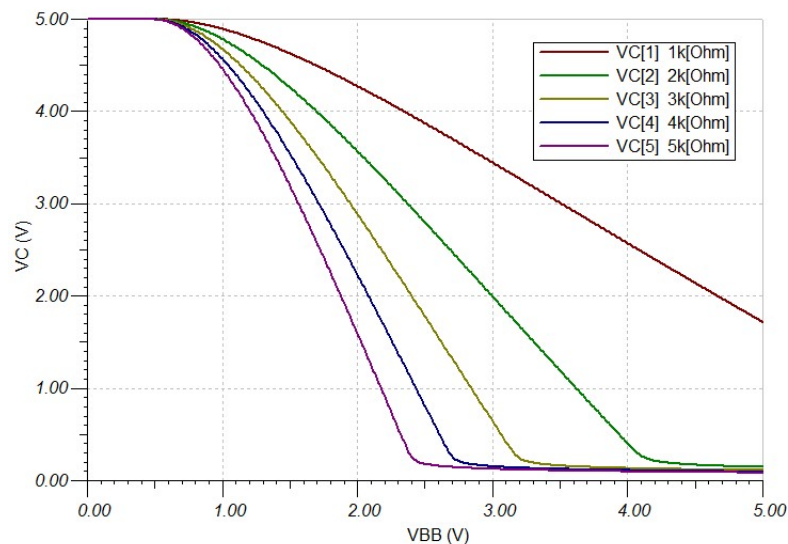


Εικόνα 46: Ρεύμα βάσης του T1, του σχήματος της εικόνας 45, σαν συνάρτηση της τάσης VBB και με παράμετρο την αντίσταση RC.



Εικόνα 47: Ρεύμα συλλέκτη του T_1 , του σχήματος της εικόνας 45, σαν συνάρτηση της τάσης V_{BB} και με παράμετρο την αντίσταση R_C .

Αντίθετα με το ρεύμα συλλέκτη, η τάση συλλέκτη V_C , εξαρτάται άμεσα από την τιμή της αντίστασης R_C , ακόμα και όταν το τρανζίστορ T_1 βρίσκεται στην ενεργό περιοχή. Αυτό συνεπάγεται από τη σχέση $V_{CC} - V_C = I_C R_C$. Πράγματι, τα διαγράμματα της εικόνας 46 υποδεικνύουν μια φθίνουσα γραμμική σχέση μεταξύ του V_C και V_{BB} στην ενεργό περιοχή (το οποίο εξαρτάται γραμμικά και αυτό από το ρεύμα βάσης για θεωρούμενη σταθερή V_{BE} στην ενεργό περιοχή, άρα και το ρεύμα συλλέκτη). Η κλίση της ευθείας, όπως είναι αναμενόμενο, αυξάνεται με την αύξηση της αντίστασης R_C .

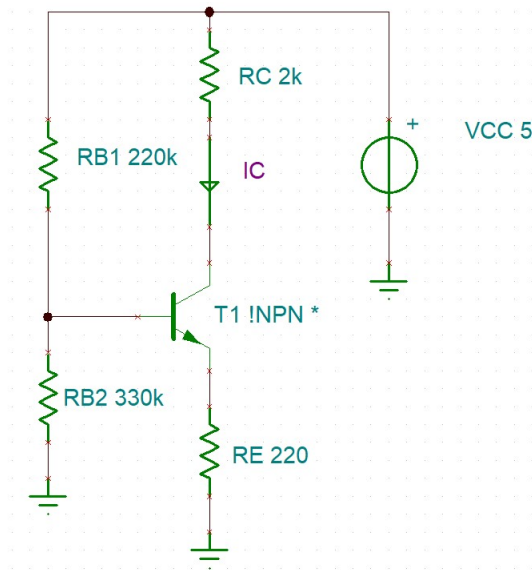


Εικόνα 48: Η σχέση της τάσης συλλέκτη V_C με την τάση τροφοδοσίας V_{BB} , στο κύκλωμα της εικόνας 45.

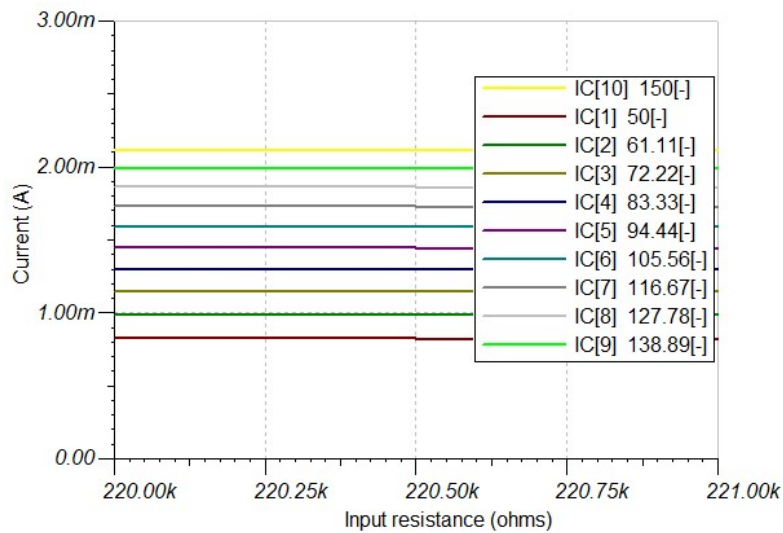
Επομένως, όσο μεγαλύτερη η τιμή της R_C , για τόσο μικρότερη τιμή της τάσης V_{BB} το T_1 θα βρίσκεται στην περιοχή κορεσμού (saturation).

6.4 Η επίδραση της παραμέτρου β του τρανζίστορ BJT στην πόλωσή του.

Η άσκηση 6.4 βασίζεται στο παράδειγμα 3.16 του βιβλίου [1]. Δίνεται η διάταξη του σχήματος της εικόνας 47. Σκοπός είναι η προσομοίωση του ρεύματος συλλέκτη, συναρτήσει της παραμέτρου β του τρανζίστορ, η οποία θα λαμβάνει τιμές από 50-150.

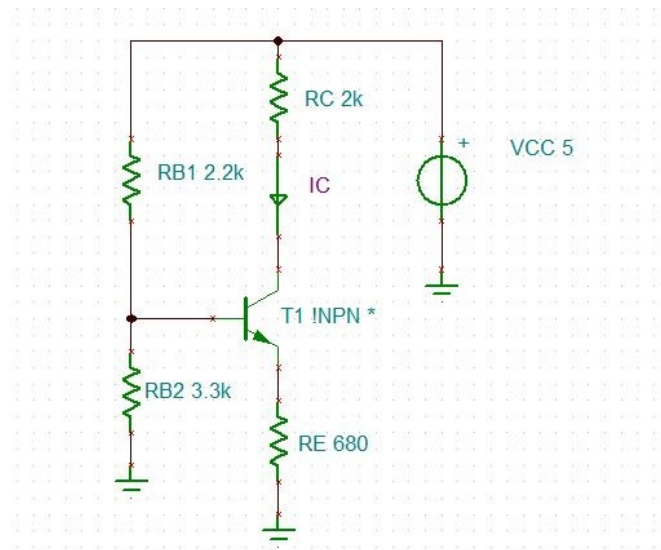


Εικόνα 49: Κύκλωμα απλής πόλωσης NPN τρανζίστορ.



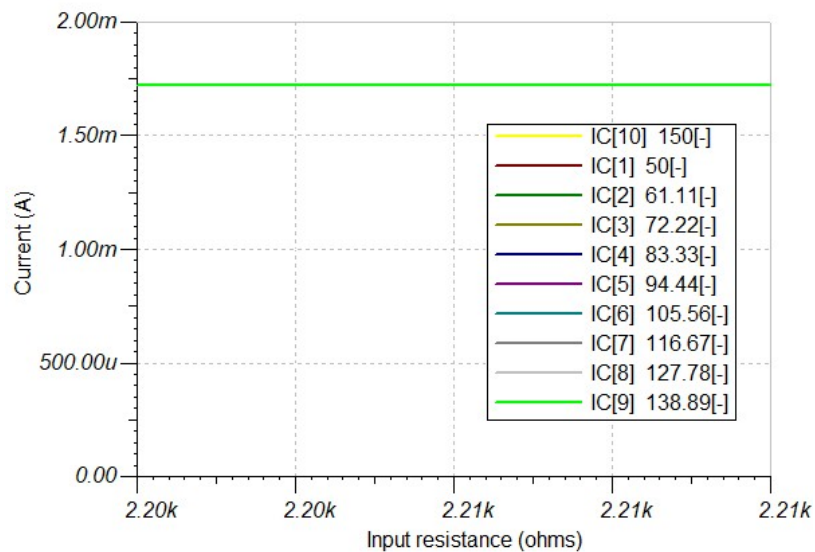
Σχήμα 50: Τιμές του ρεύματος συλλέκτη, συναρτήσει της παραμέτρου β , στο κύκλωμα της εικόνας 49.

Το διάγραμμα 50, δείχνει μια σημαντική μεταβολή του ρεύματος συλλέκτη, η οποία αυξάνεται με την αύξηση της τιμής του β .



Εικόνα 51: Κύκλωμα απλής πόλωσης NPN τρανζίστορ (2).

Εν συνεχεία, οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος αλλάζουν, σύμφωνα με το σχηματικό της εικόνας 51 και μελετάται εκ νέου η επίδραση της παραμέτρου β στο ρεύμα συλλέκτη. Το διάγραμμα της εικόνας 52, δείχνει ανεπαίσθητη μεταβολή στο ρεύμα συλλέκτη, σε αντίθεση με την περίπτωση των τιμών στην εικόνα 50.



Εικόνα 52: Τιμές του ρεύματος συλλέκτη, συναρτήσει της παραμέτρου β , στο κύκλωμα της εικόνας 51.

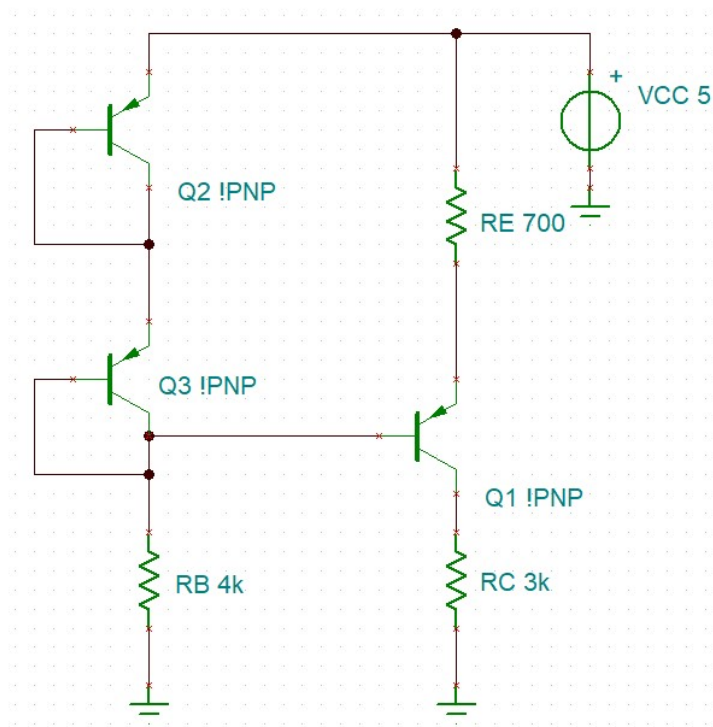
Με DC ανάλυση του κυκλώματος (θεώρημα Thevenin για τις αντιστάσεις πόλωσης αριστερά και νόμο τάσεων Kirchhoff στο βρόχο BE), προκύπτει η ακόλουθη εξίσωση:

$$I_c = \beta \frac{V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} - V_{BE}}{\frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} + (\beta + 1) R_E}$$

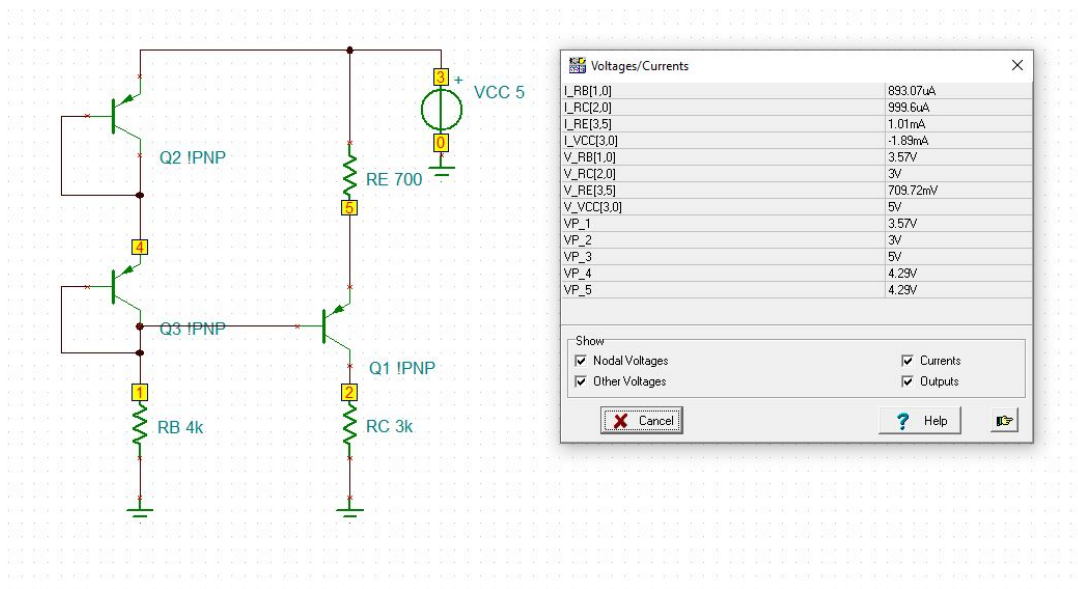
Η παραπάνω εξίσωση υποδεικνύει ότι όσο μεγαλύτερη είναι η ισοδύναμη αντίσταση Thevenin του συνδυασμού R_{B1}/R_{B2} , τόσο περισσότερο το I_C τείνει να εξαρτάται γραμμικά από το β , όπως συμβαίνει στην 1^η περίπτωση (εικόνα 50). Αντίθετα, εάν ο συνδυασμός αυτός έχει μικρή τιμή, ο όρος $(\beta+1)R_E$, τείνει να αποκτά σημασία, «απλοποιώντας» ουσιαστικά τον όρο β του αριθμητή, και ανεξαρτώντας το I_C από το β (2^η περίπτωση, εικόνες 51 και 52). Η θεωρητική αυτή παρατήρηση επαληθεύεται πλήρως από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στα διαγράμματα των εικόνων 50 και 52 αντίστοιχα.

6.5 Ανάλυση τάσεων κόμβων και ρευμάτων πόλωσης σε DC level shifter.

Το κύκλωμα της εικόνας 53, είναι μια περίπτωση ενός dc voltage level shifter, μια λειτουργία που επιτυγχάνεται με τη χρήση τρανζίστορ συνδεδεμένων ως διόδων (Q_2 και Q_3). Στην προκειμένη περίπτωση, τα 2 σε σειρά τρανζίστορ-δίοδοι δημιουργούν μια τάση πόλωσης στον κόμβο της βάσης του Q_1 ίσης με $2V_{EB}$ (V_{EB} η τάση εκπομπού βάσης των PNP transistors). Με τον τρόπο αυτό, η βάση του Q_1 παίρνει την πόλωση που χρειάζεται για να δουλέψει το τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή (active region). Στο παράδειγμα αυτό, προσομοιώνονται οι dc τάσεις των κόμβων και τα dc ρεύματα του τρανζίστορ καθώς και όλων των στοιχείων, μέσω της εντολής Analysis→DC Analysis →Table of DC Results. Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην εικόνα 54.



Εικόνα 53: Σχηματικό του κυκλώματος του παραδείγματος 6.5 (3.17 [1]).



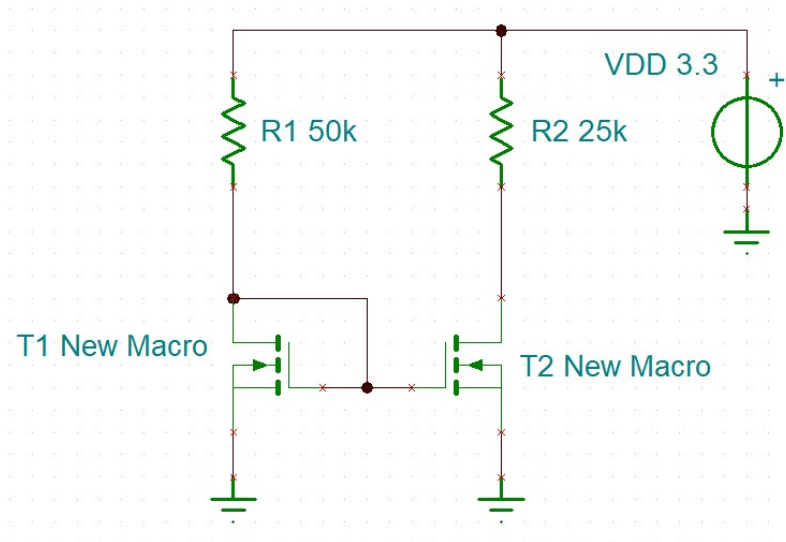
Εικόνα 54: DC τάσεις και ρεύματα του κυκλώματος του παραδείγματος 6.5.

6.6 Ανάλυση τάσεων κόμβων και ρευμάτων πόλωσης NMOS καθρέπτη ρεύματος.

Το κύκλωμα που εικονίζεται στην εικόνα 55 ονομάζεται καθρέπτης ρεύματος NMOS. Πρακτικά, το ρεύμα του αριστερού (του NMOS T₁) κλάδου «καθρεπτίζεται» στο δεξί κλάδο (του NMOS T₂), με την ακόλουθη αναλογία [5], [7], [8], [JOHNS], [9]:

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

Επομένως, η σχέση των ρευμάτων κάθε κλάδου ορίζεται κατά τη φάση του σχεδιασμού από την αναλογία των διαστάσεων των αντίστοιχων MOSFET transistor. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, για τα NMOS transistors επιλέγονται τα ακόλουθα χαρακτηριστικά: $k'_n=100\mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_{th}=0.8\text{V}$, $(W/L)_1=10\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ και $(W/L)_2=20\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$.



Εικόνα 55: Σχηματικό βασικής NMOS διάταξης καθρέπτη ρεύματος.

Το βασικό βήμα μετά το σχεδιασμό του κυκλώματος είναι η δημιουργία και η εισαγωγή των κατάλληλων NMOS μοντέλων στη βιβλιοθήκη των στοιχείων, ώστε να πληρούν τα ζητούμενα χαρακτηριστικά. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τη δημιουργία του αντίστοιχου αρχείου .MOD με το ακόλουθο περιεχόμενο (για το 1^ο τρανζίστορ)

```
.MODEL CUSTOMNMOS3_18A NMOS
```

```
+W=10u
```

```
+L=500n
```

```
+Level=1
```

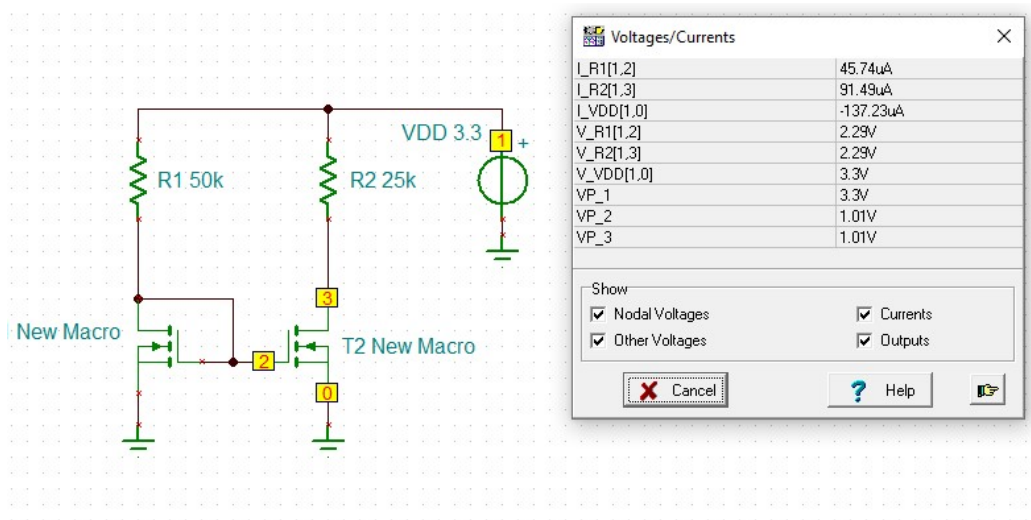
```
+VTO=0.8
```

```
+kp=0.1e-03
```

```
+LAMBDA=0.01
```

Αντιστοίχως για το 2^ο τρανζίστορ. Εν συνεχεία, τα μοντέλα αυτά εισάγονται μέσω της ακολουθίας εντολών Tools→New Macro Wizard, φορτώνοντας το αντίστοιχο αρχείο.

Στη συνέχεια, μέσω της ακολουθίας εντολών εντολής Analysis→DC Analysis →Table of DC Results, λαμβάνουμε τις εκτιμώμενες από την προσομοίωση DC τιμές τάσεων και ρευμάτων. Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην εικόνα 56.



Εικόνα 56: DC προσομοίωση τάσεων και ρευμάτων ενός απλού NMOS καθρέπτη ρεύματος.

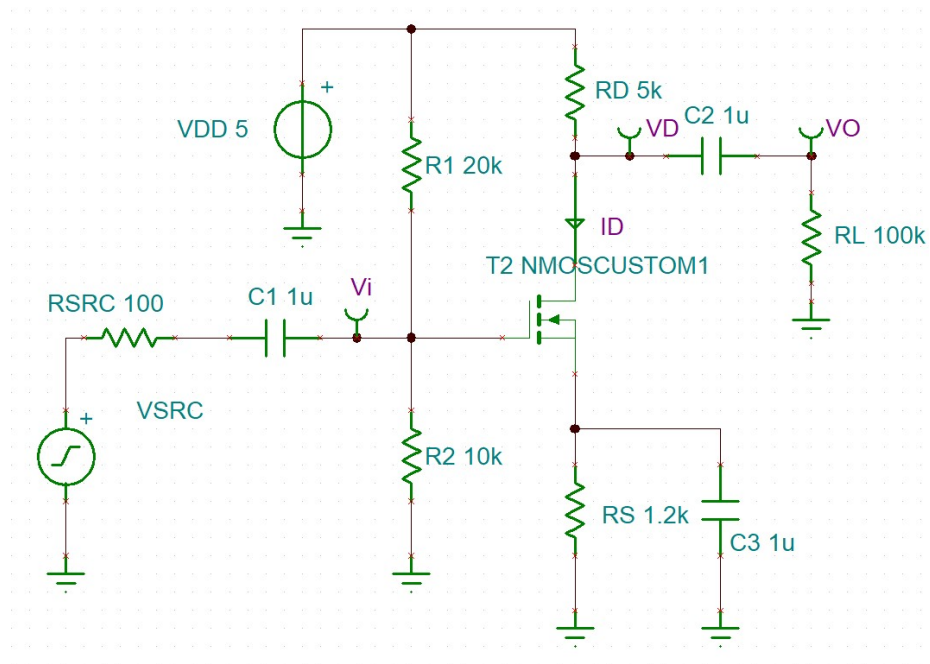
Παρατηρούμε στον πίνακα αποτελεσμάτων ότι το ρεύμα του 2^{ου} κλάδου έχει διπλάσια τιμή από εκείνο του πρώτου κλάδου, κάτι το οποίο αναμενόταν λόγω της αναλογίας των διαστάσεων των τρανζίστορ: το 2^ο τρανζίστορ έχει διπλάσιο πλάτος καναλιού από το 1^ο ενώ και τα 2 έχουν το ίδιο μήκος καναλιού (τεχνολογία 500nm).

7 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6° : Ενισχυτές Τρανζίστορ ενός σταδίου

Στο κεφάλαιο αυτό, εξετάζονται προσομοιώσεις AC (μικρού) σήματος για την εξέταση των χαρακτηριστικών μονοσταδικών ενισχυτών. Η μελέτη εστιάζεται στην εύρεση του κέρδους, της αντίστασης εισόδου και της αντίστασης εξόδου, καθώς και πώς οι τιμές τους επηρεάζονται από τα δομικά χαρακτηριστικά και την πόλωση του εκάστοτε ενισχυτή. Τα παραδείγματα που μελετώνται βασίζονται στα παραδείγματα του κεφαλαίου 4 “Single-Stage Amplifiers” του βιβλίου [1].

7.1 Ανάλυση μικρού σήματος σε NMOS ενισχυτή κοινής πηγής με πόλωση (Common Source Amplifier)

Στο σχήμα της εικόνας 57, δίνεται η διάταξη ενός ενισχυτή κοινής πηγής, συμπεριλαμβανομένου και του κυκλώματος πόλωσης της πύλης (αντιστάσεις R_1 και R_2), καθώς και της πηγής V_{src} με την αντίστασή της R_{src} .



Εικόνα 57: Διάταξη εύρεσης κέρδους ενισχυτή κοινής πηγής με πόλωση [1].

Το τρανζίστορ NMOS φορτώθηκε από ένα custom μοντέλο, του οποίου τα χαρακτηριστικά αναγράφονται ως ακολούθως (αρχείο NMOSCUSTOM1.MOD):

```
.MODEL CUSTOMNMOS1 NMOS
```

```
+W=50u
```

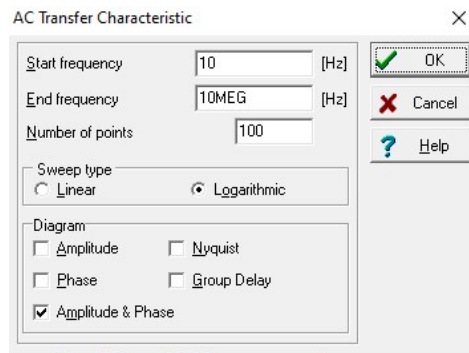
```
+L=500n
```

```
+Level=1
```

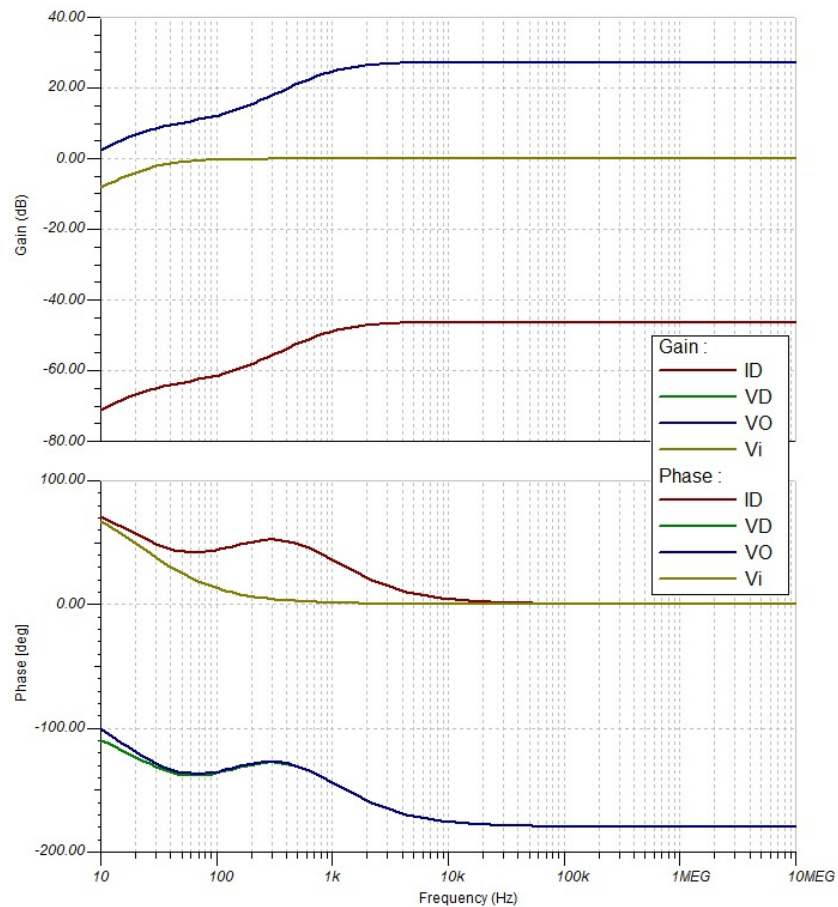
```
+VTO=0.7
```

```
+kp=0.2e-03
```

Αρχικά εκτελέστηκε μια AC προσομοίωση στο κύκλωμα της εικόνας 57, με σκοπό την εύρεση του κέρδους τάσης μικρού σήματος (AC gain). Αυτή πραγματοποιείται με χρήση της ακολουθίας εντολών Analysis→AC Analysis→AC Transfer Characteristic. Η προσομοίωση ρυθμίστηκε να τρέξει από 10Hz μέχρι 10MHz, λαμβάνοντας 100 δείγματα (εικόνα 58), ενώ σαν έξοδος επιλέχθηκε εκτός από τον κόμβο V_o , ο κόμβος του υποδοχέα (Drain), το AC ρεύμα του υποδοχέα (I_D), καθώς και η AC τάση στην πύλη (Gate) του NMOS transistor. Το αποτέλεσμα της AC ανάλυσης (σε κοινούς άξονες για το μέτρο και τη φάση), παρουσιάζεται στην εικόνα 59.



Εικόνα 58: Ρυθμίσεις AC Transfer Characteristic προσομοίωσης.



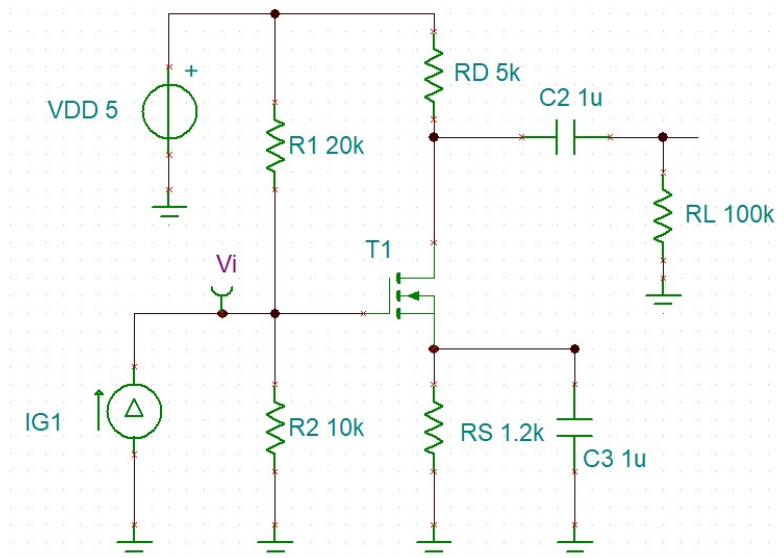
Εικόνα 59: Αποτελέσματα AC Transfer Characteristic προσομοίωσης.

Παρατηρώντας τα διαγράμματα της εικόνας 59, η τάση στον κόμβο της πύλης V_i , ακολουθεί όπως αναμενόταν την τάση της εισόδου V_{src} . Οι δυο τάσεις μετά τα 100Hz σχεδόν ταυτίζονται, από ανάλυση του κυκλώματος προκύπτει εύκολα ότι

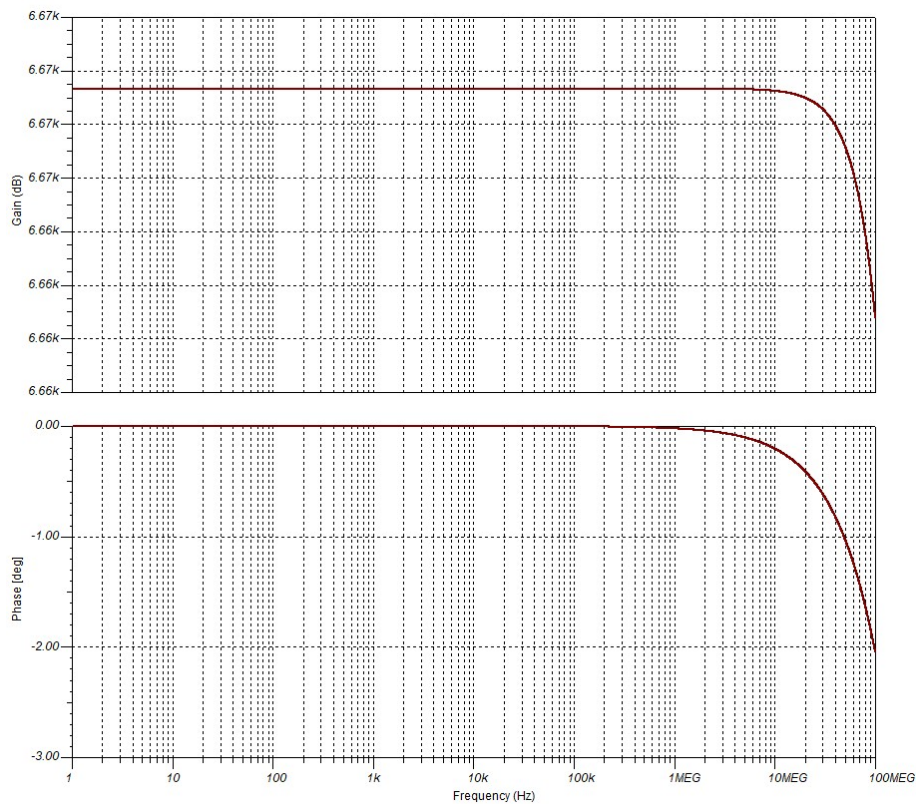
$$V_i = V_{src} \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_{src}} = 0.985V_{src}$$

Πριν τα 100Hz, επιδρά ο coupling πυκνωτής $C_1=1\mu F$, ο οποίος έχει τοποθετηθεί για να «κόβει» τη DC διαφορά μεταξύ της πηγής και του κόμβου της πύλης. Η AC τάσης στον κόμβο του Drain (V_d) ταυτίζεται (μετά τα 100Hz) με την AC τάση εξόδου V_o . Η τιμή του κέρδους εκτιμάται στα 27dB (22.38V/V) με στροφή φάσης 180 μοιρών. Παράλληλα, η AC τιμή του ρεύματος I_d είναι γύρω στα -47dB (4.46mA πλάτος ρεύματος για είσοδο σήματος 1V). Στο επόμενο κεφάλαιο θα αναλυθεί η συμπεριφορά ενός τέτοιου ενισχυτή τόσο σε θεωρητικό, όσο και σε επίπεδο προσομοίωσης. Να σημειωθεί ότι το μοντέλο NMOS που χρησιμοποιήθηκε στο εν λόγω παράδειγμα, δεν περιλαμβάνει μη ιδανικότητες του τρανζίστορ που αφορούν παρασιτικές χωρητικότητες, η παρουσία των οποίων γίνεται αισθητή σε υψηλές συχνότητες. Επισημαίνεται επομένως, πως σε μια πραγματική διάταξη, το κέρδος ενδεχομένως δεν θα διατηρηθεί σταθερό για τόσο μεγάλο εύρος συχνοτήτων, όσο υποδεικνύει η εικόνα 59.

Επόμενο βήμα είναι η εύρεση της αντίστασης εισόδου (R_{in}), χωρίς τη συμπερίληψη της αντίστασης πηγής R_{src} . Για το σκοπό αυτό, τροποποιείται κατάλληλα η διάταξη της εικόνας 57: Η AC πηγή βραχυκυκλώνεται, η αντίσταση πηγής R_{src} αφαιρείται, ενώ στη θέση τους τοποθετείται μια AC δοκιμαστική πηγή ρεύματος I_{G1} . Μετράται ο λόγος της τάσης V_i στα άκρα της πηγής ρεύματος (το άλλο άκρο είναι η γη) και της τιμής του AC ρεύματος I_{G1} . Το σχηματικό της διάταξης παρουσιάζεται στην εικόνα 60, ενώ η προσομοίωση επιτυγχάνεται μέσω των εντολών Analysis→AC Analysis→AC Transfer Characteristic (με τις ρυθμίσεις όπως επεξηγούνται στην εικόνα 58). Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης παρουσιάζεται στην εικόνα 61.



Εικόνα 60: Διάταξη μέτρησης αντίστασης εισόδου σε ενισχυτή NMOS κοινής πηγής.

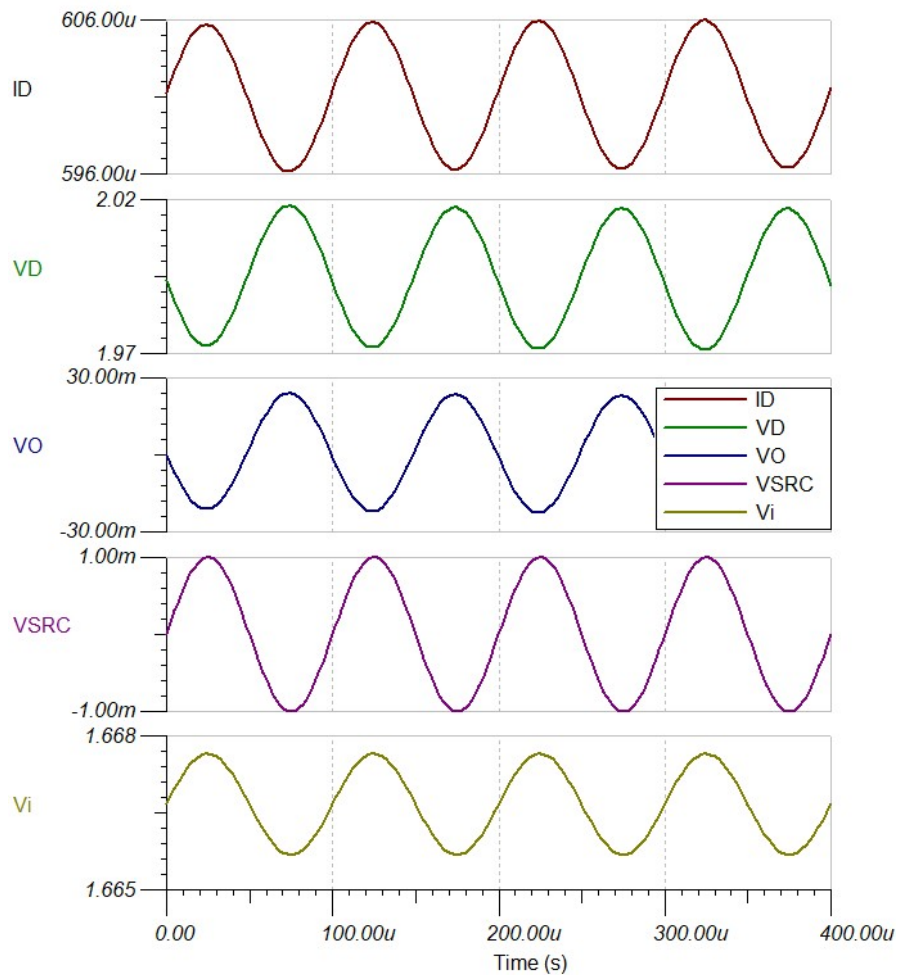


Εικόνα 61: Απόκριση αντίστασης εισόδου του ενισχυτή του προβλήματος 7.1, συναρτήσει της συχνότητας (μέτρο και φάση).

Η αντίσταση εισόδου εντοπίζεται στα $6.67k\Omega$ περίπου, τιμή που ταυτίζεται με τον παράλληλο συνδυασμό των αντιστάσεων πόλωσης R_1 και R_2 .

Τέλος, εκτελέστηκε και μια χρονική (transient) προσομοίωση των τάσεων της πηγής V_{src} , της τάσης πύλης V_i , της τάσης υποδοχέα V_d , του ρεύματος υποδοχέα I_d , καθώς και της τάσης της εξόδου V_o . Το σήμα εισόδου θεωρήθηκε ημιτονικό πλάτους $1mV$, και συχνότητας $10kHz$, ενώ η προσομοίωση εκτελέστηκε μέσω της ακολουθίας εντολών Analysis→Transient, για χρονικό διάστημα $400\mu s$ (4 περιόδων). Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται σε ξεχωριστές γραφικές στην εικόνα 62.

Το σήμα εισόδου (πηγής) έχει πλάτος $1mV$ και μηδενική DC συνιστώσα. Το σήμα τάσης στην πύλη έχει περίπου το ίδιο πλάτος, αλλά DC συνιστώσα $1.66V$ περίπου, λόγω του coupling πυκνωτή C_1 και των αντιστάσεων πόλωσης R_1 και R_2 (η πόλωση αυτή είναι απαραίτητη ούτως ώστε η τάση VGS του NMOS να λάβει τέτοια τιμή έτσι ώστε το NMOS να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού). Το σήμα τάσης στον υποδοχέα, έχει πλάτος $22mV$ που έρχεται σε συμφωνία με την προηγούμενη AC ανάλυση, ενώ η DC συνιστώσα βρίσκεται στα $2V$. Το ρεύμα του υποδοχέα έχει πλάτος $4.46mA$, όπως υποδείχτηκε στην AC προσομοίωση, ενώ σημειώνεται και η παρουσία ενός DC ρεύματος $0.6mA$, που είναι απαραίτητο για την πόλωση και σωστή λειτουργία του NMOS transistor. Τέλος, η τάση εξόδου έχει επίσης το αναμενόμενο πλάτος, αλλά μηδενική DC συνιστώσα, χάρη στην παρουσία του coupling πυκνωτή C_2 .

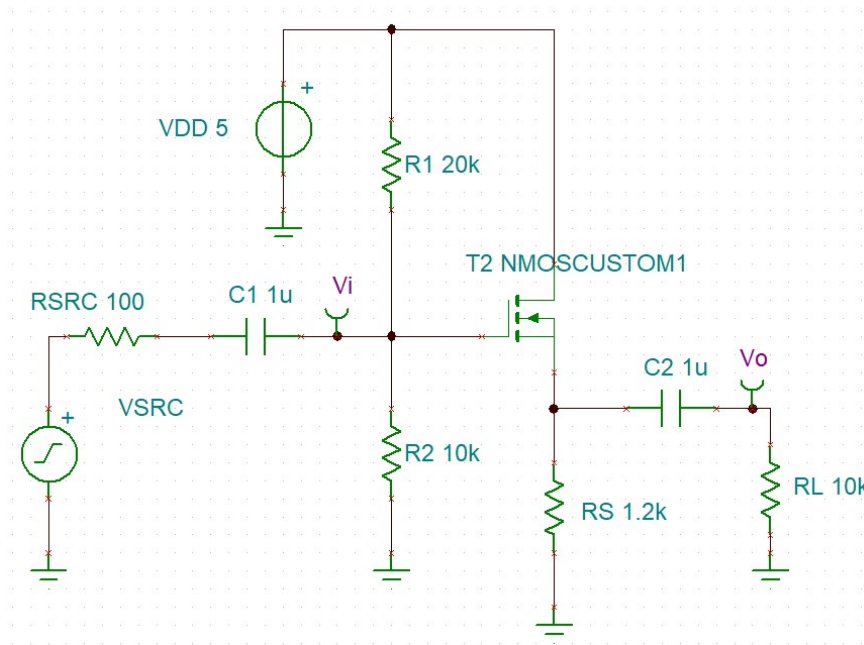


Εικόνα 62: Χρονική προσομοίωση της τάσης της πηγής, της τάσης πύλης, του ρεύματος υποδοχέα, της τάσης υποδοχέα και της τάσης εξόδου στο κύκλωμα του προβλήματος 7.1

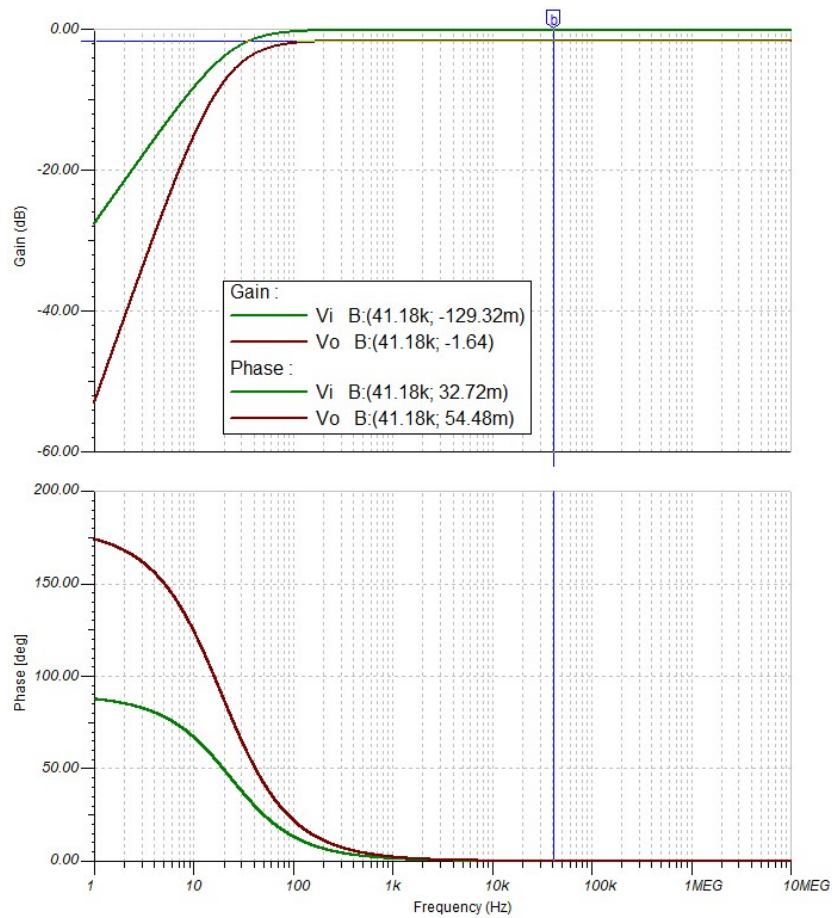
7.2 Ανάλυση μικρού σήματος σε NMOS ενισχυτή κοινού υποδοχέα με πόλωση (Common Drain Amplifier)

Στο παράδειγμα αυτό, προσομοιώνουμε το κέρδος τάσης, την αντίσταση εισόδου, την αντίσταση εξόδου και τη χρονική εξέλιξη των σημάτων του ενισχυτή κοινού υποδοχέα (Common Drain) της εικόνας 63. Για το transistor NMOS χρησιμοποιείται το μοντέλο του προηγούμενου παραδείγματος, επομένως, οι παρασιτικές συμπεριφορές αγνοούνται.

Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης του κέρδους τάσης παρουσιάζεται στην εικόνα 64 (μέτρο και φάση) και υποδεικνύει ότι ο ενισχυτής αυτό λειτουργεί σαν απομονωτής (buffer), με μοναδιαίο κέρδος τάσης και μηδενική στροφή φάσης. Οι ιδιότητες αυτού του ενισχυτή θα αναλυθούν στο επόμενο κεφάλαιο και σε θεωρητικό επίπεδο.



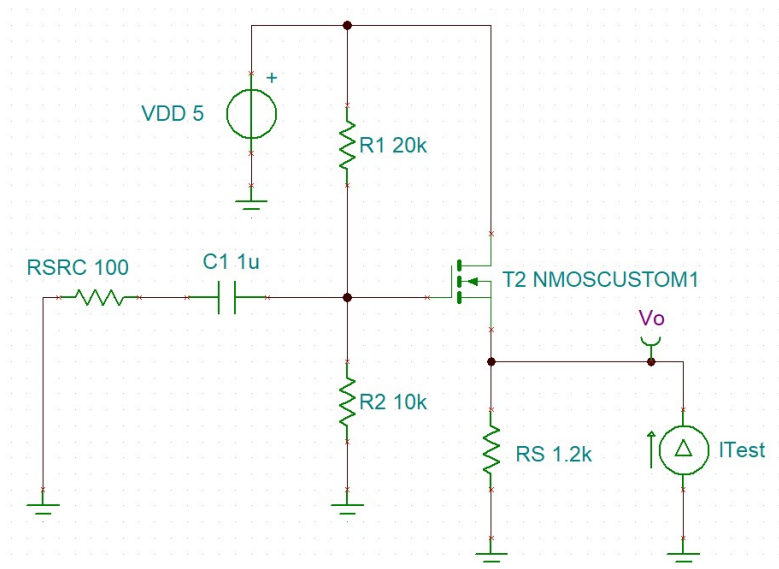
Εικόνα 63: Διάταξη εύρεσης κέρδους ενισχυτή κοινού υποδοχέα με πόλωση.



Εικόνα 64: AC προσομοίωση του κέρδους τάσης του ενισχυτή του προβλήματος 7.2

Η προσομοίωση της αντίστασης εισόδου πραγματοποιήθηκε ακριβώς με τον ίδιο τρόπο όπως στο πρόβλημα 7.1, η διάταξη είναι η ίδια, και το αποτέλεσμα το ίδιο με εκείνο που παρουσιάζεται στην εικόνα 61.

Για την προσομοίωση της αντίστασης εξόδου, αγνοήθηκε η αντίσταση φορτίου R_L , στη θέση της τοποθετήθηκε μια δοκιμαστική πηγή ρεύματος I_{test} , ενώ, όπως διακρίνεται στο σχήμα της εικόνας 65, βραχυκυκλώθηκε η πηγή του σήματος εισόδου.

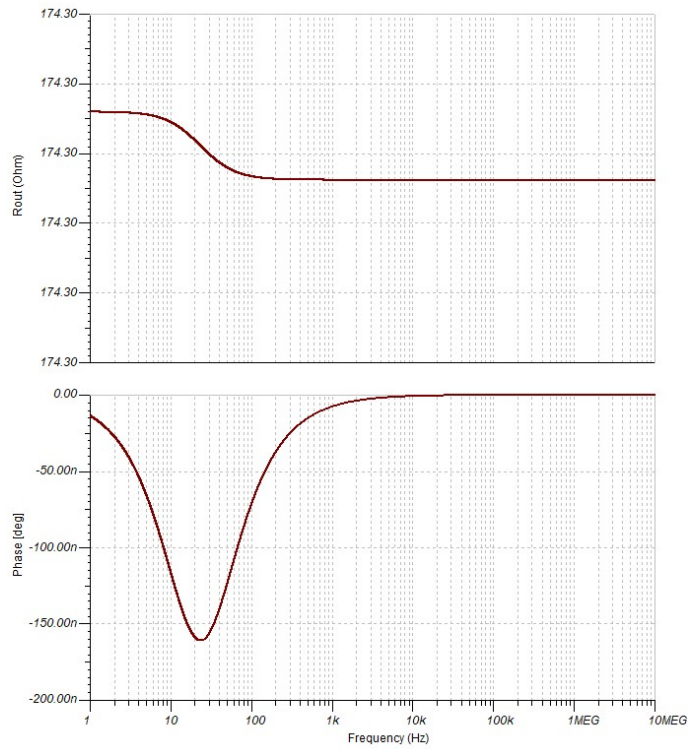


Εικόνα 65: Διάταξη προσομοίωσης αντίστασης εξόδου σε ενισχυτή κοινού υποδοχέα, συμπεριλαμβανομένης και της πόλωσης.

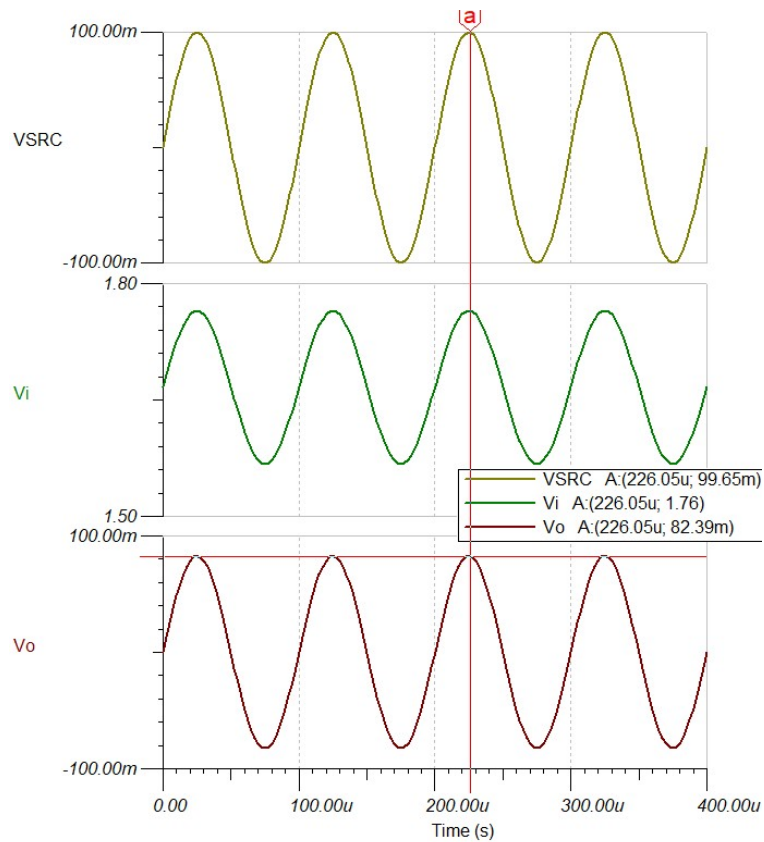
Η αντίσταση μετρήθηκε με AC Characteristic Transfer προσομοίωση, στο εύρος συχνοτήτων από 1 μέχρι 10MHz, και το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην εικόνα 66.

Η τιμή του μέτρου της αντίστασης αυτής είναι σχετικά μικρή στα 174Ω, (θεωρητικά υπολογίζεται σε $(1/g_m)/r_o/R_s$), όπου g_m η διαγωγιμότητα (transconductance) του NMOS, r_o η αντίσταση Early του NMOS, και R_s η αντίσταση στον ακροδέκτη της πηγής (source).

Επιπρόσθετα, πραγματοποιήθηκε μια transient προσομοίωση της τάσης εισόδου V_{src} , της τάσης στην πύλη του NMOS V_i , και της τάσης εξόδου V_o . Το σήμα εισόδου θεωρήθηκε ημιτονικό στα 10kHz, ενώ η προσομοίωση έγινε για 4 περιόδους. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα διαγράμματα της εικόνας 67, και έρχονται σε πλήρη συμφωνία με τα αντίστοιχα της AC προσομοίωσης της εικόνας 66.

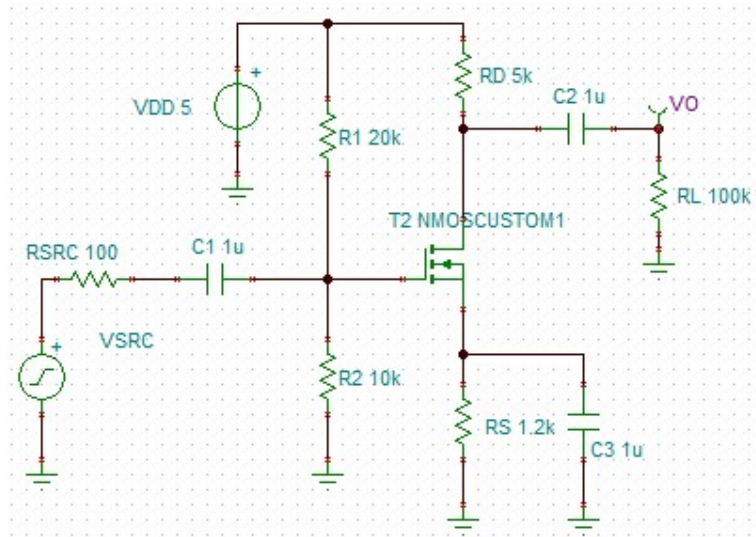


Εικόνα 66: Αντίσταση εξόδου του ενισχυτή κοινού υποδοχέα του προβλήματος 7.2



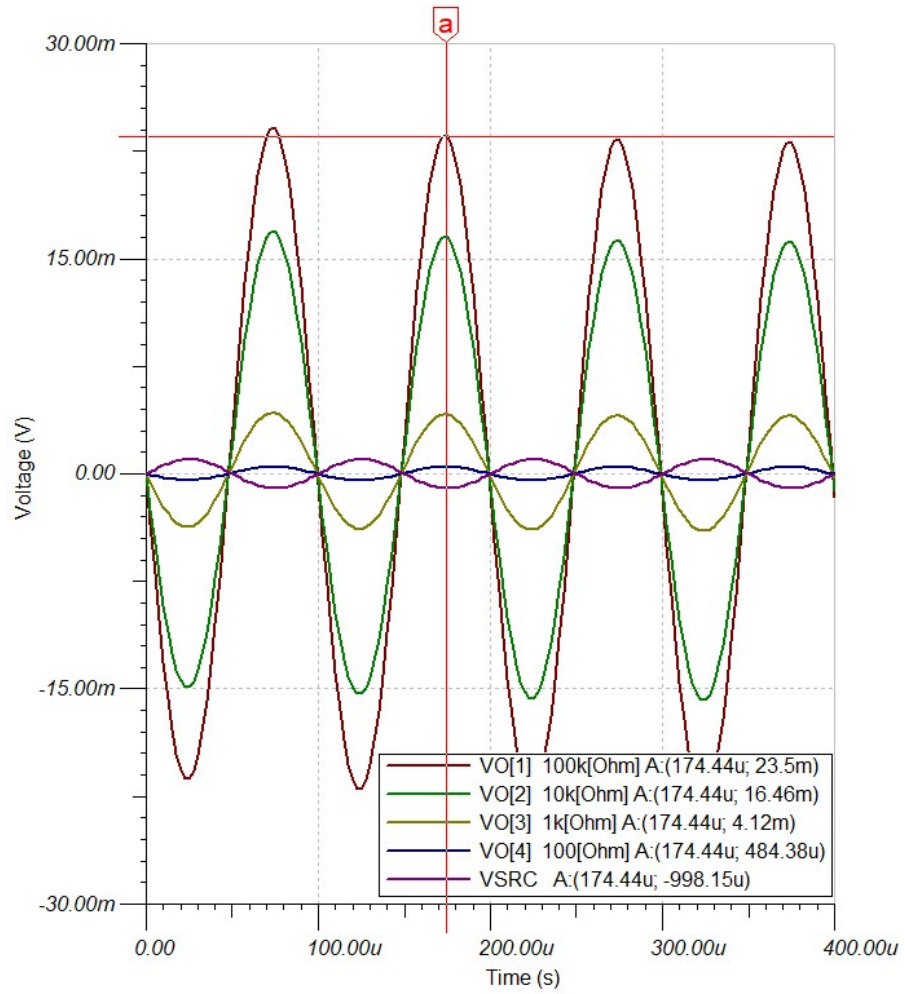
Εικόνα 67: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος του προβλήματος 7.2

7.3 Χρονική (transient) ανάλυση σήματος σε NMOS ενισχυτή κοινής πηγής (Common Source Amplifier) για διαφορετικές τιμές της αντίστασης του φορτίου στην έξοδο



Εικόνα 68: Διάταξη κυκλώματος ενισχυτή κοινής πηγής, με πόλωση και μεταβλητή τιμή αντίστασης φορτίου.

Στο παράδειγμα αυτό πραγματοποιείται transient ανάλυση σήματος για διαφορετικές τιμές της αντίστασης φορτίου ενός ενισχυτή κοινής πηγής (εικόνα 68). Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε για σήμα εισόδου ημιτονοειδές, πλάτους 1mV και συχνότητας 10kHz, ενώ η διάρκειά της καθορίζεται σε 4 περιόδους (400μs). Το φορτίο R_L λαμβάνει τιμές 100Ω, 1kΩ, 10kΩ και 100kΩ. Το αποτέλεσμα του διαγράμματος της εικόνας 69, υποδεικνύει ότι υπάρχει αναλογία μεταξύ της αντίστασης του φορτίου και του κέρδους του ενισχυτή (κάτι το οποίο θα αναλυθεί και θεωρητικά στο επόμενο κεφάλαιο για τους ενισχυτές κοινής πηγής και κοινού εκπομπού). Παράλληλα, παρατηρείται μια στροφή 180 μοιρών στη φάση του σήματος εξόδου σε σχέση με το σήμα της πηγής εισόδου, ανεξάρτητα από την τιμή της αντίστασης του φορτίου.



Εικόνα 69: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος του προβλήματος 7.3, για διάφορες τιμές της αντίστασης φορτίου.

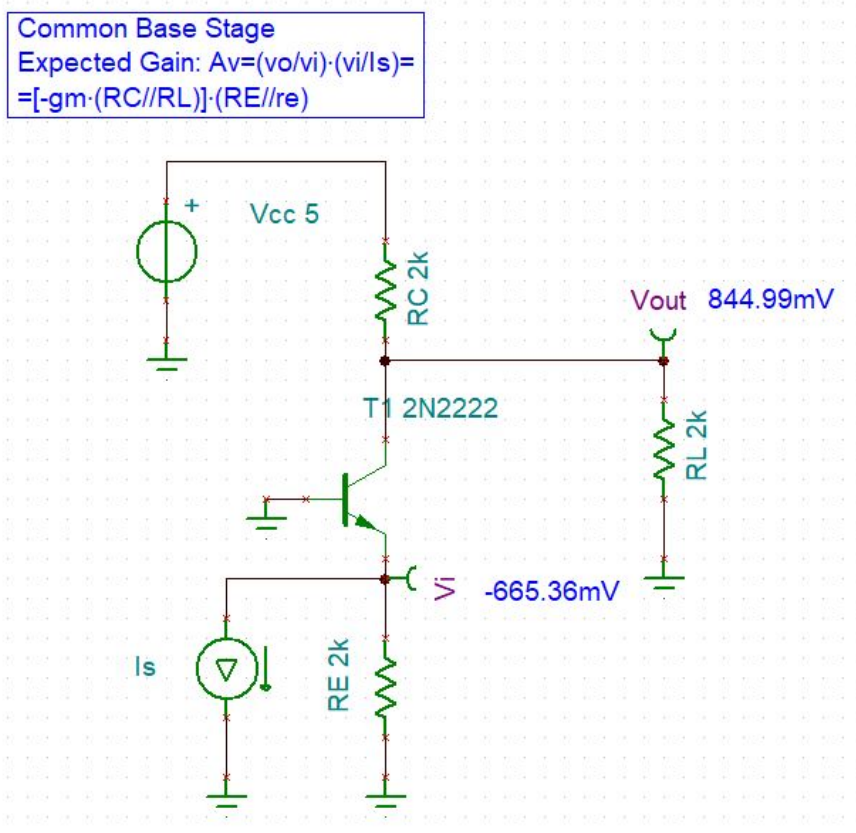
8 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο : Βασικοί τύποι ενισχυτών τρανζίστορ

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά και προσομοιώνονται οι βασικοί τύποι ενισχυτών των τρανζίστορ BJT και MOSFET. Για τις προσομοιώσεις, χρησιμοποιείται η μεθοδολογία που αναπτύχθηκε στα κεφάλαια 5, 6 και 7 (DC, AC και transient προσομοίωση).

Σε κάθε τύπο ενισχυτή, αρχικά πραγματοποιείται μια συνοπτική θεωρητική ανάλυσή τους, η οποία συνοδεύεται από μια προσομοίωση του κέρδους τάσης (μέτρο και φάση), καθώς και από μια χρονική (transient) προσομοίωση.

8.1 Ενισχυτής Κοινής Βάσης BJT (CB)

Ο ενισχυτής κοινής βάσης (Common Base) είναι μια βασική ενισχυτική βαθμίδα που χρησιμοποιείται σε ενισχυτές με διπολικά τρανζίστορ (BJT). Βασικό δομικό χαρακτηριστικό αυτής της ενισχυτικής βαθμίδας αποτελεί το γεγονός ότι η είσοδος, δηλαδή το σημείο από το οποίο εισέρχεται το μικρό σήμα βρίσκεται στον Εκπομπό (Emitter) του τρανζίστορ, ενώ, η έξοδος, δηλαδή το σημείο στο οποίο λαμβάνεται, μετρείται η τάση, ή ενώνεται το στάδιο με την επόμενη ενισχυτική βαθμίδα, βρίσκεται στο Συλλέκτη (Collector) του τρανζίστορ BJT. Ένα σχηματικό αυτής της βαθμίδας, σχεδιασμένο στο TINA, απεικονίζεται στην εικόνα 70. Οι τιμές των στοιχείων είναι ενδεικτικές, ούτως ώστε το τρανζίστορ (NPN BJT) να λειτουργεί στην ορθή ενεργό περιοχή (active region).



Εικόνα 70: Χαρακτηριστική διάταξη ενισχυτή Κοινής Βάσης (Common Base-CB) BJT, σχεδιασμένη στο TINA.

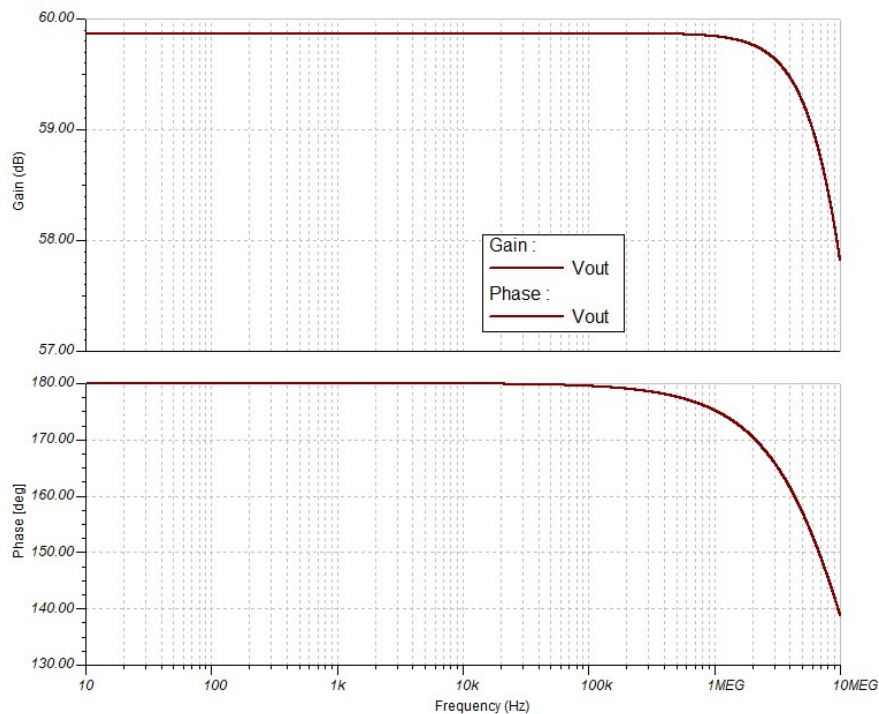
Στο σχηματικό της εικόνας 70, το σήμα εισόδου προέρχεται από την πηγή ρεύματος I_s , που βρίσκεται παράλληλα στην αντίσταση Εκπομπού R_E (για την πόλωση) του τρανζίστορ. Σημειώνεται πως η πηγή αυτή εκτός από AC ρεύμα, παρέχει και ένα απαραίτητο ρεύμα πόλωσης για τη σωστή λειτουργία του ενισχυτή (2mA). Με χρήση της εντολής Analysis→DC Analysis→Calculate Nodal Voltages, απεικονίζονται οι DC τάσεις των κόμβων εισόδου και εξόδου της διάταξης (εικόνα 70).

Παρατηρούμε ότι οι τάσεις στους κόμβους Εκπομπού, Βάσης και Συλλέκτη πληρούν τις μεταξύ τους προϋποθέσεις, ούτως ώστε το T1 (2N222) να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή.

Ως αναμενόμενο κέρδος του ενισχυτή, με απλή AC ανάλυση προκύπτει το ακόλουθο [5]:

$$A = \frac{u_o u_i}{u_i i_s} = -g_m(R_C // R_L)(R_E // r_e)$$

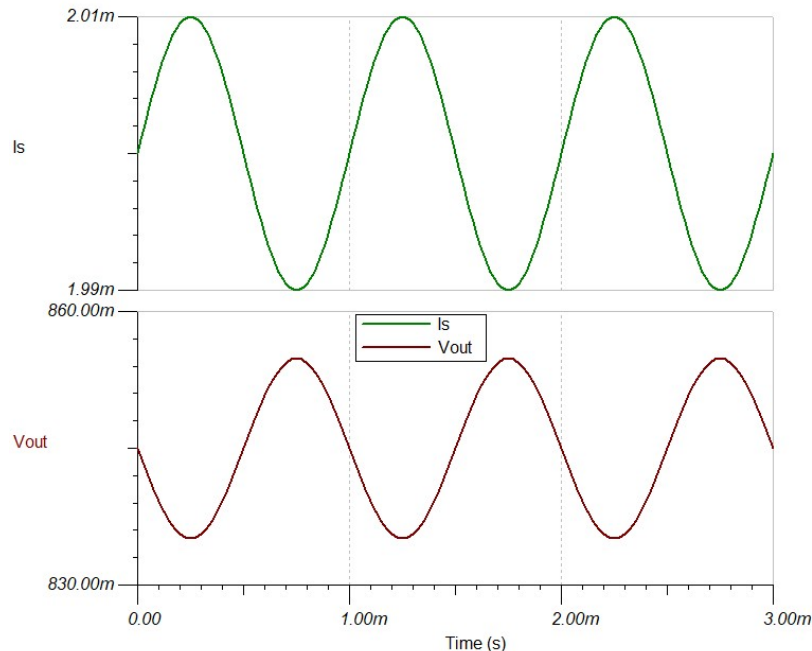
Όπου g_m η διαγωγιμότητα του T1 NPN 2N2222 τρανζίστορ και r_e η αντίσταση μεταξύ βάσης και εκπομπού του T-ισοδύναμου μοντέλου μικρού σήματος. Το κέρδος αναμένεται σχετικά μεγάλο, ενώ υπάρχει στροφή φάσης 180 μοιρών μεταξύ του ρεύματος εισόδου (όταν έχει φορά προς τη γη) και της τάσης στην έξοδο. Εάν σαν είσοδος θεωρηθεί το σήμα u_i τότε δεν υπάρχει στροφή φάσης. Το διάγραμμα της εικόνας 71, που παραθέτει το αποτέλεσμα της AC προσομοίωσης του άνωθεν κυκλώματος, επαληθεύει τις παραπάνω παρατηρήσεις.



Εικόνα 71: Προσομοίωση κέρδος του ενισχυτή κοινής Βάσης του σχηματικού της εικόνας 70.

Επιπρόσθετα, το διάγραμμα της εικόνας 71, παρουσιάζει μια χρονική προσομοίωση στο κύκλωμα, για ρεύμα εισόδου συχνότητας 1kHz, και πλάτους 10μΑ.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η αντίσταση εισόδου ενός τέτοιου ενισχυτή είναι σχετικά μικρή (στην τάξη μεγέθους της r_e), ενώ η αντίσταση εξόδου μέτρια προς μεγάλη (στην τάξη μεγέθους της αντίστασης συλλέκτη R_C).



Εικόνα 72: Χρονική (transient) προσομοίωση του κυκλώματος ενισχυτή CB της εικόνας 70.

8.2 Ενισχυτής Κοινού Εκπομπού BJT (CE)

Ο ενισχυτής κοινού εκπομπού (Common Emitter- CE) με διπολικό (BJT) τρανζίστορ, αποτελεί μια βασική ενισχυτική βαθμίδα, της οποίας το σήμα εισόδου βρίσκεται στη βάση του διπολικού τρανζίστορ, ενώ η έξοδος λαμβάνεται στο συλλέκτη του. Ένας τέτοιος ενισχυτής παρουσιάζεται στο σχηματικό της εικόνας 73, όπως σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα TINA. Στο εν λόγω σχηματικό, οι τιμές των στοιχείων επιλέχθηκαν ούτως ώστε το τρανζίστορ να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή, ενώ αυτό επαληθεύτηκε μέσω μιας DC προσομοίωσης (οι τάσεις των κόμβων αναγράφονται πάνω στο σχηματικό).

Για λόγους γενίκευσης, τοποθετήθηκε μια αντίσταση πηγής R_s , καθώς και μια αντίσταση φορτίου R_L . Για την ορθή πόλωση της βάσης του τρανζίστορ, η πηγή σήματος περιέχει και μια DC συνιστώσα των 2V.

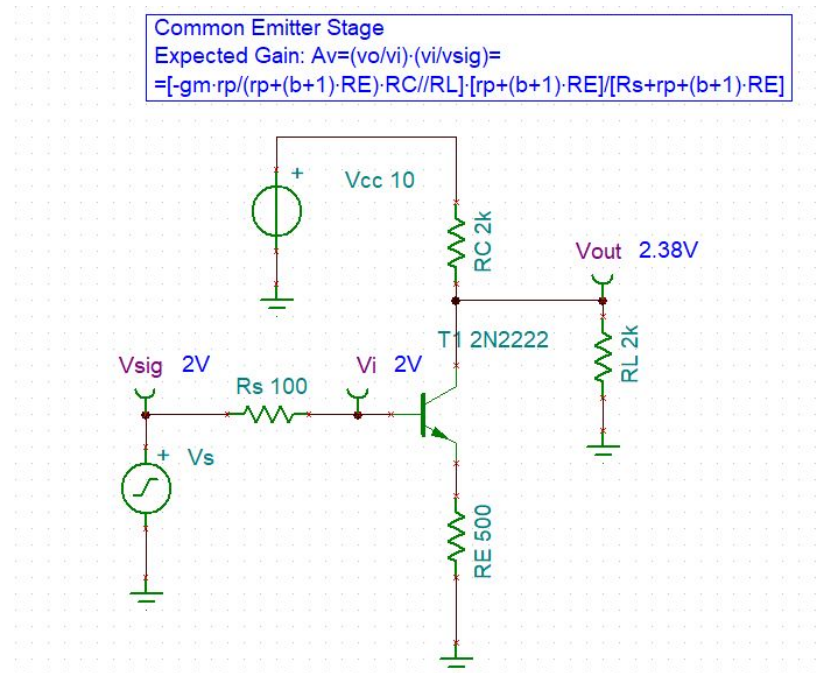
Με απλή DC ανάλυση, το κέρδος τάσης του ενισχυτή προκύπτει ως ακολούθως [5]:

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} \frac{u_i}{u_{sig}} = -g_m \frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + (\beta + 1)R_E} (R_C // R_L) \frac{r_{\pi} + (\beta + 1)R_E}{R_S + r_{\pi} + (\beta + 1)R_E}$$

Η έκφραση αυτή απλοποιείται σε

$$A_u = -g_m \frac{r_{\pi}}{R_S + r_{\pi} + (\beta + 1)R_E} (R_C // R_L)$$

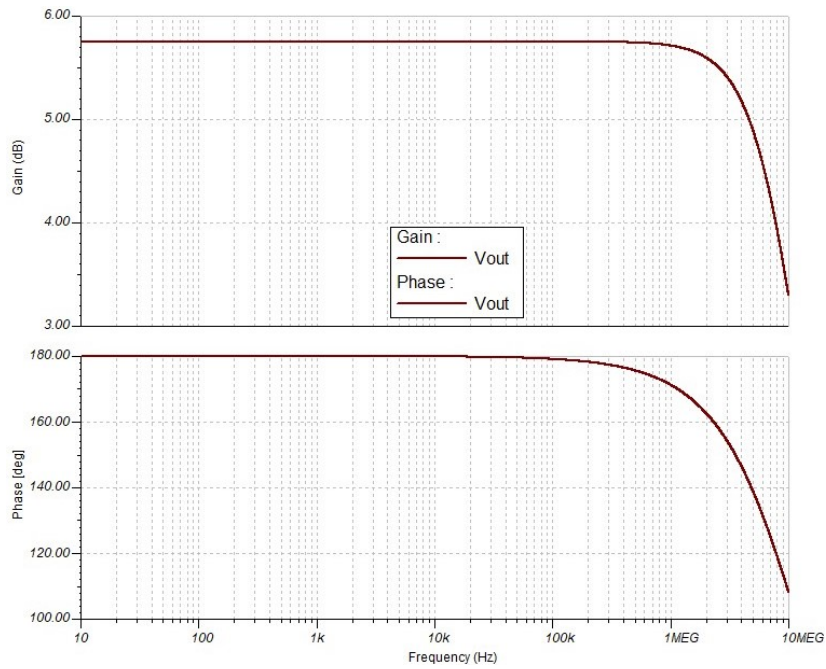
Όπου r_{π} είναι η αντίσταση του π -μοντέλου του ισοδύναμου μικρού σήματος του διπολικού τρανζίστορ. Σημειώνεται επίσης ότι η αντίσταση εισόδου (χωρίς να ληφθεί υπόψη η αντίσταση πηγής R_s) είναι $R_{in} = r_{\pi} + (\beta + 1)R_E$.



Εικόνα 73: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινού εκπομπού διπολικού τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.

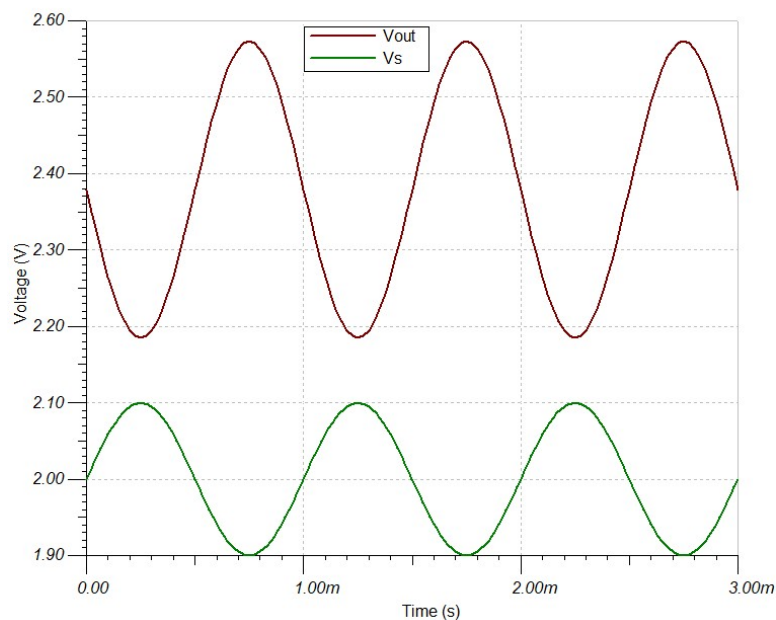
Η αντίσταση εξόδου της βαθμίδας αυτής είναι ίδια με την αντίστοιχη βαθμίδα κοινής βάσης, δεδομένου ότι η έξοδος λαμβάνεται στον συλλέκτη.

Σε επίπεδο προσομοιώσεων, η AC προσομοίωση υπέδειξε τη συμπεριφορά που απεικονίζεται στο διάγραμμα της εικόνας 74 (μέτρο και φάση).



Εικόνα 74: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινού εκπομπού της εικόνας 73.

Το κέρδος αυτό, αναμένεται να είναι σχετικά μεγάλο για μικρή αντίσταση εισόδου (απουσία R_E), και μικρό ως μέτριο για μεγάλη R_{in} (όπως στο παρόν κύκλωμα). Παράλληλα, παρουσιάζεται στροφή 180 μοιρών στη φάση της τάσης του μικρού σήματος. Στο διάγραμμα 75, επιπρόσθετα, παρουσιάζεται και μια χρονική προσομοίωση για σήμα εισόδου πλάτους 100mV και συχνότητας 1kHz.



Εικόνα 75: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινού εκπομπού της εικόνας 73.

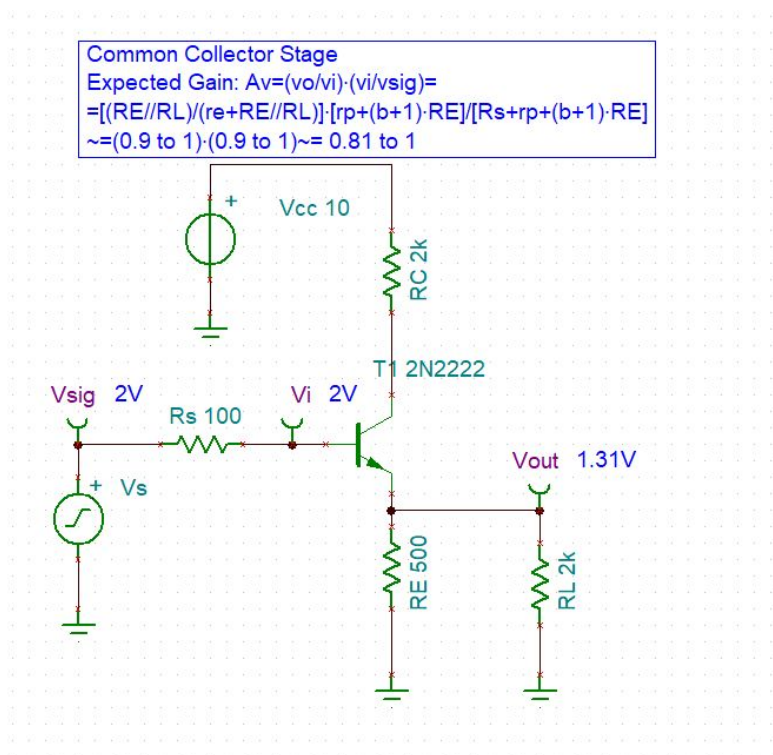
8.3 Ενισχυτής Κοινού Συλλέκτη BJT (CC)

Ο ενισχυτής κοινού συλλέκτη (Common Collector- CC), ενός BJT τρανζίστορ αποτελεί μια βασική ενισχυτική βαθμίδα, της οποίας το σήμα εισόδου βρίσκεται στη βάση, ενώ η έξοδος λαμβάνεται στον κόμβο του εκπομπού του τρανζίστορ. Μια βασική διάταξη κοινού συλλέκτη απεικονίζεται στο σχηματικό της εικόνας 76 (σχεδιασμένο στο TINA). Όπως και στις προηγούμενες 2 βαθμίδες ενισχυτών, έτσι και εδώ οι τιμές των στοιχείων και οι τροφοδοσίες επιλέγονται με τέτοιο τρόπο έτσι το τρανζίστορ να λειτουργεί στην ορθή ενεργό περιοχή.

Το κέρδος τάσης υπολογίζεται από την ακόλουθη έκφραση [5], [6], [8]:

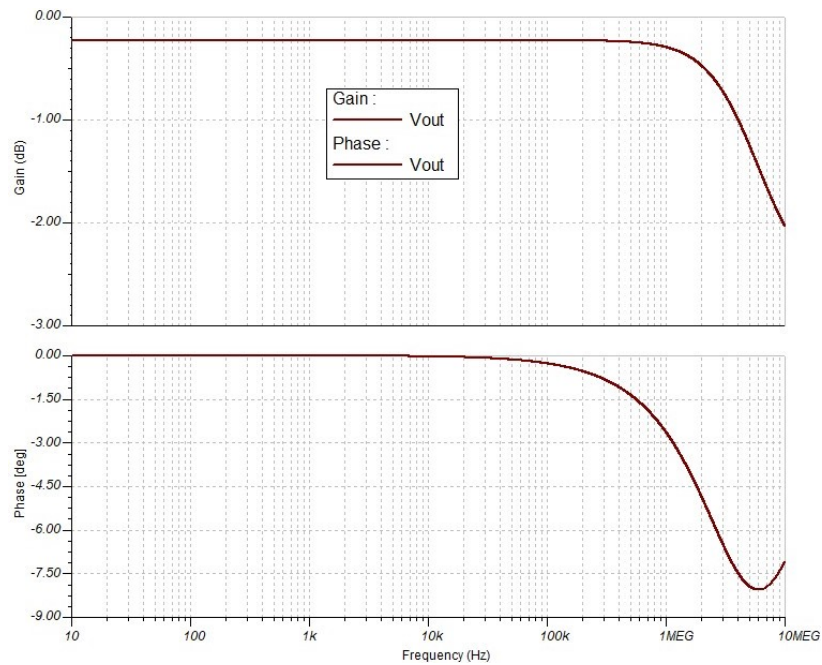
$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_{sig}} = \frac{R_E // R_L}{r_e + R_E // R_L} \frac{r_{\pi} + (\beta + 1)R_E}{R_S + r_{\pi} + (\beta + 1)R_E}$$

Στην ιδανική περίπτωση όπου η r_e είναι σημαντικά μικρότερη της αντίστασης που βλέπει προς τα έξω ο κόμβος του εκπομπού ($R_E // R_L$) καθώς και η αντίσταση πηγής R_S είναι σημαντικά μικρότερη της αντίστασης εισόδου $r_{\pi} + (\beta + 1)R_E$, το εν λόγω κύκλωμα λειτουργεί σαν ενισχυτής μοναδιαίου κέρδους, απομονωτής ή buffer. Η αντίσταση εξόδου του εν λόγω ενισχυτή είναι πολύ μικρή, της τάξης μεγέθους της r_e , και ιδανικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σαν στάδιο εξόδου στο σχεδιασμό τελεστικού ενισχυτή.

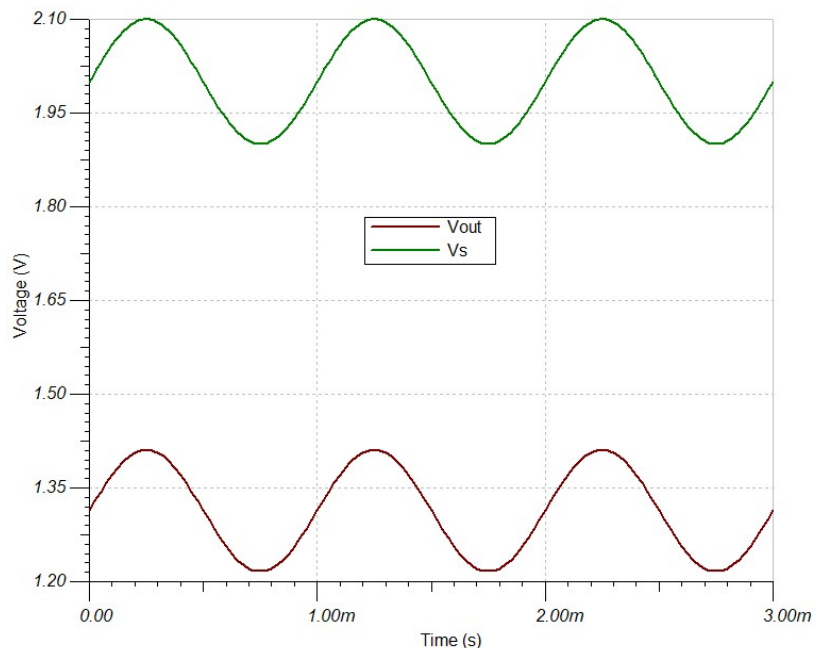


Εικόνα 76: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινού συλλέκτη διπολικού τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.

Στο πρόγραμμα TINA εκτελέστηκε μια προσομοίωση AC για το κέρδος τάσης και μια χρονική προσομοίωση για ημιτονοειδές σήμα εισόδου πλάτους 7.5mV και συχνότητας 1kHz, τα αποτελέσματα των οποίων παρατίθενται στις εικόνες 77 και 78 αντίστοιχα.



Εικόνα 77: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινού συλλέκτη της εικόνας 76.



Εικόνα 78: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινού συλλέκτη της εικόνας 76.

Αμφότερα τα αποτελέσματα υποδεικνύουν μια ενίσχυση πλάτους σχεδόν μοναδιαία, για τις τιμές των στοιχείων του κυκλώματος της εικόνας 76, καθώς και μηδενική στροφή φάσης. Σημειώνεται ότι οι ιδιότητες αυτές (όπως και οι αντίστοιχες που περιγράφηκαν στις προηγούμενες 2 ενισχυτικές βαθμίδες), διέπουν ένα συγκεκριμένο εύρος ζώνης, κάτι το οποίο θα συζητηθεί στο κεφάλαιο 12 της παρούσας εργασίας.

8.4 Ενισχυτής Κοινής Πύλης MOSFET (CG)

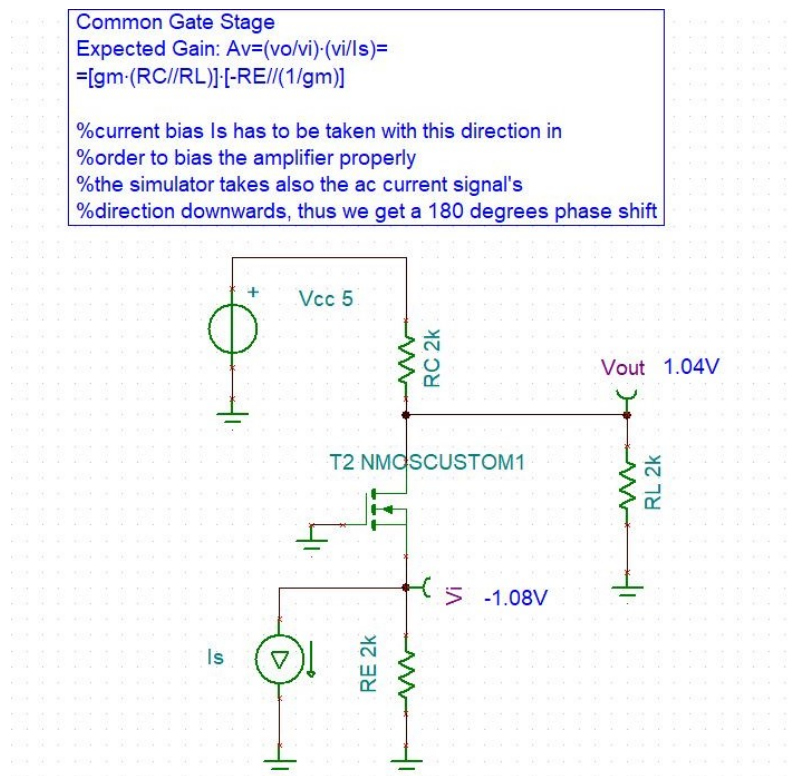
Ο ενισχυτής κοινής πύλης (Common Gate-CG) τρανζίστορ MOSFET, χαρακτηρίζεται από την είσοδο στον κόμβο της πηγής (Source) και την έξοδο στον κόμβο του υποδοχέα (Drain). Ένα χαρακτηριστικό σχηματικό, σχεδιασμένο στο TINA, απεικονίζεται στην εικόνα 79. Τα στοιχεία και οι τροφοδοσίες επιλέγονται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε το NMOS τρανζίστορ να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, ενώ για μοντέλο NMOS χρησιμοποιήθηκε αυτό του παραδείγματος 7.1 (NMOSCUSTOM1.MOD).

Το εκτιμώμενο κέρδος της βαθμίδας είναι [5], [6], [8]

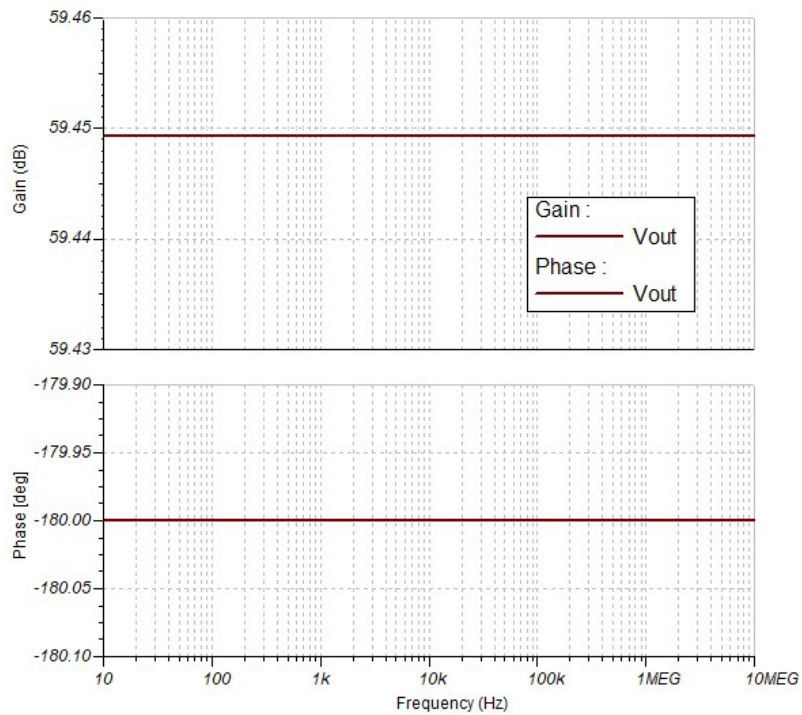
$$A = \frac{u_o}{u_i} \frac{i_i}{i_s} = -g_m (R_D // R_L) \left(R_S // \frac{1}{g_m} \right)$$

ενώ η αντίσταση εισόδου της είναι πολύ μικρή, της τάξης του $1/g_m$, όπου g_m η διαγωγιμότητα του NMOS τρανζίστορ. Αντιθέτως, η αντίσταση εξόδου είναι μέτρια προς μεγάλη, της τάξης της αντίστασης υποδοχέα R_D .

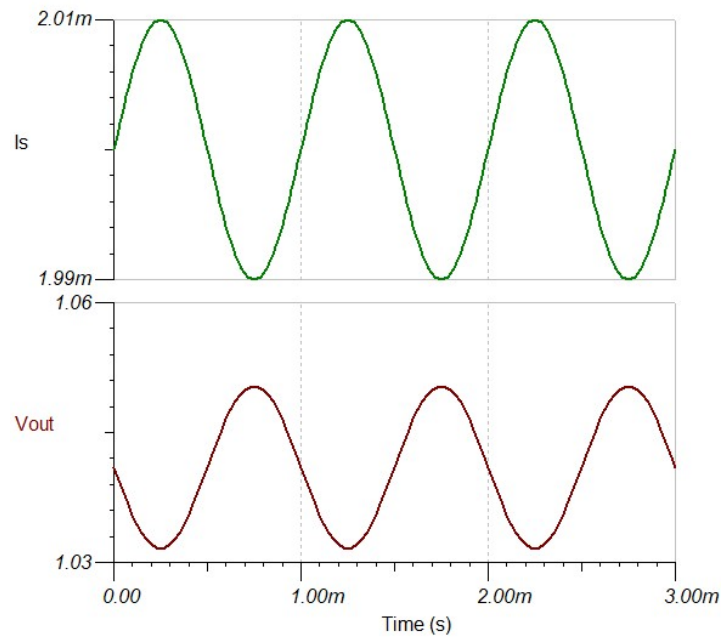
Τα αποτελέσματα της AC και της χρονικής προσομοίωσης που εκτελέστηκαν, παρουσιάζονται στις εικόνες 80 και 81 αντίστοιχα.



Εικόνα 79: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινής πύλης MOSFET τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.



Εικόνα 80: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινής πύλης της εικόνας 79.



Εικόνα 81: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινής πύλης της εικόνας 79.

Αμφότερα τα διαγράμματα υποδεικνύουν μεγάλη τιμή της ενίσχυσης, καθώς και στροφή φάσης 180 μοιρών στο σήμα μεταξύ της εισόδου και της εξόδου. Η χρονική προσομοίωση πραγματοποιήθηκε για ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου πλάτους 10μΑ και συχνότητας 1kHz.

8.5 Ενισχυτής Κοινής Πηγής MOSFET (CS)

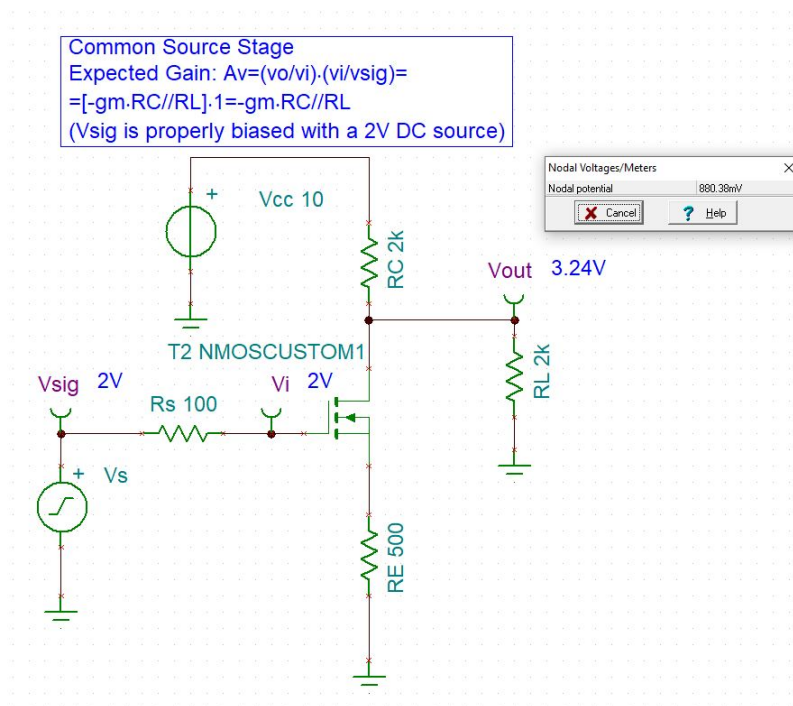
Ο ενισχυτής κοινής πηγής (Common Source-CS) τρανζίστορ MOSFET, χαρακτηρίζεται από την είσοδο στον κόμβο της πύλης (Gate) και την έξοδο στον κόμβο του υποδοχέα (Drain). Ένα χαρακτηριστικό σχηματικό, σχεδιασμένο στο TINA, απεικονίζεται στην εικόνα 82. Όπως και στο παράδειγμα του ενισχυτή κοινής πύλης, τα στοιχεία και οι τροφοδοσίες επιλέγονται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε το NMOS τρανζίστορ να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού (οι DC τάσεις των κόμβων υποδεικνύονται στο σχήμα της εικόνας 82), ενώ για μοντέλο NMOS χρησιμοποιήθηκε αυτό του παραδείγματος 7.1 (NMOSCUSTOM1.MOD).

Το εκτιμώμενο κέρδος της βαθμίδας είναι σχετικά μεγάλο [5], [6], [8],

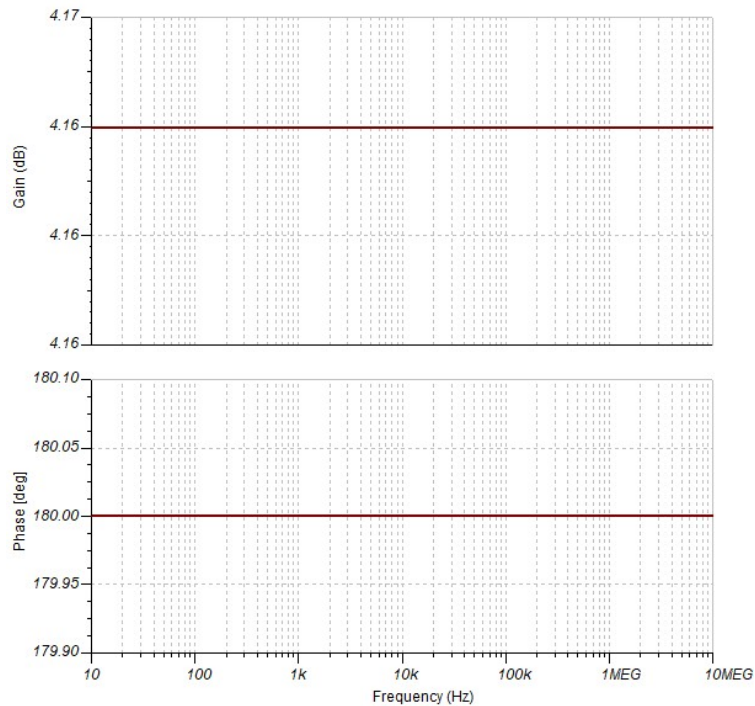
$$A_u = \frac{u_o}{u_i} \frac{u_i}{u_{sig}} = -g_m (R_D // R_L)$$

ενώ η αντίσταση εισόδου της είναι θεωρητικά άπειρη, λόγω της ύπαρξης του διοξειδίου του πυριτίου στην πύλη του MOSFET. Η αντίσταση εξόδου είναι μέτρια προς μεγάλη, της τάξης της αντίστασης υποδοχέα R_D , όπως ακριβώς και στην περίπτωση του ενισχυτή κοινής πύλης (η έξοδος λαμβάνεται στον ίδιο κόμβο).

Τα αποτελέσματα της AC και της χρονικής προσομοίωσης που εκτελέστηκαν, παρουσιάζονται στις εικόνες 83 και 84 αντίστοιχα.



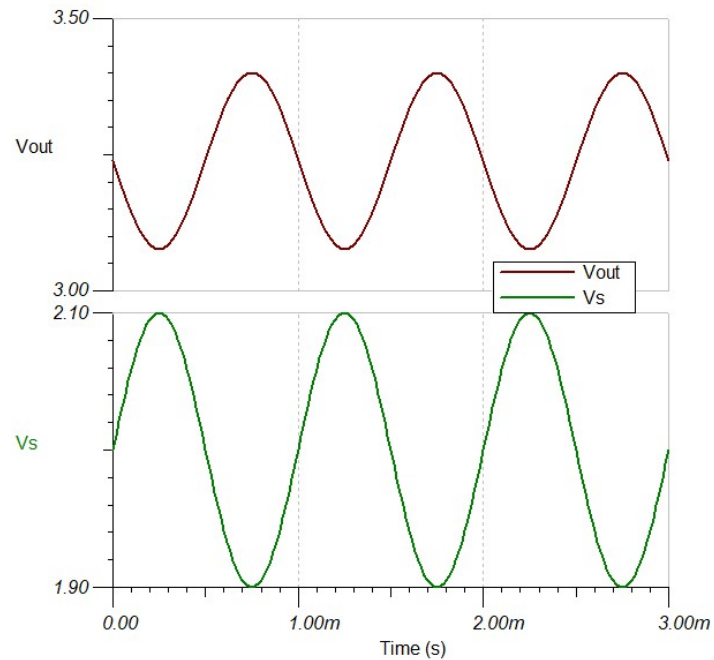
Εικόνα 82: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινής πηγής MOSFET τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.



Εικόνα 83: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινής πηγής της εικόνας 80.

Τα διαγράμματα των εικόνων 83 και 84 υποδεικνύουν όπως και στην περίπτωση του ενισχυτή κοινής πύλης, μεγάλη τιμή της ενίσχυσης, καθώς και στροφή φάσης 180 μοιρών στο σήμα μεταξύ της εισόδου και της εξόδου. Η χρονική προσομοίωση πραγματοποιήθηκε όπως και στα προηγούμενα παραδείγματα για ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου πλάτους 10μΑ και συχνότητας 1kHz.

Αξίζει να σημειωθεί ότι λόγω της χρήσης μοντέλου MOSFET χωρίς παρασιτικές χωρητικότητες, παρουσιάζεται ιδανική συμπεριφορά σε όλο φάσμα συχνοτήτων, κάτι το οποίο όμως σε ρεαλιστικές περιπτώσεις δεν ισχύει, όπως θα αναλυθεί ακολούθως στο κεφάλαιο 12.



Εικόνα 84: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινής πηγής της εικόνας 82.

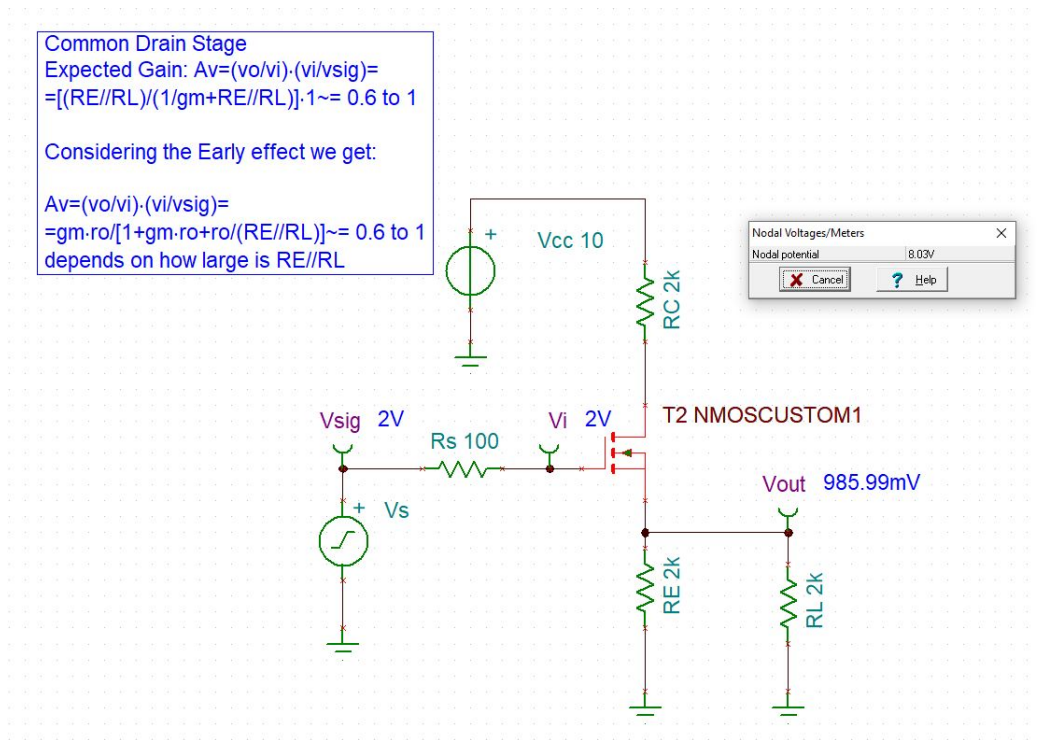
8.6 Ενισχυτής Κοινού Υποδοχέα MOSFET (CD)

Ο ενισχυτής κοινού υποδοχέα (Common Drain-CD) τρανζίστορ MOSFET, χαρακτηρίζεται από την είσοδο στον κόμβο της πύλης (Gate) και την έξοδο στον κόμβο του υποδοχέα (Drain). Ένα χαρακτηριστικό σχηματικό, σχεδιασμένο στο TINA, απεικονίζεται στην εικόνα 85. Όπως και στα προηγούμενα 2 παραδείγματα ενισχυτών MOSFET, οι τιμές των στοιχείων και οι τροφοδοσίες επιλέγονται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε το NMOS τρανζίστορ να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού (οι DC τάσεις των κόμβων υποδεικνύονται στο σχήμα της εικόνας 85), ενώ για μοντέλο NMOS χρησιμοποιήθηκε αυτό του παραδείγματος 7.1 (NMOSCUSTOM1.MOD).

Το εκτιμώμενο κέρδος της βαθμίδας είναι ιδανικά μοναδιαίο, και ο ενισχυτής λειτουργεί (όπως και ο CC) σαν buffer (απομονωτής) [5], [6], [7]:

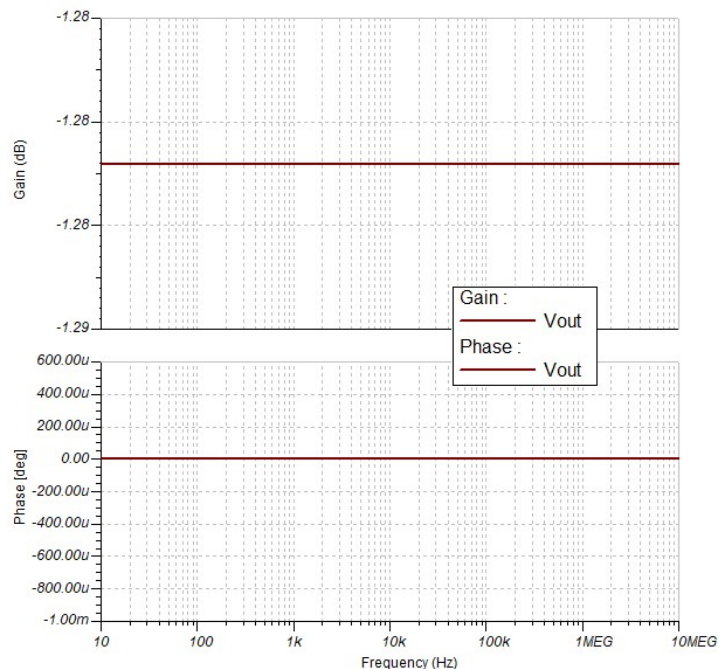
$$A_{v\alpha} = \frac{u_o}{u_i} \frac{u_i}{u_{sig}} = - \frac{g_m r_o}{1 + g_m r_o + r_o / (R_E // R_L)}$$

Όπου r_o είναι η αντίσταση Early του MOSFET τρανζίστορ (στο εν λόγω παράδειγμα λαμβάνεται υπόψη, καθώς η συμβολή της είναι εν γένει σημαντική).

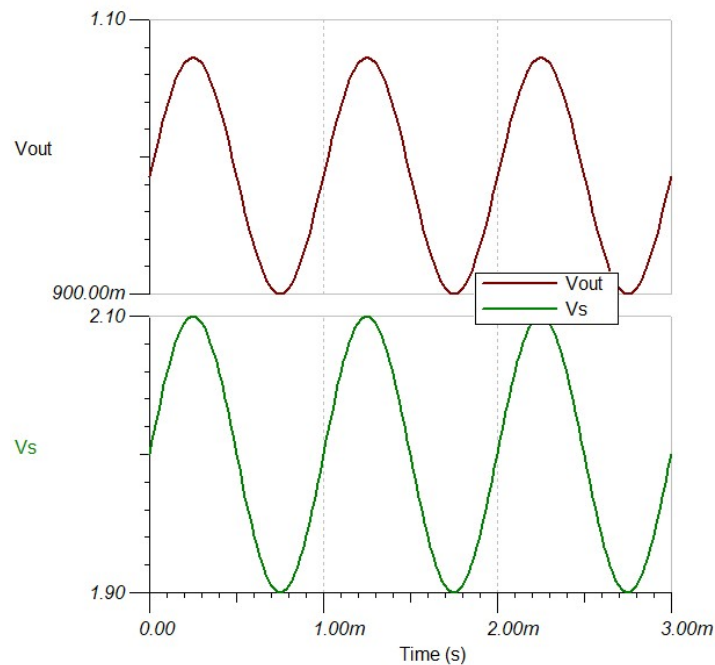


Εικόνα 85: Σχηματικό χαρακτηριστικής διάταξης ενισχυτή κοινού υποδοχέα MOSFET τρανζίστορ, σχεδιασμένο στο TINA.

Η αντίσταση εισόδου, όπως ακριβώς και στην περίπτωση του CS, είναι άπειρη, ενώ η αντίσταση εξόδου είναι πολύ μικρή και της τάξης μεγέθους του $1/g_m$. Στα διαγράμματα των εικόνων 86 και 87, παρουσιάζονται αντίστοιχα οι AC και transient προσομοιώσεις, που υποδεικνύουν ενίσχυση μικρότερη της μονάδας και μηδενική στροφή φάσης.

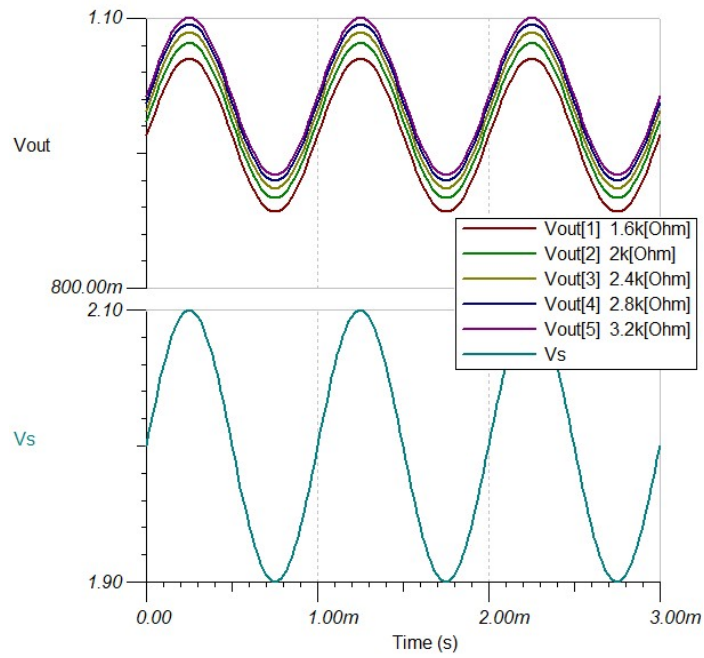


Εικόνα 86: Κέρδος τάσης του ενισχυτή κοινού υποδοχέα της εικόνας 83.



Εικόνα 87: Χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινού υποδοχέα της εικόνας 85

Για τον εν λόγω ενισχυτή, προσομοιώθηκε η συμπεριφορά του για διαφορετικές τιμές της αντίστασης φορτίου R_L : 1.6, 2, 2.4, 2.8 και 3.2k Ω . Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην transient προσομοίωση της εικόνας 88, και υποδεικνύει τη σημαντική επιρροή της τιμής της αντίστασης του φορτίου στο πλάτος της εξαγόμενης τάσης στο συγκεκριμένο κύκλωμα. Αυτή η συμπεριφορά θα μπορούσε να ρυθμιστεί κατάλληλα, π.χ. με κατάλληλη τιμή στην αντίσταση της πηγής R_E .



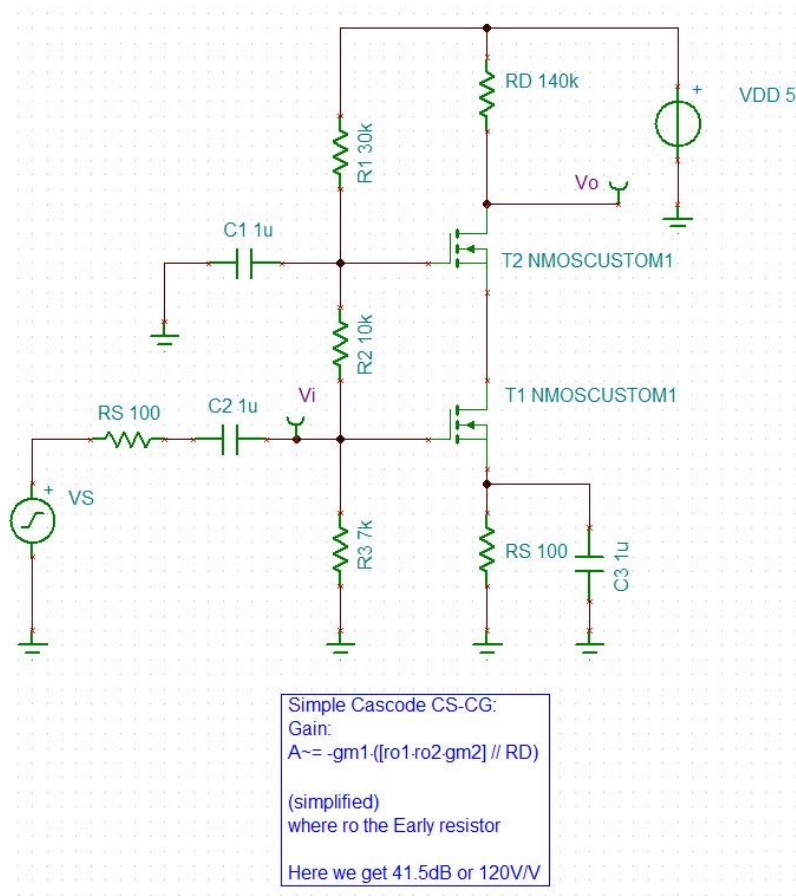
Εικόνα 88: Παραμετρική χρονική προσομοίωση μεγάλου (DC+AC) σήματος του ενισχυτή κοινού υποδοχέα της εικόνας 86, για διαφορετικές τιμές της αντίστασης φορτίου R_L .

9 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8^ο : Ενισχυτές τρανζίστορ πολλών σταδίων

Στο παρόν κεφάλαιο, εξετάζεται μέσω παραδειγμάτων προσομοίωσης η συμπεριφορά ενισχυτικών διατάξεων πολλαπλών βαθμίδων. Τα παραδείγματα βασίζονται σε αντίστοιχα του βιβλίου [1], ενώ στη θεωρητική ανάλυση χρησιμοποιούνται βασικές έννοιες και ορισμοί που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Συγκεκριμένα, ακολουθείται ο κανόνας της αλυσίδας των συνεχόμενων (cascaded) ενισχυτικών βαθμίδων, τερματίζοντας την κάθε βαθμίδα με την αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας. Εναλλακτικά, η ανάλυση μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω θεωρήματος Thevenin, ξεκινώντας από την 1^η βαθμίδα και τοποθετώντας στην είσοδο της κάθε επόμενης την αντίσταση εξόδου της εκάστοτε προηγούμενης βαθμίδας. Η μεθοδολογία της θεωρητικής ανάλυσης αυτής δείχνει πόσο σημαντική είναι η γνώση και κατανόηση των ιδιοτήτων της κάθε βαθμίδας χωριστά και είναι απαραίτητη για το σχεδιασμό τους, καθώς αποτυπώνει την αναμενόμενη συμπεριφορά του κυκλώματος.

9.1 Απλός NMOS κασκοδικός ενισχυτής

Το κύκλωμα του απλού NMOS κασκοδικού (Cascode) ενισχυτή αποτελείται από μια βαθμίδα CS (κοινής πηγής), ακολουθούμενη από μια βαθμίδα CG (κοινής πύλης). Το σχηματικό, περιλαμβανομένης της πόλωσης και της αντίστασης πηγής R_s , ενός κλασσικού παραδείγματος μιας τέτοιας διάταξης παρουσιάζεται στην εικόνα 89 [5], [6], [8], [9], [10].



Εικόνα 89: Σχηματικό απλού NMOS Cascode (CS-CG) ενισχυτή.

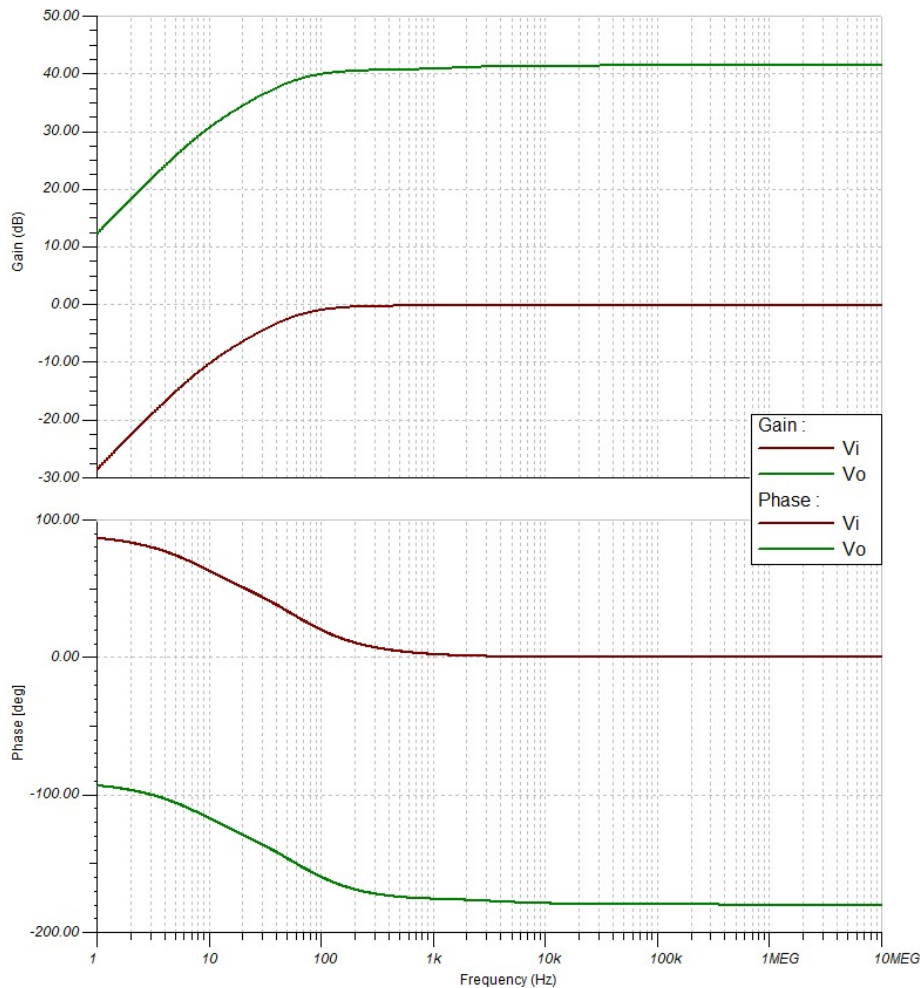
Το αναμενόμενο κέρδος μιας NMOS Cascode διάταξης είναι το ακόλουθο (θεωρώντας το φαινόμενο Early και αγνοώντας την μικρή αντίσταση πηγής):

$$A_u = g_{m1}(r_{o1}r_{o2}g_{m1})//R_D$$

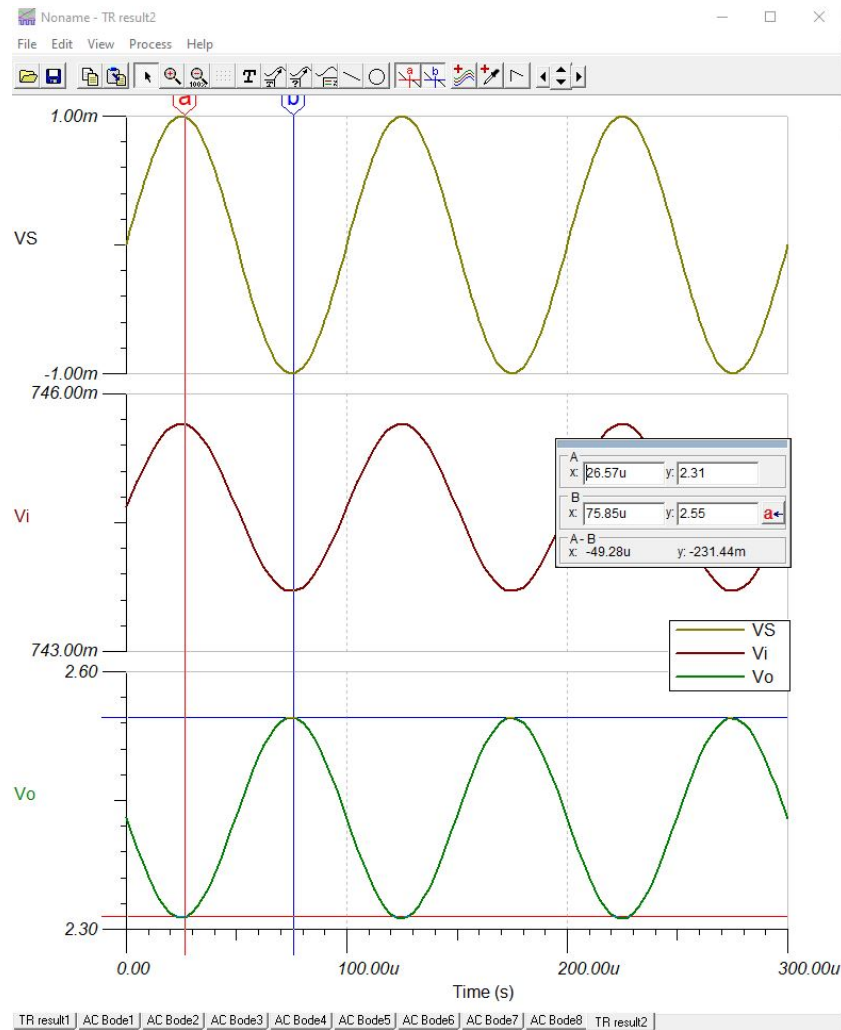
Όπου r_{o1} , r_{o2} οι αντιστάσεις Early των T_1 και T_2 αντίστοιχα. Ο παραπάνω τύπος μπορεί να προκύψει είτε από ανάλυση του συνολικού ισοδύναμου μικρού σήματος, είτε με ανάλυση κατά βαθμίδες, όπως περιγράφηκε παραπάνω. Παρατίθενται οι σχετικές πηγές με την πλήρη ανάλυση [5], [7], [8].

Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, το αποτέλεσμα της AC προσομοίωσης στο TINA παρατίθεται στο διάγραμμα της εικόνα 90. Το κέρδος προσδιορίζεται στα 41.5dB ή 120V/V, το οποίο συμβαδίζει με τη θεωρητική ανάλυση με αντικατάσταση των στοιχείων και της αντίστασης Early που προκύπτει ως $r_o = \lambda/I_D$, όπου I_D το ρεύμα πόλωσης και λ ο συντελεστής Early του μοντέλου NMOSCUSTOM1.

Στο διάγραμμα της εικόνας 91, παρατίθεται και μια χρονική (transient) ανάλυση του κυκλώματος, η οποία επαληθεύει επίσης το συγκεκριμένο κέρδος (για συχνότητα 10kHz και πλάτος ημιτονικής εισόδου 1mV).



Εικόνα 90: AC προσομοίωση του ενισχυτή NMOS Cascode της εικόνας 89.



Εικόνα 91: Transient προσομοίωση του ενισχυτή NMOS Cascode της εικόνας 89.

9.2 Διαφορικός NPN Κασκοδικός Ενισχυτής

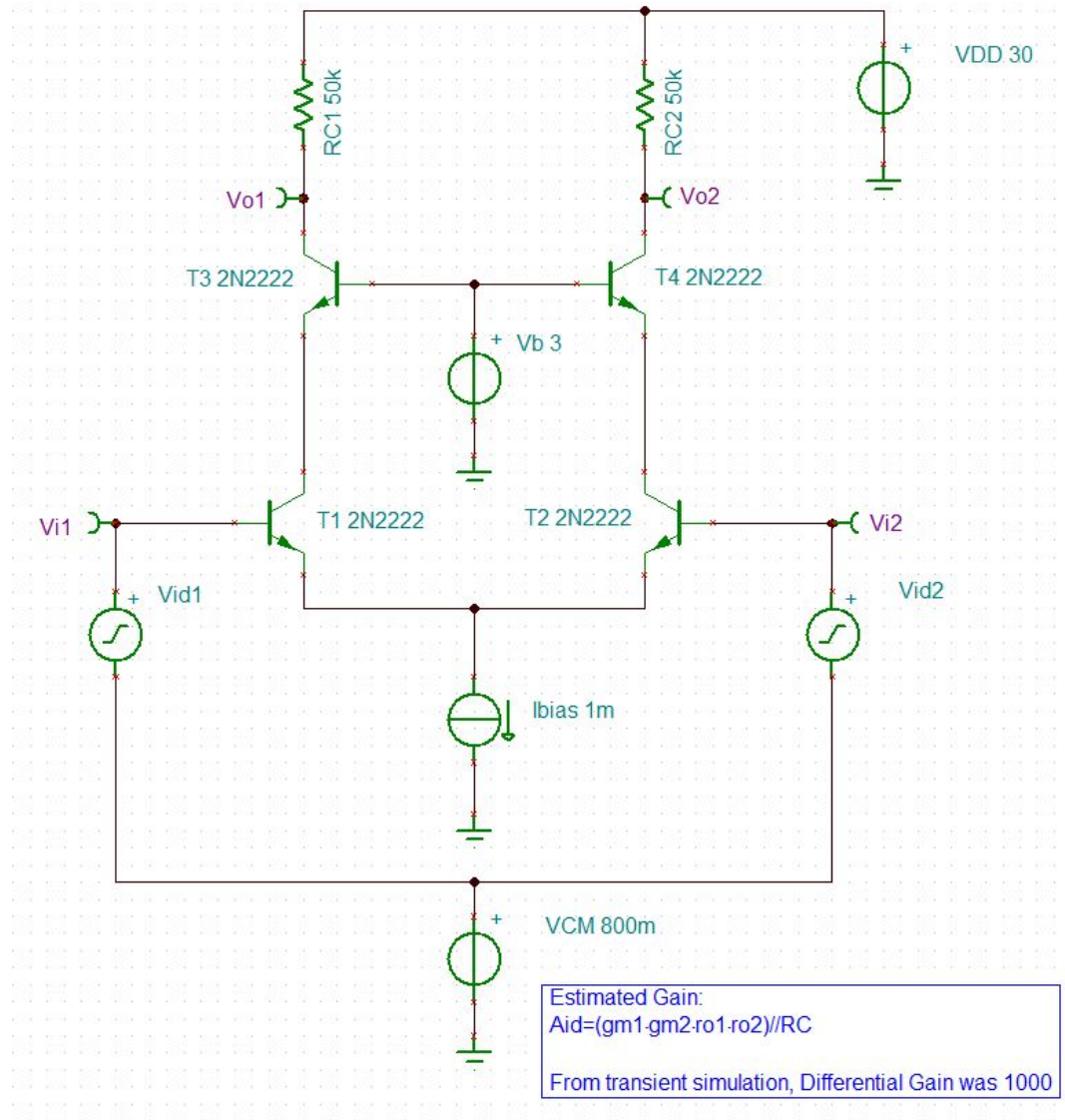
Στο εν λόγω παράδειγμα, μελετάται ένας διαφορικός NPN Κασκοδικός ενισχυτής (Differential BJT NPN Cascode Amplifier), του οποίου το σχηματικό παρατίθεται στην εικόνα 92. Ο εν λόγω ενισχυτής διαθέτει διαφορική είσοδο μεταξύ των πυλών των 2 NPN T_1 και T_2 και διαφορική έξοδο μεταξύ των υποδοχέων τους (που είναι και ακροδέκτες πηγών των PNP T_3 και T_4). Στο διαφορικό σήμα εισόδου προστίθεται και ένα κοινό (Common Mode- V_{CM}) σήμα, για την κατάλληλη πόλωση του κυκλώματος, ούτως ώστε η DC συνιστώσα της εξόδου (output DC offset) να βρίσκεται όσο το δυνατόν στο μέσο της single τροφοδοσίας των 30V, και τα τρανζίστορ να λειτουργούν κατάλληλα στην περιοχή κορεσμού. Το εκτιμώμενο διαφορικό κέρδος δίνεται από την ακόλουθη έκφραση [7], [8] [5], [6], [8], [10].:

$$A_{id} = (g_{m1}g_{m2}r_{o1}r_{o2})//R_C$$

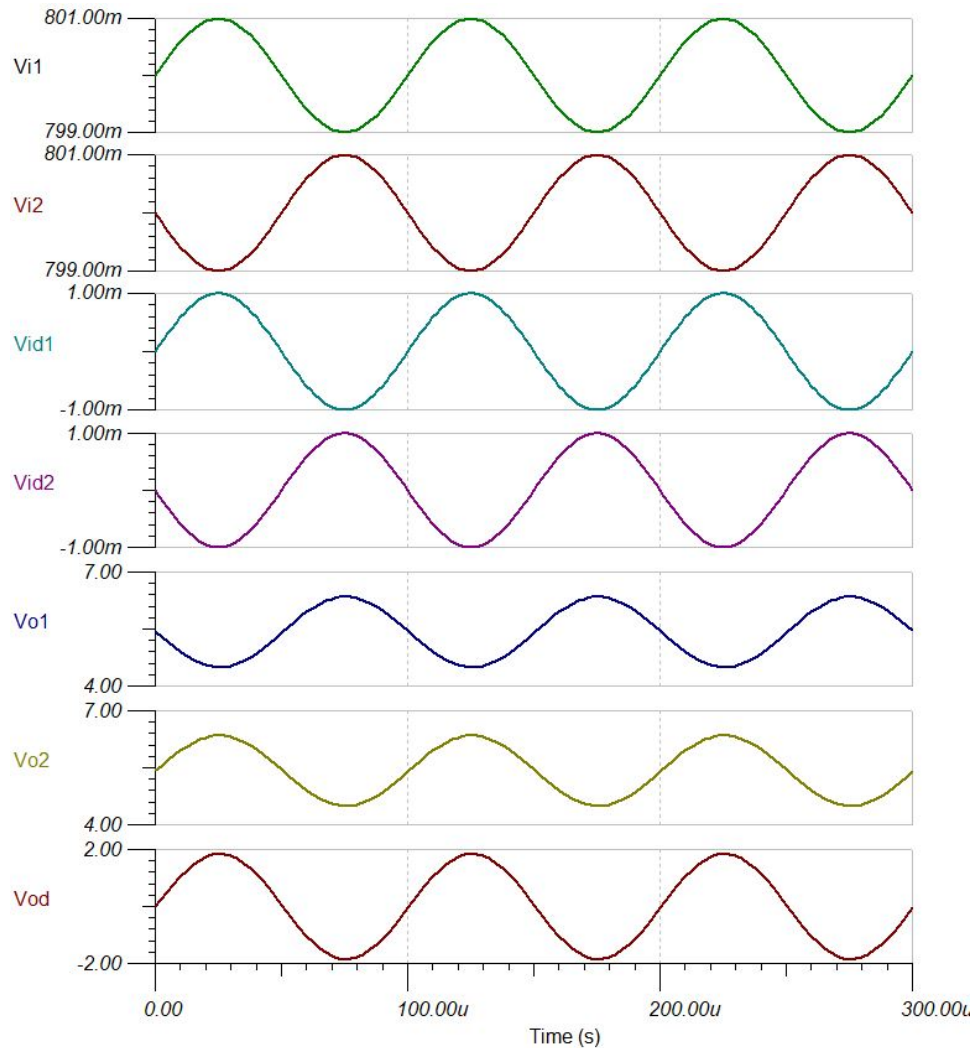
Το κέρδος κοινού σήματος ιδανικά πρέπει να είναι 0, ωστόσο, στην πραγματικότητα επιδιώκουμε να είναι όσο το δυνατό μικρότερο, ούτως ώστε να ελαχιστοποιείται ο λόγος του κέρδους κοινού

σήματος ως προς το κέρδος διαφορικού σήματος. Η λογαριθμική μορφή αυτού του λόγου ονομάζεται λόγος απόρριψης κοινού σήματος (Common Mode Rejection Ratio- CMRR) [7].

Μια χρονική προσομοίωση για διαφορικό σήμα ημιτονοειδούς εισόδου πλάτους 1mV και συχνότητας 10kHz, παρατίθεται στο διάγραμμα της εικόνας 93.



Εικόνα 92: Χαρακτηριστική διάταξη NPN διαφορικού Cascode ενισχυτή.



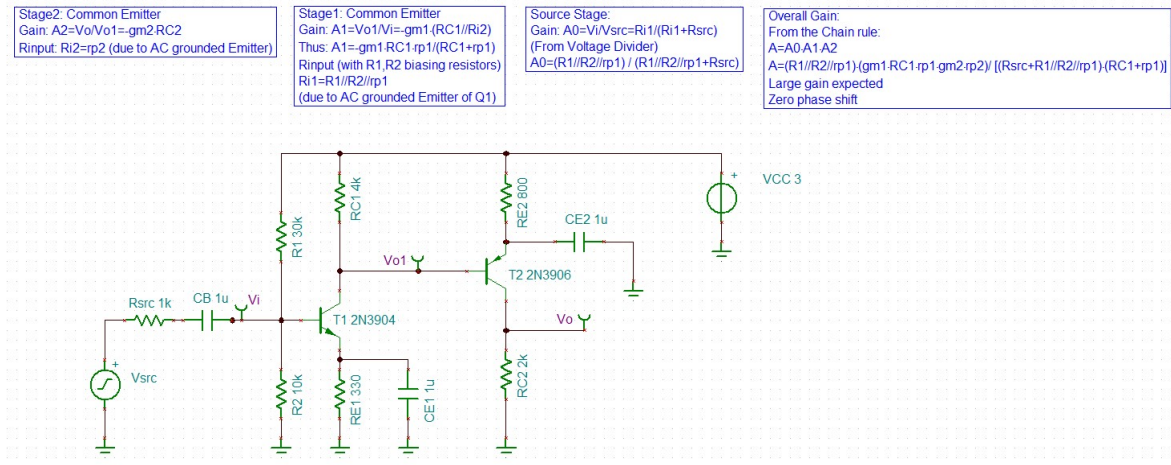
Εικόνα 93: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος διαφορικού NPN Cascode ενισχυτή της εικόνας 92. Παρουσιάζονται σε σειρά (από πάνω προς τα κάτω): Η τάση της βάσης του τρανζίστορ T_1 ως προς τη γη (διαφορικό και κοινό σήμα), η τάση της βάσης του τρανζίστορ T_2 ως προς τη γη (διαφορικό και κοινό σήμα), το διαφορικό σήμα στη βάση του τρανζίστορ T_1 , το διαφορικό σήμα στη βάση του τρανζίστορ T_2 , η τάση (DC+AC) στον ακροδέκτη εξόδου του τρανζίστορ T_1 , η τάση (DC+AC) στον ακροδέκτη εξόδου του τρανζίστορ T_2 και η διαφορική τάση εξόδου (διαφορά $V_{o2} - V_{o1}$).

9.3 Ενισχυτής CE-CE (με NPN και PNP)

Στο παρόν παράδειγμα, που βασίζεται στο αντίστοιχο 5.9 του βιβλίου [1], αναλύεται και προσομοιώνεται η απόκριση του ενισχυτή CE-CE της εικόνας 94.

Η θεωρητική ανάλυση του εν λόγω κυκλώματος πραγματοποιείται ως εξής:

Το 2^ο ενισχυτικό στάδιο με είσοδο τη βάση του T_2 και έξοδο το συλλέκτη του έχει κέρδος (βλ. Κεφάλαιο 7ο):



Εικόνα 94: Ενισχυτής CE-CE, (με NPN και PNP).

$$\frac{u_o}{u_{o1}} = -g_{m2}R_{C2}$$

Αξίζει να προσεχθεί ότι η αντίσταση R_{E2} προσεγγιστικά βραχυκυκλώνεται κατά την AC ανάλυση σήματος, καθώς το AC ρεύμα «βρίσκει» μονοπάτι μέσω του πυκνωτή C_{E2} προς τη γη. Η αντίσταση εισόδου του 2^{ου} σταδίου CE είναι αντίστοιχα:

$$R_{i2} = r_{\pi 2}$$

Όπου $r_{\pi 2}$ η αντίσταση του π-μοντέλου μικρού σήματος του τρανζίστορ T_2 .

Το 1^ο στάδιο CE έχει κέρδος

$$\frac{u_{o1}}{u_i} = -g_{m1}(R_{C1} // R_{i2})$$

Όπου σαν φορτίο λαμβάνεται η αντίσταση εισόδου του 2^{ου} σταδίου, ούτως ώστε να εφαρμοστεί ο κανόνας της αλυσίδας. Η αντίσταση εισόδου του 1^{ου} σταδίου CE, λαμβάνοντας υπόψη και τις αντιστάσεις πόλωσης R_1 και R_2 (οι οποίες όντως παράλληλες στην νί δεν επηρεάζουν το συνολικό κέρδος), είναι η ακόλουθη:

$$R_{i1} = R_1 // R_2 // r_{\pi 1}$$

Απομένει το στάδιο πηγής, του οποίου το κέρδος λογίζεται από τον ακόλουθο διαιρέτη τάσης της αντίστασης πηγής και της αντίστασης εισόδου του 1^{ου} σταδίου:

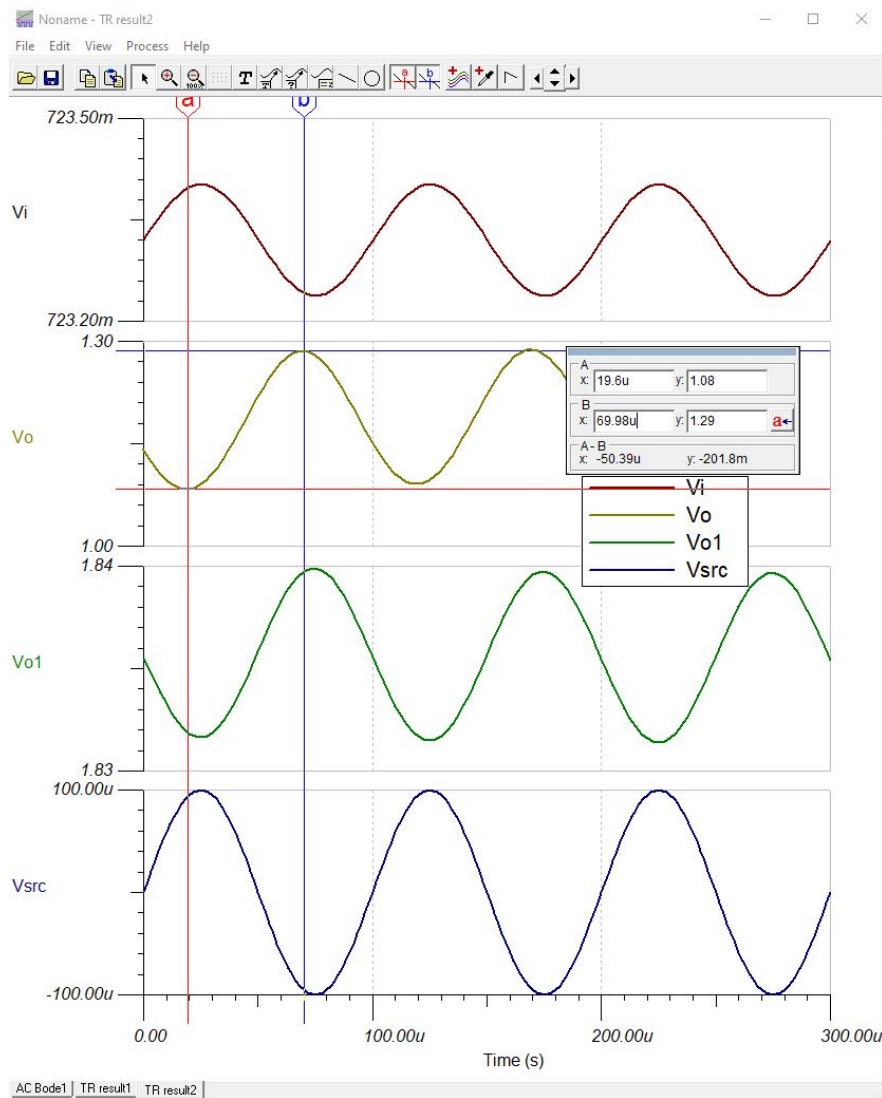
$$\frac{u_i}{u_s} = \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_s}$$

Ακολουθώντας τον κανόνα της αλυσίδας, το συνολικό κέρδος του ενισχυτή υπολογίζονται ως ακολούθως:

$$\frac{u_o}{u_s} = \frac{u_{o1}}{u_{o1}} \frac{u_i}{u_i} \frac{u_i}{u_s} = \frac{g_{m1} g_{m2} (R_1 // R_2 // r_{\pi 1}) (R_{C1} // R_{i2}) R_{C2}}{R_1 // R_2 // r_{\pi 1} + R_s}$$

Παρατηρείται ότι το κέρδος προβλέπεται να είναι σχετικά μεγάλο σε τάξη μεγέθους, ενώ υπάρχει μηδενική στροφή φάσης.

Στο εν λόγω κύκλωμα, πραγματοποιήθηκε transient ανάλυση, θεωρώντας ως είσοδο ημιτονοειδές σήμα πλάτους 100μV και συχνότητας 10kHz. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης TINA σε κάθε στάδιο, παρουσιάζεται στην εικόνα 95, υποδεικνύοντας ένα συνολικό κέρδος της τάξης των 2100V/V.



Εικόνα 95: Χρονική προσομοίωση του ενισχυτή CE-CE της εικόνας 94. Παρουσιάζονται σε σειρά (από πάνω μέχρι κάτω): Η τάση v_i στον κόμβο της βάσης του 1^{ου} τρανζίστορ, η τάση v_o στην έξοδο (συλλέκτης του 2^{ου} PNP τρανζίστορ), η τάση V_{o1} στην είσοδο του 2^{ου} σταδίου (βάση 2^{ου} PNP τρανζίστορ), καθώς και η τάση της πηγής v_{src} .

9.4 Διαφορικός NMOS ενισχυτής με κοινό σήμα

Στο υποκεφάλαιο αυτό, εξετάζεται το παράδειγμα 5.10 του βιβλίου [1], που αναφέρεται σε έναν απλό NMOS διαφορικό ενισχυτή, εικονιζόμενο στην εικόνα 96. Πραγματοποιείται η χρονική (transient) προσομοίωση τόσο του διαφορικού σήματος, όσο και του κοινού σήματος, με απώτερο στόχο τον προσδιορισμό του CMRR (βλ. 9.1). Για τη χρονική προσομοίωση, χρησιμοποιήθηκε κοινό σήμα εισόδου VCM ημιτονοειδές πλάτους 1mV και συχνότητας 60kHz. Σε ό,τι αφορά στο διαφορικό σήμα, η είσοδος είναι ημιτονοειδής πλάτους 1mV και συχνότητας 1kHz. Για το τρανζίστορ NMOS χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο NMOSCUSTOM1.MOD.

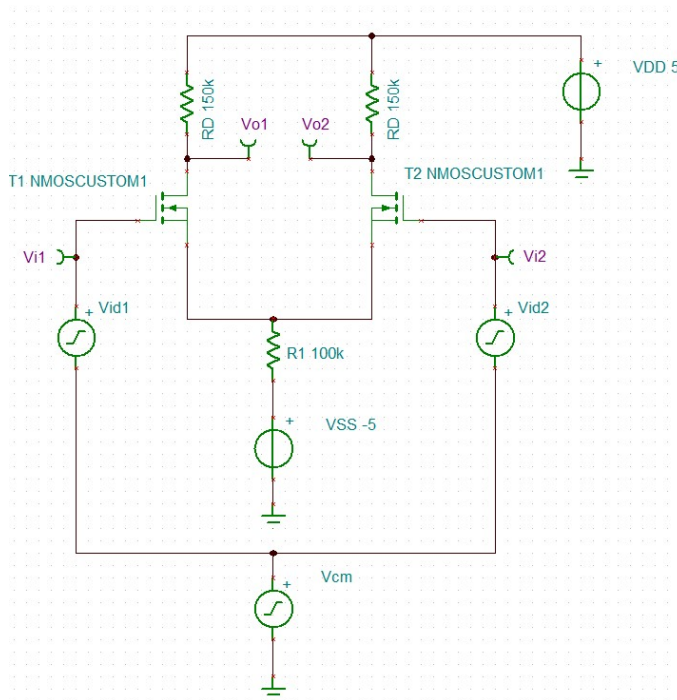
Κατά τη διαδικασία της προσομοίωσης στο TINA, μετρήθηκαν το κοινό σήμα εισόδου, το διαφορικό σήμα εισόδου, οι τάσεις (ως προς τη γη) στους κόμβους των πυλών των T₁ και T₂, στους κόμβους των υποδοχέων τους, το κοινό σήμα εξόδου και το διαφορικό σήμα εξόδου. Σημειώνεται ότι το διαφορικό σήμα στην έξοδο λαμβάνεται ως ακολούθως:

$$u_{o,diff} = u_{o2} - u_{o1}$$

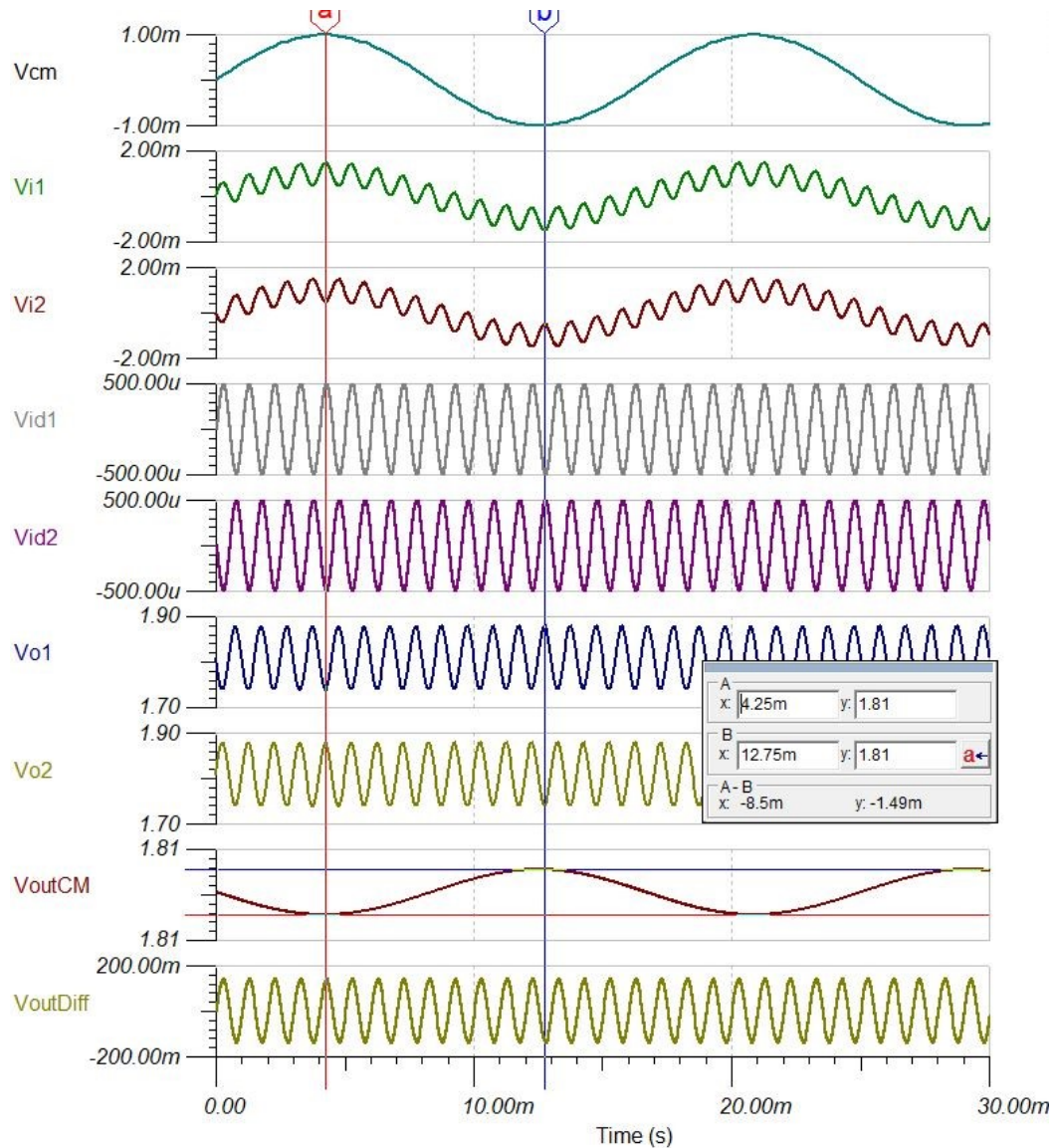
Ενώ το κοινό σήμα υπολογίζεται από τη μέση τιμή του αθροίσματος των τάσεων στους ακροδέκτες της διαφορικής εξόδου:

$$u_{o,CM} = \frac{u_{o1} + u_{o2}}{2}$$

Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης παρουσιάζεται στα διαγράμματα της εικόνας 97.



Εικόνα 96: Απλός NMOS διαφορικός ενισχυτής.



Εικόνα 97: Χρονική προσομοίωση του διαφορικού NMOS ενισχυτή της εικόνας 93. Παρουσιάζονται σε σειρά: Το κοινό σήμα εισόδου V_{CM} , η τάση στον κόμβο της πύλης του T_1 , V_{i1} , η τάση στον κόμβο της πύλης του T_2 , V_{i2} , το διαφορικό σήμα της πηγής V_{id1} , το διαφορικό σήμα της πηγής V_{id2} , η συνολική τάση V_{o1} στον κόμβο της εξόδου του T_1 , η συνολική τάση V_{o2} στον κόμβο της εξόδου του T_2 , το κοινό σήμα εξόδου V_{outCM} , και το διαφορικό σήμα εξόδου $V_{outdiff}$.

Για τον υπολογισμό του CMRR, προσδιορίζουμε ξεχωριστά το κέρδος κοινού σήματος και το κέρδος του διαφορικού σήματος, από το παραπάνω διάγραμμα, και με τη χρήση του εργαλείου Cursor A και Cursor B του TINA (στην εικόνα 97 διακρίνεται η χρήση του για την εύρεση του πλάτους της εξόδου του κοινού σήματος).

Το κέρδος του διαφορικού σήματος προσδιορίστηκε με την εν λόγω μέθοδο σε $A_{diff} = 137.5V/V$, ενώ του κοινού σήματος σε $A_{CM} = 0.75V/V$. Συνεπώς, το CMRR υπολογίστηκε ως ακολούθως:

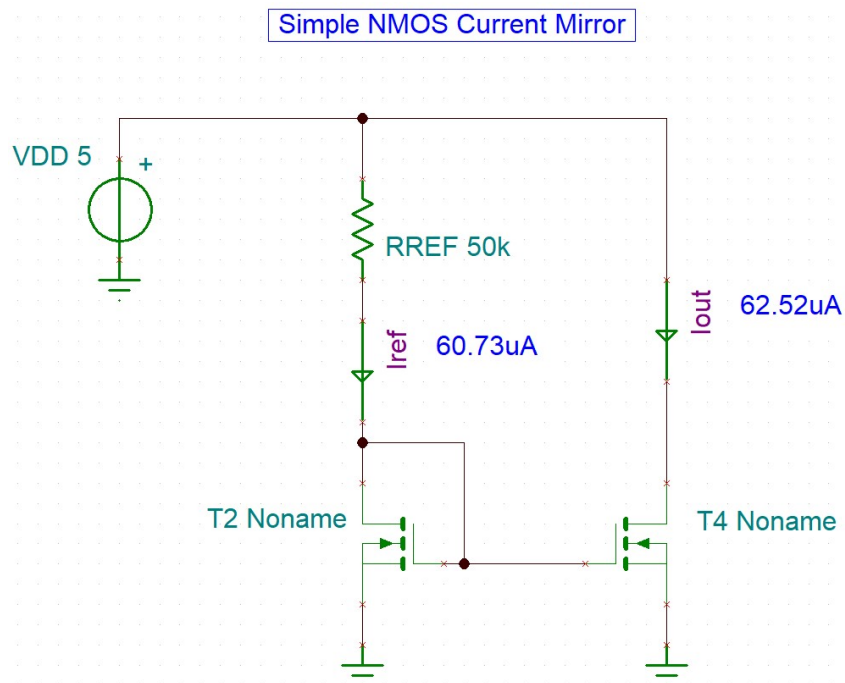
$$CMRR = 20 \log_{10} \frac{|A_{diff}|}{|A_{CM}|} = 46.25dB$$

10 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9^ο : Πηγές και καθρέπτες ρεύματος

Μέχρι τώρα, η παρούσα εργασία επικεντρώθηκε κυρίως σε ενισχυτές μικρού σήματος τάσης με τρανζίστορ. Ωστόσο, πολλές φορές απαιτείται η επαρκής μεταφορά ή ενίσχυση του ρεύματος, είτε για λόγους κατάλληλης πόλωσης, είτε για λόγους μετρολογίας (instrumentation). Το παρόν κεφάλαιο ασχολείται με ορισμένες διατάξεις που έχουν σκοπό την κατάλληλη μεταφορά ρευμάτων μέσα σε μια ενισχυτική διάταξη. Οι διατάξεις αυτές καλούνται καθρέπτες ρεύματος. Η μεγαλύτερη πρόκληση σε τέτοιου είδους κυκλώματα, είναι η κατά το δυνατό μεγιστοποίηση της αντίστασης εξόδου, κάτι το οποίο θα εξασφαλίζει τη βέλτιστη μεταφορά ρεύματος προς την έξοδο, χωρίς ενδιάμεση απώλεια (βλ. διαίρετης ρεύματος και ενισχυτές τάσης και ρεύματος προς ρεύμα, κεφ. 2).

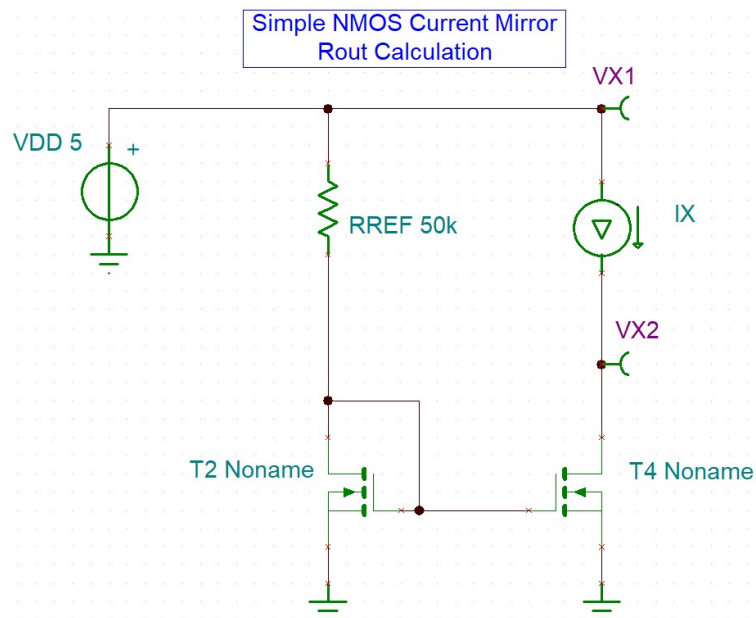
10.1 Απλός καθρέπτης ρεύματος

Το κύκλωμα ενός απλού καθρέπτη ρεύματος (simple current mirror) αποτελείται από ένα MOSFET (NMOS ή PMOS) σε συνδεσμολογία διόδου, του οποίου η πύλη, που είναι βραχυκυκλωμένη με τον υποδοχέα του, συνδέονται με την πύλη ενός άλλου MOSFET (NMOS ή PMOS, όπως ακριβώς το προηγούμενο αντίστοιχα). Ένα χαρακτηριστικό σχηματικό NMOS καθρέπτη ρεύματος παρατίθεται στο σχήμα της εικόνας 98. Για το τρανζίστορ NMOS χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο Noname που παρέχεται από τη βιβλιοθήκη BSIM3 του TINA, και θεωρεί τάση κατωφλίου $V_{th}=0.7V$, καθώς και φαινόμενο Early, καθώς και δεκάδες άλλες παραμέτρους μη ιδανικότητας (φαινόμενο σώματος, παρασιτικές χωρητικότητες). Η διάταξη αυτή αναμένεται να έχει στις χαμηλές συχνότητες ως αντίσταση εξόδου την αντίσταση Early του NMOS T_4 ($R_{out}=r_{o4}$).

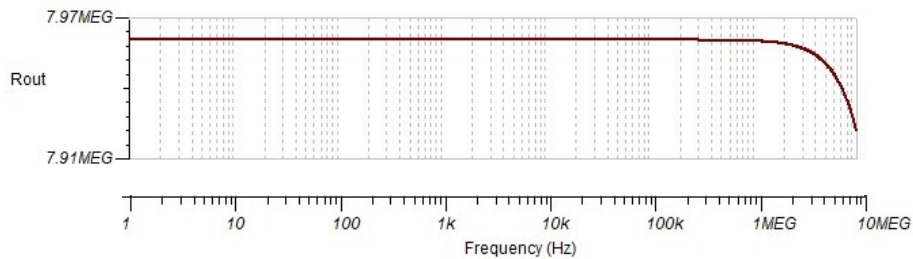


Εικόνα 98: Σχηματικό απλού NMOS καθρέπτη ρεύματος.

Για την προσομοίωση της αντίστασης εξόδου, χρησιμοποιήθηκε η σχηματική διάταξη της εικόνας 99. Η τιμή της αντίστασης εξόδου προσεγγίζει τα 7.97ΜΩ για σχετικά μεγάλο εύρος ζώνης.



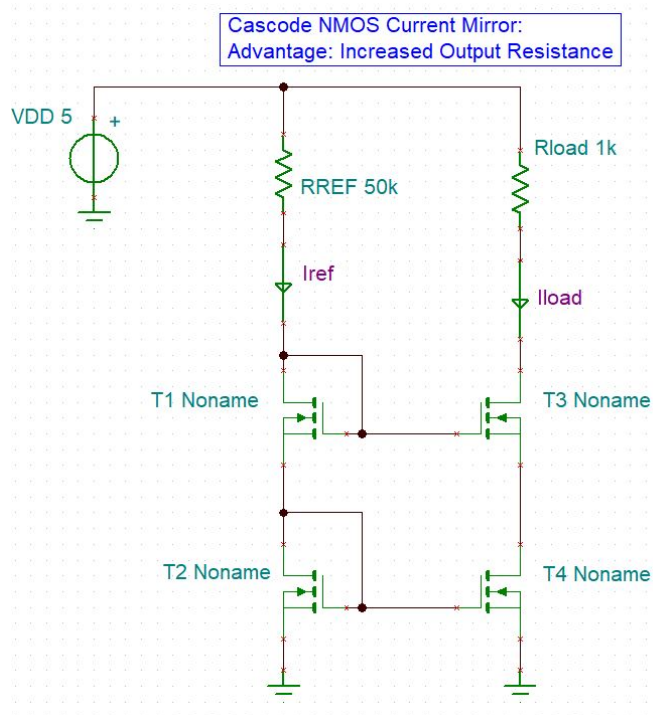
Εικόνα 99: Διάταξη προσομοίωσης της αντίστασης εξόδου ενός NMOS απλού καθρέπτη ρεύματος.



Εικόνα 100: Προσομοίωση της αντίστασης εξόδου του απλού NMOS καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 99.

10.2 Κασκοδικός καθρέπτης ρεύματος

Σε αρκετές περιπτώσεις, η αντίσταση εξόδου που παρέχεται από τον απλό καθρέπτη ρεύματος δεν είναι επαρκής. Η διάταξη του κασκοδικού καθρέπτη ρεύματος (cascode current mirror), συμβάλλει στην αύξηση της αντίστασης εξόδου, και κατά συνέπεια στην αποδοτικότητα του κυκλώματος. Μια NMOS κασκοδική διάταξη καθρέπτη ρεύματος απεικονίζεται στο σχήμα της εικόνας 101.

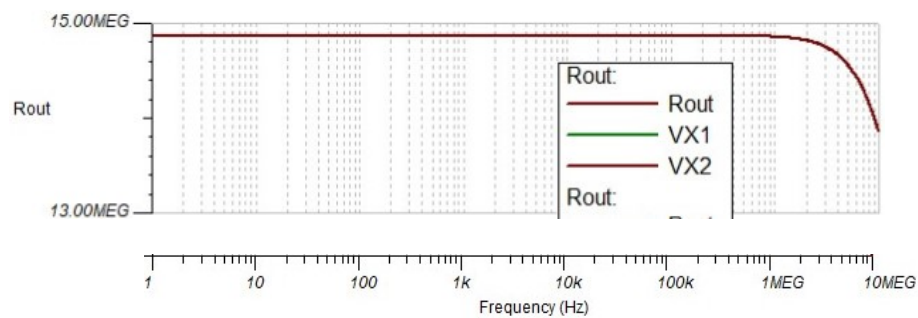


Εικόνα 101: Κασκοδικός NMOS καθρέπτης ρεύματος.

Η προσδοκώμενη αντίσταση εξόδου δίνεται από την ακόλουθη σχέση [slidesF12]:

$$R_{out} = r_{O3} (1 + g_{m3} r_{O4}) + r_{O4}$$

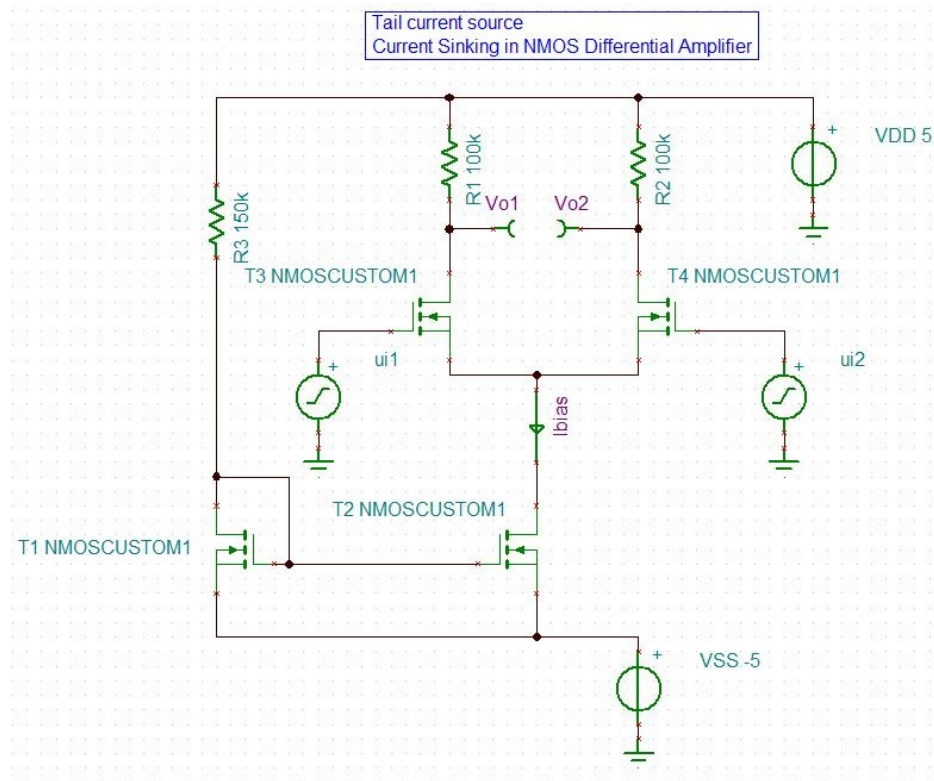
Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης της αντίστασης εξόδου παρουσιάζεται στο διάγραμμα της εικόνας 102 και υποδεικνύει σημαντική αύξησή της σε σχέση με την περίπτωση του απλού καθρέπτη ρεύματος NMOS.



Εικόνα 102: Προσομοίωση της αντίστασης εξόδου του κασκοδικού NMOS καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 101.

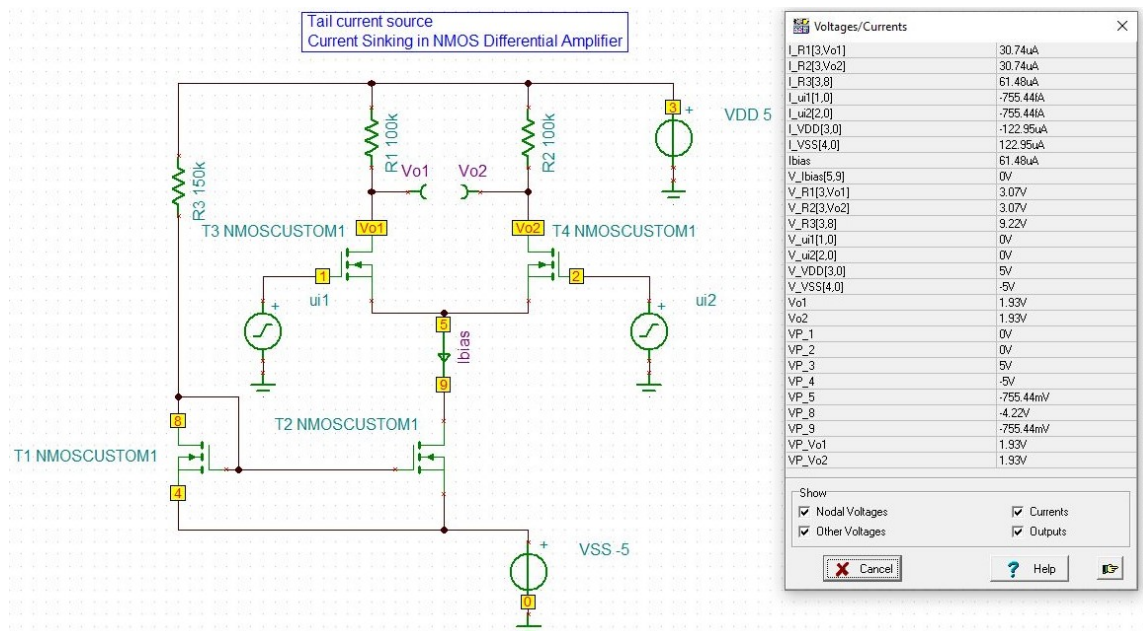
10.3 Οδήγηση NMOS διαφορικού ζεύγους μέσω NMOS καθρέπτη ρεύματος

Ένας καθρέπτης ρεύματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την οδήγηση-πόλωση ενισχυτικών σταδίων. Στην εικόνα 103, διακρίνεται ένα τέτοιο παράδειγμα για διαφορικό NMOS ενισχυτή [8], [10].



Εικόνα 103: Οδήγηση NMOS διαφορικού ζεύγους από απλό NMOS καθρέπτη ρεύματος.

Μια DC προσομοίωση κόμβων δίνει το αποτέλεσμα της εικόνας 104.

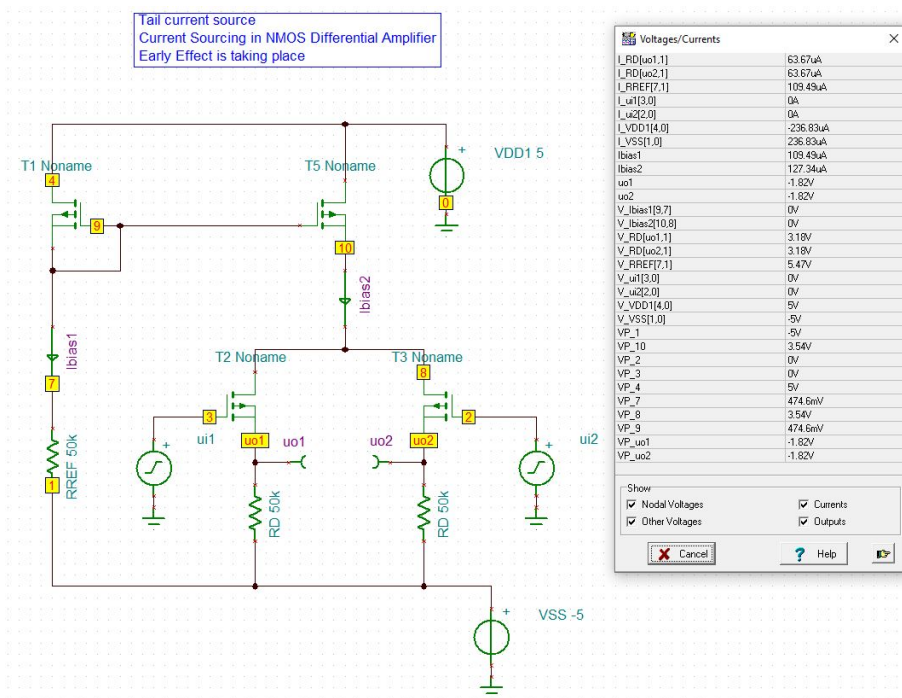


Εικόνα 104: DC προσομοίωση κόμβων του κυκλώματος της εικόνας 103.

Από την εν λόγω προσομοίωση, παρατηρούμε ότι το αρχικό ρεύμα πόλωσης της αντίστασης R3 (61.48μΑ), μοιράζεται στους δυο κλάδους του διαφορικού ζεύγους (30.74μΑ ρεύμα έκαστος), μέσω του καθρέπτη οδήγησης ρεύματος T₁-T₂. Είναι επομένως, προφανής η συμβολή του καθρέπτη ρεύματος στην ορθή πόλωση των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους T₃-T₄.

10.4 Οδήγηση PMOS διαφορικού ζεύγους μέσω PMOS καθρέπτη ρεύματος

Η αντίστοιχη περίπτωση οδήγησης PMOS διαφορικού ζεύγους μέσω ενός απλού PMOS καθρέπτη ρεύματος διακρίνεται στο σχηματικό της εικόνας 105. Η DC προσομοίωση κόμβων υποδεικνύει διαμοιρασμό του ρεύματος στο PMOS διαφορικό ζεύγος T₂-T₃ [8], [10].

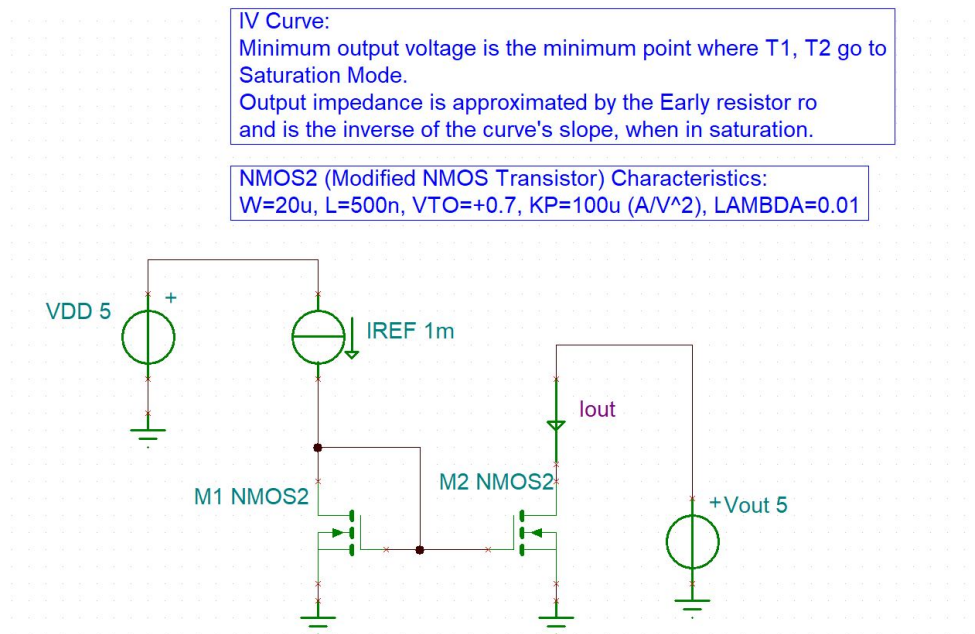


Εικόνα 105: Οδήγηση PMOS διαφορικού ζεύγους από απλό PMOS καθρέπτη ρεύματος, και DC προσομοίωση κόμβων στο TINA.

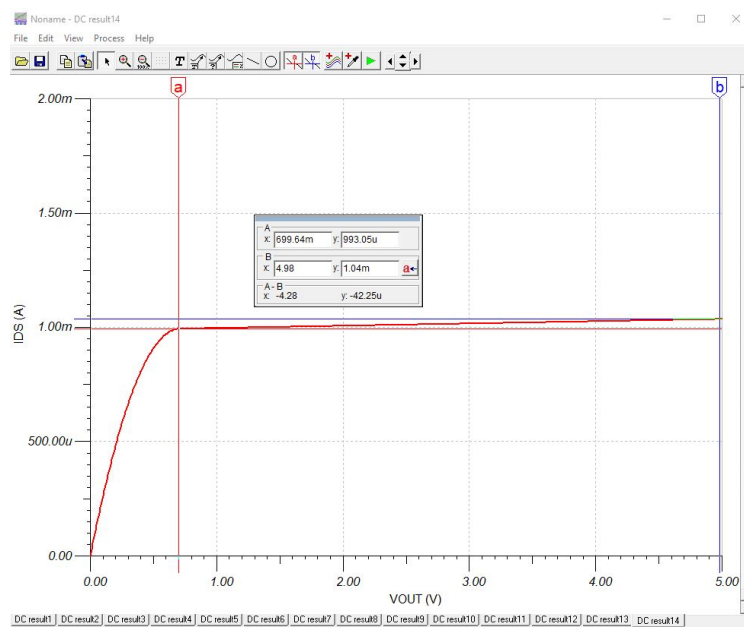
10.5 Εξαγωγή V-I καμπύλης ρεύματος-τάσης σε κύκλωμα απλού NMOS καθρέπτη ρεύματος

Σκοπός αυτού του παραδείγματος, το οποίο αντιστοιχεί στο παράδειγμα 6.4 του βιβλίου [1], είναι η προσομοίωση μέσω του TINA της V-I χαρακτηριστικής καμπύλης. Για το σκοπό αυτό, σχεδιάστηκε η διάταξη του σχήματος της εικόνας 106. Χρησιμοποιήθηκε το NMOS μοντέλο

NMOS2.MOD, με τα χαρακτηριστικά που απεικονίζονται στο διάγραμμα της εικόνας 106. Το αποτέλεσμα της DC sweep προσομοίωσης παρουσιάζεται στο διάγραμμα της εικόνας 107.



Εικόνα 106: Κύκλωμα προσομοίωσης I-V καμπύλης σε απλό NMOS καθρέπτη ρεύματος.



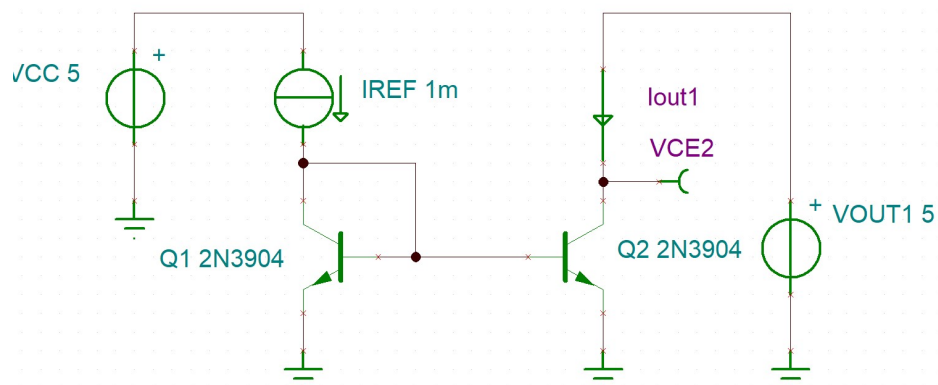
Εικόνα 107: Εξαγωγή V-I χαρακτηριστικής καμπύλης του κυκλώματος.

Παρατηρούμε ότι για τάση τον κόμβο του υποδοχέα (drain) του τρανζίστορ NMOS M_2 μέχρι 700mV (τάση κατωφλίου V_{th} του τρανζίστορ NMOS M_2), το τρανζίστορ βρίσκεται στην τριόδο, καθώς το ρεύμα αυξάνεται, ενώ για μεγαλύτερη τάση υποδοχέα, το M_2 βρίσκεται στη ζώνη της περιοχής κορεσμού. Το ρεύμα που δίνει στην περιοχή του κορεσμού είναι περίπου 1mA, δηλαδή, όσο το I_{ref} του αριστερού κλάδου του καθρέπτη ρεύματος. Αυτό υποδεικνύει ότι για τη σωστή

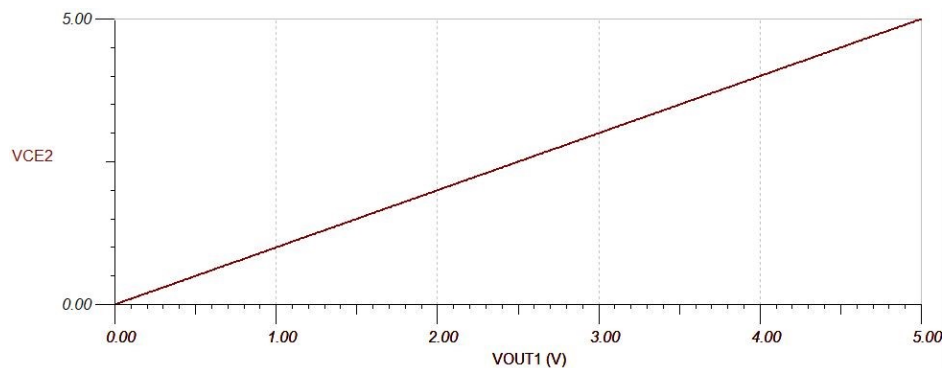
λειτουργία του καθρέπτη ρεύματος, θα πρέπει και τα 2 τρανζίστορ να βρίσκονται στην περιοχή κορεσμού. Τέλος, η μικρή κλίση της καμπύλης στην περιοχή κορεσμού συνδέεται με το φαινόμενο Early: το αντίστροφο της κλίσης αυτής αντιπροσωπεύει την αντίσταση Early του τρανζίστορ NMOS M_2 .

10.6 Εξαγωγή $V_{out}-I_C$ και $V_{out}-V_{CE}$ χαρακτηριστικ καμπυλών σε κυκλώματα απλού και κασκοδικού NPN καθρέπτων ρεύματος

Στο παράδειγμα αυτό, παρουσιάζεται η διαδικασία της προσομοίωσης των χαρακτηριστικών καμπυλών $V_{out}-I_C$ και $V_{out}-V_{CE}$ στις διατάξεις τόσο του απλού όσο και του κασκοδικού NPN καθρέπτη ρεύματος, καθώς και η σύγκρισή τους. Το παράδειγμα αντιστοιχεί στο αντίστοιχο 6.5 του βιβλίου [1]. Τόσο για τον απλό, όσο και για τον κασκοδικό NPN καθρέπτη ρεύματος, χρησιμοποιείται το μοντέλο 2N3904 για το NPN BJT τρανζίστορ που βρίσκεται στη βιβλιοθήκη του TINA. Το κύκλωμα προσομοίωσης για τον απλό καθρέπτη ρεύματος παρουσιάζεται στο σχηματικό της εικόνας 108. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης παρουσιάζεται στις εικόνες 109 και 110, για τις χαρακτηριστικές $V_{out}-V_{CE}$ και $V_{out}-I_C$ αντίστοιχα.

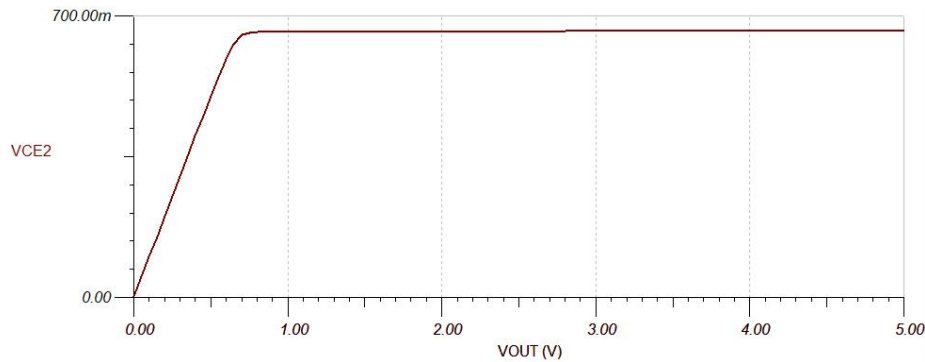


Εικόνα 108: Κύκλωμα προσομοίωσης χαρακτηριστικών DC καμπυλών σε απλό NPN καθρέπτη ρεύματος.

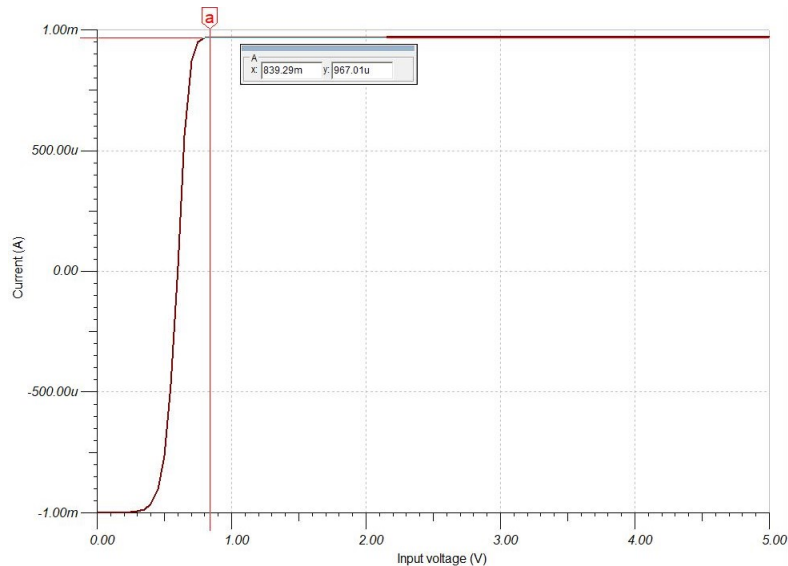


Εικόνα 109: Χαρακτηριστική $V_{out}-V_{CE}$ καμπύλη του κυκλώματος απλού NPN καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 108.

Εικόνα 111: Κύκλωμα προσομοίωσης χαρακτηριστικών DC καμπυλών σε κασκοδικό NPN καθρέπτη ρεύματος.



Εικόνα 112: Χαρακτηριστική V_{out} - V_{CE2} καμπύλη του κυκλώματος κασκοδικού NPN καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 111.



Εικόνα 113: Χαρακτηριστική V_{out} - I_{C4} καμπύλη του κυκλώματος κασκοδικού NPN καθρέπτη ρεύματος της εικόνας 111.

Από τα διαγράμματα των εικόνων 112 και 113 παρατηρείται ότι το τρανζίστορ Q_4 εισέρχεται στην περιοχή της ορθής ενεργούς λειτουργίας όταν η τάση στον συλλέκτη του υπερβεί τα 840mV περίπου, ενώ, σε αντίθεση με την περίπτωση του απλού καθρέπτη ρεύματος, η τάση V_{CE2} ακολουθεί την τάση του συλλέκτη του Q_4 μέχρι την προαναφερθείσα τιμή τάσης της V_{out} . Όταν το Q_4 εισέλθει στην ορθή ενεργό περιοχή, η V_{CE2} παραμένει σταθερή στην τιμή των 630mV περίπου (εικόνα 112).

11 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10^ο : Συμπεριφορά ενισχυτών στις χαμηλές συχνότητες

Στην μέχρι τώρα προσέγγισή μας, η ανάλυση των ενισχυτικών βαθμίδων περιοριζόταν περισσότερο στο διαχωρισμό της DC και AC συμπεριφορά τους. Αρκετές παραδοχές γινότουσαν, παραδείγματος χάρι ότι οι πυκνωτές coupling και decoupling (σύζευξης και απόζευξης) είχαν ιδανικά άπειρη χωρητικότητα, με αποτέλεσμα να συμπεριφέρονται σαν απόλυτα βραχυκυκλώματα ακόμα και στις πλέον χαμηλές συχνότητες. Παράλληλα, αγνοούνταν πλήρως οι παρασιτικές χωρητικότητες σε αρκετά μοντέλα προσομοίωσης, κυρίως MOSFET, με αποτέλεσμα οι αντίστοιχες προσομοιώσεις να υποδεικνύουν αμετάβλητη συμπεριφορά σε όλο το συχνοτητικό φάσμα. Ωστόσο, η απόκριση των ενισχυτών στο πεδίο της συχνότητας είναι στην πραγματικότητα πιο περίπλοκη, και πρέπει να λαμβάνονται σοβαρά υπόψη χωρητικά φαινόμενα, τα οποία είναι καθοριστικής σημασίας για τον καθορισμό παραμέτρων απόδοσης που σχετίζονται με το εύρος ζώνης.

Στο παρόν κεφάλαιο, παρουσιάζονται ορισμένα παραδείγματα προσομοιώσεων που μελετούν τη συχνοτική συμπεριφορά των ενισχυτών στο χαμηλό εύρος του φάσματος. Για τις προσομοιώσεις αυτές χρησιμοποιείται εκτός από το TINA και το πρόγραμμα MATLAB [11], ιδίως για θεωρητικές-μαθηματικές απεικονίσεις της απόκρισης συχνότητας.

11.1 Απεικόνιση συνάρτησης μεταφοράς (μέτρο και φάση) με χρήση MATLAB

Στο παράδειγμα αυτό, χρησιμοποιείται το MATLAB για την μελέτη της ακόλουθης συνάρτησης μεταφοράς

$$A(s) = \frac{10^3 s(s + 0.1)}{(s + 10)(s + 100)}$$

Ο σκοπός είναι η γραφική απεικόνιση του μέτρου και της φάσης (διαγράμματα Bode ως προς τη συχνότητα), καθώς και η σύγκρισή τους με την ασυμπτωτική συμπεριφορά.

Η συνάρτηση μεταφοράς έχει 2 μηδενικά, για $\omega=0$ rad/sec και $\omega=0.1$ rad/sec, αλλά και 2 πόλους, για $\omega=10$ rad/sec και $\omega=100$ rad/sec.

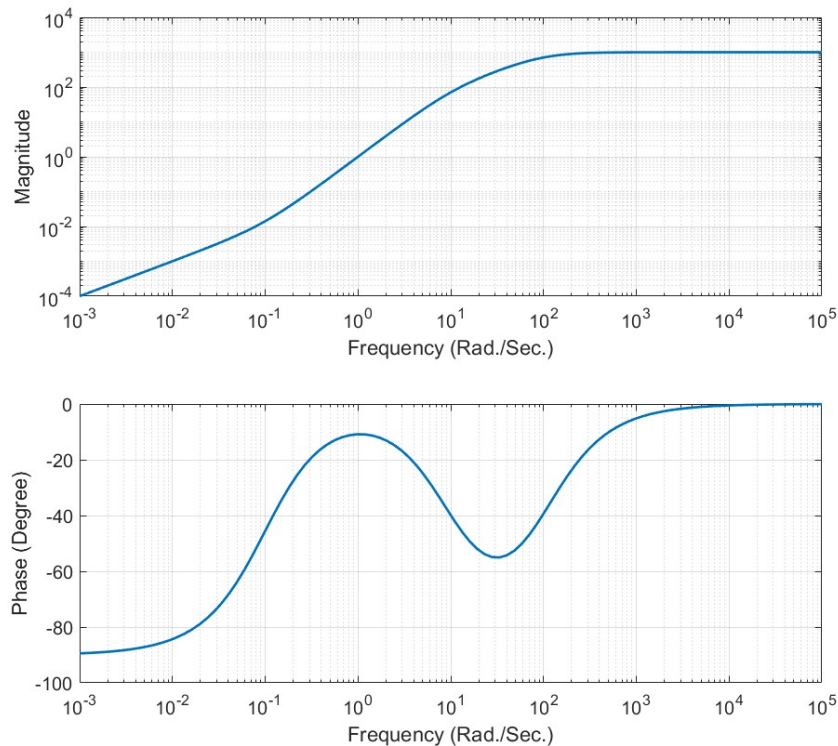
Ο κώδικας MATLAB που χρησιμοποιήθηκε για την απεικόνιση παρατίθεται παρακάτω:

```
k=1e+03;
z=[0 -0.1];
p=[-10 100];
[num, den]=zp2tf(z',p',k);
w=logspace(-3,5,100);
[mag,ph]=bode(num,den,w);
subplot(2,1,1)
loglog(w,mag,'LineWidth',2)
XL1=xlabel('Frequency (Rad./Sec.)');
XL1.FontSize=16;
YL1=ylabel('Magnitude');
YL1.FontSize=16;
```

```

grid on
subplot(2,1,2)
semilogx(w,ph,'LineWidth',2)
XL2=xlabel('Frequency (Rad./Sec.)');
XL2.FontSize=16;
YL2=ylabel('Phase (Degree)');
YL2.FontSize=16;
grid on
    
```

Πίνακας 1: Κώδικας για την απεικόνιση της συνάρτησης μεταφοράς του παραδείγματος 11.1



Εικόνα 114: Απόκριση μέτρου και φάσης (διαγράμμα Bode) της συνάρτησης μεταφοράς του παραδείγματος 11.1

Παρατηρώντας το διάγραμμα (εικόνα 114) κέρδους (Magnitude) παρατηρούμε ότι ξεκινάει με κλίση +20dB/dec λόγω του μηδενικού (zero) στο 0, ενώ η κλίση αυξάνεται στα +40dB/dec στο $\omega=0.1(\text{rad/sec})$ όπου παρουσιάζεται το 2^ο μηδενικό, ενώ μειώνεται πάλι στα +20dB/dec όταν συναντήσει τον 1^ο πόλο στο $\omega=10(\text{rad/sec})$ και στο 0dB/sec όταν συναντήσει τον 2^ο πόλο στο $\omega=100(\text{rad/sec})$.

Το διάγραμμα φάσης είναι αρχικά σταθερό, εν συνεχεία όταν εισέλθει στην περιοχή ενδιαφέροντος (Region of Interest)-ROI του 1^{ου} μηδενικού (μια δεκάδα πριν από αυτό), στο $\omega=0.01(\text{rad/sec})$ αποκτά κλίση +45deg/dec, η οποία διατηρείται μέχρι το διάγραμμα να εισέλθει στο ROI του 1^{ου} πόλου, δηλαδή μια δεκάδα πριν από αυτόν, στο $\omega=0(\text{rad/sec})$. Ταυτοχρόνως, το διάγραμμα εξέρχεται από το ROI του 2^{ου} μηδενικού στο $\omega=0(\text{rad/sec})$, συνεπώς, επικρατεί η επιρροή μόνο του 1^{ου} πόλου και έχουμε αρνητική κλίση -45deg/dec. Αυτή αυξάνεται στα -90dB/dec

όταν το διάγραμμα εισέλθει στο ROI του 2^{ου} πόλου, μια δεκάδα πριν από αυτόν, δηλαδή για $\omega=10(\text{rad/sec})$. Η ταυτόχρονη συνεισφορά και των 2 πόλων διατηρείται μέχρι και μια δεκάδα μετά τον 1^ο πόλο, στο $\omega=100\text{rad/sec}$, ενώ μετά συνεισφέρει για ακόμα μια δεκάδα, μέχρι το $\omega=1000(\text{rad/sec})$ μόνο ο 2^{ος} πόλος (στο $\omega=100 \text{ rad/sec}$), αποδίδοντας κλίση -45deg/dec στο διάγραμμα φάσης. Μετά το $\omega=1000(\text{rad/sec})$ το διάγραμμα δεν βρίσκεται σε καμμία ROI επιρροής και παραμένει σταθερό (μηδενική κλίση).

11.2 Χρήση του MATLAB για προσομοίωση συχνοτικής συμπεριφοράς ενισχυτή

Το παράδειγμα αυτό αντιστοιχεί στο 7.13 του βιβλίου [1], όπου ζητείται η συχνοτική ανάλυση ενός ενισχυτή, του οποίου το κέρδος στην «ωφέλιμη ζώνη» συχνοτήτων (εντός του bandwidth) είναι $A_0=100$. Παράλληλα, έχει μηδενικά στο $z_1=0 \text{ rad/sec}$ και $z_2=10 \text{ rad/sec}$ και πόλους στο $p_1=100 \text{ rad/sec}$ και $p_2=1000 \text{ rad/sec}$.

Αρχικά χρησιμοποιούμε το MATLAB για να απεικονίσουμε τα διαγράμματα Bode μέτρου και φάσης, αν ο 1^{ος} πόλος μετατοπίζεται στα $p_1=100, 300, 500, 700$ και 1000 rad/sec (ο 2^{ος} πόλος και τα μηδενικά παραμένουν στις αρχικές τους θέσεις, όπως ορίστηκαν προηγουμένως).

Συνοψίζοντας τα παραπάνω δεδομένα, η συνάρτηση μεταφοράς γράφεται ως εξής:

$$A(s) = \frac{10^2 s(s + 10)}{(s + p_1)(s + 1000)}$$

Ο κώδικας MATLAB που χρησιμοποιείται για την απεικόνιση των Bode για τις διάφορες τιμές του 1^{ου} πόλου p_1 είναι ο ακόλουθος:

```
k=100;
z=[0 -10]';
p1=[-100 -300 -500 -700 -1000]';
p2=-1000;
w=logspace(-3, 5, 1000);
%% plot for each pole p1
for i=1:5
p=[p1(i)
p2];
[num,den]=zp2tf(z,p,k);
[mag,ph]=bode(num,den,w);
mag_db=20*log10(mag);
subplot(2,1,1)
semilogx(w,mag_db,'LineWidth',2)
hold on
subplot(2,1,2)
semilogx(w,ph,'LineWidth',2)
hold on
end
subplot(2,1,1)
```

```

XL1=xlabel('Frequency (Rad./Sec.)');
XL1.FontSize=16;
YL1=ylabel('Magnitude (dB)');
YL1.FontSize=16;
grid on
L1=legend({'p_1=100rad/sec','p_1=300rad/sec','p_1=500rad/sec','p_1=700rad/sec','p_1=1000rad/sec'});
L1.FontSize=15;
ax1=gca;
ax1.XAxis.FontSize=15;
ax1.YAxis.FontSize=15;
subplot(2,1,2)
XL2=xlabel('Frequency (Rad./Sec.)');
XL2.FontSize=16;
YL2=ylabel('Phase (Degree)');
YL2.FontSize=16;
grid on
L2=legend({'p_1=100rad/sec','p_1=300rad/sec','p_1=500rad/sec','p_1=700rad/sec','p_1=1000rad/sec'});
L2.FontSize=15;
ax2=gca;
ax2.XAxis.FontSize=15;
ax2.YAxis.FontSize=15;
    
```

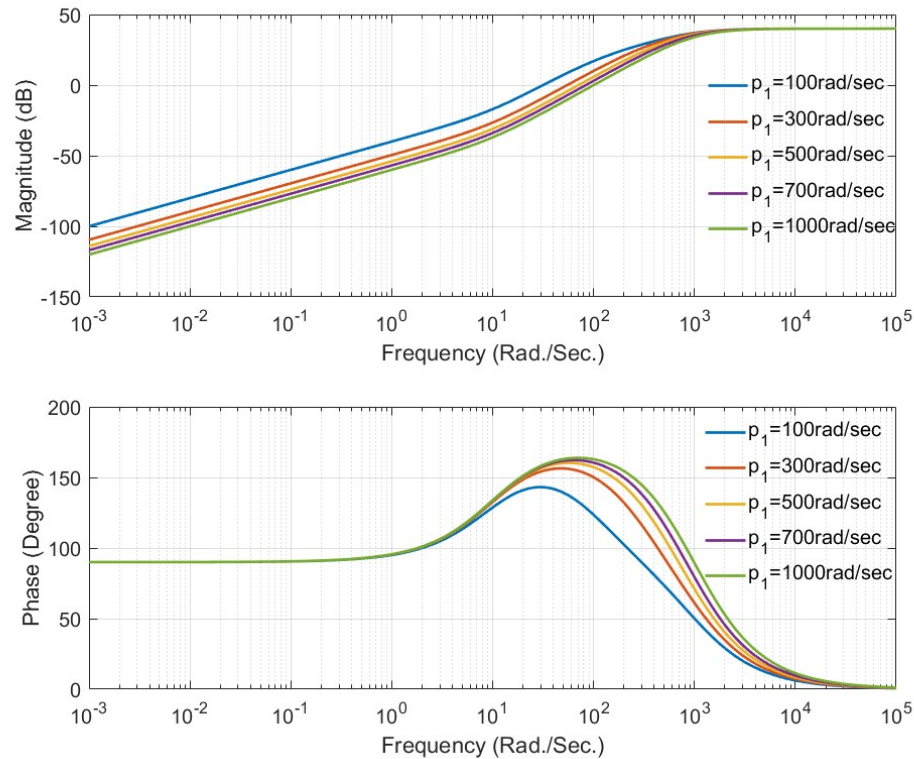
Πίνακας 2: Κώδικας για την απεικόνιση της συνάρτησης μεταφοράς του παραδείγματος 11.2

Τα διαγράμματα Bode μέτρου και φάσης που προκύπτουν από την ανάλυση αυτή παρουσιάζονται στην εικόνα 115, παρακάτω.

Στον πίνακα 3, παρατίθενται οι ελάχιστες συχνότητες λειτουργίας του ενισχυτή (cutoff frequencies), σύμφωνα με το διάγραμμα Bode, οι συχνότητες δηλαδή στις οποίες πρωτοπαρουσιάζεται το κέρδος A_o , για κάθε θέση 1^{ου} πόλου p_1 . Παρατηρούμε πως αύξηση της συχνότητας του p_1 , οδηγεί και σε (μη γραμμική) αύξηση της ελάχιστης συχνότητας ορθής λειτουργίας του ενισχυτή.

Θέση 1 ^{ου} πόλου (p_1) (rad/sec)	Cutoff Frequency (rad/sec)
100	1011
300	1082
500	1197
700	1329
1000	1555

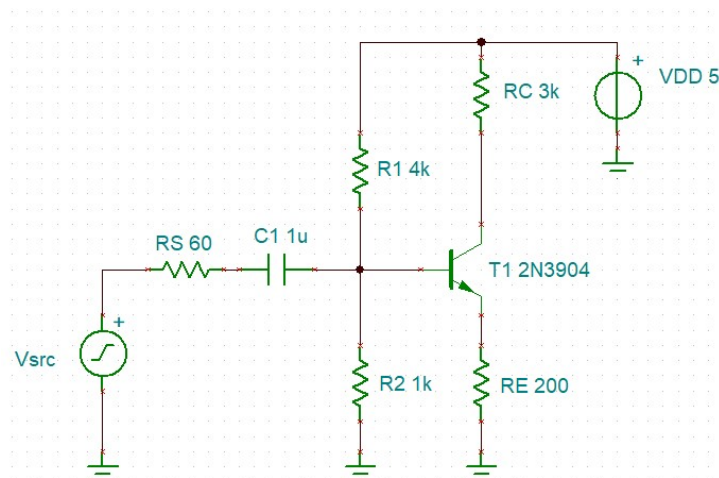
Πίνακας 3: Πίνακας ελαχίστων συχνοτήτων λειτουργίας του ενισχυτή του παραδείγματος 11.2, για τις διάφορες θέσεις του 1^{ου} πόλου p_1 .



Εικόνα 115: Διαγράμματα Bode μέτρου και φάσης του συστήματος του παραδείγματος 11.2, για τις διάφορες τιμές του 1^{ου} πόλου.

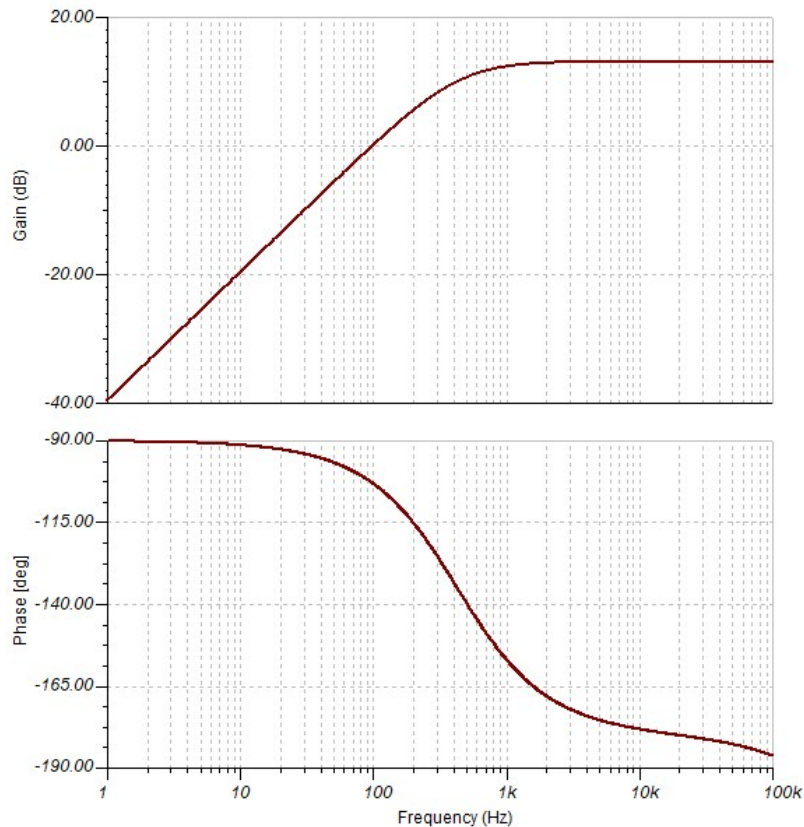
11.3 Ανάλυση χαμηλών συχνοτήτων σε ενισχυτή κοινού εκπομπού (Common Emitter)

Στο παράδειγμα αυτό, θεωρούμε έναν ενισχυτή κοινού εκπομπού (σχήμα εικόνας 116) με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά: $V_{CC}=5V$, $R_1=4k\Omega$, $R_2=1k\Omega$, $R_S=60\Omega$, $R_E=200\Omega$, $R_C=3k\Omega$ και $C_1=1\mu F$. Για το τρανζίστορ BJT χρησιμοποιείται το μοντέλο TINA για τον 2N3904.



Εικόνα 116: Ο ενισχυτής κοινού εκπομπού του παραδείγματος 11.3

Με προσομοίωση AC transfer characteristic στο TINA, για τη ζώνη συχνοτήτων 1Hz-100kHz, λαμβάνουμε τα ακόλουθα διαγράμματα Bode (απόκρισης συχνότητας-εικόνα 117):

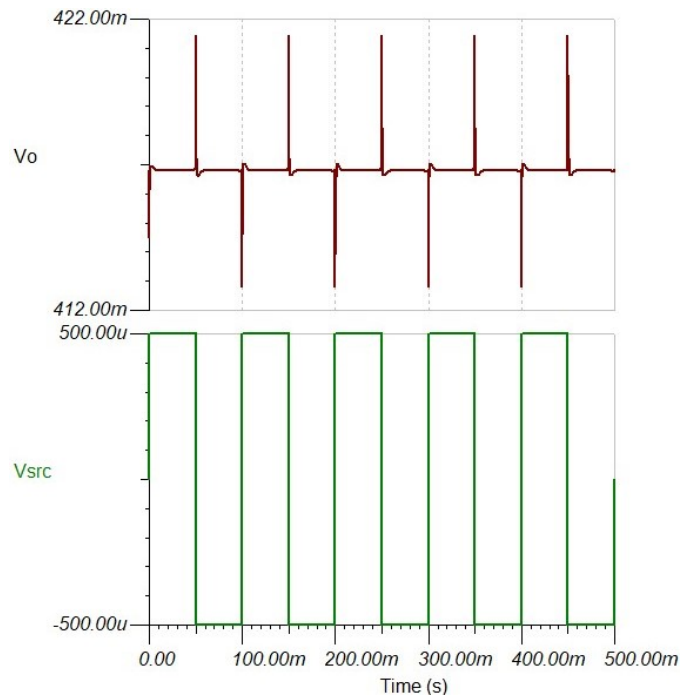


Εικόνα 117: Απόκριση φάσης κυκλώματος κοινού εκπομπού του παραδείγματος 11.3

Το κέρδος στη ζώνη λειτουργίας (midband gain) εντοπίζεται στα 13dB ή αλλιώς 4.47V/V. Αυτό εντοπίζεται για συχνότητες μεγαλύτερες του 0.5kHz, όπου παρουσιάζεται η low cutoff συχνότητα, εξαιτίας του 1^{ης} τάξης high pass φίλτρου που δημιουργεί ο πυκνωτής C_1 με τις αντιστάσεις R_1/R_2 .

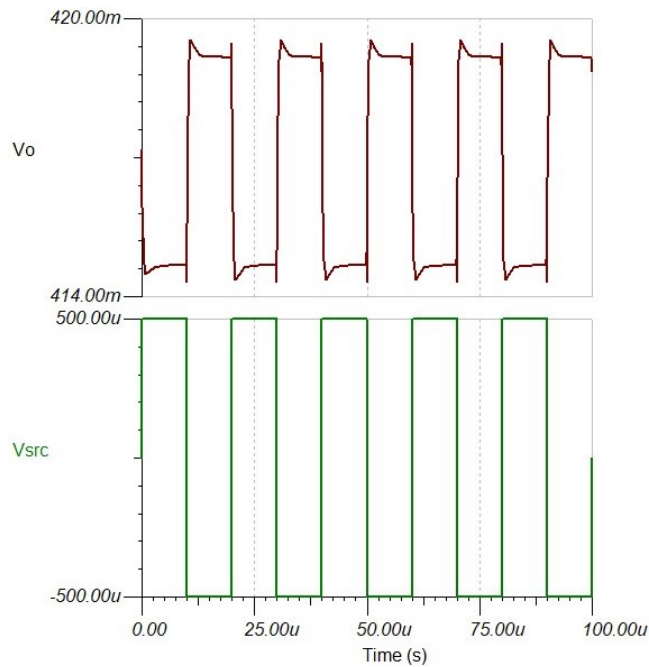
Μελετάμε στη συνέχεια τη χρονική απόκριση του ενισχυτή, για είσοδο τετραγωνικό παλμό συχνότητας 10Hz πλάτους 1mV (p-p), χωρίς DC offset. Η απόκριση παρουσιάζεται για χρόνο 3 περιόδων στο διάγραμμα της εικόνας 118 (transient προσομοίωση στο TINA).

Η έξοδος υποδεικνύει πράγματι ότι ο ενισχυτής δεν «περνά» τόσο χαμηλές συχνότητες, ωστόσο παρουσιάζονται spikes στις περιοχές μεταβολής του παλμού, όπου εντοπίζεται απότομη αλλαγή, και επομένως υψηλότερο συχνοτικό περιεχόμενο. Μάλιστα, τα spikes αυτά έχουν πτώση μεγαλύτερη σε χρονική διάρκεια από την άνοδό τους, κάτι το οποίο αποδίδεται στο μεταβατικό φαινόμενο του φίλτρου 1^{ης} τάξης (εκφόρτιση πυκνωτή C_1).



Εικόνα 118: Χρονική απόκριση του κυκλώματος κοινού ενισχυτή του παραδείγματος 11.3, για είσοδο τετραγωνικό παλμό 10Hz.

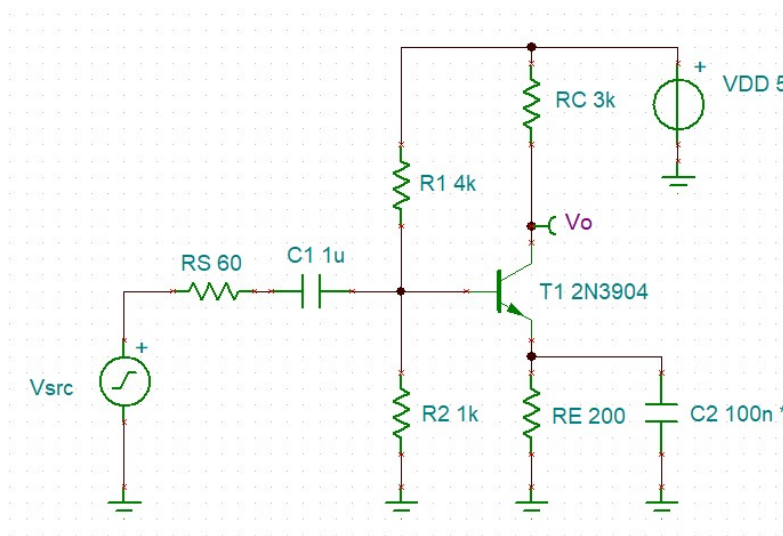
Παράλληλα, πραγματοποιείται χρονική προσομοίωση για είσοδο τετραγωνικού παλμού συχνότητας 50kHz πλάτους 1mV (p-p), χωρίς DC offset. Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στο διάγραμμα της εικόνας 119.



Εικόνα 119: Χρονική απόκριση του κυκλώματος κοινού ενισχυτή του παραδείγματος 11.3, για είσοδο τετραγωνικό παλμό 50kHz.

Στην περίπτωση αυτή, παρατηρούμε ότι το σήμα περνάει στην έξοδο, καθώς η θεμελιώδης συχνότητά του βρίσκεται μέσα στο εύρος ζώνης λειτουργίας του ενισχυτή, ωστόσο, υπάρχουν και πάλι spikes στην περιοχή των μεταβολών του σήματος εισόδου, που οφείλεται στην αδράνεια που εισάγει ο πυκνωτής C_1 .

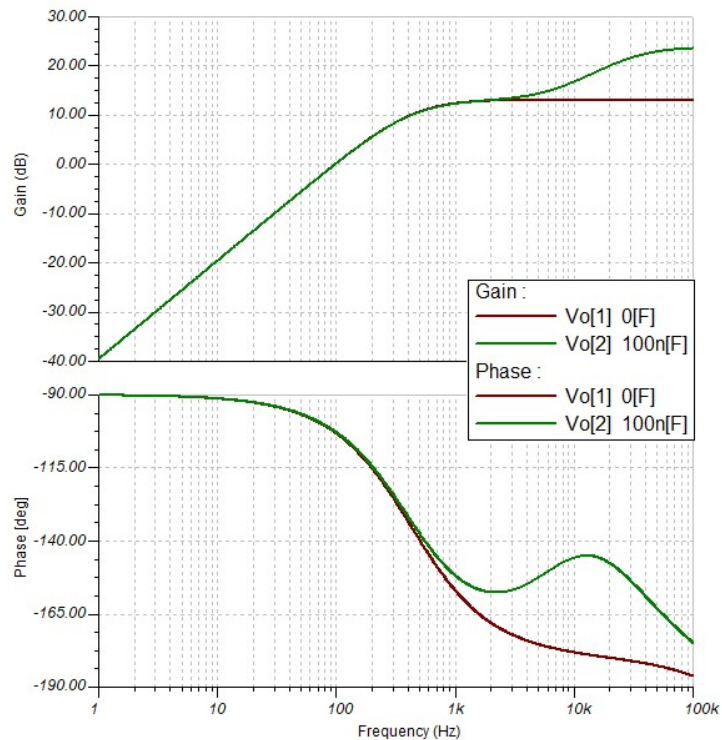
Στην συνέχεια (παράδειγμα 7.15 του βιβλίου [1]), προστίθεται ένας bypass πυκνωτής $C_2=0.1\mu\text{F}$ παράλληλα με την αντίσταση εκπομπού R_E . Το σχηματικό παρατίθεται στην εικόνα 120:



Εικόνα 120: Ενισχυτής κοινού εκπομπού με προσθήκη bypass πυκνωτή στον εκπομπό.

Θεωρούμε παραμετρικό τον πυκνωτή C_2 και με την εντολή του TINA select control object, ορίζουμε σαν τιμές του την ακόλουθη λίστα [0 100]nF. Έπειτα πραγματοποιούμε προσομοίωση AC transfer characteristic από 1Hz-100kHz, ούτως ώστε να συγκρίνουμε τις αποκρίσεις συχνότητας με ή χωρίς την παρουσία του εν λόγω πυκνωτή. Τα διαγράμματα Bode και για τις 2 περιπτώσεις παρουσιάζονται στην εικόνα 121. Παρατηρούμε την επίδραση του 2^{ου} πυκνωτή και την αύξηση της low cutoff συχνότητας του ενισχυτή, κάτι το οποίο σημαίνει ότι το εύρος συχνοτήτων ορθής λειτουργίας του ενισχυτή μετατοπίζεται ψηλότερα (το κάτω άκρο).

Το νέο κέρδος στην ωφέλιμη ζώνη (midband gain) εντοπίζεται στα 27.5dB (23.7V/V), ενώ νέα cutoff frequency έχει ανέβει στα 34.3kHz (έναντι 500Hz χωρίς τον C_2).



Εικόνα 121: Απόκριση φάσης κυκλώματος κοινού εκπομπού με και χωρίς bypass πυκνωτή στον εκπομπό.

11.4 Ανάλυση χαμηλών συχνοτήτων σε ενισχυτή κοινής πύλης (Common Gate)

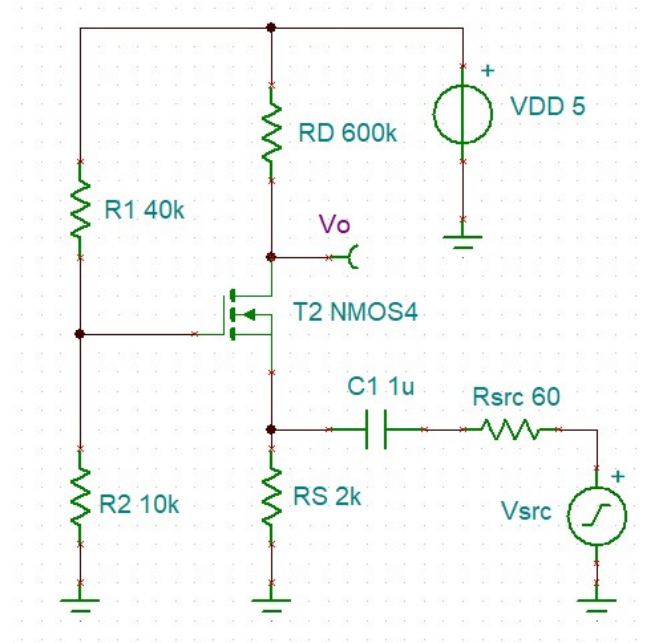
Στο παράδειγμα αυτό, που βασίζεται στο παράδειγμα 7.16 του βιβλίου [1], θεωρούμε έναν ενισχυτή Common Gate, με transistor NMOS των ακόλουθων χαρακτηριστικών: $V_{th}=0.8V$, $k'=20\mu A/V^2$, $W=10\mu m$, $L=1\mu m$, ενώ για τα στοιχεία του κυκλώματος ισχύει $R_1=40k\Omega$, $R_2=10k\Omega$, $R_{SRC}=60\Omega$, $R_S=2k\Omega$, $R_D=600k\Omega$, $C_1=\mu F$, $V_{DD}=5V$. Το μοντέλο NMOS κατασκευάστηκε με τον τρόπο που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 7.1 Το σχηματικό παρουσιάζεται στην εικόνα 122.

Αρχικά πραγματοποιείται μια AC transfer characteristic προσομοίωση στη ζώνη συχνοτήτων 1Hz-100kHz. Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην εικόνα 123. Η AC προσομοίωση αυτή υποδεικνύει ένα midband gain της τάξης των 27dB (22.4 V/V) και cutoff low frequency (λόγω του πυκνωτή C_1) στα 83Hz.

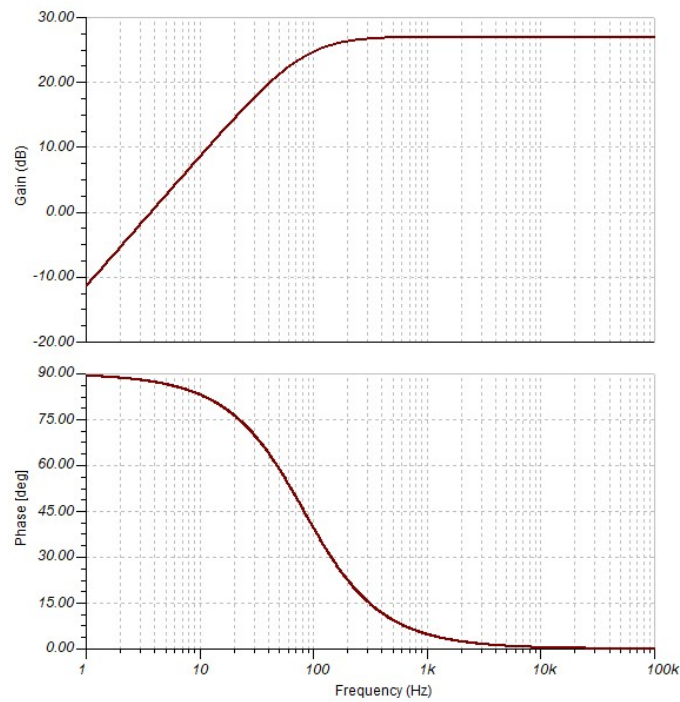
Εν συνεχεία, πραγματοποιείται χρονική (transient) προσομοίωση για επαλληλία ημιτόνων στο σήμα εισόδου:

$$v_{src} = 20 \cdot 10^{-3} \sin(2\pi \cdot 10t) + 20 \cdot 10^{-3} \sin(2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 t)$$

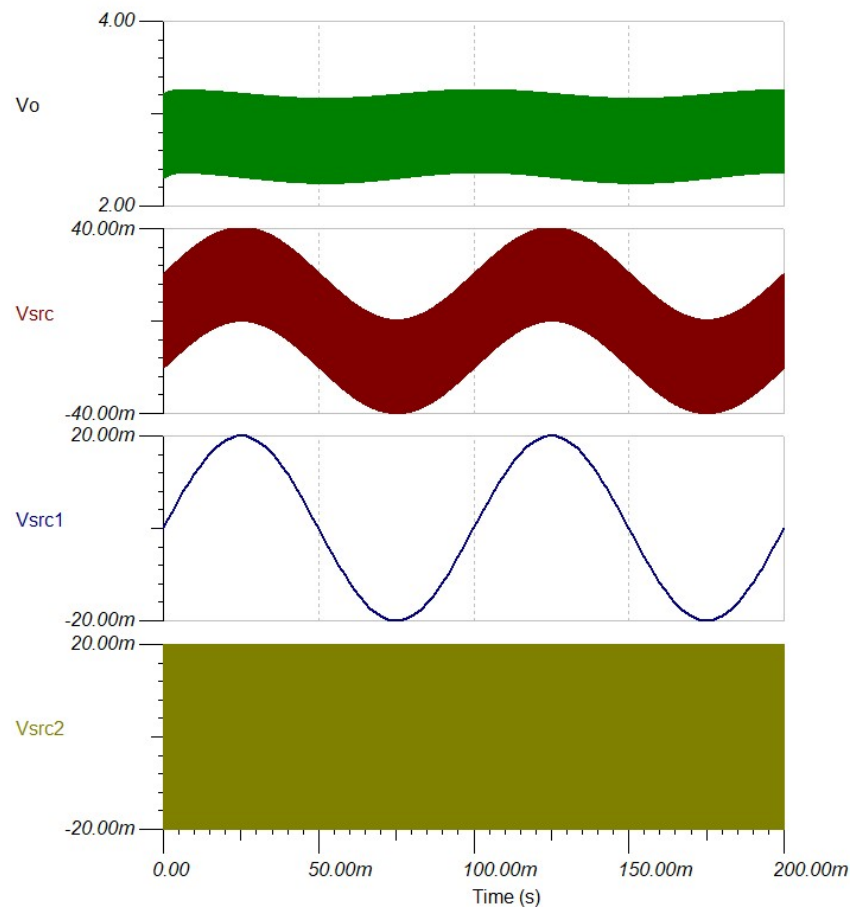
Οι συνιστώσες της εισόδου, η συνολική είσοδος, καθώς και το συνολικό σήμα εξόδου παρουσιάζονται στα διαγράμματα της εικόνας 124.



Εικόνα 122: Ενισχυτής κοινής πύλης του παραδείγματος 11.4.



Εικόνα 123: AC προσομοίωση ενισχυτή κοινής πύλης του παραδείγματος 11.4.



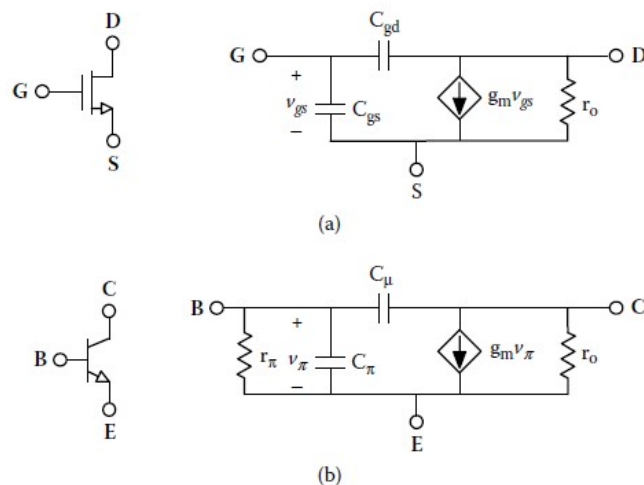
Εικόνα 124: Χρονική απόκριση του κυκλώματος ενισχυτή κοινής πύλης του παραδείγματος 11.4, για επαλληλία ημιτονικών εισόδων.

Τα αποτελέσματα του διαγράμματος της εικόνας 124 επικυρώνουν ότι οι μεσαίες συχνότητες περνούν στην έξοδο με πολύ μεγαλύτερο κέρδος από τις πολύ χαμηλές συχνότητες. Πράγματι, και από το διάγραμμα Bode κέρδους της εικόνας 123, η συνολική ενίσχυση στα 10Hz είναι 7.6dB, ενώ στα 50kHz είναι 27dB.

12 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 11° : Συμπεριφορά ενισχυτών στις υψηλές συχνότητες

Στο κεφάλαιο αυτό μελετώνται μη ιδανικότητες της συμπεριφοράς των ενισχυτών σε υψηλότερες συχνότητες. Ο όρος «υψηλότερες» συχνότητες βεβαίως είναι αόριστος και ενδεικτικός και ουσιαστικά αναφέρεται σε συχνότητες υψηλότερες από το εύρος ζώνης ορθής λειτουργίας του εκάστοτε ενισχυτή.

Ξεκινώντας τη μελέτη από το ίδιο το μοντέλο μικρού σήματος ενός BJT ή MOSFET τρανζίστορ, παρατηρείται ότι στην πλήρη μορφή του περιέχει κάποιες παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ των ακροδεκτών του. Οι κυριότερες από αυτές είναι οι C_{μ} , C_{π} στο διπολικό τρανζίστορ και οι C_{gs} , C_{gd} , C_{db} στο MOSFET τρανζίστορ. Στην εικόνα 125 (από το βιβλίο [1]) παρουσιάζονται τα απλουστευμένα μοντέλα με τις παρασιτικές χωρητικότητες.



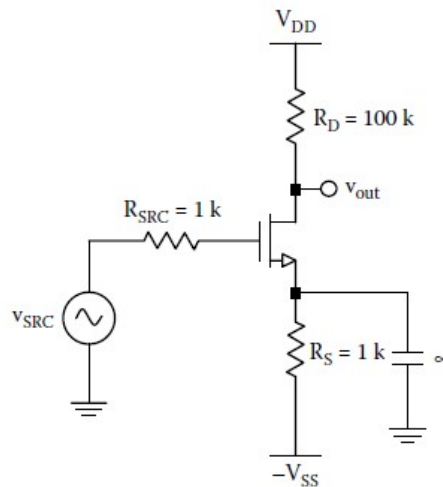
Εικόνα 125: Μοντέλα μικρού σήματος BJT και MOSFET τρανζίστορς συμπεριλαμβανομένων και των βασικότερων παρασιτικών χωρητικότητων.

Οι τιμές των παρασιτικών αυτών χωρητικότητων εξαρτώνται από αρκετούς παράγοντες, συμπεριλαμβανομένης και της πόλωσης των τρανζίστορ, ωστόσο, συνήθως είναι της τάξης των pF. Επομένως σε σχετικά χαμηλές και μεσαίες συχνότητες, η επίδρασή τους στις αναλύσεις που πραγματοποιούνταν μέχρι το 9^ο κεφάλαιο είναι αμελητέα. Ωστόσο από κάποια τιμή συχνοτήτων και έπειτα, οι πυκνωτές αυτή αποκτούν μια σημαντική αγωγιμότητα, αρκετά ικανή ώστε να επηρεάσει τη συμπεριφορά του εκάστοτε ενισχυτή που απαρτίζεται από τα εν λόγω τρανζίστορ. Παράλληλα, η χωρητικότητά τους αλλά και η θέση τους, δηλαδή οι αντιστάσεις που «βλέπουν» στα άκρα τους καθορίζουν στην πραγματικότητα το εύρος ζώνης λειτουργίας του ενισχυτή στο φάσμα συχνοτήτων [1], [5], [CARUSONE].

Στα πλαίσια αυτού του κεφαλαίου, πραγματοποιούνται AC προσομοιώσεις με μοντέλα που περιλαμβάνουν τις παρασιτικές αυτές χωρητικότητες στα τρανζίστορ, ούτως ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά των ενισχυτών σε υψηλότερες συχνότητες και να προβλεφθούν τα όρια λειτουργίας τους.

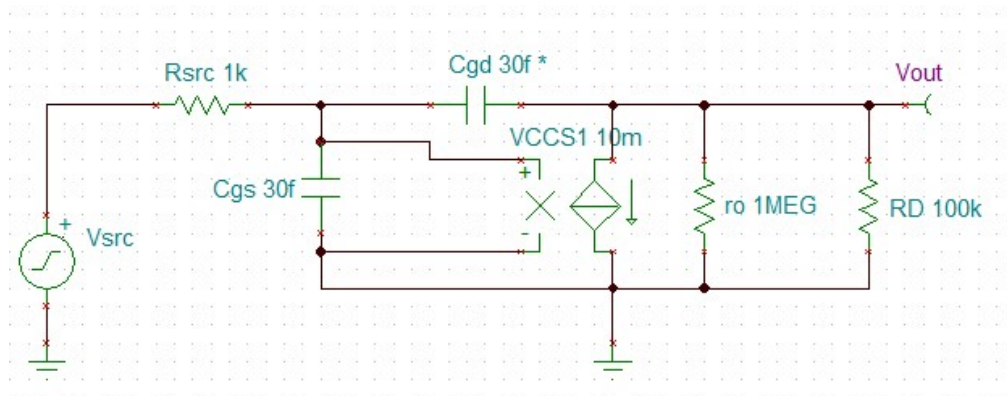
12.1 Μελέτη απόκρισης υψηλών συχνοτήτων σε NMOS ενισχυτή κοινής πηγής (Common Source)

Το παράδειγμα αυτό βασίζεται στο 8.9 του βιβλίου [1], όπου θεωρούμε έναν NMOS ενισχυτή Common Source, του οποίου όμως το NMOS τρανζίστορ έχει τα ακόλουθα μη ιδανικά χαρακτηριστικά: $C_{gd}=C_{gs}=0.03\text{pF}$, $g_m=10\text{mA/V}$, και αντίσταση Early $r_o=1\text{M}\Omega$. Επίσης θεωρούμε ότι υπάρχει ένας ιδανικός (άπειρης χωρητικότητας) bypass πυκνωτής παράλληλα με την αντίσταση στον ακροδέκτη της πηγής (R_S). Ζητείται η απόκριση συχνότητας για $C_{gs}=0.03\text{pF}$ και 0.3pF αντιστοίχως για τον ενισχυτή της εικόνας 126.

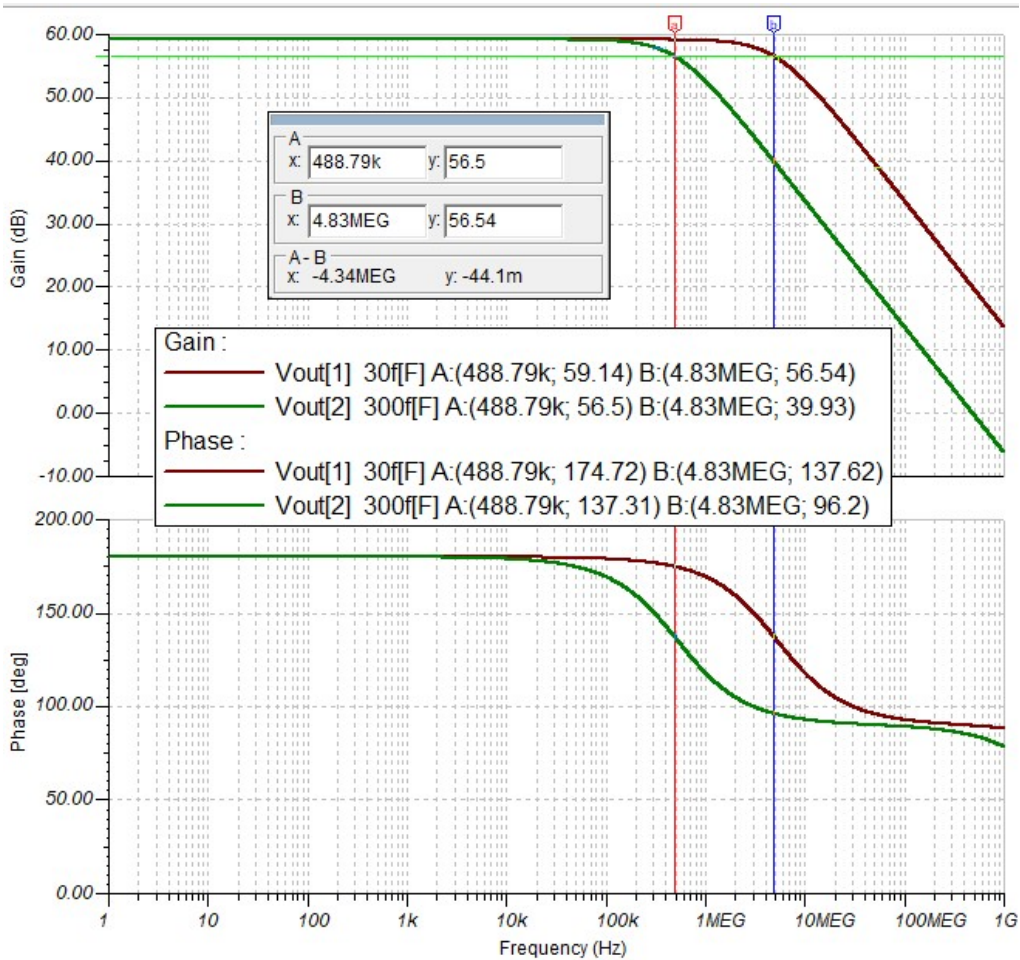


Εικόνα 126: Ενισχυτής κοινής πηγής του παραδείγματος 8.9 [1]

Για να πραγματοποιηθεί αυτή η προσομοίωση, απαιτείται η χρήση ενός πιο προσαρμοσμένου μοντέλου MOSFET. Ωστόσο δεδομένου ότι τα μεγέθη του μοντέλου μικρού σήματος εξαρτώνται σημαντικά από την πόλωση, ένας ευκολότερος τρόπος για αποκλειστική AC προσομοίωση είναι να παρακαμφθεί εντελώς το DC κομμάτι της ανάλυσης και να προσομοιωθεί κατευθείαν το AC ισοδύναμο. Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε στο TINA παρατίθεται στην εικόνα 127.



Εικόνα 127: Κύκλωμα προσομοίωσης στο TINA για τη μελέτη της AC συμπεριφοράς του κυκλώματος της εικόνας 126.

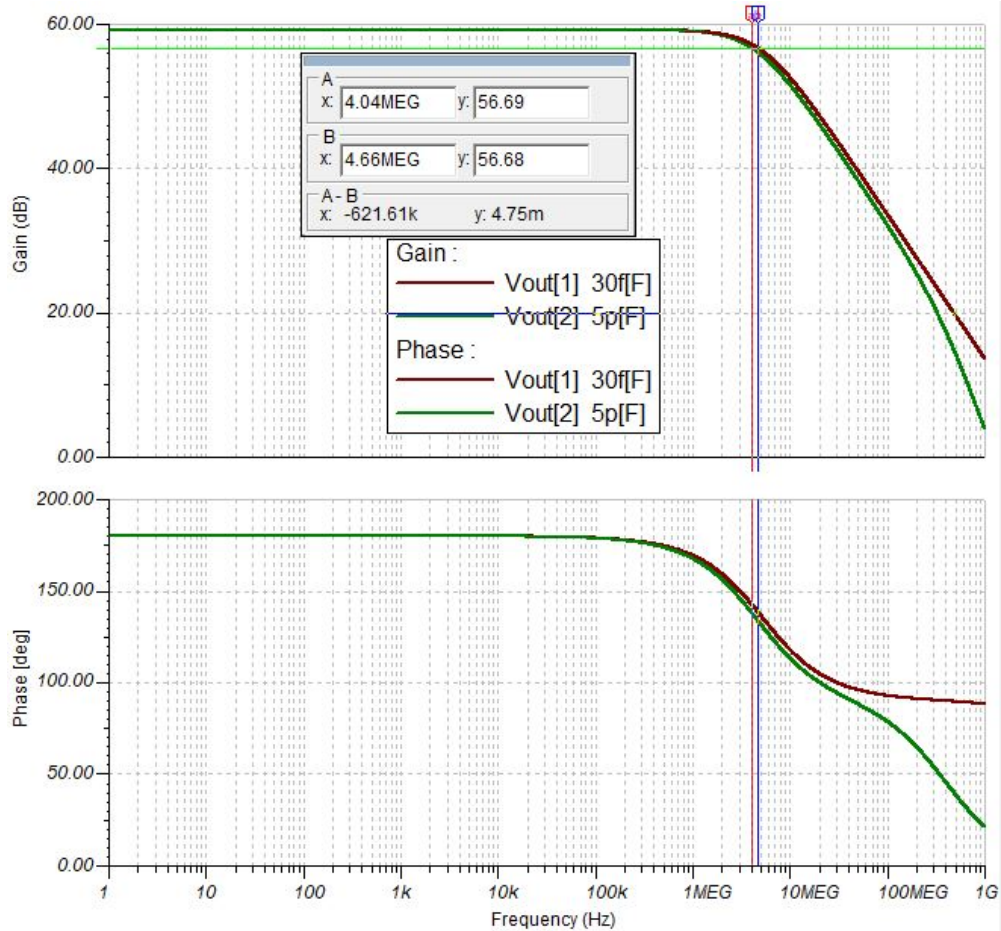


Εικόνα 128: AC προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 127.

Στην εικόνα 128, διακρίνονται τα διαγράμματα Bode κέρδους και φάσεις για τις περιπτώσεις που ο C_{gd} είναι 0.3 και 0.03pF. Σημειώνουμε πως η παραμετρική επιλογή της τιμής του πυκνωτή C_{gd} πραγματοποιήθηκε με το εργαλείο Select Control Object του TINA. Το εύρος ζώνης καθορίζεται από τη συχνότητα στην οποία το κέρδος θα βρίσκεται 3dB χαμηλότερα από το μέγιστο κέρδος, που εδώ είναι 59.5dB. Παρατηρούμε ότι η συχνότητα αυτή στην περίπτωση που $C_{gd}=0.3\text{pF}$ βρίσκεται στα 488kHz, ενώ για $C_{gd}=0.03\text{pF}$ βρίσκεται στα 4.83MHz. Είναι αναμενόμενο υποδεκαπλασιασμός της τιμής αυτού του παρασιτικού πυκνωτή να επιφέρει το σχεδόν δεκαπλασιασμό του εύρους ζώνης, καθώς πρόκειται για τον πυκνωτή που «βλέπει» στα άκρα του τη μεγαλύτερη αντίσταση. Ενδεικτικά ο C_{gs} «βλέπει» την $R_{src}=1\text{k}\Omega$, τη στιγμή που ο C_{gd} «βλέπει» το άθροισμα $R_{src}+r_o//R_D+g_m R_{src}(r_o//R_D)=1,09\text{M}\Omega$ [5], αντίσταση 1000 φορές μεγαλύτερη από αυτή που «βλέπει» ο C_{gs} .

Αλλάζοντας τώρα την τιμή του C_{gs} μεταξύ 0.03pF και 5pF, και πάλι με τη χρήση του εργαλείου Select Control Object και θεωρώντας $C_{gd}=0.03\text{pF}$ επαναλαμβάνουμε την προσομοίωση αυτή. Το αποτέλεσμα παρουσιάζεται στην εικόνα 129.

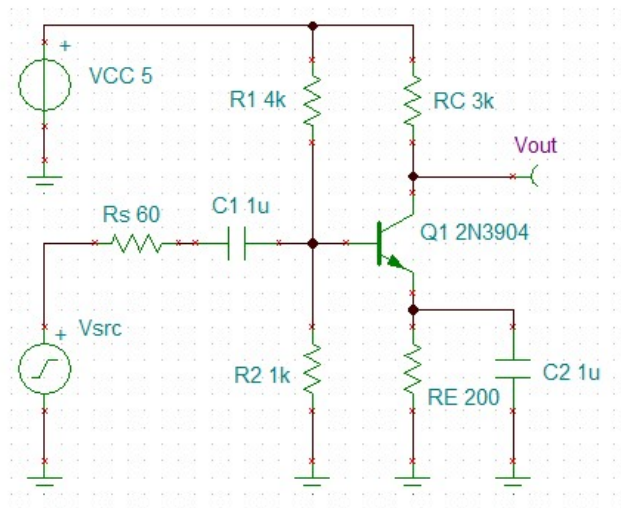
Όπως αναμενόταν, ο παρασιτικός πυκνωτής C_{gs} επηρεάζει σε πολύ μικρότερο βαθμό το εύρος ζώνης από τον C_{gd} καθώς «βλέπει» πολύ μικρότερη αντίσταση στα άκρα του. Συγκεκριμένα, αύξηση της τιμής του από 0.03 σε 5pF, έχει σαν επίπτωση τη μείωση του εύρους ζώνης του ενισχυτή μόλις κατά 600kHz.



Εικόνα 129: AC προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 127 (β).

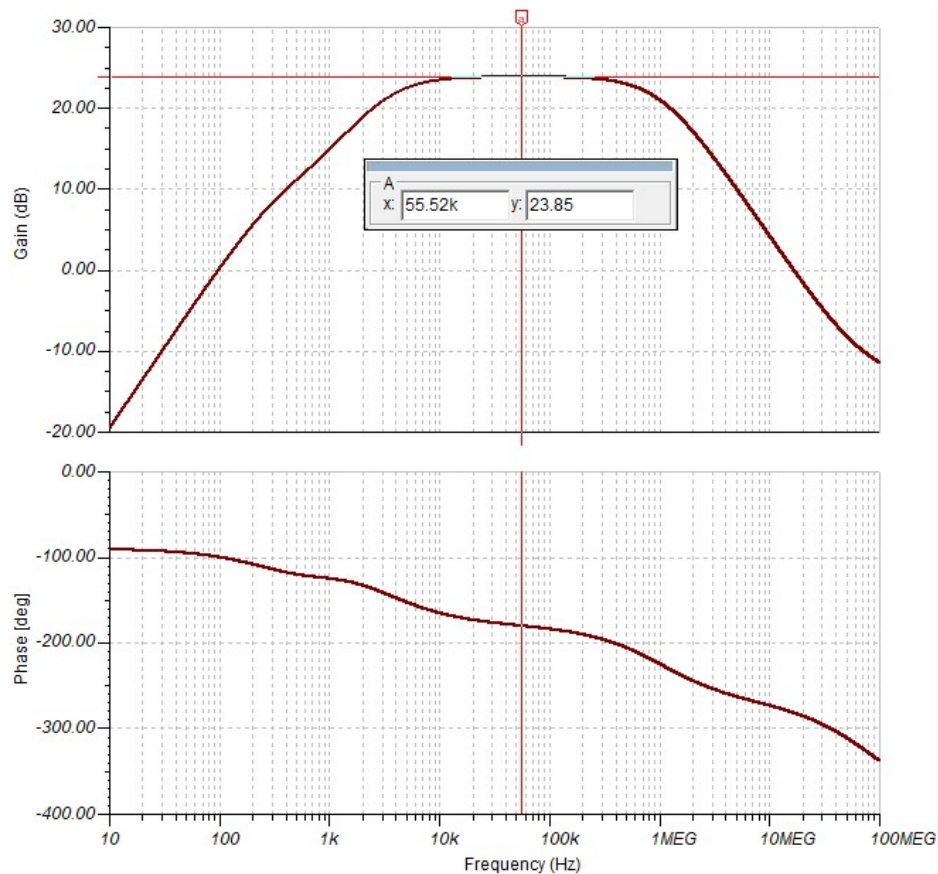
12.2 Μελέτη απόκρισης υψηλών συχνοτήτων σε NPN ενισχυτή κοινού Εκπομπού (Common Emitter)

Στο παράδειγμα αυτό μελετάται η απόκριση συχνοτήτων ενός ενισχυτή κοινού εκπομπού, που απεικονίζεται στην εικόνα 130, αντιστοιχώντας στο 8.10 του βιβλίου [1].



Εικόνα 130: Ενισχυτής κοινού εκπομπού του παραδείγματος 8.10 [1].

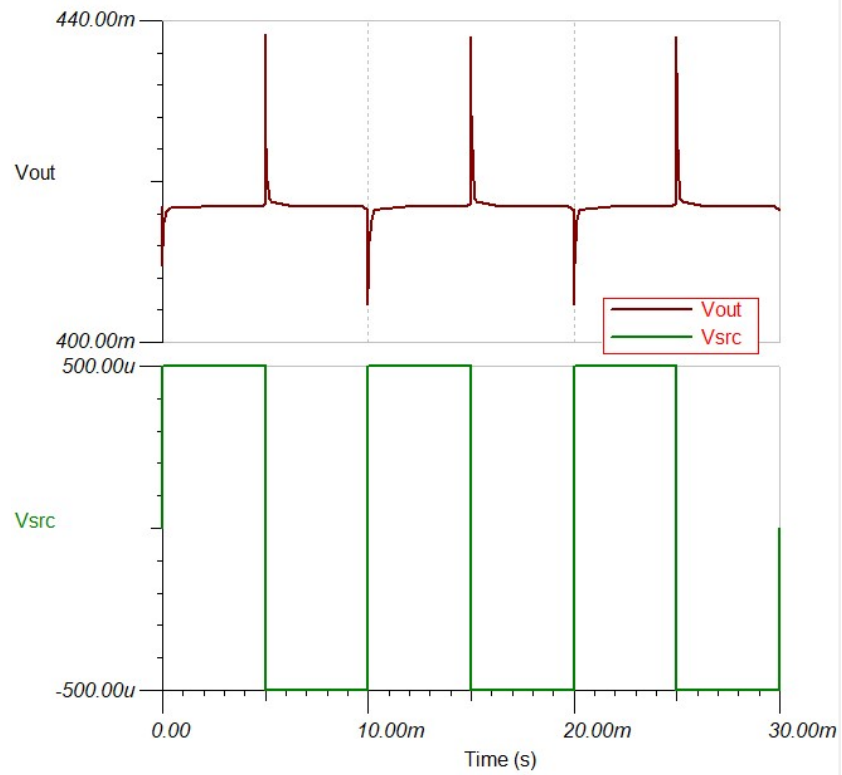
Χρησιμοποιείται το σχετικά ακριβές μοντέλο 2N3904 του TINA για το NPN τρανζίστορ, το οποίο περιέχει και τις παρασιτικές χωρητικότητες. Αρχικά εκτελούμε μια AC προσομοίωση με το αποτέλεσμα να παρουσιάζεται στα διαγράμματα Bode της εικόνας 131.



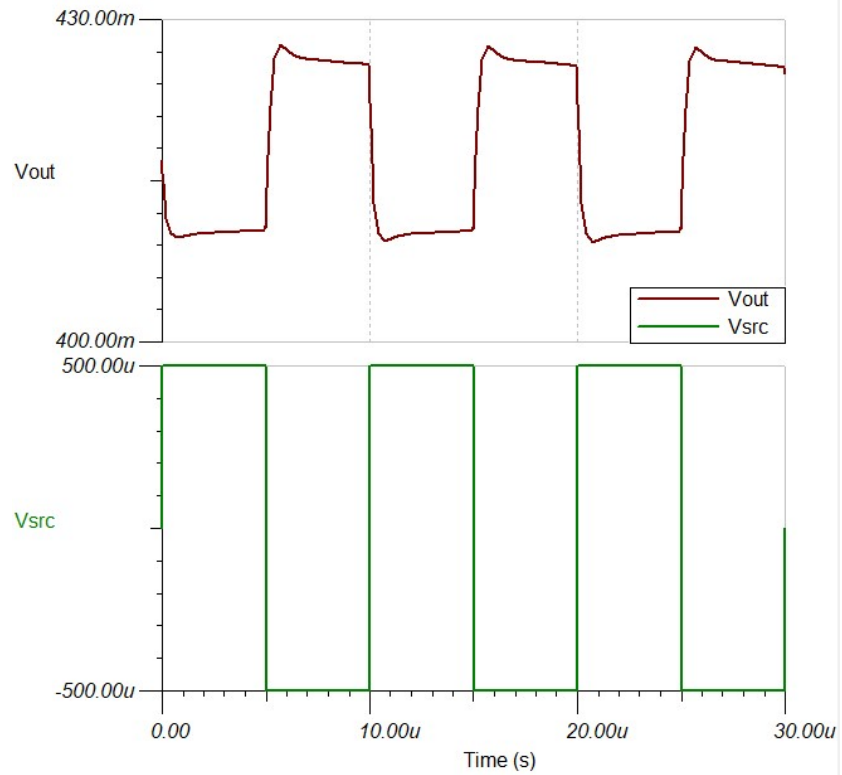
Εικόνα 131: Διαγράμματα Bode πλάτους και φάσης του κυκλώματος της εικόνας 130.

Από τα διαγράμματα αυτά συμπεραίνουμε πως το κέρδος είναι στα 23.85dB ενώ το εύρος ζώνης στα 850kHz. Η αποκοπή του κέρδους στις χαμηλές συχνότητες οφείλεται στους πυκνωτές decoupling και bypass C_1 και C_2 (βλ. προηγούμενο κεφάλαιο).

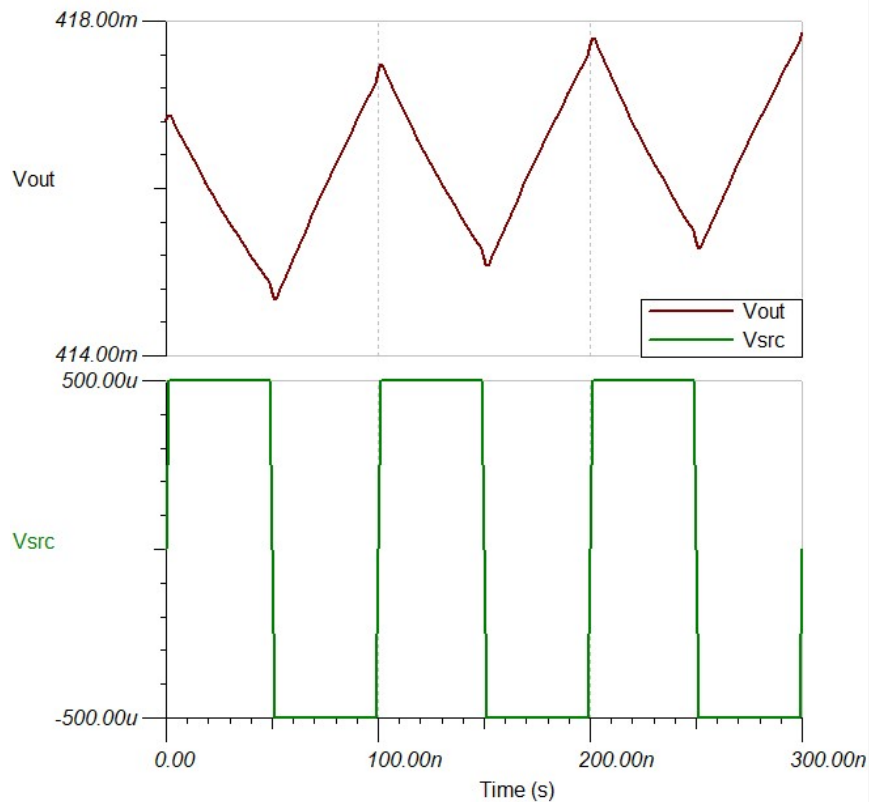
Στη συνέχεια εκτελείται χρονική προσομοίωση για είσοδο τετραγωνικό παλμό συχνοτήτων 100Hz, 100kHz και 10MHz (δηλαδή στη ζώνη χαμηλών συχνοτήτων που αποκόπτονται βλ. εικόνα 131, στη ζώνη μεσαίων συχνοτήτων ορθής λειτουργίας του ενισχυτή και στη ζώνη υψηλών συχνοτήτων αντίστοιχα). Η παραμετρική επιλογή των συχνοτήτων με το εργαλείο Select Control Object του TINA, επιλέγοντας την πηγή και τοποθετώντας τις ανωτέρω συχνότητες σε μια λίστα δεν συνίσταται λόγω της τεράστιας διαφοράς στην τάξη μεγέθους των απαιτούμενων χρονικών παραθύρων. Επομένως, η προσομοίωση κάθε συχνότητας γίνεται χωριστά. Τα αποτελέσματα για τις 3 συχνότητες παρουσιάζονται στα διαγράμματα των εικόνων 132, 133 και 134 αντίστοιχα για κατάλληλα επιλεγμένα χρονικά παράθυρα.



Εικόνα 132: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 130, για είσοδο τετραγωνικό παλμό συχνότητας 100Hz.



Εικόνα 133: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 130, για είσοδο τετραγωνικό παλμό συχνότητας 100kHz.



Εικόνα 134: Χρονική προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 130, για είσοδο τετραγωνικό παλμό συχνότητας 10MHz.

Όπως παρατηρούμε, το σήμα εισόδου στις χαμηλές συχνότητες υφίσταται παραγωγή: η έξοδος είναι γειωμένη εκτός από τα σημεία στα οποία υπάρχει απότομη αλλαγή της εισόδου. Στις μεσαίες συχνότητες (100kHz) το σήμα ενισχύεται κανονικά, ενώ στις υψηλές συχνότητες υφίσταται ολοκλήρωση, με αποτέλεσμα το κύκλωμα να μην «προλαβαίνει» τις υψίσυχνες μεταβολές και να σχηματίζεται τριγωνικός παλμός.

13 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 12° : Εφαρμογές στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων

Τα παραπάνω κεφάλαια παρουσιάζουν μέσω προσομοιώσεων ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά των τρανζίστορ και των ενισχυτικών βαθμίδων, τόσο σε χαμηλές όσο και σε υψηλές συχνότητες. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται ορισμένες εφαρμογές σε βασικά σημεία, και έπειτα στην έρευνα και τη βιομηχανία.

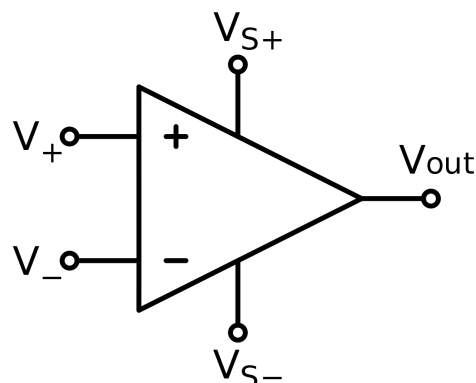
Αρχικά, παρουσιάζεται η εσωτερική σχεδίαση ενός βασικού τελεστικού ενισχυτή, του LM741 της Texas Instruments, η λειτουργία του οποίου και προσομοιώνεται στο TINA. Αυτή η σύντομη παρουσίαση αποσκοπεί στο να γίνει κατανοητό σε εκπαιδευτικό επίπεδο πώς συνδέονται οι βασικές διατάξεις ενισχυτών τρανζίστορ με τη σχεδίαση των τελεστικών ενισχυτών ως ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται με συντομία, ορισμένες πιο πολύπλοκες εφαρμογές σε συστήματα μέτρησης βιοαντίστασης που αποτελούν ένα ενεργό τμήμα της έρευνας αλλά συνδέεται και με τη βιομηχανική παραγωγή.

13.1 Εφαρμογή σε σχεδίαση τελεστικού ενισχυτή LM741

Ο τελεστικός ενισχυτής (Operational Amplifier-Opamp) αποτελεί ένα κλασικό ολοκληρωμένο κύκλωμα, το οποίο λειτουργεί ως ενισχυτής τάσης. Στη συνηθέστερη μορφή του (single), διαθέτει 2 ακροδέκτες εισόδου και έναν ακροδέκτη εξόδου (βλ. σχήμα της εικόνας 135). Στην ιδανική περίπτωση, ένας τελεστικός ενισχυτής έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά: Α) Άπειρο κέρδος ανοιχτού βρόχου (A), Β) Άπειρη αντίσταση εισόδου μεταξύ των 2 ακροδεκτών $R_{in}=\infty$, Γ) Μηδενική αντίσταση εξόδου $R_{out}=0$, Δ) Άπειρο εύρος ζώνης.

Άπειρο κέρδος, σημαίνει ότι για ελάχιστη τιμή διαφορικού σήματος μεταξύ των δυο ακροδεκτών εισόδου, η έξοδος θα απειριζόταν. Παρόλα αυτά, επειδή ο τελεστικός ενισχυτής έχει όρια τροφοδοσίας, η τάση στην έξοδο θα βρίσκεται κοντά είτε στο πάνω όριο τροφοδοσίας ($V_{out}\approx V_{s+}$ όταν $V_+>V_-$) είτε κοντά στο κάτω όριο ($V_{out}\approx V_{s-}$ όταν $V_+<V_-$). Η κατάσταση αυτή αποκαλείται κορεσμός. Σε μια ειδική κατηγορία ενισχυτών, τους rail-to-rail [5], [6], η τάση στην έξοδο μπορεί να ταυτιστεί με τις τάσεις τροφοδοσίας.



Εικόνα 135: Χαρακτηριστικό σχηματικό ενός απλού τελεστικού ενισχυτή.

Στην πραγματικότητα, αυτά τα χαρακτηριστικά A)-Δ) δεν είναι δυνατό να επιτευχθούν, και η βελτιστοποίησή τους αποτελεί μια διαχρονική πρόκληση στον σχεδιασμό των κυκλωμάτων των τελεστικών ενισχυτών. Μάλιστα, τα χαρακτηριστικά αυτά αλλάζουν όσο αυξάνεται η συχνότητα, και αυτό οφείλεται στα παρασιτικά φαινόμενα που αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Για να αξιοποιηθεί ένας τελεστικός ενισχυτής σε μια κυκλωματική διάταξη και να δώσει ένα καθορισμένο πεπερασμένο κέρδος (gain), μειώνοντας στο μέγιστο δυνατό την επίδραση των μη ιδανικοτήτων του, θα πρέπει να λειτουργεί σε συνδεσμολογία κλειστού βρόχου (closed loop). Εν ολίγοις, να υπάρχει μια αρνητική ανάδραση (negative feedback) από τον αρνητικό ακροδέκτη εισόδου προς την έξοδο, που να αναιρεί την επίδραση του πολύ μεγάλου κέρδους του ανοιχτού βρόχου [5], [6].

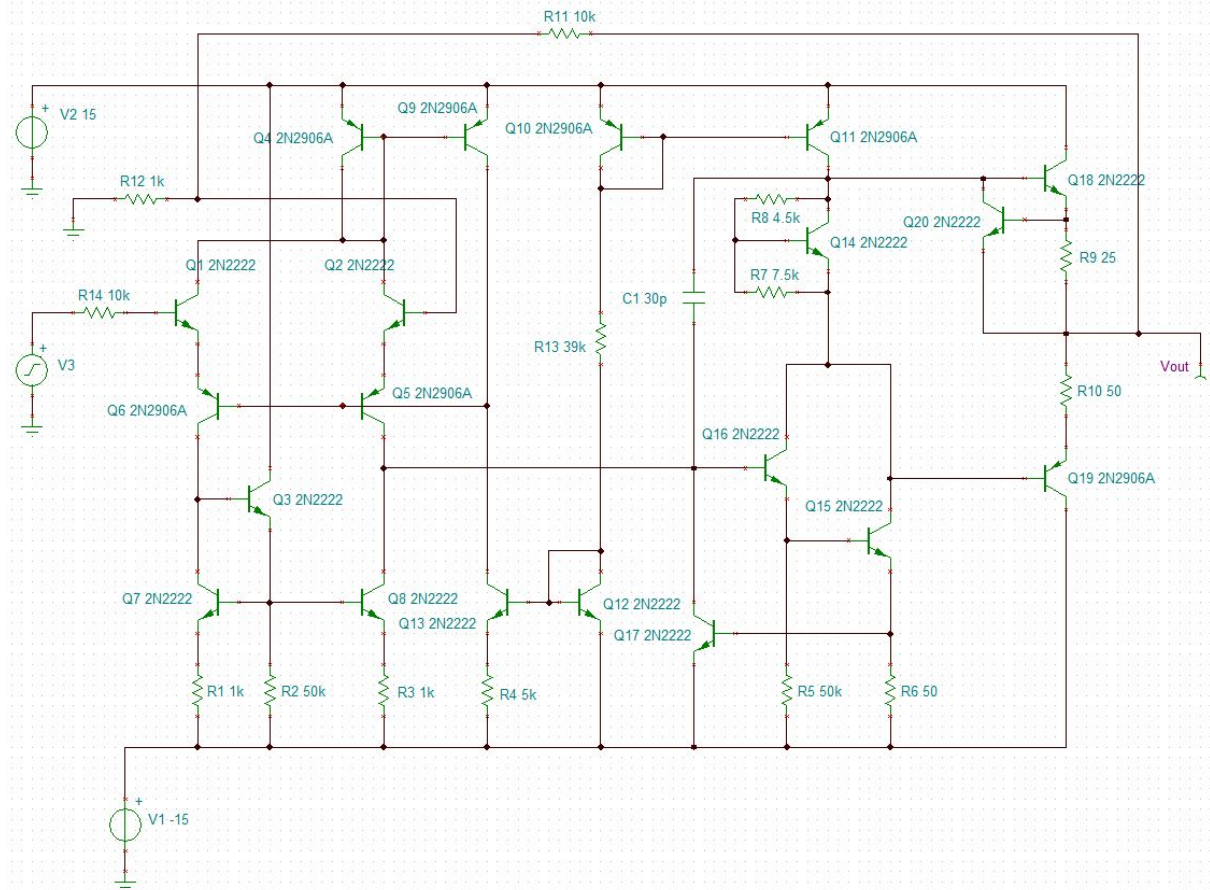
Στην ιδανική περίπτωση, ένας τελεστικός ενισχυτής με εξωτερική αρνητική ανάδραση έχει τις δυο ακόλουθες ιδιότητες: A) Το καθ' ουσίαν βραχυκύκλωμα μεταξύ των ακροδεκτών εισόδων του ($V_+ = V_-$) και B) Στους ακροδέκτες του εισέρχεται μηδενικό ρεύμα. Ακόμα και σε ρεαλιστικές καταστάσεις, τα 2 αυτά χαρακτηριστικά προσεγγίζονται σε ένα βαθμό, ωστόσο ο βαθμός αυτός καθώς και το πόσο υψηλές επιδόσεις επιτυγχάνονται στα 4 πρώτα χαρακτηριστικά που αναφέρθηκαν μπορεί να είναι καθοριστικές για τη σωστή λειτουργία του προς σχεδιασμό κυκλώματος, όπου ο Opamp χρησιμοποιείται.

Περισσότερες πληροφορίες για τα βασικά χαρακτηριστικά των Opamp μπορούν να βρεθούν στις ακόλουθες πηγές [5], [6], [7], [8].

Ο LM 741 αποτελεί έναν από τους πρώτους τελεστικούς ενισχυτές, που κατασκευάστηκε με τη χρήση αποκλειστικά BJT διπολικών τρανζίστορ. Τα χαρακτηριστικά του έχουν αρκετές μη ιδανικότητες, γεγονός που πλέον η χρήση του καθίσταται απαγορευτική στην έρευνα και στις περισσότερες εφαρμογές της βιομηχανίας. Ωστόσο, η χρήση του στην εκπαίδευση είναι αρκετά διαδεδομένη, καθώς αναδεικνύει βασικά στοιχεία σχετικά με το πώς σχεδιάζεται εσωτερικά ένας τελεστικός ενισχυτής.

Σε αυτό το υποκεφάλαιο, προσομοιώνεται με χρήση του TINA, ένας ενισχυτής που ακολουθεί την τοπολογία του LM741, ωστόσο ως BJT transistor χρησιμοποιήθηκαν μοντέλα διακριτών εξαρτημάτων, και συγκεκριμένα το NPN 2N2222 και το PNP 2N2906A. Το κυκλωματικό σχεδιάγραμμα παρουσιάζεται στην εικόνα 136.

Μια σύντομη ανάλυση της τοπολογίας είναι η ακόλουθη [12]. Ένας κλασικός ενισχυτής 741 συγκροτείται από ένα κύκλωμα που περιλαμβάνει 20 BJT transistors και 12 ωμικές αντιστάσεις. Όλα τα στοιχεία είναι ολοκληρωμένα σε ένα μονολιθικό chip. Το βασικό κύκλωμα (συμπεριλαμβανομένης της εξωτερικής ανάδρασης μέσω των αντιστάσεων R_{14} , R_{12} , και R_{11} , παρουσιάζεται στην εικόνα 136.



Εικόνα 136: Κυκλωματικό διάγραμμα ενός τελεστικού ενισχυτή τοπολογίας LM741 σε επίπεδο τρανζίστορ, συνδεδεμένο σε κλειστό βρόχο (R_{12} , R_{11}).

Η αναστρέφουσα και η μια αναστρέφουσα είσοδος συνδέονται στις πύλες των Q_1 και Q_2 αντίστοιχα. Το διαφορικό αυτό ζεύγος έχει διπλή έξοδο στο ζεύγος Q_5 - Q_6 , που συμπεριφέρονται σαν ενισχυτές κοινής βάσης. Έτσι, απομονώνονται οι εισοδοί (κοινού συλλέκτη) και παρεμποδίζει πιθανή ανάδραση του σήματος εισόδου.

Διακυμάνσεις τάσεις στις εισόδους του Opamp μπορεί να επηρεάσουν τη ροή ρεύματος στο εσωτερικό του κυκλώματος, και κατά συνέπεια στον τρόπο λειτουργίας των τρανζίστορ (που πρέπει να βρίσκονται στην ορθή ενεργό περιοχή). Για να αποφευχθεί αυτό το ενδεχόμενο, χρησιμοποιούνται δυο καθρέπτες ρεύματος: Q_4 - Q_9 και Q_{10} - Q_{11} .

Τα Q_4 και Q_{10} είναι τρανζίστορ ελέγχου (δίοδοι) που ρυθμίζουν την τάση των εκπομπών των Q_9 και Q_{11} αντίστοιχα. Η ακρίβεια αυτής της τάσης είναι μεγάλη (χαρακτηριστική V-I διόδου), ούτως ώστε μόνο η απαιτούμενη τιμή ρεύματος να ρέει προς το διαφορικό ζεύγος.

Ένας τρίτος καθρέπτης ρεύματος αποτελούμενος από τα τρανζίστορ Q_{12} και Q_{13} , λειτουργεί ως σύνδεση υψηλής αντίστασης που απομονώνει το στάδιο εισόδου του κυκλώματος από την αρνητική τροφοδοσία. Προσδίδει μια τάση αναφοράς (της διόδου) χωρίς να φορτώνει το στάδιο εισόδου και ρυθμίζει το απαιτούμενο ρεύμα για τα στάδια κοινής βάσης των PNP transistors Q_6 και Q_5 .

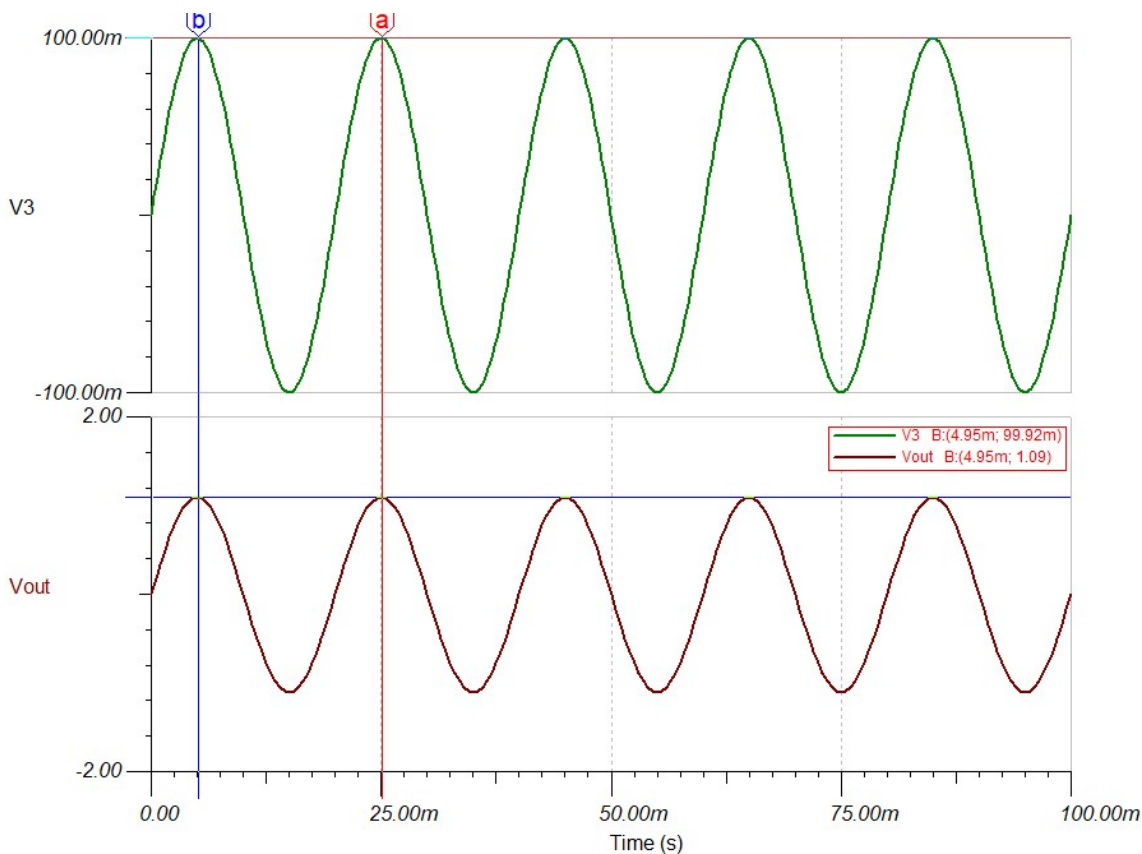
Το transistor Q_8 με τις δυο ωμικές αντιστάσεις στη βάση του, λειτουργεί σαν μετατοπιστής επιπέδου τάσης (voltage level shifter) για να κατεβάσει την τάση από το στάδιο εισόδου κατά 1V

πριν προχωρήσει στο επόμενο στάδιο. Αυτό έχει σκοπό να αποτρέψει διαταραχές σήματος στο στάδιο εξόδου.

Τα transistor Q₁₅, Q₁₆ και Q₁₇ προβλέπεται να λειτουργήσουν σαν ενισχυτής Α τάξης (A-class amplifier), ενώ τα transistor Q₁₈, Q₁₉ και Q₂₀, αποτελούν το στάδιο εξόδου του ενισχυτή, και σκοπός είναι να ελαχιστοποιηθεί η αντίσταση εξόδου.

Με το πρόγραμμα TINA πραγματοποιείται μια transient προσομοίωση στο κύκλωμα, θεωρώντας κλειστού βρόχου συνδεσμολογία μη αναστρέφουσα, με αναμενόμενο κέρδος $A_f = 1 + R_{11}/R_{12} = 11V/V$. Σαν είσοδο θεωρούμε ένα ημιτονοειδές σήμα πλάτους 0.1V και συχνότητας 50Hz. Η DC συνιστώσα θεωρείται 0. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης παρουσιάζεται στην εικόνα 137.

Από τις βαθμονομήσεις των πλατών, επιβεβαιώνεται ότι το κέρδος είναι 11 V/V.



Εικόνα 137: Transient προσομοίωση του Opamp LM741 σε μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

Το πρόγραμμα TINA μπορεί να χρησιμοποιηθεί για αρκετές περαιτέρω αναλύσεις σε ότι αφορά αρκετές πιθανές τοπολογίες τελεστικών ενισχυτών καθώς και ιδιοτήτων τους, όπως το κέρδος ανοικτού βρόχου, η αντίσταση εισόδου, η αντίσταση εξόδου και ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος CMRR.

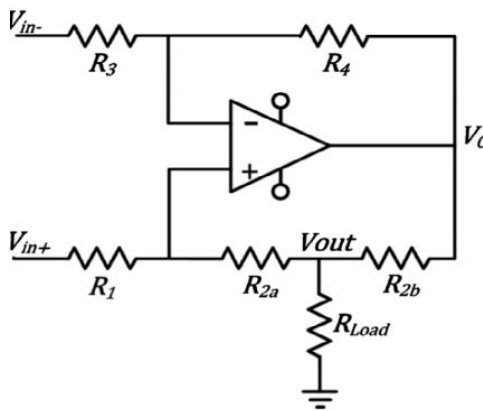
13.2 Εφαρμογές στην έρευνα.

Το εύρος της χρήσης των ενισχυτών στην έρευνα είναι τεράστιο, και περιλαμβάνει κυκλώματα επεξεργασίας σημάτων αισθητήρων, κυκλώματα ενισχυτών ήχου, κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων (RF), κυκλώματα μετατροπής τάσης (converters), κυκλώματα ισχύος, κ.λ.π. Οι εφαρμογές τους βρίσκονται σε τομείς όπως οι αισθητήρες, η βιοϊατρική, οι μηχανές ισχύος, τα συστήματα τηλεπικοινωνιών, κ.λ.π.

Εδώ παρουσιάζονται περιγραφικά και με συντομία δυο βασικές περιπτώσεις: Ο σχεδιασμός των πηγών ρεύματος για μέτρηση βιοαντίστασης (VCCS) και οι ενισχυτές οργάνου (instrumentation amplifier).

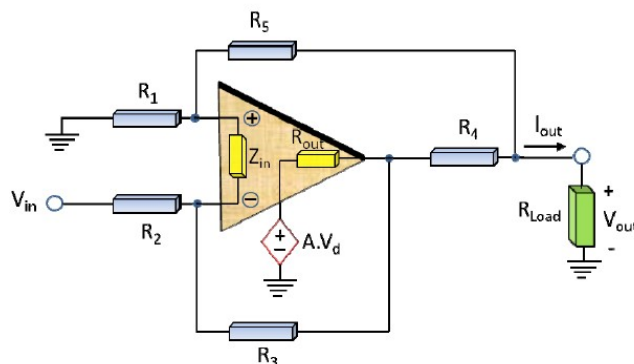
Οι πηγές ρεύματος ημιτονοειδούς σήματος βρίσκουν σημαντικό πεδίο εφαρμογής στη μέτρηση των βιοαντιστάσεων. Ωστόσο, ο σχεδιασμός μια τέτοιας διάταξης που να πληροί τις απαραίτητες προδιαγραφές (υψηλή διαγωγιμότητα-transconductance G_m και υψηλή αντίσταση εξόδου Z_{out}), σε ένα ικανό εύρος συχνοτήτων, αποτελεί ακόμα και μετά από δεκαετίες ερευνών σημείο πρόκλησης.

Η συμβατική τοπολογία για αυτά τα κυκλώματα είναι η Howland Current Source (Pump), που χρησιμοποιεί έναν τελεστικό ενισχυτή με θετική και αρνητική ανάδραση ταυτόχρονα (εικόνα 138).

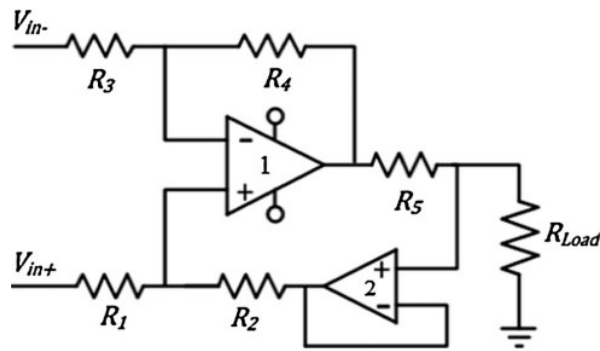


Εικόνα 138: Κλασική διάταξη Howland Current Source [13].

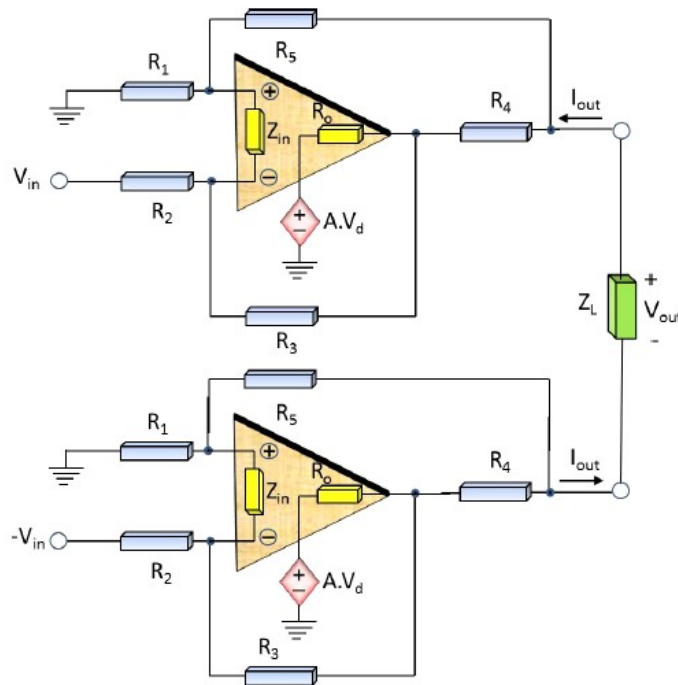
Άλλες τοπολογίες που βασίζονται στη Howland είναι η τροποποιημένη (εικόνα 139), [14], [15], η τροποποιημένη με απομονωτή στην θετική ανάδραση (εικόνα 140), [13], καθώς και η διαφορική εκδοχή (εικόνα 141), [14].



Εικόνα 139: Τροποποιημένη διάταξη Howland Current Source [14].



Εικόνα 140: Τροποποιημένη διάταξη Howland Current Source με απομονωτή στην θετική ανάδραση [13].



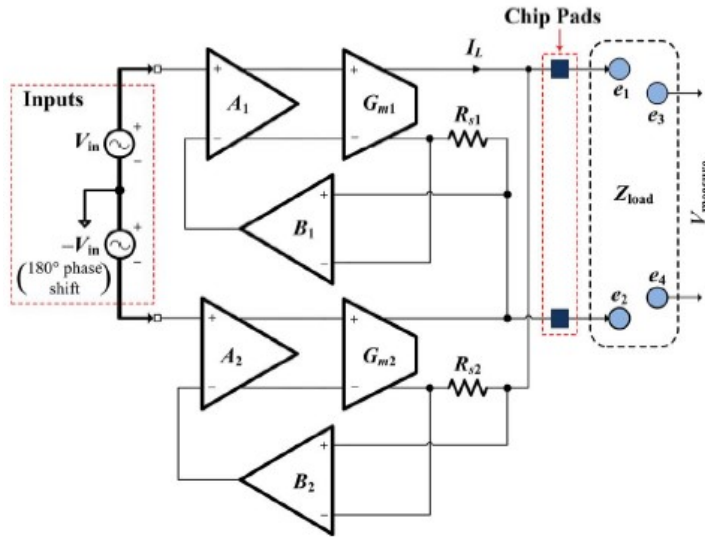
Εικόνα 141: Τροποποιημένη διαφορική διάταξη Howland Current Source [14].

Παρότι ιδανικά, η συμβατική διάταξη δίνει άπειρη αντίσταση εξόδου, αυτό στην πράξη δεν υφίσταται κυρίως για τους 3 παρακάτω λόγους: Α) Παρασιτικά φαινόμενα Β) Μη ιδανικότες των χαρακτηριστικών των Τελεστικών Ενισχυτών και Γ) Διακύμανση των πραγματικών τιμών των αντιστάσεων (tolerance).

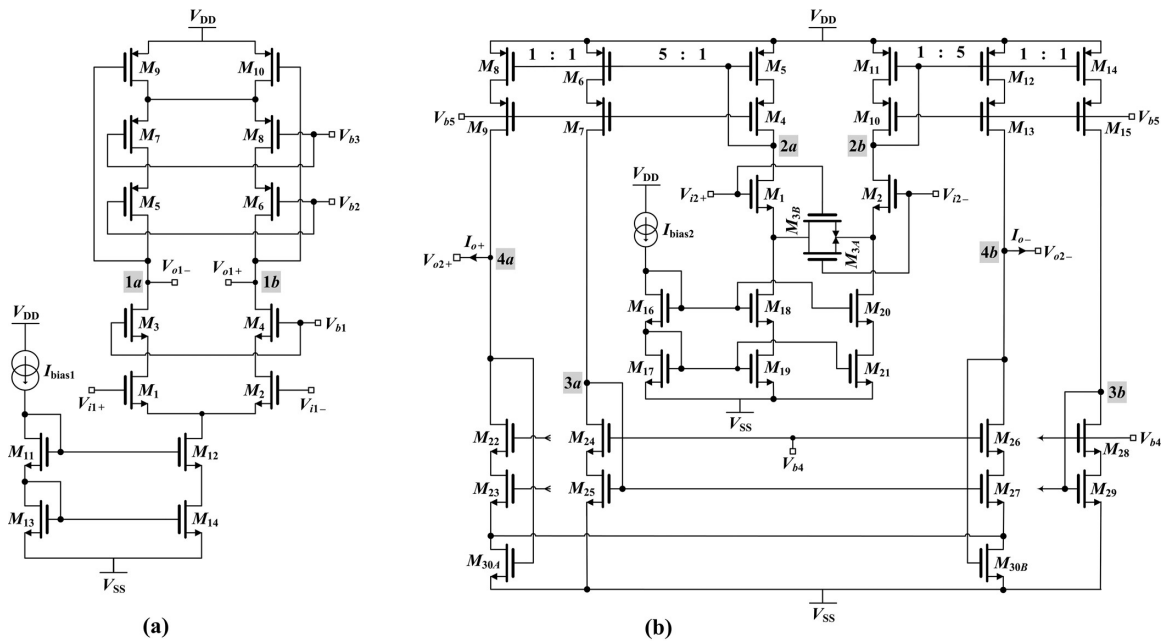
Οι τροποποιημένες διατάξεις αντιμετωπίζουν σε ένα βαθμό το ζήτημα αυτό, ωστόσο και πάλι το bandwidth των πηγών είναι σχετικά περιορισμένο και σε καμία περίπτωση δεν υπερβαίνει την τάξη των 100-200kHz.

Παράλληλα με την Howland Current Pump, στη διάρκεια της τελευταίας δεκαετίας έχει σημειωθεί σημαντική πρόοδος στην έρευνα για την κατασκευή πηγών ρεύματος ως ολοκληρωμένα κυκλώματα. Παρόλα αυτά τα κυκλώματα αυτά δεν είναι διαθέσιμα ακόμα στο εμπόριο.

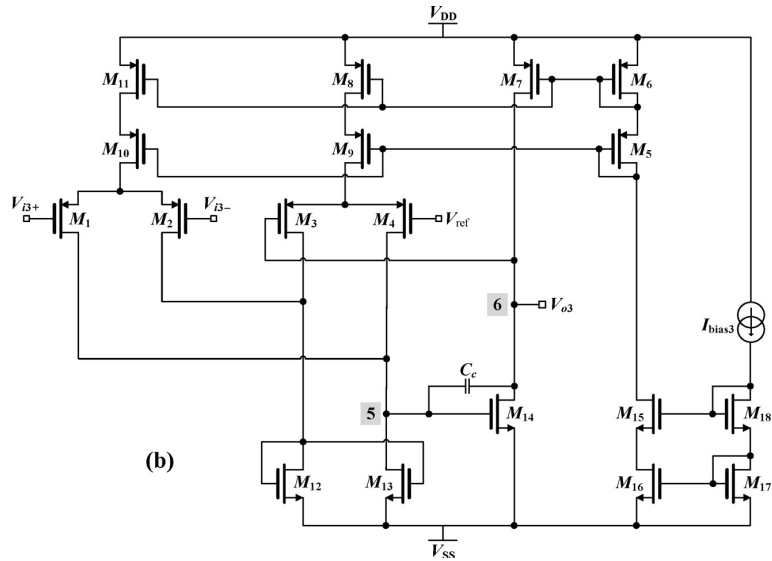
Στις εικόνες 142, 143 και 144 παρουσιάζεται σε γενικό διάγραμμα και ανά στάδιο αντίστοιχα τα σχηματικά μοντέλα μιας CMOS διάταξης για το σχεδιασμό μιας πηγής ρεύματος με σταθερό transconductance σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων, το οποίο προσεγγίζει τα 2MHz [16].



Εικόνα 142: Γενικό διάγραμμα CMOS διάταξης πηγής ρεύματος [16].

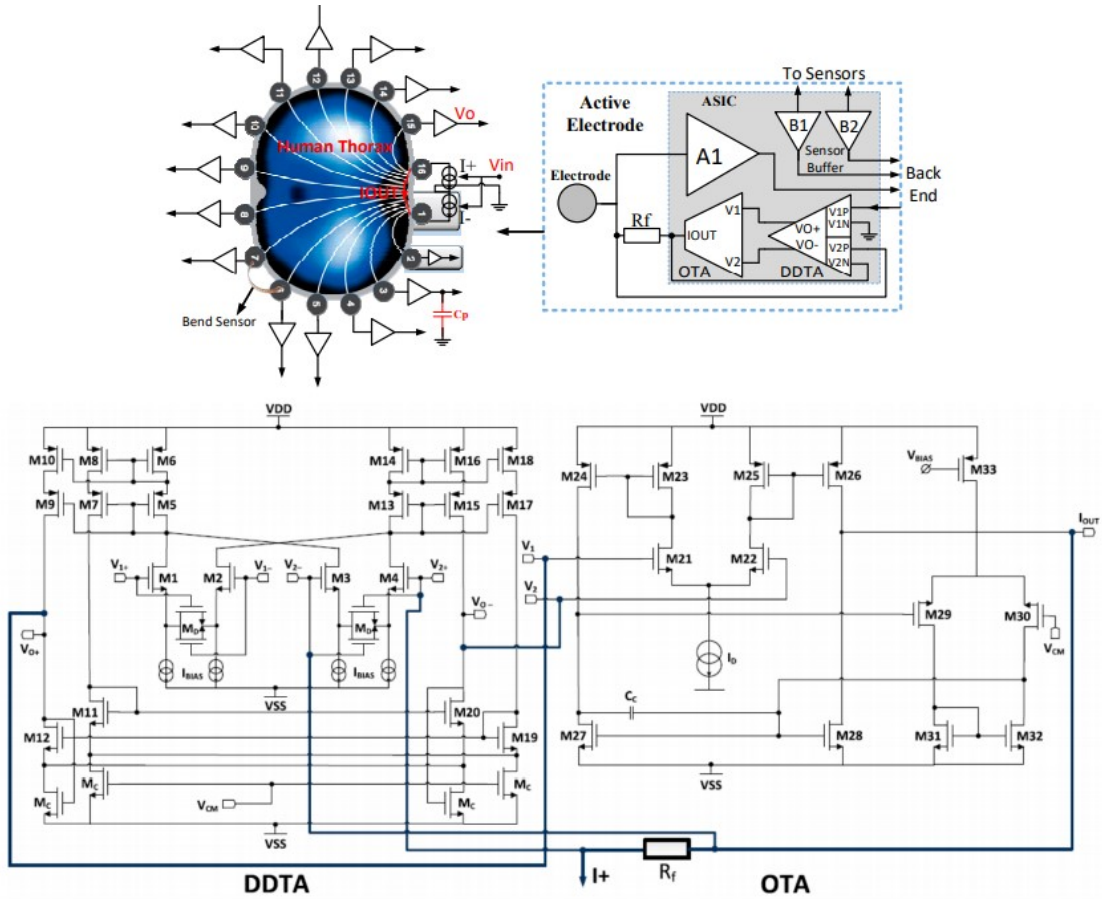


Εικόνα 143: α) Στάδιο A (προενισχυτής CMOS) β) Στάδιο G_m (διαγωγιμότητας) [16]

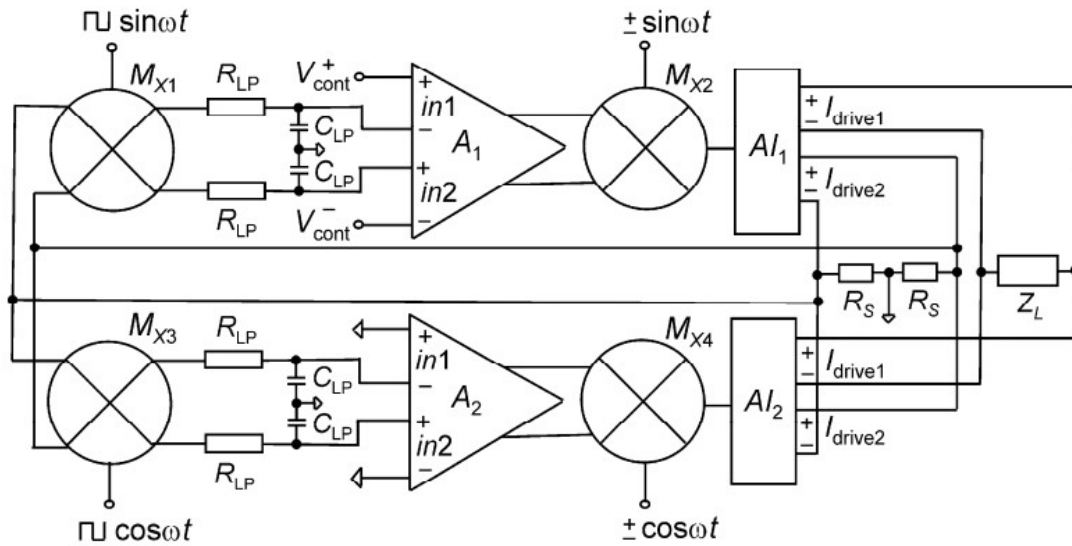


Εικόνα 144: Στάδιο απομονωτή (B) [16]

Άλλη τοπολογία που προτάθηκε χρησιμοποιεί έναν differential difference transconductance amplifier (DDTA), σε σειρά με έναν OTA (Operational Transconductance Amplifier-Ενισχυτής διαντίστασης) και ανάδραση [17]. Τα εύρος ζώνης αγγίζει επίσης το 1MHz.



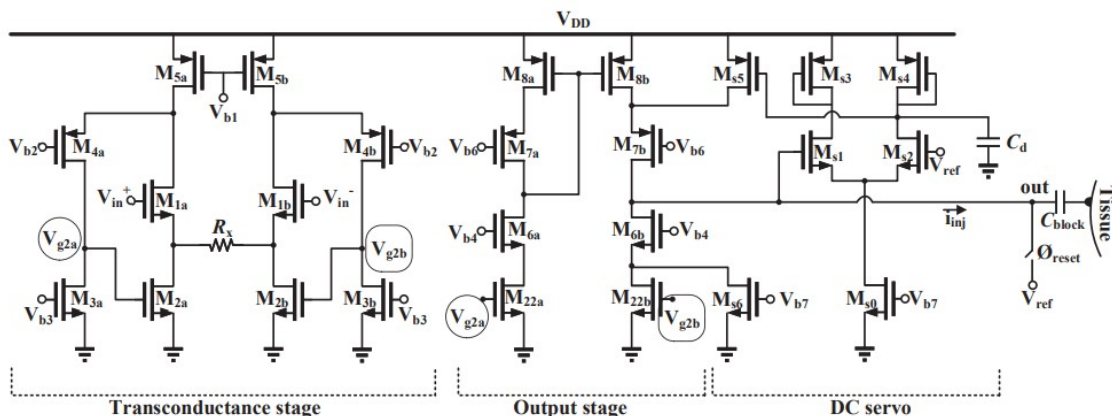
Εικόνα 145: Διάταξη πηγής ρεύματος με DDTA και OTA [17].



Εικόνα 146: Απλουστευμένο σχηματικό διάταξης πηγής ρεύματος με προσαρμογή φάσης [17].

Στο διάγραμμα της εικόνας 146, παρουσιάζεται μια διάταξη πηγής ρεύματος που χρησιμοποιεί προσαρμογή φάσης μέσω 2 διαφορικών ενισχυτών A_1 και A_2 , μη γραμμικής ανάδρασης (non-linear feedback), διακοπτικών πολλαπλασιαστών (switching multipliers) και 4 βαθυπερατών φίλτρων (low-pass filters) [17]. Παρότι το σύστημα αυτό αποδίδει πολύ υψηλή αντίσταση εξόδου, μικρότερο σφάλμα φάσης και μεγαλύτερο εύρος ζώνης σε σχέση με άλλα, γραμμικά συστήματα, ο σχεδιασμός του αποτελεί σημαντική πρόκληση και επιπλέον απαιτεί σημαντικό χώρο για το layout.

Παρόμοιες εργασίες και δημοσιεύσεις σε ολοκληρωμένα κυκλώματα κατασκευής πηγών ρεύματος μπορούν να βρεθούν στις ακόλουθες πηγές: [18], όπου η πηγή κατασκευάζεται από δισταδικό ενισχυτή διαγωγιμότητας με στάδιο εξόδου τάξης AB και Common Mode Feedback, σε σειρά με έναν Gain Boosted Cascode Amplifier, επιτυγχάνοντας επίσης αρκετά μεγάλο εύρος ζώνης. Στην εργασία [19], ένας wide-swing current driver προσομοιώνεται, περιγράφεται και υλοποιείται με αλυσιδωτή σύνδεση ενός ενισχυτή διαγωγιμότητας, ενός cascode output stage που προσφέρει μεγάλο swing (εύρος τάσης εξόδου) και ενός DC servo (εικόνα 147). Μια ακόμα εργασία, όπου περιγράφεται μια μεθοδολογία σχεδιασμού ενισχυτών διαγωγιμότητας (OTA) με τα τρανζίστορ MOSFET να δουλεύουν στην subthreshold περιοχή (αντί του κορεσμού που εξετάσαμε στην παρούσα διπλωματική) βρίσκεται στην παραπομπή.[20].



Εικόνα 147: Η τοπολογία που περιγράφεται στην εργασία [19].

Μια άμεση εφαρμογή της τοπολογίας που περιγράφεται στην εργασία [19] βρίσκεται σε ένα σύστημα ηλεκτρικής απεικόνισης προστατικών όγκων μέσω έκχυσης ρευμάτων σε ένα πίνακα ηλεκτροδίων [21]. Παρόμοιες εφαρμογές (ηλεκτρική τομογραφία σύνθετης εμπέδησης αλλά και απλή τετραπολική μέτρηση), βρίσκει και η τοπολογία που περιγράφεται στην εργασία [22], η οποία ωστόσο χρησιμοποιεί και ένα ψηφιακό μέρος για τον έλεγχο.

Φυσικά οι εφαρμογές των ενισχυτών δεν περιορίζονται στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων για πηγές ρεύματος, ούτε στις βιοϊατρικές εφαρμογές. Για παράδειγμα, σημαντική εφαρμογή υπάρχει στη δημιουργία τάσεων αναφορών (bandgap references) όπου η χαμηλή ισχύς είναι μια σημαντική πρόκληση [23], [24]. Συχνά σε αυτές τις περιπτώσεις, τα MOSFET transistor βρίσκονται στη sub-threshold περιοχή αντί της περιοχής κορεσμού, καθώς τα κυκλώματα είναι χαμηλών συχνοτήτων και δεν παράγουν σημαντικό θόρυβο [25].

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η διπλωματική αυτή εργασία παρουσιάζει μια εκτενή μελέτη βασικών ενισχυτικών κυκλωματικών διατάξεων μέσα από προσομοιώσεις του προγράμματος TINA. Μέσα από τα ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Παπανικολάου Γεώργιος

πραραδείγματα, γίνεται μια ανασκόπηση και επαλήθευση των βασικών ιδιοτήτων των τρανζίστορ (διπολικών και MOSFET), της DC και AC λειτουργίας τους, των ενισχυτικών διατάξεων στις οποίες αυτά χρησιμοποιούνται, των πηγών και καθρεπτών ρεύματος καθώς και συχνοτικών φαινομένων. Ο στόχος είναι αφενός η διευκόλυνση του αναγνώστη στην εξοικείωση τόσο με το πρόγραμμα προσομοίωσης TINA (και προγράμματα προσομοίωσης τύπου SPICE που ο χειρισμός τους γίνεται με παρόμοιο τρόπο), όσο και με την κατανόηση βασικών εννοιών και ιδιοτήτων των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ενισχυτών.

Το βασικό συμπέρασμα στο οποίο οδηγούν τα αποτελέσματα της εργασίας αυτής είναι το γεγονός ότι η προσομοίωση αποτελεί ένα αναπόσπαστο τμήμα της σχεδίασης, με την έννοια ότι μπορεί να δώσει μια πολύ κατατοπιστική εικόνα σχετικά με το πώς λειτουργεί ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα. Έχει τη δυνατότητα να επαληθεύσει τις θεωρητικές υποθέσεις που έχουν διατυπωθεί κατά το πρώτο στάδιο του σχεδιασμού ενός ηλεκτρονικού συστήματος ή κυκλώματος καθώς και να δώσει μια αναμενόμενη πρόβλεψη της λειτουργίας του συστήματος που πρόκειται να υλοποιηθεί. Φυσικά η ορθότητα της προσομοίωσης εξαρτάται σε πολύ μεγάλο βαθμό από τη σωστή επιλογή και εισαγωγή των μοντέλων των διακριτών εξαρτημάτων που απαρτίζουν το κύκλωμα, καθώς και τη σωστή διαχείριση των παραμέτρων τους. Ο βαθμός της ακρίβειας των μοντέλων στην προσομοίωση της συμπεριφοράς των αντίστοιχων εξαρτημάτων εξαρτάται από τον εκάστοτε τύπο της εφαρμογής που εξετάζεται, την ευαισθησία της απόδοσης του συστήματος σε διάφορους παράγοντες καθώς και τις απαιτήσεις στην ίδια την απόδοσή του.

Από την άλλη πλευρά βεβαίως, η διαδικασία της προσομοίωσης αυτό καθ αυτό προφανώς δεν προσφέρει πλήρη εικόνα και κατανόηση της λειτουργίας ενός ηλεκτρονικού συστήματος, όταν υπάρχει απουσία της θεωρητικής ανάλυσης και του υποβάθρου. Αντιθέτως, η θεωρητική πρόταιρη ανάλυση είναι εκείνη που κατευθύνει τον ηλεκτρονικό στην επιλογή των εξαρτημάτων, της τοπολογίας και των παραμέτρων του προς σχεδίαση συστήματος, και προφανώς κατευθύνει και τον τρόπο με τον οποίο στήνεται μια προσομοίωση. Παράλληλα, ορισμένα συστήματα είναι πιθανό να έχουν πιο ασταθή ή απρόβλεπτη συμπεριφορά, που απαιτεί το ίδιο το στάδιο της τελικής υλοποίησης για να επιβεβαιωθεί η ορθή λειτουργία τους.

Παρόλα αυτά ο κεντρικός ρόλος της προσομοίωσης ενός ηλεκτρονικού συστήματος είναι αδιαμφισβήτητος, καθώς, όπως ήδη αναφέρθηκε, οδηγεί τόσο στην κατανόηση της θεωρητικής ανάλυσης όσο και μια πρότερη επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας ενός συστήματος. Έτσι, αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι τόσο στην εκπαίδευση και την ακαδημαϊκή έρευνα όσο και στη βιομηχανική παραγωγή.

Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές

- [1] Sodagar, A. M. (2018). *Analysis of Bipolar and CMOS Amplifiers*. CRC Press.
- [2] Sze, S. M., Li, Y., & Ng, K. K. (2021). *Physics of semiconductor devices*. John wiley & sons.
- [3] Linear Technology (2011). *LTspice IV Getting Started Guide* LTspice IV Getting Started Guide. Analog Devices.
- [4] Texas Instruments (2008). *Getting Started with TINA-TI™ Quick Start Guide*. Texas Instruments
- [5] Sedra, A. S., Sedra, D. E. A. S., Smith, K. C., & Smith, K. C. (1998). *Microelectronic circuits*. New York: Oxford University Press.
- [6] Gray, P. R., Hurst, P., Meyer, R. G., & Lewis, S. (2001). *Analysis and design of analog integrated circuits*. Wiley.
- [7] Horowitz, P., & Hill, W. (1989). *The art of electronics*. Cambridge Univ. Press.
- [8] Razavi, B. (2002). *Design of analog CMOS integrated circuits*. Tata McGraw-Hill Education.
- [9] F. Najmabadi (2012). *Cascode Amplifiers and Cascode Current Mirrors*. ECE 102, Fall 2012
- [10] Johns, D. A., & Martin, K. (2008). *Analog integrated circuit design*. John Wiley & Sons.
- [11] Higham, D. J., & Higham, N. J. (2016). *MATLAB guide*. Society for Industrial and Applied Mathematics.
- [12] <https://www.electronicshub.org/ic-741-op-amp-basics/>
- [13] Mahnam, A., Yazdani, H., & Samani, M. M. (2016). *Comprehensive study of Howland circuit with non-ideal components to design high performance current pumps*. *Measurement*, 82, 94-104.
- [14] Bertemes-Filho, P., Felipe, A., & Vincence, V. C. (2013). *High accurate Howland current source: Output constraints analysis*. *Circuits and Systems*, 4(07), 451.
- [15] Bertemes-Filho, P., Brown, B. H., & Wilson, A. J. (2000). *A comparison of modified Howland circuits as current generators with current mirror type circuits*. *Physiological measurement*, 21(1), 1.

- [16] Constantinou, L., Triantis, I. F., Bayford, R., & Demosthenous, A. (2014). High-power CMOS current driver with accurate transconductance for electrical impedance tomography. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 8(4), 575-583.
- [17] Neshatvar, N., Langlois, P., Bayford, R., & Demosthenous, A. (2019). Analog integrated current drivers for bioimpedance applications: A review. *Sensors*, 19(4), 756.
- [18] Rao, A. J., Murphy, E. K., Shahghasemi, M., & Odame, K. M. (2019). Current-conveyor-based wide-band current driver for electrical impedance tomography. *Physiological measurement*, 40(3), 034005.
- [19] Shahghasemi, M., & Odame, K. M. (2020, August). A Wide-Band, Wide-Swing Current Driver for Electrical Impedance Tomography Applications. In *2020 IEEE 63rd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)* (pp. 659-662). IEEE.
- [20] Nagulapalli, R., Hayatleh, K., Barker, S., Georgiou, P., & Lidgey, F. J. (2019). A high value, linear and tunable cmos pseudo-resistor for biomedical applications. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 28(06), 1950096.
- [21] Rao, A., Murphy, E. K., Halter, R. J., & Odame, K. M. (2020). A 1 MHz miniaturized electrical impedance tomography system for prostate imaging. *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, 14(4), 787-799.
- [22] Saulnier, G. J., Abdelwahab, A., & Shishvan, O. R. (2020). DSP-based current source for electrical impedance tomography. *Physiological measurement*, 41(6), 064002.
- [23] Ivanov, V., Brederlow, R., & Gerber, J. (2012). An ultra low power bandgap operational at supply from 0.75 V. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 47(7), 1515-1523.
- [24] Seok, M., Kim, G., Blaauw, D., & Sylvester, D. (2012). A portable 2-transistor picowatt temperature-compensated voltage reference operating at 0.5 V. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 47(10), 2534-2545.
- [25] Lee, I., Sylvester, D., & Blaauw, D. (2017). A subthreshold voltage reference with scalable output voltage for low-power IoT systems. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 52(5), 1443-1449.