



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Αρχιτεκτονική αναλογικού εμπρόσθιου τμήματος για σύστημα
εγγραφής σημάτων νευρώνων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Βασίλης Λιάσκος

Επιβλέπων καθηγητής:

Φώτιος Πλέσσας
Επίκουρος Καθηγητής
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχ. & Μηχ. Υπολογιστών

Δεύτερο μέλος επιτροπής:

Νέστωρ Ευμορφόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχ. & Μηχ. Υπολογιστών

Βόλος, Οκτώβριος 2017

Σκόπιμα κενή σελίδα.

*...σε όλους εκείνους που η ενθύμηση τους και μόνο,
μου έδινε δύναμη για να συνεχίσω.*

Σκόπιμα κενή σελίδα.

Σύνοψη

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας, αποτελεί η μελέτη ορισμένων κυκλωματικών τοπολογιών, οι οποίες θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν στο αναλογικό εμπρόσθιο τμήμα, ενός εμφυτεύσιμου συστήματος καταγραφής σημάτων νευρώνων. Ποιο συγκεκριμένα στην εργασία αυτή, η μελέτη επικεντρώνεται στα κυκλώματα του ενισχυτή και του συγκριτή τάσης, με τις τοπολογίες οι οποίες παρουσιάζονται, να αποτελούν προτεινόμενα κυκλώματα για αυτού του είδους τις εφαρμογές, από ορισμένους επιστήμονες.

Κύριος στόχος αποτελεί, ο σχεδιασμός, η προσομοίωση και η επίτευξη της όσο το δυνατόν αποδοτικότερης λειτουργίας αυτών των κυκλωμάτων, μέσω του λογισμικού σχεδίασης ADS. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην επίτευξη ορισμένων προδιαγραφών, τις οποίες τα συγκεκριμένα κυκλώματα, θα πρέπει να πληρούν. Ποιο συγκεκριμένα, κατά τον σχεδιασμό του ενισχυτή του συστήματος, ο χαμηλός θόρυβος, η μικρή κατανάλωση ισχύος, η μεγάλη ενίσχυση των σημάτων και η μικρή διάσταση του κυκλώματος, αποτέλεσαν τις κυριότερες επιδιώξεις προς επίτευξη. Επιπλέον, για το κύκλωμα του ενισχυτή, πραγματοποιήθηκε μεγάλη προσπάθεια με σκοπό τη βελτιστοποίηση της απόδοσης του, σε σχέση με ορισμένα από τα αποτελέσματα που έχουν παρουσιαστεί κατά το παρελθόν, από τους διάφορους επιστήμονες. Επίσης, η σύγκριση της απόδοσης διαφορετικών ενισχυτικών τοπολογιών, απασχόλησε ένα μεγάλο κομμάτι της έρευνας. Από την άλλη πλευρά, στο κύκλωμα του συγκριτή τάσης, η ενσωμάτωση της rail-to-rail λειτουργίας εισόδου, η ύπαρξη υστέρησης, η χαμηλή κατανάλωση ισχύος, η μικρή διάσταση του κυκλώματος καθώς και η δημιουργία PWM σημάτων εξόδου, αποτέλεσαν τα κύρια σημεία, στα οποία δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση.

Όσον αφορά τον ενισχυτή του συστήματος, ο οποίος μετά τις προσομοιώσεις προέκυψε ότι είναι ο αποδοτικότερος, το κέρδους του είναι 40.598dB, σε ένα εύρος ζώνης 52.5kHz. Επιπλέον, το κύκλωμα έχει μια κατανάλωση ισχύος ίση με 2.556μW, η οποία είναι σημαντικά χαμηλότερη σε σχέση με τα αποτελέσματα που έχουν παρουσιαστεί στις διάφορες δημοσιεύσεις κατά το παρελθόν. Επίσης ο θόρυβος του κυκλώματος, παρατηρώντας τα διάφορα σχηματικά αποτελέσματα, προέκυψε ότι είναι εξαιρετικά χαμηλός, παρόλο την πολύ μικρή κατανάλωση ισχύος. Ακόμη, μέσω κατάλληλου σχεδιασμού, το κύκλωμα του ενισχυτή καταλαμβάνει πολύ μικρό εμβαδόν. Τέλος, ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος του κυκλώματος, σε ένα εύρος ζώνης ίσο με 10kHz, μετρήθηκε πάνω από 90dB.

Όσον αφορά το κύκλωμα του συγκριτή τάσης, για την επίτευξη της rail-to-rail λειτουργίας εισόδου και για την ενσωμάτωση της υστέρησης, η συνολική κατανάλωση ισχύος μετρήθηκε στα 15μW. Επίσης, το κέρδος που παρέχει το κύκλωμα του rail-to-rail ενισχυτή είναι 10.55dB, με την επίτευξη της rail-to-rail λειτουργίας να επιβεβαιώνεται μέσω των διαφόρων προσομοιώσεων. Τέλος, ο συγκριτής τάσης, μέσω χαρακτηριστικών προσομοιώσεων, επιτυγχάνει ένα πλάτος υστέρησης περίπου ίσο με 150mV.

Abstract

The subject of the present diploma thesis is the study of specific circuit topologies, which could be applied in the analog front-end architecture of an implantable neural recording system. Specifically in this thesis, the study focuses on the amplifier and voltage comparator circuits, with the presented topologies, being proposed circuits for such applications by some scientists.

The main objective is to design, simulate and achieve the most efficient operation of these circuits through the ADS design software. Particular emphasis is placed on the achievement of certain specifications that these circuits should meet. Specifically, when designing the amplifier circuit, low noise, low power consumption, high signal amplification and small circuit size were the main goals to be achieved. In addition, for the amplifier circuit, a lot of effort has been made to optimize its performance, in relation to some of the results that have been presented in the past by the various scientists. Also, comparing the performance of different amplifying circuits, has occupied a great deal of research. On the other hand, in the voltage comparator circuit, the integration of the rail-to-rail input operation, the hysteresis existence, the low power consumption, the small dimension and the creation of PWM output signals were the main emphasis points.

As for the amplifier circuit of the system, which after the simulations proved to be the most efficient, its gain is 40,598dB, in a bandwidth of 52,5kHz. In addition, the circuit has a power consumption of 2,556 μ W, which is significantly lower than the results that have been presented in various publications in the past. Also, the circuit noise, observing the various schematic results, was found to be extremely low despite the very low power consumption. Also, through an appropriate design, the amplifier circuit occupies a very small area. Finally, the common mode rejection ratio of the circuit (CMRR), in a bandwidth of 10 kHz, was measured over 90dB.

With regard to the voltage comparator circuit, to achieve rail-to-rail input operation and to integrate the hysteresis, the total power consumption was measured at 15 μ W. Also, the gain provided by the rail-to-rail amplifier circuit is 10.55dB, with the achievement of the rail-to-rail operation being confirmed by the various simulations. Finally, the voltage comparator, through specific simulations, achieves a hysteresis width of 150mV.

Ευχαριστίες

Με την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας, ολοκληρώνονται οι σπουδές μου στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Πανεπιστημίου Θεσσαλίας. Θα ήθελα λοιπόν, με την αφορμή αυτή, να ευχαριστήσω, ορισμένους από τους ανθρώπους που συνέβαλαν στην ολοκλήρωση των σπουδών μου αλλά και της εργασίας αυτής.

Καταρχήν, θα ήθελα να ευχαριστήσω, τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Πλέσσα Φώτιο, για όλες εκείνες τις στιγμές που στάθηκε δίπλα μου, ενθαρρύνοντας με και δίνοντας μου την κατάλληλη καθοδήγηση, έτσι ώστε να επιτευχθεί αυτό το αποτέλεσμα. Είναι βέβαιο ότι χωρίς την συμβολή του, η συγκεκριμένη διπλωματική εργασία δεν θα μπορούσε να έχει ολοκληρωθεί. Επιπλέον, τον ευχαριστώ βαθύτατα για τις συμβουλές και την στήριξη του, όχι μόνο σε επιστημονικό αλλά και σε ανθρώπινο επίπεδο.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον συνεπιβλέπων της παρούσης εργασίας, κ. Ευμορφόπουλο Νέστωρ, για όλα όσα μου πρόσφερε κατά την διάρκεια των σπουδών μου σε επίπεδο γνώσεων αλλά και αξιών.

Ακόμη οφείλω θερμή ευχαριστία, για την περάτωση αυτής της εργασίας, στον διδακτορικό φοιτητή του τμήματος Ιωάννη Ζωγραφόπουλο, για την αλτρουιστική παραχώρηση του χρόνου του και την ανιδιοτελή βοήθεια του, όποια στιγμή και αν του το ζήτησα.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους καθηγητές του τμήματος, για τις γνώσεις και τις αξίες που προσπάθησαν να μας μεταλαμπαδεύσουν όλα αυτά τα χρόνια. Δεν θα ξεχάσω ποτέ, όλες εκείνες τις στιγμές, που με μεγάλο μεράκι και με πολύ αγάπη, στάθηκαν δίπλα μας, συμβουλευόντας μας και καθοδηγώντας μας.

Ολόψυχη ευχαριστία οφείλω στους συμφοιτητές μου και στους φίλους μου, για όλα όσα μου πρόσφεραν όλα αυτά τα χρόνια και για όλες εκείνες τις στιγμές που ζήσαμε μαζί.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω την ξαδέρφη μου Ανδριάνα, η οποία με βοήθησε στην επιμέλεια ορισμένων κεφαλαίων, αυτής της εργασίας.

Τέλος στους γονείς μου, Νίκο και Παρασκευή, καθώς και στον αδελφό μου Δαβίδ, η ευχαριστία πιστεύω αποτελεί τον ελάχιστο δυνατό τρόπο έκφρασης μιας βαθιάς ευγνωμοσύνης. Τους ευχαριστώ για την αγάπη τους, την υπομονή τους και την στήριξη τους, σε κάθε επίπεδο, όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου. Στάθηκαν δίπλα μου, βιώνοντας μαζί μου, τις χαρές και τις λύπες, τις αγωνίες και τις προσπάθειες, τις «νίκες» και τις «ήττες».

Βασίλης Λιάσκος,
Βόλος, Οκτώβριος 2017

Περιεχόμενα

Σύνοψη	i
Abstract	ii
Ευχαριστίες	iii
Περιεχόμενα	1
Κατάλογος Συντομογραφιών	3
1. Εισαγωγή	4
1.1 Περιγραφή του προβλήματος και στόχος της παρούσας εργασίας	4
1.2 Διάρθρωση της διπλωματικής εργασίας	4
2. Βιοϊατρική τεχνολογία και εφαρμογές	6
2.1 Βιοϊατρική τεχνολογία	7
2.2 Ολοκληρωμένα κυκλώματα	9
2.3 Εφαρμογές χρήσης βιοϊατρικής τεχνολογίας	11
2.4 Συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων	15
2.5 Μέθοδοι τροφοδοσίας συστημάτων καταγραφής σημάτων νευρώνων	20
3. Νευρώνες και μέθοδοι καταγραφής	22
3.1 Κατηγορίες βιοσημάτων	23
3.2 Νευρώνες	24
3.3 Μέθοδοι καταγραφής σημάτων νευρώνων	30
3.4 Συστοιχίες πολύηλεκτροδίων	32
4. Θεωρητικό υπόβαθρο χαρακτηριστικών τρανζίστορ και κυκλωμάτων	34
4.1 Χαρακτηριστικά μεγέθη MOSFET τρανζίστορ	35
4.1.1 Διαγωγιμότητα	35
4.1.2 Φαινόμενο σώματος	37
4.2 Περιοχές λειτουργίας τρανζίστορ	39
4.3 Περιοχή υποκατωφλιού και χρησιμότητα	40
4.4 Πηγές ρεύματος για πόλωση κυκλωμάτων	44
4.5 Διαφορικός ενισχυτής MOS	46
4.5.1 Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή	47
4.5.2 Μονοβάθμιες τοπολογίες διαφορικού ενισχυτή για αύξηση κέρδους	48
4.6 Αναδιπλωμένος κασκοδικός ενισχυτής	51
4.7 Χαρακτηριστικά μεγέθη του διαφορικού ενισχυτή	54

4.7.1 Λόγος απόρριψης κοινού σήματος (CMRR)	54
4.7.2 Λόγος απόρριψης τροφοδοσίας (PSRR)	54
4.7.3 Συντελεστής απόδοσης θορύβου (NEF)	55
5. Ενισχυτής νευρικών σημάτων	56
5.1 Προκλήσεις κατά τη σχεδίαση του ενισχυτή	57
5.2 Θόρυβος	59
5.2.1 Θερμικός θόρυβος – Thermal noise	60
5.2.2 Θόρυβος απόσβεσης – Flicker noise	61
5.2.3 Θόρυβος βολής – Shot noise	62
5.3 Κυκλώματα ενισχυτών	63
5.4 Σχεδιασμός και προσομοίωση πρώτου κυκλώματος ενισχυτή	69
5.4.1 1 ^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή	70
5.4.2 2 ^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή	72
5.4.3 3 ^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή	75
5.4.4 4 ^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή	78
5.4.5 Απόκριση συχνότητας ενισχυτή	83
5.4.6 Λόγος απόρριψης κοινού σήματος	84
5.4.7 Θόρυβος ενισχυτή	86
5.4.8 Θερμοκρασιακή ανάλυση ενισχυτή	87
5.4.9 Λειτουργία του ενισχυτή με νευρικά σήματα εισόδου	87
5.5 Σχεδιασμός και προσομοίωση δεύτερου κυκλώματος ενισχυτή	89
5.6 Συγκρίσεις αποτελεσμάτων	94
5.7 Στάδιο εξόδου στο πρώτο κύκλωμα ενισχυτή	94
6. Συγκριτής τάσης	96
6.1 Ο συγκριτής τάσης στο 2 ^ο στάδιο του συστήματος	97
6.2 Θεωρητικό υπόβαθρο συγκριτή τάσης	97
6.3 Απαιτήσεις και προδιαγραφές συγκριτή τάσης	99
6.3.1 Rail-to-rail στάδιο εισόδου	99
6.3.2 Υστέρηση	101
6.3.3 Συγκριτής τάσης με χρήση εξωτερικής υστέρησης	103
6.3.4 Συγκριτής τάσης με χρήση εσωτερικής υστέρησης	104
6.4 Διαμόρφωση PWM	106
6.5 Σχεδιασμός και προσομοίωση συγκριτή τάσης	108
7. Συμπεράσματα και μελλοντικές προτάσεις	115
7.1 Συμπεράσματα	115
7.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα	116
8. Βιβλιογραφικές Αναφορές	117

Κατάλογος Συντομογραφιών

AP	Action Potential
LFP	Local Field Potential
AC	Alternating Current
DC	Direct Current
LNA	Low Noise Amplifier
MEAs	Multi-electrode arrays
EEG	Electroencephalography
ADS	Advanced Design System
IC	Inversion Coefficient
BMI	Brain Machine Interface
CAD	Computer Aided Design
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
BJT	Bipolar Junction Transistor
PSRR	Power Supply Rejection Ratio
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
ICs	Integrated Circuits
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NMOS	Negative-Channel Metal Oxide Semiconductor
PMOS	Positive-Channel Metal Oxide Semiconductor
VLSI	Very Large Scale Integration
PWM	Pulse Width Modulation

Κεφάλαιο 1:

Εισαγωγή

1.1 Περιγραφή του προβλήματος και στόχος της παρούσας εργασίας

Τα τελευταία χρόνια, πολλοί επιστήμονες και ερευνητικά κέντρα, έχουν επικεντρωθεί στην ανάπτυξη εμφυτεύσιμων συστημάτων καταγραφής σημάτων νευρώνων. Στόχος των ερευνητών μέσω της καταγραφής των σημάτων αυτών, αποτελεί η κατανόηση του τρόπου λειτουργίας του εγκεφάλου. Ωστόσο, για την ανάπτυξη των συστημάτων αυτών, απαραίτητη προϋπόθεση και ανάγκη αποτελεί ο σχεδιασμός διαφόρων κυκλωμάτων, με αυστηρές προδιαγραφές λειτουργίας.

Στόχος της παρακάτω εργασίας, αποτέλεσε ο σχεδιασμός, η προσομοίωση και η βελτιστοποίηση πολλών χαρακτηριστικών ορισμένων κυκλωμάτων, του αναλογικού εμπρόσθιου τμήματος ενός συστήματος καταγραφής νευρώνων, τα οποία έχουν προταθεί από διάφορους καταξιωμένους επιστήμονες και πολλά από αυτά προτείνονται για χρήση. Τα κυκλώματα τα οποία επιλέχθηκαν για μελέτη στην συγκεκριμένη εργασία, είναι ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου και ο συγκριτής τάσης. Η προσπάθεια για τη σχεδίαση κυκλωμάτων, τα οποία θα πληρούν τις προδιαγραφές που ένα τέτοιο σύστημα απαιτεί, αποτέλεσε βασικό στόχο της εργασίας.

1.2 Διάρθρωση της διπλωματικής εργασίας

Η διπλωματική εργασία, αποτελείται από επτά βασικά κεφάλαια, με το καθένα να αποτελείται από διάφορες υποενότητες.

- Στο πρώτο κεφάλαιο επιχειρείται μια εισαγωγή του αναγνώστη στον στόχο αυτής της εργασίας και περιγράφεται το πρόβλημα στο οποίο η συγκεκριμένη εργασία επικεντρώνεται.
- Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μια σύντομη εισαγωγή στη βιοϊατρική τεχνολογία και στα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Επιπλέον γίνεται αναφορά σε ορισμένες εφαρμογές της βιοϊατρικής τεχνολογίας, με ιδιαίτερη έμφαση να δίνεται στα εμφυτεύσιμα συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων και στον τρόπο τροφοδότησης τους.
- Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται ορισμένες κατηγορίες βιοσημάτων και επεξηγείται η δομή και η λειτουργία των νευρώνων του εγκεφάλου. Επίσης παρουσιάζονται διάφορες μέθοδοι και τεχνικές, με τις οποίες είναι δυνατόν να καταγραφούν τα σήματα που οι νευρώνες παράγουν.

- Στο τέταρτο κεφάλαιο γίνεται μια θεωρητική εισαγωγή σε ορισμένα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ. Επίσης επιχειρείτε μια εισαγωγή στο τρόπο λειτουργίας του διαφορικό ενισχυτή, στις διάφορες τοπολογίες χρήσης του, καθώς και σε ορισμένα χαρακτηριστικά μεγέθη του.
- Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζονται ορισμένες προδιαγραφές που θα πρέπει ο ενισχυτής του συστήματος να πληροί, ενώ γίνεται και μια σύντομη ανάλυση των διαφόρων μορφών θορύβου. Επιπλέον γίνεται θεωρητική ανάλυση αλλά και προσομοίωση ορισμένων ενισχυτών στο λογισμικό σχεδίασης ADS. Τέλος, πραγματοποιείται σύγκριση των αποτελεσμάτων που προέκυψαν, κατά τη προσομοίωση των διαφορών ενισχυτικών τοπολογιών, στο λογισμικό σχεδίασης.
- Στο έκτο κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στον συγκριτή τάσης, ο οποίος αποτελεί το 2^ο στάδιο του συστήματος και παρουσιάζονται οι προδιαγραφές οι οποίες θα πρέπει να πληροί. Επιπλέον, γίνεται ο σχεδιασμός και η προσομοίωση του συγκριτή του συστήματος στο λογισμικό σχεδίασης και αναλύονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν.
- Στο έβδομο κεφάλαιο συνοψίζονται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από τη βιβλιογραφική μελέτη και μέσω της διαδικασίας των προσομοιώσεων.

Τέλος, παρατίθενται οι σχετικές βιβλιογραφικές αναφορές.

Κεφάλαιο 2:

Βιοϊατρική τεχνολογία και εφαρμογές

Περιεχόμενα Κεφαλαίου:

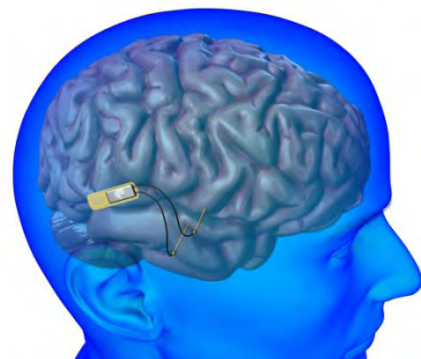
2.1 Βιοϊατρική τεχνολογία

2.2 Ολοκληρωμένα κυκλώματα

2.3 Εφαρμογές χρήσης βιοϊατρικής τεχνολογίας

2.4 Συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων

2.5 Μέθοδοι τροφοδοσίας συστημάτων καταγραφής σημάτων νευρώνων



2.1 Βιοϊατρική τεχνολογία

Η βιοϊατρική τεχνολογία (biotechnological engineering/bioengineering) είναι μια επιστήμη, με ιδιαίτερα ευρύ φάσμα εφαρμογών, η οποία εφαρμόζει τις γνώσεις και τις μεθόδους των θετικών επιστημών (βιολογίας, φυσικής, μαθηματικών, χημείας, πληροφορικής), σε συνδυασμό με τις μεθοδολογίες ανάλυσης και σύνθεσης της επιστήμης του μηχανικού, με σκοπό να λύσει προβλήματα που σχετίζονται κυρίως με τη βιολογία και με την ιατρική.

Βασικός στόχος της βιοϊατρικής τεχνολογίας, είναι να συνεισφέρει στην κατανόηση των βασικών αρχών, του τρόπου λειτουργίας των βιολογικών συστημάτων, καθώς και να συμβάλλει στην ανάπτυξη κατάλληλων τεχνολογικών προϊόντων και διεργασιών, έτσι ώστε να καλυφθεί ένας μεγάλος αριθμός κοινωνικών αναγκών. Αυτές οι κοινωνικές ανάγκες, αφορούν κατά κύριο λόγο τους τομείς της διάγνωσης, της πρόληψης και της θεραπείας ασθενειών.

Ο κλάδος της βιοϊατρικής τεχνολογίας, όπως εύκολα γίνεται αντιληπτό, βρίσκεται σε μια ακμάζουσα περίοδο, ως αποτέλεσμα της συνεχούς παραγωγής νέας γνώσης, νέων μεθόδων και τεχνικών, από την επιστήμη, καθώς επίσης και λόγω της συνεχής προόδου της τεχνολογίας. Αναμφισβήτητα, αποτελεί έναν από τους ταχύτερα εξελισσόμενους κλάδους της επιστήμης, πετυχαίνοντας όλο και πιο συχνά σημαντικά αποτελέσματα καινοτομίας, προόδου αλλά και προσφοράς προς τον άνθρωπο.

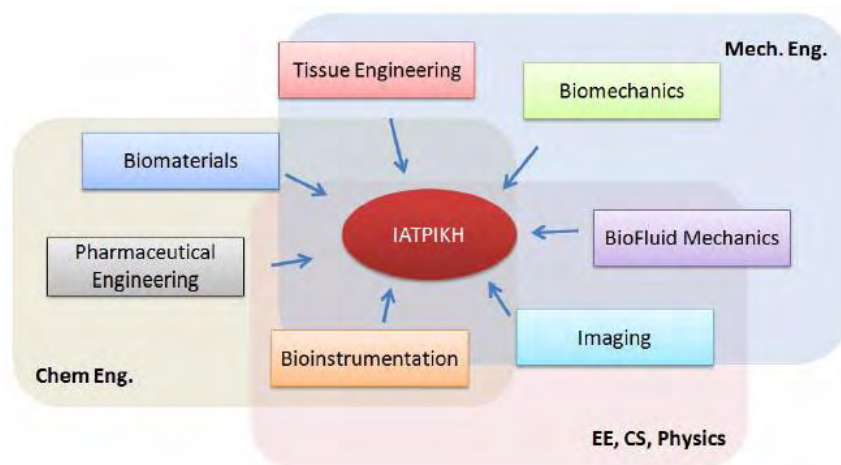
Με σκοπό να απλουστευτεί η ευρεία έννοια της βιοϊατρικής τεχνολογίας, παρακάτω παρουσιάζονται, δύο επιμέρους επιστημονικοί κλάδοι, στους οποίους θα μπορούσε να υποδιαιρεθεί. Οι δύο αυτοί κλάδοι είναι η βιοϊατρική μηχανική και η βιολογική μηχανική. Η διαφορά ανάμεσα σε αυτούς, συνήθως δεν γίνεται σαφής και συχνά οι δύο αυτοί όροι χρησιμοποιούνται ως ταυτόσημοι, χωρίς όμως αυτό να είναι σωστό. Επομένως, για να διασαφηνιστεί η διαφορά που υπάρχει μεταξύ των δύο αυτών όρων, παρακάτω παρουσιάζεται αναλυτικά μια μικρή περιγραφή και των δύο.

1. **Βιοϊατρική Μηχανική (Biomedical Engineering):** Η βιοϊατρική μηχανική, αποτελεί ένα κλάδο, όπου στο κέντρο αυτού, βρίσκεται η ιατρική. Βασικός στόχος του κλάδου της βιοϊατρικής μηχανικής, αποτελεί η επίλυση προβλημάτων που αφορούν την ιατρική, ανεξαρτήτως των μεθόδων και των διαδικασιών που χρησιμοποιούνται. Επομένως, στη βιοϊατρική μηχανική, βασική επιδίωξη είναι η αντιμετώπιση ιατρικών γεγονότων και η βελτίωση της ποιότητας ζωής των ανθρώπων, χωρίς να είναι αναγκαίο να αναλυθεί το πρόβλημα και να βρεθούν οι αιτίες που το προκαλούν. Για παράδειγμα, στην προσπάθεια των επιστημόνων του συγκεκριμένου κλάδου, για ανάπτυξη τεχνητών οργάνων που θα αντικαταστήσουν φυσικά όργανα του οργανισμού, τα οποία έχουν υποστεί βλάβη, δεν αποτελεί βασικό μέλημα η κατανόηση του τρόπου λειτουργίας του φυσικού οργάνου και των παραγόντων που οδήγησαν στην φθορά του, αλλά βασικός στόχος είναι η λύση του προβλήματος, ακόμα και αν δεν γίνει εφικτό να κατανοηθούν όλες οι πτυχές του.

Ο κλάδος της βιοϊατρικής μηχανικής, όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, αποτελείται από πάρα πολλά πεδία έρευνας και μελέτης. Με σκοπό να γίνει μια μικρή

ταξινόμηση όλων αυτών των πεδίων, στο παρακάτω σχήμα της Εικόνας 2.1(α), φαίνονται οι κύριοι επιμέρους τομείς της βιοϊατρικής μηχανικής, στους οποίους εμπίπτουν τα ενδιαφέροντα των διαφόρων επιστημόνων και μηχανικών. Αυτό που προκύπτει από το παρακάτω σχήμα, είναι ότι στην επιστήμη αυτή, υπάρχει μια μεγάλη ποικιλία πεδίων έρευνας, όπου είναι αναγκαία η συνεισφορά διαφόρων επιστημόνων. Επίσης αυτό που προκύπτει, είναι ότι οι τομείς αυτοί, συνήθως δεν είναι ανεξάρτητοι, αλλά πολλές φορές απαιτούν τη συνεργασία διαφόρων επιστημονικών κλάδων και μηχανικών (π.χ Ηλεκτρολόγων Μηχανικών, Μηχανολόγων Μηχανικών, Χημικών Μηχανικών), με σκοπό να πετύχουν ένα αποτέλεσμα.

Να σημειωθεί σε αυτό το σημείο, ότι η συγκεκριμένη εργασία επικεντρώνεται στον τομέα των βιολογικών μετρήσεων (Bioinstrumentation), ο οποίος στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται με πορτοκαλί χρώμα. Συνοπτικά, μέσω του συγκεκριμένου τομέα, επιδιώκεται η εφαρμογή των αρχών της ηλεκτρονικής και των τεχνικών μετρήσεων, με σκοπό την ανάπτυξη συστημάτων και συσκευών, οι οποίες είναι κατάλληλες για μετρήσεις βιολογικών σημάτων. Πρώτη μέριμνα αυτού του τομέα, μέσω των παραπάνω συστημάτων, αποτελεί η διάγνωση και η θεραπεία διαφόρων ασθενειών. Τέλος, να αναφερθεί ότι, οι διατάξεις που αναπτύσσονται σε αυτόν τον τομέα, μπορεί να είναι είτε κλινικές (π.χ βηματοδότης, καρδιογράφος, υπερηχογράφος), είτε ερευνητικές (π.χ συσκευές μέτρησης RNA, DNA, πρωτεϊνών).



Εικόνα 2.1(α): Τομείς υποδιαίρεσης βιοϊατρικής μηχανικής

2. **Βιολογική Μηχανική (Biological Engineering/Systems Biology):** Η βιολογική μηχανική, αποτελεί έναν κλάδο, όπου στο κέντρο αυτού, βρίσκεται η βιολογία και γενικά η έρευνα σε βιολογικά επίπεδα. Βασικός σκοπός του κλάδου αυτού, είναι να μελετηθούν και να κατανοηθούν όσο το δυνατόν καλύτερα, τα διάφορα βιολογικά συστήματα, καθώς επίσης και να μοντελοποιηθούν οι συμπεριφορές διαφόρων μικροοργανισμών (π.χ μικροβίων, ιών, κυττάρων). Βασικό αντικείμενο μελέτης του κλάδου αυτού, αποτελεί ο άνθρωπος, ενώ ακόμα και οι μελέτες ή οι έρευνες που γίνονται πάνω σε άλλους οργανισμούς, στοχεύουν στην ερμηνεία των συστημάτων του ανθρώπινου οργανισμού. Τέλος, να σημειωθεί ότι, επειδή στην έρευνα που

επιτελείται στον κλάδο της βιολογικής μηχανικής, δεν τίθεται ένας συγκεκριμένος στόχος αντιμετώπισης ενός ιατρικού προβλήματος, αλλά οι επιστήμονες περισσότερο βασίζονται, στο ότι μέσα από την βαθύτερη και καλύτερη κατανόηση των βιολογικών συστημάτων, θα επιτευχθεί εμμέσως η λύση σε υπάρχοντα και μελλοντικά προβλήματα της ιατρικής, για το λόγο αυτό, η βιολογική μηχανική, παρουσιάζεται ως ξεχωριστός κλάδος από τη βιοϊατρική μηχανική.

Η δημιουργία συστημάτων υποστήριξης ζωής (life support systems), ο σχεδιασμός τεχνητών οργάνων (π.χ τεχνική καρδιά), η σχεδίαση προσθετικών μελών (π.χ βιονικό χέρι), αλλά και η δημιουργία εμφυτεύσιμων συσκευών και συστημάτων (π.χ. εμφυτεύσιμα συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων), είναι λίγες από τις πολλές εφαρμογές της βιοϊατρικής τεχνολογίας.

Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, για την ανάπτυξη των παραπάνω εφαρμογών, απαιτείται η συνεργασία των δύο επιμέρους επιστημονικών κλάδων της βιοϊατρικής τεχνολογίας, που παρουσιάστηκαν προηγουμένως. Επιπλέον, απαραίτητη προϋπόθεση για την ανάπτυξη των εφαρμογών αυτών, είναι η χρήση της προηγμένης τεχνολογίας και ιδιαίτερα των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Είναι γεγονός ότι η ανάπτυξη των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων πριν από κάποιες δεκαετίες, αποτέλεσε μια τεχνολογική επανάσταση, η οποία επέφερε σημαντική πρόοδο στην επιστήμη και ιδιαίτερα στην επιστήμη της βιοϊατρικής τεχνολογίας, μέσω της χρήσης αυτών. Αυτή η τεχνολογική επανάσταση που αναφέρθηκε παραπάνω, οφειλόταν στη δυνατότητα κατασκευής και χρήσης μιας νέας «μορφής» κυκλωμάτων, των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, των οποίων η δομή, η λειτουργία και ορισμένες από τις εφαρμογές τους, παρουσιάζονται παρακάτω.

2.2 Ολοκληρωμένα κυκλώματα

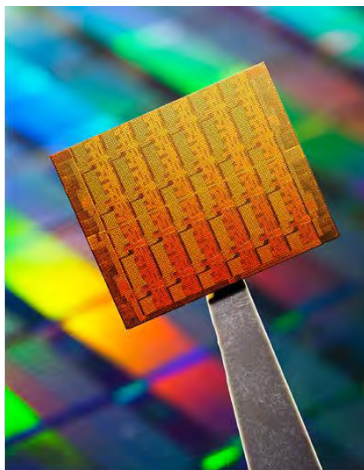
Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα (Integrated Circuits-ICs) είναι ηλεκτρικά κυκλώματα, τα οποία αποτελούνται από διάφορα ηλεκτρονικά στοιχεία, όπως τρανζίστορ, αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία κ.α. Όλα αυτά τα στοιχεία, είναι στη συντριπτική πλειοψηφία τους κατασκευασμένα πάνω σε λεπτά φύλλα ημιαγωγικών υλικών (συνήθως πάνω σε πυρίτιο). Το φύλλο ημιαγωγού, το οποίο συναντάται στην βιβλιογραφία με το όνομα τσίπ(chip), αποτελεί πολύ συχνά μια ισοδύναμη εναλλακτική ονομασία για τον όρο, ολοκληρωμένο κύκλωμα. Πάνω σε αυτό το μικρό κομμάτι ημιαγωγικού υλικού (δηλαδή στο chip), όλα αυτά τα ηλεκτρονικά στοιχεία, συνδέονται με τέτοιο τρόπο, ώστε αλληλεπιδρώντας μεταξύ τους, να αποτελούν ένα πλήρες ηλεκτρικό κύκλωμα, το οποίο επιτελεί έναν ή και περισσότερους σκοπούς. Το chip, συνήθως τοποθετείται μέσα σε ένα χώρο προστασίας, με μεταλλικό ή πλαστικό περίβλημα και η σύνδεση του ολοκληρωμένου με το υπόλοιπο εξωτερικό κύκλωμα, γίνεται μόνο μέσω κάποιων εξωτερικών ακροδεκτών.

Επιπλέον να σημειωθεί ότι τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, διαφέρουν από τα συμβατικά κυκλώματα διακριτών στοιχείων, στο ότι τα στοιχεία τους δεν μπορούν να διαχωριστούν ή να επανασυνδεθούν μετά την κατασκευή του ολοκληρωμένου. Μια ακόμη διαφορά που υπάρχει, είναι ότι σε ένα chip, υπάρχει η δυνατότητα ενσωμάτωσης εκατομμυρίων ή ακόμα και δισεκατομμυρίων τρανζίστορ και στοιχείων, οδηγώντας σε κυκλώματα με πολύ μεγάλη κλίμακα ολοκλήρωσης(VLSI), κάτι το οποίο δεν ήταν εφικτό στα συμβατικά κυκλώματα

διακριτών στοιχείων. Είναι γεγονός ότι τα τελευταία χρόνια παρατηρείται μια ραγδαία αύξηση κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, το οποίο οφείλεται κατά κύριο λόγο σε κάποια πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα που προσφέρουν και τα οποία συνοψίζονται παρακάτω:

1. Δυνατότητα ενσωμάτωσης πολύ μεγάλου αριθμού τρανζίστορ και άλλων στοιχείων σε πολύ μικρό μέγεθος.
2. Χαμηλή τιμή κόστους μαζικής παραγωγής, λόγω του ότι τα τσιπ, με όλα τα στοιχεία τους, τυπώνονται ως μονάδα με φωτολιθογραφία, αντί να κατασκευάζεται ένα τρανζίστορ κάθε φορά.
3. Εξαιρετικά χαμηλή κατανάλωση ισχύος, κυρίως λόγω της πολύ μικρής τους διάστασης.
4. Υψηλή ταχύτητα λειτουργίας.
5. Υψηλή αξιοπιστία, λόγω κατασκευής των chip από συστήματα αυτομάτου ελέγχου, καθώς επίσης και λόγω του ακριβούς προσχεδιασμού του ολοκληρωμένου μέσω εργαλείων CAD(Computer Aided Design) και λογισμικών.

Από την άλλη πλευρά, το κύριο μειονέκτημα των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι το υψηλό κόστος για το σχεδιασμό και τη δημιουργία των απαιτούμενων χώρων κατασκευής τους (μηχανήματα, υποδομή κλπ). Αυτό το υψηλό αρχικό κόστος, σημαίνει ότι τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, είναι χρήσιμα μόνο όταν αναμένονται υψηλοί όγκοι παραγωγής. Στην Εικόνα 2.2(α), γίνεται η παρουσίαση της συνήθους μορφής που συναντάται σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, μετά την κατασκευή του.



Εικόνα 2.2(α): Ολοκληρωμένο κύκλωμα(chip)

Στις μέρες μας, τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, χρησιμοποιούνται σχεδόν σε όλες τις ηλεκτρονικές εφαρμογές και δεν θα ήταν υπερβολική η διατύπωση ότι έχουν φέρει μια επανάσταση στο πεδίο της ηλεκτρονικής και όχι μόνο, αφού υπολογιστές, κινητά τηλέφωνα και πολλές άλλες συσκευές, που αποτελούν αναπόσπαστο μέρος για τους ανθρώπους της σύγχρονης κοινωνίας, φέρουν στο εσωτερικό τους κάποιο ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Αξίζει να σημειωθεί ότι το εμβαδόν της διάστασης ενός chip, συνήθως είναι κάποια τετραγωνικά μικρόμετρα (μm^2), για αυτό το λόγο πολλές φορές συναντάται και με την

ονομασία μικροσίπ (micro-chip). Η διάσταση των chip που κατασκευάζονται σήμερα, εξαρτώνται κατά ένα πολύ μεγάλο βαθμό από τις διαστάσεις των τρανζίστορ και των εξαρτημάτων που ενσωματώνονται σε αυτό, καθώς και από την εφαρμογή για την οποία προορίζονται. Καθοριστικό ρόλο παρουσιάζει το μέγεθος του καναλιού(L) του τρανζίστορ, το οποίο λόγω της συνεχούς προόδου της τεχνολογίας ολοένα και μειώνεται, δίνοντας με αυτό τον τρόπο τη δυνατότητα ενσωμάτωσης περισσότερων τρανζίστορ στο ίδιο εμβαδόν διάστασης ενός chip. Να σημειωθεί ότι πριν λίγα χρόνια, ο Αμερικάνος επιστήμονας Γκόρντον Μούρ, είχε διατυπώσει ένα νόμο, ο οποίος επιβεβαιωνόταν για αρκετά χρόνια και ο οποίος υποστήριζε ότι η πυκνότητα των τρανζίστορ στα τσιπ (ο αριθμός των τρανζίστορ ανά μονάδα επιφάνειας), θα διπλασιάζεται κάθε περίπου δύο χρόνια.

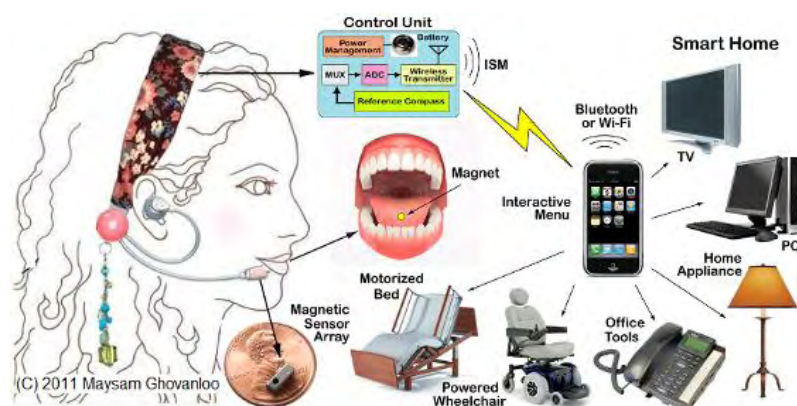
Στην συγκεκριμένη εργασία, η χρήση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων θα επικεντρωθεί μόνο σε βιοϊατρικές εφαρμογές. Για αυτό το σκοπό, στην επόμενη παράγραφο, θα γίνει μια εισαγωγή στις εφαρμογές αυτές, κάνοντας μια ενδεικτική παρουσίαση κάποιων πολύ σημαντικών και πρωτοπόρων βιοϊατρικών εφαρμογών, οι οποίες αναμφισβήτητα έχουν δείξει ότι καταφέρνουν να βοηθήσουν πολλούς ανθρώπους, κυρίως με προβλήματα υγείας.

Αξίζει να σημειωθεί, ότι η παρουσίαση των παρακάτω βιοϊατρικών εφαρμογών, επικεντρώνεται κυρίως σε, εμφυτεύσιμες διατάξεις, δηλαδή συσκευές που βρίσκονται μέσα στο ανθρώπινο σώμα. Ο λόγος για τον οποίο δίνεται ιδιαίτερη έμφαση σε αυτού του είδους τις διατάξεις, οφείλεται κυρίως στο ότι αποτελούν αναμφισβήτητα ένα πολύ σημαντικό πεδίο της βιοϊατρικής τεχνολογίας με σπουδαία αποτελέσματα, αλλά και επειδή η συγκεκριμένη εργασία, όπως θα γίνει αντιληπτό στις επόμενες παραγράφους, επικεντρώνεται σε μια ηλεκτρονική διάταξη, η οποία θα βρίσκεται εμφυτευμένη, μέσα στον ανθρώπινο εγκέφαλο.

2.3 Εφαρμογές χρήσης βιοϊατρικής τεχνολογίας

Αρκετές από τις διατάξεις που θα παρουσιαστούν σε αυτό το σημείο, χρησιμοποιούνται ήδη σε ασθενείς για πολλά χρόνια, ενώ κάποιες άλλες βρίσκονται ακόμα σε πειραματικό στάδιο αναπτυσσόμενες σε ερευνητικά κέντρα, χωρίς ωστόσο να σημαίνει ότι δεν ενδέχεται να βρεθούν σε λίγα χρόνια στο στάδιο της μαζικής παραγωγής.

1. Σύστημα κίνησης της γλώσσας για ανθρώπους με αναπηρία

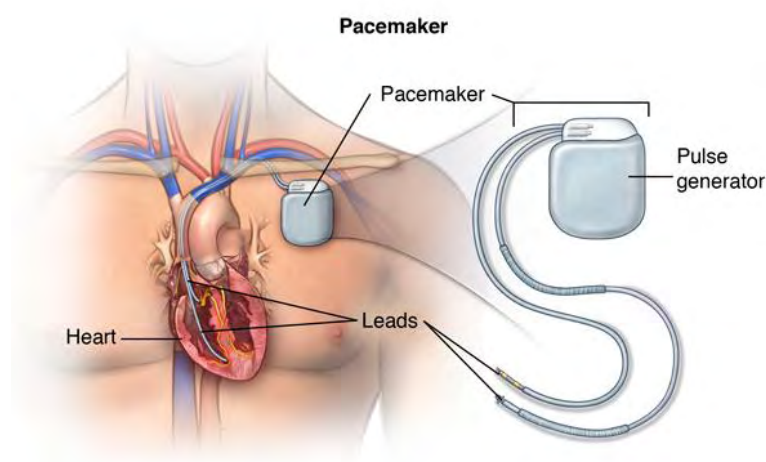


Εικόνα 2.3(α): Σύστημα κίνησης της γλώσσας για ανθρώπους με αναπηρία

Όταν σε έναν άνθρωπο, έπειτα από κάποιο ατύχημα, προκληθεί σοβαρή βλάβη σε κάποιο σημείο του νωτιαίου μυελού, τότε ένα τμήμα του σώματος του δεν μπορεί να κινηθεί. Αν είναι τετραπληγικός, τότε ολόκληρος ο κορμός κάτω από το ύψος του κεφαλιού, είναι αδύνατον να κινηθεί. Πριν λίγα χρόνια όμως, μια ασύρματη συσκευή, επέτρεψε σε ανθρώπους με τετραπληγία, να μπορούν να κινήσουν από μόνοι τους την αναπηρική καρέκλα στην οποία κάθονται ή ακόμα και να μετακινήσουν τον δρομέα του υπολογιστή, γράφοντας ένα κείμενο, χρησιμοποιώντας μόνο τη γλώσσας τους.

Αυτό το σύστημα, αποτελείται από ένα μικροσκοπικό μαγνήτη (μεγέθους μιας φακής) που τοποθετείται πάνω στη γλώσσα του ασθενή, μέσω μιας ειδικής διαδικασίας (για μακροχρόνια χρήση θα είναι δυνατή η εμφύτευση αυτού το μαγνήτη). Επιπλέον, αποτελείται από ένα προσαρμοσμένο ακουστικό, το οποίο φορά ο ασθενής και στο οποίο ενσωματώνονται μαγνητικοί αισθητήρες οι οποίοι χρησιμοποιούνται για την ανίχνευση των αλλαγών στο μαγνητικό πεδίο, ως αποτέλεσμα της κίνησης της γλώσσας. Έχοντας προηγηθεί η σημασιολογία των κινήσεων της γλώσσας μεταξύ ασθενή και ιατρού, ο ασθενής επιθυμώντας να εκτελέσει μια ενέργεια, μετακινεί την γλώσσα του προς κάποια κατεύθυνση. Εφόσον προκληθεί κάποια μεταβολή στο μαγνητικό πεδίο, λόγω της κίνησης της γλώσσας, μια μονάδα ελέγχου συλλέγει τα δεδομένα των αισθητήρων και εν συνέχεια τα μεταδίδει ασύρματα σε μια έξυπνη συσκευή, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.3(α). Η έξυπνη συσκευή, μεταφράζει εν συνεχεία τις εξόδους των αισθητήρων, σε εντολές ελέγχου, για τη λειτουργία διαφόρων συσκευών στο περιβάλλον του ασθενή, όπως είναι η αναπηρική καρέκλα ή ο υπολογιστής. Παρόλο που το συγκεκριμένο σύστημα βρίσκεται προς το παρόν σε πειραματικό στάδιο, παρέχει πολύ μεγαλύτερη ανεξαρτησία στον ασθενή, σε σχέση με παλαιότερα συστήματα και φιλοδοξεί τα επόμενα χρόνια να βρεθεί στο στάδιο της μαζικής παραγωγής.

2. Καρδιακός Βηματοδότης



Εικόνα 2.3(β): Καρδιακός Βηματοδότης

Όταν λόγω κάποιας παθολογικής αιτίας, η καρδιά του ανθρώπου χτυπάει με μη φυσιολογικούς ρυθμούς, τότε ο γιατρός σε πολλές περιπτώσεις, χρειάζεται να εμφυτεύσει

μια συσκευή στην περιοχή κάτω από τον επιδερμικό ιστό του θώρακα, η οποία ονομάζεται καρδιακός βηματοδότης. Σκοπός αυτής της ηλεκτρονικής διάταξης, είναι να επαναφέρει τον φυσιολογικό καρδιακό ρυθμό του ασθενή. Οι βηματοδότες, μέσω ειδικών καλωδίων (ηλεκτρόδια), που είναι συνδεδεμένα με τα τοιχώματα και τους μύες της καρδιάς, έχουν ως σκοπό την διέγερση των μυών της μέσω ηλεκτρικών παλμών, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η ομαλή λειτουργία της. Επίσης οι βηματοδότες, μπορούν να αισθάνονται τα ηλεκτρικά ερεθίσματα που αυτή παράγει, αλλά και να δίνουν ερεθίσματα στην καρδιά όπως αναφέρθηκε παραπάνω, όποτε αυτό χρειάζεται. Για παράδειγμα, αν η καρδιά του ασθενή χτυπάει αρκετά αργά (βραδυκαρδία), τότε οι καρδιακοί βηματοδότες μπορούν να παράγουν και να στέλνουν ηλεκτρικούς παλμούς σε έναν ή περισσότερους θαλάμους της (κόλποι, κοιλίες), για να τονώσουν τον καρδιακό ρυθμό.

Ο καρδιακός βηματοδότης, αποτελεί μια πολύ σημαντική εφαρμογή της βιοϊατρικής τεχνολογίας, ωστόσο απαιτείται ο σχεδιασμός κυκλωμάτων, με υψηλή αξιοπιστία καθώς και χαμηλή κατανάλωση ισχύος, έτσι ώστε να διασφαλίζεται η όσο το δυνατόν μεγαλύτερη διάρκεια ζωής της μπαταρίας. Επίσης σε τέτοιου είδους εφαρμογές, η μικρή διάσταση της ηλεκτρονικής διάταξης αποτελεί καθοριστικό σημείο, έτσι ώστε να είναι δυνατή η εμφύτευση της μέσα στο ανθρώπινο σώμα.

3. Βοήθημα ακοής-Κοχλιακό εμφύτευμα



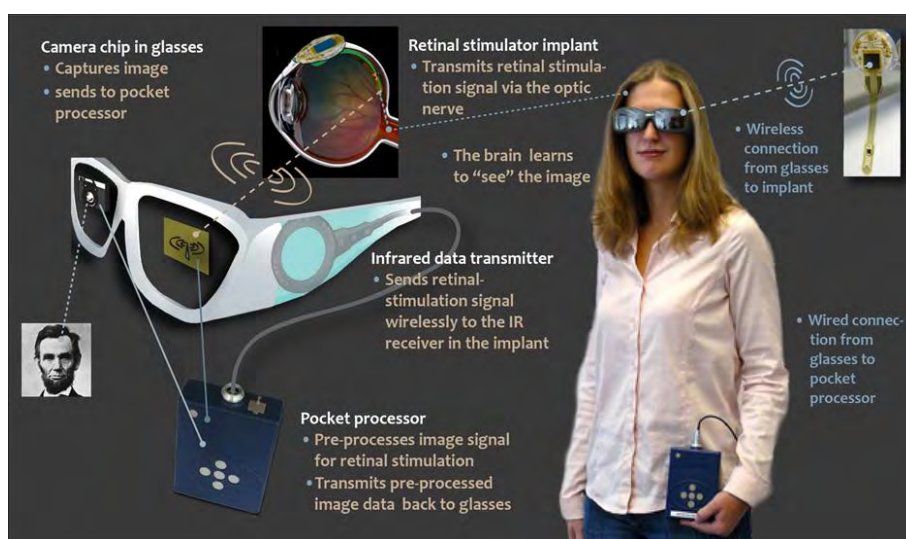
Εικόνα 2.3(γ): Κοχλιακό εμφύτευμα

Πολλοί άνθρωποι, αντιμετωπίζουν προβλήματα βαρηκοΐας ή ακόμα και κώφωσης. Όμως πριν λίγα χρόνια, οι επιστήμονες κατάφεραν να σχεδιάσουν βοηθήματα ακοής μέσω της χρήσης των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, τα οποία εμφυτεύονται στο αυτί του ασθενή και τον βοηθούν να ξεπεράσει το πρόβλημα του. Εκατοντάδες άνθρωποι που πάσχουν από απώλεια ακοής, υποβάλλονται σε μια τέτοιου είδους επέμβαση στην οποία τους τοποθετείται ένα κοχλιακό εμφύτευμα. Σε ένα κοχλιακό εμφύτευμα, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.3(γ), ο ήχος συλλαμβάνεται από ένα εξωτερικό μικρόφωνο και από εκεί μεταφέρεται σε μια εξωτερική υπολογιστική μονάδα, που ονομάζεται επεξεργαστής ήχου. Ο ήχος εκεί θα επεξεργαστεί και θα μετατραπεί στην συνέχεια σε ψηφιακή πληροφορία. Αυτή η ψηφιακή πληροφορία στέλνεται μέσω μιας κεραίας μετάδοσης ασύρματα, στο εμφυτευμένο μέρος του

συστήματος. Το εμφύτευμα θα μετατρέψει την ηχητική πληροφορία σε ηλεκτρικά σήματα που καταλήγουν στα ηλεκτρόδια, τα οποία έχουν τοποθετηθεί στο εσωτερικό αυτί (κοχλία). Τα ηλεκτρόδια διεγείρουν άμεσα το ακουστικό νεύρο, αποστέλλοντας ηχητικές πληροφορίες στον εγκέφαλο.

Στην συγκεκριμένη εφαρμογή ηλεκτρονικής διάταξης, απαιτείται συγκεκριμένο επίπεδο ενίσχυσης των ακουστικών σημάτων καθώς επίσης και αυστηρά καθορισμένη απόκριση συχνότητας. Επιπλέον, η χαμηλή κατανάλωση ισχύος και η μικρή διάσταση του εμφυτεύσιμου συστήματος, αποτελούν πολύ σημαντικές παραμέτρους και σε αυτού του είδους τις εφαρμογές.

4. Βοήθημα όρασης – Αμφιβληστροειδές εμφύτευμα



Εικόνα 2.3(δ): Αμφιβληστροειδές εμφύτευμα

Είναι γεγονός ότι πολλοί άνθρωποι, έχουν κάποιο σοβαρό πρόβλημα όρασης, ωστόσο η τεχνολογία για αποκατάσταση της όρασης βρίσκεται ακόμη σε πολύ χαμηλό επίπεδο, παρόλο που έχουν γίνει αρκετές προσπάθειες προς αυτή την κατεύθυνση. Ωστόσο μετά από ένα μεγάλο αριθμό πειραμάτων, ένα νέο προηγμένο είδος εμφυτεύματος, έχει καταφέρει να βοηθήσει πολλούς ανθρώπους να ανακτήσουν ως ένα βαθμό την όραση τους, ακόμα και μετά από περιπτώσεις εκφυλιστικών ασθενειών των ματιών, οι οποίες επιφέρουν σοβαρή απώλεια της όρασης.

Το πρόβλημα που έρχεται να λύσει το εμφύτευμα αμφιβληστροειδούς, αφορά την «παράκαμψη» της βλάβης των φωτοϋποδοχέων, οι οποίοι θα μετέδιδαν την εικόνα στον αμφιβληστροειδή χιτώνα. Πιο συγκεκριμένα, μέσα στον αμφιβληστροειδή χιτώνα του ματιού (ο οποίος βρίσκεται στο πίσω μέρος του οφθαλμού), υπάρχουν κύτταρα που ονομάζονται φωτοϋποδοχείς, τα οποία στέλνουν το φως που λαμβάνεται από τα μάτια στον αμφιβληστροειδή χιτώνα, με σκοπό στην συνέχεια η εικόνα να ταξιδέψει στο οπτικό νεύρο και εν συνεχεία στον εγκέφαλο. Σε πολλές ασθένειες των ματιών, ορισμένοι φωτοϋποδοχείς χάνονται, ωστόσο ο υπόλοιπος αμφιβληστροειδής διατηρείται ανέπαφος.

Ωστόσο μέσω του συγκεκριμένου εμφυτεύματος, το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 2.3(δ), είναι δυνατή η ηλεκτρική διέγερση των νευρώνων και του αμφιβληστροειδούς, παρακάμπτοντας τους εκφυλισμένους φωτοϋποδοχείς, και αποκαθιστώντας έτσι σε ένα μεγάλο βαθμό την όραση του ασθενούς. Για να το πετύχει αυτό το συγκεκριμένο εμφύτευμα, αποτελείται από μια μικροσκοπική κάμερα που βρίσκεται πάνω σε ειδικά γυαλιά που φορά ο ασθενής και η οποία συλλαμβάνει τις εικόνες του περιβάλλοντος μετατρέποντας τις, σε ηλεκτρικά σήματα. Στην συνέχεια, τα σήματα αυτά, στέλνονται για ανάλυση σε μια μικρή συσκευή επεξεργασίας που φορά στη ζώνη του (Vision Processing Unit, VPU) ο ασθενής, και η οποία κωδικοποιεί τα οπτικά σήματα σε εντολές. Οι εντολές αυτές αποστέλλονται ασύρματα μέσω ενός πομπού που βρίσκεται επάνω στα γυαλιά σε μια συστοιχία ηλεκτροδίων, η οποία έχει εμφυτευθεί επάνω στον αμφιβληστροειδή του ασθενούς. Τα οπτικά σήματα στην συνέχεια «ταξιδεύουν» στο οπτικό νεύρο και στη συνέχεια φτάνουν στον εγκέφαλο παρέχοντας με αυτό τον τρόπο και πάλι την όραση στον ασθενή.

Μια επιπλέον πολύ σημαντική εφαρμογή της βιοϊατρικής τεχνολογίας, αφορά την ανάπτυξη εμφυτεύσιμων συστημάτων καταγραφής σημάτων νευρώνων, τα οποία σχεδιάζονται κυρίως για ανθρώπους με σοβαρά κινητικά προβλήματα των άκρων και ιδιαίτερα παραλυσίας. Όπως είναι γνωστό, αρκετοί άνθρωποι οι οποίοι πάσχουν από κάποια σοβαρή μορφή αναπηρίας, είναι αδύνατον να κινήσουν ένα μέρος του σώματος τους. Παρά την πρόοδο της επιστήμης και τις συστηματικές έρευνες που γίνονται, προς το παρόν, δεν υπάρχει ίαση για τις βλάβες του νωτιαίου μυελού, οι οποίες οφείλονται κατά κύριο λόγο για την εμφάνιση της παραλυσίας. Ωστόσο τα τελευταία χρόνια, οι επιστήμονες έχουν καταφέρει να αναπτύξουν κάποια πρωτοπόρα συστήματα τα οποία φιλοδοξούν στο άμεσο μέλλον, να παρέχουν σημαντική βοήθεια στα άτομα αυτά.

2.4 Συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων

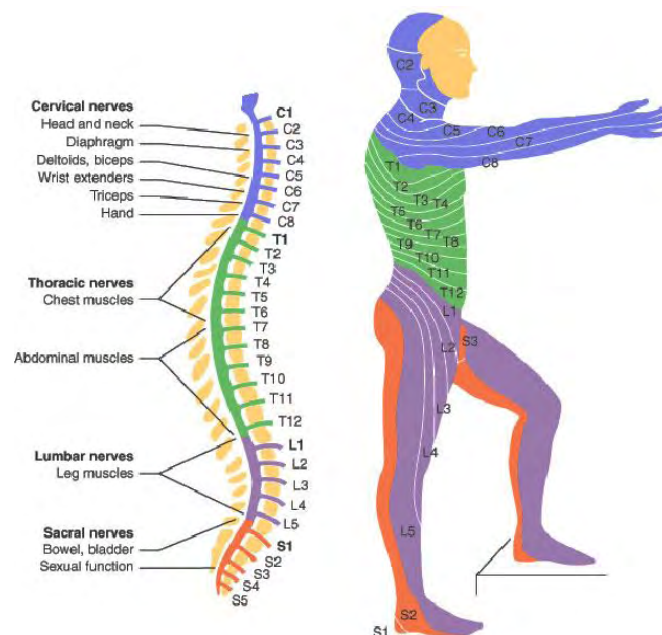
Όταν ένας άνθρωπος, έπειτα από κάποιο σοβαρό ατύχημα ή λόγο κάποιου άλλου συμβάντος, αποκτήσει σημαντική βλάβη σε κάποιο σημείο της σπονδυλικής στήλης, δημιουργώντας τραυματική βλάβη στον νωτιαίο μυελό, τότε ορισμένα μέρη του σώματος του είναι αδύνατον να κινηθούν. Ο νωτιαίος μυελός, ο οποίος βρίσκεται εντός της σπονδυλικής στήλης, μέσα στον νωτιαίο σωλήνα (εσωτερικός σωλήνας της σπονδυλικής στήλης), αποτελείται από μια μακριά λεπτή σωληνοειδή δέσμη νευρικών κυττάρων. Μέσω του νωτιαίου μυελού και των νωτιαίων νεύρων, μεταφέρονται ερεθίσματα και πληροφορίες από τον εγκέφαλο προς το υπόλοιπο σώμα, για την εκτέλεση κινήσεων και ενεργειών. Μέσω των ίδιων σχηματισμών, μεταφέρονται και τα αισθητικά μηνύματα από το υπόλοιπο σώμα προς τον εγκέφαλο για την επεξεργασία τους σε αυτόν. Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, τα τριαντάενα ζεύγη νωτιαίων νεύρων από τα οποία αποτελείται ο νωτιαίος μυελός, είναι υπεύθυνα για να μεταφέρουν πληροφορίες από το σώμα προς τον εγκέφαλο αλλά και το αντίστροφο. Από την άλλη πλευρά, η σπονδυλική στήλη είναι αυτή που στηρίζει το ανθρώπινο σώμα αλλά και προφυλάσσει το νωτιαίο μυελό, μέσω των σπονδύλων που την αποτελούν.

Το κάταγμα που θα προκληθεί κατά το ατύχημα, μπορεί να δημιουργήσει σοβαρές βλάβες, οι οποίες εξαρτώνται από το ύψος του σπονδύλου στον οποίο δημιουργήθηκε η βλάβη, καθώς και από το αν έχουμε συμπίεση ή αποκοπή του νωτιαίου μυελού. Στην περίπτωση που

υπάρχει συμπιεστικό κάταγμα, δηλαδή αν έχει εισχωρήσει ο σπόνδυλος εντός του νωτιαίου σωλήνα και πιέζει απλά τον νωτιαίο μυελό, υπάρχουν αρκετές πιθανότητες βελτίωσης της κατάστασης του ατόμου μετά από κατάλληλη θεραπεία. Ωστόσο, αν έχει προκληθεί αποκοπή, δηλαδή ο σπόνδυλος έχει εισχωρήσει βαθιά εντός του νωτιαίου σωλήνα, τότε δεν γίνεται να υπάρξει σημαντική βελτίωση.

Στην Εικόνα 2.4(α), φαίνεται μια σχηματική απεικόνιση του τρόπου ταξινόμησης των κακώσεων του νωτιαίου μυελού, που είναι δυνατόν να εμφανιστούν σε έναν άνθρωπο, ανάλογα με το ύψος της βλάβης. Η ταξινόμηση αυτή γίνεται τόσο με ανατομικά, όσο και με λειτουργικά κριτήρια, με τον σπόνδυλο με την μεγαλύτερη καταστροφή να καθορίζει το σκελετικό επίπεδο της βλάβης. Όπως γίνεται εμφανές, όσο πιο χαμηλά είναι η βλάβη, τόσο περισσότερα μέρη του σώματος διατηρούν την ευρωστία τους. Για παράδειγμα, μια βλάβη στον T1 σπόνδυλο έχει ως αποτέλεσμα ο άνθρωπος να είναι παράλυτος από το ύψος της μέσης και κάτω, ενώ το υπόλοιπο του σώμα λειτουργεί κανονικά. Επιπλέον, βλάβες του νωτιαίου μυελού στο 3^ο αυχενικό μυελοτόμιο και πάνω, θεωρούνται εξαιρετικά επικίνδυνες ακόμα και για τη ζωή του ανθρώπου, αφού παύει να λειτουργεί το διάφραγμα, που αποτελεί το σημαντικότερο αναπνευστικό μυ.

Ωστόσο, θα πρέπει να σημειωθεί ότι αναλόγως της τραυματικής βλάβης του νωτιαίου μυελού, εμφανίζεται πλήρης και ατελής παραλυσία. Μια τραυματική βλάβη του νωτιαίου μυελού χαρακτηρίζεται ως ατελής, όταν διαπιστώνεται κινητικότητα ορισμένων ομάδων μυών αλλά και λειτουργία αισθητικότητας, ακόμα και κάτω από το ύψος της βλάβης. Αντίθετα, όταν δεν διατηρείται καμιά κινητική ή αισθητική λειτουργικότητα κάτω από το νευρολογικό επίπεδο της βλάβης, τότε η βλάβη χαρακτηρίζεται ως πλήρης.



Εικόνα 2.4(α): Ταξινόμηση των κακώσεων του νωτιαίου μυελού

Τέλος, να σημειωθεί μια διαφορά που παρατηρείται μεταξύ δύο πολύ συχνά χρησιμοποιούμενων όρων και οι οποίοι είναι η τετραπληγία και η παραπληγία. Ο όρος

παραπληγία, αναφέρεται σε έναν άνθρωπο που έχει χάσει την κινητικότητα στα κάτω άκρα και στον κατώτερο του κορμό, ενώ ο όρος τετραπληγία αναφέρεται σε έναν άνθρωπο που έχει χάσει την κινητικότητα του κορμού, αλλά και όλων των άκρων.

Όπως γίνεται αντιληπτό με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, η παραλυσία και ιδιαίτερα η μορφή της τετραπληγίας, αποτελεί ένα πολύ σημαντικό πεδίο στο οποίο η βιοϊατρική τεχνολογία μπορεί να συνεισφέρει, προσφέροντας σημαντική βοήθεια σε αυτούς τους ανθρώπους. Είναι γεγονός ότι τα τελευταία χρόνια, γίνεται μια σημαντική προσπάθεια από πολλούς επιστήμονες, διαφορετικών επιστημονικών κλάδων, για την βελτίωση του σχεδιασμού και την αποδοτικότερη λειτουργία των συστημάτων διεπαφής εγκεφάλου-μηχανής. Ένας από τους βασικότερους σκοπούς αυτών των προσπαθειών, αποτελεί ο κατάλληλος σχεδιασμός αυτών των συστημάτων, έτσι ώστε να καταστεί δυνατή η παροχή σημαντικής βοήθειας σε άτομα με παραλυσία και όχι μόνο. Μέσω του συστημάτων αυτών, επιδιώκεται η χρόνια καταγραφή, επεξεργασία και ανάλυση πολλαπλών σημάτων νευρώνων του εγκεφάλου.

Πολλά πειράματα τα οποία έχουν γίνει τα τελευταία χρόνια, έχουν δείξει ότι είναι δυνατόν να προβλεφθούν οι κινήσεις των άκρων ενός ανθρώπου, που έχει κάποια σοβαρή μορφή παραλυσίας (τετραπληγικός ή παραπληγικός), μέσω της ταυτόχρονης καταγραφής και επεξεργασίας πολλαπλών νευρώνων του εγκεφάλου, μέσω ορισμένων συστημάτων. Παρότι τα αποτελέσματα που έως τώρα έχουν προκύψει, δεν βρίσκονται σε πάρα πολύ υψηλό επίπεδο αποδοτικότητας, είναι μια αρκετά ελπιδοφόρα εξέλιξη η οποία δίνει αρκετές προοπτικές για περαιτέρω βελτίωση και καλύτερη λειτουργικότητα στο άμεσο μέλλον.

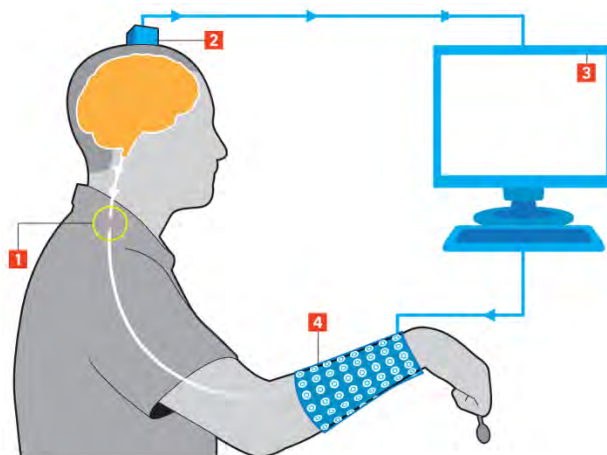
Με σκοπό να γίνει η παρουσίαση του τρόπου λειτουργίας αυτών των συστημάτων, στην Εικόνα 2.4(β), απεικονίζεται ένας άνθρωπος, για τον οποίο γίνεται η υπόθεση ότι έχει κάποιου είδους παραλυσία (στην συγκεκριμένη περίπτωση απεικονίζεται ένας άνθρωπος με τετραπληγία). Σε αυτό τον άνθρωπο, όπως φαίνεται στην αρίθμηση 1 του σχήματος, παρότι οι κινητικοί νευρώνες του εγκεφάλου, στέλνουν τις απαραίτητες πληροφορίες προς τους μυς των χεριών, για να πραγματοποιήσουν κάποια κίνηση, δεν είναι δυνατόν να διαβιβαστούν τα απαραίτητα μηνύματα, λόγω της βλάβης που υπάρχει στο νωτιαίο μυελό.

Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, ένα πολύ μικρό τσιπ εμφυτεύεται σε κατάλληλη περιοχή του εγκεφάλου, με σκοπό την καταγραφή των κινητικών νευρώνων. Επιπλέον, το συγκεκριμένο σύστημα, αποτελείται από μια εξωτερική συσκευή, η οποία επικοινωνεί μέσω καλωδίων με έναν υπολογιστή, όπως φαίνεται στην αρίθμηση 2 του σχήματος.

Με σκοπό να πραγματοποιηθεί η επεξεργασία των καταγεγραμμένων νευρικών σημάτων, τα σήματα αποστέλλονται σε έναν υπολογιστή, μέσω ενός καλωδίου. Έτσι μέσω του υπολογιστή, τα σήματα που λαμβάνονται «αποκρυπτογραφούνται» και «μεταφράζονται» σε εντολές και μηνύματα, όπως φαίνεται στην αρίθμηση 3 του σχήματος.

Αφού πραγματοποιηθεί η «μετάφραση» των νευρικών σημάτων σε εντολές, μέσω ενός δεύτερου καλωδίου, όλες οι πληροφορίες μεταφέρονται σε κάποια εξωτερικά και εσωτερικά ηλεκτρόδια, τα οποία βρίσκονται τοποθετημένα στο χέρι, όπως φαίνεται στην αρίθμηση 4 του σχήματος. Τα ηλεκτρόδια «αποκρυπτογραφούν» τις εντολές που δέχτηκαν και

παράγουν μέσω ηλεκτρικών ερεθισμάτων, τις κατάλληλες ενέργειες προς τους μυς, δημιουργώντας κίνηση των άνω άκρων. Τέλος, να σημειωθεί ότι, παρόλο την δυνατότητα που προσφέρουν αυτά τα συστήματα για επανάκτηση της κίνησης των άκρων, εντούτοις με την έως τώρα πρόοδο που έχει πραγματοποιηθεί, δεν είναι η δυνατή η αποκατάσταση της πλήρους λειτουργικότητας και κίνησης, που ένα φυσιολογικό άκρο θα επιτελούσε.



Εικόνα 2.4(β): Τρόπος λειτουργίας συστήματος καταγραφής σημάτων νευρώνων

Επιπλέον να σημειωθεί ότι, τα συστήματα αυτά, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν και σε περιπτώσεις όπου το άτομο έχει κάποια απώλεια άκρων. Με σκοπό να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα στην συγκεκριμένη περίπτωση, εκτός από την ενσωμάτωση του συστήματος καταγραφής νευρώνων, απαιτείται και η χρήση ενός βιονικού άκρου, του οποίου η μορφή (υποθέτοντας ότι η κίνηση η οποία επιδιώκεται είναι η αποκατάσταση της κίνησης των άνω άκρων) απεικονίζεται στην Εικόνα 2.4(γ). Ακολουθώντας όπως και προηγουμένως πολύ παρόμοια λειτουργία, μέσω του βιονικού άκρου και μέσω του συστήματος καταγραφής, το άτομο είναι δυνατό να μετακινήσει και πάλι τα άκρα του.



Εικόνα 2.4(γ): Απεικόνιση ενός βιονικού άκρου

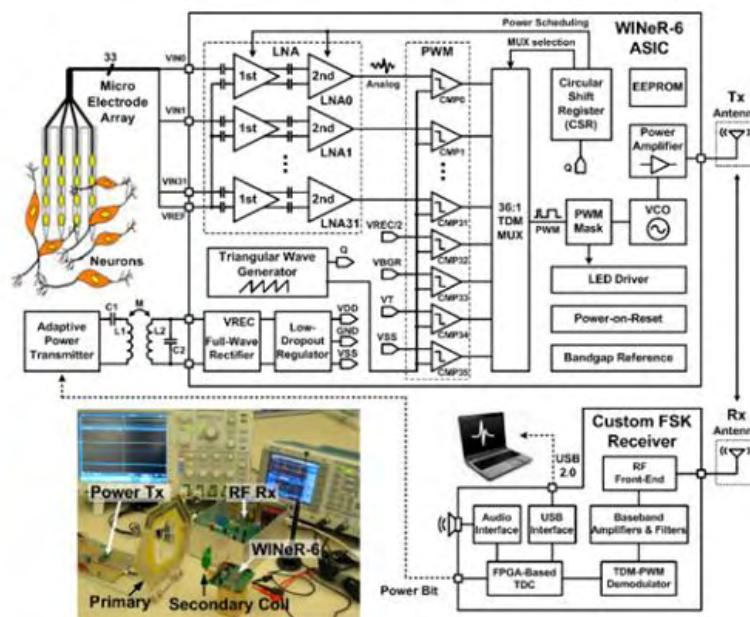
Παρόλο της κίνησης που επιτυγχάνεται μέσω των παραπάνω διατάξεων, η λειτουργία αυτών, δεν είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί χωρίς την χρήση εξωτερικών καλωδίων τα οποία συνδέονται με τα διάφορα μέρη του συστήματος. Έτσι, για να επιτευχθούν τα

αποτελέσματα που αυτά τα συστήματα παρέχουν, θα πρέπει ο άνθρωπος συνεχώς να είναι συνδεδεμένος με διάφορα καλώδια. Επιπλέον, η δυνατότητα για μεταφορά αυτών των συστημάτων εκτός των εργαστηριακών χώρων, όπου είχε πραγματοποιηθεί η σχεδίαση και η κατασκευή τους, δεν είναι προς το παρόν δυνατή, καθιστώντας την λειτουργία τους αρκετά δύσχρηστη.

Με σκοπό την αντιμετώπιση όλων των παραπάνω προβλημάτων, τα τελευταία χρόνια πραγματοποιείται μια σημαντική προσπάθεια για την ανάπτυξη εμφυτεύσιμων συστημάτων καταγραφής σημάτων νευρώνων, στα οποία δεν θα απαιτούνται εξωτερικά καλώδια και η χρήση τους θα είναι δυνατή σε οπουδήποτε χώρο. Σε αυτά τα συστήματα, η μεταφορά οποιαδήποτε πληροφορία και εντολής θα πραγματοποιείται ασύρματα. Να σημειωθεί ότι, η συγκεκριμένη εργασία, θα επικεντρωθεί στην σχεδίαση δύο κυκλωμάτων, τα οποία είναι αναγκαία στο αναλογικό εμπρόσθιο τμήμα ενός εμφυτεύσιμου συστήματος καταγραφής σημάτων νευρώνων.

Μέσω αυτού του συστήματος, επιδιώκεται η επεξεργασία και η ανάλυση νευρικών σημάτων του ανθρώπινου εγκεφάλου, με τα σήματα που λαμβάνονται από τους νευρώνες, να επεξεργάζονται μέσω του εμφυτεύσιμου συστήματος. Στην συνέχεια και εφόσον προηγηθεί η επεξεργασία και η ανάλυση των σημάτων αυτών, τα δεδομένα που συλλέχθηκαν αποστέλλονται ασύρματα, σε ένα εξωτερικό τμήμα του συστήματος, το οποίο θα τα επεξεργαστεί εκ νέου και θα στείλει με την σειρά του τις κατάλληλες πληροφορίες σε κάποιον για παράδειγμα βιονικό άκρο ή σε έναν υπολογιστή.

Στην Εικόνα 2.4(δ), δίνεται η σχηματική απεικόνιση της εσωτερικής δομής ενός τέτοιου συστήματος, το οποίο όπως φαίνεται αποτελείται από αρκετά κυκλωματικά στάδια που συνδέονται μεταξύ τους. Να σημειωθεί ότι στην συγκεκριμένη εργασία, θα δοθεί έμφαση στο αναλογικό εμπρόσθιο τμήμα αυτού του συστήματος, με τα κυκλώματα τα οποία θα υλοποιηθούν να είναι ο ενισχυτής τάσης χαμηλού θορύβου και ο συγκριτής τάσης.

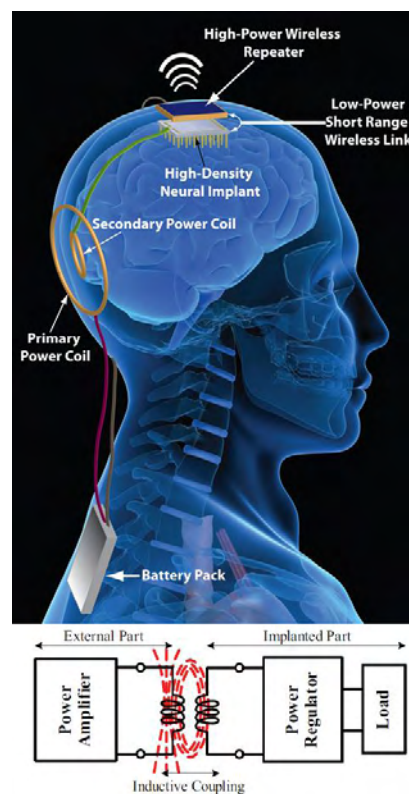


Εικόνα 2.4(δ): Σχηματική απεικόνιση συστήματος καταγραφής σημάτων νευρώνων

2.5 Μέθοδοι τροφοδοσίας συστημάτων καταγραφής σημάτων νευρώνων

Ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό, για τη σωστή λειτουργία ενός εμφυτεύσιμου συστήματος, όπως αυτού που παρουσιάζεται σε αυτή την εργασία, αποτελεί ο τρόπος με τον οποίο θα επιτευχθεί η τροφοδότηση του. Είναι γεγονός ότι στο παρελθόν, είχαν προταθεί διάφορες τεχνικές τροφοδότησης εμφυτεύσιμων συστημάτων, χωρίς ωστόσο οι περισσότερες από αυτές τις τεχνικές που προτεινόταν, να ήταν λειτουργικές (π.χ τροφοδότηση του συστήματος μέσω καλωδίων που θα διέρχονταν μέσω του δέρματος). Τα τελευταία χρόνια, η τοποθέτηση μιας πολύ μικρής μπαταρίας εντός της διάταξης, αποτελεί μια ιδιαίτερη δημοφιλή και λειτουργική μέθοδο, η οποία χρησιμοποιείται σε πάρα πολλές εμφυτεύσιμες συσκευές και η οποία θα ήταν δυνατό να χρησιμοποιηθεί και στο συγκεκριμένο σύστημα.

Επιπλέον, τα τελευταία χρόνια έχει παρουσιαστεί μια νέα μέθοδος για την τροφοδοσία εμφυτεύσιμων διατάξεων, η οποία λειτουργεί μέσω επαγωγικής σύζευξης (inductive coupling). Η επαγωγική σύζευξη, αναφέρεται ουσιαστικά στην ασύρματη μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας, από το ένα τμήμα των κυκλωμάτων του συστήματος, σε ένα άλλο, μέσω ενός κοινού μαγνητικού πεδίου. Μια χαρακτηριστική εικόνα για τον τρόπο με τον οποίο θα χρησιμοποιούταν αυτός ο τρόπος τροφοδότησης φαίνεται στην Εικόνα 2.5(α).



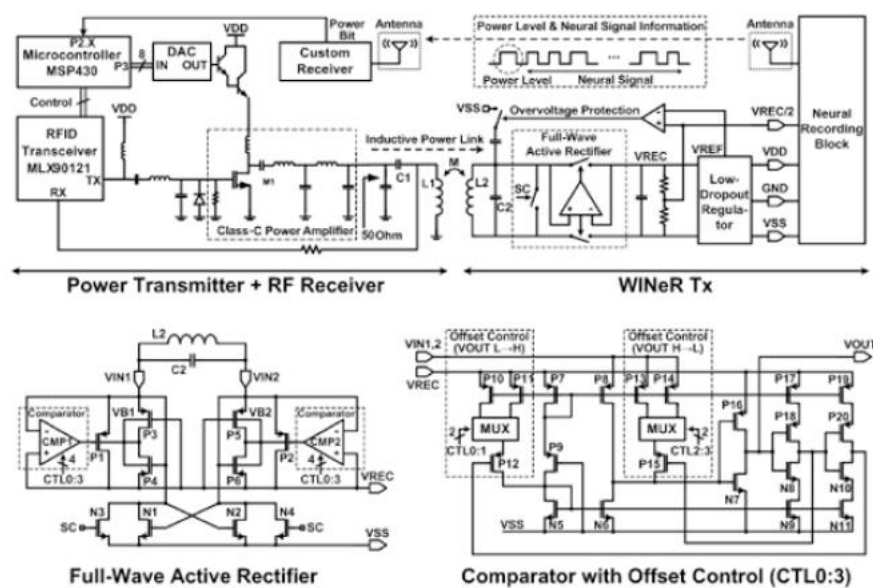
Εικόνα 2.5(α): Ασύρματη τροφοδοσία εμφυτεύσιμου συστήματος, μέσω επαγωγικής σύζευξης

Η βασική λογική του τρόπου λειτουργίας αυτής της μεθόδου τροφοδότησης, βασίζεται στην ύπαρξη δύο συζευγμένων πηνίων, τα οποία βρίσκονται σε αρκετά κοντινή απόσταση μεταξύ τους. Το ένα πηνίο βρίσκεται εκτός του ανθρώπινου οργανισμού, ενώ το άλλο πηνίο βρίσκεται μέσα στην εμφυτεύσιμη διάταξη. Όπως είναι γνωστό όταν ένας αγωγός διαρρέεται

από ηλεκτρικό ρεύμα, δημιουργεί γύρω του μαγνητικό πεδίο. Έτσι στο συγκεκριμένο σύστημα, το εξωτερικό πηνίο του συστήματος τροφοδοτείται από κάποια μπαταρία, που βρίσκεται εκτός του ανθρώπινου σώματος, και μέσω ορισμένων πολύπλοκων κυκλωματικών τοπολογιών, διαρρέεται από εναλλασσόμενο ρεύμα, το οποίο δημιουργεί μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο. Η σύζευξη των δύο πηνίων όμως, δημιουργεί μαγνητική ροή από το ένα πηνίο προς το άλλο και έτσι επιτυγχάνεται η εμφάνιση ρεύματος στο δεύτερο πηνίο, τροφοδοτώντας με αυτό τον τρόπο την εμφυτεύσιμη διάταξη.

Ορισμένα από τα κυκλώματα που απαιτούνται για την επαγωγική τροφοδότηση ενός τέτοιου εμφυτευμένου συστήματος, φαίνονται στην Εικόνα 2.5(β). Όπως φαίνεται με βάση το σχήμα που παρουσιάζεται, το εξωτερικό πηνίο (L1) σε αυτή τη διάταξη, οδηγείται από ένα ενισχυτή ισχύος τάξης C, ο οποίος με την σειρά του οδηγείται από ένα RFID. Στην πλευρά του εσωτερικού πηνίου, υπάρχει ένας ανορθωτής πλήρους κύματος(full wave rectifier) και ένας LDO.

Να τονιστεί επίσης, ότι θα πρέπει και τα δύο πηνία να λειτουργούν στην ίδια συχνότητα, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η μέγιστη μεταφορά ισχύος. Επίσης να τονιστεί ότι θα πρέπει το μέγεθος αυτών των πηνίων να είναι αρκετά μικρό, έτσι ώστε να μην αποτελεί πρόβλημα η εμφύτευσή τους μαζί με το υπόλοιπο σύστημα.



Εικόνα 2.5(β): Σχηματικό διάγραμμα κυκλωμάτων για επαγωγική τροφοδότηση εμφυτεύσιμου συστήματος.

Ωστόσο σε αυτό το σημείο, πριν γίνει περαιτέρω μελέτη και ανάλυση του συστήματος καθώς και των κυκλωμάτων που θα σχεδιαστούν στο εμπρόσθιο του τμήμα, κρίνεται σκόπιμο να γίνει μια σύντομη παρουσίαση του τρόπου λειτουργίας των νευρώνων του εγκεφάλου, καθώς και των τεχνικών που χρησιμοποιούνται ώστε να καταγραφούν οι πληροφορίες που αυτοί μεταφέρουν.

Κεφάλαιο 3:

Νευρώνες και μέθοδοι καταγραφής

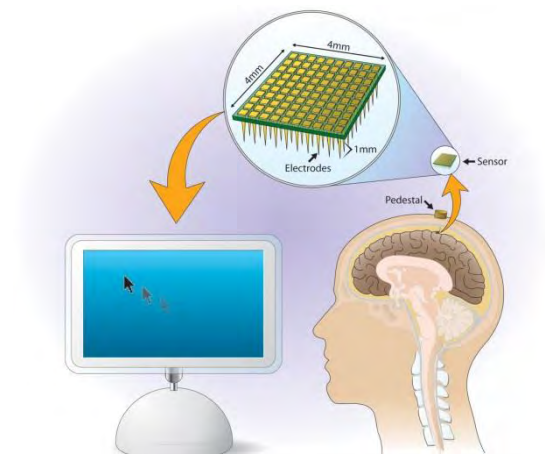
Περιεχόμενα Κεφαλαίου:

3.1 Κατηγορίες βιοσημάτων

3.2 Νευρώνες

3.3 Μέθοδοι καταγραφής σημάτων νευρώνων

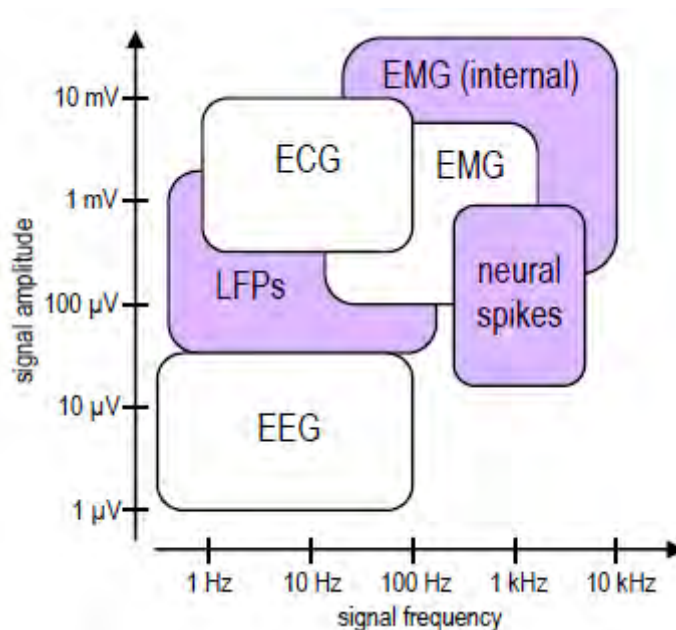
3.4 Συστοιχίες πολυηλεκτροδίων



3.1 Κατηγορίες βιοσημάτων

Όπως είναι γνωστό, ένα σήμα, αποτελεί απλά το αποτέλεσμα της μέτρησης ενός φυσικού μεγέθους. Γενικά, το κάθε σήμα, περιέχει και μεταφέρει πληροφορία, η οποία όταν είναι ιατρικής φύσεως, ονομάζεται βιοσήμα. Μέσα στο ανθρώπινο σώμα, τα ηλεκτρικώς ενεργά κύτταρα, μπορούν να παράγουν μια πολύ μεγάλη ποικιλία ηλεκτρικών σημάτων. Τις τελευταίες δεκαετίες, ο κλάδος της ιατρικής σε συνεργασία με τις θετικές επιστήμες, έχουν πραγματοποιήσει σημαντική πρόοδο στον τομέα της καταγραφής, της επεξεργασίας και της μελέτης αυτών των βιοσημάτων.

Ένα από τα πολλά αποτελέσματα της έρευνας που έχει πραγματοποιηθεί, είναι και η απεικόνιση της μορφής των σημάτων αυτών, η μέτρηση του πλάτους τους, καθώς και της συχνότητάς τους. Στην Εικόνα 3.1(α), παρουσιάζεται μέσω σχηματικής απεικόνισης, το πλάτος και η συχνότητα πολλών «δημοφιλή» βιοσημάτων, τα οποία βρίσκουν αρκετά μεγάλο επιστημονικό και ιατρικό ενδιαφέρον [16]. Να σημειωθεί ότι οι λευκές περιοχές αφορούν σήματα τα οποία έχουν μελετηθεί μέσω εξωτερικής καταγραφής, από την επιφάνεια του δέρματος, ενώ οι μοβ περιοχές, αφορούν σήματα στα οποία έχει γίνει καταγραφή από το εσωτερικό του εγκεφάλου.



Εικόνα 3.1(α): Πλάτος και συχνότητα ορισμένων σημαντικών βιοσημάτων

Όπως εύκολα μπορεί να παρατηρήσει κάποιος, το πλάτος αυτών των σημάτων, βρίσκεται στο εύρος του 1μV έως 10mV, ενώ η συχνότητά τους κυμαίνεται μεταξύ 50mHz έως 10kHz. Με σκοπό να γίνει μια αναλυτικότερη περιγραφή αυτών των σημάτων, στον Πίνακα 3.1(α), δίνεται μια μικρή περιγραφή της σημασίας του κάθε σήματος της Εικόνας 3.1(α), καθώς επίσης παρουσιάζεται και ο τρόπος με τον οποίο είναι δυνατή η καταγραφή του καθενός από αυτά τα σήματα.

Βιοσήμα	Περιγραφή	Μέθοδος καταγραφής
EEG (Electroencephalography- Ηλεκτροεγκεφαλογράφημα)	Το EEG είναι ηλεκτρικό σήμα το οποίο «δημιουργεί» ο εγκέφαλος και καταγράφεται λαμβάνοντας ηλεκτρικές μετρήσεις από την επιφάνεια του κρανίου	Μέσω εξωτερικών επιφανειακών ηλεκτροδίων
ECG (Electrocardiography- Ηλεκτροκαρδιογράφημα)	Το ECG είναι ηλεκτρικό σήμα το οποίο δημιουργείται από την δράση της καρδιάς	Μέσω εξωτερικών επιφανειακών ηλεκτροδίων
EMG (Electromyography- Ηλεκτρομυογράφημα)	Το EMG είναι ηλεκτρικό σήμα που δημιουργείται από την μυϊκή συστολή.	Μέσω εξωτερικών επιφανειακών ηλεκτροδίων
LFPs(Local Field Potentials- Τοπικά δυναμικά πεδίου)	Τα LFPs είναι τοπικά δυναμικά τα οποία «δημιουργεί» ο εγκέφαλος και τα οποία καταγράφονται λαμβάνοντας μετρήσεις από την επιφάνεια του εγκεφάλου	Μέσω εσωτερικών επιφανειακών μικρο-ηλεκτροδίων

Πίνακας 3.1(α)

Να σημειωθεί ότι, η συγκεκριμένη εργασία επικεντρώνεται στο σχεδιασμό ορισμένων κυκλωμάτων ενός συστήματος καταγραφής σημάτων νευρώνων, οπότε δεν θα αποτελέσουν αντικείμενο μελέτης όλες οι μορφές των βιοσημάτων, αλλά μόνο αυτά που παράγονται από τους νευρώνες του εγκεφάλου.

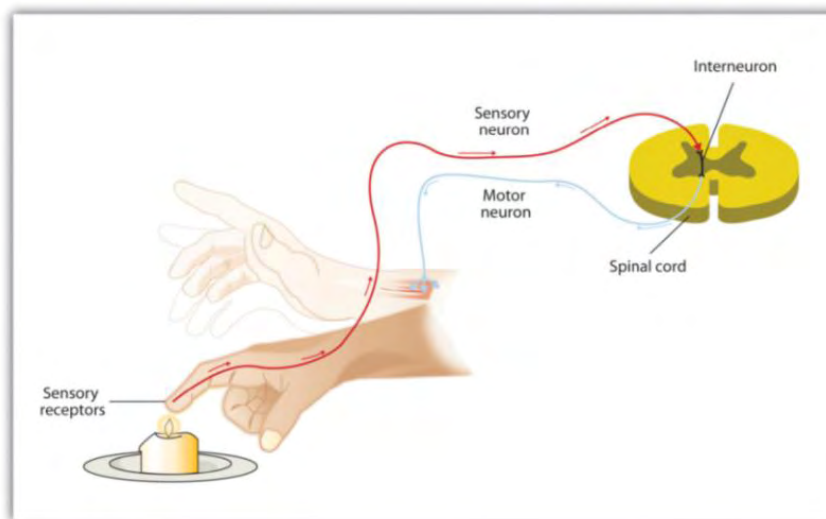
3.2 Νευρώνες

Το νευρικό σύστημα, αποτελεί αναμφισβήτητα ένα πάρα πολύ σημαντικό μέρος του ανθρώπινου οργανισμού, αφού ρυθμίζει και ελέγχει τη λειτουργία όλων των οργάνων του ανθρώπου, καθώς και τη μεταξύ τους σωστή και αρμονική συνεργασία. Επιπλέον μέσω των αισθητήριων οργάνων του ανθρώπου, το νευρικό σύστημα συμβάλλει στην αντίληψη του περιβάλλοντος χώρου. Το νευρικό σύστημα σχηματίζεται από δύο κατηγορίες κυττάρων, τα νευρικά κύτταρα ή νευρώνες και τα νευρογλοιακά κύτταρα. Οι νευρώνες είναι τα βασικά κύτταρα του νευρικού συστήματος, ενώ τα νευρογλοιακά κύτταρα, έχουν επικουρικό ρόλο και βοηθούν στην εύρυθμη λειτουργία των νευρώνων. Παρόλο που υπάρχουν πολλών ειδών κύτταρα στον ανθρώπινο οργανισμό, οι νευρώνες έχουν καθοριστικό ρόλο, επειδή έχουν τη δυνατότητα να μεταφέρουν πληροφορίες και εντολές από και προς τον εγκέφαλο. Ο αριθμός των νευρώνων εντός του ανθρώπινου εγκεφάλου είναι τρομακτικά μεγάλος, ενώ ενδεικτικά αναφέρετε ότι αποτελείται περίπου από 100 δισεκατομμύρια νευρώνες.

Ωστόσο, ο κάθε νευρώνας δεν επιτελεί πάντα την ίδια λειτουργία. Επομένως ανάλογα με τη λειτουργία τους, διακρίνονται στους εξής τύπους:

1. Αισθητικούς
2. Ενδιάμεσους ή συνδετικούς
3. Κινητικούς

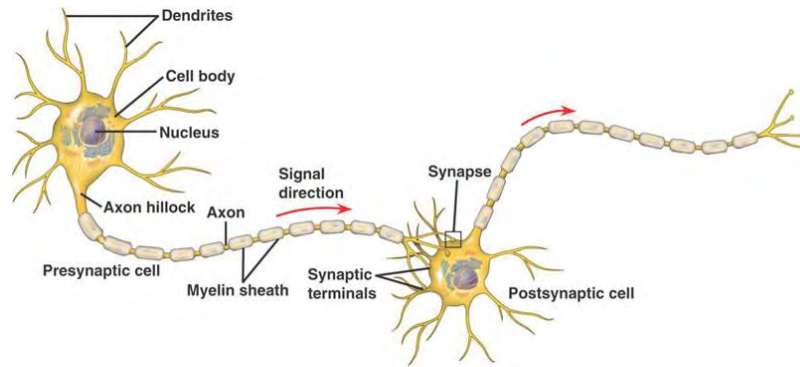
Οι αισθητήριοι νευρώνες, μεταφέρουν μηνύματα και πληροφορίες από τις διάφορες περιοχές του σώματος (π.χ τα αισθητήρια όργανα), προς το κεντρικό νευρικό σύστημα, δηλαδή τον εγκέφαλο και το νωτιαίο μυελό. Οι ενδιάμεσοι ή συνδετικοί νευρώνες, βρίσκονται μόνο στον εγκέφαλο και στο νωτιαίο μυελό και η λειτουργία τους είναι να μεταφέρουν τις πληροφορίες που παρέχουν οι αισθητήριοι νευρώνες, στις κατάλληλες περιοχές του κεντρικού νευρικού συστήματος και εν συνεχεία στους κινητικούς νευρώνες. Τέλος, οι κινητικοί νευρώνες, μεταφέρουν εντολές και μηνύματα από τον εγκέφαλο και το νωτιαίο μυελό, προς τα εκτελεστικά όργανα. Παραδείγματα αυτού του είδους των εντολών, αποτελεί η σύσπαση των μυών ή η έκκριση ουσιών από διάφορους αδένες. Για την περαιτέρω κατανόηση των διαφόρων τύπων νευρώνων, στην Εικόνα 3.2(α), παρουσιάζεται ένα στιγμιότυπο από τη διαδικασία που πραγματοποιείται κατά την αφή ενός αντικειμένου με υψηλή θερμοκρασία, από το χέρι ενός ανθρώπου. Με βάση την κατεύθυνση των βελών στο σχήμα της Εικόνας 3.2(α), γίνεται εμφανές, το πώς σταδιακά «ενεργοποιούνται» οι διάφοροι τύποι νευρώνων, με σκοπό να απομακρύνουν το χέρι του ανθρώπου από τη φωτιά.



Εικόνα 3.2(α): Διαδικασία ενεργοποίησης διαφόρων τύπων νευρώνων κατά την αφή ενός ζεστού αντικειμένου

Αυτοί οι μεταφορείς πληροφορίας, οι οποίοι ονομάζονται νευρώνες, είναι εκείνα τα κύτταρα που αποτελούν δομικό μέρος και λειτουργική μονάδα του νευρικού συστήματος και όπως αναφέρθηκε παραπάνω, χαρακτηρίζονται από τις ιδιότητες τους να αντιδρούν σε ορισμένες μεταβολές του περιβάλλοντος, όπως η μεταβολή της θερμοκρασίας, η ένταση του φωτός κ.α. Ο κάθε νευρώνας αποτελείται κυρίως από τρία μέρη, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.2(β), τα οποία είναι οι δενδρίτες, το κυτταρικό σώμα, και ο νευράξονας (ή άξονας).

Οι δενδρίτες οι οποίοι μοιάζουν με κλαδιά δένδρων, αποτελούν την περιοχή όπου οι νευρώνες λαμβάνουν σήματα και πληροφορίες από άλλους νευρώνες και αποτελούν ουσιαστικά την είσοδο ενός νευρώνα. Κάθε νευρώνας, αποτελείται από αρκετούς χιλιάδες δενδρίτες, μέσα στους οποίους υπάρχουν υποδοχείς, οι οποίοι έχουν σχεδιαστεί για να λαμβάνουν σήματα από άλλους νευρώνες. Αυτά τα σήματα λόγω των ηλεκτρικών αλλαγών που πραγματοποιούνται, διαβάζονται από τους δενδρίτες και ερμηνεύονται στην περιοχή που ονομάζεται κυτταρικό σώμα.



Εικόνα 3.2(β): Σχηματική αναπαράσταση δομής νευρώνα

Το κυτταρικό σώμα, περιλαμβάνει στο εσωτερικό του όλα τα βασικά κυτταρικά οργάνδια ενός νευρώνα καθώς και τον πυρήνα του, ο οποίος περιέχει το DNA του γενετικού υλικού του κυττάρου. Εάν το σήμα που προέρχεται από τους διάφορους δενδρίτες είναι αρκετά ισχυρό, τότε στέλνεται μια νευρική ώση στο επόμενο τμήμα του νευρώνα, το οποίο ονομάζεται νευράξονας και ο οποίος είναι υπεύθυνος για την μεταφορά των νευρικών σημάτων στον τελικό προορισμό, που είναι οι νευραξονικές απολήξεις.

Ο νευράξονας είναι μια λεπτή ίνα, όπου στην εξωτερική του πλευρά, υπάρχουν πολλά ιόντα νατρίου Na^+ συγκριτικά με την εσωτερική πλευρά, ενώ στην εσωτερική του πλευρά υπάρχουν πολλά ιόντα καλίου K^+ , συγκριτικά με την εξωτερική του πλευρά. Επίσης, μέσα και έξω από το νευράξονα, εκτός από ιόντα νατρίου και καλίου, υπάρχουν και άλλα ιόντα, τα οποία δημιουργούν στη μεμβράνη του νευράξονα, όταν αυτός βρίσκεται σε κατάσταση ισορροπίας (δηλαδή όταν δεν έχει δημιουργηθεί κάποια νευρική ώση), μια διαφορά δυναμικού -70mV , μεταξύ εσωτερικής και εξωτερικής πλευράς.

Στη μεμβράνη του νευράξονα υπάρχουν πολλά κανάλια ιόντων νατρίου και καλίου, τα οποία είναι κλειστά στην κατάσταση ισορροπίας και τα οποία φαίνονται με κίτρινο και πορτοκαλί χρώμα αντίστοιχα, στην Εικόνα 3.2(γ). Επίσης στα «τοιχώματα» του νευράξονα, υπάρχουν πολλές αντλίες νατρίου/καλίου, με μία από τις πολλές που υπάρχουν, να φαίνεται με πράσινο χρώμα στην Εικόνα 3.2(γ).

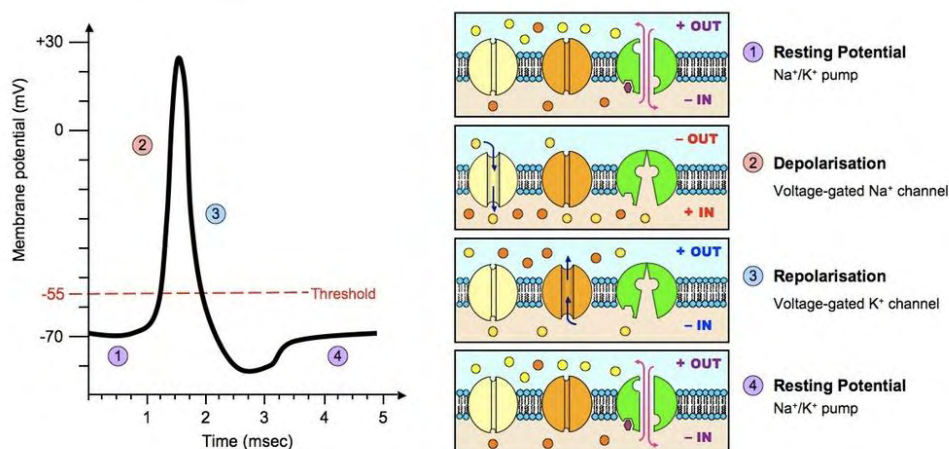
Οι αντλίες νατρίου/καλίου ως σκοπό έχουν, να διατηρούν το δυναμικό ηρεμίας κατά μήκος του νευράξονα. Έτσι, όταν ο νευρώνας βρίσκεται σε κατάσταση ισορροπίας, για να πετύχουν τη διατήρηση του δυναμικού, η κάθε αντλία νατρίου/καλίου αφαιρεί από το εσωτερικό της μεμβράνης, κάθε στιγμή, τρία ιόντα νατρίου, ενώ ταυτοχρόνως προσθέτει στο εσωτερικό δύο ιόντα καλίου. Η παραπάνω διαδικασία που επιτελείται συνεχώς, έως ότου προκύψει κάποιο δυναμικό δράσης, είναι υπεύθυνη για την διατήρηση του δυναμικού ηρεμίας της μεμβράνης, σταθερά στα -70mV .

Η διαδικασία που πραγματοποιείται κατά την μετάδοση ενός νευρικού σήματος θα μπορούσε να ταξινομηθεί σε τέσσερα στάδια, όπως φαίνεται παρακάτω:

1. **Κατάσταση Ηρεμίας – Δυναμικό ηρεμίας:** Σε αυτή την αρχική κατάσταση, τα κανάλια ιόντων είναι κλειστά, ενώ η αντλία νατρίου/καλίου επιτελεί την λειτουργία της όπως διατυπώθηκε παραπάνω. Ο νευρώνας βρίσκεται στην κατάσταση 1 της Εικόνα 3.2(γ)

και έχει διαφορά δυναμικού κατά μήκος της μεμβράνης του ίσο με -70 mV , το οποίο ονομάζεται δυναμικό ηρεμίας.

2. **Διέγερση – Εκπόλωση- Ενεργοποίηση των καναλιών νατρίου:** Όταν ο νευρώνας δεχθεί σε κάποιο σημείο της μεμβράνης κάποιο ερέθισμα, τότε ανοίγουν ορισμένα από τα κανάλια νατρίου, με αποτέλεσμα ιόντα νατρίου να διαχυθούν στο εσωτερικό του κυττάρου. Μέσω της παραπάνω διαδικασίας, το δυναμικό της μεμβράνης γίνεται λιγότερο αρνητικό, το οποίο συναντάται στην βιβλιογραφία ως εκπόλωση της μεμβράνης. Καθώς η μεμβράνη εκπολώνεται, αναλόγως πάντοτε με την «ισχύ» του ερεθίσματος, ξεπερνώντας ένα κατωφλιακό δυναμικό (συνήθως -55mV), τότε παράγεται ένα δυναμικό δράσης ή δυναμικό ενεργείας όπως φαίνεται στην κατάσταση 2 του σχήματος της Εικόνα 3.2(γ). Μόλις η διαφορά δυναμικού της μεμβράνης, φτάσει σε μια μέγιστη τιμή, η οποία συνήθως είναι 30mV , αμέσως οι διάλυοι νατρίου κλείνουν και σταματούν την μαζική διάχυση ιόντων νατρίου στο εσωτερικό της μεμβράνης. Αξίζει να σημειωθεί ότι καθ' όλη την διάρκεια αυτού του σταδίου η αντλία νατρίου/καλίου βρίσκεται κλειστή.
3. **Ενεργοποίηση των καναλιών καλίου:** Καθώς το νευρικό κύτταρο βρίσκεται στην κατάσταση 2 της Εικόνα 3.2(γ), με τα κανάλια νατρίου να έχουν κλείσει λόγω του ότι η μεμβράνη έχει αποκτήσει την μέγιστη δυνατή διαφορά δυναμικού (30mV) που μπορεί να αποκτήσει, μετά από ελάχιστο χρόνο, ανοίγουν τα κανάλια καλίου. Έτσι, ιόντα καλίου αρχίζουν να διαρρέουν από το κύτταρο, με κατεύθυνση προς το εξωτερικό της μεμβράνης. Με την παραπάνω διαδικασία που πραγματοποιείται, τα κανάλια καλίου επαναφέρουν περίπου την αρχική διαφορά δυναμικού της μεμβράνης, όπως φαίνεται στην κατάσταση 3 του σχήματος.
4. **Υπερπόλωση:** Σε αυτή την κατάσταση και ενώ οι διάλυοι νατρίου παραμένουν κλειστοί, οι πύλες καλίου αργούν να κλείσουν, με αποτέλεσμα το μεμβρανικό δυναμικό να γίνεται ποιο αρνητικό από την τιμή του δυναμικού ηρεμίας, όπως φαίνεται στην κατάσταση 4. Αφού πραγματοποιηθεί η υπερπόλωση, η αντλία νατρίου/καλίου ανοίγει και πάλι, με σκοπό να επαναφέρει το δυναμικό της μεμβράνης στην αρχική κατάσταση (-70mV) και έτσι ο νευρώνας να είναι έτοιμος να δεχθεί κάποιο επόμενο νευρικό σήμα.



Εικόνα 3.2(γ): Διαδικασία δημιουργίας ενός δυναμικού δράσης

Στην παραπάνω διαδικασία που παρουσιάστηκε, οι σύντομες μεταβολές στο δυναμικό της μεμβράνης, προκαλούν αντίστοιχες αλλαγές σε γειτονικές περιοχές της μεμβράνης και έτσι το δυναμικό δράσης θα μεταφερθεί διαδοχικά και στα επόμενα τμήματα του νευράξονα. Ωστόσο για να επιτευχθεί η μεταφορά του δυναμικού σε κάποιον επόμενο νευρώνα, απαιτείται το δυναμικό δράσης να ταξιδέψει, κατά μήκος όλου του νευράξονα. Για τη σωστή μετάδοση του δυναμικού ενεργείας, κατά μήκος ολόκληρου του νευράξονα, χωρίς απώλειες πληροφορίες, τα νευρογλιακά κύτταρα είναι υπεύθυνα για την παραγωγή μιας ουσίας με μονωτικό ρόλο που καλύπτει το νευράξονα και η οποία ονομάζεται μυελίνη. Εφόσον το δυναμικό δράσης ταξιδέψει ασφαλές μέσα από τον νευράξονα, θα καταλήξει στις νευραξονικές απολήξεις, οι οποίες είναι τα τελικά κομβία που σχηματίζει ο νευράξονας όπως φάνηκε στην Εικόνα 3.2(β) και οι οποίες είναι υπεύθυνες για την μετάδοση του δυναμικού σε κάποιον επόμενο νευρώνα.

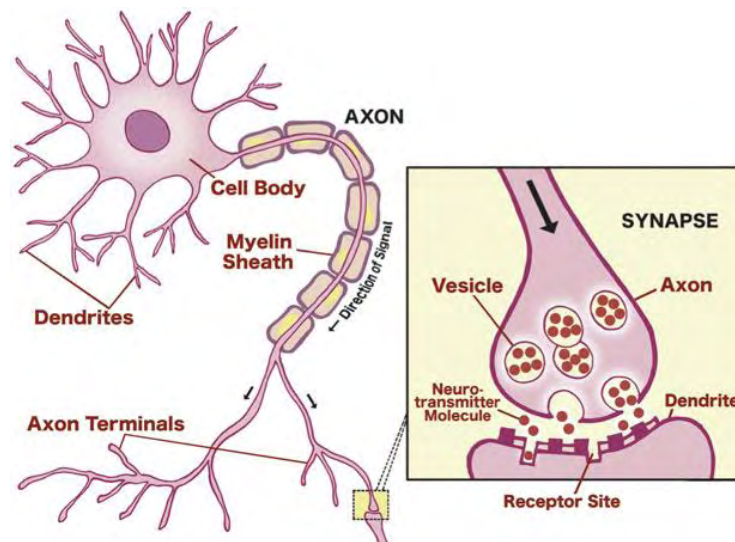
Για να επιτευχθεί αυτό, στα τελικά κομβία του νευράξονα, σχηματίζονται νευρικές συνάψεις, δηλαδή μικροσκοπικές δομές που συνδέουν τις νευραξονικές απολήξεις και τους δενδρίτες επόμενου νευρώνα και έτσι επιτρέπουν στις νευραξονικές απολήξεις του αρχικού νευρώνα να επικοινωνήσει με δενδρίτες άλλων νευρώνων. Η σύναψη αποτελεί ουσιαστικά μια περιοχή όπου δύο νευρώνες έρχονται πολύ κοντά ο ένας με τον άλλο και έτσι είναι δυνατόν να διαβιβαστούν χημικά σήματα από το ένα κύτταρο στο άλλο. Η μεταφορά της νευρικής ώσης μέσα από μια σύναψη, γίνεται μέσω χημικών ενώσεων, τους νευροδιαβιβαστές, οι οποίοι εκκρίνονται από τα τελικά κομβία των νευραξόνων.

Μια σύναψη αποτελείται από τρεις περιοχές οι οποίες παρουσιάζονται παρακάτω:

1. Προσυναπτικό άκρο: Πρόκειται για το άκρο όπου βρίσκονται τα τελικά κομβία (οι νευραξονικές απολήξεις) του νευρώνα που στέλνει το σήμα, και περιέχουν τις χημικές ουσίες (νευροδιαβιβαστές) μέσα σε κυστίδια.
2. Μετασυναπτικό άκρο: Είναι η υποδεχτική πλευρά του νευρώνα (δενδρίτες), που πρόκειται να δεχθεί το σήμα και αποτελείται από υποδοχείς νευροδιαβιβαστικής ουσίας.
3. Συναπτική σχισμή: Βρίσκεται μεταξύ προσυναπτικού και μετασυναπτικού άκρου, διαχωρίζοντας ουσιαστικά τους νευρώνες. Το μήκος της συναπτικής σχισμής είναι περίπου 20nm. Είναι ουσιαστικά η περιοχή όπου το προσυναπτικό άκρο εκκρίνει τους νευροδιαβιβαστές του προς το μετασυναπτικό άκρο, με σκοπό να διαβιβάσει ένα μήνυμα.

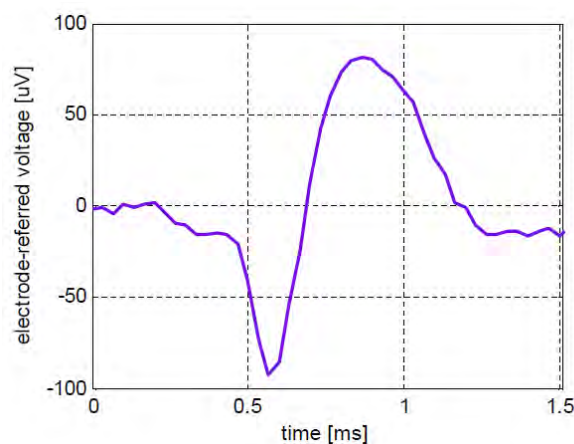
Ο τρόπος λειτουργίας της νευρικής σύναψης παρουσιάζεται αναλυτικά στην Εικόνα 3.2(δ). Στο προσυναπτικό άκρο υπάρχουν χημικά σήματα, τα οποία συνήθως είναι οι νευροδιαβιβαστές, οι οποίοι είναι συσκευασμένοι σε μικρούς σάκους που ονομάζονται συναπτικά κυστίδια. Κάθε κυστίδιο περιέχει χιλιάδες μόρια νευροδιαβιβαστών. Όταν ο προσυναπτικός νευρώνας, διεγείρεται από κάποιο ηλεκτρικό σήμα, αυτό προκαλεί τα κυστίδια να πλησιάζουν την προσυναπτική μεμβράνη και να απελευθερώνουν τα περιεχόμενα τους στη συναπτική σχισμή. Μόλις οι νευροδιαβιβαστές βρεθούν στην συναπτική σχισμή, θα προσδεθούν στις επιφάνειες των υποδοχών του μετασυναπτικού άκρου, δημιουργώντας ξανά ένα ηλεκτρικό σήμα. Οι υποδοχείς μπορεί να είναι διάλυτοι ιόντων νατρίου, το οποίο σημαίνει ότι όταν οι νευροδιαβιβαστές προσκολληθούν σε αυτούς, τότε θα ανοίξουν τα κανάλια νατρίου του επόμενου νευρώνα. Το μετασυναπτικό δυναμικό

ανάλογα με τους τύπου των υποδοχέων, μπορεί είτε να οδηγήσει την μεμβράνη σε ποιο θετικές τιμές (π.χ από -70mV σε -50mV) και τότε η σύναψη ονομάζεται διεγερτική, είτε να οδηγήσει το δυναμικό της μεμβράνης σε ποίο αρνητικές τιμές (π.χ από -70mV σε -80mV) και τότε η σύναψη ονομάζεται ανασταλτική. Η διαφορά δυναμικού που έχει δημιουργηθεί στη μεμβράνη του μετασυναπτικού άκρου, θα αλληλεπιδράσει και με τα υπόλοιπα δυναμικά από τους κοντινούς δενδρίτες, ο οποίοι θα καθορίσουν το τελικό δυναμικό του νευρώνα και κατ' επέκταση την μεταφορά ή όχι του δυναμικού δράσης από τον προηγούμενο νευρώνα.



Εικόνα 3.2(δ): Σχηματική απεικόνιση μιας χημικής σύναψης στο νευρικό σύστημα

Τέλος στην Εικόνα 3.2(ε), παρουσιάζεται η πραγματική μορφή που έχει ένα δυναμικό δράσης, όταν αυτό καταγραφεί μέσω ηλεκτροδίων σε μια εξωκυτταρική καταγραφή. Όπως φαίνεται, το πλάτος του δυναμικού είναι αρκετά κοντά στις τιμές που αναφέρθηκαν παραπάνω, ενώ επίσης παρατηρείται και η στιγμή κατά την οποία συμβαίνει το δυναμικό δράσης (AP). Επιπλέον με βάση αυτό το σχήμα γίνεται κατανοητό ότι, το δυναμικό δράσης το οποίο προκύπτει μέσω μιας πραγματικής καταγραφής, δεν έχει ιδανική συμπεριφορά, όπως παρουσιάστηκε παραπάνω, αλλά υπάρχουν αρκετές διακυμάνσεις και μεταβολές, σε διάφορα σημεία.

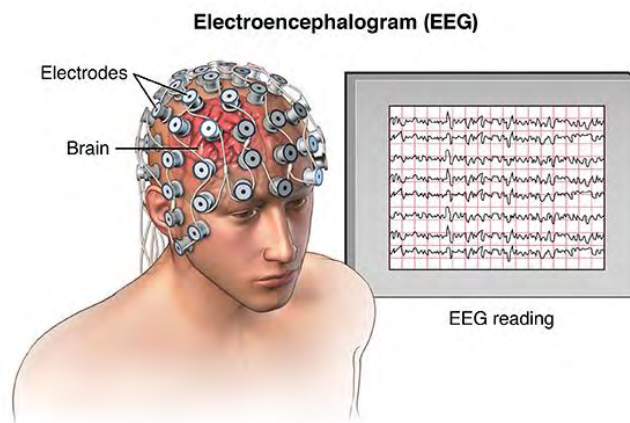


Εικόνα 3.2(ε): Δυναμικό δράσης νευρώνα μέσω εξωκυτταρικής καταγραφής

Όπως έγινε αντιληπτό, με όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, οι νευρώνες μεταφέρουν πληροφορίες οι οποίες είναι σε μορφή δυναμικών τάσης. Επειδή στα συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων, επιδιώκεται η επεξεργασία των πληροφοριών που οι νευρώνες μεταφέρουν, για αυτό τον λόγο είναι απαραίτητη η χρήση ορισμένων τεχνικών και μεθόδων μέσω των οποίων θα καταστεί δυνατή η καταγραφή του δυναμικού της μεμβράνης, των νευρικών κυττάρων.

3.3 Μέθοδοι καταγραφής σημάτων νευρώνων

Στις μέρες μας, η απεικόνιση της ηλεκτρικής δραστηριότητας του εγκεφάλου, είναι δυνατή μέσω μιας διαδικασίας που ονομάζεται ηλεκτροεγκεφαλογράφημα, όπου με τη χρήση ορισμένων εξωτερικών πολλαπλών ηλεκτροδίων στην επιφάνεια του κρανίου, γίνεται εφικτή η απεικόνιση των EEG σημάτων που οι νευρώνες παράγουν στον φλοιό του εγκεφάλου. Να σημειωθεί ότι η κύρια διαγνωστική εφαρμογή αυτής της διαδικασίας, αφορά τη διάγνωση επιληψίας, εγκεφαλικών όγκων και άλλων ιατρικών προβλημάτων. Στην Εικόνα 3.3(α), απεικονίζονται τα εξωτερικά ηλεκτρόδια που χρησιμοποιούνται κατά την διαδικασία του ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος, ο τρόπος ενσωμάτωσής τους στο εξωτερικό του δέρματος του ανθρώπινου κρανίου, καθώς και τα σήματα που καταγράφονται από τους νευρώνες.

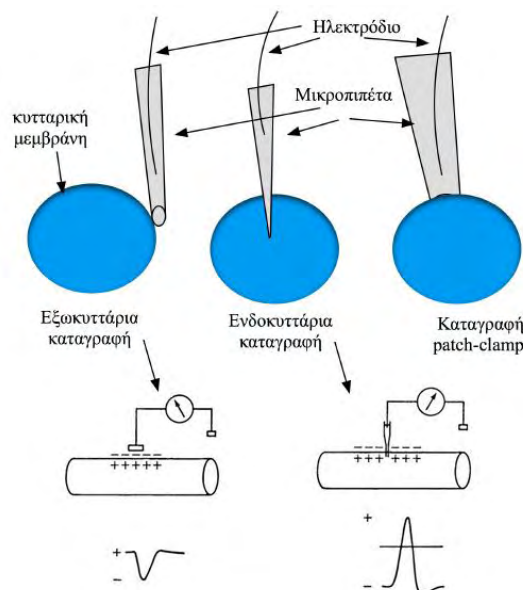


Εικόνα 3.3(α): Εξωτερικά ηλεκτρόδια για ηλεκτροεγκεφαλογράφημα

Ωστόσο παρότι το ηλεκτροεγκεφαλογράφημα, μέσω των EEG ηλεκτρικών σημάτων, δίνει μια απεικόνιση για τον τρόπο με τον οποίο συμπεριφέρονται οι νευρώνες, αυτά τα σήματα που καταγράφονται δεν είναι ικανά ώστε να αναπτυχθούν συστήματα που θα βοηθήσουν ανθρώπους με σοβαρή μορφή παραλυσίας. Ο λόγος οφείλεται στο ότι, μέσω του ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος, καταγράφονται σήματα από μια μεγάλη περιοχή του εγκεφάλου, τα οποία απέχουν μεγάλη απόσταση από τους νευρώνες. Επιπλέον μέσω του ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος, δεν είναι δυνατός ο διαχωρισμός μεμονωμένων ή μικρών ομάδων κυττάρων, αλλά αυτό που καταγράφεται είναι η δραστηριότητα ολόκληρων πληθυσμών. Ακόμη η χρήση του ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος, απαιτεί την ύπαρξη ενός μεγάλης διάστασης εξωτερικού συστήματος, καθώς και αρκετών καλωδίων συνδεδεμένων στο κεφάλι.

Αντιλαμβανόμενοι το πρόβλημα αυτό οι επιστήμονες, τα τελευταία χρόνια έχουν κάνει σημαντικές προσπάθειες στο να αναπτύξουν, σε πειραματικό στάδιο, συστήματα τα οποία θα εμφυτευθούν εντός του ανθρώπινου κρανίου και θα παρέχουν βοήθεια σε άτομα με παραλυσία. Στόχος αυτών των συστημάτων, είναι η καταγραφή μικρών ομάδων νευρώνων(LFPs) ή ακόμα και μεμονωμένων δυναμικών δράσης(APs) από την επιφάνεια του εγκεφάλου. Η παραπάνω διαδικασία καταγραφής, που θα πραγματοποιείτε μέσω των εμφυτεύσιμων συστημάτων, διαφέρει σημαντικά από ένα ηλεκτροεγκεφαλογράφημα, αφού τα τοπικά δυναμικά πεδίου(LFPs), καθώς και τα δυναμικά δράσης(APs) που θα μετρώνται μέσω αυτών των συστημάτων, θα καταγράφονται από την επιφάνεια του δέρματος του εγκεφάλου σε αντίθεση με τα σήματα του ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος, που η καταγραφή τους γίνεται εκτός του ανθρώπινου κρανίου. Επιπλέον, μια ακόμη σημαντική διαφορά αυτής της τεχνικής καταγραφής, είναι η απουσία χρήσης καλωδίων στο σώμα του ασθενή.

Πιο συγκεκριμένα, σε αυτές τις τεχνικές, χρησιμοποιείται ένα μεταλλικό ηλεκτρόδιο είτε μόνο του ή μέσα σε μια γυάλινη μικροπιπέτα, το οποίο αποτελεί το μέσο καταγραφής της μετακίνησης ιόντων. Οι καταγραφές που χρησιμοποιούνται μπορούν να χωριστούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες, οι οποίες είναι οι ενδοκυττάρια και οι εξωκυττάρια καταγραφές. Η ονομασία της κάθε καταγραφής, όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, προκύπτει ανάλογα με τη θέση του ηλεκτροδίου σε σχέση με το κύτταρο. Έτσι στις ενδοκυττάρια καταγραφές όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.3(β), το ηλεκτρόδιο εισέρχεται στον ενδοκυττάριο χώρο για να καταγράψει το δυναμικό της μεμβράνης, ενώ αντίθετα στις εξωκυττάρια καταγραφές, το ηλεκτρόδιο τοποθετείται είτε στο εξωκυττάριο υγρό, είτε δίπλα στη μεμβράνη του κυττάρου. Να σημειωθεί ότι μια εξειδικευμένη διάταξη των ενδοκυττάρια καταγραφών, αποτελεί η τεχνική της καθήλωσης κηλίδας, κατά την οποία αρχικά το ηλεκτρόδιο έρχεται σε επαφή με τη μεμβράνη του κυττάρου, δημιουργώντας μια πολύ δυνατή σφραγίδα στη μεμβράνη του και κατόπιν «σπάζοντας» τη μεμβράνη αυτή, έρχεται σε επαφή με το ενδοκυττάριο περιβάλλον [41].



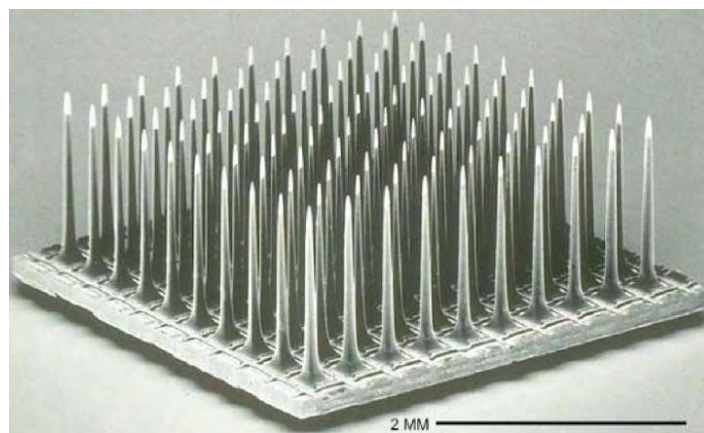
Εικόνα 3.3(β): Σχηματική απεικόνιση της θέσης του ηλεκτροδίου σε σχέση με το κύτταρο στις διάφορες μορφές καταγραφών

Επειδή το συγκεκριμένο σύστημα που μελετάται στην συγκεκριμένη εργασία, πρόκειται να εμφυτευθεί εξ ολοκλήρου στον ανθρώπινο εγκέφαλο, για αρκετά μεγάλη χρονική διάρκεια, για αυτό το λόγο, η τεχνική που χρησιμοποιείται για την καταγραφή του δυναμικού των νευρώνων είναι η εξωκυτταρική καταγραφή. Ο λόγος που επιλέγεται από τους επιστήμονες αυτή η τεχνική, είναι επειδή σε μακροχρόνιες καταγραφές (εβδομάδες, μήνες), μόνο εξωκυτταρικές εγγραφές είναι σήμερα τεχνολογικά εφικτές. Επίσης, επειδή οι εξωκυτταρικές καταγραφές μπορούν να μετρήσουν τα αποτελέσματα από ένα ή πολλαπλά κύτταρα, ενώ οι ενδοκυτταρικές καταγραφές είναι κατάλληλες για τη μέτρηση του μεγέθους των δυναμικών σε μεμονωμένα κύτταρα, αυτό αποτελεί άλλη μια σημαντική παράμετρο για την επιλογή της πρώτης τεχνικής.

Κατά την ανάλυση της λειτουργίας των νευρώνων, τονίστηκε ότι το πλάτος της μεταβολής του δυναμικού της μεμβράνης όταν εμφανιστεί κάποιο δυναμικό δράσης, είναι περίπου 100 mV. Ωστόσο σε αυτό το σημείο θα πρέπει να διατυπωθεί ότι η τιμή αυτή, είναι δυνατόν να μετρηθεί μόνο όταν χρησιμοποιείται ενδοκυτταρική καταγραφή. Έτσι σε εξωκυτταρικές καταγραφές, όπως συμβαίνει και στο σύστημα που μελετάται στη συγκεκριμένη εργασία, η τιμή του πλάτους ενός δυναμικού δράσης είναι αρκετά ασθενής και κυμαίνεται στο εύρος μεταξύ 50μV έως 500μV. Ο λόγος για τον οποίο δεν είναι δυνατόν να καταγραφεί το πραγματικό πλάτος ενός δυναμικού δράσης μέσω εξωκυτταρικής καταγραφής, είναι επειδή τα ηλεκτρόδια που χρησιμοποιούνται για την καταγραφή του δυναμικού της μεμβράνης, βρίσκονται σε κάποια μικρή απόσταση σε σχέση με την επιφάνεια της μεμβράνης, το οποίο οδηγεί σε σημαντική εξασθένηση των σημάτων.

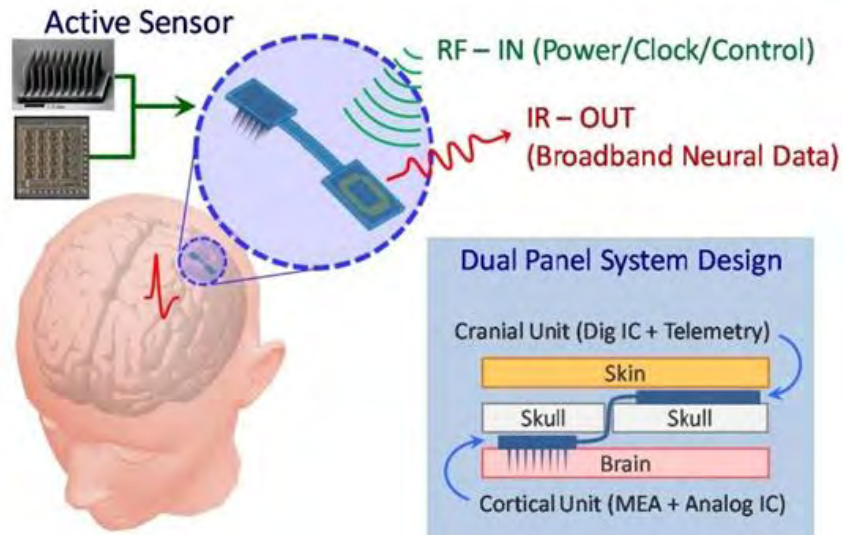
3.4 Συστοιχίες πολυηλεκτροδίων

Όπως έγινε κατανοητό με όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, με τη χρήση αυτόνομα οδηγούμενων μικροηλεκτροδίων, είναι δυνατόν να ληφθούν ενδοκυτταρικές καταγραφές με πολύ μεγάλη ακρίβεια. Ωστόσο, με σκοπό να επιτευχθεί η ταυτόχρονη καταγραφή της δραστηριότητας μεγαλύτερης επιφάνειας σημάτων νευρώνων, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν συστοιχίες εμφυτεύσιμων πολυηλεκτροδίων (multi-electrode arrays), των οποίων η μορφή φαίνονται στην Εικόνα 3.4(α).



Εικόνα 3.4(α): Μικρογραφία συστοιχίας 100 ηλεκτροδίων διαστάσεων $4 \times 4 \times 1.5 \text{ mm}^3$

Οι συστοιχίες πολλαπλών ηλεκτροδίων (MEAs), είναι ηλεκτρικοί αγωγοί που περιέχουν πολλαπλές πλάκες ηλεκτροδίων, μέσω των οποίων λαμβάνονται τα νευρικά σήματα, λειτουργώντας ουσιαστικά ως νευρικές διεπαφές που συνδέουν τους νευρώνες, με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Η περιοχή στην οποία τοποθετούνται αυτές οι συστοιχές ηλεκτροδίων, φαίνονται στην Εικόνα 3.4(β), με τη θέση τους να επιλέγεται συνήθως με βάση την καταγραφή νευρώνων που είναι υπεύθυνοι για κινητικές και αισθητικές λειτουργίες.



Εικόνα 3.4(β): Θέση τοποθέτησης εμφυτεύσιμων συστοιχιών πολυηλεκτροδίων

Όπως γίνεται αντιληπτό, η διάσταση ενός τέτοιου συστήματος, καθώς και τα υλικά από τα οποία θα έχει δημιουργηθεί, αποτελούν πολύ σημαντικά χαρακτηριστικά τα οποία θα πρέπει να ληφθούν υπόψη πριν το σχεδιασμό τέτοιων εμφυτεύσιμων συσκευών.

Κεφάλαιο 4:

Θεωρητικό υπόβαθρο χαρακτηριστικών τρανζίστορ και κυκλωμάτων

Περιεχόμενα Κεφαλαίου:

4.1 Χαρακτηριστικά μεγέθη MOSFET τρανζίστορ

4.1.1 Διαγωγιμότητα

4.1.2 Φαινόμενο σώματος

4.2 Περιοχές λειτουργίας τρανζίστορ

4.3 Περιοχή υποκατωφλιού και χρησιμότητα

4.4 Πηγές ρεύματος για πόλωση κυκλωμάτων

4.5 Διαφορικός ενισχυτής MOS

4.5.1 Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή

4.5.2 Μονοβάθμιες τοπολογίες διαφορικού ενισχυτή για αύξηση κέρδους

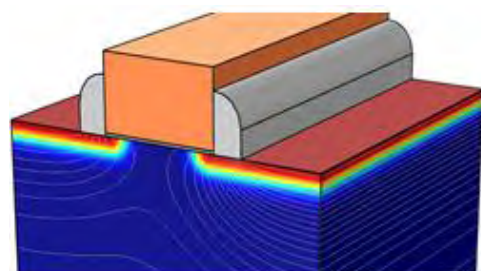
4.6 Αναδιπλωμένος κασκοδικός ενισχυτής

4.7 Χαρακτηριστικά μεγέθη του διαφορικού ενισχυτή

4.7.1 Λόγος απόρριψης κοινού σήματος (CMRR)

4.7.2 Λόγος απόρριψης τροφοδοσίας (PSRR)

4.7.3 Συντελεστής απόδοσης θορύβου (NEF)



4.1 Χαρακτηριστικά μεγέθη MOSFET τρανζίστορ

Σε αυτή την ενότητα, θα γίνει μια εισαγωγή σε ορισμένα σημαντικά χαρακτηριστικά μεγέθη που αφορούν το τρανζίστορ MOS. Η εισαγωγή αυτή γίνεται με σκοπό να μπορεί να γίνουν καλύτερα κατανοητά ορισμένα θέματα και έννοιες που αφορούν το τρανζίστορ MOS, τα οποία θα είναι απαραίτητα στη συνέχεια της εργασίας.

4.1.1 Διαγωγιμότητα

Το τρανζίστορ, ως μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση, μπορεί να χαρακτηριστεί από τη διαγωγιμότητα του. Η διαγωγιμότητα (gm), αποτελεί μια πολύ βασική παράμετρο στην ανάλυση και μελέτη των εναλλασσόμενων σημάτων (ασθενή ac σήματα), επειδή καθορίζει το βαθμό κατά τον οποίο ένα τρανζίστορ, μετατρέπει αποδοτικά τη μεταβολή της τάσης στην είσοδο του, σε μεταβολή σε ρεύμα στην έξοδο του. Θεωρώντας ότι το τρανζίστορ για το οποίο γίνεται η μελέτη είναι τύπου MOSFET, η σχέση με την οποία συνδέονται τα μεγέθη της τάσης εισόδου, του ρεύματος εξόδου και της διαγωγιμότητας, δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$id = gm * vgs \Rightarrow gm = \frac{id}{vgs}$$

Κάνοντας την υπόθεση ότι ισχύει ο τετραγωνικός νόμος, μπορεί κανείς να υπολογίσει τη διαγωγιμότητα της πύλης από την παρακάτω εξίσωση, μέσω διαφορίσης της σχέσεως του ρεύματος κορεσμού:

$$ID = \frac{1}{2} * k' * \frac{W}{L} * (VGS - Vth)^2 * (1 + \lambda * VDS)$$

$$gm = \frac{\partial ID}{\partial VGS} = k' * \frac{W}{L} * (VGS - Vth) * (1 + \lambda * VDS)$$

Θεωρώντας ότι το $\lambda * VDS \ll 1$, η παραπάνω εξίσωση απλοποιείται ακόμα περισσότερο και έχει την εξής μορφή:

$$gm = \frac{\partial ID}{\partial VGS} = k' * \frac{W}{L} * (VGS - Vth)$$

Επιπλέον η διαγωγιμότητα ενός τρανζίστορ, εκτός από τον παραπάνω τύπο, είναι δυνατό να εκφραστεί και με άλλες σχέσεις όπως φαίνεται παρακάτω:

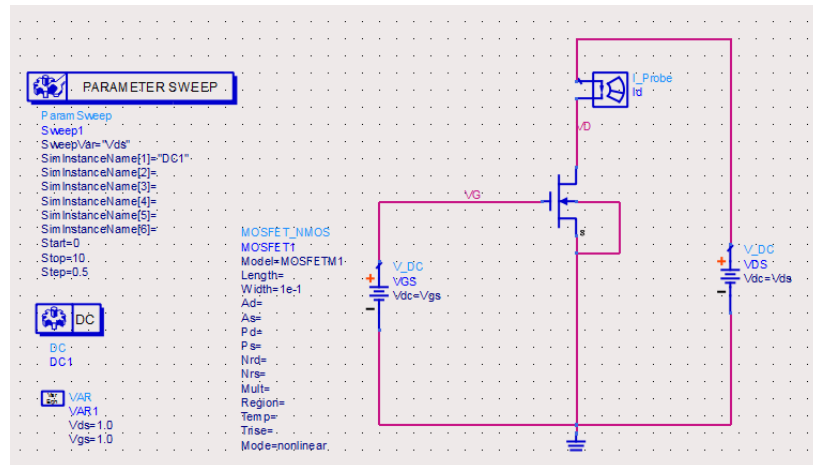
$$gm = \sqrt{2 * \mu n * Cox * \frac{W}{L} * ID}$$

$$gm = \frac{2 * ID}{(VGS - Vth)}$$

Να σημειωθεί ότι οι τρεις τύποι που παρουσιάστηκαν παραπάνω είναι ισοδύναμοι, και η επιλογή του καθενός, καθορίζεται από τα δεδομένα που κάθε φορά είναι γνωστά.

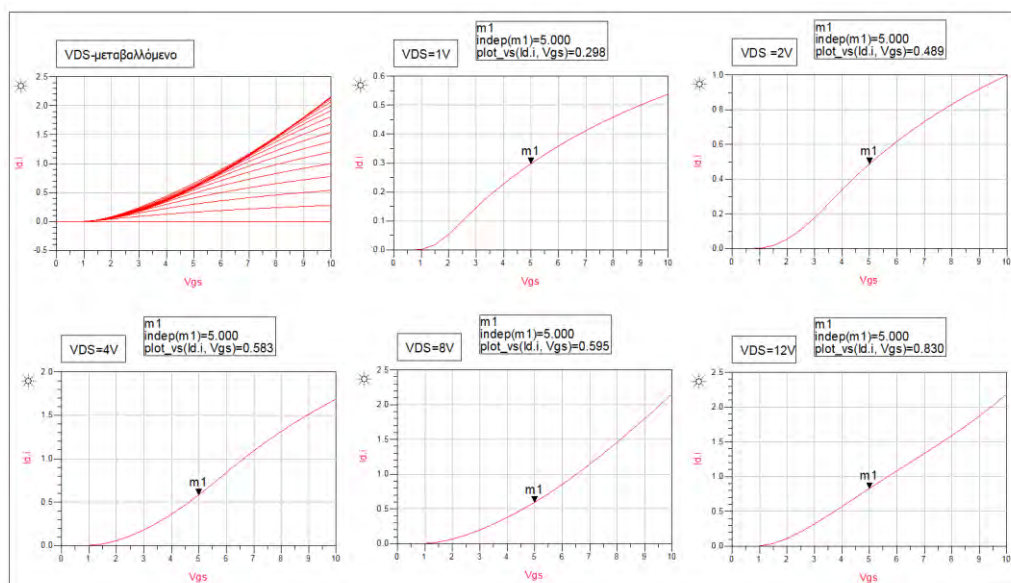
Επιπλέον, η τιμή της διαγωγιμότητας ενός MOSFET τρανζίστορ, εκτός από τους παραπάνω τρεις τύπους, είναι δυνατόν να υπολογιστεί και μέσω της κλίσης της χαρακτηριστικής που προκύπτει, σε ένα διάγραμμα μεταξύ των μεγεθών ID - VGS . Για την κατανόηση της

παραπάνω διατύπωσης, στην Εικόνα 4.1.1(α), γίνεται αρχικά η σχεδίαση ενός πολύ απλού κυκλώματος με τρανζίστορ τύπου NMOS, όπου οι τάσεις V_{GS} , V_{DS} εφαρμόζονται όπως φαίνεται στο σχήμα. Επίσης η τάση V_{GS} έχει ρυθμιστεί ώστε να μεταβάλλεται μέσα σε ένα αποδεκτό εύρος τιμών, ενώ η τάση V_{DS} επιλέχθηκε έτσι ώστε ορισμένες φορές να μεταβάλλεται ενώ άλλες φορές να παραμένει σταθερή.



Εικόνα 4.1.1(α): Σχηματικό διάγραμμα ενός τρανζίστορ MOS

Αφού γίνει η σχεδίαση του κυκλώματος, στη συνέχεια πραγματοποιείται η προσομοίωση του, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.1.1(β). Αυτό που παρατηρείται με βάση τα σχηματικά της εικόνας αυτής, είναι ότι όσο το V_{DS} αυξάνει, τόσο η κλίση της καμπύλης I_D - V_{GS} αυξάνει και έτσι η διαγωγιμότητα μεγαλώνει, για την ίδια τιμή πόλωσης V_{GS} . Τέλος, θεωρώντας ότι υπάρχει σταθερή τιμή για την τάση V_{DS} , παρατηρείται ότι η διαγωγιμότητα εξαρτάται από το σημείο πόλωσης του τρανζίστορ, δηλαδή από τα μεγέθη του ρεύματος πόλωσης και της τάσης V_{GS} .



Εικόνα 4.1.1(β): Αποτελέσματα προσομοιώσεων για εύρεση διαγωγιμότητας μέσω κλίσης

Έως τώρα, η μελέτη της διαγωγιμότητας επικεντρώθηκε σε τρανζίστορ MOSFET. Όπως παρουσιάστηκε παραπάνω, η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ MOS, είναι ανάλογη της τετραγωνικής ρίζας του ρεύματος πόλωσης και εξαρτάται από τη γεωμετρία της συσκευής, όπως το πάχος του οξειδίου πύλης ή το μέγεθος του τρανζίστορ. Ωστόσο, αυτή η εξάρτηση από την γεωμετρία του τρανζίστορ, δεν ισχύει και στα τρανζίστορ BJT, όπου πλέον η σχέση που δίνει τη διαγωγιμότητα του τρανζίστορ είναι η εξής:

$$gm = \frac{IC}{VT}$$

με το IC να αποτελεί το ρεύμα πόλωσης στον συλλέκτη του τρανζίστορ, ενώ το VT είναι η θερμική τάση, η οποία σε θερμοκρασία δωματίου έχει τυπική τιμή 26mV. Όπως γίνεται αντιληπτό, η διαγωγιμότητα ανάμεσα στα τρανζίστορ MOS και BJT εμφανίζει μια σημαντική διαφορά, η οποία είναι εξαιρετικά ουσιαστική κατά τον σχεδιασμό των κυκλωμάτων. Η διαφορά αυτή, συχνά παρουσιάζεται με τον υπολογισμό του λόγου της διαγωγιμότητας του τρανζίστορ προς το ρεύμα πόλωσης, όπως φαίνεται παρακάτω:

Τύπος τρανζίστορ	Λόγος διαγωγιμότητας προς ρεύματος πόλωσης
MOS	$\frac{gm}{ID} = \frac{2}{VOV}$
BJT	$\frac{gm}{IC} = \frac{1}{VT}$

Πίνακας 4.1(α)

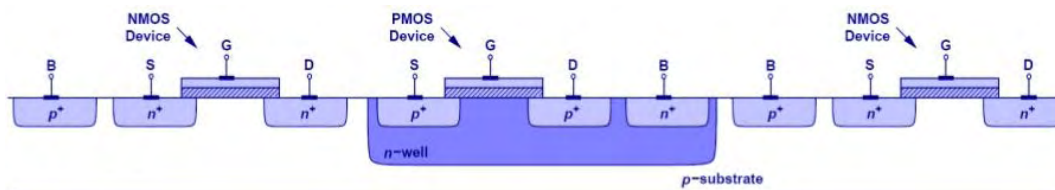
Με βάση τους παραπάνω τύπους, θεωρώντας ότι και τα δύο τρανζίστορ διαρρέονται με το ίδιο ρεύμα πόλωσης, γίνεται αντιληπτό ότι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ BJT είναι πολύ μεγαλύτερη, συγκριτικά με του MOSFET. Ο λόγος είναι ότι, ενώ από την μία πλευρά η θερμική τάση (VT) έχει συνήθως μια τιμή ίση με 26mV, από την άλλη πλευρά η τάση υπεροδήγησης (VOV) του τρανζίστορ MOS, συνήθως επιλέγεται σε πολλές εφαρμογές να είναι αρκετές εκατοντάδες mV.

4.1.2 Φαινόμενο σώματος

Ένα MOSFET τρανζίστορ, τύπου nmos ή pmos, αποτελείται από 4 ακροδέκτες. Αυτοί οι 4 ακροδέκτες είναι η υποδοχή(drain), η πύλη(gate), η πηγή(source) και το υπόστρωμα(bulk). Όπως γίνεται εμφανές από την Εικόνα 4.1.2(α), τα τρανζίστορ τύπου nmos σχεδιάζονται μέσα σε περιοχές τύπου-p(δηλαδή περιοχές όπου υπάρχει περίσσεια οπών), ενώ τα τρανζίστορ τύπου pmos σχεδιάζονται μέσα σε περιοχές τύπου-n (δηλαδή περιοχές όπου υπάρχει περίσσεια ηλεκτρονίων).

Επειδή αυτές οι περιοχές τύπου-n και τύπου-p, βρίσκονται σε άμεση επαφή μεταξύ τους, για αυτό το λόγο, σε εκείνα τα σημεία δημιουργούνται επαφές p-n, δηλαδή δίοδοι. Για να εξασφαλιστεί ότι οι επαφές αυτές, θα παραμένουν ανάστροφα πολωμένες, και ότι δεν θα υπάρχει διαρροή ρεύματος προς μη επιθυμητή κατεύθυνση, η περιοχή του σώματος(bulk) σε ένα τρανζίστορ τύπου nmos, είναι πάντοτε συνδεδεμένη στην πιο χαμηλή τάση του κυκλώματος, ενώ σε ένα τρανζίστορ τύπου pmos, η περιοχή αυτή είναι πάντοτε συνδεδεμένη με την πιο υψηλή τιμή τάσης του κυκλώματος. Επιπλέον θα πρέπει να τονιστεί ότι, κατά την σχεδίαση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, όλα τα τρανζίστορ τύπου nmos

μοιράζονται το ίδιο υπόστρωμα, χωρίς όμως αυτό να συμβαίνει για τα τρανζίστορ τύπου *pmos*, το οποίο επιβεβαιώνεται και στην Εικόνα 4.1.2(α). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να είναι δυνατή η σύνδεση της πηγής (*source*) ενός τρανζίστορ *nmos* με το υπόστρωμα (*bulk*), χωρίς ωστόσο να είναι δυνατή η σύνδεση περισσοτέρων ακροδεκτών πηγών (*source*) των τρανζίστορ τύπου *nmos* με το υπόστρωμα. Ο λόγος είναι ότι αυτό θα οδηγούσε σε βραχυκύκλωση όλων των περιοχών πηγής (*source*) των τρανζίστορ του κυκλώματος σχεδίασης, χωρίς φυσικά αυτό να αποτελεί μια επιθυμητή κατάσταση.



Εικόνα 4.1.2(α): Σχηματική απεικόνιση τρανζίστορ *nmos* και *pmos*

Επομένως, πολλές φορές λόγω του παραπάνω περιορισμού, η πηγή (*source*) ενός τρανζίστορ συνδέεται σε διαφορετικό δυναμικό σε σχέση με το υπόστρωμα και έτσι η τάση *V_{SB}* γίνεται διάφορη του μηδενός. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να δημιουργείται μια τάση *V_{SB}* (η οποία εμφανίζεται μεταξύ της πηγής (*source*) και του σώματος (*bulk*)), η οποία επιδρά στην μείωση του βάθους του καναλιού που έχει σχηματιστεί κάτω από το τρανζίστορ καθώς και στην τιμή της τάσης κατωφλίου του τρανζίστορ. Έτσι, η αύξηση της τάσης ανάστροφης πόλωσης στο υπόστρωμα *V_{SB}*, έχει ως αποτέλεσμα αύξηση της τάσης κατωφλίου *V_{th}* σύμφωνα με την εξής σχέση:

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma * \{ \sqrt{2 * \phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2 * \phi_f} \}$$

όπου *V_{th0}* είναι η τάση κατωφλίου για *V_{SB}*=0, ϕ_f είναι μια φυσική παράμετρος και γ είναι μια εξαρτώμενη από την τεχνολογία κατασκευής παράμετρος. Η παραπάνω εξίσωση, υποδεικνύει ότι μια αυξητική μεταβολή της τάσης *V_{SB}*, προκαλεί αυξητική μεταβολή της τάσης κατωφλίου *V_{th}*, η οποία με την σειρά της έχει ως αποτέλεσμα αυξητική μεταβολή του ρεύματος *i_D* ακόμα και αν η τάση *V_{GS}* διατηρηθεί σταθερή. Αυτό ουσιαστικά σημαίνει ότι η τάση του σώματος, ελέγχει το ρεύμα *i_D* και άρα το υπόστρωμα δρα σαν μια δεύτερη πύλη για το MOSFET. Το παραπάνω φαινόμενο είναι γνωστό ως φαινόμενο σώματος (*body effect*). Το φαινόμενο σώματος όπως θα φανεί στις επόμενες ενότητες, ορισμένες φορές βοηθάει στην υλοποίηση του κυκλωμάτων και των προδιαγραφών που επιδιώκονται, ενώ άλλες φορές αποτελεί ένα αρνητικό φαινόμενο για το κύκλωμα.

Στην επόμενη παράγραφο, θα γίνει μια αναλυτική παρουσίαση των διαφόρων περιοχών λειτουργίας ενός τρανζίστορ MOSFET, καθώς και των σημαντικών ιδιοτήτων που η περιοχή υποκατωφλίου προσφέρει κατά την σχεδίαση ενισχυτών, όπου είναι επιθυμητή η χαμηλή κατανάλωση ισχύος, καθώς και άλλες επίσης προδιαγραφές.

4.2 Περιοχές λειτουργίας τρανζίστορ

Ένα τρανζίστορ, ανάλογα με τη διαφορά δυναμικού που υπάρχει μεταξύ των άκρων του, πύλης και πηγής, είναι δυνατό να λειτουργεί σε μια από τις τρεις περιοχές αναστροφής καναλιού. Οι περιοχές αυτές, θεωρώντας ότι τρανζίστορ είναι NMOS, μπορούν να διαχωριστούν στις εξής 3 κατηγορίες:

1. **Ισχυρή αντιστροφή (Strong Inversion-SI):** Σε αυτή την περιοχή, η διαφορά δυναμικού μεταξύ πύλης και πηγής, θα πρέπει να είναι περίπου 75mV μεγαλύτερη σε σχέση με την τάση κατωφλίου V_{th} , δηλαδή $V_{GS}-V_{th}=V_{OV}>75mV$. Το κανάλι αναστροφής σε αυτή την περιοχή, είναι σταθερά εδραιωμένο και η σχέση ρεύματος υποδοχής I_D και διαφοράς δυναμικού μεταξύ πύλης και πηγής V_{GS} , είναι τετραγωνική.
2. **Ασθενής αντιστροφή (Weak Inversion-WI):** Σε αυτή την περιοχή, η διαφορά δυναμικού μεταξύ πύλης και πηγής, είναι πολύ μικρότερη από την τάση κατωφλίου V_{th} . Ο αριθμός των ελεύθερων φορτίων σε αυτή την περιοχή, είναι πολύ μικρός και η αντιστροφή στο κανάλι είναι ασθενής. Η σχέση ρεύματος υποδοχής I_D και διαφοράς δυναμικού μεταξύ πύλης και πηγής V_{GS} , είναι εκθετική.
3. **Μέτρια αντιστροφή (Moderate Inversion-MI):** Σε αυτή την περιοχή, η διαφορά δυναμικού μεταξύ πύλης και πηγής, θα πρέπει να είναι περίπου 75mV μικρότερη σε σχέση με την τάση κατωφλίου V_{th} , δηλαδή $V_{GS}-V_{th}=V_{OV}<75mV$. Ωστόσο η τιμή αυτή της διαφοράς δυναμικού θα πρέπει να ικανοποιεί και την ακόλουθη σχέση $V_{GS} > V_{th}$ δηλαδή $V_{OV} > 0$. Αυτή η περιοχή βρίσκεται ανάμεσα στις περιοχές ισχυρής και την ασθενής αντιστροφής, ενώ η σχέση ρεύματος υποδοχής I_D και διαφοράς δυναμικού μεταξύ πύλης και πηγής V_{GS} , δεν είναι ούτε εκθετική, ούτε τετραγωνική.

Να σημειωθεί, ότι η μόνη διαφορά που θα υπήρχε σε ότι αναφέρθηκε παραπάνω αν το τρανζίστορ ήταν τύπου PMOS, είναι η αλλαγή φοράς στις ανισότητες. Επιπλέον, η κατηγοριοποίηση των περιοχών λειτουργίας των τρανζίστορ, εκτός από το μέγεθος αναστροφής καναλιού, γίνεται και βάση την μήκος καναλιού που σχηματίζεται κάτω από το τρανζίστορ, με την τιμή αυτού να εξαρτάται εκτός από την διαφορά δυναμικού V_{GS} και από την τιμή της διαφοράς δυναμικού V_{DS} , όπως φαίνεται παρακάτω:

1. **Περιοχή αποκοπής(Cut-off):** Πρόκειται για την περιοχή όπου το τρανζίστορ βρίσκεται θεωρητικά στην αποκοπή και δεν διαρρέεται από ρεύμα ($I_D=0A$). Σε αυτή την περιοχή ισχύουν οι παρακάτω συνθήκες:
 - i. $V_{GS} < V_{th}$ για NMOS
 - ii. $V_{GS} > V_{th}$ για PMOS
2. **Περιοχή τριόδου/Γραμμική περιοχή (Triode region-Linear region):** Πρόκειται για την περιοχή όπου έχει ξεκινήσει να δημιουργείται κανάλι κάτω από το τρανζίστορ και πλέον το τρανζίστορ διαρρέεται από ρεύμα. Σε αυτή την περιοχή, το τρανζίστορ συμπεριφέρεται σαν μια γραμμική αντίσταση, που ελέγχεται τόσο από την τάση V_{GS} όσο και από την τάση V_{DS} . Το ρεύμα που ρέει μεταξύ υποδοχής και πηγής έχει μεγάλη εξάρτηση από την τάση V_{DS} , ενώ ισχύουν οι παρακάτω συνθήκες:

i. $V_{GS} \geq V_{th}$ και $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$ για NMOS

ii. $V_{GS} \leq V_{th}$ και $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$ για PMOS

με το ρεύμα της τριόδου να είναι ίσο με: $ID = k' * \frac{W}{L} * \left((V_{GS} - V_{th}) * V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right)$

3. **Περιοχή κορεσμού (Saturation region):** Αυτή η περιοχή είναι πολύ σημαντική, όταν σε ένα κύκλωμα υπάρχει η επιθυμία για λειτουργία του τρανζίστορ ως ενισχυτής. Σε αυτή την περιοχή, το ρεύμα που ρέει μεταξύ υποδοχής και πηγής έχει πάρα πολύ μικρή εξάρτηση από την τάση V_{DS} , ενώ ισχύουν οι παρακάτω συνθήκες:

i. $V_{GS} \geq V_{th}$ και $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{th}$ για NMOS

ii. $V_{GS} \leq V_{th}$ και $V_{DS} \leq V_{GS} - V_{th}$ για PMOS

με το ρεύμα του κόρου να είναι ίσο με: $ID = \frac{1}{2} * k' * \frac{W}{L} * (V_{GS} - V_{th})^2$

Να σημειωθεί ότι στις παραπάνω σχέσεις του ρεύματος, έχει γίνει η υπόθεση ότι η αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ (r_o) είναι αρκετά μεγάλη, οπότε μπορεί να παραλειφθεί.

4.3 Περιοχή υποκατωφλιού και χρησιμότητα

Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, γίνεται εμφανές ότι το τρανζίστορ μπορεί να λειτουργεί σε 3 περιοχές, αναλόγως με τις συνθήκες των τάσεων που επικρατούν στα άκρα του. Επιπλέον, στην πρώτη περιοχή λειτουργίας, που ήταν η αποκοπή, τονίστηκε ότι εφόσον το τρανζίστορ δεν είναι κλειστό και δεν έχει δημιουργηθεί κανάλι μεταξύ υποδοχής και πηγής, δεν θα διαρρέεται από ρεύμα, χωρίς αυτό όμως να ανταποκρίνεται πλήρως στην πραγματικότητα.

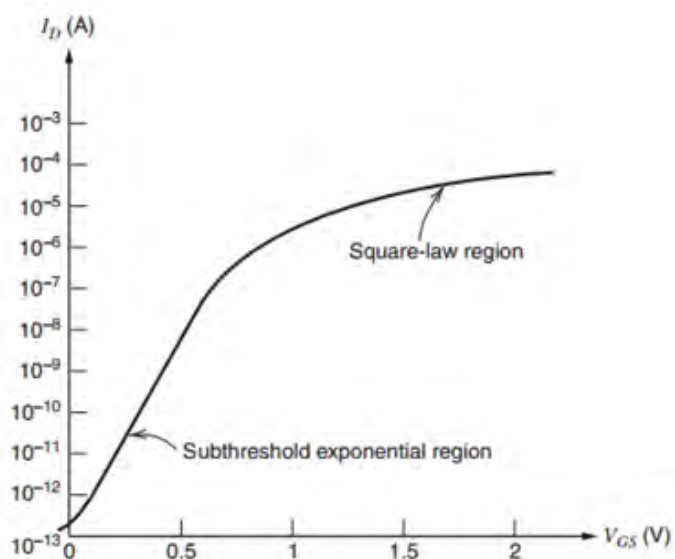
Ποιο συγκεκριμένα στην περιοχή της αποκοπής, η οποία στην βιβλιογραφία συχνά συναντάται και ως περιοχή υποκατωφλιού (subthreshold region) ή περιοχή ασθενούς αντιστροφής (weak inversion), παρότι το τρανζίστορ φαινομενικά είναι κλειστό, διαρρέεται από ένα ρεύμα διαρροής (subthreshold leakage). Η τιμή του ρεύματος αυτού είναι πολύ μικρή και η σχέση με την οποία εκφράζεται το ρεύμα σε αυτή την περιοχή, αγνοώντας το φαινόμενο διαμόρφωσης μήκους καναλιού ($\lambda=0$), είναι η εξής:

$$I_D = I_{D0} * \frac{W}{L} * (e^{\frac{V_{GS}}{nV_T}}) * (1 - e^{-\frac{V_{DS}}{V_T}}) \approx I_{D0} * \frac{W}{L} * (e^{\frac{V_{GS}}{nV_T}})$$

όπου V_T είναι η θερμική τάση του τρανζίστορ, η οποία έχει τυπική τιμή ίση με 26 mV σε θερμοκρασία δωματίου $T=300\text{Kelvin}$, ενώ n είναι μια παράμετρος η οποία δίνεται από την παρακάτω σχέση και έχει τυπική τιμή ίση με 1.5.

$$n = \frac{C_{js} + C_{ox}}{C_{ox}}$$

Όπως γίνεται εμφανές από τον παραπάνω τύπο, το ρεύμα υποδοχής στην περιοχή υποκατωφλιού, αυξάνει εκθετικά σε σχέση με τις τάσεις V_{GS} και V_{DS} , το οποίο απεικονίζεται και σχηματικά στην Εικόνα 4.3(α).



Εικόνα 4.3(α): Σχηματική απεικόνιση του ρεύματος I_D σε σχέση με την τάση V_{GS}

Είναι γεγονός, ότι πολλές από τις εφαρμογές της βιοϊατρικής τεχνολογίας που σχεδιάζονται σήμερα, επιδιώκουν την όσο το δυνατόν χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος. Αυτό το χαρακτηριστικό, δεν θα ήταν υπερβολή να διατυπωθεί ότι αποτελεί ένα από τα ποιά κομβικά σημεία κατά την σχεδίαση εμφυτεύσιμων συστημάτων βιοϊατρικής χρήσης, για τα οποία όπως έχει αναφερθεί παραπάνω, επιδιώκεται εξαιρετικά χαμηλή κατανάλωση ισχύος.

Τα τελευταία χρόνια, κατά την σχεδίαση εμφυτεύσιμων ενισχυτικών διατάξεων για βιοϊατρικές εφαρμογές, έχει αρχίσει να γίνεται πολλές φορές χρήση μιας συγκεκριμένης περιοχής λειτουργίας των τρανζίστορ MOSFET, η οποία είναι η περιοχή υποκατωφλίου. Αυτή η περιοχή επιλέγεται από πολλούς σχεδιαστές κυκλωμάτων, για τον λόγο ότι προσφέρει κάποιες πολύ σημαντικές ιδιότητες οι οποίες φαίνονται παρακάτω:

1. Το ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ είναι εξαιρετικά μικρό και έτσι επιτυγχάνεται η μείωση της κατανάλωσης ισχύος του κυκλώματος.
2. Οδηγώντας κάποιο τρανζίστορ στην περιοχή υποκατωφλίου, έχοντας το πολώσει με σταθερό ρεύμα, επιτυγχάνεται η μεγιστοποίηση της διαγωγιμότητάς του. Με αυτό τον τρόπο, γίνεται δυνατή η μεγιστοποίηση του κέρδους του κυκλώματος (το οποίο εξαρτάται από την διαγωγιμότητα), διατηρώντας μικρή κατανάλωση ισχύος.
3. Ελαχιστοποίηση του θορύβου σε συγκεκριμένες συνθήκες, ως αποτέλεσμα της ιδιότητας της παραπάνω ιδιότητας.
4. Μείωση των διαστάσεων των τρανζίστορ και κατ' επέκταση του κυκλώματος, χωρίς να μειώνεται το συνολικό κέρδος του κυκλώματος.

Όταν η σχεδίαση κυκλωμάτων αφορά ενισχυτικές διατάξεις, όπου επιδιώκεται χαμηλή κατανάλωση ισχύος, μεγάλο κέρδος και χαμηλός θόρυβος, οι παραπάνω ιδιότητες αποτελούν σημαντικά πλεονεκτήματα που προσφέρει η περιοχή υποκατωφλίου. Για να γίνουν οι παραπάνω διατυπώσεις περισσότερο κατανοητές, παρακάτω θα δοθεί μια αναλυτική επεξήγηση των όσων αναφέρθηκαν.

Από προηγούμενη παράγραφο όπου είχε αναφερθεί το θέμα της διαγωγιμότητας ενός τρανζίστορ, είναι γνωστό ότι όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή του κορεσμού ($V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$) και σε ισχυρή αντιστροφή, τότε ένας από τους τύπους που δίνει την διαγωγιμότητα του τρανζίστορ MOS είναι ο εξής:

$$gm = \frac{2 * ID}{V_{GS} - V_{th}} = \frac{2 * ID}{VOV}$$

Από τον παραπάνω τύπο, προκύπτει ότι όταν το ρεύμα πόλωσης του τρανζίστορ είναι σταθερό και η τάση VOV συνεχώς μειώνεται, παραμένοντας όμως το τρανζίστορ στον κόρο ($V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$), τότε η διαγωγιμότητα του συνεχώς θα αυξάνεται. Επομένως, καθώς η τάση υπεροδήγησης, θα προσεγγίζει το μηδέν, η παραπάνω σχέση προβλέπει ότι η διαγωγιμότητα θα γίνεται άπειρη χωρίς, όμως αυτό να είναι αληθές. Ο λόγος για τον οποίο το παραπάνω που αναφέρθηκε δεν ισχύει, είναι επειδή η παραπάνω σχέση, ισχύει μόνο όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην ισχυρή αντιστροφή ενώ όταν αυτό μεταβεί σε κάποια άλλη περιοχή, η σχέση που θα δίνει την διαγωγιμότητα θα αλλάξει.

Έτσι, θεωρώντας ότι το τρανζίστορ είναι στην περιοχή του κορεσμού ($V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$) αλλά πλέον έχει μεταβεί στην περιοχή της ασθενής αντιστροφής, τότε η σχέση για το ρεύμα υποδοχής θα είναι η εξής:

$$I_D = I_{D0} * \frac{W}{L} * (e^{n * \frac{V_{GS}}{V_T}})$$

οπότε εφαρμόζοντας διαφόριση στην παραπάνω σχέση, προκύπτει η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ στην περιοχή υποκατωφλίου, θα έχει τιμή ίση με:

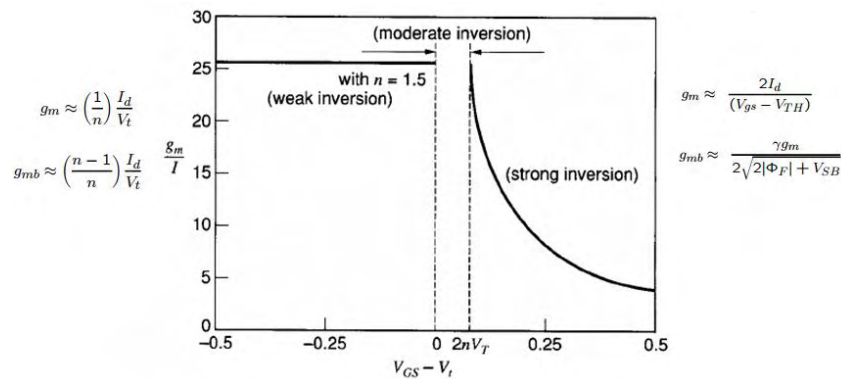
$$gm = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \approx I_{D0} * \frac{W}{L} * (e^{n * \frac{V_{GS}}{V_T}}) * \frac{1}{n * V_T} = \frac{I_D}{n * V_T}$$

Όπως γίνεται αντιληπτό από την παραπάνω σχέση, καθώς το τρανζίστορ θα μεταβεί στην περιοχή της ασθενής αντιστροφής, η διαγωγιμότητα θα αποκτήσει μια μέγιστη τιμή η οποία είναι σταθερή και ανεξάρτητη από τις τάσεις που θα εμφανίζονται στα άκρα του τρανζίστορ. Η τιμή της τάσης υπεροδήγησης (VOV), η οποία θα οδηγήσει στην επίτευξη της μέγιστης τιμής που η διαγωγιμότητα μπορεί να επιτύχει, είναι περίπου ίση με 75mV ή κάνοντας μια γενίκευση στον τύπο με τον οποίο κανείς υπολογίζει αυτή την τάση, θα μπορούσε να διατυπωθεί ως εξής:

$$VOV = V_{GS} - V_{th} = 2 * n * V_T$$

Να σημειωθεί ότι το τρανζίστορ δεν θα μεταβεί άμεσα από την ισχυρή αντιστροφή προς την ασθενή αντιστροφή, αλλά αυτή η μετάβαση θα γίνει σταδιακά μέσω μιας ενδιάμεσης περιοχής, η οποία είναι η μέτριας αντιστροφής καναλιού, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως. Τέλος, με βάση τον παραπάνω τύπο για την διαγωγιμότητα στην περιοχή της ασθενής αντιστροφής, γίνεται αντιληπτό ότι πλέον, η διαγωγιμότητα ενός τρανζίστορ MOS είναι περίπου ίδια με εκείνη ενός αντίστοιχου διπολικού τρανζίστορ.

Στην Εικόνα 4.3(β), γίνεται μια σχηματική απεικόνιση των όσων αναφέρθηκαν παραπάνω σχετικά με την τιμή της διαγωγιμότητας σε κάθε περιοχή λειτουργίας, όπου όπως φαίνεται η μέγιστη τιμή που μπορεί να αποκτήσει ο λόγος διαγωγιμότητας προς ρεύμα (για σταθερό ρεύμα πόλωσης), είναι περίπου ίσος με 27 V^{-1} .



Εικόνα 4.3(β): Σχηματική απεικόνιση διαγωγιμότητας στις διάφορες περιοχές λειτουργίας

Η παραπάνω διατύπωση που παρουσιάστηκε για την διαγωγιμότητα ενός τρανζίστορ στην περιοχή υποκατωφλίου, κατά την ανάπτυξη των κυκλωμάτων σχεδίασης, θα αποτελέσει μια πολύ σημαντική παράμετρο σχεδίασης, η οποία θα προσφέρει στο κύκλωμα πολλά σημαντικά πλεονεκτήματα, με ορισμένα από αυτά να είναι η αύξηση του κέρδους καθώς και η μείωση του θορύβου.

Όπως είναι έγινε κατανοητό με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, ένα τρανζίστορ MOS ανάλογα με την διαφορά δυναμικού που υπάρχει μεταξύ των άκρων της πύλης και την πηγής του, λειτουργεί σε μια από τις περιοχές ισχυρής, μέτριας ή ασθενούς αντιστροφής. Ωστόσο είναι επιπλέον δυνατόν, σε κυκλώματα με χαμηλή κατανάλωση ισχύος, με βάση μόνο των δεδομένων των διαστάσεων του τρανζίστορ καθώς και του DC ρεύματος που το διαρρέει, να υπολογιστεί η περιοχή στην οποία λειτουργεί καθώς και η τιμή της διαγωγιμότητας του. Για να επιτευχθεί αυτό αρχικά θα πρέπει να υπολογιστεί το χαρακτηριστικό ρεύμα μέτριας αντιστροφής I_s [14] το οποίο θα δίνεται από τον εξής τύπο:

$$I_s = 2 * n * \mu * Cox * V_T^2 * \frac{W}{L}$$

όπου το Cox είναι η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας της πύλης, W και L το πλάτος και το μήκος του καναλιού του τρανζίστορ, V_T είναι η θερμική τάση ενώ το n είναι ένας συντελεστής του τρανζίστορ με τυπική συνήθως τιμή ίση με 1.5. Έτσι με βάση τα παραπάνω μπορεί να εισαχθεί για κάθε τρανζίστορ, ένας συντελεστής αντιστροφής (inversion coefficient-IC), ο οποίος υπολογίζεται με βάση τον εξής τύπο:

$$IC = \frac{ID}{I_s}$$

όπου το ID είναι το ρεύμα υποδοχής που διαρρέει το τρανζίστορ ενώ το I_s είναι το χαρακτηριστικό ρεύμα μέτριας αντιστροφής. Επομένως με βάση τον παραπάνω τύπο, είναι εύκολο να υπολογιστεί η περιοχή λειτουργίας ενός τρανζίστορ ως εξής:

Συντελεστής αντιστροφής (IC)	Περιοχή αντιστροφής
$IC > 10$	Ισχυρή Αντιστροφή
$0.1 < IC < 10$	Μέτρια Αντιστροφή
$IC < 0.1$	Ασθενής Αντιστροφή

Πίνακας 4.3(α)

Σε κυκλώματα με χαμηλή κατανάλωση ισχύος, είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί ένα νέο μοντέλο υπολογισμού της διαγωγιμότητας, το οποίο είναι κατάλληλο για όλες τις περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ [13] και στο οποίο η διαγωγιμότητα δίνεται κατά προσέγγιση με βάση τον εξής τύπο:

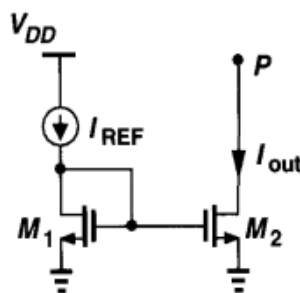
$$gm \approx \frac{ID}{n * V_T} * \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4 * IC}}$$

Ένα πολύ σημαντικό γνώρισμα κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων του συστήματος, αποτελεί ο τρόπος πόλωσης του κυκλώματος με σταθερό ρεύμα. Για την επίτευξη αυτού του σκοπού, διάφορες τοπολογίες είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν με την κάθε μία να παρέχει διάφορα πλεονεκτήματα αλλά και μειονεκτήματα. Στην επόμενη παράγραφο, γίνεται μια παρουσίαση αυτών των κυκλωμάτων πόλωσης καθώς και των πλεονεκτημάτων που το καθένα παρέχει.

4.4 Πηγές ρεύματος για πόλωση κυκλωμάτων

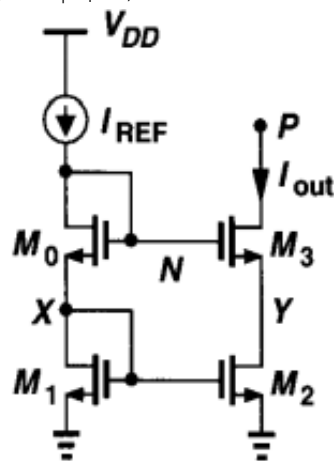
Σε πολλά κυκλώματα, υπάρχει η ανάγκη ύπαρξης και χρήσης ενός σταθερού ρεύματος σε διάφορα σημεία του κυκλώματος. Ωστόσο θα πρέπει, το ρεύμα το οποίο θα παρέχεται από τις διάφορες τοπολογίες κυκλωμάτων πόλωσης, να είναι σταθερό και ανεξάρτητο από την τάση που εμφανίζεται στα άκρα των κυκλωμάτων πόλωσης. Για να επιτευχθεί αυτή η λειτουργία, έχουν αναπτυχθεί κάποια συγκεκριμένα κυκλώματα, τα οποία ονομάζονται καθρέφτες ρεύματος. Παρακάτω, θα παρουσιαστούν 3 τοπολογίες κυκλωμάτων καθρεφτών ρεύματος, ορισμένες από τις οποίες θα χρησιμοποιηθούν και στις επόμενες ενότητες κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων. Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που η κάθε τοπολογία έχει φαίνονται παρακάτω:

1. **Απλός καθρέφτης ρεύματος:** Αυτός ο καθρέφτης ρεύματος, του οποίου η μορφή φαίνεται στην Εικόνα 4.4(α), αποτελεί την πιο απλή μορφή κυκλώματος πόλωσης. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα αυτού του καθρέφτη ρεύματος, είναι η απλή σχεδίαση του, η χρήση μόνο 2 τρανζίστορ και η δυνατότητα για μεγάλο εύρος διακύμανσης της τάσης στο σημείο της εξόδου, χωρίς να οδηγηθεί το τρανζίστορ της εξόδου στον κορεσμό. Ποιό συγκεκριμένα, για να λειτουργεί το τρανζίστορ M2 στον κορεσμό και να υπάρχει σχετικά καλός καθρεφτισμός του ρεύματος αναφοράς στην έξοδο, θα πρέπει να ισχύει ότι το $V_{Pmin} > V_{OV}$. Από την άλλη πλευρά, σημαντικό μειονέκτημα αυτού του κυκλώματος, είναι ο μη ακριβής καθρεφτισμός του ρεύματος, λόγω της μικρής αντίστασης εξόδου του κυκλώματος, η οποία είναι ίση με $R_{out} = r_{o2}$.



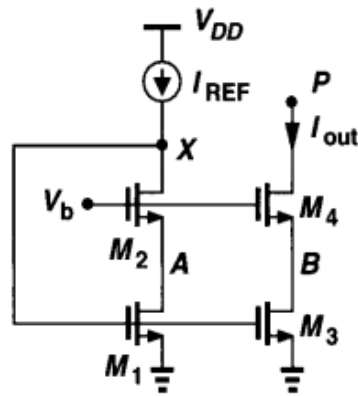
Εικόνα 4.4(α): Σχηματική απεικόνιση απλής πηγής ρεύματος

2. **Κασκοδικός καθρέφτης ρεύματος:** Η πηγή ρεύματος, η οποία απεικονίζεται στην Εικόνα 4.4(β), αποτελεί έναν αρκετά βελτιωμένο καθρέφτη ρεύματος, ο οποίος ως κύριο πλεονέκτημα σε σχέση με το προηγούμενο κύκλωμα, είναι ο πολύ καλύτερος καθρεφτισμός του ρεύματος αναφοράς στην έξοδο. Ο λόγος για τον οποίο συμβαίνει αυτό, οφείλεται στην πολύ μεγαλύτερη αντίσταση εξόδου του κυκλώματος, η οποία είναι ίση με $R_{out} = r_{o3} + r_{o2} + r_{o2} \cdot r_{o3} \cdot (g_{m3} + g_{m_b3})$. Ωστόσο, υπάρχουν και ορισμένα μειονεκτήματα σε αυτόν τον καθρέφτη ρεύματος, όπως είναι η απαίτηση για χρήση 2 επιπλέον τρανζίστορ. Αυτό έχει ως συνέπεια, την προσθήκη επιπλέον θορύβου στο κύκλωμα, καθώς και αύξηση του χώρου που καταλαμβάνει. Επιπλέον η μείωση του επιτρεπτού περιθωρίου μεταβολής της τάσης εξόδου, αποτελεί ένα ακόμη σημαντικό μειονέκτημα του κυκλώματος αυτού. Ποιο συγκεκριμένα, για την τάση εξόδου σε αυτό το κύκλωμα θα πρέπει να ισχύει ότι $V_{Pmin} > 2V_{OV} + V_{th}$, έτσι ώστε όλα τα τρανζίστορ να βρίσκονται στην περιοχή του κορεσμού και έτσι να υπάρχει ακριβής καθρεφτισμός του ρεύματος αναφοράς.



Εικόνα 4.4(β): Σχηματική απεικόνιση κασκοδικής πηγής ρεύματος

3. **Κασκοδικός καθρέφτης ρεύματος με υψηλό εύρος ταλάντευσης:** Ο καθρέφτης ρεύματος που φαίνεται στην Εικόνα 4.4(γ), μοιάζει αρκετά με τον κλασικό κασκοδικό καθρέφτη ρεύματος που παρουσιάστηκε παραπάνω. Ωστόσο σε αυτή την τοπολογία, έχει αντικατασταθεί η διοδική σύνδεση των τρανζίστορ M_2, M_4 και η πόλωση των τρανζίστορ αυτών πλέον γίνεται μέσω μιας DC πηγής τάσης. Το πλεονέκτημα που προσφέρει αυτός ο νέος καθρέφτης ρεύματος σε σχέση με προηγουμένως, είναι η δυνατότητα για μεγαλύτερο περιθώριο διακύμανσης της τάσης εξόδου, για την οποία πλέον ισχύει ότι θα πρέπει $V_{Pmin} > 2V_{OV}$, έτσι ώστε όλα τα τρανζίστορ να βρίσκονται στην περιοχή του κορεσμού. Ως αποτέλεσμα, μέσω αυτού του καθρέφτη ρεύματος, επιτυγχάνεται βελτίωση του περιθωρίου μεταβολής της εξόδου. Ωστόσο, ένα μειονέκτημα αυτού του κυκλώματος σε σχέση με προηγουμένως, είναι η ανάγκη ύπαρξης μιας επιπλέον DC πηγής τάσης για την πόλωση των τρανζίστορ M_2, M_4 .



Εικόνα 4.4(γ): Σχηματική απεικόνιση κασκοδικής πηγής ρεύματος με υψηλό εύρος ταλάντευσης

4.5 Διαφορικός ενισχυτής MOS

Η συνδεσμολογία του διαφορικού ενισχυτή (differential amplifier), αποτελεί μια από τις πιο ευρέως διαδεδομένες κυκλωματικές τοπολογίες στον τομέα του σχεδιασμού αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, με την αρχή λειτουργίας του να βασίζεται στον ενισχυτή κοινής πηγής (Common Source). Οι λόγοι για τους οποίους το συγκεκριμένο κύκλωμα καθίσταται τόσο δημοφιλές, οφείλεται κατά κύριο λόγο, στο ότι προσφέρει μεγάλη ενίσχυση των σημάτων εισόδου, παρέχοντας ταυτόχρονα σημαντική εξάλειψη του θορύβου και των σημάτων παρεμβολής. Επιπλέον ένας ακόμα λόγος, για την τόσο ευρεία χρήση αυτής της συνδεσμολογίας, οφείλεται στο ότι η διαφορική συνδεσμολογία επιτρέπει, κατά την σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, την πόλωση του ενισχυτή και τη σύνδεση διαδοχικών σταδίων, χωρίς να απαιτούνται πυκνωτές παράκαμψης και σύζευξης, οι οποίοι καταλαμβάνουν μεγάλη επιφάνεια μέσα στο ολοκληρωμένο.

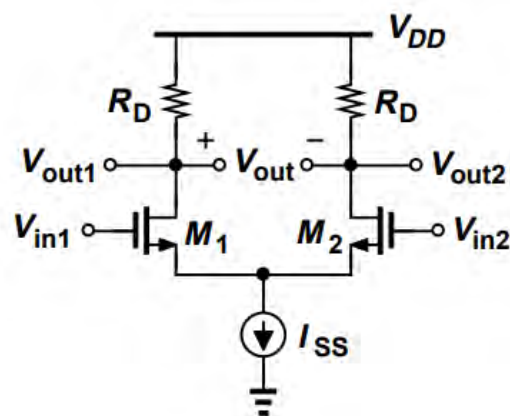
Επιπλέον αξίζει να σημειωθεί το γεγονός, ότι η έλευση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων(IC), διαδραμάτισε σημαντικό ρόλο ώστε ο διαφορικός ενισχυτής να αποτελέσει ένα τόσο δημοφιλές κύκλωμα για τεχνολογίες CMOS αλλά και διπολικών στοιχείων. Δύο από τους πολύ σημαντικούς λόγους για τους οποίους οι διαφορικοί ενισχυτές αποτελούν σήμερα κατάλληλη επιλογή για την κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι οι εξής:

1. Η απόδοση ενός διαφορικού ενισχυτή, όπως θα φανεί και παρακάτω, εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την συμμετρία (το ταιρίασμα των στοιχείων) μεταξύ των δύο πλευρών του κυκλώματος. Στη σημερινή εποχή, τεχνολογίες κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, έχουν τη δυνατότητα να παράγουν ταιριασμένα στοιχεία, με τις παραμέτρους των στοιχείων αυτών να παραμένουν σταθερές, ανεξαρτήτως των διαφόρων συνθηκών του κυκλώματος, δίνοντας με αυτό τον τρόπο στον διαφορικό ενισχυτή υψηλή απόδοση.
2. Η τοπολογία του διαφορικού ενισχυτή, χρησιμοποιεί περισσότερα στοιχεία από τα αποκαλούμενα single-ended κυκλώματα, κάτι που παλαιότερα αποτελούσε ένα μειονέκτημα για την χρήση του. Σήμερα όμως, το σημαντικό πλεονέκτημα που παρέχουν οι τεχνολογίες ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, για διαθεσιμότητα μεγάλου αριθμού τρανζίστορ με σχετικά μικρό κόστος και διάσταση ολοκλήρωσης, έδωσε τη

δυνατότητα στον διαφορικό ενισχυτή να αποτελεί ένα ευρέως διαδεδομένο κύκλωμα, ανεξαρτήτως της ανάγκης που υπάρχει για χρήση περισσότερων τρανζίστορ.

4.5.1 Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή

Σε έναν διαφορικό ενισχυτή, όπως αυτός που παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.5.1(α), το σήμα προς ενίσχυση, εφαρμόζεται στις δύο πύλες (gate) των τρανζίστορ εισόδου, με τη διαφορά φάσης μεταξύ των δύο σημάτων εισόδου να είναι 180° μοίρες, ενώ η έξοδος του κυκλώματος λαμβάνεται, είτε διαφορικά, είτε μονόπλευρα όπως θα παρουσιαστεί παρακάτω, από τις υποδοχές (drain) των τρανζίστορ. Επιπλέον, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα, οι ακροδέκτες πηγών των δύο τρανζίστορ εισόδου, ενώνονται μεταξύ τους, έτσι ώστε η πόλωση ολόκληρου του κυκλώματος να πραγματοποιείται με μια πηγή ρεύματος. Ως φορτίο στα drain των δύο τρανζίστορ της εισόδου, συνδέονται είτε παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις), είτε ενεργά στοιχεία (τρανζίστορ), με τα δεύτερα να αποτελούν πολύ πιο δημοφιλή επιλογή, αφού συγκριτικά με τις αντιστάσεις καταλαμβάνουν πολύ μικρότερο χώρο, έχουν σε ορισμένες περιπτώσεις χαμηλότερο θόρυβο, εξασφαλίζουν αρκετά μεγαλύτερο κέρδος και παρέχουν στο κύκλωμα πολύ καλύτερη συμμετρία.

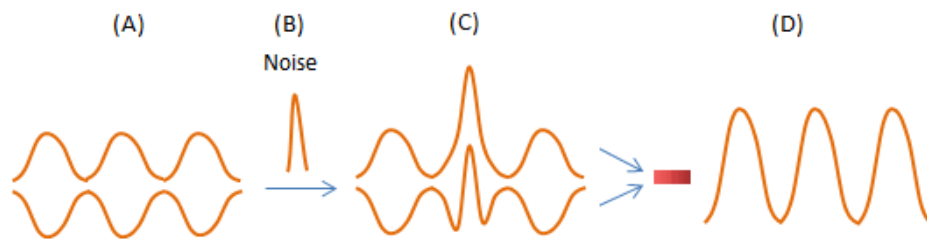


Εικόνα 4.5.1(α): Η βασική κυκλωματική τοπολογία του διαφορικού ενισχυτή με παθητικά στοιχεία

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, η σημαντικότερη ιδιότητα του διαφορικού ενισχυτή, αποτελεί η ενίσχυση των επιθυμητών σημάτων και ταυτόχρονα η εξάλειψη του θορύβου. Πιο συγκεκριμένα, ο διαφορικός ενισχυτής έχει την ικανότητα να απορρίπτει τα κοινά σήματα εισόδου, ενώ τα διαφορικά σήματα εισόδου που εφαρμόζονται στις δύο εισόδους του, εμφανίζονται στην έξοδο ενισχυμένα, με ελάχιστη παραμόρφωση λόγω του θορύβου. Για να επιτευχθεί το παραπάνω, ως έξοδος ολόκληρου του ενισχυτή σε αυτή την πρώτη βασική τοπολογία που παρουσιάστηκε, λαμβάνεται η διαφορά μεταξύ των δύο τάσεων στις υποδοχές των τρανζίστορ, στις οποίες συνυπάρχει το ενισχυμένο διαφορικό αλλά και κοινό σήμα.

Για να γίνει καλύτερα κατανοητή η παραπάνω διατύπωση, στην Εικόνα 4.5.1(β), παρουσιάζεται μια σχηματική απεικόνιση του τρόπου λειτουργίας του διαφορικού ενισχυτή σε αυτό το πρώτο στάδιο παρουσίασης, χωρίς ωστόσο αυτό να σημαίνει ότι και στις

επόμενες κυκλωματικές τοπολογίες διαφορικών ενισχυτών που θα παρουσιαστούν, η λογική δεν παραμένει στην βάση της, η ίδια. Έτσι, στο στάδιο (A) που φαίνεται στην Εικόνα 4.5.1(β), παρουσιάζονται τα διαφορικά σήματα, που υποτίθεται ότι εφαρμόζονται στις δύο εισόδους του διαφορικού ενισχυτή, έχοντας ίσο μέτρο και διαφορά φάσης 180° μοίρες. Στο στάδιο (B), φαίνεται η «εισαγωγή» του θορύβου που πραγματοποιείται στο σύστημα, σημειώνοντας ότι το συγκεκριμένο σήμα είναι κοινό και για τις δύο εισόδους. Στο στάδιο (C), παρουσιάζεται το συνολικό σήμα εισόδου, μετά και την προσθήκη του θορύβου, ενώ τέλος στο στάδιο (D), γίνεται εμφανές το γεγονός ότι όταν η έξοδος ληφθεί με διαφορικό τρόπο, τότε το κοινό σήμα που αποτελεί τον θόρυβο του κυκλώματος, έχει μειωθεί πάρα πολύ, ενώ στην έξοδο υπάρχει το επιθυμητό σήμα εισόδου ενισχυμένο.



Εικόνα 4.5.1(β): Σχηματική αναπαράσταση σημάτων εισόδου διαφορικού ενισχυτή

Ακόμη, ένας εξίσου σημαντικός παράγοντας, που κάνει δημοφιλής την επιλογή του διαφορικού ενισχυτή ως αναλογικό κύκλωμα, οφείλεται στο ότι μέσω του διαφορικού ενισχυτή εξασφαλίζεται η απόρριψη του θορύβου που προέρχεται από την τροφοδοσία και τη γείωση του κυκλώματος.

Όπως τονίστηκε παραπάνω, ένας διαφορικός ενισχυτής εκτός από την εξάλειψη του θορύβου, επιδιώκει και την επίτευξη σημαντικής ενίσχυσης των επιθυμητών σημάτων εισόδου. Επομένως, στο κύκλωμα που παρουσιάστηκε στην Εικόνα 4.5.1(α), για μη διαφορική έξοδο (single-ended) το κέρδος τάσης είναι ίσο με:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -0.5 * GM * R_{OUT} = -0.5 * gm_2 * (r_{o2} // R_D)$$

ενώ όταν η έξοδος λαμβάνεται με διαφορικό τρόπο, το κέρδος τάσης γίνεται ίσο με:

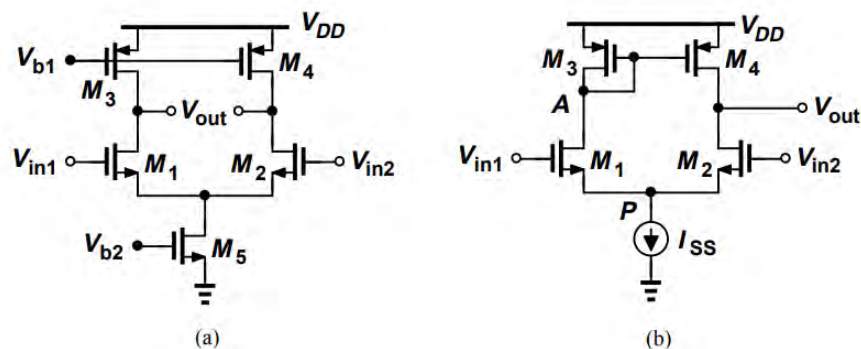
$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = GM * R_{OUT} = gm_2 * (r_{o2} // R_D)$$

Αυτή η τιμή του κέρδους για τον απλό διαφορικό ενισχυτή με παθητικά στοιχεία, είναι αρκετά χαμηλή, επομένως παρακάτω παρουσιάζονται διάφορες κυκλωματικές τοπολογίες, όπου η κάθε μία προσπαθεί να αυξήσει το κέρδος του διαφορικού ενισχυτή, χωρίς ωστόσο να αποφεύγεται και η εμφάνιση ορισμένων άλλων μειονεκτημάτων.

4.5.2 Μονοβάθμιες τοπολογίες διαφορικού ενισχυτή για αύξηση κέρδους

Σε αυτή την παράγραφο, θα γίνει η παρουσίαση τεσσάρων νέων τοπολογιών διαφορικών ενισχυτών, με σκοπό την επίτευξη μεγαλύτερου κέρδους. Συγκεκριμένα στην Εικόνα 4.5.2(α),

γίνεται η παρουσίαση δύο διαφορετικών ενισχυτών, όπου το φορτίο πλέον που φέρει ο ενισχυτής αποτελείται από ενεργά στοιχεία (τρανζίστορ). Ο λόγος για τον οποίο πολλή συχνά επιλέγεται αυτού του είδους η τοπολογία με ενεργά φορτία, είναι επειδή όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, μέσω της κατάλληλης επιλογής των διαστάσεων των τρανζίστορ M3,M4, είναι δυνατή η επίτευξη μεγαλύτερου κέρδους, καλύτερης συμμετρίας, μείωση της διάστασης του ολοκληρωμένου και χαμηλότερος θόρυβος. Επιπλέον με βάση τη σχεδίαση στην παρακάτω τοπολογία, τα τρανζίστορ M3,M4 λειτουργούν και ως πηγές ρεύματος, οι οποίες προσφέρουν στο κύκλωμα μεγαλύτερη ακρίβεια συμμετρίας, αφού η κάθε πλευρά πολώνεται με το ίδιο ρεύμα.



Εικόνα 4.5.2(α): Διαφορικός ενισχυτής με πηγή ρεύματος ως φορτίο

Οι δύο τοπολογίες που φαίνονται στην παραπάνω εικόνα, έχουν ορισμένες διαφορές οι οποίες αφορούν τον τρόπο λειτουργίας των πηγών ρεύματος καθώς και τον τρόπο λήψης της εξόδου για απόκτηση ολόκληρης της απολαβής κέρδους. Ποιο συγκεκριμένα στο δεξί σχήμα της Εικόνας 4.5.2(α), λόγω του τρόπου υλοποίησης της πηγής ρεύματος, το κύκλωμα πλέον δεν είναι συμμετρικό, ωστόσο είναι δυνατή η λήψη μονόπλευρα της εξόδου με απόκτηση ολόκληρου του κέρδους κάτι το οποίο δεν ισχύει στο αριστερό σχήμα όπου διατηρείται η συμμετρία. Επιπλέον οι πηγές ρεύματος στο αριστερό σχήμα, απαιτούν DC πηγές τάσης για πόλωση των τρανζίστορ, ενώ στο δεξί σχήμα μέσω της διοδικής συνδεσμολογίας, αυτό δεν είναι απαραίτητο.

Οπότε για το κύκλωμα που φαίνεται στα αριστερά στην Εικόνα 4.5.2(α), το κέρδος τάσης για μη διαφορική έξοδο ισούται με:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -0.5 * GM * R_{OUT} = -0.5 * gm_2 * (r_{o2} // r_{o4})$$

ενώ όταν η έξοδος λαμβάνεται με διαφορικό τρόπο το κέρδος τάσης σούται με:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = GM * R_{OUT} = gm_2 * (r_{o2} // r_{o4})$$

Από την άλλη πλευρά στο δεξί σχήμα, το κέρδος τάσης όταν η έξοδος λαμβάνεται από τον κόμβο με όνομα Vout, δηλαδή μη συμμετρικά είναι ίσο με:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = GM * R_{OUT} = gm_2 * (r_{o2} // r_{o4})$$

Το κέρδος τάσης που προέκυψε από τις δύο παραπάνω συνδεσμολογίες είναι αρκετά βελτιωμένο, έχοντας όμως την δυνατότητα περαιτέρω αύξησης. Για αυτό τον λόγο στην Εικόνα 4.5.2(β), παρουσιάζονται δύο ακόμα κυκλωματικές τοπολογίες διαφορικού ενισχυτή οι οποίες καταφέρνουν να αυξήσουν ακόμα περισσότερο το κέρδος και την συμμετρία του κυκλώματος, συγκριτικά με τις τοπολογίες που παρουσιάστηκαν προηγουμένως. Ποιο συγκεκριμένα ο τρόπος με τον οποίο η αριστερή τοπολογία επιτυγχάνει την αύξηση του κέρδους, είναι μέσω της χρήσης μιας κασκοδικής πηγής ρεύματος, η οποία παρέχει μια πολύ μεγαλύτερη αντίσταση εξόδου συγκριτικά με προηγουμένως. Επιπλέον επειδή η συγκεκριμένη πηγή ρεύματος παρέχει ακριβέστερο καθρεφτισμό του ρεύματος πόλωσης, το κύκλωμα γίνεται ακόμα πιο συμμετρικό. Το κέρδος του συγκεκριμένου κυκλώματος θεωρώντας ότι η έξοδος λαμβάνεται διαφορικά, δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = GM * R_{OUT} = gm_2 * (r_{o2} // (r_{o4} + r_{o6} + (gm_4 + g_{mb4}) * r_{o4} * r_{o6}))$$

Από την άλλη πλευρά, στο δεξί σχήμα της Εικόνας 4.5.2(β), παρουσιάζεται ένας διαφορικός ενισχυτής ο οποίος συχνά φέρει το όνομα τηλεσκοπικός κασκοδικός (telescopic cascode). Ο λόγος για τον οποίο του έχει δοθεί αυτό το όνομα, είναι επειδή οι κασκοδικές συσκευές συνδέονται σειριακά με τις τάσεις τροφοδοσίας και τα τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους, με αποτέλεσμα τα τρανζίστορ στο κάθε κλάδο της συνδεσμολογίας να είναι συνδεδεμένα κατά μήκος μιας ευθείας γραμμής, όπως οι φακοί ενός διαθλαστικού τηλεσκοπίου.

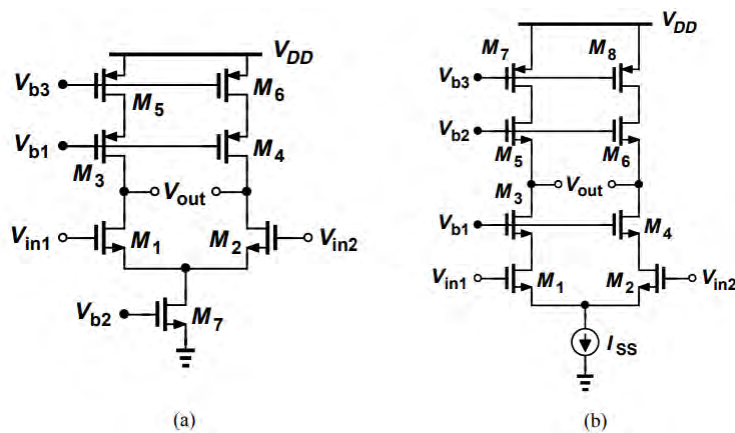
Ο τηλεσκοπικός κασκοδικός ενισχυτής της παρακάτω εικόνας, είναι σε θέση να παρέχει ακόμα μεγαλύτερο κέρδος, λόγω της κασκοδικής συνδεσμολογίας της εισόδου αλλά και της πηγής ρεύματος, με το κέρδος του να είναι ίσο με:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = GM * R_{OUT} = gm_2 * (R_{out1}) // (R_{out2})$$

με το R_{out1} και το R_{out2} να δίνονται από τους εξής τύπους:

$$R_{out1} = r_{o2} + r_{o4} + (gm_4 + g_{mb4}) * r_{o4} * r_{o2}$$

$$R_{out2} = r_{o8} + r_{o6} + (gm_6 + g_{mb6}) * r_{o6} * r_{o8}$$

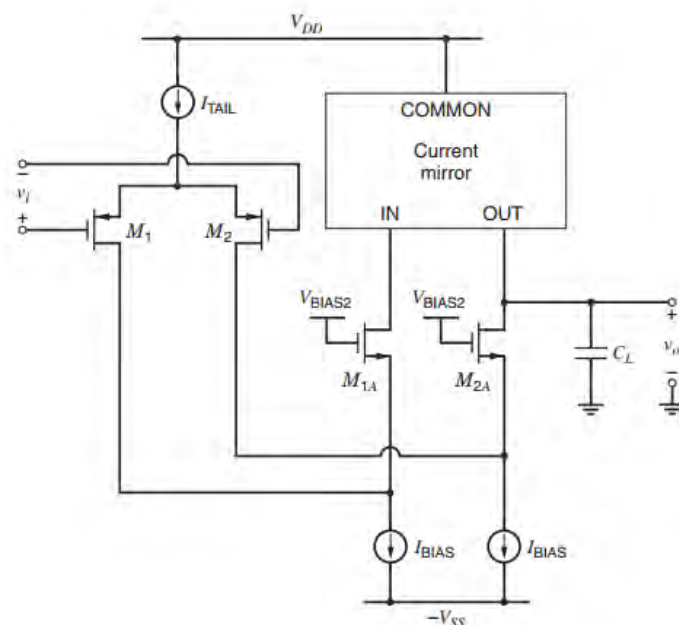


Εικόνα 4.5.2(β): Διαφορικός ενισχυτής με κασκοδική πηγή ρεύματος ως φορτίο

Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, η τοπολογία του τηλεσκοπικού κασκοδικού ενισχυτή, προσφέρει το μεγαλύτερο δυνατό κέρδος για μια διαφορική τοπολογία, εισάγοντας όμως ταυτόχρονα κάποια μειονεκτήματα και περιορισμούς. Ένα από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα αυτής της τοπολογίας, είναι το περιορισμένο εύρος διακύμανσης της τάσης εξόδου, λόγω της απαίτησης στο να λειτουργούν ταυτόχρονα έξι ή και περισσότερα τρανζίστορ (συμπεριλαμβανομένου και των τρανζίστορ που θα δημιουργούν την πηγή ρεύματος για πόλωση του κυκλώματος) στην περιοχή κορεσμού. Για αυτό τον λόγο, στην επόμενη παράγραφο, παρουσιάζεται μια νέα κυκλωματική τοπολογία η οποία βελτιώνει αυτό τον περιορισμό, διατηρώντας ταυτόχρονα το κέρδος σε αρκετά ικανοποιητικά επίπεδα.

4.6 Αναδιπλωμένος κασκοδικός ενισχυτής

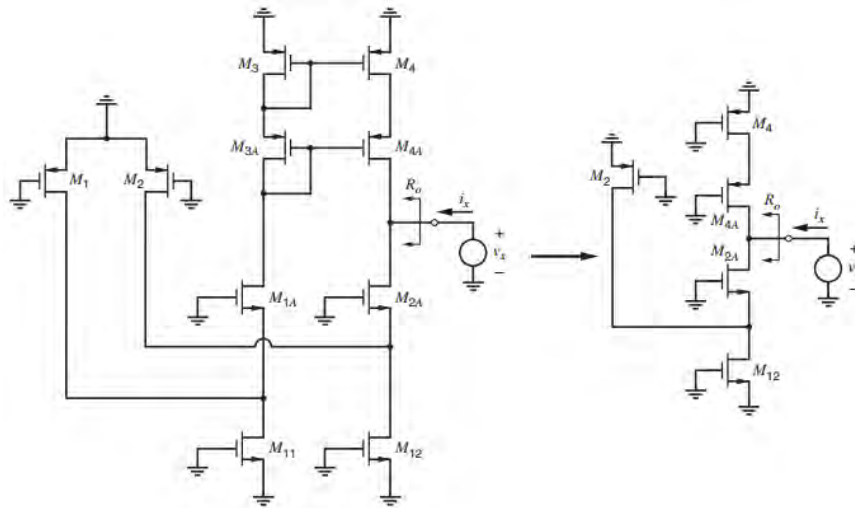
Μια πολύ σημαντική τοπολογία κυκλώματος, η οποία θα αποτελέσει κατά την σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, τη βασική δομή ανάπτυξης του κυκλώματος, αποτελεί ο αναδιπλωμένος κασκοδικός ενισχυτής. Η δομή αυτής της κυκλωματικής τοπολογίας, φαίνεται στην Εικόνα 4.6(α). Όπως φαίνεται από το παρακάτω σχήμα, η συγκεκριμένη τοπολογία κυκλώματος θα πρέπει να περιλαμβάνει ένα διαφορικό ενισχυτή ως είσοδο του κυκλώματος, ο οποίος θα πολώνεται από μια πηγή ρεύματος. Στη συνέχεια το σήμα που θα οδηγείται από την διαφορική είσοδο, θα πρέπει να φτάνει σε έναν ενισχυτή κοινής πύλης ο οποίος θα πολώνεται επίσης από μια πηγή ρεύματος. Επιπλέον, ο ενισχυτής κοινής πύλης θα περιλαμβάνει ως φορτίο, κάποια τοπολογία πηγής ρεύματος, η οποία θα εξασφαλίζει και μεγάλο κέρδος αλλά και σταθερή πόλωση του κυκλώματος.



Εικόνα 4.6(α): Δομή κυκλώματος αναδιπλωμένου κασκοδικού ενισχυτή

Μια προτεινόμενη κυκλωματική μορφή που θα μπορούσε να αποκτήσει το συγκεκριμένο κύκλωμα, είναι αυτή που φαίνεται στην Εικόνα 4.6(β). Η συγκεκριμένη τοπολογία όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, αποτελείται από πολλά υποκυκλώματα όπως είναι ο διαφορικός ενισχυτής, η κασκοδική πηγή ρεύματος, καθώς και ο ενισχυτής κοινής πύλης. Ποιο

• $Rd_{M2A} = ro_{M2A} + (ro_{M12} // ro_{M2}) + (gm_{M2A} + gmb_{M2A}) * ro_{M2A} * (ro_{M12} // ro_{M2})$
 με το Rd_{M4A} να αποτελεί την αντίσταση εξόδου που φαίνεται από το drain του τρανζίστορ M4A, ενώ την Rd_{M2A} να αποτελεί την αντίσταση εξόδου που φαίνεται από το drain του τρανζίστορ M2A. Να σημειωθεί ότι η μέθοδος που ακολουθήθηκε για τον υπολογισμό της αντίστασης εξόδου R_{out} , φαίνεται στην Εικόνα 4.6(γ).



Εικόνα 4.6(γ): Μεθοδολογία για εύρεση αντίστασης εξόδου σε κύκλωμα αναδιπλωμένου κασκοδικού ενισχυτή

Όσον αφορά το λόγο που η διαγωγιμότητα ολόκληρου του ενισχυτή διατηρείται περίπου ίση με gm_1 ή gm_2 , αυτό οφείλεται στο ότι όλο περίπου το ρεύμα που δημιουργείται από τα τρανζίστορ εισόδου (M1, M2), πηγαιίνει προς το source των τρανζίστορ M1A, M2A, αφού προς το drain των τρανζίστορ M11, M12 υπάρχει μια πολύ μεγαλύτερη αντίσταση.

Ο λόγος για τον οποίο συχνά επιλέγεται η συγκεκριμένη συνδεσμολογία, είναι επειδή προσφέρει αρκετά σημαντικά πλεονεκτήματα συγκριτικά τις υπόλοιπες τοπολογίες που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Ορισμένα από αυτά τα πλεονεκτήματα είναι, η διατήρηση ενός αρκετά καλού κέρδους έχοντας ταυτόχρονα μεγάλο εύρος διακύμανσης της τάσης εξόδου, χωρίς να προκληθεί παραμόρφωση του σήματος εξόδου, λόγω μεταφοράς κάποιου τρανζίστορ στην περιοχή της τριόδου.

Ποιο συγκεκριμένα το εύρος ταλάντευσης της εξόδου, θεωρώντας ότι όλα τα τρανζίστορ έχουν την ίδια τάση υπεροδήγησης V_{OV} και την ίδια τάση κατωφλίου V_{th} είναι ίσο με:

$$2V_{OV} + V_{th} < V_{OUT_{swing}} < V_{DD} - (|V_{thp}| + 2|V_{OV}|)$$

η παραπάνω σχέση για το εύρος ταλάντευσης της τάσης εξόδου, μπορεί να βελτιωθεί περαιτέρω μέσω της επιλογής ως φορτίο των τρανζίστορ M1A, M2A, μιας πηγής ρεύματος με μεγάλο εύρος ταλάντευσης η οποία θα εξαλείφει τον όρο της τάσης κατωφλίου και θα οδηγήσει στην εξής πλέον σχέση:

$$2V_{OV} + V_{th} < V_{OUT_{swing}} < V_{DD} - (2|V_{OV}|)$$

Ωστόσο ορισμένα από τα μειονεκτήματα του συγκεκριμένου κυκλώματος, συγκριτικά με το διαφορικό κασκοδικό ενισχυτή, με κασκοδικό φορτίο, είναι ότι πλέον η αντίσταση εξόδου, το κέρδος και η διαγωγιμότητα του κυκλώματος έχουν μειωθεί.

4.7 Χαρακτηριστικά μεγέθη του διαφορικού ενισχυτή

4.7.1 Λόγος απόρριψης κοινού σήματος (CMRR)

Ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος ή λόγος απόρριψης κοινού τρόπου (CMRR-Common Mode Rejection Ratio), αποτελεί ένα μέγεθος, το οποίο περιγράφει το βαθμό με τον οποίο ένας διαφορικός ενισχυτής, ενισχύει τα διαφορικά σήματα εισόδου, ενώ απορρίπτει τα κοινά σήματα εισόδου (σήματα θορύβου). Επομένως, ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος, είναι ανάγκη να έχει όσο το δυνατόν μεγαλύτερη τιμή, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται, αποδοτικότερη λειτουργία του διαφορικού ενισχυτή. Ο τύπος με βάση τον οποίο υπολογίζεται ο λόγος απόρριψης κοινού τρόπου, είναι ο εξής:

$$CMRR = \frac{|Adm|}{|Acm|}$$

όπου το Adm αντιπροσωπεύει το κέρδος διαφορικού σήματος εισόδου, ενώ το Acm αντιπροσωπεύει το κέρδος κοινού σήματος εισόδου. Επειδή συνήθως το CMRR είναι ένας σχετικά μεγάλος αριθμός, πολλές φορές υπολογίζεται σε decibel(dB), οπότε δίνεται με βάση τον παρακάτω τύπο:

$$CMRR_{dB} = 20 * \log \frac{|Adm|}{|Acm|}$$

4.7.2 Λόγος απόρριψης τροφοδοσίας (PSRR)

Σε ένα διαφορικό ενισχυτή, αλλά και γενικότερα σε ένα κύκλωμα, οι τάσεις τροφοδοσίας δεν έχουν απολύτως σταθερές τιμές. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, η τάση εξόδου του διαφορικού ενισχυτή, να καθορίζεται όχι μόνο από τη διαφορική και την κοινή τάση εισόδου, αλλά και από μια επιπλέον παράμετρο, αφού οι διακυμάνσεις της τροφοδοσίας συνεισφέρουν στην τάξη εξόδου. Έως τώρα, η σχέση για την τάση εξόδου του διαφορικού ενισχυτή, θεωρήθηκε ότι δίνεται με βάση τον εξής τύπο:

$$v_o = Adm * v_{id} + Acm * v_{ic}$$

όπου το Adm αντιπροσώπευε το κέρδος του διαφορικού σήματος εισόδου, το Acm αντιπροσώπευε το κέρδος του κοινού σήματος εισόδου, το v_{id} αντιπροσώπευε το επιθυμητό σήμα εισόδου, ενώ το v_{ic} αντιπροσώπευε το σήμα παρεμβολής. Αν τώρα ληφθεί, υπόψη στην τιμή της τάσης εξόδου και η συνεισφορά λόγω των διακυμάνσεων της τάσης τροφοδοσίας, η σχέση που θα δίνει την τάση εξόδου θα είναι η εξής:

$$v_o = Adm * v_{id} + Acm * v_{ic} + A^+ v_{dd} + A^- v_{ss}$$

όπου το A^+ και το A^- , αναφέρονται στα κέρδη μικρού σήματος της θετικής και της αρνητικής τροφοδοσίας αντίστοιχα, ενώ τα v_{dd} , v_{ss} αναφέρονται στις μη επιθυμητές διακυμάνσεις των τάσεων τροφοδοσίας. Θεωρώντας ότι το Acm είναι αμελητέο και ξαναγράφοντας τον

παραπάνω τύπο, στην παρακάτω μορφή, προκύπτει το μέγεθος PSRR(Power Supply Rejection Ratio), το οποίο αντιπροσωπεύει ουσιαστικά την ικανότητα του διαφορικού ενισχυτή, να μην επηρεάζεται από τις μεταβολές των τάσεων της τροφοδοσίας:

$$v_o = Adm \left(vid + \frac{A^+}{Adm} * v_{dd} + \frac{A^-}{Adm} * v_{ss} \right) \rightarrow v_o = Adm \left(vid + \frac{v_{dd}}{PSRR^+} + \frac{v_{ss}}{PSRR^-} \right)$$

όπου το $PSRR^+$ και το $PSRR^-$ θα δίνεται από τον εξής τύπο:

$$PSRR^+ = \frac{Adm}{A^+}$$

$$PSRR^- = \frac{Adm}{A^-}$$

Με βάση τον παραπάνω τύπο, προκύπτει ότι όσο μεγαλύτερη τιμή επιτυγχάνεται για το PSRR, τόσο πιο αποδοτικός είναι ο ενισχυτής, στο να απορρίπτει το θόρυβο της τροφοδοσίας.

4.7.3 Συντελεστής απόδοσης θορύβου (NEF)

Πολλές φορές σε ένα διαφορικό ενισχυτή, είναι αναγκαία η αξιολόγηση του βαθμού με τον οποίο επιτυγχάνεται ελαχιστοποίηση του θορύβου, με ταυτόχρονη επίτευξη χαμηλής κατανάλωσης ισχύος, δύο μεγεθών τα οποία είναι αντιστρόφως ανάλογα. Για αυτό το λόγο, έχει αναπτυχθεί ένα μέγεθος, το οποίο ονομάζεται συντελεστής απόδοσης θορύβου (Noise efficiency factor-NEF) [15], με το οποίο προσδιορίζεται ο βαθμός με τον οποίο ο διαφορικός ενισχυτή επιτυγχάνει την ταυτόχρονη μείωση και των δύο παραπάνω μεγεθών. Ο τύπος με τον οποίο υπολογίζεται το NEF είναι ο εξής:

$$NEF = V_{ni,rms} \sqrt{\frac{2 * I_{tot}}{\pi * V_T * 4KT * BW}}$$

όπου $V_{ni,rms}$ είναι η rms τιμή της τάσης του θορύβου εισόδου, I_{tot} είναι το συνολικό ρεύμα πόλωσης του κυκλώματος, V_T είναι η θερμική τάση, K η σταθερό του Boltzman και το BW είναι το εύρος ζώνης του ενισχυτή σε hertz. Να σημειωθεί ότι, σε έναν ιδανικό ενισχυτή, με ένα μόνο τρανζίστορ και χωρίς την προσθήκη θορύβου flicker, η ελάχιστη τιμή για το NEF που μπορεί να επιτευχθεί είναι μονάδα, κάνοντας επομένως όλα τα υπόλοιπα κυκλώματα να λειτουργούν με τιμές NEF μεγαλύτερες από την μονάδα.

Κεφάλαιο 5:

Ενισχυτής νευρικών σημάτων

Περιεχόμενα Κεφαλαίου:

5.1 Προκλήσεις κατά τη σχεδίαση του ενισχυτή

5.2 Θόρυβος

5.2.1 Θερμικός θόρυβος – Thermal noise

5.2.2 Θόρυβος απόσβεσης – Flicker noise

5.2.3 Θόρυβος βολής – Shot noise

5.3 Κυκλώματα ενισχυτών

5.4 Σχεδιασμός και προσομοίωση πρώτου κυκλώματος ενισχυτή

5.4.1 1^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή

5.4.2 2^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή

5.4.3 3^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή

5.4.4 4^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή

5.4.5 Απόκριση συχνότητας ενισχυτή

5.4.6 Λόγος απόρριψης κοινού σήματος

5.4.7 Θόρυβος ενισχυτή

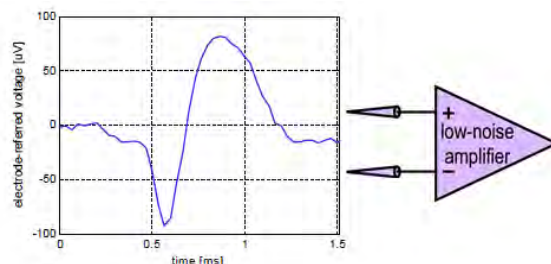
5.4.8 Θερμοκρασιακή ανάλυση ενισχυτή

5.4.9 Λειτουργία του ενισχυτή με νευρικά σήματα εισόδου

5.5 Σχεδιασμός και προσομοίωση δεύτερου κυκλώματος ενισχυτή

5.6 Συγκρίσεις αποτελεσμάτων

5.7 Στάδιο εξόδου στο πρώτο κύκλωμα ενισχυτή



5.1 Προκλήσεις κατά τη σχεδίαση του ενισχυτή

Όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενα κεφάλαια, τα εμφυτεύσιμα συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων, είναι μια πολύ σημαντική εφαρμογή της βιοϊατρικής τεχνολογίας, αφού μέσω αυτών, είναι πιθανό, στο άμεσο μέλλον, να πραγματοποιηθεί σημαντική πρόοδος στην κατανόηση του τρόπου λειτουργίας του εγκεφάλου, καθώς επίσης και να καταστεί δυνατή, η παροχή σημαντικής βοήθειας σε ανθρώπους με παραλυσία. Ωστόσο θα πρέπει να σημειωθεί ότι, τα κυκλώματα από τα οποία θα αποτελείται ένα τέτοιο σύστημα, θα πρέπει να πληρούν ορισμένες αυστηρές προδιαγραφές, πριν καταστούν χρήσιμα και ικανά, για την επίτευξη του στόχου που επιδιώκεται.

Επειδή σε αυτό το κεφάλαιο, η μελέτη επικεντρώνεται στο κύκλωμα του ενισχυτή, που βρίσκεται στο εμπρόσθιο τμήμα αυτού του συστήματος, για το λόγο αυτό, παρακάτω θα γίνει μια αναλυτική παρουσίαση των σημαντικότερων απαιτήσεων που θα πρέπει να ικανοποιούνται από το συγκεκριμένο κύκλωμα, χωρίς ωστόσο αυτό να σημαίνει ότι πολλές από τις απαιτήσεις που θα παρουσιαστούν, δεν αφορούν και τα υπόλοιπα κυκλώματα του συστήματος.

1. Μεγάλη ενίσχυση των σημάτων εισόδου χωρίς παραμορφώσεις: Όπως έχει γίνει αντιληπτό από προηγούμενες ενότητες, τα νευρικά κύτταρα, τα οποία θα καταγράφονται μέσω εξωκυτταρικής καταγραφής, είναι εξαιρετικά ασθενή, με το μέγεθος τους να κυμαίνεται μεταξύ 50μV έως 500μV [10]. Επομένως, απαιτείται σημαντική ενίσχυση των σημάτων αυτών, έτσι ώστε να καταστεί δυνατή η περαιτέρω επεξεργασία τους. Η χρήση ενισχυτών με μεγάλο κέρδος τάσης, αποτελεί λύση για την παραπάνω απαίτηση. Ωστόσο, τα ενισχυμένα σήματα, θα πρέπει να έχουν επιπλέον όσο το δυνατόν μικρότερη παραμόρφωση, ώστε να μην δημιουργούνται «αλλοιώσεις» στις πληροφορίες που μεταφέρουν. Έτσι η απαίτηση για ενισχυτές με μεγάλο κέρδος, αλλά και με λειτουργία τέτοια ώστε να μην υπάρχουν παραμορφώσεις στα σήματα που επεξεργάζονται, κρίνεται απαραίτητη.
2. Χαμηλή κατανάλωση ισχύος: Μια πολύ σημαντική παράμετρος, η οποία θα πρέπει να ληφθεί υπόψη κατά το σχεδιασμό, είναι η κατανάλωση ισχύος. Είναι γεγονός, ότι τα νέας γενιάς συστήματα καταγραφής πολλαπλών ηλεκτροδίων, όπως αυτό που παρουσιάζεται στην συγκεκριμένη εργασία, θα εμφυτευθούν εξ' ολοκλήρου εντός των βιολογικών ιστών και θα ενσωματώνουν μεγάλο αριθμό νευρωνικών ενισχυτών (της τάξεως των 100-1000), αλλά και πολλών άλλων κυκλωμάτων.

Επομένως, σε αυτές τις εφαρμογές, η χαμηλή κατανάλωση ισχύος είναι μια πολύ σημαντική απαίτηση, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η όσο το δυνατόν μικρότερη διαρροής θερμότητας στον εγκέφαλο (η μέγιστη ανύψωση της θερμοκρασίας στον ιστό του εγκεφάλου λόγω της λειτουργίας του εμφυτεύματος, πρέπει να διατηρείται μικρότερη από 1 °C), η οποία είναι εξαιρετικά επικίνδυνη στο να προκαλέσει βλάβες. Συγκεκριμένα, ροή θερμότητας της τάξης των 80mV/cm², είναι αρκετή ώστε να προκαλέσει νέκρωση στο μυϊκό ιστό του ανθρώπου, οδηγώντας σε σοβαρά προβλήματα.

Επίσης, τα εμφυτεύσιμα συστήματα, όπως αυτό που παρουσιάζεται σε αυτή την εργασία, έχουν συνήθως ανάγκη για τροφοδότηση από κάποια μπαταρία. Ένας ακόμη λόγος για τον οποίο η χαμηλή κατανάλωση ισχύος είναι απαραίτητη, αφορά στο ότι θα επιτυγχάνεται μεγαλύτερη διάρκεια ζωής της μπαταρίας του συστήματος και θα μεγιστοποιούνται οι χρόνοι για ανάγκη επαναφόρτισης.

3. Μικρό εμβαδόν: Μια σημαντική προδιαγραφή για ένα εμφυτεύσιμο σύστημα, αποτελεί το μέγεθος που καταλαμβάνει. Όπως διατυπώθηκε και σε προηγούμενη ενότητα, η χρήση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων αποτέλεσε αναμφισβήτητα μια εξαιρετικά μείζονος σημασίας παράμετρο, για την ανάπτυξη τέτοιου είδους συστημάτων. Η σημασία του μικρού μεγέθους για ένα τέτοιο σύστημα, οφείλεται στο ότι θα πρέπει να εξασφαλίζεται η όσο το δυνατόν ποιό ανώδυνη εμφύτευσή του στον ανθρώπινο οργανισμό, χωρίς πολύωρες χειρουργικές επεμβάσεις, οι οποίες ίσως να κρύβουν και πιθανότητες πρόκλησης κάποιας βλάβης ή ακόμα και αποτυχίας. Επιπλέον, η μικρή διάσταση του συστήματος, προσφέρει περισσότερες δυνατότητες στους κλινικούς γιατρούς για την ακριβή θέση τοποθέτησης του.

Με βάση τα παραπάνω προκύπτει ότι, η διάσταση των κυκλωμάτων τα οποία θα βρίσκονται μέσα στο σύστημα, θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Για τον λόγο αυτό, στις επόμενες ενότητες, όπου γίνεται η σχεδίαση των κυκλωμάτων, δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στο μέγεθος των στοιχείων που θα αποτελούν το κύκλωμα και ιδιαιτέρως των τρανζίστορ, ενώ αποφεύγεται η χρήση πυκνωτών και πηνίων οι οποίοι καταλαμβάνουν μέσα σε ένα ολοκληρωμένο μεγάλη επιφάνεια.

4. Χαμηλός θόρυβος: Ίσως η σημαντικότερη προδιαγραφή μετά την χαμηλή κατανάλωση ισχύος, την οποία θα πρέπει να πληροί το σύστημα καταγραφής σημάτων νευρώνων, είναι ο χαμηλός θόρυβος. Για να είναι δυνατή η σωστή επεξεργασία και ανάλυση των καταγεγραμμένων νευρικών σημάτων, σε κάθε στάδιο του συστήματος, χωρίς παραμορφώσεις και αλλοιώσεις, είναι σημαντικό ο θόρυβος να διατηρείται εξαιρετικά χαμηλός.

Επίσης, όσον αφορά την παραπάνω απαίτηση, θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στον τρόπο σχεδιασμού των ενισχυτών, οι οποίοι βρίσκονται στο πρώτο στάδιο των κυκλωμάτων του συστήματος. Ο λόγος για τον οποίο δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στον χαμηλό θόρυβο των ενισχυτών, οφείλεται κατά κύριο λόγο στο ότι τα συγκεκριμένα κυκλώματα είναι αυτά που για πρώτη φορά «συλλέγουν» και επεξεργάζονται τα «δεδομένα» για το σύστημα. Επομένως, είναι πολύ σημαντικό αυτά τα πρώτα δεδομένα που συλλέγονται, να περιέχουν όσο το δυνατόν μικρότερο θόρυβο.

5. Βιοσυμβατότητα: Αν και η συγκεκριμένη προδιαγραφή δεν θα αποτελέσει αντικείμενο μελέτης της παρούσας εργασίας, δεν παύει να αποτελεί μια σημαντική παράμετρο, που θα πρέπει να πληροί το σύστημα. Ως βιοσυμβατότητα, ορίζεται η ιδιότητα κάποιων υλικών να μην προκαλούν τοξικές αντιδράσεις ή φαινόμενα τραυματισμού στον ανθρώπινο οργανισμό. Είναι γνωστό ότι όταν ο ανθρώπινος οργανισμός έρχεται σε επαφή με κάποιο ξένο προς αυτόν σώμα (π.χ

μικροοργανισμούς, φυσικά ή τεχνητά υλικά), τότε το ανοσοποιητικό σύστημα ενεργοποιείται, αντιλαμβανόμενο ότι το σώμα αυτό είναι άγνωστο προς αυτόν, και προσπαθεί να το καταπολεμήσει αποβάλλοντας το από τον οργανισμό. Αυτή η διαδικασία μπορεί να προκαλέσει πυρετό και διάφορα είδη μολύνσεων. Επομένως, κατά την σχεδίαση του εμφυτεύσιμου συστήματος, πρέπει να προβλέπεται η αποφυγή τέτοιου είδους παρενεργειών. Για τη διασφάλιση της βιοσυμβατότητας του συστήματος, και την αποφυγή επικίνδυνων παρενεργειών (βακτηριακή μόλυνση, αλλεργική αντίδραση, τραυματισμός ιστών), είναι απαραίτητη η χρήση κατάλληλων βιοσυμβατικών υλικών όπως μέταλλα, πολυμερή ή κεραμικά.

Επειδή ο χαμηλός θόρυβος των κυκλωμάτων του συγκεκριμένου συστήματος και ιδιαίτερα του πρώτου σταδίου αυτού που αποτελείται από τους ενισχυτές, αποτελεί μια από τις σπουδαιότερες προδιαγραφές που θα πρέπει να ικανοποιούνται, για αυτό τον λόγο στην επόμενη ενότητα, θα γίνει αναλυτική παρουσίαση των διαφόρων μορφών θορύβου που εμφανίζονται σε παθητικά και ενεργητικά στοιχεία, καθώς και των παραμέτρων από τις οποίες ο καθένας εξαρτάται.

5.2 Θόρυβος

Πολλοί ορισμοί έχουν διατυπωθεί, προσπαθώντας να εξηγήσουν με όσο το δυνατόν ποιό κατανοητό τρόπο, το τι πραγματικά είναι ο θόρυβος σε ένα ηλεκτρικό κύκλωμα. Μια γενική διατύπωση για τον θόρυβο θα μπορούσε να είναι «όλα εκτός από το επιθυμητό σήμα»[7]. Κάνοντας ποιό συγκεκριμένη την παραπάνω διατύπωση, θόρυβος σε ένα ηλεκτρικό κύκλωμα είναι η τυχαία διακύμανση σε ένα ηλεκτρικό σήμα, το οποίο φέρει κάποιου είδους πληροφορία. Ως αποτέλεσμα του θορύβου, αποτελεί ο περιορισμός του ελαχίστου μεγέθους του σήματος που μπορεί να επεξεργαστεί ένα κύκλωμα ή ένα σύστημα.

Στην Εικόνα 5.2(α), παρουσιάζεται ένα σήμα στο οποίο έχει γίνει προσθήκη θορύβου. Όπως φαίνεται, το συνολικό σήμα αποτελείται από δύο επιμέρους συνιστώσες σήματος, όπου η μία από αυτές είναι το σήμα του θορύβου, που έχει τυχαιές διακυμάνσεις, ενώ η άλλη συνιστώσα αποτελεί το επιθυμητό σήμα, το οποίο μεταφέρει τις χρήσιμες πληροφορίες.



Εικόνα 5.2(α): Σήμα μετά την προσθήκη θορύβου

Γενικά, ο θόρυβος μπορεί να ομαδοποιηθεί σε δύο μεγάλες κατηγορίες, αναλόγως με τις πηγές από τις οποίες προέρχεται. Στην πρώτη κατηγορία ανήκει ο φυσικός θόρυβος (natural noise), ενώ στην δεύτερη κατηγορία ανήκει ο τεχνητός θόρυβος (artificial ή manmade noise).

Ο φυσικός θόρυβος χωρίζεται σε δύο υποκατηγορίες. Η πρώτη περιλαμβάνει τον θόρυβο που έχει ως πηγή του την κοσμική ακτινοβολία, την ατμόσφαιρα και γενικά το φυσικό περιβάλλον, ενώ η άλλη κατηγορία περιλαμβάνει τον θόρυβο που έχει ως πηγή του τα ηλεκτρονικά κυκλώματα και στοιχεία (ηλεκτρικός θόρυβος). Ο κοσμικός και ατμοσφαιρικός θόρυβος συχνά συναντάται και ως περιβαλλοντικός θόρυβος και είναι ασήμαντος συγκριτικά με τον ηλεκτρικό θόρυβο.

Ο τεχνητός θόρυβος, οφείλεται κατά κύριο λόγο στην σύζευξη από το υπόστρωμα (Substrate coupling), στον θόρυβο από την τροφοδοσία, στον θόρυβο από την γείωση και στη σύζευξη από εξωτερικά σήματα (signal coupling), συνήθως λόγω ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων. Ο τρόπος αντιμετώπισης του παραπάνω θορύβου, είναι συνήθως η χρήση των διαφορικών κυκλωμάτων, καθώς και η «απομόνωση» των επιμέρους σταδίων σχεδίασης.

Ο ηλεκτρικός θόρυβος, ανάλογα με την πηγή από την οποία προέρχεται, διακρίνεται κυρίως στις παρακάτω υποκατηγορίες:

- Θερμικός θόρυβος ή Θεμελιώδης θόρυβος
- Θόρυβος Απόσβεσης
- Θόρυβος βολής
- Θόρυβος Ριπής
- Διαμετακόμιση θορύβου

Αξίζει να σημειωθεί ότι, ο ηλεκτρικός θόρυβος, συχνά αναφέρεται και ως εσωτερικός θόρυβος, αφού εμφανίζεται εξαιτίας του θορύβου που παράγεται από το ίδιο το κύκλωμα και τα στοιχεία από τα οποία αποτελείται (τρανζίστορ, αντιστάσεις κλπ). Από την άλλη πλευρά, ο κοσμικός/ατμοσφαιρικός θόρυβος συχνά αναφέρεται και ως εξωτερικός θόρυβος, αφού η πηγή του θορύβου αυτού, είναι εκτός του κυκλώματος μελέτης και σχεδίασης.

Στη συγκεκριμένη εργασία, σε πολλά σημεία κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων, θα γίνεται αναφορά στον ηλεκτρικό θόρυβο, ενώ οι άλλες μορφές θορύβου, δεν θα αποτελέσουν σημείο μελέτης την εργασία αυτή.

Οι πηγές του ηλεκτρικού θορύβου ή αλλιώς του θορύβου των συσκευών, παρέμεναν μυστηριώδης για πολλά χρόνια, μέχρι που ο H. Nyquist, ο B. Johnson και ο W. Schottky, δημοσίευσαν έναν μεγάλο αριθμό εργασιών στις οποίες εξηγούσαν από πού προέρχεται ο θόρυβος αυτός και από ποιές παραμέτρους εξαρτάται κάθε φορά. Παρακάτω παρουσιάζονται, οι τρεις κυριότερες πηγές ηλεκτρικού θορύβου.

5.2.1 Θερμικός θόρυβος – Thermal noise

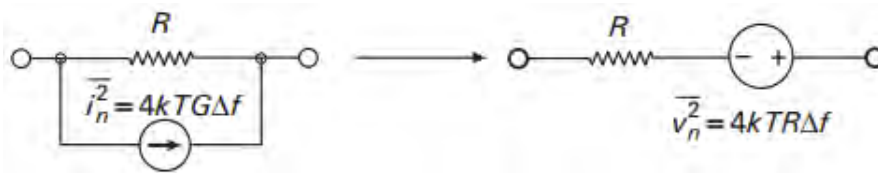
Για τον θερμικό θόρυβο, ο Johnson ήταν ο πρώτος που αναφέρετε ότι έκανε διάφορες μετρήσεις θορύβου σε αντιστάτες, ενώ στην συνέχεια ο Nyquist, τις εξήγησε ως συνέπεια της κίνησης Brown. Προς τιμήν των παραπάνω επιστημόνων, ο συγκεκριμένος θόρυβος συχνά συναντάται και ως θόρυβος Johnson ή θόρυβος Nyquist.

Μια εξήγηση που θα μπορούσε να δοθεί για την αιτία δημιουργίας της παραπάνω πηγής θορύβου, είναι η τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων στους αγωγούς, κίνηση η οποία εξαρτάται από την θερμοκρασία του αγωγού. Αυτό που συμβαίνει είναι ότι οι θερμικώς

«αναστατωμένοι» φορείς φορτίου(ηλεκτρόνια) στον αγωγό, δημιουργούν ένα τυχαία μεταβαλλόμενο ρεύμα που οδηγεί στην δημιουργία μιας τυχαίας τάσης (μέσω του νόμου του Ohm). Επειδή η παραπάνω διαδικασία είναι τυχαία, δημιουργείται συμπεριφορά θορύβου. Ο θερμικός θόρυβος υπάρχει πάντοτε στα άκρα μιας αντίστασης, ακόμα και αν η ίδια διαρέεται ή όχι από ρεύμα. Η εξίσωσή που δίνει το θερμικό θόρυβο σε μια αντίσταση, είναι η παρακάτω:

$$\overline{v_n^2} = 4 * k * T * R * \Delta f \quad \text{ή} \quad \overline{i_n^2} = 4 * k * T * G * \Delta f = \frac{4 * k * T * \Delta f}{R}$$

όπου το $\overline{v_n}$ είναι η rms τιμή της τάσης θορύβου ανοιχτοκυκλώματος, k είναι η σταθερά του Boltzmann ($1.38 * 10^{-23}$ J/K), T είναι η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin, R είναι η τιμή της αντίστασης και Δf είναι το εύρος ζώνης του θορύβου σε Hertz. Να σημειωθεί ότι, τα μοντέλα θορύβου των αντιστάσεων, μπορούν να αναπαρασταθούν ως ισοδύναμες μορφές Norton και Thevenin, με την σχηματική τους αναπαράσταση να δίνεται στην Εικόνα 5.2(β).



Εικόνα 5.2(β): Απεικόνιση ισοδύναμων μοντέλων Thevenin και Norton του θερμικού θορύβου

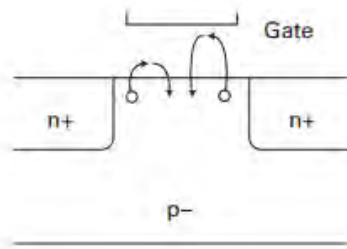
Ο θερμικός θόρυβος όπως διατυπώθηκε παραπάνω, εμφανίζεται σε στοιχεία που παρουσιάζουν αντίσταση. Επειδή, τα τρανζίστορ MOSFET, είναι ουσιαστικά αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση, για το λόγο αυτό, εμφανίζουν και αυτά θερμικό θόρυβο. Η σχέση του ρεύματος, που δίνει τον θερμικό θόρυβο σε ένα τρανζίστορ MOSFET είναι η παρακάτω:

$$\overline{i_n^2} = 4 * k * T * \gamma * gm * \Delta f$$

όπου γ είναι μια παράμετρος που εξαρτάται από την τεχνολογία, gm είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ ενώ οι υπόλοιπες παράμετροι έχουν την ίδια σημασία με αυτή που αναφέρθηκε παραπάνω. Αν το τρανζίστορ βρίσκεται στον κορεσμό και έχει μεγάλο μήκος καναλιού, τότε το $\gamma=2/3$ ενώ αν βρίσκεται στην περιοχή της τριόδου και το V_{DS} είναι μικρό σε σχέση με το V_{OV} , τότε το $\gamma=1$.

5.2.2 Θόρυβος απόσβεσης – Flicker noise

Ο συγκεκριμένος θόρυβος που συχνά συναντάται και ως $1/f$ ή ρόζ θόρυβος, είναι ένας από τους ποιά «μυστηριώδης» θορύβους, αφού εμφανίζεται σε όλες τις συσκευές (MOS, BJT) και σε ορισμένα στοιχεία αντιστάσεων, χωρίς να είναι βέβαιη η ακριβής προέλευση του. Η κύρια αιτία εμφάνισης του, θα μπορούσε να αποδοθεί σε διαδοχικές διασπάσεις/επανασυνδέσεις των ηλεκτρονίων/οπών. Συγκεκριμένα, κατά την διέλευση στην διεπαφή SiO_2 και Si υπάρχουν παγίδες(οπές) και έτσι ορισμένα ηλεκτρόνια παγιδεύονται μέσα στο οξειδίο της πύλης, το οποίο «συλλαμβάνει» και «απελευθερώνει» ηλεκτρόνια από το κανάλι παράγοντας θόρυβο. Στην Εικόνα 5.2(γ), παρουσιάζεται σχηματικά η παραπάνω διαδικασία που περιγράφηκε.



Εικόνα 5.2(γ): Σχηματική απεικόνιση του θορύβου flicker σε ένα τρανζίστορ

Επειδή ο συγκεκριμένος θόρυβος είναι αρκετά περίπλοκος, ένα αρκετά απολοποιημένο εμπειρικό μοντέλο, περιγράφει τον θόρυβο απόσβεσης με την παρακάτω εξίσωση:

$$\overline{v_n^2} = \frac{K * \Delta f}{f * W * L * Cox^2}$$

και

$$\overline{i_n^2} = \frac{K * gm^2 * \Delta f}{f * W * L * Cox^2}$$

όπου K είναι μια σταθερά που εξαρτάται από την τεχνολογία κατασκευής και αναφέρεται στην κινητικότητα των φορέων, gm είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ, f είναι η συχνότητα λειτουργίας, W και L είναι οι διαστάσεις του τρανζίστορ και Cox είναι η χωρητικότητα του οξειδίου της πύλης.

Επειδή ο συγκεκριμένος θόρυβος, είναι πιο εμφανής σε συσκευές που είναι ευαίσθητες στα επιφανειακά φαινόμενα, τα τρανζίστορ MOSFET εμφανίζουν πολύ μεγαλύτερο θόρυβο flicker συγκριτικά με τα διπολικά τρανζίστορ. Επίσης η εμφάνιση του συγκεκριμένου θορύβου είναι σημαντική στις χαμηλές συχνότητες. Μιά ακόμα σημαντική παρατήρηση, είναι ότι συνήθως, στις περισσότερες τεχνολογίες κατασκευής, τα τρανζίστορ PMOS, έχουν αρκετά μικρότερο θόρυβο απόσβεσης, συγκριτικά με των ίδιων διαστάσεων τρανζίστορ NMOS, αφού τα PMOS τρανζίστορ έχουν ως φορείς φορτίου τις οπές, ενώ τα NMOS τρανζίστορ έχουν ως φορείς τα ηλεκτρόνια. Επομένως, εφόσον το $K_p < K_n$ άρα τα PMOS τρανζίστορ θα συνεισφέρουν μικρότερο θόρυβο flicker. Τέλος, για την αντιμετώπιση του συγκεκριμένου θορύβου, επιλέγονται συσκευές με μεγάλες διαστάσεις, ώστε η συνεισφορά του θορύβου να μην είναι σημαντική.

5.2.3 Θόρυβος βολής – Shot noise

Η συγκεκριμένη πηγή θορύβου, αναλύθηκε και παρουσιάστηκε από το Schottky το 1918, για αυτό και πολλές φορές, συναντώνται στην βιβλιογραφία και ως θόρυβος Schottky (Schottky noise), ως ένδειξη αναγνώρισης προς το πρόσωπο του επιστήμονα, για το επίτευγμα του [7]. Για την εμφάνιση αυτού του θορύβου, οι συνθήκες που θα πρέπει να πληρούνται, είναι η ύπαρξη συνεχούς (DC) ρεύματος και η ύπαρξη ενός δυναμικού φραγμού, τον οποίο οι φορείς φορτίου (ηλεκτρόνια) θα πρέπει να ξεπεράσουν.

Επειδή η δυναμική ενέργεια των φορέων (ηλεκτρόνια) είναι τυχαία, ο αριθμός των φορέων που έχουν ικανή ενέργεια για την διέλευση του δυναμικού φράγματος, είναι επίσης τυχαίος.

Επομένως, το συνεχές ρεύμα που παράγεται είναι τελικά το άθροισμα πολλών τυχαίων στοιχειωδών παλμών ρεύματος (λόγο του ότι το φορτίο έρχεται σε διακεκριμένες δέσμες), το οποίο μεταφράζεται σε θόρυβο. Η εξίσωσή που δίνει τον θόρυβο βολής είναι η παρακάτω:

$$\overline{i_n^2} = 2 * q * I_{DC} * \Delta f$$

όπου το $\overline{i_n}$ είναι η rms τιμή του ρεύματος θορύβου, q είναι το ηλεκτρικό φορτίο με τιμή περίπου ίση με $1.6 * 10^{-19}$ C, I_{DC} είναι το DC ρεύμα σε Ampere και Δf είναι το εύρος ζώνης του θορύβου σε Hertz. Η ανάγκη ύπαρξης ενός δυναμικού φραγμού για την εμφάνιση του συγκεκριμένου θορύβου, οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η εμφάνιση του θα υπάρχει σε συσκευές, με μη γραμμική συμπεριφορά (π.χ σε διόδους, τρανζίστορ αλλά όχι γραμμικές αντιστάσεις), χωρίς να σημαίνει όμως απαραίτητα, ότι κάθε μη γραμμική συσκευή θα εμφανίζει αυτή την μορφή θορύβου.

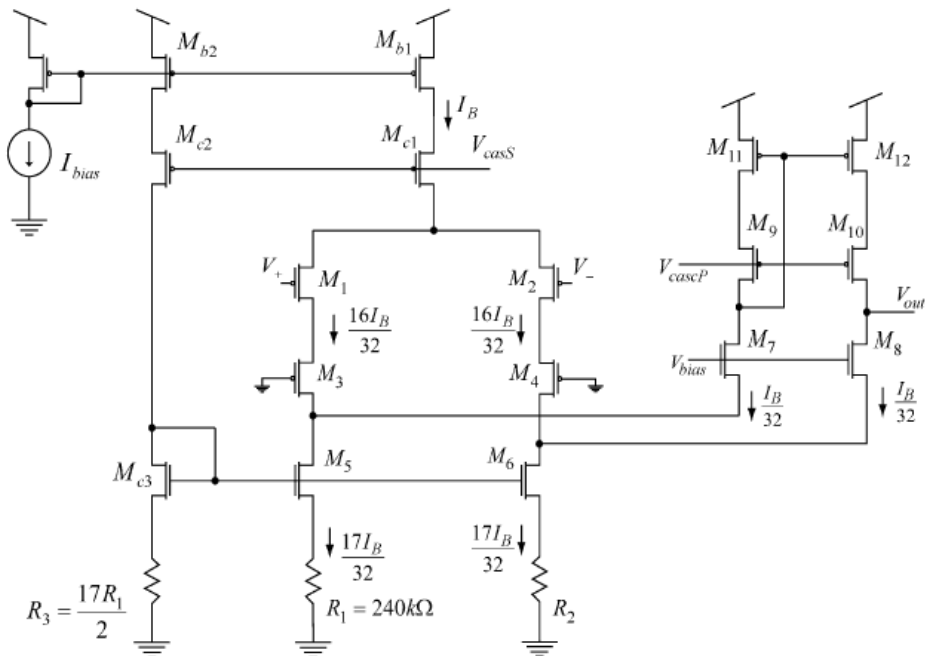
Για παράδειγμα, στα διπολικά τρανζίστορ (BJT), τα ρεύματα βάσης και συλλέκτη είναι πηγές θορύβου βολής, αφού χρειάζεται να ξεπεραστούν ορισμένοι δυναμικοί φραγμοί (υπάρχουν δύο επαφές p-n), για την δημιουργία αυτών των ρευμάτων. Αντίθετα, στα τρανζίστορ MOSFET, μόνο το DC ρεύμα διαρροής της πύλης, δημιουργεί θόρυβο βολής αφού ουσιαστικά δημιουργείται μεταξύ πύλης και καναλιού, μια επαφή p-n (δίοδος). Ωστόσο, επειδή το ρεύμα πύλης είναι πάρα πολύ μικρό (ιδανικά μηδενικό), δεν θεωρείται ότι προκαλεί σημαντική συνεισφορά θορύβου. Συμπερασματικά, στις γραμμικές αντιστάσεις και στα τρανζίστορ MOSFET, δεν θεωρείται ότι υπάρχει η εμφάνιση αυτού του θορύβου, ενώ στις διόδους και στα διπολικά τρανζίστορ ο συγκεκριμένος θόρυβος γίνεται εμφανής.

5.3 Κυκλώματα ενισχυτών

Ένα από τα πιο σημαντικά κυκλώματα των συστημάτων καταγραφής σημάτων νευρώνων, αποτελεί ο ενισχυτής, ο οποίος βρίσκεται στο πρώτο στάδιο του συστήματος. Τα τελευταία χρόνια, όλο και περισσότεροι επιστήμονες και ερευνητικά κέντρα, παρουσιάζουν διάφορες τοπολογίες βιοενισχυτών, οι οποίοι θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν σε εμφυτεύσιμα συστήματα καταγραφής, με σκοπό να ενισχύσουν τα ασθενή νευρικά σήματα. Οι τοπολογίες οι οποίες προτείνονται, προσπαθούν να επιτύχουν με όσο το δυνατόν καλύτερο και αποδοτικότερο, τρόπο τις προδιαγραφές που απαιτούνται.

Παρακάτω θα γίνει μια σύντομη θεωρητική παρουσίαση ορισμένων βιοενισχυτών, οι οποίοι τα τελευταία χρόνια είχαν προταθεί από διάφορους επιστήμονες, ως κατάλληλα κυκλώματα για εμφυτεύσιμα συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων. Να σημειωθεί ότι τα δύο πρώτα κυκλώματα θα αποτελέσουν αντικείμενο μελέτης και σχεδιασμού σε επόμενη παράγραφο, οπότε δεν θα γίνει σε αυτό το σημείο κάποια σημαντική ανάλυση. Επίσης να σημειωθεί ότι σε όλες τις τοπολογίες που θα παρουσιαστούν και θα αναλυθούν παρακάτω, δεν θα γίνει αναφορά και μελέτη στο επιπλέον κομμάτι του κυκλώματος που ενσωματώνεται μέσα στο chip, με σκοπό την απόρριψη των ανεπιθύμητων DC τάσεων που δημιουργούνται κατά την διεπαφή των ηλεκτροδίων με την επιφάνεια του εγκεφάλου. Ο λόγος για τον οποίο αυτό αποφεύγεται, είναι επειδή στην συνέχεια κατά την προσομοίωση των κυκλωμάτων στο λογισμικό σχεδίασης, δεν υπάρχει η δυνατότητα για την προσθήκη ορισμένων στοιχείων που μια τέτοια λειτουργία απαιτεί.

Το πρώτο κύκλωμα ενισχυτή, το οποίο θα αναλυθεί σε αυτό το σημείο, φαίνεται στην Εικόνα 5.3(α) [9]. Ο συγκεκριμένος ενισχυτής έχει κατασκευαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να μπορεί να καταγράφει είτε απλά δυναμικά δράσης (AP), είτε τοπικά δυναμικά πεδίου (LFPs). Να σημειωθεί ότι, σχεδιασμός και η μελέτη αυτού του κυκλώματος, σε αυτή την εργασία, θα επικεντρωθεί μόνο στην πρώτη κατηγορία σημάτων, δηλαδή στα δυναμικά δράσης.



Εικόνα 5.3(α): Σχηματική απεικόνιση πρώτου κυκλώματος βιοενισχυτή

Όσον αφορά την δομή του κυκλώματος, εύκολα αντιλαμβάνεται κανείς ότι αποτελεί έναν αναδιπλωμένο κασκοδικό ενισχυτή, του οποίου ο τρόπος λειτουργίας παρουσιάστηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο. Η μέγιστη δυνατή συνολική διαγωγιμότητα που μπορεί να αποκτήσει ένα τέτοιο κύκλωμα, στην καλύτερη περίπτωση, ισούται με ενός εκ' των δύο τρανζίστορ της εισόδου.

Για να επιτευχθεί αυτό, στο συγκεκριμένο σχεδιασμό του κυκλώματος, τα τρανζίστορ εισόδου M1, M2 καθώς και τα τρανζίστορ M5, M6, συνδέονται σε κασκοδική συνδεσμολογία, με σκοπό να αυξηθεί η αντίσταση εξόδου τους και έτσι όλο το εναλλασσόμενο ρεύμα που δημιουργείται από την διαφορική είσοδο, να «οδηγηθεί» στην έξοδο του κυκλώματος. Επιπλέον, με σκοπό η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ εισόδου M1, M2 να λάβει την μέγιστη τιμή της (στο συγκεκριμένο ρεύμα πόλωσης), τα τρανζίστορ αυτά «οδηγούνται» στην περιοχή υποκατωφλίου, όπου εκεί επιτυγχάνεται η μεγιστοποίηση του συγκεκριμένου μεγέθους για δεδομένο ρεύμα πόλωσης.

Επιπλέον όσον αφορά το θόρυβο του κυκλώματος, αυτός κατά κύριο λόγο οφείλεται στα στοιχεία τα οποία δεν είναι κασκοδικά συνδεδεμένα, όπως είναι για παράδειγμα, τα τρανζίστορ εισόδου M1, M2, τα M11, M12 καθώς και οι αντιστάσεις R1, R2. Η σχέση για τον θόρυβο του κυκλώματος μετά από υπολογισμούς, προκύπτει ότι είναι ίσος με:

$$V_n^2 = \frac{4T}{gm1} \left(1 + \frac{2 * V_T}{I_1 * R_1} + 1.33ka \frac{I_{11}}{I_1} \right)$$

όπου το gm_1 είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ M1, T είναι η θερμοκρασία του κυκλώματος σε θερμοκρασία δωματίου, V_T είναι η θερμική τάση, k είναι μια παράμετρος με συνήθη τιμή ίση με 0.7, ενώ το a αποτελεί μια παράμετρο που ισούται με:

$$\alpha = \frac{2}{(1 + \sqrt{1 + 4 * IC_{11}})}$$

με το IC11 να αποτελεί τον συντελεστή αντιστροφής του τρανζίστορ M11.

Με βάση την παραπάνω εξίσωση που παρουσιάζει την τιμή της τάσης του θορύβου, προκύπτει ότι για να υπάρξει σημαντική μείωση του, θα πρέπει η διαγωγιμότητα του M1 τρανζίστορ να αποκτήσει όσο το δυνατόν μεγαλύτερη τιμή, το γινόμενο $I_1 * R_1$ να είναι πολύ μεγαλύτερο από το γινόμενο $2 * V_T$, καθώς επίσης θα πρέπει το ρεύμα I_1 να είναι κατά πολύ μεγαλύτερο του ρεύματος I_{11} , έτσι ώστε ο λόγος που σχηματίζεται να είναι πολύ μικρός.

Με σκοπό την μείωση του θορύβου, στον ενισχυτή που παρουσιάστηκε προηγουμένως, αυτές οι απαιτήσεις λήφθηκαν υπόψη και έτσι το ρεύμα I_1 έγινε 16 φορές μεγαλύτερο σε σχέση με το ρεύμα I_{11} , το τρανζίστορ M1 οδηγήθηκε στην περιοχή υποκατωφλίου, ώστε να μεγιστοποιηθεί η διαγωγιμότητα του και τέλος το γινόμενο $I_1 * R_1$ ρυθμίστηκε με τέτοιο τρόπο, ώστε να είναι πολύ μεγαλύτερο από το γινόμενο $2 * V_T$.

Όπως έχει αναφερθεί, όταν ένα τρανζίστορ δεν είναι κασκοδικά συνδεδεμένο, τότε συνεισφέρει σημαντικό θόρυβο. Στον κλασικό αναδιπλωμένο κασκοδικό ενισχυτή, που παρουσιάστηκε στην θεωρία στο προηγούμενο κεφάλαιο, τα τρανζίστορ που βρίσκονται κάτω από την είσοδο του διαφορικού, και τα οποία λειτουργούν ως πηγές ρεύματος και φορτία του κυκλώματος, συνεισφέρουν σημαντικό θόρυβο. Ωστόσο, μέσω της προσθήκης πηγών ρεύματος με εκφυλισμό στην πηγή, ο θόρυβος που θα υπάρχει οφείλεται κυρίως στις αντιστάσεις εκφυλισμού, οι οποίες παράγουν θερμικό θόρυβο. Παρόλο που και σε αυτή την περίπτωση δημιουργείται θόρυβος, η τιμή του είναι πολύ μικρότερη από τον θόρυβο flicker, που θα πρόσθεταν τα ίδια τρανζίστορ, χωρίς εκφυλισμό.

Πλέον στο κύκλωμα, ο θόρυβος flicker προέρχεται κυρίως από τα τρανζίστορ εισόδου, τα οποία δεν είναι κασκοδικά συνδεδεμένα. Για την μείωση αυτού του θορύβου, επιλέγονται μεγάλων διαστάσεων pmos τρανζίστορ, τα οποία στις περισσότερες τεχνολογίες σχεδίασης έχουν πολύ μικρότερη προσθήκη του συγκεκριμένου θορύβου, συγκριτικά με των ίδιων διαστάσεων τρανζίστορ nmos.

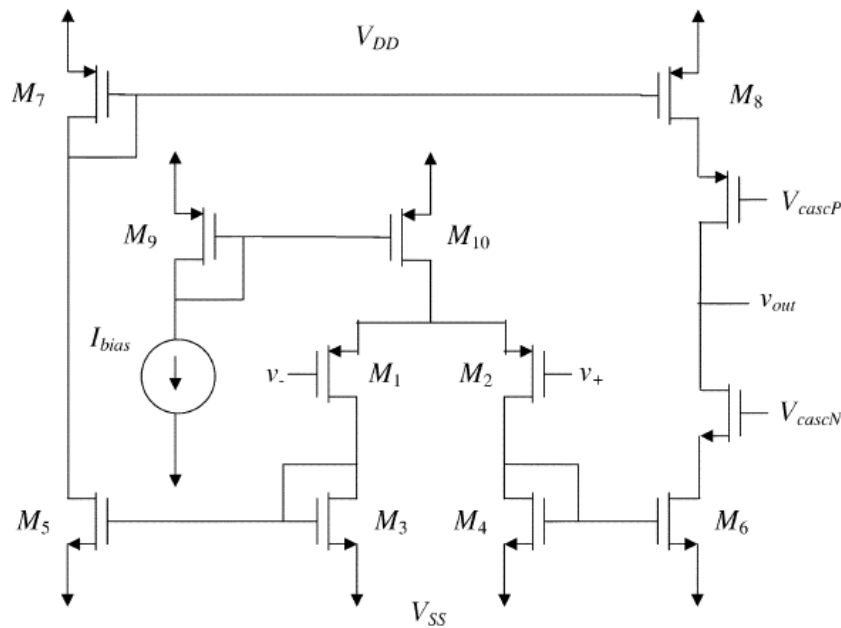
Στον παρακάτω Πίνακα 5.3(α), φαίνονται συγκεντρωμένες όλες οι τιμές των σημαντικότερων παραμέτρων του ενισχυτή, που παρουσιάστηκε προηγουμένως.

Παράμετρος	Μέτρηση
Τάση τροφοδοσίας	+2.8V
Συνολική κατανάλωση ρεύματος	2.7μΑ(χωρίς το I _{bias})
Κέρδος τάσης	40.8dB
Θόρυβος εισόδου	3.06 μVrms
Κατανάλωση ισχύος	7.56μW (χωρίς το I _{bias})
CMRR	66dB
PSRR	75dB
NEF	2.67

Τεχνολογία κατασκευής	0.5- μm
Εύρος ζώνης για μέτρηση δυναμικών δράσης	5.32 kHz
Εμβαδόν επιφάνειας	0.16 mm^2

Πίνακας 5.3(α)

Στην Εικόνα 5.3(β), φαίνεται το σχηματικό μιας ακόμη τοπολογίας ενισχυτή που έχει προταθεί από ορισμένους επιστήμονες, για χρήση σε συστήματα καταγραφής σημάτων νευρώνων.[16] Τα τρανζίστορ εισόδου αυτού του κυκλώματος αποτελούν τα M1, M2 τα οποία υλοποιούν μια διαφορική τοπολογία εισόδου, ενώ η έξοδος του κυκλώματος λαμβάνεται από το label Vout.



Εικόνα 5.3(β): Σχηματική απεικόνιση δεύτερου κυκλώματος βιοενισχυτή

Όσον αφορά το θόρυβο του κυκλώματος, η συνεισφορά του θορύβου flicker, ιδιαίτερα στις χαμηλές συχνότητες, λήφθηκε σοβαρά υπόψη κατά τον σχεδιασμό και έτσι όλα τα τρανζίστορ επιλέχθηκαν με μεγάλες διαστάσεις, ώστε η εμφάνιση του να γίνει αμελητέα. Επιπλέον, επειδή η εμφάνιση του συγκεκριμένου θορύβου οφείλεται κατά κύριο λόγο στα τρανζίστορ εισόδου M1, M2, η ελαχιστοποίηση του συγκεκριμένου θορύβου, επιτεύχθηκε με χρήση μm^2 τρανζίστορ εισόδου, μεγάλων διαστάσεων, τα οποία στις περισσότερες τεχνολογίες CMOS, παράγουν δύο φορές χαμηλότερο θόρυβο συγκριτικά με τα μm^2 , όταν το VGS δεν ξεπερνά κατά πολύ την τάση κατωφλίου.

Επιπλέον εκτός από τον θόρυβο flicker, σημαντική είναι και η εμφάνιση του θερμικού θορύβου, κυρίως στα τρανζίστορ M3 έως M8. Μέσω ανάλυσης του κυκλώματος, προκύπτει ότι η ισχύς του θερμικού θορύβου εισόδου, δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$V_{ni,thermal}^2 = \left(\frac{16KT}{3gm1} * \left(1 + 2 * \frac{gm3}{gm1} + \frac{gm7}{gm1} \right) \right) * \Delta f$$

Επομένως με βάση αυτό τον τύπο προκύπτει ότι για να επιτευχθεί χαμηλός θερμικός θόρυβος εισόδου, θα πρέπει η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ M1, να γίνει αρκετά μεγάλη,

ώστε οι λόγοι που έχουν δημιουργηθεί στον παραπάνω τύπο, να είναι όσο το δυνατόν μικρότεροι. Για επιτευχθεί αυτό, στο κύκλωμα του ενισχυτή που παρουσιάστηκε παραπάνω, τα τρανζίστορ M1,M2 επιλέχθηκαν να έχουν μεγάλους λόγους W/L, ώστε το χαρακτηριστικό ρεύμα μέτριας αντιστροφής I_s να αυξηθεί και έτσι ο συντελεστής αντιστροφής IC να μειωθεί αρκετά, οδηγώντας τα τρανζίστορ εισόδου M1,M2 βαθιά στην περιοχή υποκατωφλίου όπου εκεί η διαγωγιμότητα μεγιστοποιείται για συγκεκριμένο ρεύμα πόλωσης. Επιπλέον τα τρανζίστορ M3 έως M8, οδηγήθηκαν στην περιοχή ισχυρής αντιστροφής όπου εκεί η διαγωγιμότητα για σταθερό ρεύμα πόλωσης, είναι πολύ μικρότερη συγκριτικά με την περιοχή υποκατωφλίου.

Τέλος κάνοντας θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος προκύπτει ότι ο συντελεστής απόδοσης θορύβου δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$NEF = \sqrt{\frac{4 * Itot}{3 * V_T * gm1}} \approx \sqrt{\frac{24 * ID1}{3 * V_T * gm1}}$$

Από τον τύπο αυτό, γίνεται αντιληπτό ότι για να επιτευχθεί όσο το δυνατόν μικρότερο NEF, θα πρέπει ο λόγος $gm1/ID1$ να μεγιστοποιηθεί, με αυτό να επιτυγχάνεται όταν τα τρανζίστορ εισόδου M1,M2 οδηγηθούν στην περιοχή υποκατωφλίου.

Στον παρακάτω Πίνακα 5.3(β), φαίνονται συγκεντρωμένες όλες οι τιμές των σημαντικότερων παραμέτρων του ενισχυτή.

Παράμετρος	Μέτρηση
Τάση τροφοδοσίας	+ -2.5V
Συνολική κατανάλωση ρεύματος	16μΑ(χωρίς το Ibias)
Κέρδος τάσης	39.5dB
Θόρυβος εισόδου	2.2 μVrms
Κατανάλωση ισχύος	80μW (χωρίς το Ibias)
CMRR	83dB
PSRR	85dB
NEF	4
Τεχνολογία κατασκευής	1.5-μm
Εύρος ζώνης για μέτρηση δυναμικών δράσης	7.2 kHz
Εμβαδόν επιφάνειας	0.16 mm ²

Πίνακας 5.3(β)

Τέλος στην Εικόνα 5.3(γ), φαίνεται το σχηματικό ενός ακόμη βιοενισχυτή, ο οποίος είναι κατάλληλος για την καταγραφή νευρικών σημάτων.[17] Πρόκειται για έναν πλήρως διαφορικό τηλεσκοπικό ενισχυτή, με την είσοδο του να αποτελείται από το διαφορικό ζεύγος των pmos τρανζίστορ M3,M4, ενώ η έξοδος του λαμβάνεται από τα σημεία Vo+, Vo-. Το κέρδος του ενισχυτή αυτού δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$Av = -(gm_{3,4} + gmb_{3,4}) * (Ro1 // Ro2)$$

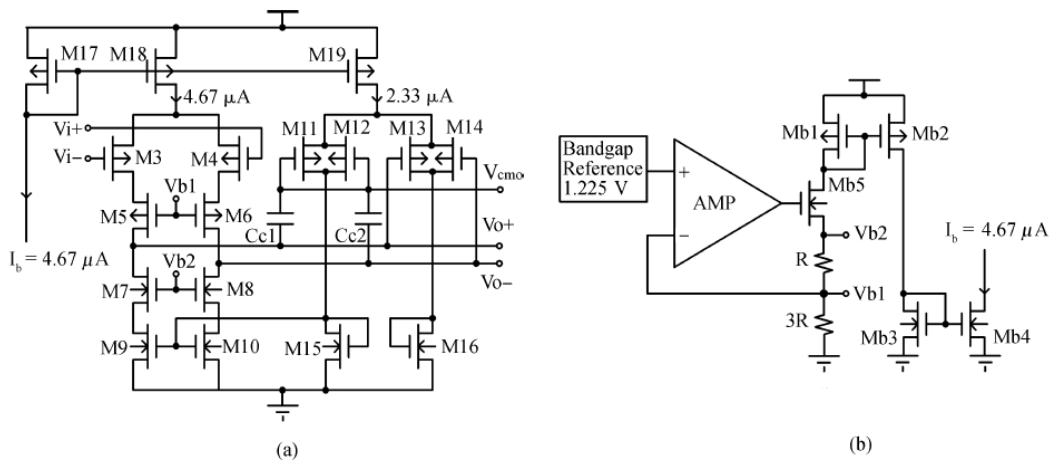
όπου το Ro1, Ro2 δίνεται από τον εξής τύπο:

$$Ro1 = ro_{3,4} * ro_{5,6} * (gm_{5,6} + gmb_{5,6}) + ro_{3,4} + ro_{5,6}$$

$$R_{o2} = r_{o7,8} * r_{o9,10} * (g_{m7,8} + g_{mb7,8}) + r_{o7,8} + r_{o9,10}$$

με το g_m να είναι η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ, ενώ το g_{mb} είναι η διαγωγιμότητα που εμφανίζεται λόγω της δεύτερης πηγής ρεύματος, που δημιουργείται λόγω του φαινομένου σώματος.

Στα δεξιά της Εικόνας 5.3(γ), παρουσιάζεται το σχηματικό του κυκλώματος το οποίο θα δημιουργήσει τις DC τάσεις πόλωσης του κυκλώματος, όπως είναι η V_{b1} και η V_{b2} , καθώς και τα DC ρεύματα αυτού όπως είναι το I_b . Επιπλέον μέσω αυτού του κυκλώματος, δημιουργούνται οι DC τάσεις στα τρανζίστορ εισόδου καθώς και η DC τάση της εξόδου. Τα συγκεκριμένα κυκλώματα, τα οποία αποκαλούνται κυκλώματα αναφοράς, είναι με τέτοιο τρόπο σχεδιασμένα, έτσι ώστε η τιμή της τάσης ή του ρεύματος με το οποίο τροφοδοτούν το κύκλωμα, να είναι πάρα πολύ σταθερά και ανεξάρτητα των διαφόρων συνθηκών λειτουργίας του κυκλώματος (π.χ υψηλή θερμοκρασία, σημαντικός θόρυβος).



Εικόνα 5.3(γ): Σχηματική απεικόνιση τρίτου κυκλώματος βιοενισχυτή και του κυκλώματος πόλωσης

Παρόλο που ο συγκεκριμένος ενισχυτής έχει μεγάλο κέρδος ανοιχτού κυκλώματος και μικρή κατανάλωση ισχύος, ωστόσο το εύρος διακύμανσης της τάσης εξόδου του είναι αρκετά περιορισμένο, λόγω της διαδοχικής σύνδεσης πολλών τρανζίστορ στην ίδια σειρά. Για αυτό τον λόγο, απαιτείται ένας βρόχος ανάδρασης κοινού σήματος (Common mode feedback loop, CMFB), ο οποίος παρότι προσθέτει στο κύκλωμα επιπλέον πολυπλοκότητα, μεγαλύτερο εμβαδόν και περισσότερη κατανάλωση ισχύος, εντούτοις παρέχει ακριβή DC τάση στους κλάδους εξόδου. Το κύκλωμα αυτό αποτελείται, από τα τρανζίστορ M13 έως M16 τα οποία ως σκοπό έχουν να ανιχνεύουν τα επίπεδα κοινής λειτουργίας των δύο εξόδων (δηλαδή τις DC στάθμες των δύο εξόδων), και αναλόγως να προσαρμόζουν τις τάσεις πόλωσης των τρανζίστορ M9 και M10.

Όσον αφορά το θόρυβο του κυκλώματος, αυτός αποτελείται κυρίως από τον θερμικό και τον $1/f$. Ποιο συγκεκριμένα το φάσμα της πυκνότητας του θερμικού θορύβου εισόδου του κυκλώματος δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$\bar{v}_{ni,thermal}^2 = 4KT\gamma * \left(\frac{1}{g_{m3,4}} + \frac{g_{m9,10}}{(g_{m3,4})^2} \right)$$

επομένως για να επιτευχθεί χαμηλός θερμικός θόρυβος θα πρέπει η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ M3,M4 να είναι πολύ μεγάλη ενώ των M9,M10 πολύ μικρή. Για αυτό το σκοπό τα τρανζίστορ εισόδου M3,M4, λειτουργούν στην περιοχή υποκατωφλίου, ενώ τα M9,M10 στην περιοχή ισχυρής αντιστροφής. Ακόμη μέσω της λειτουργίας στην υποκατωφλιακή περιοχή μειώνεται και η συνολική κατανάλωση του κυκλώματος. Επιπλέον, όσον αφορά το θόρυβο flicker αυτός δίνεται από τον εξής τύπο:

$$\bar{v}_{ni,1/f}^2 = \frac{1}{Cox} * \left(\frac{K_{sub} * ID^2}{W_{3,4} * L_{3,4} * gm_{3,4}^2} + \frac{K_{sat} * ID}{L_{9,10}^2 * gm_{3,4}^2} \right) * \frac{1}{f}$$

οπότε για να επιτευχθεί χαμηλός θόρυβος flicker, θα πρέπει οι διαστάσεις του τρανζίστορ και η διαγωγιμότητα, να μεγαλώσουν αρκετά ενώ το ρεύμα να μειωθεί. Τέλος να σημειωθεί ότι προσθέτοντας τα παραπάνω δύο μεγέθη θορύβου, προκύπτει ο συνολικός θόρυβος του κυκλώματος.

Στον παρακάτω Πίνακα 5.3(γ), φαίνονται συγκετρωμένες όλες οι τιμές των σημαντικότερων παραμέτρων του ενισχυτή.

Παράμετρος	Μέτρηση
Τάση τροφοδοσίας	3.3V
Συνολική κατανάλωση ρεύματος	7μA(χωρίς το Ibias)
Κέρδος τάσης	20.4dB
Θόρυβος εισόδου	8.2 μVrms
Κατανάλωση ισχύος	23.1μW (χωρίς το Ibias)
Τεχνολογία κατασκευής	0.35-μm
Εύρος ζώνης για μέτρηση δυναμικών δράσης	6.7kHz
Εμβαδόν επιφάνειας	0.22 mm ²

Πίνακας 5.3(γ)

5.4 Σχεδιασμός και προσομοίωση πρώτου κυκλώματος ενισχυτή

Σε αυτό το κεφάλαιο, θα γίνει η σχεδίαση και η προσομοίωση δύο εκ των τριών ενισχυτών που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Η επιλογή της σχεδίασης αυτών των δύο ενισχυτών, βασίστηκε στο γεγονός ότι έχουν από τις καλύτερες αποδόσεις, συγκριτικά με τους περισσότερους βιοενισχυτές. Επίσης ένας δεύτερος λόγος της επιλογής αυτής, είναι ότι οι συγκεκριμένοι ενισχυτές, είναι δυνατό να σχεδιαστούν στο συγκεκριμένο λογισμικό.

Η υλοποίηση και η προσομοίωση των κυκλωμάτων γίνεται με χρήση του λογισμικού ADS(Advanced Design System), ενώ η τεχνολογία που χρησιμοποιείται για την σχεδίαση των κυκλωμάτων, είναι η CMOS, με μήκος καναλιού(L) 65nm και τάση τροφοδοσίας 1.2V.

Να σημειωθεί ότι στην παρουσίαση του δεύτερου κυκλώματος του βιοενισχυτή, δεν θα γίνει αναλυτική παρουσίαση των βημάτων που ακολουθήθηκαν για την ανάπτυξη του ολοκληρωμένου κυκλώματος, αλλά θα παρουσιαστεί μόνο το τελικό στάδιο σχεδιασμού και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Αντίθετα στο πρώτο κύκλωμα του ενισχυτή, το οποίο τελικά μετά από τις προσομοιώσεις θα αποδειχθεί ότι είναι αποδοτικότερο, θα γίνει μια αναλυτική περιγραφή των βημάτων που ακολουθήθηκαν, με σκοπό την ανάπτυξη του ολοκληρωμένου κυκλώματος του ενισχυτή. Η ανάπτυξη και η περιγραφή του κυκλώματος

θα πραγματοποιηθεί σε 4 στάδια, όπου στο κάθε στάδιο παρουσιάζεται, η θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος που σχεδιάζεται, η σχηματική απεικόνιση του κυκλώματος και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του.

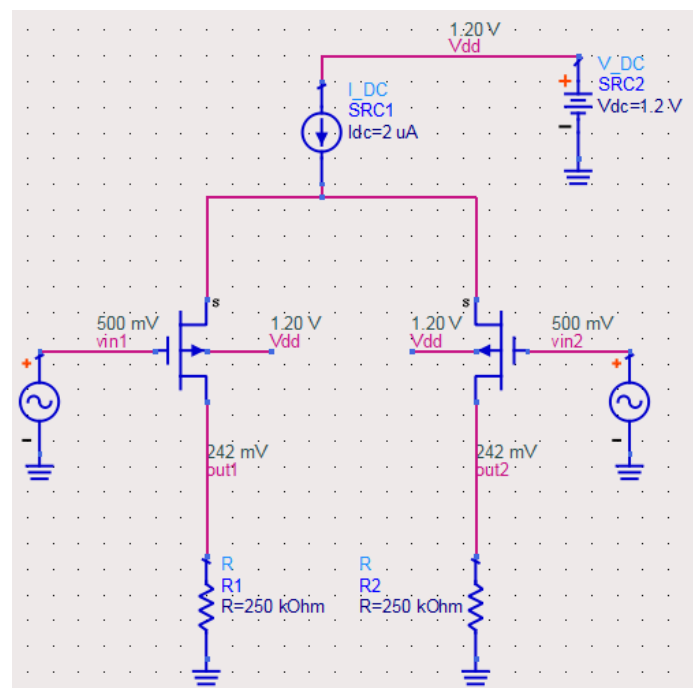
Επιπλέον, να αναφερθεί ότι και στους δύο ενισχυτές, ο σχεδιασμός και οι επιλογές των παραμέτρων των διαφόρων στοιχείων, βασίστηκαν στο να πληρούνται οι παρακάτω βασικές προδιαγραφές:

- Μεγάλη ενίσχυση των σημάτων εισόδου χωρίς παραμορφώσεις
- Χαμηλό θόρυβο
- Χαμηλή κατανάλωση ισχύος
- Μικρό εμβαδόν

Τέλος, να σημειωθεί ότι στην πρώτη ενότητα, γίνεται αναφορά σε κάποια θεωρητικά στοιχεία για τον τρόπο λειτουργίας του κλασικού διαφορικού ενισχυτή, ο οποίος αποτελεί την βασική δομή του ολοκληρωμένου κυκλώματος του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ενώ η υλοποίηση αυτού του αρχικού δομικού κυκλώματος, δεν παρουσιάζεται με αναλυτικό τρόπο, για το λόγο ότι αποτελεί απλά το γενικό δομικό στοιχείο πάνω στο οποίο θα αναπτυχθεί το κύκλωμα του LNA και όχι η καθεαυτό υλοποίηση.

5.4.1 1^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή

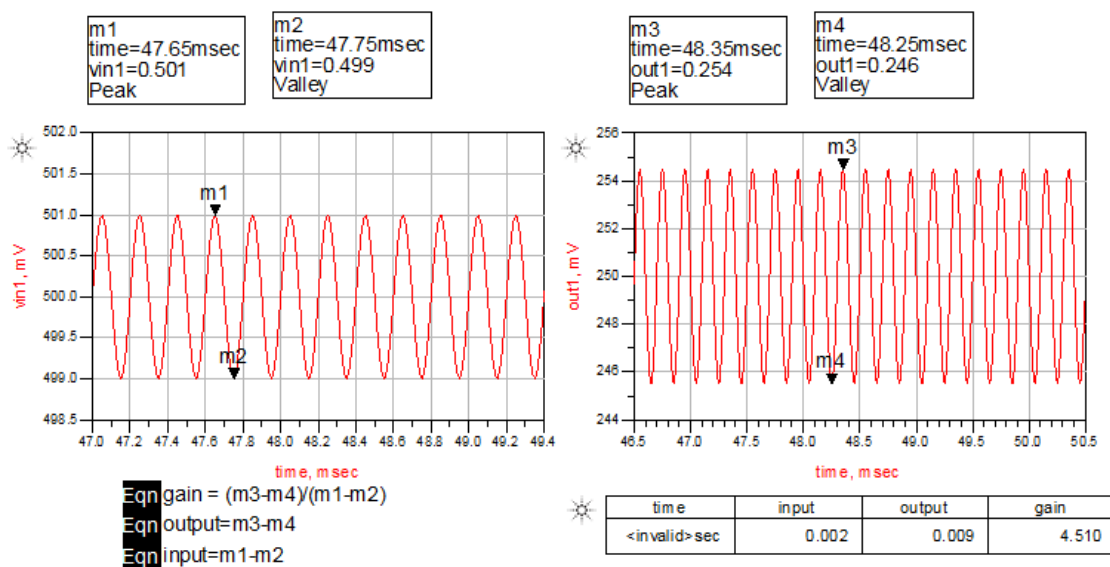
Η βασική κυκλωματική τοπολογία, πάνω στην οποία δομείται και στηρίζεται ολόκληρο το κύκλωμα του συγκεκριμένου ενισχυτή χαμηλού θορύβου που θα σχεδιαστεί, είναι η τοπολογία του διαφορικού ενισχυτή με MOSFET τρανζίστορ, του οποίου το σχηματικό υλοποίησης φαίνεται στην Εικόνα 5.4.1(α).



Εικόνα 5.4.1(α): Σχεδιασμός κυκλώματος στο 1^ο στάδιο

Ο λόγος που επιλέγεται ο διαφορικός ενισχυτής, ως στάδιο εισόδου του συγκεκριμένου ενισχυτή χαμηλού θορύβου, έναντι των απλών single-ended ενισχυτών ή κάποιας άλλης κυκλωματικής τοπολογίας, είναι κατά κύριο λόγο, η υψηλή ευαισθησία του διαφορικού ενισχυτή στον θόρυβο και στις παρεμβολές, συγκριτικά με τα απλά μη συμμετρικά κυκλώματα. Ποιο συγκεκριμένα, όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενη ενότητα, ο διαφορικός ενισχυτής έχει την ικανότητα να απορρίπτει τα κοινά σήματα εισόδου, ενώ τα διαφορικά σήματα εισόδου που εφαρμόζονται στις δύο εισόδους (σε αυτή την εργασία θα είναι τα επιθυμητά νευρωνικά σήματα), εμφανίζονται στην έξοδο ενισχυμένα, χωρίς την παραμόρφωση του θορύβου.

Στην Εικόνα 5.4.1(β), παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος, στην οποία παρατηρείται η αρκετά χαμηλή ενίσχυση που έχει πραγματοποιηθεί σε αυτό το στάδιο σχεδίασης, χωρίς ωστόσο το σήμα να έχει παραμορφωθεί.



Εικόνα 5.4.1(β): Αποτελέσματα προσομοίωσης στο 1^ο στάδιο

Επιπλέον, ο λόγος για τον οποίο σε αυτή την εργασία θα χρησιμοποιηθεί διαφορικός ενισχυτής με rmos τρανζίστορ, οφείλεται κατά κύριο λόγο, στον χαμηλό θόρυβο που είναι επιθυμητό να έχει το κύκλωμα. Ποιά αναλυτικά, όπως θα παρουσιαστεί και στις επόμενες ενότητες, ο θόρυβος flicker του κυκλώματος του ενισχυτή, προέρχεται κυρίως από τα τρανζίστορ εισόδου (δηλαδή τα M1, M2). Επομένως, επειδή όπως παρουσιάστηκε παραπάνω, τα rmos τρανζίστορ συγκριτικά με τα nmos, για τις ίδιες διαστάσεις και το ίδιο ρεύμα πόλωσης, στις περισσότερες τεχνολογίες CMOS, έχουν πολύ μικρότερη προσθήκη θορύβου flicker, είναι πλεονέκτημα η χρήση τους στην είσοδο του κυκλώματος, έτσι ώστε να μειωθεί σημαντικά ο θόρυβος.

Τέλος να σημειωθεί ότι, επειδή αυτό το πρώτο στάδιο υλοποίησης, αποτελεί απλά την βασική δομή για την ανάπτυξη ολόκληρου του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και όχι την καθεαυτό υλοποίηση, δεν θα πραγματοποιηθεί κάποια επιπλέον ανάλυση του συγκεκριμένου κυκλώματος.

5.4.2 2^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή

Σε αυτό το στάδιο σχεδίασης, υλοποιήθηκε το κύκλωμα όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.4.2(α). Να σημειωθεί ότι τα σήματα εισόδου του διαφορικού ενισχυτή που αντιπροσωπεύουν τα καταγεγραμμένα νευρωνικά σήματα, ορίστηκαν σε αυτά τα πρώτα στάδια της υλοποίησης με την μορφή ημιτονοειδών πηγών τάσεων που παρέχει το λογισμικό ADS(πηγή τάσης με όνομα Vtsine). Ωστόσο όπως έχει γίνει αντιληπτό, αυτή η μορφή των σημάτων εισόδου δεν συμβαδίζει με την μορφή των νευρωνικών σημάτων. Ο λόγος που έχει γίνει αυτή η διαφοροποίηση στην μορφή των σημάτων, είναι κατά κύριο λόγο για να γίνει σε αυτά τα πρώτα στάδια σχεδίασης πιο εύκολη και κατανοητή η σχεδίαση του κυκλώματος ενώ στο τελευταίο βήμα της ανάπτυξης θα παρουσιαστεί η πραγματική μορφή των σημάτων εισόδου. Να σημειωθεί επίσης ότι το πλάτος των ημιτονοειδών σημάτων εισόδου, δεν επιλέχθηκε να είναι σταθερό για όλα τα στάδια σχεδίασης, ωστόσο βρίσκεται στα όρια μεταξύ (50μV-500μV) έτσι ώστε η προσομοίωση να προσεγγίζει τις πραγματικές τιμές των νευρωνικών σημάτων.

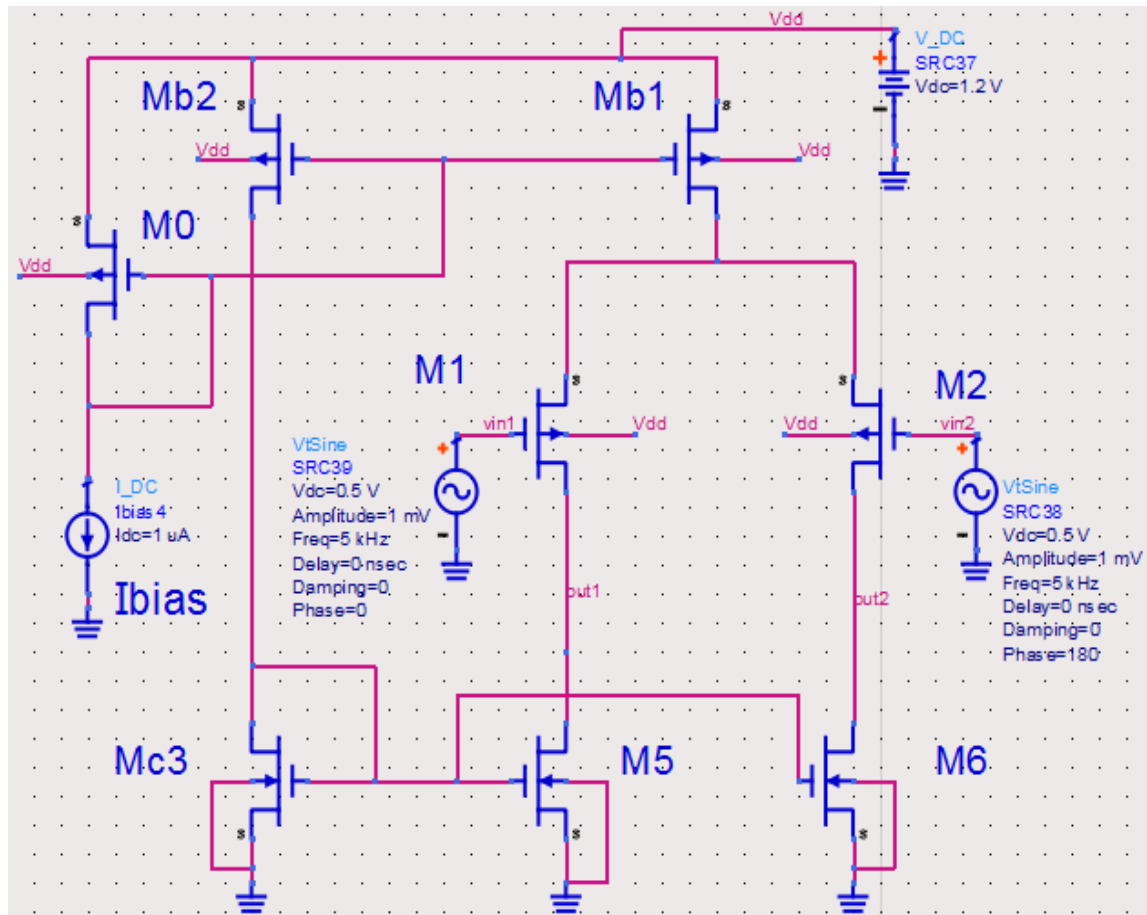
Όσον αφορά την λειτουργία του κυκλώματος σε αυτό το 2^ο στάδιο, τα τρανζίστορ M5,M6 αποτελούν το ενεργό φορτίο του ενισχυτή, ενώ τα M1,M2 «οδηγούν» το σήμα εισόδου. Οι διαστάσεις των M1,M2 επιλέχθηκαν σε αυτό το στάδιο στα $W=1\mu\text{m}$, $L=90\text{nm}$ και ο λόγος είναι η επίτευξη της όσο το δυνατόν μεγαλύτερης διαγωγιμότητας των M1,M2 λαμβάνοντας υπόψη και την ταυτόχρονη πόλωση των σημάτων εξόδου σε περιοχές όπου θα αποφευχθούν ψαλιδισμοί των σημάτων.

Τα τρανζίστορ M5,M6 επιλέχθηκαν οι τιμές διαστάσεων στα $W=2\mu\text{m}$, $L=95\text{nm}$, με κριτήριο την όσο το δυνατόν μικρότερη διάσταση τους, με ταυτόχρονα υψηλό κέρδος στον ενισχυτή. Επιπλέον, να σημειωθεί ότι τα τρανζίστορ Mb1,Mb2 λειτουργούν ως πηγή ρεύματος για την πόλωση του ενισχυτή, με την οδηγό βαθμίδα να αποτελεί το τρανζίστορ M0.Τέλος, το τρανζίστορ Mc3 πολώνει τα M5,M6 με συγκεκριμένο ρεύμα και οι διαστάσεις του είναι $W=5\mu\text{m}$, $L=100\text{nm}$. Η τιμή του ρεύματος πόλωσης του κυκλώματος επιλέχθηκε στα 1μΑ και η επιλογή αυτή, στηρίχθηκε στην όσο το δυνατόν αποτελεσματικότερη λειτουργία του σταδίου αυτού, με όσο γίνεται μικρότερη κατανάλωση ισχύος. Όσον αφορά τις περιοχές λειτουργίας των τρανζίστορ, αυτά φαίνονται στο Πινάκα 5.4(α).

Τρανζίστορ	Περιοχή Λειτουργίας
M1,M2,M5,M6,Mc3	Subthreshold
Mb1,Mb2, M0	Above-threshold

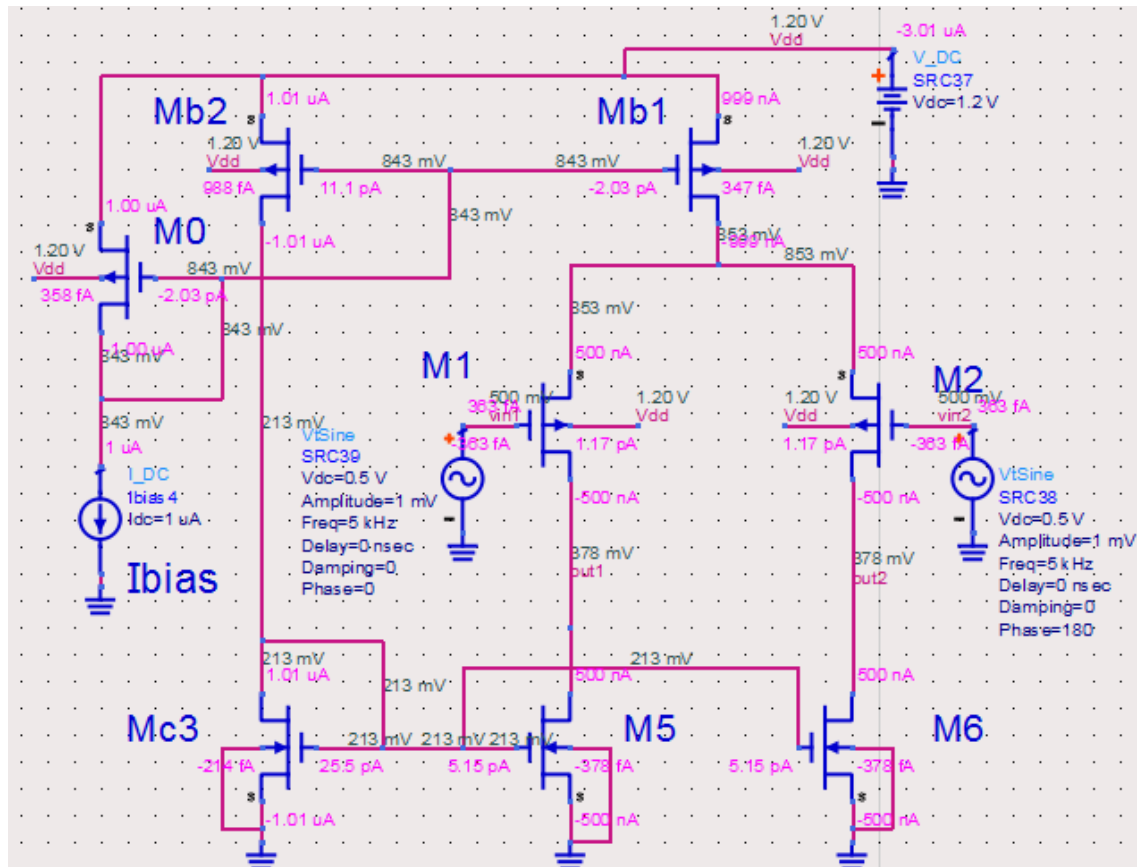
Πινάκας 5.4(α)

Ο λόγος για τον οποίο τα M0,Mb1,Mb2 τρανζίστορ λειτουργούν πάνω από την περιοχή υποκατωφλίου και στον κορεσμό ,οφείλεται στο ότι αποτελούν τις πηγές ρεύματος του κυκλώματος και επομένως απαιτείτε ακριβής καθρεφτισμός μεταξύ των τρανζίστορ M0, Mb1,Mb2 το οποίο επιτυγχάνεται, έχοντας όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ανεξαρτησία, από τις διακυμάνσεις της τάσης κατωφλίου V_{th} , αλλά και της γραμμικής περιοχής.Αντίθετα τα υπόλοιπα τρανζίστορ βρίσκονται στην περιοχή υποκατωφλίου και στον κορεσμό, επειδή απαιτείται η όσο το δυνατόν μικρότερη κατανάλωση ισχύος στο κύκλωμα με ταυτόχρονα μεγάλο κέρδος και χαμηλό θόρυβο όπως εξηγήθηκε και σε προηγούμενες ενότητες.



Εικόνα 5.4.2(α): Σχεδιασμός κυκλώματος στο 2^ο στάδιο

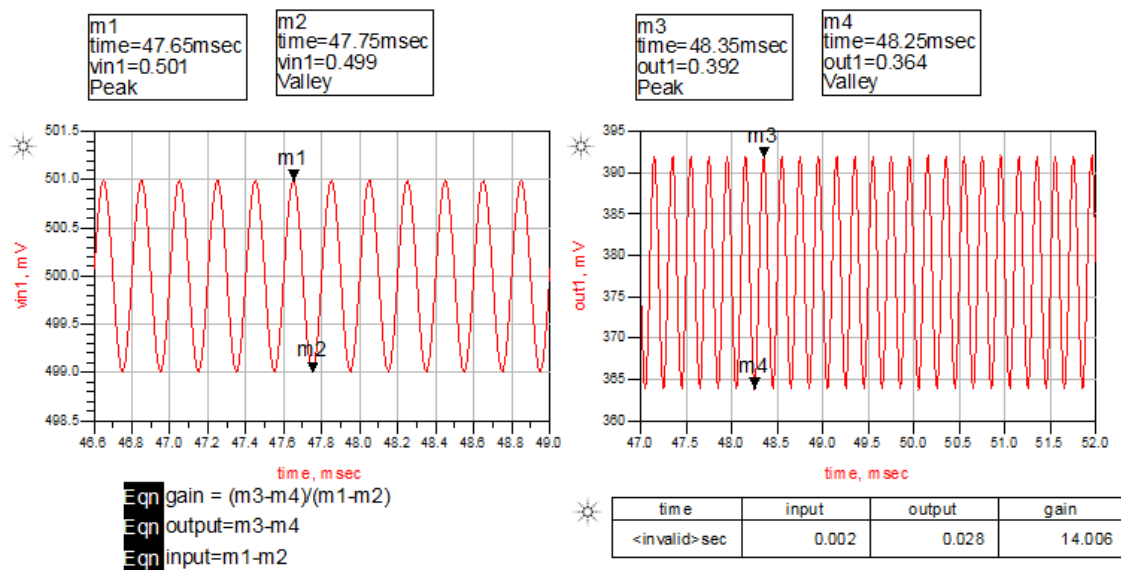
Επόμενο βήμα αποτελεί η DC ανάλυση του κυκλώματος όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.4.2(β). Σημαντικό ζητούμενο για την σωστή λειτουργία του κυκλώματος του ενισχυτή, είναι η όσο το δυνατόν καλύτερη πόλωση στο σημείο ισοροπίας της τάσης εξόδου, ώστε με τις αυξομειώσεις του σήματος εξόδου, να μην οδηγηθεί κάποιο από τα τρανζίστορ στην τριοδική περιοχή και εμφανιστούν παραμορφώσεις στο σήμα αλλά και μείωση του κέρδους. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.4.2(β), το σημείο πόλωσης έχει επιλεγεί κατάλληλα, ώστε να δίνεται η δυνατότητα στο ενισχυμένο σήμα εξόδου να αυξομειώνεται, χωρίς να υπάρχει περίπτωση να οδηγήσει κάποιο από τα τρανζίστορ στην τριοδική περιοχή.

Εικόνα 5.4.2(β): DC ανάλυση κυκλώματος στο 2^ο στάδιο

Όσον αφορά το κέρδος του συγκεκριμένου κυκλώματος, θεωρώντας ότι η έξοδος λαμβάνεται μη διαφορικά από το label «out2», δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -0.5 * GM * R_{OUT} = -0.5 * gm_2 * (r_{o2} // r_{o6})$$

Η κατανάλωση του συγκεκριμένου κυκλώματος βρίσκεται στα 3.616 microWatt η οποία είναι αρκετά καλή, ωστόσο στα επόμενα στάδια θα παρουσιαστούν τεχνικές μέσω των οποίων θα μειωθεί ακόμα περισσότερο. Τέλος, στην Εικόνα 5.4.2(γ), παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος, στην οποία παρατηρείται η αρκετά καλή ενίσχυση που έχει πραγματοποιηθεί σε αυτό το στάδιο σχεδίασης χωρίς το σήμα να έχει παραμορφωθεί.



Εικόνα 5.4.2(γ): Αποτελέσματα προσομοίωσης στο 2^ο στάδιο

5.4.3 3^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή

Σε αυτό το τρίτο στάδιο σχεδίασης, το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 5.4.3(α), προστέθηκαν τέσσερα επιπλέον τρανζίστορ. Η προσθήκη των τρανζίστορ M3,M4 στο κύκλωμα, οφείλεται στο ότι βοηθήσουν σε αυτό το στάδιο στην επιπλέον αύξηση του κέρδους του κυκλώματος, κάνοντας το κύκλωμα να λειτουργεί πλέον στην ανάλυση ημικυκλώματος ως ένας ρπος κασκοδικός ενισχυτής. Στο επόμενο στάδιο σχεδίασης ωστόσο θα παρουσιαστούν και επιπλέον λόγοι που αφορούν την χρήση τους.

Ο τρόπος με τον οποίο τα συγκεκριμένα τρανζίστορ, αυξάνουν το κέρδος του κυκλώματος είναι μέσω της αύξησης της αντίστασης εξόδου του κυκλώματος διατηρώντας παράλληλα την διαγωγιμότητα στα ίδια μεγέθη, όπως θα φανεί παρακάτω. Η τιμή των διαστάσεων των τρανζίστορ M3,M4 επιλέχθηκε να είναι $W=10\mu\text{m}$, $L=90\text{nm}$ με σκοπό την αύξηση του κέρδους, αλλά και την διατήρηση της πόλωσης στις επιθυμητές τιμές. Επιπλέον, η τοποθέτηση των τρανζίστορ Mc2,Mc1 στο συγκεκριμένο σημείο, έγινε ώστε να δημιουργηθεί ένας κασκοδικός καθρέφτης ρεύματος με μεγαλύτερη ακρίβεια καθρεφτισμού του ρεύματος αναφοράς στο κύκλωμα πόλωσης του διαφορικού ζευγους αλλά και των άλλων τρανζίστορ.

Ο λόγος που ο κασκοδικός καθρέφτης προσφέρει στο κύκλωμα μεγαλύτερη ακρίβεια στον καθρεφτισμό του ρεύματος, οφείλεται στην αύξηση της αντίστασης εξόδου του καθρέφτη. Οι πηγές ρεύματος είναι σημαντικό να έχουν όσο το δυνατόν μεγαλύτερη αντίσταση εξόδου, έτσι ώστε να υπάρχει ακριβής καθρεφτισμός μεταξύ των διαφόρων σημείων του κυκλώματος. Αξίζει να τονιστεί, ότι η ιδανική πηγή ρεύματος που προσφέρει θεωρητικά σταθερό ρεύμα ανεξάρτητα από την τάση στα άκρα της, έχει άπειρη αντίσταση εξόδου. Ποιό συγκεκριμένα η αντίσταση εξόδου του κασκοδικού καθρέφτη στο συγκεκριμένο κύκλωμα με βάση τα τρανζίστορ MC1,Mb1 θα είναι :

$$R_o(\text{casc}) = r_{oMC1} + r_{oMb1} + (g_m M_{c1} + g_{mb} M_{c1}) * r_{oMC1} * r_{oMb1}$$

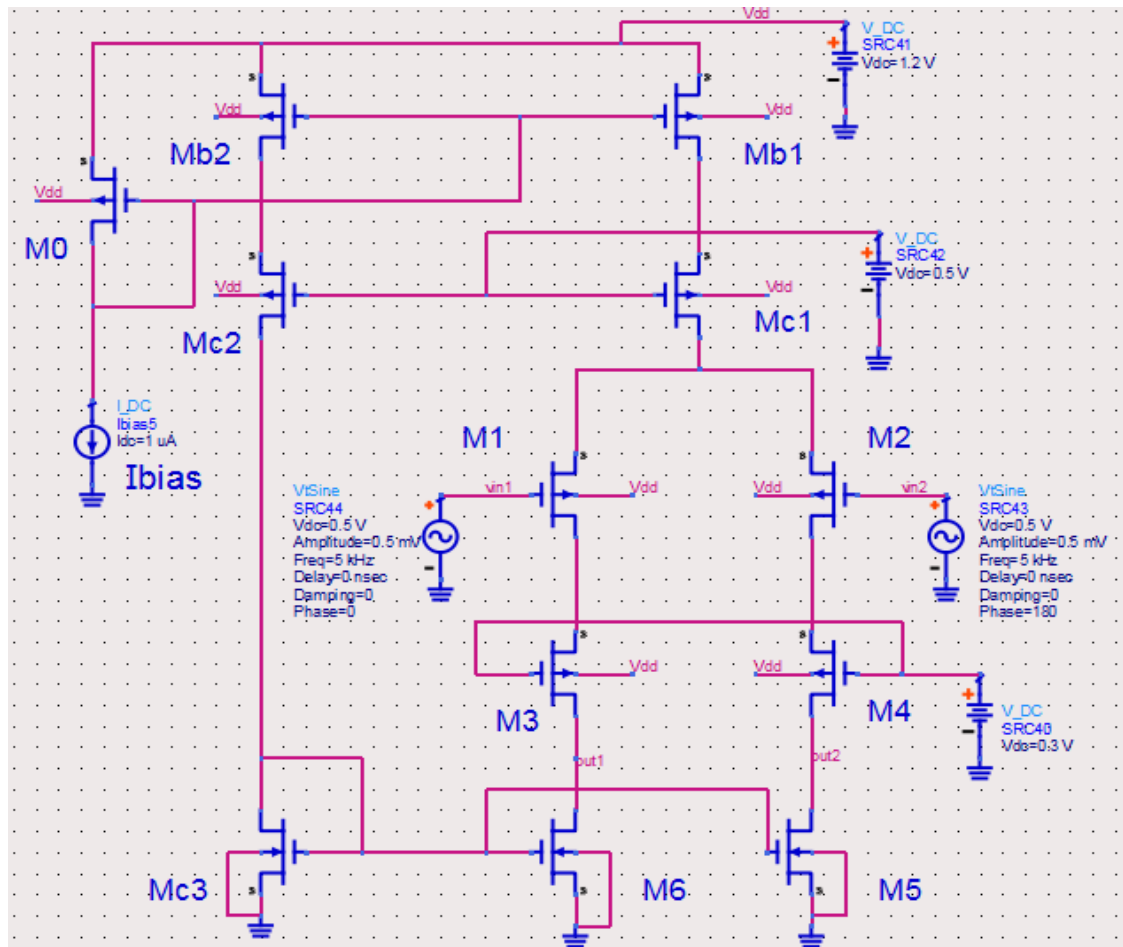
Χωρίς την ύπαρξη του κασκοδικού καθρέφτη, το οποίο φάνηκε στο 2^ο στάδιο σχεδίασης, η αντίσταση εξόδου του απλού καθρέφτη ρεύματος είναι πολύ μικρότερη έχοντας τιμή:

$$R_o = r_o M_{b1}$$

Για να αυξηθεί η αντίσταση εξόδου του κασκοδικού καθρέφτη γίνεται φανερό, η απαίτηση για μεγάλες τιμές των r_o των τρανζίστορ. Επομένως για να επιτευχθεί αυτό, θα πρέπει οι διαστάσεις μήκους των καναλιών (L) των τρανζίστορ να αυξηθούν και για αυτό τα τρανζίστορ M_0, M_{b1}, M_{b2} επιλέχθηκαν να έχουν μήκος καναλιού $L=500\text{nm}$ και $W=3\mu\text{m}$ ενώ τα M_{c1}, M_{c2} έχουν $L=200\text{nm}$ και $W=20\mu\text{m}$. Το κέρδος πλέον του κυκλώματος μετά τις προσθήκες των επιπλέον τρανζίστορ, δίνεται από την παρακάτω σχέση θεωρώντας ότι η έξοδος λαμβάνεται μη διαφορικά από το label «out2»:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -0.5 * GM * R_{OUT} = -0.5 * gm_2 * (R_1 // R_2)$$

όπου $R_1 = r_{o5}$ (είναι η αντίσταση που φαίνεται από το σημείο out2 και προς τα κάτω) ενώ το $R_2 = r_{o4} + r_{o2} + (gm_4 + g_{mb4}) * r_{o4} * r_{o2}$ (είναι η αντίσταση που φαίνεται από το σημείο out2 και προς τα πάνω). Όπως φαίνεται πλέον το κέρδος ημικυκλώματος είναι το ίδιο με τον κλασικό διαφορικό ενισχυτή όπως ήταν αναμενόμενο.

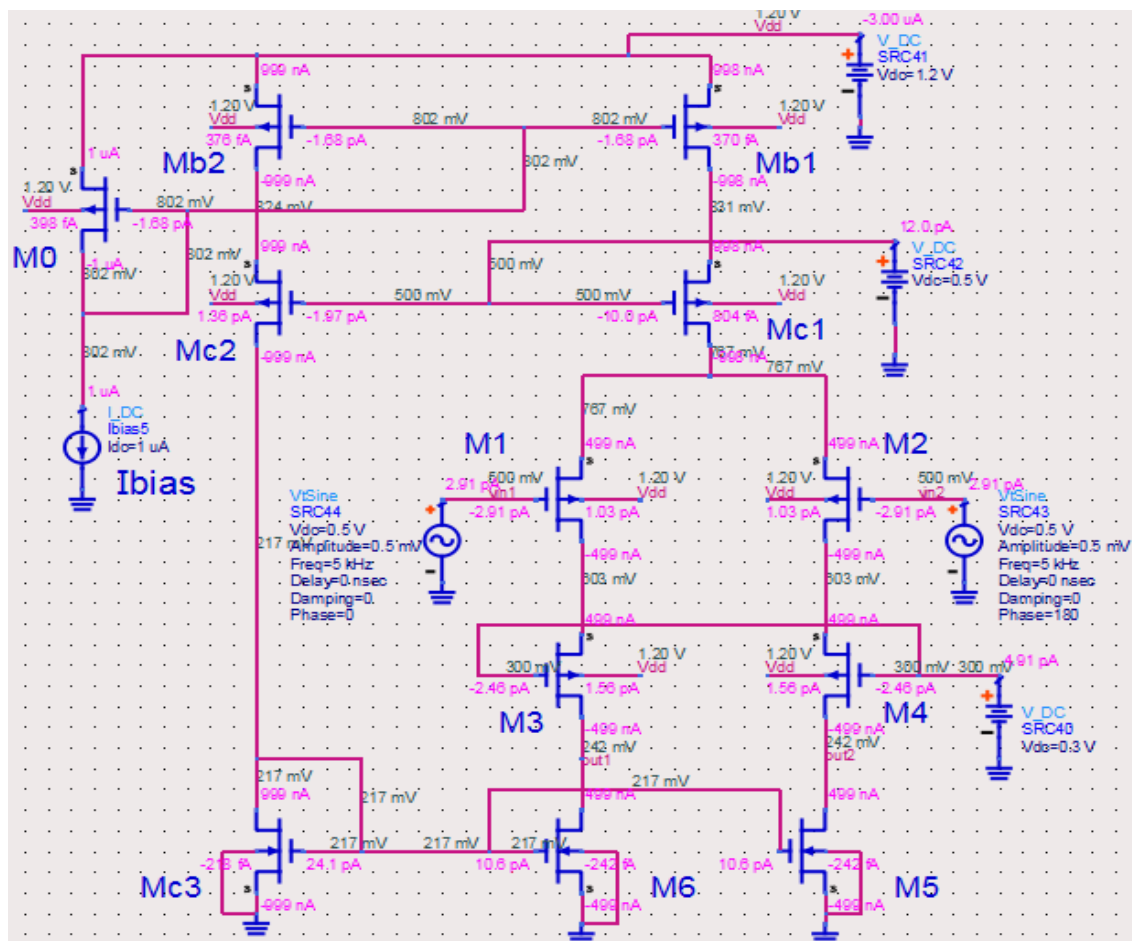


Εικόνα 5.4.3(α): Σχεδιασμός κυκλώματος στο 3^ο στάδιο

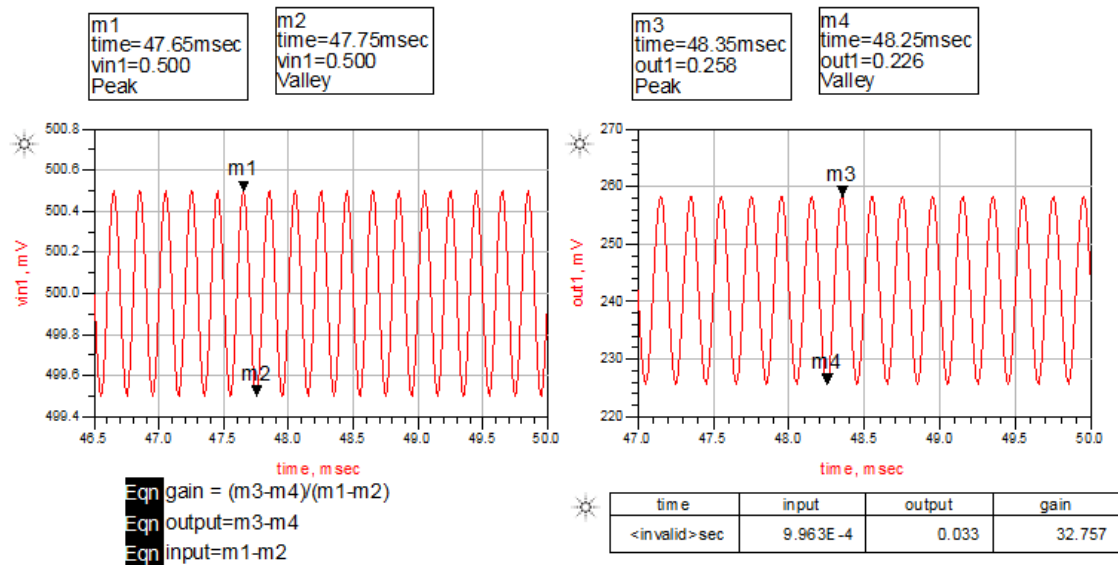
Επόμενο βήμα, αποτελεί η DC ανάλυση του κυκλώματος το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 5.4.3(β). Και σε αυτό το στάδιο, όλα τα τρανζίστορ συνεχίζουν να λειτουργούν στην περιοχή του κορεσμού το οποίο αποτελεί πολύ σημαντικό ζητούμενο για την σωστή λειτουργία του κυκλώματος. Όσον αφορά την περιοχή λειτουργίας των νέων τρανζίστορ, αυτά έχουν προστεθεί στο Πινάκα 5.4(β).

Τρανζίστορ	Περιοχή Λειτουργίας
M1,M2,M3,M4,M5,M6,Mc3	Subthreshold
Mb1,Mb2,Mc1,Mc2,M0	Above-threshold

Πινάκας 5.4(β)

Εικόνα 5.4.3(β): DC ανάλυση κυκλώματος στο 3^ο στάδιο

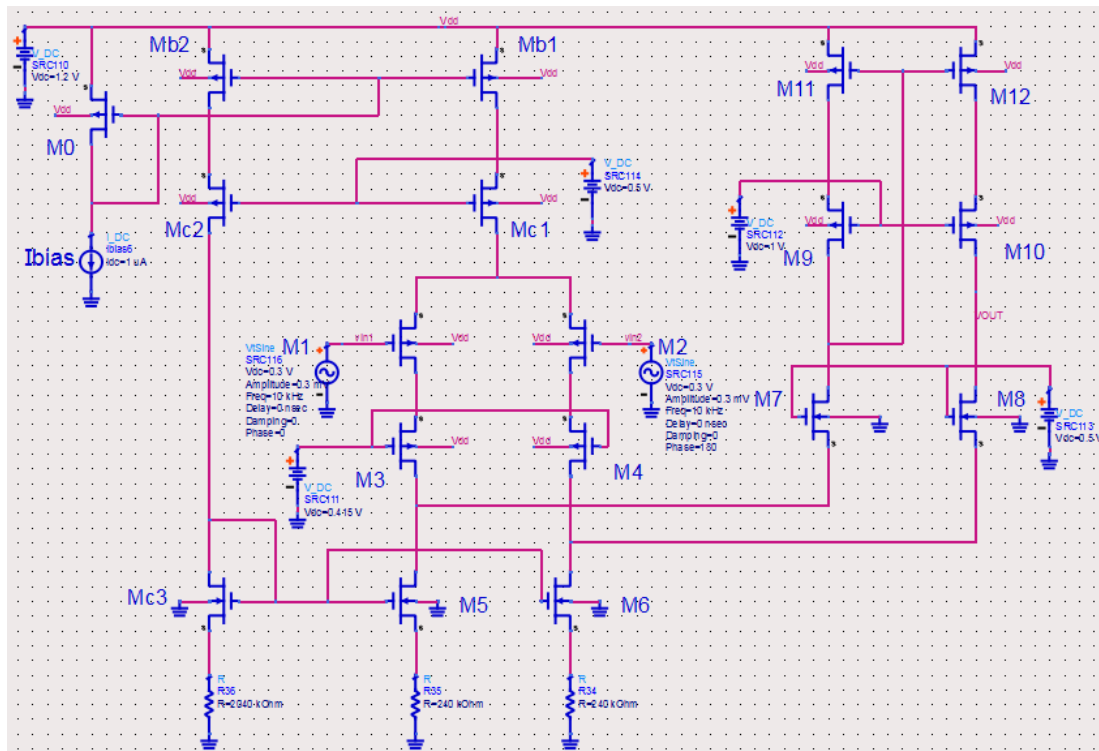
Τέλος, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος φαίνονται στην Εικόνα 5.4.3(γ), όπου παρατηρείται διπλασιασμός του κέρδους σε σχέση με το προηγούμενο στάδιο όπως ήταν αναμενόμενο, ενώ επίσης το σήμα διατηρεί την ευρωστία του, χωρίς παραμορφώσεις, όπως ακριβώς και προηγουμένως.

Εικόνα 5.4.3(γ): Αποτελέσματα προσομοίωσης στο 3^ο στάδιο

5.4.4 4^ο Στάδιο σχεδίασης ενισχυτή

Σε αυτό το στάδιο σχεδίασης, έγινε η υλοποίηση του ολοκληρωμένου κυκλώματος του ενισχυτή όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.4.4(α). Σε αυτό το στάδιο προστέθηκαν έξι επιπλέον τρανζίστορ τα M7-M12 και τρεις αντιστάσεις, με το κύκλωμα μετά από αυτές τις προσθήκες να αποκτά την μορφή, μιας τροποποιημένης υλοποίησης του αναδιπλωμένου κασκοδικού ενισχυτή. Η τοπολογία του αναδιπλωμένου κασκοδικού ενισχυτή όπως εξηγήθηκε και σε προηγούμενες ενότητες, επιλέχθηκε επειδή μας εξασφαλίζει, ότι η προσθήκη επιπλέον τρανζίστορ στο ήδη υπάρχον κύκλωμα με μια τάση τροφοδοσίας αρκετά χαμηλή, δεν θα οδηγήσει κάποια από τα τρανζίστορ εκτός της περιοχής κορεσμού και επίσης το σήμα εξόδου θα έχει αρκετά ικανοποιητικό περιθώριο αυξομείωσης πριν κάποιο τρανζίστορ οδηγηθεί στην γραμμική περιοχή.

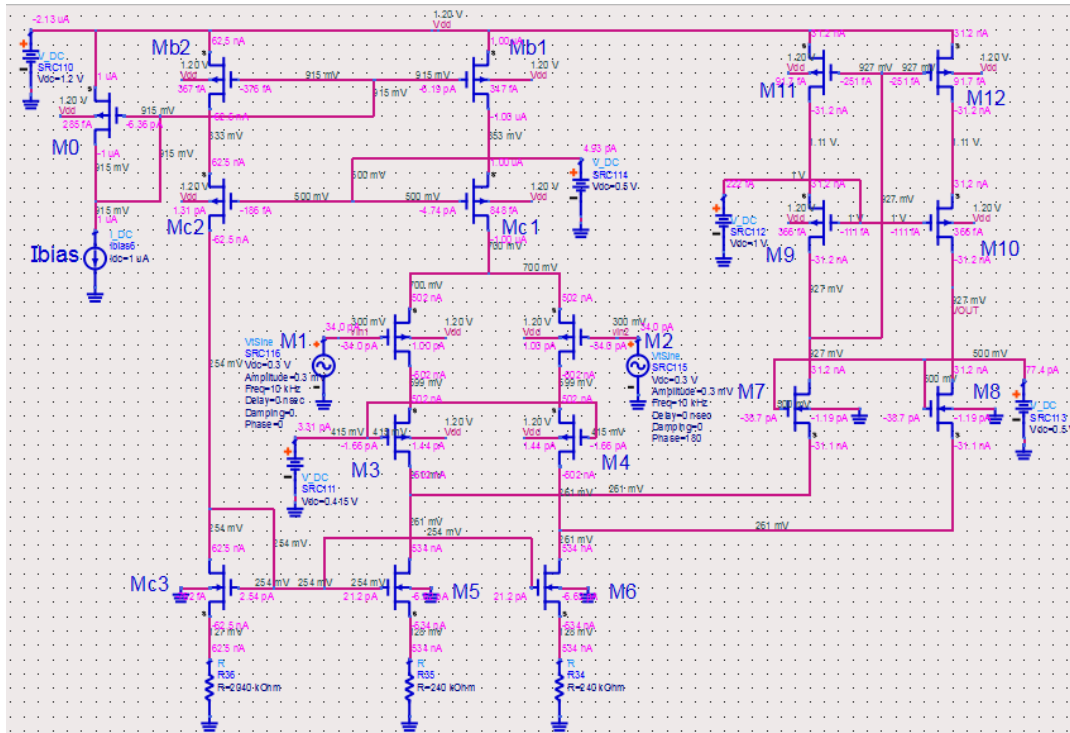
Όσον αφορά την λειτουργία του κυκλώματος σε αυτό το 4^ο στάδιο, τα τρανζίστορ M7, M8 λειτουργούν ουσιαστικά ως ενισχυτές κοινής πύλης, ενώ τα τρανζίστορ M9, M10, M11, M12 χρησιμοποιούνται σε αυτή την μορφή λειτουργώντας ως ένας κασκοδικός ενισχυτής. Τέλος, οι αντιστάσεις μαζί με τα τρανζίστορ M6, M5 συνεχίζουν να λειτουργούν ως ενεργό φορτίο του διαφορικού ενισχυτή.



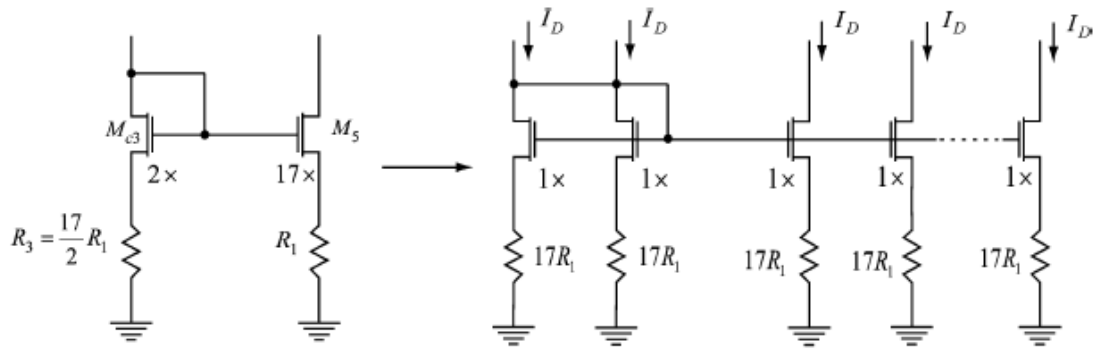
Εικόνα 5.4.4(α): Σχεδιασμός κυκλώματος στο 4^ο στάδιο

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα του ενισχυτή, όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.4.4(β) μετά την DC ανάλυση που πραγματοποιήθηκε, πολώνεται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε τα ρεύματα των τρανζίστορ M1-M4 να είναι περίπου ίσα με 16:32(500nA) φορές του ρεύματος πόλωσης Ibias το οποίο παραμένει στα 1uA. Επιπλέον, το ρεύμα στα τρανζίστορ M7-M12, αποτελεί ένα πολύ μικρό κλάσμα του Ibias και συγκεκριμένα είναι περίπου ίσο με 1:32 φορές (31.25nA) μικρότερο σε σχέση με το Ibias. Ο λόγος που χρησιμοποιήθηκε αυτή η σημαντική κλιμάκωση και μείωση του ρεύματος στην πλευρά της εξόδου, αφορά στο ότι όσο ποιο μικρό ρεύμα υπάρχει στην περιοχή όπου θα ληφθεί η έξοδος (η έξοδος λαμβάνεται στο Drain του M8 τρανζίστορ), τόσο μικρότερη θα είναι και η συνεισφορά του θορύβου στο σήμα της εξόδου καθώς επίσης θα επιτυγχάνεται και σημαντική μείωση της κατανάλωσης ισχύος.

Ο τρόπος με τον οποίο επιτεύχθηκε, αυτή η σημαντική κλιμάκωση του ρεύματος, βασίζεται στο ότι το τρανζίστορ Mc3 πολώθηκε με τέτοιο τρόπο ώστε να διαρρέεται από ρεύμα ίσο με 2:32 φορές (62.5nA) σε σχέση με την πηγή πόλωσης. Η επιλογή της τιμής αυτής οφείλεται στην επιθυμία για μικρή κατανάλωση, αλλά και στο ότι αυτό το ρεύμα στην συνέχεια καθρεφτίζεται με τέτοιο τρόπο, ώστε τα τρανζίστορ M5,M6 να διαρρέονται το καθένα από ρεύμα περίπου ίσο με 17:32 φορές (531.25nA) του ρεύματος Ibias. Έτσι, έχοντας πολώσει τα τρανζίστορ M1-M4 με ρεύμα 16:32 φορές (500nA) του Ibias, ενώ τα M5,M6 έχουν ρυθμιστεί σε 17:32 (531.25nA) φορές του Ibias, προκύπτει ότι οι τιμές ρευμάτων των M7-M12 θα πρέπει να είναι 1:32 φορές (31.25nA) του Ibias.

Εικόνα 5.4.4(β): DC ανάλυση κυκλώματος στο 4^ο στάδιο

Για να επιτευχθεί αυτός ο ακριβής καθρεφτισμός μεταξύ των Mc3, M5, M6 επιλέχθηκαν ίδιες διαστάσεις μήκους και πλάτους ($L=65\text{nm}, W=1\mu\text{m}$) των τρανζίστορ. Επιπλέον, χρησιμοποιήθηκαν 2 πανομοιότυπα τρανζίστορ για το Mc3 σε παράλληλη συνδεσμολογία, ενώ για τα M5, M6 χρησιμοποιήθηκαν 17 πανομοιότυπα τρανζίστορ επίσης σε παράλληλη συνδεσμολογία. Αυτό δεν φαίνεται στην Εικόνα 5.4.4(α) και Εικόνα 5.4.4(β), γιατί θα ήταν μη δυνατή η ευκρινής αναπαράσταση τόσο πολλών τρανζίστορ, ωστόσο πραγματοποιήθηκε μέσω επιλογής ρύθμισης παραμέτρων που παρέχει το λογισμικό προσομοίωσης ADS. Έτσι, έχοντας επιλέξει αυτά τα τρανζίστορ με ίδιες διαστάσεις αλλά διαφορά στο πλήθος τρανζίστορ που βρίσκονται παράλληλα (συγκεκριμένα 8,5 φορές διαφορά) επιτυγχάνεται ο καθρεφτισμός του ρεύματος του Mc3 στα τρανζίστορ M5, M6 κατά 8,5 φορές μεγαλύτερος. Επιπλέον, επειδή χρησιμοποιήθηκαν τα τρανζίστορ Mc3, M5, M6 σε συνδεσμολογία εκφυλισμού πηγής με αντίσταση στην πηγή, οι τιμές των αντιστάσεων επιλέχθηκαν να διαφέρουν σε μέγεθος κατά 8,5 φορές, ώστε να επιτυγχάνεται ο επιθυμητός καθρεφτισμός μεταξύ Mc3 και M5, M6. Έτσι έχοντας και τα τρία αυτά τρανζίστορ ίδια VGS, ίδιες διαστάσεις, διαφορά κατά 8.5 φορές στο πλήθος των εν παραλλήλων τρανζίστορ αλλά και 8.5 φορές στο μέγεθος των τιμών των αντιστάσεων, προέκυψε το επιθυμητό αποτέλεσμα καθρεφτισμού του ρεύματος, που φαίνεται στην Εικόνα 5.4.4(β). Επιπλέον, για καλύτερη διασαφήνιση του τρόπου με τον οποίο πραγματοποιήθηκε αυτή η κλιμάκωση του ρεύματος παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.4.4(γ), ένα σχηματικό με παρουσίαση των όσων αναφέρθηκαν παραπάνω.



Εικόνα 5.4.4(γ): Σχηματικό αναπαράστασης τρόπου καθρεφτισμού ρεύματος μέσω παράλληλων τρανζίστορ

Για να το επιτευχθεί το ρεύμα του τρανζίστορ Mc3 να αποτελεί 16 φορές μικρότερο του I_{bias} , το πλάτος του τρανζίστορ Mb2 έγινε περίπου 16 φορές μικρότερο ($W=1.873\mu\text{m}, L=500\text{nm}$), σε σχέση με αυτό του M0 ($W=30\mu\text{m}, L=500\text{nm}$) και του Mb1 ($W=30\mu\text{m}, L=500\text{nm}$). Σε αυτό το σημείο, πλέον γίνεται και εμφανής, η αιτία και ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιήθηκαν οι πηγές ρεύματος Mc1, Mc2, Mb1, Mb2 σε κασκοδική συνδεσμολογία, ώστε να έχουμε καλή κλιμάκωση των ρευμάτων στα τρανζίστορ Mc3, M5, M6.

Από την άλλη πλευρά, ο λόγος που επιλέχτηκαν οι πηγές ρεύματος με εκφυλισμό αντιστάσεων στην πηγή, είναι για να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος που παράγεται, λόγω του ότι υπάρχει αρκετά μεγάλο ρεύμα που διαρρέει αυτά τα τρανζίστορ. Έτσι, με την κατάλληλη επιλογή αντιστάσεων όπως στο κύκλωμα της Εικόνας 5.4.4(β), πλέον εμφανίζεται μόνο ο θερμικός θόρυβος λόγω των αντιστάσεων, ο οποίος είναι όμως αρκετά μικρότερος, σε σχέση με το αν υπήρχαν στις ίδιες θέσεις τρανζίστορ που θα είχαν σημαντική συνεισφορά θορύβου flicker. Για τον τρόπο λειτουργίας των τρανζίστορ M7-M12, πρέπει να σημειωθεί ότι τα M7-M8 τοποθετήθηκαν σε συνδεσμολογία κοινής πύλης, με την είσοδο να την λαμβάνουν από την πηγή τους ενώ η έξοδος δίνεται από την υποδοχή τους. Η πύλη τους, πολώθηκε στα 0.5 V και η επιλογή αυτή, βασίστηκε στην όσο το δυνατόν καλύτερη πόλωση του σημείου που λαμβάνεται η έξοδος, καθώς και για την επίτευξη της κλιμάκωσης του ρεύματος στα τρανζίστορ M7-M12 σε 1:32 σε σχέση με την τιμή του I_{bias} .

Ως φορτίο ο ενισχυτής κοινής πύλης έχει μια κασκοδική πηγή ρεύματος. Η συγκεκριμένη κασκοδική πηγή ρεύματος, η οποία έχει παρόμοια μορφή με τον κλασικό κασκοδικό ενισχυτή, ωστόσο μέσω αυτής δίνεται η δυνατότητα για μεγαλύτερο περιθώριο μεταβολής του σήματος εξόδου, προτού οδηγηθούν τα τρανζίστορ της πηγής ρεύματος στην τρίοδο. Επιπλέον, μέσω της συγκεκριμένης πηγής εξασφαλίζεται ακριβής καθρεφτισμός και ο λόγος είναι ότι καταφέρνει να κρατάει τις τιμές των V_{GS} των M11, M12 ίδιες ενώ παράλληλα το V_{DS} τους παραμένει και αυτό παρόμοιο ανεξάρτητα από την εμφάνιση του φαινομένου Early. Επομένως, με αυτό τον τρόπο λύνεται το πρόβλημα της ανακρίβειας καθρεφτισμού, που οφείλεται στο φαινόμενο Early και στην διαφορά των τάσεων V_{DS} λόγω των ασύμμετρων φορτίων. Οι τιμές του πλάτους και των καναλιών των τρανζίστορ M11 και M12, επιλέχθηκαν ως $W=1\mu\text{m}, L=400\text{nm}$, με το μήκος του καναλιού να γίνεται εμφανές ότι είναι αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η εύρυθμη λειτουργία τους μέσω της μεγάλης αντίστασης εξόδου.

Το κέρδος του κυκλώματος του ενισχυτή, παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.4.4(δ), το οποίο είναι περίπου ίσο με 107. Η εξίσωση η οποία πλέον περιγράφει το κέρδος του συγκεκριμένου κυκλώματος με αρκετά μεγάλη ακρίβεια, είναι η παρακάτω:

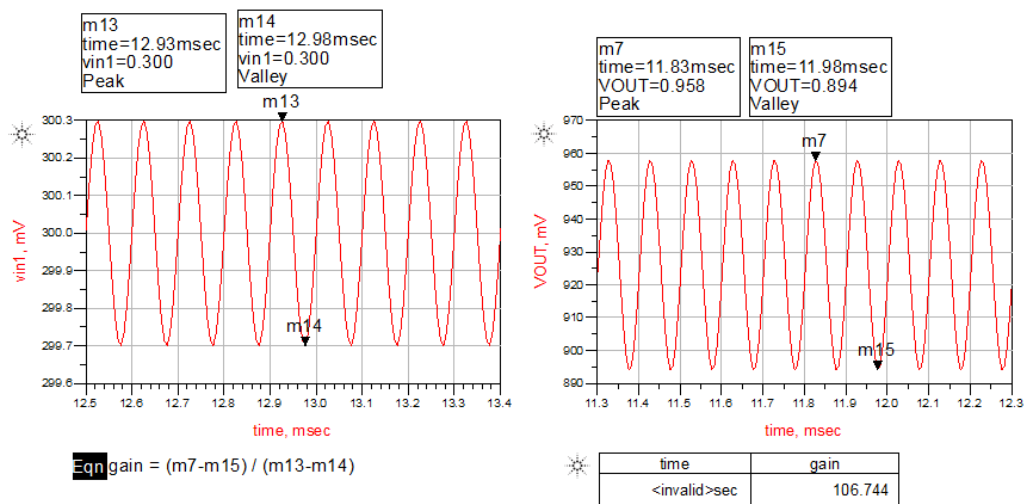
$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = G_m * R_{out} = g_{m1} * R_{out}$$

με το $G_M = g_{m1} = g_{m2}$ (με αρκετά μεγάλη ακρίβεια) να αποτελεί την συνολική διαγωγιμότητα ολόκληρου του ενισχυτή, ενώ το R_{out} να αποτελεί την αντίσταση εξόδου του κυκλώματος η οποία δίνεται ως εξής:

- $R_{out} = R_{d1} // R_{d2}$
- $R_{d1} = \{r_{o10} + r_{o12} + (g_{m10} + g_{mb10}) * r_{o10} * r_{o12}\}$
- $R_{d2} = \{r_{o8} + (R_{down} // R_{up}) + (g_{m8} + g_{mb8}) * r_{o8} * [R_{down} // R_{up}]\}$
- $R_{down} = (g_{m6} + g_{mb6}) * r_{o6} * R_2 + R_2 + r_{o6}$
- $R_{up} = (g_{m4} + g_{mb4}) * r_{o4} * r_{o2} + r_{o2} + r_{o4}$

Επίσης, αξίζει να σημειωθεί, ότι δεν παρατηρείται το φαινόμενο του ψαλιδισμού του σήματος της εξόδου και αυτό οφείλεται στην σωστή πόλωση του κυκλώματος στο σημείο της εξόδου.

Τέλος αξίζει να τονιστεί, ότι το ρεύμα πόλωσης (I_{bias}), καθώς και οι DC τάσεις πόλωσης των κασκοδικών τρανζίστορ (MC1, MC2, M3, M4, M7, M8), παρέχονται από ορισμένα εξωτερικά κυκλώματα [1], τα οποία δημιουργούν σταθερό DC ρεύμα και DC τάσεις για το κύκλωμα του LNA. Ακόμη να σημειωθεί ότι, η κατανάλωση ισχύος που παράγεται από το ρεύμα που διαρρέει την πύλη των τρανζίστορ MC1, MC2, M3, M4, M7, M8 είναι αμελητέα για αυτό τον λόγο και δεν συμπεριλαμβάνεται στην συνολική κατανάλωση ισχύος του κυκλώματος.



Εικόνα 5.4.4(δ): Αποτελέσματα προσομοίωσης στο 4^ο στάδιο

Οι διαστάσεις των τρανζίστορ στο 4^ο και τελικό στάδιο σχεδίασης, καθώς και η περιοχή λειτουργίας του κάθε τρανζίστορ παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.4(γ).

Τρανζίστορ	W/L	ID	Περιοχή Λειτουργίας
M1,M2	30um/90nm	502 nA	Subthreshold
M3,M4	10um/90nm	502 nA	Subthreshold
M5,M6	1um/65nm	534 nA	Subthreshold
M7,M8	1um/200nm	31.2 nA	Subthreshold
M9,M10	10um/90nm	31.2 nA	Subthreshold
M11,M12	1um/400nm	31.2 nA	Subthreshold
Mc3	1um/65nm	62.5 nA	Subthreshold

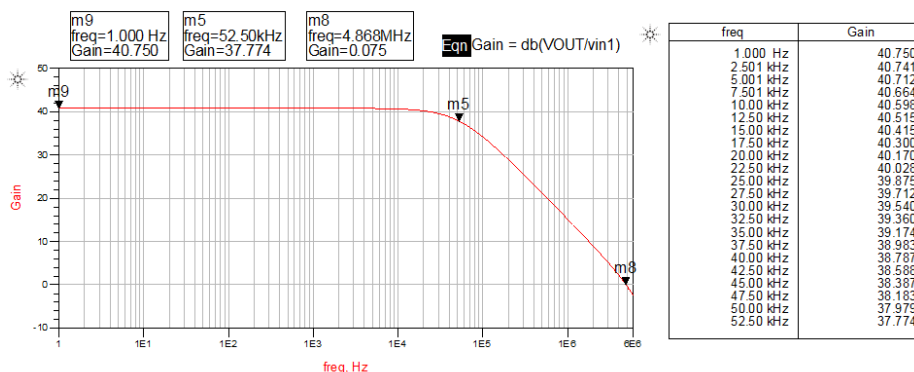
Πινάκας 5.4(γ)

Να σημειωθεί ότι η κατανάλωση του κυκλώματος είναι περίπου ίση με 2.556 micro Watt κάτι που το καθιστά εξαιρετικά χαμηλής ισχύος, πετυχαίνοντας τον στόχο της μείωσης της κατανάλωσης, και την επίτευξη υψηλού κέρδους με ταυτόχρονη μικρή διάσταση του ολοκληρωμένου.

5.4.5 Απόκριση συχνότητας ενισχυτή

Στην Εικόνα 5.4.5(α), παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν για την απόκριση συχνότητας του πρώτου ενισχυτή. Ο τρόπος με τον οποίο επιτεύχθηκε το παρακάτω αποτέλεσμα, είναι μέσω της επιλογής για AC ανάλυση του κυκλώματος, που παρέχει το λογισμικό σχεδίασης ADS.

Όπως παρατηρείται στην Εικόνα 5.4.5(α), ο ενισχυτής έχει ένα σταθερό κέρδος, ακόμη και για πάρα πολύ χαμηλές συχνότητες, ενώ η άνω -3dB συχνότητα, η οποία καθορίζει κατά κύριο λόγο και το εύρος ζώνης του ενισχυτή, εμφανίζεται στα 52.5kHz. Ο λόγος για τον οποίο δεν παρατηρείται μείωση του κέρδους στις χαμηλές συχνότητες, οφείλεται στο ότι δεν έχουν τοποθετηθεί σε κάποιο σημείο του κυκλώματος πυκνωτές παράκαμψης ή σύζευξης, οι οποίοι θα δημιουργούσαν πόλους στις χαμηλές συχνότητες. Αντίθετα, όπως παρατηρείται, το κέρδος μειώνεται σε κάποια σχετικά υψηλή συχνότητα, λόγω των εσωτερικών χωρητικοτήτων που εμφανίζουν τα τρανζίστορ (τέτοιοι πυκνωτές είναι οι C_{gs} , C_{gd} , C_{db} , C_{sb}). Τέλος να σημειωθεί, ότι τα αποτελέσματα της απεικόνισης, πραγματοποιήθηκαν σε λογαριθμική κλίμακα, με το μέγιστο κέρδος που επιτυγχάνεται να είναι ίσο με 40.75 dB, δηλαδή περίπου 107, όπως ακριβώς είχε βρεθεί και στα προηγούμενα στάδια.

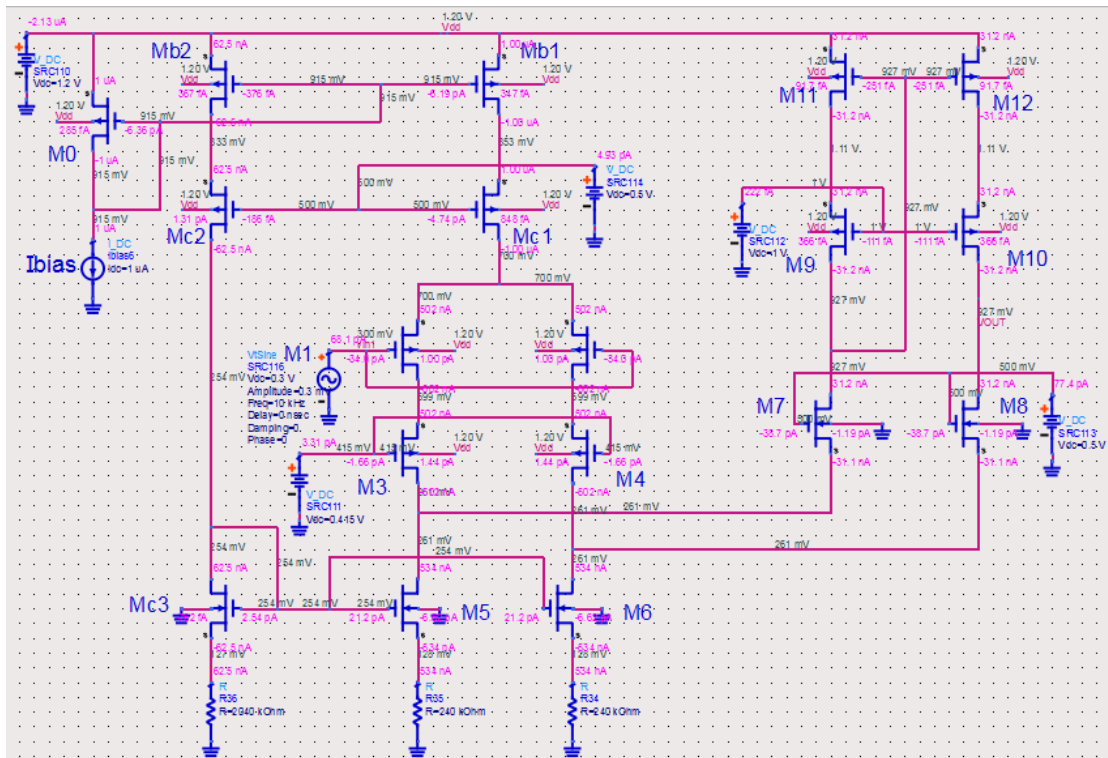


Εικόνα 5.4.5(α): Αποτελέσματα απόκρισης συχνότητας πρώτου ενισχυτή

5.4.6 Λόγος απόρριψης κοινού σήματος

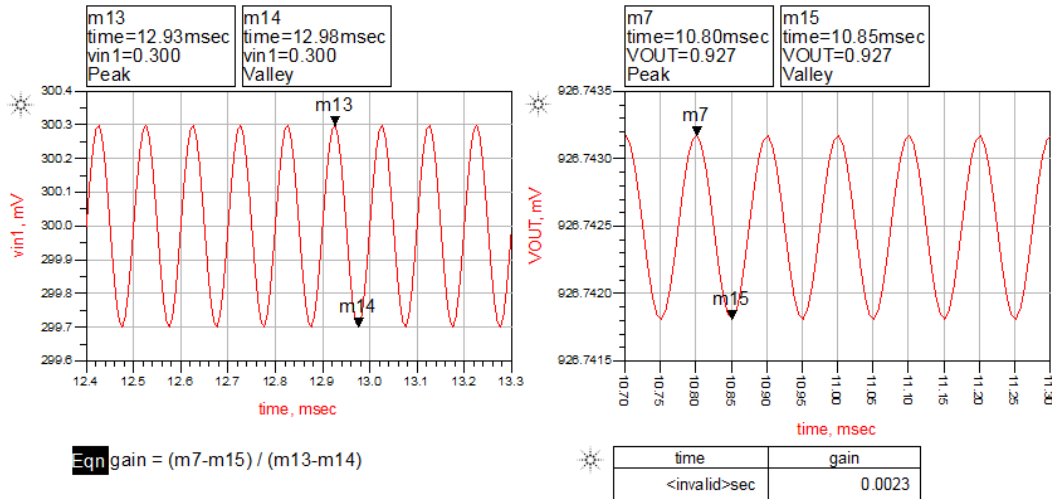
Όπως αναλύθηκε σε προηγούμενη παράγραφο, ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος ή λόγος απόρριψης κοινού τρόπου (CMRR-Common Mode Rejection Ratio) ενός διαφορικού ενισχυτή, αποτελεί ένα μέγεθος το οποίο περιγράφει τον βαθμό με τον οποίο ένας διαφορικός ενισχυτής, ενισχύει τα διαφορικά σήματα που εφαρμόζονται στην είσοδο του, ενώ απορρίπτει τα κοινά σήματα εισόδου, που είναι ο θόρυβος. Σε εφαρμογές όπως η συγκεκριμένη, ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος είναι ανάγκη να έχει όσο το δυνατόν μεγαλύτερη τιμή, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται αποδοτικότερη λειτουργία του διαφορικού ενισχυτή.

Από την ανάλυση που έως τώρα πραγματοποιήθηκε, βρέθηκε ότι το κέρδος του ενισχυτή, για διαφορική λειτουργία, έχει τιμή περίπου ίση με 107. Επομένως, με σκοπό να υπολογιστεί το CMRR, είναι αναγκαίο να αναλυθεί η λειτουργία του ενισχυτή για κοινά σήματα εισόδου. Για το λόγο αυτό, παρακάτω στην Εικόνα 5.4.6(α), πραγματοποιείται επανασχεδιασμός του κυκλώματος, όπου πλέον ως είσοδος του ενισχυτή, δίνονται κοινά σήματα εισόδου.



Εικόνα 5.4.6(α): Σχεδιασμός πρώτου κυκλώματος ενισχυτή με κοινά σήματα εισόδου

Κάνοντας ξανά προσομοίωση του κυκλώματος, όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.4.6(β), προκύπτει το κέρδος του κυκλώματος για τα κοινά σήματα εισόδου. Αυτό που στην ουσία απεικονίζει το παρακάτω αποτέλεσμα, είναι ο βαθμός στον οποίο ο ενισχυτής ενισχύει τον θόρυβο, ο οποίος σε ένα κύκλωμα είναι κοινός και στις 2 εισόδους. Όπως γίνεται εμφανές, το κέρδος του κυκλώματος για κοινό σήμα εισόδου, είναι περίπου ίσο με 0.002 μια τιμή εξαιρετικά μικρή, το οποίο είναι επιθυμητό.



Εικόνα 5.4.6(β): Αποτελέσματα προσομοίωσης για κοινά σήματα εισόδου

Επομένως, για να βρεθεί η τιμή του CMRR, γνωρίζοντας τις τιμές του κέρδους για διαφορικό και κοινό σήμα, αρκεί να ληφθεί υπόψη ο εξής τύπος:

$$CMRR = \frac{|Adm|}{|Acm|} = \frac{|106.744|}{|0.0023|} = 46410$$

Επειδή συνήθως το CMRR είναι ένας σχετικά μεγάλος αριθμός, πολλές φορές υπολογίζεται σε decibel(dB) και για αυτό δίνεται με βάση τον παρακάτω τύπο:

$$CMRR_{dB} = 20 * \log \frac{|Adm|}{|Acm|} = 93.33dB$$

Η παραπάνω τιμή του λόγου απόρριψης κοινού σήματος, αφορά την συχνότητα στην οποία είναι επιθυμητή η λειτουργία του κυκλώματος, δηλαδή τα 10kHz. Καθώς όμως η συχνότητα λειτουργία του κυκλώματος αλλάζει, αυτό έχει ως αποτέλεσμα την μεταβολή του CMRR, όπως φαίνεται στον επόμενο πίνακα:

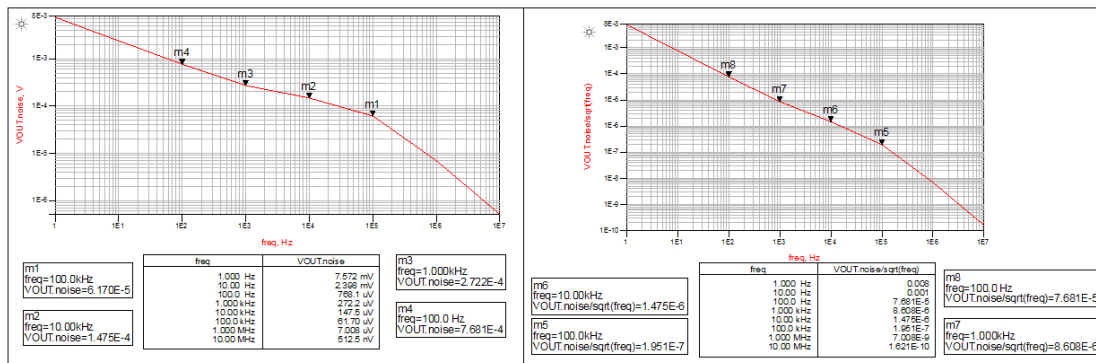
Συχνότητα	Adm	Acm	CMRR(dB)
1KHz	108.98	0.0003	111
5KHz	108.75	0.0011	99.9
10KHz	106.744	0.0023	93.3
30KHz	94.705	0.0077	81.8

Πινάκας 5.4(δ)

Αυτό που παρατηρείται με βάση τον παραπάνω πίνακα, είναι ότι καθώς η συχνότητα λειτουργίας του ενισχυτή αυξάνεται, ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος μειώνεται. Ο λόγος που δημιουργείται αυτή η διαφορά στα αποτελέσματα, οφείλεται στο ότι σε κάθε συχνότητα, το κέρδος διαφορικού και κοινού σήματος, είναι διαφορετικό.

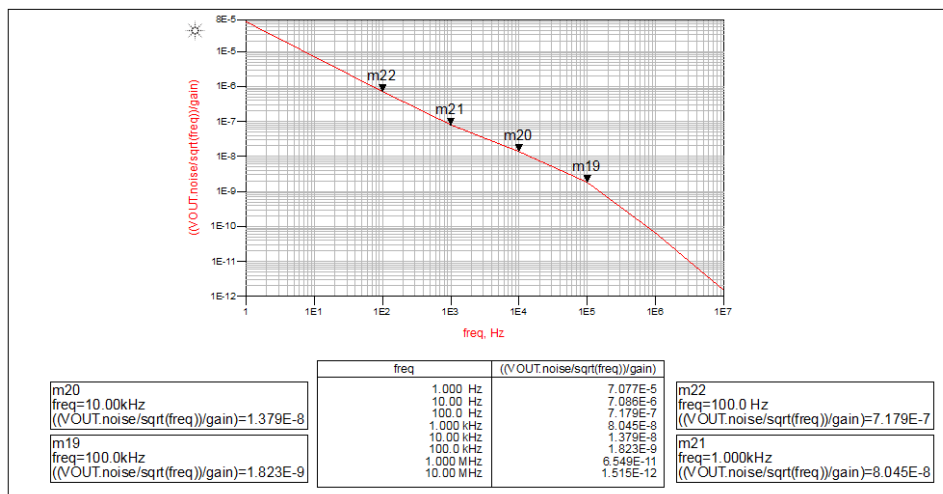
5.4.7 Θόρυβος ενισχυτή

Σε αυτό το σημείο, θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα που προέκυψαν κατά την μέτρηση του φάσματος του θορύβου εισόδου και εξόδου του ενισχυτή. Για να καταστεί δυνατή η καταγραφή του θορύβου του κυκλώματος, επιλέχθηκε στο λογισμικό σχεδίασης, ειδική ρύθμιση, η οποία απεικονίζει τον θόρυβο. Στις δύο επόμενες εικόνες, παρουσιάζονται τα βήματα που ακολουθήθηκαν με σκοπό την λήψη των επιθυμητών αποτελεσμάτων. Ποιο συγκεκριμένα, στην Εικόνα 5.4.7(α), φαίνονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν κατά την μέτρηση του φάσματος του θορύβου εξόδου του κυκλώματος. Όπως φαίνεται με βάση τα παρακάτω σχήματα, ο θόρυβος εξόδου του κυκλώματος είναι αρκετά χαμηλός, όπως ακριβώς αναμενόταν.



Εικόνα 5.4.7(α): Απεικόνιση φάσματος θορύβου εξόδου του ενισχυτή

Επιπλέον, στην Εικόνα 5.4.7(β), φαίνονται τα αποτελέσματα που λήφθηκαν, κατά την μέτρηση του φάσματος του θορύβου εισόδου του κυκλώματος. Ο τρόπος με τον οποίο το φάσμα του θορύβου εισόδου υπολογίστηκε, ήταν διαιρώντας το φάσμα του θορύβου εξόδου, με το κέρδος του κυκλώματος στην συχνότητα λειτουργίας. Όπως φαίνεται από το σχήμα της Εικόνα 5.4.7(β), ο θόρυβος στην συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος (που είναι τα 10kHz), είναι ίσος με 13.79 nV/sqrt(Hz), μια τιμή η οποία είναι εξαιρετικά μικρή και αρκετά επιθυμητή για το συγκεκριμένο κύκλωμα.



Εικόνα 5.4.7(β): Απεικόνιση φάσματος θορύβου εισόδου του ενισχυτή

5.4.8 Θερμοκρασιακή ανάλυση ενισχυτή

Όπως είναι γνωστό, η θερμοκρασία στην οποία λειτουργεί ένα κύκλωμα, αποτελεί μια πολύ σημαντική παράμετρο, η οποία καθορίζει σε μεγάλο βαθμό την απόδοση του. Επειδή στη συγκεκριμένη εργασία, η σχεδίαση του ενισχυτή πρέπει να πραγματοποιηθεί σε μια θερμοκρασία η οποία να είναι αρκετά χαμηλή, ώστε να μην δημιουργηθεί κατά την λειτουργία του κυκλώματος κάποια μεγάλη διαρροή θερμότητας στον ανθρώπινο εγκέφαλο, για το λόγο αυτό, σε αυτό το σημείο, θα δοθεί ιδιαίτερη σημασία σε αυτό το κομμάτι.

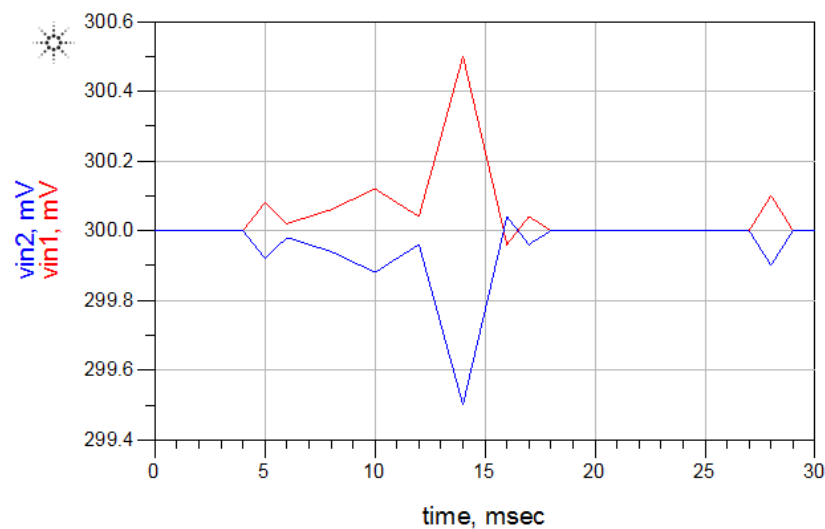
Οι προσομοιώσεις που έως τώρα είχαν πραγματοποιηθεί, είχαν ως θερμοκρασία λειτουργίας του κυκλώματος τους 25°C. Η θερμοκρασία αυτή, φαίνεται να είναι αρκετά χαμηλή, αν ληφθεί υπόψη ότι τα κυκλώματα από τα οποία θα αποτελείται το σύστημα, θα βρίσκονται μέσα σε ένα chip με πολύ καλή μόνωση, για αποφυγή της διαρροής θερμοκρασίας. Ωστόσο, με σκοπό να παρουσιαστεί ο τρόπος με τον οποίο το κύκλωμα «επηρεάζεται» από την θερμοκρασία, στον Πίνακα 5.4(ε) παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν για το κέρδος του κυκλώματος, κατά την προσομοίωση του σε διαφορετικές θερμοκρασίες λειτουργίας.

Θερμοκρασία Κυκλώματος	Κέρδος ενισχυτή
5 °C	99.952
10 °C	101.757
25 °C	106.744
50 °C	113.529
100 °C	119.436
150 °C	114.206

Πίνακας 5.4(ε)

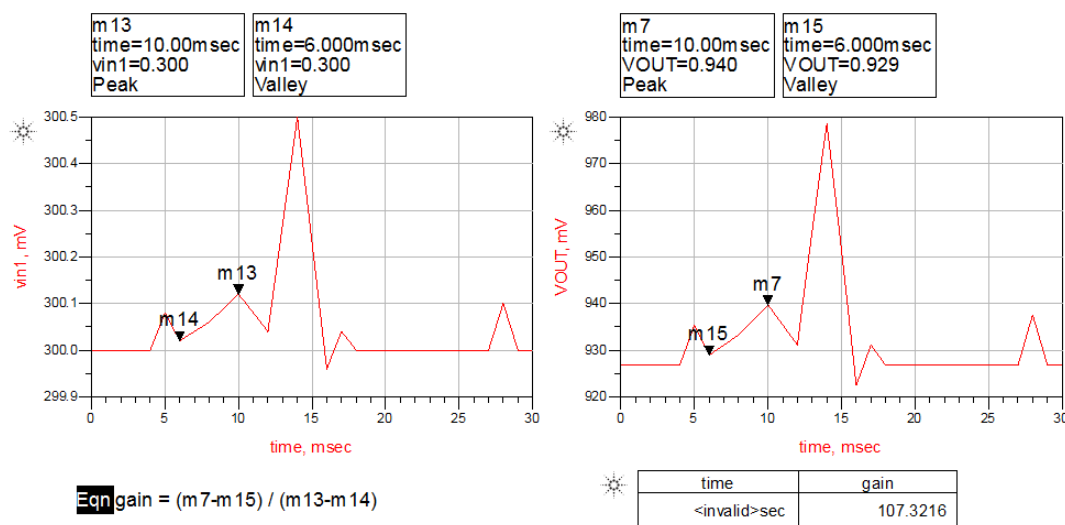
5.4.9 Λειτουργία του ενισχυτή με νευρικά σήματα εισόδου

Μέχρι τώρα, τα σήματα που δίνονταν ως είσοδοι στον ενισχυτή, είχαν ημιτονοειδή μορφή, χωρίς όμως αυτό να ανταποκρίνεται πλήρως στην πραγματική μορφή των νευρικών σημάτων. Έτσι, σε αυτή την παράγραφο, με σκοπό να γίνει η σχεδίαση του συστήματος πιο ρεαλιστική, ως είσοδοι του ενισχυτή δίνονται σήματα τα οποία έχουν την μορφή των καταγεγραμμένων νευρικών σημάτων. Για τον λόγο αυτό, οι ημιτονοειδής πηγές τάσης που έως τώρα χρησιμοποιούνταν, αντικαταστάθηκαν από πηγές τάσεις ViPWL, στις οποίες το λογισμικό σχεδίασης δίνει την δυνατότητα στον σχεδιαστή να ρυθμίσει κάθε χρονική στιγμή το πλάτος των σημάτων. Η μορφή πλέον των σημάτων εισόδου του ενισχυτή, μετά την αλλαγές που πραγματοποιήθηκαν, φαίνονται στην Εικόνα 5.4.9(α).



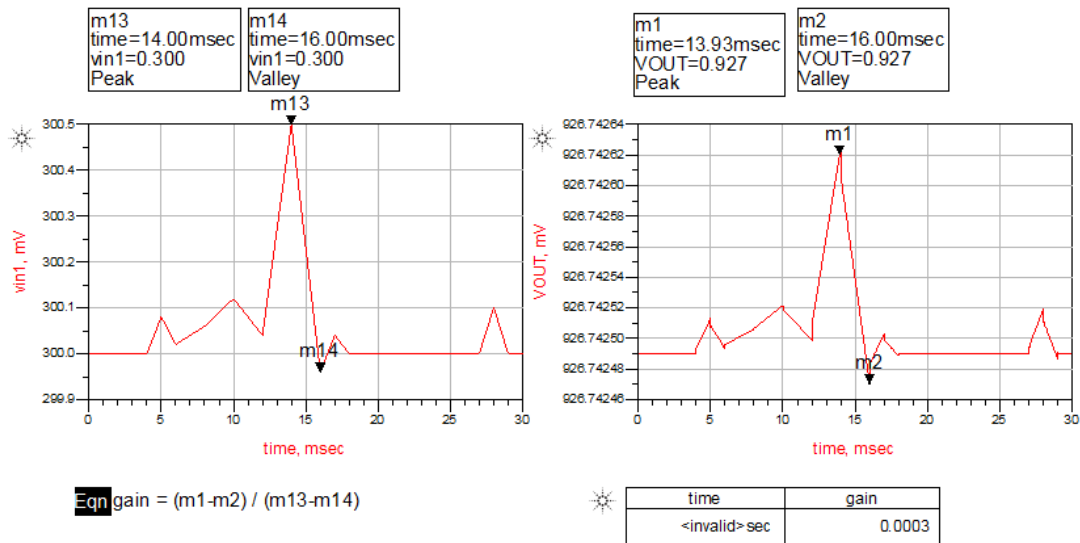
Εικόνα 5.4.9(α): Μορφή νευρικών σημάτων μέσω λογισμικού σχεδίασης

Με σκοπό την επαλήθευση των αποτελεσμάτων που έως τώρα παρουσιάστηκαν, έγινε ξανά η προσομοίωση του κυκλώματος για την εύρεση του κέρδους κοινού και διαφορικού τρόπου. Στην Εικόνα 5.4.9(β), φαίνονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν για το κέρδος του κυκλώματος, όταν ως είσοδο του ενισχυτή, δοθεί διαφορικό σήμα εισόδου.



Εικόνα 5.4.9(β): Αποτελέσματα προσομοίωσης διαφορικής λειτουργίας πρώτου ενισχυτή με νευρικά σήματα εισόδου

Από την άλλη πλευρά, δίνοντας στον ενισχυτή ένα κοινό νευρικό σήμα και στις δύο εισόδου, το κέρδος του ενισχυτή μειώνεται σημαντικά, όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.4.9(γ), προσεγγίζοντας το αποτέλεσμα του κέρδους κοινού τρόπου, όταν για είσοδο είχαν δοθεί ημιτονοειδή σήματα εισόδου.



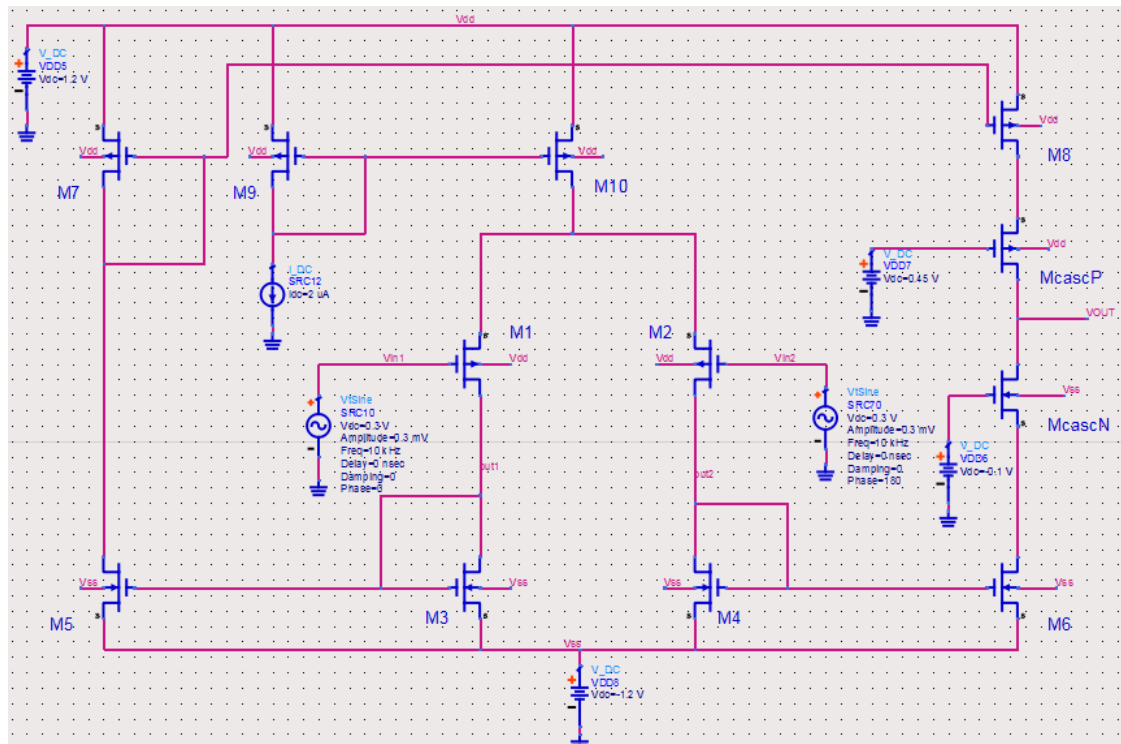
Εικόνα 5.4.9 (γ): Αποτελέσματα προσομοίωσης κοινής λειτουργίας πρώτου ενισχυτή με νευρικά σήματα εισόδου

Επομένως, με βάση τα παραπάνω αποτελέσματα, επιβεβαιώνεται η ορθή λειτουργία του κυκλώματος του ενισχυτή, όταν στην είσοδο του δοθούν νευρικά σήματα.

5.5 Σχεδιασμός και προσομοίωση δεύτερου κυκλώματος ενισχυτή

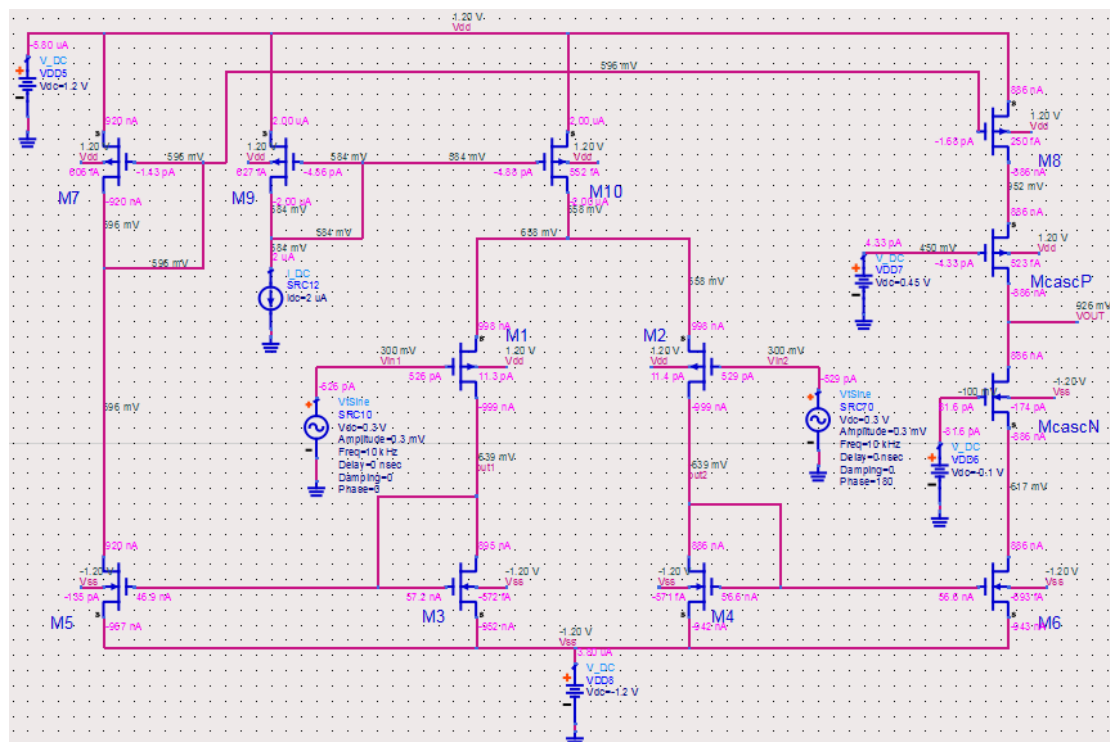
Σε αυτή την ενότητα, θα γίνει ο σχεδιασμός και η προσομοίωση του δεύτερου κυκλώματος βιοενισχυτή. Να σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι, ο συγκεκριμένος ενισχυτής, λόγω του ότι δεν είναι τόσο αποδοτικός όσο ο προηγούμενος, δεν παρουσιάζεται αναλυτικά και σταδιακά ο τρόπος ανάπτυξης του, αλλά πραγματοποιείται παρουσίαση μόνο των τελικών αποτελεσμάτων που προέκυψαν.

Έτσι στο παρακάτω σχήμα της Εικόνας 5.5(α), φαίνεται η σχεδίαση του δεύτερου κυκλώματος βιοενισχυτή προς μελέτη, στο λογισμικό σχεδίασης ADS. Όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, η πόλωση του κυκλώματος, πραγματοποιείται μέσω μιας πηγής ρεύματος, της οποίας η τιμή επιλέχθηκε να είναι ίση με 2μΑ. Επιπλέον, η τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος παραμένει όπως και πριν στα 1.2V. Ωστόσο θα πρέπει να σημειωθεί ότι το συγκεκριμένο κύκλωμα, σχεδιάστηκε με δύο τάσεις τροφοδοσίας, όπως ακριβώς και στη δημοσιευμένη εργασία που προβάλλει το συγκεκριμένο κύκλωμα. Ως είσοδος του ενισχυτή, σε αυτό το σημείο, επιλέχθηκαν ημιτονοειδή σήματα, των οποίων η συχνότητα λειτουργίας βρίσκεται στα 10kHz. Επιπλέον το πλάτος των σημάτων αυτών, ορίστηκε όπως και προηγουμένως στα 0.3mV.



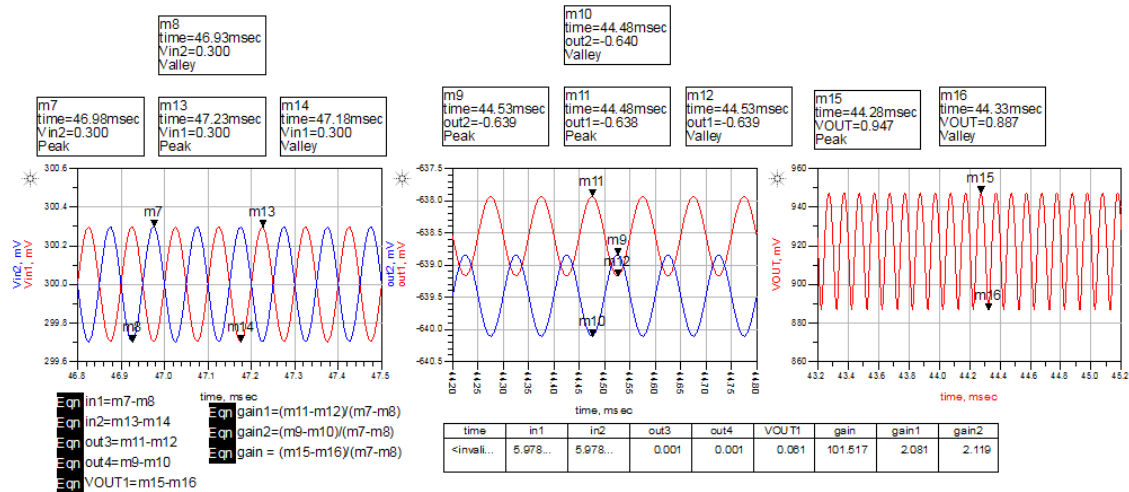
Εικόνα 5.5(α): Σχεδιασμός κυκλώματος δεύτερου κυκλώματος βιοενισχυτή

Κάνοντας DC ανάλυση του κυκλώματος, προκύπτουν τα αποτελέσματα που φαίνονται στην Εικόνα 5.5(β). Όπως φαίνεται από την DC ανάλυση, η κατανάλωση ισχύος του κυκλώματος είναι αρκετά χαμηλή, με την τιμή της να είναι ίση με $13.92\mu\text{W}$ (λαμβάνοντας υπόψη και την κατανάλωση λόγω του ρεύματος πόλωσης του κυκλώματος, I_{bias}).



Εικόνα 5.5(β): DC ανάλυση δεύτερου κυκλώματος βιοενισχυτή

Επιπλέον, στην Εικόνα 5.5(γ), φαίνονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν κατά την προσομοίωση του κυκλώματος, όπου όπως γίνεται αντιληπτό το κέρδος είναι ίσο με 101.517 ή 40.13dB, μια τιμή αρκετά ικανοποιητική. Επιπλέον όπως φαίνεται, το σήμα δεν έχει παραμορφωθεί, κάτι το οποίο είναι απαραίτητο για την μετέπειτα επεξεργασία του από επόμενα στάδια.



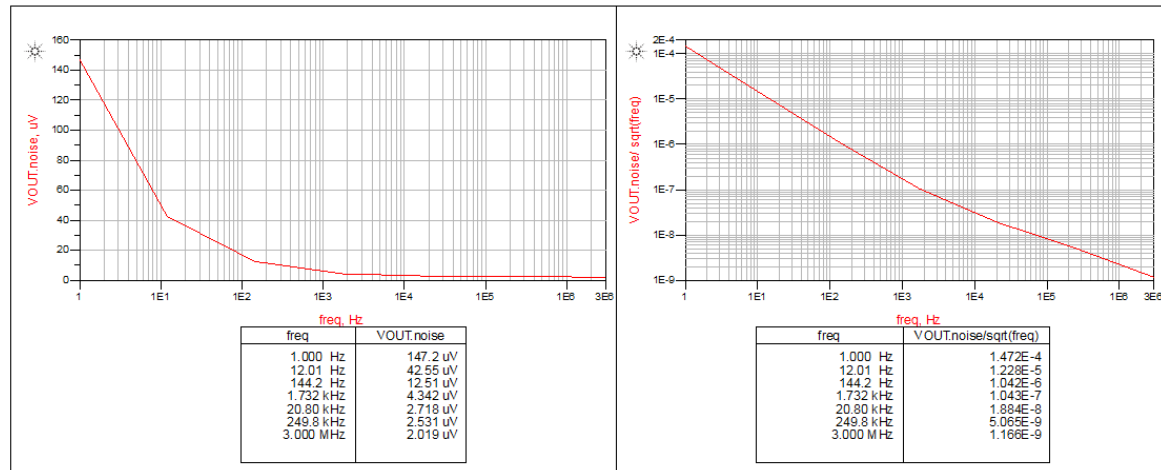
Εικόνα 5.5(γ): Αποτελέσματα προσομοίωσης δεύτερου κυκλώματος βιοενισχυτή

Στον Πίνακα 5.5(α) φαίνονται αναλυτικά οι διαστάσεις για το κάθε τρανζίστορ, καθώς και οι τάσεις υπεροδήγησης του καθενός. Όπως γίνεται αντιληπτό με βάση τις τιμές στις τάσεις υπεροδήγησης, όλα τα τρανζίστορ λειτουργούν στην περιοχή ισχυρής αντιστροφής, εκτός από τα τρανζίστορ εισόδου του διαφορικού ενισχυτή M1,M2 και το τρανζίστορ McascN τα οποία βρίσκονται στην περιοχή υποκατωφλίου. Οι λόγοι για τους οποίους επιλέχθηκαν αυτές οι περιοχές λειτουργίας των τρανζίστορ, οφείλεται στο ότι επιδιώκεται η επίτευξη χαμηλού θορύβου, μικρής κατανάλωσης ισχύος, μικρής διάστασης και μεγάλου κέρδους.

Τρανζίστορ	Διαστάσεις (W/L)	VOV
M1,M2	40um/0.4um	0.103V
M3,M4,M5,M6	1.2um/10um	0.137V
M7,M8	0.64um/1.28um	-0.239V
M9,M10	2um/2um	-0.251V
McascP	2um/0.32um	-0.088V
McascN	1.2um/0.9um	-0.021V

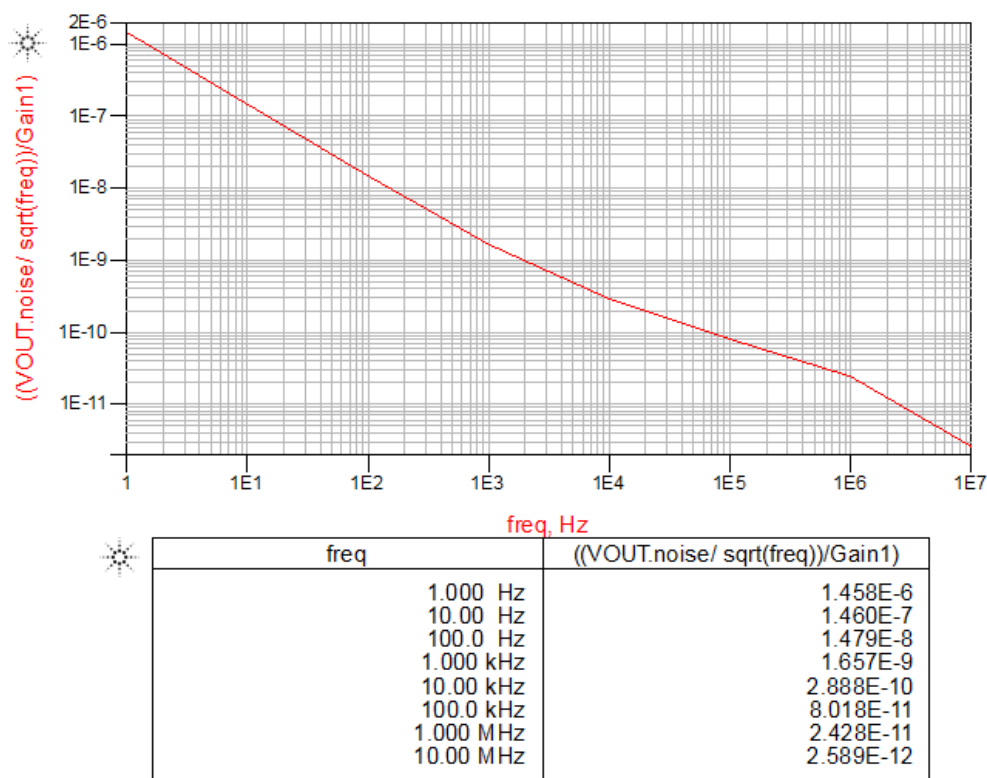
Πίνακας 5.5(α)

Κάνοντας αυτή την φορά προσομοίωση του κυκλώματος μέσω ac ανάλυσης, προκύπτει το φάσμα του θορύβου εξόδου του κυκλώματος, στις διάφορες συχνότητες. Όπως φαίνεται με βάση τα σχήματα της Εικόνας 5.5(δ), επιλέγοντας λειτουργία του κυκλώματος στα 10kHz, ο θόρυβος έχει τιμή η οποία είναι αρκετά χαμηλή.



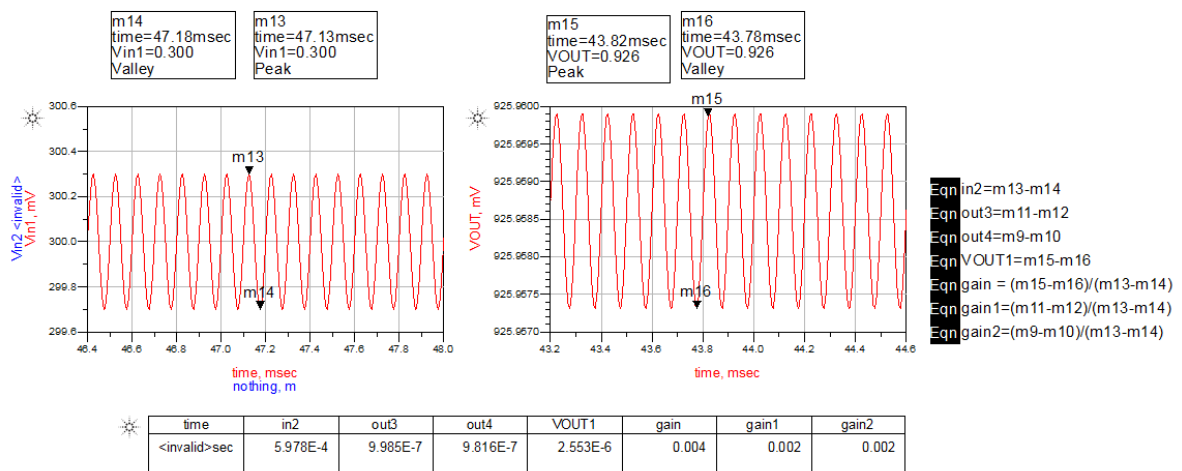
Εικόνα 5.5(δ): Αποτελέσματα φάσματος θορύβου εισόδου δεύτερου κυκλώματος βιοενισχυτή

Επιπλέον στην Εικόνα 5.5(ε), φαίνεται το αποτέλεσμα που προκύπτει για τον θόρυβο εισόδου του κυκλώματος, ο οποίος προέκυψε διαιρώντας τον θόρυβο εξόδου με το κέρδος του κυκλώματος στην επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας.



Εικόνα 5.5(ε): Αποτελέσματα φάσματος θορύβου εξόδου δεύτερου κυκλώματος βιοενισχυτή

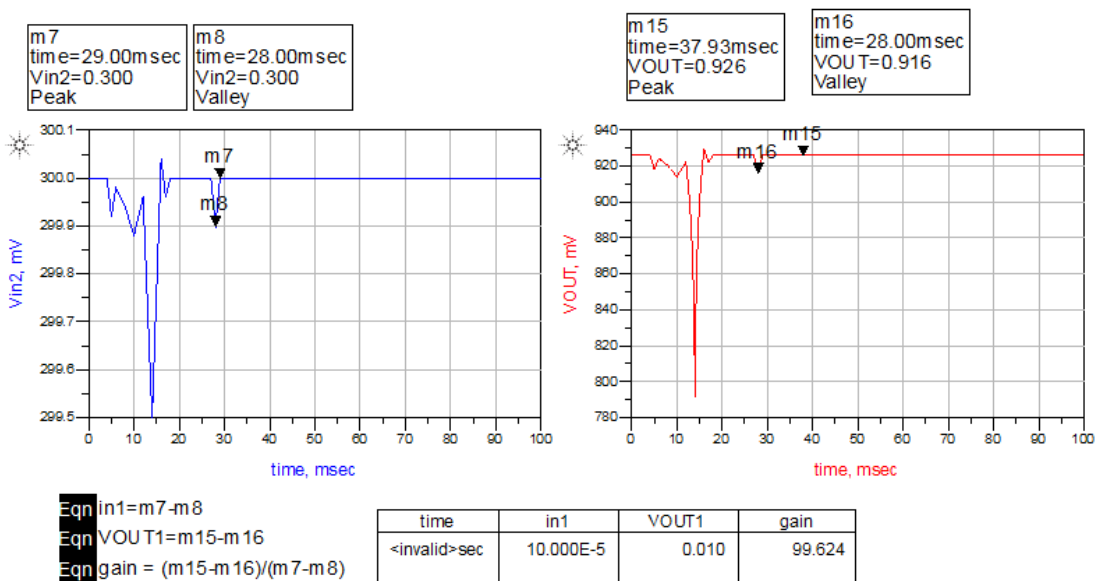
Όσον αφορά το κέρδος του ενισχυτή για κοινό σήμα εισόδου, αυτό υπολογίστηκε δίνοντας ως είσοδο και στα δυο τρανζίστορ εισόδου, μόνο μια ημιτονοειδής πηγή τάσης. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν για το κέρδος κοινού σήματος, φαίνονται στην Εικόνα 5.5(ζ).



Εικόνα 5.5(ζ): Αποτελέσματα κέρδους κοινού σήματος στο δεύτερο κύκλωμα βιοενισχυτή

Επομένως το CMRR του κυκλώματος, χρησιμοποιώντας τον τύπο που έχει αναφερθεί σε προηγούμενα κεφάλαια, θα είναι ίσο με: $CMRR = 101/0.004 = 25250 = 88dB$.

Τέλος κάνοντας την προσομοίωση του κυκλώματος για νευρωνικά σήματα εισόδου, προκύπτει το αποτέλεσμα που φαίνεται στην Εικόνα 5.5(η), όπου το κέρδος όπως φαίνεται είναι αρκετά κοντά στο αποτέλεσμα που είχε προκύψει, όταν ως είσοδο του κυκλώματος του ενισχυτή, είχαν δοθεί ημιτονοειδείς σήματα.



Εικόνα 5.5(η): Αποτελέσματα προσομοίωσης για νευρικά σήματα εισόδου στο δεύτερο κύκλωμα βιοενισχυτή

5.6 Συγκρίσεις αποτελεσμάτων

Μετά την μελέτη, το σχεδιασμό και τη προσομοίωση των δύο παραπάνω ενισχυτών, θα πρέπει σε αυτό το σημείο να γίνει μια σύγκριση των αποτελεσμάτων που προέκυψαν με σκοπό να επιβεβαιωθεί αυτό που στην αρχή είχε διατυπωθεί και αφορούσε την πολύ καλύτερη αποδοτικότητα του πρώτου κυκλώματος.

Με σκοπό να επιτευχθεί αυτή η σύγκριση, στον παρακάτω Πίνακα 5.5(β), δίνονται ορισμένα από τα χαρακτηριστικά των ενισχυτών, που ήταν δυνατόν να μετρηθούν μέσω του λογισμικού σχεδίασης και τα οποία προέκυψαν μετά τις προσομοιώσεις των δύο αυτών κυκλωμάτων. Να σημειωθεί ότι πολλές από τις τιμές αυτών των παραμέτρων, έχουν επιλεγεί για σύγκριση στην ίδια συχνότητα λειτουργίας και των δύο κυκλωμάτων, όπου στην συγκεκριμένη περίπτωση επιλέχθηκαν τα 10kHz.

Παράμετρος	Πρώτο κύκλωμα ενισχυτή	Δεύτερο κύκλωμα ενισχυτή
Τάση τροφοδοσίας	1.2V	+/-1.2V
Κέρδος	40.598dB	40.13dB
Κατανάλωση ισχύος	2.556 μ W	13.92 μ W
CMRR	93.33dB	88dB
Τεχνολογία	0.65nm CMOS	0.65nm CMOS

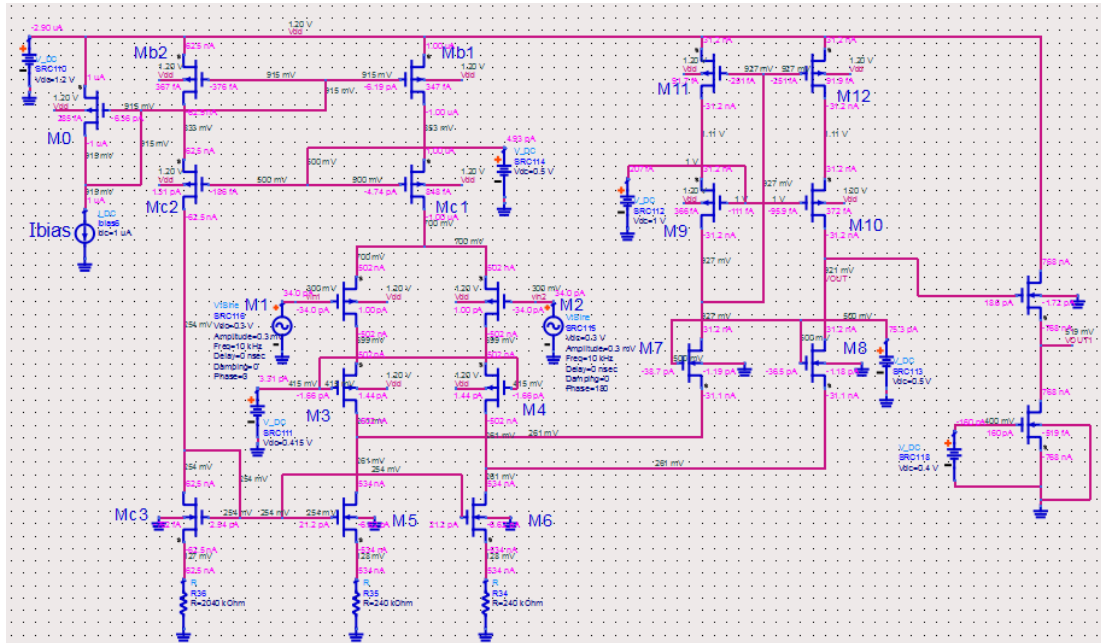
Πίνακας 5.5(β)

Όπως προκύπτει από τις παραπάνω τιμές των διαφορών χαρακτηριστικών, το κέρδος του πρώτου κυκλώματος καθώς και ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος(CMRR), έχουν λίγο μεγαλύτερες τιμές συγκριτικά με το δεύτερο. Επιπλέον, κάτι πολύ σημαντικό το οποίο αποτελεί και καθοριστικό σημείο στην επιλογή του πρώτου κυκλώματος ως ποιο αποδοτικού ενισχυτή, είναι η κατανάλωση ισχύος η οποία στο δεύτερο κύκλωμα είναι περίπου έξι φορές μεγαλύτερη, καθιστώντας το κύκλωμα αυτό όχι τόσο κατάλληλο για χρήση σε εμφυτεύσιμα συστήματα, όπου η κατανάλωση ισχύος αποτελεί πολύ σημαντική απαίτηση. Επιπλέον, συγκρίνοντας τις τιμές που προκύπτουν για τον θόρυβο των δύο κυκλωμάτων, μέσω των σχηματικών αποτελεσμάτων στα διαγράμματα που παρουσιάστηκαν προηγουμένως, αυτό που προκύπτει είναι ότι και τα δύο κυκλώματα έχουν πάρα πολύ μικρό θόρυβο, με το δεύτερο κύκλωμα να υπερέχει σε αυτό το χαρακτηριστικό, κατά ένα μικρό ποσοστό. Παρόλο όμως αυτού του πλεονεκτήματος, που το δεύτερο κύκλωμα εμφανίζει, η κατανάλωση ισχύος αποτελεί εμπόδιο στην επιλογή του ως αποδοτικότερο για χρήση σε τέτοιου είδους συστήματα.

5.7 Στάδιο εξόδου στο πρώτο κύκλωμα ενισχυτή

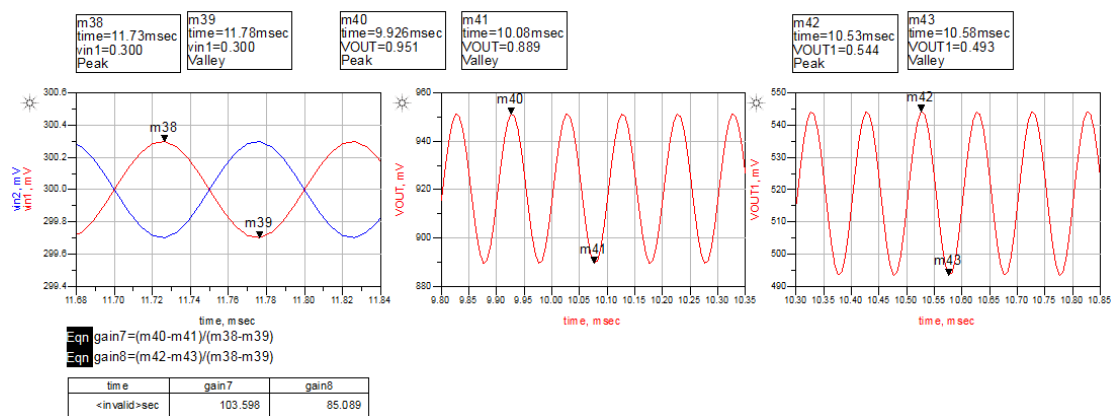
Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, η πρώτη τοπολογία του ενισχυτή που παρουσιάστηκε, είναι αποδοτικότερη και επομένως αυτή θα αποτελέσει στην συνέχεια το αντικείμενο περαιτέρω μελέτης. Με σκοπό να γίνει δυνατή η μελλοντική σύνδεση αυτού του κυκλώματος ενισχυτή με επιμέρους κυκλώματα, χωρίς να επηρεάζεται η πόλωση του, για αυτό το λόγο, σε αυτό το σημείο, θα γίνει η προσθήκη ενός σταδίου εξόδου, στην έξοδο του ενισχυτή. Η τοπολογία που επιλέχθηκε για αυτό το σκοπό, όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.7(α), είναι ένας απλός ενισχυτής κοινής υποδοχής (CD-Common drain), ο οποίος έχει την ιδιότητα να λειτουργεί ως buffer, απομονώνοντας τα διάφορα κυκλωματικά στάδια.

Η επιλογή του ενισχυτή κοινής υποδοχής βασίστηκε στον πολύ απλό και εύκολο σχεδιασμό του καθώς και στην πολύ μικρή διάσταση που απαιτείται. Μέσω της προσθήκης του ενισχυτή κοινής υποδοχής, η κατανάλωση του κυκλώματος είναι 3.48μW, μια τιμή αρκετά μικρή.



Εικόνα 5.7(α): Σχεδιασμός ενισχυτή πρώτου κυκλώματος με στάδιο εξόδου

Στην Εικόνα 5.7(β), φαίνονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν για το κέρδος του κυκλώματος. Αυτό που παρατηρείται είναι ότι με την προσθήκη του ενισχυτή κοινής υποδοχής το κέρδος μειώθηκε λίγο και από 40.598 έχει γίνει 38.588dB.



Εικόνα 5.7(β): Αποτελέσματα προσομοίωσης πρώτου κυκλώματος ενισχυτή με στάδιο εξόδου

Κεφάλαιο 6:

Συγκριτής τάσης

Περιεχόμενα Κεφαλαίου:

6.1 Ο συγκριτής τάσης στο 2^ο στάδιο του συστήματος

6.2 Θεωρητικό υπόβαθρο συγκριτή τάσης

6.3 Απαιτήσεις και προδιαγραφές συγκριτή τάσης

6.3.1 Rail-to-rail στάδιο εισόδου

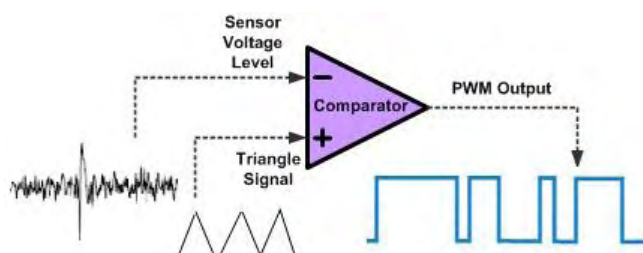
6.3.2 Υστέρηση

6.3.3 Συγκριτής τάσης με χρήση εξωτερικής υστέρησης

6.3.4 Συγκριτής τάσης με χρήση εσωτερικής υστέρησης

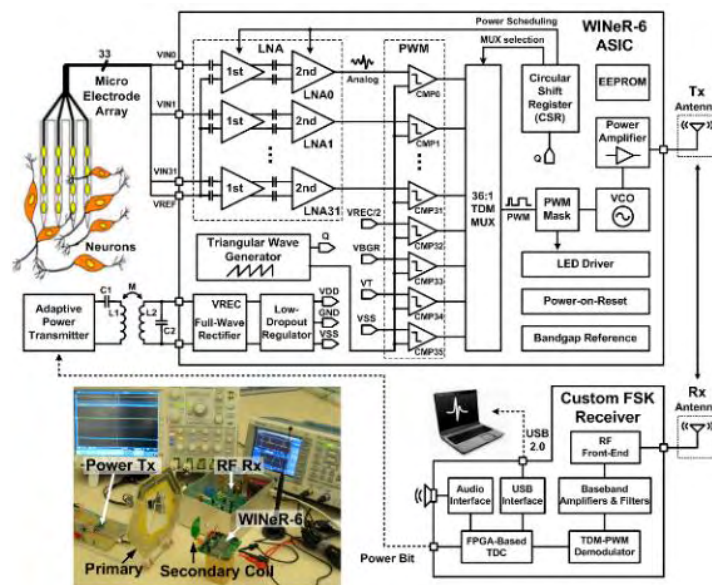
6.4 Διαμόρφωση PWM

6.5 Σχεδιασμός και προσομοίωση συγκριτή τάσης



6.1 Ο συγκριτής τάσης στο 2^ο στάδιο του συστήματος

Μέχρι τώρα, παρουσιάστηκε ο σχεδιασμός και ο τρόπος λειτουργίας του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ο οποίος θα αποτελεί το πρώτο στάδιο του συστήματος καταγραφής σημάτων νευρώνων. Επομένως, εφόσον το νευρικό σήμα ενισχυθεί, ικανοποιώντας πάντα τις αυστηρές απαιτήσεις και προδιαγραφές που έχουν τεθεί, θα πρέπει να οδηγηθεί στο δεύτερο στάδιο επεξεργασίας του, το οποίο όπως φαίνεται στη παρακάτω Εικόνα 6.1(α), αποτελείται από αρκετούς συγκριτές τάσης. Ο λόγος για τον επιλέγονται να υπάρχουν περισσότεροι του ενός συγκριτές τάσης, οφείλεται στο ότι και οι ενισχυτές οι οποίοι θα τοποθετηθούν στο εμπρόσθιο τμήμα του συστήματος, θα είναι αρκετοί, έτσι ώστε να καταγράφονται και να ενισχύονται ταυτόχρονα πολλαπλά νευρικά σήματα, από τις διάφορες περιοχές του εγκεφάλου. Επομένως για τον κάθε ενισχυτή, (όπου στο παρακάτω σχηματικό έχει επιλεγεί το πλήθος τους να είναι ίσο με 32), αντιστοιχεί και από ένας συγκριτής.

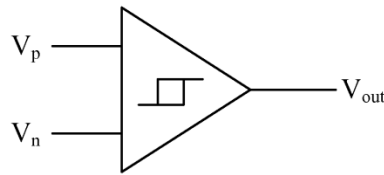


Εικόνα 6.1(α): Κυκλωματικά στάδια ενός συστήματος καταγραφής σημάτων νευρώνων

Ο λόγος για τον οποίο ο συγκριτής τάσης είναι απαραίτητος στο 2^ο στάδιο του συστήματος, είναι για να παρέχει μια «διαμόρφωση» των δεδομένων, που τα αναλογικά ενισχυμένα νευρικά σήματα μεταφέρουν. Μέσω αυτής της νέας μορφής των σημάτων, θα είναι πλέον εφικτή η ασύρματη μεταφορά των πληροφοριών αυτών, σε κάποιο εξωτερικό σύστημα ή υπολογιστή. Να σημειωθεί ότι τα κυκλώματα από τα οποία θα αποτελείται ο συγκριτής τάσης και τα οποία θα σχεδιαστούν στην συγκεκριμένη εργασία, επιλέχθηκαν σύμφωνα με τη δημοσίευση στο [18].

6.2 Θεωρητικό υπόβαθρο συγκριτή τάσης

Σε ένα σύστημα, όπως αυτό που παρουσιάζεται στην συγκεκριμένη εργασία, πολλές φορές είναι απαραίτητο να είναι γνωστό, αν μια τάση είναι μεγαλύτερη από κάποια άλλη ή όχι. Τα κυκλώματα τα οποία χρησιμοποιούνται για αυτό το σκοπό, ονομάζονται συγκριτές τάσης ή απλά συγκριτές. Οι συγκριτές συνήθως έχουν δύο εισόδους και μια έξοδο, με το σύμβολο αναπαράστασης τους, να φαίνεται στην Εικόνα 6.2(α).

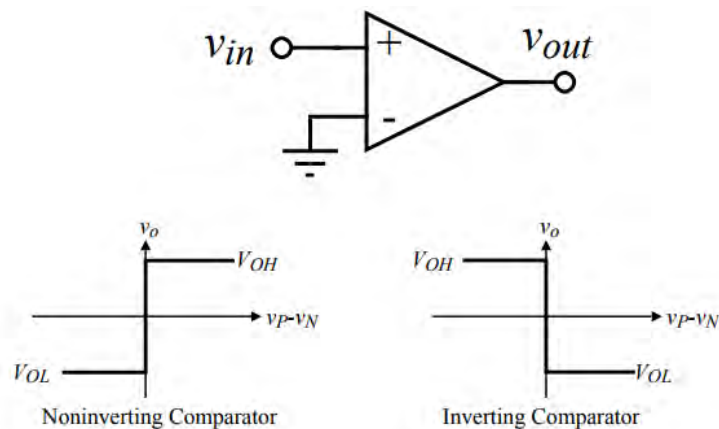


Εικόνα 6.2(α): Σύμβολο αναπαράστασης συγκριτή τάσης

Στην μία είσοδο του συγκριτή εφαρμόζεται ένα σήμα ή μια τάση αναφοράς, ενώ στην άλλη είσοδο εφαρμόζεται ένα αναλογικό σήμα, το οποίο επιδιώκεται να συγκριθεί με τη τάση/σήμα αναφοράς. Η έξοδος του συγκριτή, μπορεί να αποκτήσει μόνο δύο τιμές, αναλόγως με το αποτέλεσμα της σύγκρισης, οι οποίες είναι συνήθως η υψηλότερη και η χαμηλότερη τάση που εμφανίζεται στο κύκλωμα. Επομένως, ο συγκριτής μπορεί να θεωρηθεί ως ένα κύκλωμα λήψης αποφάσεων.

Όσον αφορά το τρόπο με τον οποίο λειτουργεί ο συγκριτής, αυτό που γίνεται είναι ότι καθώς η αναλογική τάση εισόδου γίνεται μεγαλύτερη από την τάση ή το σήμα αναφοράς, τότε η έξοδος του συγκριτή αποκτά υψηλή τιμή, ενώ όταν γίνεται μικρότερη από τη τάση αναφοράς, τότε η έξοδος του συγκριτή αποκτά χαμηλή τιμή. Βέβαια σε πολλές περιπτώσεις συμβαίνει και το αντίθετο ως προς το αποτέλεσμα της τιμής της εξόδου, χωρίς ωστόσο να αλλάζει η λογική της λειτουργίας.

Επειδή οι συγκριτές τάσης, μπορούν να κατασκευαστούν και με τελεστικούς ενισχυτές, σε αυτό το σημείο θα γίνει θεωρητική χρήση αυτών, με σκοπό να γίνει πιο εύκολη η παρουσίαση του τρόπου με τον οποίο λειτουργούν. Στην Εικόνα 6.2(β), φαίνεται η σχηματική αναπαράσταση ενός απλοποιημένου σχηματικού ενός συγκριτή τάσης, καθώς και τα διαγράμματα με τις τιμές των τάσεων εισόδου και εξόδου. Όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα, η αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι γειωμένη ενώ στην άλλη είσοδο υποτίθεται ότι εφαρμόζεται μια αναλογική είσοδος. Θεωρώντας ότι ο συγκριτής είναι μη αναστρέφων, καθώς η τάση v_{in} , ξεπερνά την τάση αναφοράς, η οποία στο συγκεκριμένο παράδειγμα είναι ίση με 0V, τότε η έξοδος του συγκριτή παίρνει υψηλή τιμή η οποία συμβολίζεται με V_{OH} . Από την άλλη πλευρά όταν η τάση v_{in} γίνεται μικρότερη από την τάση αναφοράς, τότε η τάση εξόδου παίρνει χαμηλή τιμή και γίνεται ίση με V_{OL} .



Εικόνα 6.2(β): Απλοϊκή δομή συγκριτή τάσης με χρήση τελεστικού ενισχυτή

Επομένως, με βάση τα παραπάνω, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι σε έναν ιδανικό συγκριτή ισχύουν τα παρακάτω:

- $v_o = V_{DD} = V_{OH}$ αν $v_p > v_n$
- $v_o = V_{SS} = V_{OL}$ αν $v_p < v_n$

όπου v_p είναι η τάση που εφαρμόζεται στην μια είσοδο του συγκριτή, ενώ v_n η τάση που εφαρμόζεται στην άλλη του είσοδο.

6.3 Απαιτήσεις και προδιαγραφές συγκριτή τάσης

Ο συγκριτής ο οποίος θα πρέπει να σχεδιαστεί στην συγκεκριμένη εργασία, θα πρέπει να έχει δύο πολύ σημαντικά χαρακτηριστικά, τα οποία θα εξασφαλίσουν την ορθή λειτουργία του. Τα δύο αυτά χαρακτηριστικά είναι η ύπαρξη rail-to-rail λειτουργίας στην είσοδο καθώς και ύπαρξη της υστέρησης. Στις παρακάτω δύο υποενότητες δίνεται η περιγραφή αυτών των χαρακτηριστικών.

6.3.1 Rail-to-rail στάδιο εισόδου

Ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό, το οποίο θα πρέπει να ενσωματώνει το κύκλωμα του συγκριτή που θα σχεδιαστεί στην συγκεκριμένη εργασία, είναι η rail-to-rail λειτουργία εισόδου. Αυτό που εννοείται με τον όρο rail-to-rail, είναι ότι το κύκλωμα που θα σχεδιαστεί, θα πρέπει να έχει την ικανότητα να «χειρίζεται» ένα σήμα εισόδου, ανεξάρτητα με το τι DC τάση θα υπάρχει. Να σημειωθεί ότι, το κύκλωμα το οποίο θα επιτελεί αυτή την λειτουργία, θα πρέπει να είναι ένας ενισχυτής, ο οποίος θα ενσωματώνει την παραπάνω λειτουργία.

Πριν όμως γίνει η παρουσίαση του ενισχυτή rail-to-rail, που έχει επιλεγεί για την συγκεκριμένη εργασία, είναι σκόπιμο να γίνει μια μικρή θεωρητική παρουσίαση του τρόπου με τον οποίο σχεδιάζονται τα συγκεκριμένα κυκλώματα ενισχυτών, καθώς και ο λόγος για τον οποίο είναι απαραίτητα.

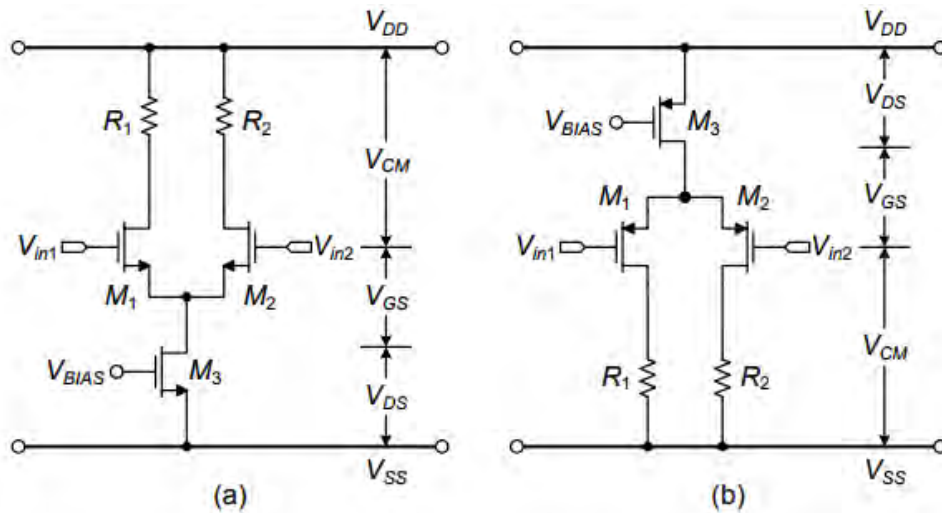
Ξεκινώντας την ανάλυση, στην Εικόνα 6.3.1(α), φαίνονται δύο διαφορεικά ζεύγη με τρανζίστορ εισόδου n_{mos} και p_{mos} , τα οποία είχαν παρουσιαστεί και σε προηγούμενες ενότητες. Για το n_{mos} διαφορικό ζεύγος, το DC εύρος της τάσης εισόδου με σκοπό ο ενισχυτής να λειτουργεί ορθά, θα πρέπει να βρίσκεται μέσα στα παρακάτω όρια:

$$V_{SS} + V_{GS} + V_{DS_{sat}} < V_{CM} < V_{DD}$$

όπου V_{CM} είναι το κοινό σήμα εισόδου, V_{SS} και V_{DD} οι τροφοδοσίες του κυκλώματος ενώ το $V_{DS_{sat}}$ είναι η τάση κορεσμού, του τρανζίστορ εξόδου της πηγής ρεύματος, η οποία είναι απαραίτητη (κατ' ελάχιστο) για να διασφαλιστεί η συνεχής ροή ρεύματος από την πηγή και η υψηλή αντίσταση εξόδου της. Αντίστοιχα για ένα p_{mos} διαφορικό ζεύγος, αυτού που θα πρέπει να ισχύει για την τάση κοινού σήματος, με σκοπό το κύκλωμα να λειτουργεί σωστά είναι:

$$V_{SS} < V_{CM} < V_{DD} - V_{GS} - V_{DS_{sat}}$$

Σε αυτές τις εικόνες, το φορτίο του διαφορικού ενισχυτή είναι αντιστάσεις, ωστόσο η ίδια λογική θα ισχύει αν υπήρχαν στις θέσεις των αντιστάσεων, ενεργά φορτία.



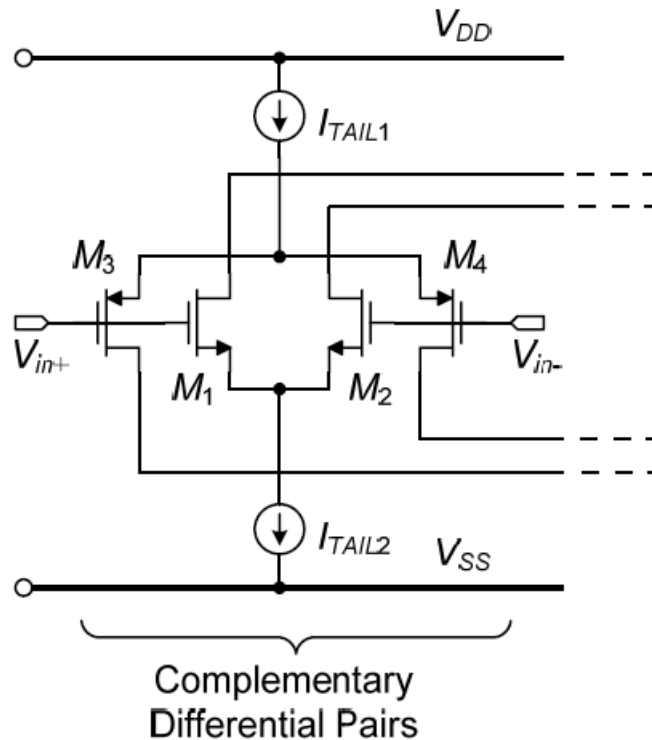
Εικόνα 6.3.1(α): Εύρος διακύμανσης της τάσης εισόδου για *nmos* και *pmos* διαφορικούς ενισχυτές

Με βάση τις παραπάνω σχέσεις, γίνεται κατανοητό ότι, οι συγκεκριμένοι διαφορικοί ενισχυτές που παρουσιάστηκαν, δεν είναι ικανοί να λειτουργούν ορθά, για όλα τις δυνατές DC τιμές, που μπορεί να έχει ένα σήμα εισόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα οι συγκεκριμένοι ενισχυτές, να περιορίζονται μόνο σε ένα συγκεκριμένο διάστημα τάσεων κοινής λειτουργίας.

Για παράδειγμα στο διαφορικό ζεύγος με *nmos* τρανζίστορ, αν γίνει η υπόθεση ότι η τάση κορεσμού είναι $V_{DS_{sat}} = 0.2V$ και η τάση πύλης-πηγής είναι $V_{GS} = 0.4V$, σε τεχνολογία με τάση τροφοδοσίας $V_{DD}=1.2V$ και $V_{SS}=0V$, τότε προκύπτει ότι, η δυνατή τάση κοινού σήματος εισόδου με σκοπό να λειτουργεί σωστά το κύκλωμα, μπορεί να κυμαίνεται από 0.6V περίπου μέχρι τη θετική τροφοδοσία. Έτσι με βάση το παραπάνω γίνεται αντιληπτό, ότι το κύκλωμα θα λειτουργούσε σωστά μόνο στο μισό εύρος της τροφοδοσίας.

Επομένως, με σκοπό να γίνει δυνατό ο ενισχυτής να λειτουργεί σε οποιοδήποτε DC επίπεδο που θα εμφανιστεί στην εισόδου του, μια πολύ δημοφιλής τεχνική η οποία χρησιμοποιείται λύνοντας το παραπάνω πρόβλημα, είναι η χρήση συμπληρωματικών διαφορικών ζευγών, τοποθετώντας ένα διαφορικό ζεύγος τύπου *p*, παράλληλα με ένα διαφορικό ζεύγος τύπου *n* όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.3.1(β). Η τοπολογία αυτή συχνά αποκαλείται και ως *rail-to-rail*, και όπως φαίνεται στο σχήμα, συνδυάζει και τα δύο διαφορικά στάδια εισόδου που παρουσιάστηκαν στην αρχή ξεχωριστά.

Οπότε με βάση αυτό το νέο κύκλωμα, όταν η DC τάση εισόδου θα προσεγγίζει την υψηλή τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος, τότε θα άγει μόνο το διαφορικό ζεύγος τύπου *n*, ενώ όταν η DC τάση εισόδου θα είναι αρκετά χαμηλή προσεγγίζοντας την χαμηλή τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος, θα άγει μόνο το διαφορικό ζεύγος τύπου *p*. Έτσι με αυτό τον τρόπο, ο ενισχυτής θα παραμένει πάντοτε ενεργός λειτουργώντας σωστά, ανεξαρτήτως της εισόδου του. Επιπλέον, να σημειωθεί, ότι όταν η τάση εισόδου θα βρίσκεται σε DC στάθμη η οποία δεν θα είναι ούτε πολύ υψηλή, ούτε πολύ χαμηλή, τότε θα άγουν και τα 2 διαφορικά ζεύγη.



Εικόνα 6.3.1(β): Διαφορικό στάδιο εισόδου με rail-to-rail λειτουργία

Τέλος να αναφερθεί ότι οι υποδοχές όλων των τρανζίστορ που φαίνονται ασύνδετες στο σχήμα της Εικόνας 6.3.1(β), στην πραγματικότητα συνδέονται σε κάποια επόμενα κυκλώματα, αναλόγως πάντοτε με το σκοπό της σχεδίασης.

Ένα μειονέκτημα του νέου rail-to-rail κυκλώματος που παρουσιάστηκε, είναι ότι πλέον απαιτείται πολύ μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος, με σκοπό να λειτουργεί το κύκλωμα σωστά. Ένα επιπλέον μειονέκτημα αυτού του κυκλώματος, είναι ότι απαιτεί πολύ μεγαλύτερη διάσταση πάνω σε ένα ολοκληρωμένο.

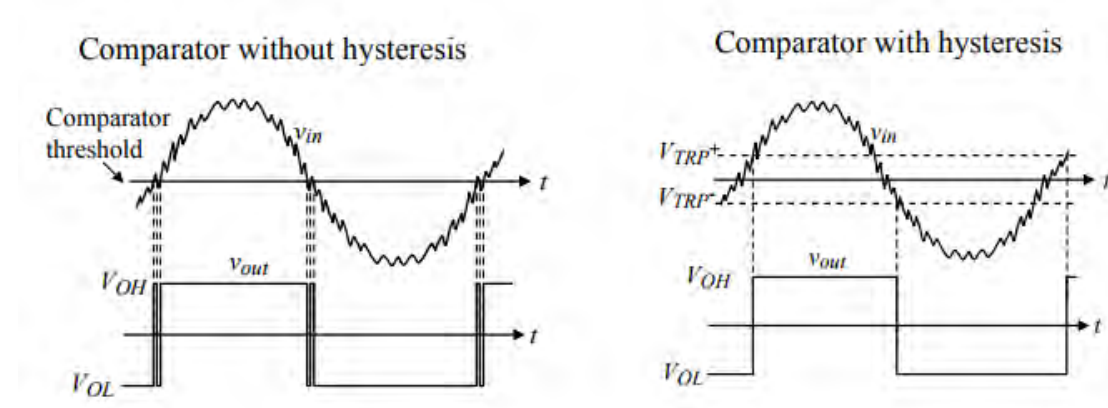
6.3.2 Υστέρηση

Ένα εξίσου σημαντικό χαρακτηριστικό, το οποίο θα πρέπει να ενσωματωθεί στο κύκλωμα του συγκριτή, που θα σχεδιαστεί για την συγκεκριμένη εργασία, θα πρέπει να είναι η ύπαρξη της υστέρησης. Μέσω αυτής, εξασφαλίζεται η ορθή λειτουργία του συγκριτή, ακόμα και σε περιβάλλοντα με ύπαρξη θορύβου, όπως ακριβώς και στο συγκεκριμένο σύστημα.

Πιο αναλυτικά αυτό που εξασφαλίζει η υστέρηση, είναι ότι, ο συγκριτής δεν θα αλλάζει αμέσως κατάσταση, καθώς το αναλογικό σήμα θα ξεπερνάει την τάση/σήμα αναφοράς, αλλά η αλλαγή κατάστασης της εξόδου του, θα συμβαίνει μόνο όταν το αναλογικό σήμα της μίας εισόδου, μεταβαίνει σε ορισμένες τάσεις κατωφλίου, οι οποίες επιλέγονται από τον σχεδιαστή.

Με σκοπό να γίνει κατανοητός ο τρόπος με τον οποίο λειτουργεί η υστέρηση, στο παρακάτω σχήμα της Εικόνας 6.3.2(α), φαίνονται τα αποτελέσματα τα οποία θα προκύψουν όταν στο κύκλωμα του συγκριτή, ενσωματώνεται η υστέρηση και όταν αυτή δεν υπάρχει. Να

σημειωθεί ότι οι τιμές των κατωφλίων συμβολίζονται στην εικόνα αυτή ως V_{TRP}^+ και V_{TRP}^- , ενώ οι τιμές τους επιλέγονται από τον σχεδιαστή.



Εικόνα 6.3.2(α): Αποτελέσματα συγκριτή με ύπαρξη υστέρησης

Ποιο συγκεκριμένα, στο αριστερό σχήμα της Εικόνας 6.3.2(α), παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από ένα κύκλωμα συγκριτή, χωρίς υστέρηση, ενώ στο δεξί σχήμα όταν η υστέρηση έχει προστεθεί.

Αυτό που γίνεται αντιληπτό από το αριστερό σχήμα, είναι ότι όταν η τάση εισόδου (v_{in}), είναι κοντά στην τάση αναφοράς, ελάχιστος θόρυβος «οδηγεί» την τάση εισόδου να μεταβάλλεται σε τιμές ακριβώς πάνω ή κάτω από την τάση αναφοράς. Αυτός ο θόρυβος επομένως προκαλεί δυσλειτουργίες στην έξοδο του συγκριτή, αφού δημιουργούνται μη επιθυμητά σήματα παλμών λόγω του θορύβου.

Αντίθετα, στο δεξί σχήμα, έχει προστεθεί στο κύκλωμα του συγκριτή, η υστέρηση, με δύο τιμές κατωφλίου. Έτσι καθώς το «θορυβώδες» αναλογικό σήμα, ξεπερνά την τάση αναφοράς, η κατάσταση του δεν αλλάζει αμέσως, αλλά θα πρέπει να ξεπεράσει και την τάση κατωφλίου V_{TRP}^+ . Μόλις θα συμβεί αυτό, η τάση εξόδου μεταβαίνει σε υψηλή στάθμη και παραμένει σε αυτή έως ότου η τιμή της τάσης του σήματος εισόδου, γίνει ίση με την τάση κατωφλίου V_{TRP}^- . Όπως γίνεται αντιληπτό, μια μικρή τιμή πλάτους υστέρησης, είναι αρκετά χρήσιμη σε ένα κύκλωμα σύγκρισης, επειδή μειώνει την ευαισθησία του κυκλώματος στο θόρυβο και βοηθά στην μείωση των πολλαπλών μεταβάσεων της εξόδου, όταν αλλάζει κατάσταση.

Υπάρχουν πολλοί τρόποι εισαγωγής της υστέρησης σε ένα συγκριτή, με όλες όμως τις μεθόδους που εφαρμόζονται, να χρησιμοποιούν κάποιο είδος θετικής ανατροφοδότησης. Οι ομάδες στις οποίες ταξινομούνται τα κυκλώματα συγκριτών, αναλόγως με το τρόπο που εφαρμόζεται η υστέρηση, είναι κυκλώματα με εξωτερική υστέρηση και κυκλώματα με εσωτερική υστέρηση. Η εξωτερική υστέρηση χρησιμοποιεί εξωτερική θετική ανατροφοδότηση, ενώ η εσωτερική υστέρηση εφαρμόζεται εντός του συγκριτή χρησιμοποιώντας εσωτερική θετική ανατροφοδότηση.

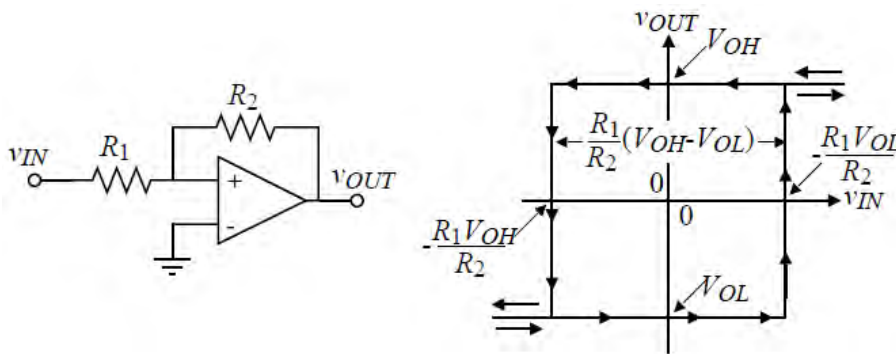
6.3.3 Συγκριτής τάσης με χρήση εξωτερικής υστέρησης

Σε αυτό το σημείο, θα γίνει μια μικρή αναφορά στον τόπο με τον οποίο λειτουργεί η εξωτερική υστέρηση. Στο παρακάτω σχήμα της Εικόνας 6.3.3(α), φαίνεται ένας μη αναστρέφων τελεστικός ενισχυτής, στον οποίο έχει γίνει προσθήκη εξωτερικής υστέρησης.

Εφαρμόζοντας το θεώρημα της υπέρθησης ή επαλληλίας, στο «μονοπάτι» που δημιουργείται μεταξύ των αντιστάσεων R_1 και R_2 προκύπτει ότι:

$$v^+ = v_{IN} \frac{R_2}{R_2 + R_1} + v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

όπου v^+ αποτελεί την τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή.



Εικόνα 6.3.3(α): Μη αναστρέφων συγκριτής με εξωτερική υστέρηση

Επομένως με βάση τη παραπάνω εξίσωση, θεωρώντας ότι αρχικά η έξοδος του κυκλώματος νο βρίσκεται στη χαμηλότερη δυνατή τάση του κυκλώματος V_{OL} και ότι ξαφνικά η μη αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού, γίνεται ίση με μηδέν, τότε το κύκλωμα συγκρίνοντας την διαφορά στις τάσεις εισόδους, θα αλλάξει κατάσταση. Η στιγμή κατά την οποία θα συμβεί αυτή η μετάβαση, είναι όταν η είσοδος έχει προσεγγίσει την παρακάτω θετική τάση κατωφλίου v_{TRP+} :

$$0 = v_{TRP+} \frac{R_2}{R_2 + R_1} + V_{OL} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow v_{TRP+} = -V_{OL} \frac{R_1}{R_2}$$

Χρησιμοποιώντας και πάλι τον αρχικό τύπο και ακολουθώντας την ίδια λογική, θεωρώντας όμως ότι αυτή τη φορά, η έξοδος του συγκριτή βρίσκεται σε υψηλή στάθμη, και ξαφνικά η μη αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού, γίνεται ίση με μηδέν τότε το κύκλωμα θα αλλάξει κατάσταση. Η τιμή του αρνητικού κατωφλίου v_{TRP-} , στο οποίο θα συμβεί η παραπάνω μετάβαση θα δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$0 = v_{TRP-} \frac{R_2}{R_2 + R_1} + V_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow v_{TRP-} = -V_{OH} \frac{R_1}{R_2}$$

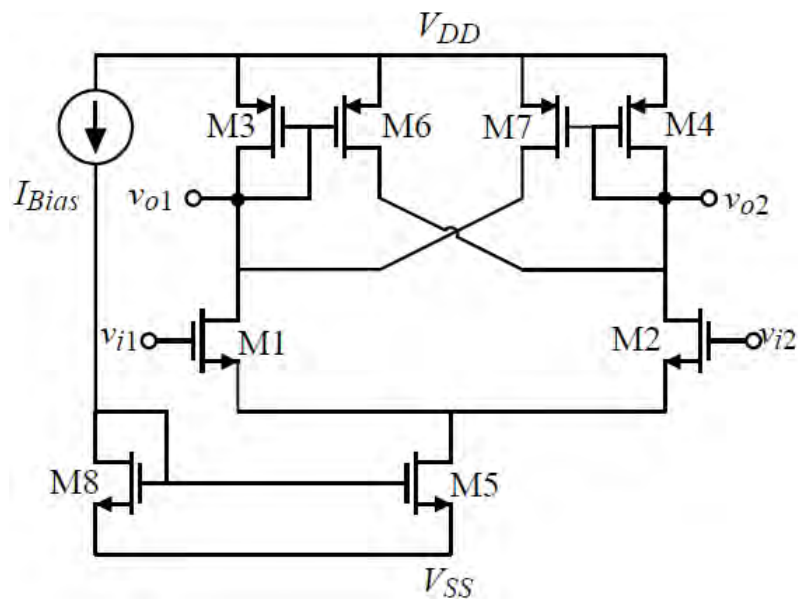
Με βάση τα παραπάνω, αυτό που προκύπτει είναι ότι το διάστημα της υστέρησης είναι ίσο με:

$$\Delta V_{υστέρησης} = v_{TRP+} - v_{TRP-} = -V_{OL} \frac{R_1}{R_2} + V_{OH} \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} (V_{OH} - V_{OL})$$

Να σημειωθεί ότι όλη η παραπάνω διαδικασία, περιγράφεται σχηματικά στο δεξί σχήμα της Εικόνας 6.3.3(α), όπου εκεί φαίνονται τα κατωφλιακά σημεία τάσεων, στα οποία η έξοδος μεταβαίνει από τις υψηλές στάθμες στις χαμηλές καθώς και το πλάτος της υστέρησης.

6.3.4 Συγκριτής τάσης με χρήση εσωτερικής υστέρησης

Τα προηγούμενα κυκλώματα που παρουσιάστηκαν παραπάνω, έκαναν χρήση της εξωτερικής θετικής ανατροφοδότησης, έτσι ώστε να εισάγουν την υστέρηση σε έναν ανοιχτού βρόχου και μεγάλου κέρδους συγκριτή. Ωστόσο η υστέρηση μπορεί να ενσωματωθεί σε ένα συγκριτή και μέσω εσωτερικής θετικής ανατροφοδότησης. Στο σχήμα της Εικόνας 6.3.4(α), φαίνεται ένας συγκριτής στον οποίο υπάρχει εσωτερική θετική ανατροφοδότηση.



Εικόνα 6.3.4(α): Συγκριτής με εσωτερική υστέρηση

Σε αυτό το κύκλωμα, υπάρχουν δύο μονοπάτια ανατροφοδότησης. Με σκοπό να ενσωματωθεί η υστέρηση σε αυτό το κύκλωμα, θα πρέπει ο όρος kn' (W/L) του M6 τρανζίστορ, να είναι μεγαλύτερος σε σχέση με τον όρο kn' (W/L) του M3. Αν αυτό δεν ισχύει τότε δεν θα υπάρχει η υστέρηση. Επιπλέον, όσο μεγαλύτερο είναι το γινόμενο kn' (W/L) του M6 σε σχέση με το αντίστοιχο του M3, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η εμφάνιση της υστέρησης.

Όσον αφορά τον τρόπο που η υστέρηση επιτυγχάνεται, θα πρέπει να γίνει μια μικρή ανάλυση ορισμένων καταστάσεων του κυκλώματος. Αρχικά θεωρείται ότι υπάρχουν 2 τροφοδοσίες VDD και VSS. Αν τώρα θεωρηθεί ότι η πύλη του M1 γειώνεται, ενώ στο τρανζίστορ M2 εφαρμόζεται ένα ημιτονοειδές σήμα που είναι πολύ μικρότερο του μηδενός, τότε όλο το ρεύμα του M5 ακολουθεί την διαδρομή του τρανζίστορ M1. Σε αυτή την κατάσταση τα τρανζίστορ M1, M3, M6 είναι ενεργά, ενώ τα M7, M4, M2 είναι στην αποκοπή. Επιπλέον, η τιμή της τάσης στο v_{o2} είναι σε υψηλό δυναμικό. Σε αυτή την κατάσταση το M6 προσπαθεί να «οδηγήσει» το εξής ρεύμα:

$$i_6 = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} i_5 = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} i_1$$

Ωστόσο επειδή προς το παρόν το τρανζίστορ M2 είναι στην αποκοπή αυτό δεν επιτυγχάνεται. Καθώς όμως, το νιν αυξάνει, κάποιο από το ρεύμα του τρανζίστορ M5 αρχίζει να διαρρέει και το τρανζίστορ M2. Αυτό συνεχίζεται έως ότου το ρεύμα στο τρανζίστορ M2, γίνει ίσο με το ρεύμα στο τρανζίστορ M6, αφού εκείνη την στιγμή είναι που το νιν έχει προσεγγίσει το θετικό κατώφλι και η έξοδος αλλάζει κατάσταση. Για να βρεθεί το σημείο αυτό του θετικού κατωφλίου θα πρέπει να γίνει η εξής ανάλυση ακριβώς εκείνη τη χρονική στιγμή:

$$i_6 = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} i_3, \quad i_2 = i_6, \quad i_5 = i_1 + i_2 = i_3 + i_6 = i_3 + \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} i_3 = i_3 \left[1 + \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} \right]$$

Επομένως συνεχίζοντας την ανάλυση προκύπτει ότι:

$$i_1 = i_3 = \frac{i_5}{\left[1 + \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_6}{\left(\frac{W}{L}\right)_3} \right]}, \quad i_2 = i_5 - i_1 = i_5 - i_3$$

Επιπλέον ισχύει ότι:

$$i_2 = 0.5kn' \frac{W}{L} (VGS_2 - Vth2)^2 \Rightarrow VGS_2 = \sqrt{\frac{2i_2}{kn}} + Vth2$$

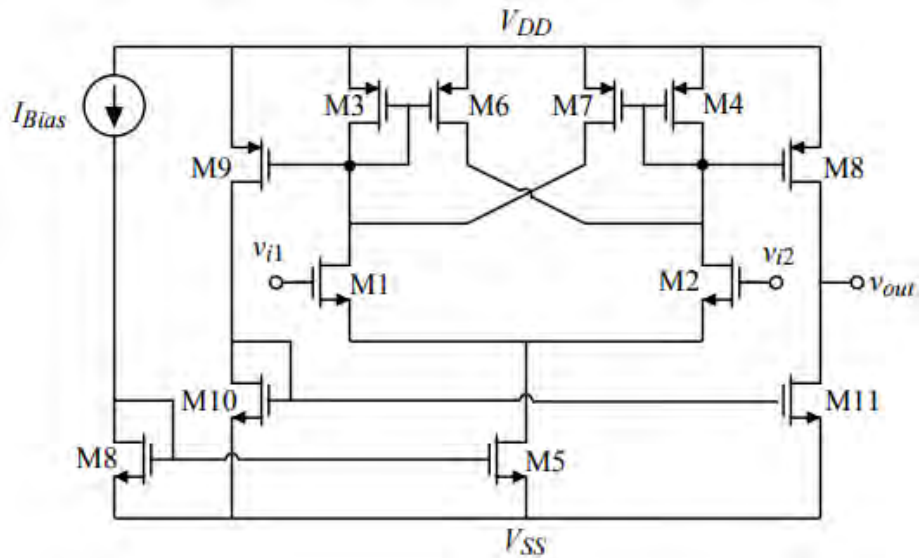
$$i_1 = 0.5kn \frac{W}{L} (VGS_1 - Vth)^2 \Rightarrow VGS_1 = \sqrt{\frac{2i_1}{kn}} + Vth1$$

Άρα το σημείο όπου γίνεται η μετάβαση κατάστασης για θετικές τιμές νιν είναι:

$$V_{TRP+} = VGS_2 - VGS_1 = \sqrt{\frac{2i_2}{kn}} + Vth2 - \sqrt{\frac{2i_1}{kn}} - Vth1$$

Με την ίδια λογική που ακολουθήθηκε παραπάνω, μπορεί να βρεθεί και το αρνητικό κατώφλι όπου συμβαίνει η αλλαγή κατάστασης.

Τέλος στην Εικόνα 6.3.4(β), παρουσιάζεται το σχηματικό ενός συγκριτή τάσης όπου εκτός από την εσωτερική θετική ανατροφοδότηση που υπάρχει, γίνεται χρήση και ενός σταδίου εξόδου. Το στάδιο εξόδου, που ενσωματώνεται προσφέρει στο κύκλωμα μεγαλύτερη αντίσταση εξόδου, καθώς επίσης και δυνατότητα για λήψη της εξόδου μονόπλευρα. Τέλος, προσφέρει στο κύκλωμα μεγαλύτερο περιθώριο μεταβολής της τάσης εξόδου.



Εικόνα 6.3.4(β): Συγκριτής με εσωτερική υστέρηση και με χρήση σταδίου εξόδου

6.4 Διαμόρφωση PWM

Έως τώρα παρουσιάστηκε, ο τρόπος, με τον οποίο θα σχεδιαστεί το κύκλωμα που θα ενισχύει τα νευρικά σήματα. Επιπλέον παρουσιάστηκε θεωρητικά, το κύκλωμα του συγκριτή μέσω του οποίου θα επιτυγχάνεται η μετατροπή των αναλογικών σημάτων σε σήματα παλμών. Αφού γίνει η παραπάνω επεξεργασία, τα σήματα αυτά θα οδηγηθούν σε επόμενα κυκλώματα, τα οποία θα τα χειριστούν με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε στην συνέχεια να είναι δυνατή η ασύρματη μετάδοση των σημάτων, σε κάποιο εξωτερικό υπολογιστή, εκτός του εμφυτεύσιμου συστήματος. Ωστόσο σε ένα εμφυτεύσιμο σύστημα, όπως το συγκεκριμένο, η κατανάλωση ισχύος του κάθε κυκλώματος αλλά και η συνολική κατανάλωση του συστήματος, θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Επιπλέον η μικρή διάσταση του ολοκληρωμένου αποτελεί μια επιπλέον πολύ σημαντική απαίτηση. Έτσι η διαμόρφωση του σήματος με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε έπειτα από την συνολική επεξεργασία του, να είναι δυνατή η ασύρματη μετάδοση των πληροφοριών που μεταφέρει σε ένα εξωτερικό σύστημα, χωρίς να χρειάζονται κυκλώματα που καταναλώνουν μεγάλη ισχύ αλλά και μεγάλο εμβαδόν πάνω στο ολοκληρωμένο, αποτελεί μια πολύ κρίσιμη παράμετρο. Για να επιτευχθεί αυτό, η διαμόρφωση εύρους παλμού PWM(Pulse Width Modulation), αποτελεί μια πολύ καλή τεχνική διαμόρφωσης του αναλογικού σήματος[19].

Σκοπός αυτής της ενότητας είναι να πραγματοποιήσει μια θεωρητική εισαγωγή στην PWM διαμόρφωση. Πριν όμως οριστεί τι είναι η PWM διαμόρφωση, θα ήταν σκόπιμο προηγουμένως να οριστεί τι είναι διαμόρφωση, τι επιδιώκεται μέσω αυτής και πόσα είδη υπάρχουν. Ένας ορισμός ο οποίος είναι αρκετά ικανοποιητικός και περιγράφει την διαμόρφωση θα μπορούσε να είναι ο εξής:

Διαμόρφωση(Modulation): είναι η διαδικασία κατά την οποία ένα σήμα πληροφορίας, το οποίο πρόκειται να μεταδοθεί, ενσωματώνεται σε ένα άλλο υψηλής συχνότητας σήμα (ή αλλιώς όπως ονομάζεται μεταφορέα σήματος), το οποίο μπορεί να «μεταφέρει» το σήμα της πληροφορίας σε μεγάλες αποστάσεις, με ηλεκτρομαγνητικά κύματα.

Επομένως, με βάση αυτόν τον ορισμό, γίνεται αντιληπτό ότι μέσω της διαμόρφωσης πραγματοποιείται μια μεταβολή των παραμέτρων ενός φέροντος κύματος(carrier wave) (σύμφωνα με το σήμα πληροφορίας), που είναι κατάλληλο για την μετάδοση μέσα από το δεδομένο κανάλι»

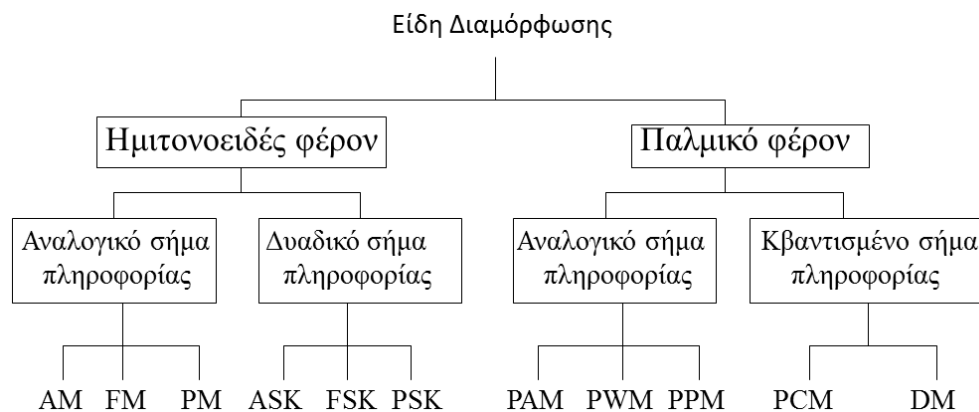
Ανάλογα με το είδος της διαμόρφωσης, καθορίζονται κάθε φορά τα εξής:

- Η πολυπλοκότητα των συστημάτων εκπομπής και λήψης.
- Η πιστότητα αναπαραγωγής του αρχικού σήματος πληροφορίας.
- Η αντοχή στο θόρυβο και το μέγεθος της παραμόρφωσης του καναλιού.
- Το εύρος του απαιτούμενο φάσματος, για την μετάδοση του σήματος.

Από την άλλη πλευρά, αυτό που επιτυγχάνουμε κάθε φορά που χρησιμοποιούμε διαμόρφωση είναι τα εξής:

- Την μετάδοση πολλών σημάτων στον ίδιο χώρο, με χρήση διαφορετικών φερόντων.
- Την ελάττωση των απαιτήσεων στα χαρακτηριστικά των συστημάτων εκπομπής.
- Την εκμετάλλευση ορισμένων περιοχών του φάσματος, που έχουν καλύτερες συνθήκες.

Στην Εικόνα 6.4(α), φαίνεται ένα σχεδιάγραμμα με τις σημαντικότερες διαμορφώσεις που υπάρχουν.



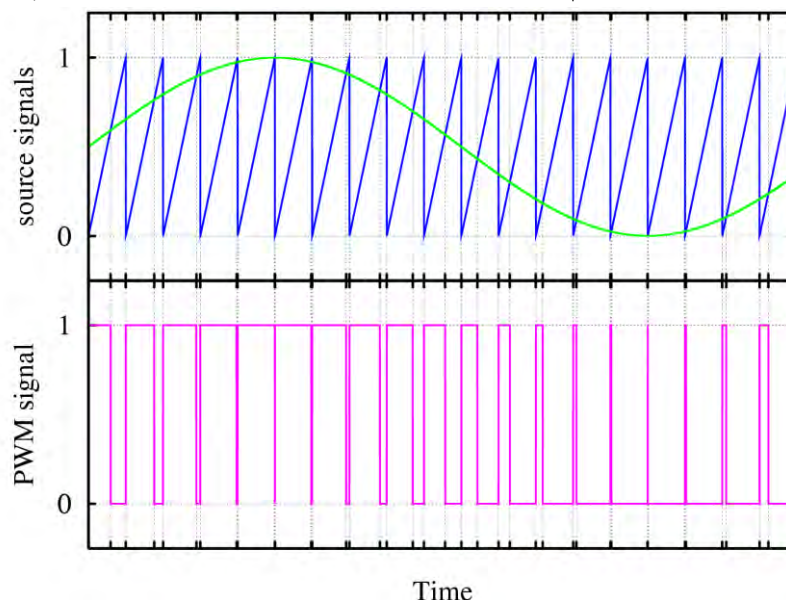
Εικόνα 6.4(α): Είδη διαμόρφωσης ενός σήματος

Όπου το PAM(Pulse Amplitude Modulation) είναι η διαμόρφωση ύψους παλμών, το PPM(Pulse Position Modulation) είναι η διαμόρφωση θέσης παλμών, το PCM (Pulse Code Modulation) είναι η παλμοκωδική διαμόρφωση και η PWM είναι η διαμόρφωση πλάτους ή διάρκειας παλμών.

Επιπλέον να τονιστεί ότι, οι αναλογικές διαμορφώσεις, «δημιουργούνται» με ένα αναλογικό σήμα και με ένα φέρον σήμα, με ημιτονοειδής μορφή. Επίσης οι παλμικές διαμορφώσεις «δημιουργούνται» με ένα αναλογικό σήμα και με ένα παλμικό σήμα υψηλής συχνότητας.

Η διαμόρφωση πλάτους παλμών (PWM), αποτελεί μια μέθοδο μετατροπής και μεταφοράς της πληροφορίας. Σε αυτή τη διαμόρφωση, ένα αναλογικό ή ψηφιακό σήμα, μετατρέπεται σε παλμούς σταθερού πλάτους, αλλά διαφορετικής διάρκειας. Οι τρόποι με τους οποίους είναι δυνατό να επιτευχθεί αυτή η διαμόρφωση, είναι αρκετοί, με τον πιο συνηθισμένο και

απλούστερο να είναι με την χρήση ενός συγκριτή (Comparator). Τα σήματα εισόδου του συγκριτή είναι δύο. Στην μία είσοδο του συγκριτή εφαρμόζεται ένα αναλογικό σήμα (π.χ ημίτονο), ενώ στην άλλη είσοδο του συγκριτή δίνεται ένα πριονωτό σήμα τριγωνικής κυματομορφής. Ο συγκριτής με βάση τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, κάθε στιγμή θα συγκρίνει τις τιμές αυτών των δύο σημάτων και είτε θα πηγαίνει σε υψηλές στάθμες τάσης, είτε σε χαμηλές. Στην παρακάτω Εικόνα 6.4(β), φαίνονται τα σήματα εισόδου που δίνονται στον συγκριτή, καθώς και τα αποτελέσματα που θα προκύψουν.



Εικόνα 6.4(β): Τρόπος δημιουργίας PWM διαμόρφωσης

Αυτό που ουσιαστικά συμβαίνει είναι ότι το σήμα (στην συγκεκριμένη περίπτωση είναι ημιτονοειδές), συγκρίνεται με ένα πριονωτό κυματοειδές φέρον σήμα. Όταν το τελευταίο είναι μικρότερο από το πρώτο, το σήμα PWM είναι σε υψηλή στάθμη(1), διαφορετικά είναι σε χαμηλή στάθμη(0).

Ουσιαστικά μέσω της παραπάνω διαδικασίας, αυτό που επιτυγχάνεται είναι η δυνατότητα μεταφορά πληροφορίας μέσω μιας σειράς από παλμούς. Η πληροφορία η οποία μεταφέρεται, βρίσκεται κρυμμένη στο πλάτος και το ύψος αυτών των παλμών. Για παράδειγμα, μια μεγάλη τιμή του πλάτους του σήματος, αντιστοιχεί σε έναν ευρύ παλμό ενώ μια μικρή τιμή του πλάτους του σήματος αντιστοιχεί σε έναν στενό παλμό.

6.5 Σχεδιασμός και προσομοίωση συγκριτή τάσης

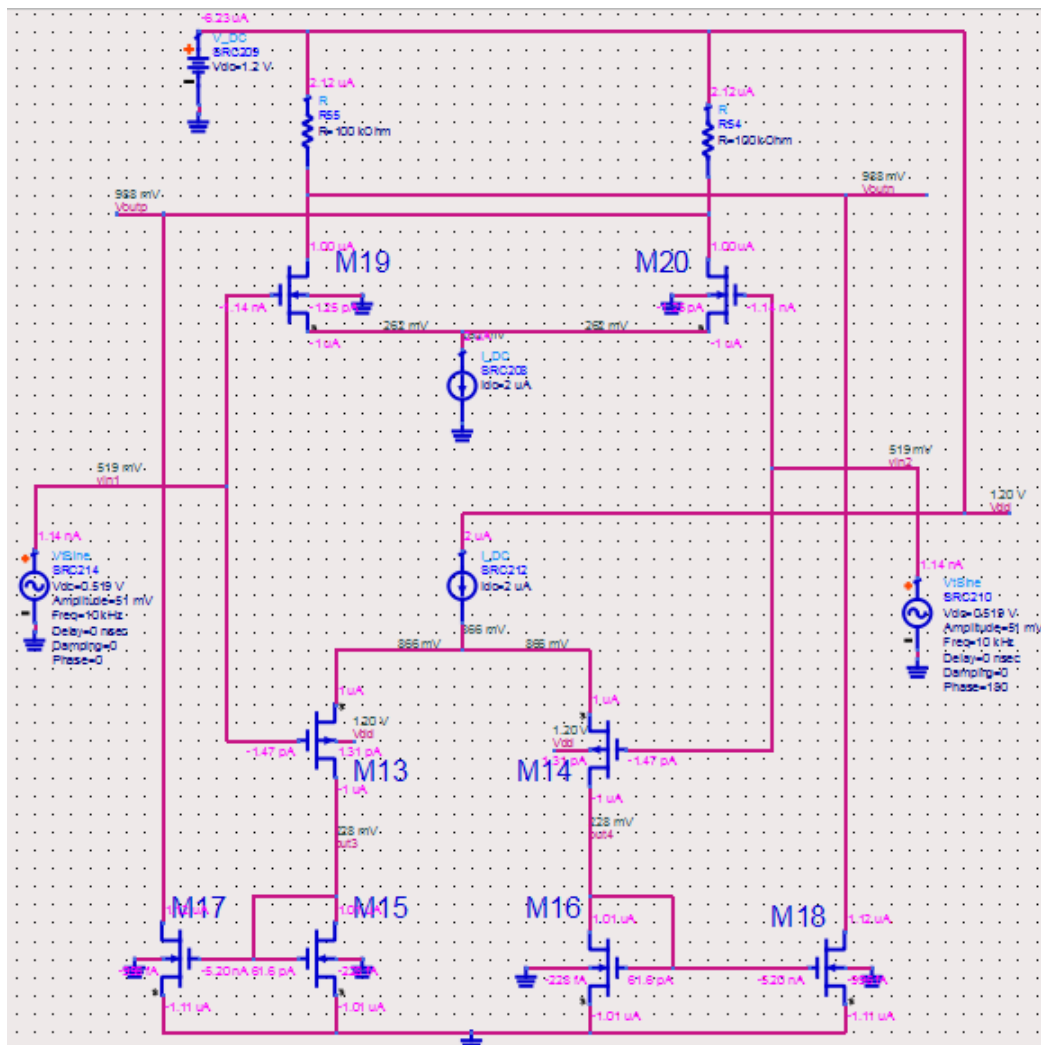
Σε αυτή την ενότητα, θα γίνει ο σχεδιασμός, η μελέτη και η προσομοίωση του κυκλώματος του συγκριτή τάσης. Όπως και στην περίπτωση των ενισχυτών του συστήματος, η σχεδίαση θα πραγματοποιηθεί στο λογισμικό σχεδίασης ADS, ενώ η τεχνολογία που θα χρησιμοποιηθεί θα είναι CMOS 65nm, με τάση τροφοδοσίας 1.2V. Να σημειωθεί ότι το κύκλωμα του συγκριτή τάσης, θα παρουσιαστεί ως ξεχωριστό block, σε σχέση με τον ενισχυτή, χωρίς να υπάρχει διασύνδεση μεταξύ τους, για το λόγο ότι δεν είναι δυνατό μέσω του λογισμικού σχεδίασης ADS, η σύνδεση αυτών των δύο συστημάτων. Ωστόσο για να γίνει ποιο ρεαλιστική η απεικόνιση των αποτελεσμάτων, ως σήματα εισόδου του συγκριτή θα επιλεγούν κατάλληλα

ημιτονοειδή σήματα, τα οποία θα έχουν ίδιο πλάτος και DC τάσεις με αυτές που μετρώνται στην έξοδο, του σταδίου εξόδου του ενισχυτή.

Αρχικά, θα παρουσιαστεί το κύκλωμα με τη rail-to-rail λειτουργία που χρειάζεται να έχει ο συγκριτής του συστήματος. Για αυτό το λόγο, στην Εικόνα 6.5(α), παρουσιάζεται ο ενισχυτής εισόδου του κυκλώματος του συγκριτή, ο οποίος ενσωματώνει τη rail-to-rail λειτουργία. Όπως φαίνεται το συγκεκριμένο κύκλωμα, καταναλώνει εξαιρετικά χαμηλή ισχύς η οποία είναι ίση με $7.476\mu\text{W}$, ενώ η πόλωση του είναι τέτοια ώστε τα τρανζίστορ να λειτουργούν στις επιθυμητές περιοχές. Στον Πίνακα 6.5(α), φαίνονται οι διαστάσεις που έχουν επιλεγεί για τα τρανζίστορ του κυκλώματος, οι οποίες όπως παρατηρείται είναι εξαιρετικά χαμηλές.

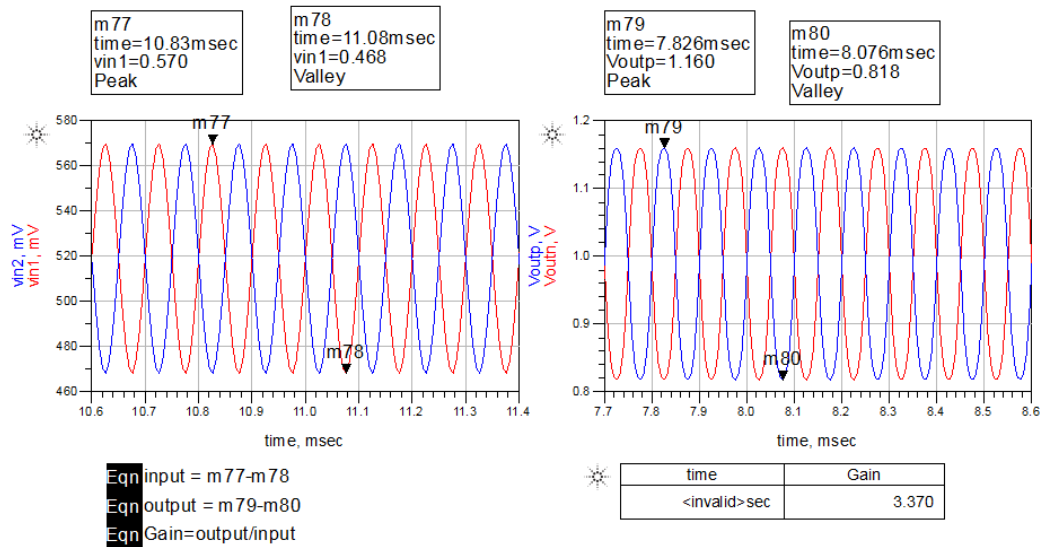
Τρανζίστορ	W/L(um)
M13,M14,M15,M16,M17,M18	10/0.2
M19,M20	10/0.2

Πίνακας 6.5(α)



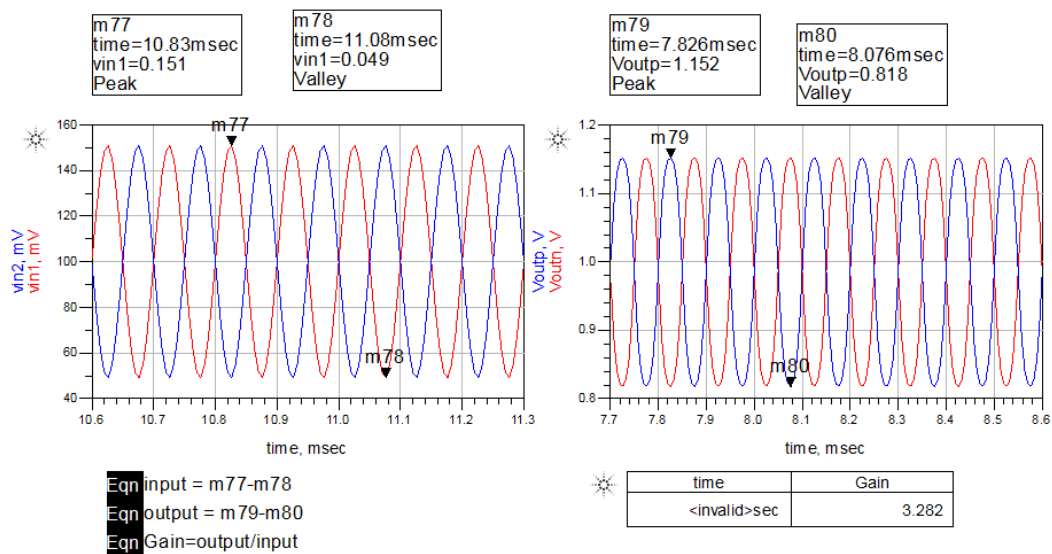
Εικόνα 6.5(α): Σχεδιασμός κυκλώματος στάδιο εισόδου συγκριτή με χρήση ενισχυτή rail-to-rail

Τέλος στην Εικόνα 6.5(β), δίνεται το κέρδος του κυκλώματος όπου παρατηρείται η μικρή αλλά επιθυμητή ενίσχυση που έχει πραγματοποιηθεί.



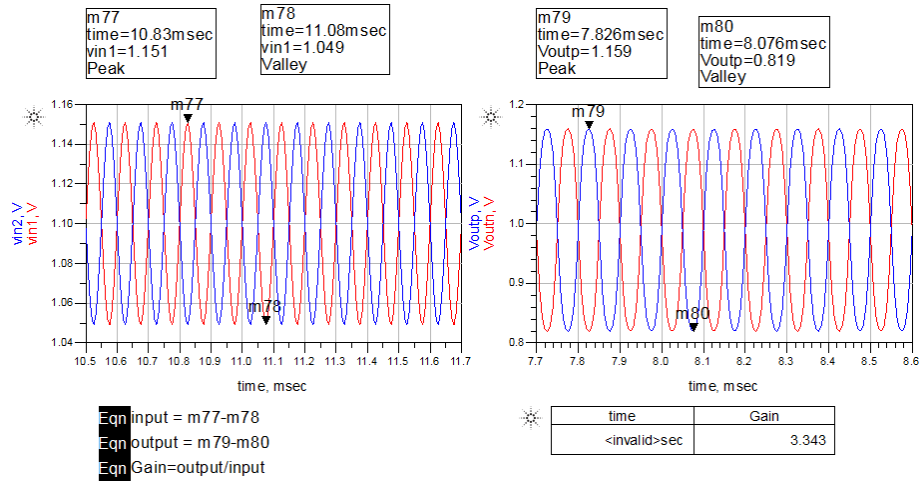
Εικόνα 6.5(β): Αποτελέσματα προσομοίωσης στάδιο εισόδου συγκριτή με χρήση ενισχυτή rail-to-rail

Επιπλέον με σκοπό να επιβεβαιωθεί η rail-to-rail λειτουργία του κυκλώματος, στην παρακάτω Εικόνα 6.5(γ), παρουσιάζεται το αποτέλεσμα για το κέρδος του κυκλώματος, όταν σαν είσοδο δοθεί ένα ημιτονοειδές σήμα με μια DC τάση, της οποίας η τιμή ισούται 0.1V.



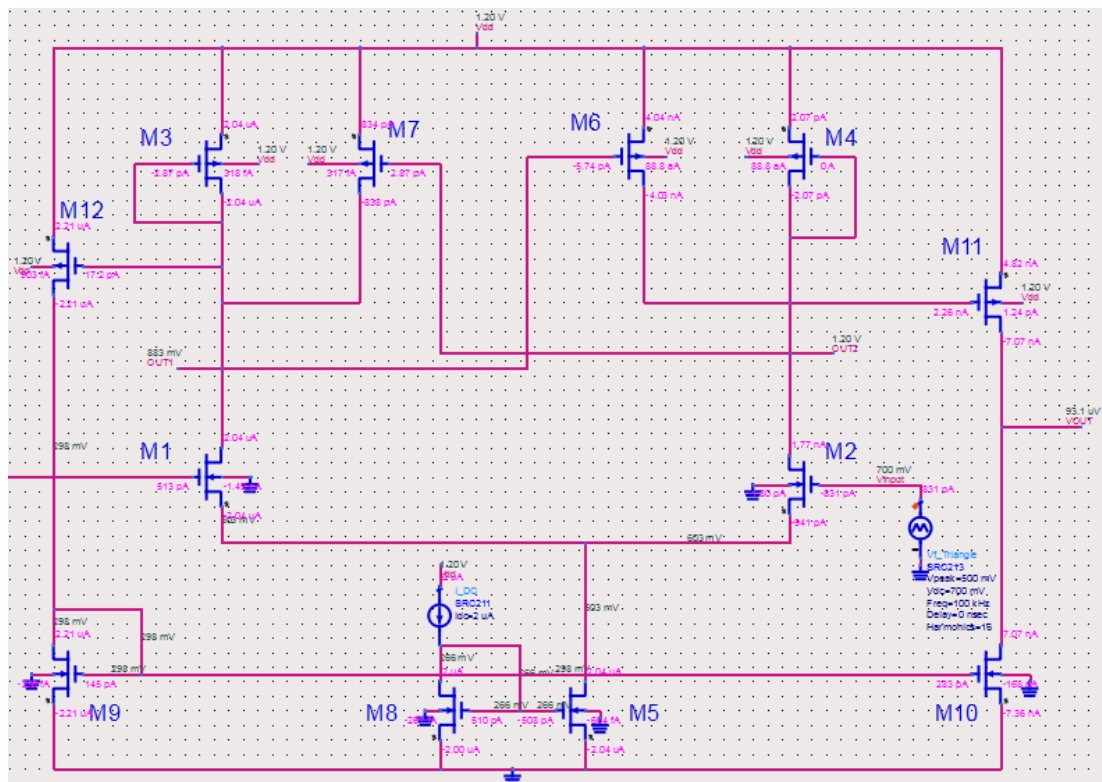
Εικόνα 6.5(γ): Αποτελέσματα προσομοίωσης στάδιο εισόδου συγκριτή με την τάση κοινού σήματος να είναι εξαιρετικά χαμηλή

Από την άλλη πλευρά, για την επιβεβαίωση ότι το κύκλωμα λειτουργεί σωστά ακόμα και για πολύ υψηλά κοινά σήματα εισόδου, σαν είσοδο τους κυκλώματος δίνεται ένα ημιτονοειδές σήμα με την DC στάθμη να ισούται με 1.1V, δηλαδή μια τιμή αρκετά κοντά στην τροφοδοσία. Το αποτέλεσμα για το κέρδος του κυκλώματος, όταν ως είσοδος δοθεί ένα τέτοιο σήμα φαίνεται στην Εικόνα 6.5(δ).



Εικόνα 6.5(δ): Αποτελέσματα προσομοίωσης στάδιο εισόδου συγκριτή με την τάση κοινού σήματος να είναι εξαιρετικά υψηλή

Επόμενο βήμα, αποτελεί ο σχεδιασμός του κυκλώματος της υστέρησης. Να σημειωθεί ότι σε αυτό το πρώτο στάδιο σχεδίασης, με σκοπό να γίνει κατανοητό του τρόπου με τον οποίο λειτουργεί η υστέρηση, το κύκλωμα σχεδιάζεται με τέτοιες διαστάσεις ώστε να μην υπάρχει υστέρηση. Έτσι στην Εικόνα 6.5(ε), φαίνεται το κύκλωμα που σχεδιάστηκε, όπου στην μια του είσοδο δίνεται μια τριγωνική κυματομορφή εισόδου συχνότητας 100kHz, ενώ στην άλλη του είσοδο, δίνεται η έξοδος του rail-to-rail ενισχυτή με label Voutn.



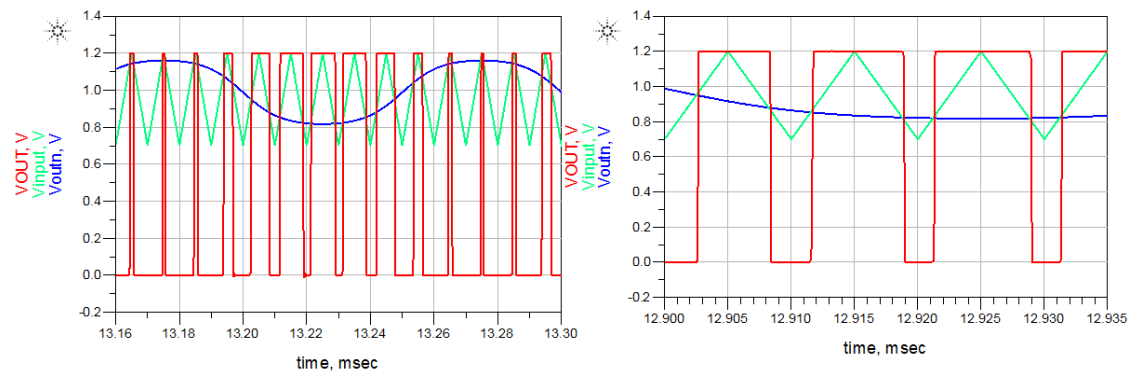
Εικόνα 6.5(ε): Σχεδιασμός κυκλώματος συγκριτή χωρίς υστέρηση

Οι διαστάσεις των τρανζίστορ του παραπάνω σχήματος, φαίνονται στο Πίνακα 6.5(β).

Τρανζίστορ	W/L(um)
M1,M2, M3,M4,M12, M6,M7	10/0.2
M5,M8	50/1
M9,M10	10/0.4
M11	50/0.2

Πίνακας 6.5(β)

Τα αποτελέσματα που προκύπτουν, στην έξοδο του κυκλώματος με όνομα VOUT, φαίνονται στην Εικόνα 6.5(ζ). Όπως παρατηρείται, από τα αποτελέσματα που προκύπτουν, η έξοδος πλέον είναι ένα σήμα παλμών των οποίων το πλάτος μεταβάλλεται με το χρόνο. Επιπλέον αυτό που παρατηρείται είναι ότι, δεν υπάρχει υστέρηση στο κύκλωμα και έτσι κάθε φορά που το επιθυμητό ημιτονοειδές σήμα, προσεγγίζει το σήμα αναφοράς, που στην συγκεκριμένη περίπτωση είναι η τριγωνική κυματομορφή, η έξοδος αλλάζει κατάσταση.

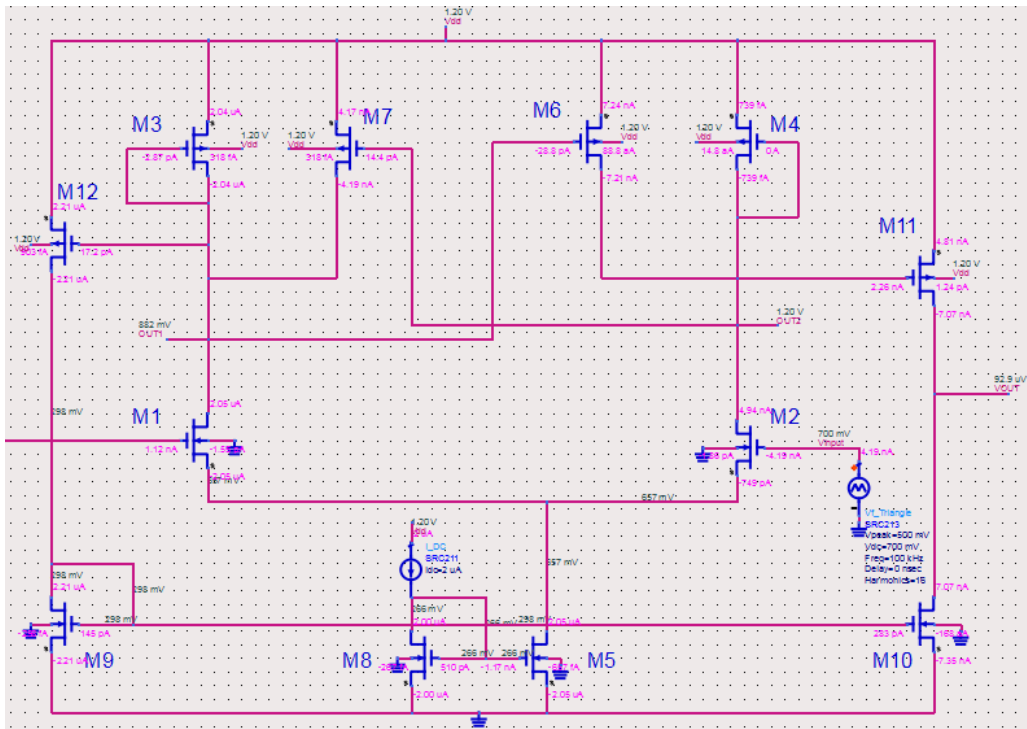


Εικόνα 6.5(ζ): Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλώματος συγκριτή χωρίς υστέρηση

Ωστόσο επειδή όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, στην περίπτωση που το σήμα εισόδου είχε θόρυβο, η έξοδος θα άλλαζε συνεχώς κατάσταση από τις υψηλές στις χαμηλές στάθμες χωρίς αυτό να βασίζεται σε πληροφορίες, αλλά μονάχα στον θόρυβο, είναι απαραίτητη η ενσωμάτωση της υστέρησης. Για να επιτευχθεί αυτό, το κύκλωμα επανασχεδιάζεται, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.5(η), με τις διαστάσεις πλέον των τρανζίστορ M1,M2,M7,M8 να είναι σύμφωνα με το Πίνακα 6.5(γ), πολύ μεγαλύτερες σε σχέση με τις διαστάσεις των διοδικά συνδεδεμένων τρανζίστορ M3,M4. Έτσι μέσω της παραπάνω λειτουργίας όπως θα φανεί το κύκλωμα αποκτά υστέρηση.

Τρανζίστορ	W/L(um)
M1,M2, M6,M7,M11	50/0.2
M3,M4,M12	10/0.2
M5,M8	50/1
M9,M10	10/0.4

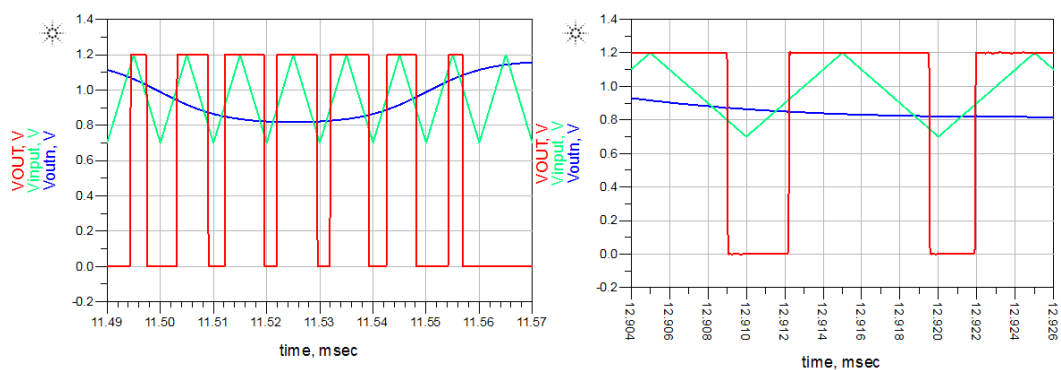
Πίνακας 6.5(γ)



Εικόνα 6.5(η): Σχεδιασμός κυκλώματος συγκριτή με υστέρηση

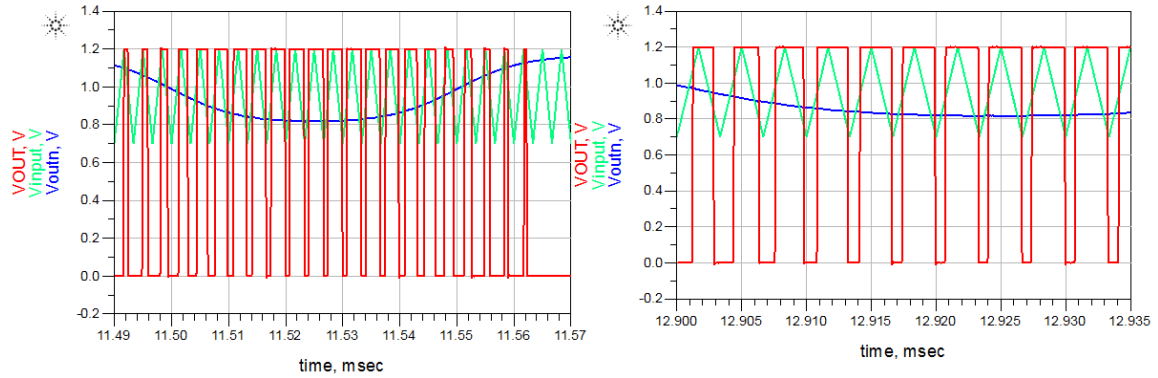
Κάνοντας ξανά προσομοίωση του κυκλώματος, προκύπτει το αποτέλεσμα που φαίνεται στην Εικόνα 6.5(θ). Όπως παρατηρείται η τάση της εξόδου του κυκλώματος πλέον έχει αλλάξει μόνο όταν το ημιτονοειδές σήμα ξεπερνά τα κατώφλια που έχουν ρυθμιστεί. Πλέον, παρότι το ημιτονοειδές σήμα προσεγγίζει την τριγωνική κυματομορφή, η οποία αποτελεί το σήμα αναφοράς, η έξοδος δεν αλλάζει αμέσως κατάσταση αλλά θα συνεχίσει στην παλιά της κατάσταση έως ότου το σήμα διαβεί την άνω και κάτω τάση κατωφλίου.

Όσον αφορά την τιμή του μεγέθους της υστέρησης σε ένα κύκλωμα, αυτή προκύπτει βρίσκοντας την διαφορά μεταξύ των δύο κατωφλίων που έχουν επιλεγεί. Στο κύκλωμα της συγκεκριμένης εργασίας, το μέγεθος της υστέρησης, έχει επιλεγεί να είναι περίπου ίσο με 150mV, ένα μέγεθος αρκετά ικανοποιητικό, αν σκεφτεί κανείς ότι ο θόρυβος βρίσκεται σε μεγέθη πολύ μικρότερα.



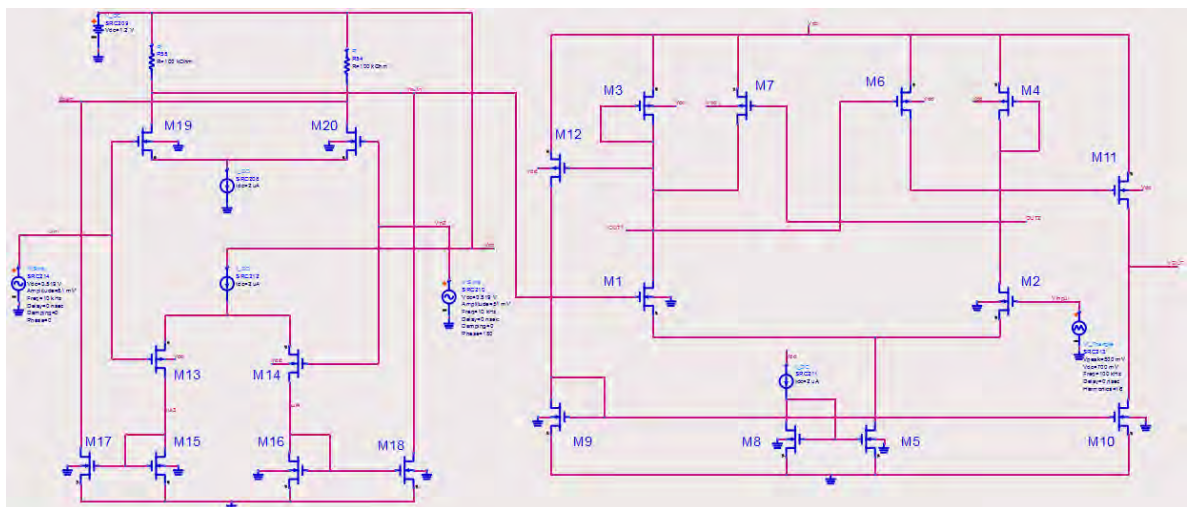
Εικόνα 6.5(θ): Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλώματος συγκριτή με υστέρηση

Ακόμη στην Εικόνα 6.5(ι), φαίνονται τα αποτελέσματα που προκύπτουν, όταν ως είσοδος του συγκριτή δοθεί αυτή τη φορά, μια τριγωνική κυματομορφή με συχνότητα 300kHz. Όπως φαίνεται το PWM σήμα της εξόδου, πλέον αποτελείται από πολύ μικρότερου μήκους παλμών.



Εικόνα 6.5(ι): Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλώματος συγκριτή με υστέρηση και τριγωνική πηγή 300kHz

Τέλος στην Εικόνα 6.5(κ), δίνεται η ολοκληρωτική μορφή που έχει το κύκλωμα του συγκριτή, μετά την ενσωμάτωση του κυκλώματος με την rail-to-rail λειτουργία καθώς και του κυκλώματος με την υστέρηση.



Εικόνα 6.5 (κ): Σχηματική απεικόνιση του ολοκληρωμένου κυκλώματος του συγκριτή

Κάνοντας DC ανάλυση του κυκλώματος, προκύπτει ότι το συνολικό κύκλωμα του συγκριτή καταναλώνει 15μW, μια τιμή η οποία είναι αρκετά ικανοποιητική.

Κεφάλαιο 7:

Συμπεράσματα και μελλοντικές προτάσεις

7.1 Συμπεράσματα

- Στο κύκλωμα του συγκριτή τάσης, η χρήση τρανζίστορ με διαστάσεις πλάτους, μεγαλύτερες από 300um, οδηγεί σε παραμόρφωση του σήματος που δίνεται ως είσοδο στο τρανζίστορ M1.
- Μετά από τις προσομοιώσεις που έγιναν στο λογισμικό, με σκοπό την ενσωμάτωση της υστέρησης στο κύκλωμα του συγκριτή τάσης, αυτό που παρατηρείται είναι ότι για να γίνει εμφανής η υστέρηση, η διαφορά η οποία θα πρέπει να υπάρχει μεταξύ των πλατών(W) των διοδικά συνδεδεμένων τρανζίστορ M3,M4 και των τρανζίστορ M1,M2,M6,M7, θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 50 φορές.
- Το δεύτερο κύκλωμα ενισχυτή, το οποίο σχεδιάστηκε στο λογισμικό σχεδίασης, παρότι με διάφορους τρόπους επιδιώχθηκε η μείωση της κατανάλωσης ισχύος, σε αρκετά χαμηλά μεγέθη, αυτό δεν ήταν δυνατόν να επιτευχθεί, λόγω του ότι το κύκλωμα χρησιμοποιεί 2 πηγές τροφοδότησης, καθώς επίσης και εξαιτίας της μεγάλης ποσότητας ρεύματος, η οποία σπαταλάτε άσκοπα στους καθρέφτες ρεύματος.
- Στο πρώτο κύκλωμα ενισχυτή, τα τρανζίστορ M3,M4, τα οποία στην δημοσιευμένη εργασία είχαν τις πύλες του σε δυναμικό 0V, μέσω του επανασχεδιασμού που πραγματοποιήθηκε στο κύκλωμα, πολώθηκαν μέσω μιας DC τάσης. Ο λόγος για τον οποίο πραγματοποιήθηκε αυτός ο νέος σχεδιασμός, οφείλεται στο ότι η τεχνολογία που σε αυτή την εργασία χρησιμοποιήθηκε, είναι πολύ πιο καινούργια και επομένως έχει πολύ χαμηλότερη τάση τροφοδότησης. Ως αποτέλεσμα, τα συγκεκριμένα τρανζίστορ με σκοπό να λειτουργούν σωστά θα έπρεπε να πολωθούν με μια νέα DC τάση.
- Μετά από αρκετές προσομοιώσεις που έγιναν, προκύπτει το συμπέρασμα ότι δεν είναι δυνατή η μέτρηση αρκετών χαρακτηριστικών μεγεθών του ενισχυτή, όπως είναι το NEF ή ορισμένες παράμετροι του θορύβου, μέσω του λογισμικού ADS. Επίσης, παρατηρήθηκε ότι δεν είναι δυνατή η ενσωμάτωση ορισμένων στοιχείων, όπως είναι τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται ως αντιστάσεις, με σκοπό την απόρριψη των μη επιθυμητών DC τάσεων στην είσοδο του ενισχυτή, λόγω της διεπαφής ηλεκτροδίου-ιστών.

7.2 Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

- Προτείνεται για τον ενισχυτή του συστήματος, που παρουσιάστηκε ως ο πιο αποδοτικός, να επανασχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε εκτός από όλα όσα επιτυγχάνει, να έχει την δυνατότητα να απορρίπτει τις μη επιθυμητές DC τάσεις (1-2V) στην είσοδο του, οι οποίες προκαλούνται από τα ηλεκτρόδια καταγραφής, λόγω των ηλεκτροχημικών επιδράσεων, στη διεπαφή ηλεκτροδίου-ιστών.
- Λόγω του ότι, τα νευρικά σήματα που καταγράφονται, μέσω εξωκυτταρικής καταγραφής, έχουν συχνότητα μικρότερη των 10kHz (συγκεκριμένα τα δυναμικά δράσης έχουν συχνότητα περίπου 10kHz, ενώ τα τοπικά δυναμικά πεδίου έχουν συχνότητα περίπου 30Hz), προτείνεται ο ενισχυτής του συστήματος να ενσωματώνει κάποιο φίλτρο, το οποίο θα αποκόπτει όλες τις άλλες μη επιθυμητές συχνότητες.
- Εξίσου σημαντικό, είναι η ρύθμιση της λειτουργίας του ενισχυτή με τέτοιο τρόπο ώστε να μπορεί να ρυθμίζει το εύρος ζώνης του, αναλόγως με το τι σήματα επιθυμεί να καταγράψει.
- Προτείνεται ο επανασχεδιασμός των κυκλωμάτων που παρουσιάστηκαν, σε κάποιο προηγμένο λογισμικό σχεδίασης, όπου θα είναι δυνατή η προσθήκη επιπλέον στοιχείων που το συγκεκριμένο λογισμικό δεν παρέχει. Μέσω αυτού, θα γίνει εφικτή η μέτρηση ορισμένων παραμέτρων εύκολα και με ακρίβεια. Για παράδειγμα η δυνατότητα του ενισχυτή για απόρριψη των μη επιθυμητών DC τάσεων στην είσοδο του, λόγω της διεπαφής ηλεκτροδίου-ιστών, θα πρέπει να γίνει μέσω της προσθήκης ορισμένων στοιχείων που το συγκεκριμένο λογισμικό δεν παρέχει.
- Ο σχεδιασμός επιπλέον κυκλωμάτων, τα οποία θα βρίσκονται μετά ή πριν τον συγκριτή τάσης αποτελεί μια σημαντική πρόταση για μελλοντική έρευνα, αφού θα επιτευχθεί η επιπλέον ανάπτυξη του συστήματος. Παραδείγματα τέτοιων κυκλωμάτων που βρίσκονται μετά το κύκλωμα του συγκριτή τάσης είναι, ο σχεδιασμός του ταλαντωτή καθώς και ο σχεδιασμός του ενισχυτή ισχύος. Από την άλλη πλευρά, πριν από τον συγκριτή τάσης προτείνεται ο σχεδιασμός των κυκλωμάτων που δημιουργούν την τριγωνική κυματομορφή.

Βιβλιογραφικές Αναφορές

Ξένη Βιβλιογραφία

- [1] Tony C. Carusone, David A. Johns, Kenneth W. Martin, *"Analog Integrated Circuit Design"*, 2th edition 2012, John Wiley & Sons, Inc.
- [2] Behzad Razavi, *"Design of Analog CMOS Integrated Circuits"*, 1th edition, International Edition 2001, McGraw-Hill Companies, Inc.
- [3] Behzad Razavi, *"Fundamentals of Microelectronics"*, 2th edition 2014, John Wiley & Sons, Inc.
- [4] Richard C. Jaeger, Travis N. Blalock, *"Microelectronic Circuit Design"*, 4th edition 2011, McGraw-Hill Companies, Inc.
- [5] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer, *"Analysis and Design of Analog Integrated Circuits"*, 5th edition 2009, John Wiley & Sons, Inc.
- [6] Rahul Sarpeshkar, *"Ultra Low Power Bioelectronics, Fundamentals, Biomedical Applications, and Bio-inspired Systems"*, 2010 Cambridge University Press, New York
- [7] Thomas H. Lee, *"The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits"*, 2th edition 2004, Cambridge University Press.
- [8] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg, *"CMOS Analog Circuit Design"*, 2th edition 2002, Oxford University Press, Inc.
- [9] W. Wattanapanitch, M. Fee, and R. Sarpeshkar, "An energy-efficient micropower neural recording amplifier," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 1, no. 2, pp. 136–147, Jun. 2007.
- [10] Reid R. Harrison and Cameron Charles, "A low-power low-noise CMOS amplifier for neural recording applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 5, pp. 958–965, Jun. 2003.
- [11] David C Yates and Esther Rodriguez-Villegas, "An Ultra Low Power Low Noise Chopper Amplifier for Wireless EEG," 2006 49th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems.
- [12] E. Waterhouse, "New horizons in ambulatory electroencephalography," *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, pp 74–80, May/June 2003.
- [13] Christian C. Enz, Francois Krummenacher, and Eric A. Vittoz, "An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to lowvoltage and low current applications," *Analog Integrat. Circuits Signal Process*, vol. 8, pp. 83–114, 1995.
- [14] Y. Tsividis, *"Operation and Modeling of the MOS Transistor"*, 2nd ed. Boston, MA: McGraw-Hill, 1998.
- [15] M. S. J. Steyaert, W. M. C. Sansen, and C. Zhongyuan, "A micropower low-noise monolithic instrumentation amplifier for medical purposes," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-22, pp. 1163–1168, Dec. 1987.
- [16] R. R. Harrison, "A versatile integrated circuit for the acquisition of biopotentials," in *Custom Integrated Circuits Conference, 2007. CICC '07. IEEE*, pp. 115–122, Sept. 2007.

- [17] Zhang Xu, Pei Weihua, Huang Beiju, Chen Hongda, "Low power CMOS preamplifier for neural recording applications", vol. 31, No.4, April 2010, *Journal of Semiconductors*.
- [18] Byunghun Yoon, Shin-II Lim, "Design of High-Speed Comparators for High-Speed Automatic Test Equipment", vol. 4, no.4, August 2015, *IEIE Transactions on Smart Processing and Computing*.
- [19] Ming Yin, Maysam Ghovanloo, "Using Pulse Width Modulation for Wireless Transmission of Neural Signals in Multichannel Neural Recording Systems", vol. 17, no.4, August 2009, *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*.
- [20] V. Majidzadeh, A. Schmid, Y. Leblebici, "A Micropower Neural Recording Amplifier with Improved Noise Efficiency Factor", *European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD, Antalya, August 2009*.
- [21] A. C. Hoogerwerf and K. D. Wise, "A three-dimensional microelectrode array for chronic neural recording," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 41, no. 12, pp. 1136–1146, Dec. 1994.
- [22] C. T. Nordhausen, E. M. Maynard, and R. A. Normann, "Single unit recording capabilities of a 100-microelectrode array," *Brain Res.*, vol.726, pp. 129–140, 1996.
- [23] J. Mavoori, A. Jackson, C. Diorio, and E. Fetz, "An autonomous implantable computer for neural recording and simulation in unrestrained primates," *J. Neurosci. Meth.*, vol. 148, pp. 71–77, 2005.
- [24] K. Guillory and R. A. Normann, "A 100-channel system for real time detection and storage of extracellular spike waveforms," *J. Neurosci. Meth.*, vol. 91, pp. 21–29, 1999.
- [25] J. Wessberg, C. Stambaugh, J. Kralik, P. Beck, M. Laubach, J. Chapin, J. Kim, S. Biggs, M. Srinivasan, and M. Nicolelis, "Real-time prediction of hand trajectory by ensembles of cortical neurons in primates," *Nature*, vol. 408, pp. 361–365, Nov. 2000.
- [26] J. Chapin, K. Moxon, R. Markowitz, and M. Nicolelis, "Real-time control of a robot arm using simultaneously recorded neurons in the motor cortex," *Nature Neurosci.*, pp. 664–670, 1999.
- [27] R. H. Olsson, III, D. L. Buhl, A. M. Sirota, G. Buzsaki, and K. D. Wise, "Band-tunable and multiplexed integrated circuits for simultaneous recording and stimulation with microelectrode arrays," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 52, no. 7, pp. 1303–1311, Jul. 2005.
- [28] B. Gosselin, M. Sawan and C. Chapman, "A low-power integrated bioamplifier with active low-frequency suppression," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 1, no. 3. pp. 184-192, sept. 2007.
- [29] M. Mollazadeh, K. Murari, G. Cauwenberghs and N. Thakor, "Micropower cmos integrated low-noise amplification, filtering and digitization of multimodal neuropotentials," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 1, pp. 1-10, feb. 2009.
- [30] B. Gosselin and M. Sawan, "An ultra low-power cmos automatic action potential detector," *Neural Systems and Rehabilitation Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 4, pp. 346-353, aug. 2009.
- [31] J. Holleman and B. Otis, "A sub-microwatt low-noise amplifier for neural recording, " in *Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007. 29th Annual International Conference of the IEEE*, aug. 2007, pp. 3930-3933.
- [32] T.M. Seese, H. Harasaki, G. M. Saidel and C. R. Davies, "Characterization of tissue morphology, angiogenesis, and temperature in the adaptive response of muscle tissue to chronic heating, " *Lab. Invest.*, vol.78, no.12, pp. 1553 – 1562, 1998.
- [33] H. Semmaoui, J. Drolet, A. Lakhssassi and M. Sawan, "A new approach for higher data reduction capacity based on spike detection technique in wireless multichannel neural recordings, " in *Biomedical Engineering Conference(CIBEC), 2015 5th Cairo International*, Dec. 2010.

Ελληνική Βιβλιογραφία

- [34] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer, "Ανάλυση και σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων", Επιστημονική επιμέλεια: Κ. Ψυχαλίνος, 4^η αμερικανική έκδοση 2007, εκδόσεις Κλειδάριθμος.
- [35] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, "Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα", Επιστημονική επιμέλεια: Ι. Παπανάνος, 5^η έκδοση Αθήνα 2014, εκδόσεις Παπασωτηρίου.
- [36] Γιάννης Χαριτάνης, "Ηλεκτρονικά Γραμμικά Κυκλώματα Συνεχούς Χρόνου", 2013, Πανεπιστημιακές εκδόσεις ΑΡΑΚΥΝΘΟΣ.
- [37] Neil H. E. Weste, David M. Harris, "Σχεδίαση Ολοκληρωμένων Συστημάτων CMOS VLSI", Επιστημονική επιμέλεια: Δ. Σουντρής, Κ. Πεκμεστζη Κ. Γκούτης, 4^η έκδοση 2011, εκδόσεις Παπασωτηρίου.
- [38] Richard C. Jaeger, Travis N. Blalock, "Μικροηλεκτρονική Σχεδίαση Κυκλωμάτων", 5^η έκδοση 2017, εκδόσεις Τζιόλα.
- [39] Νίκος Ι. Μάργαρης, "Ανάλυση Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων", 2014, εκδόσεις Τζιόλα.
- [40] Jan M. Rabaey, Anatha Chandrakasan, Borivoje Nikolic, "Ψηφιακά Ολοκληρωμένα Κυκλώματα: Μια Σχεδιαστική Προσέγγιση", 2^η έκδοση 2006 Αθήνα, εκδόσεις Κλειδάριθμος ΕΠΕ.
- [41] Κυριακή Σιδηροπούλου, "Βασικές αρχές λειτουργίας του νευρικού συστήματος, Από την νευροφυσιολογία στη συμπεριφορά", 2015, Ελληνικά Ακαδημαϊκά Ηλεκτρονικά Συγγράμματα και Βοηθήματα.