





## Περίληψη

Σκοπός της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι η μελέτη και σχεδίαση ενός ταλαντωτή LC ελεγχόμενου από τάση. Οι ταλαντωτές αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι πολλών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και η σωστή σχεδίαση τους συνεχίζει να αποτελεί ιδιαίτερη πρόκληση.

Αρχικά γίνεται μια μικρή αναφορά για την ανάπτυξη των ταλαντωτών στη βιομηχανία των επικοινωνιών και των ηλεκτρονικών συσκευών. Έπειτα ακολουθεί ένα σχήμα που απεικονίζει τις βασικές μονάδες ενός δεκτή.

Μελετώνται οι ταλαντωτές ως ηλεκτρονικά κυκλώματα. Αναφέρονται δυο βασικές κατηγορίες ταλαντωτών: οι αρμονικοί ταλαντωτές και οι ταλαντωτές χαλάρωσης δια την διάκριση τους ως προς τη μορφή σήματος έξοδος τους. Ακολουθεί μια σύντομη περιγραφή για το πώς λειτουργούν οι αρμονικοί ηλεκτρονικοί ταλαντωτές και ποιες είναι οι συνθήκες για τη συντήρηση των ταλαντώσεων. Θα αναλύσουμε και κάποιες χαρακτηριστικές τοπολογίες αρμόνικων ηλεκτρονικών ταλαντωτών. Τέλος, σε αυτό το κεφάλαιο αναφέρονται λίγα-λογια για τους μη-γραμμικούς ταλαντωτές αλλά μελετάμε εκτενεστέρα για έναν συγκεκριμένο μη-γραμμικό ταλαντωτή τον «van der Pol» και λίγα-λογια για το χάος.

Έπειτα, αναφερόμαστε για το Mosfet και για την κατασκευή του. Πιο συγκεκριμένα, για την λειτουργία του Mosfet και τους τύπους του. Καθώς και τις μαθηματικές εκφράσεις που αναλύουν τα κυκλώματα Mosfet. Παρατίθενται και κάποια κυκλώματα που είναι ιδανικά για το Mosfet αλλά και οι εφαρμογές που είναι ιδανικές για αυτό.

Στη συνέχεια, παρουσιάζονται οι βασικοί τύποι προσομοιωτών κυκλωμάτων και αυτοί είναι: οι αναλογικοί και οι ψηφιακοί (ή λογικοί). Γνωρίζουμε ότι ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα του οποίου η συχνότητα εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου του, με βάση αυτό σε αυτό το κεφάλαιο παρατίθενται η μαθηματική περιγραφή του. Επίσης, αναφέρουμε μερικές από τις σημαντικότερες παραμέτρους ενός τυπικού VCO.

Η ολοκλήρωση της πτυχιακής μας γίνεται με την παρουσίαση της διαδικασίας σχεδίαση και κατασκευή ενός τέτοιου κυκλώματος. Την κατασκευή του κυκλώματος στο multisim. Στο τέλος, φαίνονται και κάποιες εικόνες από τις μετρήσεις που έγιναν σχετικά με την συχνότητα και το πλάτος πανω στο κύκλωμα αυτό.

## Ευχαριστίες

Καταρχάς θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον καθηγητή Εφαρμογών κ. Ιωάννη Λιαπέρδο, για την ανάθεση της συγκεκριμένης πτυχιακής εργασίας και για τις πολύτιμες συμβουλές του, καθ' και για την προθυμία του και την καθοδήγηση του.

Τέλος, θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε την οικογένειά μας και τους φίλους μας για τη συμπαράστασή τους όλα αυτά τα χρόνια σπουδών μας.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1.....	6
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	6
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2.....	9
2.1 Γενικά.....	9
2.2 Αρχή λειτουργίας των αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών.....	10
2.3 Συνθήκες για την συντήρηση ταλαντώσεων.....	11
2.4 Κυκλώματα αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών.....	15
2.4.1 Ορθογώνιος ταλαντωτής.....	15
2.4.2 Ταλαντωτής με γέφυρα Wien.....	19
2.4.3 Ταλαντωτής ολίσθησης φάσης.....	22
2.4.4 Ταλαντωτής Hartley.....	25
2.4.5 Ταλαντωτής Colpitts.....	30
2.5 Μη γραμμικοί ταλαντωτές και χάος.....	31
2.5.1 Ταλαντωτής Van der Pol χωρίς εξωτερική διέγερση.....	32
2.5.1.1 Βασικά δομικά στοιχεία κυκλώματος ταλαντωτή Van der Pol.....	33
2.5.1.2 Κυκλώματα ταλαντωτή Van der Pol.....	35
2.5.1.3 Μελέτη ταλαντωτή Van der Pol.....	39
2.5.2 Ταλαντωτής Van der Pol με εξωτερική περιοδική διέγερση.....	40
2.5.2.1 Συμπεριφορά ταλαντωτή Van der Pol με εξωτερική περιοδική διέγερση.....	45
2.5.3 Λίγα λόγια για το χάος.....	46
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.....	48
3.1 Αρχή λειτουργία MOSFET.....	49
3.2 Τύποι MOSFET.....	51
3.3 Περιοχές λειτουργίας του MOSFET.....	54
3.4 Μαθηματικό μοντέλο για το MOSFET.....	58
3.5 Ισοδύναμα κυκλώματα για το MOSFET.....	60
3.6 Εφαρμογές για το MOSFET.....	63
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....	64
ΣΧΕΔΙΑΣΗ & ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΣΤΟ MULTISIM.....	64
4.1 Προσομοίωση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.....	64
4.2 Μαθηματική περιγραφή ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση.....	69
4.3 Βασικότερες παράμετροι ενός VCO.....	71
4.4 Διαδικασία σχεδίασης & κατασκευής ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.....	73
4.5 Κατασκευή του κυκλώματος στο Multisim.....	74
4.6 Μελέτη συχνότητας.....	75
4.7 Μελέτη πλάτους.....	79
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΩΝ.....	84-85
ΕΛΛΗΝΟΓΛΩΣΣΗ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	86
ΞΕΝΗ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	86
ΔΙΑΔΥΚΤΙΟ .....	86

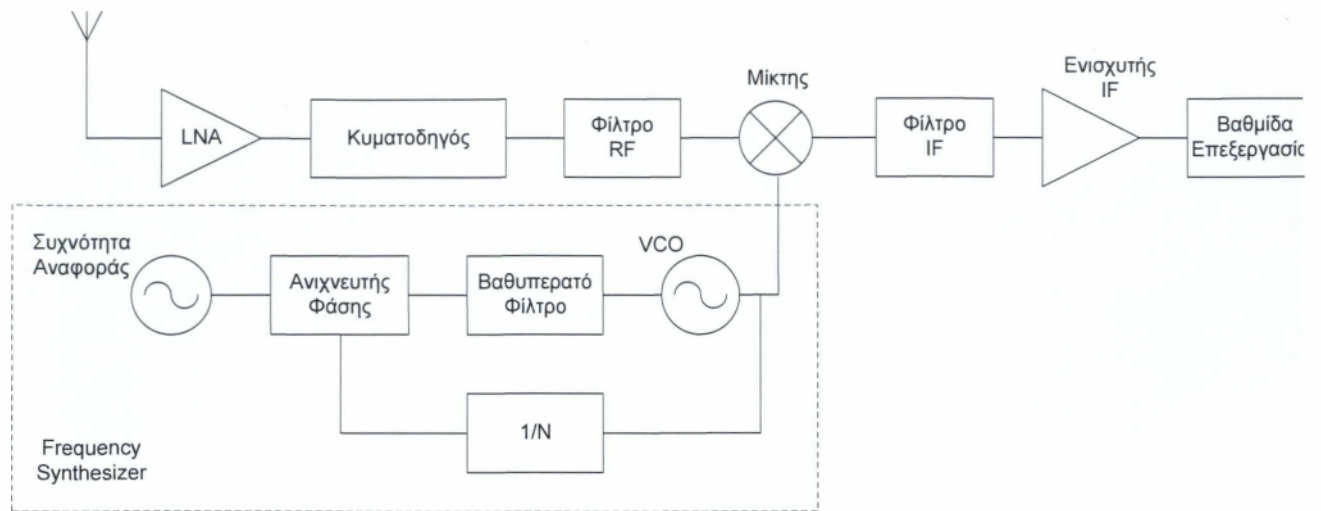
# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τις τελευταίες δεκαετίες έχει σημειωθεί ραγδαία ανάπτυξη στη βιομηχανία των επικοινωνιών και των ηλεκτρονικών συσκευών. Η επικοινωνία αποτελεί μέρος της καθημερινής μας ζωής και εμφανίζεται σε αυτήν με ποικίλους τρόπους. Τα κινητά τηλέφωνα, οι προσωπικοί υπολογιστές, οι τηλεοράσεις, τα ραδιόφωνα, και το διαδίκτυο, αποτελούν μερικά μόνο παραδείγματα συσκευών και υπηρεσιών που σχετίζονται με τις επικοινωνίες. Η ανάγκη για αυξημένο εύρος ζώνης έχει οδηγήσει τις επικοινωνίες στη χρήση καναλιών στην περιοχή των GHz, όπου με την αξιοποίηση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και την εφαρμογή πολύπλοκων σχημάτων διαμόρφωσης επιτυγχάνεται η βέλτιστη αξιοποίηση του εύρους ζώνης.

Οι ταλαντωτές, και κυρίως οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (Voltage-Controlled Oscillators, VCOs) αποτελούν ένα αναπόσπαστο τμήμα πολλών ηλεκτρονικών συστημάτων. Ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα του οποίου η συχνότητα εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου του. Διάφορες εφαρμογές από την παραγωγή παλμών ρολογιού στους μικροεπεξεργαστές μέχρι τη σύνθεση φερόντων σημάτων για τα κινητά τηλέφωνα, επιβάλλουν τη χρήση διαφορετικών τοπολογιών ταλαντωτών με διαφορετικά χαρακτηριστικά και επιδόσεις. Για παράδειγμα, η σχεδίαση VCOs για εφαρμογές ανάκτησης ρολογιού δεν απαιτεί ιδιαίτερα υψηλές επιδόσεις όσον αφορά στο θόρυβο και συνήθως, το εύρος λειτουργίας του ταλαντωτή που χρειάζεται είναι σχετικά περιορισμένο. Αντίθετα, η σχεδίαση VCOs για συστήματα ασύρματης επικοινωνίας επιβάλλει πολύ υψηλές επιδόσεις όσον αφορά στο θόρυβο και αυξημένο εύρος λειτουργίας ώστε να καλύπτονται όλα τα κανάλια στις διάφορες συχνότητες. Συνήθως οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση είναι ενσωματωμένοι σε ένα σύστημα κλειδωμένης φάσης. Για το λόγο αυτό έχει προστεθεί το παράρτημα Α, στο οποίο γίνεται μια σύντομη παρουσίαση των συστημάτων κλειδωμένης φάσης. Η σχεδίαση ταλαντωτών υψηλών επιδόσεων σε τεχνολογία CMOS συνεχίζει να αποτελεί μια πρόκληση για τους σχεδιαστές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Δεδομένου ότι στη συγκεκριμένη πτυχιακή εργασία σχεδιάζεται ένας VCO ο οποίος θεωρητικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ως τμήμα ενός ασύρματου τηλεπικοινωνιακού δέκτη (ή πομπού), κρίνεται σκόπιμο να γίνει μια πολύ σύντομη αναφορά στα τμήματα από τα οποία αποτελείται ένας τέτοιος δέκτης. Οι δέκτες διακρίνονται σε ομόδυνους, όταν η συχνότητα λειτουργίας τους συμπίπτει με τη συχνότητα του ραδιοκύματος και σε ετερόδυνους, όταν το λαμβανόμενο ραδιοκύμα μετατοπίζεται φασματικά περί την ενδιάμεση συχνότητα. Στο σχήμα 1 φαίνονται τα σημαντικότερα τμήματα ενός ετερόδυνου δέκτη.



Σχήμα 1: Βασικές μονάδες ενός δέκτη.

Ο δέκτης αποτελείται δηλαδή από τις ακόλουθες μονάδες:

- Την κεραία η οποία συλλέγει την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία
- Τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, LNA που παρέχει την πρώτη ενίσχυση στο σήμα λήψης και λειτουργεί σε όλο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του δέκτη.
- Το ενσύρματο μέσο μετάδοσης, κυματοδηγός ή γραμμή μεταφοράς, που μεταδίδει το σήμα από το σημείο λήψης και πρώτης ενίσχυσης στο υπόλοιπο τμήμα του δέκτη.
- Τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων RF που καταπιέζουν το θόρυβο και τις παρεμβολές που εκτείνονται εκτός του εύρους ζώνης του σήματος.
- Το μίκτη ο οποίος πολλαπλασιάζει τα δυο σήματα που εμφανίζονται στις εισόδους του. Το ένα σήμα είναι αυτό που προέρχεται από τις προηγούμενες βαθμίδες ενώ το άλλο παράγεται από τον τοπικό ταλαντωτή. Το σήμα του τοπικού ταλαντωτή παράγεται από ένα κύκλωμα σύνθεσης συχνότητας, βασικό στοιχείο του οποίου είναι ο VCO.
- Το φίλτρο IF το οποίο επιτρέπει τη διέλευση μόνο του επιθυμητού σήματος που παράγεται από το μίκτη.
- Τον ενισχυτή IF ο οποίος ενισχύει το επιθυμητό σήμα προτού ακολουθήσει η επεξεργασία αυτού.

Τέλος, είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι τα πρώτα στάδια του δέκτη θα πρέπει να χαρακτηρίζονται από χαμηλό εσωτερικό θόρυβο καθότι αυτά επηρεάζουν σε σημαντικό βαθμό το συνολικό συντελεστή θορύβου του συστήματος όπως φαίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_1 G_2 \dots G_{m-1}}$$

όπου  $F$  ο συνολικός συντελεστής θορύβου του συστήματος,  $F_i$  ο συντελεστής θορύβου της κάθε βαθμίδας,  $G_i$  το κέρδος της κάθε βαθμίδας και  $m$  ο συνολικός αριθμός των βαθμίδων που αποτελούν το σύστημα.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

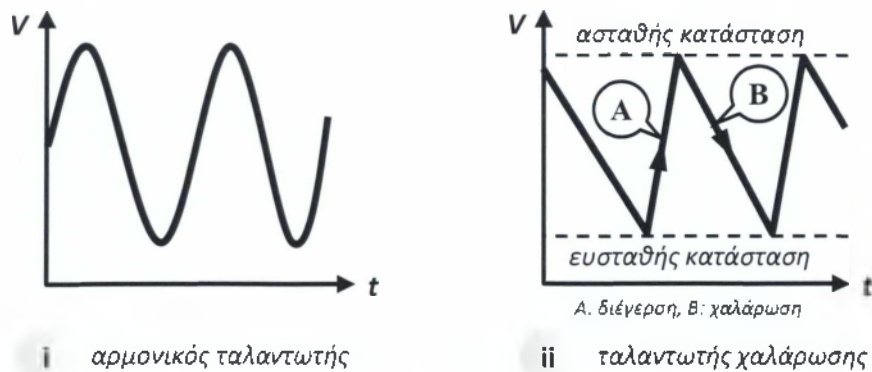
### ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

#### 2.1 Γενικά

Οι ταλαντωτές (oscillators) είναι ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία παρέχουν στην έξοδό τους περιοδικές κυματομορφές τάσης, όπως τριγωνικά ή αρμονικά μεταβαλλόμενα σήματα, ορθογώνιες ή πριονωτές παλμοσειρές, κ.λπ. Πρόκειται για συστήματα χωρίς είσοδο, τα οποία αναπτύσσουν ταλαντώσεις τις οποίες και συντηρούν αντλώντας ενέργεια από τις πηγές τροφοδοσίας τους.

Υπάρχουν δύο κύριες οικογένειες ταλαντωτών: Οι **αρμονικοί ταλαντωτές** (harmonic oscillators) και οι **ταλαντωτές χαλάρωσης** (relaxation oscillators). Οι αρμονικοί ταλαντωτές παρέχουν αρμονική (ημιτονική ή συνημιτονική) έξοδο και τυγχάνουν ευρύτατης εφαρμογής στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα όπου χρησιμοποιούνται για να παράγουν κυματομορφές αναφοράς ή ελέγχου, φέροντα κύματα διαμορφώσεων, σήματα τοπικού ταλαντωτή απαραίτητα για τη διαδικασία μίξης κ.λπ. Στην ιδανική περίπτωση, το φάσμα του σήματος ενός αρμονικού ταλαντωτή περιέχει μία μοναδική συχνότητα.

Οι ταλαντωτές χαλάρωσης παρέχουν κυματομορφές οι οποίες παλινδρομούν μεταξύ δύο καταστάσεων: μιας ευσταθούς και μιας ασταθούς, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2. Κάθε κύκλος της περιοδικής κυματομορφής ενός ταλαντωτή χαλάρωσης αποτελείται από μια φάση «διέγερσης», όπου το σήμα αναγκάζεται να εγκαταλείψει την ευσταθή κατάσταση, και από μια φάση «χαλάρωσης» κατά την οποία επανέρχεται από την ασταθή κατάσταση στην ευσταθή. Η χρονική διάρκεια της φάσης διέγερσης είναι, συνήθως, αρκετά μικρότερη της διάρκειας της φάσης χαλάρωσης. Το φασματικό περιεχόμενο του σήματος ενός ταλαντωτή χαλάρωσης είναι πλούσιο σε αρμονικές συνιστώσες και εξαρτάται από τη μορφή του παραγόμενου σήματος.



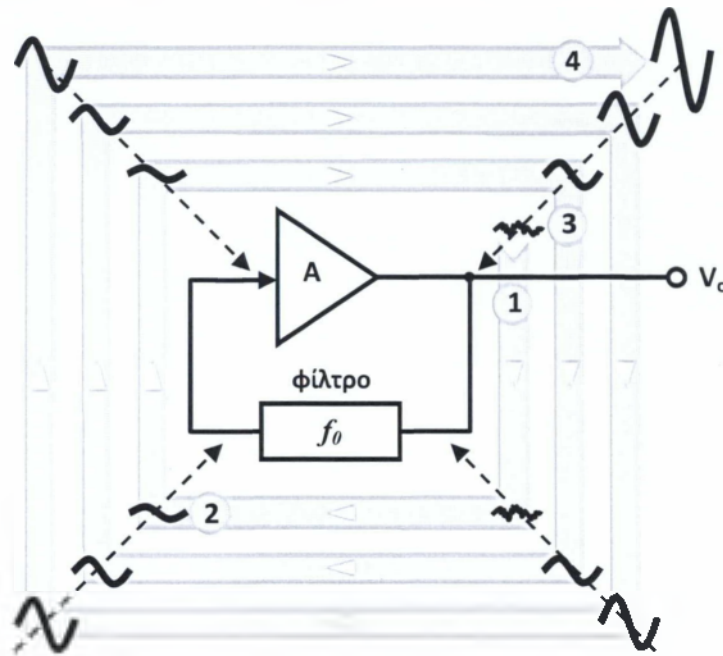
Σχήμα 2: Διάκριση ταλαντωτών ως προς τη μορφή του σήματος εξόδου τους

Χαρακτηριστικά παραδείγματα εφαρμογών των ταλαντωτών χαλάρωσης είναι η παραγωγή των σημάτων ρολογιού για το χρονισμό των ψηφιακών συστημάτων, η παραγωγή της πριονωτής τάσης που είναι απαραίτητη για τη σωστή απεικόνιση ενός σήματος στην οθόνη ενός αναλογικού παλμογράφου, κ.λπ. Στη συνέχεια θα μας απασχολήσουν αρμονικοί ταλαντωτές.

## 2.2 Αρχή λειτουργίας των αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών

Στη βασική του μορφή ένας **αρμονικός ηλεκτρονικός ταλαντωτής** αποτελείται από έναν ενισχυτή σε συνδεσμολογία κλειστού βρόχου, ένα κλάσμα της εξόδου του οποίου ανατροφοδοτείται στην είσοδο μέσω ενός φίλτρου, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 2. Το φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση μιας στενής ζώνης συχνοτήτων με κεντρική τιμή στην επιθυμητή συχνότητα  $f_0$  του ταλαντωτή (και μόνο αυτήν, στην ιδανική περίπτωση). Τη στιγμή που το κύκλωμα συνδέεται στην πηγή τροφοδοσίας του, η έξοδος του ενισχυτή περιέχει μόνο **θόρυβο** (βλπ. κυματομορφή «i» στο Σχήμα 2), ο οποίος ενυπάρχει αναπόφευκτα σε όλα τα ηλεκτρικά κυκλώματα και αποτελείται από έναν μεγάλο αριθμό φασματικών συνιστωσών (άπειρων στην περίπτωση του **λευκού θορύβου**), σύμφωνα και με το σχετικό Παράρτημα. Κυκλοφορώντας κατά μήκος του κλειστού βρόχου ο θόρυβος διέρχεται από το φίλτρο, όπου καταπνίγονται όλες οι συνιστώσες του πλην της  $f_0$ , δίνοντας ένα ασθενέστατο αρμονικό σήμα αυτής της συχνότητας στην έξοδό του (βλπ. κυματομορφή «ii» στο Σχήμα 2). Το σήμα αυτό ενισχύεται από τον ενισχυτή και ανατροφοδοτείται στο φίλτρο, μαζί με τον θόρυβο που έχει επικαθίσει σε αυτό. Πολύ γρήγορα, οι διαδοχικές επαναλήψεις της προηγούμενης διαδικασίας φιλτραρίσματος και ενίσχυσης οδηγούν στην κατάπνιξη του θορύβου και

στην ανάδειξη του αρμονικού σήματος συχνότητας  $f_0$ , με αρκούντως μεγάλο πλάτος.

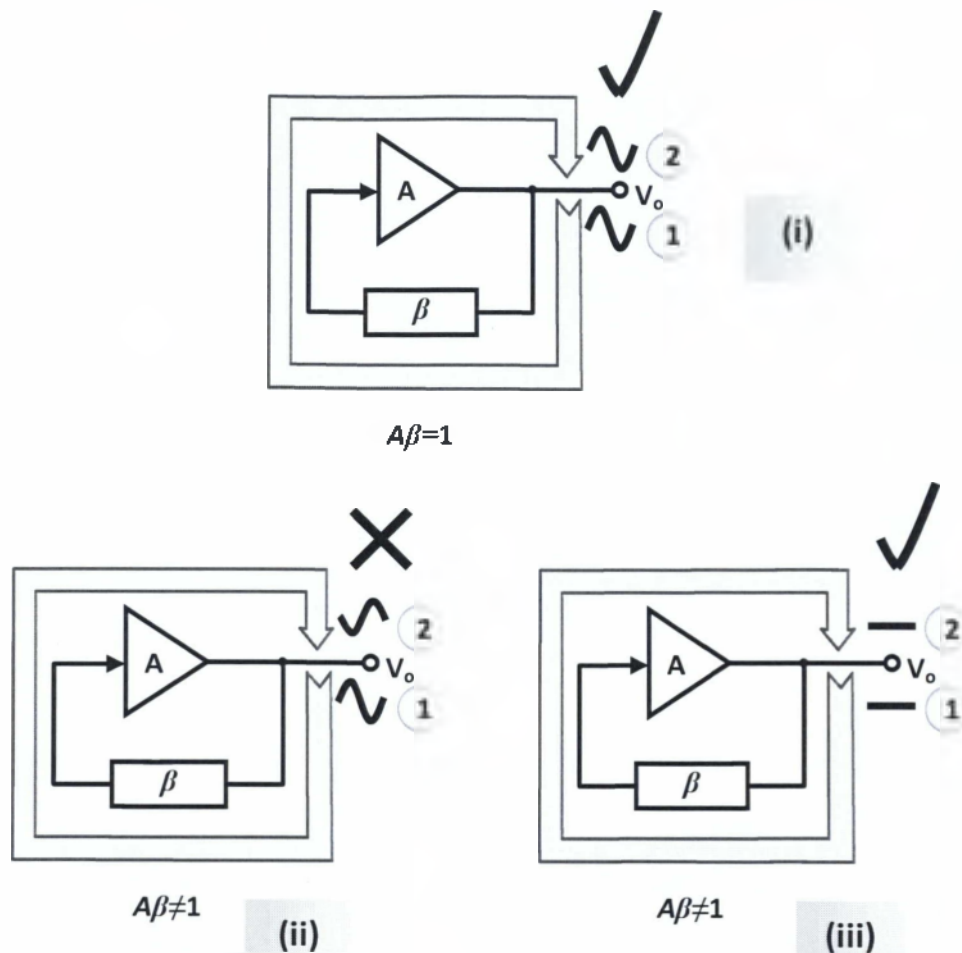


Σχήμα 3: Αρχή λειτουργίας ηλεκτρονικού ταλαντωτή

Η ενίσχυση της αρμονικής κυματομορφής ελέγχεται με την κατάλληλη εκμετάλλευση της μη γραμμικότητας των στοιχείων του κυκλώματος κατά τέτοιο τρόπο ώστε η συνολική απολαβή κατά μήκος του κλειστού βρόχου για τη συχνότητα  $f_0$  του επιθυμητού αρμονικού σήματος να είναι φθίνουσα συνάρτηση του πλάτους του σήματος αυτού. Με τον τρόπο αυτό, η απολαβή είναι πολύ μεγάλη όσο το πλάτος του σήματος είναι μικρό – γεγονός που εξασφαλίζει την έναυση (εκκίνηση) της ταλάντωσης – μειώνεται, όμως, όσο το πλάτος του σήματος αυξάνεται. Αν δεν συνέβαινε το τελευταίο, η μεγάλη απολαβή κλειστού βρόχου θα προσπαθούσε να επιβάλει στο σήμα τιμές πλάτους μεγαλύτερες της τάσης τροφοδοσίας του ενισχυτή, πράγμα που θα ήταν αδύνατο να συμβεί, οδηγώντας σε παύση της ταλάντωσης.

### 2.3 Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων

Ας υποθέσουμε πως για τη γενική μορφή ταλαντωτή που περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο έχει ολοκληρωθεί η διαδικασία εκκίνησης των ταλαντώσεων, και ας προσπαθήσουμε να δούμε τις συνθήκες υπό τις οποίες είναι δυνατή η συντήρηση των ταλαντώσεων αυτών.



Σχήμα 4: Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων

Ας υποθέσουμε πως η απολαβή τάσης του ενισχυτή είναι ίση με  $A$  και πως η απολαβή τάσης του φίλτρου είναι ίση με  $\beta$ . Όπως γνωρίζουμε, και τα δύο αυτά μεγέθη είναι μιγαδικά στη γενική περίπτωση, γεγονός που συνεπάγεται αλλαγή της φάσης του σήματος τόσο κατά τη διέλευσή του από τον ενισχυτή όσο και για τη διέλευσή του από το φίλτρο. Ας θεωρήσουμε την περίπτωση του Σχήματος 4-ι, όπου υποθέτουμε πως η συνολική στροφή φάσης κατά μήκος του κλειστού βρόχου είναι μηδενική, καθώς επίσης πως η αντίστοιχη απολαβή είναι ίση με τη μονάδα. Οι υποθέσεις αυτές συνεπάγονται πως ένα σήμα στην έξοδο του ενισχυτή (1, στο Σχήμα 4-ι) διατρέχοντας τον κλειστό βρόχο θα επιστρέψει στην έξοδο με το ίδιο ακριβώς πλάτος και φάση (2, στο Σχήμα 4-ι), γεγονός επιτρεπτό από μαθηματικής άποψης αφού το σήμα σε ένα σημείο του κυκλώματος (και συγκεκριμένα στην έξοδο  $V_o$  του ταλαντωτή) ταυτίζεται με τον εαυτό του.

Ας υποθέσουμε, τώρα, πως η επιλογή των μιγαδικών τιμών απολαβής του ενισχυτή και του φίλτρου είναι τέτοιες ώστε το σήμα εξόδου (1, στο Σχήμα 4-ii) που ανατροφοδοτείται να δίνει σήμα

διαφορετικής φάσης και πλάτους στην έξοδο του ενισχυτή (2, στο Σχήμα 4-ii). Είναι φανερό πως μια τέτοια κατάσταση δεν είναι επιτρεπτή από μαθηματικής άποψης, αφού το σήμα σε ένα σημείο του κυκλώματος (και συγκεκριμένα στην έξοδο του ταλαντωτή) δεν ταυτίζεται με τον εαυτό του. Για το δεδομένο σύστημα, το μοναδικό σήμα που ικανοποιεί την απαίτηση που επιβάλλει την ταύτιση του σήματος εξόδου με το σήμα που προκύπτει από την ανατροφοδότηση είναι το μηδενικό σήμα, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4-iii. Φυσικά, δεν πρόκειται για το αρμονικό σήμα που θα θέλαμε στην έξοδο του κυκλώματος. Μπορούμε να συμπεράνουμε, λοιπόν, ότι στην περίπτωση αυτή είναι αδύνατη η συντήρηση των ταλαντώσεων.

Συνοψίζοντας, μπορούμε να πούμε πως οι συνθήκες για τη συντήρηση των ταλαντώσεων περιγράφονται από τις σχέσεις:

$$|A\beta| = 1, \quad (2.1)$$

και

$$\angle A\beta = 0, \quad (2.2)$$

οι οποίες μπορούν να γραφτούν στη μορφή μιας και μόνο εξίσωσης:

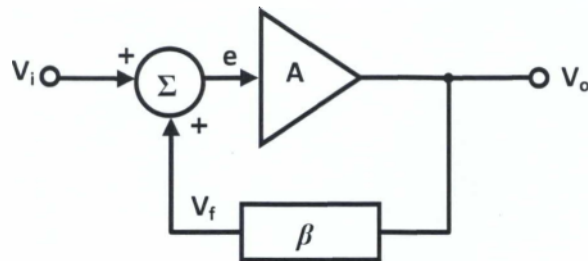
$$A\beta = 1, \quad (2.3)$$

όπου  $A$  και  $\beta$  σε μιγαδική μορφή.

Στη συνέχεια θα δώσουμε έναν πιο αυστηρό τρόπο απόδειξης της σχέσης (2.3).

Ας θεωρήσουμε το σύστημα ενισχυτή με θετική **ανάδραση** (**ανατροφοδότηση** – feedback) του Σχήματος 5, το οποίο περιγράφεται από τις σχέσεις:

$$\frac{V_o}{e} = A, \quad (2.4)$$



Σχήμα 5: Μοντέλο συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση

$$\frac{V_f}{V_o} = \beta, \quad (2.5)$$

και

$$e = V_i + V_f. \quad (2.6)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.4) – (2.6) παίρνουμε:

$$V_i = \frac{V_o}{A} - \beta V_o = V_o \left( \frac{1}{A} - \beta \right). \quad (2.7)$$

Προκειμένου το σύστημα να λειτουργεί ως ταλαντωτής θα πρέπει το σήμα εισόδου του ( $V_i$ ) να είναι μηδενικό. Επιβάλλοντας, επομένως, την απαίτηση:

$$V_i = 0, \quad (2.8)$$

η σχέση δίνει:

$$\frac{1}{A} - \beta = 0, \quad (2.9)$$

από την οποία προκύπτει:

$$A\beta = 1. \quad (2.10)$$

Η σχέση (2.10) αποτελεί τη μαθηματική έκφραση του **κριτηρίου του Barkhausen**, το οποίο αποτελεί αναγκαία συνθήκη (αλλά όχι ικανή, μιας και η σχέση (2.7) επαληθεύεται και για μηδενικό σήμα) για τη συντήρηση ταλαντώσεων σε ένα σύστημα με θετική ανάδραση. Σύμφωνα με το κριτήριο αυτό, προκειμένου ένα κύκλωμα ενισχυτή με θετική ανάδραση

να συντηρεί ταλαντώσεις, θα πρέπει η μιγαδική απολαβή τάσης κλειστού βρόχου του κυκλώματος να είναι ίση με τη μονάδα.

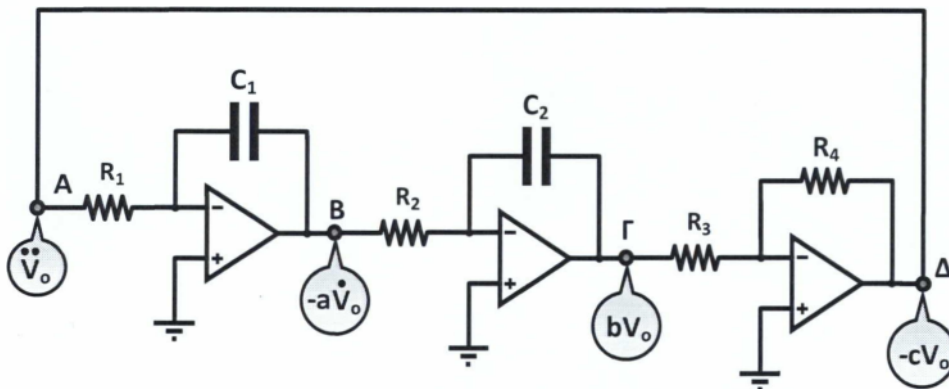
Το κριτήριο Barkhausen αποτελεί χρήσιμο εργαλείο για την ανάλυση κυκλωμάτων ταλαντωτών και για τον προσδιορισμό της συχνότητας ταλάντωσής τους, γεγονός που θα αναδειχθεί από την ανάλυση των κυκλωμάτων που θα ακολουθήσουν.

## 2.4 Κυκλώματα αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιάσουμε και θα αναλύσουμε χαρακτηριστικές τοπολογίες αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών οι οποίοι ακολουθούν την αρχή του συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση.

### 2.4.1 Ορθογώνιος ταλαντωτής (Quadrature oscillator)

Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 6 το οποίο αποτελείται από δύο ολοκληρωτές και έναν αναστρέφοντα ενισχυτή.



Σχήμα 6: Κύκλωμα ορθογώνιου ταλαντωτή

Το κύκλωμα υλοποιεί τη διαφορική εξίσωση που περιγράφει μια αμείωτη αρμονική ηλεκτρική ταλάντωση:

$$\ddot{V}_o + \omega_0^2 V_o = 0, \quad (2.11)$$

όπου  $\omega_0$  η κυκλική συχνότητα που αντιστοιχεί στη συχνότητα  $f_0$  της ταλάντωσης:

$$\omega_0 = 2\pi f_0. \quad (2.12)$$

(Ακολουθήθηκε η σύμβαση της τελείας, σύμφωνα με την οποία το σύμβολο  $\dot{x}$  αντιστοιχεί στην πρώτη χρονική παράγωγο του μεγέθους  $x$ , το σύμβολο  $\ddot{x}$  αντιστοιχεί στη δεύτερη χρονική παράγωγο του ίδιου μεγέθους, κ.ο.κ.)

Ας υποθέσουμε πως το σήμα στο σημείο Α (βλπ. Σχήμα 6) αντιστοιχεί στη δεύτερη χρονική παράγωγο του αρμονικού σήματος  $V_o$ :

$$V_A = \ddot{V}_o. \quad (2.13)$$

Το σήμα  $V_B$  στο σημείο Β θα είναι ανάλογο του ολοκληρώματος του σήματος  $V_A$ , σύμφωνα με τη σχέση (βλπ. κύκλωμα ολοκληρωτή με τελεστικό ενισχυτή):

$$V_B = -\frac{1}{R_1 C_1} \int V_A dt = -\frac{1}{R_1 C_1} \int \ddot{V}_o dt = -\frac{1}{R_1 C_1} \dot{V}_o. \quad (2.14)$$

Όμοια, το σήμα  $V_\Gamma$  στο σημείο Γ θα είναι ανάλογο του ολοκληρώματος του σήματος  $V_B$ , σύμφωνα με τη σχέση:

$$V_\Gamma = -\frac{1}{R_2 C_2} \int V_B dt. \quad (2.15)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (2.14) στη σχέση (2.15) παίρνουμε:

$$V_\Gamma = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \int \dot{V}_o dt = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} V_o. \quad (2.16)$$

Η τάση  $V_\Delta$  προκύπτει από την αναστροφή της τάσης  $V_\Gamma$  (βλπ. κύκλωμα αναστρέφοντος ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή):

$$V_\Delta = -\frac{R_4}{R_3} V_\Gamma. \quad (2.17)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (2.16) στη σχέση (2.17) βρίσκουμε:

$$V_\Delta = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o. \quad (2.18)$$



Λόγω της ανατροφοδότησης, οι τάσεις στα σημεία A και Δ θα ταυτίζονται, οπότε ο συνδυασμός των σχέσεων (2.13) και (2.18) δίνει:

$$\ddot{V}_o = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o, \quad (2.19)$$

ή, ισοδύναμα,

$$\ddot{V}_o + \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o = 0, \quad (2.20)$$

η οποία είναι της μορφής της εξίσωσης (2.11) και, άρα, υποδηλώνει αρμονική ηλεκτρική ταλάντωση με κυκλική συχνότητα:

$$\omega_0^2 = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}, \quad (2.21)$$

και συχνότητα:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}, \quad (2.22)$$

Η συχνότητα ταλάντωσης μπορεί να βρεθεί, ισοδύναμα, με την εφαρμογή του κριτηρίου του Barkhausen, το οποίο απαιτεί μοναδιαία μιγαδική απολαβή για τον κλειστό βρόχο του ταλαντωτή ώστε να ισχύει:

$$V_A = V_S. \quad (2.23)$$

Στην ανάλυση που θα ακολουθήσει, οι ολοκληρωτές μπορούν να αντιμετωπιστούν ως αναστρέφοντες ενισχυτές με αντίσταση ανάδρασης ίση με τη σύνθετη αντίσταση των αντίστοιχων πυκνωτών. Έτσι, μπορούμε για το σήμα  $V_B$  να γράψουμε:

$$V_B = -\frac{1}{R_1} V_A = -\frac{1}{R_1 C_1 s} V_A, \quad (2.24)$$

όπου  $s=j\omega$ .

Παρόμοια, για το σήμα  $V_r$  έχουμε:

$$V_{\Gamma} = -\frac{1}{R_2 C_2 s} V_B, \quad (2.25)$$

ενώ για το σήμα  $V_{\Delta}$  ισχύει:

$$V_{\Delta} = -\frac{R_4}{R_3} V_{\Gamma}, \quad (2.26)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.24)-(2.26) βρίσκουμε:

$$V_{\Delta} = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 s^2} V_A. \quad (2.27)$$

Αλλά  $s=j\omega$ , οπότε η προηγούμενη γράφεται:

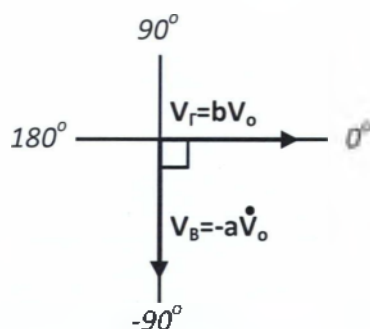
$$V_{\Delta} = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 \omega^2} V_A. \quad (2.28)$$

Η συχνότητα ταλάντωσης αντιστοιχεί στην τιμή της κυκλικής συχνότητας  $\omega$  για την οποία επαληθεύεται η σχέση (2.23), άρα:

$$\omega_0^2 = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}, \quad (2.29)$$

η οποία ταυτίζεται με τη σχέση (2.21).

Με κατάλληλη επιλογή των τιμών των παθητικών στοιχείων μπορούμε να επιτύχουμε την επιθυμητή τιμή συχνότητας ταλάντωσης.



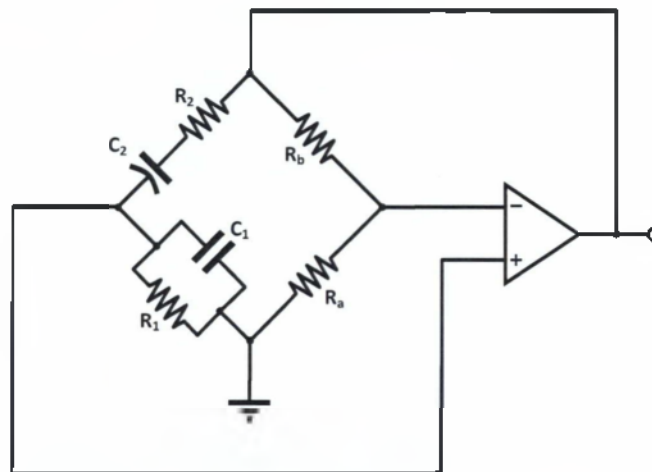
Σχήμα 7: Φάση εξόδων ορθογώνιου ταλαντωτή

Το κυριότερο πλεονέκτημα των ορθογώνιων ταλαντωτών είναι πως μπορούν να δώσουν ορθογώνιες αρμονικές εξόδους (σε φάση  $\pm 90^\circ$ ). Στο σημείο, π.χ.,  $\Gamma$  του κυκλώματος που μελετήσαμε η τάση είναι

ημιτονική (ανάλογη της  $V_o$ ) ενώ στο σημείο B είναι συνημιτονική (ως ανάλογη της παραγώγου του ημιτονικού σήματος  $V_o$ ). Επομένως, τα σήματα αυτά – τα οποία μπορούν να ληφθούν ως έξοδοι του κυκλώματος – είναι ορθογώνια κατά φάση σύμφωνα με το Σχήμα 7, γεγονός που αιτιολογεί και την ονομασία του ταλαντωτή.

#### 2.4.2 Ταλαντωτής με γέφυρα Wien (Wien bridge oscillator)

Το κύκλωμα του Σχήματος 8 αποτελεί έναν ταλαντωτή με γέφυρα Wien, το οποίο και θα αναλύσουμε.



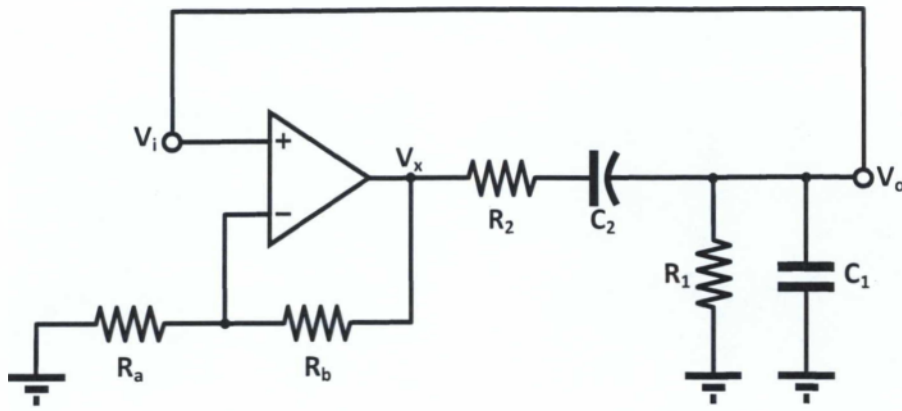
Σχήμα 8: Κύκλωμα ταλαντωτή με γέφυρα Wien

Για την ανάλυση του κυκλώματος είναι βολικό να χρησιμοποιηθεί η ισοδύναμη μορφή του που φαίνεται στο Σχήμα 9. Εφαρμόζοντας το κριτήριο του Barkhausen θα απαιτήσουμε η τάση  $V_o$  (όπως προκύπτει από την τάση  $V_i$  διερχόμενη από τον κατώτερο κλάδο του κυκλώματος) να είναι ίση με την τάση  $V_i$ .

Η τάση  $V_o$  προκύπτει ως το κλάσμα της τάσης  $V_x$  μέσω του διαιρέτη τάσης που σχηματίζεται από τον παράλληλο συνδυασμό των  $R_1, C_1$  και την σε σειρά σύνδεση των  $R_2, C_2$ . Έχουμε, επομένως:

$$V_o = \frac{R_1 // Z_{C1}}{(R_1 // Z_{C1}) + R_2 + Z_{C2}} V_x \quad (2.30)$$

Επιπλέον, η τάση  $V_x$  προκύπτει από την τάση  $V_i$  μέσω του τελεστικού ενισχυτή σε συνδεσμολογία μη αναστρέφοντα ενισχυτή, οπότε θα ισχύει:



Σχήμα 9: Ισοδύναμη μορφή κυκλώματος ταλαντωτή με γέφυρα Wien

$$V_x = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i \quad (2.31)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.30) και (2.31) παίρνουμε:

$$V_o = \frac{R_1 // Z_{C1}}{(R_1 // Z_{C1}) + R_2 + Z_{C2}} \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i \quad (2.32)$$

η οποία γράφεται:

$$V_o = \frac{\frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 + Z_{C1}}}{\frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 + Z_{C1}} + R_2 + Z_{C2}} \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i \quad (2.33)$$

ή

$$V_o = \frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 Z_{C1} + (R_2 + Z_{C2})(R_1 + Z_{C1})} \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i \quad (2.34)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι  $Z_i = 1/C_i s$  ( $i=1,2$ ), η προηγούμενη σχέση γράφεται:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 s + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + \frac{1}{s}} V_i \quad (2.35)$$

Από την απαίτηση  $V_o = V_i$  προκύπτει ότι:

$$\left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 s + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + \frac{1}{s}} = 1. \quad (2.36)$$

Το δεύτερο μέλος της προηγούμενης σχέσης είναι πραγματικός αριθμός, άρα το ίδιο θα πρέπει να συμβαίνει και για το πρώτο μέλος. Η απαίτηση αυτή ικανοποιείται όταν το φανταστικό μέρος του παρονομαστή του κλάσματος του πρώτου μέλους της σχέσης (2.36) μηδενίζεται, όταν δηλαδή ισχύει:

$$R_1 R_2 C_1 C_2 s + \frac{1}{s} = 0. \quad (2.37)$$

Αντικαθιστώντας όπου  $s$  το  $j\omega$ , η σχέση (2.37) γράφεται:

$$R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 = 1, \quad (2.38)$$

η οποία θα επαληθεύεται για την κυκλική συχνότητα ταλάντωσης  $\omega_0$  του κυκλώματος. Παίρνουμε, επομένως:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (2.39)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}. \quad (2.40)$$

Επιστρέφοντας στη σχέση (2.36), και έχοντας μηδενίσει το φανταστικό μέρος του παρονομαστή του κλάσματος του πρώτου μέλους, παίρνουμε τη συνθήκη:

$$\left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2} = 1, \quad (2.41)$$

ή

$$\frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_b}{R_a}, \quad (2.42)$$

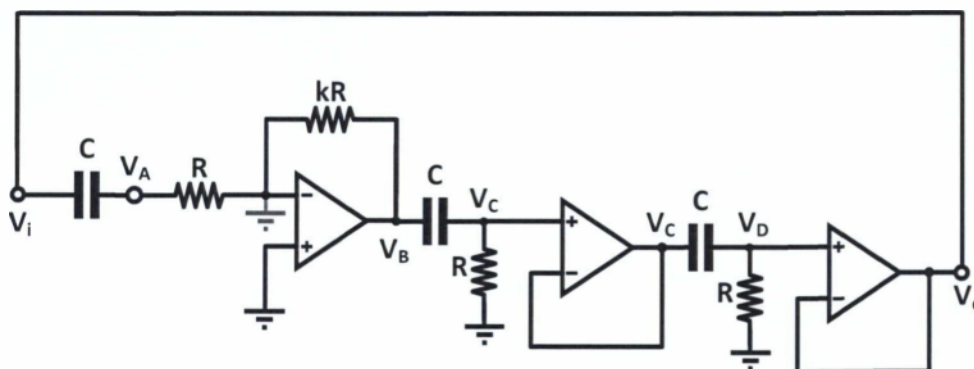
η οποία είναι αναγκαία για τη συντήρηση των ταλαντώσεων του κυκλώματος.

Η συχνότητα ταλάντωσης καθορίζεται από την επιλογή κατάλληλων τιμών για τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος, όπως άλλωστε συμβαίνει σε όλους τους ταλαντωτές.

Το κύκλωμα ταλαντωτή με γέφυρα Wien βρίσκει ευρύτατη εφαρμογή στις γεννήτριες συναρτήσεων, όπου με τη χρήση μεταβλητών αντιστάσεων και πυκνωτών μπορεί να δώσει αρμονικό σήμα ρυθμιζόμενης συχνότητας.

### 2.4.3 Ταλαντωτής ολίσθησης φάσης (Phase shift oscillator)

Το κύκλωμα του ταλαντωτή ολίσθησης φάσης του Σχήματος 10 χρησιμοποιεί τελεστικό ενισχυτή σε συνδεσμολογία αναστρέφοντα ενισχυτή και φίλτρα διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης συνδεδεμένα σε σειρά. Η λειτουργία του ικανοποιεί το κριτήριο Barkhausen, ώστε το σήμα  $V_o$  που ανατροφοδοτεί την είσοδο της ενισχυτικής βαθμίδας να είναι ίσο με το σήμα  $V_i$  που το προκάλεσε. Με τον τρόπο αυτό ο αναστρέφων ενισχυτής εισάγει διαφορά φάσης  $180^\circ$ , τα δε φίλτρα συμπληρώνουν την απαραίτητη φάση κατά ακόμη  $180^\circ$ , ώστε τελικά τα σήματα  $V_i$  και  $V_o$  να βρίσκονται σε φάση. Οι τελεστικοί ενισχυτές σε συνδεσμολογία απομονωτή εξασφαλίζουν την προσαρμογή τάσης μεταξύ των φίλτρων.



Σχήμα 10: Κύκλωμα ταλαντωτή ολίσθησης φάσης (με απομόνωση βαθμίδων)

Η ανάλυση του κυκλώματος έχει ως εξής (βλπ. κύκλωμα στο Σχήμα 10):

Η τάση  $V_A$  αντιστοιχεί στην τάση εξόδου του φίλτρου R-C με είσοδο το σήμα  $V_i$ .

(Να ληφθεί υπόψη η ιδεατή γη στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή της ενισχυτικής βαθμίδας). Αν λάβουμε υπόψη μας πως η συνάρτηση μεταφοράς ενός φίλτρου HPF R-C πρώτης τάξης δίνεται από την έκφραση.

$$H(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}}, \quad (2.43)$$

η τάση  $V_A$  στην είσοδο της ενισχυτικής βαθμίδας θα δίνεται από τη σχέση:

$$V_A = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_i. \quad (2.44)$$

Η τάση  $V_B$  στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή θα προκύψει από την απολαβή της αναστρέφουσας συνδεσμολογίας:

$$V_B = -\frac{kR}{R} V_A = -kV_A. \quad (2.45)$$

Όμοια με την τάση  $V_A$ , η τάση  $V_C$  αντιστοιχεί στην τάση εξόδου του φίλτρου R-C με είσοδο το σήμα  $V_B$ . Μπορούμε, επομένως, να γράψουμε:

$$V_C = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_B. \quad (2.46)$$

Αντίστοιχα, η τάση  $V_D$  θα γραφτεί:

$$V_D = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_C, \quad (2.47)$$

η οποία ταυτίζεται με την τάση  $V_o$ , οπότε:

$$V_o = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_C. \quad (2.48)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.44)-(2.48) βρίσκουμε:

$$V_o = -k \frac{s^3}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3} V_i. \quad (2.49)$$

Από την απαίτηση  $V_o=V_i$  προκύπτει ότι:

$$-k \frac{s^3}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3} = 1, \quad (2.50)$$

ή

$$\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3 + ks^3 = 0, \quad (2.51)$$

ή

$$(k+1)s^3 + \frac{3s^2}{RC} + \frac{3s}{R^2C^2} + \frac{1}{R^3C^3} = 0. \quad (2.52)$$

Αντικαθιστώντας όπου  $s$  το  $j\omega$ , η σχέση (2.52) γράφεται:

$$\frac{1}{R^3C^3} - \frac{3\omega^2}{RC} - \left[ (k+1)\omega^3 - \frac{3\omega}{R^2C^2} \right] j = 0. \quad (2.53)$$

Η σχέση (2.53) επιβάλλει πως τόσο το πραγματικό όσο και το φανταστικό μέρος του μιγαδικού αριθμού του πρώτου μέλους της θα πρέπει να μηδενίζονται. Ισχύουν επομένως:

$$\frac{1}{R^3C^3} - \frac{3\omega^2}{RC} = 0, \quad (2.54)$$

και

$$(k+1)\omega^3 - \frac{3\omega}{R^2C^2} = 0. \quad (2.55)$$

Από τη σχέση (2.54) μπορούμε να βρούμε την έκφραση για τη συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3RC}}, \quad (2.56)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{3\pi RC}}. \quad (2.57)$$



Επίσης, η συνθήκη (2.55) δίνει, με αντικατάσταση της συχνότητας ταλάντωσης της σχέσης (2.56):

$$\frac{k+1}{3} - 3 = 0, \quad (2.58)$$

από την οποία βρίσκουμε:

$$k = 8. \quad (2.59)$$

Αλλά η σταθερά  $k$  ταυτίζεται με το μέτρο της απολαβής τάσης της αναστρέφουσας βαθμίδας ενίσχυσης, επομένως για να λειτουργήσει το κύκλωμα του συγκεκριμένου ταλαντωτή θα πρέπει η απολαβή αυτή να ισούται με 8.

#### 2.4.4 Ταλαντωτής Hartley

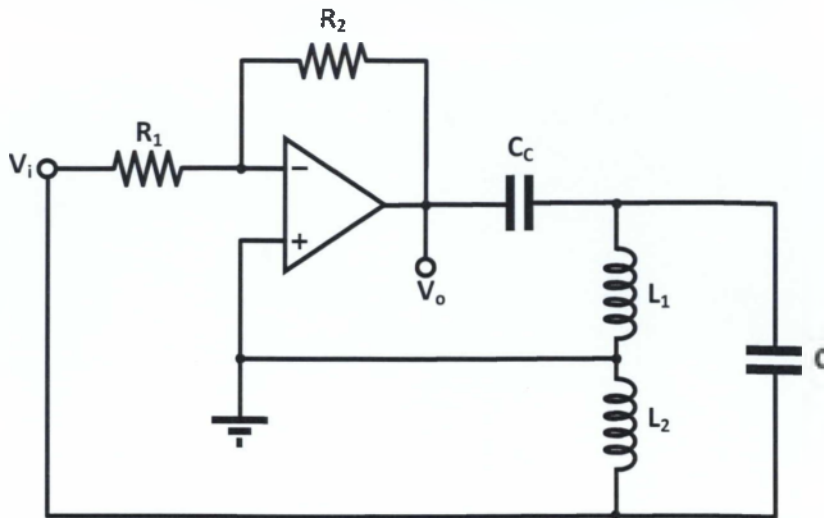
Όπως και ο ταλαντωτής Colpitts που θα ακολουθήσει, ο ταλαντωτής Hartley ενδείκνυται για την παραγωγή υψίσυχνων αρμονικών τάσεων οι οποίες είναι απαραίτητες για τη λειτουργία των ασύρματων πομποδεκτών.

Το κύκλωμα ενός ταλαντωτή Hartley με τελεστικό ενισχυτή σε αναστρέφουσα τοπολογία φαίνεται στο Σχήμα 11. Ο πυκνωτής σύζευξης  $C_c$  αποτελεί βραχυκύκλωμα στη συχνότητα ταλάντωσης και δεν θα ληφθεί υπόψη κατά την ανάλυση του κυκλώματος.

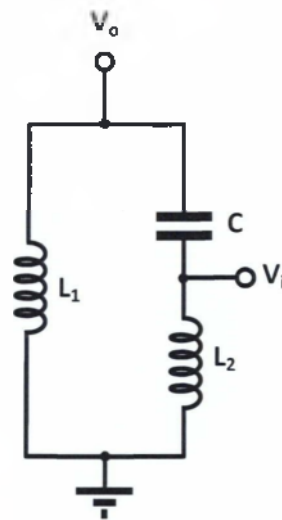
Ας υπολογίσουμε πρώτα την απολαβή  $\beta$  του δικτυώματος ανάδρασης του ταλαντωτή, το οποίο έχει σχεδιαστεί στο Σχήμα 12. Προφανώς θα ισχύει:

$$\beta = \frac{V_i}{V_o} = \frac{L_2 s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}}. \quad (2.60)$$

Θα πρέπει να παρατηρήσουμε στο σημείο αυτό πως το πηνίο  $L_2$  δεν μετέχει στην απολαβή του δικτυώματος ανάδρασης. Για την ακρίβεια, ο ρόλος του θα αναδειχθεί στη συνέχεια, μιας και συμβάλλει στον καθορισμό της απολαβής της συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα 11: Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley με τελεστικό ενισχυτή

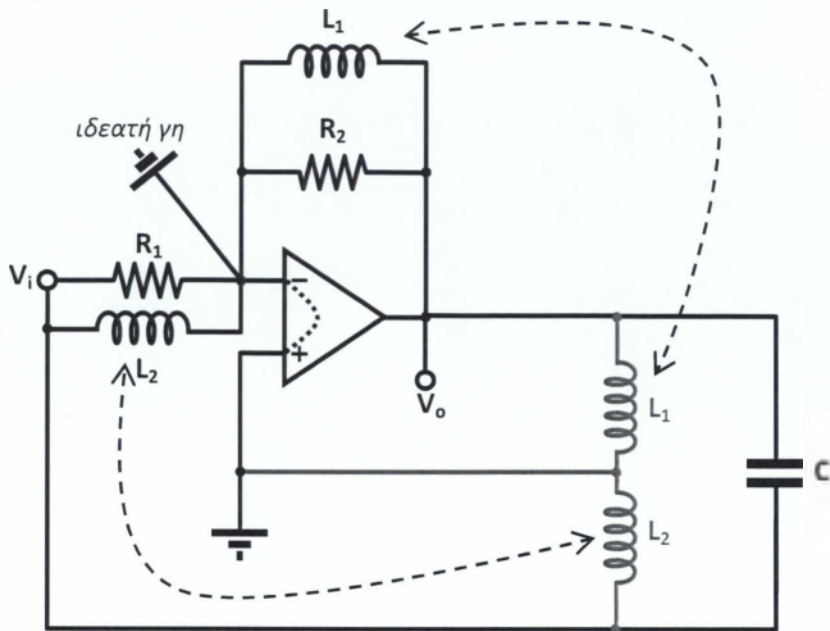


Σχήμα 12: Δικτύωμα ανάδρασης ταλαντωτή Hartley

Για να υπολογίσουμε την απολαβή της συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή θα αναδιατάξουμε το κύκλωμα κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 13, λαμβάνοντας υπόψη την ιδεατή γη που επιβάλλει ο τελεστικός ενισχυτής στον ακροδέκτη της αναστρέφουσας εισόδου του.

Για την αναστρέφουσα τοπολογία του τελεστικού ενισχυτή μπορούμε να γράψουμε:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2 // Z_{L1}}{R_1 // Z_{L2}}, \quad (2.61)$$



Σχήμα 13: Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή Hartley

όπου  $Z_{L1}$  και  $Z_{L2}$  οι σύνθετες αντιστάσεις των πηνίων  $L_1$  και  $L_2$ , αντίστοιχα.

Η σχέση (2.61) αναλύεται ως εξής:

$$A = -\frac{R_2 // Z_{L1}}{R_1 // Z_{L2}} = -\frac{\frac{R_2 Z_{L1}}{R_2 + Z_{L1}}}{\frac{R_1 Z_{L2}}{R_1 + Z_{L2}}} = -\frac{R_2 Z_{L1} (R_1 + Z_{L2})}{R_1 Z_{L2} (R_2 + Z_{L1})} \quad (2.62)$$

ή

$$A = -\frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 L_2 (R_2 + L_1 s)} \quad (2.63)$$

Η απολαβή κλειστού βρόχου του ταλαντωτή θα προκύψει από τις σχέσεις (2.60) και (2.63) ως εξής:

$$A\beta = -\frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 L_2 (R_2 + L_1 s)} \cdot \frac{L_2 s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}} = -\frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 (R_2 + L_1 s)} \cdot \frac{s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}} \quad (2.64)$$

ή

$$A\beta = -\frac{R_2 L_1 L_2 s^2 + R_1 R_2 L_1 s}{R_1 R_2 L_2 s + \frac{R_1 R_2}{Cs} + R_1 L_1 L_2 s^2 + \frac{R_1 L_1}{C}} \quad (2.65)$$

Αντικαθιστώντας όπου  $s$  το  $j\omega$ , η σχέση (2.65) γράφεται:

$$A\beta = -\frac{-R_2 L_1 L_2 \omega^2 + R_1 R_2 L_1 \omega j}{R_1 R_2 L_2 \omega j + \frac{R_1 R_2}{Cs} - R_1 L_1 L_2 \omega^2 + \frac{R_1 L_1}{C}} \quad (2.66)$$

Σύμφωνα με το κριτήριο του Barkhausen, θα πρέπει να ισχύει:

$$A\beta = 1, \quad (2.67)$$

οπότε η σχέση (2.66) δίνει:

$$\frac{-R_2 L_1 L_2 \omega^2 + R_1 R_2 L_1 \omega j}{R_1 R_2 L_2 \omega j - \frac{R_1 R_2}{C\omega} j - R_1 L_1 L_2 \omega^2 + \frac{R_1 L_1}{C}} = -1, \quad (2.68)$$

ή

$$-R_2 L_1 L_2 \omega^2 + R_1 R_2 L_1 \omega j = -R_1 R_2 L_2 \omega j + \frac{R_1 R_2}{C\omega} j + R_1 L_1 L_2 \omega^2 - \frac{R_1 L_1}{C}, \quad (2.69)$$

ή

$$\left( \frac{R_1 L_1}{C} - R_1 L_1 L_2 \omega^2 - R_2 L_1 L_2 \omega^2 \right) + \left( R_1 R_2 L_1 \omega + R_1 R_2 L_2 \omega - \frac{R_1 R_2}{C\omega} \right) j = 0, \quad (2.70)$$

Η τελευταία ικανοποιείται όταν:

$$\frac{R_1 L_1}{C} - R_1 L_1 L_2 \omega^2 - R_2 L_1 L_2 \omega^2 = 0, \quad (2.71)$$

και

$$R_1 R_2 L_1 \omega + R_1 R_2 L_2 \omega - \frac{R_1 R_2}{C\omega} = 0. \quad (2.72)$$

οι οποίες απλοποιούνται, αντίστοιχα, ως εξής:

$$\frac{R_1}{C} - (R_1 + R_2)L_2\omega^2 = 0, \quad (2.73)$$

και

$$(L_1 + L_2)\omega - \frac{1}{C\omega} = 0. \quad (2.74)$$

Από τη σχέση (2.74) μπορούμε να βρούμε την έκφραση για τη συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}}, \quad (2.75)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}}. \quad (2.76)$$

Αντικαθιστώντας την έκφραση της κυκλικής συχνότητας ταλάντωσης της σχέσης (2.75) στη σχέση (2.73) βρίσκουμε:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{L_1}{L_2}. \quad (2.77)$$

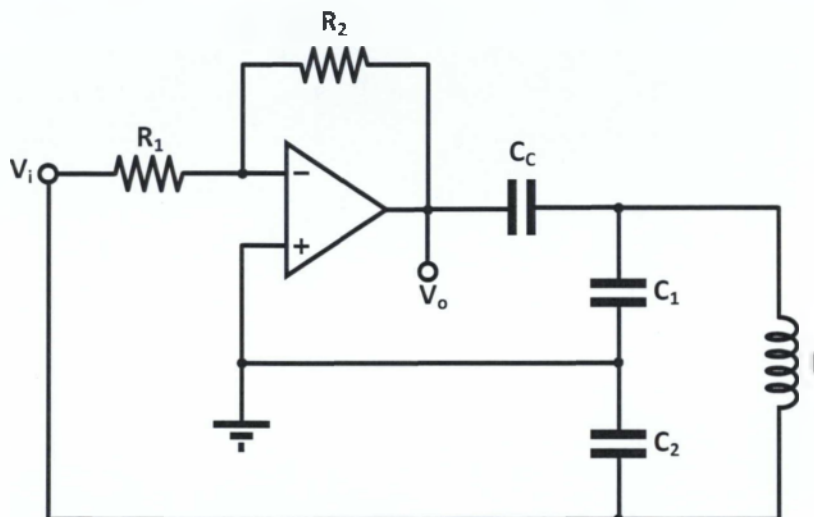
Επομένως, η απολαβή (G) της συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή ως αναστρέφοντος ενισχυτή θα πρέπει να είναι, κατά μέτρο,:

$$|G| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right| = \frac{L_1}{L_2}. \quad (2.78)$$

Φυσικά, θα πρέπει να τονίσουμε ότι – όπως έδειξε και η πιο πάνω ανάλυση - τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος συμμετέχουν κατά «κατανομημένο» τρόπο τόσο στο δικτύωμα ανάδρασης, όσο και στην ενισχυτική βαθμίδα.

### 2.4.5 Ταλαντωτής Colpitts

Η ανάλυση του ταλαντωτή Colpitts (βλπ. Σχήμα 14) είναι παρόμοια με αυτή του ταλαντωτή Hartley, από τον οποίο και προκύπτει με αντικατάσταση των πηνίων με πυκνωτές, και αντίστροφα. Θα δώσουμε χωρίς απόδειξη- τα αποτελέσματα της ανάλυσης αυτής.



Σχήμα 14: Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή

- Συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}}, \quad (2.79)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}}. \quad (2.80)$$

- Συνθήκη για τη συντήρηση των ταλαντώσεων:

$$|G| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right| = \frac{C_2}{C_1}. \quad (2.81)$$

## 2.5 Μη γραμμικοί ταλαντωτές και χάος

Για κάθε γραμμικό ηλεκτρικό ταλαντωτή τα μεγέθη των τάσεων και των ρευμάτων περιγράφονται, στη γενική περίπτωση, από σχέσεις της μορφής:

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{dy(t)}{dt} + \omega_n^2 y(t) = f(t), \quad (2.82)$$

όπου  $y(t)$  το προαναφερθέν μέγεθος (τάση ή ρεύμα),  $\omega_n$  η φυσική συχνότητα (ή ιδιοσυχνότητα – natural frequency) του συστήματος,  $\zeta$  ο συντελεστής απόσβεσης και  $f(t)$  συνάρτηση που σχετίζεται με την εξωτερική διέγερση (αν υπάρχει).

Χρησιμοποιώντας τη σύμβαση της τελείας για την παράγωγο ως προς το χρόνο, η σχέση (2.82) μπορεί να γραφτεί και ως

$$\ddot{y} + 2\zeta\omega_n \dot{y} + \omega_n^2 y = f(t). \quad (2.83)$$

Στην περίπτωση των μη γραμμικών ταλαντωτών, η διαφορική εξίσωση που περιγράφει τα μεγέθη του κυκλώματος είναι μη γραμμική.

Ένας από τους πρώτους μη γραμμικούς ταλαντωτές που μελετήθηκαν είναι ο περίφημος ταλαντωτής van der Pol, ο οποίος παρουσία εξωτερικού περιοδικού διεγέρτη παρουσιάζει χαοτική συμπεριφορά, όπως θα εξηγήσουμε στη συνέχεια.

Η διαφορική εξίσωση που περιγράφει έναν ταλαντωτή van der Pol χωρίς εξωτερική διέγερση είναι η ομώνυμη εξίσωση:

$$\ddot{y} + \mu(y^2 - 1)\dot{y} + y = 0, \quad (2.84)$$

όπου  $\mu$  μη αρνητική παράμετρος.

Στην εξίσωση αυτή ο όρος  $\mu(y^2 - 1)$  αντιστοιχεί σε μη γραμμική απόσβεση. Για  $|y| > 1$ , ο όρος αυτός δρα ως αίτιο «θετικής» απόσβεσης. Στην περίπτωση, ωστόσο, όπου  $|y| < 1$  δρα ως αίτιο «αρνητικής» απόσβεσης, άρα ως παράγοντας ενίσχυσης. Επομένως, μπορούμε διαισθητικά να συμπεράνουμε ότι το πλάτος της ηλεκτρικής ταλάντωσης μπορεί είτε να εξασθενεί είτε να ενισχύεται, ανάλογα με το πρόσημο του παράγοντα απόσβεσης.

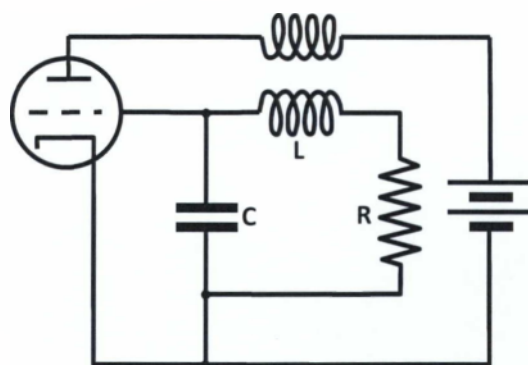
Διεξάγοντας τα πειράματά τους στα 1920 με ταλαντωτές λυχνιών κενού, οι van der Pol και van der Mark παρατήρησαν ότι, ανεξάρτητα από τις αρχικές συνθήκες, οι ταλαντώσεις συνέκλιναν («κλειδωναν») στην ίδια κάθε φορά περιοδική κυματομορφή πεπερασμένου πλάτους. (Η κυματομορφή αυτή, στο χώρο των φάσεων, αντιστοιχεί σε έναν οριακό κύκλο [limit cycle], όπως θα δούμε στη συνέχεια). Οι ταλαντωτές αυτοί υπήρξαν οι πρώτοι ταλαντωτές χαλάρωσης.

Οι ταλαντωτές χαλάρωσης (relaxation oscillators) βασίζουν τη λειτουργία τους στην ιδιότητα ενός ηλεκτρικού συστήματος να επιστρέφει στην κατάσταση ισορροπίας, αφού υποστεί διαταραχή. Εξαιτίας κάποιου «εσωτερικού» μηχανισμού προσφέρεται περιοδικά ενέργεια στο σύστημα, το οποίο μεταπίπτει τότε σε κατάσταση μεγαλύτερης ενέργειας. Η συνολική ταλάντωση χαρακτηρίζεται από σύντομους παλμούς που αντιστοιχούν στη διέγερση και διαστήματα πολύ μεγαλύτερης διάρκειας κατά τα οποία διαρκεί η μετάπτωση (χαλάρωση) προς την κατάσταση ισορροπίας.

Μια πρώτη σκέψη πρακτικής εφαρμογής των ταλαντωτών χαλάρωσης (την οποία μελέτησε ο ίδιος ο van der Pol) ήταν η εκμετάλλευση της ιδιότητας «κλειδώματος» των ταλαντώσεων για την σταθεροποίηση των ακανόνιστων χτύπων της καρδιάς και την αντιμετώπιση των αρρυθμιών της.

### 2.5.1 Ταλαντωτής van der Pol χωρίς εξωτερική διέγερση

, Το στοιχείο που εισήγαγε την απαραίτητη μη γραμμικότητα στο κύκλωμα του ταλαντωτή που μελέτησε ο van der Pol ήταν μια τριόδο ηλεκτρονική λυχνία (βλπ. Σχήμα 15)



Σχήμα 15: Κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol με τριόδο λυχνία

Με τις σύγχρονες εξελίξεις της ηλεκτρονικής, είναι δυνατή η σχεδίαση κυκλωμάτων που εμφανίζουν συμπεριφορά παρόμοια εκείνης



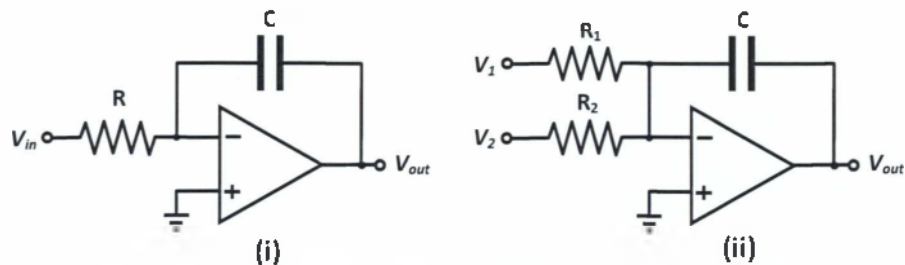
του ταλαντωτή van der Pol με τη χρήση απλών και χαμηλού κόστους στοιχείων, κατάλληλων ακόμα και για εκπαιδευτικούς σκοπούς.

Ας σχεδιάσουμε ένα τέτοιο κύκλωμα:

### 2.5.1.1 Βασικά δομικά στοιχεία κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol.

Από τη γενική μορφή της εξίσωσης van der Pol (2.84) είναι φανερό πως, προκειμένου να σχεδιαστεί ένα κύκλωμα που να την υλοποιεί, θα πρέπει να εξασφαλισθούν οι λειτουργίες της διαφόρισης ( $\frac{d}{dt}$ ) και του τετραγωνισμού ( $\gamma^2$ ).

Για μεν τη λειτουργία της διαφόρισης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί τελεστικός ενισχυτής γενικού σκοπού σε συνδεσμολογία ολοκληρωτή. Ειδικότερα, μπορούν να αξιοποιηθούν οι συνδεσμολογίες του Σχήματος 16.



Σχήμα 16: Κυκλώματα ολοκληρωτών με τελεστικό ενισχυτή

Για τα κυκλώματα αυτά ισχύουν οι σχέσεις:

- Περίπτωση i:

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt, \quad (2.85)$$

ή σε διαφορική μορφή:

$$\dot{V}_{out} = -\frac{V_{in}}{RC}. \quad (2.86)$$

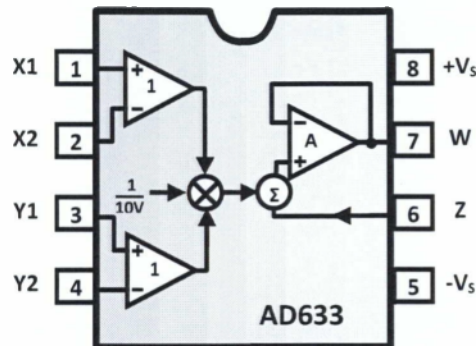
- Περίπτωση ii:

$$V_{out} = -\frac{1}{C} \left( \frac{\int V_1 dt}{R_1} + \frac{\int V_2 dt}{R_2} \right) \quad (2.87)$$

ή

$$V_{out} = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right). \quad (2.88)$$

Απολύτως απαραίτητο για την εμφάνιση μη γραμμικής συμπεριφοράς, το κύκλωμα τετραγωνισμού μπορεί να υλοποιηθεί με τη βοήθεια του ολοκληρωμένου AD633 (Σχήμα 17).



Σχήμα 17: Το ολοκληρωμένο AD633

Γενικά, το AD633 υλοποιεί τη συνάρτηση:

$$\frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10[V]} + Z, \quad (2.89)$$

ή, αν  $Z=0$ , την:

$$\frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10[V]}, \quad (2.90)$$

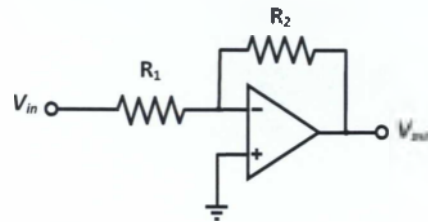
όπου  $[V]=$  Volts.

Είναι προφανές πως το τετράγωνο της τιμής μιας τάσης  $V$  μπορεί να προκύψει αν θέσουμε  $X_1=Y_1=V$  και  $X_2=Y_2=Z=0$ , οπότε η έξοδος του ολοκληρωμένου θα έχει την τιμή  $\frac{V^2}{10}$ . Ο δεκαπλασιασμός της τιμής αυτής

μπορεί να επιτευχθεί με τη σύνδεση στην έξοδο ενισχυτή με απολαβή ίση με 10, όπως θα εξηγήσουμε στην επόμενη παράγραφο.

Το ίδιο ολοκληρωμένο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για την παραγωγή του γινομένου δύο τάσεων  $V_1$  και  $V_2$  αν θέσουμε στις εισόδους του τις

τιμές  $X_1=V_1$ ,  $Y_1=V_2$  και  $X_2=Y_2=Z=0$ , και χρησιμοποιήσουμε ενισχυτή δεκαπλασιασμού της εξόδου, σύμφωνα με αυτά που ήδη αναφέραμε.



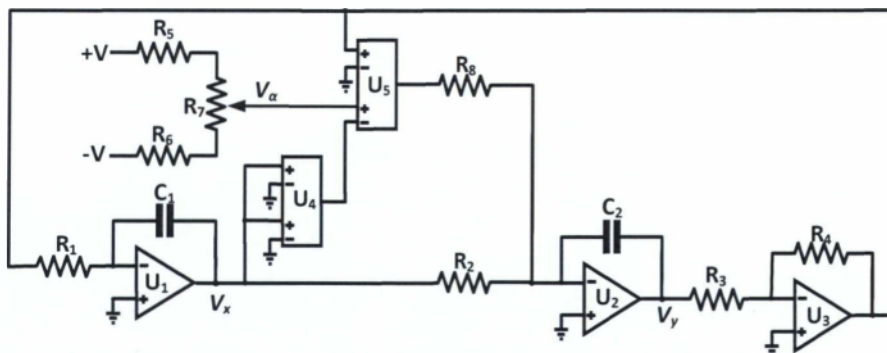
Σχήμα 18: Αναστρέφων ενισχυτής τάσης με τελεστικό ενισχυτή

Για την κυκλωματική υλοποίηση των συντελεστών της εξίσωσης van der Pol είναι απαραίτητη η χρήση ενισχυτών τάσης. Για το σκοπό αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή (Σχήμα 18), η έξοδος της οποίας δίδεται από την ακόλουθη σχέση:

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \quad (2.91)$$

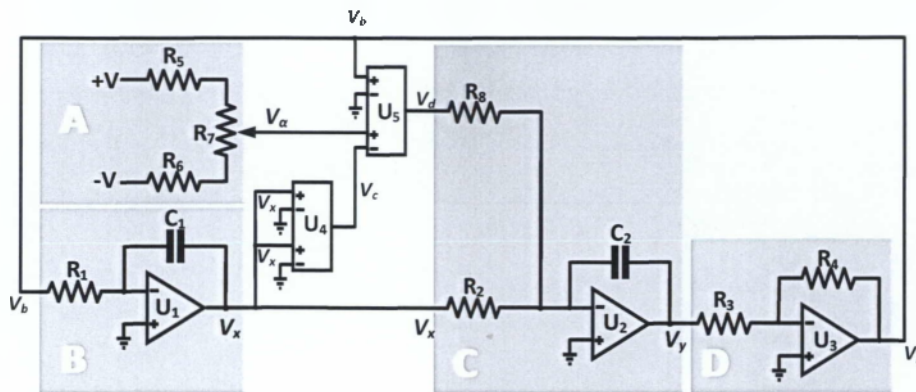
### 2.5.1.2 Κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol.

Θα αποδείξουμε ότι το κύκλωμα του Σχήματος 19 υλοποιεί έναν ταλαντωτή Van der Pol, όπου τα στοιχεία U4, U5 αντιστοιχούν στο ολοκληρωμένο AD633.



Σχήμα 19: Σχηματικό διάγραμμα ταλαντωτή van der Pol

Το κύκλωμα αποτελείται από τις βαθμίδες που φαίνονται στο Σχήμα 20, η λειτουργικότητα των οποίων συνοψίζεται στον Πίνακα 2.



Σχήμα 20: Βαθμίδες κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol

Πίνακας 2: Λειτουργικότητα βαθμίδων κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol

Βαθμίδα	Λειτουργία	Παρατηρήσεις
A	Διαιρέτης τάσης	παράγει την τάση $V_a$
B	Ολοκληρωτής	απλός
C	Ολοκληρωτής	δύο τάσεων
D	Αναστρέφων ενισχυτής	-

Με βάση τις σχέσεις (2.85)-(2.91), οι εξισώσεις για τις τάσεις κάθε βαθμίδας έχουν ως εξής:

**B:**

$$I_x = -\frac{1}{R_1 C_1} V_b \quad (1)$$

**C:**

$$I_y = -\frac{1}{C_2} \left( \frac{V_x}{R_2} + \frac{V_d}{R_5} \right) \quad (2)$$

**D:**

$$V_b = -\frac{R_4}{R_3} V_y \quad (3)$$

Επιπλέον, για τα ολοκληρωμένα U4 και U5 ισχύουν:

U4:

$$V_c = \frac{1}{10[V]} V_x^2 \quad (4)$$

U5:

$$V_d = \frac{V_b (V_a - V_c)}{10[V]} \quad (5)$$

Από τις (1) και (3) προκύπτει:

$$i_x = \frac{R_4}{R_1 R_3 C_1} V_x \quad (6)$$

Εάν  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  και  $C_1 = C_2 = C$ , τότε η (6) γράφεται:

$$i_x = \frac{1}{RC} V_x \quad \text{ή} \quad RC i_x = V_x \quad (6^a)$$

Η (2) γράφεται:

$$i_y = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} + \frac{V_d}{R_8} \right) \quad (2^a)$$

Η (3) γράφεται:

$$V_b = -V_y \quad (3^a)$$

Έχουμε, ακόμα:

$$(2a) \stackrel{(5)}{\Rightarrow} i_y = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} + \frac{V_b (V_a - V_c)}{10R_8[V]} \right) \stackrel{(3a)}{\Rightarrow}$$

$$i_y = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} - \frac{V_a - V_c}{10R_8[V]} V_y \right) \stackrel{(4)}{\Rightarrow} i_y = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} - \frac{V_a - \frac{V_x^2}{10[V]}}{10R_8[V]} V_y \right) \Rightarrow$$

$$i_x' = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} - \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_s[V]^2} V_y \right) \Rightarrow i_x' = \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_s C [V]^2} V_y - \frac{V_x}{RC} \Rightarrow$$

$$i_x' = \frac{1}{RC} \left( R \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_s[V]^2} V_y - V_x \right) \Rightarrow$$

$$RC i_x' = \frac{R}{100R_s[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) V_y - V_x \quad (7)$$

Από τις (7) και (6<sup>α</sup>) παίρνουμε:

$$R^2 C^2 i_x'' = \frac{R}{100R_s[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) RC i_x' - V_x \Rightarrow$$

$$R^2 C^2 i_x'' = \frac{R^2 C}{100R_s[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) i_x' - V_x \Rightarrow$$

$$R^2 C^2 i_x'' - \frac{R^2 C}{100R_s[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) i_x' + V_x = 0 \Rightarrow$$

$$i_x'' - \frac{1}{100R_s C [V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) i_x' + \frac{1}{R^2 C^2} V_x = 0 \quad (8)$$

Αν θέσουμε  $\tau = \frac{t}{RC}$  τότε:

$$i_x' = \frac{dV_x}{dt} = \frac{dV_x}{d\tau} \frac{d\tau}{dt} = V_x' \frac{1}{RC} \quad (9)$$

και, όμοια:

$$i_x'' = V_x'' \frac{1}{R^2 C^2} \quad (10)$$

Αντικαθιστώντας τις (9) και (10) στην (8) παίρνουμε:

$$\frac{V_x''}{R^2 C^2} - \frac{1}{100R_s C [V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \frac{V_x'}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2} V_x = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{1}{R^2 C^2} \left( V_x'' - \frac{R}{100R_s [V]} (10V_a [V] - V_x^2) V_x' + V_x \right) = 0 \Rightarrow$$

$$V_x'' - \frac{R}{100R_s [V]} (10V_a [V] - V_x^2) V_x' + V_x = 0 \quad (11)$$

Θέτοντας:

$$\varepsilon = \frac{R}{100R_s [V]}, \quad \alpha^2 = 10V_a [V] \text{ και } V_x = ax, \text{ η (11) παίρνει τη μορφή:}$$

$$x'' + \varepsilon (\alpha^2 x^2 - \alpha^2) x' + x = 0 \Rightarrow x'' + \varepsilon \alpha^2 (x^2 - 1) x' + x = 0.$$

Θέτοντας, τελικά,  $\mu = \varepsilon \alpha^2$  η εξίσωση γίνεται:

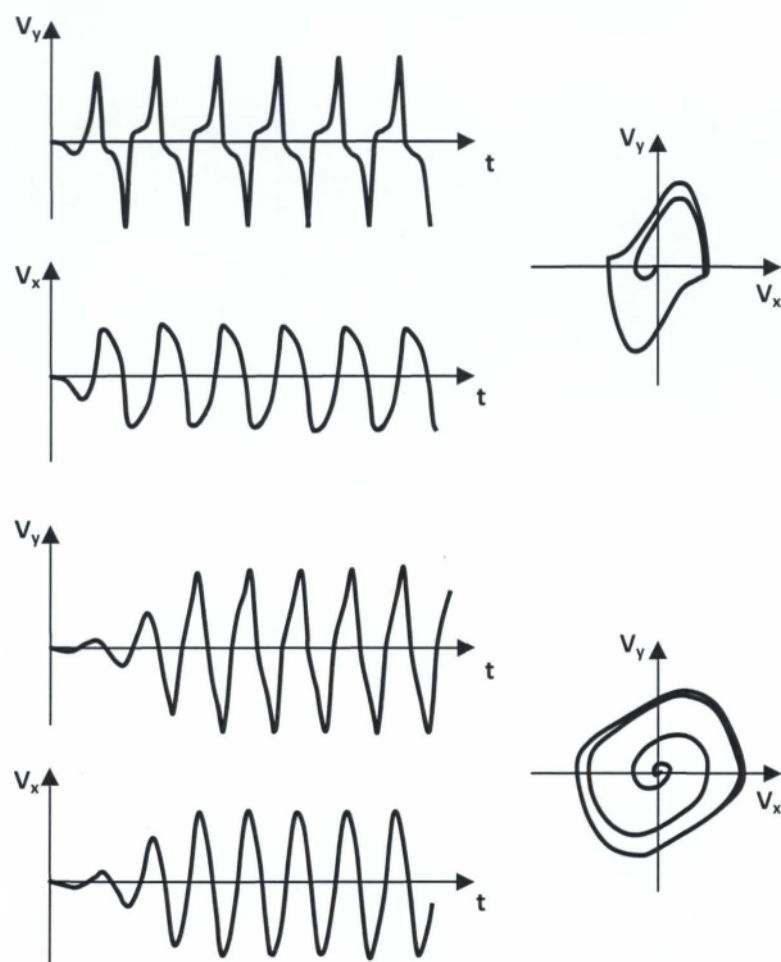
$$x'' + \mu (x^2 - 1) x' + x = 0 \text{ (Εξίσωση Van der Pol),}$$

όπου:

$$\mu = \frac{RV_a}{10R_s [V]} \text{ και } x = \frac{V_x}{\sqrt{10V_a [V]}}.$$

### 2.5.1.3 Μελέτη ταλαντωτή van der Pol.

Το κύκλωμα σχεδιάστηκε κατά τέτοιο τρόπο ώστε η τάση  $V_x$  να αντιστοιχεί στην τάση εξόδου του ταλαντωτή. Η τάση  $V_y$  αντιστοιχεί στην παράγωγο της εξόδου ως προς το χρόνο. Μεταβάλλοντας την τιμή της τάσης  $V_a$  με τη βοήθεια του διαιρέτη τάσης της βαθμίδας A, μπορούμε να πάρουμε το **διάγραμμα φάσεων** ( $V_y - V_x$ ) του κυκλώματος (με χρήση παλμογράφου σε λειτουργία X-Y) για τυπικές τιμές της παραμέτρου  $\mu$ , καθώς και την αντίστοιχη χρονική του απόκριση. Στο Σχήμα 21 φαίνονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα όπως προκύπτουν από προσομοίωση του κυκλώματος. Από τη μελέτη των διαγραμμάτων του σχήματος φαίνεται πως το σύστημα, ξεκινώντας από την αρχική του κατάσταση, συγκλίνει (κλειδώνει) στην χαρακτηριστική κυματομορφή εξόδου του κινούμενου επί του οριακού κύκλου στο διάγραμμα φάσεων, σύμφωνα με όσα ήδη αναφέραμε.



Σχήμα 21: Χρονικές αποκρίσεις και διαγράμματα φάσεων κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol

### 2.5.2 Ταλαντωτής van der Pol με εξωτερική περιοδική διέγερση

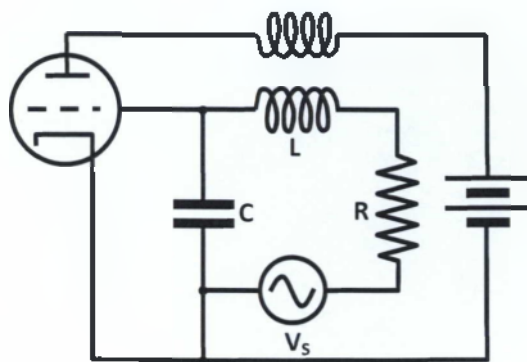
Η διαφορική εξίσωση που περιγράφει έναν ταλαντωτή van der Pol με εξωτερική περιοδική διέγερση προκύπτει από την εξίσωση (2.84) με την προσθήκη ενός μη μηδενικού όρου στο δεύτερο μέλος της, που αντιστοιχεί στον περιοδικό διεγέρτη:

$$\ddot{y} + \mu(y^2 - 1)\dot{y} + y = F \sin \omega t, \quad (2.92)$$

όπου  $\omega$  η κυκλική συχνότητα του διεγέρτη.

Στην πράξη, η διέγερση είναι δυνατή με την κατάλληλη προσθήκη πηγής αρμονικού σήματος  $V_s$  στο κύκλωμα του ταλαντωτή. Συγκεκριμένα, για το κύκλωμα του Σχήματος 15 η πηγή σήματος μπορεί να συνδεθεί κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 22.

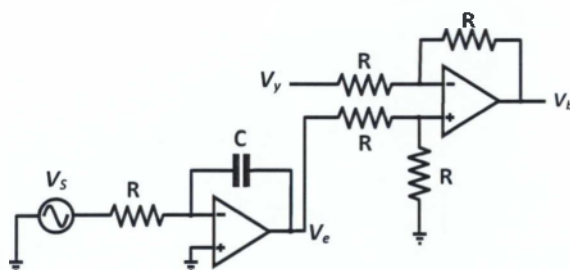




Σχήμα 22: Κύκλωμα διεγερόμενου ταλαντωτή van der Pol με τριόδο λυχνία

Όσον αφορά το κύκλωμα του Σχήματος 19, η προσθήκη του διεγέρτη μπορεί να γίνει ως εξής:

Τροποποιούμε τη βαθμίδα D του κυκλώματος κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 23.



Σχήμα 23: Προσθήκη διεγέρτη στο κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol του Σχήματος 19

$$\text{Έστω } V_s = Aa \sin \omega t, \quad (12)$$

$$\text{όπου } \alpha^2 = 10V_a [V].$$

Σύμφωνα με τα προηγούμενα ισχύουν:

$$I_e = -\frac{V_s}{RC}, \quad (13)$$

$$V_b = V_e - V_y. \quad (14)$$

Η (13) με τη βοήθεια της (12) γράφεται:

$$i_e = -\frac{Aa}{RC} \sin \omega t, \quad (15)$$

ή

$$V_e = \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t. \quad (16)$$

Η (14) με τη βοήθεια της (16) δίνει:

$$V_b = \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t - V_y. \quad (17)$$

Από τη βαθμίδα Β έχουμε:

$$i_x = -\frac{V_b}{RC}, \quad (18)$$

η οποία μέσω της (17) γίνεται:

$$i_x = \frac{V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t}{RC} \quad \text{ή} \quad RC i_x = V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t. \quad (19)$$

Για τη βαθμίδα C ισχύει η (2<sup>α</sup>).

Έχουμε:

$$(2a) \Rightarrow i_y = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} + \frac{V_b(V_a - V_c)}{10R_8[V]} \right) \Rightarrow$$

$$i_y = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} - \frac{V_a - V_c}{10R_8[V]} \left( V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) \right) \Rightarrow$$

$$i_y = -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} - \frac{V_a - \frac{V_x^2}{10[V]}}{10R_8[V]} \left( V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) \right) \Rightarrow$$

$$\begin{aligned}
 i_y' &= -\frac{1}{C} \left( \frac{V_x}{R} - \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8[V]^2} \left( V_x - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) \right) \Rightarrow \\
 i_y' &= \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8C[V]^2} \left( V_x - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) - \frac{V_x}{RC} \Rightarrow \\
 i_y' &= \frac{1}{RC} \left( R \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8[V]^2} \left( V_x - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) - V_x \right) \Rightarrow \\
 RCi_y' &= \frac{R}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \left( V_x - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) - V_x. \quad (20)
 \end{aligned}$$

Παραγωγίζοντας την (19) ως προς το χρόνο παίρνουμε:

$$RCi_x' = i_y' + \frac{Aa}{RC} \sin \omega t \quad \text{ή} \quad i_y' = RCi_x' - \frac{Aa}{RC} \sin \omega t. \quad (21)$$

Η (20) με τη βοήθεια των (19) και (21) γράφεται:

$$\begin{aligned}
 R^2C^2i_x' - Aa \sin \omega t &= \frac{R}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) RCi_x' - V_x \Rightarrow \\
 R^2C^2i_x' &= \frac{R^2C}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) i_x' - V_x + Aa \sin \omega t \Rightarrow \\
 R^2C^2i_x' - \frac{R^2C}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) i_x' + V_x - Aa \sin \omega t &= 0 \Rightarrow \\
 i_x' \left( \frac{1}{100R_8C[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \right) i_x' + \frac{1}{R^2C^2} V_x - \frac{Aa \sin \omega t}{R^2C^2} &= 0. \quad (22)
 \end{aligned}$$

Αν θέσουμε  $\tau = \frac{t}{RC}$ , τότε:

$$i_x' = \frac{dV_x}{dt} = \frac{dV_x}{d\tau} \frac{d\tau}{dt} = V_x' \frac{1}{RC} \quad (23)$$

και, όμοια,

$$V_x'' = V_x'' \frac{1}{R^2 C^2} \quad (24)$$

Αντικαθιστώντας τις (23) και (24) στην (22) παίρνουμε:

$$\begin{aligned} \frac{V_x''}{R^2 C^2} - \frac{1}{100R_8 C [V]^2} (10V_a [V] - V_x^2) \frac{V_x'}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2} V_x - \frac{Aa \sin \omega t}{R^2 C^2} = 0 \Rightarrow \\ \frac{1}{R^2 C^2} \left( V_x'' - \frac{R}{100R_8 [V]^2} (10V_a [V] - V_x^2) V_x' + V_x - Aa \sin \omega t \right) = 0 \Rightarrow \end{aligned}$$

$$V_x'' - \frac{R}{100R_8 [V]^2} (10V_a [V] - V_x^2) V_x' + V_x - Aa \sin \omega t = 0 \quad (25)$$

Θέτοντας:

$$\varepsilon = \frac{R}{100R_8 [V]^2}, \quad \alpha^2 = 10V_a [V] \text{ και } V_x = ax \text{ η (25) παίρνει τη μορφή:}$$

$$ax'' + \varepsilon a (a^2 x^2 - \alpha^2) x' + ax - Aa \sin \omega t = 0 \Rightarrow$$

$$x'' + \varepsilon a^2 (x^2 - 1) x' + x - A \sin \omega t = 0.$$

Θέτοντας, τελικά,  $\mu = \varepsilon a^2$  η εξίσωση γίνεται:

$$x'' + \mu (x^2 - 1) x' + x - A \sin \omega t = 0 \quad (26)$$

$$\text{Αλλά } \omega = \frac{2\pi}{T} \Rightarrow \omega = \frac{2\pi / RC}{T / RC} \Rightarrow \omega = \frac{2\pi}{RCT}$$

(όπου  $T$  η αδιάστατη περίοδος)

$$\Rightarrow \omega = \frac{\Omega}{RC} \text{ (όπου } \Omega \text{ η αδιάστατη κυκλική συχνότητα).} \quad (27)$$

$$\text{Ακόμα, } \omega t = \frac{\Omega}{RC} t = \Omega \frac{t}{RC} = \Omega \tau \quad (28)$$

Τελικά, η (26) μπορεί με τη βοήθεια της (28) να γραφεί:

$$x'' + \mu(x^2 - 1)x' + x - A \sin \Omega \tau = 0,$$

όπου:

$$\mu = \frac{RV_a}{10R_g[V]},$$

$$x = \frac{V_x}{\sqrt{10V_a[V]}},$$

$\Omega = RC\omega = 2\pi RCf$  ( $f$  η συχνότητα του διεγέρτη), και

$$A = \frac{V_{s\max}}{\sqrt{10V_a[V]}} \quad (V_{s\max} \text{ το πλάτος του διεγέρτη}).$$

### 2.5.2.1 Συμπεριφορά ταλαντωτή van der Pol με εξωτερική περιοδική διέγερση.

Το σύστημα διαθέτει δύο «θεμελιώδεις» συχνότητες: Την ιδιοσυχνότητα «χαλάρωσης», η οποία καθορίζεται από την παράμετρο απόσβεσης  $\mu$ , και τη συχνότητα του περιοδικού διεγέρτη. Στο Σχήμα 24 φαίνεται η σχέση της συχνότητας ( $f_{out}$ ) του ταλαντωτή με την παράμετρο απόσβεσης ( $\mu$ ). Μπορούμε να παρατηρήσουμε την ύπαρξη περιοχών όπου η συχνότητα «κλειδώνει» σε συγκεκριμένες σταθερές τιμές. Οι τιμές αυτές προκύπτουν από τη σχέση:

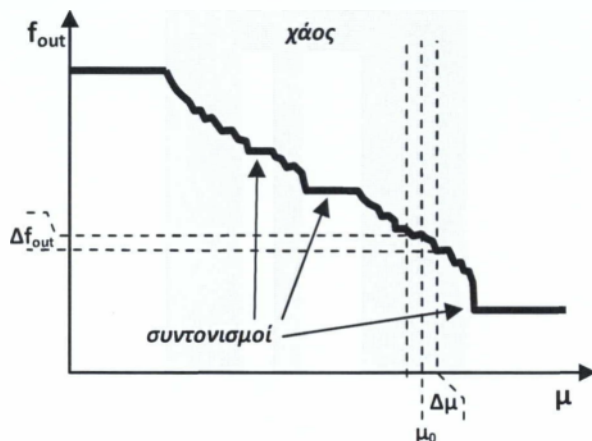
$$f_{out} = \frac{m}{n} f, \quad (2.93)$$

όπου  $f$  η συχνότητα του διεγέρτη και  $m, n$  ακέραιοι αριθμοί.

Μεταξύ αυτών των περιοχών σταθερής συχνότητας υπάρχουν τμήματα της καμπύλης του Σχήματος 24 στα οποία πολύ μικρές μεταβολές  $\Delta\mu$  της παραμέτρου απόσβεσης δίνουν μεγάλες μεταβολές  $\Delta f_{out}$  της συχνότητας του ταλαντωτή, και μάλιστα κατά τρόπο μη γραμμικό. Δεδομένου ότι η παράμετρος  $\mu$  εξαρτάται από τις τιμές κυκλωματικών στοιχείων, μικρή μεταβολή των οποίων μπορεί να συμβεί παραδείγματος χάριν από θερμικά αίτια, είναι φανερό ότι κατά τη λειτουργία του ταλαντωτή στις

περιοχές αυτές η συχνότητα εξόδου θα έχει αβέβαιη και μεταβλητή τιμή, και η έξοδος του κυκλώματος θα ισοδυναμεί ουσιαστικά με θόρυβο.

Αυτό τον «θόρυβο» ανέφεραν οι van der Pol και van der Mark στις εργασίες τους. Ο θόρυβος αυτός θεωρείται σήμερα ως έκφραση ντετερμινιστικού χάους.



Σχήμα 24: Τυπική σχέση συχνότητας και παραμέτρου απόσθεσης ( $\mu$ ) για ταλαντωτή van der Pol με εξωτερικό περιοδικό διεγέρτη

### 2.5.3 Λίγα λόγια για το χάος.

Η έξοδος ενός μη γραμμικού συστήματος με μια είσοδο και μία έξοδο μπορεί, γενικά, να περιγραφεί από μια σχέση της μορφής:

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots \quad (2.94)$$

όπου  $x$  η είσοδος του συστήματος.

Για ένα ισχυρά μη γραμμικό σύστημα οι όροι ανώτερης τάξης (βαθμού μεγαλύτερου της μονάδας) θα υπερισχύουν.

Σε ένα τέτοιο σύστημα, «παραπλήσιες» είσοδοι θα παράγουν ισχυρά αποκλίνουσες εξόδους.

Ας υποθέσουμε ένα μη γραμμικό σύστημα με σχέση εξόδου – εισόδου της μορφής:

$$y = x + 10x^2 + 5x^3 \quad (2.95)$$

Αν τροφοδοτήσουμε την είσοδο του συστήματος με την τιμή  $x=10$ , η έξοδος θα προκύψει, με αντικατάσταση στη σχέση (2.95), ίση με  $y=6010$ .

Παρόμοια, αν τροφοδοτήσουμε την είσοδο του συστήματος με την τιμή  $x=11$ , η έξοδος θα προκύψει ίση με  $y=7876$ .

Για το συγκεκριμένο παράδειγμα, η σχετική μεταβολή στην είσοδο μπορεί να βρεθεί ίση με 10%, ενώ η αντίστοιχη μεταβολή στην έξοδο θα είναι περίπου 30%.

Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε ότι η «αβεβαιότητα» στην έξοδο ενός μη γραμμικού συστήματος είναι πολύ μεγαλύτερη από την αβεβαιότητα στην είσοδό του, και αυξάνεται όσο λιγότερο γραμμικό είναι αυτό.

Με άλλα λόγια, σε ένα μη γραμμικό σύστημα μικρές αποκλίσεις των **αρχικών συνθηκών** (όπως αυτές που οφείλονται στα σφάλματα προσέγγισης [στρογγυλοποίησης] των αριθμητικών υπολογισμών) οδηγούν σε πολύ μεγάλες αποκλίσεις, καθιστώντας την «πρόβλεψη» της εξόδου τους πρακτικά αδύνατη. Αυτό συμβαίνει ακόμη κι αν το σύστημα είναι **ντετερμινιστικό**, αν δηλαδή η σχέση εισόδου-εξόδου είναι αυστηρά καθορισμένη και δεν εξαρτάται από τυχαίους παράγοντες. Μια τέτοια συμπεριφορά χαρακτηρίζεται ως **ντετερμινιστικό χάος**, ή μονολεκτικά **χάος (chaos)**.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### MOSFET

Το MOSFET (ή, συντομότερα, MOS) αποτελεί ειδικό τύπο τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Field Effect Transistor – FET). Τα τρανζίστορ επόδρασης πεδίου είναι ηλεκτρονικές διατάξεις τριών ακροδεκτών, στις οποίες η αγωγιμότητα μεταξύ των δύο ακροδεκτών καθορίζεται από την τάση που εφαρμόζεται στον τρίτο ακροδέκτη. Παρόλο που η ιδέα για την κατασκευή ενός τρανζίστορ επίδρασης πεδίου ήταν ώριμη από τη δεκαετία του 1920 (Lilienfeld), τα πρώτα πρακτικά FET έγινε δυνατό να κατασκευαστούν στη δεκαετία του 1960 (Atalla & Khang), όταν και ξεπεράστηκαν οι σχετικοί τεχνολογικοί περιορισμοί. Η ονομασία MOS αποτελεί ακρωνύμιο των λέξεων Metal-Oxide-Semiconductor και σχετίζεται με την κατασκευή των τρανζίστορ αυτού του τύπου, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Σε σύγκριση με το διπολικό τρανζίστορ ένα τρανζίστορ MOS κατασκευάζεται πολύ πιο εύκολα, ενώ καταλαμβάνει πολύ μικρότερο μέρος της επιφάνειας ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος. Επιπλέον, εξαιτίας της δομής τους, τα MOS είναι ηλεκτρικά απομονωμένα από το υπόστρωμα πάνω στο οποίο αναπτύσσονται (εξαιτίας των ανάστροφα πολωμένων επαφών p-n που σχηματίζουν) και άρα είναι και μεταξύ τους απομονωμένα. Μπορούν, επομένως, να τοποθετηθούν πολύ κοντά το ένα στο άλλο, χωρίς πρόβλημα αλληλεπίδρασης. Κάτι ανάλογο δεν συμβαίνει με τα διπολικά τρανζίστορ η τοποθέτηση των οποίων είναι λιγότερο πυκνή και τα οποία, επιπλέον, απαιτούν την ανάπτυξη ειδικών περιοχών απομόνωσης, οι οποίες καλύπτουν ένα μεγάλο ποσοστό της επιφάνειας του ολοκληρωμένου κυκλώματος στο οποίο περιέχονται, όπως είδαμε σε προηγούμενη παράγραφο. Ένα ακόμα πλεονέκτημα των διατάξεων MOS είναι πως μπορούν να συνδεθούν σαν αντιστάσεις ή πυκνωτές, γεγονός που επιτρέπει την κατασκευή κυκλωμάτων που αποτελούνται αποκλειστικά από τρανζίστορ MOS. Οι παραπάνω ιδιότητες καθιστούν τα MOSFET κυρίαρχες διατάξεις στα συστήματα πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης (VLSI).

Από την άλλη πλευρά, ο σημαντικότερος περιορισμός των κυκλωμάτων με MOS είναι στα υψηλά ρεύματα και στις υψηλές τάσεις. Η μέγιστη τάση λειτουργίας τέτοιων κυκλωμάτων είναι της τάξης των 10V, και μπορούν να αποδώσουν μέγιστο ρεύμα της τάξης των 20mA. Κατά τη σχεδίαση ψηφιακών κυκλωμάτων οι περιορισμοί αυτοί δεν



προβληματίζουν τον σχεδιαστή. Για περιπτώσεις εφαρμογών μεγαλύτερης ισχύος αντιμετωπίζονται με MOSFET ειδικής κατασκευής (**MOSFET ισχύος – power MOSFETs**).

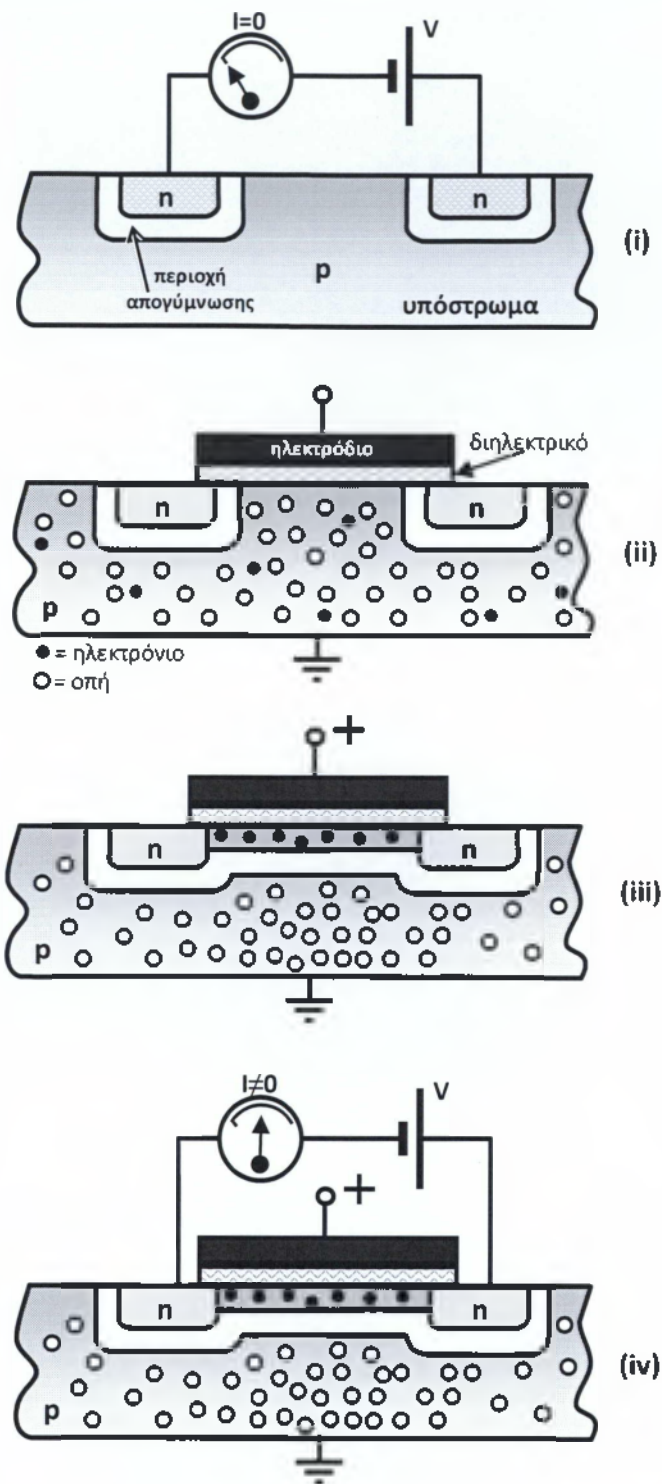
### 3.1 Αρχή λειτουργίας του MOSFET

Ας θεωρήσουμε ένα **υπόστρωμα** (substrate) από ημιαγωγό τύπου  $p$ , πάνω στο οποίο έχουν αναπτυχθεί δύο γειτονικές περιοχές τύπου  $n$ , όπως φαίνεται στο Σχήμα 25-ι. Είναι φανερό πως με τη γεωμετρία αυτή έχουμε δύο επαφές  $p$ - $n$ , από τη μελέτη των οποίων γνωρίζουμε πως γύρω από τη διαχωριστική επιφάνεια μεταξύ των δύο τύπων ημιαγωγού σχηματίζονται περιοχές απογύμνωσης, που χαρακτηρίζονται από την απουσία φορέων και την ύπαρξη φορτίων χώρου. (Οι περιοχές αυτές εξασφαλίζουν την ηλεκτρική απομόνωση στην οποία αναφερθήκαμε στην προηγούμενη παράγραφο).

Ας εφαρμόσουμε, τώρα, μια ηλεκτρική τάση μεταξύ των δύο τμημάτων τύπου  $n$ , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 25-ι. Η διέλευση ρεύματος δεν είναι δυνατή, ακόμα κι αν αναστραφεί η πολικότητα της εφαρμοζόμενης τάσης, εξαιτίας της ύπαρξης των περιοχών απογύμνωσης στις οποίες αναφερθήκαμε, το εύρος των οποίων διευρύνεται με την εφαρμογή της εξωτερικής τάσης.

Η αγωγιμότητα μεταξύ των δύο τμημάτων τύπου  $n$  θα μπορούσε να επιτευχθεί αν υπήρχε τρόπος να σχηματισθεί ένα αγωγίμο **κανάλι** (ή **δίαυλος – channel**) μεταξύ των δύο τμημάτων. Αυτό θα μπορούσε να συμβεί αν είχαμε τη δυνατότητα να συγκεντρώσουμε ηλεκτρικούς φορείς κοντά στην επιφάνεια του υποστρώματος τύπου  $p$  μεταξύ των δύο τμημάτων τύπου  $n$ . Τέτοιοι «διαθέσιμοι» φορείς είναι τα ηλεκτρόνια μειονότητας του υποστρώματος (από θερμική διέγερση, ανωμαλίες στο κρυσταλλικό πλέγμα του ημιαγωγού, κ.λπ.).

Ας υποθέσουμε, στη συνέχεια, πως τοποθετούμε ένα μεταλλικό ηλεκτρόδιο (**πύλη – gate**) πάνω στην επιφάνεια του ημιαγωγού στην περιοχή μεταξύ των δύο τμημάτων τύπου  $n$ . Για να αποφύγουμε την ηλεκτρική επαφή μεταξύ ηλεκτροδίου και υποστρώματος θα παρεμβάλουμε ένα πολύ λεπτό στρώμα **διηλεκτρικού** (μονωτή). Το πάχος του στρώματος αυτού θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό πιο μικρό ώστε το ηλεκτρικό πεδίο που θα δημιουργεί η πύλη, όταν σε αυτήν εφαρμοστεί ηλεκτρικό δυναμικό, να μπορεί να επηρεάσει τους ηλεκτρικούς φορείς στο εσωτερικό του ημιαγωγού. (Η δυσκολία σχηματισμού του πολύ λεπτού αυτού στρώματος υπήρξε και η κυριότερη αιτία στην οποία οφείλεται η «καθυστερήση» στην κατασκευή ενός πρακτικά εκμεταλλεύσιμου MOSFET).



Σχήμα 25: Αρχή λειτουργίας του MOSFET

Το υλικό του διηλεκτρικού της πύλης είναι συνήθως οξείδιο του πυριτίου ( $\text{SiO}_2$ ). Παρατηρώντας τη διαστρωμάτωση των υλικών από την πύλη προς το υπόστρωμα, έχουμε: Μέταλλο (πύλη) – οξείδιο

(διηλεκτρικό) – ημιαγωγός (υπόστρωμα). Η παρατήρηση αυτή εξηγεί την ονομασία MOS (Metal-Oxide-Semiconductor).

Αν εφαρμόσουμε μια θετική ηλεκτρική τάση στην πύλη (ως προς το υπόστρωμα) κατά το Σχήμα 25-ii, φορείς μειονότητας (ηλεκτρόνια) από το υπόστρωμα θα συσσωρευθούν (θα **επαχθούν**) στην επιφάνεια του ημιαγωγού που γειτνιάζει με την πύλη, λόγω ηλεκτρικής έλξης, υπό την επίδραση του ηλεκτρικού πεδίου που αυτή δημιουργεί. Αντίστοιχα, οι επιφανειακές οπές θα απωθηθούν στα ενδότερα του υποστρώματος. Στην ισορροπία, η διάταξη θα εμφανίζει την εικόνα του Σχήματος 25-iii: Ένα επιφανειακό στρώμα (κανάλι) από επαγωγή φορέων σχηματίζεται μεταξύ των περιοχών τύπου n. Επιπλέον, το κανάλι αυτό είναι ηλεκτρικά απομονωμένο από το υπόστρωμα λόγω της περιοχής απογύμνωσης που σχηματίζεται κάτω από αυτό, εξαιτίας της μετανάστευσης των οπών σε κατώτερες περιοχές του υποστρώματος.

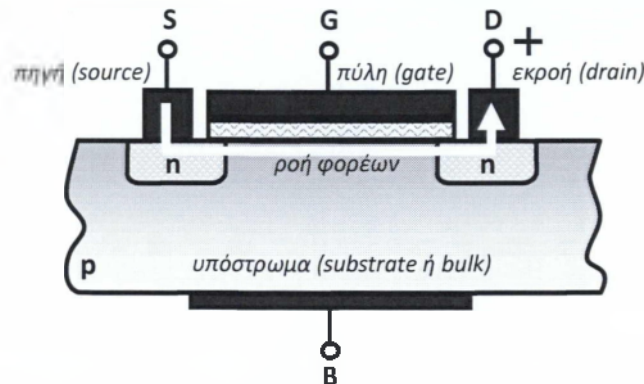
Είναι φανερό ότι με την πύλη σε θετικό δυναμικό η διάταξη επιτρέπει τη διέλευση του ηλεκτρικού ρεύματος μεταξύ των δύο τμημάτων τύπου n μέσω του επαγόμενου καναλιού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 25-iv. Εξαιτίας της συμμετρίας της διάταξης η φορά του ρεύματος αυτού μπορεί να αναστραφεί (με την αλλαγή πολικότητας της τάσης που την προκαλεί).

Μια διάταξη με τη μορφή που περιγράψαμε αντιστοιχεί σε ένα τρανζίστορ MOS. Οι πρώτες παρατηρήσεις που μπορούμε να κάνουμε είναι οι εξής: Με μηδενικό (ή αρνητικό) δυναμικό στην πύλη, το τρανζίστορ MOS βρίσκεται στην **αποκοπή**. Απαγορεύει, δηλαδή, την διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος. Με ικανό θετικό δυναμικό στην πύλη (λεπτομέρειες θα δούμε σε επόμενη παράγραφο) το τρανζίστορ **άγει**. Επομένως, μπορούμε να πούμε πως το τρανζίστορ MOS μπορεί να λειτουργήσει ως **διακόπτης** ελεγχόμενος από τάση, γεγονός που το εκμεταλλευόμαστε στην κατασκευή ψηφιακών κυκλωμάτων, όπως θα δούμε αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο. Επιπλέον, το τρανζίστορ MOS μπορεί να λειτουργήσει ως **αντιστάτης ελεγχόμενος από τάση**, και ως **πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση**. Το τελευταίο μπορούμε να το εκμεταλλευθούμε για τη σχεδίαση κυκλωμάτων **ενισχυτών**.

## 3.2 Τύποι MOSFET

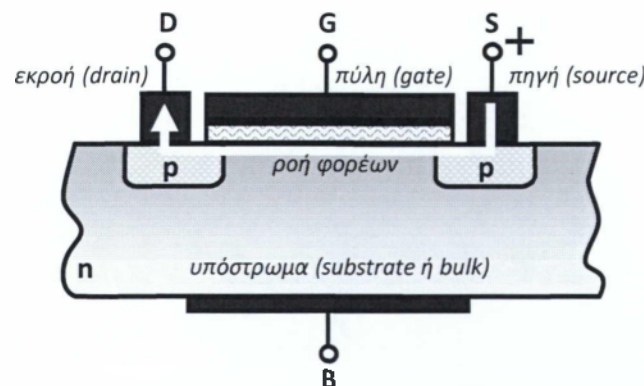
Στο τρανζίστορ που μελετήσαμε στην προηγούμενη παράγραφο οι φορείς μειονότητας που σχηματίζουν το επαγόμενο κανάλι είναι ηλεκτρόνια. Ένα τέτοιο τρανζίστορ χαρακτηρίζεται ως **MOSFET με κανάλι τύπου n**, ή **nMOS**. Η δομή ενός nMOS καθώς και οι συμβολισμοί που το αφορούν φαίνονται στο Σχήμα 26. Οι ακροδέκτες που συνδέονται στις περιοχές τύπου n ονομάζονται **πηγή (source – S)** και **εκροή (drain – D)**. Από τους ακροδέκτες αυτούς, εκείνος που βρίσκεται στο χαμηλότερο

δυναμικό (και από τον οποίο «πηγάζουν» οι φορείς αγωγιμότητας [ηλεκτρόνια]) χαρακτηρίζεται ως πηγή, ενώ ο ακροδέκτης που βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό (και από τον οποίο «εκρέουν» [εξέρχονται] οι φορείς αγωγιμότητας [ηλεκτρόνια]) χαρακτηρίζεται ως εκροή. Ο ακροδέκτης της πύλης συμβολίζεται με G (από το gate). Για διακριτά τρανζίστορ nMOS η πηγή είναι εκ κατασκευής βραχυκυκλωμένη με το υπόστρωμα. Κατά τη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με τρανζίστορ MOS το υπόστρωμα θεωρείται ως τέταρτος ακροδέκτης και συμβολίζεται με B (από το bulk).



Σχήμα 26: Τρανζίστορ nMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί

Στο Σχήμα 27 φαίνεται ένα τρανζίστορ MOS κατασκευασμένο σε υπόστρωμα τύπου n, πάνω στο οποίο έχουν αναπτυχθεί νησίδες τύπου p. Στο τρανζίστορ αυτό οι φορείς μειονότητας που σχηματίζουν το επαγόμενο κανάλι είναι οπές. Ένα τέτοιο τρανζίστορ χαρακτηρίζεται ως **MOSFET με κανάλι τύπου p**, ή **pMOS**. Οι συμβολισμοί που το αφορούν φαίνονται επίσης στο Σχήμα 27.



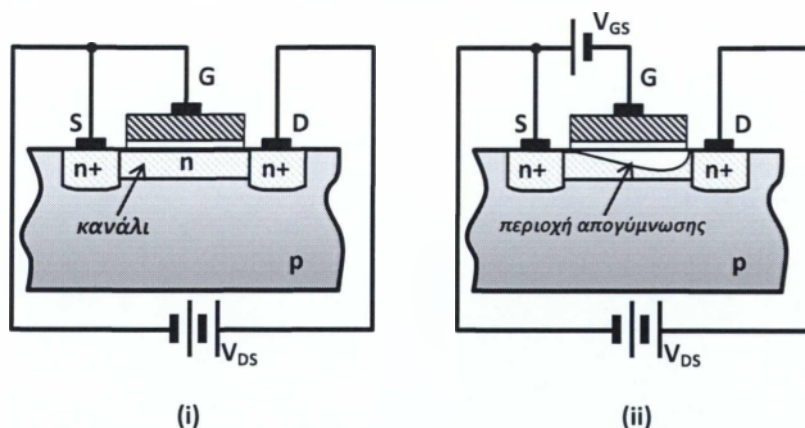
Σχήμα 27: Τρανζίστορ pMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί

Από τους ακροδέκτες που συνδέονται στις νησίδες τύπου p εκείνος που βρίσκεται στο υψηλότερο δυναμικό (και από τον οποίο «πηγάζουν» οι φορείς αγωγιμότητας [οπές]) χαρακτηρίζεται ως πηγή, ενώ ο ακροδέκτης που βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό (και από τον οποίο «εκρέουν» [εξέρχονται] οι φορείς αγωγιμότητας [οπές]) χαρακτηρίζεται ως εκροή.

Θα πρέπει να σημειώσουμε πως προϋπόθεση για το σχηματισμό του καναλιού σε ένα pMOS είναι το δυναμικό της πύλης να είναι αρνητικό (ώστε οι φορείς μειονότητας [οπές] του υποστρώματος να έλκονται προς την επιφάνεια του ημιαγωγού).

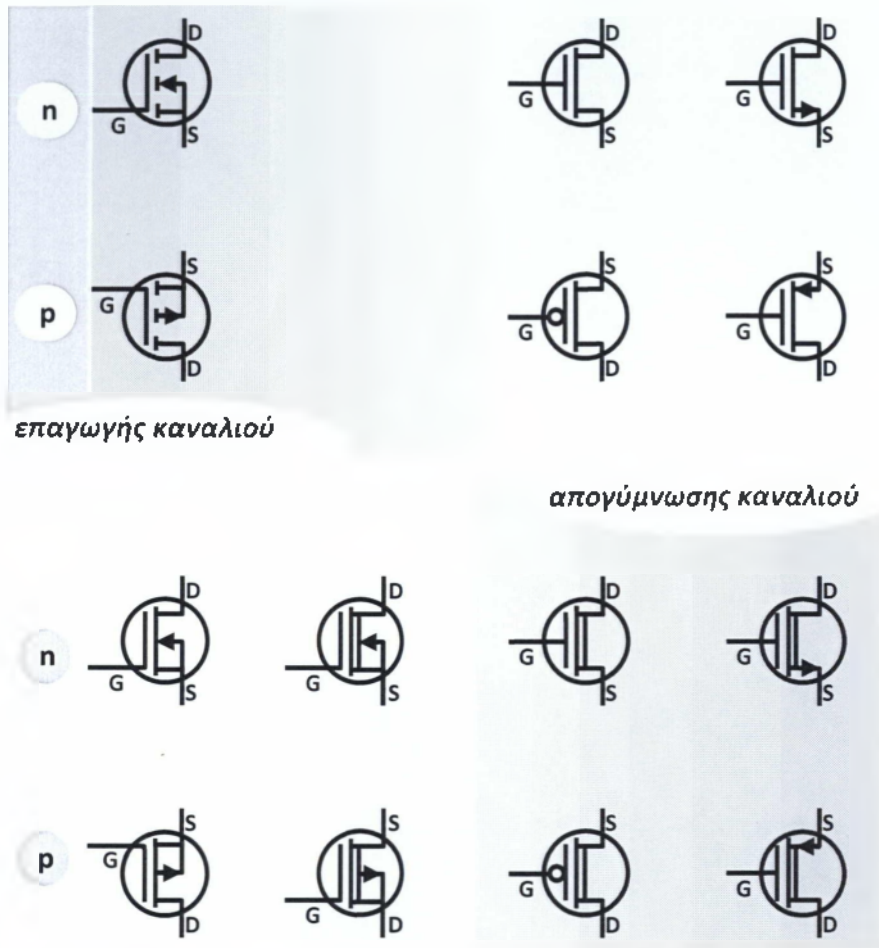
Στα MOSFET που έχουμε μέχρι στιγμής μελετήσει το αγωγίμο κανάλι επάγεται με την εφαρμογή κατάλληλης τάσης στην πύλη. Για το λόγο αυτό τα τρανζίστορ αυτού του τύπου χαρακτηρίζονται ως **MOSFET επαγωγής (ή προσαύξησης) καναλιού (enhancement type MOSFETs)**.

Στο Σχήμα 28 απεικονίζεται ένα MOSFET τύπου n στο οποίο οι νησίδες που υπόκεινται των ακροδεκτών πηγής και εκροής συνδέονται εκ κατασκευής μεταξύ τους με μια περιοχή τύπου n η οποία έχει αναπτυχθεί κοντά στην επιφάνεια του υποστρώματος. Με άλλα λόγια, το κανάλι είναι προ-σχηματισμένο. Αν η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη είναι μηδενική (ως προς την πηγή), η εφαρμογή τάσης μεταξύ πηγής και εκροής θα προκαλεί ηλεκτρικό ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών αυτών (Σχήμα 28 -i). Η εφαρμογή αρνητικού δυναμικού στην πύλη (ως προς την πηγή) οδηγεί στην άπωση των ηλεκτρονίων του καναλιού και στο σχηματισμό μιας περιοχής απογύμνωσης, η οποία περιορίζει την αγωγιμότητά του (Σχήμα 28 -ii). Τα τρανζίστορ αυτού του τύπου χαρακτηρίζονται ως **MOSFET απογύμνωσης καναλιού (depletion type MOSFETs)**.



Σχήμα 28: Τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού

Τα συνηθέστερα κυκλωματικά σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τους διάφορους τύπους MOSFET που εξετάσαμε παρουσιάζονται στο Σχήμα 29.



Σχήμα 29: Κυκλωματικά σύμβολα των τρανζίστορ MOS

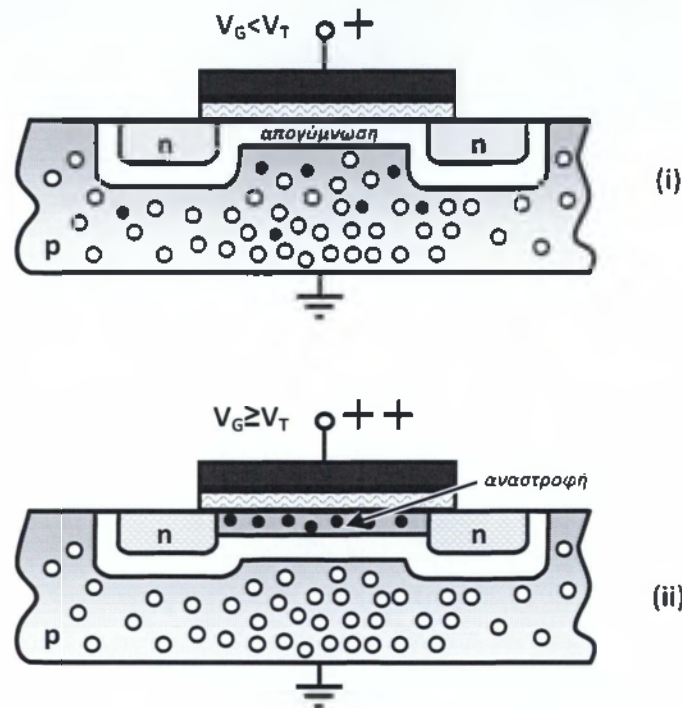
### 3.3 Περιοχές λειτουργίας του MOSFET

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε αναλυτικότερα τη λειτουργία του τρανζίστορ MOS. Αν δεν γίνεται άλλη αναφορά, η περιγραφή μας θα αφορά τρανζίστορ nMOS επαγωγής καναλιού.

Θα ξεκινήσουμε εξετάζοντας λεπτομερέστερα τις φάσεις σχηματισμού του καναλιού στο τρανζίστορ MOS. Θα υποθέσουμε ότι η τάση της πύλης (ως προς το υπόστρωμα) αυξάνεται σταδιακά από μηδενική αρχική τιμή προς θετικές τιμές. Τα δυναμικά πηγής και εκροής θα υποτεθούν, εδώ, μηδενικά.

Για μηδενική τάση πύλης ( $V_G$ ) το εσωτερικό της διάταξης αντιστοιχεί στην εικόνα του Σχήματος 25-ι και το κανάλι είναι αποκομμένο. Για πολύ μικρές τιμές της τάσης πύλης το επιφανειακό

στρώμα κάτω από αυτήν απογυμνώνεται από φορείς πλειοψηφίας (οπές), η συγκέντρωση των οποίων είναι μεγάλη, σχηματίζοντας μια περιοχή αρνητικών φορτίων χώρου στο επιφανειακό στρώμα του ημιαγωγού μεταξύ πηγής και εκροής. Η επίδραση του ηλεκτρικού πεδίου που προκαλείται από την πύλη στους φορείς μειονότητας του υποστρώματος (ηλεκτρόνια) αντισταθμίζεται από το πεδίο που παράγεται από τα φορτία χώρου της περιοχής απογύμνωσης, γεγονός που απαγορεύει τον σχηματισμό αγωγίμου καναλιού μεταξύ πηγής και εκροής (Σχήμα 30-i).

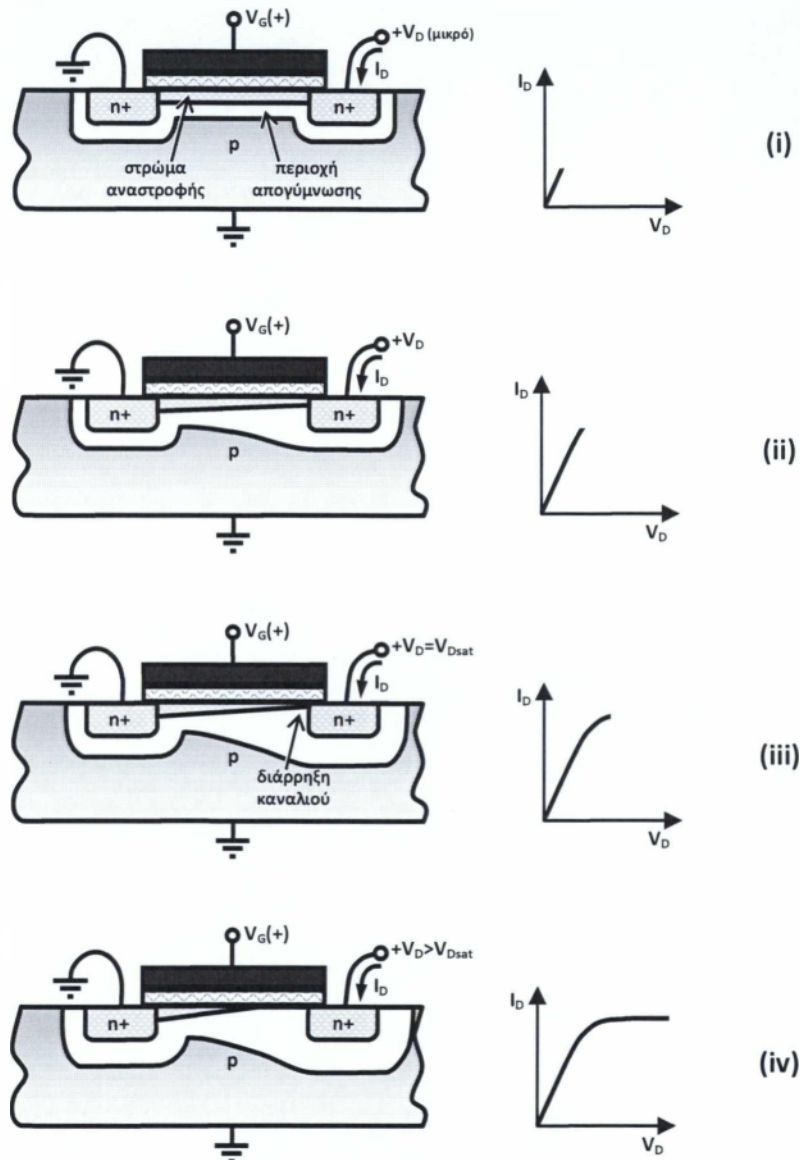


Σχήμα 30: Φάσεις επαγωγής καναλιού στο τρανζίστορ MOS

Για τιμές τάσης πύλης-πηγής ( $V_{GS}$ ) μεγαλύτερες από μια συγκεκριμένη τιμή, το ηλεκτρικό πεδίο της πύλης υπερνικά εκείνο της περιοχής φορτίων χώρου επιτρέποντας την ανάδυση των φορέων μειονότητας στην επιφάνεια του ημιαγωγού και το σχηματισμό αγωγίμου καναλιού (Σχήμα 30-ii). Λόγω του ότι οι φορείς πλειοψηφίας στο κανάλι είναι τα ηλεκτρόνια, το επιφανειακό στρώμα χαρακτηρίζεται ως **στρώμα αναστροφής (inversion layer)**, εξαιτίας της αλλαγής του τύπου του (από p σε n). Η οριακή τιμή της τάσης πύλης-πηγής στην οποία εμφανίζεται αναστροφή του επιφανειακού στρώματος του ημιαγωγού ονομάζεται **τάση κατωφλίου (threshold voltage)** του τρανζίστορ και συμβολίζεται με  $V_T$ . Η τάση κατωφλίου, επομένως, οριοθετεί τις περιοχές αποκοπής και αγωγιμότητας ενός τρανζίστορ MOS.

Στη συνέχεια θα υποθέσουμε σταθερή τάση πύλης (ως προς την πηγή) μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου ( $V_G > V_T$ ) και θα εξετάσουμε την επίδραση της τάσης εκροής ( $V_D$ ) στο αγωγίμο κανάλι κάτω από την πύλη.

Με την εφαρμογή θετικής τάσης στην εκροή ή τάση της πύλης, η οποία αποτελεί και το αίτιο σχηματισμού του καναλιού, αντισταθμίζεται. Επειδή δε η πτώση της τάσης αυτής είναι μέγιστη στην εκροή και μηδενική στην πηγή, συμπεραίνουμε ότι το ηλεκτρικό πεδίο που συντελεί στον σχηματισμό του καναλιού είναι ισχυρότερο προς την πλευρά της πηγής και ασθενέστερο προς την πλευρά της εκροής.



Σχήμα 31: Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ MOS σε αγώγιμη κατάσταση

Για μηδενική ή πολύ μικρή τάση εκροής το κανάλι είναι πλήρως σχηματισμένο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 31-i.

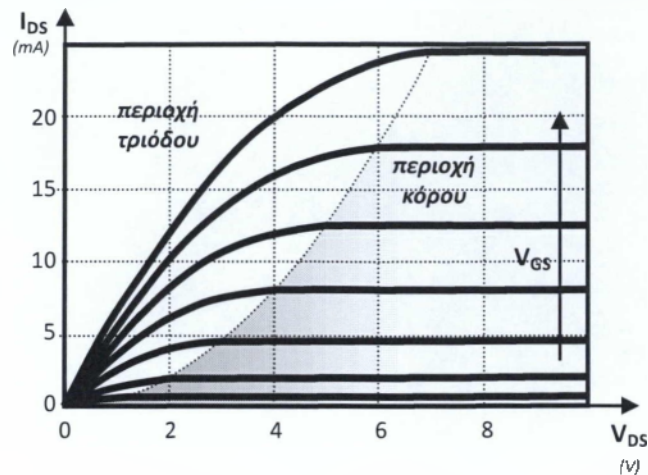
Αυξάνοντας την τάση της εκροής το κανάλι γίνεται πιο ρηχό προς την πλευρά της εκροής, για το λόγο που ήδη εξηγήσαμε, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 31-ii. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται την μείωση της



αγωγιμότητας του καναλιού. Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε πως όσο αυξάνεται η τάση στην εκροή η αντίσταση του καναλιού θα αυξάνεται, και άρα το ρεύμα που θα διαρρέει τη διάταξη θα μειώνεται, σύμφωνα με την χαρακτηριστική ρεύματος – τάσης του Σχήματος 31-ii. Στην περιοχή αυτή το MOSFET παρουσιάζει συμπεριφορά παρόμοια με εκείνη τριόδου λυχνίας, και για το λόγο αυτό λέμε ότι βρίσκεται στην **περιοχή τριόδου (triode region)**.

Ως αποτέλεσμα της προοδευτικής στένωσης του καναλιού με την αύξηση της τάσης εκροής, το κανάλι διαρρηγνύεται για ορισμένη τιμή της τάσης αυτής ( $V_{Dsat}$ ). Στην οριακή αυτή περίπτωση το «βάθος» του καναλιού στα όρια της εκροής μηδενίζεται και λέμε τότε ότι έχουμε **διάρρηξη** (ή **στραγγαλισμό – pinch-off**) του καναλιού, όπως υποδεικνύει και το Σχήμα 31-iii. Πέρα από το σημείο αυτό, το κανάλι χάνει την ηλεκτρική επαφή με την νησίδα της εκροής και το ρεύμα που διαρρέει τη διάταξη παραμένει σταθερό και ανεξάρτητο της τάσης εκροής, σύμφωνα και με το Σχήμα 31-iv. Στην περίπτωση αυτή το MOSFET βρίσκεται στην **περιοχή κόρου (saturation region)**, και η τάση  $V_{Dsat}$  ονομάζεται **τάση κόρου**. Στην περιοχή κόρου το τρανζίστορ MOS λειτουργεί ως πηγή ρεύματος και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για ενίσχυση, σύμφωνα με όσα έχουμε εξηγήσει. Επομένως, ο **ενεργός** τρόπος λειτουργίας (**active mode**) για ένα MOSFET αφορά λειτουργία στην περιοχή κόρου και για το λόγο αυτό η περιοχή κόρου αναφέρεται συχνά και ως ενεργός περιοχή.

Μια εύλογη απορία που ανακύπτει είναι η εξής: Αφού στην περιοχή κόρου έχουμε πλήρη στραγγαλισμό (αποκοπή) του καναλιού, πώς είναι δυνατό το MOSFET να διαρρέεται από ρεύμα; Η απάντηση μπορεί να δοθεί αν θυμηθούμε τον τρόπο με τον οποίο σαρώνονται τα ηλεκτρόνια από την περιοχή της βάσης προς τον συλλέκτη σε ένα διπολικό τρανζίστορ ηρη στην ενεργό λειτουργία. Με τον ίδιο τρόπο τα ηλεκτρόνια του καναλιού σαρώνονται, λόγω έλξης, προς την εκροή ενός nMOS που βρίσκεται στον κόρο, διαχεόμενα μέσω της περιοχής απογύμνωσης. Όπως και στην περίπτωση του διπολικού τρανζίστορ, το αντίστοιχο ρεύμα είναι ανεξάρτητο της τάσης στην εκροή.



Σχήμα 32: Χαρακτηριστικές ρεύματος - τάσης ιδανικού τρανζίστορ nMOS

Τα πιο πάνω συμπεράσματα συνοψίζονται στις χαρακτηριστικές ρεύματος – τάσης του Σχήματος 32 που αφορούν ιδανικό τρανζίστορ nMOS. Στην πράξη, η κλίση των χαρακτηριστικών στην περιοχή κόρου δεν είναι εντελώς μηδενική.

Για την περίπτωση τρανζίστορ pMOS οι χαρακτηριστικές του Σχήματος 32 διατηρούν τη μορφή τους, ωστόσο η πολικότητα των τάσεων και των ρευμάτων θα πρέπει να θεωρηθεί ανάστροφη, αφού ο τύπος των φορέων αγωγιμότητας είναι ετερόσημος και οι ακροδέκτες πηγής και εκροής είναι αντεστραμμένοι. Επιπλέον, θα πρέπει να λαμβάνουμε υπόψη πως σε ένα τρανζίστορ pMOS το κανάλι σχηματίζεται για αρνητικές τάσεις πύλης και άρα η τάση κατωφλίου του είναι αρνητική. Με άλλα λόγια, οι χαρακτηριστικές του Σχήματος 32 ισχύουν και για τρανζίστορ pMOS αν θεωρήσουμε τις απόλυτες τιμές των τάσεων και των ρευμάτων.

Παρόμοια, για MOSFET απογύμνωσης καναλιού θα πρέπει να λάβουμε υπόψη μας ότι αυτά αποκóπτονται για τάσεις ίδιας πολικότητας με τον τύπο τους (π.χ. αρνητικές για nMOS), χωρίς αυτό να επηρεάζει τις χαρακτηριστικές ως προς τη μορφή τους.

### 3.4 Μαθηματικό μοντέλο για το MOSFET

Η ανάλυση κυκλωμάτων με MOSFET μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας τις μαθηματικές εκφράσεις που τα περιγράφουν στις διάφορες περιοχές λειτουργίας τους. Οι εκφράσεις αυτές συγκεντρώνονται στους Πίνακες 3 και 4 για τις περιπτώσεις nMOS και pMOS, αντίστοιχα.

Πίνακας 3: Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ nMOS

ΠΕΡΙΟΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ	ΣΥΝΘΗΚΕΣ	ΡΕΥΜΑ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ( $I_{DS}$ )
Αποκοπή	$V_{GS} < V_T$	0
Τριόδου	$V_{DS} < V_{GS} - V_T, V_{GS} > V_T$	$\beta_n \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$
Κόρος	$V_{DS} > V_{GS} - V_T, V_{GS} > V_T$	$\beta_n \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2}$

όπου:  $\beta_n = \frac{\mu_n \epsilon W}{t_{ox} L}$   
 (3.96)

Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε, η τιμή του **ρεύματος καναλιού** ( $I_{DS}$ ) στις περιοχές αγωγιμότητας (τριόδου και κόρου), εξαρτάται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του καναλιού, και συγκεκριμένα από την παράμετρο  $\beta$  (να μην συγχέεται με την ομώνυμη παράμετρο των διπολικών τρανζίστορ), η οποία δίνεται από τη σχέση:

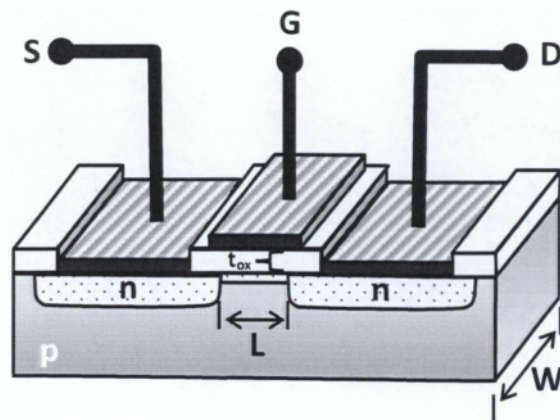
$$\beta_{n,p} = \frac{\mu_{n,p} \epsilon W}{t_{ox} L} \quad (3.97)$$

όπου  $\mu_{n,p}$  η ευκινησία ηλεκτρονίων/οπών,  $\epsilon$  η διηλεκτρική σταθερά του διηλεκτρικού (μονωτή) της πύλης,  $L$  το μήκος του καναλιού,  $W$  το πλάτος του καναλιού, και  $t_{ox}$  το πάχος του διηλεκτρικού της πύλης, σύμφωνα και με το Σχήμα 33.

Πίνακας 4: Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ pMOS

ΠΕΡΙΟΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ	ΣΥΝΘΗΚΕΣ	ΡΕΥΜΑ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ( $I_{DS}$ )
Αποκοπή	$V_{GS} > V_T$	0
Τριόδου	$V_{DS} > V_{GS} - V_T, V_{GS} < V_T$	$-\beta_p \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$
Κόρος	$V_{DS} < V_{GS} - V_T, V_{GS} < V_T$	$-\beta_p \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2}$

όπου:  $\beta_p = \frac{\mu_p \epsilon W}{t_{ox} L}$   
 (3.98)

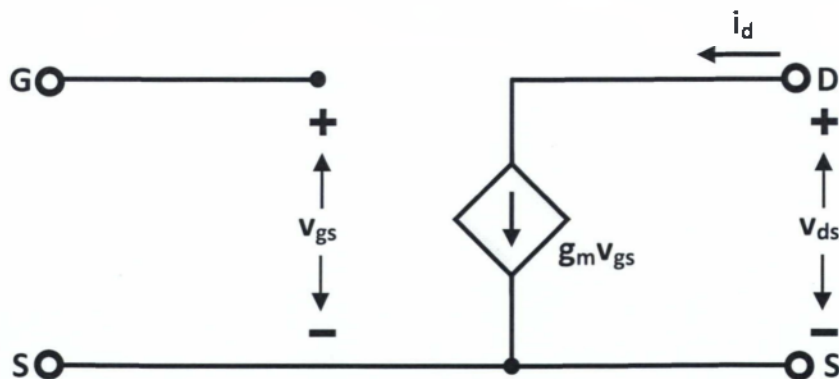


Σχήμα 33: Γεωμετρικά χαρακτηριστικά τρανζίστορ nMOS

Με τη βοήθεια των εξισώσεων των Πινάκων 3 και 4 μπορεί να γίνει τόσο η DC όσο και η AC ανάλυση κυκλωμάτων με MOSFET. Επιπλέον, χρήση τους (σε επεκτεταμένη μορφή για την επίτευξη μεγαλύτερης ακρίβειας) γίνεται και από προσομοιωτές κυκλωμάτων για την προσομοίωση κυκλωμάτων με μεγάλο αριθμό τρανζίστορ MOS.

### 3.5 Ισοδύναμα κυκλώματα για το MOSFET

Στην AC ανάλυση κυκλωμάτων με MOSFET διευκολύνει η παραδοχή σημάτων μικρού σήματος, όπως και στην περίπτωση κυκλωμάτων με διπολικά τρανζίστορ.



Σχήμα 34: Ισοδύναμο μικρού σήματος για ιδανικό MOSFET στις χαμηλές συχνότητες

Για το ρεύμα καναλιού μπορούμε, σε πρώτη προσέγγιση, να γράψουμε:

$$i_{DS} = I_{DS} + \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_Q \cdot v_{gs}, \quad (3.99)$$

ή

$$i_{DS} = I_{DS} + g_m \cdot v_{gs}, \quad (3.100)$$

όπου

$$g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_Q \quad (3.101)$$

η **διαγωγιμότητα** του MOSFET στο συγκεκριμένο σημείο ηρεμίας  $Q$ .

Αν από την εξίσωση (3.100) απομονώσουμε τη μεταβαλλόμενη συνιστώσα, τότε έχουμε την απλή έκφραση:

$$i_{ds} = g_m \cdot v_{gs}, \quad (3.102)$$

η οποία αντιστοιχεί στο απλό ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 34.

Η διαγωγιμότητα μπορεί να υπολογιστεί γραφικά, από τη χαρακτηριστική ρεύματος – τάσης του MOSFET στο σημείο λειτουργίας του.

Στην περίπτωση λειτουργίας στον κόρο, η διαγωγιμότητα μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση ορισμού της (3.101) με τη βοήθεια της έκφρασης του ρεύματος καναλιού για την περιοχή κόρου:

$$I_{DS} = \beta_n \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2}, \quad (3.103)$$

Με μερική παραγωγή της (3.103) ως προς  $V_{GS}$  παίρνουμε:

$$g_m = \beta_n (V_{GS} - V_T), \quad (3.104)$$

η οποία με τη βοήθεια της σχέσης (3.103) μπορεί να γραφτεί:

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_T}, \quad (3.105)$$

Μια ακριβέστερη έκφραση για το ρεύμα καναλιού στον κόρο, η οποία λαμβάνει υπόψη της τη μη μηδενική κλίση των χαρακτηριστικών ρεύματος – τάσης, είναι η εξής:

$$I_{DS} = \beta_n \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} (1 + \lambda V_{DS}), \quad (3.106)$$

όπου  $\lambda$  ο παράγοντας διαμόρφωσης μήκους του καναλιού (channel length modulation parameter) ο οποίος εκφράζει τη σχέση του ρεύματος κόρου με την τάση εκροής-πηγής σε ένα μη ιδανικό MOSFET.

Από τη σχέση (3.106) προκύπτει η αγωγιμότητα εξόδου του MOSFET για το συγκεκριμένο σημείο ηρεμίας:

$$g_d = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_Q = \beta_n \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} \cdot \lambda. \quad (3.107)$$

Για μικρές τιμές του παράγοντα  $\lambda$ , η σχέση (3.106) μπορεί να προσεγγισθεί από την (3.102) και η σχέση (3.107) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$g_d \approx \lambda I_{DS}. \quad (3.108)$$

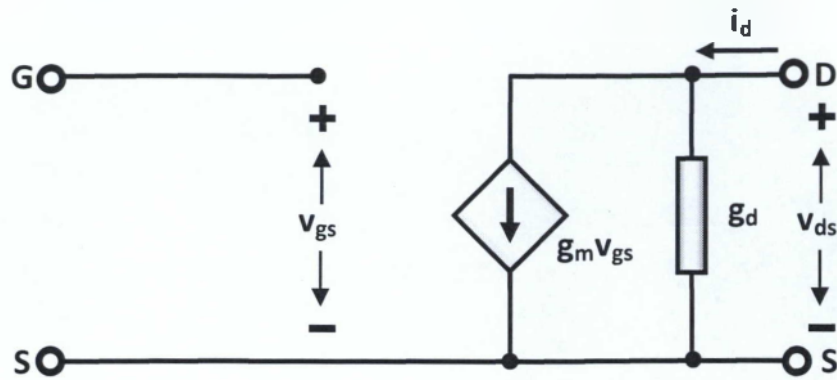
Με βάση τη σχέση (3.107) η αντίστοιχη συνεισφορά στη μεταβαλλόμενη συνιστώσα του ρεύματος καναλιού είναι:

$$i_{ds} = g_d v_{ds}. \quad (3.109)$$

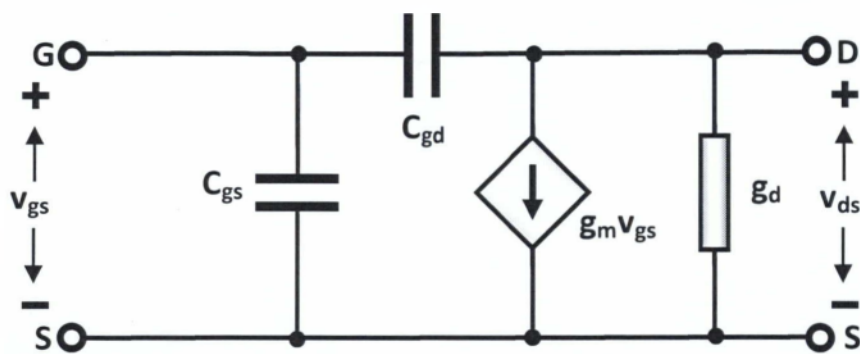
Συνυπολογίζοντας τη συνεισφορά αυτή, η σχέση (3.102) για τη μεταβαλλόμενη συνιστώσα του ρεύματος καναλιού μπορεί να τροποποιηθεί ως εξής:

$$i_{ds} = g_m \cdot v_{gs} + g_d v_{ds}. \quad (3.110)$$

η οποία αντιστοιχεί στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 35.



Σχήμα 35: Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις χαμηλές συχνότητες



Σχήμα 36: Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις υψηλές συχνότητες

Για κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων, η επίδραση των παρασιτικών χωρητικοτήτων της διάταξης παύει να είναι αμελητέα και μια ακριβής ανάλυση θα πρέπει να λάβει υπόψη της τις χωρητικότητες αυτές. Στο ισοδύναμο κύκλωμα, για παράδειγμα, του Σχήματος 36 έχουν συμπεριληφθεί οι χωρητικότητες πύλης-εκροής ( $C_{gd}$ ) και πύλης-πηγής ( $C_{gs}$ ).

### 3.6 Εφαρμογές των MOSFET

Τα τρανζίστορ MOSFET βρίσκουν εφαρμογή στην κατασκευή αναλογικών και ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, αλλά και ως διακριτά στοιχεία σε εφαρμογές ήχου μιας και η συμπεριφορά τους είναι αντίστοιχη των ηλεκτρονικών λυχνιών κενού, τις οποίες μπορούν και να υποκαταστήσουν.

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4**

### **ΣΧΕΔΙΑΣΗ & ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΣΤΟ MULTISIM**

#### **4.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ**

Η ανάλυση ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος με μικρό αριθμό στοιχείων είναι δυνατή με τη βοήθεια του νόμου του Ohm, των νόμων του Kirchhoff και των εξισώσεων που περιγράφουν το κάθε επιμέρους στοιχείο. Η ακριβής περιγραφή της συμπεριφοράς ενός στοιχείου μπορεί να απαιτεί ένα πολύπλοκο σύνολο εξισώσεων, καθεμία από τις οποίες αντιστοιχεί σε διαφορετική περιοχή λειτουργίας του στοιχείου αυτού, όπως θα δούμε και σε επόμενα κεφάλαια. Η πολυπλοκότητα των κυκλωμάτων τα οποία σχεδιάζονται σήμερα καθιστά απαγορευτική την αναλυτική περιγραφή της συμπεριφοράς τους. Με την εξέλιξη της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων έγινε αντιληπτή από πολύ νωρίς η ανάγκη για την εκμετάλλευση των δυνατοτήτων των ηλεκτρονικών υπολογιστών προκειμένου να αναλυθούν πολύπλοκα κυκλώματα και να γίνει προσομοίωση της λειτουργίας τους. Σταθμό αποτέλεσε η εμφάνιση του SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), στις αρχές της δεκαετίας του 1970, το οποίο έτυχε ευρύτατης διάδοσης εξαιτίας και του γεγονότος ότι ήταν το πρώτο πρόγραμμα ανοικτού κώδικα (open source). Οι περισσότεροι σύγχρονοι αναλογικοί προσομοιωτές κυκλωμάτων αποτελούν κλώνους του SPICE, πολλοί δε από αυτούς διατίθενται δωρεάν.

Ένα πρόσθετο πλεονέκτημα που προσφέρει η χρήση προσομοιωτών είναι το γεγονός ότι πριν την υλοποίηση και τον έλεγχο του πρωτοτύπου του κυκλώματος μπορεί να προηγηθεί ένας αρκετά ακριβής έλεγχος ορθής λειτουργίας με τη χρήση του προσομοιωτή. Με τον τρόπο αυτό μειώνεται ο συνολικός χρόνος ελέγχου καθώς και το κόστος της διαδικασίας σχεδίασης και δοκιμής.

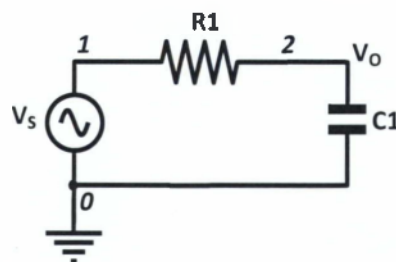
Οι δύο βασικοί τύποι προσομοιωτών κυκλωμάτων είναι οι αναλογικοί και οι ψηφιακοί (ή λογικοί). Οι πρώτοι επιλύουν τις εξισώσεις που συνδέουν τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των διάφορων επιμέρους στοιχείων που αποτελούν το κύκλωμα που προσομοιώνουν. Κάθε τέτοιο



στοιχείο περιγράφεται συχνά από μεγάλο αριθμό εξισώσεων που αποτελούν το μαθηματικό μοντέλο του στοιχείου αυτού. Η προσομοίωση ψηφιακών κυκλωμάτων με πολύ μεγάλο αριθμό στοιχείων είναι εξαιρετικά χρονοβόρα αν χρησιμοποιηθούν αναλογικοί προσομοιωτές, εξαιτίας της πολυπλοκότητας των μοντέλων και του μεγάλου αριθμού των επιμέρους στοιχείων. Για το λόγο αυτό αναπτύχθηκαν ψηφιακοί προσομοιωτές, οι οποίοι επικεντρώνονται στην λογική συμπεριφορά του κυκλώματος (υπό την έννοια της άλγεβρας Boole) και αναλύουν το κύκλωμα σε επίπεδο λογικής πύλης. (Συνοπτική παρουσίαση των αρχών της άλγεβρας Boole και των λογικών πυλών θα δούμε σε επόμενο κεφάλαιο). Απλοποιώντας τη διαδικασία ανάλυσης – και άρα και τα μαθηματικά μοντέλα που χρησιμοποιούν, τα αποτελέσματα που παρέχουν αφορούν κυρίως τις χρονικές καθυστερήσεις μεταξύ των πυλών.

Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονίσουμε πως όσο ακριβή και αν είναι τα μαθηματικά μοντέλα που χρησιμοποιεί ένας προσομοιωτής τα αποτελέσματα μιας προσομοίωσης ενδέχεται να διαφέρουν από την πραγματικότητα. Επομένως, σε καμία περίπτωση δεν είναι δυνατόν η προσομοίωση να αντικαταστήσει τον εργαστηριακό έλεγχο ορθής λειτουργίας.

Ας εξετάσουμε στη συνέχεια σε αδρές γραμμές τη φιλοσοφία που ακολουθείται κατά την αναλογική προσομοίωση κυκλωμάτων με τη χρήση προσομοιωτών τύπου SPICE. Πιο συγκεκριμένα θα παρουσιάσουμε τη δομή ενός αρχείου SPICE στο οποίο ορίζεται η τοπολογία του υπό προσομοίωση κυκλώματος, οι πηγές σήματος που αυτό περιλαμβάνει, οι τύποι των αναλύσεων που θα πραγματοποιηθούν και τα αποτελέσματα (σε αριθμητική μορφή ή σε μορφή γραφικών παραστάσεων) που θα εξαχθούν. Οι περισσότεροι προσομοιωτές τύπου SPICE διαθέτουν GUI (Graphical User Interface) το οποίο παρέχει τη δυνατότητα γραφικής εισαγωγής της τοπολογίας του κυκλώματος (στη μορφή σχηματικού διαγράμματος) και αυτόματης εξαγωγής του αντίστοιχου αρχείου SPICE.



Σχήμα 37: Απλό κύκλωμα για προσομοίωση

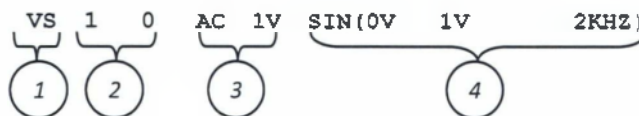
Έστω το απλό κύκλωμα του Σχήματος 37 το οποίο πρόκειται να προσομοιωθεί. Με αριθμούς σημειώνονται τα σημεία στα οποία καταλήγουν οι ακροδέκτες των πηγών σήματος καθώς και των διάφορων ηλεκτρονικών στοιχείων. Η θέση καθενός από αυτά στην τοπολογία του κυκλώματος ορίζεται με βάση τους αριθμούς που αντιστοιχούν στους ακροδέκτες τους, όπως θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Αξίζει να σημειωθεί πως όλοι οι ακροδέκτες που καταλήγουν στον κοινό αγωγό του κυκλώματος αντιστοιχούν στον αριθμό μηδέν (0). Το αρχείο SPICE που αντιστοιχεί στο κύκλωμά μας φαίνεται στο Σχήμα 38.

```

* Ορισμός πηγής σήματος:
VS 1 0 AC 1V SIN(0V 1V 2KHZ)
* Ορισμός παθητικών στοιχείων:
R1 1 2 1K
C1 2 0 0.032UF
*
* Ορισμός τύπων και στοιχείων αναλύσεων:
.AC DEC 5 10 10MEG
.TRAN 5US 500US
*
* Ορισμός αποτελεσμάτων που θα αποθηκευθούν:
.PRINT AC VM(2) VP(2)
.PRINT TRAN V(1) V(2)
*
* Ενεργοποίηση γραφικής παράστασης των αποτελεσμάτων:
.PROBE
* Δήλωση τέλους αρχείου:
.END
    
```

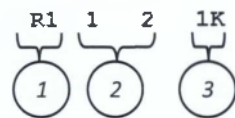
Σχήμα 38: Αρχείο SPICE για την ανάλυση του κυκλώματος του Σχ. 37

Με τη δήλωση



ορίζεται η πηγή σήματος (τάσης) VS. Στο τμήμα #1 ορίζεται το όνομα της πηγής, στο τμήμα #2 οι αριθμοί των σημείων στα οποία συνδέονται οι ακροδέκτες της (βλπ. και Σχήμα 37), στο τμήμα #3 ορίζεται ο τύπος του σήματος που παράγει (AC) και το πλάτος του (1V). Τα χαρακτηριστικά του τμήματος #3 θα χρησιμοποιηθούν κατά την AC ανάλυση του κυκλώματος, όπως θα δούμε στη συνέχεια. Τέλος, στο τμήμα #4 ορίζεται ημιτονικό σήμα εξόδου της πηγής με DC offset ίσο με 0V, πλάτος 1V και συχνότητα 2kHz.

Με τη δήλωση



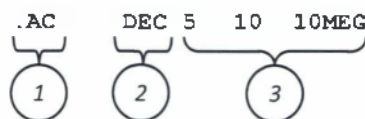
ορίζεται ο αντιστάτης R1 (τμήμα #1) με ακροδέκτες στα σημεία 1 και 2 (τμήμα #2) και τιμή 1kΩ (τμήμα #3).

Με παρόμοιο τρόπο ορίζεται ο πυκνωτής C1 μεταξύ των σημείων 2 και 0 και τιμή 0.032μF (ας προσέξει ο αναγνώστης πως για την υποδιαίρεση “μ” χρησιμοποιείται το σύμβολο “u”).

Ακολουθούν οι δηλώσεις που αφορούν τους τύπους και τα δεδομένα των αναλύσεων που θα πραγματοποιήσει ο προσομοιωτής.

Στο σημείο αυτό καλό είναι να αναφέρουμε πως οι συνηθέστεροι τύποι αναλύσεων που μπορούν να ορισθούν είναι η **DC**, η οποία παρέχει ως αριθμητικές τιμές τις τάσεις και τα ρεύματα **ηρεμίας** στα διάφορα σημεία του κυκλώματος, η **DC σάρωσης (DC sweep)** η οποία εκτελεί επαναλήψεις της ανάλυσης DC για διαδοχικές τιμές των συνεχών τάσεων (ή ρευμάτων) που παρέχονται από τις πηγές τάσεων (ή ρευμάτων) του κυκλώματος και η οποία χρησιμοποιείται π.χ. για τη χάραξη χαρακτηριστικών I-V, η **AC** η οποία παρέχει την απόκριση κατά συχνότητα του κυκλώματος και με τη βοήθεια της οποίας μπορούμε να πάρουμε τα αντίστοιχα διαγράμματα Bode, και η **ανάλυση μεταβατικής κατάστασης (transient)** η οποία παρέχει γραφικές παραστάσεις των κυματομορφών σε διάφορα σημεία του κυκλώματος στη χρονική τους εξέλιξη.

Με τη δήλωση



ορίζεται μια ανάλυση τύπου AC (τμήμα #1) σε λογαριθμική κλίμακα με βάση το δέκα (τμήμα #2) η οποία θα δώσει γράφημα 5 σημείων μεταξύ της συχνότητας των 10Hz και των 10MHz (τμήμα #3).

Παρόμοια, με τη δήλωση



ορίζεται μια ανάλυση μεταβατικής κατάστασης (τμήμα #1) με χρονική διάρκεια 500μs (τμήμα #3) και «βήμα» μεταξύ των διαδοχικών χρονικών σημείων ίσο με 5μs (τμήμα #2).

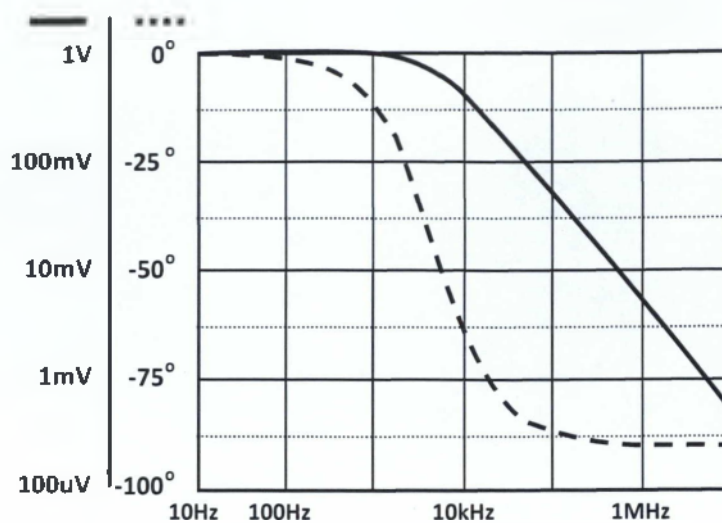
Οι αριθμητικές τιμές που αντιστοιχούν στα αποτελέσματα των αναλύσεων αποθηκεύονται σε ένα αρχείο κειμένου (text) για περαιτέρω επεξεργασία. Οι τιμές που θα αποθηκευθούν ορίζονται με τις δηλώσεις της μορφής



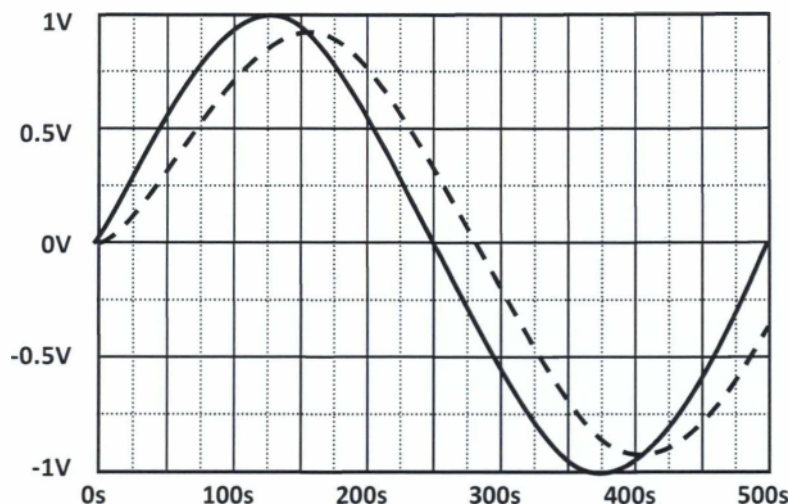
όπου στο τμήμα #1 η δεσμευμένη λέξη PRINT υποδηλώνει την αποθήκευση των αποτελεσμάτων, στο τμήμα #2 ορίζεται ο τύπος της ανάλυσης από την οποία προέρχονται τα αποτελέσματα και στο τμήμα #3 δηλώνονται τα σημεία της τοπολογίας και ο τύπος των αποτελεσμάτων. Πιο συγκεκριμένα, η δήλωση VM(2) αναφέρεται σε αποτελέσματα πλάτους (Magnitude-M) του σήματος τάσης (V) από το σημείο 2, η δήλωση VP(2) αναφέρεται σε αποτελέσματα φάσης (Phase-P) του σήματος τάσης (V) από το σημείο 2, ο συμβολισμός V(1) αφορά κυματομορφή τάσης στο σημείο 2 κ.ο.κ.

Αν επιπλέον της αποθήκευσης των αριθμητικών τιμών των αποτελεσμάτων επιθυμούμε και την παραγωγή των σχετικών γραφημάτων χρησιμοποιούμε τη δήλωση `.PROBE`. Τέλος, το αρχείο τερματίζεται με τη δήλωση `.END`.

Εκτελώντας την προσομοίωση του κυκλώματος παίρνουμε το αρχείο αποτελεσμάτων που βρίσκεται στο Παράρτημα Ε. Στο αρχείο αυτό περιλαμβάνονται, μεταξύ των άλλων, τα αποτελέσματα της DC ανάλυσης. Στα Σχήματα 39 και 40 παρουσιάζονται τα γραφήματα που προκύπτουν από την AC και transient ανάλυση του κυκλώματος, αντίστοιχα.



Σχήμα 39: Γραφήματα από την AC ανάλυση του κυκλώματος του Σχ. 37



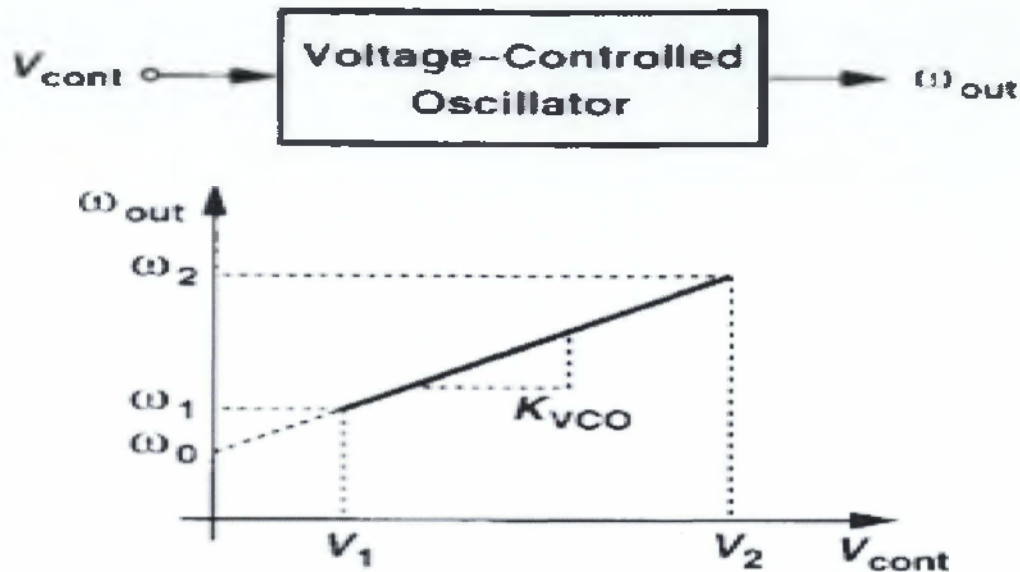
Σχήμα 40: Γραφήματα από την ανάλυση μεταβατικής κατάστασης του κυκλώματος του Σχ. 37

## 4.2 Μαθηματική περιγραφή ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση

Ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα του οποίου η συχνότητα εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου του. Με βάση το σχήμα 41 αυτό εκφράζεται μαθηματικά ως εξής:

$$\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO} V_{cont} \quad (4.111)$$

Η κυκλική συχνότητα  $\omega_0$  ονομάζεται κεντρική συχνότητα ή συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας (free running frequency) και αντιστοιχεί σε μηδενική τάση ελέγχου ( $V_{cont}=0$ ). Η παράμετρος  $K_{VCO}$  εκφράζει το κέρδος ή την ευαισθησία του κυκλώματος και μετριέται σε  $rad/s/V$  ή σε  $Hz/V$ .



Σχήμα 41 Ορισμός του VCO.

Δεδομένου ότι η φάση είναι το ολοκλήρωμα της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου, η έξοδος ενός ημιτονικού VCO μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$y(t) = A \cos(\omega_0 t + K_{VCO} \int_{-\infty}^t V_{cont} d\tau) \quad (4.112)$$

Στην περίπτωση όπου η τάση ελέγχου δίνεται από τη σχέση  $V_{cont}(t) = V_m \cos(\omega_m t)$ , η έξοδος προκύπτει:

$$y(t) = A \cos(\omega_0 t + \frac{K_{VCO}}{\omega_m} V_m \sin(\omega_m t)) \quad (4.113)$$

Ο όρος  $\frac{K_{VCO}}{\omega_m}$  καλείται δείκτης διαμόρφωσης και μειώνεται καθώς αυξάνει η κυκλική συχνότητα  $\omega_m$ . Έτσι ο VCO έχει από τη φύση του μια τάση να απορρίπτει τις υψίσυχνες συνιστώσες οι οποίες εφαρμόζονται στην θύρα ελέγχου του.

Τις περισσότερες φορές κατά τη μελέτη των κυκλωμάτων κλειδώματος φάσης, θεωρούμε τον VCO ως ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα με την τάση ελέγχου ως είσοδο του συστήματος και την 'πλεονάζουσα' φάση (excess phase) του σήματος εξόδου ως έξοδο του συστήματος. Θεωρώντας ένα σήμα της μορφής:

$$x(t) = A \cos[\omega t + \varphi_n(t)] \quad (4.114)$$

ως πλεονάζουσα φάση χαρακτηρίζουμε τον όρο  $\varphi_n(t)$ . Δεδομένου ότι η 'πλεονάζουσα' φάση στην περίπτωση του VCO δίνεται από τη σχέση:

$$\phi_{out}(t) = K_{VCO} \int V_{cont} dt \quad (4.115)$$

η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$\frac{\Phi_{out}(s)}{V_{cont}(s)} = \frac{K_{VCO}}{s} \quad (4.116)$$

### 4.3 Βασικότερες παράμετροι ενός VCO

Στη συνέχεια παρουσιάζονται μερικές από τις σημαντικότερες παραμέτρους ενός τυπικού VCO.

Κεντρική συχνότητα: είναι η συχνότητα εξόδου του VCO όταν η τάση ελέγχου λαμβάνει την κεντρική της τιμή. Αυτή η συχνότητα καθορίζεται από το κύκλωμα στο οποίο πρόκειται να χρησιμοποιηθεί ο VCO.

Εύρος λειτουργίας ή εύρος συντονισμού (tuning range): είναι το εύρος τιμών που μπορεί να λάβει η συχνότητα εξόδου, για όλο το φάσμα τιμών της τάσης ελέγχου. Το απαιτούμενο εύρος λειτουργίας καθορίζεται αφενός από το εύρος συχνοτήτων που είναι απαραίτητο για την εκάστοτε εφαρμογή, και αφετέρου από τη διακύμανση της κεντρικής συχνότητας που οφείλεται στη διαδικασία κατασκευής και στις θερμοκρασιακές μεταβολές.

Κατά τη σχεδίαση ενός VCO ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δίδεται στις διακυμάνσεις της φάσης εξόδου και της συχνότητας, που οφείλονται στο θόρυβο ο οποίος συνοδεύει την τάση ελέγχου. Ο θόρυβος στη συχνότητα εξόδου είναι ανάλογος του κέρδους  $K_{VCO}$  δεδομένου ότι

$\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO} V_{cont}$ . Έτσι, για την ελαχιστοποίηση της επίδρασης του θορύβου της  $V_{cont}$  είναι απαραίτητη η ελαχιστοποίηση του κέρδους του VCO κάτι που όμως έρχεται σε άμεση αντίφαση με την απαίτηση για αυξημένο εύρος λειτουργίας. Σύμφωνα με το σχήμα 41, λαμβάνοντας υπόψη ότι το επιτρεπόμενο εύρος τιμών της  $V_{cont}$  είναι από  $V_1$  μέχρι  $V_2$  και ότι το εύρος συντονισμού πρέπει να κυμαίνεται από  $\omega_1$  μέχρι  $\omega_2$ , το κέρδος θα πρέπει να ικανοποιεί την ακόλουθη σχέση:

$$K_{VCO} \geq \frac{\omega_2 - \omega_1}{V_2 - V_1} \quad (4.117)$$

Επίσης, πρέπει να σημειωθεί ότι για προκαθορισμένο εύρος συντονισμού το  $K_{VCO}$  αυξάνει καθώς μειώνεται η τάση τροφοδοσίας, κάνοντας τον VCO περισσότερο ευαίσθητο σε θόρυβο προερχόμενο από την τάση ελέγχου.

Γραμμικότητα: εκφράζει κατά πόσο το κέρδος του VCO παραμένει σταθερό σε όλο το εύρος συντονισμού. Δυστυχώς στην πράξη, το κέρδος δεν έχει κάποια σταθερή τιμή σε όλο το εύρος συντονισμού και στόχος του σχεδιαστή είναι η ελαχιστοποίηση της διακύμανσής του.

Πλάτος εξόδου: είναι το πλάτος της κυματομορφής στην έξοδο του ταλαντωτή. Γενικά είναι επιθυμητό το πλάτος εξόδου να λαμβάνει μεγάλες τιμές, αφενός για να μπορεί να οδηγήσει το επόμενο στάδιο και αφετέρου, για να είναι η κυματομορφή στην έξοδο λιγότερο ευαίσθητη στον θόρυβο. Το πλάτος εξόδου ενδέχεται να μεταβάλλεται μέσα στο εύρος συντονισμού κάτι το οποίο είναι ανεπιθύμητο. Πάντως η απαίτηση για μεγάλο πλάτος στην έξοδο έρχεται σε αντίφαση με τις απαιτήσεις για μικρότερη κατανάλωση, χαμηλότερη τάση τροφοδοσίας και μεγαλύτερο εύρος συντονισμού.

Κατανάλωση ισχύος: καθορίζει την ισχύ που καταναλώνει τόσο ο VCO όσο και πιθανοί απομονωτές στην έξοδο αυτού. Όπως συμβαίνει και με τα περισσότερα αναλογικά κυκλώματα ο VCO περιορίζεται από "trade-offs" μεταξύ ταχύτητας, κατανάλωσης ισχύος και θορύβου.

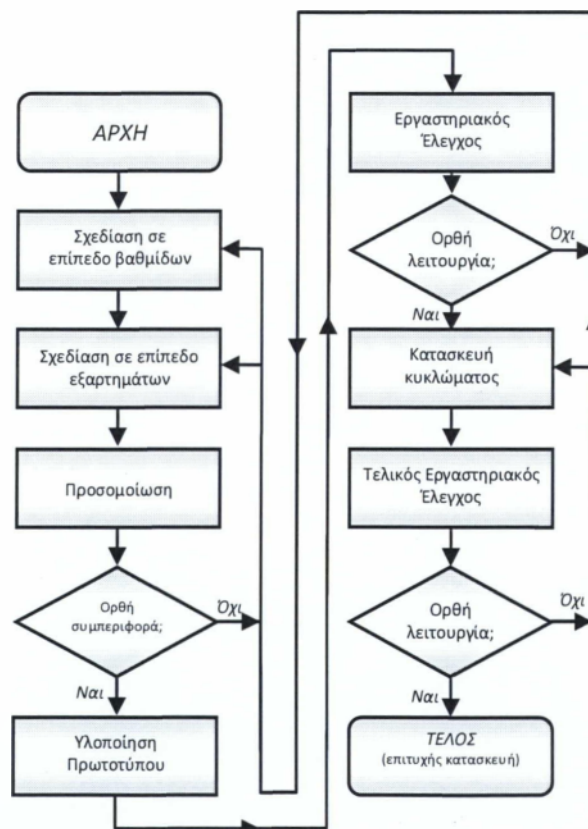
Απόρριψη κοινού σήματος & τροφοδοσίας: εκφράζει την ευαισθησία του ταλαντωτή στον θόρυβο. Προκειμένου να αυξηθεί η ανοχή του VCO στον θόρυβο είναι συνήθως προτιμότερο (αν και όχι πάντα εφικτό) τόσο το σήμα ταλάντωσης όσο και το σήμα της γραμμής ελέγχου να είναι διαφορετικά.



Φασματική ‘καθαρότητα’ (spectral purity): μπορεί να προσδιοριστεί ανάλογα με την εφαρμογή είτε στο πεδίο του χρόνου ως χρονικό “τρέμουλο” (timing jitter) είτε στο πεδίο της συχνότητας ως θόρυβος φάσης.

#### 4.4 ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Η σχεδίαση και η κατασκευή ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος είναι μια διαδικασία σύνθετη όσο απλό και αν είναι το κύκλωμα που πρόκειται να κατασκευαστεί. Αφού ορισθούν με σαφήνεια οι **προδιαγραφές** του κυκλώματος, δηλαδή οι παράμετροι εκείνες που περιγράφουν επακριβώς την επιθυμητή του λειτουργία, αρχίζει μια σειρά σταδίων – συχνά χρονοβόρων – μέχρι την τελική κατασκευή. Τα στάδια αυτά συνοψίζονται στο Σχήμα 42.



Σχήμα 42: Διαδικασία σχεδίασης και κατασκευής ηλεκτρονικών κυκλωμάτων (διάγραμμα ροής)

Τα πολύπλοκα κυκλώματα κατατέμνονται σε επιμέρους βαθμίδες η κάθε μία από τις οποίες μπορεί να σχεδιαστεί και να κατασκευαστεί, ακολουθώντας τη διαδικασία που θα περιγράψουμε. Για το σκοπό αυτό θα πρέπει αρχικά το υπό κατασκευή κύκλωμα να σχεδιαστεί σε επίπεδο **διαγράμματος βαθμίδων (block diagram)**.

Ακολουθεί η σχεδίαση σε επίπεδο εξαρτημάτων για κάθε βαθμίδα ξεχωριστά. Στη φάση αυτή ο σχεδιαστής τηρώντας τις αρχές της ηλεκτρονικής θεωρίας και συνδυάζοντας εμπειρία αλλά και φαντασία καταλήγει στο σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος σε επίπεδο εξαρτημάτων.

Στη συνέχεια η ορθή συμπεριφορά του κυκλώματος και η συμμόρφωση του κυκλώματος προς τις προδιαγραφές επιβεβαιώνεται με εξαντλητικές **προσομοιώσεις**. Προβλήματα και αποκλίσεις που είναι δυνατό να παρατηρηθούν διορθώνονται με επιστροφή στο προηγούμενο στάδιο και επανασχεδίαση του κυκλώματος.

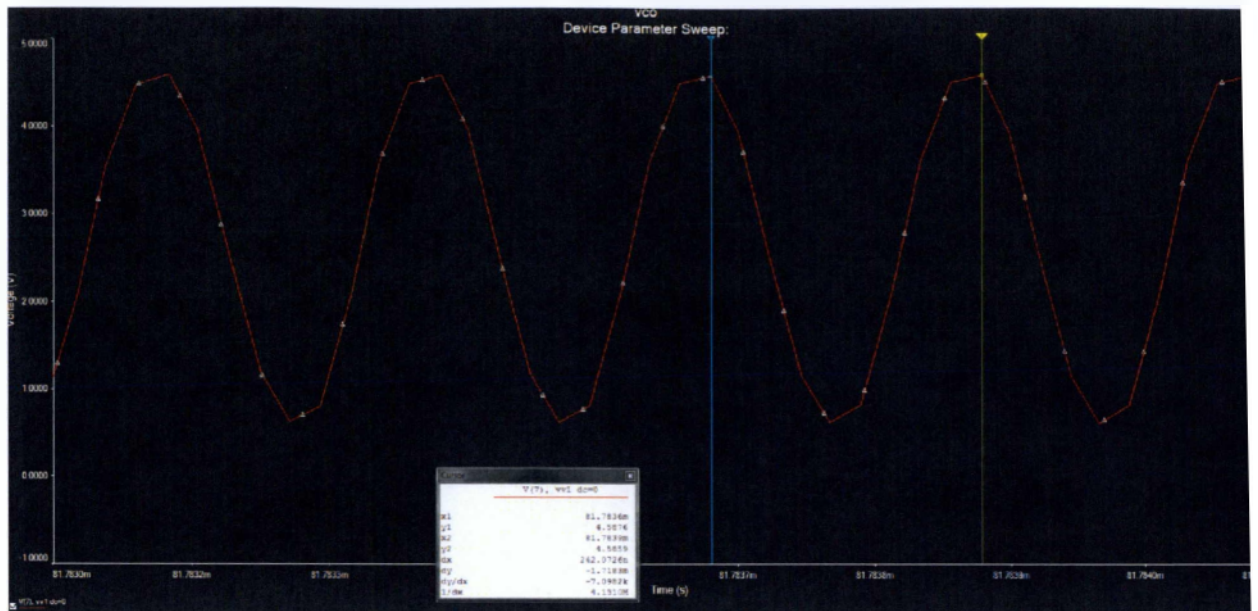
Μετά την επιτυχή επιβεβαίωση της ορθής συμπεριφοράς μέσω της προσομοίωσης κατασκευάζεται το **πρωτότυπο** του κυκλώματος το οποίο ελέγχεται διεξοδικά στο εργαστήριο προκειμένου να επιβεβαιωθεί η ορθή του λειτουργία. Και εδώ, τυχόν αποκλίσεις μπορούν να διορθωθούν με επανασχεδίαση του πρωτοτύπου ή και επιστροφή στο στάδιο της αρχικής σχεδίασης ώστε να γίνουν οι απαιτούμενες τροποποιήσεις.

Αφού το πρωτότυπο κύκλωμα περάσει με επιτυχία όλους τους εργαστηριακούς ελέγχους, ακολουθεί η κατασκευή μερικών «πανομοιότυπων» (αντιγράφων) του κυκλώματος στην τελική του μορφή. Τα κυκλώματα αυτά υπόκεινται στην ίδια σειρά ελέγχων με τους οποίους πραγματοποιήθηκαν και οι δοκιμές του πρωτοτύπου. Αν δεν προκύψει πρόβλημα κατά τη διάρκεια των ελέγχων αυτών το κύκλωμα μπορεί να δοθεί για μαζική παραγωγή. Στην αντίθετη περίπτωση ο σχεδιαστής αξιολογεί τις βελτιώσεις που πρέπει να γίνουν και επιστρέφει σε προγενέστερα στάδια της διαδικασίας.

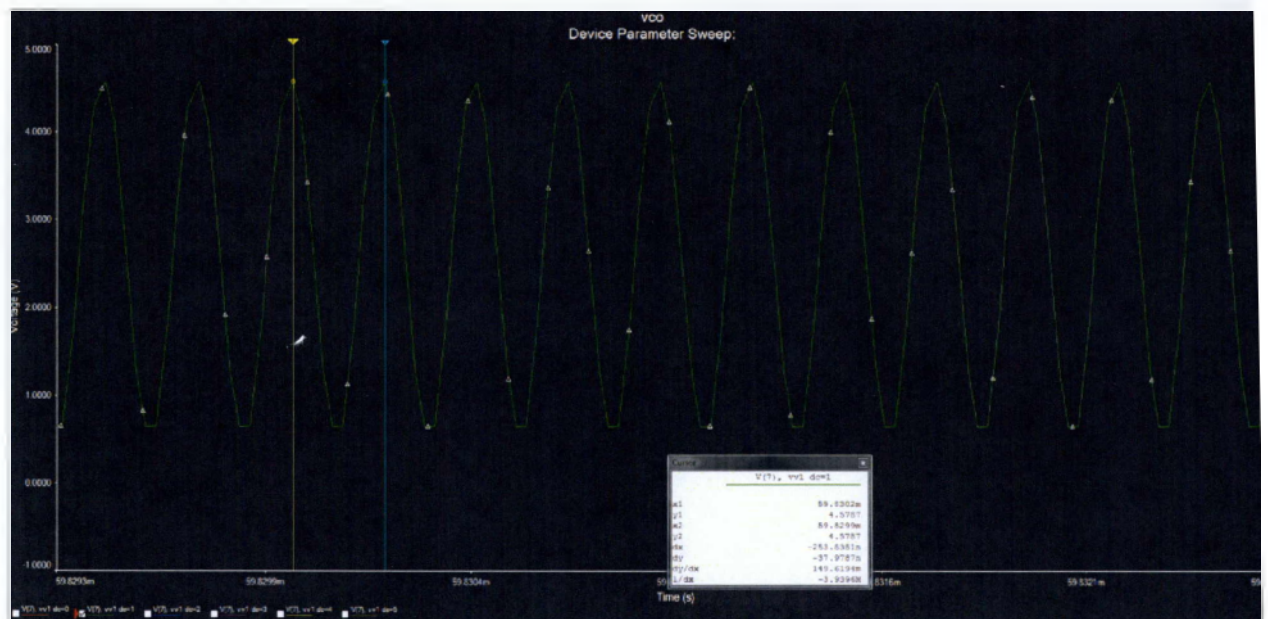
## **4.5 Κατασκευή του κυκλώματος στο Multisim**

Στο σχήμα 43 φαίνεται το κύκλωμα του VCO το οποίο σχεδιάσαμε στο Multisim. Το κύκλωμα αποτελείται από τρία τρανζίστορ mosfet σε τοπολογία δακτυλίου. η έξοδος του τρίτου τρανζίστορ είναι η είσοδος του πρώτου. Το κάθε ένα από αυτά αποτελείται από ένα τρανζίστορ p-mos το οποίο έχει μήκος 960 nm και πλάτος 940 nm και από ένα τρανζίστορ n-mos το οποίο έχει μήκος 480 nm και πλάτος 240 nm. Στα p-mos η πηγή συνδέεται με την θετική τάση τροφοδοσίας (Vdd) ενώ στα n-mos με την αρνητική τάση, στην περίπτωση μας με την γή. Επίσης ανάμεσα σε κάθε τρανζίστορ έχουμε και μια αντίσταση του 1kΩ και ένα πυκνωτή του 1pF.

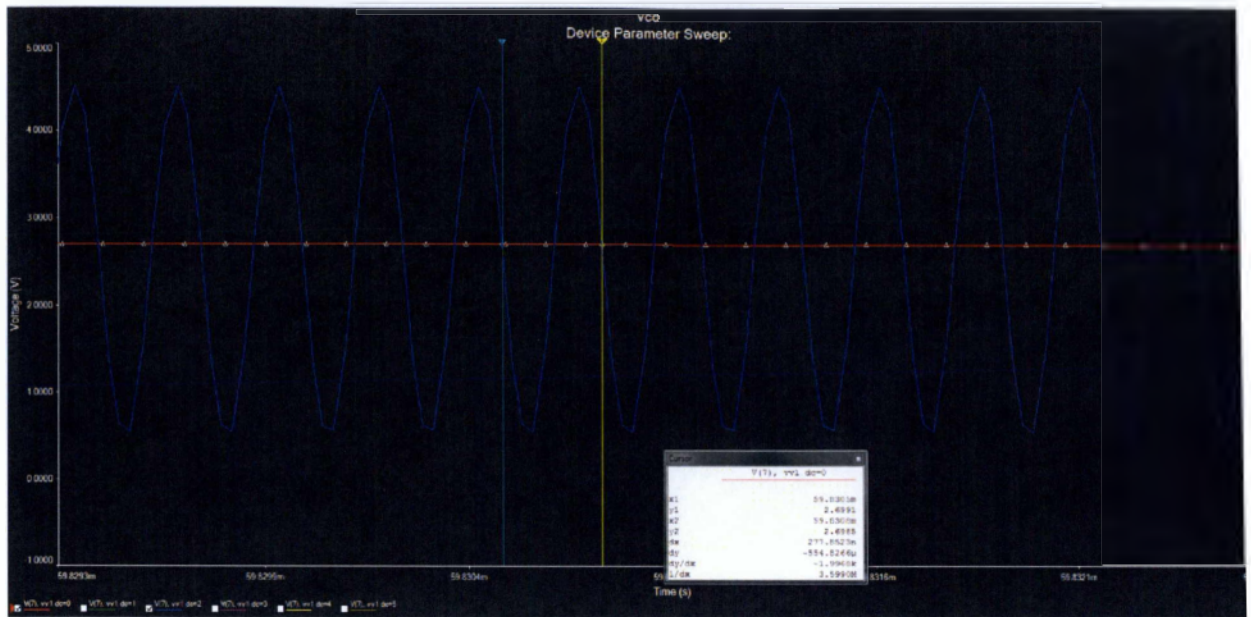




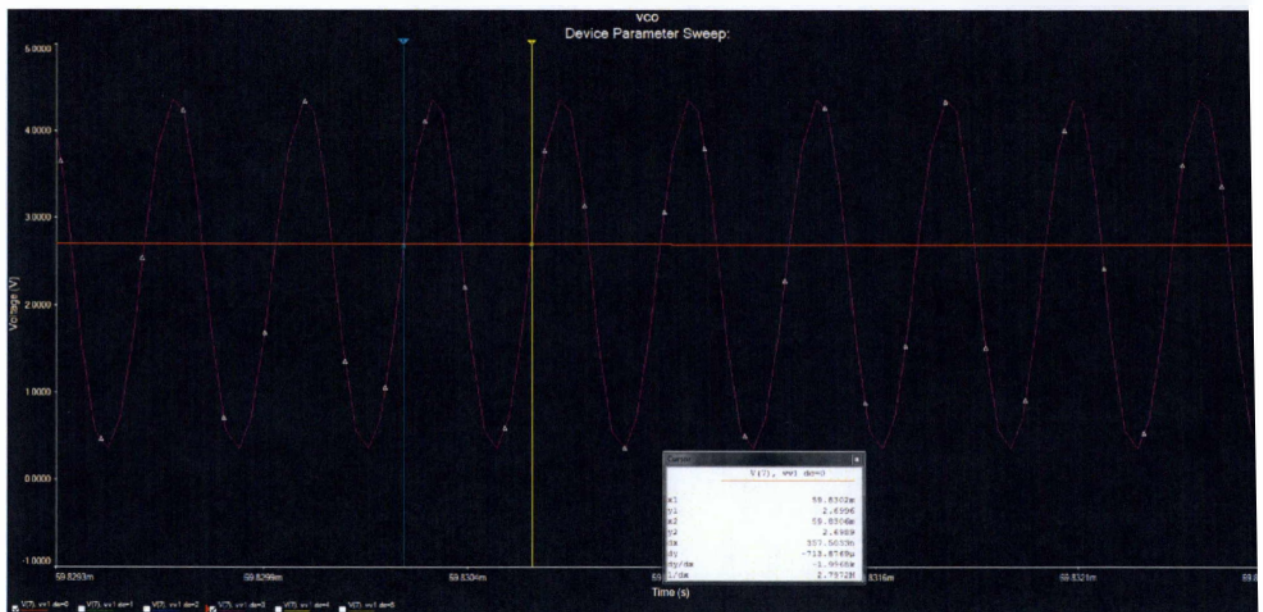
Σχήμα 44: Εύρεση συχνότητας για  $dc=0$ .



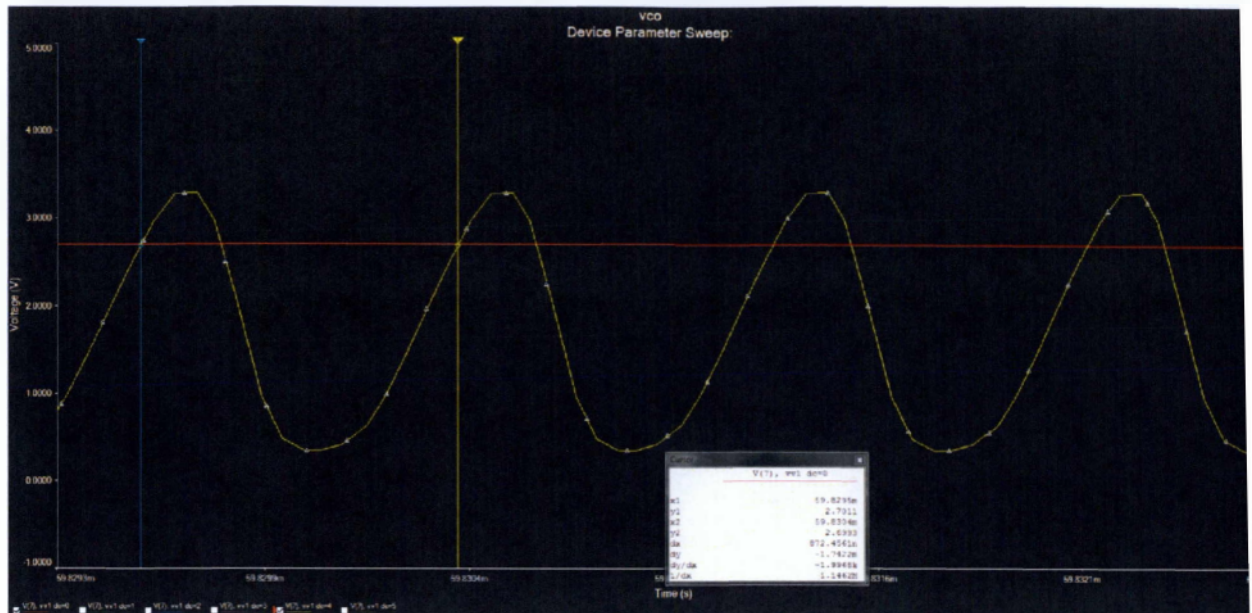
Σχήμα 45: Εύρεση συχνότητας για  $dc=1$ .



Σχήμα 46: Εύρεση συχνότητας για  $dc=2$ .



Σχήμα 47: Εύρεση συχνότητας για  $dc=3$ .



Σχήμα 48:Εύρεση συχνότητας για  $dc=4$ .

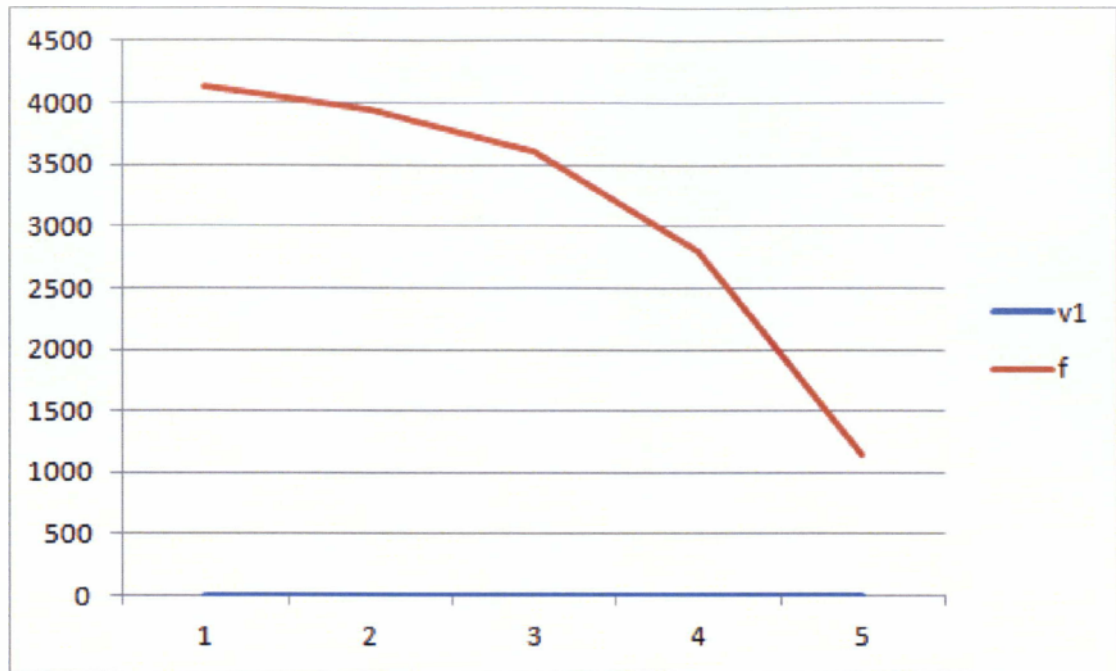
Για την περίπτωση του  $dc=5$  δεν έχουμε ταλάντωση οπότε δεν υπάρχει συχνότητα.

Μετά από τις μετρήσεις προκύπτει το ακόλουθο πίνακάκι.

$v1$	$f$
0	4.131
1	3.939
2	3.599
3	2.797
4	1.146

Πίνακας 5: Συνάρτηση  $v1$  με την  $f$ .

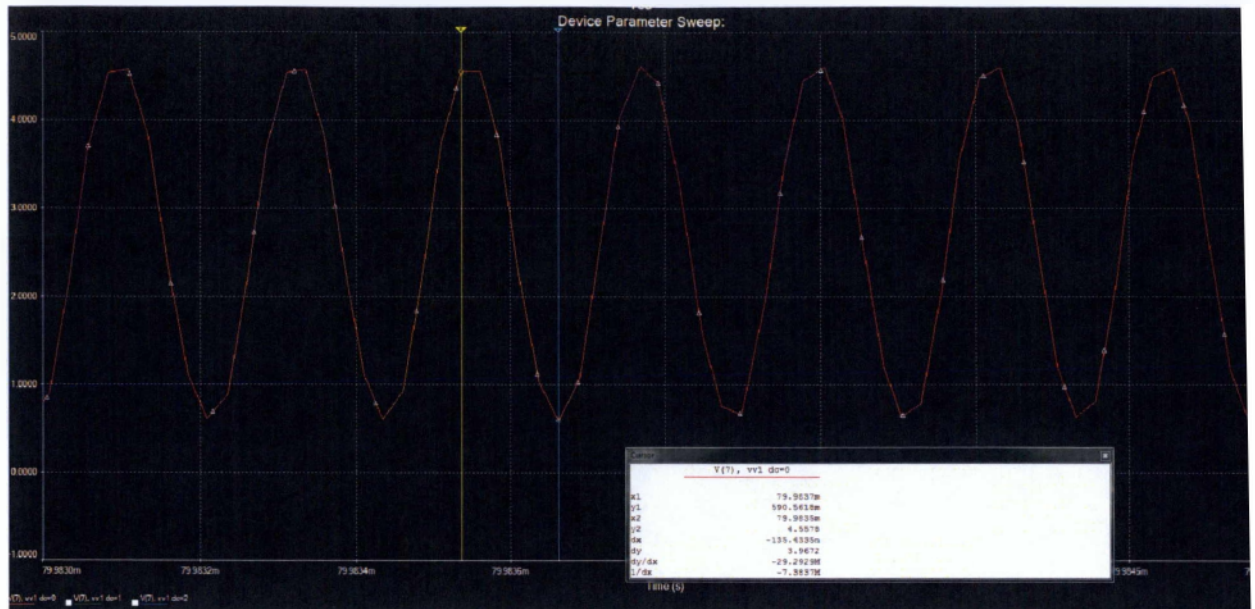
Στο διάγραμμα που ακολουθεί έχουμε την σχέση της συχνότητας  $f$  με το  $v1$ . Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται το  $v1$  η συχνότητα μειώνεται.



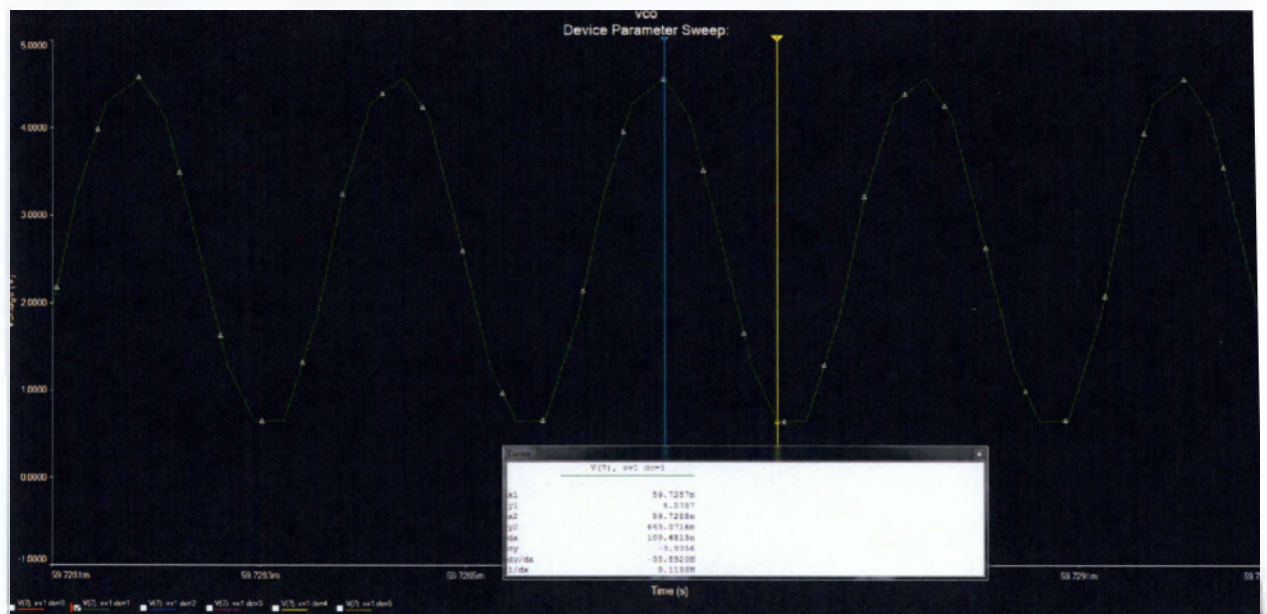
Σχήμα 49: Διάγραμμα  $v_1$  με την  $f$ .

## 4.7 Μελέτη Πλάτους

Για να βρούμε το πλάτος σε κάθε κυματομορφή ξεχωριστά πρέπει να τοποθετήσουμε τον ένα κέσορα στο μέγιστο σημείο και τον άλλο στο αμέσως επόμενο ελάχιστο σημείο. Έτσι τοποθετώντας σε αυτά τα σημεία τους κέσορες θα έχουμε ένα μέγεθος  $dx$ . το πλάτος όμως είναι ίσο με  $1/dx$ .

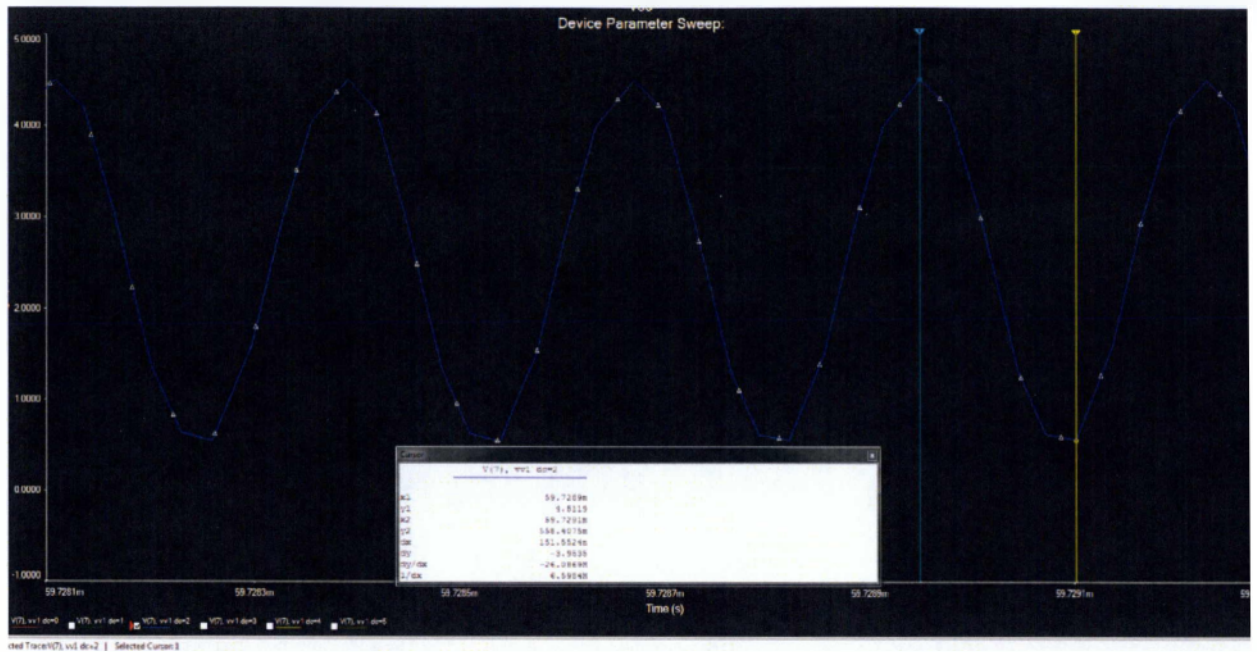


Σχήμα 50: Εύρεση πλάτους για  $dc=0$ .

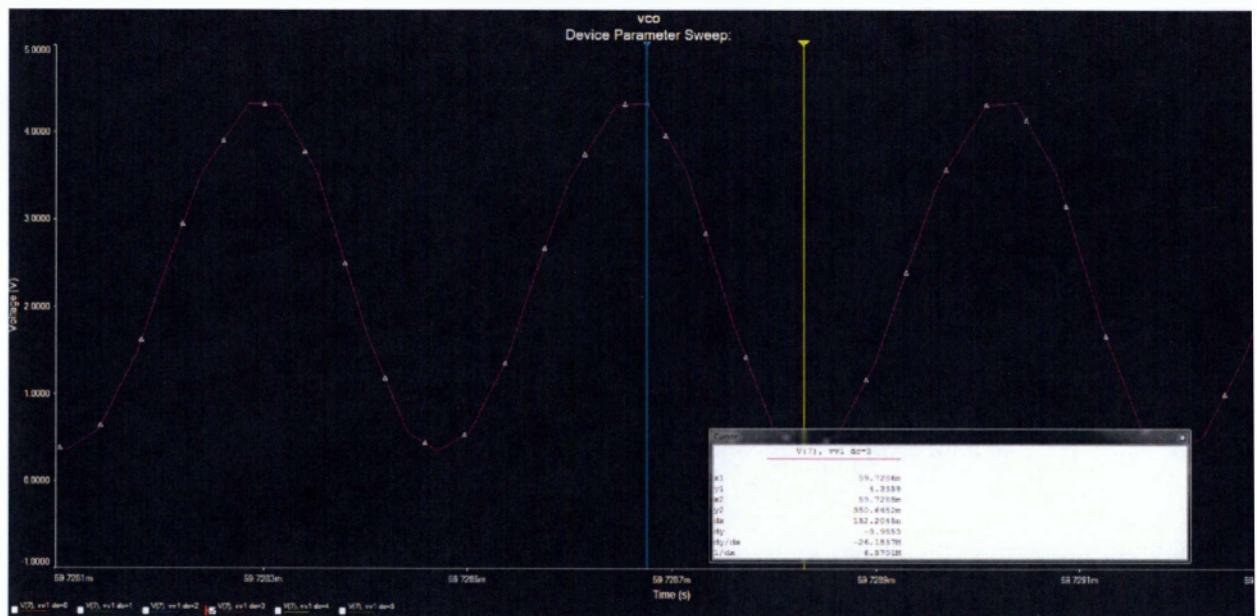


Σχήμα 51: Εύρεση πλάτους για  $dc=1$ .

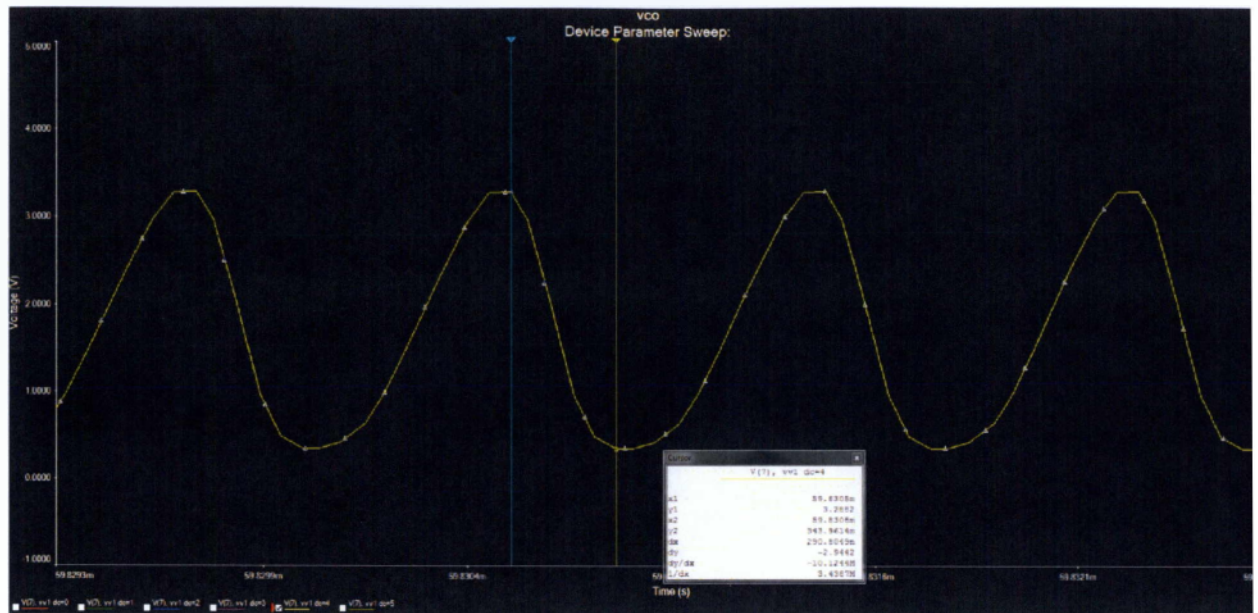




Σχήμα 52: Εύρεση πλάτους για  $dc=2$ .



Σχήμα 53: Εύρεση πλάτους για  $dc=3$ .

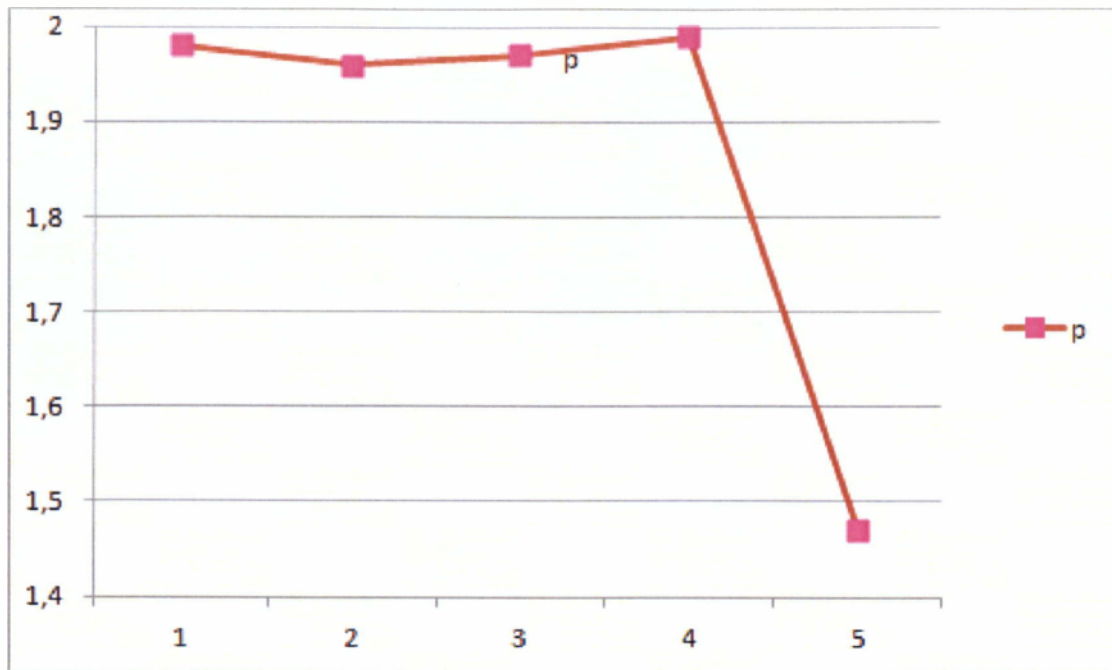


Σχήμα54: Εύρεση πλάτους για  $dc=4$ .

Συγκεντρώνοντας τα αποτελέσματα από τις μετρήσεις προκύπτει το ακόλουθο πίνακάκι.

$v_0$	$p$
0	1,98
1	1,96
2	1,97
3	1,99
4	1,47

Πίνακας 6: Συνάρτηση  $v_0$  με  $p$ .



Σχήμα 55: Διάγραμμα  $v_0$  με το πλάτος  $\rho$ .

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ &amp; ΠΙΝΑΚΩΝ

Σχήμα 1:	Βασικές μονάδες ενός δέκτη.....	7
Σχήμα 2:	Διάκριση ταλαντωτών ως προς τη μορφή του σήματος εξόδου τους.....	10
Σχήμα 3:	Αρχή λειτουργίας ηλεκτρικού ταλαντωτή.....	11
Σχήμα 4:	Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων.....	12
Σχήμα 5:	Μοντέλο συστήματος ενισχυτή με θετική αντίδραση.....	14
Σχήμα 6:	Κύκλωμα ορθογώνιου ταλαντωτή.....	15
Σχήμα 7:	Φάση εξόδου ορθογώνιου ταλαντωτή .....	18
Σχήμα 8:	Κύκλωμα ταλαντωτή με γέφυρα Wien.....	19
Σχήμα 9:	Ισοδύναμη μορφή κυκλώματος ταλαντωτή με γέφυρα Wien.....	20
Σχήμα 10:	Κύκλωμα ταλαντωτή ολίσθησης φάσης (με απομόνωση θερμίδων).....	22
Σχήμα 11:	Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley μετελεστικό ενισχυτή.....	26
Σχήμα 12:	Δικτύωμα αντίδρασης ταλαντωτή Hartley.....	26
Σχήμα 13:	Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή Hartley.....	27
Σχήμα 14:	Κύκλωμα ταλαντωτή Calpitts με τελεστικό ενισχυτή.....	30
Σχήμα 15:	Κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol με τρίοδο λυχνία.....	32
Σχήμα 16:	Κυκλώματα ολοκληρωτών με τελεστικό ενισχυτή.....	33
Σχήμα 17:	Το ολοκληρωμένο AD633.....	34
Σχήμα 18:	Αναστρέφων ενισχυτής τάσης με τελεστικό ενισχυτή.....	35
Σχήμα 19:	Σχηματικό διάγραμμα ταλαντωτή van der Pol .....	35
Σχήμα 20:	Βαθμίδες κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol.....	36
Πίνακας 2:	Λειτουργικότητα βαθμίδων κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol.....	36
Σχήμα 21:	Χρονικές αποκρίσεις και διαγράμματα φάσεων κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol.....	40
Σχήμα 22:	Κύκλωμα διεγερόμενου ταλαντωτή van der Pol με τρίοδο λυχνία.....	41
Σχήμα 23:	Προσθήκη διεγέρση στο κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol του σχήματος 19.....	41
Σχήμα 24:	Τυπική σχέση συχνότητα και παραμέτρου απόσβεσης ( $\mu$ ) για ταλαντωτή van der Pol με εξωτερικό περιοδικό διεγέρση.....	46
Σχήμα 25:	Αρχή λειτουργίας του Mosfet.....	50
Σχήμα 26:	Τρανζίστορ $nMos$ : Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί.....	52
Σχήμα 27:	Τρανζίστορ $pMos$ : Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί.....	52
Σχήμα 28:	Τρανζίστορ $Mos$ απογύμνωσης καναλιού.....	53
Σχήμα 29:	Κυκλωματικά σύμβολα του τρανζίστορ $Mos$ .....	54
Σχήμα 30:	Φάσεις επαγωγής καναλιού στο τρανζίστορ $Mos$ .....	55
Σχήμα 31:	Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ $Mos$ αγωγή.....	56
Σχήμα 32:	Χαρακτηριστικές ρεύματος-τάσης ιδανικού τρανζίστορ $nMos$ .....	58
Πίνακας 3:	Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ $nMos$ .....	59
Πίνακας 4:	Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ $pMos$ .....	59

Σχήμα 33:	Γεωμετρικά χαρακτηριστικά τρανζίστορ $n\text{Mos}$ .....	60
Σχήμα 34:	Ισοδύναμο μικρού σήματος για ιδανικό $\text{Mosfet}$ στις χαμηλές συχνότητες.....	60
Σχήμα 35:	Ισοδύναμο μικρού σήματος για $\text{Mosfet}$ στις χαμηλές συχνότητες.....	63
Σχήμα 36:	Ισοδύναμο μικρού σήματος για $\text{Mosfet}$ στις υψηλές συχνότητες.....	63
Σχήμα 37:	Απλό κύκλωμα για προσομοίωση.....	65
Σχήμα 38:	Αρχείο $\text{SPICE}$ για την ανάλυση του κυκλώματος του σχ 37.....	66
Σχήμα 39:	Γραφήματα απο την $\text{AC}$ ανάλυση του κυκλώματος του σχ 37.....	69
Σχήμα 40:	Γραφήματα απο την ανάλυση μεταβατικής κατάστασης του κυκλώματος του σχ 37.....	69
Σχήμα 41:	Ορισμός του $\text{VCO}$ .....	70
Σχήμα 42:	Διαδικασία σχεδίασης και κατασκευής ηλεκτρονικών κυκλωμάτων διάγραμμα ροής.....	73
Σχήμα 43:	Σχηματικό διαγράμμα του $\text{VCO}$ στο $\text{Multisim}$ .....	75
Σχήμα 44:	Εύρεση συχνότητας για $dc=0$ .....	76
Σχήμα 45:	Εύρεση συχνότητας για $dc=1$ .....	76
Σχήμα 46:	Εύρεση συχνότητας για $dc=2$ .....	77
Σχήμα 47:	Εύρεση συχνότητας για $dc=3$ .....	77
Σχήμα 48:	Εύρεση συχνότητας για $dc=4$ .....	78
Πίνακας 5:	Συνάρτηση $v_1$ με την $f$ .....	78
Σχήμα 49:	Διάγραμμα $v_1$ με την $f$ .....	89
Σχήμα 50:	Εύρεση πλάτους για $dc=0$ .....	80
Σχήμα 51:	Εύρεση πλάτους για $dc=1$ .....	80
Σχήμα 52:	Εύρεση πλάτους για $dc=2$ .....	81
Σχήμα 53:	Εύρεση πλάτους για $dc=3$ .....	81
Σχήμα 54:	Εύρεση πλάτους για $dc=4$ .....	82
Πίνακας 6:	Συνάρτηση $v_0$ με $p$ .....	82
Σχήμα 55:	Διάγραμμα $v_0$ με το πλάτος $p$ .....	83

## ΕΛΛΗΝΟΓΛΩΣΣΗ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. A. P. Malvino, "Βασική Ηλεκτρονική", 4η έκδοση, Εκδόσεις Τζόλα, Θεσσαλονίκη, 1990.
2. Κ. Καρούμπαλος, Γ. Φιλοκύπρου, "Μαθήματα Ηλεκτρονικής", Εκδόσεις Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών, Αθήνα.
3. Θ. Λ. Δελγιάννης, "Ηλεκτρονικά Αναλογικά Κυκλώματα", Εκδόσεις Πανεπιστημίου Πατρών, Πάτρα, 1986.
4. Γ. Τόμπρας, 'Εισαγωγή στην Ηλεκτρονική', 2η έκδοση, Εκδόσεις Δίαυλος, Αθήνα, 2006.

### ***ΞΕΝΗ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ***

1. P. Horowitz, W. Hill, "The Art of Electronics", Cambridge University Press, 1980.
2. Y. Tsvividis, "Operation and Modeling of the MOS Transistor", 2nd edition, Oxford University Press, 2003.
3. J. W. Nilsson, S. Riedel, "Electric Circuits", 7th edition, Prentice Hall, 2004.
4. D. O. Pederson, K. Mayaram, "Analog Integrated Circuits for Communication –Principles, Simulation and Design", 2nd edition, Springer, 2010.

### ***ΔΙΑΔΥΚΤΙΟ***

1. <http://www.apel.ee.upatras.gr/users/efstathiou/pk/download/pdf/Osc.pdf>
2. [http://1epal-chalandr.att.sch.gr/6\\_hmitonoeideis\\_talantvtes\\_uh.doc](http://1epal-chalandr.att.sch.gr/6_hmitonoeideis_talantvtes_uh.doc)
3. [http://artemis.cslab.ntua.gr/el\\_thesis/artemis.ntua.ece/DT2009-0275/DT2009-0275.doc](http://artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/DT2009-0275/DT2009-0275.doc)