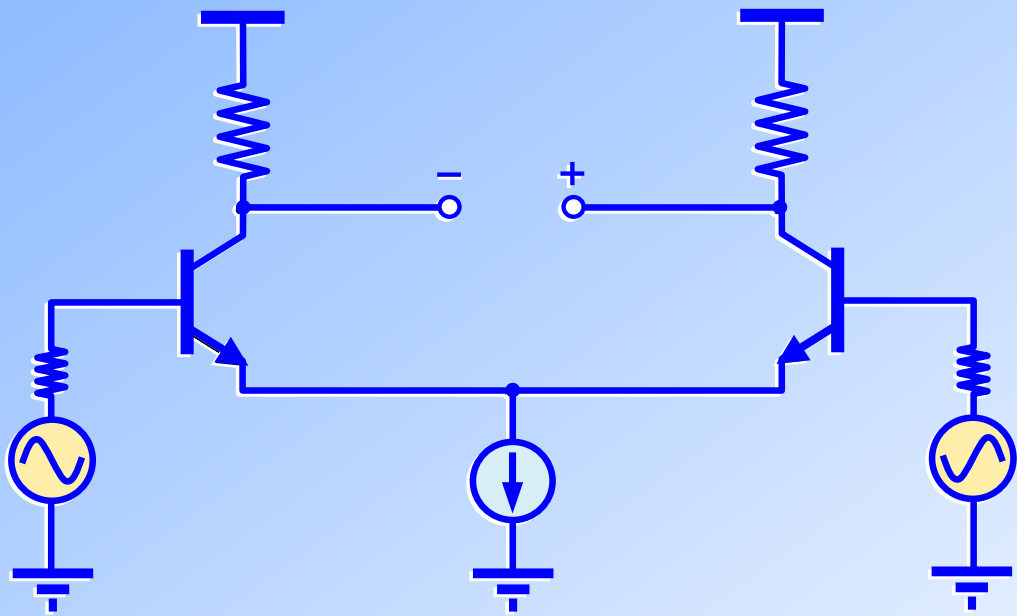




ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ





Ελληνικά Ακαδημαϊκά Ηλεκτρονικά
Συγγράμματα και Βοηθήματα
www.kallipos.gr

Γιάννης Λιαπέρδος
ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ

Κριτική Ανάγνωση:
Αγγελική Αραπογιάννη

Επιμέλεια πολυμεσικού – διαδραστικού υλικού:
Γιώργος Θεοφάνους

Copyright © ΣΕΑΒ, 2015



Το παρόν έργο αδειοδοτείται υπό τους όρους της άδειας
Creative Commons Αναφορά Δημιουργού – Μη Εμπο-
ρική Χρήση – Όχι Παράγωγα Έργα 3.0. Για να δείτε ένα
αντίγραφο της άδειας αυτής επισκεφτείτε τον ιστότοπο
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/gr/>

Σύνδεσμος Ελληνικών Ακαδημαϊκών Βιβλιοθηκών
Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Ηρώων Πολυτεχνείου 9, 15780 Ζωγράφου
www.kallipos.gr

ISBN: 978-618-82124-8-0

ΕΙΣΑΓΩΓΗ
ΣΤΗΝ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ

ΓΙΑΝΝΗΣ ΛΙΑΠΕΡΔΟΣ
Καθηγητής Εφαρμογών
ΤΕΙ Πελοποννήσου

Κριτική Ανάγνωση:
ΑΓΓΕΛΙΚΗ ΑΡΑΠΟΓΙΑΝΝΗ
Καθηγήτρια
Εθνικού και Καποδιστριακού
Πανεπιστημίου Αθηνών

ΣΠΑΡΤΗ 2015

Η ηλεκτρονική αποτελεί μια επιστήμη η οποία εξελίσσεται, ενσωματώνοντας καινούρια θεωρητική γνώση και παράγοντας νέες πρακτικές εφαρμογές. Παρόλα αυτά, οι βασικές της αρχές παραμένουν σχεδόν απαράλλαχτες κατά τον τελευταίο αιώνα, το δεύτερο μισό του οποίου χαρακτηρίζεται από την επικράτηση των τρανζίστορ και των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που αποτελούν το πιο πρόσφατο ορόσημο στη μακρόχρονη εξέλιξή της. Από πολύ νωρίς η ηλεκτρονική βρήκε εφαρμογές σε μια πληθώρα τεχνολογικών τομέων. Η ανάγκη εκπαίδευσης των νέων επιστημόνων και τεχνικών στις αρχές και στις μεθόδους της υπήρξε η κινητήρια δύναμη για τη συγγραφή αντίστοιχα μεγάλου αριθμού σχετικών συγγραμμάτων, τόσο εισαγωγικών όσο και εξειδικευμένων.

Η απόπειρα συγγραφής ενός εισαγωγικού βιβλίου με αντικείμενο την ηλεκτρονική ενέχει τον κίνδυνο της αποτυχίας. Ο βασικότερος λόγος είναι πως η βιβλιογραφία, τόσο η ελληνική όσο και η ξενόγλωσση, περιλαμβάνει μακροσκελή κατάλογο σχετικών τίτλων. Πολλά από αυτά τα βιβλία αναγνωρίζονται ήδη ως «κλασικά» και έχουν διαμορφώσει τον σύγχρονο τρόπο θεώρησης των αρχών της ηλεκτρονικής σε παγκόσμιο επίπεδο, καθιστώντας παρακινδυνευμένα αλλά και ανώφελη οποιαδήποτε απόπειρα σημαντικής διαφοροποίησης. Επιπλέον, ο συγγραφέας – δεσμευόμενος από την ανάγκη παρουσίασης των θεμελιωδών αρχών της ηλεκτρονικής – οφείλει να κινηθεί σε μάλλον αυστηρά πλαίσια από πλευράς περιεχομένου, γεγονός που προδιαθέτει για ένα άχαρο εγχείρημα, με περιορισμένες προοπτικές πρωτοτυπίας.

Δεν θα είχα κανένα ουσιαστικό κίνητρο να αναλάβω την προσπάθεια συγγραφής αυτού του βιβλίου αν η πρόσκληση της Δράσης «Κάλλιπος» του Συνδέσμου Ελληνικών Ακαδημαϊκών Βιβλιοθηκών αφορούσε ένα ακόμα συμβατικό σύγγραμμα. Ωστόσο, η προοπτική αξιοποίησης των νέων τεχνολογιών και η δυνατότητα ενσωμάτωσης πολυμέσων και διαδραστικών αντικειμένων προς όφελος της αμεσότητας και της διεισδυτικότητας του περιεχομένου αποτέλεσαν αναμφισβήτητους παράγοντες πρωτοτυπίας, οι οποίοι αντιστάθμισαν τις αρχικές μου επιφυλάξεις.

Το βιβλίο αυτό δεν αποτελεί ένα συμβατικό σύγγραμμα, με στατικό περιεχόμενο. Πρόκειται για ένα διαδραστικό ηλεκτρονικό βιβλίο, το οποίο παρέχει τη δυνατότητα αμφίδρομης αλληλεπίδρασης με τον αναγνώστη. Συγκεκριμένα, κάθε κεφάλαιο συνοδεύεται από διαδραστικά αντικείμενα και από οπτικοακουστικό υλικό, τα οποία αποσκοπούν στην πληρέστερη εμπέδωση της ύλης κε-

ντρίζοντας, ελπίζω, το ενδιαφέρον του αναγνώστη και παρέχοντας το έναυσμα για περαιτέρω μελέτη και εμβάθυνση. Λόγω και της φύσης του αντικειμένου, το κείμενο εμπλουτίστηκε με μεγάλο αριθμό πρωτότυπων σχημάτων. Προκειμένου η έκταση του βιβλίου να παραμένει εντός των ορίων που επιβάλλονται από την ανάγκη διδασκαλίας της ύλης στα πλαίσια ενός εξαμηνιαίου μαθήματος, αποφύγαμε την παράθεση μεγάλου αριθμού παραδειγμάτων προτιμώντας την ενσωμάτωση υποδειγματικά λυμένων ασκήσεων.

Το βιβλίο απευθύνεται, κυρίως, σε προπτυχιακούς σπουδαστές των Τεχνολογικών Εκπαιδευτικών Ιδρυμάτων, στα Τμήματα των οποίων η Ηλεκτρονική διδάσκεται ως μάθημα «κορμού». Η ύλη οργανώνεται σε οκτώ αυτοτελή, εν πολλοίς, κεφάλαια τα οποία αποτελούν αυτόνομα μαθησιακά αντικείμενα και μπορούν να μελετηθούν ξεχωριστά. Για τον σκοπό αυτό καταβλήθηκε προσπάθεια για τον, κατά το δυνατό, περιορισμό της γνώσης που προαπαιτείται για την κατανόηση κάθε κεφαλαίου-μαθησιακού αντικειμένου, χωρίς ωστόσο να διαταραχθεί η συνέχεια του κειμένου.

Δεδομένου του διαφορετικού γνωστικού υποβάθρου των σπουδαστών, το σύγγραμμα επιχειρεί στο πρώτο κεφάλαιο να εφοδιάσει τον αναγνώστη του με όλες τις εισαγωγικές γνώσεις οι οποίες είναι απαραίτητες για την κατανόηση του περιεχομένου των κεφαλαίων που ακολουθούν. Παρουσιάζονται κατά τρόπο προοδευτικό οι βασικές αρχές που διέπουν τη λειτουργία των θεμελιωδών ηλεκτρονικών διατάξεων και παρατίθενται οι κυριότερες εφαρμογές τους. Ειδικότερα, παρατίθενται και αναλύονται εφαρμογές των διόδων (στην ανόρθωση, εξομάλυνση και σταθεροποίηση εναλλασσόμενων τάσεων), κυκλώματα ενισχυτών με διπολικά τρανζίστορ και με MOSFET, εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών και απλές τοπολογίες φίλτρων και αρμονικών ταλαντωτών. Παρόλο που το σύγγραμμα επικεντρώνεται κυρίως στη μελέτη αναλογικών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, επιχειρείται επιπλέον η εισαγωγή του αναγνώστη στη μεθοδολογία σχεδίασης ψηφιακών λογικών κυκλωμάτων, η οποία παρατίθεται σε εξειδικευμένο κεφάλαιο.

Στο σημείο αυτό, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα την Καθηγήτρια του Τμήματος Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών κ. Αγγελική Αραπογιάννη, η οποία αποδέχθηκε ευγενικά την κριτική ανάγνωση του κειμένου. Οι εύστοχες παρατηρήσεις της, οι υποδείξεις της αλλά και η ενεργή συμμετοχή της στη διαδικασία διαμόρφωσης του περιεχομένου συνέτειναν καθοριστικά στη βελτίωση του κειμένου παρέχοντας τα εχέγγυα για την αρτιότητά του.

Πολύτιμος συντελεστής της προσπάθειας υπήρξε ο Γιώργος Θεοφάνους, τον οποίο θα ήθελα να ευχαριστήσω και από εδώ. Με τις βαθιές γνώσεις ηλεκτρονικής που διαθέτει επιμελήθηκε το οπτικοακουστικό και το διαδραστικό υλικό του βιβλίου συνδυάζοντας επιστημονική αρτιότητα αλλά και φαντασία και υψηλή αισθητική.

Θα ήταν παράλειψή μου να μην ευχαριστούσα τον Σύνδεσμο Ελληνικών Ακαδημαϊκών Βιβλιοθηκών για τη χρηματοδότηση της προσπάθειας αλλά και για τη γενικότερη υποστήριξη. Ιδιαίτερα ευχαριστώ τη Θεματική Επιτροπή για τη συνεργασία της, τους ανώνυμους αξιολογητές για τις εύστοχες παρατηρήσεις τους και τις προτάσεις τους επί του πρωτογενούς υλικού, καθώς και την ομάδα υπο-

στήριξης της Δράσης «Κάλλιπος» για την πρόθυμη τεχνική και διοικητική τους συνδρομή.

Επειδή η συγγραφή αυτού του βιβλίου επικεντρώθηκε, από την αρχή, στη διαδραστική του λειτουργία, τα διαδραστικά και οπτικοακουστικά στοιχεία κρίνονται απαραίτητα προκειμένου να μπορεί να θεωρηθεί πλήρες και ολοκληρωμένο. Για τον λόγο αυτό, απευθυνόμενος στον αναγνώστη, θα ήθελα να τον προτρέψω να αποφύγει τη «στατική» μορφή του συγγράμματος και να ανατρέξει στη δυναμική του μορφή. Στην περίπτωση κατά την οποία θα εντοπίσει παροράματα ή/και τεχνικές ατέλειες, θα ήθελα να τον διαβεβαιώσω πως θα είμαι στη διάθεσή του, όπως και για οποιοδήποτε σχόλιο, παρατήρηση ή κριτική.

Σπάρτη, Αύγουστος 2015
Γιάννης Λιαπέρδος

	Σελ.
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ	15
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ	23
1 ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΕΣ ΓΝΩΣΕΙΣ	25
1.1 Ιστορική αναδρομή	26
1.2 Δομή του ατόμου	26
1.3 Ηλεκτρική αγωγιμότητα – ηλεκτρικό ρεύμα	27
1.3.1 Ηλεκτρική αγωγιμότητα των μετάλλων	28
1.3.2 Μονωτές	30
1.3.3 Ημιαγωγοί	30
1.4 Στοιχεία θεωρίας ηλεκτρικών κυκλωμάτων	31
1.4.1 Δυναμικό – διαφορά δυναμικού – τάση	31
1.4.2 Ηλεκτρικό κύκλωμα – συμβατική φορά του ηλεκτρικού ρεύματος	32
1.4.3 Γείωση – δυναμικό αναφοράς	33
1.4.4 Νόμος του Ohm – χαρακτηριστική αντιστάτη	34
1.4.5 Αγωγιμότητα	34
1.4.6 Κανόνες του Kirchhoff	35
1.4.7 Αντιστάτες σε σειρά και παράλληλα	37
1.4.8 Διαιρέτες τάσης – διαιρέτες ρεύματος	38
1.4.9 Συνεχές και εναλλασσόμενο ρεύμα	38
1.4.10 Πηγές τάσης – πηγές ρεύματος	39
1.4.11 Θεωρήματα Thevenin – Norton	40
1.5 Ενίσχυση – εξασθένηση – decibels	42
1.5.1 Ενίσχυση και εξασθένηση	42
1.5.2 Bel και decibel	43
1.6 Δίθυρα – ισοδύναμα κυκλώματα	44
1.6.1 Παράμετροι (σύνθετης) αντίστασης (z-παράμετροι)	44
1.6.2 Παράμετροι αγωγιμότητας (y-παράμετροι)	46
1.6.3 Υβριδικές παράμετροι (h-παράμετροι)	47
1.6.4 Ανάστροφες υβριδικές παράμετροι (g-παράμετροι)	48
1.7 Ευθεία φόρτου – σημείο ηρεμίας – πόλωση	49
1.8 Διαγράμματα Bode	51

1.8.1	Συνάρτηση μεταφοράς	51
1.8.2	Σχεδίαση διαγραμμάτων Bode	52
1.9	Κριτήρια αξιολόγησης	58
1.10	Βιβλιογραφία 1 ^{ου} κεφαλαίου	59
1.11	Διαδραστικά στοιχεία	60
2	ΕΠΑΦΗ p-n – ΔΙΟΔΟΙ	61
2.1	Ενδογενείς ημιαγωγοί	61
2.2	Εξωγενείς ημιαγωγοί	64
2.2.1	Ημιαγωγός τύπου n	65
2.2.2	Ημιαγωγός τύπου p	65
2.3	Επαφή p-n	67
2.3.1	Περιγραφή επαφής p-n	68
2.3.2	Συμπεριφορά κατά την ορθή και την ανάστροφη πόλωση	72
2.4	Δίοδος	74
2.4.1	Γενικά	74
2.4.2	Μοντέλα λειτουργίας	75
2.4.3	Θεωρητικό μοντέλο διόδου	77
2.4.4	Χαρακτηριστικά λειτουργίας – Ευθεία φόρτου	78
2.5	Ειδικοί τύποι διόδων	80
2.5.1	Δίοδος Zener	80
2.5.2	Δίοδος χιονοστιβάδας	82
2.5.3	Δίοδος Schottky	82
2.5.4	Δίοδος Varicap	82
2.5.5	Δίοδος φωτοεκπομπής	83
2.5.6	Φωτοδίοδος	85
2.6	Εφαρμογές των διόδων	86
2.6.1	Ημιάνορθωση	87
2.6.2	Πλήρης ανόρθωση	90
2.6.3	Εξομάλυνση	94
2.6.4	Σταθεροποίηση	95
2.7	Κριτήρια αξιολόγησης	100
2.8	Βιβλιογραφία 2 ^{ου} κεφαλαίου	103
2.9	Διαδραστικά στοιχεία	103
2.10	Οπτικοακουστικό υλικό	104
3	ΔΙΠΟΛΙΚΑ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ	105
3.1	Αρχή λειτουργίας	106
3.2	Τύποι	114
3.3	Βασικές συνδεσμολογίες	115
3.4	Περιοχές (τρόποι) λειτουργίας	116
3.5	Σχέσεις ρευμάτων στην ενεργό περιοχή	117
3.6	Χαρακτηριστικές	119
3.6.1	Χαρακτηριστικές εισόδου για τη συνδεσμολογία κοινής βάσης	120

3.6.2	Χαρακτηριστικές εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινής βάσης	122
3.6.3	Χαρακτηριστικές εισόδου για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	122
3.6.4	Χαρακτηριστικές εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	123
3.6.5	Χαρακτηριστικές εισόδου/εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη	124
3.6.6	Σύγκριση συνδεσμολογιών κοινής βάσης/κοινού εκπομπού	124
3.6.7	Θερμοκρασιακή εξάρτηση των χαρακτηριστικών εισόδου /εξόδου	125
3.7	Πόλωση στην ενεργό περιοχή	125
3.7.1	Άμεση πόλωση στη βάση	127
3.7.2	Πόλωση στη βάση μέσω αντιστάτη	127
3.7.3	Πόλωση στον εκπομπό	129
3.7.4	Πόλωση στη βάση και στον εκπομπό	130
3.8	Ισοδύναμα κυκλώματα	133
3.8.1	Μοντέλο των Ebers-Moll	133
3.8.2	Μοντέλο για το συνεχές (DC)	134
3.8.3	Μοντέλα μικρού σήματος	134
3.9	Ζεύγη διπολικών τρανζίστορ	136
3.9.1	Συνδεσμολογία Darlington	137
3.9.2	Συνδεσμολογία Sziklai	137
3.10	Εφαρμογές	138
3.10.1	Ακολουθητής εκπομπού (emitter follower)	138
3.10.2	Πηγή ρεύματος	140
3.11	Κριτήρια αξιολόγησης	141
3.12	Βιβλιογραφία 3 ^{ου} κεφαλαίου	143
3.13	Διαδραστικά στοιχεία	144
3.14	Οπτικοακουστικό υλικό	145
4	ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΠΕΔΙΟΥ - MOSFET	147
4.1	Αρχή λειτουργίας των FET	148
4.2	MOSFET	150
4.2.1	Αρχή λειτουργίας	151
4.2.2	Τύποι	153
4.2.3	Περιοχές λειτουργίας	155
4.2.4	Μαθηματικό μοντέλο	159
4.2.5	Πόλωση	161
4.2.6	Ισοδύναμα κυκλώματα μικρού σήματος	164
4.2.7	Εφαρμογές	165
4.3	Κριτήρια αξιολόγησης	170
4.4	Βιβλιογραφία 4 ^{ου} κεφαλαίου	172
4.5	Διαδραστικά στοιχεία	173

5 ΨΗΦΙΑΚΑ ΛΟΓΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ	175
5.1 Αναπαράσταση δεδομένων στο δυαδικό σύστημα	178
5.2 Αρχές λειτουργίας των ψηφιακών κυκλωμάτων – άλγεβρα διακοπών	180
5.3 Κυκλωματική υλοποίηση λογικών πυλών	183
5.3.1 Η οικογένεια DDL	183
5.3.2 Η οικογένεια RTL	186
5.3.3 Οι οικογένειες nMOS και CMOS	189
5.4 Υλοποίηση λογικών συναρτήσεων με κυκλώματα CMOS	194
5.4.1 Το τρανζίστορ nMOS σαν διακόπτης	194
5.4.2 Το τρανζίστορ pMOS σαν διακόπτης	195
5.4.3 Υλοποίηση λογικών συναρτήσεων	196
5.5 Πρακτικά θέματα	200
5.5.1 Ανοχή στις διακυμάνσεις των εισόδων	200
5.5.2 Ταχύτητα	203
5.6 Κριτήρια αξιολόγησης	206
5.7 Βιβλιογραφία 5 ^{ου} κεφαλαίου	207
5.8 Διαδραστικά στοιχεία	208
5.9 Οπτικοακουστικό υλικό	208
6 ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ	209
6.1 Ενισχυτής κοινού εκπομπού	210
6.1.1 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία	210
6.1.2 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία	214
6.2 Διαφορικός ενισχυτής	220
6.2.1 Γενικά	220
6.2.2 Χαρακτηριστικές παράμετροι	222
6.2.3 Υλοποίηση διαφορικού ενισχυτή με διπολικά τρανζίστορ	223
6.3 Τελεστικός ενισχυτής	230
6.3.1 Γενικά	230
6.3.2 Ανάλυση κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές	234
6.3.3 Εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών	236
6.4 Κριτήρια αξιολόγησης	240
6.5 Βιβλιογραφία 6 ^{ου} κεφαλαίου	242
6.6 Διαδραστικά στοιχεία	243
6.7 Οπτικοακουστικό υλικό	243
7 ΦΙΛΤΡΑ	245
7.1 Συχνотικό περιεχόμενο σημάτων	246
7.1.1 Σύνθεση αρμονικών σημάτων	246
7.1.2 Ανάλυση σημάτων κατά Fourier - φάσμα	246
7.2 Η έννοια του φίλτρου	248
7.3 Διάκριση φίλτρων και χαρακτηριστικά τους	249
7.3.1 Ενίσχυση - απόσβεση συχνотικών συνιστωσών	249
7.3.2 Επιλεκτικότητα	250
7.3.3 Διακριτική ικανότητα και τάξη	250

7.3.4	Τύποι φίλτρων	251
7.4	Παθητικά φίλτρα πρώτης τάξης	255
7.5	Παθητικά φίλτρα δεύτερης τάξης	260
7.6	Ενεργά φίλτρα	265
7.7	Κριτήρια αξιολόγησης	266
7.8	Βιβλιογραφία 7 ^{ου} κεφαλαίου	269
7.9	Διαδραστικά στοιχεία	269
7.10	Οπτικοακουστικό υλικό	270
8	ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ	271
8.1	Αρχή λειτουργίας των αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών	272
8.2	Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων	273
8.3	Κυκλώματα αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών	276
8.3.1	Ορθογώνιος ταλαντωτής (Quadrature oscillator)	276
8.3.2	Ταλαντωτής με γέφυρα Wien (Wien bridge oscillator)	279
8.3.3	Ταλαντωτής ολίσθησης φάσης (Phase shift oscillator)	282
8.3.4	Ταλαντωτής Hartley	284
8.3.5	Ταλαντωτής Colpitts	288
8.3.6	Ταλαντωτής δακτυλίου (Ring oscillator)	288
8.3.7	Ταλαντωτής συντονιζόμενου κυκλώματος LC	292
8.4	Ταλαντωτές χαλάρωσης	295
8.5	Ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση	297
8.6	Κριτήρια αξιολόγησης	299
8.7	Βιβλιογραφία 8 ^{ου} κεφαλαίου	300
8.8	Διαδραστικά στοιχεία	301
8.9	Οπτικοακουστικό υλικό	301
Παράρτημα I	ΑΠΑΝΤΗΣΕΙΣ ΕΠΙΛΕΓΜΕΝΩΝ ΚΡΙΤΗΡΙΩΝ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗΣ	303
Παράρτημα II	ΑΠΟΔΕΙΞΕΙΣ ΤΩΝ ΣΧΕΣΕΩΝ (2.9) – (2.11)	321
Παράρτημα III	AC/DC ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ Η ΣΧΕΣΗ ΤΟΥΣ ΜΕ ΤΗΝ ΕΝΕΡΓΟ ΤΙΜΗ	323
Παράρτημα IV	ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΙΚΡΟΥ ΚΑΙ ΜΕΓΑΛΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ - ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΙ	325
Παράρτημα V	ΜΗΔΕΝΙΣΤΕΣ – ΑΠΕΙΡΙΣΤΕΣ	327
Παράρτημα VI	ΧΡΗΣΙΜΟΙ ΚΑΝΟΝΕΣ ΑΠΟ ΤΗ ΜΙΓΑΔΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ	331
Παράρτημα VII	ΠΡΟΘΕΜΑΤΑ ΜΟΝΑΔΩΝ	333
	Συντομογραφίες - Αρκτικόλεξα - Ακρωνύμια	335
	Απόδοση ξενόγλωσσων όρων	337
	Ευρετήριο	341

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

ΣΧΗΜΑ	Σελ.
1.1 Δομή του ατόμου	27
1.2 Η έννοια του ηλεκτρικού ρεύματος	27
1.3 Μοντέλο για την ηλεκτρική αγωγιμότητα των μετάλλων	28
1.4 Ενεργειακές στάθμες μεμονωμένου ατόμου	29
1.5 Ενεργειακές ζώνες σε μέταλλο	30
1.6 Ενεργειακές ζώνες σε μονωτή	30
1.7 Ενεργειακές ζώνες σε ημιαγωγό	31
1.8 Ενεργειακή ερμηνεία της κίνησης ηλεκτρικών φορτίων	31
1.9 Κίνηση θετικών ηλεκτρικών φορτίων και διαφορά δυναμικού	32
1.10 Σχηματικό διάγραμμα απλού ηλεκτρικού κυκλώματος	33
1.11 Νόμος του Ohm	34
1.12 Χαρακτηριστική ρεύματος – τάσης αντιστάτη	35
1.13 Κόμβοι και βρόχοι κυκλώματος	35
1.14 Παράδειγμα εφαρμογής του πρώτου κανόνα του Kirchhoff	36
1.15 Παράδειγμα εφαρμογής του δεύτερου κανόνα του Kirchhoff	36
1.16 Ολική αντίσταση αντιστατών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα	37
1.17 Ολική αγωγιμότητα αντιστατών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα	38
1.18 Διαιρέτες τάσης – ρεύματος	38
1.19 Παραδείγματα συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης/ρεύματος	39
1.20 Συμβολισμοί συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης/ρεύματος	39
1.21 Πραγματική πηγή τάσης	39
1.22 Σύμβολα πηγών τάσης	40
1.23 Σύμβολα πηγών ρεύματος	40
1.24 Θεώρημα Thevenin	41
1.25 Θεώρημα Norton	42
1.26 Ενίσχυση – εξασθένηση σημάτων	42
1.27 Σύμβολα εξασθενητή - ενισχυτή	43
1.28 Δίθυρο κύκλωμα ή διάταξη	44
1.29 Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με z παραμέτρους	46
1.30 Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με y παραμέτρους	47
1.31 Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με h παραμέτρους	48
1.32 Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με g παραμέτρους	49
1.33 Ευθεία φόρτου	49
1.34 Απλό κύκλωμα με πηγή πόλωσης (DC) και πηγή σήματος (AC)	50

1.35	Παράδειγμα πόλωσης στη γραμμική περιοχή	50
1.36	Παράδειγμα πόλωσης στη μη γραμμική περιοχή	51
1.37	Συνάρτηση μεταφοράς	52
1.38	Διαγράμματα Bode κυκλώματος σταθερής συνάρτησης μεταφοράς	54
1.39	Διάγραμμα Bode απολαβής κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό	56
1.40	Διάγραμμα Bode φάσης κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό	56
1.41	Διάγραμμα Bode απολαβής κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με έναν πραγματικό πόλο	57
1.42	Διάγραμμα Bode φάσης κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με έναν πραγματικό πόλο	57
2.1	Δομή κρυστάλλου ενδογενούς ημιαγωγού	62
2.2	Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών ενδογενούς ημιαγωγού	62
2.3	Δημιουργία οπής σε ενδογενή ημιαγωγό	63
2.4	Κίνηση οπής εντός ημιαγωγού παρουσία ηλεκτρικού πεδίου	63
2.5	Κρυσταλλικό πλέγμα πυριτίου με πρόσμιξη φωσφόρου	64
2.6	Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις δοτών	65
2.7	Κρυσταλλικό πλέγμα πυριτίου με πρόσμιξη βορίου	66
2.8	Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις αποδεκτών	66
2.9	Διάχυση ηλεκτρονίων σε ημιαγωγό τύπου n	68
2.10	Διάχυση ηλεκτρονίων και οπών μέσω επαφής p-n	68
2.11	Ενεργειακά διαγράμματα ημιαγωγών τύπου p και n	69
2.12	Αποκατάσταση ισορροπίας σε επαφή p-n (ενεργειακή προσέγγιση)	70
2.13	Επανασύνδεση ηλεκτρονίου - οπής	71
2.14	Επανασύνδεση οπών-ηλεκτρονίων στην περιοχή διάχυσης επαφής p-n	71
2.15	Σχηματισμός περιοχής απογύμνωσης	71
2.16	Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά επαφής p-n	72
2.17	Συμπεριφορά επαφής p-n κατά την ανάστροφη πόλωση	73
2.18	Συμπεριφορά επαφής p-n κατά την ορθή πόλωση	74
2.19	Τυπική διακριτή διάοδος και κυκλωματικό σύμβολο	75
2.20	Σύμβολο και χαρακτηριστική I-V ιδανικής διάοδος	76
2.21	Ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική I-V τυπικής διάοδος	76
2.22	Ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική I-V τυπικής διάοδος με αντίσταση	77
2.23	Χαρακτηριστική I-V πραγματικής διάοδος	77
2.24	Απλό κύκλωμα με διάοδο – ευθεία φόρτου	79
2.25	Στατική (DC) αντίσταση διάοδος	79
2.26	Απλό κύκλωμα με διάοδο και AC πηγή σήματος	79
2.27	Δυναμική (AC) αντίσταση διάοδος	80
2.28	Χαρακτηριστική I-V διάοδος Zener για την περιοχή ανάστροφης λειτουργίας	81
2.29	Κυκλωματικά σύμβολα διόδων Zener	81
2.30	Κυκλωματικό σύμβολο διάοδος χιονοστιβάδας	82
2.31	Κυκλωματικό σύμβολο διάοδος Schottky	82
2.32	Κυκλωματικό σύμβολο διάοδος Varicap	83
2.33	Εκλυση ενέργειας κατά την επανασύνδεση ηλεκτρονίου - οπής	83

2.34	Μηχανισμός αποβολής ενέργειας κατά την επανασύνδεση οπής - ηλεκτρονίου	83
2.35	Κυκλωματικό σύμβολο διόδου φωτοεκπομπής (LED)	84
2.36	Απορρόφηση της ενέργειας ενός φωτονίου και δημιουργία ζεύγους φορέων (ηλεκτρονίου - οπής)	85
2.37	Κυκλωματικό σύμβολο φωτοδιόδου	85
2.38	Στάδια μετατροπής εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή	87
2.39	Κύκλωμα ημιανόρθωσης	88
2.40	Ιδανική κυματομορφή ημιανορθωμένης τάσης	88
2.41	Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης	90
2.42	Τάση ανάστροφης πόλωσης διόδου σε κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης	91
2.43	Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με διόδους σε συνδεσμολογία γέφυρας	91
2.44	Αρχή πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα διόδων	92
2.45	Τάση ανάστροφης πόλωσης διόδων σε κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα διόδων	92
2.46	Ιδανική κυματομορφή πλήρως ανορθωμένης τάσης	93
2.47	Κύκλωμα ημιανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης	94
2.48	Λειτουργία κυκλώματος ημιανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης	95
2.49	Κυματομορφές ημιανορθωμένης τάσης που εξομαλύνεται με τη χρήση πυκνωτή	96
2.50	Απλό κύκλωμα σταθεροποίησης με δίοδο Zener	96
2.51	Χαρακτηριστική I-V διόδου Zener για την περιοχή ανάστροφης λειτουργίας	97
2.52	Ισοδύναμο για το κύκλωμα του Σχήματος 2.50	98
2.53	Ισοδύναμο μικρού σήματος για το κύκλωμα του Σχήματος 2.50	98
3.1	Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (1/7)	107
3.2	Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (2/7)	108
3.3	Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (3/7)	109
3.4	Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (4/7)	110
3.5	Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (5/7)	110
3.6	Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (6/7)	111
3.7	Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (7/7)	112
3.8	Δομή του πρώτου τρανζίστορ	113
3.9	Κυκλωματικά σύμβολα τρανζίστορ ηρη	114
3.10	Σχηματική αναπαράσταση και κυκλωματικά σύμβολα διπολικών τρανζίστορ	114
3.11	Βασικές συνδεσμολογίες του διπολικού τρανζίστορ	115
3.12	Περιοχές (τρόποι) λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ	117
3.13	Συνιστώσες ρευμάτων σε διπολικό τρανζίστορ	118
3.14	Φορές των ρευμάτων στους διάφορους τρόπους λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ	119
3.15	Σμήνος χαρακτηριστικών I_C-V_{CB} για ιδανικό διπολικό τρανζίστορ	120
3.16	Συνδεσμολογία κοινής βάσης με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη	120
3.17	Χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινής βάσης	121
3.18	Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη	123
3.19	Χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	123
3.20	Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη	124
3.21	Δεδομένα διπολικού τρανζίστορ προς πόλωση	125

3.22	Άμεση πόλωση στη βάση	126
3.23	Πόλωση στη βάση μέσω αντιστάτη	128
3.24	Πόλωση στον εκπομπό	130
3.25	Πόλωση στη βάση και στον εκπομπό	131
3.26	Πόλωση μέσω διαιρέτη τάσης	132
3.27	Ισοδύναμο κύκλωμα για το κύκλωμα του Σχήματος 3.26	132
3.28	Ισοδύναμο κύκλωμα για το μοντέλο Ebers-Moll	134
3.29	Ισοδύναμο κύκλωμα για το συνεχές (DC)	134
3.30	h-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα	135
3.31	h-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	135
3.32	π-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα για χαμηλές συχνότητες	136
3.33	π-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα για υψηλές συχνότητες	136
3.34	Συνδεσμολογία Darlington	137
3.35	Συνδεσμολογία Sziklai	138
3.36	Κύκλωμα ακολουθητή εκπομπού	139
3.37	Πηγή ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ	140
4.1	Αρχή λειτουργίας των FET	148
4.2	Απλουστευμένη δομή ενός JFET	148
4.3	Μεταβολή της αγωγιμότητας ενός JFET με τη μεταβολή του δυναμικού στην πύλη του	149
4.4	Αρχή λειτουργίας του MOSFET	152
4.5	Τρανζίστορ nMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί	154
4.6	Τρανζίστορ pMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί	154
4.7	Τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού	155
4.8	Κυκλωματικά σύμβολα των τρανζίστορ MOS	156
4.9	Φάσεις επαγωγής καναλιού στο τρανζίστορ MOS	157
4.10	Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ MOS σε αγωγή κατάσταση	158
4.11	Χαρακτηριστικές ρεύματος - τάσης ιδανικού τρανζίστορ nMOS	159
4.12	Γεωμετρικά χαρακτηριστικά τρανζίστορ nMOS	160
4.13	Πόλωση nMOS στην πύλη	161
4.14	Πόλωση nMOS με εκφυλισμό πηγής	162
4.15	Πόλωση nMOS με πηγή ρεύματος	163
4.16	Ισοδύναμο μικρού σήματος για ιδανικό MOSFET στις χαμηλές συχνότητες	164
4.17	Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις χαμηλές συχνότητες	166
4.18	Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις υψηλές συχνότητες	166
4.19	Απλουστευμένο κύκλωμα ενισχυτή κοινής πηγής	166
4.20	Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος του κυκλώματος του Σχήματος 4.19	167
4.21	Κύκλωμα καθρέφτη ρεύματος με MOSFET	168
4.22	Πηγή ρεύματος με MOSFET	169
5.1	Αντιστοίχιση των λογικών σταθμών ψηφιακού σήματος με τα ψηφία του δυαδικού συστήματος αρίθμησης	176
5.2	Λογικές καταστάσεις ενός διακόπτη	180
5.3	Υλοποίηση της λογικής πράξης AND με διακόπτες	180
5.4	Κυκλωματικό σύμβολο πύλης AND	181
5.5	Κυκλωματικό σύμβολο πύλης OR	181

5.6	Υλοποίηση της λογικής πράξης OR με διακόπτες	182
5.7	Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (1/2)	182
5.8	Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (2/2)	183
5.9	Κυκλωματικό σύμβολο πύλης NOT	183
5.10	Κυκλωματική υλοποίηση πύλης OR με διόδους	184
5.11	Υποβιβασμός της λογικής στάθμης '1' στην οικογένεια DDL	185
5.12	Κυκλωματική υλοποίηση πύλης AND με διόδους	185
5.13	Αρχή υλοποίησης πύλης NOT	186
5.14	Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOT της οικογένειας RTL	187
5.15	Πύλη NOT της οικογένειας RTL με το τρανζίστορ στην αποκοπή	187
5.16	Πύλη NOT της οικογένειας RTL με το τρανζίστορ στον κόρο	188
5.17	Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOR της οικογένειας RTL	189
5.18	Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOT με τρανζίστορ nMOS	190
5.19	Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOT με συμπληρωματικά τρανζίστορ MOS (CMOS)	191
5.20	Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NAND της οικογένειας nMOS	192
5.21	Κυκλωματικό σύμβολο πύλης NAND	192
5.22	Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOR της οικογένειας nMOS	193
5.23	Κυκλωματικό σύμβολο πύλης NOR	193
5.24	Λειτουργία του τρανζίστορ nMOS σαν διακόπτη	194
5.25	Λειτουργία του τρανζίστορ pMOS σαν διακόπτη	195
5.26	Υλοποίηση πυλών AND και OR με διακόπτες	197
5.27	Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (1/4)	197
5.28	Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (2/4)	198
5.29	Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (3/4)	199
5.30	Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (4/4)	199
5.31	Μέθοδος υλοποίησης λογικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS	200
5.32	Ιδανική συμπεριφορά αναστροφέα	201
5.33	Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικού αναστροφέα	202
5.34	Εξοδος ιδανικού αναστροφέα με ενθόρυβη είσοδο	202
5.35	Εξοδος ιδανικού αναστροφέα με μη ιδανική κυματομορφή εισόδου	203
5.36	Χρόνοι μετάβασης και καθυστέρησης εξόδου ψηφιακού κυκλώματος	204
6.1	Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία	210
6.2	Ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ με r παραμέτρους	212
6.3	Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, με r παραμέτρους, ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία	212
6.4	Πόλωση ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία	214
6.5	Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (πλήρες)	215
6.6	Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (ισοδύναμο κατά Thevenin)	215
6.7	Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, με r παραμέτρους, ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία	216
6.8	Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή σύζευξης εισόδου	218
6.9	Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή σύζευξης εξόδου	219
6.10	Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού	219

6.11	Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού (αηγημένο στον εκπομπό)	220
6.12	Αδυναμίες των ενισχυτών απλής εισόδου	220
6.13	Κυκλωματικό σύμβολο και λειτουργία διαφορικού ενισχυτή	221
6.14	Μετατροπή μονόπλευρου (unbalanced) σήματος σε διαφορικό (balanced) με τη χρήση Balun	221
6.15	Εξουδετέρωση της επίδρασης των διακυμάνσεων της τροφοδοσίας σε διαφορικό ενισχυτή	222
6.16	Εξουδετέρωση της επίδρασης του θορύβου σε διαφορικό σήμα	222
6.17	Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (1/4)	223
6.18	Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (2/4)	224
6.19	Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (3/4)	225
6.20	Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (4/4)	225
6.21	Ημικύκλωμα διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας	226
6.22	Ισοδύναμο ημικυκλώματος διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας	226
6.23	Ημικύκλωμα διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στη λειτουργία κοινού τρόπου	228
6.24	Ισοδύναμο ημικυκλώματος διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στη λειτουργία κοινού τρόπου	228
6.25	Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με πηγή ρεύματος	230
6.26	Κυκλωματικό σύμβολο τελεστικού ενισχυτή	230
6.27	Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικού τελεστικού ενισχυτή	232
6.28	Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικά γραμμικού ενισχυτή	233
6.29	Περιορισμός της απολαβής τελεστικού ενισχυτή με αρνητική ανάδραση	233
6.30	Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή	235
6.31	Παράδειγμα ανάλυσης κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή (1/2)	235
6.32	Παράδειγμα ανάλυσης κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή (2/2)	236
6.33	Μη αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή	236
6.34	Αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή	237
6.35	Απομονωτής με τελεστικό ενισχυτή	238
6.36	Ισοδύναμο κύκλωμα απομονωτή με τελεστικό ενισχυτή	238
6.37	Ενισχυτής - αθροιστής δύο τάσεων με τελεστικό ενισχυτή	238
6.38	Ενισχυτής - αθροιστής τάσεων με τελεστικό ενισχυτή (γενική περίπτωση)	239
6.39	Ενισχυτής διαφοράς τάσεων με τελεστικό ενισχυτή	240
7.1	Σύνθεση αρμονικών σημάτων και σχετικά φάσματα	246
7.2	Παράδειγμα διακριτού φάσματος περιοδικού σήματος	247
7.3	Παράδειγμα συνεχούς φάσματος μη περιοδικού σήματος	247
7.4	Η έννοια του φίλτρου	249
7.5	Διακριτική ικανότητα φίλτρου	250
7.6	Αποκρίσεις φίλτρων διαφορετικής τάξης	251
7.7	Σύμβολα για τους συνηθέστερους τύπους φίλτρων	252
7.8	Τυπικές συναρτήσεις μεταφοράς (μέτρο) για τους συνηθέστερους τύπους φίλτρων	252
7.9	Παραγωγή φίλτρου BPF με τη σύνδεση σε σειρά LPF και HPF	253

7.10	Παραγωγή φίλτρου απόρριψης ζώνης με τη σύνδεση σε σειρά LPF και HPF	253
7.11	Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου LPF σε σήμα στο πεδίο του χρόνου	254
7.12	Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου LPF σε σήμα στο πεδίο της συχνότητας	254
7.13	Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου HPF σε σήμα στο πεδίο του χρόνου	255
7.14	Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου HPF σε σήμα στο πεδίο της συχνότητας	255
7.15	Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης	256
7.16	Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης	257
7.17	Παθητικό φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης	258
7.18	Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης	258
7.19	Διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης παθητικού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης	259
7.20	Διάγραμμα Bode για τη φάση μεταξύ των σημάτων εξόδου-εισόδου παθητικού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης	259
7.21	Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης	260
7.22	Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης με απομονωμένες βαθμίδες	263
7.23	Παθητικό φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης	264
7.24	Διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης παθητικού φίλτρου διέλευσης ζώνης συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης	265
7.25	Παράδειγμα κυκλώματος ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης	265
7.26	Ανάλυση κυκλώματος ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης	266
7.27	Παράδειγμα διαγράμματος Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης	267
7.28	Παράδειγμα διαγράμματος Bode για τη φάση μεταξύ των σημάτων εξόδου-εισόδου ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης	267
8.1	Διάκριση ταλαντωτών ως προς τη μορφή του σήματος εξόδου τους	272
8.2	Αρχή λειτουργίας ηλεκτρονικού ταλαντωτή	273
8.3	Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων	274
8.4	Μοντέλο συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση	275
8.5	Κύκλωμα ορθογώνιου ταλαντωτή	276
8.6	Φάση εξόδων ορθογώνιου ταλαντωτή	279
8.7	Κύκλωμα ταλαντωτή με γέφυρα Wien	280
8.8	Ισοδύναμη μορφή κυκλώματος ταλαντωτή με γέφυρα Wien	280
8.9	Κύκλωμα ταλαντωτή ολίσθησης φάσης (με απομόνωση βαθμίδων)	282
8.10	Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley με τελεστικό ενισχυτή	284
8.11	Δικτύωμα ανάδρασης ταλαντωτή Hartley	285
8.12	Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή Hartley	286
8.13	Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή	288
8.14	Γενική μορφή ταλαντωτή δακτυλίου	289
8.15	Ταλαντωτής δακτυλίου με N βαθμίδες ιδανικών αναστροφένων	289
8.16	Αρχή λειτουργίας ταλαντωτή συντονιζόμενου κυκλώματος LC	292
8.17	Διαφορικό ζεύγος τεχνολογίας MOS με χιαστί σύζευξη	294
8.18	Κύκλωμα ταλαντωτή LC με διόδους μεταβλητής χωρητικότητας	294
8.19	Διάγραμμα και κυματομορφές ταλαντωτή δακτυλίου με N πύλες NOT	295

8.20	Αδυναμία εκκίνησης ταλαντώσεων σε δακτύλιο με άρτιο αριθμό πυλών NOT	296
8.21	Συντήρηση ταλαντώσεων σε δακτύλιο με περιττό αριθμό πυλών NOT	297
8.22	Τοπολογίες βαθμίδων ταλαντωτή δακτυλίου που αντιστοιχούν σε διαφορετικές τεχνικές ελέγχου της καθυστέρησης διάδοσης	298
I.1	Διάγραμμα Bode απολαβής επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς	304
I.2	Διάγραμμα Bode φάσης επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς	305
I.3	Διάγραμμα Bode απολαβής (συνολικό)	305
I.4	Διάγραμμα Bode φάσης (συνολικό)	305
I.5	Φορές των ρευμάτων για το κύκλωμα του κριτηρίου αξιολόγησης 2.4	306
I.6	Διάγραμμα για το κριτήριο αξιολόγησης 2.5	307
I.7	Κύκλωμα για το κριτήριο αξιολόγησης 3.1	308
I.8	Κύκλωμα για το κριτήριο αξιολόγησης 3.2	309
I.9	Κύκλωμα για το κριτήριο αξιολόγησης 3.5	310
I.10	Κύκλωμα πόλωσης για το τρανζίστορ του κριτηρίου αξιολόγησης 3.5	311
I.11	Απόδειξη της σχέσης για την ισοδύναμη απολαβή ρεύματος ενός ζεύγους Darlington	311
I.12	Απόδειξη της σχέσης για την ισοδύναμη απολαβή ρεύματος ενός ζεύγους Sziklai	312
I.13	Υλοποίηση πύλης NAND δύο εισόδων σε τεχνολογία CMOS	314
I.14	Υλοποίηση πύλης NOR δύο εισόδων σε τεχνολογία CMOS	315
I.15	Υλοποίηση ταυτοτικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS	315
I.16	DC ανάλυση ενισχυτή κοινού εκπομπού με συμμετρική τροφοδοσία	316
I.17	Ισοδύναμο κύκλωμα αναστρέφοντα ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή	317
I.18	Προσδιορισμός της τάξης του φίλτρου του κριτηρίου αξιολόγησης 7.6	319
IV.1	Υπέρθωση μικρού σήματος και τιμής ηρεμίας - Συμβολισμοί	326
V.1	Η έννοια του μηδενιστή	327
V.2	Η έννοια του απειριστή	328
V.3	Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού διπολικού τρανζίστορ με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή	328
V.4	Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή	328
V.5	Ισοδύναμο ανοικτού κυκλώματος και βραχυκυκλώματος με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή	329

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

ΠΙΝΑΚΑΣ	Σελ.
3.1 Χαρακτηριστικά συνδεσμολογιών διπολικού τρανζίστορ	116
4.1 Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ nMOS	160
4.2 Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ pMOS	160
5.1 Φυσική δυαδική αναπαράσταση αριθμών	179
5.2 Κώδικας ASCII για τη δυαδική αναπαράσταση χαρακτήρων	179
5.3 Πίνακας αλήθειας για τη λογική πράξη AND	181
5.4 Πίνακας αλήθειας για τη λογική πράξη OR	181
5.5 Πίνακας αλήθειας για τη λογική πράξη NOT	183
5.6 Πίνακας αλήθειας πύλης NAND	191
5.7 Πίνακας αλήθειας πύλης NOR	193
7.1 Συναρτήσεις μεταφοράς και συχνότητες αποκοπής απλών παθητικών φίλτρων πρώ- της τάξης	260
VII.1 Προθέματα μονάδων	333

ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΕΣ ΓΝΩΣΕΙΣ

■ Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό παρατίθενται οι βασικές γνώσεις οι οποίες είναι απαραίτητες για την εμπέδωση της ύλης των κεφαλαίων που ακολουθούν. Περιγράφονται συνοπτικά οι έννοιες της αγωγιμότητας και του ηλεκτρικού ρεύματος, οι αρχές που διέπουν τη λειτουργία των ηλεκτρικών κυκλωμάτων και παρουσιάζονται εργαλεία τα οποία χρησιμεύουν στη μελέτη τους. Προηγείται μια σύντομη ιστορική αναδρομή στην εξέλιξη της ηλεκτρονικής, κυρίως κατά τον τελευταίο αιώνα.

■ Προαπαιτούμενη γνώση

Η κατανόηση της ύλης του κεφαλαίου προϋποθέτει γνώση των βασικών αρχών του ηλεκτρισμού, καθώς και άλλων θεμελιωδών εννοιών της φυσικής όπως είναι η ενέργεια, τα πεδία δυνάμεων κ.λπ.

Η ηλεκτρονική αποτελεί μια επιστήμη με πολλούς κλάδους και πληθώρα τεχνολογικών εφαρμογών, η οποία έχει παρουσιάσει αξιοσημείωτη και μακρόχρονη ανάπτυξη, ιδιαίτερα κατά την τελευταία εκατονταετία. Για τον λόγο αυτό, ο ακριβής και συνοπτικός ορισμός της είναι κάθε άλλο παρά απλός. Σε γενικές γραμμές, θα μπορούσαμε να πούμε πως ο όρος «ηλεκτρονική» αναφέρεται στην επιστήμη η οποία αναζητά τρόπους ελέγχου της κίνησης των ηλεκτρονίων με σκοπό την ανάπτυξη πρακτικών εφαρμογών. Δεν θα ήταν υπερβολή να λέγαμε πως, μεταξύ όλων των άλλων επιστημών, η ηλεκτρονική είναι εκείνη η οποία καθόρισε τη μορφή του τεχνολογικού πολιτισμού όπως τον γνωρίζουμε σήμερα, αλλάζοντας κατά θεαματικό τρόπο την καθημερινή ζωή του ανθρώπου. Οι τεχνολογίες της πληροφορικής και των τηλεπικοινωνιών, με τις οποίες όλοι –σε μεγαλύτερο

ή μικρότερο βαθμό– διαθέτουμε εξοικείωση, αποτελούν ίσως το χαρακτηριστικότερο παράδειγμα της επίδρασης της ηλεκτρονικής στην καθημερινή ζωή.

1.1 Ιστορική αναδρομή

Πριν προχωρήσουμε στην παρουσίαση των θεμελιωδών αρχών που διέπουν την επιστήμη της ηλεκτρονικής, θα ήταν σκόπιμο να παραθέσουμε μια σύντομη ιστορική αναδρομή, με έμφαση στα ορόσημα τα οποία εδραίωσαν την ηλεκτρονική στη σημερινή μορφή της. Καθώς η εκτενέστερη παρουσίαση ιστορικών στοιχείων ξεφεύγει από τους σκοπούς αυτού του βιβλίου, παραπέμπουμε τον αναγνώστη στη σχετική βιβλιογραφία [1, 2].

Το φαινόμενο του ηλεκτρισμού ήταν ήδη γνωστό από την αρχαιότητα. Άλλωστε, ο όρος «ηλεκτρόνιο» προήλθε από την αρχαιοελληνική λέξη «ήλεκτρον» με την οποία απέδιδαν το υλικό το οποίο στα νέα ελληνικά ονομάζουμε «κεχριμπάρι» και το οποίο ήταν από τότε γνωστό πως διαθέτει την ιδιότητα να έλκει αντικείμενα μικρών διαστάσεων όταν υφίσταται τριβή. Η εκτενής και συστηματική μελέτη των ηλεκτρικών φαινομένων άρχισε ήδη από τον δέκατο όγδοο αιώνα και συνεχίστηκε κατά τον δέκατο ένατο, με σημαντική συνεισφορά πλειάδας επιστημόνων ανά τον κόσμο όπως του Coulomb, του Volta, του Oersted, του Ampère, του Ohm, του Faraday, του Gauss και άλλων.

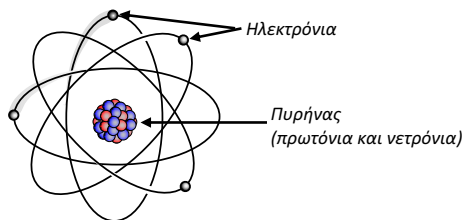
Αναμφισβήτητο σταθμό αποτέλεσε το έργο του Maxwell, το οποίο συντέλεσε στη θεωρητική θεμελίωση του ηλεκτρομαγνητισμού ως ενιαίου φαινομένου. Καθοριστικός, επίσης, παράγοντας για τη διαμόρφωση της ηλεκτρονικής στη μορφή που τη γνωρίζουμε σήμερα υπήρξε η εφεύρεση της τριόδου ηλεκτρονικής λυχνίας από τον De Forest, η αξιοποίηση της οποίας, σε συνδυασμό με διατάξεις των Hertz και Marconi, άνοιξε τον δρόμο για την άνθηση των ραδιοεπικοινωνιών στις αρχές του εικοστού αιώνα.

Περίπου μισό αιώνα αργότερα, οι Bardeen, Brattain και Shockley πέτυχαν την υλοποίηση τριόδου σε κρύσταλλο ημιαγωγού. Η νέα διάταξη –που πήρε την ονομασία τρανζίστορ– επέτρεψε τη δραστική σμίκρυνση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, εγκαινιάζοντας έναν καινούριο κλάδο της ηλεκτρονικής: τη μικροηλεκτρονική, με την κατασκευή του πρώτου ολοκληρωμένου κυκλώματος από τον Kilby μερικά χρόνια αργότερα.

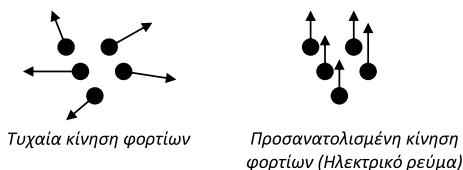
Σήμερα, οι εφαρμογές της ηλεκτρονικής καλύπτουν ένα ευρύτατο φάσμα το οποίο ενδεικτικά περιλαμβάνει οικιακές συσκευές, ηλεκτρονικούς υπολογιστές, συστήματα τηλεπικοινωνιών, επιστημονικά όργανα υψηλής ακρίβειας, δορυφόρους, διαστημόπλοια κ.λπ.

1.2 Δομή του ατόμου

Η ύλη, στην πιο πολύπλοκη μορφή της απαρτίζεται από μόρια στοιχείων (π.χ. υδρογόνο $[H_2]$, οξυγόνο $[O_2]$) ή/και χημικές ενώσεις (π.χ. νερό $[H_2O]$, διοξείδιο του άνθρακα $[CO_2]$). Το ανθρώπινο σώμα, για παράδειγμα, αποτε-



Σχήμα 1.1 Δομή του ατόμου



Σχήμα 1.2 Η έννοια του ηλεκτρικού ρεύματος

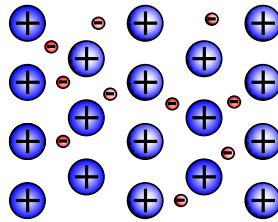
λείται από πλήθος μορίων, στην πλειονότητά τους νερού. Αν υπήρχε τρόπος να υποδιαιρούμε τα μόρια, θα καταλήγαμε στα άτομα των στοιχείων που τα αποτελούν. Το άτομο είναι μια οντότητα εξαιρετικά μικρών διαστάσεων η οποία διατηρεί τις ιδιότητες του στοιχείου στο οποίο αντιστοιχεί. Αυτό σημαίνει πως κάποιος μπορεί να διακρίνει ένα άτομο οξυγόνου από ένα άτομο υδρογόνου. Η διάκριση αυτή είναι δυνατή εξαιτίας της διαφορετικής δομής που διαθέτει το καθένα.

Τα συστατικά από τα οποία σχηματίζεται ένα άτομο είναι τα πρωτόνια, τα νετρόνια και τα ηλεκτρόνια, τα οποία ανήκουν στην οικογένεια των στοιχειωδών σωματιδίων. Τα πρωτόνια διαθέτουν θετικό ηλεκτρικό φορτίο, τα ηλεκτρόνια αρνητικό, ενώ τα νετρόνια δεν διαθέτουν φορτίο (είναι, δηλαδή, ουδέτερα). Μια εικόνα που βοηθά στην κατανόηση της δομής του ατόμου είναι αυτή του Σχήματος 1.1, όπου τα πρωτόνια μαζί με τα νετρόνια συνωστίζονται στην κεντρική περιοχή του ατόμου που ονομάζεται πυρήνας, ενώ τα ηλεκτρόνια διαγράφουν τροχιές γύρω από αυτόν, συγκρατούμενα από την έλξη των πρωτονίων.

1.3 Ηλεκτρική αγωγιμότητα – ηλεκτρικό ρεύμα

Ως *ηλεκτρική αγωγιμότητα* χαρακτηρίζουμε τη δυνατότητα προσανατολισμένης (όπως στο Σχήμα 1.2) κίνησης φορτισμένων σωματιδίων μέσα από ένα μέσο, υλικό ή μη. Η ροή αυτή των φορτίων ονομάζεται *ηλεκτρικό ρεύμα*. Ηλεκτρικό ρεύμα είναι δυνατό να έχουμε είτε μέσα σε ένα υλικό (το οποίο, στη συγκεκριμένη περίπτωση, ονομάζεται *αγωγός του ηλεκτρισμού*) είτε και στο κενό.

Τα υλικά τα οποία, λόγω της δομής τους, απαγορεύουν τη διέλευση του ηλεκτρικού ρεύματος ονομάζονται *μονωτές*. Μια ενδιαμέση συμπεριφορά μεταξύ εκείνης των αγωγών και των μονωτών παρουσιάζουν οι *ημιαγωγοί*,



Σχήμα 1.3 Μοντέλο για την ηλεκτρική αγωγιμότητα των μετάλλων

τους οποίους θα εξετάσουμε σε επόμενη παράγραφο. Τυπική περίπτωση αγωγών είναι τα μέταλλα, ενώ τα περισσότερα πλαστικά υλικά παρουσιάζουν συμπεριφορά μονωτή.

Ένα μέγεθος που περιγράφει ποσοτικά το φαινόμενο της ροής φορτίων είναι η ένταση (I) του ηλεκτρικού ρεύματος, η οποία πολλές φορές αναφέρεται μονολεκτικά ως «ρεύμα». Η ένταση του ρεύματος ορίζεται ως ο ρυθμός διέλευσης φορτίου, σύμφωνα με τη σχέση

$$I = \frac{d|Q|}{dt} \tag{1.1}$$

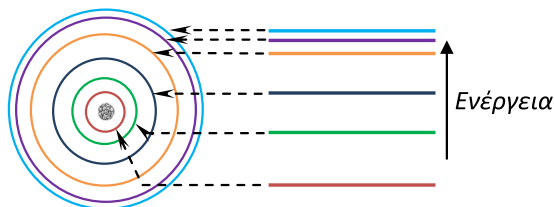
όπου Q το φορτίο που διατρέχει μια διατομή του αγωγίμου μέσου (σε Cb — Coulomb) και t ο χρόνος. Μονάδα μέτρησης της έντασης του ρεύματος είναι το Ampere — A.

1.3.1 Ηλεκτρική αγωγιμότητα των μετάλλων

1.3.1.1 Το μοντέλο του Drude

Ένα απλό μοντέλο για την εξήγηση της ηλεκτρικής αγωγιμότητας των μετάλλων προτάθηκε από τον P. Drude το 1900. Σύμφωνα με την προσέγγιση αυτή, η ηλεκτρική αγωγιμότητα των μετάλλων μπορεί να ερμηνευθεί με βάση το μοντέλο του Σχήματος 1.3.

Σε ένα μέταλλο τα ηλεκτρόνια σθένους (εκείνα που κινούνται στην πιο απομακρυσμένη ως προς τον πυρήνα τροχιά), λόγω της χαλαρής διασύνδεσής τους με τον πυρήνα σχηματίζουν ένα νέφος ελεύθερων ηλεκτρονίων, κανένα από τα οποία δεν ανήκει σε συγκεκριμένο άτομο. Τα ηλεκτρόνια αυτά μπορούν να κινηθούν ανάμεσα στα εναπομένοντα θετικά φορτισμένα ιόντα, που αποτελούνται από τους πυρήνες των ατόμων και τα ισχυρά συνδεδεμένα προς αυτούς ηλεκτρόνια των εσωτερικών τροχιών (στιβάδων). Με την παρουσία κατάλληλου αιτίου (π.χ. ηλεκτρικού πεδίου) τα ελεύθερα ηλεκτρόνια μπορούν να κινηθούν προσανατολισμένα μέσα στο μέταλλο. Για τον λόγο αυτό τα ελεύθερα ηλεκτρόνια ονομάζονται *φορείς* του ηλεκτρικού ρεύματος. Κατά την κίνηση των φορέων μέσα στο υλικό, αυτοί συγκρούονται στο πλέγμα των ιόντων που κατέχουν σταθερές θέσεις, δυσχεραίνοντας τη ροή του ηλεκτρικού ρεύματος. Οι συγκρούσεις αυτές είναι η αιτία της *αντίστασης* που εμφανίζει κάθε αγωγίμο υλικό και κατά τη διάρκειά τους εκλύ-



Σχήμα 1.4 Ενεργειακές στάθμες μεμονωμένου ατόμου

εται θερμότητα. Έτσι εξηγούνται τα θερμικά αποτελέσματα του ηλεκτρικού ρεύματος.

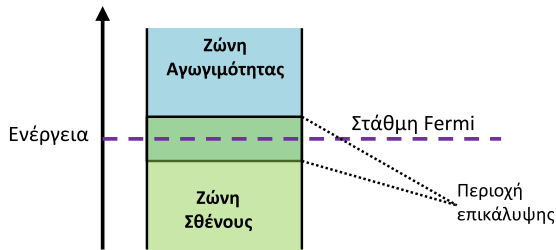
1.3.1.2 Ενεργειακή Προσέγγιση

Μια εναλλακτική προσέγγιση για την εξήγηση της αγωγιμότητας των μετάλλων είναι εκείνη των ενεργειακών ζωνών. Σε ένα μεμονωμένο άτομο τα ηλεκτρόνια επιτρέπεται να περιστρέφονται μόνο σε συγκεκριμένες τροχιές (τροχιακά), όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.4.

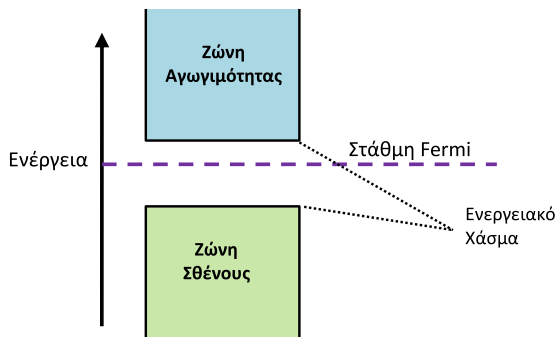
Κάθε τροχιά αντιστοιχεί σε ορισμένη τιμή της ενέργειας των ηλεκτρονίων, η οποία ονομάζεται *ενεργειακή στάθμη*. Ο χώρος μεταξύ των τροχιακών αντιστοιχεί σε περιοχές απαγορευμένες για τα ηλεκτρόνια. Αντίστοιχα, οι περιοχές μεταξύ των ενεργειακών σταθμών περιλαμβάνουν μη επιτρεπτές τιμές ενέργειας και ονομάζονται ενεργειακά χάσματα. Όσο απομακρυνόμαστε από τον πυρήνα, η τιμή της ενέργειας των ηλεκτρονίων αυξάνεται. Ακολουθώντας μια βασική αρχή της φύσης, όσο μεγαλύτερη είναι η ενέργεια ενός ηλεκτρονίου τόσο πιο ασταθές είναι αυτό και, άρα, τόσο πιο εύκολο είναι να εγκαταλείψει την τροχιά του.

Στην περίπτωση των στερεών, τα οποία αποτελούνται από πολύ μεγάλο αριθμό ατόμων, ο αριθμός των τροχιακών γίνεται εξαιρετικά μεγάλος, εξαιτίας της επίδρασης που ασκείται από όλους τους πυρήνες σε κάθε ηλεκτρόνιο ξεχωριστά. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται τη διεύρυνση των ενεργειακών σταθμών, οι οποίες παίρνουν τη μορφή συνεχών *ενεργειακών ζωνών*. Οι δύο ζώνες που καθορίζουν την ηλεκτρική αγωγιμότητα ενός υλικού είναι η *ζώνη αγωγιμότητας* και η *ζώνη σθένους*. Η πρώτη αντιστοιχεί στις τιμές ενέργειας για τις οποίες ένα ηλεκτρόνιο μπορεί να αποδεσμευθεί από την έλξη του πυρήνα του ατόμου στο οποίο ανήκει και να αποτελέσει ελεύθερο ηλεκτρόνιο, δηλαδή ηλεκτρικό φορέα. Η δεύτερη περιλαμβάνει τις επιτρεπτές τιμές ενέργειας των ηλεκτρονίων σθένους, των ηλεκτρονίων δηλαδή που έχουν τη χαλαρότερη σύνδεση με τον οικείο πυρήνα και τα οποία, ως ασταθέστερα, είναι ευκολότερο να μεταπηδήσουν στη ζώνη αγωγιμότητας και να καταστούν ελεύθερα, εφόσον το επιτρέπει η φύση του υλικού και οι συνθήκες (π.χ. θερμοκρασία).

Μια απλουστευμένη εικόνα των ζωνών σθένους και αγωγιμότητας σε ένα μέταλλο φαίνεται στο Σχήμα 1.5. Παρατηρούμε πως οι ζώνες σθένους και αγωγιμότητας επικαλύπτονται, γεγονός που εξασφαλίζει την ύπαρξη ηλεκτρονίων σθένους εντός της ζώνης αγωγιμότητας. Επομένως, τα μέταλλα



Σχήμα 1.5 Ενεργειακές ζώνες σε μέταλλο



Σχήμα 1.6 Ενεργειακές ζώνες σε μονωτή

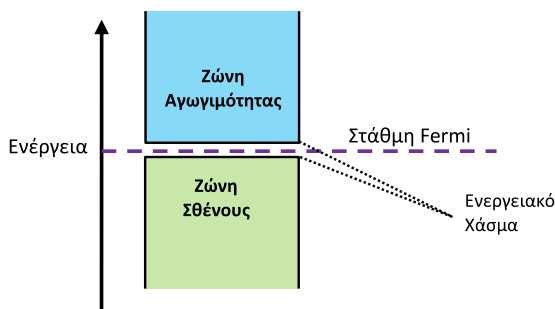
είναι αγωγίμα υλικά. Επιπλέον, η στάθμη Fermi των ηλεκτρονίων των μετάλλων βρίσκεται μέσα στη ζώνη αγωγιμότητάς τους, με συνέπεια αυτά να μπορούν να άγουν το ηλεκτρικό ρεύμα ακόμη και στο απόλυτο μηδέν, μιας και η στάθμη Fermi αντιστοιχεί στη μέγιστη δυνατή τιμή ενέργειας για τα ηλεκτρόνια ενός υλικού στη θερμοκρασία αυτή (0K) [3].

1.3.2 Μονωτές

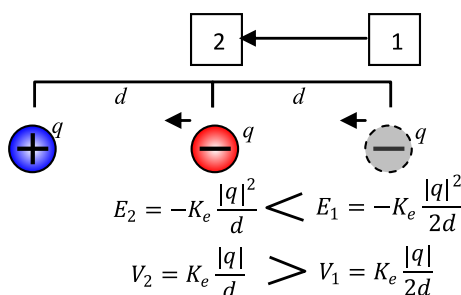
Στην περίπτωση των *μονωτών*, μεταξύ των ζωνών σθένους και αγωγιμότητας παρεμβάλλεται ένα ενεργειακό χάσμα μη αμελητέου εύρους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.6, η ύπαρξη του οποίου καθιστά απαγορευτική τη μεταπήδηση ηλεκτρονίων σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας. Επομένως, η σύνδεση των ηλεκτρονίων σθένους στα άτομα των μονωτικών υλικών είναι αρκετά ισχυρή ώστε να είναι αδύνατη η αποδέσμευσή τους από τους αντίστοιχους πυρήνες, με αποτέλεσμα την απουσία ηλεκτρικών φορέων στα υλικά αυτά.

1.3.3 Ημιαγωγοί

Στους *ημιαγωγούς*, το ενεργειακό χάσμα μεταξύ των ζωνών σθένους και αγωγιμότητας είναι σχετικά μικρό, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.7. Με την απορρόφηση μικρού μόνον ποσού ενέργειας (π.χ. θερμικής) ηλεκτρόνια της



Σχήμα 1.7 Ενεργειακές ζώνες σε ημιαγωγό



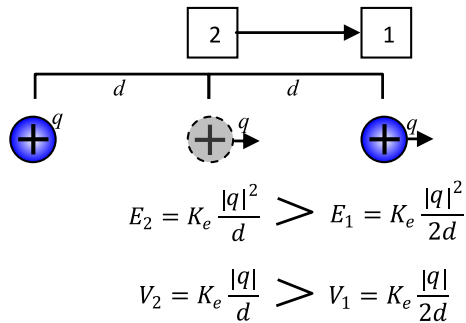
Σχήμα 1.8 Ενεργειακή ερμηνεία της κίνησης ηλεκτρικών φορτίων

ζώνης σθένους μπορούν να μεταπηδήσουν στη ζώνη αγωγιμότητας. Στην περίπτωση αυτή έχουμε το φαινόμενο της γένεσης ηλεκτρικών φορέων, στο οποίο θα αναφερθούμε διεξοδικά στο επόμενο κεφάλαιο. Εν κατακλείδι, τα ημιαγωγικά υλικά μπορούν να εμφανίζουν άλλοτε συμπεριφορά μονωτή και άλλοτε αγωγού, σε χαμηλές και σε υψηλές θερμοκρασίες, αντίστοιχα. Στη συμπεριφορά τους αυτή οφείλεται και η ονομασία τους.

1.4 Στοιχεία θεωρίας ηλεκτρικών κυκλωμάτων

1.4.1 Δυναμικό – διαφορά δυναμικού – τάση

Σύμφωνα με την αρχή της ελάχιστης ενέργειας, κάθε σύστημα στη φύση τείνει να μεταπέσει στην κατάσταση με τη μικρότερη δυνατή τιμή ενέργειας. Ένα μήλο πέφτει από τη μηλιά ακριβώς για να μειώσει τη δυναμική του ενέργεια. Η ίδια αρχή διέπει και την εμφάνιση ηλεκτρικού ρεύματος. Ο σκοπός για τον οποίο συμβαίνει η κίνηση φορτισμένων σωματιδίων (π.χ. ηλεκτρονίων) από ένα σημείο σε ένα άλλο είναι η μείωση της ενέργειας των σωματιδίων αυτών [4, 5]. Το αρνητικό φορτίο του Σχήματος 1.8 τείνει να πλησιάσει το σταθερά τοποθετημένο θετικό φορτίο, κινούμενο από τη θέση **1** στη θέση **2**, ώστε να μειωθεί η δυναμική ενέργεια του συστήματος των δύο φορτίων. Στην περίπτωση που αναφερόμαστε σε συστήματα με πλήθος φορτίων, αντί



Σχήμα 1.9 Κίνηση θετικών ηλεκτρικών φορτίων και διαφορά δυναμικού

της ενέργειας χρησιμοποιούμε το *δυναμικό* (V), που ορίζεται ως το ποσό της ενέργειας ανά μονάδα φορτίου:

$$V = \frac{E}{q} \tag{1.2}$$

και έχει ως μονάδα μέτρησης το Volt = Joule/Cb.

Αναδιατυπώνοντας την αρχή της ελάχιστης ενέργειας, για την περίπτωση του ηλεκτρικού ρεύματος μπορούμε να πούμε πως έχουμε ροή φορτίων μεταξύ σημείων για τα οποία υπάρχει *διαφορά δυναμικού* (ή τάση ΔV):

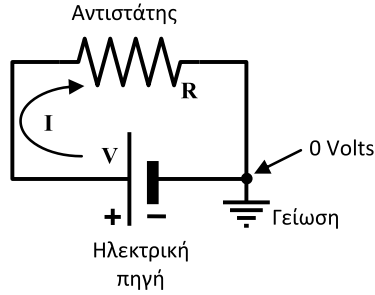
$$\Delta V = V_1 - V_2 \tag{1.3}$$

Πιο συγκεκριμένα, από το Σχήμα 1.8 προκύπτει ότι τα αρνητικά φορτία κινούνται από σημεία με μικρότερο δυναμικό σε σημεία με μεγαλύτερο. Αντίθετα, το Σχήμα 1.9 δείχνει πως τα θετικά φορτία κινούνται από σημεία με μεγαλύτερο δυναμικό σε σημεία με μικρότερο.

1.4.2 Ηλεκτρικό κύκλωμα – συμβατική φορά του ηλεκτρικού ρεύματος

Σύμφωνα με όσα είδαμε μέχρι τώρα, απαραίτητες προϋποθέσεις για τη ροή ηλεκτρικού ρεύματος μέσα σε ένα υλικό είναι η ύπαρξη αφενός ηλεκτρικών φορέων και αφετέρου διαφοράς δυναμικού μεταξύ δύο σημείων του. Ας υποθέσουμε πως, προκειμένου να εξασφαλίσουμε την απαίτηση ύπαρξης ηλεκτρικών φορέων, διαθέτουμε ένα ηλεκτρικά αγώγιμο υλικό. Όπως εξηγήσαμε σε προηγούμενη παράγραφο, κάθε τέτοιο υλικό παρουσιάζει αντίσταση στο ηλεκτρικό ρεύμα και για τον λόγο αυτό ονομάζεται και *αντιστάτης*. Η τιμή της αντίστασης ενός αντιστάτη συμβολίζεται με R και ο ορισμός της θα δοθεί σε επόμενη παράγραφο. Πολλές φορές ο όρος «αντίσταση» χρησιμοποιείται ως συνώνυμο του όρου «αντιστάτης».

Η απαραίτητη διαφορά δυναμικού μπορεί να εξασφαλισθεί με τη χρήση μιας *ηλεκτρικής πηγής*, ο θετικός πόλος της οποίας βρίσκεται σε υψηλότερο



Σχήμα 1.10 Σχηματικό διάγραμμα απλού ηλεκτρικού κυκλώματος

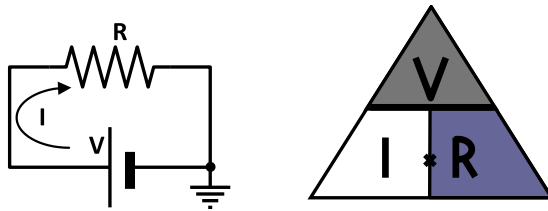
δυναμικό σε σχέση με τον αρνητικό. Αν συνδέσουμε τα δύο άκρα του αντιστάτη με τους πόλους της ηλεκτρικής πηγής μέσω αγωγών αμελητέας αντίστασης, παίρνουμε το απλό ηλεκτρικό κύκλωμα του Σχήματος 1.10. Ο όρος «κύκλωμα» προκύπτει από το γεγονός ότι οι ηλεκτρικοί φορείς (ηλεκτρόνια), ξεκινώντας από την πηγή (και συγκεκριμένα από τον αρνητικό πόλο), κινούνται μέσω του αντιστάτη «κυκλικά» για να καταλήξουν και πάλι στην πηγή (στον θετικό πόλο). Ας θυμηθούμε, εδώ, πως οι αρνητικοί φορείς τείνουν να κινηθούν από χαμηλότερα προς υψηλότερα δυναμικά.

Για ιστορικούς λόγους, παρόλο που οι φορείς κινούνται από τον αρνητικό προς τον θετικό πόλο της πηγής, θεωρούμε πως η φορά του ηλεκτρικού ρεύματος είναι αντίθετη της κίνησης αυτής, όπως υποδεικνύει το κυρτό βέλος στο Σχήμα 1.10. Η συγκεκριμένη φορά, που θα αντιστοιχούσε στη φορά κίνησης θετικών φορέων (αν υπήρχαν), ονομάζεται *συμβατική φορά* του ηλεκτρικού ρεύματος.

1.4.3 Γείωση – δυναμικό αναφοράς

Κατά τη μελέτη των ηλεκτρικών κυκλωμάτων, είναι βολικό η τάση σε κάθε σημείο να υπολογίζεται ως η διαφορά δυναμικού μεταξύ του σημείου αυτού και ενός σημείου του κυκλώματος το οποίο υποθέτουμε πως βρίσκεται σε μηδενικό δυναμικό (δυναμικό αναφοράς). Η επιλογή του σημείου αναφοράς είναι, γενικά, αυθαίρετη. Σε κυκλώματα με απλή τροφοδοσία (που περιλαμβάνουν, δηλαδή, μία πηγή) ως τέτοιο επιλέγεται συνήθως ο αρνητικός πόλος της πηγής. Στο σχηματικό διάγραμμα που αναπαριστά το κύκλωμα (ένα τέτοιο διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 1.10) το σημείο μηδενικού δυναμικού επισημαίνεται με το σύμβολο της *γείωσης*.

Στα περισσότερα ηλεκτρονικά κυκλώματα το σύμβολο της γείωσης δεν έχει φυσική υλοποίηση, ενώ στα ηλεκτρικά μπορεί να έχει. Στην ηλεκτρική εγκατάσταση του σπιτιού μας, για παράδειγμα, η γείωση αντιστοιχεί σε μια πραγματική σύνδεση με τη γη, μέσω μιας χάλκινης ράβδου που τοποθετείται στο έδαφος. Αντίθετα, δεν συμβαίνει κάτι παρόμοιο για τα κυκλώματα ενός ραδιοφωνικού δέκτη.



Σχήμα 1.11 Νόμος του Ohm

1.4.4 Νόμος του Ohm – χαρακτηριστική αντιστάτη

Έστω ότι στα άκρα του αντιστάτη με τιμή αντίστασης R του Σχήματος 1.11 εφαρμόζουμε τάση V . Η ένταση I του ρεύματος που θα διαρρέει το κύκλωμα δίνεται από τη σχέση

$$I = \frac{V}{R} \quad (1.4)$$

η οποία αποτελεί μία από τις ισοδύναμες μαθηματικές εκφράσεις για τον νόμο του Ohm. Μια άλλη διατύπωση, η

$$R = \frac{V}{I} \quad (1.5)$$

αποτελεί τον ορισμό της αντίστασης R ενός αντιστάτη. Μονάδα μέτρησης της αντίστασης είναι το Ohm – Ω .

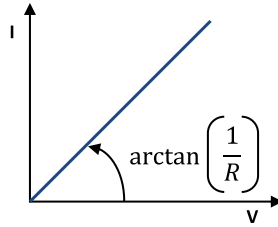
Ένας εποπτικός μνημονικός κανόνας που δίνει όλες τις ισοδύναμες μορφές του νόμου του Ohm αποτελεί το λεγόμενο *τρίγωνο του ηλεκτρολόγου* και απεικονίζεται στο Σχήμα 1.11. Στο τρίγωνο αυτό η οριζόντια γραμμή αντιστοιχεί στην πράξη της διαίρεσης και η κατακόρυφη στην πράξη του πολλαπλασιασμού.

Ένα διάγραμμα που είναι χρήσιμο για τη μελέτη πολλών ηλεκτρονικών διατάξεων είναι η *χαρακτηριστική ρεύματος - τάσης*. Πρόκειται για τη γραφική παράσταση της έντασης του ρεύματος που διαρρέει τη διάταξη ως προς την τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της (ή μεταξύ δύο ακροδεκτών αν αυτοί είναι περισσότεροι των δύο). Για την περίπτωση ωμικού αντιστάτη (ενός δηλαδή αγωγίμου υλικού που υπακούει στον νόμο του Ohm) είναι φανερό από τη σχέση (1.4) πως η χαρακτηριστική ρεύματος - τάσης αντιστοιχεί στην ευθεία γραμμή του Σχήματος 1.12, η κλίση της οποίας είναι αντίστροφη της τιμής της αντίστασης R του αντιστάτη.

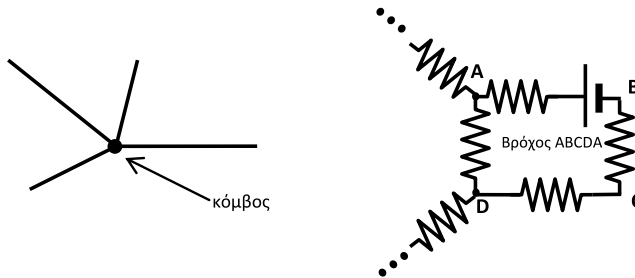
1.4.5 Αγωγιμότητα

Το αντίστροφο μέγεθος της αντίστασης ονομάζεται *αγωγιμότητα* (g):

$$g = \frac{1}{R} = \frac{I}{V} \quad (1.6)$$



Σχήμα 1.12 Χαρακτηριστική ρεύματος – τάσης αντιστάτη



Σχήμα 1.13 Κόμβοι και βρόχοι κυκλώματος

Μονάδα μέτρησης της αγωγιμότητας είναι το mho (ανάστροφα γραμμένο Ohm) ή Ω^{-1} ή Siemens. Ο νόμος του Ohm, στη μορφή της σχέσης (1.4), μπορεί να γραφεί με τη βοήθεια της (1.6) και ως εξής:

$$I = gV \quad (1.7)$$

1.4.6 Κανόνες του Kirchhoff

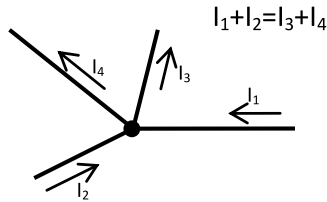
1.4.6.1 Κόμβοι και βρόχοι

Κόμβος ενός κυκλώματος ονομάζεται το σημείο στο οποίο συμβάλλουν (συνδέονται) περισσότεροι των δύο αγωγών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.13.

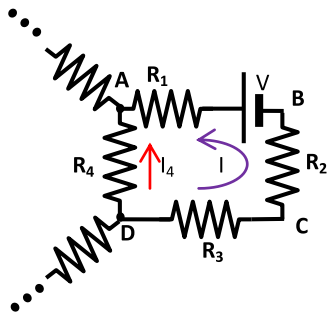
Βρόχος ενός κυκλώματος ονομάζεται κάθε κλειστή διαδρομή εντός του κυκλώματος αυτού (Σχήμα 1.13).

1.4.6.2 Κανόνας για το ρεύμα (πρώτος κανόνας του Kirchhoff)

Από την αρχή διατήρησης του ηλεκτρικού φορτίου προκύπτει πως το συνολικό φορτίο που εισέρχεται σε έναν κόμβο ενός κυκλώματος στη μονάδα του χρόνου είναι ίσο με το συνολικό φορτίο που εξέρχεται από αυτόν. Επομένως, ο πρώτος κανόνας του Kirchhoff διατυπώνεται ως εξής: «*Το άθροισμα των ρευμάτων (εντάσεων) που εισέρχονται σε έναν κόμβο ενός κυκλώματος είναι ίσο με το άθροισμα των ρευμάτων που εξέρχονται από αυτόν*». Ένα παράδειγμα εφαρμογής του πρώτου κανόνα του Kirchhoff φαίνεται στο Σχήμα 1.14.



Σχήμα 1.14 Παράδειγμα εφαρμογής του πρώτου κανόνα του Kirchhoff



Σχήμα 1.15 Παράδειγμα εφαρμογής του δεύτερου κανόνα του Kirchhoff

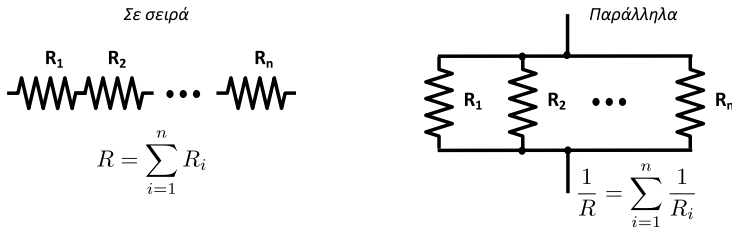
1.4.6.3 Κανόνες για την τάση (δεύτερος κανόνας του Kirchhoff)

Το ηλεκτρικό πεδίο είναι συντηρητικό. Αυτό συνεπάγεται πως το έργο κατά μήκος μιας κλειστής διαδρομής (βρόχου) ενός ηλεκτρικού κυκλώματος θα είναι μηδενικό. Ως συνέπεια της παρατήρησης αυτής ο δεύτερος κανόνας του Kirchhoff μπορεί να διατυπωθεί ως εξής: «*Το αλγεβρικό άθροισμα των τάσεων κατά μήκος ενός βρόχου ενός κυκλώματος είναι ίσο με το μηδέν*». Προκειμένου να λαμβάνονται σωστά τα πρόσημα των επιμέρους τάσεων, θα πρέπει η εφαρμογή του κανόνα αυτού να ακολουθεί τις πιο κάτω αρχές:

- Αρχικά επιλέγουμε τη φορά με την οποία θα διατρέξουμε τον βρόχο.
- Αν σε μία αντίσταση η φορά του ρεύματος ταυτίζεται με τη φορά με την οποία διατρέχουμε τον βρόχο, τότε η αντίστοιχη τάση λαμβάνεται ως αρνητική. Στην αντίθετη περίπτωση λαμβάνεται ως θετική.
- Όταν, διατρέχοντας τον βρόχο, συναντάμε τον αρνητικό πόλο μιας πηγής, τότε η τάση της πηγής λαμβάνεται ως θετική. Στην αντίθετη περίπτωση λαμβάνεται ως αρνητική.

Ένα παράδειγμα εφαρμογής του δεύτερου κανόνα του Kirchhoff φαίνεται στο Σχήμα 1.15. Αν ακολουθήσουμε τις προηγούμενες αρχές, ο δεύτερος κανόνας του Kirchhoff θα εφαρμοστεί ως εξής:

- Ας επιλέξουμε ως φορά «κίνησης» την ABCDA.



Σχήμα 1.16 Ολική αντίσταση αντιστατών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα

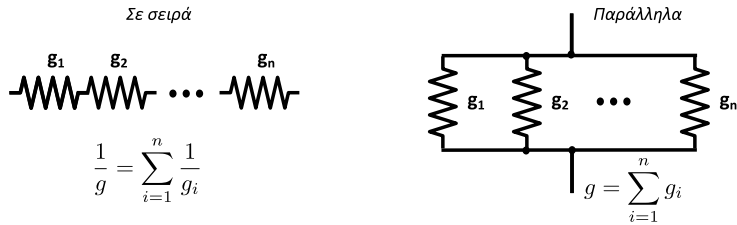
- Η τάση στα άκρα της αντίστασης R_1 θα λογισθεί ως θετική, αφού η φορά του ρεύματος I που τη διαρρέει είναι αντίθετη της φοράς κίνησης: $+IR_1$
- Η τάση V της πηγής θα λογισθεί ως αρνητική, μιας και διατρέχοντας τον βρόχο συναντάμε τον θετικό της πόλο: $-V$
- Η τάση στα άκρα της αντίστασης R_2 θα λογισθεί ως θετική, αφού η φορά του ρεύματος I που τη διαρρέει είναι αντίθετη της φοράς κίνησης: $+IR_2$
- Για τον ίδιο λόγο η τάση στα άκρα της αντίστασης R_3 θα λογισθεί ως θετική: $+IR_3$
- Η τάση στα άκρα της αντίστασης R_4 θα λογισθεί ως αρνητική, αφού η φορά του ρεύματος I_4 που τη διαρρέει ταυτίζεται με τη φορά κίνησης: $-I_4R_4$
- Τελικά, έχουμε: $IR_1 - V + IR_2 + IR_3 - I_4R_4 = 0$

1.4.7 Αντιστάτες σε σειρά και παράλληλα

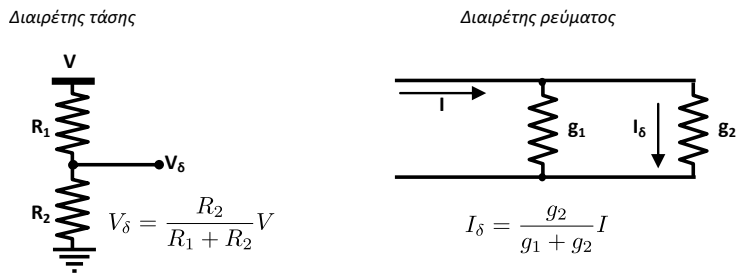
Με απλή εφαρμογή των κανόνων του Kirchhoff και του νόμου του Ohm προκύπτουν οι χρήσιμες σχέσεις για την ολική αντίσταση συστημάτων αντιστατών που είναι συνδεδεμένοι σε σειρά και παράλληλα, όπως φαίνονται στο Σχήμα 1.16. Πολλές φορές, η ολική αντίσταση συστήματος παράλληλα συνδεδεμένων αντιστατών συμβολίζεται και ως $R_1 // R_2 // \dots // R_n$. Είναι φανερό πως για σύνδεση σε σειρά η ολική αντίσταση είναι μεγαλύτερη της μέγιστης τιμής των επιμέρους αντιστάσεων, ενώ για παράλληλη σύνδεση η ολική αντίσταση είναι μικρότερη της ελάχιστης τιμής των επιμέρους.

Για τις τιμές της ολικής αγωγιμότητας ισχύουν οι σχέσεις του Σχήματος 1.17. Αξίζει να παρατηρήσουμε την εναλλαγή στις μορφές των μαθηματικών εκφράσεων, εξαιτίας της αντίστροφης σχέσης μεταξύ αντίστασης και αγωγιμότητας.

Παρόμοιοι κανόνες ισχύουν για τον υπολογισμό της συνολικής χωρητικότητας συστημάτων πυκνωτών και του συνολικού συντελεστή αυτεπαγωγής συστημάτων πηνίων. Για περισσότερες λεπτομέρειες ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στη σχετική βιβλιογραφία [4, 6].



Σχήμα 1.17 Ολική αγωγιμότητα αντιστατών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα



Σχήμα 1.18 Διαιρέτες τάσης – ρεύματος

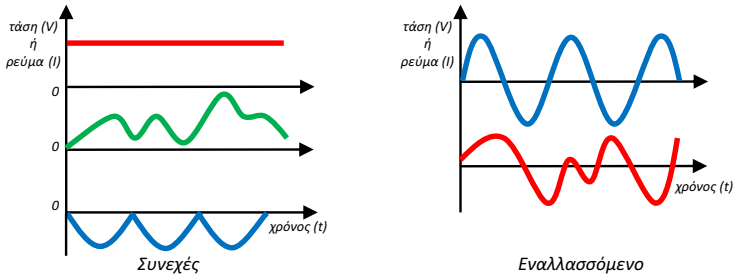
1.4.8 Διαιρέτες τάσης – διαιρέτες ρεύματος

Έστω ότι διαθέτουμε μία τάση V , της οποίας θέλουμε να πάρουμε ένα κλάσμα. Το Σχήμα 1.18 δείχνει μια πολύ απλή υλοποίηση με τη χρήση διαιρέτη τάσης, η οποία βασίζεται στο γεγονός ότι η τάση κατανέμεται ομοιόμορφα ανά μονάδα αντίστασης. Αντίστοιχα, επειδή η ένταση του ρεύματος κατανέμεται ομοιόμορφα ανά μονάδα αγωγιμότητας, ένα κλάσμα ενός ρεύματος I μπορεί να προκύψει με έναν απλό διαιρέτη ρεύματος (Σχήμα 1.18).

1.4.9 Συνεχές και εναλλασσόμενο ρεύμα

Ένα σήμα ρεύματος ή τάσης ονομάζεται *συνεχές* (DC – Direct Current) όταν κατά την εξέλιξη του χρόνου διατηρεί σταθερό πρόσημο. Όταν ένα σήμα ρεύματος ή τάσης εναλλάσσει την πολικότητά του ονομάζεται *εναλλασσόμενο* (AC – Alternating Current). Παραδείγματα συνεχών και εναλλασσόμενων σημάτων φαίνονται στο Σχήμα 1.19. Συνήθως οι όροι αναφέρονται σε περιοδικά σήματα.

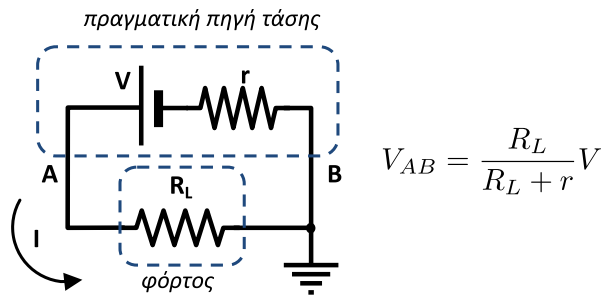
Πολλές φορές, εσφαλμένα, οι έννοιες της συνεχούς και της σταθερής τάσης θεωρούνται ταυτόσημες. Μια σταθερή τάση είναι συνεχής, χωρίς να συμβαίνει απαραίτητα το αντίστροφο. Από το Σχήμα 1.19 φαίνεται πως συνεχείς μπορεί να είναι και πολλές κυμαινόμενες κυματομορφές (κυματομορφές, δηλαδή, με μεταβαλλόμενο πλάτος), αρκεί να διατηρούν σταθερή πολικότητα. Οι συνηθέστεροι συμβολισμοί για τα συνεχή και τα εναλλασσόμενα σήματα φαίνονται στο Σχήμα 1.20.



Σχήμα 1.19 Παραδείγματα συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης/ρεύματος



Σχήμα 1.20 Συμβολισμοί συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης/ρεύματος



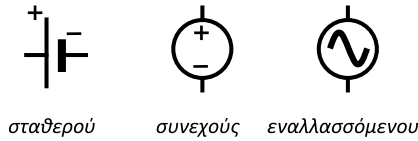
Σχήμα 1.21 Πραγματική πηγή τάσης

1.4.10 Πηγές τάσης – πηγές ρεύματος

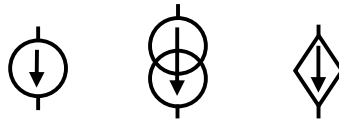
1.4.10.1 Πηγές τάσης

Ο ρόλος μιας πηγής τάσης είναι να τροφοδοτεί ένα εξάρτημα ή ένα κύκλωμα ή μια συσκευή, με άλλα λόγια έναν *φόρτο* (load). Κάθε πραγματική πηγή τάσης έχει μια *εσωτερική αντίσταση* r που οφείλεται στην αντίσταση των υλικών από τα οποία είναι κατασκευασμένη η ίδια η πηγή. Έστω η πραγματική πηγή τάσης του Σχήματος 1.21 με ωμικό φόρτο R_L . Εξαιτίας της πτώσης τάσης που προκαλεί η εσωτερική αντίσταση της πηγής, η τάση μεταξύ των πόλων της A, B θα είναι διαφορετική από την ονομαστική της τάση V (ή αλλιώς τάση ανοιχτού κυκλώματος ή και ηλεκτρεγερτική δύναμη), όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.21.

Είναι φανερό πως όσο μικρότερη είναι η τιμή της εσωτερικής αντίστασης r , τόσο μικρότερη είναι η απόκλιση μεταξύ της ονομαστικής τάσης και της πραγματικής τάσης στα άκρα των πόλων της πηγής. Για συγκεκριμένη τιμή φόρτου R_L , η συνθήκη $r \ll R_L$ εξασφαλίζει πως η πραγματική τιμή της τά-



Σχήμα 1.22 Σύμβολα πηγών τάσης



Σχήμα 1.23 Σύμβολα πηγών ρεύματος

σης θα προσεγγίζει αρκετά καλά την ονομαστική τιμή. Στην περίπτωση που επιθυμούμε το τελευταίο να συμβαίνει για οποιαδήποτε τιμή του φόρτου, θα πρέπει $r \rightarrow 0$. Αν αυτό συμβαίνει, τότε έχουμε μια ιδανική πηγή τάσης. Στην πράξη, όσο προσεκτική σχεδίαση και αν ακολουθήσουμε, η εσωτερική αντίσταση μιας πηγής τάσης είναι αδύνατο να μηδενιστεί πλήρως.

Τα συνηθέστερα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για πηγές τάσης φαίνονται στο Σχήμα 1.22.

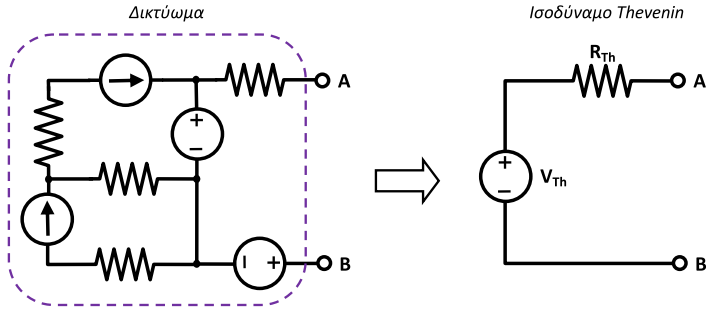
1.4.10.2 Πηγές ρεύματος

Για το κύκλωμα του Σχήματος 1.21 παρατηρούμε πως η ένταση του ρεύματος που διαρρέει τον φόρτο εξαρτάται από τον ίδιο τον φόρτο. Ωστόσο, σε πολλές εφαρμογές είναι επιθυμητό η ένταση του ρεύματος που διαρρέει τον φόρτο να είναι σταθερή και ανεξάρτητη από αυτόν. Εάν αυτό είναι το ζητούμενο, τότε η πραγματική πηγή τάσης του Σχήματος 1.21 αποτελεί μια «κακή» πηγή ρεύματος. Αν, ωστόσο, τα στοιχεία του κυκλώματος επιλεγούν κατά τρόπο ώστε η τιμή της εσωτερικής αντίστασης της πραγματικής πηγής τάσης να είναι πολύ μεγαλύτερη της τιμής της αντίστασης του φόρτου, τότε η ένταση του ρεύματος που διαρρέει τον φόρτο γίνεται πρακτικά ανεξάρτητη από αυτόν. Στην περίπτωση αυτή έχουμε μια απλή πηγή ρεύματος.

Τα συνηθέστερα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τις πηγές ρεύματος φαίνονται στο Σχήμα 1.23, όπου το βέλος δείχνει τη φορά του παρεχόμενου ρεύματος.

1.4.11 Θεωρήματα Thevenin – Norton

Οι συνδυασμοί διασυνδεδεμένων ηλεκτρικών στοιχείων ονομάζονται δικτύωματα, ειδικές περιπτώσεις των οποίων αποτελούν τα κυκλώματα, τα οποία είναι «κλειστά» δικτύωματα. Ένα δίκτυωμα με πολλούς κλάδους και μεγάλο αριθμό στοιχείων συνδεδεμένων κατά πολύπλοκο τρόπο είναι γενικά δύσκολο να αναλυθεί. Τα θεωρήματα *Thevenin* και *Norton* βοηθούν στην απλοποίηση πολύπλοκων δικτυωμάτων. Στην παρουσίαση που ακολουθεί



Σχήμα 1.24 Θεώρημα Thevenin

θα αναφερθούμε σε δικτύωματα με αντιστάτες και πηγές συνεχούς. Παρόλα αυτά, τα θεωρήματα Thevenin και Norton ισχύουν για κάθε γραμμικό δίκτυωμα¹.

1.4.11.1 Θεώρημα Thevenin

Κάθε δίκτυωμα δύο ακροδεκτών που περιλαμβάνει ανεξάρτητες πηγές τάσης ή/και ρεύματος και αντιστάτες μπορεί να γραφεί ισοδύναμα ως ένα απλό δίκτυωμα αποτελούμενο από μια πηγή τάσης και έναν αντιστάτη σε σειρά, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 1.24.

Η τιμή της πηγής τάσης ονομάζεται τάση Thevenin (V_{Th}) και ταυτίζεται με την τάση ανοικτού κυκλώματος μεταξύ των ακροδεκτών A και B.

Η τιμή της αντίστασης ονομάζεται αντίσταση Thevenin (R_{Th}) και υπολογίζεται βραχυκυκλώνοντας όλες τις πηγές τάσης, ανοικτοκυκλώνοντας όλες τις πηγές ρεύματος, και υπολογίζοντας την ολική αντίσταση μεταξύ των ακροδεκτών A και B.

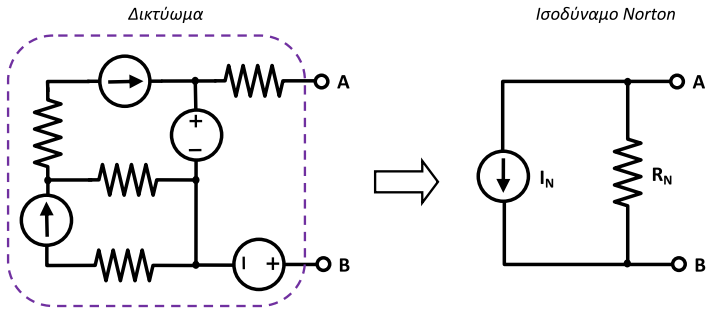
1.4.11.2 Θεώρημα Norton

Κάθε δίκτυωμα δύο ακροδεκτών που περιλαμβάνει ανεξάρτητες πηγές τάσης ή/και ρεύματος και αντιστάτες μπορεί να γραφεί ισοδύναμα ως ένα απλό δίκτυωμα αποτελούμενο από μια πηγή ρεύματος και έναν αντιστάτη σε παράλληλη σύνδεση, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 1.25.

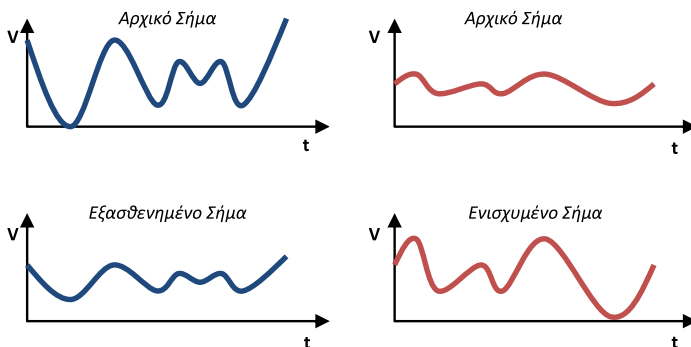
Η τιμή της πηγής ρεύματος ονομάζεται ρεύμα Norton (I_N) και ταυτίζεται με το ρεύμα βραχυκυκλώματος μεταξύ των ακροδεκτών A και B.

Η τιμή της αντίστασης ονομάζεται αντίσταση Norton (R_N) και ταυτίζεται με την αντίσταση Thevenin.

¹Ένα δίκτυωμα ονομάζεται γραμμικό όταν τα στοιχεία που το αποτελούν είναι γραμμικά. Ένα στοιχείο ονομάζεται γραμμικό όταν η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης του είναι ευθεία γραμμή.



Σχήμα 1.25 Θεώρημα Norton



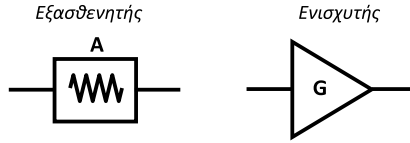
Σχήμα 1.26 Ενίσχυση – εξασθένιση σημάτων

1.5 Ενίσχυση – εξασθένιση – decibels

1.5.1 Ενίσχυση και εξασθένιση

Το πλάτος ενός ηλεκτρικού σήματος υποβιβάζεται (μειώνεται) άλλοτε αθέλητα, λόγω των απωλειών στο μέσο μετάδοσης, και άλλοτε ηθελημένα, από τον σχεδιαστή ενός κυκλώματος ή συστήματος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται *εξασθένιση*. Στην περίπτωση της τεχνητής εξασθένισης, οι συσκευές που την πραγματοποιούν ονομάζονται *εξασθενητές*. Επίσης, πολλές φορές είναι επιθυμητή η αύξηση του πλάτους ενός σήματος, ιδιαίτερα αν αυτό είναι ασθενές. Η διεργασία μέσω της οποίας αυξάνεται το πλάτος ενός σήματος ονομάζεται *ενίσχυση* και οι συσκευές που την πραγματοποιούν ονομάζονται *ενισχυτές*. Παραδείγματα εξασθένισης και ενίσχυσης σημάτων φαίνονται στο Σχήμα 1.26.

Η σταθερή εξασθένιση ενός σήματος συνίσταται, από μαθηματικής άποψης, στη διαίρεση των τιμών πλάτους του με μία σταθερή αδιάστατη ποσότητα, που ονομάζεται *συντελεστής εξασθένισης* (A). Αντίστοιχα, η σταθερή ενίσχυση ενός σήματος ισοδυναμεί με τον πολλαπλασιασμό των τιμών πλάτους του με έναν *συντελεστή ενίσχυσης*, ή *απολαβή*, ή *κέρδος* (G). Ανάλογα με το χαρακτηριστικό μέγεθος του σήματος στο οποίο αναφερόμαστε, μι-



Σχήμα 1.27 Σύμβολα εξασθενητή - ενισχυτή

λάμε για ενίσχυση της ισχύος, της τάσης, ή του ρεύματος. Το ίδιο συμβαίνει και με την εξασθένηση.

Τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τους εξασθενητές και τους ενισχυτές φαίνονται στο Σχήμα 1.27. Όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό, πολλές φορές οι συντελεστές ενίσχυσης και εξασθένησης αναγράφονται μαζί με το αντίστοιχο σύμβολο.

1.5.2 Bel και decibel

Οι συντελεστές εξασθένησης και ενίσχυσης είναι, συνήθως, πολύ μικροί ή πολύ μεγάλοι αριθμοί, αντίστοιχα. Ένας βολικός τρόπος για να εργαζόμαστε με τους συντελεστές αυτούς είναι η μετατροπή τους σε Bel (B) ή, συνηθέστερα, σε decibel (dB). Έστω ένας καθαρός αριθμός x . Η μετατροπή του σε Bels πραγματοποιείται με βάση την ακόλουθη σχέση:

$$x|_B = \log_{10} x \quad (1.8)$$

Η ίδια σχέση για decibels (δέκατα του Bel) γράφεται:

$$x|_{dB} = 10 \log_{10} x \quad (1.9)$$

Εύκολα προκύπτουν οι αντίστροφες σχέσεις μετατροπής:

$$x = 10^{x|_B} \quad (1.10)$$

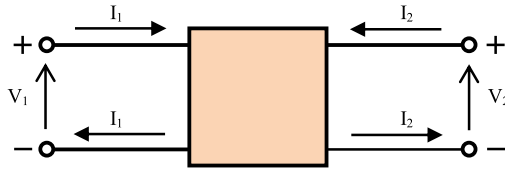
και

$$x = 10^{\frac{x|_{dB}}{10}} \quad (1.11)$$

Επειδή στην πράξη εργαζόμαστε με την ισχύ του σήματος, οι σχέσεις (1.8) έως (1.11) εφαρμόζονται για τους συντελεστές εξασθένησης ή ενίσχυσης ισχύος. Για τις περιπτώσεις ενίσχυσης ή εξασθένησης τάσης ή ρεύματος, χρησιμοποιούμε τις σχέσεις:

$$x|_{dB} = 20 \log_{10} x \quad (1.12)$$

$$x = 10^{\frac{x|_{dB}}{20}} \quad (1.13)$$



Σχήμα 1.28 Δίθυρο κύκλωμα ή διάταξη

1.6 Δίθυρα – ισοδύναμα κυκλώματα

Για την απλούστευση της ανάλυσης των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων είναι πολύ χρήσιμες οι έννοιες των *διθύρων* και των *ισοδύναμων κυκλωμάτων*. Τα βασικότερα ηλεκτρονικά κυκλώματα ή διατάξεις μπορούν να θεωρηθούν ως δίθυρα, αποτελούμενα από μια θύρα εισόδου και μια θύρα εξόδου. Πρόκειται για δικτυώματα τεσσάρων ακροδεκτών (τετράπολα) με δύο ακροδέκτες ανά θύρα. Βασική απαίτηση για να χαρακτηριστεί ένα τεράπολο ως δίθυρο είναι το ρεύμα που εισέρχεται στον έναν ακροδέκτη μιας θύρας να είναι ίσο με το ρεύμα που εξέρχεται από τον άλλον ακροδέκτη της ίδιας θύρας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.28. Επιπλέον, η ανάλυση με τη χρήση διθύρων αναφέρεται σε γραμμικά κυκλώματα ή δικτυώματα. Γενικά, για μικρό πλάτος σήματος στην είσοδο ενός κυκλώματος ή μιας ηλεκτρονικής διάταξης η συμπεριφορά του συστήματος μπορεί να προσεγγισθεί ως γραμμική και η περιγραφή του με τη βοήθεια διθύρων μπορεί να δώσει αξιόπιστα αποτελέσματα. Η αντίστοιχη ανάλυση ονομάζεται *ανάλυση μικρού σήματος*.

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.28, τα χαρακτηριστικά μεγέθη που μας ενδιαφέρουν είναι οι τάσεις και τα ρεύματα στις θύρες του τετραπόλου. Η χρήση των μεγεθών αυτών είναι κατάλληλη για σήματα με σχετικά χαμηλές συχνότητες. Στην περίπτωση σημάτων με μεγάλη συχνότητα η προσέγγιση με τη χρήση τάσεων/ρευμάτων αντικαθίσταται από άλλα χαρακτηριστικά μεγέθη που σχετίζονται με την ισχύ του σήματος και ονομάζονται *παράμετροι σκέδασης* (scattering parameters ή S-parameters). Η μελέτη των παραμέτρων αυτών είναι έξω από τους σκοπούς αυτού του βιβλίου.

Κατά την ανάλυση ενός κυκλώματος κάθε δίθυρο δικτύωμα ή διάταξη μπορεί να αντικατασταθεί από ένα απλό ισοδύναμο κύκλωμα αποτελούμενο από σύνθετες αντιστάσεις και πηγές τάσης ή/και ρεύματος. Το ισοδύναμο κύκλωμα μπορεί να πάρει διάφορες μορφές, ανάλογα με το είδος των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται για τη συσχέτιση των χαρακτηριστικών μεγεθών του διθύρου, όπως φαίνεται στα Σχήματα 1.29 – 1.32. Οι παράμετροι αυτές θα εξετασθούν αναλυτικότερα στη συνέχεια.

1.6.1 Παράμετροι (σύνθετης) αντίστασης (z-παράμετροι)

Οι παράμετροι σύνθετης αντίστασης (z-παράμετροι) συσχετίζουν τα χαρακτηριστικά μεγέθη (V_1 , V_2 , I_1 , I_2) ενός διθύρου με βάση τις γραμμικές σχέσεις:

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \tag{1.14}$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \quad (1.15)$$

όπου I_1, I_2 οι ανεξάρτητες μεταβλητές και V_1, V_2 οι εξαρτημένες.

Εάν στην (1.14) θέσουμε $I_2 = 0$, τότε παίρνουμε $V_1 = z_{11}I_1$ ή, ισοδύναμα, $z_{11} = \frac{V_1}{I_1}$. Από τη σχέση αυτή είναι φανερό πως η παράμετρος z_{11} είναι η αντίσταση της θύρας εισόδου (ή αντίσταση εισόδου), όταν η θύρα εξόδου είναι ανοικτοκυκλωμένη. Επομένως, η σχέση ορισμού της παραμέτρου z_{11} μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (1.16)$$

Παρόμοια, μπορούμε να ορίσουμε και τις υπόλοιπες z-παραμέτρους ως εξής:

$$z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.17)$$

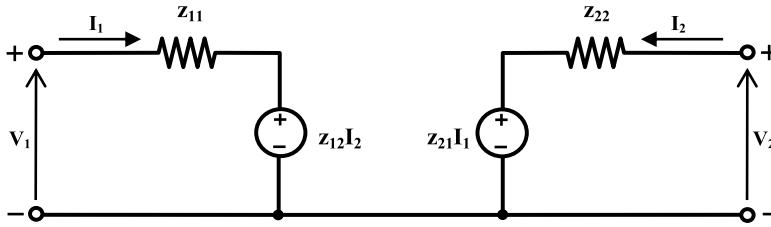
$$z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad (1.18)$$

$$z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.19)$$

Από τις πιο πάνω σχέσεις ορισμού μπορούμε να πούμε για τις αντίστοιχες z-παραμέτρους τα εξής:

- Η παράμετρος z_{22} αντιστοιχεί προφανώς στην αντίσταση εξόδου του διθύρου για ανοικτοκυκλωμένη είσοδο.
- Η παράμετρος z_{12} έχει διαστάσεις αντίστασης, αλλά προκύπτει από το πηλίκο της τάσης εισόδου προς το ρεύμα εξόδου και ονομάζεται *διαντίσταση* (transresistance) της εισόδου ως προς την έξοδο του διθύρου, για ανοικτοκυκλωμένη είσοδο.
- Η παράμετρος z_{21} είναι η διαντίσταση της εξόδου ως προς την είσοδο του διθύρου, για ανοικτοκυκλωμένη έξοδο.

Είναι εύκολο να αποδειχθεί πως οι σχέσεις (1.14) και (1.15) μπορούν να προκύψουν από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 1.29. Να σημειωθεί πως, παρόλο που χρησιμοποιείται συμβολισμός ωμικών αντιστάσεων, το ισοδύναμο αυτό –και όλα τα υπόλοιπα τα οποία θα παρουσιάσουμε– ισχύει και για την περίπτωση σύνθετων αντιστάσεων (εμπεδήσεων). Ας παρατηρήσει, ακόμα, ο αναγνώστης τη χρήση των αρνητικών πόλων του τετραπόλου ως κοινού αγωγού. Τέλος, θα πρέπει να προσέξουμε πως οι τάσεις που παρέχονται από τις αντίστοιχες πηγές του ισοδύναμου κυκλώματος δεν έχουν σταθερή τιμή, αλλά η τιμή τους εξαρτάται από τα ρεύματα εισόδου και εξόδου (για τις πηγές τάσης στα δικτυώματα εξόδου και εισόδου, αντίστοιχα). Τέτοιες πηγές ονομάζονται πηγές τάσης ελεγχόμενες από ρεύμα.



Σχήμα 1.29 Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με z παραμέτρους

1.6.2 Παράμετροι αγωγιμότητας (y -παράμετροι)

Οι παράμετροι αγωγιμότητας (y -παράμετροι) συσχετίζουν τα χαρακτηριστικά μεγέθη (V_1, V_2, I_1, I_2) ενός διθύρου με βάση τις γραμμικές σχέσεις:

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \quad (1.20)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \quad (1.21)$$

όπου V_1, V_2 οι ανεξάρτητες μεταβλητές και I_1, I_2 οι εξαρτημένες.

Οι παράμετροι αγωγιμότητας ορίζονται με βάση τις σχέσεις:

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (1.22)$$

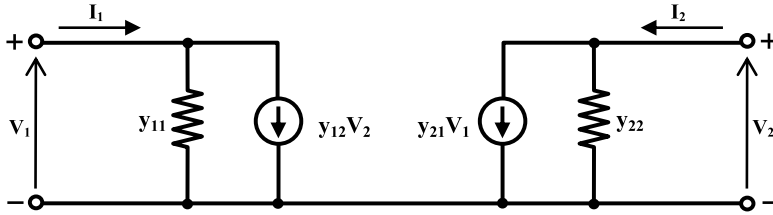
$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (1.23)$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (1.24)$$

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (1.25)$$

Από τις πιο πάνω σχέσεις ορισμού μπορούμε να πούμε για τις αντίστοιχες y -παραμέτρους τα εξής:

- Η παράμετρος y_{11} αντιστοιχεί στην αγωγιμότητα εισόδου του διθύρου για βραχυκυκλωμένη έξοδο.
- Η παράμετρος y_{12} έχει διαστάσεις αγωγιμότητας, αλλά προκύπτει από το πηλίκο του ρεύματος εισόδου προς την τάση εξόδου και ονομάζεται *διαγωγιμότητα* (transconductance) της εισόδου ως προς την έξοδο του διθύρου, για βραχυκυκλωμένη είσοδο.
- Η παράμετρος y_{21} είναι η διαγωγιμότητα της εξόδου ως προς την είσοδο του διθύρου, για βραχυκυκλωμένη έξοδο.
- Η παράμετρος y_{22} αντιστοιχεί στην αγωγιμότητα εξόδου του διθύρου για βραχυκυκλωμένη είσοδο.



Σχήμα 1.30 Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με y παραμέτρους

Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.30. Οι πηγές ρεύματος που χρησιμοποιούνται είναι πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από τάση.

1.6.3 Υβριδικές παράμετροι (h-παράμετροι)

Οι υβριδικές παράμετροι (h-παράμετροι) συσχετίζουν τα χαρακτηριστικά μεγέθη (V_1 , V_2 , I_1 , I_2) ενός διθύρου με βάση τις γραμμικές σχέσεις:

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (1.26)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (1.27)$$

όπου I_1 , V_2 οι ανεξάρτητες μεταβλητές και V_1 , I_2 οι εξαρτημένες.

Οι υβριδικές παράμετροι ορίζονται με βάση τις σχέσεις:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (1.28)$$

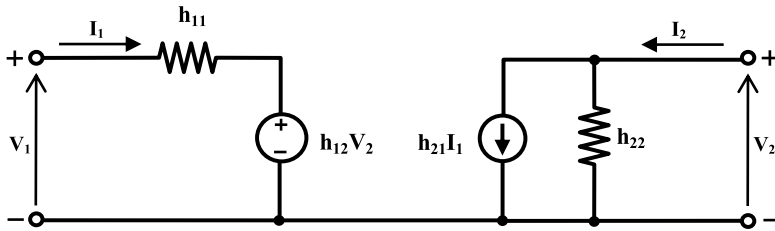
$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.29)$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (1.30)$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (1.31)$$

Από τις πιο πάνω σχέσεις ορισμού μπορούμε να πούμε για τις αντίστοιχες h-παραμέτρους τα εξής:

- Η παράμετρος h_{11} αντιστοιχεί στην αντίσταση εισόδου του διθύρου για βραχυκυκλωμένη έξοδο.
- Η παράμετρος h_{12} είναι αδιάστατο μέγεθος και αντιστοιχεί στην απολαβή (ή την εξασθένηση) τάσης της εισόδου ως προς την έξοδο του διθύρου, για ανοικτοκυκλωμένη είσοδο.
- Η παράμετρος h_{21} είναι αδιάστατο μέγεθος και αντιστοιχεί στην απολαβή (ή την εξασθένηση) ρεύματος της εξόδου ως προς την είσοδο του διθύρου, για βραχυκυκλωμένη έξοδο.



Σχήμα 1.31 Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με h παραμέτρους

- Η παράμετρος h_{22} αντιστοιχεί στην αγωγιμότητα εξόδου του διθύρου για ανοικτοκυκλωμένη είσοδο.

Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.31 και περιλαμβάνει πηγή τάσης ελεγχόμενη από τάση και πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα.

1.6.4 Ανάστροφες υβριδικές παράμετροι (g -παράμετροι)

Οι ανάστροφες υβριδικές παράμετροι (g -παράμετροι) συσχετίζουν τα χαρακτηριστικά μεγέθη (V_1, V_2, I_1, I_2) ενός διθύρου με βάση τις γραμμικές σχέσεις:

$$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2 \quad (1.32)$$

$$V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2 \quad (1.33)$$

όπου V_1, I_2 οι ανεξάρτητες μεταβλητές και I_1, V_2 οι εξαρτημένες.

Οι ανάστροφες υβριδικές παράμετροι ορίζονται με βάση τις σχέσεις:

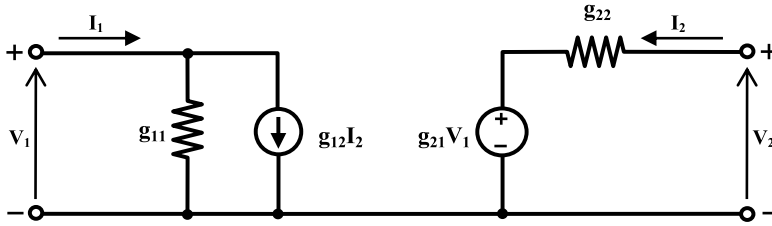
$$g_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{I_2=0} \quad (1.34)$$

$$g_{12} = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_1=0} \quad (1.35)$$

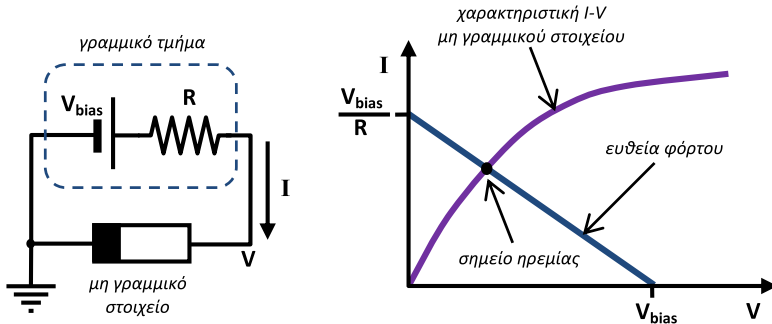
$$g_{21} = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0} \quad (1.36)$$

$$g_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{V_1=0} \quad (1.37)$$

- Η παράμετρος g_{11} αντιστοιχεί στην αγωγιμότητα εισόδου του διθύρου για ανοικτοκυκλωμένη έξοδο.
- Η παράμετρος g_{12} αντιστοιχεί στην απολαβή (ή την εξασθένηση) ρεύματος της εισόδου ως προς την έξοδο του διθύρου, για βραχυκυκλωμένη είσοδο.



Σχήμα 1.32 Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με g παραμέτρους



Σχήμα 1.33 Ευθεία φόρτου

- Η παράμετρος g_{21} αντιστοιχεί στην απολαβή (ή την εξασθένιση) τάσης της εξόδου ως προς την είσοδο του διθύρου, για ανοικτοκυκλωμένη έξοδο.
- Η παράμετρος g_{22} αντιστοιχεί στην αντίσταση εξόδου του διθύρου για βραχυκυκλωμένη είσοδο.

Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.32.

1.7 Ευθεία φόρτου – σημείο ηρεμίας – πόλωση

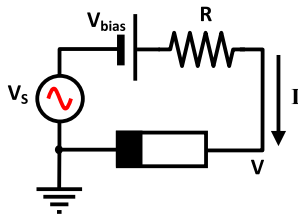
Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 1.33 το οποίο περιέχει ένα μη γραμμικό στοιχείο με χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης (I - V) που φαίνεται στο διάγραμμα του ίδιου σχήματος. Επιπλέον, το κύκλωμα αποτελείται και από ένα γραμμικό τμήμα που περιέχει μια πηγή σταθερής τάσης και έναν ωμικό αντιστάτη. Ο δεύτερος κανόνας του Kirchhoff για το κύκλωμα αυτό δίνει:

$$V = V_{bias} - IR \tag{1.38}$$

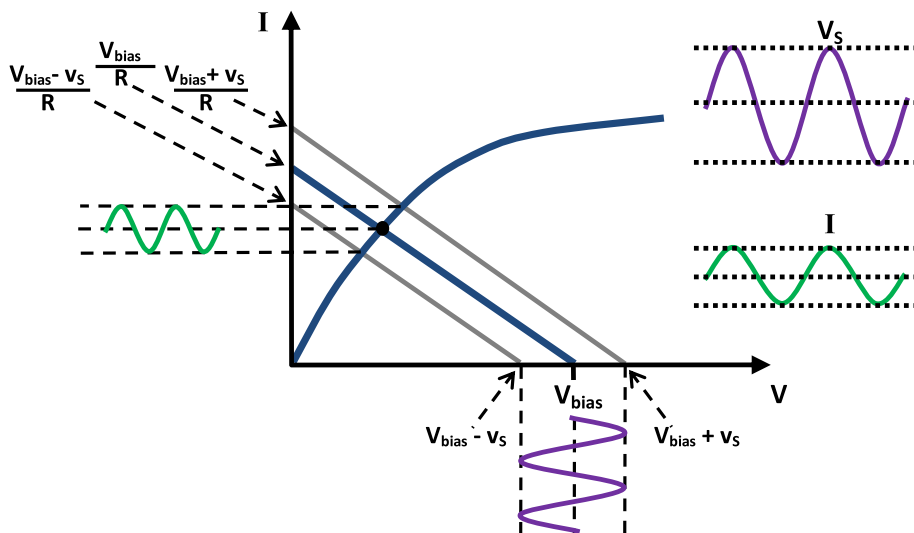
ή, λύνοντας ως προς I :

$$I = \frac{V_{bias} - V}{R} \tag{1.39}$$

Η γραφική παράσταση της (1.39) φαίνεται στο διάγραμμα του Σχήματος 1.33 και ονομάζεται *ευθεία φόρτου*. Η κλίση της ευθείας φόρτου είναι ίση



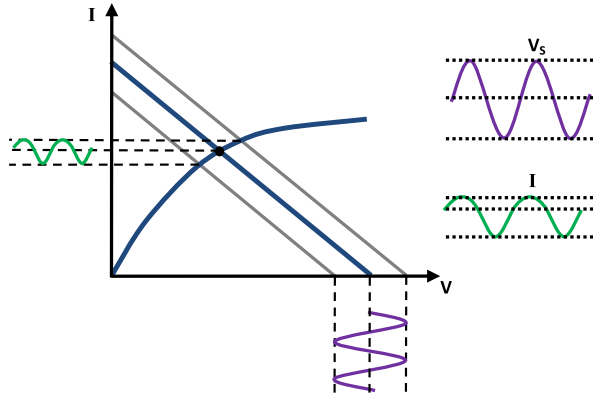
Σχήμα 1.34 Απλό κύκλωμα με πηγή πόλωσης (DC) και πηγή σήματος (AC)



Σχήμα 1.35 Παράδειγμα πόλωσης στη γραμμική περιοχή

με $-1/R$ (ο συντελεστής του V στην πιο πάνω εξίσωση). Επειδή το ρεύμα I που διαρρέει το γραμμικό τμήμα του κυκλώματος είναι ίσο με το ρεύμα που διαρρέει το μη γραμμικό στοιχείο, προκύπτει πως η τάση V στα άκρα του τελευταίου και το ρεύμα που το διαρρέει αντιστοιχούν στο σημείο τομής της ευθείας φόρτου και της χαρακτηριστικής $I-V$ του στοιχείου αυτού. Το σημείο αυτό ονομάζεται *σημείο ηρεμίας* (quiescence point) και καθορίζει την πόλωση (bias) του κυκλώματος.

Ας προσθέσουμε στο πιο πάνω κύκλωμα και μια AC πηγή σήματος πλάτους v_s , όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.34. Η παρουσία της πηγής σήματος επιβάλλει στην ευθεία φόρτου να «ολισθαίνει» με τον χρόνο παράλληλα προς τον εαυτό της (ώστε να διατηρεί σταθερή κλίση $-1/R$) μεταξύ των ακραίων θέσεων που φαίνονται στο Σχήμα 1.35. Το ίδιο συμβαίνει και με το σημείο ηρεμίας (που ονομάζεται – σωστότερα – σημείο λειτουργίας στην περίπτωση αυτή), το οποίο θα παλινδρομεί πάνω στη χαρακτηριστική $I-V$ του μη γραμμικού στοιχείου.



Σχήμα 1.36 Παράδειγμα πόλωσης στη μη γραμμική περιοχή

Με κατάλληλη επιλογή της τάσης πόλωσης (V_{bias}) και της αντίστασης R μπορούμε να επιβάλουμε στο σημείο λειτουργίας να κινείται πάνω σε ένα γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής του μη γραμμικού στοιχείου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.35². Αν αυτό συμβαίνει, τότε η μορφή του ρεύματος που διαρρέει το κύκλωμα συμπίπτει με τη μορφή του σήματος v_s χωρίς παραμόρφωση, όπως υποδεικνύουν οι κυματομορφές του ίδιου σχήματος. Τυπικά παραδείγματα κυκλωμάτων στα οποία είναι επιθυμητή η γραμμικότητα προκειμένου να μην παραμορφώνουν το σήμα το οποίο επεξεργάζονται είναι τα φίλτρα και οι ενισχυτές.

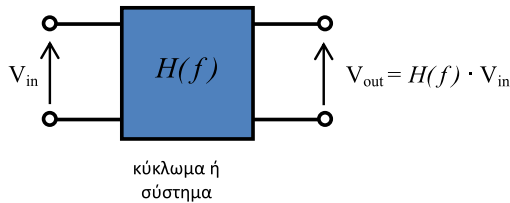
Σε πολλές εφαρμογές, ωστόσο, είναι επιθυμητή η πόλωση στη μη γραμμική περιοχή. Αυτό μπορεί να γίνει με κατάλληλη επιλογή των V_{bias} και R κατά τέτοιον τρόπο ώστε η ευθεία φόρτου να τέμνει τη χαρακτηριστική $I-V$ του μη γραμμικού στοιχείου σε μια μη γραμμική περιοχή της τελευταίας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.36. Στην περίπτωση αυτή η μορφή του ρεύματος που διαρρέει το κύκλωμα αποκλίνει από τη μορφή του σήματος v_s , υφίσταται δηλαδή παραμόρφωση, όπως υποδεικνύουν οι κυματομορφές του Σχήματος 1.36. Η παραμόρφωση αυτή πολλές φορές όχι μόνο ανεπιθύμητη δεν είναι, αλλά αποτελεί συνειδητή επιλογή. Τυπική κατηγορία κυκλωμάτων όπου η μη γραμμικότητα είναι επιθυμητή είναι οι *μίκτες* (mixers).

1.8 Διαγράμματα Bode

1.8.1 Συνάρτηση μεταφοράς

Στη γενική περίπτωση, ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα ή σύστημα με μία είσοδο και μία έξοδο δέχεται ένα σήμα στην είσοδό του, το επεξεργάζεται (π.χ. αλλάζει το πλάτος, τη συχνότητά του κ.λπ.) και παρέχει στην έξοδό του το προϊόν της επεξεργασίας αυτής. Ένας πολύ χρήσιμος τρόπος μαθηματι-

²Σε αυτό μπορεί να συμβάλει και η επιλογή μικρής τιμής πλάτους του σήματος.



Σχήμα 1.37 Συνάρτηση μεταφοράς

κής περιγραφής της διαδικασίας «επεξεργασίας» που επιτελεί ένα κύκλωμα είναι με τη βοήθεια της *συνάρτησης μεταφοράς* (transfer function).

Έστω το κύκλωμα (ή σύστημα) του Σχήματος 1.37, όπου V_{in} το σήμα (τάση) εισόδου και V_{out} το σήμα (τάση) εξόδου. Γενικά, είναι σχετικά εύκολο να βρεθεί μια απλή σχέση μεταξύ των σημάτων εισόδου και εξόδου στη μορφή:

$$V_{out} = H(f) \cdot V_{in} \tag{1.40}$$

όπου $H(f)$ η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος η οποία είναι, στη γενική περίπτωση, συνάρτηση της συχνότητας. Ειδικότερα, το σήμα εξόδου θα διαφέρει (στη γενική περίπτωση) από το σήμα εισόδου τόσο ως προς το πλάτος, όσο και ως προς τη φάση και, επομένως, η συνάρτηση μεταφοράς θα είναι μιγαδικός αριθμός και θα μπορεί να παρασταθεί με *στρεφόμενο διάνυσμα* (φάσορα – phasor) [7, 8].

Η συνάρτηση μεταφοράς, ως μιγαδικός αριθμός, εμπεριέχει πληροφορία για το πλάτος (μέτρο) και τη φάση. Πιο συγκεκριμένα, αν γράψουμε τη σχέση (1.40) ως εξής:

$$H(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{1.41}$$

παίρνουμε για το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς:

$$|H(f)| = \frac{|V_{out}|}{|V_{in}|} \tag{1.42}$$

και για τη φάση:

$$\angle H(f) = \angle V_{out} - \angle V_{in} \tag{1.43}$$

Από την (1.42) συμπεραίνουμε πως το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς αντιστοιχεί στην απολαβή (ή κέρδος) τάσης του κυκλώματος, ενώ από την (1.43) πως η φάση της συνάρτησης μεταφοράς αντιστοιχεί στη διαφορά φάσης μεταξύ της εξόδου και της εισόδου του κυκλώματος.

1.8.2 Σχεδίαση διαγραμμάτων Bode

Οι γραφικές παραστάσεις του μέτρου και της φάσης της συνάρτησης μεταφοράς σε συνάρτηση με τη συχνότητα, η χάραξη των οποίων γίνεται με τη

χρήση απλών κανόνων που θα δούμε στη συνέχεια, ονομάζονται *διαγράμματα Bode*. Στα διαγράμματα αυτά η συχνότητα παριστάνεται σε λογαριθμική κλίμακα, ενώ το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς, ως απολαβή τάσης, σε decibels. Η φάση παριστάνεται, συνήθως, σε μοίρες ($^\circ$).

Για τη σχεδίαση των διαγραμμάτων Bode ενός κυκλώματος η συνάρτηση μεταφοράς είναι βολικό να γράφεται στη μορφή $H(s)$, όπου $s = j\omega$ (j η φανταστική μονάδα και $\omega = 2\pi f$ η κυκλική συχνότητα).

1.8.2.1 Μηδενικά και πόλοι

Προκειμένου να σχεδιάσουμε τα διαγράμματα Bode που αντιστοιχούν σε μια συνάρτηση μεταφοράς $H(s)$, προσπαθούμε να γράψουμε την τελευταία στη μορφή:

$$H(s) = K \frac{\left(1 + \frac{s}{r_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{r_2}\right) \cdot \dots \cdot \left(1 + \frac{s}{r_m}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{p_2}\right) \cdot \dots \cdot \left(1 + \frac{s}{p_n}\right)} \quad (1.44)$$

όπου K πραγματικός αριθμός (συντελεστής).

Οι ρίζες $-r_i$ του αριθμητή του κλάσματος στη σχέση (1.44) ονομάζονται *μηδενικά* της συνάρτησης μεταφοράς, ενώ οι ρίζες $-p_i$ του παρονομαστή ονομάζονται *πόλοι*.

1.8.2.2 Διαγράμματα Bode απλών συναρτήσεων μεταφοράς

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιάσουμε τα διαγράμματα Bode απλών συναρτήσεων μεταφοράς, τα οποία χρησιμεύουν στη σχεδίαση των αντίστοιχων διαγραμμάτων για πιο σύνθετες περιπτώσεις.

- $H(s) = k$, όπου $k \in \mathbb{R}$

Προφανώς ισχύουν:

$$|H(s)| = |k| \quad (1.45)$$

ή σε decibels:

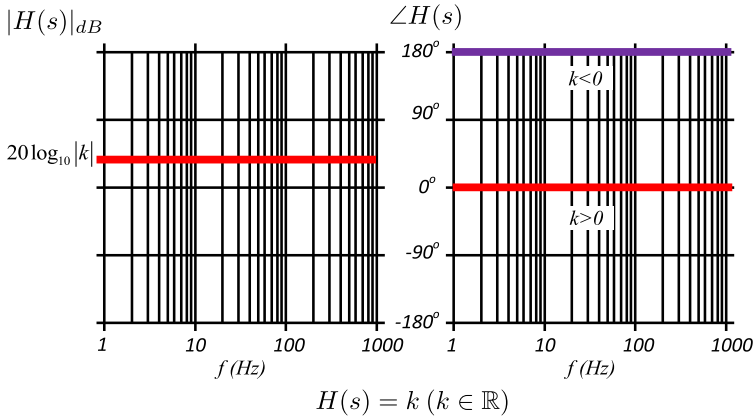
$$|H(s)|_{dB} = 20 \log_{10} |k| \quad (1.46)$$

και

$$\angle H(s) = 0^\circ, k > 0 \quad \text{ή} \quad \angle H(s) = 180^\circ, k < 0 \quad (1.47)$$

Οι γραφικές παραστάσεις των (1.46) και (1.47) υπό μορφή διαγραμμάτων Bode φαίνονται στο Σχήμα 1.38.

- $H(s) = 1 + \frac{s}{\omega_0}$ (πραγματικό μηδενικό)



Σχήμα 1.38 Διαγράμματα Bode κυκλώματος σταθερής συνάρτησης μεταφοράς

Για τη συνάρτηση μεταφοράς

$$H(j\omega) = 1 + \frac{j\omega}{\omega_0} \quad (1.48)$$

η οποία έχει ένα πραγματικό μηδενικό (μηδενίζεται όταν $s = -\omega_0$) ισχύουν τα εξής:

$$|H(j\omega)| = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (1.49)$$

$$\angle H(j\omega) = \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (1.50)$$

Από τη σχέση (1.50) παρατηρούμε πως η κλίση της καμπύλης της φάσης της συνάρτησης μεταφοράς σε μοίρες ως προς το πηλίκο ω/ω_0 , χρησιμοποιώντας λογαριθμική κλίμακα για το τελευταίο, είναι ίση με 45° ανά δεκάδα, αφού $\arctan(\log_{10}(10))=45^\circ$.

Ανάλογα με την τιμή της κυκλικής συχνότητας ω , μπορούμε να διακρίνουμε τις εξής περιπτώσεις:

1. Στις χαμηλές συχνότητες, όπου $\omega \ll \omega_0$:

Η σχέση (1.49) δίνει

$$|H(j\omega)| = 1 \quad (1.51)$$

ή σε decibels:

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20\log_{10}(1) = 0 \quad (1.52)$$

η δε (1.50) δίνει

$$\angle H(j\omega) = 0^\circ \quad (1.53)$$

2. Στις υψηλές συχνότητες, όπου $\omega \gg \omega_0$:

Η σχέση (1.49) δίνει

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (1.54)$$

ή σε decibels:

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad (1.55)$$

Από τη σχέση (1.55) παρατηρούμε πως η κλίση της καμπύλης του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς σε dB ως προς το ημίλογο ω/ω_0 , χρησιμοποιώντας λογαριθμική κλίμακα για το τελευταίο, είναι ίση με 20dB ανά δεκάδα.

Επιπλέον, η (1.50) δίνει

$$\angle H(j\omega) = \arctan(\infty) = 90^\circ \quad (1.56)$$

3. Στη συχνότητα καμπής $\omega = \omega_0$:

Η σχέση (1.49) δίνει

$$|H(j\omega)| = \sqrt{2} \quad (1.57)$$

ή σε decibels:

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} (\sqrt{2}) \approx 3dB \quad (1.58)$$

Από τη σχέση (1.58) προκύπτει και η εναλλακτική ονομασία της συχνότητας καμπής ω_0 , η οποία ονομάζεται και *συχνότητα 3dB*.

Η σχέση (1.50) δίνει

$$\angle H(j\omega) = \arctan(1) = 45^\circ \quad (1.59)$$

Τα πιο πάνω συμπεράσματα συγκεντρώνονται στα διαγράμματα Bode των Σχημάτων 1.39 και 1.40.

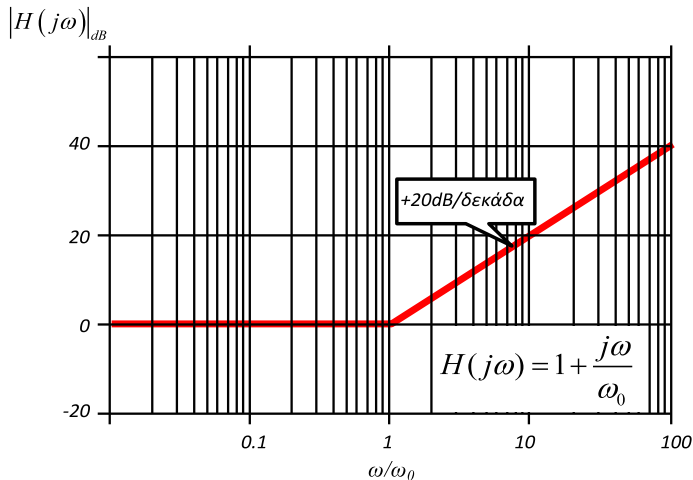
$$\bullet \quad H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \text{ (πραγματικός πόλος)}$$

Για τη συνάρτηση μεταφοράς

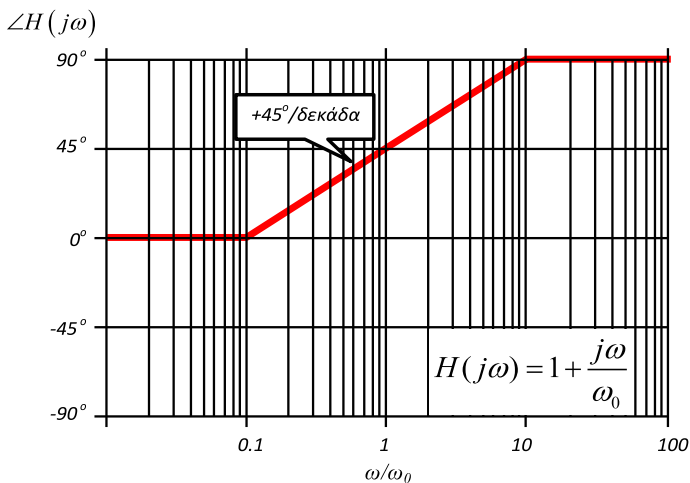
$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}} \quad (1.60)$$

η οποία έχει έναν πραγματικό πόλο (απειρίζεται όταν $s = -\omega_0$) ισχύουν τα εξής:

$$|H(j\omega)| = \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \right)^{-1} \quad (1.61)$$



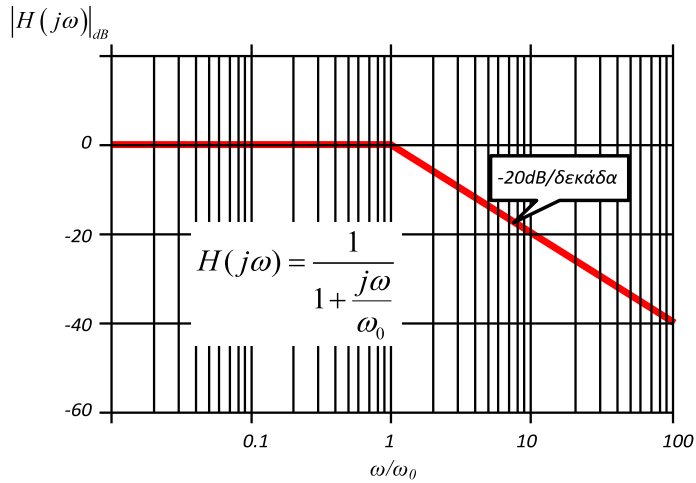
Σχήμα 1.39 Διάγραμμα Bode απολαβής κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό



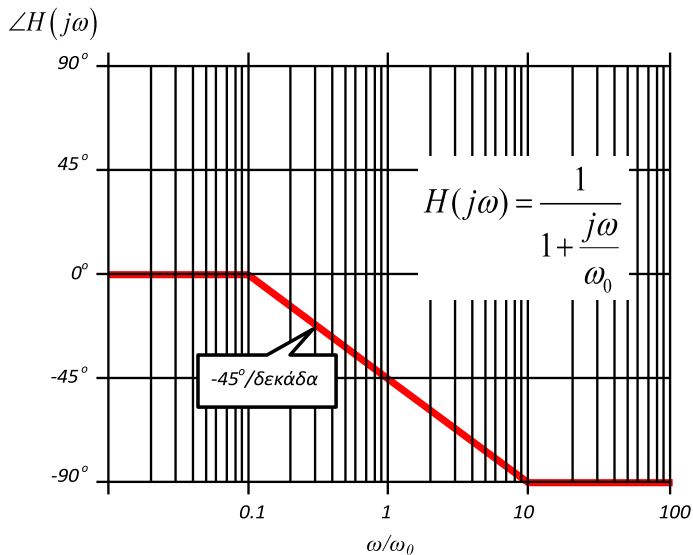
Σχήμα 1.40 Διάγραμμα Bode φάσης κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό

$$\angle H(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \tag{1.62}$$

Χρησιμοποιώντας αντίστοιχους συλλογισμούς με την περίπτωση της συνάρτησης μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό, καταλήγουμε στα διαγράμματα Bode των Σχημάτων 1.41 και 1.42.



Σχήμα 1.41 Διάγραμμα Bode απολαβής κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με έναν πραγματικό πόλο



Σχήμα 1.42 Διάγραμμα Bode φάσης κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με έναν πραγματικό πόλο

1.8.2.3 Διαγράμματα Bode σύνθετων συναρτήσεων μεταφοράς

Για τη χάραξη των διαγραμμάτων Bode που αντιστοιχούν σε σύνθετες συναρτήσεις μεταφοράς ακολουθείται η πιο κάτω μεθοδολογία [9]:

- Παραγοντοποιούμε τη σύνθετη συνάρτηση μεταφοράς ως γινόμενο α-

πλών επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς, ως εξής:

$$H(j\omega) = K \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{r1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{r2}}\right) \cdot \dots \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{rm}}\right) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2}}\right)} \cdot \dots \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{pn}}\right)}$$

- Σχεδιάζουμε τα διαγράμματα Bode για κάθε επιμέρους όρο.
- Αθροίζουμε τα διαγράμματα των επιμέρους όρων, ώστε να πάρουμε τα συνολικά διαγράμματα Bode.

1.9 Κριτήρια αξιολόγησης

● Κριτήριο Αξιολόγησης 1.1.

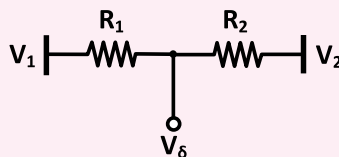
Για τον διαιρέτη τάσης του Σχήματος 1.18 να αποδείξετε τη σχέση

$$V_{\delta} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V.$$

● Κριτήριο Αξιολόγησης 1.2.

Για τον διαιρέτη τάσης του σχήματος να αποδείξετε τη σχέση

$$V_{\delta} = \frac{R_1 V_2 + R_2 V_1}{R_1 + R_2}.$$



● Κριτήριο Αξιολόγησης 1.3.

Η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης ενός βραχυκυκλώματος έχει τη μορφή:

- ευθείας που ταυτίζεται με τη διχοτόμο της γωνίας που σχηματίζεται από τους θετικούς ημίξονες I και V
- ευθείας η οποία ταυτίζεται με τον άξονα του ρεύματος
- ευθείας η οποία ταυτίζεται με τον άξονα της τάσης
- κανένα από τα παραπάνω

● Κριτήριο Αξιολόγησης 1.4.

Η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης ενός ανοικτοκυκλώματος έχει τη μορφή:

- A. ευθείας που ταυτίζεται με τη διχοτόμο της γωνίας που σχηματίζεται από τους θετικούς ημιάξονες I και V
- B. ευθείας η οποία ταυτίζεται με τον άξονα του ρεύματος
- C. ευθείας η οποία ταυτίζεται με τον άξονα της τάσης
- D. κανένα από τα παραπάνω

● Κριτήριο Αξιολόγησης 1.5.

Λαμβάνοντας υπόψη σας τη σχέση που εμφανίζεται στο Σχήμα 1.21, να προτείνετε μέθοδο για τον προσδιορισμό της εσωτερικής αντίστασης μιας πηγής τάσης.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 1.6.

Να βρεθούν τα ισοδύναμα Thevenin και Norton του διαιρέτη τάσης του Σχήματος 1.18.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 1.7.

Να σχεδιάσετε τα διαγράμματα Bode για την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς.

$$H(j\omega) = \frac{1000(j\omega + 1)}{-\omega^2 + 110j\omega + 1000}$$

1.10 Βιβλιογραφία 1^{ου} κεφαλαίου

- [1] D. Morton και J. Gabriel. *Electronics: The Life Story of a Technology*. Greenwood Press, 2004.
- [2] G.W.A. Drummer. *Electronic Inventions and Discoveries: Electronics from its earliest beginnings to the present day, Fourth Edition*. Taylor & Francis, 1997.
- [3] C. Kittel. *Introduction to Solid State Physics*. Wiley, 2004.
- [4] Κ. Δ. Αλεξόπουλος και Δ. Ι. Μαρίνος. *Γενική Φυσική, τ.ΙΙ, Ηλεκτρισμός*. εκδ. Παπαζήση, Αθήνα, 1993.
- [5] J.W. Jewett και R.A. Serway. *Physics for Scientists and Engineers with Modern Physics*. Brooks/Cole, 2008.
- [6] T. Williams. *The Circuit Designer's Companion*. Elsevier Science, 2004.
- [7] J. Mathews και R. Howell. *Complex Analysis for Mathematics and Engineering*. Jones & Bartlett Learning, 2012.

[8] R.A. DeCarlo και P.M. Lin. *Linear Circuit Analysis: Time Domain, Phasor, and Laplace Transform Approaches*. Oxford University Press, 2η έκδοση, 2003.

[9] R. L.Boylestad. *Introductory Circuit Analysis*. Prentice Hall, 2003.

1.11 Διαδραστικά στοιχεία

1.1	Διαίρετης τάσης	 Διαδραστική σελίδα
<p>Με το αντικείμενο αυτό ο αναγνώστης έχει τη δυνατότητα να μεταβάλλει τις παραμέτρους ενός διαίρετη τάσης και να παρατηρεί τη μεταβολή της τάσης εξόδου του διαίρετη στην οθόνη ενός βολτομέτρου.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με "κλικ" στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 1 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		
1.2	Εσωτερική αντίσταση πηγής τάσης	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο παρέχει τη δυνατότητα διεξαγωγής ενός εικονικού πειράματος για τον προσδιορισμό της εσωτερικής αντίστασης μιας πηγής τάσης.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με "κλικ" στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 1 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		
1.3	Διαγράμματα Bode	 Διαδραστική σελίδα
<p>Με τη βοήθεια αυτού του διαδραστικού αντικειμένου παράγονται διαγράμματα Bode σύνθετων συναρτήσεων τις οποίες ορίζει ο αναγνώστης, προσθέτοντας ή αφαιρώντας μηδενικά και πόλους σε διαφορετικές συχνότητες.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με "κλικ" στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 1 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

ΕΠΑΦΗ p-n – ΔΙΟΔΟΙ

■ Σύνοψη

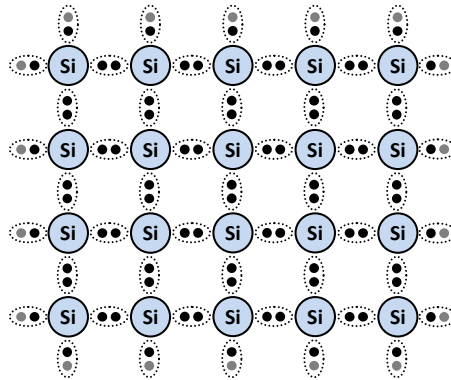
Στο κεφάλαιο αυτό εισάγονται οι έννοιες του ενδογενούς (intrinsic) και του εξωγενούς (extrinsic) ημιαγωγού και παρουσιάζεται η συμπεριφορά της επαφής p-n, η πρακτική υλοποίηση της οποίας αντιστοιχεί στη δίοδο ημιαγωγού. Στη συνέχεια παρατίθενται οι πιο χαρακτηριστικοί τύποι διόδων και αναλύονται οι συνηθέστερες εφαρμογές τους, με έμφαση στην ανόρθωση και τη σταθεροποίηση εναλλασσόμενων τάσεων.

■ Προαπαιτούμενη γνώση

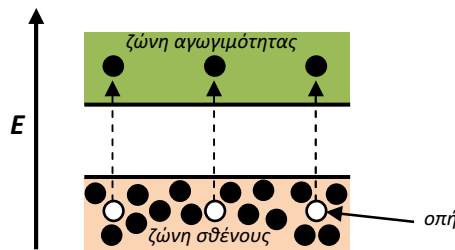
Για την ευχερέστερη κατανόηση του κεφαλαίου απαιτούνται βασικές γνώσεις που αφορούν τη δομή του ατόμου, την αγωγιμότητα των υλικών (αγωγοί, μονωτές, ημιαγωγοί) καθώς και επαρκείς γνώσεις της θεωρίας των ηλεκτρικών κυκλωμάτων.

2.1 Ενδογενείς ημιαγωγοί

Όπως είναι γνωστό, το ενεργειακό χάσμα μεταξύ των ζωνών σθένους και αγωγιμότητας είναι απαγορευτικό για την εμφάνιση φορέων του ηλεκτρικού ρεύματος σε έναν ημιαγωγό [1–3]. Πράγματι, η κρυσταλλική δομή ενός ημιαγωγού είναι τέτοια (όπως η δομή του πυριτίου [Si] που φαίνεται στο Σχήμα 2.1) ώστε όλα τα ηλεκτρόνια της εξωτερικής στιβάδας να σχηματίζουν δεσμούς με τα όμοιά τους των γειτονικών ατόμων, δηλαδή ζεύγη ηλεκτρονίων που αλληλεπιδρούν με τέτοιο τρόπο ώστε η ενέργεια του ζεύγους να ελαχιστοποιείται. Με τον σχηματισμό των δεσμών αυτών η εξωτερική στιβάδα κάθε ατόμου είναι πλήρως συμπληρωμένη και αυτό βρίσκεται σε κατάσταση *ευστάθειας*, στην οποία όλα τα ηλεκτρόνια της στι-



Σχήμα 2.1 Δομή κρυστάλλου ενδογενούς ημιαγωγού

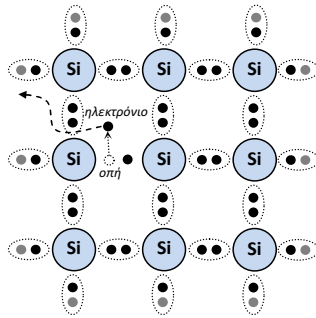


Σχήμα 2.2 Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών ενδογενούς ημιαγωγού

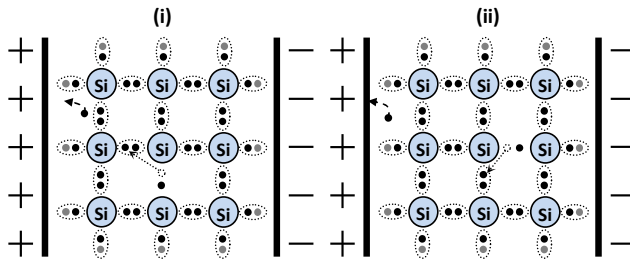
βάδας αυτής βρίσκονται εγκλωβισμένα στη ζώνη σθένους. Ελάχιστα από τα ηλεκτρόνια σθένους καταφέρνουν να αποκτήσουν αρκετή ενέργεια ώστε να υπερβούν το ενεργειακό χάσμα και να μεταπηδήσουν στη ζώνη αγωγιμότητας. Αυτό μπορεί να συμβεί αν αυξηθεί η θερμοκρασία, ή αν υπάρχουν ατέλειες στη δομή του κρυσταλλικού πλέγματος. Τις ατέλειες αυτές μπορούμε να τις φανταστούμε ως περιοχές όπου το κρυσταλλικό πλέγμα έχει υποστεί παραμόρφωση, αποκλίνει δηλαδή από την κανονική δομή του. Σε τέτοιες περιοχές οι δεσμοί μεταξύ των ηλεκτρονίων σθένους μπορεί να είναι χαλαρότεροι και τα ηλεκτρόνια που τους σχηματίζουν μπορούν ευκολότερα να αποδεσμευθούν από αυτούς – υποβοηθούμενα π.χ. από τη θερμοκρασία ή την παρουσία ενός ηλεκτρικού πεδίου – και να μεταπηδήσουν στη ζώνη αγωγιμότητας, όπως φαίνεται στο ενεργειακό διάγραμμα του Σχήματος 2.2.

Είναι φανερό ότι τα ηλεκτρόνια που μεταπηδούν στη ζώνη αγωγιμότητας αποτελούν φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος, ωστόσο η αγωγιμότητα θα είναι πολύ μικρή λόγω του πολύ μικρού αριθμού τους. Επειδή οι φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος προέρχονται από άτομα του ίδιου του ημιαγωγού, η αντίστοιχη αγωγιμότητα ονομάζεται ενδογενής (intrinsic). Ενδογενής, στην περίπτωση αυτή, ονομάζεται και ο ίδιος ο ημιαγωγός.

Εγκαταλείποντας τη ζώνη σθένους, τα ηλεκτρόνια σθένους αφήνουν ένα



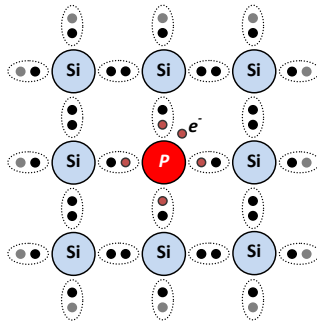
Σχήμα 2.3 Δημιουργία οπής σε ενδογενή ημιαγωγό



Σχήμα 2.4 Κίνηση οπής εντός ημιαγωγού παρουσία ηλεκτρικού πεδίου

ενεργειακό κενό στην αντίστοιχη ζώνη, σύμφωνα και με το Σχήμα 2.2. Το κενό αυτό ονομάζεται *οπή* (hole). Το Σχήμα 2.3 δείχνει τον τρόπο δημιουργίας μιας οπής σε έναν ενδογενή ημιαγωγό. Με τη διάσπαση ενός δεσμού μεταξύ ηλεκτρονίων ένα ηλεκτρόνιο μεταπηδά στη ζώνη αγωγιμότητας, αφήνοντας στη θέση του μια οπή. Είναι φανερό πως στην περίπτωση ενδογενούς ημιαγωγού τα ηλεκτρόνια αγωγιμότητας και οι οπές δημιουργούνται κατά ζεύγη.

Μια εξαιρετικά σημαντική ιδιότητα των οπών είναι πως μπορούν να «μετακινούνται» εντός του ημιαγωγού. Ας υποθέσουμε πως στο τμήμα του ενδογενούς ημιαγωγού του Σχήματος 2.3 στο οποίο έχει δημιουργηθεί ένα ζεύγος ηλεκτρονίου αγωγιμότητας – οπής εφαρμόζουμε ένα ηλεκτρικό πεδίο κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.4. Εξαιτίας της παρουσίας του ηλεκτρικού πεδίου όλα τα ηλεκτρόνια του ημιαγωγού θα έχουν την τάση να κινηθούν αντίθετα προς τη φορά της έντασης του πεδίου (δηλαδή προς το «+»). «Ευκολότερη» θα είναι η κίνηση του ηλεκτρονίου αγωγιμότητας το οποίο είναι το ηλεκτρόνιο με τη μεγαλύτερη ενέργεια (βλπ. ενεργειακές ζώνες στο Σχήμα 2.2). Αντίθετα, τα ηλεκτρόνια σθένους θα είναι πιο «δυσκίνητα» μιας και τείνουν να συγκρατηθούν από τους δεσμούς που σχηματίζουν. Παρόλα αυτά, τα ηλεκτρόνια σθένους που γειτνιάζουν με οπές έχουν ενέργειες ελαφρά μεγαλύτερες σε σχέση με τα υπόλοιπα ηλεκτρόνια σθένους. Ένα τέτοιο ηλεκτρόνιο, υπό την επίδραση του ηλεκτρικού πεδίου μπορεί να μεταπηδήσει σε γειτονικό του άτομο προκειμένου να καλύψει το

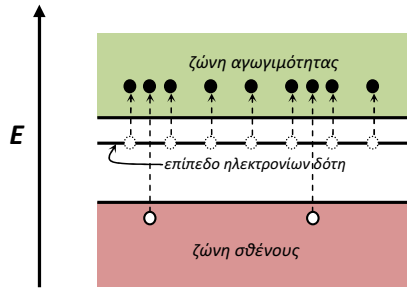


Σχήμα 2.5 Κρυσταλλικό πλέγμα πυριτίου με πρόσμιξη φωσφόρου

ενεργειακό κενό της οπής που υπάρχει σε αυτό, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4-i. Προφανώς η κίνηση αυτή θα αφήσει ένα αντίστοιχο κενό (μια νέα οπή) στο άτομο από το οποίο μεταπήδησε το ηλεκτρόνιο. Η αρχική οπή, αν και δεν είναι η ίδια με τη νέα, φαίνεται να μετακινήθηκε κατά τη φορά της έντασης του πεδίου. Το φαινόμενο μπορεί να συνεχισθεί, όπως δείχνει το Σχήμα 2.4- ii, μέχρι οπή και ηλεκτρόνιο να καταλήξουν στους αντίθετους «πόλους» του πεδίου. Επειδή, όπως ήδη αναφέραμε, η ενέργεια των ηλεκτρονίων σθένους που μεταπηδούν από άτομο σε άτομο και προκαλούν τη διάχυση των αντίστοιχων οπών είναι αρκετά μικρότερη της ενέργειας των ηλεκτρονίων αγωγιμότητας, η ευκινησία διάχυσης των οπών θα είναι μικρότερη εκείνης των ηλεκτρονίων.

2.2 Εξωγενείς ημιαγωγοί

Στον κρύσταλλο ενός ενδογενούς ημιαγωγού είναι δυνατό να γίνει προσθήκη προσμίξεων χρησιμοποιώντας κατάλληλες χημικές διεργασίες. Με τον τρόπο αυτό αντικαθίστανται άτομα του ημιαγωγού με άτομα του στοιχείου με το οποίο γίνεται η πρόσμιξη. Στο Σχήμα 2.5 φαίνεται λεπτομέρεια του κρυσταλλικού πλέγματος του πυριτίου όπου ένα άτομο του πλέγματος έχει αντικατασταθεί με ένα άτομο φωσφόρου (P). Ο φωσφόρος είναι πεντασθενές υλικό, διαθέτει δηλαδή πέντε ηλεκτρόνια στην εξωτερική του στιβάδα. Εξαιτίας του γεγονότος αυτού ένα ηλεκτρόνιο της εξωτερικής στιβάδας του ατόμου του φωσφόρου θα είναι αδύνατο να συνάψει δεσμό με ηλεκτρόνια γειτονικών ατόμων πυριτίου, μιας και το τελευταίο είναι τετρασθενές. Κατά συνέπεια, το ηλεκτρόνιο του φωσφόρου που δεν συμμετέχει σε δεσμό θα έχει πολύ μεγαλύτερη ενέργεια σε σχέση με τα υπόλοιπα που βρίσκονται στη ζώνη σθένους. Η τιμή της ενέργειας αυτής βρίσκεται μέσα στο ενεργειακό χάσμα του ημιαγωγού και πολύ κοντά στη ζώνη αγωγιμότητας. Πολύ εύκολα, επομένως, μπορεί να μεταπηδήσει στη ζώνη αγωγιμότητας και να αποτελέσει φορέα του ηλεκτρικού ρεύματος. Επειδή η πρόσμιξη φωσφόρου προσφέρει ηλεκτρικούς φορείς (ηλεκτρόνια αγωγιμότητας), τα άτομα φωσφόρου ονομάζονται δότες (donors). Είναι φανερό πως όσο με-



Σχήμα 2.6 Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις δοτών

γαλύτερος είναι ο αριθμός των δοτών (όσο μεγαλύτερη, δηλαδή, είναι η συγκέντρωσή τους) τόσο μεγαλύτερη θα είναι η αγωγιμότητα του κρυστάλλου. Για πολύ μεγάλες συγκεντρώσεις προσμίξεων ο κρυστάλλος θα έχει συμπεριφορά αγωγού. Για μεσαίες ή μικρές τιμές συγκέντρωσης προσμίξεων ο ημιαγωγός ονομάζεται εξωγενής (extrinsic), επειδή η αγωγιμότητα την οποία εμφανίζει δεν εξαρτάται από τα άτομα του ίδιου του ημιαγωγού, αλλά από τα άτομα των προσμίξεων.

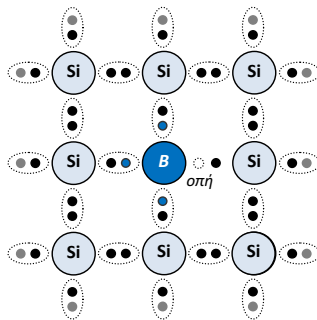
2.2.1 Ημιαγωγός τύπου n

Στο Σχήμα 2.6 φαίνεται το ενεργειακό διάγραμμα ενός εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις δοτών, όπου η πλειοψηφία των ηλεκτρονίων αγωγιμότητας αφορά ηλεκτρόνια από τα άτομα των δοτών τα οποία εγκαταλείπουν το ενεργειακό επίπεδο του δότη και μεταπηδούν στη ζώνη αγωγιμότητας. Ένα πολύ μικρό ποσοστό ηλεκτρονίων αγωγιμότητας αντιστοιχεί σε ηλεκτρόνια σθένους ατόμων του ημιαγωγού τα οποία μεταπήδησαν από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας εξαιτίας θερμικής διέγερσης ή ατελειών του κρυστάλλου, όπως ήδη εξηγήσαμε.

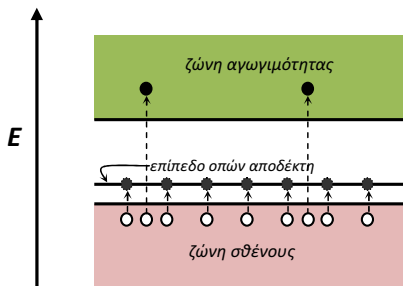
Η αγωγιμότητα ενός κρυστάλλου αυτού του τύπου οφείλεται στα ηλεκτρόνια της ζώνης αγωγιμότητας, τα οποία πλειοψηφούν έναντι των οπών στη ζώνη σθένους και για τον λόγο αυτό ονομάζονται φορείς πλειοψηφίας. Επειδή το φορτίο των φορέων αυτών είναι αρνητικό (negative) ο ημιαγωγός ονομάζεται *τύπου n*.

2.2.2 Ημιαγωγός τύπου p

Αν αντί του πεντασθενούς φωσφόρου πραγματοποιήσουμε πρόσμιξη με τρισθενές άτομο (π.χ. βόριο (B)), το κρυσταλλικό πλέγμα του ημιαγωγού παρουσιάζει την εικόνα που φαίνεται στο Σχήμα 2.7. Παρατηρούμε πως για ένα ηλεκτρόνιο της εξωτερικής στιβάδας ενός εκ των ατόμων πυριτίου που γειτνιάζουν με το άτομο βορίου δεν υπάρχει η δυνατότητα συμμετοχής σε δεσμό, επειδή ακριβώς το βόριο είναι τρισθενές και άρα μπορεί να συνάψει δεσμούς μόνο με τρία γειτονικά άτομα πυριτίου. Στη θέση που θα υπήρχε



Σχήμα 2.7 Κρυσταλλικό πλέγμα πυριτίου με πρόσμιξη βορίου



Σχήμα 2.8 Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις αποδεκτών

ένα ηλεκτρόνιο στην περίπτωση ενδογενούς ημιαγωγού, εκεί δηλαδή που το άτομο βορίου παρουσιάζει έλλειμμα ενός ηλεκτρονίου, εμφανίζεται μια οπή, τη θέση της οποίας μπορεί να καταλάβει ένα ηλεκτρόνιο, σύμφωνα με όσα ήδη εξηγήσαμε. Άρα, το άτομο πρόσμιξης μπορεί να (απο-)δεχθεί ηλεκτρόνια και για το λόγο αυτό ονομάζεται *αποδέκτης* (acceptor). Επειδή οι οπές έχουν τη δυνατότητα μετακίνησης, όπως ήδη δείξαμε, αποτελούν και αυτές φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος και αυξάνουν την αγωγιμότητα του ημιαγωγού. Η αγωγιμότητα αυτή είναι επίσης εξωγενής, μιας και οφείλεται στα άτομα των αποδεκτών, τα οποία είναι ξένα προς τα άτομα του ημιαγωγού. Ο αριθμός των οπών εξαρτάται, προφανώς, από τη συγκέντρωση των αποδεκτών.

Στο Σχήμα 2.8 φαίνεται το ενεργειακό διάγραμμα ενός εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις αποδεκτών. Το ενεργειακό επίπεδο των οπών του αποδέκτη βρίσκεται πολύ κοντά στη ζώνη σθένους, από την οποία μπορούν να μεταπηδήσουν ηλεκτρόνια ώστε να καλύψουν το ενεργειακό κενό κάθε οπής. Το κενό που αφήνουν στη ζώνη σθένους τα ηλεκτρόνια αυτά αντιστοιχεί, επίσης, σε οπές. Με τον τρόπο αυτό, δημιουργείται μεγάλος αριθμός οπών εντός της ζώνης σθένους, η πλειοψηφία των οποίων αφορά ηλεκτρόνια που μεταπήδησαν στο ενεργειακό επίπεδο των οπών του αποδέκτη. Ένας πολύ μικρός αριθμός οπών στη ζώνη σθένους αντιστοιχεί σε ηλεκτρό-

νια σθένους ατόμων του ημιαγωγού τα οποία μεταπήδησαν από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας εξαιτίας θερμικής διέγερσης ή ατελειών του κρυστάλλου, όπως ήδη εξηγήσαμε.

Η αγωγιμότητα ενός κρυστάλλου αυτού του τύπου οφείλεται στις οπές στη ζώνη σθένους, οι οποίες πλειοψηφούν έναντι των ηλεκτρονίων στη ζώνη αγωγιμότητας και αποτελούν τους φορείς πλειοψηφίας. Επειδή το φορτίο των φορέων αυτών είναι θετικό (positive) ο ημιαγωγός ονομάζεται *τύπου p*¹. Εδώ θα πρέπει να σημειώσουμε πως οι όροι «τύπου n» και «τύπου p» μπορούν να οδηγήσουν στο παραπαιστικό συμπέρασμα πως ένας ημιαγωγός τύπου n είναι αρνητικά φορτισμένος, ενώ ένας ημιαγωγός τύπου p θετικά, γεγονός που δεν ισχύει για τους εξής λόγους: Τόσο τα άτομα του κρυστάλλου του ημιαγωγού όσο και τα άτομα των προσμίξεων είναι ουδέτερα από την άποψη του φορτίου. Άρα, ένας ημιαγωγός με προσμίξεις θα είναι επίσης ουδέτερος. Δεν θα πρέπει να ξεχνάμε ότι τα ηλεκτρόνια και οι οπές σχηματίζονται σε ζεύγη: Στους ημιαγωγούς τύπου n τα ηλεκτρόνια που εγκαταλείπουν το ενεργειακό επίπεδο του δότη αφήνουν αντίστοιχες οπές στο επίπεδο αυτό. Αντίστοιχα, στους ημιαγωγούς τύπου p τα ηλεκτρόνια που εγκαταλείπουν τη ζώνη σθένους για να μεταπηδήσουν στο γειτονικό ενεργειακό επίπεδο του αποδέκτη αφήνουν αντίστοιχες οπές στη ζώνη σθένους.

Μια ακόμα σημαντική παρατήρηση που προκύπτει από τη μελέτη των ενεργειακών διαγραμμάτων των ημιαγωγών είναι η εξής:

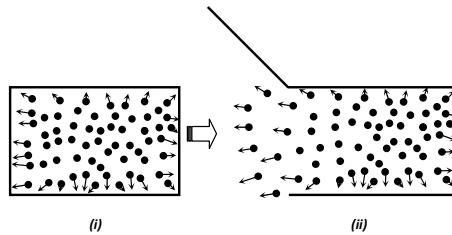
Προκειμένου ένα ηλεκτρόνιο να αποτελεί φορέα του ηλεκτρικού ρεύματος θα πρέπει η ενέργειά του να είναι πάρα πολύ μεγάλη (να αντιστοιχεί στη ζώνη αγωγιμότητας). Παρόμοια, για να αποτελεί φορέα του ηλεκτρικού ρεύματος μια οπή θα πρέπει η ενέργειά της να είναι επίσης πολύ μεγάλη (να αντιστοιχεί στη ζώνη σθένους)². Επομένως, στους ημιαγωγούς τύπου p τα ηλεκτρόνια που καταλαμβάνουν το επίπεδο του αποδέκτη δεν συνεισφέρουν στην αγωγιμότητα του κρυστάλλου. Το ίδιο συμβαίνει και για τις οπές που εμφανίζονται στη ζώνη δότη ενός ημιαγωγού τύπου n.

2.3 Επαφή p-n

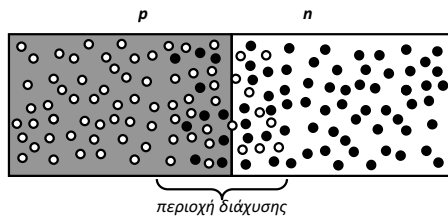
Σύμφωνα με τα προηγούμενα, ένας ημιαγωγός τύπου p μπορεί να θεωρηθεί ως μια «δεξαμενή» οπών, ενώ ένας ημιαγωγός τύπου n ως μια δεξαμενή ηλεκτρονίων. Σε κάθε περίπτωση, οι φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος (ηλεκτρόνια ή οπές) θα απωθούνται μεταξύ τους εξαιτίας του ομώνυμου φορτίου το οποίο φέρουν. Στο Σχήμα 2.9-ι φαίνεται η τάση που έχουν τα ηλεκτρόνια αγωγιμότητας ενός ημιαγωγού τύπου n να απομακρύνονται το ένα από το άλλο, λόγω των μεταξύ τους απώσεων. Προφανώς η απομάκρυνση

¹ Ως έλλειμμα ηλεκτρονίου, μια οπή θα είναι θετική.

² Εξαιτίας του ετερόνυμου του φορτίου ενός ηλεκτρονίου και μιας οπής οι ενεργειακές στάθμες που «βλέπει» μια οπή είναι ανεστραμμένες σε σχέση με εκείνες που βλέπει ένα ηλεκτρόνιο. Έτσι, η ενέργεια ενός ηλεκτρονίου αυξάνεται από τη ζώνη σθένους προς τη ζώνη αγωγιμότητας ενώ η ενέργεια μιας οπής μειώνεται.



Σχήμα 2.9 Διάχυση ηλεκτρονίων σε ημιαγωγό τύπου n



Σχήμα 2.10 Διάχυση ηλεκτρονίων και οπών μέσω επαφής p-n

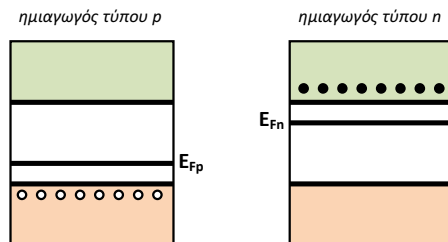
αυτή δεν είναι δυνατό να συμβεί εξαιτίας του φραγμού που θέτουν τα όρια του κρυστάλλου. Ας υποθέσουμε, παρόλα αυτά, πως ο φραγμός αυτός αίρεται με κάποιον τρόπο και ότι τα ηλεκτρόνια μπορούν να κινηθούν ελεύθερα μέσω μιας έδρας του κρυστάλλου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.9-ii. Υπό την επίδραση των αμοιβαίων τους απώσεων τα ηλεκτρόνια θα εγκαταλείψουν τον κρύσταλλο ώστε να αυξήσουν τις μεταξύ τους αποστάσεις, μειώνοντας με τον τρόπο αυτό την αλληλεπίδρασή τους και επομένως και την ενέργειά τους. Το φαινόμενο αυτό αποτελεί εκδήλωση του γενικότερου φαινομένου της *διάχυσης* και θα ισχύει προφανώς και για την περίπτωση οπών σε ημιαγωγό τύπου p.

2.3.1 Περιγραφή επαφής p-n

Ας υποθέσουμε πως φέρνουμε σε επαφή δύο τμήματα του ίδιου ημιαγωγού, το ένα τύπου p και το άλλο τύπου n. Λέμε τότε ότι έχουμε μια *επαφή p-n* (p-n junction)³. Εξαιτίας του φαινομένου της διάχυσης, ηλεκτρόνια θα αρχίσουν να διαχέονται από το τμήμα τύπου n προς το τμήμα τύπου p, ενώ το αντίστροφο θα συμβαίνει για τις οπές, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.10. Με τον τρόπο αυτό, μια περιοχή εκατέρωθεν της διαχωριστικής επιφάνειας μεταξύ των δύο τμημάτων θα περιέχει ηλεκτρικούς φορείς και των δύο τύπων (ηλεκτρόνια και οπές). Η περιοχή αυτή ονομάζεται *περιοχή διάχυσης*.

Εισερχόμενα στην περιοχή τύπου p τα ηλεκτρόνια αγωγιμότητας από την περιοχή τύπου n τη φορτίζουν αρνητικά. Αντίθετα, οι οπές από την περιοχή τύπου p φορτίζουν θετικά το τμήμα του ημιαγωγού τύπου n προς το οποίο

³Στην πράξη μια επαφή p-n κατασκευάζεται πάνω στο ίδιο κομμάτι ημιαγωγού διαφοροποιώντας τον τύπο των προσμίξεων σε κάθε επιμέρους τμήμα.



Σχήμα 2.11 Ενεργειακά διαγράμματα ημιαγωγών τύπου p και n

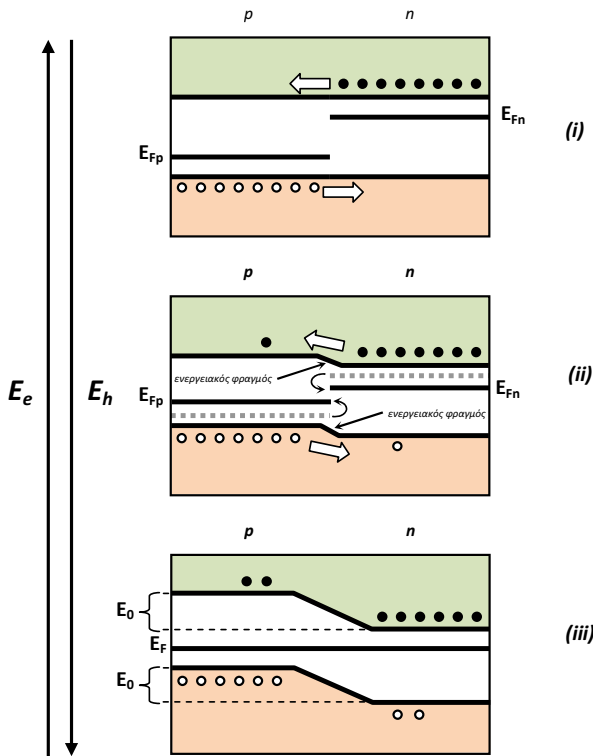
διαχέονται. Όσο αυξάνεται ο αριθμός των ηλεκτρονίων στην περιοχή τύπου p, τόσο δυσκολότερη γίνεται η περαιτέρω διάχυση ηλεκτρονίων προς αυτήν, λόγω της άπωσης των ηλεκτρονίων που έχουν ήδη διαχυθεί προς την περιοχή αυτή. Όμοια, όσο αυξάνεται ο αριθμός των οπών στην περιοχή τύπου n, τόσο δυσκολότερη γίνεται η περαιτέρω διάχυση οπών προς αυτήν, λόγω της άπωσης των ήδη υπάρχουσών οπών. Είναι φανερό πως το φαινόμενο θα φτάσει σε κατάσταση ισορροπίας όταν εξισορροπηθούν οι δύο «αντικρουόμενες» τάσεις ανά τύπο φορέα.

Το φαινόμενο μπορούμε να το δούμε και από την ενεργειακή του σκοπιά, ως εξής:

Τα ενεργειακά διαγράμματα ημιαγωγών τύπου p και τύπου n φαίνονται στο Σχήμα 2.11, όπου σημειώνονται και οι αντίστοιχες στάθμες Fermi⁴. Η στάθμη Fermi σε έναν ημιαγωγό τύπου p θα βρίσκεται μακριά από τη ζώνη αγωγιμότητας και πολύ κοντά στη ζώνη σθένους, μιας και η πλειοψηφία των ηλεκτρονίων της εξωτερικής στιβάδας βρίσκεται πλησίον της ζώνης αυτής, σύμφωνα και με το Σχήμα 2.8. Παρόμοια, για ημιαγωγό τύπου n η στάθμη Fermi θα βρίσκεται κοντά στη ζώνη αγωγιμότητας, μιας και η πλειοψηφία των ηλεκτρονίων από τα άτομα των δοτών βρίσκεται πλησίον της ζώνης αυτής, σύμφωνα και με το Σχήμα 2.6.

Ας θεωρήσουμε τώρα μια επαφή p-n τη χρονική στιγμή που αποκαθίσταται η επαφή των δύο τμημάτων διαφορετικού τύπου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.12-i. Είναι φανερό πως τη συγκεκριμένη στιγμή ηλεκτρόνια από την περιοχή τύπου n θα μπορούν να διαχυθούν χωρίς καμία «αντίσταση» προς την περιοχή τύπου p. Αντίστοιχα, οπές από την περιοχή τύπου p θα μπορούν να κινηθούν ελεύθερα προς την περιοχή τύπου n. Όσο στη ζώνη αγωγιμότητας του τμήματος p εγκαθίστανται ηλεκτρόνια διαχεόμενα από το τμήμα τύπου n, οι ενεργειακές στάθμες του τμήματος p ανυψώνονται, ενώ οι αντίστοιχες στάθμες στο τμήμα n ταπεινώνονται (πέφτουν), μαζί με αυτές και η αντίστοιχη στάθμη Fermi. Αυτό συμβαίνει επειδή η ενέργεια των διαχεόμενων ηλεκτρονίων «αφαιρείται» από τη ζώνη αγωγιμότητας του τμήματος τύπου n στην οποία ήταν εγκατεστημένα αρχικά και «προστίθεται» στην αντίστοιχη ζώνη του τμήματος τύπου p προς την οποία διαχέονται. Στην

⁴Θυμίζουμε πως η στάθμη Fermi αντιστοιχεί στο μέγιστο της ενέργειας των ηλεκτρονίων στο απόλυτο μηδέν [1–3].

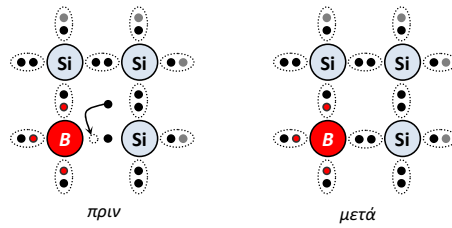


Σχήμα 2.12 Αποκατάσταση ισορροπίας σε επαφή p-n (ενεργειακή προσέγγιση)

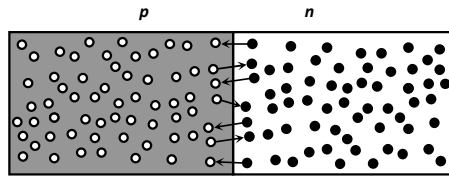
εξέλιξη του φαινομένου συμβάλλει με παρόμοιο τρόπο και η διάχυση των οπών από το τμήμα τύπου p στο τμήμα τύπου n.

Με την ολίσθηση των ενεργειακών σταθμών δημιουργείται ένας αυξανόμενος με τον χρόνο ενεργειακός φραγμός μεταξύ των δύο τμημάτων, ο οποίος αντιστοιχεί στη διαφορά ενέργειας μεταξύ των ομόλογων σταθμών στα τμήματα p και n και ο οποίος παίρνει τη μέγιστη τιμή του (E_0) όταν το σύστημα έρθει σε ισορροπία. Επομένως, τα ηλεκτρόνια αγωγιμότητας του τμήματος n θα πρέπει να διαθέτουν ενέργεια μεγαλύτερη εκείνης του φραγμού προκειμένου να διαχυθούν προς το τμήμα p. Το αντίστοιχο ισχύει και για τις οπές, δηλαδή οι οπές του τμήματος p θα πρέπει να διαθέτουν ενέργεια μεγαλύτερη εκείνης του φραγμού προκειμένου να διαχυθούν προς το τμήμα n. Η ισορροπία επέρχεται όταν οι στάθμες Fermi των δύο τμημάτων εξισωθούν.

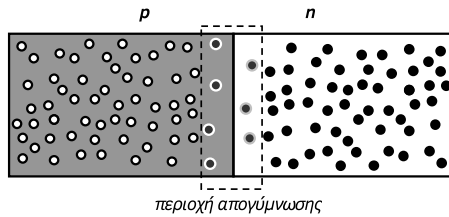
Ας δούμε, τώρα, πιο προσεκτικά τί συμβαίνει στην περιοχή διάχυσης. Όπως ήδη εξηγήσαμε, στην περιοχή αυτή συνυπάρχουν και οι δύο τύποι ηλεκτρικών φορέων, δηλαδή οπές και ηλεκτρόνια. Η συνύπαρξη αυτή οδηγεί στην επανασύνδεση (recombination) των φορέων, κατά την οποία ένα ηλεκτρόνιο αγωγιμότητας συνάπτει δεσμό με ένα ηλεκτρόνιο σθένους το οποίο δεν μετέχει σε δεσμό με άλλο ηλεκτρόνιο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.13.



Σχήμα 2.13 Επανασύνδεση ηλεκτρονίου - οπής



Σχήμα 2.14 Επανασύνδεση οπών-ηλεκτρονίων στην περιοχή διάχυσης επαφής p-n

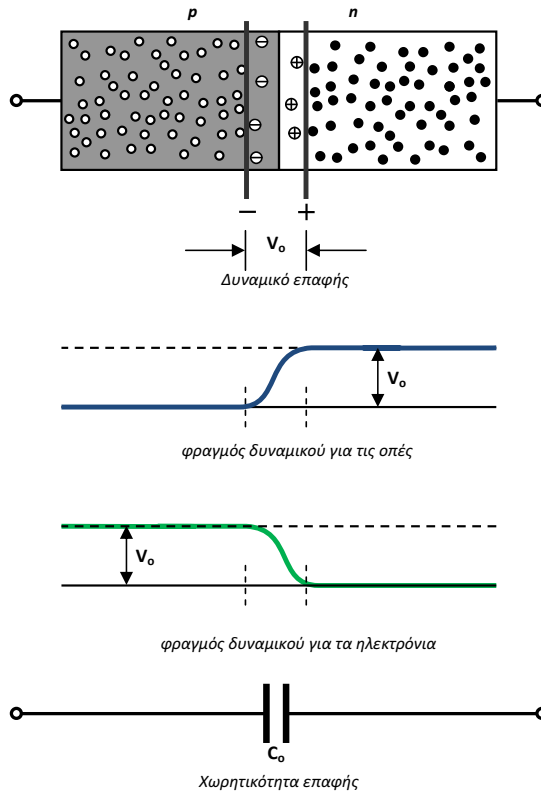


- ◻ = επανασύνδεση οπής-ηλεκτρονίου στην περιοχή τύπου p
- = επανασύνδεση οπής-ηλεκτρονίου στην περιοχή τύπου n

Σχήμα 2.15 Σχηματισμός περιοχής απογύμνωσης

Μετά την επανασύνδεση, το ηλεκτρόνιο αγωγιμότητας καθίσταται ηλεκτρόνιο σθένους, μεταπίπτει δηλαδή στην ομώνυμη ζώνη. Ως αποτέλεσμα έχουμε την «εξουδετέρωση» και των δύο φορέων (οπής και ηλεκτρονίου) μιας και η οπή παύει να υφίσταται, ενώ το ηλεκτρόνιο παύει πια να συνεισφέρει στην αγωγιμότητα του κρυστάλλου. Λόγω του μεγάλου αριθμού των επανασυνδέσεων που πραγματοποιούνται στην περιοχή διάχυσης (βλπ Σχήμα 2.14), η περιοχή αυτή απογυμνώνεται εντελώς από ηλεκτρικούς φορείς, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.15. Για τον λόγο αυτό ονομάζεται και περιοχή απογύμνωσης (depletion region). Όσο η ισορροπία αποκαθίσταται, το πάχος της περιοχής απογύμνωσης μεγαλώνει.

Τα ηλεκτρόνια που εισέρχονται στο τμήμα τύπου p και επανασυνδέονται με οπές φορτίζουν αρνητικά το μέρος της (ουδέτερης αρχικά) περιοχής διάχυσης που αντιστοιχεί στο τμήμα αυτό. Αντίθετα, οι οπές που εισέρχονται στο τμήμα τύπου n και επανασυνδέονται με ηλεκτρόνια φορτίζουν θετικά το αντίστοιχο τμήμα της περιοχής διάχυσης. Δημιουργείται με τον τρόπο

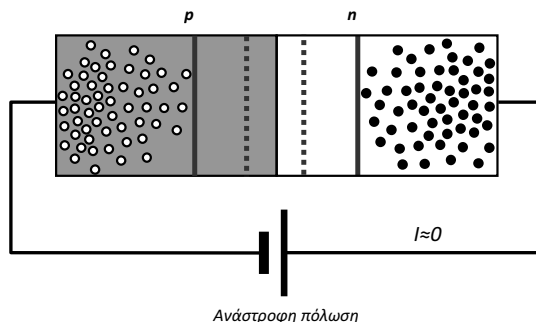


Σχήμα 2.16 Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά επαφής p-n

αυτό μια κατανομή φορτίου χώρου μέσα στην περιοχή απογύμνωσης με την πολικότητα που υποδεικνύει το Σχήμα 2.16. Η κατανομή αυτή οδηγεί στην εμφάνιση διαφοράς δυναμικού (V_0) μεταξύ των δύο τμημάτων διαφορετικού τύπου, η οποία ονομάζεται *δυναμικό επαφής*. Η παρουσία του φορτίου χώρου δυσχεραίνει την περαιτέρω διάχυση ηλεκτρονίων και οπών, θέτοντας τους αντίστοιχους φραγμούς δυναμικού για κάθε τύπο φορέα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.16. Στην ισορροπία, το ύψος (V_0) του φραγμού δυναμικού αντιστοιχεί στην τιμή E_0 του ενεργειακού φραγμού που είδαμε στα προηγούμενα. Τέλος, αξίζει να παρατηρήσουμε πως η κατανομή του φορτίου χώρου σε δύο ετερόνυμες περιοχές θυμίζει την δομή ενός πυκνωτή. Πράγματι, η περιοχή απογύμνωσης παρουσιάζει μια χωρητικότητα που συμβολίζεται με C_0 και ονομάζεται *χωρητικότητα επαφής*.

2.3.2 Συμπεριφορά κατά την ορθή και την ανάστροφη πόλωση

Μέχρι στιγμής μελετήσαμε την επαφή p-n χωρίς να εφαρμόζουμε τάση στα άκρα της. Ας δούμε τη συμπεριφορά της επαφής σε ορθή και ανάστροφη πόλωση.



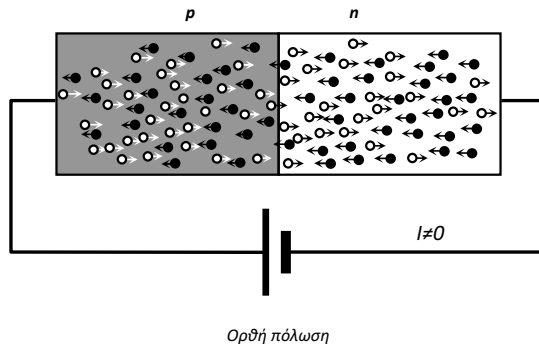
Σχήμα 2.17 Συμπεριφορά επαφής p-n κατά την ανάστροφη πόλωση

Έστω πως εφαρμόζουμε σταθερή τάση στα άκρα της επαφής κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.17. Λέμε ότι η πόλωση της επαφής είναι *ανάστροφη*, επειδή ο θετικός πόλος της πηγής σταθερής τάσης εφαρμόζεται στο τμήμα τύπου p, ενώ ο αρνητικός στο τμήμα τύπου n. Στην περίπτωση αυτή οι οπές, κάτω από την επίδραση της έλξης του αρνητικού πόλου της πηγής τάσης, θα συνωστισθούν στο άκρο του τμήματος τύπου p που συνδέεται στον πόλο αυτό (βλπ. Σχήμα 2.17). Όμοια, τα ηλεκτρόνια θα συγκεντρωθούν κοντά στο άκρο του τμήματος n στο οποίο συνδέεται ο θετικός πόλος της εξωτερικής πηγής τάσης (βλπ. Σχήμα 2.17). Ως αποτέλεσμα, θα έχουμε μια μεγάλη εύρους περιοχή απογύμνωσης, το πάχος της οποίας θα εξαρτάται από την τιμή της εξωτερικά εφαρμοζόμενης τάσης, η παρουσία της οποίας θα απαγορεύει την κυκλοφορία ρεύματος στο κύκλωμα που περιλαμβάνει την επαφή⁵.

Ισοδύναμα, μπορούμε να κατανοήσουμε τη συμπεριφορά της επαφής p-n σε ανάστροφη πόλωση ως εξής: Η εξωτερικά εφαρμοζόμενη τάση έχει τέτοια πολικότητα ώστε να αυξάνει το φραγμό δυναμικού της επαφής, καθώς και τον αντίστοιχο ενεργειακό φραγμό. Το γεγονός αυτό αποτρέπει τη διάχυση των φορέων μέσα από την περιοχή απογύμνωσης, μιας και αυτοί δεν διαθέτουν την απαιτούμενη ενέργεια προκειμένου να υπερβούν τον ενεργειακό φραγμό. Στην πράξη, ένα απειροελάχιστο ρεύμα θα διαρρέει την ανάστροφα πολωμένη επαφή. Το ρεύμα αυτό οφείλεται στους φορείς που παράγονται από τη θερμική διέγερση του κρυστάλλου. Πιο συγκεκριμένα, ηλεκτρόνια αγωγιμότητας που τυχόν εμφανισθούν στην περιοχή τύπου p μπορούν εύκολα να κινηθούν προς το τμήμα p υπό την επίδραση του θετικού πόλου της πηγής, μιας και δεν αντιμετωπίζουν φραγμό δυναμικού. Αντίστοιχα, «θερμικές» οπές στο τμήμα τύπου n θα κινηθούν ανεμπόδιστα προς τον αρνητικό πόλο της πηγής τάσης. Παρόλα αυτά, το ποσοστό τέτοιων φορέων είναι εξαιρετικά μικρό και αντίστοιχα μικρό είναι το ρεύμα το οποίο φέρουν.

Αν αντιστρέψουμε την πηγή εξωτερικής τάσης, έχουμε *ορθή* πόλωση της επαφής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.18. Αν η τιμή της εξωτερικά εφαρμοζόμενης τάσης είναι μεγαλύτερη του δυναμικού της επαφής, τότε ο φραγμός

⁵ Ουσιαστικά, η περιοχή απογύμνωσης δρα ως μονωτής, οπότε το κύκλωμα είναι «ανοικτό».



Σχήμα 2.18 Συμπεριφορά επαφής p-n κατά την ορθή πόλωση

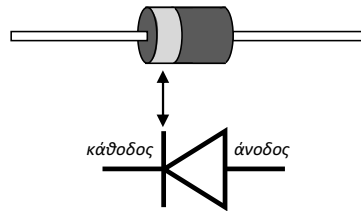
δυναμικού αίρεται (αντισταθμίζεται) και η περιοχή απογύμνωσης κατακλύζεται από τους φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος οι οποίοι μπορούν να διαχέονται ανεμπόδιστα, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.18. Για τιμές της εξωτερικής τάσης μικρότερες του φραγμού δυναμικού είναι προφανές ότι η περιοχή απογύμνωσης θα εξακολουθεί να υφίσταται και η επαφή θα απαγορεύει τη διέλευση του ηλεκτρικού ρεύματος. Περισσότερες λεπτομέρειες καθώς και εφαρμογές θα δώσουμε στις επόμενες παραγράφους.

2.4 Δίοδος

Η υλοποίηση μιας επαφής p-n σε διακριτή ή ολοκληρωμένη μορφή ονομάζεται *κρυσταλλοδίοδος* ή απλά *δίοδος* (diode). Την ονομασία της την οφείλει στο γεγονός ότι, σύμφωνα και με τις παρατηρήσεις της προηγούμενης παραγράφου, μια επαφή p-n επιτρέπει, γενικά, τη διέλευση του ρεύματος κατά την ορθή φορά ενώ την απαγορεύει κατά την ανάστροφη. Πρόκειται, δηλαδή, για μια διάταξη που ελέγχει τη διέλευση (τη δίοδο) του ηλεκτρικού ρεύματος. Οι περισσότερες εφαρμογές των διόδων βασίζονται στην ιδιότητα αυτή, όπως θα δούμε και στη συνέχεια. Ο όρος κρυσταλλοδίοδος χρησιμοποιείται για να αντιδιαστείλει τη δίοδο στερεάς κατάστασης – που βασίζει τη λειτουργία της στην επαφή p-n – με τη δίοδο ηλεκτρονική λυχνία, μια διάταξη με παρόμοια συμπεριφορά που λειτουργεί με βάση τις αρχές της θερμιονικής εκπομπής και της αγωγιμότητας στο κενό. Οι ηλεκτρονικές λυχνίες κενού (electronic vacuum tubes) έτυχαν ευρύτατης εφαρμογής στην εποχή πριν την εμφάνιση των διατάξεων ημιαγωγών, έχουν όμως σχεδόν εγκαταλειφθεί για πολλούς λόγους, οι κυριότεροι από τους οποίους είναι ο όγκος τους και οι υψηλές τάσεις τροφοδοσίας που απαιτούνται για τη λειτουργία τους.

2.4.1 Γενικά

Οι δίοδοι είναι ασύμμετρες ηλεκτρονικές διατάξεις με δύο ακροδέκτες. Η ασυμμετρία αυτή πηγάζει από το γεγονός ότι, ως επαφές p-n, οι δίοδοι



Σχήμα 2.19 Τυπική διακριτή δίοδος και κυκλωματικό σύμβολο

συμπεριφέρονται με άλλον τρόπο στην ορθή και με άλλον τρόπο στην ανάστροφη πόλωση. Το άκρο μιας διόδου που αντιστοιχεί στο τμήμα τύπου p της επαφής ονομάζεται *άνοδος* ενώ το άκρο που αντιστοιχεί στο τμήμα τύπου n καλείται *κάθοδος*. Η κάθοδος σε μια διακριτή δίοδο σημειώνεται με μια γραμμή (που παριστάνει το σημείο «-») στο αντίστοιχο άκρο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.19. Το ηλεκτρονικό σύμβολο μιας διόδου αποτελείται από ένα βέλος που δείχνει την επιτρεπτή φορά του ρεύματος και μια κάθετη γραμμή που συμβολίζει την κάθοδο (βλπ. Σχήμα 2.19).

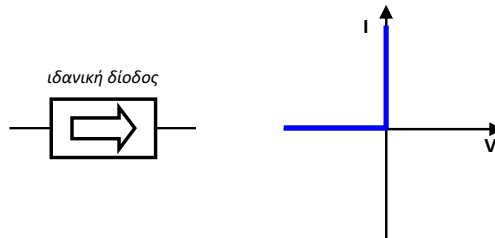
Όπως είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο, η αγωγιμότητα της επαφής p-n στην ορθή της πόλωση εξασφαλίζεται όταν η τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της είναι μεγαλύτερη από τον φραγμό δυναμικού V_0 . Επομένως, το όριο (κατώφλι) της εξωτερικής τάσης πάνω από το οποίο μια ορθά πολωμένη δίοδος θα επιτρέψει τη διέλευση του ηλεκτρικού ρεύματος θα είναι ίσο με την τιμή του φραγμού δυναμικού. Το όριο αυτό ονομάζεται *τάση κατωφλίου* (threshold voltage) και συμβολίζεται συνήθως με V_T . Μια τυπική τιμή για την τάση κατωφλίου μιας διόδου πυριτίου (Si) είναι 0.7Volts. Για διόδους γερμανίου (Ge) η τιμή αυτή είναι μικρότερη (0.3Volts).

2.4.2 Μοντέλα λειτουργίας

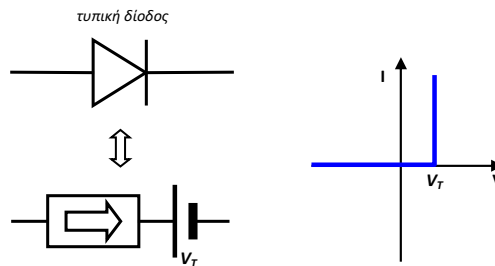
Υπάρχουν πολλές προσεγγίσεις οι οποίες μπορούν να περιγράψουν τη λειτουργία μιας διόδου. Η επιλογή μιας από αυτές τις εναλλακτικές προσεγγίσεις εξαρτάται από την ακρίβεια της περιγραφής που απαιτούμε. Ας δούμε μερικά μοντέλα για την περιγραφή μιας διόδου:

2.4.2.1 Ιδανική δίοδος

Ως ιδανική θεωρούμε μια δίοδο με μηδενική τάση κατωφλίου και μηδενική αντίσταση κατά την ορθή πόλωση. Για την αποφυγή παρανοήσεων θα χρησιμοποιούμε για την ιδανική δίοδο το σύμβολο του Σχήματος 2.20, όπου το βέλος δηλώνει την επιτρεπτή φορά του ρεύματος. Στο μοντέλο αυτό η δίοδος θεωρείται ως βραχυκύκλωμα όταν η εφαρμοζόμενη τάση είναι ορθής φοράς και ως ανοικτό κύκλωμα στην ανάστροφη πόλωση. Με βάση τις υποθέσεις αυτές, προκύπτει και η χαρακτηριστική I-V του Σχήματος 2.20. Για ανάστροφες (αρνητικές) τάσεις το ρεύμα I είναι μηδενικό, ενώ για ορθές (θετικές) τάσεις το ρεύμα γίνεται άπειρο (εξαιτίας της μηδενικής αντίστα-



Σχήμα 2.20 Σύμβολο και χαρακτηριστική I-V ιδανικής διόδου



Σχήμα 2.21 Ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική I-V τυπικής διόδου

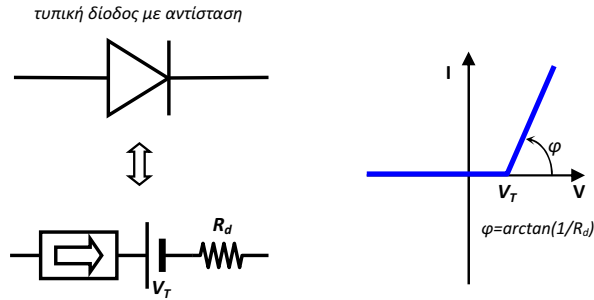
σης της ιδανικής διόδου). Μια ιδανική διάδος λειτουργεί, ουσιαστικά, ως μια βαλβίδα ρεύματος, επιτρέποντας τη ροή κατά τη μία μόνο κατεύθυνση.

2.4.2.2 Τυπική διάδος

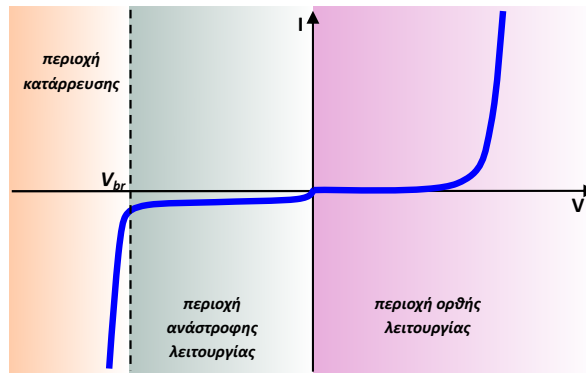
Ως τυπική θεωρούμε μια διάοδο με τάση κατωφλίου (V_T) διάφορη του μηδενός και μηδενική αντίσταση κατά την ορθή πόλωση. Μια τυπική διάodos μπορεί να θεωρηθεί ως μία ιδανική διάodos συνδεδεμένη σε σειρά με μια ιδανική πηγή σταθερής τάσης με τιμή ίση με την τάση κατωφλίου της διόδου, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.21. Κατά την ανάστροφη πόλωση είναι προφανές πως το ρεύμα που θα διαρρέει το ισοδύναμο κύκλωμα θα είναι μηδενικό. Κατά την ορθή πόλωση της τυπικής διόδου, όσο η τάση στα άκρα της είναι μικρότερη της τάσης V_T της πηγής, η ιδανική διάodos θα είναι πολωμένη ανάστροφα και το ρεύμα που θα διαρρέει το ισοδύναμο κύκλωμα θα είναι μηδενικό. Όταν η τάση στα άκρα της τυπικής διόδου υπερβεί την τάση V_T της πηγής, η ιδανική διάodos θα είναι πολωμένη ορθά και το ρεύμα που θα διαρρέει το ισοδύναμο κύκλωμα θα είναι άπειρο, μιας και οι αντιστάσεις της ιδανικής διόδου και της πηγής τάσης είναι μηδενικές. Έχουμε, επομένως, τη χαρακτηριστική που φαίνεται στο Σχήμα 2.21.

2.4.2.3 Τυπική διάodos με αντίσταση

Το μοντέλο αυτό αποτελεί τροποποίηση του προηγούμενου μοντέλου προκειμένου να ληφθεί υπόψη και η πτώση τάσης στη διάοδο λόγω της αντί-



Σχήμα 2.22 Ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική I - V τυπικής διόδου με αντίσταση



Σχήμα 2.23 Χαρακτηριστική I - V πραγματικής διόδου

στασής της. Η αντίσταση αυτή, εδώ, θεωρείται σταθερή και αντιπροσωπεύεται από την αντίσταση R_d που φαίνεται στο Σχήμα 2.22. Για τάση στα άκρα της διόδου μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου της η χαρακτηριστική I - V θα αντιστοιχεί στη χαρακτηριστική αντιστάτη με τιμή ίση με την αντίσταση της διόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.22.

2.4.3 Θεωρητικό μοντέλο διόδου

Στην πραγματικότητα η διόδος επαφής p - n είναι στοιχείο μη γραμμικό, η τάση δηλαδή μεταξύ των ακροδεκτών της δεν είναι ανάλογη του ρεύματος που τη διαρρέει. Στο Σχήμα 2.23 φαίνεται η χαρακτηριστική ρεύματος – τάσης μιας πραγματικής διόδου. Να σημειωθεί ότι η κλίμακα των ρευμάτων για ανάστροφες τάσεις πόλωσης έχει επιλεγεί λεπτομερέστερη, για την καλύτερη απεικόνιση του αντίστοιχου τμήματος της χαρακτηριστικής. Στο τμήμα αυτό το ρεύμα είναι πολύ μικρό, ειδικά για διόδους πυριτίου. Για τις συγκεκριμένες διόδους, ο λόγος της αντίστασης στην ανάστροφη πόλωση προς την αντίσταση στην ορθή είναι πολύ μεγαλύτερος από 1000.

Στο σημείο αυτό αξίζει να παρατηρήσουμε πως όταν η ανάστροφη τάση

ξεπεράσει μια συγκεκριμένη τιμή (τάση κατάρρευσης – breakdown voltage – V_{br}) το ανάστροφο ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο γίνεται εξαιρετικά μεγάλο. Η δίοδος έχει εισέλθει στην περίπτωση αυτή στην *περιοχή κατάρρευσης* (breakdown region). Όταν συμβαίνει αυτό μια κοινή δίοδος καταστρέφεται. Σε ειδικούς τύπους διόδων γίνεται εκμετάλλευση της μεγάλης τιμής του ρεύματος στην περιοχή κατάρρευσης, όπως θα εξηγήσουμε σε επόμενη παράγραφο. Η χαρακτηριστική του Σχήματος 2.23 (πλην της περιοχής κατάρρευσης) μπορεί να προκύψει από τη γραφική παράσταση της χαρακτηριστικής εξίσωσης της διόδου. Η εξίσωση αυτή, που προκύπτει από τη θεωρητική μελέτη μιας επαφής p-n και ονομάζεται και νόμος της επαφής p-n, έχει ως εξής:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{nV_\theta}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

όπου V_D η τάση στα άκρα της διόδου, I_D το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο, I_S το ανάστροφο ρεύμα κόρου (το μέγιστο δηλαδή ρεύμα στην περιοχή ανάστροφης λειτουργίας), V_θ η θερμική τάση που υπολογίζεται από τη σχέση $V_\theta = kT/q$ (k η σταθερά του Boltzmann, q το στοιχειώδες φορτίο και T η απόλυτη θερμοκρασία) και ισούται περίπου με 25mV στους 25°C, και n ο συντελεστής ιδανικότητας της διόδου που εξαρτάται από το υλικό της και τυπικά παίρνει τιμές μεταξύ 1 και 2. Στην περίπτωση όπου $V_D \gg nV_\theta$ η χαρακτηριστική της διόδου απλοποιείται στη μορφή

$$I_D = I_S e^{\frac{V_D}{nV_\theta}} \quad (2.2)$$

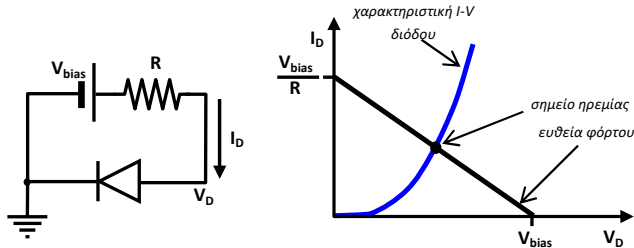
2.4.4 Χαρακτηριστικά λειτουργίας – Ευθεία φόρτου

Όταν η δίοδος βρίσκεται σε ορθή πόλωση τότε η τάση αγωγής (V_D) στα άκρα της είναι σχετικά ανεξάρτητη από το ρεύμα (I_D) που διαρρέει τη δίοδο, όπως προκύπτει από τη μεγάλη κλίση της χαρακτηριστικής του Σχήματος 2.23 στην περιοχή ορθής λειτουργίας. Η τάση αυτή είναι περίπου ίση με την τάση κατωφλίου της διόδου, δηλαδή 0.7V για μια δίοδο πυριτίου και 0.3V για μια δίοδο γερμανίου.

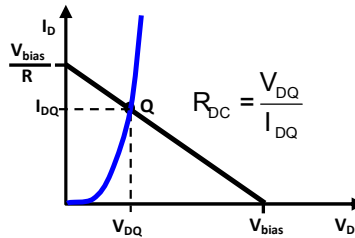
Έστω το απλό κύκλωμα με δίοδο του Σχήματος 2.24. Όπως γνωρίζουμε, η ευθεία φόρτου συσχετίζει το ρεύμα με την τάση στα σημεία του κυκλώματος που είναι συνδεδεμένη η δίοδος. Το σημείο τομής της ευθείας φόρτου και της χαρακτηριστικής καμπύλης της διόδου καθορίζει το σημείο λειτουργίας (ή ηρεμίας). Η *στατική αντίσταση* (ή DC αντίσταση – R_{DC}) μιας διόδου σε κάποιο σημείο ηρεμίας προσδιορίζεται από τον λόγο της τάσης V_{DQ} στα άκρα της διόδου στο σημείο αυτό και του ρεύματος I_{DQ} που διαρρέει τη δίοδο, δηλαδή

$$R_{DC} = \frac{V_{DQ}}{I_{DQ}} \quad (2.3)$$

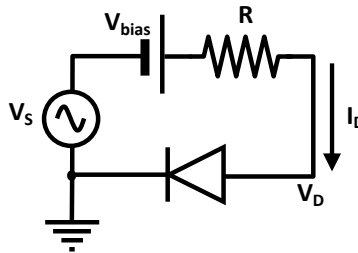
σύμφωνα και με το Σχήμα 2.25.



Σχήμα 2.24 Απλό κύκλωμα με διόδο – ευθεία φόρτου



Σχήμα 2.25 Στατική (DC) αντίσταση διόδου

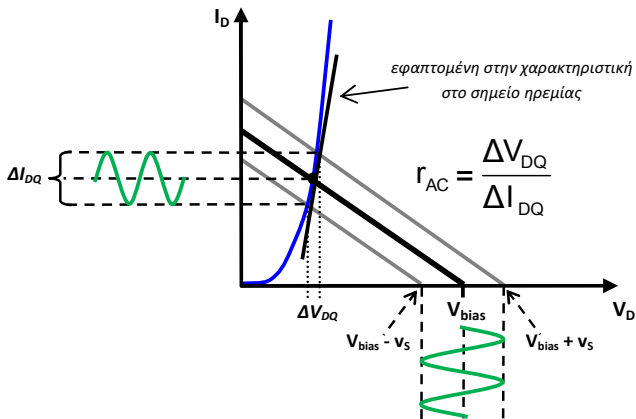


Σχήμα 2.26 Απλό κύκλωμα με διόδο και AC πηγή σήματος

Αν στο κύκλωμα του Σχήματος 2.24 προσθέσουμε και μια AC πηγή σήματος σχετικά μικρού πλάτους κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.26, η δυναμική αντίσταση (ή AC αντίσταση r_{AC}) της διόδου μπορεί να προσδιοριστεί από την εφαπτομένη της χαρακτηριστικής της καμπύλης στο σημείο ηρεμίας του κυκλώματος. Η εφαπτομένη αυτή μπορεί να προσεγγιστεί λαμβάνοντας μικρές αποκλίσεις γύρω από το σημείο αυτό, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.27, οπότε η τιμή της δυναμικής αντίστασης μπορεί να προκύψει με βάση τη σχέση:

$$r_{AC} = \frac{\Delta V_{DQ}}{\Delta I_{DQ}} \quad (2.4)$$

Παραγωγίζοντας την απλοποιημένη (για μεγάλα ρεύματα) εξίσωση της διόδου (βλπ. εξίσωση (2.2)), μπορούμε να καταλήξουμε στην ακόλουθη προ-



Σχήμα 2.27 Δυναμική (AC) αντίσταση διόδου

σεγγιστική σχέση για την δυναμική αντίσταση μιας διόδου:

$$r_{AC} = \frac{nV_{\theta}}{I_{DQ}} \tag{2.5}$$

Δεδομένου ότι η τιμή της θερμικής τάσης V_{θ} στους 25°C είναι περίπου ίση με 25mV, η τελευταία σχέση γράφεται:

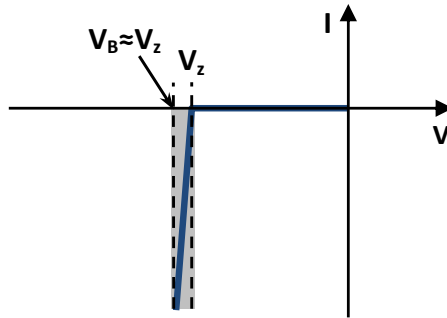
$$r_{AC} = \frac{25mV \cdot n}{I_{DQ}} \tag{2.6}$$

2.5 Ειδικοί τύποι διόδων

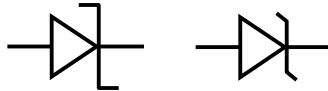
Με κατάλληλες διαφοροποιήσεις στην κατασκευή τους η συμπεριφορά των διόδων μπορεί να τροποποιηθεί, οδηγώντας σε ειδικούς τύπους οι οποίοι μπορούν να εξυπηρετήσουν εφαρμογές πέραν των συνηθών εφαρμογών των κοινών διόδων επαφής p-n. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε με συντομία τους συνηθέστερους τύπους ειδικών διόδων.

2.5.1 Δίοδος Zener

Πρόκειται για μια ειδικά σχεδιασμένη δίοδο στην οποία η ανάστροφη τάση κατάρρευσης έχει τιμή πολύ μικρότερη (κατ' απόλυτη τιμή) από εκείνη μιας κοινής διόδου. Η τάση κατάρρευσης μιας διόδου Zener ονομάζεται και *τάση Zener* (V_Z). Σε μια δίοδο αυτού του τύπου επιτυγχάνεται, με κατάλληλη σχεδίαση, ελεγχόμενη κατάρρευση η οποία εξασφαλίζει την αντοχή της διόδου στις μεγάλες τιμές του αντίστοιχου ρεύματος ώστε να μην καταστρέφεται η διάταξη. Λόγω της μεγάλης κλίσης της χαρακτηριστικής της διόδου στην περιοχή κατάρρευσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.28, η τιμή της τάσης της διόδου στην περιοχή αυτή (V_B) είναι πρακτικά ανεξάρτητη



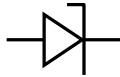
Σχήμα 2.28 Χαρακτηριστική I-V διόδου Zener για την περιοχή ανάστροφης λειτουργίας



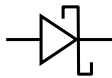
Σχήμα 2.29 Κυκλωματικά σύμβολα διόδων Zener

του ρεύματος και περίπου ίση με την τάση Zener (V_Z). Εξαιτίας του τελευταίου, η διόδος Zener βρίσκει εφαρμογή στην παραγωγή τάσεων αναφοράς και στη σταθεροποίηση τάσης, όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο. Στο Σχήμα 2.29 φαίνονται τα κυκλωματικά σύμβολα τα οποία αναπαριστούν μια διόδο Zener.

Είναι ευκαιρία να διευκρινίσουμε τα αίτια στα οποία οφείλεται το φαινόμενο της κατάρρευσης σε μια ανάστροφα πολωμένη διόδο. Το πρώτο είναι το λεγόμενο *φαινόμενο Zener*. Με την αύξηση της τάσης ανάστροφης πόλωσης δημιουργείται ένα πολύ ισχυρό ηλεκτρικό πεδίο στην περιοχή απογύμνωσης, καθώς ο φραγμός δυναμικού ανυψώνεται. Ως αποτέλεσμα έχουμε τη διάσπαση πολλών δεσμών στο υλικό του ημιαγωγού, γεγονός το οποίο συνεπάγεται τη δημιουργία πλήθους ζευγών οπών-ηλεκτρονίων. Οι φορείς αυτοί αυξάνουν σημαντικά την αγωγιμότητα και άρα και το ρεύμα που διέρχεται από τη διάταξη (ρεύμα κατάρρευσης). Μια δεύτερη αιτία, η οποία έπεται της πρώτης –της οποίας αποτελεί το αποτέλεσμα– είναι η διάσπαση δεσμών μέσα στην περιοχή απογύμνωσης από τις κρούσεις ταχέως κινούμενων ηλεκτρονίων. Κάθε κρούση παράγει επίσης ένα ηλεκτρόνιο αγωγιμότητας και το φαινόμενο μεγεθύνεται πολλαπλασιαστικά με τη μορφή χιονοστιβάδας. Για το λόγο αυτό ονομάζεται και *φαινόμενο χιονοστιβάδας*. Η διαφορά των δύο φαινομένων έγκειται στο γεγονός πως στο φαινόμενο χιονοστιβάδας παρατηρείται υστέρηση: Μετά την έναρξή του το φαινόμενο θα συνεχίζεται για κάποιο χρονικό διάστημα, ακόμη και εάν η ανάστροφη τάση παύσει να ξεπερνά (κατ' απόλυτη τιμή) την τάση κατάρρευσης, πράγμα που δεν συμβαίνει με το φαινόμενο Zener το οποίο παύει αμέσως μετά την αποκατάσταση της ανάστροφης τάσης σε τιμές κάτω από την τάση κατάρρευσης.



Σχήμα 2.30 Κυκλωματικό σύμβολο διόδου χιονοστιβάδας



Σχήμα 2.31 Κυκλωματικό σύμβολο διόδου Schottky

Κλείνοντας την παράγραφο αυτή, θα πρέπει να τονίσουμε ότι η συμπεριφορά μιας διόδου Zener στην περιοχή ορθής λειτουργίας δεν διαφέρει από εκείνη μιας κοινής διόδου.

2.5.2 Δίοδος χιονοστιβάδας

Η *δίοδος χιονοστιβάδας* (avalanche diode) έχει συμπεριφορά παρόμοια με εκείνη της διόδου Zener, με την παρατήρηση του τέλους της προηγούμενης παραγράφου. Το κυκλωματικό σύμβολο της διόδου αυτής φαίνεται στο Σχήμα 2.30.

2.5.3 Δίοδος Schottky

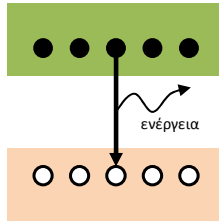
Αντί για την επαφή δύο τμημάτων ημιαγωγού διαφορετικών τύπων, η *δίοδος Schottky* υλοποιεί την επαφή μεταξύ ημιαγωγού και μετάλλου. Μια τέτοια δίοδος εμφανίζει σημαντικά μικρότερη τάση κατωφλίου σε σχέση με τις κοινές διόδους επαφής p-n και χρησιμοποιείται σε κυκλώματα υψηλής συχνότητας. Το κυκλωματικό σύμβολο μιας διόδου Schottky φαίνεται στο Σχήμα 2.31.

2.5.4 Δίοδος Varicap

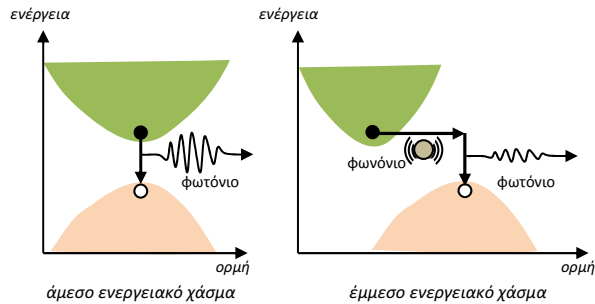
Όπως είδαμε, η περιοχή απογύμνωσης μιας επαφής p-n συμπεριφέρεται σαν πυκνωτής, γεγονός που είναι αποτέλεσμα της κατανομής φορτίου χώρου που εμφανίζεται στην περιοχή αυτή. Η αντίστοιχη χωρητικότητα εξαρτάται από το πάχος της περιοχής απογύμνωσης, το οποίο με τη σειρά του εξαρτάται από την τιμή της ανάστροφης τάσης που εφαρμόζεται στα άκρα της διάταξης. Επομένως, μια δίοδος σε ανάστροφη πόλωση συμπεριφέρεται ως πυκνωτής, η χωρητικότητα του οποίου μεταβάλλεται (ή ελέγχεται) από την τάση στα άκρα της. Με κατάλληλη επιλογή των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών της διόδου μπορεί να επιτευχθεί η επιθυμητή χωρητικότητα. Μια τέτοια δίοδος ονομάζεται Varicap (ακρωνύμιο του Variable Capacitance – Μεταβλητή χωρητικότητα) ή Varactor. Το κυκλωματικό σύμβολο μιας διόδου Varicap φαίνεται στο Σχήμα 2.32.



Σχήμα 2.32 Κυκλωματικό σύμβολο διόδου Varicap



Σχήμα 2.33 Έκλυση ενέργειας κατά την επανασύνδεση ηλεκτρονίου - οπής

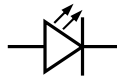


Σχήμα 2.34 Μηχανισμός αποβολής ενέργειας κατά την επανασύνδεση οπής - ηλεκτρονίου

2.5.5 Δίοδος φωτοεκπομπής

Κατά τη λειτουργία μιας διόδου στην ορθή πόλωση συμβαίνουν αθρόες επανασυνδέσεις ηλεκτρονίων με οπές, ιδιαίτερα στην περιοχή απογύμνωσης. Κατά την επανασύνδεση, τα ηλεκτρόνια μεταπίπτουν από τη ζώνη αγωγιμότητας στη ζώνη σθένους, σύμφωνα με το Σχήμα 2.33. Εξαιτίας της ενεργειακής απόστασης των ζωνών αυτών, κάθε ηλεκτρόνιο θα πρέπει να αποβάλει ποσό ενέργειας ίσο με τη διαφορά αυτή. Η ενέργεια που αποβάλλεται μπορεί να έχει τη μορφή θερμότητας ή φωτός, σύμφωνα με το μηχανισμό που υποδεικνύεται στο Σχήμα 2.34. Όταν ο ημιαγωγός διαθέτει *άμεσο ενεργειακό χάσμα* (direct energy gap) [4] τότε η μετάπτωση ενός ηλεκτρονίου στη ζώνη σθένους συνεπάγεται μονάχα τη μείωση της ενέργειας του κρυστάλλου, γεγονός που ανταποκρίνεται στην εκπομπή ενός φωτονίου⁶. Στην περίπτωση ημιαγωγού με *έμμεσο ενεργειακό χάσμα* (indirect energy gap) [4] η μετάπτωση ενός ηλεκτρονίου στη ζώνη σθένους συνεπάγεται, εκτός από τη μείωση της ενέργειας του κρυστάλλου (οπότε εκπέμπεται ένα

⁶Σύμφωνα με τις σύγχρονες απόψεις της φυσικής το φωτόνιο είναι ένα «σωμάτιο» το οποίο μεταφέρει ενέργεια υπό μορφή φωτός.



Σχήμα 2.35 Κυκλωματικό σύμβολο διόδου φωτοεκπομπής (LED)

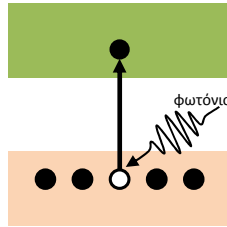
φωτόνιο) και την αύξηση της ορμής του γεγονός που ανταποκρίνεται στην εκπομπή ενός φωνονίου⁷. Είναι φανερό ότι για ημιαγωγούς έμμεσου ενεργειακού χάσματος η ενέργεια του μεταπίπτοντος ηλεκτρονίου επιμερίζεται ως ενέργεια τόσο του φωτονίου όσο και του φωνονίου που παράγονται κατά την επανασύνδεση, με αποτέλεσμα η ενέργεια του φωτονίου να είναι εξαιρετικά μικρή. Για ημιαγωγούς άμεσου ενεργειακού χάσματος, ωστόσο, ολόκληρη η ενέργεια του ηλεκτρονίου που επανασυνδέεται μεταφέρεται αποκλειστικά στο εκπεμπόμενο φωτόνιο. Η κατάλληλη συλλογή των φωτονίων που παράγονται από το σύνολο των επανασυνδέσεων μπορεί να επιτρέψει την εκπομπή από τη δίοδο φωτός ικανής έντασης. Στην περίπτωση αυτή η δίοδος ονομάζεται *δίοδος φωτοεκπομπής*, ή *φωτοεκπέμπουσα δίοδος* (Light Emitting Diode – LED). Η συχνότητα (f) και επομένως και το «χρώμα» των εκπεμπόμενων φωτονίων εξαρτάται από την ενέργεια (E) που αποβάλλει το ηλεκτρόνιο σύμφωνα με τη γνωστή σχέση:

$$E = h \cdot f \quad (2.7)$$

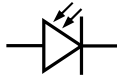
όπου h η σταθερά του Planck. Επομένως, το χρώμα του φωτός που εκπέμπει μια δίοδος LED καθορίζεται από την κατάλληλη επιλογή του ενεργειακού χάσματος του ημιαγωγού το οποίο εξαρτάται από το υλικό από το οποίο αυτός είναι κατασκευασμένος. Εκτός από την ορατή περιοχή του φάσματος, συγκεκριμένες δίοδοι φωτοεκπομπής κατασκευασμένες από κατάλληλα υλικά μπορούν να ακτινοβολούν στην υπέρυθη (Infrared – IR) ή στην υπεριώδη (Ultraviolet –UV) περιοχή. Οι κοινές δίοδοι πυριτίου δεν έχουν τη δυνατότητα εκπομπής φωτός, μιας και διαθέτουν έμμεσο ενεργειακό χάσμα. Τα υλικά που συνήθως χρησιμοποιούνται για την κατασκευή διόδων φωτοεκπομπής είναι GaP, GaAsP, AlGaAs κ.λπ. Εκτός από την προϋπόθεση του άμεσου ενεργειακού χάσματος, απαραίτητες συνθήκες για την φωτοεκπομπή μιας διόδου είναι η διαφάνεια του ημιαγωγού στο μήκος κύματος των παραγόμενων φωτονίων (ώστε αυτά να μπορέσουν να αναδυθούν μέχρι την εξωτερική του επιφάνεια) και η κατάλληλη μορφοποίηση και γεωμετρική δομή ώστε να περιορίζεται η ολική ανάκλαση των φωτονίων στην εξωτερική επιφάνεια της διόδου [5].

Οι εφαρμογές των LED στην ηλεκτρονική καλύπτουν εξαιρετικά μεγάλο εύρος, από απλούς ενδείκτες λειτουργίας και οθόνες ενδείξεων, έως φωτοπηγές σε συστήματα οπτικών επικοινωνιών. Στο Σχήμα 2.35 παρουσιάζεται το συνηθέστερο κυκλωματικό σύμβολο μιας διόδου φωτοεκπομπής.

⁷ Αντίστοιχα με το φωτόνιο, το φωνόνιο είναι ένα «σωμάτιο» το οποίο μεταφέρει ενέργεια υπό μορφή ταλαντώσεων του κρυσταλλικού πλέγματος, δηλαδή υπό μορφή θερμότητας.



Σχήμα 2.36 Απορρόφηση της ενέργειας ενός φωτονίου και δημιουργία ζεύγους φορέων (ηλεκτρονίου – οπής)



Σχήμα 2.37 Κυκλωματικό σύμβολο φωτοδιόδου

2.5.6 Φωτοδίοδος

Η *φωτοδίοδος* (photodiode) επιτελεί έργο αντίστροφο εκείνου μιας διόδου φωτοεκπομπής: Η τελευταία μετατρέπει το ηλεκτρικό ρεύμα σε φωτεινή ακτινοβολία. Η πρώτη μετατρέπει τη φωτεινή ακτινοβολία σε ηλεκτρικό ρεύμα. Μια φωτοδίοδος αποτελεί τυπικό παράδειγμα *φωτοφωρατή* (photodetector), μιας διάταξης που «ανιχνεύει» την παρουσία φωτός.

Ας θεωρήσουμε μια ανάστροφα πολωμένη δίοδο p-n. Η περιοχή απογύμνωσης της διόδου αυτής χαρακτηρίζεται από τη σχεδόν πλήρη απουσία ηλεκτρικών φορέων. Αν ένα φωτόνιο ικανής ενέργειας εισέλθει στη ζώνη απογύμνωσης μπορεί να διασπάσει έναν δεσμό δημιουργώντας ένα ζεύγος ηλεκτρικών φορέων κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.36. Ο αριθμός των φορέων που δημιουργούνται με τον τρόπο αυτό εξαρτάται από τον αριθμό των φωτονίων που εισέρχονται στην περιοχή απογύμνωσης. Για μεγάλο πλήθος τέτοιων φωτονίων η αγωγιμότητα στην ανάστροφη πόλωση αυξάνεται σημαντικά και το αντίστοιχο ρεύμα (που ονομάζεται και *φωτόρρευμα* [photocurrent] εξαιτίας του αιτίου που το προκαλεί) μπορεί να γίνει αρκετά μεγάλο, συγκρίσιμο με εκείνο στην ορθή πόλωση της διόδου. Κατά την κατασκευή μιας φωτοδιόδου λαμβάνονται υπόψη παρατηρήσεις παρόμοιες με αυτές που αναφέραμε και για τις διόδους φωτοεκπομπής. Στο Σχήμα 2.37 φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο της φωτοδιόδου.

Χαρακτηριστικό μέγεθος μιας φωτοδιόδου είναι η *φωτοαποκρισιμότητα* ή αποκρισιμότητα (responsivity - \mathcal{R}), η οποία ορίζεται από τη σχέση:

$$\mathcal{R} = \frac{I_{\phi}}{P_{\phi}} \quad (2.8)$$

όπου I_{ϕ} το φωτόρρευμα που διαρρέει τη φωτοδίοδο και P_{ϕ} η προσπίπτουσα φωτεινή ισχύς (μετρούμενη σε W) [5]. Είναι φανερό πως μονάδα μέτρησης της φωτοαποκρισιμότητας είναι το A/W.

Ένα εξίσου σημαντικό μέγεθος είναι το *ρεύμα σκότους* (dark current). Πρόκειται για την τιμή της έντασης του ρεύματος που διαρρέει τη φωτοδίοδο όταν η φωτεινή ισχύς που προσπίπτει σε αυτήν είναι μηδενική. Στην περίπτωση φωτοδίοδου p-n το ρεύμα αυτό θα είναι εξαιρετικά μικρό (σχεδόν αμελητέο) μιας και οφείλεται στον πολύ μικρό αριθμό φορέων οι οποίοι παράγονται από θερμικά αίτια. Οι έννοιες της φωτοαποκρισιμότητας και του ρεύματος σκότους αφορούν γενικά τους φωτοφωρατές. Η τιμή της φωτοαποκρισιμότητας είναι επιθυμητό να είναι μεγάλη, ενώ η τιμή του ρεύματος σκότους είναι επιθυμητό να είναι μικρή.

Τυπικά παραδείγματα εφαρμογών που βρίσκουν οι φωτοδιόδοι είναι στη σχεδίαση ανιχνευτών (φωτός, καπνού κ.λπ.) καθώς και στους δέκτες ηλεκτροοπτικών ζεύξεων.

2.6 Εφαρμογές των διόδων

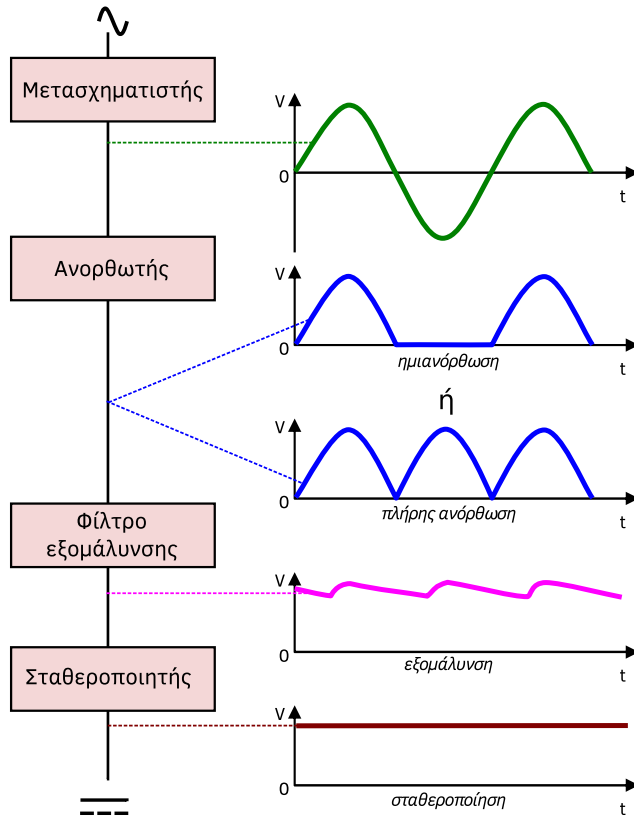
Το εύρος των εφαρμογών των διόδων είναι εξαιρετικά εκτεταμένο. Από το πλήθος των εφαρμογών αυτών θα μελετήσουμε στο σημείο αυτό τη μετατροπή εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή. Σε επόμενο κεφάλαιο θα δούμε τη σχεδίαση λογικών κυκλωμάτων με διόδους.

Οι τάσεις πόλωσης των ηλεκτρονικών διατάξεων είναι σταθερές. Για τον λόγο αυτό οι ηλεκτρονικές συσκευές λειτουργούν με σταθερές τάσεις τροφοδοσίας. Συσκευές με μικρή κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος μπορούν να τροφοδοτηθούν μέσω ξηρών στοιχείων (μπαταριών) τα οποία παρέχουν σταθερή τάση. Αν η κατανάλωση ισχύος μιας συσκευής είναι μεγάλη, η χρήση ξηρών στοιχείων δεν είναι επαρκής και για την παραγωγή των σταθερών τάσεων τροφοδοσίας χρησιμοποιείται τροφοδοτικό (power supply). Τα τροφοδοτικά λειτουργούν με την εναλλασσόμενη τάση του ηλεκτρικού δικτύου και παρέχουν (σταθερή) συνεχή τάση.

Η διαδικασία μετατροπής μιας εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή ακολουθεί έναν αριθμό σταδίων τα οποία συνοψίζονται στο Σχήμα 2.38. Η κυματομορφή στην κορυφή του σχήματος αντιστοιχεί στη μορφή της τάσης που παρέχεται από το ηλεκτρικό δίκτυο. Αξίζει να προσέξουμε πως η DC συνιστώσα του σήματος αυτού είναι μηδενική. Επειδή η (rms) τιμή της τάσης του ηλεκτρικού δικτύου είναι αρκετά μεγαλύτερη από τη σταθερή τάση τροφοδοσίας που θέλουμε να παράξουμε, χρησιμοποιείται μετασχηματιστής υποβιβασμού στο δευτερεύον του οποίου παρέχεται εναλλασσόμενη τάση με πλάτος της ίδιας τάξης μεγέθους με τη σταθερή τάση που πρόκειται να παραχθεί⁸.

Το πρώτο στάδιο μετατροπής της εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή περιλαμβάνει την *ημιανόρθωση* (ή ανόρθωση ημικύματος – half-wave rectification) ή την *πλήρη ανόρθωση* (ή ανόρθωση πλήρους κύματος – full-wave rectification) της εναλλασσόμενης τάσης. Με την ημιανόρθωση αποκόπτονται τα αρνητικά τμήματα της εναλλασσόμενης κυματομορφής και η κυμα-

⁸Για να είμαστε ακριβείς, η κυματομορφή στην κορυφή του Σχήματος 2.38 αντιστοιχεί στην εναλλασσόμενη τάση στο δευτερεύον του μετασχηματιστή υποβιβασμού.



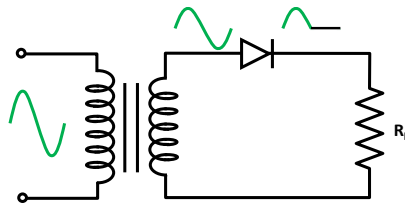
Σχήμα 2.38 Στάδια μετατροπής εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή

τομορφή που προκύπτει είναι συνεχής. Με την πλήρη ανόρθωση το πρόσημο των αρνητικών τμημάτων γίνεται θετικό (τα αρνητικά μέρη «ανορθώνονται»). Από μαθηματικής άποψης το αποτέλεσμα της πλήρους ανόρθωσης αντιστοιχεί στην απόλυτη τιμή της εναλλασσόμενης τάσης.

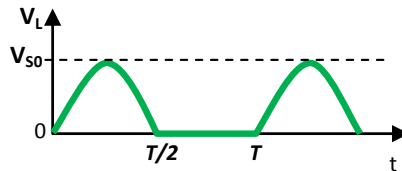
Αν και συνεχή, τα σήματα που προκύπτουν από την ημιανόρθωση ή την πλήρη ανόρθωση μιας εναλλασσόμενης τάσης είναι μεταβαλλόμενα και μάλλον παρουσιάζουν σημαντική κυμάτωση (ο ποσοτικός ορισμός της κυμάτωσης θα δοθεί λίγο πιο κάτω). Για τον περιορισμό της κυμάτωσης αυτής ακολουθεί ένα στάδιο εξομάλυνσης. Πρόκειται ουσιαστικά για φιλτράρισμα του σήματος, όπως θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Στο τελικό στάδιο της σταθεροποίησης, η κυμάτωση αναιρείται σχεδόν απόλυτα και η συνεχής τάση γίνεται πρακτικά σταθερή.

2.6.1 Ημιανόρθωση

Με την εκμετάλλευση της ιδιότητας της διόδου να λειτουργεί ως βαλβίδα του ηλεκτρικού ρεύματος, η ημιανόρθωση ενός εναλλασσόμενου σήματος



Σχήμα 2.39 Κύκλωμα ημιανόρθωσης



Σχήμα 2.40 Ιδανική κυματομορφή ημιανορθωμένης τάσης

τάσης μπορεί να πραγματοποιηθεί με το απλό κύκλωμα του Σχήματος 2.39, στο οποίο περιλαμβάνεται ο μετασχηματιστής υποβιβασμού της τάσης του ηλεκτρικού δικτύου. Η αντίσταση φόρτου R_L αντιπροσωπεύει την αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας. Υποθέτοντας τη δίοδο ως ιδανική (με μηδενική δηλαδή τάση κατωφλίου και μηδενική αντίσταση), ως θεωρήσουμε την ιδανική κυματομορφή ημιανορθωμένης τάσης του Σχήματος 2.40. Στην περίπτωση αυτή η μέγιστη τιμή τάσης του ημιανορθωμένου σήματος θα είναι ίση με το πλάτος V_{so} της εναλλασσόμενης τάσης στο δευτερεύον του μετασχηματιστή.

Λαμβάνοντας υπόψη το Παράρτημα II, η ενεργός (rms) τιμή της κυματομορφής δίνεται από τη σχέση:

$$V_L^{rms} = \frac{V_{so}}{2} \quad (2.9)$$

Αντίστοιχα, η DC συνιστώσα της ημιανορθωμένης τάσης δίνεται από τη σχέση:

$$V_L^{DC} = \frac{V_{so}}{\pi} \quad (2.10)$$

Παρόμοια, η ενεργός (rms) τιμή της AC συνιστώσας της ημιανορθωμένης τάσης δίνεται από τη σχέση:

$$V_L^{AC} = \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} \cdot V_{so} \quad (2.11)$$

Ο βαθμός κυμάτωσης (ripple factor – r) της ημιανορθωμένης κυματομορφής ορίζεται ως εξής:

$$r = \frac{V_L^{AC}}{V_L^{DC}} \quad (2.12)$$

Αντικαθιστώντας στην (2.12) τις (2.11) και (2.10) βρίσκουμε:

$$r = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \simeq 1.21 \quad (2.13)$$

Η απόδοση (efficiency – n) της ημιανόρθωσης ορίζεται από τη σχέση:

$$n = \frac{P_L^{DC}}{P_S^{AC}} \quad (2.14)$$

όπου η P_S^{AC} η ισχύς που προσφέρεται από την εναλλασσόμενη τάση του δευτερεύοντος και P_L^{DC} η ισχύς που αντιστοιχεί στην DC συνιστώσα του ημιανορθωμένου σήματος. Προφανώς η ισχύς που προσφέρεται από την εναλλασσόμενη τάση του δευτερεύοντος αποδίδεται ολόκληρη (στην ιδανική περίπτωση όπου δεν υπάρχουν άλλες απώλειες) στην αντίσταση του φόρτου, άρα:

$$P_S^{AC} = P_L^{rms} = \frac{(V_L^{rms})^2}{R} \quad (2.15)$$

όπου P_L^{rms} η συνολική ισχύς που αποδίδεται στον φόρτο.

Επιπλέον, η ισχύς που αντιστοιχεί στην DC συνιστώσα της ημιανορθωμένης τάσης στα άκρα του φόρτου δίνεται από τη σχέση:

$$P_L^{DC} = \frac{(V_L^{DC})^2}{R} \quad (2.16)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.14), (2.15) και (2.16) βρίσκουμε για την απόδοση της ημιανόρθωσης:

$$n = \left(\frac{V_L^{DC}}{V_L^{rms}} \right)^2 \quad (2.17)$$

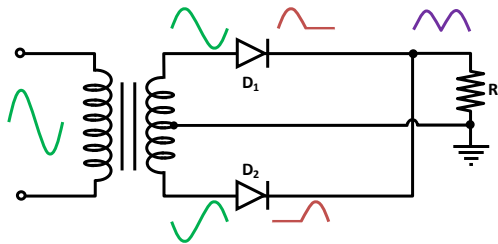
Αντικαθιστώντας τις τιμές των (2.9) και (2.10) μπορούμε να βρούμε πως $n = 4/\pi^2 \simeq 0.406$.

Όταν η εναλλασσόμενη τάση του δευτερεύοντος λάβει την ελάχιστη τιμή της ($-V_{SO}$) η ανάστροφη πόλωση της διόδου γίνεται ίση με τη μέγιστη τάση. Επομένως, η *ανάστροφη τάση κορυφής* (ή *μέγιστη ανάστροφη τάση* - Peak Inverse Voltage - PIV) στο κύκλωμα ημιανόρθωσης που εξετάζουμε είναι ίση με $PIV = V_{SO}$. Εκτός από τα προηγούμενα μεγέθη, την «ποιότητα» ενός κυκλώματος (ημι-) ανόρθωσης καθορίζουν επίσης: Ο *παράγοντας μορφής* (form factor) που ορίζεται από την:

$$form\ factor = \frac{V_L^{rms}}{V_L^{DC}} = \sqrt{1/n} \quad (2.18)$$

και ισούται με $\pi/2$ για την περίπτωση της ημιανόρθωσης. Επίσης, μας ενδιαφέρει ο *παράγοντας κορυφής* (peak factor) που ορίζεται από τη σχέση:

$$peak\ factor = \frac{V_{SO}}{V_L^{rms}} \quad (2.19)$$



Σχήμα 2.41 Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης

Στην περίπτωση της ημιανόρθωσης ο παράγοντας κορυφής είναι ίσος με $\frac{V_{S0}}{V_L^{rms}} = \frac{V_{S0}}{V_{S0}/2} = 2$.

Το κυριότερο πλεονέκτημα της ημιανόρθωσης είναι η εξαιρετικά απλή κυκλωματική υλοποίηση. Ωστόσο η ποιότητα του συνεχούς σήματος που παρέχει είναι φτωχή, με υψηλό βαθμό κυμάτωσης.

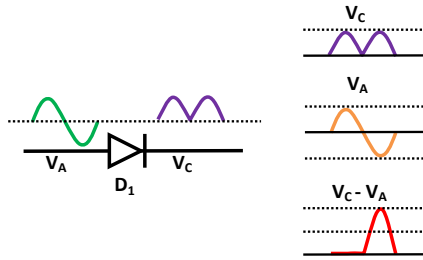
2.6.2 Πλήρης ανόρθωση

Αν και σχετικά πολυπλοκότερη στην κυκλωματική της υλοποίηση, η *πλήρης ανόρθωση* προσφέρει ανορθωμένη τάση με πολύ μικρότερη κυμάτωση σε σύγκριση με την ημιανόρθωση. Οι βασικότεροι τρόποι παραγωγής πλήρως ανορθωμένης τάσης με τη χρήση διόδων είναι με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης και με γέφυρα διόδων. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε τον καθένα ξεχωριστά.

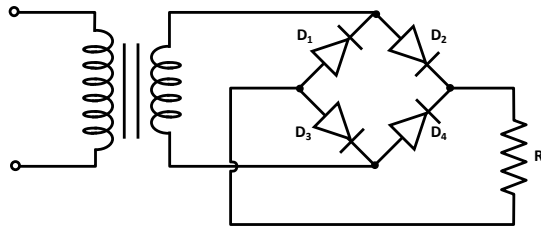
Στο Σχήμα 2.41 φαίνεται ένα κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με τη χρήση μετασχηματιστή μεσαίας λήψης. Όπως είναι γνωστό, η τάση στο ένα άκρο του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή είναι ανάστροφη (αντεστραμμένη) σε σχέση με την τάση στο άλλο άκρο, αν ως σημείο αναφοράς πάρουμε το σημείο μεσαίας λήψης. Το κύκλωμα εκμεταλλεύεται το γεγονός αυτό πραγματοποιώντας ημιανόρθωση καθεμιάς εκ των τάσεων στα δύο άκρα του δευτερεύοντος. Η πλήρως ανορθωμένη τάση προκύπτει από την υπέρθεση [6] των ημιανορθωμένων συνιστωσών πάνω στην αντίσταση φόρτου R_L , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.41.

Το κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης παρουσιάζει δύο βασικά μειονεκτήματα: Το πρώτο είναι ότι το κόστος του μετασχηματιστή μεσαίας λήψης είναι υψηλότερο σε σχέση με έναν συμβατικό μετασχηματιστή. Το δεύτερο έγκειται στο γεγονός ότι η μέγιστη ανάστροφη τάση που εφαρμόζεται στις διόδους του κυκλώματος είναι διπλάσια του πλάτους της τάσης που ανορθώνεται.

Στο Σχήμα 2.42 παρουσιάζονται οι κυματομορφές των τάσεων που εμφανίζονται στα άκρα της διόδου D_1 κατά τη λειτουργία του κυκλώματος. Η τάση V_A στην άνοδο της διόδου αντιστοιχεί στην εναλλασσόμενη τάση που παρέχεται από τον μετασχηματιστή, ενώ η τάση V_C στην κάθοδο αντιστοιχεί στην ανορθωμένη τάση. Η διαφορά τους ($V_C - V_A$) αντιστοιχεί προφανώς



Σχήμα 2.42 Τάση ανάστροφης πόλωσης διόδου σε κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης

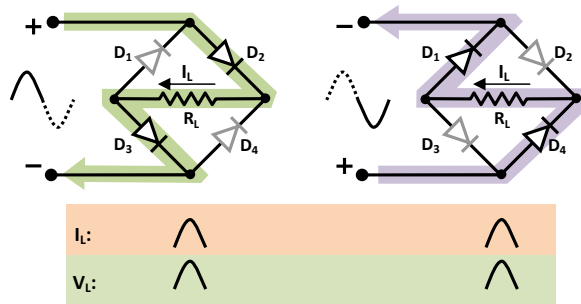


Σχήμα 2.43 Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με διόδους σε συνδεσμολογία γέφυρας

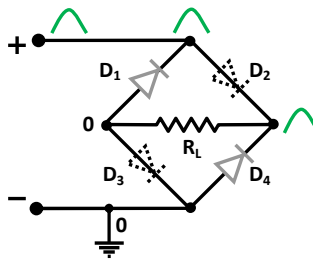
στην ανάστροφη τάση που δέχεται η διάδος. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.42 το πλάτος της διαφοράς αυτής είναι διπλάσιο του πλάτους της εναλλασσόμενης τάσης που ανορθώνεται. Εξαιτίας της αυξημένης ανάστροφης τάσης, οι διάδοι που χρησιμοποιούνται θα πρέπει να είναι ειδικής κατασκευής – και επομένως και αυξημένου κόστους – ώστε να έχουν μεγάλη τιμή μέγιστης ανάστροφης τάσης την οποία μπορούν να αντέξουν.

Τα προαναφερθέντα προβλήματα αποφεύγονται αν η πλήρης ανόρθωση πραγματοποιηθεί με τη βοήθεια γέφυρας διόδων, όπως φαίνεται στο κύκλωμα του Σχήματος 2.43. Η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος βασίζεται στο γεγονός ότι η φορά του ρεύματος που διαρρέει την αντίσταση φόρτου R_L παραμένει η ίδια τόσο κατά το θετικό όσο και κατά το αρνητικό μέρη της εναλλασσόμενης τάσης που ανορθώνεται. Στο Σχήμα 2.44 έχουν αναδιαταχθεί τα κυκλωματικά στοιχεία ώστε αυτό να γίνει εμφανές (η απεικόνιση του μετασχηματιστή έχει παραλειφθεί).

Κατά τη διάρκεια του θετικού μέρους της εναλλασσόμενης τάσης άγουν οι διάδοι D_2 και D_3 οι οποίες είναι πολωμένες ορθά, ενώ οι διάδοι D_1 και D_4 βρίσκονται στην αποκοπή μιας και είναι πολωμένες ανάστροφα. Η φορά του ρεύματος που διαρρέει το κύκλωμα υποδεικνύεται από τη φορά του τεθλασμένου βέλους και στην αντίσταση φόρτου R_L είναι από τα δεξιά προς τα αριστερά. Κατά τη διάρκεια του αρνητικού μέρους της εναλλασσόμενης τάσης άγουν οι διάδοι D_1 και D_4 οι οποίες είναι πολωμένες ορθά, ενώ οι διάδοι D_2 και D_3 βρίσκονται στην αποκοπή μιας και είναι πολωμένες ανάστροφα. Η φορά του ρεύματος που διαρρέει την αντίσταση φόρτου R_L παραμένει από τα δεξιά προς τα αριστερά, όπως ακριβώς και στην προηγού-



Σχήμα 2.44 Αρχή πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα διόδων

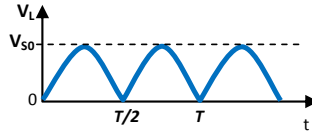


Σχήμα 2.45 Τάση ανάστροφης πόλωσης διόδων σε κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα διόδων

μενη περίπτωση. Συμπεραίνουμε, λοιπόν, ότι το ρεύμα φόρτου (I_L) διατηρεί σταθερή φορά, άρα είναι συνεχές. Το ίδιο θα συμβαίνει και για την πτώση τάσης (V_L) στα άκρα του φόρτου.

Η μέγιστη ανάστροφη τάση που δέχεται κάθε διόδος στο κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα είναι ίση με το πλάτος της εναλλασσόμενης τάσης στο δευτερεύον του μετασχηματιστή. Στο Σχήμα 2.45 – που αφορά το θετικό μέτωπο της τάσης στο δευτερεύον – άγουν οι διόδοι D_2 και D_3 , οι οποίες μπορούν να θεωρηθούν ως βραχυκυκλώματα αν η αντίστασή τους υποτεθεί πολύ μικρή. Οι διόδοι D_1 και D_4 είναι πολωμένες ανάστροφα. Αν το «αρνητικό» άκρο του δευτερεύοντος θεωρηθεί ως σημείο αναφοράς (το δυναμικό του, δηλαδή, είναι μηδενικό) τότε η άνοδος της D_1 βρίσκεται επίσης σε μηδενικό δυναμικό, ενώ στην κάθοδο θα εφαρμόζεται η τάση του δευτερεύοντος. Επομένως, η ανάστροφη τάση στη διόδο D_1 ταυτίζεται με το θετικό μέτωπο της τάσης του δευτερεύοντος και θα έχουν την ίδια μέγιστη τιμή. Το ίδιο ισχύει και για τη διόδο D_4 . Παρόμοια, μπορούμε να δούμε πως κατά το αρνητικό μέτωπο της τάσης η μέγιστη ανάστροφη τάση την οποία δέχονται οι διόδοι D_2 και D_3 είναι, επίσης, ίση με το πλάτος της τάσης στο δευτερεύον.

Στο σημείο αυτό θα υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά μεγέθη τα οποία αποτελούν μέτρο της ποιότητας της πλήρους ανόρθωσης. Ας θεωρήσουμε την ιδανική κυματομορφή πλήρως ανορθωμένης τάσης που φαίνεται στο



Σχήμα 2.46 Ιδανική κυματομορφή πλήρως ανορθωμένης τάσης

Σχήμα 2.46. Στην περίπτωση αυτή η μέγιστη τιμή τάσης του πλήρως ανορθωμένου σήματος θα είναι ίση με το πλάτος V_{S0} της εναλλασσόμενης τάσης στο δευτερεύον του μετασχηματιστή υποβιβασμού.

Εργαζόμενοι όπως στο Παράρτημα II, μπορούμε να βρούμε πως η ενεργός (rms) τιμή της κυματομορφής δίνεται από τη σχέση:

$$V_L^{rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} V_{S0} \quad (2.20)$$

Αντίστοιχα, η DC συνιστώσα της πλήρως ανορθωμένης τάσης δίνεται από τη σχέση:

$$V_L^{DC} = \frac{2}{\pi} V_{S0} \quad (2.21)$$

Η ενεργός (rms) τιμή της AC συνιστώσας της πλήρως ανορθωμένης τάσης δίνεται από τη σχέση:

$$V_L^{AC} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}} \cdot V_{S0} \quad (2.22)$$

Ο βαθμός κυμάτωσης (r) υπολογίζεται ως εξής:

$$r = \frac{V_L^{AC}}{V_L^{DC}} \quad (2.23)$$

Αντικαθιστώντας στην (2.23) τις (2.22) και (2.21) βρίσκουμε:

$$r = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \simeq 0.482 \quad (2.24)$$

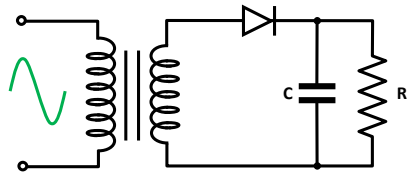
Η απόδοση (n) της πλήρους ανόρθωσης υπολογίζεται από την (2.17):

$$n = \left(\frac{V_L^{DC}}{V_L^{rms}} \right)^2 \quad (2.25)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των (2.20) και (2.21) μπορούμε να βρούμε πως $n = 8/\pi^2 \simeq 0.812$.

Η ανάστροφη τάση κορυφής (PIV) στην περίπτωση ανόρθωσης με τη χρήση μετασχηματιστή μεσαίας λήψης είναι ίση με $2V_{S0}$, ενώ με τη χρήση γέφυρας διόδων ισούται με V_{S0} , όπως είδαμε προηγουμένως, ενώ ο παράγοντας μορφής της πλήρως ανορθωμένης τάσης υπολογίζεται από την:

$$\text{form factor} = \frac{V_L^{rms}}{V_L^{DC}} = \sqrt{1/n} \simeq 1.11 \quad (2.26)$$



Σχήμα 2.47 Κύκλωμα ημιανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης

Τέλος, ο παράγοντας κορυφής είναι ίσος με:

$$peak\ factor = \frac{V_{so}}{V_L^{rms}} = \frac{V_{so}}{\sqrt{2}V_{so}/2} = \sqrt{2} \quad (2.27)$$

Συγκρίνοντας τις παραμέτρους ποιότητας της πλήρους ανόρθωσης με τις αντίστοιχες παραμέτρους που βρήκαμε για την περίπτωση της ημιανόρθωσης αναδεικνύονται τα ακόλουθα προτερήματα της πρώτης:

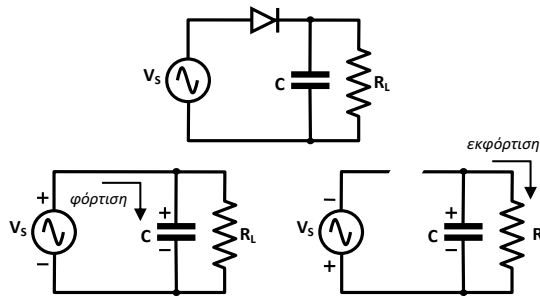
- Η συνεχής (DC) συνιστώσα της πλήρως ανορθωμένης τάσης είναι διπλάσια εκείνης της ημιανορθωμένης.
- Η κυμάτωση της πλήρως ανορθωμένης τάσης είναι σαφώς μικρότερη (περίπου 50% σε σχέση με 120% της ημιανορθωμένης).
- Η απόδοση της πλήρους ανόρθωσης είναι διπλάσια σε σύγκριση με την ημιανόρθωση.

2.6.3 Εξομάλυνση

Η διαδικασία *εξομάλυνσης* μιας ανορθωμένης τάσης δεν αποτελεί εφαρμογή των διόδων. Ωστόσο, τα κυκλώματα εξομάλυνσης ενσωματώνονται στα κυκλώματα των ανορθωτών και για το λόγο αυτό θα τα παρουσιάσουμε συνοπτικά στο σημείο αυτό.

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα ημιανόρθωσης του Σχήματος 2.47, όπου παράλληλα στον φόρτο έχει συνδεθεί ένας πυκνωτής εξομάλυνσης (C). Ο συνδυασμός του πυκνωτή αυτού και της αντίστασης R_L του φόρτου σχηματίζει ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων (Low Pass Filter – LPF) τύπου R-C [7] τα χαρακτηριστικά των οποίων θα μελετήσουμε σε επόμενο κεφάλαιο. Σκοπός του φίλτρου αυτού είναι η απόσβεση των συχνοτήτων που προκαλούν την κυμάτωση της κυματομορφής της ημιανορθωμένης τάσης. Η περιγραφή που θα ακολουθήσουμε εδώ εκμεταλλεύεται τις έννοιες της φόρτισης και της εκφόρτισης των πυκνωτών.

Το κύκλωμα του Σχήματος 2.47 μπορεί να πάρει την απλοποιημένη μορφή του Σχήματος 2.48. Κατά τη διάρκεια του θετικού μετώπου της εναλλασσόμενης τάσης του δευτερεύοντος (η οποία συμβολίζεται με την AC πηγή τάσης V_S) η δίοδος άγει επιτρέποντας τη φόρτιση του πυκνωτή εξομάλυνσης. Αν η αντίσταση της διόδου θεωρηθεί αμελητέα τότε ο πυκνωτής θα φορτίζεται σχεδόν ακαριαία, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.48, και σύμφωνα με όσα



Σχήμα 2.48 Λειτουργία κυκλώματος ημιανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης

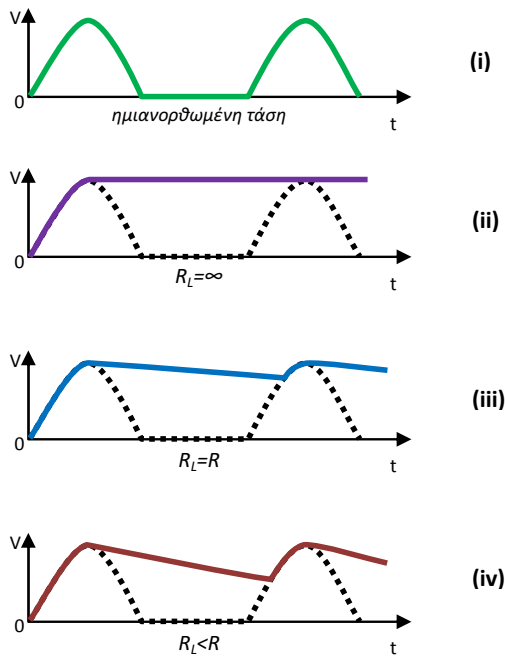
ήδη εξηγήσαμε. Κατά τη διάρκεια του αρνητικού μετώπου της εναλλασσόμενης τάσης η διόδος αποκόπτεται και ο πυκνωτής εξομάλυνσης εκφορτίζεται μέσω της αντίστασης φόρτου R_L , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.48, με ταχύτητα εκφόρτισης που εξαρτάται από την τιμή της σταθεράς χρόνου $R_L C$.

Αν υποθέσουμε ότι η αντίσταση φόρτου R_L έχει πολύ μεγάλη τιμή (σχεδόν άπειρη), τότε αντίστοιχα μεγάλη θα είναι και η σταθερά χρόνου $R_L C$ που καθορίζει την εκφόρτιση του πυκνωτή εξομάλυνσης C . Συνοψίζοντας, ο πυκνωτής παρακολουθεί ακαριαία την τάση του δευτερεύοντος φορτιζόμενος κατά τη διάρκεια του θετικού μετώπου της, ενώ διατηρεί την τάση φόρτισής του κατά τη διάρκεια του αρνητικού. Τα συμπεράσματα αυτά αντιστοιχούν στην κυματομορφή του Σχήματος 2.49-ii, όπου με V συμβολίζεται η τάση στα άκρα του φόρτου του κυκλώματος. Πρόκειται για ιδανική περίπτωση, όπου ο πυκνωτής εξομάλυνσης καταργεί σε απόλυτο βαθμό την κυμάτωση της ημιανορθωμένης τάσης. Για μικρότερες τιμές της αντίστασης φόρτου R_L η τιμή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή εξομάλυνσης μειώνεται κατά τη διάρκεια του αρνητικού μετώπου της τάσης του δευτερεύοντος με ρυθμό που εξαρτάται από την τιμή της σταθεράς χρόνου, όπως φαίνεται στις περιπτώσεις (iii) και (iv) του Σχήματος 2.49. Από το ίδιο σχήμα είναι φανερό πως όσο μειώνεται η τιμή της αντίστασης φόρτου, τόσο αυξάνεται η κυμάτωση της τάσης στα άκρα του.

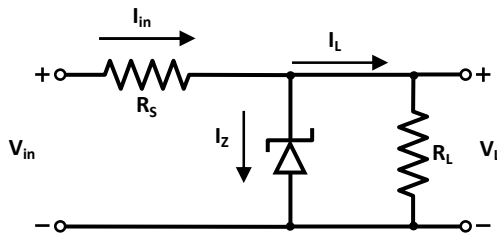
Γενικά, μπορούμε να πούμε πως όσο η σταθερά χρόνου μικραίνει, τόσο μεγαλώνει η κυμάτωση, επομένως είναι επιθυμητές μεγάλες τιμές της σταθεράς χρόνου. Αύξηση της τελευταίας θα μπορούσε να γίνει και με τη χρήση πυκνωτή μεγαλύτερης χωρητικότητας. Ωστόσο, όσο μεγαλύτερη είναι η χωρητικότητα ενός πυκνωτή τόσο μεγαλύτερος είναι ο όγκος, το βάρος και το κόστος του. Οι τιμές χωρητικότητας των πυκνωτών εξομάλυνσης σπάνια υπερβαίνουν τα 40μF.

2.6.4 Σταθεροποίηση

Με τη *σταθεροποίηση* (regulation) μιας συνεχούς τάσης που παρουσιάζει κυμάτωση καταφέρνουμε να περιορίσουμε σε πολύ μεγάλο βαθμό την



Σχήμα 2.49 Κυματομορφές ημιανορθωμένης τάσης που εξομαλύνεται με τη χρήση πυκνωτή

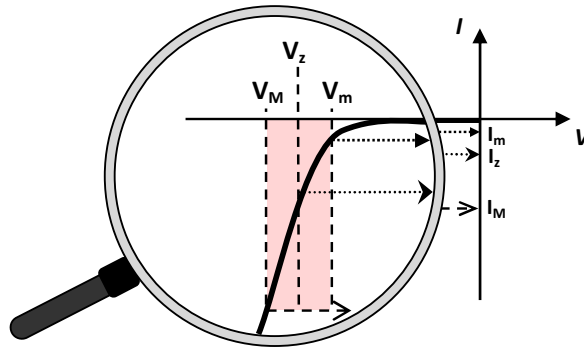


Σχήμα 2.50 Απλό κύκλωμα σταθεροποίησης με δίοδο Zener

κυμάτωση αυτή και να επιτύχουμε μια τάση σχεδόν σταθερή και ανεξάρτητη από την τιμή του φόρτου. Στο Σχήμα 2.50 φαίνεται ένα απλό κύκλωμα σταθεροποίησης τάσης με τη βοήθεια διόδου Zener, όπου R_L αντίσταση που αντιστοιχεί στον φόρτο του κυκλώματος (στην επόμενη, δηλαδή, βαθμίδα). Η τάση εισόδου V_{in} σταθεροποιείται μέσω της διόδου Zener και αποδίδεται σταθεροποιημένη στον φόρτο.

Η αρχή στην οποία στηρίζει τη λειτουργία του το κύκλωμα αυτό είναι η εξής:

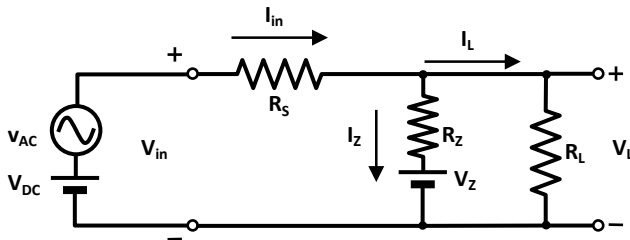
Η δίοδος Zener είναι πολωμένη ανάστροφα. Όπως έχουμε δει, μια ανάστροφα πολωμένη δίοδος Zener τείνει να διατηρήσει την τάση στα άκρα



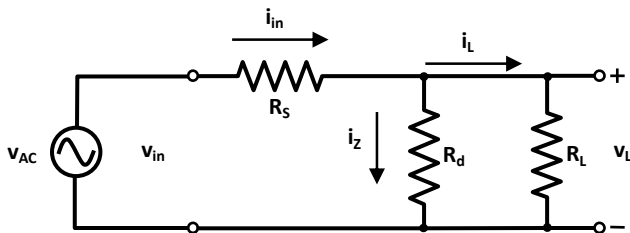
Σχήμα 2.51 Χαρακτηριστική I - V διόδου Zener για την περιοχή ανάστροφης λειτουργίας

της σταθερή και ίση με την τάση Zener (V_Z), μεταβάλλοντας το ρεύμα που τη διαρρέει. Όταν η τάση εισόδου (V_{in}) αυξηθεί το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο μεγαλώνει, με αποτέλεσμα η πρόσθετη πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση R_S να επαναφέρει την τάση στα άκρα του φόρτου στην τιμή V_Z . Αν αυξηθεί το ρεύμα (I_L) που απορροφά ο φόρτος, τότε η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση R_S αυξάνεται και η τάση στα άκρα της διόδου μειώνεται, με επακόλουθη μείωση του ρεύματος εισόδου (I_{in}) η οποία μειώνει την πτώση τάσης στην R_S και επαναφέρει την τάση στα άκρα του φόρτου στην τιμή V_Z . Αντίστροφα, όταν η τάση εισόδου (V_{in}) μειωθεί το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο μικραίνει, με αποτέλεσμα μικρότερη πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση R_S που επαναφέρει την τάση στα άκρα του φόρτου στην τιμή V_Z . Αν μειωθεί το ρεύμα (I_L) που απορροφά ο φόρτος, τότε η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση R_S μειώνεται και η τάση στα άκρα της διόδου αυξάνεται, με επακόλουθη αύξηση του ρεύματος εισόδου (I_{in}) η οποία αυξάνει την πτώση τάσης στην R_S και επαναφέρει την τάση στα άκρα του φόρτου στην τιμή V_Z . Επειδή η δίοδος λειτουργεί στην περιοχή κατάρρευσης, όπου οι τιμές του ρεύματος είναι αρκετά μεγάλες, η χρήση της αντίστασης R_S επιβάλλεται, εκτός των άλλων, και για τον περιορισμό του ρεύματος που διέρχεται από τη δίοδο, καθορίζοντας το κατάλληλο σημείο λειτουργίας του κυκλώματος. Επιπλέον, από την τιμή της αντίστασης αυτής εξαρτάται και ο συντελεστής σταθεροποίησης, ο οποίος καθορίζει την ποιότητα της σταθεροποίησης, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Κρίσιμο στοιχείο για τη σωστή λειτουργία του κυκλώματος είναι η δίοδος Zener να βρίσκεται διαρκώς στην περιοχή κατάρρευσης, χωρίς ωστόσο να καταστρέφεται λόγω υπερθέρμανσης. Ας εξετάσουμε τη χαρακτηριστική μιας τυπικής διόδου Zener ανάστροφα πολωμένης, σαν κι αυτή του Σχήματος 2.51. Από την χαρακτηριστική αυτή παρατηρούμε ότι για τιμές ανάστροφης τάσης μικρότερες (κατ' απόλυτη τιμή) από μια τιμή V_m το αντίστοιχο ρεύμα I_m γίνεται πάρα πολύ μικρό και η τάση στα άκρα της διόδου αποκλίνει πολύ από την τάση Zener (V_Z). Επίσης, για τιμές τάσης μεγαλύτερες (κατ' απόλυτη τιμή) από μια τιμή V_M το αντίστοιχο ρεύμα I γίνεται πάρα



Σχήμα 2.52 Ισοδύναμο για το κύκλωμα του Σχήματος 2.50



Σχήμα 2.53 Ισοδύναμο μικρού σήματος για το κύκλωμα του Σχήματος 2.50

πολύ μεγάλο και η διόδος καταστρέφεται λόγω υπερθέρμανσης. Οι τιμές V_m (που ονομάζεται και *τάση γόνατος* – knee voltage [εξαιτίας της καμπής που σχηματίζει η χαρακτηριστική στο σημείο αυτό]) και V_M καθορίζουν την περιοχή εντός της οποίας θα πρέπει να πολώνεται η διόδος, προκειμένου το κύκλωμα σταθεροποίησης να λειτουργεί σωστά.

Το ισοδύναμο του κυκλώματος που εξετάζουμε φαίνεται στο Σχήμα 2.52, όπου το σήμα εισόδου V_{in} αποτελείται από μια DC συνιστώσα V_{DC} και μια εναλλασσόμενη v_{AC} , η οποία αντιστοιχεί στην κυμάτωση. Στην πράξη, το πλάτος της AC συνιστώσας είναι μικρότερο από την τιμή της DC συνιστώσας, οπότε η πολικότητα του σήματος εισόδου διατηρείται σταθερή. Για τη διόδο Zener χρησιμοποιήσαμε το μοντέλο της τυπικής διόδου με αντίσταση, από το οποίο παραλείψαμε την ιδανική διόδο, μιας και η διόδος Zener βρίσκεται πάντοτε στην περιοχή κατάρρευσης (και άρα άγει διαρκώς).

Οι εξισώσεις που περιγράφουν το κύκλωμα είναι οι εξής:

$$V_{in} = I_{in}R_S + V_L \tag{2.28}$$

$$I_{in} = I_Z + I_L \tag{2.29}$$

$$V_L = I_L R_L \tag{2.30}$$

Με τη βοήθεια των εξισώσεων αυτών καθορίζεται η τιμή της αντίστασης R_S και τα χαρακτηριστικά της διόδου Zener που πρέπει να επιλεγεί προκειμένου να πληρούνται οι προδιαγραφές σχεδίασης του κυκλώματος.

Το ισοδύναμο μικρού σήματος για το κύκλωμα που εξετάζουμε φαίνεται στο Σχήμα 2.53, με τη βοήθεια του οποίου θα μελετήσουμε την κυμάτωση

που παρουσιάζεται στην έξοδο του σταθεροποιητή. Επειδή η AC συνιστώσα ενός σήματος αφορά τις μεταβολές του σήματος γύρω από τη μέση τιμή του (DC), παραλείψαμε όλες τις DC πηγές τάσης. Επίσης, θεωρήσαμε ως αντίσταση της διόδου Zener τη δυναμική της αντίσταση, σύμφωνα με όσα έχουμε αναφέρει σε προηγούμενη παράγραφο. Τα σύμβολα των τάσεων και των ρευμάτων σημειώνονται με πεζούς χαρακτήρες για να δηλώσουν πως αφορούν μεταβολές των αντίστοιχων μεγεθών γύρω από τις μέσες τιμές τους.

Ας ορίσουμε στο σημείο αυτό τον συντελεστή σταθεροποίησης (K) ως το πηλίκο της τάσης κυμάτωσης (v_L) στην έξοδο του σταθεροποιητή προς την αντίστοιχη τάση στην είσοδο (v_{in}):

$$K = \frac{v_L}{v_{in}} \quad (2.31)$$

Είναι προφανές ότι η κυμάτωση στην έξοδο του σταθεροποιητή είναι επιθυμητό να είναι όσο το δυνατό πιο μικρή, άρα αντίστοιχα μικρός θα πρέπει να είναι και ο συντελεστής σταθεροποίησης. Ο συντελεστής αυτός μπορεί να προκύψει από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.53, ως εξής:

Η κυμάτωση v_L στον φόρτο προκύπτει από την κυμάτωση εισόδου v_{in} μέσω του διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν η αντίσταση R_S και ο παράλληλος συνδυασμός των R_L και R_d . Μπορούμε, επομένως, να γράψουμε:

$$v_L = v_{in} \frac{R_L // R_d}{R_S + (R_L // R_d)} \quad (2.32)$$

άρα:

$$K = \frac{v_L}{v_{in}} = \frac{R_L // R_d}{R_S + (R_L // R_d)} \quad (2.33)$$

Η δυναμική αντίσταση R_d μιας διόδου Zener είναι πολύ μικρή (της τάξης του δεκάτου του Ω), επομένως ισχύουν οι ακόλουθες προσεγγιστικές σχέσεις:

$$R_L // R_d \simeq R_d \quad (2.34)$$

και

$$R_S + (R_L // R_d) \simeq R_S \quad (2.35)$$

οπότε η (2.33) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

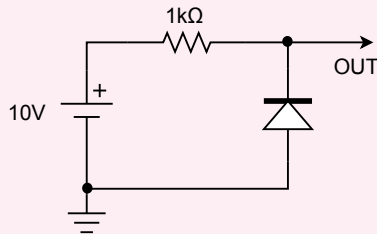
$$K = \frac{R_d}{R_S} \quad (2.36)$$

Από την τελευταία σχέση μπορούμε να συμπεράνουμε πως όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της αντίστασης R_S , τόσο μικρότερος είναι ο συντελεστής σταθεροποίησης και, επομένως, η κυμάτωση της τάσης στον φόρτο θα είναι ελάχιστη.

2.7 Κριτήρια αξιολόγησης

● Κριτήριο Αξιολόγησης 2.1.

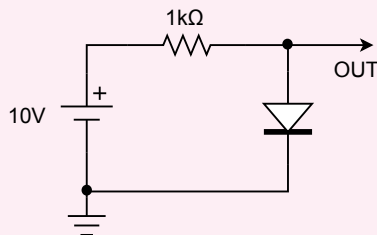
Να υπολογιστεί η τάση στην έξοδο (OUT) του κυκλώματος του σχήματος. Η δίοδος να θεωρηθεί ιδανική.



- A. 0V
- B. 0.7V
- C. 5V
- D. 10V

● Κριτήριο Αξιολόγησης 2.2.

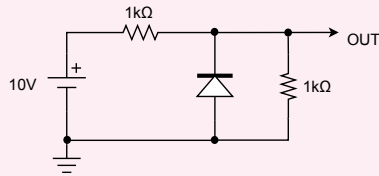
Να υπολογιστεί η τάση στην έξοδο (OUT) του κυκλώματος του σχήματος, καθώς και η τιμή του ρεύματος I_D το οποίο διαρρέει τη δίοδο. Η δίοδος να θεωρηθεί ιδανική.



- A. $V_{out} = 0V, I_D = 10mA$
- B. $V_{out} = 0V, I_D = 0A$
- C. $V_{out} = 5V, I_D = 10mA$
- D. $V_{out} = 10V, I_D = 10mA$

● Κριτήριο Αξιολόγησης 2.3.

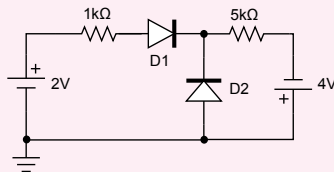
Να υπολογιστεί η τάση στην έξοδο (OUT) του κυκλώματος του σχήματος, καθώς και η τιμή του ρεύματος I_D το οποίο διαρρέει τη δίοδο. Η δίοδος να θεωρηθεί ιδανική.



- A. $V_{out} = 0V, I_D = 10mA$
- B. $V_{out} = 10V, I_D = 0A$
- C. $V_{out} = 5V, I_D = 0mA$
- D. $V_{out} = 5V, I_D = 5mA$

● Κριτήριο Αξιολόγησης 2.4.

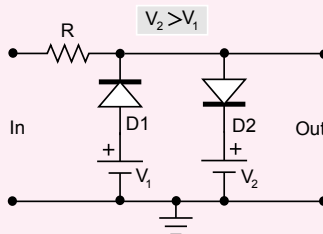
Για το κύκλωμα του σχήματος να υπολογίσετε τις τιμές των ρευμάτων που διαρρέουν τη δίοδο D1 (I_1), τη δίοδο D2 (I_2) και την αντίσταση των $5k\Omega$ (I). Χρησιμοποιήστε το μοντέλο της τυπικής διόδου με τάση κατωφλίου $0.6V$ και για τις δύο διόδους.



- A. $I_1 = 0mA, I_2 = 1mA, I = 1mA$
- B. $I_1 = 0.9mA, I_2 = 0mA, I = 0.9mA$
- C. $I_1 = 0.68mA, I_2 = 0.9mA, I = 9mA$
- D. $I_1 = 1mA, I_2 = 1mA, I = 0mA$

● Κριτήριο Αξιολόγησης 2.5.

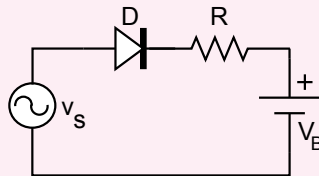
Να βρείτε τη συνάρτηση μεταφοράς τάσης (H) για το κύκλωμα του σχήματος και να παραστήσετε γραφικά τη σχέση της τάσης εξόδου (V_{out}) με την τάση εισόδου (V_{in}). Υποθέστε πως οι δύο διόδους είναι ιδανικές και πως το κύκλωμα λειτουργεί “εν κενώ” (χωρίς δηλαδή φόρτο στην έξοδό του).



- A. $H = \begin{cases} V_1/V_{in}, & V_{in} < V_1 \\ 1, & V_1 \leq V_{in} \leq V_2 \\ V_2/V_{in}, & V_{in} > V_2 \end{cases}$
- B. $H = \begin{cases} V_2/V_{in}, & V_{in} < V_1 \\ 1, & V_1 \leq V_{in} \leq V_2 \\ V_1/V_{in}, & V_{in} > V_2 \end{cases}$
- C. $H = \begin{cases} V_2/2, & V_{in} < V_1 \\ V_{in}, & V_1 \leq V_{in} \leq V_2 \\ V_1/2, & V_{in} > V_2 \end{cases}$
- D. $H = V_{in}$

● **Κριτήριο Αξιολόγησης 2.6.**

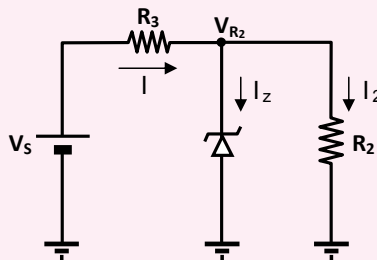
Για το κύκλωμα του σχήματος να βρείτε το ρεύμα κορυφής (μέγιστο ρεύμα I_0) καθώς και το ποσοστό d της περιόδου του ημιτονικού σήματος v_s για το οποίο η διόδος άγει. Δίνεται το πλάτος του ημιτονικού σήματος $V_0 = 20V$, $R = 10\Omega$ και $V_B = 14V$. Η διόδος να υποθεθεί ιδανική.



- A. $I_0 = 0.6A$, $d = 50\%$
- B. $I_0 = 0.6A$, $d = 25\%$
- C. $I_0 = 0.3A$, $d = 50\%$
- D. $I_0 = 0.3A$, $d = 25\%$

● **Κριτήριο Αξιολόγησης 2.7.**

Για το κύκλωμα του σχήματος ορίζουμε τον συντελεστή σταθεροποίησης ως το πηλίκο της τάσης εξόδου V_{R2} προς την τάση εισόδου V_s . Να βρείτε έκφραση του συντελεστή σταθεροποίησης σε σχέση με τις τιμές των αντιστάσεων του κυκλώματος και της αντίστασης r_z της διόδου Zener.



$$\text{A. } K = \frac{r_z}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{r_z}{R_2} + \frac{r_z}{R_3} \right)$$

$$\text{B. } K = \frac{R_3}{r_z} \cdot \left(1 + \frac{r_z}{R_2} + \frac{r_z}{R_3} \right)$$



$$\text{C. } K = \frac{R_3}{r_z} \cdot \left(1 + \frac{r_z}{R_2} + \frac{r_z}{R_3} \right)^{-1}$$



$$\text{D. } K = \frac{r_z}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{r_z}{R_2} + \frac{r_z}{R_3} \right)^{-1}$$



2.8 Βιβλιογραφία 2^{ου} κεφαλαίου

- [1] S.M. Sze και K.K. Ng. *Physics of Semiconductor Devices*. Wiley, 2006.
- [2] C. Kittel. *Introduction to Solid State Physics*. Wiley, 2004.
- [3] G. Yepifanov. *Physical Principles of Microelectronics*. Mir Publishers, 1974.
- [4] H. T. Grahn. *Introduction to Semiconductor Physics*. World Scientific, 1999.
- [5] Ν. Θεοφάνους. *Οπτρονική, τ.Ι, Οπτικοηλεκτρονικές διατάξεις και Laser*. εκδ. Γιάννης Β. Βασδέκης, Αθήνα, 1989.
- [6] J.W. Nilsson και S.A. Riedel. *Electric Circuits*. Pearson/Prentice Hall, 2008.
- [7] P. Horowitz και W. Hill. *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, 1980.




2.9 Διαδραστικά στοιχεία

2.1	Εξομάλυνση ημιανορθωμένης τάσης	 Διαδραστική σελίδα
<p>Με το αντικείμενο αυτό ο αναγνώστης έχει τη δυνατότητα να μεταβάλλει τις παραμέτρους ενός φίλτρου εξομάλυνσης ημιανορθωμένης τάσης και να αυξομειώνει τη συχνότητα της κυματομορφής εισόδου, παρατηρώντας το αποτέλεσμα των μεταβολών στη μορφή της εξόδου του φίλτρου.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 2 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

2.2	Σταθεροποίηση τάσης με δίοδο Zener	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο παρέχει τη δυνατότητα μεταβολής των παραμέτρων απλού κυκλώματος σταθεροποίησης τάσης με δίοδο Zener. Το διαδραστικό κύκλωμα περιλαμβάνει βολτόμετρα και αμπερόμετρα για την παροχή ενδείξεων των τάσεων και των ρευμάτων σε διάφορα σημεία του κυκλώματος, και εμφανίζει σε κοινό διάγραμμα τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου. Η μορφή της τάσης εισόδου είναι παραμετροποιήσιμη από τον αναγνώστη.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 2 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

2.3	Οθόνη επτά τμημάτων	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο αποτελεί ένα διαδραστικό «παιχνίδι», όπου ο αναγνώστης καλείται να πολώσει κατάλληλα τις LED μιας οθόνης επτά τμημάτων προκειμένου να σχηματιστεί σε αυτήν συγκεκριμένος αριθμός. Ο ζητούμενος αριθμός επιλέγεται από τον αναγνώστη.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 2 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

2.10 Οπτικοακουστικό υλικό

2.1	Επίδειξη κυκλώματος ψαλίδισης τάσης με διόδους Zener	 Video
<p>Σε αυτό το video παρουσιάζεται κύκλωμα ψαλίδισης τάσης με διόδους Zener. Το κύκλωμα υλοποιείται στο εργαστήριο και οι κυματομορφές εισόδου και εξόδου του παρατηρούνται στον παλμογράφο.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 2 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr). Εναλλακτικά, μπορείτε να δείτε το video στο  YouTube.</p>		

ΔΙΠΟΛΙΚΑ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

■ Σύνοψη

Το τρανζίστορ αποτελεί τη θεμελιωδέστερη ηλεκτρονική διάταξη τόσο για την κατασκευή αναλογικών κυκλωμάτων όσο και ψηφιακών. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα διπολικά τρανζίστορ, η εφεύρεση των οποίων προηγήθηκε όλων των άλλων τύπων τρανζίστορ τα οποία βρίσκονται σήμερα σε χρήση. Μεταξύ άλλων περιγράφονται οι αρχές λειτουργίας τους, οι τύποι τους, οι περιοχές λειτουργίας τους, τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται για την ανάλυση κυκλωμάτων τα οποία περιέχουν διπολικά τρανζίστορ, οι βασικοί κανόνες που εφαρμόζονται για τη σωστή πόλωσή τους καθώς και οι κυριότερες εφαρμογές τους.

■ Προαπαιτούμενη γνώση

Η κατανόηση του κεφαλαίου προϋποθέτει καλή γνώση των αρχών λειτουργίας των επαφών p-n, καθώς και εξοικείωση με τις βασικές αρχές ανάλυσης κυκλωμάτων.

Η εφεύρεση του *τρανζίστορ* υπήρξε καθοριστικός σταθμός στην ιστορία της Ηλεκτρονικής. Το 1947 οι Bardeen, Brattain και Shockley κατάφεραν να κατασκευάσουν μια διάταξη στερεάς κατάστασης με συμπεριφορά παρόμοια με εκείνη της τριόδου ηλεκτρονικής λυχνίας. Για την ονομασία της προτάθηκαν οι όροι «semiconductor triode» (τρίοδος ημιαγωγού), «solid state triode» (τρίοδος στερεάς κατάστασης), «crystal triode» (κρυσταλλοτρίοδος – που χρησιμοποιείται και ως η ελληνική απόδοση), επικράτησε όμως η ονομασία «transistor» για τον λόγο που θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Η εφεύρεση αυτή, για την οποία οι εμπνευστές της βραβεύτηκαν με το βραβείο Nobel Φυσικής το 1956, πυροδότησε τη ραγδαία ανάπτυξη των

Τηλεπικοινωνιών και επέτρεψε στην επιστήμη της Πληροφορικής να πάρει τη μορφή που έχει σήμερα.

Η αύξηση την οποία παρουσίασε ο αριθμός των τρανζίστορ που περιέχει ένας επεξεργαστής από τις αρχές της δεκαετίας του 1970 μέχρι και σήμερα επαλήθευσε τον νόμο του Moore, σύμφωνα με τον οποίο ο αριθμός αυτός διπλασιάζεται κάθε διετία. Οι σημερινοί μικροεπεξεργαστές περιλαμβάνουν δισεκατομμύρια τρανζίστορ και καταλαμβάνουν επιφάνεια λίγων τετραγωνικών εκατοστών. Αν το τρανζίστορ δεν είχε εφευρεθεί, οι ίδιοι μικροεπεξεργαστές θα έπρεπε να καταλαμβάνουν επιφάνεια περίπου εκατό στρεμμάτων, αν κατασκευάζονταν με λυχνίες της μικρότερης δυνατής διατομής.

Από τους διάφορους τύπους τρανζίστορ, τα πιο ευρέως χρησιμοποιούμενα είναι τα διπολικά τρανζίστορ επαφής (Bipolar Junction Transistor – BJT) και τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Field Effect Transistor – FET). Με τα πρώτα θα ασχοληθούμε σε αυτό το κεφάλαιο, ενώ για τη μελέτη των δεύτερων θα αφιερώσουμε το επόμενο.

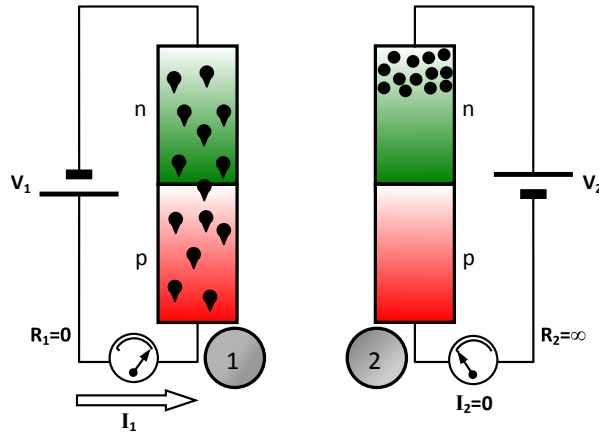
3.1 Αρχή λειτουργίας

Η εφεύρεση του *τρανζίστορ*¹ υπήρξε αποτέλεσμα της προσπάθειας κατασκευής μιας διάταξης στερεάς κατάστασης η οποία να μιμείται τη συμπεριφορά της τριόδου ηλεκτρονικής λυχνίας και να είναι, επομένως, ικανή να επιτελεί ενίσχυση. Η τριόδος λυχνία είναι μια διάταξη τριών ακροδεκτών ελεγχόμενη από τάση, υπό την έννοια ότι η τάση που εφαρμόζεται στον έναν από τους ακροδέκτες της (στο πλέγμα) μπορεί να ρυθμίζει (ελέγχει) τη ροή ηλεκτρονίων μεταξύ των άλλων δύο (ανόδου και καθόδου) [1]. Οι πρώτες προσπάθειες, λόγω τεχνικών περιορισμών κατά την εποχή εφεύρεσης του πρώτου τρανζίστορ, απέδωσαν μια διάταξη ελεγχόμενη από ρεύμα, όπως και το διπολικό τρανζίστορ που θα εξετάσουμε πιο κάτω. Παρότι όχι πλήρως αντίστοιχη με μια τριόδο (τη λειτουργία της οποίας πλησιάζουν περισσότερο τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου τα οποία κατασκευάστηκαν αργότερα) η διάταξη αυτή μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή ενισχυτών ως εξαρτημένη πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα. Επομένως, θεμελιώδης σκοπός της λειτουργίας ενός τρανζίστορ είναι ο έλεγχος της ροής των ηλεκτρονίων μεταξύ δύο ακροδεκτών του, μέσω ενός τρίτου ακροδέκτη.

Ας εκτελέσουμε το ακόλουθο νοητικό πείραμα:

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε δύο ανεξάρτητες επαφές p-n, τη μία (1) πολωμένη κατά την ορθή φορά και την άλλη (2) κατά την ανάστροφη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1. Ας υποθέσουμε, ακόμη, ότι οι συγκεντρώσεις των προσμίξεων στις περιοχές τύπου n των επαφών αυτών είναι πολύ μεγαλύτερες από τις αντίστοιχες συγκεντρώσεις στις περιοχές τύπου p. Αυτό συνεπάγεται πως ο αριθμός των ηλεκτρονίων θα είναι πολύ μεγαλύτερος

¹ Στο βιβλίο αυτό υιοθετούμε τη γραφή του όρου transistor με ελληνικούς χαρακτήρες, η οποία φαίνεται πως έχει επικρατήσει στην ελληνική βιβλιογραφία.



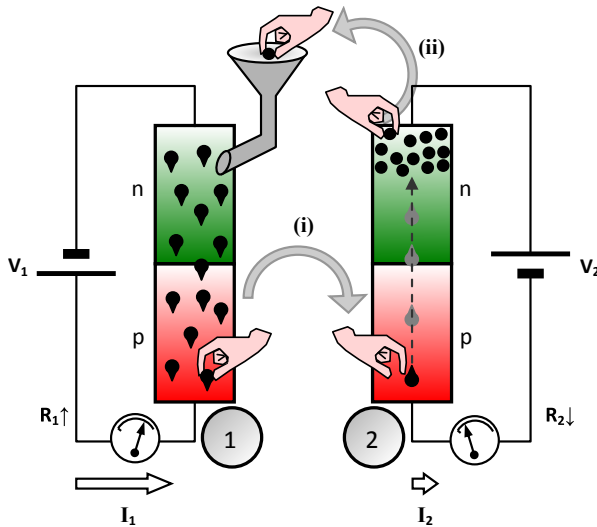
Σχήμα 3.1 Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (1/7)

του αριθμού των οπών και άρα η αγωγιμότητα των επαφών θα καθορίζεται κυρίως από τα ηλεκτρόνια. Αν η τάση V_1 στα άκρα της διόδου (1) είναι μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου της, τότε ένα ρεύμα πολύ μεγάλης έντασης (I_1) θα διαρρέει το κύκλωμα της διόδου αυτής. Άρα στο κύκλωμα της διόδου (1) θα έχουμε μια σχεδόν μηδενική αντίσταση R_1^2 . Στο Σχήμα 3.1 έχει σχεδιαστεί η κίνηση των ηλεκτρονίων, όπου το βέλος δηλώνει τη φορά της κίνησης. Η αντίθετη κίνηση των οπών έχει παραλειφθεί μιας και, όπως απαιτήσαμε, ο αριθμός τους είναι μικρός και άρα εξίσου μικρή θα είναι η συμβολή τους στην αγωγιμότητα της επαφής. Λόγω της ανάστροφης πόλωσης της επαφής (2), το ρεύμα που τη διαρρέει θα είναι σχεδόν μηδενικό, ενώ τα ηλεκτρόνια του τμήματος τύπου n θα συνωστιζονται υπό την έλξη του θετικού πόλου της πηγής V_2 , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.1³. Επομένως, το ρεύμα που θα διαρρέει το κύκλωμα της διόδου (2) θα είναι σχεδόν μηδενικό και η αντίσταση του αντίστοιχου κυκλώματος θα είναι άπειρη.

Ας υποθέσουμε τώρα πως, με κάποιον τρόπο, «υποκλέπτουμε» ένα μέρος από τα ηλεκτρόνια που φθάνουν στο τμήμα τύπου p της διόδου (1), πριν αυτά εγκαταλείψουν τον ημιαγωγό και καταλήξουν στον θετικό πόλο της πηγής V_1 μέσω των αγωγών σύνδεσης. Ας θεωρήσουμε ότι αρχικά υποκλέπτουμε ένα μόνο ηλεκτρόνιο το οποίο, επιπλέον, το τροφοδοτούμε στο τμήμα τύπου p της επαφής (2). Η διαδικασία «υποκλοπής» απεικονίζεται με το βέλος i στο Σχήμα 3.2. Με την απόσπαση ενός ηλεκτρονίου από την επαφή (1) (η οποία είναι αρχικά ουδέτερη) αυτή θα παρουσιάσει έλλειμμα αρνητικού φορτίου (φορτίζεται, δηλαδή, θετικά). Παρόμοια, με την προσθήκη ενός ηλεκτρονίου στην επαφή (2) αυτή θα φορτισθεί αρνητικά. Για να αποκατα-

² Η αντίσταση αυτή ισούται με την αντίσταση της διόδου και πρακτικά έχει πολύ μικρή τιμή, όπως έχουμε δει στην περιγραφή των διόδων.

³ Κάτι αντίστοιχο θα συμβαίνει και για τις ελάχιστες οπές στο τμήμα p .

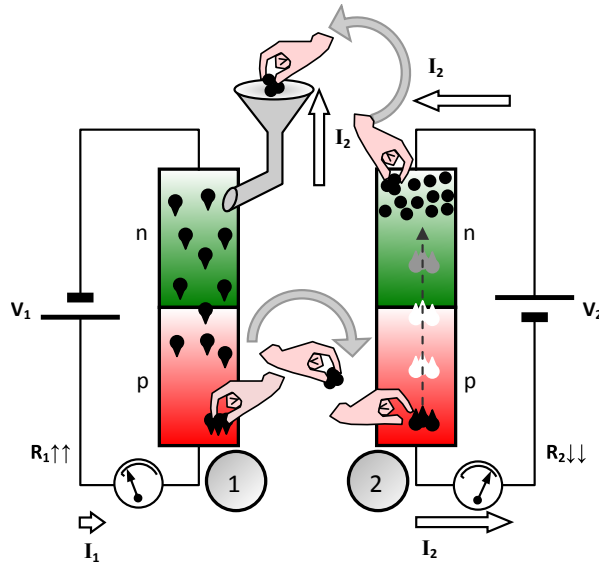


Σχήμα 3.2 Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (2/7)

στήσουμε το ουδέτερο φορτίο των δύο κρυστάλλων θα «επιστρέψουμε» ένα ηλεκτρόνιο στην επαφή (1), αφαιρώντας το από την επαφή (2), η οποία παρουσιάζει πλεόνασμα ενός ηλεκτρονίου. Για το σκοπό αυτό ένα ηλεκτρόνιο από την περιοχή τύπου n της επαφής (2) θα οδηγηθεί στην αντίστοιχη περιοχή της επαφής (1), προκειμένου να διατηρηθεί η ισορροπία φορτίου. Η διαδικασία αυτή (αντίστροφη της διαδικασίας υποκλοπής) απεικονίζεται με το βέλος ii στο Σχήμα 3.2.

Όταν βρεθεί στην περιοχή τύπου p της επαφής (2), το ηλεκτρόνιο που υποκλέψαμε θα δεχθεί ισχυρή άπωση λόγω του δυναμικού του αρνητικού πόλου της πηγής V_2 και έλξη από τον θετικό της πόλο. Οι δυνάμεις αυτές θα «σαρώσουν» το ηλεκτρόνιο προς το τμήμα τύπου n⁴. Το ηλεκτρόνιο που «σαρώνεται» από το τμήμα τύπου p προς το τμήμα τύπου n της επαφής (2) αυξάνει την αγωγιμότητα της επαφής, μιας και προκαλεί ένα μικρό ρεύμα με φορά αντίθετη της φοράς «σάρωσης». Άρα, ένα μικρό ρεύμα I_2 θα διαρρέει το κύκλωμα της διόδου (2), και η αντίσταση R_2 του κυκλώματος θα μειωθεί. Για την επαφή (1), αντίθετα, το ηλεκτρόνιο που υποκλέπτεται παύει να συνεισφέρει στην αγωγιμότητα του «εξωτερικού» κυκλώματος, μιας και η υποκλοπή γίνεται πριν αυτό εισέλθει στον αγωγό που συνδέει το τμήμα τύπου p με τον θετικό πόλο της πηγής V_1 . Επομένως, το ρεύμα I_1 που διαρρέει το κύκλωμα της επαφής (1) θα μειωθεί, και η αντίσταση R_1 του κυκλώματος θα αυξηθεί. Φυσικά, οι μεταβολές των ρευμάτων και των αντιστάσεων θα είναι πολύ μικρές, εξαιτίας της μικρής συνεισφοράς του μοναδικού ηλεκ-

⁴ Να σημειωθεί πως η πιθανότητα ανασύνδεσης του ηλεκτρονίου αυτού με οπή του τμήματος p είναι εξαιρετικά μικρή, μιας και υποθέσαμε πως ο αριθμός των οπών είναι πολύ μικρός.

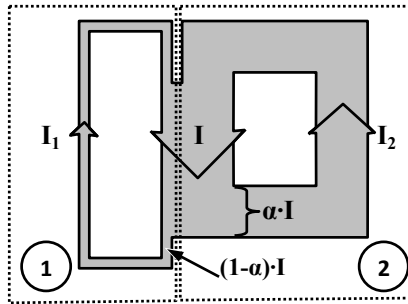


Σχήμα 3.3 Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (3/7)

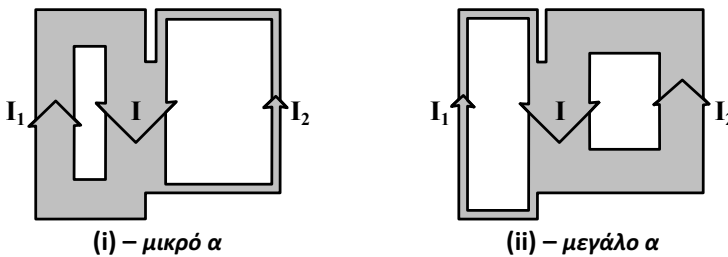
τρονίου που υποκλέψαμε.

Ας υποθέσουμε, τώρα, ότι αυξάνουμε τον βαθμό της υποκλοπής ώστε σχεδόν όλα τα ηλεκτρόνια που φτάνουν στο τμήμα τύπου p της επαφής (1) να αποσπώνται και να τροφοδοτούνται στο ομόλογο τμήμα της επαφής (2), όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3. Στην περίπτωση αυτή, το ρεύμα I_1 που διαρρέει το κύκλωμα της επαφής (1) θα γίνει εξαιρετικά μικρό, και η αντίσταση R_1 του κυκλώματος σχεδόν άπειρη. Από την άλλη μεριά, το ρεύμα I_2 που διαρρέει το κύκλωμα της επαφής (2) θα γίνει πολύ μεγάλο, και η αντίσταση R_2 του κυκλώματος σχεδόν μηδενική. Άρα, αυξάνοντας τον βαθμό υποκλοπής μειώνουμε την αντίσταση του κυκλώματος (2) και αυξάνουμε την αντίσταση του κυκλώματος (1).

Ας συνοψίσουμε τα μέχρι στιγμής συμπεράσματά μας. Έχουμε κατασκευάσει νοητικά μια διάταξη η οποία, χρησιμοποιώντας μια διαδικασία υποκλοπής ηλεκτρονίων, «μεταφέρει» τη μικρή αντίσταση του κυκλώματος της διόδου (1) στο κύκλωμα (2). Για το λόγο αυτό ας την ονομάσουμε transistor (από το «transfer» [μεταφέρω] και «resistor»). Μια σημαντική παρατήρηση που μπορούμε να κάνουμε είναι πως το ρεύμα I_2 δεν εξαρτάται από την τιμή της τάσης V_2 , αλλά μονάχα από τον αριθμό των ηλεκτρονίων που υποκλέπτονται. Οποιαδήποτε τιμή της V_2 μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου της διόδου (2) είναι ικανή να «σαρώσει» τα ηλεκτρόνια που υποκλέπτονται από το κύκλωμα (1). Προφανώς, όσο περισσότερα είναι αυτά τόσο μεγαλύτερο θα είναι και το ρεύμα I_2 . Επομένως, η ένταση του ρεύματος στο κύκλωμα (2) είναι ανεξάρτητη της εφαρμοζόμενης τάσης V_2 και η τιμή του εξαρτά-



Σχήμα 3.4 Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (4/7)

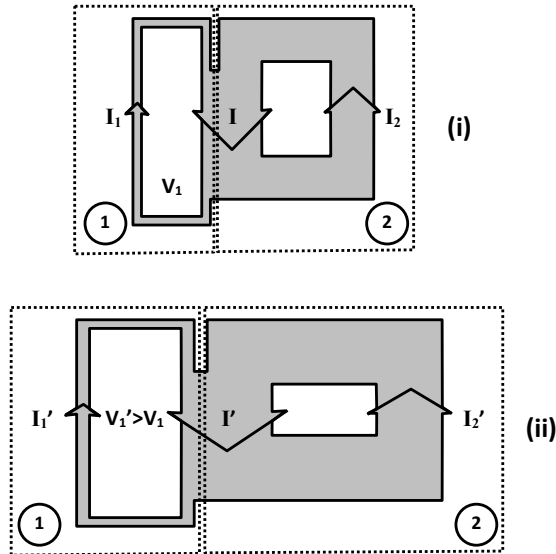


Σχήμα 3.5 Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (5/7)

ται από τη διαδικασία «υποκλοπής». Μπορούμε, λοιπόν, να υποστηρίξουμε πως η διάταξή μας λειτουργεί ως πηγή ρεύματος για το κύκλωμα ②.

Ας προχωρήσουμε, στο σημείο αυτό, σε μια ακόμα υπόθεση. Ας θεωρήσουμε ότι η διαδικασία υποκλοπής λειτουργεί ποσοστιαία, ότι δηλαδή ο αριθμός των ηλεκτρονίων που υποκλέπτονται είναι ένα κλάσμα του αριθμού των ηλεκτρονίων που φτάνουν στην περιοχή τύπου p της επαφής ①. Ας συμβολίσουμε το κλάσμα αυτό με α . Ως συνέπεια της υπόθεσής μας, το ρεύμα I_2 στο κύκλωμα της επαφής ② θα είναι ίσο με $\alpha \cdot I$, όπου I το ρεύμα στο εσωτερικό της διόδου ①. Για το ρεύμα I_1 στο κύκλωμα της επαφής ① θα ισχύει, προφανώς, $I_1 = (1 - \alpha)I$, σύμφωνα και με το Σχήμα 3.4. Να σημειωθεί ότι στο σχήμα αυτό απεικονίζεται η φορά του ρεύματος που αντιστοιχεί στην κίνηση των ηλεκτρονίων και όχι η συμβατική φορά, προκειμένου να είναι ευκολότερη η σύγκριση με το Σχήμα 3.3. Για μικρές τιμές του κλάσματος α η τιμή του ρεύματος στο κύκλωμα ② θα είναι μικρή (όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.5-i) και η αντίστασή του μεγάλη. Αντίθετα, για μεγάλες τιμές του κλάσματος α η τιμή του ρεύματος στο κύκλωμα ② θα είναι μεγάλη (βλπ Σχήμα 3.5-ii) και η αντίστασή του μικρή. Η δεύτερη περίπτωση είναι και η επιθυμητή.

Αξίζει να παρατηρήσουμε εδώ πως η τιμή του ρεύματος I στο εσωτερικό της διόδου ① καθορίζεται από την τάση V_1 στα άκρα της επαφής ① και δεν επηρεάζεται από τη μεταβολή του κλάσματος α . Αν η τάση V_1 αυ-



Σχήμα 3.6 Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (6/7)

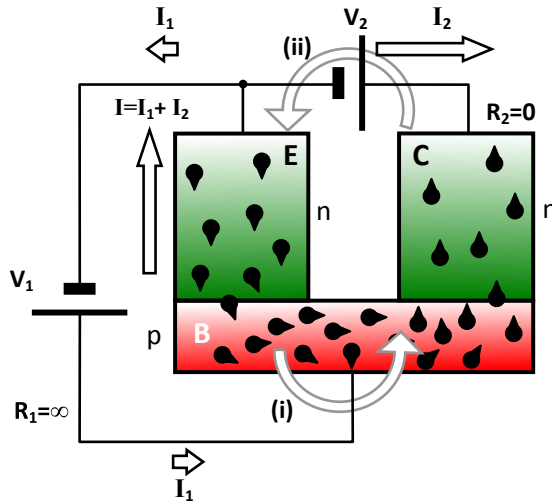
ξηθεί ελάχιστα, το ρεύμα I που διαρρέει τη δίοδο (1) θα αυξηθεί εκθετικά. Ωστόσο, αν το κλάσμα α είναι πολύ κοντά στη μονάδα, η τιμή του ρεύματος I_1 θα παραμείνει μικρή, ενώ η μεταβολή του ρεύματος I_2 θα είναι μεγάλη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6. Εξαιτίας του σταθερού κλάσματος υποκλοπής α , είναι φανερό ότι το ρεύμα I_2 θα είναι ανάλογο του ρεύματος I_1 και μάλιστα θα ισχύει:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\alpha I}{(1 - \alpha)I} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (3.1)$$

σύμφωνα και με το Σχήμα 3.4. Ας συμβολίσουμε τη σταθερά της πιο πάνω αναλογίας με β , και ας ξαναγράψουμε τη σχέση (3.1) ως εξής:

$$I_2 = \beta I_1 \quad (3.2)$$

Είναι φανερό ότι ο συντελεστής αναλογίας β αποτελεί την απολαβή ρεύματος αν ως κύκλωμα εισόδου θεωρήσουμε το κύκλωμα (1) και ως κύκλωμα εξόδου το κύκλωμα (2). Αν το κλάσμα υποκλοπής α πλησιάζει τη μονάδα, τότε η τιμή της σταθεράς β θα είναι πάρα πολύ μεγάλη, γεγονός που συνεπάγεται μεγάλη απολαβή (ενίσχυση) ρεύματος. Με βάση τη σχέση (3.2) μπορούμε να πούμε πως η διάταξή μας (που λειτουργεί όπως ήδη δείξαμε ως πηγή ρεύματος για το κύκλωμα (2)) είναι μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα, η τιμή δηλαδή του ρεύματος I_2 στο κύκλωμα (2) εξαρτάται (ελέγχεται) από την τιμή του ρεύματος I_1 στο κύκλωμα (1). Μια τέτοια πηγή με μεγάλη απολαβή ρεύματος μπορεί να επιτελεί ενίσχυση και, επομένως, η διάταξή μας μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κυκλώματα ενισχυτών.

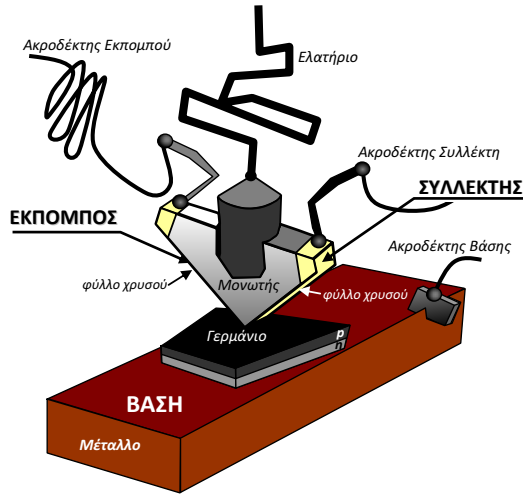


Σχήμα 3.7 Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (7/7)

Ας προσπαθήσουμε να βρούμε τρόπους υλοποίησης της νοητής διάταξης την οποία παρουσιάσαμε. Προκειμένου να επιτύχουμε τον μηχανισμό υποκλοπής ηλεκτρονίων από το τμήμα p της μιας επαφής στο ομόλογο τμήμα της άλλης, ας συνενώσουμε τις δύο επαφές p - n με τέτοιο τρόπο ώστε το τμήμα τύπου p να είναι κοινό και για τις δύο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7.

Επιπλέον, το κοινό τμήμα θα πρέπει να έχει πολύ μικρό πάχος, ώστε τα ηλεκτρόνια από το τμήμα n της επαφής (1) που θα φτάνουν σε αυτό να διαχέονται προς την επαφή (2), κατά την έννοια του βέλους i στο Σχήμα 3.7. Η «αφαίρεση» ηλεκτρονίων από το τμήμα τύπου n της επαφής (2) μπορεί να εξασφαλισθεί με την ηλεκτρική σύνδεση των δύο τμημάτων τύπου n ώστε τα κυκλώματα των δύο επαφών να μοιράζονται από κοινού το τμήμα τύπου n της επαφής (1) και να υπάρχει ροή των «πλεοναζόντων» ηλεκτρονίων κατά την έννοια του βέλους ii στο Σχήμα 3.7. Η επιλογή των τιμών των τάσεων V_1 και V_2 των πηγών τροφοδοσίας θα πρέπει να είναι κατάλληλη ώστε η επαφή (1) να είναι ορθά πολωμένη και η επαφή (2) ανάστροφα, σύμφωνα με όσα προαναφέραμε. Υπενθυμίζουμε την απαίτηση για υψηλή συγκέντρωση προσμίξεων στο τμήμα τύπου n της επαφής (1) και χαμηλή συγκέντρωση προσμίξεων στο κοινό τμήμα τύπου p . Ακόμα χαμηλότερη θα πρέπει να είναι η συγκέντρωση των προσμίξεων στο τμήμα τύπου n της επαφής (2), μιας και οι φορείς του τμήματος αυτού δεν συμβάλλουν στην αγωγιμότητα της επαφής (2) η οποία είναι πολωμένη ανάστροφα.

Επειδή το τμήμα τύπου n της επαφής (1) «εκπέμπει» τα ηλεκτρόνια που κυκλοφορούν στο τρανζίστορ θα το αποκαλούμε στο εξής *εκπομπό* (emitter) και θα το συμβολίζουμε με E . Παρόμοια, επειδή το τμήμα τύπου n της επαφής (2) «συλλέγει» το μεγαλύτερο μέρος των ηλεκτρονίων που εκπέμπο-

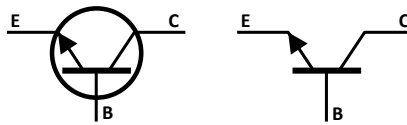


Σχήμα 3.8 Δομή του πρώτου τρανζίστορ

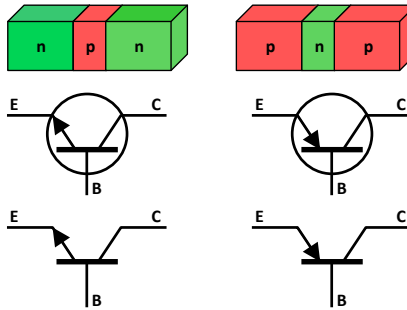
νται από τον εκπομπό θα το αποκαλούμε στο εξής *συλλέκτη* (collector) και θα το συμβολίζουμε με C. Το κοινό τμήμα τύπου p των δύο επαφών θα το ονομάζουμε *βάση* (base) για ιστορικούς λόγους που θα αναφέρουμε στη συνέχεια και θα το συμβολίζουμε με B.

Το πρώτο τρανζίστορ που κατασκευάστηκε ήταν ένα *τρανζίστορ σημειακής επαφής* (point contact transistor). Επειδή τα τεχνολογικά δεδομένα της εποχής (1947) δεν επέτρεπαν τη δημιουργία ενός πολύ λεπτού τμήματος ημιαγωγού μεταξύ δύο άλλων διαφορετικού τύπου, οι κατασκευαστές του υλοποίησαν τη διάταξη που φαίνεται στο Σχήμα 3.8. Πάνω σε μια μεταλλική βάση (από την οποία πήρε το όνομά του ο αντίστοιχος ακροδέκτης του τρανζίστορ) τοποθέτησαν μια πλάκα από γερμάνιο με προσμίξεις τύπου n, στην άνω επιφάνεια της οποίας είχε δημιουργηθεί ένα λεπτό στρώμα τύπου p. Στην επιφάνεια δύο εφαπτόμενων εδρών ενός μονωτικού πρίσματος τοποθέτησαν ένα λεπτό φύλλο χρυσού το οποίο χάραξαν στην κοινή ακμή, ώστε τα δύο τμήματα του φύλλου να βρίσκονται σε πολύ μικρή απόσταση μεταξύ τους (αποτελώντας τα ηλεκτρόδια του εκπομπού και του συλλέκτη της διάταξης). Ένα άλλο ηλεκτρόδιο στερεωμένο στο σώμα του μετάλλου της βάσης αποτελούσε τον ακροδέκτη βάσης του τρανζίστορ, ενώ ένα ελατήριο εξασφάλιζε την πρόσφυση του πρίσματος και των στερεωμένων σε αυτό ηλεκτροδίων στην επιφάνεια του ημιαγωγού (γερμανίου).

Με την τοποθέτηση των ηλεκτροδίων του εκπομπού και του συλλέκτη σε πολύ μικρή απόσταση μεταξύ τους γινόταν δυνατή η εμφάνιση του μηχανισμού «υποκλοπής» που ήδη περιγράψαμε, η οποία ονομάζεται και *δράση* (ή ενέργεια) του τρανζίστορ (transistor action). Έτσι, πολώνοντας κατά την ορθή φορά το κύκλωμα εκπομπού-βάσης και παρεμβάλλοντας ένα μικρόφωνο έπαιρναν το ενισχυμένο σήμα του μικροφώνου από μεγάφωνο συνδεδεμένο στο κύκλωμα συλλέκτη-βάσης το οποίο πολωνόταν ανάστροφα. Η ανα-



Σχήμα 3.9 Κυκλωματικά σύμβολα τρανζίστορ npn



Σχήμα 3.10 Σχηματική αναπαράσταση και κυκλωματικά σύμβολα διπολικών τρανζίστορ

λογία της διάταξης αυτής με το κυκλωματικό σύμβολο που χρησιμοποιείται για τα διπολικά τρανζίστορ είναι προφανής (βλπ. Σχήμα 3.9). Στο σύμβολο αυτό, το βέλος το οποίο σημειώνεται στον εκπομπό δηλώνει τη συμβατική φορά του ρεύματος. Η φορά του βέλους διαφέρει ανάλογα με τον τύπο του τρανζίστορ, όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο⁵.

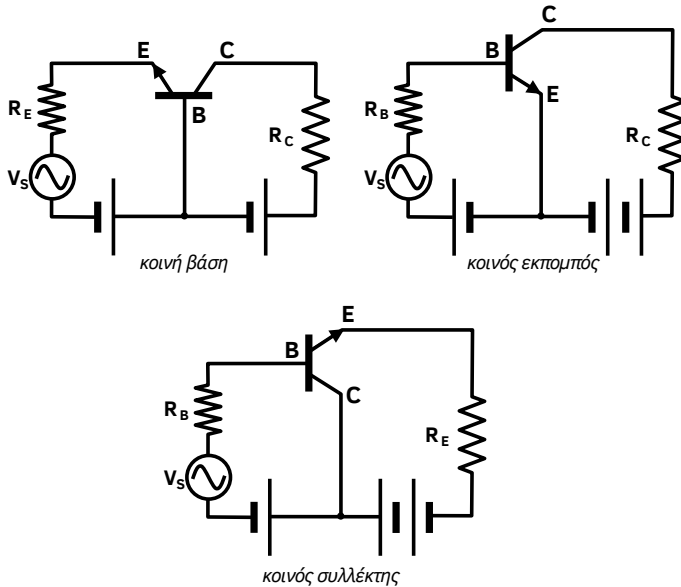
3.2 Τύποι

Το τρανζίστορ με το οποίο ασχοληθήκαμε μέχρι στιγμής αποτελείται από δύο επαφές p-n με κοινό το τμήμα p. Τρανζίστορ αυτού του τύπου ονομάζονται npn. Παρόμοια συμπεριφορά έχουν και δύο επαφές p-n με κοινό το τμήμα n. Τα τρανζίστορ που κατασκευάζονται με τον τρόπο αυτό ονομάζονται pnp. Οι σχηματικές αναπαραστάσεις⁶ και τα κυκλωματικά σύμβολα και των δύο τύπων φαίνονται στο Σχήμα 3.10.

Για τον τύπο pnp η δράση του τρανζίστορ οφείλεται στις οπές. Δηλαδή, σε ένα τρανζίστορ pnp γίνεται «υποκλοπή» οπών που φθάνουν στη βάση κινούμενες από τον εκπομπό και ακολουθεί η σάρωσή τους προς τον συλλέκτη. Η κυριότερη διαφορά των τρανζίστορ pnp σε σχέση με τα npn είναι, εκτός από τον διαφορετικό τρόπο πόλωσης, η μικρή τους «ταχύτητα». Είναι γνωστό πως η ευκινησία των οπών είναι μικρότερη εκείνης των ηλεκτρονίων [3, 4]. Επομένως, ένα τρανζίστορ pnp θα μπορεί να ανταποκριθεί λι-

⁵Το σύμβολο του σχήματος αντιστοιχεί σε τρανζίστορ npn.

⁶Η σχηματική αναπαράσταση ενός διπολικού τρανζίστορ έχει ελάχιστη σχέση με τη φυσική του κατασκευή. Για στοιχεία που αφορούν την κατασκευή των διπολικών τρανζίστορ ο αναγνώστης παραπέμπεται στη σχετική βιβλιογραφία [2].



Σχήμα 3.11 Βασικές συνδεσμολογίες του διπολικού τρανζίστορ

γότερο καλά στις υψηλές συχνότητες σε σύγκριση με ένα ηρη. Για τον λόγο αυτό τα τρανζίστορ ηρη επικρατούν έναντι των ηρη στις διάφορες εφαρμογές.

3.3 Βασικές συνδεσμολογίες

Όπως είδαμε προηγούμενα, προκειμένου το τρανζίστορ να εμφανίζει την επιθυμητή «δράση» (transistor action) θα πρέπει να έχει, εκτός από τα κατάλληλα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά (μικρό πάχος βάσης και υψηλή συγκέντρωση προσμίξεων στον εκπομπό), και την κατάλληλη πόλωση. Θα πρέπει, δηλαδή, η επαφή εκπομπού-βάσης (EB) να είναι πολωμένη ορθά και η επαφή βάσης-συλλέκτη (BC) ανάστροφα. Επιπλέον, θα πρέπει να εξασφαλίζεται η «επιστροφή» στον εκπομπό των ηλεκτρονίων που σαρώνονται προς τον συλλέκτη, άρα θα πρέπει να υπάρχει ένα ηλεκτρικά αγώγιμο μονοπάτι από τον συλλέκτη προς τον εκπομπό. Τις πιο πάνω απαιτήσεις πόλωσης εξασφαλίζουν οι συνδεσμολογίες του Σχήματος 3.11. Οι συνδεσμολογίες αυτές είναι ουσιαστικά συνδεσμολογίες ενισχυτών, μιας και το τρανζίστορ είναι πολωμένο ώστε να εμφανίζει τη «δράση» με την οποία εξασφαλίζεται η επιθυμητή ενίσχυση. Για το λόγο αυτό, στα κυκλώματα του Σχήματος 3.11 έχουν συμπεριληφθεί και οι πηγές σήματος v_s , που αντιστοιχούν στο σήμα που ενισχύεται.

Παρατηρώντας το Σχήμα 3.11 μπορούμε να δούμε πως κάθε συνδεσμολογία αποτελείται από ένα κύκλωμα εισόδου (στο οποίο περιλαμβάνεται η πηγή σήματος) και ένα κύκλωμα εξόδου, όπου παρέχεται το ενισχυμένο

Πίνακας 3.1 Χαρακτηριστικά συνδεσμολογιών διπολικού τρανζίστορ

Χαρακτηριστικό	Συνδεσμολογία		
	ΚΟΙΝΟΥ ΕΚΠΟΜΠΟΥ	ΚΟΙΝΗΣ ΒΑΣΗΣ	ΚΟΙΝΟΥ ΣΥΛΛΕΚΤΗ
Διαφορά φάσης εισόδου – εξόδου	180°	0°	0°
Απολαβή τάσης (A _v)			
Απολαβή ρεύματος (A _i)			
Απολαβή ισχύος			
Αντίσταση εισόδου			
Αντίσταση εξόδου			

= χαμηλή, = μέση, = υψηλή.

σήμα. Τα δύο αυτά κυκλώματα έχουν κοινό έναν εκ των ακροδεκτών του τρανζίστορ. Από τον κοινό ακροδέκτη παίρνουν και την ονομασία τους. Αν κοινός ακροδέκτης είναι ο ακροδέκτης της βάσης, τότε η συνδεσμολογία ονομάζεται *κοινής βάσης* κ.ο.κ.

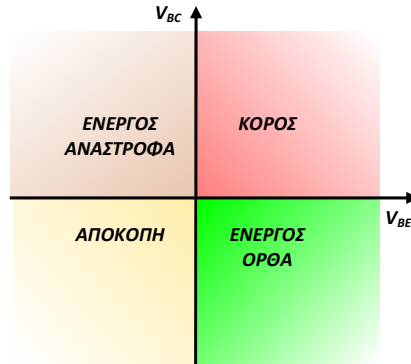
Στον Πίνακα 3.1 συνοψίζονται τα κυριότερα χαρακτηριστικά των τριών συνδεσμολογιών που προαναφέραμε. Με βάση τις προδιαγραφές μιας ενισχυτικής διάταξης επιλέγεται η συνδεσμολογία με τα επιθυμητά χαρακτηριστικά. Σε επόμενες παραγράφους θα δούμε αναλυτικότερα πρακτικά κυκλώματα για ορισμένες από τις συνδεσμολογίες αυτές.

3.4 Περιοχές (τρόποι) λειτουργίας

Όπως αναφέραμε στα προηγούμενα, προκειμένου ένα τρανζίστορ να παρουσιάζει «δράση» θα πρέπει η επαφή βάσης-εκπομπού να είναι πολωμένη ορθά και η επαφή βάσης-συλλέκτη ανάστροφα. Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα του συλλέκτη είναι ανάλογο του ρεύματος της βάσης με συντελεστή αναλογίας β και, επίσης, ανάλογο του ρεύματος του εκπομπού με συντελεστή αναλογίας α . Σε αυτόν τον τρόπο λειτουργίας λέμε πως το τρανζίστορ βρίσκεται στην (ορθά) *ενεργό περιοχή* (active region) και μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές ενίσχυσης.

Αν η επαφή βάσης-συλλέκτη είναι πολωμένη ορθά και η επαφή βάσης-εκπομπού ανάστροφα, τότε το τρανζίστορ θα εμφανίζει επίσης «δράση»⁷. Ωστόσο, επειδή οι προϋποθέσεις που αφορούν τις προσμίξεις των διάφορων τμημάτων του τρανζίστορ δεν θα πληρούνται, το «κλάσμα υποκλοπής» α θα είναι πολύ μικρό και αναντίστοιχο με αυτό που δίνει ο κατασκευαστής του τρανζίστορ. Στην περίπτωση αυτή λέμε πως το τρανζίστορ βρίσκεται στον *ανάστροφα ενεργό τρόπο λειτουργίας* (ή ανάστροφο τρόπο – reverse

⁷Θα εμφανίζεται δηλαδή το φαινόμενο της «υποκλοπής» ηλεκτρονίων από την επαφή βάσης-συλλέκτη και σάρωσής τους προς τον εκπομπό.



Σχήμα 3.12 Περιοχές (τρόποι) λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ

mode). Επειδή στην περίπτωση αυτή τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ είναι πρακτικά άγνωστα, ο συγκεκριμένος τρόπος λειτουργίας θα πρέπει να αποφεύγεται.

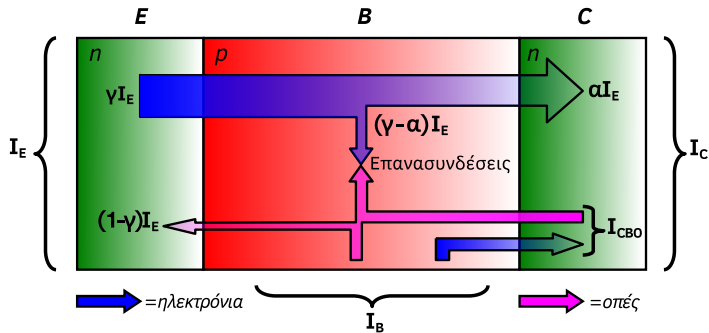
Αν η επαφή βάσης-συλλέκτη είναι πολωμένη ανάστροφα και το ίδιο ισχύει και για την επαφή βάσης-εκπομπού, τότε είναι φανερό πως το ρεύμα που θα διαρρέει το τρανζίστορ θα είναι σχεδόν μηδενικό. Λέμε τότε πως το τρανζίστορ βρίσκεται στην *αποκοπή* (cutoff). Σε αυτόν τον τρόπο λειτουργίας υπάρχει ανοικτό κύκλωμα μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη, και άρα το τρανζίστορ συμπεριφέρεται ως ανοικτός διακόπτης.

Αν η επαφή βάσης-εκπομπού είναι πολωμένη ορθά και το ίδιο ισχύει και για την επαφή βάσης-συλλέκτη, τότε είναι φανερό πως το ρεύμα που θα διαρρέει το τρανζίστορ θα είναι πολύ μεγάλο, αντίστοιχο του ρεύματος των δύο διόδων που το αποτελούν και οι οποίες θα είναι ορθά πολωμένες. Λέμε τότε πως το τρανζίστορ βρίσκεται στον *κόρο* (saturation). Σε αυτόν τον τρόπο λειτουργίας υπάρχει κλειστό κύκλωμα μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη, και άρα το τρανζίστορ συμπεριφέρεται ως κλειστός διακόπτης. Στην περιοχή κόρου είναι προφανές ότι δεν εμφανίζεται «δράση» του τρανζίστορ, άρα τα ρεύματα των ακροδεκτών του δεν υπακούουν στις αναλογίες που αναφέραμε για την περίπτωση του ενεργού τρόπου λειτουργίας.

Την ιδιότητα του τρανζίστορ να συμπεριφέρεται ως ανοικτός διακόπτης στην αποκοπή και ως κλειστός στον κόρο την εκμεταλλευόμαστε για τη σχεδίαση ψηφιακών κυκλωμάτων. Στο διάγραμμα του Σχήματος 3.12 συνοψίζονται οι τέσσερις τρόποι λειτουργίας στους οποίους αναφερθήκαμε.

3.5 Σχέσεις ρευμάτων στην ενεργό περιοχή

Στα προηγούμενα θεωρήσαμε ένα ιδανικό διπολικό τρανζίστορ τύπου npn, για το οποίο υποθέσαμε σχεδόν μηδενικές προσμίξεις στη βάση (άρα και ελάχιστες επανασυνδέσεις οπών-ηλεκτρονίων στην περιοχή αυτή) και αμελητέα τα ανάστροφα ρεύματα των επαφών. Στο Σχήμα 3.13 φαίνονται οι συνιστώσες των διάφορων ρευμάτων σε ένα πραγματικό (μη ιδανικό)



Σχήμα 3.13 Συνιστώσες ρευμάτων σε διπολικό τρανζίστορ

διπολικό τρανζίστορ. Το ρεύμα του εκπομπού (I_E) θα οφείλεται στη ροή ενός μεγάλου αριθμού ηλεκτρονίων που αντιστοιχούν στο ρεύμα γI_E και στη ροή ενός πολύ μικρότερου αριθμού οπών (λόγω της χαμηλής συγκέντρωσης προσμίξεων στη βάση) που αντιστοιχούν στο ρεύμα $(1 - \gamma)I_E$. Προφανώς, η τιμή του συντελεστή γ θα πλησιάζει πάρα πολύ τη μονάδα (και θα είναι ίση με αυτήν στην ιδανική περίπτωση). Το ρεύμα του συλλέκτη (I_C) θα οφείλεται στη ροή της μεγάλης πλειοψηφίας των ηλεκτρονίων του εκπομπού που σαρώνονται προς τον συλλέκτη, και που αντιστοιχούν στο ρεύμα αI_E , καθώς και στο μικρό ρεύμα ανάστροφης πόλωσης της επαφής βάσης-συλλέκτη, που συμβολίζεται με I_{CBO} . Θα ισχύει, επομένως:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \tag{3.3}$$

Από τον πρώτο κανόνα του Kirchhoff θα έχουμε:

$$I_E = I_C + I_B \tag{3.4}$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.3) και (3.4) και λύνοντας ως προς I_B παίρνουμε:

$$I_B = (1 - \alpha)I_E - I_{CBO} \tag{3.5}$$

Παρόμοια, λύνοντας ως προς I_C παίρνουμε:

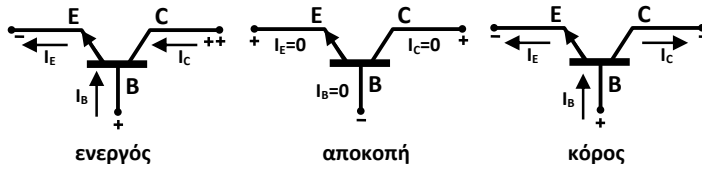
$$I_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \tag{3.6}$$

Με βάση τις σχέσεις (3.1) και (3.2) ισχύει:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{3.7}$$

Με τη βοήθεια της τελευταίας, η σχέση (3.6) γράφεται, ισοδύναμα:

$$I_C = \beta I_B + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \tag{3.8}$$



Σχήμα 3.14 Φορές των ρευμάτων στους διάφορους τρόπους λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ

Είναι καλή ευκαιρία να βρούμε την έκφραση του α ως προς το β . Λύνοντας τη σχέση (3.6) ως προς α μπορούμε εύκολα να βρούμε πως:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (3.9)$$

Με τη βοήθεια της σχέσης (3.9) η σχέση (3.8) μπορεί να γραφτεί, ισοδύναμα:

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0} \quad (3.10)$$

Ολοκληρώνοντας την αναφορά μας στις σχέσεις των ρευμάτων σε ένα διπολικό τρανζίστορ, αξίζει να παρατηρήσουμε πως στην αγωγιμότητα της διάταξης συμβάλλουν και οι δύο τύποι ηλεκτρικών φορέων (ηλεκτρόνια και οπές), όπως είναι φανερό και από το Σχήμα 3.13. Η παρατήρηση αυτή είναι που δικαιολογεί και τον προσδιορισμό «διπολικός» για το τρανζίστορ του συγκεκριμένου τύπου.

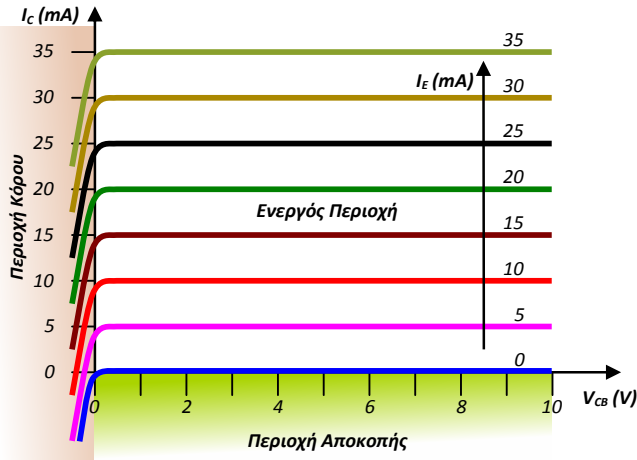
3.6 Χαρακτηριστικές

Ας προσπαθήσουμε να αναπαραστήσουμε γραφικά τη σχέση μεταξύ του ρεύματος του συλλέκτη (I_C) και της τάσης συλλέκτη-βάσης (V_{CB}) για την περίπτωση ιδανικού διπολικού τρανζίστορ ($\alpha \simeq 1$) και για διάφορες τιμές του ρεύματος του εκπομπού (I_E).

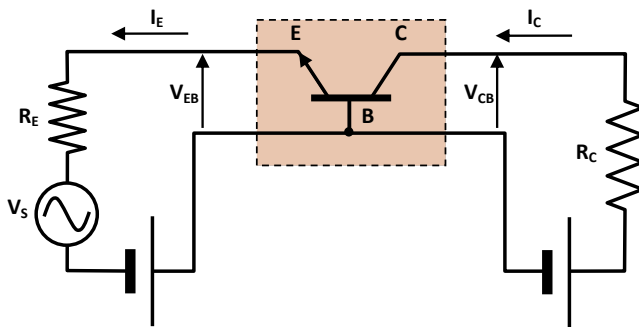
Ας ξεκινήσουμε υποθέτοντας ότι το τρανζίστορ βρίσκεται στον ενεργό τρόπο λειτουργίας (active mode). Τότε το ρεύμα του συλλέκτη θα είναι σχεδόν ίσο με το ρεύμα του εκπομπού (όλα τα ηλεκτρόνια που φθάνουν στη βάση θα σαρώνονται προς τον συλλέκτη) και πρακτικά ανεξάρτητο από την τάση «σάρωσης» V_{CB} .

Ας υποθέσουμε, στη συνέχεια, ότι το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή. Τότε, τόσο το ρεύμα του συλλέκτη όσο και το ρεύμα του εκπομπού θα είναι σχεδόν μηδενικά, σύμφωνα με όσα έχουμε προαναφέρει.

Αν η επαφή βάσης-συλλέκτη πολωθεί και αυτή ορθά, τότε το τρανζίστορ εισέρχεται στην περιοχή κόρου (saturation region). Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα του συλλέκτη θα αντιστρέψει τη φορά του σε σχέση με εκείνη στην ενεργό λειτουργία (βλπ. και Σχήμα 3.14) και η τιμή του θα εξαρτάται πάρα πολύ από την τιμή της τάσης V_{CB} ορθής πόλωσης της επαφής βάσης-συλλέκτη.



Σχήμα 3.15 Σμήνος χαρακτηριστικών I_C-V_{CB} για ιδανικό διπολικό τρανζίστορ

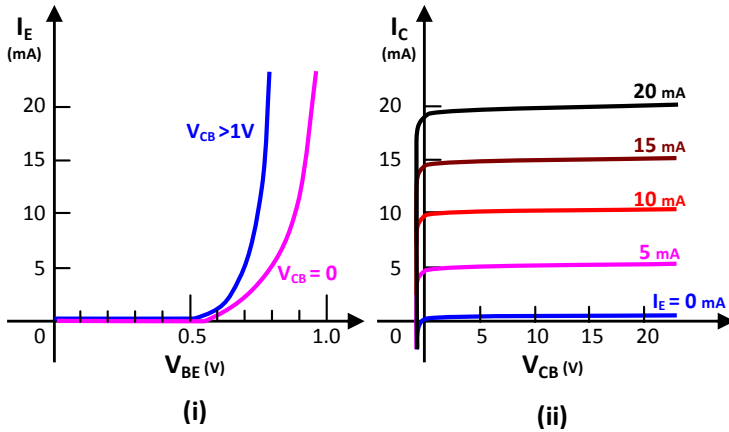


Σχήμα 3.16 Συνδεσμολογία κοινής βάσης με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη

Τα πιο πάνω συμπεράσματα συνοψίζονται στο σμήνος χαρακτηριστικών του Σχήματος 3.15 και αφορούν το διπολικό τρανζίστορ ανεξάρτητα από τον τύπο της συνδεσμολογίας που χρησιμοποιείται. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε αναλυτικότερα τις χαρακτηριστικές του διπολικού τρανζίστορ ξεχωριστά για καθεμιά από τις τρεις βασικές συνδεσμολογίες του (κοινής βάσης, κοινού εκπομπού και κοινού συλλέκτη).

3.6.1 Χαρακτηριστικές εισόδου για τη συνδεσμολογία κοινής βάσης

Ας θεωρήσουμε τη συνδεσμολογία κοινής βάσης του Σχήματος 3.16 και ας αντιμετωπίσουμε το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη (τετράπολο). Η θύρα εισόδου αποτελείται από τον ακροδέκτη του εκπομπού και τον ακροδέκτη της βάσης, ενώ η θύρα εξόδου από τον ακροδέκτη του συλλέκτη και τον (κοινό) ακροδέκτη της βάσης. Αν ακολουθήσουμε τη σύμβαση που ισχύει για



Σχήμα 3.17 Χααρακτηριστικές εισόδου (i) και εξόδου (ii) για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινής βάσης

τα δίθυρα, θα πρέπει να θεωρήσουμε ως θετικά τα ρεύματα που εισέρχονται σε κάποιον ακροδέκτη του διθύρου και ως αρνητικά εκείνα που εξέρχονται. Με δεδομένη τη σύμβαση αυτή, το ρεύμα εισόδου του διθύρου θα είναι ίσο με $-I_E$, ενώ η τάση εισόδου θα είναι προφανώς ίση με V_{EB} . Προκειμένου, ωστόσο, να αποφύγουμε τυχόν σύγχυση από τη χρήση των προσήμων, θα θεωρήσουμε ως ρεύμα εισόδου το ρεύμα I_E , ενώ ως τάση εισόδου την τάση V_{BE} . Η μορφή των αντίστοιχων χαρακτηριστικών εισόδου δεν θα επηρεαστεί από την παραδοχή αυτή.

Η επαφή εκπομπού-βάσης (EB), η οποία και καθορίζει τη μορφή των χαρακτηριστικών εισόδου του διθύρου, συμπεριφέρεται όπως μια ορθά πολωμένη δίοδος, επομένως οι αντίστοιχες χαρακτηριστικές θα προκύπτουν από τον νόμο της επαφής EB:

$$I_E = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right) \quad (3.11)$$

όπου I_S το ανάστροφο ρεύμα κόρου και ο συντελεστής ιδανικότητας (η) υποτέθηκε ίσος με τη μονάδα. Με την αύξηση της τιμής της τάσης ανάστροφης πόλωσης της επαφής συλλέκτη-βάσης ($V_{EB} > 0$), και για δεδομένη τάση V_{EB} , το ρεύμα I_E του εκπομπού θα αυξηθεί. Αυτό συμβαίνει επειδή το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης της επαφής CB αυξάνεται, με αποτέλεσμα το «ενεργό» πλάτος της βάσης να μειώνεται. Κατά συνέπεια, η σάρωση των ηλεκτρονίων προς τον συλλέκτη είναι ταχύτερη και το ρεύμα του συλλέκτη μεγαλύτερο. Άρα και η «ανατροφοδότηση» ηλεκτρονίων από τον συλλέκτη προς τον εκπομπό θα είναι ταχύτερη και άρα και το ρεύμα του εκπομπού μεγαλύτερο.

Στο Σχήμα 3.17-ι φαίνεται η γραφική παράσταση της σχέσης (3.11), για διάφορες τιμές της τάσης V_{CB} . Οι καμπύλες αυτές αποτελούν τις χαρακτη-

ριστικές εισόδου του διπολικού τρανζίστορ σε μια συνδεσμολογία κοινής βάσης.

3.6.2 Χαρακτηριστικές εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινής βάσης

Ας εξετάσουμε, τώρα, το κύκλωμα εξόδου της συνδεσμολογίας κοινής βάσης του Σχήματος 3.16: Αφού αναφερόμαστε στις χαρακτηριστικές εξόδου της συνδεσμολογίας, μας ενδιαφέρει η σχέση του ρεύματος εξόδου I_C με την τάση εξόδου V_{CB} . Θα πρέπει, βέβαια, να λάβουμε υπόψη μας και την εξάρτηση του ρεύματος του συλλέκτη I_C από το ρεύμα του εκπομπού I_E (ρεύμα εισόδου). Καθώς η επαφή συλλέκτη-βάσης είναι ανάστροφα πολωμένη, το ρεύμα του συλλέκτη I_C εξαρτάται αποκλειστικά από το ρεύμα του εκπομπού I_E . Όταν το ρεύμα του εκπομπού είναι μηδενικό, το ρεύμα του συλλέκτη είναι ίσο με το ανάστροφο ρεύμα της επαφής CB (I_{CBO}). Το ρεύμα αυτό είναι, προφανώς, πάρα πολύ μικρό. Όταν το ρεύμα του εκπομπού αυξάνεται, αυξάνεται αντίστοιχα και το ρεύμα του συλλέκτη, σύμφωνα με τη σχέση (3.3) την οποία είδαμε στα προηγούμενα:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (3.12)$$

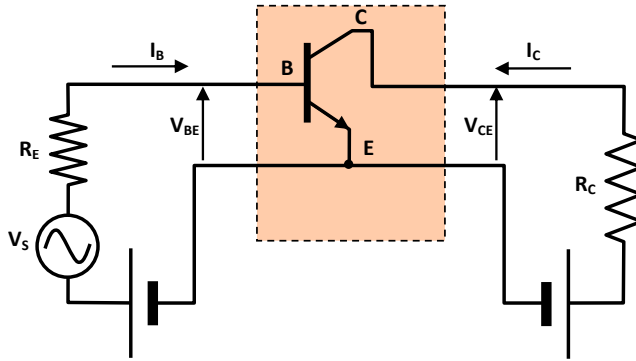
Για δεδομένο ρεύμα εκπομπού I_E , αύξηση της τάσης V_{CB} προκαλεί ελαφρά αύξηση του κλάσματος α του τρανζίστορ και επομένως και του ρεύματος συλλέκτη I_C . Στο Σχήμα 3.17-ii φαίνεται η γραφική παράσταση του ρεύματος I_C του συλλέκτη σε συνάρτηση με την τάση V_{CB} , για διάφορες τιμές του ρεύματος εκπομπού I_E . Οι καμπύλες αυτές αποτελούν τις χαρακτηριστικές εξόδου του διπολικού τρανζίστορ στη συνδεσμολογία κοινής βάσης.

3.6.3 Χαρακτηριστικές εισόδου για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

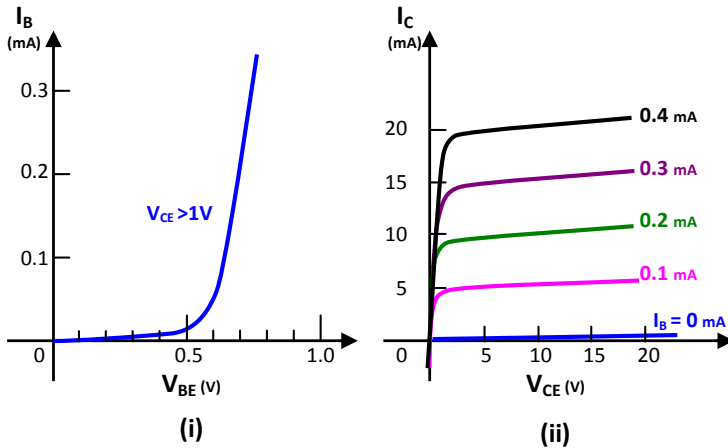
Ας θεωρήσουμε τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού του Σχήματος 3.18, και ας αντιμετωπίσουμε το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη. Η θύρα εισόδου αποτελείται από τον ακροδέκτη της βάσης και τον ακροδέκτη του εκπομπού, ενώ η θύρα εξόδου από τον ακροδέκτη του συλλέκτη και τον (κοινό) ακροδέκτη του εκπομπού. Όπως και στη συνδεσμολογία κοινής βάσης, η επαφή εκπομπού-βάσης (EB), η οποία και καθορίζει τη μορφή των χαρακτηριστικών εισόδου του διθύρου, συμπεριφέρεται όπως μια ορθά πολωμένη δίοδος, επομένως οι αντίστοιχες χαρακτηριστικές θα προκύπτουν από τον νόμο της επαφής EB:

$$I_B = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right) \quad (3.13)$$

Η επίδραση της τάσης V_C στην τιμή του ρεύματος της βάσης I_B είναι αμελητέα. Στο Σχήμα 3.19-i φαίνεται η γραφική παράσταση της σχέσης (3.13). Η



Σχήμα 3.18 Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη



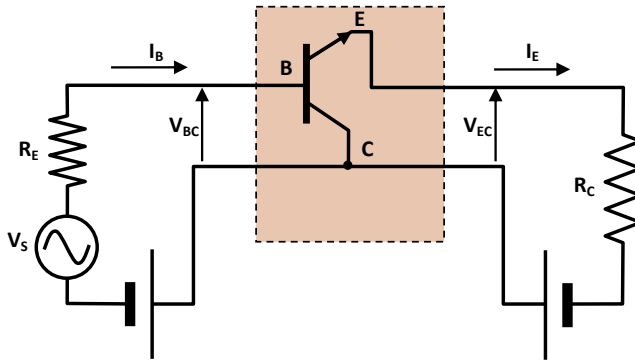
Σχήμα 3.19 Χαρακτηριστικές εισόδου (i) και εξόδου (ii) για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

καμπύλη αυτή αντιστοιχεί στη χαρακτηριστική εισόδου του διπολικού τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

3.6.4 Χαρακτηριστικές εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

Ας εξετάσουμε, τώρα, το κύκλωμα εξόδου της συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού του Σχήματος 3.18: Μας ενδιαφέρει η σχέση του ρεύματος εξόδου I_C με την τάση εξόδου V_C . Θα πρέπει, βέβαια, να λάβουμε υπόψη μας και την εξάρτηση του ρεύματος του συλλέκτη I_C από το ρεύμα της βάσης I_B (ρεύμα εισόδου). Το ρεύμα του συλλέκτη σχετίζεται με το ρεύμα της βάσης σύμφωνα με τη σχέση (3.10):

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO} \quad (3.14)$$



Σχήμα 3.20 Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη

Με ανοικτό το κύκλωμα της βάσης ($I_B = 0$) η σχέση (3.14) δίνει:

$$I_C = (\beta + 1)I_{CBO} \quad (3.15)$$

από την οποία μπορούμε να συμπεράνουμε ότι στη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού ενισχύεται και το ανάστροφο ρεύμα (ρεύμα διαρροής). Από τη σχέση (3.14) μπορούμε να συμπεράνουμε πως με την αύξηση του ρεύματος της βάσης I_B το ρεύμα του συλλέκτη I_C αυξάνεται ανάλογα, με συντελεστή αναλογίας το β του τρανζίστορ.

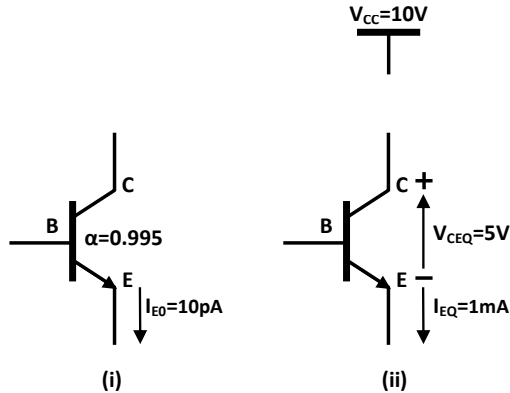
Στο Σχήμα 3.19-ii φαίνεται η γραφική παράσταση του ρεύματος I_C του συλλέκτη σε συνάρτηση με την τάση V_C , για διάφορες τιμές του ρεύματος βάσης I_B . Οι καμπύλες αυτές αποτελούν τις χαρακτηριστικές εξόδου του διπολικού τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού. Η ελαφρά κλίση των χαρακτηριστικών δικαιολογείται από την αύξηση του α (επομένως και του β) με την αύξηση της τάσης V_{CE} .

3.6.5 Χαρακτηριστικές εισόδου/εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη

Για την περίπτωση της συνδεσμολογίας κοινού συλλέκτη (Σχήμα 3.20) ισχύουν όσα αναφέραμε και για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, αφού η πρώτη μπορεί να προκύψει από τη δεύτερη με αμοιβαία εναλλαγή του συλλέκτη και του εκπομπού.

3.6.6 Σύγκριση συνδεσμολογιών κοινής βάσης/κοινού εκπομπού

Η βασικότερη διαφορά μεταξύ των συνδεσμολογιών κοινής βάσης και κοινού εκπομπού είναι η εξής: Στη συνδεσμολογία κοινής βάσης το ρεύμα εξόδου (I_C) είναι περίπου ίσο με το ρεύμα εισόδου (I_E). Αντίθετα, στη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού το ρεύμα εξόδου (I_C) είναι πολλαπλάσιο του ρεύματος εισόδου (I_B). Αυτό συνεπάγεται πως με την πρώτη συνδεσμολογία είναι αδύνατη η ενίσχυση ρεύματος, ενώ με τη δεύτερη είναι δυνατή.



Σχήμα 3.21 Δεδομένα διπολικού τρανζίστορ προς πόλωση

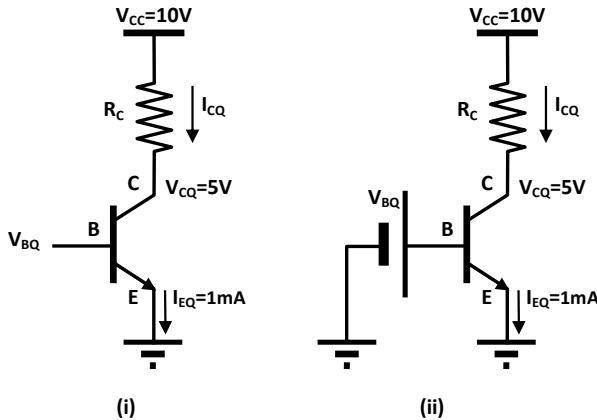
3.6.7 Θερμοκρασιακή εξάρτηση των χαρακτηριστικών εισόδου /εξόδου

Κατά τη σχεδίαση κυκλωμάτων με τρανζίστορ θα πρέπει να έχουμε υπόψη μας την εξάρτηση των χαρακτηριστικών εισόδου/εξόδου από τη θερμοκρασία. Οι παράμετροι α και β εξαρτώνται σημαντικά από τη θερμοκρασία, με αποτέλεσμα αντίστοιχη εξάρτηση των χαρακτηριστικών. Για την εξασφάλιση της ανοχής των κυκλωμάτων στις θερμοκρασιακές μεταβολές χρησιμοποιούνται κατάλληλες τεχνικές, μερικές από τις οποίες θα εξετάσουμε στη συνέχεια.

3.7 Πόλωση στην ενεργό περιοχή

Όπως έχουμε ήδη τονίσει, όταν ένα τρανζίστορ χρησιμοποιείται ως στοιχείο ενίσχυσης θα πρέπει να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή. Για να συμβαίνει αυτό θα πρέπει να πολώνεται κατάλληλα με τη χρήση πηγών τροφοδοσίας και αντιστατών προκειμένου να τίθεται στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας (ηρεμίας). Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε μερικούς τυπικούς τρόπους πόλωσης του διπολικού τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή λειτουργίας και θα παρουσιάσουμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του καθενός.

Ας θεωρήσουμε το τρανζίστορ ηρη του Σχήματος 3.21-i, από τον κατασκευαστή του οποίου γνωρίζουμε ότι $\alpha=0.995$ και $I_{E0}=10\text{pA}$, όπου I_{E0} το ανάστροφο ρεύμα κόρου για την επαφή εκπομπού-βάσης. Ας υποθέσουμε ότι το τρανζίστορ αυτό θα πρέπει να πολωθεί κατά τέτοιο τρόπο ώστε η τάση ηρεμίας μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού V_{CEQ} να είναι ίση με 5V, και το ρεύμα ηρεμίας I_{EQ} του εκπομπού να είναι ίσο με 1mA, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.21-ii. Για την πόλωση του συλλέκτη θα χρησιμοποιηθεί μια πηγή σταθερής τάσης $V_{CC}=10\text{V}$. Πρόσθετες πηγές τάσεων διαφορετικών τιμών είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν, αν και προτιμούμε να τις αποφεύγουμε για τους λόγους που θα εξηγήσουμε στη συνέχεια.



Σχήμα 3.22 Άμεση πόλωση στη βάση

Αν χρησιμοποιήσουμε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού (γειώσουμε, δηλαδή, τον εκπομπό), τότε η τάση ηρεμίας V_{CQ} του συλλέκτη θα είναι ίση με V_{CEQ} ($=5V$), όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.22-ι. Επειδή η τιμή της τάσης αυτής είναι διαφορετική της τάσης τροφοδοσίας V_{CC} , θα παρεμβάλουμε μεταξύ της πηγής τροφοδοσίας και του συλλέκτη αντιστάτη R_C (βλπ. Σχήμα 3.22-ι), ο οποίος θα προκαλεί την απαραίτητη πτώση τάσης ώστε η τάση στον συλλέκτη να έχει την επιθυμητή τιμή. Η τιμή της αντίστασης R_C θα υπολογιστεί από τον νόμο του Ohm ως εξής:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{I_{CQ}} \tag{3.16}$$

Για τον υπολογισμό του ρεύματος ηρεμίας του συλλέκτη (I_{CQ}) θα χρησιμοποιήσουμε τη γνωστή σχέση που συνδέει τα ρεύματα εκπομπού και συλλέκτη στην ενεργό λειτουργία του τρανζίστορ:

$$I_C = \alpha I_E \tag{3.17}$$

η οποία για τις τιμές των ρευμάτων ηρεμίας γράφεται:

$$I_{CQ} = \alpha I_{EQ} \tag{3.18}$$

Αντικαθιστώντας την (3.18) στην (3.16) παίρνουμε:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{\alpha I_{EQ}} \tag{3.19}$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στη σχέση (3.19) βρίσκουμε πως η τιμή της αντίστασης R_C θα πρέπει να είναι ίση με $5.025k\Omega$.

Στη συνέχεια θα υπολογίσουμε την τιμή της τάσης ηρεμίας μεταξύ της βάσης και του εκπομπού (V_{BEQ} , ή V_{BQ} αφού ο εκπομπός είναι γειωμένος και, επομένως, το δυναμικό του είναι μηδενικό) η οποία είναι απαραίτητη ώστε

το ρεύμα I_{EQ} του εκπομπού να έχει την επιθυμητή τιμή του 1 mA. Για το σκοπό αυτό μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη σχέση:

$$I_E = I_{E0} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right) \quad (3.20)$$

η οποία αντιστοιχεί στον νόμο της επαφής βάσης-εκπομπού. Οι τιμές τάσης βάσης-εκπομπού που χρησιμοποιούμε είναι πολύ μεγαλύτερες της θερμοκίνης τάσης V_θ , οπότε η σχέση (3.20) μπορεί να απλοποιηθεί στην:

$$I_E = I_{E0} e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} \quad (3.21)$$

την οποία και θα χρησιμοποιούμε στο εξής. Λύνοντας τη σχέση (3.21) ως προς V_{BE} έχουμε:

$$V_{BE} = V_\theta \ln \frac{I_E}{I_{E0}} \quad (3.22)$$

η οποία, για τις αντίστοιχες τιμές ηρεμίας, γράφεται:

$$V_{BQ} = V_\theta \ln \frac{I_{EQ}}{I_{E0}} \quad (3.23)$$

Αν λάβουμε υπόψη μας πως η τιμή της θερμοκίνης τάσης V_θ είναι περίπου ίση με 25mV και με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στη σχέση (3.23) βρίσκουμε πως η τιμή της τάσης πόλωσης V_{BQ} της βάσης θα πρέπει να είναι ίση με 0.632V.

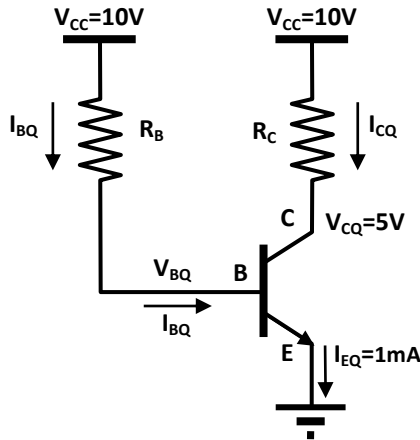
3.7.1 Άμεση πόλωση στη βάση

Η τάση V_{BQ} την οποία υπολογίσαμε πιο πάνω μπορεί να εφαρμοστεί άμεσα στη βάση του τρανζίστορ κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.22-ii. Τα μειονεκτήματα αυτού του τρόπου πόλωσης είναι τα εξής: Το κύκλωμα απαιτεί δύο ανεξάρτητες πηγές τροφοδοσίας (τις V_{CC} και V_{BQ}). Επιπλέον, η τάση τροφοδοσίας V_{BQ} έχει τιμή μικρή και δύσκολα επιτεύξιμη στην απαιτούμενη ακρίβεια⁸. Επομένως, η πηγή τάσης V_{BQ} θα πρέπει να ρυθμίζεται με πολύ μεγάλη ακρίβεια και να είναι πολύ καλά σταθεροποιημένη, πράγμα που είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί στην πράξη. Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε ότι η πόλωση του τρανζίστορ με άμεση πόλωση στη βάση είναι εξαιρετικά ασταθής.

3.7.2 Πόλωση στη βάση μέσω αντιστάτη

Ας τροποποιήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 3.22-ii κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.23. Αυτή τη φορά, αντί για τη ρύθμιση της τά-

⁸Θυμίζουμε ότι εξαιτίας της εκθετικής σχέσης του ρεύματος με την τάση ορθής πόλωσης μιας επαφής p-n, μικρή μεταβολή της τάσης αυτής συνεπάγεται σημαντική μεταβολή του αντίστοιχου ρεύματος.



Σχήμα 3.23 Πόλωση στη βάση μέσω αντιστάτη

στης V_{BQ} θα προσπαθήσουμε να ρυθμίσουμε το ρεύμα ηρεμίας I_{BQ} της βάσης. Επιτυγχάνοντας την κατάλληλη τιμή του ρεύματος αυτού η τάση V_{BQ} θα προσαρμοστεί «αυτόματα», ώστε να λάβει την κατάλληλη τιμή (ίση με 0.632V για το παράδειγμα το οποίο εξετάζουμε).

Ας υπολογίσουμε την τιμή που θα πρέπει να έχει το ρεύμα ηρεμίας I_{BQ} της βάσης. Θα χρησιμοποιήσουμε τη σχέση:

$$I_C = \beta I_B \tag{3.24}$$

η οποία για τις τιμές ηρεμίας γράφεται:

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \tag{3.25}$$

και η οποία, επιλυόμενη ως προς I_{BQ} , δίνει:

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \tag{3.26}$$

Αν, επιπλέον, λάβουμε υπόψη μας ότι:

$$I_{CQ} = \alpha I_{EQ} \tag{3.27}$$

η σχέση (3.26) γράφεται:

$$I_{BQ} = \frac{\alpha I_{EQ}}{\beta} \tag{3.28}$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{3.29}$$

η (3.28) γίνεται:

$$I_{BQ} = (1 - \alpha) I_{EQ} \tag{3.30}$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στην (3.30) βρίσκουμε ότι το ρεύμα ηρεμίας της βάσης I_{BQ} θα πρέπει να είναι ίσο με 5μΑ.

Ας υπολογίσουμε, τώρα, την τιμή της αντίστασης R_B (βλπ. Σχήμα 3.23) η οποία απαιτείται για να λάβει το ρεύμα I_{BQ} την πιο πάνω τιμή.

Με βάση το κύκλωμα του Σχήματος 3.23 θα ισχύει:

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BQ}}{R_B} \quad (3.31)$$

ή, ισοδύναμα:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BQ}}{I_{BQ}} \quad (3.32)$$

Αντικαθιστώντας στην τελευταία τα αριθμητικά δεδομένα βρίσκουμε ότι η τιμή της αντίστασης πόλωσης R_B της βάσης θα πρέπει να είναι ίση με 1.87ΜΩ.

Το πλεονέκτημα της συνδεσμολογίας είναι ότι χρησιμοποιεί μοναδική πηγή τροφοδοσίας τόσο για την πόλωση του συλλέκτη όσο και για την πόλωση της βάσης. Ωστόσο, όπως και η προηγούμενη, είναι ασταθής. Αν αντικαταστήσουμε την έκφραση του α σε σχέση με το β

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (3.33)$$

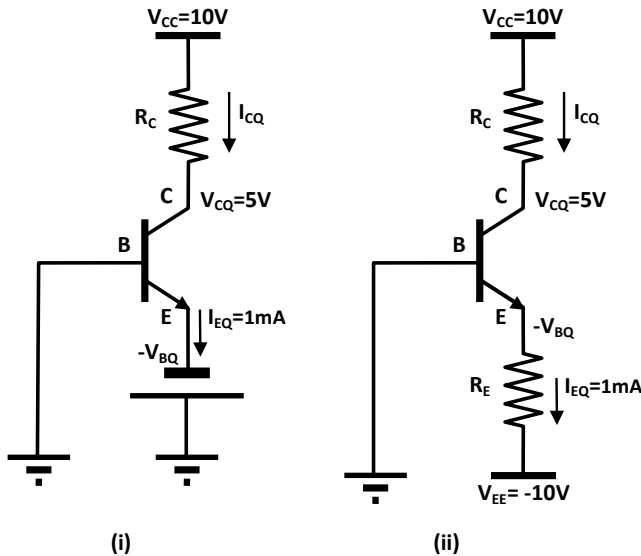
στη σχέση (3.30) παίρνουμε:

$$I_{BQ} = \frac{1}{\beta + 1} I_{EQ} \quad (3.34)$$

Έχοντας υπόψη μας τη μεγάλη διακύμανση του β (η οποία οφείλεται όχι μόνο στη θερμοκρασιακή του εξάρτηση αλλά και σε κατασκευαστικούς περιορισμούς οι οποίοι δεν επιτρέπουν την κατασκευή τρανζίστορ με β πολύ μεγάλης ακρίβειας), μπορούμε να συμπεράνουμε πως η τιμή του ρεύματος ηρεμίας της βάσης I_{BQ} θα είναι εξίσου ευμετάβλητη, όσο και το β . Αυτό συνεπάγεται την ασταθή πόλωση όσον αφορά τη συγκεκριμένη συνδεσμολογία.

3.7.3 Πόλωση στον εκπομπό

Η σταθερότητα στην πόλωση ενός διπολικού τρανζίστορ μπορεί να εξασφαλιστεί με απευθείας ρύθμιση του ρεύματος του εκπομπού. Ας τροποποιήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 3.22-ii κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.24-i. Είναι φανερό ότι η τάση ορθής πόλωσης της επαφής βάσης-εκπομπού παραμένει στην επιθυμητή τιμή. Το πρόβλημα της χρήσης δύο διαφορετικών πηγών τροφοδοσίας υπάρχει και σε αυτή την περίπτωση. Αξίζει να προσέξει κάποιος ότι η συγκεκριμένη συνδεσμολογία είναι μια συνδεσμολογία κοινής βάσης (μιας και η βάση είναι γειωμένη). Μια περαιτέρω τροποποίηση μπορεί να γίνει με τη χρήση συμμετρικής τροφοδοσίας, σύμφωνα με το Σχήμα 3.24-ii. Η εισαγωγή της αντίστασης R_E στον εκπομπό είναι απαραίτητη ώστε να εξασφαλίζεται η κατάλληλη τιμή τάσης του εκπομπού,



Σχήμα 3.24 Πόλωση στον εκπομπό

η οποία θα πρέπει να είναι ίση με $-V_{BQ}$, σύμφωνα με τα προηγούμενα. Για τον αντιστάτη R_E ο νόμος του Ohm δίνει:

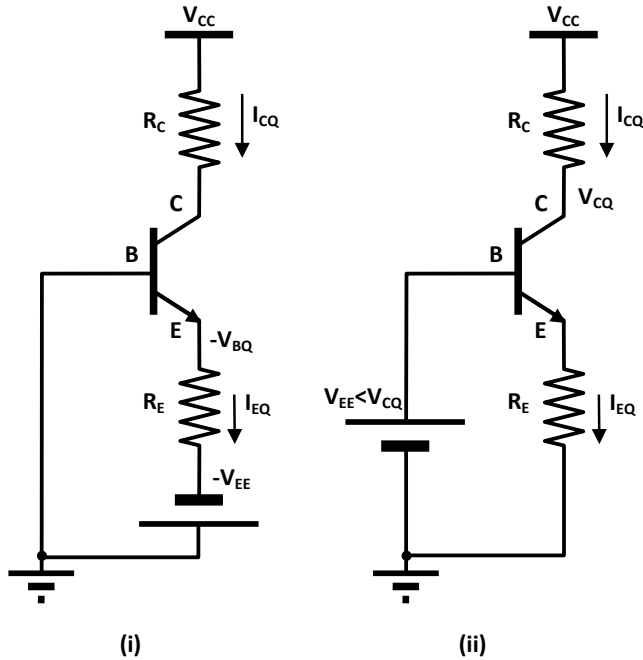
$$R_E = \frac{-V_{BQ} - V_{EE}}{I_{EQ}} \tag{3.35}$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων βρίσκουμε πως η τιμή της αντίστασης R_E είναι ίση με 9.368kΩ.

Με τη συγκεκριμένη συνδεσμολογία, οποιαδήποτε κι αν είναι η τιμή του β του τρανζίστορ, το ρεύμα της βάσης προσαρμόζεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε το ρεύμα του εκπομπού να παραμένει σταθερό και ίσο με I_{EQ} . Ακόμα κι αν αντικαταστήσουμε το τρανζίστορ με ένα άλλο, από διαφορετικό κατασκευαστή, το ρεύμα του εκπομπού θα παραμείνει πρακτικά σταθερό. Το ίδιο θα ισχύει και αν το β μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία. Έχουμε, δηλαδή, μια σταθερή συνδεσμολογία πόλωσης. Το μειονέκτημά της είναι η χρήση δύο πηγών τροφοδοσίας.

3.7.4 Πόλωση στη βάση και στον εκπομπό

Η συνδεσμολογία την οποία θα εξετάσουμε στη συνέχεια αποτελεί συγκερασμό των δύο προηγούμενων. Η συνδεσμολογία του Σχήματος 3.24-ii μπορεί να πάρει, ισοδύναμα, τη μορφή του Σχήματος 3.25-i. Η πηγή τροφοδοσίας V_{EE} μπορεί να μεταφερθεί προς την πλευρά της βάσης, χωρίς να μεταβληθεί το κύκλωμα εισόδου του τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.25-ii. Με την τελευταία τροποποίηση, επομένως, το ρεύμα του εκπομπού δεν επηρεάζεται. Προκειμένου, ωστόσο, το τρανζίστορ να παραμείνει στην



Σχήμα 3.25 Πόλωση στη βάση και στον εκπομπό

ενεργό περιοχή θα πρέπει να ισχύει $V_{EE} < V_{CQ}$, ώστε η επαφή βάσης - συλλέκτη να παραμένει ανάστροφα πολωμένη. Για να ικανοποιείται η προηγούμενη ανισότητα θα πρέπει, προφανώς, να ισχύει $V_{EE} < V_{CC}$.

Η πηγή τροφοδοσίας V_{EE} μπορεί να παραλειφθεί αν η τάση V_{EE} ληφθεί από την πηγή τροφοδοσίας V_{CC} μέσω διαιρέτη τάσης, με κατάλληλη επιλογή των τιμών των αντιστάσεων του διαιρέτη κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.26. Στην περίπτωση αυτή ο διαιρέτης τάσης αντιστοιχεί σε μια μη ιδανική πηγή τάσης, δηλαδή σε μια πηγή τάσης με μη μηδενική τιμή εσωτερικής αντίστασης. Πραγματικά, το δικτύωμα μεταξύ της βάσης και της γης για το κύκλωμα του Σχήματος 3.26 μπορεί να αντικατασταθεί από το αντίστοιχο ισοδύναμο Thevenin (βλπ Σχήμα 3.27) για το οποίο θα ισχύουν:

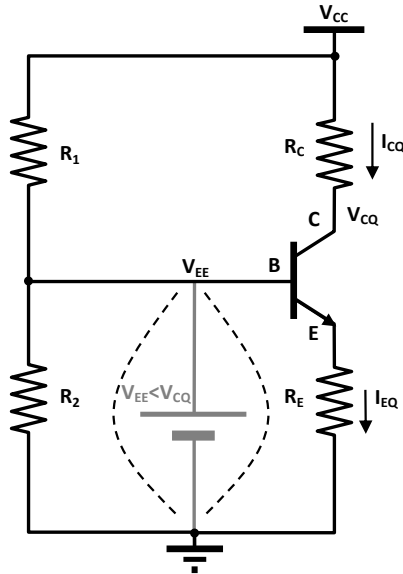
$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (3.36)$$

και

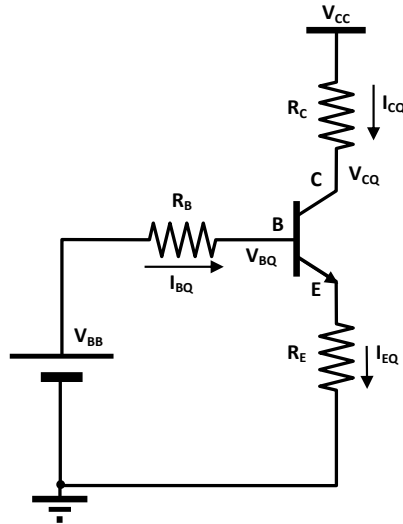
$$R_B = R_{Th} = R_1 // R_2 \quad (3.37)$$

Είναι φανερό πως η πτώση τάσης πάνω στην «εσωτερική» αντίσταση θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό πιο μικρή, έτσι ώστε $V_{BQ} \simeq V_{BB}$. Για την τάση V_{BQ} στη βάση ισχύει:

$$V_{BQ} = V_{BB} - I_{BQ} R_B \quad (3.38)$$



Σχήμα 3.26 Πόλωση μέσω διαίρετη τάσης



Σχήμα 3.27 Ισοδύναμο κύκλωμα για το κύκλωμα του Σχήματος 3.26

Επιπλέον:

$$V_{BQ} = V_{BEQ} + I_{EQ}R_E \quad (3.39)$$

Ο συνδυασμός των σχέσεων (3.38) και (3.39) θα δώσει:

$$V_{BEQ} + I_{EQ}R_E = V_{BB} - I_{BQ}R_B \quad (3.40)$$

Εάν απαιτήσουμε να ισχύει⁹:

$$I_{BQ}R_B \ll I_{EQ}R_E \quad (3.41)$$

η (3.40) γίνεται:

$$V_{BEQ} + I_{EQ}R_E = V_{BB} \quad (3.42)$$

ή

$$I_{EQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_E} \quad (3.43)$$

Η τελευταία σχέση υποδηλώνει σταθερότητα στην πόλωση μιας και τα μεγέθη τα οποία υπεισέρχονται σε αυτήν είναι σταθερά (απουσιάζουν ευμετάβλητοι όροι, όπως το β). Αξίζει να παρατηρήσουμε πως η συγκεκριμένη συνδεσμολογία δεν ταυτίζεται με καμιά από τις βασικές συνδεσμολογίες του τρανζίστορ (κοινού εκπομπού, κοινής βάσης, ή κοινού συλλέκτη) μιας και κανένας από τους τρεις ακροδέκτες του τρανζίστορ δεν είναι κοινός (γειωμένος).

3.8 Ισοδύναμο κυκλώματα

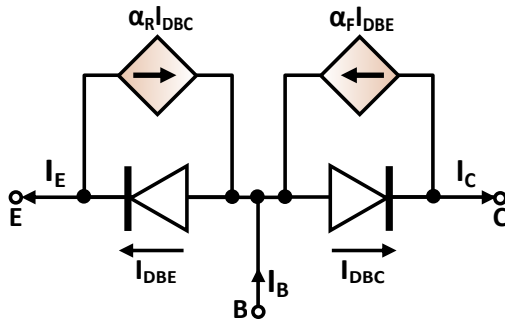
Η ανάλυση κυκλωμάτων που περιέχουν διπολικά τρανζίστορ μπορεί να απλοποιηθεί με την αντικατάσταση των τρανζίστορ με κάποιο ισοδύναμο κύκλωμα. Από τα διάφορα ισοδύναμο κυκλώματα που υπάρχουν, επιλέγεται κάθε φορά το καταλληλότερο για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Αν, για παράδειγμα, αναλύεται ένα κύκλωμα στις υψηλές συχνότητες, τότε θα πρέπει να επιλεγεί ένα ισοδύναμο κύκλωμα το οποίο να μπορεί να περιγράψει (να «μιμηθεί») με ακρίβεια τη συμπεριφορά ενός τρανζίστορ στις συχνότητες αυτές.

3.8.1 Μοντέλο των Ebers-Moll

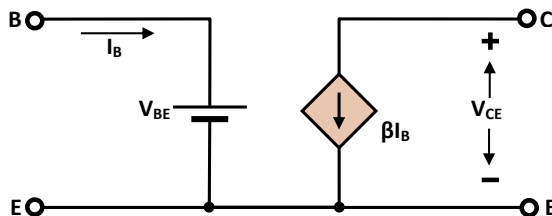
Πρόκειται για ένα αρκετά ακριβές μοντέλο το οποίο βασίζεται στο γεγονός ότι το διπολικό τρανζίστορ αποτελείται από δύο επαφές p-n: Την επαφή βάσης-εκπομπού και την επαφή βάσης-συλλέκτη. Στο ισοδύναμο κύκλωμα που το περιγράφει, οι επαφές αυτές αντιστοιχούν σε δύο διόδους συνδεδεμένες η μία δίπλα στην άλλη (back to back), όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.28. Το ισοδύναμο κύκλωμα περιλαμβάνει, επίσης, δύο εξαρτημένες πηγές ρεύματος (ελεγχόμενες από ρεύμα) οι οποίες «μιμούνται» τον μηχανισμό «υποκλοπής» ηλεκτρονίων τον οποίο εξηγήσαμε στα προηγούμενα: Η μία (εκείνη μεταξύ βάσης και συλλέκτη) αφορά την ορθά ενεργό λειτουργία (active mode), ενώ η άλλη (μεταξύ εκπομπού και βάσης) αφορά την αντίστροφα ενεργό λειτουργία (reverse mode).

Το μοντέλο Ebers-Moll είναι ένα μοντέλο μεγάλου σήματος. Αυτό σημαίνει ότι τα αποτελέσματα που δίνει αφορούν τις τιμές των μεγεθών τάσης ή ρεύματος χωρίς να γίνεται διάκριση σε DC ή AC συνιστώσα. Ωστόσο η

⁹Η συγκεκριμένη συνθήκη ικανοποιείται πολύ εύκολα, εξαιτίας της μεγάλης τιμής του β .



Σχήμα 3.28 Ισοδύναμο κύκλωμα για το μοντέλο Ebers-Moll



Σχήμα 3.29 Ισοδύναμο κύκλωμα για το συνεχές (DC)

χρήση του κατά την ανάλυση «επί χάρτου» εμφανίζει το πρόβλημα πως οι εξισώσεις οι οποίες το περιγράφουν¹⁰ είναι μη γραμμικές και, επομένως, επιλύονται δύσκολα. Ωστόσο, το μοντέλο Ebers-Moll είναι κατάλληλο για τη χρήση σε προσομοιωτές κυκλωμάτων, τόσο επειδή δεν θέτει περιορισμούς στην τιμή του σήματος όσο και επειδή περιγράφει με επιτυχία όλες τις περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ. Για εκτενέστερη ανάλυση του μοντέλου Ebers-Moll ο αναγνώστης παραπέμπεται στη σχετική βιβλιογραφία [5, 6].

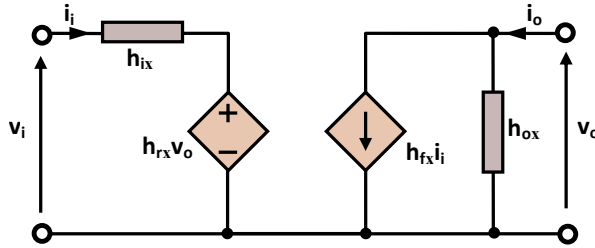
3.8.2 Μοντέλο για το συνεχές (DC)

Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 3.29 περιγράφει το διπολικό τρανζίστορ στην ορθά ενεργό λειτουργία. Για την επαφή βάσης-εκπομπού χρησιμοποιεί το μοντέλο της τυπικής διόδου σε ορθή πόλωση, ενώ για το ρεύμα I_C του συλλέκτη χρησιμοποιεί την προσέγγιση $I_C = \beta I_B$, όπου I_B το ρεύμα της βάσης. Πρόκειται για ένα μοντέλο μεγάλου σήματος, το οποίο χρησιμοποιείται για την DC ανάλυση κυκλωμάτων που περιέχουν διπολικά τρανζίστορ και αντιστοιχεί σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

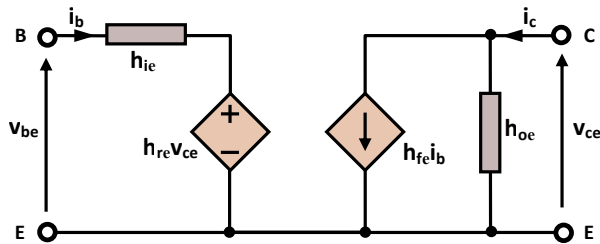
3.8.3 Μοντέλα μικρού σήματος

Τα μοντέλα μικρού σήματος που περιγράφουν ένα διπολικό τρανζίστορ προϋποθέτουν σήματα πολύ μικρού πλάτους τα οποία μεταβάλλονται γύρω

¹⁰Πρόκειται για τους νόμους των επαφών p-n των διόδων του μοντέλου.



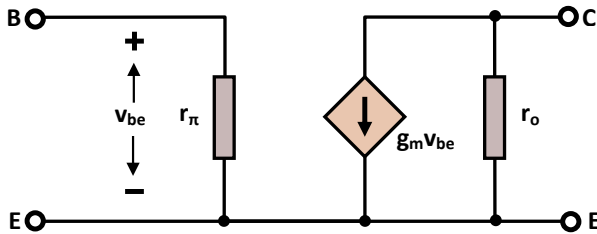
Σχήμα 3.30 h-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα



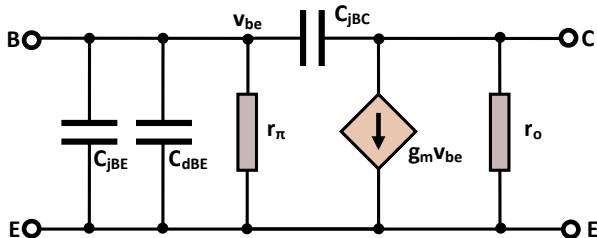
Σχήμα 3.31 h-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

από το σημείο ηρεμίας τους [7, 8]. Κατά την ανάλυση μικρού σήματος οι εξισώσεις που περιγράφουν το τρανζίστορ μπορούν να «γραμμικοποιηθούν», και το τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί ως δίθυρη διάταξη. Πιο συγκεκριμένα, οι h-υβριδικές παράμετροι μπορούν να υπολογιστούν εύκολα από τις χαρακτηριστικές του τρανζίστορ (για δεδομένο σημείο ηρεμίας) και για το λόγο αυτό το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 3.30 βρίσκει ευρεία χρήση στην ανάλυση κυκλωμάτων με τρανζίστορ, αφού μπορεί να χρησιμοποιηθεί για όλες τις βασικές συνδεσμολογίες (κοινού εκπομπού, κοινής βάσης και κοινού συλλέκτη). Για την περίπτωση συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού ο δείκτης x αντικαθίσταται με e, για συνδεσμολογία κοινής βάσης με b και για συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη με c. Ο δείκτης f (από το forward) υποδηλώνει σχέση της εξόδου με την είσοδο, ενώ ο δείκτης r (από το reverse) σχέση της εισόδου με την έξοδο. Στο Σχήμα 3.31 απεικονίζεται το h-υβριδικό ισοδύναμο διπολικού τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού:

- Η παράμετρος h_{ie} αντιστοιχεί στην αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ για βραχυκυκλωμένη έξοδο.
- Η παράμετρος h_{re} είναι αδιάστατο μέγεθος και αντιστοιχεί στην απολαβή τάσης της εισόδου ως προς την έξοδο, για ανοικτοκυκλωμένη είσοδο.
- Η παράμετρος h_{fe} είναι αδιάστατο μέγεθος που αντιστοιχεί στην απολαβή ρεύματος της εξόδου ως προς την είσοδο, για βραχυκυκλωμένη έξοδο και ταυτίζεται με το β του τρανζίστορ.



Σχήμα 3.32 π-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα για χαμηλές συχνότητες



Σχήμα 3.33 π-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα για υψηλές συχνότητες

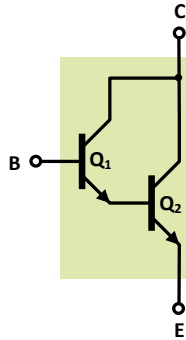
- Η παράμετρος h_{oe} αντιστοιχεί στην αγωγιμότητα εξόδου για ανοικτο-κυκλωμένη είσοδο.

Παρόμοιο με το προηγούμενο, το π-υβριδικό ισοδύναμο ενός διπολικού τρανζίστορ (βλπ. Σχήμα 3.32) αποτελείται από την αντίσταση εισόδου r_{π} , την αντίσταση εξόδου r_o και μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από την τάση βάσης-συλλέκτη (v_{be}) μέσω της διαγωγιμότητας g_m .

Το πλεονέκτημα του π-υβριδικού μοντέλου, το οποίο ισχύει για σήματα χαμηλών συχνοτήτων όπως και το h-υβριδικό μοντέλο, είναι πως μπορεί να επεκταθεί κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.33, ώστε να ισχύει και για σήματα υψηλών συχνοτήτων. Πράγματι, για σήματα υψηλών συχνοτήτων θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη και οι εσωτερικές (ή παρασιτικές) χωρητικότητες της διάταξης, και συγκεκριμένα η χωρητικότητα της επαφής βάσης-εκπομπού (C_{jBE}), η χωρητικότητα διάχυσης μεταξύ βάσης και εκπομπού (C_{dBE}) και η χωρητικότητα της επαφής βάσης-συλλέκτη (C_{jBC}), η οποία αναφέρεται και ως χωρητικότητα Miller. Η ανάλυση κυκλωμάτων με διπολικά τρανζίστορ με τη βοήθεια των ισοδύναμων κυκλωμάτων τους θα περιγραφεί, για διάφορες εφαρμογές, σε επόμενο κεφάλαιο.

3.9 Ζεύγη διπολικών τρανζίστορ

Με την κατάλληλη διασύνδεση ζευγών διπολικών τρανζίστορ μπορούμε να πάρουμε υψηλές απολαβές ρεύματος (β), σε σχέση με την απολαβή ρεύματος καθενός εκ των τρανζίστορ του ζεύγους.



Σχήμα 3.34 Συνδεσμολογία Darlington

3.9.1 Συνδεσμολογία Darlington

Ας θεωρήσουμε τη συνδεσμολογία του Σχήματος 3.34, η οποία αποτελείται από δύο διπολικά τρανζίστορ και ονομάζεται συνδεσμολογία Darlington. Ένα ζεύγος Darlington μπορεί να θεωρηθεί ως ένα μοναδικό τρανζίστορ, με συλλέκτη τον κοινό συλλέκτη των δύο μελών του ζεύγους, βάση τη βάση του τρανζίστορ Q_1 και εκπομπό τον εκπομπό του τρανζίστορ Q_2 , σύμφωνα και με το Σχήμα 3.34. Με τη χρήση της σχέσης $I_C = \beta I_B$ μπορούμε εύκολα να δείξουμε πως για ένα ζεύγος Darlington ισχύει:

$$\beta \simeq \beta_1 \beta_2 \quad (3.44)$$

Επομένως, η απολαβή ρεύματος ενός ζεύγους Darlington είναι πρακτικά ίση με το γινόμενο των απολαβών ρεύματος των τρανζίστορ που αποτελούν το ζεύγος. Η πτώση τάσης μεταξύ της βάσης και του εκπομπού του ζεύγους θα είναι ίση με το διπλάσιο της αντίστοιχης πτώσης τάσης για κάθε επιμέρους τρανζίστορ. Το γεγονός αυτό αποτελεί και ένα από τα μειονεκτήματα της συνδεσμολογίας. Ζεύγη Darlington διατίθενται στο εμπόριο σε ολοκληρωμένες συσκευασίες, αλλά μπορούν και να σχηματισθούν με τη χρήση διακριτών τρανζίστορ.

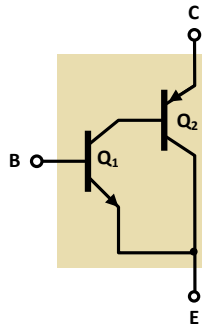
3.9.2 Συνδεσμολογία Sziklai

Εξίσου μεγάλη απολαβή ρεύματος μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση της συνδεσμολογίας Sziklai, η οποία φαίνεται στο Σχήμα 3.35. Εξαιτίας της χρήσης δύο τρανζίστορ διαφορετικών (συμπληρωματικών) τύπων (ενός nnp και ενός pnp), η συνδεσμολογία αυτή αναφέρεται και ως *συμπληρωματική συνδεσμολογία Darlington* (complementary Darlington connection).

Εύκολα μπορεί να αποδειχθεί ότι για ένα ζεύγος Sziklai ισχύει:

$$\beta = \beta_1 \beta_2 \quad (3.45)$$

όπου β η απολαβή ρεύματος του ζεύγους και β_1, β_2 οι απολαβές ρεύματος των τρανζίστορ Q_1 και Q_2 , αντίστοιχα.



Σχήμα 3.35 Συνδεσμολογία Sziklai

Το πλεονέκτημα της συνδεσμολογίας Sziklai είναι πως, σε αντίθεση με τη συνδεσμολογία Darlington, η πτώση τάσης μεταξύ βάσης και εκπομπού της συνδεσμολογίας είναι ίση με την αντίστοιχη πτώση τάσης καθενός εκ των μελών του ζεύγους.

3.10 Εφαρμογές

Το εύρος των εφαρμογών των διπολικών τρανζίστορ είναι τεράστιο. Με πολλές από αυτές θα ασχοληθούμε στα επόμενα κεφάλαια. Στο σημείο αυτό θα αναφέρουμε ενδεικτικά μερικές, για λόγους εμπέδωσης των γνώσεων σχετικά με το διπολικό τρανζίστορ που μέχρι στιγμής αποκτήθηκαν.

3.10.1 Ακολουθητής εκπομπού (emitter follower)

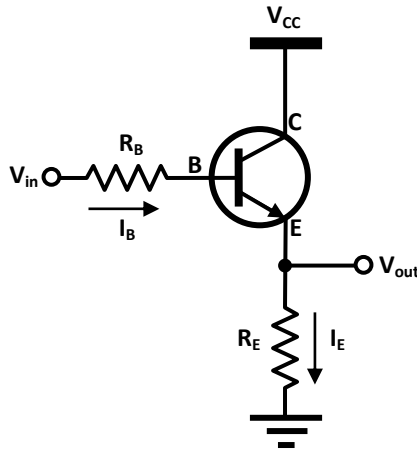
Πρόκειται για συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη και συνήθως χρησιμοποιείται ως *απομονωτής τάσης* (voltage buffer). Στη συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη η βάση παίζει τον ρόλο της εισόδου του κυκλώματος και ο εκπομπός τον ρόλο της εξόδου, ενώ ο συλλέκτης αποτελεί τον κοινό αγωγό μεταξύ των δύο κυκλωμάτων. Ένα ενδιαφέρον χαρακτηριστικό της συνδεσμολογίας κοινού συλλέκτη είναι η προσαρμογή των αντιστάσεων. Αυτό οφείλεται στη μεγάλη αντίσταση του κυκλώματος της βάσης (κύκλωμα εισόδου) και στη μικρή αντίσταση του κυκλώματος του εκπομπού (κύκλωμα εξόδου), όπως θα δείξουμε στη συνέχεια.

Ένα απλό κύκλωμα ακολουθητή εκπομπού με τρανζίστορ ηρη φαίνεται στο Σχήμα 3.36. Για το κύκλωμα αυτό ισχύει:

$$V_{out} = V_{in} - I_B R_B - V_{BE} \tag{3.46}$$

Το ρεύμα βάσης (I_B) είναι πολύ μικρό και μπορεί να αμεληθεί, άρα η σχέση (3.46) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$V_{out} = V_{in} - V_{BE} \tag{3.47}$$



Σχήμα 3.36 Κύκλωμα ακολουθητή εκπομπού

Αν θεωρήσουμε τις μεταβολές των τάσεων εισόδου (V_{in}) και εξόδου (V_{out}) η σχέση (3.47) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{in} \quad (3.48)$$

Η προηγούμενη σχέση δείχνει πως οι μεταβολές του σήματος εξόδου είναι ίσες με τις μεταβολές του σήματος εισόδου, επομένως η έξοδος παρακολουθεί την είσοδο (ακολουθητής εκπομπού).

- Η αντίσταση εισόδου του κυκλώματος είναι:

$$R_{in} = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta I_B} \quad (3.49)$$

Ακόμη ισχύει:

$$I_E = \beta \cdot I_B \Rightarrow \Delta I_E = \beta \cdot \Delta I_B \Rightarrow \Delta I_B = \frac{\Delta I_E}{\beta} \quad (3.50)$$

Η σχέση (3.49) με τη βοήθεια των (3.48) και (3.50) γίνεται:

$$R_{in} = \beta \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_E} \quad (3.51)$$

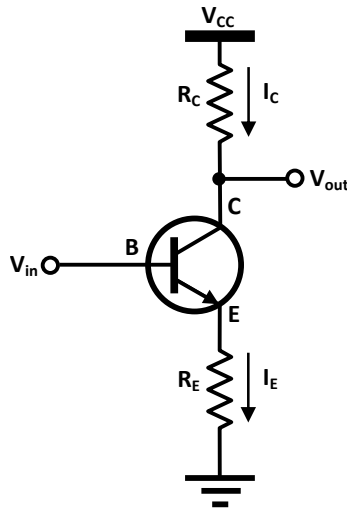
Όμως,

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_E} = R_E \quad (3.52)$$

οπότε η σχέση (3.51) γράφεται:

$$R_{in} = \beta R_E \quad (3.53)$$

Από την προηγούμενη σχέση είναι φανερό ότι η αντίσταση εισόδου είναι πολύ μεγάλη, μιας και η απολαβή ρεύματος β έχει πολύ μεγάλη τιμή.



Σχήμα 3.37 Πηγή ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ

- Η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος είναι:

$$R_{out} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_E} \quad (3.54)$$

Η τελευταία, με τη βοήθεια των (3.48) και (3.50), δίνει:

$$R_{out} = \frac{\Delta V_{in}}{\beta \cdot \Delta I_B} \quad (3.55)$$

ή

$$R_{out} = \frac{R_s + R_B}{\beta} \quad (3.56)$$

όπου R_s η αντίσταση της πηγής σήματος που υποθέτουμε πως τροφοδοτεί την είσοδο του κυκλώματος. Από την προηγούμενη σχέση είναι φανερό ότι η αντίσταση εξόδου είναι πολύ μικρή.

3.10.2 Πηγή ρεύματος

Έστω η συνδεσμολογία του Σχήματος 3.37. Είναι εύκολο να διαπιστώσουμε πως το ρεύμα που διαρρέει το διπολικό τρανζίστορ είναι ανεξάρτητο της αντίστασης R_C στον συλλέκτη.

Πράγματι, ισχύουν:

$$I_C = I_E \quad (3.57)$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \quad (3.58)$$

και

$$V_E = V_{in} - V_{BE} \quad (3.59)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.57), (3.58) και (3.59) βρίσκουμε:

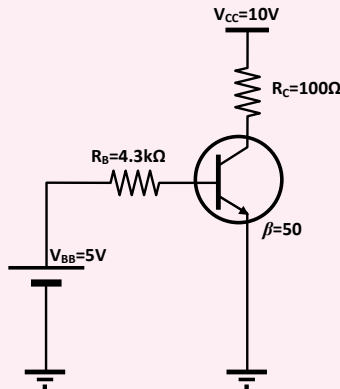
$$I_C = \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_E} \quad (3.60)$$

από την οποία μπορούμε να συμπεράνουμε ότι το ρεύμα (I_C) του συλλέκτη είναι σταθερό, για δεδομένες τιμές της τάσης εισόδου (V_{in}) και της αντίστασης R_E στον εκπομπό, και ανεξάρτητο της αντίστασης R_C στον συλλέκτη (η οποία μπορεί να θεωρηθεί ως η αντίσταση φόρτου). Έχουμε, επομένως, μια πηγή σταθερού ρεύματος.

3.11 Κριτήρια αξιολόγησης

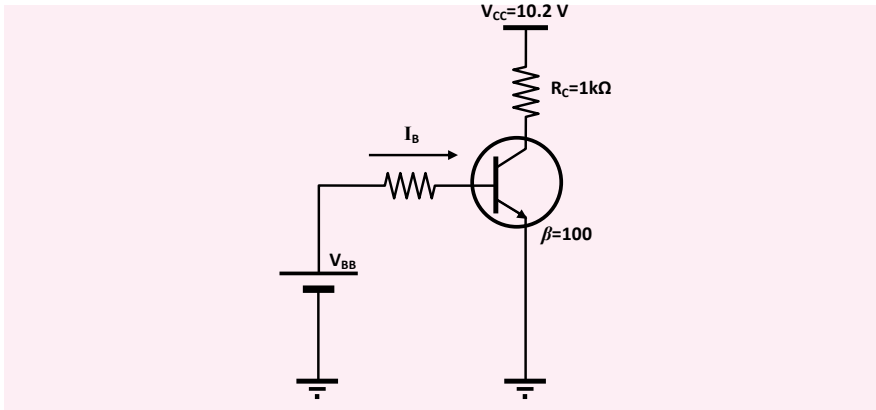
● Κριτήριο Αξιολόγησης 3.1.

Δίνεται το κύκλωμα του πιο κάτω σχήματος, όπου το τρανζίστορ είναι κατασκευασμένο σε πυρίτιο. Να βρεθεί το δυναμικό στον συλλέκτη του τρανζίστορ. Σε ποια περιοχή λειτουργεί το τρανζίστορ; Να ληφθεί υπόψη πως για τα τρανζίστορ πυριτίου η τιμή της τάσης συλλέκτη-εκπομπού στο όριο της ενεργού περιοχής και της περιοχής κόρου είναι περίπου ίση με 0.2V.



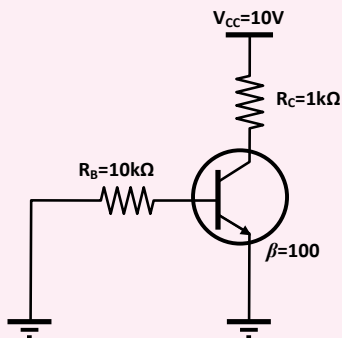
● Κριτήριο Αξιολόγησης 3.2.

Δίνεται το κύκλωμα του πιο κάτω σχήματος, όπου το τρανζίστορ είναι κατασκευασμένο σε πυρίτιο. Να βρεθεί η ελάχιστη τιμή του ρεύματος βάσης (I_B) για την οποία το τρανζίστορ θα τεθεί στην περιοχή κόρου, λαμβάνοντας υπόψη πως για τα τρανζίστορ πυριτίου η τιμή της τάσης συλλέκτη-εκπομπού στο όριο της ενεργού περιοχής και της περιοχής κόρου είναι περίπου ίση με 0.2V.



● **Κριτήριο Αξιολόγησης 3.3.**

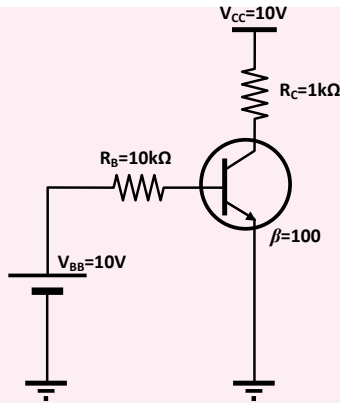
Δίνεται το κύκλωμα του πιο κάτω σχήματος, όπου το τρανζίστορ είναι κατασκευασμένο σε πυρίτιο. Σε ποια περιοχή λειτουργεί το τρανζίστορ;



- A. αποκοπής
- B. κόρου
- C. ενεργό (ορθά)
- D. ανάστροφα ενεργό

● **Κριτήριο Αξιολόγησης 3.4.**

Δίνεται το κύκλωμα του πιο κάτω σχήματος, όπου το τρανζίστορ είναι κατασκευασμένο σε πυρίτιο. Σε ποια περιοχή λειτουργεί το τρανζίστορ;



- A. αποκοπής
- B. κόρου
- C. ενεργό (ορθά)
- D. ανάστροφα ενεργό

● Κριτήριο Αξιολόγησης 3.5.

Ζητείται να πολώσουμε ένα διπολικό τρανζίστορ κατά ευσταθή τρόπο χρησιμοποιώντας τάση τροφοδοσίας $V_{CC}=10\text{V}$, ώστε η τάση συλλέκτη-βάσης να είναι ίση με $V_{CB}=5\text{V}$ και το ρεύμα του συλλέκτη να ισούται με $I_C=1\text{mA}$. Για το τρανζίστορ δίνεται ότι $\alpha=0.995$, και πως η πτώση τάσης στην επαφή βάσης-εκπομπού είναι ίση με 0.6V .

● Κριτήριο Αξιολόγησης 3.6.

Να αποδείξετε τη σχέση (3.44) η οποία παρέχει την ισοδύναμη απολαβή ρεύματος ενός ζεύγους Darlington.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 3.7.





Να αποδείξετε τη σχέση (3.45) η οποία παρέχει την ισοδύναμη απολαβή ρεύματος ενός ζεύγους Sziklai.

3.12 Βιβλιογραφία 3^{ου} κεφαλαίου



- [1] G.E. Valley και H. Wallman. *Vacuum Tube Amplifiers*. Radiation Laboratory Series. McGraw-Hill Book Company, 1948.
- [2] P. Ashburn. *Design and realization of bipolar transistors*. Design and measurement in electronic engineering. Wiley, 1988.

- [3] W. Shockley. *Electrons and Holes in Semiconductors: With Applications to Transistor Electronics*. Bell Telephone Laboratories series. Robert E. Krieger, 1950.
- [4] P. Yu και M. Cardona. *Fundamentals of Semiconductors: Physics and Materials Properties*. Graduate Texts in Physics. Springer, 2010.
- [5] G.W. Neudeck. *The Bipolar Junction Transistor*. Modular series on solid state devices. Addison-Wesley, 1989.
- [6] G. Massobrio και P. Antognetti. *Semiconductor Device Modeling with SPICE*. McGraw-Hill, 1993.
- [7] D.C. Dube. *Electronics: Circuits and Analysis*. Alpha Science International, 2005.
- [8] U. Bakshi. *Electronic Circuit Analysis*. Technical Publications, 2009.

3.13 Διαδραστικά στοιχεία

3.1	Πόλωση διπολικού τρανζίστορ	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο περιλαμβάνει κύκλωμα πόλωσης ενός διπολικού τρανζίστορ με αντίσταση στον εκπομπό (R_E). Ο αναγνώστης έχει τη δυνατότητα να μεταβάλλει την απολαβή ρεύματος (β) του τρανζίστορ, καθώς και την τιμή της αντίστασης R_E, να παρατηρεί την ολίσθηση του σημείου ηρεμίας του κυκλώματος μέσω βολτομέτρων και αμπερομέτρων, και να απεικονίζει σε διάγραμμα μετρήσεις του ρεύματος συλλέκτη σε συνάρτηση με το β προκειμένου να αξιολογήσει την επίδραση της αντίστασης R_E στην ευστάθεια της πόλωσης.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 3 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		
3.2	Πηγή ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο περιλαμβάνει απλό κύκλωμα πηγής ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ. Στον αναγνώστη δίνεται η δυνατότητα να μεταβάλλει την αντίσταση φόρτου, και να παρατηρεί μέσω αμπερομέτρου την τιμή του ρεύματος που παρέχει η πηγή.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 3 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

3.14 Οπτικοακουστικό υλικό

3.1	Το διπολικό τρανζίστορ σαν διακόπτης	 Video
<p>Σε αυτό το video παρουσιάζεται η δυνατότητα του διπολικού τρανζίστορ να λειτουργεί σαν διακόπτης. Το κύκλωμα υλοποιείται στο εργαστήριο και η συμπεριφορά του παρατηρείται μέσω των ενδείξεων διόδων LED στην είσοδο και στην έξοδο.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο  . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 3 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr). Εναλλακτικά, μπορείτε να δείτε το video στο YouTube.</p>		

ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΠΕΔΙΟΥ - MOSFET

■ Σύνοψη

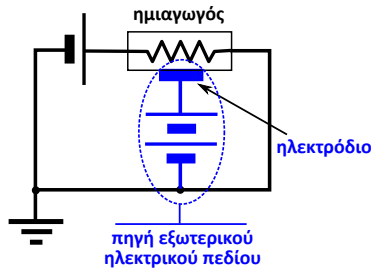
Η μελέτη των τρανζίστορ επίδρασης πεδίου παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον, καθώς αυτά αποτελούν βασικές δομικές μονάδες για την κατασκευή αναλογικών και ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, κυρίως εξαιτίας των μικρών τους διαστάσεων και της χαμηλής κατανάλωσης ηλεκτρικής ισχύος. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι αρχές λειτουργίας των τρανζίστορ επίδρασης πεδίου και οι κυριότεροι τύποι τους, με τη μελέτη να εστιάζεται στα MOSFETs των οποίων περιγράφονται, επιπλέον, οι περιοχές λειτουργίας, μέθοδοι πόλωσης καθώς και χαρακτηριστικές εφαρμογές τους.

■ Προαπαιτούμενη γνώση

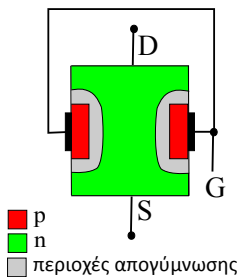
Η κατανόηση του κεφαλαίου προϋποθέτει γνώση των φυσικών αρχών που διέπουν τους ημιαγωγούς και τις επαφές p-n, καθώς και εξοικείωση με τις βασικές αρχές ανάλυσης κυκλωμάτων.

Τα *τρανζίστορ επίδρασης πεδίου* (field effect transistors – FETs) 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 και Kahng), όταν και ξεπεράστηκαν οι σχετικοί τεχνολογικοί περιορισμοί.

Η οικογένεια των FETs αριθμεί πλήθος μελών, με κάθε τύπο να έχει διαφορετικά χαρακτηριστικά και διαφορετικό πεδίο εφαρμογής. Παρόλα αυτά, η βασική αρχική λειτουργίας τους παραμένει κοινή, όπως θα την παρουσιάσουμε στη συνέχεια. Χαρακτηριστικά μέλη της οικογένειας των FET είναι



Σχήμα 4.1 Αρχή λειτουργίας των FET



Σχήμα 4.2 Απλουστευμένη δομή ενός JFET

τα JFET (junction FET), MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor FET), MESFET (Metal-Semiconductor FET), OFET (Organic FET), κ.λπ. για να απαριθμήσουμε μόνο μερικούς ενδεικτικούς τύπους [1–3].

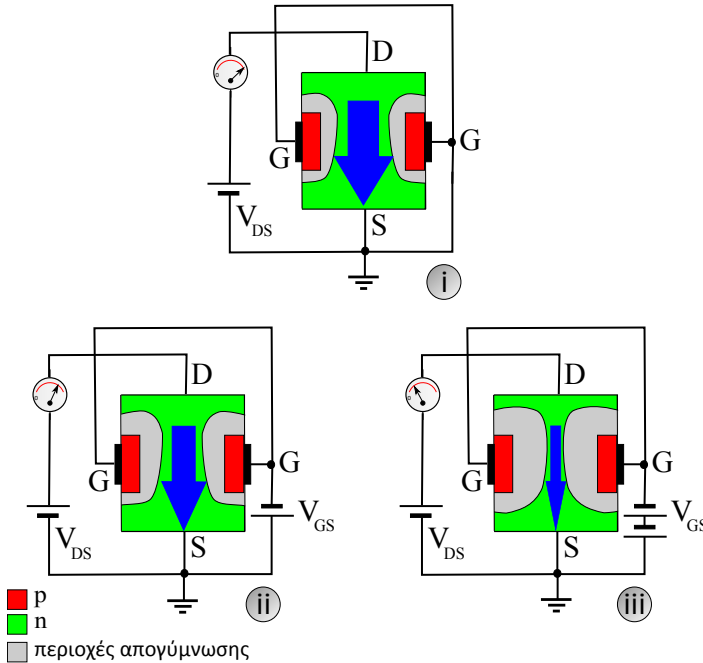
Στη συνέχεια, και πριν επικεντρωθούμε στη μελέτη των MOSFET, θα παρουσιάσουμε με συντομία τη γενική αρχή λειτουργίας των τρανζίστορ επίδρασης πεδίου, χρησιμοποιώντας ως παράδειγμα το *τρανζίστορ επίδρασης πεδίου επαφής* (junction field effect transistor – JFET) ως αντιπροσωπευτικού μέλους της οικογένειας των FET.

4.1 Αρχή λειτουργίας των FET

Η γενική αρχή λειτουργίας των τρανζίστορ επίδρασης πεδίου συνοψίζεται στο Σχήμα 4.1. Σκοπός της είναι η μεταβολή της αντίστασης (ή, ισοδύναμα, της αγωγιμότητας) ενός ημιαγωγού με την εφαρμογή ενός εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το ίδιο σχήμα¹. Στην *επίδραση* του εξωτερικού πεδίου οφείλεται και η ονομασία των FET.

Στην περίπτωση ενός *τρανζίστορ επίδρασης πεδίου επαφής* (JFET) η συγκεκριμένη αρχή εξειδικεύεται κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 4.2, στο οποίο απεικονίζεται ένα JFET με κανάλι τύπου n, χωρίς πόλωση. Πιο συγκεκριμένα, σε ένα κομμάτι ημιαγωγού τύπου n αναπτύσσονται δύο

¹ Η πολικότητα της πηγής τάσης η οποία δημιουργεί το εξωτερικό πεδίο έχει σχεδιαστεί αυθαίρετα.



Σχήμα 4.3 Μεταβολή της αγωγιμότητας ενός JFET με τη μεταβολή του δυναμικού στην πύλη του

τμήματα τύπου p τα οποία συνδέονται μεταξύ τους εξωτερικά μέσω ωμικών επαφών και αποτελούν από κοινού την πύλη (gate) της διάταξης. Στην πύλη του JFET εφαρμόζεται τάση η οποία αποτελεί το αίτιο του εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου. Η διάταξη αποτελείται από δύο ακόμα ισοδύναμους (συμμετρικούς) ακροδέκτες: την πηγή (source) και την εκροή (drain), τον ρόλο των οποίων θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Η κατασκευή του τρανζίστορ συνεπάγεται την ύπαρξη δύο επαφών p-n, σε κάθε μία από τις οποίες αντιστοιχεί και μια περιοχή απογύμνωσης απουσία πόλωσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2. Αξίζει να θυμηθούμε πως οι περιοχές απογύμνωσης χαρακτηρίζονται από την απουσία ηλεκτρικών φορέων και εμφανίζουν συμπεριφορά μονωτή.

Ας υποθέσουμε πως συνδέουμε στους ακροδέκτες της πηγής και της εκροής μια πηγή τάσης, διατηρώντας τον ακροδέκτη της πύλης σε μηδενικό δυναμικό κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 4.3-i. Είναι φανερό πως το σχηματιζόμενο κύκλωμα θα διαρρέεται από ρεύμα, η συμβατική φορά του οποίου υποδηλώνεται από το βέλος στο Σχήμα 4.3-i. Το πάχος του βέλους αντιστοιχεί στην τιμή της έντασης του ρεύματος. Θα πρέπει να παρατηρήσουμε πως τα ηλεκτρόνια, τα οποία αποτελούν τους φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος, διέρχονται από το σώμα του τρανζίστορ μέσω του αγωγίμου καναλιού το οποίο οριοθετείται μεταξύ των περιοχών απογύμνωσης, ξεκινώντας από τον ακροδέκτη της πηγής και καταλήγοντας στον ακροδέκτη της εκροής. Το γεγονός αυτό δικαιολογεί τις αντίστοιχες ονομασίες.

Αξίζει επίσης να παρατηρήσουμε πως, σε σχέση με την περίπτωση απουσίας πόλωσης του σχήματος 4.2, οι περιοχές απογύμνωσης παύουν να είναι συμμετρικές, διευρυνόμενες προς την περιοχή της εκροής όπου οι τάσεις ανάστροφης πόλωσης των επαφών p-n είναι ισχυρότερες.

Στη συνέχεια, ας υποθέσουμε πως εφαρμόζουμε μια μικρή τάση στον ακροδέκτη της πύλης, με τη φορά που φαίνεται στο Σχήμα 4.3-ii. Πρόκειται, προφανώς, για αρνητική τάση η εφαρμογή της οποίας αυξάνει περισσότερο την τάση ανάστροφης πόλωσης των επαφών, γεγονός που οδηγεί στην περαιτέρω διεύρυνση των περιοχών απογύμνωσης, σε βάρος του εύρους του μεταξύ τους αγωγίμου καναλιού. Κατά συνέπεια, η ένταση του ρεύματος το οποίο διαρρέει την επαφή θα μειωθεί. Περαιτέρω αύξηση της (αρνητικής) τάσης στην πύλη θα οδηγήσει σε ακόμα μεγαλύτερη μείωση του ρεύματος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3-iii, μέχρις ότου οι περιοχές απογύμνωσης συνενωθούν οπότε και έχουμε *στραγγαλισμό* (pinch-off) του καναλιού και διακοπή του κυκλώματος.

Όπως διαπιστώσαμε, το ηλεκτρικό πεδίο το οποίο οφείλεται στο δυναμικό της πύλης παρέχει τη δυνατότητα μεταβολής της αγωγιμότητας του JFET, που συμπεριφέρεται σαν μια αντίσταση της οποίας η τιμή ελέγχεται από το δυναμικό της πύλης. Παρόμοιες αρχές λειτουργίας χρησιμοποιούνται από όλους τους τύπους τρανζίστορ της οικογένειας των FET. Σε επόμενη παράγραφο θα περιγράψουμε παρόμοιο μηχανισμό για την περίπτωση του MOSFET.

Με την ποιοτική περιγραφή της λειτουργίας του θα ολοκληρωθεί η αναφορά μας στο JFET, μιας και τα στοιχεία που αφορούν τις χαρακτηριστικές του, το μαθηματικό μοντέλο περιγραφής του, την πόλωσή του κ.λπ. παρουσιάζουν στενή συνάφεια με τα αντίστοιχα των MOSFETs με τα οποία θα ασχοληθούμε εκτενώς στις παραγράφους που ακολουθούν. Για περισσότερα στοιχεία σχετικά με τα JFET ο αναγνώστης παραπέμπεται στη σχετική βιβλιογραφία [4, 5].

4.2 MOSFET

Το MOSFET (ή, συντομότερα, MOS) αποτελεί ειδικό τύπο τρανζίστορ επίδρασης πεδίου. 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 [6]. 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* (very large scale integration – 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 μερικών δεκάδων mA. Κατά τη σχεδίαση ψηφιακών κυκλωμάτων οι περιορισμοί αυτοί δεν προβληματίζουν τον σχεδιαστή. Περιπτώσεις εφαρμογών μεγαλύτερης ισχύος αντιμετωπίζονται με MOSFET ειδικής κατασκευής (MOSFET ισχύος – power MOSFETs) [7].

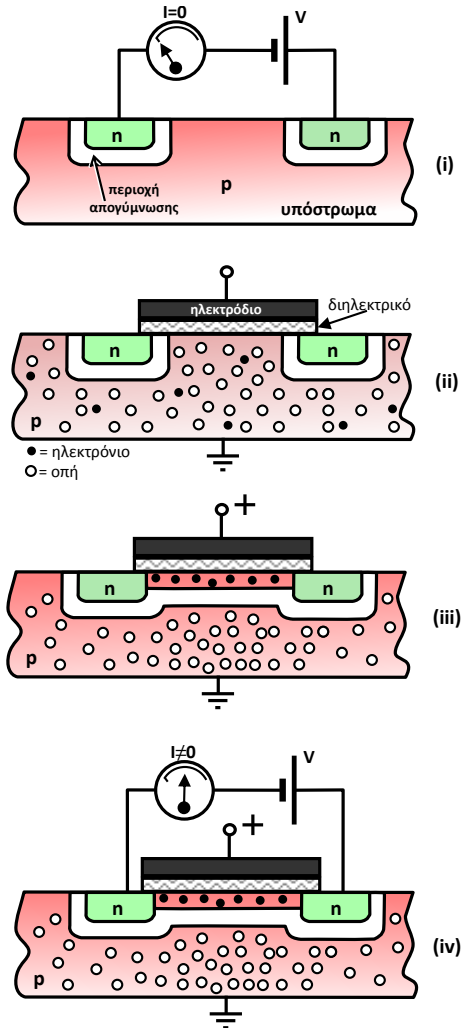
4.2.1 Αρχή λειτουργίας

Ας θεωρήσουμε ένα υπόστρωμα (substrate) από ημιαγωγό τύπου p, πάνω στο οποίο έχουν αναπτυχθεί δύο γειτονικές περιοχές τύπου n, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4-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 χώρου².

Ας εφαρμόσουμε, τώρα, μια ηλεκτρική τάση μεταξύ των δύο τμημάτων τύπου n, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 4.4-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 εξασφαλισθεί αν υπήρχε τρόπος να σχηματισθεί ένα αγωγίμο κανάλι (ή διάυλος – 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.

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 δη-

²Οι περιοχές αυτές εξασφαλίζουν την ηλεκτρική απομόνωση στην οποία αναφερθήκαμε στην προηγούμενη παράγραφο.



Σχήμα 4.4 Αρχή λειτουργίας του MOSFET

μιουργεί η πύλη, όταν σε αυτήν εφαρμοστεί ηλεκτρικό δυναμικό, να μπορεί να επηρεάσει τους ηλεκτρικούς φορείς στο εσωτερικό του ημιαγωγού³. Το υλικό του διηλεκτρικού της πύλης είναι συνήθως οξείδιο του πυριτίου (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

³Η δυσκολία σχηματισμού του πολύ λεπτού αυτού στρώματος υπήρξε και η κυριότερη αιτία στην οποία οφείλεται η «καθυστέρηση» στην κατασκευή ενός πρακτικά εκμεταλλεύσιμου MOSFET.

πύλη (ως προς το υπόστρωμα) κατά το Σχήμα 4.4-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 4.4-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 4.4-iv. Εξαιτίας της συμμετρίας της διάταξης η φορά του ρεύματος αυτού μπορεί να αναστραφεί (με την αλλαγή πολικότητας της τάσης που το προκαλεί).

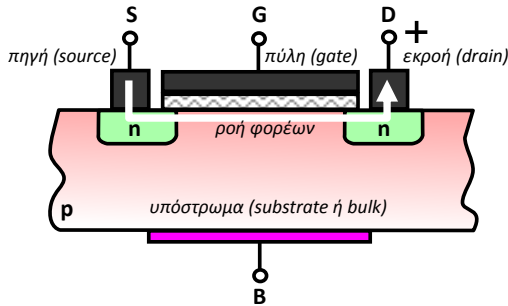
Μια διάταξη με τη μορφή που περιγράψαμε αντιστοιχεί σε ένα τρανζίστορ MOS. Οι πρώτες παρατηρήσεις που μπορούμε να κάνουμε είναι οι εξής:

- Με μηδενικό (ή αρνητικό) δυναμικό στην πύλη, το τρανζίστορ MOS βρίσκεται στην αποκοπή. Απαγορεύει, δηλαδή, τη διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος.
- Με ικανό θετικό δυναμικό στην πύλη το τρανζίστορ άγει.

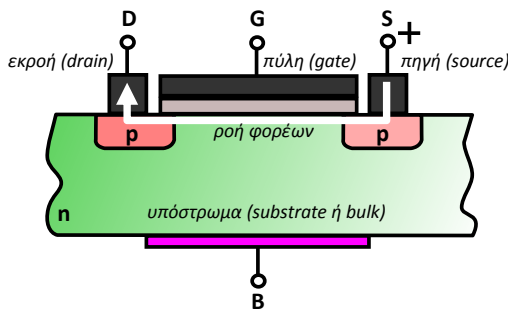
Επομένως, μπορούμε να πούμε πως το τρανζίστορ MOS μπορεί να λειτουργήσει ως διακόπτης ελεγχόμενος από τάση, γεγονός που το εκμεταλλευόμαστε στην κατασκευή ψηφιακών κυκλωμάτων, όπως θα δούμε αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο. Επιπλέον, το τρανζίστορ MOS μπορεί να συμπεριφέρεται ως αντιστάτης ελεγχόμενος από τάση και ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση. Το τελευταίο μπορούμε να το εκμεταλλευθούμε για τη σχεδίαση κυκλωμάτων ενισχυτών.

4.2.2 Τύποι

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 4.5. 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



Σχήμα 4.5 Τρανζίστορ nMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί

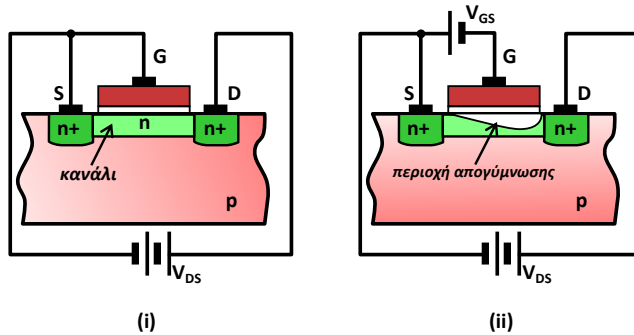


Σχήμα 4.6 Τρανζίστορ pMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί

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).

Στο Σχήμα 4.6 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 στο ίδιο σχήμα. 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 τον 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 περιγράψει το αγωγίμο κανάλι επάγεται με την εφαρμογή κατάλληλης τάσης στην πύλη. Για τον λόγο αυτό τα τρανζίστορ αυτού του τύπου χαρακτηρίζονται ως MOSFET επαγωγής (ή προσαύξησης) καναλιού (enhancement type MOSFETs).



Σχήμα 4.7 Τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού

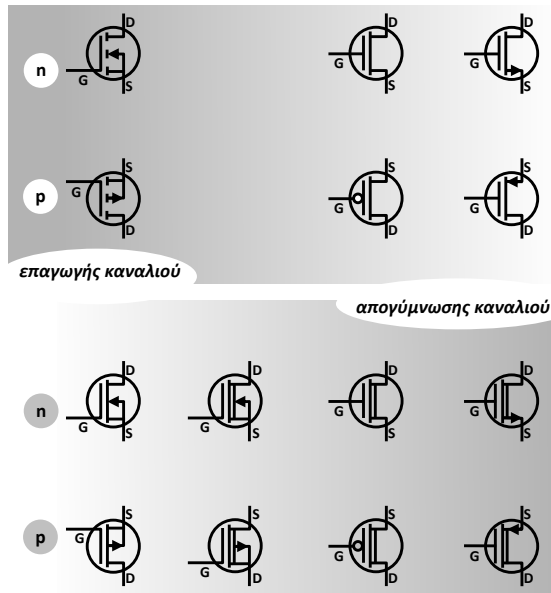
Στο Σχήμα 4.7 απεικονίζεται ένα MOSFET τύπου n στο οποίο οι νησίδες που σχηματίζονται κάτω από τους ακροδέκτες της πηγής και της εκροής συνδέονται, εκ κατασκευής, μεταξύ τους με μια περιοχή τύπου n η οποία έχει αναπτυχθεί κοντά στην επιφάνεια του υποστρώματος. Με άλλα λόγια, το κανάλι είναι προ-σχηματισμένο. 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 4.7 –i). Η εφαρμογή αρνητικού δυναμικού στην πύλη οδηγεί στην άπωση των ηλεκτρονίων του καναλιού και στο σχηματισμό μιας περιοχής απογύμνωσης, η οποία περιορίζει την αγωγιμότητά του (Σχήμα 4.7 –ii). Τα τρανζίστορ αυτού του τύπου χαρακτηρίζονται ως MOSFET απογύμνωσης καναλιού (depletion type MOSFETs).

Τα συνηθέστερα κυκλωματικά σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τους διάφορους τύπους MOSFET που εξετάσαμε παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.8.

4.2.3 Περιοχές λειτουργίας

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 μηδενικό δυναμικό πύλης (V_G) το εσωτερικό της διάταξης αντιστοιχεί στην εικόνα του Σχήματος 4.4-i 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

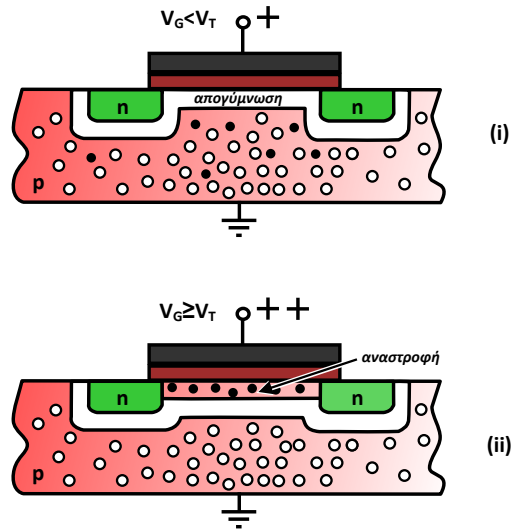


Σχήμα 4.8 Κυκλωματικά σύμβολα των τρανζίστορ MOS

απαγορεύει τον σχηματισμό αγωγίμου καναλιού μεταξύ πηγής και εκροής (Σχήμα 4.9-i).

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 τον σχηματισμό αγωγίμου καναλιού (Σχήμα 4.9-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 του δυναμικού εκροής (V_D) στο αγωγίμο κανάλι κάτω από την πύλη. Με την εφαρμογή θετικής τάσης στην εκροή η 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. Για μηδενική ή πολύ μικρή τάση εκροής το κανάλι είναι πλήρως σχηματισμένο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.10-i. Αυξάνοντας την τάση της εκροής το κανάλι γίνεται πιο ρηχό προς την πλευρά της εκροής,

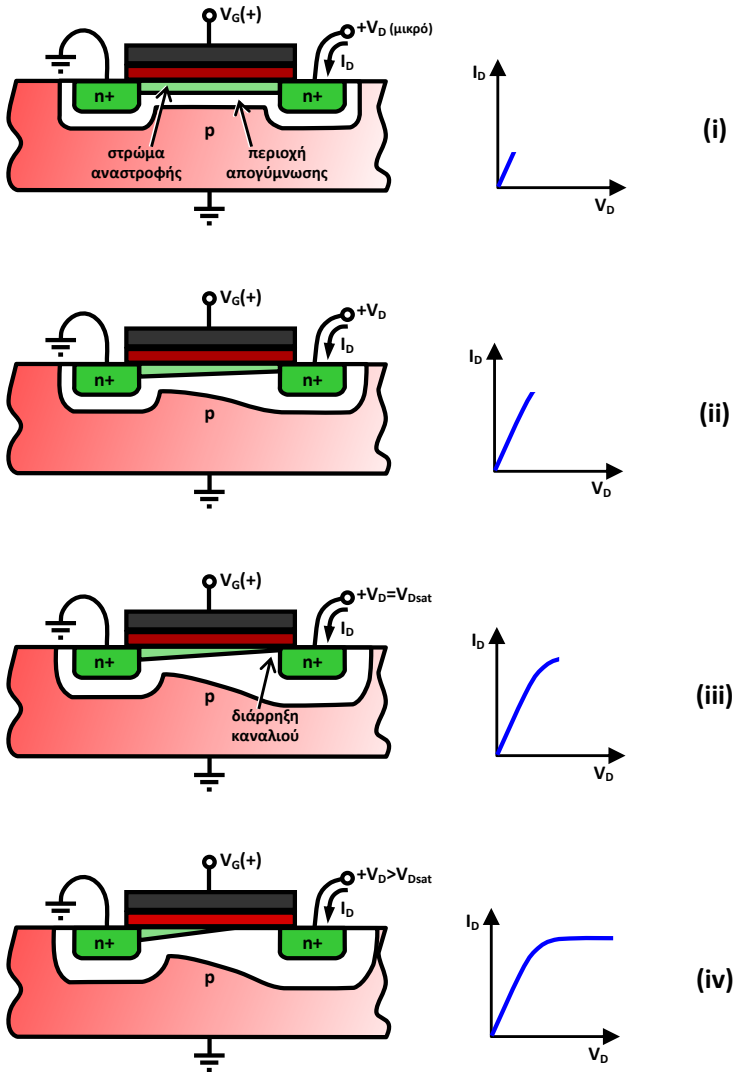


Σχήμα 4.9 Φάσεις επαγωγής καναλιού στο τρανζίστορ MOS

για τον λόγο που ήδη εξηγήσαμε, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.10-ii. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται τη μείωση της αγωγιμότητας του καναλιού. Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε πως όσο αυξάνεται η τάση στην εκροή η αντίσταση του καναλιού θα αυξάνεται και άρα η κλίση της χαρακτηριστικής ρεύματος – τάσης θα μειώνεται, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.10-ii. Στην περιοχή αυτή το MOSFET παρουσιάζει συμπεριφορά παρόμοια με εκείνη τριόδου λυχνίας και για τον 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 4.10-iii. Πέρα από το σημείο αυτό, το κανάλι χάνει την ηλεκτρική επαφή με τη νησίδα της εκροής και το ρεύμα που διαρρέει τη διάταξη παραμένει σταθερό και ανεξάρτητο της τάσης εκροής, σύμφωνα και με το Σχήμα 4.10-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. Επομένως, ο *ενεργός τρόπος λειτουργίας* (active mode) για ένα MOSFET αφορά λειτουργία στην περιοχή κόρου και για τον λόγο αυτό η περιοχή κόρου αναφέρεται συχνά και ως *ενεργός περιοχή*.

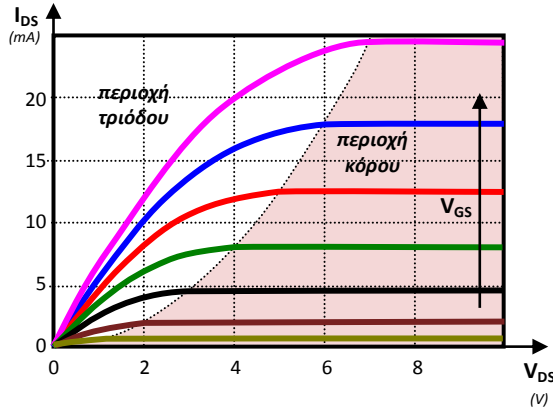
Μια εύλογη απορία που ανακύπτει στο σημείο αυτό είναι η εξής: Αφού στην περιοχή κόρου έχουμε πλήρη στραγγαλισμό (αποκοπή) του καναλιού, πώς είναι δυνατό το MOSFET να διαρρέεται από ρεύμα; Η απάντηση μπορεί να δοθεί αν θυμηθούμε τον τρόπο με τον οποίο σαρώνονται τα ηλεκτρόνια



Σχήμα 4.10 Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ MOS σε αγώγιμη κατάσταση

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.

Τα πιο πάνω συμπεράσματα συνοψίζονται στις χαρακτηριστικές ρεύματος - τάσης του Σχήματος 4.11, που αφορούν ιδανικό τρανζίστορ nMOS. Στην πράξη, η κλίση των χαρακτηριστικών στην περιοχή κόρου δεν είναι



Σχήμα 4.11 Χααρακτηριστικές ρεύματος - τάσης ιδανικού τρανζίστορ nMOS

εντελώς μηδενική.

Για την περίπτωση τρανζίστορ pMOS οι χαρακτηριστικές του Σχήματος 4.11 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 4.11 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.

4.2.4 Μαθηματικό μοντέλο

Η ανάλυση κυκλωμάτων με MOSFET μπορεί να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας τις μαθηματικές εκφράσεις που τα περιγράφουν στις διάφορες περιοχές λειτουργίας τους. Οι εκφράσεις αυτές συγκεντρώνονται στους Πίνακες 4.1 και 4.2 για τις περιπτώσεις nMOS και pMOS, αντίστοιχα. 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 K , η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$K_{n,p} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_{n,p}\epsilon}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L} \quad (4.1)$$

όπου $\mu_{n,p}$ η ευκινησία ηλεκτρονίων/οπών, ϵ 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

Πίνακας 4.1 Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ nMOS

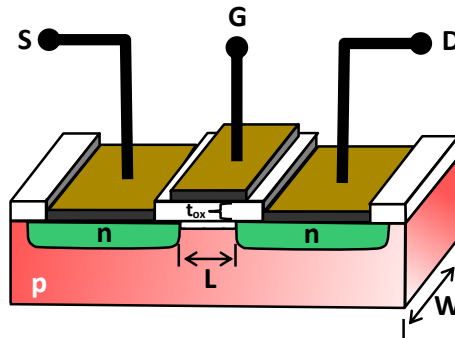
ΠΕΡΙΟΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ	ΣΥΝΘΗΚΕΣ	ΡΕΥΜΑ ΚΑΝΑΛΙΟΥ (I_{DS})
Αποκοπής	$V_{GS} < V_T$	0
Τριόδου	$V_{DS} < V_{GS} - V_T, V_{GS} > V_T$	$K_n [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$
Κόρου	$V_{DS} > V_{GS} - V_T, V_{GS} > V_T$	$K_n (V_{GS} - V_T)^2$

όπου: $K_n = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_n \epsilon}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L}$

Πίνακας 4.2 Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ pMOS

ΠΕΡΙΟΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ	ΣΥΝΘΗΚΕΣ	ΡΕΥΜΑ ΚΑΝΑΛΙΟΥ (I_{DS})
Αποκοπής	$V_{GS} > V_T$	0
Τριόδου	$V_{DS} > V_{GS} - V_T, V_{GS} < V_T$	$-K_p [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$
Κόρου	$V_{DS} < V_{GS} - V_T, V_{GS} < V_T$	$-K_p (V_{GS} - V_T)^2$

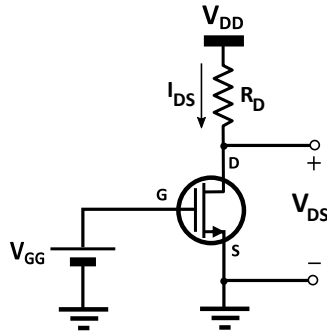
όπου: $K_p = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_p \epsilon}{t_{ox}} \cdot \frac{W}{L}$



Σχήμα 4.12 Γεωμετρικά χαρακτηριστικά τρανζίστορ nMOS

Σχήμα 4.12. Η ποσότητα $\frac{\mu_{n,p}\epsilon}{t_{ox}}$, οι διαστάσεις της οποίας ταυτίζονται με εκείνες της παραμέτρου $K_{n,p}$, συχνά συμβολίζεται με $K'_{n,p}$.

Με τη βοήθεια των εξισώσεων των Πινάκων 4.1 και 4.2 μπορεί να πραγματοποιηθεί τόσο η DC όσο και η AC ανάλυση κυκλωμάτων με MOSFET. Επιπλέον, χρήση τους (σε επεκτεταμένη μορφή για την επίτευξη μεγαλύτερης ακρίβειας [8–10]) γίνεται και από προσομοιωτές κυκλωμάτων για την προσομοίωση κυκλωμάτων με μεγάλο αριθμό τρανζίστορ MOS.



Σχήμα 4.13 Πόλωση nMOS στην πύλη

4.2.5 Πόλωση

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε τις κυριότερες τεχνικές πόλωσης ενός MOSFET. Όπως και στις παραγράφους που ακολουθούν, θα αναφερόμαστε σε MOSFET επαγωγής καναλιού τύπου n (nMOS), εκτός και αν δηλώνεται διαφορετικά. Επιπλέον, θα εστιάσουμε στην περίπτωση πόλωσης στην περιοχή κόρου, όπου το ρεύμα του καναλιού είναι ανεξάρτητο της τάσης εκροής-πηγής και εξαρτάται μόνο από την τάση πύλης - πηγής. Η πόλωση στην περιοχή κόρου είναι η επικρατέστερη στην πλειοψηφία των εφαρμογών, όπως είναι οι ενισχυτές, οι καθρέπτες ρεύματος, κ.λπ.

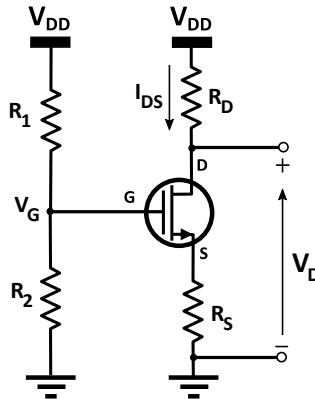
4.2.5.1 Πόλωση στην πύλη

Ο απλούστερος τρόπος πόλωσης ενός MOSFET είναι με την εφαρμογή κατάλληλης τιμής τάσης μεταξύ πύλης και πηγής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.13. Δεδομένης της έκφρασης του Πίνακα 4.1 για το ρεύμα κόρου, κατάλληλη ρύθμιση της τάσης V_{GS} παρέχει την επιθυμητή τιμή ρεύματος I_{DS} , ενώ η τιμή της τάσης V_{DS} ρυθμίζεται με κατάλληλη εκλογή της αντίστασης R_D . Η τιμή της R_D προκύπτει από τον δεύτερο κανόνα του Kirchhoff για τον κλάδο της εκροής: $V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D$.

Αν και απλή, η συγκεκριμένη τεχνική αντιμετωπίζει το πρόβλημα της αστάθειας, δεδομένου ότι η τιμή του ρεύματος κόρου εξαρτάται από την τιμή της τάσης κατωφλίου του τρανζίστορ, καθώς και από τις διαστάσεις του καναλιού, τα οποία δεν μπορούν να ελεγχθούν με απόλυτη ακρίβεια. Επιπλέον, η ανάγκη ακριβούς ρύθμισης της τάσης V_{GS} μέσω της πηγής τάσης V_{GG} η οποία χρησιμοποιείται αποκλειστικά για τον σκοπό αυτό είναι ανεπιθύμητη, καθώς αυξάνει την πολυπλοκότητα του κυκλώματος.

4.2.5.2 Πόλωση με εκφυλισμό πηγής

Για την αποφυγή χρήσης εξειδικευμένης πηγής τάσης για την πόλωση της πύλης ενός MOSFET μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον διαιρέτη τάσης του κυκλώματος του Σχήματος 4.14. Στο κύκλωμα αυτό έχει συμπεριληφθεί



Σχήμα 4.14 Πόλωση nMOS με εκφυλισμό πηγής

και αντίσταση εκφυλισμού (degeneration) της πηγής (R_S), σκοπός της οποίας είναι η σταθεροποίηση του σημείου λειτουργίας του κυκλώματος ως εξής:

Αν υποθέσουμε πως, λόγω κατασκευαστικών διακυμάνσεων του τρανζιστορ, ο συντελεστής K των σχέσεων του Πίνακα 4.2 είναι μεγαλύτερος της ονομαστικής του τιμής τότε, για δεδομένη τιμή δυναμικού της πύλης, το ρεύμα του καναλιού θα είναι μεγαλύτερο. Κατά συνέπεια, η διαφορά δυναμικού στα άκρα της αντίστασης εκφυλισμού θα είναι μεγαλύτερη, με αποτέλεσμα τη μείωση της τάσης V_{GS} σε σχέση με την τυπική τιμή της. Το τελευταίο, όμως, θα έχει ως συνέπεια τη μείωση του ρεύματος στο κανάλι.

Παρόμοια, αν ο συντελεστής K είναι μικρότερος της ονομαστικής του τιμής τότε η τάση στα άκρα της R_S θα είναι μικρότερη, με αποτέλεσμα την αύξηση της τάσης V_{GS} και συνεπακόλουθα του ρεύματος του καναλιού. Πρόκειται για μια διαδικασία αρνητικής ανάδρασης (negative feedback), με την οποία μεταβολές στην έξοδο του κυκλώματος αντισταθμίζονται με κατάλληλη ανατροφοδότηση της εισόδου. Η τεχνική της ανάδρασης είναι ευρέως διαδεδομένη και σε άλλες περιπτώσεις εφαρμογών, όπως θα διαπιστώσουμε στα επόμενα κεφάλαια.

Από το κύκλωμα του Σχήματος 4.14 είναι εύκολο να επιβεβαιώσουμε τη σχέση:

$$V_G - V_{GS} - I_{DS}R_S = 0 \tag{4.2}$$

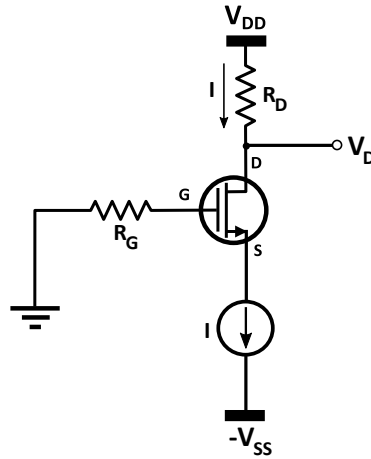
από την οποία προκύπτει η έκφραση του ρεύματος του καναλιού:

$$I_{DS} = \frac{V_G - V_{GS}}{R_S} \tag{4.3}$$

Με κατάλληλη επιλογή τιμής για την R_S ώστε να ισχύει $V_{GS} \ll V_G$ η προηγούμενη σχέση δίνει:

$$I_{DS} \simeq \frac{V_G}{R_S} \tag{4.4}$$

από την οποία προκύπτει πως το ρεύμα του καναλιού εξαρτάται μόνο από τις τιμές των αντιστάτων R_1, R_2 (οι οποίες καθορίζουν την τάση V_G) και από την



Σχήμα 4.15 Πόλωση nMOS με πηγή ρεύματος

τιμή της R_S , δηλαδή μόνο από «εξωτερικά» κυκλωματικά στοιχεία και όχι από τις παραμέτρους του τρανζίστορ, παρατήρηση η οποία επιβεβαιώνει και την ευστάθεια της πόλωσης.

4.2.5.3 Πόλωση με πηγή ρεύματος

Σε πολλές περιπτώσεις, ιδιαίτερα κατά τη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, η χρήση αντιστάσεων πόλωσης είναι ανεπιθύμητη κυρίως λόγω της μεγάλης επιφάνειας την οποία καταλαμβάνουν. Στο κύκλωμα του Σχήματος 4.15 παρουσιάζεται τεχνική πόλωσης με τη βοήθεια πηγής ρεύματος, η οποία αντιμετωπίζει το συγκεκριμένο πρόβλημα. Η πόλωση του κυκλώματος στο επιθυμητό σημείο λειτουργίας εξασφαλίζεται με κατάλληλη ρύθμιση της πηγής ρεύματος η οποία επιβάλλει στο ρεύμα καναλιού την ίδια τιμή ($I = I_{DS}$). Λύνοντας την έκφραση του ρεύματος καναλιού στην περιοχή κόρου ως προς την τάση V_{GS} μπορούμε να βρούμε πως το ρεύμα I της πηγής επιβάλλει για την τάση V_{GS} την τιμή:

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I}{K}} + V_T \quad (4.5)$$

Ισχύει, ακόμη, $V_{DS} = V_D - V_S$. Αν λάβουμε υπόψη μας πως το δυναμικό V_G της πύλης είναι μηδενικό, ισχύει $V_S = -V_{GS}$, οπότε καταλήγουμε στη σχέση:

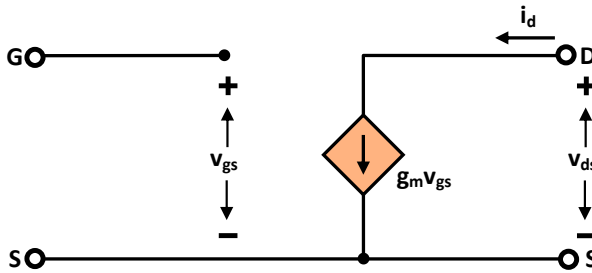
$$V_{DS} = V_D + V_{GS} \quad (4.6)$$

Επιπλέον, ισχύει $V_D = V_{DD} - IR_D$ οπότε η προηγούμενη σχέση γράφεται:

$$V_{DS} = V_{DD} - IR_D + V_{GS} \quad (4.7)$$

Αντικαθιστώντας την (4.5) στην (4.7) βρίσκουμε:

$$V_{DS} = V_{DD} - IR_D + \sqrt{\frac{I}{K}} + V_T \quad (4.8)$$



Σχήμα 4.16 Ισοδύναμο μικρού σήματος για ιδανικό MOSFET στις χαμηλές συχνότητες

η τιμή της οποίας, μαζί με την τιμή I του ρεύματος καναλιού, καθορίζουν το σημείο λειτουργίας του κυκλώματος.

4.2.6 Ισοδύναμο κυκλώματα μικρού σήματος

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

Για το ρεύμα καναλιού μπορούμε, σε πρώτη προσέγγιση, να γράψουμε⁴:

$$i_{DS} = I_{DS} + \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_Q \cdot v_{gs} \quad (4.9)$$

ή

$$i_{DS} = I_{DS} + g_m \cdot v_{gs} \quad (4.10)$$

όπου

$$g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_Q \quad (4.11)$$

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

Αν από την εξίσωση (4.10) απομονώσουμε τη μεταβαλλόμενη συνιστώσα, τότε έχουμε την απλή έκφραση:

$$i_{ds} = g_m \cdot v_{gs} \quad (4.12)$$

η οποία αντιστοιχεί στο απλό ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.16. 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 (4.11) με τη βοήθεια της έκφρασης του ρεύματος καναλιού για την περιοχή κόρου:

$$I_{DS} = K_n (V_{GS} - V_T)^2 \quad (4.13)$$

⁴Για τους τηρούμενους συμβολισμούς παραπέμπουμε στο Παράρτημα IV.

Με μερική παραγωγή της (4.13) ως προς V_{GS} παίρνουμε:

$$g_m = 2K_n(V_{GS} - V_T) \quad (4.14)$$

η οποία με τη βοήθεια της σχέσης (4.13) μπορεί να γραφτεί:

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_T} \quad (4.15)$$

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

$$I_{DS} = K(V_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS}) \quad (4.16)$$

όπου λ 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 (4.16) προκύπτει η αγωγιμότητα εξόδου του MOSFET για το συγκεκριμένο σημείο ηρεμίας:

$$g_d = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_Q = K(V_{GS} - V_T)^2 \cdot \lambda \quad (4.17)$$

Για μικρές τιμές του παράγοντα λ , η σχέση (4.16) μπορεί να προσεγγισθεί από την (4.13) και η σχέση (4.17) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$g_d \simeq \lambda I_{DS} \quad (4.18)$$

Με βάση τη σχέση (4.17) η αντίστοιχη συνεισφορά στη μεταβαλλόμενη συνιστώσα του ρεύματος καναλιού είναι:

$$\dot{i}_{ds} = g_d v_{ds} \quad (4.19)$$

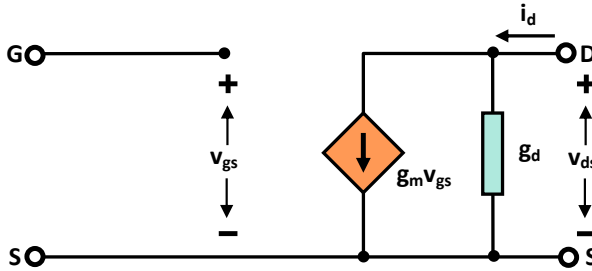
Συνυπολογίζοντας τη συνεισφορά αυτή, η σχέση (4.12) για τη μεταβαλλόμενη συνιστώσα του ρεύματος καναλιού μπορεί να τροποποιηθεί ως εξής:

$$\dot{i}_{ds} = g_m v_{gs} + g_d v_{ds} \quad (4.20)$$

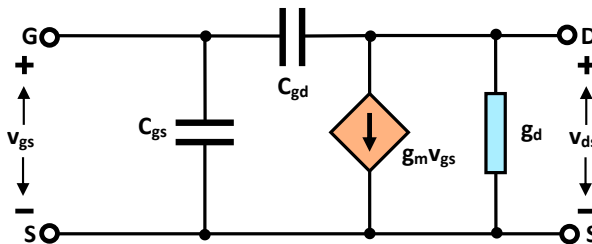
η οποία αντιστοιχεί στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.17. Για κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων, η επίδραση των *παρασιτικών χωρητικότητας* της διάταξης παύει να είναι αμελητέα και μια ακριβής ανάλυση θα πρέπει να λάβει υπόψη της τις χωρητικότητες αυτές. Στο ισοδύναμο κύκλωμα, για παράδειγμα, του Σχήματος 4.18 έχουν συμπεριληφθεί οι χωρητικότητες πύλης-εκροής (C_{gd}) και πύλης-πηγής (C_{gs}).

4.2.7 Εφαρμογές

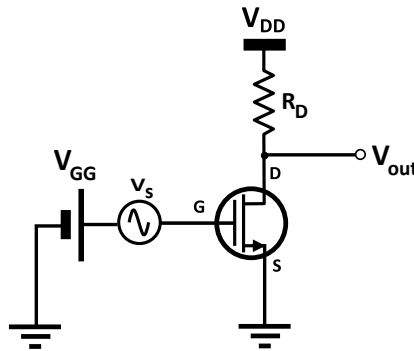
Τα MOSFET βρίσκουν εφαρμογή στην κατασκευή αναλογικών και ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, αλλά ακόμη και ως διακριτά στοιχεία σε εφαρμογές ήχου μιας και η συμπεριφορά τους είναι αντίστοιχη των ηλεκτρονικών λυχνιών κενού, τις οποίες μπορούν και να υποκαταστήσουν. Ενδεικτικές εφαρμογές των τρανζίστορ MOS στη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων θα εξετάσουμε στη συνέχεια. Οι εφαρμογές τους στη σχεδίαση ψηφιακών λογικών κυκλωμάτων θα μας απασχολήσουν στο αντίστοιχο κεφάλαιο.



Σχήμα 4.17 Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις χαμηλές συχνότητες



Σχήμα 4.18 Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις υψηλές συχνότητες

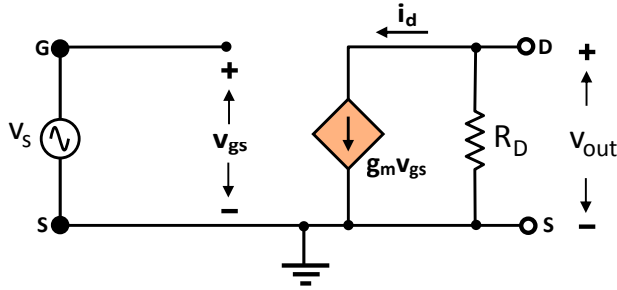


Σχήμα 4.19 Απλουστευμένο κύκλωμα ενισχυτή κοινής πηγής

4.2.7.1 Ενισχυτής κοινής πηγής

Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 4.19, όπου το τρανζίστορ έχει πολωθεί κατάλληλα στην περιοχή κόρου σύμφωνα με τα προηγούμενα. Στην πύλη του MOSFET, εκτός από την πηγή πόλωσης V_{GG} έχει προστεθεί και πηγή σήματος (v_s) το οποίο, όπως θα εξηγήσουμε, εμφανίζεται ενισχυμένο στην έξοδο του κυκλώματος.

Αν εξετάσουμε ποιοτικά τη λειτουργία του κυκλώματος, μπορούμε να διαπιστώσουμε πως η μεταβολή της τάσης της πύλης η οποία προκαλείται από τη μεταβολή του σήματος εισόδου v_s εμφανίζεται ως αντίστοιχη μετα-



Σχήμα 4.20 Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος του κυκλώματος του Σχήματος 4.19

βολή του ρεύματος καναλιού (I_{DS}) του τρανζίστορ. Είναι εύκολο να δούμε πως η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$V_{OUT} = V_{DS} = V_{DD} - I_{DS}R_D \quad (4.21)$$

Λαμβάνοντας υπόψη μας την έκφραση του ρεύματος κόρου, μπορούμε να οδηγηθούμε στο συμπέρασμα πως κάθε αύξηση της τάσης της πύλης οδηγεί σε μείωση της τάσης εξόδου, και αντίστροφα. Επιπλέον, αύξηση της τιμής της αντίστασης R_D θα οδηγεί σε αύξηση της μεταβολής της τάσης εξόδου, σε σχέση με την αντίστοιχη μεταβολή του σήματος εισόδου. Αναφερόμαστε, επομένως, σε έναν *αναστρέφοντα ενισχυτή τάσης* τη λειτουργία του οποίου θα προσδιορίσουμε ποσοτικά στη συνέχεια.

Θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά του ενισχυτή στις χαμηλές συχνότητες, αγνοώντας το φαινόμενο διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού, οπότε θα χρησιμοποιήσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος του ενισχυτή που φαίνεται στο Σχήμα 4.20. Αξίζει να παρατηρήσουμε πως, επειδή εργαζόμαστε με σήμα AC, οι πηγές σταθερής τάσης βραχυκυκλώνονται. Από τον βρόχο εξόδου του ισοδύναμου κυκλώματος είναι εύκολο να καταλήξουμε στη σχέση:

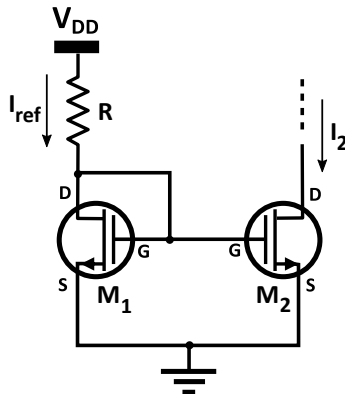
$$V_{out} = -i_d R_D = -g_m V_{gs} R_D = -g_m R_D \cdot V_s \quad (4.22)$$

η οποία δίνει την AC συνιστώσα του σήματος εξόδου του ενισχυτή.

Η τελευταία σχέση επιβεβαιώνει την ποιοτική μας ανάλυση, υποδεικνύοντας πως η AC συνιστώσα του σήματος εξόδου έχει αντίθετο πρόσημο σε σχέση με την αντίστοιχη συνιστώσα του σήματος εισόδου. Επιπλέον, η απολαβή τάσης – η οποία ισούται με τον λόγο του πλάτους του σήματος εξόδου προς το πλάτος του σήματος εισόδου – προκύπτει ίση με $g_m R_D$, εξαρτάται δηλαδή από την διαγωγιμότητα του τρανζίστορ και από την τιμή της αντίστασης R_D .

4.2.7.2 Καθρέφτης ρεύματος

Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 4.21, όπου τα τρανζίστορ είναι κατασκευασμένα στην ίδια τεχνολογία, δηλαδή έχουν κοινά τα κατασκευαστικά



Σχήμα 4.21 Κύκλωμα καθρέφτη ρεύματος με MOSFET

τους μεγέθη (μ_n , ϵ , t_{ox} και V_T). Από τον τρόπο συνδεσμολογίας του τρανζίστορ M_1 προκύπτει πως το τρανζίστορ αυτό βρίσκεται μόνιμα στον κόρο, καθώς ισχύει $V_{DS} = V_{GS}$ και, επομένως, η συνθήκη $V_{DS} > V_{GS} - V_T$ θα επαληθεύεται (αφού $0 > -V_T$). Μια ακόμα παρατήρηση η οποία προκύπτει από τη συνδεσμολογία του κυκλώματος είναι πως η τάση πύλης-πηγής είναι κοινή και για τα δύο τρανζίστορ ($V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}$).

Για το ρεύμα καναλιού του τρανζίστορ M_1 μπορούμε να γράψουμε:

$$I_{ref} = I_{DS1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_n \epsilon}{t_{ox}} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \quad (4.23)$$

Παρόμοια, αν υποθέσουμε πως και το τρανζίστορ M_2 λειτουργεί στην περιοχή κόρου (ισχύει, δηλαδή, $V_{DS2} > V_{GS} - V_T$), μπορούμε να γράψουμε:

$$I_2 = I_{DS2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_n \epsilon}{t_{ox}} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_2 \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \quad (4.24)$$

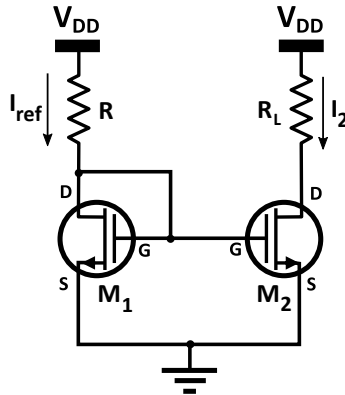
Διαιρώντας κατά μέλη τις σχέσεις (4.24) και (4.23) βρίσκουμε:

$$\frac{I_2}{I_{ref}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad (4.25)$$

ή

$$I_2 = I_{ref} \cdot \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} \quad (4.26)$$

Αν, επιπλέον, υποθέσουμε ότι ο λόγος των διαστάσεων (aspect ratio) είναι ο ίδιος και για τα δύο MOSFET καταλήγουμε στην ισότητα $I_2 = I_{ref}$, η οποία υποδηλώνει πως οι τιμές των ρευμάτων καναλιού των δύο τρανζίστορ ταυτίζονται. Πρόκειται για έναν καθρέφτη ρεύματος (current mirror), όπου το τρανζίστορ M_1 επιβάλλει στο τρανζίστορ M_2 την τιμή του ρεύματος καναλιού του. Με άλλα λόγια, το «είδωλο» ενός ρεύματος αναφοράς (reference



Σχήμα 4.22 Πηγή ρεύματος με MOSFET

current $- I_{ref}$) στον έναν κλάδο του καθρέφτη επιβάλλεται στον άλλο κλάδο του κυκλώματος.

Είναι προφανές πως τυχόν *ανομοιομορφία* (mismatch) στην κατασκευή των δύο τρανζίστορ (π.χ. διαφοροποιήσεις στην τάση κατωφλίου ή στα υπόλοιπα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά) απομακρύνει το κύκλωμα από την ιδανική του λειτουργία, οδηγώντας σε αποκλίσεις μεταξύ των τιμών των ρευμάτων στους δύο κλάδους του κυκλώματος. Στην περίπτωση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, για την ελαχιστοποίηση των ανομοιομορφιών μεταξύ των διατάξεων εφαρμόζονται εξειδικευμένες τεχνικές σχεδίασης [11].

4.2.7.3 Πηγή ρεύματος

Το κύκλωμα της προηγούμενης παραγράφου μπορεί να θεωρηθεί και ως μια *πηγή ρεύματος* (current source). Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 4.22 όπου στον καθρέφτη της προηγούμενης παραγράφου έχει προστεθεί αντίσταση φόρτου (R_L). Η έκφραση του ρεύματος το οποίο παρέχει η πηγή στον φόρτο ($I_2 = I_{ref}$) μπορεί να προσδιορισθεί ως εξής:

Από τον κλάδο που περιέχει το τρανζίστορ M_1 βρίσκουμε:

$$V_{DS1} = V_{DD} - I_{ref}R \quad (4.27)$$

η οποία, λαμβάνοντας υπόψη ότι $V_{DS1} = V_{GS1} = V_G$, γράφεται:

$$V_{GS} = V_{DD} - I_{ref}R \quad (4.28)$$

Αντικαθιστώντας την προηγούμενη σχέση στην (4.23) έχουμε:

$$I_{ref} = K_1 (V_{DD} - I_{ref}R - V_T)^2 \quad (4.29)$$

όπου $K_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_n \epsilon}{t_{ox}} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1$. Από την τελευταία δευτεροβάθμια εξίσωση μπορεί να προσδιορισθεί η τιμή του ρεύματος I_{ref} της πηγής, το οποίο μπορεί

να ρυθμιστεί με τη μεταβολή της αντίστασης R ή με τη μεταβολή του λόγου των διαστάσεων των τρανζίστορ. Κρίσιμη απαίτηση για την ορθή λειτουργία της πηγής είναι να παραμένει το τρανζίστορ M_2 στην περιοχική κόρου.

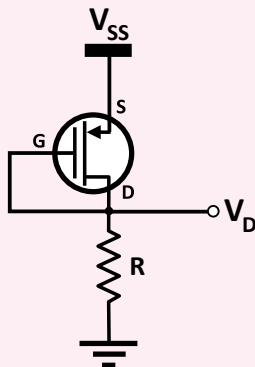
4.3 Κριτήρια αξιολόγησης

● Κριτήριο Αξιολόγησης 4.1.

Ένα MOSFET είναι πολωμένο κατά τέτοιον τρόπο ώστε τα δυναμικά στην πηγή, στην πύλη και στην εκροή του να είναι 4V, 2V και 1V, αντίστοιχα. Αν η τάση κατωφλίου του τρανζίστορ είναι ίση με $-0.8V$, το μήκος του καναλιού είναι ίσο με $2\mu m$, το πλάτος του καναλιού είναι ίσο με $10\mu m$ και $k' = 100\mu A/V^2$, να βρεθεί ο τύπος του MOSFET, η περιοχική λειτουργία του και το ρεύμα καναλιού του. Να αγνοήσετε το φαινόμενο διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 4.2.

Δίνεται το κύκλωμα του πιο κάτω σχήματος, για το τρανζίστορ του οποίου ισχύουν $V_T = -2V$, $k'_p = 8\mu A/V^2$. Αν το μήκος του καναλιού του MOSFET είναι ίσο με $10\mu m$, να βρεθούν οι τιμές του πλάτους του και της αντίστασης R οι οποίες εξασφαλίζουν ρεύμα καναλιού ίσο με $0.1mA$ και δυναμικό εκροής ίσο με $2V$. Δίνεται ότι η τάση τροφοδοσίας V_{SS} ισούται με $5V$. Να αγνοήσετε το φαινόμενο διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού.

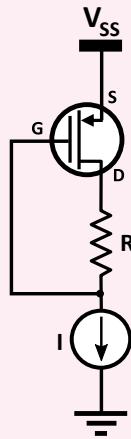


● Κριτήριο Αξιολόγησης 4.3.

Για το κύκλωμα του Σχήματος 4.14 δίνονται $V_{DD} = 15V$, $R_1 = 8M\Omega$, $R_2 = 7M\Omega$, $R_D = R_S = 10k\Omega$. Αν για το τρανζίστορ γνωρίζουμε ότι $V_T = 1V$ και $K = 500\mu A/V^2$, να βρείτε το σημείο ηρεμίας του κυκλώματος και να υπολογίσετε το ποσοστό μεταβολής του ρεύματος του καναλιού που αντιστοιχεί σε μεταβολή της τάσης κατωφλίου του τρανζίστορ κατά 50%.

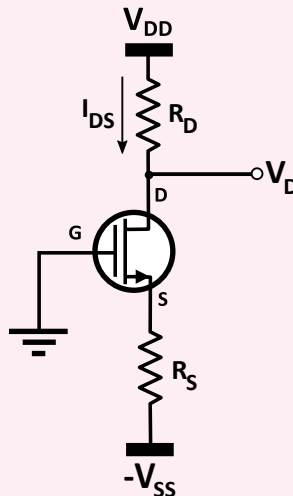
● Κριτήριο Αξιολόγησης 4.4.

Δίνεται το κύκλωμα του επόμενου σχήματος, για το τρανζίστορ του οποίου ισχύουν $V_T = -1\text{V}$, $k'_p = 8\mu\text{A}/\text{V}^2$ και $W/L = 25$. Εάν η πηγή ρεύματος παρέχει $100\mu\text{A}$ στο κύκλωμα, να υπολογίσετε τις τάσεις πηγής-εκροής και πηγής-πύλης για $R = 0, 10\text{k}\Omega, 30\text{k}\Omega$ και $100\text{k}\Omega$. Να αγνοήσετε το φαινόμενο διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού.



● Κριτήριο Αξιολόγησης 4.5.

Δίνεται το κύκλωμα του πιο κάτω σχήματος για το οποίο είναι γνωστό ότι $R_D = R_S = 1\text{k}\Omega$ και $V_{DD} = V_{SS} = 5\text{V}$. Σε ποια περιοχή λειτουργεί το τρανζίστορ, αν $K = 0.4\text{ mA}/\text{V}^2$ και $V_T = 2\text{V}$;



- A. αποκοπής
- B. κόρου
- C. τριόδου
- D. δεν μπορούμε να αποφανθούμε

● Κριτήριο Αξιολόγησης 4.6.

Να σχεδιάσετε κύκλωμα καθρέφτη ρεύματος με pMOS.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 4.7.

Για το κύκλωμα του Σχήματος 4.22 να προσδιορίσετε την οριακή τιμή της αντίστασης φόρτου R_L για την οποία η πηγή ρεύματος λειτουργεί ορθά. Δίνονται $V_{DD}=5V$, $R=1k\Omega$, ενώ και για τα δύο MOSFET ισχύουν $V_T=2V$ και $K=100\mu A/V^2$.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 4.8.

Για το κύκλωμα του ενισχυτή του Σχήματος 4.19 δίνονται: $V_{DD}=5V$, $R_D=10k\Omega$, $V_{GG}=2V$. Αν για το MOSFET γνωρίζουμε ότι $V_T=1V$ και $K=200\mu A/V^2$, να προσδιορίσετε το ρεύμα του καναλιού (I_{DS}), το δυναμικό εκροής (V_D), τη διαγωγιμότητα (g_m) του τρανζίστορ, καθώς και την απολαβή τάσης του ενισχυτή. Να αγνοήσετε το φαινόμενο διαμόρφωσης του μήκους του καναλιού.







4.4 Βιβλιογραφία 4^{ου} κεφαλαίου

- [1] I. Kymissis. *Organic Field Effect Transistors: Theory, Fabrication and Characterization*. Integrated Circuits and Systems. Springer, 2008.
- [2] D.M. Kim και Y.H. Jeong. *Nanowire Field Effect Transistors: Principles and Applications*. Springer, 2013.
- [3] R. Soares. *GaAs MESFET Circuit Design*. Artech House, 1988.
- [4] A.P. Malvino και D.J. Bates. *Electronic Principles*. McGraw-Hill Education, 2015.
- [5] Κ. Καρούμπας και Γ. Φιλοκύπρου. *Μαθήματα ηλεκτρονικής*. εκδ. Βασδέκη, Αθήνα, 2η έκδοση, 1986.
- [6] D. Widmann, H. Mader και H. Friedrich. *Technology of Integrated Circuits*. Advanced microelectronics. Springer, 2000.
- [7] D.A. Grant και J. Gowar. *Power MOSFETs: theory and applications*. Wiley, 1989.
- [8] Y. Tsididis. *Operation and Modeling of the MOS Transistor*. Oxford University Press, 1999.
- [9] G. Massobrio και P. Antognetti. *Semiconductor Device Modeling with SPICE*. McGraw-Hill, 1993.

[10] R.M. Warner και B.L. Grung. *MOSFET Theory and Design*. Oxford University Press, 1999.

[11] R.A. Hastings. *The Art of Analog Layout*. Pearson – Prentice Hall, 2006.

4.5 Διαδραστικά στοιχεία

4.1	Αρχή λειτουργίας του JFET	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο παρουσιάζει το εσωτερικό ενός JFET υπό πόλωση. Ο αναγνώστης έχει τη δυνατότητα, μεταβάλλοντας την τιμή της τάσης πύλης-πηγής, να παρατηρεί τη διεύρυνση ή τη συρρίκνωση των περιοχών απογύμνωσης οι οποίες διαμορφώνουν το εύρος του καναλιού και την αγωγιμότητα της διάταξης.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 4 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		
4.2	Χαρακτηριστικές καμπύλες MOSFET	 Διαδραστική σελίδα
<p>Ο αναγνώστης έχει τη δυνατότητα, διατηρώντας σταθερή την τάση πύλης-πηγής ενός MOSFET, να μεταβάλλει την τάση εκροής-πηγής και να λαμβάνει μετρήσεις για το ρεύμα καναλιού. Με την επανάληψη της διαδικασίας για διαφορετικές τιμές της τάσης πύλης-πηγής, το αντικείμενο παρέχει τη δυνατότητα γραφικής αναπαράστασης των μετρήσεων, από τις οποίες προκύπτουν οι χαρακτηριστικές του τρανζίστορ.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 4 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		
4.3	Ακολουθητής πηγής	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το συγκεκριμένο διαδραστικό αντικείμενο προσομοιώνει τη λειτουργία κυκλώματος ακολουθητή πηγής. Ο αναγνώστης διαθέτει τη δυνατότητα τροποποίησης της τιμής της τάσης η οποία εφαρμόζεται στην πύλη του MOSFET, όπως και της τιμής του ρεύματος πόλωσης, και να παρατηρεί την αντίστοιχη μεταβολή του δυναμικού της πηγής του τρανζίστορ.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 4 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

ΨΗΦΙΑΚΑ ΛΟΓΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

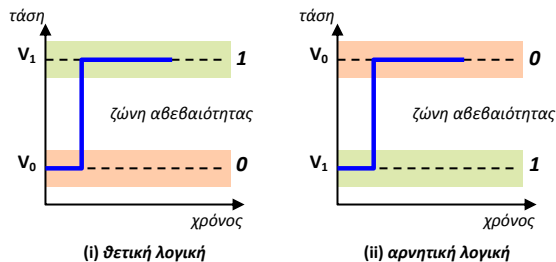
■ Σύνοψη

Το κεφάλαιο αυτό πραγματεύεται τις αρχές σχεδίασης ψηφιακών λογικών κυκλωμάτων, η υλοποίηση των οποίων εκμεταλλεύεται την ιδιότητα των βασικών ηλεκτρονικών διατάξεων (διόδων και τρανζίστορ) να μπορούν να λειτουργούν ως ηλεκτρονικά ελεγχόμενοι διακόπτες. Περιγράφονται οι αρχές της άλγεβρας των διακοπών και παρουσιάζονται οι κυριότερες οικογένειες λογικών κυκλωμάτων, καθώς και οι αρχές που διέπουν τη σχεδίαση λογικών πυλών για κάθε λογική οικογένεια.

■ Προαπαιτούμενη γνώση

Η κατανόηση της ύλης του κεφαλαίου προϋποθέτει στοιχειώδεις γνώσεις άλγεβρας Boole, εξοικείωση με τη δυαδική αναπαράσταση αριθμών και καλή γνώση των βασικών ηλεκτρονικών διατάξεων, κυρίως των διόδων, των διπολικών τρανζίστορ και των MOSFET.

Η σχεδίαση *ψηφιακών λογικών κυκλωμάτων* αποτελεί αυτοτελή κλάδο της ηλεκτρονικής με ευρύτατη ανάπτυξη και πλήθος εφαρμογών. Η χαρακτηριστικότερη ίσως εφαρμογή των *ψηφιακών ηλεκτρονικών* είναι οι *ηλεκτρονικοί υπολογιστές*. Οι σύγχρονοι υπολογιστές αποτελούν πολύπλοκα συστήματα τα οποία δομούνται από ψηφιακά αλλά και από αναλογικά κυκλώματα. Μια *κεντρική μονάδα επεξεργασίας* (central processing unit – CPU), για παράδειγμα, αποτελείται από έναν πολύ μεγάλο αριθμό *λογικών πυλών* (logic gates), οι οποίες είναι απλά ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία εκτελούν πράξεις της άλγεβρας Boole [1], όπως θα δούμε στη συνέχεια. Από την άλλη μεριά, μια κάρτα ήχου (sound card) διαθέτει αναλογικές εισόδους ή/και εξόδους μέσω των οποίων διακινούνται αναλογικά σήματα (π.χ. το σήμα που παράγεται από ένα μικρόφωνο, ή το σήμα που οδηγεί ένα



Σχήμα 5.1 Αντιστοίχιση των λογικών σταθμών ψηφιακού σήματος με τα ψηφία του δυαδικού συστήματος αρίθμησης

ηχείο). Καθώς η επεξεργασία αυτών των αναλογικών σημάτων γίνεται με ψηφιακές τεχνικές (ψηφιακή επεξεργασία σήματος [digital signal processing – DSP] [2]), είναι απαραίτητη η μετατροπή τους από αναλογική σε ψηφιακή μορφή ή αντίστροφα, με τη βοήθεια εξειδικευμένων κυκλωμάτων που ονομάζονται μετατροπείς αναλογικού σε ψηφιακό (analog to digital converters – A/D) ή μετατροπείς ψηφιακού σε αναλογικό (digital to analog converters – D/A), αντίστοιχα [3]. Μπορούμε, επομένως, να πούμε πως τα ψηφιακά δεδομένα τα οποία επεξεργάζεται ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής μπορούν να είναι είτε το αποτέλεσμα της επεξεργασίας άλλων δεδομένων της ίδιας (ψηφιακής) μορφής, είτε δεδομένα που προέκυψαν από τη μετατροπή αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά.

Πριν εξετάσουμε τους λόγους για τους οποίους τα δεδομένα τα οποία επεξεργάζονται οι ηλεκτρονικοί υπολογιστές είναι σε ψηφιακή μορφή, ας θυμηθούμε πως ένα ψηφιακό σήμα – σε αντίθεση με ένα αναλογικό – περιέχει δύο μονάχα επιτρεπτές στάθμες [4], που αντιστοιχούν στα ψηφία του δυαδικού συστήματος αρίθμησης [5], δηλαδή στο 0 και στο 1, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1. Προκειμένου να γίνεται σαφής διάκριση θα χαρακτηρίζουμε τα ψηφία αυτά ως λογικό 0 και λογικό 1, αντίστοιχα. Αν και οι λογικές πύλες υλοποιούν πράξεις με δυαδικά ψηφία, ως ηλεκτρονικά κυκλώματα «αντιλαμβάνονται» τιμές τάσεων. Για τον λόγο αυτό είναι απαραίτητη η αντιστοίχιση των δυαδικών ψηφίων σε δύο στάθμες τάσεων, ή λογικές στάθμες. Αν η τάση στην οποία γίνεται αντιστοίχιση της λογικής μονάδας είναι μεγαλύτερη από την στάθμη τάσης στην οποία αντιστοιχεί το λογικό μηδέν, λέμε ότι έχουμε ένα κύκλωμα θετικής λογικής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1-i. Αντίθετα, αν η στάθμη τάσης της λογικής μονάδας είναι μικρότερη από τη στάθμη του λογικού μηδενός, λέμε ότι έχουμε ένα κύκλωμα αρνητικής λογικής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1-ii. Στη συντριπτική τους πλειοψηφία τα λογικά κυκλώματα είναι κυκλώματα θετικής λογικής. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν οι λογικές πύλες της οικογένειας CMOS (complementary MOS) οι οποίες χρησιμοποιούν ως λογική στάθμη για το μηδέν την τάση των 0V και ως λογική στάθμη για τη μονάδα τα 5V¹.

¹ Η και αρκετά μικρότερη σε εφαρμογές χαμηλής κατανάλωσης ισχύος.

Κατά τη διακίνηση ενός ψηφιακού σήματος μέσα σε ένα ψηφιακό πληροφοριακό σύστημα ή μέσω μιας τηλεπικοινωνιακής ζεύξης, ή ακόμα και κατά μήκος των αγωγών που διασυνδέουν μεταξύ τους τις λογικές πύλες ενός επεξεργαστή, οι λογικές στάθμες αλλοιώνονται. Η αλλοίωση αυτή μπορεί να οφείλεται σε διάφορα αίτια, όπως η *εξασθένηση* ή ο *θόρυβος* (noise) [6]. Επομένως, κάθε λογική στάθμη αντιστοιχεί μάλλον σε ένα εύρος τιμών, παρά σε μια καθορισμένη τιμή τάσης όπως υποδεικνύουν οι σκιασμένες περιοχές στο Σχήμα 5.1. Η μεταξύ των περιοχών αυτών ζώνη ονομάζεται *ζώνη αβεβαιότητας* επειδή τιμές τάσης εντός της ζώνης αυτής στην είσοδο ενός ψηφιακού κυκλώματος δίνουν απροσδιόριστη λογική στάθμη στην έξοδό του (ούτε δηλαδή '0', ούτε '1'). Μια τέτοια κατάσταση θα πρέπει, προφανώς, να αποφεύγεται.

Γιατί όμως χρησιμοποιούμε το δυαδικό σύστημα για τη σχεδίαση των ηλεκτρονικών υπολογιστών; Και γιατί αυτοί είναι ψηφιακοί και όχι αναλογικοί; *Αναλογικοί υπολογιστές* πράγματι μπορούν να κατασκευαστούν. Συχνά χρησιμοποιούνται για την επίλυση συγκεκριμένων προβλημάτων, όπως π.χ. η λύση διαφορικών εξισώσεων. Βασική δομική μονάδα ενός αναλογικού ηλεκτρονικού υπολογιστή είναι ο *τελεστικός ενισχυτής* τον οποίο θα μελετήσουμε στο επόμενο κεφάλαιο. Σύμφωνα και με την ονομασία του, πρόκειται για ένα κύκλωμα που μπορεί να «τελεί» (να εκτελεί) διάφορες μαθηματικές πράξεις, όπως η πρόσθεση και η ολοκλήρωση. Το σημαντικότερο μειονέκτημα των αναλογικών υπολογιστών είναι πως αφορούν συγκεκριμένα προβλήματα. Αυτό σημαίνει, για παράδειγμα, πως με έναν συγκεκριμένο αναλογικό υπολογιστή μπορούμε να επιλύσουμε μόνο μια συγκεκριμένη διαφορική εξίσωση. Με άλλα λόγια, οι αναλογικοί υπολογιστές στερούνται της δυνατότητας *προγραμματισμού*. Ένας αναλογικός υπολογιστής δεν θα μπορούσε, επομένως, να είναι *προσωπικός υπολογιστής* (personal computer – PC) αφού δεν επιτρέπει στον κάτοχό του να τον προγραμματίζει, ούτε του δίνει την ευχέρεια να τον χρησιμοποιεί για διαφορετικό σκοπό, κάθε φορά.

Με βάση τα προηγούμενα αντιλαμβανόμαστε ότι ένας υπολογιστής γενικού σκοπού θα πρέπει, αναγκαστικά, να είναι ψηφιακός. Γιατί, όμως, να πρέπει να λειτουργεί στο δυαδικό σύστημα και όχι στο δεκαδικό ή το δεκαεξαδικό; Η απάντηση στο ερώτημα αυτό μπορεί να δοθεί, αν σκεφτούμε πως το σύστημα αρίθμησης που χρησιμοποιούμε καθορίζει στην πράξη τον αριθμό των σταθμών τάσης που είναι αναγκαίες για τη λειτουργία των κυκλωμάτων ενός ψηφιακού υπολογιστή. Στο δυαδικό σύστημα οι τάσεις είναι δύο, όπως ήδη εξηγήσαμε. Αν χρησιμοποιούσαμε το δεκαδικό σύστημα αρίθμησης, ο αριθμός των απαιτούμενων τάσεων θα ήταν δέκα. Σε μια τέτοια περίπτωση, το τροφοδοτικό του υπολογιστή μας θα έπρεπε να παρέχει δέκα διαφορετικές τιμές, γεγονός που θα αύξανε την πολυπλοκότητα όχι μόνο του ίδιου του τροφοδοτικού αλλά και των ψηφιακών κυκλωμάτων. Επιπλέον, οι υπολογισμοί στο δυαδικό σύστημα είναι δυνατό να γίνουν εύκολα με τη βοήθεια απλών λογικών πράξεων της άλγεβρας Boole οι οποίες μπορούν να υλοποιηθούν από πολύ απλά κυκλώματα, όπως θα δούμε στις επόμενες παραγράφους.

5.1 Αναπαράσταση δεδομένων στο δυαδικό σύστημα

Βασικός σκοπός ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή είναι η επεξεργασία *δεδομένων* (data). Ως δεδομένα χαρακτηρίζουμε ένα σύνολο πληροφοριών (από τις οποίες προέρχεται και ο όρος *πληροφορική* [informatics]) οργανωμένων με κάποιο είδος κωδικοποίησης ή αναπαράστασης. Η αναπαράσταση των δεδομένων μπορεί να είναι αναλογική ή ψηφιακή, ανάλογα με τη φύση τους αλλά και τον τρόπο με τον οποίο πρόκειται να τα επεξεργαστούμε. Ως παράδειγμα ψηφιακών δεδομένων μπορούμε να αναφέρουμε ένα κείμενο τυπωμένο στην αγγλική γλώσσα. Το κείμενο αυτό είναι κωδικοποιημένο με βάση ένα σύνολο διακριτών συμβόλων (τα γράμματα του αγγλικού αλφαβήτου, τα σημεία στίξης, κ.λπ.), μπορούμε επομένως να πούμε πως η κωδικοποίηση που χρησιμοποιούμε είναι ψηφιακή. Δεν θα μπορούσε να γίνει και αλλιώς, μιας και τα ίδια τα δεδομένα (το κείμενο) είναι από τη φύση τους ψηφιακά. Από την άλλη μεριά, ένα απόσπασμα μουσικής γραμμένο σε έναν παλιό δίσκο γραμμοφώνου αποτελεί πληροφορία αποθηκευμένη με αναλογικό τρόπο, μιας και ο ήχος αποτυπώνεται στον δίσκο ως ένα «αυλάκι» μεταβλητού βάθους. Εδώ, τόσο τα δεδομένα (η ίδια η μουσική), όσο και η αναπαράστασή τους (το αυλάκι πάνω στην επιφάνεια του δίσκου) είναι αναλογικά.

Όπως ήδη εξηγήσαμε, οι σύγχρονοι ψηφιακοί ηλεκτρονικοί υπολογιστές χρησιμοποιούν το δυαδικό σύστημα αρίθμησης. Για το λόγο αυτό, τα δεδομένα με τα οποία τροφοδοτούνται θα πρέπει να μετατρέπονται στο σύστημα αυτό. Για την περίπτωση ψηφιακών δεδομένων, η μετατροπή γίνεται με τη χρήση συγκεκριμένων (πρότυπων) κωδικοποιήσεων. Τα δεδομένα, δηλαδή, ανακωδικοποιούνται στο δυαδικό σύστημα.

Αν εξετάσουμε το παράδειγμα του φυσικού αριθμού 18, γνωρίζουμε πως μια δυνατή αναπαράστασή του στο δυαδικό σύστημα είναι στη μορφή 10010 η οποία ακολουθεί τη φυσική δυαδική αναπαράσταση (natural binary representation) [5]. Στον Πίνακα 5.1 φαίνεται η φυσική δυαδική αναπαράσταση των αριθμών 0 έως 10.

Αν επανέλθουμε στο παράδειγμα του αγγλικού κειμένου, υποθέτοντας ότι αυτό εισάγεται στον υπολογιστή μέσω του πληκτρολογίου, μια κωδικοποίηση που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί θα ήταν η ASCII (American Standard Code for Information Interchange). Στον Πίνακα 5.2 παρουσιάζεται ενδεικτικά ένα υποσύνολο της κωδικοποίησης αυτής. Πιέζοντας, το πλήκτρο «A» στο πληκτρολόγιο, ο υπολογιστής κωδικοποιεί την αντίστοιχη πληροφορία στη δυαδική αναπαράσταση του συμβόλου «A», δηλαδή στο byte «01000001»².

Για την περίπτωση των πραγματικών αριθμών, ιδιαίτερα εκείνων που περιλαμβάνουν μεγάλο αριθμό δεκαδικών ψηφίων, υιοθετείται αναπόφευκτα η λύση της *προσέγγισης*, δηλαδή της απόρριψης των λιγότερο σημαντικών δεκαδικών ψηφίων [5]. Για την περίπτωση αναλογικών δεδομένων, μια παρόμοια διαδικασία μετατροπής συνίσταται στην επιλογή ενός υποσυνό-

²Byte ονομάζουμε μια οκτάδα δυαδικών ψηφίων.

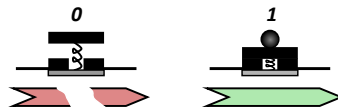
Πίνακας 5.1 Φυσική δυαδική αναπαράσταση αριθμών

δεκαδικός	δυαδικός
0	0
1	1
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001
10	1010
⋮	⋮

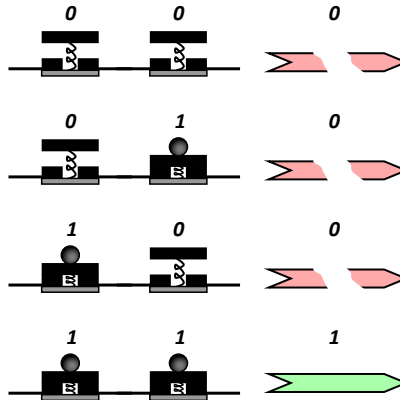
Πίνακας 5.2 Κώδικας ASCII για τη δυαδική αναπαράσταση χαρακτήρων

δυαδικός	χαρακτήρας
⋮	⋮
100 0001	A
100 0010	B
100 0011	C
100 0100	D
100 0101	E
100 0110	F
100 0111	G
⋮	⋮
101 0110	V
101 0111	W
101 1000	X
101 1001	Y
101 1010	Z
⋮	⋮

λου των συνεχών τιμών του αναλογικού μεγέθους με τέτοιο τρόπο ώστε να μην έχουμε απώλεια ή αλλοίωση της πληροφορίας, στη «στρογγυλοποίηση» των τιμών σε συγκεκριμένες στάθμες *κβάντισης* οι οποίες αντιστοιχούν σε φυσικούς αριθμούς, και στην αναπαράσταση των σταθμών αυτών στο δυαδικό σύστημα [7].



Σχήμα 5.2 Λογικές καταστάσεις ενός διακόπτη



Σχήμα 5.3 Υλοποίηση της λογικής πράξης AND με διακόπτες

5.2 Αρχές λειτουργίας των ψηφιακών κυκλωμάτων – άλγεβρα διακοπών

Η κατανόηση των κανόνων σχεδίασης των λογικών πυλών, από τις οποίες δομούνται τα πιο σύνθετα ηλεκτρονικά κυκλώματα μπορεί να γίνει μελετώντας την άλγεβρα των διακοπών. Άλλωστε, η υλοποίηση των λογικών πυλών γίνεται στην πράξη με ηλεκτρονικά ελεγχόμενους διακόπτες, όπως θα δούμε αναλυτικά στη συνέχεια. Πριν, όμως, ας αναφέρουμε μερικά χρήσιμα στοιχεία από την άλγεβρα των διακοπών, η οποία συγγενεύει στενά με την άλγεβρα Boole.

Η άλγεβρα των διακοπών χρησιμοποιεί τις δύο καταστάσεις ενός ηλεκτρικού διακόπτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.2. Όταν ένας διακόπτης είναι ανοικτός, θα θεωρούμε ότι βρίσκεται στη λογική κατάσταση '0', ενώ όταν είναι κλειστός ότι βρίσκεται στη λογική κατάσταση '1'. Επιπλέον, θα λέμε ότι ένα σύστημα διακοπών βρίσκεται συνολικά στη λογική κατάσταση '0' όταν απαγορεύει τη διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος (όταν βρίσκεται δηλαδή σε κατάσταση αποκοπής), ενώ όταν επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος (όταν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής) θα λέμε ότι το σύστημα των διακοπών έχει τη λογική κατάσταση '1'.

Ας θεωρήσουμε δύο διακόπτες συνδεδεμένους σε σειρά. Είναι εύκολο να διαπιστώσουμε πως το σύστημα των δύο διακοπών μπορεί να υλοποιήσει τη λογική πράξη AND, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 5.3. Είναι γνωστό ότι η λογική πράξη AND (η οποία αντιστοιχεί στη σύζευξη της μαθηματικής λογικής $[\wedge]$, ή στην τομή $[\cap]$ της θεωρίας των συνόλων) υπακούει στον *πίνακα*

Πίνακας 5.3 Πίνακας αλήθειας για τη λογική πράξη AND

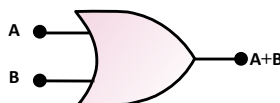
A	B	A·B
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1



Σχήμα 5.4 Κυκλωματικό σύμβολο πύλης AND

Πίνακας 5.4 Πίνακας αλήθειας για τη λογική πράξη OR

A	B	A+B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

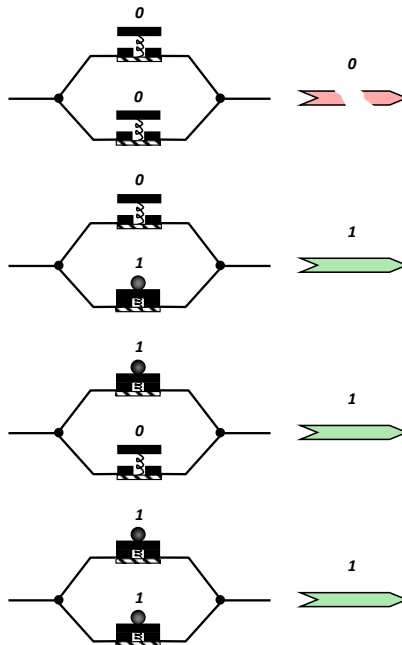


Σχήμα 5.5 Κυκλωματικό σύμβολο πύλης OR

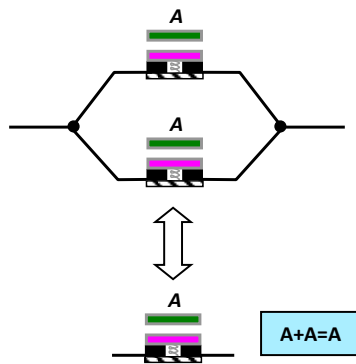
αλήθειας του Πίνακα 5.3, το δε κυκλωματικό σύμβολο της λογικής πύλης που την υλοποιεί φαίνεται στο Σχήμα 5.4, ενώ στην άλγεβρα Boole συμβολίζεται με «·».

Μια άλλη χρήσιμη λογική πράξη είναι η πράξη OR (η οποία αντιστοιχεί στη διάζευξη της μαθηματικής λογικής $[V]$, ή στην ένωση $[U]$ της θεωρίας των συνόλων). Η πράξη OR υπακούει στον πίνακα αλήθειας του Πίνακα 5.4, το δε κυκλωματικό σύμβολο της λογικής πύλης που την υλοποιεί φαίνεται στο Σχήμα 5.5, ενώ στην άλγεβρα Boole συμβολίζεται με «+». Η υλοποίηση της λογικής πράξης OR μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη βοήθεια δύο παράλληλα συνδεδεμένων διακοπών, όπως εύκολα μπορούμε να διαπιστώσουμε από το Σχήμα 5.6.

Όλες οι προτάσεις, οι ταυτότητες και τα θεωρήματα της άλγεβρας Boole μπορούν να αποδειχθούν και με την άλγεβρα των διακοπών. Χαρακτηριστικά παραδείγματα φαίνονται στα Σχήματα 5.7 και 5.8. Εκτός από τις λογικές πράξεις AND και OR, στην άλγεβρα Boole ορίζεται και η πράξη του συμπληρώματος. Το συμπλήρωμα μιας μεταβλητής A θα το συμβολίζουμε με \bar{A} . Η πράξη του συμπληρώματος υλοποιείται κυκλωματικά από μια πύλη NOT,

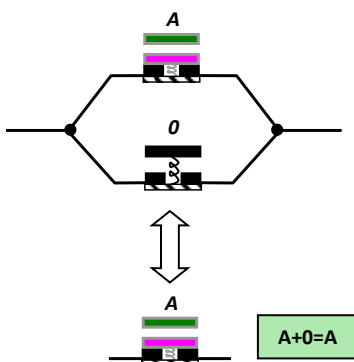


Σχήμα 5.6 Υλοποίηση της λογικής πράξης OR με διακόπτες



Σχήμα 5.7 Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (1/2)

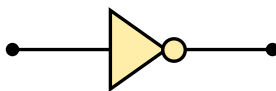
ο πίνακας αλήθειας της οποίας φαίνεται στον Πίνακα 5.5, το δε σύμβολό της στο Σχήμα 5.9. Όπως θα δούμε και στη συνέχεια, η υλοποίηση μιας πύλης NOT μόνο με διακόπτες δεν είναι δυνατή.



Σχήμα 5.8 Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (2/2)

Πίνακας 5.5 Πίνακας αλήθειας για τη λογική πράξη NOT

A	\bar{A}
0	1
1	0



Σχήμα 5.9 Κυκλωματικό σύμβολο πύλης NOT

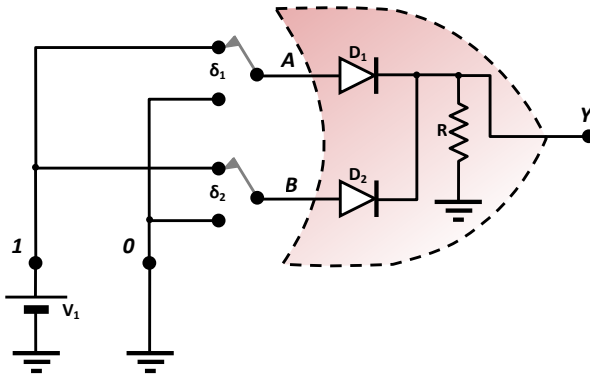
5.3 Κυκλωματική υλοποίηση λογικών πυλών

Η κυκλωματική υλοποίηση των λογικών πυλών μπορεί να γίνει σύμφωνα με τις αρχές της άλγεβρας διακοπών που ήδη παρουσιάσαμε. Τη λειτουργία του διακόπτη μπορούν να αναλάβουν διάφορες ηλεκτρονικές διατάξεις (π.χ. δίοδος [υπό την αίρεση των παρατηρήσεων που θα γίνουν στη συνέχεια], διπολικό τρανζίστορ, τρανζίστορ MOS), με τις οποίες δομούνται οικογένειες λογικών πυλών η ονομασία των οποίων καθορίζεται κυρίως από τη διάταξη που έχει το ρόλο του διακόπτη.

5.3.1 Η οικογένεια DDL

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε την κυκλωματική υλοποίηση λογικών πυλών της οικογένειας DDL (diode-diode logic), στις οποίες χρησιμοποιούνται δίοδοι.

Όπως γνωρίζουμε, μια δίοδος άγει όταν πολώνεται κατά την ορθή φορά και, επιπλέον, όταν η εφαρμοζόμενη σε αυτήν τάση υπερβαίνει την τάση



Σχήμα 5.10 Κυκλωματική υλοποίηση πύλης OR με διόδους

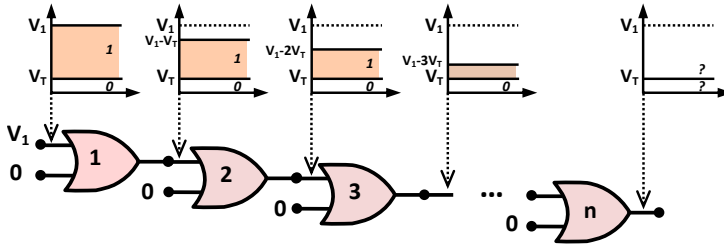
κατωφλίου της. Αντίθετα, η διόδος βρίσκεται στην αποκοπή όταν η τάση στα άκρα της είναι μικρότερη της τάσης κατωφλίου όταν, δηλαδή, η διόδος πολώνεται ανάστροφα. Αν και η κατάσταση της διόδου (αγωγή ή αποκοπή) καθορίζεται από την τάση στα άκρα της ίδιας της διόδου και όχι από μια «εξωτερική» τάση ελέγχου, μπορούμε να πούμε ότι η διόδος λειτουργεί ως διακόπτης.

Στο Σχήμα 5.10 φαίνεται η κυκλωματική υλοποίηση μιας πύλης OR με διόδους. Ακολουθώντας τις αρχές της άλγεβρας διακοπών, η σύνδεση των διόδων (-διακοπών) είναι παράλληλη. Ας μελετήσουμε πιο αναλυτικά τη λειτουργία του κυκλώματος.

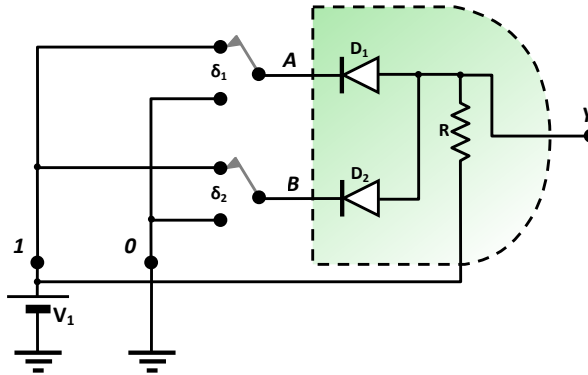
Ας υποθέσουμε ότι οι εισόδους A και B βρίσκονται στη λογική κατάσταση '0', γειώνονται δηλαδή μέσω των επιλογικών διακοπών δ_1 και δ_2 . Αν συμβαίνει αυτό, οι διόδους D_1 και D_2 θα βρίσκονται στην αποκοπή και το δυναμικό στην έξοδο (Y) θα είναι μηδενικό, μιας και το μηδενικό δυναμικό στο ένα άκρο της αντίστασης R (βλπ σύμβολο γείωσης) θα μεταφέρεται στην έξοδο μέσω του άλλου της άκρου. Αν μία εκ των εισόδων (έστω η A) συνδέεται μέσω του επιλογικού διακόπτη δ_1 στην πηγή σταθερής τάσης V_1 του κυκλώματος (βρίσκεται δηλαδή στη λογική κατάσταση '1'), τότε η διόδος D_1 θα άγει μεταφέροντας την τάση V_1 (υποβιβασμένη, βέβαια, κατά την τάση κατωφλίου της διόδου) στην έξοδο Y. Το ίδιο θα συμβαίνει όταν η είσοδος B είναι στην κατάσταση της λογικής μονάδας, ή όταν και οι δύο εισόδους (A και B) συνδέονται στην τάση V_1 . Επομένως, το κύκλωμα συμπεριφέρεται ως πύλη OR.

Το μειονέκτημα του συγκεκριμένου κυκλώματος, όπως συμβαίνει παρόμοια και για όλες τις λογικές πύλες της οικογένειας DDL, έγκειται ακριβώς στον υποβιβασμό της λογικής μονάδας κατά την τάση κατωφλίου της αντίστοιχης διόδου³. Το πρόβλημα αυτό επιδεινώνεται όταν λογικές πύλες της συγκεκριμένης οικογένειας συνδέονται σε σειρά, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 5.11. Πράγματι, στην έξοδο της τελευταίας πύλης (#n) μιας μα-

³Να σημειωθεί ότι σε μια πύλη DDL οι διόδους που χρησιμοποιούνται είναι του ίδιου τύπου, άρα έχουν τάση κατωφλίου της ίδιας τιμής.



Σχήμα 5.11 Υποβιβασμός της λογικής στάθμης ‘1’ στην οικογένεια DDL

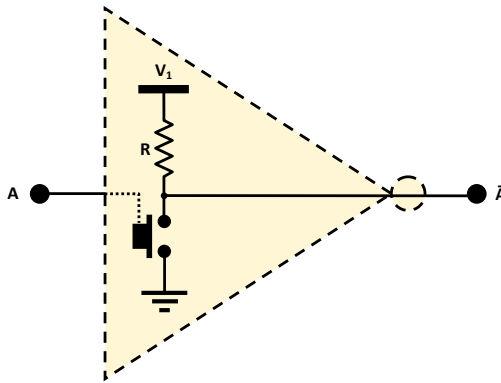


Σχήμα 5.12 Κυκλωματική υλοποίηση πύλης AND με διόδους

κράς σειράς πυλών της οικογένειας DDL (OR στο παράδειγμά μας) η λογική στάθμη της μονάδας μπορεί να υποβιβαστεί σε τέτοιο βαθμό ώστε η τιμή της εξόδου να γίνει απροσδιόριστη. Για τον λόγο αυτό η χρήση πυλών της οικογένειας DDL έχει εγκαταλειφθεί.

Η υλοποίηση μιας πύλης AND της οικογένειας DDL αποκλίνει των αρχών της άλγεβρας διακοπών, μιας και η ισοδυναμία μιας διόδου με έναν διακόπτη έχει τις ιδιαιτερότητες που ήδη εξηγήσαμε. Θα είχε ενδιαφέρον, λοιπόν, να μελετήσουμε τη σχετική υλοποίηση πριν εγκαταλείψουμε οριστικά την οικογένεια αυτή. Αν και θα αναμέναμε την σε σειρά σύνδεση των διόδων σε μια πύλη AND, η κυκλωματική υλοποίηση της πύλης αυτής στην οικογένεια DDL γίνεται με παράλληλα συνδεδεμένες διόδους, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 5.12. Θα επιβεβαιώσουμε πως το κύκλωμα συμπεριφέρεται ως πύλη AND δύο εισόδων:

Όταν και οι δύο εισόδοι (A και B) του κυκλώματος βρίσκονται σε κατάσταση λογικής μονάδας (οι διακόπτες δ_1 και δ_2 επιλέγουν την τάση V_1) οι διόδοι D_1 και D_2 βρίσκονται στην αποκοπή και η τάση V_1 μεταφέρεται στην έξοδο Y του κυκλώματος μέσω της αντίστασης R. Όταν τουλάχιστον μία από τις εισόδους βρίσκεται στη λογική κατάσταση ‘0’, τότε τουλάχιστον μία εκ των διόδων βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής, μιας και πολώνεται ορθά. Στην περίπτωση αυτή η τάση εξόδου έχει τιμή ίση με την πτώση τάσης κατά μή-



Σχήμα 5.13 Αρχή υλοποίησης πύλης NOT

κος της διόδου αυτής, βρίσκεται δηλαδή στην κατάσταση του λογικού ‘0’ η οποία όμως είναι αναβιβασμένη κατά την τάση κατωφλίου της προαναφερθείσας διόδου. Επομένως, σε μια πύλη AND της οικογένειας DDL η λογική στάθμη που επηρεάζεται από τις τάσεις κατωφλίου των διόδων είναι η στάθμη του μηδενός, σε αντίθεση με την περίπτωση της πύλης OR όπου η στάθμη η οποία αμβλύνεται είναι εκείνη της μονάδας. Βέβαια, το πρόβλημα κατά τη σύνδεση μεγάλου αριθμού πυλών σε σειρά παραμένει αντίστοιχο.

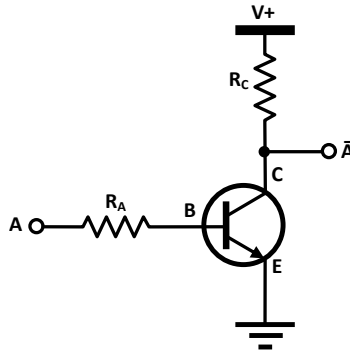
5.3.2 Η οικογένεια RTL

Μια άλλη οικογένεια λογικών πυλών είναι η RTL (resistor-transistor logic). Όπως υποδηλώνει η ονομασία, οι λογικές πύλες της οικογένειας αυτής δομούνται με τη χρήση αντιστατών και διπολικών τρανζίστορ.

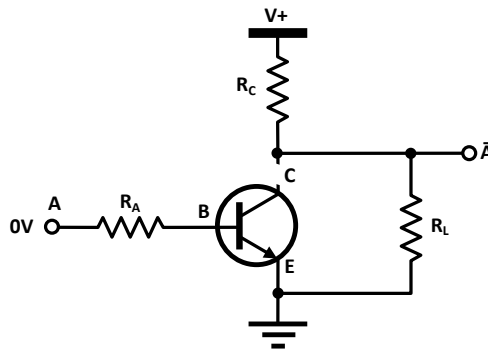
Ένα από τα προβλήματα της οικογένειας DDL τα οποία αντιμετωπίζονται με την οικογένεια RTL είναι η υλοποίηση των πυλών NOT (αναστροφέων – inverters). Αρχικά θα παρουσιάσουμε τη γενικότερη αρχή την οποία ακολουθούμε για τη σχεδίαση πυλών NOT, την οποία θα εξειδικεύσουμε στη συνέχεια για την περίπτωση της οικογένειας RTL.

Στο Σχήμα 5.13 φαίνεται η γενική αρχή υλοποίησης μιας πύλης NOT. Τα βασικά δομικά στοιχεία της είναι ένας διακόπτης ελεγχόμενος από την είσοδο (A) της πύλης, μια αντίσταση (R) και μια πηγή σταθερής τάσης (V_1) η οποία παρέχει τη λογική στάθμη ‘1’. Η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος είναι απλή: Όταν η είσοδος A τροφοδοτείται με τη λογική μονάδα, ο διακόπτης είναι κλειστός και η έξοδος (\bar{A}) γειώνεται. Επομένως, με λογική μονάδα στην είσοδο παίρνουμε λογικό μηδέν (0V) στην έξοδο. Όταν η είσοδος A τροφοδοτείται με το λογικό μηδέν (γειώνεται), τότε ο διακόπτης είναι ανοιχτός και στην έξοδο (\bar{A}) μεταφέρεται η τάση V_1 , η οποία αντιστοιχεί στη λογική μονάδα. Επομένως, με λογικό μηδέν στην είσοδο παίρνουμε λογική μονάδα (V_1) στην έξοδο. Άρα, το κύκλωμα συμπεριφέρεται ως αναστροφέας.

Εφαρμόζοντας τη συγκεκριμένη αρχή μπορούμε να υλοποιήσουμε μια πύλη NOT της οικογένειας RTL κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα



Σχήμα 5.14 Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOT της οικογένειας RTL

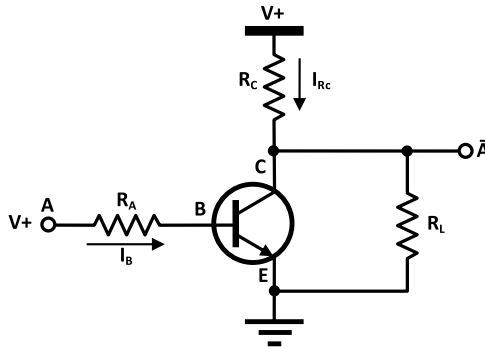


Σχήμα 5.15 Πύλη NOT της οικογένειας RTL με το τρανζίστορ στην αποκοπή

5.14. Τον ρόλο του διακόπτη αναλαμβάνει προφανώς το τρανζίστορ. Πιο συγκεκριμένα, όταν η τάση στην είσοδο (A) είναι μηδενική το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή και στην έξοδο (\bar{A}) μεταφέρεται η τάση $V+$ μέσω της αντίστασης R_C . Όταν η τάση στην είσοδο (A) είναι ίση με $V+$ τότε το τρανζίστορ μεταπίπτει στον κόρο (λειτουργώντας σαν κλειστός διακόπτης) και στην έξοδο (\bar{A}) μεταφέρεται σχεδόν μηδενικό δυναμικό. Η συνδεσμολογία που χρησιμοποιείται είναι κοινού εκπομπού, ενώ οι τιμές των αντιστάσεων R_A και R_C επιλέγονται με βάση τους ακόλουθους κανόνες:

Για μεν την αντίσταση R_C στον συλλέκτη, αυτή επιλέγεται αρκούντως μεγάλη για τον κορεσμό του τρανζίστορ, αλλά και αρκούντως μικρή ώστε η αντίσταση εξόδου της πύλης να διατηρείται όσο το δυνατό πιο μικρή. Όσον αφορά την αντίσταση R_A στη βάση του τρανζίστορ η επιλεγόμενη τιμή αποτελεί συμβιβασμό, ώστε αφενός να είναι αρκετά μικρή για να επιτυγχάνεται η λειτουργία του τρανζίστορ στην περιοχή κόρου, αφετέρου να είναι αρκετά μεγάλη ώστε η αντίσταση εισόδου της πύλης να παραμένει αρκετά υψηλή.

Πράγματι, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή (βλπ Σχήμα 5.15)



Σχήμα 5.16 Πύλη NOT της οικογένειας RTL με το τρανζίστορ στον κόρο

η τάση στην έξοδο του κυκλώματος θα δίνεται από τη σχέση:

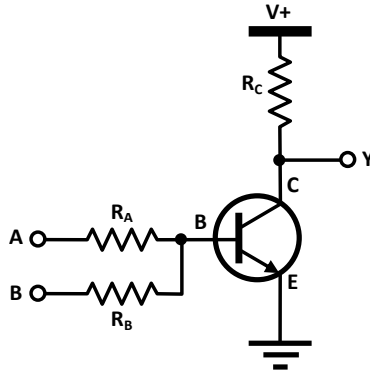
$$V_{\bar{A}} = \frac{R_L}{R_L + R_C} V_+ \quad (5.1)$$

όπου R_L η αντίσταση φόρτου της πύλης. Στην περίπτωση αυτή επιθυμούμε να ισχύει $V_{\bar{A}} \simeq V_+$, η οποία ικανοποιείται για πολύ μικρές τιμές της αντίστασης R_C .

Όστόσο, αν η αντίσταση R_C είναι υπερβολικά μικρή τότε, στην περίπτωση κατά την οποία έχουμε στην είσοδο της πύλης NOT τη λογική μονάδα (βλπ Σχήμα 5.16), η πτώση τάσης πάνω στην R_C θα είναι πολύ μικρή ώστε η επαφή βάσης-συλλέκτη του τρανζίστορ να μην είναι δυνατό να πολωθεί κατά την ορθή φορά και το τρανζίστορ να αδυνατεί να περιέλθει στον κόρο.

Όσον αφορά την αντίσταση R_A στη βάση του τρανζίστορ, αυτή είναι επιθυμητό να είναι πολύ μεγάλη, μιας και καθορίζει την αντίσταση εισόδου της πύλης και άρα και την αντίσταση φόρτου αν υποθέσουμε ως φόρτο μια παρόμοια λογική πύλη (γεγονός που συμβαίνει συνήθως και στην πράξη). Αλλά από τη σχέση (5.1) είναι φανερό πως η αντίσταση φόρτου θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό πιο μεγάλη, άρα αντίστοιχα μεγάλη θα πρέπει να είναι και η αντίσταση εισόδου της πύλης και, άρα, και η R_A . Παρόλα αυτά, αν η αντίσταση αυτή είναι εξαιρετικά μεγάλη, τότε στην περίπτωση κατά την οποία έχουμε στην είσοδο της πύλης NOT τη λογική μονάδα (βλπ Σχήμα 5.16), περίπτωση κατά την οποία επιθυμούμε το τρανζίστορ να βρίσκεται στην περιοχή κόρου, τότε η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση R_A θα είναι πάρα πολύ μεγάλη και το δυναμικό της βάσης πάρα πολύ μικρό (μικρότερο του δυναμικού του συλλέκτη), καθιστώντας αδύνατη την ορθή πόλωση της επαφής βάσης-συλλέκτη και εμποδίζοντας τη μετάπτωση του τρανζίστορ στον κόρο.

Από την πιο πάνω ανάλυση μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι και η οικογένεια RTL πάσχει από το πρόβλημα της αλλοίωσης των λογικών σταθμών μεταξύ της εισόδου και της εξόδου μιας πύλης. Η σχέση (5.1) επιβεβαιώνει τον υποβιβασμό της λογικής μονάδας στην έξοδο ενός αναστροφέα. Επιπλέον, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή κόρου η τάση συλλέκτη-



Σχήμα 5.17 Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOR της οικογένειας RTL

εκπομπού είναι ίση με V_{CEsat} , η οποία αν και μικρή δεν είναι μηδενική. Συμπεραίνουμε, λοιπόν, ότι και το λογικό μηδέν αλλοιώνεται, αναβιβαζόμενο στην τιμή V_{CEsat} .

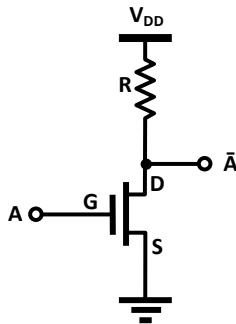
Με τη σύνδεση μιας ακόμα αντίστασης (R_B) στη βάση του τρανζίστορ μιας πύλης NOT μπορούμε να πάρουμε μια πύλη NOR, η κυκλωματική υλοποίηση της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 5.17. Η λειτουργία της πύλης αυτής έχει ως εξής: Όταν και οι δύο είσοδοι του κυκλώματος (A και B) βρίσκονται στο λογικό μηδέν (είναι, δηλαδή, γειωμένες) το δυναμικό της βάσης (V_B) είναι μηδενικό, το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή και η έξοδος (Y) παίρνει τιμή αντίστοιχη της λογικής μονάδας (V_+), σύμφωνα με όσα αναφέραμε για την πύλη του αναστροφέα. Όταν και οι δύο είσοδοι του κυκλώματος (A και B) βρίσκονται στη λογική μονάδα (δηλαδή σε δυναμικό V_+) το δυναμικό της βάσης (V_B) είναι ίσο με V_+ , το τρανζίστορ μεταπίπτει στον κόρο και η έξοδος αναγκάζεται να λάβει τιμή αντίστοιχη του λογικού μηδενός. Στην περίπτωση που μία εκ των εισόδων (έστω η A) είναι γειωμένη και η άλλη (B) συνδέεται στο δυναμικό V_+ , τότε το δυναμικό V_B της βάσης καθορίζεται από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι αντιστάσεις R_A και R_B , οι οποίες συνήθως επιλέγονται ίσες. Συγκεκριμένα, ισχύει:

$$V_B = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_+ \stackrel{(R_A=R_B)}{=} \frac{V_+}{2} \quad (5.2)$$

Το τρανζίστορ μπορεί να μεταπέσει και στην περίπτωση αυτή στον κόρο, με κατάλληλη επιλογή των τιμών των αντιστάσεων του κυκλώματος, σύμφωνα με όσα προαναφέραμε και για τη σχεδίαση της πύλης NOT. Επομένως, η έξοδος Y θα λάβει τιμή αντίστοιχη του λογικού μηδενός.

5.3.3 Οι οικογένειες nMOS και CMOS

Όπως και το διπολικό τρανζίστορ, έτσι και το τρανζίστορ MOS μπορεί να λειτουργήσει σαν διακόπτης ελεγχόμενος από τάση. Μπορούμε, επομένως, να υλοποιήσουμε λογικές πύλες και ψηφιακά κυκλώματα χρησιμοποιώντας τρανζίστορ MOS.



Σχήμα 5.18 Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOT με τρανζίστορ nMOS

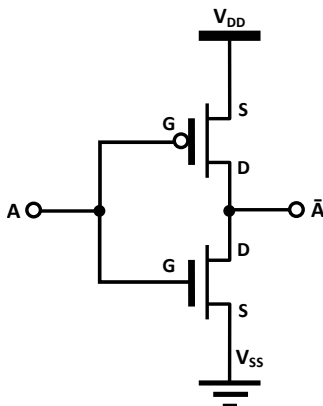
Στο Σχήμα 5.18 φαίνεται η υλοποίηση μιας πύλης NOT (αναστροφέα) με τη βοήθεια ενός τρανζίστορ MOS τύπου n (nMOS), αντίστοιχη της υλοποίησης RTL που ήδη παρουσιάσαμε και με παρόμοια αρχή λειτουργίας: Όταν η είσοδος (A) του κυκλώματος βρίσκεται στην κατάσταση του λογικού μηδενός, όταν δηλαδή το δυναμικό της εισόδου είναι μηδενικό, τότε η τάση μεταξύ πύλης (G) και πηγής (S) του τρανζίστορ είναι μηδενική και το nMOS βρίσκεται στην αποκοπή. Τότε η τάση V_{DD} μεταφέρεται ακέραια στην έξοδο (\bar{A}) του κυκλώματος μέσω της αντίστασης φόρτου R. Όταν η είσοδος του κυκλώματος βρίσκεται στην κατάσταση της λογικής μονάδας, όταν δηλαδή το δυναμικό της εισόδου είναι ίσο με V_{DD} , τότε η τάση μεταξύ πύλης (G) και πηγής (S) του τρανζίστορ είναι ίση με V_{DD} και το nMOS βρίσκεται στον κόρο. Τότε η τάση V_{DD} «απομονώνεται» από την έξοδο, στην οποία μεταφέρεται το μηδενικό δυναμικό της πηγής (S) του τρανζίστορ. Για την ακρίβεια, η τάση στην έξοδο όταν αυτή βρίσκεται στην κατάσταση του λογικού μηδενός δίνεται από τη σχέση:

$$V_{\bar{A}} = V_{DD} - I_{DSSat}R \tag{5.3}$$

όπου I_{DSSat} το ρεύμα κόρου του MOSFET, το οποίο υποθέτουμε σταθερό. Επίσης, η αντίσταση της επόμενης βαθμίδας θεωρείται άπειρη.

Η σχέση (5.3) αναδεικνύει το γεγονός πως η μηδενική λογική στάθμη δεν αντιστοιχεί σε απόλυτα μηδενική τιμή τάσης. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να αντιμετωπισθεί με την αντικατάσταση της αντίστασης R με ένα συμπληρωματικό τρανζίστορ MOS (τύπου p - pMOS). Έχουμε, τότε, το κύκλωμα του Σχήματος 5.19, η αρχή λειτουργίας του οποίου έχει ως εξής:

Τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται είναι συμπληρωματικά. Αυτό σημαίνει πως όταν το δυναμικό στην είσοδο (A) του κυκλώματος είναι μηδενικό, τότε το nMOS βρίσκεται στην αποκοπή ενώ το pMOS βρίσκεται στον κόρο. Το αντίθετο συμβαίνει όταν η είσοδος του κυκλώματος βρίσκεται σε δυναμικό V_{DD} . Στη σταθερή κατάσταση (όταν δηλαδή η τιμή της εξόδου έχει σταθεροποιηθεί) ένα εκ των δύο τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή και, άρα, το ρεύμα που τα διαρρέει είναι μηδενικό. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται μηδενική «πτώση» της τάσης τροφοδοσίας που οδηγείται προς την έξοδο του αναστροφέα (V_{DD} ή V_{SS}) και άρα διατήρηση των λογικών σταθμών '1' και



Σχήμα 5.19 Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOT με συμπληρωματικά τρανζίστορ MOS (CMOS)

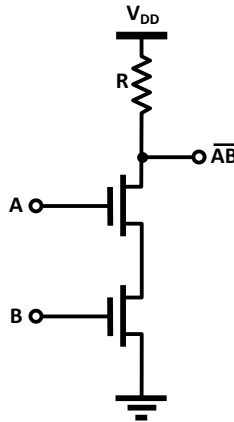
Πίνακας 5.6 Πίνακας αλήθειας πύλης NAND

A	B	$\bar{A} \cdot \bar{B}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

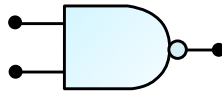
‘0’ στις τιμές V_{DD} και V_{SS} , αντίστοιχα. Η παρατήρηση που αφορά το μηδενικό ρεύμα στη σταθερή κατάσταση (ή, αλλιώς, κατά τη *στατική* λειτουργία του κυκλώματος) αναδεικνύει ένα από τα πλεονεκτήματα της υλοποίησης με συμπληρωματικά MOS (complementary MOS – CMOS) και συγκεκριμένα τη μηδενική στατική κατανάλωση ισχύος. Σε αντίθεση με την υλοποίηση του Σχήματος 5.18 η οποία καταναλώνει ηλεκτρική ισχύ ακόμη και όταν η είσοδος δεν μεταβάλλεται, η υλοποίηση CMOS εμφανίζει πολύ μικρότερη κατανάλωση ισχύος και μόνο όταν το κύκλωμα βρίσκεται σε *δυναμική* λειτουργία (κατά τη διάρκεια της μετάβασης της εξόδου από μια λογική κατάσταση στην άλλη) καθιστώντας την ιδανική για κυκλώματα που απαιτούν μικρή κατανάλωση ισχύος (π.χ. κυκλώματα φορητών υπολογιστών ή κινητών τηλεφώνων).

Η υλοποίηση της πύλης NOT με nMOS και αντίσταση μπορεί να γενικευθεί και για άλλες λογικές πύλες και ψηφιακά κυκλώματα. Η οικογένεια αυτών των κυκλωμάτων ονομάζεται οικογένεια nMOS.

Στο Σχήμα 5.20 παρουσιάζεται η κυκλωματική υλοποίηση μιας πύλης NAND δύο εισόδων της οικογένειας nMOS. Η πύλη αυτή, το κυκλωματικό σύμβολο της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 5.21, παράγει το συμπλήρωμα της λογικής πράξης AND των εισόδων της (A και B), σύμφωνα με τον πίνακα αλήθειας που φαίνεται στον Πίνακα 5.6. Η λειτουργία του κυκλώματος μπορεί να επιβεβαιωθεί ως εξής: Όταν τουλάχιστον μία από τις εισόδους (A και



Σχήμα 5.20 Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NAND της οικογένειας nMOS

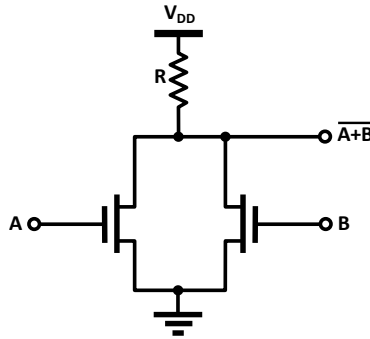


Σχήμα 5.21 Κυκλωματικό σύμβολο πύλης NAND

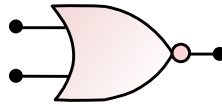
B) βρίσκεται στη μηδενική λογική κατάσταση (γραμμές 1-3 του πίνακα αλήθειας), τότε το αντίστοιχο MOSFET βρίσκεται στην αποκοπή και η τάση V_{DD} μεταφέρεται στην έξοδο μέσω της αντίστασης R. Όταν και οι δύο εισοδοί βρίσκονται στην κατάσταση της λογικής μονάδας (4η γραμμή του πίνακα αλήθειας) τότε και τα δύο MOSFET άγουν οδηγώντας την έξοδο πολύ κοντά στο μηδενικό δυναμικό, σε αναλογία με αυτά που αναφέραμε για την περίπτωση του αναστροφέα της ίδιας οικογένειας. Η σε σειρά σύνδεση των δύο τρανζίστορ (διακοπών) δικαιολογείται άμεσα από τα όσα αναφέραμε σχετικά με την υλοποίηση της πράξης AND στην άλγεβρα των διακοπών. Το γεγονός ότι η έξοδος εμφανίζεται αντεστραμμένη (NAND αντί για AND) προκύπτει από την ύπαρξη της αντίστασης R, η οποία σε συνδυασμό με τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος πραγματοποιεί την πράξη της αναστροφής (του λογικού συμπληρώματος).

Με παρόμοιο τρόπο μπορεί να υλοποιηθεί μια πύλη NOR δύο εισόδων, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 5.22. Η πύλη αυτή, το κυκλωματικό σύμβολο της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 5.23, παράγει το συμπλήρωμα της λογικής πράξης OR επί των εισόδων της (A και B), σύμφωνα με τον πίνακα αλήθειας που φαίνεται στον Πίνακα 5.7.

Η επιβεβαίωση της λειτουργίας του κυκλώματος έχει ως εξής: Όταν τουλάχιστον μία από τις εισόδους (A και B) του κυκλώματος είναι στη λογική κατάσταση της μονάδας (γραμμές 2-4 του πίνακα αλήθειας), τότε το αντίστοιχο MOSFET άγει, οδηγώντας την έξοδο πολύ κοντά στο μηδενικό δυναμικό. Όταν και οι δύο εισοδοί βρίσκονται στην κατάσταση του λογικού μηδενός (1η γραμμή του πίνακα αλήθειας) τότε και τα δύο MOSFET βρίσκονται



Σχήμα 5.22 Κυκλωματική υλοποίηση πύλης NOR της οικογένειας nMOS



Σχήμα 5.23 Κυκλωματικό σύμβολο πύλης NOR

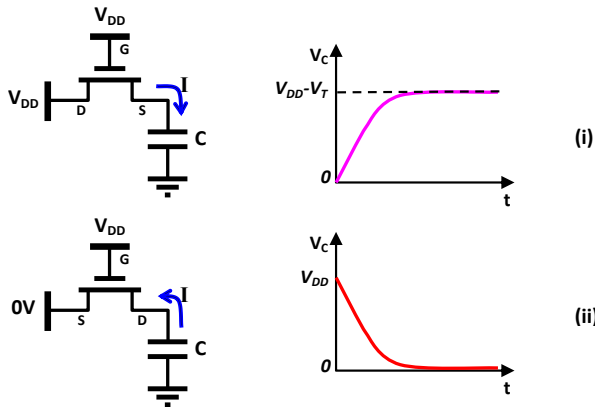
Πίνακας 5.7 Πίνακας αλήθειας πύλης NOR

A	B	$\overline{A+B}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

στην αποκοπή και η τάση V_{DD} μεταφέρεται στην έξοδο μέσω της αντίστασης R. Η παράλληλη σύνδεση των δύο τρανζίστορ δικαιολογείται με βάση όσα αναφέραμε σχετικά με την υλοποίηση της πράξης OR στην άλγεβρα των διακοπών, ενώ η έξοδος εμφανίζεται αντεστραμμένη (NOR αντί για OR) για τον ίδιο λόγο για τον οποίο αυτό συμβαίνει και στην περίπτωση της πύλης NAND της ίδιας οικογένειας.

Για την υλοποίηση ψηφιακών κυκλωμάτων σε ολοκληρωμένη μορφή προτιμάται η χρήση της οικογένειας CMOS για τους εξής λόγους:

Οι λογικές πύλες CMOS δεν απαιτούν τη χρήση αντιστάσεων, η υλοποίηση των οποίων σε ολοκληρωμένη μορφή απαιτεί μεγάλη επιφάνεια. Οι τιμές τάσης των λογικών σταθμών στην οικογένεια CMOS δεν αλλοιώνονται, σύμφωνα με όσα ήδη εξηγήσαμε. Επίσης, τα κυκλώματα της οικογένειας αυτής καταναλώνουν ισχύ μόνο στη δυναμική λειτουργία και όχι στη στατική, με αποτέλεσμα να παρουσιάζουν την μικρότερη κατανάλωση ισχύος σε σύγκριση με όλες τις υπόλοιπες λογικές οικογένειες. Τέλος, οι μικρές διαστάσεις των τρανζίστορ MOS και η δυνατότητα κατασκευής τους σε πολύ μεγάλη πυκνότητα (εξαιτίας της ηλεκτρικής τους απομόνωσης) τα καθιστούν ιδανική επιλογή για την υλοποίηση ολοκληρωμένων ψηφιακών κυκλωμάτων



Σχήμα 5.24 Λειτουργία του τρανζίστορ nMOS σαν διακόπτη

εξαιρετικά μικρών διαστάσεων.

5.4 Υλοποίηση λογικών συναρτήσεων με κυκλώματα CMOS

5.4.1 Το τρανζίστορ nMOS σαν διακόπτης

Θεωρούμε ένα τρανζίστορ nMOS μέσω του οποίου φορτίζεται μια χωρητικότητα C, η οποία προσομοιώνει τη χωρητικότητα εισόδου μιας λογικής πύλης που οδηγείται από το τρανζίστορ που εξετάζουμε, σύμφωνα με το Σχήμα 5.24. Η χωρητικότητα θεωρείται αρχικά αφόρτιστη, ενώ η πόλωση της πύλης γίνεται με τάση V_{DD} , ώστε το τρανζίστορ να άγει (Σχήμα 5.24-i). Ας υποθέσουμε πως η τάση κατωφλίου του nMOS είναι ίση με V_T . Προκειμένου να άγει το τρανζίστορ θα πρέπει να ισχύει:

$$V_{GS} \geq V_T \tag{5.4}$$

Η σχέση (5.4) μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα:

$$V_G - V_S \geq V_T \tag{5.5}$$

Επειδή η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ είναι ίση με V_{DD} , η προηγούμενη σχέση γράφεται:

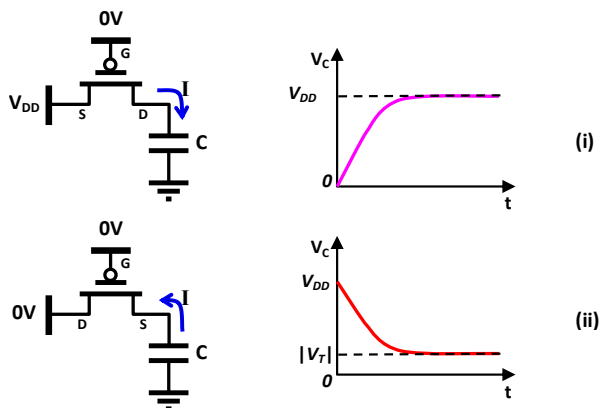
$$V_{DD} - V_S \geq V_T \tag{5.6}$$

ή

$$V_S \leq V_{DD} - V_T \tag{5.7}$$

Από τη σχέση (5.7) μπορούμε να συμπεράνουμε πως η μέγιστη τιμή της τάσης στην πηγή του τρανζίστορ nMOS κατά τη φόρτιση της χωρητικότητας C είναι ίση με:

$$V_S|_{max} = V_C|_{max} = V_{DD} - V_T \tag{5.8}$$



Σχήμα 5.25 Λειτουργία του τρανζίστορ pMOS σαν διακόπτη

(όπου V_C η τάση στα άκρα της χωρητικότητας C) και προφανώς ταυτίζεται με τη μέγιστη τάση φόρτισης της χωρητικότητας αυτής.

Από τα παραπάνω γίνεται φανερό ότι ένα nMOS υποβιβάζει τη λογική μονάδα (V_{DD}) κατά την τάση κατωφλίου του και, επομένως, το nMOS αποτελεί κακό διακόπτη για τη διαβίβαση της λογικής μονάδας.

Ας θεωρήσουμε το ίδιο τρανζίστορ, από το οποίο θα απαιτήσουμε την εκφόρτιση της χωρητικότητας C η οποία υποτίθεται φορτισμένη αρχικά σε τάση V_{DD} (Σχήμα 5.24-ii). Παρατηρούμε πως πάντοτε θα ισχύει⁴:

$$V_{GS} = V_{DD} > V_T \quad (5.9)$$

Αφού, λοιπόν, είναι $V_{GS} > V_T$, το τρανζίστορ θα άγει διαρκώς μέχρι την πλήρη εκφόρτιση της χωρητικότητας, έως ότου δηλαδή η τάση V_C στα άκρα της μηδενιστεί.

Από τα παραπάνω γίνεται φανερό ότι ένα nMOS αποτελεί ιδανικό διακόπτη για τη διαβίβαση του λογικού μηδενός (V_{SS}).

5.4.2 Το τρανζίστορ pMOS σαν διακόπτης

Θεωρούμε ένα τρανζίστορ pMOS μέσω του οποίου φορτίζεται μια χωρητικότητα C , η οποία προσομοιώνει τη χωρητικότητα εισόδου μιας λογικής πύλης που οδηγείται από το τρανζίστορ που εξετάζουμε, σύμφωνα με το Σχήμα 5.25. Η χωρητικότητα αυτή θεωρείται αρχικά αφόρτιστη, ενώ η πόλωση της πύλης του τρανζίστορ γίνεται με μηδενική τάση ώστε αυτό να άγει (Σχήμα 5.25-i). Ας υποθέσουμε πως η τάση κατωφλίου του pMOS είναι ίση με V_T ⁵.

⁴Αξίζει να προσέξουμε ότι η αλλαγή της πόλωσης της πύλης οδηγεί στην εναλλαγή του ρόλου των ακροδεκτών πηγής (S) και εκροής (D), σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση. Ας θυμηθούμε, άλλωστε, πως το τρανζίστορ MOS είναι διάταξη συμμετρική.

⁵Θυμίζουμε πως η τάση κατωφλίου ενός τρανζίστορ pMOS είναι αρνητική.

Η τάση V_{GS} μεταξύ πύλης και πηγής είναι, για την περίπτωση που εξετάζουμε, σταθερή και ίση με V_{DD} . Άρα, θα ισχύει:

$$V_{GS} = -V_{DD} < V_T \quad (5.10)$$

και το τρανζίστορ pMOS θα άγει διαρκώς, ανεξάρτητα από την τιμή του δυναμικού της εκροής, μέχρι την πλήρη φόρτιση του πυκνωτή σε τάση $V_C = V_{DD}$.

Από τα παραπάνω γίνεται φανερό ότι ένα pMOS αποτελεί ιδανικό διακόπτη για τη διαβίβαση της λογικής μονάδας (V_{DD}). Ας θεωρήσουμε το ίδιο τρανζίστορ, από το οποίο θα απαιτήσουμε την εκφόρτιση της χωρητικότητας C η οποία υποτίθεται φορτισμένη αρχικά σε τάση V_{DD} (Σχήμα 5.25-ii). Προκειμένου να άγει το τρανζίστορ θα πρέπει να ισχύει:

$$V_{GS} \leq V_T \quad (5.11)$$

Η σχέση (5.11) μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα:

$$V_G - V_S \leq V_T \quad (5.12)$$

Επειδή η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ είναι ίση με 0V, η σχέση (5.12) γράφεται:

$$0 - V_S \leq V_T \quad (5.13)$$

ή

$$V_S \geq -V_T = |V_T| \quad (5.14)$$

Από τη σχέση (5.14) μπορούμε να συμπεράνουμε πως η ελάχιστη τιμή της τάσης στην πηγή του τρανζίστορ pMOS κατά τη φόρτιση της χωρητικότητας C είναι ίση με:

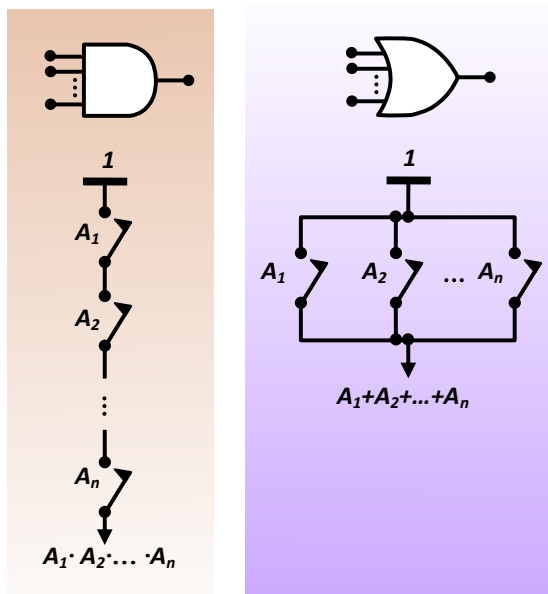
$$V_S|_{min} = V_C|_{min} = |V_T| \quad (5.15)$$

(όπου V_C η τάση στα άκρα της χωρητικότητας C) και προφανώς ταυτίζεται με την ελάχιστη τάση εκφόρτισης της χωρητικότητας αυτής.

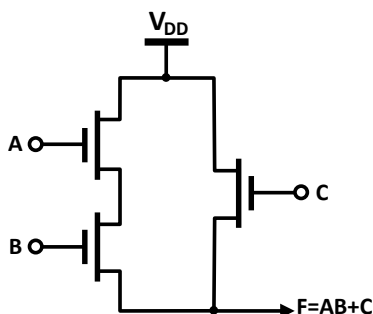
Από τα παραπάνω γίνεται φανερό ότι ένα τρανζίστορ pMOS αναβιβάζει το λογικό μηδέν κατά την απόλυτη τιμή της τάσης κατωφλίου του και, επομένως, το pMOS αποτελεί κακό διακόπτη για τη διαβίβαση του λογικού μηδενός.

5.4.3 Υλοποίηση λογικών συναρτήσεων

Πριν προχωρήσουμε στην κυκλωματική υλοποίηση μιας λογικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS, ας θυμηθούμε από την άλγεβρα των διακοπών πως μια πύλη AND η εισόδων υλοποιείται με τη σύνδεση σε σειρά n λογικών διακοπών, ενώ μια πύλη OR με την παράλληλη σύνδεση διακοπών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.26. Εκμεταλλευόμενοι την ιδιότητα που έχει το τρανζίστορ MOS να μπορεί να συμπεριφέρεται σαν διακόπτης, ας προσπαθήσουμε να υλοποιήσουμε μια λογική συνάρτηση, για παράδειγμα την $F=AB+C$.



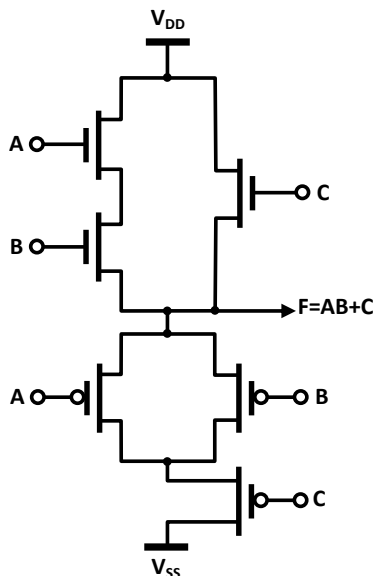
Σχήμα 5.26 Υλοποίηση πυλών AND και OR με διακόπτες



Σχήμα 5.27 Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (1/4)

Σε πρώτη προσέγγιση θα θεωρήσουμε τα τρανζίστορ ως ιδανικούς διακόπτες⁶. Είναι φανερό πως, με τη βοήθεια της άλγεβρας διακοπών, μπορούμε να υλοποιήσουμε τη συνάρτηση F χρησιμοποιώντας τρανζίστορ nMOS κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 5.27. Το κύκλωμα αυτό παρουσιάζει ένα σημαντικό μειονέκτημα: Όταν $A=B=C=0$, τότε η έξοδος γίνεται απροσδιόριστη. Το τελευταίο μπορεί να γίνει αντιληπτό αν θεωρήσουμε ότι στην έξοδο συνδέουμε μια χωρητικότητα. Αν η χωρητικότητα αυτή έχει φορτισθεί κατά τη διάρκεια μιας προηγούμενης φάσης λειτουργίας του κυκλώ-

⁶Ένας διακόπτης ονομάζεται ιδανικός αν, όντας στην κατάσταση ON, εμφανίζει μηδενική διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών του. Μεταβιβάζει, δηλαδή, αναλλοίωτο το δυναμικό από τον έναν ακροδέκτη στον άλλο.



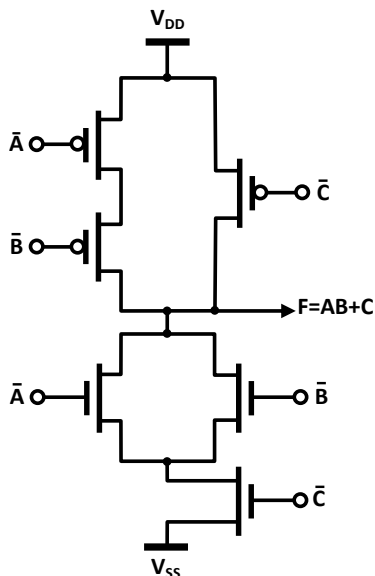
Σχήμα 5.28 Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (2/4)

ματος (π.χ. όταν $A=B=C=1$), με τη νέα κατάσταση $A=B=C=0$ θα διατηρήσει το φορτίο της αφού δεν υπάρχει διέξοδος εκφόρτισης (όλοι οι διακόπτες θα είναι ανοικτοί). Αυτό συνεπάγεται λογικό σφάλμα στη λειτουργία του κυκλώματος, γιατί θα είναι $F=1$ όταν $A=B=C=0$.

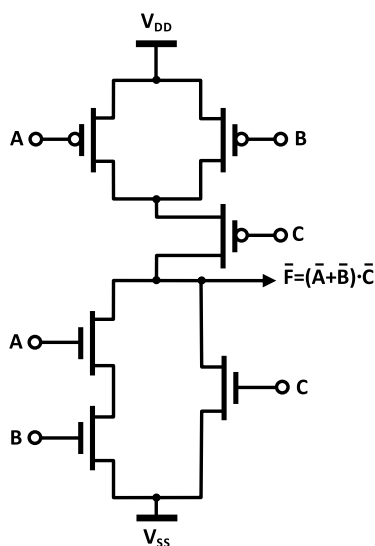
Το προηγούμενο πρόβλημα μπορεί να διορθωθεί με την τροποποίηση του κυκλώματος κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 5.28. Στο βελτιωμένο κύκλωμα έχουμε προσθέσει ένα επιπλέον τμήμα (που υλοποιεί το συμπλήρωμα F της F) το οποίο εξασφαλίζει την αναγκαία για την εκφόρτιση της εξόδου διέξοδο. Αν και το κύκλωμα φαίνεται να λειτουργεί σωστά, δεν χρησιμοποιείται στην πράξη. Ο λόγος μπορεί να γίνει αντιληπτός εάν εγκαταλείψουμε τη θεώρηση των ιδανικών διακοπών και να θυμηθούμε πως τα τρανζίστορ MOS αποτελούν ιδανικούς διακόπτες μόνο σε ορισμένες περιπτώσεις. Όπως είδαμε στις προηγούμενες παραγράφους, τα nMOS μεταβιβάζουν άριστα μόνο τη λογική μονάδα, ενώ τα pMOS μόνο το λογικό μηδέν. Στο προηγούμενο, όμως, κύκλωμα το δικτύωμα των nMOS είναι υπεύθυνο για τη μεταφορά της τάσης V_{DD} στην έξοδο ενώ το δικτύωμα των pMOS για τη μεταφορά της τάσης V_{SS} , αλλοιώνοντας τις λογικές στάθμες στην έξοδο.

Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με το κύκλωμα του Σχήματος 5.29. Το κύκλωμα προκύπτει με εναλλαγή του τύπου των τρανζίστορ και οδήγησή τους από τα συμπληρώματα των αντίστοιχων μεταβλητών. Με τον τρόπο αυτό, τα μεν pMOS μεταφέρουν στην έξοδο τη λογική μονάδα της οποίας αποτελούν ιδανικούς διαβιβαστές, ενώ, παρόμοια, τα nMOS χειρίζονται το λογικό μηδέν.

Μια ισοδύναμη αντιμετώπιση, που απαιτεί λιγότερες εξαγωγές συμπληρωμάτων, είναι αυτή του Σχήματος 5.30. Μπορούμε να παρατηρήσουμε πως



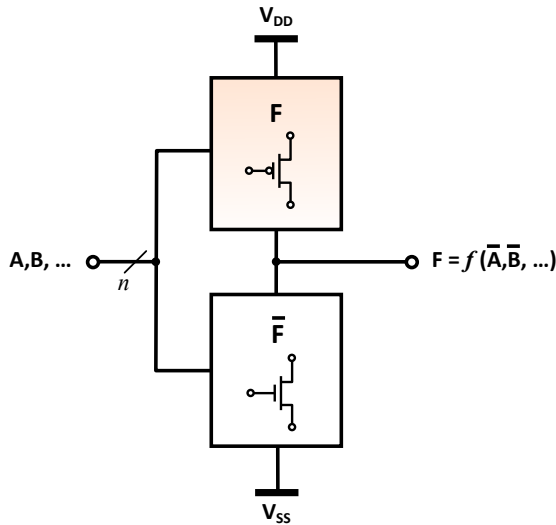
Σχήμα 5.29 Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (3/4)



Σχήμα 5.30 Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (4/4)

συναρτήσεις που περιέχουν μόνο συμπληρώματα μεταβλητών είναι άμεσα υλοποιήσιμες από ένα κύκλωμα CMOS ενώ συναρτήσεις που περιέχουν και μη συμπληρωματικές μεταβλητές απαιτούν προηγούμενη εξαγωγή των συμπληρωμάτων με τη χρήση αναστροφών.

Στη γενική περίπτωση, η υλοποίηση μιας λογικής συνάρτησης σε τεχνο-



Σχήμα 5.31 Μέθοδος υλοποίησης λογικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS

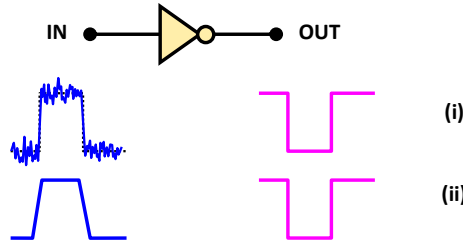
λογία CMOS ακολουθεί τα εξής βήματα:

- Με μετασχηματισμούς της άλγεβρας Boole φέρνουμε τη συνάρτηση σε κατάλληλη μορφή, τέτοια που να περιέχει μόνο συμπληρωματικούς παράγοντες, γιατί με τον τρόπο αυτό απαιτούνται λιγότεροι αναστροφείς και άρα λιγότερα τρανζίστορ.
- Σχεδιάζουμε το κύκλωμα στη μορφή του Σχήματος 5.31 με βάση όσα ήδη αναφέραμε. Αξίζει να επαναλάβουμε ότι:
 - Το τμήμα F υλοποιείται με τρανζίστορ pMOS και τροφοδοτείται από την τάση V_{DD} .
 - Το τμήμα \bar{F} υλοποιείται με nMOS και τροφοδοτείται από την τάση V_{SS} .
 - Τα τρανζίστορ οδηγούνται από τους «πρωτογενείς» παράγοντες και όχι από τους συμπληρωματικούς τους.

5.5 Πρακτικά θέματα

5.5.1 Ανοχή στις διακυμάνσεις των εισόδων

Οι κυριότερες απαιτήσεις που αφορούν ένα λογικό κύκλωμα επιβάλλουν την απόρριψη του θορύβου στην είσοδό του και την άμβλυνση των χρονικών καθυστερήσεων μεταξύ εισόδου και εξόδου. Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε με συντομία την συμπεριφορά ενός αναστροφέα ως προς τον θόρυβο και ως προς μη ιδανικά σήματα τα οποία εφαρμόζονται στην είσοδό του.



Σχήμα 5.32 Ιδανική συμπεριφορά αναστροφέα

Στο Σχήμα 5.32 φαίνεται η συμπεριφορά ενός αναστροφέα ο οποίος ικανοποιεί τις προηγούμενες απαιτήσεις, εξασφαλίζει δηλαδή ανοχή στον θόρυβο και στις καθυστερήσεις μετάβασης της εισόδου του μεταξύ των λογικών σταθμών. Πιο συγκεκριμένα, όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από το Σχήμα 5.32-i, ο θόρυβος στην κυματομορφή εισόδου (IN) δεν εμφανίζεται στην κυματομορφή εξόδου (OUT) και, επιπλέον, δεν οδηγεί στην εμφάνιση ψηφιακών σφαλμάτων⁷.

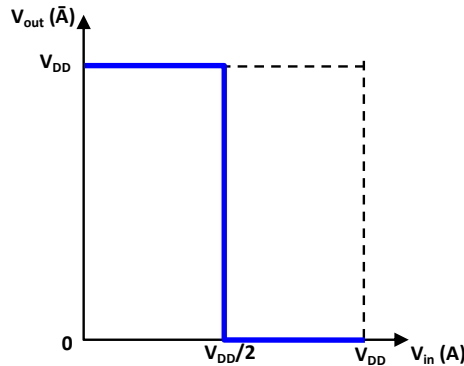
Το Σχήμα 5.32-ii απεικονίζει μια μη ιδανική ψηφιακή κυματομορφή, η οποία εφαρμόζεται στην είσοδο ενός αναστροφέα. Η «μη ιδανικότητα» της κυματομορφής αυτής έγκειται στο γεγονός ότι η μετάβαση από τη μία λογική στάθμη στην άλλη δεν είναι ακαριαία, αλλά μεσολαβεί ένα χρονικό διάστημα (ανόδου ή καθόδου, όπως θα δούμε αναλυτικότερα στην επόμενη παράγραφο). Στην περίπτωση ιδανικού αναστροφέα, οι καθυστερήσεις μετάβασης της κυματομορφής εισόδου δεν επηρεάζουν την αντίστοιχη κυματομορφή στην έξοδο του κυκλώματος, η οποία παραμένει ιδανική (με μηδενικούς, δηλαδή, χρόνους μετάβασης) κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 5.32-ii.

Οι πιο πάνω απαιτήσεις επιτυγχάνονται αν η χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς του κυκλώματος αναστροφής προσεγγίζει τη μορφή εκείνης ενός ιδανικού αναστροφέα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.33, για τους λόγους που θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Προηγουμένως, θα πρέπει να παρατηρήσουμε πως η χαρακτηριστική μεταφοράς του ιδανικού αναστροφέα περιγράφεται, με μαθηματικούς όρους, ως εξής:

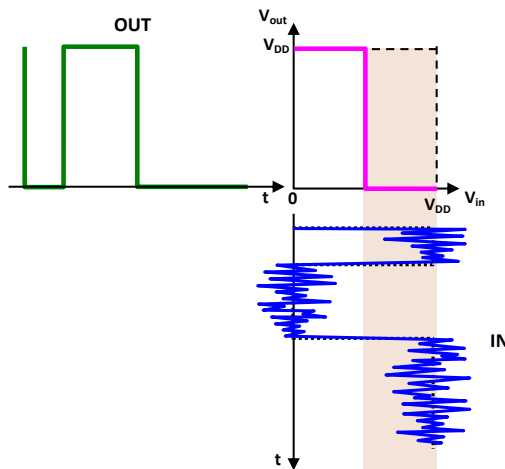
$$V_{OUT} = \begin{cases} V_{DD}, & V_{IN} \leq \frac{V_{DD}}{2} \\ 0, & V_{IN} > \frac{V_{DD}}{2} \end{cases} \quad (5.16)$$

Η τιμή της τάσης εισόδου (V_{IN}) στην οποία η έξοδος μεταπίπτει από τη μία λογική στάθμη στην άλλη επιλέγεται ίση με $V_{DD}/2$ ώστε να εξασφαλισθεί η ανοσία της εξόδου στον θόρυβο, ενώ η κλίση της χαρακτηριστικής μεταφοράς στο σημείο που αντιστοιχεί στην πιο πάνω τιμή είναι άπειρη (η

⁷Γενικά, ψηφιακά σφάλματα έχουμε όταν στην έξοδο ενός ψηφιακού κυκλώματος εμφανίζεται το συμπλήρωμα της αναμενόμενης τιμής μιας λογικής στάθμης.



Σχήμα 5.33 Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικού αναστροφέα

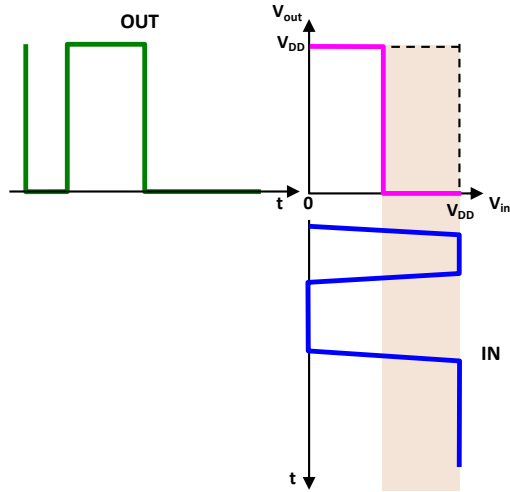


Σχήμα 5.34 Έξοδος ιδανικού αναστροφέα με ενθόρυβη είσοδο

χαρακτηριστική είναι κατακόρυφη) ώστε να εξασφαλίζονται οι επιθυμητοί μηδενικοί χρόνοι μετάβασης της κυματομορφής εξόδου.

Πράγματι, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.34, τιμές τάσης θορύβου μικρότερες κατ' απόλυτη τιμή από $V_{DD}/2$ είναι αδύνατο να επηρεάσουν την έξοδο του ιδανικού αναστροφέα. Είναι προφανές ότι με κατάλληλη επιλογή της τάσης V_{DD} ο θόρυβος μπορεί να εξαλειφθεί απόλυτα. Επιπλέον, από το Σχήμα 5.35 μπορούμε να επιβεβαιώσουμε πως, στην περίπτωση ιδανικού αναστροφέα, οι χρονικές καθυστερήσεις μετάβασης στο σήμα εισόδου δεν επηρεάζουν αντίστοιχα το σήμα εξόδου.

Με βάση τα προηγούμενα, μπορούμε να καταλήξουμε στο συμπέρασμα πως η σύγκριση της χαρακτηριστικής μεταφοράς ενός πραγματικού αναστροφέα με εκείνη του ιδανικού αναστροφέα που ήδη παρουσιάσαμε μπορεί να οδηγήσει σε χρήσιμα συμπεράσματα ως προς τη λειτουργία και τις επιδόσεις του κυκλώματος. Το ίδιο ισχύει και για όλα τα κυκλώματα λογικών



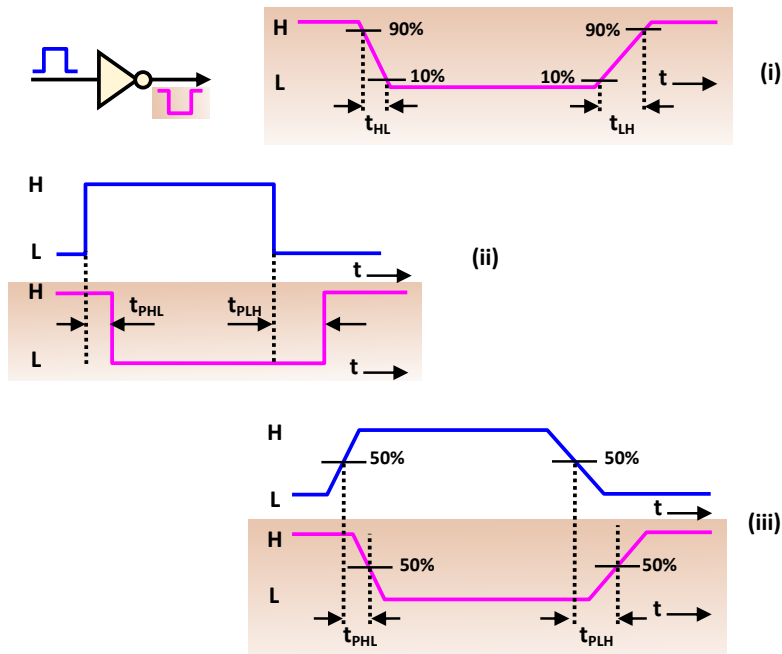
Σχήμα 5.35 Έξοδος ιδανικού αναστροφέα με μη ιδανική κυματομορφή εισόδου

πυλών, με τη διαφορά πως – στη γενική περίπτωση – μια έξοδος θα επηρεάζεται από ένα πλήθος εισόδων, οπότε θα πρέπει κάποιος να μελετήσει τις επιμέρους χαρακτηριστικές (την εξάρτηση, δηλαδή, της συγκεκριμένης εξόδου ως προς κάποια συγκεκριμένη είσοδο, διατηρώντας σταθερές τις λογικές στάθμες στις υπόλοιπες εισόδους), πράγμα πολύπλοκο για πύλες ή κυκλώματα με μεγάλο αριθμό εισόδων.

5.5.2 Ταχύτητα

Η ευκινησία των ηλεκτρικών φορέων σε κάθε ηλεκτρονική διάταξη είναι πεπερασμένη. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με την παρουσία των παρασιτικών χωρητικότητων τόσο της ίδιας της διάταξης όσο και του κυκλώματος φόρτου θέτουν περιορισμούς στην ταχύτητα μιας λογικής πύλης και, κατ' επέκταση, ενός ψηφιακού κυκλώματος. Ας θεωρήσουμε το παράδειγμα του αναστροφέα του Σχήματος 5.36, στην είσοδο του οποίου θα υποθέσουμε πως εφαρμόζεται ένας ιδανικός ορθογώνιος παλμός (Σχήμα 5.36-i). Για τους λόγους που αναφέραμε, η απόκριση της εξόδου του αναστροφέα δεν θα είναι ακαριαία. Τουναντίον, η έξοδος του κυκλώματος θα εμφανίζει μια καθυστέρηση κατά τη μετάβασή της μεταξύ των δύο λογικών σταθμών (L και H)⁸, όπως υποδεικνύει το διάγραμμα του Σχήματος 5.36-i. Επιπλέον, εκτός της καθυστέρησης μετάβασης (transition delay), θα εμφανίζεται και μια χρονική υστέρηση μεταξύ της αλλαγής λογικής κατάστασης στην είσοδο (ή σε μια εκ των εισόδων) ενός ψηφιακού κυκλώματος και της αντίστοιχης αλλαγής κατάστασης στην έξοδο, όπως υποδεικνύεται στα Σχήματα 5.36-ii και -iii. Στην

⁸Συχνά για τις λογικές στάθμες '0' και '1' χρησιμοποιούνται οι ισοδύναμοι συμβολισμοί 'L' (από το Low) και 'H' (από το High), αντίστοιχα.



Σχήμα 5.36 Χρόνοι μετάβασης και καθυστέρησης εξόδου ψηφιακού κυκλώματος

περίπτωση αυτή αναφερόμαστε στην *καθυστέρηση διάδοσης* (propagation delay) της λογικής πύλης ή του ψηφιακού κυκλώματος.

Για την ποσοτική περιγραφή της πιο πάνω συμπεριφοράς χρησιμοποιούμε τους ακόλουθους χρόνους, οι τιμές των οποίων καθορίζουν και την *ταχύτητα* ενός ψηφιακού κυκλώματος:

- Χρόνος μετάβασης εξόδου από τη λογική μονάδα (H) στο λογικό μηδέν (L) [ή χρόνος καθόδου] - t_{HL} .

Ορίζεται ως το χρονικό διάστημα που απαιτείται προκειμένου η έξοδος ενός ψηφιακού κυκλώματος να μεταβεί από την τιμή που αντιστοιχεί στο 90% της διαφοράς δυναμικού μεταξύ της λογικής μονάδας και του λογικού μηδενός στην τιμή που αντιστοιχεί στο 10% της ίδιας διαφοράς δυναμικού (Σχήμα 5.36-i).

- Χρόνος μετάβασης εξόδου από το λογικό μηδέν (L) στη λογική μονάδα (H) [ή χρόνος ανόδου]- t_{LH} .

Ορίζεται ως το χρονικό διάστημα που απαιτείται προκειμένου η έξοδος ενός ψηφιακού κυκλώματος να μεταβεί από την τιμή που αντιστοιχεί στο 10% της διαφοράς δυναμικού μεταξύ της λογικής μονάδας και του λογικού μηδενός στην τιμή που αντιστοιχεί στο 90% της ίδιας διαφοράς δυναμικού (Σχήμα 5.36-i).

- Χρόνος καθυστέρησης κατά τη μετάβαση της εξόδου από τη λογική μονάδα (H) στο λογικό μηδέν (L) [ή χρόνος καθυστέρησης καθόδου] – t_{PHL} .

Στην ιδανική περίπτωση όπου οι χρόνοι ανόδου και καθόδου των κυματομορφών εισόδου και εξόδου ενός ψηφιακού κυκλώματος είναι μηδενικοί, τότε ο χρόνος καθυστέρησης καθόδου ορίζεται ως το χρονικό διάστημα που μεσολαβεί μεταξύ της χρονικής στιγμής κατά την οποία πραγματοποιείται η μετάβαση της εισόδου του κυκλώματος από μια λογική κατάσταση στην άλλη, και της χρονικής στιγμής κατά την οποία παρατηρείται μετάβαση στην έξοδο από το λογικό μηδέν στη λογική μονάδα, προκαλούμενη από τη μετάβαση της εισόδου (Σχήμα 5.36-ii). Στην περίπτωση μη ιδανικών μεταβάσεων οι χρονικές στιγμές που ορίζουν την καθυστέρηση καθόδου αντιστοιχούν στο 50% της διαφοράς δυναμικού μεταξύ των δύο λογικών σταθμών του κυκλώματος (Σχήμα 5.36-iii).

- Χρόνος μετάβασης εξόδου από το λογικό μηδέν (L) στη λογική μονάδα (H) [ή χρόνος καθυστέρησης ανόδου] – t_{PLH} .

Στην ιδανική περίπτωση όπου οι χρόνοι ανόδου και καθόδου των κυματομορφών εισόδου και εξόδου ενός ψηφιακού κυκλώματος είναι μηδενικοί, ο χρόνος καθυστέρησης ανόδου ορίζεται ως το χρονικό διάστημα που μεσολαβεί μεταξύ της χρονικής στιγμής κατά την οποία πραγματοποιείται η μετάβαση της εισόδου του κυκλώματος από μια λογική κατάσταση στην άλλη, και της χρονικής στιγμής κατά την οποία παρατηρείται μετάβαση στην έξοδο από τη λογική μονάδα στο λογικό μηδέν, προκαλούμενη από τη μετάβαση της εισόδου (Σχήμα 5.36-ii). Στην περίπτωση μη ιδανικών μεταβάσεων οι χρονικές στιγμές που ορίζουν την καθυστέρηση ανόδου αντιστοιχούν στο 50% της διαφοράς δυναμικού μεταξύ των δύο λογικών σταθμών του κυκλώματος (Σχήμα 5.36-iii).

Οι χρόνοι t_{HL} και t_{LH} δεν ταυτίζονται απαραίτητα. Το ίδιο ισχύει και για τους t_{PHL} και t_{PLH} . Είναι, επίσης, φανερό πως όσο μικρότεροι είναι όλοι οι πιο πάνω χρόνοι τόσο «ταχύτερο» είναι ένα ψηφιακό κύκλωμα. Για περισσότερα στοιχεία σχετικά με τις επιδόσεις των ψηφιακών κυκλωμάτων και τις τεχνικές οι οποίες χρησιμοποιούνται για τη βελτίωση αυτών των επιδόσεων παραπέμπουμε τον αναγνώστη στη σχετική βιβλιογραφία [8, 9].

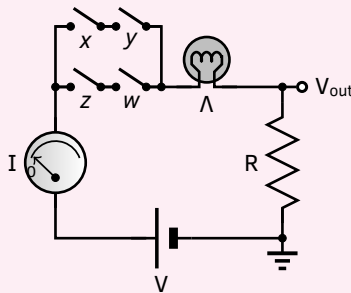
5.6 Κριτήρια αξιολόγησης

● Κριτήριο Αξιολόγησης 5.1.

Να σχεδιάσετε κύκλωμα μηχανικών διακοπών το οποίο να επιβεβαιώνει την ταυτότητα $x + \bar{x} = 1$ και να εξηγήσετε τη λειτουργία του.

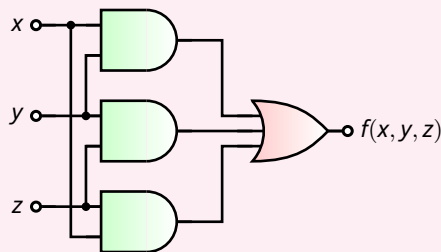
● Κριτήριο Αξιολόγησης 5.2.

Έστω το κύκλωμα διακοπών του σχήματος. Να προσδιορίσετε τη λογική συνάρτηση την οποία υλοποιεί.



● Κριτήριο Αξιολόγησης 5.3.

Έστω το κύκλωμα με λογικές πύλες του σχήματος. Να βρεθεί ισοδύναμο κύκλωμα με μηχανικούς διακόπτες. Ποια θα μπορούσε να είναι η χρησιμότητα του συγκεκριμένου κυκλώματος;



● Κριτήριο Αξιολόγησης 5.4.

Να σχεδιάσετε μια πύλη NAND δύο εισόδων σε τεχνολογία CMOS.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 5.5.

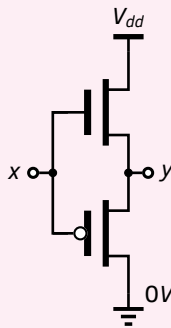
Να σχεδιάσετε μια πύλη NOR δύο εισόδων σε τεχνολογία CMOS.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 5.6.

Δίνεται η λογική συνάρτηση $f(x, y, z, w) = (x + \bar{y})z\bar{w}$. Να σχεδιάσετε κύκλωμα CMOS το οποίο να την υλοποιεί.



● Κριτήριο Αξιολόγησης 5.7.

Δίνεται το κύκλωμα του σχήματος. Να βρεθεί η έκφραση της λογικής συνάρτησης η οποία περιγράφει την έξοδο του y , να επισημανθούν τυχόν πρακτικά προβλήματα τα οποία αφορούν τη λειτουργία του και να προταθεί εναλλακτική υλοποίηση η οποία να τα αντιμετωπίζει.




**5.7 Βιβλιογραφία 5^{ου} κεφαλαίου**

- [1] S. Givant και P. Halmos. *Introduction to Boolean Algebras*. Springer, 2009.
- [2] R.G. Lyons. *Understanding Digital Signal Processing*. Pearson Education, 2010.
- [3] M.J.M. Pelgrom. *Analog-to-Digital Conversion*. Springer, 2012.
- [4] M. Mano και M.D. Ciletti. *Digital Design*. Pearson – Prentice Hall, 2012.
- [5] M.D. Ercegovac και T. Lang. *Digital Arithmetic*. Morgan Kaufmann, 2004.
- [6] Κ. Καρούμπαλος. *Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και εφαρμογές*. εκδ. Βασδέκη, Αθήνα, 1979.
- [7] S.S. Haykin. *Communication Systems*. Wiley, 2001.
- [8] N.H.E. Weste και K. Eshraghian. *Principles of CMOS VLSI design: A systems perspective*. Addison-Wesley, 1985.
- [9] S.M. Kang και Y. Leblebici. *CMOS Digital Integrated Circuits Analysis & Design*. McGraw-Hill, 2003.

5.8 Διαδραστικά στοιχεία

5.1	Άλγεβρα διακοπών	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο παρουσιάζει μια διάταξη μηχανικών διακοπών η οποία υλοποιεί συγκεκριμένη λογική συνάρτηση. Ο αναγνώστης έχει τη δυνατότητα να εναλλάσσει την κατάσταση των διακοπών και να παρατηρεί το αποτέλεσμα μέσω ενδεικτικής λυχνίας.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 5 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

5.9 Οπτικοακουστικό υλικό

5.1	Χαρακτηριστική μεταφοράς αναστροφεία	 Video
<p>Σε αυτό το video παρουσιάζεται η παραγωγή της χαρακτηριστικής μεταφοράς ενός αναστροφεία με μετρήσεις ολοκληρωμένης πύλης NOT στο εργαστήριο.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 5 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p> <p>Εναλλακτικά, μπορείτε να δείτε το video στο .</p>		

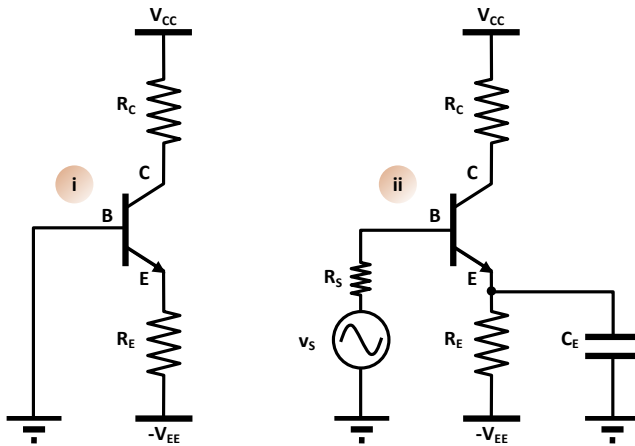
■ Σύνοψη

Η ενίσχυση αποτελεί τη σημαντικότερη ίσως εφαρμογή των τρανζίστορ στο πεδίο των αναλογικών ηλεκτρονικών. Το κεφάλαιο εστιάζεται στην παρουσίαση μονόπλευρων αλλά και διαφορικών τοπολογιών ενίσχυσης τάσης με τη χρήση διπολικών τρανζίστορ. Πραγματεύεται, επίσης, τους τελεστικούς ενισχυτές και τις χαρακτηριστικότερες εφαρμογές τους.

■ Προαπαιτούμενη γνώση

Για την κατανόηση της ύλης του κεφαλαίου απαιτείται γνώση των αρχών πόλωσης των διπολικών τρανζίστορ, καθώς και των ισοδύναμων κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται για την AC ανάλυση κυκλωμάτων με τρανζίστορ του συγκεκριμένου τύπου. Απαραίτητη είναι, επίσης, η εξοικείωση με τις βασικές αρχές ανάλυσης κυκλωμάτων.

Ενα από τα κυριότερα προβλήματα τα οποία ανακύπτουν κατά τη μετάδοση ηλεκτρικών σημάτων, ιδιαίτερα σε μεγάλες αποστάσεις, είναι η *εξασθένηση*. Η εξασθένηση – η οποία, στην περίπτωση της ενσύρματης μετάδοσης, μπορεί να οφείλεται στην αντίσταση των μεταλλικών αγωγών – προκαλεί τη μείωση του πλάτους των διακινούμενων ηλεκτρικών σημάτων δημιουργώντας προβλήματα στην αναπαραγωγή της πληροφορίας στον δέκτη. Ενδεικτικό παράδειγμα αποτελεί η περίπτωση της τηλεφωνίας, όπου ένα εξασθενημένο σήμα στην τηλεφωνική συσκευή του καλούμενου συνδρομητή θα δίνει ακουστικό σήμα μικρής έντασης. Το πρόβλημα της εξασθένησης μπορεί να αντιμετωπισθεί με τη χρήση *ενισχυτών* (amplifiers), οι οποίοι αποκαθιστούν τη στάθμη του ηλεκτρικού σήματος στην αρχική ή στην επιθυμητή τιμή.



Σχήμα 6.1 Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία

Ανάλογα με το χαρακτηριστικό του σήματος το οποίο καλούνται να ενισχύσουν, οι ενισχυτές διακρίνονται σε ενισχυτές τάσης, ρεύματος, ή ισχύος. Στο κεφάλαιο αυτό θα μας απασχολήσουν τοπολογίες ενισχυτών τάσης, για τη σχεδίαση των οποίων θα αξιοποιήσουμε την γνωστή ιδιότητα του διπολικού τρανζίστορ να μπορεί να εμφανίσει απολαβή ρεύματος εφόσον πολωθεί κατάλληλα στην ενεργό περιοχή λειτουργίας του. Θα διερευνήσουμε, επίσης, τα πλεονεκτήματα των *διαφορικών* (differential) τοπολογιών ενίσχυσης τάσης και θα μελετήσουμε μια χαρακτηριστική εφαρμογή διαφορικής τοπολογίας που είναι ο *τελεστικός ενισχυτής* (operational amplifier).

Η χρήση των τρανζίστορ σε κυκλώματα ενισχυτών καλύπτει μεγάλο εύρος εφαρμογών, όπως ενισχυτές τηλεπικοινωνιακών σημάτων, ενισχυτές υψηλών συχνοτήτων, ενισχυτές για εφαρμογές ήχου, κ.λπ. Η κάλυψη όλου του εύρους αυτών των εφαρμογών είναι αδύνατη στα στενά πλαίσια αυτού του κεφαλαίου. Για περαιτέρω εμβάθυνση, ο αναγνώστης ενθαρρύνεται να ανατρέξει στη σχετική βιβλιογραφία [1–3].

6.1 Ενισχυτής κοινού εκπομπού

Σε προηγούμενο κεφάλαιο εξετάσαμε διάφορους τρόπους ευσταθούς πόλωσης του διπολικού τρανζίστορ, προκειμένου αυτό να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή. Έχοντας εξασφαλίσει την πόλωση στο κατάλληλο σημείο ηρεμίας, μπορούμε με την εφαρμογή σήματος να πάρουμε ένα κύκλωμα ενισχυτή. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε κυκλώματα *ενισχυτών κοινού εκπομπού* (common emitter amplifiers), εξαιτίας των ευρύτατων εφαρμογών τους.

6.1.1 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα πόλωσης με δύο πηγές τροφοδοσίας (dual supply) του Σχήματος 6.1-ι. Πρόκειται, προφανώς, για ένα κύκλωμα κοινής

βάσης αφού η βάση είναι γειωμένη. Το προς ενίσχυση σήμα (v_s) μπορεί να εφαρμοστεί απευθείας στη βάση του τρανζίστορ, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 6.1-ii, όπου η AC πηγή τάσης παράγει το εφαρμοζόμενο σήμα v_s ενώ η αντίσταση R_S αντιστοιχεί στην εσωτερική αντίσταση της AC πηγής τάσης και η τιμή της μπορεί να θεωρηθεί πολύ μικρή. Πρόκειται για ένα κύκλωμα ενισχυτή άμεσης σύζευξης (direct coupling) του σήματος εισόδου, σε αντίθεση με κυκλώματα που χρησιμοποιούν πυκνωτή σύζευξης, όπως θα δούμε στη συνέχεια. Δεδομένου ότι το ρεύμα της βάσης είναι πολύ μικρό, η πηγή σήματος μπορεί να «ανεχθεί» το μικρό αυτό ρεύμα καθιστώντας εφικτή την άμεση σύζευξη.

Προκειμένου το κύκλωμα να λειτουργεί ως κύκλωμα κοινού εκπομπού ως προς το εφαρμοζόμενο σήμα, χρησιμοποιούμε τον πυκνωτή παράκαμψης (ή διαρροής - bypass capacitor) C_E . Η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή αυτού επιλέγεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε η πτώση τάσης στα άκρα του να είναι πολύ μικρότερη σε σχέση με τη δυναμική αντίσταση του εκπομπού (r_E), ώστε πρακτικά να αποτελεί βραχυκύκλωμα για τις συχνότητες του σήματος v_s . Η δυναμική αντίσταση του εκπομπού r_E αντιστοιχεί στη δυναμική αντίσταση της επαφής βάσης – εκπομπού και προκύπτει από τη σχέση:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_E} = \frac{V_\theta}{I_{EQ}} = \frac{25mV}{I_{EQ}} \quad (6.1)$$

σύμφωνα με τις σχέσεις (2.4) - (2.6).

Πιο συγκεκριμένα, θα πρέπει να ισχύει:

$$r_E \gg \frac{1}{2\pi f_{min} C_E} \quad (6.2)$$

όπου f_{min} η ελάχιστη συχνότητα του σήματος v_s ¹.

Η σχέση (6.2) μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα ως εξής:

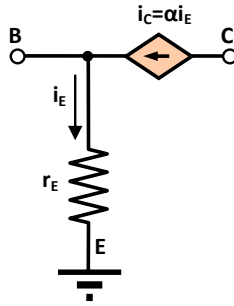
$$C_E \gg \frac{1}{2\pi f_{min} r_E} \quad (6.3)$$

και αποτελεί το κριτήριο επιλογής της τιμής της χωρητικότητας του πυκνωτή παράκαμψης (C_E). Από τη σχέση αυτή μπορούμε να συμπεράνουμε πως για μικρές τιμές συχνότητας σήματος η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή παράκαμψης θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη, γεγονός που αυξάνει τον όγκο (επομένως και το κόστος) του αντίστοιχου κυκλώματος.

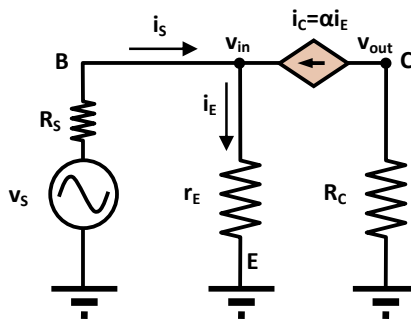
Για την απλοποίηση της ανάλυσης μικρού σήματος του κυκλώματος του Σχήματος 6.1-ii θα χρησιμοποιήσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα με r παραμέτρους του Σχήματος 6.2 για το διπολικό τρανζίστορ. Για τη δυναμική αντίσταση του εκπομπού (r_E) ισχύει η ακόλουθη προσεγγιστική σχέση:

$$h_{ie} = h_{fe} r_E \quad (6.4)$$

¹Θυμίζουμε ότι η σύνθετη αντίσταση ενός πυκνωτή εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος που εφαρμόζεται στα άκρα του σύμφωνα με τη σχέση $R_C = \frac{1}{C\omega j}$ [4].



Σχήμα 6.2 Ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ με r παραμέτρους



Σχήμα 6.3 Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, με r παραμέτρους, ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία

από την οποία μπορεί να υπολογιστεί η τιμή της r_E , δεδομένων των h υβριδικών παραμέτρων του τρανζίστορ.

Το ισοδύναμο μικρού σήματος με r παραμέτρους για το κύκλωμα του Σχήματος 6.1-ii φαίνεται στο Σχήμα 6.3². Με βάση το κύκλωμα αυτό θα υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος ενισχυτή που εξετάζουμε:

6.1.1.1 Αντίσταση εισόδου

Εφαρμόζοντας τον 1ο κανόνα του Kirchhoff για το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 6.3 μπορούμε να πάρουμε:

$$i_s = i_E - i_C \tag{6.5}$$

ή ισοδύναμα:

$$i_s = i_E - \alpha i_E = (1 - \alpha) i_E \tag{6.6}$$

Επιπλέον, ισχύει:

$$V_{in} = i_E r_E \tag{6.7}$$

²Θυμίζουμε πως στην ανάλυση μικρού σήματος οι πηγές σταθερής τάσης θεωρούνται βραχυκυκλωμένες.

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (6.6) και (6.7) προκύπτει:

$$v_{in} = \frac{i_s r_E}{1 - \alpha} \quad (6.8)$$

Ισχύει, ακόμα (κάνοντας χρήση του 2ου κανόνα του Kirchhoff):

$$v_{in} = v_s - i_s R_S \quad (6.9)$$

η οποία σε συνδυασμό με τη σχέση (6.8) δίνει:

$$\frac{v_s}{i_s} = R_S + \frac{r_E}{1 - \alpha} \quad (6.10)$$

Από την τελευταία σχέση μπορεί να προκύψει η έκφραση για την αντίσταση εισόδου (R_{in}) του ενισχυτή:

$$R_{in} = \frac{r_E}{1 - \alpha} \quad (6.11)$$

η οποία μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα³:

$$R_{in} = r_E(\beta + 1) \quad (6.12)$$

6.1.1.2 Απολαβή τάσης

Εφαρμόζοντας τον 2ο κανόνα του Kirchhoff για το κύκλωμα εξόδου βρίσκουμε:

$$v_{out} = -R_C \alpha i_E \quad (6.13)$$

Συνδυάζοντας την τελευταία με τη σχέση (6.7) παίρνουμε:

$$v_{out} = -R_C \alpha \frac{v_{in}}{r_E} \quad (6.14)$$

Από την προηγούμενη σχέση προκύπτει άμεσα η *απολαβή τάσης* (A_v) του ενισχυτή:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\alpha \frac{R_C}{r_E} \quad (6.15)$$

όπου η πτώση τάσης πάνω στην εσωτερική αντίσταση R_S της πηγής σήματος v_s θεωρήθηκε αμελητέα. Το αρνητικό πρόσημο στη σχέση (6.15) υποδηλώνει ότι το σήμα εξόδου παρουσιάζει διαφορά φάσης π (180°) σε σχέση με το σήμα εξόδου. Μπορούμε, επομένως, να συμπεράνουμε πως η συνδεσμολογία που εξετάζουμε είναι *αναστρέφουσα* (inverting).

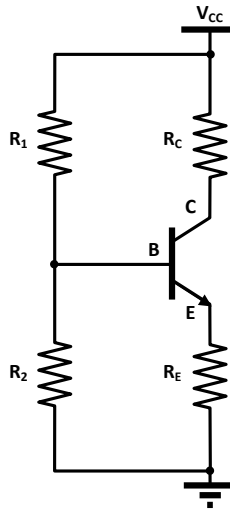
Επιπλέον, ισχύει:

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \cdot \frac{\partial I_E}{\partial V_{BE}} = \alpha \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_E} \right)^{-1} = \frac{\alpha}{r_E} \quad (6.16)$$

όπου g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ, οπότε, η σχέση (6.15) για την απολαβή τάσης του ενισχυτή μπορεί να πάρει την ακόλουθη ισοδύναμη μορφή:

$$A_v = -g_m R_C \quad (6.17)$$

³Από τη γνωστή σχέση $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$ μπορούμε εύκολα να καταλήξουμε στην $\frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1$.



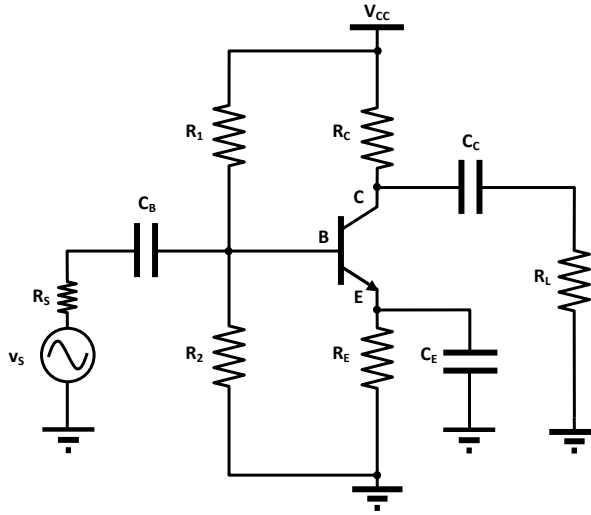
Σχήμα 6.4 Πόλωση ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία

6.1.1.3 Αντίσταση εξόδου

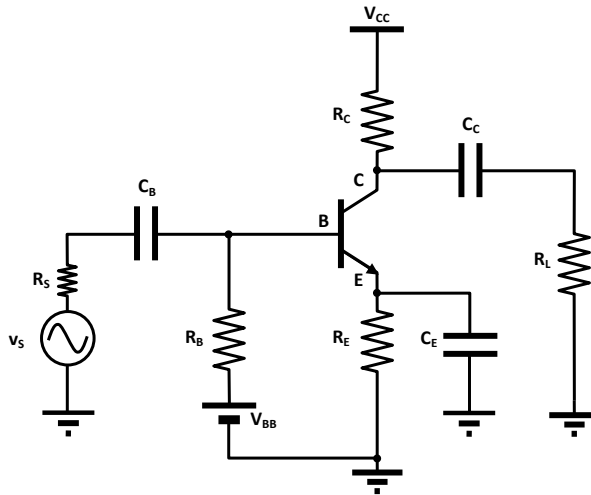
Δεδομένης της ιδανικής πηγής ρεύματος στο κύκλωμα εξόδου, είναι φανερό πως η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή θα είναι άπειρη. Προφανώς η χρήση ενός πιο σύνθετου (και άρα ακριβέστερου) ισοδύναμου κυκλώματος για το διπολικό τρανζίστορ θα έδινε μια μεγάλη (αλλά όχι άπειρη) τιμή για την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή.

6.1.2 Ενισχυτής κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία. Ο τρόπος πόλωσης ενός διπολικού τρανζίστορ στην (ορθά) ενεργό περιοχή εξετάστηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο και φαίνεται στο Σχήμα 6.4. Η κυριότερη διαφοροποίηση του κυκλώματος αυτού σε σχέση με το κύκλωμα πόλωσης με δύο τροφοδοσίες το οποίο ήδη εξετάσαμε είναι πως το δυναμικό της βάσης στο σημείο ηρεμίας δεν είναι μηδενικό. Θα πρέπει, επομένως, το σήμα προς ενίσχυση να εφαρμοστεί στη βάση κατά τέτοιο τρόπο ώστε να μην διαταράσσεται ο διαιρέτης τάσης ο οποίος σχηματίζεται από τους αντιστάτες R_1 και R_2 . Επιπλέον, το υπό εξέταση κύκλωμα πόλωσης δεν αντιστοιχεί σε καμία από τις κοινές συνδεσμολογίες του διπολικού τρανζίστορ (κοινού εκπομπού, κοινής βάσης ή κοινού συλλέκτη). Προκειμένου ο ενισχυτής να αντιστοιχεί σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού ως προς το εφαρμοζόμενο σήμα, θα πρέπει να εισαχθεί και εδώ πυκνωτής παράκαμψης (C_E) όπως υποδεικνύει το Σχήμα 6.5. Επιπλέον, για να εξασφαλίζεται η εφαρμογή του σήματος προς ενίσχυση στην είσοδο του κυκλώματος χωρίς τη διατάραξη του διαιρέτη των R_1 και R_2 , χρησιμοποιείται ο πυκνωτής σύζευξης (coupling capacitor) C_B , μέσω του οποίου το σήμα εισόδου υπερτίθεται της τάσης πόλωσης στη βάση του τρανζίστορ. Όμοια, ο πυκνωτής



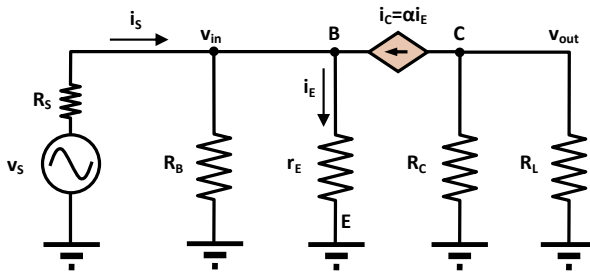
Σχήμα 6.5 Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (πλήρες)



Σχήμα 6.6 Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (ισοδύναμο κατά Thevenin)

C_C αναλαμβάνει την απόζευξη της DC τάσης ηρεμίας του συλλέκτη από τον φόρτο (R_L) του ενισχυτή.

Την ανάλυση του κυκλώματος διευκολύνει η σύμπτυξη του δικτυώματος πόλωσης που σχηματίζουν οι αντιστάτες R_1 και R_2 με τη χρήση του ισοδυναμίου του κατά Thevenin, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 6.6. Είναι αναγκαίο να θυμηθούμε, στο σημείο αυτό, πως η τιμή της πηγής πόλωσης της βάσης



Σχήμα 6.7 Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, με r παραμέτρους, ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία

(V_{BB}) στο ισοδύναμο του Σχήματος 6.6 δίνεται από τη σχέση:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (6.18)$$

ενώ η αντίσταση R_B (αντίσταση Thevenin) από την:

$$R_B = R_1 // R_2 \quad (6.19)$$

Επιπλέον, όπως είδαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο, απαραίτητη προϋπόθεση για τη σωστή πόλωση του κυκλώματος είναι η επαλήθευση της ανισότητας:

$$R_B \ll (\beta + 1)R_E \quad (6.20)$$

Για την ανάλυση μικρού σήματος του ενισχυτή θα χρησιμοποιήσουμε και πάλι το ισοδύναμο με r παραμέτρους του διπολικού τρανζίστορ (Σχήμα 6.2). Παίρνουμε, τότε, το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 6.7. Με βάση το κύκλωμα αυτό θα προσδιορίσουμε τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος ενισχυτή που εξετάζουμε:

6.1.2.1 Αντίσταση εισόδου

Εφαρμόζοντας τους κανόνες του Kirchhoff για το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 6.7 μπορούμε να πάρουμε:

$$i_S = \frac{v_{in}}{R_B} + \frac{v_{in}}{R_E} - \alpha i_E \quad (6.21)$$

Ισχύει, επίσης:

$$i_E = \frac{v_{in}}{r_E} \quad (6.22)$$

οπότε, συνδυάζοντας τις σχέσεις (6.21 και (6.22), καταλήγουμε στην έκφραση:

$$i_S = \frac{v_{in}}{R_B} + \frac{v_{in}}{R_E} - \alpha \frac{v_{in}}{r_E} = \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1 - \alpha}{r_E} \right) v_{in} \quad (6.23)$$

από την οποία προκύπτει η ακόλουθη σχέση για την αντίσταση εισόδου (R_{in}) του ενισχυτή:

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_S} = \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1 - \alpha}{r_E} \right)^{-1} = \frac{R_B r_E}{r_E + (1 - \alpha) R_B} \quad (6.24)$$

6.1.2.2 Απολαβή τάσης

Για την απολαβή τάσης του κυκλώματος ισχύει:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{v_{in}}{v_s} \quad (6.25)$$

Ο λόγος v_{in}/v_s μπορεί να προκύψει από τη σχέση:

$$v_{in} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} v_s \quad (6.26)$$

αφού η τάση v_{in} προκύπτει από την τάση v_s μέσω του διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν ο αντιστάτης R_S και η αντίσταση εισόδου (R_{in}) του ενισχυτή, η οποία υπολογίστηκε προηγούμενα.

Η σχέση (6.26) μπορεί να γραφτεί και ως:

$$\frac{v_{in}}{v_s} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \quad (6.27)$$

και με αντικατάσταση στη σχέση (6.25):

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \quad (6.28)$$

Εφαρμόζοντας τον 2ο κανόνα του Kirchhoff για το κύκλωμα εξόδου βρίσκουμε:

$$v_{out} = -(R_C // R_L) \alpha i_E \quad (6.29)$$

Συνδυάζοντας την τελευταία με τη σχέση (6.22) παίρνουμε:

$$v_{out} = -(R_C // R_L) \alpha \frac{v_{in}}{r_E} \quad (6.30)$$

η οποία μπορεί να γραφεί και ως:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\alpha \frac{R_C // R_L}{r_E} \quad (6.31)$$

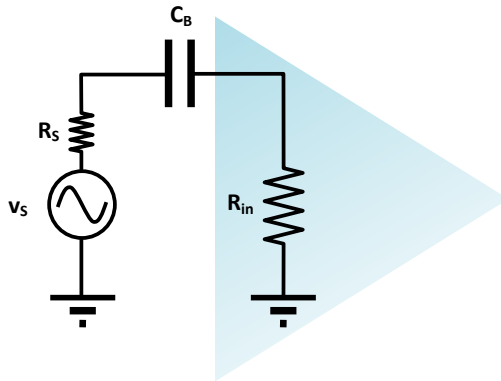
Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.31) στη σχέση (6.28) παίρνουμε:

$$A_v = -\alpha \frac{R_C // R_L}{r_E} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \quad (6.32)$$

Αν, επιπλέον, λάβουμε υπόψη μας τη σχέση (6.16) η σχέση (6.32) μπορεί να μεταγραφεί ως εξής:

$$A_v = -g_m \frac{R_{in} (R_C // R_L)}{R_{in} + R_S} \quad (6.33)$$

Όπως και πιο πριν, το αρνητικό πρόσημο στην πιο πάνω έκφραση υποδηλώνει αναστρέφουσα συνδεσμολογία.



Σχήμα 6.8 Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή σύζευξης εισόδου

6.1.2.3 Αντίσταση εξόδου

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 6.7 μπορούμε εύκολα να συμπεράνουμε πως η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος ταυτίζεται με την αντίσταση στον συλλέκτη (R_C), δεδομένου ότι η πηγή ρεύματος έχει άπειρη (εσωτερική) αντίσταση.

6.1.2.4 Επιλογή πυκνωτών παράκαμψης

Πριν ολοκληρώσουμε την παρουσίαση του κυκλώματος ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία, είναι χρήσιμο να εξετάσουμε τον τρόπο με τον οποίο επιλέγουμε τις τιμές των πυκνωτών του κυκλώματος. Ένα γενικό κριτήριο που χρησιμοποιούμε είναι αυτό που επιβάλλει σύνθετη αντίσταση (Z) για κάθε πυκνωτή πολύ μικρότερη από την αντίσταση του βρόχου στον οποίον αυτός υπεισέρχεται.

Εφαρμόζοντας το κριτήριο αυτό για τον πυκνωτή σύζευξης C_B , μπορούμε να γράψουμε (σύμφωνα και με το Σχήμα 6.8):

$$Z_{C_B} \ll R_S + R_{in} \quad (6.34)$$

όπου

$$Z_{C_B} = \frac{1}{2\pi f_{min} C_{C_B}} \quad (6.35)$$

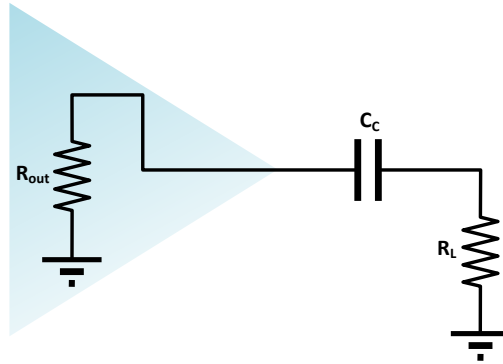
η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή (f_{min} η ελάχιστη συχνότητα του σήματος v_s).

Ανάλογα μπορούμε να υπολογίσουμε την τιμή του πυκνωτή σύζευξης C_C , λαμβάνοντας υπόψη μας το ισοδύναμο κύκλωμα για την έξοδο του ενισχυτή, σύμφωνα με το Σχήμα 6.9:

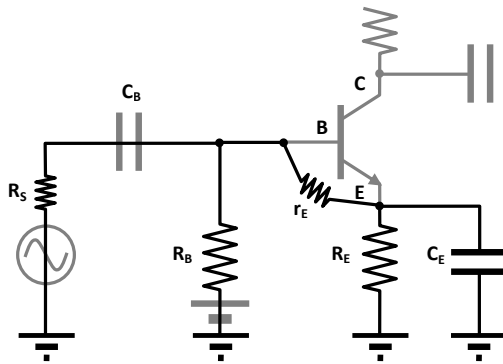
$$Z_{C_C} \ll R_L + R_{out} \quad (6.36)$$

όπου

$$Z_{C_C} = \frac{1}{2\pi f_{min} C_{C_C}} \quad (6.37)$$



Σχήμα 6.9 Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή σύζευξης εξόδου



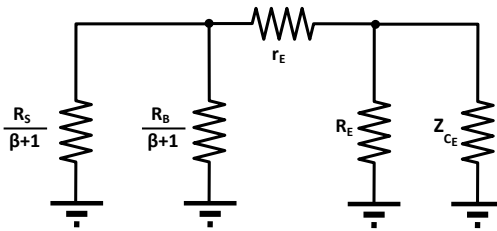
Σχήμα 6.10 Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού

η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή.

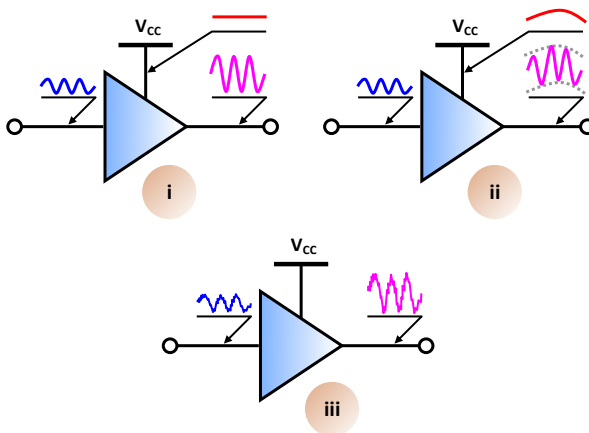
Τέλος, όσον αφορά την τιμή του πυκνωτή παράκαμψης C_E , θα λάβουμε υπόψη το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 6.10, το οποίο με αναγωγή των αντιστάσεων R_B και R_S στο κύκλωμα του εκπομπού δίνει το δικτύωμα του Σχήματος 6.11. Η αναγωγή των αντιστάσεων R_B και R_S στον εκπομπό γίνεται με την εξής έννοια: Οι δύο αυτές αντιστάσεις ανήκουν στο κύκλωμα της βάσης. Αν το κύκλωμα της βάσης διαρρέεται από ρεύμα I_B , τότε στο κύκλωμα του εκπομπού το αντίστοιχο ρεύμα θα είναι $I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B = (\beta + 1)I_B$. Επομένως ο εκπομπός θα «βλέπει» ρεύμα πολλαπλάσιο κατά τον παράγοντα $(\beta + 1)$ και άρα αντίσταση υποπολλαπλάσιο κατά τον ίδιο παράγοντα (μιας και τα μεγέθη της αντίστασης και του ρεύματος είναι αντιστρόφως ανάλογα)⁴.

Εφαρμόζοντας για το κύκλωμα του Σχήματος 6.11 το ίδιο κριτήριο το

⁴Ας θυμηθούμε εδώ και την προέλευση της ονομασίας του τρανζίστορ (από το transfer resistor).



Σχήμα 6.11 Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού (ανηγμένο στον εκπομπό)



Σχήμα 6.12 Αδυναμίες των ενισχυτών απλής εισόδου

οποίο χρησιμοποιήσαμε και για τις τιμές των πυκνωτών σύζευξης, έχουμε:

$$Z_{C_E} \ll R_E // \left(r_E + \frac{R_S // R_B}{\beta + 1} \right) \tag{6.38}$$

όπου

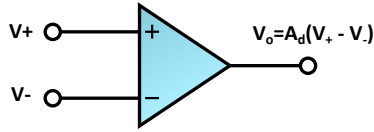
$$Z_{C_E} = \frac{1}{2\pi f_{min} C_{C_E}} \tag{6.39}$$

η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή.

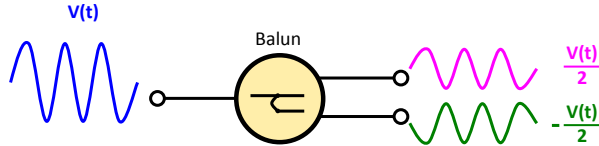
6.2 Διαφορικός ενισχυτής

6.2.1 Γενικά

Οι ενισχυτές απλής (ή μονόπλευρης) εισόδου παρουσιάζουν μια σειρά εγγενών αδυναμιών, οι κυριότερες από τις οποίες είναι η ευαισθησία στην κυμάτωση της τάσης τροφοδοσίας και η φτωχή απόρριψη του θορύβου. Στο Σχήμα 6.12-ii φαίνεται η επίδραση των διακυμάνσεων της τάσης τροφοδοσίας στην κυματομορφή εξόδου ενός ενισχυτή απλής εισόδου, σε σύγκριση



Σχήμα 6.13 Κυκλωματικό σύμβολο και λειτουργία διαφορικού ενισχυτή



Σχήμα 6.14 Μετατροπή μονόπλευρου (unbalanced) σήματος σε διαφορικό (balanced) με τη χρήση Balun

με την περίπτωση αμετάβλητης τάσης τροφοδοσίας του Σχήματος 6.12-i. Μπορούμε να συμπεράνουμε πως η (αναπόφευκτη) κυμάτωση της τάσης τροφοδοσίας οδηγεί σε ανεπιθύμητη παραμόρφωση του σήματος εξόδου του ενισχυτή. Επιπλέον, στους ενισχυτές απλής εισόδου ο θόρυβος στην μοναδική είσοδο εμφανίζεται ενισχυμένος στην έξοδο του κυκλώματος, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 6.12-iii.

Για την αντιμετώπιση των πιο πάνω προβλημάτων χρησιμοποιούνται *διαφορικοί ενισχυτές* (differential amplifiers), οι οποίοι ενισχύουν τη διαφορά δύο σημάτων V_+ και V_- , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 6.13, με βάση τη σχέση:

$$V_o = A_d(V_+ - V_-) \quad (6.40)$$

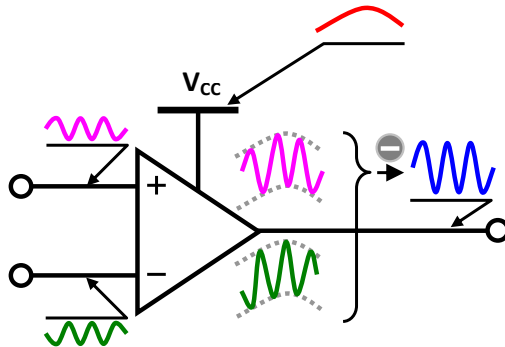
όπου A_d η διαφορική απολαβή τάσης του ενισχυτή.

Οποιοδήποτε *μονόπλευρο* (unbalanced) σήμα $V(t)$ μπορεί προφανώς να γραφτεί ως η διαφορά δύο αντίθετων σημάτων σύμφωνα με τη σχέση:

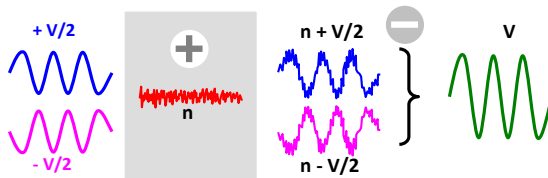
$$V(t) = \frac{V(t)}{2} - \left(-\frac{V(t)}{2}\right) \quad (6.41)$$

Τα αντίθετα ημίσήματα της σχέσης (6.41) αποτελούν τη *διαφορική* (balanced) μορφή του σήματος $V(t)$ και μπορούν να προκύψουν στην πράξη χρησιμοποιώντας κυκλώματα μετατροπής μονόπλευρου σε διαφορικό και αντίστροφα, τα οποία φέρουν τη γενική ονομασία balun (από τις λέξεις balanced και unbalanced) [βλπ. και Σχήμα 6.14]. Με τη μετατροπή του προς ενίσχυση σήματος στη διαφορική του μορφή και τη χρήση ενός διαφορικού ενισχυτή μπορούν να ξεπεραστούν οι αδυναμίες των μονόπλευρων ενισχυτών στις οποίες ήδη αναφερθήκαμε.

Το Σχήμα 6.15 καταδεικνύει τον τρόπο με τον οποίο εξουδετερώνονται οι επιδράσεις των διακυμάνσεων των τάσεων τροφοδοσίας στο σήμα εξόδου ενός διαφορικού ενισχυτή. Πράγματι, οι κυματώσεις της τροφοδοσίας επηρεάζουν κάθε συνιστώσα (ημίσημα) του διαφορικού σήματος κατά τον ίδιο τρόπο, με αποτέλεσμα η συνολική επίδραση στο μονόπλευρο σήμα εξόδου



Σχήμα 6.15 Εξουδετέρωση της επίδρασης των διακυμάνσεων της τροφοδοσίας σε διαφορικό ενισχυτή



Σχήμα 6.16 Εξουδετέρωση της επίδρασης του θορύβου σε διαφορικό σήμα

του διαφορικού ενισχυτή να είναι μηδενική, εξαιτίας της αλληλοεξουδετέρωσης των επιμέρους επιδράσεων (λόγω αφαίρεσης).

Με παρόμοιο τρόπο εξουδετερώνεται ο κοινός θόρυβος ο οποίος επικάθεται στις συνιστώσες του διαφορικού σήματος, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 6.16. Γενικά, κάθε σήμα που είναι κοινό και για τις δύο διαφορικές εισόδους ενός διαφορικού ενισχυτή δίνει – στην ιδανική περίπτωση – μηδενική μονόπλευρη έξοδο. Πράγματι, αν στη σχέση (6.40) επιβάλουμε:

$$V_+ = V_- = V_i \tag{6.42}$$

τότε η έξοδος του διαφορικού ενισχυτή θα είναι μηδενική.

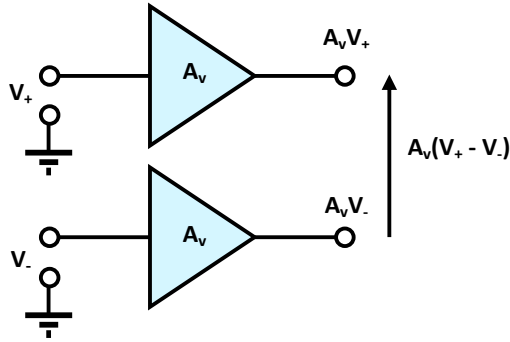
6.2.2 Χαρακτηριστικές παράμετροι

Στην πράξη, η έξοδος ενός διαφορικού ενισχυτή δεν εξαρτάται μόνο από τη διαφορά των σημάτων εισόδου του, αλλά και από τη μέση κοινή στάθμη τους:

$$V_C = \frac{V_+ + V_-}{2} \tag{6.43}$$

Η στάθμη αυτή ονομάζεται *σήμα κοινού τρόπου* (common mode signal) και σε αυτήν οφείλεται ένα μέρος του σήματος εξόδου ενός πρακτικού διαφορικού ενισχυτή, σύμφωνα με τη σχέση:

$$V_{oc} = A_C V_C \tag{6.44}$$



Σχήμα 6.17 Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (1/4)

όπου A_C η απολαβή κοινού τρόπου.

Επομένως, η συνολική τάση στην έξοδο ενός διαφορικού ενισχυτή θα δίνεται από τη σχέση:

$$V_o = A_d V_d + A_C V_C \quad (6.45)$$

θα είναι, δηλαδή, το άθροισμα των συνεισφορών του διαφορικού σήματος και του σήματος κοινού τρόπου.

Όπως ήδη εξηγήσαμε, πολλά ανεπιθύμητα σήματα (θόρυβος, κ.λπ.) έχουν τη μορφή σήματος κοινού τρόπου. Είναι, επομένως, προφανές πως η απολαβή κοινού τρόπου θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερη σε σύγκριση με τη διαφορική απολαβή του ενισχυτή.

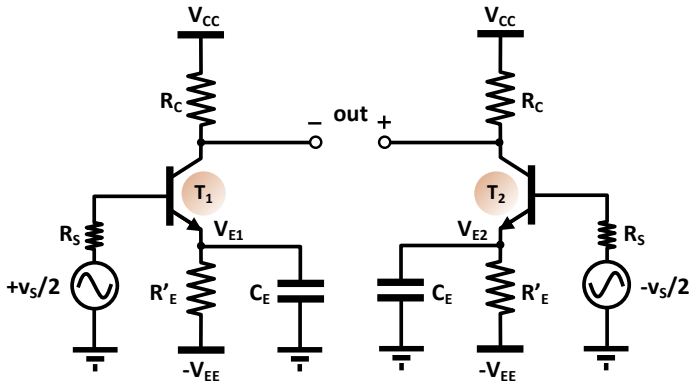
Με βάση τα προηγούμενα, ένα μέτρο της «ποιότητας» ενός διαφορικού ενισχυτή είναι ο *λόγος απόρριψης κοινού τρόπου* (common mode rejection ratio – CMRR) ο οποίος ορίζεται ως το μέτρο του πηλίκου της διαφορικής απολαβής προς την απολαβή κοινού τρόπου:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_C} \right| \quad (6.46)$$

Είναι φανερό πως όσο μεγαλύτερος είναι ο λόγος $CMRR$ τόσο η συμπεριφορά ενός διαφορικού ενισχυτή θα πλησιάζει αυτή του ιδανικού. (Για ιδανικό διαφορικό ενισχυτή η απολαβή κοινού τρόπου θα είναι μηδενική, και άρα ο λόγος $CMRR$ θα απειρίζεται).

6.2.3 Υλοποίηση διαφορικού ενισχυτή με διπολικά τρανζίστορ

Ένας διαφορικός ενισχυτής μπορεί να προκύψει από τον συνδυασμό δύο πανομοιότυπων ενισχυτών απλής (μονόπλευρης) εισόδου με βάση την αρχή που υποδεικνύει το Σχήμα 6.17. Στην τοπολογία αυτή, κάθε μονόπλευρος ενισχυτής αναλαμβάνει τον χειρισμό καθενός από τα σήματα εισόδου, ενώ η έξοδος λαμβάνεται διαφορικά (δηλαδή, μεταξύ των εξόδων των δύο μονόπλευρων ενισχυτών).



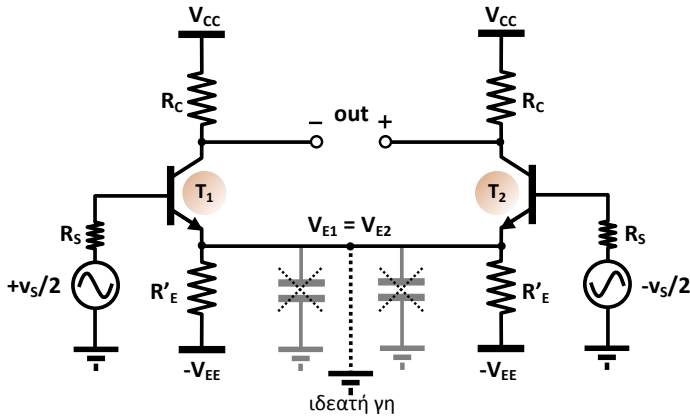
Σχήμα 6.18 Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (2/4)

Ας θεωρήσουμε δύο ενισχυτές κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία, σαν κι αυτούς που μελετήσαμε στην προηγούμενη παράγραφο, και ας σχηματίσουμε με αυτούς έναν διαφορικό ενισχυτή, με βάση την αρχή που υποδεικνύει το Σχήμα 6.17. Παίρνουμε τότε τον διαφορικό ενισχυτή του Σχήματος 6.18, όπου οι δύο μονόπλευροι ενισχυτές παρατίθενται, ουσιαστικά, ο ένας δίπλα στον άλλο.

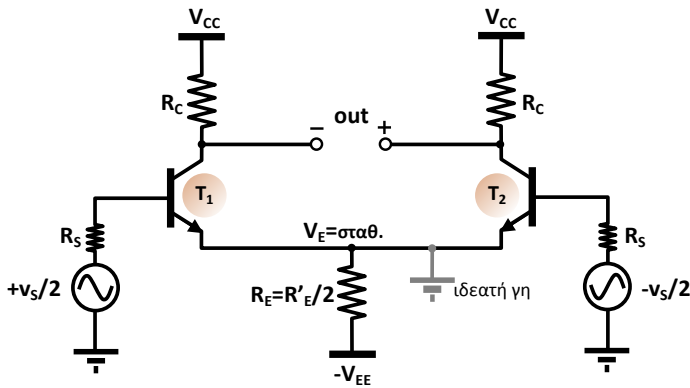
Στο σημείο αυτό μπορούμε να προβούμε στις εξής σημαντικές παρατηρήσεις: Λόγω του πανομοιότυπου των δύο επιμέρους ενισχυτών, οι τάσεις ηρεμίας V_{E1} και V_{E2} στους εκπομπούς των τρανζίστορ T_1 και T_2 , αντίστοιχα, θα είναι ίσες. Επιπλέον, λόγω και της συμμετρίας του συστήματος, αύξηση της AC τάσης στον εκπομπό του τρανζίστορ T_1 (οφειλόμενη σε μείωση της τιμής του σήματος $+v_s/2$) θα συνοδεύεται από ταυτόχρονη μείωση της AC τάσης στον εκπομπό του τρανζίστορ T_2 (οφειλόμενη σε αύξηση της τιμής του σήματος $-v_s/2$) η οποία θα είναι ίση κατ' απόλυτη τιμή (αλλά αντίθετου προσήμου) με την μεταβολή της τάσης στον εκπομπό του τρανζίστορ T_1 . Έχοντας κατά νου την προηγούμενη παρατήρηση, μπορούμε να καταλήξουμε στο συμπέρασμα πως, αν βραχυκυκλώσουμε τους εκπομπούς των δύο τρανζίστορ (Σχήμα 6.19), το σήμα από επαλληλία θα είναι σταθερό, και μηδενικό ως προς την AC του συνιστώσα, ενώ η αντίστοιχη DC συνιστώσα δεν θα διαταραχθεί. Επομένως, το AC σήμα στο κοινό σημείο των εκπομπών των τρανζίστορ θα είναι μηδενικό, σαν να ήταν γειωμένο (λέμε, τότε, πως έχουμε *ιδεατή γη* [virtual ground]) και η ανάγκη χρήσης των πυκνωτών παράκαμψης C_E παύει να υφίσταται.

Το κύκλωμα του Σχήματος 6.19 μπορεί να πάρει την ισοδύναμη μορφή του Σχήματος 6.20, όπου οι αντιστάσεις R'_E στους εκπομπούς των τρανζίστορ έχουν αντικατασταθεί από τον παράλληλο συνδυασμό τους (R_E).

Στη συνέχεια θα προχωρήσουμε στην ανάλυση του κυκλώματος του διαφορικού ενισχυτή με διπολικά τρανζίστορ του Σχήματος 6.20.



Σχήμα 6.19 Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (3/4)



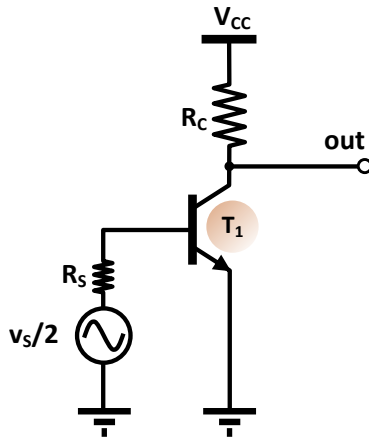
Σχήμα 6.20 Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (4/4)

6.2.3.1 DC ανάλυση

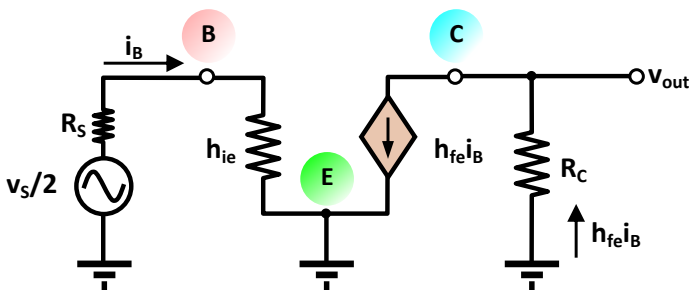
Δεδομένης της συμμετρίας του κυκλώματος, τα τρανζίστορ T_1 και T_2 πολώνονται στην ενεργό περιοχή λειτουργίας με τον ίδιο τρόπο, έχουν δηλαδή κοινό σημείο ηρεμίας. Η σχετική ανάλυση ακολουθεί επακριβώς τις αρχές με βάση τις οποίες μελετήθηκε ο ενισχυτής κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία και θα ήταν πλεονασμός να την επαναλάβουμε.

6.2.3.2 AC ανάλυση

Για την ανάλυση μικρού σήματος του κυκλώματος θα εξετάσουμε ξεχωριστά τους δύο διαφορετικούς τρόπους λειτουργίας του διαφορικού ενισχυτή, δηλαδή τον διαφορικό και τον κοινό. Στην ανάλυση αυτή θα χρησιμοποιηθεί το υβριδικό ισοδύναμο του διπολικού τρανζίστορ με h παραμέτρους. Εξαιτίας της συμμετρίας του κυκλώματος και του πανομοιότυπου των τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται, η ανάλυση αρκεί να πραγματοποιηθεί για το



Σχήμα 6.21 Ημικύκλωμα διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας



Σχήμα 6.22 Ισοδύναμο ημικυκλώματος διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας

ένα από αυτά. Η αντιμετώπιση αυτή, η οποία εφαρμόζεται γενικότερα σε συμμετρικά κυκλώματα, ονομάζεται αρχή του ημικυκλώματος (half circuit concept).

• **Ανάλυση μικρού σήματος διαφορικού τρόπου**

Για την ανάλυση μικρού σήματος του διαφορικού ενισχυτή σε διαφορικό τρόπο λειτουργίας θα χρησιμοποιήσουμε το ημικύκλωμα του Σχήματος 6.21. Λαμβάνοντας υπόψη την παρατήρηση περί ιδεατής γης στους εκπομπούς των τρανζίστορ του κυκλώματος, ο εκπομπός του τρανζίστορ T_1 γειώθηκε. Το ισοδύναμο του κυκλώματος του Σχήματος 6.21 φαίνεται στο Σχήμα 6.22, όπου το τρανζίστορ έχει αντικατασταθεί από το h-υβριδικό του ισοδύναμο. Αξίζει να σημειώσουμε ότι η παράμετρος h_{oe} έχει παραλειφθεί από την έξοδο του κυκλώματος, ως αμελητέα. Αμελητέα, επίσης, θεωρήθηκε η επίδραση της παραμέτρου h_{re} στην είσοδο του υβριδικού ισοδύναμου του τρανζίστορ.

Ο 2ος κανόνας του Kirchhoff, εφαρμοζόμενος στον βρόχο εισόδου του

κυκλώματος, δίνει:

$$\frac{V_s}{2} - i_B R_S - i_B h_{ie} = 0 \quad (6.47)$$

η οποία, αν επιλυθεί ως προς το ρεύμα της βάσης (i_B), δίνει:

$$i_B = \frac{V_s}{2(R_S + h_{ie})} \quad (6.48)$$

Ο 2ος κανόνας του Kirchhoff, εφαρμοζόμενος στον βρόχο εξόδου του κυκλώματος, δίνει:

$$v_{out} = -h_{fe} i_B R_C \quad (6.49)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.48) στη σχέση (6.49) παίρνουμε:

$$v_{out}(-) = -h_{fe} R_C \frac{V_s}{2(R_S + h_{ie})} \quad (6.50)$$

η οποία, με αναδιάταξη όρων, γράφεται:

$$\frac{v_{out}(-)}{V_s} = \frac{-h_{fe} R_C}{2(R_S + h_{ie})} \quad (6.51)$$

Το αρνητικό πρόσημο στη σχέση (6.51) δηλώνει, προφανώς, την αναστροφή φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου. Θα πρέπει να σημειωθεί πως ο συμβολισμός $v_{out}(-)$ στις σχέσεις (6.50) και (6.51) υποδηλώνει την πολικότητα του ακροδέκτη εξόδου στον οποίο εμφανίζεται η τάση v_{out} , σύμφωνα και με το Σχήμα 6.20.

Επαναλαμβάνοντας την πιο πάνω ανάλυση για το τρανζίστορ T_2 μπορούμε, παρόμοια, να καταλήξουμε στις σχέσεις:

$$v_{out}(+) = h_{fe} R_C \frac{V_s}{2(R_S + h_{ie})} \quad (6.52)$$

και

$$\frac{v_{out}(+)}{V_s} = \frac{h_{fe} R_C}{2(R_S + h_{ie})} \quad (6.53)$$

από τις οποίες απουσιάζει το αρνητικό πρόσημο των (6.50), (6.51), μιας και η AC τάση στη βάση του τρανζίστορ T_2 ($-V_s/2$) παρουσιάζει διαφορά φάσης 180° ως προς την αντίστοιχη τάση στη βάση του τρανζίστορ T_1 ($+V_s/2$).

Η διαφορική έξοδος του ενισχυτή θα προκύψει από τη σχέση:

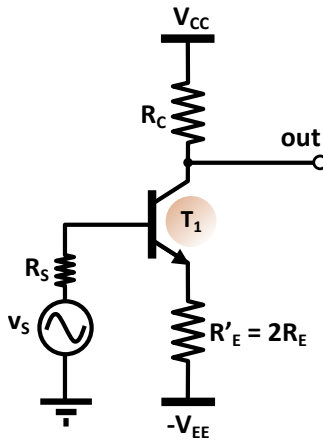
$$v_{out} = v_{out}(+) - v_{out}(-) \quad (6.54)$$

η οποία, με αντικατάσταση των σχέσεων (6.50) και (6.52) δίνει:

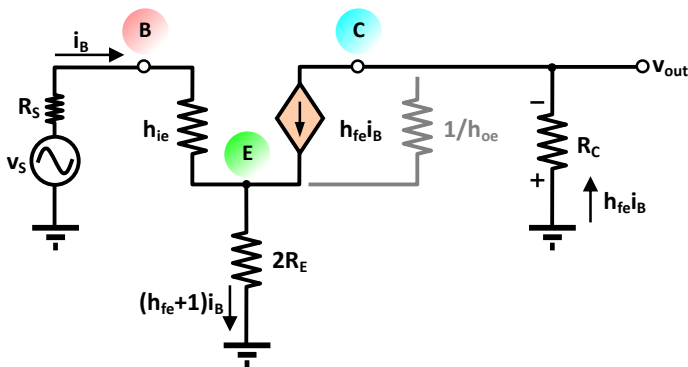
$$v_{out} = h_{fe} R_C \frac{V_s}{R_S + h_{ie}} \quad (6.55)$$

από την οποία προκύπτει η έκφραση για τη διαφορική απολαβή τάσης:

$$A_d = \frac{v_{out}}{V_s} = \frac{h_{fe} R_C}{R_S + h_{ie}} \quad (6.56)$$



Σχήμα 6.23 Ημικόκλωμα διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στη λειτουργία κοινού τρόπου



Σχήμα 6.24 Ισοδύναμο ημικυκλώματος διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στη λειτουργία κοινού τρόπου

• **Ανάλυση μικρού σήματος κοινού τρόπου**

Για την ανάλυση μικρού σήματος του διαφορικού ενισχυτή σε λειτουργία κοινού τρόπου θα χρησιμοποιήσουμε το ημικόκλωμα του Σχήματος 6.23. Στην περίπτωση αυτή, η παρατήρηση περί ιδεατής γης στους εκπομπούς των τρανζιστορ δεν ισχύει, οπότε η αντίσταση R_E στον εκπομπό θα πρέπει να ληφθεί υπόψη, και μάλιστα το τμήμα της $R'_E (=2R_E)$ που αντιστοιχεί στο συγκεκριμένο ημικόκλωμα, σύμφωνα και με το Σχήμα 6.19.

Το ημικόκλωμα του Σχήματος 6.23 μπορεί να πάρει τη μορφή του ισοδύναμου κυκλώματος του Σχήματος 6.24, όπου χρησιμοποιήθηκε το h-υβριδικό ισοδύναμο για το διπολικό τρανζίστορ (η παράμετρος h_{oe} μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα).

Με εφαρμογή του κανόνα του Kirchhoff για τις τάσεις στον βρόχο εισό-

δου, παίρνουμε:

$$v_s = i_B R_S + i_B h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)i_B \quad (6.57)$$

η οποία γράφεται, ισοδύναμα,:

$$v_s = [R_S + h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)]i_B \quad (6.58)$$

Ισχύει, ακόμα:

$$v_{out} = -h_{fe}i_B R_C \quad (6.59)$$

Διαιρώντας κατά μέλη τις (6.59) και (6.58) παίρνουμε:

$$A_C = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{-h_{fe}R_C}{R_S + h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)} \quad (6.60)$$

η οποία αποτελεί την έκφραση της απολαβής τάσης κοινού τρόπου.

- **Λόγος απόρριψης κοινού τρόπου (CMRR)**

Λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση ορισμού του λόγου απόρριψης κοινού τρόπου [(6.46)] καθώς και τις εκφράσεις για τη διαφορική απολαβή (A_d) και την απολαβή κοινού τρόπου (A_C) [σχέσεις (6.56) και (6.60), αντίστοιχα], μπορούμε να βρούμε την έκφραση για τον λόγο απόρριψης κοινού τρόπου:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_C} \right| = \frac{R_S + h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)}{R_S + h_{ie}} \quad (6.61)$$

- **Διαφορική αντίσταση εισόδου**

Η αντίσταση εισόδου (R_{in}) του διαφορικού ενισχυτή ορίζεται από τη σχέση:

$$R_{in} = \frac{v_s}{i_B} \quad (6.62)$$

Με τη βοήθεια της σχέσης (6.48) η τελευταία γράφεται:

$$R_{in} = 2(R_S + h_{ie}) \quad (6.63)$$

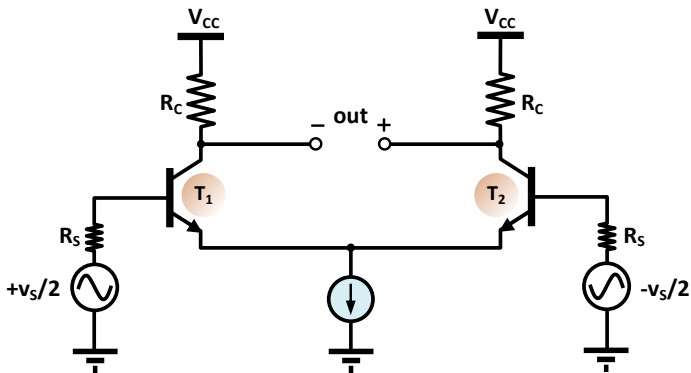
η οποία αποτελεί τη ζητούμενη έκφραση για την αντίσταση εισόδου.

- **Αντίσταση εξόδου**

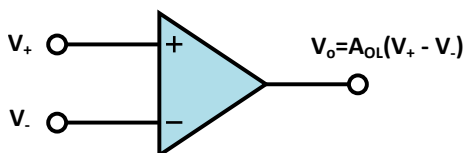
Από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 6.22 μπορούμε να συμπεράνουμε πως η αντίσταση εξόδου του διαφορικού ενισχυτή είναι ίση με την αντίσταση R_C στον συλλέκτη των τρανζίστορ, δεδομένου ότι η εσωτερική αντίσταση της ιδανικής πηγής ρεύματος που περιλαμβάνεται στο κύκλωμα εξόδου είναι άπειρη.

- **Βελτίωση του λόγου απόρριψης κοινού τρόπου**

Από τη σχέση (6.61) μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η μόνη σχεδιαστική παράμετρος που επηρεάζει την τιμή του λόγου απόρριψης



Σχήμα 6.25 Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με πηγή ρεύματος



Σχήμα 6.26 Κυκλωματικό σύμβολο τελεστικού ενισχυτή

κοινού τρόπου είναι η τιμή της αντίστασης R_E . Για πολύ μεγάλες τιμές αντίστασης R_E ο λόγος $CMRR$ αυξάνεται σημαντικά. Ωστόσο, αυξάνοντας την τιμή της R_E απαιτείται υψηλότερη τάση τροφοδοσίας ώστε να επιτευχθεί η πόλωση στο επιθυμητό σημείο ηρεμίας και, επιπλέον, τεχνικοί περιορισμοί απαγορεύουν την επιλογή αντιστάσεων αυθαίρετα μεγάλης τιμής. Στην πράξη, η αντίσταση R_E αντικαθίσταται από πηγή ρεύματος, η εσωτερική αντίσταση της οποίας είναι πολύ μεγάλη (άπειρη στην ιδανική περίπτωση), κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 6.25.

6.3 Τελεστικός ενισχυτής

6.3.1 Γενικά

Οι τελεστικοί ενισχυτές (operational amplifiers – OpAmps) αποτελούν το σημαντικότερο ίσως κομμάτι των γραμμικών αναλογικών κυκλωμάτων. Χαρακτηρίζονται από πολύ μεγάλη απολαβή τάσης και αντίσταση εισόδου, πολύ μικρή αντίσταση εξόδου και πολύ μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Στις μέρες μας οι τελεστικοί ενισχυτές κυκλοφορούν στη μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος πολύ μικρού όγκου και κόστους.

Στο Σχήμα 6.26 φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο ενός τελεστικού ενισχυτή, το οποίο ταυτίζεται με αυτό του διαφορικού ενισχυτή μιας και ο τελεστικός ενισχυτής ενισχύει τη διαφορά των τάσεων εισόδου του (V_+ και

V_-) σύμφωνα με τη σχέση:

$$V_o = A_{OL}(V_+ - V_-) \quad (6.64)$$

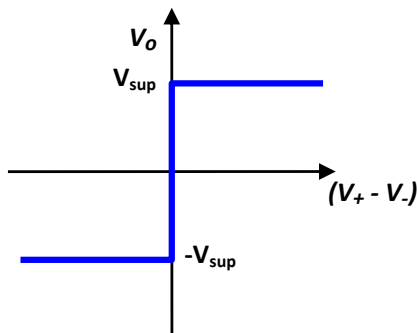
όπου V_o η τάση εξόδου και A_{OL} η *απολαβή τάσης ανοιχτού βρόχου* (open loop gain).

Το κύκλωμα ενός τελεστικού ενισχυτή αποτελείται από τρεις βαθμίδες: τη βαθμίδα εισόδου, την ενδιάμεση βαθμίδα και τη βαθμίδα εξόδου.

- Η *βαθμίδα εισόδου* αποτελείται συνήθως από έναν διαφορικό ενισχυτή. Οι βάσεις των δύο τρανζίστορ του διαφορικού ενισχυτή αποτελούν τις εισόδους του τελεστικού ενισχυτή. Η μία, που σημειώνεται με «-» ονομάζεται *αναστρέφουσα*, επειδή το σήμα που διοχετεύεται στην είσοδο αυτή εμφανίζεται αντεστραμμένο στην έξοδο. Η άλλη σημειώνεται με «+» και καλείται *μη αναστρέφουσα*. Όταν και στις δύο εισόδους εφαρμοστεί το ίδιο σήμα, τότε η έξοδος θα είναι, θεωρητικά, μηδενική. Οι κατασκευαστικές αποκλίσεις, ωστόσο, μεταξύ των δύο κλάδων του διαφορικού ενισχυτή έχουν ως αποτέλεσμα τα ρεύματα βάσης των τρανζίστορ να μην είναι ίσα, με αποτέλεσμα να εμφανίζεται στην έξοδο μια ανεπιθύμητη τάση, ακόμα και όταν στις εισόδους του τελεστικού ενισχυτή εφαρμόζεται μηδενική τάση. Αυτή η τάση ονομάζεται *τάση ασυμμετρίας εξόδου* (offset). Σε πολλούς ολοκληρωμένους τελεστικούς ενισχυτές υπάρχει η δυνατότητα αναιρέσης της τάσης ασυμμετρίας με κατάλληλη εξωτερική ρύθμιση [5].
- Η *ενδιάμεση βαθμίδα* αποτελείται από συνδυασμούς διαφορικών και άλλων ενισχυτών, ανάλογα με τον σκοπό για τον οποίο σχεδιάστηκε ο τελεστικός ενισχυτής. Το στάδιο αυτό προσδίδει μια επιπλέον απολαβή τάσης και ρεύματος.
- Η *βαθμίδα εξόδου* είναι συνήθως συνδεσμολογία ακολουθητή εκπομπού. Προσαρμόζει την υψηλή αντίσταση της ενδιάμεσης βαθμίδας με την χαμηλή του φορτίου και δρα ως απομονωτής μεταξύ του φορτίου και του τελεστικού ενισχυτή.

Οι τελεστικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται σαν ενισχυτές τάσης, σε κυκλώματα ενεργών φίλτρων, σαν συγκριτές, ενώ αποτελούν το κυρίαρχο εξάρτημα για τη σχεδίαση αναλογικών υπολογιστών, όπου και «τελούν» διάφορες μαθηματικές πράξεις (πρόσθεση, αφαίρεση, διαφόριση, ολοκλήρωση κ.λπ.). Για το τελευταίο είναι που ονομάζονται «τελεστικοί» ενισχυτές.

Η απολαβή ανοιχτού βρόχου (A_{OL}) ενός τελεστικού ενισχυτή είναι πάρα πολύ μεγάλη (τυπικά, της τάξης του 10^5 και άπειρη στην ιδανική περίπτωση). Το γεγονός αυτό συνεπάγεται πολύ μεγάλη τιμή τάσης εξόδου για πολύ μικρή τιμή διαφορικής εισόδου ($V_+ - V_-$). Ωστόσο, είναι φανερό πως η τάση εξόδου περιορίζεται στο εύρος τιμών μεταξύ $-V_{sup}$ και $+V_{sup}$, όπου V_{sup} η απόλυτη τιμή της τάσης τροφοδοσίας του κυκλώματος. Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε πως η χαρακτηριστική μεταφοράς ενός ιδανικού τελεστικού ενισχυτή θα έχει τη μορφή της καμπύλης του Σχήματος 6.27.



Σχήμα 6.27 Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικού τελεστικού ενισχυτή

Η μορφή της καμπύλης αυτής είναι τέτοια που απαγορεύει τη λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή ως ενισχυτή σήματος σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόχου, μιας και η έξοδος θα μεταπίπτει στον κόρο λαμβάνοντας στην πράξη δύο μόνο διακριτές τιμές (τις $-V_{sup}$ και $+V_{sup}$) για τυπικές τιμές σήματος εισόδου⁵. Αυτό μπορεί να γίνει καλύτερα κατανοητό αν σκεφτούμε ως εξής: Ας υποθέσουμε πως η απολαβή ανοιχτού βρόχου (A_{OL}) ενός τελεστικού ενισχυτή είναι ίση με 10^5 και ότι αυτός τροφοδοτείται συμμετρικά με τάση $V_{sup}=10V$. Προκειμένου η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή να μην μεταπίπτει στον κόρο θα πρέπει, με βάση τη σχέση (6.64), να ισχύει:

$$-V_{sup} \leq A_{OL}(V_+ - V_-) \leq V_{sup} \tag{6.65}$$

από την οποία προκύπτει:

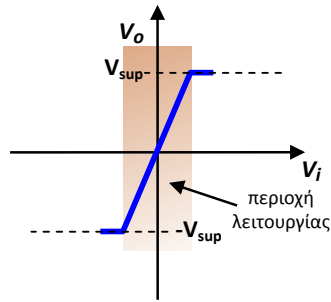
$$-\frac{V_{sup}}{A_{OL}} \leq (V_+ - V_-) \leq \frac{V_{sup}}{A_{OL}} \tag{6.66}$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων βρίσκουμε:

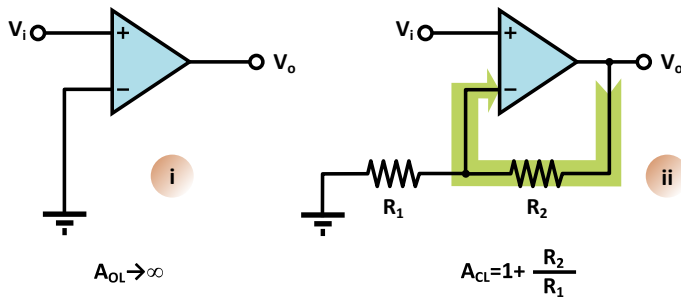
$$-100\mu V \leq (V_+ - V_-) \leq 100\mu V \tag{6.67}$$

Επομένως, ο τελεστικός ενισχυτής του παραδείγματός μας μπορεί να λειτουργήσει ως (διαφορικός) ενισχυτής τάσης με απολαβή ίση με 10^5 στην περιοχή διαφορικής τάσης εισόδου μεταξύ $-100\mu V$ και $100\mu V$. Για διαφορική τάση εξόδου εκτός της συγκεκριμένης περιοχής η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή θα βρίσκεται στον κόρο. Σε πολλές πρακτικές εφαρμογές η πιο πάνω περιοχή τάσεων είναι μάλλον περιορισμένη, οπότε απαιτείται η τεχνητή μείωση της απολαβής προκειμένου να μειωθεί η κλίση της χαρακτηριστικής μεταφοράς και να διευρυνθεί η περιοχή λειτουργίας, σύμφωνα με το Σχήμα 6.28. Συνήθως, η έξοδος ενός τελεστικού ενισχυτή ελέγχεται με αρνητική ανάδραση (negative feedback) η οποία καθορίζει σε μεγάλο βαθμό

⁵Σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόχου ο τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται «ως έχει», χωρίς εξωτερική κυκλωμάτωση.



Σχήμα 6.28 Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικά γραμμικού ενισχυτή



Σχήμα 6.29 Περιορισμός της απολαβής τελεστικού ενισχυτή με αρνητική ανάδραση

και την απολαβή τάσης του κυκλώματος στο οποίο συμμετέχει ο τελεστικός ενισχυτής. Αναφερόμαστε, τότε, σε συνδεσμολογίες κλειστού βρόχου (closed loop), η αντίστοιχη απολαβή των οποίων ονομάζεται απολαβή κλειστού βρόχου και συμβολίζεται με A_{CL} .

Στο Σχήμα 6.29-ii παρουσιάζεται μια συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή κλειστού βρόχου με αρνητική ανάδραση. Ο ρόλος της αρνητικής ανάδρασης στο κύκλωμα αυτό είναι ο εξής: Το δικτύωμα των αντιστάτων R_1 και R_2 σχηματίζει διαιρέτη τάσης, μέσω του οποίου ένα κλάσμα της τάσης εξόδου (V_o) ανατροφοδοτείται στην αναστρέφουσα είσοδο («-») του τελεστικού ενισχυτή. Με τον τρόπο αυτό η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο αυξάνεται σε σχέση με την τιμή της στην περίπτωση της συνδεσμολογίας ανοιχτού βρόχου του Σχήματος 6.29-i, με αποτέλεσμα τη μείωση της διαφορικής τάσης εισόδου ($V_+ - V_-$) του τελεστικού ενισχυτή. Συνακόλουθα, η τάση εξόδου του κυκλώματος θα μειωθεί, γεγονός που ισοδυναμεί με μείωση της απολαβής κλειστού βρόχου του κυκλώματος.

Η ακριβής τιμή της απολαβής κλειστού βρόχου (A_{CL}) μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

Η τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή δίνεται από τη σχέση:

$$V_- = \beta V_o \quad (6.68)$$

όπου

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.69)$$

το κλάσμα της τάσης εξόδου που ανατροφοδοτείται στην αναστρέφουσα είσοδο μέσω του διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι αντιστάτες R_1 και R_2 .

Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.68) στη σχέση (6.64) παίρνουμε:

$$V_o = A_{OL}(V_i - \beta V_o) \quad (6.70)$$

στην οποία λάβαμε, επιπλέον, υπόψη πως η τάση εισόδου (V_i) εφαρμόζεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, οπότε ισχύει $V_+ = V_i$.

Η σχέση (6.70) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$V_o = \frac{V_i}{\beta + \frac{1}{A_{OL}}} \quad (6.71)$$

από την οποία προκύπτει η έκφραση για την απολαβή τάσης κλειστού βρόχου της συνδεσμολογίας:

$$A_{CL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\beta + \frac{1}{A_{OL}}} \quad (6.72)$$

Αν λάβουμε υπόψη μας πως η απολαβή ανοιχτού βρόχου (A_{OL}) ενός τελεστικού ενισχυτή είναι πάρα πολύ μεγάλη (άπειρη στην ιδανική περίπτωση), η σχέση (6.72) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$A_{CL} = \frac{1}{\beta} \quad (6.73)$$

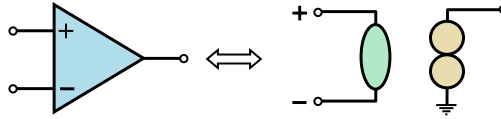
η οποία, λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (6.69) γράφεται:

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (6.74)$$

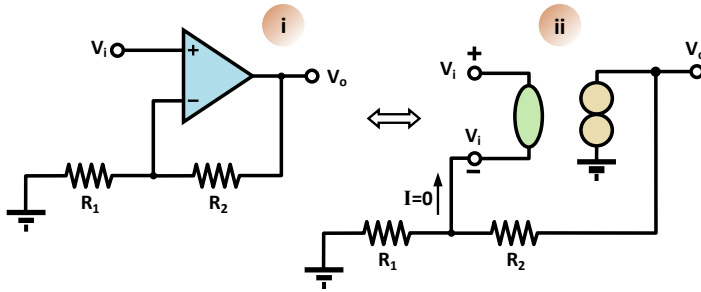
6.3.2 Ανάλυση κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές

Η ανάλυση απλών κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές μπορεί να απλοποιηθεί – χωρίς μεγάλη απόκλιση των αποτελεσμάτων από την πραγματικότητα – υποθέτοντας ιδανικούς τελεστικούς ενισχυτές. Πιο συγκεκριμένα, τα κυριότερα χαρακτηριστικά ενός ιδανικού τελεστικού ενισχυτή που μας ενδιαφέρουν για την ανάλυση των σχετικών κυκλωμάτων είναι τα εξής:

- Η άπειρη αντίσταση εισόδου, η οποία συνεπάγεται πως το ρεύμα που απορροφούν οι είσοδοι είναι μηδενικό.
- Η μηδενική αντίσταση εξόδου.



Σχήμα 6.30 Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή



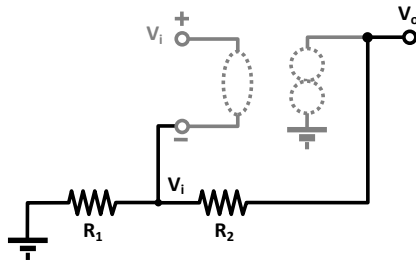
Σχήμα 6.31 Παράδειγμα ανάλυσης κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή (1/2)

- Η άπειρη απολαβή τάσης ανοιχτού βρόχου, η οποία συνεπάγεται πως οι ακροδέκτες εισόδου βρίσκονται στο ίδιο δυναμικό⁶.

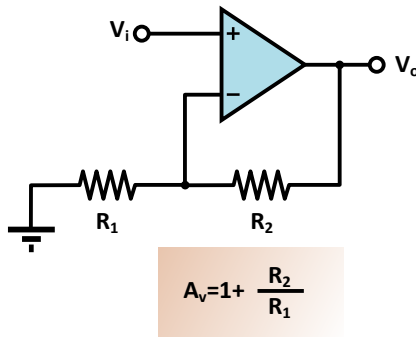
Όλα τα πιο πάνω χαρακτηριστικά του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή ικανοποιούνται από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 6.30, όπου γίνεται χρήση των εννοιών του μηδενιστή (nullator) και του απειριστή (norator) (βλπ. Παράρτημα V, [6]). Πιο συγκεκριμένα, το κύκλωμα εισόδου μπορεί να θεωρηθεί ως στοιχείο μηδενιστή, το οποίο επιβάλλει μηδενική διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών του και δεν διαρρέεται από ρεύμα, ενώ το κύκλωμα εξόδου μπορεί να θεωρηθεί ως στοιχείο απειριστή, το οποίο επιτρέπεται να διαρρέεται από αυθαίρετη τιμή ρεύματος και να έχει στα άκρα του αυθαίρετη διαφορά δυναμικού, και τα δύο – επομένως – επιβαλλόμενα από το «εξωτερικό» κύκλωμα.

Για να δώσουμε ένα παράδειγμα, θα αναλύσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 6.29-ii χρησιμοποιώντας το ισοδύναμο κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή του Σχήματος 6.30. Το ισοδύναμο του κυκλώματος φαίνεται στο Σχήμα 6.31-ii. Εξαιτίας της ιδιότητας του μηδενιστή να εμφανίζει μηδενική διαφορά δυναμικού στα άκρα του, η τάση εισόδου (V_i) «επιβάλλεται» στο σημείο μεταξύ των αντιστάσεων R_1 και R_2 του δικτυώματος ανάδρασης, ενώ η επίδραση του απειριστή είναι ουσιαστικά ανύπαρκτη. Επιπλέον, το γεγονός ότι το ρεύμα που διαρρέει τον μηδενιστή είναι μηδενικό εξασφαλίζει πως ο διαιρέτης τάσης που σχηματίζεται από τις αντιστάσεις του δικτυώματος ανάδρασης δεν διαταράσσεται.

⁶Το συμπέρασμα αυτό μπορεί να προκύψει από τη σχέση (6.64), λαμβάνοντας υπόψη πως για να έχει η τάση εξόδου πεπερασμένη τιμή θα πρέπει η διαφορική τάση εισόδου να είναι μηδενική, αν η απολαβή ανοιχτού βρόχου είναι άπειρη.



Σχήμα 6.32 Παράδειγμα ανάλυσης κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή (2/2)



Σχήμα 6.33 Μη αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή

Με βάση τα προηγούμενα, η έκφραση της απολαβής τάσης (κλειστού βρόχου) του κυκλώματος μπορεί να προκύψει από τον διαιρέτη τάσης του Σχήματος 6.32. Πράγματι, ισχύει:

$$V_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o \tag{6.75}$$

από την οποία προκύπτει:

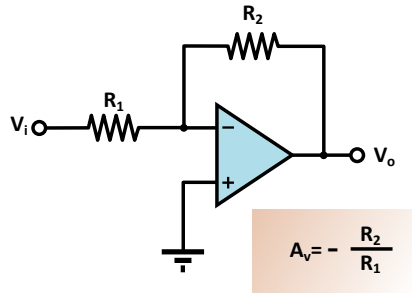
$$A_{CL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{6.76}$$

6.3.3 Εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών

Η ευρύτητα των εφαρμογών των τελεστικών ενισχυτών είναι τεράστια [5, 7]. Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούμε, ενδεικτικά, σε μερικές από τις εφαρμογές αυτές.

6.3.3.1 Μη αναστρέφων ενισχυτής

Το κύκλωμα του παραδείγματος της προηγούμενης παραγράφου (Σχήμα 6.33) αποτελεί απλό κύκλωμα μη αναστρέφοντος ενισχυτή με απολαβή τά-



Σχήμα 6.34 Αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή

σης (A_V) που δίνεται από τη σχέση:

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (6.77)$$

Με κατάλληλη επιλογή του λόγου των αντιστάσεων R_1 και R_2 μπορούμε να επιτύχουμε την επιθυμητή τιμή απολαβής τάσης. Θα πρέπει εδώ να τονίσουμε πως, όπως προκύπτει και από την απουσία πυκνωτών σύζευξης, ο συγκεκριμένος ενισχυτής – όπως και αυτοί που θα παρουσιάσουμε στη συνέχεια – διαθέτει τη δυνατότητα ενίσχυσης και συνεχών τάσεων.

6.3.3.2 Αναστρέφων ενισχυτής

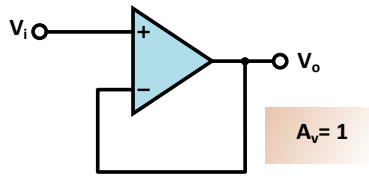
Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 6.34. Ακολουθώντας διαδικασία παρόμοια με αυτή της προηγούμενης παραγράφου, είναι εύκολο να αποδείξουμε τη σχέση:

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6.78)$$

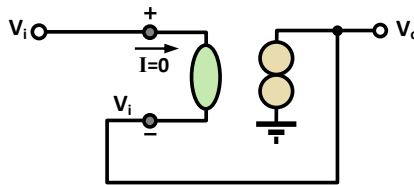
η οποία αποτελεί και την έκφραση για την απολαβή τάσης του κυκλώματος. Το αρνητικό πρόσημο (οφειλόμενο στην εφαρμογή του σήματος εισόδου στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή) δηλώνει, προφανώς, την αναστροφή φάσης του σήματος εξόδου σε σχέση με το σήμα εισόδου του ενισχυτή.

6.3.3.3 Απομονωτής (Buffer)

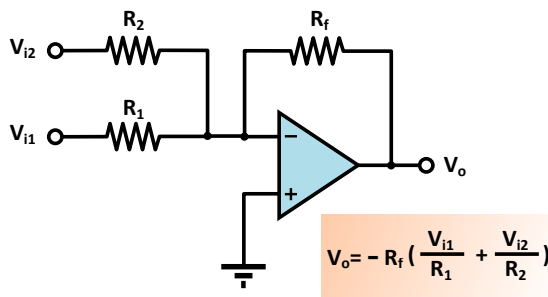
Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 6.35. Αν αντικαταστήσουμε τον τελεστικό ενισχυτή με το (ιδανικό) ισοδύναμο κύκλωμά του, παίρνουμε το κύκλωμα του Σχήματος 6.36, από το οποίο άμεσα προκύπτει πως ο μηδενιστής επιβάλλει στην έξοδο του κυκλώματος (V_o) τιμή τάσης ίση με την τάση εισόδου (V_i). Επομένως, η απολαβή τάσης του κυκλώματος είναι ίση με τη μονάδα. Το κύκλωμα κληρονομεί τις ιδιότητες του τελεστικού ενισχυτή, διαθέτοντας μεγάλη αντίσταση εισόδου και μικρή αντίσταση εξόδου, εξασφαλίζοντας άριστη προσαρμογή τάσης και απομονώνοντας ουσιαστικά την είσοδο από την έξοδο. Για τον λόγο αυτό ονομάζεται και *απομονωτής* (buffer).



Σχήμα 6.35 Απομονωτής με τελεστικό ενισχυτή



Σχήμα 6.36 Ισοδύναμο κύκλωμα απομονωτή με τελεστικό ενισχυτή



Σχήμα 6.37 Ενισχυτής - αθροιστής δύο τάσεων με τελεστικό ενισχυτή

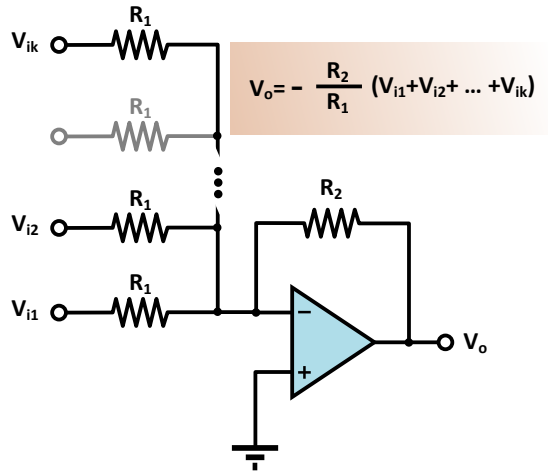
6.3.3.4 Ενισχυτής - Αθροιστής τάσεων (Summing Amplifier)

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 6.37. Πρόκειται για ένα κύκλωμα δύο εισόδων (V_{i1} , V_{i2}), η έκφραση για την έξοδο του οποίου μπορεί να βρεθεί ακολουθώντας παρόμοια ανάλυση με αυτήν που ακολουθήσαμε στις εφαρμογές που προηγήθηκαν. Είναι ευκολότερο, όμως, να εφαρμόσουμε την αρχή της επαλληλίας (superposition principle) [8], έχοντας κατά νου ότι η αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού ενισχυτή αντιστοιχεί σε ιδεατή γη.

Για μηδενική τάση στην είσοδο V_{i2} , το κύκλωμα ισοδυναμεί με την αναστρέφουσα συνδεσμολογία ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή την οποία μελετήσαμε προηγουμένα. Ισχύει, επομένως, η σχέση (6.78) από την οποία παίρνουμε:

$$V_{o1} = -\frac{R_f}{R_1} V_{i1} \tag{6.79}$$

όπου V_{o1} η συνεισφορά της εισόδου V_{i1} στην έξοδο του κυκλώματος με μηδενική την τάση V_{i2} .



Σχήμα 6.38 Ενισχυτής – αθροιστής τάσεων με τελεστικό ενισχυτή (γενική περίπτωση)

Αντίστοιχα, για μηδενική τάση στην είσοδο V_{i1} παίρνουμε:

$$V_{o2} = -\frac{R_f}{R_2} V_{i2} \quad (6.80)$$

όπου V_{o2} η συνεισφορά της εισόδου V_{i2} στην έξοδο του κυκλώματος με μηδενική την τάση V_{i1} .

Σύμφωνα με την αρχή της επαλληλίας, η τιμή της τάσης στην έξοδο (V_o) όταν εφαρμόζεται τάση και στις δύο εισόδους θα είναι το άθροισμα των επιμέρους συνεισφορών, όπως προέκυψαν στις σχέσεις (6.79) και (6.80). Άρα θα ισχύει:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = -\frac{R_f}{R_1} V_{i1} - \frac{R_f}{R_2} V_{i2} \quad (6.81)$$

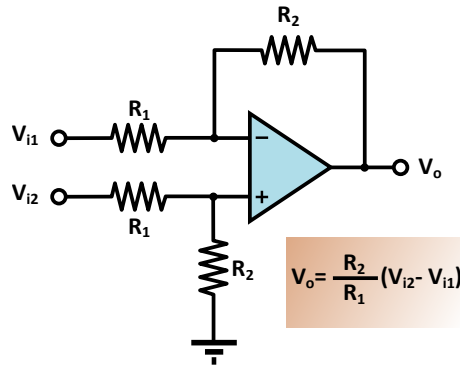
ή

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_{i1}}{R_1} + \frac{V_{i2}}{R_2} \right) \quad (6.82)$$

Η σχέση (6.82) υποδεικνύει πως στην έξοδο του κυκλώματος λαμβάνουμε το άθροισμα των δύο εισόδων V_{i1} και V_{i2} , με συντελεστές στάθμισης (βαρύτητας) R_f/R_1 και R_f/R_2 , αντίστοιχα, ενώ το αρνητικό πρόσημο δηλώνει αναστρέφουσα λειτουργία. Με την επιλογή αντιστάσεων ίδιας τιμής, η σχέση (6.82) απλοποιείται ως εξής:

$$V_o = -(V_{i1} + V_{i2}) \quad (6.83)$$

Το κύκλωμα μπορεί να γενικευθεί με την εισαγωγή πολλών εισόδων, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 6.38.



Σχήμα 6.39 Ενισχυτής διαφοράς τάσεων με τελεστικό ενισχυτή

6.3.3.5 Ενισχυτής διαφοράς τάσεων (Difference Amplifier)

Για το κύκλωμα του Σχήματος 6.39 είναι εύκολο να αποδείξουμε πως η σχέση της εξόδου του V_o και των εισόδων του V_{i1} και V_{i2} έχει ως εξής:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_{i2} - V_{i1}) \quad (6.84)$$

Η τελευταία σχέση υποδεικνύει πως η τάση εξόδου του κυκλώματος είναι ανάλογη της διαφοράς των δύο τάσεων εισόδου, έχουμε δηλαδή έναν ενισχυτή διαφοράς.

6.3.3.6 Εφαρμογές σε μη γραμμικά κυκλώματα

Πέραν των συνήθων εφαρμογών τους στην υλοποίηση γραμμικών κυκλωμάτων, οι τελεστικοί ενισχυτές βρίσκουν εφαρμογή και σε μη γραμμικά κυκλώματα, όπως είναι οι συγκριτές (comparators) [9], μη γραμμικοί ταλαντωτές [10], κ.λπ.

6.4 Κριτήρια αξιολόγησης

● Κριτήριο Αξιολόγησης 6.1.

Να σχεδιασθεί κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με συμμετρική τροφοδοσία $V_{CC} = 10V$ και $V_{EE} = -10V$. Η τάση ηρεμίας μεταξύ συλλέκτη και βάσης να είναι ίση με $V_{CBQ} = 5V$ και το ρεύμα ηρεμίας του εκπομπού να ισούται με $I_{EQ} = 1mA$. Το τρανζίστορ που θα χρησιμοποιηθεί θα διαθέτει $\beta = 200$.

Για το κύκλωμα που θα σχεδιάσετε να υπολογίσετε την απολαβή τάσης καθώς και την τιμή της αντίστασης εισόδου, ενώ η επίδραση της εσωτερικής αντίστασης της πηγής σήματος να θεωρηθεί αμελητέα. Η συχνότητα του σήματος προς ενίσχυση να θεωρηθεί ίση με $f = 200Hz$.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 6.2.

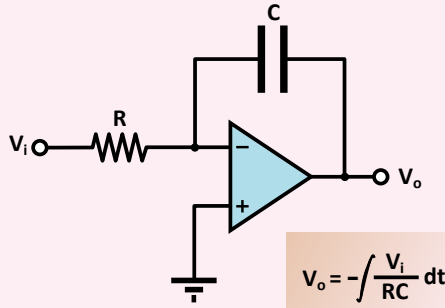
Να αποδείξετε τη σχέση (6.78) για την απολαβή τάσης αναστρέφοντα ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 6.3.

Για τον ενισχυτή διαφοράς του Σχήματος 6.39 να αποδείξετε τη σχέση (6.84).

● Κριτήριο Αξιολόγησης 6.4.

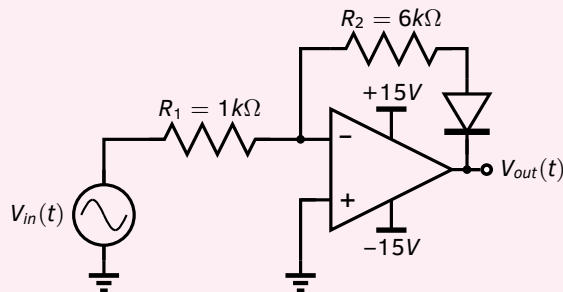
Δίνεται το κύκλωμα ολοκληρωτή (integrator) του πιο κάτω σχήματος. Να αποδείξετε τη σχέση της τάσης εξόδου V_o του κυκλώματος με την τάση εισόδου του V_i .



● Κριτήριο Αξιολόγησης 6.5.

Δίνεται το κύκλωμα του πιο κάτω σχήματος, όπου ο τελεστικός ενισχυτής, η διόδος και η γεννήτρια σήματος θεωρούνται ιδανικά.

Να σχεδιάσετε τις κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου με κοινή κλίμακα χρόνου και για αυθαίρετη τιμή συχνότητας του σήματος εισόδου, εάν η ημιτονική τάση εισόδου $V_{in}(t)$ έχει πλάτος 2V.

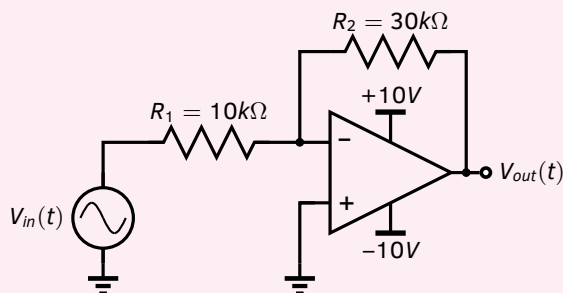


● Κριτήριο Αξιολόγησης 6.6.

Για το κύκλωμα του προηγούμενου κριτηρίου αξιολόγησης να σχεδιάσετε τις κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου με κοινή κλίμακα χρόνου και για αυθαίρετη τιμή συχνότητας του σήματος εισόδου, εάν η ημιτονική τάση εισόδου $V_{in}(t)$ έχει πλάτος 3V.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 6.7.



Δίνεται το κύκλωμα του πιο κάτω σχήματος, όπου ο τελεστικός ενισχυτής και η γεννήτρια σήματος θεωρούνται ιδανικά. Εάν η ημιτονική τάση εισόδου $V_{in}(t)$ έχει πλάτος 5V, να σχεδιάσετε τις κυματομορφές τάσης εισόδου και εξόδου με κοινή κλίμακα χρόνου και για αυθαίρετη τιμή συχνότητας του σήματος εισόδου.







6.5 Βιβλιογραφία 6^{ου} κεφαλαίου

- [1] S.W. Amos και M. James. *Principles of Transistor Circuits*. Elsevier Science, 2000.
- [2] I. Bahl. *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*. Wiley, 2009.
- [3] P.B. Kenington. *High-linearity RF Amplifier Design*. Artech House, 2000.
- [4] Κ. Δ. Αλεξόπουλος και Δ. Ι. Μαρίνος. *Γενική Φυσική, τ.ΙΙ, Ηλεκτρισμός*. εκδ. Παπαζήση, Αθήνα, 1993.
- [5] G.B. Clayton και S. Winder. *Operational Amplifiers*. Elsevier Science, 2003.
- [6] R.W. Newcomb. *Linear multiport synthesis*. McGraw-Hill, 1966.
- [7] J. Huijsing. *Operational Amplifiers: Theory and Design*. Springer, 2011.
- [8] J.E. Whitehouse. *Circuit Analysis*. Horwood, 1997.
- [9] Y.K. Rybin. *Electronic Devices for Analog Signal Processing*. Springer Series in Advanced Microelectronics. Springer, 2011.
- [10] T.L. Carroll και L.M. Pecora. *Nonlinear Dynamics in Circuits*. World Scientific, 1995.


6.6 Διαδραστικά στοιχεία

6.1	Αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο αφορά συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή ως αναστρέφοντα ενισχυτή τάσης. Ο αναγνώστης διαθέτει τη δυνατότητα μεταβολής των παραμέτρων του κυκλώματος προκειμένου να επιτυγχάνει διάφορες τιμές απολαβής τάσης για διαφορετικά χαρακτηριστικά του σήματος εισόδου.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 6 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

6.2	Αθροιστής τάσεων με τελεστικό ενισχυτή	 Διαδραστική σελίδα
<p>Η συνδεσμολογία του συγκεκριμένου διαδραστικού αντικειμένου αφορά αθροιστή δύο τάσεων με τελεστικό ενισχυτή. Ο αναγνώστης μπορεί να μεταβάλλει τα χαρακτηριστικά των αθροιζόμενων τάσεων (τις AC και DC συνιστώσες τους και τη συχνότητά τους), καθώς και τον συντελεστή στάθμισης με τον οποίο συμμετέχει καθεμιά στο τελικό αποτέλεσμα.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 6 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

6.3	Συγκριτής	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο παρέχει στον αναγνώστη τη δυνατότητα μελέτης ενός κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόχου, το οποίο συμπεριφέρεται ως συγκριτής τάσεων.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 6 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

6.7 Οπτικοακουστικό υλικό

6.1	Ενισχυτής τάσης κοινού εκπομπού	 Video
<p>Σε αυτό το video παρουσιάζεται κύκλωμα ενισχυτή τάσης κοινού εκπομπού, στο εργαστήριο.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 6 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr). Εναλλακτικά, μπορείτε να δείτε το video στο YouTube.</p>		

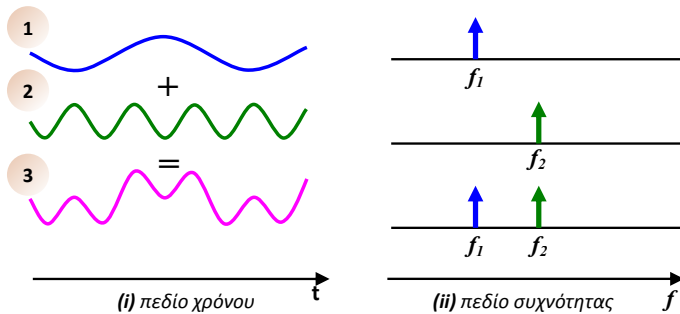
■ Σύνοψη

Ύστερα από μια σύντομη εισαγωγή στην έννοια του συχνοτικού περιεχομένου ενός σήματος, το κεφάλαιο παρουσιάζει την έννοια και τη χρησιμότητα των φίλτρων. Παρατίθενται τα βασικά χαρακτηριστικά τους, οι τύποι τους και αναλύονται απλές τοπολογίες παθητικών και ενεργών φίλτρων.

■ Προαπαιτούμενη γνώση

Για την κατανόηση της ύλης του κεφαλαίου απαιτείται γνώση της απόκρισης των πυκνωτών και των πηνίων σε διαφορετικές συχνότητες. Απαιτείται, επίσης, εξοικείωση με τις αρχές προσδιορισμού της συνάρτησης μεταφοράς απλών κυκλωμάτων και με την τεχνική χάραξης των αντίστοιχων διαγραμμάτων Bode, καθώς και γνώση των βασικών τοπολογιών ενίσχυσης με τη βοήθεια τελεστικών ενισχυτών.

Πολλές φορές είναι αναγκαία η επέμβαση στο *συχνοτικό περιεχόμενο* ενός ηλεκτρικού σήματος, για διάφορους λόγους όπως είναι η απόρριψη του ηλεκτρονικού θορύβου [1,2] ή η εξοικονόμηση εύρους ζώνης. Η αντίστοιχη επεξεργασία γίνεται με τη χρήση εξειδικευμένων κυκλωμάτων τα οποία ονομάζονται *φίλτρα* (filters). Τα αναλογικά ηλεκτρονικά φίλτρα, τα οποία αποτελούν βασικό εργαλείο για την *αναλογική επεξεργασία σήματος* (analog signal processing), θα μπορούσαν να αποτελέσουν από μόνα τους την ύλη ενός βιβλίου [3,4]. Η αναφορά που θα ακολουθήσει θα είναι περιεκτική ώστε να περιγραφούν οι βασικότερες έννοιες και να δοθούν απλά παραδείγματα κυκλωματικών υλοποιήσεων αναλογικών φίλτρων. Πριν, όμως, προχωρήσουμε στην παρουσίαση απλών τοπολογιών φίλτρων, θα ήταν σκόπιμο να διευκρινίσουμε τις έννοιες που αφορούν το συχνοτικό περιεχόμενο ενός σήματος και την αναπαράστασή του στο πεδίο της συχνότητας.



Σχήμα 7.1 Σύνθεση αρμονικών σημάτων και σχετικά φάσματα

7.1 Συχνотικό περιεχόμενο σημάτων

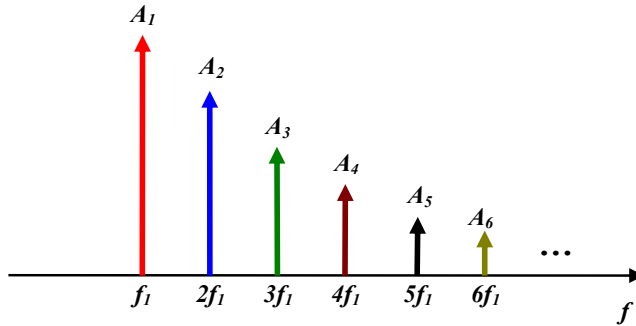
7.1.1 Σύνθεση αρμονικών σημάτων

Ας θεωρήσουμε τα ημιτονικά σήματα #1 συχνότητας f_1 και #2 συχνότητας f_2 του Σχήματος 7.1, η υπέρθεση (το άθροισμα) των οποίων δίνει το μη αρμονικό σήμα #3. Μπορούμε να πούμε ότι τα σήματα #1 και #2 αποτελούν τις *φασματικές συνιστώσες* του σήματος #3. Ο χειρισμός ενός σήματος μπορεί να γίνει είτε στο *πεδίο του χρόνου* (Σχήμα 7.1-i), είτε στο *πεδίο της συχνότητας* (Σχήμα 7.1-ii). Η μελέτη στο πεδίο της συχνότητας, η οποία πολλές φορές είναι ευκολότερη σε σχέση με την ανάλυση στο πεδίο του χρόνου, γίνεται με τη βοήθεια του *φάσματος* (spectrum) του σήματος. Πρόκειται για γράφημα ο οριζόντιος άξονας του οποίου αντιστοιχεί στη συχνότητα, ο δε κατακόρυφος αντιστοιχεί στο πλάτος (ή στην ισχύ) της αντίστοιχης αρμονικής συνιστώσας. Αν ο αριθμός των συνιστωσών είναι πεπερασμένος, τότε το αντίστοιχο φάσμα ονομάζεται *διακριτό* και οι φασματικές συνιστώσες παριστάνονται συνήθως με τη μορφή των βελών του Σχήματος 7.1-ii. Τα σήματα #1 και #2, για παράδειγμα, έχουν – ως αρμονικά – μοναδική συνιστώσα τη συχνότητα f_1 και f_2 , αντίστοιχα. Αντίθετα, το σήμα #3 – ως μη αρμονικό – έχει φάσμα που περιέχει τις συχνότητες f_1 και f_2 των συνιστωσών από τις οποίες προέκυψε.

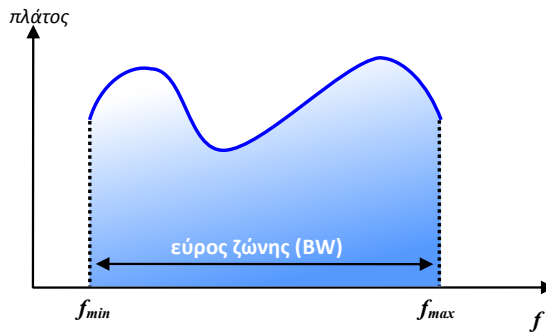
7.1.2 Ανάλυση σημάτων κατά Fourier - φάσμα

Μπορεί να αποδειχθεί ότι οποιοδήποτε μη αρμονικό σήμα μπορεί να προκύψει από την επαλληλία (υπέρθεση) αρμονικών όρων κατάλληλης συχνότητας και πλάτους. Η μαθηματική διαδικασία με την οποία μπορούμε να βρούμε τις συχνότητες και τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών ενός σήματος ονομάζεται *ανάλυση Fourier* [5]. Με τη βοήθεια της ανάλυσης Fourier οδηγούμαστε στην έννοια του φάσματος.

Φάσμα ενός σήματος ονομάζεται το σύνολο των συχνοτήτων των αρμονικών συνιστωσών με συγκεκριμένα πλάτη τα οποία πρέπει να αθροισθούν, ώστε να δώσουν ως αποτέλεσμα το συγκεκριμένο σήμα. Αποδεικνύεται ότι οποιοδήποτε περιοδικό μη ημιτονικό σήμα περιόδου T έχει φάσμα που απο-



Σχήμα 7.2 Παράδειγμα διακριτού φάσματος περιοδικού σήματος



Σχήμα 7.3 Παράδειγμα συνεχούς φάσματος μη περιοδικού σήματος

τελείται από μια σειρά συχνοτήτων, οι οποίες είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής (ή θεμελιώδους) συχνότητας του σήματος. Δηλαδή, το σήμα ισοδυναμεί με το άθροισμα αρμονικών σημάτων, καθένα από τα οποία έχει συχνότητα πολλαπλάσια της θεμελιώδους. Οι συχνότητες αυτές λέγονται *αρμονικές* (harmonics) και το αντίστοιχο φάσμα είναι προφανώς *διακριτό* (Σχήμα 7.2).

Αν το σήμα είναι μη περιοδικό, το φάσμα του αποτελείται από άπειρο αριθμό ημιτονικών σημάτων, των οποίων οι συχνότητες είναι τυχαίες, δεν έχουν σχέση μεταξύ τους και περιλαμβάνονται μεταξύ δύο ακραίων συχνοτήτων f_{min} (ελάχιστη) και f_{max} (μέγιστη), οι οποίες εξαρτώνται από τη φύση του σήματος. Ένα τέτοιο φάσμα είναι *συνεχές* (Σχήμα 7.3). Στην περίπτωση αυτή είναι ακριβέστερο να μιλάμε για *φασματική ζώνη* (ή εύρος ζώνης, bandwidth – BW) του σήματος. Χαρακτηριστική περίπτωση φάσματος αποτελεί το *ακουστικό φάσμα*, το οποίο αντιστοιχεί στη ζώνη συχνοτήτων από 20Hz έως 20kHz και περιλαμβάνει όλες τις συχνότητες που μπορούν να διεγείρουν το ανθρώπινο αφτί.

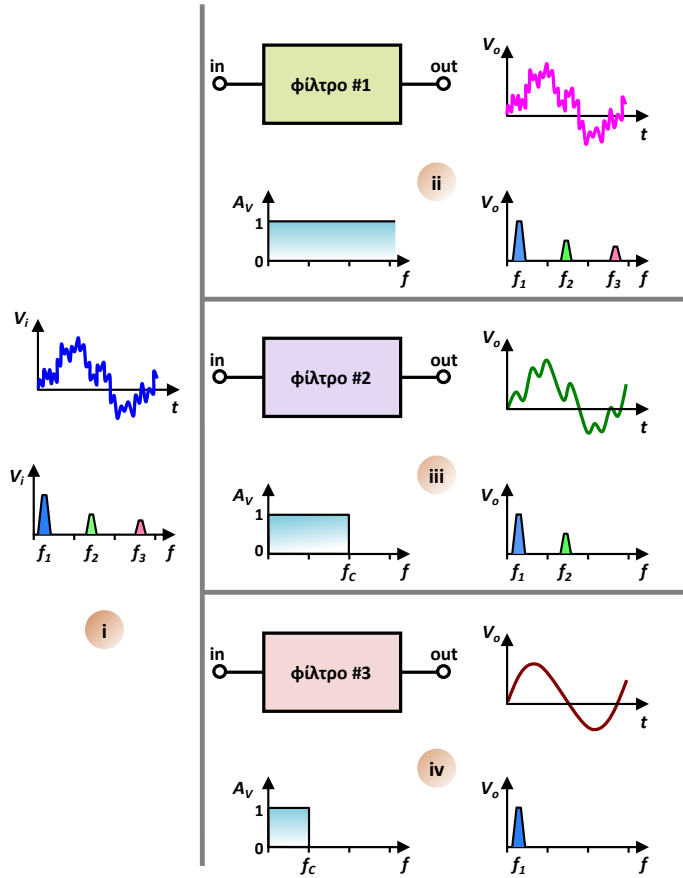
7.2 Η έννοια του φίλτρου

Ως *φίλτρο* (filter) μπορεί να χαρακτηριστεί, γενικά, κάθε ηλεκτρονικό κύκλωμα (ή σύστημα) η απόκριση του οποίου εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος εισόδου του. Αν λάβουμε υπόψη μας πως οι χωρητικότητες και οι αυτεπαγωγές έχουν σύνθετη αντίσταση η οποία εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος που διέρχεται από αυτές, μπορούμε να συμπεράνουμε πως κάθε κύκλωμα που περιέχει τουλάχιστον ένα από τα πιο πάνω στοιχεία θα λειτουργεί ως φίλτρο. Δεδομένου, μάλιστα, ότι παρασιτικές χωρητικότητες, αλλά και αυτεπαγωγές, υπεισέρχονται σχεδόν αναπόφευκτα λόγω κατασκευαστικών αδυναμιών, μπορούμε να αντιληφθούμε ότι κάθε κύκλωμα θα συμπεριφέρεται ως φίλτρο, οδηγώντας σε απόσβεση του σήματος σε μία ή περισσότερες περιοχές συχνοτήτων. Αν η συμπεριφορά αυτή είναι ανεπιθύμητη, ακολουθείται κατάλληλη σχεδίαση ώστε το ωφέλιμο σήμα να έχει συχνότητα εκτός των πιο πάνω περιοχών. Για το λόγο αυτό είναι χρήσιμη η ανάλυση της *απόκρισης κατά συχνότητα* (frequency response) ενός κυκλώματος, ιδιαίτερα εκείνων που λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες.

Η συμπεριφορά ενός φίλτρου καθορίζεται από τη συνάρτηση μεταφοράς του, δηλαδή τη μιγαδική απολαβή τάσης υπό την έννοια που αυτή παρουσιάστηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο. Συγκεκριμένα, αν το ίδιο σήμα εφαρμοστεί στις εισόδους διαφορετικών φίλτρων τα αντίστοιχα σήματα εξόδου θα είναι διαφορετικά.

Έστω ένα σήμα το οποίο προκύπτει από την επαλληλία τριών συνιστωσών με συχνότητες f_1 , f_2 και f_3 , όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 7.4-i τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας. Η φασματική απόκριση του φίλτρου #1 του Σχήματος 7.4-ii είναι οριζόντια στην περιοχή συχνοτήτων του σήματος, οπότε – υποθέτοντας μοναδιαίο μέτρο για την απολαβή τάσης (A_V) στην περιοχή αυτή – θα πάρουμε στην έξοδο του φίλτρου αναλλοίωτο το σήμα εισόδου, τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας, μιας και τα πεδία αυτά είναι ισοδύναμα. Η απολαβή τάσης του φίλτρου #2 του Σχήματος 7.4-iii μηδενίζεται πάνω από μια συχνότητα f_C , η οποία ονομάζεται *συχνότητα αποκοπής* (cutoff frequency). Επειδή η συνιστώσα f_3 του σήματος εισόδου αντιστοιχεί σε συχνότητα μεγαλύτερη της συχνότητας αποκοπής, η συχνότητα αυτή θα απουσιάζει από το σήμα στην έξοδο του φίλτρου. (Η απεικόνιση του σήματος εξόδου στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας φαίνεται στο Σχήμα 7.4-iii). Η συχνότητα αποκοπής (f_C) του φίλτρου #3 του Σχήματος 7.4-iv έχει επιλεγεί μεταξύ των συχνοτήτων f_1 και f_2 του σήματος εισόδου. Είναι φανερό ότι το φίλτρο θα επιτρέπει τη διέλευση μόνο της συχνότητας f_1 , αποπνίγοντας τις συνιστώσες f_1 και f_2 . Δεδομένου ότι το σήμα εξόδου περιέχει μια μονάχα συνιστώσα, η μορφή του στο πεδίο του χρόνου θα είναι αρμονική.

Από το προηγούμενο παράδειγμα μπορούμε να συμπεράνουμε πως η επίδραση ενός φίλτρου σε ένα σήμα δεν εξαρτάται μόνο από τη συνάρτηση μεταφοράς του ίδιου του φίλτρου, αλλά και από τη συσχέτισή της ως προς το φάσμα του σήματος εισόδου.



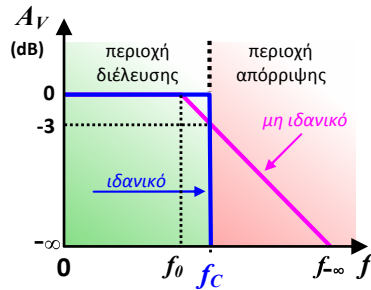
Σχήμα 7.4 Η έννοια του φίλτρου

7.3 Διάκριση φίλτρων και χαρακτηριστικά τους

Υπάρχουν αρκετά κριτήρια για τη διάκριση των διάφορων τύπων φίλτρων, τα κυριότερα από τα οποία είναι τα εξής:

7.3.1 Ενίσχυση - απόσβεση συχνοτικών συνιστωσών

Φίλτρα που κατασκευάζονται με παθητικά στοιχεία (αντιστάτες, πυκνωτές, πηνία) χαρακτηρίζονται ως παθητικά (passive) και μπορούν να επιτύχουν την επιλεκτική απόσβεση των συχνοτικών συνιστωσών του σήματος εισόδου τους. Αντίθετα, φίλτρα που περιλαμβάνουν και ενεργά στοιχεία (τελεστικούς ενισχυτές, τρανζίστορ, κ.λπ.) μπορούν να επιτύχουν την επιλεκτική απόσβεση ορισμένων συχνοτήτων και την ενίσχυση άλλων. Τα φίλτρα αυτού του τύπου ονομάζονται ενεργά (active).



Σχήμα 7.5 Διακριτική ικανότητα φίλτρου

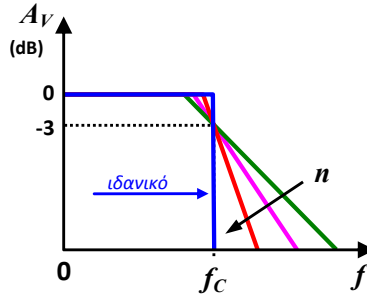
7.3.2 Επιλεκτικότητα

Ανάλογα με την επιλεκτικότητά τους, τα φίλτρα διακρίνονται σε *φίλτρα διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων* (Low Pass Filters – LPF), σε *φίλτρα διέλευσης υψηλών συχνοτήτων* (High Pass Filters – HPF), σε *φίλτρα διέλευσης ζώνης συχνοτήτων* (Band Pass Filters – BPF), σε *φίλτρα απόρριψης ζώνης συχνοτήτων* (Band Stop Filters), κ.λπ., όπως θα εξηγήσουμε αναλυτικά στη συνέχεια. Όλα τα φίλτρα του παραδείγματος του Σχήματος 7.4 είναι φίλτρα LPF, αφού επιτρέπουν τη διέλευση των χαμηλών συχνοτήτων έως τη συχνότητα αποκοπής τους.

7.3.3 Διακριτική ικανότητα και τάξη

Η απόκριση κατά συχνότητα ενός φίλτρου περιλαμβάνει περιοχές διέλευσης και περιοχές απόρριψης διακριτές μεταξύ τους. Στην ιδανική περίπτωση, η συνάρτηση μεταφοράς θα είναι ασυνεχής στα όρια των πιο πάνω περιοχών κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 7.5. Επιπλέον, για ιδανικό παθητικό φίλτρο, συχνότητες σήματος εισόδου εντός των περιοχών διέλευσης υφίστανται μηδενική απόσβεση (μοναδιαία [ή μηδενική – σε decibel] απολαβή τάσης), ενώ η απόσβεση στις περιοχές απόρριψης είναι άπειρη (μηδενική [ή ίση με $-\infty$ – σε decibel] απολαβή τάσης). Ο ορισμός των συχνοτήτων αποκοπής (f_c) ενός ιδανικού φίλτρου είναι απλός, μιας και αυτές οριοθετούν γειτονικές περιοχές διέλευσης και απόρριψης.

Για τα πρακτικά φίλτρα είναι φανερό πως δεν είναι δυνατή η ύπαρξη ασυνεχειών στη συνάρτηση μεταφοράς. Επομένως, τα όρια μεταξύ των περιοχών διέλευσης και απόρριψης είναι δυσδιάκριτα, μιας και οι συχνότητες μηδενικής (f_0) και άπειρης απόσβεσης ($f_{-\infty}$) απέχουν (βλπ. Σχήμα 7.5). Σε ένα μη ιδανικό φίλτρο η συχνότητα αποκοπής μεταξύ μιας περιοχής διέλευσης και της γειτονικής της περιοχής απόρριψης ορίζεται ως η συχνότητα καμπής του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου μεταξύ των δύο περιοχών. Πρόκειται για τη συχνότητα εντός της περιοχής απόρριψης όπου η απολαβή τάσης παίρνει τιμή κατά 3dB μικρότερη της αντίστοιχης απολαβής στην περιοχή διέλευσης. Η συχνότητα αυτή ονομάζεται και *συχνότητα μισής ισχύος* (half power frequency), επειδή η ισχύς του σήματος



Σχήμα 7.6 Αποκρίσεις φίλτρων διαφορετικής τάξης

υποδιπλασιάζεται για τη συγκεκριμένη συχνότητα.

Στην περίπτωση ιδανικού φίλτρου προφανώς θα ισχύει:

$$f_c = f_0 = f_{-\infty} \quad (7.1)$$

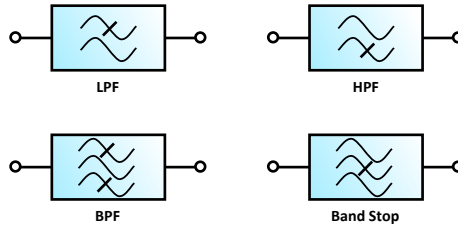
Μπορούμε, λοιπόν, να ισχυριστούμε πως όσο μικρότερη είναι η σχετική διαφορά των συχνοτήτων μηδενικής (f_0) και άπειρης απόσβεσης ($f_{-\infty}$), τόσο ιδανικότερο είναι ένα φίλτρο. Με άλλα λόγια, επιδιώκουμε τη μέγιστη δυνατή κλίση της χαρακτηριστικής μεταφοράς του φίλτρου στα όρια των περιοχών διέλευσης και απόρριψης. Φίλτρα μεγαλύτερης κυκλωματικής πολυπλοκότητας μπορούν να ικανοποιήσουν την πιο πάνω απαίτηση, ο βαθμός ικανοποίησης της οποίας σχετίζεται ευθέως με την τάξη (n) του φίλτρου, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 7.6.

Ως τάξη (order) ενός φίλτρου ορίζεται ο μέγιστος βαθμός n της μεταβλητής s ($=j\omega$) στη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου αυτού και σχετίζεται άμεσα με την κυκλωματική του πολυπλοκότητα. Όπως θα δούμε στη συνέχεια, ένα απλό παθητικό φίλτρο RC πρώτης τάξης περιλαμβάνει έναν πυκνωτή και μια αντίσταση, ένα όμοιο δεύτερης τάξης περιλαμβάνει δύο πυκνωτές και δύο αντιστάσεις, κ.ο.κ.

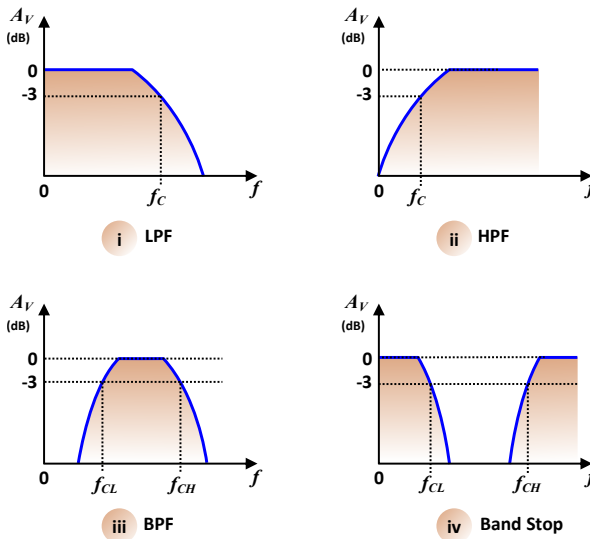
7.3.4 Τύποι φίλτρων

Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούμε στους κυριότερους τύπους φίλτρων, με κριτήριο την επιλεκτικότητά τους. Πρόκειται για τα φίλτρα διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων (Low Pass Filters – LPF), τα φίλτρα διέλευσης υψηλών συχνοτήτων (High Pass Filters – HPF), τα φίλτρα διέλευσης ζώνης συχνοτήτων (Band Pass Filters – BPF) και τα φίλτρα απόρριψης ζώνης συχνοτήτων (Band Stop Filters), τα σύμβολα των οποίων φαίνονται στο Σχήμα 7.7 και τη λειτουργία των οποίων θα δούμε στη συνέχεια.

Στο Σχήμα 7.8 περιλαμβάνονται τυπικές αποκρίσεις των πιο πάνω φίλτρων. Όπως υποδηλώνει η αντίστοιχη ονομασία, ένα φίλτρο LPF διαθέτει μια μοναδική συχνότητα αποκοπής f_c και επιτρέπει τη διέλευση όλων των συχνοτήτων με τιμές μικρότερες από αυτήν, έως και της μηδενικής συχνότητας (DC), κατά το Σχήμα 7.8-ι.



Σχήμα 7.7 Σύμβολα για τους συνηθέστερους τύπους φίλτρων



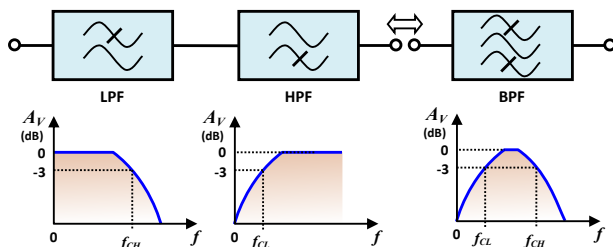
Σχήμα 7.8 Τυπικές συναρτήσεις μεταφοράς (μέτρο) για τους συνηθέστερους τύπους φίλτρων

Παρόμοια, ένα φίλτρο HPF επιτρέπει τη διέλευση όλων των συχνοτήτων με τιμές μεγαλύτερες από τη (μοναδική) συχνότητα αποκοπής του f_c , κατά το Σχήμα 7.8-ii.

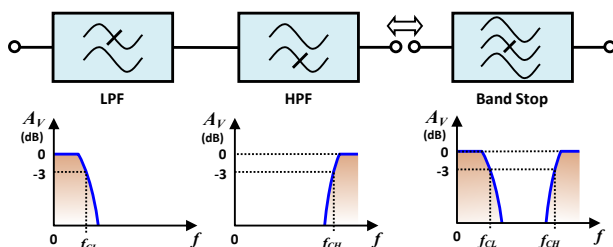
Αντίθετα, ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων (BPF) διαθέτει δύο συχνότητες αποκοπής μιας και η απόκρισή του περιλαμβάνει μία περιοχή (ή ζώνη) διέλευσης και δύο περιοχές απόρριψης εκατέρωθεν της ζώνης αυτής, κατά το Σχήμα 7.8-iii. Από τις δύο αυτές συχνότητες, εκείνη με τη μικρότερη τιμή (f_{CL}) οριοθετεί την περιοχή αποκοπής των χαμηλών συχνοτήτων, ενώ η άλλη (f_{CH}) οριοθετεί την περιοχή αποκοπής των υψηλών συχνοτήτων.

Την ανάστροφη λειτουργία επιτελεί ένα φίλτρο απόρριψης ζώνης. Και εδώ υπάρχουν δύο συχνότητες αποκοπής (f_{CL} και f_{CH}) οι οποίες οριοθετούν τη ζώνη απόρριψης. Οποιαδήποτε συχνότητα του σήματος εισόδου μεταξύ των δύο συχνοτήτων αποκοπής του φίλτρου απορρίπτονται, σύμφωνα με το Σχήμα 7.8-iv.

Μπορεί εύκολα κάποιος να διαπιστώσει πως με τη σύνδεση σε σειρά



Σχήμα 7.9 Παραγωγή φίλτρου BPF με τη σύνδεση σε σειρά LPF και HPF

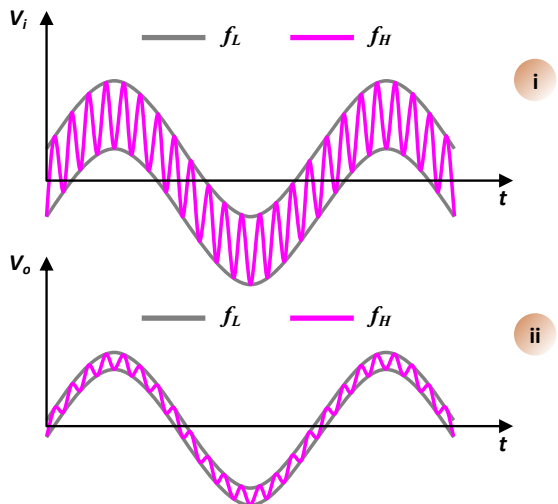


Σχήμα 7.10 Παραγωγή φίλτρου απόρριψης ζώνης με τη σύνδεση σε σειρά LPF και HPF

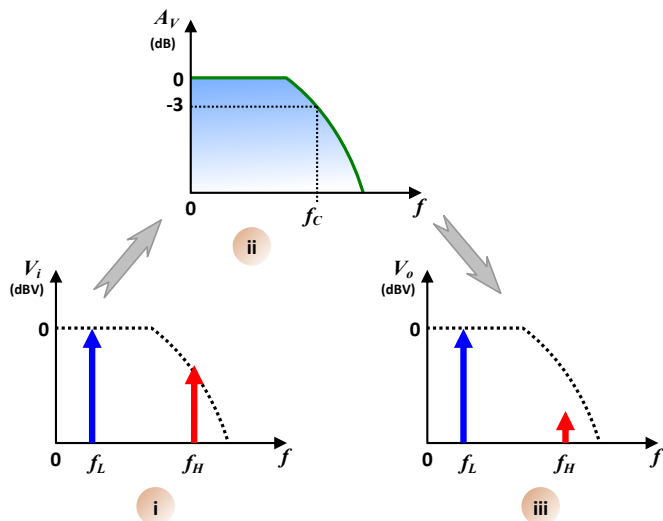
ενός φίλτρου LPF και ενός HPF μπορούμε να πάρουμε ένα φίλτρο BPF, ή ένα φίλτρο απόρριψης ζώνης, με τον τρόπο που υποδεικνύουν τα Σχήματα 7.9 και 7.10, αντίστοιχα.

Ας εξετάσουμε λεπτομερέστερα την επίδραση που μπορεί να έχει ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων σε ένα σήμα, με τη βοήθεια ενός παραδείγματος. Ας θεωρήσουμε το σήμα V_i του Σχήματος 7.11-i, το οποίο εφαρμόζεται στην είσοδο ενός φίλτρου LPF με μέτρο απολαβής τάσης (A_V) που αντιστοιχεί στην καμπύλη του Σχήματος 7.12-ii.

Όπως φαίνεται από το φάσμα του Σχήματος 7.12-i, το σήμα αποτελείται από δύο συνιστώσες, η μία με τιμή συχνότητας f_L και η άλλη με τιμή f_H , μεγαλύτερη της πρώτης αλλά μικρότερου πλάτους. Η εικόνα αυτή αντανακλά στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 7.11-i) ως μια «αργή» μεταβολή, που αντιστοιχεί στη συχνότητα f_L , στην οποία επικάθεται μια «γρήγορη» μεταβολή που αντιστοιχεί στη συχνότητα f_H . Διερχόμενο από το φίλτρο, το σήμα υφίσταται εξασθένιση της υψίσυχνης συνιστώσας συχνότητας f_H , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 7.12-iii. Για το σήμα (V_o) στην έξοδο του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 7.11-ii), το πλάτος της υψίσυχνης διακύμανσης περιορίζεται σημαντικά, ενώ το πλάτος της «αργής» συνιστώσας συχνότητας f_L δεν επηρεάζεται. Το αποτέλεσμα μας θυμίζει τη διαδικασία της εξομάλυνσης, η οποία αποσκοπεί στον περιορισμό της κυμάτωσης μιας ανορθωμένης αρμονικής κυματομορφής, την οποία εξετάσαμε στο δεύτερο κεφάλαιο. Πράγματι, ο συνδυασμός αντίστασης και πυκνωτή που χρησιμοποιούμε κατά την εξομάλυνση αντιστοιχεί στην πράξη σε ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης, όπως θα δούμε σε επόμενη



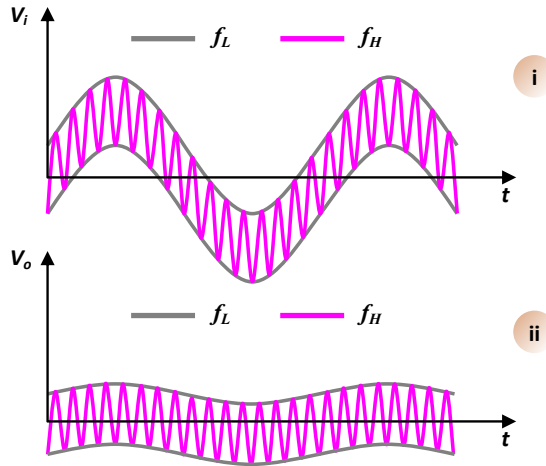
Σχήμα 7.11 Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου LPF σε σήμα στο πεδίο του χρόνου



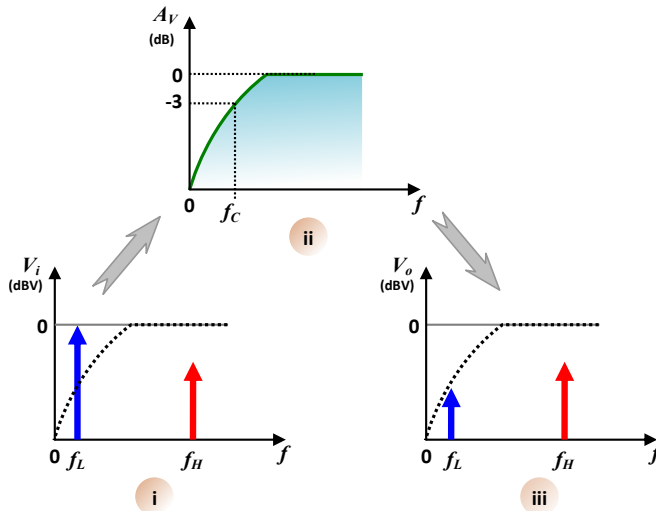
Σχήμα 7.12 Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου LPF σε σήμα στο πεδίο της συχνότητας

παράγραφο.

Ας δούμε, στο σημείο αυτό, την επίδραση ενός φίλτρου HPF σε ένα σήμα, χρησιμοποιώντας σήμα όμοιο με αυτό του προηγούμενου παραδείγματος. Ας υποθέσουμε πως το φίλτρο του παραδείγματός μας παρουσιάζει την απόκριση του Σχήματος 7.13-ii. Διερχόμενο από το φίλτρο, το σήμα υφίσταται εξασθένηση της συνιστώσας με χαμηλή συχνότητα (f_L), κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 7.14-iii. Για το σήμα (V_o) στην έξοδο του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 7.13-ii), το πλάτος της υψίσυχνης δια-



Σχήμα 7.13 Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου HPF σε σήμα στο πεδίο του χρόνου



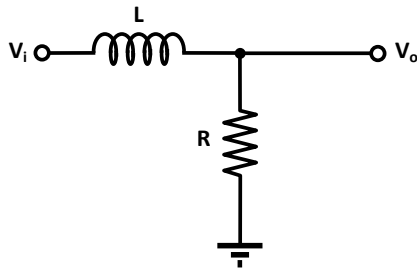
Σχήμα 7.14 Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου HPF σε σήμα στο πεδίο της συχνότητας

κύμανσης παραμένει αμετάβλητο, ενώ το πλάτος της «αργής» συνιστώσας συχνότητας f_L περιορίζεται σημαντικά.

7.4 Παθητικά φίλτρα πρώτης τάξης

Πριν προχωρήσουμε στη λεπτομερέστερη ανάλυση απλών παθητικών φίλτρων πρώτης τάξης, ας δούμε ποιοτικά την αρχή στην οποία στηρίζουν τη λειτουργία τους.

Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 7.15, που αποτελείται από πηνίο με συ-



Σχήμα 7.15 Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης

ντελεστή αυτεπαγωγής L και ωμικό αντιστάτη με τιμή αντίστασης R . Προκειμένου να κατανοήσουμε τη λειτουργία του κυκλώματος αρκεί να θυμηθούμε πως η σύνθετη αντίσταση (Z_L) ενός πηνίου με συντελεστή αυτεπαγωγής L εξαρτάται από τη συχνότητα (f) του σήματος που εφαρμόζεται στα άκρα του, σύμφωνα με τη σχέση:

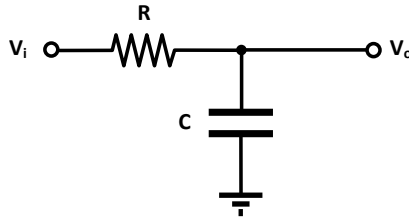
$$Z_L = L\omega j \quad (7.2)$$

όπου $\omega = 2\pi f$ η κυκλική συχνότητα του σήματος. Πιο συγκεκριμένα, μπορούμε να διαπιστώσουμε από τη σχέση (7.2) πως η αντίσταση ενός πηνίου είναι μηδενική για μηδενική συχνότητα σήματος (δηλαδή για DC) και αυξάνεται ανάλογα με τη συχνότητα.

Από το κύκλωμα του φίλτρου (Σχήμα 7.15) μπορούμε να παρατηρήσουμε πως η τάση εξόδου λαμβάνεται ως το κλάσμα της τάσης εισόδου που προκύπτει από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν το πηνίο και ο αντιστάτης. Όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση του πηνίου, τόσο μικρότερη θα είναι η τιμή της τάσης εξόδου, δεδομένου πως η αντίσταση R είναι σταθερή και ανεξάρτητη της συχνότητας του σήματος. Όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου είναι μεγάλη, η αντίσταση του πηνίου θα είναι αντίστοιχα μεγάλη και η απολαβή του διαιρέτη θα είναι μικρή. Αντίστροφα, όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου είναι μικρή, η αντίσταση του πηνίου θα είναι αντίστοιχα μικρή και η απολαβή του διαιρέτη τάσης θα είναι μεγάλη (και ίση με τη μονάδα όταν η συχνότητα του σήματος θα είναι μηδενική).

Από την προηγούμενη ποιοτική ανάλυση προκύπτει πως το κύκλωμα που εξετάζουμε συμπεριφέρεται ως φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Επειδή, δε, αποτελείται από έναν αντιστάτη (R) και ένα πηνίο (L) ονομάζεται *φίλτρο R-L*. Όπως θα προκύψει από την ποσοτική ανάλυση που θα ακολουθήσει, η τάξη του κυκλώματος ισούται με τη μονάδα, άρα πρόκειται για ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης. Ο όγκος (και άρα και το κόστος) των πηνίων είναι μεγαλύτερα σε σχέση με εκείνα των πυκνωτών, γεγονός που τα καθιστά όχι ιδιαίτερα δημοφιλή στους σχεδιαστές κυκλωμάτων.

Μια εναλλακτική υλοποίηση ενός φίλτρου LPF με τη χρήση πυκνωτή φαίνεται στο Σχήμα 7.16. Ας εξετάσουμε ποιοτικά τη συμπεριφορά του κυκλώματος αυτού. Θα πρέπει να θυμηθούμε πως η σύνθετη αντίσταση (Z_C) ενός πυκνωτή χωρητικότητας C εξαρτάται από τη συχνότητα (f) του σήματος που



Σχήμα 7.16 Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης

εφαρμόζεται στα άκρα του, σύμφωνα με τη σχέση:

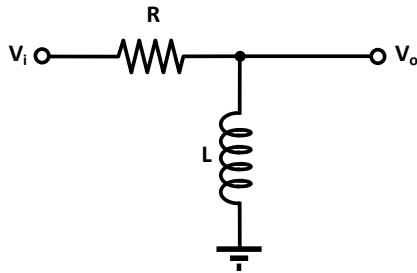
$$Z_C = \frac{1}{C\omega j} \quad (7.3)$$

Από τη σχέση (7.3) μπορούμε να διαπιστώσουμε πως η αντίσταση ενός πυκνωτή είναι άπειρη για μηδενική συχνότητα σήματος (αποτελεί, δηλαδή, βραχυκύκλωμα για το DC) και μειώνεται όσο αυξάνεται η συχνότητα. Όπως και στο κύκλωμα R-L το οποίο περιγράψαμε προηγουμένως, η τάση εξόδου λαμβάνεται ως το κλάσμα της τάσης εισόδου που προκύπτει από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν ο αντιστάτης και ο πυκνωτής. Όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση του πυκνωτή, τόσο μεγαλύτερη θα είναι η τιμή της τάσης εξόδου, δεδομένου πως η αντίσταση R είναι σταθερή και ανεξάρτητη της συχνότητας του σήματος. Όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου είναι μεγάλη, η αντίσταση του πυκνωτή θα είναι μικρή και το ίδιο θα συμβαίνει για την απολαβή του διαιρέτη τάσης. Αντίστροφα, όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου είναι μικρή, η αντίσταση του πυκνωτή θα είναι μεγάλη, όπως και η απολαβή του διαιρέτη τάσης (και ίση με τη μονάδα όταν η συχνότητα του σήματος θα είναι μηδενική).

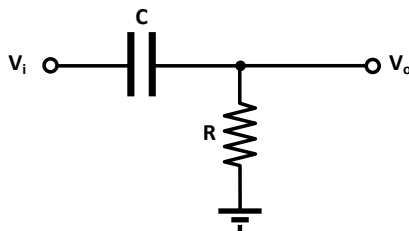
Από την πιο πάνω ποιοτική ανάλυση προκύπτει πως το κύκλωμα συμπεριφέρεται ως φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Επειδή, δε, αποτελείται από έναν αντιστάτη (R) και έναν πυκνωτή (C) ονομάζεται *φίλτρο R-C*. Όπως θα προκύψει από την ποσοτική ανάλυση που θα ακολουθήσει, η τάξη του κυκλώματος ισούται με τη μονάδα, άρα πρόκειται για ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης.

Εναλλάσσοντας τη θέση των δύο παθητικών στοιχείων του κυκλώματος του Σχήματος 7.15 παίρνουμε το φίλτρο του Σχήματος 7.17, η αρχή λειτουργίας του οποίου δεν διαφοροποιείται ουσιαστικά. Η μοναδική διαφορά έγκειται στο γεγονός ότι, λόγω ακριβώς της εναλλαγής θέσης των στοιχείων, ο διαιρέτης τάσης θα συμπεριφέρεται «αντίστροφα» ως προς τη συχνότητα, εμφανίζοντας μηδενική απολαβή στο DC (μιας και η έξοδος θα γειώνεται μέσω του πηνίου) και αυξανόμενη απολαβή (η οποία θα τείνει στη μονάδα) όσο αυξάνεται η συχνότητα του σήματος στην είσοδο. Συμπεραίνουμε, λοιπόν, πως αναφερόμαστε σε ένα φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης.

Με παρόμοιους συλλογισμούς μπορούμε να διαπιστώσουμε πως το κύκλωμα του Σχήματος 7.18 μπορεί να υλοποιήσει ένα φίλτρο διέλευσης υψη-



Σχήμα 7.17 Παθητικό φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης



Σχήμα 7.18 Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης

λών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης.

Ας επιστρέψουμε στο παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L του Σχήματος 7.15 και ας υπολογίσουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του.

Από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν το πηνίο και ο αντιστάτης μπορούμε να γράψουμε για την τάση εξόδου (V_o):

$$V_o = \frac{R}{R + L\omega j} V_i \quad (7.4)$$

Η σχέση (7.4) μπορεί να δώσει, ισοδύναμα:

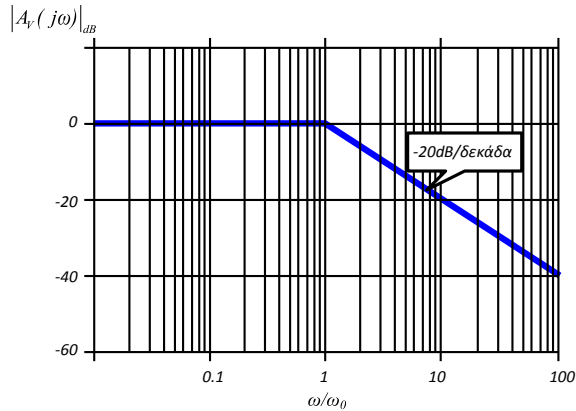
$$H(s) = A_v(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s} \quad (7.5)$$

όπου H η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου, η οποία μπορεί να γραφτεί και ως:

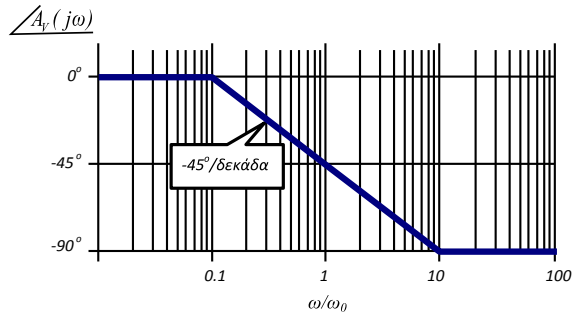
$$H(s) = A_v(s) = \frac{1}{1 + \frac{\left(\frac{R}{L}\right)}{s}} \quad (7.6)$$

Πρόκειται για μια συνάρτηση μεταφοράς πρώτης τάξης, με έναν πραγματικό πόλο, αντίστοιχη της μορφής:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \quad (7.7)$$



Σχήμα 7.19 Διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης παθητικού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης



Σχήμα 7.20 Διάγραμμα Bode για τη φάση μεταξύ των σημάτων εξόδου-εισόδου παθητικού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης

(όπου ω_0 η κυκλική συχνότητα καμψής), η οποία έχει μελετηθεί στο πρώτο κεφάλαιο. Με σύγκριση των σχέσεων (7.6) και (7.7) μπορεί να προκύψει η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου (f_C):

$$\omega_0 = 2\pi f_C = \frac{R}{L} \quad (7.8)$$

από την οποία βρίσκουμε:

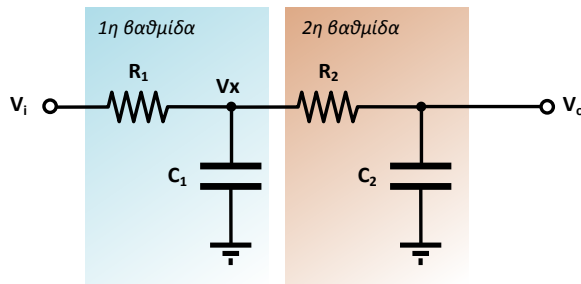
$$f_C = \frac{R}{2\pi L} \quad (7.9)$$

Γίνεται φανερό ότι η επιθυμητή τιμή της συχνότητας αποκοπής μπορεί να επιτευχθεί με την κατάλληλη επιλογή τιμών των παθητικών στοιχείων R και L .

Με βάση την ανάλυση που έγινε στο πρώτο κεφάλαιο, μπορούμε να σχεδιάσουμε τα διαγράμματα Bode που περιγράφουν την απόκριση κατά συχνότητα του φίλτρου, όπως αυτά φαίνονται στα Σχήματα 7.19 και 7.20. Μια πολύ σημαντική παρατήρηση από τα διαγράμματα αυτά είναι πως η κλίση

Πίνακας 7.1 Συναρτήσεις μεταφοράς και συχνότητες αποκοπής απλών παθητικών φίλτρων πρώτης τάξης

Παθητικά στοιχεία	Τύπος (επιλεκτικότητα)	Συνάρτηση Μεταφοράς	Συχνότητα Αποκοπής
R-L	LPF	$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s}$	$f_c = \frac{R}{2\pi L}$
R-L	HPF	$H(s) = \frac{s}{s + \frac{R}{L}}$	$f_c = \frac{R}{2\pi L}$
R-C	LPF	$H(s) = \frac{1}{1 + RCs}$	$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$
R-C	HPF	$H(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}}$	$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$



Σχήμα 7.21 Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης

του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς στη ζώνη απόρριψης είναι -20dB ανά δεκάδα, γεγονός που ισχύει για όλα τα παθητικά φίλτρα πρώτης τάξης που εξετάσαμε.

Εργαζόμενοι με παρόμοιο τρόπο μπορούμε να βρούμε τις συναρτήσεις μεταφοράς και τις συχνότητες αποκοπής και των υπόλοιπων παθητικών φίλτρων που προηγήθηκαν, όπως συνοψίζονται στον Πίνακα 7.1.

7.5 Παθητικά φίλτρα δεύτερης τάξης

Όπως ήδη αναφέραμε, η ανάγκη για μεγάλη διακριτική ικανότητα μας αναγκάζει να προχωρήσουμε στην επιλογή φίλτρων ανώτερης τάξης, για τα οποία η κλίση του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς στη ζώνη απόρριψης είναι μεγαλύτερη από τα -20dB/δεκάδα των αντίστοιχων φίλτρων πρώτης τάξης. Ένα παθητικό φίλτρο πρώτης τάξης, σαν αυτά που ήδη εξετάσαμε, μπορεί να μετατραπεί σε δεύτερης τάξης αν συνδέσουμε στην έξοδό του ένα ακόμη φίλτρο πρώτης τάξης. Στο Σχήμα 7.21 απεικονίζεται ένα παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης το οποίο

έχει προκύψει από τη διασύνδεση δύο βαθμίδων πρώτης τάξης, όμοιας τοπολογίας.

Για τη γενική περίπτωση του Σχήματος 7.21, μπορεί να αποδειχθεί πως η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (7.10)$$

Για απλοποίηση των υπολογισμών θα θεωρήσουμε ότι ισχύει:

$$R_1 = R_2 = R \quad (7.11)$$

και

$$C_1 = C_2 = C \quad (7.12)$$

Η τάση εξόδου (V_o) του φίλτρου ισούται με το κλάσμα της τάσης V_x στην έξοδο της πρώτης βαθμίδας (βλπ. Σχήμα 7.21) όπως προκύπτει από τον διαιρέτη τάσης της δεύτερης βαθμίδας. Μπορούμε, επομένως, να γράψουμε:

$$V_o = \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} V_x \quad (7.13)$$

όπου Z_2 η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή C_2 .

Παρόμοια, η τάση εξόδου της πρώτης βαθμίδας (V_x) ισούται με το κλάσμα της τάσης V_i στην είσοδο του φίλτρου όπως προκύπτει από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζεται από την αντίσταση R_1 και από το δικτύωμα των λοιπών στοιχείων του κυκλώματος (C_1 , R_2 και C_2) μεταξύ της διεπαφής των δύο βαθμίδων και της γης. Από την τοπολογία του δικτυώματος των C_1 , R_2 και C_2 προκύπτει ότι η ισοδύναμη σύνθετη αντίστασή του Z_δ έχει ως εξής:

$$Z_\delta = Z_1 // (R_2 + Z_2) \quad (7.14)$$

όπου Z_1 η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή C_1 . Από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι R_1 και Z_δ προκύπτει:

$$V_x = \frac{Z_\delta}{R_1 + Z_\delta} V_i \quad (7.15)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (7.13) και (7.15) παίρνουμε:

$$V_o = \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} \cdot \frac{Z_\delta}{R_1 + Z_\delta} V_i \quad (7.16)$$

η οποία, με αντικατάσταση της σχέσης (7.14), δίνει:

$$V_o = \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} \cdot \frac{Z_1 // (R_2 + Z_2)}{R_1 + [Z_1 // (R_2 + Z_2)]} V_i \quad (7.17)$$

Λόγω των παροδοχών των σχέσεων (7.11) και (7.12), η (7.17) απλοποιείται ως εξής:

$$V_o = \frac{Z \cdot [Z/(R+Z)]}{(R+Z) \cdot \{R + [Z/(R+Z)]\}} V_i \quad (7.18)$$

όπου $Z (=1/Cs)$ η σύνθετη αντίσταση που αντιστοιχεί στη χωρητικότητα C της σχέσης (7.12).

Η τελευταία γράφεται, ισοδύναμα,:

$$V_o = \frac{1}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{R^2C^2}} V_i \quad (7.19)$$

από την οποία προκύπτει άμεσα η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δεύτερης τάξης:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{R^2C^2}} \quad (7.20)$$

Για πολύ χαμηλές συχνότητες ($s \rightarrow 0$), η έκφραση της συνάρτησης μεταφοράς δίνει $H(s)=1$.

Για τη συχνότητα αποκοπής (f_c , ή ω_c) η απαίτηση μισής ισχύος επιβάλλει:

$$|H(j\omega_c)|^2 = \frac{1}{2} \quad (7.21)$$

Συνδυάζοντας τις (7.20) και (7.21) παίρνουμε:

$$\omega_c^4 + \frac{7\omega_c^2}{R^2C^2} - \frac{1}{R^4C^4} = 0 \quad (7.22)$$

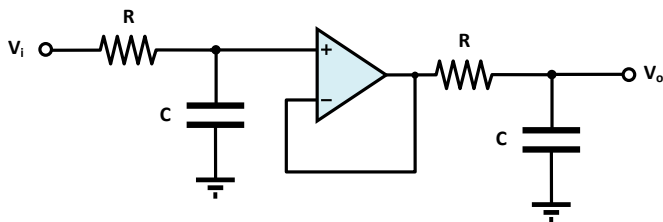
η επίλυση της οποίας δίνει:

$$f_c \simeq \frac{0.45}{2\pi RC} \quad (7.23)$$

Επιστρέφοντας στην έκφραση (7.20) για τη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δεύτερης τάξης που εξετάζουμε, μπορούμε να παρατηρήσουμε πως ο παρονομαστής είναι πολυώνυμο δεύτερου βαθμού ως προς s με θετική διακρίνουσα. Επομένως, η συνάρτηση μεταφοράς έχει δύο πόλους σε καθέναν από τους οποίους αντιστοιχεί κλίση -20dB/δεκάδα στο διάγραμμα Bode του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς. Κατά συνέπεια, το άθροισμα των συνεισφορών κάθε πόλου δίνει συνολική κλίση -40dB/δεκάδα στις υψηλές συχνότητες.

Γενικά, σε ένα φίλτρο n τάξης με μία συχνότητα αποκοπής η κλίση του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς μεταξύ των περιοχών διέλευσης και απόρριψης είναι ίση με $-20n \text{ dB/δεκάδα}$.

Αν στο κύκλωμα του φίλτρου που εξετάσαμε παρεμβάλουμε έναν απομονωτή μεταξύ των δύο βαθμίδων πρώτης τάξης, θα πάρουμε το φίλτρο του



Σχήμα 7.22 Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης με απομονωμένες βαθμίδες

Σχήματος 7.22. Στην περίπτωση αυτή, η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου θα προκύψει από το γινόμενο των συναρτήσεων μεταφοράς των επιμέρους βαθμίδων. Από τον Πίνακα 7.1 παρατηρούμε πως η συνάρτηση μεταφοράς κάθε βαθμίδας δίνεται από τη σχέση:

$$h(s) = \frac{1}{1 + RCs} \quad (7.24)$$

οπότε η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δεύτερης τάξης θα είναι:

$$H(s) = h^2(s) = \frac{1}{(1 + RCs)^2} \quad (7.25)$$

Από την πιο πάνω σχέση μπορούμε να παρατηρήσουμε πως η συνάρτηση μεταφοράς έχει διπλό πόλο, από τον οποίο προκύπτει η συχνότητα αποκοπής:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7.26)$$

Το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου προκύπτει άμεσα από τη σχέση (7.25):

$$|H(s)| = \frac{1}{|(1 + RCs)^2|} = \frac{1}{|R^2C^2s^2 + 2RCs + 1|} \quad (7.27)$$

από την οποία παίρνουμε:

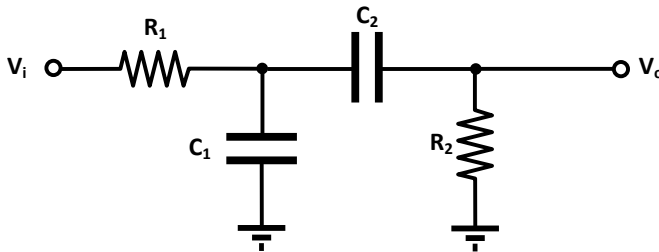
$$|H(j\omega)| = \frac{1}{|(1 - \omega^2R^2C^2) + 2RC\omega j|} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2R^2C^2)^2 + 4R^2C^2\omega^2}} \quad (7.28)$$

Για μεγάλες τιμές της συχνότητας ω η σχέση (7.28) γράφεται:

$$|H(j\omega)| \simeq \frac{1}{\omega^2R^2C^2} \quad (7.29)$$

ή, με χρήση της σχέσης (7.26):

$$|H(j\omega)| \simeq \frac{\omega_c^2}{\omega^2} \quad (7.30)$$



Σχήμα 7.23 Παθητικό φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης

από την οποία βρίσκουμε:

$$20 \log_{10} |H(j\omega)| = -40 \log_{10} \frac{\omega}{\omega_C} \quad (7.31)$$

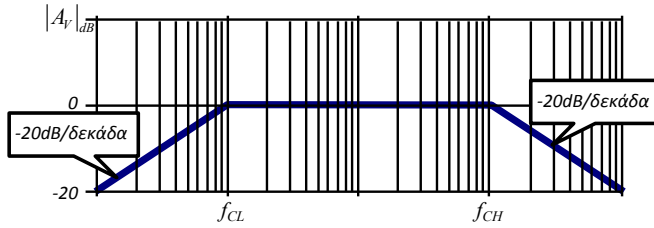
Από τη σχέση (7.31) επιβεβαιώνουμε πως και για το φίλτρο δεύτερης τάξης το οποίο εξετάζουμε η κλίση του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς στο αντίστοιχο διάγραμμα Bode είναι ίση με $-40\text{dB}/\text{δεκάδα}$.

Γίνεται φανερό από τα προηγούμενα πως το κόστος κατασκευής φίλτρων ανώτερης τάξης είναι μεγαλύτερο, τόσο λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητάς τους όσο και λόγω των δυσκολιών στη σχεδιάσή τους. Παρόλα αυτά, η επιλογή τους είναι αναπόφευκτη σε εφαρμογές που απαιτούν φίλτρα μεγάλης διακριτικής ικανότητας.

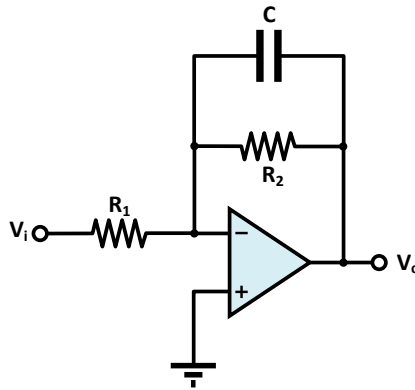
Πριν κλείσουμε την αναφορά μας στα παθητικά φίλτρα δεύτερης τάξης, ας εξετάσουμε το φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων του Σχήματος 7.23. Η σχεδίαση του κυκλώματος του φίλτρου ακολουθεί την αρχή σύμφωνα με την οποία μπορούμε να πάρουμε ένα φίλτρο BPF με τη διασύνδεση σε σειρά ενός φίλτρου LPF και ενός φίλτρου HPF (βλπ. και Σχήμα 7.9). Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου μπορεί να βρεθεί ακολουθώντας διαδικασία παρόμοια με εκείνη που ακολουθήθηκε στην περίπτωση του φίλτρου LPF δεύτερης τάξης που προηγήθηκε, και η έκφρασή της δίνεται από τη σχέση:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{R_2 C_2} s}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (7.32)$$

Ο βαθμός του παρονομαστή υποδεικνύει πως αναφερόμαστε σε ένα φίλτρο δεύτερης τάξης (με δύο πόλους). Παρόλα αυτά, η συνεισφορά του μηδενικού του αριθμητή δίνει δύο διαφορετικές συχνότητες αποκοπής (f_{CL} και f_{CH}) που οριοθετούν τις περιοχές απόρριψης εκατέρωθεν της ζώνης διέλευσης, εντός των οποίων η κλίση του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς είναι ίση με $-20\text{dB}/\text{δεκάδα}$, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 7.24.



Σχήμα 7.24 Διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης παθητικού φίλτρου διέλευσης ζώνης συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης



Σχήμα 7.25 Παράδειγμα κυκλώματος ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης

7.6 Ενεργά φίλτρα

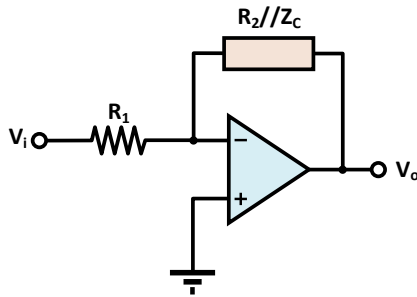
Οι κυριότεροι λόγοι για τους οποίους επιλέγεται η χρήση ενεργών φίλτρων (active filters) είναι η απολαβή μεταξύ των διαδοχικών βαθμίδων, η προσαρμογή τάσης και η απαλλαγή από την ανάγκη χρήσης πηνίων [6, 7]. Η αναλυτική μελέτη των τοπολογιών των ενεργών φίλτρων βρίσκεται εκτός των σκοπών αυτού του βιβλίου. Προκειμένου να κατανοηθεί η έννοια του ενεργού φίλτρου θα μελετήσουμε μια απλή κυκλωματική υλοποίηση ενός ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης με τελεστικό ενισχυτή, όπως αυτό φαίνεται στο Σχήμα 7.25.

Το φίλτρο μπορεί να πάρει τη μορφή του ισοδύναμου κυκλώματος του Σχήματος 7.26, το οποίο ταυτίζεται με τη γνωστή τοπολογία του αναστρέφοντος ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή. Για τη συνάρτηση μεταφοράς (απολαβή τάσης) του κυκλώματος θα έχουμε:

$$H(s) = -\frac{R_2 // Z_C}{R_1} \quad (7.33)$$

όπου

$$R_2 // Z_C = \frac{R_2 Z_C}{R_2 + Z_C} \quad (7.34)$$



Σχήμα 7.26 Ανάλυση κυκλώματος ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης

Αντικαθιστώντας τη σχέση (7.34) στη σχέση (7.33) παίρνουμε:

$$H(s) = -\frac{R_2 Z_C}{R_1 (R_2 + Z_C)} \quad (7.35)$$

και, θέτοντας $Z_C = 1/Cs$,

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_2 Cs + 1} \quad (7.36)$$

Η έκφραση για τη συνάρτηση μεταφοράς αντιστοιχεί στη συνάρτηση μεταφοράς ενός φίλτρου LPF πολλαπλασιασμένη επί τον όρο $-R_2/R_1$, ο οποίος αντιστοιχεί στην απολαβή του ενεργού φίλτρου. Προφανώς επιλέγεται $R_2 > R_1$, ώστε η απολαβή τάσης του ενεργού φίλτρου να είναι μεγαλύτερη της μονάδας. Αν συμβουλευτούμε και τον Πίνακα 7.1, η συχνότητα αποκοπής (f_c) του φίλτρου βρίσκεται ίση με:

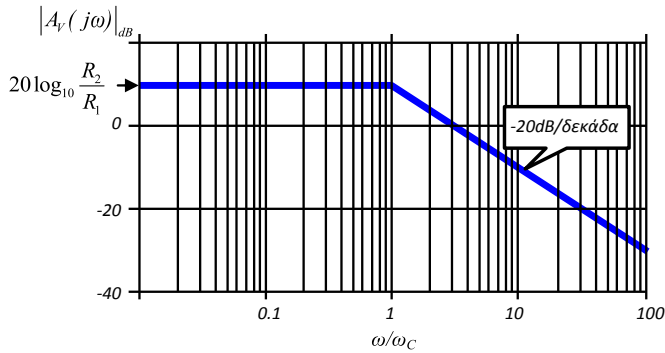
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (7.37)$$

Εξαιτίας του παράγοντα $-R_2/R_1$ στη συνάρτηση μεταφοράς, το διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης του ενεργού φίλτρου σε σχέση με το αντίστοιχο παθητικό θα εμφανίζεται ολισθημένο ως προς τον κατακόρυφο άξονα κατά $20 \log_{10}(R_2/R_1)$, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 7.27. Επιπλέον, η αναστρέφουσα συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή θα εισάγει μεταξύ των σημάτων εξόδου και εισόδου επιπλέον διαφορά φάσης 180° ανεξάρτητη από τη συχνότητα, προκαλώντας αντίστοιχη ολίσθηση του διαγράμματος Bode φάσης κατά τον κατακόρυφο άξονά του, σύμφωνα με το Σχήμα 7.28.

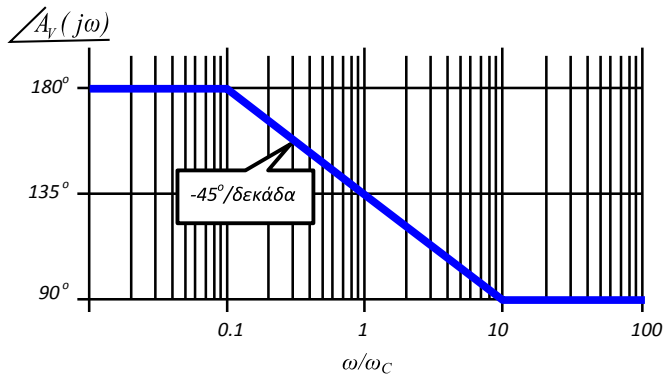
7.7 Κριτήρια αξιολόγησης

● Κριτήριο Αξιολόγησης 7.1.

Έστω παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C με $R=1\text{k}\Omega$ και $C=1\mu\text{F}$, στην είσοδο του οποίου εφαρμόζεται ημιτονικό σήμα πλάτους 1V. Να



Σχήμα 7.27 Παράδειγμα διαγράμματος Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης



Σχήμα 7.28 Παράδειγμα διαγράμματος Bode για τη φάση μεταξύ των σημάτων εξόδου-εισόδου ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης

βρεθεί η συχνότητα αποκοπής f_c του φίλτρου και το πλάτος του σήματος στην έξοδό του αν η συχνότητα είναι ίση με $10\pi f_c$.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 7.2.

Έστω παθητικό φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-L με $R=1\text{k}\Omega$ και $L=1\text{mH}$, στην είσοδο του οποίου εφαρμόζεται ημιτονικό σήμα πλάτους 1V. Να βρεθεί η συχνότητα αποκοπής f_c του φίλτρου και η διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος εξόδου και του σήματος εισόδου αν η συχνότητα είναι ίση με $\frac{f_c}{2\pi}$.

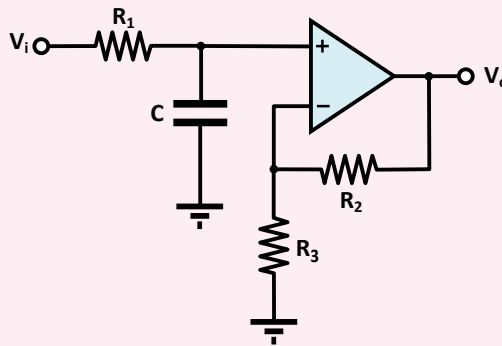
● **Κριτήριο Αξιολόγησης 7.3.**

Στο κύκλωμα του Σχήματος 7.16 προσθέτουμε πηνίο παράλληλα στον πυκνωτή. Το κύκλωμα θα λειτουργεί σαν:

- A. φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων
- B. φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων
- C. φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων
- D. φίλτρο απόρριψης ζώνης συχνοτήτων

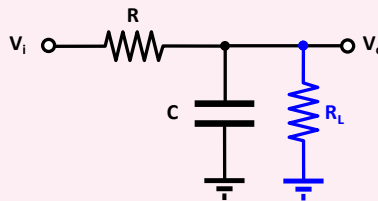
● **Κριτήριο Αξιολόγησης 7.4.**

Δίνεται το φίλτρο του πιο κάτω σχήματος. Να βρείτε τη συνάρτηση μεταφοράς του και να προσδιορίσετε τον τύπο του και τη συχνότητα αποκοπής του.



● **Κριτήριο Αξιολόγησης 7.5.**

Δίνεται το φίλτρο R-C του πιο κάτω σχήματος, όπου R_L ωμικός φόρτος. Να βρείτε τη συνάρτηση μεταφοράς και τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Πώς επηρεάζει τα χαρακτηριστικά του φίλτρου η παρουσία του φόρτου;



● **Κριτήριο Αξιολόγησης 7.6.**

Να βρεθεί η ελάχιστη τάξη φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων με συχνότητα αποκοπής 1kHz, για το οποίο το πλάτος του σήματος εξόδου στη συχνότητα των 5kHz πρέπει να είναι τουλάχιστον κατά 50dB ασθενέστερο

σε σχέση με την περίπτωση εφαρμογής DC τάσης του ίδιου πλάτους στην είσοδο του φίλτρου.



● Κριτήριο Αξιολόγησης 7.7.



Γραμμή DSL (Digital Subscriber Line) μεταφέρει σήμα ομιλίας στην περιοχή 0-4kHz και δεδομένων στην περιοχή 25kHz-1MHz. Να σχεδιάσετε φίλτρο πρώτης τάξης με το οποίο θα επιτυγχάνεται η επιλογή του σήματος ομιλίας με μέγιστη ανεκτή υποβάθμιση του πλάτους του κατά 1 dB. Για το σήμα των δεδομένων είναι επιθυμητή η μέγιστη δυνατή εξασθένηση.

7.8 Βιβλιογραφία 7^{ου} κεφαλαίου




- [1] Κ. Καρούμπαλος. *Εισαγωγή στη θεωρία θορύβου και εφαρμογές*. εκδ. Βασδέκη, Αθήνα, 1979.
- [2] G. Vasilescu. *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications*. Signals and Communication Technology. Springer, 2005.
- [3] R. Pallás-Areny και J.G. Webster. *Analog Signal Processing*. Wiley, 1999.
- [4] A.F. Arbel. *Analog Signal Processing and Instrumentation*. Cambridge University Press, 1984.
- [5] G.B. Folland. *Fourier Analysis and its Applications*. Pure and applied undergraduate texts. American Mathematical Society, 1992.
- [6] A. B. Williams. *Active filter design*. Artech House, 1975.
- [7] W.K. Chen. *Passive, Active, and Digital Filters*. Taylor & Francis, 2005.

7.9 Διαδραστικά στοιχεία

7.1	Φίλτρο RC πρώτης τάξης	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο παρέχει τη δυνατότητα μελέτης ενός φίλτρου RC πρώτης τάξης. Τόσο η τοπολογία του φίλτρου (LPF ή HPF), όσο και η τιμή της αντίστασης και της χωρητικότητας είναι παραμετροποιήσιμα από τον αναγνώστη, όπως επίσης και η συχνότητα του σήματος εισόδου. Αναπαριστώνται γραφικά οι κυματομορφές εισόδου και εξόδου στο πεδίο του χρόνου, όσο και οι φάσορες των τάσεων στα άκρα των στοιχείων του φίλτρου.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο .</p> <p>Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 7 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

7.2	Φίλτρο RL πρώτης τάξης	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο παρέχει τη δυνατότητα μελέτης ενός φίλτρου RL πρώτης τάξης. Τόσο η τοπολογία του φίλτρου (LPF ή HPF), όσο και η τιμή της αντίστασης και της αυτεπαγωγής είναι παραμετροποιήσιμα από τον αναγνώστη, όπως επίσης και η συχνότητα του σήματος εισόδου. Αναπαριστώνται γραφικά οι κυματομορφές εισόδου και εξόδου στο πεδίο του χρόνου, όσο και οι φάσορες των τάσεων στα άκρα των στοιχείων του φίλτρου.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 7 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

7.10 Οπτικοακουστικό υλικό

7.1	Μελέτη φίλτρου RC στο πεδίο της συχνότητας	 Video
<p>Σε αυτό το video μελετάται η συμπεριφορά ενός φίλτρου RC με τη βοήθεια λογισμικού προσομοίωσης κυκλωμάτων. Ειδικότερα, το ενδιαφέρον εστιάζεται στην παραγωγή των διαγραμμάτων Bode τα οποία περιγράφουν τη συχνотική απόκριση του κυκλώματος.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 7 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr). Εναλλακτικά, μπορείτε να δείτε το video στο  YouTube.</p>		

ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

■ Σύνοψη

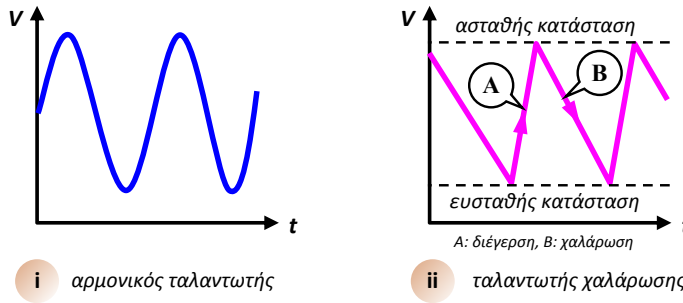
Το κεφάλαιο αυτό πραγματεύεται τις αρχές λειτουργίας των αρμονικών ταλαντωτών και τις συνθήκες οι οποίες εξασφαλίζουν τη συντήρηση ηλεκτρικών ταλαντώσεων, και παρουσιάζει χαρακτηριστικά κυκλώματα ταλαντωτών όπως οι ταλαντωτές ολίσθησης φάσης, οι ταλαντωτές με γέφυρα Wien, οι ταλαντωτές συντονιζόμενου κυκλώματος LC κ.λπ. Εισάγεται επίσης, με συνομία, η έννοια των ταλαντωτών οι οποίοι ελέγχονται από τάση και περιγράφεται ο ταλαντωτής δακτυλίου ως χαρακτηριστικό παράδειγμα ταλαντωτή χαλάρωσης.

■ Προαπαιτούμενη γνώση

Για την εμπέδωση της ύλης του κεφαλαίου απαιτείται στοιχειώδης κατανόηση των εννοιών των ενισχυτών και των φίλτρων, και ιδιαίτερα της διαφοράς φάσης που εισάγουν μεταξύ της εισόδου και της εξόδου τους. Επιπλέον, θεωρείται αναγκαία η εξοικείωση με τις βασικές τοπολογίες των τελεστικών ενισχυτών, καθώς και με τις τεχνικές υλοποίησης λογικών πυλών με MOSFET.

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



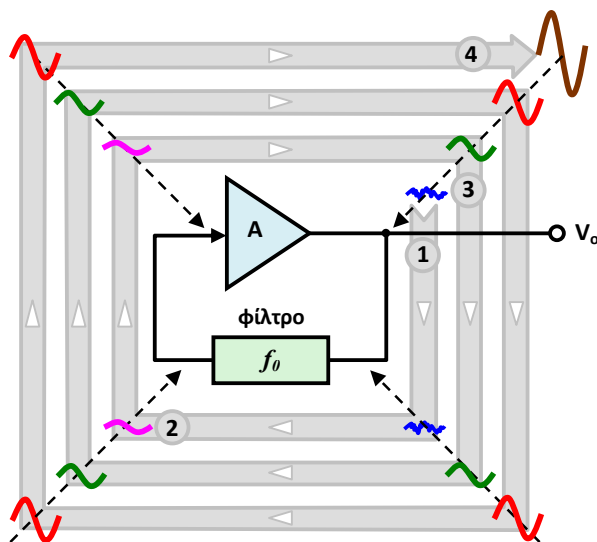
Σχήμα 8.1 Διάκριση ταλαντωτών ως προς τη μορφή του σήματος εξόδου τους

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 8.1. 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. 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.

8.1 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 8.2. 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 «1» στο Σχήμα 8.2), ο οποίος ενυπάρχει αναπόφευκτα σε όλα τα ηλεκτρικά κυκλώματα και αποτελείται από έναν μεγάλο αριθμό φασματικών συνιστωσών (άπειρων στην περίπτωση του λευκού θορύβου [1, 2]). Κυκλοφορώντας κατά μήκος του κλειστού βρό-



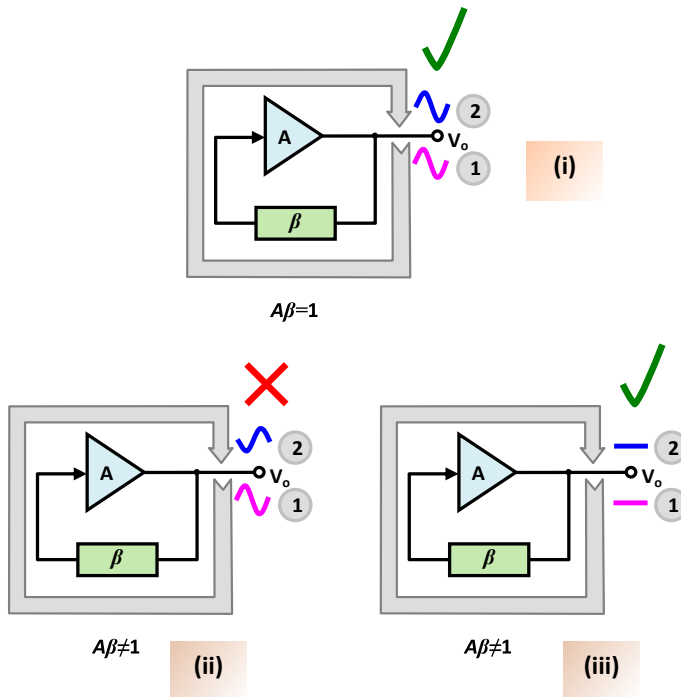
Σχήμα 8.2 Αρχή λειτουργίας ηλεκτρονικού ταλαντωτή

χου 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 έξοδο του (βλπ. κυματομορφή «2» στο Σχήμα 8.2). 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.

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 το σύστημα σε κατάσταση κόρου.

8.2 Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων

Ας υποθέσουμε πως για τη γενική μορφή ταλαντωτή που περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο έχει ολοκληρωθεί η διαδικασία εκκίνησης

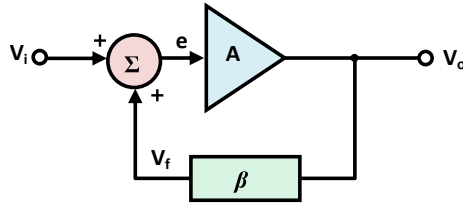


Σχήμα 8.3 Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων

των ταλαντώσεων, και ας προσπαθήσουμε να δούμε τις συνθήκες υπό τις οποίες είναι δυνατή η συντήρηση των ταλαντώσεων αυτών.

Ας υποθέσουμε πως η απολαβή τάσης του ενισχυτή είναι ίση με A και πως η απολαβή τάσης του φίλτρου είναι ίση με β . 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 8.3 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 8.3-i) διατρέχοντας τον κλειστό βρόχο θα επιστρέψει στην έξοδο με το ίδιο ακριβώς πλάτος και φάση (2), στο Σχήμα 8.3-i), 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 που ανατροφοδοτείται (1), στο Σχήμα 8.3-ii) να δίνει σήμα διαφορετικής φάσης και πλάτους στην έξοδο του ενισχυτή (2), στο Σχήμα 8.3-ii). Είναι φανερό πως μια τέτοια κατάσταση δεν είναι επιτρεπτή από μαθηματικής άποψης, αφού



Σχήμα 8.4 Μοντέλο συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση

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 8.3-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:

$$|A\beta| = 1 \quad (8.1)$$

και

$$\angle A\beta = 0 \quad (8.2)$$

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

$$A\beta = 1 \quad (8.3)$$

όπου A και β σε μιγαδική μορφή.

Στη συνέχεια θα δώσουμε έναν πιο αυστηρό τρόπο απόδειξης της σχέσης (8.3). Ας θεωρήσουμε το σύστημα ενισχυτή με θετική ανάδραση (ανατροφοδότηση – feedback) του Σχήματος 8.4, το οποίο περιγράφεται από τις σχέσεις:

$$\frac{V_o}{e} = A \quad (8.4)$$

$$\frac{V_f}{V_o} = \beta \quad (8.5)$$

και

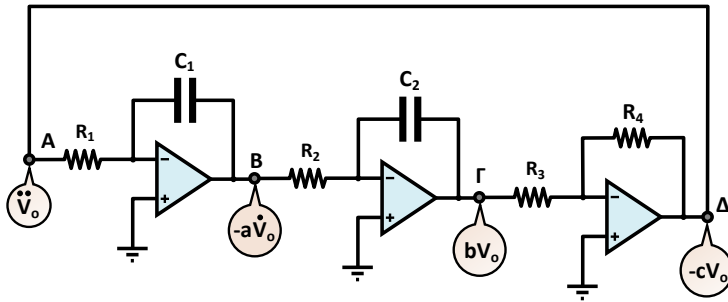
$$e = V_i + V_f \quad (8.6)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (8.4) – (8.6) παίρνουμε:

$$V_i = \frac{V_o}{A} - \beta V_o = V_o \left(\frac{1}{A} - \beta \right) \quad (8.7)$$

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

$$V_i = 0 \quad (8.8)$$



Σχήμα 8.5 Κύκλωμα ορθογώνιου ταλαντωτή

η σχέση (8.7) δίνει:

$$\frac{1}{A} - \beta = 0 \tag{8.9}$$

από την οποία προκύπτει:

$$A\beta = 1 \tag{8.10}$$

Η σχέση (8.10) αποτελεί τη μαθηματική έκφραση του *κριτηρίου του Barkhausen*, το οποίο αποτελεί αναγκαία συνθήκη (αλλά όχι ικανή, μιας και η σχέση (8.7) 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.

8.3 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. Ως στοιχεία ενίσχυσης θα χρησιμοποιήσουμε τελεστικούς ενισχυτές, μιας και η ανάλυση των αντίστοιχων κυκλωμάτων είναι απλούστερη. Παρόλα αυτά, τη θέση των τελεστικών ενισχυτών θα μπορούσε να καταλαμβάνει οποιοδήποτε άλλο κύκλωμα ενίσχυσης τάσης (π.χ. ενισχυτής με τρανζίστορ) [3].

8.3.1 Ορθογώνιος ταλαντωτής (Quadrature oscillator)

Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 8.5 το οποίο αποτελείται από δύο ολοκληρωτές¹ (integrators) και έναν αναστρέφοντα ενισχυτή. Το κύκλωμα υλο-

¹βλπ κριτήριο αξιολόγησης 6.4, [4, 5].

ποιεί τη διαφορική εξίσωση² που περιγράφει μια αμείωτη αρμονική ηλεκτρική ταλάντωση [6]:

$$\ddot{V}_o + \omega_0^2 V_o = 0 \quad (8.11)$$

όπου ω_0 η κυκλική συχνότητα που αντιστοιχεί στη συχνότητα f_0 της ταλάντωσης:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (8.12)$$

Ας υποθέσουμε πως το σήμα στο σημείο A (βλπ. Σχήμα 8.5) αντιστοιχεί στη δεύτερη χρονική παράγωγο του αρμονικού σήματος V_o :

$$V_A = \ddot{V}_o \quad (8.13)$$

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

$$V_B = -\frac{1}{R_1 C_1} \int V_A dt = -\frac{1}{R_1 C_1} \int \ddot{V}_o dt = -\frac{1}{R_1 C_1} \dot{V}_o \quad (8.14)$$

Όμοια, το σήμα V_Γ στο σημείο Γ θα είναι ανάλογο του ολοκληρώματος του σήματος V_B , σύμφωνα με τη σχέση:

$$V_\Gamma = -\frac{1}{R_2 C_2} \int V_B dt \quad (8.15)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (8.14) στη σχέση (8.15) παίρνουμε:

$$V_\Gamma = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \int \dot{V}_o dt = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} V_o \quad (8.16)$$

Η τάση V_Δ προκύπτει από την αναστροφή της τάσης V_Γ (βλπ. κύκλωμα αναστρέφοντος ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή):

$$V_\Delta = -\frac{R_4}{R_3} V_\Gamma \quad (8.17)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (8.16) στη σχέση (8.17) βρίσκουμε:

$$V_\Delta = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o \quad (8.18)$$

Λόγω της ανατροφοδότησης, οι τάσεις στα σημεία A και Δ θα ταυτίζονται, οπότε ο συνδυασμός των σχέσεων (8.13) και (8.18) δίνει:

$$\ddot{V}_o = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o \quad (8.19)$$

²Ακολουθήθηκε 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.

ή, ισοδύναμα,

$$\ddot{V}_o + \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o = 0 \quad (8.20)$$

η οποία είναι της μορφής της εξίσωσης (8.11) και, άρα, υποδηλώνει αρμονική ηλεκτρική ταλάντωση με κυκλική συχνότητα η οποία προκύπτει από τη σχέση:

$$\omega_0^2 = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (8.21)$$

και συχνότητα:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (8.22)$$

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:

$$V_A = V_\Delta \quad (8.23)$$

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:

$$V_B = -\frac{1}{C_1 s} V_A = -\frac{1}{R_1 C_1 s} V_A \quad (8.24)$$

όπου $s = j\omega$.

Παρόμοια, για το σήμα V_Γ έχουμε:

$$V_\Gamma = -\frac{1}{R_2 C_2 s} V_B \quad (8.25)$$

ενώ για το σήμα V_Δ ισχύει:

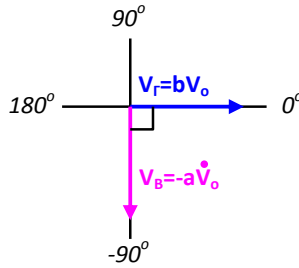
$$V_\Delta = -\frac{R_4}{R_3} V_\Gamma \quad (8.26)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (8.24)-(8.26) βρίσκουμε:

$$V_\Delta = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 s^2} V_A \quad (8.27)$$

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

$$V_\Delta = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 \omega^2} V_A \quad (8.28)$$



Σχήμα 8.6 Φάση εξόδων ορθογώνιου ταλαντωτή

Η συχνότητα ταλάντωσης αντιστοιχεί στην τιμή της κυκλικής συχνότητας ω για την οποία επαληθεύεται η σχέση (8.23), άρα:

$$\omega_0^2 = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (8.29)$$

η οποία ταυτίζεται με τη σχέση (8.21). Με κατάλληλη επιλογή των τιμών των παθητικών στοιχείων μπορούμε να επιτύχουμε την επιθυμητή τιμή συχνότητας ταλάντωσης.

Το κυριότερο πλεονέκτημα των ορθογώνιων ταλαντωτών είναι πως μπορούν να δώσουν ορθογώνιες αρμονικές εξόδους (σε φάση $\pm 90^\circ$). Στο σημείο, π.χ., Γ του κυκλώματος που μελετήσαμε η τάση είναι ημιτονική (ανάλογη της V_o) ενώ στο σημείο Β 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 8.6, γεγονός που αιτιολογεί και την ονομασία του ταλαντωτή.

8.3.2 Ταλαντωτής με γέφυρα Wien (Wien bridge oscillator)

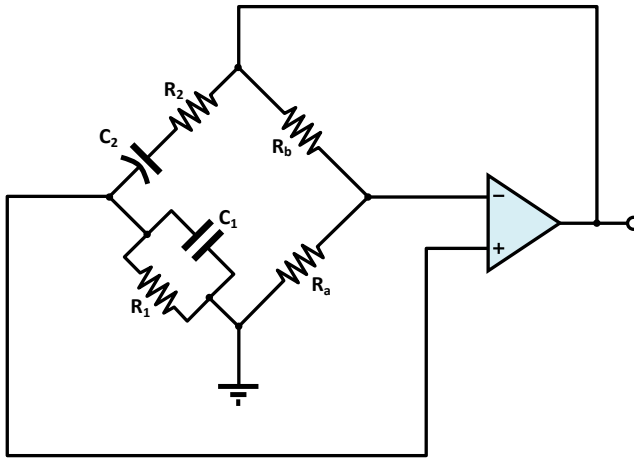
Το κύκλωμα του Σχήματος 8.7 αποτελεί έναν ταλαντωτή με γέφυρα Wien, το οποίο και θα αναλύσουμε. Για την ανάλυση του κυκλώματος είναι βολικό να χρησιμοποιηθεί η ισοδύναμη μορφή του που φαίνεται στο Σχήμα 8.8.

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:

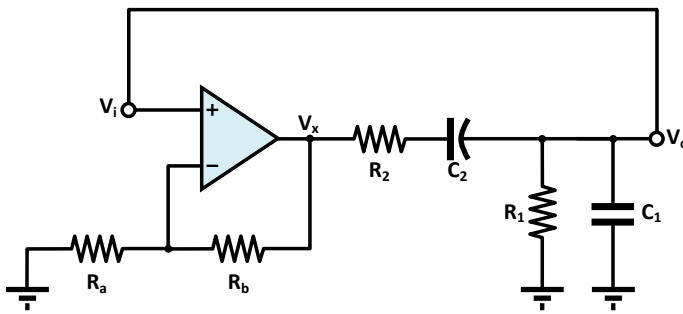
$$V_o = \frac{R_1 // Z_{C1}}{(R_1 // Z_{C1}) + R_2 + Z_{C2}} V_x \quad (8.30)$$

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

$$V_x = \left(1 + \frac{R_b}{R_a} \right) V_i \quad (8.31)$$



Σχήμα 8.7 Κύκλωμα ταλαντωτή με γέφυρα Wien



Σχήμα 8.8 Ισοδύναμη μορφή κυκλώματος ταλαντωτή με γέφυρα Wien

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (8.30) και (8.31) παίρνουμε:

$$V_o = \frac{R_1 // Z_{C1}}{(R_1 // Z_{C1}) + R_2 + Z_{C2}} \cdot \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i \quad (8.32)$$

η οποία γράφεται:

$$V_o = \frac{\frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 + Z_{C1}}}{\frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 + Z_{C1}} + R_2 + Z_{C2}} \cdot \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i \quad (8.33)$$

ή

$$V_o = \frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 Z_{C1} + (R_2 + Z_{C2})(R_1 + Z_{C1})} \cdot \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i \quad (8.34)$$

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

$$V_o = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 s + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + \frac{1}{s}} V_i \quad (8.35)$$

Από την απαίτηση $V_o=V_i$ προκύπτει ότι:

$$\left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 s + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + \frac{1}{s}} = 1 \quad (8.36)$$

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 (8.36) μηδενίζεται, όταν δηλαδή ισχύει:

$$R_1 R_2 C_1 C_2 s + \frac{1}{s} = 0 \quad (8.37)$$

Αντικαθιστώντας όπου s το $j\omega$, η σχέση (8.37) γράφεται:

$$R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 = 1 \quad (8.38)$$

η οποία θα επαληθεύεται για την κυκλική συχνότητα ταλάντωσης ω_0 του κυκλώματος. Παίρνουμε, επομένως:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8.39)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8.40)$$

Επιστρέφοντας στη σχέση (8.36), και έχοντας μηδενίσει το φανταστικό μέρος του παρονομαστή του κλάσματος του πρώτου μέλους, καταλήγουμε στη συνθήκη:

$$\left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2} = 1 \quad (8.41)$$

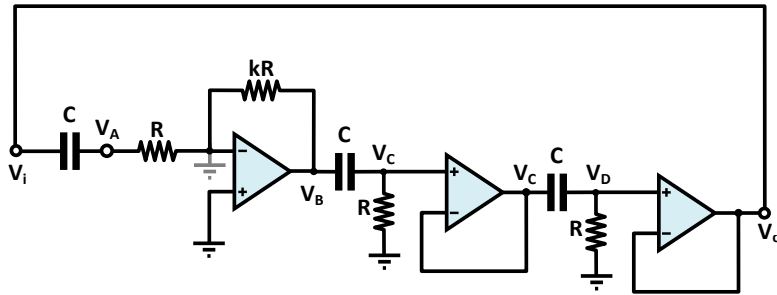
ή

$$\frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_b}{R_a} \quad (8.42)$$

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.



Σχήμα 8.9 Κύκλωμα ταλαντωτή ολίσθησης φάσης (με απομόνωση βαθμίδων)

8.3.3 Ταλαντωτής ολίσθησης φάσης (Phase shift oscillator)

Το κύκλωμα του ταλαντωτή ολίσθησης φάσης του Σχήματος 8.9 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° , τα δε φίλτρα συμπληρώνουν την απαραίτητη φάση κατά ακόμη 180° , 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.

Η ανάλυση του κυκλώματος έχει ως εξής (βλπ. κύκλωμα στο Σχήμα 8.9):

Η τάση V_A αντιστοιχεί στην τάση εξόδου του φίλτρου R-C με είσοδο το σήμα V_i ³. Αν λάβουμε υπόψη μας πως η συνάρτηση μεταφοράς ενός φίλτρου HPF R-C πρώτης τάξης δίνεται από την έκφραση (βλπ. Πίνακα 7.1):

$$H(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} \quad (8.43)$$

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

$$V_A = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_i \quad (8.44)$$

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

$$V_B = -\frac{kR}{R} V_A = -kV_A \quad (8.45)$$

³Να ληφθεί υπόψη η ιδεατή γη στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή της ενισχυτικής βαθμίδας.

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:

$$V_C = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_B \quad (8.46)$$

Αντίστοιχα, η τάση V_D θα γραφτεί:

$$V_D = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_C \quad (8.47)$$

η οποία ταυτίζεται με την τάση V_o , οπότε:

$$V_o = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_C \quad (8.48)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (8.44)-(8.48) βρίσκουμε:

$$V_o = -k \frac{s^3}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3} V_i \quad (8.49)$$

Από την απαίτηση $V_o = V_i$ προκύπτει ότι:

$$-k \frac{s^3}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3} = 1 \quad (8.50)$$

ή

$$\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3 + ks^3 = 0 \quad (8.51)$$

ή

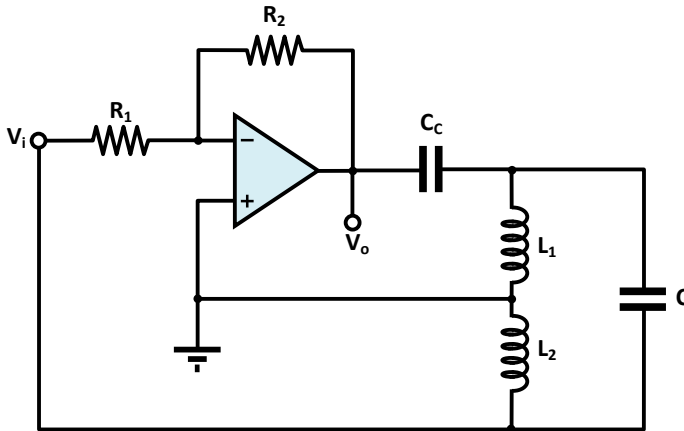
$$(k+1)s^3 + \frac{3s^2}{RC} + \frac{3s}{R^2C^2} + \frac{1}{R^3C^3} = 0 \quad (8.52)$$

Αντικαθιστώντας όπου s το $j\omega$, η σχέση (8.52) γράφεται:

$$\frac{1}{R^3C^3} - \frac{3\omega^2}{RC} - \left[(k+1)\omega^3 - \frac{3\omega}{R^2C^2}\right]j = 0 \quad (8.53)$$

Η σχέση (8.53) επιβάλλει πως τόσο το πραγματικό όσο και το φανταστικό μέρος του μιγαδικού αριθμού του πρώτου μέλους της θα πρέπει να μηδενίζονται. Ισχύουν επομένως:

$$\frac{1}{R^3C^3} - \frac{3\omega^2}{RC} = 0 \quad (8.54)$$



Σχήμα 8.10 Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley με τελεστικό ενισχυτή

και

$$(k + 1)\omega^3 - \frac{3\omega}{R^2 C^2} = 0 \quad (8.55)$$

Από τη σχέση (8.54) μπορούμε να βρούμε την έκφραση για τη συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3RC}} \quad (8.56)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC} \quad (8.57)$$

Επίσης, η συνθήκη (8.55) δίνει, με αντικατάσταση της συχνότητας ταλάντωσης της σχέσης (8.56),:

$$\frac{k + 1}{3} - 3 = 0 \quad (8.58)$$

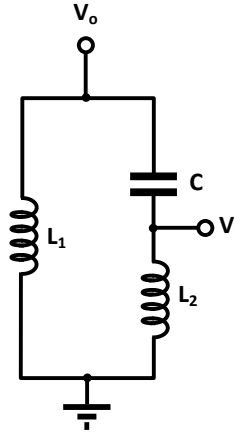
από την οποία βρίσκουμε:

$$k = 8 \quad (8.59)$$

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.

8.3.4 Ταλαντωτής Hartley

Όπως και ο ταλαντωτής Colpitts που θα ακολουθήσει, ο ταλαντωτής Hartley ενδείκνυται για την παραγωγή υψίσυχνων αρμονικών σημάτων τα οποία είναι απαραίτητα για τη λειτουργία των ασύρματων πομποδεκτών. Το κύκλωμα ενός ταλαντωτή Hartley με τελεστικό ενισχυτή σε αναστρέφουσα τοπολογία φαίνεται στο Σχήμα 8.10. Ο πυκνωτής σύζευξης C_c αποτελεί βρα-



Σχήμα 8.11 Δικτύωμα ανάδρασης ταλαντωτή Hartley

χυκύκλωμα στη συχνότητα ταλάντωσης και δεν θα ληφθεί υπόψη κατά την ανάλυση του κυκλώματος.

Ας υπολογίσουμε πρώτα την απολαβή β του δικτύωματος ανάδρασης του ταλαντωτή, το οποίο έχει σχεδιαστεί στο Σχήμα 8.11. Πρόκειται για ένα συντονιζόμενο δικτύωμα LC, τη χρησιμότητα του οποίου θα συζητήσουμε αναλυτικότερα σε επόμενη παράγραφο. Προφανώς θα ισχύει:

$$\beta = \frac{V_i}{V_o} = \frac{L_2 s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}} \quad (8.60)$$

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

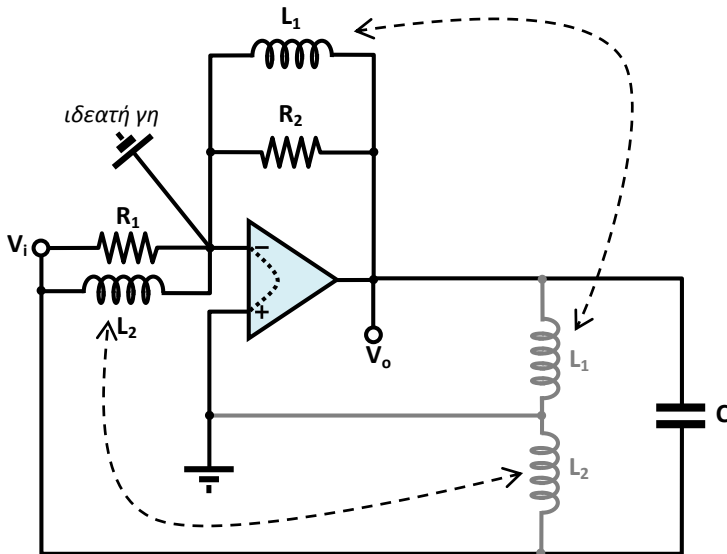
Για να υπολογίσουμε την απολαβή της συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή θα αναδιατάξουμε το κύκλωμα κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 8.12, λαμβάνοντας υπόψη την ιδεατή γη που επιβάλλει ο τελεστικός ενισχυτής στον ακροδέκτη της αναστρέφουσας εισόδου του. Για την αναστρέφουσα τοπολογία του τελεστικού ενισχυτή μπορούμε να γράψουμε:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2 // Z_{L1}}{R_1 // Z_{L2}} \quad (8.61)$$

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

Η σχέση (8.61) αναλύεται ως εξής:

$$A = -\frac{R_2 // Z_{L1}}{R_1 // Z_{L2}} = -\frac{\frac{R_2 Z_{L1}}{R_2 + Z_{L1}}}{\frac{R_1 Z_{L2}}{R_1 + Z_{L2}}} = -\frac{R_2 Z_{L1} (R_1 + Z_{L2})}{R_1 Z_{L2} (R_2 + Z_{L1})} \quad (8.62)$$



Σχήμα 8.12 Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή Hartley

ή

$$A = -\frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 L_2 (R_2 + L_1 s)} \quad (8.63)$$

Η απολαβή κλειστού βρόχου του ταλαντωτή θα προκύψει από τις σχέσεις (8.60) και (8.63), ως εξής:

$$A\beta = -\frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 L_2 (R_2 + L_1 s)} \cdot \frac{L_2 s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}} = -\frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 (R_2 + L_1 s)} \cdot \frac{s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}} \quad (8.64)$$

ή

$$A\beta = -\frac{R_2 L_1 L_2 s^2 + R_1 R_2 L_1 s}{R_1 R_2 L_2 s + \frac{R_1 R_2}{Cs} + R_1 L_1 L_2 s^2 + \frac{R_1 L_1}{C}} \quad (8.65)$$

Αντικαθιστώντας όπου s το $j\omega$, η σχέση (8.65) γράφεται:

$$A\beta = -\frac{-R_2 L_1 L_2 \omega^2 + R_1 R_2 L_1 \omega j}{R_1 R_2 L_2 \omega j - \frac{R_1 R_2}{C\omega} j - R_1 L_1 L_2 \omega^2 + \frac{R_1 L_1}{C}} \quad (8.66)$$

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

$$A\beta = 1 \quad (8.67)$$

οπότε η σχέση (8.66) δίνει:

$$\frac{-R_2 L_1 L_2 \omega^2 + R_1 R_2 L_1 \omega j}{R_1 R_2 L_2 \omega j - \frac{R_1 R_2}{C\omega} j - R_1 L_1 L_2 \omega^2 + \frac{R_1 L_1}{C}} = -1 \quad (8.68)$$

ή

$$-R_2L_1L_2\omega^2 + R_1R_2L_1\omega j = -R_1R_2L_2\omega j + \frac{R_1R_2}{C\omega}j + R_1L_1L_2\omega^2 - \frac{R_1L_1}{C} \quad (8.69)$$

ή

$$\left(\frac{R_1L_1}{C} - R_1L_1L_2\omega^2 - R_2L_1L_2\omega^2\right) + \left(R_1R_2L_1\omega + R_1R_2L_2\omega - \frac{R_1R_2}{C\omega}\right)j = 0 \quad (8.70)$$

Η τελευταία ικανοποιείται όταν:

$$\frac{R_1L_1}{C} - R_1L_1L_2\omega^2 - R_2L_1L_2\omega^2 = 0 \quad (8.71)$$

και

$$R_1R_2L_1\omega + R_1R_2L_2\omega - \frac{R_1R_2}{C\omega} = 0 \quad (8.72)$$

οι οποίες απλοποιούνται, αντίστοιχα, ως εξής:

$$\frac{R_1}{C} - (R_1 + R_2)L_2\omega^2 = 0 \quad (8.73)$$

και

$$(L_1 + L_2)\omega - \frac{1}{C\omega} = 0 \quad (8.74)$$

Από τη σχέση (8.74) μπορούμε να βρούμε την έκφραση για τη συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad (8.75)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad (8.76)$$

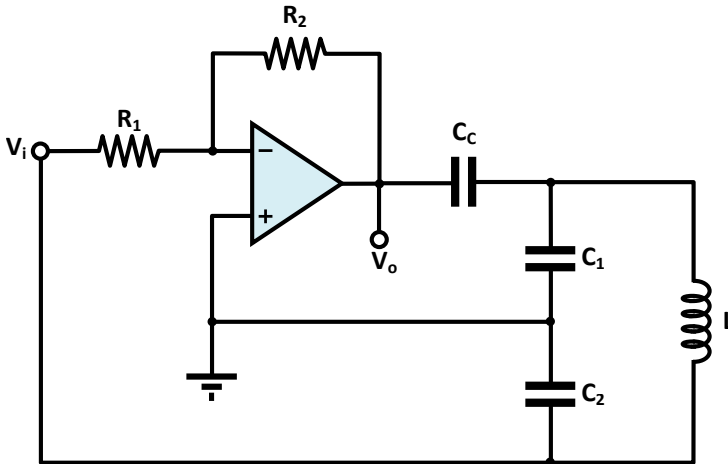
Αντικαθιστώντας την έκφραση της κυκλικής συχνότητας ταλάντωσης της σχέσης (8.75) στη σχέση (8.73) βρίσκουμε:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{L_1}{L_2} \quad (8.77)$$

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

$$|G| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right| = \frac{L_1}{L_2} \quad (8.78)$$

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.



Σχήμα 8.13 Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή

8.3.5 Ταλαντωτής Colpitts

Η ανάλυση του ταλαντωτή Colpitts (βλπ. Σχήμα 8.13) 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.

- Συχνότητα ταλάντωσης

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}} \quad (8.79)$$

ή

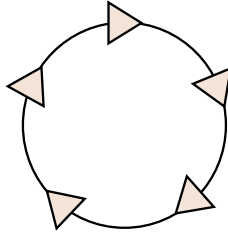
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}} \quad (8.80)$$

- Συνθήκη για τη συντήρηση των ταλαντώσεων

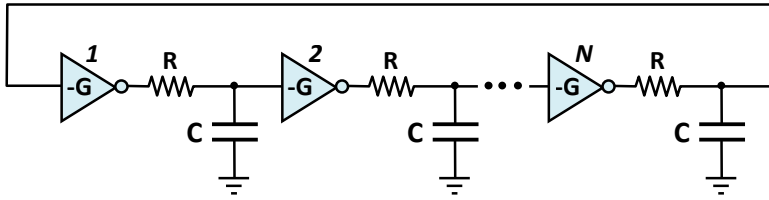
$$|G| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right| = \frac{C_2}{C_1} \quad (8.81)$$

8.3.6 Ταλαντωτής δακτυλίου (Ring oscillator)

Στη γενική του μορφή, ένας ταλαντωτής δακτυλίου (ring oscillator) αποτελείται από έναν αριθμό ενισχυτικών βαθμίδων συνδεδεμένων σε σειρά σε τοπολογία βρόχου, η οποία εξασφαλίζει την απαραίτητη ανάδραση για τη συντήρηση των ταλαντώσεων [7, 8], όπως υποδεικνύει το Σχήμα 8.14. Με τη συγκεκριμένη τοπολογία είναι δυνατή η υλοποίηση τόσο αρμονικών ταλαντωτών, όσο και ταλαντωτών χαλάρωσης. Σε αυτή την παράγραφο θα εξετάσουμε την πρώτη περίπτωση.



Σχήμα 8.14 Γενική μορφή ταλαντωτή δακτυλίου



Σχήμα 8.15 Ταλαντωτής δακτυλίου με N βαθμίδες ιδανικών αναστροφέων

Έστω ο ταλαντωτής δακτυλίου με N βαθμίδες όμοιων αναστρεφόντων ενισχυτών του Σχήματος 8.15. Μεταξύ κάθε γειτονικής βαθμίδας παρεμβάλλονται αντιστάτες R , οι οποίοι σε συνδυασμό με τις χωρητικότητες C (οι οποίες στην πράξη αντιστοιχούν στη χωρητικότητα εισόδου της επόμενης βαθμίδας) παρέχουν την κατάλληλη ολίσθηση φάσης προκειμένου να ικανοποιείται το κριτήριο Barkhausen, εφαρμοζόμενο στον βρόχο του κυκλώματος. Είναι προφανές ότι η συγκεκριμένη τοπολογία αποτελεί ειδική περίπτωση του ταλαντωτή ολίσθησης φάσης τον οποίο εξετάσαμε σε προηγούμενη παράγραφο.

Ας υποθέσουμε πως η απολαβή κάθε αναστροφέα είναι ίση με $-G$ ($G > 0$) ή $G = |G| \angle \pi$. Η συνάρτηση μεταφοράς του δικτυώματος RC είναι:

$$\beta = \frac{1}{RC\omega j} = \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega j}} = \frac{1}{1 + RC\omega j} = \frac{1 - RC\omega j}{1 + (RC\omega)^2} \quad (8.82)$$

ή

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \angle -\arctan(RC\omega) \quad (8.83)$$

με

$$-\frac{\pi}{2} < \angle \beta < 0 \quad (8.84)$$

ή

$$0 < \arctan(RC\omega) < \frac{\pi}{2} \quad (8.85)$$

όπως προκύπτει από την (8.82) αφού $\omega \neq 0$.

Το κριτήριο Barkhausen επιβάλλει:

$$(G\beta)^N = 1 \quad (8.86)$$

ή

$$|G|^N \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \right)^N \angle N[\pi - \arctan(RC\omega)] = 1 \quad (8.87)$$

Η τελευταία σχέση γράφεται κατά μέτρο:

$$|G| \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \right) = 1 \Rightarrow |G| = \sqrt{1 + (RC\omega)^2} \quad (8.88)$$

και κατά φάση:

$$N[\pi - \arctan(RC\omega)] = 2n\pi, (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.89)$$

ή

$$\arctan(RC\omega) = \pi - \frac{2n\pi}{N}, (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.90)$$

ή

$$\omega = \frac{1}{RC} \tan \left[\pi \left(1 - \frac{2n}{N} \right) \right], (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.91)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (8.91) και (8.87) προκύπτει:

$$0 < \pi \left(1 - \frac{2n}{N} \right) < \frac{\pi}{2}, (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.92)$$

ή

$$0 < 1 - \frac{2n}{N} < \frac{1}{2}, (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.93)$$

από την οποία βρίσκουμε:

$$0 < 1 - \frac{2n}{N} \Rightarrow 0 < N - 2n \Rightarrow N > 2n \quad (8.94)$$

και

$$1 - \frac{2n}{N} < \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{1}{2} < \frac{2n}{N} \Rightarrow N < 4n \quad (8.95)$$

Τελικά:

$$2n < N < 4n, (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.96)$$

Για άρτιο αριθμό βαθμίδων $N = 2k$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) η τελευταία σχέση γράφεται:

$$2n < 2k < 4n \Rightarrow n < k < 2n, (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.97)$$

η οποία δεν επαληθεύεται για κανένα συνδυασμό k και n . Επομένως, ένας ταλαντωτής δακτυλίου με άρτιο αριθμό αναστρεφουσών βαθμίδων δεν είναι δυνατόν να συντηρήσει ηλεκτρικές ταλαντώσεις.

Για περιττό αριθμό βαθμίδων $N = 2k - 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) η (8.96) γράφεται:

$$2n < 2k - 1 < 4n \Rightarrow n + \frac{1}{2} < k < 2n + \frac{1}{2}, (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (8.98)$$

η οποία επαληθεύεται ως εξής:

- $k = 1$ ($N = 1$) : $\#n$
- $k = 2$ ($N = 3$) : $n = 1$
- $k = 3$ ($N = 5$) : $n = 2$
- $k = 4$ ($N = 7$) : $n = 2, n = 3$
- $k = 5$ ($N = 9$) : $n = 3, n = 4$
- $k = 6$ ($N = 11$) : $n = 3, n = 4, n = 5$

κ.ο.κ.

Παρατηρούμε πως για $k > 3$ η τιμή της συχνότητας ταλάντωσης παύει να είναι μονοσήμαντη. Στην περίπτωση αυτή, η επικρατούσα τιμή καθορίζεται από τον περιορισμό που επιβάλλεται από την (8.88). Αν θεωρήσουμε, π.χ., την περίπτωση $N = 7$ και $n = 2$, η (8.91) δίνει:

$$\omega_1 = \frac{1}{RC} \tan\left(\frac{3\pi}{7}\right) \quad (8.99)$$

ενώ για $N = 7$ και $n = 3$ παίρνουμε:

$$\omega_2 = \frac{1}{RC} \tan\left(\frac{\pi}{7}\right) \quad (8.100)$$

Η εφαρμογή της (8.88) για την συχνότητα ω_1 δίνει:

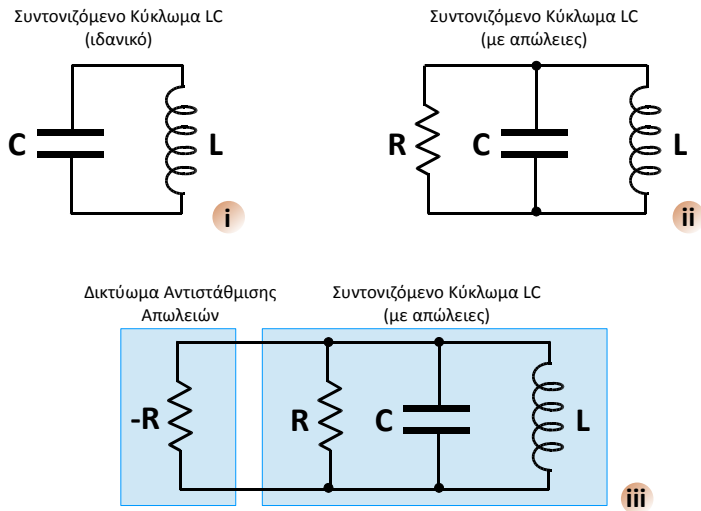
$$|G|_1 = \sqrt{1 + (RC\omega_1)^2} = \sqrt{1 + \tan^2\left(\frac{3\pi}{7}\right)} \simeq 4.5 \quad (8.101)$$

Αντίστοιχα, για τη συχνότητα ω_2 βρίσκουμε:

$$|G|_2 = \sqrt{1 + (RC\omega_2)^2} = \sqrt{1 + \tan^2\left(\frac{\pi}{7}\right)} \simeq 1.1 \quad (8.102)$$

Συνοψίζοντας, μπορούμε να παρατηρήσουμε πως η συχνότητα ταλάντωσης σε ταλαντωτή δακτυλίου είναι αντιστρόφως ανάλογη της σταθεράς χρόνου $\tau = RC$ του δικτυώματος RC και αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού N των αναστρεφουσών βαθμίδων.

Αν στη θέση των αντιστατών R του Σχήματος 8.15 χρησιμοποιηθούν μεταβλητοί αντιστάτες ελεγχόμενοι από τάση (π.χ. πύλες διέλευσης - transmission gates [9]), τότε μπορούμε να μεταβάλλουμε τη συχνότητα ταλάντωσης με κατάλληλη μεταβολή της τάσης ελέγχου των μεταβλητών αντιστατών. Στην περίπτωση αυτή έχουμε *ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση* (voltage-controlled oscillator, VCO).



Σχήμα 8.16 Αρχή λειτουργίας ταλαντωτή συντονιζόμενου κυκλώματος LC

8.3.7 Ταλαντωτής συντονιζόμενου κυκλώματος LC

Οι ταλαντωτές συντονιζόμενου κυκλώματος LC βασίζουν τη λειτουργία τους στην ιδιότητα ενός κυκλώματος πηνίου - πυκνωτή να μπορεί να εμφανίσει και να συντηρήσει ηλεκτρικές ταλαντώσεις. Η αρχή λειτουργίας των ταλαντωτών συντονιζόμενου κυκλώματος LC φαίνεται στο Σχήμα 8.16 και έχει, συνοπτικά, ως εξής:

Έστω το ιδανικό κύκλωμα του Σχήματος 8.16-*i* το οποίο περιλαμβάνει πηνίο με συντελεστή αυτεπαγωγής L και πυκνωτή με χωρητικότητα C . Σε πρώτη προσέγγιση, θα υποθέσουμε πως το κύκλωμα δεν εμφανίζει ωμικές απώλειες. Επιπλέον, θα υποθέσουμε πως ο πυκνωτής είναι αρχικά φορτισμένος. Ο δεύτερος κανόνας του Kirchhoff επιβάλλει:

$$V_L + V_C = 0 \tag{8.103}$$

όπου V_L η τάση στα άκρα του πηνίου και V_C η τάση στα άκρα του πυκνωτή. Αν I είναι η ένταση του ρεύματος το οποίο διαρρέει το κύκλωμα, και λαμβάνοντας υπόψη μας τις εκφράσεις για τις σύνθετες αντιστάσεις των στοιχείων του κυκλώματος, η προηγούμενη σχέση δίνει:

$$I \cdot L\omega j + I \cdot \frac{1}{C\omega j} = 0 \tag{8.104}$$

ή, ισοδύναμα,:

$$L\omega j - \frac{1}{C\omega} j = 0 \tag{8.105}$$

Η προηγούμενη σχέση ικανοποιείται για μια τιμή κυκλικής συχνότητας ω_0 η οποία προκύπτει ίση με:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8.106)$$

Η αντίστοιχη συχνότητα δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8.107)$$

και ονομάζεται *συχνότητα συντονισμού* (resonant frequency) ή *ιδιοσυχνότητα* (natural frequency) του κυκλώματος.

Από φυσικής απόψεως, οι ταλαντώσεις οι οποίες αναπτύσσονται στο κύκλωμα LC το οποίο εξετάζουμε αποτελούν προϊόν της διαρκούς ανταλλαγής ενέργειας μεταξύ του πηνίου και του πυκνωτή. Πιο συγκεκριμένα, η ταλάντωση συνίσταται στη μετατροπή ενέργειας ηλεκτρικού πεδίου η οποία αποθηκεύεται στον πυκνωτή, σε ενέργεια μαγνητικού πεδίου η οποία αποθηκεύεται στο πηνίο, και αντίστροφα. Μπορούμε, με άλλα λόγια, να πούμε πως το κύκλωμα αποτελεί ένα κύκλωμα *ηλεκτρομαγνητικών ταλαντώσεων*.

Στην μέχρι τώρα ανάλυσή μας υποθέσαμε μηδενικές ωμικές απώλειες στο κύκλωμα LC του Σχήματος 8.16-ι. Στην πράξη, ωστόσο, τόσο τα πηνία όσο και οι πυκνωτές εμφανίζουν παρασιτικές αντιστάσεις. Εάν ληφθούν υπόψη οι τελευταίες, το κύκλωμα του Σχήματος 8.16-ι παίρνει τη μορφή του Σχήματος 8.16-ii, όπου ο αντιστάτης R αντιπροσωπεύει από κοινού τις παρασιτικές αντιστάσεις του πηνίου και του πυκνωτή. Η κυκλική συχνότητα ταλάντωσης του συγκεκριμένου κυκλώματος δίνεται από τη σχέση [10]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} \quad (8.108)$$

Στα περισσότερα πρακτικά κυκλώματα ταλαντωτών LC ισχύει $|R| \gg \sqrt{L/C}$, οπότε η σχέση (8.108) ταυτίζεται με την (8.106). Η παρουσία, όμως, της αντίστασης R οδηγεί σε βαθμιαία απόσβεση του πλάτους των ηλεκτρικών ταλαντώσεων, γεγονός που δεν είναι επιθυμητό. Η ανεπιθύμητη αυτή απόσβεση μπορεί να αποφευχθεί με την εισαγωγή δικτυώματος «αρνητικής» αντίστασης (negative resistance) κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 8.16-iii, προκειμένου να αντισταθμίζονται οι ωμικές απώλειες του ταλαντωτή.

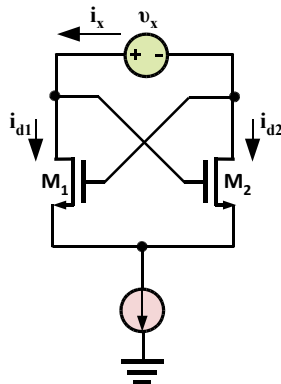
Ας θεωρήσουμε το διαφορικό ζεύγος του Σχήματος 8.17 για τα όμοια τρανζίστορ M_1 και M_2 του οποίου εφαρμόζεται *χιαστί σύζευξη* (cross coupling). Μεταξύ των εκροών των MOSFET εφαρμόζεται ασθενές σήμα v_x , σύμφωνα με το κύκλωμα του ίδιου σχήματος για το οποίο ισχύουν:

$$V_x = V_{gs2} - V_{gs1} \quad (8.109)$$

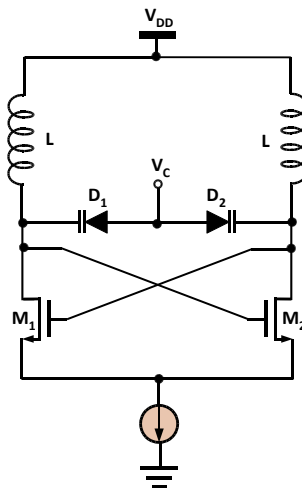
$$i_x = i_{d1} = -i_{d2} \quad (8.110)$$

και

$$i_{d1} = g_m V_{gs1}, \quad i_{d2} = g_m V_{gs2} \quad (8.111)$$



Σχήμα 8.17 Διαφορικό ζεύγος τεχνολογίας MOS με χιαστί σύζευξη



Σχήμα 8.18 Κύκλωμα ταλαντωτή LC με διόδους μεταβλητής χωρητικότητας

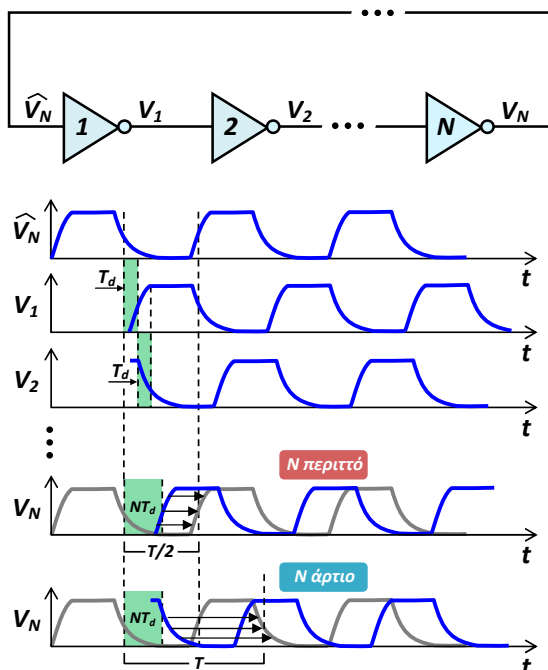
όπου g_m η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ.

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (8.109) – (8.111) βρίσκουμε για τη διαγωγιμότητα G_x του διαφορικού ζεύγους:

$$G_x = \frac{i_x}{v_x} = -\frac{g_m}{2} \tag{8.112}$$

σχέση η οποία αναδεικνύει την επιθυμητή αρνητική αντίσταση την οποία μπορεί να επιδείξει το συνεζευγμένο ζεύγος που εξετάζουμε.

Δεδομένης της προηγούμενης παρατήρησης, και εφαρμόζοντας τη γενική αρχή του Σχήματος 8.16-iii, μπορούμε να καταλήξουμε στην τοπολογία του Σχήματος 8.18 η οποία αντιστοιχεί σε τυπικό κύκλωμα ταλαντωτή LC τεχνολογίας nMOS με διαφορικό ζεύγος σε χιαστί σύζευξη ως στοιχείου με



Σχήμα 8.19 Διάγραμμα και κυματομορφές ταλαντωτή δακτυλίου με N πύλες NOT

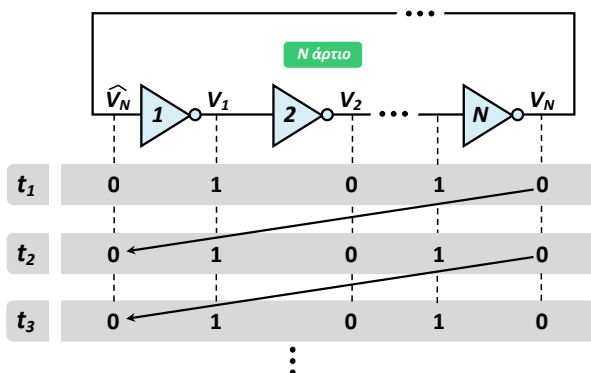
αρνητική αντίσταση. Αξίζει να σημειωθεί πως με τη χρήση διόδων μεταβλητής χωρητικότητας (varicaps) ως πυκνωτών, το συγκεκριμένο κύκλωμα επιτρέπει τη ρύθμιση της συχνότητας συντονισμού με τη μεταβολή της τάσης ελέγχου (V_C) των διόδων D_1 και D_2 . Η τιμή της τάσης ελέγχου θα πρέπει, προφανώς, να κυμαίνεται σε κατάλληλο εύρος τιμών προκειμένου οι διόδοι να παραμένουν πάντοτε ανάστροφα πολωμένες.

8.4 Ταλαντωτές χαλάρωσης

Η σχεδίαση ταλαντωτών χαλάρωσης (relaxation oscillators) ακολουθεί διαφορετικές αρχές, ανάλογα με την επιθυμητή μορφή του σήματος εξόδου του ταλαντωτή. Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε την περίπτωση ταλαντωτή δακτυλίου τετραγωνικού σήματος, ο οποίος αποτελεί αντιπροσωπευτικό παράδειγμα ταλαντωτή χαλάρωσης με ευρύτατη χρήση στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Έστω ο ταλαντωτής δακτυλίου του Σχήματος 8.19, ο οποίος αποτελείται από N όμοιες πύλες NOT. Επειδή το σήμα εξόδου του συγκεκριμένου ταλαντωτή είναι τετραγωνικό, η σχετική ανάλυση θα πραγματοποιηθεί στο πεδίο του χρόνου.

Ας υποθέσουμε ότι η καθυστέρηση διάδοσης (propagation delay) του σήματος μέσω κάθε πύλης NOT είναι ίση με T_d .



Σχήμα 8.20 Αδυναμία εκκίνησης ταλαντώσεων σε δακτύλιο με άρτιο αριθμό πυλών NOT

Ας υποθέσουμε, επίσης, περιττό αριθμό πυλών N . Στην περίπτωση αυτή το σήμα \widehat{V}_N στην έξοδο της N -στής πύλης θα είναι συμπληρωματικό του σήματος V_N στην είσοδο της πρώτης πύλης, με χρονική καθυστέρηση NT_d , όπως υποδεικνύει το Σχήμα 8.19. Προκειμένου να είναι δυνατή η συντήρηση ηλεκτρικών ταλαντώσεων θα πρέπει τα σήματα \widehat{V}_N και V_N να ταυτίζονται. Για να είναι αυτό δυνατό θα πρέπει να ικανοποιείται η σχέση:

$$NT_d = \frac{T}{2} \tag{8.113}$$

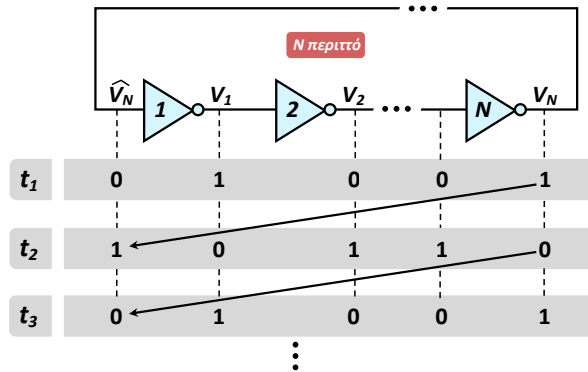
όπου T η περίοδος της ταλάντωσης.

Από την προηγούμενη σχέση μπορεί να βρεθεί η συχνότητα f των ηλεκτρικών ταλαντώσεων του δακτυλίου:

$$f = \frac{1}{2NT_d} \tag{8.114}$$

Για την περίπτωση άρτιου αριθμού πυλών, η συχνότητα ταλάντωσης θα μπορούσε να υπολογισθεί, παρόμοια, από τη συνθήκη συντήρησης ταλαντώσεων $NT_d = T$, σύμφωνα με το Σχήμα 8.19. Παρόλα αυτά, σε δακτύλιο με άρτιο αριθμό πυλών δεν ικανοποιείται η συνθήκη εκκίνησης ταλαντώσεων, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Ας θεωρήσουμε τον δακτύλιο με άρτιο αριθμό πυλών του Σχήματος 8.20 και ας υποθέσουμε πως τη χρονική στιγμή t_1 εφαρμόζεται στην είσοδο \widehat{V}_N της πρώτης πύλης τιμή που αντιστοιχεί στο λογικό μηδέν. Η διάδοση της τιμής αυτής κατά μήκος του δακτυλίου έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση του λογικού μηδενός στην έξοδο V_N της N -στής πύλης, τιμή η οποία εφαρμόζεται στην είσοδο \widehat{V}_N χωρίς να μεταβάλλει την κατάστασή της κατά τις χρονικές στιγμές που έπονται, όπως φαίνεται αναλυτικά στο Σχήμα 8.20. Ο δακτύλιος βρίσκεται, επομένως, σε σταθερή κατάσταση και η έναυση ταλαντώσεων είναι αδύνατη.



Σχήμα 8.21 Συντήρηση ταλαντώσεων σε δακτύλιο με περιττό αριθμό πυλών NOT

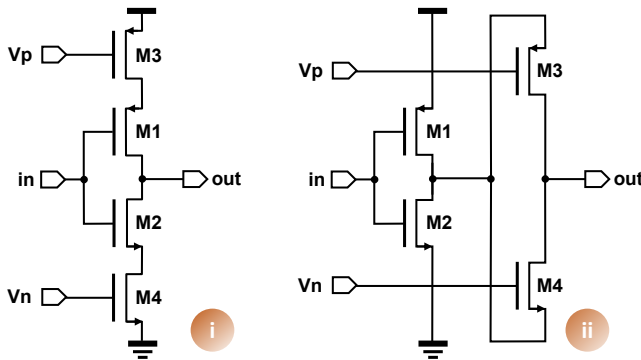
Αντίθετα, για τον δακτύλιο με περιττό αριθμό πυλών του Σχήματος 8.21, η λογική στάθμη του μηδενός εφαρμόζομενη στην είσοδο \widehat{V}_N της πρώτης πύλης οδηγεί στην εμφάνιση λογικής μονάδας στην έξοδο V_N της N -στής πύλης του δακτυλίου. Το γεγονός αυτό πυροδοτεί τη μετάβαση της εισόδου \widehat{V}_N της πρώτης πύλης στη λογική μονάδα, η οποία διαδιδόμενη κατά μήκος του δακτυλίου οδηγεί στη μετάβαση του σήματος V_N από τη λογική μονάδα στο λογικό μηδέν, με αποτέλεσμα την εκ νέου μεταβολή της κατάστασης της εισόδου της πρώτης πύλης, κ.ο.κ., όπως υποδεικνύει το Σχήμα 8.21.

Γίνεται, επομένως, φανερό πως σε δακτύλιο με περιττό αριθμό πυλών NOT είναι δυνατή η έναυση και η συντήρηση ηλεκτρικών ταλαντώσεων, με συχνότητα που μπορεί να υπολογιστεί με τη βοήθεια της σχέσης (8.114), όπως έχει ήδη δειχθεί.

8.5 Ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση

Μια γενική παρατήρηση η οποία προκύπτει από όλους τους τύπους ταλαντωτών τους οποίους εξετάσαμε στις προηγούμενες παραγράφους είναι πως η συχνότητα ταλάντωσης εξαρτάται από τις τιμές των παθητικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται στα αντίστοιχα κυκλώματα. Η παρατήρηση αυτή μας οδηγεί στο συμπέρασμα πως η μεταβολή της συχνότητας ταλάντωσης είναι δυνατή με τη μεταβολή των τιμών των παθητικών στοιχείων. Επιπλέον, αν διαθέτουμε παθητικά στοιχεία των οποίων μπορούμε να ρυθμίσουμε τις τιμές με ηλεκτρονικό τρόπο, π.χ. με την μεταβολή κατάλληλης τάσης, είναι φανερό πως μπορούμε να υλοποιήσουμε *ελεγχόμενους* ταλαντωτές. Χαρακτηριστικό παράδειγμα παθητικού στοιχείου η τιμή του οποίου μπορεί να ρυθμίζεται μέσω μιας τάσης ελέγχου είναι οι δίοδοι varicap, την εκμετάλλευση των οποίων για τη μεταβολή τη συχνότητας συτονισμού ενός ταλαντωτή LC εξετάσαμε σε προηγούμενη παράγραφο.

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιάσουμε μια ακόμα τεχνική ελέγχου της συχνότητας ταλάντωσης η οποία βασίζεται στη δυνατότητα μεταβολής της



Σχήμα 8.22 Τοπολογίες βαθμίδων ταλαντωτή δακτυλίου που αντιστοιχούν σε διαφορετικές τεχνικές ελέγχου της καθυστέρησης διάδοσης

αντίστασης ενός MOSFET και η οποία βρίσκει εφαρμογή στην υλοποίηση ταλαντωτών δακτυλίου ελεγχόμενων από τάση.

Από τη σχέση (8.114) προκύπτει πως η συχνότητα ταλάντωσης ενός ταλαντωτή δακτυλίου εξαρτάται από την καθυστέρηση διάδοσης T_d του σήματος μέσω κάθε βαθμίδας του δακτυλίου. Επομένως, με τη μεταβολή του χρόνου T_d είναι δυνατή η μεταβολή της συχνότητας του ταλαντωτή. Ο έλεγχος της καθυστέρησης διάδοσης είναι δυνατός με την τροποποίηση της τοπολογίας των βαθμίδων του δακτυλίου, σύμφωνα με το Σχήμα 8.22 στο οποίο παρουσιάζονται δύο τυπικές τεχνικές ελέγχου. Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 8.22-i παρουσιάζεται ένας αναστροφέας περιορισμένου ρεύματος (current-starved inverter) ο οποίος προκύπτει από έναν συμβατικό αναστροφέα (τρανζίστορ M1 και M2) με την προσθήκη τρανζίστορ περιορισμού του ρεύματος (M3, M4) [11]. Τα τρανζίστορ M3 και M4 χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο του ρεύματος φόρτισης/εκφόρτισης της χωρητικότητας της επόμενης βαθμίδας του ταλαντωτή και η λειτουργία τους καθορίζεται από την τιμή των τάσεων ελέγχου V_p και V_n , αντίστοιχα. Όταν τίθενται στον κόρο, λειτουργούν ως πηγές ρεύματος οι οποίες ρυθμίζουν το ρεύμα που είναι διαθέσιμο στην έξοδο του αναστροφέα, στη δε γραμμική περιοχή ισοδυναμούν με αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση.

Μια αντίστοιχη τεχνική, η οποία παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.22-ii, χρησιμοποιεί μια πρόσθετη πύλη διέλευσης (transmission gate) ανά βαθμίδα, προκειμένου να επιτυγχάνεται η επιθυμητή χρονική καθυστέρηση. Πιο συγκεκριμένα, η πύλη διέλευσης (η οποία σχηματίζεται από τα τρανζίστορ M3 και M4 στο Σχήμα 8.22-ii) λειτουργεί ως αμφίδρομος διακόπτης, η αντίσταση του οποίου καθορίζεται από την ισοδύναμη αντίσταση των τρανζίστορ της πύλης διέλευσης, τα οποία συνδέονται παράλληλα. Η ρύθμιση της αντίστασης της πύλης εξασφαλίζεται με την εφαρμογή των συμπληρωματικών τάσεων ελέγχου V_p και V_n , καθιστώντας με τον τρόπο αυτό δυνατή τη ρύθμιση του χρόνου καθυστέρησης διάδοσης των βαθμίδων του ταλαντωτή και, τελικά, της συχνότητάς του.

8.6 Κριτήρια αξιολόγησης

● Κριτήριο Αξιολόγησης 8.1.

Έστω σύστημα ενισχυτή με θετική ανάδραση, για το οποίο η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή δίνεται από τη σχέση $A(j\omega) = -\frac{8 \cdot 10^5}{j\omega}$ και η συνάρτηση μεταφοράς του δικτυώματος ανάδρασης είναι $\beta(j\omega) = \frac{2 \cdot 10^4}{(2 \cdot 10^3 + j\omega)^2}$. Να αποδείξετε ότι στο σύστημα μπορούν να εκκινήσουν και να συντηρηθούν ταλαντώσεις, και να υπολογίσετε τη συχνότητά τους.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 8.2.

Για το κύκλωμα του ορθογώνιου ταλαντωτή του Σχήματος 8.5 υποθέστε πως οι τιμές των παθητικών στοιχείων ίδιου τύπου είναι ίσες. Αν η τιμή της χωρητικότητας των πυκνωτών είναι 1μF, να υπολογίσετε την τιμή των αντιστάσεων η οποία εξασφαλίζει συχνότητα ταλάντωσης ίση με 1kHz.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 8.3.

Για το κύκλωμα του ταλαντωτή με γέφυρα Wien του Σχήματος 8.7 δίνονται $R_1 = R_2 = R_a = 10\text{k}\Omega$, $R_b = 20\text{k}\Omega$ και $C_1 = C_2 = 20\text{nF}$. Η συχνότητα ταλάντωσης είναι ίση με:

- A. 200Hz
- B. 800Hz
- C. 2kHz
- D. 8kHz

● Κριτήριο Αξιολόγησης 8.4.

Για τον ταλαντωτή Hartley του Σχήματος 8.10 δίνονται $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, και $C = 1\mu\text{F}$. Να υπολογιστούν οι τιμές αυτεπαγωγής των πηνίων L_1 και L_2 ώστε το κύκλωμα να συντηρεί ηλεκτρικές ταλαντώσεις συχνότητας 15kHz.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 8.5.

Για τον ταλαντωτή συντονιζόμενου κυκλώματος LC του Σχήματος 8.16-ii δίνονται $L = 0.1\text{mH}$ και $C = 1\mu\text{F}$. Να βρεθεί η ελάχιστη τιμή της αντίστασης R για την οποία το κύκλωμα μπορεί να συντηρήσει ηλεκτρικές ταλαντώσεις.

● Κριτήριο Αξιολόγησης 8.6.

Ταλαντωτής δακτυλίου αποτελείται από 7 πύλες NOT με καθυστέρηση διάδοσης ίση με 25ns η καθεμία. Να υπολογίσετε τη συχνότητα ταλάντωσης.



● Κριτήριο Αξιολόγησης 8.7.



Διαθέτετε πύλες NOT με καθυστέρηση διάδοσης ίση με 25ns. Εξετάστε αν είναι δυνατή η κατασκευή ταλαντωτή δακτυλίου συχνότητας 10MHz με τις συγκεκριμένες πύλες.

8.7 Βιβλιογραφία 8^{ου} κεφαλαίου




- [1] Κ. Καρούμπalos. *Εισαγωγή στη Θεωρία Θορύβου και Εφαρμογές*. εκδ. Βασδέκη, Αθήνα, 1979.
- [2] G. Vasilescu. *Electronic Noise and Interfering Signals: Principles and Applications*. Signals and Communication Technology. Springer, 2005.
- [3] G. González. *Foundations of oscillator circuit design*. Artech House, 2006.
- [4] G.B. Clayton και S. Winder. *Operational Amplifiers*. Elsevier Science, 2003.
- [5] J. Huijsing. *Operational Amplifiers: Theory and Design*. Springer, 2011.
- [6] K.U. Ingard. *Fundamentals of Waves and Oscillations*. Cambridge University Press, 1988.
- [7] L. Dai και R. Harjani. *Design of High-Performance CMOS Voltage-Controlled Oscillators*. Kluwer international series in engineering and computer science: Analog circuits and signal processing. Springer, 2003.
- [8] J. Tang, D. Kasperkovitz και A. Roermund. *High-Frequency Oscillator Design for Integrated Transceivers*. The Springer International Series in Engineering and Computer Science, vol. 748. Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [9] N.H.E. Weste και K. Eshraghian. *Principles of CMOS VLSI design: A systems perspective*. Addison-Wesley, 1985.
- [10] A. Agarwal και J. Lang. *Foundations of Analog and Digital Electronic Circuits*. The Morgan Kaufmann Series in Computer Architecture and Design. Elsevier Science.
- [11] J.A. McNeill και D.S. Ricketts. *The Designer's Guide to Jitter in Ring Oscillators*. Springer, 2009.

8.8 Διαδραστικά στοιχεία

8.1	Κριτήριο Barkhausen	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο προσομοιώνει τη γενική περίπτωση αρμονικού ταλαντωτή ως συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση. Ο αναγνώστης μπορεί να μεταβάλλει τα χαρακτηριστικά τόσο της συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή όσο και της συνάρτησης μεταφοράς του δικτύωματος ανάδρασης και να ελέγχει την ισχύ του κριτηρίου Barkhausen.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 8 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

8.2	Ταλαντωτής δακτυλίου	 Διαδραστική σελίδα
<p>Το αντικείμενο αποσκοπεί στην επίδειξη της αρχής λειτουργίας ενός ταλαντωτή δακτυλίου. Μεταβάλλοντας τον αριθμό των αναστροφών οι οποίοι συμμετέχουν στον δακτύλιο, ο αναγνώστης μπορεί να διαπιστώσει τη συντήρηση ή μη των ταλαντώσεων. Επιπλέον, μπορεί να μεταβάλλει τη συχνότητα ταλάντωσης αυξομειώνοντας τη χρονική καθυστέρηση κάθε αναστροφή.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 8 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr).</p>		

8.9 Οπτικοακουστικό υλικό

8.1	Ταλαντωτής ολίσθησης φάσης	 Video
<p>Σε αυτό το video προσομοιώνεται η λειτουργία κυκλώματος ταλαντωτή ολίσθησης φάσης.</p>		
<p>Μπορείτε να αποκτήσετε πρόσβαση στο αντικείμενο με “κλικ” στον τίτλο του ή στο εικονίδιο . Το αντικείμενο είναι, επίσης, διαθέσιμο στην ιστοσελίδα του Κεφ. 8 του παρόντος συγγράμματος, στον Ελληνικό Συσσωρευτή Ακαδημαϊκών Ηλεκτρονικών Βιβλίων (http://repository.kallipos.gr). Εναλλακτικά, μπορείτε να δείτε το video στο  YouTube.</p>		



ΑΠΑΝΤΗΣΕΙΣ ΕΠΙΛΕΓΜΕΝΩΝ ΚΡΙΤΗΡΙΩΝ ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗΣ

● ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

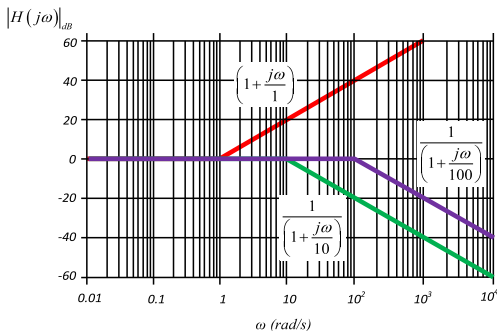
1.1. Ο νόμος του Ohm για τον αντιστάτη R_1 δίνει $I = \frac{V - V_\delta}{R_1}$, όπου I το ρεύμα που διαρρέει τον αντιστάτη. Παρόμοια, για τον αντιστάτη R_2 παίρνουμε $I = \frac{V_\delta}{R_2}$, μιας και το ρεύμα που διαρρέει τους δύο αντιστάτες είναι κοινό. Εξισώνοντας τα δεύτερα μέλη των δύο προηγούμενων σχέσεων και λύνοντας ως προς V_δ μπορούμε να καταλήξουμε στη ζητούμενη σχέση.

1.2. Μπορούμε να εφαρμόσουμε τη διαδικασία που ακολουθήσαμε στο προηγούμενο κριτήριο αξιολόγησης. Αξίζει, όμως, να δούμε έναν ενδιαφέροντα εναλλακτικό τρόπο. Αν υποθέσουμε ότι $V_1 = 0$, τότε έχουμε τον διαιρέτη τάσης του προηγούμενου κριτηρίου από τον οποίο προκύπτει $V_\delta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2$. Παρόμοια, αν υποθέσουμε πως $V_2 = 0$, τότε βρίσκουμε $V_\delta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1$. Το σύστημά μας είναι γραμμικό, οπότε ισχύει η αρχή της επαλληλίας η οποία μας επιτρέπει να αθροίσουμε τις δύο προηγούμενες εκφράσεις ώστε να καταλήξουμε στη ζητούμενη σχέση.

1.3. Η αντίσταση ενός βραχυκυκλώματος είναι μηδενική, γεγονός που συνεπάγεται μηδενική διαφορά δυναμικού στα 'άκρα' του και απροσδιόριστη τιμή έντασης ρεύματος (εξαρτάται από το υπόλοιπο κύκλωμα). Επομένως, η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης ενός βραχυκυκλώματος ταυτίζεται με τον άξονα του ρεύματος.

1.4. Το ρεύμα το οποίο διαρρέει ένα ανοικτοκύκλωμα είναι μηδενικό, ενώ η διαφορά δυναμικού στα 'άκρα' του είναι απροσδιόριστη (εξαρτάται από το υπόλοιπο κύκλωμα). Επομένως, η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης ενός βραχυκυκλώματος ταυτίζεται με τον άξονα της τάσης.

1.5. Μια μέθοδος την οποία θα μπορούσαμε να προτείνουμε θα ήταν η εξής: Με την πηγή τάσης 'εν κενώ' (δηλαδή χωρίς τη σύνδεση φορτίου) λαμβάνουμε μέτρηση για την ηλεκτρεγερτική δύναμη. Στη συνέχεια, συνδέουμε μεταβλητό ωμικό φόρτο τον οποίο μεταβάλλουμε μετρώντας ταυτόχρονα την τάση στα άκρα της πηγής. Όταν η τάση αυτή



ΣΧΗΜΑ Ι.1 Διαγράμμα Bode απολαβής επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς

γίνει ίση με το μισό της ηλεκτρεγερτικής δύναμης, τότε η τιμή του φόρτου (η οποία μπορεί να μετρηθεί) ταυτίζεται με την εσωτερική αντίσταση της πηγής.

1.6. Η τάση ανοικτού κυκλώματος του διαιρέτη προκύπτει από τη σχέση $V_{\delta} = \frac{R_2 \cdot V}{R_1 + R_2}$. Βραχυκυκλώνοντας την πηγή τάσης V , η αντίσταση Thevenin προκύπτει ως ο παράλληλος συνδυασμός των αντιστατών R_1 και R_2 , δηλαδή $R_{Th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$. Για την περίπτωση του ισοδύναμου κατά Norton, η πηγή ρεύματος αντιστοιχεί στο ρεύμα που διαρρέει τον αντιστάτη R_1 όταν γειώσουμε την έξοδο V_{δ} . Είναι, επομένως, $I_N = \frac{V}{R_1}$. Η αντίσταση Norton ταυτίζεται με την αντίσταση Thevenin.

1.7. Η δοσμένη συνάρτηση μπορεί να παραγοντοποιηθεί ως εξής:

$$H(j\omega) = \frac{1000(j\omega + 1)}{(j\omega + 10)(j\omega + 100)}$$

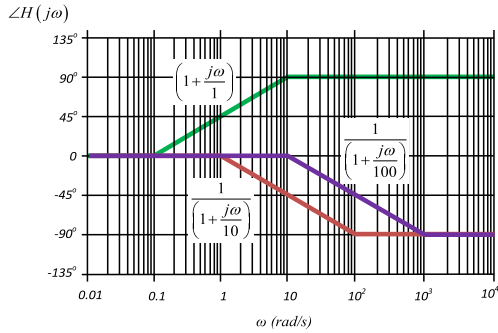
ή ισοδύναμα:

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \frac{1000 \left(1 + \frac{j\omega}{1}\right)}{10 \left(1 + \frac{j\omega}{10}\right) \cdot 100 \left(1 + \frac{j\omega}{100}\right)} = \\ &= \left(1 + \frac{j\omega}{1}\right) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{10}\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{100}\right)} \end{aligned}$$

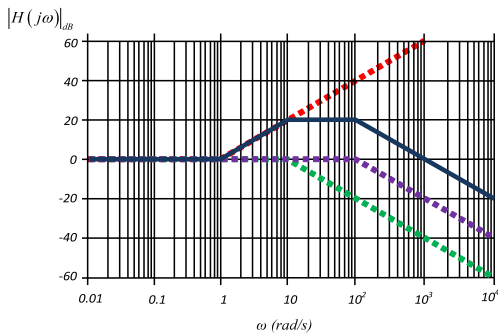
Από την πιο πάνω έκφραση της συνάρτησης μεταφοράς παρατηρούμε ότι αυτή έχει ένα πραγματικό μηδενικό πρώτης τάξης για $\omega=1\text{rad/s}$, και δύο πραγματικούς πόλους πρώτης τάξης για $\omega=10\text{rad/s}$ και $\omega=100\text{rad/s}$. Τα διαγράμματα Bode για κάθε επιμέρους όρο φαίνονται στα Σχήματα 1.1 και 1.2. Αθροίζοντας τις συνεισφορές των επιμέρους όρων, παίρνουμε τα (συνολικά) διαγράμματα Bode που φαίνονται στα Σχήματα 1.3 και 1.4.

● ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

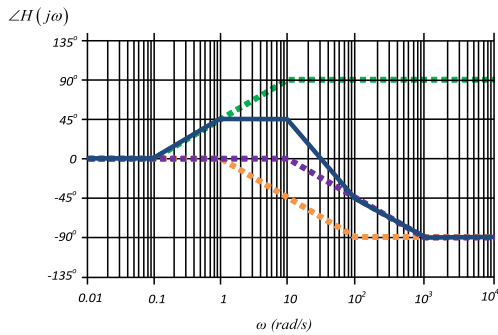
2.1. Η δίοδος είναι πολωμένη ανάστροφα και, επομένως, το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα είναι μηδενικό. Κατά συνέπεια, η πτώση τάσης στην αντίσταση είναι μηδενική



ΣΧΗΜΑ 1.2 Διάγραμμα Bode φάσης επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς



ΣΧΗΜΑ 1.3 Διάγραμμα Bode απολαβής (συνολικό)

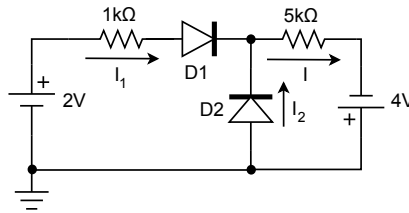


ΣΧΗΜΑ 1.4 Διάγραμμα Bode φάσης (συνολικό)

και η τάση 10V της πηγής μεταφέρεται ολόκληρη στην έξοδο του κυκλώματος.

2.2. Η δίοδος είναι πολωμένη ορθά και, επειδή είναι ιδανική, η τάση μεταξύ των ακροδεκτών της θα είναι μηδενική. Επομένως, $V_{out} = 0V$. Το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο προκύπτει από τον νόμο του Ohm εφαρμοζόμενο για την αντίσταση. Είναι, επομένως, $I_D = (10V - 0V)/1k\Omega = 10mA$.

2.3. Η δίοδος είναι πολωμένη ανάστροφα και, επομένως, το ρεύμα που τη διαρρέει εί-



ΣΧΗΜΑ 1.5 Φορές των ρευμάτων για το κύκλωμα του κριτηρίου αξιολόγησης 2.4

να μηδενικό. Η τάση στην έξοδο του κυκλώματος καθορίζεται από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι αντιστάσεις. Είναι, επομένως, $V_{out} = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 1k\Omega} 10V = 5V$.

2.4. Υποθέτουμε (αυθαίρετα) πως και οι δύο δίοδοι άγουν, οπότε η φορά των ρευμάτων θα έχει όπως στο Σχήμα 1.5. Ο δεύτερος κανόνας του Kirchhoff για τον βρόχο που περιλαμβάνει την δίοδο D1 δίνει:

$$2V - I_1 \cdot 1k\Omega - 0.6V + 0.6V = 0$$

Παρόμοια, για τον βρόχο που περιέχει την αντίσταση των 5kΩ βρίσκουμε:

$$0.6V - I \cdot 5k\Omega + 4V = 0$$

Επιλύοντας τις δύο πιο πάνω σχέσεις βρίσκουμε τις τιμές των ρευμάτων I_1 και I : $I_1 = 2\text{mA}$, $I = 0.68\text{mA}$.

Ο πρώτος κανόνας του Kirchhoff επιβάλλει για τα ρεύματα που διαρρέουν το κύκλωμα τη σχέση $I = I_1 + I_2$, από την οποία μπορούμε να υπολογίσουμε την τιμή του ρεύματος I_2 : $I_2 = -1.32\text{mA}$. Το αρνητικό πρόσημο του ρεύματος I_2 υποδηλώνει πως το δυναμικό στην άνοδο της διόδου D2 είναι μικρότερο από το δυναμικό στην κάθοδο, οπότε η δίοδος είναι πολωμένη ανάστροφα. Αρα, η αρχική μας υπόθεση πως και οι δύο δίοδοι άγουν επαληθεύεται μόνο ως προς τη δίοδο D1.

Λαμβάνοντας υπόψη μας την αναθεωρημένη υπόθεση για τη δίοδο D2, ξαναγράφουμε τους κανόνες του Kirchhoff για το κύκλωμα (ενός μόνο βρόχου, καθώς η δίοδος D2 συμπεριφέρεται ως ανοικτό κύκλωμα):

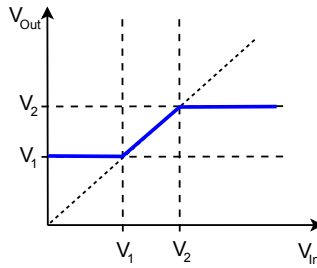
$$2V - I_1 \cdot 1k\Omega - 0.6V - I \cdot 5k\Omega + 4V = 0$$

Η πιο πάνω σχέση δίνει, λαμβάνοντας υπόψη πως $I = I_1$ ($I_2 = 0$): $I = I_1 = 0.9\text{mA}$.

2.5. Όταν η τάση εισόδου V_{in} έχει τιμή μικρότερη της τάσης V_1 η δίοδος D1 άγει, ενώ η δίοδος D2 βρίσκεται σε αποκοπή (είναι πολωμένη ανάστροφα). Λόγω της ιδανικότητας της διόδου D1 η πτώση τάσης στα άκρα της είναι μηδενική, επομένως η τάση V_1 θα μεταφέρεται αναλλοίωτη στην έξοδο του κυκλώματος. Αρα, θα είναι $H = \frac{V_1}{V_{in}}$ για $V_{in} < V_1$.

Όταν η τάση εισόδου έχει τιμή μεταξύ των τάσεων V_1 και V_2 , και οι δύο δίοδοι είναι πολωμένες ανάστροφα, άρα συμπεριφέρονται ως ανοικτά κυκλώματα. Κατά συνέπεια, η τάση εισόδου μεταφέρεται αναλλοίωτη στην έξοδο. Ισχύει, δηλαδή, $V_{in} = V_{out}$, και άρα =1.

Όταν η τάση εισόδου V_{in} έχει τιμή μεγαλύτερη της τάσης V_2 η δίοδος D2 άγει, ενώ η δίοδος D1 βρίσκεται σε αποκοπή. Λόγω της ιδανικότητας της διόδου D2 η πτώση τάσης στα άκρα της είναι μηδενική, επομένως η τάση V_2 θα μεταφέρεται αναλλοίωτη στην έξοδο του κυκλώματος. Αρα, θα είναι $H = \frac{V_2}{V_{in}}$ για $V_{in} > V_2$.



ΣΧΗΜΑ 1.6 Διάγραμμα για το κριτήριο αξιολόγησης 2.5

Συγκεντρώνοντας τα προηγούμενα συμπεράσματα, η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος έχει ως εξής:

$$H = \begin{cases} V_1/V_{in}, & V_{in} < V_1 \\ 1, & V_1 \leq V_{in} \leq V_2 \\ V_2/V_{in}, & V_{in} > V_2 \end{cases}$$

από την οποία προκύπτει η σχέση της τάσης εξόδου με την τάση εξόδου:

$$V_{out} = \begin{cases} V_1, & V_{in} < V_1 \\ V_{in}, & V_1 \leq V_{in} \leq V_2 \\ V_2, & V_{in} > V_2 \end{cases}$$

η οποία παριστάνεται γραφικά όπως στο διάγραμμα του Σχήματος 1.6.

2.6. Η διόδος θα άγει όταν $v_s > V_B$, οπότε βρίσκουμε: $V_0 \sin \omega t > V_B \Rightarrow 20 \sin \omega t > 14 \Rightarrow \omega t = \arcsin(14/20) \simeq 45^\circ$ ή 135° . Επομένως, η διόδος άγει για γωνία μεταξύ 45° και 135° , δηλαδή για 90° , που αντιστοιχεί σε ποσοστό 25% του πλήρη κύκλου (360°). Άρα $d = 25\%$.

Το ρεύμα γίνεται μέγιστο όταν η τάση εισόδου είναι μέγιστη, δηλαδή ίση με V_0 . Λόγω της ιδανικότητας της διόδου, η τάση αυτή θα μεταφέρεται αναλλοίωτη στην κάθοδό της. Επομένως, ο νόμος του Ohm δίνει για την αντίσταση:

$$I_0 = \frac{V_0 - V_B}{R} = \frac{20V - 14V}{10\Omega} = 0.6A$$

2.7. Από τον πρώτο κανόνα του Kirchhoff προκύπτει η σχέση των ρευμάτων:

$$I = I_2 + I_2 \tag{1.1}$$

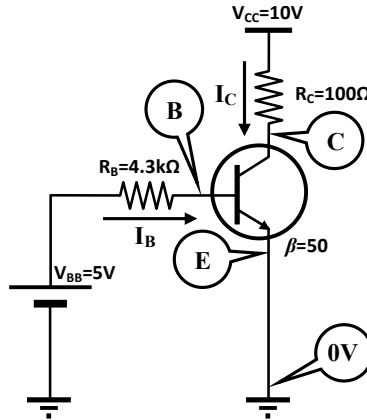
Για την αντίσταση της διόδου ισχύει:

$$r_2 = \frac{V_{R_2}}{I_2} \Rightarrow I_2 = \frac{V_{R_2}}{r_2} \tag{1.2}$$

Από τον νόμο του Ohm για τις αντιστάσεις R_2 και R_3 βρίσκουμε:

$$I_2 = \frac{V_{R_2}}{R_2} \tag{1.3}$$

$$I = \frac{V_S - V_{R_2}}{R_3} \tag{1.4}$$



ΣΧΗΜΑ 1.7 Κύκλωμα για το κριτήριο αξιολόγησης 3.1

Αντικαθιστώντας τις (1.2), (1.3), (1.4) στην (1.1) μπορούμε να καταλήξουμε στη σχέση:

$$K = \frac{r_z}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{r_z}{R_2} + \frac{r_z}{R_3} \right)^{-1} \quad (1.5)$$

● ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

3.1. Θα υποθέσουμε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί στην ενεργό περιοχή. Αν καταλήξουμε σε άτοπο θα ανατρέξουμε την υπόθεσή μας.

Είναι γνωστό πως η τάση βάσης-εκπομπού (B-E) σε ένα διπολικό τρανζίστορ πυριτίου που λειτουργεί στην ενεργό περιοχή είναι ίση με 0.7V. Δεδομένου ότι ο εκπομπός του τρανζίστορ είναι γειωμένος (άρα βρίσκεται σε μηδενικό δυναμικό), το δυναμικό της βάσης (B) θα είναι ίσο με 0.7V.

Ο νόμος του Ohm για την αντίσταση R_B δίνει (βλπ και Σχήμα 1.7):

$$I_B = \frac{V_{RB}}{R_B} \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_B}{R_B} \Rightarrow I_B = \frac{5V - 0.7V}{4.3k\Omega} \Rightarrow I_B = 1mA$$

όπου V_{RB} η τάση στα άκρα του αντιστάτη R_B .

Η υπόθεση για τη λειτουργία του τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή μας δίνει το δικαίωμα να χρησιμοποιήσουμε τη σχέση:

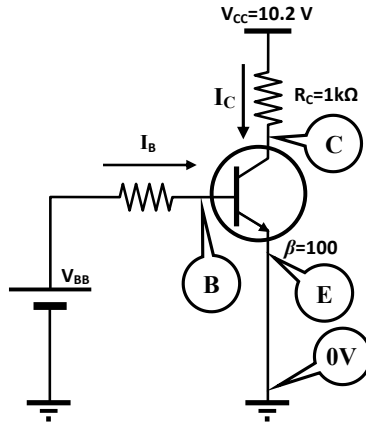
$$I_C = \beta \cdot I_B$$

προκειμένου να υπολογίσουμε το ρεύμα I_C του συλλέκτη. Συγκεκριμένα:

$$I_C = \beta \cdot I_B \Rightarrow I_C = 50 \cdot 1mA \Rightarrow I_C = 50mA$$

Το δυναμικό V_C στον συλλέκτη του τρανζίστορ μπορεί να βρεθεί από τον νόμο του Ohm, εφαρμοζόμενο για τον αντιστάτη R_C . Συγκεκριμένα:

$$V_{RC} = I_C R_C \Rightarrow V_{CC} - V_C = I_C R_C \Rightarrow V_C = V_{CC} - I_C R_C \Rightarrow$$



ΣΧΗΜΑ 1.8 Κύκλωμα για το κριτήριο αξιολόγησης 3.2

$$V_C = 10V - 50mA \cdot 100\Omega \Rightarrow V_C = 5V$$

όπου V_{RC} η τάση στα άκρα του αντιστάτη R_C .

Η τάση $V_C=5V$ βρίσκεται εντός των αποδεκτών ορίων που επιβάλλουν οι πηγές τροφοδοσίας στο κύκλωμα (0-10V) και είναι αρκετά μεγαλύτερη από την τιμή των 0.2V ώστε να συνηγορεί στην ορθότητα του αρχικού ισχυρισμού μας. Επομένως, το τρανζίστορ λειτουργεί πράγματι στην ενεργό περιοχή.

3.2. Το τρανζίστορ μεταπίπτει στον κόρο οριακά όταν:

$$V_{CE} = 0.2V \Rightarrow V_C - V_E = 0.2V \Rightarrow V_C - 0V = 0.2V \Rightarrow V_C = 0.2V$$

Με δεδομένο το δυναμικό V_C του συλλέκτη μπορούμε να υπολογίσουμε το ρεύμα I_C στον συλλέκτη από τον νόμο του Ohm, εφαρμοζόμενο για τον αντιστάτη R_C . Συγκεκριμένα (βλπ και Σχήμα 1.8):

$$V_{RC} = I_C R_C \Rightarrow V_{CC} - V_C = I_C R_C \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C} \Rightarrow$$

$$I_C = \frac{10.2V - 0.2V}{1k\Omega} \Rightarrow I_C = 10mA$$

όπου V_{RC} η τάση στα άκρα του αντιστάτη R_C .

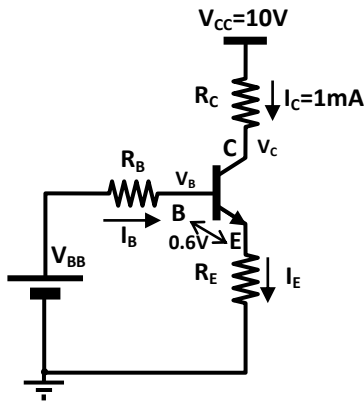
Στο όριο μεταξύ της ενεργού περιοχής και της περιοχής κόρου ισχύει η σχέση $I_C = \beta \cdot I_B$ την οποία θα χρησιμοποιήσουμε προκειμένου να υπολογίσουμε το ρεύμα I της βάσης. Συγκεκριμένα:

$$I_C = \beta \cdot I_B \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} \Rightarrow I_B = \frac{10mA}{100} \Rightarrow I_B = 100\mu A$$

3.5. Θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα πόλωσης με διαιρέτη τάσης. Σε πρώτη φάση θα δουλέψουμε με το ισοδύναμό του που φαίνεται στο Σχήμα 1.9. Για λόγους απλοποίησης των συμβολισμών θα παραλείψουμε στο εξής τον δείκτη «Q», ο οποίος δηλώνει την τιμή ηρεμίας του αντίστοιχου μεγέθους.

Από τον κανόνα του Kirchhoff για την τάση παίρνουμε:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CB} - V_{BE} - I_E R_E = 0$$



ΣΧΗΜΑ Ι.9 Κύκλωμα για το κριτήριο αξιολόγησης 3.5

Δεδομένου ότι η τιμή του α είναι πολύ κοντά στη μονάδα, το ρεύμα του συλλέκτη θα είναι περίπου ίσο με το ρεύμα εκπομπού, οπότε η προηγούμενη σχέση γράφεται:

$$V_{CC} - I_C(R_C + R_E) - V_{CE} - V_{BE} = 0$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στην προηγούμενη σχέση παίρνουμε:

$$R_C + R_E = 4.4k\Omega$$

Η επιλογή της τιμής της αντίστασης R_C εξαρτάται από την τιμή του φόρτου του κυκλώματος. Ας υποθέσουμε ότι $R_C = 3k\Omega$. Κατά συνέπεια, λόγω της προηγούμενης σχέσης, η αντίσταση R_E θα πρέπει να είναι ίση με $1.4k\Omega$.

Αφού προσδιορίσαμε την τιμή της αντίστασης R_E μπορούμε να βρούμε το δυναμικό V_B της βάσης, για το οποίο θα ισχύει:

$$V_B = V_{BE} + I_E R_E$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων, βρίσκουμε ότι $V_B = 2V$.

Αν υποθέσουμε ότι η πτώση τάσης στην αντίσταση R_B είναι αμελητέα, τότε μπορούμε να συμπεράνουμε ότι $V_{BB} \simeq V_B = 2V$. Επιπλέον, για την τάση V_{BB} γνωρίζουμε ότι ισχύει:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

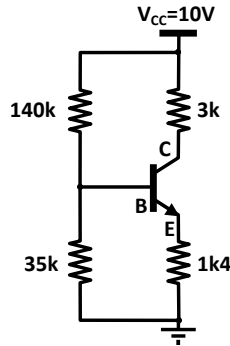
όπου R_1, R_2 οι τιμές των αντιστάσεων του διαιρέτη τάσης του Σχήματος 3.26.

Συνδυάζοντας τις δύο προηγούμενες σχέσεις μπορούμε να καταλήξουμε στην έκφραση: $4R_2 = R_1$. Θα πρέπει, ακόμα, να λάβουμε υπόψη μας τον περιορισμό που θέτει η σχέση (3.41), σύμφωνα με την οποία θα πρέπει να ισχύει:

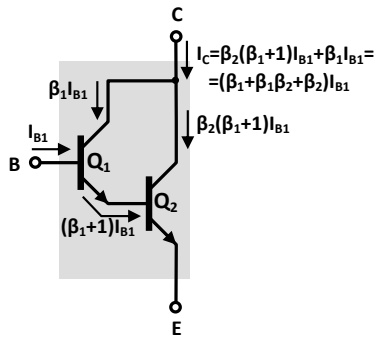
$$R_B = R_1 // R_2 \ll (\beta + 1)R_E$$

ή, αριθμητικά,

$$R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ll 280k\Omega$$



ΣΧΗΜΑ I.10 Κύκλωμα πόλωσης για το τρανζίστορ του κριτηρίου αξιολόγησης 3.5



ΣΧΗΜΑ I.11 Απόδειξη της σχέσης για την ισοδύναμη απολαβή ρεύματος ενός ζεύγους Darlington

Η τελευταία ικανοποιείται αν υποθέσουμε ότι ο παράλληλος συνδυασμός των R_1 και R_2 είναι ίσος με το ένα δέκατο της τιμής των $280k\Omega$ που επιβάλλει η προηγούμενη σχέση. Άρα, μπορούμε να γράψουμε:

$$R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 28k\Omega$$

Με χρήση των προηγούμενων σχέσεων μπορούμε, τελικά, να καταλήξουμε στις ακόλουθες τιμές για τις αντιστάσεις R_1 και R_2 : $R_1 = 140k\Omega$ και $R_2 = 35k\Omega$.

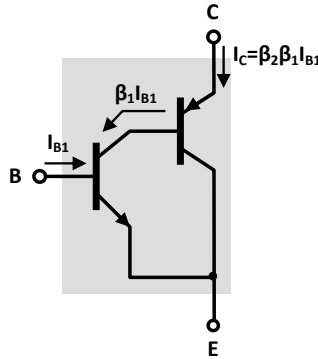
Συνοψίζοντας, το κύκλωμα πόλωσης που σχεδιάσαμε φαίνεται στο σχηματικό διάγραμμα του Σχήματος I.10. Αξίζει να προσέξει κάποιος πως, πολλές φορές, οι τιμές με δεκαδικά ψηφία γράφονται παραθέτοντας το δεκαδικό ψηφίο μετά το σύμβολο του πολλαπλασίου, π.χ. $1k4$, αντί για $1.4k$.

3.6. Με βάση το Σχήμα I.11 μπορούμε να καταλήξουμε στη σχέση

$$\beta = \beta_2(\beta_1 + 1)$$

η οποία, λαμβάνοντας υπόψη την προσέγγιση $\beta_1 + 1 \simeq \beta_1$ δίνει $\beta \simeq \beta_1 \cdot \beta_2$.

3.7. Με βάση το Σχήμα I.12 μπορούμε να καταλήξουμε στη σχέση $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$.



ΣΧΗΜΑ Ι.12 Απόδειξη της σχέσης για την ισοδύναμη απολαβή ρεύματος ενός ζεύγους Sziklai

● ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

4.1. Η τάση κατωφλίου είναι αρνητική, επομένως αναφερόμαστε σε pMOS. Ισχύουν, ακόμα, $V_{DS} < V_{GS} - V_T$ ($V_{DS} = V_D - V_S = -3V$, $V_{GS} = V_G - V_S = -2V$) και $V_{GS} < V_T$, οπότε το τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο.

Από τη σχέση $I_{DS} = -\frac{1}{2}k_p \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$ βρίσκουμε $I_{DS} = -360\mu A$.

4.2. Από την τοπολογία του κυκλώματος προκύπτει πως $V_D = V_G$, άρα θα ισχύει $V_{DS} < V_{GS} - V_T$. Επιπλέον, θα είναι $V_{GS} = V_{DS} = 2V - 5V = -3V < -2V = V_T$, οπότε το τρανζίστορ θα λειτουργεί στον κόρο.

Για την αντίσταση R ισχύει $R = \frac{V_D}{I_{DS}}$, από την οποία προκύπτει πως $R = 20k\Omega$.

Λύνοντας την εξίσωση $I_{DS} = -\frac{1}{2}k_p \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2$ ως προς W βρίσκουμε $W = 250\mu m$

4.3. Από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι αντιστάσεις R_1 και R_2 μπορούμε να βρούμε πως $V_G = 7V$.

Ο δεύτερος κανόνας του Kirchhoff για τον κλάδο του κυκλώματος που περιλαμβάνει την πύλη και την πηγή δίνει:

$$V_G = V_{GS} + R_S I_{DS}$$

Η έκφραση για το ρεύμα καναλιού I_{DS} είναι:

$$I_{DS} = K(V_{GS} - V_T)^2$$

Συνδυάζοντας τις δύο προηγούμενες σχέσεις και λύνοντας τη δευτεροβάθμια εξίσωση που προκύπτει βρίσκουμε $V_{GS} = 2V$. Δεδομένου ότι βρήκαμε πως $V_G = 7V$, προκύπτει $V_S = V_G - V_{GS} = 5V$. Από τον νόμο του Ohm για την αντίσταση R_S μπορούμε να βρούμε το ρεύμα καναλιού: $I_{DS} = V_S/R_S = 500\mu A$.

Ο δεύτερος κανόνας του Kirchhoff για τον κλάδο του κυκλώματος που περιλαμβάνει την εκροή και την πηγή δίνει:

$$V_{DD} = V_{DS} + (R_S + R_D)I_{DS}$$

από την οποία βρίσκουμε ότι $V_{DS} = 5V$. Συνεπώς, $V_D = V_S + V_{DS} = 10V$.

Τελικά, το σημείο ηρεμίας του κυκλώματος καθορίζεται από το ζεύγος (V_{DS}, I_{DS}), δηλαδή (10V, 500μΑ).

Επαναλαμβάνοντας τη διαδικασία για $V_T = 1V + 50\% \cdot 1V = 1.5V$, μπορούμε να βρούμε πως το ρεύμα καναλιού είναι $I_{DS} = 455\mu A$, που αντιστοιχεί σε μεταβολή μόλις 9%.

4.4.

- Για $R = 0$, $V_{SG} = 2V$ και $V_{SD} = 2V$ (το τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο).
- Για $R = 10k\Omega$, $V_{SG} = 2V$ και $V_{SD} = 1V$ (το τρανζίστορ λειτουργεί στο όριο μεταξύ κόρου και περιοχής τριόδου).
- Για $R = 30k\Omega$, $V_{SG} = 3.24V$ και $V_{SD} = 0.24V$ (το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή τριόδου).
- Για $R = 100k\Omega$, $V_{SG} = 10.06V$ και $V_{SD} = 0.06V$ (το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή τριόδου).

4.5. Από τον δεύτερο κανόνα του Kirchhoff για τον βρόχο που περιλαμβάνει την πύλη και την πηγή βρίσκουμε:

$$0 - V_{GS} - I_{DS}R_S = -V_{SS} \Rightarrow V_{GS} = V_{SS} - I_{DS}R_S \quad (1.6)$$

Παρόμοια, για τον βρόχο που περιλαμβάνει την εκροή και την πηγή έχουμε:

$$V_{DD} - I_{DS}R_D - V_{DS} - I_{DS}R_S = -V_{SS} \quad (1.7)$$

Ας υποθέσουμε ότι το τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο. Θα ισχύει τότε:

$$I_{DS} = K(V_{GS} - V_T)^2 \quad (1.8)$$

Αντικαθιστώντας την (1.6) στην (1.8) βρίσκουμε:

$$I_{DS} = K(V_{SS} - I_{DS}R_S - V_T)^2 \quad (1.9)$$

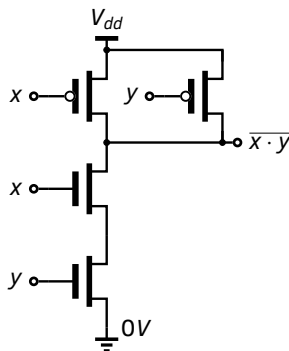
Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων η πιο πάνω δευτεροβάθμια εξίσωση δίνει $I_{DS1} = 1.24mA$ και $I_{DS} = 7.26mA$. Αντικαθιστώντας στην (1.6) την τιμή του ρεύματος καναλιού βρίσκουμε $V_{GS} = 3.76V$ και $V_{GS} = -2.26V$, αντίστοιχα. Παρόμοια, η (1.7) δίνει $V_{DS} = 7.52V$ και $V_{DS} = -4.52V$, αντίστοιχα. Είναι φανερό ότι η δεύτερη λύση απορρίπτεται. Για τη λύση που απομένει μπορούμε εύκολα να επαληθεύσουμε πως ισχύουν οι συνθήκες λειτουργίας του τρανζίστορ στον κόρο, καθώς είναι $V_{DS} = 7.52V$, $V_{GS} = 3.76V$ και $V_T = 2V$. Επομένως, αποδείξαμε πως το τρανζίστορ λειτουργεί στον κόρο.

4.7. Αντικαθιστώντας στην εξίσωση 4.29 τα αριθμητικά δεδομένα του προβλήματος βρίσκουμε $I_{ref} = 15.4mA$ και $I_{ref} = 0.6mA$. Η πρώτη λύση απορρίπτεται, γιατί δίνει $V_{GS} < 0$ για το τρανζίστορ M_1 (βλπ σχέση (4.28)).

Για να λειτουργεί σωστά η πηγή ρεύματος θα πρέπει το τρανζίστορ M_2 να παραμένει στην περιοχή κόρου. Αφού το τρανζίστορ M_1 είναι στον κόρο, η συνθήκη $V_{GS} > V_T$ θα ισχύει και για το τρανζίστορ M_2 . Επιπλέον, θα πρέπει για το τελευταίο τρανζίστορ να ισχύει $V_{DS2} > V_{GS2} - V_T$, ή ισοδύναμα $V_{DS2} > V_{DS1} - V_T$, εφόσον $V_{GS1} = V_{GS2} = V_{DS1}$.

Για το τρανζίστορ M_1 ισχύει η σχέση (4.27), από την οποία μπορούμε να βρούμε πως $V_{DS1} = 4.4V$. Επομένως, η συνθήκη $V_{DS2} > V_{DS1} - V_T$ γράφεται $V_{DS2} > 4.4V - 2V = 2.4V$.

Για τον κλάδο του φόρτου, ο δεύτερος κανόνας του Kirchhoff δίνει: $V_{DS2} = V_{DD} - I_2R_L$ ή $V_{DS2} = V_{DD} - I_{ref}R_L$, εφόσον στην ορθή λειτουργία της πηγής τα ρεύματα των δύο κλάδων ταυτίζονται. Με τη βοήθεια της προηγούμενης ισότητας και με αντικατάσταση των



ΣΧΗΜΑ Ι.13 Υλοποίηση πύλης NAND δύο εισόδων σε τεχνολογία CMOS

αριθμητικών δεδομένων, η συνθήκη $V_{DS2} > 2.4V$ δίνει $R_L < 4.3k\Omega$.

4.8. Ισχύει $V_{GS} > V_T$, επομένως το τρανζίστορ θα λειτουργεί είτε στην περιοχή κόρου, είτε στην περιοχή τριόδου. Θα υποθέσουμε πως λειτουργεί στην περιοχή κόρου. Αντικαθιστώντας τα αριθμητικά δεδομένα στη σχέση που δίνει το ρεύμα του καναλιού βρίσκουμε $I_D = 0.2mA$. Το δυναμικό της εκροής βρίσκεται από τη σχέση $V_D = V_{DD} - I_D R_D$ ίσο με 3V. Με βάση τις τιμές που υπολογίσαμε, μπορούμε εύκολα να επαληθεύσουμε πως το τρανζίστορ πράγματι λειτουργεί στον κόρο.

Η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ, με τη βοήθεια της σχέσης 4.14, υπολογίζεται ίση με 4mS.

Η απολαβή τάσης του ενισχυτή θα βρεθεί από τη σχέση 4.22, δηλαδή $-g_m R_D = -4$.

● ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

5.2. Το κύκλωμα υλοποιεί τη λογική συνάρτηση $f = x \cdot y + z \cdot w$.

5.4. Η υλοποίηση μια πύλης NAND δύο εισόδων σε τεχνολογία CMOS φαίνεται στο Σχήμα Ι.13.

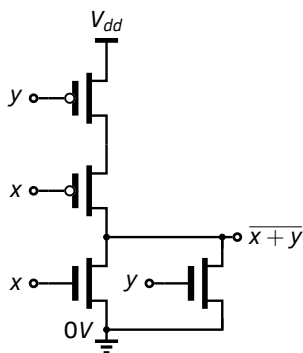
5.5. Η υλοποίηση μια πύλης NOR δύο εισόδων σε τεχνολογία CMOS φαίνεται στο Σχήμα Ι.14.

5.7. Είναι εύκολο να διαπιστώσουμε πως το κύκλωμα υλοποιεί την ταυτοτική συνάρτηση ($y = x$). Το πρόβλημα που αντιμετωπίζει το κύκλωμα είναι πως το nMOS είναι υπεύθυνο για τη διαβίβαση στην έξοδο της λογικής στάθμης V_{dd} , ενώ το pMOS είναι υπεύθυνο για τη διαβίβαση της στάθμης μηδενικού δυναμικού. Όπως, όμως, είδαμε στο θεωρητικό μέρος, τόσο το nMOS όσο και το pMOS είναι “κακοί” διακόπτες για τη διαβίβαση των πιο πάνω λογικών σταθμών.

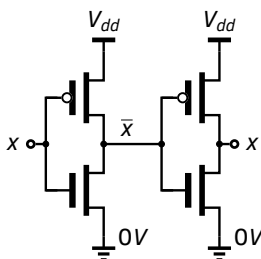
Μια υλοποίηση της ταυτοτικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS με την οποία αποφεύγονται τα συγκεκριμένα προβλήματα φαίνεται στο Σχήμα Ι.15.

● ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

6.1. Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος Ι.16. Η τιμή της αντίστασης R_E στον



ΣΧΗΜΑ 1.14 Υλοποίηση πύλης NOR δύο εισόδων σε τεχνολογία CMOS



ΣΧΗΜΑ 1.15 Υλοποίηση ταυτοτικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS

εκπομπό έχει υπολογιστεί ήδη για τα συγκεκριμένα δεδομένα στο κριτήριο αξιολόγησης 3.5. Συγκεκριμένα, έχει βρεθεί πως για να ικανοποιούνται οι συνθήκες πόλωσης του τρανζίστορ θα πρέπει να είναι $R_E \approx 1.4k\Omega$.

Δεδομένου ότι η βάση βρίσκεται σε μηδενικό δυναμικό στο σημείο ηρεμίας, και αφού απαιτούμε να είναι $V_{CBQ} = 5V$, θα είναι $V_{CQ} = 5V$. Επομένως, η διαφορά δυναμικού στα άκρα της αντίστασης R_C θα είναι ίση με (βλπ και Σχήμα 1.16):

$$V_{R_C} = V_{CC} - V_{CBQ} = 5V \quad (1.10)$$

Επιπλέον, θα ισχύει:

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = 1mA \quad (1.11)$$

Η τιμή της αντίστασης R_C μπορεί να βρεθεί με εφαρμογή του νόμου του Ohm:

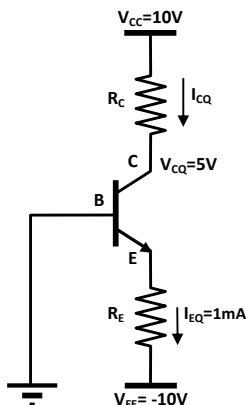
$$R_C = \frac{V_{R_C}}{I_{CQ}} = 5k\Omega \quad (1.12)$$

Η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή παράκαμψης θα βρεθεί με τη βοήθεια της σχέσης:

$$C_E \gg \frac{1}{2\pi f r_E} \quad (1.13)$$

όπου η δυναμική αντίσταση του εκπομπού (r_E) δίνεται από τη σχέση:

$$r_E = \frac{25mV}{I_{EQ}} \quad (1.14)$$



ΣΧΗΜΑ Ι.16 DC ανάλυση ενισχυτή κοινού εκπομπού με συμμετρική τροφοδοσία

η οποία με αντικατάσταση των I_{EQ} και f δίνει:

$$C_E \gg 30.6 \mu F \tag{1.15}$$

Μια τυπική τιμή χωρητικότητας του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού για τη συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων, η οποία ικανοποιεί την ανισότητα (1.15), είναι τα 300μF. Άρα, μπορούμε να επιλέξουμε $C_E = 300\mu F$.

Για τον υπολογισμό της αντίστασης εισόδου (R_{in}) θα χρησιμοποιηθεί η σχέση (6.12), στην οποία η δυναμική αντίσταση του εκπομπού (r_E) θα βρεθεί από τη σχέση (1.14). Προκύπτει ότι $R_{in} \simeq 5.23k\Omega$.

Η απολαβή τάσης (A_v) μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (6.15) η οποία συνδυαζόμενη με τη σχέση $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$ γράφεται:

$$A_v = -\frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{R_C}{r_E} \tag{1.16}$$

και με αντικατάσταση δίνει $A_v = -191$.

6.2. Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 6.34. Αν αντικαταστήσουμε τον τελεστικό ενισχυτή με το (ιδανικό) ισοδύναμο κύκλωμά του, παίρνουμε το κύκλωμα του Σχήματος 1.17. Αν λάβουμε υπόψη μας πως ο μηδενιστής επιβάλλει ιδεατή γη μεταξύ των αντιστάσεων R_1 και R_2 , καθώς και ότι το ρεύμα που τον διαρρέει είναι μηδενικό (άρα το ρεύμα που διαρρέει τις αντιστάσεις είναι κοινό), έχουμε:

$$I_1 = \frac{V_i}{R_1} \tag{1.17}$$

και

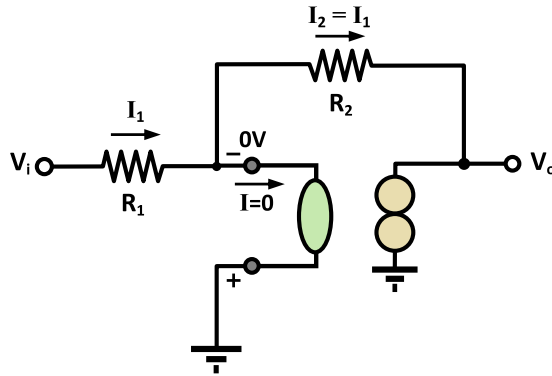
$$I_2 = \frac{-V_o}{R_2} = I_1 \tag{1.18}$$

από το συνδυασμό των οποίων παίρνουμε:

$$\frac{-V_o}{R_2} = \frac{V_i}{R_1} \tag{1.19}$$

ή

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{1.20}$$



ΣΧΗΜΑ 1.17 Ισοδύναμο κύκλωμα αναστρέφοντα ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή

η οποία αποτελεί και την έκφραση για την απολαβή τάσης του ενισχυτή.

● ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

7.1. Από τη σχέση $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ βρίσκουμε ότι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι $f_c = \frac{500}{\pi} \text{Hz} \simeq 159 \text{Hz}$.

Στη συχνότητα $f = 10\pi f_c = 5 \text{kHz}$ το μέτρο της σύνθετης αντίστασης του πυκνωτή θα είναι ίσο με $Z_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi fC} \simeq 31.85 \Omega$. Από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν η αντίσταση και ο πυκνωτής μπορούμε να βρούμε το πλάτος του σήματος εξόδου:

$$V_o = \frac{Z_c}{R + Z_c} V_i = \frac{31.85 \Omega}{1 \text{k}\Omega} \cdot 1 \text{V} = 31.85 \text{mV}$$

7.2. Από τη σχέση $f_c = \frac{R}{2\pi L}$ βρίσκουμε ότι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι $\frac{1}{2\pi} \text{MHz} \simeq 159 \text{kHz}$.

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου είναι

$$H(s) = \frac{s}{s + \frac{R}{L}} = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R}{L}} = \frac{1}{1 + \frac{R}{L\omega j}} = \frac{1}{1 - \frac{R}{L\omega} j}$$

Με βάση και το Παράρτημα VI, η φάση της συνάρτησης μεταφοράς (η οποία αντιστοιχεί στη διαφορά φάσης μεταξύ εξόδου και εισόδου) είναι

$$\angle H(s) = -\angle \left(1 - \frac{R}{L\omega} j \right) = \arctan \left(\frac{R}{L\omega} \right)$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στην προηγούμενη σχέση βρίσκουμε πως η ζητούμενη διαφορά φάσης είναι περίπου ίση με 81° .

7.5. Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου προκύπτει από την τοπολογία του κυκλώ-

ματος:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_C // R_L}{R + (Z_C // R_L)} \quad (1.21)$$

Αλλά

$$Z_C // R_L = \frac{Z_C R_L}{Z_C + R_L} = \frac{\frac{R_L}{C\omega j}}{R_L + \frac{1}{C\omega j}} = \frac{R_L}{1 + R_L C\omega j} \quad (1.22)$$

Αντικαθιστώντας την (1.22) στην (1.21) βρίσκουμε:

$$\begin{aligned} H(\omega j) &= \frac{\frac{R_L}{1 + R_L C\omega j}}{R + \frac{R_L}{1 + R_L C\omega j}} = \frac{1}{1 + \frac{R}{R_L}(1 + R_L C\omega j)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R}{R_L}\right) + RC\omega j} = \\ &= \frac{1}{\frac{R_L + R}{R_L} + RC\omega j} = \frac{\frac{R_L}{R + R_L}}{1 + \frac{RR_L}{R + R_L}C\omega j} = \frac{\left(\frac{RR_L}{R + R_L}\right)/R}{1 + \frac{RR_L}{R + R_L}C\omega j} = \\ &= \frac{(R//R_L)/R}{1 + (R//R_L)C\omega j} = \frac{R//R_L}{R} \cdot \frac{1}{1 + (R//R_L)C\omega j} \end{aligned} \quad (1.23)$$

Από την τελευταία προκύπτει πως η συχνότητα αποκοπής αντιστοιχεί στη συχνότητα αποκοπής ενός φίλτρου όμοιας τοπολογίας, χωρίς φόρτο, με την ίδια τιμή χωρητικότητας και με τιμή αντίστασης ίση με $R//R_L$. Θα είναι, επομένως:

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R//R_L)C} \quad (1.24)$$

Επειδή ισχύει $R//R_L < R$, μπορούμε να συμπεράνουμε πως η συχνότητα αποκοπής είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την περίπτωση απουσίας φόρτου. Επιπλέον, ο όρος $(R//R_L)/R$ της σχέσης (1.23) είναι μικρότερος της μονάδας, γεγονός που συνεπάγεται πως παρουσία φόρτου το φίλτρο θα εισάγει μια σταθερή εξασθένηση όλων των συχνοτήτων, αντίστοιχη του παράγοντα $(R//R_L)/R$.

7.6. Από το Σχήμα 1.18, όπου οι αριθμημένοι κύκλοι υποδηλώνουν τις τάξεις των αντίστοιχων φίλτρων, μπορούμε να συμπεράνουμε πως η ελάχιστη τάξη η οποία ικανοποιεί τα δεδομένα του προβλήματος είναι $n=4$.

7.7. Προφανώς απαιτείται ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C, το οποίο θα αποκόπτει τη φασματική περιοχή των δεδομένων. Επειδή για τη συγκεκριμένη περιοχή απαιτούμε τη μέγιστη δυνατή εξασθένηση, θα πρέπει να επιλέξουμε τη μικρότερη δυνατή συχνότητα αποκοπής. Επιπλέον, επειδή για τη ζώνη της ομιλίας η ανεκτή εξασθένηση είναι 1dB, αυτή θα αντιστοιχεί στο άνω όριο της, δηλαδή στη συχνότητα των 4kHz.

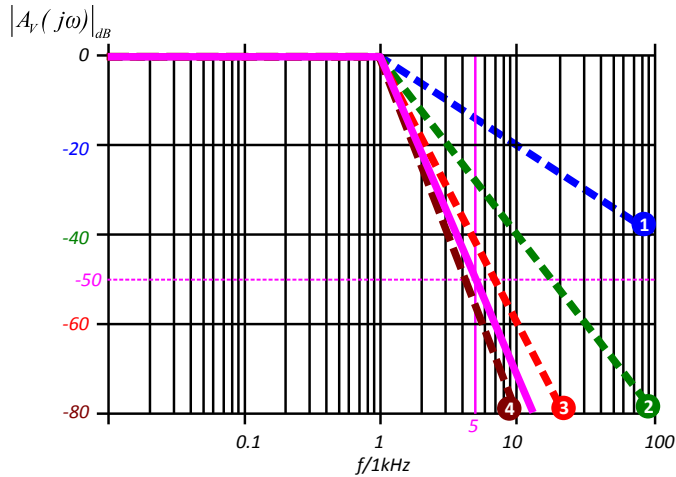
Με βάση τα προηγούμενα μπορούμε να γράψουμε:

$$20\log(|H(f = 4\text{kHz})|) = -1\text{dB}$$

από την οποία προκύπτει πως $|H(f = 4\text{kHz})| = 0.89$.

Συνδυάζοντας το προηγούμενο αποτέλεσμα με την έκφραση για το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς:

$$|H(\omega j)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$



ΣΧΗΜΑ 1.18 Προσδιορισμός της τάξης του φίλτρου του κριτηρίου αξιολόγησης 7.6

μπορούμε να βρούμε πως η επιθυμητή συχνότητα αποκοπής είναι ίση με $f_c = 7.85 \text{ kHz}$.
Από την έκφραση

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

μπορούμε να προσδιορίσουμε το γινόμενο RC , η τιμή του οποίου βρίσκεται ίση με $RC = 2 \times 10^{-5}$. Ενα ζεύγος τιμών των παθητικών στοιχείων το οποίο ικανοποιεί την προηγούμενη συνθήκη είναι $R = 20 \text{ k}\Omega$ και $C = 1 \text{ nF}$.

● ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

8.1. Θα εξετάσουμε αν ικανοποιείται το κριτήριο του Barkhausen. Ισχύει:

$$\begin{aligned} A \cdot \beta &= -\frac{8 \cdot 10^5}{j\omega} \cdot \frac{2 \cdot 10^4}{(2 \cdot 10^3 + j\omega)^2} = -\frac{16 \cdot 10^9}{j\omega \cdot (2 \cdot 10^3 + j\omega)^2} = \\ &= -\frac{16 \cdot 10^9}{j\omega \cdot (-\omega^2 + 4 \cdot 10^3 \cdot j\omega + 4 \cdot 10^6)} = -\frac{16 \cdot 10^9}{-\omega^3 j - 4 \cdot 10^3 \cdot \omega^2 + 4 \cdot 10^6 \cdot j\omega} = \\ &= \frac{16 \cdot 10^9}{\omega^3 j + 4 \cdot 10^3 \cdot \omega^2 - 4 \cdot 10^6 \cdot j\omega} = \frac{16 \cdot 10^9}{4 \cdot 10^3 \cdot \omega^2 + (\omega^3 - 4 \cdot 10^6 \omega)j} \end{aligned} \quad (1.25)$$

Από την προηγούμενη έκφραση μπορούμε να βρούμε:

$$\angle A \cdot \beta = -\arctan\left(\frac{\omega^3 - 4 \cdot 10^6 \omega}{4 \cdot 10^3 \cdot \omega^2}\right)$$

Απαιτώντας $\angle A \cdot \beta = 0$ μπορούμε να υπολογίσουμε τη συχνότητα ταλάντωσης ω_0 :

$$\omega_0^3 - 4 \cdot 10^6 \omega_0 = 0 \Rightarrow \omega_0 = 2 \text{ krad/s}$$

Επιπλέον, θέτοντας $\omega = \omega_0 = 2krad/s$ στην (1.25) μπορούμε εύκολα να επιβεβαιώσουμε την ισότητα $|A \cdot \beta| = 1$. Επομένως, το σύστημα μπορεί να παράγει και να συντηρεί ταλαντώσεις με κυκλική συχνότητα $\omega_0 = 2krad/s$.

8.3. Β

8.4. Θα πρέπει να ισχύει:

$$\frac{R_2}{R_1} = 10 = \frac{L_1}{L_2} \quad (1.26)$$

Η συχνότητα ταλάντωσης δίνεται από τη σχέση:

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

η οποία γράφεται ισοδύναμα:

$$L_1 + L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C}$$

Αντικαθιστώντας στην προηγούμενη σχέση τα αριθμητικά δεδομένα βρίσκουμε:

$$L_1 + L_2 \simeq 11mH \quad (1.27)$$

Από τις σχέσεις (1.26) και (1.27) προκύπτει πως $L_1 = 10mH$ και $L_2 = 1mH$.

8.5. Η σχέση (8.108) επιβάλλει θετική υπόρριζη ποσότητα:

$$\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2} > 0$$

Η προηγούμενη σχέση γράφεται, ισοδύναμα,:

$$R > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στην προηγούμενη σχέση βρίσκουμε $R_{min} = 5\Omega$.

8.7. Η σχέση (8.114) γράφεται, ισοδύναμα,:

$$N = \frac{1}{2fT_d}$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στην προηγούμενη σχέση βρίσκουμε $N = 2$ ο οποίος είναι άρτιος αριθμός. Επομένως, η ταλάντωση στη συχνότητα των 10MHz δεν είναι δυνατή.



ΑΠΟΔΕΙΞΕΙΣ ΤΩΝ ΣΧΕΣΕΩΝ (2.9) – (2.11)

- Απόδειξη της σχέσης (2.9)

Από τον ορισμό της ενεργού τιμής μιας περιοδικής κυματομορφής έχουμε:

$$\begin{aligned}
 V_L^{rms} &= \sqrt{\frac{\int_0^T V_L^2 dt}{T}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{S0}^2 \sin^2 \omega t dt} = \\
 &= V_{S0} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt} = V_{S0} \sqrt{\frac{1}{2T} \left(\frac{T}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{T/2} \cos 2\omega t dt \right)} = \\
 &= V_{S0} \sqrt{\frac{1}{2T} \left(\frac{T}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{T/2} \cos 2\omega t dt \right)} = V_{S0} \sqrt{\frac{1}{2T} \left(\frac{T}{2} - 0 \right)} = \frac{V_{S0}}{2}
 \end{aligned}$$

- Απόδειξη της σχέσης (2.10)

Η DC συνιστώσα ταυτίζεται με τη μέση τιμή του σήματος, οπότε:

$$\begin{aligned}
 V_L^{DC} &= \frac{\int_0^T V_L dt}{T} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_{S0} \sin \omega t dt = \frac{V_{S0}}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt = \\
 &= \frac{V_{S0}}{T} \cdot \frac{2}{\omega} = \frac{V_{S0}}{T} \cdot \frac{2}{2\pi/T} = \frac{V_{S0}}{\pi}
 \end{aligned}$$

- Απόδειξη της σχέσης (2.11)

Σύμφωνα με το Παράρτημα III:

$$V^{AC} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{DC}^2} = \sqrt{\left(\frac{V_{S0}}{2}\right)^2 - \left(\frac{V_{S0}}{\pi}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} \cdot V_{S0}$$



AC/DC ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ Η ΣΧΕΣΗ ΤΟΥΣ ΜΕ ΤΗΝ ΕΝΕΡΓΟ ΤΙΜΗ

Εστω ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα τάσης $V(t)$ το οποίο εφαρμόζεται στα άκρα αντιστάτη με αντίσταση R . Ας υποθέσουμε ότι το σήμα είναι και περιοδικό, με περίοδο . Η DC συνιστώσα του σήματος $V(t)$ ορίζεται ως η μέση τιμή του σήματος, δηλαδή:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt \quad (III.1)$$

Η ενεργός (rms) τιμή του σήματος ορίζεται σύμφωνα με τη σχέση:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} \quad (III.2)$$

Η συνολική ισχύς (P) που αποδίδει στον αντιστάτη το σήμα $V(t)$ αντιστοιχεί στην rms τιμή του και δίνεται από τη σχέση:

$$P = \frac{V_{rms}^2}{R} \quad (III.3)$$

Το μέρος της ισχύος (P_{DC}) που αντιστοιχεί στην DC συνιστώσα δίνεται, όμοια, από την:

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} \quad (III.4)$$

Αν από την συνολική ισχύ P αφαιρέσουμε το μέρος που αντιστοιχεί στην DC συνιστώσα (P_{DC}), απομένει το μέρος της ισχύος που αντιστοιχεί στην AC συνιστώσα του σήματος:

$$P_{AC} = P - P_{DC} \quad (III.5)$$

Συνδυάζοντας την προηγούμενη σχέση με τις σχέσεις (III.3) και (III.4) παίρνουμε:

$$P_{AC} = \frac{V_{rms}^2}{R} - \frac{V_{DC}^2}{R} \quad (III.6)$$

Κατ' αναλογία με τις (III.3) και (III.4), η ισχύς που αντιστοιχεί στην AC συνιστώσα θα γράφεται:

$$P_{AC} = \frac{V_{AC}^2}{R} \quad (III.7)$$

όπου V_{AC} η ενεργός τιμή της AC συνιστώσας.
Συνδυάζοντας τις (III.6) και (III.7), παίρνουμε:

$$V_{rms}^2 = V_{DC}^2 + V_{AC}^2 \quad (III.8)$$

ή, ισοδύναμα:

$$V_{AC} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{DC}^2} \quad (III.9)$$

Αντικαθιστώντας στην (III.9) τις (III.1) και (III.2) παίρνουμε:

$$V_{AC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt - \left(\frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt \right)^2} \quad (III.10)$$

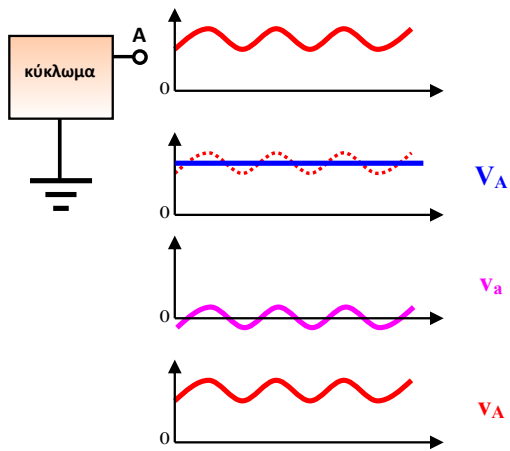
ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΙΚΡΟΥ ΚΑΙ ΜΕΓΑΛΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ - ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΙ

Κυκλώματα στα οποία η παραμόρφωση του σήματος είναι ανεπιθύμητη πολώνονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε οι διακυμάνσεις του σήματος γύρω από τη στάθμη ηρεμίας του να αντιστοιχούν σε γραμμικές (ή κατά προσέγγιση γραμμικές) περιοχές λειτουργίας των στοιχείων του κυκλώματος. Παράδειγμα τέτοιων κυκλωμάτων αποτελούν τα κυκλώματα των ενισχυτών. Χρησιμοποιώντας την πιο πάνω προσέγγιση, μιας και το σήμα εισόδου ενός ενισχυτή είναι ασθενές, η ανάλυση του αντίστοιχου κυκλώματος μπορεί να γίνει με μια γραμμική προσέγγιση των εξισώσεων που το περιγράφουν. Στην περίπτωση αυτή η ανάλυση ονομάζεται ανάλυση μικρού (ή ασθενούς) σήματος (small-signal analysis).

Ο προσδιορισμός των σημείων ηρεμίας για τα διάφορα σημεία ενός κυκλώματος που μας ενδιαφέρουν πραγματοποιείται με την ανάλυση μεγάλου (ή ισχυρού) σήματος (large-signal analysis). Πρόκειται για την DC ανάλυση του κυκλώματος και ονομάζεται έτσι επειδή οι στάθμες των DC συνιστωσών είναι πολύ μεγαλύτερες σε σχέση με τις αντίστοιχες μεταβαλλόμενες (AC) συνιστώσες.

Για τη διάκριση της τιμής ηρεμίας και της μεταβαλλόμενης συνιστώσας ενός μεγέθους ακολουθούνται οι συμβολισμοί που χρησιμοποιούνται στο παράδειγμα του Σχήματος IV.1.

Εστω η τάση στο σημείο A ενός κυκλώματος, η οποία αποτελείται από μια DC συνιστώσα ηρεμίας και μια μεταβαλλόμενη συνιστώσα. Με κεφαλαίο σύμβολο και κεφαλαίους δείκτες συμβολίζεται η τιμή ηρεμίας του μεγέθους. Π.χ. ο συμβολισμός V_A δηλώνει την DC συνιστώσα της τάσης στο σημείο A (βλπ. Σχήμα IV.1). Με πεζό σύμβολο και πεζούς δείκτες συμβολίζεται η μεταβαλλόμενη συνιστώσα του μεγέθους. Π.χ. ο συμβολισμός v_a δηλώνει την μεταβαλλόμενη συνιστώσα της τάσης στο σημείο A για το παράδειγμα στο οποίο αναφερόμαστε. Τέλος, με πεζό σύμβολο και κεφαλαίους δείκτες συμβολίζεται η στιγμιαία συνιστώσα του μεγέθους (όπως προκύπτει από την υπέρθεση της DC και της μεταβαλλόμενης συνιστώσας). Ο συμβολισμός v_A , π.χ., δηλώνει την στιγμιαία τιμή της τάσης στο σημείο A.



ΣΧΗΜΑ IV.1 Υπέρθεση μικρού σήματος και τιμής ηρεμίας - Συμβολισμοί



ΜΗΔΕΝΙΣΤΕΣ – ΑΠΕΙΡΙΣΤΕΣ

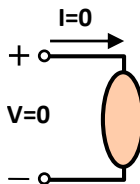
Την ανάλυση σύνθετων κυκλωμάτων διευκολύνει η χρήση των εννοιών του μηδενιστή και του απειριστή, οι οποίες είναι εξίσου χρήσιμες και κατά τη διαδικασία σχεδίασης κυκλωμάτων, ιδιαίτερα ενισχυτών. Όλες οι ηλεκτρονικές διατάξεις μπορούν, σε πρώτη προσέγγιση, να αντικατασταθούν από ένα ισοδύναμο κύκλωμα που αποτελείται από μηδενιστές και απειριστές.

- **Μηδενιστής (Nullator)**

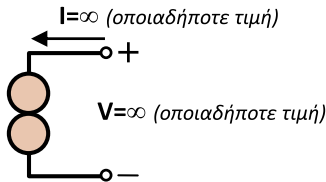
Πρόκειται για γραμμικό μονόθυρο (μια διάταξη δύο ακροδεκτών) με μηδενική τάση και μηδενικό ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών του. Η εισαγωγή ενός μηδενιστή σε ένα κύκλωμα επιβάλλει έναν μαθηματικό περιορισμό στη συμπεριφορά του κυκλώματος, αναγκάζοντάς το να μεταβάλλει τις τιμές των τάσεων και των ρευμάτων του προκειμένου να ικανοποιηθεί ο περιορισμός αυτός. Πρόκειται για ιδεατή διάταξη η οποία δεν νοείται ποτέ αυθύπαρκτη, αλλά εμφανίζεται πάντοτε σε ζεύγος με έναν απειριστή. Στο Σχήμα V.1 φαίνεται το σύμβολο ενός μηδενιστή (το οποίο αντιστοιχεί στο σύμβολο του μηδενός) και οι συνθήκες τις οποίες επιβάλλει.

- **Απειριστής (Norator)**

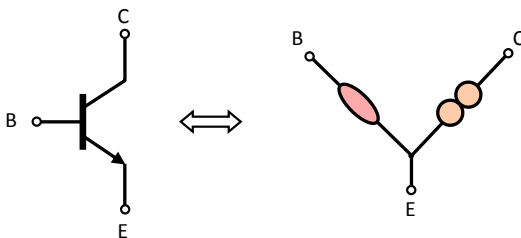
Πρόκειται για γραμμικό μονόθυρο (μια διάταξη δύο ακροδεκτών) με άπειρη τάση και άπειρο ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών του. Θα πρέπει να προσέξουμε πως η έννοια του απείρου δεν υπονοεί εδώ μια πολύ μεγάλη τιμή αλλά μια απροσδιόριστη τιμή. Όπως και στην περίπτωση του μηδενιστή, η εισαγωγή ενός απειριστή σε ένα κύκλωμα επιβάλλει έναν μαθηματικό περιορισμό στη συμπεριφορά του κυκλώματος, αναγκάζοντάς το να μεταβάλλει τις τιμές των τάσεων και των ρευμάτων του προκειμένου να ικανοποιηθεί ο



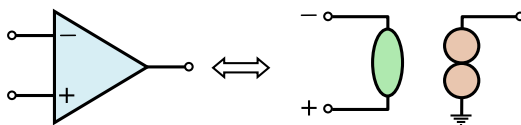
ΣΧΗΜΑ V.1 Η έννοια του μηδενιστή



ΣΧΗΜΑ V.2 Η έννοια του απειριστή



ΣΧΗΜΑ V.3 Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού διπολικού τρανζίστορ με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή



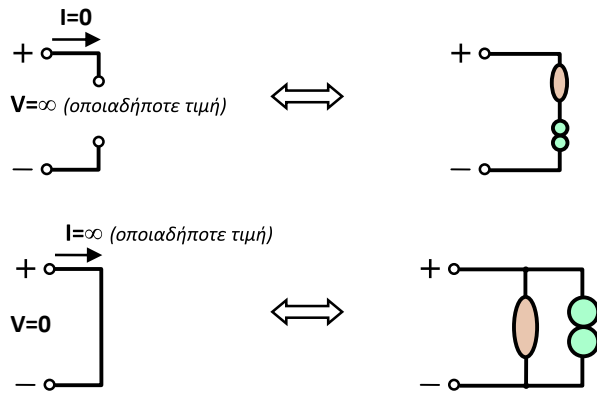
ΣΧΗΜΑ V.4 Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή

περιορισμός αυτός. Πρόκειται για ιδεατή διάταξη η οποία δεν νοείται ποτέ αυθύπαρκτη, αλλά εμφανίζεται πάντοτε σε ζεύγος με έναν μηδενιστή, σχηματίζοντας έναν ιδανικό ενισχυτή (nullor). Στο Σχήμα V.2 φαίνεται το σύμβολο ενός απειριστή (το οποίο αντιστοιχεί στο σύμβολο του απείρου) και οι συνθήκες τις οποίες επιβάλλει.

• **Ισοδύναμα κυκλώματα με μηδενιστές και απειριστές**

Οι ιδανικές περιπτώσεις όλων των ηλεκτρονικών διατάξεων μπορούν να γραφούν στη μορφή ισοδύναμο κυκλώματος με τη χρήση μηδενιστών και απειριστών. Στο Σχήμα V.3 φαίνεται το σχετικό ισοδύναμο κύκλωμα για ένα ιδανικό διπολικό τρανζίστορ, ενώ στο Σχήμα V.4 το ισοδύναμο κύκλωμα για έναν ιδανικό τελεστικό ενισχυτή.

Κατά τη διαδικασία σχεδίασης ενός κυκλώματος είναι, πολλές φορές, βολικό να σχεδιάζουμε πρώτα στο αφηρημένο επίπεδο με τη χρήση μηδενιστών και απειριστών, και στη συνέχεια να μεταφέρουμε το κύκλωμά μας σε επίπεδο πραγματικών διατάξεων (π.χ. ενισχυτών ή τρανζίστορ). Όταν εργαζόμαστε στο αφηρημένο επίπεδο είναι χρήσιμο να γνωρίζουμε την ισοδύναμη γραφή ενός ανοικτού κυκλώματος και ενός βραχυκυκλώματος με τη χρήση απειριστών και μηδενιστών, η οποία έχει όπως φαίνεται στο Σχήμα V.5. Με τη χρήση των ισοδυνάμων αυτών μπορούμε να αναδιατάσσουμε κατά ισοδύναμο τρόπο το κύκλωμά μας προκειμένου να «σχηματίζουμε» ενεργές διατάξεις σε συνδυασμό με ήδη υπάρχοντες μηδενιστές ή απειριστές.



ΣΧΗΜΑ V.5 Ισοδύναμο ανοικτού κυκλώματος και βραχυκυκλώματος με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή

ΧΡΗΣΙΜΟΙ ΚΑΝΟΝΕΣ ΑΠΟ ΤΗ ΜΙΓΑΔΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ

- **Πραγματικός φάσσορας**

Το πραγματικό μέγεθος x γράφεται σε μορφή φάσσορα ως εξής:

$$x = x/\underline{0}$$

- **Φανταστικός φάσσορας**

Το φανταστικό μέγεθος $y = y_0j$ γράφεται σε μορφή φάσσορα ως εξής:

$$y = y_0/\underline{\pi/2}$$

Έστω οι φάσσορες:

$$C^1 = C_0^1/\underline{\phi_1}$$

$$C^2 = C_0^2/\underline{\phi_2}$$

- **Γινόμενο φασόρων**

$$C^1 \cdot C^2 = (C_0^1 \cdot C_0^2)/\underline{\phi_1 + \phi_2}$$

- **Πηλίκιο φασόρων**

$$\frac{C^1}{C^2} = \frac{C_0^1}{C_0^2}/\underline{\phi_1 - \phi_2}$$

- **Αντίστροφος φάσσορα**

$$\frac{1}{C^1} = \frac{1/\underline{0}}{C_0^1/\underline{\phi_1}} = \frac{1}{C_0^1}/\underline{-\phi_1}$$

- **Συζυγής φάσσορα**

$$(C^1)^* = C_0^1/\underline{-\phi_1}$$

ΠΡΟΘΕΜΑΤΑ ΜΟΝΑΔΩΝ

Στο διεθνές σύστημα μονάδων (SI) χρησιμοποιούνται τα προθέματα του επόμενου πίνακα. Με έντονους χαρακτήρες σημειώνονται τα συνηθέστερα.

ΠΙΝΑΚΑΣ VII.1 Προθέματα μονάδων

ΣΥΜΒΟΛΟ	ΟΝΟΜΑΣΙΑ	ΕΚΘΕΤΗΣ (10^{\wedge})
Y	yotta	24
Z	zetta	21
E	exa	18
P	peta	15
T	tera	12
G	giga	9
M	mega	6
k	kilo	3
h	hecto	2
da	deca	1
d	deci	-1
c	centi	-2
m	milli	-3
μ (ή u)	micro	-6
n	nano	-9
p	pico	-12
f	femto	-15
a	atto	-18
z	zepto	-21
y	yocto	-24

ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ - ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ - ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

AC	Alternating Current
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
BJT	Bipolar Junction Transistor
BPF	Band Pass Filter
BW	Bandwidth
CMOS	Complementary MOS
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
CPU	Central Processing Unit
DC	Direct Current
DDL	Diode-Diode Logic
DSP	Digital Signal Processing
FET	Field Effect Transistor
HPF	High Pass Filter
IR	InfraRed
JFET	Junction Field Effect Transistor
LED	Light Emitting Diode
LPF	Low Pass Filter
MESFET	Metal-Semiconductor Field Effect Transistor
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor (Field Effect Transistor)
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor
OpAmp	Operational Amplifier
OFET	Organic Field Effect Transistor
PC	Personal Computer
PIV	Peak Inverse Voltage
RMS	Root Mean Square
RTL	Resistor-Transistor Logic
UV	UltraViolet
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VLSI	Very Large Scale Integration

Απόδοση

άμεσο ενεργειακό χάσμα
ανάδραση
αναστρέφων ενισχυτής
αναστροφέας
αναστροφέας περιορισμένου ρεύματος
ανομοιομορφία
ανόρθωση
απειριστής
αποδέκτης
αποκοπή
απόκριση κατά συχνότητα
αποκρισιμότητα
απομονωτής τάσης
αρμονικός ταλαντωτής
αρνητική αντίσταση
αρχή της επαλληλίας
βάση
δεδομένα
διαγωγιμότητα
διαντίσταση
διαφορικός ενισχυτής
δίοδος χιονοστιβάδας
δότης
δράση τρανζίστορ
εκπομπός
εκροή
εκφυλισμός
έμμεσο ενεργειακό χάσμα
εναλλασσόμενο ρεύμα
ενδογενής ημιαγωγός
ενεργός περιοχή
ενισχυτής
ενισχυτής - αθροιστής τάσεων
ενισχυτής διαφοράς
ενισχυτής κοινού εκπομπού
εξωγενής ημιαγωγός
επανασύνδεση
επαφή
εύρος ζώνης

Ξενογλωσσος όρος

direct energy gap
feedback
inverting amplifier
inverter
current-starved inverter
mismatch
rectification
norator
acceptor
cutoff
frequency response
responsivity
voltage buffer
harmonic oscillator
negative resistance
superposition principle
base
data
transconductance
transresistance
differential amplifier
avalanche diode
donor
transistor action
emitter
drain
degeneration
indirect energy gap
alternating current
intrinsic semiconductor
active region
amplifier
summing amplifier
difference amplifier
common emitter amplifier
extrinsic semiconductor
recombination
junction
bandwidth

ημικύκλωμα	half circuit
θόρυβος	noise
ιδεατή γη	virtual ground
ιδιοσυχνότητα	natural frequency
καθρέφτης ρεύματος	current mirror
καθυστέρηση διάδοσης	propagation delay
καθυστέρηση μετάβασης	transition delay
κοινός τρόπος	common mode
κόρος	saturation
κρυσταλλοτρίοδος	transistor
λογική πύλη	logic gate
λόγος απόρριψης κοινού τρόπου	common mode rejection ratio
λόγος διαστάσεων	aspect ratio
λυχνία κενού	vacuum tube
μηδενιστής	nullator
μονόπλευρος	unbalanced
ολοκληρωτής	integrator
οπή	hole
ορθογώνιος ταλαντωτής	quadrature oscillator
περιοχή απογύμνωσης	depletion region
περιοχή τριόδου	triode region
πηγή	source
πληροφορική	informatics
πόλωση	bias
πυκνωτής παράκαμψης	bypass capacitor
πύλη	gate
πύλη διέλευσης	transmission gate
ρεύμα αναφοράς	reference current
ρεύμα σκότους	dark current
σημείο ηρεμίας	quiescence point
σταθεροποίηση	regulation
στραγγαλισμός	pinch-off
στρώμα αναστροφής	inversion layer
συγκριτής	comparator
σύζευξη	coupling
συλλέκτης	collector
συνεχές ρεύμα	direct current
συχνότητα αποκοπής	cutoff frequency
συχνότητα μισής ισχύος	half power frequency
συχνότητα συντονισμού	resonant frequency
ταλαντωτής	oscillator
ταλαντωτής δακτυλίου	ring oscillator
ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση	voltage controlled oscillator
ταλαντωτής χαλάρωσης	relaxation oscillator
τάξη (φίλτρου)	order
τάση κατωφλίου	threshold voltage
τάση κατάρρευσης	breakdown voltage
τελεστικός ενισχυτής	operational amplifier
τρανζίστορ	transistor
τρανζίστορ επίδρασης πεδίου	field effect transistor

τρανζίστορ σημειακής επαφής	point contact transistor
υπόστρωμα	substrate
φάσμα	spectrum
φίλτρο	filter
φωτοδίοδος	photodiode
φωτόρρευμα	photocurrent
φωτοφωρατής	photodetector
χιαστί σύζευξη	cross coupling

B

Balun 221
Bel 43
Byte 178

C

CMOS 176

D

Decibel 43

M

MOS βλπ MOSFET
MOSFET 147, 150
 αρχή λειτουργίας 151
 επαγωγής καναλιού 154
 ισχύος 151
 μαθηματικό μοντέλο 159
 περιοχές λειτουργίας 155
 πόλωση 161
 τύποι 153

P

Pinch-off βλπ Στραγγαλισμός

T

Transistor βλπ Τρανζίστορ

A

Αγωγιμότητα 27, 34
Αγωγός 27
Αθροιστής τάσεων 238
Αμεση σύζευξη 211
Ανάδραση 162, 232, 275
Ανάλυση Fourier 246
Ανάλυση μικρού σήματος 44
Αναστροφείας 186
Ανατροφοδότηση βλπ ανάδραση
Ανόρθωση

 ημιανόρθωση 87
 πλήρης 90
Αντίσταση 32
 αρνητική 293
 εισόδου 45
 εξόδου 45
Απειριστής 235
Αποδέκτης 66
Απόκριση κατά συχνότητα 248
Απολαβή
 κοινού τρόπου 223
Απομονωτής 237
Απομονωτής τάσης 138
Αρμονική 247
Αρχή της επαλληλίας 238, 303
Αρχή του ημικυκλώματος 226
Ατομο 27

B

Βάση 113

Γ

Γείωση 33

Δ

Διάγραμμα Bode 52
Διαγωγιμότητα 46, 164
Διαιρέτης 38
 ρεύματος 38
 τάσης 38
Διαντίσταση 45
Διάρρηξη καναλιού 157
Διαφορά δυναμικού 31
Διάχυση 68
Δίθυρο 44
 g-παράμετροι 48
 h-παράμετροι 47
 γ-παράμετροι 46
 z-παράμετροι 44
Δίοδος 74
 Schottky 82
 Varicap 82, 295
 Zener 80

δυναμική αντίσταση 79
ιδανική 75
στατική αντίσταση 78
τυπική 76
τυπική με αντίσταση 76
φωτοδίοδος 85
φωτοεκπομπής 83
χιονοστιβάδας 82
Διπολικό τρανζίστορ 105
h-υβριδικό ισοδύναμο 135
hpn 114
pnp 114
μοντέλο DC 134
μοντέλο Ebers-Moll 133
μοντέλο μικρού σήματος 134
π-υβριδικό ισοδύναμο 136
περιοχές λειτουργίας 116
πόλωση 125
συνδεσμολογία Darlington 137
συνδεσμολογία Sziklai 137
συνδεσμολογίες 115
Δότης 64
Δυναμικό 31
Δυναμικό αναφοράς 33

E

Εκπομπός 112
Εκφυλισμός πηγής 162
Ενεργειακή ζώνη 29
Ενεργειακή στάθμη 29
Ενεργειακό χάσμα
άμεσο 83
έμμεσο 83
Ενεργός περιοχή 116, 157
Ενίσχυση 42
Ενισχυτής 209
αναστρέφων 167
διαφοράς 240
διαφορικός 220
κοινής πηγής 166
κοινού εκπομπού 210
Εξασθένιση 42, 209
Εξομάλυνση 94
Επανασύνδεση 70
Επαφή p-n 67
Επεξεργασία σήματος
αναλογική 245
ψηφιακή 176
Ευθεία φόρτου 49
Εύρος ζώνης 247

H

Ηλεκτρεγερτική δύναμη 39
Ηλεκτρικό κύκλωμα 32
Ηλεκτρικό ρεύμα 27

εναλλασσόμενο 38
συμβατική φορά 32
συνεχές 38
φορείς 28
Ηλεκτρονικός υπολογιστής 175
αναλογικός 177
Ηλεκτρόνιο 27
ελεύθερο 28
σθένους 28
Ημιαγωγός 27, 30
ενδογενής 61
εξωγενής 64
τύπου n 65
τύπου p 65

Θ

Θεώρημα Norton 41
Θεώρημα Thevenin 41

I

Ιδεατή γη 224, 285
Ιδιοσυχνότητα βλπ Συχνότητα συντονισμού
Ισοδύναμο κύκλωμα 44

K

Καθρέφτης ρεύματος 167
Καθυστέρηση
διάδοσης 204, 295
μετάβασης 203
Κανόνες του Kirchhoff 35
Κεντρική μονάδα επεξεργασίας 175
Κριτήριο Barkhausen 276

Λ

Λογικές στάθμες 176
Λογική πύλη 175
Λογικό κύκλωμα 175
Λόγος απόρριψης κοινού τρόπου 223
Λυχνία κενού 74

M

Μηδενικά 53
Μηδενιστής 235
Μοντέλο του Drude 28
Μονωτής 27, 30

N

Νετρόνιο 27
Νόμος του Moore 106
Νόμος του Ohm 34

Ο

Οικογένειες λογικών πυλών 183
 CMOS 189
 DDL 183
 nMOS 189
 RTL 186
 Ολοκληρωτής 241, 276
 Οπή 63

Π

Περιοχή απογύμνωσης 71
 Περιοχή τριόδου 157
 Πηγή 39
 ρεύματος 40, 140, 169
 τάσης 39
 Πόλοι 53
 Πόλωση 49
 ανάστροφη 72
 ορθή 72
 Πρωτόνιο 27
 Πυκνωτής
 παράκαμψης 211
 Πύλη διέλευσης 291, 298
 Ρεύμα
 αναφοράς 168
 σκότους 86

Σ

Σημείο ηρεμίας 49
 Σταθεροποίηση 95
 Στάθμη Fermi 30, 69
 Στραγγαλισμός 150
 Στρώμα αναστροφής 156
 Συγκριτής 240
 Συλλέκτης 113
 Συνάρτηση μεταφοράς 51
 Συχνότητα αποκοπής 248
 Συχνότητα μισής ισχύος 250
 Συχνότητα συντονισμού 293
 Συχνотικό περιεχόμενο σήματος 246

Τ

Ταλαντωτής 271
 Colpitts 288
 Hartley 284
 αρμονικός 271
 δακτυλίου 288
 ελεγχόμενος από τάση 291, 297
 με γέφυρα Wien 279

ολίσθησης φάσης 282
 ορθογώνιος 276
 συντονιζόμενου κυκλώματος LC 292
 χαλάρωσης 271, 295

Τάση 31

ασυμμετρίας εξόδου 231
 κατάρρευσης 78
 καταωφλίου 75, 156
 κόρου 157

Τελεστικός ενισχυτής 230

Τετράπολο 44

Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου 147

Τρανζίστορ, διπολικό βλπ Διπολικό τρανζίστορ

Υ

Υπολογιστής
 προσωπικός 177
 Υπόστρωμα 151

Φ

Φαινόμενο χιονοστιβάδας 81
 Φάσμα 246
 Φίλτρο 245
 απόρριψης ζώνης συχνοτήτων 250
 διακριτική ικανότητα 250
 διέλευσης ζώνης συχνοτήτων 250
 διέλευσης υψηλών συχνοτήτων 250
 διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων 250
 ενεργό 249, 265
 επιλεκτικότητα 250
 παθητικό 249
 παθητικό 1ης τάξης 255
 παθητικό 2ης τάξης 260
 τάξη 250, 251
 τύποι 251
 Φωνόνιο 84
 Φωτοαποκρισσιμότητα 85
 Φωτόρρευμα 85
 Φωτοφωρατής 85

Χ

Χαρακτηριστική 34
 αντιστάτη 34
 ρεύματος - τάσης 158
 Χιαστί σύζευξη 293
 Χωρητικότητα
 Miller 136
 επαφής 72
 παρασιτική 165