

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ

ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΤΙΣ
ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

Θεωρία και Εργαστηριακές Ασκήσεις

Τόμος Α: Αναλογικά Ηλεκτρονικά

ΓΙΑΝΝΗΣ ΛΙΑΠΕΡΔΟΣ



ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ

ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΤΙΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

Θεωρία και Εργαστηριακές Ασκήσεις

ΓΙΑΝΝΗΣ ΛΙΑΠΕΡΔΟΣ

Καθηγητής Εφαρμογών
ΤΕΙ Καλαμάτας
Τμήμα Τεχνολογίας Πληροφορικής
και Τηλεπικοινωνιών

Τόμος Α: Αναλογικά Ηλεκτρονικά

ΣΠΑΡΤΗ 2011

“It is the supreme art of the teacher to awaken joy
in creative expression and knowledge.”

Albert Einstein

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ – ΕΙΚΟΝΩΝ	13
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ	23
ΠΡΟΛΟΓΟΣ	25

1. ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΕΣ ΓΝΩΣΕΙΣ..... 27

1.1	ΔΟΜΗ ΤΟΥ ΑΤΟΜΟΥ.....	27
1.2	ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ – ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΡΕΥΜΑ	28
1.3	ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ ΤΩΝ ΜΕΤΑΛΛΩΝ	29
1.3.1	Το μοντέλο του Drude	29
1.3.2	Ενεργειακή Προσέγγιση	29
1.4	ΜΟΝΩΤΕΣ.....	31
1.5	ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ.....	31
1.6	ΔΥΝΑΜΙΚΟ – ΔΙΑΦΟΡΑ ΔΥΝΑΜΙΚΟΥ – ΤΑΣΗ	32
1.7	ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ – ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΦΟΡΑ ΤΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	34
1.8	ΓΕΙΩΣΗ – ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ – ΚΟΙΝΟΣ ΑΓΩΓΟΣ	35
1.9	ΝΟΜΟΣ ΤΟΥ ΟΗΜ – ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΑΝΤΙΣΤΑΤΗ.....	36
1.10	ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ.....	37
1.11	ΝΟΜΟΙ ΤΟΥ KIRCHHOFF.....	37
1.11.1	Κόμβοι και Βρόχοι	37
1.11.2	Νόμος για το ρεύμα (Πρώτος νόμος Kirchhoff).....	38
1.11.3	Νόμος για την τάση (Δεύτερος νόμος Kirchhoff).....	38
1.12	ΑΝΤΙΣΤΑΤΕΣ ΣΕ ΣΕΙΡΑ ΚΑΙ ΠΑΡΑΛΛΗΛΑ.....	40
1.13	ΔΙΑΙΡΕΤΕΣ ΤΑΣΗΣ – ΔΙΑΙΡΕΤΕΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	41
1.14	ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΚΑΙ ΨΗΦΙΑΚΟ ΣΗΜΑ.....	41
1.15	ΣΥΝΕΧΕΣ ΚΑΙ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟ ΡΕΥΜΑ.....	42
1.16	ΠΗΓΕΣ ΤΑΣΗΣ – ΠΗΓΕΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	43
1.16.1	Πηγές τάσης	43
1.16.2	Πηγές ρεύματος	44
1.16.3	Σύνδεση πηγών τάσης σε σειρά και παράλληλα.....	45
1.16.4	Σύνδεση πηγών ρεύματος σε σειρά και παράλληλα.....	46
1.17	ΠΗΓΕΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ	47
1.18	ΘΕΩΡΗΜΑΤΑ THEVENIN - NORTON	48
1.18.1	Θεώρημα Thevenin.....	48
1.18.2	Θεώρημα Norton.....	49
1.18.3	Δυσκολία των θεωρημάτων Thevenin και Norton	50
1.19	ΕΝΙΣΧΥΣΗ – ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ - DECIBELS	50
1.19.1	Ενίσχυση και Εξασθένηση.....	50
1.19.2	Bel και decibel	51
1.19.3	Αλυσίδες εξασθενητών - ενισχυτών	53

1.20	ΒΑΣΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ.....	54
1.20.1	Ωμικοί Αντιστάτες.....	54
1.20.2	Πυκνωτές.....	58
1.20.3	Πηνία.....	66
1.20.4	Μετασχηματιστές.....	71
1.20.5	Ολοκληρωμένα κυκλώματα.....	75
1.21	ΔΙΟΥΡΑ – ΙΣΟΔΥΝΑΜΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ	78
1.21.1	Παράμετροι (σύνθετης) αντίστασης (z-παράμετροι)	79
1.21.2	Παράμετροι αγωγιμότητας (y-παράμετροι)	81
1.21.3	Υβριδικές παράμετροι (h-παράμετροι)	82
1.21.4	Ανάστροφες υβριδικές παράμετροι (g-παράμετροι)	84
1.22	ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗ ΒΑΘΜΙΔΩΝ - ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ	85
1.22.1	Προσαρμογή τάσης	86
1.22.2	Προσαρμογή ρεύματος	87
1.22.3	Θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος – Προσαρμογή ισχύος	88
1.23	ΕΥΘΕΙΑ ΦΟΡΤΟΥ – ΣΗΜΕΙΟ ΗΡΕΜΙΑΣ – ΠΟΛΩΣΗ	90
1.24	ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ BODE.....	93
1.24.1	Συνάρτηση μεταφοράς.....	93
1.24.2	Διαγράμματα Bode.....	94
1.24.3	Μηδενικά και πόλοι	95
1.24.4	Διαγράμματα Bode απλών συναρτήσεων μεταφοράς	95
1.24.5	Διαγράμματα Bode σύνθετων συναρτήσεων μεταφοράς.....	101
1.25	ΦΥΛΛΑ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ	104
1.26	ΒΑΣΙΚΑ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΑ ΟΡΓΑΝΑ	105
1.26.1	Τροφοδοτικά συνεχούς (DC)	105
1.26.2	Πολύμετρα	106
1.26.3	Μετρήσεις με πολύμετρο	108
1.26.4	Γεννήτριες σήματος – ταλαντωτές – γεννήτριες συναρτήσεων	112
1.26.5	Παλμογράφος.....	113
1.27	ΠΛΑΚΕΤΕΣ ΠΡΩΤΟΤΥΠΩΝ (BREADBOARDS)	123
1.28	ΠΛΑΚΕΤΕΣ ΤΥΠΩΜΕΝΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ (PCB)	126
1.28.1	Διαδικασία εκτύπωσης PCB	128
1.28.2	Υλοποίηση κυκλώματος σε PCB.....	131
1.29	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ.....	131
1.30	ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ	137
1.31	ΚΑΝΟΝΕΣ ΑΣΦΑΛΕΙΑΣ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΥ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ.....	138

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ 1ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ 139

ΑΣΚΗΣΗ 1η:	ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΑ ΟΡΓΑΝΑ ΚΑΙ ΣΥΣΚΕΥΕΣ	139
ΑΣΚΗΣΗ 2η:	ΠΑΛΜΟΓΡΑΦΟΣ	142

2. ΒΑΣΙΚΕΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ.....145

2.1	ΕΝΔΟΓΕΝΕΙΣ ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ	145
2.2	ΕΞΩΓΕΝΕΙΣ ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ.....	148

2.2.1	Ημιαγωγός τύπου n	149
2.2.1	Ημιαγωγός τύπου p	150
2.3	ΕΠΑΦΗ P-N.....	152
2.3.1	Περιγραφή επαφής p - n	153
2.3.2	Συμπεριφορά κατά την ορθή και ανάστροφη πόλωση.....	158
2.4	ΔΙΟΔΟΣ.....	160
2.4.1	Γενικά.....	160
2.4.2	Μοντέλα λειτουργίας.....	161
2.4.3	Θεωρητικό μοντέλο διόδου.....	163
2.4.4	Χαρακτηριστικά λειτουργίας – Ευθεία φόρτου.....	165
2.5	ΕΙΔΙΚΟΙ ΤΥΠΟΙ ΔΙΟΔΩΝ.....	167
2.5.1	Δίοδος Zener.....	168
2.5.2	Δίοδος χιονοστιβάδας.....	169
2.5.3	Δίοδος Schottky.....	169
2.5.4	Δίοδος Varicap.....	170
2.5.5	Δίοδος φωτοεκπομπής.....	170
2.5.6	Φωτοδίοδος.....	173
2.6	ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΔΙΟΔΩΝ.....	175
2.6.1	Ημιανόρθωση.....	177
2.6.2	Πλήρης ανόρθωση.....	183
2.6.3	Εξομάλυνση.....	188
2.6.4	Σταθεροποίηση.....	192
2.7	ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ.....	200
2.7.1	Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ.....	201
2.7.2	Κατασκευή του διπολικού τρανζίστορ.....	210
2.7.3	Τύποι διπολικού τρανζίστορ.....	211
2.7.4	Βασικές συνδεσμολογίες του διπολικού τρανζίστορ.....	212
2.7.5	Περιοχές (τρόποι) λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ.....	214
2.7.6	Σχέσεις ρευμάτων στο διπολικό τρανζίστορ (ενεργός περιοχή).....	215
2.7.7	Χαρακτηριστικές του διπολικού τρανζίστορ.....	217
2.7.8	Όρια λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ.....	224
2.7.9	Πόλωση του διπολικού τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή.....	225
2.7.10	Ισοδύναμα κυκλώματα για το διπολικό τρανζίστορ.....	240
2.7.11	Ζεύγη διπολικών τρανζίστορ.....	248
2.7.12	Εφαρμογές των διπολικών τρανζίστορ.....	250
2.7.13	MOSFET.....	254
2.7.14	Αρχή λειτουργίας του MOSFET.....	255
2.7.15	Τύποι MOSFET.....	257
2.7.16	Περιοχές λειτουργίας του MOSFET.....	260
2.7.17	Μαθηματικό μοντέλο για το MOSFET.....	264
2.7.18	Ισοδύναμα κυκλώματα για το MOSFET.....	266
2.7.19	Εφαρμογές των MOSFET.....	269
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ 2ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ.....		270
ΑΣΚΗΣΗ 1η:	ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΟΔΩΝ.....	270
ΑΣΚΗΣΗ 2η:	ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΔΙΟΔΩΝ.....	272
ΑΣΚΗΣΗ 3η:	ΜΕΛΕΤΗ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΣΕ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΚΟΙΝΗΣ ΒΑΣΗΣ ...	275
ΑΣΚΗΣΗ 4η:	ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ ΔΙΠΟΛΙΚΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ.....	277

ΑΣΚΗΣΗ 5η:	ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ MOSFET	279

3. ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ.....283

3.1	ΓΕΝΙΚΑ	283
3.2	ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΤΟ ΔΥΑΔΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ	285
3.3	ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ – ΑΛΓΕΒΡΑ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ	294
3.4	ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΛΟΓΙΚΩΝ ΠΥΛΩΝ.....	300
3.4.1	Η οικογένεια DDL	300
3.4.2	Η οικογένεια RTL	303
3.4.3	Οι οικογένειες nMOS και CMOS	307
3.4.4	Υλοποίηση λογικών συναρτήσεων σε τεχνολογία CMOS	312
3.5	ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗΣ.....	320
3.5.1	Αναστροφέας MOS με ωμική αντίσταση ως φόρτο	324
3.5.2	Αναστροφέας MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στον κόρο	327
3.5.3	Αναστροφέας MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στην περιοχή τριόδου.....	329
3.5.4	Αναστροφέας MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού.....	330
3.5.5	Αναστροφέας CMOS.....	332
3.6	ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ – ΧΡΟΝΟΙ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΚΑΙ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ	336

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ 3ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ 339

ΑΣΚΗΣΗ 1η:	ΜΕΛΕΤΗ ΑΝΑΣΤΡΟΦΕΩΝ RTL, MOS ΚΑΙ CMOS	339
ΑΣΚΗΣΗ 2η:	ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΛΟΓΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ CMOS	343
ΑΣΚΗΣΗ 3η:	ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΕΣ ΛΟΓΙΚΕΣ ΠΥΛΕΣ.....	343

4. ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΙΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ.....345

4.1	ΓΕΝΙΚΑ	345
4.2	ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ (Ενισχυτής κοινού εκπομπού)	346
4.3	ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	362
4.3.1	Γενικά	362
4.3.2	Χαρακτηριστικές παράμετροι διαφορικού ενισχυτή.....	365
4.3.3	Υλοποίηση διαφορικού ενισχυτή με διπολικά τρανζίστορ.....	366
4.4	ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ	374
4.4.1	Γενικά	374
4.4.2	Ανάλυση κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές	380
4.4.3	Εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών	382
4.5	ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ	392
4.6	ΦΙΛΤΡΑ	394

4.6.1	Γενικά	394
4.6.2	Η έννοια του φίλτρου	395
4.6.3	Διάκριση φίλτρων και χαρακτηριστικά τους	395
4.6.4	Τύποι φίλτρων	399
4.6.5	Παθητικά φίλτρα πρώτης τάξης	404
4.6.6	Παθητικά φίλτρα δεύτερης τάξης	409
4.6.7	Ενεργά φίλτρα	417
4.7	ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ	420
4.7.1	Γενικά	420
4.7.2	Αρχή λειτουργίας των αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών	421
4.7.3	Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων	423
4.7.4	Κυκλώματα αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών	426
4.8	ΜΙΚΤΕΣ	442
4.8.1	Γενικά	442
4.8.2	Αρχές λειτουργίας των κυκλωμάτων μίξης	445
4.8.3	Κυκλώματα μικτών	450
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ 4ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ.....		457
ΑΣΚΗΣΗ 1η:	ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΟΙΝΟΥ ΕΚΠΟΜΠΟΥ	457
ΑΣΚΗΣΗ 2η:	ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ	459
ΑΣΚΗΣΗ 3η:	ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ	460
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α — Χρήσιμοι κανόνες από τη μιγαδική ανάλυση		463
A1.	Πραγματικός φάσσορας	463
A2.	Φανταστικός φάσσορας	463
A3.	Γινόμενο φασόρων	463
A4.	Πηλίκο φασόρων	463
A5.	Αντίστροφος φάσσορα	463
A6.	Συζυγής φάσσορα	464
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β — Βασικοί κανόνες από την άλγεβρα πινάκων		465
B1.	Άθροισμα πινάκων	465
B2.	Γινόμενο πινάκων	465
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ — Προθέματα μονάδων		467
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ — Περιγραφές τυπικών εργαστηριακών οργάνων		468
Δ1.	Απλό τροφοδοτικού συνεχούς LS1130	468
Δ2.	Τριπλό τροφοδοτικό συνεχούς LS1330	468
Δ3.	Αναλογικό πολύμετρο 114-B	469
Δ4.	Ψηφιακό πολύμετρο UT60A	470
Δ5.	Γεννήτρια συναρτήσεων LS300{2/5}	471
Δ6.	Παλμογράφος HM303-6	472
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ε — Αρχείο αποτελεσμάτων SPICE		475
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΣΤ — Υπόδειγμα οδηγού ασφάλειας εργαστηρίου		478
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ζ — Σχήματα Lissajous		482

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Η — Ενεργός (<i>rms</i>) τιμή σήματος	483
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Θ — AC/DC συνιστώσες σήματος και η σχέση τους με την ενεργό τιμή (<i>rms</i>)	485
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι — Πίνακας χρήσιμων σταθερών	487
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΑ — Χαρακτηριστικά μεγέθη των βασικών ημιαγωγών.....	488
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΒ — Ηλεκτρονικές λυχνίες κενού	489
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΓ — Εξαρτημένες πηγές τάσης/ρεύματος –.....	496
Ιδανικοί ενισχυτές.....	496
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΔ — Μηδενιστές/Απειριστές (<i>Nullors/Norators</i>)	499
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΕ — Ενισχυτές – Ιστορική αναδρομή	502
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΣΤ — Μη γραμμικοί ταλαντωτές και χάος.....	504
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΖ — Ανάλυση μικρού και μεγάλου σήματος - Συμβολισμοί	521
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΗ — Συχνотικό περιεχόμενο σημάτων – Φάσματα – Αναπαράσταση στο πεδίο της συχνότητας.....	523
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΘ — Συστήματα μετατροπής Αναλογικού σήματος σε Ψηφιακό και αντίστροφα	526
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Κ — Ηλεκτρονικός θόρυβος.....	536
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΚΑ — Φύλλα δεδομένων (<i>datasheets</i>)	542
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	587
ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΟΡΩΝ	589

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ – ΕΙΚΟΝΩΝ

Σχήμα 1.1: Δομή του Ατόμου	27
Σχήμα 1.2: Η έννοια του ηλεκτρικού ρεύματος	28
Σχήμα 1.3: Μοντέλο για την ηλεκτρική αγωγιμότητα των μετάλλων	29
Σχήμα 1.4: Ενεργειακές στάθμες μεμονωμένου ατόμου	30
Σχήμα 1.5: Ενεργειακές ζώνες σε μέταλλο	31
Σχήμα 1.6: Ενεργειακές ζώνες σε μονωτή	31
Σχήμα 1.7: Ενεργειακές ζώνες σε ημιαγωγό	32
Σχήμα 1.8: Ενεργειακή ερμηνεία της κίνησης ηλεκτρικών φορτίων	33
Σχήμα 1.9: Κίνηση θετικών ηλεκτρικών φορτίων και διαφορά δυναμικού	33
Σχήμα 1.10: Σχηματικό διάγραμμα απλού ηλεκτρικού κυκλώματος	34
Σχήμα 1.11: Μέτρηση τάσης με αναφορά το σημείο μηδενικού δυναμικού	35
Σχήμα 1.12: Νόμος του Ohm	36
Σχήμα 1.13: Χαρακτηριστική ρεύματος—τάσης αντιστάτη	37
Σχήμα 1.14: Κόμβοι και βρόχοι κυκλώματος	38
Σχήμα 1.15: Παράδειγμα εφαρμογής του πρώτου νόμου του Kirchhoff	38
Σχήμα 1.16: Παράδειγμα εφαρμογής του δεύτερου νόμου του Kirchhoff	39
Σχήμα 1.17: Ολική αντίσταση αντιστατών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα	40
Σχήμα 1.18: Ολική αγωγιμότητα αντιστατών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα	40
Σχήμα 1.19: Διαιρέτες τάσης - ρεύματος	41
Σχήμα 1.20: Διάκριση αναλογικών — ψηφιακών σημάτων	42
Σχήμα 1.21: Παραδείγματα συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης/ρεύματος	42
Σχήμα 1.22: Συμβολισμοί συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης/ρεύματος	43
Σχήμα 1.23: Πραγματική πηγή τάσης	43
Σχήμα 1.24: Ιδανική πηγή τάσης	44
Σχήμα 1.25: Σύμβολα πηγών τάσης	44
Σχήμα 1.26: Μια «κακή» πηγή ρεύματος	44
Σχήμα 1.27: Απλή πηγή ρεύματος	45
Σχήμα 1.28: Σύμβολα πηγών ρεύματος	45
Σχήμα 1.29: Σύνδεση πηγών τάσης σε σειρά και παράλληλα	46
Σχήμα 1.30: Σύνδεση πηγών ρεύματος σε σειρά και παράλληλα	47
Σχήμα 1.31: Συνήθεις τρόποι τροφοδοσίας	47
Σχήμα 1.32: Θεώρημα Thevenin	48
Σχήμα 1.33: Τάση και αντίσταση Thevenin	49
Σχήμα 1.34: Θεώρημα Norton	49
Σχήμα 1.35: Δυσκολία θεωρημάτων Thevenin-Norton	50
Σχήμα 1.36: Ενίσχυση – εξασθένηση σημάτων	51
Σχήμα 1.37: Σύμβολα εξασθενητή - ενισχυτή	51
Σχήμα 1.38: Αλυσίδες εξασθενητών - ενισχυτών	53
Σχήμα 1.39: Διακριτά στοιχεία – ολοκληρωμένα κυκλώματα	54
Σχήμα 1.40: Ανάγνωση χρωματικού κώδικα διακριτού αντιστάτη	55
Σχήμα 1.41: Κοινοί τύποι μεταβλητών αντιστατών	56
Σχήμα 1.42: Κυκλωματικό σύμβολο και δομή μεταβλητού αντιστάτη	57
Σχήμα 1.43: Μεταβολή των τιμών μεταβλητών αντιστατών	57
Σχήμα 1.44: Δομή απλού πυκνωτή	58
Σχήμα 1.45: Καμπύλες φόρτισης – εκφόρτισης πυκνωτή	59
Σχήμα 1.46: Συνήθεις τύποι πυκνωτών σταθερής χωρητικότητας	60
Σχήμα 1.47: Συνήθεις τύποι μεταβλητών πυκνωτών	61
Σχήμα 1.48: Συνήθη σύμβολα πυκνωτών	61
Σχήμα 1.49: Ολική χωρητικότητα πυκνωτών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα	62
Σχήμα 1.50: Σχέση τάσης – ρεύματος σε ωμικό αντιστάτη	63
Σχήμα 1.51: Σχέση τάσης – ρεύματος σε πυκνωτή	63
Σχήμα 1.52: Αναπαράσταση αρμονικού μεγέθους με στρεφόμενο διάνυσμα	64

Σχήμα 1.53: Διάγραμμα φασόρων για την περίπτωση πυκνωτή.....	66
Σχήμα 1.54: Δομή απλού πηνίου.....	67
Σχήμα 1.55: Συνήθεις τύποι πηνίων.....	67
Σχήμα 1.56: Κυκλωματικά σύμβολα πηνίων.....	68
Σχήμα 1.57: Πρωτεύον και δευτερεύον πηνίο.....	69
Σχήμα 1.58: Σύμβαση της τελείας.....	69
Σχήμα 1.59: Διάγραμμα φασόρων για την περίπτωση πηνίου.....	70
Σχήμα 1.60: Ολικός συντελεστής αυτεπαγωγής πηνίων σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα.....	71
Σχήμα 1.61: Δομή απλού μετασχηματιστή.....	71
Σχήμα 1.62: Συνήθεις τύποι μετασχηματιστών.....	72
Σχήμα 1.63: Κυκλωματικά σύμβολα μετασχηματιστών.....	73
Σχήμα 1.64: Λόγος μετασχηματισμού.....	73
Σχήμα 1.65: Λειτουργία μετασχηματιστή μεσαίας λήψης.....	74
Σχήμα 1.66: Αρίθμηση ακροδεκτών ολοκληρωμένου DIP.....	76
Σχήμα 1.67: Αρίθμηση ακροδεκτών ολοκληρωμένου PLCC.....	77
Σχήμα 1.68: Δίθυρο κύκλωμα ή διάταξη.....	78
Σχήμα 1.69: Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με z παραμέτρους.....	80
Σχήμα 1.70: Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με y παραμέτρους.....	82
Σχήμα 1.71: Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με h παραμέτρους.....	84
Σχήμα 1.72: Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με g παραμέτρους.....	85
Σχήμα 1.73: Ισοδύναμο βαθμίδας.....	86
Σχήμα 1.74: Προσαρμογή τάσης.....	86
Σχήμα 1.75: Προσαρμογή ρεύματος.....	87
Σχήμα 1.76: Θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος.....	88
Σχήμα 1.77: Ευθεία φόρτου.....	91
Σχήμα 1.78: Απλό κύκλωμα με πηγή πόλωσης (DC) και πηγή σήματος (AC).....	91
Σχήμα 1.79: Παράδειγμα πόλωσης στη γραμμική περιοχή.....	92
Σχήμα 1.80: Παράδειγμα πόλωσης στη μη γραμμική περιοχή.....	92
Σχήμα 1.81: Συνάρτηση μεταφοράς.....	93
Σχήμα 1.82: Διαγράμματα Bode κυκλώματος σταθερής συνάρτησης μεταφοράς.....	96
Σχήμα 1.83: Διάγραμμα Bode απολαβής κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό.....	98
Σχήμα 1.84: Διάγραμμα Bode φάσης κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό.....	99
Σχήμα 1.85: Διάγραμμα Bode απολαβής κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με έναν πραγματικό πόλο.....	100
Σχήμα 1.86: Διάγραμμα Bode φάσης κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με έναν πραγματικό πόλο.....	100
Σχήμα 1.87: Διάγραμμα Bode απολαβής επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς.....	102
Σχήμα 1.88: Διάγραμμα Bode φάσης επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς.....	102
Σχήμα 1.89: Διάγραμμα Bode απολαβής (συνολικό).....	103
Σχήμα 1.90: Διάγραμμα Bode φάσης (συνολικό).....	103
Σχήμα 1.91: Αρχή λειτουργίας αναλογικού πολυμέτρου.....	107
Σχήμα 1.92: Σφάλμα παράλλαξης.....	107
Σχήμα 1.93: Σχηματικό διάγραμμα απλού κυκλώματος.....	108
Σχήμα 1.94: Μέτρηση τάσης με τη βοήθεια πολυμέτρου.....	109
Σχήμα 1.95: Μέτρηση ρεύματος με τη βοήθεια πολυμέτρου.....	109
Σχήμα 1.96: Κυκλωματικά σύμβολα βολτομέτρου - αμπερομέτρου.....	110
Σχήμα 1.97: Μέτρηση αντίστασης με τη βοήθεια πολυμέτρου.....	110
Σχήμα 1.98: Σχέση κλιμάκων A-Ω σε αναλογικό πολύμετρο.....	111
Σχήμα 1.99: Τυπικές κυματομορφές εξόδου γεννήτριας συναρτήσεων.....	112
Σχήμα 1.100: Κύκλος λειτουργίας ορθογώνιου παλμού.....	113
Σχήμα 1.101: DC Offset σήματος.....	113
Σχήμα 1.102: Απλοποιημένο διάγραμμα βαθμίδων αναλογικού παλμογράφου.....	114
Σχήμα 1.103: Αρχή λειτουργίας σάρωσης.....	115

Σχήμα 1.104: Επίδραση της συχνότητας σάρωσης στην κυματομορφή που απεικονίζεται στον παλμογράφο.....	116
Σχήμα 1.105: Ασταθής απεικόνιση κυματομορφής στον παλμογράφο.....	116
Σχήμα 1.106: Λειτουργία κυκλώματος σκανδαλισμού.....	117
Σχήμα 1.107: Διάγραμμα βαθμίδων ενισχυτή σήματος εισόδου.....	118
Σχήμα 1.108: Πρόσοψη τυπικού αναλογικού παλμογράφου δύο καναλιών.....	119
Σχήμα 1.109: Τυπικός σηματολήπτης (probe) παλμογράφου.....	122
Σχήμα 1.110: Δομή πλακέτας πρωτοτύπων και διασύνδεση οπών.....	124
Σχήμα 1.111: Παραδείγματα ορθής και εσφαλμένης τοποθέτησης εξαρτημάτων σε πλακέτα πρωτοτύπων.....	125
Σχήμα 1.112: Παράδειγμα σωστής διασύνδεσης εξαρτημάτων σε πλακέτα πρωτοτύπων.....	126
Σχήμα 1.113: Πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος.....	127
Σχήμα 1.114: Συγκόλληση ακροδέκτη διακριτού εξαρτήματος σε πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος.....	127
Σχήμα 1.115: Εξαρτήματα επιφανειακής στερέωσης (SMD).....	128
Σχήμα 1.116: Πλακέτα με εξαρτήματα επιφανειακής στερέωσης (SMD).....	128
Σχήμα 1.117: Διαδικασία εκτύπωσης PCB.....	129
Σχήμα 1.118: Διαφάνεια (μάσκα) για την εκτύπωση PCB.....	130
Σχήμα 1.119: Απλό κύκλωμα για προσομοίωση.....	133
Σχήμα 1.120: Αρχείο SPICE για την ανάλυση του κυκλώματος του Σχ. 1.119.....	133
Σχήμα 1.121: Γραφήματα από την AC ανάλυση του κυκλώματος του Σχ. 1.119.....	136
Σχήμα 1.122: Γραφήματα από την ανάλυση μεταβατικής κατάστασης του κυκλώματος του Σχ. 1.119.....	136
Σχήμα 1.123: Διαδικασία σχεδίασης και κατασκευής ηλεκτρονικών κυκλωμάτων (διάγραμμα ροής).....	137
Σχήμα 2.1: Δομή κρυστάλλου ενδογενούς ημιαγωγού.....	145
Σχήμα 2.2: Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών ενδογενούς ημιαγωγού.....	146
Σχήμα 2.3: Δημιουργία οπής σε ενδογενή ημιαγωγό.....	146
Σχήμα 2.4: Κίνηση οπής εντός ημιαγωγού παρουσία ηλεκτρικού πεδίου.....	147
Σχήμα 2.5: Κρυσταλλικό πλέγμα πυριτίου με πρόσμιξη φωσφόρου.....	148
Σχήμα 2.6: Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις δοτών.....	149
Σχήμα 2.7: Κρυσταλλικό πλέγμα πυριτίου με πρόσμιξη βορίου.....	150
Σχήμα 2.8: Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις αποδεκτών.....	151
Σχήμα 2.9: Διάχυση ηλεκτρονίων σε ημιαγωγό τύπου n.....	152
Σχήμα 2.10: Διάχυση ηλεκτρονίων και οπών μέσω επαφής p-n.....	153
Σχήμα 2.11: Ενεργειακά διαγράμματα ημιαγωγών τύπου p και n.....	154
Σχήμα 2.12: Αποκατάσταση ισορροπίας σε επαφή p-n (ενεργειακή προσέγγιση).....	155
Σχήμα 2.13: Ανασύζευξη ηλεκτρονίου - οπής.....	156
Σχήμα 2.14: Ανασύζευξη οπών-ηλεκτρονίων στην περιοχή διάχυσης επαφής p-n.....	156
Σχήμα 2.15: Σχηματισμός περιοχής απογύμνωσης.....	156
Σχήμα 2.16: Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά επαφής p-n.....	157
Σχήμα 2.17: Συμπεριφορά επαφής p-n κατά την ανάστροφη πόλωση.....	158
Σχήμα 2.18: Συμπεριφορά επαφής p-n κατά την ορθή πόλωση.....	159
Σχήμα 2.19: Τυπική διακριτή διόδος και κυκλωματικό σύμβολο.....	161
Σχήμα 2.20: Σύμβολο και χαρακτηριστική I-V ιδανικής διόδου.....	162
Σχήμα 2.21: Ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική I-V τυπικής διόδου.....	162
Σχήμα 2.22: Ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική I-V τυπικής διόδου με αντίσταση.....	163
Σχήμα 2.23: Χαρακτηριστική I-V πραγματικής διόδου.....	164
Σχήμα 2.24: Απλό κύκλωμα με διόδο – ευθεία φόρτου.....	165
Σχήμα 2.25: Στατική (DC) αντίσταση διόδου.....	166
Σχήμα 2.26: Απλό κύκλωμα με διόδο και AC πηγή σήματος.....	166
Σχήμα 2.27: Δυναμική (AC) αντίσταση διόδου.....	167
Σχήμα 2.28: Χαρακτηριστική I-V διόδου Zener για την περιοχή ανάστροφης λειτουργίας.....	168
Σχήμα 2.29: Κυκλωματικά σύμβολα διόδων Zener.....	168
Σχήμα 2.30: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου χιονοστιβάδας.....	169

Σχήμα 2.31: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου Schottky	170
Σχήμα 2.32: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου Varicap	170
Σχήμα 2.33: Έκλυση ενέργειας κατά την ανασύζευξη ηλεκτρονίου - οπής.....	170
Σχήμα 2.34: Μηχανισμός αποβολής ενέργειας κατά την ανασύζευξη οπής - ηλεκτρονίου	171
Σχήμα 2.35: Τυπικές διόδοι φωτοεκπομπής (LED)	172
Σχήμα 2.36: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου φωτοεκπομπής (LED)	173
Σχήμα 2.37: Πολικότητα ακροδεκτών διακριτής διόδου φωτοεκπομπής (LED)	173
Σχήμα 2.38: Απορρόφηση της ενέργειας ενός φωτονίου και δημιουργία ζεύγους φορέων (ηλεκτρονίου – οπής)	173
Σχήμα 2.39: Τυπικές φωτοδιόδοι	174
Σχήμα 2.40: Κυκλωματικό σύμβολο φωτοδιόδου	174
Σχήμα 2.41: Στάδια μετατροπής εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή	176
Σχήμα 2.42: Κύκλωμα ημιανόρθωσης	177
Σχήμα 2.43: Κύκλωμα ημιανόρθωσης και ισοδύναμό του	177
Σχήμα 2.44: Κυματομορφή ημιανορθωμένης τάσης	179
Σχήμα 2.45: Ιδανική κυματομορφή ημιανορθωμένης τάσης	179
Σχήμα 2.46: Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης.....	183
Σχήμα 2.47: Τάση ανάστροφης πόλωσης διόδου σε κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης.....	184
Σχήμα 2.48: Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με διόδους σε συνδεσμολογία γέφυρας	184
Σχήμα 2.49: Αρχή πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα διόδων	185
Σχήμα 2.50: Τάση ανάστροφης πόλωσης διόδων σε κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα διόδων	185
Σχήμα 2.51: Ιδανική κυματομορφή πλήρως ανορθωμένης τάσης	186
Σχήμα 2.52: Κύκλωμα ημιανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης	189
Σχήμα 2.53: Κυκλώματα φόρτισης/εκφόρτισης πυκνωτή μέσω αντίστασης και σχετικές καμπύλες....	189
Σχήμα 2.54: Καμπύλες φόρτισης/εκφόρτισης πυκνωτή μέσω αντίστασης για διαφορετικές τιμές της σταθεράς χρόνου (RC)	190
Σχήμα 2.55: Καμπύλες φόρτισης/εκφόρτισης πυκνωτή μέσω αντίστασης για ακραίες τιμές της αντίστασης (R)	190
Σχήμα 2.56: Λειτουργία κυκλώματος ημιανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης.....	191
Σχήμα 2.57: Κυματομορφές ημιανορθωμένης τάσης που εξομαλύνεται με τη χρήση πυκνωτή	192
Σχήμα 2.58: Απλό κύκλωμα σταθεροποίησης με δίοδο Zener	193
Σχήμα 2.59: Χαρακτηριστική I-V διόδου Zener για την περιοχή ανάστροφης λειτουργίας.....	194
Σχήμα 2.60: Ισοδύναμο για το κύκλωμα του Σχήματος 2.58	194
Σχήμα 2.61: Ισοδύναμο μικρού σήματος για το κύκλωμα του Σχήματος 2.58	195
Σχήμα 2.62: Υπολογισμός κυκλώματος σταθεροποίησης με δίοδο Zener (Περίπτωση ελάχιστου ρεύματος στη δίοδο)	197
Σχήμα 2.63: Υπολογισμός κυκλώματος σταθεροποίησης με δίοδο Zener (Περίπτωση μέγιστου ρεύματος στη δίοδο)	198
Σχήμα 2.64: Χρονολογική αύξηση του αριθμού των τρανζίστορ που χρησιμοποιούν διάφοροι τύποι επεξεργαστών.....	200
Σχήμα 2.65: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (1/7)	202
Σχήμα 2.66: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (2/7)	203
Σχήμα 2.67: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (3/7)	204
Σχήμα 2.68: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (4/7)	205
Σχήμα 2.69: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (5/7)	206
Σχήμα 2.70: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (6/7)	206
Σχήμα 2.71: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (7/7)	207
Σχήμα 2.72: Πρωτότυπο του τρανζίστορ	209
Σχήμα 2.73: Δομή του πρώτου τρανζίστορ	209
Σχήμα 2.74: Κυκλωματικά σύμβολα τρανζίστορ npn.....	210
Σχήμα 2.75: Εγκάρσια τομή διπολικού τρανζίστορ (npn)	211
Σχήμα 2.76: Επίπεδα συγκέντρωσης προσμίξεων σε διπολικό τρανζίστορ (npn).....	211

Σχήμα 2.77: Σχηματική αναπαράσταση και κυκλωματικά σύμβολα διπολικών τρανζίστορ	212
Σχήμα 2.78: Βασικές συνδεσμολογίες του διπολικού τρανζίστορ	213
Σχήμα 2.79: Περιοχές (τρόποι) λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ	215
Σχήμα 2.80: Συνιστώσες ρευμάτων σε διπολικό τρανζίστορ	216
Σχήμα 2.81: Φορά των ρευμάτων στους διάφορους τρόπους λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ	218
Σχήμα 2.82: Σμήνος χαρακτηριστικών $I_C - V_{CB}$ για ιδανικό διπολικό τρανζίστορ	218
Σχήμα 2.83: Συνδεσμολογία κοινής βάσης με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη	219
Σχήμα 2.84: Χαρακτηριστικές εισόδου (i) και εξόδου (ii) για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινής βάσης	220
Σχήμα 2.85: Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη	221
Σχήμα 2.86: Χαρακτηριστικές εισόδου (i) και εξόδου (ii) για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	222
Σχήμα 2.87: Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη	223
Σχήμα 2.88: Θερμοκρασιακή εξάρτηση των χαρακτηριστικών εισόδου (i) και εξόδου (ii) για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	224
Σχήμα 2.89: Όρια λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ	225
Σχήμα 2.90: Δεδομένα διπολικού τρανζίστορ προς πόλωση	226
Σχήμα 2.91: Άμεση πόλωση στη βάση	227
Σχήμα 2.92: Πόλωση στη βάση μέσω αντιστάτη	229
Σχήμα 2.93: Πόλωση στον εκπομπού	232
Σχήμα 2.94: Πόλωση στη βάση και στον εκπομπού	233
Σχήμα 2.95: Πόλωση μέσω διαιρέτη τάσης	234
Σχήμα 2.96: Ισοδύναμο κύκλωμα για το κύκλωμα του Σχήματος 2.95	235
Σχήμα 2.97: Παράδειγμα σχεδίασης κυκλώματος πόλωσης διπολικού τρανζίστορ	238
Σχήμα 2.98: Πρακτικό κύκλωμα πόλωσης τρανζίστορ με διαιρέτη τάσης	239
Σχήμα 2.99: Ισοδύναμο κύκλωμα για το μοντέλο Ebers-Moll του διπολικού τρανζίστορ	240
Σχήμα 2.100: Απλοποίηση του ισοδύναμου κυκλώματος Ebers-Moll για την περίπτωση ορθά ενεργού λειτουργίας [active mode]	241
Σχήμα 2.101: Ισοδύναμο κύκλωμα για το μοντέλο Ebers-Moll του διπολικού τρανζίστορ – Περίπτωση ορθά ενεργού λειτουργίας [Forward active mode]	242
Σχήμα 2.102: Ισοδύναμο κύκλωμα για το μοντέλο Ebers-Moll του διπολικού τρανζίστορ – Περίπτωση ανάστροφα ενεργού λειτουργίας [Reverse mode]	242
Σχήμα 2.103: Ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ με χρήση μηδενιστή - απειριστή	244
Σχήμα 2.104: Ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ για το συνεχές (DC)	245
Σχήμα 2.105: h-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ	246
Σχήμα 2.106: h-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	246
Σχήμα 2.107: π-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ για χαμηλές συχνότητες	247
Σχήμα 2.108: π-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ για υψηλές συχνότητες	247
Σχήμα 2.109: Συνδεσμολογία Darlington	248
Σχήμα 2.110: Ανάλυση συνδεσμολογίας Darlington	249
Σχήμα 2.111: Συνδεσμολογία Sziklai	249
Σχήμα 2.112: Ανάλυση συνδεσμολογίας Sziklai	250
Σχήμα 2.113: Κύκλωμα ακόλουθου εκπομπού	251
Σχήμα 2.114: Πηγή ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ	253
Σχήμα 2.115: Αρχή λειτουργίας του MOSFET	256
Σχήμα 2.116: Τρανζίστορ nMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί	258
Σχήμα 2.117: Τρανζίστορ pMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί	258
Σχήμα 2.118: Τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού	259
Σχήμα 2.119: Κυκλωματικά σύμβολα των τρανζίστορ MOS	260
Σχήμα 2.120: Φάσεις επαγωγής καναλιού στο τρανζίστορ MOS	261
Σχήμα 2.121: Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ MOS σε αγώγιμη κατάσταση	262
Σχήμα 2.122: Χαρακτηριστικές ρεύματος - τάσης ιδανικού τρανζίστορ nMOS	263
Σχήμα 2.123: Γεωμετρικά χαρακτηριστικά τρανζίστορ nMOS	265

Σχήμα 2.124: Ισοδύναμο μικρού σήματος για ιδανικό MOSFET στις χαμηλές συχνότητες	266
Σχήμα 2.125: Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις χαμηλές συχνότητες	268
Σχήμα 2.126: Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις υψηλές συχνότητες	268
Σχήμα 2.127: Κύκλωμα για τη λήψη χαρακτηριστικής I-V διόδου	270
Σχήμα 2.128: Κύκλωμα για τη μελέτη της ημιανόρθωσης	272
Σχήμα 2.129: Κύκλωμα για τη μελέτη της εξομάλυνσης ημιανορθωμένης τάσης	273
Σχήμα 2.130: Κύκλωμα για τη μελέτη σταθεροποίησης τάσης με δίοδο Zener	274
Σχήμα 2.131: Κύκλωμα για τη μελέτη των χαρακτηριστικών κοινής βάσης	276
Σχήμα 2.132: Κύκλωμα ακόλουθου εκπομπού (A)	277
Σχήμα 2.133: Κύκλωμα ακόλουθου εκπομπού (B)	278
Σχήμα 2.134: Κύκλωμα πηγής ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ	279
Σχήμα 2.135: Κύκλωμα για τη μελέτη τρανζίστορ MOS	280
Σχήμα 2.136: Κύκλωμα για τη μελέτη της λειτουργίας MOSFET ως διακόπτη	281
Σχήμα 3.1: Αντιστοίχιση των λογικών σταθμών ψηφιακού σήματος με τα ψηφία του δυαδικού συστήματος αρίθμησης	284
Σχήμα 3.2: Δειγματοληψία αναλογικού σήματος με παλμούς Δέλτα	288
Σχήμα 3.3: Δειγματοληψία αναλογικού σήματος (αναπαράσταση στο πεδίο της συχνότητας)	290
Σχήμα 3.4: Δειγματοληψία (με κατακράτηση) και κβάντιση αναλογικού σήματος στην παλμοκωδική διαμόρφωση (PCM)	291
Σχήμα 3.5: Κωδικοποίηση κβαντισμένου σήματος σε δίτιμη ψηφιακή μορφή στην παλμοκωδική διαμόρφωση (PCM)	293
Σχήμα 3.6: Λογικές καταστάσεις ενός διακόπτη	294
Σχήμα 3.7: Υλοποίηση της λογικής πράξης "AND" με διακόπτες	295
Σχήμα 3.8: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης "AND"	295
Σχήμα 3.9: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης "OR"	296
Σχήμα 3.10: Υλοποίηση της λογικής πράξης "OR" με διακόπτες	296
Σχήμα 3.11: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (1/5)	297
Σχήμα 3.12: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (2/5)	298
Σχήμα 3.13: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (3/5)	298
Σχήμα 3.14: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (4/5)	299
Σχήμα 3.15: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (5/5)	299
Σχήμα 3.16: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης "NOT"	300
Σχήμα 3.17: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "OR" με διόδους	301
Σχήμα 3.18: Υποβιβασμός της λογικής στάθμης '1' στην οικογένεια DDL	302
Σχήμα 3.19: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "AND" με διόδους	302
Σχήμα 3.20: Αρχή υλοποίησης πύλης "NOT"	303
Σχήμα 3.21: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "NOT" της οικογένειας RTL	304
Σχήμα 3.22: Πύλη "NOT" της οικογένειας RTL με το τρανζίστορ στην αποκοπή	305
Σχήμα 3.23: Πύλη "NOT" της οικογένειας RTL με το τρανζίστορ στον κόρο	305
Σχήμα 3.24: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "NOR" της οικογένειας RTL	306
Σχήμα 3.25: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "NOT" με τρανζίστορ nMOS	307
Σχήμα 3.26: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "NOT" με συμπληρωματικά τρανζίστορ MOS (CMOS)	308
Σχήμα 3.27: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "NAND" της οικογένειας nMOS	309
Σχήμα 3.28: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης "NAND"	310
Σχήμα 3.29: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "NOR" της οικογένειας nMOS	311
Σχήμα 3.30: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης "NOR"	311
Σχήμα 3.31: Λειτουργία του τρανζίστορ nMOS ως διακόπτη	312
Σχήμα 3.32: Λειτουργία του τρανζίστορ pMOS ως διακόπτη	314
Σχήμα 3.33: Υλοποίηση πυλών AND και OR με διακόπτες	316
Σχήμα 3.34: Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (1/4)	317
Σχήμα 3.35: Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (2/4)	317
Σχήμα 3.36: Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (3/4)	318
Σχήμα 3.37: Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (4/4)	319
Σχήμα 3.38: Μέθοδος υλοποίησης λογικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS	320

Σχήμα 3.39: Ιδανική συμπεριφορά αναστροφέα.....	320
Σχήμα 3.40: Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικού αναστροφέα.....	321
Σχήμα 3.41: Έξοδος ιδανικού αναστροφέα με ενθόρυβη είσοδο.....	322
Σχήμα 3.42: Έξοδος ιδανικού αναστροφέα με μη ιδανική κυματομορφή εισόδου.....	322
Σχήμα 3.43: Κυκλωματικές υλοποιήσεις αναστροφέα με τρανζίστορ MOS.....	324
Σχήμα 3.44: Κύκλωμα αναστροφέα MOS με ωμική αντίσταση ως φόρτο.....	324
Σχήμα 3.45: Υπέρθεση χαρακτηριστικών εξόδου του MOSFET και των ευθειών φόρτου.....	325
Σχήμα 3.46: Χαρακτηριστικές μεταφοράς αναστροφέα MOS με ωμική αντίσταση φόρτου για διάφορες τιμές της αντίστασης φόρτου.....	326
Σχήμα 3.47: Κύκλωμα αναστροφέα MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στον κόρο.....	327
Σχήμα 3.48: Χαρακτηριστικές μεταφοράς αναστροφέα με φόρτο τρανζίστορ MOS στον κόρο για διάφορες τιμές του λόγου β_R	329
Σχήμα 3.49: Κύκλωμα αναστροφέα MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στην περιοχή τριόδου.....	330
Σχήμα 3.50: Χαρακτηριστική μεταφοράς αναστροφέα με φόρτο τρανζίστορ MOS στην περιοχή τριόδου.....	330
Σχήμα 3.51: Κύκλωμα αναστροφέα MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού.....	331
Σχήμα 3.52: Χαρακτηριστικές μεταφοράς αναστροφέα με φόρτο τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού για διάφορες τιμές του λόγου β_R	331
Σχήμα 3.53: Κύκλωμα αναστροφέα CMOS.....	332
Σχήμα 3.54: Υπέρθεση χαρακτηριστικών εξόδου των τρανζίστορ αναστροφέα CMOS.....	333
Σχήμα 3.55: Χαρακτηριστική μεταφοράς αναστροφέα CMOS.....	334
Σχήμα 3.56: Χαρακτηριστική μεταφοράς αναστροφέα CMOS.....	335
Σχήμα 3.57: Χαρακτηριστικές μεταφοράς αναστροφέα CMOS για διάφορες τιμές του λόγου β_R	335
Σχήμα 3.58: Χρόνοι μετάβασης και καθυστέρησης εξόδου ψηφιακού κυκλώματος.....	337
Σχήμα 3.59: Κύκλωμα αναστροφέα RTL.....	339
Σχήμα 3.60: Κύκλωμα αναστροφέα MOS.....	340
Σχήμα 3.61: Δομή του ολοκληρωμένου CD4007.....	341
Σχήμα 3.62: Κύκλωμα αναστροφέα CMOS.....	342
Σχήμα 3.63: Κύκλωμα για τον έλεγχο ολοκληρωμένων λογικών πυλών.....	344
Σχήμα 4.1: Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία.....	347
Σχήμα 4.2: Ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ με r παραμέτρους.....	348
Σχήμα 4.3: Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, με r παραμέτρους, ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία.....	349
Σχήμα 4.4: Παράδειγμα σχεδίασης ενισχυτή κοινού εκπομπού με συμμετρική τροφοδοσία (DC ανάλυση).....	352
Σχήμα 4.5: Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (Δικτυώματα πόλωσης).....	354
Σχήμα 4.6: Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (πλήρες).....	355
Σχήμα 4.7: Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (ισοδύναμο κατά Thevenin).....	356
Σχήμα 4.8: Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, με r παραμέτρους, ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία.....	356
Σχήμα 4.9: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή σύζευξης εισόδου.....	359
Σχήμα 4.10: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή σύζευξης εξόδου.....	360
Σχήμα 4.11: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού.....	361
Σχήμα 4.12: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού (ανηγμένο στον εκπομπό).....	361
Σχήμα 4.13: Αδυναμίες των ενισχυτών απλής εισόδου.....	362
Σχήμα 4.14: Κυκλωματικό σύμβολο και λειτουργία διαφορικού ενισχυτή.....	363
Σχήμα 4.15: Μετατροπή μονόπλευρου (unbalanced) σήματος σε διαφορικό (balanced) με τη χρήση Balun.....	363
Σχήμα 4.16: Εξουδετέρωση της επίδρασης των διακυμάνσεων της τροφοδοσίας σε διαφορικό ενισχυτή.....	364

Σχήμα 4.17: Εξουδετέρωση της επίδρασης του θορύβου σε διαφορικό σήμα	364
Σχήμα 4.18: Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (1/4)	366
Σχήμα 4.19: Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (2/4)	367
Σχήμα 4.20: Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (3/4)	367
Σχήμα 4.21: Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (4/4)	368
Σχήμα 4.22: Ημικύκλωμα διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας.....	369
Σχήμα 4.23: Ισοδύναμο ημικυκλώματος διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας.....	369
Σχήμα 4.24: Ημικύκλωμα διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στη λειτουργία κοινού τρόπου	371
Σχήμα 4.25: Ισοδύναμο ημικυκλώματος διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στη λειτουργία κοινού τρόπου.....	372
Σχήμα 4.26: Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με πηγή ρεύματος	374
Σχήμα 4.27: Κυκλωματικό σύμβολο τελεστικού ενισχυτή	374
Σχήμα 4.28: Αναίρεση της τάσης ασυμμετρίας τελεστικού ενισχυτή.....	375
Σχήμα 4.29: Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.....	376
Σχήμα 4.30: Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικά γραμμικού ενισχυτή	377
Σχήμα 4.31: Περιορισμός της απολαβής τελεστικού ενισχυτή με αρνητική ανάδραση	378
Σχήμα 4.32: Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή.....	380
Σχήμα 4.33: Παράδειγμα ανάλυσης κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή (1/2)	381
Σχήμα 4.34: Παράδειγμα ανάλυσης κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή (2/2)	381
Σχήμα 4.35: Μη αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή	382
Σχήμα 4.36: Αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή.....	383
Σχήμα 4.37: Ισοδύναμο κύκλωμα αναστρέφοντα ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή	383
Σχήμα 4.38: Απομονωτής με τελεστικό ενισχυτή	384
Σχήμα 4.39: Ισοδύναμο κύκλωμα απομονωτή με τελεστικό ενισχυτή	385
Σχήμα 4.40: Ενισχυτής - αθροιστής δύο τάσεων με τελεστικό ενισχυτή	385
Σχήμα 4.41: Ενισχυτής - αθροιστής τάσεων με τελεστικό ενισχυτή (γενική περίπτωση).....	387
Σχήμα 4.42: Ενισχυτής διαφοράς τάσεων με τελεστικό ενισχυτή	387
Σχήμα 4.43: Ισοδύναμο κύκλωμα για την ανάλυση ενισχυτή διαφοράς τάσεων.....	388
Σχήμα 4.44: Ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή.....	390
Σχήμα 4.45: Ισοδύναμο κύκλωμα ολοκληρωτή	390
Σχήμα 4.46: Συγκριτής ως προς το μηδέν και χαρακτηριστική μεταφοράς του	392
Σχήμα 4.47: Συγκριτής ως προς στάθμη αναφοράς και χαρακτηριστική μεταφοράς του	393
Σχήμα 4.48: Λειτουργία ανιχνευτή διέλευσης από το μηδέν	393
Σχήμα 4.49: Η έννοια του φίλτρου	396
Σχήμα 4.50: Διακριτική ικανότητα φίλτρου	397
Σχήμα 4.51: Αποκρίσεις φίλτρων διαφορετικής τάξης	398
Σχήμα 4.52: Σύμβολα για τους συνηθέστερους τύπους φίλτρων.....	399
Σχήμα 4.53: Τυπικές συναρτήσεις μεταφοράς (μέτρο) για τους συνηθέστερους τύπους φίλτρων	400
Σχήμα 4.54: Παραγωγή φίλτρου BPF με τη σύνδεση σε σειρά LPF και HPF	400
Σχήμα 4.55: Παραγωγή φίλτρου απόρριψης ζώνης με τη σύνδεση σε σειρά LPF και HPF.....	401
Σχήμα 4.56: Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου LPF σε σήμα στο πεδίο του χρόνου.....	401
Σχήμα 4.57: Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου LPF σε σήμα στο πεδίο της συχνότητας	402
Σχήμα 4.58: Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου HPF σε σήμα στο πεδίο του χρόνου	403
Σχήμα 4.59: Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου HPF σε σήμα στο πεδίο της συχνότητας	403
Σχήμα 4.60: Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης	404
Σχήμα 4.61: Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης.....	405
Σχήμα 4.62: Παθητικό φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης	406
Σχήμα 4.63: Παθητικό φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης	407
Σχήμα 4.64: Διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης παθητικού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης	408

Σχήμα 4.65: Διάγραμμα Bode για τη φάση μεταξύ των σημάτων εξόδου-εισόδου παθητικού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης.....	409
Σχήμα 4.66: Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης.....	410
Σχήμα 4.67: Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης με απομονωμένες βαθμίδες	415
Σχήμα 4.68: Παθητικό φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης.....	417
Σχήμα 4.69: Διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης παθητικού φίλτρου διέλευσης ζώνης συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης.....	417
Σχήμα 4.70: Παράδειγμα κυκλώματος ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης.....	418
Σχήμα 4.71: Ανάλυση κυκλώματος ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης	418
Σχήμα 4.72: Παράδειγμα διαγράμματος Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης.....	419
Σχήμα 4.73: Παράδειγμα διαγράμματος Bode για τη φάση μεταξύ των σημάτων εξόδου-εισόδου ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης.....	420
Σχήμα 4.74: Διάκριση ταλαντωτών ως προς τη μορφή του σήματος εξόδου τους.....	421
Σχήμα 4.75: Αρχή λειτουργίας ηλεκτρονικού ταλαντωτή	422
Σχήμα 4.76: Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων.....	423
Σχήμα 4.77: Μοντέλο συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση.....	425
Σχήμα 4.78: Κύκλωμα ορθογώνιου ταλαντωτή	426
Σχήμα 4.79: Φάση εξόδων ορθογώνιου ταλαντωτή	429
Σχήμα 4.80: Κύκλωμα ταλαντωτή με γέφυρα Wien	430
Σχήμα 4.81: Ισοδύναμη μορφή κυκλώματος ταλαντωτή με γέφυρα Wien	431
Σχήμα 4.82: Κύκλωμα ταλαντωτή ολίσθησης φάσης (με απομόνωση βαθμίδων)	433
Σχήμα 4.83: Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley με τελεστικό ενισχυτή	437
Σχήμα 4.84: Δικτύωμα ανάδρασης ταλαντωτή Hartley	437
Σχήμα 4.85: Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή Hartley	438
Σχήμα 4.86: Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή.....	441
Σχήμα 4.87: Ιδανική λειτουργία μίκτη και κυκλωματικό του σύμβολο	442
Σχήμα 4.88: Υποβιβασμός/Αναβιβασμός συχνότητας με χρήση μίκτη.....	443
Σχήμα 4.89: Μίξη σε ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα (συμβολισμοί)	443
Σχήμα 4.90: Μαθηματικό μοντέλο για τη διαδικασία της μίξης.....	444
Σχήμα 4.91: Ιδανική μίξη αρμονικών σημάτων	445
Σχήμα 4.92: Αρχή μίξης τετραγωνικού νόμου	446
Σχήμα 4.93: Αρχή μίξης με μεταγωγή (1/2)	447
Σχήμα 4.94: Αρχή μίξης με μεταγωγή (2/2)	448
Σχήμα 4.95: Διάκριση κυκλωμάτων μίξης με βάση τη μορφή των σημάτων εισόδου/εξόδου.....	450
Σχήμα 4.96: Πρακτικό κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με δίοδο	452
Σχήμα 4.97: Κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με MOSFET	453
Σχήμα 4.98: Κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με απομονωμένες θύρες RF και LO	454
Σχήμα 4.99: Κύκλωμα μίκτη μεταγωγής με δακτύλιο διόδων	455
Σχήμα 4.100: Κύκλωμα μίκτη μεταγωγής με διπολικά τρανζίστορ.....	456
Σχήμα 4.101: Κύκλωμα για τη μελέτη ενισχυτή τάσης κοινού εκπομπού	457
Σχήμα 4.102: Κύκλωμα για τη μελέτη ενισχυτή τάσης με τελεστικό ενισχυτή	459
Σχήμα 4.103: Κύκλωμα με τελεστικό ενισχυτή προς αναγνώριση.....	461
Σχήμα 4.104: Πρακτικό κύκλωμα ολοκληρωτή με τελεστικό ενισχυτή.....	461
Σχήμα Ζ.1: Μορφές σημάτων Lissajous.....	482
Σχήμα IB.1: Δομή διόδου ηλεκτρονικής λυχνίας και κυκλωματικό της σύμβολο	489
Σχήμα IB.2: Λειτουργία διόδου ηλεκτρονικής λυχνίας	490
Σχήμα IB.3: Τυπική χαρακτηριστική I-V διόδου ηλεκτρονικής λυχνίας.....	491
Σχήμα IB.4: Δομή τριόδου ηλεκτρονικής λυχνίας και κυκλωματικό της σύμβολο	492
Σχήμα IB.5: Λειτουργία τριόδου ηλεκτρονικής λυχνίας.....	492
Σχήμα IB.6: Εξάρτηση της χαρακτηριστικής I-V τριόδου λυχνίας από την τάση του πλέγματος	493
Σχήμα IB.7: Απλό κύκλωμα ενίσχυσης με τρίοδο ηλεκτρονική λυχνία	493

Σχήμα ΙΓ.1: Εξαρτημένες πηγές τάσης/ρεύματος (γραμμικές)	496
Σχήμα ΙΓ.2: Αναπαράσταση ιδανικού ενισχυτή (nullor)	498
Σχήμα ΙΔ.1: Η έννοια του μηδενιστή (nullor)	499
Σχήμα ΙΔ.2: Η έννοια του απειριστή (norator)	500
Σχήμα ΙΔ.3: Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού διπολικού τρανζίστορ με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή	500
Σχήμα ΙΔ.4: Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή	500
Σχήμα ΙΔ.5: Ισοδύναμο ανοικτού κυκλώματος και βραχυκυκλώματος με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή	501
Σχήμα ΙΕ.1: Απλό κύκλωμα «τηλεφώνου» και η ανάγκη ενίσχυσης	502
Σχήμα ΙΕ.2: Ηλεκτρομηχανικός ενισχυτής με μεταβλητή αντίσταση άνθρακα	503
Σχήμα ΙΕ.3: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον ηλεκτρομηχανικό ενισχυτή του Σχήματος ΙΕ.2	503
Σχήμα ΙΣΤ.1: Κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol με τρίοδο λυχνία	505
Σχήμα ΙΣΤ.2: Κυκλώματα ολοκληρωτών με τελεστικό ενισχυτή	506
Σχήμα ΙΣΤ.3: Το ολοκληρωμένο AD633	507
Σχήμα ΙΣΤ.4 Αναστρέφων ενισχυτής τάσης με τελεστικό ενισχυτή	508
Σχήμα ΙΣΤ.5 Σχηματικό διάγραμμα ταλαντωτή van der Pol	508
Σχήμα ΙΣΤ.6 Βαθμίδες κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol	509
Σχήμα ΙΣΤ.7 Χρονικές αποκρίσεις και διαγράμματα φάσεων κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol	513
Σχήμα ΙΣΤ.8: Κύκλωμα διεγερόμενου ταλαντωτή van der Pol με τρίοδο λυχνία	514
Σχήμα ΙΣΤ.9: Προσθήκη διεγέρτη στο κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol του Σχήματος ΙΣΤ.5	514
Σχήμα ΙΣΤ.10: Τυπική σχέση συχνότητας και παραμέτρου απόσβεσης (μ) για ταλαντωτή van der Pol με εξωτερικό περιοδικό διεγέρτη	519
Σχήμα ΙΖ.1: Υπέρθυση μικρού σήματος και τιμής ηρεμίας - Συμβολισμοί	521
Σχήμα ΙΗ.1: Σύθεση αρμονικών σημάτων και σχετικά φάσματα	523
Σχήμα ΙΗ.2: Παράδειγμα διακριτού φάσματος περιοδικού σήματος	524
Σχήμα ΙΗ.3: Παράδειγμα συνεχούς φάσματος μη περιοδικού σήματος	525
Σχήμα ΙΘ.1: Διάγραμμα βαθμίδων διαμορφωτή PCM	526
Σχήμα ΙΘ.2: Διάγραμμα βαθμίδων αποδιαμορφωτή PCM	527
Σχήμα ΙΘ.3: Απλό κύκλωμα δειγματολήπτη	528
Σχήμα ΙΘ.4: Βελτιωμένο κύκλωμα δειγματολήπτη	529
Σχήμα ΙΘ.5: Κύκλωμα αναλογικού διακόπτη CMOS	529
Σχήμα ΙΘ.6: Σχέση αντίστασης αγωγής (R_{ON}) και τάσης εισόδου αναλογικού διακόπτη CMOS	530
Σχήμα ΙΘ.7: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης διέλευσης CMOS	530
Σχήμα ΙΘ.8: Αναλυτικό διάγραμμα βαθμίδων διαμορφωτή PCM	531
Σχήμα ΙΘ.9: Υλοποίηση γεννήτριας τάσεων κβαντιστή	531
Σχήμα ΙΘ.10: Υλοποίηση αναλογικού πολυπλέκτη n:1	532
Σχήμα ΙΘ.11: Αρχή λειτουργίας διαμορφωτή PCM – χαρακτηριστικά σήματα	533
Σχήμα ΙΘ.12: Διάγραμμα βαθμίδων αποδιαμορφωτή PCM	535
Σχήμα Κ.1: Φάσματα διαφόρων τύπων θορύβου	536
Σχήμα Κ.2: Επίδραση προσθετικού θορύβου σε αναλογικό σήμα (στο πεδίο του χρόνου)	537
Σχήμα Κ.3: Επίδραση λευκού προσθετικού θορύβου σε αναλογικό σήμα (στο πεδίο της συχνότητας)	537
Σχήμα Κ.4: Επίδραση προσθετικού θορύβου σε αναλογικό σήμα (στο πεδίο της συχνότητας)	538
Σχήμα Κ.5: Περιορισμός του θορύβου σε αναλογικό σήμα	538
Σχήμα Κ.6: Επίδραση προσθετικού θορύβου σε ψηφιακό σήμα	539
Σχήμα Κ.7: Αναγέννηση ενθόρυβου ψηφιακού σήματος	540
Σχήμα Κ.8: Η έννοια του ψηφιακού σφάλματος	540

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1.1: Χρωματικός κώδικας αντιστατών	55
Πίνακας 1.2: «Γενιές» ολοκληρωμένων κυκλωμάτων	76
Πίνακας 1.3: Πληροφορίες που περιέχονται σε ένα φύλλο δεδομένων	104
Πίνακας 2.1: Χαρακτηριστικά συνδεσμολογιών διπολικού τρανζίστορ	214
Πίνακας 2.2: Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ nMOS.....	264
Πίνακας 2.3: Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ pMOS.....	265
Πίνακας 3.1: Κωδικοποίηση ASCII (υποσύνολο)	287
Πίνακας 3.2: Πίνακας αλήθειας για τη λογική πράξη AND	295
Πίνακας 3.3: Πίνακας αλήθειας πύλης για τη λογική πράξη OR.....	295
Πίνακας 3.4: Πίνακας αλήθειας πύλης για τη λογική πράξη NOT.....	300
Πίνακας 3.5: Πίνακας αλήθειας πύλης NAND.....	310
Πίνακας 3.6: Πίνακας αλήθειας πύλης NOR	311
Πίνακας 3.7: Ολοκληρωμένες λογικές πύλες.....	344
Πίνακας 4.1: Συναρτήσεις μεταφοράς και συχνότητες αποκοπής απλών παθητικών φίλτρων πρώτης τάξης	409
Πίνακας 4.2: Φασματικές συνιστώσες στην έξοδο μίκτη με τετραγωνικό νόμο $V_o=kV_i^2$	446
Πίνακας Γ.1: Προθέματα μονάδων	467
Πίνακας Ι.1: Χρήσιμες σταθερές	487
Πίνακας ΙΑ.1: Χαρακτηριστικά μεγέθη Si, Ge.....	488
Πίνακας ΙΓ.1: Φυσική σημασία συντελεστών αναλογίας για γραμμικές εξαρτημένες πηγές τάσης/ρεύματος.....	497
Πίνακας ΙΓ.2: Αντιστοιχία εξαρτημένων πηγών τάσης/ρεύματος - ενισχυτών.....	497
Πίνακας ΙΓ.3: Αντιστάσεις εισόδου/εξόδου ιδανικών ενισχυτών	498
Πίνακας ΙΣΤ.1: Λειτουργικότητα βαθμίδων κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol.....	509
Πίνακας ΙΘ.1: Πίνακας αλήθειας αποκωδικοποιητή $\log_2 n:n$	533

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Τα περισσότερα διδακτικά εγχειρίδια –ακόμη και τα εισαγωγικά– που πραγματεύονται τη θεωρία και τις εφαρμογές της Ηλεκτρονικής είναι, συνήθως, ογκώδη εξαιτίας της μεγάλης ευρύτητας της ύλης που επιχειρούν να καλύψουν. Μαθήματα Ηλεκτρονικής περιλαμβάνονται στα προγράμματα σπουδών πολλών Τμημάτων των Ανώτατων Τεχνολογικών Εκπαιδευτικών Ιδρυμάτων, άλλοτε ως εισαγωγικά ή γενικής υποδομής, και άλλοτε ως μαθήματα ειδίκευσης, ανάλογα με το αντικείμενο του Τμήματος και τον προσανατολισμό του προγράμματος σπουδών. Παρά τον μεγάλο αριθμό των διαθέσιμων διδακτικών εγχειριδίων, πολλά από τα οποία είναι εξαιρετικά ως βιβλία αναφοράς, η εμπειρία δείχνει πως είναι σχεδόν αναπόφευκτη η επιλογή μέρους μονάχα της ύλης που περιλαμβάνουν, κυρίως λόγω των ιδιαιτεροτήτων κάθε μαθήματος, του επιπέδου των σπουδαστών και χρονικών περιορισμών. Με την επιλεκτική, ωστόσο, χρήση ενός συγγράμματος διασπάται η λογική συνέχεια που το διέπει και, συνεπώς, αποδυναμώνεται η αξία του ως διδακτικού βοηθήματος, περιορίζοντας το όφελος που μπορεί να αποκομίσει από αυτό ο σπουδαστής.

Κατά κοινή διαπίστωση, το γνωστικό υπόβαθρο των πρωτοετών σπουδαστών των ΤΕΙ διαφέρει, κυρίως εξαιτίας του τρόπου εισαγωγής τους στην Τριτοβάθμια Εκπαίδευση. Επιπλέον, πολλοί από αυτούς στερούνται βασικών γνώσεων ηλεκτρισμού και θεωρίας κυκλωμάτων, που συνήθως δεν περιλαμβάνονται στα εγχειρίδια της Ηλεκτρονικής – για την οποία θεωρούνται προαπαιτούμενα –, γεγονός που δυσχεραίνει την κατανόηση και την αφομοίωση της ύλης.

Η προσέγγιση της Ηλεκτρονικής, ως εφαρμοσμένης επιστήμης, γίνεται με δύο αλληλοσυμπληρούμενες μορφές: με τη θεωρητική διδασκαλία στο αμφιθέατρο, αλλά και στο εργαστήριο ως πρακτική εξάσκηση. Συχνή είναι η αναντιστοιχία μεταξύ θεωρητικής διδασκαλίας και πρακτικής εξάσκησης, εξαιτίας κυρίως της έλλειψης του απαραίτητου εργαστηριακού εξοπλισμού.

Το ανά χείρας βιβλίο επιχειρεί τη θεραπεία των πιο πάνω αδυναμιών, παρέχοντας μια συνοπτική αλλά ολοκληρωμένη παρουσίαση των βασικών αρχών της Ηλεκτρονικής, ενσωματώνοντας όλες τις προαπαιτούμενες γνώσεις, και στοχεύοντας ταυτόχρονα τόσο στο θεωρητικό όσο και στην πρακτική εκπαίδευση των σπουδαστών. Απευθύνεται κυρίως σε πρωτοετείς σπουδαστές των Ανώτατων Τεχνολογικών Εκπαιδευτικών Ιδρυμάτων οι οποίοι καταρτίζονται στους τομείς της Πληροφορικής ή/και των Τηλεπικοινωνιών, των οποίων η Ηλεκτρονική αποτελεί τη βάση.

Η ύλη οργανώνεται σε τέσσερα κεφάλαια τα οποία αποτελούνται από θεωρητικό και εργαστηριακό μέρος. Το δεύτερο, σε άμεση σύνδεση με το πρώτο, αποσκοπεί στην πρακτική εφαρμογή των αντίστοιχων θεωρητικών γνώσεων και μπορεί να εκτελεστεί με απλά και χαμηλού κόστους εργαστηριακά όργανα και εξαρτήματα, διαθέσιμα σε ένα τυπικό εργαστήριο Ηλεκτρονικής, ενώ δεν απαιτείται η εκ των προτέρων συναρμολόγηση των

κυκλωμάτων, μιας και αυτό προτείνεται να γίνεται από τους ίδιους τους σπουδαστές κατά τη διάρκεια της εργαστηριακής τους εξάσκησης, για παιδαγωγικούς λόγους.

Στο πρώτο κεφάλαιο παρέχονται όλες οι βασικές γνώσεις ώστε το περιεχόμενο να είναι εύκολα κατανοητό χωρίς την ανάγκη προαπαιτούμενων, ενώ ο όγκος της περιεχόμενης ύλης έχει επιλεγεί ώστε να αντιστοιχεί σε ένα εξαμηνιαίο μάθημα με θεωρητικό και εργαστηριακό μέρος διάρκειας δύο ωρών ανά εβδομάδα, το καθένα.

Δεδομένου πως το κοινό στο οποίο απευθυνόμαστε δεν έχει την Ηλεκτρονική ως βασικό αντικείμενο σπουδών, καταβλήθηκε προσπάθεια να αποφευχθούν περιττές μαθηματικές αναλύσεις και να δοθεί έμφαση περισσότερο στην κατανόηση των εννοιών και των βασικών εφαρμογών.

Ο παρών (πρώτος) τόμος αφορά τα Αναλογικά Ηλεκτρονικά. Σύντομα θα είναι έτοιμος και ο δεύτερος τόμος, ο οποίος θα ασχολείται με τα Ψηφιακά.

Ελπίζουμε το βιβλίο να αποτελέσει χρήσιμο βοήθημα για τους σπουδαστές μας και εργαλείο για τους συναδέλφους μας.

Γιάννης Λιαπέρδος

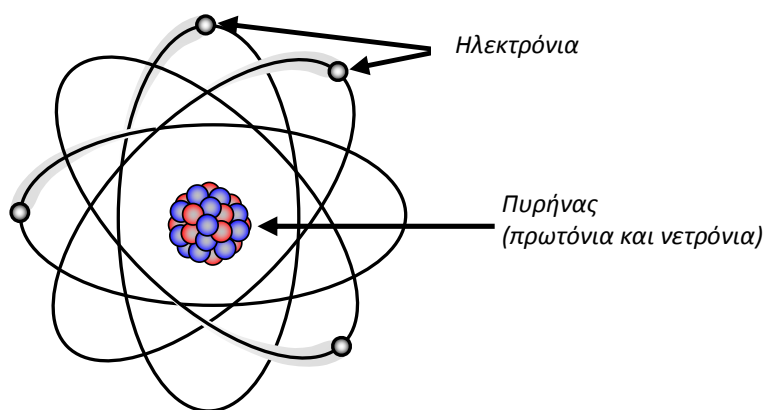
1

ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΕΣ ΓΝΩΣΕΙΣ

1.1 ΔΟΜΗ ΤΟΥ ΑΤΟΜΟΥ

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, αποτελείται 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 απείρως 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).



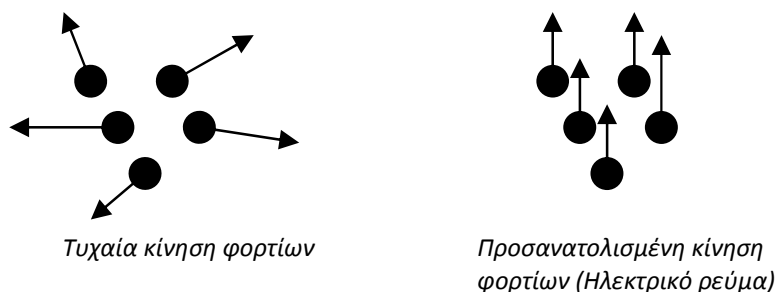
Σχήμα 1.1: Δομή του Ατόμου

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.

1.2 ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ – ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΡΕΥΜΑ

Ως **ηλεκτρική αγωγιμότητα** χαρακτηρίζουμε την 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 (που στην περίπτωση αυτή ονομάζεται **αγωγός** του ηλεκτρισμού) είτε και στο κενό.



Σχήμα 1.2: Η έννοια του ηλεκτρικού ρεύματος

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

$$I = \frac{d|Q|}{dt}, \quad (1.1)$$

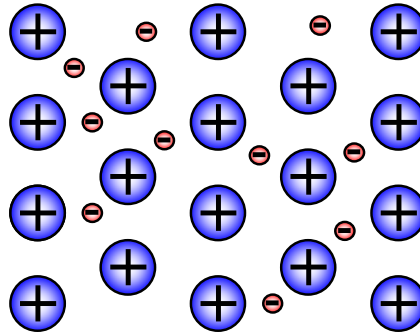
όπου Q το φορτίο που διατρέχει μια διατομή του αγωγίμου μέσου (σε Cb — Coulomb) και t ο χρόνος. Μονάδα μέτρησης της έντασης του ρεύματος είναι το Ampere — A.

1.3 ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ ΤΩΝ ΜΕΤΑΛΛΩΝ

1.3.1 Το μοντέλο του Drude

Ένα 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.



Σχήμα 1.3: Μοντέλο για την ηλεκτρική αγωγιμότητα των μετάλλων

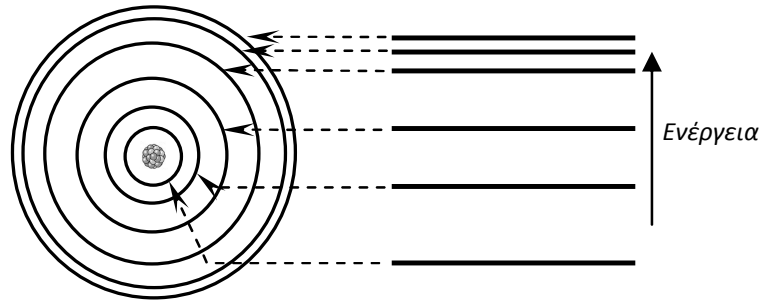
Σε ένα μέταλλο τα ηλεκτρόνια **σθένους** (εκείνα που κινούνται στην πιο απομακρυσμένη ως προς τον πυρήνα τροχιά), λόγω της χαλαρής διασύνδεσής τους με τον πυρήνα σχηματίζουν ένα νέφος **ελεύθερων ηλεκτρονίων**, κανένα από τα οποία δεν ανήκει σε συγκεκριμένο άτομο. Τα ηλεκτρόνια αυτά μπορούν να κινηθούν 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 το 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 εκλύεται θερμότητα. Έτσι εξηγούνται τα θερμικά αποτελέσματα του ηλεκτρικού ρεύματος.

1.3.2 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

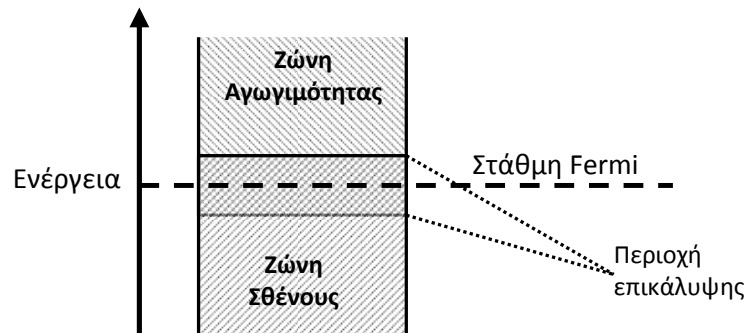
τροχιακών αποτελεί περιοχές απαγορευμένες για τα ηλεκτρόνια. Αντίστοιχα, οι περιοχές μεταξύ των ενεργειακών σταθμών περιλαμβάνουν μη επιτρεπτές τιμές ενέργειας και ονομάζονται **ενεργειακά χάσματα**. Όσο απομακρυνόμαστε από τον πυρήνα, η τιμή της ενέργειας των ηλεκτρονίων αυξάνεται. Ακολουθώντας μια 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.



Σχήμα 1.4: Ενεργειακές στάθμες μεμονωμένου ατόμου

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 την 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).

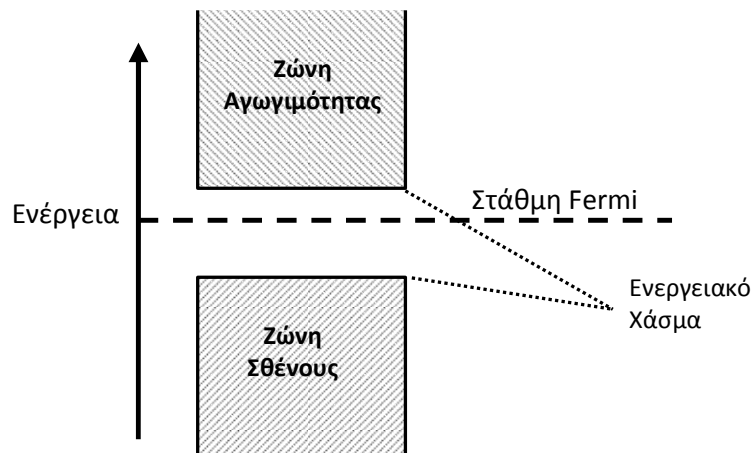
Μια απλουστευμένη εικόνα των ζωνών σθένους και αγωγιμότητας σε ένα μέταλλο φαίνεται στο Σχήμα 1.5. Παρατηρούμε πως οι ζώνες σθένους και αγωγιμότητας επικαλύπτονται, γεγονός που εξασφαλίζει την ύπαρξη ηλεκτρονίων σθένους εντός της ζώνης αγωγιμότητας. Επομένως, τα μέταλλα είναι αγωγιμα υλικά. Επιπλέον,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



Σχήμα 1.5: Ενεργειακές ζώνες σε μέταλλο

1.4 ΜΟΝΩΤΕΣ

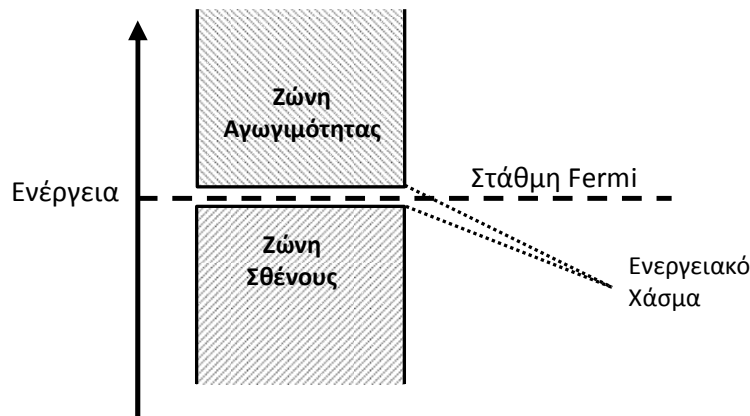
Στην περίπτωση των μονωτών, μεταξύ των ζωνών σθένους και αγωγιμότητας παρεμβάλλεται ένα ενεργειακό χάσμα μη αμελητέου εύρους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.6, η ύπαρξη του οποίου καθιστά απαγορευτική τη μεταπήδηση ηλεκτρονίων σθένους στην ζώνη αγωγιμότητας. Επομένως, η σύνδεση των ηλεκτρονίων σθένους στα 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.



Σχήμα 1.6: Ενεργειακές ζώνες σε μονωτή

1.5 ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ

Στους ημιαγωγούς, το ενεργειακό χάσμα μεταξύ των ζωνών σθένους και αγωγιμότητας είναι σχετικά μικρό, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.7.



Σχήμα 1.7: Ενεργειακές ζώνες σε ημιαγωγό

Με την απορρόφηση μικρού μόνον ποσού ενέργειας (π.χ. θερμικής) ηλεκτρόνια της 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.

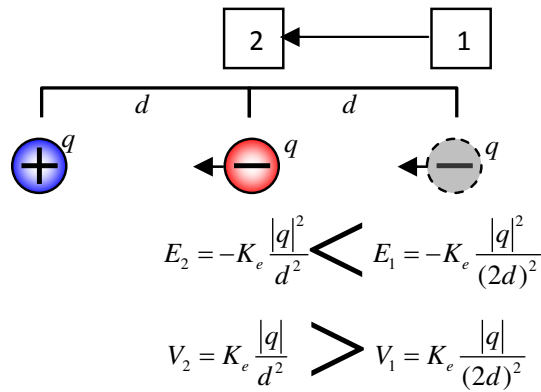
1.6 ΔΥΝΑΜΙΚΟ – ΔΙΑΦΟΡΑ ΔΥΝΑΜΙΚΟΥ – ΤΑΣΗ

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.

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

$$V = \frac{E}{q}, \quad (1.2)$$

και έχει ως μονάδα μέτρησης το



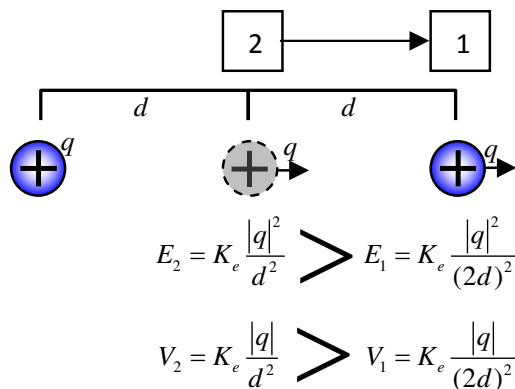
Σχήμα 1.8: Ενεργειακή ερμηνεία της κίνησης ηλεκτρικών φορτίων

$$Volt = \frac{Joule}{Cb} . \quad (1.3)$$

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)**:

$$\Delta V = V_1 - V_2 \quad (1.4)$$

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.



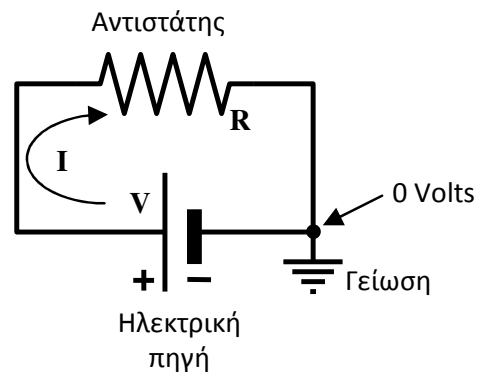
Σχήμα 1.9: Κίνηση θετικών ηλεκτρικών φορτίων και διαφορά δυναμικού

1.7 ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ – ΣΥΜΒΑΤΙΚΗ ΦΟΡΑ ΤΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

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 το 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 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.



Σχήμα 1.10: Σχηματικό διάγραμμα απλού ηλεκτρικού κυκλώματος

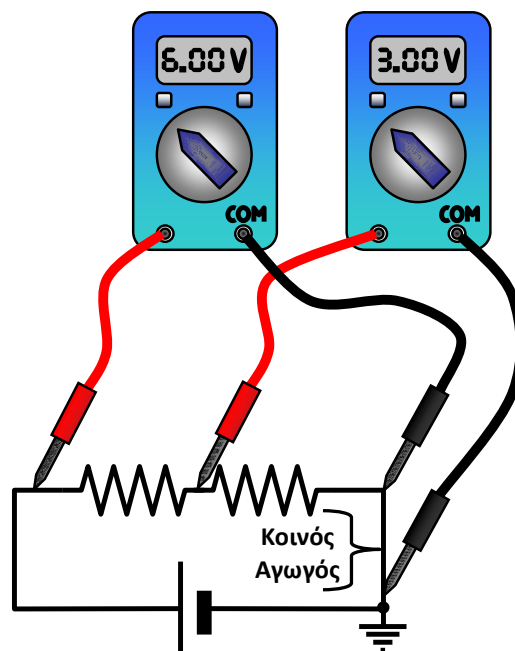
Για ιστορικούς λόγους, παρόλο που οι φορείς κινούνται από τον αρνητικό προς τον θετικό πόλο της πηγής, θεωρούμε πως η φορά του ηλεκτρικού ρεύματος είναι αντίθετη της κίνησης αυτής, όπως υποδεικνύει το κυρτό βέλος στο Σχήμα 1.10. Η συγκεκριμένη φορά, που θα αντιστοιχούσε στη φορά κίνησης θετικών φορέων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

1.8 ΓΕΙΩΣΗ – ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ – ΚΟΙΝΟΣ ΑΓΩΓΟΣ

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 **σηματικό 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.

Τα βολτόμετρα (όργανα που μετρούν τη διαφορά δυναμικού μεταξύ δύο σημείων) διαθέτουν δύο ακροδέκτες, ο ένας εκ των οποίων φέρει την ένδειξη **“COM”** (common - κοινός), και συνδέεται στο σημείο μηδενικού δυναμικού του κυκλώματος. Είναι φανερό πως κατά τη χρήση πολλαπλών βολτομέτρων για την ταυτόχρονη μέτρηση των τάσεων σε διάφορα σημεία του ίδιου κυκλώματος, όλοι οι ακροδέκτες COM θα καταλήγουν στο σημείο μηδενικού δυναμικού, συναποτελώντας τον **κοινό αγωγό** του κυκλώματος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.11.



Σχήμα 1.11: Μέτρηση τάσης με αναφορά το σημείο μηδενικού δυναμικού

1.9 ΝΟΜΟΣ ΤΟΥ ΟΗΜ — ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΑΝΤΙΣΤΑΤΗ

Έστω ότι στα άκρα του αντιστάτη με τιμή αντίστασης R του Σχήματος 1.12 εφαρμόζουμε τάση V . Η ένταση I του ρεύματος που θα διαρρέει το κύκλωμα δίνεται από τη σχέση

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

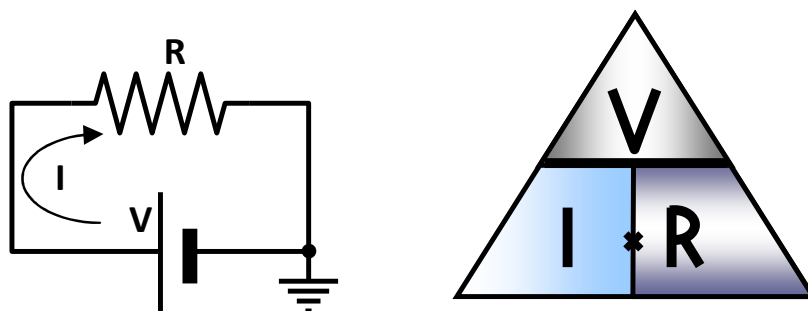
η οποία αποτελεί μία από τις ισοδύναμες μαθηματικές εκφράσεις για τον **νόμο του Ohm**.

Μια άλλη διατύπωση, η

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

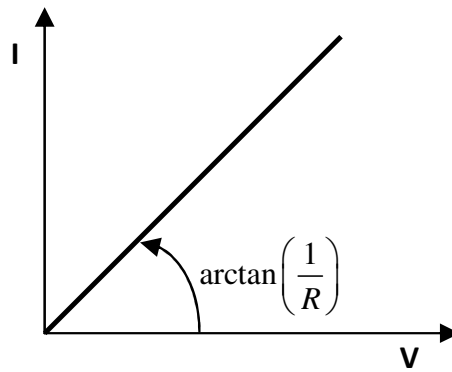
αποτελεί τον ορισμό της αντίστασης R ενός αντιστάτη. Μονάδα μέτρησης της αντίστασης είναι το Ohm — Ω .

Ένας εποπτικός μνημονικός κανόνας που δίνει όλες τις ισοδύναμες μορφές του νόμου του Ohm αποτελεί το λεγόμενο **τρίγωνο του ηλεκτρολόγου** και απεικονίζεται στο Σχήμα 1.12. Στο τρίγωνο αυτό η οριζόντια γραμμή αντιστοιχεί στην πράξη της διαίρεσης και η κατακόρυφη στην πράξη του πολλαπλασιασμού.



Σχήμα 1.12: Νόμος του Ohm

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).



Σχήμα 1.13: Χαρακτηριστική ρεύματος—τάσης αντιστάτη

Για την περίπτωση **ωμικού αντιστάτη** (ενός δηλαδή αγώγιμου υλικού που υπακούει στον νόμο του Ohm) είναι φανερό από τη σχέση (1.5) πως η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης αντιστοιχεί στην ευθεία γραμμή του Σχήματος 1.13, η κλίση της οποίας είναι αντιστρόφως ανάλογη της τιμής της αντίστασης R του αντιστάτη.

1.10 ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑ

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

$$g = \frac{1}{R} = \frac{I}{V} \quad (1.7)$$

Μονάδα μέτρησης της αγωγιμότητας είναι το mho (ανάστροφα γραμμένο Ohm) ή Ω^{-1} ή Siemens.

Ο νόμος του Ohm στη μορφή της σχέσης (1.5) μπορεί να γραφεί με τη βοήθεια της (1.7) και ως εξής:

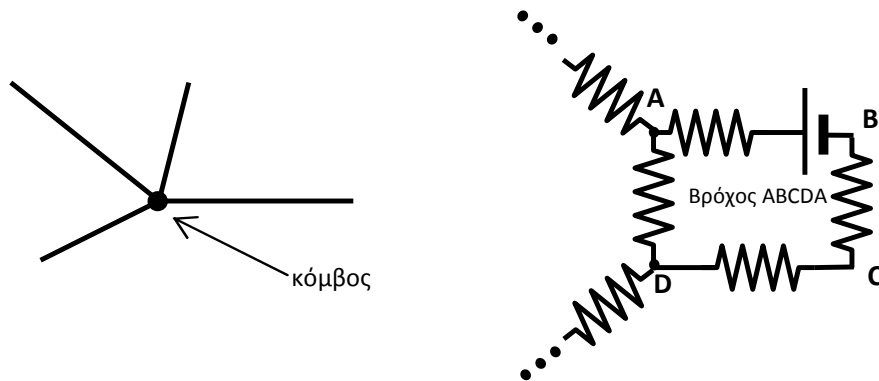
$$I = gV. \quad (1.8)$$

1.11 ΝΟΜΟΙ ΤΟΥ KIRCHHOFF

1.11.1 Κόμβοι και Βρόχοι

Κόμβος ενός κυκλώματος ονομάζεται το σημείο στο οποίο συμβάλλουν (συνδέονται) περισσότεροι των δύο αγωγών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.14.

Βρόχος ενός κυκλώματος ονομάζεται κάθε κλειστή διαδρομή εντός του κυκλώματος αυτού (Σχήμα 1.14).



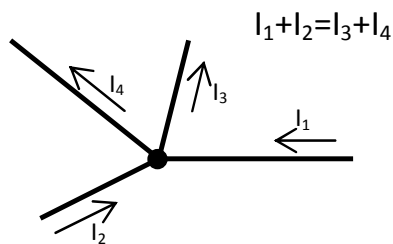
Σχήμα 1.14: Κόμβοι και βρόχοι κυκλώματος

1.11.2 Νόμος για το ρεύμα (Πρώτος νόμος 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 νόμος 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 νόμου του Kirchhoff φαίνεται στο Σχήμα 1.15.



Σχήμα 1.15: Παράδειγμα εφαρμογής του πρώτου νόμου του Kirchhoff

1.11.3 Νόμος για την τάση (Δεύτερος νόμος Kirchhoff)

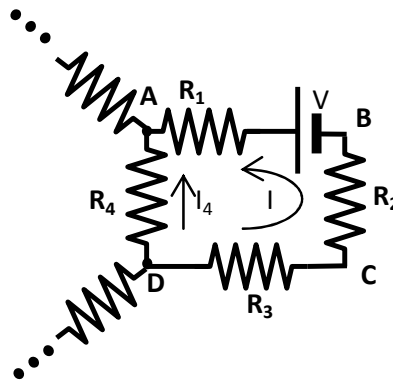
Το ηλεκτρικό πεδίο είναι **συντηρητικό**. Αυτό συνεπάγεται πως το έργο κατά μήκος μιας κλειστής διαδρομής (βρόχου) ενός ηλεκτρικού κυκλώματος θα είναι μηδενικό. Ως συνέπεια της παρατήρησης αυτής ο δεύτερος νόμος του Kirchhoff μπορεί να διατυπωθεί ως εξής:

«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 νόμου αυτού ακολουθεί τους πιο κάτω κανόνες:

- 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 νόμου του Kirchhoff φαίνεται στο Σχήμα 1.16.



Σχήμα 1.16: Παράδειγμα εφαρμογής του δεύτερου νόμου του Kirchhoff

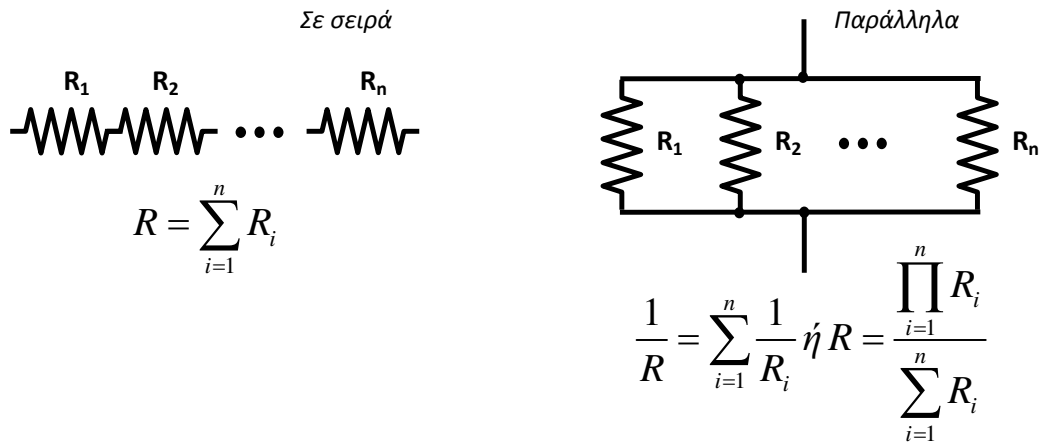
Αν ακολουθήσουμε τους προηγούμενους κανόνες, ο δεύτερος νόμος του Kirchhoff θα εφαρμοστεί ως εξής:

- Ας επιλέξουμε ως φορά «κίνησης» την ABCDA.
- Η τάση στα άκρα της αντίστασης R_1 θα λογισθεί ως θετική, αφού η φορά του ρεύματος I που την 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 την διαρρέει είναι αντίθετη της φοράς κίνησης: $+IR_2$

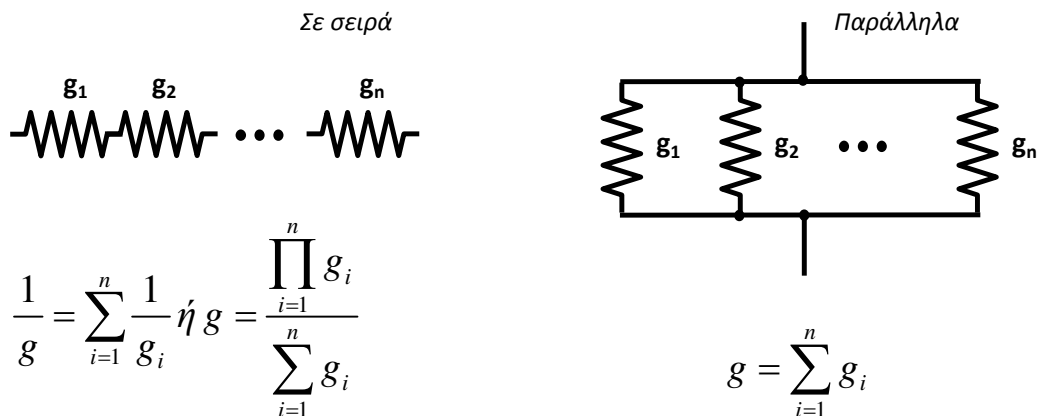
- Για τον ίδιο λόγο η τάση στα άκρα της αντίστασης R_3 θα λογισθεί ως θετική: $+IR_3$
- Η τάση στα άκρα της αντίστασης R_4 θα λογισθεί ως αρνητική, αφού η φορά του ρεύματος I που την διαρρέει ταυτίζεται με τη φορά κίνησης: $-I_4R_4$
- Τελικά, έχουμε: $IR_1 - V + IR_2 + IR_3 - I_4R_4 = 0$

1.12 ΑΝΤΙΣΤΑΤΕΣ ΣΕ ΣΕΙΡΑ ΚΑΙ ΠΑΡΑΛΛΗΛΑ

Με απλή εφαρμογή των νόμων 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 1.17.



Σχήμα 1.17: Ολική αντίσταση αντιστατών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα



Σχήμα 1.18: Ολική αγωγιμότητα αντιστατών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα

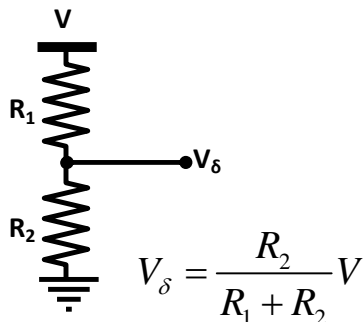
Πολλές φορές, η ολική αντίσταση συστήματος παράλληλα συνδεδεμένων αντιστατών συμβολίζεται και ως $R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_n$. Είναι φανερό πως για σύνδεση σε σειρά η ολική αντίσταση είναι μεγαλύτερη της μέγιστης τιμής των επιμέρους αντιστάσεων, ενώ για παράλληλη σύνδεση η ολική αντίσταση είναι μικρότερη της ελάχιστης τιμής των επιμέρους.

Για τις τιμές της ολικής αγωγιμότητας ισχύουν οι σχέσεις του Σχήματος 1.18. Αξίζει να παρατηρήσουμε την εναλλαγή στις μορφές των σχέσεων, εξαιτίας της αντίστροφης σχέσης μεταξύ αντίστασης και αγωγιμότητας.

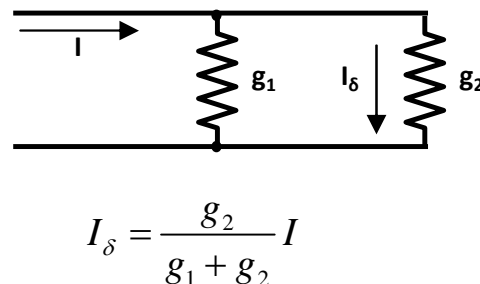
1.13 ΔΙΑΙΡΕΤΕΣ ΤΑΣΗΣ – ΔΙΑΙΡΕΤΕΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Έστω ότι διαθέτουμε μία τάση V , της οποίας θέλουμε να πάρουμε ένα κλάσμα. Το Σχήμα 1.19 δείχνει μια πολύ απλή υλοποίηση, με τη χρήση **διαιρέτη τάσης**. Αντίστοιχα, ένα κλάσμα ενός ρεύματος I μπορεί να προκύψει με έναν απλό **διαιρέτη ρεύματος** (Σχήμα 1.19).

Διαιρέτης τάσης



Διαιρέτης ρεύματος

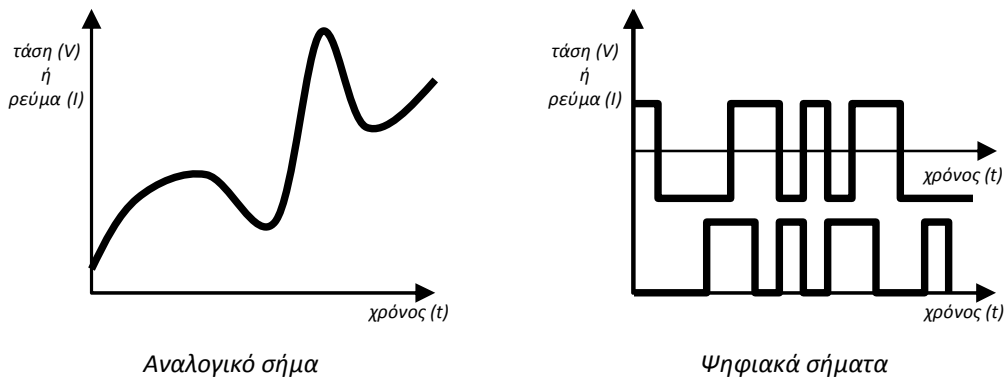


Σχήμα 1.19: Διαιρέτες τάσης - ρεύματος

1.14 ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΚΑΙ ΨΗΦΙΑΚΟ ΣΗΜΑ

Η πλειονότητα των σημάτων με τα οποία θα ασχοληθούμε στο βιβλίο αυτό είναι **αναλογικά**. Τα αναλογικά σήματα είναι συνεχή στο χρόνο και στο πλάτος. Όλες οι φυσικές πηγές παράγουν αναλογικά σήματα. Το ρεύμα π.χ. ενός μικροφώνου είναι σήμα αναλογικό. Στα σύγχρονα συστήματα πληροφορικής και τηλεπικοινωνιών τα αναλογικά σήματα μετρατρέπονται σε **ψηφιακά**. Τα ψηφιακά σήματα εμφανίζουν ισχυρά πλεονεκτήματα ως προς την επεξεργασία και τη μετάδοσή τους. Πρόκειται για σήματα διακριτού πλάτους. Το πλάτος των (δίτιμων) ψηφιακών σημάτων λαμβάνει δύο μόνο

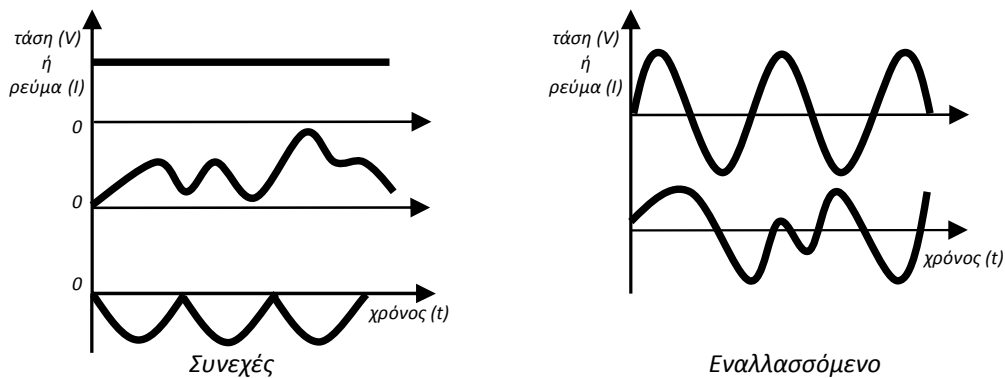
διακριτές τιμές (βλπ Σχήμα 1.20). Παραδείγματα αναλογικών και ψηφιακών σημάτων φαίνονται στο Σχήμα 1.20.



Σχήμα 1.20: Διάκριση αναλογικών — ψηφιακών σημάτων

Σε ένα ψηφιακό σήμα η διακριτή κατάσταση με τη μεγαλύτερη τιμή χαρακτηρίζεται ως **λογική μονάδα**, ενώ εκείνη με τη μικρότερη ως **λογικό μηδέν**.

1.15 ΣΥΝΕΧΕΣ ΚΑΙ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟ ΡΕΥΜΑ



Σχήμα 1.21: Παραδείγματα συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης/ρεύματος

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 1.21. 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 1.21 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 1.22.

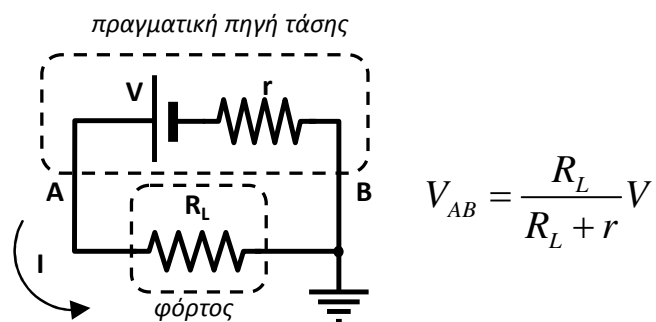


Σχήμα 1.22: Συμβολισμοί συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης/ρεύματος

1.16 ΠΗΓΕΣ ΤΑΣΗΣ – ΠΗΓΕΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

1.16.1 Πηγές τάσης

Κάθε πραγματική πηγή τάσης έχει μια **εσωτερική αντίσταση** r που οφείλεται στην αντίσταση των υλικών από τα οποία είναι κατασκευασμένη η ίδια η πηγή. Ο ρόλος μιας πηγής τάσης είναι να τροφοδοτεί ένα εξάρτημα ή ένα κύκλωμα ή μια συσκευή, με άλλα λόγια έναν **φόρτο**. Έστω η πραγματική πηγή τάσης του Σχήματος 1.23 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 την **τάση ανοιχτού κυκλώματος**), όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.23.

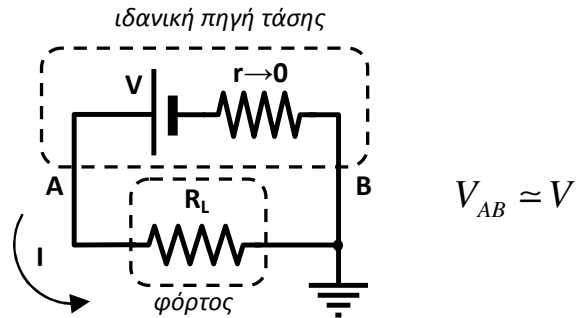


Σχήμα 1.23: Πραγματική πηγή τάσης

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.

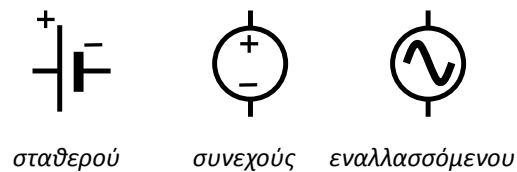
Για συγκεκριμένη τιμή φόρτου R_L , η συνθήκη $r \ll R_L$ εξασφαλίζει πως η πραγματική τιμή της τάσης θα προσεγγίζει αρκετά καλά την ονομαστική τιμή. Στην περίπτωση που επιθυμούμε το τελευταίο να συμβαίνει για οποιαδήποτε τιμή του φόρτου, θα πρέπει $r \rightarrow 0$. Αν αυτό συμβαίνει, τότε έχουμε μια **ιδανική**

πηγή τάσης. Στην πράξη, όσο προσεκτική σχεδίαση και αν ακολουθήσουμε, η εσωτερική αντίσταση μιας πηγής τάσης είναι αδύνατο να μηδενιστεί πλήρως.

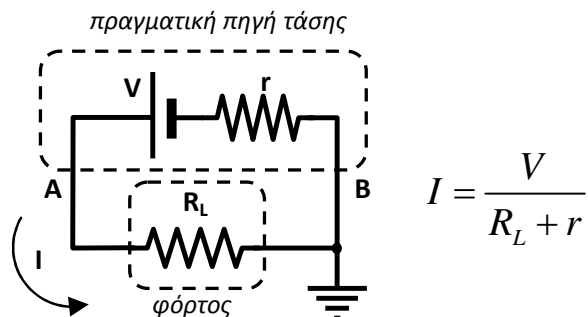


Σχήμα 1.24: Ιδανική πηγή τάσης

Τα συνηθέστερα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για πηγές τάσης φαίνονται στο Σχήμα 1.25.



Σχήμα 1.25: Σύμβολα πηγών τάσης



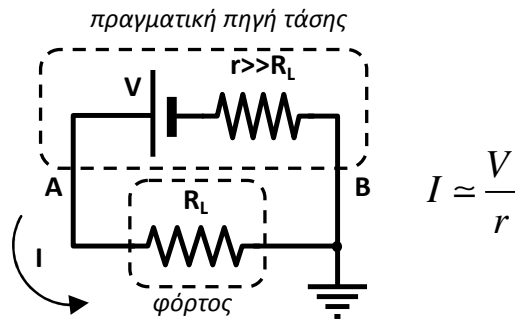
Σχήμα 1.26: Μια «κακή» πηγή ρεύματος

1.16.2 Πηγές ρεύματος

Για το κύκλωμα του Σχήματος 1.26 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

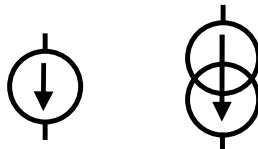
ζητούμενο, τότε η πραγματική πηγή τάσης του Σχήματος 1.26 αποτελεί μια «κακή» πηγή ρεύματος.

Αν τα στοιχεία του κυκλώματος του Σχήματος 1.26 επιλεγούν κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 1.27, εάν δηλαδή η τιμή της εσωτερικής αντίστασης της πραγματικής πηγής τάσης 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**.



Σχήμα 1.27: Απλή πηγή ρεύματος

Τα συνηθέστερα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τις πηγές ρεύματος φαίνονται στο Σχήμα 1.28, όπου το βέλος δείχνει τη φορά του παρεχόμενου ρεύματος.



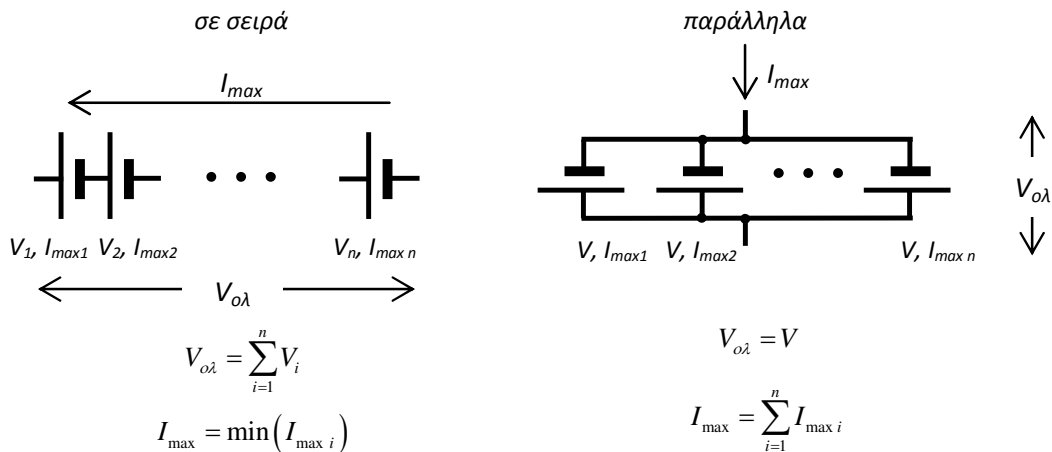
Σχήμα 1.28: Σύμβολα πηγών ρεύματος

1.16.3 Σύνδεση πηγών τάσης σε σειρά και παράλληλα

Όπως είδαμε, η συνθήκη υπό την οποία μια πηγή τάσης προσεγγίζει την ιδανική είναι $r \ll R_L$, όπου r η εσωτερική της αντίσταση και R_L η αντίσταση φόρτου. Γίνεται φανερό πως όσο η αντίσταση φόρτου μικραίνει (και άρα το ρεύμα που αποδίδει η πηγή μεγαλώνει), η συνθήκη αυτή αναιρείται και η πηγή απομακρύνεται από τη συμπεριφορά της ιδανικής. Επομένως, ένα χαρακτηριστικό μέγεθος κάθε πηγής τάσης είναι το **μέγιστο ρεύμα** $I_{\max}$ που μπορεί αυτή να αποδώσει. Στην περίπτωση των **τροφοδοτικών** (των συσκευών εκείνων που λειτουργούν ως πηγές τάσης), η τιμή του μέγιστου ρεύματος δίνεται από τον κατασκευαστή.

Έστω η σύνδεση σε σειρά των πηγών τάσης με τιμές ονομαστικής τάσης και μέγιστου ρεύματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.29. Η ολική ονομαστική τάση $V_{ολ}$ στα άκρα του συστήματος θα είναι ίση με το άθροισμα των επιμέρους τάσεων. Προκειμένου το σύστημα να λειτουργεί αξιόπιστα, το ρεύμα που το διαπερνά δεν θα πρέπει να υπερβαίνει την μικρότερη των τιμών I_{max} των επιμέρους πηγών.

Στην περίπτωση της παράλληλης σύνδεσης όμοιων, ως προς την ονομαστική τους τάση, πηγών (βλπ Σχήμα 1.29) η ολική τάση θα ταυτίζεται με την κοινή ονομαστική τάση των επιμέρους, ενώ το μέγιστο ρεύμα θα είναι ίσο με το άθροισμα των μέγιστων ρευμάτων καθεμιάς πηγής. Ας σημειωθεί εδώ πως η παράλληλη σύνδεση ιδανικών πηγών τάσης διαφορετικής τιμής δεν είναι επιτρεπτή μιας και η τάση στα άκρα του συστήματος επιβάλλεται να είναι κοινή, ενώ η όμοια σύνδεση πραγματικών πηγών στερείται πρακτικής σκοπιμότητας.

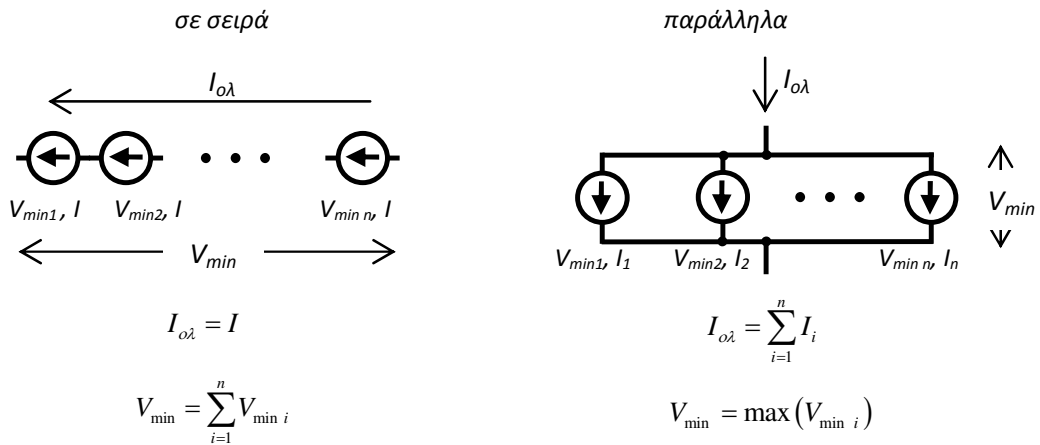


Σχήμα 1.29: Σύνδεση πηγών τάσης σε σειρά και παράλληλα

1.16.4 Σύνδεση πηγών ρεύματος σε σειρά και παράλληλα

Για την απλή πηγή ρεύματος του Σχήματος 1.27 η συνθήκη υπό την οποία αυτή προσεγγίζει την ιδανική είναι $r \gg R_L$, όπου r η εσωτερική της αντίσταση και R_L η αντίσταση φόρτου. Γίνεται φανερό πως όσο η αντίσταση φόρτου μεγαλώνει (και άρα η τάση που αποδίδει η πηγή μικραίνει), η συνθήκη αυτή αναιρείται και η πηγή απομακρύνεται από τη συμπεριφορά της ιδανικής. Επομένως, ένα χαρακτηριστικό μέγεθος κάθε πηγής ρεύματος είναι η **ελάχιστη τάση** V_{min} για την οποία αυτή λειτουργεί ορθά.

Ακολουθώντας συλλογισμούς παρόμοιους με αυτούς της προηγούμενης παραγράφου, μπορούμε να καταλήξουμε στα συμπεράσματα που συνοψίζονται στο Σχήμα 1.30.

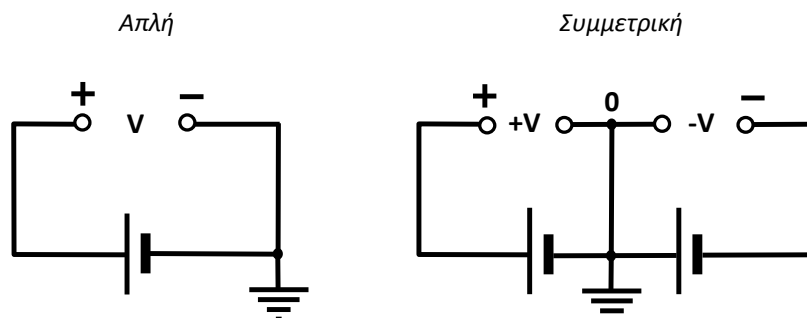


Σχήμα 1.30: Σύνδεση πηγών ρεύματος σε σειρά και παράλληλα

1.17 ΠΗΓΕΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ

Τα ηλεκτρονικά κυκλώματα, αν και είναι δυνατόν να διαχειρίζονται μεταβαλλόμενα σήματα, απαιτούν συνήθως και έναν αριθμό σταθερών τάσεων προκειμένου να λειτουργήσουν. Οι τάσεις που είναι απαραίτητες για τη λειτουργία ενός κυκλώματος ονομάζονται **τάσεις τροφοδοσίας**. Σε πολλά κυκλώματα μια **απλή τάση τροφοδοσίας**, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.31, είναι αρκετή. Άλλα απαιτούν δύο τάσεις τροφοδοσίας ίσες κατ' απόλυτη τιμή αλλά με διαφορετικά πρόσημα. Στην περίπτωση αυτή η τροφοδοσία ονομάζεται **συμμετρική**.

Στο Σχήμα 1.31 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο μπορούμε να τροφοδοτήσουμε συμμετρικά ένα κύκλωμα, συνδέοντας κατάλληλα δύο όμοιες πηγές τάσης.



Σχήμα 1.31: Συνήθεις τρόποι τροφοδοσίας

Οι συσκευές που παρέχουν τις τάσεις που είναι απαραίτητες για την τροφοδοσία των κυκλωμάτων ονομάζονται **τροφοδοτικά**. Τους συνηθέστερους τύπους τροφοδοτικών θα δούμε σε επόμενη παράγραφο.

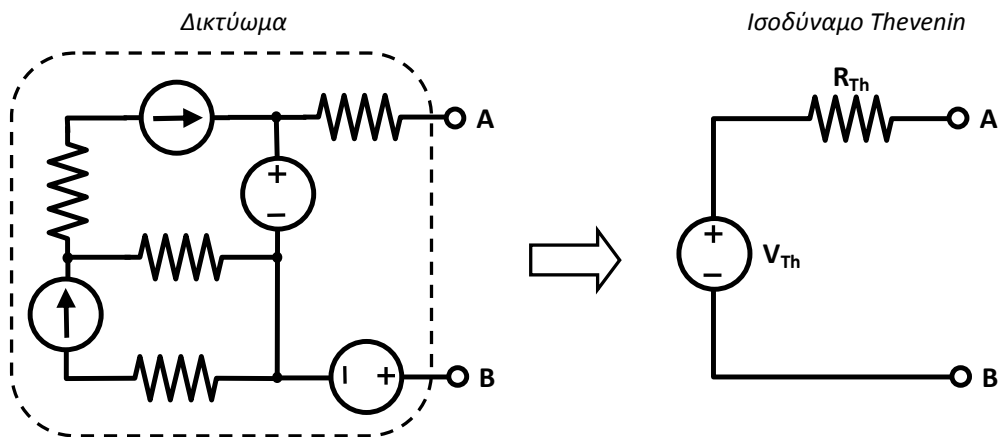
1.18 ΘΕΩΡΗΜΑΤΑ THEVENIN - NORTON

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

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

1.18.1 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 1.32.



Σχήμα 1.32: Θεώρημα Thevenin

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 ως εξής:

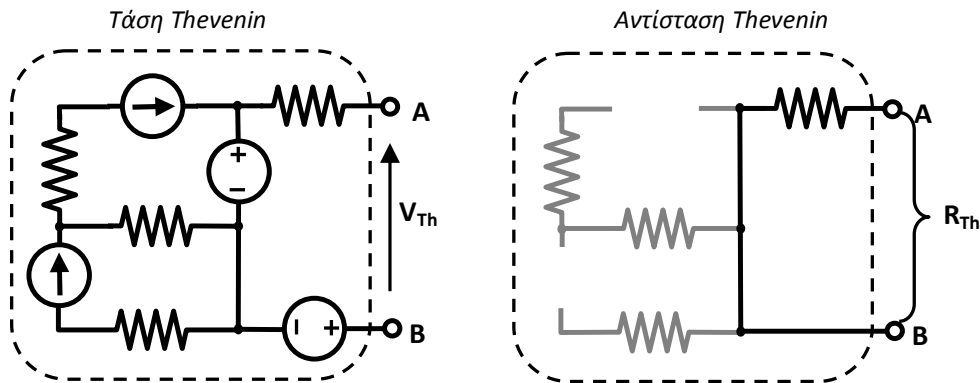
- Βραχυκυκλώνουμε όλες τις πηγές τάσης, ανοικτοκυκλώνουμε όλες τις πηγές ρεύματος, και υπολογίζουμε την αντίσταση μεταξύ των

ακροδεκτών A και B. Η αντίσταση που θα προκύψει είναι η αντίσταση Thevenin.

Βραχυκυκλώνοντας δύο σημεία τα αναγκάζουμε να βρεθούν στο ίδιο δυναμικό. Αυτό μπορεί να γίνει διασυνδέοντάς τα μέσω αγωγού μηδενικής αντίστασης.

Ανοικτοκυκλώνοντας ένα στοιχείο αναγκάζουμε το ρεύμα που το διαρρέει να μηδενισθεί.

Η διαδικασία που περιγράψαμε πιο πάνω απεικονίζεται στο Σχήμα 1.33.



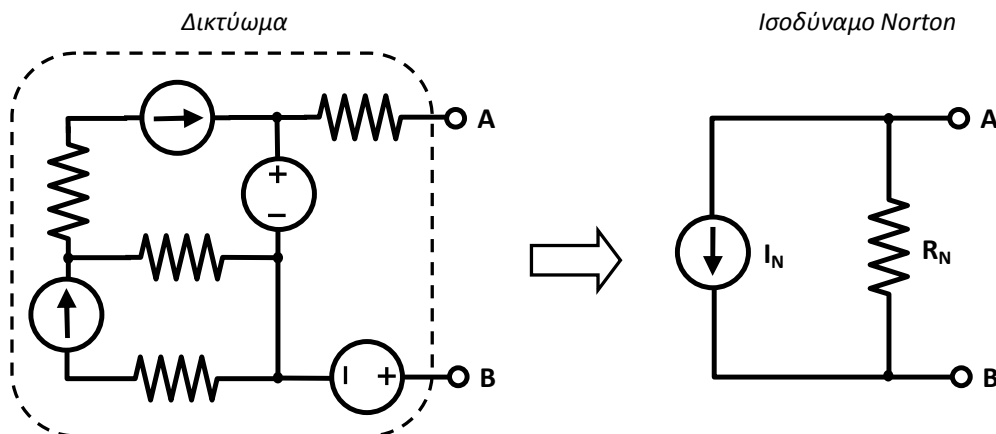
Σχήμα 1.33: Τάση και αντίσταση Thevenin

1.18.2 Θεώρημα Norton

Κάθε δικτύωμα 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 1.34.

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

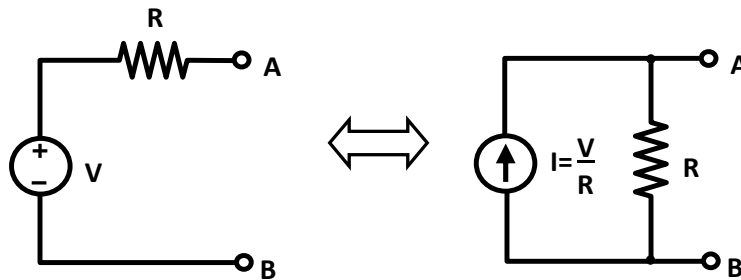
Η τιμή της αντίστασης ονομάζεται **αντίσταση Norton** (R_N) και ταυτίζεται με την αντίσταση Thevenin.



Σχήμα 1.34: Θεώρημα Norton

1.18.3 Διαικότητα των θεωρημάτων Thevenin και Norton

Είναι εύκολο να αποδείξουμε ότι τα δικτυώματα του Σχήματος 1.35 είναι **ισοδύναμα**. (Δύο δικτυώματα ονομάζονται ισοδύναμα αν για κάθε τιμή φόρτου το ρεύμα που τον διαρρέει και η τάση στα άκρα του φόρτου ταυτίζονται, αντίστοιχα, και για τις δύο περιπτώσεις). Στην ισοδυναμία αυτή οφείλεται η **διαικότητα**, δηλαδή η συγγένεια μεταξύ των θεωρημάτων Thevenin και Norton.



Σχήμα 1.35: Διαικότητα θεωρημάτων Thevenin-Norton

1.19 ΕΝΙΣΧΥΣΗ – ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ - DECIBELS

1.19.1 Ενίσχυση και Εξασθένηση

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 **εξασθένηση**. Στην περίπτωση της τεχνητής εξασθένησης, οι συσκευές που την πραγματοποιούν ονομάζονται **εξασθενητές**.

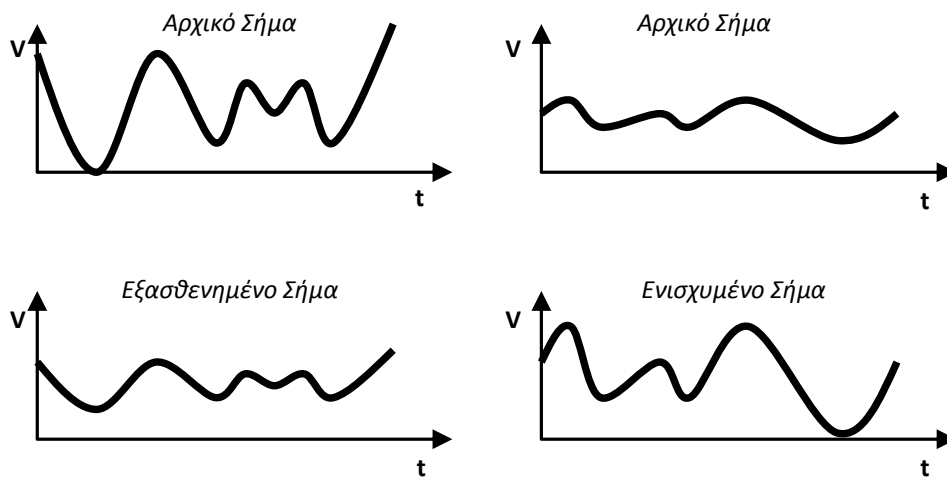
Επίσης, πολλές φορές είναι επιθυμητή η αύξηση του πλάτους ενός σήματος, ιδιαίτερα αν αυτό είναι ασθενές. Η διεργασία μέσω της οποίας αυξάνεται το πλάτος ενός σήματος ονομάζεται **ενίσχυση**, και οι συσκευές που την πραγματοποιούν ονομάζονται **ενισχυτές**.

Παραδείγματα εξασθένησης και ενίσχυσης σημάτων φαίνονται στο Σχήμα 1.36.

Η σταθερή εξασθένηση ενός σήματος συνίσταται, από μαθηματικής άποψης, στην διαίρεση των τιμών πλάτους του με μία σταθερή αδιάστατη ποσότητα, που ονομάζεται **συντελεστής εξασθένησης (A)**.

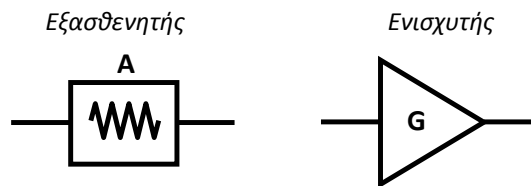
Αντίστοιχα, η σταθερή ενίσχυση ενός σήματος ισοδυναμεί με τον πολλαπλασιασμό των τιμών πλάτους του με έναν **συντελεστή ενίσχυσης ή απολαβή (G)**.

Ανάλογα με το χαρακτηριστικό μέγεθος του σήματος στο οποίο αναφερόμαστε, μιλάμε για ενίσχυση της ισχύος, της τάσης, ή του ρεύματος. Το ίδιο συμβαίνει και με την εξασθένηση.



Σχήμα 1.36: Ενίσχυση – εξασθένηση σημάτων

Τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τους εξασθενητές και τους ενισχυτές φαίνονται στο Σχήμα 1.37. Όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό, πολλές φορές οι συντελεστές ενίσχυσης και εξασθένησης αναγράφονται μαζί με το αντίστοιχο σύμβολο.



Σχήμα 1.37: Σύμβολα εξασθενητή - ενισχυτή

Συχνά, ιδιαίτερα στις τηλεπικοινωνίες, οι συντελεστές εξασθένησης είναι εξαιρετικά μεγάλοι αριθμοί: Η εξασθένηση ενός τηλεπικοινωνιακού σήματος το οποίο διατρέχει ένα καλώδιο που συνδέει δύο πόλεις είναι πολύ μεγάλη, και άρα μεγάλος θα είναι και ο αντίστοιχος συντελεστής. Ένα πολύ εξασθενημένο σήμα σαν το προηγούμενο, προκειμένου να επανέλθει στα αρχικά επίπεδα πλάτους του, θα πρέπει να υποστεί ενίσχυση κατά συντελεστή αντίστοιχα μεγάλο.

1.19.2 Bel και decibel

Ένας βολικός τρόπος για να εργαζόμαστε με τους συντελεστές εξασθένησης ή ενίσχυσης 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:

$$x|_B = \log_{10} x. \quad (1.9)$$

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

$$x|_{dB} = 10 \log_{10} x. \quad (1.10)$$

Εύκολα προκύπτουν οι αντίστροφες σχέσεις μετατροπής:

$$x = 10^{x|_B}, \quad (1.11)$$

και

$$x = 10^{\frac{x|_{dB}}{10}}. \quad (1.12)$$

Αν ο αριθμός x αντιστοιχεί σε απολαβή ισχύος:

$$x = \frac{P_{out}}{P_{in}}, \quad (1.13)$$

και λάβουμε, επιπλέον, υπόψη μας πως η ισχύς είναι ανάλογη του τετραγώνου της τάσης ή της έντασης του ρεύματος (π.χ. σε ένα απλό ηλεκτρικό κύκλωμα με μια πηγή σήματος και μία ωμική αντίσταση ισχύει $P=I^2R$ και $P=V^2/R$), τότε έχουμε:

$$\left. \begin{aligned} x_P &= \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}^2}{V_{in}^2} = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)^2 = x_V^2 \\ x_P &= \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_{out}^2}{I_{in}^2} = \left(\frac{I_{out}}{I_{in}} \right)^2 = x_I^2 \end{aligned} \right\} \xRightarrow{dB} \begin{cases} x_P|_{dB} = 2 x_V|_{dB} \\ x_P|_{dB} = 2 x_I|_{dB} \end{cases} \quad (1.14)$$

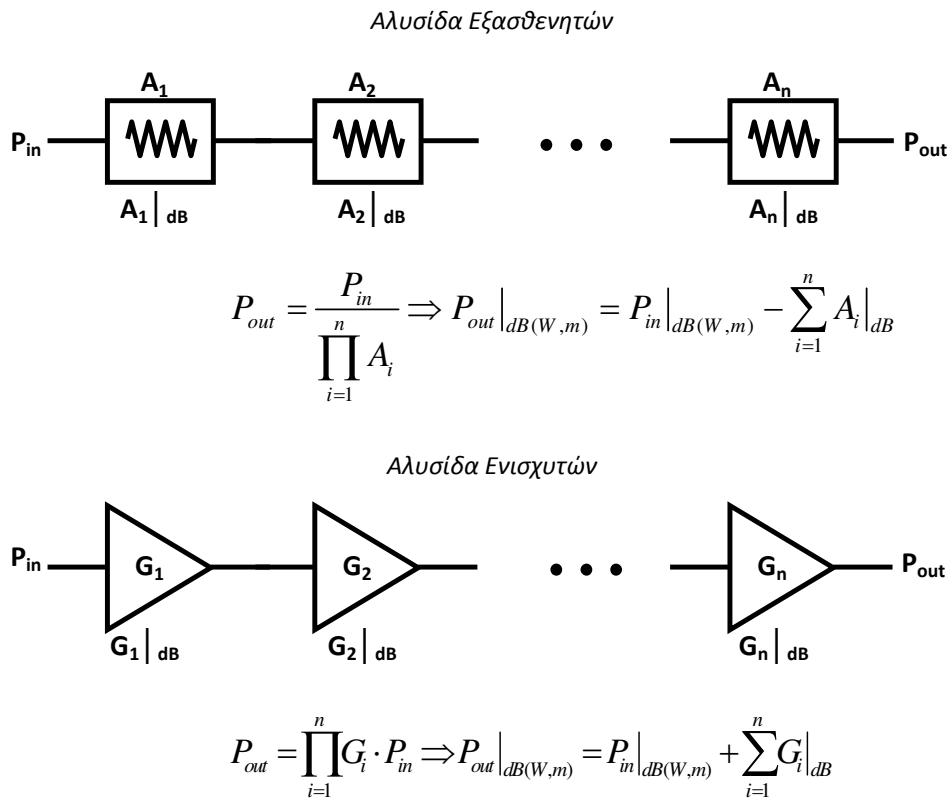
Επειδή στην πράξη εργαζόμαστε με την ισχύ του σήματος, οι σχέσεις (1.9) έως (1.12) εφαρμόζονται για τους συντελεστές εξασθένησης ή ενίσχυσης ισχύος. Εάν είναι διαθέσιμα στοιχεία για την τάση ή το ρεύμα, οι σχέσεις (1.10) και (1.12), λαμβάνοντας υπόψη την (1.14), γράφονται ως εξής:

$$x_P|_{dB} = 20 \log_{10} x_{V,I} \quad (1.15)$$

$$x_{V,I} = 10^{\frac{x_P|_{dB}}{20}}. \quad (1.16)$$

1.19.3 Αλυσίδες εξασθενητών - ενισχυτών

Σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα συνήθως συνυπάρχουν πολλές διαδοχικές βαθμίδες στις οποίες συμβαίνει εξασθένηση ή/και ενίσχυση, οπότε έχουμε αλυσίδες εξασθένησης ή ενίσχυσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.38.



Σχήμα 1.38: Αλυσίδες εξασθενητών - ενισχυτών

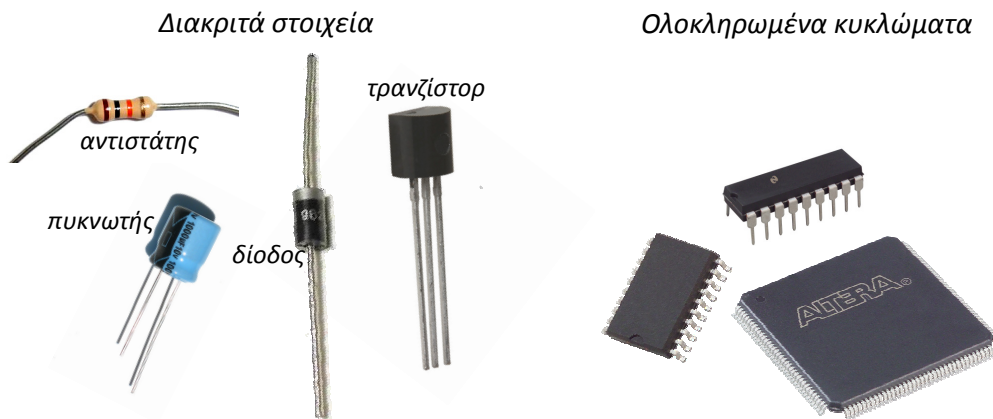
Σε μια τέτοια αλυσίδα ο συνολικός συντελεστής εξασθένησης ή ενίσχυσης είναι ίσος με το γινόμενο των επιμέρους συντελεστών κάθε βαθμίδας. Αν δουλεύουμε με decibels, εξαιτίας των ιδιοτήτων των λογαρίθμων, οι πράξεις του πολλαπλασιασμού και της διαίρεσης αντιστοιχούν στις πράξεις της πρόσθεσης και της αφαίρεσης, αντίστοιχα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.38. Στην περίπτωση αυτή, οι τιμές ισχύος εισόδου και εξόδου θα πρέπει να μετατρέπονται επίσης σε decibels, με τη βοήθεια της (1.10). Η μετατροπή αυτή γίνεται με βάση την αριθμητική τιμή της ισχύος, ενώ η αντίστοιχη μονάδα μέτρησης δηλώνεται μαζί με το σύμβολο dB. Συγκεκριμένα,

το σύμβολο **dBW** υποδηλώνει αριθμητική τιμή ισχύος σε μονάδες W (Watt), ενώ το σύμβολο **dBm** υπονοεί μετατροπή σε dB από mW.

1.20 ΒΑΣΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ

Στην παράγραφο αυτή θα περιγράψουμε περιληπτικά μερικά από τα πιο απλά εξαρτήματα που χρησιμοποιούνται στη σχεδίαση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Άλλα θα τα μελετήσουμε διεξοδικά σε επόμενα κεφάλαια.

Ηλεκτρονικά εξαρτήματα ονομάζουμε τα βασικά δομικά στοιχεία ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος. Τέτοια είναι οι αντιστάτες, οι πυκνωτές, τα πηνία, οι δίοδοι, τα τρανζίστορ κ.λπ. Τα ηλεκτρονικά εξαρτήματα τα οποία περιέχονται αυτόνομα σε μια συσκευασία ονομάζονται **διακριτά**. Αντίθετα, αν περιέχονται μαζί με άλλα στοιχεία στην ίδια συσκευασία ονομάζονται **ολοκληρωμένα** και αποτελούν ένα **ολοκληρωμένο κύκλωμα** (Integrated Circuit – IC).



Σχήμα 1.39: Διακριτά στοιχεία – ολοκληρωμένα κυκλώματα

Στο Σχήμα 1.39 παρουσιάζονται τυπικά διακριτά στοιχεία και ολοκληρωμένα κυκλώματα.

Τα ηλεκτρονικά στοιχεία διακρίνονται σε **ενεργά** (active) και σε **παθητικά** (passive). Ως ενεργά χαρακτηρίζονται εκείνα τα οποία με κατάλληλη συνδεσμολογία μπορούν να επιτελέσουν τη λειτουργία της ενίσχυσης. Τα υπόλοιπα χαρακτηρίζονται ως παθητικά. Παράδειγμα ενεργού στοιχείου αποτελεί το τρανζίστορ, το οποίο θα μελετήσουμε σε επόμενο κεφάλαιο. Χαρακτηριστικό παθητικό στοιχείο είναι ο αντιστάτης.

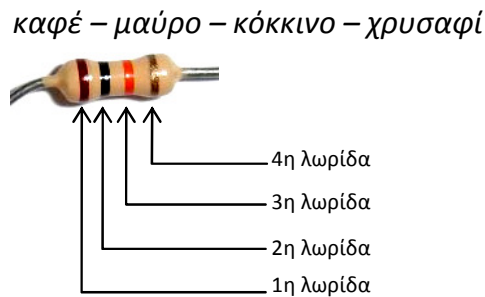
1.20.1 Ωμικοί Αντιστάτες

Οι ωμικοί αντιστάτες είναι στοιχεία με δύο αντιστρέψιμους (ισοδύναμους) ακροδέκτες τα οποία προβάλλουν αντίσταση στο ηλεκτρικό ρεύμα, υπακούοντας στον νόμο του Ohm.

Στη διακριτή τους μορφή η ανάγνωση της τιμής τους σε Ohm γίνεται συνήθως με τη βοήθεια του λεγόμενου **χρωματικού κώδικα**. Είναι ευκολότερο να κατανοήσουμε τη χρήση του χρωματικού κώδικα μέσω ενός παραδείγματος:

Έστω ο αντιστάτης του Σχήματος 1.40. Η λωρίδα με χρυσαφί ή ασημί χρώμα θεωρείται ως η 4η κατά σειρά (για την ακρίβεια των αντιστατών που θα χρησιμοποιούμε στο βιβλίο αυτό).

- Διαβάζουμε τα χρώματα των λωρίδων:



Σχήμα 1.40: Ανάγνωση χρωματικού κώδικα διακριτού αντιστάτη

Πίνακας 1.1: Χρωματικός κώδικας αντιστατών

ΧΡΩΜΑ	1η, 2η λωρίδα	3η λωρίδα (πολλαπλασιαστής)	4η λωρίδα (ανοχή)
Μαύρο	0	10^0	
Καφέ	1	10^1	$\pm 1\%$
Κόκκινο	2	10^2	$\pm 2\%$
Πορτοκαλί	3	10^3	
Κίτρινο	4	10^4	
Πράσινο	5	10^5	$\pm 0.5\%$
Μπλε	6	10^6	$\pm 0.25\%$
Μοβ	7	10^7	$\pm 0.1\%$
Γκρι	8	10^8	$\pm 0.05\%$
Λευκό	9	10^9	
Χρυσαφί		0.1	$\pm 5\%$
Ασημί		0.01	$\pm 10\%$
Κανένα			$\pm 20\%$

- Από τον Πίνακα 1.1 βρίσκουμε τα ψηφία που αντιστοιχούν στις δύο πρώτες λωρίδες:

καφέ $\rightarrow 1$
μαύρο $\rightarrow 0$

και τα γράφουμε διαδοχικά:

- Από τον Πίνακα 1.1 βρίσκουμε τον πολλαπλασιαστή που αντιστοιχεί στο χρώμα της τρίτης λωρίδας:

$$\text{κόκκινο} \rightarrow 10^2$$

και πολλαπλασιάζουμε με τον αριθμό που βρήκαμε στο προηγούμενο βήμα:

$$10 \times 10^2 = 1000$$

- Ο αριθμός που προκύπτει αντιστοιχεί στην ονομαστική τιμή της αντίστασης σε Ω , άρα για το συγκεκριμένο παράδειγμα έχουμε 1000Ω ή $1k\Omega$.
- Με βάση τον Πίνακα 1.1 βρίσκουμε την ανοχή από το χρώμα της 4ης λωρίδας:

$$\text{χρυσοφί} \rightarrow \pm 5\%$$

Η **ανοχή** στην τιμή ενός εξαρτήματος αντιστοιχεί στην μέγιστη απόκλιση της πραγματικής από την ονομαστική της τιμή και οφείλεται στις στατιστικές διακυμάνσεις που υπεισέρχονται στις διαδικασίες κατασκευής του εξαρτήματος.

Για την περίπτωση του προηγούμενου παραδείγματος, ανοχή $\pm 5\%$ σημαίνει πως η πραγματική τιμή της αντίστασης θα βρίσκεται στην περιοχή από 950Ω έως 1050Ω .

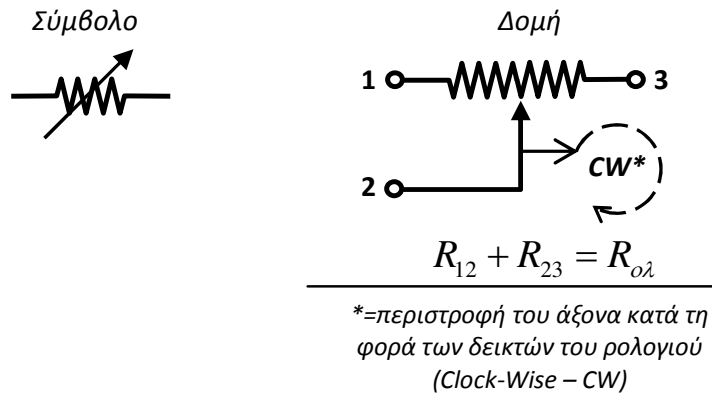
Η **μέγιστη ισχύς** την οποία μπορεί να απορροφήσει ένας αντιστάτης είναι περιορισμένη και εξαρτάται από την κατασκευή και το μέγεθός του. Ανάλογα με την τιμή της μέγιστης ισχύος διατίθενται στο εμπόριο αντιστάτες που αντέχουν ισχύ έως $0.25W$, $0.5W$, $1W$ κ.λπ. Όσο μεγαλύτερη είναι η μέγιστη ισχύς, τόσο μεγαλύτερες είναι και οι διαστάσεις του αντιστάτη, ώστε να διαχέεται η παραγόμενη θερμότητα χωρίς να καταστρέφεται το εξάρτημα.



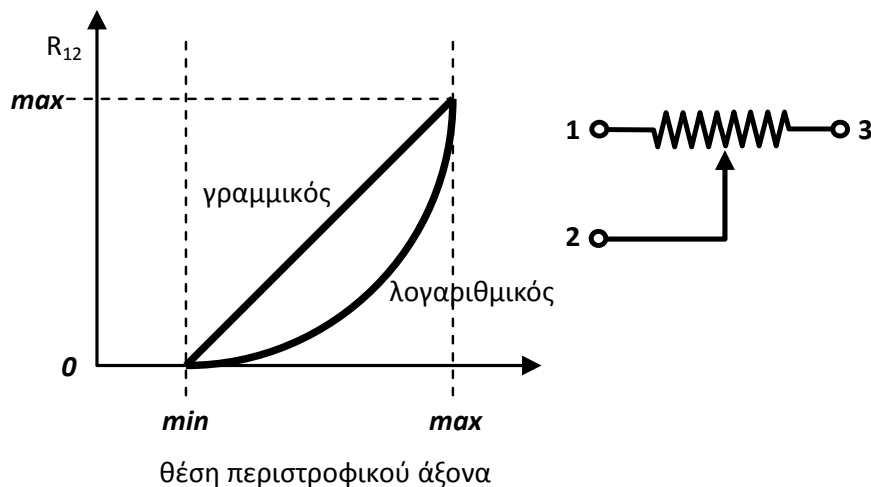
Σχήμα 1.41: Κοινοί τύποι μεταβλητών αντιστατών

Εκτός από τους αντιστάτες σταθερής τιμής, εξαιρετικά χρήσιμοι είναι και οι **μεταβλητοί αντιστάτες** (trimmers) που χρησιμοποιούνται για τη ρύθμιση της τιμής του ρεύματος (**ροοστάτες**) ή για το σχηματισμό διαιρετών τάσης (**ποτενσιόμετρα**). Στο Σχήμα 1.41 απεικονίζονται δύο από τις πιο τυπικές

μορφές μεταβλητών αντιστάτων του εμπορίου. Πρόκειται για στοιχεία τριών ακροδεκτών που διαθέτουν ειδική εγκοπή μέσω της οποίας ρυθμίζεται η θέση του κινητού τους άξονα, ώστε να επιτυγχάνεται η επιθυμητή τιμή της αντίστασης μεταξύ των ακροδεκτών 2 και 1 ή 3, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.42. Στο ίδιο σχήμα παρουσιάζεται και το κυκλωματικό σύμβολο του μεταβλητού αντιστάτη.



Σχήμα 1.42: Κυκλωματικό σύμβολο και δομή μεταβλητού αντιστάτη



Σχήμα 1.43: Μεταβολή των τιμών μεταβλητών αντιστάτων

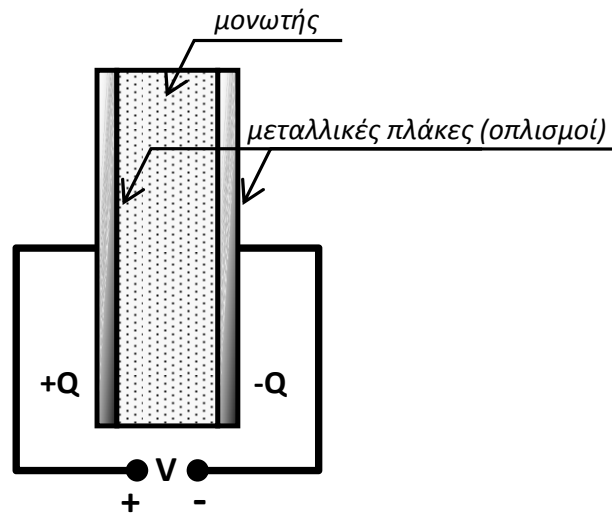
Η μέγιστη τιμή της αντίστασης ενός μεταβλητού αντιστάτη αναγράφεται συνήθως πάνω στο ίδιο το εξάρτημα.

Ανάλογα με τον τρόπο μεταβολής της τιμής τους οι μεταβλητοί αντιστάτες διακρίνονται σε **γραμμικούς** και σε **λογαριθμικούς**. Η σχέση μεταξύ της τιμής ενός μεταβλητού αντιστάτη και της θέσης του περιστροφικού του άξονα φαίνεται στο Σχήμα 1.43, για τους δύο προαναφερθέντες τύπους. Η επιλογή μεταξύ των δύο τύπων γίνεται με βάση τις σχεδιαστικές ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής.

1.20.2 Πυκνωτές

Οι πυκνωτές είναι, με απλά λόγια, στοιχεία τα οποία αποθηκεύουν προσωρινά ηλεκτρικό φορτίο, άρα και ηλεκτρική ενέργεια. Πρόκειται για στοιχεία με δύο αντιστρέψιμους (ισοδύναμους) ακροδέκτες. Μόνο στην περίπτωση των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών οι ακροδέκτες διαθέτουν πολικότητα (+/-).

Στην απλούστερή του μορφή ένας πυκνωτής έχει τη δομή που φαίνεται στο Σχήμα 1.44.



Σχήμα 1.44: Δομή απλού πυκνωτή

Αποτελείται από δύο παράλληλες αγώγιμες (μεταλλικές) πλάκες σε μικρή απόσταση μεταξύ τους που ονομάζονται **οπλισμοί** του πυκνωτή. Ανάμεσα στους οπλισμούς παρεμβάλλεται μονωτικό (**διηλεκτρικό**) υλικό.

Αν στους ακροδέκτες ενός πυκνωτή εφαρμόσουμε τάση V , όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.44, ηλεκτρόνια από τον αρνητικό ακροδέκτη της πηγής τάσης θα διαχυθούν προς τον αντίστοιχο οπλισμό. Επιπλέον, ηλεκτρόνια από τον απέναντι οπλισμό θα κινηθούν προς τον θετικό ακροδέκτη, εξαιτίας της έλξης τους προς αυτόν και της άπωσης από τα ηλεκτρόνια της αρνητικής πλάκας. Το φαινόμενο θα έρθει στην **σταθερή κατάσταση** όταν η διάχυση των ηλεκτρονίων εξαιτίας της εξωτερικά εφαρμοζόμενης τάσης εξισορροπηθεί με την άπωση των ηλεκτρονίων στον ίδιο τον οπλισμό. Στην σταθερή κατάσταση η **φόρτιση** του πυκνωτή έχει ολοκληρωθεί. Η τάση στα άκρα του έχει εξισωθεί με την εξωτερική τάση V και σε κάθε οπλισμό του έχει αποθηκευθεί φορτίο Q . Η τιμή του φορτίου Q για ορισμένη τάση V εξαρτάται από την κατασκευή του πυκνωτή και συγκεκριμένα από τη **χωρητικότητά** του, που ορίζεται από τη σχέση:

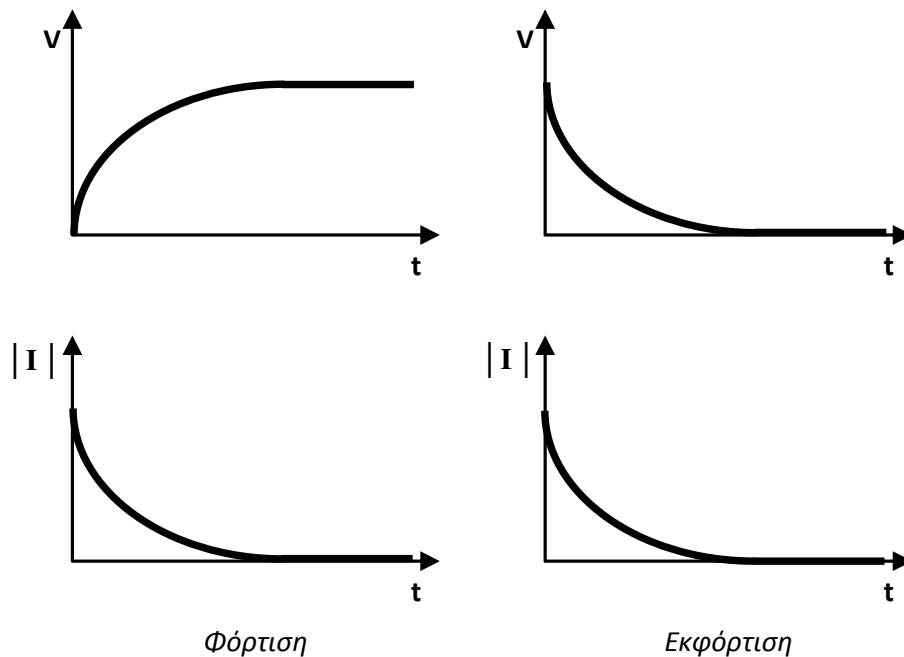
$$C = \frac{Q}{V}, \quad (1.17)$$

και έχει μονάδα μέτρησης το **Farad (F)**.

Η αντίστοιχη ενέργεια που αποθηκεύεται στον πυκνωτή δίνεται από τη σχέση:

$$E = \frac{1}{2} CV^2. \quad (1.18)$$

Οι καμπύλες που περιγράφουν το φαινόμενο της φόρτισης ενός πυκνωτή φαίνονται στο Σχήμα 1.45.



Σχήμα 1.45: Καμπύλες φόρτισης – εκφόρτισης πυκνωτή

Από τις καμπύλες αυτές παρατηρούμε πως όσο η τάση στα άκρα του πυκνωτή δεν είναι σταθερή (όσο, δηλαδή, διαρκεί η φόρτιση) ρέει ρεύμα προς τον πυκνωτή, παρόλη την ύπαρξη του μονωτή μεταξύ των οπλισμών. Στην σταθερή κατάσταση (όταν η τάση στα άκρα του πυκνωτή είναι σταθερή), το ρεύμα που ρέει προς τον πυκνωτή μηδενίζεται. Άρα μπορούμε να καταλήξουμε στα εξής πολύ σημαντικά συμπεράσματα:

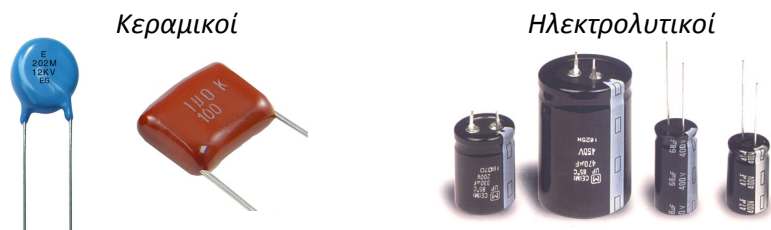
Όταν η τάση στα άκρα ενός πυκνωτή είναι σταθερή, το ρεύμα που τον διαρρέει είναι μηδενικό. Άρα ο πυκνωτής έχει άπειρη αντίσταση για σταθερές τάσεις.

Όταν η τάση στα άκρα ενός πυκνωτή είναι μεταβαλλόμενη, το ρεύμα που τον διαρρέει δεν είναι μηδενικό. Άρα ο πυκνωτής έχει πεπερασμένη αντίσταση για μεταβαλλόμενες τάσεις.

Με την κατάργηση (απομάκρυνση) της τάσης φόρτισης ο πυκνωτής διατηρεί το φορτίο του. Αν βραχυκυκλώσουμε τους ακροδέκτες ενός φορτισμένου πυκνωτή, τα ηλεκτρόνια που είναι συσσωρευμένα στον αρνητικό του οπλισμό θα κινηθούν, λόγω διάχυσης, προς τον θετικό. Έτσι, τα φορτία των δύο οπλισμών θα αλληλοεξουδετερωθούν. Στην σταθερή κατάσταση το φορτίο του πυκνωτή θα έχει μηδενισθεί. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται **εκφόρτιση** του πυκνωτή. Οι καμπύλες εκφόρτισης ενός πυκνωτή φαίνονται στο Σχήμα 1.45 και ισχύουν τα ίδια συμπεράσματα στα οποία καταλήξαμε και για την περίπτωση της φόρτισης.

Να σημειωθεί ότι τόσο για την περίπτωση της φόρτισης, όσο και για την περίπτωση της εκφόρτισης θεωρήσαμε μη μηδενική την αντίσταση των αγωγών μέσω των οποίων ρέει το ηλεκτρικό ρεύμα. Για το λόγο αυτό οι τιμές των ρευμάτων στο Σχήμα 1.45 είναι πεπερασμένες.

Οι συνηθέστεροι τύποι διακριτών πυκνωτών παρουσιάζονται στο Σχήμα 1.46. Πρόκειται για τους **κεραμικούς** πυκνωτές και τους **ηλεκτρολυτικούς**. Η αρχή λειτουργίας διαφέρει για κάθε τύπο. Οι κεραμικοί πυκνωτές δεν έχουν πολικότητα. Το αντίθετο ισχύει για τους ηλεκτρολυτικούς, για τους οποίους απαιτείται σύνδεση με τη σωστή πολικότητα, αλλιώς θα καταστραφούν. Στους πυκνωτές αυτού του τύπου, ο ακροδέκτης με το μεγαλύτερο μήκος είναι ο θετικός, ο δε αρνητικός ακροδέκτης σημειώνεται με μια ευδιάκριτη ταινία ασημί ή μαύρου χρώματος πάνω στο σώμα του εξαρτήματος.



Σχήμα 1.46: Συνήθεις τύποι πυκνωτών σταθερής χωρητικότητας

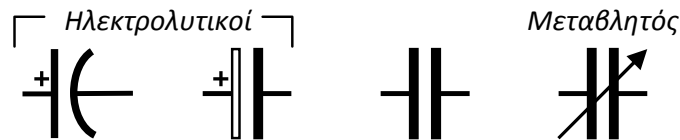
Επίσης, είναι διαθέσιμοι πυκνωτές ρυθμιζόμενης χωρητικότητας που ονομάζονται **μεταβλητοί**, σαν αυτούς που απεικονίζονται στο Σχήμα 1.47.

Τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για την αναπαράσταση των πυκνωτών σε ένα κυκλωματικό διάγραμμα φαίνονται στο Σχήμα 1.48.

Η τιμή της χωρητικότητας ενός διακριτού πυκνωτή αναγράφεται πάνω στο σώμα του εξαρτήματος είτε με αριθμητικούς χαρακτήρες, είτε με τη βοήθεια χρωματικού κώδικα, παρόμοιου με αυτόν που χρησιμοποιείται στους αντιστάτες.



Σχήμα 1.47: Συνήθεις τύποι μεταβλητών πυκνωτών



Σχήμα 1.48: Συνήθη σύμβολα πυκνωτών

Εκτός από τη χωρητικότητα, ένα άλλο χαρακτηριστικό μέγεθος ενός πυκνωτή είναι η **τάση κατάρρευσης** (καταστροφής). Οι πυκνωτές, ιδιαίτερα οι ηλεκτρολυτικοί, καταστρέφονται όταν η τάση στα άκρα τους ξεπεράσει την τιμή της τάσης κατάρρευσής τους (ακόμα και εάν είναι σωστά πολωμένοι). Αυτό συμβαίνει επειδή το διηλεκτρικό υλικό μεταξύ των οπλισμών «διασπάται» σε μεγάλες τιμές τάσης. Η τάση κατάρρευσης των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών αναγράφεται πάνω στο σώμα του εξαρτήματος, μαζί με την τιμή της χωρητικότητας (π.χ. 10μF/25V). Όσο μεγαλύτερη είναι η τάση κατάρρευσης, τόσο μεγαλύτερες είναι και οι διαστάσεις του πυκνωτή. Το ίδιο ισχύει και για τη χωρητικότητα.

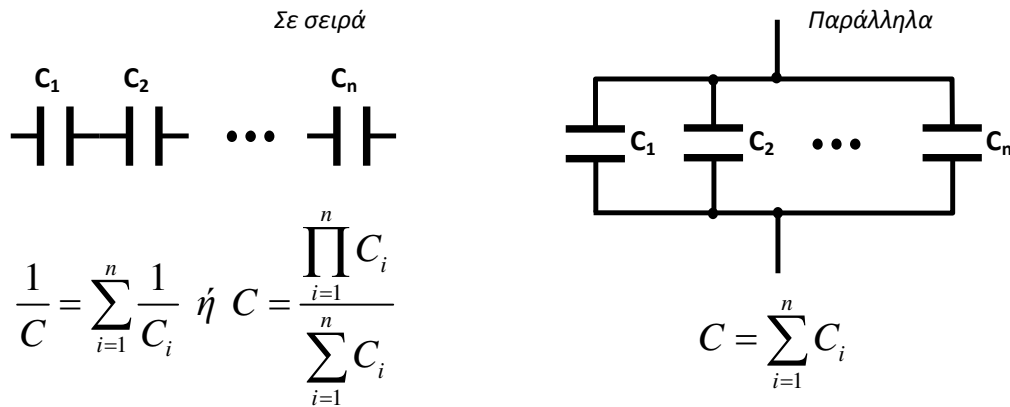
Αποδεικνύεται πως η ολική χωρητικότητα συστήματος πυκνωτών συνδεδεμένων σε σειρά και παράλληλα δίνεται από τις εξισώσεις που φαίνονται στο Σχήμα 1.49. Αξίζει να παρατηρήσουμε πως η μορφή των εξισώσεων είναι παρόμοια με εκείνη για συστήματα αντιστατών κατά ανάστροφο τρόπο: Η εξίσωση που δίνει την ολική αντίσταση αντιστατών συνδεδεμένων σε σειρά είναι παρόμοια με αυτήν που δίνει την ολική χωρητικότητα πυκνωτών συνδεδεμένων παράλληλα, και αντίστροφα.

Όπως ήδη αναφέραμε, η αντίσταση ενός πυκνωτή στο μεταβαλλόμενο ρεύμα είναι πεπερασμένη. Για την περίπτωση **αρμονικού** ρεύματος της μορφής:

$$I = I_0 \sin \omega t, \quad (1.19)$$

(όπου I_0 το πλάτος του ρεύματος και ω η κυκλική του συχνότητα) αποδεικνύεται πως η αντίσταση R_C του πυκνωτή εξαρτάται από τη χωρητικότητα C και την κυκλική συχνότητα ω σύμφωνα με τη σχέση:

$$R_C = \frac{1}{C\omega}. \quad (1.20)$$



Σχήμα 1.49: Ολική χωρητικότητα πυκνωτών σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα

Μια πολύ σημαντική παρατήρηση, που μπορεί να αποδειχθεί θεωρητικά και να επιβεβαιωθεί πειραματικά, συνίσταται στο εξής:

Αν διαβιβάσουμε ένα αρμονικά μεταβαλλόμενο ρεύμα μέσα από έναν πυκνωτή, τότε η τάση στα άκρα του πυκνωτή είναι επίσης αρμονική αλλά καθυστερεί ως προς το ρεύμα κατά ένα τέταρτο της περιόδου του (**$T/4$**), εμφανίζοντας δηλαδή διαφορά φάσης ίση με **$-\pi/2$** .

Επομένως, σε αντίθεση με ό,τι συμβαίνει στην περίπτωση ενός ωμικού αντιστάτη, όπου το ρεύμα και η τάση βρίσκονται σε φάση (παίρνουν δηλαδή ταυτόχρονα τις μέγιστες και τις ελάχιστες τιμές τους) σύμφωνα με το Σχήμα 1.50, σε έναν πυκνωτή τα δύο αυτά μεγέθη βρίσκονται σε διαφορά φάσης ίσης με $-\pi/2$, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.51.

Η τιμή της αντίστασης R_C όπως προκύπτει από τη σχέση (1.20) μπορεί να δώσει την τιμή του πλάτους V_0 της τάσης στα άκρα ενός πυκνωτή με βάση τον νόμο του Ohm:

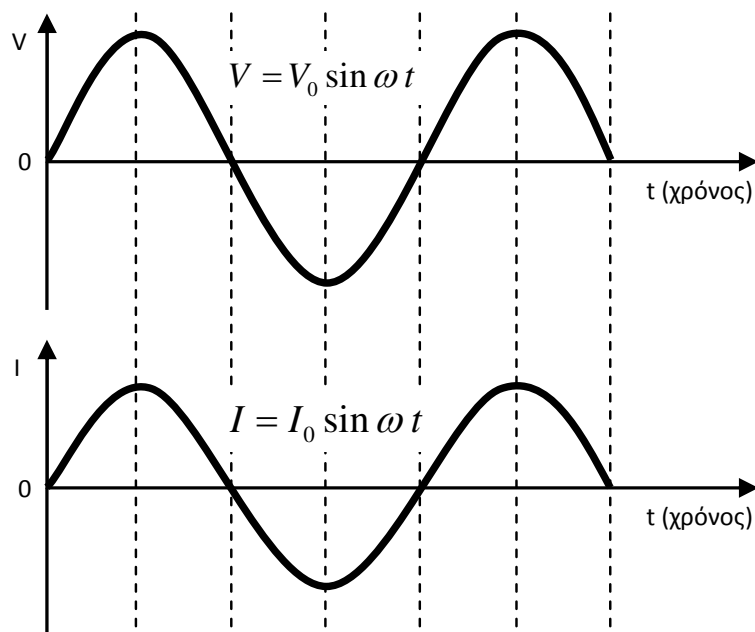
$$V_0 = I_0 R_C = \frac{I_0}{C\omega}, \quad (1.21)$$

αλλά δεν είναι ικανή να περιγράψει τη διαφορά φάσης που εισάγει ο πυκνωτής.

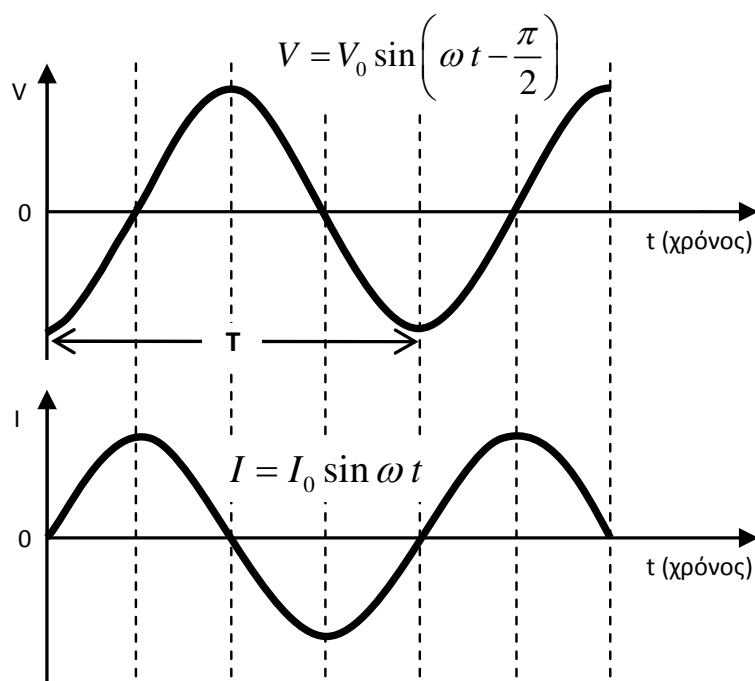
Ένας πρακτικός τρόπος για την ενσωμάτωση της πληροφορίας που αφορά τη φάση ενός αρμονικά μεταβαλλόμενου μεγέθους είναι η χρήση **στρεφόμενων διανυσμάτων (φασόρων)**.

Έστω ένα αρμονικό μέγεθος z της μορφής:

$$z = z_0 \sin(\omega t + \phi_0), \quad (1.22)$$



Σχήμα 1.50: Σχέση τάσης – ρεύματος σε ωμικό αντιστάτη



Σχήμα 1.51: Σχέση τάσης – ρεύματος σε πυκνωτή

όπου z_0 το πλάτος, ω η κυκλική συχνότητα (σε rad/s) και φ_0 η **αρχική φάση**.

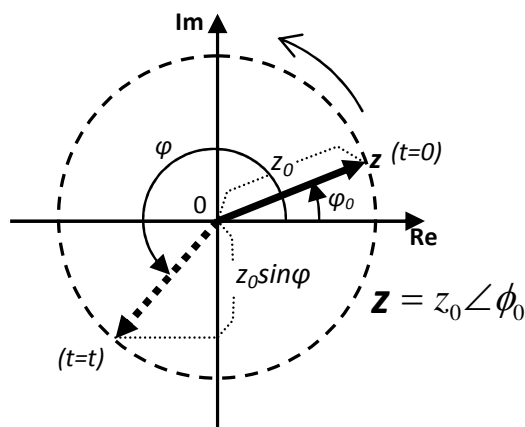
Η μεταβολή του μεγέθους z μπορεί να περιγραφεί με τη βοήθεια ενός διανύσματος μήκους z_0 το οποίο τη χρονική στιγμή $t=0$ σχηματίζει γωνία φ_0 με τον οριζόντιο άξονα του συστήματος αξόνων του Σχήματος 1.52. Το διάνυσμα

αυτό ($\mathbf{z}$) στρέφεται με φορά αντίρροπη της φοράς των δεικτών ενός ρολογιού γύρω από το ένα του άκρο, το οποίο είναι στερεωμένο μόνιμα στην αρχή των αξόνων. Η προβολή του διανύσματος (φάσορα) $\mathbf{z}$ στον κατακόρυφο άξονα είναι, προφανώς, ίση με

$$z_y = z_0 \sin \phi, \quad (1.23)$$

ή

$$z_y = z_0 \sin(\omega t + \phi_0). \quad (1.24)$$



Σχήμα 1.52: Αναπαράσταση αρμονικού μεγέθους με στρεφόμενο διάνυσμα

Επομένως, ο φάσορας $\mathbf{z}$ ενός μεγέθους z εμπεριέχει πληροφορία όχι μόνο για το πλάτος z_0 του μεγέθους αλλά και για την αρχική του φάση ϕ_0 .

Ο φάσορας του μεγέθους z μπορεί να γραφεί στη συμβολική μορφή:

$$\mathbf{z} = z_0 \angle \phi_0. \quad (1.25)$$

Ουσιαστικά πρόκειται για την διανυσματική αναπαράσταση ενός μιγαδικού αριθμού, το πραγματικό μέρος (Re) του οποίου αντιστοιχεί στην προβολή του διανύσματος στον οριζόντιο άξονα. Αντίστοιχα, η προβολή του φάσορα στον κατακόρυφο άξονα αντιστοιχεί στο φανταστικό μέρος (Im) του μιγαδικού αριθμού. Επομένως, μπορούμε να εργαζόμαστε με τους φάσορες κάνοντας χρήση των κανόνων της μιγαδικής ανάλυσης. (Στο Παράρτημα Α δίνονται οι πιο χρήσιμοι από αυτούς).

Επιστρέφοντας στην περίπτωση του πυκνωτή, οι σχέσεις για την τάση και το ρεύμα που φαίνονται στο Σχήμα 1.51 μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\mathbf{I} = I_0 \angle 0 \quad (1.26)$$

και

$$\mathbf{V} = V_0 \angle -\pi/2. \quad (1.27)$$

Αν, επιπλέον, λάβουμε υπόψη μας τη σχέση (1.21), η σχέση (1.27) μπορεί να γραφεί ισοδύναμα ως εξής:

$$\mathbf{V} = \frac{I_0}{C\omega} \angle -\pi/2, \quad (1.28)$$

ή

$$\mathbf{V} = (I_0 \angle 0) \cdot \left(\frac{1}{C\omega} \angle -\pi/2 \right). \quad (1.29)$$

ως, δηλαδή, το γινόμενο δύο φασόρων: ενός πραγματικού και ενός φανταστικού.

Ο φανταστικός αριθμός της σχέσης (1.29) ονομάζεται **μιγαδική αντίσταση** (ή **σύνθετη αντίσταση** ή **εμπέδηση**) του πυκνωτή. Η σύνθετη αντίσταση συμβολίζεται γενικά με Z . Για την περίπτωση του πυκνωτή είναι:

$$Z_C = \frac{1}{C\omega} \angle -\pi/2, \quad (1.30)$$

ή σε μορφή φανταστικού:

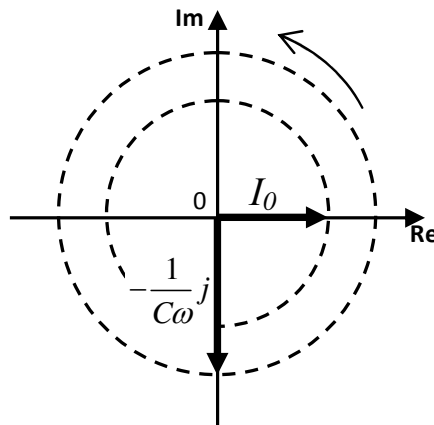
$$Z_C = -\frac{1}{C\omega} j, \quad (1.31)$$

ή, ισοδύναμα:

$$Z_C = \frac{1}{C\omega j}, \quad (1.32)$$

όπου j η φανταστική μονάδα [$j^2 = -1$].

Το αντίστοιχο διάγραμμα φασόρων απεικονίζεται στο Σχήμα 1.53.



Σχήμα 1.53: Διάγραμμα φασόρων για την περίπτωση πυκνωτή

Με βάση τα προηγούμενα η σχέση (1.29) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\mathbf{V} = \mathbf{I} \cdot \mathbf{Z}_C. \quad (1.33)$$

Πρόκειται για τον γενικευμένο νόμο του Ohm, με τη χρήση φασόρων, για την περίπτωση του πυκνωτή. Η έννοια της σύνθετης αντίστασης έχει εφαρμογή και στα πηνία, όπως θα δούμε στην επόμενη παράγραφο. Γενικά, κάθε γραμμικό δικτύωμα αποτελούμενο από αντιστάτες, πυκνωτές και πηνία, έχει μια ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση ($\mathbf{Z}_{ολ}$), για την οποία ισχύει ο γενικευμένος νόμος του Ohm:

$$\mathbf{V} = \mathbf{I} \cdot \mathbf{Z}_{ολ}. \quad (1.34)$$

Για τον υπολογισμό της ισοδύναμης σύνθετης αντίστασης ($\mathbf{Z}_{ολ}$) ενός τέτοιου δικτύματος ισχύουν οι κανόνες της παραγράφου 1.12 που αφορούν την παράλληλη και σε σειρά σύνδεση αντιστατών.

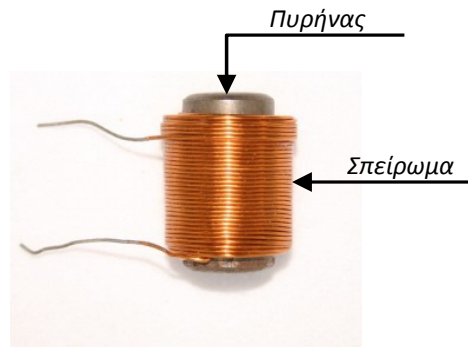
1.20.3 Πηνία

Τα πηνία είναι στοιχεία με δύο αντιστρέψιμους (ισοδύναμους) ακροδέκτες τα οποία αποθηκεύουν προσωρινά ενέργεια στη μορφή της ενέργειας μαγνητικού πεδίου.

Στην απλούστερή του μορφή ένα πηνίο έχει τη δομή που φαίνεται στο Σχήμα 1.54.

Αποτελείται από ένα σπειροειδώς τυλιγμένο μεταλλικό σύρμα (**σπείρωμα** ή **τύλιγμα**) και συνήθως (αλλά όχι απαραίτητα) από έναν πυρήνα από σιδηρομαγνητικό υλικό στον άξονά του. Λόγω της μορφής του ο συγκεκριμένος τύπος πηνίου ονομάζεται **σωληνοειδές**.

Εξαιτίας της μορφής του σπειρώματος, όταν διέρχεται ηλεκτρικό ρεύμα μέσα από αυτό αναπτύσσεται ένα μαγνητικό πεδίο κατά μήκος του άξονα του πηνίου. Αποδεικνύεται ότι η ενέργεια την οποία αποθηκεύει το μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό ενός πηνίου δίνεται από τη σχέση:



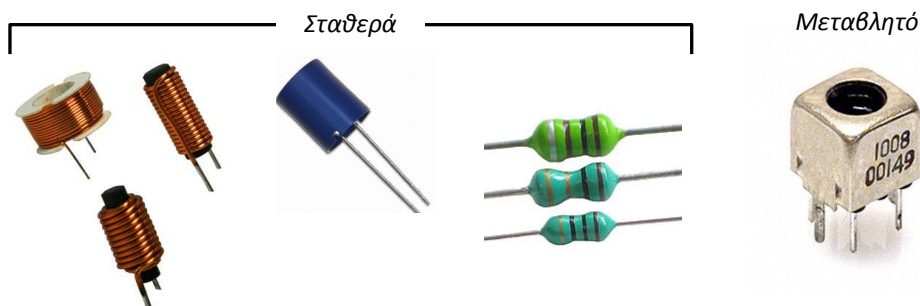
Σχήμα 1.54: Δομή απλού πηνίου

$$E = \frac{1}{2} LI^2, \quad (1.35)$$

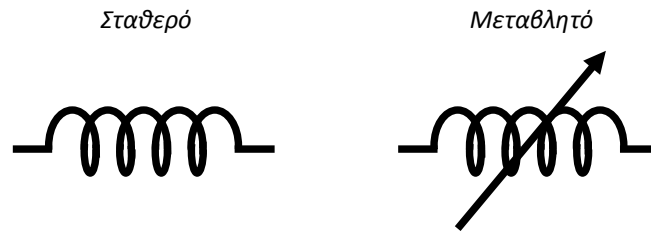
όπου I η στιγμιαία τιμή της έντασης του ηλεκτρικού ρεύματος και L μια σταθερά που εξαρτάται από την κατασκευή του πηνίου και ονομάζεται **συντελεστής αυτεπαγωγής**. Μονάδα μέτρησης του συντελεστή αυτεπαγωγής είναι το **Henry (H)**.

Η τιμή του συντελεστή αυτεπαγωγής ενός πηνίου μπορεί να αναγράφεται πάνω στο σώμα του εξαρτήματος με τη μορφή αριθμητικών ψηφίων, είτε με χρήση χρωματικού κώδικα αντίστοιχου εκείνου των αντιστατών. Στην τελευταία περίπτωση η τιμή που προκύπτει αντιστοιχεί σε **μH** (ή **uH** – microHenries).

Στο Σχήμα 1.55 φαίνονται μερικοί συνηθισμένοι τύποι πηνίων με σταθερό ή μεταβλητό συντελεστή αυτεπαγωγής, ενώ στο Σχήμα 1.56 τα αντίστοιχα κυκλωματικά σύμβολα.



Σχήμα 1.55: Συνήθεις τύποι πηνίων



Σχήμα 1.56: Κυκλωματικά σύμβολα πηνίων

Ας υποθέσουμε πως διαβιβάζουμε ένα εναλλασσόμενο ρεύμα μέσω ενός πηνίου. Λόγω της μεταβολής της τιμής του ρεύματος η ένταση του μαγνητικού πεδίου εντός του πηνίου θα είναι επίσης μεταβλητή. Είναι γνωστό από τον **νόμο της επαγωγής** ότι ένα μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο επάγει μια μεταβαλλόμενη ηλεκτρική τάση (**επαγωγική τάση**) σε κάθε κλειστό αγωγό που βρίσκεται εντός του μαγνητικού πεδίου και το επίπεδο του οποίου σχηματίζει μη μηδενική γωνία με την ένταση του πεδίου. Το ίδιο το πηνίο είναι ένας τέτοιος κλειστός αγωγός, οπότε στα άκρα του θα εμφανίζεται επαγωγική τάση. Επειδή, στην προκειμένη περίπτωση, το φαινόμενο της επαγωγής οφείλεται στο ίδιο το πηνίο χρησιμοποιούμε τον όρο **αυτεπαγωγή**.

Αν η επαγωγική τάση εμφανίζεται στα άκρα ενός άλλου γειτονικού πηνίου, αναφερόμαστε στο φαινόμενο της **αμοιβαίας επαγωγής**.

Το μέτρο της τάσης από αυτεπαγωγή στα άκρα ενός πηνίου προκύπτει από τη σχέση:

$$V = L \frac{dI}{dt}, \quad (1.36)$$

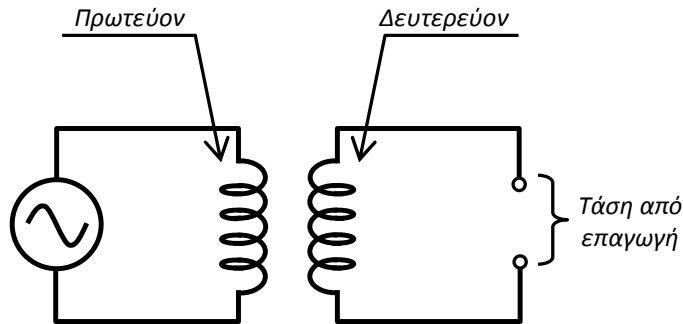
όπου I το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο, ενώ η πολικότητά της καθορίζεται από τον **κανόνα του Lenz**, σύμφωνα με τον οποίο «η φορά της τάσης από επαγωγή ή από αυτεπαγωγή είναι τέτοια ώστε να αντιτίθεται στο αίτιο εμφάνισής της».

Παρόμοια, για την τάση από αμοιβαία επαγωγή ισχύει:

$$V = M \frac{dI}{dt}, \quad (1.37)$$

όπου I το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο που θεωρούμε ότι παράγει το μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο (στος εξής θα το ονομάζουμε **πρωτεύον**) και M σταθερά που εξαρτάται από την κατασκευή των δύο πηνίων που αλληλεπιδρούν και τη σχετική θέση μεταξύ τους και ονομάζεται **συντελεστής αμοιβαίας επαγωγής**. Μονάδα μέτρησης του συντελεστή αμοιβαίας επαγωγής είναι, επίσης, το Henry. Το πηνίο στα άκρα του οποίου εμφανίζεται η επαγωγική τάση θα το ονομάζουμε στο εξής δευτερεύον, σύμφωνα με το

Σχήμα 1.57. Η φορά της τάσης από αμοιβαία επαγωγή προκύπτει και αυτή από τον κανόνα του Lenz.



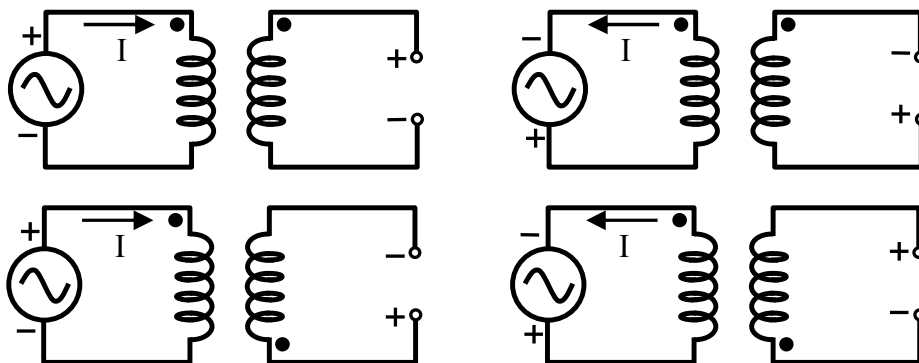
Σχήμα 1.57: Πρωτεύον και δευτερεύον πηνίο

Στην πράξη, η πολικότητα της τάσης από αμοιβαία επαγωγή εξαρτάται από την πολικότητα της τάσης στο πρωτεύον πηνίο αλλά και από τον τρόπο τυλίγματος πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Για το λόγο αυτό έχει υιοθετηθεί στα κυκλωματικά διαγράμματα η χρήση της **σύμβασης της τελείας**, με βάση την οποία συμβολίζεται η σχέση του τρόπου τυλίγματος των σπειρωμάτων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος. Σύμφωνα με τη σύμβαση αυτή:

«Όταν το ρεύμα στο πρωτεύον εισέρχεται από τον ακροδέκτη ο οποίος σημειώνεται με τελεία, τότε η τάση στον αντίστοιχο ακροδέκτη του δευτερεύοντος είναι θετική».

«Όταν το ρεύμα στο πρωτεύον εξέρχεται από τον ακροδέκτη ο οποίος σημειώνεται με τελεία, τότε η τάση στον αντίστοιχο ακροδέκτη του δευτερεύοντος είναι αρνητική».

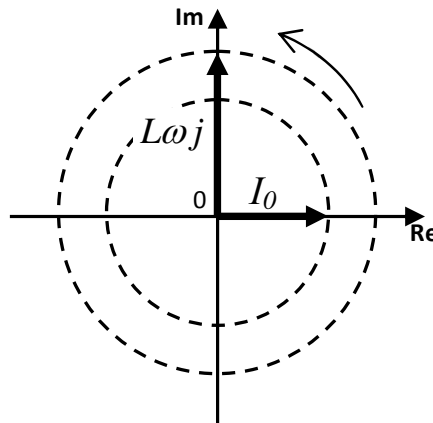
Στο Σχήμα 1.58 απεικονίζεται σε μορφή κυκλωματικών διαγραμμάτων η σύμβαση αυτή.



Σχήμα 1.58: Σύμβαση της τελείας

Κατ' αναλογία με τη σχέση τάσης-ρεύματος στους πυκνωτές, έχει βρεθεί για τα πηνία πως η τάση προηγείται του ρεύματος κατά ένα τέταρτο της περιόδου όταν εφαρμόζεται στα άκρα τους εναλλασσόμενη τάση. Η διαφορά φάσης, δηλαδή, μεταξύ της τάσης και του ρεύματος είναι ίση με $+\pi/2$. Επιπλέον, το μέτρο της σύνθετης αντίστασης ενός πηνίου εξαρτάται από τον συντελεστή αυτεπαγωγής του (L) και από την κυκλική συχνότητα της εφαρμοζόμενης τάσης, σύμφωνα με τη σχέση:

$$R_L = L\omega. \quad (1.38)$$



Σχήμα 1.59: Διάγραμμα φασόρων για την περίπτωση πηνίου

Επομένως η σύνθετη αντίσταση ενός πηνίου σε μιγαδική μορφή δίνεται από τη σχέση:

$$Z_L = L\omega j. \quad (1.39)$$

Το αντίστοιχο διάγραμμα φασόρων απεικονίζεται στο Σχήμα 1.59.

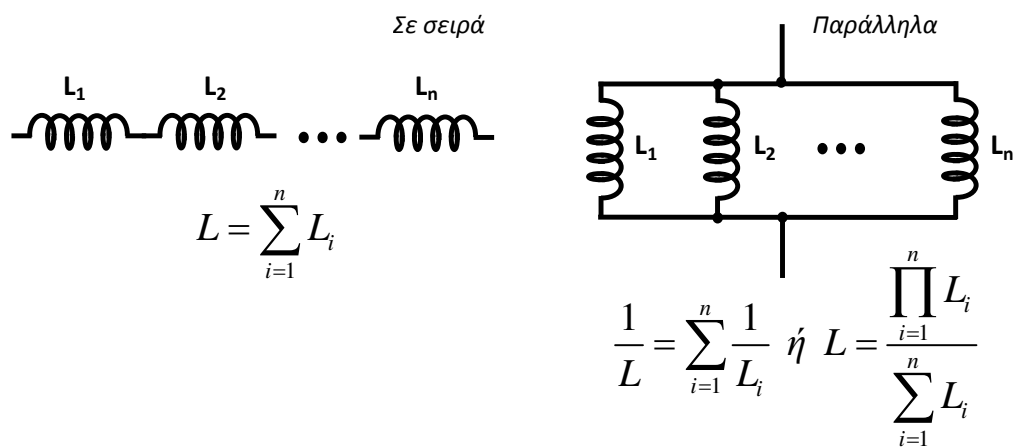
Από τη σχέση (1.39) προκύπτει πως όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης τόσο μεγαλύτερη είναι η σύνθετη αντίσταση ενός πηνίου. Αντίθετα, στο συνεχές (όπου $\omega=0$) ένα ιδανικό πηνίο παρουσιάζει μηδενική σύνθετη αντίσταση. Είναι φανερό, επομένως, πως τα πηνία βρίσκουν εφαρμογή στην αποκοπή των υψηλών συχνοτήτων. (Τέτοιες είναι συνήθως οι συχνότητες που εντάσσονται στη ραδιοφωνική περιοχή του φάσματος). Στην περίπτωση αυτή τα πηνία ονομάζονται και **RF Chokes**. ($RF=Radio Frequency - Ραδιοσυχνότητα$).

Σε αντίθεση με την ιδανική περίπτωση, κάθε πηνίο εκτός από **επαγωγική αντίσταση** ($L\omega j$) εμφανίζει και καθαρά ωμική αντίσταση (R). Ως μέτρο της ποιότητας ενός πηνίου ορίζεται ο **συντελεστής ποιότητας** (Q) σύμφωνα με τη σχέση:

$$Q = \frac{L\omega}{R}. \quad (1.40)$$

Ο συντελεστής ποιότητας είναι αδιάστατο μέγεθος (καθαρός αριθμός). Για ένα ιδανικό πηνίο είναι $R=0$, και άρα ο συντελεστής ποιότητάς του είναι άπειρος.

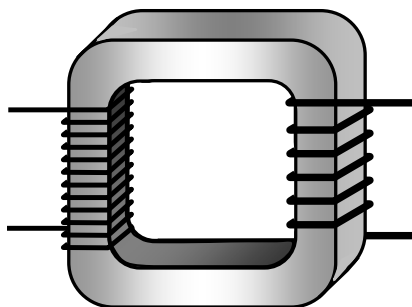
Ο ολικός (ή ισοδύναμος) συντελεστής αυτεπαγωγής ενός συστήματος πηνίων μπορεί να βρεθεί με βάση τις σχέσεις του Σχήματος 1.60. Παρατηρούμε την ευθεία αναλογία με την περίπτωση των αντιστατών.



Σχήμα 1.60: Ολικός συντελεστής αυτεπαγωγής πηνίων σε σύνδεση σε σειρά και παράλληλα

1.20.4 Μετασχηματιστές

Η δομή ενός απλού μετασχηματιστή φαίνεται στο Σχήμα 1.61. Αποτελείται από δύο πηνία (**πρωτεύον** και **δευτερεύον**) με κοινό πυρήνα σε επαγωγική σύζευξη.



Σχήμα 1.61: Δομή απλού μετασχηματιστή

Ο βασικός ρόλος ενός μετασχηματιστή είναι η ενίσχυση ή η εξασθένιση του πλάτους μιας εναλλασσόμενης τάσης. Ωστόσο, ο μετασχηματιστής είναι

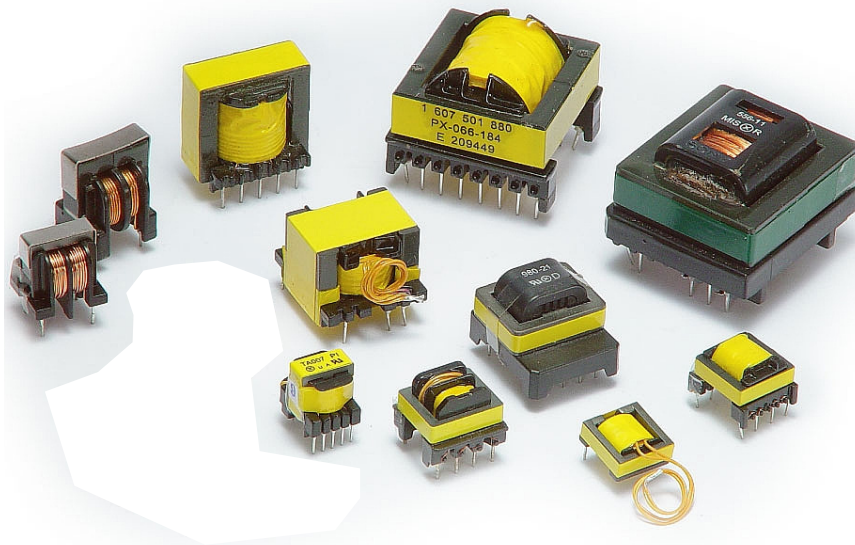
στοιχείο παθητικό. Σε έναν ιδανικό μετασχηματιστή (με μηδενικές δηλαδή απώλειες) η ηλεκτρική ισχύς στο πρωτεύον είναι ίση με την ηλεκτρική ισχύ στο δευτερεύον. Αν λάβουμε υπόψη μας πως η ηλεκτρική ισχύς P δίνεται από τη σχέση:

$$P = I \cdot V, \quad (1.41)$$

όπου I η ένταση του ρεύματος και V η τάση, συμπεραίνουμε πως όταν το πλάτος της τάσης στο δευτερεύον ενός μετασχηματιστή είναι μεγαλύτερη του αντίστοιχου πλάτους στο πρωτεύον, τότε το πλάτος της έντασης στο δευτερεύον θα πρέπει να είναι μικρότερο εκείνου στο πρωτεύον, και αντίστροφα, ώστε να διατηρηθεί σταθερή η ισχύς.

Οι μετασχηματιστές βρίσκουν πλήθος εφαρμογών και πέραν της ηλεκτρονικής. Σε πολλές από αυτές είναι ογκώδεις. Στην ηλεκτρονική, η κυριότερη χρήση τους είναι στην κατασκευή **τροφοδοτικών**. Επίσης χρησιμοποιούνται για **προσαρμογή αντίστασης**, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

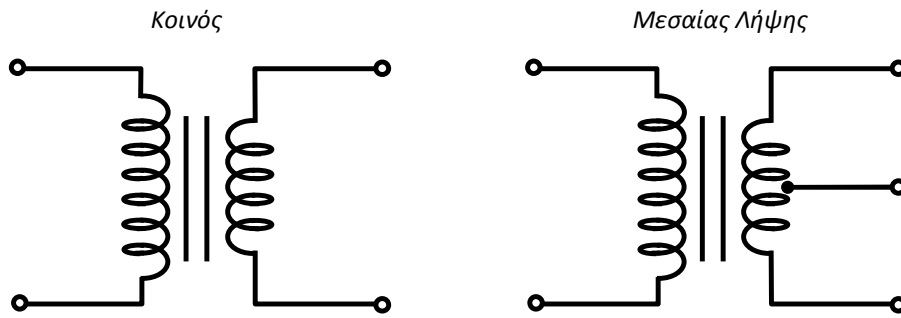
Συνήθεις τύποι μετασχηματιστών που βρίσκουν εφαρμογή στην ηλεκτρονική φαίνονται στο Σχήμα 1.62.



Σχήμα 1.62: Συνήθεις τύποι μετασχηματιστών

Στο Σχήμα 1.63 φαίνονται τα κυκλωματικά σύμβολα που χρησιμοποιούμε για τους μετασχηματιστές.

Χαρακτηριστικό μέγεθος ενός μετασχηματιστή είναι ο **λόγος μετασχηματισμού**, δηλαδή το πηλίκο του αριθμού των σπειρών του πρωτεύοντος προς τον αριθμό σπειρών του δευτερεύοντος:

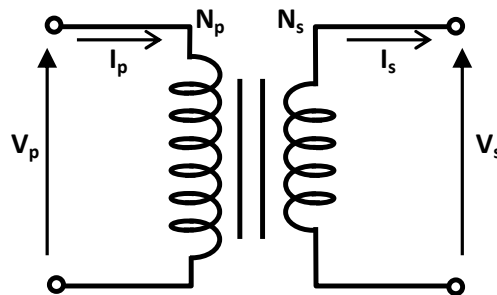


Σχήμα 1.63: Κυκλωματικά σύμβολα μετασχηματιστών

$$\frac{N_p}{N_s} \quad (1.42)$$

Ο λόγος μετασχηματισμού καθορίζει τη σχέση των πλάτων των τάσεων και των ρευμάτων ανάμεσα στο πρωτεύον και στο δευτερεύον (όπως υποδεικνύει και το Σχήμα 1.64):

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (1.43)$$



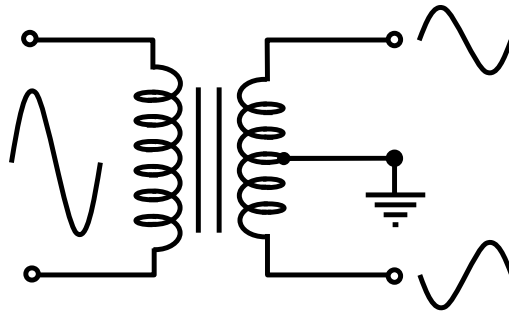
$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p}$$

Σχήμα 1.64: Λόγος μετασχηματισμού

Από τη σχέση (1.43) προκύπτει πως ένας μετασχηματιστής με μεγαλύτερο αριθμό σπειρών στο πρωτεύον θα εμφανίζει μικρότερο πλάτος τάσης στο δευτερεύον και αντίστροφα. Για τον ίδιο μετασχηματιστή το πλάτος του ρεύματος στο δευτερεύον θα είναι μεγαλύτερο, σε σύγκριση με το πρωτεύον. Εξαιτίας του γεγονότος ότι ο συγκεκριμένος μετασχηματιστής υποβιβάζει (μειώνει) την τάση, αυτός ονομάζεται **μετασχηματιστής υποβιβασμού**. Αντίθετα, ένας μετασχηματιστής με μικρότερο αριθμό σπειρών στο πρωτεύον

θα εμφανίζει μεγαλύτερη τάση στο δευτερεύον (και άρα μικρότερο ρεύμα). Ένας τέτοιος μετασχηματιστής ονομάζεται **μετασχηματιστής αναβιβασμού**. Αξίζει να σημειώσουμε πως το τύλιγμα (πρωτεύον ή δευτερεύον) το οποίο διαρρέεται από το μεγαλύτερο ρεύμα κατασκευάζεται με σύρμα μεγαλύτερης διατομής.

Πολύ χρήσιμοι σε διάφορες εφαρμογές, όπως για παράδειγμα στην ανόρθωση εναλλασσόμενων τάσεων την οποία θα μελετήσουμε σε επόμενο κεφάλαιο, είναι οι μετασχηματιστές **μεσαίας λήψης**.



Σχήμα 1.65: Λειτουργία μετασχηματιστή μεσαίας λήψης

Σε έναν μετασχηματιστή μεσαίας λήψης προβλέπεται ένας επιπλέον ακροδέκτης, ο οποίος αποτελεί την απόληξη του μέσου του δευτερεύοντος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.65. Αν θεωρήσουμε ως δυναμικό αναφοράς το σημείο μεσαίας λήψης (βλπ το σύμβολο της γείωσης στο Σχήμα 1.65), τότε οι τάσεις στα δύο άκρα του δευτερεύοντος θα είναι κάθε στιγμή ετερόσημες, δηλαδή η μία θα είναι η **ανάστροφη** της άλλης.

Μια πολύ σημαντική ιδιότητα των μετασχηματιστών είναι και ο **μετασχηματισμός της αντίστασης**. Με βάση τον νόμο του Ohm η αντίσταση του πρωτεύοντος (R_p) είναι:

$$R_p = \frac{V_p}{I_p}. \quad (1.44)$$

Όμοια, η αντίσταση του δευτερεύοντος είναι:

$$R_s = \frac{V_s}{I_s}. \quad (1.45)$$

Διαιρώντας κατά μέλη τις (1.44) και (1.45), με τη βοήθεια και των (1.43) έχουμε:

$$\frac{R_p}{R_s} = \frac{V_p I_s}{V_s I_p} = \frac{V_p}{V_s} \cdot \frac{I_s}{I_p} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2. \quad (1.46)$$

Λύνοντας ως προς την αντίσταση του δευτερεύοντος παίρνουμε:

$$R_s = \frac{1}{\left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2} R_p. \quad (1.47)$$

Το συμπέρασμα στο οποίο μπορούμε να καταλήξουμε είναι το εξής:

Για δεδομένη τιμή αντίστασης του πρωτεύοντος ενός μετασχηματιστή, η τιμή της αντίστασης στο δευτερεύον καθορίζεται από τον λόγο μετασχηματισμού.

Η ιδιότητα αυτή είναι εξαιρετικά χρήσιμη όταν υπάρχει λόγος να τροποποιήσουμε (να προσαρμόσουμε) την αντίσταση ενός κυκλώματος, όπως θα δούμε αναλυτικά σε επόμενη παράγραφο. Η προσαρμογή αυτή είναι εφικτή με την «παρεμβολή» στο κύκλωμα ενός μετασχηματιστή με τον κατάλληλο λόγο μετασχηματισμού.

1.20.5 Ολοκληρωμένα κυκλώματα

Με τον όρο **ολοκληρωμένο κύκλωμα** (ή απλά, ολοκληρωμένο) αναφερόμαστε σε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα αποτελούμενο από διατάξεις ημιαγωγών αλλά και παθητικά στοιχεία το οποίο κατασκευάζεται στην επιφάνεια ενός υποστρώματος από ημιαγωγό και έχει εξαιρετικά μικρές διαστάσεις.

Η εμφάνιση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων αποτέλεσε τον βασικό μοχλό της λεγόμενης «επανάστασης» στην ηλεκτρονική, παρέχοντας κυκλώματα πολύ μικρών διαστάσεων και χαμηλού κόστους.

Με την εξέλιξη της τεχνολογίας η **κλίμακα ολοκλήρωσης**, ένα μέτρο της «πυκνότητας» των ηλεκτρονικών στοιχείων ανά ολοκληρωμένο κύκλωμα, βελτιώνεται συνεχώς από τις αρχές της δεκαετίας του 1960, οπότε κατασκευάστηκαν τα πρώτα ολοκληρωμένα κυκλώματα, έως και σήμερα. Στον Πίνακα 1.2 φαίνονται οι διάφορες «γενιές» των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων όπως αυτά κατατάσσονται με βάση την κλίμακα ολοκλήρωσής τους. Στον ίδιο πίνακα φαίνεται και η τάξη μεγέθους του αριθμού των τρανζίστορ που περιέχονται σε ένα ολοκληρωμένο, ανά γενιά. Παρόλο που η τεχνολογία **VLSI** (Very Large Scale Integration – Πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης) κυριαρχεί στην κατασκευή πολύπλοκων κυκλωμάτων (κυρίως ψηφιακών, π.χ. επεξεργαστών), είναι ακόμα σε εμπορική κυκλοφορία και οι προγενέστερες

γενιές, ανάλογα με τον αριθμό των τρανζίστορς που κατ' απαίτηση του σχεδιαστή περιέχει κάθε ολοκληρωμένο. (Το τρανζίστορ είναι η σημαντικότερη, ίσως, ηλεκτρονική διάταξη και θα ασχοληθούμε διεξοδικά με αυτό σε επόμενα κεφάλαια).

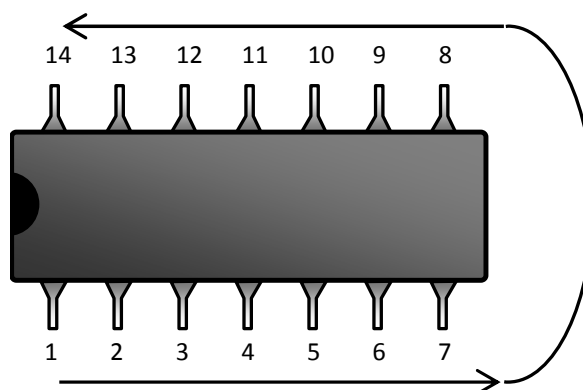
Πίνακας 1.2: «Γενιές» ολοκληρωμένων κυκλωμάτων

ΓΕΝΙΑ	ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΑ	Τάξη μεγέθους αριθμού τρανζίστορς	Χρονολογία εμφάνισης
Μικρής κλίμακας ολοκλήρωσης	SSI (Small Scale Integration)	10	αρχές δεκαετίας 1960
Μέσης κλίμακας ολοκλήρωσης	MSI (Medium Scale Integration)	100	τέλη δεκαετίας 1960
Μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης	LSI (Large Scale Integration)	10 000	μέσα δεκαετίας 1970
Πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης	VLSI (Very Large Scale Integration)	>100 000 (~1 000 000 000 στις μέρες μας)	αρχές δεκαετίας 1980

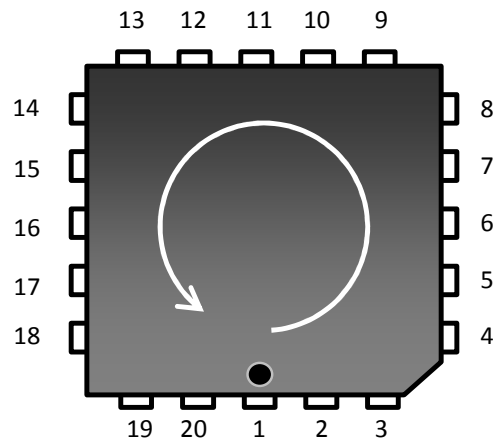
Ένα ολοκληρωμένο μπορεί να περιέχει μόνο αναλογικά κυκλώματα, μόνο ψηφιακά κυκλώματα ή συνδυασμό αναλογικών και ψηφιακών, οπότε και ονομάζεται **μικτού τύπου** (mixed mode).

Κάθε ολοκληρωμένο διακρίνεται από μια **κωδική ονομασία** (π.χ. LM741), η οποία χαράσσεται πάνω στο σώμα (στη συσκευασία) του κυκλώματος κατά την κατασκευή του.

Ανάλογα με την πολυπλοκότητά του ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα διαθέτει ορισμένο αριθμό **ακροδεκτών** (pins). Σε αυτούς περιλαμβάνονται ακροδέκτες εισόδου, εξόδου, τροφοδοσίας κ.λπ. Η λειτουργικότητα κάθε ακροδέκτη διαφέρει προφανώς για κάθε ολοκληρωμένο και παρέχεται από το **φύλλο δεδομένων** (data sheet) που διατίθεται από τον κατασκευαστή του, όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο.



Σχήμα 1.66: Αρίθμηση ακροδεκτών ολοκληρωμένου DIP



Σχήμα 1.67: Αρίθμηση ακροδεκτών ολοκληρωμένου PLCC

Υπάρχουν διάφοροι τύποι **συσκευασιών** (packages) εντός των οποίων περιλαμβάνεται ένα ολοκληρωμένο. Οι συνηθέστεροι είναι οι **DIP** (Dual Inline Package) όπου οι ακροδέκτες διατάσσονται κατά μήκος δύο παράλληλων πλευρών της συσκευασίας (Σχήμα 1.66), και **PLCC** (Plastic Leaded Chip Carrier) όπου οι ακροδέκτες διατάσσονται κατά μήκος και των τεσσάρων πλευρών (Σχήμα 1.67). Κατά τη συνδεσμολογία ενός ολοκληρωμένου είναι πολύ σημαντικό να γνωρίζουμε την αρίθμηση που ακολουθείται για τους ακροδέκτες του. Για τους δύο τύπους που προαναφέραμε ακολουθούνται κοινοί κανόνες που απεικονίζονται στα Σχήματα 1.66 και 1.67, αντίστοιχα. Και για τις δύο περιπτώσεις η αρίθμηση διαγράφει κυκλική φορά, ανάστροφη της φοράς των δεικτών του ρολογιού.

Για την περίπτωση της συσκευασίας DIP ο ακροδέκτης με αριθμό 1 καθορίζεται με βάση τον εξής κανόνα:

Τοποθετούμε το ολοκληρωμένο κατά τέτοιον τρόπο ώστε η ημικυκλική εγκοπή να είναι προσανατολισμένη προς τα αριστερά και κοιτάζουμε το κύκλωμα από πάνω προς τα κάτω. Ο κατώτερος ακροδέκτης προς τα αριστερά είναι ο ακροδέκτης με αριθμό 1.

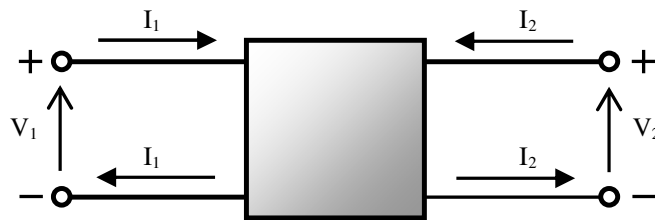
Για τις συσκευασίες PLCC ακολουθούμε τον παρόμοιο κανόνα:

Τοποθετούμε το ολοκληρωμένο κατά τέτοιον τρόπο ώστε η εγχάρκτη στιγμή (τελεία) να είναι προσανατολισμένη προς τα κάτω και κοιτάζουμε το κύκλωμα από πάνω προς τα κάτω. Ο ακροδέκτης που βρίσκεται ακριβώς κάτω από τη στιγμή είναι ο ακροδέκτης με αριθμό 1.

1.21 ΔΙΘΥΡΑ – ΙΣΟΔΥΝΑΜΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

Για την απλούστευση της **ανάλυσης** των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων είναι πολύ χρήσιμες οι έννοιες των **διθύρων** και των **ισοδύναμων κυκλωμάτων**.

(Με τον όρο «ανάλυση» ενός κυκλώματος εννοούμε την εξαγωγή των σχέσεων που συνδέουν κυρίως τα χαρακτηριστικά μεγέθη μεταξύ της εισόδου (ή των εισόδων) του κυκλώματος και της εξόδου (ή των εξόδων) του. Τα μεγέθη αυτά είναι συνήθως οι αντίστοιχες τάσεις και ρεύματα.)



Σχήμα 1.68: Δίθυρο κύκλωμα ή διάταξη

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 1.68. 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 1.68, 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 1.69 – 1.72. Οι παράμετροι αυτές θα εξετασθούν διεξοδικά στη συνέχεια.

1.21.1 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:

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2, \quad (1.48)$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2, \quad (1.49)$$

ή σε μορφή πινάκων (βλπ και Παράρτημα Β):

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (1.50)$$

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

Εάν στην (1.48) θέσουμε $I_2=0$, τότε παίρνουμε:

$$V_1 = z_{11}I_1, \quad (1.51)$$

ή, ισοδύναμα,

$$z_{11} = \frac{V_1}{I_1}. \quad (1.52)$$

Από την τελευταία σχέση 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:

$$z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}. \quad (1.53)$$

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

$$z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}, \quad (1.54)$$

$$z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad (1.55)$$

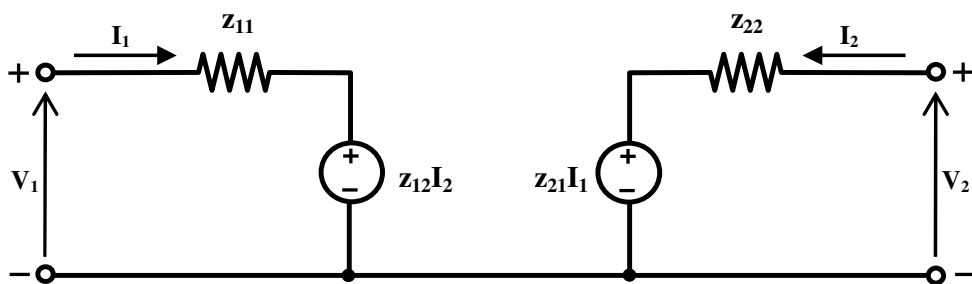
$$z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}. \quad (1.56)$$

Από τις σχέσεις (1.54) – (1.56) 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.



Σχήμα 1.69: Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με z παραμέτρους

Είναι εύκολο να αποδειχθεί πως οι σχέσεις (1.48) και (1.49) μπορούν να προκύψουν από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 1.69. 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 την 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**.

1.21.2 Παράμετροι αγωγιμότητας (γ-παράμετροι)

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

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2, \quad (1.57)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2, \quad (1.58)$$

ή σε μορφή πινάκων:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad (1.59)$$

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

Οι παράμετροι αγωγιμότητας ορίζονται με βάση τις σχέσεις:

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0}, \quad (1.60)$$

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0}, \quad (1.61)$$

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0}, \quad (1.62)$$

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0}. \quad (1.63)$$

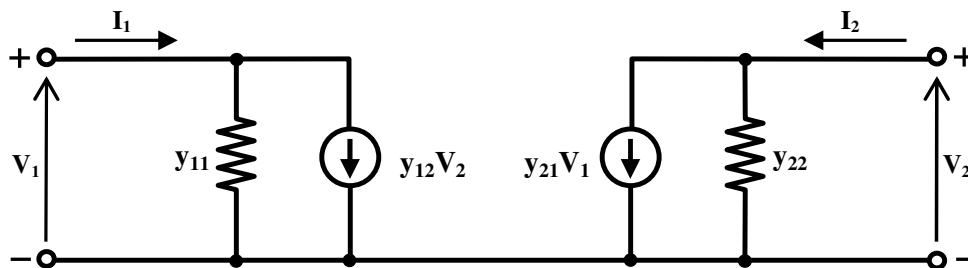
Η παράμετρος y_{11} αντιστοιχεί στην **αγωγιμότητα εισόδου** του διθύρου για βραχυκυκλωμένη έξοδο.

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.

Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.70. Οι πηγές ρεύματος που χρησιμοποιούνται είναι **πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από τάση**.



Σχήμα 1.70: Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με y παραμέτρους

1.21.3 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:

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2, \quad (1.64)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2, \quad (1.65)$$

ή σε μορφή πινάκων:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad (1.66)$$

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

Οι υβριδικές παράμετροι ορίζονται με βάση τις σχέσεις:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}, \quad (1.67)$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0}, \quad (1.68)$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0}, \quad (1.69)$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0}. \quad (1.70)$$

Η παράμετρος h_{11} αντιστοιχεί στην **αντίσταση εισόδου** του διθύρου για βραχυκυκλωμένη έξοδο.

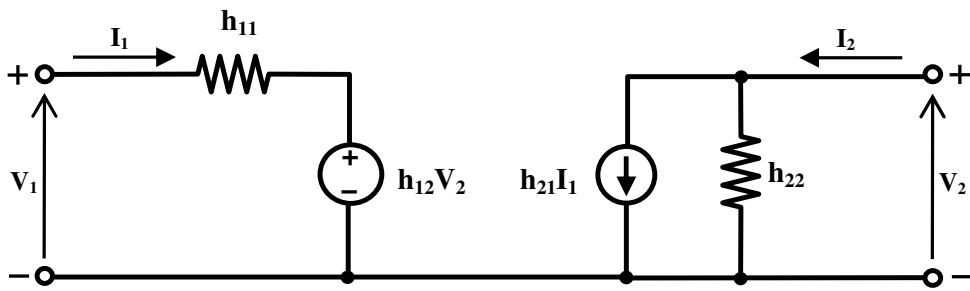
Η παράμετρος h_{12} είναι αδιάστατο μέγεθος και αντιστοιχεί στην **απολαβή** (ή την **εξασθένιση**) **τάσης** της **εισόδου** ως προς την **έξοδο** του διθύρου, για ανοικτοκυκλωμένη είσοδο (βλπ και σχετική παράγραφο περί ενίσχυσης και εξασθένισης).

Η παράμετρος h_{21} είναι αδιάστατο μέγεθος και αντιστοιχεί στην **απολαβή** (ή την **εξασθένιση**) **ρεύματος** της **εξόδου** ως προς την **είσοδο** του διθύρου, για βραχυκυκλωμένη έξοδο.

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

Όπως είδαμε, οι z-παράμετροι έχουν όλες μονάδες αντίστασης, ενώ οι y-παράμετροι έχουν όλες μονάδες αγωγιμότητας. Αντίθετα οι h-παράμετροι (καθώς και οι g-παράμετροι τις οποίες θα παρουσιάσουμε στην επόμενη παράγραφο) διαθέτουν διαφορετικές μονάδες μέτρησης η καθεμία. Για τον λόγο αυτό και ονομάζονται **υβριδικές**.

Το ισοδύναμο κύκλωμα που προκύπτει με τη χρήση των h-παραμέτρων παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.71.



Σχήμα 1.71: Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με h παραμέτρους

1.21.4 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:

$$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2, \quad (1.71)$$

$$V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2, \quad (1.72)$$

ή σε μορφή πινάκων:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (1.73)$$

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

Οι ανάστροφες υβριδικές παράμετροι ορίζονται με βάση τις σχέσεις:

$$g_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{I_2=0}, \quad (1.74)$$

$$g_{12} = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_1=0}, \quad (1.75)$$

$$g_{21} = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0}, \quad (1.76)$$

$$g_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{V_1=0}. \quad (1.77)$$

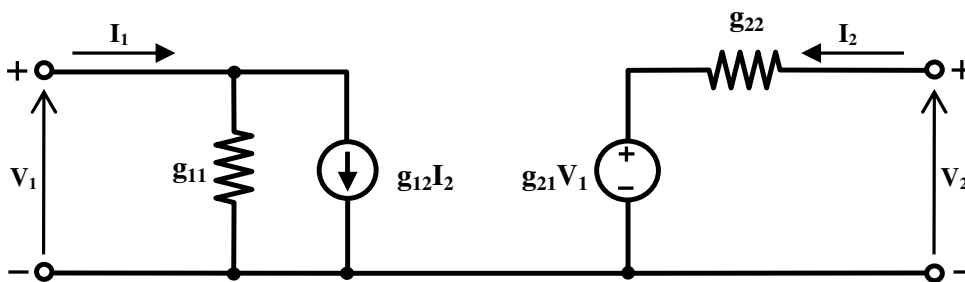
Η παράμετρος g_{11} αντιστοιχεί στην **αγωγιμότητα εισόδου** του διθύρου για ανοικτοκυκλωμένη έξοδο.

Η παράμετρος g_{12} αντιστοιχεί στην **απολαβή** (ή την **εξασθένιση**) **ρεύματος** της εισόδου ως προς την έξοδο του διθύρου, για βραχυκυκλωμένη είσοδο.

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.

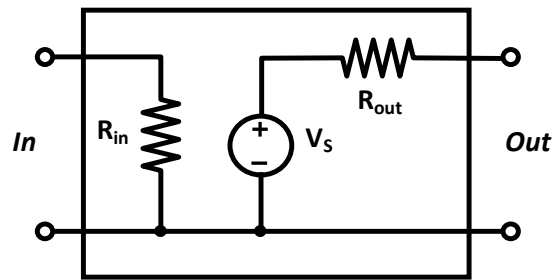
Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.72.



Σχήμα 1.72: Ισοδύναμο κύκλωμα διθύρου με g παραμέτρους

1.22 ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗ ΒΑΘΜΙΔΩΝ - ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ

Ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα αποτελείται, γενικά, από έναν αριθμό επιμέρους συστημάτων (σταδίων ή βαθμίδων) τα οποία επεξεργάζονται το σήμα κατά διαφορετικό ή και παρόμοιο τρόπο. Σε προηγούμενη παράγραφο μελετήσαμε, για παράδειγμα, αλυσίδες ενισχυτών. Προκειμένου η κάθε βαθμίδα να επιτελεί σωστά την επιθυμητή λειτουργία, θα πρέπει να υπάρχει **προσαρμογή** μεταξύ των διάφορων βαθμίδων. Με τον όρο προσαρμογή εννοούμε την κατάλληλη επιλογή των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών κάθε βαθμίδας (π.χ. αντίσταση εισόδου, αντίσταση εξόδου κ.λπ.) προκειμένου το σήμα που διακινείται μεταξύ των βαθμίδων να διατηρεί αναλλοίωτο το μέγεθος εκείνο (τάση, ρεύμα ή ισχύ) που είναι απαραίτητο για τη σωστή λειτουργία κάθε βαθμίδας, χωρίς να το υποβιβάζει.



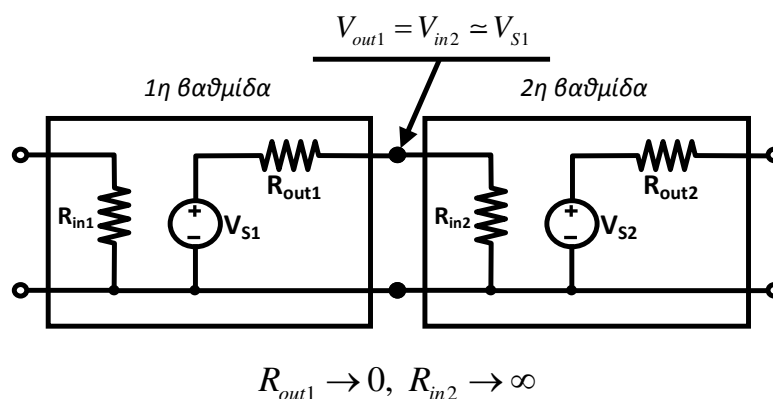
Σχήμα 1.73: Ισοδύναμο βαθμίδα

Μια βαθμίδα ενός συστήματος μπορεί να περιγραφεί με το απλό ισοδύναμο του Σχήματος 1.73, όπου In και Out η θύρα εισόδου και η θύρα εξόδου της βαθμίδας, αντίστοιχα, R_{in} η αντίσταση εισόδου, R_{out} η αντίσταση εξόδου και V_s πηγή τάσης η οποία «παράγει» το σήμα στην έξοδο της βαθμίδας (π.χ. το ενισχυμένο σήμα εισόδου, στην περίπτωση που εξετάζουμε μια βαθμίδα ενίσχυσης).

1.22.1 Προσαρμογή τάσης

Ας θεωρήσουμε δύο βαθμίδες συνδεδεμένες σε σειρά, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 1.74. Εάν η πρώτη βαθμίδα ανοικτοκυκλωθεί, η τάση εξόδου της θα είναι ίση με V_{S1} . Λέμε ότι κατά τη διασύνδεση της εισόδου της δεύτερης βαθμίδας στην έξοδο της πρώτης έχουμε **προσαρμογή τάσης** όταν ισχύει:

$$V_{out1} = V_{in2} \approx V_{S1}. \quad (1.78)$$



Σχήμα 1.74: Προσαρμογή τάσης

Κατά τη διασύνδεση, δηλαδή, της δεύτερης βαθμίδας η τάση εξόδου της πρώτης μένει πρακτικά ανεπηρέαστη ή, αλλιώς, η πρώτη βαθμίδα λειτουργεί ως ιδανική πηγή τάσης.

Αν λάβουμε υπόψη μας αυτά που αναφέραμε περί πηγών τάσης σε προηγούμενη παράγραφο, είναι φανερό πως η απαίτηση της (1.78) επιτυγχάνεται, στην ιδανική περίπτωση, όταν

$$R_{out1} \rightarrow 0, R_{in2} \rightarrow \infty. \quad (1.79)$$

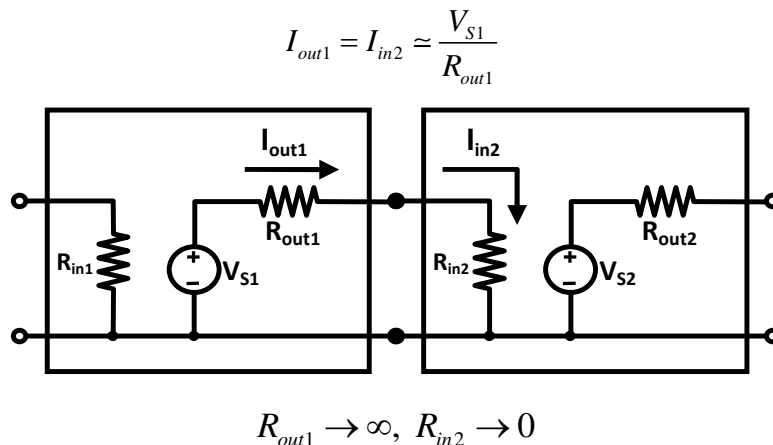
Συμπεραίνουμε, επομένως πως:

Προκειμένου να επιτύχουμε προσαρμογή τάσης μεταξύ δύο βαθμίδων συνδεδεμένων σε σειρά θα πρέπει η αντίσταση εξόδου της πρώτης βαθμίδας να είναι πάρα πολύ μικρή (σχεδόν μηδενική) και η αντίσταση εισόδου της δεύτερης πάρα πολύ μεγάλη (σχεδόν άπειρη).

1.22.2 Προσαρμογή ρεύματος

Έστω οι σε σειρά συνδεδεμένες βαθμίδες που εξετάσαμε στην προηγούμενη παράγραφο, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 1.75. Εάν η έξοδος της πρώτης βαθμίδας βραχυκυκλωθεί, το ρεύμα εξόδου της θα είναι ίσο με V_{S1}/R_{out1} . Λέμε ότι κατά τη διασύνδεση της εισόδου της δεύτερης βαθμίδας στην έξοδο της πρώτης έχουμε **προσαρμογή ρεύματος** όταν ισχύει:

$$I_{out1} = I_{in2} \approx \frac{V_{S1}}{R_{out1}}. \quad (1.80)$$



Σχήμα 1.75: Προσαρμογή ρεύματος

Κατά τη διασύνδεση, δηλαδή, της δεύτερης βαθμίδας το ρεύμα εξόδου της πρώτης μένει πρακτικά ανεπηρέαστο ή, αλλιώς, η πρώτη βαθμίδα λειτουργεί ως ιδανική πηγή ρεύματος.

Αν λάβουμε υπόψη μας αυτά που αναφέραμε περί πηγών ρεύματος σε προηγούμενη παράγραφο, είναι φανερό πως η απαίτηση της (1.80) επιτυγχάνεται, στην ιδανική περίπτωση, όταν

$$R_{out1} \rightarrow \infty, R_{in2} \rightarrow 0. \quad (1.81)$$

Συμπεραίνουμε, επομένως πως:

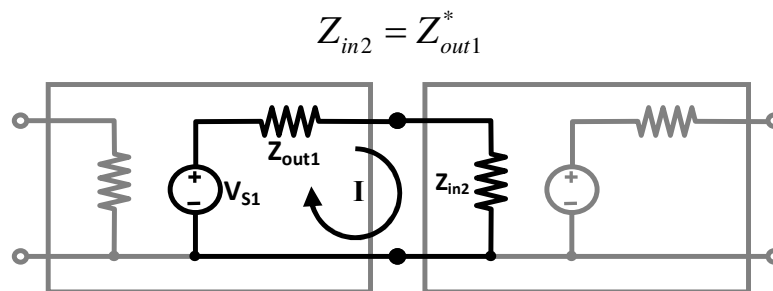
Προκειμένου να επιτύχουμε προσαρμογή ρεύματος μεταξύ δύο βαθμίδων συνδεδεμένων σε σειρά θα πρέπει η αντίσταση εξόδου της πρώτης βαθμίδας να είναι πάρα πολύ μεγάλη (σχεδόν άπειρη) και η αντίσταση εισόδου της δεύτερης πάρα πολύ μικρή (σχεδόν μηδενική).

1.22.3 Θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος – Προσαρμογή ισχύος

Σε πολλές περιπτώσεις είναι επιθυμητή η μέγιστη μεταφορά ισχύος από την έξοδο μιας βαθμίδας στην είσοδο της επόμενης. Στο Σχήμα 1.76 η σύνθετη αντίσταση εισόδου της δεύτερης βαθμίδας επέχει τη θέση φόρτου του κυκλώματος εξόδου της πρώτης. Μπορεί να αποδειχθεί πως, στη γενική περίπτωση σύνθετων αντιστάσεων των δύο βαθμίδων, μέγιστη ισχύς αποδίδεται στη βαθμίδα «φόρτου» όταν ισχύει:

$$Z_{in2} = Z_{out1}^*, \quad (1.82)$$

όπου Z_{out1}^* ο μιγαδικός συζυγής της σύνθετης αντίστασης εξόδου της πρώτης βαθμίδας.



Σχήμα 1.76: Θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος

Η σχέση (1.82) αποτελεί τη μαθηματική διατύπωση του **θεωρήματος μέγιστης μεταφοράς ισχύος**. Όταν η συνθήκη αυτή ικανοποιείται, λέμε πως έχουμε **προσαρμογή ισχύος** μεταξύ των δύο διαδοχικών βαθμίδων.

Για την περίπτωση αμιγώς ωμικών αντιστάσεων, η σχέση (1.82) γράφεται:

$$R_{in2} = R_{out1}, \quad (1.83)$$

την οποία και θα αποδείξουμε:

Με βάση και το Σχήμα 1.76, η ισχύς που αποδίδεται στην R_{in2} (Z_{in2}) είναι:

$$P_{in2} = I^2 \cdot R_{in2}, \quad (1.84)$$

όπου

$$I = \frac{V_{S1}}{R_{out1} + R_{in2}}. \quad (1.85)$$

Συνδυάζοντας τις (1.84) και (1.85) παίρνουμε:

$$P_{in2} = \left(\frac{V_{S1}}{R_{out1} + R_{in2}} \right)^2 \cdot R_{in2}, \quad (1.86)$$

η οποία μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα:

$$P_{in2} = \frac{V_{S1}^2}{R_{out1}^2 + R_{in2}^2 + 2R_{out1}R_{in2}} \cdot R_{in2}, \quad (1.87)$$

ή

$$P_{in2} = \frac{V_{S1}^2}{\frac{R_{out1}^2}{R_{in2}} + R_{in2} + 2R_{out1}}. \quad (1.88)$$

Η ισχύς που προκύπτει από την (1.88) μεγιστοποιείται όταν ελαχιστοποιηθεί ο παρονομαστής του κλάσματος. Αυτό συμβαίνει όταν μηδενίζεται η πρώτη παράγωγος του παρονομαστή, ως προς την μεταβλητή R_{in2} :

$$\frac{d \left(\frac{R_{out1}^2}{R_{in2}} + R_{in2} + 2R_{out1} \right)}{dR_{in2}} = 0, \quad (1.89)$$

ή ισοδύναμα:

$$-\frac{R_{out1}^2}{R_{in2}^2} + 1 = 0 . \quad (1.90)$$

Λύνοντας την (1.90) ως προς R_{in2} παίρνουμε:

$$R_{in2} = \pm R_{out1} . \quad (1.91)$$

Η αρνητική λύση της (1.91) απορρίπτεται, οπότε τελικά:

$$R_{in2} = R_{out1} , \quad (1.92)$$

η οποία ταυτίζεται με την (1.83).

1.23 ΕΥΘΕΙΑ ΦΟΡΤΟΥ – ΣΗΜΕΙΟ ΗΡΕΜΙΑΣ – ΠΟΛΩΣΗ

Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 1.77 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 νόμος του Kirchhoff για το κύκλωμα αυτό δίνει:

$$V = V_{bias} - IR , \quad (1.93)$$

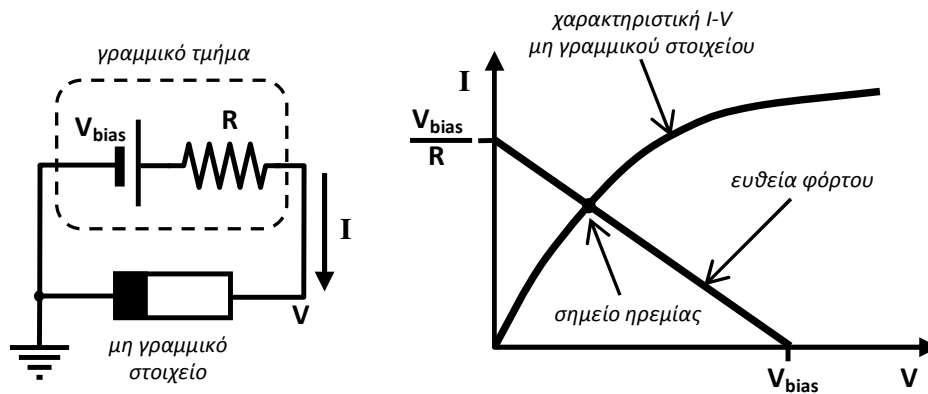
ή, λύνοντας ως προς I , :

$$I = \frac{V_{bias} - V}{R} . \quad (1.94)$$

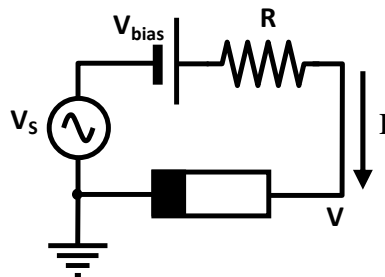
Η γραφική παράσταση της (1.94) φαίνεται στο διάγραμμα του Σχήματος 1.77 και ονομάζεται **ευθεία φόρτου**. Η κλίση της ευθείας φόρτου είναι ίση με $-1/R$ (ο συντελεστής του V στην πιο πάνω εξίσωση).

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 1.78.



Σχήμα 1.77: Ευθεία φόρτου



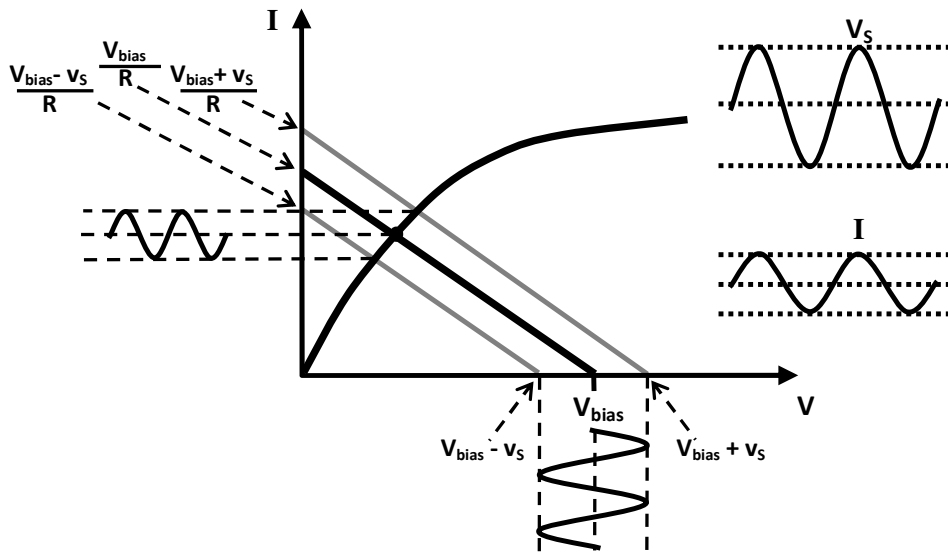
Σχήμα 1.78: Απλό κύκλωμα με πηγή πόλωσης (DC) και πηγή σήματος (AC)

Η παρουσία της πηγής σήματος επιβάλλει στην ευθεία φόρτου να «ολισθαίνει» με το χρόνο παράλληλα προς τον εαυτό της (ώστε να διατηρεί σταθερή κλίση $-1/R$) μεταξύ των ακραίων θέσεων που φαίνονται στο Σχήμα 1.79. Το ίδιο συμβαίνει και με το σημείο ηρεμίας (που ονομάζεται – σωστότερα – **σημείο λειτουργίας** στην περίπτωση αυτή), το οποίο θα παλινδρομεί πάνω στην χαρακτηριστική I-V του μη γραμμικού στοιχείου.

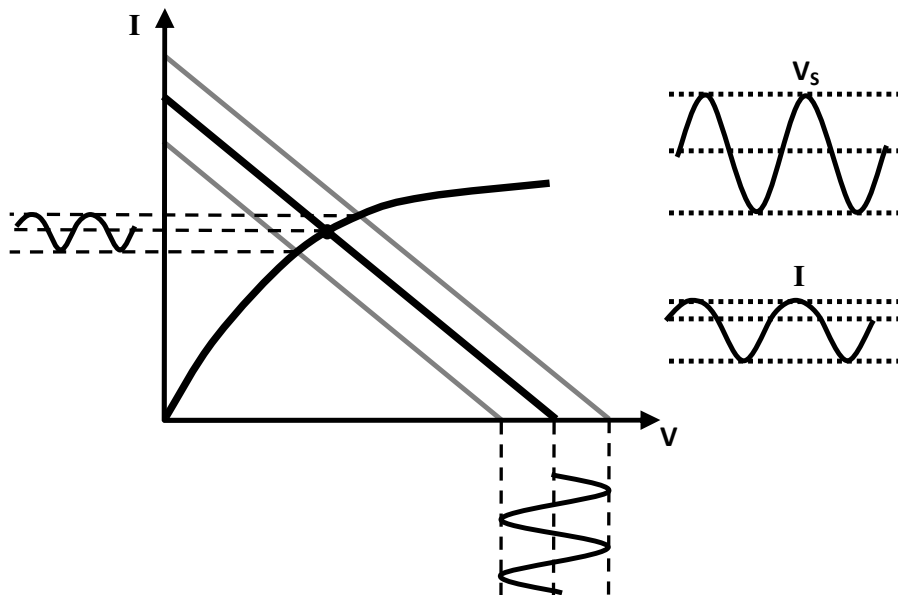
Με κατάλληλη επιλογή της **τάσης πόλωσης** (V_{bias}) και της αντίστασης R μπορούμε να επιβάλουμε στο σημείο λειτουργίας να κινείται πάνω σε ένα γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής του μη γραμμικού στοιχείου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.79. (Σε αυτό μπορεί να συμβάλει και η επιλογή μικρής τιμής πλάτους του σήματος). 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 Σχήματος 1.79. 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 την χαρακτηριστική I-V του μη γραμμικού στοιχείου σε μια μη γραμμική περιοχή της τελευταίας, όπως

φαίνεται στο Σχήμα 1.80. 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 1.80. Η παραμόρφωση αυτή πολλές φορές όχι μόνο ανεπιθύμητη δεν είναι, αλλά αποτελεί συνειδητή επιλογή, όπως θα δούμε σε επόμενα κεφάλαια. Τυπική κατηγορία κυκλωμάτων όπου η μη γραμμικότητα είναι επιθυμητή είναι οι μίκτες.



Σχήμα 1.79: Παράδειγμα πόλωσης στη γραμμική περιοχή



Σχήμα 1.80: Παράδειγμα πόλωσης στη μη γραμμική περιοχή

1.24 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ BODE

1.24.1 Συνάρτηση μεταφοράς

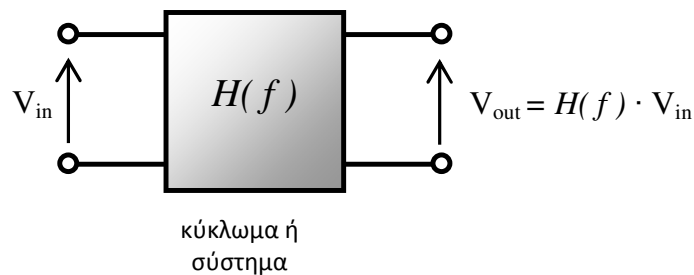
Ένα απλό τηλεπικοινωνιακό κύκλωμα (ή σύστημα) με μία είσοδο και μία έξοδο δέχεται ένα σήμα στην είσοδό του, το επεξεργάζεται (π.χ. αλλάζει το πλάτος, τη συχνότητά του κ.λπ.) και παρέχει στην έξοδό του το προϊόν της επεξεργασίας αυτής. Ένας πολύ χρήσιμος τρόπος μαθηματικής περιγραφής της διαδικασίας «επεξεργασίας» που επιτελεί ένα κύκλωμα (ή σύστημα) είναι με τη βοήθεια της **συνάρτησης μεταφοράς**.

Έστω το κύκλωμα (ή σύστημα) του Σχήματος 1.81, 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:

$$V_{out} = H(f) \cdot V_{in}, \quad (1.95)$$

όπου $H(f)$ η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος.



Σχήμα 1.81: Συνάρτηση μεταφοράς

Όπως είδαμε σε προηγούμενες παραγράφους, η σύνθετη αντίσταση διάφορων ηλεκτρονικών στοιχείων εξαρτάται από τη συχνότητα (όπως συμβαίνει π.χ. στην περίπτωση ενός πυκνωτή ή ενός πηνίου). Επομένως, ένα κύκλωμα το οποίο περιέχει και μη ωμικά στοιχεία θα έχει διαφορετική συμπεριφορά, ανάλογα με τη συχνότητα του σήματος που εισέρχεται σε αυτό για επεξεργασία. Αυτό σημαίνει πως η έξοδος του ίδιου κυκλώματος θα είναι διαφορετική για σήματα εισόδου με διαφορετικές συχνότητες. Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε πως η συνάρτηση μεταφοράς θα είναι, στη γενική περίπτωση, συνάρτηση της συχνότητας. Για το λόγο αυτό δηλώνεται και ως $H(f)$.

Επιπλέον, αν κάποια από τα επιμέρους στοιχεία ενός κυκλώματος εμφανίζουν σύνθετη αντίσταση τότε το σήμα στην έξοδό του θα διαφέρει (στη γενική περίπτωση) από το σήμα εισόδου τόσο ως προς το πλάτος, όσο και ως προς τη φάση, όπως είδαμε σε προηγούμενες παραγράφους. Επομένως, η

συνάρτηση μεταφοράς είναι μιγαδικός αριθμός και μπορεί να παρασταθεί με στρεφόμενο διάνυσμα (φάσoρα).

Η συνάρτηση μεταφοράς, ως μιγαδικός αριθμός, εμπεριέχει πληροφορία για το πλάτος (μέτρο) και τη φάση. Πιο συγκεκριμένα, αν γράψουμε τη σχέση (1.95) ως εξής:

$$H(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}}, \quad (1.96)$$

παίρνουμε για το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς:

$$|H(f)| = \frac{|V_{out}|}{|V_{in}|}, \quad (1.97)$$

και για τη φάση:

$$\angle H(f) = \angle V_{out} - \angle V_{in}. \quad (1.98)$$

Από την (1.97) συμπεραίνουμε πως το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς αντιστοιχεί στην **απολαβή (ή κέρδος) τάσης** του κυκλώματος.

Από την (1.98) συμπεραίνουμε πως η φάση της συνάρτησης μεταφοράς αντιστοιχεί στην **διαφορά φάσης** μεταξύ της εξόδου και της εισόδου του κυκλώματος.

1.24.2 Διαγράμματα 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 σύμφωνα με όσα είδαμε στην αντίστοιχη παράγραφο. 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).

1.24.3 Μηδενικά και πόλοι

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

$$H(s) = K \frac{\left(1 + \frac{s}{r_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{r_2}\right) \cdot \dots \cdot \left(1 + \frac{s}{r_m}\right)}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{p_2}\right) \cdot \dots \cdot \left(1 + \frac{s}{p_n}\right)}, \quad (1.99)$$

όπου K πραγματικός αριθμός (συντελεστής).

Οι ρίζες $-r_i$ του αριθμητή του κλάσματος στη σχέση (1.99) ονομάζονται **μηδενικά** της συνάρτησης μεταφοράς, ενώ οι ρίζες $-p_i$ του παρονομαστή ονομάζονται **πόλοι**.

1.24.4 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:

$$|H(s)| = |k|, \quad (1.100)$$

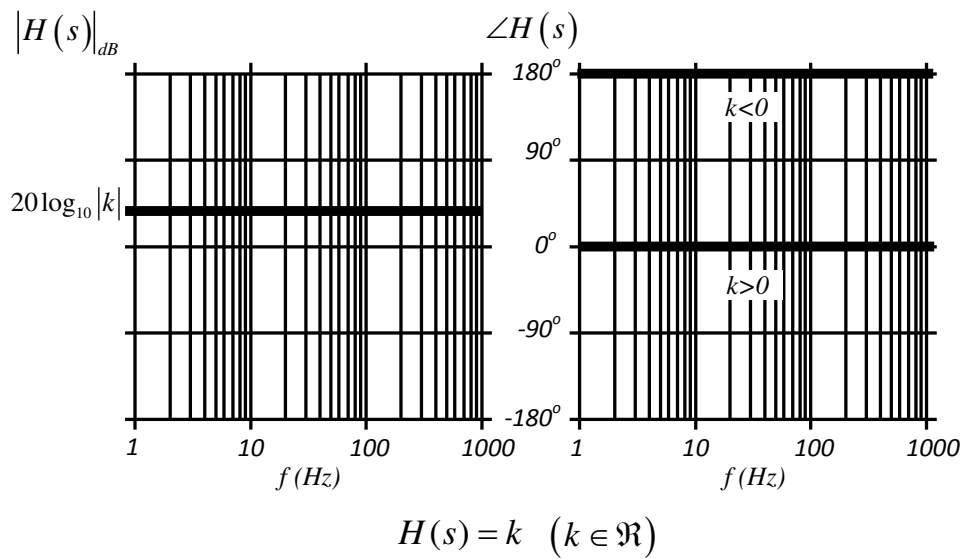
ή σε decibels:

$$|H(s)|_{dB} = 20 \log_{10} |k|, \quad (1.101)$$

και

$$\angle H(s) = 0^\circ, k > 0 \text{ ή } \angle H(s) = 180^\circ, k < 0. \quad (1.102)$$

Οι γραφικές παραστάσεις των (1.101) και (1.102) υπό μορφή διαγραμμάτων Bode φαίνονται στο Σχήμα 1.82.



Σχήμα 1.82: Διαγράμματα Bode κυκλώματος σταθερής συνάρτησης μεταφοράς

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

Για τη συνάρτηση μεταφοράς

$$H(j\omega) = 1 + \frac{j\omega}{\omega_0}, \quad (1.103)$$

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

$$|H(j\omega)| = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}, \quad (1.104)$$

$$\angle H(j\omega) = \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right). \quad (1.105)$$

Από τη σχέση (1.105) 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 $\arctan(\log_{10}(10)) = 45^\circ$)

Στις **χαμηλές συχνότητες**, όπου $\omega \ll \omega_0$:

Η σχέση (1.104) δίνει

$$|H(j\omega)| = 1, \quad (1.106)$$

ή σε decibels:

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10}(1) = 0, \quad (1.107)$$

η δε (1.105) δίνει

$$\angle H(j\omega) = 0^\circ. \quad (1.108)$$

Στις **υψηλές συχνότητες**, όπου $\omega \gg \omega_0$:

Η σχέση (1.104) δίνει

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad (1.109)$$

ή σε decibels:

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right). \quad (1.110)$$

Από τη σχέση (1.110) παρατηρούμε πως η κλίση της καμπύλης του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς σε dB ως προς το πηλίκο ω/ω_0 , χρησιμοποιώντας λογαριθμική κλίμακα για το τελευταίο, είναι ίση με 20dB ανά δεκάδα.

Επιπλέον, η (1.105) δίνει

$$\angle H(j\omega) = \arctan(\infty) = 90^\circ. \quad (1.111)$$

Στη **συχνότητα καμπής** $\omega = \omega_0$:

Η σχέση (1.104) δίνει:

$$|H(j\omega)| = \sqrt{2}, \quad (1.112)$$

ή σε decibels:

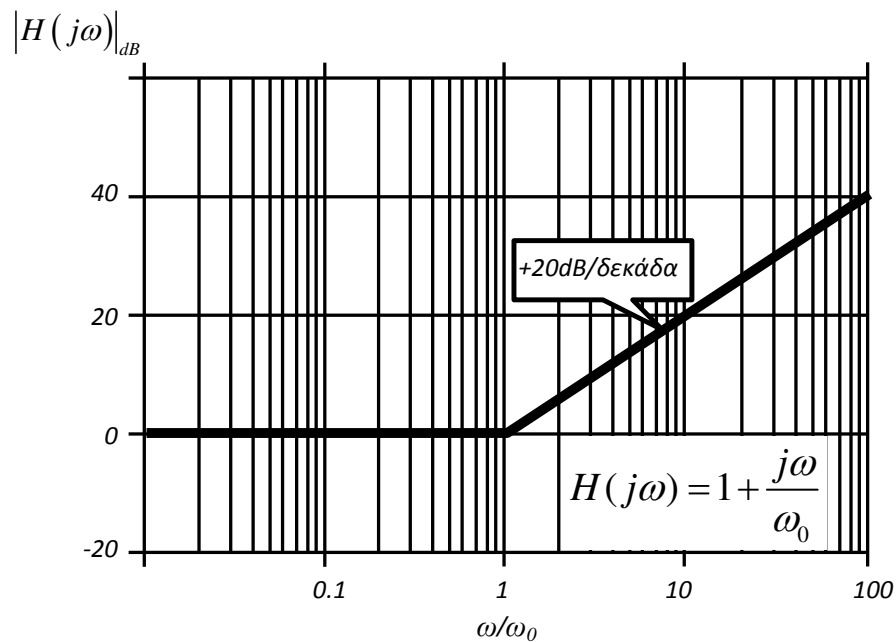
$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10}(\sqrt{2}) \approx 3dB. \quad (1.113)$$

Από τη σχέση (1.113) προκύπτει και η εναλλακτική ονομασία της συχνότητας καμπής ω_0 , η οποία ονομάζεται και **συχνότητα 3dB**.

Η σχέση (1.105) δίνει:

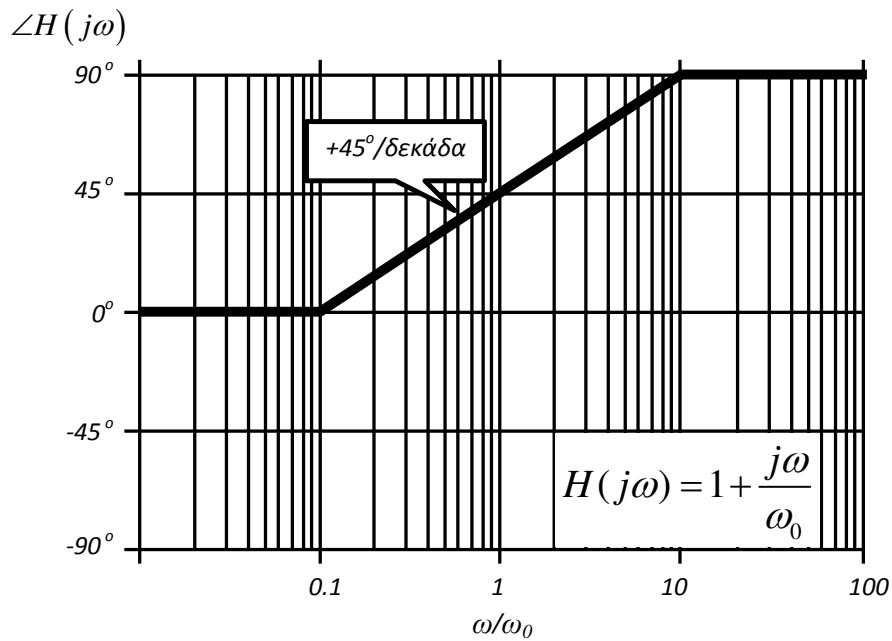
$$\angle H(j\omega) = \arctan(1) = 45^\circ. \quad (1.114)$$

Τα πιο πάνω συμπεράσματα συγκεντρώνονται στα διαγράμματα Bode των Σχημάτων 1.83 και 1.84.



Σχήμα 1.83: Διάγραμμα Bode απολαβής κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό

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



Σχήμα 1.84: Διάγραμμα Bode φάσης κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό

Για τη συνάρτηση μεταφοράς

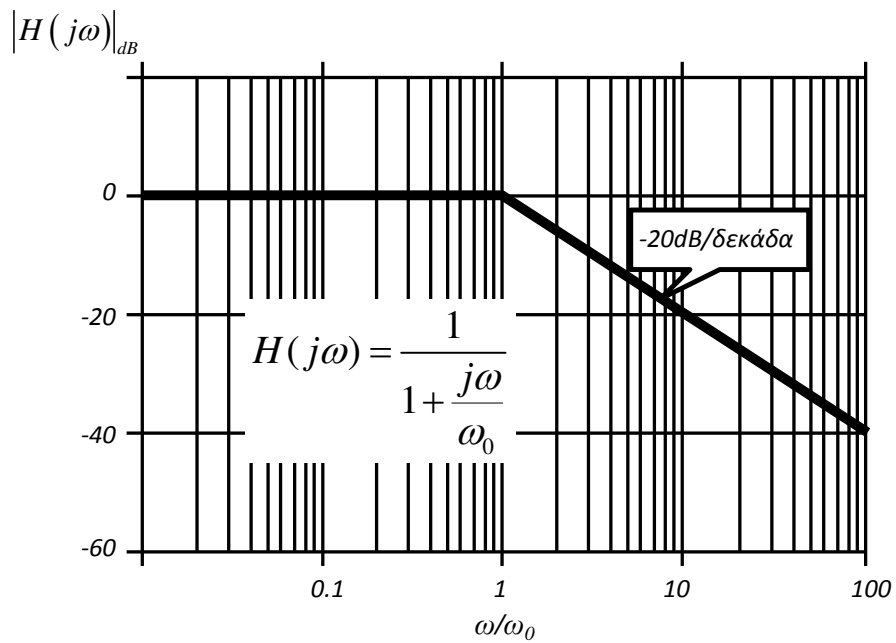
$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_0}}, \quad (1.115)$$

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

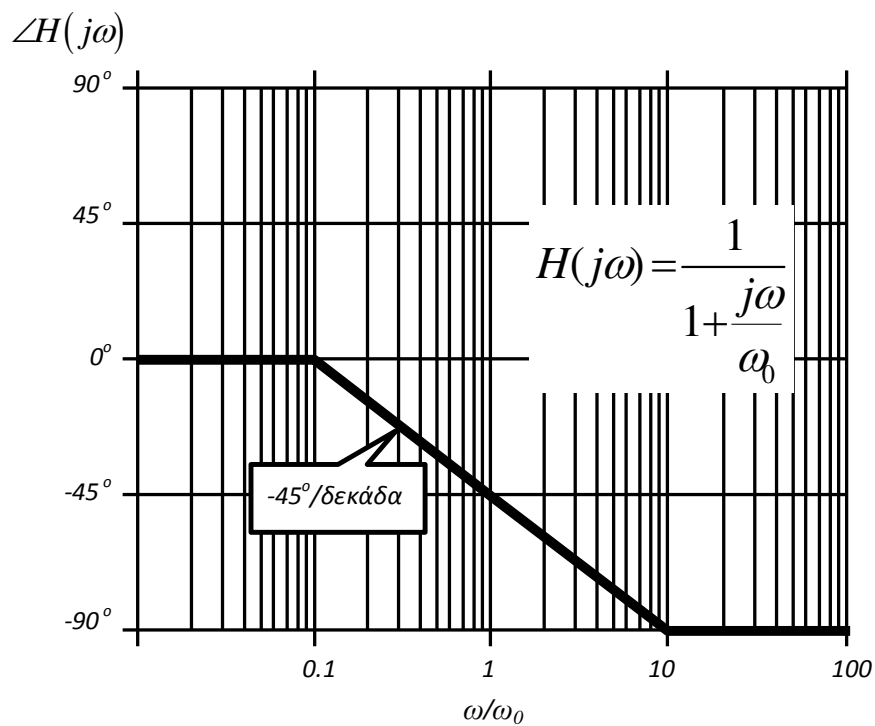
$$|H(j\omega)| = \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \right)^{-1}, \quad (1.116)$$

$$\angle H(j\omega) = -\arctan \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right). \quad (1.117)$$

Χρησιμοποιώντας αντίστοιχους συλλογισμούς με την περίπτωση της συνάρτησης μεταφοράς με ένα πραγματικό μηδενικό, καταλήγουμε στα διαγράμματα Bode των Σχημάτων 1.85 και 1.86.



Σχήμα 1.85: Διάγραμμα Bode απολαβής κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με έναν πραγματικό πόλο



Σχήμα 1.86: Διάγραμμα Bode φάσης κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς με έναν πραγματικό πόλο

1.24.5 Διαγράμματα Bode σύνθετων συναρτήσεων μεταφοράς

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

- Παραγοντοποιούμε τη σύνθετη συνάρτηση μεταφοράς ως γινόμενο απλών επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς, ως εξής:

$$H(j\omega) = K \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{r1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{r2}}\right) \cdot \dots \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{rm}}\right) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2}}\right)} \cdot \dots \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{pn}}\right)} \quad (1.118)$$

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

• Παράδειγμα.

Έστω η συνάρτηση μεταφοράς :

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

Η συνάρτηση αυτή μπορεί να παραγοντοποιηθεί ως εξής:

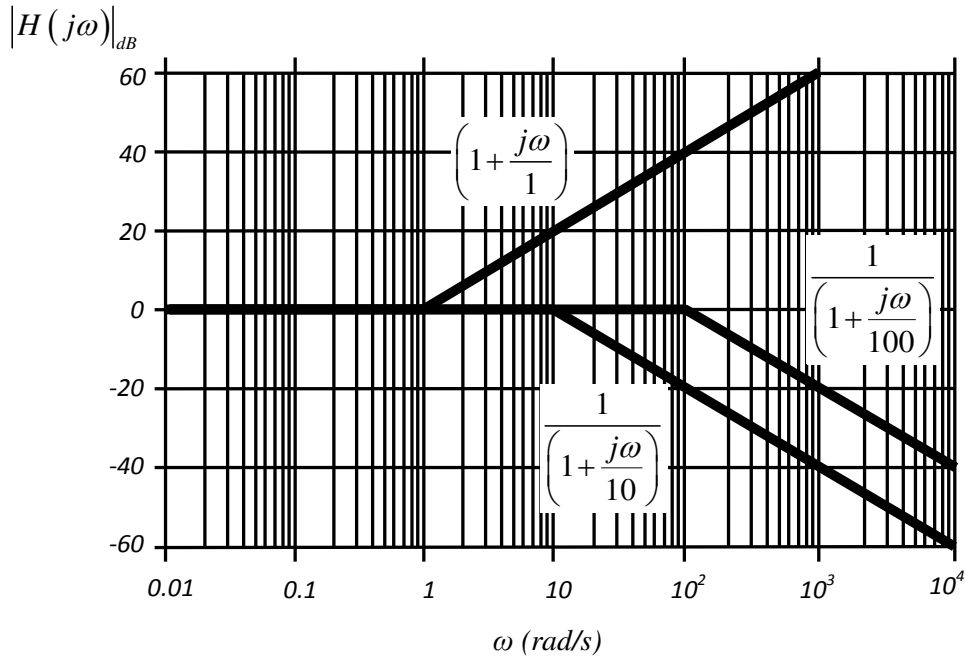
$$H(j\omega) = \frac{1000(j\omega + 1)}{(j\omega + 10)(j\omega + 100)},$$

ή ισοδύναμα:

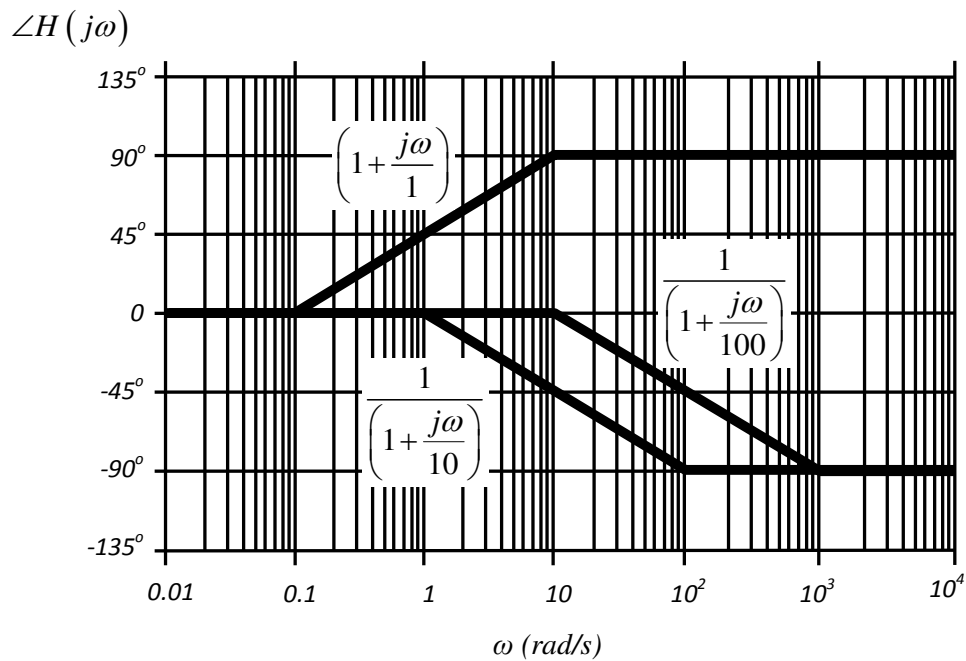
$$H(j\omega) = \frac{1000 \left(1 + \frac{j\omega}{1}\right)}{10 \left(1 + \frac{j\omega}{10}\right) \cdot 100 \left(1 + \frac{j\omega}{100}\right)} = \left(1 + \frac{j\omega}{1}\right) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{10}\right)} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{j\omega}{100}\right)}$$

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 1.87 και 1.88.

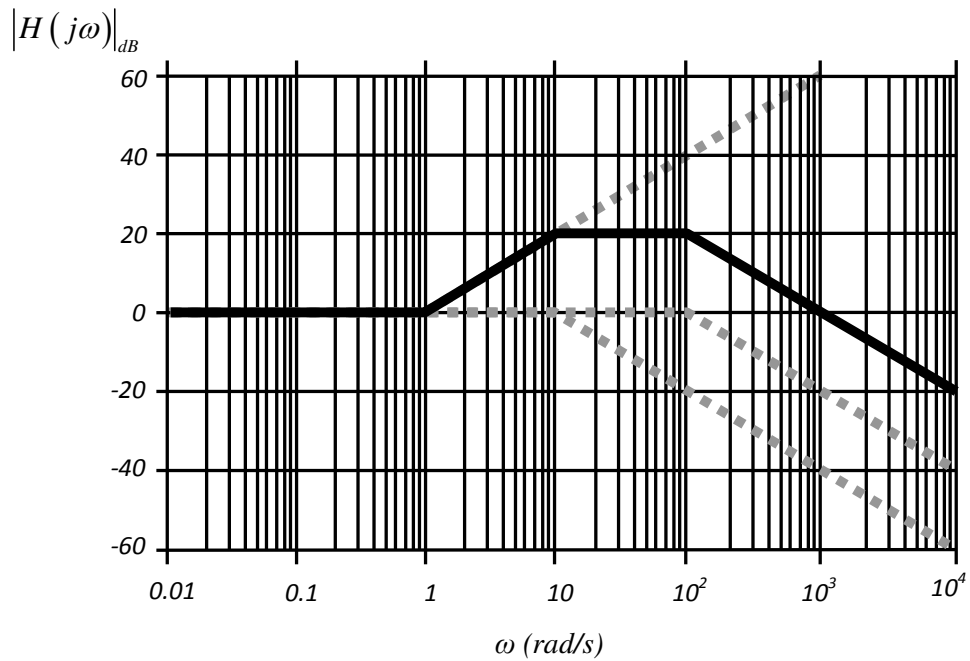


Σχήμα 1.87: Διάγραμμα Bode απολαβής επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς

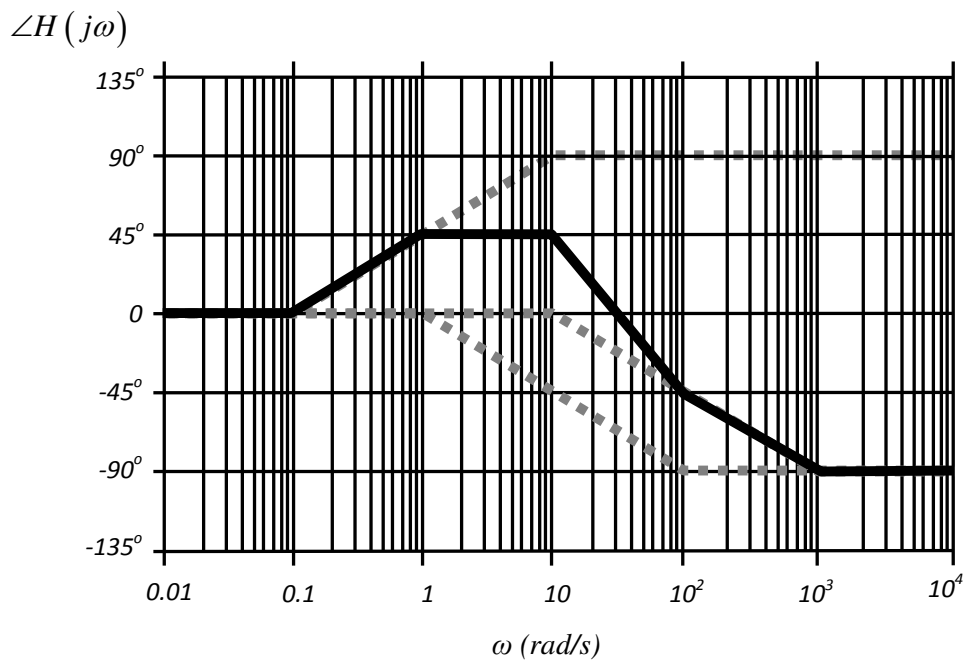


Σχήμα 1.88: Διάγραμμα Bode φάσης επιμέρους συναρτήσεων μεταφοράς

Αθροίζοντας τις συνεισφορές των επιμέρους όρων, παίρνουμε τα (συνολικά) διαγράμματα Bode που φαίνονται στα Σχήματα 1.89 και 1.90.



Σχήμα 1.89: Διάγραμμα Bode απολαβής (συνολικό)



Σχήμα 1.90: Διάγραμμα Bode φάσης (συνολικό)

Η πιο πάνω ανάλυση καλύπτει επαρκώς τη μελέτη απλών συστημάτων πρώτης τάξης, όπως τα φίλτρα που θα μελετήσουμε σε επόμενο κεφάλαιο. Παρόμοια

μεθοδολογία χρησιμοποιείται και για συστήματα με μηδενικά και πόλους ανώτερης τάξης.

1.25 ΦΥΛΛΑ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

Ο αριθμός των παραμέτρων που περιγράφουν τη συμπεριφορά ενός ηλεκτρονικού εξαρτήματος αυξάνει, όσο αυξάνει η πολυπλοκότητα του ίδιου του εξαρτήματος. Ο σχεδιαστής ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος χρειάζεται να γνωρίζει έναν περιορισμένο αριθμό παραμέτρων για έναν απλό ωμικό αντιστάτη (π.χ. την τιμή της αντίστασής του, την ανοχή, την μέγιστη ισχύ που αυτός μπορεί να απορροφήσει και τις διαστάσεις του). Για ένα τρανζίστορ, ωστόσο, ή ακόμα περισσότερο για ένα πολύπλοκο ολοκληρωμένο κύκλωμα ο αριθμός των παραμέτρων και των χαρακτηριστικών του είναι πολλαπλάσιος.

Το **φύλλο δεδομένων** (datasheet) ενός ηλεκτρονικού εξαρτήματος αποτελεί μια συλλογή όλων των μηχανικών και ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του εξαρτήματος και, επιπλέον, μπορεί να περιέχει πληροφορίες για τη χρήση του, να προτείνει παραδείγματα εφαρμογών κ.λπ. Οι συνηθέστερες πληροφορίες που περιλαμβάνονται σε ένα φύλλο δεδομένων συγκεντρώνονται στον Πίνακα 1.3

Πίνακας 1.3: Πληροφορίες που περιέχονται σε ένα φύλλο δεδομένων

A/A	Είδος Πληροφορίας
1	Κατασκευαστής
2	Τύπος και κωδική ονομασία εξαρτήματος
3	Τύπος συσκευασίας (π.χ. DIP)
4	Βασικά χαρακτηριστικά λειτουργίας
5	Σύντομη περιγραφή λειτουργίας
6	Διάγραμμα ακροδεκτών
7	Απόλυτες μέγιστες/ελάχιστες τιμές (τάσης τροφοδοσίας, κατανάλωσης ισχύος, ρευμάτων, θερμοκρασίας αποθήκευσης, θερμοκρασίας λειτουργίας, θερμοκρασίας συγκόλλησης, κ.λπ.)
8	Συνιστώμενες συνθήκες λειτουργίας
9	Προδιαγραφές DC
10	Προδιαγραφές AC
11	Διαστάσεις, μηχανικά χαρακτηριστικά
12	Ενδεικτικές εφαρμογές

Τα περιεχόμενα ενός φύλλου δεδομένων εξειδικεύονται ανάλογα με το εξάρτημα στο οποίο αντιστοιχούν. Ο αναγνώστης μπορεί να βρει στα Παραρτήματα τα φύλλα δεδομένων των εξαρτημάτων που χρησιμοποιούνται στα εργαστηριακά μέρη του βιβλίου αυτού.

1.26 ΒΑΣΙΚΑ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΑ ΟΡΓΑΝΑ

Ο βασικός ρόλος ενός εργαστηρίου ηλεκτρονικής είναι η **σχεδίαση** και η **δοκιμή** (ο έλεγχος, δηλαδή, λειτουργίας) ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Κατά τη διαδικασία δοκιμής, εκτός από το ίδιο το κύκλωμα στο οποίο διενεργείται έλεγχος, απαιτείται και ένας αριθμός εργαστηριακών οργάνων τα οποία είτε παράγουν τα απαιτούμενα **σήματα δοκιμής**, είτε παρέχουν τις απαιτούμενες τάσεις τροφοδοσίας, είτε λαμβάνουν μετρήσεις των διάφορων ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του υπό έλεγχο κυκλώματος.

Τα όργανα που παρέχουν τάση τροφοδοσίας σε ένα κύκλωμα ονομάζονται **τροφοδοτικά**. Ανάλογα με τη μορφή της τάσης που παράγουν διακρίνονται σε **τροφοδοτικά συνεχούς** (DC) και σε **τροφοδοτικά εναλλασσόμενου** (AC).

Τα σήματα δοκιμής παράγονται από διαφορετικούς τύπους οργάνων που γενικά ανήκουν στις κατηγορίες των **γεννητριών σήματος** ή των **γεννητριών συναρτήσεων**. Τέλος, τα όργανα που παρέχουν μετρήσεις των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών ανήκουν στην οικογένεια των **μετρητικών οργάνων**.

Στη συνέχεια θα αναφέρουμε τα κυριότερα χαρακτηριστικά των βασικότερων εργαστηριακών οργάνων, αποφεύγοντας τις επιμέρους λεπτομέρειες μιας και αυτές εξαρτώνται από τον τύπο τους και από τον κατασκευαστή τους. Στο Παράρτημα Δ ο αναγνώστης μπορεί να βρει αναλυτικότερες περιγραφές για συγκεκριμένους τύπους αντιπροσωπευτικών συσκευών ανά κατηγορία.

1.26.1 Τροφοδοτικά συνεχούς (DC)

Πρόκειται για επιτραπέζιες συσκευές που λειτουργούν με την AC τάση του ηλεκτρικού δικτύου και παρέχουν σταθερή DC τάση. Η τάση αυτή είναι συνήθως ρυθμιζόμενη και συχνά η τιμή της παρέχεται από το ίδιο το τροφοδοτικό είτε σε άντυγα με κινητή βελόνα, είτε σε ενσωματωμένη οθόνη σε ψηφιακή μορφή. Διακρίνονται σε **απλά**, τα οποία παρέχουν μία έξοδο DC τάσης, και στα **πολλαπλά** που διαθέτουν περισσότερες από μία εξόδους. Η DC τάση των τροφοδοτικών αυτών είναι **σταθεροποιημένη**, διατηρείται δηλαδή σταθερή για τις συνήθεις διακυμάνσεις που μπορεί να εμφανίσει η τάση του ηλεκτρικού δικτύου που τα τροφοδοτεί.

Αρκετά τροφοδοτικά συνεχούς διαθέτουν τη δυνατότητα να περιορίζουν το ρεύμα που μπορεί να αντλήσει από αυτές κάποιος φόρτος, λειτουργώντας ως πηγές ρεύματος πάνω από το όριο τάσης που καθορίζει ο χρήστης.

Χαρακτηριστικά μεγέθη των τροφοδοτικών συνεχούς είναι η **μέγιστη τάση** που μπορούν να αποδώσουν (αν αυτή είναι μεταβλητή), καθώς και το **μέγιστο ρεύμα**.

Κάθε έξοδος ενός τροφοδοτικού DC αντιστοιχεί σε τρεις ακροδέκτες: Τον θετικό πόλο της πηγής τάσης (+), τον αρνητικό πόλο (-) και τον ακροδέκτη γείωσης (GND – ground). Ο τελευταίος αποτελεί την απόληξη των μεταλλικών μερών της συσκευής τα οποία και συνδέονται γαλβανικά με αυτόν. Θα πρέπει να προσέξουμε πως ο ακροδέκτης γείωσης δεν σχετίζεται με τον κοινό αγωγό του τροφοδοτούμενου κυκλώματος, ο οποίος στα κυκλωματικά διαγράμματα συμβολίζεται επίσης με το σύμβολο της γείωσης. Συνήθως ως κοινός αγωγός θεωρείται ο αρνητικός πόλος της πηγής τάσης, και δεν θα πρέπει να συγχέεται με τον ακροδέκτη γείωσης του τροφοδοτικού.

Με τις βασικές αρχές λειτουργίας ενός τροφοδοτικού συνεχούς θα ασχοληθούμε στο επόμενο κεφάλαιο.

1.26.2 Πολύμετρα

Οι σύγχρονες πρόοδοι στην τεχνολογία των μετρητικών οργάνων τείνουν να συγκεντρώσουν τη δυνατότητα μέτρησης των περισσότερων ηλεκτρικών μεγεθών (τάση, ένταση, αντίσταση, κ.λπ.) σε ένα και μόνο όργανο. Το όργανο αυτό ονομάζεται **πολύμετρο** (multimeter).

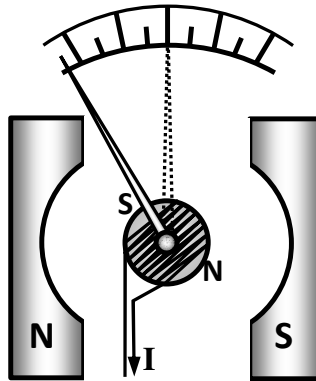
Ένα πολύμετρο μπορεί να επιτελεί τη λειτουργία **βολτομέτρου** (=όργανο μέτρησης τάσης), **αμπερομέτρου** (=όργανο μέτρησης έντασης), ή **ωμομέτρου** (=όργανο μέτρησης αντίστασης). Επιπλέον, ένα πολύμετρο μπορεί να μετρά τη χωρητικότητα πυκνωτών (να λειτουργεί, δηλαδή, ως **καपाσιτόμετρο**), να προσδιορίζει χαρακτηριστικά μεγέθη διόδων ή τρανζίστορ, να παρέχει ενδείξεις της γαλβανικής συνέχειας μεταξύ δύο σημείων ενός κυκλώματος, κ.λπ. Η επιλογή του μεγέθους προς μέτρηση γίνεται συνήθως με την κατάλληλη ρύθμιση του περιστροφικού επιλογέα που διαθέτει κάθε σύγχρονο πολύμετρο.

Τα πολύμετρα διακρίνονται σε **αναλογικά** και σε **ψηφιακά**, με τα τελευταία να τείνουν να κυριαρχήσουν έναντι των πρώτων εξαιτίας της ευκολότερης χρήσης τους και της μεγαλύτερης αξιοπιστίας των μετρήσεων που παρέχουν.

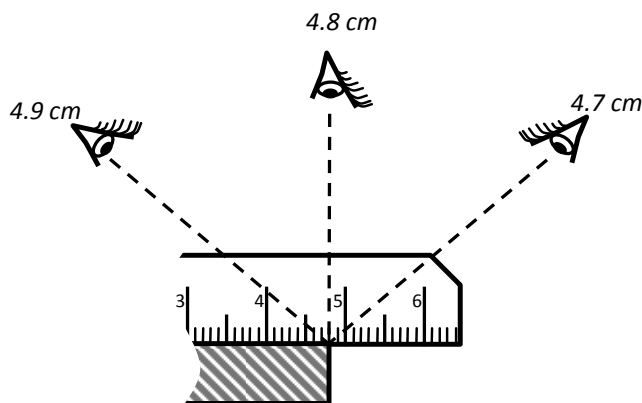
Η αρχή λειτουργίας ενός αναλογικού πολυμέτρου φαίνεται στο Σχήμα 1.91. Αποτελείται από μια βελόνα, το ένα άκρο της οποίας στερεώνεται σε στρεφόμενο άξονα γύρω από τον οποίο τυλίγεται μεταλλικό σύρμα, σχηματίζοντας ένα πηνίο. Κατά τη διέλευση ρεύματος μέσα από αυτό, το πηνίο συμπεριφέρεται ως **ηλεκτρομαγνήτης**. Η θέση των πόλων του ηλεκτρομαγνήτη εξαρτάται από τη φορά διέλευσης του ηλεκτρικού ρεύματος μέσα από το τύλιγμα.

Υπό την επίδραση ενός μόνιμου μαγνήτη που περιβάλλει το σύστημα του κινητού πηνίου, ο ηλεκτρομαγνήτης δέχεται ροπή στρέψης η οποία αναγκάζει τη βελόνα να αποκλίνει από τη θέση ισορροπίας της. Η γωνία απόκλισης εξαρτάται από την ένταση του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο. Με κατάλληλη βαθμονόμηση, η κλίμακα πάνω στην οποία μετακινείται το ελεύθερο άκρο της βελόνας μπορεί να δώσει ενδείξεις της έντασης του

ρεύματος που διαρρέει το πηνίο. Με τη χρήση κυκλωμάτων μετατροπής των μεγεθών που θέλουμε να μετρήσουμε (τάση, αντίσταση, κ.λπ.) σε ένταση ρεύματος, το πολύμετρο μπορεί να δώσει μετρήσεις που αντιστοιχούν στα μεγέθη αυτά, και όχι μόνο μετρήσεις ρεύματος. Είναι προφανές ότι για κάθε μετρούμενο μέγεθος η βαθμονόμηση διαφέρει, και για το λόγο αυτό απαιτείται διαφορετική κλίμακα ανάγνωσης των ενδείξεων της βελόνας.



Σχήμα 1.91: Αρχή λειτουργίας αναλογικού πολυμέτρου



Σχήμα 1.92: Σφάλμα παράλλαξης

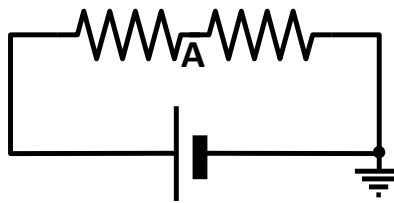
Η αρχή λειτουργίας των ψηφιακών πολυμέτρων είναι εντελώς διαφορετική. Όπως συμβαίνει και στα αναλογικά πολύμετρα, το μετρούμενο μέγεθος μετατρέπεται αρχικά με τη βοήθεια κατάλληλων κυκλωμάτων σε τάση. Από το σημείο αυτό και μετά, η τιμή της τάσης **ψηφιοποιείται**, με τη βοήθεια ενός κυκλώματος **μετατροπής αναλογικού σε ψηφιακό**. Η βαθμονόμηση γίνεται με ψηφιακές μεθόδους και η τιμή που προκύπτει απεικονίζεται σε ψηφιακή μορφή στην οθόνη του οργάνου. Με τη χρήση μετατροπέα πολύ μεγάλης ακρίβειας οι μετρήσεις που δίνει ένα ψηφιακό πολύμετρο είναι εξαιρετικά αξιόπιστες. Η αξιοπιστία αυξάνει ακόμα περισσότερο με τη μη παρέμβαση του ανθρώπινου παράγοντα κατά τη μέτρηση. Κατά την ανάγνωση μιας μέτρησης από ένα αναλογικό πολύμετρο

υπεισέρχεται το λεγόμενο **σφάλμα παράλλαξης**. Το σφάλμα αυτό συνίσταται στην εξάρτηση του αποτελέσματος της ανάγνωσης από τη γωνία υπό την οποία βλέπει ο παρατηρητής τη βελόνα. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.92, σε κάθε οπτική ανάγνωση μιας μέτρησης, το αποτέλεσμα αποκλίνει από την αναμενόμενη τιμή του όσο η γωνία ανάγνωσης μεγαλώνει.

Παρόλο που τα αναλογικά πολύμετρα διαθέτουν κάτοπτρο (καθρέφτη) κάτω ακριβώς από τη διαδρομή του ελεύθερου άκρου της βελόνας τους, προκειμένου η ανάγνωση να γίνεται κάθετα στο επίπεδο της κλίμακας, το αντίστοιχο σφάλμα δεν είναι δυνατό να μηδενισθεί πλήρως.

1.26.3 Μετρήσεις με πολύμετρο

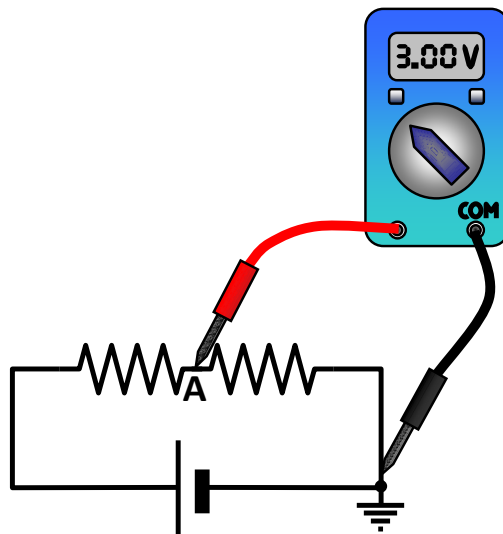
Έστω το απλό κύκλωμα του Σχήματος 1.93, στο σημείο A του οποίου επιθυμούμε να μετρήσουμε την τάση και την ένταση του ρεύματος που διέρχεται από αυτό.



Σχήμα 1.93: Σχηματικό διάγραμμα απλού κυκλώματος

Όπως αναφέραμε και σε προηγούμενη παράγραφο, η μέτρηση της τάσης γίνεται με αναφορά το σημείο μηδενικού δυναμικού, το οποίο σημειώνεται με το σύμβολο της γείωσης στο σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος. Για το σκοπό αυτό συνδέουμε τον ακροδέκτη COM (συνήθως μαύρου χρώματος) του πολυμέτρου στο σημείο μηδενικού δυναμικού και τον ακροδέκτη με κόκκινο χρώμα στο σημείο A, την τάση του οποίου θέλουμε να μετρήσουμε, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.94. Προφανώς ο περιστροφικός επιλογέας του πολυμέτρου θα πρέπει να έχει ρυθμιστεί για μέτρηση τάσης, και να αντιστοιχεί στην κατάλληλη κλίμακα αν το πολύμετρο είναι αναλογικό.

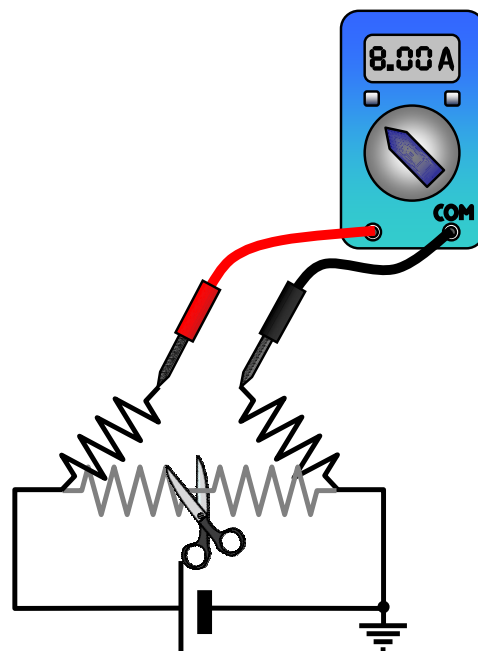
Εδώ θα πρέπει να παρατηρήσουμε ότι κατά τη σύνδεση του πολυμέτρου στο κύκλωμα, ένα μέρος του ρεύματος θα διακλαδίζεται προς το ίδιο το όργανο, ιδιαίτερα αν αυτό είναι αναλογικό (Όπως είδαμε, σε ένα αναλογικό πολύμετρο προκειμένου να πάρουμε ένδειξη της βελόνας θα πρέπει να διέλθει ρεύμα μέσα από το κινητό πηνίο). Το γεγονός αυτό, ωστόσο, προκαλεί μεταβολή της τάσης στο σημείο μέτρησης, με αποτέλεσμα σφάλμα στη μέτρηση αυτή. Όσο μεγαλύτερο είναι το ρεύμα που διέρχεται από το πολύμετρο, τόσο μεγαλύτερο θα είναι και το μέγεθος του σφάλματος μέτρησης. Μπορούμε, επομένως, να συμπεράνουμε το εξής:



Σχήμα 1.94: Μέτρηση τάσης με τη βοήθεια πολυμέτρου

Ένα πολύμετρο σε λειτουργία βολτομέτρου θα πρέπει να έχει πολύ μεγάλη εσωτερική αντίσταση.

Ας υποθέσουμε πως για το κύκλωμα του Σχήματος 1.93 επιθυμούμε να μετρήσουμε την ένταση του ρεύματος που διέρχεται από το σημείο A. Η μέτρηση αυτή θα πραγματοποιηθεί κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 1.95. Η συνέχεια του κυκλώματος θα πρέπει να διακοπεί στο σημείο A, ώστε να παρεμβληθεί το πολύμετρο. Γενικά, κατά τη μέτρηση της έντασης του ρεύματος με τη βοήθεια πολυμέτρου θα πρέπει να έχουμε υπόψη μας τον ακόλουθο κανόνα:



Σχήμα 1.95: Μέτρηση ρεύματος με τη βοήθεια πολυμέτρου

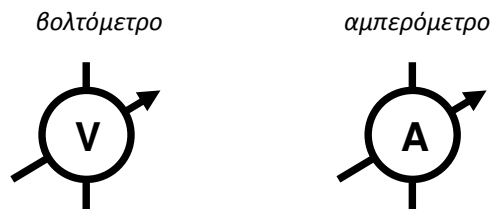
Προκειμένου να μετρήσουμε την ένταση του ρεύματος με τη χρήση πολυμέτρου, θα πρέπει το ρεύμα που επιθυμούμε να μετρήσουμε να διέρχεται ολόκληρο μέσα από το πολύμετρο.

Κατά τη μέτρηση του ρεύματος θα πρέπει να φροντίζουμε ώστε η φορά του να είναι τέτοια ώστε το ρεύμα να εξέρχεται από τη θύρα COM. Στην αντίθετη περίπτωση, η μέτρηση του ρεύματος θα είναι αρνητική αν χρησιμοποιούμε ψηφιακό πολύμετρο, ή αν χρησιμοποιούμε αναλογικό η βελόνα θα τείνει να κινηθεί προς αρνητικές τιμές της κλίμακας, με κίνδυνο καταστροφής της. Για την αποφυγή του τελευταίου, πολλά σύγχρονα αναλογικά πολύμετρα διαθέτουν πλήκτρο αλλαγής πολικότητας (polarity).

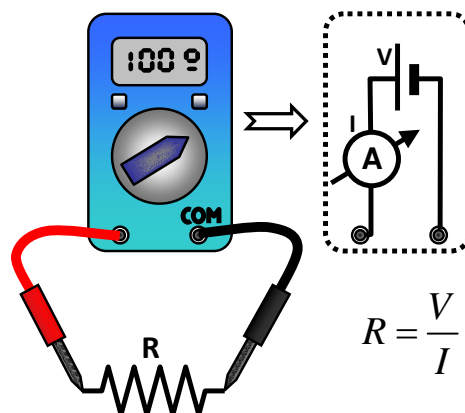
Είναι φανερό ότι κατά τη μέτρηση του ρεύματος, μεγάλη εσωτερική αντίσταση του πολυμέτρου θα περιορίζει την τιμή του, με αποτέλεσμα σφάλμα στη μέτρηση. Μπορούμε, επομένως να συμπεράνουμε το εξής:

Ένα πολύμετρο σε λειτουργία αμπερομέτρου θα πρέπει να έχει πολύ μικρή εσωτερική αντίσταση.

Τα συνηθέστερα σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τα βολτόμετρα και τα αμπερόμετρα κατά τη σχεδίαση κυκλωματικών διαγραμμάτων φαίνονται στο Σχήμα 1.96.



Σχήμα 1.96: Κυκλωματικά σύμβολα βολτομέτρου - αμπερομέτρου



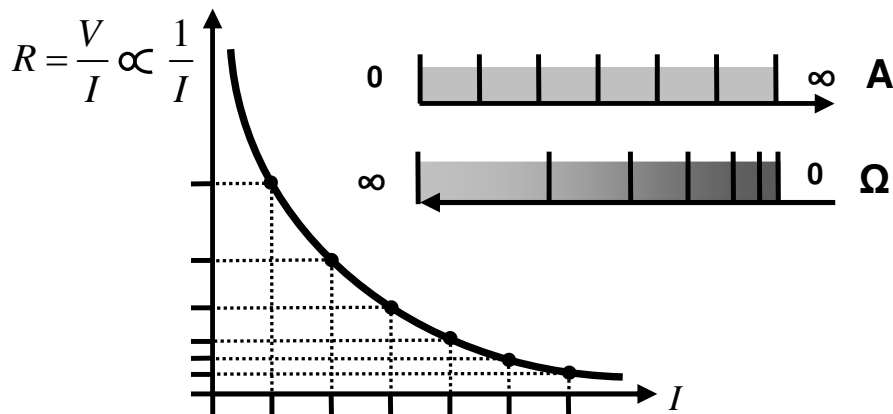
Σχήμα 1.97: Μέτρηση αντίστασης με τη βοήθεια πολυμέτρου

Προκειμένου να μετρηθεί η τιμή μιας αντίστασης, κάθε πολύμετρο χρησιμοποιεί μια εσωτερική πηγή σταθερής τάσης. (Για το λόγο αυτό τα φορητά πολύμετρα – ακόμα και τα αναλογικά - εφοδιάζονται με μπαταρία).

Συνδέοντας την προς μέτρηση αντίσταση στους ακροδέκτες του πολυμέτρου, κατά το Σχήμα 1.97, η αντίσταση διαρρέεται από ένα ρεύμα I το οποίο και μετράται από το πολύμετρο. Δεδομένου ότι η τιμή V της εσωτερικής πηγής τάσης είναι γνωστή, η τιμή της αντίστασης R είναι αντιστρόφως ανάλογη της έντασης του ρεύματος, σύμφωνα με τον νόμο του Ohm. Σε ένα αναλογικό πολύμετρο μπορεί να βαθμονομηθεί ειδική κλίμακα για τα Ω με βάση τη σχέση αυτή, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 1.98.

Επειδή η τιμή της αντίστασης είναι αντιστρόφως ανάλογη της έντασης του ρεύματος (για σταθερή τάση V), η σχέση μεταξύ των κλιμάκων A (Ampere) και Ω (Ohm) θα προκύψει με βάση την καμπύλη της υπερβολής που φαίνεται στο Σχήμα 1.98. Αξίζει να παρατηρήσουμε πως η φορά των πιο πάνω κλιμάκων είναι αντίρροπη.

Η σχέση βαθμονόμησης μεταξύ των κλιμάκων A και Ω εμπεριέχει και την τιμή V της εσωτερικής πηγής τάσης του πολυμέτρου. Σε ένα φορητό πολύμετρο που τροφοδοτείται από μπαταρία η τάση αυτή παρουσιάζει μια αργή πτώση με την πάροδο του χρόνου, αντίστοιχη της απόκλισης της τάσης της μπαταρίας από την ονομαστική της τιμή. (Η τάση που παρέχει μια μπαταρία διαφέρει από την ονομαστική της τιμή, ανάλογα με το ποσοστό κατά το οποίο αυτή έχει «εκφορτισθεί» λόγω προηγούμενης χρήσης. Εξαρτάται, δηλαδή, από την «παλαιότητα» της μπαταρίας).



Σχήμα 1.98: Σχέση κλιμάκων A - Ω σε αναλογικό πολύμετρο

Η βαθμονόμηση της κλίμακας των Ω θα πρέπει, επομένως, να τροποποιείται προκειμένου να αντισταθμίζεται η μεταβολή της εσωτερικής τάσης.

Στα ψηφιακά πολύμετρα η αντιστάθμιση γίνεται αυτόματα, χωρίς να απαιτείται κάποια ενέργεια από το χρήστη. Τα αναλογικά πολύμετρα διαθέτουν για το σκοπό αυτό περιστροφικό κουμπί αρχικής ρύθμισης: Πριν μετρηθεί η αντίσταση βραχυκυκλώνουμε τους ακροδέκτες του πολυμέτρου,

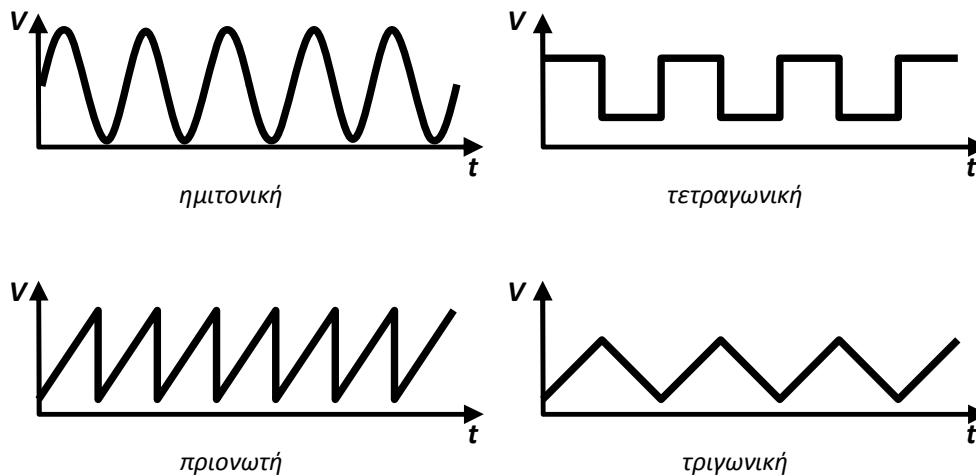
ώστε η αντίσταση μεταξύ τους να είναι μηδενική, και ρυθμίζουμε τη βελόνα ώστε να δείχνει 0Ω.

Στη μέτρηση μιας αντίστασης παρεμβάλλονται αναπόφευκτα και οι αντιστάσεις των καλωδίων διασύνδεσης, οι οποίες αν και μικρές δεν είναι αμελητέες. Για το λόγο αυτό η ακρίβεια της μέτρησης υποβιβάζεται αν η μετρούμενη αντίσταση είναι πάρα πολύ μικρή. Για αντιστάσεις πολύ μικρής τιμής ($< 1\Omega$) χρησιμοποιούνται τεχνικές μέτρησης **τεσσάρων ακροδεκτών (Kelvin)** για τις οποίες παραπέμπουμε τον αναγνώστη στη σχετική βιβλιογραφία.

Τέλος, να σημειώσουμε πως οι μετρήσεις της αντίστασης διακριτών αντιστατών είναι αξιόπιστες μόνο όταν πραγματοποιούνται *εκτός κυκλώματος*, δηλαδή κατά τον τρόπο που φαίνεται στο Σχήμα 1.97. Μετρήσεις *επί* του κυκλώματος συμπεριλαμβάνουν και κάθε στοιχείο ή κλάδο του κυκλώματος που συνδέεται παράλληλα προς τον αντιστάτη, έτσι ώστε το αποτέλεσμα της μέτρησης να αποκλίνει σημαντικά από την πραγματική τιμή του εξαρτήματος.

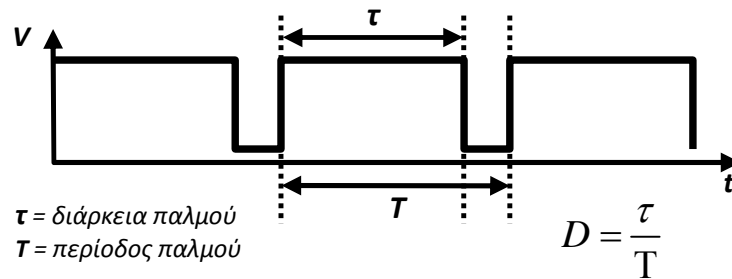
1.26.4 Γεννήτριες σήματος – ταλαντωτές – γεννήτριες συναρτήσεων

Οι **γεννήτριες σήματος** είναι ηλεκτρονικές συσκευές που παρέχουν συνήθως τάσεις ημιτονικές (οπότε και λέγονται **ταλαντωτές**), αλλά μπορούν επιπλέον να παρέχουν τάσεις τετραγωνικής, πριονωτής ή άλλης μορφής και τότε χαρακτηρίζονται ως **γεννήτριες συναρτήσεων**. Τυπικές κυματομορφές εξόδου μιας γεννήτριας συναρτήσεων φαίνονται στο Σχήμα 1.99.



Σχήμα 1.99: Τυπικές κυματομορφές εξόδου γεννήτριας συναρτήσεων

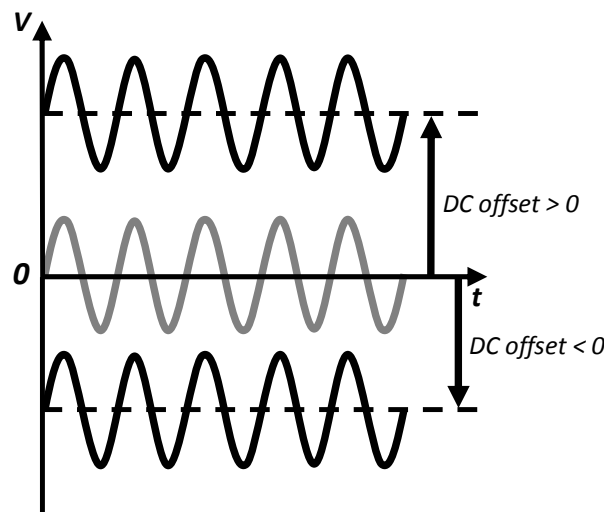
Ανάλογα με τις τιμές των συχνοτήτων που παράγουν, οι γεννήτριες σήματος διακρίνονται σε γεννήτριες **χαμηλών** (LF), **ακουστικών** (AF) συχνοτήτων και σε γεννήτριες **υψηλών συχνοτήτων** (RF). Δύο παράμετροι που είναι καλό να γνωρίζουμε κατά τη χρήση γεννητριών συναρτήσεων είναι ο **κύκλος λειτουργίας** (duty cycle) και η **ολίσθηση DC** (DC offset).



Σχήμα 1.100: Κύκλος λειτουργίας ορθογώνιου παλμού

Ο κύκλος λειτουργίας (D) αναφέρεται σε ορθογώνιο παλμό και ορίζεται ως το πηλίκο της διάρκειας προς την περίοδο του παλμού αυτού, σύμφωνα και με το Σχήμα 1.100. Συχνά γράφεται ως ποσοστό (%). Η ολίσθηση DC ενός σήματος ταυτίζεται με τη μέση τιμή του σήματος αυτού. Μεταβάλλοντας τη μέση τιμή το σήμα ολισθαίνει στον κατακόρυφο άξονα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.101.

Οι περισσότερες γεννήτριες συναρτήσεων παρέχουν τη δυνατότητα ρύθμισης των δύο πιο πάνω χαρακτηριστικών των σημάτων εξόδου τους.

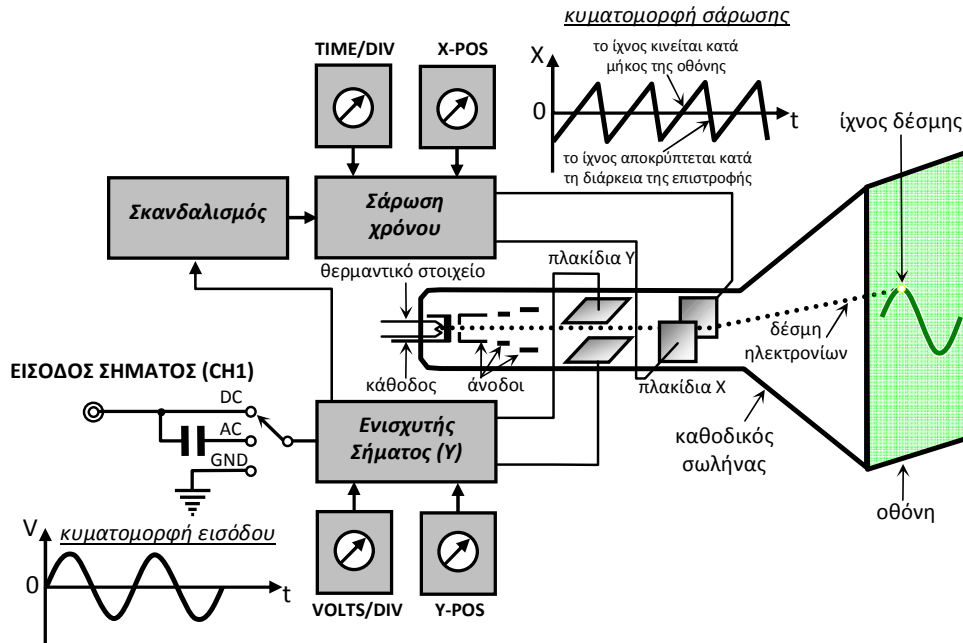


Σχήμα 1.101: DC Offset σήματος

1.26.5 Παλμογράφος

Ο **παλμογράφος** (oscilloscope) είναι ένα από τα σημαντικότερα όργανα του ηλεκτρονικού εργαστηρίου. Επιτρέπει την απεικόνιση της χρονικής εξέλιξης ηλεκτρικών σημάτων και παρέχει πληροφορίες γι' αυτά, τις οποίες δεν μπορούμε να πάρουμε με ένα κοινό πολύμετρο. Υπάρχουν κυρίως δύο τύποι παλμογράφου, ο **αναλογικός** και ο **ψηφιακός**, ενώ πολλοί παλμογράφοι διαθέτουν ταυτόχρονα αναλογικό και ψηφιακό τμήμα. Ο αναλογικός

παλμογράφος στηρίζει τη λειτουργία του στον **καθοδικό σωλήνα**, ενώ ο ψηφιακός προσομοιώνει τη λειτουργία του αναλογικού παλμογράφου, χρησιμοποιώντας τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, παρέχοντας πολύ περισσότερες δυνατότητες.



Σχήμα 1.102: Απλοποιημένο διάγραμμα βαθμίδων αναλογικού παλμογράφου

Στο Σχήμα 1.102 φαίνεται το απλοποιημένο διάγραμμα βαθμίδων ενός αναλογικού παλμογράφου. Η κατανόηση του τρόπου λειτουργίας ενός παλμογράφου είναι πολύ σημαντική για το σωστό χειρισμό του. Για το λόγο αυτό θα περιγράψουμε συνοπτικά τη δομή και τις βασικές αρχές λειτουργίας του:

Η οθόνη του αναλογικού παλμογράφου πάνω στην οποία σχηματίζονται οι κυματομορφές αποτελεί την πρόσοψη ενός καθοδικού σωλήνα, μιας ειδικού τύπου λυχνίας που ονομάζεται και σωλήνας καθοδικών ακτίνων (Cathode Ray Tube - CRT), ή **εικονογράφος**.

Το εσωτερικό του σωλήνα καθοδικών ακτίνων είναι κενό από αέρα και περιέχει τις απαραίτητες διατάξεις για τη λειτουργία του. Αυτές είναι το **πυροβόλο ηλεκτρονίων**, τα **πλακίδια οριζόντιας απόκλισης (X)**, τα **πλακίδια κατακόρυφης απόκλισης (Y)** και η **φθορίζουσα οθόνη**.

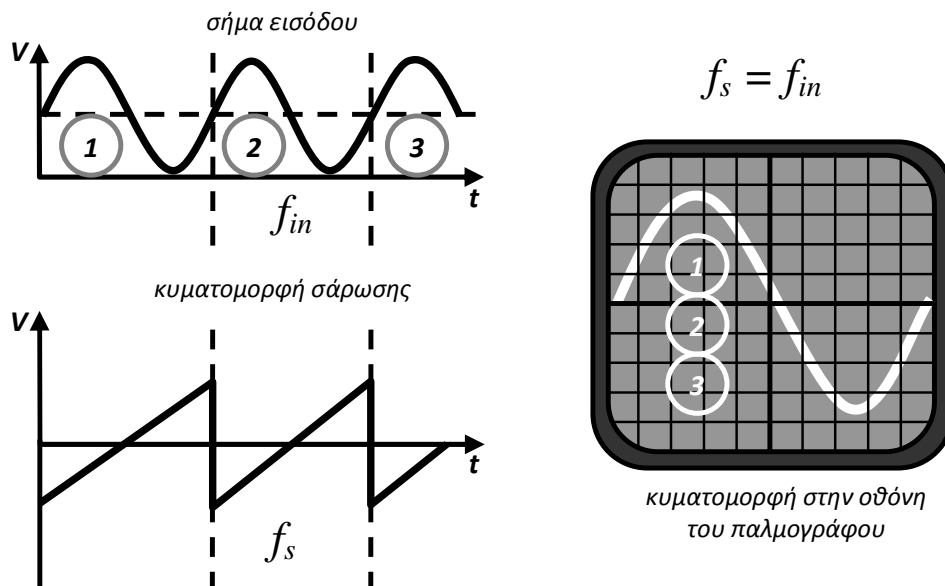
Το πυροβόλο ηλεκτρονίων είναι μια διάταξη που παράγει μια λεπτή δέσμη ηλεκτρονίων με **θερμιονική εκπομπή**. Αποτελείται από την **κάθοδο**, ένα ηλεκτρόδιο σε αρνητικό δυναμικό το οποίο αναπτύσσει πολύ υψηλή θερμοκρασία με τη βοήθεια ενός ηλεκτρικά τροφοδοτούμενου θερμαντικού στοιχείου. Εξαιτίας της υψηλής θερμοκρασίας που αναπτύσσεται, μεγάλος αριθμός ηλεκτρονίων διαφεύγουν από την κάθοδο.

Τα ηλεκτρόνια της καθόδου απομακρύνονται από αυτήν κινούμενα υπό την επίδραση συστήματος **ανόδων**· θετικά φορτισμένων ηλεκτροδίων τα οποία λειτουργώντας ως ηλεκτρικοί φακοί συγκεντρώνουν τα ηλεκτρόνια σχηματίζοντας μια λεπτή **δέσμη**. Η έλξη που ασκούν οι άνοδοι στην ηλεκτρονική δέσμη προσδίδει σε αυτήν την απαραίτητη επιτάχυνση ώστε να μπορέσει να προσπέσει στην φθορίζουσα οθόνη.

Κατά την πορεία της προς την οθόνη, η δέσμη εκτρέπεται από την ευθύγραμμη πορεία της εξαιτίας της παρουσίας των φορτισμένων πλακιδίων οριζόντιας και κατακόρυφης απόκλισης. Η γωνία απόκλισης εξαρτάται από το δυναμικό των πλακιδίων και καθορίζει το σημείο της φθορίζουσας οθόνης στο οποίο θα προσπέσει η δέσμη. Η ενέργεια των ηλεκτρονίων διεγείρει την **φθορίζουσα επίστρωση**, με αποτέλεσμα το συγκεκριμένο σημείο να φωτοβολεί.

Η τιμή και η πολικότητα της τάσης στα πλακίδια οριζόντιας απόκλισης καθορίζονται από την έξοδο του **κυκλώματος σάρωσης χρόνου**, ενώ τα πλακίδια κατακόρυφης απόκλισης τροφοδοτούνται από τον **ενισχυτή του σήματος εισόδου**.

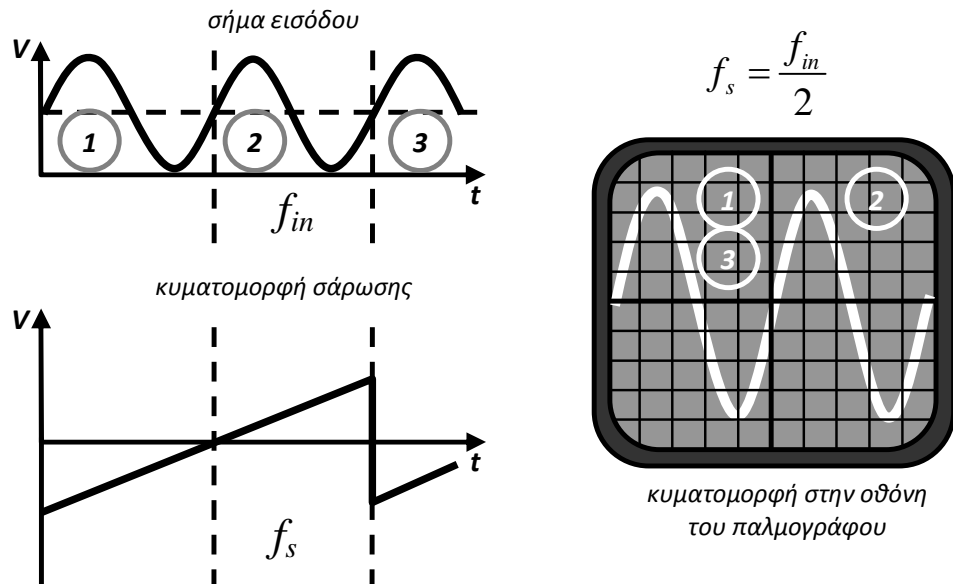
Το κύκλωμα σάρωσης χρόνου αποτελείται από μια **γεννήτρια πριονωτής τάσης** η οποία παράγει την **κυματομορφή σάρωσης**. Η κυματομορφή αυτή εξασφαλίζει την περιοδική σάρωση της οθόνης από την κηλίδα της δέσμης κατά τον οριζόντιο άξονα (άξονας χρόνου). Επιπλέον, αποκόπτει τη δέσμη κατά την επιστροφή της ώστε να μην αφήνει ίχνος επιστροφής. Η αρχή λειτουργίας της σάρωσης φαίνεται στο Σχήμα 1.103.



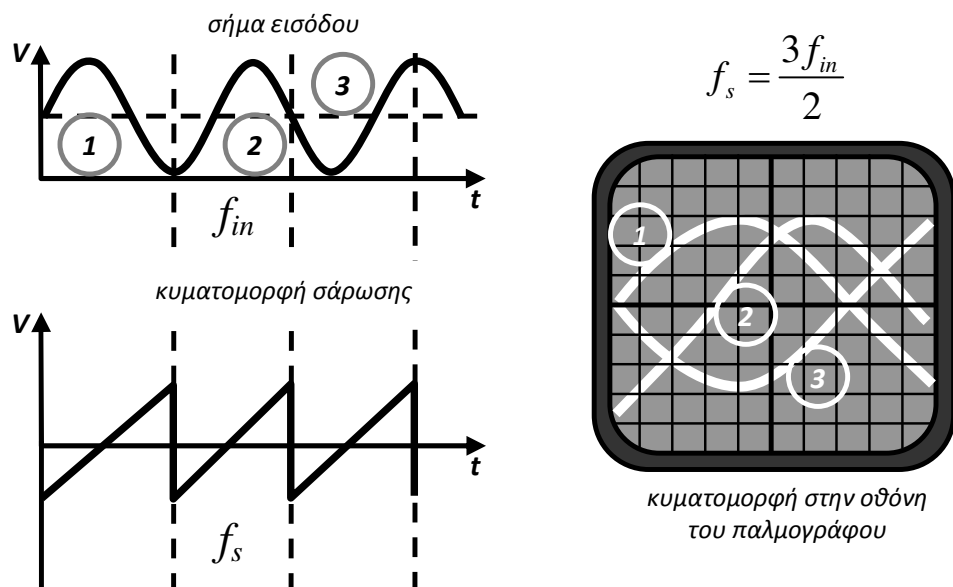
Σχήμα 1.103: Αρχή λειτουργίας σάρωσης

Από το Σχήμα 1.103 παρατηρούμε ότι αν η συχνότητα σάρωσης (f_s) είναι ίση με τη συχνότητα του σήματος εισόδου (f_{in}), τότε στην οθόνη του

παλμογράφου απεικονίζεται μία περίοδος του σήματος, από την επαλληλία των διαδοχικών περιόδων που σαρώνονται («1», «2», «3» κ.λπ., για το συγκεκριμένο παράδειγμα).



Σχήμα 1.104: Επίδραση της συχνότητας σάρωσης στην κυματομορφή που απεικονίζεται στον παλμογράφο



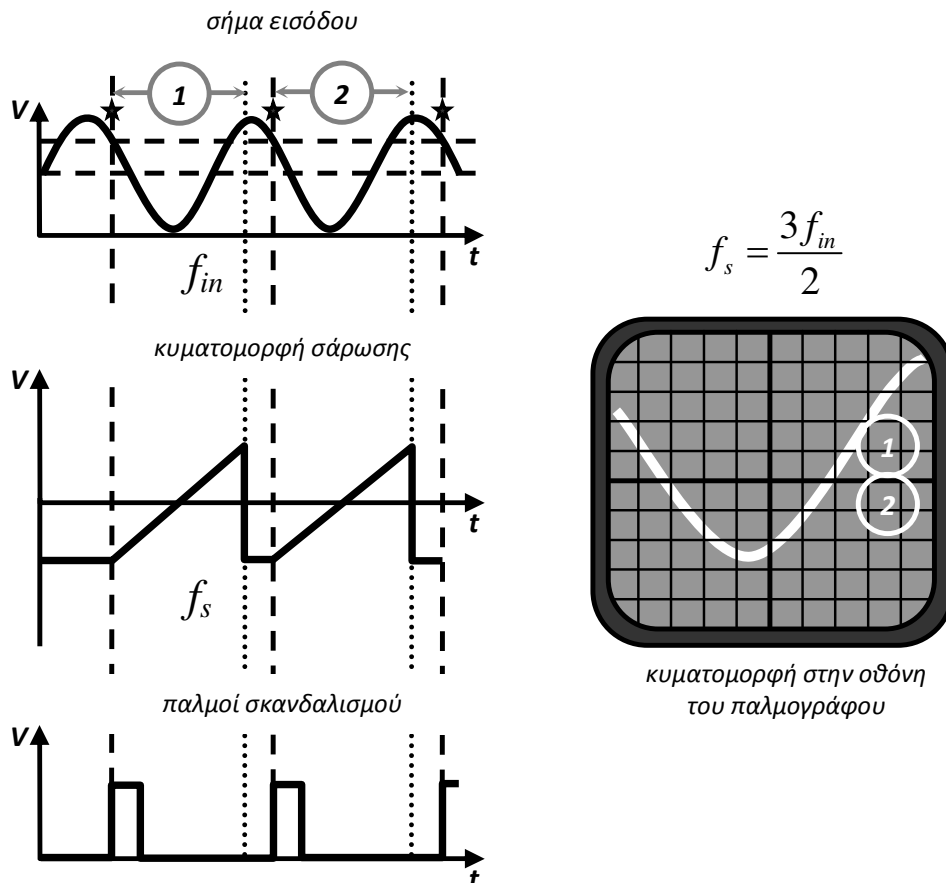
Σχήμα 1.105: Ασταθής απεικόνιση κυματομορφής στον παλμογράφο

Από το Σχήμα 1.104 παρατηρούμε ότι αν η συχνότητα σάρωσης είναι ίση με το ήμισυ της συχνότητας του σήματος εισόδου, τότε στην οθόνη του παλμογράφου απεικονίζονται δύο περίοδοι του σήματος, από την επαλληλία

των διαδοχικών ζευγών περιόδων που σαρώνονται κατά τη φάση αύξησης της τιμής της κυματομορφής σάρωσης.

Όταν, ωστόσο, η συχνότητα σάρωσης δεν είναι ακέραια υποδιαίρεση της συχνότητας εισόδου, τότε έχουμε την αστάθεια που απεικονίζεται στο Σχήμα 1.105. Αυτό συμβαίνει επειδή στις διαδοχικές περιόδους της κυματομορφής σάρωσης αντιστοιχεί διαφορετικό τμήμα του σήματος εισόδου που απεικονίζεται στην οθόνη του παλμογράφου (τα «1», «2» και «3» στο παράδειγμα του Σχήματος 1.105).

Για να έχουμε μια σταθερή εικόνα θα πρέπει ο πριονωτός παλμός σάρωσης να βρίσκεται σε φάση με το σήμα εισόδου. Αυτό εξασφαλίζεται με το **κύκλωμα σκανδαλισμού** (trigger), η λειτουργία του οποίου φαίνεται στο Σχήμα 1.106. Το κύκλωμα αυτό ανιχνεύει διαδοχικά **συμφασικά** σημεία του σήματος εισόδου (σημεία, δηλαδή, που έχουν την ίδια φάση – Μια οικογένεια τέτοιων διαδοχικών σημείων σημειώνονται με αστερίσκο στο Σχήμα 1.106).



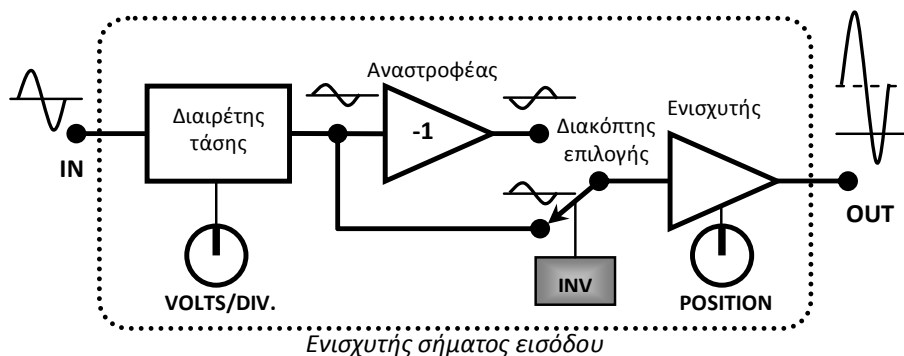
Σχήμα 1.106: Λειτουργία κυκλώματος σκανδαλισμού

Για καθένα από τα σημεία που προαναφέραμε παράγεται ένας **παλμός σκανδαλισμού**, ο οποίος πυροδοτεί την ενεργοποίηση της κυματομορφής σάρωσης. Μετά την πάροδο χρόνου ίσου με την περίοδο σάρωσης η γεννήτρια πριονωτής τάσης απενεργοποιείται, αναμένοντας τον

επόμενο παλμό σκανδαλισμού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.106. Με τον τρόπο αυτό σαρώνεται το ίδιο τμήμα της κυματομορφής εισόδου κάθε φορά, και αίρεται έτσι η αστάθεια στην οθόνη του παλμογράφου.

Το τμήμα του σήματος εισόδου που απεικονίζεται στον κατακόρυφο άξονα της οθόνης του παλμογράφου καθώς και η θέση του ως προς το μέσο του άξονα αυτού καθορίζονται από τον ενισχυτή του σήματος εισόδου. Η είσοδος αυτού του ενισχυτή μπορεί να συνδεθεί απευθείας στην είσοδο του καναλιού (**DC mode**), μέσω ενός πυκνωτή (**AC mode**) ή να γειωθεί στα 0V (**GND**), όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.102. Η σύνδεση μέσω πυκνωτή καταργεί τη συνεχή συνιστώσα και επιτρέπει να εξετάσουμε με ακρίβεια την εναλλασσόμενη συνιστώσα του σήματος που εφαρμόζεται στο αντίστοιχο κανάλι εισόδου. Στην περίπτωση αυτή ο πυκνωτής σε συνδυασμό με την εσωτερική αντίσταση του ενισχυτή (τυπική τιμή 1MΩ) σχηματίζουν ένα **φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων** (ή υψιπερατό, HPF- High Pass Filter).

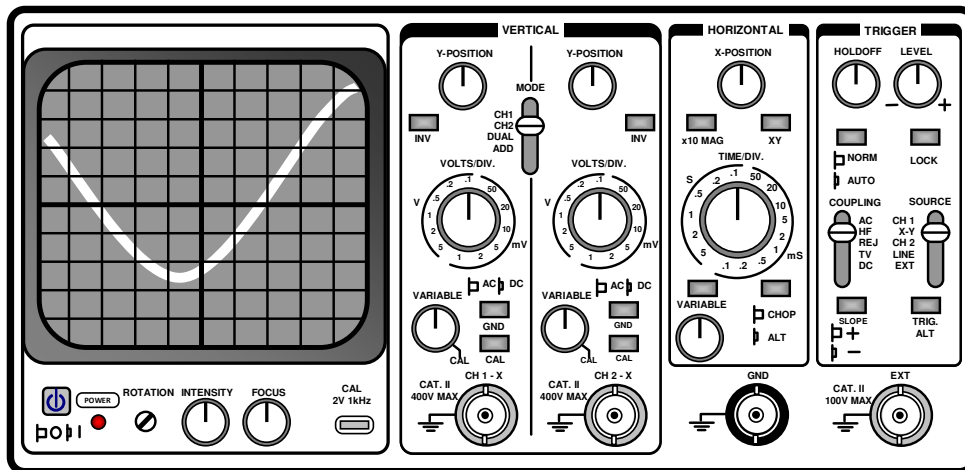
Ένα απλοποιημένο διάγραμμα βαθμίδων για τον ενισχυτή του σήματος εισόδου φαίνεται στο Σχήμα 1.107. Εισερχόμενο το σήμα στον ενισχυτή διέρχεται από διαιρέτη τάσης ο οποίος ελέγχεται από τον περιστροφικό επιλογέα **VOLTS/DIV** που βρίσκεται στην πρόσοψη του παλμογράφου και καθορίζει την αντιστοιχία μεταξύ της τάσης (σε Volts) και των κατακόρυφων υποδιαιρέσεων στην οθόνη του οργάνου. Στη συνέχεια το σήμα μπορεί να υποστεί ή όχι αναστροφή, ανάλογα με την θέση του διακόπτη επιλογής ο οποίος ελέγχεται από το πλήκτρο **INV** (Invert). Στον ενισχυτή της τελικής βαθμίδας το σήμα ενισχύεται, ενώ προστίθεται σε αυτό το επιθυμητό DC offset, η τιμή του οποίου ελέγχεται από τον περιστροφικό επιλογέα **POSITION**. Μεταβάλλοντας τη θέση του επιλογέα αυτού η κυματομορφή στην οθόνη του παλμογράφου μπορεί να ολισθαίνει κατά την κατακόρυφη διεύθυνση.



Σχήμα 1.107: Διάγραμμα βαθμίδων ενισχυτή σήματος εισόδου

Οι περισσότεροι αναλογικοί παλμογράφοι διαθέτουν δύο κανάλια εισόδου, μπορούν δηλαδή να υποδεχθούν ταυτόχρονα δύο σήματα. Τα σήματα αυτά μπορούν να εμφανίζονται στην οθόνη είτε επιλέγοντας για απεικόνιση το ένα από τα δύο (**CH1** ή **CH2**), είτε και τα δύο ταυτόχρονα (**DUAL**). Στην τελευταία

περίπτωση, όταν ο παλμογράφος παράγει την κυματομορφή σκανδαλισμού με βάση το σήμα στο ένα από τα δύο κανάλια εισόδου, υπάρχει πιθανότητα η απεικόνιση του σήματος στο άλλο κανάλι να είναι ασταθής, για τους λόγους που ήδη εξηγήσαμε. Προκειμένου να υπάρχει ευσταθής απεικόνιση και των δύο καναλιών διατίθενται οι λειτουργίες **ALT** (Alternate) και **CHOP**. Με την πρώτη το σήμα σκανδαλισμού παράγεται εκ περιτροπής και από τα δύο σήματα, απεικονίζοντας στην οθόνη τα δύο σήματα κατ' εναλλαγή. Με τη δεύτερη, κάθε κυματομορφή κατατέμενεται σε μεγάλο αριθμο δειγμάτων τα οποία εμφανίζονται εναλλάξ (πολυπλέκονται) σε κάθε σάρωση.



Σχήμα 1.108: Πρόσοψη τυπικού αναλογικού παλμογράφου δύο καναλιών

Στο Σχήμα 1.108 παρουσιάζεται η πρόσοψη ενός τυπικού αναλογικού παλμογράφου με δύο κανάλια εισόδου (CH1 και CH2).

Τα διάφορα πλήκτρα, οι επιλογείς και οι υποδοχές σήματος οργανώνονται σε τρία βασικά τμήματα (ομάδες): VERTICAL, HORIZONTAL και TRIGGER. Τις κυριότερες λειτουργίες των τμημάτων αυτών θα εξετάσουμε στη συνέχεια:

VERTICAL

Το τμήμα Vertical χωρίζεται σε δύο ομάδες όμοιων στοιχείων, μία για κάθε κανάλι εισόδου. Κάθε ομάδα ελέγχει τον ενισχυτή εισόδου του αντίστοιχου καναλιού. Το σήμα προσαρμόζεται στην είσοδο του ενισχυτή μέσω μιας υποδοχής (βύσματος) **BNC** (Bayonet Neill-Concelman).

Οι κύριες ρυθμίσεις – λειτουργίες είναι οι εξής:

VOLTS/DIV — Ρυθμίζει την αντιστοιχία τάσης ανά υποδιαίρεση, μεταβάλλοντας το κλάσμα διαίρεσης τάσης στον ενισχυτή εισόδου. Διατίθεται και μικρομετρική ρύθμιση που συνήθως βρίσκεται στο κέντρο του περιστροφικού επιλογέα της ευαισθησίας. Στην περίπτωση που ο μικρομετρικός ροοστάτης

δεν βρίσκεται στο τέρμα της ορθής φοράς υπάρχει μικρή διαφορά ανάμεσα στην πραγματική τάση ανά υποδιαίρεση και σε αυτήν που δείχνει ο επιλογέας.

INV — Αναστρέφει το σήμα εισόδου του καναλιού, ενεργοποιώντας τον αναστροφέα που είναι ενσωματωμένος στα κυκλώματα του ενισχυτή εισόδου. Διατίθεται τουλάχιστον στο δεύτερο κανάλι. Χρησιμοποιείται για τη λήψη διαφορικής μέτρησης σε συνδυασμό με το πλήκτρο **ADD** (που αθροίζει τις τάσεις των δύο εισόδων και απεικονίζει το αποτέλεσμα στην οθόνη).

Y-POSITION — Πρόκειται για ροοστάτη με τον οποίο μπορούμε να αλλάξουμε το DC offset του απεικονιζόμενου σήματος. Επιτρέπει την παρατήρηση λεπτομερειών της κυματομορφής εισόδου, ελαχιστοποιώντας το σφάλμα ανάγνωσης. Ακόμη, μπορούμε με τη βοήθειά του να τοποθετήσουμε την κυματομορφή στο επιθυμητό σημείο προκειμένου να λάβουμε ειδικές μετρήσεις (ποσοστών ή σχετικών αποκλίσεων μεταξύ των καναλιών).

AC/DC — Επιτρέπει την κατάργηση ή μη της DC συνιστώσας του σήματος εισόδου, όπως ήδη εξηγήσαμε.

GND (ή **GD**) — Παρακάμπτει το σήμα στην είσοδο του καναλιού γειώνοντας την είσοδο του ενισχυτή σήματος. Χρησιμοποιείται για τον καθορισμό της στάθμης αναφοράς (0V) στην οθόνη του οργάνου.

MODE — Πρόκειται για επιλογικό διακόπτη με δυνατές επιλογές τις CH1, CH2, DUAL και ADD. Με τις δύο πρώτες απεικονίζεται στην οθόνη το κανάλι που επιλέγεται. Με την επιλογή DUAL εμφανίζονται ταυτόχρονα και τα δύο σήματα εισόδου. Με την επιλογή ADD απεικονίζεται το αποτέλεσμα της άθροισης των δύο σημάτων εισόδου (CH1 + CH2).

HORIZONTAL

Το τμήμα Horizontal ελέγχει τα κυκλώματα σάρωσης χρόνου του παλμογράφου, με κυριότερο τον καθορισμό την περιόδου της πριονωτής τάσης σάρωσης.

Οι κύριες ρυθμίσεις – λειτουργίες είναι οι εξής:

TIME/DIV — Ρυθμίζει την αντιστοιχία χρόνου ανά υποδιαίρεση στην οθόνη, μεταβάλλοντας την περίοδο της κυματομορφής σάρωσης. Διατίθεται και μικρομετρική ρύθμιση που συνήθως βρίσκεται στο κέντρο του περιστροφικού επιλογέα της ευαισθησίας. *Στην περίπτωση που ο μικρομετρικός ροοστάτης δεν βρίσκεται στο τέρμα της ορθής φοράς υπάρχει μικρή διαφορά ανάμεσα στην πραγματική τιμή ανά υποδιαίρεση και σε αυτήν που δείχνει ο επιλογέας.*

X-POSITION — Πρόκειται για ροοστάτη με τον οποίο μπορούμε να ολισθήσουμε στο χρόνο την πριονωτή κυματομορφή σάρωσης. Με τον τρόπο αυτό μπορούμε να απεικονίζουμε διαφορετικό τμήμα (ως προς τον χρόνο) του σήματος εισόδου κάθε φορά. Επιτρέπει την παρατήρηση λεπτομερειών της κυματομορφής εισόδου, ελαχιστοποιώντας το σφάλμα ανάγνωσης.

CHOP/ALT — Σε συνδυασμό με τη λειτουργία DUAL επιλέγει μεταξύ CHOP και ALT, σύμφωνα με αυτά που εξηγήσαμε πιο πάνω.

x10 MAG — Χρησιμοποιείται στην περίπτωση που επιθυμούμε να παρατηρήσουμε μια κυματομορφή στη λεπτομέρειά της. Με ενεργοποιημένη την επιλογή αυτή ο παλμογράφος μεγεθύνει το σήμα 10 φορές στον χρόνο και εμφανίζει στην οθόνη το ένα δέκατο της αντίστοιχης κυματομορφής.

XY — Αφαιρεί από το πριονωτό σήμα σάρωσης τον έλεγχο των πλακιδίων-X και τον παραχωρεί στην έξοδο του ενισχυτή σήματος του δεύτερου καναλιού. Με τον τρόπο αυτό η απόκλιση της δέσμης κατά τον οριζόντιο άξονα αντιστοιχεί στη μεταβολή του σήματος στο δεύτερο κανάλι. Η κατακόρυφη απόκλιση εξακολουθεί να ελέγχεται από το σήμα στο πρώτο κανάλι. Η κυματομορφή που εμφανίζεται στην οθόνη του παλμογράφου αντιστοιχεί στην παράσταση της σχέσης $V_{CH1}=f(V_{CH2})$. Η λειτουργία XY είναι εξαιρετικά χρήσιμη για μετρήσεις συχνότητας με πολύ μεγάλη ακρίβεια, για την παραγωγή διαγραμμάτων φάσης, κ.λπ.

TRIGGER

Το τμήμα Trigger ελέγχει τα κυκλώματα σκανδαλισμού του παλμογράφου, με κυριότερο την παραγωγή των παλμών σκανδαλισμού.

Οι κύριες ρυθμίσεις – λειτουργίες είναι οι εξής:

NORM/AUTO — Καθορίζει τον τύπο σκανδαλισμού (τυπικό ή αυτόματο, αντίστοιχα).

LEVEL — Καθορίζει τη στάθμη των συμφασικών σημείων σκανδαλισμού. Εάν η στάθμη αυτή είναι μεγαλύτερη από την μέγιστη τάση του σήματος εισόδου από το οποίο παράγεται η κυματομορφή σκανδαλισμού, τότε θα έχουμε αστάθεια στην απεικόνιση της αντίστοιχης κυματομορφής.

SOURCE — Επιλέγει το σήμα από το οποίο προκύπτει η κυματομορφή σκανδαλισμού. (Παρέχεται και η δυνατότητα χρήσης εξωτερικού (τρίτου) σήματος το οποίο συνδέεται στην υποδοχή EXT [external].)

SLOPE — Επιλέγει την κλίση (θετική ή αρνητική) στα σημεία σκανδαλισμού, μιας και σε κάθε τιμή στάθμης που ορίζεται με τη ρύθμιση LEVEL αντιστοιχούν

δύο οικογένειες συμφασικών σημείων· μία στην οποία αντιστοιχεί θετική και μία στην οποία αντιστοιχεί αρνητική κλίση.

COUPLING — Επιλέγει τον τύπο του σήματος με βάση το οποίο παράγονται οι παλμοί σκανδαλισμού.

Εκτός των ρυθμίσεων που αναφέρονται στα τμήματα Vertical, Horizontal και Trigger υπάρχουν και οι ακόλουθες χρήσιμες ρυθμίσεις:

ROTATION — Εξασφαλίζει οριζόντια γραμμή σάρωσης όταν το κανάλι εισόδου είναι γειωμένο. Η γραμμή αυτή μπορεί αποκλίνει από την οριζόντια θέση λόγω της διαφοροποίησης του μαγνητικού πεδίου της γης κατά τόπους.

INTENSITY — Καθορίζει την ένταση (πάχος) του ίχνους στην οθόνη.

FOCUS — Καθορίζει την εστίαση της ηλεκτρονικής δέσμης. Αξιόπιστες μετρήσεις επιβάλλουν την καλύτερη δυνατή εστίαση.

CAL — Αποτελεί σύντμηση της λέξης Calibration (βαθμονόμηση). Πριν από κάθε χρήση του παλμογράφου είναι καλό να ελέγχουμε την κατάστασή του μετρώντας το σήμα βαθμονόμησης που ο ίδιος ο παλμογράφος μας παρέχει (βλπ. έξοδο “CAL 2V 1kHz” στο Σχήμα 1.108). Το σήμα αυτό είναι ένας τετραγωνικός παλμός γνωστού πλάτους και συχνότητας που μας επιτρέπει να επιβεβαιώσουμε ότι ο παλμογράφος έχει τις ρυθμίσεις που αναμένουμε.



Σχήμα 1.109: Τυπικός σηματολήπτης (probe) παλμογράφου

Τα σήματα προς απεικόνιση εισέρχονται στον παλμογράφο μέσω ενός ειδικού καλωδίου που ονομάζεται **σηματολήπτης (probe)**. Ένας τυπικός σηματολήπτης φαίνεται στο Σχήμα 1.109. Το καλώδιο αυτό λειτουργεί σαν γραμμή μεταφοράς και περιέχει κύκλωμα προσαρμογής προς την αντίσταση εισόδου του παλμογράφου. Η επιλογή του επηρεάζει σημαντικά την λειτουργία του παλμογράφου κοντά στη μέγιστη συχνότητά του. Συνήθως το καλώδιο αυτό συνοδεύεται και από ένα κύκλωμα υποβιβασμού τάσης προκειμένου να δώσει στον παλμογράφο τη δυνατότητα να μετρήσει

υψηλότερες τάσεις. Ο υποβιβασμός του καλωδίου αναγράφεται σε κάποιο από τα άκρα του. Οι συχνότερα χρησιμοποιούμενοι σηματολήπτες είναι αυτοί με υποβιβασμό 1:1, 1:2, 1:10 ή 1:100. Σε πολύ χαμηλές συχνότητες (π.χ. ακουστικές συχνότητες) μπορεί χωρίς πρόβλημα να χρησιμοποιηθεί οποιοδήποτε θωρακισμένο καλώδιο σαν σηματολήπτης 1:1. Για σήματα με υψηλές συχνότητες χρησιμοποιούνται σηματολήπτες **οπτικών ινών**.

Ολοκληρώνοντας την παρουσίαση του αναλογικού παλμογράφου θα αναφέρουμε μερικές ενδιαφέρουσες παρατηρήσεις.

Η ικανότητα του παλμογράφου να απεικονίζει σήματα πολύ υψηλών συχνοτήτων περιορίζεται από την υψηλότερη συχνότητα αποκοπής των ενισχυτή εισόδου σήματος και την απόδοση της φωτεινότητας του καθοδικού σωλήνα σε μεγάλες ταχύτητες κίνησης της ηλεκτρονικής δέσμης. Στη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του παλμογράφου, μια ημιτονοειδής κυματομορφή εμφανίζεται με πλάτος κατά 3dB μικρότερο του αναμενόμενου. Για να διατηρήσουμε την εικόνα των απεικονιζόμενων κυματομορφών θα πρέπει αυτές να έχουν βασική συχνότητα αρκετά μικρότερη της μέγιστης συχνότητας του παλμογράφου.

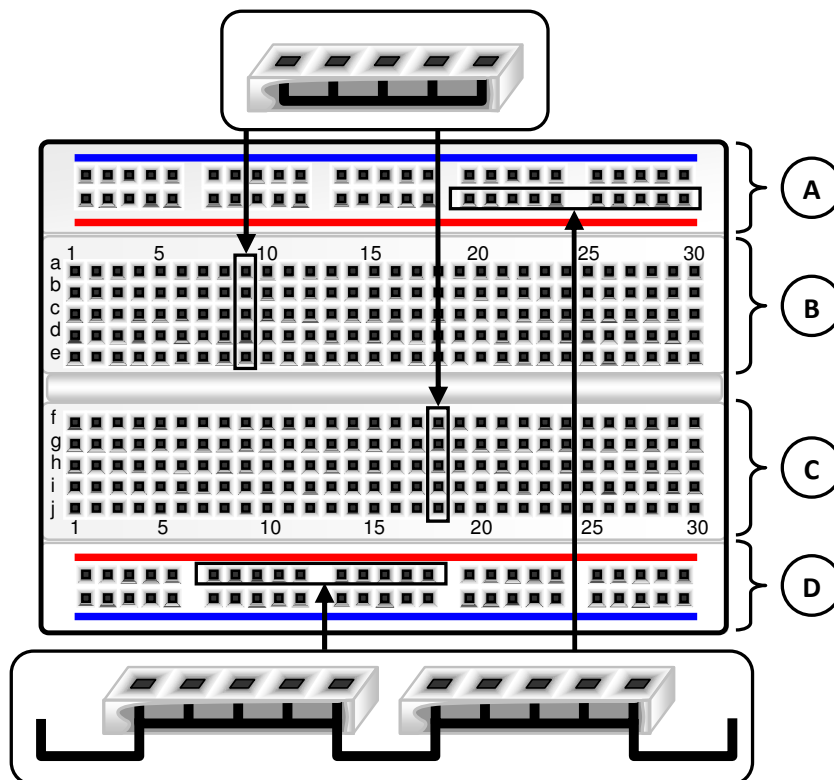
Στα βασικά χαρακτηριστικά ενός παλμογράφου εντάσσονται η **μέγιστη συχνότητα** και το **μέγιστο πλάτος** του σήματος εισόδου.

1.27 ΠΛΑΚΕΤΕΣ ΠΡΩΤΟΤΥΠΩΝ (BREADBOARDS)

Ένα από τα σημαντικότερα στάδια στη σχεδίαση ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος είναι η υλοποίησή του σε επίπεδο πρωτοτύπου. Το **πρωτότυπο** (prototype) είναι μια αρχική μορφή του κυκλώματος στο οποίο διενεργούνται εξαντλητικές δοκιμές και έλεγχοι προκειμένου να διαπιστωθεί αν ικανοποιούνται όλες οι προδιαγραφές που τέθηκαν κατά τη σχεδίαση. Κατά το στάδιο ελέγχου ενός πρωτοτύπου είναι δυνατόν να διαπιστωθούν αποκλίσεις από την επιθυμητή συμπεριφορά, είτε λόγω αστοχιών στη σχεδίαση είτε λόγω παραγόντων που δεν εκτιμήθηκαν σωστά. Προκειμένου να διορθωθούν οι αδυναμίες αυτές γίνεται επανασχεδίαση του κυκλώματος, γεγονός που επιβάλλει τροποποίηση του πρωτοτύπου και εκ νέου διενέργεια των ελέγχων. Το στάδιο αυτό είναι δυνατό να επαναληφθεί αρκετές φορές, ιδιαίτερα για κυκλώματα μεγάλης πολυπλοκότητας. Γίνεται φανερό πως για να μειωθεί ο απαιτούμενος χρόνος θα πρέπει η υλοποίηση του πρωτοτύπου να γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε οι τροποποιήσεις σε αυτό να γίνονται γρήγορα και εύκολα, χωρίς αυτό να πρέπει να κατασκευαστεί από την αρχή.

Για την υλοποίηση των πρωτότυπων κυκλωμάτων χρησιμοποιούνται οι **πλακέτες πρωτοτύπων** (protoboard ή bread-boards). Στο Σχήμα 1.110 φαίνεται μια τέτοια πλακέτα. Αποτελείται από συστοιχίες (ομάδες) οπών (υποδοχών) πάνω σε μονωτικό υλικό. Οι οπές χρησιμοποιούνται για να

στερεώνονται σε αυτές οι ακροδέκτες των εξαρτημάτων του κυκλώματος και αγωγοί (καλώδια) διασύνδεσης - αν αυτό απαιτείται· είναι δε κατασκευασμένες κατά τέτοιο τρόπο ώστε να επιτρέπουν την εύκολη αφαίρεση και επανατοποθέτηση των ακροδεκτών σε αυτές, χωρίς να απαιτείται συγκόλλησή τους. Οι οπές διασυνδέονται εσωτερικά κατά συγκεκριμένο τρόπο προκειμένου ένα μεγάλο μέρος των αγωγών που απαιτεί το κύκλωμα να υλοποιούνται στο εσωτερικό της πλακέτας. Πιο συγκεκριμένα, οργανώνονται σε ομάδες των πέντε (πεντάδες), οι οποίες συνδέονται εσωτερικά όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.110.



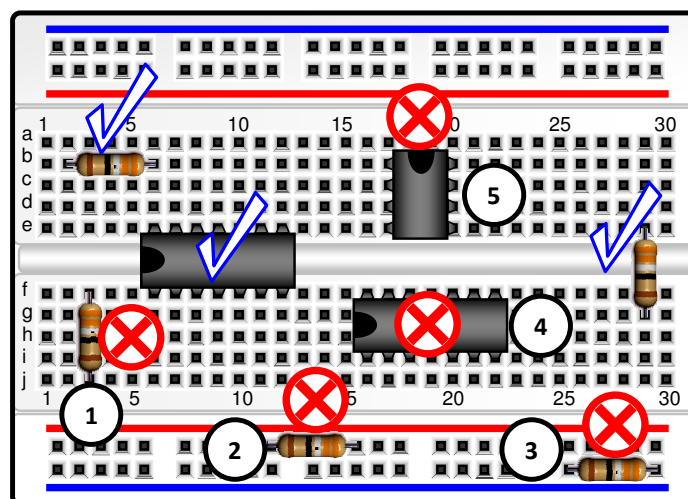
Σχήμα 1.110: Δομή πλακέτας πρωτοτύπων και διασύνδεση οπών

Μια πλακέτα πρωτοτύπων αποτελείται από δύο διαφορετικούς τύπους τμημάτων: Για τον έναν από αυτούς η διασύνδεση των οπών γίνεται οριζόντια, όπως συμβαίνει στα τμήματα A και D στο Σχήμα 1.110. Για τον άλλο, οι οπές συνδέονται κατακόρυφα (βλπ. τμήματα B και C). Γενικά ισχύει πως οι οπές γειτονικών πεντάδων δεν συνδέονται μεταξύ τους. Εξαίρεση αποτελούν τα τμήματα του οριζώντιου τύπου (A ή D) και μόνο όπου αυτό υποδεικνύεται από οριζόντιες γραμμές τυπωμένες στην επιφάνεια της πλακέτας. Στην περίπτωση αυτή οι αντίστοιχες οπές χρησιμοποιούνται συνήθως για τον τερματισμό των τάσεων τροφοδοσίας του κυκλώματος και γι' αυτό το λόγο οι οριζόντιες ενδεικτικές γραμμές είναι κόκκινου (για τον θετικό πόλο της τροφοδοσίας) και μπλε (για τον αρνητικό πόλο) χρώματος. Για την ευκολότερη

αναφορά σε κάθε οπή στα τμήματα του κατακόρυφου τύπου, χρησιμοποιείται σύστημα συντεταγμένων από αριθμούς και λατινικά γράμματα που χαράσσονται ή τυπώνονται στην επιφάνεια της πλακέτας. Έτσι, οι οπές της ίδιας πεντάδας συμβολίζονται με τα γράμματα *a-b-c-d-e* ή *f-g-h-i-j*, ενώ οι πεντάδες αριθμούνται από το 1 μέχρι τον μέγιστο αριθμό τους, ο οποίος εξαρτάται από το μέγεθος της πλακέτας.

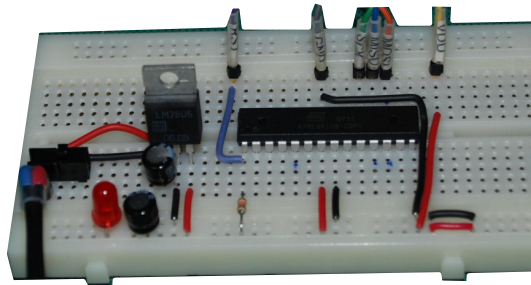
Εξαιτίας της ευκολίας και της ευελιξίας που παρέχει μια πλακέτα πρωτοτύπων, αποτελεί ιδανική λύση για την υλοποίηση κυκλωμάτων εργαστηριακών ασκήσεων. Παρόλα αυτά, απαιτείται εμπειρία στη χρήση της ώστε να γίνονται σωστά οι επιθυμητές διασυνδέσεις και να αποφεύγονται τα λάθη.

Στο Σχήμα 1.111 φαίνονται παραδείγματα ορθής και εσφαλμένης τοποθέτησης εξαρτημάτων σε μια πλακέτα πρωτοτύπων. Ο αντιστάτης #1 δεν έχει τοποθετηθεί σωστά για το λόγο ότι και οι δύο ακροδέκτες του έχουν στερεωθεί σε οπές της ίδιας πεντάδας (στις οπές f3 και j3). Αυτό συνεπάγεται πως ο αντιστάτης είναι βραχυκυκλωμένος και το ρεύμα που θα διέρχεται από αυτόν θα είναι μηδενικό. Ο αντιστάτης #3 είναι εσφαλμένα τοποθετημένος για τον ίδιο λόγο. Ο αντιστάτης #2, αν και έχει τους ακροδέκτες του τοποθετημένους σε οπές διαφορετικών πεντάδων, είναι επίσης βραχυκυκλωμένος επειδή όλες οι οπές των πεντάδων της αντίστοιχης σειράς διασυνδέονται μεταξύ τους, όπως υποδεικνύει η οριζόντια γραμμή. Για το ολοκληρωμένο #4 κάθε ζεύγος αντικρυνών ακροδεκτών είναι βραχυκυκλωμένο, αφού κάθε ακροδέκτης είναι τοποθετημένος στην ίδια πεντάδα με τον απέναντί του. Αυτό δεν είναι, γενικά, επιθυμητό. Για το ολοκληρωμένο #5 όλοι οι ακροδέκτες κάθε πλευράς του είναι βραχυκυκλωμένοι, αφού στερεώνονται στην ίδια πεντάδα οπών.



Σχήμα 1.111: Παραδείγματα ορθής και εσφαλμένης τοποθέτησης εξαρτημάτων σε πλακέτα πρωτοτύπων

Μεγαλύτερη ευελιξία τροποποιήσεων και ευκολότερος εντοπισμός λαθών επιτυγχάνεται όταν οι πρόσθετοι εξωτερικοί αγωγοί διασύνδεσης τοποθετούνται κατά τέτοιον τρόπο ώστε να εφάπτονται στην επιφάνεια της πλακέτας παρακάμπτοντας τα εξαρτήματα, για τα οποία και θα πρέπει να τηρείται η ίδια αρχή (κατά το δυνατόν και ανάλογα με τον τύπο τους). Σχετικό παράδειγμα φαίνεται στο Σχήμα 1.112.



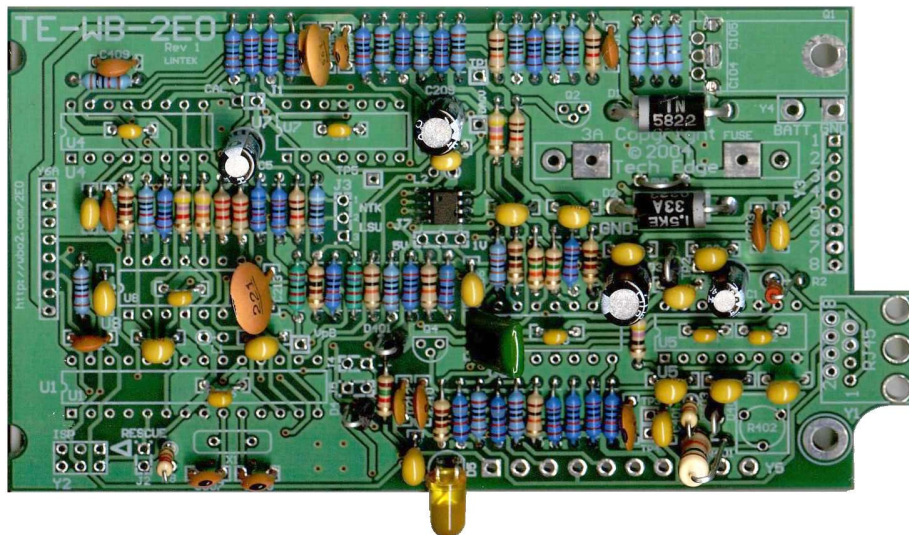
Σχήμα 1.112: Παράδειγμα σωστής διασύνδεσης εξαρτημάτων σε πλακέτα πρωτοτύπων

1.28 ΠΛΑΚΕΤΕΣ ΤΥΠΩΜΕΝΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ (PCB)

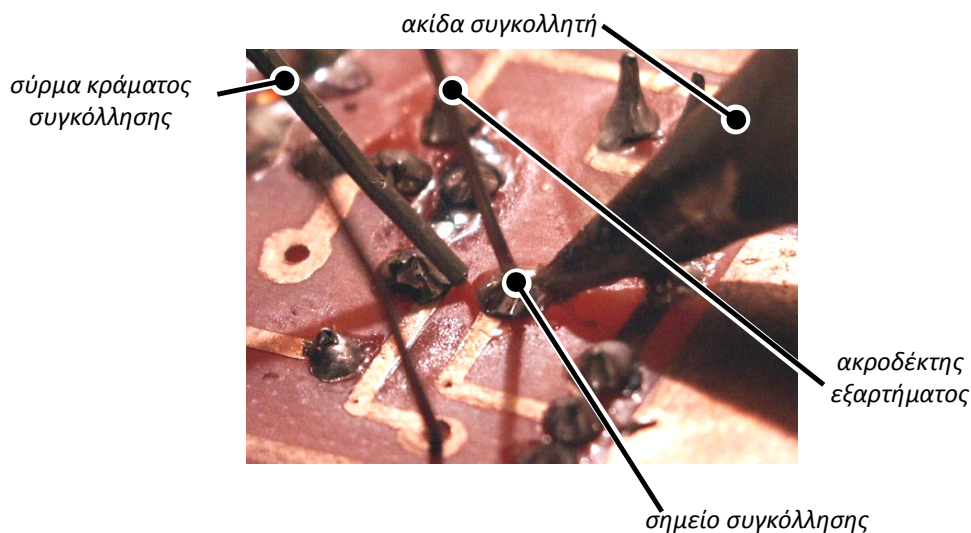
Η συντριπτική πλειοψηφία των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων κατασκευάζονται σήμερα σε μορφή επίπεδων πλακετών, ώστε να καταλαμβάνουν το μικρότερο δυνατό όγκο. Για την υλοποίηση απλών κυκλωμάτων μία και μόνη πλακέτα είναι αρκετή. Για πολύπλοκα συστήματα που αποτελούνται από μεγάλο αριθμό βαθμίδων κάθε επιμέρους βαθμίδα υλοποιείται σε ανεξάρτητη πλακέτα (**κάρτα**). Το γεγονός αυτό, εκτός του ότι απλοποιεί τη σχεδίαση, εξασφαλίζει και τον ευκολότερο εντοπισμό και διόρθωση των βλαβών και τη μείωση του σχετικού κόστους. Μια βλάβη σε μια κάρτα μπορεί να αρθεί με την επιδιόρθωση ή την αντικατάσταση της κάρτας αυτής, χωρίς να απαιτείται επέμβαση στις υπόλοιπες βαθμίδες του συστήματος.

Οι πλακέτες στις οποίες υλοποιούνται τα ηλεκτρονικά κυκλώματα αποτελούνται συνήθως από μονωτικό υλικό πάνω στο οποίο αναπτύσσονται ένα ή περισσότερα επίπεδα (στρώσεις) αγωγίμου υλικού (συνήθως χαλκού). Στα αγωγίμα επίπεδα τυπώνονται - με μια διαδικασία που θα περιγράψουμε στη συνέχεια - οι αγωγοί του κυκλώματος. Για το λόγο αυτό οι πλακέτες που χρησιμοποιούν τη συγκεκριμένη τεχνική ονομάζονται **πλακέτες τυπωμένων κυκλωμάτων (PCB – Printed Circuit Boards)**. Τα διάφορα διακριτά ηλεκτρονικά εξαρτήματα που απαρτίζουν το κύκλωμα συγκολλούνται στην επιφάνεια της πλακέτας αφού οι ακροδέκτες τους στερεωθούν μέσω οπών που ανοίγονται στο σώμα της. Η συγκόλληση των ακροδεκτών γίνεται στην πίσω πλευρά και εξασφαλίζεται με τη χρήση κραμάτων μετάλλων με βάση συνήθως τον κασσίτερο. Τα κράματα αυτά έχουν σχετικά χαμηλό σημείο τήξης και

ρευστοποιούνται προσωρινά στις υψηλές θερμοκρασίες που αναπτύσσονται από έναν ηλεκτρικό **συγκολλητή** (κολλητήρι) . Μετά την αποκατάσταση της αγωγίμης επαφής το κράμα στερεοποιείται. Στο Σχήμα 1.113 φαίνεται μια τυπική πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος με κοινά διακριτά στοιχεία. Το Σχήμα 1.114 απεικονίζει στιγμιότυπο από τη συγκόλληση ακροδέκτη εξαρτήματος σε τυπωμένη πλακέτα.



Σχήμα 1.113: Πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος



Σχήμα 1.114: Συγκόλληση ακροδέκτη διακριτού εξαρτήματος σε πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος

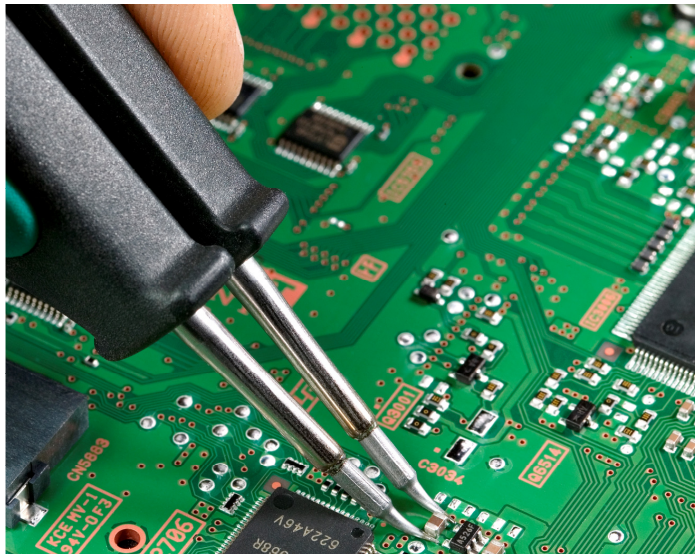
PCB με κοινά διακριτά στοιχεία χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση κυκλωμάτων μικρής ή μεσαίας πολυπλοκότητας και άρα σχετικά μικρού αριθμού εξαρτημάτων. Για κυκλώματα μεγάλης πολυπλοκότητας χρησιμοποιούνται διακριτά **εξαρτήματα επιφανειακής στερέωσης (SMD – Surface Mounted Device)** σαν κι αυτά που φαίνονται στο Σχήμα 1.115, ώστε να

μειωθεί ο όγκος και η επιφάνεια του κυκλώματος. Τα εξαρτήματα SMD έχουν πολύ μικρότερες διαστάσεις σε σχέση με τα συνήθη διακριτά εξαρτήματα και, επιπλέον, συγκολλούνται στην επιφάνεια της πλακέτας χωρίς την ανάγκη να ανοιχτούν οπές. Με τον τρόπο αυτό περιορίζεται ο όγκος των σημείων συγκόλλησης, γεγονός που συντείνει ακόμη περισσότερο στον περιορισμό του «πάχους» της πλακέτας. Τέτοια εξαρτήματα μπορεί να βρει κάποιος σε **μητρικές πλακέτες** ηλεκτρονικών υπολογιστών (motherboards), σε πλακέτες κινητών τηλεφώνων κ.λπ.

Τα εξαρτήματα SMD, λόγω των πολύ μικρών διαστάσεών τους, συγκολλούνται κατά τη διαδικασία μαζικής παραγωγής των κυκλωμάτων με αυτόματο τρόπο από ειδικές συσκευές. Παρόλα αυτά, ο χειρισμός τους με την επέμβαση του ανθρώπινου παράγοντα δεν είναι πάντα απαγορευτικός, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.116 όπου απεικονίζεται μια πλακέτα με εξαρτήματα SMD τη στιγμή όπου τεχνικός αποκολλά αντιστάτη SMD με τη χρήση ειδικού εργαλείου.



Σχήμα 1.115: Εξαρτήματα επιφανειακής στερέωσης (SMD)

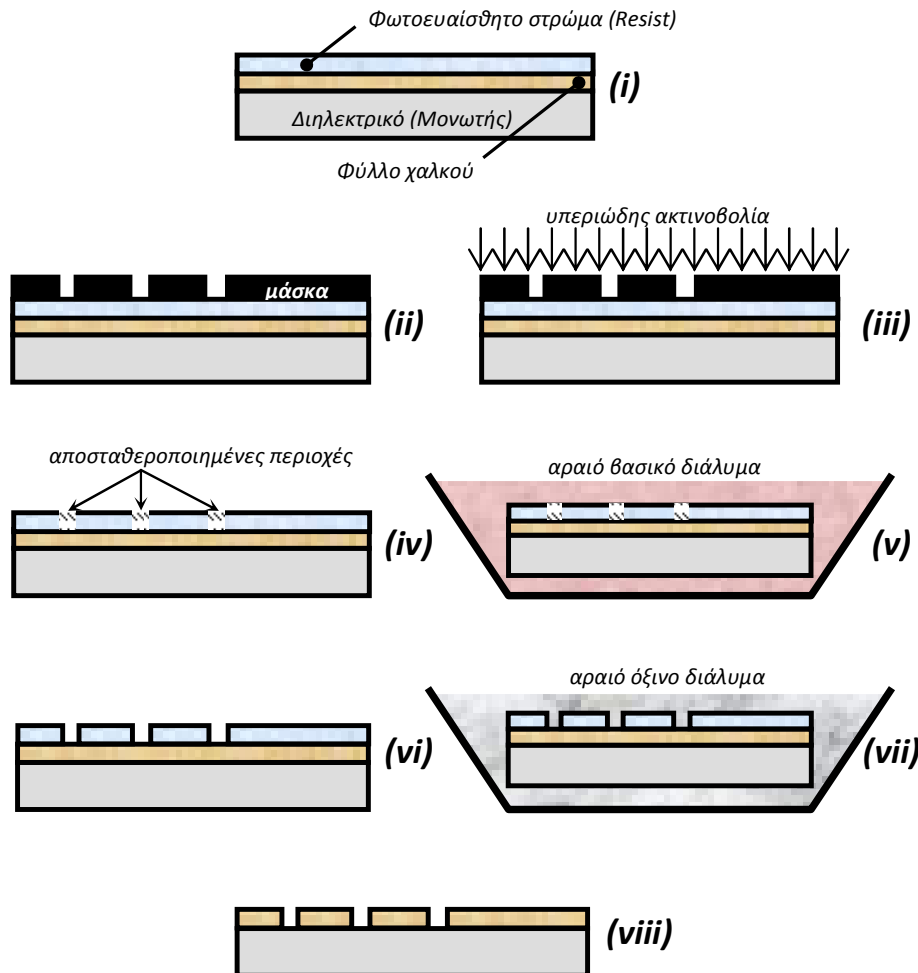


Σχήμα 1.116: Πλακέτα με εξαρτήματα επιφανειακής στερέωσης (SMD)

1.28.1 Διαδικασία εκτύπωσης PCB

Η διαδικασία αποτύπωσης των αγωγών σε μια πλακέτα PCB ονομάζεται **εκτύπωση**. Κατά την εκτύπωση ακολουθείται μια σειρά διεργασιών σε επάλληλα στρώματα η οποία έχει αρκετές ομοιότητες με την κατασκευή των

ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και έχει ενδιαφέρον να την παρουσιάσουμε συνοπτικά. Υπάρχουν διάφορες εναλλακτικές τεχνικές εκτύπωσης. Από αυτές, θα ασχοληθούμε με την περίπτωση πλακέτας με **φωτοευαίσθητη επίστρωση** και με ένα επίπεδο μετάλλου (χαλκού).

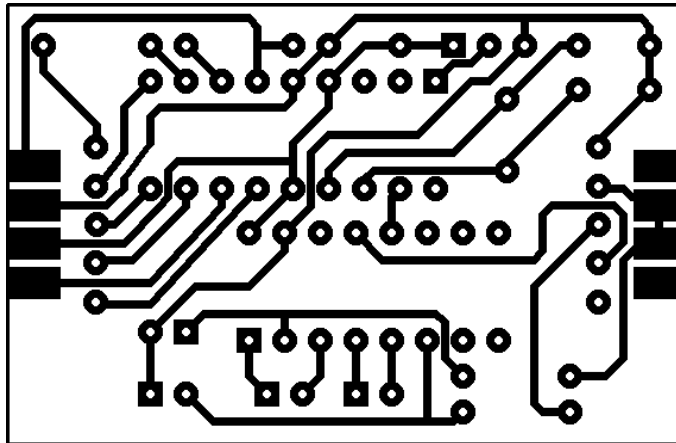


Σχήμα 1.117: Διαδικασία εκτύπωσης PCB

Ο κύκλος της διαδικασίας εκτύπωσης συνοψίζεται στο Σχήμα 1.117. Μια πλακέτα με φωτοευαίσθητη επίστρωση αποτελείται από ένα επίπεδο μονωτικού (διηλεκτρικού) υλικού το οποίο επικαλύπτεται από ένα λεπτό αγωγίμο στρώμα χαλκού. Πάνω στο τελευταίο αναπτύσσεται ένα επίπεδο **υμένιο** (μεμβράνη ή στρώμα) του φωτοευαίσθητου υλικού (Resist) (βλπ. Σχήμα 1.117-i).

Το φωτοευαίσθητο υλικό έχει την ιδιότητα να αποσταθεροποιείται όταν εκτίθεται σε συγκεκριμένο τύπο ακτινοβολίας, συνήθως υπέρυθρης (UV – UltraViolet). Αυτό σημαίνει πως μετά την έκθεση το υλικό γίνεται λιγότερο ανθεκτικό στην επίδραση **βασικών** διαλυμάτων. (Οι βάσεις είναι χημικές ουσίες τα διαλύματα των οποίων έχουν την ιδιότητα να διαβρώνουν συγκεκριμένα υλικά).

Σκοπός της διαδικασίας είναι η αφαίρεση περιοχών από το στρώμα χαλκού ώστε οι περιοχές που θα απομείνουν να αντιστοιχούν στους μεταλλικούς αγωγούς του κυκλώματος.



Σχήμα 1.118: Διαφάνεια (μάσκα) για την εκτύπωση PCB

Η πρώτη φάση της διαδικασίας εκτύπωσης συνίσταται στη σχεδίαση μιας **διαφάνειας** (μάσκας) (βλπ Σχήμα 1.118) στην οποία αποτυπώνονται οι περιοχές της πλακέτας στις οποίες θα σχηματισθούν οι μεταλλικοί αγωγοί. Η διαφάνεια αυτή είναι σε κλίμακα 1:1 ως προς τις πραγματικές διαστάσεις του κυκλώματος και επιτρέπει τη διέλευση της υπεριώδους ακτινοβολίας πλην των περιοχών μετάλλου.

Στη συνέχεια η μάσκα τοποθετείται σε επαφή με τη φωτοευαίσθητη επίστρωση (Σχήμα 1.117 – ii) και ακολουθεί η έκθεσή της σε υπεριώδη ακτινοβολία για συγκεκριμένο χρονικό διάστημα (Σχήμα 1.117 – iii). Μετά το πέρας της φάσης έκθεσης έχουν σχηματισθεί στο φωτοευαίσθητο υλικό αποσταθεροποιημένες περιοχές (Σχήμα 1.117 – iv) που αντιστοιχούν στα «παράθυρα» της μάσκας που επέτρεψαν τη διέλευση της ακτινοβολίας. Οι περιοχές αυτές αντιστοιχούν στο «αρνητικό» (negative) της μάσκας έκθεσης.

Ακολουθεί η απομάκρυνση του αποσταθεροποιημένου φωτοευαίσθητου υλικού με την εμβάπτισή του σε αραιό βασικό διάλυμα κατάλληλης σύνθεσης (Σχήμα 1.117 – v). Με την ολοκλήρωση της διαδικασίας απομάκρυνσης (διάβρωσης) του ασταθούς υλικού της φωτοευαίσθητης επιφάνειας έχουν ανοιχθεί «παράθυρα» (Σχήμα 1.117 – vi) μέσω των οποίων θα γίνει η αποχάλκωση στο επόμενο στάδιο.

Η **αποχάλκωση** (ή **χάραξη** – etching) πραγματοποιείται με την εμβάπτιση της πλακέτας σε αραιό όξινο διάλυμα (Σχήμα 1.117 – vii). Σε αντίθεση με την αντίδρασή του με βασικά διαλύματα, το υλικό της φωτοευαίσθητης στρώσης παραμένει ανεπηρέαστο στο όξινο περιβάλλον του διαλύματος της φάσης αυτής. Ωστόσο, ο υποκείμενος χαλκός που έρχεται σε επαφή με το οξύ μέσω των «παραθύρων» του υπερκείμενου στρώματος

διαβρώνεται. Αν ο χρόνος εμβάπτισης είναι αρκετός, η αποχάλκωση που επιτυγχάνεται είναι πλήρης.

Στο τέλος της όλης διαδικασίας – και μετά την ολική αφαίρεση του φωτοευαίσθητου υλικού με τη χρήση κατάλληλων χημικών – παραμένει η χάλκινη επίστρωση της μονωτικής βάσης (Σχήμα 1.117 – viii). Οι περιοχές της επίστρωσης αυτής αντιστοιχούν στο θετικό (positive) της μάσκας έκθεσης και επομένως σχηματίζουν τους μεταλλικούς αγωγούς του κυκλώματος.

1.28.2 Υλοποίηση κυκλώματος σε PCB

Σε γενικές γραμμές, η υλοποίηση ενός κυκλώματος σε PCB ακολουθεί τα εξής βήματα:

- Σχεδιάζεται και εκτυπώνεται η μάσκα έκθεσης φροντίζοντας την ελαχιστοποίηση των διαστάσεων της πλακέτας. Η σχεδίαση μπορεί να αυτοματοποιηθεί με τη χρήση εξειδικευμένων πακέτων λογισμικού.
- Τα μεταλλικά μέρη του κυκλώματος χαράσσονται στην πλακέτα ακολουθώντας τη διαδικασία εκτύπωσης που παρουσιάσαμε (ή κάποια παραλλαγή της).
- Ανοίγονται οι οπές για τη στερέωση των εξαρτημάτων.
- Συγκολλούνται τα εξαρτήματα.
- Η πίσω όψη της πλακέτας προστατεύεται με ειδικό υμένιο (φίλμ) ώστε να αποφευχθεί η οξείδωσή της. Το προστατευτικό υλικό εφαρμόζεται με ψεκασμό.

1.29 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Η **ανάλυση** ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος με μικρό αριθμό στοιχείων είναι δυνατή με τη βοήθεια του νόμου του Ohm, των νόμων του Kirchhoff και των εξισώσεων που περιγράφουν το κάθε επιμέρους στοιχείο. Η ακριβής περιγραφή της συμπεριφοράς ενός στοιχείου μπορεί να απαιτεί ένα πολύπλοκο σύνολο εξισώσεων, καθεμία από τις οποίες αντιστοιχεί σε διαφορετική **περιοχή λειτουργίας** του στοιχείου αυτού, όπως θα δούμε και σε επόμενα κεφάλαια. Η πολυπλοκότητα των κυκλωμάτων τα οποία σχεδιάζονται σήμερα καθιστά απαγορευτική την αναλυτική περιγραφή της συμπεριφοράς τους. Με την εξέλιξη της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων έγινε αντιληπτή από πολύ νωρίς η ανάγκη για την εκμετάλλευση των δυνατοτήτων των ηλεκτρονικών υπολογιστών προκειμένου να αναλυθούν πολύπλοκα

κυκλώματα και να γίνει **προσομοίωση** της λειτουργίας τους. Σταθμό αποτέλεσε η εμφάνιση του **SPICE** (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), στις αρχές της δεκαετίας του 1970, το οποίο έτυχε ευρύτατης διάδοσης εξαιτίας και του γεγονότος ότι ήταν το πρώτο πρόγραμμα **ανοικτού κώδικα (open source)**. Οι περισσότεροι σύγχρονοι αναλογικοί προσομοιωτές κυκλωμάτων αποτελούν **κλώνους** του SPICE, πολλοί δε από αυτούς διατίθενται δωρεάν.

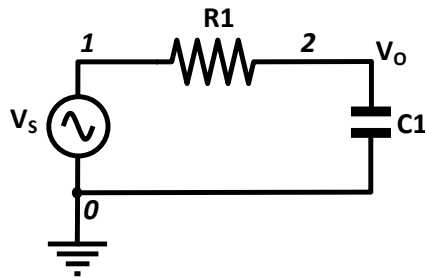
Ένα πρόσθετο πλεονέκτημα που προσφέρει η χρήση προσομοιωτών είναι το γεγονός ότι πριν την υλοποίηση και τον έλεγχο του πρωτοτύπου του κυκλώματος μπορεί να προηγηθεί ένας αρκετά ακριβής έλεγχος ορθής λειτουργίας με τη χρήση του προσομοιωτή. Με τον τρόπο αυτό μειώνεται ο συνολικός χρόνος ελέγχου καθώς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

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

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

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

του κυκλώματος (στη μορφή σχηματικού διαγράμματος) και αυτόματης εξαγωγής του αντίστοιχου αρχείου SPICE.



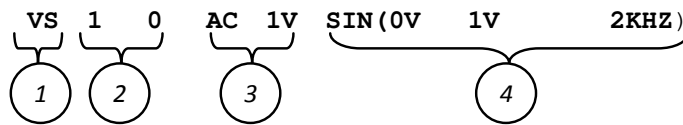
Σχήμα 1.119: Απλό κύκλωμα για προσομοίωση

Έστω το απλό κύκλωμα του Σχήματος 1.119 το οποίο πρόκειται να προσομοιωθεί. Με αριθμούς σημειώνονται τα σημεία στα οποία καταλήγουν οι ακροδέκτες των πηγών σήματος καθώς και των διάφορων ηλεκτρονικών στοιχείων. Η θέση καθενός από αυτά στην τοπολογία του κυκλώματος ορίζεται με βάση τους αριθμούς που αντιστοιχούν στους ακροδέκτες τους, όπως θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Αξίζει να σημειωθεί πως όλοι οι ακροδέκτες που καταλήγουν στον κοινό αγωγό του κυκλώματος αντιστοιχούν στον αριθμό μηδέν (0). Το αρχείο SPICE που αντιστοιχεί στο κύκλωμά μας φαίνεται στο Σχήμα 1.120.

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

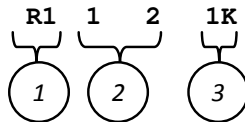
Σχήμα 1.120: Αρχείο SPICE για την ανάλυση του κυκλώματος του Σχ. 1.119

Με τη δήλωση



ορίζεται η πηγή σήματος (τάσης) VS. Στο τμήμα #1 ορίζεται το όνομα της πηγής, στο τμήμα #2 οι αριθμοί των σημείων στα οποία συνδέονται οι ακροδέκτες της (βλπ. και Σχήμα 1.119), στο τμήμα #3 ορίζεται ο τύπος του σήματος που παράγει (AC) και το πλάτος του (1V). Τα χαρακτηριστικά του τμήματος #3 θα χρησιμοποιηθούν κατά την AC ανάλυση του κυκλώματος, όπως θα δούμε στη συνέχεια. Τέλος, στο τμήμα #4 ορίζεται ημιτονικό σήμα εξόδου της πηγής με DC offset ίσο με 0V, πλάτος 1V και συχνότητα 2kHz.

Με τη δήλωση



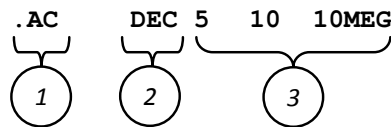
ορίζεται ο αντιστάτης R1 (τμήμα #1) με ακροδέκτες στα σημεία 1 και 2 (τμήμα #2) και τιμή 1kΩ (τμήμα #3).

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

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

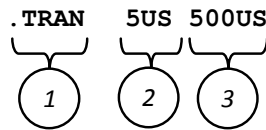
Στο σημείο αυτό καλό είναι να αναφέρουμε πως οι συνηθέστεροι τύποι αναλύσεων που μπορούν να ορισθούν είναι η **DC**, η οποία παρέχει ως αριθμητικές τιμές τις τάσεις και τα ρεύματα **ηρεμίας** στα διάφορα σημεία του κυκλώματος, η **DC σάρωσης (DC sweep)** η οποία εκτελεί επαναλήψεις της ανάλυσης DC για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

Με τη δήλωση



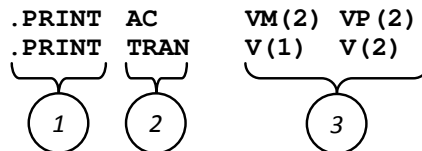
ορίζεται μια ανάλυση τύπου AC (τμήμα #1) σε λογαριθμική κλίμακα με βάση το δέκα (τμήμα #2) η οποία θα δώσει γράφημα 5 σημείων μεταξύ της συχνότητας των 10Hz και των 10MHz (τμήμα #3).

Παρόμοια, με τη δήλωση



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

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



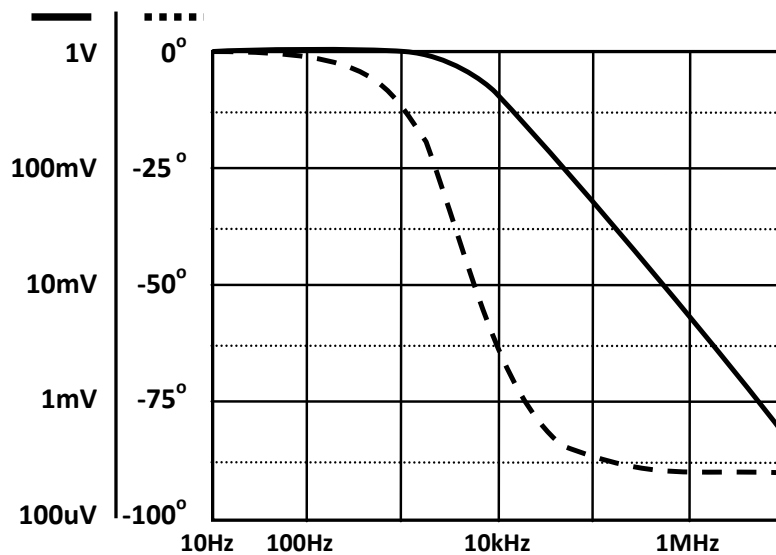
όπου στο τμήμα #1 η δεσμευμένη λέξη PRINT υποδηλώνει την αποθήκευση των αποτελεσμάτων, στο τμήμα #2 ορίζεται ο τύπος της ανάλυσης από την οποία προέρχονται τα αποτελέσματα και στο τμήμα #3 δηλώνονται τα σημεία της τοπολογίας και ο τύπος των αποτελεσμάτων. Πιο συγκεκριμένα, η δήλωση VM(2) αναφέρεται σε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

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

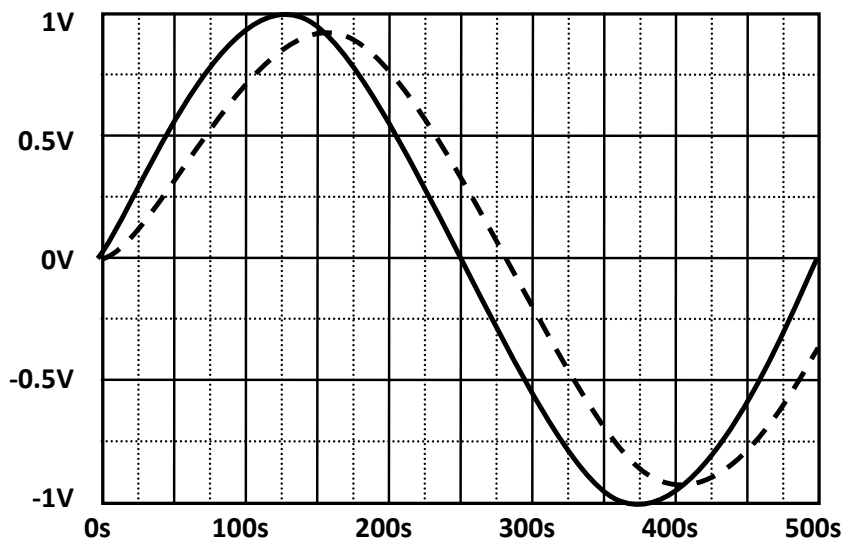
Εκτελώντας την προσομοίωση του κυκλώματος παίρνουμε το αρχείο αποτελεσμάτων που βρίσκεται στο Παράρτημα Ε. Στο αρχείο αυτό περιλαμβάνονται, μεταξύ των άλλων, τα αποτελέσματα της DC ανάλυσης. Στα

Σχήματα 1.121 και 1.122 παρουσιάζονται τα γραφήματα που προκύπτουν από την AC και transient ανάλυση του κυκλώματος, αντίστοιχα.

Για εκτενέστερη παρουσίαση και περισσότερες πληροφορίες ο αναγνώστης παραπέμπεται στη σχετική βιβλιογραφία.



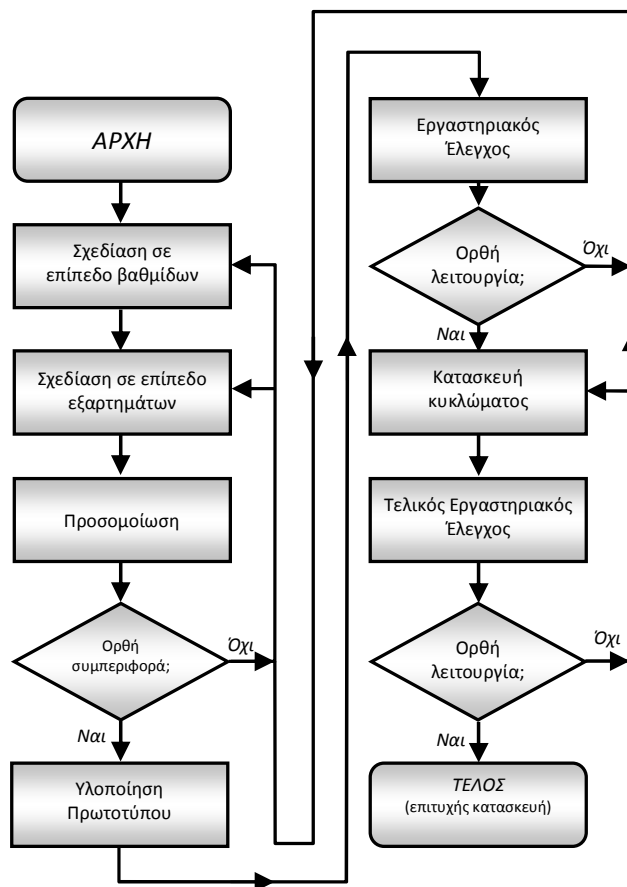
Σχήμα 1.121: Γραφήματα από την AC ανάλυση του κυκλώματος του Σχ. 1.119



Σχήμα 1.122: Γραφήματα από την ανάλυση μεταβατικής κατάστασης του κυκλώματος του Σχ. 1.119

1.30 ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Η σχεδίαση και η κατασκευή ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος είναι μια διαδικασία σύνθετη όσο απλό και αν είναι το κύκλωμα που πρόκειται να κατασκευαστεί. Αφού ορισθούν με σαφήνεια οι **προδιαγραφές** του κυκλώματος, δηλαδή οι παράμετροι εκείνες που περιγράφουν επακριβώς την επιθυμητή του λειτουργία, αρχίζει μια σειρά σταδίων – συχνά χρονοβόρων – μέχρι την τελική κατασκευή. Τα στάδια αυτά συνοψίζονται στο Σχήμα 1.123.



Σχήμα 1.123: Διαδικασία σχεδίασης και κατασκευής ηλεκτρονικών κυκλωμάτων (διάγραμμα ροής)

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

Ακολουθεί η σχεδίαση σε επίπεδο εξαρτημάτων για κάθε βαθμίδα ξεχωριστά. Στη φάση αυτή ο σχεδιαστής τηρώντας τις αρχές της ηλεκτρονικής

θεωρίας και συνδυάζοντας εμπειρία αλλά και φαντασία καταλήγει στο σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος σε επίπεδο εξαρτημάτων.

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

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

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

1.31 ΚΑΝΟΝΕΣ ΑΣΦΑΛΕΙΑΣ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΥ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

Η πλειοψηφία των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται στην Πληροφορική και τις Τηλεπικοινωνίες είναι χαμηλής ισχύος, επομένως οι κίνδυνοι από τη χρήση τους είναι εξαιρετικά μικροί (αναφερόμαστε κυρίως στους κινδύνους **ηλεκτροπληξίας**). Κατά τη σχεδίαση της σειράς εργαστηριακών ασκήσεων που προτείνονται στο βιβλίο αυτό καταβλήθηκε ιδιαίτερη προσπάθεια ώστε η διεξαγωγή τους να είναι, στο μέτρο του δυνατού, ασφαλής. Παρόλα αυτά, η αλόγιστη χρήση των εργαστηριακών οργάνων (ιδιαίτερα των τροφοδοτικών) και η μη τήρηση των βασικών κανόνων ασφάλειας μπορεί να εγκυμονεί απρόβλεπτους κινδύνους. Όλα τα οργανωμένα εργαστήρια ηλεκτρονικής – κατά κύριο λόγο τα εκπαιδευτικά – διαθέτουν έναν οδηγό ασφάλειας, ο οποίος ορίζει τους κανόνες καλής πρακτικής και προτείνει μέτρα για την ελαχιστοποίηση ή την αντιμετώπιση των κινδύνων. Είναι αυτονόητο πως ο ασκούμενος θα πρέπει να έχει μελετήσει πολύ καλά τον οδηγό ασφάλειας πριν προσέλθει στο εργαστήριο για εξάσκηση.

Στο Παράρτημα ΣΤ ο αναγνώστης μπορεί να βρει υπόδειγμα οδηγού ασφάλειας ενός εκπαιδευτικού εργαστηρίου ηλεκτρονικής.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ 1ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

Η ύλη του πρώτου κεφαλαίου, ως εισαγωγική, είναι εξαιρετικά εκτεταμένη. Αντίστοιχα εκτεταμένη θα μπορούσε να είναι και η σχετική εργαστηριακή υποστήριξη. Οι ασκήσεις που προτείνουμε καλύπτουν ένα μικρό μόνο μέρος της ύλης και θα πρέπει να θεωρηθούν ως ενδεικτικές, μπορούν δε εύκολα να τροποποιηθούν ώστε να προσαρμόζονται στα διαθέσιμα όργανα και στις ιδιαιτερότητες κάθε εργαστηρίου. Άλλωστε, μέρος της ύλης θα καλυφθεί άμεσα ή έμμεσα στα εργαστηριακά μέρη των επόμενων κεφαλαίων.

Προκειμένου οι ασκούμενοι να συνηθίζουν σε καλές εργαστηριακές πρακτικές, θα πρέπει όλα τα κυκλώματα (ακόμα και τα απλούστατα) να υλοποιούνται σε πλακέτα πρωτοτύπων. Οι επιμέρους ασκήσεις μπορούν να συμπτύσσονται ή να αναπτύσσονται, ανάλογα με το επίπεδο της τάξης. Τέλος, εφόσον υπάρχει ο διαθέσιμος χρόνος και ο αντίστοιχος εξοπλισμός, προτείνεται η εκτέλεση ολόκληρων ή μέρους των ασκήσεων και σε προσομοιωτή κυκλωμάτων, προκειμένου οι ασκούμενοι να αποκτούν μια ισορροπημένη εργαστηριακή εμπειρία και να εξοικειώνονται προς τη διαδικασία σχεδίασης.

ΑΣΚΗΣΗ 1η: ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΑ ΟΡΓΑΝΑ ΚΑΙ ΣΥΣΚΕΥΕΣ

Σκοπός της άσκησης

Σκοπός της άσκησης είναι η εξοικείωση των ασκούμενων με τα βασικότερα όργανα που χρησιμοποιούνται στο εργαστήριο ηλεκτρονικής. Η εξάσκηση στον παλμογράφο θα γίνει διεξοδικά στην επόμενη άσκηση λόγω της εξαιρετικά μεγάλης χρησιμότητας του οργάνου αυτού.

A. ΜΕΤΡΗΣΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ

- A1. Ρυθμίστε τροφοδοτικό συνεχούς ώστε να παρέχει τάση 5V.
- A2. Με σύνδεση αναλογικού πολυμέτρου απευθείας στην έξοδο του τροφοδοτικού μετρήστε την παρεχόμενη τάση.
- A3. Όμοια για ψηφιακό πολύμετρο.

B. ΜΕΤΡΗΣΗ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΗΣ ΤΑΣΗΣ

- B1. Χρησιμοποιώντας γεννήτρια συναρτήσεων δημιουργήστε ημιτονικό σήμα συχνότητας 100Hz. Το πλάτος του σήματος να διατηρηθεί σχετικά μικρό.
- B2. Χρησιμοποιώντας ψηφιακό πολύμετρο μετρήστε τη συχνότητα του σήματος της γεννήτριας και διορθώστε, αν χρειάζεται, την τιμή της.
- B3. Με το ψηφιακό πολύμετρο μετρήστε την ενεργό (rms) τιμή της τάσης του ημιτονικού σήματος. *(Για τον ορισμό της rms τιμής ενός σήματος συμβουλευθείτε το Παράρτημα Η).*
- B4. Όμοια με αναλογικό πολύμετρο

Γ. ΜΕΤΡΗΣΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

- Γ1. Ρυθμίστε τροφοδοτικό συνεχούς ώστε να παρέχει τάση 5V.
- Γ2. Εφαρμόστε την τάση του τροφοδοτικού σε αντίσταση των 100kΩ. (Η τιμή της αντίστασης να επιβεβαιωθεί με χρήση του χρωματικού κώδικα ή/και με μέτρηση με πολύμετρο)
- Γ3. Συνδέστε κατάλληλα ψηφιακό πολύμετρο προκειμένου να πάρετε μέτρηση του ρεύματος που διαρρέει την αντίσταση.
- Γ4. Όμοια για το αναλογικό πολύμετρο.
- Γ5. Ποια η τιμή του ρεύματος που προκύπτει με βάση τον νόμο του Ohm; Σχολιάστε.

Δ. ΜΕΤΡΗΣΗ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

- Δ1. Χρησιμοποιώντας γεννήτρια συναρτήσεων δημιουργήστε ημιτονικό σήμα συχνότητας 100Hz και ενεργού τιμής 3V (μέτρηση με πολύμετρο)
- Δ2. Χρησιμοποιώντας ψηφιακό πολύμετρο να μετρήσετε τη συχνότητα του σήματος της γεννήτριας και να διορθώσετε, αν χρειάζεται, την τιμή της.
- Δ3. Όμοια για την ενεργό τιμή.
- Δ4. Εφαρμόστε την τάση της γεννήτριας σε αντίσταση 10kΩ (Η τιμή της αντίστασης να επιβεβαιωθεί με χρήση του χρωματικού κώδικα ή/και με μέτρηση με πολύμετρο).

Δ5. Συνδέστε κατάλληλα το ψηφιακό πολύμετρο προκειμένου να πάρετε μέτρηση της ενεργού (rms) τιμής του ρεύματος που διαρρέει την αντίσταση.

Δ6. Όμοια με το αναλογικό πολύμετρο

Ε. ΜΕΤΡΗΣΗ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

E1. Χρησιμοποιώντας τόσο αναλογικό όσο και ψηφιακό πολύμετρο να μετρήσετε την τιμή της αντίστασης του διακριτού αντιστάτη που θα σας δοθεί. *Πριν τη μέτρηση με το αναλογικό πολύμετρο φροντίστε να μηδενίσετε την ένδειξη της αντίστασης έχοντας βραχυκυκλωμένους τους ακροδέκτες του οργάνου.*

E2. Συμβουλευθείτε το χρωματικό κώδικα για να επιβεβαιώσετε το αποτέλεσμα της μέτρησής σας.

ΣΤ. ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

ΣΤ1. Χρησιμοποιώντας αναλογικό και ψηφιακό πολύμετρο υπολογίστε την τιμή της αντίστασης που θα σας δοθεί κάνοντας χρήση του νόμου του Ohm (συνδέοντας κατάλληλα τα όργανα και χρησιμοποιώντας τις αντίστοιχες ενδείξεις).

ΣΤ2. Συμβουλευθείτε τον χρωματικό κώδικα για να επιβεβαιώσετε τη μέτρησή σας.

Ζ. ΣΥΜΜΕΤΡΙΚΗ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ

Z1. Ρυθμίστε την τάση εξόδου Master ενός τριπλού τροφοδοτικού ώστε να παρέχει τάση 2V.

Z2. Όμοια την τάση εξόδου Slave.

Z3. Ρυθμίστε κατάλληλα τον τρόπο διασύνδεσης Master - Slave ώστε το όργανο να λειτουργεί ως τροφοδοτικό των 4V/3A. Από ποιους ακροδέκτες θα λάβουμε το σήμα εξόδου στην περίπτωση αυτή; Μετρήστε την τάση μεταξύ των ακροδεκτών αυτών με τη βοήθεια πολυμέτρου.

Z4. Ρυθμίστε κατάλληλα τον τρόπο διασύνδεσης Master - Slave ώστε το όργανο να λειτουργεί ως τροφοδοτικό των 2V/6A. Από ποιους ακροδέκτες θα λάβουμε το σήμα εξόδου στην

περίπτωση αυτή; Μετρήστε την τάση μεταξύ των ακροδεκτών αυτών με τη βοήθεια πολυμέτρου.

25. Θέσατε τις εξόδους του τροφοδοτικού σε ανεξάρτητη λειτουργία και διασυνδέστε κατάλληλα Master και Slave ώστε να πάρετε συμμετρική τροφοδοσία $\pm 5V$.

ΑΣΚΗΣΗ 2η: ΠΑΛΜΟΓΡΑΦΟΣ

Σκοπός της άσκησης

Ένα από τα σημαντικότερα, ίσως, όργανα του ηλεκτρονικού εργαστηρίου είναι ο παλμογράφος. Σκοπός της άσκησης είναι η εξοικείωση των ασκουμένων στη χρήση του.

A. ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΗΜΙΤΟΝΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

- A1. Χρησιμοποιώντας γεννήτρια συναρτήσεων και τον παλμογράφο να δημιουργήσετε ημιτονικό σήμα πλάτους 2 V_{pp} και συχνότητας 1 kHz με τη μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια. (Ο δείκτης “**pp**” αποτελεί ακρωνύμιο των λέξεων **peak to peak** [κορυφή σε κορυφή] και αναφέρεται στη διαφορά της μέγιστης από την ελάχιστη τιμή ενός μεγέθους. Στην περίπτωση ημιτονικού σήματος τάσης το πλάτος pp είναι προφανώς ίσο με το διπλάσιο του πλάτους του σήματος.)
- A2. Ποια η ενεργός τιμή του σήματος αυτού;
- A3. Μετρήστε την ενεργό τιμή του σήματος κάνοντας χρήση κατάλληλου οργάνου του εργαστηρίου.

B. ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΗΜΙΤΟΝΙΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΜΕ DC ΣΥΝΙΣΤΩΣΑ.

- B1. Χρησιμοποιώντας τη γεννήτρια συναρτήσεων και τον παλμογράφο να δημιουργήσετε ημιτονικό σήμα πλάτους 2 V_{pp} με DC συνιστώσα (DC offset) ίση με -2 Volts και συχνότητα 1 kHz.
- B2. Ποια η ενεργός τιμή του σήματος αυτού;

- B3. Μετρήστε την ενεργό τιμή του σήματος κάνοντας χρήση κατάλληλου οργάνου του εργαστηρίου.

Γ. ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΩΝ ΠΑΛΜΩΝ

- Γ1. Χρησιμοποιώντας τη γεννήτρια συναρτήσεων και τον παλμογράφο να δημιουργήσετε τετραγωνικούς παλμούς συχνότητας 10 kHz και πλάτους 5V, με τιμή κύκλου λειτουργίας (duty cycle) ίση με 50%.
- Γ2. Τροποποιήστε τους παλμούς του προηγούμενου ερωτήματος ώστε το duty cycle να γίνει 75%.

Δ. ΑΘΡΟΙΣΜΑ ΗΜΙΤΟΝΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ

- Δ1. Χρησιμοποιώντας μία γεννήτρια συχνοτήτων δημιουργήστε ημιτονικό σήμα πλάτους 2 V_{pp} και συχνότητας 1 kHz.
- Δ2. Χρησιμοποιώντας μια άλλη γεννήτρια συχνοτήτων που διαθέτει ο πάγκος σας δημιουργήστε ημιτονικό σήμα πλάτους 2 V_{pp} και συχνότητας 3 kHz.
- Δ3. Απεικονίστε ταυτόχρονα τις δύο κυματομορφές στην οθόνη του παλμογράφου. Προβείτε στις ενδεικνυόμενες ρυθμίσεις ώστε και οι δύο να απεικονίζονται με ευστάθεια.
- Δ4. Χρησιμοποιώντας και τα δύο κανάλια του παλμογράφου και με κατάλληλες ρυθμίσεις παρατηρήστε το άθροισμα των δύο ημιτόνων που δημιουργήσατε πιο πάνω.

Ε. ΣΧΗΜΑΤΑ LISSAJOUS

- E1. Χρησιμοποιώντας μία γεννήτρια συχνοτήτων δημιουργήστε ημιτονικό σήμα πλάτους 2 V_{pp} και συχνότητας 1 kHz.
- E2. Χρησιμοποιώντας μια ακόμη γεννήτρια συχνοτήτων δημιουργήστε ημιτονικό σήμα πλάτους 2 V_{pp} και συχνότητας 2 kHz.
- E3. Χρησιμοποιώντας και τα δύο κανάλια του παλμογράφου και σε λειτουργία X-Y παρατηρήστε το παραγόμενο σχήμα Lissajous (βλπ Παράρτημα Z) και προσπαθήστε να το σταθεροποιήσετε. Γιατί η ευστάθεια στην απεικόνιση επιτυγχάνεται με δυσκολία

και γιατί μετά από σχετικά μικρό χρόνο ευστάθειας μεταπίπτουμε ξανά σε ασταθή απεικόνιση;

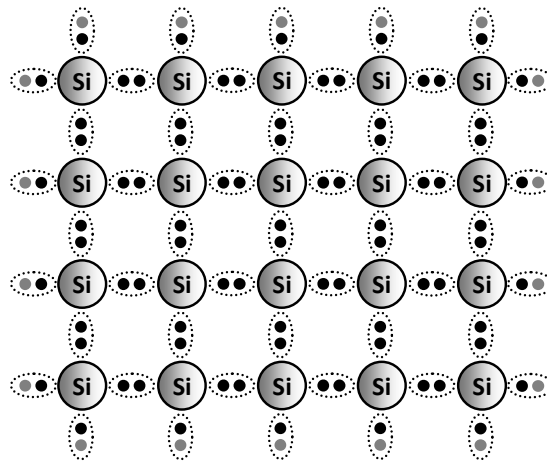
- E4. Μεταβάλλοντας τις συχνότητες των δύο ημιτονικών σημάτων παρατηρήστε σχήματα ανώτερης «τάξης».
- E5. Μπορείτε να προτείνετε μέθοδο μέτρησης της συχνότητας ενός σήματος με τη βοήθεια των σχημάτων Lissajous; Αν ναι, υλοποιήστε την.

2

ΒΑΣΙΚΕΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ

2.1 ΕΝΔΟΓΕΝΕΙΣ ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ

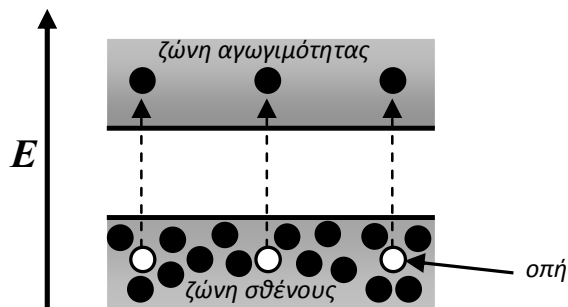
Όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, το ενεργειακό χάσμα μεταξύ των ζωνών σθένους και αγωγιμότητας είναι απαγορευτικό για την εμφάνιση φορέων του ηλεκτρικού ρεύματος σε έναν ημιαγωγό. Πράγματι, η **κρυσταλλική δομή** ενός ημιαγωγού είναι τέτοια (όπως η δομή του πυριτίου [Si] που φαίνεται στο Σχήμα 2.1) 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 στιβάδας αυτής βρίσκονται εγκλωβισμένα στη ζώνη σθένους.



Σχήμα 2.1: Δομή κρυστάλλου ενδογενούς ημιαγωγού

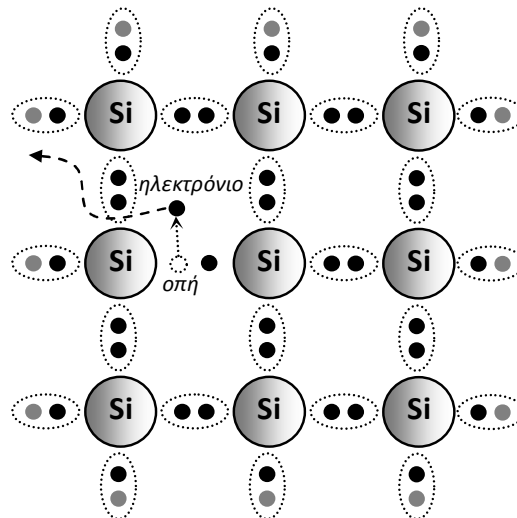
Ελάχιστα από τα ηλεκτρόνια σθένους καταφέρνουν να αποκτήσουν αρκετή ενέργεια ώστε να υπερβούν το ενεργειακό χάσμα και να μεταπηδήσουν στη ζώνη αγωγιμότητας. Αυτό μπορεί να συμβεί αν αυξηθεί η θερμοκρασία, ή αν υπάρχουν **ατέλειες** στη δομή του κρυσταλλικού πλέγματος. Τις ατέλειες αυτές μπορούμε να τις 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 το δεσμό – 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.



Σχήμα 2.2: Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών ενδογενούς ημιαγωγού

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.

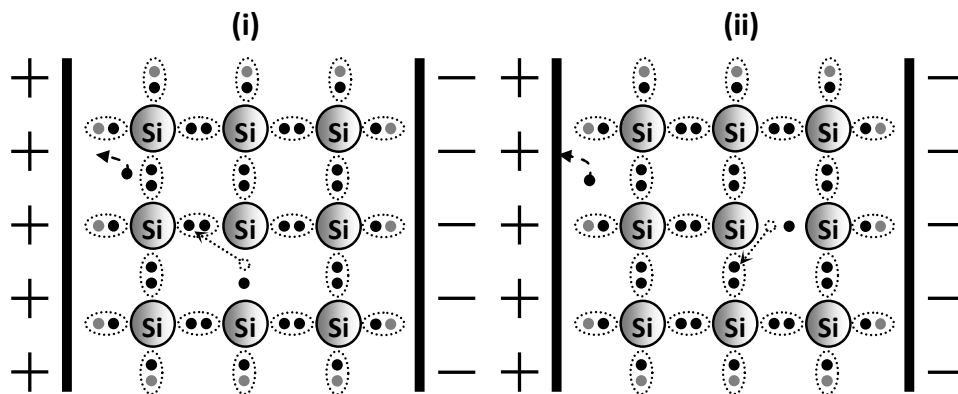


Σχήμα 2.3: Δημιουργία οπής σε ενδογενή ημιαγωγό

Εγκαταλείποντας τη ζώνη σθένους, τα ηλεκτρόνια σθένους αφήνουν ένα 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 την 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.



Σχήμα 2.4: Κίνηση οπής εντός ημιαγωγού παρουσία ηλεκτρικού πεδίου

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 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 την 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 την **διάχυση** των αντίστοιχων οπών είναι αρκετά μικρότερη της ενέργειας των ηλεκτρονίων αγωγιμότητας, η **ευκινησία**

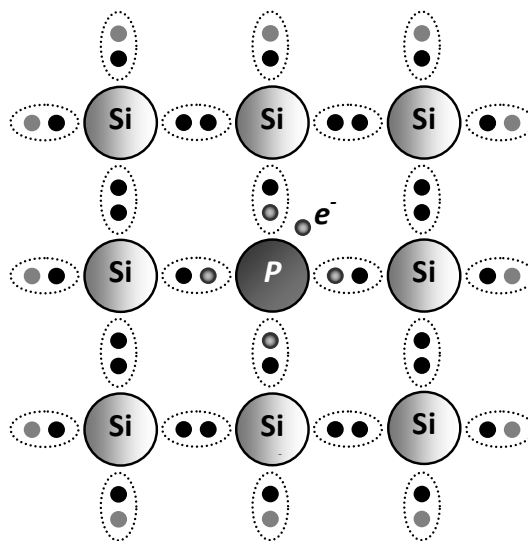
διάχυσης των οπών θα είναι μικρότερη εκείνης των ηλεκτρονίων αγωγιμότητας.

(Για την υποθετική περίπτωση ενός και μόνο ζεύγος ηλεκτρονίου – οπής την οποία εξετάζουμε, η ευκινησία (μ_e) του ηλεκτρονίου ορίζεται ποσοτικά από τη σχέση $\mu_e = v_e/E$, όπου E η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου και v_e η ταχύτητα διάχυσης του ηλεκτρονίου. Παρόμοια, η ευκινησία (μ_h) της οπής ορίζεται από τη σχέση $\mu_h = v_h/E$, όπου v_h η ταχύτητα διάχυσης της οπής. Είναι φανερό ότι οι ταχύτητες στις πιο πάνω σχέσεις αποτελούν μέσες τιμές, μιας και η κίνηση των φορέων εντός του κρυσταλλικού πλέγματος δεν είναι ούτε ευθύγραμμη ούτε ομαλή. Για την περίπτωση περισσότερων ζευγών φορέων η ταχύτητα θα αναφέρεται στη μέση τιμή των (μέσων) ταχυτήτων όλων των φορέων του ίδιου τύπου. Από τις πιο πάνω σχέσεις ορισμού προκύπτει εύκολα πως μονάδα μέτρησης της ευκινησίας είναι το $m^2/Volt$).

Σύμφωνα με όσα έχουμε ήδη αναφέρει, είναι αναμενόμενο πως η ευκινησία αυξάνει με την αύξηση της θερμοκρασίας. Στους 300K ($\approx 27^\circ C$) η ευκινησία των ηλεκτρονίων αγωγιμότητας στο πυρίτιο (Si) είναι ίση με $1300 cm^2/Volt$, περίπου. Η αντίστοιχη ευκινησία των οπών είναι περίπου ίση με $500 cm^2/Volt$, δηλαδή περίπου τρεις φορές μικρότερη.

2.2 ΕΞΩΓΕΝΕΙΣ ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ

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).

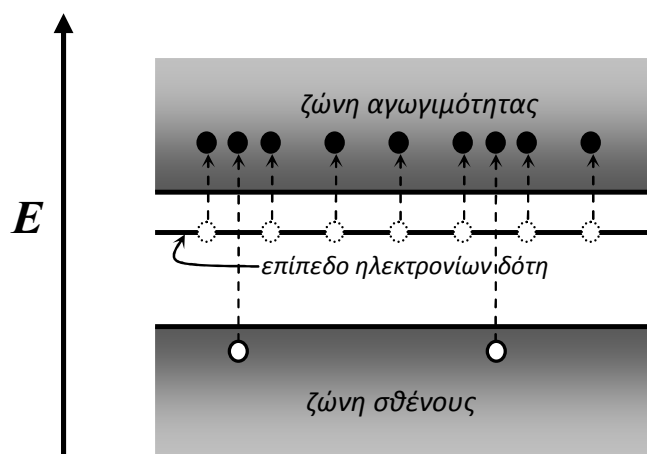


Σχήμα 2.5: Κρυσταλλικό πλέγμα πυριτίου με πρόσμιξη φωσφόρου

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 μεγαλύτερος 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 κρύσταλλος 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.



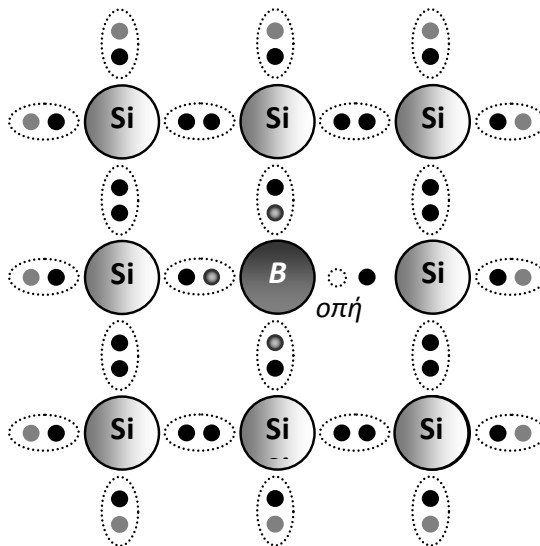
Σχήμα 2.6: Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις δοτών

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 το λόγο αυτό ονομάζονται **φορείς πλειοψηφίας**. Επειδή το φορτίο των φορέων αυτών είναι αρνητικό (**negative**) ο ημιαγωγός ονομάζεται **τύπου n**.

2.2.1 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.

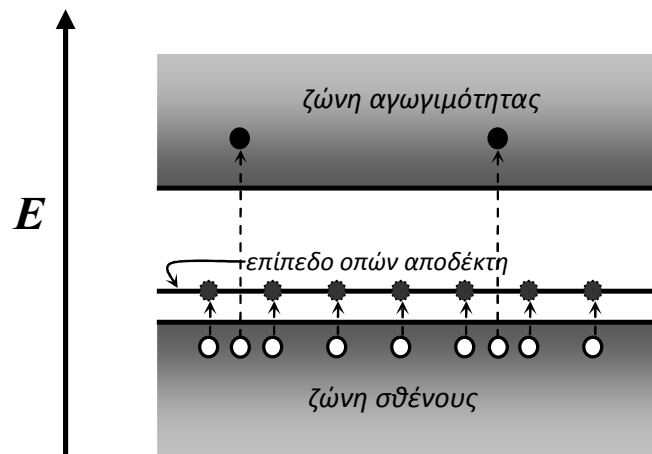


Σχήμα 2.7: Κρυσταλλικό πλέγμα πυριτίου με πρόσμιξη βορίου

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 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.



Σχήμα 2.8: Διάγραμμα ενεργειακών ζωνών εξωγενούς ημιαγωγού με προσμίξεις αποδεκτών

Ένας πολύ μικρός αριθμός οπών στη ζώνη σθένους 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 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**. (Ως έλλειμμα ηλεκτρονίου, μια οπή θα είναι θετική.)

Εδώ θα πρέπει να σημειώσουμε πως οι όροι «τύπου n» και «τύπου p» μπορούν να οδηγήσουν στο παραπειστικό 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.

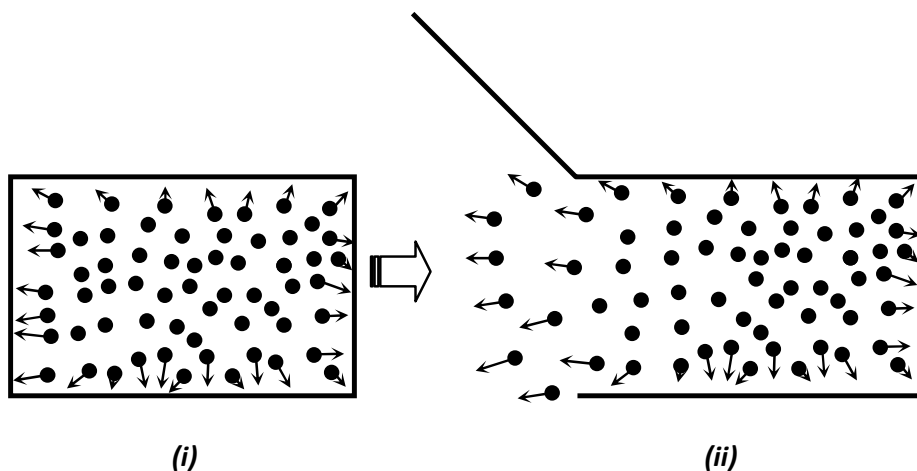
Μια ακόμα σημαντική παρατήρηση που προκύπτει από τη μελέτη των ενεργειακών διαγραμμάτων των ημιαγωγών είναι η εξής:

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

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 ΕΠΑΦΗ 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.



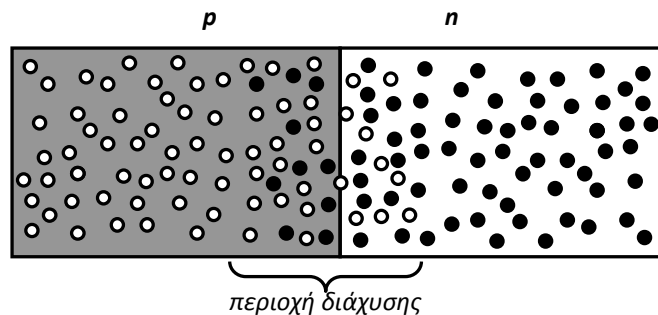
Σχήμα 2.9: Διάχυση ηλεκτρονίων σε ημιαγωγό τύπου n

Στο Σχήμα 2.9-i 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 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 κάποιο 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 ονομάζεται **διάχυση** 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)** (Στην πράξη μια επαφή p - n κατασκευάζεται πάνω στο ίδιο κομμάτι ημιαγωγού διαφοροποιώντας τον τύπο των προσμίξεων σε κάθε επιμέρους τμήμα).

Εξαιτίας του φαινομένου της διάχυσης, το οποίο ήδη περιγράψαμε, 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.



Σχήμα 2.10: Διάχυση ηλεκτρονίων και οπών μέσω επαφής p - n

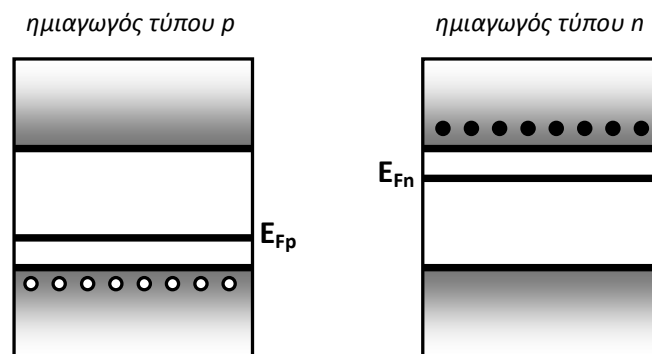
Με τον τρόπο αυτό, μια περιοχή εκατέρωθεν της διαχωριστικής επιφάνειας μεταξύ των δύο τμημάτων θα περιέχει ηλεκτρικούς φορείς και των δύο τύπων (ηλεκτρόνια και οπές). Η περιοχή αυτή ονομάζεται **περιοχή διάχυσης**.

Εισερχόμενα στην περιοχή τύπου p τα ηλεκτρόνια αγωγιμότητας από την περιοχή τύπου n την φορτίζουν αρνητικά. Αντίθετα, οι οπές από την περιοχή τύπου p φορτίζουν θετικά το τμήμα του ημιαγωγού τύπου n προς το οποίο διαχέονται. Όσο αυξάνει ο αριθμός των ηλεκτρονίων στην περιοχή τύπου p , τόσο δυσκολότερη είναι η περαιτέρω διάχυση ηλεκτρονίων προς αυτήν, λόγω της άπωσης των ηλεκτρονίων που έχουν ήδη διαχυθεί προς την

περιοχή αυτή. Όμοια, όσο αυξάνει ο αριθμός των οπών στην περιοχή τύπου n , τόσο δυσκολότερη είναι η περαιτέρω διάχυση οπών προς αυτήν, λόγω της άπωσης των ήδη υπαρχουσών 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 Fermi (Θυμίζουμε πως η στάθμη Fermi αντιστοιχεί στο μέγιστο της ενέργειας των ηλεκτρονίων στο απόλυτο μηδέν).



Σχήμα 2.11: Ενεργειακά διαγράμματα ημιαγωγών τύπου p και n

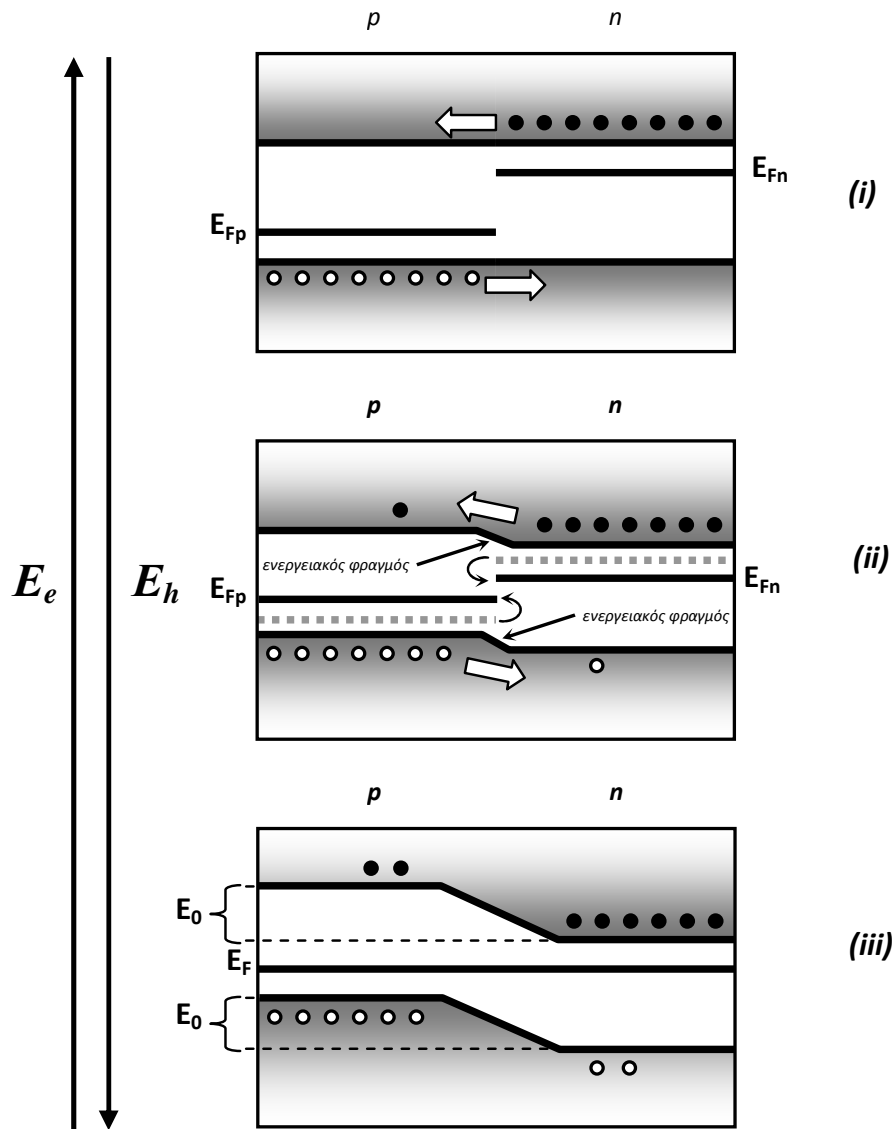
Η στάθμη Fermi σε έναν ημιαγωγό τύπου p θα βρίσκεται μακριά από τη ζώνη αγωγιμότητας και πολύ κοντά στη ζώνη σθένους, μιας και η πλειοψηφία των ηλεκτρονίων της εξωτερικής στιβάδας βρίσκεται πλησίον της ζώνης αυτής, σύμφωνα και με το Σχήμα 2.8.

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



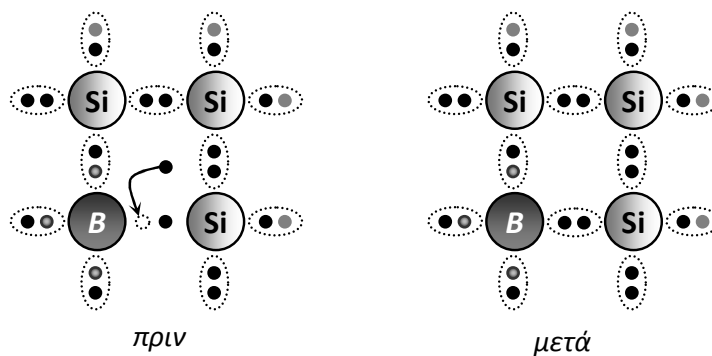
Σχήμα 2.12: Αποκατάσταση ισορροπίας σε επαφή p - n (ενεργειακή προσέγγιση)

Με την ολίσθηση των ενεργειακών σταθμών δημιουργείται ένας αυξανόμενος με το χρόνο **ενεργειακός φραγμός** μεταξύ των δύο τμημάτων, ο οποίος αντιστοιχεί στην 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. Εξαιτίας του φραγμού αυτού, 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

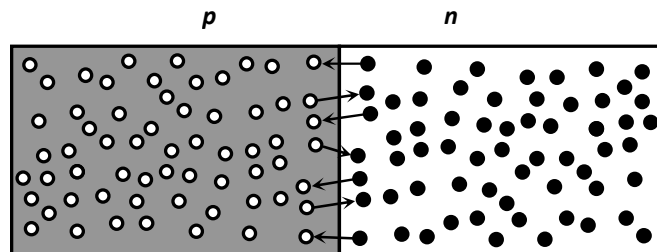
μεγαλύτερη εκείνης του φραγμού προκειμένου να διαχυθούν προς το τμήμα n (Εδώ θα πρέπει να υπενθυμίσουμε πως - εξαιτίας του ετερόσημου φορτίου τους - οι ενεργειακές στάθμες των οπών (E_h) και των ηλεκτρονίων (E_e) αυξάνουν κατά τρόπο αντίστροφο – βλπ. Σχήμα 2.12.).

Η ισορροπία επέρχεται όταν οι στάθμες Fermi των δύο τμημάτων εξισωθούν.

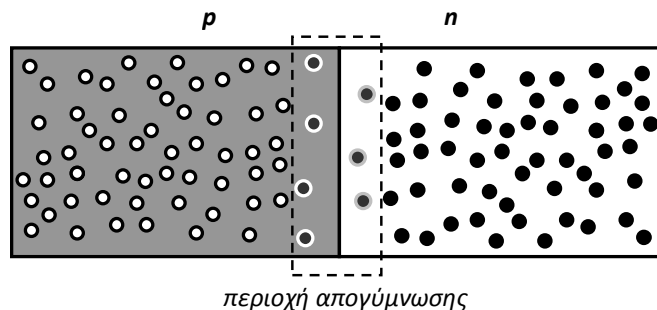
Ας δούμε, τώρα, πιο προσεκτικά τί συμβαίνει στην περιοχή διάχυσης. Όπως ήδη εξηγήσαμε, στην περιοχή αυτή συνυπάρχουν και οι δύο τύποι ηλεκτρικών φορέων, δηλαδή οπές και ηλεκτρόνια. Η συνύπαρξη αυτή οδηγεί στην **ανασύζευξη** ή **επανασύνδεση (recombination)** των φορέων, κατά την οποία ένα ηλεκτρόνιο 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: Ανασύζευξη ηλεκτρονίου - οπής



Σχήμα 2.14: Ανασύζευξη οπών-ηλεκτρονίων στην περιοχή διάχυσης επαφής p - n

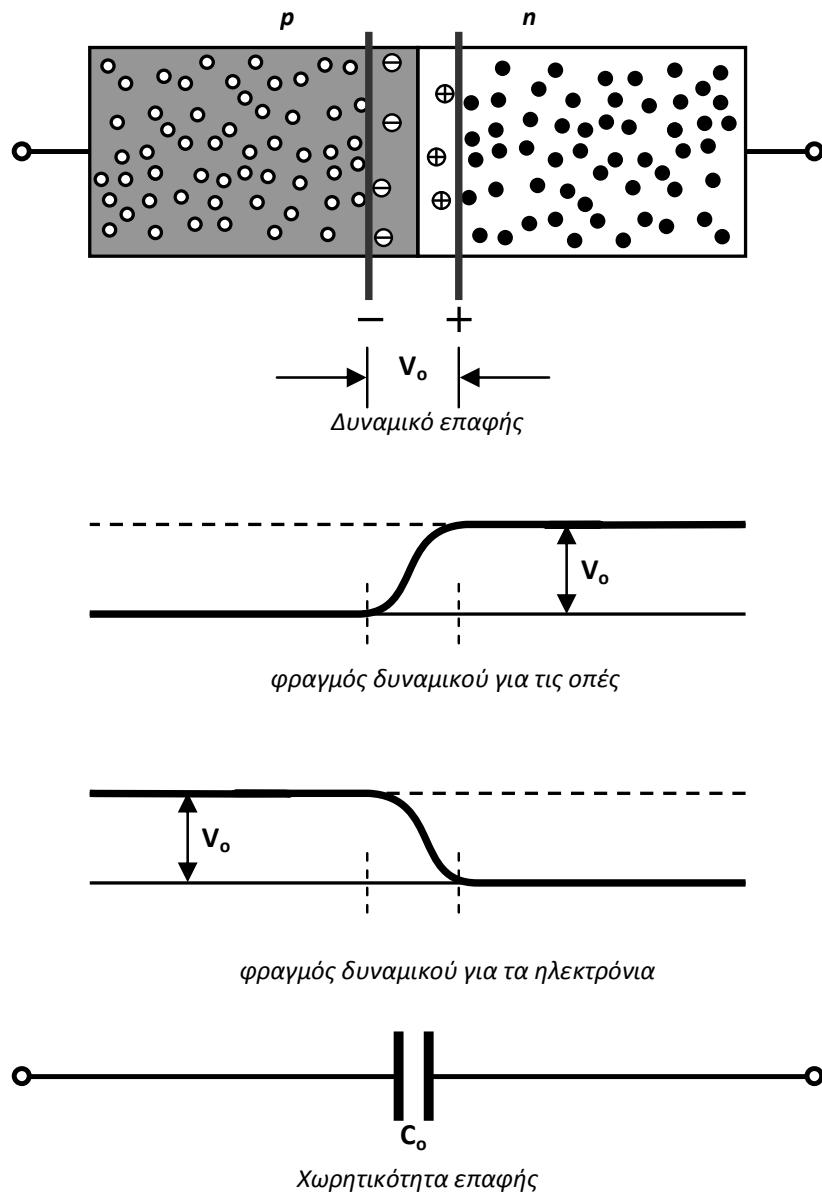


- ⊙ = ανασύζευξη οπής-ηλεκτρονίου στην περιοχή τύπου p
- = ανασύζευξη οπής-ηλεκτρονίου στην περιοχή τύπου n

Σχήμα 2.15: Σχηματισμός περιοχής απογύμνωσης

Μετά την ανασύζευξη, το ηλεκτρόνιο αγωγιμότητας καθίσταται ηλεκτρόνιο σθένους, μεταπίπτει δηλαδή στη ζώνη σθένους. Ως αποτέλεσμα έχουμε την «εξαφάνιση» 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 ανασυζεύξεων που πραγματοποιούνται στην περιοχή διάχυσης (βλπ Σχήμα 2.14), η περιοχή αυτή απογυμνώνεται εντελώς από ηλεκτρικούς φορείς, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.15. Για το λόγο αυτό ονομάζεται και **περιοχή απογύμνωσης (depletion region)**. Όσο η ισορροπία αποκαθίσταται, το πάχος της περιοχής απογύμνωσης μεγαλώνει.



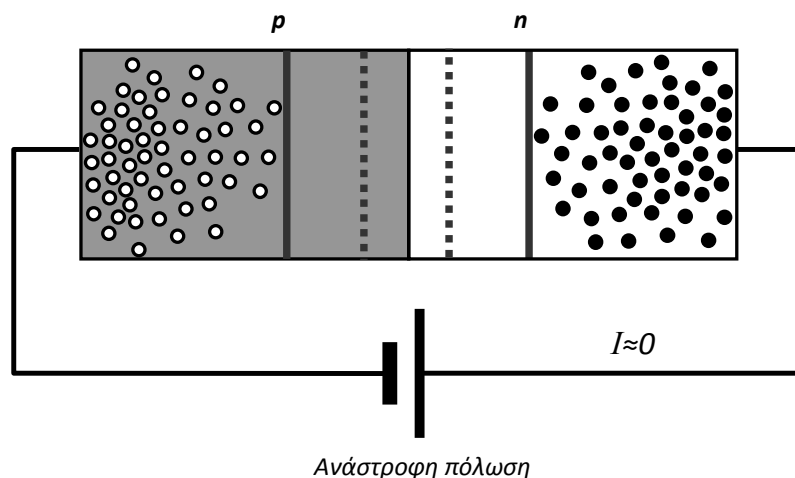
Σχήμα 2.16: Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά επαφής p-n

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 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 του πυκνωτή την οποία εξετάσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Πράγματι, η περιοχή απογύμνωσης παρουσιάζει μια χωρητικότητα που συμβολίζεται με C_0 και ονομάζεται **χωρητικότητα επαφής**.

2.3.2 Συμπεριφορά κατά την ορθή και 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.

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 .



Σχήμα 2.17: Συμπεριφορά επαφής p - n κατά την ανάστροφη πόλωση

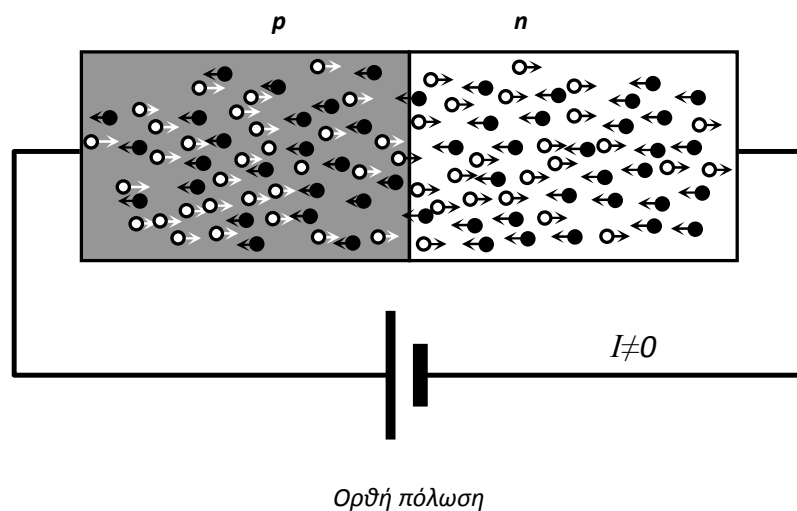
Στην περίπτωση αυτή οι οπές, κάτω από την επίδραση της έλξης του αρνητικού πόλου της πηγής τάσης, θα συνωστισθούν στο άκρο του τμήματος τύπου p που συνδέεται στον πόλο αυτό (βλπ. Σχήμα 2.17).

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 μεγάλου εύρους περιοχή απογύμνωσης, το πάχος της οποίας θα εξαρτάται από την τιμή της εξωτερικά εφαρμοζόμενης τάσης, η ύπαρξη της οποίας θα απαγορεύει την κυκλοφορία ρεύματος στο κύκλωμα που περιλαμβάνει την επαφή (Ουσιαστικά, η περιοχή απογύμνωσης δρα ως μονωτής, οπότε το κύκλωμα είναι «ανοικτό»).

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.



Σχήμα 2.18: Συμπεριφορά επαφής p - n κατά την ορθή πόλωση

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 δυναμικού αίρεται (αντισταθμίζεται) και η περιοχή απογύμνωσης κατακλύζεται από τους φορείς του ηλεκτρικού ρεύματος οι οποίοι μπορούν να διαχέονται ανεμπόδια, 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.

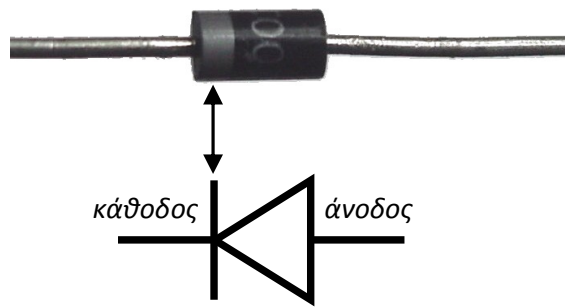
Περισσότερες λεπτομέρειες καθώς και εφαρμογές θα δώσουμε στις επόμενες παραγράφους.

2.4 ΔΙΟΔΟΣ

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 την 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 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 απαιτούν 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 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**.



Σχήμα 2.19: Τυπική διακριτή δίοδος και κυκλωματικό σύμβολο

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:

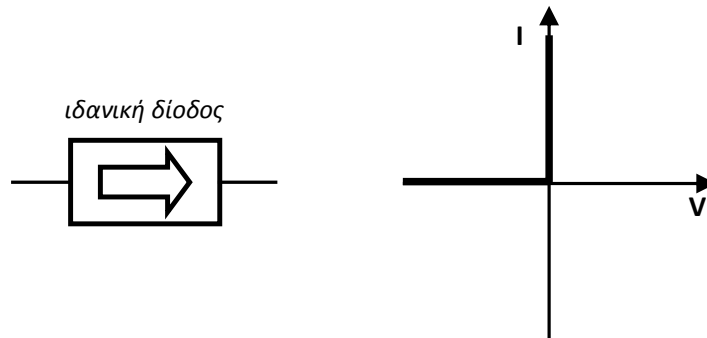
• Ιδανική δίοδος

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 (Υπενθυμίζουμε ότι V είναι η τάση στα άκρα

της διόδου και I το ρεύμα που την διαρρέει). Για ανάστροφες (αρνητικές) τάσεις το ρεύμα I είναι μηδενικό, ενώ για ορθές (θετικές) τάσεις το ρεύμα γίνεται άπειρο (εξαιτίας της μηδενικής αντίστασης της ιδανικής διόδου).

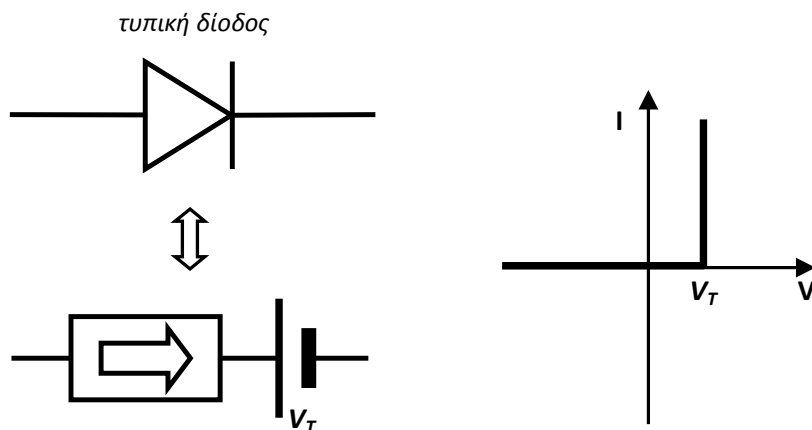
Μια ιδανική διάδος λειτουργεί, ουσιαστικά, ως μια **βαλβίδα** ρεύματος, επιτρέποντας τη ροή κατά τη μία μόνο κατεύθυνση.



Σχήμα 2.20: Σύμβολο και χαρακτηριστική I - V ιδανικής διόδου

• Τυπική διάδος

Ως **τυπική** θεωρούμε μια διάοδο με τάση κατωφλίου (V_T) διάφορη του μηδενός και μηδενική αντίσταση κατά την ορθή πόλωση.



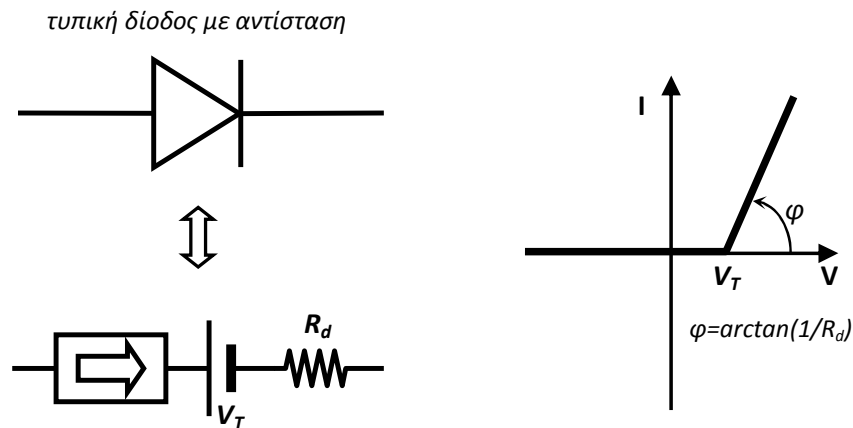
Σχήμα 2.21: Ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική I - V τυπικής διόδου

Μια τυπική διάδος μπορεί να θεωρηθεί ως μία ιδανική διάδος 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 δίοδος 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 δίοδος 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, την χαρακτηριστική που φαίνεται στο Σχήμα 2.21.

• Τυπική δίοδος με αντίσταση

Το μοντέλο αυτό αποτελεί τροποποίηση του προηγούμενου μοντέλου προκειμένου να ληφθεί υπόψη και η πτώση τάσης στη δίοδο λόγω της αντίστασής της. Η αντίσταση αυτή, εδώ, θεωρείται σταθερή και αντιπροσωπεύεται από την αντίσταση R_d που φαίνεται στο Σχήμα 2.22.



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

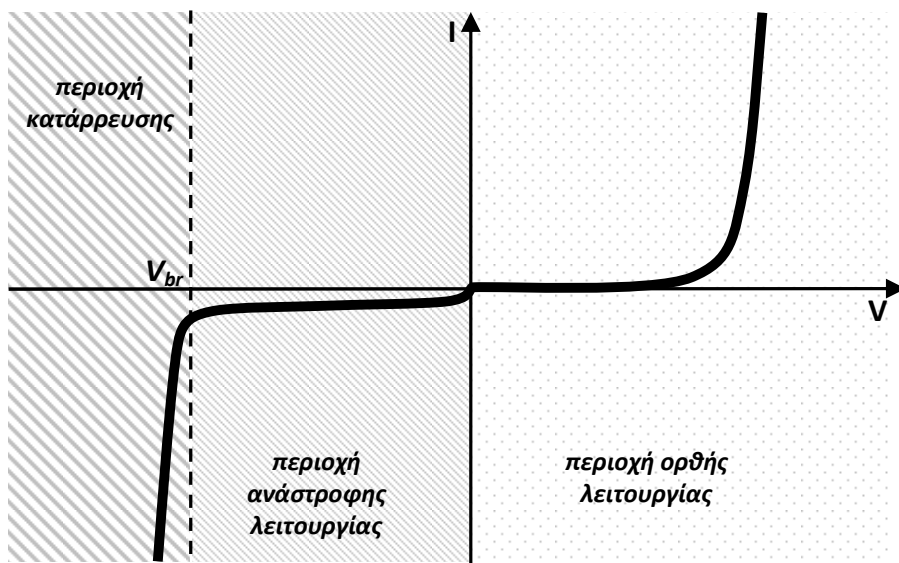
Για τάση στα άκρα της διόδου μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου της η χαρακτηριστική I - V θα αντιστοιχεί στην χαρακτηριστική αντίστασης ίσης με την αντίσταση της διόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.22.

2.4.3 Θεωρητικό μοντέλο διόδου

Στην πραγματικότητα η δίοδος 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

τέτοιες διόδους, ο λόγος της αντίστασης στην ανάστροφη πόλωση προς την αντίσταση στην ορθή είναι πολύ μεγαλύτερος από $1000 \div 1$.

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.



Σχήμα 2.23: Χαρακτηριστική I-V πραγματικής διόδου

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 26mV στους 25°C,

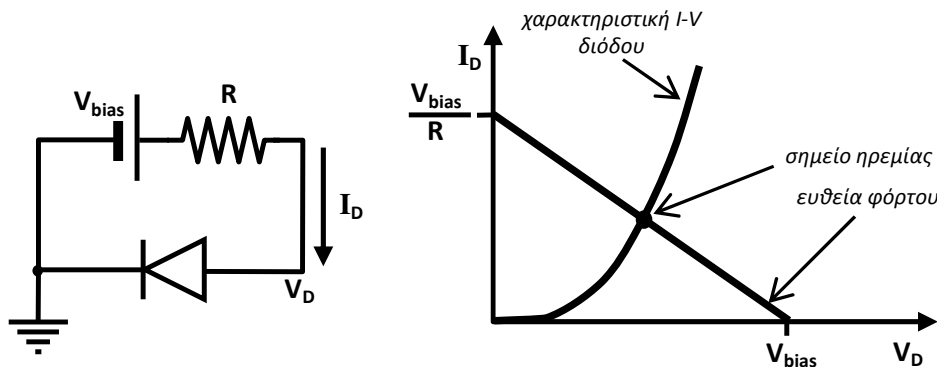
n ο **συντελεστής ιδανικότητας** της διόδου που εξαρτάται από το υλικό της και τυπικά παίρνει τιμές μεταξύ 1 και 2.

Στην περίπτωση που $V_D \gg nV_\theta$ η χαρακτηριστική της διόδου απλοποιείται στη μορφή

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

2.4.4 Χαρακτηριστικά λειτουργίας – Ευθεία φόρτου

Όταν η διάδος βρίσκεται σε ορθή πόλωση τότε η τάση αγωγής (V_D) στα άκρα της είναι σχετικά ανεξάρτητη από το ρεύμα (I_D) που διαρρέει τη διάοδο, 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 διάοδο πυριτίου και 0.3V για μια διάοδο γερμανίου.



Σχήμα 2.24: Απλό κύκλωμα με διάοδο – ευθεία φόρτου

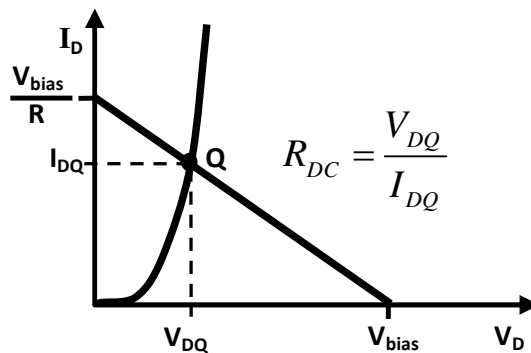
Έστω το απλό κύκλωμα με διάοδο του Σχήματος 2.24. Σύμφωνα με όσα αναφέραμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η ευθεία φόρτου συσχετίζει το ρεύμα και την τάση στα σημεία του κυκλώματος που είναι συνδεδεμένη η διάodos. Το

σημείο τομής της ευθείας φόρτου και της χαρακτηριστικής καμπύλης της διόδου καθορίζει το σημείο λειτουργίας (ή ηρεμίας).

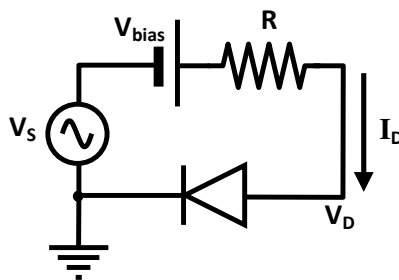
Η **στατική αντίσταση** (ή **DC αντίσταση** - R_{DC}) μιας διόδου σε κάποιο σημείο ηρεμίας προσδιορίζεται από τον λόγο της τάσης V_{DQ} στα άκρα της διόδου στο σημείο αυτό και του ρεύματος I_{DQ} που διαρρέει τη δίοδο, δηλαδή

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

σύμφωνα και με το Σχήμα 2.25.



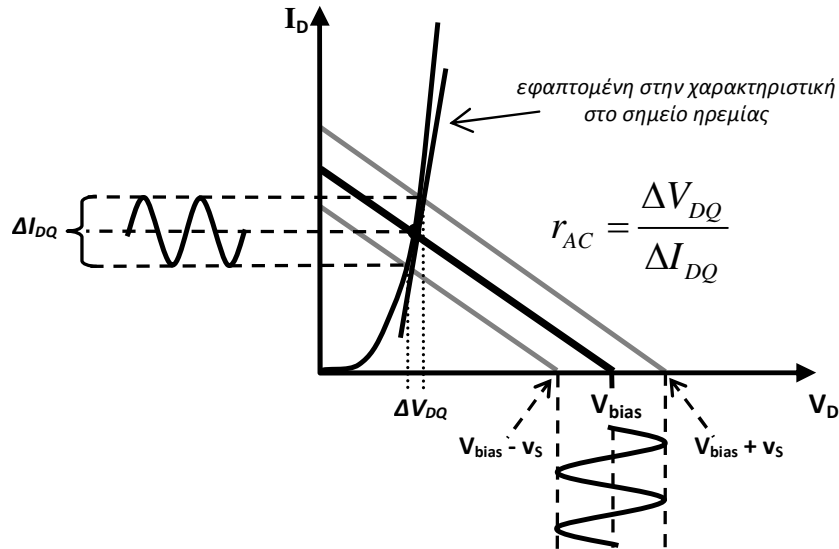
Σχήμα 2.25: Στατική (DC) αντίσταση διόδου



Σχήμα 2.26: Απλό κύκλωμα με δίοδο 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:

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



Σχήμα 2.27: Δυναμική (AC) αντίσταση διόδου

Παραγωγίζοντας την απλοποιημένη (για μεγάλα ρεύματα) εξίσωση της διόδου (βλπ. εξίσωση (2.2)), μπορούμε να καταλήξουμε στην ακόλουθη προσεγγιστική σχέση για την δυναμική αντίσταση μιας διόδου:

$$r_{AC} = \frac{nV_{\theta}}{I_{DQ}} \quad (2.5)$$

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

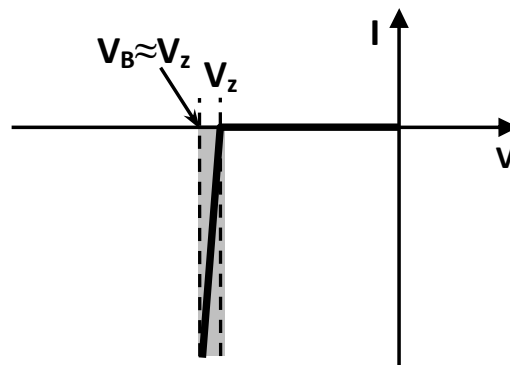
$$r_{AC} = \frac{26\text{mV} \cdot n}{I_{DQ}} \quad (2.6)$$

2.5 ΕΙΔΙΚΟΙ ΤΥΠΟΙ ΔΙΟΔΩΝ

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 συνήθων εφαρμογών των κοινών διόδων επαφής p-n. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε με συντομία τους συνηθέστερους τύπους ειδικών διόδων.

2.5.1 Δίοδος Zener

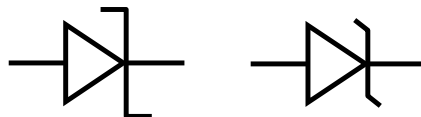
Πρόκειται για μια ειδικά σχεδιασμένη δίοδο στην οποία η ανάστροφη τάση κατάρρευσης έχει τιμή πολύ μικρότερη (κατά απόλυτη τιμή) από εκείνη μιας κοινής διόδου. Η τάση κατάρρευσης μιας διόδου **Zener** ονομάζεται και **τάση Zener** (V_Z). Σε μια δίοδο αυτού του τύπου επιτυγχάνεται, με κατάλληλη σχεδίαση, 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 του ρεύματος και περίπου ίση με την τάση Zener (V_Z).



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

Εξαιτίας του τελευταίου, η δίοδος Zener βρίσκει εφαρμογή στην παραγωγή **τάσεων αναφοράς** και στην **σταθεροποίηση τάσης**, όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο.

Στο Σχήμα 2.29 φαίνονται τα κυκλωματικά σύμβολα τα οποία αναπαριστούν μια δίοδο Zener.



Σχήμα 2.29: Κυκλωματικά σύμβολα διόδων Zener

Είναι ευκαιρία να διευκρινίσουμε τα αίτια στα οποία οφείλεται το φαινόμενο της κατάρρευσης σε μια ανάστροφα πολωμένη δίοδο.

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 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).

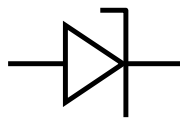
Μια δεύτερη αιτία, η οποία έπεται της πρώτης - της οποίας αποτελεί το αποτέλεσμα - είναι η διάσπαση δεσμών μέσα στην περιοχή απογύμνωσης από τις κρούσεις ταχέως κινούμενων ηλεκτρονίων. Κάθε κρούση παράγει επίσης ένα ηλεκτρόνιο αγωγιμότητας και το φαινόμενο μεγεθύνεται πολλαπλασιαστικά με τη μορφή χιονοστιβάδας. 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.

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

2.5.2 Δίοδος χιονοστιβάδας

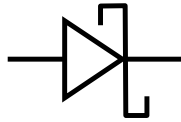
Η **δίοδος χιονοστιβάδας** (**avalanche diode**) έχει συμπεριφορά παρόμοια με εκείνη της διόδου Zener, με την παρατήρηση του τέλους της προηγούμενης παραγράφου. Το κυκλωματικό σύμβολο της διόδου αυτής φαίνεται στο Σχήμα 2.30.



Σχήμα 2.30: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου χιονοστιβάδας

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.



Σχήμα 2.31: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου Schottky

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** (από τα αρχικά **Variable Capacitance** – Μεταβλητή χωρητικότητα) ή **Varactor**.

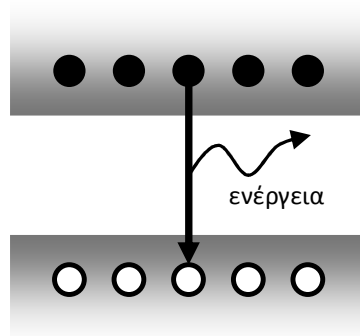
Το κυκλωματικό σύμβολο μιας διόδου Varicap φαίνεται στο Σχήμα 2.32.



Σχήμα 2.32: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου Varicap

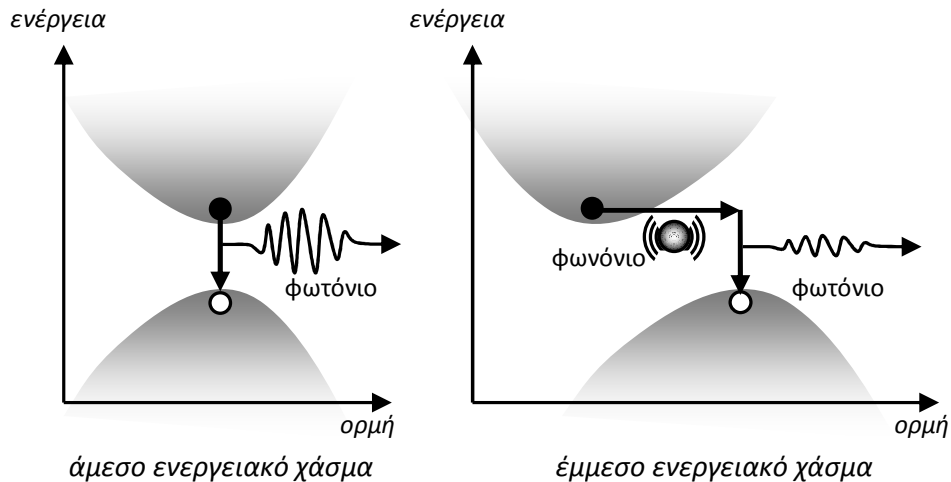
2.5.5 Δίοδος φωτοεκπομπής

Κατά τη λειτουργία μιας διόδου στην ορθή πόλωση συμβαίνουν αθρόες ανασυζεύξεις ηλεκτρονίων με οπές, ιδιαίτερα στην περιοχή απογύμνωσης. Κατά την ανασύζευξη, τα ηλεκτρόνια μεταπίπτουν από τη ζώνη αγωγιμότητας στη ζώνη σθένους, σύμφωνα με το Σχήμα 2.33.



Σχήμα 2.33: Έκλυση ενέργειας κατά την ανασύζευξη ηλεκτρονίου - οπής

Εξαιτίας της ενεργειακής απόστασης των ζωνών αυτών, το 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.



Σχήμα 2.34: Μηχανισμός αποβολής ενέργειας κατά την ανασύζευξη οπής - ηλεκτρονίου

Όταν ο ημιαγωγός διαθέτει **άμεσο ενεργειακό χάσμα (direct energy gap)** τότε η μετάπτωση ενός ηλεκτρονίου στη ζώνη σθένους συνεπάγεται μονάχα τη μείωση της ενέργειας του κρυστάλλου, γεγονός που ανταποκρίνεται στην εκπομπή ενός **φωτονίου** (Σύμφωνα με τις σύγχρονες απόψεις της φυσικής το φωτόνιο είναι ένα «σωμάτιο» το οποίο μεταφέρει ενέργεια υπό μορφή φωτός).

Στην περίπτωση ημιαγωγού με **έμμεσο ενεργειακό χάσμα (indirect energy gap)** η μετάπτωση ενός ηλεκτρονίου στη ζώνη σθένους συνεπάγεται, εκτός από τη μείωση της ενέργειας του κρυστάλλου (οπότε εκπέμπεται ένα φωτόνιο), και την αύξηση της ορμής του γεγονότος που ανταποκρίνεται στην εκπομπή ενός **φωνονίου** (Αντίστοιχα με το φωτόνιο, το φωνόνιο είναι ένα «σωμάτιο» το οποίο μεταφέρει ενέργεια υπό μορφή ταλαντώσεων του κρυσταλλικού πλέγματος, δηλαδή υπό μορφή θερμότητας). 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 ανασύζευξη, 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 ανασυζεύξεων 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.

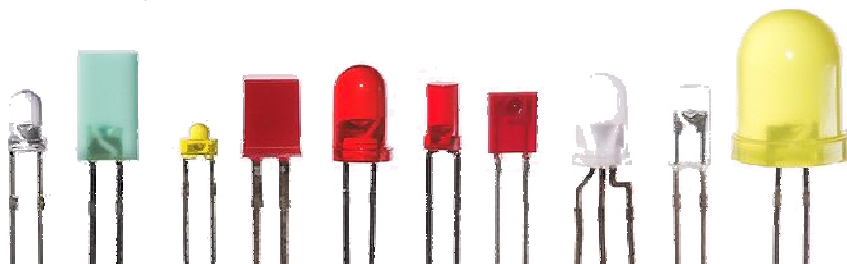
Επομένως, το χρώμα του φωτός που εκπέμπει μια δίοδος LED καθορίζεται από την κατάλληλη επιλογή του ενεργειακού χάσματος του ημιαγωγού το οποίο εξαρτάται από το υλικό από το οποίο αυτός είναι κατασκευασμένος. Εκτός από την ορατή περιοχή του φάσματος, συγκεκριμένες δίοδοι φωτοεκπομπής κατασκευασμένες από κατάλληλα υλικά μπορούν να ακτινοβολούν στην **υπέρυθρη** (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.

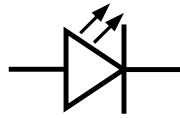
Εκτός από την προϋπόθεση του άμεσου ενεργειακού χάσματος, απαραίτητες συνθήκες για την φωτοεκπομπή μιας διόδου είναι η **διαφάνεια** του ημιαγωγού στο μήκος κύματος των παραγόμενων φωτονίων (ώστε αυτά να μπορέσουν να αναδυθούν μέχρι την εξωτερική του επιφάνεια) και η κατάλληλη μορφοποίηση και γεωμετρική δομή ώστε να περιορίζεται η **ολική ανάκλαση** των φωτονίων στην εξωτερική επιφάνεια της διόδου.

Οι εφαρμογές των LED στην ηλεκτρονική καλύπτουν εξαιρετικά μεγάλο εύρος, από απλούς ενδείκτες λειτουργίας και οθόνες ενδείξεων, έως φωτοπηγές σε συστήματα οπτικών επικοινωνιών.

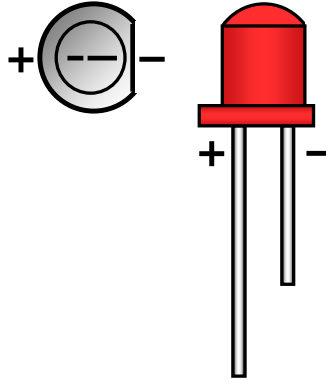
Στο Σχήμα 2.35 φαίνονται μερικές τυπικές δίοδοι φωτοεκπομπής, στο Σχήμα 2.36 το συνηθέστερο κυκλωματικό τους σύμβολο και στο Σχήμα 2.37 η πολικότητα των ακροδεκτών τους.



Σχήμα 2.35: Τυπικές δίοδοι φωτοεκπομπής (LED)



Σχήμα 2.36: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου φωτοεκπομπής (LED)

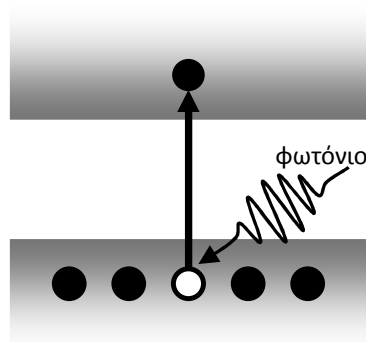


Σχήμα 2.37: Πολικότητα ακροδεκτών διακριτής διόδου φωτοεκπομπής (LED)

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 την 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 2.38.



Σχήμα 2.38: Απορρόφηση της ενέργειας ενός φωτονίου και δημιουργία ζεύγους φορέων (ηλεκτρονίου – οπής)

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.

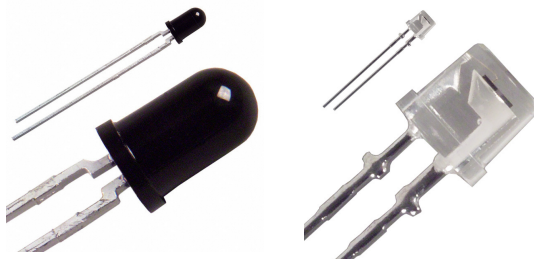
Κατά την κατασκευή μιας φωτοδιόδου λαμβάνονται υπόψη παρατηρήσεις παρόμοιες με αυτές που αναφέραμε και για τις διόδους φωτοεκπομπής.

Στο Σχήμα 2.39 παρουσιάζονται μερικές τυπικές φωτοδιόδους, ενώ στο Σχήμα 2.40 φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο της φωτοδιόδου.

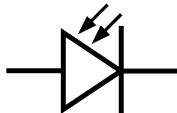
Χαρακτηριστικό μέγεθος μιας φωτοδιόδου είναι η **φωτοαποκρισιμότητα** ή **αποκρισιμότητα** (**responsivity** - $\mathfrak{R}$), η οποία ορίζεται από τη σχέση:

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

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



Σχήμα 2.39: Τυπικές φωτοδιόδους



Σχήμα 2.40: Κυκλωματικό σύμβολο φωτοδιόδου

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 φωτοδιόδου 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 στην σχεδίαση ανιχνευτών (φωτός, καπνού κ.λπ.) καθώς και στους δέκτες ηλεκτροοπτικών ζεύξεων.

2.6 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΔΙΟΔΩΝ

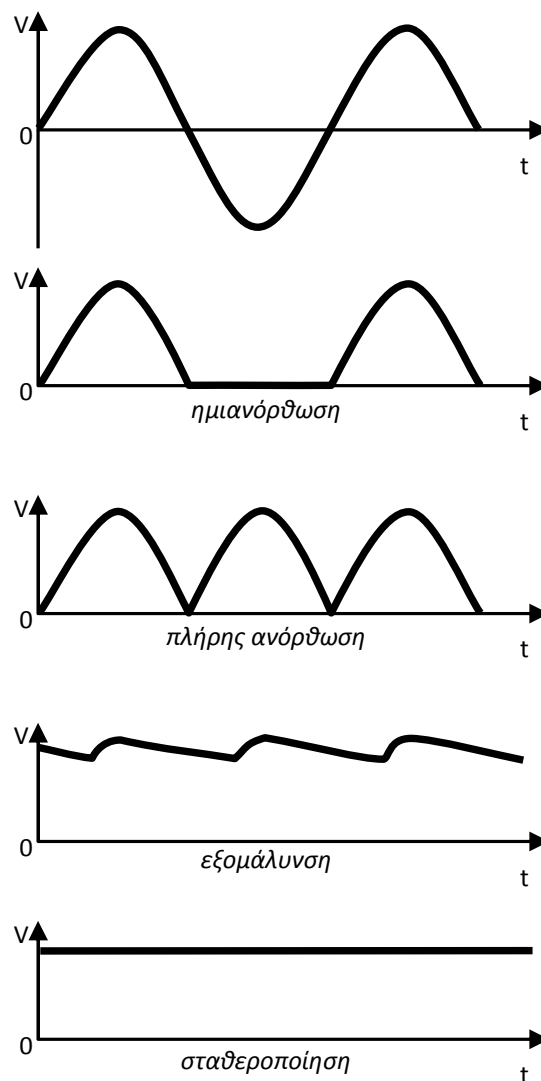
Το εύρος των εφαρμογών των διόδων είναι εξαιρετικά εκτεταμένο. Από το πλήθος των εφαρμογών αυτών θα μελετήσουμε στο σημείο αυτό τη μετατροπή εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή. Στο επόμενο κεφάλαιο θα δούμε τη σχεδίαση λογικών κυκλωμάτων με διόδους.

Οι τάσεις πόλωσης των ηλεκτρονικών διατάξεων είναι σταθερές. Για το 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)**. Όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, τα τροφοδοτικά λειτουργούν με την εναλλασσόμενη τάση του ηλεκτρικού δικτύου και παρέχουν (σταθερή) συνεχή τάση. Οι **φορτιστές (chargers)** που χρησιμοποιούμε για την φόρτιση **επαναφορτιζόμενων μπαταριών** είναι και αυτοί τροφοδοτικά, μιας και μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου στην κατάλληλης τιμής σταθερή τάση που απαιτείται για τη φόρτιση.

Η διαδικασία μετατροπής μιας εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή ακολουθεί έναν αριθμό σταδίων τα οποία συνοψίζονται στο Σχήμα 2.41.

Η κυματομορφή στην κορυφή του σχήματος αντιστοιχεί στην 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 την σταθερή τάση τροφοδοσίας που θέλουμε να παράξουμε, χρησιμοποιείται μετασχηματιστής υποβιβασμού στο δευτερεύον του οποίου παρέχεται εναλλασσόμενη τάση με πλάτος της ίδιας τάξης μεγέθους με την σταθερή τάση που πρόκειται να παραχθεί. (Για να είμαστε ακριβείς, η κυματομορφή στην κορυφή του Σχήματος 2.41

αντιστοιχεί στην εναλλασσόμενη τάση στο δευτερεύον του μετασχηματιστή υποβιβασμού).



Σχήμα 2.41: Στάδια μετατροπής εναλλασσόμενης τάσης σε σταθερή

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 κυματομορφή 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 συνεχής, τα σήματα που προκύπτουν από την ημιανόρθωση ή την πλήρη ανόρθωση μιας εναλλασσόμενης τάσης είναι μεταβαλλόμενα και

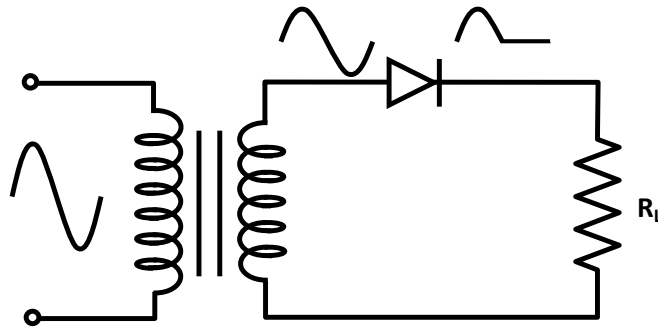
μάλιστα παρουσιάζουν σημαντική **κυμάτωση** (ο ποσοτικός ορισμός της κυμάτωσης θα δοθεί λίγο πιο κάτω).

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 σχεδόν **σταθερή**.

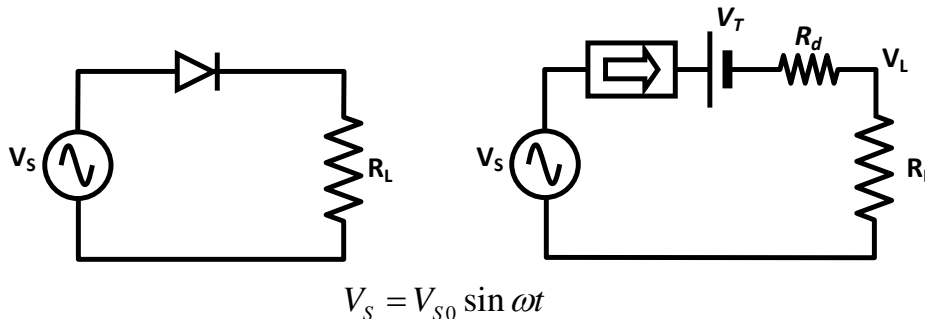
2.6.1 Ημιανόρθωση

Με την εμετάλλευση της ιδιότητας της διόδου να λειτουργεί ως βαλβίδα του ηλεκτρικού ρεύματος, η ημιανόρθωση ενός εναλλασσόμενου σήματος τάσης μπορεί να πραγματοποιηθεί με το απλό κύκλωμα του Σχήματος 2.42, στο οποίο περιλαμβάνεται ο μετασχηματιστής υποβιβασμού της τάσης του ηλεκτρικού δικτύου. Η αντίσταση φόρτου R_L αντιπροσωπεύει την αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας.



Σχήμα 2.42: Κύκλωμα ημιανόρθωσης

Ας χρησιμοποιήσουμε το μοντέλο τυπικής διόδου με αντίσταση προκειμένου να αναλύσουμε το κύκλωμα αυτό. Το δευτερεύον του μετασχηματιστή υποβιβασμού αντιστοιχεί σε μια πηγή AC τάσης (V_S), οπότε έχουμε το κύκλωμα και το ισοδύναμό του που φαίνεται στο Σχήμα 2.43.



Σχήμα 2.43: Κύκλωμα ημιανόρθωσης και ισοδύναμό του

Όταν η στιγμιαία τιμή της εναλλασσόμενης τάσης στο δευτερεύον είναι μικρότερη της τάσης κατωφλίου της (πραγματικής) διόδου ($V_S < V_T$), τότε η ιδανική δίοδος θα βρίσκεται στην **αποκοπή** και η τάση V_L στα άκρα της αντίστασης φόρτου θα μηδενίζεται.

Όταν η στιγμιαία τιμή της εναλλασσόμενης τάσης στο δευτερεύον είναι μεγαλύτερη ή ίση με την τάση κατωφλίου της (πραγματικής) διόδου ($V_S \geq V_T$), τότε η ιδανική δίοδος θα **άγει** και η τάση V_L στα άκρα της αντίστασης φόρτου θα εξαρτάται από την τάση στην κάθοδο της πραγματικής διόδου και από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν η αντίσταση της διόδου (R_d) και η αντίσταση του φόρτου (R_L). Στην περίπτωση αυτή η τάση στην κάθοδο της διόδου θα είναι $V_S - V_T$ και άρα η τάση V_L στα άκρα του φόρτου θα δίνεται από τη σχέση:

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R_d} (V_S - V_T). \quad (2.9)$$

Η σχέση (2.9) ισχύει προφανώς και για τα πλάτη των τάσεων V_S και V_L .

Για τιμές αντίστασης φόρτου πολύ μεγαλύτερες από την αντίσταση της διόδου ($R_L \gg R_d$) η σχέση (2.9) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$V_L \approx V_S - V_T, \quad (2.10)$$

επομένως η τάση στα άκρα του φόρτου αντιστοιχεί στην τιμή της τάσης στο δευτερεύον υποβιβασμένη κατά την τάση κατωφλίου της διόδου.

Για τιμές αντίστασης φόρτου συγκρίσιμες με την αντίσταση της διόδου ($R_L \approx R_d$) η σχέση (2.9) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

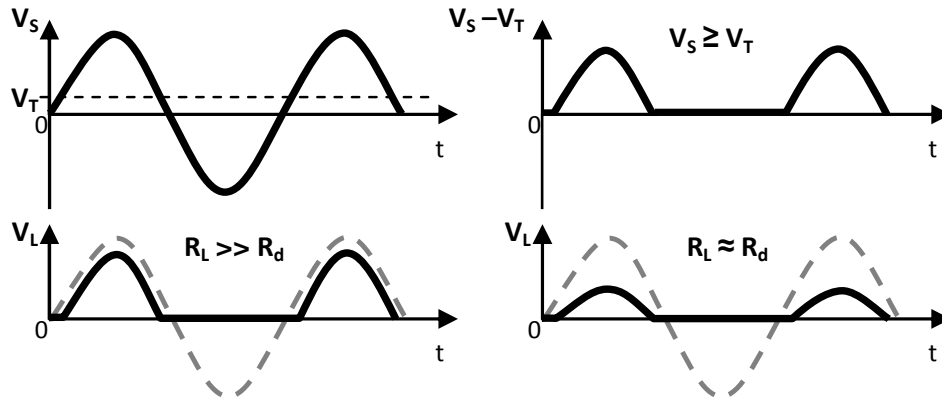
$$V_L \approx \frac{1}{2} (V_S - V_T), \quad (2.11)$$

επομένως η τάση στα άκρα του φόρτου αντιστοιχεί στο μισό της τιμής που βρήκαμε στην προηγούμενη περίπτωση.

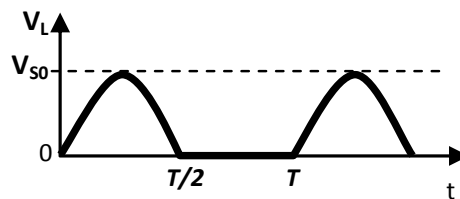
Μπορούμε, συνεπώς, να συμπεράνουμε πως το πλάτος του ημιανορθωμένου σήματος εξαρτάται από την τάση κατωφλίου και την αντίσταση της διόδου. Πιο συγκεκριμένα, κατά τη σχεδίαση ενός ημιανορθωτή αυτού του τύπου φροντίζουμε ώστε η τάση κατωφλίου της διόδου να είναι αρκετά μικρότερη του πλάτους της εναλλασσόμενης τάσης που πρόκειται να ανορθώσουμε. Επίσης, επιλέγουμε δίοδο με όσο το δυνατό μικρότερη

αντίσταση και φροντίζουμε να μεγιστοποιήσουμε την αντίσταση του φόρτου, ώστε να επιτυγχάνεται προσαρμογή τάσης.

Στο Σχήμα 2.44 απεικονίζονται οι αντίστοιχες κυματομορφές και παρουσιάζονται σχηματικά τα συμπεράσματα στα οποία καταλήξαμε από την πιο πάνω ανάλυση.



Σχήμα 2.44: Κυματομορφή ημιανορθωμένης τάσης



Σχήμα 2.45: Ιδανική κυματομορφή ημιανορθωμένης τάσης

Υποθέτοντας τη δίοδο ως ιδανική (με μηδενική δηλαδή τάση κατωφλίου και μηδενική αντίσταση), ας θεωρήσουμε την ιδανική κυματομορφή ημιανορθωμένης τάσης του Σχήματος 2.45. Στην περίπτωση αυτή η μέγιστη τιμή τάσης του ημιανορθωμένου σήματος θα είναι ίση με το πλάτος V_{s0} της εναλλασσόμενης τάσης στο δευτερεύον.

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

$$V_L^{rms} = \frac{V_{s0}}{2}. \quad (2.12)$$

(Είναι:

$$V_L^{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^T V_L^2 dt}{T}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{s0}^2 \sin^2 \omega t dt} = V_{s0} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} \sin^2 \omega t dt} = V_{s0} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt} =$$

$$= V_{s0} \sqrt{\frac{1}{2T} \left(\frac{T}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{T/2} \cos 2\omega t dt \right)} = V_{s0} \sqrt{\frac{1}{2T} \left(\frac{T}{2} - 0 \right)} = \frac{V_{s0}}{2}$$

).

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

$$V_L^{DC} = \frac{V_{s0}}{\pi} . \quad (2.13)$$

(Η DC συνιστώσα ταυτίζεται με τη μέση τιμή του σήματος, οπότε:

$$V_L^{DC} = \frac{\int_0^T V_L dt}{T} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_{s0} \sin \omega t dt = \frac{V_{s0}}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt = \frac{V_{s0}}{T} \cdot \frac{2}{\omega} = \frac{V_{s0}}{T} \cdot \frac{2}{\frac{2\pi}{T}} = \frac{V_{s0}}{\pi}$$

).

Η **ενεργός (rms) τιμή της AC συνιστώσας** της ημιανορθωμένης τάσης δίνεται από τη σχέση:

$$V_L^{AC} = \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} \cdot V_{s0} . \quad (2.14)$$

(Σύμφωνα και με το Παράρτημα Θ:

$$V_{AC} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{DC}^2} = \sqrt{\left(\frac{V_{s0}}{2}\right)^2 - \left(\frac{V_{s0}}{\pi}\right)^2} = V_{s0} \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}}$$

).

Ο **βαθμός κυμάτωσης (ripple factor – r)** της ημιανορθωμένης κυματομορφής ορίζεται από τη σχέση:

$$r = \frac{V_L^{AC}}{V_L^{DC}} . \quad (2.15)$$

Αντικαθιστώντας στην (2.15) τις (2.13) και (2.14) βρίσκουμε:

$$r = \frac{\sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{\pi^2}} \cdot V_{S0}}{\frac{V_{S0}}{\pi}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \approx 1.21. \quad (2.16)$$

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

$$n = \frac{P_L^{DC}}{P_S^{AC}}, \quad (2.17)$$

όπου 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 που δεν υπάρχουν άλλες απώλειες) στην αντίσταση του φόρτου, άρα:

$$P_S^{AC} = P_L^{rms} = \frac{(V_L^{rms})^2}{R}, \quad (2.18)$$

όπου P_L^{rms} η συνολική ισχύς που αποδίδεται στον φόρτο (βλπ. και Παράρτημα Θ).

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

$$P_L^{DC} = \frac{(V_L^{DC})^2}{R}. \quad (2.19)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.17), (2.18) και (2.19) βρίσκουμε για την απόδοση της ημιανόρθωσης:

$$n = \left(\frac{V_L^{DC}}{V_L^{rms}} \right)^2. \quad (2.20)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των (2.12) και (2.13) προκύπτει:

$$n = \left(\frac{V_{S0}}{\pi \frac{V_{S0}}{2}} \right)^2 = \frac{4}{\pi^2} \approx 0.406 . \quad (2.21)$$

Όταν η εναλλασσόμενη τάση του δευτερεύοντος λάβει την ελάχιστη τιμή της ($-V_{S0}$) 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 δίνεται από την:

$$PIV = V_{S0} . \quad (2.22)$$

Εκτός από τα προηγούμενα μεγέθη, την «ποιότητα» ενός κυκλώματος (ημι-) ανόρθωσης καθορίζουν επίσης:

Ο **παράγοντας μορφής** (form factor) που ορίζεται από την:

$$Form\ factor = \frac{V_L^{rms}}{V_L^{DC}} = \sqrt{\frac{1}{n}} . \quad (2.23)$$

και ισούται με $\pi/2$ για την περίπτωση της ημιανόρθωσης.

Ο **παράγοντας κορυφής** (peak factor) που ορίζεται από την:

$$Peak\ factor = \frac{V_{S0}}{V_L^{rms}} . \quad (2.24)$$

Στην περίπτωση της ημιανόρθωσης ο παράγοντας κορυφής είναι ίσος με:

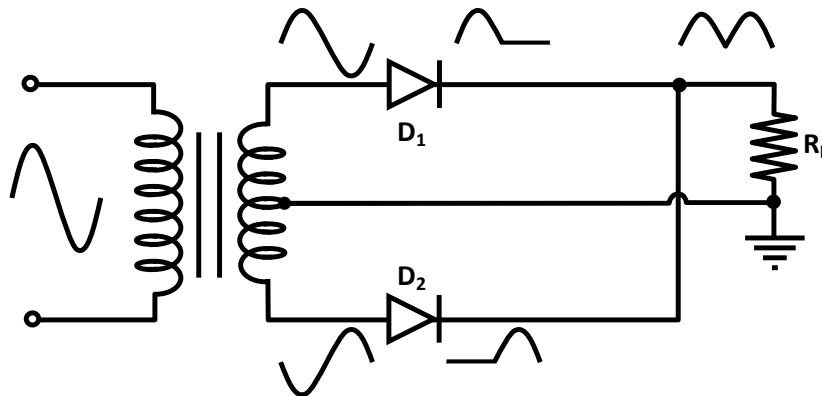
$$Peak\ factor = \frac{V_{S0}}{V_L^{rms}} = \frac{V_{S0}}{V_{S0}/2} = 2 . \quad (2.25)$$

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

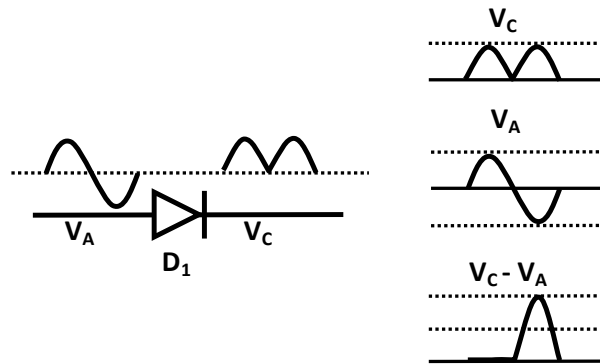
Στο Σχήμα 2.46 φαίνεται ένα κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με τη χρήση μετασχηματιστή μεσαίας λήψης. Όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η τάση στο ένα άκρο του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή είναι ανάστροφη (αντεστραμμένη) σε σχέση με την τάση στο άλλο άκρο, αν ως σημείο αναφοράς πάρουμε το σημείο μεσαίας 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 των ημιανορθωμένων συνιστωσών πάνω στην αντίσταση φόρτου R_L , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.46.



Σχήμα 2.46: Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης

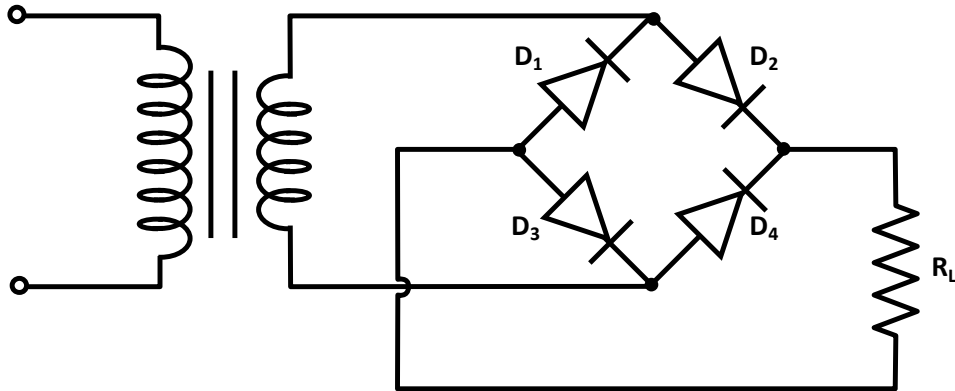
Το κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης παρουσιάζει δύο βασικά μειονεκτήματα: Το πρώτο είναι ότι το κόστος του μετασχηματιστή μεσαίας λήψης είναι υψηλότερο σε σχέση με έναν μετασχηματιστή χωρίς μεσαία λήψη. Το δεύτερο έγκειται στο γεγονός ότι η μέγιστη ανάστροφη τάση που εφαρμόζεται στις διόδους του κυκλώματος είναι διπλάσια του πλάτους της τάσης που ανορθώνεται. Στο Σχήμα 2.47 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 στην ανάστροφη τάση που δέχεται η διάοδος. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.47 το πλάτος της διαφοράς

αυτής είναι διπλάσιο του πλάτους της εναλλασσόμενης τάσης που ανορθώνεται. Εξαιτίας της αυξημένης ανάστροφης τάσης, οι δίοδοι 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.



Σχήμα 2.47: Τάση ανάστροφης πόλωσης διόδου σε κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης

Τα προηγούμενα προβλήματα αποφεύγονται αν η πλήρης ανόρθωση πραγματοποιηθεί με τη βοήθεια **γέφυρας διόδων**, όπως φαίνεται στο κύκλωμα του Σχήματος 2.48.

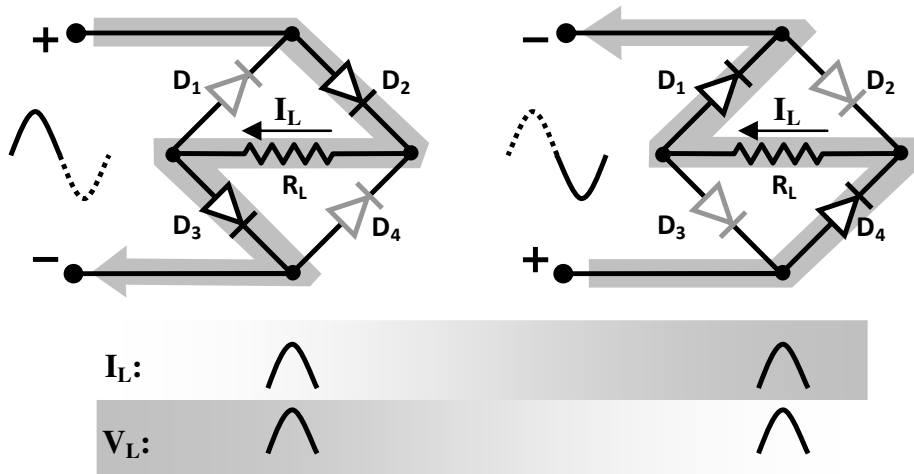


Σχήμα 2.48: Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με διόδους σε συνδεσμολογία γέφυρας

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 μέτωπο της εναλλασσόμενης τάσης που ανορθώνεται. Στο Σχήμα 2.49 έχουν αναδιαταχθεί τα κυκλωματικά στοιχεία ώστε αυτό να γίνει εμφανές (η απεικόνιση του μετασχηματιστή έχει παραλειφθεί).

Κατά τη διάρκεια του θετικού μετώπου της εναλλασσόμενης τάσης άγουν οι δίοδοι D_2 και D_3 οι οποίες είναι πολωμένες ορθά, ενώ οι δίοδοι 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.

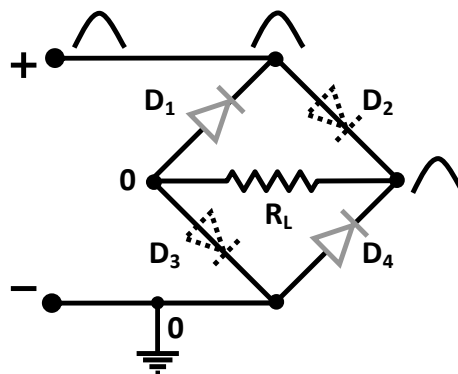


Σχήμα 2.49: Αρχή πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα διόδων

Κατά τη διάρκεια του αρνητικού μετώπου της εναλλασσόμενης τάσης άγουν οι δίοδοι D_1 και D_4 οι οποίες είναι πολωμένες ορθά, ενώ οι δίοδοι 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 προηγούμενη 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.

Η μέγιστη ανάστροφη τάση που δέχεται κάθε δίοδος στο κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα είναι ίση με το πλάτος της εναλλασσόμενης τάσης στο δευτερεύον του μετασχηματιστή.

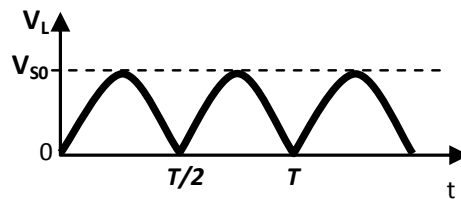


Σχήμα 2.50: Τάση ανάστροφης πόλωσης διόδων σε κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα διόδων

Στο Σχήμα 2.50 - που αφορά το θετικό μέτωπο της τάσης στο δευτερεύον - άγουν οι δίοδοι D_2 και D_3 , οι οποίες μπορούν να θεωρηθούν ως βραχυκυκλώματα αν η αντίστασή τους υποτεθεί πολύ μικρή. Οι δίοδοι 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 δίοδο D_1 ταυτίζεται με το θετικό μέτωπο της τάσης του δευτερεύοντος και θα έχουν την ίδια μέγιστη τιμή. Το ίδιο ισχύει και για τη δίοδο D_4 . Παρόμοια, μπορούμε να δούμε πως κατά το αρνητικό μέτωπο της τάσης η μέγιστη ανάστροφη τάση την οποία δέχονται οι δίοδοι 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 2.51. 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.



Σχήμα 2.51: Ιδανική κυματομορφή πλήρως ανορθωμένης τάσης

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

$$V_L^{rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} V_{s0} \quad (2.26)$$

(Είναι:

$$\begin{aligned} V_L^{rms} &= \sqrt{\frac{\int_0^T V_L^2 dt}{T}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{s0}^2 \sin^2 \omega t dt} = V_{s0} \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \sin^2 \omega t dt} = V_{s0} \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt} = \\ &= V_{s0} \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} - \frac{1}{2} \int_0^{T/2} \cos 2\omega t dt \right)} = V_{s0} \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{T}{2} - 0 \right)} = \frac{\sqrt{2} V_{s0}}{2} \end{aligned}$$

).

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

$$V_L^{DC} = \frac{2}{\pi} V_{s0} . \quad (2.27)$$

(Η DC συνιστώσα ταυτίζεται με τη μέση τιμή του σήματος, οπότε:

$$V_L^{DC} = \frac{\int_0^T V_L dt}{T} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_{s0} \sin \omega t dt = \frac{2V_{s0}}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t dt = \frac{2V_{s0}}{T} \cdot \frac{2}{\omega} = \frac{V_{s0}}{T} \cdot \frac{2}{\frac{2\pi}{T}} = \frac{2V_{s0}}{\pi}$$

).

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

$$V_L^{AC} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}} \cdot V_{s0} . \quad (2.28)$$

(Σύμφωνα και με το Παράρτημα Θ:

$$V_{AC} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{DC}^2} = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{2}V_{s0}}{2}\right)^2 - \left(\frac{2V_{s0}}{\pi}\right)^2} = V_{s0} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}}$$

).

Ο **βαθμός κυμάτωσης (r)** της υπολογίζεται από τη σχέση:

$$r = \frac{V_L^{AC}}{V_L^{DC}} . \quad (2.29)$$

Αντικαθιστώντας στην (2.29) τις (2.27) και (2.28) βρίσκουμε:

$$r = \frac{\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2}} \cdot V_{s0}}{\frac{2V_{s0}}{\pi}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} \simeq 0.482 . \quad (2.30)$$

Η **απόδοση (η)** της πλήρους ανόρθωσης υπολογίζεται από την (2.20):

$$n = \left(\frac{V_L^{DC}}{V_L^{rms}} \right)^2. \quad (2.31)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των (2.26) και (2.27) προκύπτει:

$$n = \left(\frac{\frac{2V_{S0}}{\pi}}{\frac{\sqrt{2}V_{S0}}{2}} \right)^2 = \frac{8}{\pi^2} \approx 0.812. \quad (2.32)$$

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.

Ο **παράγοντας μορφής** της πλήρως ανορθωμένης τάσης υπολογίζεται από την:

$$Form\ factor = \frac{V_L^{rms}}{V_L^{DC}} = \sqrt{\frac{1}{n}} \approx 1.11. \quad (2.33)$$

Τέλος, ο **παράγοντας κορυφής** είναι ίσος με:

$$Peak\ factor = \frac{V_{S0}}{V_L^{rms}} = \frac{V_{S0}}{\sqrt{2}V_{S0}/2} = \sqrt{2}. \quad (2.34)$$

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

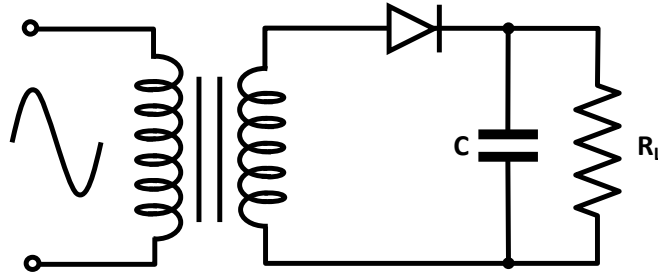
- Η συνεχής (DC) συνιστώσα της πλήρως ανορθωμένης τάσης είναι διπλάσια εκείνης της ημιανορθωμένης.
- Η κυμάτωση της πλήρως ανορθωμένης τάσης είναι σαφώς μικρότερη (περίπου 50% σε σχέση με 120% της ημιανορθωμένης).
- Η απόδοση της πλήρους ανόρθωσης είναι διπλάσια σε σύγκριση με την ημιανόρθωση.

2.6.3 Εξομάλυνση

Η διαδικασία **εξομάλυνσης** μιας ανορθωμένης τάσης δεν αποτελεί εφαρμογή των διόδων. Ωστόσο, τα κυκλώματα εξομάλυνσης ενσωματώνονται

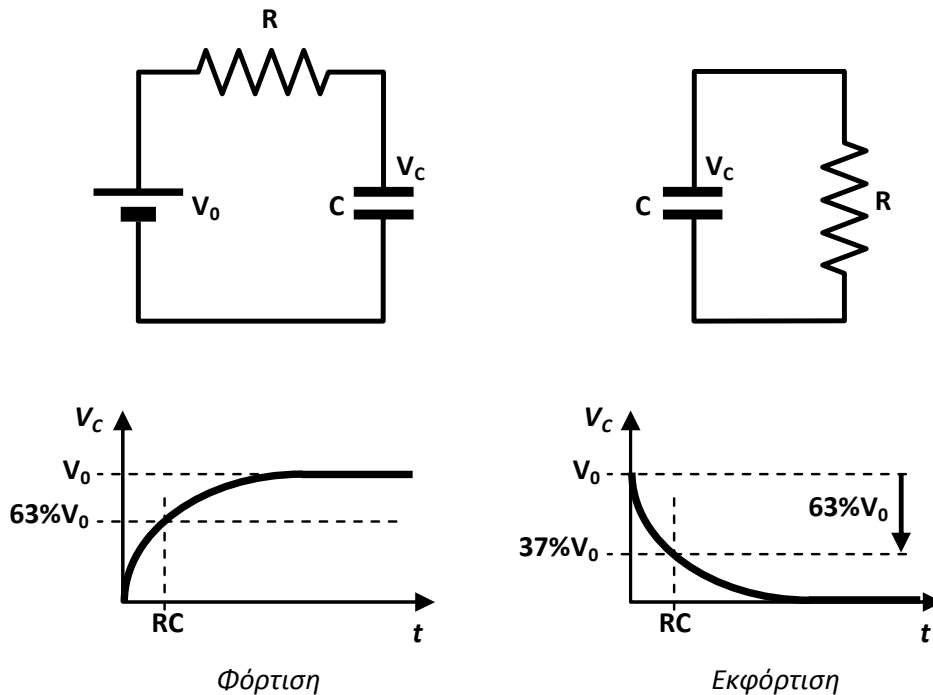
στα κυκλώματα των ανορθωτών και για το λόγο αυτό θα τα παρουσιάσουμε συνοπτικά στο σημείο αυτό.

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα ημιανόρθωσης του Σχήματος 2.52, όπου παράλληλα στον φόρτο έχει συνδεθεί ένας **πυκνωτής εξομάλυνσης (C)**.



Σχήμα 2.52: Κύκλωμα ημιανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης

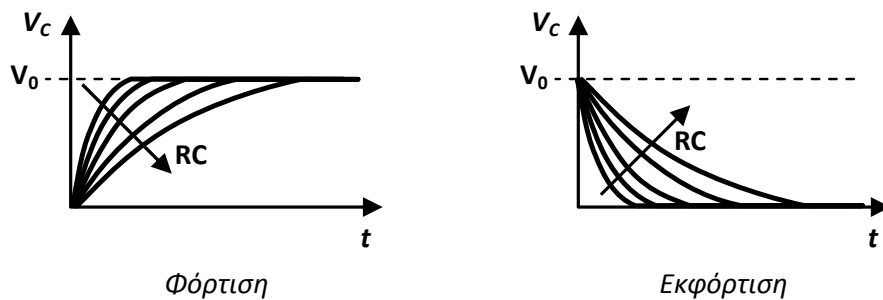
Ο συνδυασμός του πυκνωτή αυτού και της αντίστασης R_L του φόρτου σχηματίζει ένα **φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων (Low Pass Filter – LPF)** τύπου **R-C** τα χαρακτηριστικά των οποίων θα μελετήσουμε σε επόμενο κεφάλαιο. Σκοπός του φίλτρου αυτού είναι η απόσβεση των συχνοτήτων που προκαλούν την κυμάτωση της κυματομορφής της ημιανορθωμένης τάσης. Η περιγραφή που θα ακολουθήσουμε εδώ εκμεταλλεύεται τις έννοιες της φόρτισης και της εκφόρτισης των πυκνωτών, τις οποίες εξετάσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 2.53: Κυκλώματα φόρτισης/εκφόρτισης πυκνωτή μέσω αντίστασης και σχετικές καμπύλες

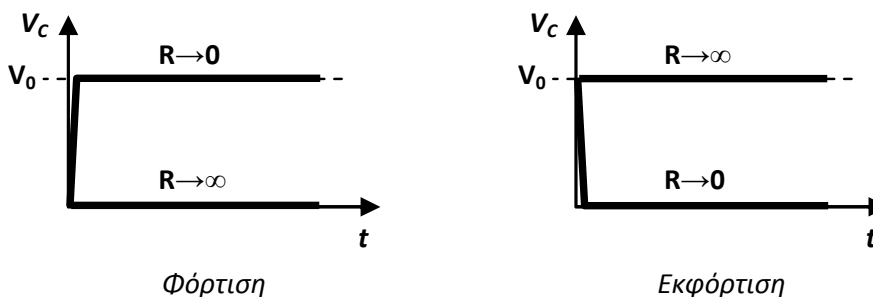
Ένα σημαντικό μέγεθος που μας ενδιαφέρει κατά τη φόρτιση ή την εκφόρτιση ενός πυκνωτή μέσω αντίστασης είναι η **σταθερά χρόνου (time constant - τ)**. Σε ένα κύκλωμα RC, σαν αυτά του Σχήματος 2.53, η σταθερά χρόνου ισούται με το γινόμενο $\tau = R \cdot C$ της αντίστασης R μέσω της οποίας γίνεται η φόρτιση ή η εκφόρτιση και της χωρητικότητας C του πυκνωτή, και μετριέται σε μονάδες χρόνου (s).

Η τιμή του χρόνου που προκύπτει από τον υπολογισμό της σταθεράς χρόνου ενός κυκλώματος RC αντιστοιχεί στο χρονικό διάστημα που απαιτείται προκειμένου ο πυκνωτής να φορτισθεί ή να εκφορτισθεί κατά **63%** περίπου, ως προς την τάση V_C στα άκρα του, όπως υποδεικνύεται στο Σχήμα 2.53.



Σχήμα 2.54: Καμπύλες φόρτισης/εκφόρτισης πυκνωτή μέσω αντίστασης για διαφορετικές τιμές της σταθεράς χρόνου (RC)

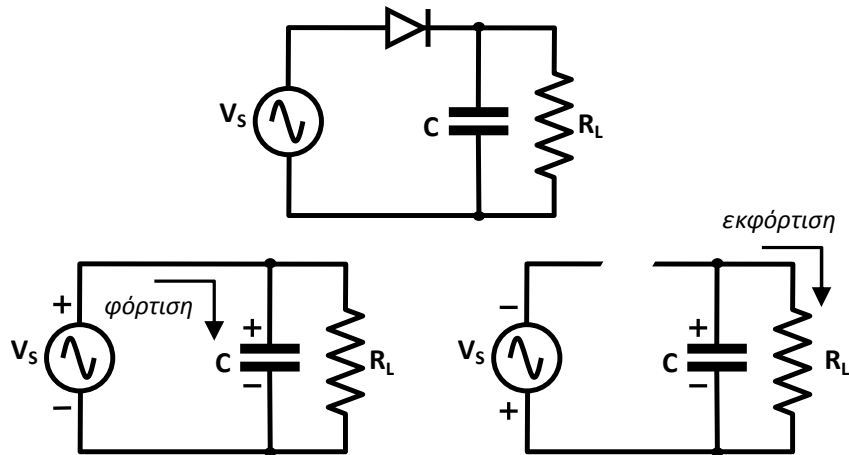
Η σταθερά χρόνου αποτελεί το μέτρο της ταχύτητας φόρτισης ή εκφόρτισης του πυκνωτή σε ένα κύκλωμα RC. Όσο μεγαλύτερη είναι η σταθερά χρόνου, τόσο γρηγορότερα θα φορτίζεται ή θα εκφορτίζεται ο πυκνωτής, σύμφωνα και με το Σχήμα 2.54 στο οποίο φαίνονται οι καμπύλες φόρτισης ή εκφόρτισης πυκνωτή μέσω αντίστασης, για διαφορετικές τιμές της σταθεράς χρόνου RC. Αν η αντίσταση R είναι πολύ μικρή, αντίστοιχα μικρή θα είναι και η σταθερά χρόνου RC οπότε ο πυκνωτής θα φορτίζεται ή θα εκφορτίζεται σχεδόν ακαριαία, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.55.



Σχήμα 2.55: Καμπύλες φόρτισης/εκφόρτισης πυκνωτή μέσω αντίστασης για ακραίες τιμές της αντίστασης (R)

Από την άλλη πλευρά, αν η αντίσταση είναι πολύ μεγάλη, αντίστοιχα μεγάλη θα είναι και η σταθερά χρόνου RC οπότε ο πυκνωτής θα φορτίζεται ή θα εκφορτίζεται σε σχεδόν άπειρο χρόνο. Στην περίπτωση της φόρτισης, αυτό θα συνεπάγεται την παραμονή της τάσης του πυκνωτή σε μηδενικά επίπεδα, ενώ στην περίπτωση της εκφόρτισης ο πυκνωτής θα διατηρεί σχεδόν σταθερή την τιμή της τάσης στα άκρα του, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.55.

Ας επιστρέψουμε στο κύκλωμα του Σχήματος 2.52 το οποίο μπορεί να πάρει την απλοποιημένη μορφή του Σχήματος 2.56.

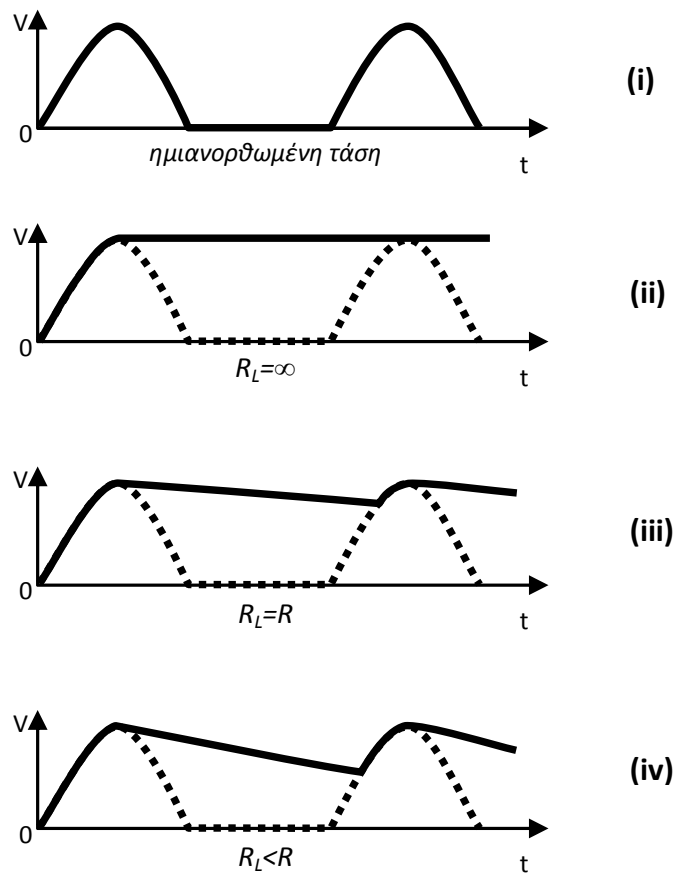


Σχήμα 2.56: Λειτουργία κυκλώματος ημιανόρθωσης με πυκνωτή εξομάλυνσης

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 δίοδου θεωρηθεί αμελητέα τότε ο πυκνωτής θα φορτίζεται σχεδόν ακαριαία, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.56, και σύμφωνα με όσα ήδη εξηγήσαμε.

Κατά τη διάρκεια του αρνητικού μετώπου της εναλλασσόμενης τάσης η δίοδος αποκόπτεται και ο πυκνωτής εξομάλυνσης εκφορτίζεται μέσω της αντίστασης φόρτου R_L , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.26, 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 αφορά την εκφόρτιση του πυκνωτή εξομάλυνσης C . Σύμφωνα, μάλιστα, με όσα ήδη εξηγήσαμε, ο πυκνωτής θα διατηρεί σχεδόν σταθερή την τιμή της τάσης στα άκρα του. 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 2.57-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.



Σχήμα 2.57: Κυματομορφές ημιανορθωμένης τάσης που εξομαλύνεται με τη χρήση πυκνωτή

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 2.57. 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

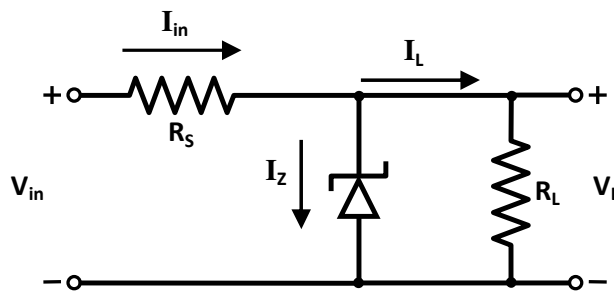
Με τη **σταθεροποίηση (regulation)** μιας συνεχούς τάσης που παρουσιάζει κυμάτωση καταφέρνουμε να περιορίσουμε σε πολύ μεγάλο

βαθμό την κυμάτωση αυτή και να επιτύχουμε μια τάση σχεδόν σταθερή και ανεξάρτητη από την τιμή του φόρτου (στα όρια φυσικά που θέτουμε, όπως θα δούμε στη συνέχεια).

Στο Σχήμα 2.58 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.

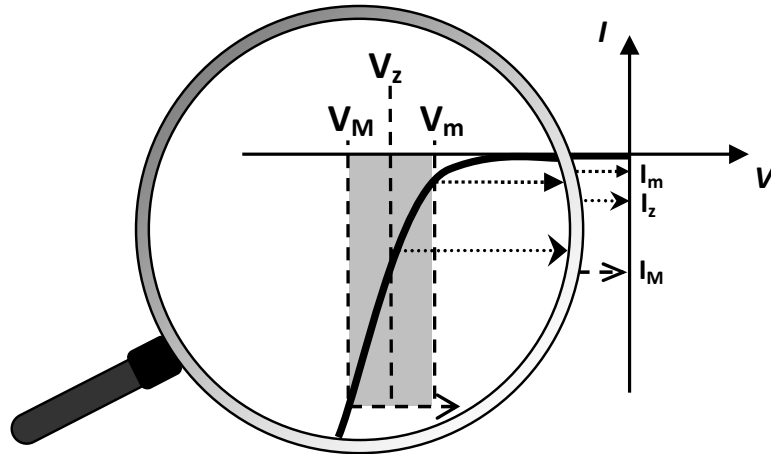
Η αρχή στην οποία στηρίζει τη λειτουργία του το κύκλωμα αυτό είναι η εξής:

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



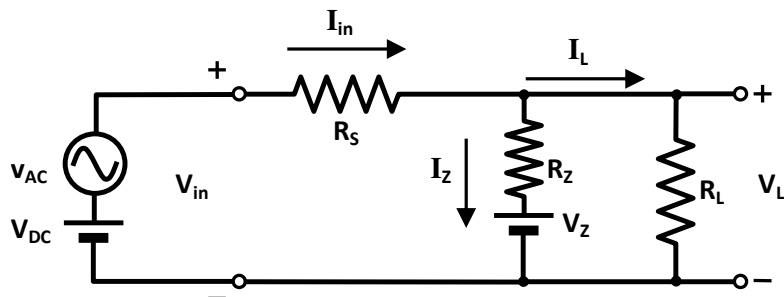
Σχήμα 2.58: Απλό κύκλωμα σταθεροποίησης με δίοδο Zener

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 2.59.



Σχήμα 2.59: Χαρακτηριστική I - V διόδου Zener για την περιοχή ανάστροφης λειτουργίας

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_M γίνεται πάρα πολύ μεγάλο, και η δίοδος 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 λειτουργεί η δίοδος, προκειμένου το κύκλωμα σταθεροποίησης να λειτουργεί σωστά.



Σχήμα 2.60: Ισοδύναμο για το κύκλωμα του Σχήματος 2.58

Το ισοδύναμο του κυκλώματος που εξετάζουμε φαίνεται στο Σχήμα 2.60, 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 δίοδο Zener χρησιμοποιήσαμε το μοντέλο της τυπικής διόδου με αντίσταση από το οποίο παραλείψαμε την ιδανική δίοδο, μιας και η δίοδος Zener βρίσκεται πάντοτε στην περιοχή κατάρρευσης (και άρα άγει διαρκώς).

Οι εξισώσεις που περιγράφουν το κύκλωμα είναι οι εξής:

$$V_{in} = I_{in}R_S + V_L, \quad (2.35)$$

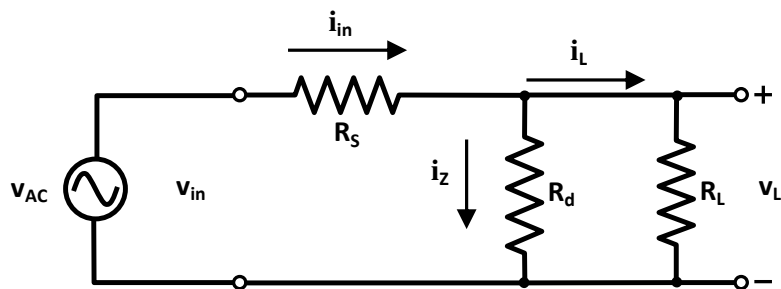
$$I_{in} = I_Z + I_L, \quad (2.36)$$

και

$$V_L = I_L R_L. \quad (2.37)$$

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, όπως θα φανεί στο παράδειγμα που θα δώσουμε στη συνέχεια.

Το ισοδύναμο μικρού σήματος για το κύκλωμα που εξετάζουμε φαίνεται στο Σχήμα 2.61, με το οποίο 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.



Σχήμα 2.61: Ισοδύναμο μικρού σήματος για το κύκλωμα του Σχήματος 2.58

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}):

$$K = \frac{v_L}{v_{in}}. \quad (2.38)$$

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 2.61, 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:

$$v_L = v_{in} \frac{R_L // R_d}{R_S + (R_L // R_d)}, \quad (2.39)$$

άρα:

$$K = \frac{v_L}{v_{in}} = \frac{R_L // R_d}{R_S + (R_L // R_d)}. \quad (2.40)$$

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

$$R_L // R_d \simeq R_d, \quad (2.41)$$

και

$$R_S + (R_L // R_d) \simeq R_S, \quad (2.42)$$

οπότε η (2.40) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$K = \frac{R_d}{R_S}. \quad (2.43)$$

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

Στο σημείο αυτό θα δώσουμε ένα παράδειγμα σχεδίασης για το κύκλωμα το οποίο μελετήσαμε:

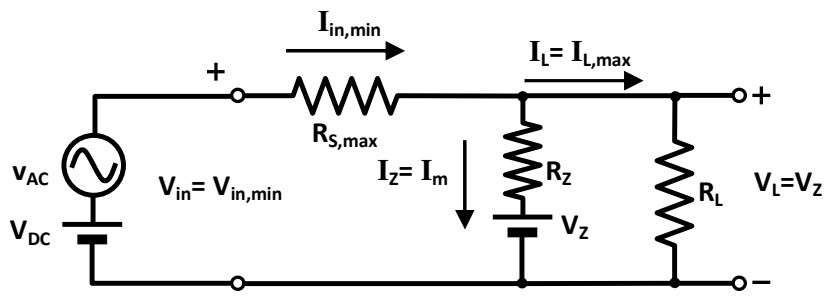
• **Παράδειγμα σχεδίασης κυκλώματος σταθεροποίησης με δίοδο Zener.**

Ας υποθέσουμε πως, σύμφωνα με τις προδιαγραφές, το κύκλωμά μας θα πρέπει να σχεδιαστεί ώστε να παρέχει σταθεροποιημένη τάση $V_L=6V$ σε μεταβλητό φόρτο που απορροφά ρεύμα μεταξύ των τιμών $I_{L,min}=1mA$ και $I_{L,max}=20mA$. Η τάση εισόδου θα έχει DC συνιστώσα ίση με $12.5V$ και κυμάτωση $5V_{pp}$ (άρα θα κυμαίνεται μεταξύ $V_{in,min}=10V$ και $V_{in,max}=15V$).

Προφανώς θα επιλέξουμε μια δίοδο Zener με τάση Zener ίση με $6V$, όση η τιμή της σταθεροποιημένης τάσης που θα πρέπει να έχουμε στην έξοδο. Επιπλέον, η δίοδος που θα επιλεγεί θα πρέπει να έχει αρκετά μικρή τιμή I_m , και τιμή I_M η οποία να είναι μεγαλύτερη από το μέγιστο ρεύμα $I_{L,max}$ που μπορεί να απορροφήσει το φορτίο. (Το τελευταίο θα πρέπει να ισχύει ώστε όταν ο φόρτος απορροφά ελάχιστο ρεύμα το «πλεόνασμα» ρεύματος [περίπου όσο το μέγιστο που μπορεί να απορροφήσει ο φόρτος] να μπορεί να απορροφηθεί από τη δίοδο χωρίς αυτή να υπερθερμανθεί). Στο φύλλο δεδομένων της διόδου θα βρούμε τις ακριβείς τιμές I_m και I_M οι οποίες εξυπηρετούν τις προηγούμενες απαιτήσεις. Ας υποθεθούν εδώ ίσες με $0.1mA$ και $50mA$ ($>20mA$), αντίστοιχα.

Μετά την επιλογή της κατάλληλης διόδου, απομένει η επιλογή της αντίστασης R_S .

• Ας θεωρήσουμε την περίπτωση όπου το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο είναι **ελάχιστο**. Προφανώς αυτό θα συμβαίνει όταν η τάση εισόδου είναι ελάχιστη και όταν, ταυτόχρονα, ο φόρτος θα απορροφά το μέγιστο δυνατό ρεύμα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.62.



Σχήμα 2.62: Υπολογισμός κυκλώματος σταθεροποίησης με δίοδο Zener (Περίπτωση ελάχιστου ρεύματος στη δίοδο)

Εφαρμόζοντας τις εξισώσεις (2.35) και (2.36) για την περίπτωση που εξετάζουμε, έχουμε:

$$V_{in,min} = I_{in,min} R_{S,max} + V_L \quad (2.44)$$

και

$$I_{in,min} = I_m + I_{L,max} \quad (2.45)$$

Αν λάβουμε υπόψη μας ότι η αντίσταση R_Z της διόδου είναι πολύ μικρή, τότε ισχύει $V_L \approx V_Z$, και η (2.44) γράφεται:

$$V_{in,min} = I_{in,min} R_{S,max} + V_Z \quad (2.46)$$

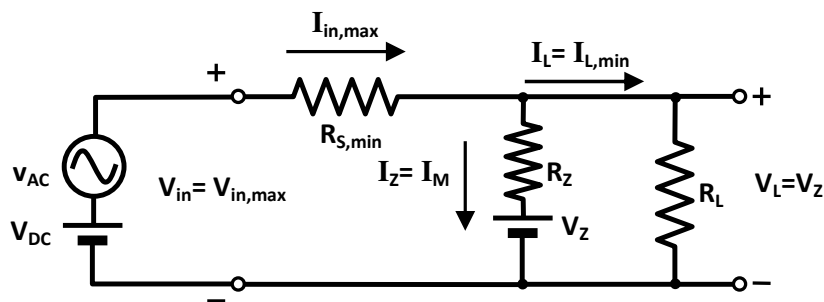
Συνδυάζοντας τις (2.45) και (2.46) παίρνουμε:

$$R_{S,max} = \frac{V_{in,min} - V_Z}{I_m + I_{L,max}} \quad (2.47)$$

από την οποία, με αντικατάσταση των αριθμητικών τιμών, βρίσκουμε:

$$R_{S,max} \approx 200\Omega \quad (2.48)$$

• Ας θεωρήσουμε, τώρα, την περίπτωση όπου το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο είναι **μέγιστο**. Προφανώς αυτό θα συμβαίνει όταν η τάση εισόδου είναι μέγιστη και όταν, ταυτόχρονα, ο φόρτος θα απορροφά το ελάχιστο δυνατό ρεύμα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.63.



Σχήμα 2.63: Υπολογισμός κυκλώματος σταθεροποίησης με δίοδο Zener (Περίπτωση μέγιστου ρεύματος στη δίοδο)

Με παρόμοιους συλλογισμούς μπορούμε να βρούμε ότι:

$$R_{S,min} = \frac{V_{in,max} - V_Z}{I_M + I_{L,min}} \quad (2.49)$$

από την οποία, με αντικατάσταση των αριθμητικών τιμών βρίσκουμε:

$$R_{S,\min} \approx 176\Omega. \quad (2.50)$$

Επομένως, η τιμή της αντίστασης R_S θα πρέπει να ικανοποιεί τη συνθήκη:

$$176\Omega \leq R_S \leq 200\Omega. \quad (2.51)$$

Διαλέγοντας μια τιμή διαθέσιμη στο εμπόριο, ας υποθέσουμε ότι:

$$R_S = 180\Omega. \quad (2.52)$$

Επιπλέον, μπορούμε να υπολογίσουμε και την μέγιστη ισχύ που θα καταναλώνει η αντίσταση αυτή, που είναι:

$$P_{\max} = \frac{V_{\max}^2}{R_S}, \quad (2.53)$$

όπου $V_{\max}$ η μέγιστη τάση που εφαρμόζεται στα άκρα της.

Προφανώς ισχύει:

$$V_{\max} = V_{in,\max} - V_Z. \quad (2.54)$$

Αντικαθιστώντας την (2.54) στην (2.53) παίρνουμε:

$$P_{\max} = \frac{(V_{in,\max} - V_Z)^2}{R_S}, \quad (2.55)$$

και με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων βρίσκουμε:

$$P_{\max} = 450mW. \quad (2.56)$$

Επομένως, από τη σειρά διαθέσιμων στο εμπόριο δυνατών τιμών μέγιστης τάσης θα επιλέξουμε εκείνη του 1/2W.

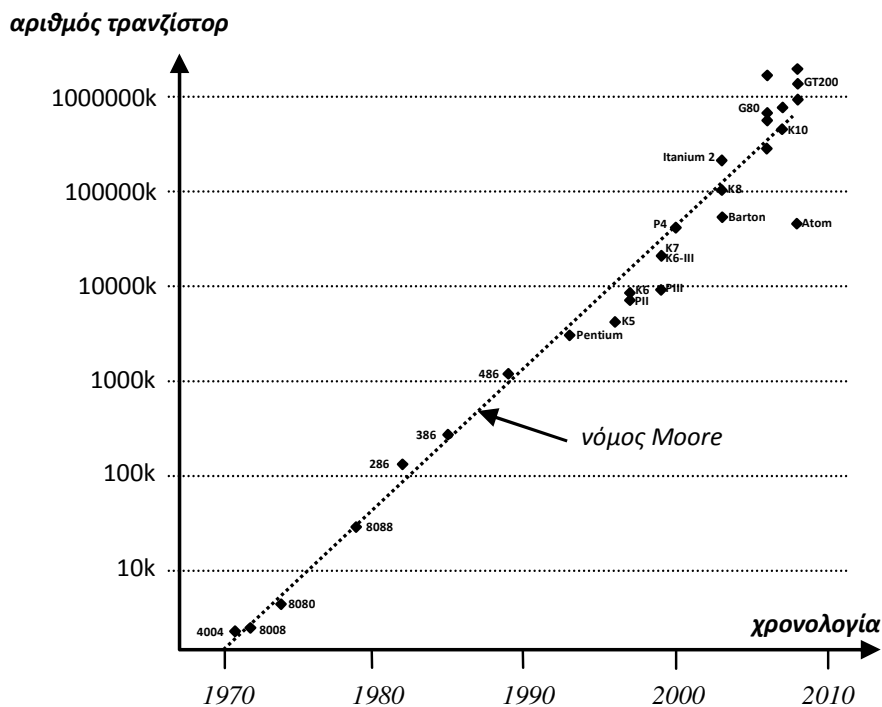
Συνοψίζοντας, για την αντίσταση R_S θα επιλέξουμε αντιστάτη **180Ω/0.5W**.

Αν, επιπλέον, υποθέσουμε ότι η διόδος που επιλέξαμε έχει δυναμική αντίσταση 0.5Ω, ο συντελεστής σταθεροποίησης (K) του κυκλώματος μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (2.43). Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στη σχέση αυτή βρίσκουμε ότι **K≈3%**, που συνεπάγεται απόσβεση της κυμάτωσης κατά το ίδιο ποσοστό μεταξύ της εισόδου και της εξόδου του σταθεροποιητή.

Αν λάβουμε υπόψη μας πως το πλάτος της τάσης κυμάτωσης εισόδου υποτέθηκε ίσο με 5V_{pp}, το αντίστοιχο πλάτος στην έξοδο του σταθεροποιητή θα είναι $5V_{pp} \cdot 3\% = 15mV_{pp}$ ή 7.5mV_p. Αυτό σημαίνει πως η τάση εξόδου θα κυμαίνεται μεταξύ **6.0075 V** και **5.9925V**.

2.7 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

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” (τρίδος ημιαγωγού), “Solid State Triode” (τρίδος στερεάς κατάστασης), “Crystal Triode” (**κρυσταλλοτρίδος** – που χρησιμοποιείται και ως η ελληνική απόδοση), επικράτησε όμως η ονομασία “**Transistor**” για το 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.



Σχήμα 2.64: Χρονολογική αύξηση του αριθμού των τρανζίστορ που χρησιμοποιούν διάφοροι τύποι επεξεργαστών

Στο Σχήμα 2.64 φαίνεται η αύξηση που παρουσίασε ο αριθμός των τρανζίστορ που περιέχει ένας επεξεργαστής από τις αρχές της δεκαετίας του 1970 μέχρι και σήμερα, επαληθεύοντας 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 που υπάρχουν θα μελετήσουμε εδώ το **διπολικό τρανζίστορ επαφής (Bipolar Junction Transistor – BJT)** και το **τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET)** που είναι τα πιο ευρέως χρησιμοποιούμενα

2.7.1 Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ

(Για την πληρέστερη κατανόηση των επόμενων θα βοηθούσε η μελέτη των Παραρτημάτων IB, IΓ και IΕ, στα οποία παραπέμπουμε τον αναγνώστη).

Η εφεύρεση του τρανζίστορ 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). 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 αντιστοιχεί με μια τριόδο (τη λειτουργία της οποίας πλησιάζουν περισσότερο τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου [Field Effect Transistors – FETs] τα οποία κατασκευάστηκαν αργότερα) η διάταξη αυτή μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή ενισχυτών ως εξαρτημένη πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από ρεύμα, σύμφωνα και με το Παράρτημα IΓ. Επομένως, θεμελιώδης σκοπός της λειτουργίας ενός τρανζίστορ είναι ο έλεγχος της ροής των ηλεκτρονίων μεταξύ δύο ακροδεκτών του, μέσω ενός τρίτου ακροδέκτη.

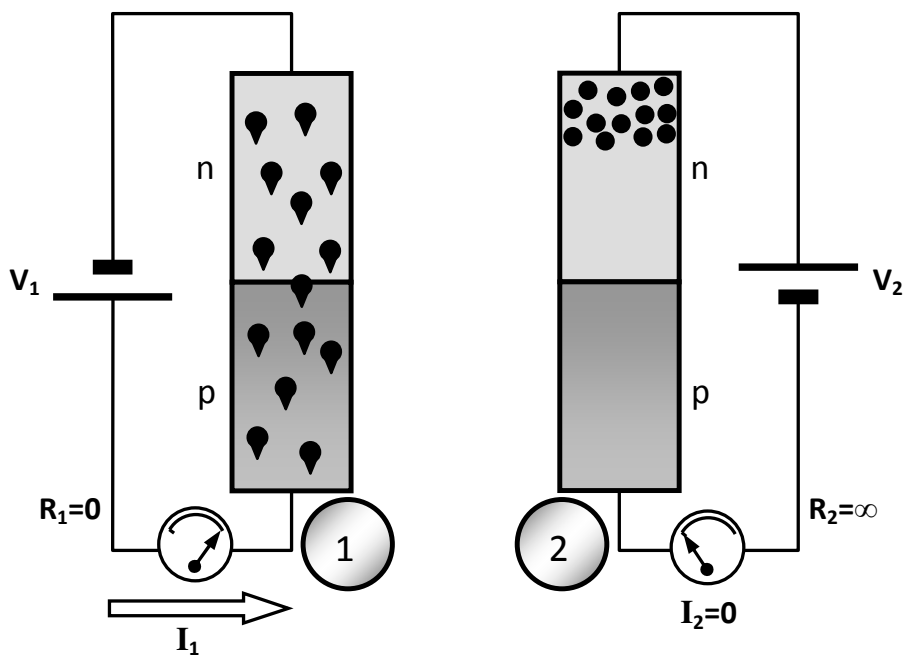
Ας εκτελέσουμε το ακόλουθο νοητικό πείραμα:

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 2.65. 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 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 (Η αντίσταση αυτή ισούται με την αντίσταση της διόδου και πρακτικά έχει πολύ μικρή τιμή, όπως έχουμε δει στην περιγραφή των διόδων). Στο Σχήμα 2.65 έχει σχεδιαστεί η κίνηση των ηλεκτρονίων, όπου το βέλος αντιστοιχεί στη 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.

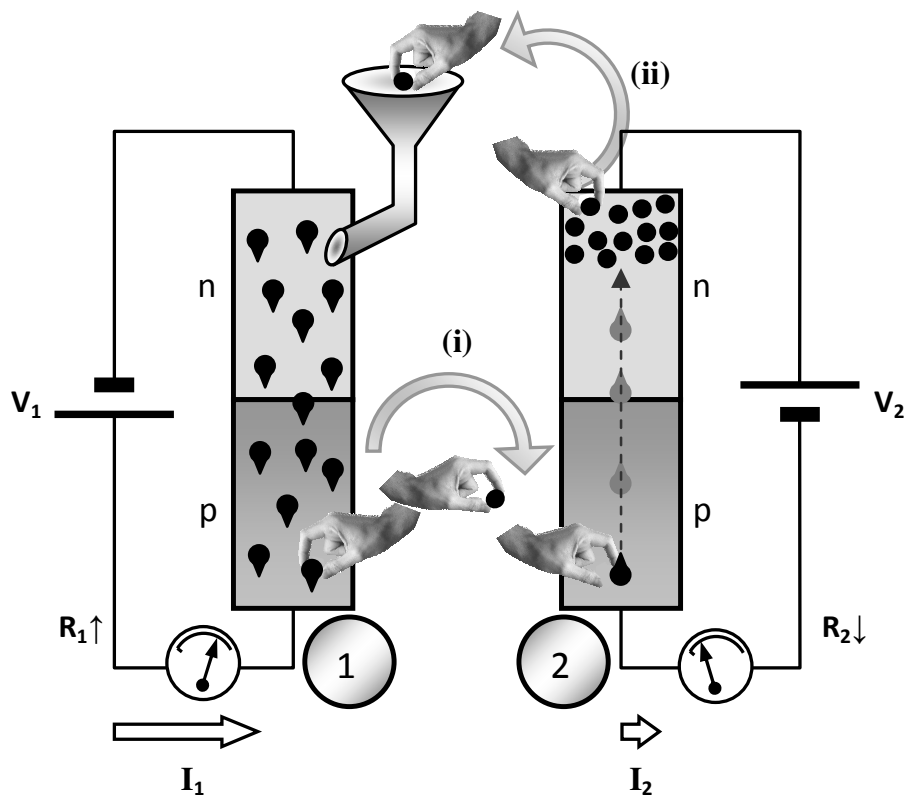
Λόγω της ανάστροφης πόλωσης της επαφής #2, το ρεύμα που την διαρρέει θα είναι σχεδόν μηδενικό, ενώ τα ηλεκτρόνια του τμήματος τύπου n θα συνωστίζονται υπό την έλξη του θετικού πόλου της πηγής V_2 , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.65. (Κάτι αντίστοιχο θα συμβαίνει και για τις ελάχιστες οπές στο τμήμα p). Επομένως, το ρεύμα που θα διαρρέει το κύκλωμα της διόδου #2 θα είναι σχεδόν μηδενικό και η αντίσταση του αντίστοιχου κυκλώματος θα είναι άπειρη.



Σχήμα 2.65: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (1/7)

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 2.66. 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. Το γεγονός αυτό είναι ανεπιθύμητο και για το λόγο αυτό 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 2.66.

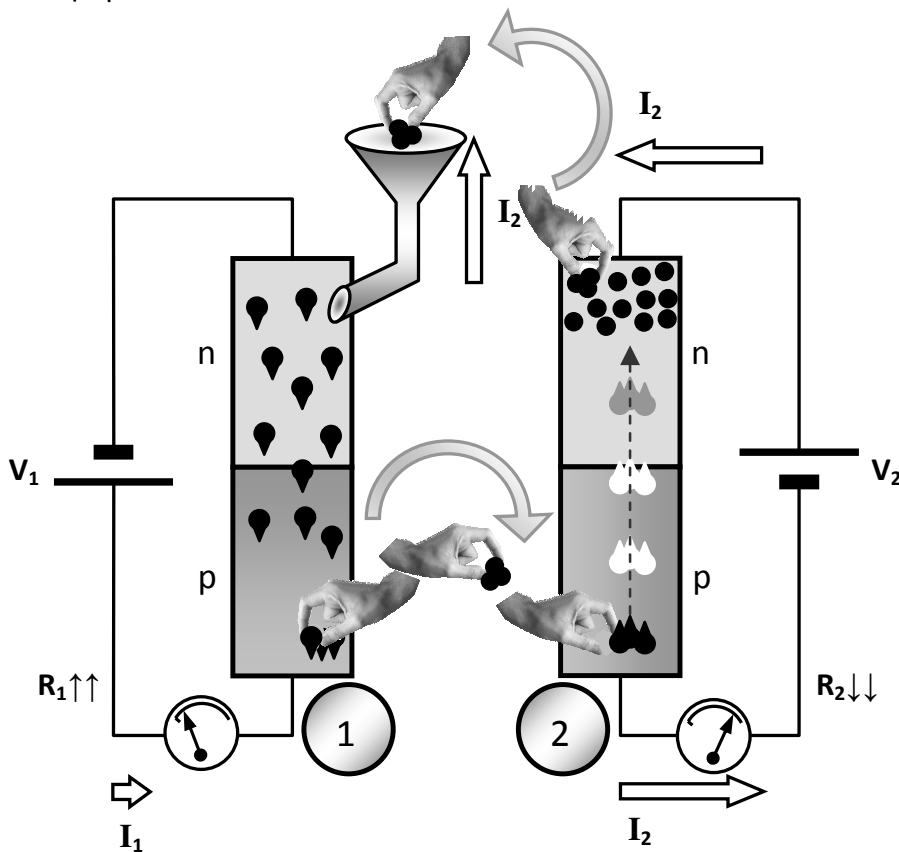


Σχήμα 2.66: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (2/7)

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 n . (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).

Ας δούμε τις συνέπειες της επέμβασής μας: 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 ηλεκτρονίου που υποκλέψαμε.



Σχήμα 2.67: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (3/7)

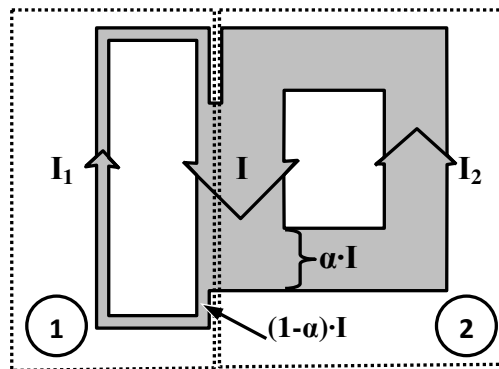
Ας υποθέσουμε, τώρα, ότι αυξάνουμε το βαθμό της υποκλοπής ώστε σχεδόν όλα τα ηλεκτρόνια που φτάνουν στο τμήμα τύπου p της επαφής #1 να αποσπώνται και να τροφοδοτούνται στο ομόλογο τμήμα της επαφής #2, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.67. Στην περίπτωση αυτή, το ρεύμα I_1 που διαρρέει το κύκλωμα της επαφής #1 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 το 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 εξαρτάται 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 .

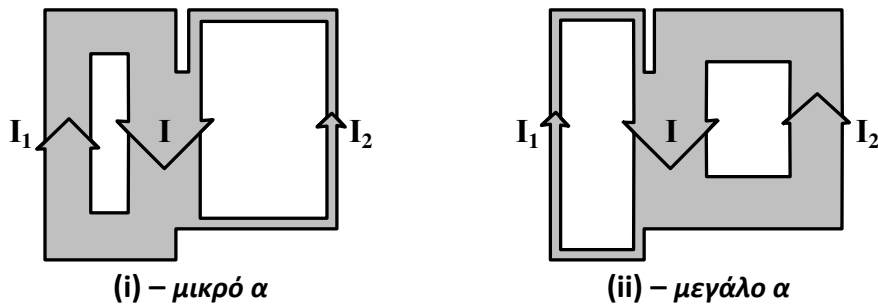


Σχήμα 2.68: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (4/7)

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 2.68. Να σημειωθεί ότι στο σχήμα αυτό απεικονίζεται η φορά του ρεύματος που αντιστοιχεί στην κίνηση των ηλεκτρονίων και όχι η

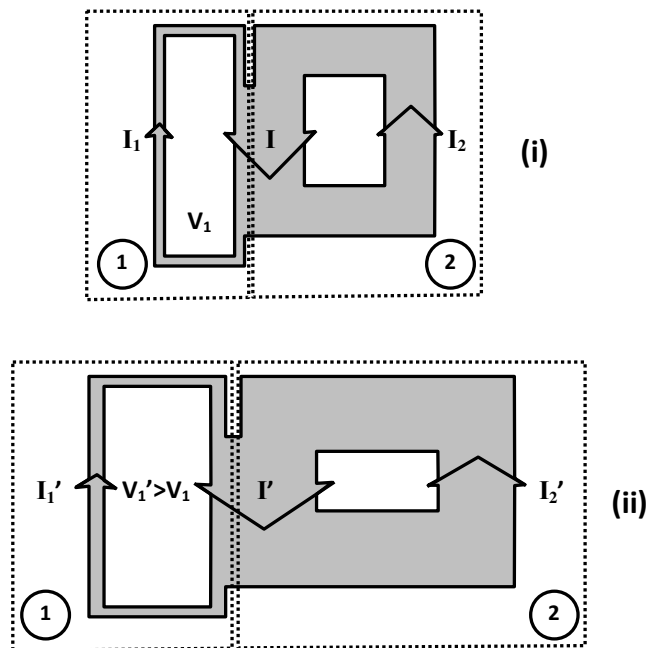
συμβατική φορά, προκειμένου να είναι ευκολότερη η σύγκριση με το Σχήμα 2.67.

Για μικρές τιμές του κλάσματος α η τιμή του ρεύματος στο κύκλωμα #2 θα είναι μικρή (όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.69-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 2.69-ii) και η αντίστασή του μικρή. Η δεύτερη περίπτωση είναι και η επιθυμητή.



Σχήμα 2.69: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (5/7)

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 .



Σχήμα 2.70: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (6/7)

Αν η τάση V_1 αυξηθεί ελάχιστα, το ρεύμα I που διαρρέει τη διόδο #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 2.70.

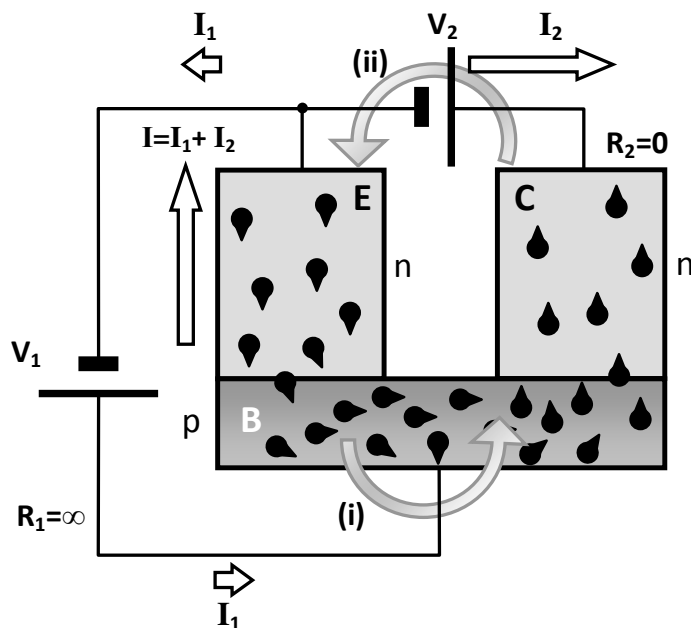
Εξαιτίας του σταθερού κλάσματος υποκλοπής α , είναι φανερό ότι το ρεύμα I_2 θα είναι ανάλογο του ρεύματος I_1 , και μάλιστα θα ισχύει:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\alpha I}{(1-\alpha)I} = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad (2.57)$$

σύμφωνα και με το Σχήμα 2.68. Ας συμβολίσουμε τη σταθερά της πιο πάνω αναλογίας με β , και ας ξαναγράψουμε τη σχέση (2.57) ως εξής:

$$I_2 = \beta I_1. \quad (2.58)$$

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 (2.58) 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 που ρέει στο κύκλωμα #2 εξαρτάται (ελέγχεται) από την τιμή του ρεύματος I_1 που ρέει στο κύκλωμα #1 (βλπ και Παράρτημα ΙΓ). Μια τέτοια πηγή με μεγάλη απολαβή ρεύματος μπορεί να επιτελεί ενίσχυση και, επομένως, η διάταξή μας μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κυκλώματα ενισχυτών.



Σχήμα 2.71: Αρχή λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ (7/7)

Ας προσπαθήσουμε να βρούμε τρόπους υλοποίησης της νοητής διάταξης την οποία παρουσιάσαμε. Προκειμένου να επιτύχουμε το 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 2.71.

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 2.71. 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 2.71. 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.

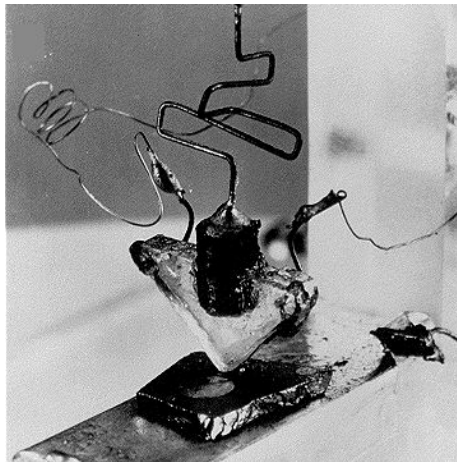
Επειδή το τμήμα τύπου n της επαφής #1 «εκπέμπει» τα ηλεκτρόνια που κυκλοφορούν στο τρανζίστορ θα το αποκαλούμε στο εξής **εκπομπό (emitter)** και θα το συμβολίζουμε με **E**.

Παρόμοια, επειδή το τμήμα τύπου n της επαφής #2 «συλλέγει» το μεγαλύτερο μέρος των ηλεκτρονίων που εκπέμπονται 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**.

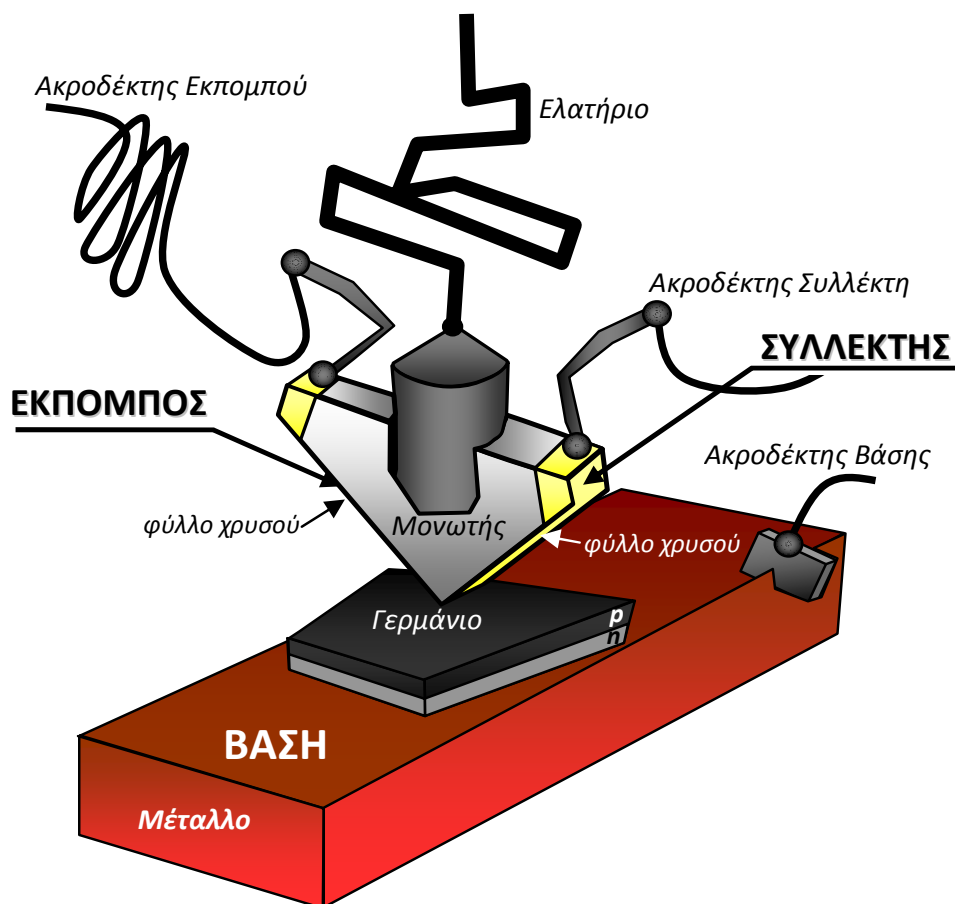
Το πρώτο τρανζίστορ που κατασκευάστηκε (Σχήμα 2.72) ήταν ένα **τρανζίστορ σημειακής επαφής** (point contact transistor). Επειδή τα τεχνολογικά δεδομένα της εποχής [1947] δεν επέτρεπαν τη δημιουργία ενός πολύ λεπτού τμήματος ημιαγωγού μεταξύ δύο άλλων διαφορετικού τύπου, οι κατασκευαστές του υλοποίησαν τη διάταξη που φαίνεται στο Σχήμα 2.73.

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).



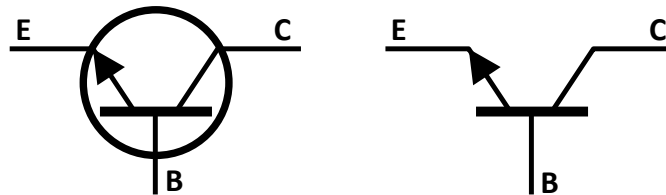
Σχήμα 2.72: Πρωτότυπο του τρανζίστορ



Σχήμα 2.73: Δομή του πρώτου τρανζίστορ

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, πολωνώντας 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 αναλογία της διάταξης αυτής με το κυκλωματικό σύμβολο που χρησιμοποιείται για τα διπολικά τρανζίστορ είναι προφανής (βλπ. Σχήμα 2.74). Στο σύμβολο αυτό, το βέλος το οποίο σημειώνεται στον εκπομπού δηλώνει τη συμβατική φορά του ρεύματος. Η φορά του βέλους διαφέρει ανάλογα με τον τύπο του τρανζίστορ, όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο. (Το σύμβολο του σχήματος αντιστοιχεί σε τρανζίστορ *npn*). Υπενθυμίζουμε ότι η κύκλος δηλώνει, συνήθως, διακριτό στοιχείο.

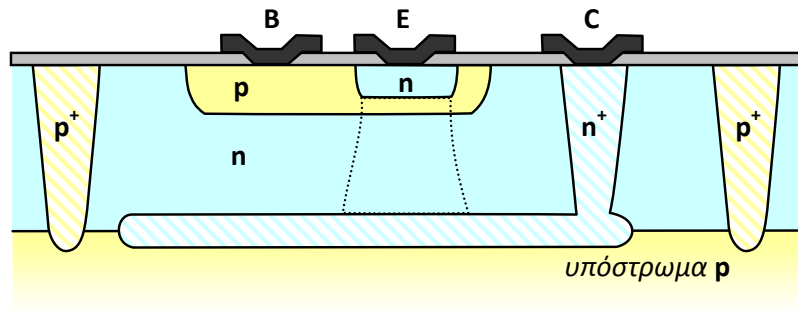


Σχήμα 2.74: Κυκλωματικά σύμβολα τρανζίστορ *npn*

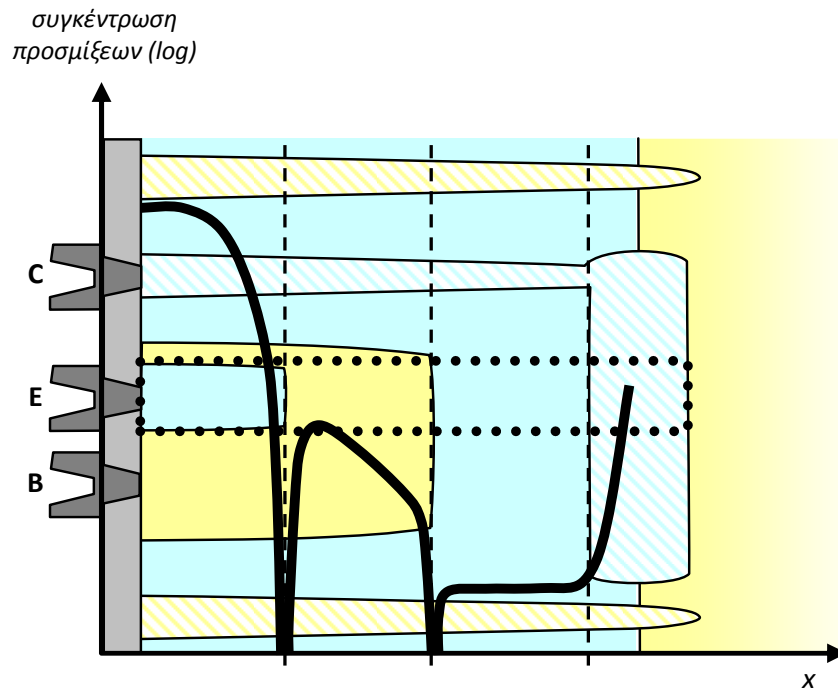
2.7.2 Κατασκευή του διπολικού τρανζίστορ

Τα τρανζίστορ και οι υπόλοιπες ηλεκτρονικές διατάξεις κατασκευάζονται σήμερα με **επιπεδικές (planar)** τεχνικές. Με τις τεχνικές αυτές οι επιθυμητές διατάξεις αναπτύσσονται πάνω σε ένα **υπόστρωμα (substrate)** ημιαγωγού με τη μορφή επάλληλων **στρωμάτων ή επιπέδων (layers)**. Οι λεπτομέρειες που αφορούν τις τεχνικές αυτές βρίσκονται εκτός των στόχων του βιβλίου αυτού. Προκειμένου, ωστόσο, να έχει ο αναγνώστης μια εικόνα για την δομή ενός διπολικού τρανζίστορ, παρουσιάζουμε στο Σχήμα 2.75 μια τυπική εγκάρσια τομή του, όπου φαίνεται η θέση των ακροδεκτών και η διαστρωμάτωση των επιπέδων του. Να σημειωθεί ότι οι αναλογίες των αποστάσεων δεν αντιστοιχούν στις πραγματικές.

Στο Σχήμα 2.75 σημειώνονται με «+» περιοχές με υψηλά επίπεδα συγκέντρωσης προσμίξεων. Αξίζει να παρατηρήσει κάποιος το μικρό εύρος της βάσης στο τμήμα της μεταξύ εκπομπού και συλλέκτη, καθώς και την περιοχή στην οποία κινούνται οι «υποκλεπτόμενοι» φορείς, η οποία αντιστοιχεί στην οριοθετημένη με διακεκομμένη γραμμή περιοχή. Θα πρέπει να αναφέρουμε ότι οι κατακόρυφες περιοχές p^+ προσφέρουν ηλεκτρική απομόνωση του τρανζίστορ από άλλες γειτονικές διατάξεις που πιθανόν να αναπτύσσονται πάνω στο ίδιο υπόστρωμα.



Σχήμα 2.75: Εγκάρσια τομή διπολικού τρανζίστορ (npr)



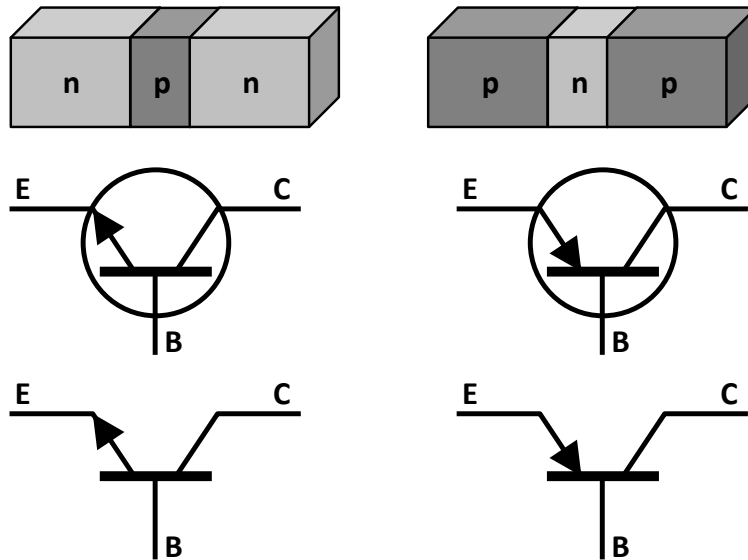
Σχήμα 2.76: Επίπεδα συγκέντρωσης προσμίξεων σε διπολικό τρανζίστορ (npr)

Η καμπύλη του Σχήματος 2.76 αναφέρεται στα επίπεδα συγκέντρωσης προσμίξεων (σε λογαριθμική κλίμακα) σε σχέση με το «βάθος» (x) κάτω από το ηλεκτρόδιο του εκπομπού. Παρατηρούμε ότι η συγκέντρωση των προσμίξεων είναι πολύ υψηλή στο τμήμα που αντιστοιχεί στον εκπομπό, πολύ μικρότερη στο τμήμα που αντιστοιχεί στη βάση, και ακόμα μικρότερη στο τμήμα που αντιστοιχεί στο συλλέκτη. Τηρούνται, επομένως, οι προϋποθέσεις που θέσαμε κατά τη μελέτη της αρχής λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ.

2.7.3 Τύποι διπολικού τρανζίστορ

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 αναπαραστάσεις και τα κυκλωματικά σύμβολα και των δύο τύπων φαίνονται στο Σχήμα 2.77.



Σχήμα 2.77: Σχηματική αναπαράσταση και κυκλωματικά σύμβολα διπολικών τρανζίστορ

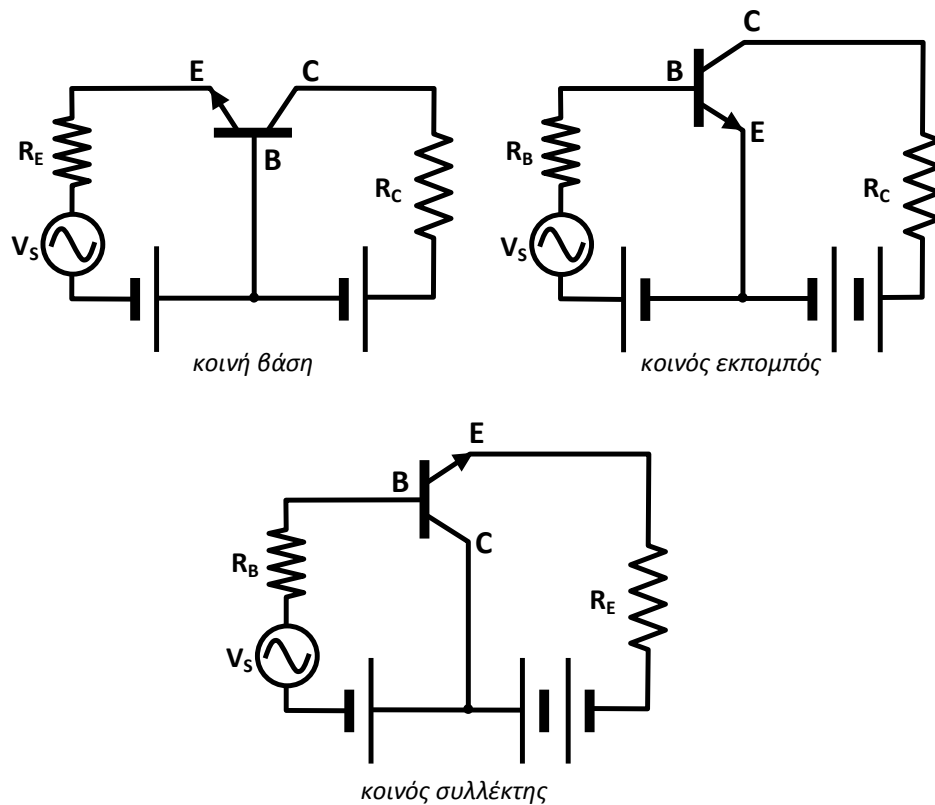
Για τον τύπο pnp η δράση του τρανζίστορ οφείλεται στις οπές. Δηλαδή, σε ένα τρανζίστορ pnp γίνεται «υποκλοπή» οπών που φθάνουν στη βάση κινούμενες από τον εκπομπό και ακολουθεί η σάρωσή τους προς τον συλλέκτη. Η κυριότερη διαφορά των τρανζίστορ pnp σε σχέση με τα npn είναι, εκτός από τον διαφορετικό τρόπο πόλωσης, η μικρή τους «ταχύτητα». Όπως έχουμε δει σε προηγούμενη παράγραφο, η ευκινησία των οπών είναι μικρότερη εκείνης των ηλεκτρονίων. Επομένως, ένα τρανζίστορ pnp θα μπορεί να ανταποκριθεί λιγότερο καλά στις υψηλές συχνότητες σε σύγκριση με ένα npn. Για το λόγο αυτό τα τρανζίστορ npn επικρατούν έναντι των pnp στις διάφορες εφαρμογές.

2.7.4 Βασικές συνδεσμολογίες του διπολικού τρανζίστορ

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 το συλλέκτη, άρα θα πρέπει να υπάρχει ένα ηλεκτρικά αγωγίμο μονοπάτι από τον συλλέκτη προς τον εκπομπό.

Τις πιο πάνω απαιτήσεις πόλωσης εξασφαλίζουν οι συνδεσμολογίες του Σχήματος 2.78. Οι συνδεσμολογίες αυτές είναι ουσιαστικά συνδεσμολογίες ενισχυτών, μιας και το τρανζίστορ είναι πολωμένο ώστε να εμφανίζει τη «δράση» στην οποία οφείλεται και η ενίσχυση αυτή. Για το λόγο αυτό, στα κυκλώματα του Σχήματος 2.78 έχουν συμπεριληφθεί και οι πηγές σήματος V_s , που αντιστοιχούν στο σήμα που ενισχύεται.

Παρατηρώντας το Σχήμα 2.78 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 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.

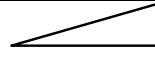
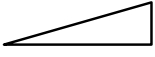
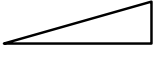
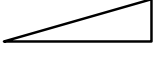
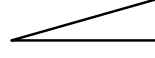


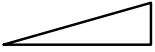
Σχήμα 2.78: Βασικές συνδεσμολογίες του διπολικού τρανζίστορ

Στον Πίνακα 2.1 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.

Πίνακας 2.1: 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.

2.7.5 Περιοχές (τρόποι) λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ

Όπως ήδη αναφέραμε, 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». (Θα εμφανίζεται δηλαδή το φαινόμενο της «υποκλοπής» ηλεκτρονίων από την επαφή βάσης-συλλέκτη και σάρωσής τους προς τον εκπομπό). 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 mode**). Επειδή τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ είναι πρακτικά άγνωστα σε αυτόν τον τρόπο λειτουργίας, αυτός θα πρέπει να αποφεύγεται.

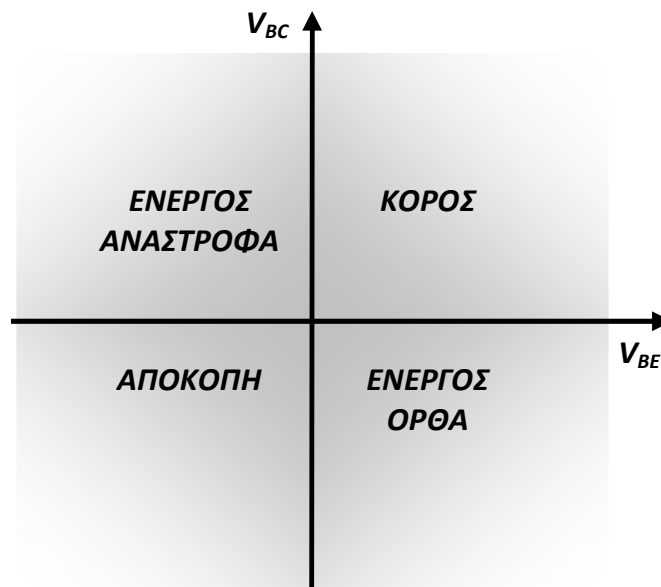
Αν η επαφή βάσης-συλλέκτη είναι πολωμένη ανάστροφα και το ίδιο ισχύει και για την επαφή βάσης-εκπομπού, τότε είναι φανερό πως το ρεύμα που θα διαρρέει το τρανζίστορ θα είναι σχεδόν μηδενικό. Λέμε τότε πως το τρανζίστορ βρίσκεται στην **αποκοπή (cutoff)**. Σε αυτόν τον τρόπο λειτουργίας

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 των δύο διόδων που το αποτελούν πολωμένων ορθά. 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**, όπως θα δούμε αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.

Στο διάγραμμα του Σχήματος 2.79 συνοψίζονται οι τέσσερις τρόποι λειτουργίας στους οποίους αναφερθήκαμε.



Σχήμα 2.79: Περιοχές (τρόποι) λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ

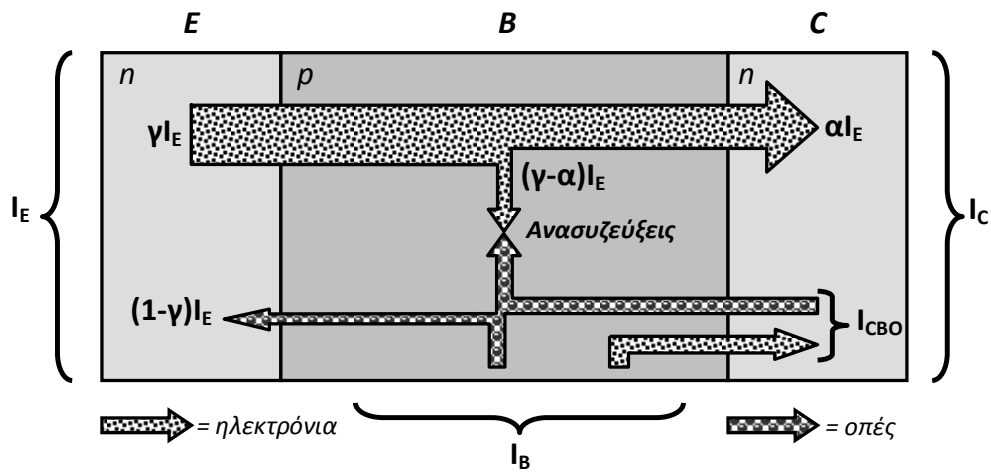
2.7.6 Σχέσεις ρευμάτων στο διπολικό τρανζίστορ (ενεργός περιοχή)

Στα προηγούμενα θεωρήσαμε ένα **ιδανικό** διπολικό τρανζίστορ τύπου ηρη, για το οποίο υποθέσαμε σχεδόν μηδενικές προσμίξεις στη βάση (άρα και ελάχιστες ανασυζεύξεις οπών-ηλεκτρονίων στην περιοχή αυτή) και αμελητέα τα ανάστροφα ρεύματα των επαφών.

Στο Σχήμα 2.80 φαίνονται οι συνιστώσες των διάφορων ρευμάτων σε ένα πραγματικό (μη ιδανικό) 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 το συλλέκτη, και που αντιστοιχούν στο ρεύμα αI_E , καθώς και στο μικρό ρεύμα ανάστροφης πόλωσης της επαφής βάσης-συλλέκτη, που συμβολίζεται με I_{CBO} .



Σχήμα 2.80: Συνιστώσες ρευμάτων σε διπολικό τρανζίστορ

Θα ισχύει, επομένως:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (2.59)$$

Από τον πρώτο νόμο του Kirchhoff θα έχουμε:

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.60)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.59) και (2.60) και λύνοντας ως προς I_B παίρνουμε:

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CBO} \quad (2.61)$$

Παρόμοια, λύνοντας ως προς I_C παίρνουμε:

$$I_C = \frac{a}{1-a} I_B + \frac{I_{CBO}}{1-a} \quad (2.62)$$

Με βάση τις σχέσεις (2.57) και (2.58) ισχύει:

$$\beta = \frac{a}{1-a} \quad (2.63)$$

Με τη βοήθεια της τελευταίας, η σχέση (2.62) γράφεται, ισοδύναμα:

$$I_C = \beta I_B + \frac{I_{CBO}}{1-a} \quad (2.64)$$

Είναι καλή ευκαιρία να βρούμε την έκφραση του α ως προς το β . Λύνοντας τη σχέση (2.62) ως προς α μπορούμε εύκολα να βρούμε πως:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad (2.65)$$

Με τη βοήθεια της σχέσης (2.65) η σχέση (2.64) μπορεί να γραφτεί, ισοδύναμα:

$$I_C = \beta I_B + (\beta+1) I_{CBO} \quad (2.66)$$

2.7.7 Χαρακτηριστικές του διπολικού τρανζίστορ

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 ($\alpha \approx 1$) 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 το συλλέκτη), και πρακτικά ανεξάρτητο από την τάση «σάρωσης» V_{CB} .

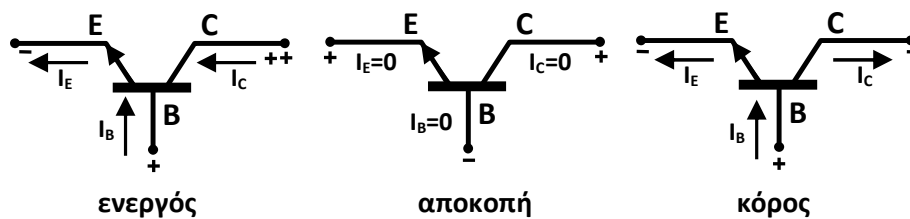
Ας υποθέσουμε, στη συνέχεια, ότι το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή (cutoff). Τότε, τόσο το ρεύμα του συλλέκτη όσο και το ρεύμα του εκπομπού θα είναι σχεδόν μηδενικά, σύμφωνα με όσα έχουμε προαναφέρει.

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

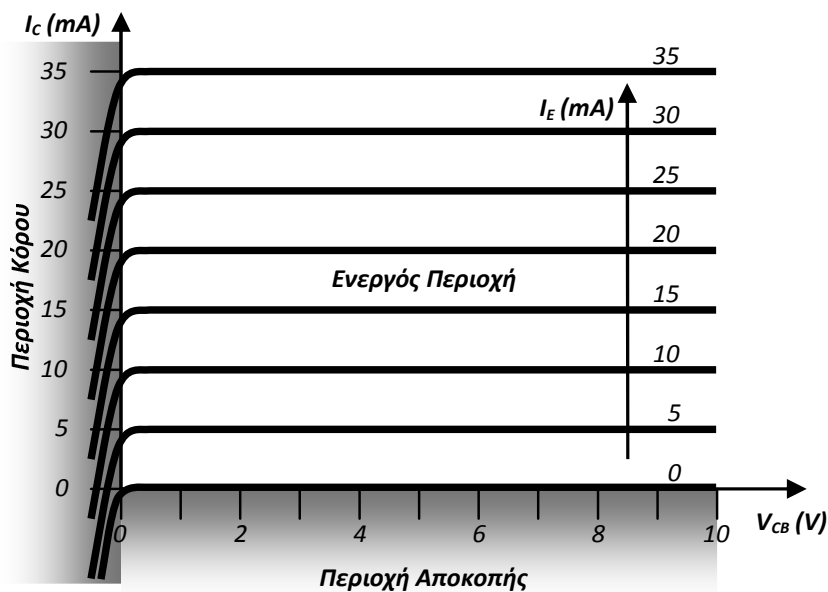
στην ενεργό λειτουργία (βλπ. και Σχήμα 2.81), και η τιμή του θα εξαρτάται πάρα πολύ από την τιμή της τάσης V_{CB} ορθής πόλωσης της επαφής βάσης-συλλέκτη.

Τα πιο πάνω συμπεράσματα συνοψίζονται στο σμήνος χαρακτηριστικών του Σχήματος 2.82 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) που ήδη παρουσιάσαμε.



Σχήμα 2.81: Φορά των ρευμάτων στους διάφορους τρόπους λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ



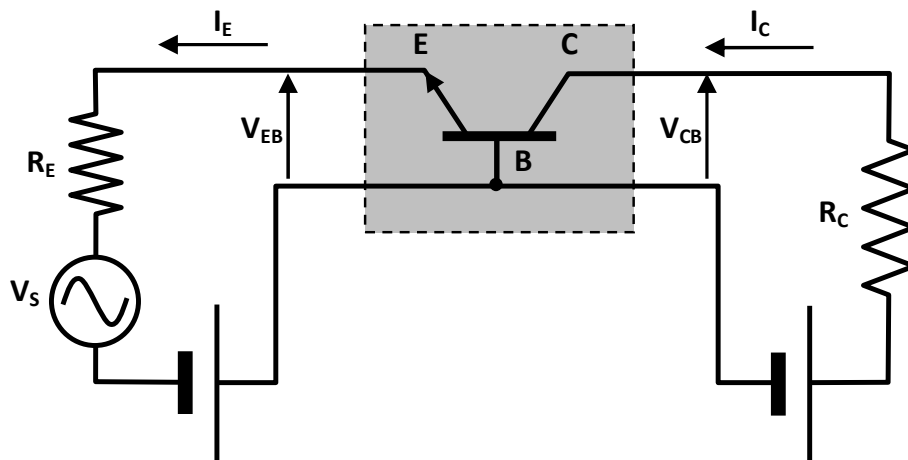
Σχήμα 2.82: Σμήνος χαρακτηριστικών I_C - V_{CB} για ιδανικό διπολικό τρανζίστορ

- **Χαρακτηριστικές εισόδου για τη συνδεσμολογία κοινής βάσης**

Ας θεωρήσουμε τη συνδεσμολογία κοινής βάσης του Σχήματος 2.83, 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 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.



Σχήμα 2.83: Συνδεσμολογία κοινής βάσης με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη

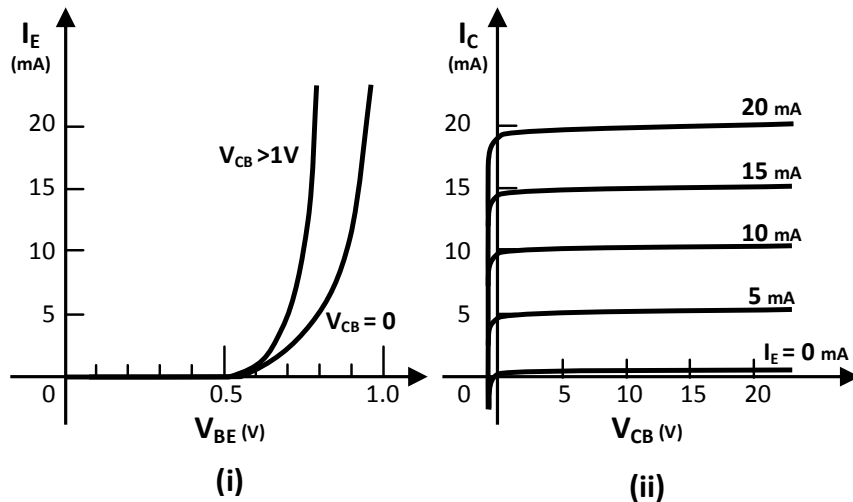
Η επαφή εκπομπού-βάσης (EB), η οποία και καθορίζει τη μορφή των χαρακτηριστικών εισόδου του διθύρου, συμπεριφέρεται όπως μια ορθά πολωμένη δίοδος, επομένως οι αντίστοιχες χαρακτηριστικές θα προκύπτουν από τον νόμο της επαφής EB:

$$I_E = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right), \quad (2.67)$$

όπου I_S το ανάστροφο ρεύμα κόρου και ο συντελεστής ιδανικότητας (n) 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 διάχυση (σάρωση) των ηλεκτρονίων προς το συλλέκτη είναι ταχύτερη και το ρεύμα του συλλέκτη μεγαλύτερο. Άρα και η «ανατροφοδότηση» ηλεκτρονίων από το συλλέκτη προς τον εκπομπού θα είναι ταχύτερη, και άρα και το ρεύμα του εκπομπού μεγαλύτερο.

Στο Σχήμα 2.84-ι φαίνεται η γραφική παράσταση της σχέσης (2.67), για διάφορες τιμές της τάσης V_{CB} . Οι καμπύλες αυτές αποτελούν τις χαρακτηριστικές εισόδου του διπολικού τρανζίστορ σε μια συνδεσμολογία κοινής βάσης.



Σχήμα 2.84: Χαρακτηριστικές εισόδου (i) και εξόδου (ii) για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινής βάσης

- **Χαρακτηριστικές εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινής βάσης**

Ας εξετάσουμε, τώρα, το κύκλωμα εξόδου της συνδεσμολογίας κοινής βάσης του Σχήματος 2.83:

Αφού συζητάμε για τις χαρακτηριστικές εξόδου της συνδεσμολογίας, μάς 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 αυξάνει, αυξάνει αντίστοιχα και το ρεύμα του συλλέκτη, σύμφωνα με τη σχέση (2.59) την οποία είδαμε στα προηγούμενα:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (2.68)$$

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 2.84-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 . Η ομοιότητα με το σμήνος των καμπύλων του Σχήματος 2.82 (που αναφέρονται σε ιδανικό τρανζίστορ) είναι φανερή. Οι καμπύλες αυτές αποτελούν τις χαρακτηριστικές εξόδου του διπολικού τρανζίστορ στη συνδεσμολογία κοινής βάσης.

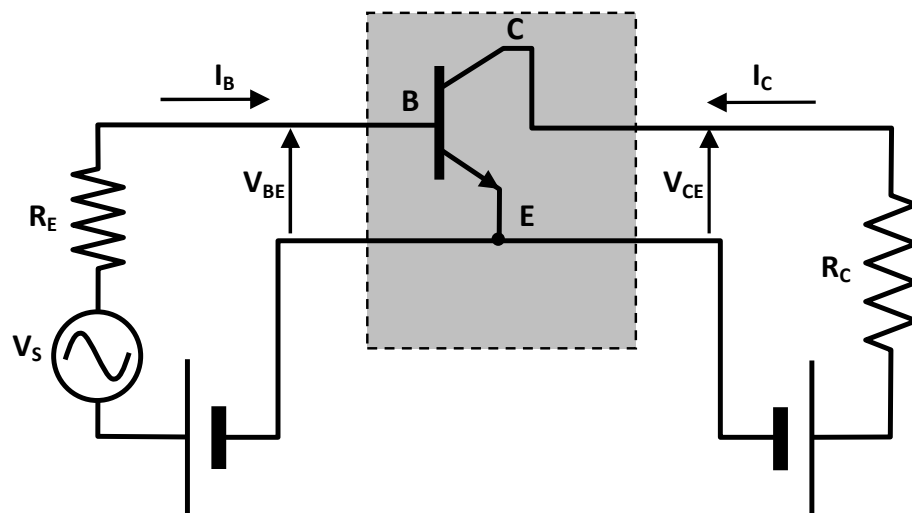
- **Χαρακτηριστικές εισόδου για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού**

Ας θεωρήσουμε τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού του Σχήματος 2.85, και ας αντιμετωπίσουμε το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη, όπως και στην περίπτωση της συνδεσμολογίας κοινής βάσης, την οποία εξετάσαμε στα προηγούμενα. 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:

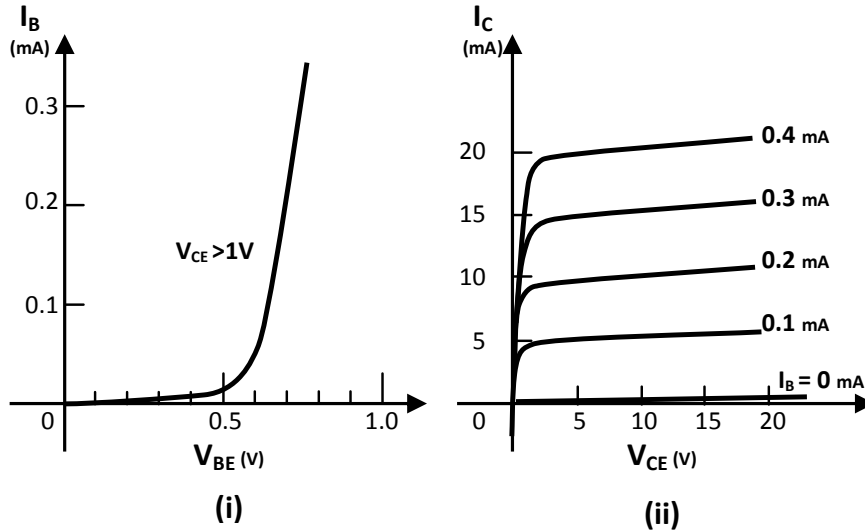
$$I_B = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right). \quad (2.69)$$

Η επίδραση της τάσης V_{CE} στην τιμή του ρεύματος της βάσης I_B είναι αμελητέα.



Σχήμα 2.85: Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη

Στο Σχήμα 2.86-ι φαίνεται η γραφική παράσταση της σχέσης (2.69). Η καμπύλη αυτή αντιστοιχεί στην χαρακτηριστική εισόδου του διπολικού τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.



Σχήμα 2.86: Χαρακτηριστικές εισόδου (i) και εξόδου (ii) για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

- Χαρακτηριστικές εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού**

Ας εξετάσουμε, τώρα, το κύκλωμα εξόδου της συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού του Σχήματος 2.85:

Αφού συζητάμε για τις χαρακτηριστικές εξόδου της συνδεσμολογίας, μάς ενδιαφέρει η σχέση του ρεύματος εξόδου I_C με την τάση εξόδου V_{CE} . 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 (2.66):

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO} \quad (2.70)$$

Με ανοικτό το κύκλωμα της βάσης ($I_B=0$) η σχέση (2.70) δίνει:

$$I_C = (\beta + 1) I_{CBO} \quad (2.71)$$

από την οποία μπορούμε να συμπεράνουμε ότι στη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού ενισχύεται και το ανάστροφο ρεύμα (ρεύμα διαρροής).

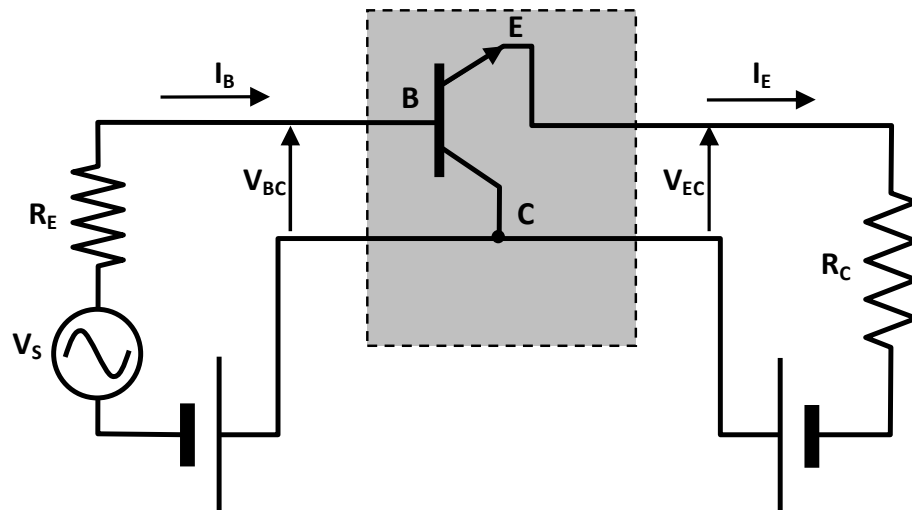
Από τη σχέση (2.70) μπορούμε να συμπεράνουμε πως με την αύξηση του ρεύματος της βάσης I_B το ρεύμα του συλλέκτη I_C αυξάνει ανάλογα, με συντελεστή αναλογίας το β του τρανζίστορ.

Στο Σχήμα 2.86-ii φαίνεται η γραφική παράσταση του ρεύματος I_C του συλλέκτη σε συνάρτηση με την τάση V_{CE} , 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} .

- **Χαρακτηριστικές εισόδου/εξόδου για τη συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη**

Για την περίπτωση της συνδεσμολογίας κοινού συλλέκτη (Σχήμα 2.87) 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.



Σχήμα 2.87: Συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη με το τρανζίστορ ως δίθυρη διάταξη

- **Σύγκριση συνδεσμολογιών κοινής βάσης/κοινού εκπομπού**

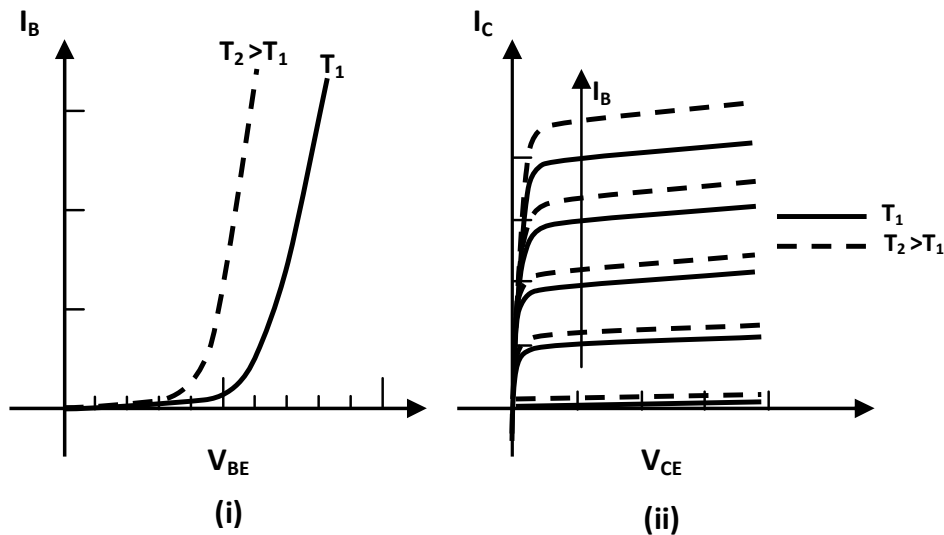
Η βασικότερη διαφορά μεταξύ των συνδεσμολογιών κοινής βάσης και κοινού εκπομπού είναι η εξής:

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.

- **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. Στο Σχήμα 2.88 παρουσιάζεται ο τρόπος κατά τον οποίο μετατοπίζονται οι χαρακτηριστικές εισόδου/εξόδου σε μια συνδεσμολογία κοινού εκπομπού με την αύξηση της θερμοκρασίας.

Για την εξασφάλιση της ανοχής των κυκλωμάτων στις θερμοκρασιακές μεταβολές χρησιμοποιούνται κατάλληλες τεχνικές, μερικές από τις οποίες θα εξετάσουμε σε επόμενες παραγράφους.



Σχήμα 2.88: Θερμοκρασιακή εξάρτηση των χαρακτηριστικών εισόδου (i) και εξόδου (ii) για διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

2.7.8 Όρια λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ

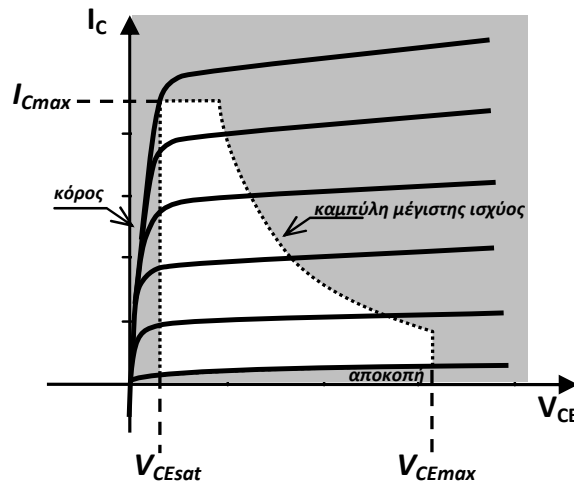
Κατά τη σχεδίαση κυκλωμάτων με διπολικά τρανζίστορ θα πρέπει να λαμβάνονται επίσης υπόψη οι μέγιστες επιτρεπτές τιμές των τάσεων και των ρευμάτων, καθώς και η μέγιστη τιμή ισχύος τα οποία μπορεί να «αντέξει» κάθε τρανζίστορ, χωρίς να καταστραφεί.

Πιο συγκεκριμένα, το ρεύμα του συλλέκτη δεν θα πρέπει να υπερβαίνει το **μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα συλλέκτη** (I_{Cmax}). Επιπλέον, δεν θα πρέπει να γίνεται υπέρβαση της **μέγιστης επιτρεπτής τάσης συλλέκτη** (V_{CEmax} , V_{CBmax} , ανάλογα με τη συνδεσμολογία). Επίσης, η ισχύς που απορροφά το τρανζίστορ θα πρέπει να είναι μικρότερη της **μέγιστης επιτρεπόμενης απώλειας** (P_{max}). Θα πρέπει, δηλαδή, να ισχύει:

$$V_C \cdot I_C \leq P_{\max} \quad (2.72)$$

όπου V_C , I_C , η τάση και το ρεύμα του συλλέκτη, αντίστοιχα.

Για την περίπτωση της ισότητας, η γραφική παράσταση της σχέσης (2.72) αντιστοιχεί σε υπερβολή και ονομάζεται **καμπύλη μέγιστης ισχύος** (βλπ. Σχήμα 2.89). Η καμπύλη αυτή αποτελεί το όριο πάνω από το οποίο το τρανζίστορ καταστρέφεται από υπερθέρμανση. Αν λάβουμε υπόψη μας ότι ένα τρανζίστορ θα πρέπει να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή (όταν χρησιμοποιείται σε εφαρμογές ενίσχυσης) και ότι, επιπλέον, δεν θα πρέπει να γίνεται υπέρβαση των ορίων που θέτουν οι τιμές $I_{C\max}$ και $V_{CE\max}$, μπορούμε να οριοθετήσουμε σε ένα διάγραμμα I_C - V_C την περιοχή επιτρεπτής λειτουργίας, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.89 (περίπτωση κοινού εκπομπού), όπου με σκίαση σημειώνεται η «απαγορευμένη» περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ.



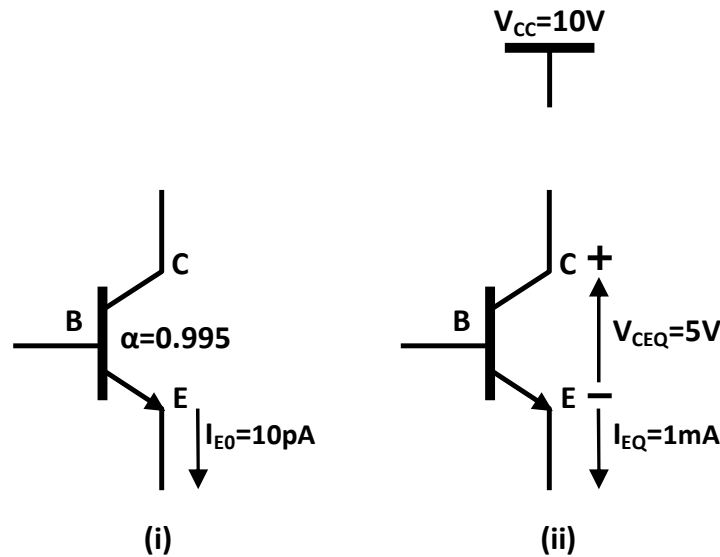
Σχήμα 2.89: Όρια λειτουργίας διπολικού τρανζίστορ

2.7.9 Πόλωση του διπολικού τρανζίστορ 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 δούμε μερικούς τυπικούς τρόπους πόλωσης του διπολικού τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή λειτουργίας και θα εξετάσουμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του καθενός.

Ας θεωρήσουμε το τρανζίστορ ηρη του Σχήματος 2.90-ι, 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 2.90-ii. Για την πόλωση του συλλέκτη θα χρησιμοποιηθεί μια πηγή σταθερής τάσης $V_{CC}=10V$. Πρόσθετες πηγές τάσεων διαφορετικών τιμών είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν, αν και προτιμούμε να τις αποφεύγουμε για τους λόγους που θα εξηγήσουμε στη συνέχεια.



Σχήμα 2.90: Δεδομένα διπολικού τρανζίστορ προς πόλωση

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 2.91-i. 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 2.91-i), ο οποίος θα προκαλεί την απαραίτητη πτώση τάσης ώστε η τάση στο συλλέκτη να έχει την επιθυμητή τιμή. Η τιμή της αντίστασης R_C θα υπολογιστεί από τον νόμο του Ohm ως εξής:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{I_{CQ}}. \quad (2.73)$$

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

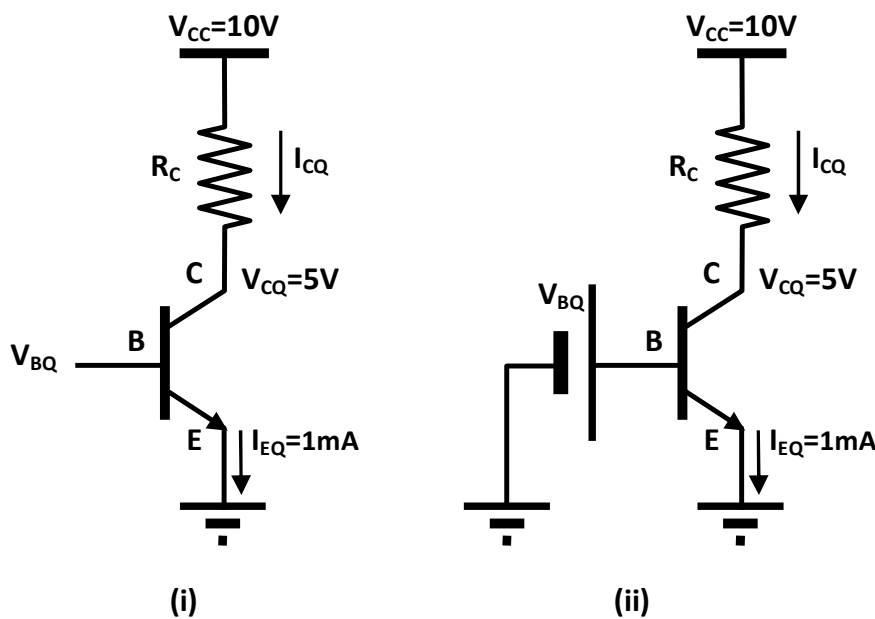
$$I_C = \alpha I_E, \quad (2.74)$$

η οποία για τις τιμές των ρευμάτων ηρεμίας γράφεται:

$$I_{CQ} = \alpha I_{EQ} \quad (2.75)$$

Αντικαθιστώντας την (2.75) στην (2.73) παίρνουμε:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{\alpha I_{EQ}} \quad (2.76)$$



Σχήμα 2.91: Άμεση πόλωση στη βάση

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στη σχέση (2.76) βρίσκουμε πως η τιμή της αντίστασης R_C θα πρέπει να είναι ίση με **5.025kΩ**.

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 1mA. Για το σκοπό αυτό μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη σχέση:

$$I_E = I_{E0} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right) \quad (2.77)$$

η οποία αντιστοιχεί στο νόμο της επαφής βάσης-εκπομπού. Οι τιμές τάσης βάσης-εκπομπού που χρησιμοποιούμε είναι πολύ μεγαλύτερες της θερμικής τάσης V_θ , οπότε η σχέση (2.77) μπορεί να απλοποιηθεί στην:

$$I_E = I_{E0} e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}}, \quad (2.78)$$

την οποία και θα χρησιμοποιούμε στο εξής.

Λύνοντας τη σχέση (2.78) ως προς V_{BE} έχουμε:

$$V_{BE} = V_\theta \ln \frac{I_E}{I_{E0}}, \quad (2.79)$$

η οποία, για τις αντίστοιχες τιμές ηρεμίας, γράφεται:

$$V_{BQ} = V_\theta \ln \frac{I_{EQ}}{I_{E0}}. \quad (2.80)$$

Αν λάβουμε υπόψη μας πως η τιμή της θερμικής τάσης V_θ είναι περίπου ίση με 26mV, και με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στη σχέση (2.80) βρίσκουμε πως η τιμή της τάσης πόλωσης V_{BQ} της βάσης θα πρέπει να είναι ίση με **0.632V**.

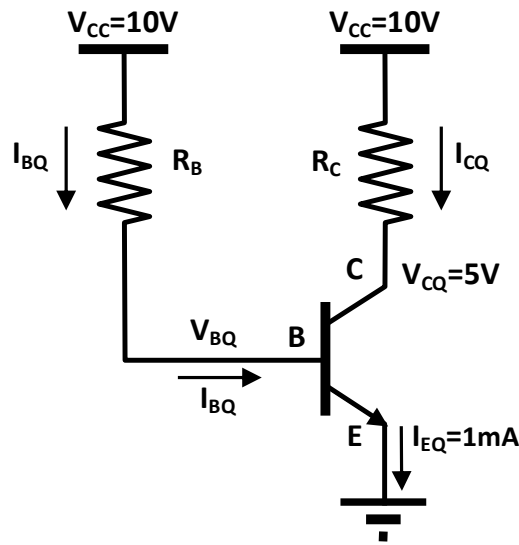
- **Άμεση πόλωση στη βάση**

Η τάση V_{BQ} την οποία υπολογίσαμε πιο πάνω μπορεί να εφαρμοστεί άμεσα στη βάση του τρανζίστορ κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.91-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 ακρίβεια. Θυμίζουμε ότι εξαιτίας της εκθετικής σχέσης του ρεύματος με την τάση ορθής πόλωσης μιας επαφής pn, μικρή μεταβολή της τάσης αυτής συνεπάγεται σημαντική μεταβολή του αντίστοιχου ρεύματος. 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 συμβεί στην πράξη. Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε ότι η πόλωση του τρανζίστορ με άμεση πόλωση στη βάση είναι εξαιρετικά **ασταθής**.

- **Πόλωση στη βάση μέσω αντιστάτη**

Ας τροποποιήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 2.91-ii κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.92.



Σχήμα 2.92: Πόλωση στη βάση μέσω αντιστάτη

Αυτή τη φορά, αντί για τη ρύθμιση της τάσης 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:

$$I_C = \beta I_B, \quad (2.81)$$

η οποία για τις τιμές ηρεμίας γράφεται:

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}, \quad (2.82)$$

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

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}. \quad (2.83)$$

Αν, επιπλέον, λάβουμε υπόψη μας ότι:

$$I_{CQ} = \alpha I_{EQ}, \quad (2.84)$$

η σχέση (2.83) γράφεται:

$$I_{BQ} = \frac{aI_{EQ}}{\beta}. \quad (2.85)$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση [βλπ. και (2.63)]:

$$\beta = \frac{a}{1-a}, \quad (2.86)$$

η (2.85) γίνεται:

$$I_{BQ} = (1-a)I_{EQ}. \quad (2.87)$$

[Η τελευταία αποτελεί, ουσιαστικά, προσέγγιση της (2.61).]

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων στην (2.87) 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 2.92) η οποία απαιτείται για να λάβει το ρεύμα I_{BQ} την πιο πάνω τιμή.

Με βάση το κύκλωμα του Σχήματος 2.92 θα ισχύει:

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BQ}}{R_B}, \quad (2.88)$$

ή, ισοδύναμα:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BQ}}{I_{BQ}}. \quad (2.89)$$

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. Για να καταλάβουμε γιατί συμβαίνει αυτό, ας δούμε πώς μεταβάλλεται το β για πανομοιότυπα τρανζίστορ του ίδιου τύπου και της ίδιας κατασκευής. Όπως έχουμε ήδη περιγράψει, ο παράγοντας που καθορίζει τη δράση ενός τρανζίστορ είναι το κλάσμα α , το οποίο αντιστοιχεί στο ποσοστό των ηλεκτρονίων του εκπομπού που σαρώνονται από την περιοχή της βάσης προς τον συλλέκτη. Λόγω

κατασκευαστικών περιορισμών το κλάσμα αυτό έχει συγκεκριμένη ακρίβεια, η οποία στην πράξη είναι της τάξης του χιλιοστού. Αυτό σημαίνει, για παράδειγμα, πως για δεδομένη ονομαστική τιμή $\alpha=0.995$, η πραγματική τιμή του α θα ανήκει στο διάστημα $[0.994, 0.996]$.

Αν λάβουμε υπόψη μας τη σχέση:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad (2.90)$$

τότε το β θα ανήκει στο διάστημα:

$$\left[\frac{0.994}{1-0.994}, \frac{0.996}{1-0.996} \right] \approx [166, 249].$$

Διαπιστώνουμε, επομένως, ότι η απόκλιση του β από την ονομαστική τιμή του είναι πάρα πολύ μεγάλη.

Αν αντικαταστήσουμε την έκφραση του α σε σχέση με το β (βλπ. σχέση (2.65)):

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1}, \quad (2.91)$$

στη σχέση (2.87) παίρνουμε:

$$I_{BQ} = \left(1 - \frac{\beta}{\beta+1} \right) I_{EQ}, \quad (2.92)$$

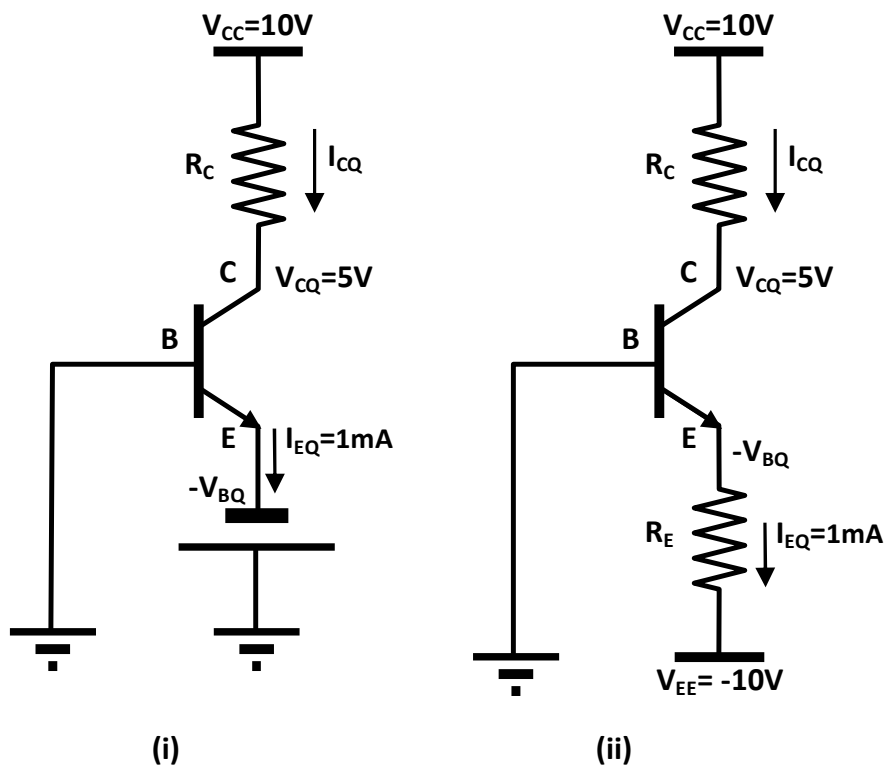
ή, ισοδύναμα:

$$I_{BQ} = \frac{1}{\beta+1} I_{EQ}. \quad (2.93)$$

Έχοντας υπόψη μας την προηγούμενη παρατήρηση που αφορά τη μεγάλη διακύμανση του β , 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.

• **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 2.91-ii κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.93-i. Είναι φανερό ότι η τάση ορθής πόλωσης της επαφής βάσης-συλλέκτη 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).



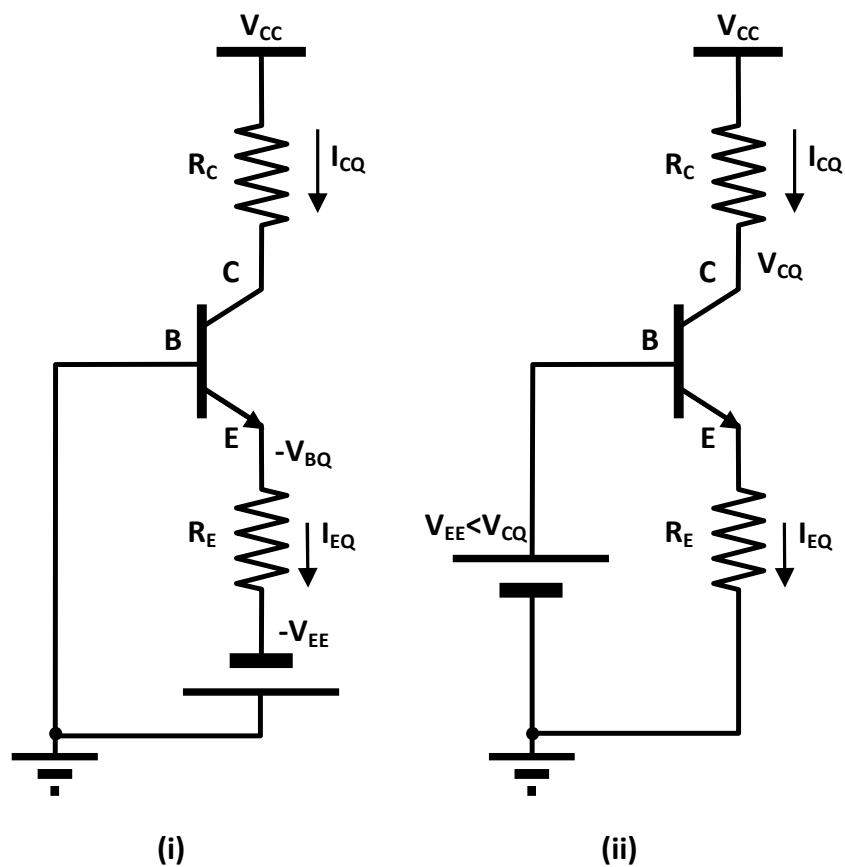
Σχήμα 2.93: Πόλωση στον εκπομπό

Μια περαιτέρω τροποποίηση μπορεί να γίνει με τη χρήση **συμμετρικής τροφοδοσίας**, σύμφωνα με το Σχήμα 2.93-ii. Η εισαγωγή της αντίστασης R_E στον εκπομπό είναι απαραίτητη ώστε να εξασφαλίζεται η κατάλληλη τιμή τάσης του εκπομπού, η οποία θα πρέπει να είναι ίση με $-V_{BQ}$, σύμφωνα με τα προηγούμενα. Για τον αντιστάτη R_E ο νόμος του Ohm δίνει:

$$R_E = \frac{-V_{BQ} - V_{EE}}{I_{EQ}} \quad (2.94)$$

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

Με την συνδεσμολογία αυτή, 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.



Σχήμα 2.94: Πόλωση στη βάση και στον εκπομπό

- **Πόλωση στη βάση και στον εκπομπό**

Η συνδεσμολογία την οποία θα εξετάσουμε στη συνέχεια αποτελεί συγκερασμό των δύο προηγούμενων. Η συνδεσμολογία του Σχήματος 2.93-ii μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα στη μορφή του Σχήματος 2.94-i. Η πηγή τροφοδοσίας V_{EE} μπορεί να μεταφερθεί προς την πλευρά της βάσης, χωρίς να

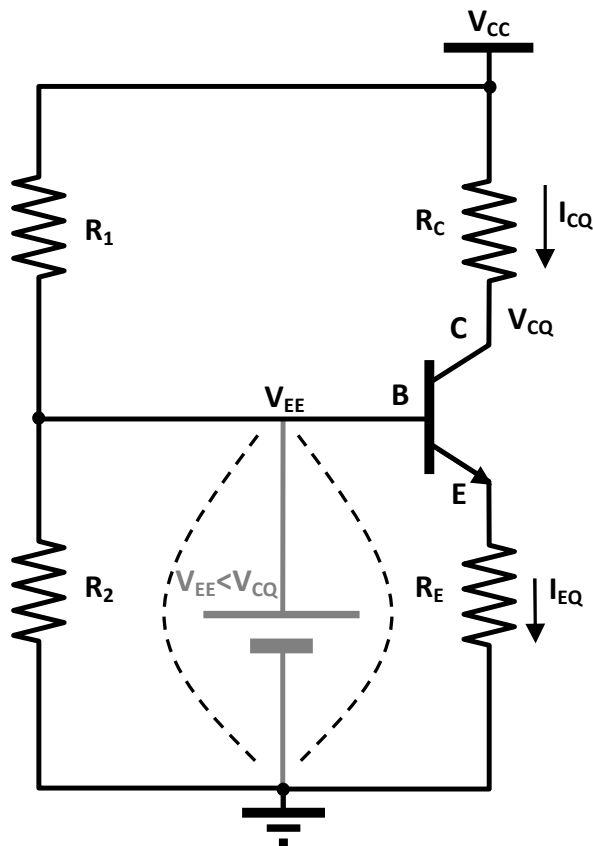
μεταβληθεί το κύκλωμα εισόδου του τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.94-ii. Με την τελευταία τροποποίηση, επομένως, το ρεύμα του εκπομπού δεν επηρεάζεται. Προκειμένου, ωστόσο, το τρανζίστορ να παραμείνει στην ενεργό περιοχή θα πρέπει να ισχύει $V_{EE} < V_{CQ}$, ώστε η επαφή βάσης-συλλέκτη να παραμένει 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 2.95. 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 2.95 μπορεί να αντικατασταθεί από το αντίστοιχο ισοδύναμο Thevenin (βλπ Σχήμα 2.96) για το οποίο θα ισχύουν:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}, \quad (2.95)$$

και



Σχήμα 2.95: Πόλωση μέσω διαιρέτη τάσης

$$R_B = R_{Th} = R_1 // R_2. \quad (2.96)$$

Είναι φανερό πως η πτώση τάσης πάνω στην «εσωτερική» αντίσταση R_B θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό πιο μικρή, έτσι ώστε $V_{BQ} \approx V_{BB}$.

Για την τάση V_{BQ} στη βάση ισχύει:

$$V_{BQ} = V_{BB} - I_{BQ} R_B. \quad (2.97)$$

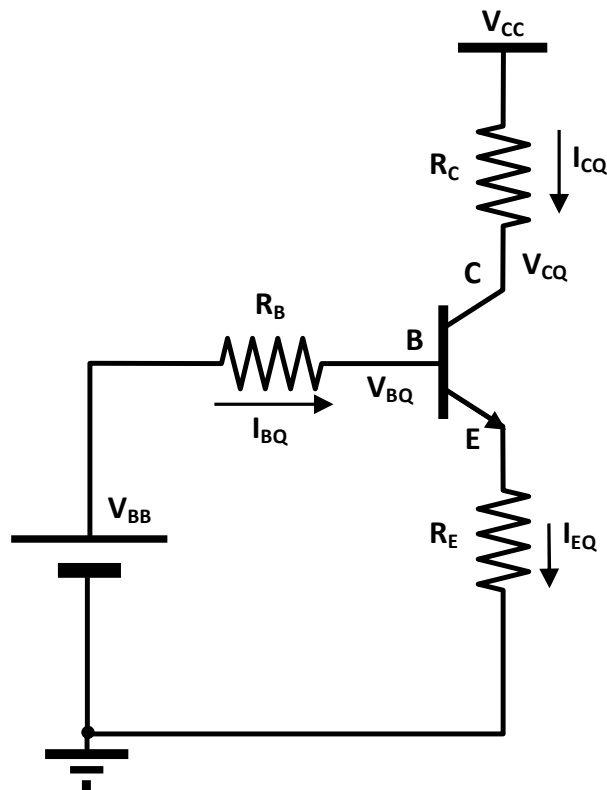
Επιπλέον:

$$V_{BQ} = V_{BEQ} + I_{EQ} R_E. \quad (2.98)$$

Ο συνδυασμός των σχέσεων (2.97) και (2.98) θα δώσει:

$$V_{BEQ} + I_{EQ} R_E = V_{BB} - I_{BQ} R_B. \quad (2.99)$$

Εάν απαιτήσουμε να ισχύει:



Σχήμα 2.96: Ισοδύναμο κύκλωμα για το κύκλωμα του Σχήματος 2.95

$$I_{BQ}R_B \ll I_{EQ}R_E, \quad (2.100)$$

η (2.99) γίνεται:

$$V_{BEQ} + I_{EQ}R_E = V_{BB}, \quad (2.101)$$

ή

$$I_{EQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_E}. \quad (2.102)$$

Η τελευταία σχέση υποδηλώνει σταθερότητα στην πόλωση μιας και τα μεγέθη τα οποία υπεισέρχονται σε αυτήν είναι σταθερά (απουσιάζουν ευμετάβλητοι όροι, όπως το β).

Ας εξετάσουμε με ποιον τρόπο είναι δυνατό να ικανοποιηθεί η συνθήκη (2.100).

Η (2.100), με τη βοήθεια της σχέσης (*):

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}, \quad (2.103)$$

γράφεται:

$$\frac{I_{EQ}}{\beta + 1} R_B \ll I_{EQ} R_E, \quad (2.104)$$

ή

$$R_B \ll (\beta + 1) R_E, \quad (2.105)$$

η οποία ικανοποιείται πολύ εύκολα, μιας και το β είναι πολύ μεγάλος αριθμός.

(*:

Η σχέση 2.103 μπορεί να αποδειχθεί ως εξής:

Ισχύει:

$$I_E = I_B + I_C, \quad (2.106)$$

και

$$I_C = \beta I_B. \quad (2.107)$$

Αντικαθιστώντας την (2.107) στην (2.106) παίρνουμε:

$$I_E = I_B + \beta I_B = (1 + \beta) I_B, \quad (2.108)$$

από την οποία εύκολα προκύπτει η ζητούμενη.

)

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).

• **Παράδειγμα σχεδίασης κυκλώματος πόλωσης διπολικού τρανζίστορ.**

Ας υποθέσουμε πως πρέπει να πολώσουμε ένα διπολικό τρανζίστορ κατά σταθερό τρόπο χρησιμοποιώντας τάση τροφοδοσίας $V_{CC}=10V$, ώστε η τάση συλλέκτη-βάσης να είναι ίση με $V_{CB}=5V$ και το ρεύμα του συλλέκτη να ισούται με $I_C=1mA$. Η μορφή των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ είναι άγνωστη, οπότε η σχεδίαση θα πρέπει να είναι ανεξάρτητη από αυτές (και, επομένως, η σταθερότητα της πόλωσης θα πρέπει να διατηρείται, ανεξάρτητα από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του τρανζίστορ. Το μόνο δεδομένο που θα χρησιμοποιήσουμε, όσον αφορά το τρανζίστορ, είναι η τιμή του α η οποία και θα υποτεθεί ίση με **0.995**. (Κατά συνέπεια, η τιμή του β θα προκύψει από τη σχέση (2.63) περίπου ίση με **199**. Για την ακρίβεια, μας ενδιαφέρει η τιμή του α να είναι πολύ κοντά στη μονάδα, και όχι η ακριβής τιμή του, όπως θα δούμε στη συνέχεια).

Θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα πόλωσης με διαιρέτη τάσης. Σε πρώτη φάση θα δουλέψουμε με το ισοδύναμό του που φαίνεται στο Σχήμα 2.97.

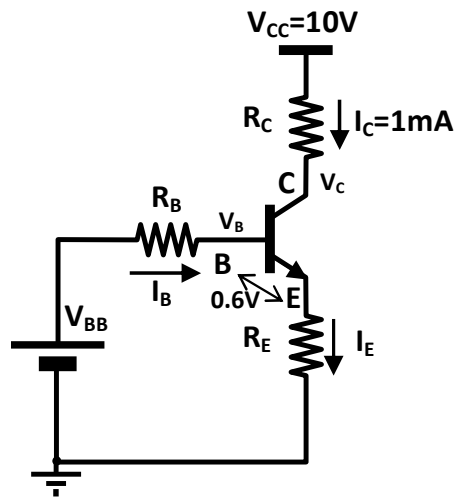
[Για λόγους απλοποίησης των συμβολισμών θα παραλείψουμε στο εξής τον δείκτη «Q», ο οποίος δηλώνει την τιμή ηρεμίας του αντίστοιχου μεγέθους].

Από τον νόμο του Kirchhoff για την τάση παίρνουμε:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CB} - V_{BE} - I_E R_E = 0. \quad (2.109)$$

Απαιτώντας τιμή του α πολύ κοντά στη μονάδα, το ρεύμα του συλλέκτη θα είναι περίπου ίσο με το ρεύμα εκπομπού, οπότε η σχέση (2.109) γράφεται:

$$V_{CC} - I_C (R_C + R_E) - V_{CB} - V_{BE} = 0. \quad (2.110)$$



Σχήμα 2.97: Παράδειγμα σχεδίασης κυκλώματος πόλωσης διπολικού τρανζίστορ

Η τάση βάσης-εκπομπού (V_{BE}) αντιστοιχεί στην πτώση τάσης κατά μήκος ορθά πολωμένης διόδου πυριτίου, η τυπική τιμή της οποίας είναι μεταξύ 0.6V και 0.7V. Ας υποθέσουμε, εδώ, πως $V_{BE}=0.6V$.

Αντικαθιστώντας στην (2.110) και τα υπόλοιπα αριθμητικά δεδομένα μπορούμε να καταλήξουμε στην:

$$R_C + R_E = 4.4k\Omega. \quad (2.111)$$

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 σχέσης (2.111), η αντίσταση R_E θα πρέπει να είναι ίση με $R_E=1.4k\Omega$.

Αφού προσδιορίσαμε την τιμή της αντίστασης R_E μπορούμε να βρούμε το δυναμικό V_B της βάσης, για το οποίο θα ισχύει:

$$V_B = V_{BE} + I_E R_E. \quad (2.112)$$

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:

$$V_{BB} \approx V_B = 2V. \quad (2.113)$$

Επιπλέον, για την τάση V_{BB} γνωρίζουμε από την προηγούμενη ανάλυσή μας ότι ισχύει:

$$V_{BB} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (2.114)$$

όπου R_1 , R_2 οι τιμές των αντιστάσεων του διαιρέτη τάσης του Σχήματος 2.95.

Χρησιμοποιώντας τις (2.113) και (2.114) μπορούμε να καταλήξουμε στη σχέση:

$$4R_2 = R_1 \cdot \quad (2.115)$$

Θα πρέπει, ακόμα, να λάβουμε υπόψη μας τον περιορισμό που θέτει η σχέση (2.105), σύμφωνα με την οποία θα πρέπει να ισχύει:

$$R_B = R_1 // R_2 \ll (\beta + 1) R_E \cdot \quad (2.116)$$

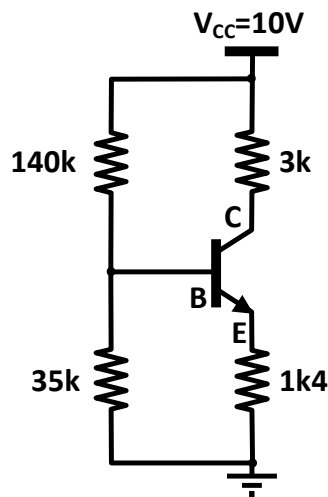
ή, αριθμητικά,

$$R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ll 280k\Omega \cdot \quad (2.117)$$

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 (2.117).

Άρα, μπορούμε να γράψουμε:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 28k\Omega \cdot \quad (2.118)$$



Σχήμα 2.98: Πρακτικό κύκλωμα πόλωσης τρανζίστορ με διαιρέτη τάσης

Με χρήση των σχέσεων (2.115) και (2.118) μπορούμε, τελικά, να καταλήξουμε στις ακόλουθες τιμές για τις αντιστάσεις R_1 και R_2 : $R_1=140k\Omega$ και $R_2=35k\Omega$.

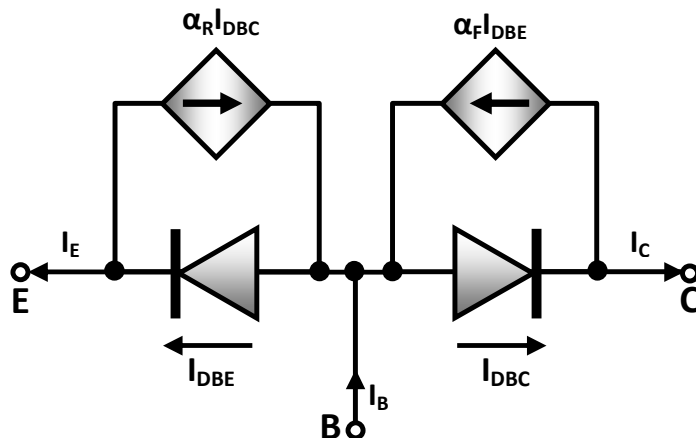
Συνοψίζοντας, το κύκλωμα πόλωσης που σχεδιάσαμε φαίνεται στο σχηματικό διάγραμμα του Σχήματος 2.98. Αξίζει να προσέξει κάποιος πως, πολλές φορές, οι τιμές με δεκαδικά ψηφία γράφονται παραθέτοντας το δεκαδικό ψηφίο μετά το σύμβολο του πολλαπλασίου, π.χ. **1k4**, αντί για 1.4k.

2.7.10 Ισοδύναμα κυκλώματα για το διπολικό τρανζίστορ

Η ανάλυση κυκλωμάτων που περιέχουν διπολικά τρανζίστορ μπορεί να απλοποιηθεί με την αντικατάσταση των τρανζίστορ με κάποιο **ισοδύναμο κύκλωμα**. Από τα διάφορα ισοδύναμα 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.

- **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 2.99.

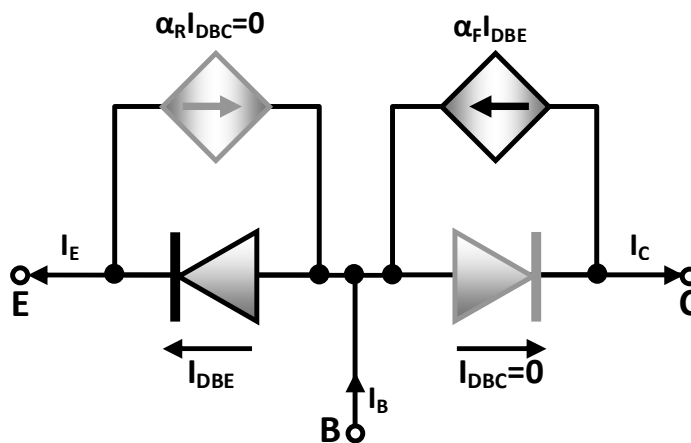


Σχήμα 2.99: Ισοδύναμο κύκλωμα για το μοντέλο Ebers-Moll του διπολικού τρανζίστορ

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 ανάστροφα ενεργό λειτουργία (reverse mode).

Στην πρώτη περίπτωση η επαφή βάσης-εκπομπού είναι πολωμένη ορθά, ενώ η επαφή βάσης-συλλέκτη ανάστροφα. Επομένως, η δίοδος βάσης-συλλέκτη βρίσκεται στην αποκοπή (δεν άγει) και η αγωγιμότητα μεταξύ βάσης-συλλέκτη εξασφαλίζεται μέσω του μηχανισμού υποκλοπής, ο οποίος προκαλεί ένα ρεύμα συλλέκτη ίσο με αI_E . Επειδή βρισκόμαστε στην ορθά (forward) ενεργό λειτουργία θα συμβολίσουμε το α με α_F ώστε να το αντιδιαστείλουμε προς το αντίστοιχο α στην ανάστροφα (reverse) ενεργό λειτουργία, το οποίο θα συμβολίζουμε με α_R . Όπως έχουμε εξηγήσει, η τιμή του α διαφέρει μεταξύ των δύο αυτών περιπτώσεων. Επίσης για λόγους συμβολισμού το ρεύμα του εκπομπού I_E σημειώνεται ως I_{DBE} , μιας και πρόκειται για το ρεύμα της διόδου (Diode) μεταξύ βάσης (B) και εκπομπού (E). Άρα, το ρεύμα αI_E του συλλέκτη θα σημειώνεται με $\alpha_F I_{DBE}$ και θα παρέχεται από την αντίστοιχη εξαρτημένη πηγή ρεύματος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.100.

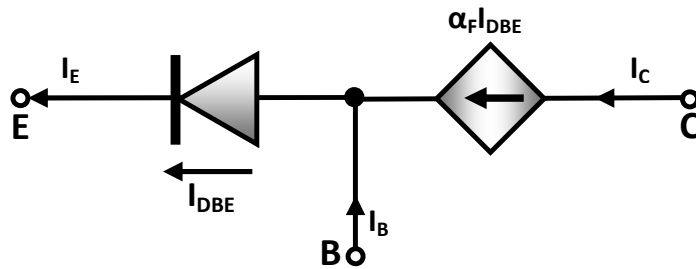


Σχήμα 2.100: Απλοποίηση του ισοδύναμου κυκλώματος Ebers-Moll για την περίπτωση ορθά ενεργού λειτουργίας [active mode]

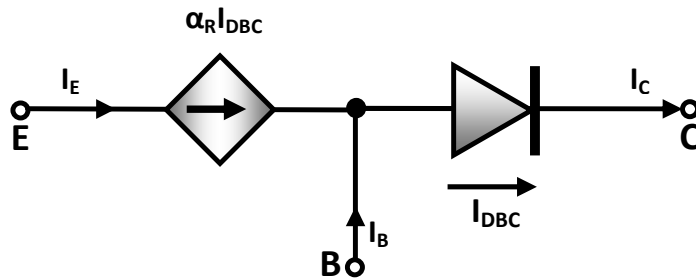
Η γενική μορφή του ισοδύναμου κυκλώματος Ebers-Moll μπορεί να απλοποιηθεί στην περίπτωση της ορθά ενεργού λειτουργίας την οποία εξετάζουμε, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.100, ώστε να προκύψει το ισοδύναμο του Σχήματος 2.101.

Η δίοδος βάσης-συλλέκτη δεν άγει, οπότε μπορεί να παραλειφθεί. Η πηγή ρεύματος μεταξύ βάσης και εκπομπού επίσης παραλείπεται, αφού το ρεύμα που τη διαρρέει είναι μηδενικό (ως ανάλογο του ρεύματος της διόδου βάσης-συλλέκτη).

Είναι φανερό ότι το ισοδύναμο κατά Ebers-Moll για διπολικό τρανζίστορ στην ανάστροφα ενεργό λειτουργία θα είναι το συμμετρικό εκείνου για την ορθά ενεργό λειτουργία, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.102.



Σχήμα 2.101: Ισοδύναμο κύκλωμα για το μοντέλο Ebers-Moll του διπολικού τρανζίστορ – Περίπτωση ορθά ενεργού λειτουργίας [Forward active mode]



Σχήμα 2.102: Ισοδύναμο κύκλωμα για το μοντέλο Ebers-Moll του διπολικού τρανζίστορ – Περίπτωση ανάστροφα ενεργού λειτουργίας [Reverse mode]

Εκτός από τη λειτουργία στην ενεργό περιοχή, το μοντέλο Ebers-Moll μπορεί να περιγράψει και τις υπόλοιπες περιοχές λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ, δηλαδή την αποκοπή και τον κόρο.

Εξαιτίας της χρήσης διόδων στο ισοδύναμο κύκλωμα Ebers-Moll, οι εξισώσεις που το περιγράφουν θα βασίζονται στον νόμο της επαφής p-n. Πράγματι, για την επαφή βάσης-εκπομπού (BE) μπορούμε να γράψουμε:

$$I_{DBE} = I_{DBE0} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right). \quad (2.119)$$

Όμοια, για την επαφή βάσης-συλλέκτη ισχύει:

$$I_{DBC} = I_{DBC0} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_\theta}} - 1 \right). \quad (2.120)$$

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.99 παίρνουμε με εφαρμογή του πρώτου νόμου του Kircchoff:

$$I_E = I_{DBE} - a_R I_{DBC} , \quad (2.121)$$

$$I_C = I_{DBC} - a_F I_{DBE} , \quad (2.122)$$

και

$$I_B = I_E + I_C . \quad (2.123)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.121), (2.122) και (2.123) βρίσκουμε:

$$I_B = (1 - a_F) I_{DBE} + (1 - a_R) I_{DBC} . \quad (2.124)$$

Μπορεί να αποδειχθεί ότι:

$$a_F I_{DBE0} = a_R I_{DBC0} = I_0 . \quad (2.125)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.119) έως (2.125) προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις που αποτελούν τη μαθηματική περιγραφή του μοντέλου των Ebers-Moll:

$$I_E = \frac{I_0}{\alpha_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right) - I_0 \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_\theta}} - 1 \right) , \quad (2.126)$$

$$I_C = \frac{I_0}{\alpha_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right) - \frac{I_0}{\alpha_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_\theta}} - 1 \right) , \quad (2.127)$$

$$I_B = \frac{I_0}{\beta_F} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_\theta}} - 1 \right) + \frac{I_0}{\beta_R} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_\theta}} - 1 \right) , \quad (2.128)$$

όπου:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} , \quad (2.129)$$

και

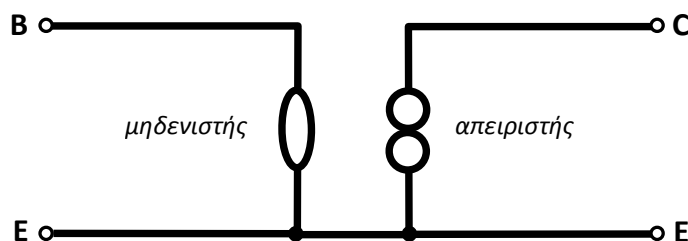
$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} . \quad (2.130)$$

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. (Για περισσότερες πληροφορίες ο αναγνώστης παραπέμπεται στο σχετικό Παράρτημα). Πράγματι, καμία προσέγγιση όσον αφορά τη γραμμικότητα δεν έγινε κατά την εξαγωγή των εξισώσεων του μοντέλου. Το γεγονός αυτό το καθιστά δύσκολο κατά την ανάλυση «επί χάρτου» αφού οι εξισώσεις (2.126) – (2.128) είναι μη γραμμικές και επιλύονται δύσκολα. Ωστόσο, το μοντέλο αυτό 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.

- **Μοντέλο μηδενιστή – απειριστή (nullator – norator)**

Πρόκειται για ένα πολύ απλό μοντέλο ενός ιδανικού διπολικού τρανζίστορ. Αφορά τη λειτουργία στην ενεργό περιοχή (ορθά) και προκύπτει από τις εξής παρατηρήσεις που αφορούν ένα ιδανικό τρανζίστορ:

1. Η τάση βάσης-εκπομπού είναι μηδενική.
2. Το ρεύμα της βάσης είναι μηδενικό (όλα τα ηλεκτρόνια του εκπομπού σαρώνονται προς το συλλέκτη).
3. Το ρεύμα του συλλέκτη είναι ανεξάρτητο του δυναμικού του συλλέκτη.
4. Το δυναμικό του συλλέκτη μπορεί να έχει οποιαδήποτε (αυθαίρετη) θετική τιμή.



Σχήμα 2.103: Ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ με χρήση μηδενιστή - απειριστή

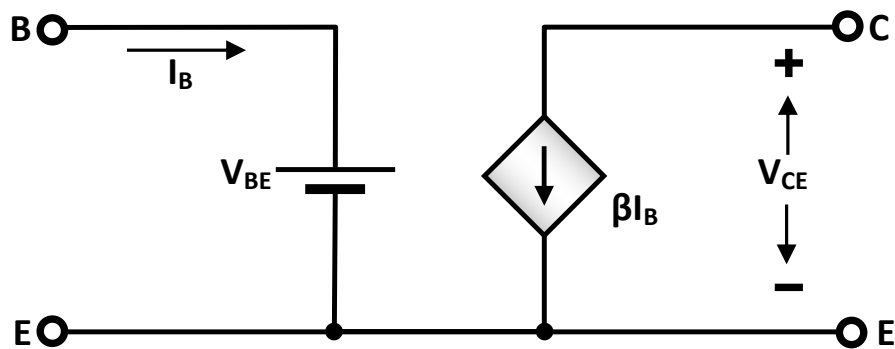
Επομένως, η θύρα βάσης-εκπομπού ενός ιδανικού τρανζίστορ έχει χαρακτηριστικά **μηδενιστή (nullator)**, ενώ η θύρα συλλέκτη-εκπομπού έχει χαρακτηριστικά **απειριστή (norator)**. (Για περισσότερες λεπτομέρειες που αφορούν τους μηδενιστές και τους απειριστές παραπέμπεται ο αναγνώστης στο σχετικό Παράρτημα).

Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 2.103.

Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται από προσομοιωτές κυκλωμάτων για κυκλώματα με πολύ μεγάλο αριθμό τρανζίστορ. Ωστόσο, τα αποτελέσματα που λαμβάνονται είναι προσεγγιστικά. Για ακριβέστερα αποτελέσματα χρησιμοποιούνται ισοδύναμα μεγαλύτερης πολυπλοκότητας.

- **Μοντέλο για το συνεχές (DC)**

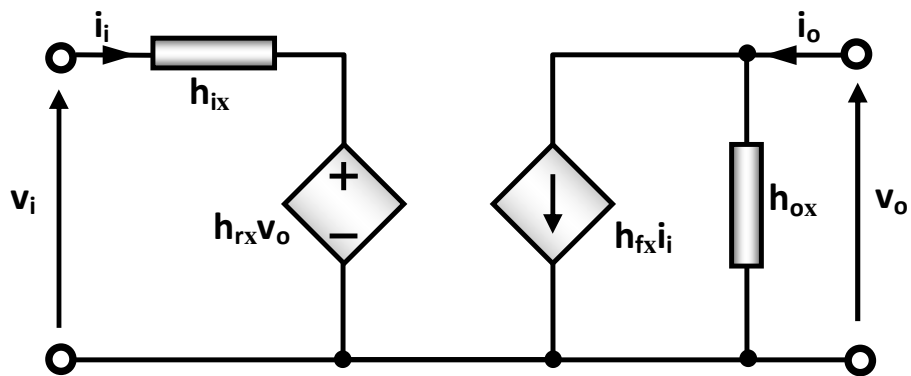
Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.104 περιγράφει το διπολικό τρανζίστορ στην ορθά ενεργό λειτουργία. Για την επαφή βάσης-εκπομπού χρησιμοποιεί το μοντέλο της **τυπικής** διόδου σε ορθή πόλωση, ενώ για το ρεύμα I_C του συλλέκτη χρησιμοποιεί την προσέγγιση $I_C = \beta I_B$, όπου I_B το ρεύμα της βάσης. Πρόκειται για ένα μοντέλο μεγάλου σήματος, το οποίο χρησιμοποιείται για την DC ανάλυση κυκλωμάτων που περιέχουν διπολικά τρανζίστορ και αντιστοιχεί σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.



Σχήμα 2.104: Ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ για το συνεχές (DC)

- **Μοντέλα μικρού σήματος**

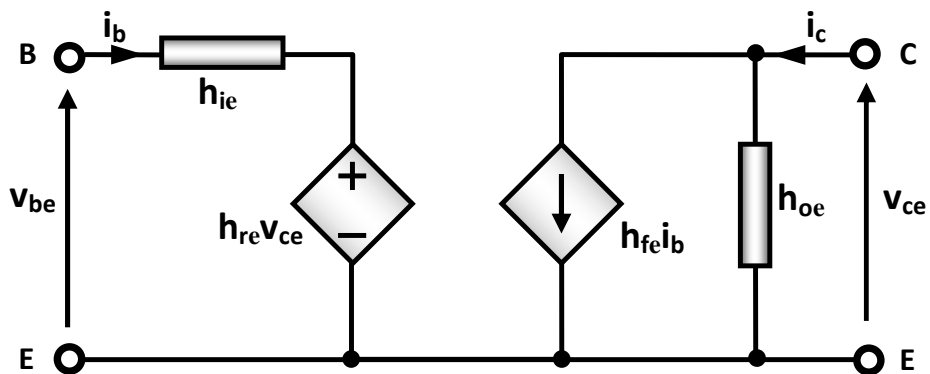
Τα μοντέλα μικρού σήματος που περιγράφουν ένα διπολικό τρανζίστορ προϋποθέτουν σήματα πολύ μικρού πλάτους τα οποία μεταβάλλονται γύρω από το σημείο ηρεμίας τους. Για μια γενική περιγραφή της ανάλυσης μικρού σήματος ο αναγνώστης παραπέμπεται στο Παράρτημα ΙΖ. Κατά την ανάλυση μικρού σήματος οι εξισώσεις που περιγράφουν το τρανζίστορ μπορούν να «γραμμικοποιηθούν», και το τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί ως δίθυρη διάταξη. Μια δίθυρη διάταξη μπορεί να περιγραφεί με τη βοήθεια των παραμέτρων τις οποίες εξετάσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Από αυτές, 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 2.105 βρίσκει ευρεία χρήση στην ανάλυση κυκλωμάτων με τρανζίστορ.



Σχήμα 2.105: *h*-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ

Το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.105 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για όλες τις βασικές συνδεσμολογίες ενός τρανζίστορ (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 2.106 απεικονίζεται το *h*-υβριδικό ισοδύναμο διπολικού τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.



Σχήμα 2.106: *h*-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

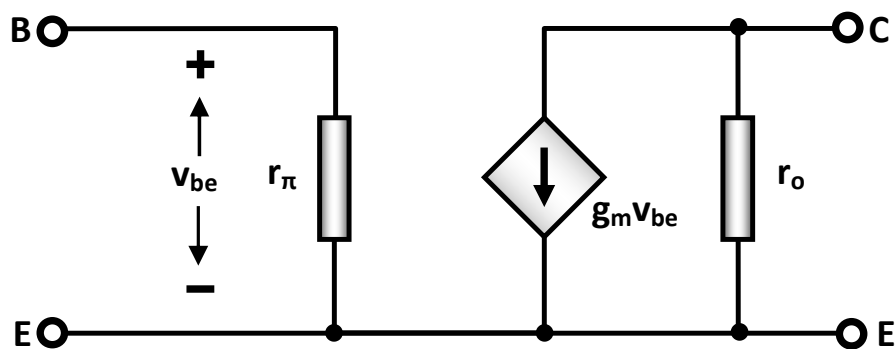
Η παράμετρος h_{ie} αντιστοιχεί στην **αντίσταση εισόδου** του τρανζίστορ για βραχυκυκλωμένη έξοδο.

Η παράμετρος h_{re} είναι αδιάστατο μέγεθος και αντιστοιχεί στην **απολαβή τάσης** της εισόδου ως προς την έξοδο, για ανοικτοκυκλωμένη είσοδο.

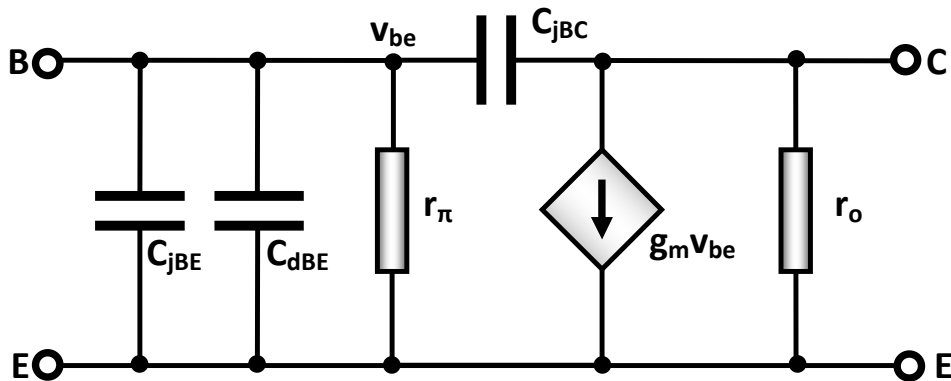
Η παράμετρος h_{fe} είναι αδιάστατο μέγεθος και αντιστοιχεί στην **απολαβή ρεύματος** της **εξόδου** ως προς την **είσοδο**, για βραχυκυκλωμένη έξοδο και ταυτίζεται με το β του τρανζίστορ.

Η παράμετρος h_{oe} αντιστοιχεί στην **αγωγιμότητα εξόδου** για ανοικτοκυκλωμένη είσοδο.

Παρόμοιο με το προηγούμενο, το **π-υβριδικό** ισοδύναμο ενός διπολικού τρανζίστορ (βλπ. Σχήμα 2.107) 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 .



Σχήμα 2.107: π-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ για χαμηλές συχνότητες



Σχήμα 2.108: π-υβριδικό ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ για υψηλές συχνότητες

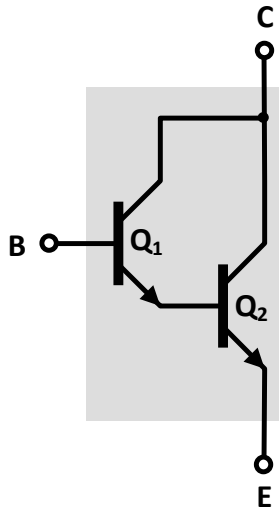
Το πλεονέκτημα του π-υβριδικού μοντέλου, το οποίο ισχύει για σήματα χαμηλών συχνοτήτων όπως και το h-υβριδικό μοντέλο, είναι πως μπορεί να επεκταθεί κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.108, ώστε να ισχύει και για σήματα υψηλών συχνοτήτων. Πράγματι, για σήματα υψηλών συχνοτήτων

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.

2.7.11 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 2.109: Συνδεσμολογία Darlington

Ας θεωρήσουμε τη συνδεσμολογία του Σχήματος 2.109, 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 2.109.

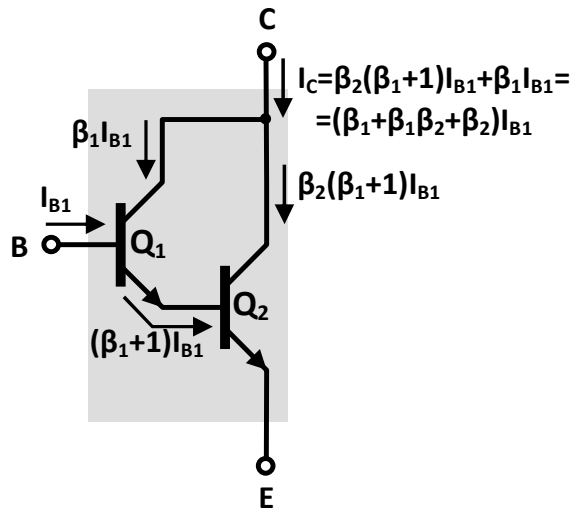
Με τη χρήση της σχέσης $I_C = \beta I_B$ μπορούμε εύκολα να δούμε (βλπ. Σχήμα 2.110) πως για ένα ζεύγος Darlington ισχύει:

$$\beta = \beta_1 + \beta_1\beta_2 + \beta_2, \quad (2.131)$$

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

Αν ληφθεί υπόψη πως το γινόμενο $\beta_1\beta_2$ είναι πολύ μεγαλύτερο των β_1 και β_2 , η σχέση (2.131) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

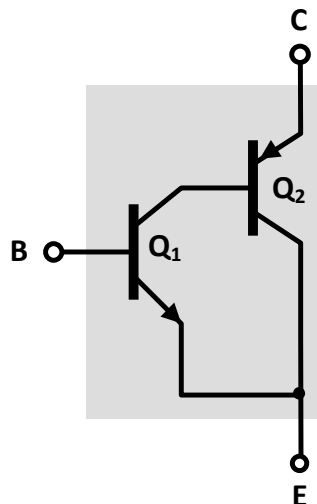
$$\beta \approx \beta_1\beta_2. \quad (2.132)$$



Σχήμα 2.110: Ανάλυση συνδεσμολογίας Darlington

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.

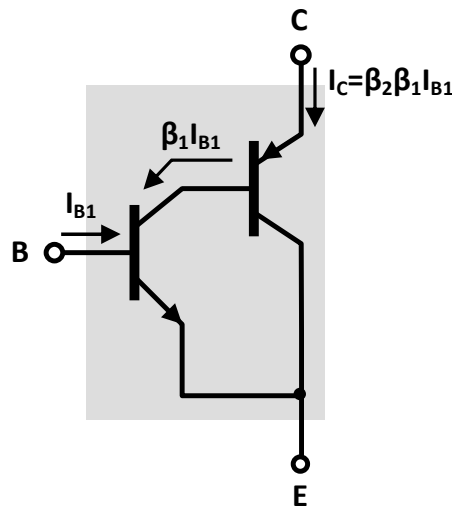
Ζεύγη Darlington υπάρχουν διαθέσιμα στο εμπόριο σε ολοκληρωμένες συσκευασίες, αλλά μπορούν και να σχηματισθούν με τη χρήση διακριτών τρανζίστορ.



Σχήμα 2.111: Συνδεσμολογία Sziklai

Εξίσου μεγάλη απολαβή ρεύματος μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση της **συνδεσμολογίας Sziklai**, η οποία φαίνεται στο Σχήμα 2.111.

Εξαιτίας της χρήσης δύο τρανζίστορ διαφορετικών (συμπληρωματικών) τύπων (ενός n pn και ενός p np), η συνδεσμολογία αυτή αναφέρεται και ως **συμπληρωματική συνδεσμολογία Darlington** (complementary Darlington connection). Το ζεύγος συμπεριφέρεται ως ένα μοναδικό τρανζίστορ τύπου όμοιου με τον τύπο του τρανζίστορ Q_1 , με βάση τη βάση του Q_1 , εκπομπό τον κοινό εκπομπό των μελών του ζεύγους και συλλέκτη τον συλλέκτη του τρανζίστορ Q_2 .



Σχήμα 2.112: Ανάλυση συνδεσμολογίας Sziklai

Ακολουθώντας παρόμοια ανάλυση με εκείνη του ζεύγους Darlington, μπορεί να βρεθεί (βλπ. Σχήμα 2.112) ότι για ένα ζεύγος Sziklai ισχύει:

$$\beta = \beta_1 \beta_2, \quad (2.133)$$

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

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.

2.7.12 Εφαρμογές των διπολικών τρανζίστορ

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.

- **Ακόλουθος εκπομπού (Emitter Follower)**

Πρόκειται για συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη και συνήθως χρησιμοποιείται ως **απομονωτής τάσης** (Voltage Buffer). Στην συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη η βάση παίζει το ρόλο της εισόδου του κυκλώματος και ο εκπομπός το 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 ακόλουθου εκπομπού με τρανζίστορ ηρη φαίνεται στο Σχήμα 2.113.

Για το κύκλωμα αυτό ισχύει:

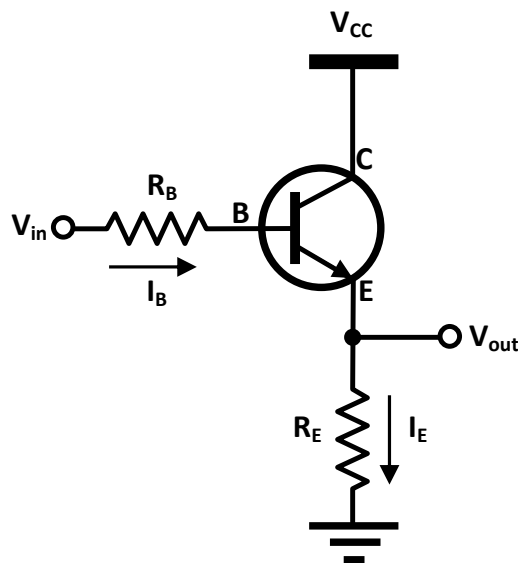
$$V_{out} = V_{in} - I_B R_B - V_{BE} \quad (2.134)$$

Το ρεύμα βάσης (I_B) είναι πολύ μικρό και μπορεί να αμεληθεί, άρα η σχέση (2.134) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$V_{out} = V_{in} - V_{BE} \quad (2.135)$$

Αν θεωρήσουμε τις μεταβολές των τάσεων εισόδου (V_{in}) και εξόδου (V_{out}) η σχέση (2.135) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\Delta V_{out} = \Delta V_{in} \quad (2.136)$$



Σχήμα 2.113: Κύκλωμα ακόλουθου εκπομπού

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

Η αντίσταση εισόδου του κυκλώματος είναι:

$$R_{in} = \frac{\Delta V_{in}}{\Delta I_B}. \quad (2.137)$$

Ακόμη ισχύει:

$$I_E = \beta \cdot I_B \Rightarrow \Delta I_E = \beta \cdot \Delta I_B \Rightarrow \Delta I_B = \frac{\Delta I_E}{\beta}. \quad (2.138)$$

Η σχέση (2.137) με τη βοήθεια των (2.136) και (2.138) γίνεται:

$$R_{in} = \beta \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_E}. \quad (2.139)$$

Όμως,

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_E} = R_E, \quad (2.140)$$

οπότε η σχέση (2.139) γράφεται:

$$R_{in} = \beta R_E. \quad (2.141)$$

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

Η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος είναι:

$$R_{out} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_E}. \quad (2.142)$$

Η τελευταία, με τη βοήθεια των (2.136) και (2.138), δίνει:

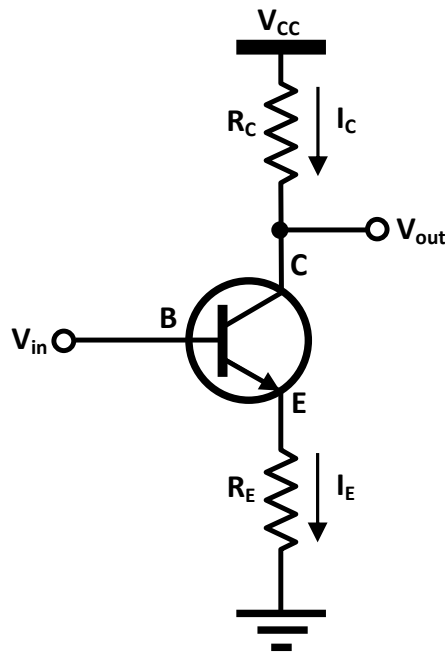
$$R_{out} = \frac{\Delta V_{in}}{\beta \cdot \Delta I_B}, \quad (2.143)$$

ή

$$R_{out} = \frac{R_s + R_B}{\beta}, \quad (2.144)$$

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.



Σχήμα 2.114: Πηγή ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ

- **Πηγή ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ**

Έστω η συνδεσμολογία του Σχήματος 2.114. Είναι εύκολο να διαπιστώσουμε πως το ρεύμα που διαρρέει το διπολικό τρανζίστορ είναι ανεξάρτητο της αντίστασης R_C στον συλλέκτη.

Πράγματι, ισχύουν:

$$I_C = I_E, \quad (2.145)$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}, \quad (2.146)$$

και

$$V_E = V_{in} - V_{BE} . \quad (2.147)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.145), (2.146) και (2.147) βρίσκουμε:

$$I_C = \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_E} , \quad (2.148)$$

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 στο συλλέκτη (η οποία μπορεί να θεωρηθεί ως η αντίσταση φόρτου). Έχουμε, επομένως, μια πηγή σταθερού ρεύματος.

2.7.13 MOSFET

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

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

που αποτελούνται αποκλειστικά από τρανζίστορ MOS. Οι παραπάνω ιδιότητες καθιστούν τα MOSFET κυρίαρχες διατάξεις στα συστήματα πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης (VLSI).

Από την άλλη πλευρά, ο σημαντικότερος περιορισμός των κυκλωμάτων με MOS είναι στα υψηλά ρεύματα και στις υψηλές τάσεις. Η μέγιστη τάση λειτουργίας τέτοιων κυκλωμάτων είναι της τάξης των 10V, και μπορούν να αποδώσουν μέγιστο ρεύμα της τάξης των 20mA. Κατά τη σχεδίαση ψηφιακών κυκλωμάτων οι περιορισμοί αυτοί δεν προβληματίζουν τον σχεδιαστή. Για περιπτώσεις εφαρμογών μεγαλύτερης ισχύος αντιμετωπίζονται με MOSFET ειδικής κατασκευής (**MOSFET ισχύος – power MOSFETs**).

2.7.14 Αρχή λειτουργίας του MOSFET

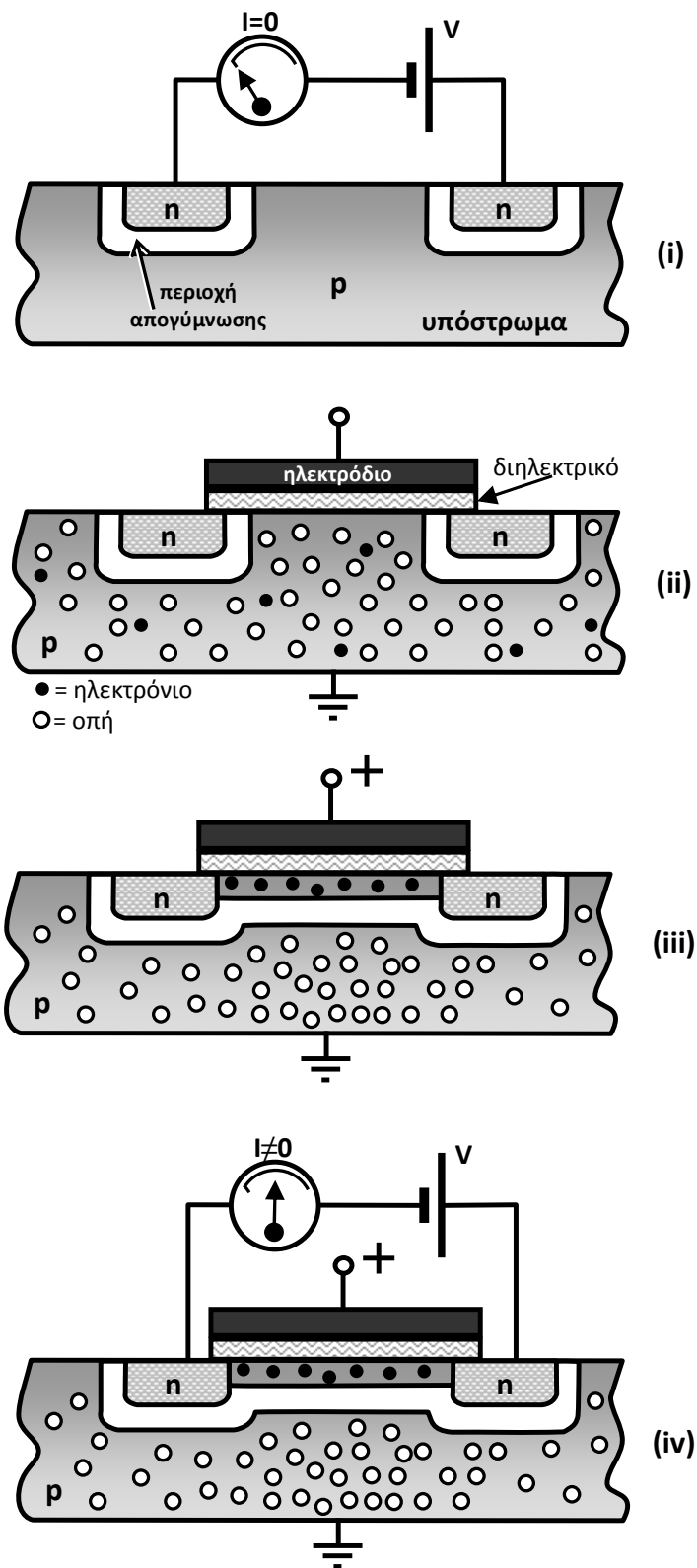
Ας θεωρήσουμε ένα **υπόστρωμα** (substrate) από ημιαγωγό τύπου p, πάνω στο οποίο έχουν αναπτυχθεί δύο γειτονικές περιοχές τύπου n, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.115-i. Είναι φανερό πως με τη γεωμετρία αυτή έχουμε δύο επαφές p-n, από τη μελέτη των οποίων γνωρίζουμε πως γύρω από τη διαχωριστική επιφάνεια μεταξύ των δύο τύπων ημιαγωγού σχηματίζονται περιοχές απογύμνωσης, που χαρακτηρίζονται από την απουσία φορέων και την ύπαρξη φορτίων χώρου. (Οι περιοχές αυτές εξασφαλίζουν την ηλεκτρική απομόνωση στην οποία αναφερθήκαμε στην προηγούμενη παράγραφο).

Ας εφαρμόσουμε, τώρα, μια ηλεκτρική τάση μεταξύ των δύο τμημάτων τύπου n, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.115-i. Η διέλευση ρεύματος δεν είναι δυνατή, ακόμα κι αν αναστραφεί η πολικότητα της εφαρμοζόμενης τάσης, εξαιτίας της ύπαρξης των περιοχών απογύμνωσης στις οποίες αναφερθήκαμε, το εύρος των οποίων διευρύνεται με την εφαρμογή της εξωτερικής τάσης.

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

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

στην οποία οφείλεται η «καθυστέρηση» στην κατασκευή ενός πρακτικά εκμεταλλεύσιμου MOSFET).



Σχήμα 2.115: Αρχή λειτουργίας του MOSFET

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 πύλη (ως προς το υπόστρωμα) κατά το Σχήμα 2.115-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 2.115-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.

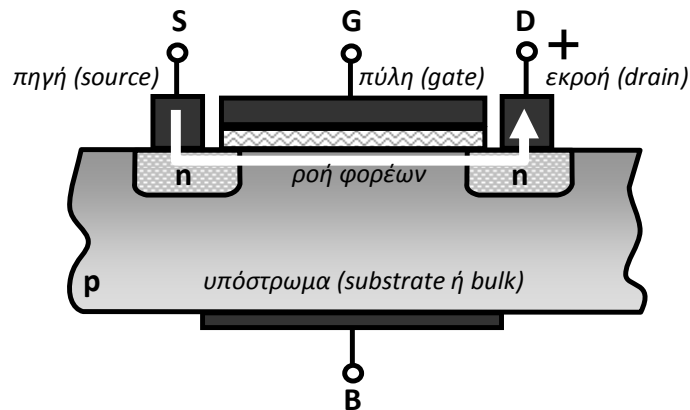
Είναι φανερό ότι με την πύλη σε θετικό δυναμικό η διάταξη επιτρέπει τη διέλευση του ηλεκτρικού ρεύματος μεταξύ των δύο τμημάτων τύπου n μέσω του επαγόμενου καναλιού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.115-iv. Εξαιτίας της συμμετρίας της διάταξης η φορά του ρεύματος αυτού μπορεί να αναστραφεί (με την αλλαγή πολικότητας της τάσης που την προκαλεί).

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

2.7.15 Τύποι MOSFET

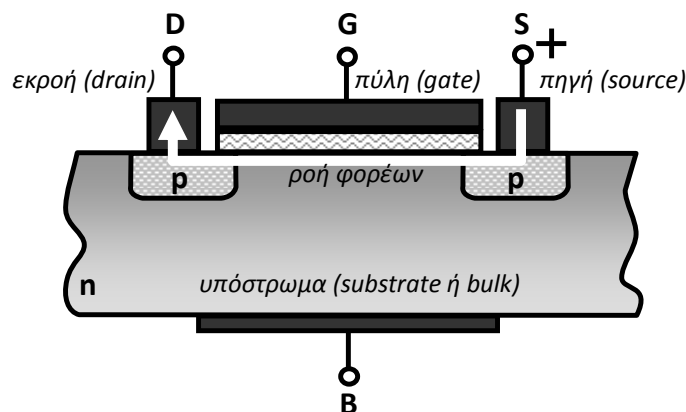
Στο τρανζίστορ που μελετήσαμε στην προηγούμενη παράγραφο οι φορείς μειονότητας που σχηματίζουν το επαγόμενο κανάλι είναι ηλεκτρόνια. Ένα τέτοιο τρανζίστορ χαρακτηρίζεται ως **MOSFET με κανάλι τύπου n**, ή **nMOS**. Η δομή ενός nMOS καθώς και οι συμβολισμοί που το αφορούν φαίνονται στο Σχήμα 2.116. Οι ακροδέκτες που συνδέονται στις περιοχές τύπου n ονομάζονται **πηγή** (**source – S**) και **εκροή** (**drain – D**). Από τους ακροδέκτες αυτούς, εκείνος που βρίσκεται στο χαμηλότερο δυναμικό (και από τον οποίο «πηγάζουν» οι φορείς αγωγιμότητας [ηλεκτρόνια]) χαρακτηρίζεται ως πηγή,

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



Σχήμα 2.116: Τρανζίστορ nMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί

Στο Σχήμα 2.117 φαίνεται ένα τρανζίστορ MOS κατασκευασμένο σε υπόστρωμα τύπου n, πάνω στο οποίο έχουν αναπτυχθεί νησίδες τύπου p. Στο τρανζίστορ αυτό οι φορείς μειονότητας που σχηματίζουν το επαγόμενο κανάλι είναι οπές. Ένα τέτοιο τρανζίστορ χαρακτηρίζεται ως **MOSFET με κανάλι τύπου p**, ή **pMOS**. Οι συμβολισμοί που το αφορούν φαίνονται επίσης στο Σχήμα 2.117.



Σχήμα 2.117: Τρανζίστορ pMOS: Δομή, ακροδέκτες, συμβολισμοί

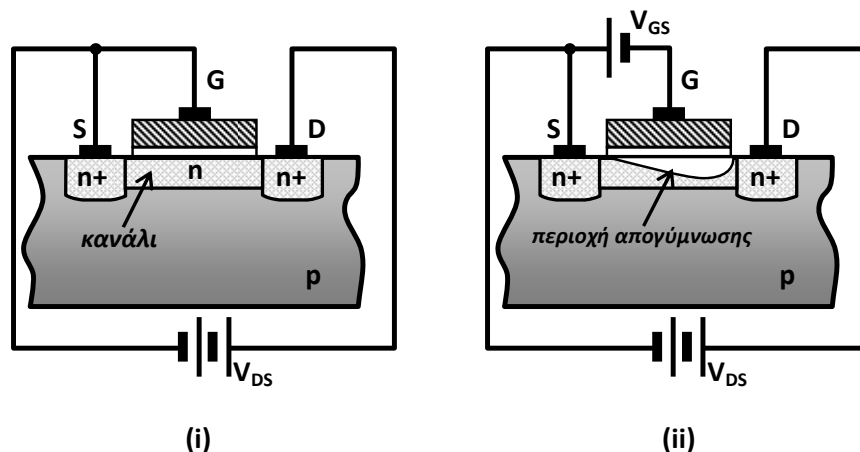
Από τους ακροδέκτες που συνδέονται στις νησίδες τύπου p εκείνος που βρίσκεται στο υψηλότερο δυναμικό (και από τον οποίο «πηγάζουν» οι

φορείς αγωγιμότητας [οπές]) χαρακτηρίζεται ως πηγή, ενώ ο ακροδέκτης που βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό (και από τον οποίο «εκρέουν» [εξέρχονται] οι φορείς αγωγιμότητας [οπές]) χαρακτηρίζεται ως εκροή.

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

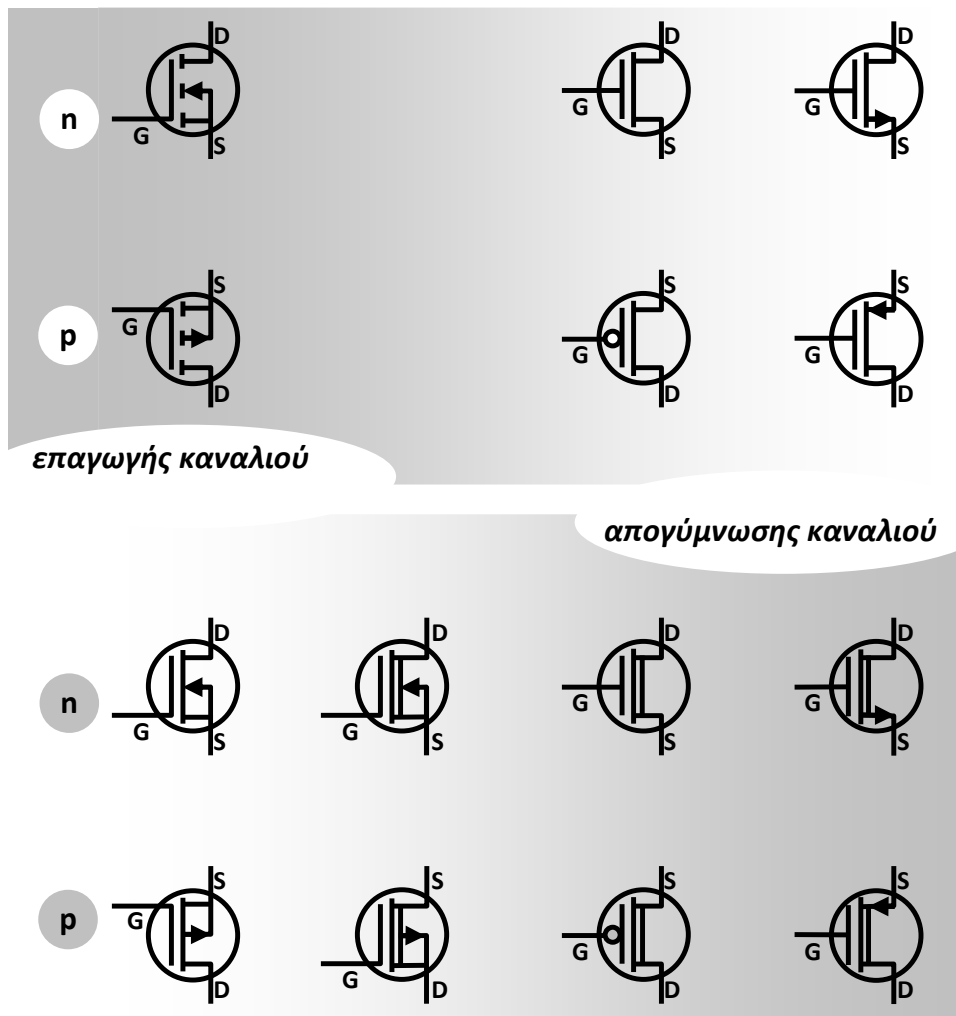
Στα MOSFET που έχουμε μέχρι στιγμής μελετήσει το αγώγιμο κανάλι επάγεται με την εφαρμογή κατάλληλης τάσης στην πύλη. Για το λόγο αυτό τα τρανζίστορ αυτού του τύπου χαρακτηρίζονται ως **MOSFET επαγωγής** (ή **προσαύξησης**) **καναλιού** (**enhancement type MOSFETs**).

Στο Σχήμα 2.118 απεικονίζεται ένα MOSFET τύπου n στο οποίο οι νησίδες που υπόκεινται των ακροδεκτών πηγής και εκροής συνδέονται εκ κατασκευής μεταξύ τους με μια περιοχή τύπου n η οποία έχει αναπτυχθεί κοντά στην επιφάνεια του υποστρώματος. Με άλλα λόγια, το κανάλι είναι προ-σχηματισμένο. Αν η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη είναι μηδενική (ως προς την πηγή), η εφαρμογή τάσης μεταξύ πηγής και εκροής θα προκαλεί ηλεκτρικό ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών αυτών (Σχήμα 2.118 –i). Η εφαρμογή αρνητικού δυναμικού στην πύλη (ως προς την πηγή) οδηγεί στην άπωση των ηλεκτρονίων του καναλιού και στο σχηματισμό μιας περιοχής απογύμνωσης, η οποία περιορίζει την αγωγιμότητά του (Σχήμα 2.118 –ii). Τα τρανζίστορ αυτού του τύπου χαρακτηρίζονται ως **MOSFET απογύμνωσης καναλιού** (**depletion type MOSFETs**).



Σχήμα 2.118: Τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού

Τα συνηθέστερα κυκλωματικά σύμβολα που χρησιμοποιούνται για τους διάφορους τύπους MOSFET που εξετάσαμε παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.119.



Σχήμα 2.119: Κυκλωματικά σύμβολα των τρανζίστορ MOS

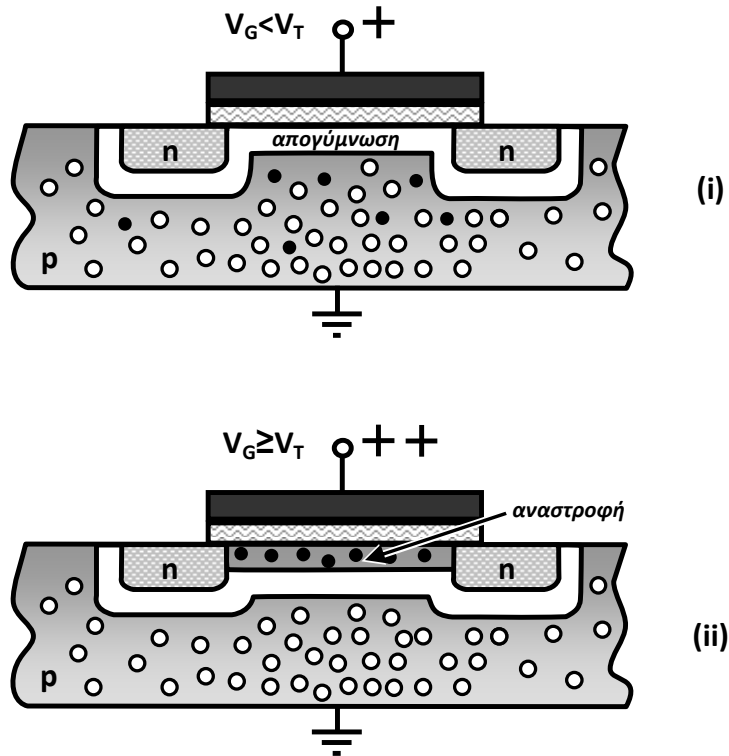
2.7.16 Περιοχές λειτουργίας του MOSFET

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

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

Για μηδενική τάση πύλης (V_G) το εσωτερικό της διάταξης αντιστοιχεί στην εικόνα του Σχήματος 2.115-ι και το κανάλι είναι αποκομμένο. Για πολύ μικρές τιμές της τάσης πύλης το επιφανειακό στρώμα κάτω από αυτήν απογυμνώνεται από φορείς πλειοψηφίας (οπές), η συγκέντρωση των οποίων είναι μεγάλη, σχηματίζοντας μια περιοχή αρνητικών φορτίων χώρου στο επιφανειακό στρώμα του ημιαγωγού μεταξύ πηγής και εκροής. Η επίδραση

του ηλεκτρικού πεδίου που προκαλείται από την πύλη στους φορείς μειονότητας του υποστρώματος (ηλεκτρόνια) αντισταθμίζεται από το πεδίο που παράγεται από τα φορτία χώρου της περιοχής απογύμνωσης, γεγονός που απαγορεύει τον σχηματισμό αγώγιμου καναλιού μεταξύ πηγής και εκροής (Σχήμα 2.120-i).

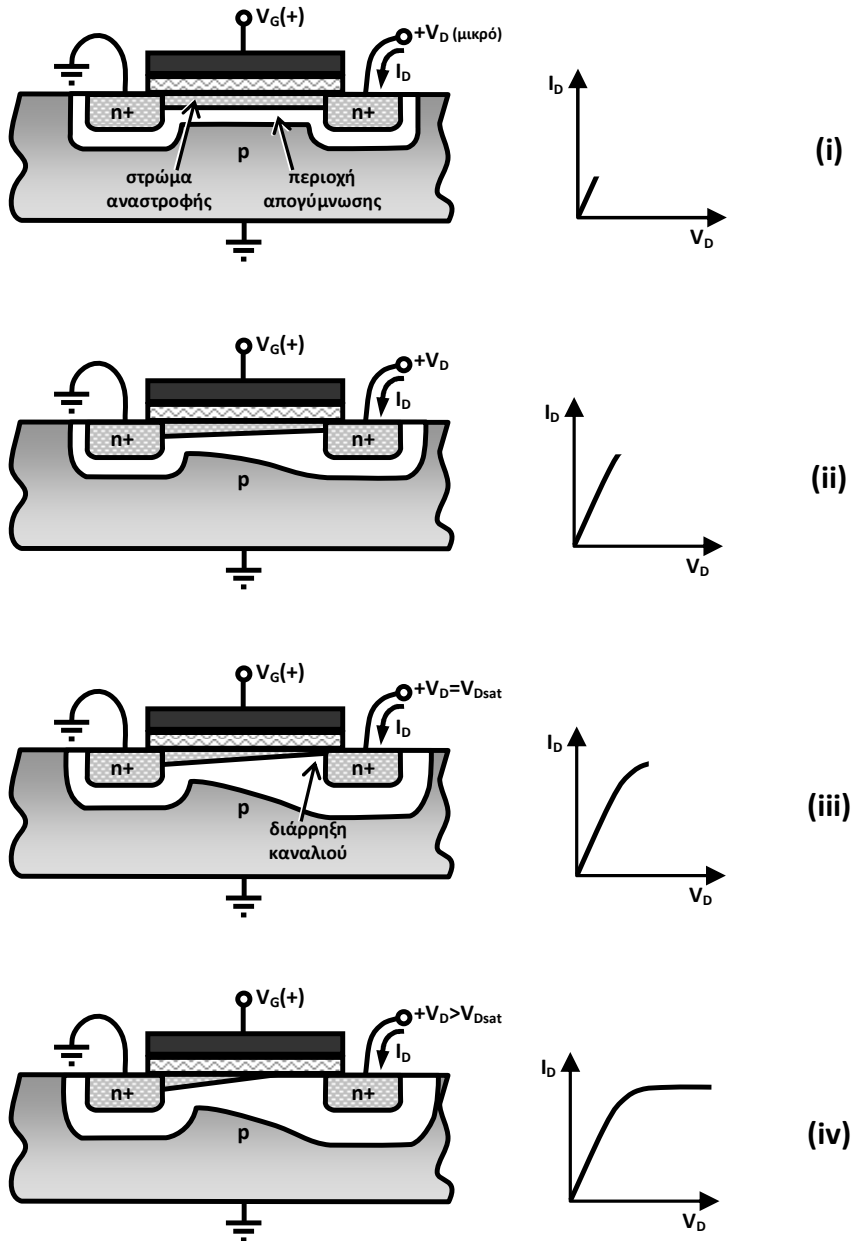


Σχήμα 2.120: Φάσεις επαγωγής καναλιού στο τρανζίστορ MOS

Για τιμές τάσης πύλης-πηγής (V_{GS}) μεγαλύτερες από μια συγκεκριμένη τιμή, το ηλεκτρικό πεδίο της πύλης υπερνικά εκείνο της περιοχής φορτίων χώρου επιτρέποντας την ανάδυση των φορέων μειονότητας στην επιφάνεια του ημιαγωγού και το σχηματισμό αγώγιμου καναλιού (Σχήμα 2.120-ii). Λόγω του ότι οι φορείς πλειοψηφίας στο κανάλι είναι τα ηλεκτρόνια, το επιφανειακό στρώμα χαρακτηρίζεται ως **στρώμα αναστροφής (inversion layer)**, εξαιτίας της αλλαγής του τύπου του (από p σε n). Η οριακή τιμή της τάσης πύλης-πηγής στην οποία εμφανίζεται αναστροφή του επιφανειακού στρώματος του ημιαγωγού ονομάζεται **τάση κατωφλίου (threshold voltage)** του τρανζίστορ και συμβολίζεται με V_T . Η τάση κατωφλίου, επομένως, οριοθετεί τις περιοχές αποκοπής και αγωγιμότητας ενός τρανζίστορ MOS.

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



Σχήμα 2.121: Περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ MOS σε αγώγιμη κατάσταση

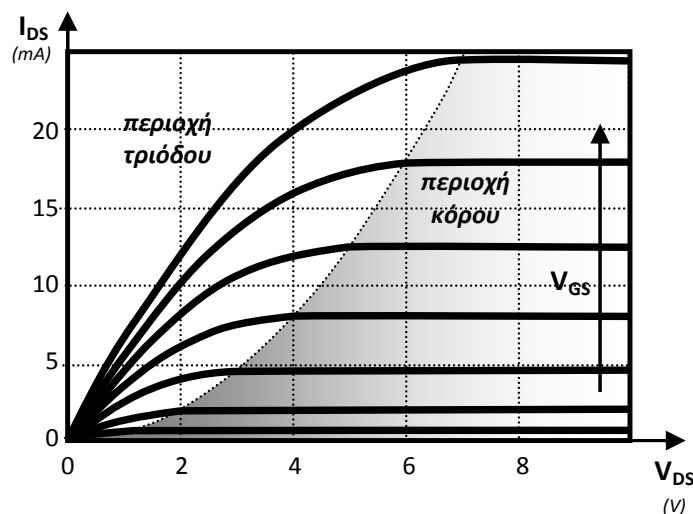
Για μηδενική ή πολύ μικρή τάση εκροής το κανάλι είναι πλήρως σχηματισμένο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.121-i.

Αυξάνοντας την τάση της εκροής το κανάλι γίνεται πιο ρηχό προς την πλευρά της εκροής, για το λόγο που ήδη εξηγήσαμε, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 2.121-ii. Το γεγονός αυτό συνεπάγεται την μείωση της αγωγιμότητας του καναλιού. Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε πως όσο αυξάνεται η τάση στην εκροή η αντίσταση του καναλιού θα αυξάνεται, και άρα το ρεύμα

που θα διαρρέει τη διάταξη θα μειώνεται, σύμφωνα με την χαρακτηριστική ρεύματος – τάσης του Σχήματος 2.121-ii. Στην περιοχή αυτή το MOSFET παρουσιάζει συμπεριφορά παρόμοια με εκείνη τριόδου λυχνίας, και για το λόγο αυτό λέμε ότι βρίσκεται στην **περιοχή τριόδου (triode region)**.

Ως αποτέλεσμα της προοδευτικής στένωσης του καναλιού με την αύξηση της τάσης εκροής, το κανάλι διαρρηγνύεται για ορισμένη τιμή της τάσης αυτής (V_{Dsat}). Στην οριακή αυτή περίπτωση το «βάθος» του καναλιού στα όρια της εκροής μηδενίζεται και λέμε τότε ότι έχουμε **διάρρηξη** (ή **στραγγαλισμό – pinch-off**) του καναλιού, όπως υποδεικνύει και το Σχήμα 2.121-iii. Πέρα από το σημείο αυτό, το κανάλι χάνει την ηλεκτρική επαφή με την νησίδα της εκροής και το ρεύμα που διαρρέει τη διάταξη παραμένει σταθερό και ανεξάρτητο της τάσης εκροής, σύμφωνα και με το Σχήμα 2.121-iv. Στην περίπτωση αυτή το MOSFET βρίσκεται στην **περιοχή κόρου (saturation region)**, και η τάση V_{Dsat} ονομάζεται **τάση κόρου**. Στην περιοχή κόρου το τρανζίστορ MOS λειτουργεί ως πηγή ρεύματος και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για ενίσχυση, σύμφωνα με όσα έχουμε εξηγήσει. Επομένως, ο **ενεργός** τρόπος λειτουργίας (**active mode**) για ένα MOSFET αφορά λειτουργία στην περιοχή κόρου και για το λόγο αυτό η περιοχή κόρου αναφέρεται συχνά και ως ενεργός περιοχή.

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



Σχήμα 2.122: Χαρακτηριστικές ρεύματος - τάσης ιδανικού τρανζίστορ nMOS

Τα πιο πάνω συμπεράσματα συνοψίζονται στις χαρακτηριστικές ρεύματος – τάσης του Σχήματος 2.122, που αφορούν ιδανικό τρανζίστορ nMOS. Στην πράξη, η κλίση των χαρακτηριστικών στην περιοχή κόρου δεν είναι εντελώς μηδενική.

Για την περίπτωση τρανζίστορ pMOS οι χαρακτηριστικές του Σχήματος 2.122 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 2.122 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.

2.7.17 Μαθηματικό μοντέλο για το MOSFET

Η ανάλυση κυκλωμάτων με MOSFET μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας τις μαθηματικές εκφράσεις που τα περιγράφουν στις διάφορες περιοχές λειτουργίας τους. Οι εκφράσεις αυτές συγκεντρώνονται στους Πίνακες 2.2 και 2.3 για τις περιπτώσεις nMOS και pMOS, αντίστοιχα.

Πίνακας 2.2: Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ nMOS

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

$$\text{όπου: } \beta_n = \frac{\mu_n \epsilon W}{t_{ox} L}$$

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 β (να μην συγχέεται με την ομώνυμη παράμετρο των διπολικών τρανζίστορ), η οποία δίνεται από τη σχέση:

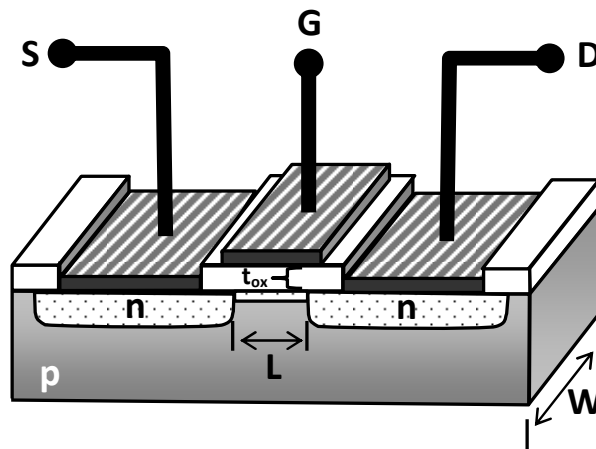
$$\beta_{n,p} = \frac{\mu_{n,p} \varepsilon W}{t_{ox} L}, \quad (2.149)$$

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 Σχήμα 2.123.

Πίνακας 2.3: Μαθηματικές εκφράσεις για το τρανζίστορ pMOS

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

όπου: $\beta_p = \frac{\mu_p \varepsilon W}{t_{ox} L}$

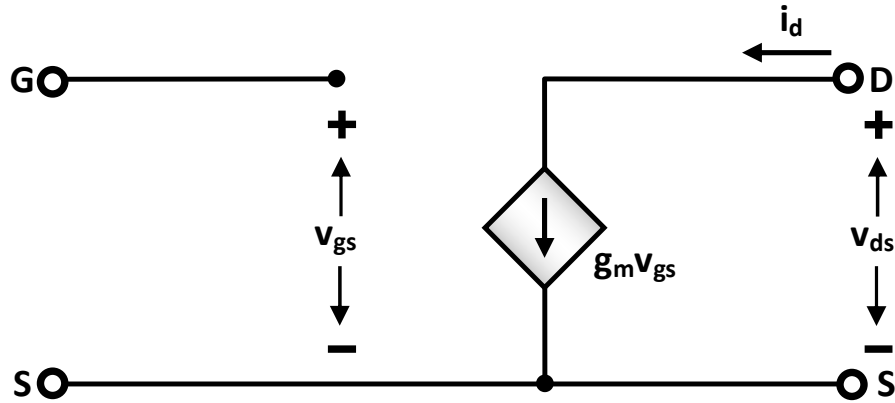


Σχήμα 2.123: Γεωμετρικά χαρακτηριστικά τρανζίστορ nMOS

Με τη βοήθεια των εξισώσεων των Πινάκων 2.2 και 2.3 μπορεί να γίνει τόσο η DC όσο και η AC ανάλυση κυκλωμάτων με MOSFET. Επιπλέον, χρήση τους (σε επεκτεταμένη μορφή για την επίτευξη μεγαλύτερης ακρίβειας) γίνεται και από προσομοιωτές κυκλωμάτων για την προσομοίωση κυκλωμάτων με μεγάλο αριθμό τρανζίστορ MOS.

2.7.18 Ισοδύναμα κυκλώματα για το MOSFET

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



Σχήμα 2.124: Ισοδύναμο μικρού σήματος για ιδανικό MOSFET στις χαμηλές συχνότητες

Για το ρεύμα καναλιού μπορούμε, σε πρώτη προσέγγιση, να γράψουμε (Για τους τηρούμενους συμβολισμούς παραπέμπουμε στο Παράρτημα ΙΖ):

$$i_{DS} = I_{DS} + \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_Q \cdot v_{gs}, \quad (2.150)$$

ή

$$i_{DS} = I_{DS} + g_m \cdot v_{gs}, \quad (2.151)$$

όπου

$$g_m = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{GS}} \right|_Q \quad (2.152)$$

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

Αν από την εξίσωση (2.151) απομονώσουμε τη μεταβαλλόμενη συνιστώσα, τότε έχουμε την απλή έκφραση:

$$i_{ds} = g_m \cdot v_{gs}, \quad (2.153)$$

η οποία αντιστοιχεί στο απλό ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.124.

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 (2.152) με τη βοήθεια της έκφρασης του ρεύματος καναλιού για την περιοχή κόρου:

$$I_{DS} = \beta_n \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2}. \quad (2.154)$$

Με μερική παραγωγή της (2.154) ως προς V_{GS} παίρνουμε:

$$g_m = \beta_n (V_{GS} - V_T), \quad (2.155)$$

η οποία με τη βοήθεια της σχέσης (2.154) μπορεί να γραφτεί:

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_T}. \quad (2.156)$$

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

$$I_{DS} = \beta_n \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} (1 + \lambda V_{DS}), \quad (2.157)$$

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 (2.157) προκύπτει η **αγωγιμότητα εξόδου** του MOSFET για το συγκεκριμένο σημείο ηρεμίας:

$$g_d = \left. \frac{\partial i_{DS}}{\partial v_{DS}} \right|_Q = \beta_n \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} \cdot \lambda. \quad (2.158)$$

Για μικρές τιμές του παράγοντα λ , η σχέση (2.157) μπορεί να προσεγγισθεί από την (2.153) και η σχέση (2.158) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$g_d \approx \lambda I_{DS}. \quad (2.159)$$

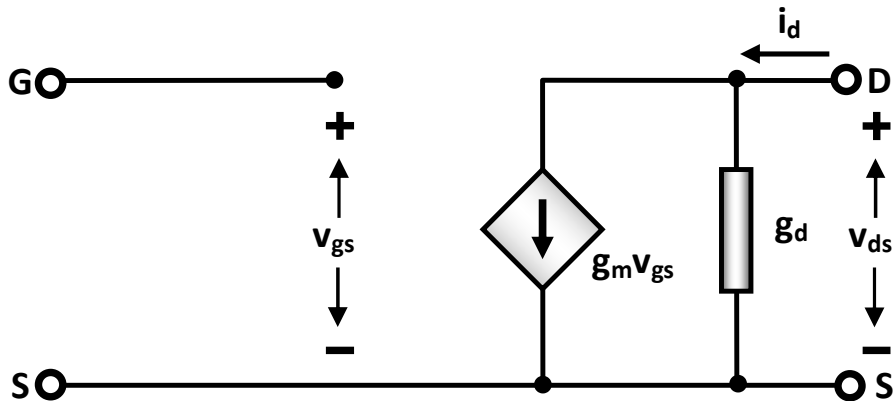
Με βάση τη σχέση (2.158) η αντίστοιχη συνεισφορά στη μεταβαλλόμενη συνιστώσα του ρεύματος καναλιού είναι:

$$i_{ds} = g_d v_{ds}. \quad (2.160)$$

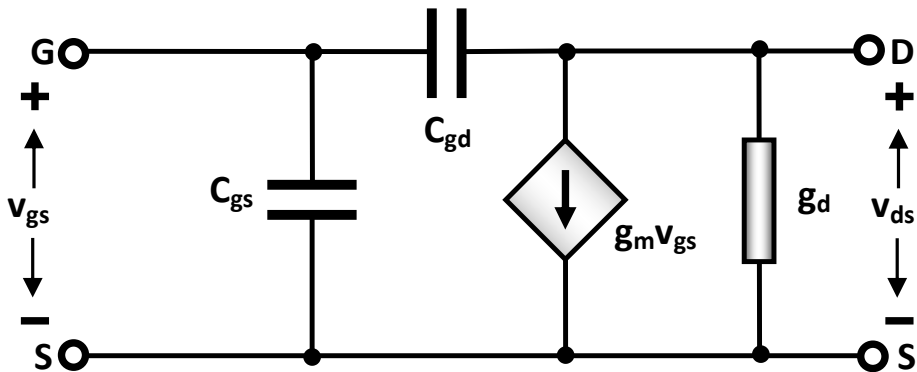
Συνυπολογίζοντας τη συνεισφορά αυτή, η σχέση (2.153) για τη μεταβαλλόμενη συνιστώσα του ρεύματος καναλιού μπορεί να τροποποιηθεί ως εξής:

$$i_{ds} = g_m \cdot v_{gs} + g_d v_{ds}, \quad (2.161)$$

η οποία αντιστοιχεί στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.125.



Σχήμα 2.125: Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις χαμηλές συχνότητες



Σχήμα 2.126: Ισοδύναμο μικρού σήματος για MOSFET στις υψηλές συχνότητες

Για κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων, η επίδραση των παρασιτικών χωρητικότητων 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 2.126 έχουν συμπεριληφθεί οι χωρητικότητες πύλης-εκροής (C_{gd}) και πύλης-πηγής (C_{gs}).

2.7.19 Εφαρμογές των MOSFET

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

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ 2ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

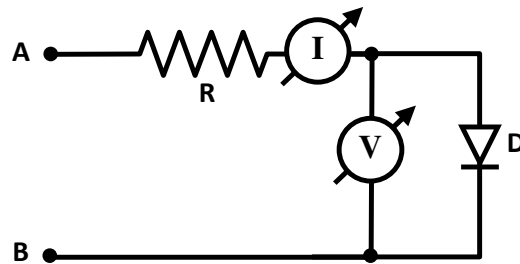
ΑΣΚΗΣΗ 1η: ΜΕΛΕΤΗ ΔΙΟΔΩΝ

Σκοπός της άσκησης

Στην άσκηση αυτή θα μελετηθούν τα χαρακτηριστικά διαφόρων τύπων (κρυσταλλο-) διόδων και θα χαραχθούν οι χαρακτηριστικές καμπύλες ρεύματος- τάσης (I-V).

Α. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ I-V

- A1. Υλοποιήστε στο breadboard το κύκλωμα του Σχήματος 2.127, με τιμές εξαρτημάτων τις εξής: $R = 12 \text{ k}\Omega$, $D = 1\text{N}4006$ (πυριτίου).



Σχήμα 2.127: Κύκλωμα για τη λήψη χαρακτηριστικής I-V διόδου

- A2. Μετρήστε με τη χρήση πολυμέτρου την αντίσταση της διόδου τόσο κατά την ορθή όσο και κατά την ανάστροφη φορά.
- A3. Συνδέστε τροφοδοτικό συνεχούς τάσης μεταξύ των σημείων A και B κατά τέτοιο τρόπο ώστε η διόδος να είναι πολωμένη ορθά.
- A4. Μεταβάλλοντας κατάλληλα την τάση του τροφοδοτικού συμπληρώστε τον ακόλουθο πίνακα με τις ενδείξεις του βολτομέτρου και του αμπερομέτρου.

I_D (mA)	V_D
0.02	
0.04	
0.06	
0.08	
0.10	
0.30	
0.50	
0.70	
0.90	
1.00	
2.00	
3.00	
4.00	

- A5. Αφού μηδενίσετε την τάση του τροφοδοτικού, τροποποιήστε τη σύνδεσή του ώστε η πόλωση της διόδου να είναι ανάστροφη, φροντίζοντας να τροποποιήσετε - αν αυτό απαιτείται - τη σύνδεση των υπόλοιπων οργάνων του κυκλώματος (πολύμετρα) ώστε να έχουν τη σωστή πολικότητα.
- A6. Μεταβάλλοντας κατάλληλα την τάση του τροφοδοτικού ώστε να λαμβάνει τις τιμές του παρακάτω πίνακα, λάβετε μετρήσεις ώστε να χαράξετε στη συνέχεια τη χαρακτηριστική της διόδου συμπληρώνοντας τις στήλες I_D και V_D .

$V_{\text{τροφ}}$ (V)	I_D	V_D
1		
2		
4		
6		
8		
10		
12		
16		
20		

- A7. Από τα στοιχεία των προηγούμενων μετρήσεων σχεδιάστε τη χαρακτηριστική καμπύλη της διόδου.

- A8. Αντικαταστήστε τη δίοδο D με μια δίοδο γερμανίου (π.χ. την **0A90**) και επαναλάβετε τα προηγούμενα βήματα προκειμένου να λάβετε τη χαρακτηριστική I-V της διόδου αυτής.
- A9. Σχεδιάστε σε κοινό διάγραμμα τις χαρακτηριστικές των δύο και σχολιάστε.
- A10. Να σχολιαστεί το αποτέλεσμα των ωμομετρήσεων του βήματος A2 σε σχέση με τις χαρακτηριστικές των διόδων.
- A11. Υπολογίστε μια μέση τιμή για τους συντελεστές ιδανικότητας των διόδων που χρησιμοποιήσατε υποθέτοντας πως η θερμοκρασία τους είναι 27°C.
- A12. Να υπολογιστεί η δυναμική αντίσταση καθεμιάς διόδου από την κλίση της χαρακτηριστικής I-V.

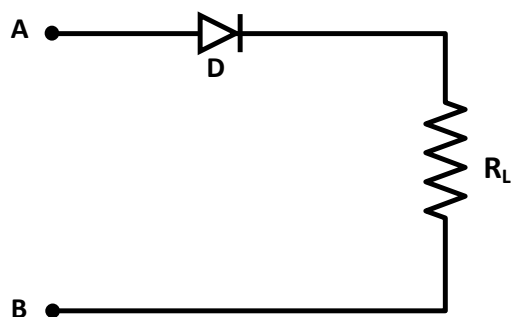
ΑΣΚΗΣΗ 2η: ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΔΙΟΔΩΝ

Σκοπός της άσκησης

Στην άσκηση αυτή θα μελετήσουμε μερικές τυπικές εφαρμογές των διόδων όπως είναι η ανόρθωση και η σταθεροποίηση. Σε συνδυασμό με ένα φίλτρο εξομάλυνσης οι δύο προηγούμενες εφαρμογές αποτελούν τις βασικές λειτουργίες πάνω στις οποίες βασίζεται ένα απλό τροφοδοτικό DC.

A. ΜΕΛΕΤΗ ΗΜΙΑΝΟΡΘΩΣΗΣ ΚΑΙ ΕΞΟΜΑΛΥΝΣΗΣ

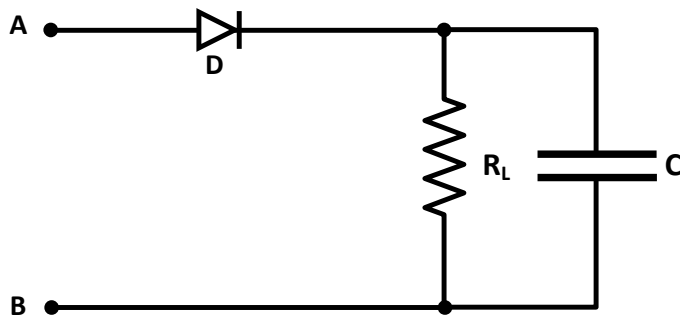
- A1. Υλοποιήστε στο breadboard το κύκλωμα του Σχήματος 2.128.



Σχήμα 2.128: Κύκλωμα για τη μελέτη της ημιανόρθωσης

Οι τιμές των εξαρτημάτων να είναι οι εξής: $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $D = 1N4006$.

- A2. Μεταξύ των σημείων A και B συνδέστε γεννήτρια συναρτήσεων η οποία να ρυθμιστεί κατά τέτοιον τρόπο ώστε να τροφοδοτεί το κύκλωμα με εναλλασσόμενη τάση 6V (ενεργός τιμή) /50Hz (μιμούμενη το δευτερεύον μετασχηματιστή 220V/6V).
- A3. Αφού τροφοδοτήσετε το κύκλωμα, καταγράψτε την τάση στα άκρα της αντίστασης φόρτου R_L .
- A4. Συνδέστε τον παλμογράφο στην έξοδο του κυκλώματος (στα άκρα, δηλαδή, της αντίστασης φορτίου). Μετρήστε και σημειώστε την τιμή της τάσης V_{pp} και σχεδιάστε την αντίστοιχη κυματομορφή. Ποια η τιμή της DC συνιστώσας του σήματος; Να γίνει μέτρηση της ενεργού τιμής της AC συνιστώσας του σήματος εξόδου. Χρησιμοποιώντας τα δύο προηγούμενα μεγέθη να γίνει εκτίμηση του βαθμού κυμάτωσης του ανορθωμένου σήματος. Σχολιάστε την ακρίβεια της εκτίμησής σας.
- A5. Παράλληλα στην αντίσταση φόρτου συνδέστε πυκνωτή χωρητικότητας $C = 10 \mu F / 16V$ σύμφωνα με το Σχήμα 2.129 και επαναλάβετε το προηγούμενο βήμα.



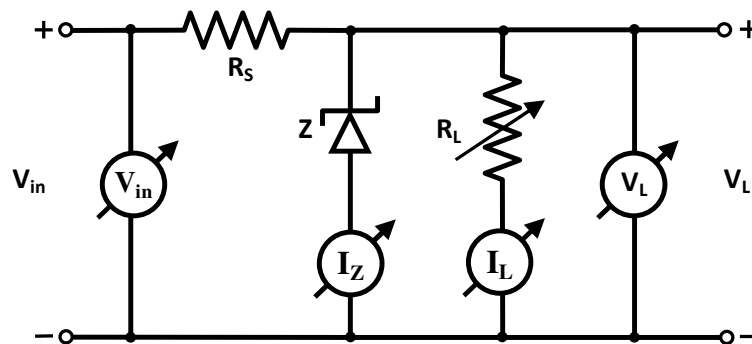
Σχήμα 2.129: Κύκλωμα για τη μελέτη της εξομάλυνσης ημιανορθωμένης τάσης

- A6. Αντικαταστήστε την αντίσταση φόρτου R_L του $1k\Omega$ με αντίσταση των **2.2 k Ω** .
- A7. Μετρήστε ξανά την τάση V_{pp} στα άκρα της R_L και σχεδιάστε την κυματομορφή του σήματος εξόδου. Προβείτε, επίσης, σε εκτίμηση του βαθμού κυμάτωσης.
- A8. Επαναλάβετε το προηγούμενο βήμα αντικαθιστώντας τον πυκνωτή C με άλλον, χωρητικότητας **100 $\mu F / 16V$** .

- A9. Η πιο πάνω διαδικασία να επαναληφθεί για $R_L=1k\Omega$ και $C=100\mu F/16V$.
- A10. Σχολιάστε την μορφή του σήματος εξόδου για τους διάφορους συνδυασμούς αντιστάσεων φόρτου και πυκνωτών εξομάλυνσης.

B. ΜΕΛΕΤΗ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΔΙΟΔΟ ZENER

- B1. Υλοποιήστε στο breadboard το κύκλωμα του Σχήματος 2.130.



Σχήμα 2.130: Κύκλωμα για τη μελέτη σταθεροποίησης τάσης με δίοδο Zener

Οι τιμές των εξαρτημάτων που θα χρησιμοποιήσετε να είναι οι εξής:

$$R_S = 1\text{ k}\Omega$$

$$R_L = 1\text{ k}\Omega \text{ (μεταβλητή)}$$

$$Z = 9V/1W \text{ (π.χ. 1N4739A)}$$

- B2. Στην είσοδο του κυκλώματος συνδέστε τροφοδοτικό συνεχούς τάσης.
- B3. Προσαρμόστε κατάλληλα τα βολτόμετρα και τα αμπερόμετρα για τη μέτρηση των αντίστοιχων μεγεθών. (Στην περίπτωση που τα βολτόμετρα του πάγκου σας δεν επαρκούν μπορείτε να χρησιμοποιήσετε τον παλμογράφο).
- B4. Μεταβάλλοντας την τάση εισόδου (V_{in}) από 0 έως 40Vdc, με βήμα 4V, σημειώστε τις τιμές των I_Z , V_L , I_L .
- B5. Οργανώστε τις μετρήσεις μας σε πίνακα για κάθε τιμή της V_{in} .

- B6. Από τις μετρήσεις του βήματος B4 σημειώστε την τάση στην οποία σταθεροποιεί η δίοδος Zener (V_z).
- B7. Σχεδιάστε τη χαρακτηριστική καμπύλη $V_{in} - V_L$.
- B8. Σημειώστε από ποια τιμή της τάσης εισόδου αρχίζει η σταθεροποίηση.
- B9. Θέσατε την τάση εισόδου στα 30Vdc.
- B10. Μεταβάλλοντας την τιμή της αντίστασης φορτίου (R_L), εξασφαλίστε μεταβολή του ρεύματος φορτίου (I_L) μεταξύ 0 και 45mA με βήμα των 5mA και καταγράψτε μετρήσεις των μεγεθών V_L και I_z για κάθε βήμα.
- B11. Σχεδιάστε τη χαρακτηριστική καμπύλη $I_L - V_L$.
- B12. Σχολιάστε τις χαρακτηριστικές που σχεδιάσατε στα βήματα B7 και B11.

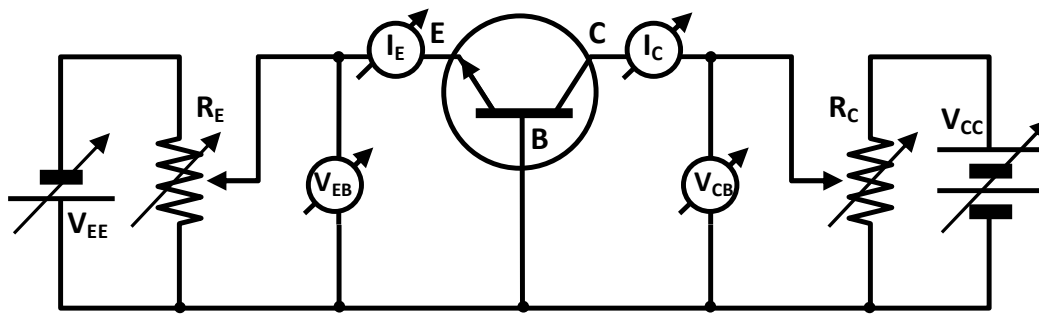
ΑΣΚΗΣΗ 3η: ΜΕΛΕΤΗ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΣΕ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΚΟΙΝΗΣ ΒΑΣΗΣ

Σκοπός της άσκησης

Στην άσκηση αυτή θα μελετήσουμε τη συνδεσμολογία τρανζίστορ κοινής βάσης αν και η συνηθέστερη συνδεσμολογία είναι εκείνη του κοινού εκπομπού. Η μελέτη του ενισχυτή κοινού εκπομπού θα γίνει σε επόμενο κεφάλαιο.

A. ΧΑΡΑΞΗ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΚΟΙΝΗΣ ΒΑΣΗΣ

- A1. Υλοποιήστε στο breadboard το κύκλωμα του Σχήματος 2.131. Χρησιμοποιήστε το τρανζίστορ **2N2222**, ενώ οι μεταβλητές αντιστάσεις R_C και R_E να είναι των **10 kΩ**. Ως τροφοδοτικό V_{EE} να χρησιμοποιηθεί ένα απλό τροφοδοτικό DC, ενώ ως τροφοδοτικό V_{BB} να χρησιμοποιηθεί τριπλό τροφοδοτικό DC ρυθμισμένο κατάλληλα ώστε να μπορεί να αποδώσει 50V (σε σειρά σύνδεση Master και Slave). Ως αμπερόμετρα – βολτόμετρα να χρησιμοποιηθούν πολύμετρα. Στην περίπτωση που τα πολύμετρα του πάγκου σας δεν επαρκούν χρησιμοποιήστε τον παλμογράφο για αντίστοιχες μετρήσεις.



Σχήμα 2.131: Κύκλωμα για τη μελέτη των χαρακτηριστικών κοινής βάσης

- A2. Ρυθμίστε το τροφοδοτικό V_{EE} στα 5Vdc και το τροφοδοτικό V_{CC} στα 50Vdc.
- A3. Συνδέστε αμπερόμετρα και βολτόμετρα όπως στο Σχήμα 2.131.
- A4. Ανοίξτε τα τροφοδοτικά και ρυθμίστε με τη μεταβλητή αντίσταση R_C την τάση V_{CB} στην τιμή 2V (μέτρηση στο βολτόμετρο). Μεταβάλλοντας την τάση V_{EB} με τη μεταβλητή αντίσταση R_E για τιμές από 0.1V έως 0.9V με βήμα 0.1V λάβετε μετρήσεις για το ρεύμα I_E .
- A5. Επαναλάβετε το προηγούμενο βήμα αφού προηγουμένως ρυθμίσετε την τάση V_{CB} στην τιμή 18V (μέτρηση στο βολτόμετρο).
- A6. Από τις μετρήσεις που πήρατε στα βήματα A4 και A5 χαράξτε τις χαρακτηριστικές του κυκλώματος εισόδου.
- A7. Ρυθμίστε με τη μεταβλητή αντίσταση R_E το ρεύμα I_E στην μηδενική τιμή και κρατώντας το σταθερό μεταβάλετε την τάση V_{CB} για τιμές μεταξύ 0 και 18V με βήμα 2V και λάβετε μετρήσεις του ρεύματος I_C .
- A8. Επαναλάβετε το προηγούμενο βήμα για τιμές ρεύματος I_E στην περιοχή μεταξύ 1mA και 5mA με βήμα 1 mA, φροντίζοντας αυτό να παραμένει σταθερό σε κάθε σειρά μετρήσεων.
- A9. Από τις μετρήσεις που πήρατε στα βήματα A7 και A8 χαράξτε τις χαρακτηριστικές του κυκλώματος εξόδου.
- A10. Σχολιάστε.

ΑΣΚΗΣΗ 4η: ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ ΔΙΠΟΛΙΚΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ**Σκοπός της άσκησης**

Σκοπός της άσκησης είναι η μελέτη απλών εφαρμογών του διπολικού τρανζίστορ.

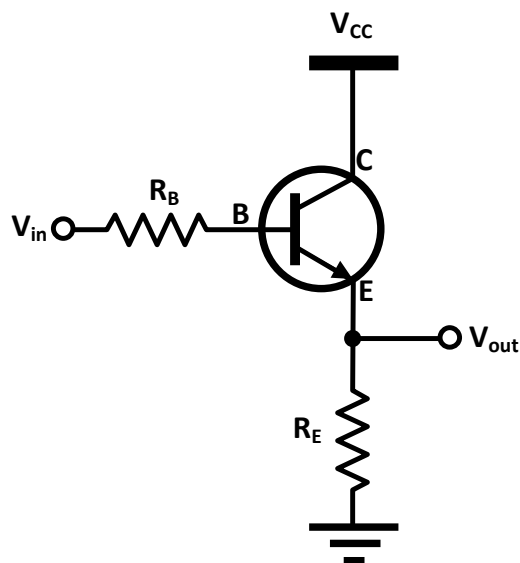
A. ΜΕΛΕΤΗ ΑΚΟΛΟΥΘΟΥ ΕΚΠΟΜΠΟΥ

- A1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 2.132, με τιμές στοιχείων τις εξής:

$$R_B = 270 \, \Omega$$

$$R_E = 3.3 \, \text{k}\Omega$$

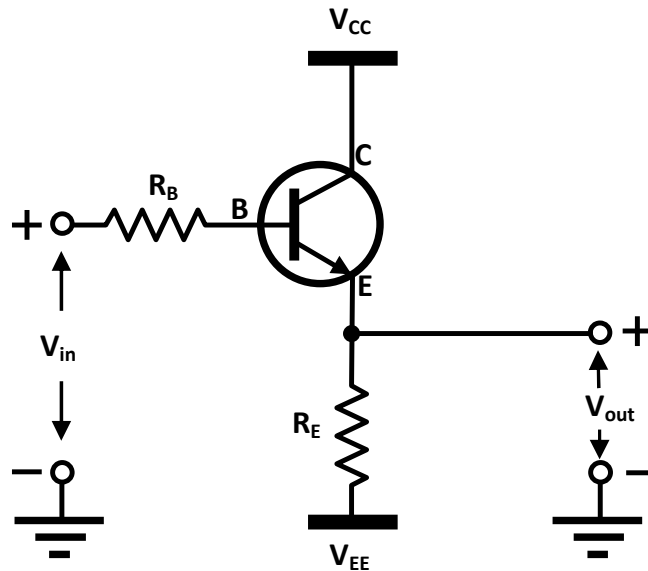
Να χρησιμοποιηθεί το τρανζίστορ **2N2222A**.



Σχήμα 2.132: Κύκλωμα ακόλουθου εκπομπού (A)

- A2. Τροφοδοτήστε το κύκλωμα με συνεχή τάση $V_{CC}=+15V$ με τη βοήθεια τριπλού τροφοδοτικού συνεχούς (Master).
- A3. Χρησιμοποιώντας γεννήτρια συναρτήσεων τροφοδοτήστε την είσοδο του κυκλώματος με ημιτονικό σήμα συχνότητας **1kHz** και πλάτους **5V**.

- A4. Καταγράψτε την κυματομορφή στην έξοδο και σχολιάστε. Ποια η τιμή της απολαβής τάσης;
- A5. Τροποποιήστε το κύκλωμα κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 2.133.



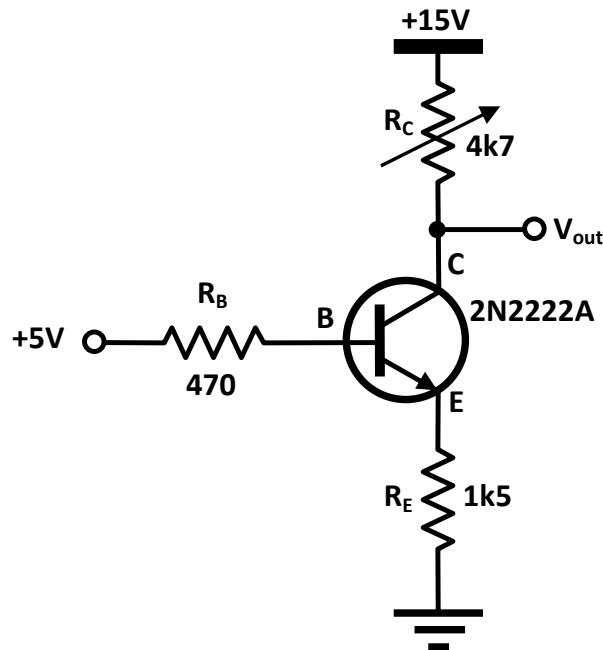
Σχήμα 2.133: Κύκλωμα ακόλουθου εκπομπού (B)

- A6. Πολώστε τον εκπομπό με συνεχή τάση $V_{EE} = -15V$ με τη βοήθεια του τριπλού τροφοδοτικού συνεχούς (Slave).
- A7. Επαναλάβετε τα βήματα A3 και A4.

B. ΤΟ ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΩΣ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

- B1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 2.134.
- B2. Παρεμβάλετε μεταξύ της αντίστασης συλλέκτη και του τροφοδοτικού των 15Vdc πολύμετρο για τη μέτρηση των τιμών του ρεύματος.
- B3. Μεταβάλετε αργά την μεταβλητή αντίσταση των 4.7K ξεκινώντας από την ελάχιστη τιμή της και αυξάνοντάς την. Παρατηρήστε την ένδειξη ρεύματος του πολυμέτρου. Μεταβάλλεται καθώς αλλάζει η αντίσταση του ποτενσιόμετρου; Ποιο είναι το εύρος τιμών που παίρνει το ρεύμα; Ποιο είναι το εύρος της τάσης ανάμεσα στους

ακροδέκτες της μεταβλητής αντίστασης στην περιοχή όπου το ρεύμα παραμένει σταθερό;



Σχήμα 2.134: Κύκλωμα πηγής ρεύματος με διπολικό τρανζίστορ

Όταν το ρεύμα πάψει να είναι σταθερό, ποια είναι η τάση του συλλέκτη του τρανζίστορ; Για ποιο λόγο το ρεύμα παύει να είναι σταθερό όταν η τιμή της μεταβλητής αντίστασης ξεπεράσει το συγκεκριμένο όριο;

Με βάση το απλό μοντέλο λειτουργίας του τρανζίστορ να υπολογίσετε το ρεύμα που παρέχει η πηγή.

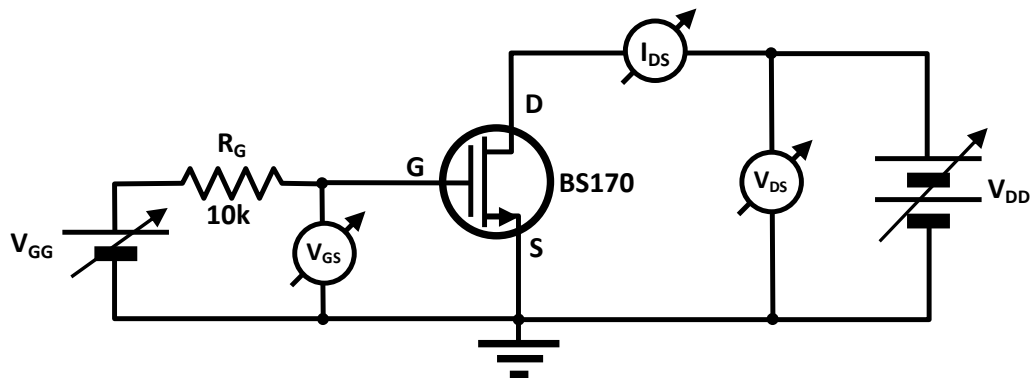
ΑΣΚΗΣΗ 5η: ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ MOSFET

Σκοπός της άσκησης

Στην άσκηση αυτή θα μελετήσουμε το τρανζίστορ τύπου MOSFET και τη λειτουργία του ως διακόπτη. Για την τελευταία είναι που έχει κυριαρχήσει στην κατασκευή ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

A. ΧΑΡΑΞΗ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΚΑΜΠΥΛΩΝ

A1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 2.135.

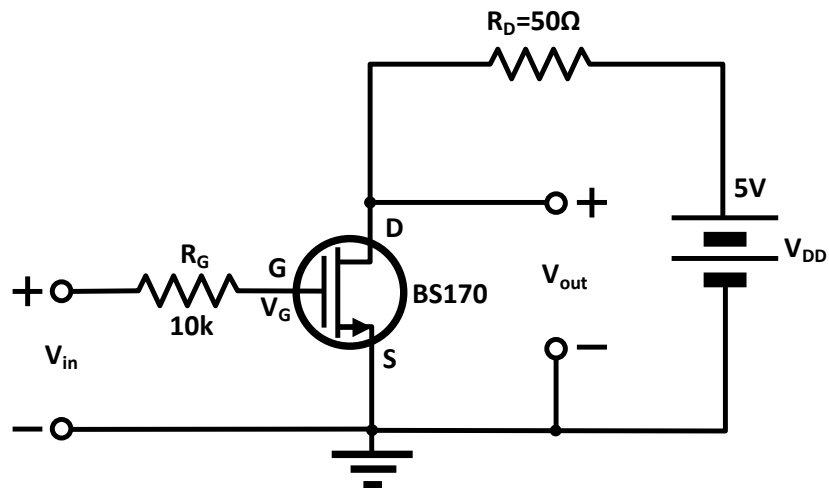


Σχήμα 2.135: Κύκλωμα για τη μελέτη τρανζίστορ MOS

- A2. Ρυθμίστε την τάση του τροφοδοτικού V_{GG} ώστε η τάση πύλης – πηγής (V_{GS}) να πάρει την τιμή 2.2V.
- A3. Ρυθμίστε την τάση του τροφοδοτικού V_{DD} ώστε η τάση V_{DS} να πάρει την τιμή 0.1V και σημειώστε την τιμή του ρεύματος καναλιού που δείχνει το αμπερόμετρο. Επαναλάβετε τις μετρήσεις του ρεύματος για τις εξής τιμές της τάσης V_{DS} : 0.2V, 0.4V, 0.5V, 0.8V, 1V, 2V, 3V, 4V.
- A4. Επαναλάβετε το προηγούμενο βήμα ρυθμίζοντας την τάση του τροφοδοτικού V_{GG} ώστε η τάση πύλης–πηγής (V_{GS}) να πάρει τις ακόλουθες τιμές: 2.4V, 2.8V, 3V.
- A5. Χαράξτε σε κοινό σύστημα αξόνων το σμήνος των χαρακτηριστικών ρεύματος – τάσης ($I_{DS} - V_{DS}$).

B. ΤΟ MOSFET ΩΣ ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ

- B1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 2.136.
- B2. Συνδέστε στην είσοδο του κυκλώματος γεννήτρια συναρτήσεων που παράγει τετραγωνική παλμοσειρά με στάθμες 0 και 5Vdc και συχνότητα 1kHz.
- B3. Παρατηρήστε και καταγράψτε τις κυματομορφές V_G και V_{out} .
- B4. Επαναλάβετε το προηγούμενο βήμα για συχνότητες παλμών 10kHz, 100kHz και 1MHz.
- B5. Εξηγήστε τη λειτουργία του κυκλώματος.



Σχήμα 2.136: Κύκλωμα για τη μελέτη της λειτουργίας MOSFET ως διακόπτη

3

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ

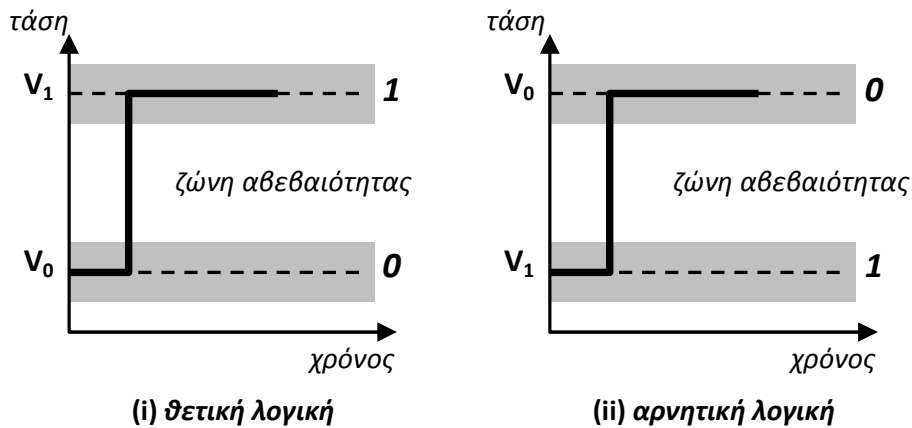
3.1 ΓΕΝΙΚΑ

Η χαρακτηριστικότερη ίσως εφαρμογή των ηλεκτρονικών στην πληροφορική είναι οι **ηλεκτρονικοί υπολογιστές**. Οι σύγχρονοι υπολογιστές αποτελούν πολύπλοκα συστήματα τα οποία δομούνται από ψηφιακά αλλά και αναλογικά κυκλώματα. Μια **κεντρική μονάδα επεξεργασίας** (Central Processing Unit – CPU), για παράδειγμα, αποτελείται από έναν πολύ μεγάλο αριθμό **λογικών πυλών** (logical gates), οι οποίες είναι απλά ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία εκτελούν πράξεις της **άλγεβρας Boole**, 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 ηχείο). Καθώς η επεξεργασία των αναλογικών αυτών σημάτων γίνεται με ψηφιακές τεχνικές (**ψηφιακή επεξεργασία σήματος** [Digital Signal Processing – DSP]), 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. *(Για μια συνοπτική παρουσίαση τέτοιων κυκλωμάτων ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στα Παραρτήματα.)*

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 διακριτές επιτρεπτές στάθμες, που αντιστοιχούν στα ψηφία του **δυαδικού συστήματος αρίθμησης**, δηλαδή στο 0 και στο 1, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1. Προκειμένου να γίνεται σαφής διάκριση θα χαρακτηρίζουμε, πολλές

φορές, 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 το 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 3.1-i. 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 3.1-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 0 την τάση των 0V και ως λογική στάθμη για τη μονάδα τα 5V.



Σχήμα 3.1: Αντιστοίχιση των λογικών σταθμών ψηφιακού σήματος με τα ψηφία του δυαδικού συστήματος αρίθμησης

Κατά τη διακίνηση ενός ψηφιακού σήματος μέσα σε ένα ψηφιακό πληροφοριακό σύστημα ή μέσω μια 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 ο **θόρυβος**. (Για μια συνοπτική παρουσίαση της έννοιας του θορύβου παραπέμπουμε στο σχετικό Παράρτημα.) Επομένως, κάθε λογική στάθμη αντιστοιχεί μάλλον σε ένα εύρος τιμών, παρά σε μια καθορισμένη τιμή τάσης όπως υποδεικνύουν οι σκιασμένες περιοχές στο Σχήμα 3.1. 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, άραγε, αυτοί να 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 (το κύκλωμα του ταλαντωτή van der Pol στο σχετικό Παράρτημα, μπορεί να θεωρηθεί ως ένας αναλογικός υπολογιστής ο οποίος επιλύει την ομώνυμη διαφορική εξίσωση). Βασική δομική μονάδα ενός αναλογικού ηλεκτρονικού υπολογιστή είναι ο **τελεστικός ενισχυτής** (τον οποίο θα μελετήσουμε στο επόμενο κεφάλαιο). Όπως μπορούμε να συμπεράνουμε από 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 έχουν περιορισμένη δυνατότητα **προγραμματισμού**, αν δεν την στερούνται παντελώς. Ένας αναλογικός υπολογιστής δεν θα μπορούσε, επομένως, να είναι **προσωπικός υπολογιστής** (Personal Computer – PC) αφού δεν επιτρέπει στον κάτοχό του να τον προγραμματίζει όπως εκείνος θέλει, ούτε του δίνει την ευχέρεια να τον χρησιμοποιεί για διαφορετικό σκοπό, κάθε φορά. Επιπλέον, η κυκλωματική πολυπλοκότητα ενός αναλογικού υπολογιστή είναι γενικά μεγαλύτερη εκείνης ενός αντίστοιχου ψηφιακού.

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 διαπιστώσαμε. 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 (βλπ. άλγεβρα Boole) οι οποίες μπορούν να υλοποιηθούν από πολύ απλά κυκλώματα, όπως θα δούμε σε επόμενες παραγράφους.

3.2 ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΤΟ ΔΥΑΔΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ

Βασικός σκοπός ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή είναι η επεξεργασία δεδομένων. Ως **δεδομένα** χαρακτηρίζουμε ένα σύνολο **πληροφοριών** (από τις

οποίες προέρχεται και ο όρος **πληροφορική**) 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 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 3.1 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 το **byte** «01000001». (*Byte ονομάζουμε μια οκτάδα δυαδικών ψηφίων*).

Για την περίπτωση αναλογικών δεδομένων τα πράγματα είναι λίγο πιο πολύπλοκα. Η διαδικασία μετατροπής ενός αναλογικού μεγέθους σε ψηφιακό συνίσταται στην επιλογή ενός υποσυνόλου των συνεχών τιμών του αναλογικού μεγέθους με τέτοιο τρόπο ώστε να μην έχουμε απώλεια ή αλλοίωση της πληροφορίας, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Στις μέρες μας οι **πηγές πληροφορίας** είναι ψηφιακές αλλά και αναλογικές, τα δε δεδομένα από αυτές κωδικοποιούνται (ή ανακωδικοποιούνται) σε ψηφιακή μορφή προκειμένου να γίνει η επεξεργασία τους από ένα **πληροφοριακό σύστημα** ή η διακίνησή τους μέσα από ένα **τηλεπικοινωνιακό σύστημα**. Για το λόγο αυτό η συγγένεια μεταξύ Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών είναι μεγάλη, λόγω των κοινών μεθόδων και τεχνικών που χρησιμοποιούν, κάνοντας πολλές φορές δυσδιάκριτα και τα όρια μεταξύ των δύο.

Πίνακας 3.1: Κωδικοποίηση ASCII (υποσύνολο)

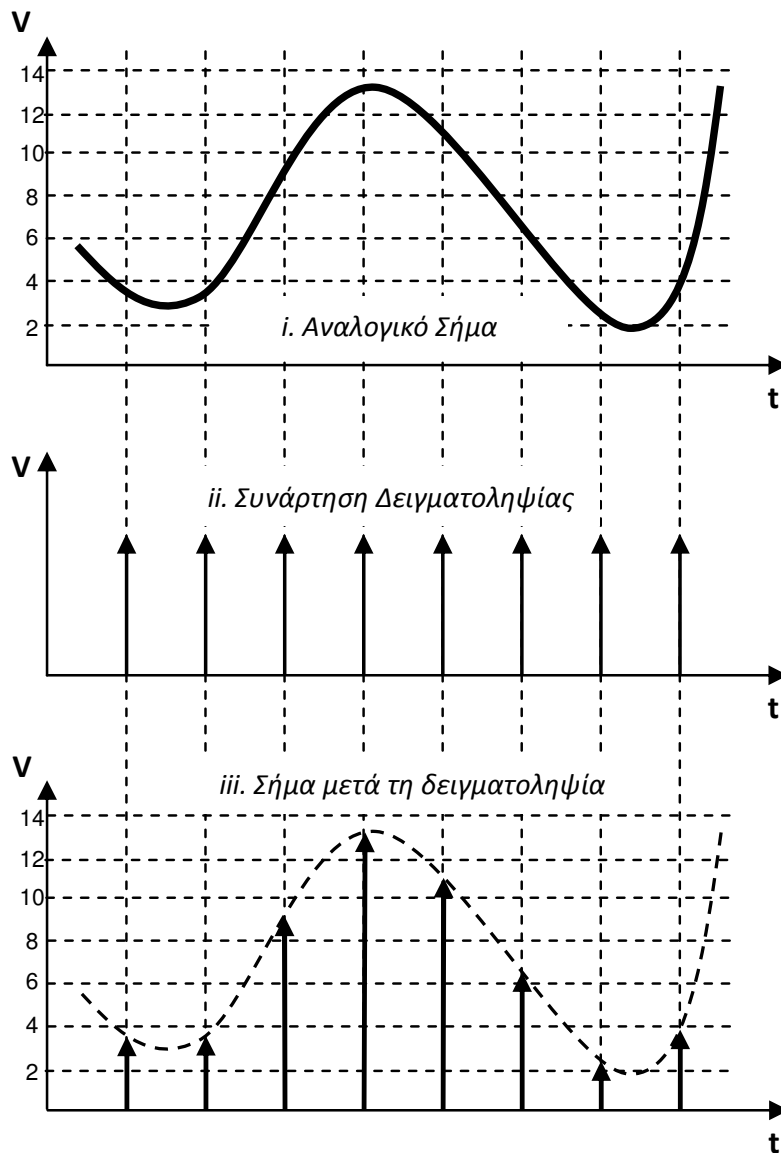
Δυαδικό (Binary)	ASCII	Δυαδικό (Binary)	ASCII
01000001	A	01001110	N
01000010	B	01001111	O
01000011	C	01010000	P
01000100	D	01010001	Q
01000101	E	01010010	R
01000110	F	01010011	S
01000111	G	01010100	T
01001000	H	01010101	U
01001001	I	01010110	V
01001010	J	01010111	W
01001011	K	01011000	X
01001100	L	01011001	Y
01001101	M	01011010	Z

Στο σημείο αυτό είναι χρήσιμο να εξετάσουμε τις βασικές αρχές που διέπουν την ψηφιακή αναπαράσταση ενός αναλογικού σήματος.

Όπως γνωρίζουμε, ένα αναλογικό σήμα παίρνει συνεχείς τιμές στο χρόνο και στο πλάτος. Αντίθετα, ένα ψηφιακό σήμα (όχι αναγκαστικά δίτιμο) είναι ένα σήμα διακριτού (τουλάχιστον) πλάτους. Στην ιδανική περίπτωση είναι διακριτό και στο χρόνο. Θα ήταν αδύνατο, λοιπόν, να αναπαραστήσουμε όλα τα σημεία μια συνεχούς αναλογικής κυματομορφής με τα διακριτά στο χρόνο και στο πλάτος σημεία ενός ψηφιακού σήματος. Θα πρέπει, επομένως, να επιλέξουμε έναν κατάλληλο αριθμό μεταξύ των άπειρων σημείων του αναλογικού σήματος, χωρίς να έχουμε απώλεια ή αλλοίωση της πληροφορίας που αυτό μεταφέρει. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται **δειγματοληψία** (sampling). Έστω το αναλογικό σήμα του Σχήματος 3.2-i. Η δειγματοληψία του αντιστοιχεί, από μαθηματικής άποψης, με τον πολλαπλασιασμό του με μια **συνάρτηση δειγματοληψίας**. Στην ιδανική περίπτωση η συνάρτηση δειγματοληψίας έχει τη μορφή μιας σειράς **κρουστικών παλμών** (ή **παλμών «Δέλτα»**) [Μια συνάρτηση Δέλτα μπορεί να θεωρηθεί ως ένας παλμός πολύ μικρής χρονικής διάρκειας. Για περισσότερες λεπτομέρειες ο αναγνώστης ας αναζητήσει τον όρο «συνάρτηση Δέλτα» ή «Δέλτα του Dirac» στη σχετική βιβλιογραφία.]]. Στο Σχήμα 3.2-ii παρουσιάζεται μια κρουστική παλμοσειρά με την οποία γίνεται η δειγματοληψία του αναλογικού σήματος του Σχήματος 3.2-i. Στο Σχήμα 3.2-iii φαίνεται το αποτέλεσμα της δειγματοληψίας: Μια κρουστική παλμοσειρά «διαμορφωμένη» κατά πλάτος από το αναλογικό σήμα αποτελούμενη από ένα σύνολο διακριτών στο χρόνο και στο πλάτος σημείων.

Το ερώτημα που προβάλλει εδώ είναι το εξής: Με ποιο ρυθμό θα πρέπει να γίνεται η δειγματοληψία ώστε να διατηρείται στο ακέραιο η

πληροφορία του αναλογικού σήματος; Διαισθητικά μπορούμε να σκεφτούμε πως για ένα αναλογικό σήμα το οποίο μεταβάλλεται γρήγορα με το χρόνο, μια αργή συχνότητα δειγματοληψίας θα ήταν προβληματική. Άρα, καταλαβαίνουμε πως η συχνότητα δειγματοληψίας θα πρέπει να εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος. Ποια είναι, όμως, η ελάχιστη συχνότητα δειγματοληψίας; Για την απάντηση στο ερώτημα αυτό είναι βολικό να χρησιμοποιήσουμε την έννοια της αναπαράστασης στο **πεδίο της συχνότητας** (για μια σύντομη περιγραφή των σχετικών εννοιών ο αναγνώστης ας ανατρέξει στο αντίστοιχο Παράρτημα).



Σχήμα 3.2: Δειγματοληψία αναλογικού σήματος με παλμούς Δέλτα

Ας υποθέσουμε ότι το **φάσμα** του αναλογικού σήματος το οποίο εξετάζουμε έχει τη μορφή του Σχήματος 3.3-ι. Ως συνέπεια της

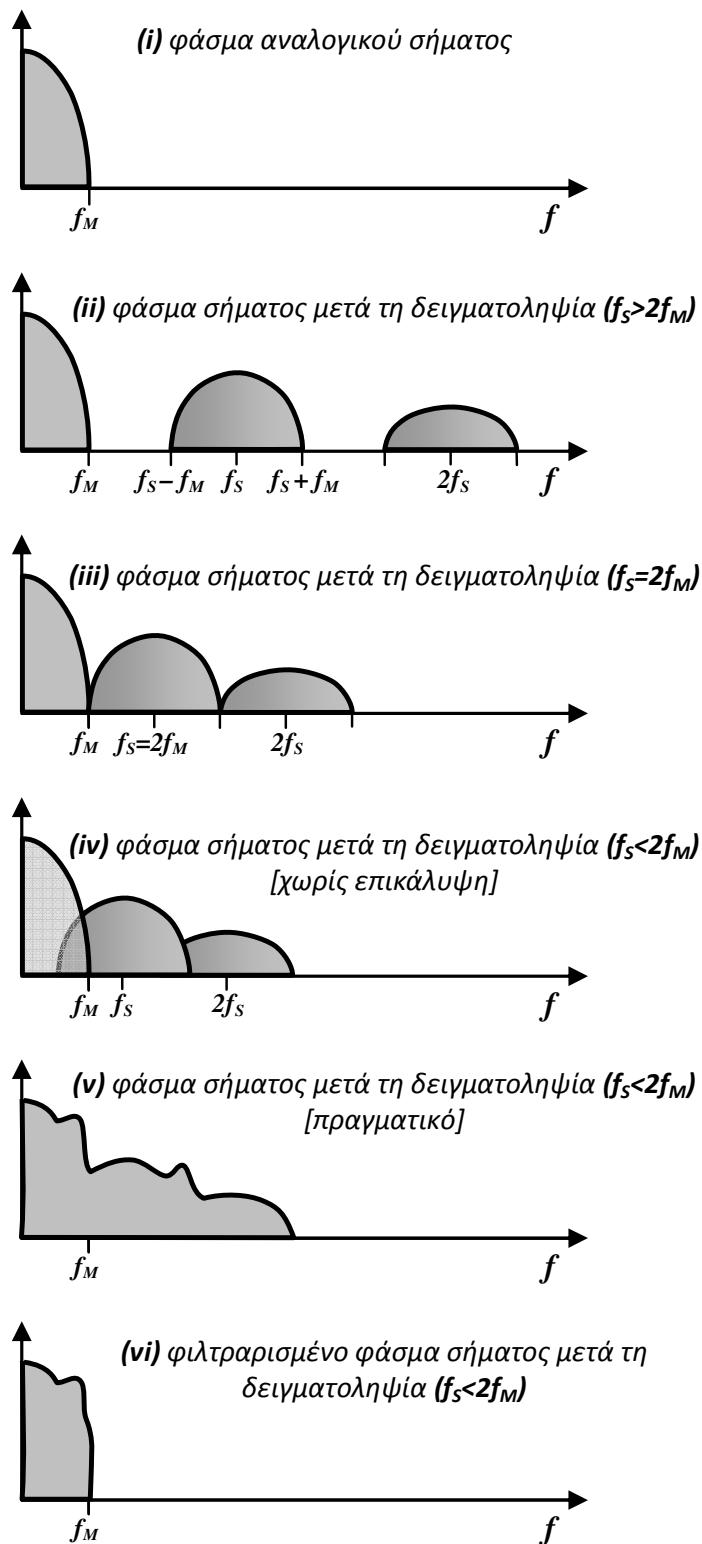
δειγματοληψίας, το φάσμα του σήματος παίρνει τη μορφή του Σχήματος 3.3-ii, από το οποίο μπορούμε να παρατηρήσουμε την εμφάνιση «ειδώλων», ανατύπων δηλαδή του φάσματος του αναλογικού σήματος με μικρότερη ισχύ γύρω από τα πολλαπλάσια της συχνότητας δειγματοληψίας f_s ($f_s, 2f_s, 3f_s, \dots$). (Η απόδειξη του γεγονότος αυτού είναι εκτός των σκοπών του βιβλίου, ο αναγνώστης όμως μπορεί εύκολα να την βρει στη σχετική βιβλιογραφία). Από την παρατήρηση του Σχήματος 3.3, μπορούμε να συμπεράνουμε εύκολα τα εξής: Εάν η συχνότητα δειγματοληψίας (f_s) είναι μεγαλύτερη, ή ίση στην οριακή περίπτωση, με το διπλάσιο της μέγιστης συχνότητας του αναλογικού σήματος (f_M), τότε τα φασματικά «είδωλα» λόγω δειγματοληψίας δεν επικαλύπτουν το φάσμα του αναλογικού σήματος. Το γεγονός αυτό επιτρέπει την αποκατάσταση του αναλογικού σήματος στην αρχική μορφή του, με την απόρριψη των ειδώλων κάνοντας χρήση ενός **φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων** (Low Pass Filter – LPF) με συχνότητα αποκοπής ίση με τη μέγιστη συχνότητα (f_M) του σήματος. (Λεπτομέρειες για τους διάφορους τύπους φίλτρων και σχετικά κυκλώματα αναφέρονται στο επόμενο κεφάλαιο).

Αντίθετα, όταν η συχνότητα δειγματοληψίας είναι μικρότερη του διπλάσιου της μέγιστης συχνότητας του αναλογικού σήματος, η επικάλυψη των φασματικών περιοχών των ειδώλων με την φασματική περιοχή του ωφέλιμου σήματος (επικάλυψη η οποία αναφέρεται στην αγγλική ορολογία ως **aliasing**) επιφέρει ανεπανόρθωτη αλλοίωση του ωφέλιμου φάσματος, η οποία δεν μπορεί να εξουδετερωθεί με τη χρήση φίλτρου.

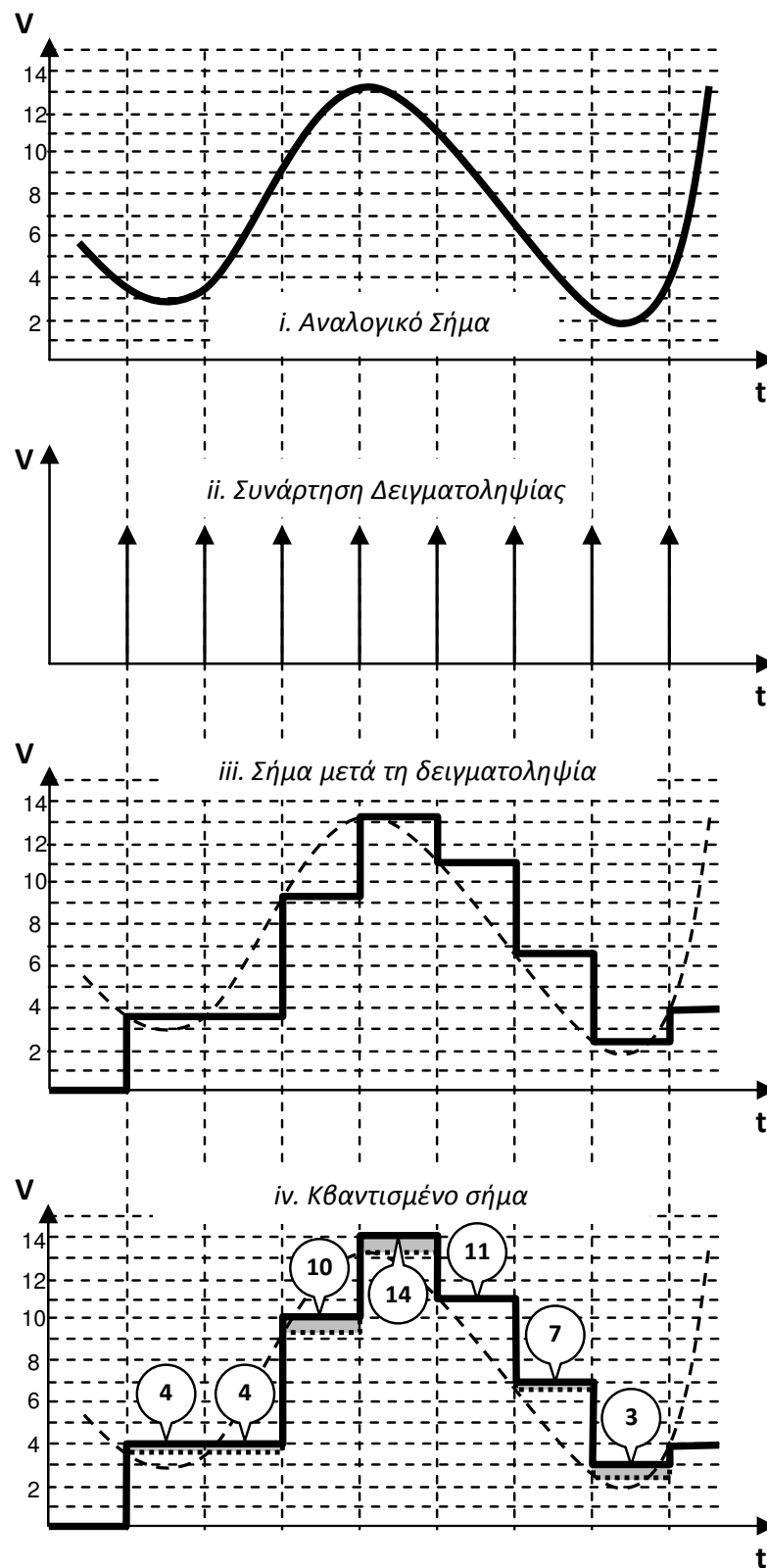
Το συμπέρασμα από την παραπάνω ανάλυση, το οποίο είναι γνωστό και ως **κριτήριο του Nyquist**, είναι το εξής: Για την αποκατάσταση ενός αναλογικού σήματος στην αρχική μορφή του χρησιμοποιώντας δείγματα του σήματος αυτού, η συχνότητα δειγματοληψίας θα πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με το διπλάσιο της μέγιστης συχνότητας του αναλογικού σήματος.

Η δειγματοληψία ενός αναλογικού σήματος στην πράξη δεν γίνεται με κρουστικούς παλμούς λόγω τεχνικών περιορισμών. Η συνηθέστερη μορφή πρακτικής δειγματοληψίας ονομάζεται **δειγματοληψία με κατακράτηση (sample and hold ή και flat top sampling)** και το αποτέλεσμά της για την αναλογική κυματομορφή που εξετάζουμε φαίνεται στο Σχήμα 3.4-iii. Η δειγματοληψία αποτελεί την πρώτη κατά σειρά λειτουργία όλων των μετατροπών αναλογικού σήματος σε ψηφιακό. Ακολουθούν η **κβάντιση** και η **κωδικοποίηση**, για τις οποίες οι βασικές αρχές διαφέρουν μεταξύ των διαφορετικών μεθοδολογιών. Στην ανάλυση που ακολουθεί θα ασχοληθούμε με την **παλμοκωδική διαμόρφωση** (Pulse Code Modulation – **PCM**) λόγω της ευρύτατης εφαρμογής που βρίσκει τόσο στο πεδίο της Πληροφορικής όσο και των Τηλεπικοινωνιών.

Μετά τη δειγματοληψία ενός σήματος, το πλάτος του - αν και διακριτό - μπορεί να πάρει αυθαίρετες τιμές, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4-iii. Η διαδικασία της **κβάντισης** (quantization) συνίσταται στην στρογγυλοποίηση των αυθαίρετων αυτών τιμών πλάτους στην πλησιέστερη (συνήθως προς τα πάνω) στάθμη κβάντισης.



Σχήμα 3.3: Δειγματοληψία αναλογικού σήματος (αναπαράσταση στο πεδίο της συχνότητας)



Σχήμα 3.4: Δειγματοληψία (με κατακράτηση) και κβάντιση αναλογικού σήματος στην παλμοκωδική διαμόρφωση (PCM)

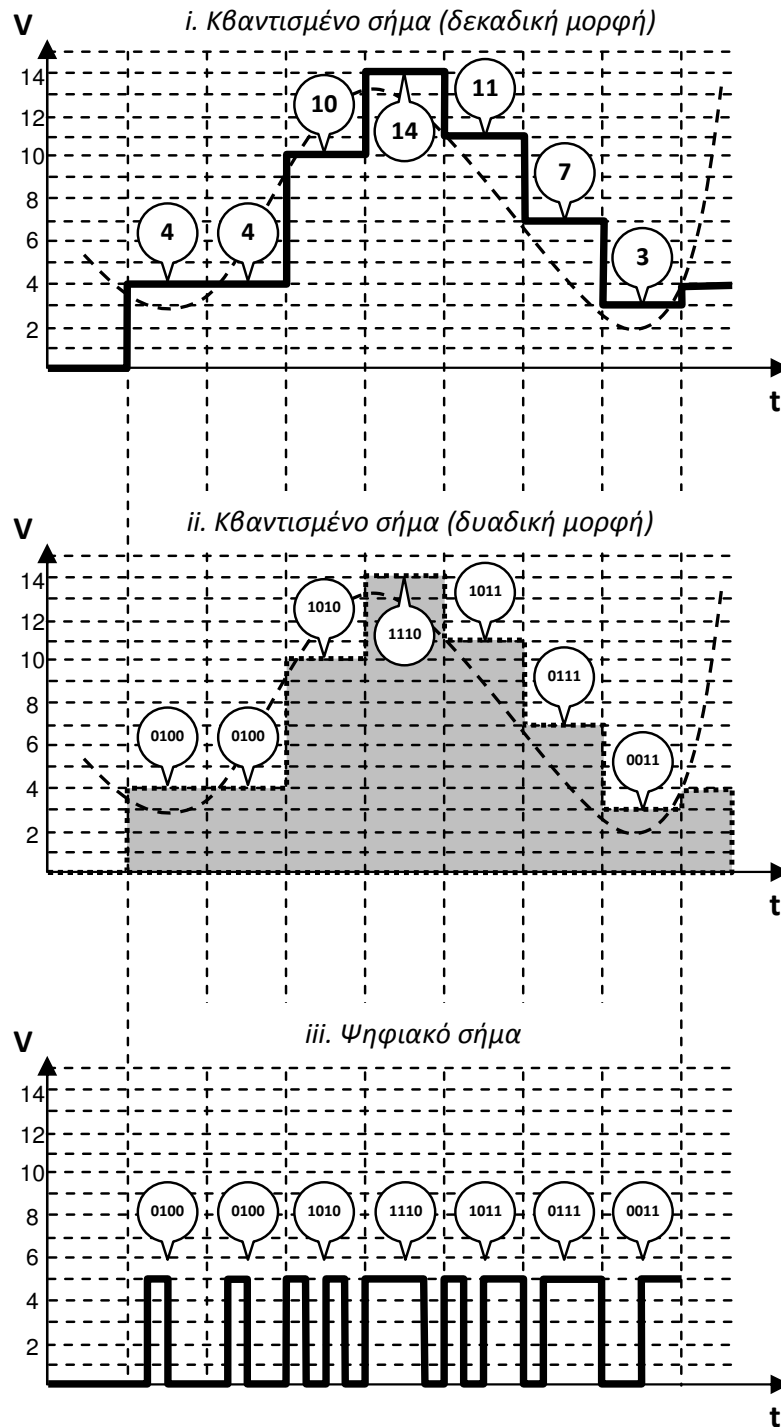
Οι στάθμες κβάντισης (ο αριθμός των οποίων είναι δύναμη του 2, ώστε να μπορούν να κωδικοποιηθούν στο δυαδικό σύστημα με τον ελάχιστο αριθμό ψηφίων) αποτελούν ένα σύνολο διακριτών τιμών τάσης, η πυκνότητα των οποίων επιλέγεται κυρίως με βάση τα χαρακτηριστικά του σήματος. Μετά την κβάντισή του, το αναλογικό σήμα που εξετάζουμε παίρνει τη μορφή του Σχήματος 3.4-iv (το οποίο δεν είναι και τόσο ... αναλογικό – η λέξη χρησιμοποιείται καταχρηστικά). Οι αριθμητικοί ενδείκτες του Σχήματος 3.4-iv αντιστοιχούν στον αριθμό κάθε στάθμης κβάντισης (σε δεκαδική μορφή), ο οποίος γενικά δεν σχετίζεται με την αντίστοιχη τιμή τάσης της στάθμης και ο οποίος θα κωδικοποιηθεί στο δυαδικό σύστημα στη φάση της κωδικοποίησης την οποία θα δούμε στη συνέχεια.

Αξίζει να τονίσουμε πως το αποτέλεσμα της κβάντισης είναι ουσιαστικά ένα σήμα ψηφιακό (με διακριτές τιμές πλάτους), αν και όχι ακόμα δίτιμο.

Πριν προχωρήσουμε στο επόμενο στάδιο της αναλογικοψηφιακής μετατροπής (στην κωδικοποίηση), αξίζει να παρατηρήσουμε πως η κβάντιση (η στρογγυλοποίηση) των δειγμάτων του αναλογικού σήματος οδηγεί αναπόφευκτα στην εισαγωγή ενός **σφάλματος κβάντισης** (quantization error) το οποίο αναφέρεται και ως **θόρυβος κβάντισης** (quantization noise). Πρόκειται για την απόκλιση μεταξύ της στάθμης προς την οποία γίνεται η κβάντιση και της πραγματικής τιμής του δείγματος, όπως υποδεικνύεται από τις σκιασμένες περιοχές του Σχήματος 3.4-iv. Με κατάλληλη επιλογή του αριθμού των σταθμών κβάντισης ο θόρυβος κβάντισης μπορεί να περιοριστεί, όχι όμως και να εξαλειφθεί πλήρως.

Κατά την τελευταία φάση της μετατροπής του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό γίνεται η **κωδικοποίηση** (encoding) των σταθμών κβάντισης που αντιστοιχούν στα δείγματα του σήματος σε δυαδική μορφή, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.5. Αν $n=2^k$ ο αριθμός των σταθμών κβάντισης, τότε ο αριθμός των ψηφίων που απαιτούνται για την κωδικοποίηση των σταθμών είναι k . Στην περίπτωση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, όπου τα κανάλια μετάδοσης είναι συνήθως σειριακά, τα k αυτά ψηφία εξέρχονται σε σειριακή μορφή από την έξοδο του διαμορφωτή PCM. Αν η συχνότητα των δειγμάτων (η συχνότητα δειγματοληψίας) είναι f_s , και αφού σε κάθε δείγμα αντιστοιχούν k δυαδικά ψηφία, ο ρυθμός των ψηφίων αυτών θα είναι προφανώς ίσος με $k f_s$ ή $\log_2 n \cdot f_s$. Μπορούμε λοιπόν να συμπεράνουμε πως αύξηση του ρυθμού δειγματοληψίας ή του αριθμού των σταθμών κβάντισης (π.χ. για τη μείωση του θορύβου κβάντισης, σύμφωνα με τα προηγούμενα) οδηγεί σε αύξηση του ρυθμού των δυαδικών ψηφίων στην έξοδο του διαμορφωτή, γεγονός το οποίο είναι γενικά ανεπιθύμητο.

Η αντίστροφη διαδικασία, δηλαδή η διαδικασία μετατροπής του ψηφιακού σήματος σε αναλογικό, γίνεται από τον αντίστοιχο **αποδιαμορφωτή** (demodulator).



Σχήμα 3.5: Κωδικοποίηση κβαντισμένου σήματος σε δίτιμη ψηφιακή μορφή στην παλμοκωδική διαμόρφωση (PCM)

Στην περίπτωση του αποδιαμορφωτή PCM τα δυαδικά ψηφία ανακωδικοποιούνται στα δεκαδικά τους ισοδύναμα, και αναπαράγουν το κβαντισμένο αναλογικό σήμα. Στη συνέχεια, ένα χαμηλοπερατό φίλτρο εξόδου απορρίπτει τα είδωλα του φάσματος σύμφωνα με όσα ήδη εξηγήσαμε,

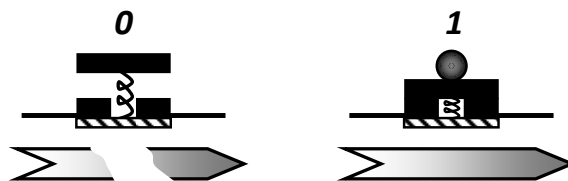
εξομαλύνοντας το κβαντισμένο σήμα και επαναφέροντάς το στην αρχική αναλογική μορφή του.

Στο σχετικό Παράρτημα ο αναγνώστης μπορεί να βρει απλουστευμένες υλοποιήσεις ενός διαμορφωτή και ενός αποδιαμορφωτή PCM.

3.3 ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ – ΑΛΓΕΒΡΑ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ

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 και στην πράξη με ηλεκτρονικά ελεγχόμενους διακόπτες, όπως θα δούμε αναλυτικά στη συνέχεια. Πριν, όμως, ας δούμε μερικά χρήσιμα στοιχεία από την άλγεβρα των διακοπών, η οποία συγγενεύει στενά με την **άλγεβρα Boole**.

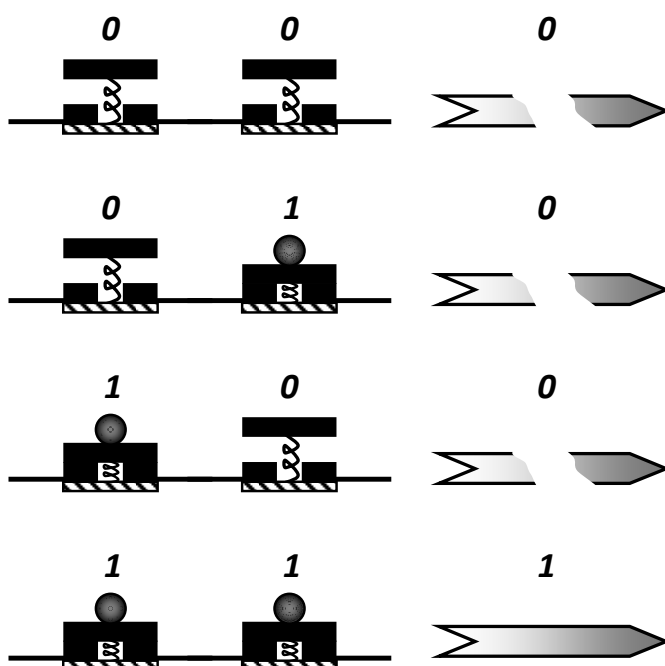
Η άλγεβρα των διακοπών χρησιμοποιεί τις δύο καταστάσεις ενός ηλεκτρικού διακόπτη, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6.



Σχήμα 3.6: Λογικές καταστάσεις ενός διακόπτη

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'.

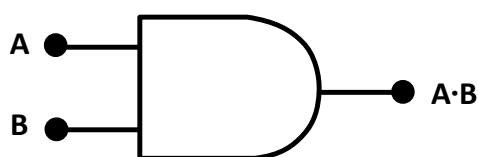
Ας θεωρήσουμε δύο διακόπτες συνδεδεμένους σε σειρά. Είναι εύκολο να διαπιστώσουμε πως το σύστημα των δύο διακοπών μπορεί να υλοποιήσει τη λογική πράξη AND, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 3.7. Είναι γνωστό ότι η λογική πράξη AND (η οποία αντιστοιχεί στη σύζευξη της μαθηματικής λογικής $[\wedge]$, ή στην τομή $[\cap]$ της θεωρίας των συνόλων) υπακούει στον πίνακα αλήθειας του Πίνακα 3.2, το δε κυκλωματικό σύμβολο της λογικής πύλης που την υλοποιεί φαίνεται στο Σχήμα 3.8, ενώ στην άλγεβρα Boole συμβολίζεται με « $\cdot$ ».



Σχήμα 3.7: Υλοποίηση της λογικής πράξης “AND” με διακόπτες

Πίνακας 3.2: Πίνακας αλήθειας για τη λογική πράξη AND

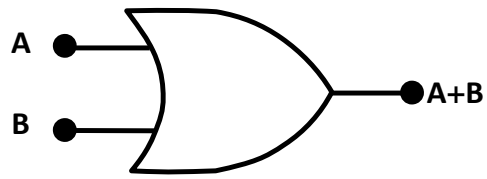
A	B	A·B
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1



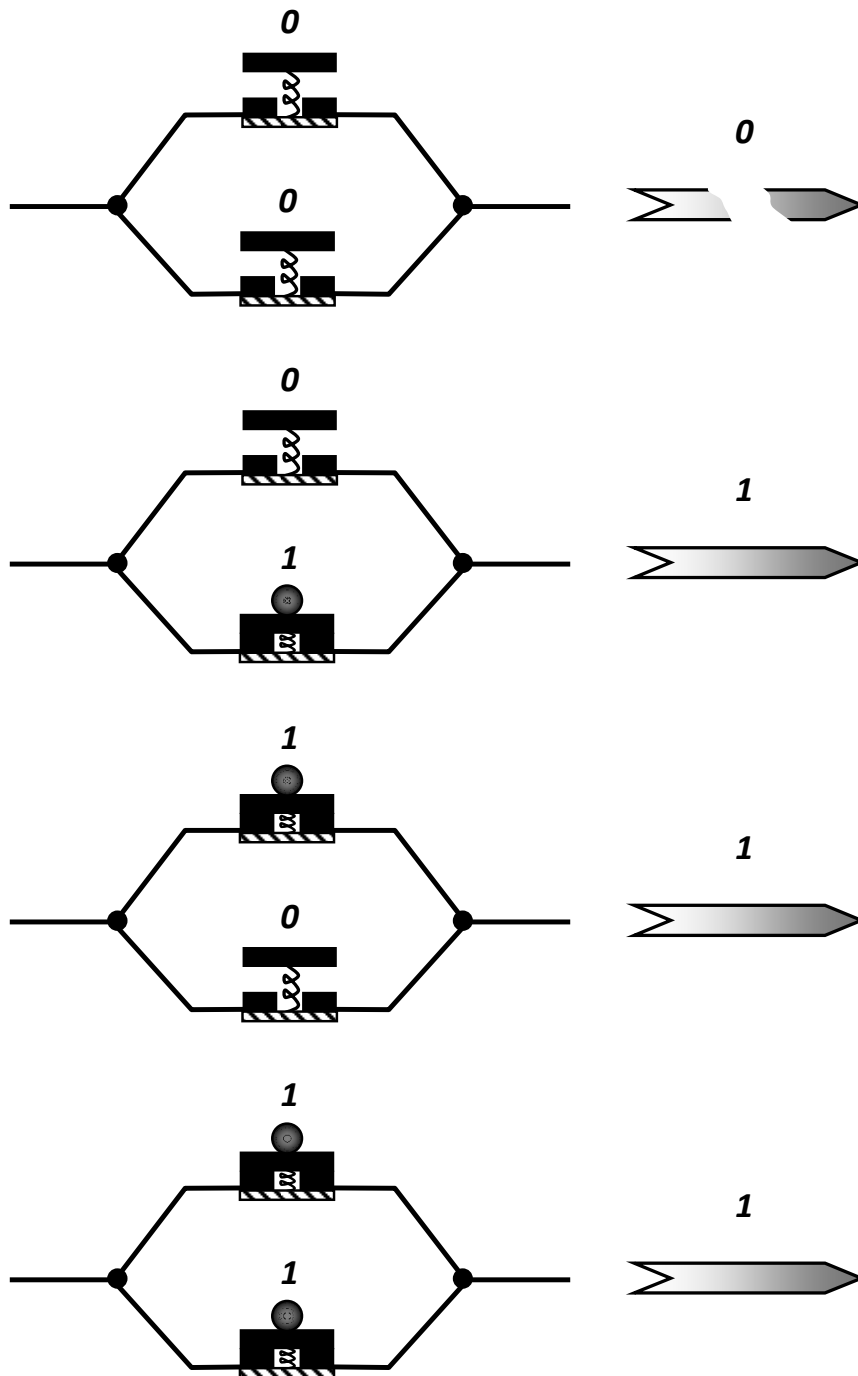
Σχήμα 3.8: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης “AND”

Πίνακας 3.3: Πίνακας αλήθειας πύλης για τη λογική πράξη OR

A	B	A+B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1



Σχήμα 3.9: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης "OR"

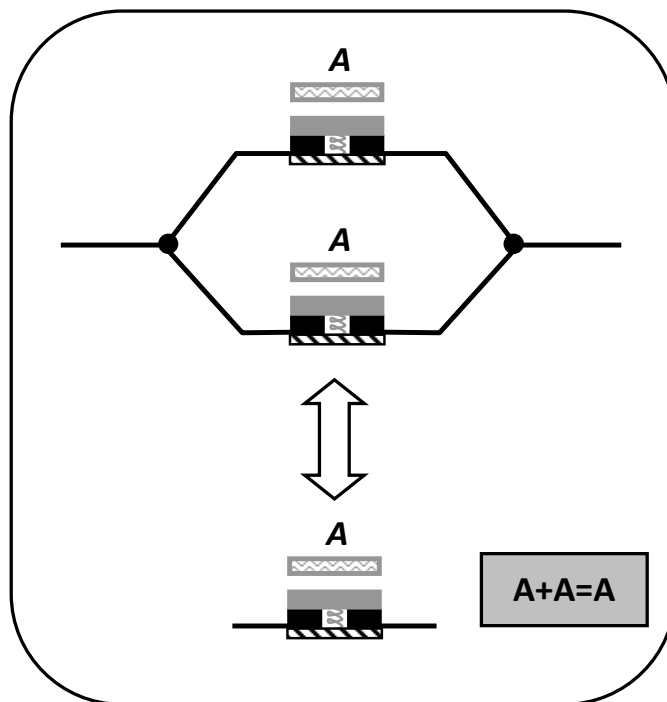


Σχήμα 3.10: Υλοποίηση της λογικής πράξης "OR" με διακόπτες

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 3.3, το δε κυκλωματικό σύμβολο της λογικής πύλης που την υλοποιεί φαίνεται στο Σχήμα 3.9, ενώ στην άλγεβρα Boole συμβολίζεται με «+».

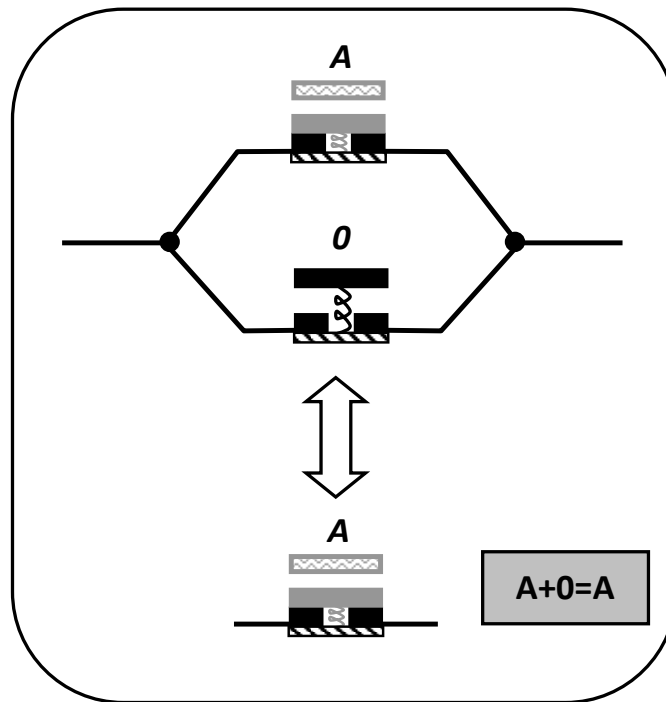
Η υλοποίηση της λογικής πράξης OR μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη βοήθεια δύο παράλληλα συνδεδεμένων διακοπών, όπως εύκολα μπορούμε να διαπιστώσουμε από το Σχήμα 3.10.

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 3.11-3.15.

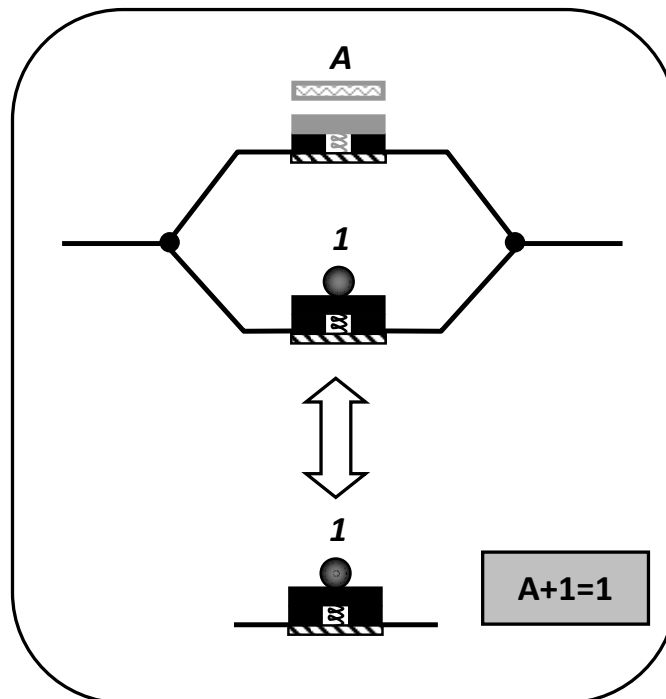


Σχήμα 3.11: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (1/5)

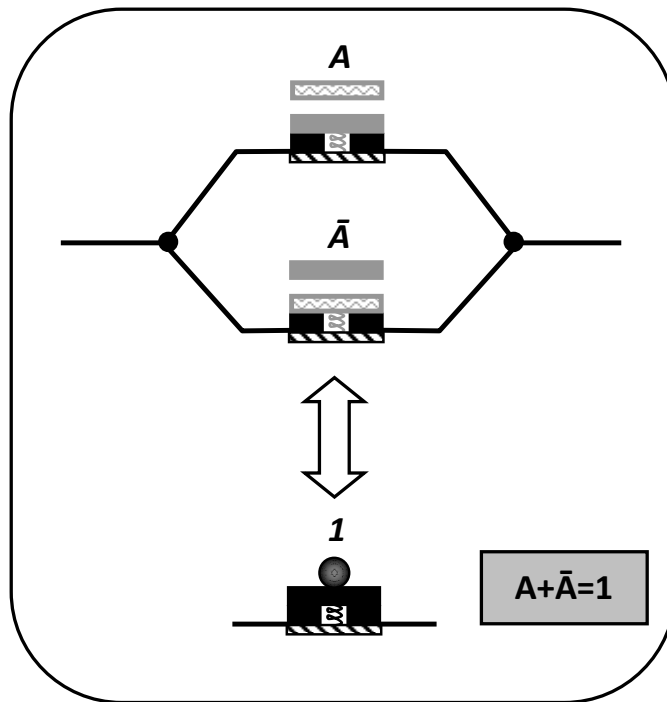
Στο Σχήμα 3.11 αποδεικνύεται η ταυτότητα $A + A = A$. Η υλοποίηση της πράξης OR γίνεται, όπως είδαμε, με δύο διακόπτες συνδεδεμένους παράλληλα. Στην περίπτωση της πιο πάνω ταυτότητας οι καταστάσεις και των δύο διακοπών καθορίζονται από την τιμή του A, οπότε το σύστημα μπορεί να απλοποιηθεί σε έναν διακόπτη με κατάσταση καθοριζόμενη από το A. Οπότε, η ταυτότητα αποδείχθηκε.



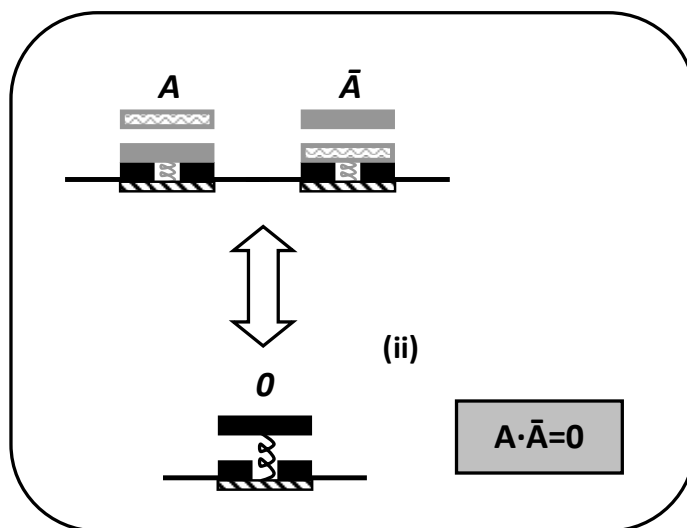
Σχήμα 3.12: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (2/5)



Σχήμα 3.13: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (3/5)



Σχήμα 3.14: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (4/5)



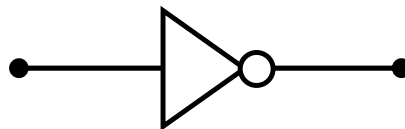
Σχήμα 3.15: Απόδειξη ταυτοτήτων της άλγεβρας Boole με την άλγεβρα διακοπών (5/5)

Παρόμοια αποδεικνύονται και οι ταυτότητες των Σχημάτων 3.12 – 3.15. Θα πρέπει εδώ να θυμηθούμε πως ο συμβολισμός $\bar{A}$ στην άλγεβρα Boole υποδηλώνει το συμπλήρωμα του A , αντιστοιχεί δηλαδή στη λογική πράξη της άρνησης, η οποία κυκλωματικά υλοποιείται από μια πύλη NOT, ο πίνακας αλήθειας της οποίας φαίνεται στον Πίνακα 3.4, το δε κυκλωματικό της

σύμβολο στο Σχήμα 3.16. Όπως θα δούμε και στη συνέχεια, η υλοποίηση μιας πύλης NOT μόνο με διακόπτες δεν είναι δυνατή.

Πίνακας 3.4: Πίνακας αλήθειας πύλης για τη λογική πράξη NOT

A	$\bar{A}$
0	1
1	0



Σχήμα 3.16: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης “NOT”

3.4 ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΛΟΓΙΚΩΝ ΠΥΛΩΝ

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.

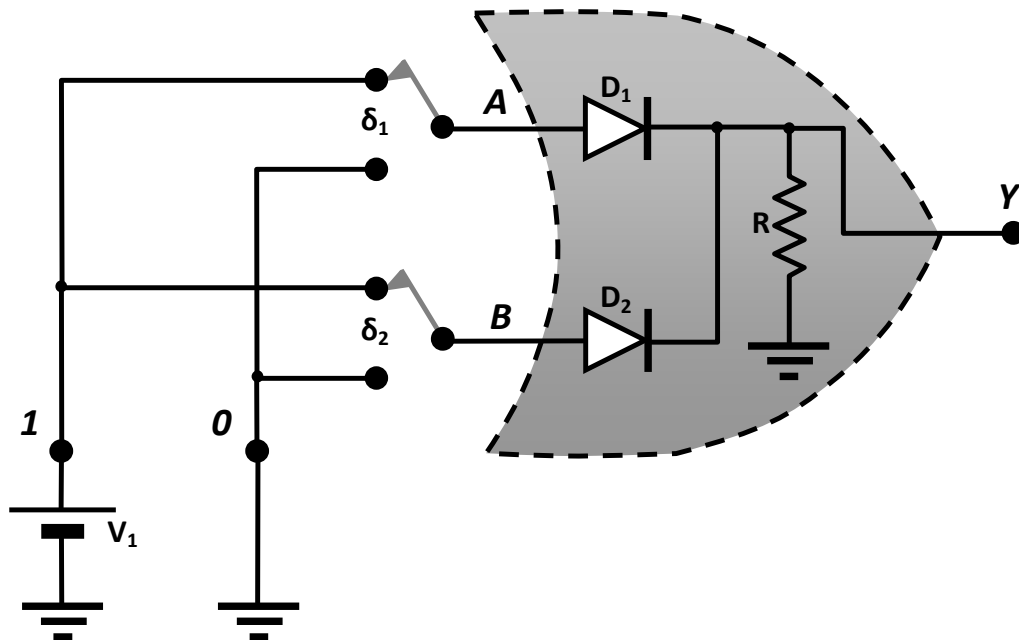
3.4.1 Η οικογένεια DDL

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε την κυκλωματική υλοποίηση λογικών πυλών της οικογένειας **DDL** (Diode-Diode Logic), στις οποίες χρησιμοποιούνται διόδοι.

Μια δίοδος άγει όταν η πολώνεται κατά την ορθή φορά και, επιπλέον, η τάση στα άκρα της υπερβαίνει την τάση κατωφλίου της. Αντίθετα, η δίοδος βρίσκεται στην αποκοπή όταν η τάση στα άκρα της είναι μικρότερη της τάσης κατωφλίου ή όταν η δίοδος 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 (καταχρηστικά) ότι η δίοδος λειτουργεί ως διακόπτης.

Στο Σχήμα 3.17 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 αυτού. Ας υποθέσουμε ότι οι είσοδοι A και B βρίσκονται στη λογική κατάσταση ‘0’, γειώνονται δηλαδή μέσω των επιλογικών

διακοπών δ_1 και δ_2 . Αν συμβαίνει αυτό, οι δίοδοι 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 diode D_1 θα άγει μεταφέροντας την τάση V_1 (υποβιβασμένη, βέβαια, κατά την τάση κατωφλίου της diode) 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.

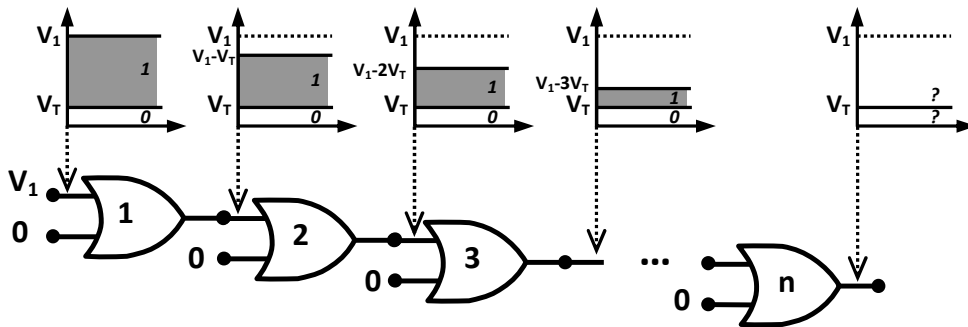


Σχήμα 3.17: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "OR" με διόδους

Το μειονέκτημα του κυκλώματος αυτού, όπως παρόμοια συμβαίνει και για όλες τις λογικές πύλες της οικογένειας DDL) έγκειται ακριβώς στον υποβιβασμό της λογικής μονάδας κατά την τάση κατωφλίου της αντίστοιχης diode. (Να σημειωθεί ότι σε μια πύλη DDL οι diodes που χρησιμοποιούνται είναι του ίδιου τύπου, άρα έχουν τάση κατωφλίου της ίδιας τιμής). Το πρόβλημα αυτό επιδεινώνεται όταν λογικές πύλες της συγκεκριμένης οικογένειας συνδέονται σε σειρά, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 3.18.

Πράγματι, στην έξοδο της τελευταίας πύλης (#n) μιας μακράς 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 το λόγο αυτό η χρήση πυλών της οικογένειας DDL έχει

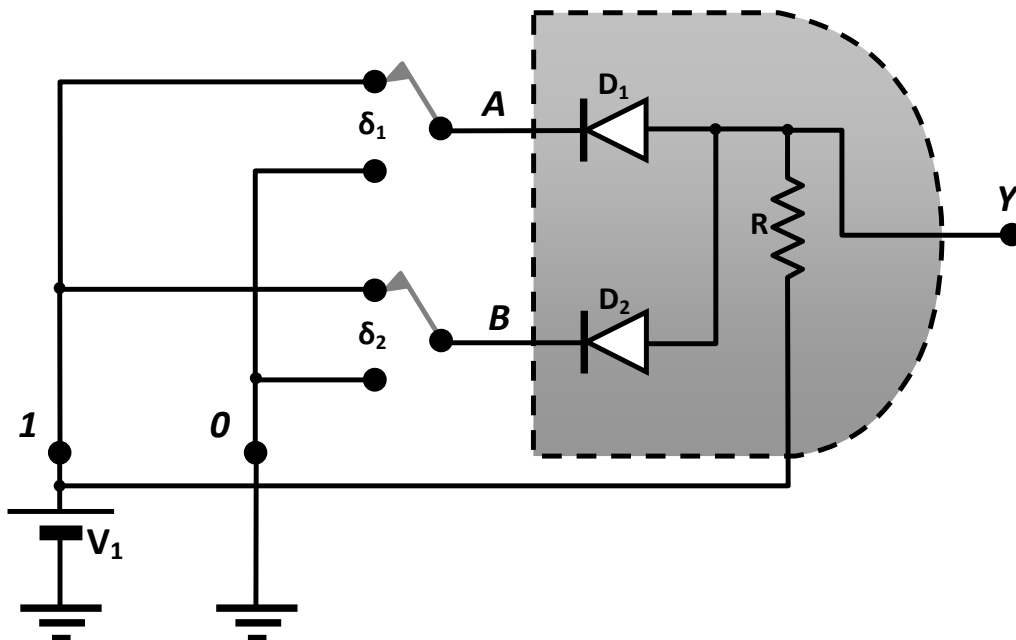
εγκαταλειφθεί, η δε παρουσίασή τους εδώ γίνεται για λόγους καθαρά εκπαιδευτικούς.



Σχήμα 3.18: Υποβιβασμός της λογικής στάθμης '1' στην οικογένεια DDL

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. Αξίζει, λοιπόν, να δούμε 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 3.19.



Σχήμα 3.19: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "AND" με διόδους

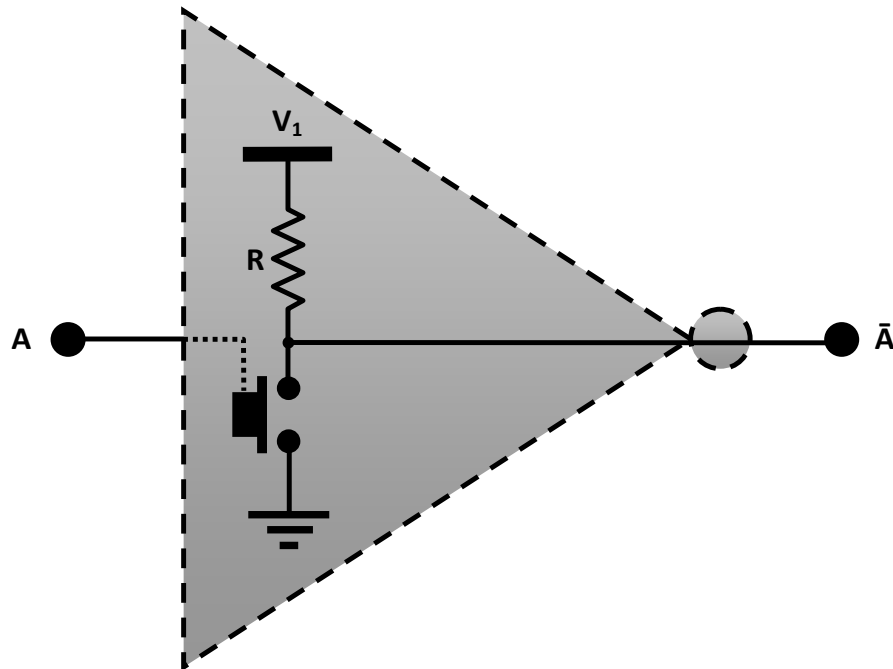
Ας επιβεβαιώσουμε πως το κύκλωμα του Σχήματος 3.19 συμπεριφέρεται ως πύλη AND δύο εισόδων.

Όταν και οι δύο είσοδοι (Α και Β) του κυκλώματος βρίσκονται σε κατάσταση λογικής μονάδας (οι διακόπτες δ_1 και δ_2 επιλέγουν την τάση V_1) οι διόδους D_1 και D_2 βρίσκονται στην αποκοπή και η τάση V_1 μεταφέρεται στην έξοδο Υ 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 μήκος 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 μια πύλη OR όπου η στάθμη που αμβλύνεται είναι εκείνη της μονάδας. Βέβαια, το πρόβλημα κατά τη σύνδεση μεγάλου αριθμού πυλών σε σειρά παραμένει αντίστοιχο.

3.4.2 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.

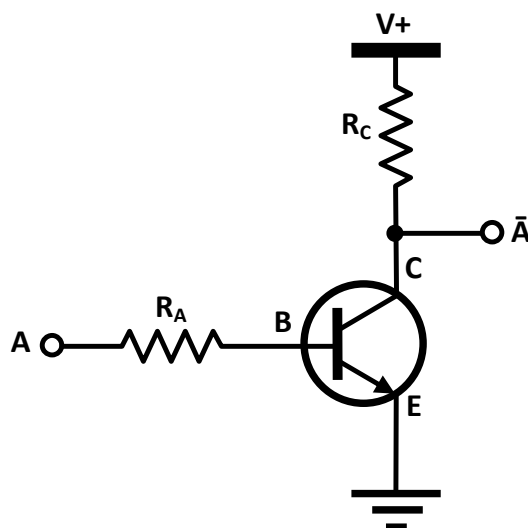


Σχήμα 3.20: Αρχή υλοποίησης πύλης "NOT"

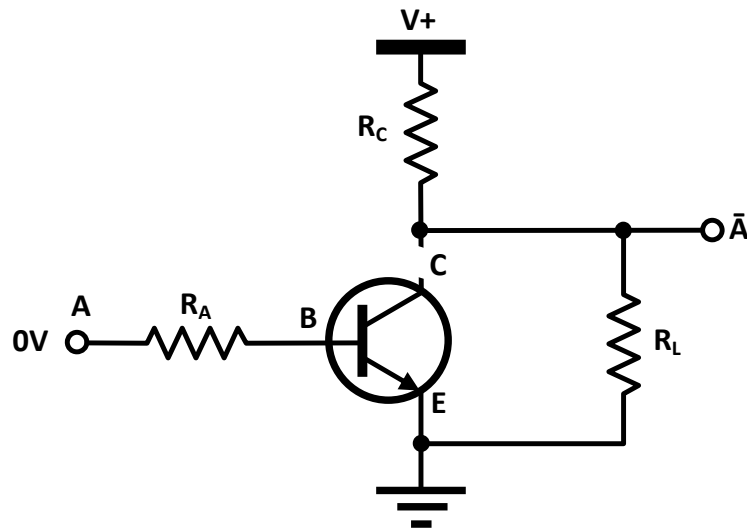
Στο Σχήμα 3.20 φαίνεται η γενική αρχή υλοποίησης μιας πύλης NOT. Τα βασικά δομικά στοιχεία της είναι ένας διακόπτης ελεγχόμενος από την είσοδο (A) της πύλης, μια αντίσταση (R) και μια πηγή σταθερής τάσης (V_1) η οποία παρέχει τη λογική στάθμη '1'.

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 ακριβώς την αρχή αυτή μπορούμε να υλοποιήσουμε μια πύλη NOT της οικογένειας RTL κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.21. Το 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 το 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.



Σχήμα 3.21: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης "NOT" της οικογένειας RTL



Σχήμα 3.22: Πύλη “NOT” της οικογένειας RTL με το τρανζίστορ στην αποκοπή

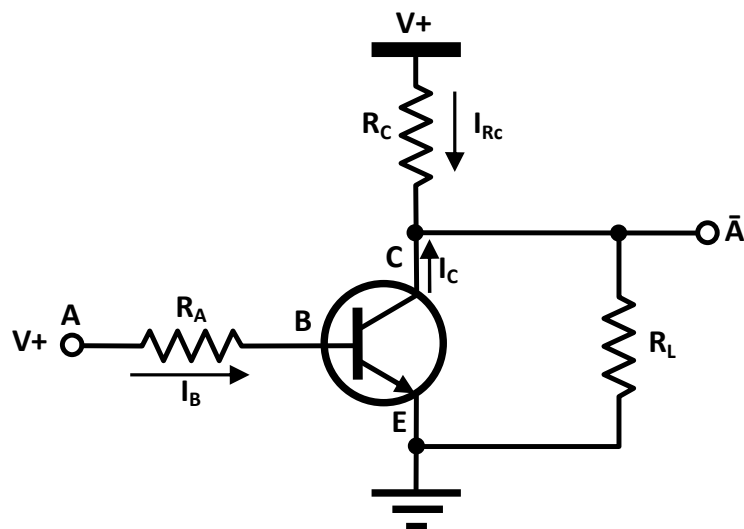
Πράγματι, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή (βλπ Σχήμα 3.22) η τάση στην έξοδο του κυκλώματος θα δίνεται από τη σχέση:

$$V_{\bar{A}} = \frac{R_L}{R_L + R_C} V_+, \quad (3.1)$$

όπου R_L η αντίσταση φόρτου της πύλης.
Στην περίπτωση αυτή επιθυμούμε να ισχύει:

$$V_{\bar{A}} \approx V_+, \quad (3.2)$$

η οποία ικανοποιείται για πολύ μικρές τιμές της αντίστασης R_C .

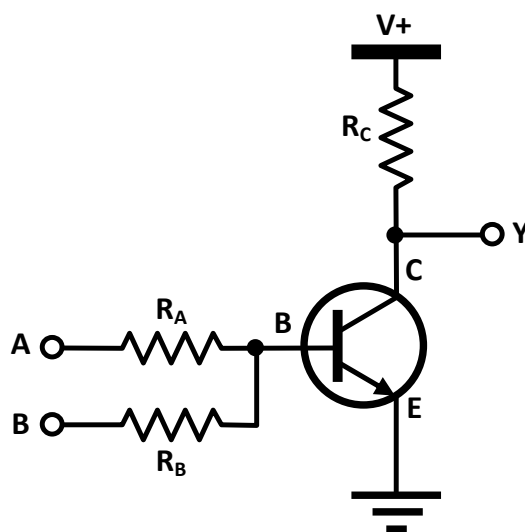


Σχήμα 3.23: Πύλη “NOT” της οικογένειας RTL με το τρανζίστορ στον κόρο

Ωστόσο, 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 3.23), η πτώση τάσης πάνω στην R_C θα είναι πολύ μικρή ώστε η επαφή βάσης-συλλέκτη του τρανζίστορ να μην είναι δυνατό να πολωθεί ορθά 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 (3.1) 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 3.23), 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 (3.1) επιβεβαιώνει τον υποβιβασμό της λογικής μονάδας στην έξοδο ενός αναστροφέα. Επιπλέον, όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή κόρου η τάση συλλέκτη-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} .



Σχήμα 3.24: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης “NOR” της οικογένειας RTL

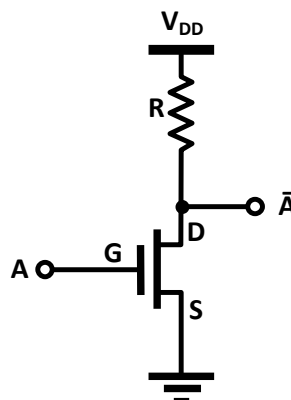
Με την σύνδεση μιας ακόμα αντίστασης (R_B) στη βάση του τρανζίστορ μιας πύλης NOT μπορούμε να πάρουμε μια πύλη NOR, η κυκλωματική υλοποίηση της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 3.24. Η λειτουργία της πύλης αυτής έχει ως εξής: Όταν και οι δύο είσοδοι του κυκλώματος (A και B) βρίσκονται στο λογικό μηδέν (είναι, 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:

$$V_B = \frac{R_B}{R_A + R_B} V_+ \stackrel{(R_A=R_B=R)}{=} \frac{V_+}{2}. \quad (3.3)$$

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.

3.4.3 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.



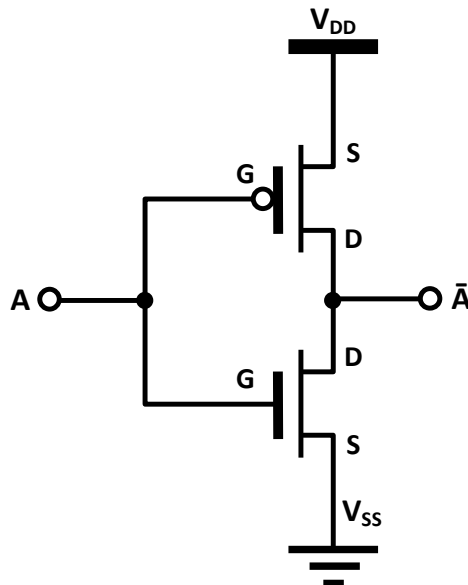
Σχήμα 3.25: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης “NOT” με τρανζίστορ nMOS

Στο Σχήμα 3.25 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 εκροής (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 εκροής (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 εκροής (S) του τρανζίστορ. Για την ακρίβεια, η τάση στην έξοδο όταν αυτή βρίσκεται στην κατάσταση του λογικού μηδενός δίνεται από τη σχέση:

$$V_{\bar{A}} = V_{DD} - I_{DSsat} R, \quad (3.4)$$

όπου I_{DSsat} το ρεύμα κόρου του MOSFET, το οποίο υποθέτουμε σταθερό. Επίσης, η αντίσταση της επόμενης βαθμίδας θεωρείται άπειρη.

Η σχέση (3.4) αναδεικνύει το γεγονός πως η μηδενική λογική στάθμη δεν αντιστοιχεί σε απόλυτα μηδενική τιμή τάσης.

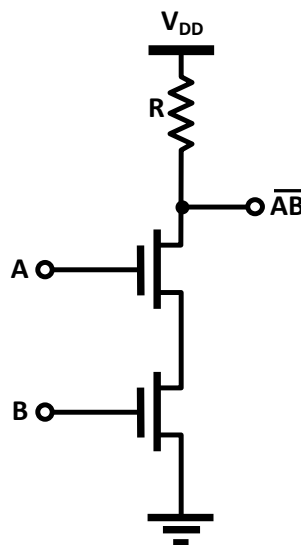


Σχήμα 3.26: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης “NOT” με συμπληρωματικά τρανζίστορ MOS (CMOS)

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 3.26, αναλυτική μελέτη του οποίου θα

γίνει στις επόμενες παραγράφους. Ωστόσο, είναι σκόπιμο να αναφέρουμε στο σημείο αυτό μια απλουστευμένη περιγραφή της αρχής λειτουργίας του: 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 H και L 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 3.25 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**.

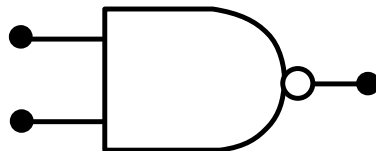


Σχήμα 3.27: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης “NAND” της οικογένειας nMOS

Στο Σχήμα 3.27 παρουσιάζεται η κυκλωματική υλοποίηση μιας πύλης NAND δύο εισόδων της οικογένειας nMOS. Η πύλη αυτή, το κυκλωματικό σύμβολο της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 3.28, παράγει το συμπλήρωμα της λογικής πράξης AND των εισόδων της (A και B), σύμφωνα με τον πίνακα αλήθειας που φαίνεται στον Πίνακα 3.5.

Πίνακας 3.5: Πίνακας αλήθειας πύλης NAND

A	B	$\overline{A \cdot B}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

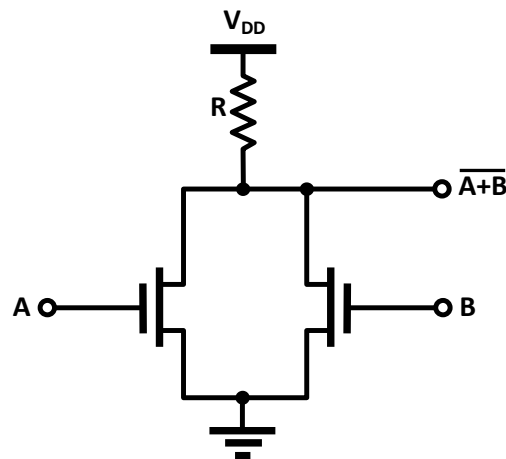


Σχήμα 3.28: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης “NAND”

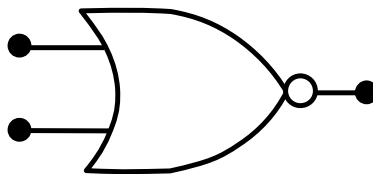
Η λειτουργία του κυκλώματος μπορεί να επιβεβαιωθεί ως εξής: Όταν τουλάχιστον μία από τις εισόδους (A και B) του κυκλώματος είναι στη μηδενική λογική κατάσταση (γραμμές 1-3 του πίνακα αλήθειας), τότε το αντίστοιχο MOSFET βρίσκεται στην αποκοπή και η τάση V_{DD} μεταφέρεται στην έξοδο μέσω της αντίστασης 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 (διακοπτών) δικαιολογείται άμεσα από τα όσα αναφέραμε σχετικά με την υλοποίηση της πράξης AND στην άλγεβρα των διακοπτών. 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 3.29. Η πύλη αυτή, το κυκλωματικό σύμβολο της οποίας φαίνεται στο Σχήμα 3.30, παράγει το συμπλήρωμα της λογικής πράξης OR επί των εισόδων της (A και B), σύμφωνα με τον πίνακα αλήθειας που φαίνεται στον Πίνακα 3.6.

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 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 διακοπτών, ενώ η έξοδος εμφανίζεται αντεστραμμένη (NOR αντί για OR) για τον ίδιο λόγο που αυτό συμβαίνει και στην πύλη NAND της ίδιας οικογένειας.



Σχήμα 3.29: Κυκλωματική υλοποίηση πύλης “NOR” της οικογένειας nMOS



Σχήμα 3.30: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης “NOR”

Πίνακας 3.6: Πίνακας αλήθειας πύλης NOR

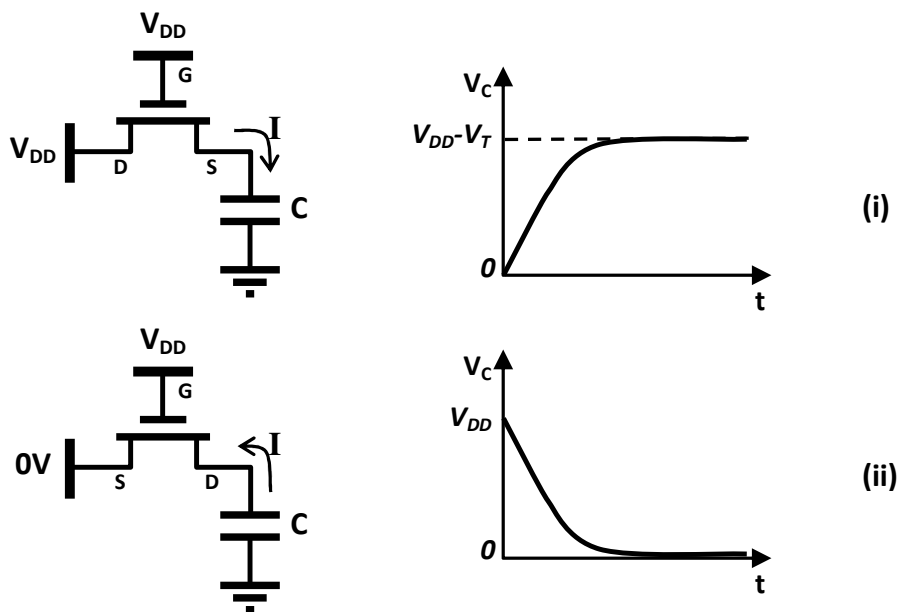
A	B	$\overline{A+B}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

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 του σε πολύ μεγάλη πυκνότητα (εξαιτίας της ηλεκτρικής τους απομόνωσης) τα καθιστούν ιδανική επιλογή για την υλοποίηση ολοκληρωμένων ψηφιακών κυκλωμάτων εξαιρετικά μικρών διαστάσεων.

3.4.4 Υλοποίηση λογικών συναρτήσεων σε τεχνολογία CMOS

- Το τρανζίστορ nMOS ως 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 3.31. Η χωρητικότητα αυτή θεωρείται αρχικά αφόρτιστη, ενώ η πόλωση της πύλης γίνεται με τάση V_{DD} , ώστε το τρανζίστορ να άγει (Σχήμα 3.31-i). Ας υποθέσουμε πως η τάση κατωφλίου του nMOS είναι ίση με V_T .



Σχήμα 3.31: Λειτουργία του τρανζίστορ nMOS ως διακόπτη

Προκειμένου να άγει το τρανζίστορ θα πρέπει να ισχύει:

$$V_{GS} \geq V_T. \quad (3.5)$$

Η σχέση (3.5) μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα:

$$V_G - V_S \geq V_T. \quad (3.6)$$

Επειδή η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ είναι ίση με V_{DD} , η σχέση (3.6) γράφεται:

$$V_{DD} - V_S \geq V_T, \quad (3.7)$$

ή

$$V_S \leq V_{DD} - V_T. \quad (3.8)$$

Από τη σχέση (3.8) μπορούμε να συμπεράνουμε πως η μέγιστη τιμή της τάσης στην πηγή του τρανζίστορ nMOS κατά τη φόρτιση της χωρητικότητας C είναι ίση με:

$$V_S|_{\max} = V_C|_{\max} = V_{DD} - V_T, \quad (3.9)$$

(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 3.31-ii). Παρατηρούμε πως πάντοτε θα ισχύει:

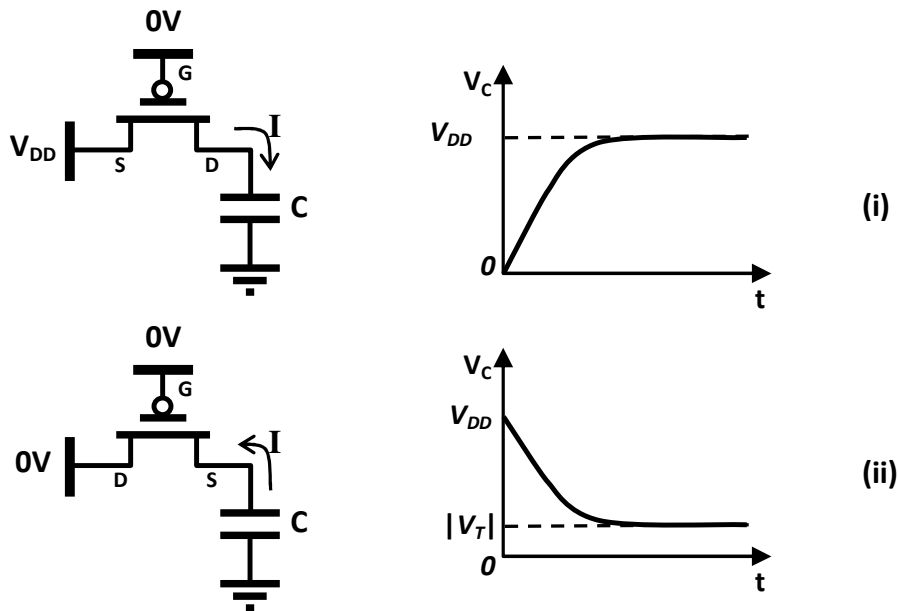
$$V_{GS} = V_{DD} > V_T. \quad (3.10)$$

[Αξίζει 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]. 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 την διαβίβαση του λογικού μηδενός (V_{SS}).

- Το τρανζίστορ pMOS ως 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 3.32. Η χωρητικότητα αυτή θεωρείται αρχικά αφόρτιστη, ενώ η πόλωση της πύλης του τρανζίστορ γίνεται με τάση $V_{DD}=0V$ ώστε αυτό να άγει (Σχήμα 3.32-i). Ας υποθέσουμε πως η τάση κατωφλίου του pMOS είναι ίση με V_T . (Θυμίζουμε πως η τάση κατωφλίου ενός τρανζίστορ pMOS είναι αρνητική).



Σχήμα 3.32: Λειτουργία του τρανζίστορ pMOS ως διακόπτη

Η τάση V_{GS} μεταξύ πύλης και πηγής είναι, για την περίπτωση που εξετάζουμε, σταθερή και ίση με $-V_{DD}$. Άρα, θα ισχύει:

$$V_{GS} = -V_{DD} < V_T, \quad (3.11)$$

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 την 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 3.32-ii).

Προκειμένου να άγει το τρανζίστορ θα πρέπει να ισχύει:

$$V_{GS} \leq V_T. \quad (3.12)$$

Η σχέση (3.12) μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα:

$$V_G - V_S \leq V_T. \quad (3.13)$$

Επειδή η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ είναι ίση με 0V, η σχέση (3.13) γράφεται:

$$0 - V_S \leq V_T, \quad (3.14)$$

ή

$$V_S \geq -V_T = |V_T|. \quad (3.15)$$

Από τη σχέση (3.15) μπορούμε να συμπεράνουμε πως η ελάχιστη τιμή της τάσης στην πηγή του τρανζίστορ pMOS κατά τη φόρτιση της χωρητικότητας C είναι ίση με:

$$V_S|_{\min} = V_C|_{\min} = |V_T|, \quad (3.16)$$

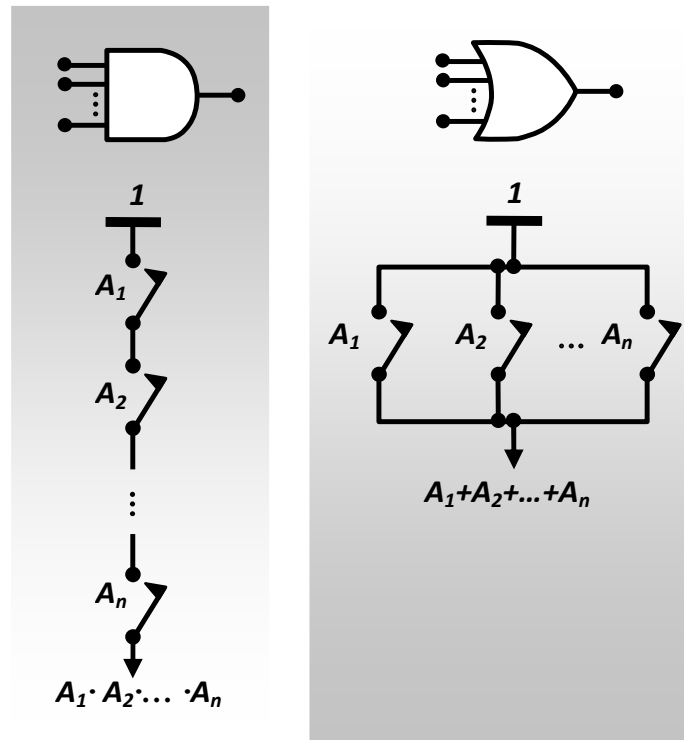
(όπου V_C η τάση στα άκρα της χωρητικότητας C), και προφανώς ταυτίζεται με την ελάχιστη τάση εκφόρτισης της χωρητικότητας αυτής.

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.

- Υλοποίηση λογικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS

Πριν προχωρήσουμε στην κυκλωματική υλοποίηση μιας λογικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS, ας θυμηθούμε από την άλγεβρα των διακοπών πως μια πύλη AND n εισόδων υλοποιείται με τη σύνδεση σε σειρά n λογικών διακοπών, ενώ μια πύλη OR με την παράλληλη σύνδεση διακοπών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.33.

Εκμεταλλευόμενοι την ιδιότητα που έχει το τρανζίστορ MOS να μπορεί να συμπεριφέρεται σαν διακόπτης, ας προσπαθήσουμε να υλοποιήσουμε μια λογική συνάρτηση, για παράδειγμα την $F=AB+C$.

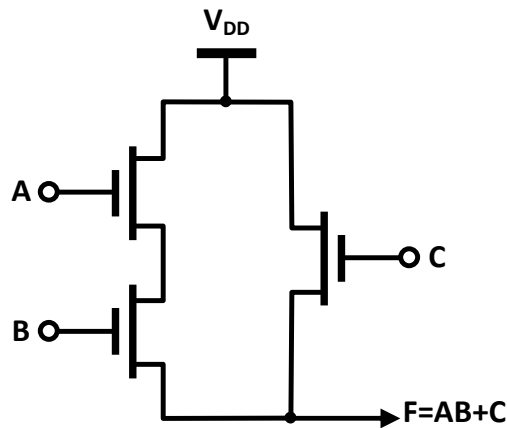


Σχήμα 3.33: Υλοποίηση πυλών AND και OR με διακόπτες

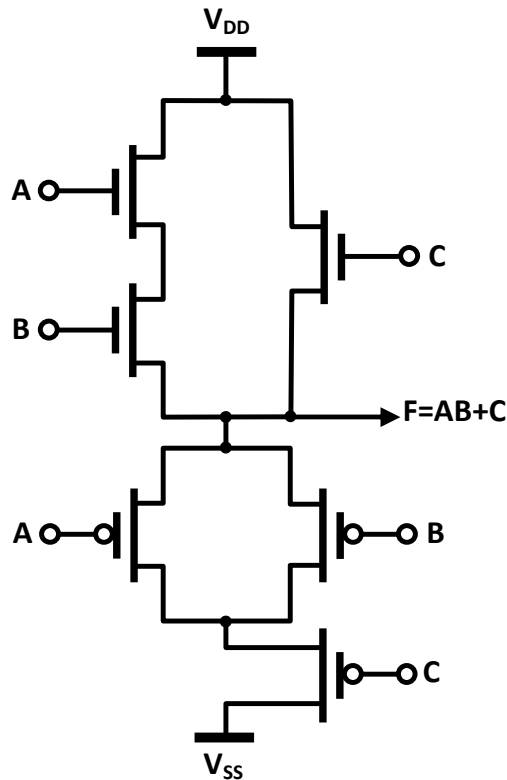
Σε πρώτη προσέγγιση θα θεωρήσουμε τα τρανζίστορ ως **ιδανικούς διακόπτες** (Ένας διακόπτης ονομάζεται ιδανικός αν, όντας στην κατάσταση ON, εμφανίζει μηδενική διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών του. Μεταβιβάζει, δηλαδή, αναλλοίωτο το δυναμικό από τον έναν ακροδέκτη στον άλλο). Είναι φανερό πως, με τη βοήθεια της άλγεβρας διακοπών, μπορούμε να υλοποιήσουμε τη συνάρτηση F χρησιμοποιώντας τρανζίστορ nMOS κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 3.34.

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 κυκλώματος (π.χ. όταν $A=B=C=1$), με τη νέα κατάσταση $A=B=C=0$ θα διατηρήσει το φορτίο του 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 3.35.



Σχήμα 3.34: Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (1/4)



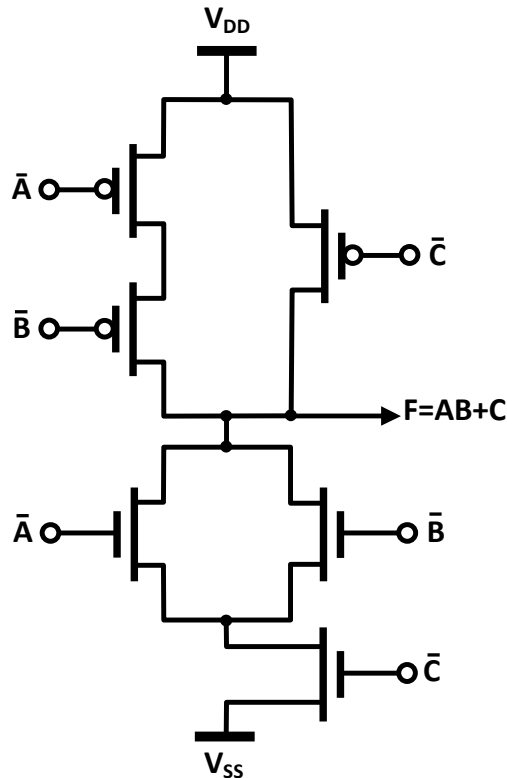
Σχήμα 3.35: Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (2/4)

Στο βελτιωμένο κύκλωμα έχουμε προσθέσει ένα επιπλέον τμήμα (που υλοποιεί το συμπλήρωμα $\bar{F}$ της F) το οποίο εξασφαλίζει την αναγκασία για την εκφόρτιση της εξόδου διέξοδο.

Αν και το κύκλωμα φαίνεται να λειτουργεί σωστά, δεν χρησιμοποιείται στην πράξη. Ας δούμε γιατί συμβαίνει αυτό: Είναι καιρός να 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.

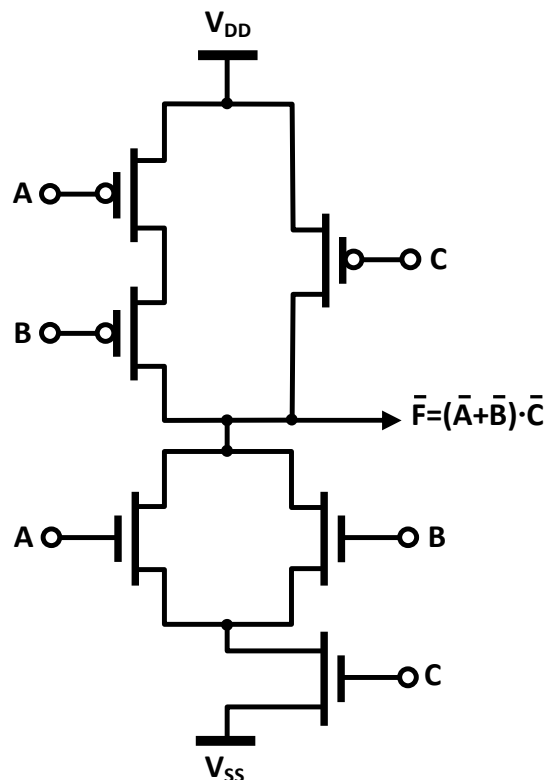
Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με το κύκλωμα του Σχήματος 3.36.



Σχήμα 3.36: Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (3/4)

Το κύκλωμα αυτό 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 3.37. Μπορούμε να παρατηρήσουμε πως 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 αναστροφέων.



Σχήμα 3.37: Παράδειγμα υλοποίησης λογικής συνάρτησης με τρανζίστορ MOS (4/4)

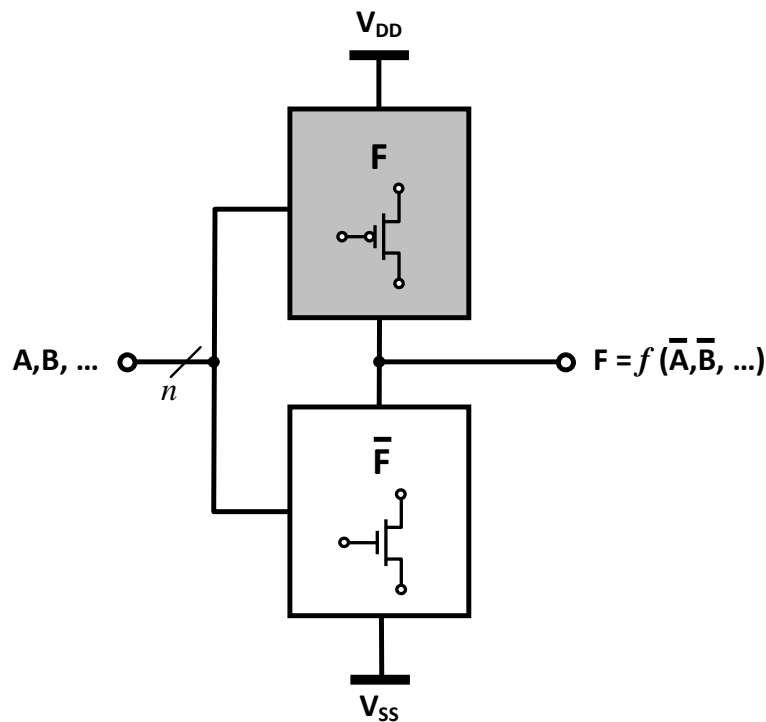
Στην γενική περίπτωση, η υλοποίηση μιας λογικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS ακολουθεί τα εξής βήματα:

- 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 3.38 με βάση αυτά που 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} .

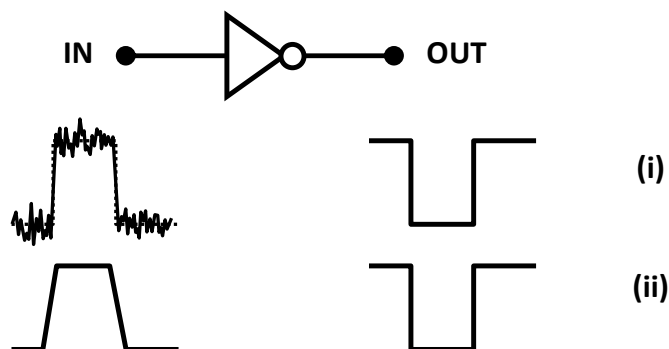
Τα τρανζίστορ οδηγούνται από τους «πρωτογενείς» παράγοντες και όχι από τους συμπληρωματικούς τους.



Σχήμα 3.38: Μέθοδος υλοποίησης λογικής συνάρτησης σε τεχνολογία CMOS

3.5 ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗΣ

Οι κυριότερες απαιτήσεις που αφορούν ένα κύκλωμα αναστροφέα (δηλαδή μιας πύλης NOT) επιβάλλουν την απόρριψη του θορύβου στην είσοδό του και την άμβλυνση των χρονικών καθυστερήσεων μεταξύ εισόδου και εξόδου. Στο Σχήμα 3.39 φαίνεται η συμπεριφορά ενός αναστροφέα ο οποίος ικανοποιεί τις πιο πάνω απαιτήσεις.

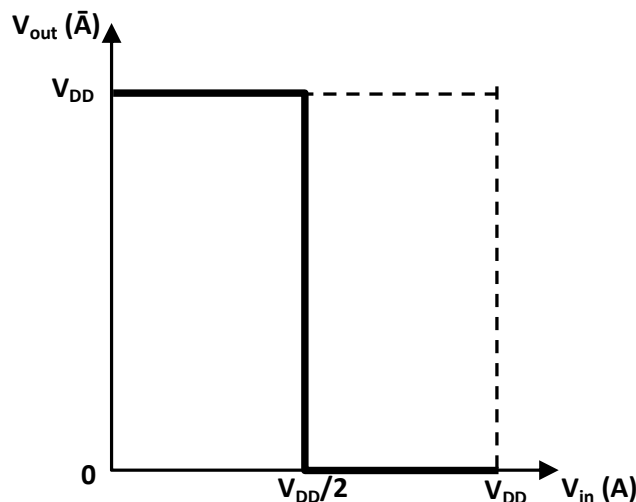


Σχήμα 3.39: Ιδανική συμπεριφορά αναστροφέα

Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από το Σχήμα 3.39-i, ο θόρυβος στην κυματομορφή εισόδου (IN) δεν εμφανίζεται στην κυματομορφή εξόδου (OUT) και, επιπλέον, δεν οδηγεί στην εμφάνιση **ψηφιακών σφαλμάτων**. (Για μια σύντομη παρουσίαση της επίδρασης του θορύβου στις ψηφιακές κυματομορφές ο αναγνώστης παραπέμπεται στο σχετικό Παράρτημα).

Το Σχήμα 3.39-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 σε 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 3.39-ii.

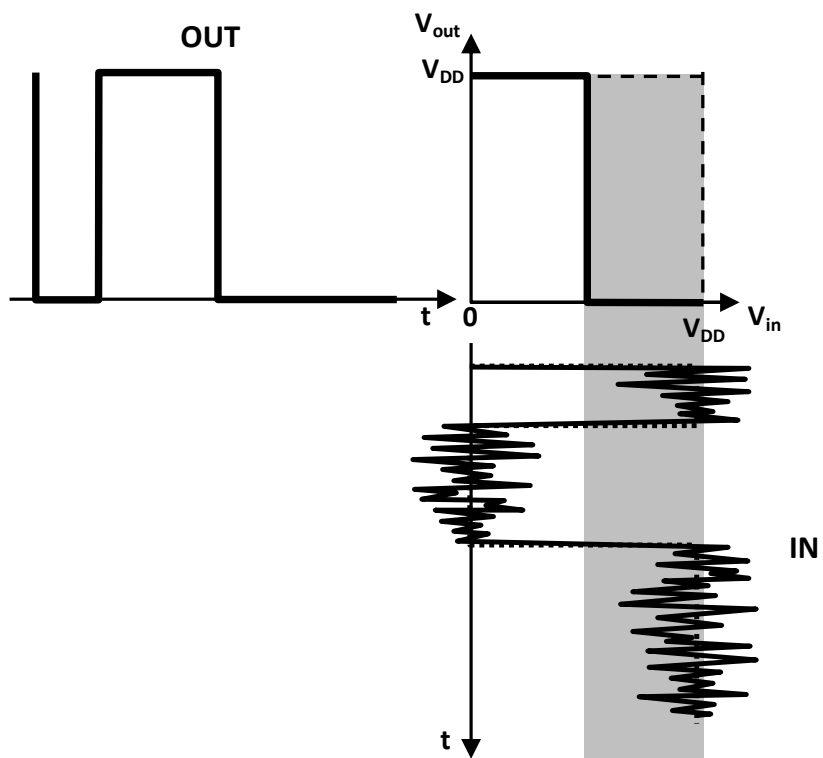
Οι πιο πάνω απαιτήσεις επιτυγχάνονται αν η χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς του κυκλώματος αναστροφής προσεγγίζει τη μορφή εκείνης ενός ιδανικού αναστροφέα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.40, για τους λόγους που θα εξηγήσουμε στη συνέχεια.



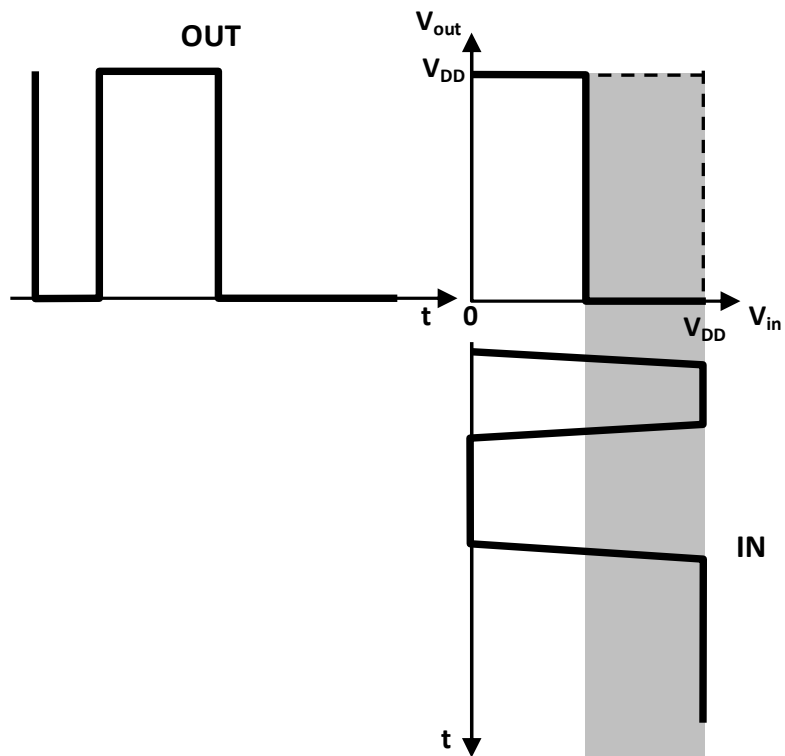
Σχήμα 3.40: Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικού αναστροφέα

Προηγουμένως, να παρατηρήσουμε πως η χαρακτηριστική μεταφοράς του ιδανικού αναστροφέα περιγράφεται, με μαθηματικούς όρους, ως εξής:

$$\left. \begin{aligned} V_{OUT} &= V_{DD}, & V_{IN} &\leq \frac{V_{DD}}{2} \\ V_{OUT} &= 0, & V_{IN} &> \frac{V_{DD}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$



Σχήμα 3.41: Έξοδος ιδανικού αναστροφέα με ενθόρυβη είσοδο



Σχήμα 3.42: Έξοδος ιδανικού αναστροφέα με μη ιδανική κυματομορφή εισόδου

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 χαρακτηριστική είναι κατακόρυφη) ώστε να εξασφαλίζονται οι επιθυμητοί μηδενικοί χρόνοι μετάβασης της κυματομορφής εξόδου.

Πράγματι, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.41, 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.

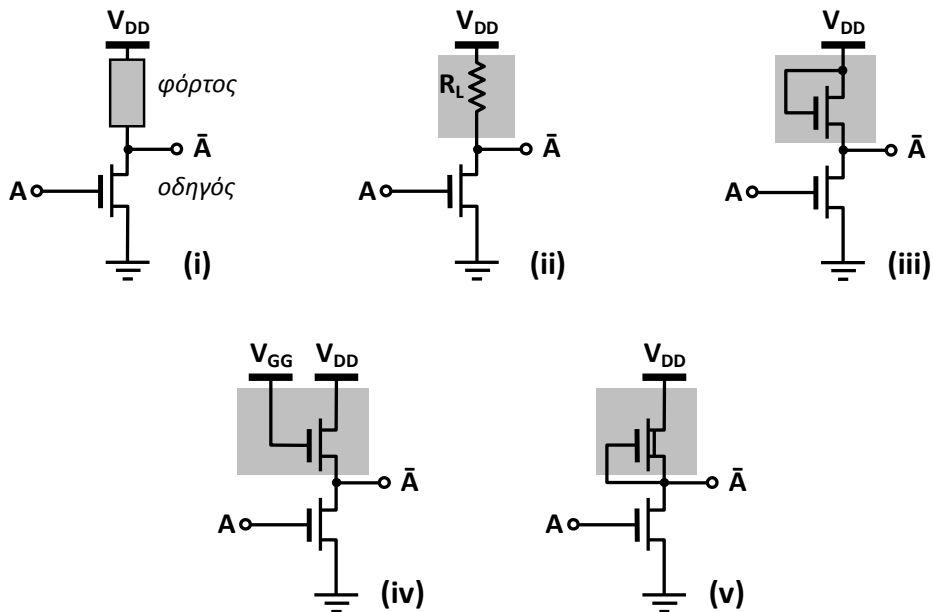
Επιπλέον, από το Σχήμα 3.42 μπορούμε να επιβεβαιώσουμε πως, στην περίπτωση ιδανικού αναστροφέα, οι χρονικές καθυστερήσεις μετάβασης στο σήμα εισόδου δεν επηρεάζουν αντίστοιχα το σήμα εξόδου.

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 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.

Στη συνέχεια θα προχωρήσουμε στην DC ανάλυση διάφορων κυκλωματικών υλοποιήσεων αναστροφέων με τη χρήση MOSFET, προκειμένου να εξαχθούν οι χαρακτηριστικές μεταφοράς κάθε υλοποίησης και να γίνει αξιολόγηση και συγκριτική παρουσίασή τους.

Γενικά, μπορούμε να πούμε πως ένας αναστροφέας αποτελείται από μία οδηγό διάταξη και μία διάταξη φόρτου, σύμφωνα με το Σχήμα 3.43-i. Στο ίδιο σχήμα (Σχήμα 3.43) φαίνονται διάφοροι εναλλακτικοί τρόποι υλοποίησης ενός αναστροφέα, ανάλογα με τον τύπο της διάταξης φόρτου που χρησιμοποιείται. Ένας ακόμη εναλλακτικός τρόπος υλοποίησης χρησιμοποιεί συμπληρωματικά τρανζίστορ MOS (CMOS), τον οποίο έχουμε ήδη παρουσιάσει με συντομία και τον οποίο θα μελετήσουμε ξεχωριστά. Η συνδεσμολογία του Σχήματος 3.43-ii χρησιμοποιεί ως φόρτο μια ωμική αντίσταση. Η συνδεσμολογία του Σχήματος 3.43-iii χρησιμοποιεί ως φόρτο τρανζίστορ MOS με την πύλη συνδεδεμένη στην εκροή, ενώ στο Σχήμα 3.43-iv φαίνεται μια παραλλαγή της προηγούμενης στην οποία η πύλη του τρανζίστορ φόρτου συνδέεται σε δυναμικό μεγαλύτερο από εκείνο στην εκροής του. Τέλος, στο

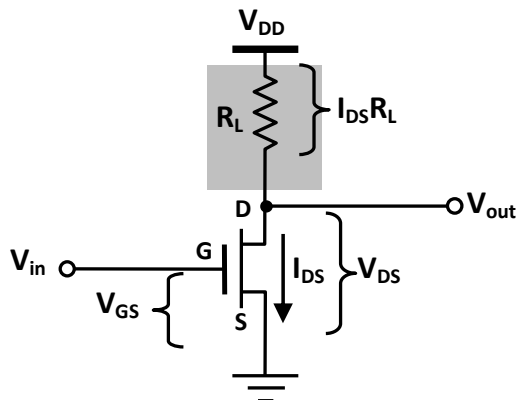
Σχήμα 3.43-v το ρόλο του φόρτου αναλαμβάνει ένα τρανζίστορ απογύμνωσης καναλιού με την πύλη συνδεδεμένη στην πηγή.



Σχήμα 3.43: Κυκλωματικές υλοποιήσεις αναστροφέα με τρανζίστορ MOS

3.5.1 Αναστροφέας MOS με ωμική αντίσταση ως φόρτο

Στο Σχήμα 3.44 φαίνεται η κυκλωματική υλοποίηση ενός αναστροφέα με ωμική αντίσταση ως φόρτο.



Σχήμα 3.44: Κύκλωμα αναστροφέα MOS με ωμική αντίσταση ως φόρτο

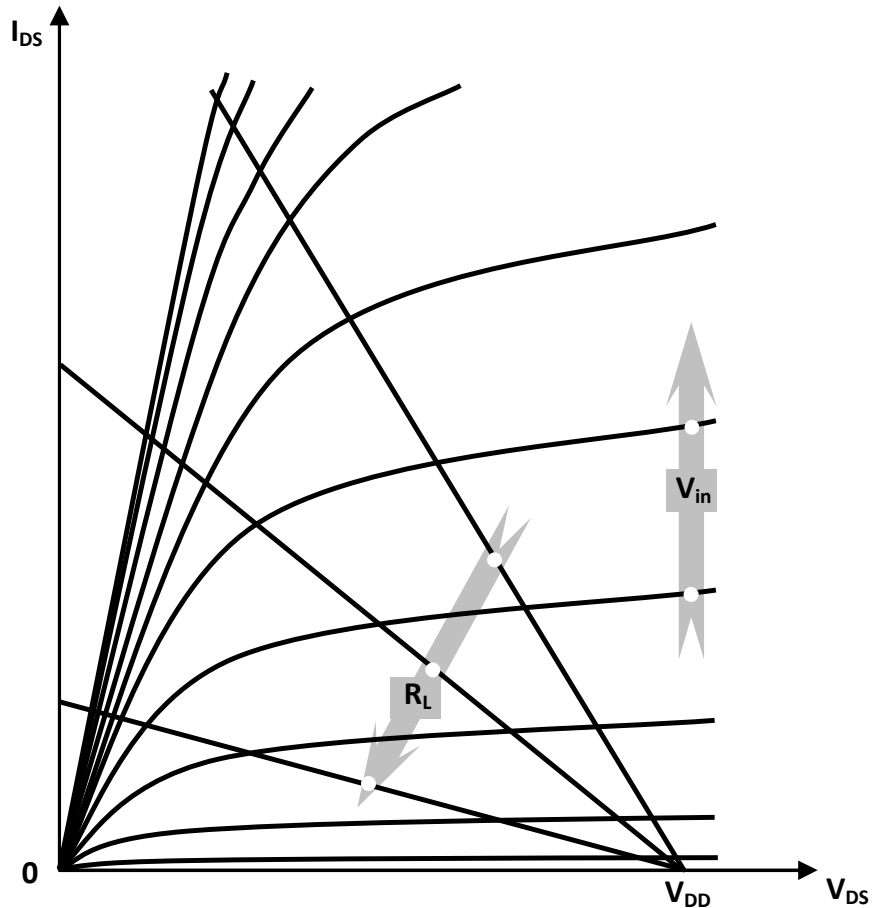
Προκειμένου να χαράξουμε τη χαρακτηριστική μεταφοράς του κυκλώματος θα λάβουμε υπόψη μας τα εξής (βλπ. και Σχήμα 3.44):

Η τάση εισόδου V_{in} είναι ίση με την τάση πύλης-πηγής του MOSFET:

$$V_{in} = V_{GS} \cdot \quad (3.18)$$

Η τάση εξόδου V_{out} είναι ίση με την τάση εκροής-πηγής του MOSFET:

$$V_{out} = V_{DS} \cdot \quad (3.19)$$



Σχήμα 3.45: Υπέρθεση χαρακτηριστικών εξόδου του MOSFET και των ευθειών φόρτου

Η ζητούμενη χαρακτηριστική μεταφοράς του αναστροφέα θα προκύψει από την υπέρθεση των ευθειών φόρτου, για διάφορες τιμές αντιστάσεων R_L , και των χαρακτηριστικών εξόδου της οδηγού βαθμίδας (MOSFET), όπως υποδεικνύει το Σχήμα 3.45.

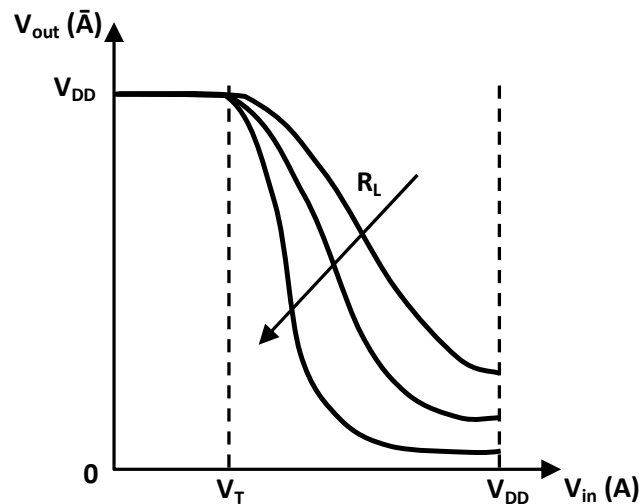
Η χάραξη των ευθειών φόρτου γίνεται με τη βοήθεια της σχέσης:

$$V_{DD} = I_{DS} R_L + V_{DS} \cdot \quad (3.20)$$

η οποία προκύπτει με εφαρμογή του 2ου κανόνα του Kirchhoff στο κύκλωμα του Σχήματος 3.44.

Καθώς η τάση εισόδου (V_{in}) μεταβάλλεται από τη λογική στάθμη L (0) στη λογική στάθμη H (1), η έξοδος V_{DS} είναι υποχρεωμένη να μεταβληθεί από το μέγιστο (V_{DD}) στο ελάχιστο (0 V) κατά μήκος της συγκεκριμένης ευθείας φόρτου η οποία αντιστοιχεί στην τιμή της αντίστασης φόρτου R_L και περιγράφεται από τη σχέση (3.20).

Αν χαραχθεί η τάση εξόδου σαν συνάρτηση της τάσης εισόδου, θα πάρουμε τις χαρακτηριστικές μεταφοράς του Σχήματος 3.46.



Σχήμα 3.46: Χαρακτηριστικές μεταφοράς αναστροφέα MOS με ωμική αντίσταση φόρτου για διάφορες τιμές της αντίστασης φόρτου

Όταν στην είσοδο του αναστροφέα εφαρμόζεται τάση μικρότερη της τάσης κατωφλίου (V_T) του τρανζίστορ, τότε η οδηγός διάταξη βρίσκεται στην αποκοπή και στην έξοδο μεταφέρεται η τάση τροφοδοσίας (V_{DD}). Όταν η τάση εισόδου αυξάνει προς τη στάθμη της λογικής μονάδας, τότε η έξοδος κινείται προς τη στάθμη του λογικού μηδενός. Η στάθμη αυτή (στην έξοδο του κυκλώματος) θα είναι τόσο μικρότερη όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση φόρτου, αφού η τάση εξόδου είναι το αποτέλεσμα διαίρεσης τάσης μεταξύ της αντίστασης φόρτου και της (δυναμικής) αντίστασης της οδηγού διάταξης.

Για να υπολογίσουμε την ακριβή τιμή της τάσης που αντιστοιχεί στη μηδενική λογική στάθμη στην έξοδο του αναστροφέα για δεδομένη τιμή της αντίστασης φόρτου (R_L), θα λύσουμε τη σχέση (3.20) ως προς την τάση V_{DS} (η οποία ταυτίζεται με την τάση εξόδου):

$$V_{out} (= V_{DS}) = V_{DD} - I_{DS} R_L, \quad (3.21)$$

και σε αυτήν θα αντικαταστήσουμε τη σχέση που δίνει το ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ (στην περιοχή τριόδου):

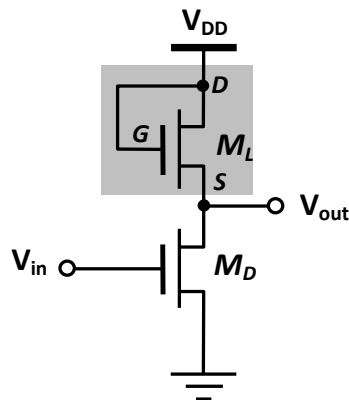
$$I_{DS} = \beta_n \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]. \quad (3.22)$$

Προκύπτει, τότε, η ακόλουθη σχέση για την τιμή τάσης (V_L) που αντιστοιχεί στη μηδενική λογική στάθμη στην έξοδο του αναστροφέα:

$$V_L = V_{DD} - \beta_n \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] R_L. \quad (3.23)$$

3.5.2 Αναστροφέας MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στον κόρο

Στο Σχήμα 3.47 φαίνεται η κυκλωματική υλοποίηση ενός αναστροφέα με τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στον κόρο ως φόρτο.



Σχήμα 3.47: Κύκλωμα αναστροφέα MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στον κόρο

Το τρανζίστορ φόρτου M_L έχει βραχυκυκλωμένη την πύλη (G) με την εκροή (D) και επομένως θα ισχύει:

$$V_{GD} = 0, \quad (3.24)$$

με βάση την οποία μπορούμε να διαπιστώσουμε πως αυτό λειτουργεί στην περιοχή κόρου.

Πράγματι, για να βρίσκεται το τρανζίστορ φόρτου στην περιοχή κόρου θα πρέπει να ισχύει:

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T. \quad (3.25)$$

Η σχέση (3.25) γράφεται, με τη βοήθεια της σχέσης (3.24), ισοδύναμα:

$$V_{DS} > (V_{GD} + V_{DS}) - V_T \Rightarrow 0 > -V_T, \quad (3.26)$$

η οποία είναι αληθής ανισότητα.

Ο λόγος της παραμέτρου β_D , που καθορίζει το ρεύμα της οδηγού διάταξης, προς την αντίστοιχη παράμετρο β_L της διάταξης φόρτου συμβολίζεται με β_R :

$$\beta_R = \frac{\beta_D}{\beta_L}. \quad (3.27)$$

Αν θυμηθούμε πως η παράμετρος β ενός τρανζίστορ MOS ορίζεται από τη σχέση:

$$\beta_n = \frac{\mu_n \varepsilon W}{t_{ox} L}, \quad (3.28)$$

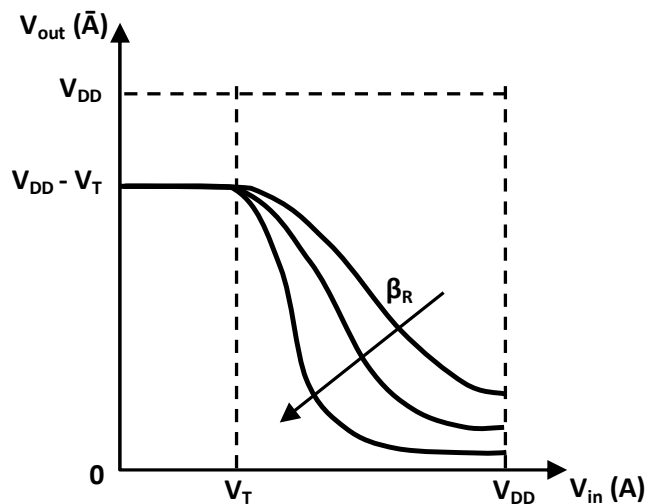
όπου ο δείκτης n αναφέρεται σε τρανζίστορ τύπου n ,

και υποθέσουμε πως οι παράμετροι μ_n , ε και t_{ox} είναι κοινές τόσο για την οδηγό διάταξη όσο και για τη διάταξη φόρτου, όπως συμβαίνει στην περίπτωση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, η σχέση (3.27) μπορεί να γραφεί:

$$\beta_R = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_D}{\left(\frac{W}{L}\right)_L}. \quad (3.29)$$

Για την περίπτωση του αναστροφέα που εξετάζουμε ο λόγος β_R επιλέγεται, συνήθως, στην περιοχή τιμών μεταξύ 10 και 20.

Χρησιμοποιώντας μεθοδολογία παρόμοια με εκείνη που ακολουθήσαμε για τον αναστροφέα με ωμική αντίσταση ως φόρτο, μπορούμε να χαράξουμε τις χαρακτηριστικές μεταφοράς του κυκλώματος για διάφορες τιμές του λόγου β_R (Σχήμα 3.48). Θα πρέπει να σημειωθεί πως οι χαρακτηριστικές αυτές προκύπτουν από την υπέρθεση των χαρακτηριστικών εξόδου του τρανζίστορ M_D με τις γραμμές φόρτου του τρανζίστορ M_L . Οι τελευταίες, δεν είναι προφανώς ευθείες γραμμές.



Σχήμα 3.48: Χαρακτηριστικές μεταφοράς αναστροφεί με φόρτο τρανζίστορ MOS στον κόρο για διάφορες τιμές του λόγου β_R .

Από τις χαρακτηριστικές μεταφοράς του Σχήματος 3.48 μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η τάση που αντιστοιχεί στη λογική στάθμη της μονάδας στην έξοδο του κυκλώματος δεν φτάνει την τιμή της V_{DD} αλλά υπολείπεται κατά την τάση κατωφλίου V_T . (Τα τρανζίστορ υποτίθεται πως έχουν κατασκευαστεί στην ίδια τεχνολογία, οπότε θα χρησιμοποιούμε κοινό συμβολισμό για τις τάσεις κατωφλίου τους).

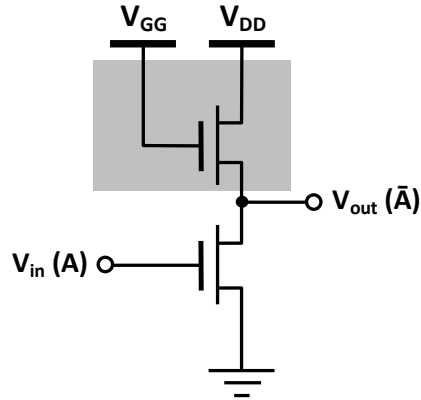
Μια άλλη σημαντική παρατήρηση που μπορούμε να κάνουμε είναι πως με την αύξηση του λόγου β_R η τάση εξόδου που αντιστοιχεί στη μηδενική λογική στάθμη (H) μειώνεται.

3.5.3 Αναστροφείας MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στην περιοχή τριόδου

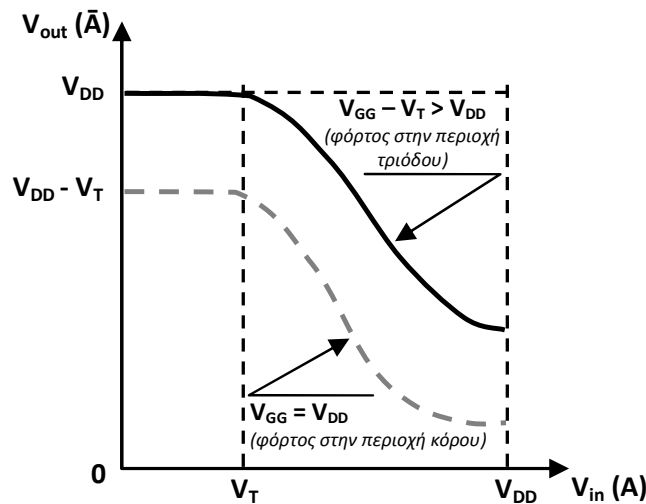
Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 3.49. Αν η τάση πύλης της διάταξης φόρτου συνδεθεί σε τάση θετικότερη της τάσης V_{DD} , τότε αυτή υποχρεώνεται να λειτουργεί πάντοτε στην περιοχή πριν από τον κόρο, δηλαδή στην περιοχή τριόδου.

Στο Σχήμα 3.50 φαίνεται η χαρακτηριστική μεταφοράς του συγκεκριμένου κυκλώματος. Στο ίδιο σχήμα έχει σχεδιαστεί (με διακεκομμένη γραμμή) και η αντίστοιχη χαρακτηριστική στην περίπτωση που το τρανζίστορ φόρτου λειτουργεί στον κόρο, για λόγους σύγκρισης. Μπορούμε να παρατηρήσουμε πως, σε αντίθεση με την λειτουργία του φόρτου στον κόρο, η λογική στάθμη της μονάδας στην έξοδο του αναστροφεί συμπίπτει με την τάση τροφοδοσίας V_{DD} . Επειδή η διάταξη φόρτου έχει μικρότερη αντίσταση, η

τάση εξόδου που αντιστοιχεί στη μηδενική λογική στάθμη θα είναι μεγαλύτερη από ό,τι στην περίπτωση του φόρτου στον κόρο. Επομένως, απαιτείται μεγαλύτερη τιμή του λόγου β_R για να πετύχουμε την ίδια στάθμη εξόδου.



Σχήμα 3.49: Κύκλωμα αναστροφέα MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS επαγωγής καναλιού στην περιοχή τριόδου

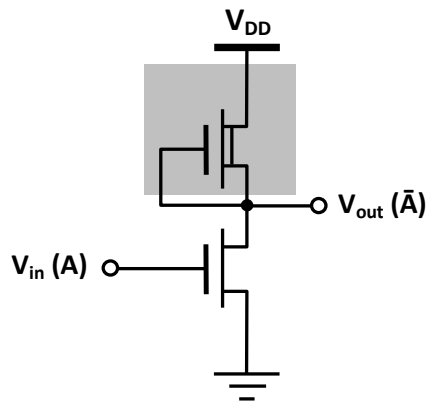


Σχήμα 3.50: Χαρακτηριστική μεταφοράς αναστροφέα με φόρτο τρανζίστορ MOS στην περιοχή τριόδου

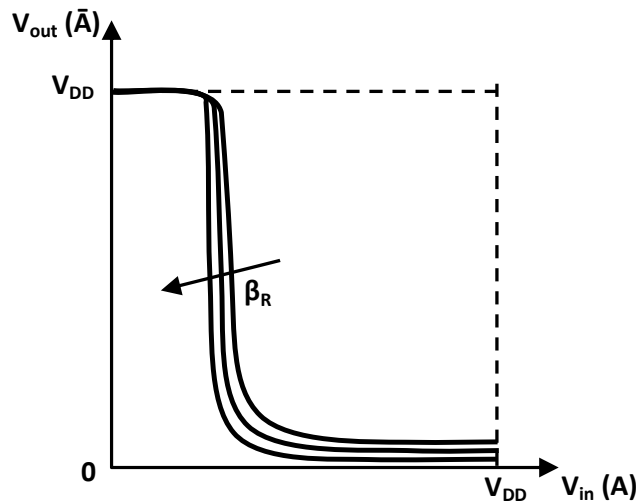
3.5.4 Αναστροφέας MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού

Στο Σχήμα 3.51 φαίνεται η κυκλωματική υλοποίηση ενός αναστροφέα με τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού ως φόρτο.

Οι χαρακτηριστικές μεταφοράς ενός τέτοιου αναστροφέα φαίνονται στο Σχήμα 3.52, για διάφορες τιμές του λόγου β_R .



Σχήμα 3.51: Κύκλωμα αναστροφέα MOS με φόρτο τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού



Σχήμα 3.52: Χαρακτηριστικές μεταφοράς αναστροφέα με φόρτο τρανζίστορ MOS απογύμνωσης καναλιού για διάφορες τιμές του λόγου β_R

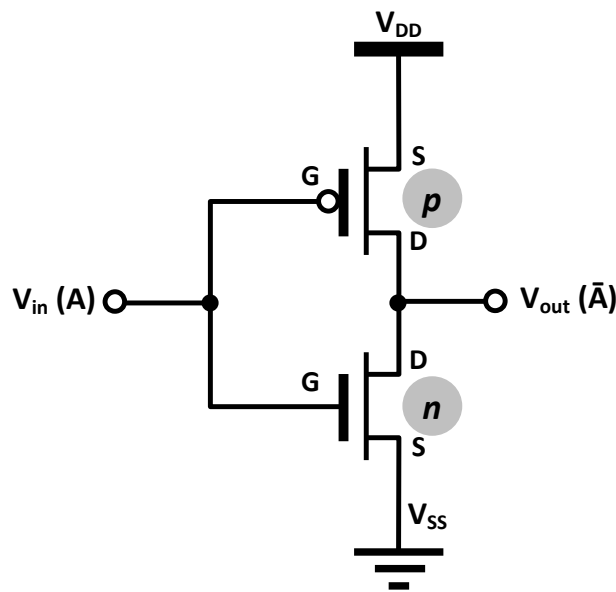
Σημειώνεται ότι η τάση εξόδου μπορεί να πάρει όλες τις τιμές μέχρι την V_{DD} επειδή η διάταξη φόρτου άγει πάντοτε, ακόμη και με την πύλη συνδεδεμένη στην πηγή. (Ας θυμηθούμε, στο σημείο αυτό, πως σε ένα MOSFET απογύμνωσης καναλιού ο αγώγιμος δίαυλος μεταξύ πηγής και εκροής προϋπάρχει, εκ κατασκευής).

Καθώς η είσοδος αυξάνει από 0 Volts προς την τάση κατωφλίου V_T , η οδηγός διάταξη βρίσκεται στην αποκοπή και η έξοδος παραμένει αμετάβλητη. Όταν η είσοδος ξεπεράσει την τάση κατωφλίου, ο αναστροφέας εισέρχεται σε γραμμική περιοχή μεγάλης απολαβής, όπου η οδηγός βαθμίδα βρίσκεται στον κόρο. Τελικά, η απολαβή μειώνεται γρήγορα καθώς η είσοδος αυξάνει και η οδηγός βαθμίδα εισέρχεται στην περιοχή τριόδου. Σ' αυτό το σημείο η οδηγός

βαθμίδα άγει ισχυρά και ολόκληρη η τάση τροφοδοσίας πέφτει πάνω στη διάταξη φόρτου. Το ρεύμα σε αυτήν την περίπτωση είναι μέγιστο, και καθορίζεται μόνο από τις διαστάσεις της διάταξης φόρτου.

3.5.5 Αναστροφέας CMOS

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του αναστροφέα CMOS του Σχήματος 3.53.



Σχήμα 3.53: Κύκλωμα αναστροφέα CMOS

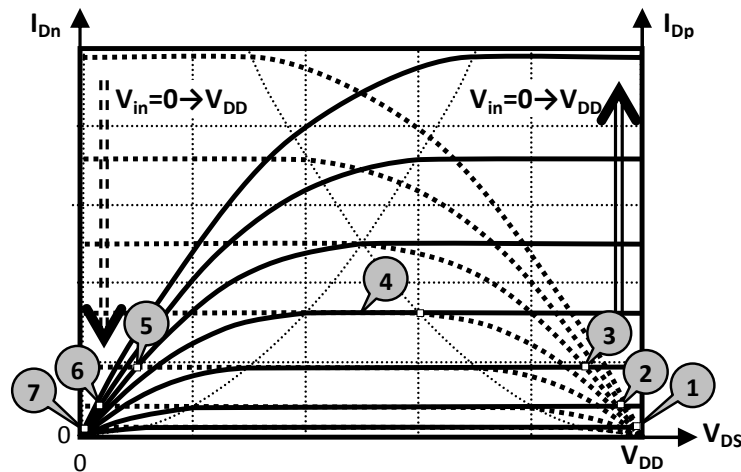
Για το κύκλωμα αυτό μπορούμε να γράψουμε τις ακόλουθες σχέσεις, με τη βοήθεια των οποίων θα χαράξουμε τη χαρακτηριστική μεταφοράς του αναστροφέα (οι δείκτες n και p υποδηλώνουν το τρανζίστορ τύπου n ή p , αντίστοιχα):

$$V_{GSn} = V_{in} , \quad (3.30)$$

$$V_{DSn} = V_{out} , \quad (3.31)$$

$$V_{GSp} = V_{in} - V_{DD} , \quad (3.32)$$

$$V_{DSp} = V_{out} - V_{DD} . \quad (3.33)$$



Σχήμα 3.54: Υπέρθεση χαρακτηριστικών εξόδου των τρανζίστορ αναστροφέα CMOS

Η ζητούμενη χαρακτηριστική μεταφοράς μπορεί να προκύψει από την υπέρθεση των χαρακτηριστικών εξόδου των δύο τρανζίστορ που απαρτίζουν τον αναστροφέα (Σχήμα 3.54), λαμβάνοντας υπόψη εκτός από τις σχέσεις (3.30) – (3.33) και το γεγονός ότι το ρεύμα που διαρρέει τα MOSFET είναι κοινό. Μπορούμε, επομένως, να χαράξουμε τη χαρακτηριστική μεταφοράς του αναστροφέα χρησιμοποιώντας τα αριθμημένα σημεία τομής των χαρακτηριστικών εξόδου των MOSFET στο Σχήμα 3.54.

Από την πιο πάνω διαδικασία προκύπτει η χαρακτηριστική μεταφοράς του Σχήματος 3.55, στο οποίο απεικονίζονται (με αριθμητική αντιστοιχία) τα σημεία τομής του Σχήματος 3.54. Επίσης, σημειώνονται οι περιοχές στις οποίες λειτουργούν τα δύο τρανζίστορ για τους διάφορους τομείς της χαρακτηριστικής μεταφοράς.

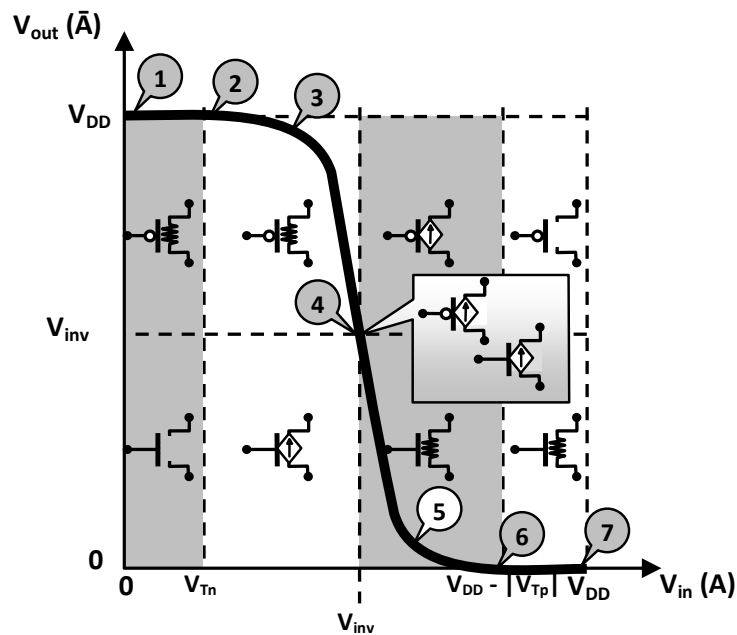
Πιο συγκεκριμένα, μπορούμε να διακρίνουμε πέντε τομείς (περιοχές) λειτουργίας στην χαρακτηριστική μεταφοράς του Σχήματος 3.55, με βάση την τιμή της τάσης εισόδου (V_{in}):

- $0 < V_{in} < V_{Tn}$ (σημείο #1)

Στον τομέα αυτό το τρανζίστορ τύπου p λειτουργεί στην περιοχή τριόδου, ενώ το τρανζίστορ τύπου n βρίσκεται στην αποκοπή. Η τάση εξόδου (V_{out}) του αναστροφέα είναι ίση με την τάση τροφοδοσίας V_{DD} .

- $V_{Tn} \leq V_{in} < V_{inv}$ (σημεία #2 και #3)

Στον τομέα αυτό το τρανζίστορ τύπου p λειτουργεί στην περιοχή τριόδου, ενώ το τρανζίστορ τύπου n βρίσκεται στον κόρο. Να σημειωθεί ότι η τάση V_{inv} αντιστοιχεί στην τιμή της τάσης εισόδου για την οποία η τάση εισόδου ταυτίζεται με την τάση εξόδου του αναστροφέα.



περιοχή			Υπόμνημα
κόρου	τριόδου	αποκοπής	
			pMOS
			nMOS

Σχήμα 3.55: Χαρακτηριστική μεταφοράς αναστροφέα CMOS

- $V_{in} = V_{inv}$ (σημείο #4)

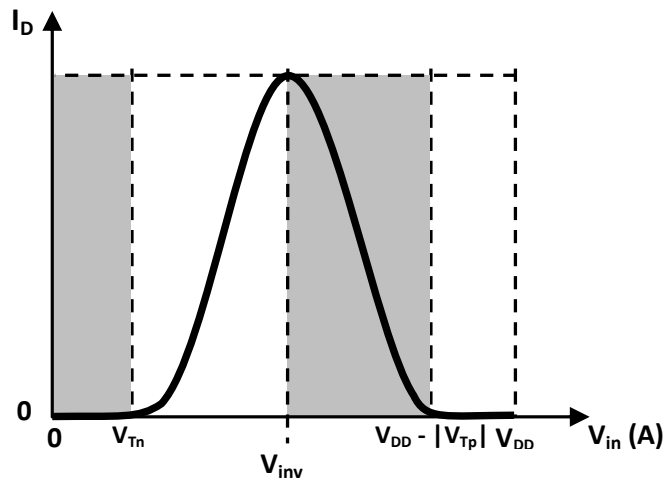
Στον τομέα αυτό και τα δύο τρανζίστορ βρίσκονται στην κατάσταση κόρου.

- $V_{inv} < V_{in} \leq V_{DD} - |V_{Tp}|$ (σημεία #5 και #6)

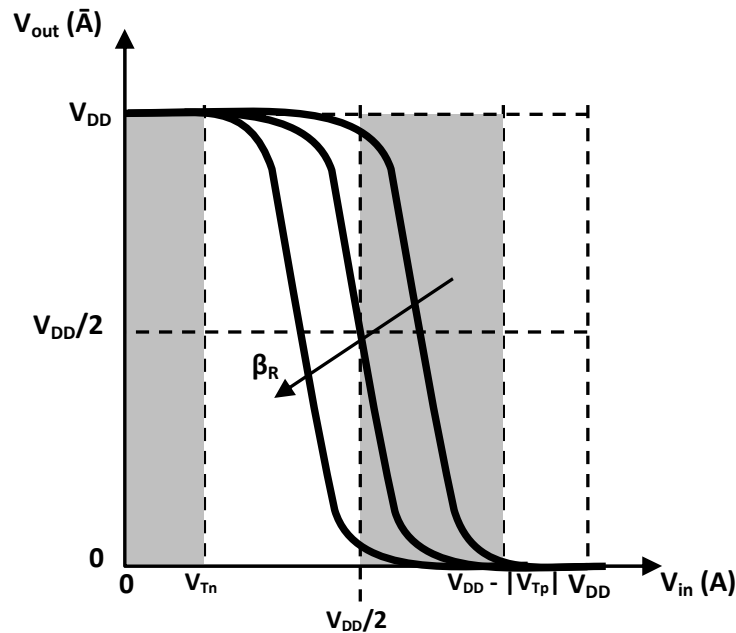
Στον τομέα αυτό το τρανζίστορ τύπου n λειτουργεί στην περιοχή τριόδου, ενώ το τρανζίστορ τύπου p βρίσκεται στον κόρο.

- $V_{DD} - |V_{Tp}| < V_{in} \leq V_{DD}$ (σημείο #7)

Στον τομέα αυτό το τρανζίστορ τύπου n λειτουργεί στην περιοχή τριόδου, ενώ το τρανζίστορ τύπου p βρίσκεται στην αποκοπή. Η τάση εξόδου (V_{out}) του αναστροφέα είναι μηδενική.



Σχήμα 3.56: Χαρακτηριστική μεταφοράς αναστροφέα CMOS



Σχήμα 3.57: Χαρακτηριστικές μεταφοράς αναστροφέα CMOS για διάφορες τιμές του λόγου β_R

Η γραφική παράσταση του ρεύματος που διαρρέει το κύκλωμα σε συνάρτηση με την τιμή της τάσης εισόδου φαίνεται στο Σχήμα 3.56, όπου η σκίαση επισημαίνει τους τομείς λειτουργίας στους οποίους ήδη αναφερθήκαμε. Είναι φανερό ότι όταν ένα εκ των δύο τρανζίστορ βρίσκεται στην αποκοπή το ρεύμα μηδενίζεται, η δε μέγιστη τιμή ρεύματος παρατηρείται όταν και τα δύο τρανζίστορ λειτουργούν στον κόρο (όταν, δηλαδή, $V_{in}=V_{inv}$). Η καμπύλη του Σχήματος 3.56 επιβεβαιώνει την παρατήρηση πως ένας αναστροφέας CMOS καταναλώνει ισχύ μόνο κατά τη διάρκεια των μεταβάσεων

της εξόδου του από τη μία λογική στάθμη στην άλλη (στη δυναμική λειτουργία), ενώ η στατική κατανάλωση ισχύος είναι μηδενική.

Τέλος, το Σχήμα 3.57 υποδεικνύει την εξάρτηση της μορφής της χαρακτηριστικής μεταφοράς του αναστροφέα CMOS από την τιμή του λόγου β_R , και κατ' επέκταση από τις διαστάσεις των δύο τρανζίστορ του κυκλώματος.

3.6 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ – ΧΡΟΝΟΙ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΚΑΙ ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ

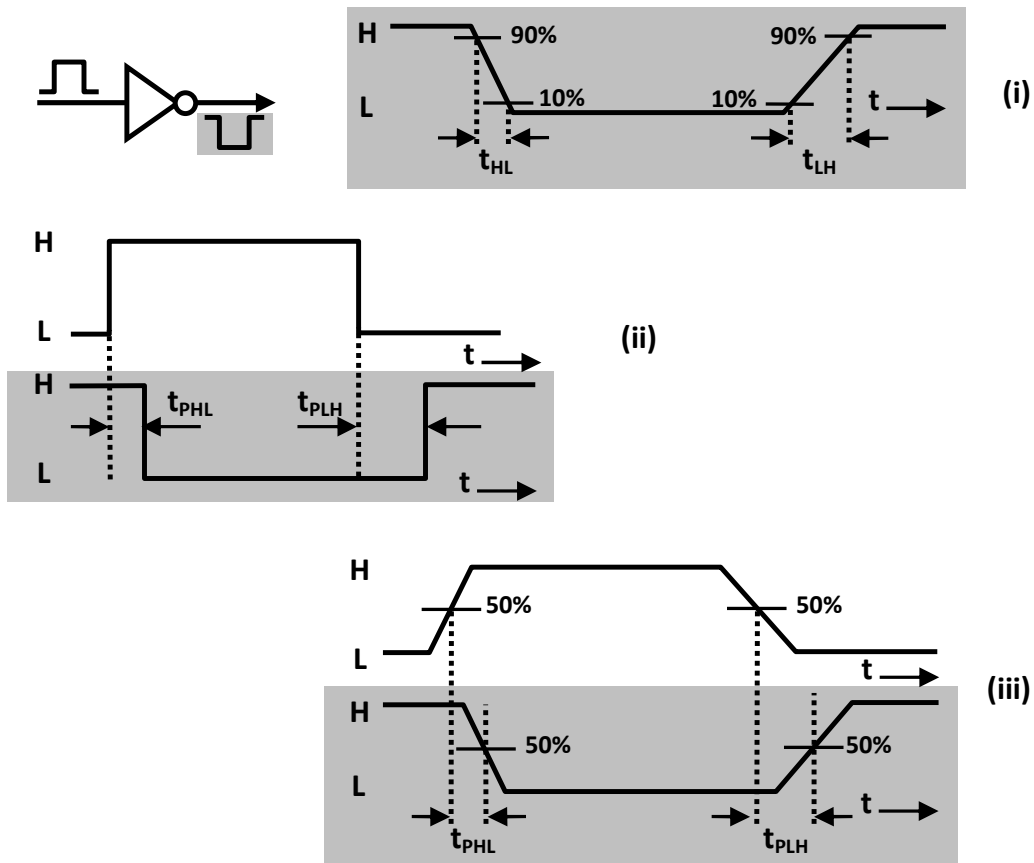
Η ευκινησία των ηλεκτρικών φορέων σε κάθε ηλεκτρονική διάταξη είναι πεπερασμένη. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με την παρουσία των παρασιτικών χωρητικοτήτων τόσο της ίδιας της διάταξης όσο και του κυκλώματος φόρτου θέτουν περιορισμούς στην ταχύτητα μιας λογικής πύλης και, κατ' επέκταση, ενός ψηφιακού κυκλώματος.

Ας θεωρήσουμε το παράδειγμα του αναστροφέα του Σχήματος 3.58, στην είσοδο του οποίου θα υποθέσουμε πως εφαρμόζεται ένας ιδανικός ορθογώνιος παλμός (Σχήμα 3.58-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) (συχνά για τις λογικές στάθμες '0' και '1' χρησιμοποιούνται οι ισοδύναμοι συμβολισμοί 'L' [από το Low] και 'H' [από το High], αντίστοιχα), όπως υποδεικνύει το διάγραμμα του Σχήματος 3.58-ii. 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 3.58-ii και 3.58-iii. Στην 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 3.58-i).



Σχήμα 3.58: Χρόνοι μετάβασης και καθυστέρησης εξόδου ψηφιακού κυκλώματος

- 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 3.58-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 την μετάβαση της εισόδου (Σχήμα 3.58-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 3.58-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, τότε 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 την μετάβαση της εισόδου (Σχήμα 3.58-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 3.58-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.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ 3ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

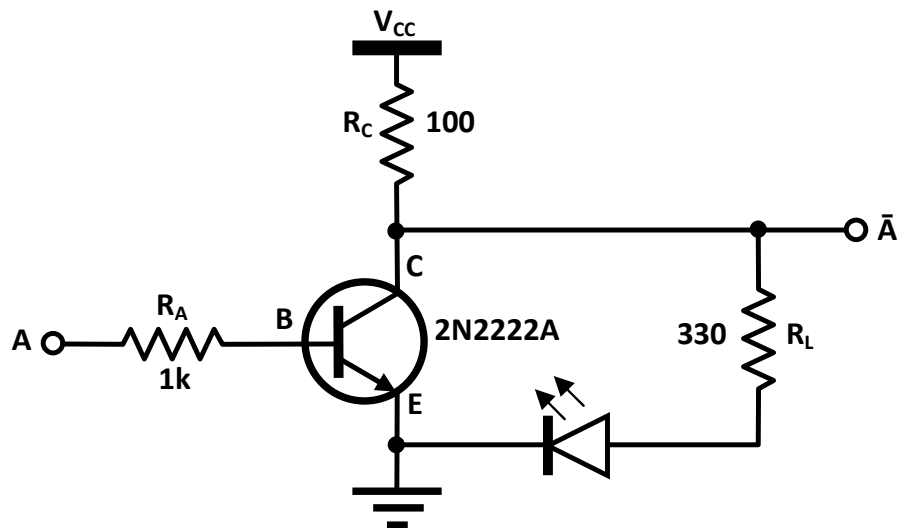
ΑΣΚΗΣΗ 1η: ΜΕΛΕΤΗ ΑΝΑΣΤΡΟΦΕΩΝ RTL, MOS ΚΑΙ CMOS

Σκοπός της άσκησης

Στην άσκηση αυτή θα μελετηθούν αναστροφείς (πύλες NOT) των λογικών οικογενειών Resistor – Transistor Logic (RTL), Metal Oxide Semiconductor (MOS) και CMOS (Complementary MOS).

A. ΜΕΛΕΤΗ ΑΝΑΣΤΡΟΦΕΑ RTL

A1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 3.59.



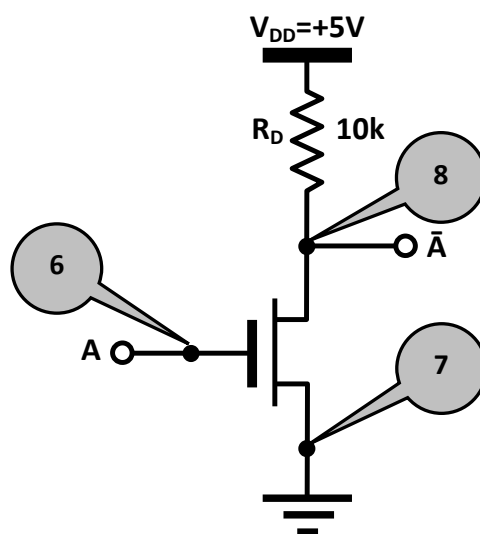
Σχήμα 3.59: Κύκλωμα αναστροφέα RTL

- A2. Τροφοδοτήστε το κύκλωμα με συνεχή τάση $V_{CC} = 5V$.
- A3. Θεωρώντας ως τιμή τάσης που αντιστοιχεί στη μηδενική λογική στάθμη (L) τα 0V και τιμή τάσης που αντιστοιχεί στη λογική στάθμη της μονάδας (H) τα 5V, επαληθεύστε τον πίνακα αλήθειας της πύλης εφαρμόζοντας κατάλληλες τάσεις στην είσοδο και παρατηρώντας αν φωτοβολεί ή όχι η διάδος LED.

- A4. Επαναλάβετε το προηγούμενο βήμα παίρνοντας, αυτή τη φορά, μετρήσεις της τάσης εξόδου χρησιμοποιώντας πολύμετρο.
- A5. Αποσυνδέστε από την είσοδο του κυκλώματος το τροφοδοτικό DC και αφήστε την είσοδο ασύνδετη («στον αέρα»). Ποια τιμή παίρνει η έξοδος στην περίπτωση αυτή; Σχολιάστε.
- A6. Τροφοδοτήστε την είσοδο του πιο πάνω κυκλώματος με τετραγωνική παλμοσειρά συχνότητας 1kHz με λογικές στάθμες 0 και 5V.
- A7. Στα κανάλια παλμογράφου συνδέστε την είσοδο και την έξοδο του κυκλώματος.
- A8. Σχεδιάστε σε κοινό διάγραμμα τις κυματομορφές του προηγούμενου βήματος.
- A9. Από τα αποτελέσματα του προηγούμενου βήματος να υπολογίσετε τους χρόνους καθυστέρησης μετάβασης και διάδοσης του αναστροφέα.

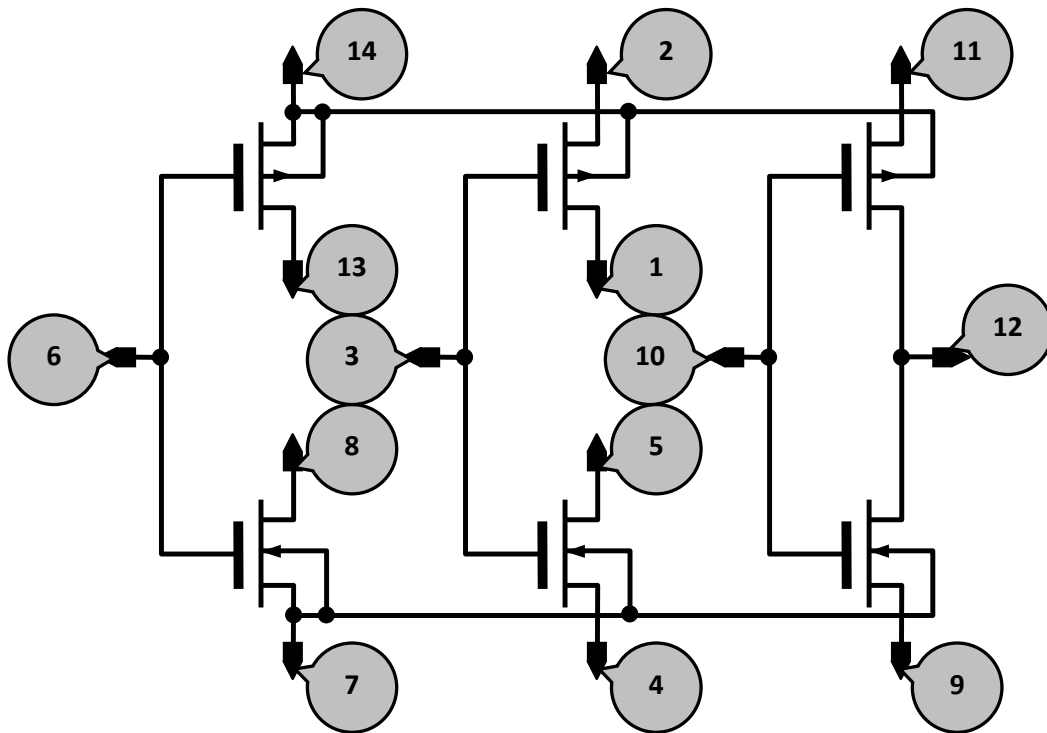
B. ΜΕΛΕΤΗ ΑΝΑΣΤΡΟΦΕΑ MOS

- B1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 3.60, χρησιμοποιώντας το ολοκληρωμένο **CD4007** (οι αριθμοί στο Σχήμα 3.60 υποδεικνύουν τους ακροδέκτες που πρέπει να χρησιμοποιηθούν).



Σχήμα 3.60: Κύκλωμα αναστροφέα MOS

Το ολοκληρωμένο **CD4007** περιέχει ζεύγη συμπληρωματικών τρανζίστορ MOS όπως υποδεικνύει το διάγραμμα του Σχήματος 3.61, όπου οι αριθμητικοί ενδείκτες αντιστοιχούν στην αρίθμηση των ακροδεκτών του. Συμβουλευθείτε και το σχετικό φύλλο δεδομένων που βρίσκεται στα Παραρτήματα.



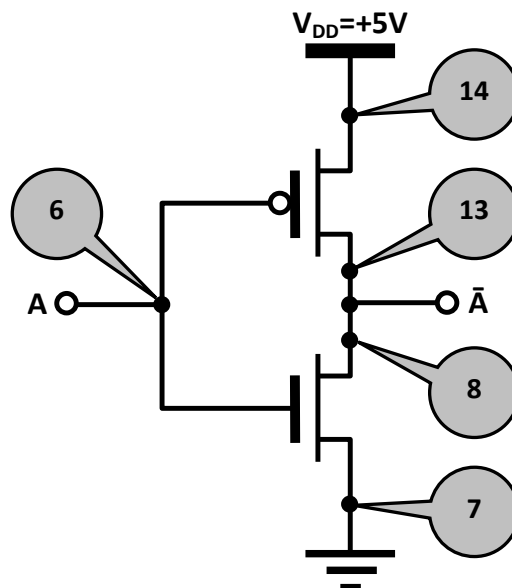
Σχήμα 3.61: Δομή του ολοκληρωμένου CD4007

- B2. Εφαρμόζοντας κατάλληλες τιμές τάσης στην είσοδο του κυκλώματος επαληθεύσατε την ορθή του λειτουργία, λαμβάνοντας μετρήσεις της τάσης εξόδου με πολύμετρο. Καταγράψτε τις τιμές τάσης που αντιστοιχούν στις λογικές στάθμες H και L.
- B3. Τροφοδοτήστε την είσοδο του αναστροφέα με τετραγωνικούς παλμούς με μηδενική λογική στάθμη ίση με 0V, πλάτος 5V και συχνότητα 1kHz και παρατηρήστε την κυματομορφή εξόδου. Σχολιάστε.
- B4. Να υπολογίσετε τον χρόνο καθυστέρησης διάδοσης της πύλης.
- B5. Επαναλάβετε τα βήματα B3 και B4 για συχνότητα παλμών ίση με 100kHz.

- B5. Αυξάνοντας τη συχνότητα της παλμοσειράς εισόδου, να βρείτε τη μέγιστη συχνότητα για την οποία λειτουργεί σωστά το κύκλωμα.

Γ. ΜΕΛΕΤΗ ΑΝΑΣΤΡΟΦΕΑ CMOS

- Γ1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 3.62, χρησιμοποιώντας το ολοκληρωμένο **CD4007** (οι αριθμοί υποδεικνύουν τους ακροδέκτες που πρέπει να χρησιμοποιηθούν).



Σχήμα 3.62: Κύκλωμα αναστροφέα CMOS

- Γ2. Επαναλάβετε την πειραματική διαδικασία της προηγούμενης παραγράφου (B).
- Γ3. Προβείτε σε συγκρίσεις των αναστροφέων MOS και CMOS

ΑΣΚΗΣΗ 2η: ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΛΟΓΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ CMOS**Σκοπός της άσκησης**

Σκοπός της άσκησης είναι η κατανόηση των βασικών αρχών στις οποίες βασίζεται η σχεδίαση ψηφιακών κυκλωμάτων CMOS (Complementary MOS), μιας οικογένειας η οποία είναι σήμερα η επικρατούσα στην κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης (VLSI).

A. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΠΥΛΩΝ NAND/AND

- A1. Χρησιμοποιώντας τη μεθοδολογία που αναπτύχθηκε στο θεωρητικό μέρος του κεφαλαίου σχεδιάστε το κύκλωμα μιας πύλης **NAND** σε τεχνολογία CMOS και υλοποιήστε το κάνοντας χρήση του ολοκληρωμένου **CD4007**. (Ως λογικές στάθμες να χρησιμοποιηθούν τα 0 και 5V).
- A2. Επαληθεύσατε τον πίνακα αλήθειας της πύλης εφαρμόζοντας κατάλληλες τιμές τάσης στις εισόδους της και μετρώντας την τάση εξόδου.
- A3. Επαναλάβετε την πιο πάνω διαδικασία για πύλη **AND**.

B. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΠΥΛΩΝ NOR/OR

Όμοια για πύλες **NOR** και **OR**.

ΑΣΚΗΣΗ 3η: ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΕΣ ΛΟΓΙΚΕΣ ΠΥΛΕΣ**Σκοπός της άσκησης**

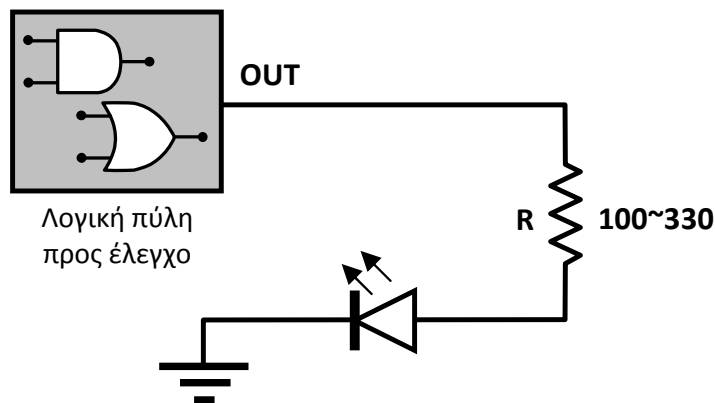
Σκοπός της άσκησης είναι η επαλήθευση της λειτουργίας λογικών πυλών σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος και η εξοικείωση στη σχεδίαση απλών ψηφιακών κυκλωμάτων κάνοντας χρήση των πυλών αυτών.

A. ΕΛΕΓΧΟΣ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΩΝ ΛΟΓΙΚΩΝ ΠΥΛΩΝ

- A1. Επαληθεύσατε τους πίνακες αλήθειας των λογικών πυλών που περιέχονται στα ολοκληρωμένα του Πίνακα 3.7, χρησιμοποιώντας τη συνδεσμολογία του Σχήματος 3.63.

Πίνακας 3.7: Ολοκληρωμένες λογικές πύλες

Κωδικός	Τύπος
7404	NOT
7408	AND
7400	NAND
7432	OR
7402	NOR



Σχήμα 3.63: Κύκλωμα για τον έλεγχο ολοκληρωμένων λογικών πυλών

(Προσέξτε τις συνδέσεις των ακροδεκτών μιας και διαφοροποιούνται ανάλογα με το ολοκληρωμένο. Για την αποφυγή λάθους, συμβουλευθείτε τα αντίστοιχα φύλλα δεδομένων στα Παραρτήματα).

B. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΑΠΛΩΝ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

- B1. Υλοποιήστε μια πύλη **NAND** χρησιμοποιώντας τα ολοκληρωμένα **7404** και **7408** και στη συνέχεια επαληθεύσετε την ορθή λειτουργία του κυκλώματός σας.
- B2. Όμοια για μια πύλη **OR** χρησιμοποιώντας τα ολοκληρωμένα **7402** και **7404**.
- B3. Συνδεσμολογήστε κύκλωμα που να υλοποιεί τη συνάρτηση **$F=AB+C$** , χρησιμοποιώντας τα κατάλληλα ολοκληρωμένα του Πίνακα 3.7 και ελέγξτε την ορθή του λειτουργία.

4

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΙΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

4.1 ΓΕΝΙΚΑ

Τα σύγχρονα **τηλεπικοινωνιακά δίκτυα** έχουν ως σκοπό τη μεταφορά πληροφορίας (σε αναλογική ή ψηφιακή μορφή) από έναν **πομπό** (τον «αποστολέα») σε έναν **δέκτη** (τον «παραλήπτη»). Κατά τη διαδρομή της από τον πομπό προς το δέκτη η πληροφορία ενδέχεται να διέρχεται από ένα πλήθος διαβιβαστικών συστημάτων τα οποία χρησιμοποιούν ποικίλα **μέσα μετάδοσης**. Τα μέσα αυτά μπορεί να είναι μεταλλικοί αγωγοί, οπτικές ίνες, ή ακόμα και ο αέρας ή το κενό. Για τη μετάδοση μέσω μεταλλικών αγωγών η πληροφορία θα πρέπει να μετατραπεί σε ηλεκτρικό σήμα, ενώ για τη μετάδοση μέσω οπτικών ινών σε φως. Τέλος, για την ασύρματη μετάδοσή της μέσω του αέρα ή του κενού θα πρέπει να πάρει τη μορφή ηλεκτρομαγνητικού κύματος (συνήθως στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων ή των μικροκυμάτων).

Παρά το γεγονός ότι κατά τη διακίνησή της η πληροφορία μετατρέπεται σε διάφορες μορφές, οι πηγές παραγωγής της είναι (προς το παρόν, τουλάχιστον) ηλεκτρικές. Σε μια τηλεφωνική συσκευή, για παράδειγμα, ο ήχος μετατρέπεται σε ηλεκτρικό σήμα με τη χρήση μικροφώνου. Το ηλεκτρικό σήμα διακινείται μέσω του τηλεφωνικού δικτύου. Ανάλογα με τη φύση των μέσων μετάδοσης που χρησιμοποιεί το δίκτυο αυτό, το σήμα μπορεί να μετατραπεί στις μορφές που ήδη αναφέραμε πριν καταλήξει στον παραλήπτη του. Στην τελική του μορφή, ωστόσο, θα πρέπει να είναι και πάλι ηλεκτρικό μιας και η τηλεφωνική συσκευή του αποδέκτη μετατρέπει ηλεκτρικό σήμα σε ήχο (με τη βοήθεια ενός μεγαφώνου). Στην περίπτωση ψηφιακών δεδομένων (δηλαδή πληροφορίας που παράγεται π.χ. από έναν ηλεκτρονικό υπολογιστή) η αρχική μορφή του αντίστοιχου σήματος είναι, επίσης, ηλεκτρική.

Από την προηγούμενη συζήτηση μπορούμε να συμπεράνουμε πως στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά σύστημα η πληροφορία παράγεται σε ηλεκτρική μορφή και διακινείται - ύστερα από ενδεχόμενες μετατροπές της - προς τον δέκτη, όπου λαμβάνει και πάλι ηλεκτρική μορφή. Ο ρόλος της ηλεκτρονικής στη διαδικασία αυτή είναι φανερός, μιας και υπεισέρχεται στην παραγωγή, στην μετατροπή, στην επεξεργασία στην εκπομπή και στη λήψη των ηλεκτρικών σημάτων που αναπαριστούν τη διακινούμενη πληροφορία.

Ένα από τα κυριότερα προβλήματα που πρέπει να αντιμετωπιστούν κατά την 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. Στην περίπτωση, π.χ., της τηλεφωνίας, 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**, οι οποίοι αποκαθιστούν τη στάθμη του ηλεκτρικού σήματος στην αρχική ή στην επιθυμητή τιμή.

Ένας ακόμη πονοκέφαλος για τον σχεδιαστή ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι οι τεχνικοί περιορισμοί που επιβάλλονται από τη φύση του σήματος πληροφορίας και η αναντιστοιχία των χαρακτηριστικών του σήματος αυτού προς τα χαρακτηριστικά του μέσου μετάδοσης. Ας υποθέσουμε πως πρόκειται να σχεδιάσουμε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα το οποίο θα μεταδίδει φωνή με ασύρματο τρόπο. Το **φάσμα** (βλπ. σχετικό Παράρτημα) της φωνής αντιστοιχεί σε περιοχή χαμηλών συχνοτήτων και η ασύρματη μετάδοσή της θα απαιτούσε κεραία πολύ μεγάλου μήκους (πολλών εκατοντάδων μέτρων). (Θυμίζουμε ότι το μήκος ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος (λ) - το οποίο καθορίζει και το μήκος της κεραίας που θα χρησιμοποιηθεί - είναι αντιστρόφως ανάλογο της συχνότητας (f) του κύματος σύμφωνα με τη σχέση $c = \lambda f$, όπου c η ταχύτητα του φωτός). Είναι φανερό η ανάγκη **μεταλλαγής** των χαμηλών συχνοτήτων σε μια υψηλότερη περιοχή του φάσματος, η οποία μπορεί να επιτευχθεί με τη βοήθεια ενός **μίκτη**. Επιπλέον, είναι απαραίτητη και η χρήση ενός **ταλαντωτή**, ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος που παρέχει την αναγκαία για τη μεταλλαγή συχνότητα, όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο.

Πολλές φορές είναι αναγκαία η επέμβαση στο συχνοτικό περιεχόμενο ενός ηλεκτρικού σήματος, άλλοτε για λόγους απόρριψης του ηλεκτρονικού θορύβου (βλπ. σχετικό Παράρτημα) και άλλοτε για λόγους εξοικονόμησης εύρους ζώνης. Η αντίστοιχη επεξεργασία γίνεται με τη χρήση εξειδικευμένων κυκλωμάτων τα οποία ονομάζονται **φίλτρα**.

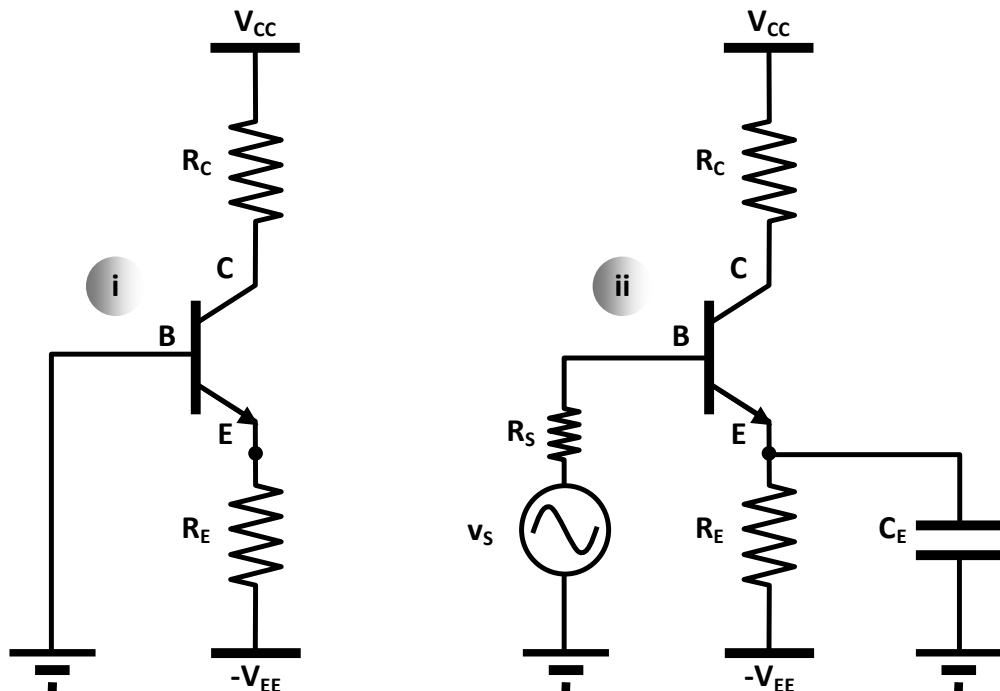
Τα προαναφερθέντα κυκλώματα (ενισχυτές, ταλαντωτές, μίκτες, φίλτρα, κ.λπ.) αποτελούν ένα ενδεικτικό υποσύνολο των αναλογικών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα και αποτελούν, ίσως, τα πιο βασικά. Αναλυτική παρουσίαση και μελέτη τους θα γίνει στις παραγράφους που ακολουθούν.

4.2 ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ (Ενισχυτής κοινού εκπομπού)

Σε προηγούμενο κεφάλαιο εξετάσαμε διάφορους τρόπους ευσταθούς πόλωσης του διπολικού τρανζίστορ, προκειμένου αυτό να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή. (Θυμίζουμε ότι ευρισκόμενο στην ενεργό περιοχή το τρανζίστορ

μπορεί να λειτουργήσει ως ενισχυτής). 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, εξαιτίας των ευρύτατων εφαρμογών τους.

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα πόλωσης με δύο πηγές τροφοδοσίας (dual supply) του Σχήματος 4.1-i. Πρόκειται, προφανώς, για ένα κύκλωμα κοινής βάσης αφού η βάση είναι γειωμένη.



Σχήμα 4.1: Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία

Το προς ενίσχυση σήμα (v_s) μπορεί να εφαρμοστεί απευθείας στη βάση του τρανζίστορ, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 4.1-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 τέτοιον 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:

$$r_E = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_E} = \frac{V_\theta}{I_{EQ}} = \frac{26mV}{I_{EQ}}, \quad (4.1)$$

σε αντιστοιχία με τις σχέσεις (2.4) - (2.6) και την ανάλυση της παραγράφου 2.4.4.)

Πιο συγκεκριμένα, θα πρέπει να ισχύει:

$$r_E \gg \frac{1}{2\pi f_{\min} C_E}, \quad (4.2)$$

όπου $f_{\min}$ η ελάχιστη συχνότητα του σήματος v_s .

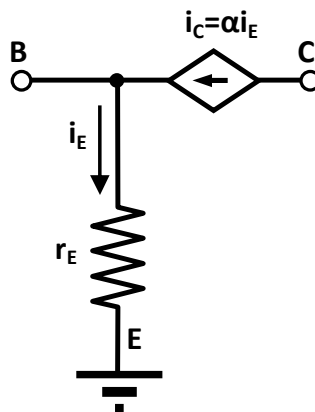
(Θυμίζουμε ότι η σύνθετη αντίσταση ενός πυκνωτή εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος που εφαρμόζεται στα άκρα του σύμφωνα με τη σχέση (1.32)).

Η σχέση (4.2) μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα ως εξής:

$$C_E \gg \frac{1}{2\pi f_{\min} r_E}, \quad (4.3)$$

και αποτελεί το κριτήριο επιλογής της τιμής της χωρητικότητας του πυκνωτή παράκαμψης (C_E).

Από τη σχέση (4.3) 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 (και δευτερευόντως το κόστος) του αντίστοιχου κυκλώματος.



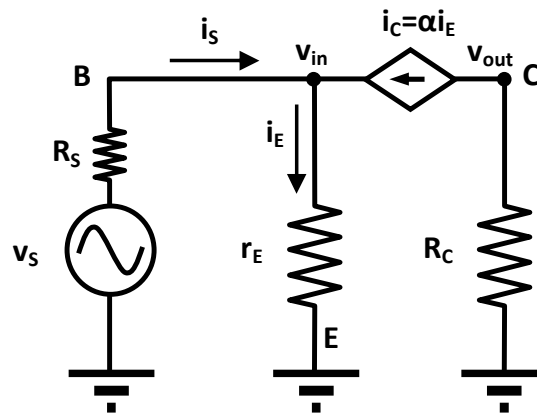
Σχήμα 4.2: Ισοδύναμο κύκλωμα διπολικού τρανζίστορ με r παραμέτρους

Για την απλοποίηση της ανάλυσης μικρού σήματος του κυκλώματος του Σχήματος 4.1-ii θα χρησιμοποιήσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα με r παραμέτρους του Σχήματος 4.2 για το διπολικό τρανζίστορ. Για τη δυναμική αντίσταση του εκπομπού (r_E) ισχύει η ακόλουθη προσεγγιστική σχέση:

$$h_{ie} = h_{fe} r_E, \quad (4.4)$$

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 4.1-ii φαίνεται στο Σχήμα 4.3. (Θυμίζουμε πως στην ανάλυση μικρού σήματος οι πηγές σταθερής τάσης θεωρούνται βραχυκυκλωμένες).



Σχήμα 4.3: Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, με r παραμέτρους, ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία

Με βάση το κύκλωμα αυτό θα υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος ενισχυτή που εξετάζουμε:

- Αντίσταση Εισόδου

Εφαρμόζοντας τον 1ο νόμο του Kirchhoff για το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.3 μπορούμε να πάρουμε:

$$i_s = i_E - i_C, \quad (4.5)$$

ή ισοδύναμα:

$$i_S = i_E - \alpha i_E = (1 - \alpha) i_E. \quad (4.6)$$

Επιπλέον, ισχύει:

$$v_{in} = i_E r_E. \quad (4.7)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.6) και (4.7) προκύπτει:

$$v_{in} = \frac{i_S r_E}{1 - \alpha}. \quad (4.8)$$

Ισχύει, ακόμα (κάνοντας χρήση του 2ου νόμου του Kirchhoff):

$$v_{in} = v_S - i_S R_S, \quad (4.9)$$

η οποία σε συνδυασμό με τη σχέση (4.8) δίνει:

$$\frac{v_S}{i_S} = R_S + \frac{r_E}{1 - \alpha}. \quad (4.10)$$

Από την τελευταία σχέση μπορεί να προκύψει η έκφραση για την αντίσταση εισόδου (R_{in}) του ενισχυτή:

$$R_{in} = \frac{r_E}{1 - \alpha}, \quad (4.11)$$

η οποία μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα:

$$R_{in} = r_E (\beta + 1). \quad (4.12)$$

(
Από τη γνωστή σχέση [βλπ. σχέση (2.65)]:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (4.13)$$

μπορούμε εύκολα να καταλήξουμε στην:

$$\frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1. \quad (4.14)$$

).

- Απολαβή τάσης

Εφαρμόζοντας τον 2ο νόμο του Kirchhoff για το κύκλωμα εξόδου βρίσκουμε:

$$v_{out} = -R_C \alpha i_E. \quad (4.15)$$

Συνδυάζοντας την τελευταία με τη σχέση (4.7) παίρνουμε:

$$v_{out} = -R_C \alpha \frac{v_{in}}{r_E}. \quad (4.16)$$

Από τη σχέση (4.16) προκύπτει άμεσα η απολαβή τάσης (A_v) του ενισχυτή:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\alpha \frac{R_C}{r_E}. \quad (4.17)$$

(Η πτώση τάσης πάνω στην εσωτερική αντίσταση R_S της πηγής σήματος v_S θεωρήθηκε αμελητέα).

Το αρνητικό πρόσημο στη σχέση (4.17) 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**.

Επιπλέον, ισχύει:

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \frac{\partial I_E}{\partial V_{BE}} = \alpha \left(\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_E} \right)^{-1} = \frac{\alpha}{r_E}, \quad (4.18)$$

όπου g_m η **διαγωγιμότητα** του τρανζίστορ,

οπότε, η σχέση (4.17) για την απολαβή τάσης του ενισχυτή μπορεί να πάρει την ακόλουθη ισοδύναμη μορφή:

$$A_v = -g_m R_C. \quad (4.19)$$

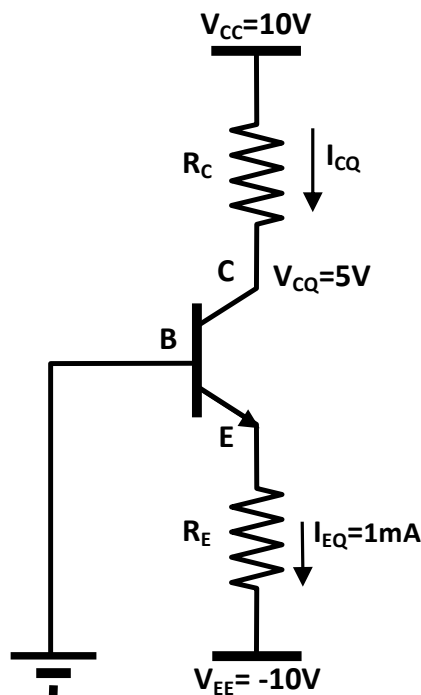
- Αντίσταση Εξόδου

Δεδομένης της ιδανικής πηγής ρεύματος στο κύκλωμα εξόδου, είναι φανερό πως η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή θα είναι άπειρη. (Θυμίζουμε πως η [εσωτερική] αντίσταση μιας ιδανικής πηγής ρεύματος 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, μια τέτοια ανάλυση – ωστόσο – είναι εκτός των σκοπών του βιβλίου αυτού.

• **Παράδειγμα σχεδίασης κυκλώματος ενισχυτή κοινού εκπομπού με συμμετρική τροφοδοσία.**

Ας υποθέσουμε πως πρέπει να σχεδιάσουμε ενισχυτή κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία (dual supply) και μάλιστα συμμετρική ώστε $V_{CC}=10V$ και $V_{EE}=-10V$. Η τάση ηρεμίας μεταξύ συλλέκτη και βάσης θέλουμε 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 σχεδιαστεί θα υπολογιστεί η απολαβή τάσης καθώς και η τιμή της αντίστασης εισόδου, ενώ η επίδραση της εσωτερικής αντίστασης της πηγής σήματος θα θεωρηθεί αμελητέα. Η συχνότητα του σήματος προς ενίσχυση θα θεωρηθεί ίση με $f=200Hz$.



Σχήμα 4.4: Παράδειγμα σχεδίασης ενισχυτή κοινού εκπομπού με συμμετρική τροφοδοσία (DC ανάλυση)

Η τιμή της αντίστασης R_E στον εκπομπό έχει υπολογιστεί ήδη στην παράγραφο 2.7.9 (για τα συγκεκριμένα δεδομένα). Συγκεκριμένα, έχει βρεθεί πως για να ικανοποιούνται οι συνθήκες πόλωσης του τρανζίστορ θα πρέπει να είναι $R_E \approx 9.4k\Omega$.

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 4.4):

$$V_{R_C} = V_{CC} - V_{CBQ} = 5V . \quad (4.20)$$

Επιπλέον, θα ισχύει:

$$I_{CQ} \simeq I_{EQ} = 1mA . \quad (4.21)$$

Η τιμή της αντίστασης R_C μπορεί να βρεθεί με εφαρμογή του νόμου του Ohm:

$$R_C = \frac{V_{R_C}}{I_{CQ}} = 5k\Omega . \quad (4.22)$$

Η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή παράκαμψης θα βρεθεί με τη βοήθεια της σχέσης:

$$C_E \gg \frac{1}{2\pi f r_E} , \quad (4.23)$$

όπου η δυναμική αντίσταση του εκπομπού (r_E) δίνεται από τη σχέση:

$$r_E = \frac{26mV}{I_{EQ}} . \quad (4.24)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.23) και (4.24) παίρνουμε:

$$C_E \gg \frac{I_{EQ}}{2\pi f \cdot 26mV} , \quad (4.25)$$

η οποία με αντικατάσταση των I_{EQ} και f δίνει:

$$C_E \gg 30.6\mu F . \quad (4.26)$$

Μια τυπική τιμή χωρητικότητας του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού για τη συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων, η οποία ικανοποιεί την ανισότητα (4.26), είναι τα 300μF. Άρα, μπορούμε να επιλέξουμε **$C_E=300\mu F$** .

Για τον υπολογισμό της αντίστασης εισόδου (R_{in}) θα χρησιμοποιηθεί η σχέση (4.12), στην οποία η δυναμική αντίσταση του εκπομπού (r_E) θα βρεθεί από τη σχέση (4.24). Προκύπτει ότι **$R_{in} \approx 5.23k\Omega$** .

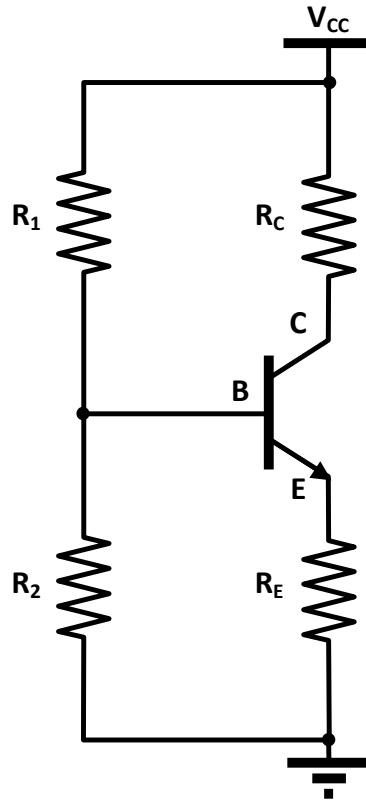
Η απολαβή τάσης (A_v) μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (4.17) η οποία συνδυαζόμενη με την (4.13) γράφεται:

$$A_v = -\frac{\beta}{\beta + 1} \frac{R_C}{r_E} , \quad (4.27)$$

και με αντικατάσταση δίνει **$A_v = -191$** .

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 4.5.

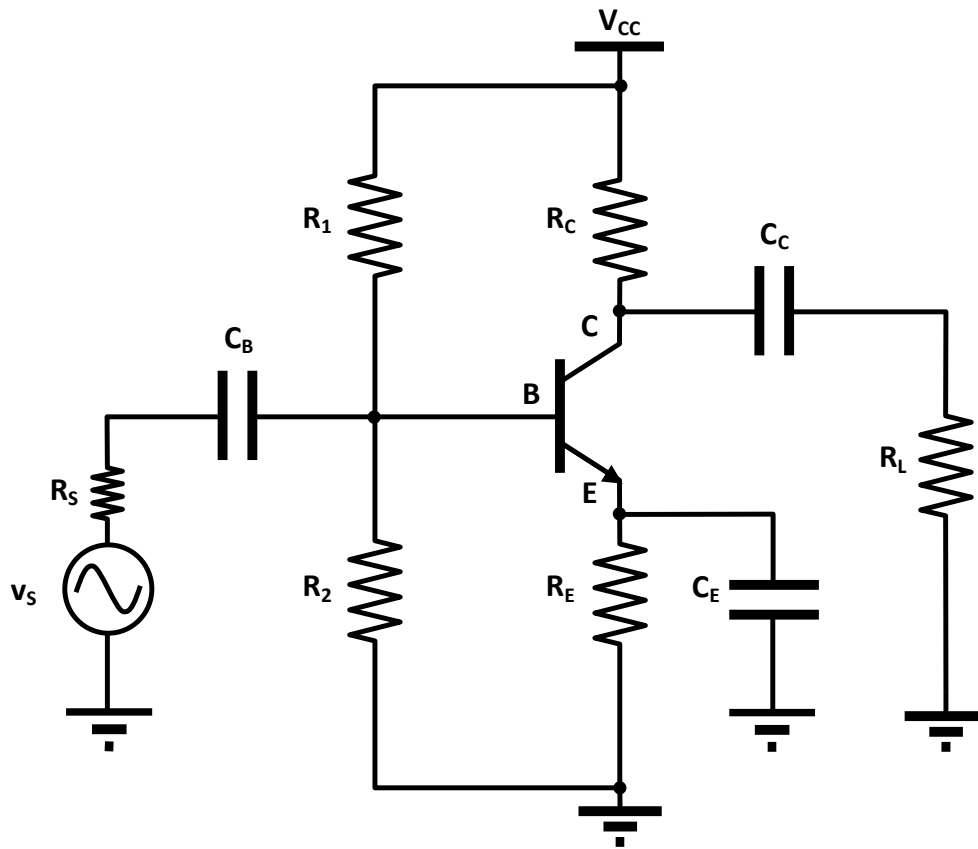


Σχήμα 4.5: Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (Δικτυώματα πόλωσης)

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 4.6.

Προκειμένου να γίνεται 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 C_C αναλαμβάνει την απόζευξη της DC τάσης ηρεμίας του συλλέκτη από τον φόρτο (R_L) του ενισχυτή.



Σχήμα 4.6: Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (πλήρες)

Την ανάλυση του κυκλώματος διευκολύνει η σύμπτυξη του δικτυώματος πόλωσης που σχηματίζουν οι αντιστάτες R_1 και R_2 με τη χρήση του ισοδύναμου του κατά Thevenin, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.7.

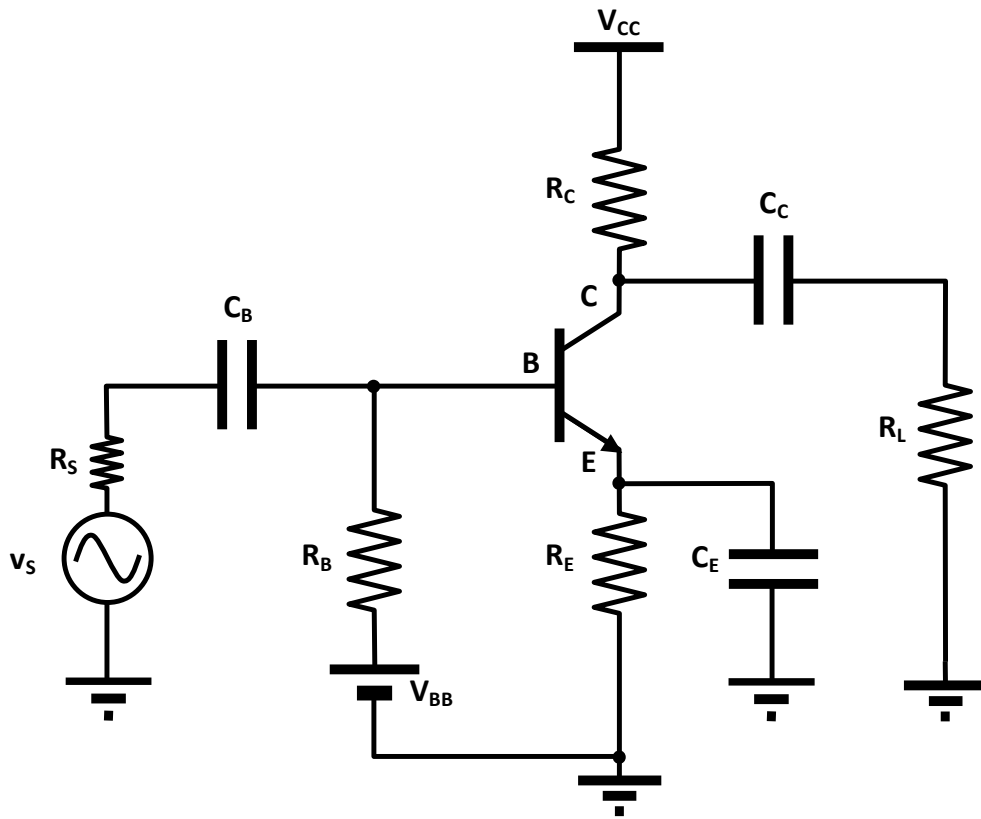
Είναι αναγκαίο να θυμηθούμε, στο σημείο αυτό, πως η τιμή της πηγής πόλωσης της βάσης (V_{BB}) στο ισοδύναμο του Σχήματος 4.7 δίνεται από τη σχέση:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}, \quad (4.28)$$

ενώ η αντίσταση R_B (η αντίσταση Thevenin) από την:

$$R_B = R_1 // R_2. \quad (4.29)$$

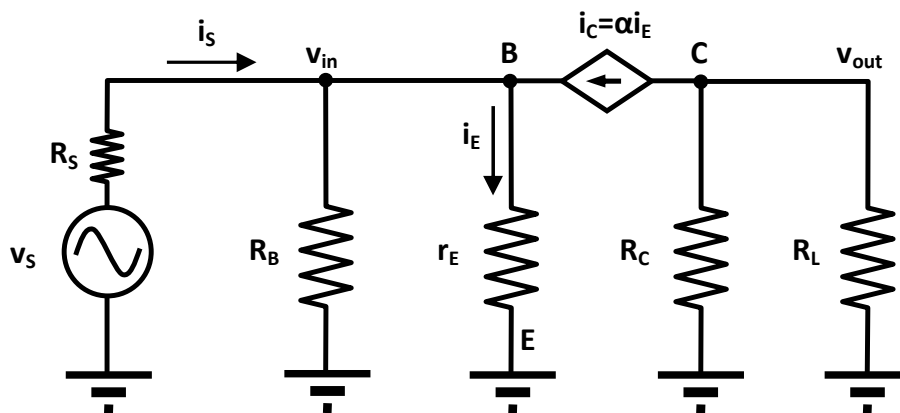
Επιπλέον, όπως είδαμε στο 2ο κεφάλαιο, απαραίτητη προϋπόθεση για τη σωστή πόλωση του κυκλώματος είναι η επαλήθευση της ανισότητας:



Σχήμα 4.7: Κύκλωμα ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία (ισοδύναμο κατά Thevenin)

$$R_B \ll (\beta + 1) R_E. \quad (4.30)$$

Για την ανάλυση μικρού σήματος του ενισχυτή θα χρησιμοποιήσουμε και πάλι το ισοδύναμο με r παραμέτρους του διπολικού τρανζίστορ (Σχήμα 4.2).



Σχήμα 4.8: Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, με r παραμέτρους, ενισχυτή κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία

Παίρνουμε, τότε, το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.8.

Με βάση το κύκλωμα αυτό θα υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος ενισχυτή που εξετάζουμε:

- Αντίσταση Εισόδου

Εφαρμόζοντας τους νόμους του Kirchhoff για το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.8 μπορούμε να πάρουμε:

$$i_S = \frac{v_{in}}{R_B} + \frac{v_{in}}{r_E} - \alpha i_E. \quad (4.31)$$

Ισχύει, επίσης:

$$i_E = \frac{v_{in}}{r_E}, \quad (4.32)$$

οπότε, συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.31) και (4.32), καταλήγουμε στη σχέση:

$$i_S = \frac{v_{in}}{R_B} + \frac{v_{in}}{r_E} - \alpha \frac{v_{in}}{r_E} = \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1-\alpha}{r_E} \right) v_{in}, \quad (4.33)$$

από την οποία προκύπτει η έκφραση για την αντίσταση εισόδου (R_{in}) του ενισχυτή:

$$R_{in} = \frac{v_{in}}{i_S} = \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1-\alpha}{r_E} \right)^{-1} = \frac{R_B r_E}{r_E + (1-\alpha) R_B}. \quad (4.34)$$

- Απολαβή τάσης

Η απολαβή τάσης του κυκλώματος μπορεί να βρεθεί ως εξής: Ισχύει:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{v_{in}}{v_S}. \quad (4.35)$$

Ο λόγος v_{in}/v_S μπορεί να προκύψει από τη σχέση:

$$v_{in} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} v_S, \quad (4.36)$$

αφού η τάση v_{in} προκύπτει από την τάση v_S μέσα από το διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν ο αντιστάτης R_S και η αντίσταση εισόδου (R_{in}) του ενισχυτή, η οποία υπολογίστηκε προηγούμενα.

Η σχέση (4.36) μπορεί να γραφτεί και ως:

$$\frac{v_{in}}{v_S} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S}, \quad (4.37)$$

και, με αντικατάσταση στη σχέση (4.35),:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_S} = \frac{v_{out}}{v_{in}} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S}. \quad (4.38)$$

Εφαρμόζοντας τον 2ο νόμο του Kirchhoff για το κύκλωμα εξόδου βρίσκουμε:

$$v_{out} = -(R_C // R_L) \alpha i_E. \quad (4.39)$$

Συνδυάζοντας την τελευταία με τη σχέση (4.32) παίρνουμε:

$$v_{out} = -(R_C // R_L) \alpha \frac{v_{in}}{r_E}, \quad (4.40)$$

η οποία μπορεί να γραφεί και ως:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -\alpha \frac{(R_C // R_L)}{r_E}. \quad (4.41)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (4.41) στη σχέση (4.38) παίρνουμε:

$$A_v = -\alpha \frac{(R_C // R_L)}{r_E} \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S}. \quad (4.42)$$

Αν, επιπλέον, λάβουμε υπόψη μας τη σχέση (4.18) η σχέση (4.42) μπορεί να μεταγραφεί ως εξής:

$$A_v = -g_m \frac{R_{in}(R_C // R_L)}{R_{in} + R_S} \quad (4.43)$$

Όπως και πιο πριν, το αρνητικό πρόσημο στην πιο πάνω έκφραση υποδηλώνει αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

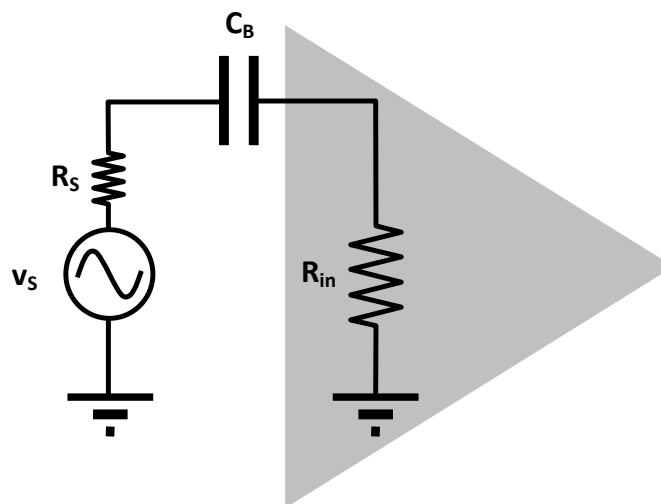
- Αντίσταση Εξόδου

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.8 μπορούμε εύκολα να συμπεράνουμε πως η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος ταυτίζεται με την αντίσταση στο συλλέκτη (R_C), δεδομένου ότι η πηγή ρεύματος έχει άπειρη (εσωτερική) αντίσταση.

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 οποίο υπεισέρχεται.

Εφαρμόζοντας το κριτήριο αυτό για τον πυκνωτή σύζευξης C_B , μπορούμε να γράψουμε (σύμφωνα και με το Σχήμα 4.9):

$$Z_{C_B} \ll R_S + R_{in} \quad (4.44)$$



Σχήμα 4.9: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή σύζευξης εισόδου

όπου

$$Z_{C_B} = \frac{1}{2\pi f_{\min} C_{C_B}} \quad (4.45)$$

η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή ($f_{\min}$ η ελάχιστη συχνότητα του σήματος v_s).

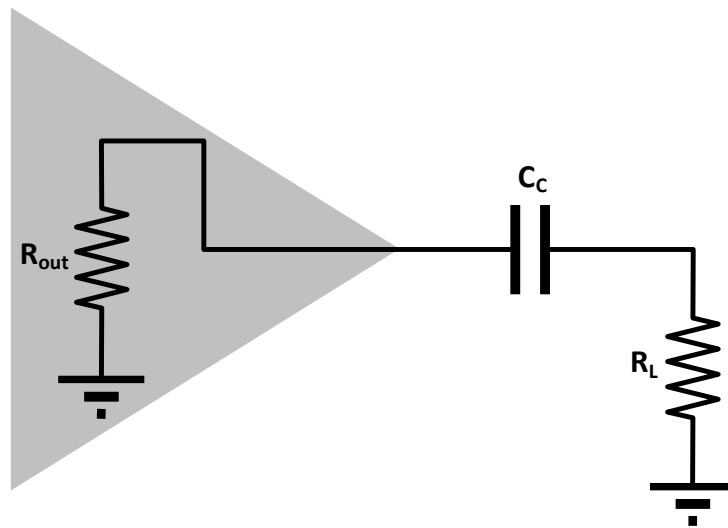
Ανάλογα μπορούμε να υπολογίσουμε την τιμή του πυκνωτή σύζευξης C_C , λαμβάνοντας υπόψη μας το ισοδύναμο κύκλωμα για την έξοδο του ενισχυτή, σύμφωνα με το Σχήμα 4.10:

$$Z_{C_C} \ll R_L + R_{out}, \quad (4.46)$$

όπου

$$Z_{C_C} = \frac{1}{2\pi f_{\min} C_{C_C}} \quad (4.47)$$

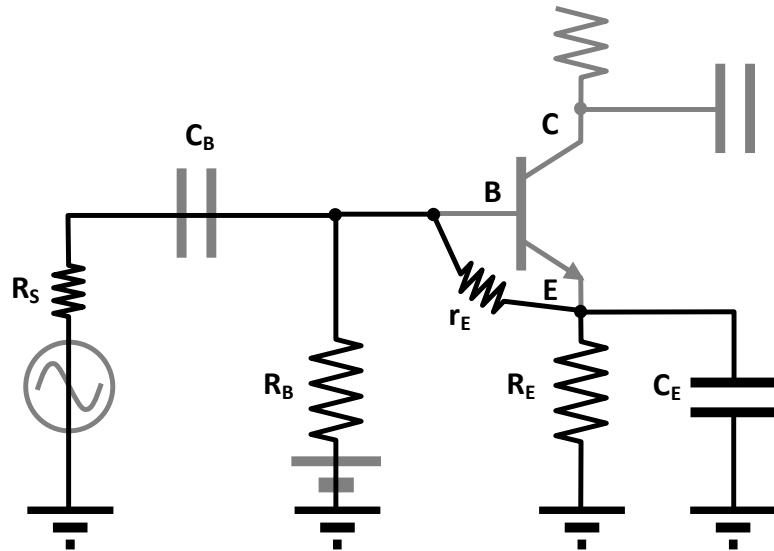
η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή ($f_{\min}$ η ελάχιστη συχνότητα του σήματος v_s).



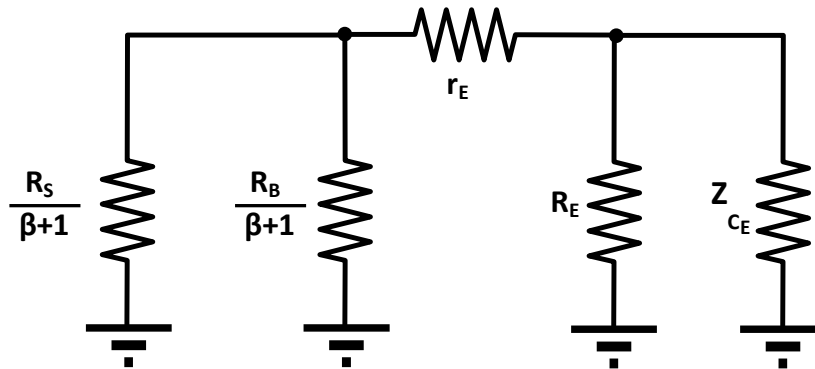
Σχήμα 4.10: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή σύζευξης εξόδου

Τέλος, όσον αφορά την τιμή του πυκνωτή παράκαμψης C_E , θα λάβουμε υπόψη το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.11, το οποίο με αναγωγή των αντιστάσεων R_B και R_S στο κύκλωμα του εκπομπού δίνει το δικτύωμα του Σχήματος 4.12. (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 υποπολλαπλάσια κατά τον ίδιο παράγοντα [μιας και τα μεγέθη της αντίστασης και του ρεύματος είναι αντιστρόφως ανάλογα]. Ας θυμηθούμε εδώ και την προέλευση της ονομασίας του τρανζίστορ [από το transfer resistor].



Σχήμα 4.11: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού



Σχήμα 4.12: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή παράκαμψης του εκπομπού (ανηγμένο στον εκπομπό)

Εφαρμόζοντας για το κύκλωμα του Σχήματος 4.12 το ίδιο κριτήριο το οποίο χρησιμοποιήσαμε για τις τιμές των πυκνωτών σύζευξης, έχουμε:

$$Z_{C_E} \ll R_E \parallel \left(r_E + \frac{(R_S \parallel R_B)}{\beta + 1} \right), \quad (4.48)$$

όπου

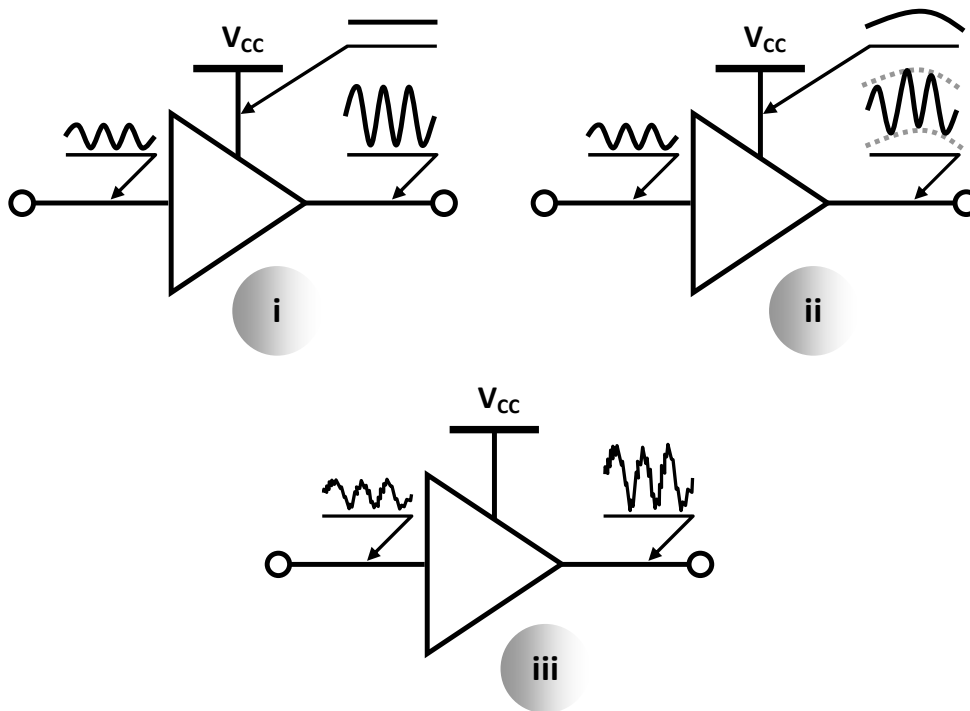
$$Z_{C_E} = \frac{1}{2\pi f_{\min} C_{C_E}} \quad (4.49)$$

η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή ($f_{\min}$ η ελάχιστη συχνότητα του σήματος v_s).

4.3 ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

4.3.1 Γενικά

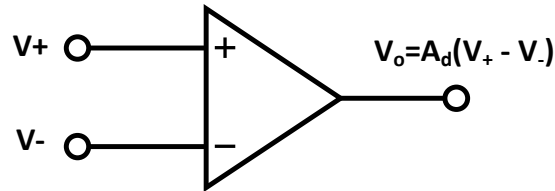
Οι ενισχυτές απλής εισόδου που εξετάσαμε παρουσιάζουν μια σειρά εγγενών αδυναμιών, οι κυριότερες από τις οποίες είναι η ευαισθησία στην κυμάτωση της τάσης τροφοδοσίας και η φτωχή απόρριψη του θορύβου.



Σχήμα 4.13: Αδυναμίες των ενισχυτών απλής εισόδου

Στο Σχήμα 4.13-ii φαίνεται η επίδραση των διακυμάνσεων της τάσης τροφοδοσίας στην κυματομορφή εξόδου ενός ενισχυτή απλής εισόδου, σε σύγκριση με την περίπτωση αμετάβλητης τάσης τροφοδοσίας του Σχήματος 4.13-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 4.13-iii.

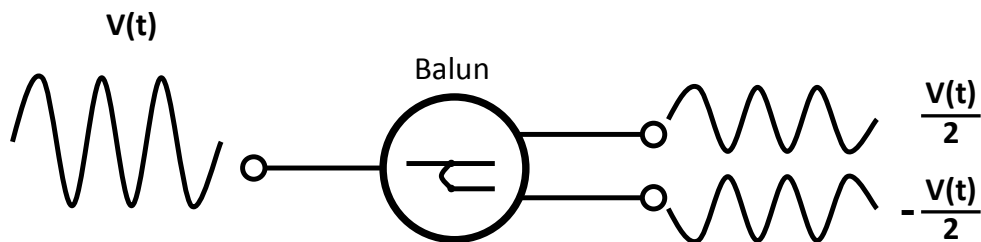


Σχήμα 4.14: Κυκλωματικό σύμβολο και λειτουργία διαφορικού ενισχυτή

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 4.14, με βάση τη σχέση:

$$V_o = A_d (V_+ - V_-), \quad (4.50)$$

όπου A_d η **διαφορική απολαβή** τάσης του ενισχυτή.



Σχήμα 4.15: Μετατροπή μονόπλευρου (unbalanced) σήματος σε διαφορικό (balanced) με τη χρήση Balun

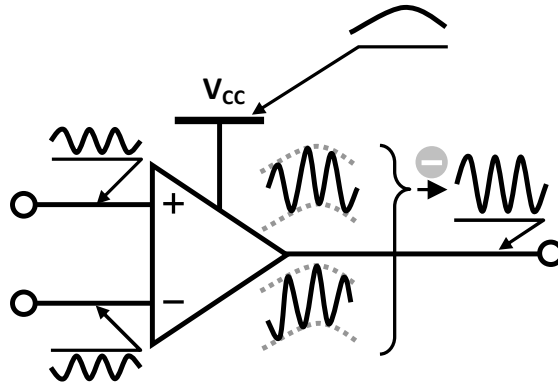
Οποιοδήποτε **μονόπλευρο** (unbalanced) σήμα $V(t)$ μπορεί προφανώς να γραφτεί ως η διαφορά δύο αντίθετων σημάτων σύμφωνα με τη σχέση:

$$V(t) = \frac{V(t)}{2} - \left(-\frac{V(t)}{2} \right). \quad (4.51)$$

Τα αντίθετα ημισήματα της σχέσης (4.51) αποτελούν την **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 4.15]. Τη λειτουργία του balun

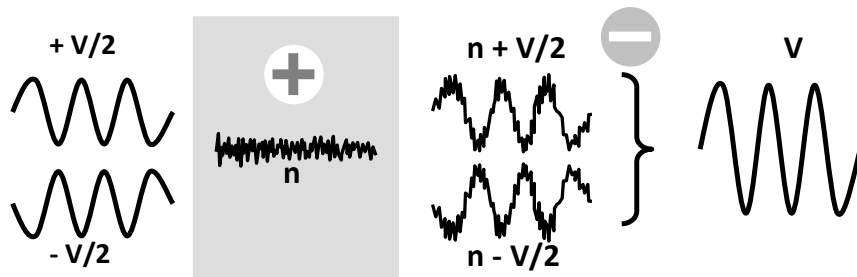
μπορεί να επιτελέσει, π.χ., ένας μετασχηματιστής μεσαίας λήψης, σύμφωνα με όσα έχουμε αναφέρει στο 1ο κεφάλαιο.

Με την 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.



Σχήμα 4.16: Εξουδετέρωση της επίδρασης των διακυμάνσεων της τροφοδοσίας σε διαφορικό ενισχυτή

Το Σχήμα 4.16 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 του διαφορικού ενισχυτή να είναι μηδενική, εξαιτίας της αλληλοεξουδετέρωσης των επιμέρους επιδράσεων (λόγω αφαίρεσης).



Σχήμα 4.17: Εξουδετέρωση της επίδρασης του θορύβου σε διαφορικό σήμα

Με παρόμοιο τρόπο εξουδετερώνεται ο κοινός θόρυβος ο οποίος επικάθεται στις συνιστώσες του διαφορικού σήματος, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.17.

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 (4.50) επιβάλουμε:

$$V_+ = V_- = V_i, \quad (4.52)$$

τότε η έξοδος του διαφορικού ενισχυτή θα είναι μηδενική.

4.3.2 Χαρακτηριστικές παράμετροι διαφορικού ενισχυτή

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:

$$V_C = \frac{V_+ + V_-}{2}, \quad (4.53)$$

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:

$$V_{oC} = A_C V_C, \quad (4.54)$$

όπου A_C η **απολαβή κοινού τρόπου**.

Επομένως, η συνολική τάση στην έξοδο ενός διαφορικού ενισχυτή θα δίνεται από τη σχέση:

$$V_o = A_d V_d + A_C V_C, \quad (4.55)$$

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.

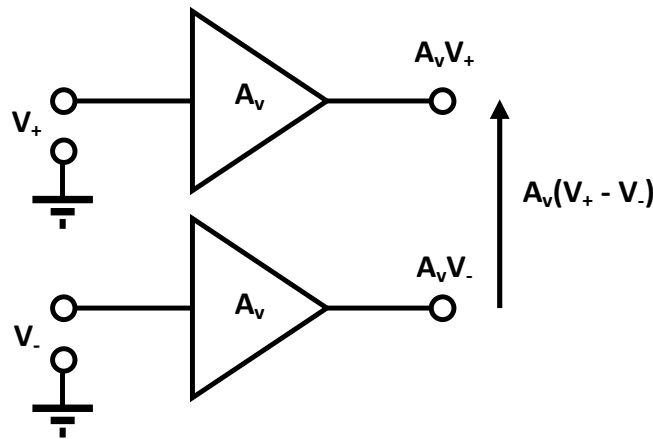
Με βάση τα προηγούμενα, ένα μέτρο της «ποιότητας» ενός διαφορικού ενισχυτή είναι ο **λόγος απόρριψης κοινού τρόπου** (Common Mode Rejection Ratio – **CMRR**) ο οποίος ορίζεται ως το μέτρο του πηλίκου της διαφορικής απολαβής προς την απολαβή κοινού τρόπου:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_C} \right|. \quad (4.56)$$

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).

4.3.3 Υλοποίηση διαφορικού ενισχυτή με διπολικά τρανζίστορ

Ένας διαφορικός ενισχυτής μπορεί να προκύψει από το συνδυασμό δύο πανομοιότυπων ενισχυτών απλής (μονόπλευρης) εισόδου με βάση την αρχή που υποδεικνύει το Σχήμα 4.18.



Σχήμα 4.18: Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (1/4)

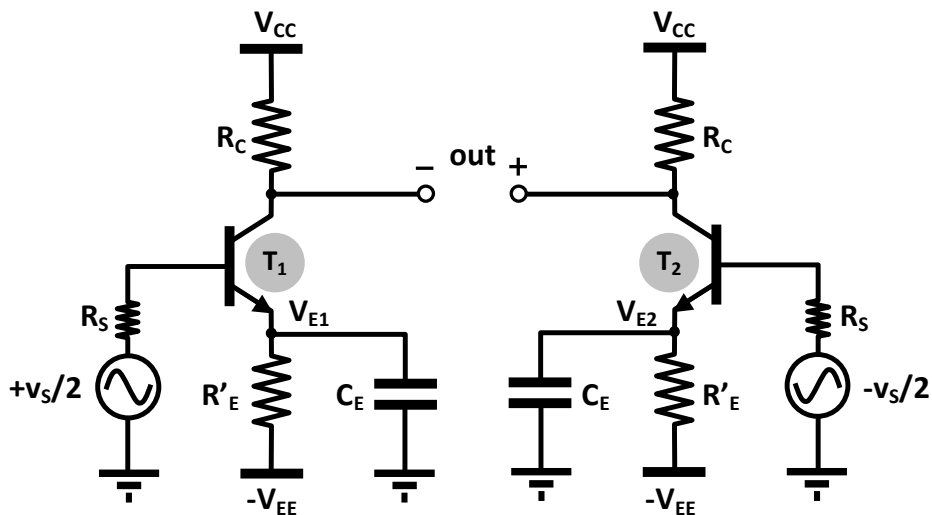
Στην τοπολογία αυτή, κάθε μονόπλευρος ενισχυτής αναλαμβάνει το χειρισμό ενός εκάστου των σημάτων εισόδου, ενώ η έξοδος λαμβάνεται διαφορικά (δηλαδή, μεταξύ των εξόδων των δύο μονόπλευρων ενισχυτών).

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 4.18.

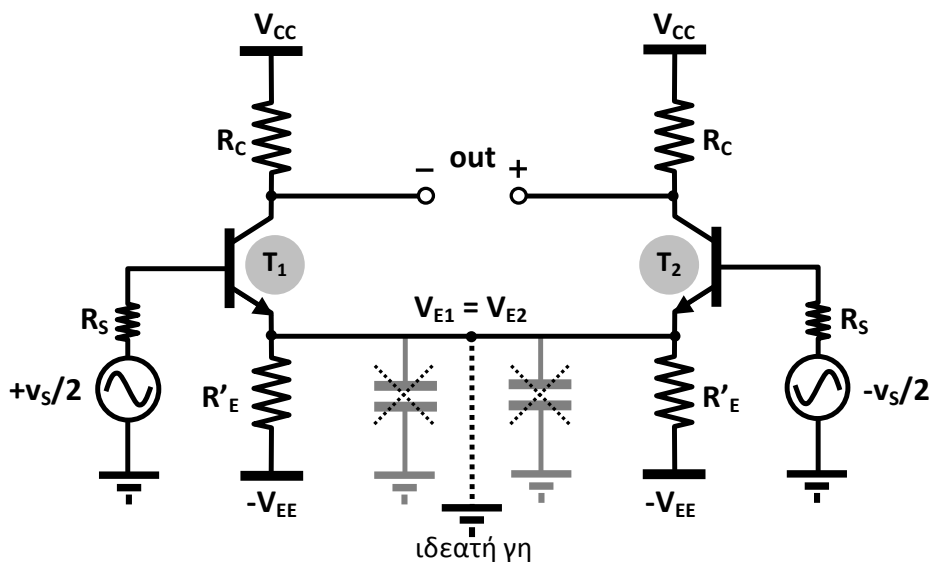
Παίρνουμε τότε τον διαφορικό ενισχυτή του Σχήματος 4.19, όπου οι δύο μονόπλευροι ενισχυτές παρατίθενται, ουσιαστικά, ο ένας δίπλα στον άλλο. Στο σημείο αυτό μπορούμε να προβούμε στις εξής σημαντικές παρατηρήσεις:

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 4.20), το από επαλληλία σήμα 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.



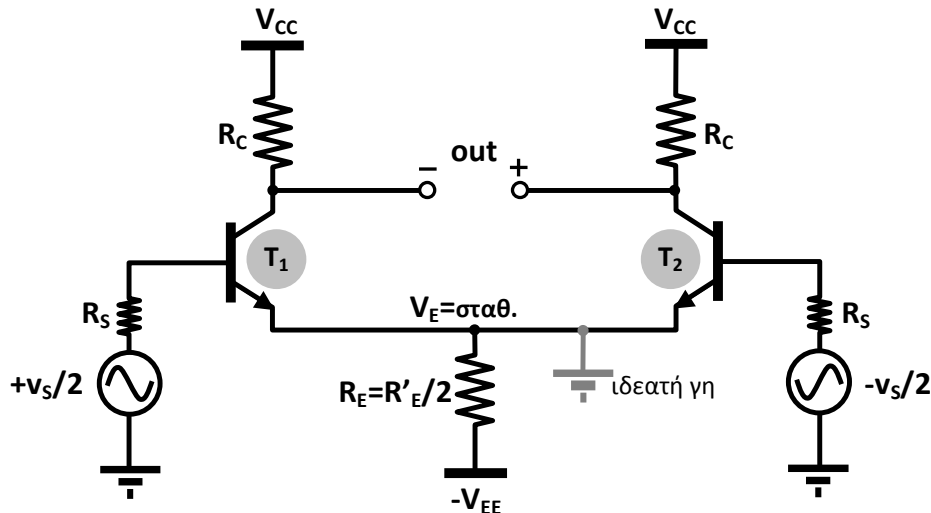
Σχήμα 4.19: Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (2/4)



Σχήμα 4.20: Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (3/4)

Το κύκλωμα του Σχήματος 4.20 μπορεί να πάρει την ισοδύναμη μορφή του Σχήματος 4.21, 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 4.21.



Σχήμα 4.21: Αρχή λειτουργίας διαφορικού ενισχυτή (4/4)

• DC ανάλυση

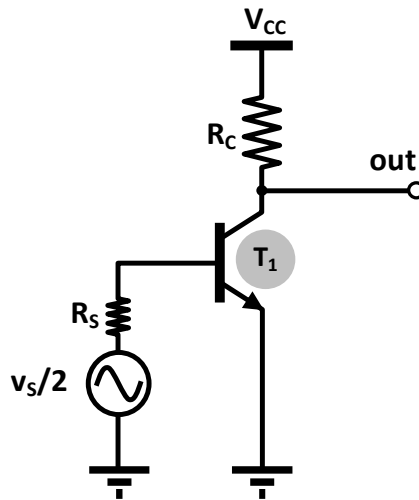
Δεδομένης της συμμετρίας του κυκλώματος, τα τρανζίστορ T_1 και T_2 πολώνονται στην ενεργό περιοχή λειτουργίας με τον ίδιο τρόπο, έχουν δηλαδή κοινό σημείο ηρεμίας. Η σχετική ανάλυση ακολουθεί επακριβώς τις αρχές με βάση τις οποίες μελετήθηκε ο ενισχυτής κοινού εκπομπού με διπλή τροφοδοσία, και θα ήταν πλεονασμός να την επαναλάβουμε.

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, όπως αυτό παρουσιάστηκε στο 2ο κεφάλαιο.

Εξαιτίας της συμμετρίας του κυκλώματος και του πανομοιότυπου των τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται, η ανάλυση αρκεί να πραγματοποιηθεί για το ένα από αυτά. Η αντιμετώπιση αυτή, η οποία εφαρμόζεται γενικότερα σε συμμετρικά κυκλώματα, ονομάζεται **αρχή του ημικυκλώματος** (half circuit concept).

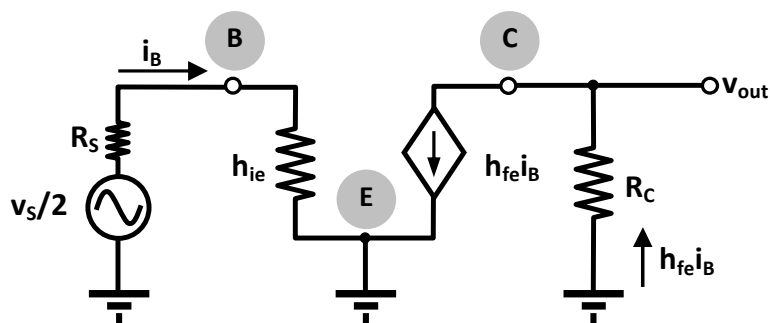
- **Ανάλυση μικρού σήματος διαφορικού τρόπου**

Για την ανάλυση μικρού σήματος του διαφορικού ενισχυτή σε διαφορικό τρόπο λειτουργίας θα χρησιμοποιήσουμε το ημικύκλωμα του Σχήματος 4.22. Λαμβάνοντας υπόψη την παρατήρηση περί ιδεατής γης στους εκπομπούς των τρανζίστορ του κυκλώματος, ο εκπομπός του τρανζίστορ T_1 γειώθηκε.



Σχήμα 4.22: Ημικύκλωμα διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας

Το ισοδύναμο του κυκλώματος του Σχήματος 4.22 φαίνεται στο Σχήμα 4.23, 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.



Σχήμα 4.23: Ισοδύναμο ημικυκλώματος διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας

Ο 2ος κανόνας του Kirchhoff, εφαρμοζόμενος στον βρόχο εισόδου του κυκλώματος, δίνει:

$$\frac{v_S}{2} - i_B R_S - i_B h_{ie} = 0, \quad (4.57)$$

η οποία, αν επιλυθεί ως προς το ρεύμα της βάσης (i_B), δίνει:

$$i_B = \frac{v_S}{2(R_S + h_{ie})}. \quad (4.58)$$

Ο 2ος κανόνας του Kirchhoff, εφαρμοζόμενος στον βρόχο εξόδου του κυκλώματος, δίνει:

$$v_{out} = -h_{fe} i_B R_C. \quad (4.59)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (4.58) στη σχέση (4.59) παίρνουμε:

$$v_{out}(-) = -h_{fe} R_C \frac{v_S}{2(R_S + h_{ie})}, \quad (4.60)$$

η οποία, με αναδιάταξη όρων, γράφεται:

$$\frac{v_{out}(-)}{v_S} = \frac{-h_{fe} R_C}{2(R_S + h_{ie})}. \quad (4.61)$$

Το αρνητικό πρόσημο στη σχέση (4.61) δηλώνει, προφανώς, την **αναστροφή φάσης** μεταξύ εισόδου και εξόδου. Θα πρέπει να σημειωθεί πως ο συμβολισμός $v_{out}(-)$ στις σχέσεις (4.60) και (4.61) υποδηλώνει την πολικότητα του ακροδέκτη εξόδου στον οποίο εμφανίζεται η τάση v_{out} , σύμφωνα και με το Σχήμα 4.21.

Επαναλαμβάνοντας την πιο πάνω ανάλυση για το τρανζίστορ T_2 μπορούμε, παρόμοια, να καταλήξουμε στις σχέσεις:

$$v_{out}(+) = h_{fe} R_C \frac{v_S}{2(R_S + h_{ie})}, \quad (4.62)$$

και

$$\frac{v_{out}(+)}{v_S} = \frac{h_{fe} R_C}{2(R_S + h_{ie})}, \quad (4.63)$$

από τις οποίες απουσιάζει το αρνητικό πρόσημο των (4.60), (4.61), εξαιτίας του ότι 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:

$$v_{out} = v_{out}(+) - v_{out}(-), \quad (4.64)$$

η οποία, με αντικατάσταση των σχέσεων (4.60) και (4.62) δίνει:

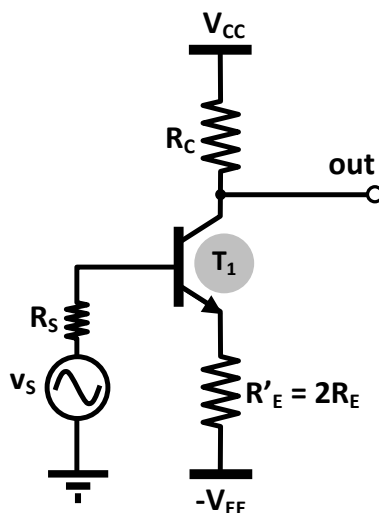
$$v_{out} = h_{fe} R_C \frac{v_s}{R_s + h_{ie}}, \quad (4.65)$$

από την οποία προκύπτει η έκφραση για τη διαφορική απολαβή τάσης:

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{h_{fe} R_C}{R_s + h_{ie}}. \quad (4.66)$$

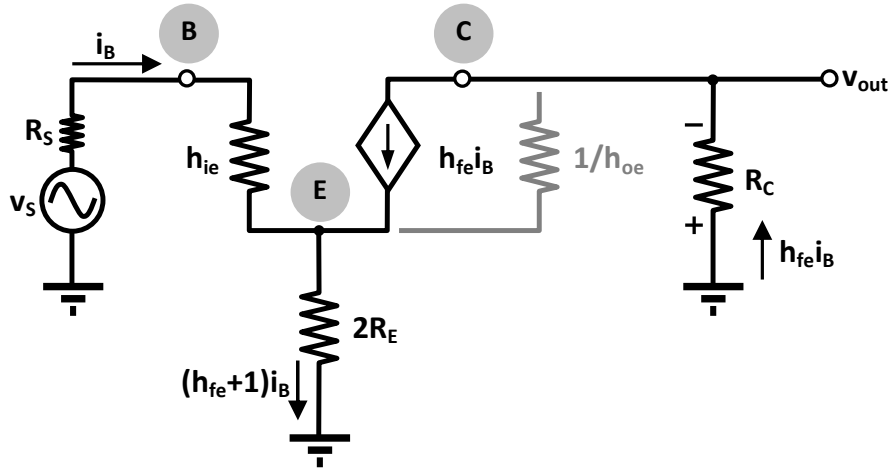
• Ανάλυση μικρού σήματος κοινού τρόπου

Για την ανάλυση μικρού σήματος του διαφορικού ενισχυτή σε λειτουργία κοινού τρόπου θα χρησιμοποιήσουμε το ημικύκλωμα του Σχήματος 4.24. Στην περίπτωση αυτή, η παρατήρηση περί ιδεατής γης στους εκπομπούς των τρανζίστορ 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 ημικύκλωμα, σύμφωνα και με το Σχήμα 4.20.



Σχήμα 4.24: Ημικύκλωμα διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στη λειτουργία κοινού τρόπου

Το ημικύκλωμα του Σχήματος 4.24 μπορεί να πάρει τη μορφή του ισοδύναμου κυκλώματος του Σχήματος 4.25, όπου χρησιμοποιήθηκε το h-υβριδικό ισοδύναμο για το διπολικό τρανζίστορ (η παράμετρος h_{oe} μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα).



Σχήμα 4.25: Ισοδύναμο ημικυκλώματος διαφορικού ενισχυτή για την ανάλυση μικρού σήματος στη λειτουργία κοινού τρόπου

Με εφαρμογή του κανόνα του Kirchhoff για τις τάσεις στον βρόχο εισόδου, παίρνουμε:

$$v_s = i_B R_s + i_B h_{ie} + 2R_E (h_{fe} + 1) i_B, \quad (4.67)$$

η οποία γράφεται, ισοδύναμα,:

$$v_s = [R_s + h_{ie} + 2R_E (h_{fe} + 1)] i_B. \quad (4.68)$$

Ισχύει, ακόμα:

$$v_{out} = -h_{fe} i_B R_C. \quad (4.69)$$

Διαιρώντας κατά μέλη τις (4.69) και (4.68) παίρνουμε:

$$A_C = \frac{v_{out}}{v_s} = \frac{-h_{fe} R_C}{R_s + h_{ie} + 2R_E (h_{fe} + 1)}, \quad (4.70)$$

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 (σχέση 4.56) καθώς και τις εκφράσεις για την διαφορική απολαβή (A_d) και την απολαβή κοινού τρόπου (A_c) [σχέσεις (4.66) και (4.70), αντίστοιχα], μπορούμε να βρούμε την έκφραση για το λόγο απόρριψης κοινού τρόπου:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{R_S + h_{ie} + 2R_E (h_{fe} + 1)}{R_S + h_{ie}}. \quad (4.71)$$

- **Διαφορική αντίσταση εισόδου**

Η αντίσταση εισόδου (R_{in}) του διαφορικού ενισχυτή ορίζεται από τη σχέση:

$$R_{in} = \frac{v_S}{i_B}. \quad (4.72)$$

Με τη βοήθεια της σχέσης (4.58) η τελευταία γράφεται:

$$R_{in} = 2(R_S + h_{ie}), \quad (4.73)$$

η οποία αποτελεί τη ζητούμενη έκφραση για την αντίσταση εισόδου.

- **Αντίσταση εξόδου**

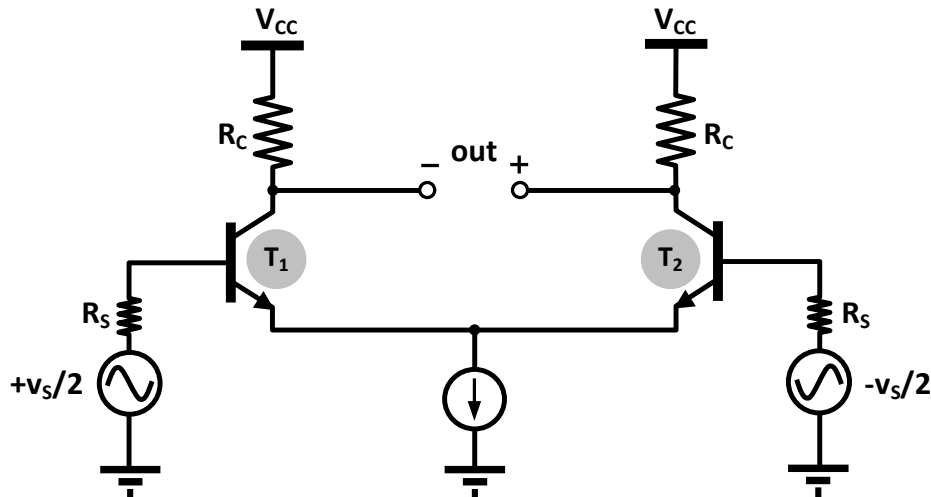
Από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.23 μπορούμε να συμπεράνουμε πως η αντίσταση εξόδου του διαφορικού ενισχυτή είναι ίση με την αντίσταση R_c στο συλλέκτη των τρανζίστορ, δεδομένου ότι η εσωτερική αντίσταση της ιδανικής πηγής ρεύματος που περιλαμβάνεται στο κύκλωμα εξόδου είναι άπειρη.

- **Βελτίωση του λόγου απόρριψης κοινού τρόπου**

Από τη σχέση (4.71) μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η μόνη σχεδιαστική παράμετρος που επηρεάζει την τιμή του λόγου απόρριψης κοινού τρόπου είναι η τιμή της αντίστασης R_E . Για πολύ μεγάλες τιμές αντίστασης R_E ο λόγος CMRR αυξάνει 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 4.26.



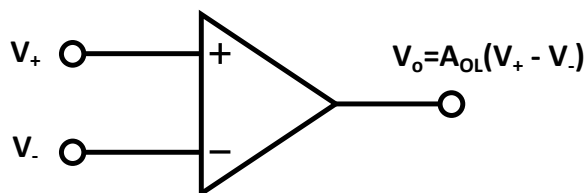
Σχήμα 4.26: Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή με πηγή ρεύματος

4.4 ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

4.4.1 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.



Σχήμα 4.27: Κυκλωματικό σύμβολο τελεστικού ενισχυτή

Στο Σχήμα 4.27 φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο ενός τελεστικού ενισχυτή, το οποίο ταυτίζεται με αυτό του διαφορικού ενισχυτή μιας και ο

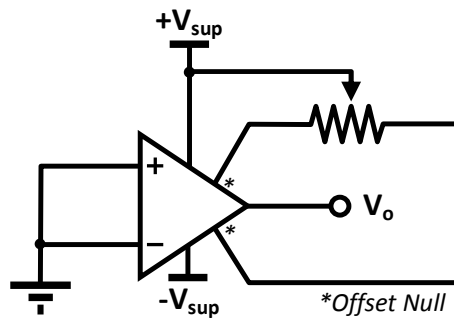
τελεστικός ενισχυτής ενισχύει τη διαφορά των τάσεων εισόδου του (V_+ και V_-) σύμφωνα με τη σχέση:

$$V_o = A_{OL} (V_+ - V_-), \quad (4.74)$$

όπου V_o η τάση εξόδου και A_{OL} η απολαβή τάσης **ανοιχτού βρόχου** (open loop).

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 αναίρεσης της τάσης ασυμμετρίας. Αυτό γίνεται με την σύνδεση, εξωτερικά, μεταβλητού αντιστάτη κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 4.28.



Σχήμα 4.28: Αναίρεση της τάσης ασυμμετρίας τελεστικού ενισχυτή

Πιο συγκεκριμένα, τα δύο άκρα του μεταβλητού αντιστάτη συνδέονται στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου που σημειώνονται ως «offset null» και το μεσαίο άκρο στο αρνητικό ή στο θετικό της τάσης τροφοδοσίας. Με την εφαρμογή μηδενικής τάσης στις εισόδους του τελεστικού ενισχυτή (βλπ. Σχήμα 4.28) ο μεταβλητός αντιστάτης ρυθμίζεται στη θέση εκείνη στην οποία η τάση εξόδου μηδενίζεται. (Ο τελεστικός ενισχυτής του

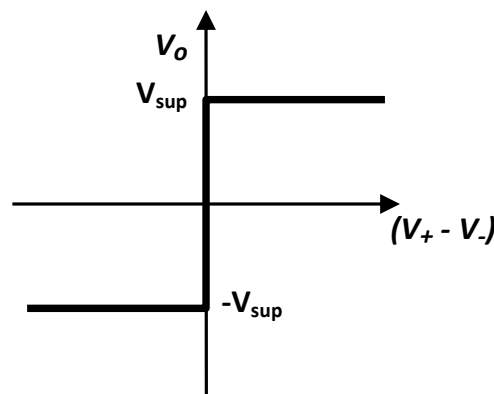
Σχήματος 4.28 λειτουργεί με συμμετρική τροφοδοσία, γεγονός που συμβαίνει για αρκετούς ολοκληρωμένους τελεστικούς ενισχυτές, χωρίς να είναι όμως και κανόνας).

Η ενδιάμεση βαθμίδα αποτελείται από συνδυασμούς διαφορικών και άλλων ενισχυτών, ανάλογα με το σκοπό για τον οποίο σχεδιάστηκε ο τελεστικός ενισχυτής. Το στάδιο αυτό προσδίδει μια επιπλέον απολαβή τάσης και ρεύματος.

Η έξοδος είναι συνήθως συνδεσμολογία ακόλουθου 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 (όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο), 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. Κυκλοφορούν σε ολοκληρωμένα των 8 ή των 14 ακροδεκτών. Ένας από τους πιο δημοφιλείς είναι ο **741** (βλπ. φύλλο δεδομένων στα Παραρτήματα). Η τάση τροφοδοσίας τους κυμαίνεται ανάλογα με το ολοκληρωμένο από $\pm 18\text{V}$ έως $\pm 22\text{V}$, και απαιτούν, συνήθως, τροφοδοσία διπλής πολικότητας (συμμετρική).

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 4.29.



Σχήμα 4.29: 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 εισόδου. (Σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόχου ο τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται «ως έχει», χωρίς εξωτερική κυκλωμάτωση). Αυτό μπορεί να γίνει καλύτερα κατανοητό αν σκεφτούμε το 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 (4.74), να ισχύει:

$$-V_{sup} \leq A_{OL} (V_+ - V_-) \leq V_{sup}, \quad (4.75)$$

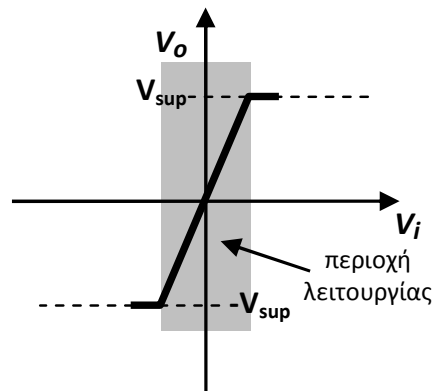
από την οποία προκύπτει:

$$-\frac{V_{sup}}{A_{OL}} \leq (V_+ - V_-) \leq \frac{V_{sup}}{A_{OL}}. \quad (4.76)$$

Με αντικατάσταση των αριθμητικών δεδομένων βρίσκουμε:

$$-100\mu V \leq (V_+ - V_-) \leq 100\mu V. \quad (4.77)$$

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.

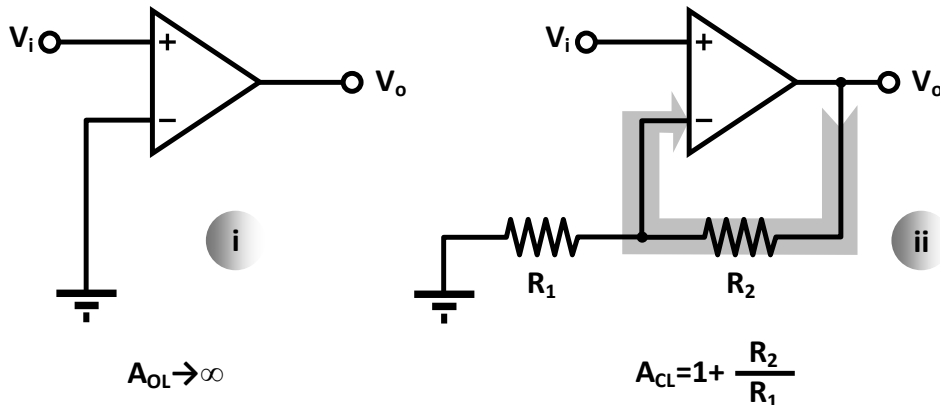


Σχήμα 4.30: Χαρακτηριστική μεταφοράς ιδανικά γραμμικού ενισχυτή

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 4.30.

Συνήθως, η έξοδος ενός τελεστικού ενισχυτή ελέγχεται με αρνητική **ανάδραση** (feedback) η οποία καθορίζει σε μεγάλο βαθμό και την απολαβή τάσης του κυκλώματος στο οποίο συμμετέχει. Αναφερόμαστε, τότε, σε συνδεσμολογίες **κλειστού βρόχου** (closed loop), η αντίστοιχη απολαβή των οποίων ονομάζεται **απολαβή κλειστού βρόχου** και συμβολίζεται με A_{CL} .



Σχήμα 4.31: Περιορισμός της απολαβής τελεστικού ενισχυτή με αρνητική ανάδραση

Στο Σχήμα 4.31-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 αυξάνει σε σχέση με την τιμή της στην περίπτωση της συνδεσμολογίας ανοιχτού βρόχου του Σχήματος 4.31-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:

$$V_- = \beta V_o, \quad (4.78)$$

όπου

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (4.79)$$

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 (4.78) στη σχέση (4.74) παίρνουμε:

$$V_o = A_{OL} (V_i - \beta V_o), \quad (4.80)$$

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 (4.80) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$V_o = \frac{V_i}{\beta + \frac{1}{A_{OL}}}, \quad (4.81)$$

από την οποία προκύπτει η έκφραση για την απολαβή τάσης κλειστού βρόχου της συνδεσμολογίας:

$$A_{CL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\beta + \frac{1}{A_{OL}}}. \quad (4.82)$$

Αν λάβουμε υπόψη μας πως η απολαβή ανοιχτού βρόχου (A_{OL}) ενός τελεστικού ενισχυτή είναι πάρα πολύ μεγάλη (άπειρη στην ιδανική περίπτωση), η σχέση (4.82) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$A_{CL} = \frac{1}{\beta}, \quad (4.83)$$

η οποία, λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (4.79) γράφεται:

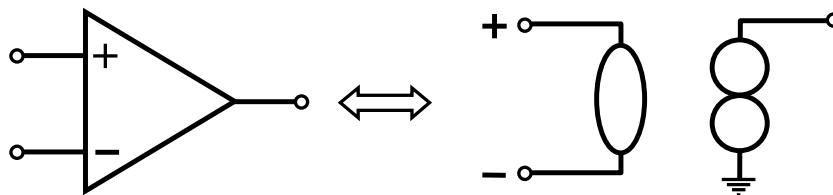
$$A_{CL} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.84)$$

4.4.2 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.
- Η άπειρη απολαβή τάσης ανοιχτού βρόχου, η οποία συνεπάγεται πως οι ακροδέκτες εισόδου βρίσκονται στο ίδιο δυναμικό. (Το συμπέρασμα αυτό μπορεί να προκύψει από τη σχέση (4.74), 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).

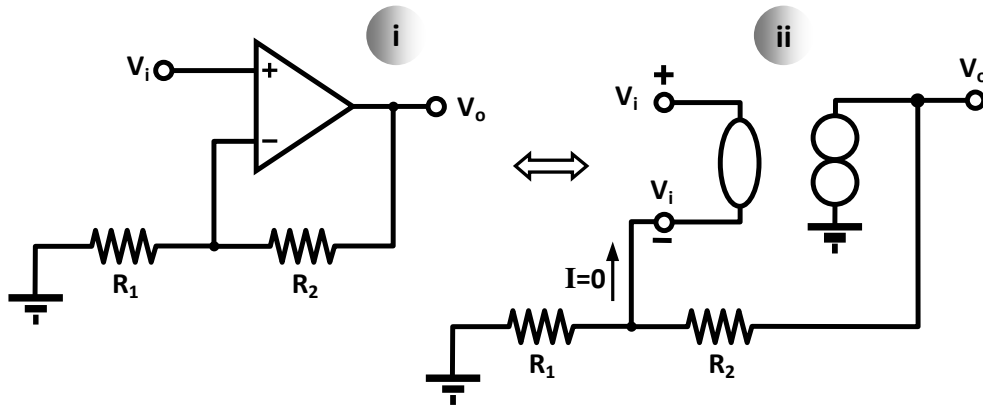
Όλα τα πιο πάνω χαρακτηριστικά του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή ικανοποιούνται από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.32, όπου γίνεται χρήση των εννοιών του **μηδενιστή** (nullator) και του **απειριστή** (norator) (βλπ. σχετικό Παράρτημα).



Σχήμα 4.32: Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή

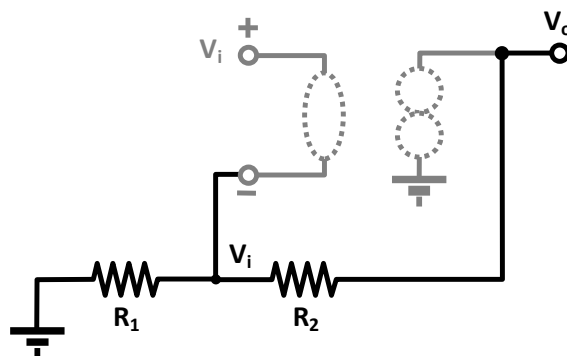
Πιο συγκεκριμένα, το κύκλωμα εισόδου μπορεί να θεωρηθεί ως στοιχείο μηδενιστή, το οποίο επιβάλλει μηδενική διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών του και δεν διαρρέεται από ρεύμα, ενώ το κύκλωμα εξόδου μπορεί να θεωρηθεί ως στοιχείο απειριστή, το οποίο επιτρέπεται να διαρρέεται από αυθαίρετη τιμή ρεύματος 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 4.31-ii χρησιμοποιώντας το ισοδύναμο κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή του Σχήματος 4.32.



Σχήμα 4.33: Παράδειγμα ανάλυσης κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή (1/2)

Το ισοδύναμο του κυκλώματος φαίνεται στο Σχήμα 4.33-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 δικτύου 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 δικτύου ανάδρασης δεν διαταράσσεται.



Σχήμα 4.34: Παράδειγμα ανάλυσης κυκλώματος τελεστικού ενισχυτή (2/2)

Με βάση τα προηγούμενα, η έκφραση της απολαβής τάσης (κλειστού βρόχου) του κυκλώματος μπορεί να προκύψει από τον διαιρέτη τάσης του Σχήματος 4.34.

Πράγματι, ισχύει:

$$V_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_o, \quad (4.85)$$

από την οποία προκύπτει:

$$A_{CL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.86)$$

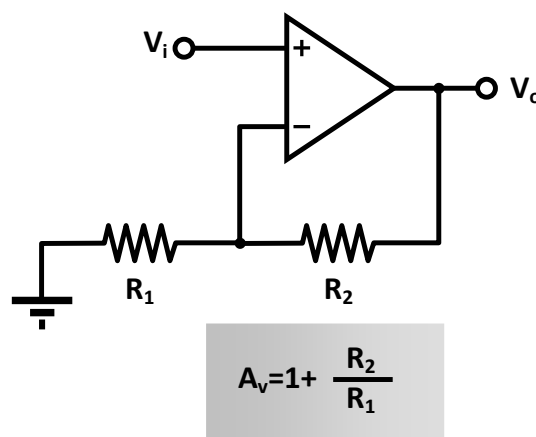
4.4.3 Εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών

Η ευρύτητα των εφαρμογών των τελεστικών ενισχυτών είναι τεράστια. Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούμε, ενδεικτικά, σε μερικές από τις εφαρμογές αυτές.

- **Μη αναστρέφων ενισχυτής**

Το κύκλωμα του παραδείγματος της προηγούμενης παραγράφου (Σχήμα 4.35) αποτελεί απλό κύκλωμα μη αναστρέφοντος ενισχυτή με απολαβή τάσης (A_V) που δίνεται από τη σχέση:

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (4.87)$$

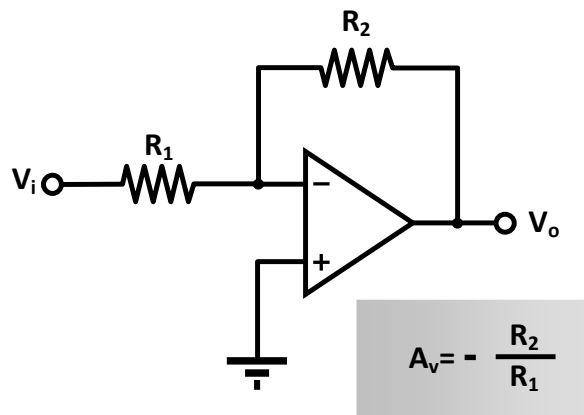


Σχήμα 4.35: Μη αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή

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, επειδή κατά την εφαρμογή των σημάτων εισόδου του τελεστικού ενισχυτή δεν παρεμβάλλονται πυκνωτές σύζευξης, ο συγκεκριμένος ενισχυτής – όπως και αυτοί που θα παρουσιάσουμε στη συνέχεια – διαθέτει τη δυνατότητα ενίσχυσης και συνεχών τάσεων.

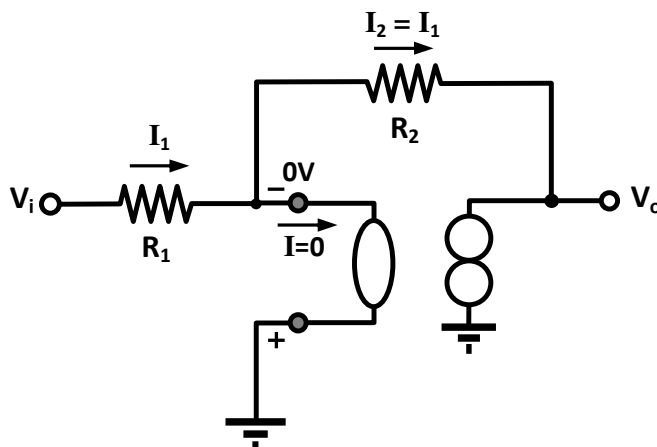
- **Αναστρέφων ενισχυτής**

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 4.36.



Σχήμα 4.36: Αναστρέφων ενισχυτής με τελεστικό ενισχυτή

Αν αντικαταστήσουμε τον τελεστικό ενισχυτή με το (ιδανικό) ισοδύναμο κύκλωμά του, παίρνουμε το κύκλωμα του Σχήματος 4.37.



Σχήμα 4.37: Ισοδύναμο κύκλωμα αναστρέφοντα ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή

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:

$$I_1 = \frac{V_i}{R_1}, \quad (4.88)$$

και

$$I_2 = \frac{-V_o}{R_2} = I_1, \quad (4.89)$$

από το συνδυασμό των οποίων παίρνουμε:

$$\frac{-V_o}{R_2} = \frac{V_i}{R_1}, \quad (4.90)$$

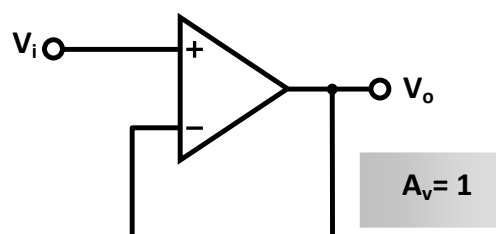
ή

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (4.91)$$

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.

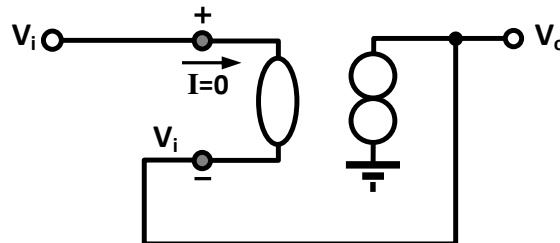
- **Απομονωτής (Buffer)**

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 4.38.



Σχήμα 4.38: Απομονωτής με τελεστικό ενισχυτή

Αν αντικαταστήσουμε τον τελεστικό ενισχυτή με το (ιδανικό) ισοδύναμο κύκλωμά του, παίρνουμε το κύκλωμα του Σχήματος 4.39, 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.

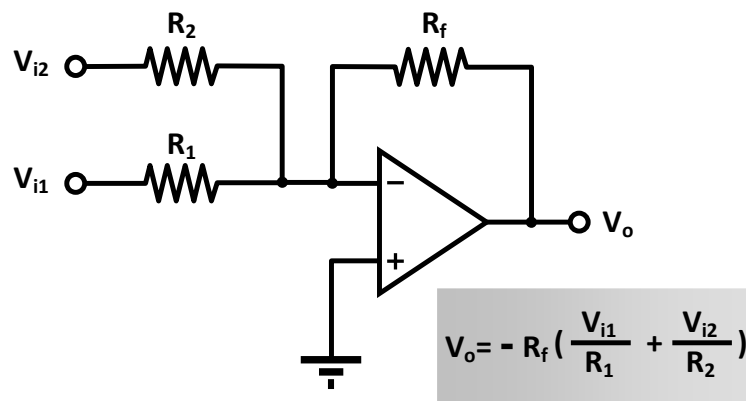


Σχήμα 4.39: Ισοδύναμο κύκλωμα απομονωτή με τελεστικό ενισχυτή

Το κύκλωμα κληρονομεί τις ιδιότητες του τελεστικού ενισχυτή, διαθέτοντας μεγάλη αντίσταση εξόδου και μικρή αντίσταση εξόδου, εξασφαλίζοντας άριστη προσαρμογή τάσης (σύμφωνα και με όσα αναφέραμε στο πρώτο κεφάλαιο), και απομονώνοντας ουσιαστικά την είσοδο από την έξοδο. Για το λόγο αυτό ονομάζεται και **απομονωτής** (buffer).

- **Ενισχυτής – Αθροιστής τάσεων (Summing Amplifier)**

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 4.40.



Σχήμα 4.40: Ενισχυτής - αθροιστής δύο τάσεων με τελεστικό ενισχυτή

Πρόκειται για ένα κύκλωμα δύο εισόδων (V_{i1} , V_{i2}), η έκφραση για την έξοδο του οποίου μπορεί να βρεθεί ακολουθώντας παρόμοια ανάλυση με αυτή που ακολουθήσαμε στις εφαρμογές που προηγήθηκαν. Είναι ευκολότερο, όμως, να εφαρμόσουμε την αρχή της επαλληλίας, 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 προηγούμενα. Ισχύει, επομένως, η σχέση (4.91) από την οποία παίρνουμε:

$$V_{o1} = -\frac{R_f}{R_1} V_{i1}, \quad (4.92)$$

όπου V_{o1} η συνεισφορά της εισόδου V_{i1} στην έξοδο του κυκλώματος με μηδενική την τάση V_{i2} .

Αντίστοιχα, για μηδενική τάση στην είσοδο V_{i1} παίρνουμε:

$$V_{o2} = -\frac{R_f}{R_2} V_{i2}, \quad (4.93)$$

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 (4.92) και (4.93). Άρα θα ισχύει:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = -\frac{R_f}{R_1} V_{i1} - \frac{R_f}{R_2} V_{i2}, \quad (4.94)$$

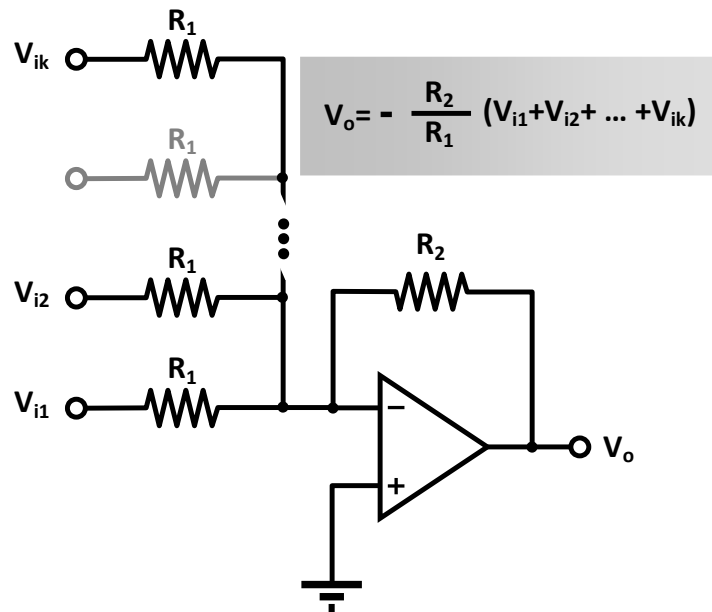
ή

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_{i1}}{R_1} + \frac{V_{i2}}{R_2} \right). \quad (4.95)$$

Η σχέση (4.95) 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 (4.95) απλοποιείται ως εξής:

$$V_o = -(V_{i1} + V_{i2}). \quad (4.96)$$

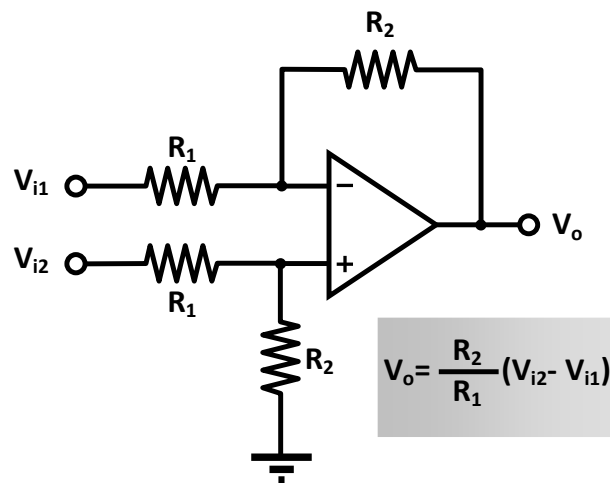
Το κύκλωμα μπορεί να γενικευθεί με την εισαγωγή πολλών εισόδων, κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 4.41.



Σχήμα 4.41: Ενισχυτής – αθροιστής τάσεων με τελεστικό ενισχυτή (γενική περίπτωση)

- **Ενισχυτής διαφοράς τάσεων (Difference Amplifier)**

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 4.42.



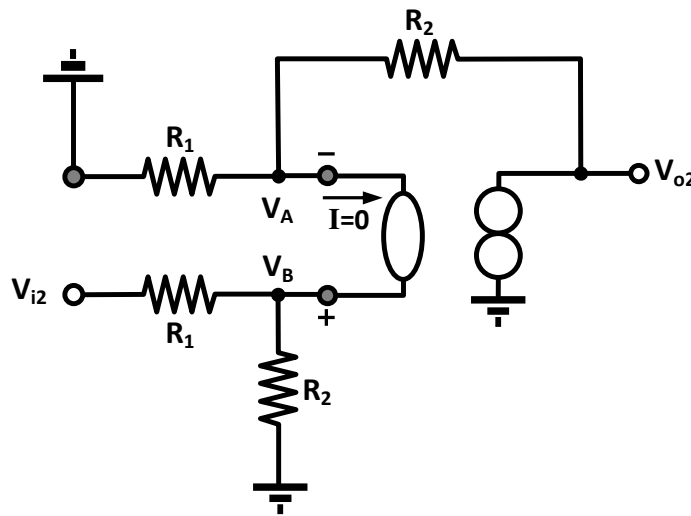
Σχήμα 4.42: Ενισχυτής διαφοράς τάσεων με τελεστικό ενισχυτή

Εφαρμόζοντας μηδενική τάση στην είσοδο V_{i2} η μη αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού ενισχυτή βρίσκεται σε μηδενικό δυναμικό, οπότε το κύκλωμα

λειτουργεί – ως προς την είσοδο V_{i1} – όπως ο αναστρέφων ενισχυτής που εξετάσαμε προηγούμενα. Στην περίπτωση αυτή, η συνεισφορά της εισόδου V_{i1} στην τιμή της τάσης εξόδου του κυκλώματος θα δίνεται από τη σχέση:

$$V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} V_{i1}. \quad (4.97)$$

Για να βρούμε τη συνεισφορά της εισόδου V_{i2} στην τιμή της τάσης εξόδου του κυκλώματος, για μηδενική είσοδο V_{i1} , μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.43.



Σχήμα 4.43: Ισοδύναμο κύκλωμα για την ανάλυση ενισχυτή διαφοράς τάσεων

Για την τάση V_A στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, ισχύει:

$$V_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{o2}. \quad (4.98)$$

Παρόμοια, για την τάση V_B στην μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, ισχύει:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{i2}. \quad (4.99)$$

Η παρουσία του μηδενιστή επιβάλλει:

$$V_A = V_B, \quad (4.100)$$

οπότε ο συνδυασμός των σχέσεων (4.98) και (4.99) δίνει:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{o2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{i2}, \quad (4.101)$$

ή

$$V_{o2} = \frac{R_2}{R_1} V_{i2}. \quad (4.102)$$

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 (4.97) και (4.102). Άρα θα ισχύει:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = -\frac{R_2}{R_1} V_{i1} + \frac{R_2}{R_1} V_{i2}, \quad (4.103)$$

ή

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_{i2} - V_{i1}). \quad (4.104)$$

Η τελευταία σχέση υποδεικνύει πως η τάση εξόδου του κυκλώματος είναι ανάλογη της διαφοράς των δύο τάσεων εισόδου, έχουμε δηλαδή έναν **ενισχυτή διαφοράς**.

- **Ολοκληρωτής (Integrator)**

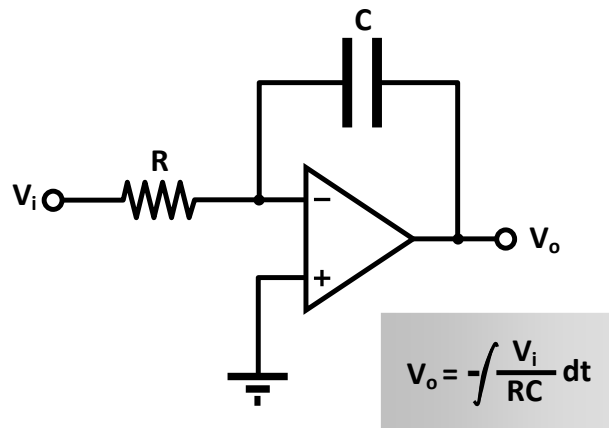
Θα αποδείξουμε ότι η έξοδος (V_o) του κυκλώματος του Σχήματος 4.44 είναι ανάλογη του ολοκληρώματος της εισόδου του (V_i). Για την ανάλυση του κυκλώματος θα χρησιμοποιηθεί το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.45.

Η χωρητικότητα C ενός πυκνωτή ορίζεται σύμφωνα με τη σχέση:

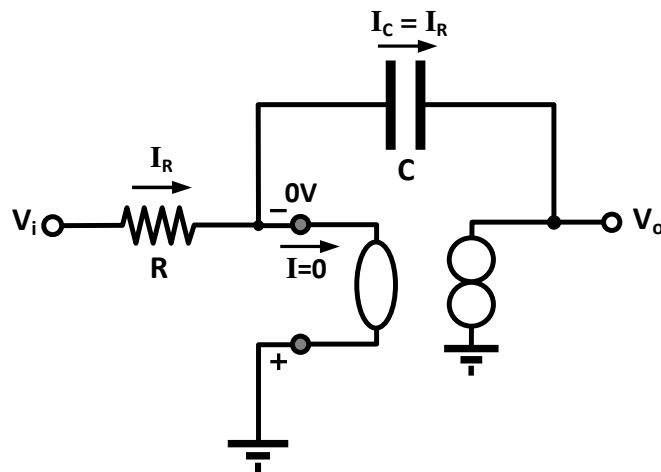
$$C = \frac{dq}{dV}, \quad (4.105)$$

όπου q το αποθηκευμένο φορτίο και V η τάση μεταξύ των ακροδεκτών του.

Η σχέση (4.105) μπορεί να γραφτεί, ισοδύναμα, ως εξής:



Σχήμα 4.44: Ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή



Σχήμα 4.45: Ισοδύναμο κύκλωμα ολοκληρωτή

$$CdV = dq, \quad (4.106)$$

ή

$$C \frac{dV}{dt} = \frac{dq}{dt}. \quad (4.107)$$

Η ένταση I του ηλεκτρικού ρεύματος ορίζεται από τη σχέση:

$$I = \frac{dq}{dt}. \quad (4.108)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.107) και (4.108), παίρνουμε:

$$I_C = C \frac{dV}{dt}, \quad (4.109)$$

όπου I_C η ένταση του ηλεκτρικού ρεύματος που διαρρέει τον πυκνωτή.

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.45 παρατηρούμε πως η διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών του πυκνωτή είναι ίση με $-V_o$, οπότε η σχέση (4.109) γράφεται:

$$I_C = -C \frac{dV_o}{dt}. \quad (4.110)$$

Από το ισοδύναμο κύκλωμα παρατηρούμε, ακόμη, πως το ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή είναι ίσο με το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R , οπότε η σχέση (4.110) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$I_R = -C \frac{dV_o}{dt}. \quad (4.111)$$

Ο νόμος του Ohm δίνει για το ρεύμα I_R :

$$I_R = \frac{V_i}{R}. \quad (4.112)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.111) και (4.112) βρίσκουμε:

$$-C \frac{dV_o}{dt} = \frac{V_i}{R}. \quad (4.113)$$

Η σχέση (4.113) με αναδιάταξη των όρων και ολοκλήρωση κατά μέλη δίνει:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i dt. \quad (4.114)$$

Από την τελευταία σχέση μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η έξοδος του κυκλώματος είναι ανάλογη του ολοκληρώματος του σήματος εισόδου. Πολύ χρήσιμη είναι και η σχέση (4.113), η οποία μπορεί να πάρει τη μορφή:

$$V_i = -RC \frac{dV_o}{dt}, \quad (4.115)$$

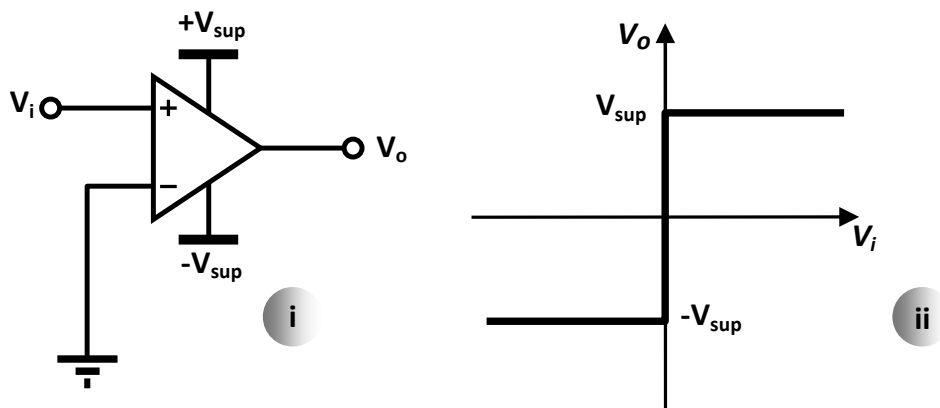
και η οποία δηλώνει πως η είσοδος του κυκλώματος είναι ανάλογη της χρονικής παραγωγού της τάσης εξόδου.

- **Εφαρμογές σε μη γραμμικά κυκλώματα**

Οι τελεστικοί ενισχυτές βρίσκουν εφαρμογή και σε μη γραμμικά κυκλώματα, όπως είναι οι συγκριτές, τους οποίους θα εξετάσουμε στην επόμενη παράγραφο. Επίσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την υλοποίηση μη γραμμικών ταλαντωτών, όπως ο ταλαντωτής van der Pol ο οποίος παρουσιάζεται στο σχετικό Παράρτημα.

4.5 ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ

Από τη χαρακτηριστική μεταφοράς του Σχήματος 4.29 η οποία αφορά τον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή, μπορούμε να συμπεράνουμε πως η συνδεσμολογία του Σχήματος 4.46-i, όπου η αναστρέφουσα είσοδος του (ιδανικού) τελεστικού ενισχυτή έχει γειωθεί, έχει χαρακτηριστική μεταφοράς όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.46-ii, όπου V_{sup} η απόλυτη τιμή της τάσης τροφοδοσίας.



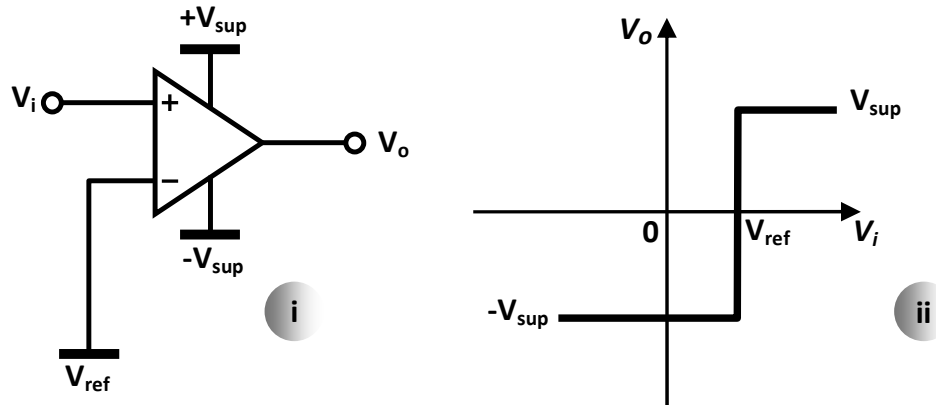
Σχήμα 4.46: Συγκριτής ως προς το μηδέν και χαρακτηριστική μεταφοράς του

Από την πιο πάνω χαρακτηριστική μεταφοράς μπορούμε να δούμε πως η τάση εξόδου δίνεται από τη συνάρτηση:

$$V_o = \begin{cases} +V_{sup}, & V_i > 0 \\ -V_{sup}, & V_i < 0 \end{cases} \quad (4.116)$$

από την οποία γίνεται φανερό πως το κύκλωμα μάς παρέχει τη δυνατότητα σύγκρισης της τάσης εισόδου V_i ως προς το μηδέν.

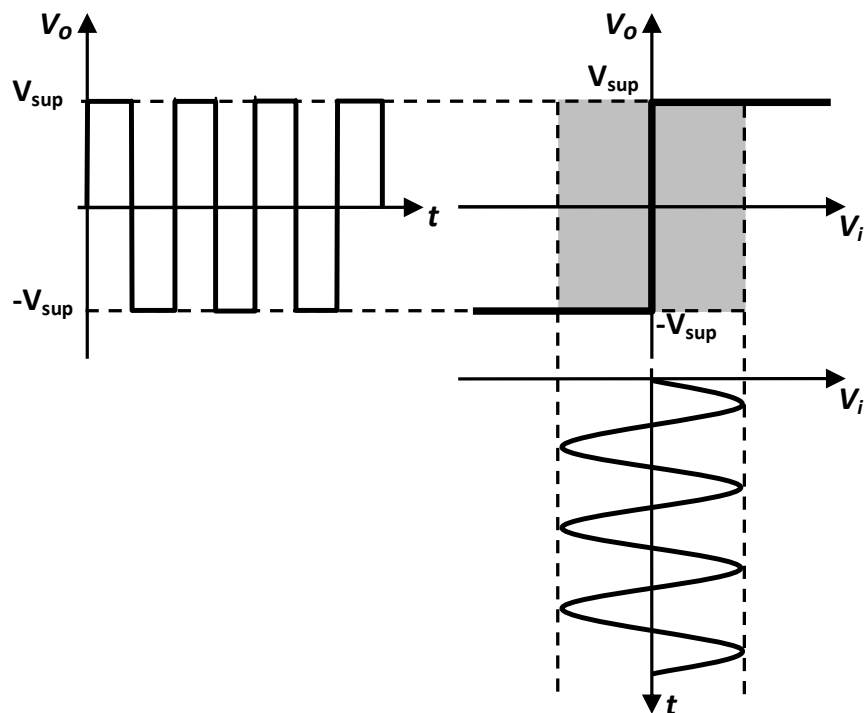
Αν η αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού ενισχυτή συνδεθεί σε ένα δυναμικό αναφοράς V_{ref} (στην περιοχή μεταξύ των τιμών των τάσεων τροφοδοσίας) (βλπ. Σχήμα 4.47-i), η αντίστοιχη χαρακτηριστική μεταφοράς τροποποιείται όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.47-ii.



Σχήμα 4.47: Συγκριτής ως προς στάθμη αναφοράς και χαρακτηριστική μεταφοράς του

Στην περίπτωση αυτή, η έξοδος του κυκλώματος υπακούει στην εξής συνάρτηση:

$$V_o = \begin{cases} +V_{sup}, & V_i > V_{ref} \\ -V_{sup}, & V_i < V_{ref} \end{cases} \quad (4.117)$$



Σχήμα 4.48: Λειτουργία ανιχνευτή διέλευσης από το μηδέν

Μια τυπική εφαρμογή των συγκριτών είναι η ανίχνευση των διελεύσεων ενός σήματος από τη μηδενική στάθμη (zero crossings detection). Η λειτουργία αυτή, που μπορεί να υλοποιηθεί από το κύκλωμα του Σχήματος 4.46-ι, είναι πολύ σημαντική μιας και ο αριθμός των διελεύσεων από το μηδέν ενός περιοδικού σήματος αποτελεί μέτρο της συχνότητάς του. Στο Σχήμα 4.48 φαίνεται η κυματομορφή στην έξοδο του συγκριτή όταν στην είσοδό του εφαρμόζεται ημιτονικό σήμα. Κάθε μετάβαση της κυματομορφής εξόδου σηματοδοτεί μια διέλευση του σήματος εισόδου από τη μηδενική στάθμη.

Δεδομένου ότι το σήμα εξόδου είναι ορθογώνια παλμοσειρά, μπορούμε να πούμε ότι το κύκλωμα λειτουργεί και ως μετατροπέας ημιτονικού σήματος σε παλμικό.

Ενδεικτικά παραδείγματα άλλων εφαρμογών των συγκριτών είναι στα κυκλώματα των ψηφιακών δεκτών, ή των ψηφιακών επαναληπτών, καθώς και των μετατροπέων αναλογικού σε ψηφιακό και αντίστροφα. Για λεπτομέρειες ο αναγνώστης παραπέμπεται στα σχετικά Παραρτήματα.

4.6 ΦΙΛΤΡΑ

4.6.1 Γενικά

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 (βλπ. πρώτο κεφάλαιο), 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.

Τα φίλτρα αποτελούν εξειδικευμένα κυκλώματα σκοπός των οποίων είναι η κατάλληλη τροποποίηση του συχνοτικού περιεχομένου ενός σήματος. (Για μια σύντομη παρουσίαση της έννοιας του συχνοτικού περιεχομένου ενός σήματος ο αναγνώστης παραπέμπεται στο σχετικό Παράρτημα). Τα φίλτρα δεν εισάγουν νέες συχνότητες, μεταβάλλουν ωστόσο την ισχύ των υπαρχουσών κατά τρόπο επιλεκτικό και ανάλογα με τον τύπο του κάθε φίλτρου, όπως θα δούμε αναλυτικά στη συνέχεια. 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. Η αναφορά που θα ακολουθήσει θα είναι περιεκτική ώστε να περιγραφούν οι βασικότερες έννοιες και να δοθούν απλά παραδείγματα κυκλωματικών υλοποιήσεων. Για εκτενέστερη αναφορά ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στη σχετική βιβλιογραφία.

4.6.2 Η έννοια του φίλτρου

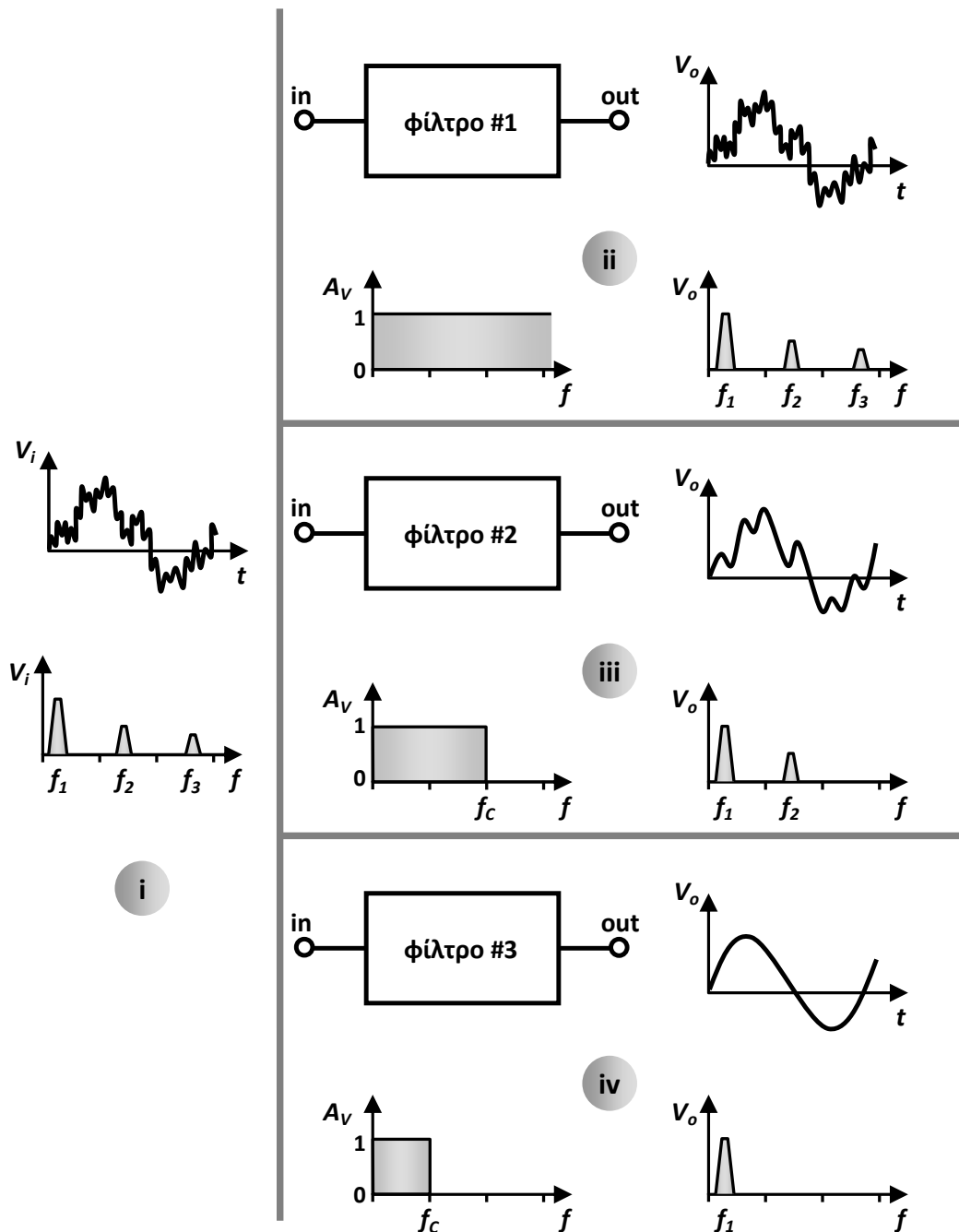
Η συμπεριφορά ενός φίλτρου καθορίζεται από τη **συνάρτηση μεταφοράς** του (δηλαδή τη μιγαδική απολαβή τάσης, υπό την έννοια που αυτή παρουσιάστηκε στο πρώτο κεφάλαιο). Συγκεκριμένα, αν το ίδιο σήμα εφαρμοστεί στις εισόδους διαφορετικών φίλτρων τα αντίστοιχα σήματα εξόδου θα είναι διαφορετικά.

Έστω ένα σήμα το οποίο προκύπτει από την επαλληλία τριών συνιστωσών με συχνότητες f_1 , f_2 και f_3 , όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 4.49-i τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας. Η φασματική απόκριση του φίλτρου #1 του Σχήματος 4.49-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 [βλπ. και σχετικό Παράρτημα]). Η απολαβή τάσης του φίλτρου #2 του Σχήματος 4.49-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 4.49-iii). Η συχνότητα αποκοπής (f_c) του φίλτρου #3 του Σχήματος 4.49-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 (ημιτονική ή συνημιτονική).

Από το πιο πάνω 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.

4.6.3 Διάκριση φίλτρων και χαρακτηριστικά τους

Υπάρχουν αρκετά κριτήρια για τη διάκριση των διάφορων τύπων φίλτρων, τα κυριότερα από τα οποία είναι τα εξής:



Σχήμα 4.49: Η έννοια του φίλτρου

- **Ενίσχυση – απόσβεση συχνοτικών συνιστωσών**

Φίλτρα που κατασκευάζονται με παθητικά στοιχεία (αντιστάτες, πυκνωτές, πηνία) χαρακτηρίζονται ως παθητικά και μπορούν να επιτύχουν την επιλεκτική απόσβεση των συχνοτικών συνιστωσών του σήματος εισόδου τους.

Αντίθετα, φίλτρα που περιλαμβάνουν και ενεργά στοιχεία (τρανζίστορ, τελεστικούς ενισχυτές, κ.λπ.) μπορούν να επιτύχουν την επιλεκτική απόσβεση ορισμένων συχνοτήτων και την ενίσχυση άλλων. Τα φίλτρα αυτού του τύπου ονομάζονται ενεργά.

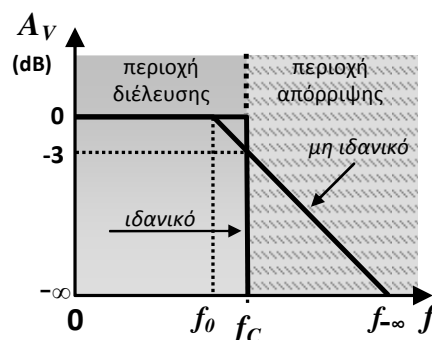
Η ανάλυση που ακολουθεί θα αναφέρεται σε παθητικά φίλτρα, εκτός αν δηλώνεται διαφορετικά.

- **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 4.49 είναι φίλτρα LPF, αφού επιτρέπουν τη διέλευση των χαμηλών συχνοτήτων έως τη συχνότητα αποκοπής τους.

- **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 4.50. 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.

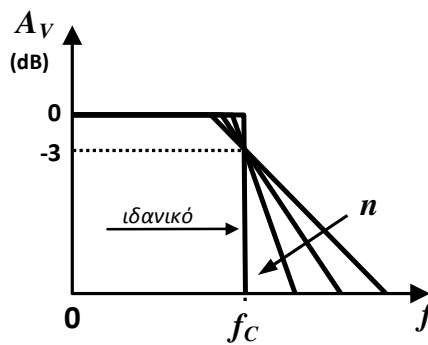


Σχήμα 4.50: Διακριτική ικανότητα φίλτρου

Για τα πρακτικά φίλτρα είναι φανερό πως δεν είναι επιτρεπτές ασυνέχειες της συνάρτησης 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 4.50). Σε ένα μη ιδανικό φίλτρο η συχνότητα αποκοπής μεταξύ μιας περιοχής διέλευσης και της γειτονικής της περιοχής απόρριψης ορίζεται ως η **συχνότητα καμψής** του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου μεταξύ των δύο περιοχών (όπως αυτή ορίστηκε στο πρώτο κεφάλαιο). 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 υποδιπλασιάζεται για τη συγκεκριμένη συχνότητα.

Στην περίπτωση ιδανικού φίλτρου προφανώς θα ισχύει:

$$f_c = f_0 = f_{-\infty}. \quad (4.118)$$



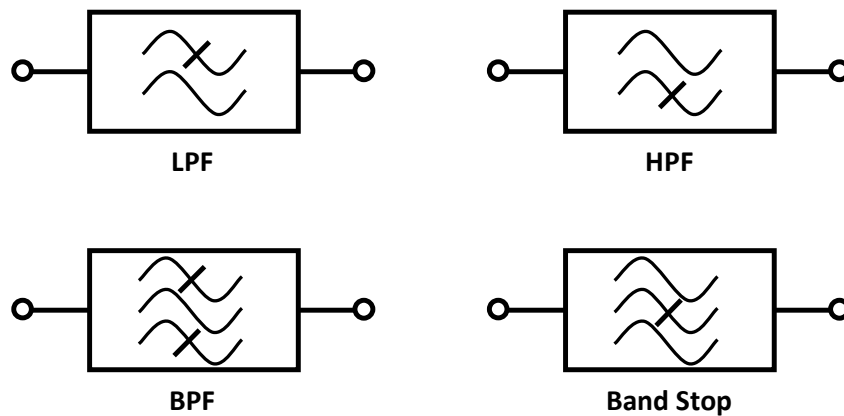
Σχήμα 4.51: Αποκρίσεις φίλτρων διαφορετικής τάξης

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 4.51.

Ως **τάξη** (order) ενός φίλτρου ορίζεται ο μέγιστος βαθμός n της μεταβλητής s ($=j\omega$) στη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου αυτού (βλπ και πρώτο κεφάλαιο) 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.

4.6.4 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 4.52, και τη λειτουργία των οποίων θα δούμε στη συνέχεια.

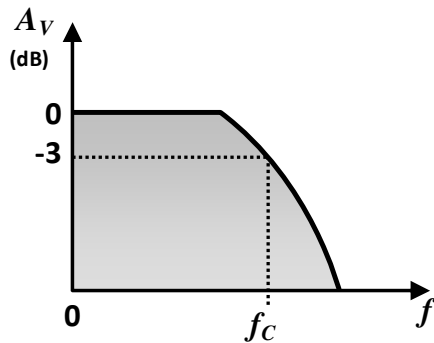


Σχήμα 4.52: Σύμβολα για τους συνηθέστερους τύπους φίλτρων

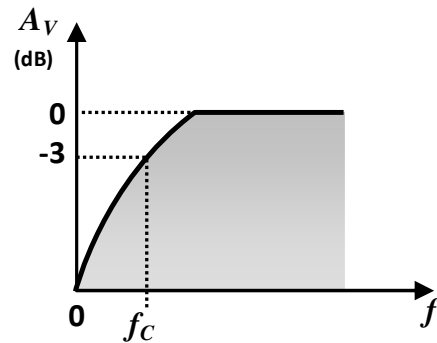
Στο Σχήμα 4.53 περιλαμβάνονται τυπικές αποκρίσεις των πιο πάνω φίλτρων. Όπως υποδηλώνει η αντίστοιχη ονομασία, ένα φίλτρο LPF διαθέτει μια μοναδική συχνότητα αποκοπής f_C και επιτρέπει τη διέλευση όλων των συχνοτήτων με τιμές μικρότερες από αυτήν, έως και της μηδενικής συχνότητας (DC), κατά το Σχήμα 4.53-i. Παρόμοια, ένα φίλτρο HPF επιτρέπει τη διέλευση όλων των συχνοτήτων με τιμές μεγαλύτερες από τη (μοναδική) συχνότητα αποκοπής του f_C , κατά το Σχήμα 4.53-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 4.53-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 4.53-iv.

Μπορεί εύκολα κάποιος να διαπιστώσει πως με την σύνδεση σε σειρά ενός φίλτρου LPF και ενός HPF μπορούμε να πάρουμε ένα φίλτρο BPF, ή ένα

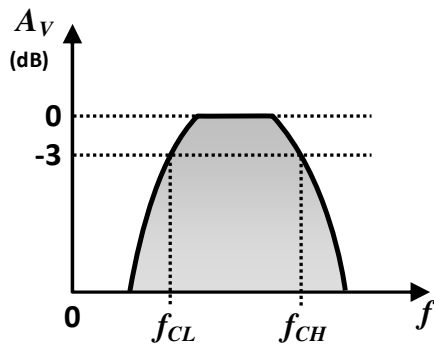
φίλτρο απόρριψης ζώνης, με τον τρόπο που υποδεικνύουν τα Σχήματα 4.54 και 4.55, αντίστοιχα.



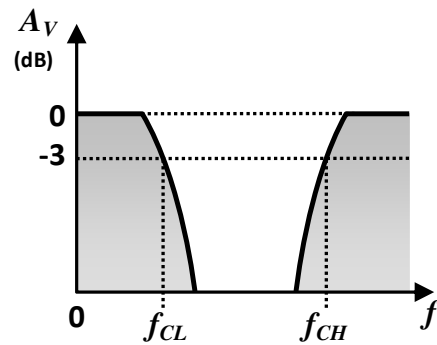
i LPF



ii HPF

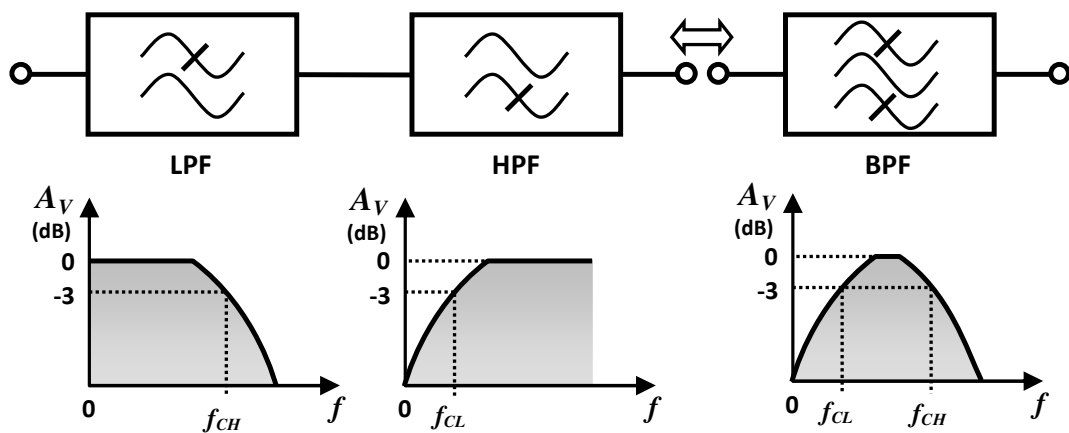


iii BPF

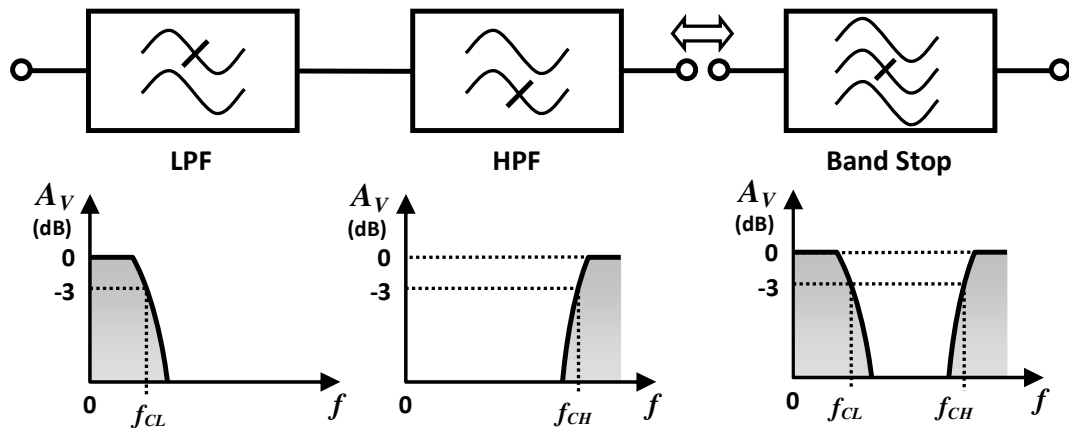


iv Band Stop

Σχήμα 4.53: Τυπικές συναρτήσεις μεταφοράς (μέτρο) για τους συνηθέστερους τύπους φίλτρων

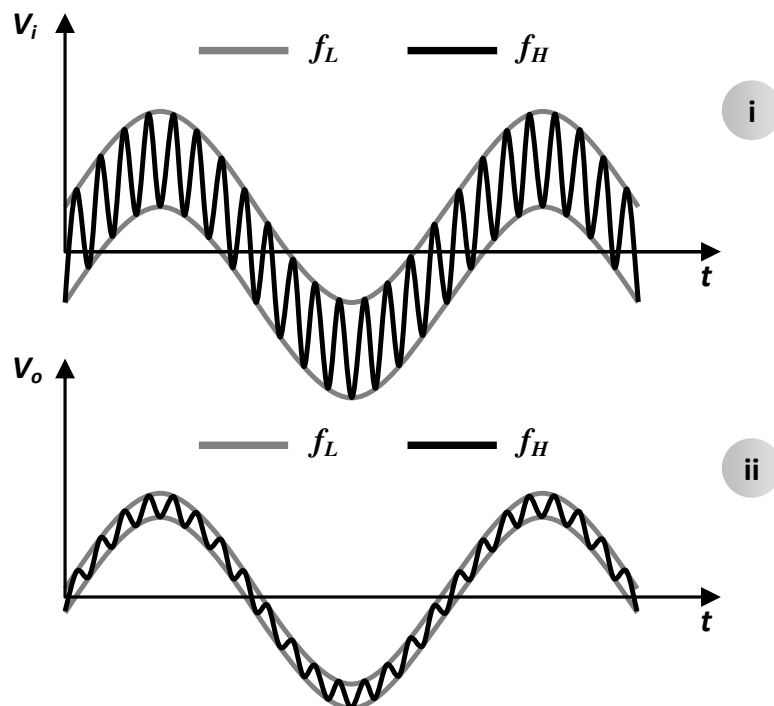


Σχήμα 4.54: Παραγωγή φίλτρου BPF με τη σύνδεση σε σειρά LPF και HPF



Σχήμα 4.55: Παραγωγή φίλτρου απόρριψης ζώνης με τη σύνδεση σε σειρά LPF και HPF

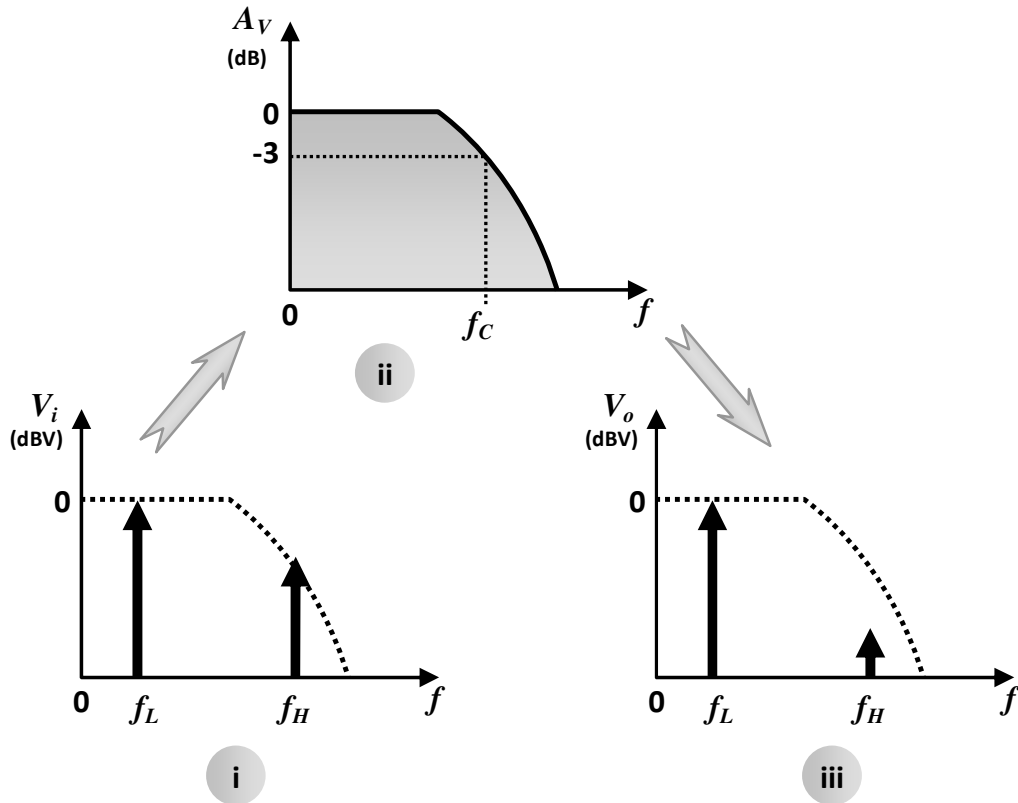
Ας εξετάσουμε λεπτομερέστερα την επίδραση που μπορεί να έχει ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων σε ένα σήμα, με τη βοήθεια ενός παραδείγματος. Ας θεωρήσουμε το σήμα V_i του Σχήματος 4.56-i, το οποίο εφαρμόζεται στην είσοδο ενός φίλτρου LPF με μέτρο απολαβής τάσης (A_V) που αντιστοιχεί στην καμπύλη του Σχήματος 4.57-ii.



Σχήμα 4.56: Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου LPF σε σήμα στο πεδίο του χρόνου

Όπως φαίνεται από το φάσμα του Σχήματος 4.57-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

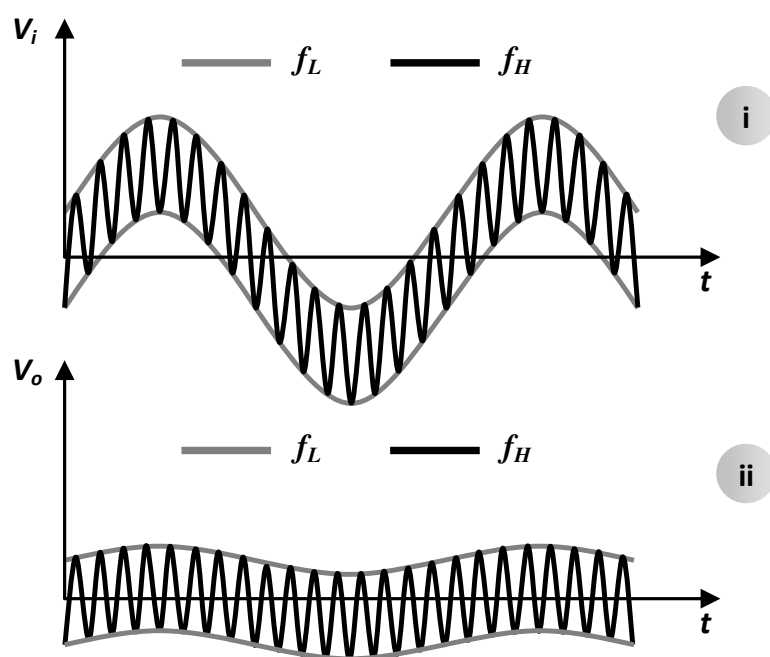
αντανεκλά στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 4.56-i) ως μια «αργή» μεταβολή, που αντιστοιχεί στη συχνότητα f_L , στην οποία επικάθεται μια «γρήγορη» μεταβολή, που αντιστοιχεί στη συχνότητα f_H .



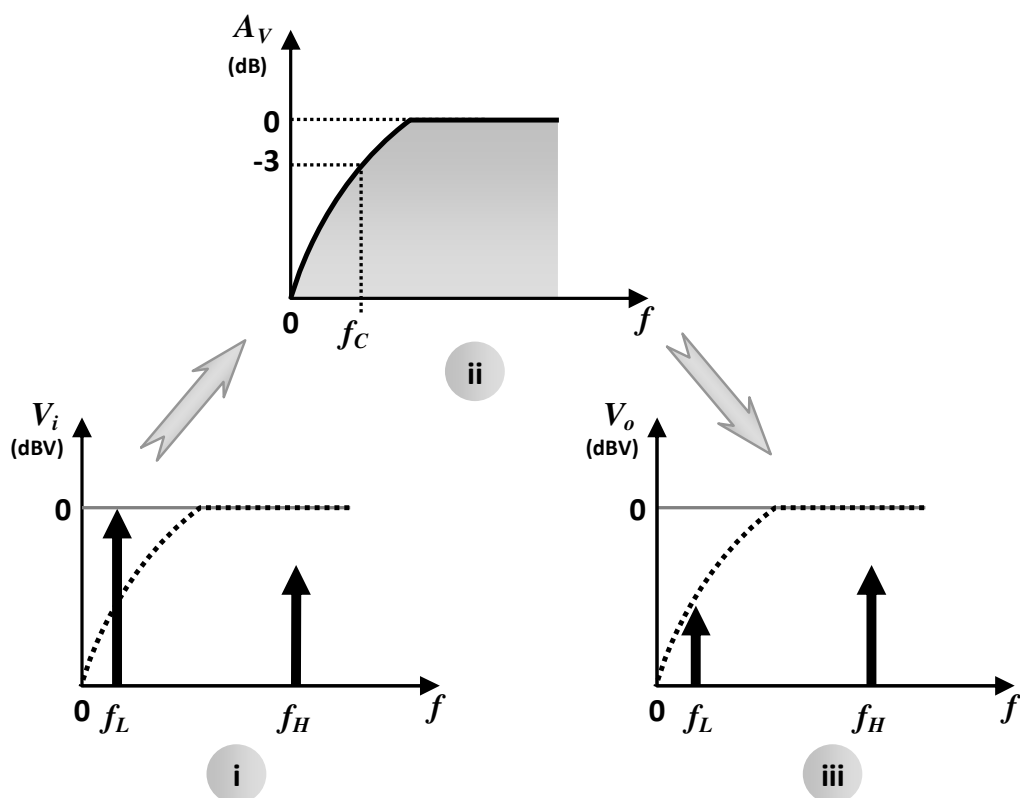
Σχήμα 4.57: Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου LPF σε σήμα στο πεδίο της συχνότητας

Διερχόμενο από το φίλτρο, το σήμα υφίσταται εξασθένηση της υψίσυχνης συνιστώσας συχνότητας f_H , κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 4.57-iii. Για το σήμα (V_o) στην έξοδο του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 4.56-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 παράγραφο.

Ας δούμε, στο σημείο αυτό, την επίδραση ενός φίλτρου HPF σε ένα σήμα, χρησιμοποιώντας το ίδιο σήμα του προηγούμενου παραδείγματος. Ας υποθέσουμε πως το φίλτρο του παραδείγματός μας παρουσιάζει την απόκριση του Σχήματος 4.59-ii.



Σχήμα 4.58: Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου HPF σε σήμα στο πεδίο του χρόνου



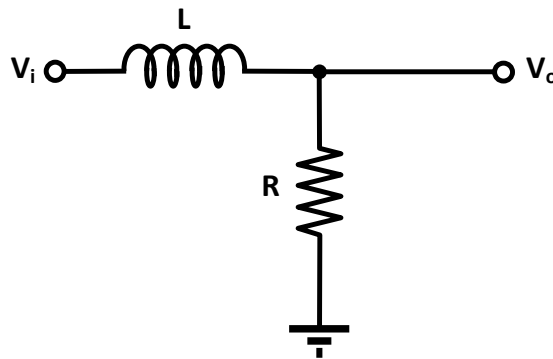
Σχήμα 4.59: Παράδειγμα επίδρασης φίλτρου HPF σε σήμα στο πεδίο της συχνότητας

Διερχόμενο από το φίλτρο, το σήμα υφίσταται εξασθένηση της συνιστώσας με χαμηλή συχνότητα (f_L), κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα 4.59-iii. Για το σήμα (V_o) στην έξοδο του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 4.58-ii), το πλάτος της υψίσυχνης διακύμανσης παραμένει αμετάβλητο, ενώ το πλάτος της «αργής» συνιστώσας συχνότητας f_L περιορίζεται σημαντικά.

4.6.5 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 4.60, που αποτελείται από πηνίο αυτεπαγωγής L και ωμικό αντιστάτη με τιμή αντίστασης R .



Σχήμα 4.60: Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης

Προκειμένου να κατανοήσουμε τη λειτουργία του κυκλώματος αρκεί να θυμηθούμε πως, με βάση αυτά που αναφέραμε στο πρώτο κεφάλαιο, 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:

$$Z_L = L\omega j, \quad (4.119)$$

όπου $\omega = 2\pi f$, η κυκλική συχνότητα του σήματος.

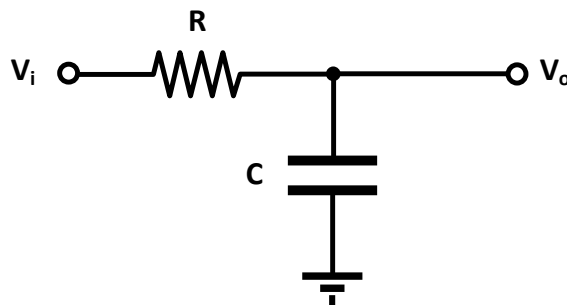
Πιο συγκεκριμένα, μπορούμε να διαπιστώσουμε από τη σχέση (4.119) πως η αντίσταση ενός πηνίου είναι μηδενική για μηδενική συχνότητα σήματος (δηλαδή για DC) και αυξάνει ανάλογα με τη συχνότητα.

Από το κύκλωμα του φίλτρου (Σχήμα 4.60) μπορούμε να παρατηρήσουμε πως η τάση εξόδου λαμβάνεται ως το κλάσμα της τάσης εισόδου που προκύπτει από το διαίρετη 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 πιο πάνω 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 4.61.



Σχήμα 4.61: Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R - C πρώτης τάξης

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 εφαρμόζεται στα άκρα του, σύμφωνα με τη σχέση:

$$Z_C = \frac{1}{C\omega j}, \quad (4.120)$$

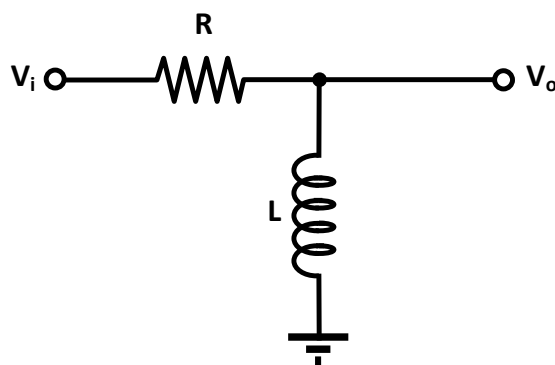
όπου $\omega=2\pi f$, η κυκλική συχνότητα του σήματος.

Από τη σχέση (4.120) μπορούμε να διαπιστώσουμε πως η αντίσταση ενός πυκνωτή είναι άπειρη για μηδενική συχνότητα σήματος (αποτελεί, δηλαδή, βραχυκύκλωμα για το DC) και μειώνεται όσο αυξάνει η συχνότητα.

Όπως και στο κύκλωμα R-L το οποίο περιγράψαμε προηγούμενα, η τάση εξόδου λαμβάνεται ως το κλάσμα της τάσης εισόδου που προκύπτει από το 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 άπειρη – γεγονός που δεν είναι δυνατό να συμβεί, βέβαια, στην πράξη).

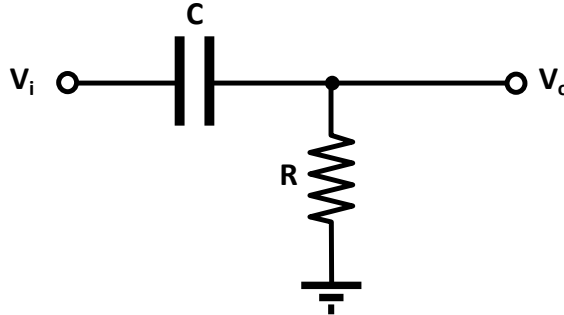
Από την πιο πάνω ποιοτική ανάλυση προκύπτει πως το κύκλωμα που εξετάζουμε συμπεριφέρεται ως φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων. Επειδή, δε, αποτελείται από έναν αντιστάτη (R) και έναν πυκνωτή (C) ονομάζεται φίλτρο R-C. Όπως θα προκύψει από την ποσοτική ανάλυση που θα ακολουθήσει, η τάξη του κυκλώματος 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 4.60 παίρνουμε το φίλτρο του Σχήματος 4.62, 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 (τείνουσα στη μονάδα) όσο αυξάνει η συχνότητα του σήματος στην είσοδο. Συμπεραίνουμε, λοιπόν, πως αναφερόμαστε σε ένα **φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης**.



Σχήμα 4.62: Παθητικό φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης

Με παρόμοιους συλλογισμούς μπορούμε να διαπιστώσουμε πως το κύκλωμα του Σχήματος 4.63 μπορεί να υλοποιήσει ένα **φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης**.



Σχήμα 4.63: Παθητικό φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων R-C πρώτης τάξης

Ας επιστρέψουμε στο παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L του Σχήματος 4.60 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):

$$V_o = \frac{R}{R + L\omega j} V_i, \quad (4.121)$$

όπου $\omega = 2\pi f$, η κυκλική συχνότητα του σήματος.

Η σχέση (4.121) μπορεί να δώσει, ισοδύναμα:

$$H(s) = A_v(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s}, \quad (4.122)$$

όπου H η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου, η οποία μπορεί να γραφτεί και ως:

$$H(s) = A_v(s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{R}{L}\right)s}. \quad (4.123)$$

Πρόκειται για μια συνάρτηση μεταφοράς πρώτης τάξης, με έναν πραγματικό πόλο, αντίστοιχη της μορφής:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_o}}, \quad (4.124)$$

(όπου ω_o η κυκλική συχνότητα καμψής), η οποία έχει μελετηθεί στο πρώτο κεφάλαιο (βλπ. διαγράμματα Bode).

Με σύγκριση των σχέσεων (4.123) και (4.124) μπορεί να προκύψει η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου (f_c):

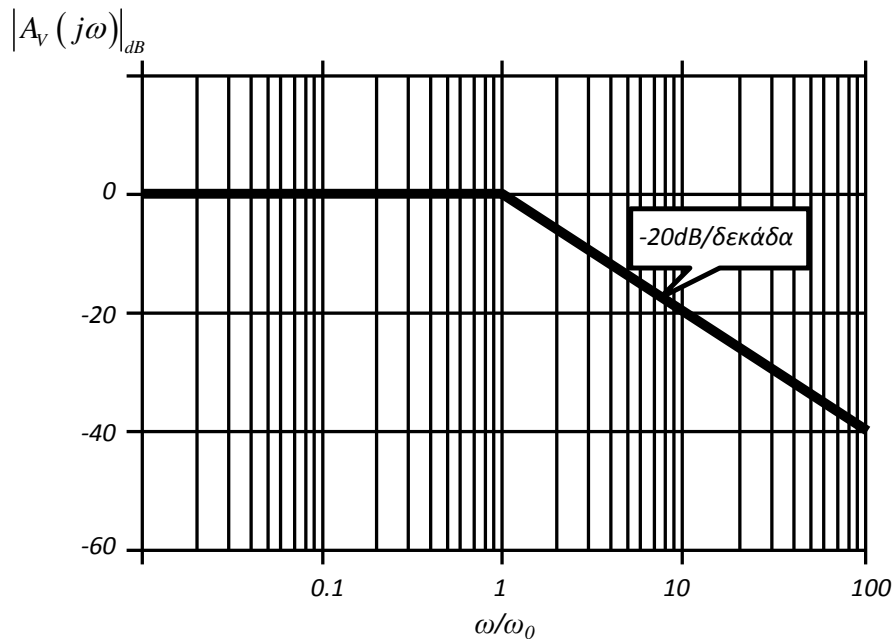
$$\omega_o = 2\pi f_c = \frac{R}{L}, \quad (4.125)$$

από την οποία βρίσκουμε:

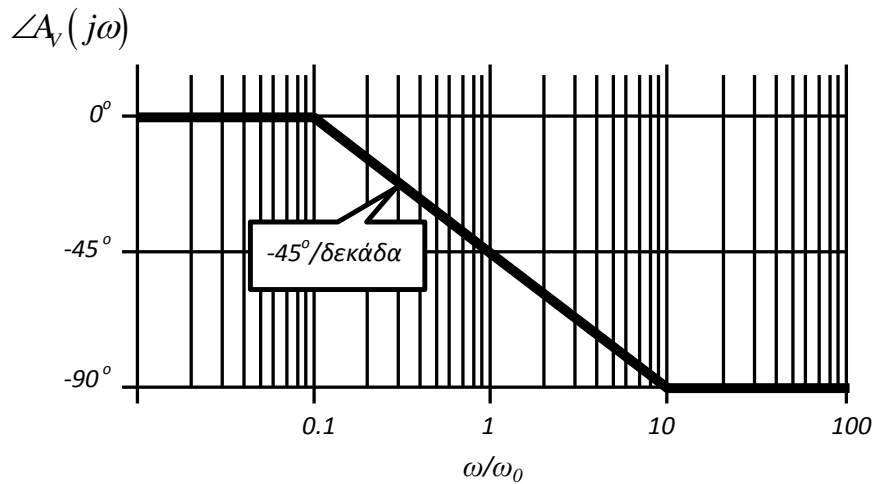
$$f_c = \frac{R}{2\pi L}. \quad (4.126)$$

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 4.64 και 4.65.



Σχήμα 4.64: Διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης παθητικού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης



Σχήμα 4.65: Διάγραμμα Bode για τη φάση μεταξύ των σημάτων εξόδου-εισόδου παθητικού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-L πρώτης τάξης

Μια πολύ σημαντική παρατήρηση από τα διαγράμματα αυτά είναι πως η κλίση 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 4.1.

Πίνακας 4.1: Συναρτήσεις μεταφοράς και συχνότητες αποκοπής απλών παθητικών φίλτρων πρώτης τάξης

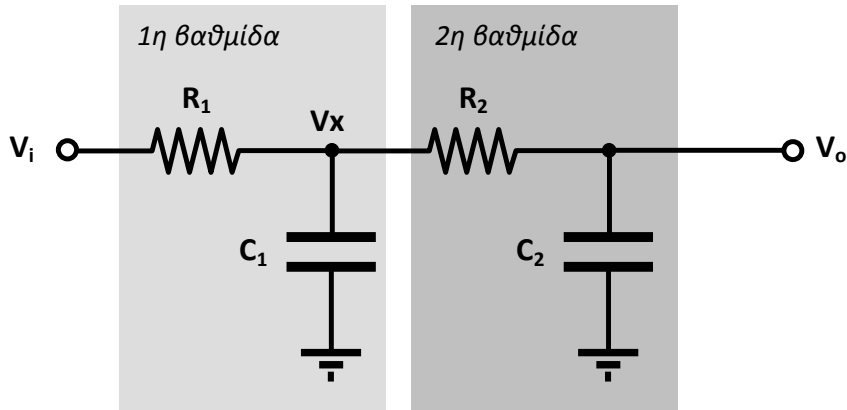
Παθητικά στοιχεία	Τύπος (επιλεκτικότητα)	Συνάρτηση Μεταφοράς	Συχνότητα Αποκοπής
R-L	LPF	$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s}$	$f_c = \frac{R}{2\pi L}$
R-L	HPF	$H(s) = \frac{s}{s + \frac{R}{L}}$	$f_c = \frac{R}{2\pi L}$
R-C	LPF	$H(s) = \frac{1}{1 + RCs}$	$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$
R-C	HPF	$H(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}}$	$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

4.6.6 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 4.66 απεικονίζεται ένα παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης το οποίο έχει προκύψει από τη διασύνδεση δύο βαθμίδων πρώτης τάξης, όμοιας τοπολογίας.



Σχήμα 4.66: Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης

Για τη γενική περίπτωση του Σχήματος 4.66, μπορεί να αποδειχθεί πως η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (4.127)$$

Για απλοποίηση των υπολογισμών θα θεωρήσουμε ότι ισχύει:

$$R_1 = R_2 = R \quad (4.128)$$

και

$$C_1 = C_2 = C. \quad (4.129)$$

Η τάση εξόδου (V_o) του φίλτρου ισούται με το κλάσμα της τάσης V_x στην έξοδο της πρώτης βαθμίδας (βλπ. Σχήμα 4.66) όπως προκύπτει από το διαιρέτη τάσης της δεύτερης βαθμίδας. Μπορούμε, επομένως, να γράψουμε:

$$V_o = \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} V_x, \quad (4.130)$$

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 το 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 δικτύωματος των C_1 , R_2 και C_2 προκύπτει ότι η ισοδύναμη σύνθετη αντίστασή του Z_δ έχει ως εξής:

$$Z_\delta = Z_1 // (R_2 + Z_2), \quad (4.131)$$

όπου Z_1 η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή C_1 .

Από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι R_1 και Z_δ προκύπτει:

$$V_x = \frac{Z_\delta}{R_1 + Z_\delta} V_i. \quad (4.132)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.130) και (4.132) παίρνουμε:

$$V_o = \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} \cdot \frac{Z_\delta}{R_1 + Z_\delta} V_i, \quad (4.133)$$

η οποία, με αντικατάσταση της σχέσης (4.131), δίνει:

$$V_o = \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} \cdot \frac{Z_1 // (R_2 + Z_2)}{R_1 + [Z_1 // (R_2 + Z_2)]} V_i. \quad (4.134)$$

Λόγω των παροδοχών των σχέσεων (4.128) και (4.129), η (4.134) απλοποιείται ως εξής:

$$V_o = \frac{Z \cdot [Z // (R + Z)]}{(R + Z) \cdot \{R + [Z // (R + Z)]\}} V_i, \quad (4.135)$$

όπου $Z (=1/Cs)$ η σύνθετη αντίσταση που αντιστοιχεί στη χωρητικότητα C της σχέσης (4.129).

Η τελευταία γράφεται, ισοδύναμα,:

$$V_o = \frac{Z \cdot \frac{Z(R+Z)}{Z+(R+Z)}}{(R+Z) \cdot \left[R + \frac{Z(R+Z)}{Z+(R+Z)} \right]} V_i, \quad (4.136)$$

ή

$$V_o = \frac{\frac{Z^2(R+Z)}{R+2Z}}{(R+Z) \cdot \left[\frac{R(R+2Z)+Z(R+Z)}{R+2Z} \right]} V_i, \quad (4.137)$$

ή

$$V_o = \frac{Z^2}{R(R+2Z)+Z(R+Z)} V_i, \quad (4.138)$$

ή

$$V_o = \frac{Z^2}{R^2+3RZ+Z^2} V_i, \quad (4.139)$$

ή

$$V_o = \frac{\frac{Z^2}{R^2}}{\frac{Z^2}{R^2} + \frac{3Z}{R} + 1} V_i. \quad (4.140)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι $Z=1/Cs$, και πολλαπλασιάζοντας αριθμητή και παρονομαστή με s^2 , η τελευταία γράφεται:

$$V_o = \frac{\frac{1}{R^2 C^2}}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{R^2 C^2}} V_i, \quad (4.141)$$

από την οποία προκύπτει άμεσα η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δεύτερης τάξης:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{R^2 C^2}}{s^2 + \frac{3}{RC}s + \frac{1}{R^2 C^2}}. \quad (4.142)$$

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:

$$|H(j\omega_c)|^2 = \frac{1}{2}. \quad (4.143)$$

Συνδυάζοντας τις (4.142) και (4.143) παίρνουμε:

$$\frac{\frac{1}{R^4 C^4}}{\left| (j\omega_c)^2 + \frac{3}{RC} j\omega_c + \frac{1}{R^2 C^2} \right|^2} = \frac{1}{2}, \quad (4.144)$$

ή

$$\frac{\frac{1}{R^4 C^4}}{\left| \left(\frac{1}{R^2 C^2} - \omega_c^2 \right) + \frac{3}{RC} \omega_c j \right|^2} = \frac{1}{2}, \quad (4.145)$$

ή

$$\frac{\frac{1}{R^4 C^4}}{\left(\frac{1}{R^2 C^2} - \omega_c^2 \right)^2 + \left(\frac{3}{RC} \omega_c \right)^2} = \frac{1}{2}, \quad (4.146)$$

ή

$$\frac{2}{R^4 C^4} = \left(\frac{1}{R^2 C^2} - \omega_c^2 \right)^2 + \left(\frac{3}{RC} \omega_c \right)^2, \quad (4.147)$$

ή

$$\omega_c^4 + \frac{7\omega_c^2}{R^2 C^2} - \frac{1}{R^4 C^4} = 0, \quad (4.148)$$

Θέτοντας

$$\omega_c^2 = x, \quad (4.149)$$

η διτετράγωνη εξίσωση (4.148) γράφεται:

$$x^2 + \frac{7x}{R^2 C^2} - \frac{1}{R^4 C^4} = 0, \quad (4.150)$$

από τη θετική ρίζα x_+ της οποίας βρίσκουμε:

$$\omega_c^2 = x_+ = \frac{\sqrt{53} - 7}{2R^2 C^2}, \quad (4.151)$$

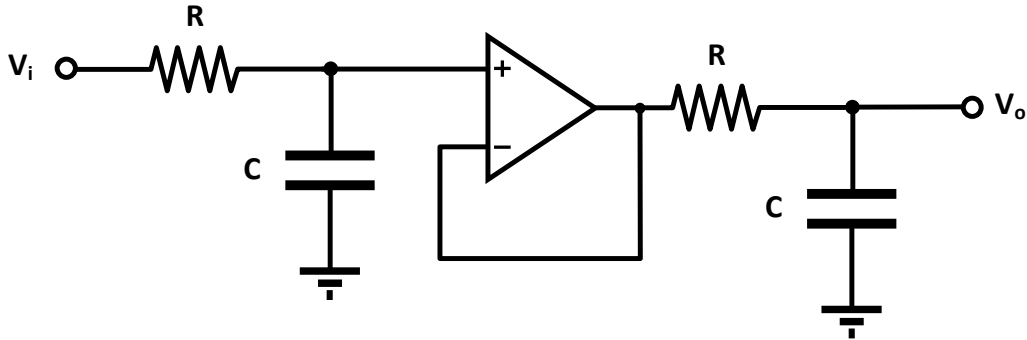
ή

$$f_c \approx \frac{0.45}{2\pi RC}. \quad (4.152)$$

Επιστρέφοντας στην έκφραση (4.142) 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 καθένα από τους οποίους αντιστοιχεί κλίση -20dB/δεκάδα στο διάγραμμα Bode του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς. 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 $-20n$ dB/δεκάδα.

Αν στο κύκλωμα του φίλτρου που εξετάσαμε παρεμβάλουμε έναν απομονωτή μεταξύ των δύο βαθμίδων πρώτης τάξης, θα πάρουμε το φίλτρο του Σχήματος 4.67.



Σχήμα 4.67: Παθητικό φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης με απομονωμένες βαθμίδες

Στην περίπτωση αυτή, η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου θα προκύψει από το γινόμενο των συναρτήσεων μεταφοράς των επιμέρους βαθμίδων. Από τον Πίνακα 4.1 παρατηρούμε πως η συνάρτηση μεταφοράς κάθε βαθμίδας δίνεται από τη σχέση:

$$h(s) = \frac{1}{1 + RCs}, \quad (4.153)$$

οπότε η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δεύτερης τάξης θα είναι:

$$H(s) = h^2(s) = \frac{1}{(1 + RCs)^2}. \quad (4.154)$$

Από την πιο πάνω σχέση μπορούμε να παρατηρήσουμε πως η συνάρτηση μεταφοράς έχει διπλό πόλο, από τον οποίο προκύπτει η συχνότητα αποκοπής:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (4.155)$$

Το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου προκύπτει άμεσα από τη σχέση (4.154):

$$|H(s)| = \frac{1}{|(1 + RCs)^2|} = \frac{1}{|R^2 C^2 s^2 + 2RCs + 1|}, \quad (4.156)$$

από την οποία παίρνουμε:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{|(1 - \omega^2 R^2 C^2) + 2RC\omega j|} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 R^2 C^2)^2 + 4R^2 C^2 \omega^2}} \quad (4.157)$$

Για μεγάλες τιμές της συχνότητας ω η σχέση (4.157) γράφεται:

$$|H(j\omega)| \approx \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2}, \quad (4.158)$$

ή, με χρήση της σχέσης (4.155):

$$|H(j\omega)| \approx \frac{\omega_c^2}{\omega^2}, \quad (4.159)$$

από την οποία βρίσκουμε:

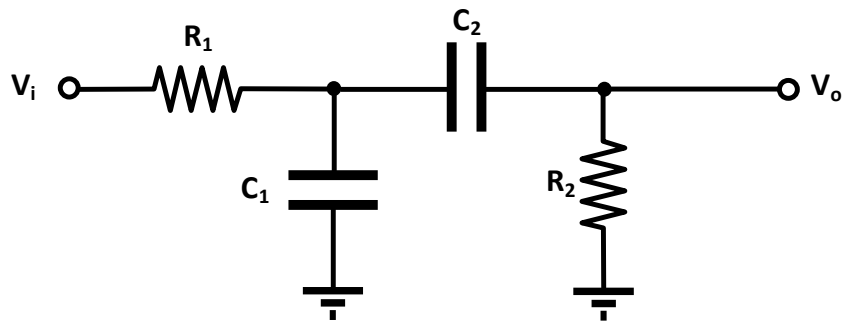
$$20 \log_{10} |H(j\omega)| = -40 \log_{10} \frac{\omega}{\omega_c}. \quad (4.160)$$

Από τη σχέση (4.160) 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 -40dB/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 δούμε το φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων του Σχήματος 4.68. 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 4.54).

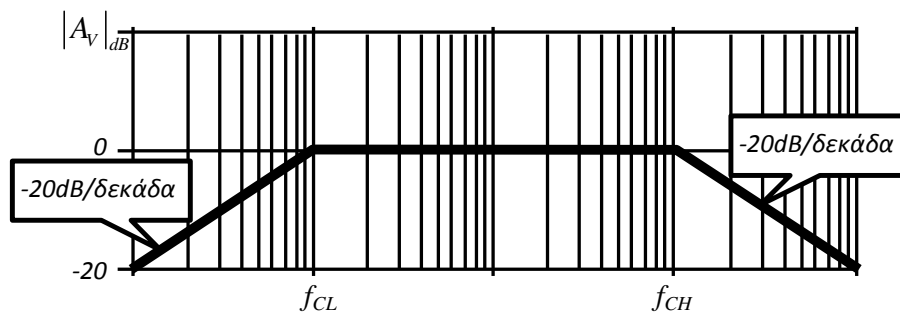
Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου μπορεί να βρεθεί ακολουθώντας διαδικασία παρόμοια με εκείνη που ακολουθήθηκε στην περίπτωση του φίλτρου LPF δεύτερης τάξης που προηγήθηκε, και η έκφρασή της δίνεται από τη σχέση:



Σχήμα 4.68: Παθητικό φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης

$$H(s) = \frac{\frac{1}{R_2 C_2} s}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4.161)$$

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 -20dB/δεκάδα, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.69.



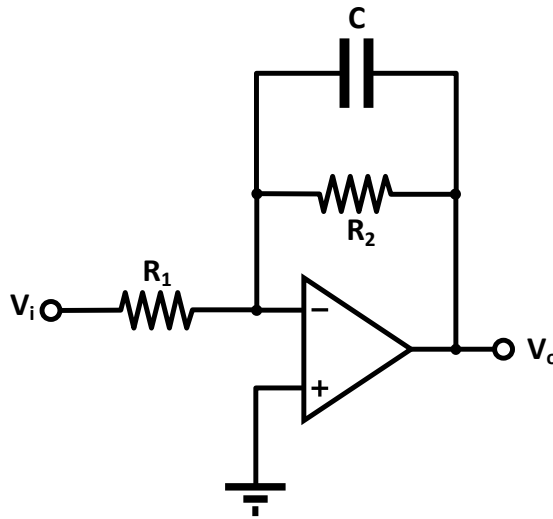
Σχήμα 4.69: Διάγραμμα Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης παθητικού φίλτρου διέλευσης ζώνης συχνοτήτων R-C δεύτερης τάξης

4.6.7 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.

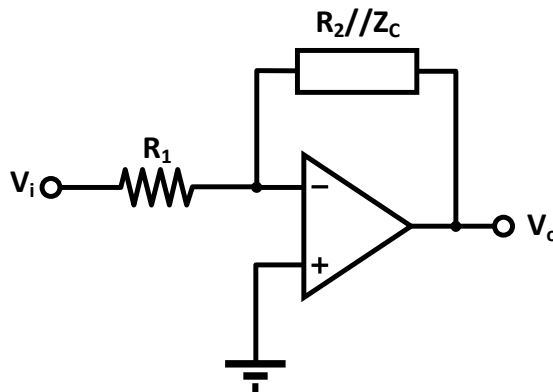
Η αναλυτική μελέτη των τοπολογιών των ενεργών φίλτρων βρίσκεται εκτός των σκοπών αυτού του βιβλίου. Προκειμένου να κατανοηθεί η έννοια του ενεργού φίλτρου θα μελετήσουμε μια απλή κυκλωματική υλοποίηση ενός

ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης με τελεστικό ενισχυτή, όπως αυτό φαίνεται στο Σχήμα 4.70.



Σχήμα 4.70: Παράδειγμα κυκλώματος ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης

Το φίλτρο μπορεί να πάρει τη μορφή του ισοδύναμου κυκλώματος του Σχήματος 4.71, το οποίο ταυτίζεται με την γνωστή τοπολογία του αναστρέφοντος ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή.



Σχήμα 4.71: Ανάλυση κυκλώματος ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης

Για τη συνάρτηση μεταφοράς (απολαβή τάσης) του κυκλώματος θα έχουμε:

$$H(s) = -\frac{R_2 // Z_C}{R_1}, \quad (4.162)$$

όπου

$$R_2 // Z_C = \frac{R_2 Z_C}{R_2 + Z_C}. \quad (4.163)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (4.163) στη σχέση (4.162) παίρνουμε:

$$H(s) = -\frac{R_2 Z_C}{R_1 (R_2 + Z_C)}, \quad (4.164)$$

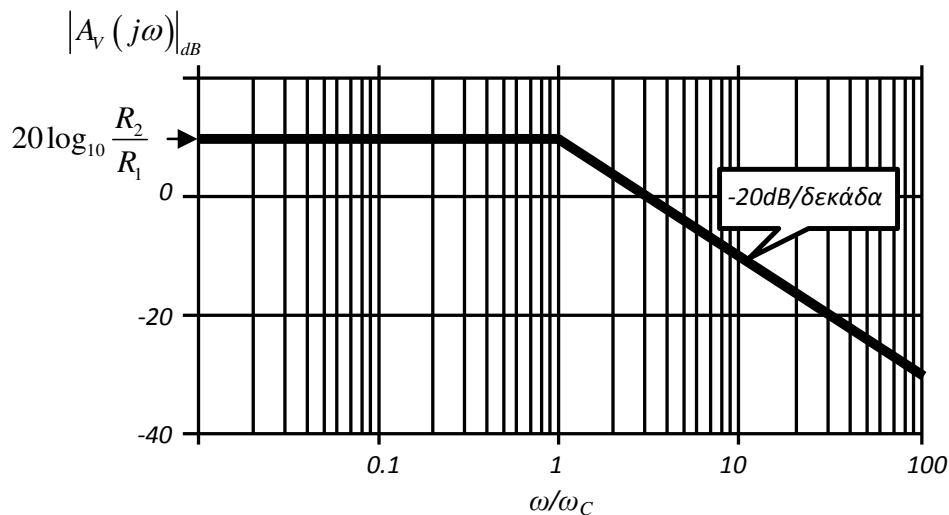
και, θέτοντας $Z_C = 1/Cs$,

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_2 Cs + 1}. \quad (4.165)$$

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.

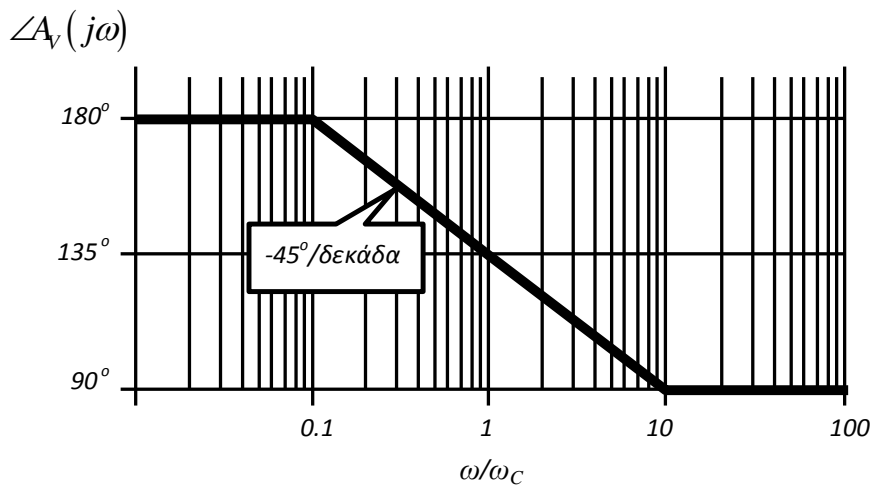
Αν συμβουλευτούμε και τον Πίνακα 4.1, η συνάρτηση αποκοπής (f_c) του φίλτρου βρίσκεται ίση με:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}. \quad (4.166)$$



Σχήμα 4.72: Παράδειγμα διαγράμματος Bode για το μέτρο της απολαβής τάσης ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης

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 4.72. Επιπλέον, η αναστρέφουσα συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή θα εισάγει μεταξύ των σημάτων εξόδου και εισόδου διαφορά φάσης 180° ανεξάρτητη από τη συχνότητα, προκαλώντας αντίστοιχη ολίσθηση του διαγράμματος Bode φάσης κατά τον κατακόρυφό του άξονα, σύμφωνα με το Σχήμα 4.73.



Σχήμα 4.73: Παράδειγμα διαγράμματος Bode για τη φάση μεταξύ των σημάτων εξόδου-εισόδου ενεργού φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων πρώτης τάξης

4.7 ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

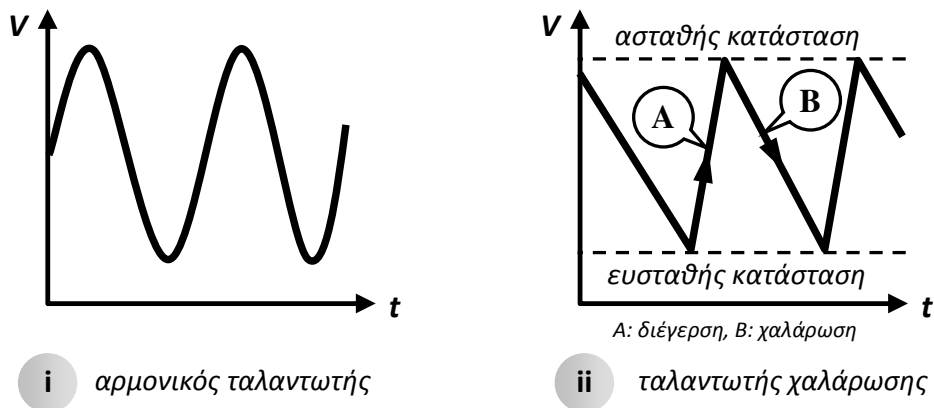
4.7.1 Γενικά

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

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

περίπτωση, το φάσμα του σήματος ενός αρμονικού ταλαντωτή περιέχει μία μοναδική συχνότητα.

Οι ταλαντωτές χαλάρωσης παρέχουν κυματομορφές οι οποίες παλινδρομούν μεταξύ δύο καταστάσεων: μιας ευσταθούς και μιας ασταθούς, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.74. Κάθε κύκλος της περιοδικής κυματομορφής ενός ταλαντωτή χαλάρωσης αποτελείται από μια φάση «διέγερσης», όπου το σήμα αναγκάζεται να εγκαταλείψει την ευσταθή κατάσταση, και από μια φάση «χαλάρωσης» κατά την οποία επανέρχεται από την ασταθή κατάσταση στην ευσταθή. Η χρονική διάρκεια της φάσης διέγερσης είναι, συνήθως, αρκετά μικρότερη της διάρκειας της φάσης χαλάρωσης. Το φασματικό περιεχόμενο του σήματος ενός ταλαντωτή χαλάρωσης είναι πλούσιο σε αρμονικές συνιστώσες και εξαρτάται από τη μορφή του παραγόμενου σήματος.



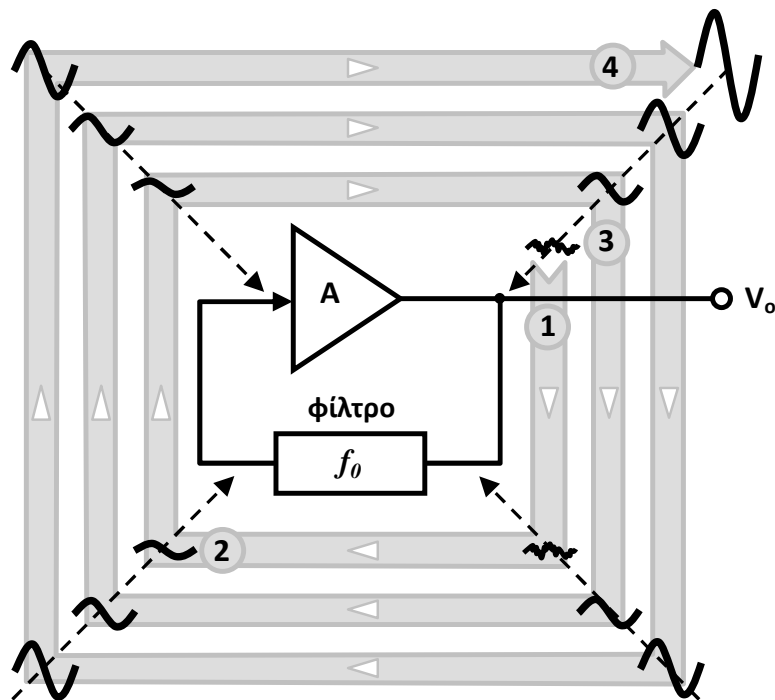
Σχήμα 4.74: Διάκριση ταλαντωτών ως προς τη μορφή του σήματος εξόδου τους

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

4.7.2 Αρχή λειτουργίας των αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών

Στη βασική του μορφή ένας **αρμονικός ηλεκτρονικός ταλαντωτής** αποτελείται από έναν ενισχυτή σε συνδεσμολογία κλειστού βρόχου, ένα κλάσμα της εξόδου του οποίου ανατροφοδοτείται στην είσοδο μέσω ενός φίλτρου, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.75. 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 4.75), ο οποίος

ενυπάρχει αναπόφευκτα σε όλα τα ηλεκτρικά κυκλώματα και αποτελείται από έναν μεγάλο αριθμό φασματικών συνιστωσών (άπειρων στην περίπτωση του **λευκού θορύβου**), σύμφωνα και με το σχετικό Παράρτημα. Κυκλοφορώντας κατά μήκος του κλειστού βρόχου ο θόρυβος διέρχεται από το φίλτρο, όπου καταπνίγονται όλες οι συνιστώσες του πλην της f_0 , δίνοντας ένα ασθενέστατο αρμονικό σήμα αυτής της συχνότητας στην έξοδό του (βλπ. κυματομορφή «2» στο Σχήμα 4.75). Το σήμα αυτό ενισχύεται από τον ενισχυτή και ανατροφοδοτείται στο φίλτρο, μαζί με τον θόρυβο που έχει επικαθίσει σε αυτό. Πολύ γρήγορα, οι διαδοχικές επαναλήψεις της προηγούμενης διαδικασίας φιλτραρίσματος και ενίσχυσης οδηγούν στην κατάπνιξη του θορύβου και στην ανάδειξη του αρμονικού σήματος συχνότητας f_0 , με αρκούντως μεγάλο πλάτος.

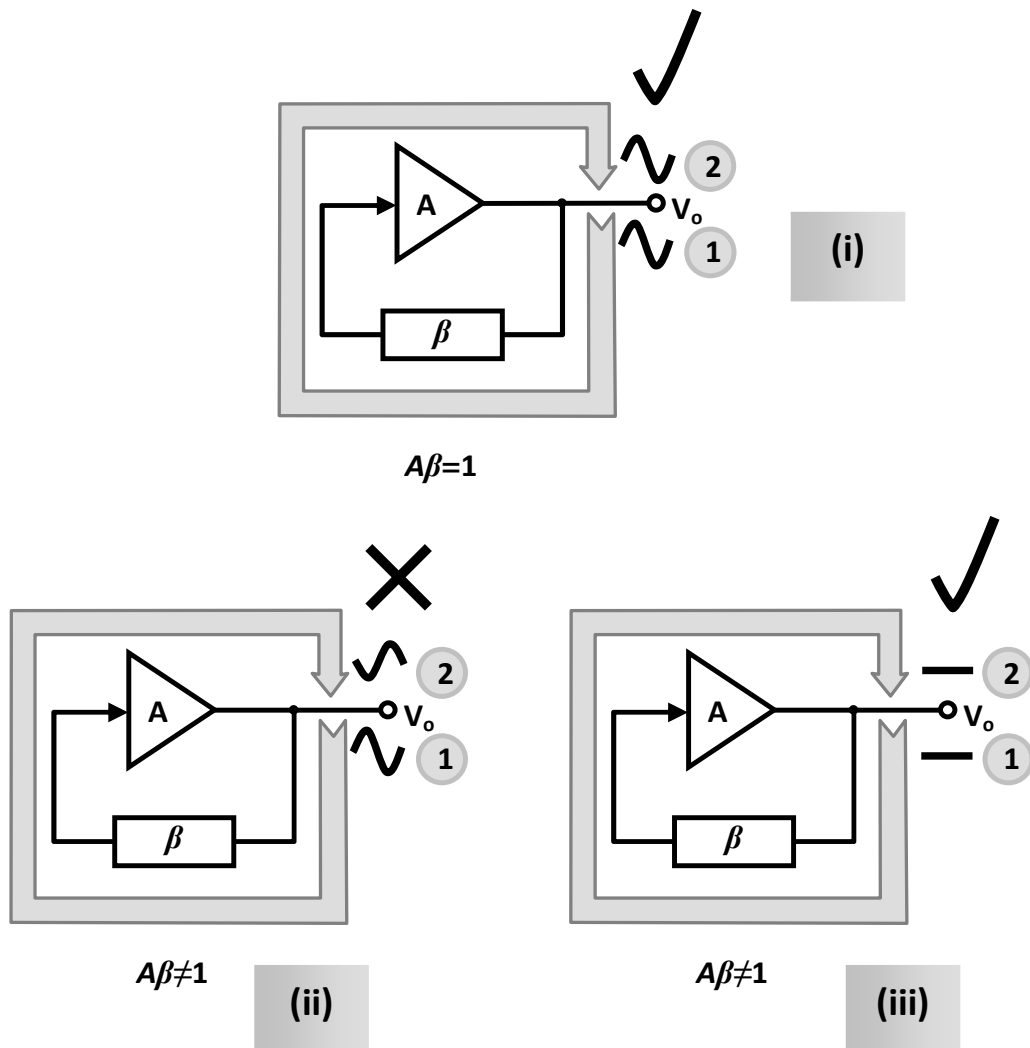


Σχήμα 4.75: Αρχή λειτουργίας ηλεκτρονικού ταλαντωτή

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

4.7.3 Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων

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



Σχήμα 4.76: Συνθήκες για τη συντήρηση ταλαντώσεων

Ας υποθέσουμε πως η απολαβή τάσης του ενισχυτή είναι ίση με A και πως η απολαβή τάσης του φίλτρου είναι ίση με 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 4.76-i, όπου υποθέτουμε πως η συνολική στρόφη φάσης κατά μήκος του κλειστού βρόχου είναι μηδενική, καθώς επίσης πως η αντίστοιχη απολαβή είναι ίση με τη μονάδα. Οι υποθέσεις αυτές συνεπάγονται

πως ένα σήμα στην έξοδο του ενισχυτή (1, στο Σχήμα 4.76-i) διατρέχοντας τον κλειστό βρόχο θα επιστρέψει στην έξοδο με το ίδιο ακριβώς πλάτος και φάση (2, στο Σχήμα 4.76-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 (1, στο Σχήμα 4.76-ii) που ανατροφοδοτείται να δίνει σήμα διαφορετικής φάσης και πλάτους στην έξοδο του ενισχυτή (2, στο Σχήμα 4.76-ii). Είναι φανερό πως μια τέτοια κατάσταση δεν είναι επιτρεπτή από μαθηματικής άποψης, αφού το σήμα σε ένα σημείο του κυκλώματος (και συγκεκριμένα στην έξοδο του ταλαντωτή) δεν ταυτίζεται με τον εαυτό του. Για το δεδομένο σύστημα, το μοναδικό σήμα που ικανοποιεί την απαίτηση που επιβάλλει την ταύτιση του σήματος εξόδου με το σήμα που προκύπτει από την ανατροφοδότηση είναι το μηδενικό σήμα, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.76-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:

$$|A\beta| = 1, \quad (4.167)$$

και

$$\angle A\beta = 0, \quad (4.168)$$

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

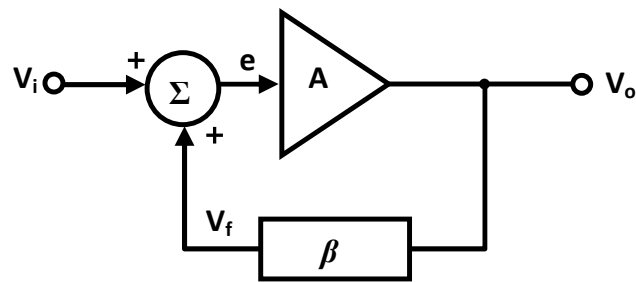
$$A\beta = 1, \quad (4.169)$$

όπου A και β σε μιγαδική μορφή.

Στη συνέχεια θα δώσουμε έναν πιο αυστηρό τρόπο απόδειξης της σχέσης (4.169).

Ας θεωρήσουμε το σύστημα ενισχυτή με θετική **ανάδραση** (**ανατροφοδότηση** – feedback) του Σχήματος 4.77, το οποίο περιγράφεται από τις σχέσεις:

$$\frac{V_o}{e} = A, \quad (4.170)$$



Σχήμα 4.77: Μοντέλο συστήματος ενισχυτή με θετική ανάδραση

$$\frac{V_f}{V_o} = \beta, \quad (4.171)$$

και

$$e = V_i + V_f. \quad (4.172)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.170) – (4.172) παίρνουμε:

$$V_i = \frac{V_o}{A} - \beta V_o = V_o \left(\frac{1}{A} - \beta \right). \quad (4.173)$$

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

$$V_i = 0, \quad (4.174)$$

η σχέση (4.173) δίνει:

$$\frac{1}{A} - \beta = 0, \quad (4.175)$$

από την οποία προκύπτει:

$$A\beta = 1. \quad (4.176)$$

Η σχέση (4.176) αποτελεί τη μαθηματική έκφραση του **κριτηρίου του Barkhausen**, το οποίο αποτελεί αναγκαία συνθήκη (αλλά όχι ικανή, μιας και η σχέση (4.173) 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.

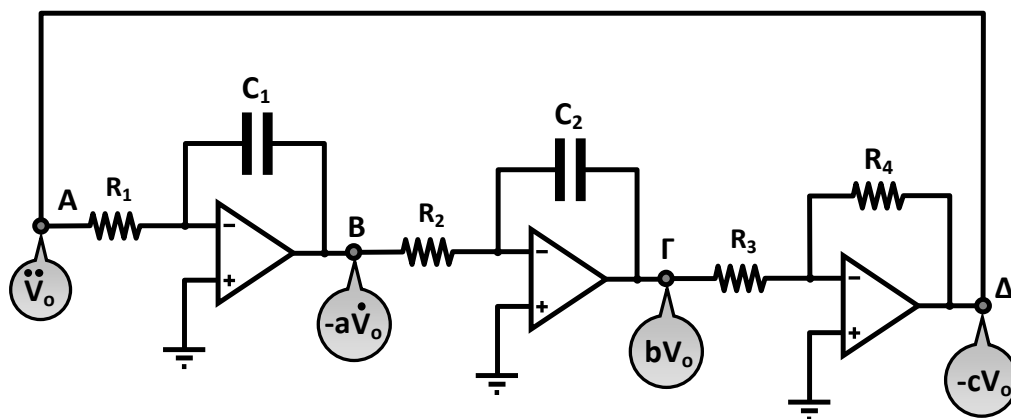
Το κριτήριο Barkhausen αποτελεί χρήσιμο εργαλείο για την ανάλυση κυκλωμάτων ταλαντωτών και για τον προσδιορισμό της συχνότητας ταλάντωσής τους, γεγονός που θα αναδειχθεί από την ανάλυση των κυκλωμάτων που θα ακολουθήσουν.

4.7.4 Κυκλώματα αρμονικών ηλεκτρονικών ταλαντωτών

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

- **Ορθογώνιος ταλαντωτής (Quadrature oscillator)**

Έστω το κύκλωμα του Σχήματος 4.78 το οποίο αποτελείται από δύο ολοκληρωτές και έναν αναστρέφοντα ενισχυτή.



Σχήμα 4.78: Κύκλωμα ορθογώνιου ταλαντωτή

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

$$\ddot{V}_o + \omega_0^2 V_o = 0, \quad (4.177)$$

όπου ω_0 η κυκλική συχνότητα που αντιστοιχεί στη συχνότητα f_0 της ταλάντωσης:

$$\omega_0 = 2\pi f_0. \quad (4.178)$$

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

Ας υποθέσουμε πως το σήμα στο σημείο A (βλπ. Σχήμα 4.78) αντιστοιχεί στη δεύτερη χρονική παράγωγο του αρμονικού σήματος V_o :

$$V_A = \ddot{V}_o. \quad (4.179)$$

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):

$$V_B = -\frac{1}{R_1 C_1} \int V_A dt = -\frac{1}{R_1 C_1} \int \ddot{V}_o dt = -\frac{1}{R_1 C_1} \dot{V}_o. \quad (4.180)$$

Όμοια, το σήμα V_Γ στο σημείο Γ θα είναι ανάλογο του ολοκληρώματος του σήματος V_B , σύμφωνα με τη σχέση:

$$V_\Gamma = -\frac{1}{R_2 C_2} \int V_B dt. \quad (4.181)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (4.180) στη σχέση (4.181) παίρνουμε:

$$V_\Gamma = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \int \dot{V}_o dt = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} V_o. \quad (4.182)$$

Η τάση V_Δ προκύπτει από την αναστροφή της τάσης V_Γ (βλπ. κύκλωμα αναστρέφοντος ενισχυτή με τελεστικό ενισχυτή):

$$V_\Delta = -\frac{R_4}{R_3} V_\Gamma. \quad (4.183)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (4.182) στη σχέση (4.183) βρίσκουμε:

$$V_\Delta = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o. \quad (4.184)$$

Λόγω της ανατροφοδότησης, οι τάσεις στα σημεία A και Δ θα ταυτίζονται, οπότε ο συνδυασμός των σχέσεων (4.179) και (4.184) δίνει:

$$\ddot{V}_o = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o, \quad (4.185)$$

ή, ισοδύναμα,

$$\ddot{V}_o + \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} V_o = 0, \quad (4.186)$$

η οποία είναι της μορφής της εξίσωσης (4.177) και, άρα, υποδηλώνει αρμονική ηλεκτρική ταλάντωση με κυκλική συχνότητα:

$$\omega_0^2 = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}, \quad (4.187)$$

και συχνότητα:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}. \quad (4.188)$$

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:

$$V_A = V_\Delta. \quad (4.189)$$

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:

$$V_B = -\frac{1}{C_1 s} V_A = -\frac{1}{R_1 C_1 s} V_A, \quad (4.190)$$

όπου $s=j\omega$.

Παρόμοια, για το σήμα V_Γ έχουμε:

$$V_\Gamma = -\frac{1}{R_2 C_2 s} V_B, \quad (4.191)$$

ενώ για το σήμα V_{Δ} ισχύει:

$$V_{\Delta} = -\frac{R_4}{R_3} V_{\Gamma} \quad (4.192)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.190)-(4.192) βρίσκουμε:

$$V_{\Delta} = -\frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 s^2} V_A \quad (4.193)$$

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

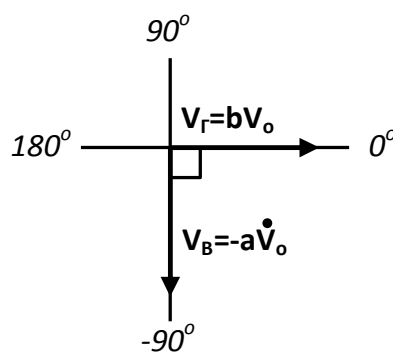
$$V_{\Delta} = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 \omega^2} V_A \quad (4.194)$$

Η συχνότητα ταλάντωσης αντιστοιχεί στην τιμή της κυκλικής συχνότητας ω για την οποία επαληθεύεται η σχέση (4.189), άρα:

$$\omega_0^2 = \frac{R_4}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}, \quad (4.195)$$

η οποία ταυτίζεται με τη σχέση (4.187).

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



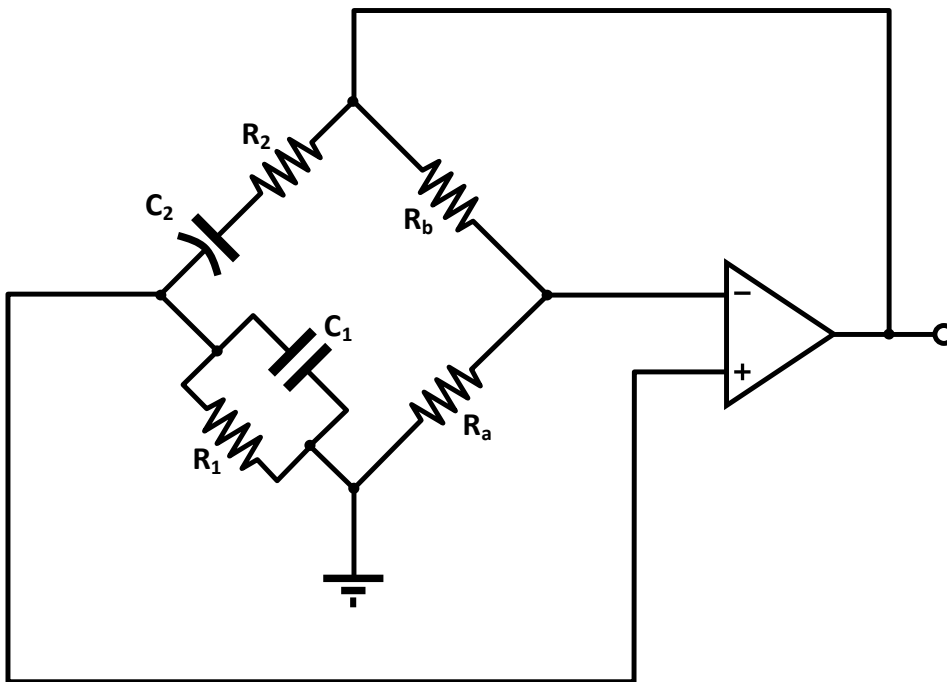
Σχήμα 4.79: Φάση εξόδων ορθογώνιου ταλαντωτή

Το κυριότερο πλεονέκτημα των ορθογώνιων ταλαντωτών είναι πως μπορούν να δώσουν ορθογώνιες αρμονικές εξόδους (σε φάση $\pm 90^\circ$). Στο σημείο, π.χ., Γ του κυκλώματος που μελετήσαμε η τάση είναι ημιτονική (ανάλογη της V_0) 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 4.79, γεγονός που αιτιολογεί και την ονομασία του ταλαντωτή.

- **Ταλαντωτής με γέφυρα Wien (Wien bridge oscillator)**

Το κύκλωμα του Σχήματος 4.80 αποτελεί έναν ταλαντωτή με γέφυρα Wien, το οποίο και θα αναλύσουμε.

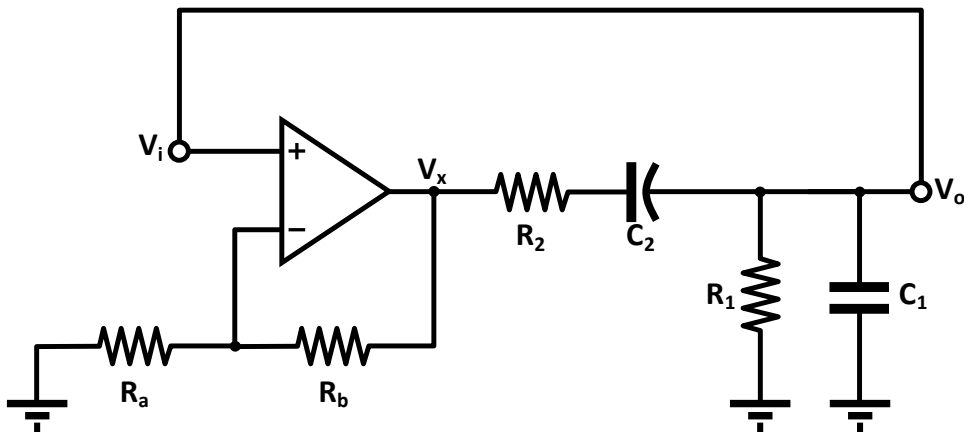


Σχήμα 4.80: Κύκλωμα ταλαντωτή με γέφυρα Wien

Για την ανάλυση του κυκλώματος είναι βολικό να χρησιμοποιηθεί η ισοδύναμη μορφή του που φαίνεται στο Σχήμα 4.81. 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:

$$V_o = \frac{R_1 // Z_{C1}}{(R_1 // Z_{C1}) + R_2 + Z_{C2}} V_x. \quad (4.196)$$



Σχήμα 4.81: Ισοδύναμη μορφή κυκλώματος ταλαντωτή με γέφυρα Wien

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

$$V_x = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i. \quad (4.197)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.196) και (4.197) παίρνουμε:

$$V_o = \frac{R_1 // Z_{C1}}{(R_1 // Z_{C1}) + R_2 + Z_{C2}} \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i. \quad (4.198)$$

η οποία γράφεται:

$$V_o = \frac{\frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 + Z_{C1}}}{\frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 + Z_{C1}} + R_2 + Z_{C2}} \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i, \quad (4.199)$$

ή

$$V_o = \frac{R_1 Z_{C1}}{R_1 Z_{C1} + (R_2 + Z_{C2})(R_1 + Z_{C1})} \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) V_i. \quad (4.200)$$

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

$$V_o = \left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 s + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + \frac{1}{s}} V_i. \quad (4.201)$$

Από την απαίτηση $V_o = V_i$ προκύπτει ότι:

$$\left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2 s + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2) + \frac{1}{s}} = 1. \quad (4.202)$$

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 (4.202) μηδενίζεται, όταν δηλαδή ισχύει:

$$R_1 R_2 C_1 C_2 s + \frac{1}{s} = 0. \quad (4.203)$$

Αντικαθιστώντας όπου s το $j\omega$, η σχέση (4.203) γράφεται:

$$R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 = 1, \quad (4.204)$$

η οποία θα επαληθεύεται για την κυκλική συχνότητα ταλάντωσης ω_0 του κυκλώματος. Παίρνουμε, επομένως:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (4.205)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}. \quad (4.206)$$

Επιστρέφοντας στη σχέση (4.202), και έχοντας μηδενίσει το φανταστικό μέρος του παρονομαστή του κλάσματος του πρώτου μέλους, παίρνουμε τη συνθήκη:

$$\left(1 + \frac{R_b}{R_a}\right) \frac{R_1 C_2}{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2} = 1, \quad (4.207)$$

ή

$$\frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_b}{R_a}, \quad (4.208)$$

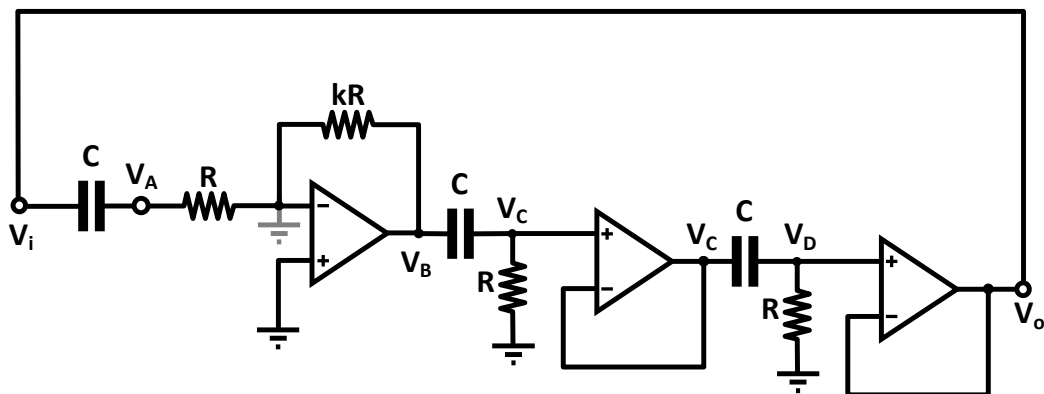
η οποία είναι αναγκαία για τη συντήρηση των ταλαντώσεων του κυκλώματος.

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.

- **Ταλαντωτής ολίσθησης φάσης (Phase shift oscillator)**

Το κύκλωμα του ταλαντωτή ολίσθησης φάσης του Σχήματος 4.82 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.



Σχήμα 4.82: Κύκλωμα ταλαντωτή ολίσθησης φάσης (με απομόνωση βαθμίδων)

Η ανάλυση του κυκλώματος έχει ως εξής (βλπ. κύκλωμα στο Σχήμα 4.82):

Η τάση V_A αντιστοιχεί στην τάση εξόδου του φίλτρου R-C με είσοδο το σήμα V_i . (Να ληφθεί υπόψη η ιδεατή γη στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή της ενισχυτικής βαθμίδας). Αν λάβουμε υπόψη μας πως η συνάρτηση μεταφοράς ενός φίλτρου HPF R-C πρώτης τάξης δίνεται από την έκφραση (βλπ. Πίνακα 4.1):

$$H(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}}, \quad (4.209)$$

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

$$V_A = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_i. \quad (4.210)$$

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

$$V_B = -\frac{kR}{R} V_A = -kV_A. \quad (4.211)$$

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:

$$V_C = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_B. \quad (4.212)$$

Αντίστοιχα, η τάση V_D θα γραφτεί:

$$V_D = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_C, \quad (4.213)$$

η οποία ταυτίζεται με την τάση V_o , οπότε:

$$V_o = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} V_C. \quad (4.214)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (4.210)-(4.214) βρίσκουμε:

$$V_o = -k \frac{s^3}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3} V_i. \quad (4.215)$$

Από την απαίτηση $V_o=V_i$ προκύπτει ότι:

$$-k \frac{s^3}{\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3} = 1, \quad (4.216)$$

ή

$$\left(s + \frac{1}{RC}\right)^3 + ks^3 = 0, \quad (4.217)$$

ή

$$(k+1)s^3 + \frac{3s^2}{RC} + \frac{3s}{R^2C^2} + \frac{1}{R^3C^3} = 0. \quad (4.218)$$

Αντικαθιστώντας όπου s το $j\omega$, η σχέση (4.218) γράφεται:

$$\frac{1}{R^3C^3} - \frac{3\omega^2}{RC} - \left[(k+1)\omega^3 - \frac{3\omega}{R^2C^2} \right] j = 0. \quad (4.219)$$

Η σχέση (4.219) επιβάλλει πως τόσο το πραγματικό όσο και το φανταστικό μέρος του μιγαδικού αριθμού του πρώτου μέλους της θα πρέπει να μηδενίζονται. Ισχύουν επομένως:

$$\frac{1}{R^3C^3} - \frac{3\omega^2}{RC} = 0, \quad (4.220)$$

και

$$(k+1)\omega^3 - \frac{3\omega}{R^2C^2} = 0. \quad (4.221)$$

Από τη σχέση (4.220) μπορούμε να βρούμε την έκφραση για τη συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3}RC}, \quad (4.222)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC}. \quad (4.223)$$

Επίσης, η συνθήκη (4.221) δίνει, με αντικατάσταση της συχνότητας ταλάντωσης της σχέσης (4.222),:

$$\frac{k+1}{3} - 3 = 0, \quad (4.224)$$

από την οποία βρίσκουμε:

$$k = 8. \quad (4.225)$$

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.

• Ταλαντωτής Hartley

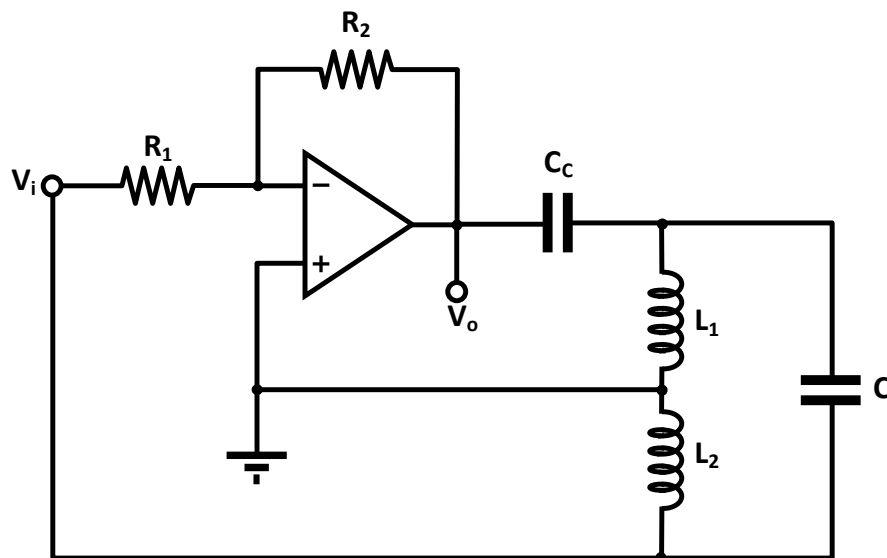
Όπως και ο ταλαντωτής Colpitts που θα ακολουθήσει, ο ταλαντωτής Hartley ενδείκνυται για την παραγωγή υψίσυχνων αρμονικών τάσεων οι οποίες είναι απαραίτητες για τη λειτουργία των ασύρματων πομποδεκτών.

Το κύκλωμα ενός ταλαντωτή Hartley με τελεστικό ενισχυτή σε αναστρέφουσα τοπολογία φαίνεται στο Σχήμα 4.83. Ο πυκνωτής σύζευξης C_c αποτελεί βραχυκύκλωμα στη συχνότητα ταλάντωσης και δεν θα ληφθεί υπόψη κατά την ανάλυση του κυκλώματος.

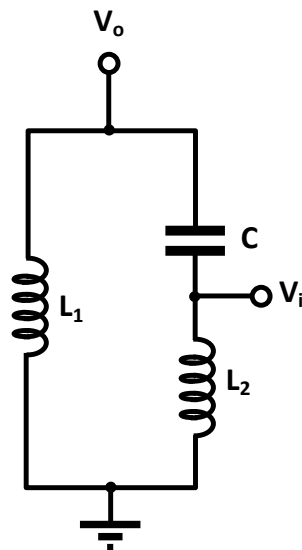
Ας υπολογίσουμε πρώτα την απολαβή β του δικτύωματος ανάδρασης του ταλαντωτή, το οποίο έχει σχεδιαστεί στο Σχήμα 4.83. Προφανώς θα ισχύει:

$$\beta = \frac{V_i}{V_o} = \frac{L_2 s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}}. \quad (4.226)$$

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.



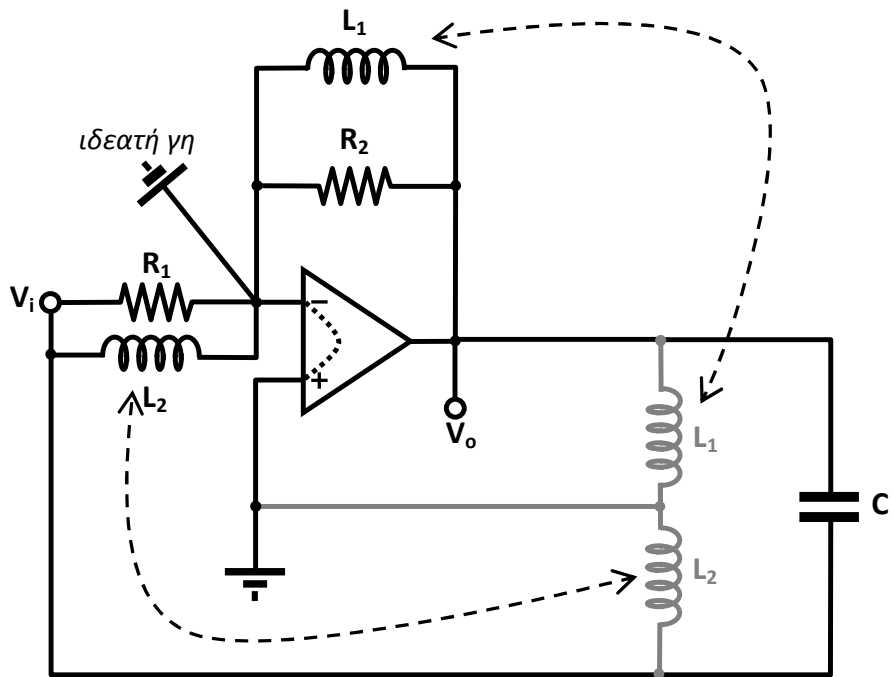
Σχήμα 4.83: Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley με τελεστικό ενισχυτή



Σχήμα 4.84: Δικτύωμα ανάδρασης ταλαντωτή Hartley

Για να υπολογίσουμε την απολαβή της συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή θα αναδιατάξουμε το κύκλωμα κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.85, 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:



Σχήμα 4.85: Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή Hartley

$$A = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_2 // Z_{L1}}{R_1 // Z_{L2}}, \quad (4.227)$$

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

Η σχέση (4.227) αναλύεται ως εξής:

$$A = - \frac{R_2 // Z_{L1}}{R_1 // Z_{L2}} = - \frac{\frac{R_2 Z_{L1}}{R_2 + Z_{L1}}}{\frac{R_1 Z_{L2}}{R_1 + Z_{L2}}} = - \frac{R_2 Z_{L1} (R_1 + Z_{L2})}{R_1 Z_{L2} (R_2 + Z_{L1})}, \quad (4.228)$$

ή

$$A = - \frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 L_2 (R_2 + L_1 s)}. \quad (4.229)$$

Η απολαβή κλειστού βρόχου του ταλαντωτή θα προκύψει από τις σχέσεις (4.226) και (4.229), ως εξής:

$$A\beta = -\frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 L_2 (R_2 + L_1 s)} \cdot \frac{L_2 s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}} = -\frac{R_2 L_1 (R_1 + L_2 s)}{R_1 (R_2 + L_1 s)} \cdot \frac{s}{L_2 s + \frac{1}{Cs}}, \quad (4.230)$$

ή

$$A\beta = -\frac{R_2 L_1 L_2 s^2 + R_1 R_2 L_1 s}{R_1 R_2 L_2 s + \frac{R_1 R_2}{Cs} + R_1 L_1 L_2 s^2 + \frac{R_1 L_1}{C}}. \quad (4.231)$$

Αντικαθιστώντας όπου s το $j\omega$, η σχέση (4.231) γράφεται:

$$A\beta = -\frac{-R_2 L_1 L_2 \omega^2 + R_1 R_2 L_1 \omega j}{R_1 R_2 L_2 \omega j + \frac{R_1 R_2}{Cs} - R_1 L_1 L_2 \omega^2 + \frac{R_1 L_1}{C}}. \quad (4.232)$$

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

$$A\beta = 1, \quad (4.233)$$

οπότε η σχέση (4.232) δίνει:

$$\frac{-R_2 L_1 L_2 \omega^2 + R_1 R_2 L_1 \omega j}{R_1 R_2 L_2 \omega j - \frac{R_1 R_2}{C\omega} j - R_1 L_1 L_2 \omega^2 + \frac{R_1 L_1}{C}} = -1, \quad (4.234)$$

ή

$$-R_2 L_1 L_2 \omega^2 + R_1 R_2 L_1 \omega j = -R_1 R_2 L_2 \omega j + \frac{R_1 R_2}{C\omega} j + R_1 L_1 L_2 \omega^2 - \frac{R_1 L_1}{C}, \quad (4.235)$$

ή

$$\left(\frac{R_1 L_1}{C} - R_1 L_1 L_2 \omega^2 - R_2 L_1 L_2 \omega^2 \right) + \left(R_1 R_2 L_1 \omega + R_1 R_2 L_2 \omega - \frac{R_1 R_2}{C\omega} \right) j = 0. \quad (4.236)$$

Η τελευταία ικανοποιείται όταν:

$$\frac{R_1 L_1}{C} - R_1 L_1 L_2 \omega^2 - R_2 L_1 L_2 \omega^2 = 0, \quad (4.237)$$

και

$$R_1 R_2 L_1 \omega + R_1 R_2 L_2 \omega - \frac{R_1 R_2}{C \omega} = 0. \quad (4.238)$$

οι οποίες απλοποιούνται, αντίστοιχα, ως εξής:

$$\frac{R_1}{C} - (R_1 + R_2) L_2 \omega^2 = 0, \quad (4.239)$$

και

$$(L_1 + L_2) \omega - \frac{1}{C \omega} = 0. \quad (4.240)$$

Από τη σχέση (4.240) μπορούμε να βρούμε την έκφραση για τη συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) C}}, \quad (4.241)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2) C}}. \quad (4.242)$$

Αντικαθιστώντας την έκφραση της κυκλικής συχνότητας ταλάντωσης της σχέσης (4.241) στη σχέση (4.239) βρίσκουμε:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{L_1}{L_2}. \quad (4.243)$$

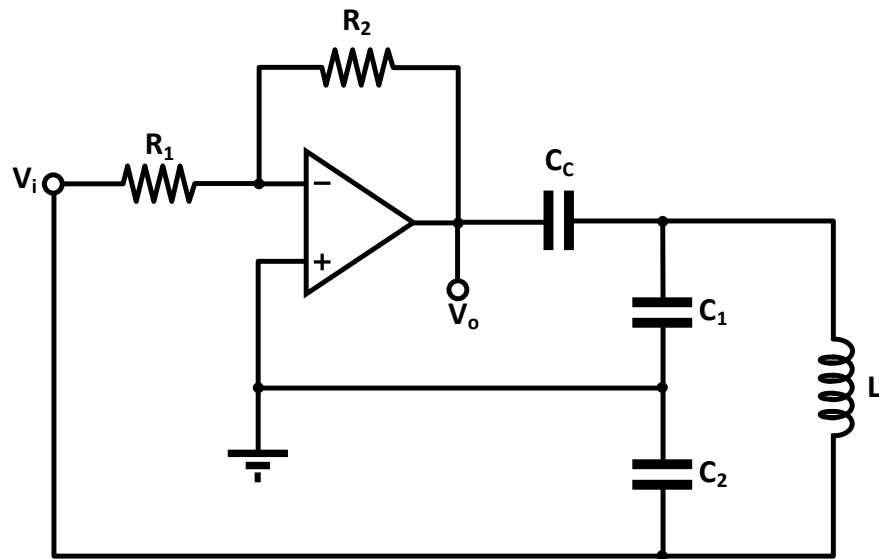
Επομένως, η απολαβή (G) της συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή ως αναστρέφοντος ενισχυτή θα πρέπει να είναι, κατά μέτρο,:

$$|G| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right| = \frac{L_1}{L_2}. \quad (4.244)$$

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

- **Ταλαντωτής Colpitts**

Η ανάλυση του ταλαντωτή Colpitts (βλπ. Σχήμα 4.86) είναι παρόμοια με αυτή του ταλαντωτή Hartley, από τον οποίο και προκύπτει με αντικατάσταση των πηνίων με πυκνωτές, και αντίστροφα. Θα δώσουμε –χωρίς απόδειξη– τα αποτελέσματα της ανάλυσης αυτής.



Σχήμα 4.86: Κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με τελεστικό ενισχυτή

□ Συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}}, \quad (4.245)$$

ή

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}}. \quad (4.246)$$

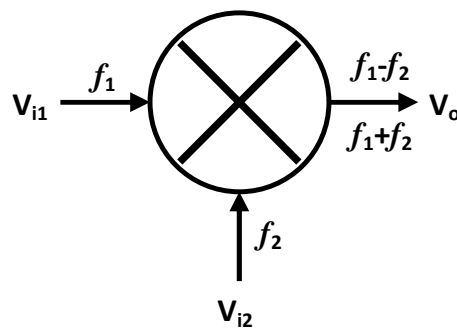
□ Συνθήκη για τη συντήρηση των ταλαντώσεων:

$$|G| = \left| -\frac{R_2}{R_1} \right| = \frac{C_2}{C_1}. \quad (4.247)$$

4.8 ΜΙΚΤΕΣ

4.8.1 Γενικά

Μίκτες (mixers) ονομάζονται τα ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία δέχονται ως εισόδους δύο σήματα V_{i1} και V_{i2} με συχνότητες f_1 και f_2 ($f_1 > f_2$), αντίστοιχα, και παρέχουν στην έξοδό τους ένα σήμα που περιέχει συχνότητες διαφορετικές από εκείνες στις εισόδους του, συνήθως γραμμικούς συνδυασμούς τους. Στην ιδανική περίπτωση, το σήμα στην έξοδο του μίκτη περιέχει δύο φασματικές συνιστώσες που αντιστοιχούν στη διαφορά ($f_1 - f_2$) και στο άθροισμα ($f_1 + f_2$) των συχνοτήτων στις εισόδους του, όπως υποδεικνύει το Σχήμα 4.87.

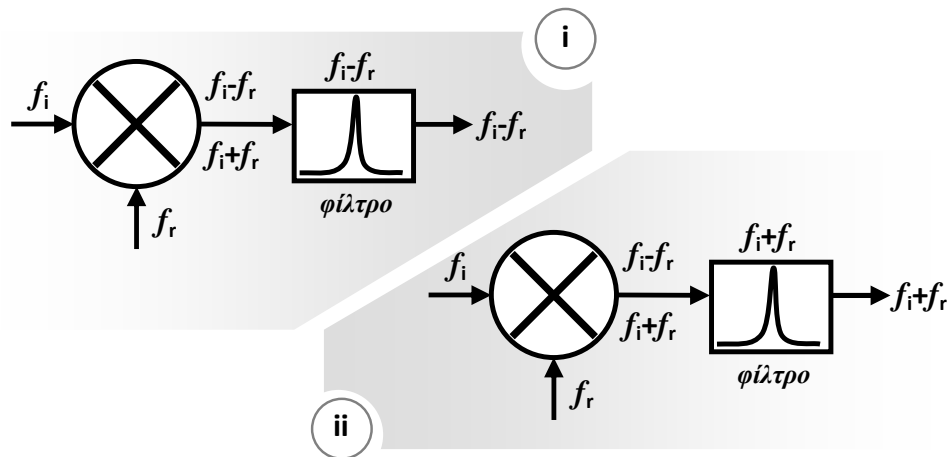


Σχήμα 4.87: Ιδανική λειτουργία μίκτη και κυκλωματικό του σύμβολο

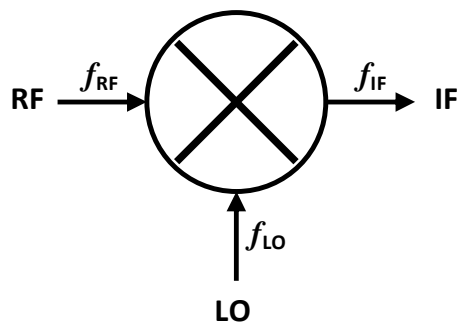
Βασικός σκοπός των μικτών είναι η **μεταλλαγή** ενός σήματος συχνότητας f_i και, συνήθως, μεταβλητού πλάτους σε μια περιοχή υψηλότερης ή χαμηλότερης συχνότητας και επιτυγχάνεται με τη **μίξη** του σήματος με ένα σήμα αναφοράς συχνότητας f_r και σταθερού πλάτους, υπό την έννοια του Σχήματος 4.87. Δεδομένου ότι το σήμα εξόδου περιέχει δύο συνιστώσες που αντιστοιχούν στο άθροισμα και στη διαφορά των συχνοτήτων των δύο σημάτων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα φίλτρο στην έξοδο του μίκτη το οποίο θα απορρίπτει μία από τις δύο αυτές συνιστώσες, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.88. Αν το φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση της συνιστώσας με συχνότητα $f_1 - f_2$, τότε το σήμα στην έξοδο του φίλτρου θα βρίσκεται σε χαμηλότερη περιοχή από εκείνη του σήματος f_i και θα λέμε πως έχουμε **υποβιβασμό συχνότητας** (down conversion), σύμφωνα και με το Σχήμα 4.88-i. Αν, αντίθετα, το φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση της συνιστώσας με συχνότητα $f_1 + f_2$, όπως στο Σχήμα 4.88-ii, τότε το σήμα στην έξοδο του φίλτρου θα βρίσκεται σε υψηλότερη περιοχή από εκείνη του σήματος f_i και θα λέμε πως έχουμε **αναβιβασμό συχνότητας** (up conversion). Στη συνέχεια θα αναφερόμαστε στη διαδικασία υποβιβασμού της συχνότητας, εκτός αν δηλώνεται διαφορετικά.

Η μίξη είναι συνήθης πρακτική στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, κυρίως επειδή η χρήση της απλοποιεί τη σχεδίαση των αντίστοιχων κυκλωμάτων. Στην περίπτωση των συστημάτων αυτών, το σήμα

προς μίξη βρίσκεται στην περιοχή των **ραδιοσυχνοτήτων** (Radio Frequencies) και για το λόγο αυτό η αντίστοιχη θύρα ενός μίκτη χαρακτηρίζεται ως θύρα **RF**, σύμφωνα και με το Σχήμα 4.89. Το σήμα αναφοράς το οποίο καθορίζει και τον βαθμό ολίσθησης της συχνότητας στην έξοδο του μίκτη παράγεται τοπικά στον δέκτη από ένα κύκλωμα ηλεκτρονικού ταλαντωτή και για το λόγο αυτό η αντίστοιχη θύρα του μίκτη χαρακτηρίζεται ως θύρα **LO** (Local Oscillator). Στην περίπτωση υποβιβασμού της συχνότητας, η συχνότητα του σήματος στην έξοδο του μίκτη είναι μικρότερη από τη συχνότητα RF, αλλά μεγαλύτερη από τη συχνότητα του σήματος πληροφορίας που αυτή μεταφέρει. (Για την ακρίβεια, το σήμα RF εμπεριέχει διαμορφωμένο το σήμα πληροφορίας [πολύ χαμηλότερης συχνότητας]). Για περισσότερες λεπτομέρειες ο αναγνώστης παραπέμπεται στη σχετική βιβλιογραφία). Για το λόγο αυτό η συχνότητα του σήματος στην έξοδο του μίκτη ονομάζεται **μέση** (ή **ενδιάμεση**) συχνότητα (Intermediate Frequency) και η αντίστοιχη θύρα χαρακτηρίζεται ως θύρα **IF**.



Σχήμα 4.88: Υποβιβασμός/Αναβιβασμός συχνότητας με χρήση μίκτη



Σχήμα 4.89: Μίξη σε ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα (συμβολισμοί)

Η διαδικασία μίξης δύο σημάτων διαφορετικών συχνοτήτων ονομάζεται **ετεροδύνηση** (heterodyning). Όταν τα δύο σήματα στις εισόδους ενός μίκτη έχουν την ίδια (ή πολύ κοντινή) συχνότητα, τότε η λειτουργία του υποβιβασμού συχνότητας θα δώσει σήμα με μηδενική συχνότητα (DC) στην

έξοδο του μίκτη. Αναφερόμαστε, τότε, στην **ομοδύνωση** (homodyning) του σήματος.

Το μαθηματικό μοντέλο για τη διαδικασία της ιδανικής μίξης αντιστοιχεί στην πράξη του πολλαπλασιασμού των δύο σημάτων που συμμετέχουν σε αυτήν, όπως υποδεικνύει και το Σχήμα 4.90.

Έστω τα αρμονικά σήματα:

$$V_x = A_x \cos \omega_x t, \quad (4.248)$$

και

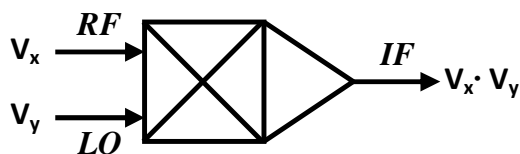
$$V_y = A_y \cos \omega_y t. \quad (4.249)$$

Αν πολλαπλασιάσουμε τα σήματα αυτά και χρησιμοποιήσουμε τη γνωστή τριγωνομετρική ταυτότητα για το γινόμενο συνημιτόνων, βρίσκουμε:

$$V_x \cdot V_y = A_x \cos \omega_x t \cdot A_y \cos \omega_y t = \frac{A_x A_y}{2} \cos(\omega_x - \omega_y)t + \frac{A_x A_y}{2} \cos(\omega_x + \omega_y)t \quad (4.250)$$

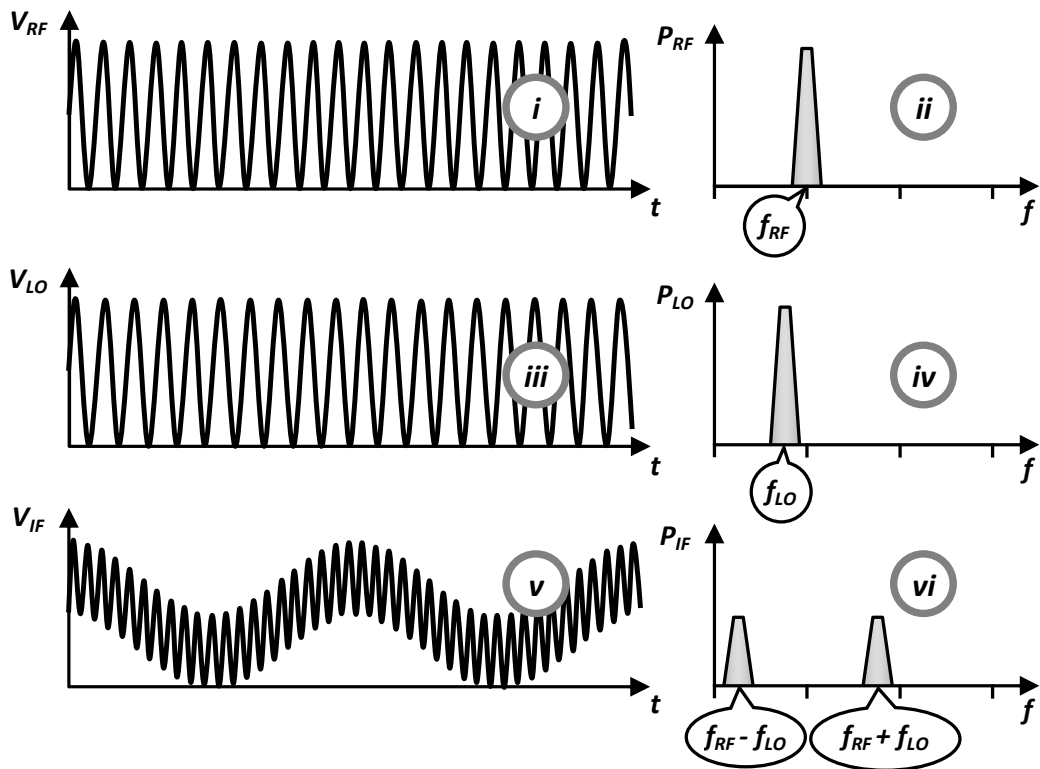
(Το γινόμενο δύο τάσεων παύει να έχει μονάδες τάσης, αλλά το γεγονός αυτό μπορεί να αγνοηθεί, μιας και πρόκειται για μαθηματική περιγραφή).

Από τη σχέση (4.250) μπορούμε να παρατηρήσουμε πως το γινόμενο δύο αρμονικών σημάτων περιέχει τη διαφορά και το άθροισμα των συχνοτήτων τους, όπως ακριβώς και η έξοδος του ιδανικού μίκτη στην οποία αναφερθήκαμε προηγούμενα.



Σχήμα 4.90: Μαθηματικό μοντέλο για τη διαδικασία της μίξης

Στο Σχήμα 4.91 παρουσιάζονται δύο αρμονικά σήματα V_{RF} και V_{LO} καθώς και το προϊόν V_{IF} της ιδανικής μίξης τους, τόσο στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 4.91-i, -iii, -v, αντίστοιχα) όσο και στο πεδίο της συχνότητας (Σχήμα 4.91-ii, -iv, -vi, αντίστοιχα). Στην κυματομορφή του από τη μίξη σήματος V_{IF} (Σχήμα 4.91-v) είναι εμφανής η συνύπαρξη της χαμηλής συχνότητας $f_{RF}-f_{LO}$ και της συνιστώσας υψηλής συχνότητας $f_{RF}+f_{LO}$.



Σχήμα 4.91: Ιδανική μίξη αρμονικών σημάτων

4.8.2 Αρχές λειτουργίας των κυκλωμάτων μίξης

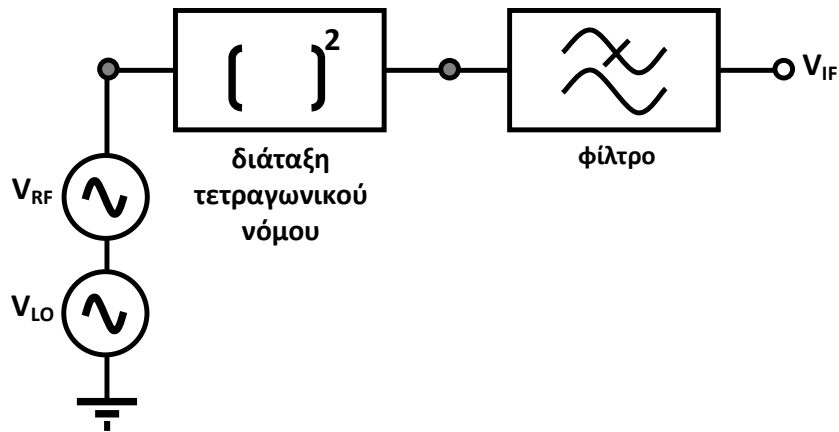
Οι δύο κύριες κατηγορίες στις οποίες διακρίνονται τα κυκλώματα των μικτών, με βάση την αρχή λειτουργίας την οποία ακολουθούν, είναι οι **μίκτες τετραγωνικού νόμου** (square law mixers) και οι **μίκτες μεταγωγής** (switching mixers).

- **Μίκτες τετραγωνικού νόμου**

Στο Σχήμα 4.92 απεικονίζεται η γενική αρχή που ακολουθούν οι μίκτες τετραγωνικού νόμου. Το άθροισμα των τάσεων των πηγών των σημάτων RF και LO διοχετεύεται σε μια διάταξη τετραγωνικού νόμου. Με τον όρο αυτό εννοούμε ένα ηλεκτρονικό στοιχείο ή μια διάταξη για την οποία η σχέση της εξόδου (V_o) με την είσοδο (V_i) υπακούει σε έναν **μη γραμμικό** νόμο της μορφής:

$$V_o = kV_i^2 \quad (4.251)$$

(ή περιέχει έναν όρο αυτής της μορφής).



Σχήμα 4.92: Αρχή μίξης τετραγωνικού νόμου

Δεδομένου ότι στην είσοδο της διάταξης τετραγωνικού νόμου εφαρμόζεται το άθροισμα των τάσεων RF και LO, η έξοδος θα δίνεται από τη σχέση:

$$V_o = k(V_{RF} + V_{LO})^2, \quad (4.252)$$

ή, ισοδύναμα,

$$V_o = k(V_{RF}^2 + V_{LO}^2 + 2V_{RF}V_{LO}), \quad (4.253)$$

ή

$$V_o = k(V_{RF} \cdot V_{RF} + V_{LO} \cdot V_{LO} + 2V_{RF} \cdot V_{LO}). \quad (4.254)$$

Αλλά, όπως είδαμε στα προηγούμενα, η πράξη του πολλαπλασιασμού δύο σημάτων αντιστοιχεί στην ιδανική μίξη τους, οπότε η σχέση (4.254) υποδεικνύει πως στην έξοδο της διάταξης τετραγωνικού νόμου που περιγράφεται από τη σχέση (4.251) συνυπάρχουν οι αρμονικές συνιστώσες του Πίνακα 4.2.

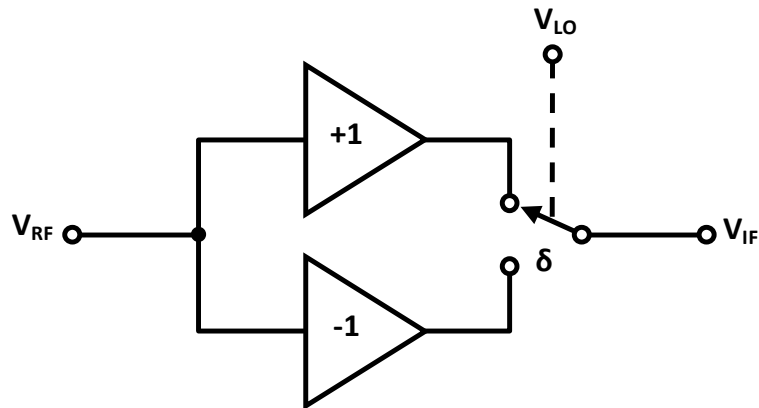
Πίνακας 4.2: Φασματικές συνιστώσες στην έξοδο μίκτη με τετραγωνικό νόμο $V_o = kV_i^2$

Όρος στη σχέση (4.254)	Μιγνυόμενες Συχνότητες		Προϊόντα Μίξης	
	f_1	f_2	$f_1 - f_2$	$f_1 + f_2$
$V_{RF} V_{RF}$	f_{RF}	f_{RF}	0	$2f_{RF}$
$V_{LO} V_{LO}$	f_{LO}	f_{LO}	0	$2f_{LO}$
$2V_{RF} V_{LO}$	f_{RF}	f_{LO}	$f_{RF} - f_{LO}$	$f_{RF} + f_{LO}$

Από το σύνολο των προϊόντων μίξης του Πίνακα 4.2, μπορούν να καταπνιγούν τα υψίσυχνα (αν δεν είναι ήδη αμελητέα) και να επιλεγεί η επιθυμητή συνιστώσα που αντιστοιχεί στη διαφορά $f_{RF}-f_{LO}$ των μιγνυόμενων σημάτων.

- **Μίκτες μεταγωγής**

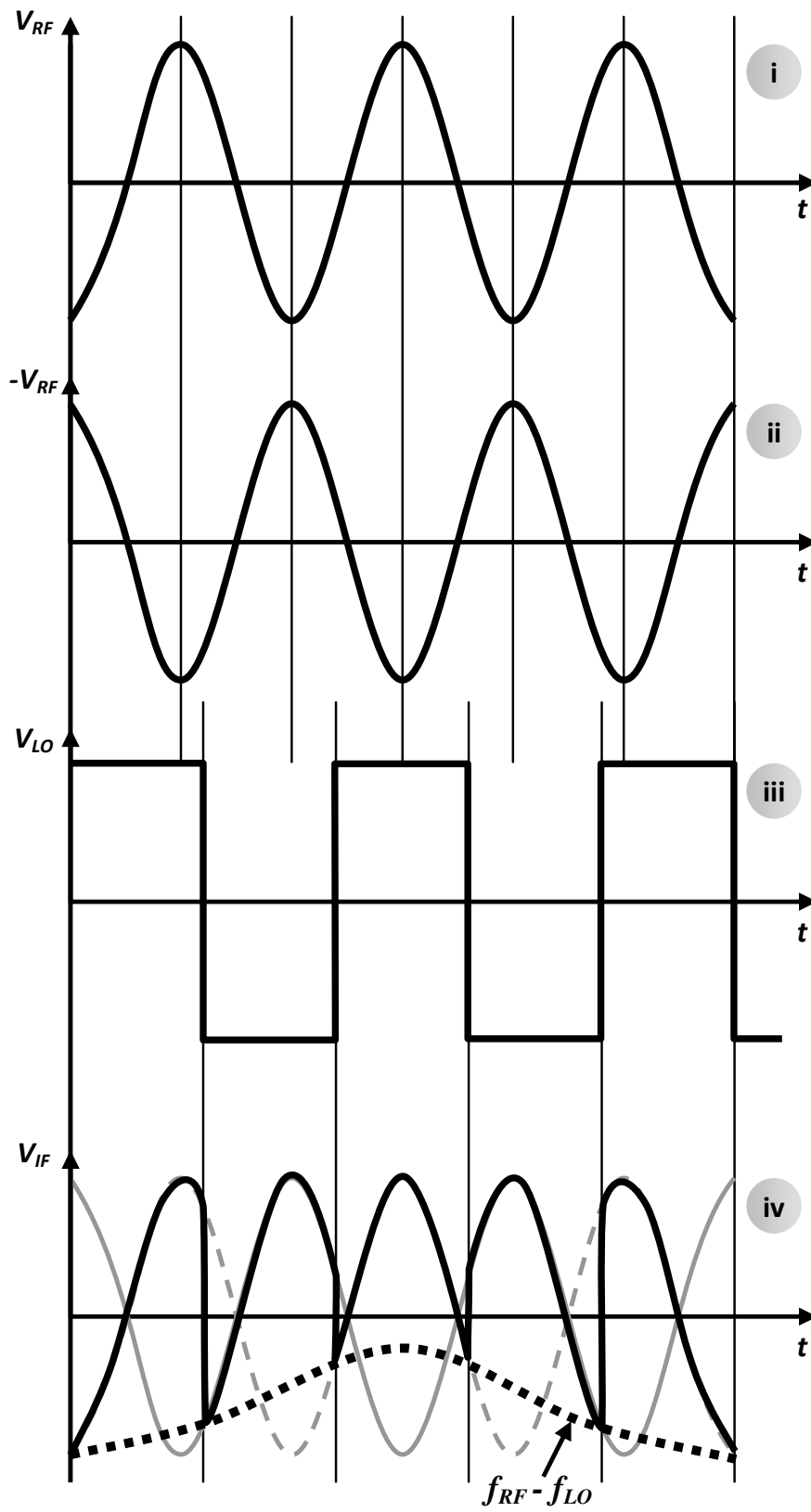
Η αρχή της μίξης με μεταγωγή ακολουθεί το γενικό διάγραμμα του Σχήματος 4.93. Για τη λειτουργία της απαιτούνται δύο ανάτυπα του προς μεταλλαγή RF σήματος, σε διαφορά φάσης 180° το ένα ως προς το άλλο. Το σήμα V_{LO} του τοπικού ταλαντωτή στην περίπτωση αυτή είναι (ιδανικά) μια τετραγωνική παλμοσειρά η οποία ελέγχει το διακόπτη δ (βλπ. Σχήμα 4.92) ο οποίος, σε κάθε ημιπερίοδο του σήματος LO, επιλέγει εναλλάξ το αντίστοιχο τμήμα από τα δύο αντιφασικά ανάτυπα του σήματος RF.



Σχήμα 4.93: Αρχή μίξης με μεταγωγή (1/2)

Η λειτουργία της μίξης με μεταγωγή παρουσιάζεται αναλυτικά στα διαγράμματα του Σχήματος 4.94. Συγκεκριμένα, στο Σχήμα 4.94-i απεικονίζεται το σήμα RF στο πεδίο του χρόνου και στο Σχήμα 4.94-ii το αντεστραμμένο ανάτυπό του. Το ορθογώνιο σήμα του τοπικού ταλαντωτή φαίνεται στο διάγραμμα του Σχήματος 4.94-iii, όπου διακρίνεται η διαφορά της περιόδου του σε σχέση με την περίοδο της υπερκείμενης κυματομορφής του RF σήματος. Η εναλλάξ επιλογή τμημάτων των δύο αντίθετων ανατύπων του σήματος RF, όπως ελέγχεται από το σήμα LO, απεικονίζεται στο Σχήμα 4.94- iii. Εξαιτίας της διαφορετικής περιόδου των σημάτων RF και LO, το τμήμα του RF σήματος που επιλέγεται μεταξύ διαδοχικών ημιπεριόδων είναι διαφορετικό κάθε φορά. Με τον τρόπο αυτό αναδεικνύεται η «αργή» συνιστώσα της μίξης που αντιστοιχεί στη διαφορά συχνοτήτων $f_{RF}-f_{LO}$ των μιγνυόμενων σημάτων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.94- iii.

Η μίξη με μεταγωγή μπορεί να περιγραφεί με μαθηματικούς όρους αν λάβουμε υπόψη μας πως στην περίπτωση αυτή έχουμε πολλαπλασιασμό του αρμονικού σήματος RF της μορφής:



Σχήμα 4.94: Αρχή μίξης με μεταγωγή (2/2)

$$V_{RF} = A_{RF} \cos \omega_{RF} t, \quad (4.255)$$

με το τετραγωνικό σήμα του τοπικού ταλαντωτή (LO):

$$V_{LO} = \frac{4}{\pi} A_{LO} \left\{ \cos \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{LO} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{LO} t - \dots \right\}, \quad (4.256)$$

όπου η σχέση (4.256) αποτελεί έκφραση του τετραγωνικού σήματος σε μορφή σειράς Fourier.

Τα προϊόντα της μίξης (V_{IF}) θα βρεθούν από το γινόμενο των σημάτων V_{RF} και V_{LO} , δηλαδή:

$$V_{IF} = V_{RF} \cdot V_{LO} = \frac{4}{\pi} A_{LO} A_{RF} \cos \omega_{RF} t \left\{ \cos \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{LO} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{LO} t - \dots \right\} \quad (4.257)$$

ή

$$V_{IF} = \frac{4}{\pi} A_{LO} A_{RF} \left\{ \begin{aligned} &\cos \omega_{RF} t \cos \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \cos \omega_{RF} t \cos 3\omega_{LO} t + \\ &+ \cos \omega_{RF} t \frac{1}{5} \cos 5\omega_{LO} t - \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.258)$$

ή

$$V_{IF} = \frac{2}{\pi} A_{LO} A_{RF} \left\{ \begin{aligned} &\cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t - \frac{1}{3} \cos(\omega_{RF} - 3\omega_{LO})t - \\ &-\frac{1}{3} \cos(\omega_{RF} + 3\omega_{LO})t + \frac{1}{5} \cos(\omega_{RF} - 5\omega_{LO})t + \\ &+ \frac{1}{5} \cos(\omega_{RF} + 5\omega_{LO})t - \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.259)$$

Από τη σχέση (4.259) μπορούμε να παρατηρήσουμε πως μεταξύ των προϊόντων της μίξης περιλαμβάνεται, εκτός των συχνοτήτων $f_{RF}-f_{LO}$ και $f_{RF}+f_{LO}$ της ιδανικής περίπτωσης, και μεγάλος αριθμός αρμονικών της μορφής:

$$V_{harm.} = \pm \frac{2A_{LO}A_{RF}}{n\pi} \cos(\omega_{RF} \pm n\omega_{LO}), \quad (4.260)$$

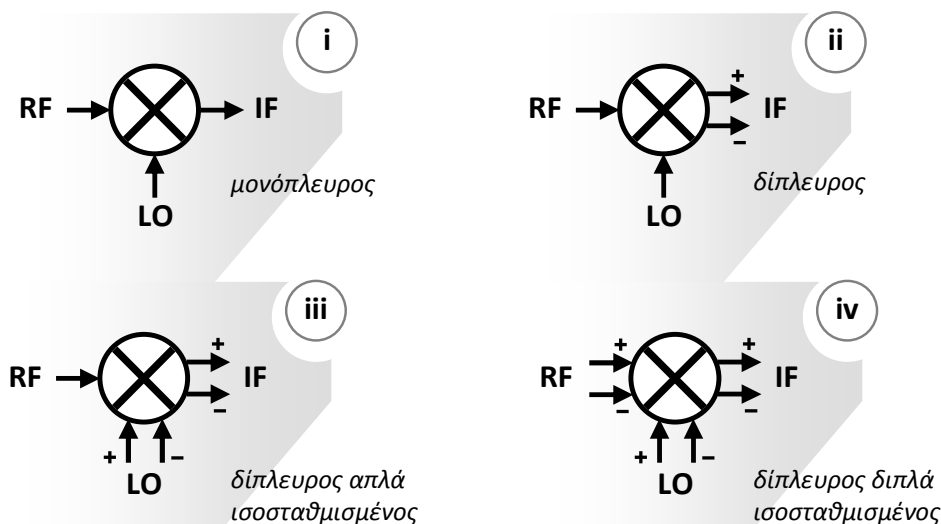
(όπου n περιττός αριθμός), το πλάτος των οποίων μειώνεται με την αύξηση της τάξης n .

Η παρατήρηση αυτή επιβεβαιώνει τη διαφοροποίηση στη μορφή του σήματος IF μεταξύ της ιδανικής μίξης (Σχήμα 4.91) και της μίξης με μεταγωγή (Σχήμα 4.94)

4.8.3 Κυκλώματα μικτών

Λόγω της **μη γραμμικότητας** της διαδικασίας μίξης, η ανάλυση των αντίστοιχων κυκλωμάτων είναι πολύπλοκη και δύσκολη. Στην παράγραφο αυτή θα περιγράψουμε –ποιοτικά περισσότερο– μερικά αντιπροσωπευτικά κυκλώματα μικτών.

Τα κυκλώματα των μικτών διακρίνονται σε **παθητικά** και σε **ενεργά**. Στα πρώτα, το πλάτος του σήματος από μίξη (IF) είναι ίσο ή μικρότερο του πλάτους του σήματος (RF), έχουν δηλαδή απολαβή τάσης μικρότερη ή ίση με τη μονάδα. Αντίθετα, στην περίπτωση των ενεργών μικτών το πλάτος του IF σήματος είναι μεγαλύτερο από το πλάτος το σήματος RF και, επομένως, παρουσιάζουν κέρδος τάσης. Τα σήματα εισόδου και εξόδου ενός μικτή μπορεί να είναι σε απλή ή διαφορική μορφή. Ανάλογα με τη μορφή των σημάτων αυτών διακρίνουμε **μονόπλευρους** μικτές (single ended), όπου όλα τα σήματα βρίσκονται σε απλή μορφή (Σχήμα 4.95-i), και **δίπλευρους** (double ended), όπου το IF σήμα στην έξοδο παρέχεται σε διαφορική μορφή (Σχήμα 4.95-ii). Οι τελευταίοι διακρίνονται, περαιτέρω, σε **απλά ισοσταθμισμένους** (single balanced) όπου το σήμα LO του τοπικού ταλαντωτή βρίσκεται σε διαφορική μορφή (Σχήμα 4.95-iii), καθώς και σε **διπλά ισοσταθμισμένους** (double balanced) στους οποίους όλα τα σήματα είναι διαφορικά.



Σχήμα 4.95: Διάκριση κυκλωμάτων μίξης με βάση τη μορφή των σημάτων εισόδου/εξόδου

• **Κυκλώματα μικτών τετραγωνικού νόμου**

Η διάταξη τετραγωνικού νόμου του Σχήματος 4.92 μπορεί να υλοποιηθεί με την κατάλληλη πόλωση οποιουδήποτε ηλεκτρονικού στοιχείου για το οποίο κάποια χαρακτηριστική του διαθέτει και μη γραμμική περιοχή. Τέτοια στοιχεία είναι προφανώς οι διόδους καθώς και όλα τα ενεργά στοιχεία (διπολικό τρανζίστορ, MOSFET, κ.λπ.).

Θα θεωρήσουμε την περίπτωση της διόδου, η οποία όπως γνωρίζουμε υπακούει στον νόμο της επαφής p-n:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{nV_\theta}} - 1 \right). \quad (4.261)$$

Χρησιμοποιώντας το γνωστό ανάπτυγμα της εκθετικής συνάρτησης σε σειρά άπειρων όρων:

$$e^x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x^n}{n!} = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \dots, \quad (4.262)$$

η σχέση (4.261) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$I_D = I_S \left(\frac{V_D}{nV_\theta} + \frac{V_D^2}{2n^2V_\theta^2} + \frac{V_D^3}{6n^3V_\theta^3} + \dots \right). \quad (4.263)$$

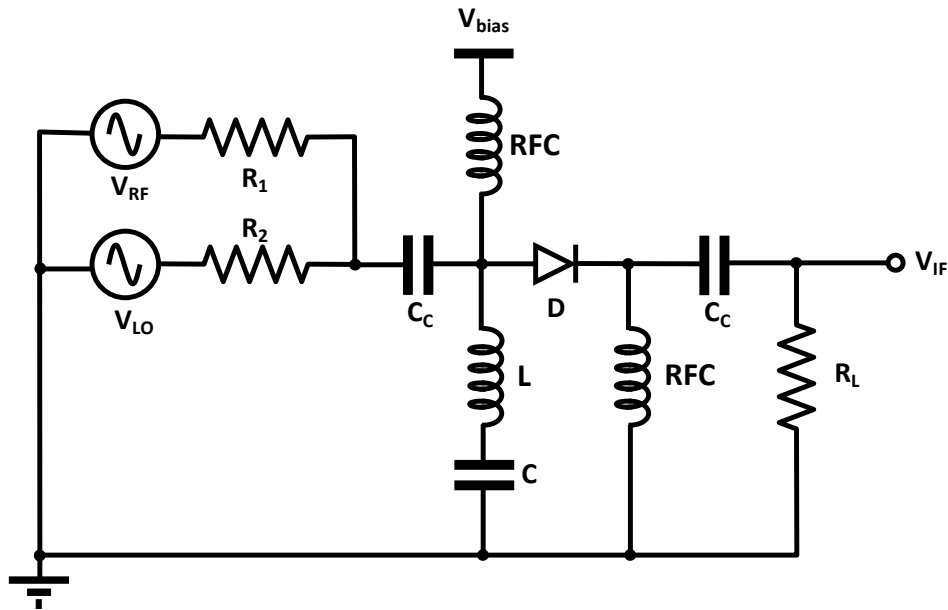
Για μικρές τιμές τάσης V_D στα άκρα της διόδου η σχέση (4.263) μπορεί να γραφτεί προσεγγιστικά:

$$I_D \approx I_S \left(\frac{V_D}{nV_\theta} + \frac{V_D^2}{2n^2V_\theta^2} \right). \quad (4.264)$$

Η τελευταία σχέση περιέχει τον τετραγωνικό όρο ο οποίος είναι απαραίτητος για την εμφάνιση των προϊόντων της μίξης, σύμφωνα με όσα έχουμε ήδη αναφέρει.

Το Σχήμα 4.96 απεικονίζει ένα πρακτικό κύκλωμα μίξης τετραγωνικού νόμου με διόδο, στο οποίο το άθροισμα των τάσεων RF και LO τροφοδοτείται στη διόδο D, το σήμα ρεύματος της οποίας περιέχει τις φασματικές συνιστώσες

της μίξης. Το ρεύμα αυτό μετατρέπεται σε τάση πάνω στην αντίσταση φόρτου R_L , παρέχοντας το σήμα τάσης V_{IF} στην έξοδο του μίκτη.



Σχήμα 4.96: Πρακτικό κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με δίοδο

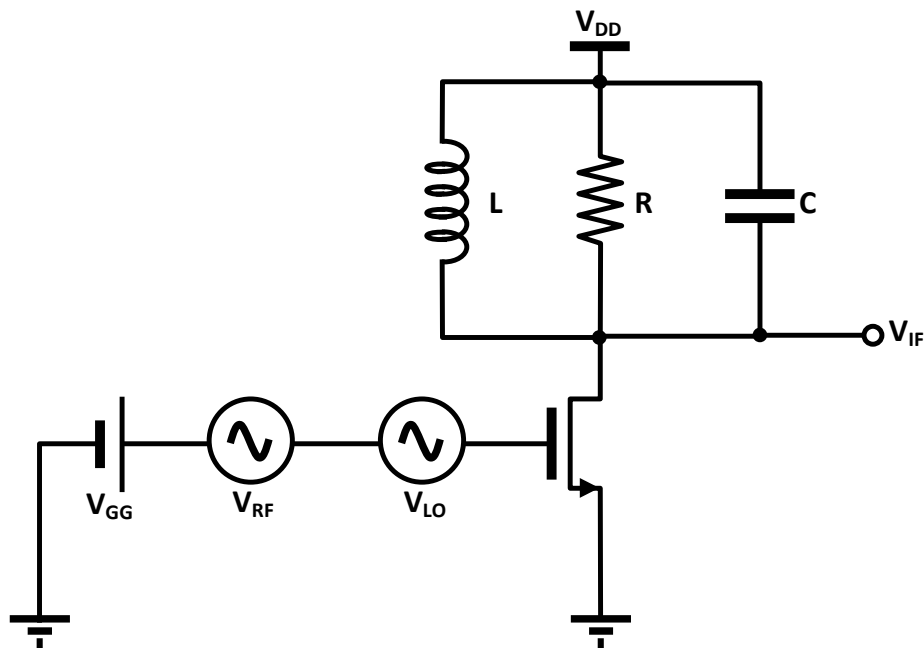
Χωρίς να προχωρήσουμε σε λεπτομερή ανάλυση του κυκλώματος, μπορούμε να αναφέρουμε πως το δικτύωμα LC αποτελεί ένα φίλτρο με το οποίο επιλέγεται η συχνότητα $f_{RF}-f_{LO}$, ενώ τα πηνία RFC (RF chokes) αποτελούν βραχυκυκλώματα για την DC τάση πόλωσης (V_{bias}) και ανοικτοκυκλώματα για τις υψηλές συχνότητες. Τέλος, οι πυκνωτές σύζευξης C_c απομονώνουν την DC τάση πόλωσης από τις εισόδους και την έξοδο του μίκτη.

Για την περίπτωση ενός MOSFET στην περιοχή κόρου, το ρεύμα I_{DS} του καναλιού συνδέεται με την τάση V_{GS} μεταξύ της πύλης και της πηγής με τη σχέση:

$$I_{DS} = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2. \quad (4.265)$$

Είναι φανερό πως μπορούμε να εκμεταλλευθούμε την τετραγωνική μορφή της σχέσης αυτής προκειμένου να σχεδιάσουμε κυκλώματα μικτών που ακολουθούν την αρχή της μίξης με διάταξη τετραγωνικού νόμου. Ένα τέτοιο κύκλωμα απεικονίζεται στο Σχήμα 4.97. Στο κύκλωμα αυτό το άθροισμα των τάσεων RF και LO εφαρμόζεται στην πύλη του MOSFET, η οποία πολώνεται κατάλληλα μέσω της πηγής τάσης V_{GG} ώστε η διάταξη να λειτουργεί στην περιοχή κόρου. Το δικτύωμα RLC στην εκροή του τρανζίστορ αποτελεί ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης συχνοτήτων με το οποίο απορρίπτονται οι

ανεπιθύμητες αρμονικές και αναδεικνύεται η μέση συχνότητα IF. Το κύκλωμα βασίζεται σε μια τοπολογία MOSFET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής, η οποία – κατ’ αναλογία με τη συνδεσμολογία κοινού εκπομπού για το διπολικό τρανζίστορ – μπορεί να προσφέρει απολαβή τάσης για τα σήματα που εφαρμόζονται στην πύλη του τρανζίστορ. Πρόκειται, επομένως, για ένα κύκλωμα ενεργού μίκτη.

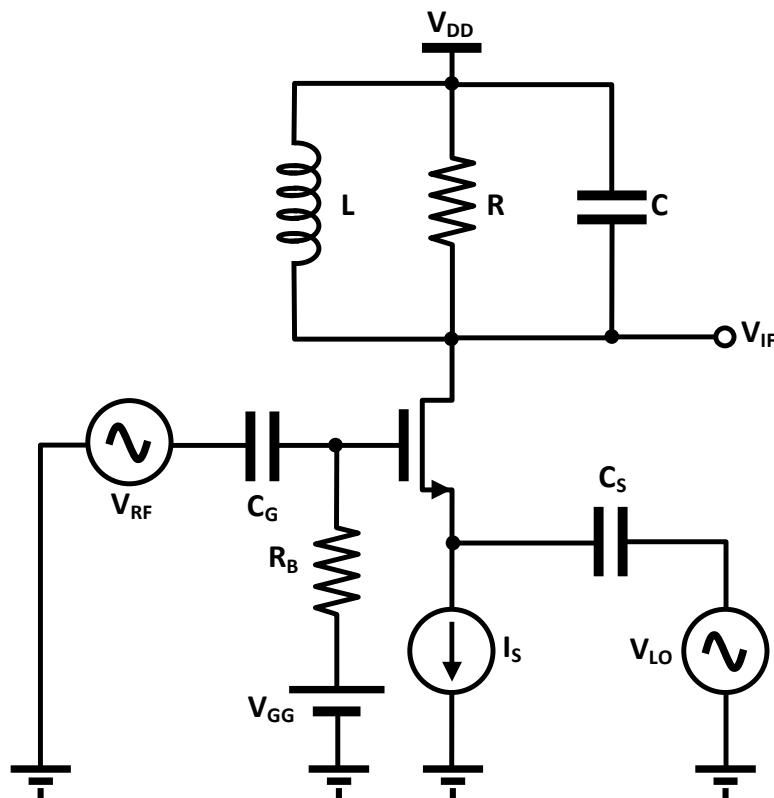


Σχήμα 4.97: Κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με MOSFET

Η βασική αδυναμία του κυκλώματος, όπως άλλωστε και των προηγούμενων, είναι πως υπάρχει ηλεκτρική διασύνδεση μεταξύ των πηγών σήματος RF και LO και ανακύπτει η ανάγκη της απομόνωσής τους. Μια γενική αρχή που ακολουθείται κατά τη σχεδίαση κυκλωμάτων που λειτουργούν στις υψηλές συχνότητες είναι πως για όλες τις ανεξάρτητες θύρες εισόδου και εξόδου θα πρέπει να εξασφαλίζεται η μέγιστη δυνατή μεταξύ τους απομόνωση.

Το κύκλωμα του Σχήματος 4.98 αντιμετωπίζει το πρόβλημα της **διάδρασης** (feedthrough) των σημάτων RF και LO με το να τοποθετεί τις αντίστοιχες πηγές σήματος σε διαφορετικό ακροδέκτη του MOSFET. Σε σύγκριση με το κύκλωμα του Σχήματος 4.97, η πηγή σήματος LO έχει μεταφερθεί στην πηγή του τρανζίστορ και έχει, επομένως, απομονωθεί από την πηγή RF η οποία παραμένει στην πύλη.

Γενικά, οι μίκτες τετραγωνικού νόμου παρουσιάζουν φτωχή απομόνωση μεταξύ των θυρών τους, έναντι των μικτών μεταγωγής, μερικά αντιπροσωπευτικά κυκλώματα των οποίων θα δούμε στη συνέχεια.



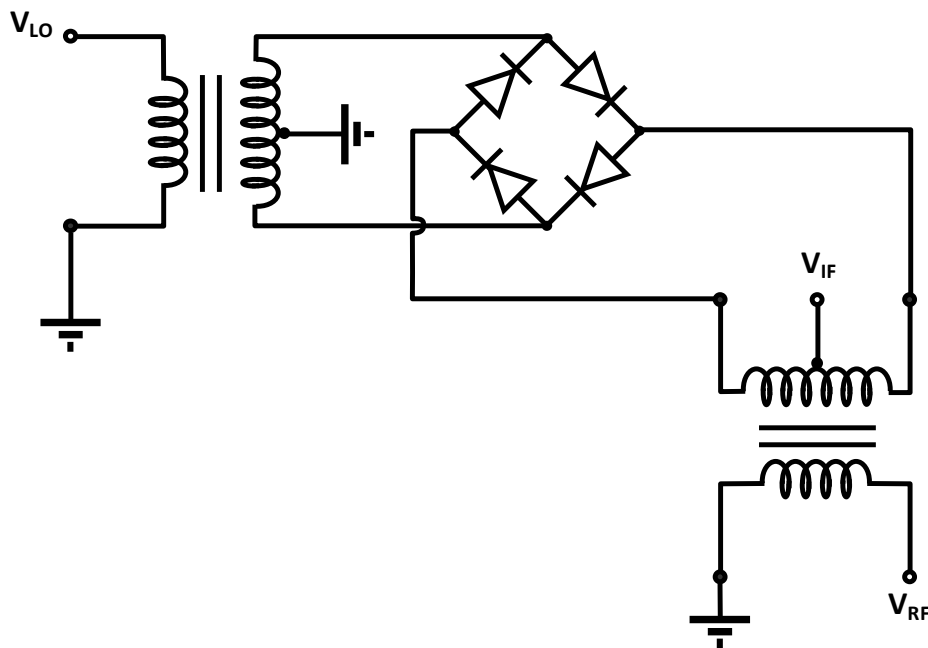
Σχήμα 4.98: Κύκλωμα μίκτη τετραγωνικού νόμου με απομονωμένες θύρες RF και LO

- **Κυκλώματα μικτών μεταγωγής**

Για την υλοποίηση κυκλωμάτων μίξης που ακολουθούν την αρχή της μεταγωγής αναγκαία προαπαιτούμενα είναι η ύπαρξη δύο αντιφασικών ανατύπων του σήματος τοπικού ταλαντωτή καθώς και διακόπτη ηλεκτρονικά ελεγχόμενου από το σήμα αυτό, σύμφωνα με όσα ήδη εξηγήσαμε. Το ρόλο του διακόπτη μπορεί να αναλάβουν ηλεκτρονικά στοιχεία με ιδιότητες μεταγωγής (όπως η δίοδος ή το τρανζίστορ), ενώ η παραγωγή των δύο σημάτων LO με διαφορά φάσης 180° είναι δυνατή με τη χρήση **balun** (βλπ. παράγραφο περί διαφορικού ενισχυτή) μια από τις πιο συνηθισμένες μορφές του οποίου είναι ο μετασχηματιστής μεσαίας λήψης.

Παρόλο που στην παρουσίαση της αρχής λειτουργίας των μικτών μεταγωγής έγινε λόγος για σήμα LO ορθογώνιων παλμών, στην πράξη το σήμα αυτό μπορεί να είναι και αρμονικό, χωρίς σημαντική διαφοροποίηση στη λειτουργία της μίξης.

Στο κύκλωμα του Σχήματος 4.99 παρουσιάζεται η κυκλωματική υλοποίηση ενός μίκτη μεταγωγής όπου χρησιμοποιούνται δίοδοι στο ρόλο των διακοπών.

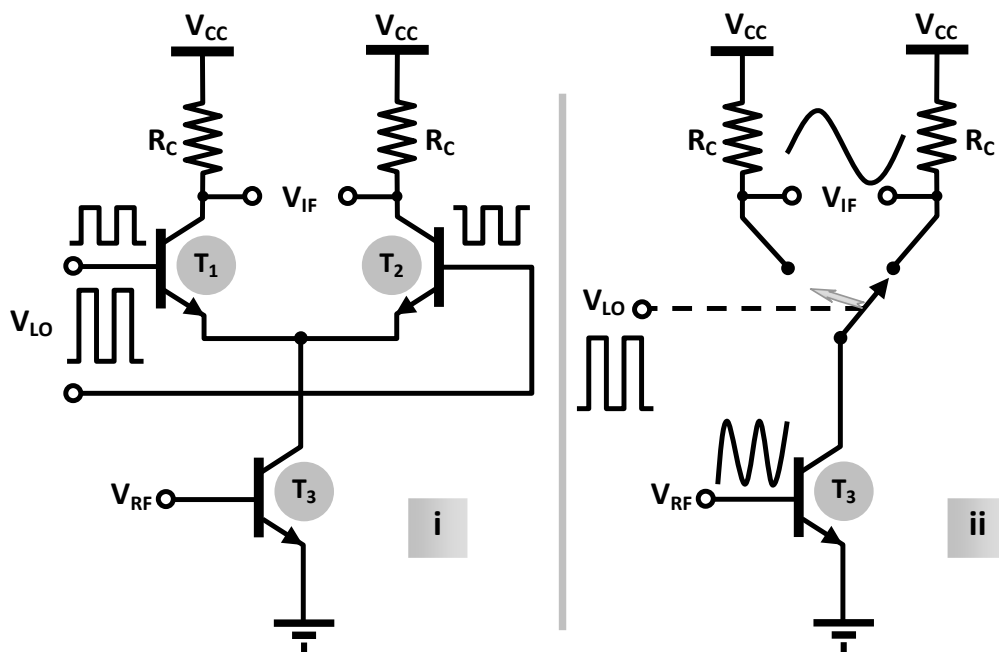


Σχήμα 4.99: Κύκλωμα μίκτη μεταγωγής με δακτύλιο διόδων

Καθώς το σήμα του τοπικού ταλαντωτή παλινδρομεί μεταξύ θετικών και αρνητικών τιμών, άγουν εναλλάξ οι δίοδοι στον δεξιό και στον αριστερό κλάδο του δακτυλίου. Με τον τρόπο αυτό η έξοδος IF εναλλάσσεται μεταξύ των αντιφασικών ανατύπων του RF σήματος, όπως αυτά εισάγονται στο κύκλωμα μέσω του μετασχηματιστή μεσαίας λήψης της αντίστοιχης θύρας, εξασφαλίζοντας τη λειτουργία της μίξης σύμφωνα με την αρχή πολλαπλασιασμού RF και LO σήματος που περιγράψαμε στα προηγούμενα. Επειδή από το κύκλωμα απουσιάζουν ενεργές διατάξεις, είναι φανερό πως πρόκειται για έναν παθητικό μίκτη.

Το κύκλωμα του Σχήματος 4.100-ι υλοποιεί έναν μίκτη μεταγωγής με διπολικά τρανζίστορ. Επειδή μόνον η είσοδος του τοπικού ταλαντωτή είναι διαφορική, η τοπολογία του κυκλώματος αντιστοιχεί σε έναν απλά ισοσταθμισμένο (single balanced) μίκτη. Το ρόλο της μεταγωγής αναλαμβάνουν, εδώ, τα διπολικά τρανζίστορ T_1 και T_2 τα οποία και διοχετεύουν το ρεύμα του τρανζίστορ T_3 (που ελέγχεται από το RF σήμα που εφαρμόζεται στη βάση του) εναλλάξ στο δεξιό ή στο αριστερό σκέλος του διαφορικού ζεύγους, σύμφωνα με την πολικότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή.

Παραλλαγές κυκλωμάτων αυτού του τύπου (στην διπλά ισοσταθμισμένη μορφή τους, ή με τρανζίστορ MOS κ.λπ.) τυγχάνουν ευρύτατης εφαρμογής λόγω των εξαιρετικών τους επιδόσεων (χαμηλά επίπεδα θορύβου λόγω της διαφορικής τοπολογίας, καλή απομόνωση μεταξύ των θυρών, γραμμικότητα, κ.λπ.).



Σχήμα 4.100: Κύκλωμα μίκτη μεταγωγής με διπολικά τρανζίστορ

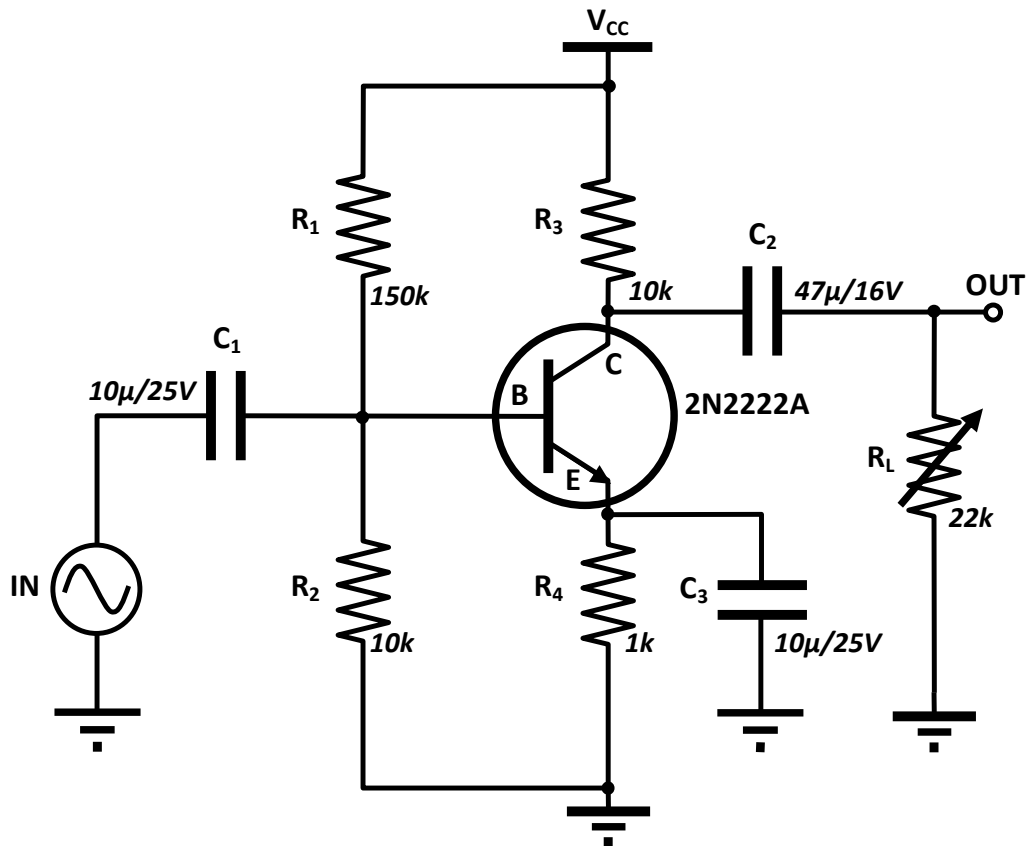
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟ ΜΕΡΟΣ 4ου ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

ΑΣΚΗΣΗ 1η: ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΟΙΝΟΥ ΕΚΠΟΜΠΟΥ

Σκοπός της άσκησης

Στην άσκηση αυτή θα μελετηθεί η ευρύτατα χρησιμοποιούμενη τοπολογία ενισχυτή τάσης με διπολικό τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού με απλή τροφοδοσία.

Α. ΜΕΛΕΤΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΤΑΣΗΣ ΚΟΙΝΟΥ ΕΚΠΟΜΠΟΥ



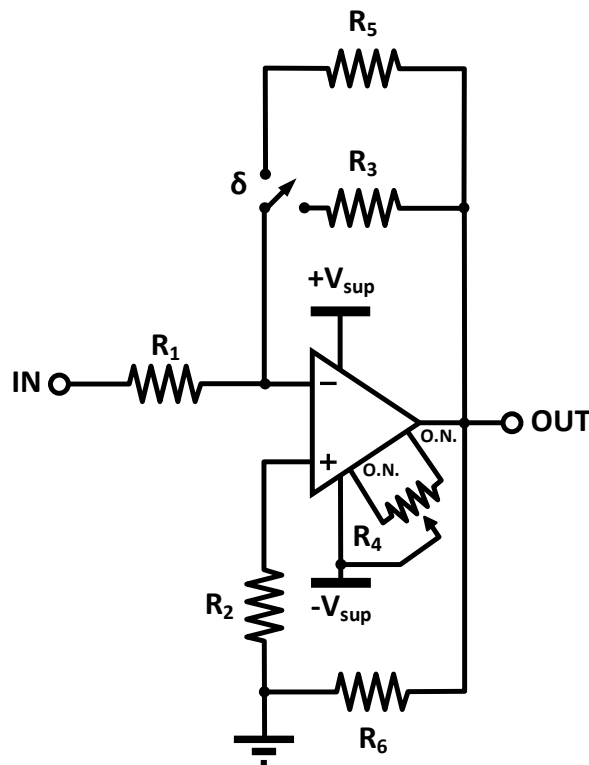
Σχήμα 4.101: Κύκλωμα για τη μελέτη ενισχυτή τάσης κοινού εκπομπού

- A1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 4.101 με τις αντίστοιχες τιμές εξαρτημάτων, χωρίς να συνδέσετε την αντίσταση φόρτου R_L .

- A2. Τροφοδοτήστε το κύκλωμα με τάση **18 Vdc**.
- A3. Μετρήστε τις τάσεις βάσης, συλλέκτη και εκπομπού (V_B , V_C και V_E , αντίστοιχα).
- A4. Με βάση τα αποτελέσματα του προηγούμενου βήματος σχολιάστε την πόλωση του τρανζίστορ.
- A5. Ρυθμίστε γεννήτρια κυματομορφών ώστε να παράγει ημιτονικό σήμα συχνότητας **1kHz** και πλάτους **100 mV_{pp}** και συνδέστε την στην είσοδο IN του ενισχυτή.
- A6. Συνδέστε τον παλμογράφο στη βάση του τρανζίστορ και μετρήστε την τάση εισόδου σε V_{pp} ($V_{εισ}$).
- A7. Όμοια για την τάση εξόδου του ενισχυτή ($V_{εξ}$).
- A8. Σημειώστε αν υπάρχει παραμόρφωση στην έξοδο.
- A9. Από τις μετρήσεις των εργασιών A6 και A7 υπολογίστε την απολαβή τάσης A_V του κυκλώματος.
- A10. Συνδέστε την αντίσταση φόρτου R_L του ενισχυτή και επαναλάβετε τα βήματα A7 και A9.
- A11. Μεταβάλλοντας την τιμή της αντίστασης φόρτου R_L παρατηρήστε και σχολιάστε τη μεταβολή της κυματομορφής εξόδου.
- A12. Θέστε την R_L εκτός κυκλώματος και συνδέστε τον παλμογράφο στην έξοδο του ενισχυτή.
- A13. Αυξάνοντας το πλάτος του σήματος εισόδου ($>100mV_{pp}$) βρείτε την τιμή της τάσης εισόδου (σε V_{pp}) πάνω από την οποία η έξοδος του ενισχυτή παραμορφώνεται. Που οφείλεται αυτή η παραμόρφωση;

ΑΣΚΗΣΗ 2η: ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ**Σκοπός της άσκησης**

Στην άσκηση αυτή θα μελετηθεί κύκλωμα ενισχυτή τάσης με τελεστικό ενισχυτή.

A. ΜΕΛΕΤΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ

Σχήμα 4.102: Κύκλωμα για τη μελέτη ενισχυτή τάσης με τελεστικό ενισχυτή

- A1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 4.102 με τιμές εξαρτημάτων τις εξής: $R_1=R_2=1k$, $R_3=R_4=10k$, $R_5=100k$, $R_6=2k2$, τελεστικός ο **741**. Συμβουλευθείτε το φύλλο δεδομένων του τελεστικού (βλπ Παραρτήματα) για τη σωστή σύνδεση των ακροδεκτών. (Οι ακροδέκτες με την ένδειξη "O.N." στο Σχήμα 4.101 αντιστοιχούν στους ακροδέκτες Offset Null).
- A2. Τροφοδοτήστε συμμετρικά το κύκλωμα με τάση **+12V** και **-12V** Συνδέστε στο κύκλωμα την αντίσταση R_3 .

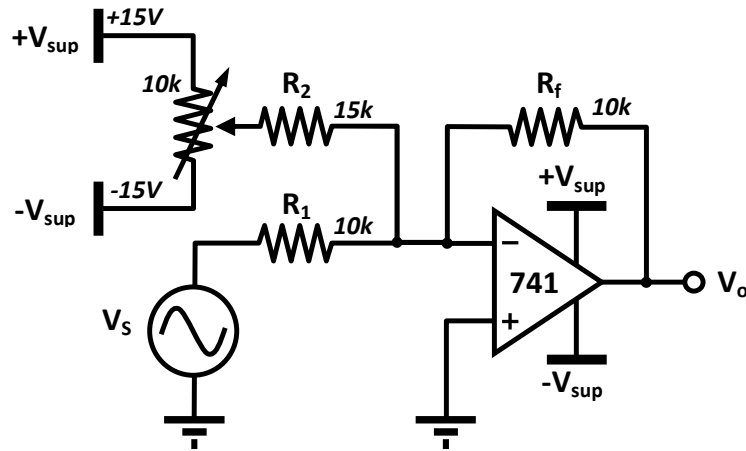
- A3. Γειώστε προσωρινά την είσοδο και συνδέστε στην έξοδο ηλεκτρονικό βολτόμετρο.
- A4. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο R_4 για ακριβώς μηδενική έξοδο.
- A5. Καταργήστε τη γείωση της εισόδου και συνδέστε σε αυτήν γεννήτρια συναρτήσεων που παράγει ημιτονικό σήμα συχνότητας **1 kHz** και πλάτους **0.1 Vpp**.
- A6. Συνδέστε παλμογράφο στην έξοδο του κυκλώματος και μετρήστε την τάση εξόδου.
- A7. Υπολογίστε την απολαβή τάσης A_v του ενισχυτή μετατρέποντάς την και σε dB. Συγκρίνετε με την θεωρητικά υπολογιζόμενη απολαβή τάσης.
- A8. Μεταβάλλετε το πλάτος της γεννήτριας συναρτήσεων ώστε να πάρει την τιμή **10 mVpp** και μετρήστε την έξοδο του τελεστικού για τις συχνότητες 50 Hz, 100 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, 20 kHz, 25 kHz, 30 kHz, 50 kHz, 80 kHz, 100 kHz και 200 kHz.
- A9. Με τη βοήθεια του διακόπτη **δ** θέστε εκτός κυκλώματος την αντίσταση R_3 και επιλέξτε αντ' αυτής την R_5 .
- A10. Με την αντίσταση R_5 τώρα στο κύκλωμα επαναλάβετε τις εργασίες A4 έως A7.
- A11. Χαράξτε την καμπύλη μεταβολής της τάσης εξόδου σε συνάρτηση με τη συχνότητα με βάση τα αποτελέσματα του βήματος A8.
- A12. Συγκρίνετε τις μετρήσεις σας για την αντίσταση R_3 και R_5 και σχολιάστε.

ΑΣΚΗΣΗ 3η: ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Σκοπός της άσκησης

Οι εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών είναι πάμπολλες και εκτείνονται σε πολύ μεγάλο εύρος. Στην άσκηση αυτή θα μελετήσουμε χαρακτηριστικά κυκλώματα με τελεστικό ενισχυτή.

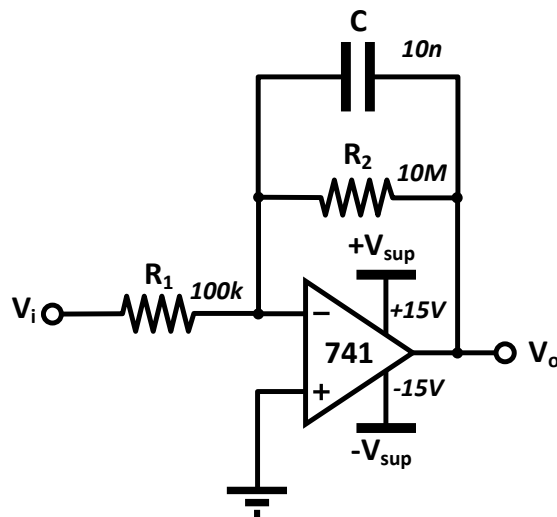
A. ΑΝΑΓΝΩΡΙΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΜΕ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ



Σχήμα 4.103: Κύκλωμα με τελεστικό ενισχυτή προς αναγνώριση

- A1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 4.103.
- A2. Ρυθμίστε την πηγή σήματος (γεννήτρια συναρτήσεων) στα **10V_{pp}/1kHz**.
- A3. Παρατηρήστε τη λειτουργία του κυκλώματος καθώς στρέφετε το ποτενσιόμετρο. Εξηγήστε θεωρητικά την παρατήρησή σας.

B. ΜΕΛΕΤΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗ



Σχήμα 4.104: Πρακτικό κύκλωμα ολοκληρωτή με τελεστικό ενισχυτή

- B1. Υλοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 4.104.

- B2. Ρυθμίστε τη γεννήτρια συναρτήσεων ώστε να παράγει τετραγωνικό σήμα συχνότητας **1kHz**, πλάτους **2V** και με μηδενικό DC offset. Ποιο είναι το κέρδος με το οποίο πολλαπλασιάζεται το οποιοδήποτε offset του σήματος εισόδου;
- B3. Καταγράψτε την κυματομορφή εξόδου και εξηγήστε την τιμή του πλάτους της.
- B4. Ποια η χρησιμότητα της αντίστασης των 10M; Αποσυνδέστε την, καταγράψτε το αποτέλεσμα και εξηγήστε το.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α — Χρήσιμοι κανόνες από τη μιγαδική ανάλυση**A1. Πραγματικός φάσορας**

Το πραγματικό μέγεθος x γράφεται σε μορφή φάσορα ως εξής:

$$x = x \angle 0.$$

A2. Φανταστικός φάσορας

Το φανταστικό μέγεθος $y = y_0 j$ (όπου j η φανταστική μονάδα [$j^2 = -1$]) γράφεται σε μορφή φάσορα ως εξής:

$$y = y_0 \angle \pi/2.$$

Έστω οι φάσορες:

$$\mathbb{C}^1 = \mathbb{C}_0^1 \angle \phi_1,$$

$$\mathbb{C}^2 = \mathbb{C}_0^2 \angle \phi_2.$$

A3. Γινόμενο φασόρων

Για το γινόμενο ισχύει:

$$\mathbb{C}^1 \cdot \mathbb{C}^2 = (\mathbb{C}_0^1 \cdot \mathbb{C}_0^2) \angle (\phi_1 + \phi_2).$$

A4. Πηλίκο φασόρων

Για το πηλίκο ισχύει:

$$\frac{\mathbb{C}^1}{\mathbb{C}^2} = \frac{\mathbb{C}_0^1}{\mathbb{C}_0^2} \angle (\phi_1 - \phi_2).$$

A5. Αντίστροφος φάσορα

Για τον αντίστροφο ενός φάσορα ισχύει:

$$\frac{1}{\mathbb{C}^1} = \frac{1 \angle 0}{\mathbb{C}_0^1 \angle \phi_1} = \frac{1}{\mathbb{C}_0^1} \angle (-\phi_1).$$

A6. Συζυγής φάσσορα

Για τον συζυγή ενός φάσσορα ισχύει:

$$\left(\mathbb{C}^1\right)^* = \mathbb{C}_0^1 \angle (-\phi_1).$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β — Βασικοί κανόνες από την άλγεβρα πινάκων

Έστω οι πίνακες:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1m} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nm} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1m} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{n1} & b_{n2} & \dots & b_{nm} \end{bmatrix},$$

με κοινές διαστάσεις (δηλαδή με ίδιο αριθμό γραμμών/στηλών, αντίστοιχα)

B1. Άθροισμα πινάκων

Το άθροισμα των πινάκων A και B ορίζεται ως εξής:

$$A + B = \begin{bmatrix} a_{11} + b_{11} & a_{12} + b_{12} & \dots & a_{1m} + b_{1m} \\ a_{21} + b_{21} & a_{22} + b_{22} & \dots & a_{2m} + b_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} + b_{n1} & a_{n2} + b_{n2} & \dots & a_{nm} + b_{nm} \end{bmatrix}$$

B2. Γινόμενο πινάκων

Έστω οι πίνακες:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1m} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nm} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1k} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{m1} & b_{m2} & \dots & b_{mk} \end{bmatrix},$$

όπου ο B έχει αριθμό γραμμών ίσο με τον αριθμό των στηλών του A .

Το γινόμενο των πινάκων A και B ορίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 A \cdot B &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1m} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nm} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1k} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{m1} & b_{m2} & \dots & b_{mk} \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^m a_{1i}b_{i1} & \sum_{i=1}^m a_{1i}b_{i2} & \dots & \sum_{i=1}^m a_{1i}b_{ik} \\ \sum_{i=1}^m a_{2i}b_{i1} & \sum_{i=1}^m a_{2i}b_{i2} & \dots & \sum_{i=1}^m a_{2i}b_{ik} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sum_{i=1}^m a_{ni}b_{i1} & \sum_{i=1}^m a_{ni}b_{i2} & \dots & \sum_{i=1}^m a_{ni}b_{ik} \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ — Προθέματα μονάδων

Στο διεθνές σύστημα μονάδων (SI) χρησιμοποιούνται τα προθέματα του επόμενου πίνακα. Με έντονους χαρακτήρες σημειώνονται εκείνα που χρησιμοποιούνται πιο συχνά.

Πίνακας Γ.1: Προθέματα μονάδων

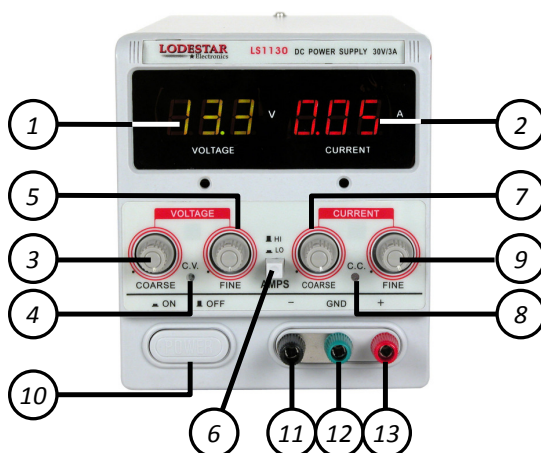
ΣΥΜΒΟΛΟ	ΟΝΟΜΑΣΙΑ	Εκθέτης (10 [^])
<i>Y</i>	<i>yotta</i>	24
<i>Z</i>	<i>zetta</i>	21
<i>E</i>	<i>exa</i>	18
<i>P</i>	<i>peta</i>	15
T	tera	12
G	giga	9
M	mega	6
k	kilo	3
<i>h</i>	<i>hecto</i>	2
<i>da</i>	<i>deca</i>	1
d	deci	-1
c	centi	-2
m	milli	-3
μ (ή u)	micro	-6
n	nano	-9
p	pico	-12
f	femto	-15
<i>a</i>	<i>atto</i>	-18
<i>z</i>	<i>zepto</i>	-21
<i>y</i>	<i>yocto</i>	-24

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ — Περιγραφές τυπικών εργαστηριακών οργάνων

Δ1. Απλό τροφοδοτικό συνεχούς LS1130

Πρόκειται για σταθεροποιημένο τροφοδοτικό γενικού σκοπού με μία έξοδο. Παρέχει 0-30Vdc ρυθμιζόμενα με δύο ροοστάτες διαφορετικής ευαισθησίας για ακριβή ρύθμιση της επιθυμητής τιμής. Το μέγιστο παρεχόμενο ρεύμα ανέρχεται στα 3A ρυθμιζόμενο, επίσης, με δύο ροοστάτες. Στην οθόνη του οργάνου παρέχονται διαρκώς ενδείξεις για τις τιμές της τάσης και του ρεύματος.

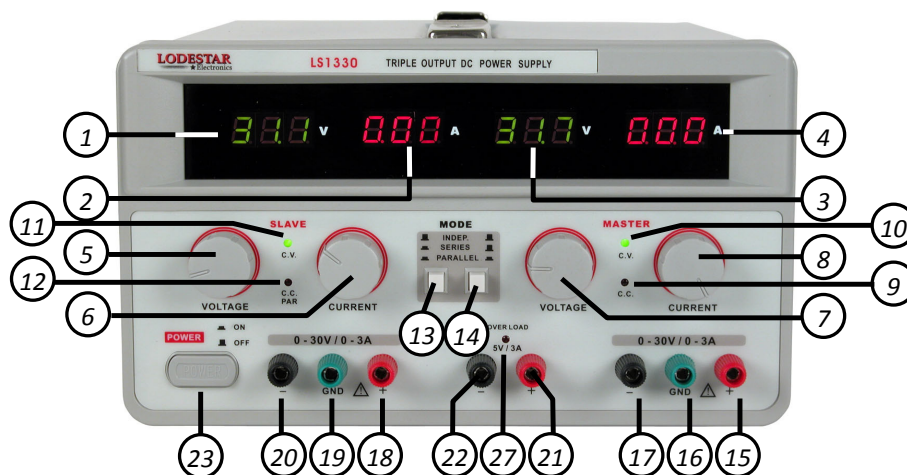
Το τροφοδοτικό μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές σταθερής τάσης (CV) ή σταθερού ρεύματος (CC). Τον τρόπο λειτουργίας σηματοδοτεί η αντίστοιχη ενδεικτική λυχνία (CV ή CC). Η λειτουργία σταθερού ρεύματος έχει συνοπτικά ως εξής: Η μέγιστη τιμή ρεύματος προρρυθμίζεται. Το όργανο βρίσκεται αρχικά σε λειτουργία CV. Όταν οι διακυμάνσεις του φορτίου οδηγήσουν το ρεύμα στην μέγιστη τιμή, τότε το τροφοδοτικό μεταπίπτει σε λειτουργία CC, συμπεριφερόμενο ως πηγή ρεύματος.



1. Ενδείκτης τάσης
2. Ενδείκτης ρεύματος
3. Ρύθμιση τάσης (μικρή ευαισθησία)
4. Ενδείκτης σταθερής τάσης (CV)
5. Ρύθμιση τάσης (μεγάλη ευαισθησία)
6. Επιλογέας κλίμακας ρεύματος (LO=1.5A, HI=3A)
7. Ρύθμιση ρεύματος (μικρή ευαισθησία)
8. Ενδείκτης σταθερού ρεύματος (CC)
9. Ρύθμιση ρεύματος (μεγάλη ευαισθησία)
10. Διακόπτης ON/OFF
11. Αρνητικός ακροδέκτης
12. Γείωση
13. Θετικός ακροδέκτης

Δ2. Τριπλό τροφοδοτικό συνεχούς LS1330

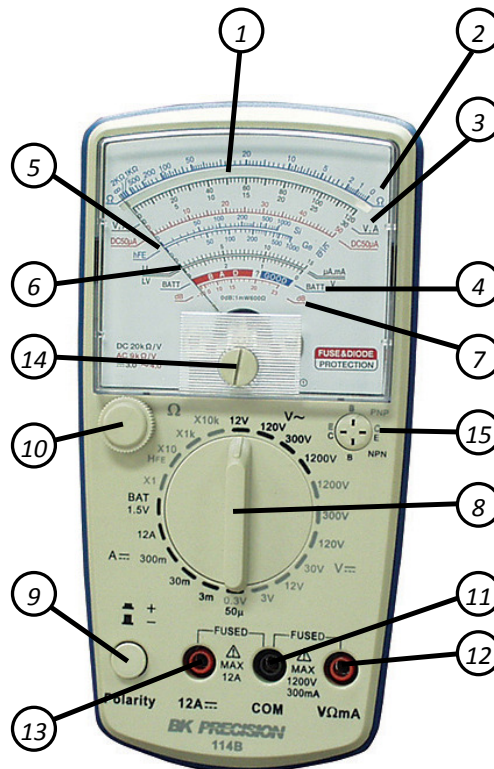
Πρόκειται για σταθεροποιημένο τροφοδοτικό γενικού σκοπού με τρεις εξόδους. Παρέχει δύο εξόδους ρυθμιζόμενης τάσης 0-30Vdc με δυνατότητα λειτουργίας CV ή CC όπως ακριβώς το απλό τροφοδοτικό της προηγούμενης παραγράφου. Οι εξόδους αυτές μπορούν με κατάλληλη ρύθμιση να λειτουργούν ανεξάρτητα ή να διασυνδέονται σε σειρά ή παράλληλα προκειμένου το όργανο να λειτουργεί ως πηγή τάσης 60Vdc/3A ή 30Vdc/6A αντίστοιχα. Διαθέτει επίσης έξοδο 5V/3A για την τροφοδοσία λογικών κυκλωμάτων.



1. Ενδείκτης τάσης (SLAVE)
2. Ενδείκτης ρεύματος (SLAVE)
3. Ενδείκτης τάσης (MASTER)
4. Ενδείκτης ρεύματος (MASTER)
5. Ρύθμιση τάσης (SLAVE)
6. Ρύθμιση ρεύματος (SLAVE)
7. Ρύθμιση τάσης (MASTER)
8. Ρύθμιση ρεύματος (MASTER)
9. Ενδείκτης σταθερού ρεύματος (CC) (MASTER)
10. Ενδείκτης σταθερής τάσης (CV) (MASTER)
11. Ενδείκτης σταθερής τάσης (CV) (SLAVE)
12. Ενδείκτης σταθερού ρεύματος (CC) (SLAVE)
13. Ρύθμιση διασύνδεσης εξόδων (INDEP.- Ανεξάρτητες, SERIES – σε σειρά, PARALLEL – παράλληλα)
14. όπως 13
15. Θετικός ακροδέκτης (MASTER)
16. Γείωση (MASTER)
17. Αρνητικός ακροδέκτης (MASTER)
18. Θετικός ακροδέκτης (SLAVE)
19. Γείωση (SLAVE)
20. Αρνητικός ακροδέκτης (SLAVE)
21. Θετικός ακροδέκτης (5V/3A)
22. Αρνητικός ακροδέκτης (5V/3A)
23. Διακόπτης ON/OFF
27. Ενδείκτης υπερφόρτωσης (αναβοσβήνει όταν το ρεύμα ξεπερνά τα 3A)

Δ3. Αναλογικό πολύμετρο 114-B

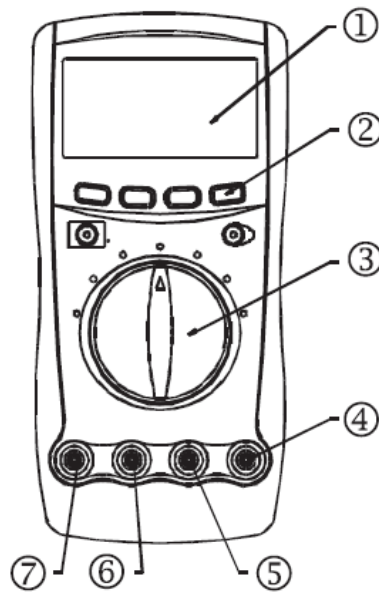
Πρόκειται για σύγχρονο φορητό αναλογικό πολύμετρο με πολλές δυνατότητες, όπως συνοψίζει η ακόλουθη εικόνα.



1. Καθρέφτης κλίμακας (Εξουδετερώνει τα σφάλματα παράλλαξης κατά την ανάγνωση των ενδείξεων)
2. Κλίμακα Ω (για μετρήσεις αντίστασης)
3. Κλίμακα DCV, A και ACV (για μετρήσεις συνεχούς τάσης, συνεχούς ρεύματος, και εναλλασσόμενης τάσης)
4. Κλίμακα καθορισμού κατάστασης μπαταρίας 1.5V
5. Κλίμακα ανάγνωσης απολαβής τρανζίστορ
6. Κλίμακα ανάγνωσης παραμέτρων διαρροής τρανζίστορ
7. Κλίμακα ανάγνωσης dB
8. Επιλογέας λειτουργίας - κλίμακας
9. Επιλογέας πολικότητας συνεχούς τάσης ή ρεύματος
10. Ρύθμιση των 0Ω πριν την μέτρηση αντίστασης
11. Υποδοχή κοινού αγωγού (COM)
12. Υποδοχή θετικού αγωγού για συνήθεις μετρήσεις
13. Υποδοχή θετικού αγωγού για μετρήσεις ρεύματος έως 12A
14. Ρυθμιστής της βελόνας στο 0 της κλίμακας
15. Υποδοχή τρανζίστορ

Δ4. Ψηφιακό πολύμετρο UT60A

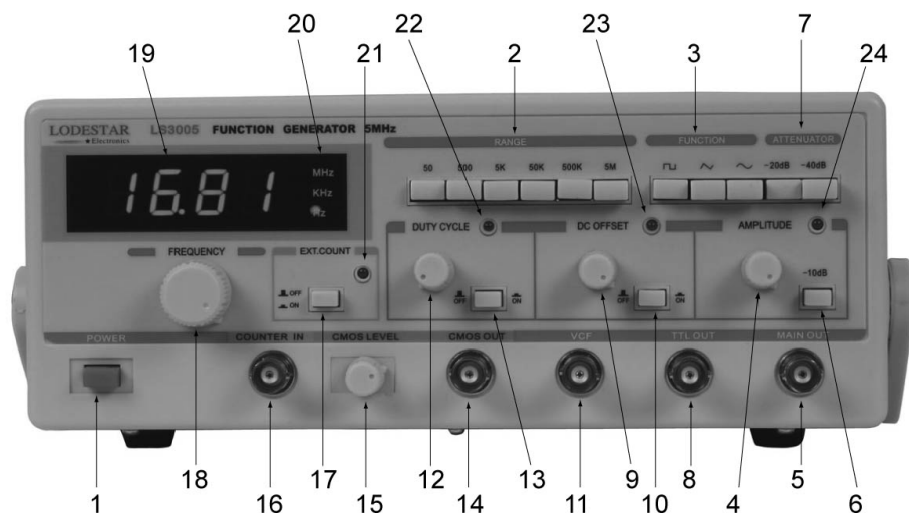
Πρόκειται για σύγχρονο φορητό ψηφιακό πολύμετρο με πολλές δυνατότητες (μεταξύ των άλλων και η διασύνδεση με ηλεκτρονικό υπολογιστή), όπως συνοψίζει η ακόλουθη εικόνα. Ο αναγνώστης παραπέμπεται στο εγχειρίδιο του οργάνου για περισσότερες πληροφορίες.



1. Οθόνη LCD
2. Κουμπιά λειτουργιών
3. Περιστροφικός επιλογέας
4. Υποδοχή θετικού αγωγού (για μετρήσεις τάσης, συχνότητας, αντίστασης, διόδου, χωρητικότητας και γαλβανικής συνέχειας)
5. Υποδοχή κοινού αγωγού (COM)
6. Υποδοχή θετικού αγωγού για μέτρηση ρευμάτων από 0.1mA έως 400mA
7. Υποδοχή θετικού αγωγού για μέτρηση ρευμάτων από 1mA έως 10A

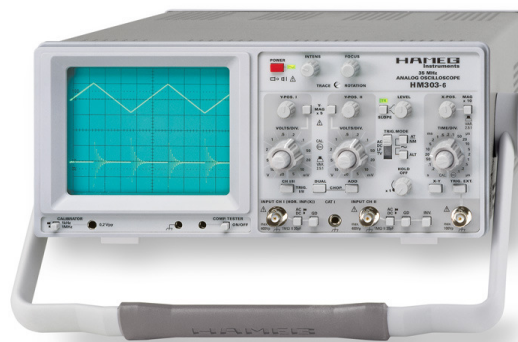
Δ5. Γεννήτρια συναρτήσεων LS300{2/5}

Πρόκειται για γεννήτρια συναρτήσεων χαμηλών συχνοτήτων (έως 2MHz το μοντέλο LS3002 και έως 5MHz το μοντέλο LS3005). Οι βασικές της λειτουργίες συνοψίζονται στην ακόλουθη εικόνα.



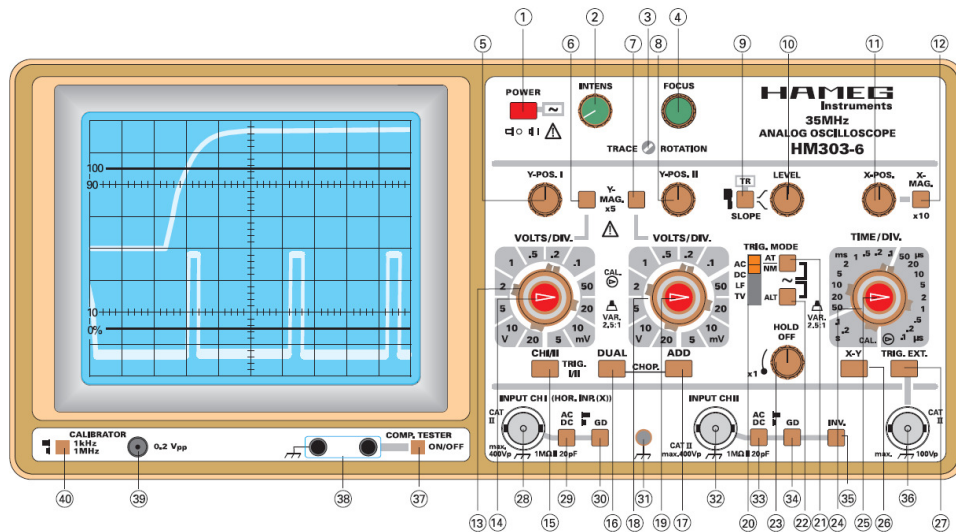
1. Διακόπτης ON/OFF
2. Κουμπιά επιλογής περιοχής συχνότητων
3. Κουμπιά επιλογής μορφής σήματος εξόδου
4. Ροοστάτης για τη ρύθμιση του πλάτους του σήματος εξόδου
5. Ακροδέκτης σήματος εξόδου
6. Κουμπί υποβιβασμού του σήματος κατά 10 dB
7. Κουμπιά υποβιβασμού της στάθμης του σήματος εξόδου
8. Έξοδος σήματος TTL. (Ανεξάρτητο των λοιπών ρυθμίσεων εξαρτώμενο μόνο από τη συχνότητα)
9. Ρύθμιση DC Offset του σήματος
10. Κουμπί εισαγωγής DC Offset στο σήμα
11. Voltage Controlled Frequency. Υποδοχή εξωτερικού σήματος ελέγχου της συχνότητας της γεννήτριας
12. Ροοστάτης ρύθμισης του Duty Cycle τετραγωνικών παλμών
13. Κουμπί ενεργοποίησης της ρύθμισης του duty cycle τετραγωνικών παλμών
14. Έξοδος σήματος CMOS
15. Ροοστάτης ρύθμισης του πλάτους του σήματος CMOS
16. Εξωτερική είσοδος στον μετρητή του οργάνου
17. Κουμπί ενεργοποίησης εξωτερικού ελέγχου του μετρητή. (Η συχνότητα εξόδου θα καθορίζεται από το σήμα στην είσοδο 16)
18. Ροοστάτης ρύθμισης συχνότητας
19. Οθόνη απεικόνισης συχνότητας
20. Λυχνία ένδειξης περιοχής συχνότητας
21. Λυχνία ένδειξης εξωτερικού ελέγχου μετρητή
22. Λυχνία ένδειξης ελέγχου duty cycle
23. Λυχνία ένδειξης εισαγωγής DC Offset
24. Λυχνία ένδειξης υποβιβασμού του σήματος

Δ6. Παλμογράφος HM303-6



Πρόκειται για αναλογικό παλμογράφο δύο καναλιών με μέγιστη συχνότητα σήματος προς παρατήρηση ίση με 35MHz και με δυνατότητες που υπερκαλύπτουν τις ανάγκες των ασκήσεων ενός εισαγωγικού εργαστηρίου αναλογικών ηλεκτρονικών.

Περιγραφή των στοιχείων της πρόσθιας όψης του συνοψίζεται στο διάγραμμα που ακολουθεί:



1. Διακόπτης ON/OFF
2. Ροοστάτης ρύθμισης της έντασης της φωτεινής δέσμης
3. Κοιλίας οριζοντίωσης της δέσμης. Εξουδετερώνει αποκλίσεις λόγω του μαγνητικού πεδίου της Γης.
4. Ροοστάτης ρύθμισης της εστίασης της φωτεινής δέσμης
5. Ροοστάτης ελέγχου της κατακόρυφης θέσης του σήματος στο κανάλι I. Ανενεργό σε λειτουργία X-Y
6. Κουμπί 5-πλασιασμού της κατακόρυφης ευαισθησίας για το κανάλι I
7. Κουμπί 5-πλασιασμού της κατακόρυφης ευαισθησίας για το κανάλι II
8. Ροοστάτης ελέγχου της κατακόρυφης θέσης του σήματος στο κανάλι II
9. Επιλογέας της κλίσης του σήματος σκανδαλισμού
10. Περιστροφικός διακόπτης καθορισμού της στάθμης σκανδαλισμού
11. Ροοστάτης καθορισμού της οριζόντιας θέσης του σήματος
12. Κουμπί 10-πλασιασμού της οριζόντιας ευαισθησίας
13. Επιλογικός διακόπτης που καθορίζει την κατακόρυφη ευαισθησία για το κανάλι I
14. Άντρυγα μικρομετρικής ρύθμισης του πλάτους του σήματος στο κανάλι I
15. Κουμπί επιλογής του καναλιού που απεικονίζεται στην οθόνη
16. Κουμπί για την απεικόνιση και των δύο καναλιών
17. Κουμπί απεικόνισης του αθροίσματος των σημάτων των δύο καναλιών
18. Επιλογικός διακόπτης που καθορίζει την κατακόρυφη ευαισθησία για το κανάλι II
19. Άντρυγα μικρομετρικής ρύθμισης του πλάτους του σήματος στο κανάλι II
20. Διακόπτης καθορισμού του τρόπου σκανδαλισμού
21. Κουμπί επιλογής αυτόματου ή κανονικού σκανδαλισμού
22. Κουμπί επιλογής σκανδαλισμού εναλλασσόμενου μεταξύ των καναλιών
23. Άντρυγα καθορισμού του χρόνου κατακράτησης μεταξύ των σαρώσεων
24. Επιλογικός διακόπτης καθορισμού του απεικονιζόμενου χρόνου ανά υποδιαίρεση στον οριζόντιο άξονα
25. Άντρυγα μικρομετρικής ρύθμισης του άξονα των χρόνων
26. Κουμπί επιλογής της λειτουργίας X-Y
27. Κουμπί επιλογής εξωτερικού σήματος σκανδαλισμού
28. Ακροδέκτης εισόδου για το κανάλι I (X)
29. Επιλογέας σύζευξης για το κανάλι I
30. Κουμπί απομόνωσης (γείωσης) του σήματος εισόδου
31. Ακροδέκτης σήματος αναφοράς (γαλβανικά γειωμένος)
32. Ακροδέκτης εισόδου για το κανάλι II (Y)
33. Επιλογέας σύζευξης για το κανάλι II

- 34. Κουμπί απομόνωσης (γείωσης) του σήματος εισόδου
- 35. Κουμπί αναστροφής του σήματος στο κανάλι II
- 36. Ακροδέκτης εισόδου εξωτερικού σήματος σκανδαλισμού
- 37. Κουμπί που ενεργοποιεί τη λειτουργία ελέγχου εξαρτημάτων
- 38. Ακροδέκτης σύνδεσης του ελεγκτή εξαρτημάτων
- 39. Έξοδος σήματος βαθμονόμησης
- 40. Κουμπί επιλογής της συχνότητας του σήματος βαθμονόμησης

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ε — Αρχείο αποτελεσμάτων SPICE

Το περιεχόμενο του αρχείου με τα αποτελέσματα των αναλύσεων του κυκλώματος του Σχήματος 1.119 όπως αυτές ορίστηκαν στο αρχείο SPICE του σχήματος 1.120 έχει ως εξής:

```
**** 12/14/10 14:14:35 ***** PSpice 9.1 (Mar 1999) ***** ID# 0 *****

****          CIRCUIT DESCRIPTION
*****

VS      1      0      AC      1V      SIN(0V 1V 2KHZ)

R1      1      2      1K
C1      2      0      0.032UF
*

.AC      DEC 5      10      10MEG
.TRAN      SUS 500US
*

.PRINT AC      VM(2) VP(2)
.PRINT TRAN      V(1) V(2)
*

.PROBE

**** 12/14/10 14:14:35 ***** PSpice 9.1 (Mar 1999) ***** ID# 0 *****

****          SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE =      27.000 DEG C
*****

NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE

(      1)      0.0000      (      2)      0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT

VS      0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION      0.00E+00 WATTS

**** 12/14/10 14:14:35 ***** PSpice 9.1 (Mar 1999) ***** ID# 0 *****

****          AC ANALYSIS          TEMPERATURE =      27.000 DEG C
*****

FREQ      VM(2)      VP(2)

1.000E+01      1.000E+00      -1.152E-01
1.585E+01      1.000E+00      -1.826E-01
2.512E+01      1.000E+00      -2.894E-01
3.981E+01      1.000E+00      -4.586E-01
6.310E+01      9.999E-01      -7.268E-01
1.000E+02      9.998E-01      -1.152E+00
1.585E+02      9.995E-01      -1.825E+00
2.512E+02      9.987E-01      -2.891E+00
3.981E+02      9.968E-01      -4.576E+00
6.310E+02      9.920E-01      -7.230E+00
1.000E+03      9.804E-01      -1.137E+01
1.585E+03      9.528E-01      -1.768E+01
2.512E+03      8.926E-01      -2.680E+01
3.981E+03      7.807E-01      -3.868E+01
6.310E+03      6.191E-01      -5.175E+01
1.000E+04      4.453E-01      -6.356E+01
1.585E+04      2.994E-01      -7.258E+01
```

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΤΙΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

```

2.512E+04  1.942E-01  -7.880E+01
3.981E+04  1.240E-01  -8.288E+01
6.310E+04  7.858E-02  -8.549E+01
1.000E+05  4.967E-02  -8.715E+01
1.585E+05  3.137E-02  -8.820E+01
2.512E+05  1.980E-02  -8.887E+01
3.981E+05  1.249E-02  -8.928E+01
6.310E+05  7.882E-03  -8.955E+01
1.000E+06  4.974E-03  -8.972E+01
1.585E+06  3.138E-03  -8.982E+01
2.512E+06  1.980E-03  -8.989E+01
3.981E+06  1.249E-03  -8.993E+01
6.310E+06  7.883E-04  -8.995E+01
1.000E+07  4.974E-04  -8.997E+01

**** 12/14/10 14:14:35 ***** PSpice 9.1 (Mar 1999) ***** ID# 0 *****

****          INITIAL TRANSIENT SOLUTION          TEMPERATURE =    27.000 DEG C

*****
NODE    VOLTAGE      NODE    VOLTAGE      NODE    VOLTAGE      NODE    VOLTAGE
(      1)      0.0000  (      2)      0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME           CURRENT
VS             0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION    0.00E+00 WATTS

**** 12/14/10 14:14:35 ***** PSpice 9.1 (Mar 1999) ***** ID# 0 *****

****          TRANSIENT ANALYSIS          TEMPERATURE =    27.000 DEG C

*****
TIME      V(1)      V(2)
0.000E+00  0.000E+00  0.000E+00
5.000E-06  6.278E-02  5.004E-03
1.000E-05  1.252E-01  1.884E-02
1.500E-05  1.872E-01  3.937E-02
2.000E-05  2.483E-01  6.535E-02
2.500E-05  3.086E-01  9.609E-02
3.000E-05  3.675E-01  1.309E-01
3.500E-05  4.252E-01  1.693E-01
4.000E-05  4.810E-01  2.102E-01
4.500E-05  5.351E-01  2.533E-01
5.000E-05  5.869E-01  2.977E-01
5.500E-05  6.365E-01  3.432E-01
6.000E-05  6.835E-01  3.889E-01
6.500E-05  7.280E-01  4.348E-01
7.000E-05  7.693E-01  4.801E-01
7.500E-05  8.079E-01  5.248E-01
8.000E-05  8.430E-01  5.682E-01
8.500E-05  8.751E-01  6.104E-01
9.000E-05  9.034E-01  6.507E-01
9.500E-05  9.285E-01  6.892E-01
1.000E-04  9.496E-01  7.252E-01
1.050E-04  9.672E-01  7.591E-01
1.100E-04  9.808E-01  7.901E-01
1.150E-04  9.907E-01  8.185E-01
1.200E-04  9.965E-01  8.437E-01
1.250E-04  9.986E-01  8.661E-01
1.300E-04  9.965E-01  8.850E-01
1.350E-04  9.907E-01  9.009E-01
1.400E-04  9.808E-01  9.130E-01
1.450E-04  9.672E-01  9.220E-01
1.500E-04  9.496E-01  9.271E-01
1.550E-04  9.285E-01  9.290E-01
1.600E-04  9.034E-01  9.270E-01
1.650E-04  8.751E-01  9.216E-01
1.700E-04  8.430E-01  9.124E-01

```


ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΤΙΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

1.750E-04	8.079E-01	8.999E-01
1.800E-04	7.693E-01	8.837E-01
1.850E-04	7.279E-01	8.642E-01
1.900E-04	6.835E-01	8.412E-01
1.950E-04	6.365E-01	8.150E-01
2.000E-04	5.869E-01	7.855E-01
2.050E-04	5.350E-01	7.531E-01
2.100E-04	4.810E-01	7.175E-01
2.150E-04	4.251E-01	6.793E-01
2.200E-04	3.676E-01	6.383E-01
2.250E-04	3.086E-01	5.949E-01
2.300E-04	2.483E-01	5.490E-01
2.350E-04	1.871E-01	5.011E-01
2.400E-04	1.252E-01	4.511E-01
2.450E-04	6.267E-02	3.994E-01
2.500E-04	3.012E-05	3.461E-01
2.550E-04	-6.273E-02	2.914E-01
2.600E-04	-1.251E-01	2.357E-01
2.650E-04	-1.871E-01	1.789E-01
2.700E-04	-2.483E-01	1.215E-01
2.750E-04	-3.086E-01	6.356E-02
2.800E-04	-3.675E-01	5.453E-03
2.850E-04	-4.252E-01	-5.278E-02
2.900E-04	-4.810E-01	-1.107E-01
2.950E-04	-5.351E-01	-1.683E-01
3.000E-04	-5.869E-01	-2.251E-01
3.050E-04	-6.365E-01	-2.811E-01
3.100E-04	-6.835E-01	-3.359E-01
3.150E-04	-7.280E-01	-3.895E-01
3.200E-04	-7.693E-01	-4.414E-01
3.250E-04	-8.079E-01	-4.918E-01
3.300E-04	-8.430E-01	-5.400E-01
3.350E-04	-8.751E-01	-5.863E-01
3.400E-04	-9.034E-01	-6.301E-01
3.450E-04	-9.285E-01	-6.716E-01
3.500E-04	-9.496E-01	-7.102E-01
3.550E-04	-9.672E-01	-7.462E-01
3.600E-04	-9.808E-01	-7.791E-01
3.650E-04	-9.907E-01	-8.091E-01
3.700E-04	-9.965E-01	-8.357E-01
3.750E-04	-9.986E-01	-8.593E-01
3.800E-04	-9.965E-01	-8.792E-01
3.850E-04	-9.907E-01	-8.959E-01
3.900E-04	-9.808E-01	-9.088E-01
3.950E-04	-9.672E-01	-9.183E-01
4.000E-04	-9.496E-01	-9.240E-01
4.050E-04	-9.284E-01	-9.263E-01
4.100E-04	-9.035E-01	-9.247E-01
4.150E-04	-8.750E-01	-9.197E-01
4.200E-04	-8.430E-01	-9.108E-01
4.250E-04	-8.078E-01	-8.985E-01
4.300E-04	-7.694E-01	-8.825E-01
4.350E-04	-7.279E-01	-8.632E-01
4.400E-04	-6.835E-01	-8.403E-01
4.450E-04	-6.365E-01	-8.143E-01
4.500E-04	-5.869E-01	-7.849E-01
4.550E-04	-5.350E-01	-7.525E-01
4.600E-04	-4.810E-01	-7.171E-01
4.650E-04	-4.251E-01	-6.789E-01
4.700E-04	-3.676E-01	-6.380E-01
4.750E-04	-3.085E-01	-5.946E-01
4.800E-04	-2.483E-01	-5.488E-01
4.850E-04	-1.871E-01	-5.008E-01
4.900E-04	-1.252E-01	-4.509E-01
4.950E-04	-6.267E-02	-3.992E-01
5.000E-04	-2.984E-07	-3.464E-01

JOB CONCLUDED

TOTAL JOB TIME .03

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΣΤ — Υπόδειγμα οδηγού ασφάλειας εργαστηρίου

Α. ΕΙΣΟΔΟΣ ΣΤΟ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ

Η είσοδος στο εργαστήριο επιτρέπεται μόνο στους:

1. επίσημα εγγεγραμμένους προς άσκηση σπουδαστές τις ώρες που έχουν διατεθεί για την άσκησή τους.
2. διδάσκοντες των οποίων μάθημα απαιτεί άσκηση των σπουδαστών στο συγκεκριμένο εργαστήριο.
3. πρόσωπα που έχουν την εξουσιοδότηση του Υπεύθυνου Εργαστηρίου.

Σε περίπτωση έκτακτης ανάγκης η αστυνομία, η πυροσβεστική ή ιατρικό προσωπικό μπορούν να εισέλθουν στο εργαστήριο αλλά ο Υπεύθυνος Εργαστηρίου πρέπει να ειδοποιείται άμεσα.

Απαγορεύεται αυστηρά η είσοδος ανηλίκων στο εργαστήριο.

Β. ΚΙΝΔΥΝΟΙ

1. Ηλεκτρομηχανικοί Κίνδυνοι:

Όλες οι συσκευές στο εργαστήριο τροφοδοτούνται με ρεύμα συνήθους τάσης (240V/50Hz). Δεν υπάρχουν συσκευές ψηλής τάσης ούτε και βαρύς μηχανολογικός εξοπλισμός.

2. Κίνδυνος Πυρκαγιάς:

Οι ηλεκτρικές παροχές και τα ξύλινα έπιπλα είναι πιθανές εστίες φωτιάς. Ανάφλεξη είναι πιθανόν να σημειωθεί από αμέλεια στη χρήση των ηλεκτρονικών οργάνων ή κακό χειρισμό των εργαλείων ηλεκτρονικής συγκόλλησης που διαθέτει το εργαστήριο. Για το λόγο αυτό θα πρέπει να τηρούνται σχολαστικά οι οδηγίες των διδασκόντων και οι κανόνες ασφάλειας που υπαγορεύουν τα εγχειρίδια των οργάνων.

Γ. ΓΕΝΙΚΟΙ ΚΑΝΟΝΕΣ ΑΣΦΑΛΕΙΑΣ

Τα ερευνητικά και διδακτικά εργαστήρια εγκυμονούν πολλούς κινδύνους που μπορεί να προκαλέσουν ατυχήματα ή/και τραυματισμό. Πρέπει πάντοτε να εφαρμόζονται οι κανόνες με βάση την κοινή λογική και όταν υπάρχει αμφιβολία να ζητείται βοήθεια. **Μην αγγίζετε οτιδήποτε δεν είστε απολύτως σίγουροι ότι γνωρίζετε την χρήση του.**

Γενικές Οδηγίες Ασφάλειας

1. Διαβάστε αυτό τον οδηγό προσεκτικά και ακολουθείτε πιστά τις οδηγίες και τους κανόνες που περιέχει.

2. Μελετήστε προσεκτικά οποιεσδήποτε άλλες πληροφορίες ή κανόνες σας δοθούν.
3. Αν έχετε οποιεσδήποτε απορίες ζητήστε τη βοήθεια του επιβλέποντα καθηγητή ή του υπεύθυνου του Εργαστηρίου.
4. Γνωρίζετε πού βρίσκεται ο εξοπλισμός ασφάλειας του εργαστηρίου.
5. Ενημερώνετε άμεσα τους υπεύθυνους για οποιαδήποτε προβλήματα ασφάλειας στο εργαστήριο.

Γενική και Προσωπική Ασφάλεια

Γενικά

1. Απαγορεύονται τρόφιμα ή ποτά στο εργαστήριο.
2. Απαγορεύεται το κάπνισμα στο χώρο του εργαστηρίου.
3. Διατηρείτε το εργαστήριο και το χώρο εργασίας σας καθαρό.
4. Διαβάζετε προσεκτικά τις οδηγίες και προειδοποιήσεις ασφαλείας στις συσκευές και τα υλικά που χρησιμοποιείτε.
5. Αν έχετε μακριά μαλλιά ή φοράτε χαλαρά ρούχα, φροντίστε να βρίσκονται τακτοποιημένα έτσι ώστε να μην κινδυνεύουν να έρθουν σε επαφή με το πείραμά σας.
6. Φροντίζετε ώστε να υπάρχει πάντα αρκετός χώρος στο διάδρομο, προς τις εξόδους, γύρω από τους πυροσβεστήρες και κάτω από τα συστήματα κατάσβεσης πυρκαγιών.
7. Μην τοποθετείτε τα βιβλία ή άλλα προσωπικά σας αντικείμενα πάνω από οποιεσδήποτε συσκευές και ιδιαίτερα αυτές που χρειάζονται εξαιρισμό.
8. Μην τοποθετείτε βαριά αντικείμενα σε ράφια πάνω από το ύψος του κεφαλιού σας. Εάν πέσουν μπορεί να προκαλέσουν σοβαρό τραυματισμό.
9. Αν παρατηρήσετε φωτιά ή οποιοδήποτε άλλο πρόβλημα ειδοποιήστε αμέσως την Πυροσβεστική (αν πρόκειται για πυρκαγιά) και τον υπεύθυνο του Εργαστηρίου.

Πειράματα - Ασκήσεις

1. Μην εκτελείτε πειράματα τα οποία δεν είσατε εξουσιοδοτημένοι να εκτελείτε.
2. Απομακρύνετε από το χώρο εργασίας σας οτιδήποτε δεν έχει σχέση με το πείραμα.
3. Μην χρησιμοποιείτε συσκευές ή υλικά για τα οποία δεν έχετε εκπαιδευτεί στην χρήση τους.
4. Αν κάποια συσκευή είναι ελαττωματική ειδοποιήστε αμέσως τον υπεύθυνο. Μην προσπαθήσετε να την επιδιορθώσετε οι ίδιοι.
5. Μην αποπειραθείτε να γευθείτε οτιδήποτε.
6. Μην αφήνετε πειράματα σε λειτουργία όταν δεν είστε παρόντες.
7. Αν είναι δυνατόν, μην εργάζεστε μόνος.
8. Πριν τροφοδοτήσετε το κύκλωμα της άσκησης με ηλεκτρικό ρεύμα, ειδοποιήστε τον επιβλέποντα προκειμένου να προβεί στον απαραίτητο έλεγχο.
9. Μην εργάζεστε με βρεγμένα χέρια ή ρούχα.

Βασικές αρχές καλής χρήσης των εργαστηριακών οργάνων

1. Η τοποθέτηση των ακροδεκτών των οργάνων (βολτομέτρου, αμπερομέτρου, κ.λπ.) στα σημεία που θα ληφθεί μέτρηση πρέπει να γίνεται με προσοχή και με ορθή πολικότητα (όταν η μέτρηση αφορά μέγεθος συνεχούς μορφής).
2. Απαγορεύεται τα δάκτυλα των σπουδαστών να εγγίζουν τα μεταλλικά μέρη των ακροδεκτών ώστε να αποφεύγεται αφενός ο κίνδυνος ηλεκτροπληξίας, αφετέρου να εξασφαλίζεται η ορθή ωμομέτρηση (αποφεύγοντας παραλληλισμό της αντίστασης του σώματος).
3. Η ταυτόχρονη τοποθέτηση των ακροδεκτών ενός οργάνου στα σημεία μέτρησης θα πρέπει να αποφεύγεται.
4. Για αναλογικά όργανα (με βελόνα) θα πρέπει η χρησιμοποιούμενη κλίμακα να επιλέγεται κατάλληλα ώστε ο δείκτης (βελόνα) να είναι πάνω από τα 2/3 της κλίμακας αλλά σαφώς κάτω από το μέγιστο αυτής, εξασφαλίζοντας μεγαλύτερη ακρίβεια στην ανάγνωση και προστασία της βελόνας.
5. Στον παλμογράφο και στα αναλογικά όργανα η ανάγνωση των μεγεθών να γίνεται κάθετα προς την οθόνη και με εξαιρετικά μεγάλη προσοχή.

Πριν φύγετε από το εργαστήριο

1. Αφήνετε το χώρο εργασίας σας καθαρό.
2. Τακτοποιήστε τους πάγκους σας.
3. Κλείνετε όλα τα όργανα.

Ασφάλεια από Ηλεκτρικούς Κινδύνους

1. Όταν ρυθμίζετε ηλεκτρονικές συσκευές, κάνετε τις ρυθμίσεις ΜΕ ΤΟ ΕΝΑ ΧΕΡΙ. Με αυτό τον τρόπο μειώνετε τις πιθανότητες ένα ηλεκτρικό σοκ να επηρεάσει την λειτουργία της καρδιάς σας.
2. Φροντίζετε πάντα να υπάρχει πρόσβαση προς τους κεντρικούς ηλεκτρικούς διακόπτες.
3. Προβλήματα με φθαρμένα καλώδια ή με την ηλεκτρική εγκατάσταση του κτηρίου πρέπει να αναφέρονται αμέσως στον υπεύθυνο του Εργαστηρίου και τις Τεχνικές Υπηρεσίες.
4. Αποφεύγετε, αν είναι δυνατό, τις ηλεκτρικές επεκτάσεις και τα πολλαπλά καλώδια. Αν είναι απαραίτητο, χρησιμοποιήστε ένα με δική του ασφάλεια και γείωση.
5. Φροντίστε ώστε κανένα καλώδιο να μην διασταυρώνει διάδρομο, πόρτα, παράθυρο ή να κρέμεται από την οροφή.
6. Φροντίζετε ώστε όλοι οι πυκνωτές να είναι αποφορτισμένοι πριν ακουμπήσετε τον πυκνωτή ή το εσωτερικό μιας συσκευής η οποία μόλις έχει κλείσει. Οι πυκνωτές μπορεί να παραμείνουν φορτισμένοι για ώρες.

Δ. ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΙΣ ΕΚΤΑΚΤΗΣ ΑΝΑΓΚΗΣ

1. Γνωρίζετε τις διαδικασίες και εξόδους διαφυγής από το κτίριο.
2. Γνωρίζετε που βρίσκονται οι πυροσβεστήρες και πώς να τους χρησιμοποιείτε.
3. Ειδοποιήστε αμέσως τον Υπεύθυνο Εργαστηρίου.

Φωτιά στο Εργαστήριο

Αν προκληθεί φωτιά στο εργαστήριο και είναι μικρών διαστάσεων χρησιμοποιήστε τους πυροσβεστήρες για την κατάσβεσή της. Αν η πυρκαγιά φαίνεται να έχει προκληθεί από βραχυκύκλωμα ΜΗΝ χρησιμοποιήσετε νερό για την κατάσβεσή της και προσπαθήστε να διακόψετε την ηλεκτρική παροχή. Ειδοποιήστε, παράλληλα, τον Υπεύθυνο του Εργαστηρίου.

Αν η φωτιά είναι μεγάλων διαστάσεων τότε σκύψτε χαμηλά και περπατήστε κάτω από τον καπνό. Όσο πιο χαμηλά αναπνέετε, τόσο πιο καθαρός είναι ο αέρας. Αν πρέπει να ανοίξετε κλειστή πόρτα για να διαφύγετε, ακουμπήστε πρώτα την πόρτα ή το χερούλι με την παλάμη σας. Αν είναι ζεστή, μην την ανοίγετε και διαφύγετε από αλλού.

Πρώτες Βοήθειες

Απλά Τραύματα

Καθαρίζουμε το τραύμα ρίχνοντας άφθονη ποσότητα νερού. (Μηχανικός καθαρισμός). Έτσι απομακρύνονται τα ξένα σώματα που τυχόν υπάρχουν.

Καθαρίζουμε το τραύμα με οξυζενέ και στη συνέχεια μετά από καλό ξέπλυμα εκ νέου χρησιμοποιούμε Betadine. (Χημικός καθαρισμός).

Σκεπάζουμε το τραύμα με γάζες και απευθυνόμαστε σε γιατρό για τα περαιτέρω. Επίσης ιδιαίτερη σημασία έχει η προφύλαξη από τον **τέτανο**.

Εγκαύματα

Συμβουλευτείτε τον γιατρό για όλα τα εγκαύματα εκτός από εκείνα που είναι σε πολύ μικρή έκταση.

Ηλεκτροπληξία

1. Απομόνωση του ρεύματος. Κλείνουμε την παροχή. Αν δε μπορούμε, πατάμε σε ένα στεγνό μονωτικό υλικό (π.χ. βιβλίο) και προσπαθούμε με ένα μακρύ ξύλο να απομακρύνουμε τα μέλη του θύματος από την πηγή (π.χ ένα φθαρμένο καλώδιο).
2. Καλούμε για βοήθεια.
3. Αν υπάρχουν μεγάλα εγκαύματα αφαιρούμε τα ρούχα του θύματος και περιποιούμαστε τα εγκαύματα με κρύο νερό.
4. Μένουμε με το θύμα μέχρι να έρθει βοήθεια.

Ε. ΧΡΗΣΙΜΑ ΤΗΛΕΦΩΝΑ

ΠΥΡΟΣΒΕΣΤΙΚΗ ΥΠΗΡΕΣΙΑ:	199
ΕΚΑΒ:	166
ΑΣΤΥΝΟΜΙΑ:	100
ΝΟΣΟΚΟΜΕΙΟ:	
ΥΠΕΥΘΥΝΟΣ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΥ:	

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ζ — Σχήματα Lissajous

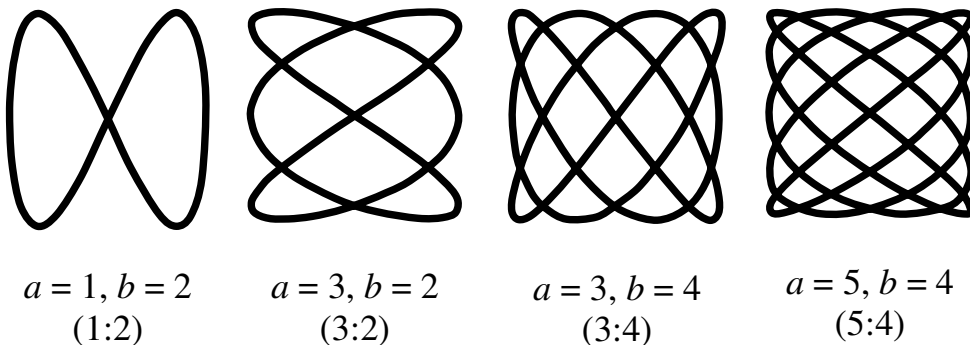
Από μαθηματικής άποψης ένα σχήμα (ή εικόνα) Lissajous είναι το γράφημα του ακόλουθου συστήματος παραμετρικών εξισώσεων

$$x = A \sin(at + \delta), \quad y = B \sin(bt),$$

το οποίο περιγράφει μια σύνθετη αρμονική κίνηση. Πρόκειται για οικογένεια σχημάτων η μορφή κάθε μέλους της οποίας εξαρτάται από το λόγο a/b . Αν ο λόγος ισούται με τη μονάδα, το αντίστοιχο σχήμα είναι έλλειψη με ειδικές περιπτώσεις τον κύκλο ($A=B$ και $\delta=\pi/2$) και την ευθεία ($\delta=0$). Λόγοι διάφοροι της μονάδας παράγουν συνθετότερα σχήματα που είναι κλειστά αν ο λόγος a/b είναι ρητός.

Ένας συνήθης τρόπος παραγωγής των εικόνων Lissajous είναι με τη βοήθεια παλμογράφου. Δύο ημιτονικά σήματα με διαφορά φάσης εφαρμόζονται στα κανάλια του παλμογράφου ο οποίος τίθεται σε λειτουργία X-Y και η σχέση των φάσεων τους απεικονίζεται ως ένα σχήμα Lissajous. Στην περίπτωση αυτή A είναι το πλάτος του σήματος στο κανάλι I, B το αντίστοιχο πλάτος στο κανάλι II, a η συχνότητα του σήματος στο κανάλι I και b η συχνότητα του σήματος στο κανάλι II. Προφανώς δ είναι η διαφορά φάσης των δύο σημάτων.

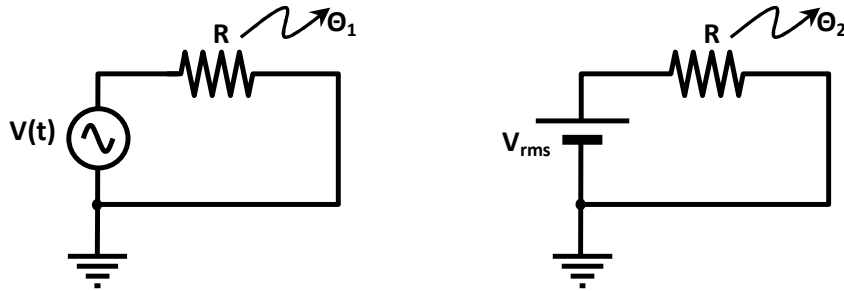
Πιο κάτω απεικονίζονται μορφές σχημάτων Lissajous για διαφορετικές τιμές των συχνοτήτων a και b .



Σχήμα Ζ.1: Μορφές σχημάτων Lissajous

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Η — Ενεργός (rms) τιμή σήματος

Έστω ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα τάσης $V(t)$ το οποίο εφαρμόζεται στα άκρα αντιστάτη με αντίσταση R , όπως φαίνεται στο κύκλωμα του επόμενου σχήματος.



Σε χρονικό διάστημα T ο αντιστάτης θα αποδώσει θερμότητα Θ_1 . Για το ίδιο κύκλωμα με πηγή σταθερής τάσης η αντίσταση θα αποδίδει στο ίδιο διάστημα T θερμότητα Θ_2 . Η τιμή της σταθερής τάσης για την οποία ισχύει $\Theta_1 = \Theta_2$ ονομάζεται **ενεργός** ή **rms** τιμή του σήματος $V(t)$.

Είναι γνωστό από τον ηλεκτρισμό πως η θερμότητα Θ_2 που αποδίδει σε χρόνο T αντιστάτης R στα άκρα του οποίου εφαρμόζεται σταθερή τάση V_{rms} δίνεται από τη σχέση:

$$\Theta_2 = \frac{V_{rms}^2}{R} T.$$

Για το μεταβαλλόμενο σήμα τάσης $V(t)$ ισχύει, αντίστοιχα:

$$\Theta_1 = \int_0^T \frac{V^2(t)}{R} dt,$$

αφού η συνολικά αποδιδόμενη θερμότητα είναι ίση με το ολοκλήρωμα των ποσών θερμότητας που αποδίδονται κάθε στιγμή.

Από την απαίτηση $\Theta_1 = \Theta_2$ προκύπτει:

$$\frac{V_{rms}^2}{R} T = \int_0^T \frac{V^2(t)}{R} dt \Rightarrow V_{rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt$$

ή

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} .$$

Η υπόρριζη ποσότητα είναι προφανώς ίση με τη μέση τιμή του τετραγώνου του σήματος $V(t)$. Άρα, μπορούμε να συμπεράνουμε πως η ενεργός τιμή ενός σήματος είναι ίση με την τετραγωνική ρίζα (**Root**) της μέσης τιμής (**Mean**) του τετραγώνου (**Square**) του σήματος αυτού. Από τα αρχικά των πιο πάνω «βημάτων» υπολογισμού της ενεργού τιμής οφείλεται και η ονομασία **rms**.

Ας υπολογίσουμε την ενεργό τιμή ημιτονικού σήματος $V(t)=V_0\sin\omega t$.

Θα είναι:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_0^2 \sin^2 \omega t dt} = V_0 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t dt} .$$

Χρησιμοποιώντας την τριγωνομετρική ταυτότητα

$$\sin^2 \theta = \frac{1 - \cos 2\theta}{2} , \text{ βρίσκουμε:}$$

$$\begin{aligned} \int_0^T \sin^2 \omega t dt &= \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt = \frac{1}{2} \int_0^T (1 - \cos 2\omega t) dt = \\ &= \frac{1}{2} \left(\int_0^T dt - \int_0^T \cos 2\omega t dt \right) = \frac{1}{2} (T - 0) = \frac{1}{2} T . \end{aligned}$$

Άρα η ενεργός τιμή μπορεί να γραφεί:

$$V_{rms} = V_0 \sqrt{\frac{1}{T} \frac{T}{2}} \Rightarrow V_{rms} = \frac{V_0}{\sqrt{2}} .$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Θ — AC/DC συνιστώσες σήματος και η σχέση τους με την ενεργό τιμή (rms)

Έστω 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 T .

Η **DC συνιστώσα** του σήματος $V(t)$ ορίζεται ως η **μέση τιμή** του σήματος, δηλαδή:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt . \quad (\Theta 1)$$

Η **ενεργός (rms)** τιμή του σήματος ορίζεται σύμφωνα με τη σχέση (βλπ. Παράρτημα Η):

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} . \quad (\Theta 2)$$

Η συνολική ισχύς (P) που αποδίδει στον αντιστάτη το σήμα $V(t)$ αντιστοιχεί στην rms τιμή του και δίνεται από τη σχέση:

$$P = \frac{V_{rms}^2}{R} . \quad (\Theta 3)$$

Το μέρος της ισχύος που αντιστοιχεί στην DC συνιστώσα (P_{DC}) δίνεται, όμοια, από την:

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} . \quad (\Theta 4)$$

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:

$$P_{AC} = P - P_{DC} . \quad (\Theta 5)$$

Συνδυάζοντας την προηγούμενη σχέση με τις σχέσεις (Θ3) και (Θ4) παίρνουμε:

$$P_{AC} = \frac{V_{rms}^2}{R} - \frac{V_{DC}^2}{R} . \quad (\Theta 6)$$

Κατ' αναλογία με τις (Θ3) και (Θ4), η ισχύς που αντιστοιχεί στην AC συνιστώσα θα γράφεται:

$$P_{AC} = \frac{V_{AC}^2}{R} , \quad (\Theta 7)$$

όπου V_{AC} η ενεργός τιμή της AC συνιστώσας.

Συνδυάζοντας τις (Θ6) και (Θ7), παίρνουμε:

$$V_{rms}^2 = V_{DC}^2 + V_{AC}^2 . \quad (\Theta 8)$$

ή, ισοδύναμα:

$$V_{AC} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{DC}^2} . \quad (\Theta 9)$$

Αντικαθιστώντας στην (Θ9) τις (Θ1) και (Θ2) παίρνουμε:

$$V_{AC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt - \left(\frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt \right)^2} . \quad (\Theta 10)$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι — Πίνακας χρήσιμων σταθερών

Πίνακας Ι.1: Χρήσιμες σταθερές

ΣΥΜΒΟΛΟ	ΟΝΟΜΑΣΙΑ	Τιμή
ϵ_0	Διηλεκτρική σταθερά για το κενό	$8.86 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$
ϵ_H	Διηλεκτρική σταθερά για το πυρίτιο (Si)	10^{-12} As/Vcm
ϵ_{rH}	Σχετική διηλεκτρική σταθερά για το πυρίτιο (Si)	12
ϵ_{ox}	Διηλεκτρική σταθερά για το διοξείδιο του πυριτίου (SiO ₂)	$3 \cdot 10^{-13} \text{ As/Vcm}$
q	Στοιχειώδες φορτίο	$1.6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$
m	Μάζα του ηλεκτρονίου	$9.11 \cdot 10^{-31} \text{ kg}$
W_g	Ενεργειακό κενό στο πυρίτιο	1.1 eV
h	Σταθερά του Planck	$6.63 \cdot 10^{-34} \text{ Ws}^2$
k	Σταθερά του Boltzmann	$1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΑ — Χαρακτηριστικά μεγέθη των βασικών ημιαγωγών

Πίνακας ΙΑ.1: Χαρακτηριστικά μεγέθη Si, Ge

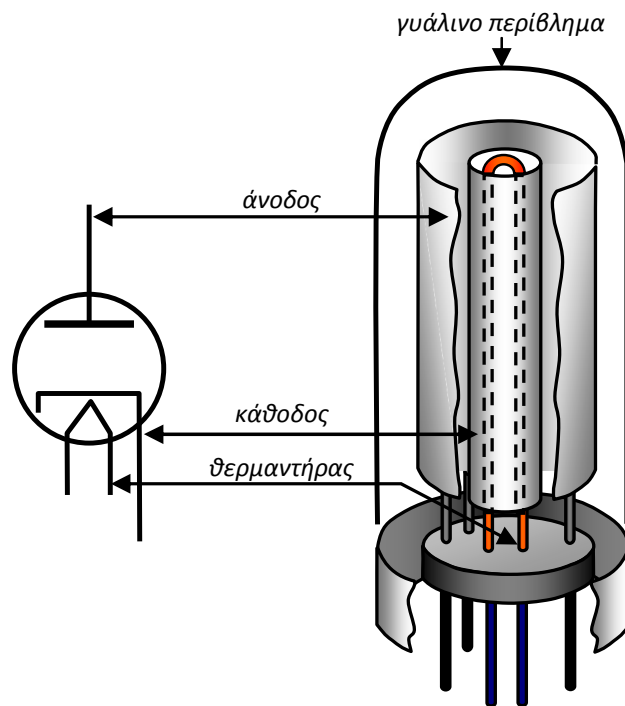
ΜΕΓΕΘΟΣ	ΤΙΜΗ	
	Ge	Si
Ατομικός αριθμός	32	14
Ατομικό βάρος	72.6	28.1
Πυκνότητα (gr/cm^3)	5.32	2.33
Πυκνότητα (άτομα/ cm^3)	$4.4 \cdot 10^{22}$	$5.0 \cdot 10^{22}$
Ενεργειακό χάσμα στους 0K (eV)	0.785	1.210
Ενεργειακό χάσμα στους 300K (eV)	0.720	1.100
Ευκινησία ηλεκτρονίων στους 300K (cm^2/V)	3800	1300
Ευκινησία οπών στους 300K (cm^2/V)	1800	500

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΒ — Ηλεκτρονικές λυχνίες κενού

Η χρήση των ηλεκτρονικών λυχνιών κενού (vacuum tubes ή electron tubes ή thermionic tubes) είναι σήμερα περιορισμένη, αφού παραγκωνίστηκαν από τις διατάξεις των ημιαγωγών οι οποίες υπερτερούν από την άποψη της ισχύος που καταναλώνουν, του όγκου και, φυσικά, του κόστους. Στο Παράρτημα αυτό θα αναφέρουμε τις αρχές λειτουργίας των λυχνιών όχι μόνο για ιστορικούς λόγους, αλλά και επειδή βοηθούν στην κατανόηση της λειτουργίας των αντίστοιχων διατάξεων στερεάς κατάστασης. Άλλωστε, η εμφάνιση των τρανζίστορ υπήρξε το αποτέλεσμα της επίμονης προσπάθειας των ερευνητών να εφεύρουν μια διάταξη κατασκευασμένη σε ημιαγωγό η οποία να μιμείται τη λειτουργία της τριόδου ηλεκτρονικής λυχνίας.

Η βασική αρχή στην οποία στηρίζεται η λειτουργία των λυχνιών κενού είναι το θερμοηλεκτρονικό φαινόμενο, σύμφωνα με το οποίο τα μέταλλα θερμαινόμενα σε υψηλές θερμοκρασίες εκπέμπουν ηλεκτρόνια. Η εκπομπή αυτή ονομάζεται θερμιονική.

Η απλούστερη ηλεκτρονική λυχνία είναι η δίοδος λυχνία, η δομή και το κυκλωματικό σύμβολο της οποίας παρουσιάζονται στο Σχήμα ΙΒ.1.

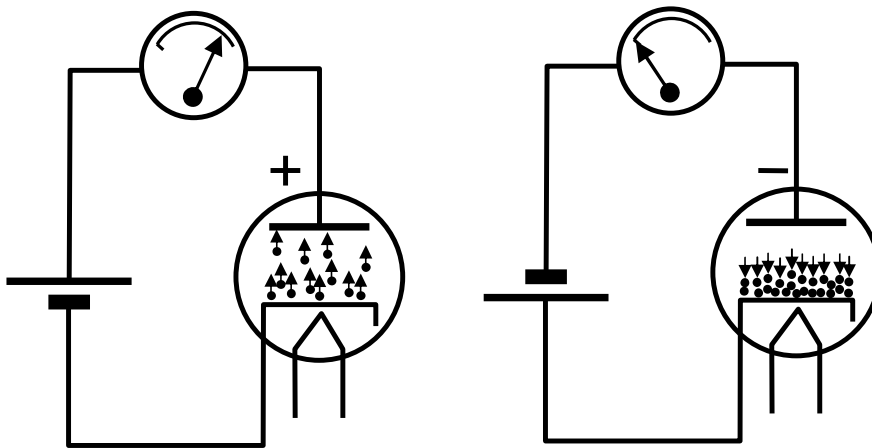


Σχήμα ΙΒ.1: Δομή δίοδου ηλεκτρονικής λυχνίας και κυκλωματικό της σύμβολο

Ολόκληρη η διάταξη βρίσκεται κλεισμένη σε περίβλημα, συνήθως γυάλινο, το οποίο εξασφαλίζει κενό στο εσωτερικό του. Χωρίς την ύπαρξη κενού τα ηλεκτρόνια που εκπέμπονται και κινούνται μέσα στη διάταξη θα προκαλούσαν ιονισμό (απόσπαση, δηλαδή, ηλεκτρονίων) ατόμων αερίων οδηγώντας σε μη

αναμενόμενη συμπεριφορά της λυχνίας ή και καταστροφή της. Μια μεταλλική κάθοδος σε σχήμα κυλίνδρου αναπτύσσει πολύ υψηλές θερμοκρασίες (αρκετών χιλιάδων βαθμών Κελσίου) με τη βοήθεια του θερμαντήρα, ενός μεταλλικού αγωγού που βρίσκεται στο εσωτερικό του κυλίνδρου της καθόδου και από τον οποίο διέρχεται ηλεκτρικό ρεύμα (τυπικά της τάξης μερικών Volt AC) και ικανής ισχύος ώστε να αναπτύσσονται οι απαιτούμενες για τη θερμιονική εκπομπή θερμοκρασίες. Η άνοδος κατασκευάζεται επίσης στη μορφή μεταλλικού κυλίνδρου, ομοαξονικού με την κάθοδο την οποία και περιβάλλει. Στο διάκενο μεταξύ ανόδου και καθόδου διακινούνται τα ηλεκτρόνια που εκπέμπονται θερμιονικά, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Στο Σχήμα 1B.2 παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας της διόδου ηλεκτρονικής λυχνίας.

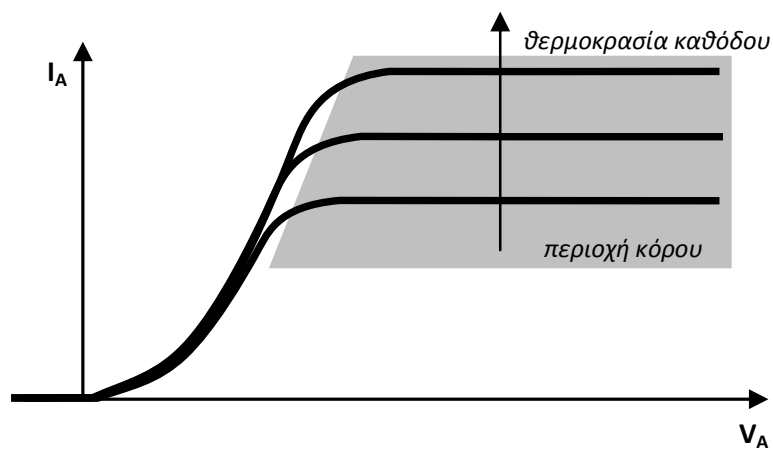


Σχήμα 1B.2: Λειτουργία διόδου ηλεκτρονικής λυχνίας

Όταν η άνοδος βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό σε σχέση με την κάθοδο, τα ηλεκτρόνια που εκπέμπονται θερμιονικά από την κάθοδο έλκονται από την θετικά φορτισμένη άνοδο, στην οποία και καταλήγουν. Έχουμε, επομένως, ροή φορέων του ηλεκτρικού ρεύματος μέσα από το κύκλωμα. Άρα, μια ορθά πολωμένη δίοδος λυχνία άγει. Αντίθετα, αν η άνοδος βρίσκεται σε χαμηλότερο δυναμικό σε σχέση με την κάθοδο, τα ηλεκτρόνια που εκπέμπονται από την τελευταία θα απωθούνται και θα συνωστίζονται στην περιοχή κοντά σε αυτήν. Είναι φανερό ότι στην περίπτωση αυτή το κύκλωμα παραμένει ανοικτό. Άρα, μια ανάστροφα πολωμένη δίοδος λυχνία βρίσκεται στην αποκοπή. Συμπεραίνουμε, λοιπόν, ότι η δίοδος ηλεκτρονική λυχνία λειτουργεί ως βαλβίδα του ηλεκτρικού ρεύματος, όπως ακριβώς και η κρυσταλλοδίοδος.

Μια τυπική χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης για μια δίοδο ηλεκτρονική λυχνία φαίνεται στο Σχήμα 1B.3. Η ομοιότητα με τη χαρακτηριστική της διόδου στερεάς κατάστασης (κρυσταλλοδιόδου) είναι εμφανής, αν εξαιρεθεί η (σκιασμένη στο σχήμα) περιοχή κόρου. Η ύπαρξη της περιοχής αυτής οφείλεται στο γεγονός ότι ο αριθμός των ηλεκτρονίων που

εξέρχονται από την κάθοδο στη μονάδα του χρόνου είναι σταθερός και εξαρτάται από τη θερμοκρασία της. Όταν η τάση (V_A) της ανόδου φτάσει μια συγκεκριμένη τιμή, όλα τα ηλεκτρόνια που εκπέμπονται από την κάθοδο καταλήγουν στην άνοδο. Τιμές ανοδικής τάσης μεγαλύτερες από αυτή την οριακή τιμή δεν μπορούν να προκαλέσουν περαιτέρω αύξηση του ρεύματος που διαρρέει τη λυχνία. Όσο η θερμοκρασία της καθόδου αυξάνει, ο ρυθμός θερμιονικής εκπομπής αυξάνει επίσης, με αποτέλεσμα η διάταξη να μεταπίπτει στην περιοχή κόρου για υψηλότερες τιμές ανοδικής τάσης, όπως υποδεικνύει το σμήνος χαρακτηριστικών του Σχήματος IB.3. Προφανώς η θερμοκρασία της καθόδου εξαρτάται από την τάση που εφαρμόζεται στο σύρμα του θερμαντήρα.



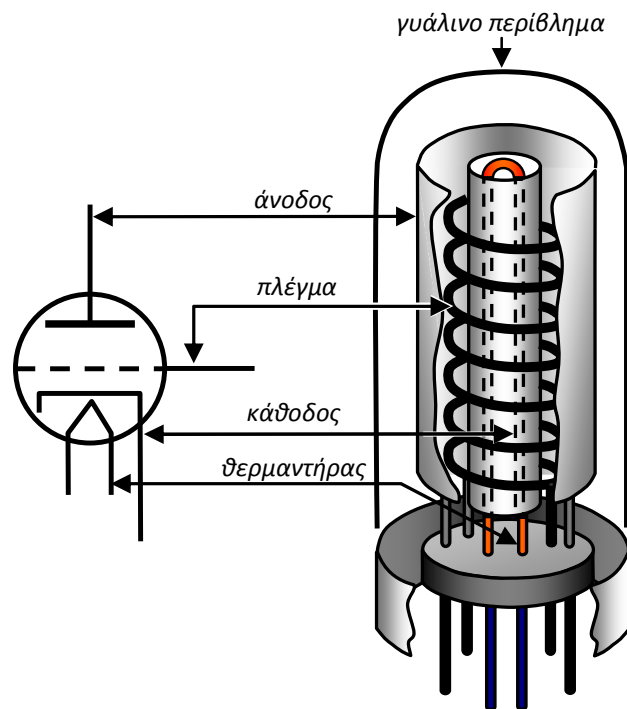
Σχήμα IB.3: Τυπική χαρακτηριστική I-V διόδου ηλεκτρονικής λυχνίας

Η απλούστερη ηλεκτρονική λυχνία που έβρισκε χρήση στην ενίσχυση σημάτων είναι η τριόδος λυχνία (triode), η δομή και το κυκλωματικό σύμβολο της οποίας παρουσιάζονται στο Σχήμα IB.4. Στη βιβλιογραφία χαρακτηρίζεται και ως ενισχυτήρια, λόγω της συνηθέστερης χρήσης της σε κυκλώματα ενισχυτών.

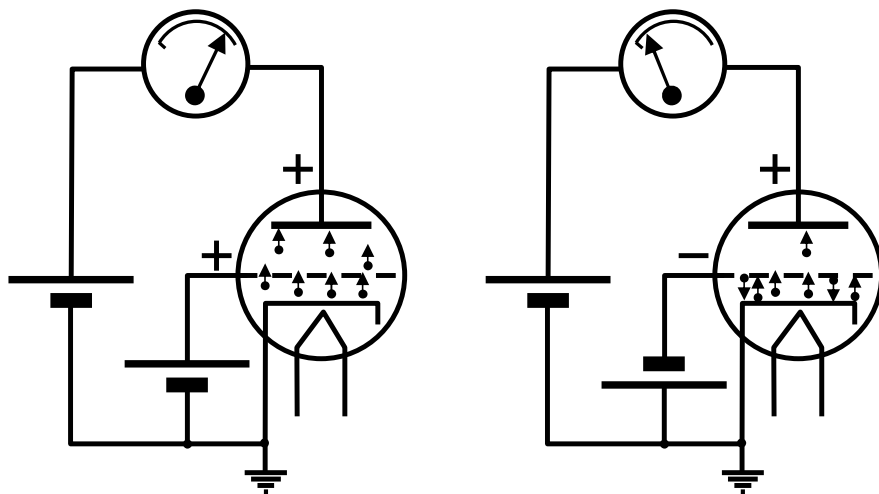
Η ονομασία «τριόδος» οφείλεται στο γεγονός ότι η λυχνία αυτού του τύπου έχει τρεις (κύριους) ακροδέκτες, την άνοδο, την κάθοδο και το πλέγμα (grid).

Αποτελεί τροποποίηση της διόδου λυχνίας, όπου μεταξύ ανόδου και καθόδου παρεμβάλλεται ένα, επίσης κυλινδρικό, πλέγμα το οποίο καταλήγει στον αντίστοιχο ακροδέκτη. Στην πράξη, το πλέγμα έχει συνήθως τη μορφή σπειροειδούς αγωγού ο οποίος περιβάλλει την κάθοδο, χωρίς να έρχεται σε επαφή με αυτήν. Η χρήση του πλέγματος είναι εκείνη που διαφοροποιεί και τη λειτουργία της τριόδου, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Στο Σχήμα IB.5 φαίνονται δύο χαρακτηριστικές περιπτώσεις πόλωσης μιας τριόδου λυχνίας.



Σχήμα IB.4: Δομή τριόδου ηλεκτρονικής λυχνίας και κυκλωματικό της σύμβολο

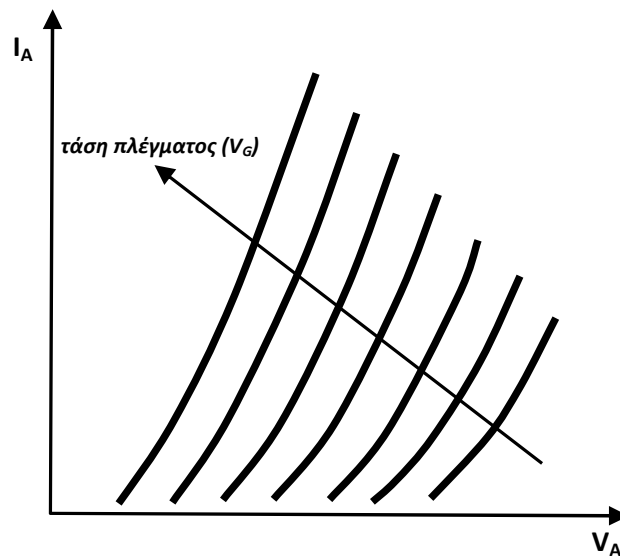


Σχήμα IB.5: Λειτουργία τριόδου ηλεκτρονικής λυχνίας

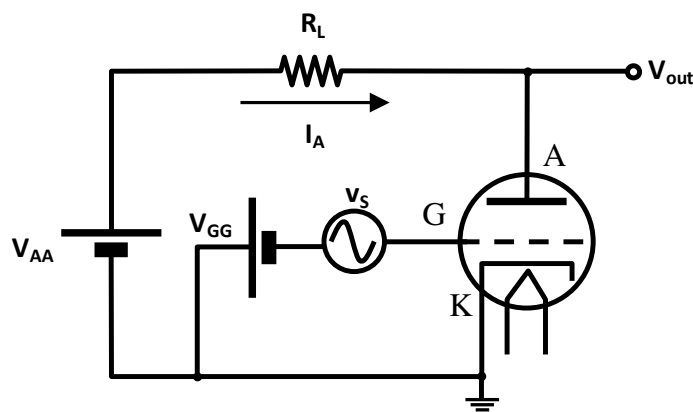
Το δυναμικό της ανόδου είναι υψηλότερο σε σχέση με το δυναμικό της καθόδου. Στην περίπτωση που το δυναμικό στο πλέγμα είναι θετικό, τότε το ηλεκτρικό πεδίο το οποίο δημιουργεί η άνοδος ενισχύεται και από το ηλεκτρικό πεδίο που προκαλεί το πλέγμα. Επομένως, τα ηλεκτρόνια της καθόδου δέχονται ισχυρότερες δυνάμεις που τα ωθούν προς την άνοδο, και άρα το ανοδικό ρεύμα μεγαλώνει.

Αντίθετα, αν το δυναμικό του πλέγματος είναι αρνητικό, τότε το ηλεκτρικό πεδίο μεταξύ ανόδου και καθόδου εξασθενεί, με αποτέλεσμα μικρότερος αριθμός ηλεκτρονίων να φτάνουν στην άνοδο στη μονάδα του χρόνου. Στην περίπτωση αυτή το ανοδικό ρεύμα μειώνεται. Αν η αρνητική τάση του πλέγματος είναι αρκετά μεγάλη, το ανοδικό ρεύμα μπορεί να μηδενιστεί.

Στο Σχήμα IB.6 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο ολισθαίνει η χαρακτηριστική I-V μιας τριόδου λυχνίας καθώς μεταβάλλεται η τάση (V_G) του πλέγματος. (Προφανώς κάθε μέλος του σμήνους χαρακτηριστικών που απεικονίζονται θα έχει τη μορφή της χαρακτηριστικής της διόδου λυχνίας [Να σημειωθεί πως από το σχήμα έχει παραλειφθεί η περιοχή κόρου]).



Σχήμα IB.6: Εξάρτηση της χαρακτηριστικής I-V τριόδου λυχνίας από την τάση του πλέγματος



Σχήμα IB.7: Απλό κύκλωμα ενίσχυσης με τριόδο ηλεκτρονική λυχνία

Σύμφωνα με τα προηγούμενα, η τριόδος λυχνία μάς δίνει τη δυνατότητα να μεταβάλλουμε το ανοδικό ρεύμα με μεταβολή της τάσης του

πλέγματος. Τη δυνατότητα αυτή μπορούμε να την εκμεταλλευτούμε προκειμένου να σχεδιάσουμε κυκλώματα **ενίσχυσης** σήματος. Ένα απλό παράδειγμα φαίνεται στο Σχήμα IB.7.

Χωρίς να κάνουμε λεπτομερή ανάλυση, μπορούμε να δούμε ότι η απολαβή τάσης του κυκλώματος αυτού εξαρτάται από την τιμή της αντίστασης φόρτου R_L στο κύκλωμα της ανόδου.

Όταν η τάση του σήματος v_s μεταβάλλεται, η τάση του πλέγματος (V_G) επίσης μεταβάλλεται, με αποτέλεσμα να αλλάζει και το ρεύμα I_A της ανόδου, σύμφωνα με τα προηγούμενα. Τότε, η πτώση τάσης $I_A \cdot R_L$ πάνω στην αντίσταση φόρτου θα μεταβληθεί και η συνολική τάση στην έξοδο θα είναι ίση με:

$$V_{out} = V_{AA} - I_A R_L . \quad (IB1)$$

Η σχέση αυτή μπορεί να γραφεί σε δυναμική μορφή (δηλαδή όσον αφορά το μικρό AC σήμα εισόδου) ως:

$$v_{out} = -i_A R_L , \quad (IB2)$$

όπου i_A η μεταβολή του ρεύματος της ανόδου.

Αν λάβουμε υπόψη μας ότι η **διαγωγιμότητα** της λυχνίας ορίζεται από τη σχέση:

$$g_m = \frac{i_A}{v_G} , \quad (IB3)$$

όπου v_G η μεταβολή της τάσης του πλέγματος, προκύπτει από την (IB2) ότι:

$$v_{out} = -g_m v_G R_L . \quad (IB4)$$

Αλλά η μεταβολή στην τάση του πλέγματος ισούται με το AC σήμα εισόδου v_s , οπότε η (IB4) γράφεται:

$$v_{out} = -g_m v_s R_L . \quad (IB5)$$

Η (IB5) μπορεί να γραφεί και ως εξής:

$$G_v = \frac{v_{out}}{v_s} = -g_m R_L , \quad (IB6)$$

η οποία δίνει την απολαβή τάσης του κυκλώματος.

Από την τελευταία συμπεραίνουμε πως με κατάλληλη επιλογή της αντίστασης φόρτου μπορούμε να επιτύχουμε μεγάλες τιμές για την απολαβή τάσης G_v .

Αξίζει να σημειωθεί ότι το αρνητικό πρόσημο στη σχέση (IB6) υποδηλώνει ότι η συνδεσμολογία που εξετάζουμε είναι **αναστρέφουσα**, ότι δηλαδή το σήμα εξόδου έχει διαφορά φάσης 180° ως προς το σήμα εισόδου (είναι δηλαδή αντεστραμμένο).

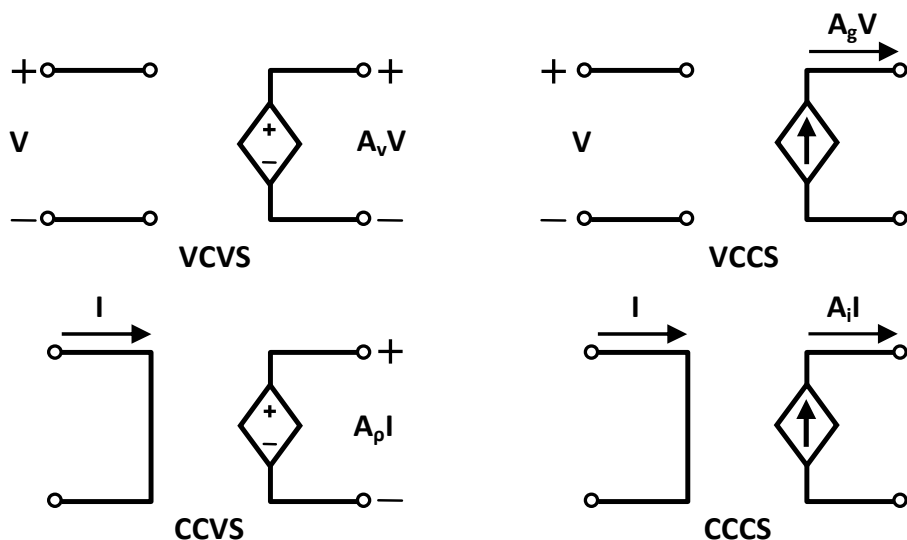
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΓ — Εξαρτημένες πηγές τάσης/ρεύματος – Ιδανικοί ενισχυτές

Σε ένα κύκλωμα εκτός από ανεξάρτητες πηγές τάσης/ρεύματος μπορεί να έχουμε και εξαρτημένες. Για μια ανεξάρτητη πηγή η τιμή του μεγέθους που παρέχει (τάση/ρεύμα) δεν εξαρτάται από την τάση ή το ρεύμα σε κάποιο σημείο του κυκλώματος, γεγονός που δεν συμβαίνει για μια εξαρτημένη πηγή.

Ανάλογα με τον τύπο του μεγέθους που παρέχουν (τάση/ρεύμα) και τον τύπο του μεγέθους από το οποίο ελέγχονται (τάση/ρεύμα), οι εξαρτημένες πηγές διακρίνονται σε:

- πηγές τάσης ελεγχόμενες από τάση (Voltage-Controlled Voltage Sources – VCVS),
- πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από τάση (Voltage-Controlled Current Sources – VCCS),
- πηγές τάσης ελεγχόμενες από ρεύμα (Current-Controlled Voltage Sources – CCVS) και
- πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από ρεύμα (Current -Controlled Current Sources – CCCS),

σύμφωνα και με το Σχήμα ΙΓ.1.



Σχήμα ΙΓ.1: Εξαρτημένες πηγές τάσης/ρεύματος (γραμμικές)

Αν η σχέση μεταξύ του ελεγχόμενου και του ελέγχοντος μεγέθους είναι γραμμική, τότε οι αντίστοιχες πηγές ονομάζονται γραμμικές. Στην περίπτωση αυτή, οι συντελεστές αναλογίας μεταξύ του ελεγχόμενου και του

ελέγχοντας μεγέθους έχουν και την αντίστοιχη φυσική σημασία, όπως υποδεικνύεται στον Πίνακα ΙΓ.1

Πίνακας ΙΓ.1: Φυσική σημασία συντελεστών αναλογίας για γραμμικές εξαρτημένες πηγές τάσης/ρεύματος

ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΕΞΑΡΤΗΜΕΝΗΣ ΠΗΓΗΣ	ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟ ΜΕΓΕΘΟΣ (1)	ΕΛΕΓΧΟΝ ΜΕΓΕΘΟΣ (2)	ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ (1)/(2)	ΦΥΣΙΚΗ ΣΗΜΑΣΙΑ	ΜΟΝΑΔΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ
VCVS	V	V	A_v	κέρδος ελέγχου τάσης	-
VCCS	I	V	A_g	διαγωγιμότητα	hmo
CCVS	V	I	A_ρ	διαντίσταση	Ω
CCCS	I	I	A_i	κέρδος ελέγχου ρεύματος	-

Εάν οι πιο πάνω συντελεστές αναλογίας είναι μεγαλύτεροι της μονάδας, τότε οι αντίστοιχες εξαρτημένες πηγές μπορούν να θεωρηθούν ως τα ισοδύναμα κυκλώματα ενισχυτών, με είσοδο το ελέγχον μέγεθος και έξοδο το ελεγχόμενο, υπό την έννοια του Πίνακα ΙΓ.2.

Πίνακας ΙΓ.2: Αντιστοιχία εξαρτημένων πηγών τάσης/ρεύματος - ενισχυτών

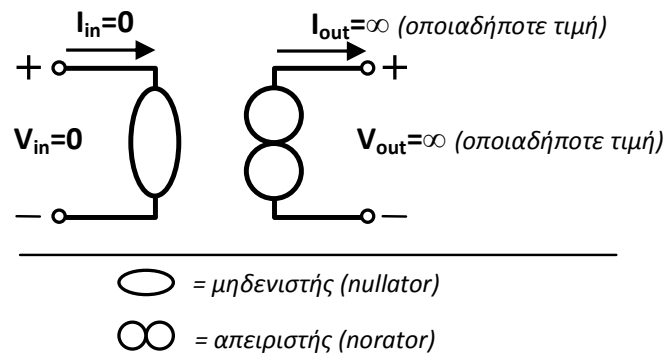
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΕΞΑΡΤΗΜΕΝΗΣ ΠΗΓΗΣ	ΣΗΜΑ ΕΞΟΔΟΥ	ΣΗΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ	ΦΥΣΙΚΗ ΣΗΜΑΣΙΑ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΑΝΑΛΟΓΙΑΣ ΠΗΓΗΣ	ΤΥΠΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ
VCVS	V	V	A_v	κέρδος (απολαβή) τάσης	τάσης
VCCS	I	V	A_g	διαγωγιμότητα	διαγωγιμότητας
CCVS	V	I	A_ρ	διαντίσταση	διαντίστασης
CCCS	I	I	A_i	κέρδος (απολαβή) ρεύματος	ρεύματος

Στην ιδανική τους μορφή, οι ενισχυτές αυτοί έχουν αντιστάσεις εισόδου/εξόδου όμοιες με εκείνες των εξαρτημένων πηγών στις οποίες αντιστοιχούν. Από το Σχήμα ΙΓ.1 μπορούμε να δούμε, για παράδειγμα, πως η αντίσταση εισόδου ενός ιδανικού ενισχυτή τάσης είναι άπειρη, αφού η αντίστοιχη αντίσταση μιας πηγής VCVS είναι άπειρη, ενώ η αντίσταση εξόδου του μηδενική, αφού η πηγή τάσης της πηγής VCVS είναι ιδανική. Με παρόμοιους συλλογισμούς μπορούμε να καταλήξουμε στα συμπεράσματα που συνοψίζονται στον Πίνακα ΙΓ.3.

Πίνακας ΙΓ.3: Αντιστάσεις εισόδου/εξόδου ιδανικών ενισχυτών

ΤΥΠΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ	ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΕΞΑΡΤΗΜΕΝΗΣ ΠΗΓΗΣ	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ
τάσης	VCVS	∞	0
διαγωγιμότητας	VCCS	∞	∞
διαντίστασης	CCVS	0	0
ρεύματος	CCCS	0	∞

Ένας **ιδανικός ενισχυτής (nullor)** θα έχει άπειρη απολαβή τάσης, άπειρη απολαβή ρεύματος, άπειρη διαγωγιμότητα και άπειρη διαντίσταση και μπορεί να αναπαρασταθεί στη μορφή δίθυρου ισοδύναμου κυκλώματος κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα ΙΓ.2. (Για τις έννοιες του μηδενιστή (*nullator*) και του απειριστή (*norator*) παραπέμπουμε στο Παράρτημα ΙΔ).



Σχήμα ΙΓ.2: Αναπαράσταση ιδανικού ενισχυτή (nullor)

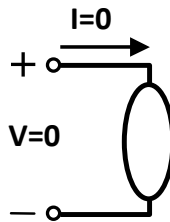
Με τη βοήθεια της πιο πάνω αναπαράστασης μπορούν να αναλυθούν κυκλώματα με ενισχυτές των οποίων η συμπεριφορά προσεγγίζει την ιδανική. Χαρακτηριστική είναι η περίπτωση του **τελεστικού ενισχυτή**.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΔ — Μηδενιστές/Απειριστές (Nullors/Norators)

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)**

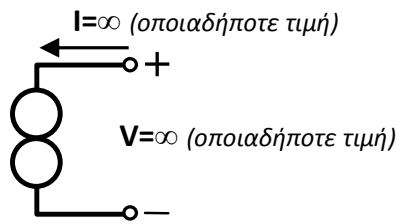
Πρόκειται για γραμμικό μονόθυρο (μια διάταξη δύο ακροδεκτών) με μηδενική τάση και μηδενικό ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών του. Η εισαγωγή ενός μηδενιστή σε ένα κύκλωμα επιβάλλει έναν μαθηματικό περιορισμό στη συμπεριφορά του κυκλώματος, αναγκάζοντάς το να μεταβάλει τις τιμές των τάσεων και των ρευμάτων 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 ΙΔ.1 φαίνεται το σύμβολο ενός μηδενιστή (το οποίο αντιστοιχεί στο σύμβολο του μηδενός) και οι συνθήκες τις οποίες επιβάλλει.



Σχήμα ΙΔ.1: Η έννοια του μηδενιστή (nullor)

- **Απειριστής (Norator)**

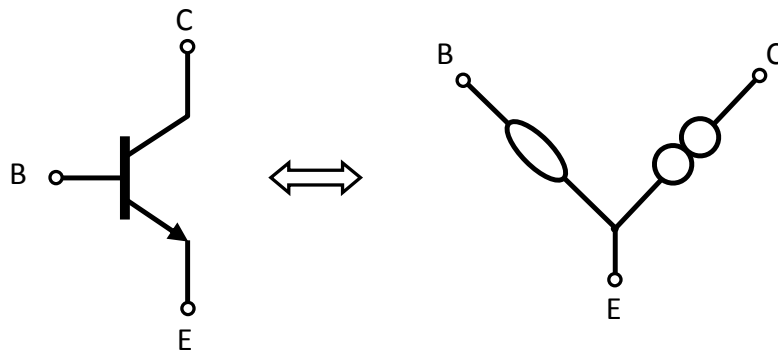
Πρόκειται για γραμμικό μονόθυρο (μια διάταξη δύο ακροδεκτών) με άπειρη τάση και άπειρο ρεύμα μεταξύ των ακροδεκτών του. Θα πρέπει να προσέξουμε πως η έννοια του απείρου δεν υπονοεί εδώ μια πολύ μεγάλη τιμή αλλά μια απροσδιόριστη τιμή. Όπως και στην περίπτωση του μηδενιστή, η εισαγωγή ενός απειριστή σε ένα κύκλωμα επιβάλλει έναν μαθηματικό περιορισμό στη συμπεριφορά του κυκλώματος, αναγκάζοντάς το να μεταβάλει 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 μηδενιστή, σχηματίζοντας έναν ιδανικό ενισχυτή (nullor). Στο Σχήμα ΙΔ.2 φαίνεται το σύμβολο ενός απειριστή (το οποίο αντιστοιχεί στο σύμβολο του απείρου) και οι συνθήκες τις οποίες επιβάλλει.



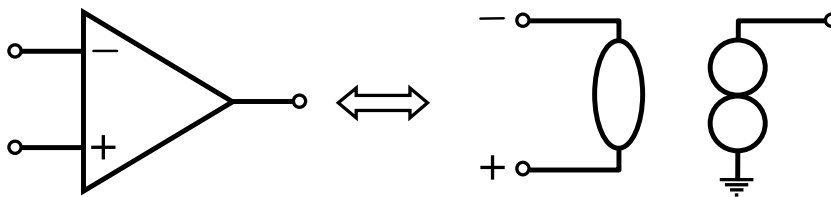
Σχήμα ΙΔ.2: Η έννοια του απειριστή (norator)

- **Ισοδύναμα κυκλώματα με μηδενιστές και απειριστές**

Οι ιδανικές περιπτώσεις όλων των ηλεκτρονικών διατάξεων μπορούν να γραφούν στη μορφή ισοδύναμου κυκλώματος με τη χρήση μηδενιστών και απειριστών. Στο Σχήμα ΙΔ.3 φαίνεται το σχετικό ισοδύναμο κύκλωμα για ένα ιδανικό διπολικό τρανζίστορ, ενώ στο Σχήμα ΙΔ.4 το ισοδύναμο κύκλωμα για έναν ιδανικό τελεστικό ενισχυτή.



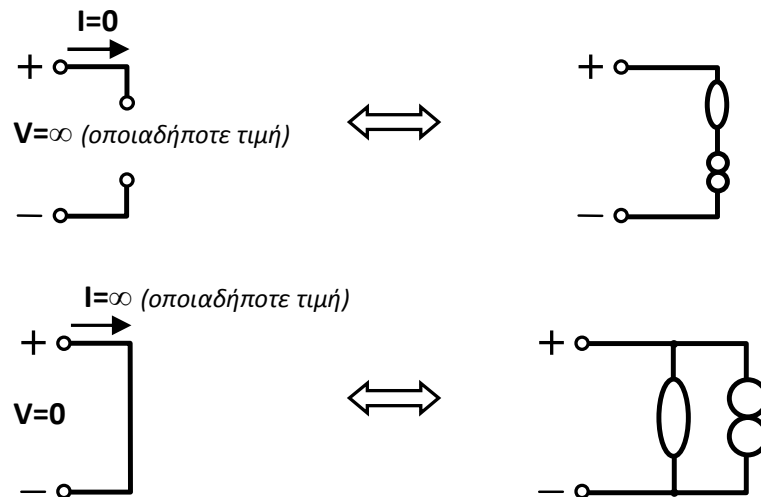
Σχήμα ΙΔ.3: Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού διπολικού τρανζίστορ με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή



Σχήμα ΙΔ.4: Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή

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

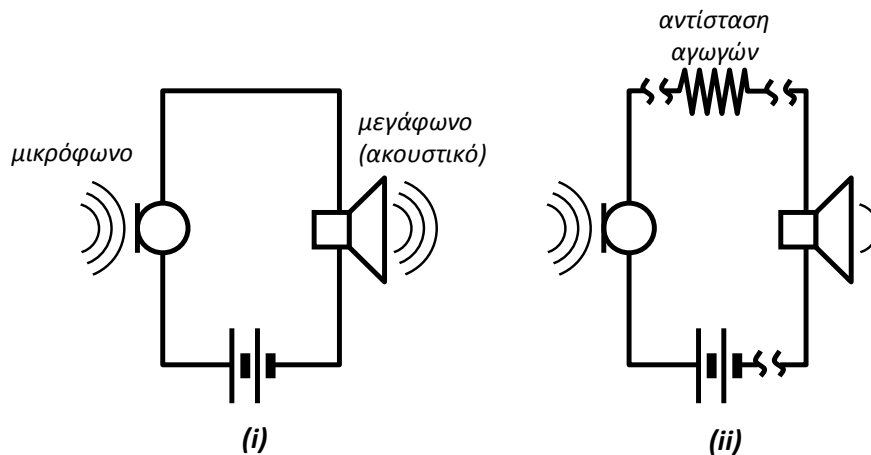
αφηρημένο επίπεδο είναι χρήσιμο να γνωρίζουμε την ισοδύναμη γραφή ενός ανοικτού κυκλώματος και ενός βραχυκυκλώματος με τη χρήση απειριστών και μηδενιστών, η οποία έχει όπως φαίνεται στο Σχήμα ΙΔ.5. Με τη χρήση των ισοδυνάμων αυτών μπορούμε να αναδιατάσσουμε κατά ισοδύναμο τρόπο το κύκλωμά μας προκειμένου να «σχηματίζουμε» ενεργές διατάξεις σε συνδυασμό με ήδη υπάρχοντες μηδενιστές ή απειριστές.



Σχήμα ΙΔ.5: Ισοδύναμο ανοικτού κυκλώματος και βραχυκυκλώματος με τη χρήση μηδενιστή και απειριστή

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΕ — Ενισχυτές – Ιστορική αναδρομή

Οι πρώτες μονόδρομες αναλογικές τηλεφωνικές ζεύξεις αποτελούνταν από ένα μικρόφωνο άνθρακα και ένα μεγάφωνο (ακουστικό) συνδεδεμένα σε σειρά σε ένα κύκλωμα που περιείχε και μια πηγή σταθερής τάσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα ΙΕ.1-ι.

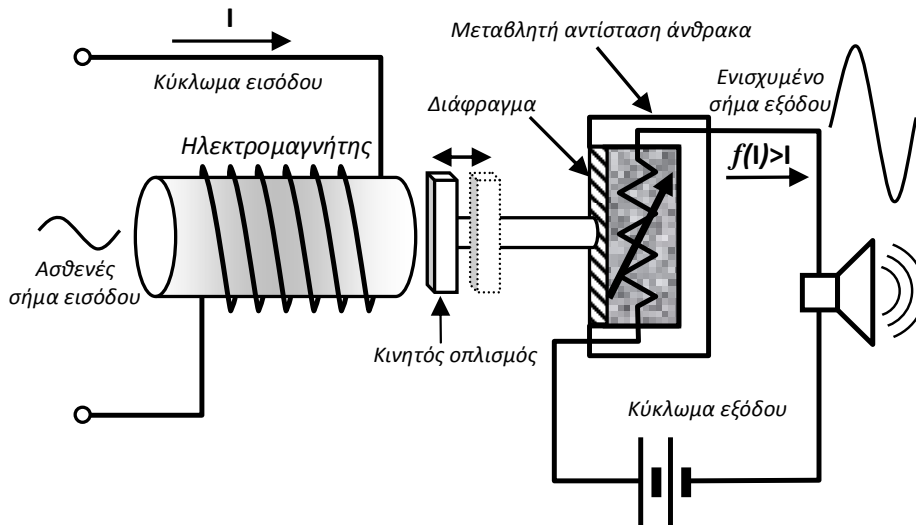


Σχήμα ΙΕ.1: Απλό κύκλωμα «τηλεφώνου» και η ανάγκη ενίσχυσης

Στο κύκλωμα αυτό οι μεταβολές της έντασης των ηχητικών κυμάτων προκαλούν μεταβολές της αντίστασης του μικροφώνου, με αποτέλεσμα μεταβολές στο ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα. Οι μεταβολές αυτές του ρεύματος προκαλούν, με τη σειρά τους, αντίστοιχες μεταβολές στο πλάτος δόνησης του ακουστικού παράγοντας ηχητικά κύματα παρόμοια με αυτά που διεγείρουν το μικρόφωνο. Ένα τέτοιο κύκλωμα λειτουργεί καλά για μικρές αποστάσεις μεταξύ μικροφώνου (πομπού) και ακουστικού (δέκτη).

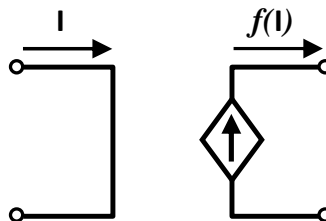
Για μεγάλες αποστάσεις, ωστόσο, η αντίσταση των αγωγών του κυκλώματος είναι υπολογίσιμη και μειώνει τόσο πολύ το ρεύμα που διαρρέει τη ζεύξη ώστε αυτό να αδυνατεί να διεγείρει επαρκώς το ακουστικό, όπως φαίνεται στο Σχήμα ΙΕ.1-ii. Η ύπαρξη του προβλήματος αυτού οδήγησε στην ανάγκη εφεύρεσης ενισχυτών, ώστε το ρεύμα να αποκαθίσταται σε επίπεδα που να εξασφαλίζουν τη σωστή λειτουργία του ακουστικού.

Ο πρώτος ενισχυτής που χρησιμοποιήθηκε σε τηλεφωνικές ζεύξεις παρουσιάζεται στο Σχήμα ΙΕ.2. Πρόκειται για ηλεκτρομηχανικό ενισχυτή με αντίσταση άνθρακα και λειτουργούσε ως εξής: Το εξασθενημένο ρεύμα που έφθανε στην είσοδο του δέκτη διήγειρε έναν ηλεκτρομαγνήτη ο κινητός οπλισμός του οποίου μετέβαλλε την τιμή αντίστασης άνθρακα, κατά τρόπο ανάλογο με τη μεταβολή που προκαλούν τα ηχητικά κύματα που διεγείρουν ένα μικρόφωνο άνθρακα. Οι ασθενείς δονήσεις του οπλισμού του ηλεκτρομαγνήτη προκαλούσαν μεγάλες μεταβολές στην τιμή της αντίστασης του κυκλώματος εξόδου, με αποτέλεσμα το αντίστοιχο ρεύμα να είναι αρκετά μεγαλύτερο του ρεύματος εισόδου και ικανό να οδηγήσει το ακουστικό.



Σχήμα ΙΕ.2: Ηλεκτρομηχανικός ενισχυτής με μεταβλητή αντίσταση άνθρακα

Είναι φανερό ότι το κύκλωμα εξόδου λειτουργούσε περίπου όπως μια εξαρτημένη πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από το ρεύμα του κυκλώματος εισόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα ΙΕ.3, δηλαδή ως μια πηγή CCCS σύμφωνα και με το Παράρτημα ΙΓ.



Σχήμα ΙΕ.3: Ισοδύναμο κύκλωμα για τον ηλεκτρομηχανικό ενισχυτή του Σχήματος ΙΕ.2

Όπως φαίνεται αναλυτικά στο Παράρτημα ΙΓ, όλες οι μορφές των ηλεκτρονικών ενισχυτών στηρίζουν τη λειτουργία τους στην υλοποίηση εξαρτημένων πηγών τάσης ή ρεύματος.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΣΤ — Μη γραμμικοί ταλαντωτές και χάος

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

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{dy(t)}{dt} + \omega_n^2 y(t) = f(t), \quad (\text{ΙΣΤ1})$$

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

Χρησιμοποιώντας τη σύμβαση της τελείας για την παράγωγο ως προς το χρόνο, η σχέση (ΙΣΤ1) μπορεί να γραφτεί και ως

$$\ddot{y} + 2\zeta\omega_n \dot{y} + \omega_n^2 y = f(t). \quad (\text{ΙΣΤ2})$$

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

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

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

$$\ddot{y} + \mu(y^2 - 1)\dot{y} + y = 0, \quad (\text{ΙΣΤ3})$$

όπου μ μη αρνητική παράμετρος.

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

Διεξάγοντας τα πειράματά τους στα 1920 με ταλαντωτές λυχνιών κενού, οι van der Pol και van der Mark παρατήρησαν ότι, ανεξάρτητα από τις αρχικές συνθήκες, οι ταλαντώσεις συνέκλιναν («κλείδωναν») στην ίδια κάθε

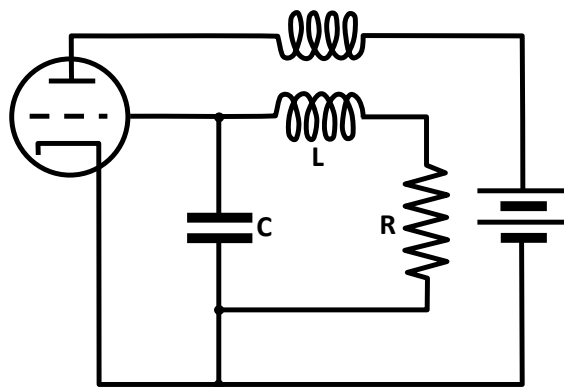
φορά περιοδική κυματομορφή πεπερασμένου πλάτους. (Η κυματομορφή αυτή, στο **χώρο των φάσεων**, αντιστοιχεί σε έναν **οριακό κύκλο [limit cycle]**, όπως θα δούμε στη συνέχεια). Οι ταλαντωτές αυτοί υπήρξαν οι πρώτοι ταλαντωτές χαλάρωσης.

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

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

- **Ταλαντωτής van der Pol χωρίς εξωτερική διέγερση**

, Το στοιχείο που εισήγαγε την απαραίτητη μη γραμμικότητα στο κύκλωμα του ταλαντωτή που μελέτησε ο van der Pol ήταν μια τρίδος ηλεκτρονική λυχνία (βλπ. Σχήμα ΙΣΤ.1)



Σχήμα ΙΣΤ.1: Κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol με τρίοδο λυχνία

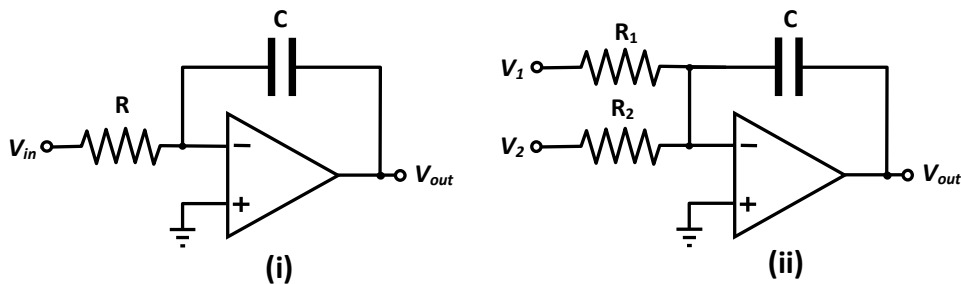
Με τις σύγχρονες εξελίξεις της ηλεκτρονικής, είναι δυνατή η σχεδίαση κυκλωμάτων που εμφανίζουν συμπεριφορά παρόμοια εκείνης του ταλαντωτή van der Pol με τη χρήση απλών και χαμηλού κόστους στοιχείων, κατάλληλων ακόμα και για εκπαιδευτικούς σκοπούς.

Ας σχεδιάσουμε ένα τέτοιο κύκλωμα:

Βασικά δομικά στοιχεία κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol.

Από τη γενική μορφή της εξίσωσης van der Pol (ΙΣΤ3) είναι φανερό πως, προκειμένου να σχεδιαστεί ένα κύκλωμα που να την υλοποιεί, θα πρέπει να εξασφαλισθούν οι λειτουργίες της διαφόρισης ($\ddot{y}, \dot{y}$) και του τετραγωνισμού (y^2).

Για μεν τη λειτουργία της διαφόρισης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί τελεστικός ενισχυτής γενικού σκοπού σε συνδεσμολογία ολοκληρωτή. Ειδικότερα, μπορούν να αξιοποιηθούν οι συνδεσμολογίες του Σχήματος ΙΣΤ.2



Σχήμα ΙΣΤ.2: Κυκλώματα ολοκληρωτών με τελεστικό ενισχυτή

Για τα κυκλώματα αυτά ισχύουν οι σχέσεις:

- Περίπτωση i:

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int V_{in} dt, \quad (\text{ΙΣΤ4})$$

ή σε διαφορική μορφή:

$$\dot{V}_{out} = -\frac{V_{in}}{RC}. \quad (\text{ΙΣΤ5})$$

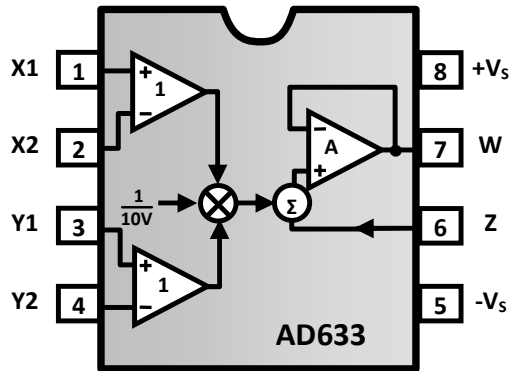
- Περίπτωση ii:

$$V_{out} = -\frac{1}{C} \left(\frac{\int V_1 dt}{R_1} + \frac{\int V_2 dt}{R_2} \right) \quad (\text{ΙΣΤ6})$$

ή

$$\dot{V}_{out} = -\frac{1}{C} \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right). \quad (\text{ΙΣΤ7})$$

Απολύτως απαραίτητο για την εμφάνιση μη γραμμικής συμπεριφοράς, το κύκλωμα τετραγωνισμού μπορεί να υλοποιηθεί με τη βοήθεια του ολοκληρωμένου AD633 (Σχήμα ΙΣΤ.3).



Σχήμα ΙΣΤ.3: Το ολοκληρωμένο AD633

Γενικά, το AD633 υλοποιεί τη συνάρτηση:

$$\frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10[V]} + Z, \quad (\text{ΙΣΤ8})$$

ή, αν $Z=0$, την:

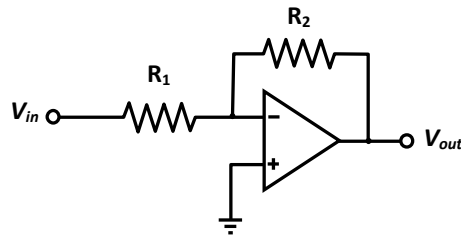
$$\frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10[V]}, \quad (\text{ΙΣΤ9})$$

όπου $[V]$ = Volts.

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

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

Το ίδιο ολοκληρωμένο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για την παραγωγή του γινομένου δύο τάσεων V_1 και V_2 αν θέσουμε στις εισόδους του τις τιμές $X_1=V_1$, $Y_1=V_2$ και $X_2=Y_2=Z=0$, και χρησιμοποιήσουμε ενισχυτή δεκαπλασιασμού της εξόδου, σύμφωνα με αυτά που ήδη αναφέραμε.



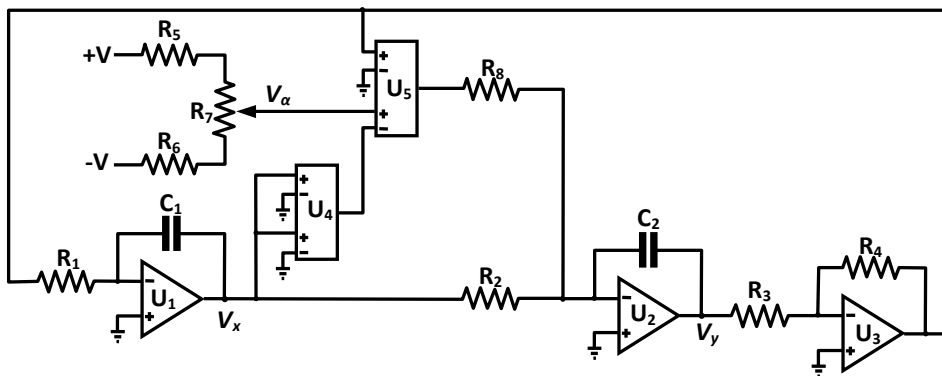
Σχήμα ΙΣΤ.4 Αναστρέφων ενισχυτής τάσης με τελεστικό ενισχυτή

Για την κυκλωματική υλοποίηση των συντελεστών της εξίσωσης van der Pol είναι απαραίτητη η χρήση ενισχυτών τάσης. Για το σκοπό αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή (Σχήμα ΙΣΤ.4), η έξοδος της οποίας δίδεται από την ακόλουθη σχέση:

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \cdot \quad (\text{ΙΣΤ10})$$

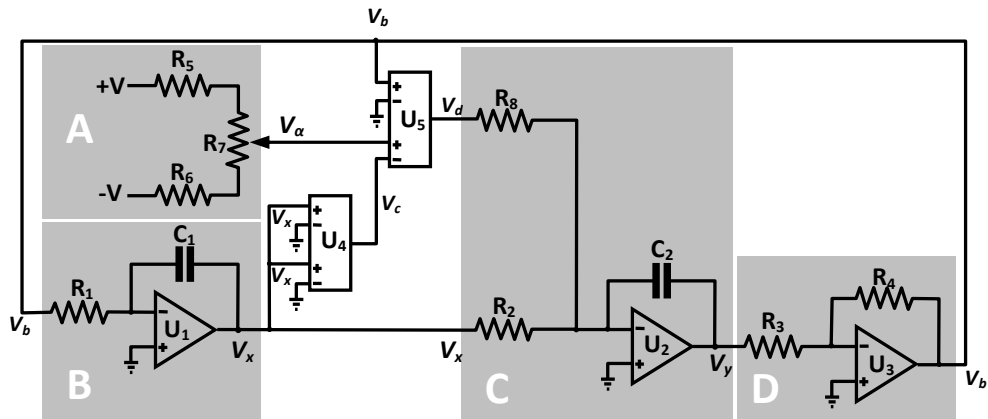
Κύκλωμα ταλαντωτή van der Pol.

Θα αποδείξουμε ότι το κύκλωμα του Σχήματος ΙΣΤ.5 υλοποιεί έναν ταλαντωτή Van der Pol, όπου τα στοιχεία U4, U5 αντιστοιχούν στο ολοκληρωμένο AD633.



Σχήμα ΙΣΤ.5 Σχηματικό διάγραμμα ταλαντωτή van der Pol

Το κύκλωμα αποτελείται από τις βαθμίδες που φαίνονται στο Σχήμα ΙΣΤ.6, η λειτουργικότητα των οποίων συνοψίζεται στον Πίνακα ΙΣΤ.1.



Σχήμα ΙΣΤ.6 Βαθμίδες κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol

Πίνακας ΙΣΤ.1: Λειτουργικότητα βαθμίδων κυκλώματος ταλαντωτή van der Pol

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

Με βάση τις σχέσεις (ΙΣΤ4)-(ΙΣΤ10), οι εξισώσεις για τις τάσεις κάθε βαθμίδας έχουν ως εξής:

B:

$$\dot{V}_x = -\frac{1}{R_1 C_1} V_b \quad (1)$$

C:

$$\dot{V}_y = -\frac{1}{C_2} \left(\frac{V_x}{R_2} + \frac{V_d}{R_8} \right) \quad (2)$$

D:

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

Επιπλέον, για τα ολοκληρωμένα U4 και U5 ισχύουν:

U4:

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

U5:

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

Από τις (1) και (3) προκύπτει:

$$\dot{V}_x = \frac{R_4}{R_1 R_3 C_1} V_y \quad (6)$$

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

$$\dot{V}_x = \frac{1}{RC} V_y \quad \text{ή} \quad RC \dot{V}_x = V_y . \quad (6^a)$$

Η (2) γράφεται:

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

Η (3) γράφεται:

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

Έχουμε, ακόμα:

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

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

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_y &= -\frac{1}{C} \left(\frac{V_x}{R} - \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8[V]^2} V_y \right) \Rightarrow \dot{V}_y = \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8C[V]^2} V_y - \frac{V_x}{RC} \Rightarrow \\
 \dot{V}_y &= \frac{1}{RC} \left(R \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8[V]^2} V_y - V_x \right) \Rightarrow \\
 RC\dot{V}_y &= \frac{R}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) V_y - V_x \quad (7)
 \end{aligned}$$

Από τις (7) και (6^α) παίρνουμε:

$$\begin{aligned}
 R^2C^2\ddot{V}_x &= \frac{R}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) RC\dot{V}_x - V_x \Rightarrow \\
 R^2C^2\ddot{V}_x &= \frac{R^2C}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \dot{V}_x - V_x \Rightarrow \\
 R^2C^2\ddot{V}_x - \frac{R^2C}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \dot{V}_x + V_x &= 0 \Rightarrow \\
 \ddot{V}_x - \frac{1}{100R_8C[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \dot{V}_x + \frac{1}{R^2C^2} V_x &= 0 \quad (8)
 \end{aligned}$$

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

$$\dot{V}_x = \frac{dV_x}{dt} = \frac{dV_x}{d\tau} \frac{d\tau}{dt} = V'_x \frac{1}{RC} \quad (9)$$

και, όμοια:

$$\ddot{V}_x = V''_x \frac{1}{R^2C^2} \quad (10)$$

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

$$\frac{V''_x}{R^2C^2} - \frac{1}{100R_8C[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \frac{V'_x}{RC} + \frac{1}{R^2C^2} V_x = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{1}{R^2 C^2} \left(V_x'' - \frac{R}{100 R_8 [V]^2} (10 V_a [V] - V_x^2) V_x' + V_x \right) = 0 \Rightarrow$$

$$V_x'' - \frac{R}{100 R_8 [V]^2} (10 V_a [V] - V_x^2) V_x' + V_x = 0 \quad (11)$$

Θέτοντας:

$$\varepsilon = \frac{R}{100 R_8 [V]^2}, \quad \alpha^2 = 10 V_a [V] \text{ και } V_x = ax, \text{ η (11) παίρνει τη μορφή:}$$

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

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

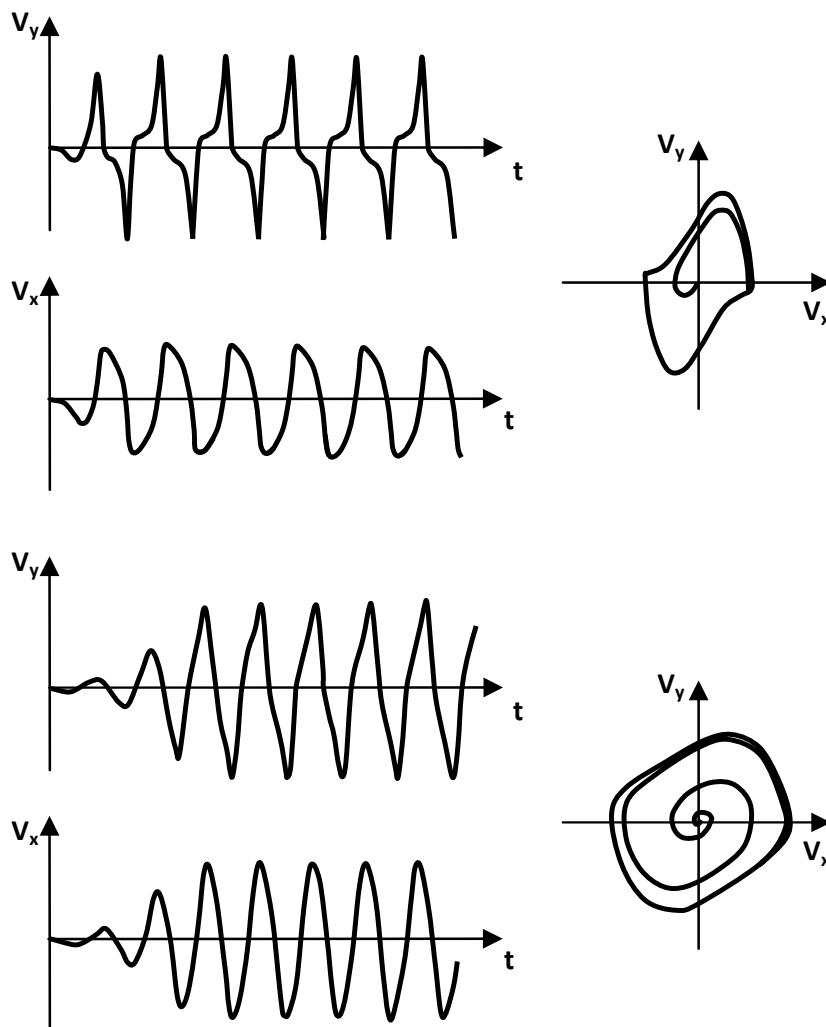
$$x'' + \mu (x^2 - 1) x' + x = 0 \text{ (Εξίσωση Van der Pol),}$$

όπου:

$$\mu = \frac{R V_a}{10 R_8 [V]} \text{ και } x = \frac{V_x}{\sqrt{10 V_a [V]}}.$$

Μελέτη ταλαντωτή van der Pol.

Το κύκλωμα σχεδιάστηκε κατά τέτοιο τρόπο ώστε η τάση V_x να αντιστοιχεί στην τάση εξόδου του ταλαντωτή. Η τάση V_y αντιστοιχεί στην παράγωγο της εξόδου ως προς το χρόνο. Μεταβάλλοντας την τιμή της τάσης V_a με τη βοήθεια του διαιρέτη τάσης της βαθμίδας Α, μπορούμε να πάρουμε το **διάγραμμα φάσεων** ($V_y - V_x$) του κυκλώματος (με χρήση παλμογράφου σε λειτουργία X-Y) για τυπικές τιμές της παραμέτρου μ , καθώς και την αντίστοιχη χρονική του απόκριση. Στο Σχήμα ΙΣΤ7 φαίνονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα όπως προκύπτουν από προσομοίωση του κυκλώματος. Από τη μελέτη των διαγραμμάτων του σχήματος φαίνεται πως το σύστημα, ξεκινώντας από την αρχική του κατάσταση, συγκλίνει (κλειδώνει) στην χαρακτηριστική κυματομορφή εξόδου του κινούμενου επί του οριακού κύκλου στο διάγραμμα φάσεων, σύμφωνα με όσα ήδη αναφέραμε.



Σχήμα 15Τ.7 Χρονικές αποκρίσεις και διαγράμματα φάσεων κυκλώματος ταλαντωτή *van der Pol*

- **Ταλαντωτής *van der Pol* με εξωτερική περιοδική διέγερση**

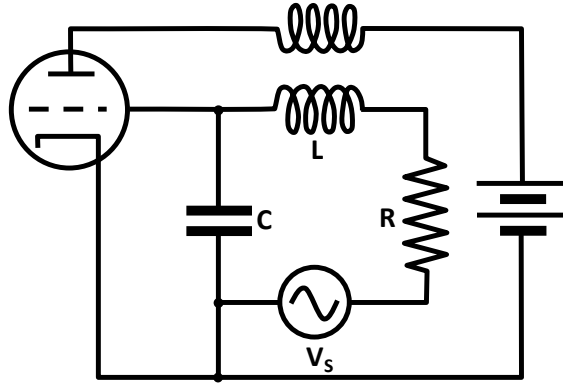
Η διαφορική εξίσωση που περιγράφει έναν ταλαντωτή *van der Pol* με εξωτερική περιοδική διέγερση προκύπτει από την εξίσωση (15Τ3) με την προσθήκη ενός μη μηδενικού όρου στο δεύτερο μέλος της, που αντιστοιχεί στον περιοδικό διεγέρτη:

$$\ddot{y} + \mu(y^2 - 1)\dot{y} + y = F \sin \omega t, \quad (15Τ11)$$

όπου ω η κυκλική συχνότητα του διεγέρτη.

Στην πράξη, η διέγερση είναι δυνατή με την κατάλληλη προσθήκη πηγής αρμονικού σήματος V_s στο κύκλωμα του ταλαντωτή. Συγκεκριμένα, για το

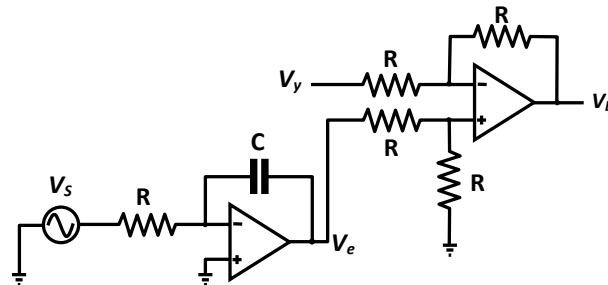
κύκλωμα του Σχήματος ΙΣΤ.1 η πηγή σήματος μπορεί να συνδεθεί κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα ΙΣΤ.8.



Σχήμα ΙΣΤ.8: Κύκλωμα διεγερόμενου ταλαντωτή *van der Pol* με τριόδο λυχνία

Όσον αφορά το κύκλωμα του Σχήματος ΙΣΤ.5, η προσθήκη του διεγέρτη μπορεί να γίνει ως εξής:

Τροποποιούμε τη βαθμίδα D του κυκλώματος κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα ΙΣΤ.9.



Σχήμα ΙΣΤ.9: Προσθήκη διεγέρτη στο κύκλωμα ταλαντωτή *van der Pol* του Σχήματος ΙΣΤ.5

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

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

Σύμφωνα με τα προηγούμενα ισχύουν:

$$\dot{V}_e = -\frac{V_s}{RC}, \quad (13)$$

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

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

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

ή

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

Η (14) με τη βοήθεια της (16) δίνει:

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

Από τη βαθμίδα Β έχουμε:

$$\dot{V}_x = -\frac{V_b}{RC}, \quad (18)$$

η οποία μέσω της (17) γίνεται:

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

Για τη βαθμίδα C ισχύει η (2^α).

Έχουμε:

$$(2a) \Rightarrow \dot{V}_y = -\frac{1}{C} \left(\frac{V_x}{R} + \frac{V_b(V_a - V_c)}{10R_8[V]} \right) \stackrel{(17)}{\Rightarrow}$$

$$\dot{V}_y = -\frac{1}{C} \left(\frac{V_x}{R} - \frac{V_a - V_c}{10R_8[V]} \left(V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) \right) \stackrel{(4)}{\Rightarrow}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_y &= -\frac{1}{C} \left(\frac{V_x}{R} - \frac{V_a - \frac{V_x^2}{10[V]}}{10R_8[V]} \left(V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) \right) \Rightarrow \\
 \dot{V}_y &= -\frac{1}{C} \left(\frac{V_x}{R} - \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8[V]^2} \left(V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) \right) \Rightarrow \\
 \dot{V}_y &= \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8C[V]^2} \left(V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) - \frac{V_x}{RC} \Rightarrow \\
 \dot{V}_y &= \frac{1}{RC} \left(R \frac{10V_a[V] - V_x^2}{100R_8[V]^2} \left(V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) - V_x \right) \Rightarrow \\
 RC\dot{V}_y &= \frac{R}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \left(V_y - \frac{Aa}{RC\omega} \cos \omega t \right) - V_x. \quad (20)
 \end{aligned}$$

Παραγωγίζοντας την (19) ως προς το χρόνο παίρνουμε:

$$RC\ddot{V}_x = \dot{V}_y + \frac{Aa}{RC} \sin \omega t \quad \text{ή} \quad \dot{V}_y = RC\ddot{V}_x - \frac{Aa}{RC} \sin \omega t. \quad (21)$$

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

$$\begin{aligned}
 R^2C^2\ddot{V}_x - Aa \sin \omega t &= \frac{R}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) RC\dot{V}_x - V_x \Rightarrow \\
 R^2C^2\ddot{V}_x &= \frac{R^2C}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \dot{V}_x - V_x + Aa \sin \omega t \Rightarrow \\
 R^2C^2\ddot{V}_x - \frac{R^2C}{100R_8[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \dot{V}_x + V_x - Aa \sin \omega t &= 0 \Rightarrow \\
 \ddot{V}_x - \frac{1}{100R_8C[V]^2} (10V_a[V] - V_x^2) \dot{V}_x + \frac{1}{R^2C^2} V_x - \frac{Aa \sin \omega t}{R^2C^2} &= 0. \quad (22)
 \end{aligned}$$

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

$$\dot{V}_x = \frac{dV_x}{dt} = \frac{dV_x}{d\tau} \frac{d\tau}{dt} = V'_x \frac{1}{RC} \quad (23)$$

και, όμοια,

$$\ddot{V}_x = V''_x \frac{1}{R^2 C^2} . \quad (24)$$

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

$$\begin{aligned} \frac{V''_x}{R^2 C^2} - \frac{1}{100R_8 C [V]^2} (10V_a [V] - V_x^2) \frac{V'_x}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2} V_x - \frac{Aa \sin \omega t}{R^2 C^2} &= 0 \Rightarrow \\ \frac{1}{R^2 C^2} \left(V''_x - \frac{R}{100R_8 [V]^2} (10V_a [V] - V_x^2) V'_x + V_x - Aa \sin \omega t \right) &= 0 \Rightarrow \\ V''_x - \frac{R}{100R_8 [V]^2} (10V_a [V] - V_x^2) V'_x + V_x - Aa \sin \omega t &= 0 . \end{aligned} \quad (25)$$

Θέτοντας:

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

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

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

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

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

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

(όπου T η αδιάστατη περίοδος)

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

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

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

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

όπου:

$$\mu = \frac{RV_a}{10R_8[V]},$$

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

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

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

Συμπεριφορά ταλαντωτή van der Pol με εξωτερική περιοδική διέγερση.

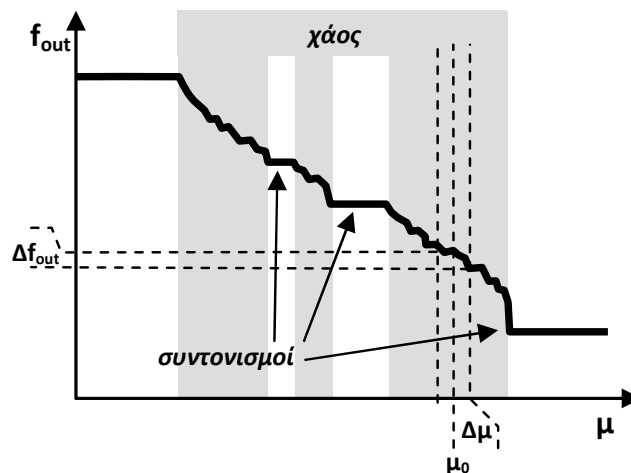
Το σύστημα διαθέτει δύο «θεμελιώδεις» συχνότητες: Την ιδιοσυχνότητα «χαλάρωσης», η οποία καθορίζεται από την παράμετρο απόσβεσης μ , και τη συχνότητα του περιοδικού διεγέρτη. Στο Σχήμα ΙΣΤ.10 φαίνεται η σχέση της συχνότητας (f_{out}) του ταλαντωτή με την παράμετρο απόσβεσης (μ). Μπορούμε να παρατηρήσουμε την ύπαρξη περιοχών όπου η συχνότητα «κλειδώνει» σε συγκεκριμένες σταθερές τιμές. Οι τιμές αυτές προκύπτουν από τη σχέση:

$$f_{out} = \frac{m}{n} f, \quad (\text{ΙΣΤ12})$$

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

Μεταξύ αυτών των περιοχών σταθερής συχνότητας υπάρχουν τμήματα της καμπύλης του Σχήματος ΙΣΤ.10 στα οποία πολύ μικρές μεταβολές $\Delta\mu$ της παραμέτρου απόσβεσης δίνουν μεγάλες μεταβολές Δf_{out} της συχνότητας του ταλαντωτή, και μάλιστα κατά τρόπο μη γραμμικό. Δεδομένου ότι η παράμετρος μ εξαρτάται από τις τιμές κυκλωματικών στοιχείων, μικρή μεταβολή των οποίων μπορεί να συμβεί παραδείγματος χάριν από θερμικά αίτια, είναι φανερό ότι κατά τη λειτουργία του ταλαντωτή στις περιοχές αυτές η συχνότητα εξόδου θα έχει αβέβαιη και μεταβλητή τιμή, και η έξοδος του κυκλώματος θα ισοδυναμεί ουσιαστικά με θόρυβο.

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



Σχήμα ΙΣΤ.10: Τυπική σχέση συχνότητας και παραμέτρου απόσβεσης (μ) για ταλαντωτή van der Pol με εξωτερικό περιοδικό διεγέρτη

- **Λίγα λόγια για το χάος.**

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

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots, \quad (\text{ΙΣΤ13})$$

όπου x η είσοδος του συστήματος.

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

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

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

$$y = x + 10x^2 + 5x^3 . \quad (\text{ΙΣΤ14})$$

Αν τροφοδοτήσουμε την είσοδο του συστήματος με την τιμή $x=10$, η έξοδος θα προκύψει, με αντικατάσταση στη σχέση (ΙΣΤ14), ίση με $y=6010$.

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

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

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

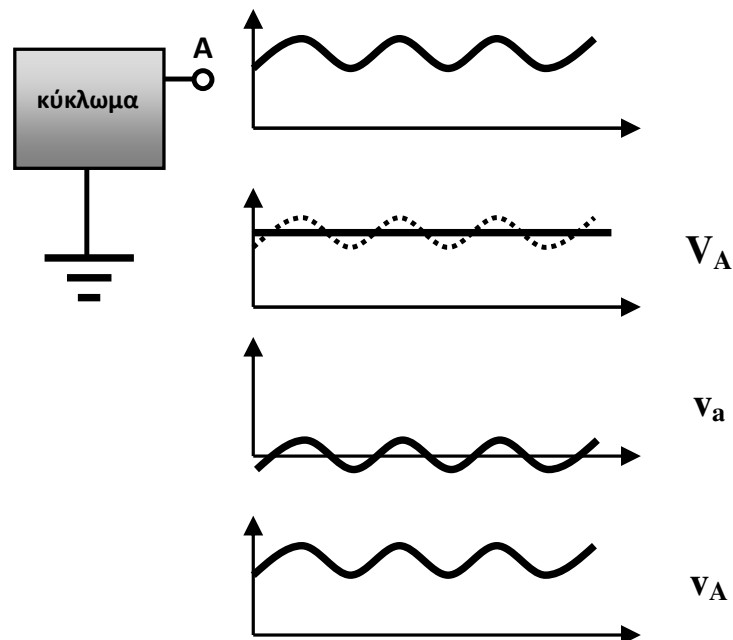
Με άλλα λόγια, σε ένα μη γραμμικό σύστημα μικρές αποκλίσεις των **αρχικών συνθηκών** (όπως αυτές που οφείλονται στα σφάλματα προσέγγισης [στρογγυλοποίησης] των αριθμητικών υπολογισμών) οδηγούν σε πολύ μεγάλες αποκλίσεις, καθιστώντας την «πρόβλεψη» της εξόδου τους πρακτικά αδύνατη. Αυτό συμβαίνει ακόμη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

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΖ — Ανάλυση μικρού και μεγάλου σήματος - Συμβολισμοί

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 ΙΖ.1.



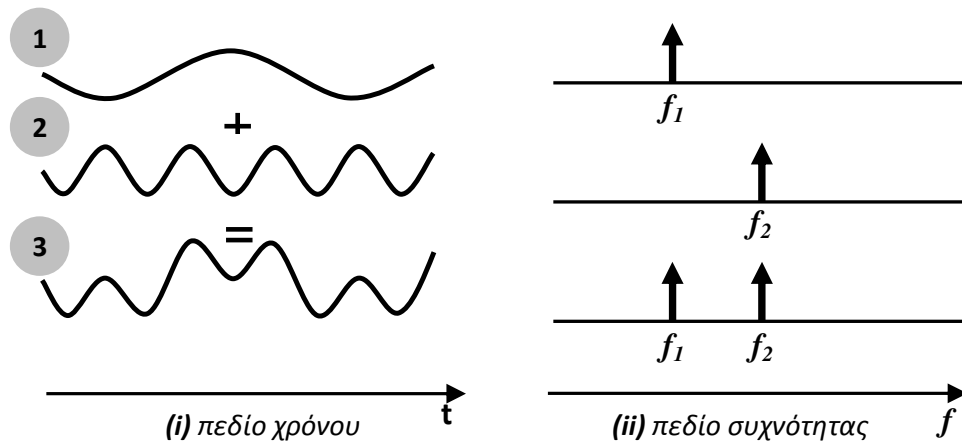
Σχήμα ΙΖ.1: Υπέρθεση μικρού σήματος και τιμής ηρεμίας - Συμβολισμοί

Έστω 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 ΙΖ.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.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΗ — Συχνотικό περιεχόμενο σημάτων – Φάσματα – Αναπαράσταση στο πεδίο της συχνότητας

• Σύνθεση αρμονικών σημάτων

Ας θεωρήσουμε τα ημιτονικά σήματα #1 συχνότητας f_1 και #2 συχνότητας f_2 του Σχήματος ΙΗ.1, η υπέρθεση (το άθροισμα) των οποίων δίνει το μη αρμονικό σήμα #3. Μπορούμε να πούμε ότι τα σήματα #1 και #2 αποτελούν τις συνιστώσες του σήματος #3.



Σχήμα ΙΗ.1: Σύνθεση αρμονικών σημάτων και σχετικά φάσματα

Ο χειρισμός ενός σήματος μπορεί να γίνει είτε στο **πεδίο του χρόνου** (Σχήμα ΙΗ.1-i), είτε στο **πεδίο της συχνότητας** (Σχήμα ΙΗ.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 άξονα 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 ΙΗ.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.

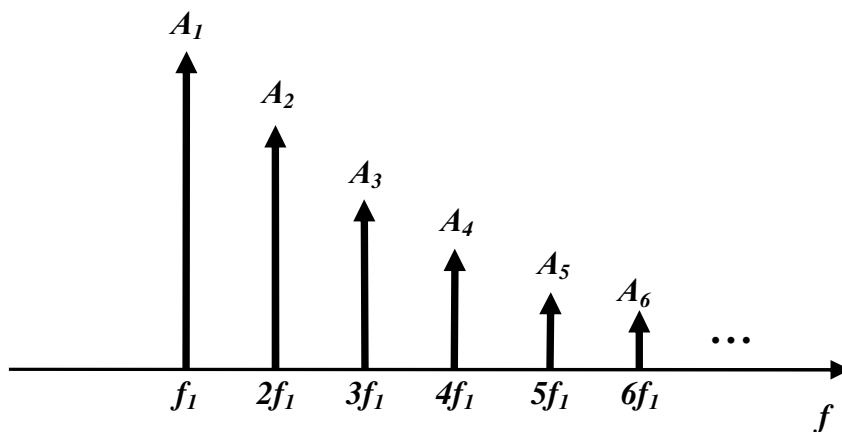
• Ανάλυση σημάτων κατά Fourier - Φάσμα

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** (Για λεπτομέρειες ο αναγνώστης παραπέμπεται στη σχετική βιβλιογραφία). Με τη βοήθεια της ανάλυσης Fourier οδηγούμαστε στην έννοια του φάσματος.

Φάσμα ενός σήματος ονομάζεται το σύνολο των συχνοτήτων των ημιτονικών συνιστωσών με συγκεκριμένα πλάτη που πρέπει να αθροισθούν, ώστε να δώσουν ως αποτέλεσμα το συγκεκριμένο σήμα.

Αποδεικνύεται ότι οποιοδήποτε περιοδικό μη ημιτονικό σήμα περιόδου T έχει φάσμα που αποτελείται από άπειρες συχνότητες, οι οποίες είναι ακέραια πολλαπλάσια μιας βασικής (ή **θεμελιώδους**) συχνότητας του σήματος. Δηλαδή, το σήμα ισοδυναμεί με το άθροισμα ημιτονικών σημάτων που καθένα έχει συχνότητα πολλαπλάσια της θεμελιώδους. Οι συχνότητες αυτές λέγονται **αρμονικές** συχνότητες και το αντίστοιχο φάσμα είναι προφανώς διακριτό (Σχήμα ΙΗ.2).



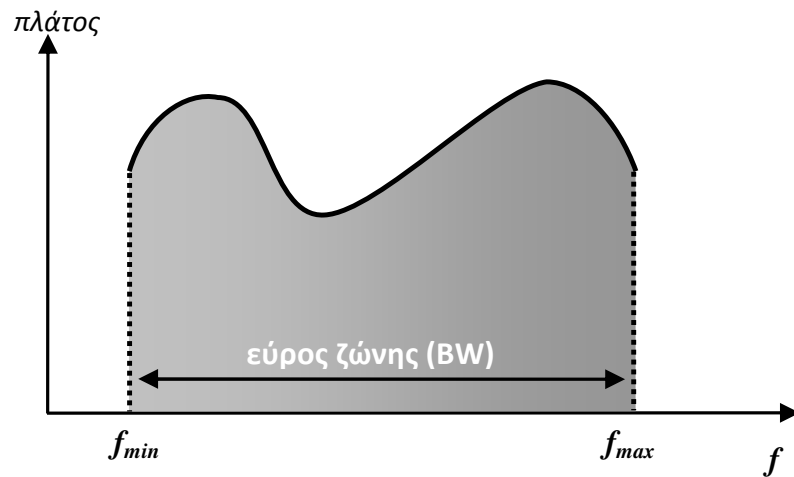
Σχήμα ΙΗ.2: Παράδειγμα διακριτού φάσματος περιοδικού σήματος

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 ΙΗ.3)

Στην περίπτωση αυτή είναι ακριβέστερο να μιλάμε για **φασματική ζώνη** (ή **εύρος ζώνης**, bandwidth – BW) του σήματος.

Μουσικό ακουστικό φάσμα. Το ακουστικό φάσμα ενός μουσικού σήματος είναι στη ζώνη από 20Hz έως 20kHz και περιλαμβάνει όλες τις συχνότητες που μπορούν να διεγείρουν το ανθρώπινο αφτί.

Φάσμα Video. Το οπτικό φάσμα ή φάσμα video καταλαμβάνει την ευρεία ζώνη από 0Hz έως 5MHz. Δηλαδή, το σήμα Video περιλαμβάνει και χαμηλές συχνότητες, έως το συνεχές (ένα συνεχές σήμα έχει συχνότητα 0Hz).



Σχήμα ΙΗ.3: Παράδειγμα συνεχούς φάσματος μη περιοδικού σήματος

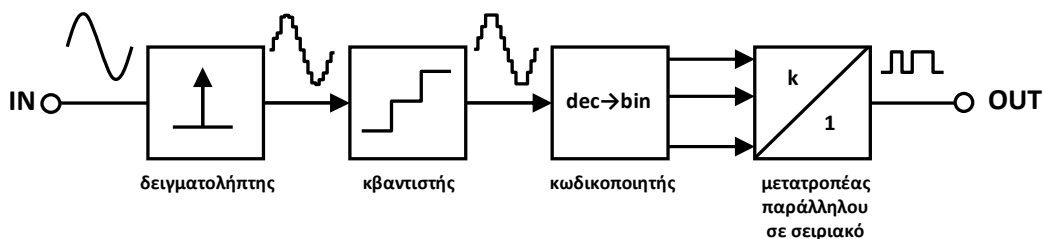
Ανθρώπινη ομιλία. Πειράματα έχουν δείξει ότι η φασματική ζώνη της ανθρώπινης ομιλίας εκτείνεται από 20Hz έως 12 ή 15kHz.

Τηλεφωνική φασματική ζώνη. Το ουσιαστικότερο τμήμα του φάσματος της ανθρώπινης ομιλίας είναι από 300Hz έως 3400Hz. Είναι το τμήμα του φάσματος που περιέχει τα βασικά χαρακτηριστικά που επιτρέπουν, αν κάποιος το ακούσει από μακριά, να αναγνωρίσει ποιος ομιλεί. Είναι ακριβώς η ζώνη που διεθνώς έχει καθοριστεί για να διαβιβάζεται μέσω των τηλεφωνικών γραμμών. Γι' αυτό ονομάζεται και **τηλεφωνικό φάσμα**.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΘ — Συστήματα μετατροπής Αναλογικού σήματος σε Ψηφιακό και αντίστροφα

Στο Παράρτημα αυτό θα παρουσιάσουμε με απλουστευμένο τρόπο τη δομή των συστημάτων μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (και αντίστροφα), καθώς και ενδεικτικές υλοποιήσεις των κυκλωμάτων που τα αποτελούν. Από τις αντίστοιχες διαθέσιμες τεχνικές η ευρύτερα χρησιμοποιούμενη είναι εκείνη της **παλμοκωδικής διαμόρφωσης** (Pulse Code Modulation – **PCM**), την οποία και θα εξετάσουμε.

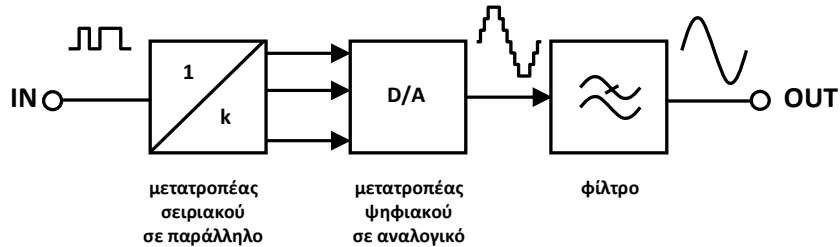
Τα βασικά στάδια της μετατροπής ενός αναλογικού σήματος σε ψηφιακό με την τεχνική PCM είναι η δειγματοληψία του σήματος, η κβάντισή του και η κωδικοποίηση των σταθμών κβάντισης στο δυαδικό σύστημα. Η διαδικασία της κωδικοποίησης είναι αμιγώς ψηφιακή (υλοποιείται δηλαδή με ψηφιακά κυκλώματα). Οι άλλες δύο (η δειγματοληψία και η κβάντιση) υλοποιούνται με συνδυασμό αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων. Για την κατανόηση, συνεπώς, των επομένων απαιτούνται βασικές γνώσεις ψηφιακών ηλεκτρονικών για τις οποίες ο αναγνώστης ενθαρρύνεται να ανατρέξει στη σχετική βιβλιογραφία.



Σχήμα ΙΘ.1: Διάγραμμα βαθμίδων διαμορφωτή PCM

Στο Σχήμα ΙΘ.1 φαίνεται το απλουστευμένο διάγραμμα βαθμίδων ενός διαμορφωτή PCM. Σε αντιστοιχία με όσα προαναφέρθηκαν, αποτελείται από τον δειγματολήπτη, τον κβαντιστή και τον κωδικοποιητή. Το αποτέλεσμα της κωδικοποίησης παρέχεται συνήθως σε παράλληλη μορφή. Αυτό σημαίνει πως ο κωδικοποιητής διαθέτει ένα σύνολο εξόδων (ο αριθμός $[k]$ των οποίων είναι ίσος με τον αριθμό των δυαδικών ψηφίων που απαιτούνται για την κωδικοποίηση των σταθμών του κβαντιστή). Στην περίπτωση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, η έξοδος των οποίων είναι σειριακή (μιας και η μετάδοση των δεδομένων γίνεται από ένα μοναδικό μέσο μετάδοσης [π.χ. καλώδιο]), απαιτείται μια επιπλέον βαθμίδα η οποία είναι υπεύθυνη για τη μετατροπή της παράλληλης εξόδου του κωδικοποιητή σε σειριακή. Η βαθμίδα αυτή αντιστοιχεί σε έναν μετατροπέα παράλληλου σε σειριακό και μπορεί να υλοποιηθεί από έναν ψηφιακό πολυπλέκτη $k:1$ (με τα κατάλληλα σήματα ελέγχου), όπου ο συμβολισμός υποδεικνύει k εισόδους και μία έξοδο (βλπ. και Σχήμα ΙΘ.1).

Η αντίστροφη διαδικασία, εκείνη δηλαδή της μετατροπής του ψηφιακού σήματος PCM σε αναλογικό, πραγματοποιείται από τον αποδιαμορφωτή PCM, το διάγραμμα βαθμίδων του οποίου παρουσιάζεται στο Σχήμα ΙΘ.2



Σχήμα ΙΘ.2: Διάγραμμα βαθμίδων αποδιαμορφωτή PCM

Αν υποθέσουμε πως η είσοδος του αποδιαμορφωτή είναι σειριακή, η πρώτη βαθμίδα που απαιτείται είναι εκείνη που μετατρέπει τη σειριακή ροή σε παράλληλη και μπορεί να υλοποιηθεί με έναν ψηφιακό πολυπλέκτη 1:k. Ακολουθεί ο «κυρίως» μετατροπέας ψηφιακού σε αναλογικό (Digital to Analog converter – D/A), ο οποίος αναπαράγει ένα πανομοιότυπο του σήματος εξόδου του κβαντιστή στον διαμορφωτή. Τέλος, ένα χαμηλοπερατό φίλτρο LPF απομακρύνει από το σήμα εξόδου του μετατροπέα D/A τα υψίσυχνα κατάλοιπα της διαδικασίας δειγματοληψίας, κατά τα γνωστά.

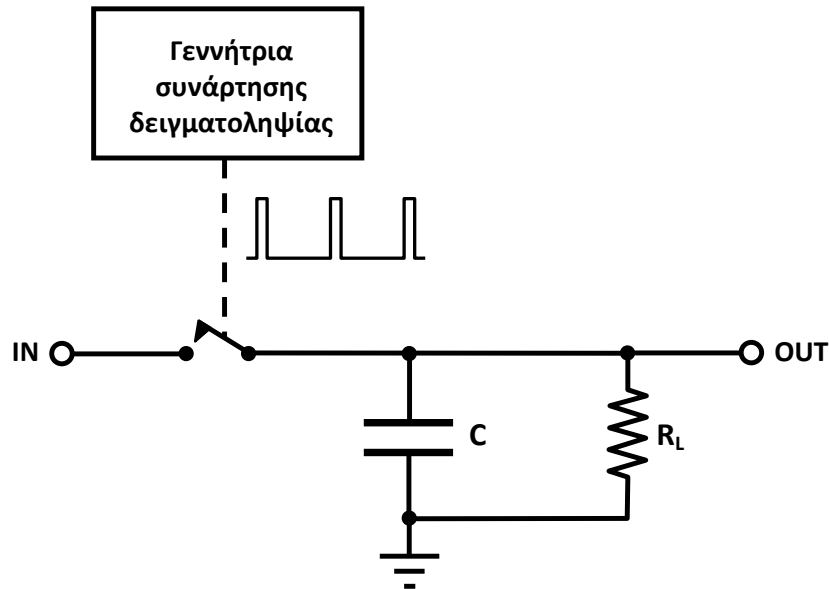
Να τονίσουμε εδώ πως οι όροι «διαμορφωτής» και «αποδιαμορφωτής» χρησιμοποιούνται καταχρηστικά και δεν θα πρέπει να συγχέονται με τις ομώνυμες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης (ASK, PSK, FSK, κλπ), ρόλος των οποίων είναι να εξασφαλίζουν την κατάλληλη μορφοποίηση του σήματος –με βάση τα χαρακτηριστικά του καναλιού μετάδοσης- πριν την εκπομπή του.

Στη συνέχεια θα δούμε αναλυτικότερα τη δομή των κυκλωμάτων τα οποία απαιτούνται για την υλοποίηση τόσο ενός διαμορφωτή PCM, όσο και του αντίστοιχου αποδιαμορφωτή.

● Κυκλώματα διαμορφωτή PCM

Στο Σχήμα ΙΘ.3 φαίνεται ένα απλό κύκλωμα δειγματοληψίας το οποίο αποτελείται από έναν ηλεκτρονικά ελεγχόμενο διακόπτη και έναν πυκνωτή ο οποίος κατακρατεί την τιμή τάσης που αντιστοιχεί στο τρέχον δείγμα του σήματος. Η αντίσταση R_L αντιπροσωπεύει τον φόρτο του κυκλώματος, δηλαδή την αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας. Ο συγκεκριμένος δειγματολήπτης υλοποιεί τη διαδικασία της δειγματοληψίας με κατακράτηση (Sample and Hold) και η λειτουργία του έχει ως εξής: Σε ίσα χρονικά διαστήματα, η διάρκεια των οποίων ορίζεται από τους παλμούς της γεννήτριας της συνάρτησης δειγματοληψίας, ο διακόπτης κλείνει επιτρέποντας τη φόρτιση του πυκνωτή C στην τιμή τάσης στην οποία αντιστοιχεί το αναλογικό σήμα τη

συγκεκριμένη χρονική στιγμή. (Προφανώς η συχνότητα των παλμών δειγματοληψίας θα πρέπει να καθορίζεται με βάση το **κριτήριο Nyquist**).



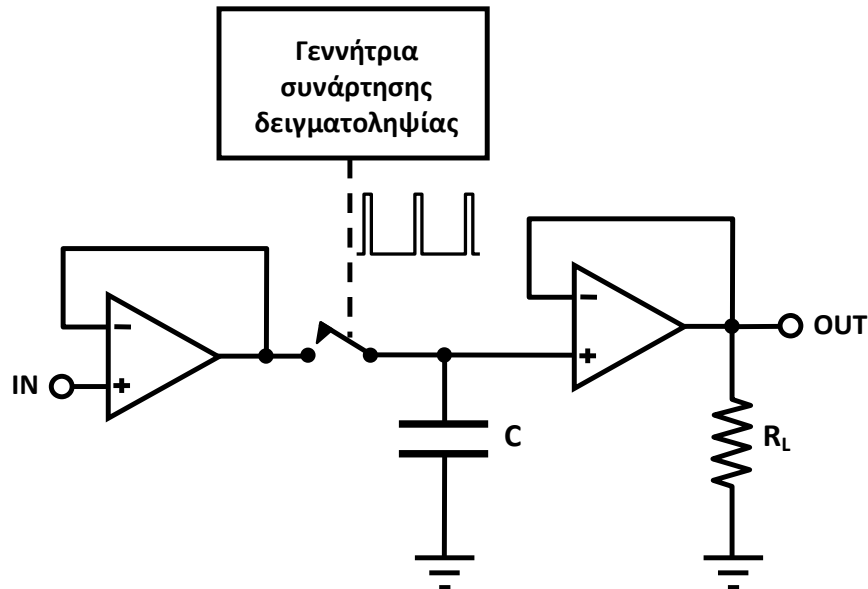
Σχήμα 10.3: Απλό κύκλωμα δειγματολήπτη

Ο κύκλος λειτουργίας (duty cycle) του σήματος που ελέγχει τον διακόπτη επιλέγεται αρκετά μικρός ώστε μετά τη φάση κατά την οποία ο διακόπτης βρίσκεται στην κατάσταση αγωγής (ON) να ακολουθεί μια αρκετά μεγαλύτερη φάση κατά την οποία ο διακόπτης βρίσκεται στην αποκοπή (OFF). Στη φάση αποκοπής του διακόπτη ο πυκνωτής C διατηρεί το φορτίο του (και άρα και την τάση στα άκρα του) με την προϋπόθεση η αντίσταση φόρτου (R_L) να είναι πολύ μεγάλη. Άρα, η τιμή του δείγματος του σήματος διατηρείται πρακτικά σταθερή και η λειτουργία της κατακράτησης (hold) λειτουργεί ικανοποιητικά.

Στην πράξη, όμως, η αντίσταση φόρτου δεν έχει άπειρη τιμή, οπότε και ο πυκνωτής θα εκφορτίζεται μέσω αυτής με ταχύτητα που εξαρτάται από τη σταθερά χρόνου $R_L \cdot C$. Η επιλογή πυκνωτή με μεγάλη χωρητικότητα, αφενός θα αύξανε τον όγκο του κυκλώματος, αφετέρου θα αύξανε και τη σταθερά χρόνου που αντιστοιχεί στη φόρτισή του, μειώνοντας την απόκρισή του στο αναλογικό σήμα εισόδου.

Ένα βελτιωμένο κύκλωμα δειγματολήπτη φαίνεται στο Σχήμα 10.4. Αποτελεί τροποποίηση εκείνου του Σχήματος 10.3, στο οποίο έχουν επιπλέον συμπεριληφθεί δύο τελεστικοί ενισχυτές σε συνδεσμολογία απομονωτή (buffer). Με τη χρήση τους εξασφαλίζεται τόσο η απομόνωση του σήματος εισόδου, όσο και η απομόνωση της εξόδου. Συγκεκριμένα, με την πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου και την πολύ μικρή αντίσταση εξόδου των απομονωτών, εξασφαλίζεται πολύ μικρή τιμή σταθεράς χρόνου για τη φόρτιση του πυκνωτή

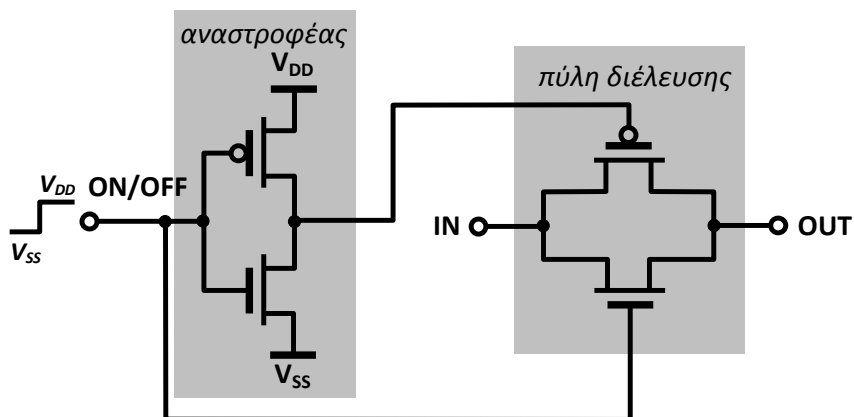
και πολύ μεγάλη τιμή για την εκφόρτισή του, ανεξάρτητες πρακτικά από την τιμή της χωρητικότητας που επιλέγουμε.



Σχήμα ΙΘ.4: Βελτιωμένο κύκλωμα δειγματολήπτη

Πριν προχωρήσουμε στην υλοποίηση της βαθμίδας του κβαντιστή, ας περιγράψουμε με συντομία κύκλωμα με το οποίο μπορεί να υλοποιηθεί ο ελεγχόμενος από τάση διακόπτης του δειγματολήπτη που μόλις εξετάσαμε.

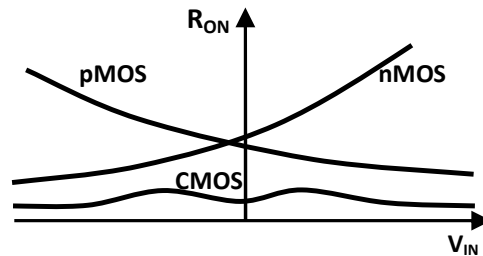
Ένας τέτοιος διακόπτης σε τεχνολογία CMOS υλοποιείται κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το κύκλωμα του Σχήματος ΙΘ.5.



Σχήμα ΙΘ.5: Κύκλωμα αναλογικού διακόπτη CMOS

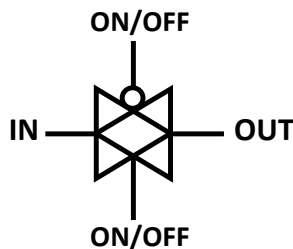
Η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος βασίζεται στην δυνατότητα που έχουμε να χρησιμοποιούμε το MOSFET ως διακόπτη ελεγχόμενο από την τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του. Αντί της χρήσης ενός και μοναδικού

τρανζίστορ MOS, μεταξύ της εισόδου (IN) και της εξόδου (OUT) του διακόπτη συνδέουμε δύο συμπληρωματικά τρανζίστορ (ένα nMOS και ένα pMOS), σχηματίζοντας μια **πύλη διέλευσης (transmission gate)**. Μια τέτοια επιλογή υπαγορεύεται από την απαίτηση που επιβάλλει σταθερή αντίσταση αγωγής του διακόπτη (R_{ON}), ανεξάρτητη από την τάση εισόδου (V_{IN}).



Σχήμα ΙΘ.6: Σχέση αντίστασης αγωγής (R_{ON}) και τάσης εισόδου αναλογικού διακόπτη CMOS

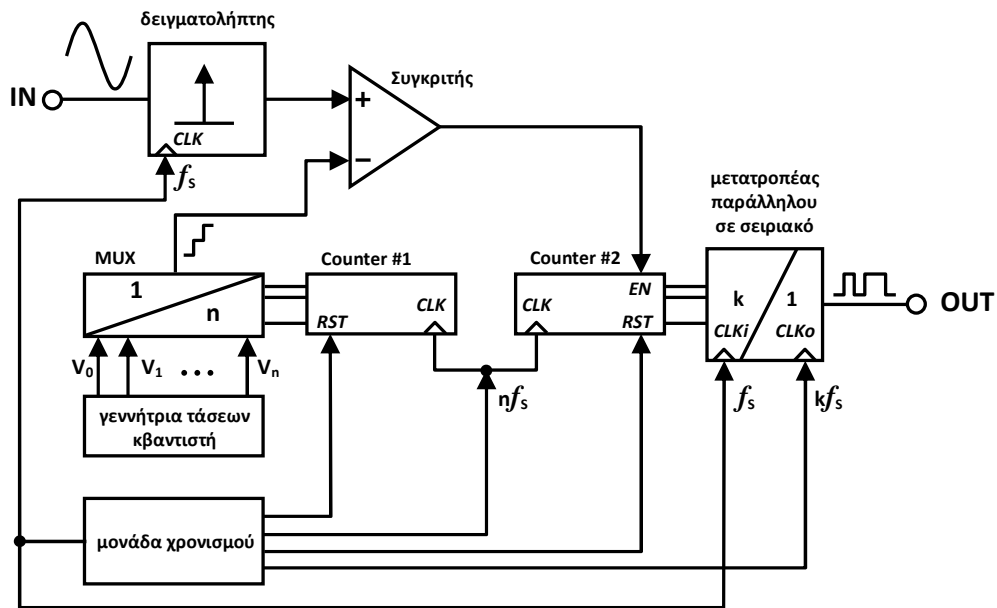
Πράγματι, σύμφωνα με τα διαγράμματα του Σχήματος ΙΘ.6, η επιλογή ενός μοναδικού τρανζίστορ nMOS θα έδινε μη σταθερή αντίσταση αγωγής του διακόπτη, αυξανόμενη με την τάση εισόδου. Ανάλογα, η χρήση ενός μοναδικού τρανζίστορ pMOS θα έδινε μη σταθερή αντίσταση αγωγής του διακόπτη, μειούμενη με την τάση εισόδου. Αντίθετα, η επιλογή πύλης διέλευσης CMOS – το κυκλωματικό σύμβολο της οποίας φαίνεται στο Σχήμα ΙΘ.7 – δίνει περίπου σταθερή αντίσταση αγωγής (βλπ. Σχήμα ΙΘ.6).



Σχήμα ΙΘ.7: Κυκλωματικό σύμβολο πύλης διέλευσης CMOS

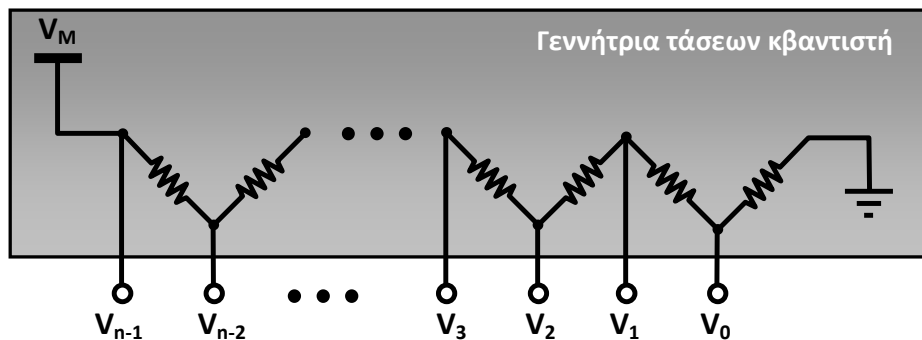
Στο κύκλωμα του διακόπτη περιλαμβάνεται και αναστροφέας, ο οποίος παρέχει το συμπληρωματικό του σήματος ελέγχου (ON/OFF) το οποίο είναι απαραίτητο για τον έλεγχο του pMOS της πύλης διέλευσης (Ας θυμηθούμε πως ένα nMOS είναι «ανοιχτό» όταν στην πύλη του εφαρμόζεται το λογικό μηδέν ενώ ένα pMOS είναι «κλειστό», και αντίστροφα).

Στο Σχήμα ΙΘ.8 παρουσιάζεται αναλυτικό διάγραμμα βαθμίδων του διαμορφωτή PCM που εξετάζουμε, στο οποίο έχει αναπτυχθεί η δομή του κβαντιστή στις επιμέρους βαθμίδες του. Θα περιγράψουμε καθεμία χωριστά και στη συνέχεια θα εξηγήσουμε συνολικά τη λειτουργία του συστήματος.



Σχήμα ΙΘ.8: Αναλυτικό διάγραμμα βαθμίδων διαμορφωτή PCM

Η λειτουργία του κβαντιστή συνίσταται στη «στρογγυλοποίηση» των τιμών των δειγμάτων που λαμβάνει από το δειγματολήπτη στην αμέσως ανώτερη στάθμη κβάντισης. Απαραίτητο, επομένως, στοιχείο του είναι ένα κύκλωμα που θα παράγει τις απαιτούμενες τάσεις κβάντισης. Η απλούστερη μορφή υλοποίησης (όχι όμως και η καλύτερη) του κυκλώματος αυτού φαίνεται στο Σχήμα ΙΘ.9.

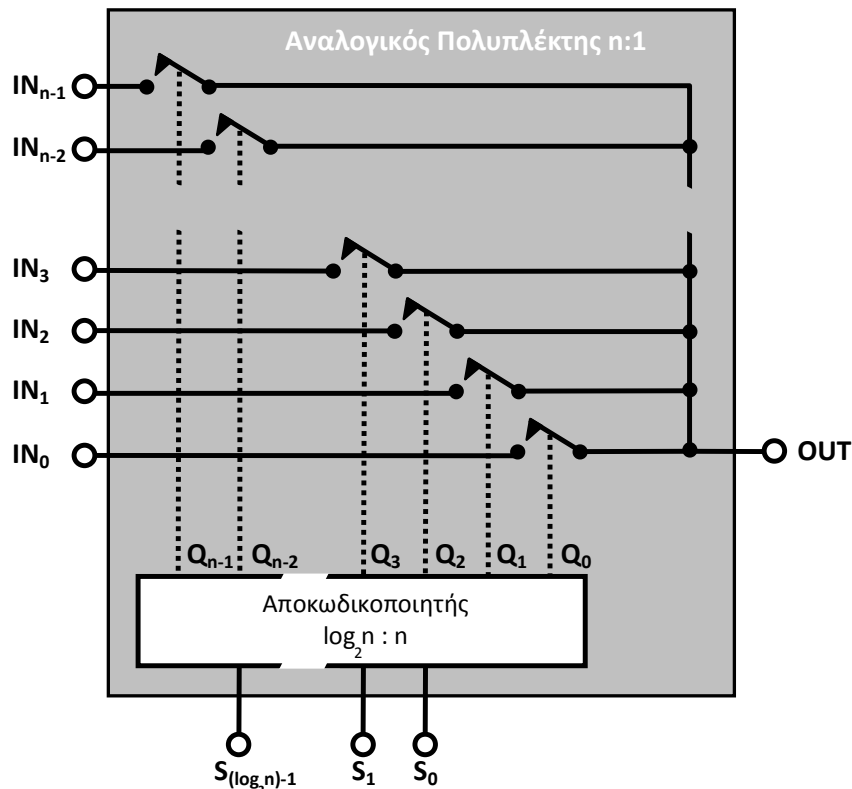


Σχήμα ΙΘ.9: Υλοποίηση γεννήτριας τάσεων κβαντιστή

Αποτελείται από έναν πολλαπλό διαιρέτη τάσης, ένα δικτύωμα δηλαδή αντιστατών που παρέχει ισαπέχουσες τάσεις αν χρησιμοποιηθεί η ίδια τιμή για όλους τους αντιστάτες. Οι έξοδοί του $V_0, V_1, V_2, \dots, V_{n-1}$ (n τον αριθμό) αντιστοιχούν στις στάθμες τάσης του κβαντιστή.

Ο αναλογικός πολυπλέκτης (multiplexer – MUX) του Σχήματος ΙΘ.8 μπορεί να υλοποιηθεί σύμφωνα με το κύκλωμα του Σχήματος ΙΘ.10. Πρόκειται

για πολυπλέκτη $n:1$, διαθέτει δηλαδή n εισόδους οι οποίες πολυπλέκονται στην μοναδική του έξοδο.



Σχήμα ΙΘ.10: Υλοποίηση αναλογικού πολυπλέκτη $n:1$

Οι ηλεκτρονικά ελεγχόμενοι διακόπτες του Σχήματος ΙΘ.10 μπορούν εύκολα να υλοποιηθούν με τη χρήση πυλών διέλευσης, όπως ήδη δείξαμε.

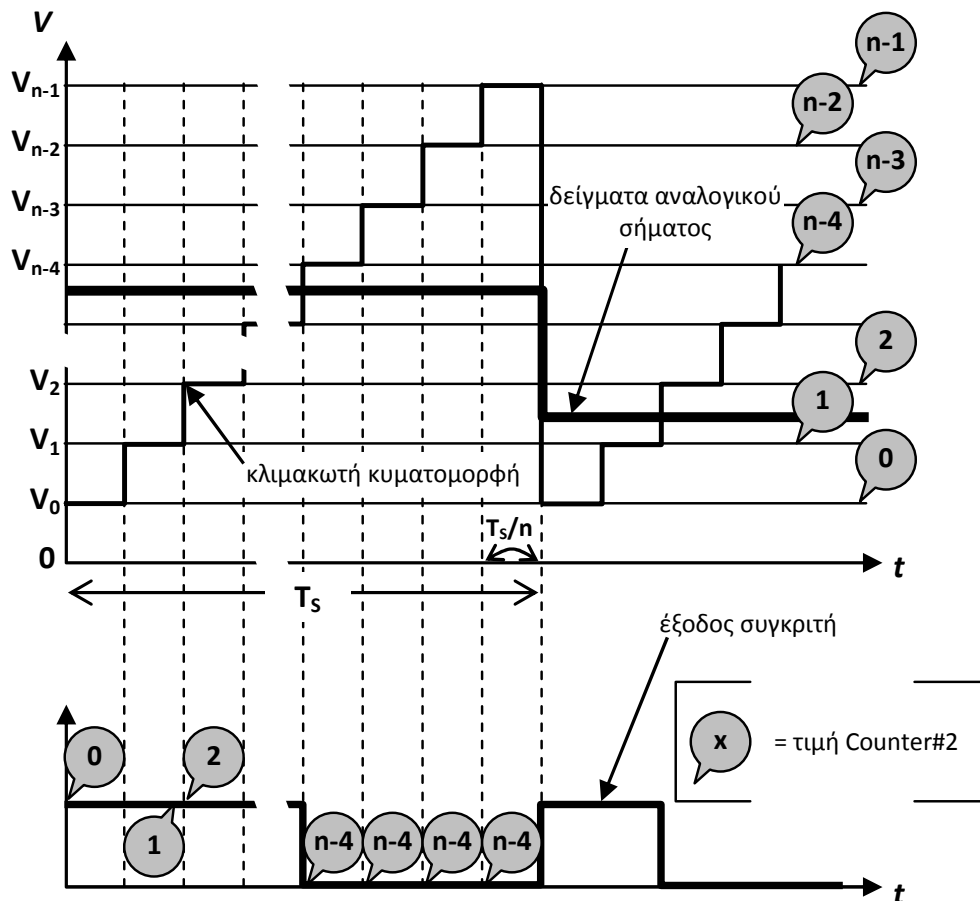
Προκειμένου να γίνεται επιλογή εκείνης εκ των n εισόδων (IN_0 έως IN_{n-1}) που θα διασυνδέεται στην έξοδο (OUT) του πολυπλέκτη, απαιτούνται k τον αριθμό ακροδέκτες επιλογής S_i , όπου $i=0,1,2, \dots, k=(\log_2 n)-1$. Τα αντίστοιχα σήματα μεταφράζονται εσωτερικά στα σήματα Q_j ($j=0,1,2, \dots, n-1$) τα οποία ελέγχουν απευθείας τους διακόπτες του πολυπλέκτη. Η μετάφραση αυτή μπορεί να γίνει με τη βοήθεια ενός αποκωδικοποιητή $\log_2 n : n$ ο οποίος είναι απλό **συνδυαστικό ψηφιακό κύκλωμα** το οποίο υπακούει στον πίνακα αλήθειας του Πίνακα ΙΘ.1

Ο απαριθμητής Counter#1 είναι ένα απλό **ακολουθιακό ψηφιακό κύκλωμα** και απαριθμεί στο δυαδικό σύστημα με τιμή έναρξης το 0 και μέγιστη τιμή $n-1$. Αριθμεί, δηλαδή, τις στάθμες του κβαντιστή. Ο αριθμός των εξόδων του είναι προφανώς $k=(\log_2 n)-1$, πρόκειται δηλαδή για απαριθμητή των k -bit.

Ο απαριθμητής Counter#2 είναι πανομοιότυπος του Counter#1. (Θα μπορούσε, μάλιστα, να χρησιμοποιηθεί ένας μόνο από τους δύο, γεγονός που αποφεύχθηκε για διδακτικούς λόγους). Το πρόσθετο στοιχείο που διαθέτει σε σύγκριση με τον Counter#1 είναι η είσοδος ενεργοποίησης (Enable – EN) με την οποία γίνεται παύση της απαρίθμησης όταν αυτό απαιτείται, όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Πίνακας ΙΘ.1: Πίνακας αλήθειας αποκωδικοποιητή $\log_2 n:n$

S _{log₂n-1}	...	S ₂	S ₁	S ₀	Q _{n-1}	Q _{n-2}	...	Q ₃	Q ₂	Q ₁	Q ₀
0	...	0	0	0	0	0	...	0	0	0	1
0	...	0	0	1	0	0	...	0	0	1	0
0	...	0	1	0	0	0	...	0	1	0	0
0	...	0	1	1	0	0	...	1	0	0	0
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
1	...	1	1	0	0	1	...	0	0	0	0
1	...	1	1	1	1	0	...	0	0	0	0



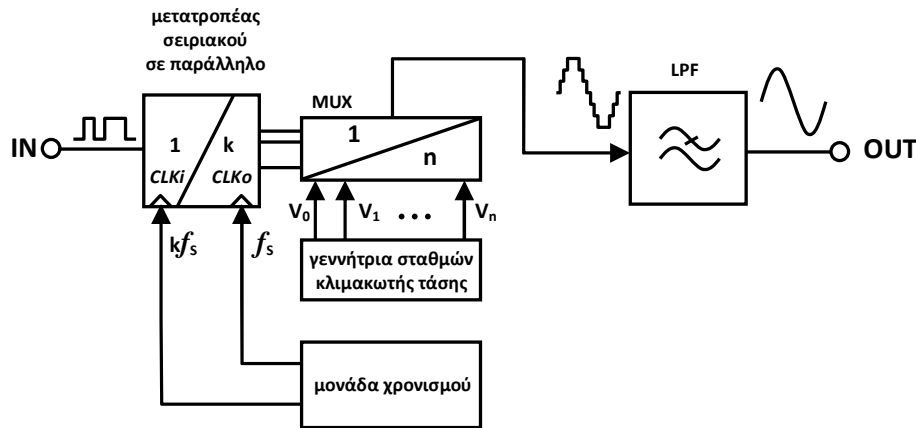
Σχήμα ΙΘ.11: Αρχή λειτουργίας διαμορφωτή PCM – χαρακτηριστικά σήματα

Έχοντας περιγράψει τη λειτουργία των κυριότερων επιμέρους τμημάτων του διαμορφωτή, είμαστε έτοιμοι να δούμε συνολικά τη λειτουργία του. Θα υποθέσουμε ότι το αναλογικό σήμα που πρόκειται να μετατραπεί σε ψηφιακό παίρνει μόνο θετικές τιμές. *(Αν δεν συνέβαινε αυτό, η πολυπλοκότητα του συστήματος θα ήταν μεγαλύτερη, γεγονός που προτιμήσαμε να αποφύγουμε).* Για την κατανόηση της περιγραφής που θα ακολουθήσει ο αναγνώστης θα πρέπει να συμβουλευτεί τόσο τα σχηματικά διαγράμματα των κυκλωμάτων στα οποία αναφερόμαστε, όσο και το Σχήμα ΙΘ.11.

Ο δειγματολήπτης, ελεγχόμενος από παλμούς συχνότητας ίσης με τη συχνότητα δειγματοληψίας (f_s), λαμβάνει δείγματα του αναλογικού σήματος στην είσοδό του. Όσο διαρκεί το τρέχον δείγμα, οι απαριθμητές αρχίζουν να μετρούν από το μηδέν, με συχνότητα ρολογιού ίση με $n f_s$. Με σήματα ελέγχου οδηγούμενα από τις εξόδους του Counter#1, ο αναλογικός πολυπλέκτης (MUX) επιλέγει την αμέσως επόμενη στάθμη κβάντισης μεταξύ των εξόδων της γεννήτριας τάσεων του κβαντιστή, σε κάθε βήμα απαρίθμησης. Με τον τρόπο αυτό παράγει την κλιμακωτή κυματομορφή του Σχήματος ΙΘ.11. Η τιμή της τελευταίας συγκρίνεται με την τιμή τάσης του τρέχοντος δείγματος του αναλογικού σήματος. Όσο η τάση του δείγματος είναι μεγαλύτερη από την τάση της κλιμακωτής κυματομορφής, ο συγκριτής παρέχει στην έξοδό του τη λογική μονάδα, διατηρώντας ενεργοποιημένο τον Counter#2 ο οποίος και απαριθμεί στο δυαδικό σύστημα την τρέχουσα τιμή στάθμης της κλιμακωτής τάσης (βλπ. αρίθμηση στο Σχήμα ΙΘ.11). Όταν η κλιμακωτή τάση ξεπεράσει την τιμή του αναλογικού δείγματος, η έξοδος του συγκριτή μεταπίπτει στο λογικό μηδέν, αναγκάζοντας τον Counter#2 να παύσει να μετρά, «κλειδώνοντας» στην τιμή που αντιστοιχεί στη ελάχιστη στάθμη κβάντισης για την οποία η τιμή τάσης της υπερβαίνει την τάση του αναλογικού δείγματος (στην $n-4$ για το παράδειγμα του Σχήματος ΙΘ.11). Στο πέρας της χρονικής διάρκειας του δείγματος, η τιμή του Counter#2 αντιστοιχεί στην δυαδική αναπαράσταση της αντίστοιχης στάθμης κβάντισης, η οποία μπορεί να διοχετευθεί σειριακά στην έξοδο του διαμορφωτή, με τη βοήθεια του μετατροπέα παράλληλου σε σειριακό.

Εξαιρετική σημασία για τη σωστή λειτουργία του συστήματος έχει η μονάδα χρονισμού, η οποία παράγει όλα τα απαιτούμενα σήματα ρολογιού με τα οποία συγχρονίζονται οι επιμέρους βαθμίδες: Ο δειγματολήπτης θα λειτουργεί με ρολόι συχνότητας f_s , όπως ήδη εξηγήσαμε. Οι απαριθμητές θα λειτουργούν με συχνότητα ρολογιού ίση με $n f_s$, ώστε στο χρόνο που διαρκεί κάθε δείγμα να μπορούν να «σαρώσουν» το σύνολο των n σταθμών κβάντισης. Τέλος, το ρολόι εισόδου (CLKi) του μετατροπέα παράλληλου σε σειριακό θα λειτουργεί σε συχνότητα f_s , μιας και έγκυρη τιμή στάθμης σε δυαδική μορφή στις εξόδους του Counter#2 είναι διαθέσιμη στο πέρας της διάρκειας κάθε δείγματος. Αντίθετα, το ρολόι εξόδου του (CLKo) θα λειτουργεί σε συχνότητα $k f_s$, αφού κάθε αναλογικό δείγμα κωδικοποιείται με k δυαδικά ψηφία.

- **Κυκλώματα αποδιαμορφωτή PCM**



Σχήμα ΙΘ.12: Διάγραμμα βαθμίδων αποδιαμορφωτή PCM

Η λειτουργία του αποδιαμορφωτή, το διάγραμμα βαθμίδων του οποίου φαίνεται στο Σχήμα ΙΘ.12, είναι παρόμοια, ενώ παρόμοια είναι και τα δομικά στοιχεία τα οποία χρησιμοποιεί πλην του φίλτρου εξόδου.

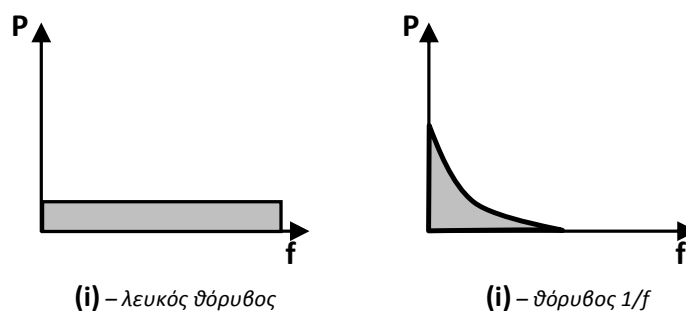
Φθάνοντας στην είσοδο του αποδιαμορφωτή το ψηφιακό σήμα σε μορφή σειριακής παλμοσειράς μετατρέπεται σε παράλληλες δυαδικές λέξεις μήκους k . Κάθε λέξη, που αντιστοιχεί σε ένα δείγμα του αναλογικού σήματος που ψηφιοποιήθηκε στον διαμορφωτή, ελέγχει τον αναλογικό πολυπλέκτη (MUX) ο οποίος παρέχει στην έξοδό του την αντίστοιχη στάθμη του κβαντισμένου σήματος, το οποίο και αναπαράγεται. Με τη διέλευση του σήματος αυτού από το φίλτρο LPF η κβαντισμένη κυματομορφή εξομαλύνεται, παίρνοντας τη μορφή του αρχικού αναλογικού σήματος.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Κ — Ηλεκτρονικός θόρυβος

Ο **θόρυβος** (noise), που υπεισέρχεται αναπόφευκτα σε κάθε ηλεκτρονικό κύκλωμα, αποτελεί κάθε τυχαία (και συνήθως ανεπιθύμητη) διακύμανση του σήματος λόγω εξωτερικών αλλά και εσωτερικών αιτιών. Στην πρώτη περίπτωση ο θόρυβος χαρακτηρίζεται ως **εξωγενής**, στη δε δεύτερη ως **ενδογενής**. Τα αίτια του θορύβου μπορεί να έχουν φυσική προέλευση (π.χ. ο θερμικός θόρυβος οφείλεται στη θερμική κίνηση των ηλεκτρικών φορέων) ή να εξαρτώνται από την κατασκευή μιας ηλεκτρονικής διάταξης (λόγω π.χ. ατελειών στους ημιαγωγούς).

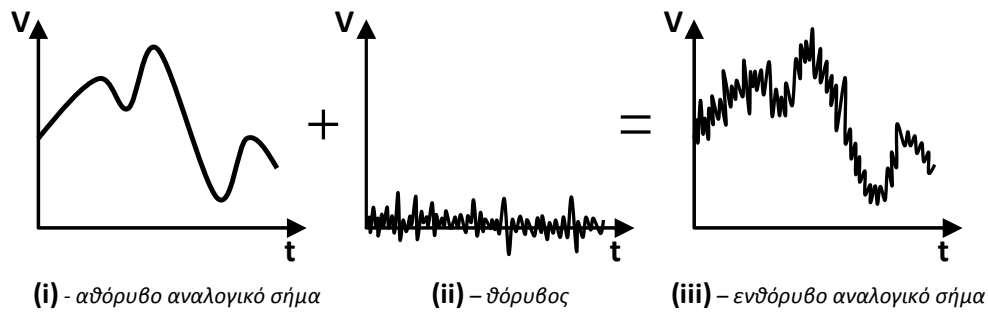
Ο όρος «θόρυβος» προέρχεται από την εποχή της αναλογικής μετάδοσης φωνής, όπου ανεπιθύμητες μεταβολές του σήματος γίνονταν αντιληπτές ως θόρυβος στο δέκτη.

Διάκριση των σημάτων θορύβου μπορεί να γίνει και με βάση το φασματικό τους περιεχόμενο. Ένας θόρυβος που έχει την ίδια ισχύ σε όλες τις συχνότητες ονομάζεται **λευκός θόρυβος** (white noise), κατ' αναλογία με το λευκό φως που περιέχει όλα τα μήκη κύματος (χρώματα). Το φάσμα του λευκού θορύβου παρουσιάζεται στο Σχήμα Κ.1-ι. Αν θεωρηθεί ως μια σειρά δειγμάτων, η κυματομορφή ενός λευκού θορύβου στο πεδίο του χρόνου ακολουθεί την κανονική κατανομή (Gaussian distribution) και για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε για τον λευκό θόρυβο το συνώνυμο Gaussian. Ο λευκός θόρυβος αποτελεί τυπική περίπτωση θορύβου, ωστόσο υπάρχουν και άλλες μορφές θορύβου με διαφορετικό (μη ομοιόμορφο) φασματικό περιεχόμενο. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί ο θόρυβος $1/f$ (ή θόρυβος flicker, ή θόρυβος αναλαμπής [οι συγγραφείς διστάζουν να μεταφράσουν την αγγλική λέξη flicker {=τρεμούλιασμα} με την συνώνυμη ελληνική λέξη «τρόμος», για ευνόητους λόγους]) η φασματική κατανομή του οποίου είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας ($1/f$ – βλπ Σχήμα Κ.1-ii).



Σχήμα Κ.1: Φάσματα διαφόρων τύπων θορύβου

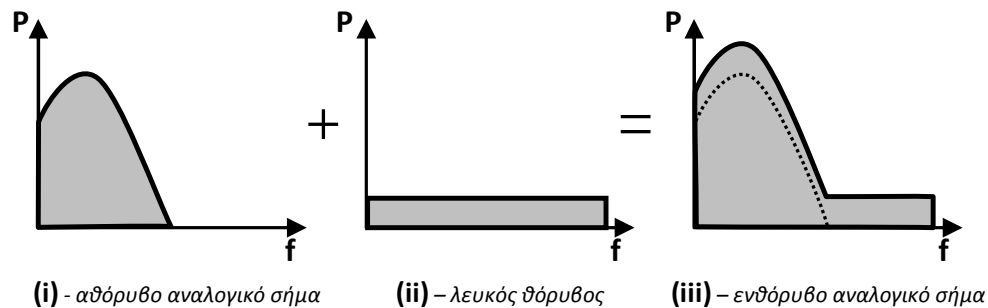
Στη συνέχεια θα εξετάσουμε με συντομία την επίδραση του θορύβου στα αναλογικά και στα ψηφιακά σήματα και θα παρουσιάσουμε τις βασικές αρχές που χρησιμοποιούνται για την εξουδετέρωσή του, σε κάθε περίπτωση.



Σχήμα Κ.2: Επίδραση προσθετικού θορύβου σε αναλογικό σήμα (στο πεδίο του χρόνου)

Ας θεωρήσουμε αναλογικό σήμα το οποίο στο πεδίο του χρόνου έχει τη μορφή του Σχήματος Κ.2-ι, στο οποίο επικάθεται προσθετικά θόρυβος (Σχήμα Κ.2-ii). (Αν και τα είδη θορύβου που δρουν προσθετικά [**προσθετικοί θόρυβοι**] είναι τα συνηθέστερα, υπάρχουν και είδη που δρουν πολλαπλασιαστικά [**πολλαπλασιαστικοί θόρυβοι**]). Ως αποτέλεσμα της επίδρασης του θορύβου το αναλογικό σήμα θα αλλοιωθεί κατά τον τρόπο που υποδεικνύεται στο Σχήμα Κ.2-iii.

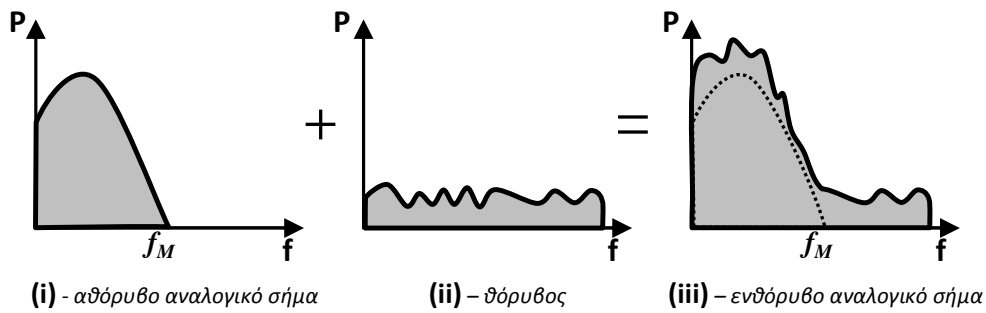
Αν υποθέσουμε ότι ο θόρυβος που εξετάζουμε είναι λευκός, η αντίστοιχη επίδραση στο πεδίο της συχνότητας παρουσιάζεται στο Σχήμα Κ.3.



Σχήμα Κ.3: Επίδραση λευκού προσθετικού θορύβου σε αναλογικό σήμα (στο πεδίο της συχνότητας)

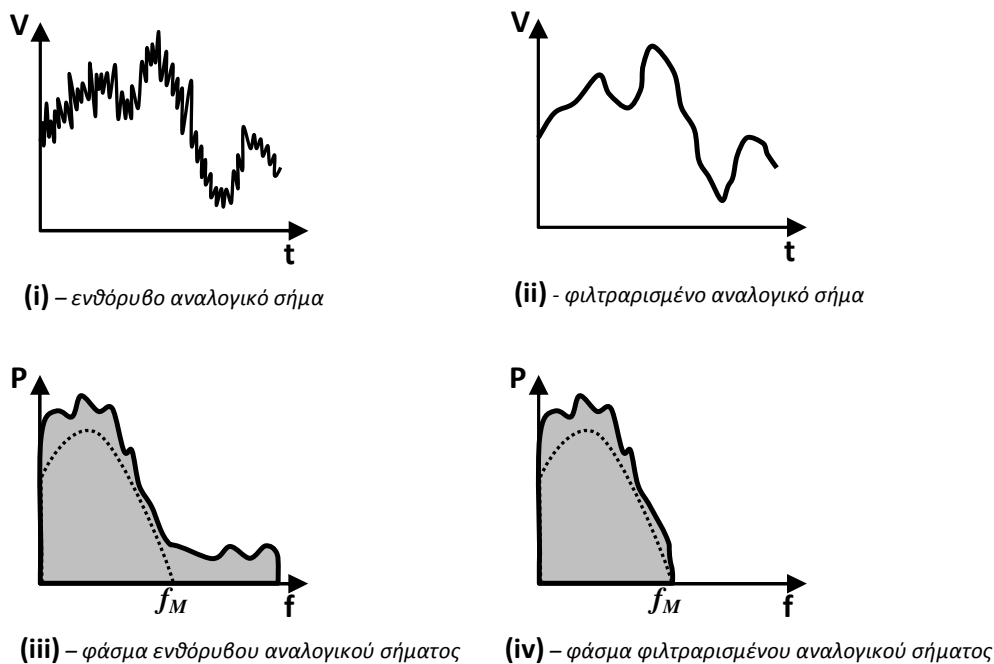
Η αλλοίωση που προκαλεί ο θόρυβος στο φάσμα του αναλογικού σήματος προκύπτει από τη σύγκριση του φάσματος του Σχήματος Κ.3-ι με εκείνο του Σχήματος Κ.1-ii.

Στην πράξη, ο θόρυβος δεν είναι ιδανικά λευκός. Επιπλέον, συχνά συνυπάρχουν διάφοροι τύποι θορύβου με διαφορετικές φασματικές κατανομές, με αποτέλεσμα η συνολική φασματική κατανομή του θορύβου να μην είναι απόλυτα ομοιόμορφη. Στο Σχήμα Κ.4 φαίνεται η επίδραση θορύβου (με μη ομοιόμορφη κατανομή στο πεδίο της συχνότητας) στο αναλογικό σήμα το οποίο εξετάζουμε.



Σχήμα Κ.4: Επίδραση προσθετικού θορύβου σε αναλογικό σήμα (στο πεδίο της συχνότητας)

Το ερώτημα που προκύπτει είναι το εξής: Μπορούμε να απαλλαγούμε από το θόρυβο και σε ποιο βαθμό; Η απάντηση είναι πως μπορούμε, αλλά όχι απόλυτα. Ας δούμε το γιατί:



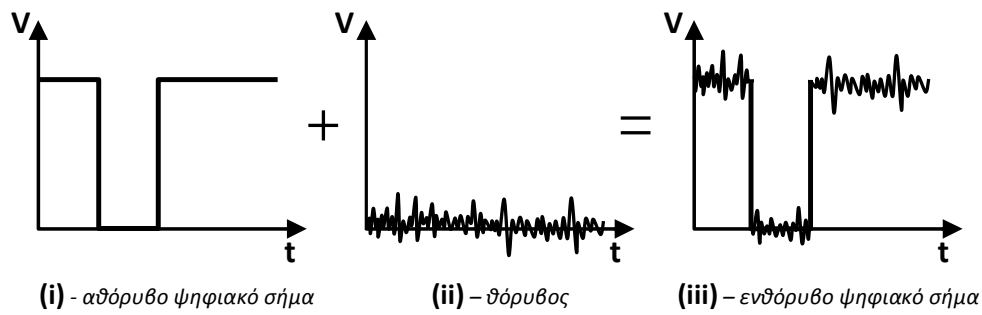
Σχήμα Κ.5: Περιορισμός του θορύβου σε αναλογικό σήμα

Ας υποθέσουμε πως το φάσμα του αναλογικού σήματος που εξετάζουμε είναι γνωστό και πως εκτείνεται από τη συχνότητα 0 έως τη συχνότητα f_M , που είναι η μέγιστη συχνότητα του σήματος. Όσον αφορά το φάσμα του ενθόρυβου σήματος (Σχήμα Κ.5-iii), είναι φανερό πως οποιαδήποτε συχνότητα μεγαλύτερη της f_M θα είναι προϊόν του θορύβου. Με τη χρήση κατάλληλου φίλτρου διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων (LPF) θα μπορούσαμε να αποκόψουμε τις ανεπιθύμητες συχνότητες (εκείνες με τιμή μεγαλύτερη της μέγιστης συχνότητας του σήματος) προκειμένου να εξουδετερώσουμε τον

αντίστοιχο θόρυβο. Το φάσμα του αναλογικού σήματος μετά τη διέλευσή του από το φίλτρο θα έχει τη μορφή του Σχήματος Κ.5-iv και στο πεδίο του χρόνου το αντίστοιχο σήμα θα έχει τη μορφή του Σχήματος Κ.5-ii. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το τελευταίο, αν και το προσεγγίζει αρκετά, δεν ταυτίζεται απόλυτα με το αρχικό (αθόρυβο) αναλογικό σήμα, για το λόγο ότι ένα μέρος του φάσματος του θορύβου παραμένει και συγκεκριμένα το τμήμα εκείνο που ταυτίζεται φασματικά με το εύρος ζώνης του σήματος. Φυσικά, δεν θα θέλαμε να επεκτείνουμε τη δράση του φίλτρου στην περιοχή συχνοτήτων του ωφέλιμου σήματος, γιατί κάτι τέτοιο θα οδηγούσε στην παραμόρφωσή του.

Το συμπέρασμα που συνάγουμε είναι πως στην περίπτωση του θορύβου στην αναλογική μετάδοση σημάτων η πλήρης απαλλαγή μας από τον θόρυβο δεν είναι, γενικά, δυνατή.

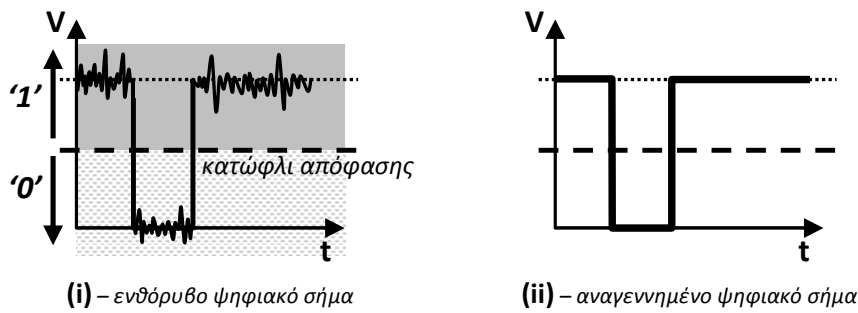
Ας εξετάσουμε, τώρα, την περίπτωση ενός ψηφιακού σήματος.



Σχήμα Κ.6: Επίδραση προσθετικού θορύβου σε ψηφιακό σήμα

Έστω το ψηφιακό σήμα του Σχήματος Κ.6-i. Όπως και στην περίπτωση ενός αναλογικού σήματος, το σήμα θα υποστεί την επίδραση του θορύβου (Σχήμα Κ.6-ii) οδηγώντας σε ένα σήμα που διαφέρει από το αρχικό (Σχήμα Κ.6-iii). (Ο θόρυβος επηρεάζει αδιάκριτα όλα τα σήματα. Άλλωστε, ο χαρακτηρισμός ενός σήματος ως ψηφιακού είναι περισσότερο λογικός παρά πραγματικός.)

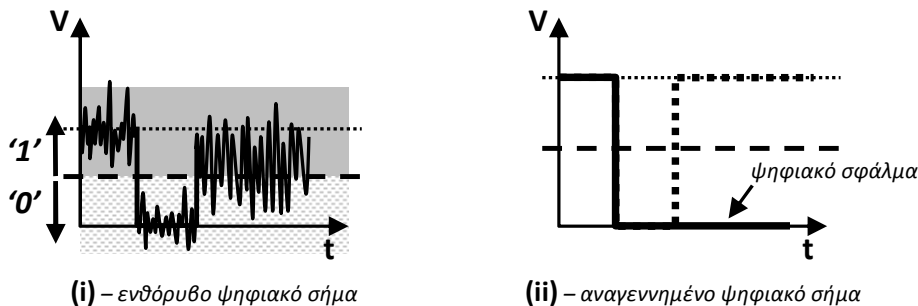
Το μεγάλο πλεονέκτημα στο χειρισμό των ενθόρυβων ψηφιακών σημάτων είναι πως αυτά μπορούν εύκολα να επανέλθουν στην αρχική μορφή τους με μια διαδικασία που ονομάζεται **αναγέννηση (regeneration)**. Αποφεύγοντας τις επιμέρους τεχνικές λεπτομέρειες, ας δούμε τον τρόπο με τον οποίο ένας ψηφιακός δέκτης ή και ένα απλό ψηφιακό κύκλωμα μπορούν να επιτύχουν την αναγέννηση του ψηφιακού σήματος που δέχονται. Σε ένα ψηφιακό σήμα, είναι γνωστό πως οι λογικές στάθμες είναι δύο. Επομένως, οποιαδήποτε τιμή στάθμης τάσης ενός ενθόρυβου ψηφιακού σήματος διαφορετική των λογικών σταθμών υποδεικνύει αλλοίωση εξαιτίας του θορύβου (ή και άλλων αιτιών). Η επαναφορά της αλλοιωμένης τιμής της στάθμης τάσης στην αναμενόμενη λογική στάθμη μπορεί να γίνει με τη χρήση μιας στάθμης κατωφλίου ή **κατωφλίου απόφασης (decision threshold)**, η τιμή της οποίας αντιστοιχεί τυπικά στο μέσο των λογικών σταθμών κατά τον τρόπο που υποδεικνύει το Σχήμα Κ.7-i.



Σχήμα Κ.7: Αναγέννηση ενθόρυβου ψηφιακού σήματος

Για οποιαδήποτε τιμή τάσης μεγαλύτερη της τάσης κατωφλίου (ο έλεγχος μπορεί εύκολα να πραγματοποιηθεί με τη βοήθεια ενός απλού αναλογικού συγκριτή στην περίπτωση ενός ψηφιακού δέκτη, ή γίνεται «εκ κατασκευής» στην περίπτωση ενός λογικού κυκλώματος) αναγεννάται η στάθμη που αντιστοιχεί στη λογική μονάδα, ενώ για τιμή τάσης μικρότερη της τάσης κατωφλίου αναγεννάται η στάθμη του λογικού μηδενός (βλπ. Σχήμα Κ.7.ii).

Άρα, μπορούμε σε πρώτη προσέγγιση να πούμε πως στην περίπτωση ψηφιακών σημάτων η απομάκρυνση του θορύβου είναι πλήρης.



Σχήμα Κ.8: Η έννοια του ψηφιακού σφάλματος

Παρόλα αυτά, κακή εκτίμηση της στάθμης του θορύβου ή κακή επιλογή των λογικών σταθμών ή της στάθμης απόφασης μπορεί να οδηγήσει σε εσφαλμένη αναγέννηση του ψηφιακού σήματος, οδηγώντας σε **ψηφιακά σφάλματα**. Παράδειγμα τέτοιου σφάλματος φαίνεται στο Σχήμα Κ.8 και συνίσταται στην εσφαλμένη αναγνώριση της λογικής μονάδας ως λογικού μηδενός. Ο έλεγχος, ωστόσο, των ψηφιακών σφαλμάτων είναι δυνατός τόσο με προσεκτική σχεδίαση των συστημάτων όσο και με τη χρήση τεχνικών **ανίχνευσης και διόρθωσης σφαλμάτων** (Error Detection and Correction), οι οποίες δεν θα μας απασχολήσουν στο βιβλίο αυτό.

Κλείνοντας τη σύντομη αναφορά μας στον θόρυβο, θα πρέπει να θυμίσουμε πως η μετατροπή ενός αναλογικού σήματος σε ψηφιακό ενέχει

αναπόφευκτα και το σφάλμα κβάντισης (quantization error), το οποίο ουσιαστικά ισοδυναμεί με θόρυβο (**θόρυβος κβάντισης**).

Γενικά, δεν θα πρέπει κάποιος να υποθέσει πως ο θόρυβος απουσιάζει από τα ψηφιακά συστήματα. Το πλεονέκτημα των ψηφιακών συστημάτων έναντι των αναλογικών είναι πως οι τεχνικές ελέγχου και περιορισμού του θορύβου στα πρώτα είναι πολύ πιο ευέλικτες και πολύ πιο αποδοτικές.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΚΑ — Φύλλα δεδομένων (datasheets)

Στο Παράρτημα αυτό περιέχονται τα φύλλα δεδομένων των εξαρτημάτων που χρησιμοποιούνται στα εργαστηριακά μέρη των κεφαλαίων. Από μερικά έχει παραλειφθεί αριθμός σελίδων για λόγους εξοικονόμησης χώρου.

1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

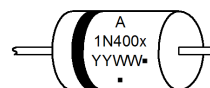
Axial Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a “RL” suffix to the part number
- Available in Fan-Fold Packaging, 3000 per box, by adding a “FF” suffix to the part number
- Pb-Free Packages are Available
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds, 1/16 in. from case
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band



ON Semiconductor®



A = Assembly Location
1N400x = Device Number
x = 1, 2, 3, 4, 5, 6 or 7
YY = Year
WW = Work Week
▪ = Pb-Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

See detailed ordering and shipping information on page 4 of this data sheet.

devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

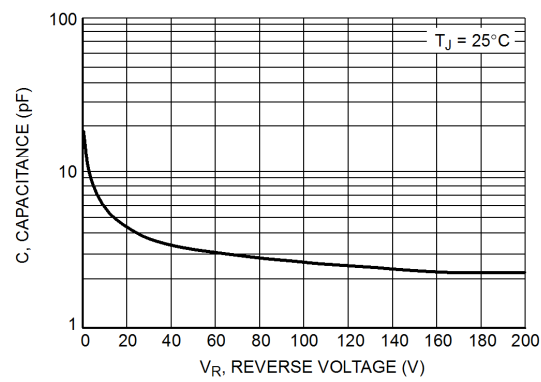
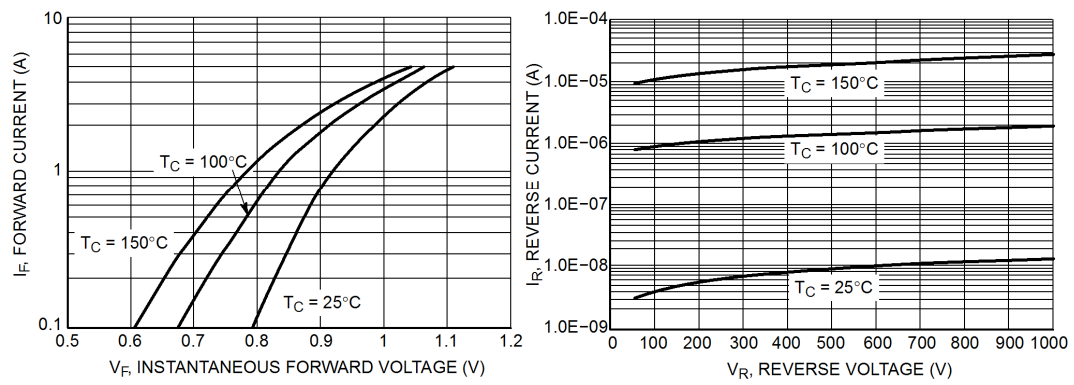
†Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
†Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	V
†RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
†Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, $T_A = 75^\circ\text{C}$)	I_O	1.0							A
†Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							A
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J T_{stg}	-65 to +175							$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

†

Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop, ($I_F = 1.0$ Amp, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.93	1.1	V
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop, ($I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ\text{C}$, 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	–	0.8	V
Maximum Reverse Current (rated DC voltage) ($T_J = 25^\circ\text{C}$) ($T_J = 100^\circ\text{C}$)	I_R	0.05 1.0	10 50	μA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current, ($I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ\text{C}$, 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	–	30	μA

†Indicates JEDEC Registered Data



		†
1N4001	Axial Lead*	1000 Units/Bag
1N4001G	Axial Lead* (Pb-Free)	1000 Units/Bag
1N4001FF	Axial Lead*	3000 Units/Box
1N4001FFG	Axial Lead* (Pb-Free)	3000 Units/Box
1N4001RL	Axial Lead*	5000/Tape & Reel
1N4001RLG	Axial Lead* (Pb-Free)	5000/Tape & Reel
1N4002	Axial Lead*	1000 Units/Bag
1N4002G	Axial Lead* (Pb-Free)	1000 Units/Bag
1N4002FF	Axial Lead*	3000 Units/Box
1N4002FFG	Axial Lead* (Pb-Free)	3000 Units/Box
1N4002RL	Axial Lead*	5000/Tape & Reel
1N4002RLG	Axial Lead* (Pb-Free)	5000/Tape & Reel
1N4003	Axial Lead*	1000 Units/Bag
1N4003G	Axial Lead* (Pb-Free)	1000 Units/Bag
1N4003FF	Axial Lead*	3000 Units/Box
1N4003FFG	Axial Lead* (Pb-Free)	3000 Units/Box
1N4003RL	Axial Lead*	5000/Tape & Reel
1N4003RLG	Axial Lead* (Pb-Free)	5000/Tape & Reel
1N4004	Axial Lead*	1000 Units/Bag
1N4004G	Axial Lead* (Pb-Free)	1000 Units/Bag
1N4004FF	Axial Lead*	3000 Units/Box
1N4004FFG	Axial Lead* (Pb-Free)	3000 Units/Box
1N4004RL	Axial Lead*	5000/Tape & Reel
1N4004RLG	Axial Lead* (Pb-Free)	5000/Tape & Reel
1N4005	Axial Lead*	1000 Units/Bag
1N4005G	Axial Lead* (Pb-Free)	1000 Units/Bag
1N4005FF	Axial Lead*	3000 Units/Box
1N4005FFG	Axial Lead* (Pb-Free)	3000 Units/Box
1N4005RL	Axial Lead*	5000/Tape & Reel
1N4005RLG	Axial Lead* (Pb-Free)	5000/Tape & Reel

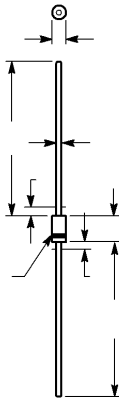
†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

*This package is inherently Pb-Free.

		†
1N4006	Axial Lead*	1000 Units/Bag
1N4006G	Axial Lead* (Pb-Free)	1000 Units/Bag
1N4006FF	Axial Lead*	3000 Units/Box
1N4006FFG	Axial Lead* (Pb-Free)	3000 Units/Box
1N4006RL	Axial Lead*	5000/Tape & Reel
1N4006RLG	Axial Lead* (Pb-Free)	5000/Tape & Reel
1N4007	Axial Lead*	1000 Units/Bag
1N4007G	Axial Lead* (Pb-Free)	1000 Units/Bag
1N4007FF	Axial Lead*	3000 Units/Box
1N4007FFG	Axial Lead* (Pb-Free)	3000 Units/Box
1N4007RL	Axial Lead*	5000/Tape & Reel
1N4007RLG	Axial Lead* (Pb-Free)	5000/Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.
*This package is inherently Pb-Free.

CASE 59-10
ISSUE U



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO-41 OUTLINE SHALL APPLY.
 4. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
 5. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN F DIMENSION.

0.161	0.205	4.10	5.20	
0.079	0.106	2.00	2.70	
0.028	0.034	0.71	0.86	
---	0.050	---	1.27	
1.000	---	25.40	---	

Type No. OA90

GOLD BONDED GERMANIUM DIODE

6 Lake Street
PO Box 1436
Lawrence, MA 01841

Telephone (617) 681-0392
TeleFax (617) 681-9135
Telex 928377



BKC International
Electronics Inc.

FEATURES

Low forward voltage drop—low power consumption
Thirty years of proven reliability—one million hours mean time between failures (MTBF)
Very low noise level
Metallurgically bonded

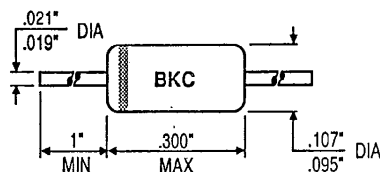
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (at 25 °C, unless otherwise specified)

Peak Inverse Voltage	30 Volts
Peak Forward Current	500 mA
Operating Temperature	- 65 °C to 85 °C
Average Power Dissipation	80 mW

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

	Symbol	Conditions	Min	Max	Unit	T °C
Peak Inverse Voltage	PIV	1 mA	30		V	25 °C
Reverse Current	I _r	10 V		20	μA	25 °C
Forward Voltage	V _f	10 mA		1	V	25 °C

MECHANICAL



Passes all mechanical and environmental requirements of MIL-S-19500, including shock and vibration.



1N4728A - 1N4761A
1.0W ZENER DIODE

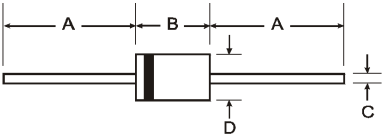
[Please click here to visit our online spice models database.](#)

Features

- 1.0 Watt Power Dissipation
- 3.3V - 75V Nominal Zener Voltage
- Standard V_Z Tolerance is 5%
- Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 2)

Mechanical Data

- Case: DO-41
- Case Material: Glass. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Terminals: Finish — Sn96.5Ag3.5. Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Marking: Type Number
- Weight: 0.35 grams (approximate)



DO-41 Glass		
Dim	Min	Max
A	26.0	—
B	—	4.10
C	—	0.86
D	—	2.60
All Dimensions in mm		

Maximum Ratings @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Zener Current (see Table page 2)	I_Z	P_d / V_Z	mA
Power Dissipation	P_d	1.0	W
Derate Above 50°C (Note 1)		6.67	mW/ $^\circ\text{C}$
Thermal Resistance - Junction to Ambient Air	$R_{\theta JA}$	175	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Forward Voltage @ $I_F = 200\text{ mA}$	V_F	1.2	V
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to + 175	$^\circ\text{C}$

Notes: 1. Valid provided that leads are kept at TL @ 50°C with lead length = 9.5mm (3/8") from case.
2. EC Directive 2002/95/EC (RoHS) revision 13.2.2003. Glass and high temperature solder exemptions applied where applicable, see EU Directive Annex Notes 5 and 7.


Electrical Characteristics @T_A = 25°C unless otherwise specified

Type Number	Nominal Zener Voltage (Note 3)	Test Current	Maximum Zener Impedance (Note 4)			Maximum Reverse Leakage Current		Max Surge Current 8.3ms	Temperature Coefficient @ I _{ZT}
	V _Z @ I _{ZT}	I _{ZT}	Z _{ZT} @ I _{ZT}	Z _{ZK} @ I _{ZK}	I _{ZK}	I _R	@ V _R	I _{zs}	%/°C
	(V)	(mA)	(Ω)	(Ω)	(mA)	(μA)	(V)	(mA)	
1N4728A	3.3	76	10	400	1.0	100	1.0	1380	-0.08 to -0.05
1N4729A	3.6	69	10	400	1.0	100	1.0	1260	-0.08 to -0.05
1N4730A	3.9	64	9.0	400	1.0	50	1.0	1190	-0.07 to -0.02
1N4731A	4.3	58	9.0	400	1.0	10	1.0	1070	-0.07 to -0.01
1N4732A	4.7	53	8.0	500	1.0	10	1.0	970	-0.03 to +0.04
1N4733A	5.1	49	7.0	550	1.0	10	1.0	890	-0.01 to +0.04
1N4734A	5.6	45	5.0	600	1.0	10	2.0	810	0 to +0.045
1N4735A	6.2	41	2.0	700	1.0	10	3.0	730	+0.01 to +0.055
1N4736A	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4.0	660	+0.015 to +0.06
1N4737A	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5.0	605	+0.02 to +0.065
1N4738A	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6.0	550	0.03 to 0.07
1N4739A	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7.0	500	0.035 to 0.075
1N4740A	10	25	7.0	700	0.25	10	7.6	454	0.04 to 0.08
1N4741A	11	23	8.0	700	0.25	5.0	8.4	414	0.045 to 0.08
1N4742A	12	21	9.0	700	0.25	5.0	9.1	380	0.045 to 0.085
1N4743A	13	19	10	700	0.25	5.0	9.9	344	0.05 to 0.085
1N4744A	15	17	14	700	0.25	5.0	11.4	304	0.055 to 0.09
1N4745A	16	15.5	16	700	0.25	5.0	12.2	285	0.055 to 0.09
1N4746A	18	14	20	750	0.25	5.0	13.7	250	0.06 to 0.09
1N4747A	20	12.5	22	750	0.25	5.0	15.2	225	0.06 to 0.09
1N4748A	22	11.5	23	750	0.25	5.0	16.7	205	0.06 to 0.095
1N4749A	24	10.5	25	750	0.25	5.0	18.2	190	0.06 to 0.095
1N4750A	27	9.5	35	750	0.25	5.0	20.6	170	0.06 to 0.095
1N4751A	30	8.5	40	1000	0.25	5.0	22.8	150	0.06 to 0.095
1N4752A	33	7.5	45	1000	0.25	5.0	25.1	135	0.06 to 0.095
1N4753A	36	7.0	50	1000	0.25	5.0	27.4	125	0.06 to 0.095
1N4754A	39	6.5	60	1000	0.25	5.0	29.7	115	0.06 to 0.095
1N4755A	43	6.0	70	1500	0.25	5.0	32.7	110	0.06 to 0.095
1N4756A	47	5.5	80	1500	0.25	5.0	35.8	95	0.06 to 0.095
1N4757A	51	5.0	95	1500	0.25	5.0	38.8	90	0.06 to 0.095
1N4758A	56	4.5	110	2000	0.25	5.0	42.6	80	0.06 to 0.095
1N4759A	62	4.0	125	2000	0.25	5.0	47.1	70	0.06 to 0.095
1N4760A	68	3.7	150	2000	0.25	5.0	51.7	65	0.06 to 0.095
1N4761A	75	3.3	175	2000	0.25	5.0	56.0	60	0.06 to 0.095

- Notes: 3. Measured under thermal equilibrium and dc (I_{ZT}) test conditions.
 4. The Zener impedance is derived from the 60 Hz ac voltage which results when an ac current having an rms value equal to 10% of the Zener current (I_{ZT} or I_{ZK}) is superimposed on I_{ZT} or I_{ZK}. Zener impedance is measured at two points to insure a sharp knee on the breakdown curve and to eliminate unstable units.

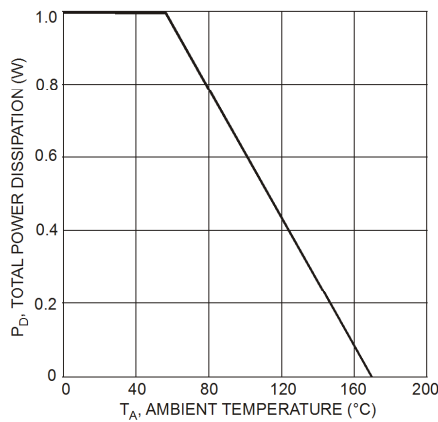


Fig. 1 Power Dissipation vs. Ambient Temperature

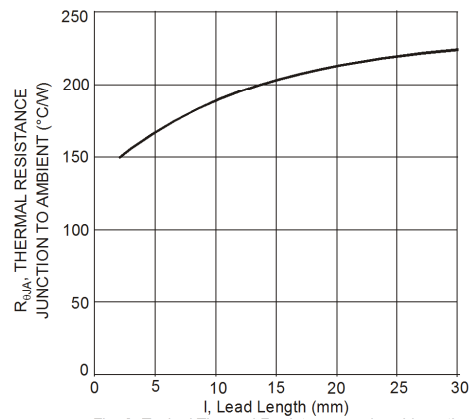


Fig. 2 Typical Thermal Resistance vs. Lead Length

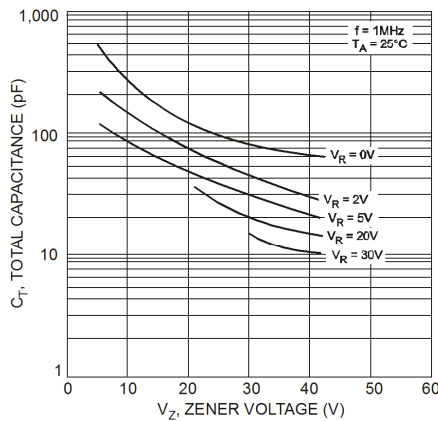


Fig. 3 Typical Total Capacitance vs. Zener Voltage

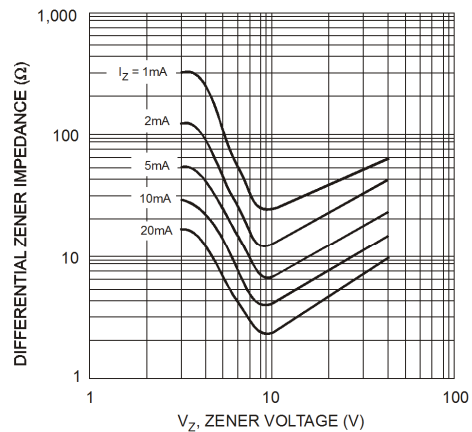


Fig. 4 Typical Zener Impedance vs. Zener Voltage

Ordering Information (Notes 5 & 6)

Device	Packaging	Shipping
(Type Number)-A*	DO-41 Glass	5K/Ammo Pack
(Type Number)-T*	DO-41 Glass	5K/Tape & Reel

Notes: 5. *Add "-A" or "-T" to the appropriate type number in Electrical Characteristics Table. Example: 6.2V Zener = 1N4735A-A for ammo pack.
6. For packaging details, visit our website at <http://www.diodes.com/datasheets/ap02008.pdf>

IMPORTANT NOTICE

Diodes Incorporated and its subsidiaries reserve the right to make modifications, enhancements, improvements, corrections or other changes without further notice to any product herein. Diodes Incorporated does not assume any liability arising out of the application or use of any product described herein; neither does it convey any license under its patent rights, nor the rights of others. The user of products in such applications shall assume all risks of such use and will agree to hold Diodes Incorporated and all the companies whose products are represented on our website, harmless against all damages.

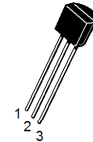
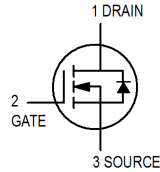
LIFE SUPPORT

Diodes Incorporated products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without the expressed written approval of the President of Diodes Incorporated.

MOTOROLA

TMOS FET Switching

BS170



Drain–Source Voltage	V_{DS}	60	Vdc
Gate–Source Voltage	V_{GS}	± 20	Vdc
— Continuous	V_{GSM}	± 40	Vpk
— Non–repetitive ($t_p \leq 50 \mu s$)			
Drain Current ⁽¹⁾	I_D	0.5	Adc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	P_D	350	mW
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to $+150$	$^\circ C$

($T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted)

Gate Reverse Current ($V_{GS} = 15 V_{dc}, V_{DS} = 0$)	I_{GSS}	—	0.01	10	nAdc
Drain–Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0, I_D = 100 \mu A_{dc}$)	$V_{(BR)DSS}$	60	90	—	Vdc

Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1.0 mA_{dc}$)	$V_{GS(Th)}$	0.8	2.0	3.0	Vdc
Static Drain–Source On Resistance ($V_{GS} = 10 V_{dc}, I_D = 200 mA_{dc}$)	$r_{DS(on)}$	—	1.8	5.0	Ω
Drain Cutoff Current ($V_{DS} = 25 V_{dc}, V_{GS} = 0 V_{dc}$)	$I_{D(off)}$	—	—	0.5	μA
Forward Transconductance ($V_{DS} = 10 V_{dc}, I_D = 250 mA_{dc}$)	g_{fs}	—	200	—	mmhos

Input Capacitance ($V_{DS} = 10 V_{dc}, V_{GS} = 0, f = 1.0 MHz$)	C_{iss}	—	—	60	pF

Turn–On Time ($I_D = 0.2 A_{dc}$) See Figure 1	t_{on}	—	4.0	10	ns
Turn–Off Time ($I_D = 0.2 A_{dc}$) See Figure 1	t_{off}	—	4.0	10	ns

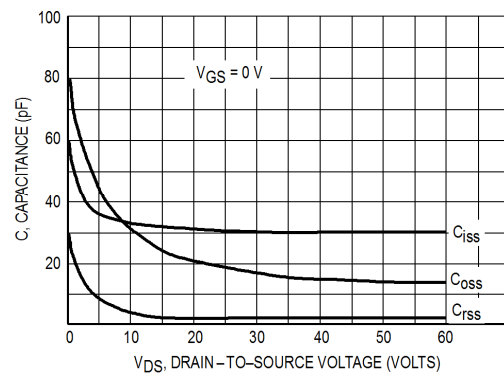
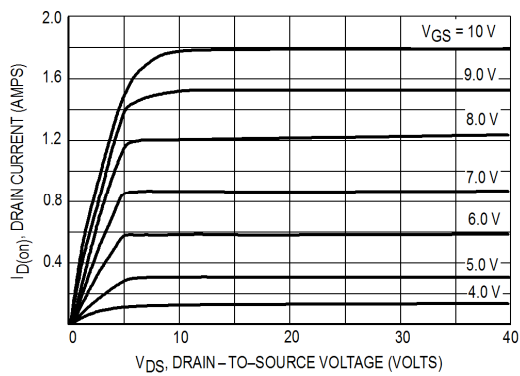
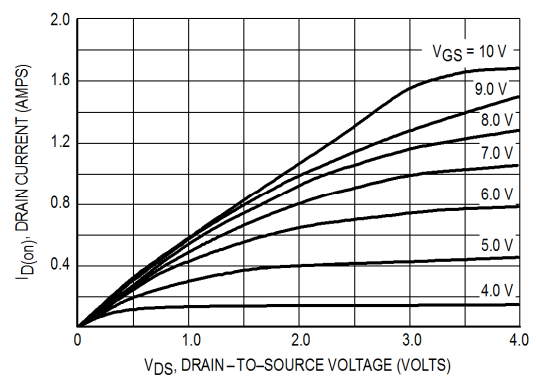
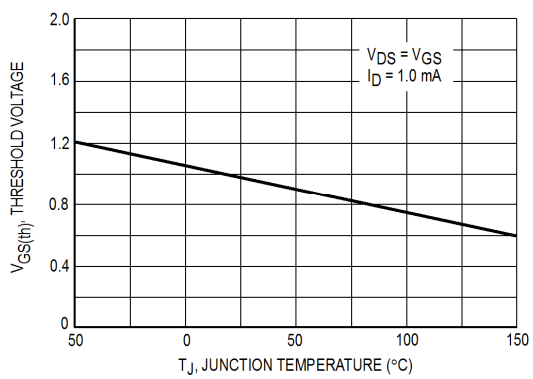
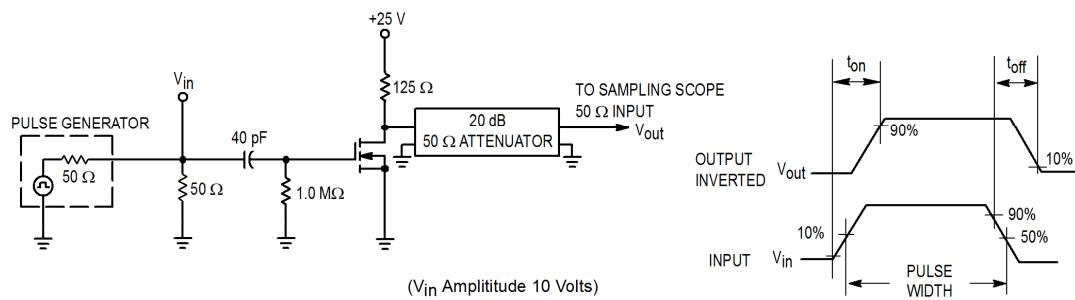
1. The Power Dissipation of the package may result in a lower continuous drain current.
2. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu s$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

REV 1

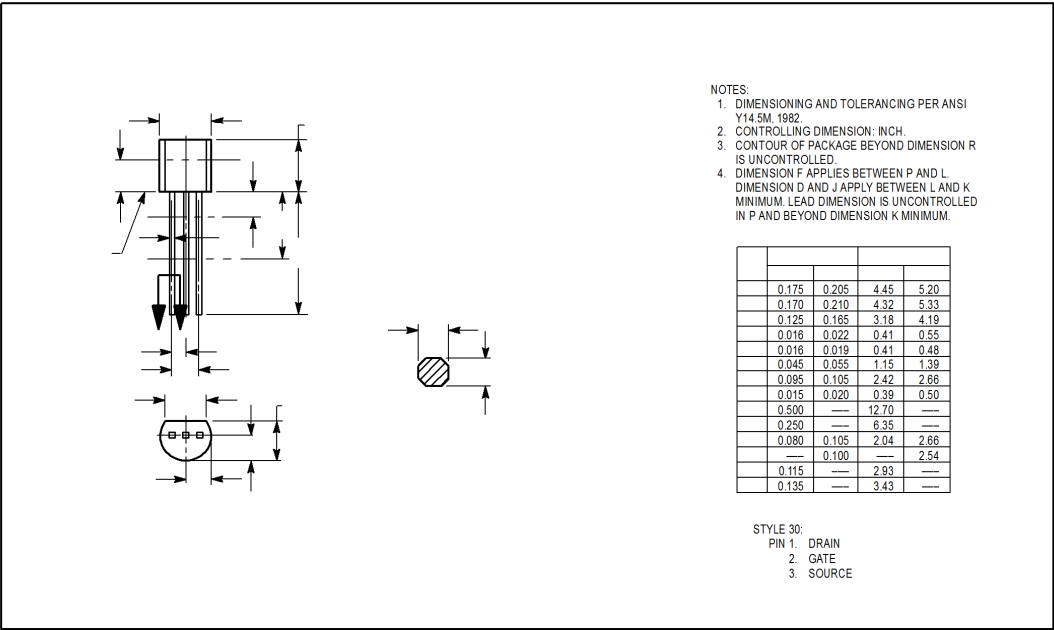
© Motorola, Inc. 1997



BS170



BS170





August 2000

LM741 Operational Amplifier

LM741

Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

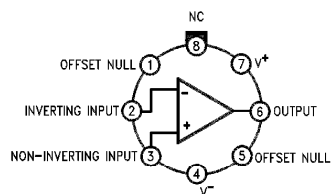
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Features

Connection Diagrams

Metal Can Package

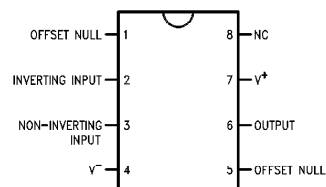


00934102

Note 1: LM741H is available per JM38510/10101

**Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C**

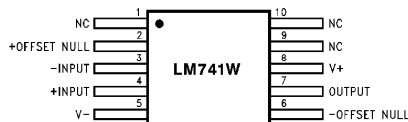
Dual-In-Line or S.O. Package



00934103

**Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E**

Ceramic Flatpak

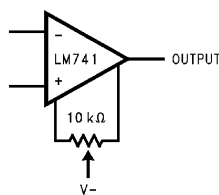


00934106

**Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A**

Typical Application

Offset Nulling Circuit



00934107

LM741

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

(Note 7)

	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 4)	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	–55°C to +125°C	–55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	–65°C to +150°C	–65°C to +150°C	–65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	150°C	100°C
Soldering Information			
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C
M-Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering			
surface mount devices.			
ESD Tolerance (Note 8)	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		0.8	3.0							mV
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			4.0							mV
	$R_S \leq 50\Omega$						6.0			7.5	mV
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		$\text{M}\Omega$
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$	0.5									$\text{M}\Omega$
	$V_S = \pm 20\text{V}$										
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{\text{AMIN}} \leq T_A \leq T_{\text{AMAX}}$				±12	±13					V

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)											
Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV V/mV
		10									
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V V
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		25			25		mA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$				70	90		70	90		dB dB
		80	95								
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain										
			0.25 6.0	0.8 20		0.3 5			0.3 5		μs %
Bandwidth (Note 6)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$		80	150							mW mW
	$V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135							mW mW
	$V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW
Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.											

LM741

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Note 3: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_J max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_J = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cerdip (J)	DIP (N)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 4: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

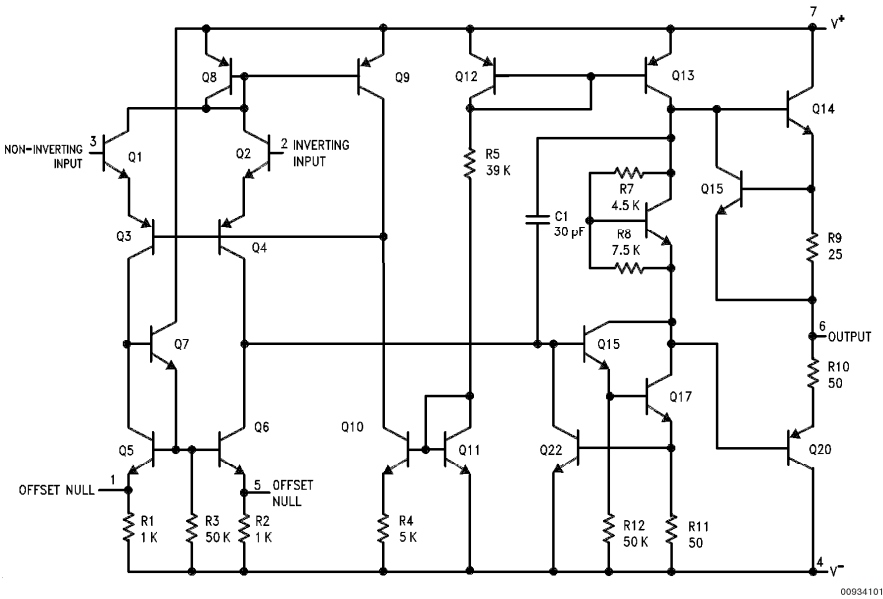
Note 5: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

Note 6: Calculated value from: $BW \text{ (MHz)} = 0.35 / \text{Rise Time}(\mu s)$.

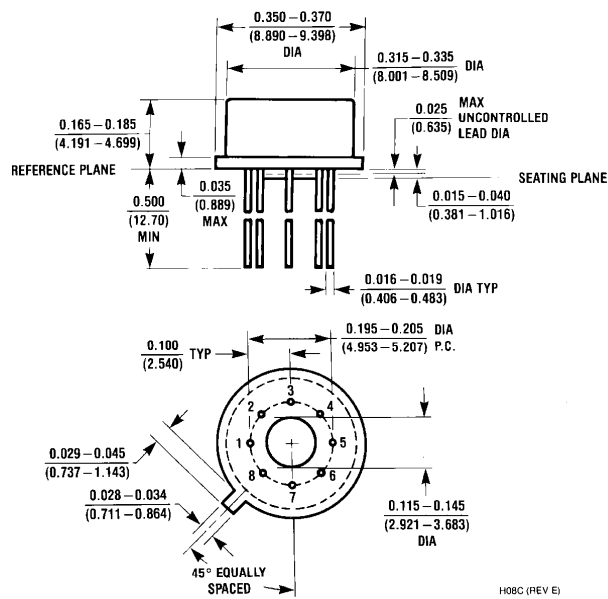
Note 7: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 8: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Schematic Diagram



Physical Dimensions inches (millimeters)
unless otherwise noted

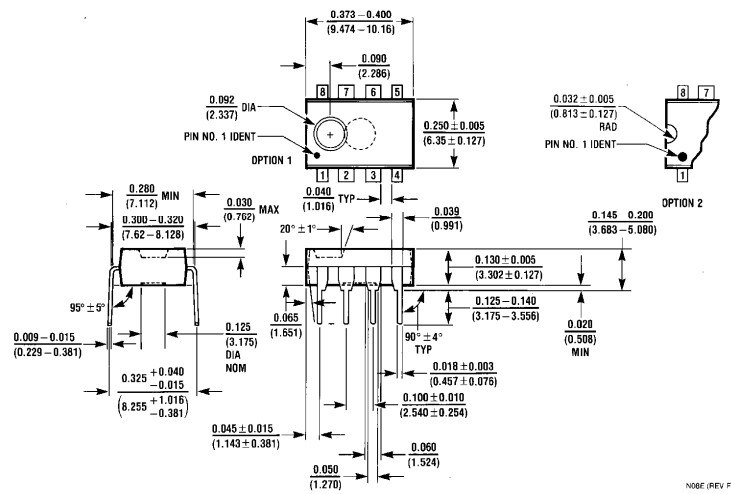
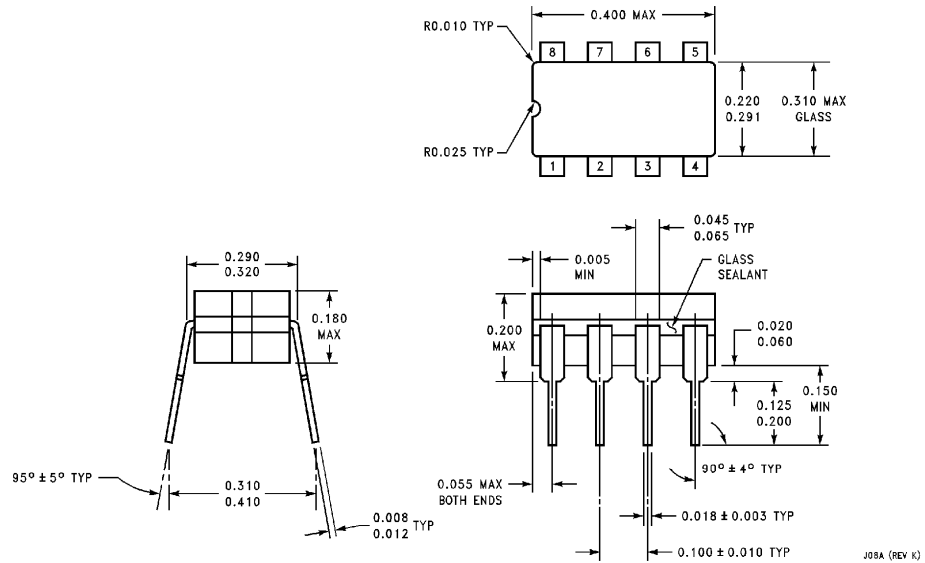


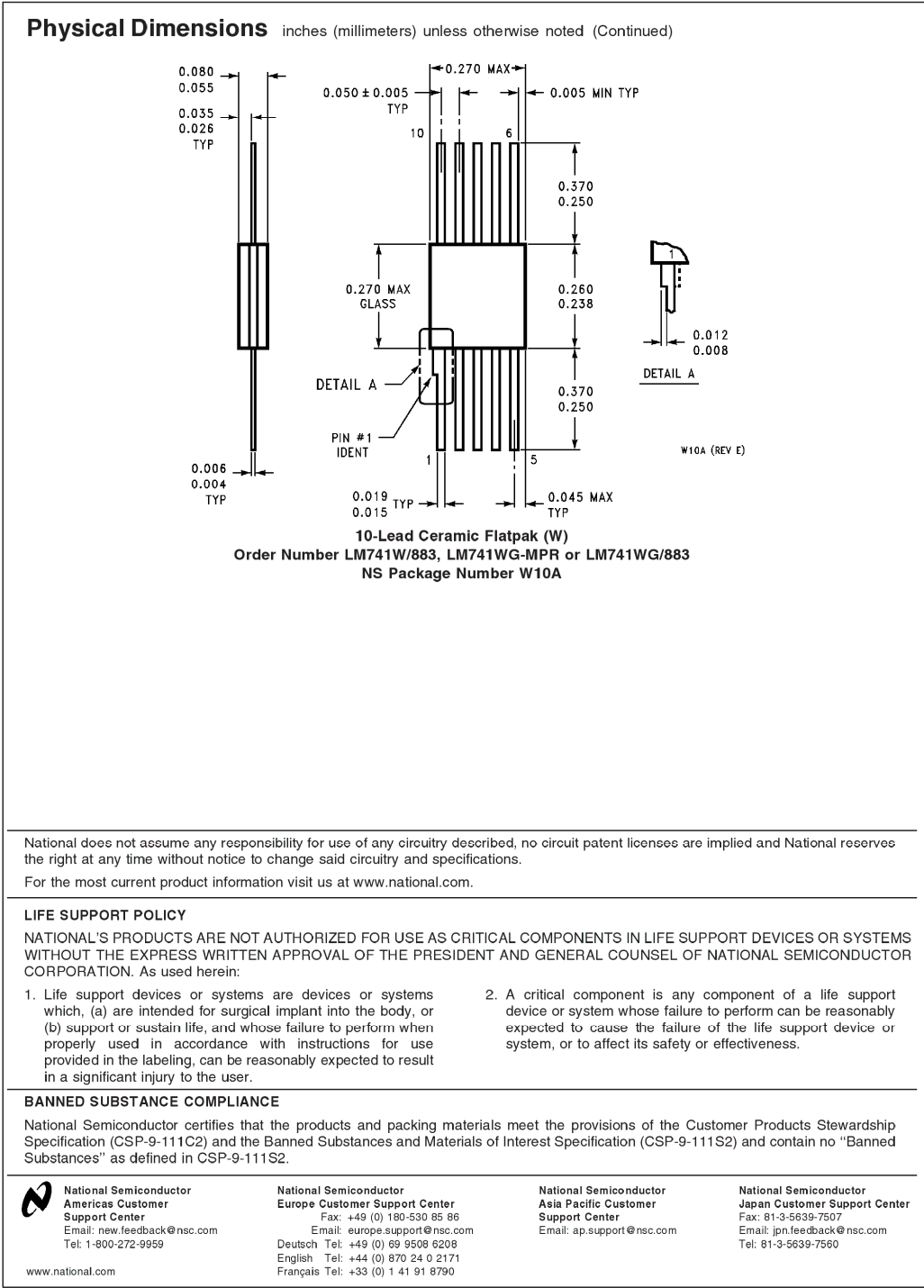
Metal Can Package (H)
Order Number LM741H, LM741H/883, LM741AH/883, LM741AH-MIL or LM741CH
NS Package Number H08C

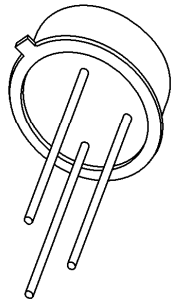
LM741

Physical Dimensions

inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)







NPN switching transistors

Product specification
Supersedes data of September 1994
File under Discrete Semiconductors, SC04

1997 May 29

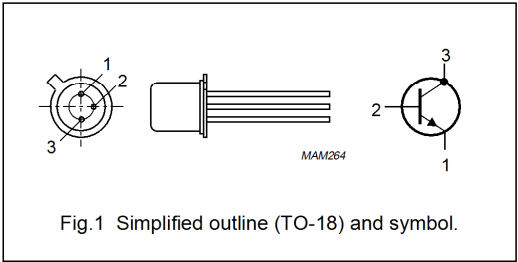


- High current (max. 800 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

- Linear amplification and switching.

1	emitter
2	base
3	collector, connected to case

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.
PNP complement: 2N2907A.



V_{CBO}	collector-base voltage 2N2222 2N2222A	open emitter	–	60	V
			–	75	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage 2N2222 2N2222A	open base	–	30	V
			–	40	V
I_C	collector current (DC)		–	800	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	–	500	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
f_T	transition frequency 2N2222 2N2222A	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250	–	MHz
			300	–	MHz
t_{off}	turn-off time	$I_{Con} = 150\text{ mA}; I_{Bon} = 15\text{ mA}; I_{Boff} = -15\text{ mA}$	–	250	ns

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	60	V
	2N2222 2N2222A		–	75	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	30	V
	2N2222 2N2222A		–	40	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	5	V
	2N2222 2N2222A		–	6	V
I _C	collector current (DC)		–	800	mA
I _{CM}	peak collector current		–	800	mA
I _{BM}	peak base current		–	200	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	–	500	mW
		T _{case} ≤ 25 °C	–	1.2	W
T _{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T _j	junction temperature		–	200	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

R _{th j-a}	thermal resistance from junction to ambient	in free air	350	K/W
R _{th j-c}	thermal resistance from junction to case		146	K/W

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

T_j = 25 °C unless otherwise specified.

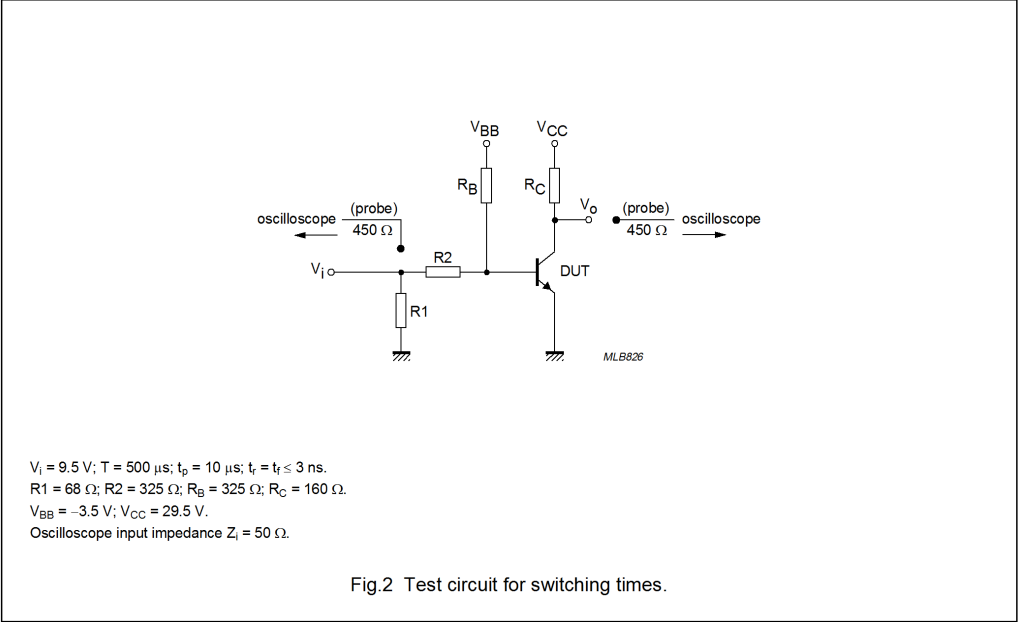
I _{CBO}	collector cut-off current 2N2222	I _E = 0; V _{CB} = 50 V	–	10	nA
		I _E = 0; V _{CB} = 50 V; T _{amb} = 150 °C	–	10	μA
I _{CBO}	collector cut-off current 2N2222A	I _E = 0; V _{CB} = 60 V	–	10	nA
		I _E = 0; V _{CB} = 60 V; T _{amb} = 150 °C	–	10	μA
I _{EBO}	emitter cut-off current	I _C = 0; V _{EB} = 3 V	–	10	nA
h _{FE}	DC current gain	I _C = 0.1 mA; V _{CE} = 10 V	35	–	
		I _C = 1 mA; V _{CE} = 10 V	50	–	
		I _C = 10 mA; V _{CE} = 10 V	75	–	
		I _C = 150 mA; V _{CE} = 1 V; note 1	50	–	
		I _C = 150 mA; V _{CE} = 10 V; note 1	100	300	
h _{FE}	DC current gain 2N2222A	I _C = 10 mA; V _{CE} = 10 V; T _{amb} = –55 °C	35	–	
h _{FE}	DC current gain 2N2222 2N2222A	I _C = 500 mA; V _{CE} = 10 V; note 1	30	–	
			40	–	
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222	I _C = 150 mA; I _B = 15 mA; note 1	–	400	mV
		I _C = 500 mA; I _B = 50 mA; note 1	–	1.6	V
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222A	I _C = 150 mA; I _B = 15 mA; note 1	–	300	mV
		I _C = 500 mA; I _B = 50 mA; note 1	–	1	V
V _{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222	I _C = 150 mA; I _B = 15 mA; note 1	–	1.3	V
		I _C = 500 mA; I _B = 50 mA; note 1	–	2.6	V
V _{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222A	I _C = 150 mA; I _B = 15 mA; note 1	0.6	1.2	V
		I _C = 500 mA; I _B = 50 mA; note 1	–	2	V
C _c	collector capacitance	I _E = I _B = 0; V _{CB} = 10 V; f = 1 MHz	–	8	pF
C _e	emitter capacitance 2N2222A	I _C = I _C = 0; V _{EB} = 500 mV; f = 1 MHz	–	25	pF
f _T	transition frequency 2N2222 2N2222A	I _C = 20 mA; V _{CE} = 20 V; f = 100 MHz	250	–	MHz
			300	–	MHz
F	noise figure 2N2222A	I _C = 200 μA; V _{CE} = 5 V; R _S = 2 kΩ; f = 1 kHz; B = 200 Hz	–	4	dB

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

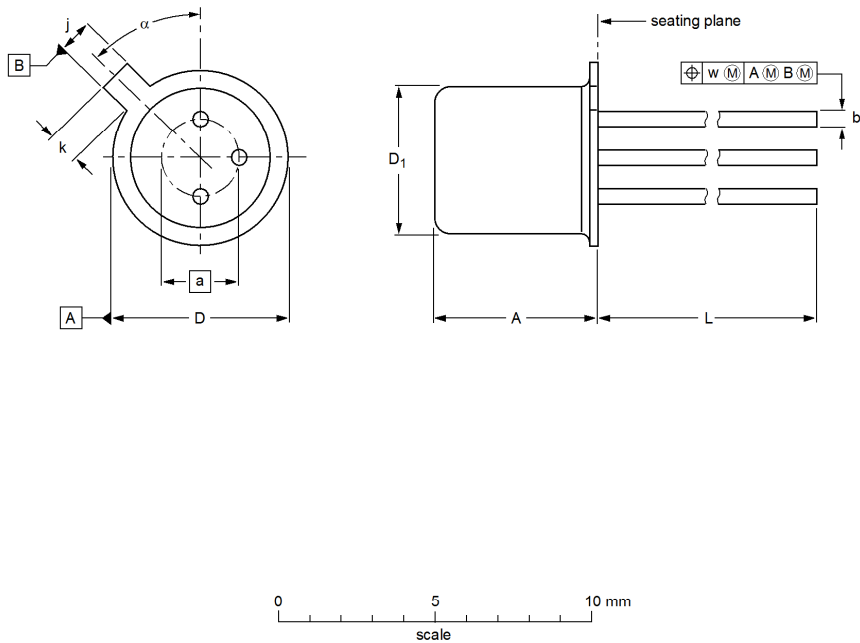
see Fig.2					
t _{on}	turn-on time	I _C on = 150 mA; I _B on = 15 mA; I _B off = -15 mA	-	35	ns
t _d	delay time		-	10	ns
t _r	rise time		-	25	ns
t _{off}	turn-off time		-	250	ns
t _s	storage time		-	200	ns
t _f	fall time		-	60	ns

1. Pulse test: t_p ≤ 300 μs; δ ≤ 0.02.



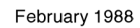
NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A



										α
mm	5.31 4.74	2.54	0.47 0.41	5.45 5.30	4.70 4.55	1.03 0.94	1.1 0.9	15.0 12.7	0.40	45°

SOT18/13	B11/C7 type 3	TO-18				97-04-18



General Description

For proper operation the voltages at all pins must be constrained to be between $V_{SS} - 0.3V$ and $V_{DD} + 0.3V$ at all times.

- Wide supply voltage range
- High noise immunity

3.0V to 15V
0.45 V_{CC} (typ.)

TL/F/5943-1

Order Number CD4007

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Voltage at Any Pin $V_{SS} - 0.3V$ to $V_{DD} + 0.3V$

Operating Temperature Range
 CD4007M $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
 CD4007C $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$

Storage Temperature Range $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$

Power Dissipation (P_D)

Dual-In-Line 700 mW

Small Outline 500 mW

Operating V_{DD} Range $V_{SS} + 3.0V$ to $V_{SS} + 15V$

Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) $260^{\circ}C$

DC Electrical Characteristics CD4007M

Symbol	Parameter	Conditions	Limits									Units
			− 55°C			+ 25°C			+ 125°C			
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
I _L	Quiescent Device Current	V _{DD} = 5.0V V _{DD} = 10V			0.05 0.1		0.001 0.001	0.05 0.1			3.0 6.0	μA μA
P _D	Quiescent Device Dissipation Package	V _{DD} = 5.0V V _{DD} = 10V			0.25 1.0		0.005 0.001	0.25 1.0			15 60	μW μW
V _{OL}	Output Voltage Low Level	V _{DD} = 5.0V V _{DD} = 10V			0.05 0.05		0 0	0.05 0.05			0.05 0.05	V V
V _{OH}	Output Voltage High Level	V _{DD} = 5.0V V _{DD} = 10V	4.95 9.95			4.95 9.95	5.0 10		4.95 9.95			V V
V _{NL}	Noise Immunity (All Inputs)	V _{DD} = 5.0V, V _O = 3.6V V _{DD} = 10V, V _O = 7.2V			1.5 3.0		2.25 4.5	1.5 3.0			1.4 2.9	V V
V _{NH}	Noise Immunity (All Inputs)	V _{DD} = 50V, V _O = 0.95V V _{DD} = 10V, V _O = 2.9V	3.6 7.1			3.5 7.0	2.25 4.5		3.5 7.0			V V
I _{DN}	Output Drive Current N-Channel	V _{DD} = 5.0V, V _O = 0.4V, V _I = V _{DD} V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V, V _I = V _{DD}	0.75 1.6			0.6 1.3	1.0 2.5		0.4 0.95			mA mA
I _{DP}	Output Drive Current P-Channel	V _{DD} = 5.0V, V _O = 2.5V, V _I = V _{SS} V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V, V _I = V _{SS}	− 1.75 − 1.35			− 1.4 − 1.1	− 4.0 − 2.5		− 1.0 − 0.75			mA mA
I _I	Input Current						10					pA

DC Electrical Characteristics CD4007C

Symbol	Parameter	Conditions	Limits									Units
			− 40°C			+ 25°C			+ 85°C			
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
I _L	Quiescent Device Current	V _{DD} = 5.0V V _{DD} = 10V			0.5 1.0		0.005 0.005	0.05 1.0			15 30	μA μA
P _D	Quiescent Device Dissipation Package	V _{DD} = 5.0V V _{DD} = 10V			2.5 10		0.025 0.05	2.5 10			75 300	μW μW
V _{OL}	Output Voltage Low Level	V _{DD} = 5.0V V _{DD} = 10V			0.05 0.05		0 0	0.01 0.01			0.05 0.05	V V
V _{OH}	Output Voltage High Level	V _{DD} = 5.0V V _{DD} = 10V	4.95 9.95			4.95 9.95	5.0 10		4.95 9.95			V V
V _{NL}	Noise Immunity (All inputs)	V _{DD} = 5.0V, V _O = 3.6V V _{DD} = 10V, V _O = 7.2V			1.5 3.0		2.25 4.5	1.5 3.0			1.4 2.9	V V
V _{NH}	Noise Immunity (All Inputs)	V _{DD} = 5.0V, V _O = 0.95V V _{DD} = 10V, V _O = 2.9V	3.6 7.1			3.5 7.0	2.25 4.5		3.5 7.0			V V
I _{DN}	Output Drive Current N-Channel	V _{DD} = 5.0V, V _O = 0.4V, V _I = V _{DD} V _{DD} = 10V, V _O = 0.5V, V _I = V _{DD}	0.35 1.2			0.3 1.0	1.0 2.5		0.24 0.8			mA mA
I _{DP}	Output Drive Current P-Channel	V _{DD} = 5.0V, V _O = 2.5V, V _I = V _{SS} V _{DD} = 10V, V _O = 9.5V, V _I = V _{SS}	− 1.3 − 0.65			− 1.1 − 0.55	− 4.0 − 2.5		− 0.9 − 0.45			mA mA
I _I	Input Current						10					pA

Note 1: This device should not be connected to circuits with the power on because high transient voltages may cause permanent damage.

AC Electrical Characteristics* CD4007M

$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ and $C_L = 15\text{ pF}$ and rise and fall times = 20 ns. Typical temperature coefficient for all values of $V_{DD} = 0.3\%/^{\circ}\text{C}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{PLH} = t_{PHL}$	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5.0\text{V}$		35	60	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		20	40	ns
$t_{TLH} = t_{THL}$	Transition Time	$V_{DD} = 5.0\text{V}$		50	75	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		30	40	ns
C_i	Input Capacitance	Any Input		5.0		pF

*AC Parameters may be generated by DC correlated testing.

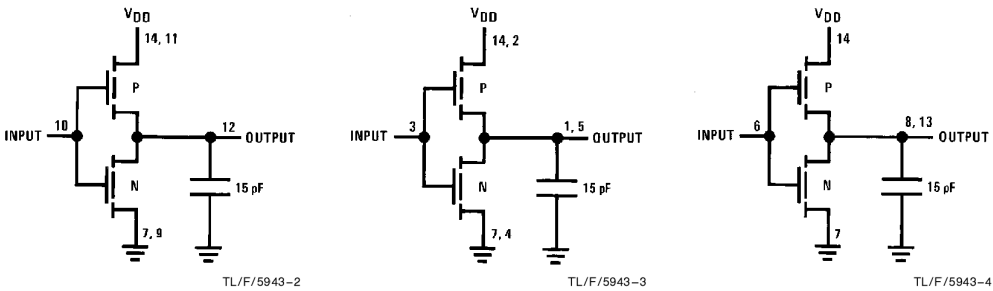
AC Electrical Characteristics* CD4007C

$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ and $C_L = 15\text{ pF}$ and rise and fall times = 20 ns. Typical temperature coefficient for all values of $V_{DD} = 0.3\%/^{\circ}\text{C}$

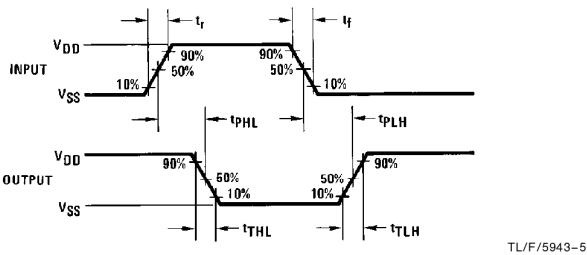
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$t_{PLH} = t_{PHL}$	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5.0\text{V}$		35	75	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		20	50	ns
$t_{TLH} = t_{THL}$	Transition Time	$V_{DD} = 5.0\text{V}$		50	100	ns
		$V_{DD} = 10\text{V}$		30	50	ns
C_i	Input Capacitance	Any Input		5		pF

*AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.

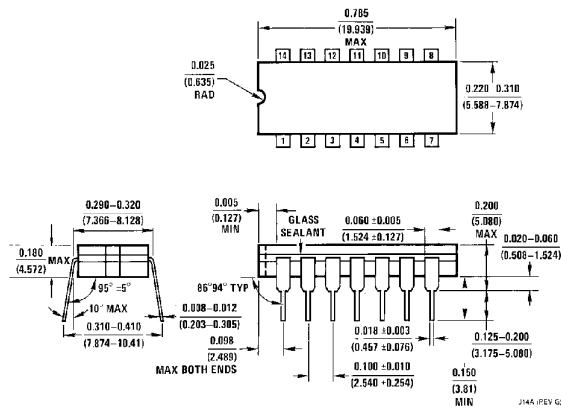
AC Test Circuits



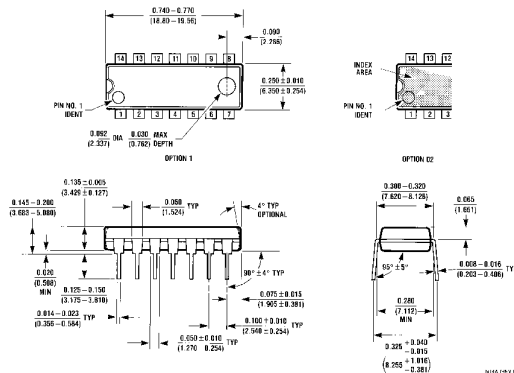
Switching Time Waveforms



Physical Dimensions inches (millimeters)



Ceramic Dual-In-Line Package (J)
Order Number CD4007MJ or CD4007CJ
NS Package Number J14A



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number CD4007MN or CD4007CN
NS Package Number N14A

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevnm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd.
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

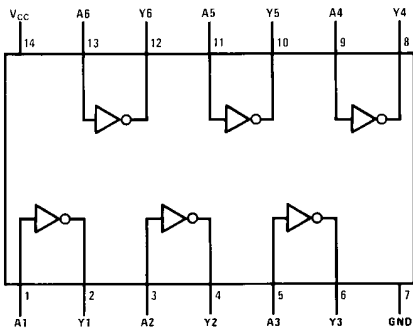


August 1986
Revised March 2000

This device contains six independent gates each of which performs the logic INVERT function.

DM74LS04M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS04SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS04N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

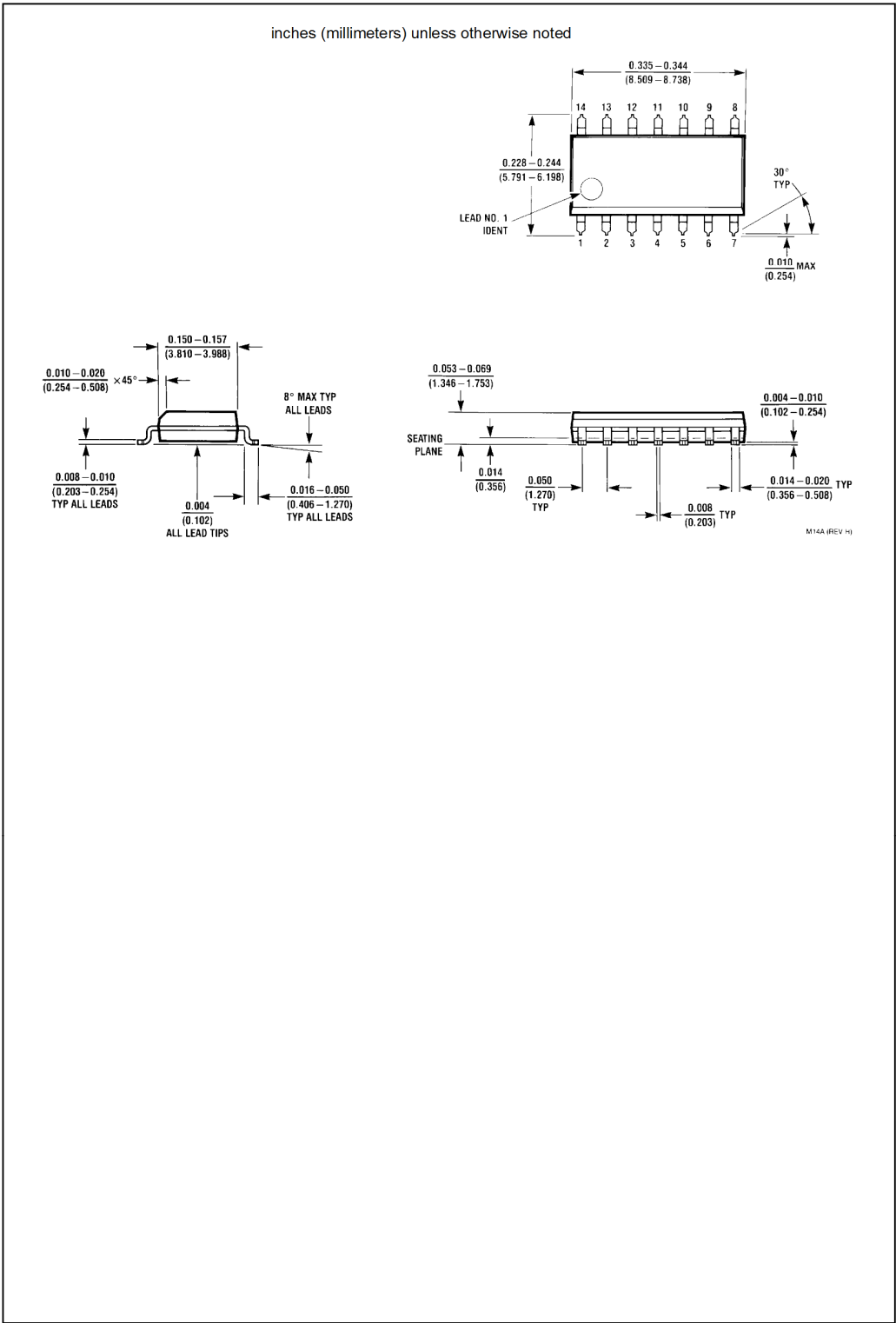
Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

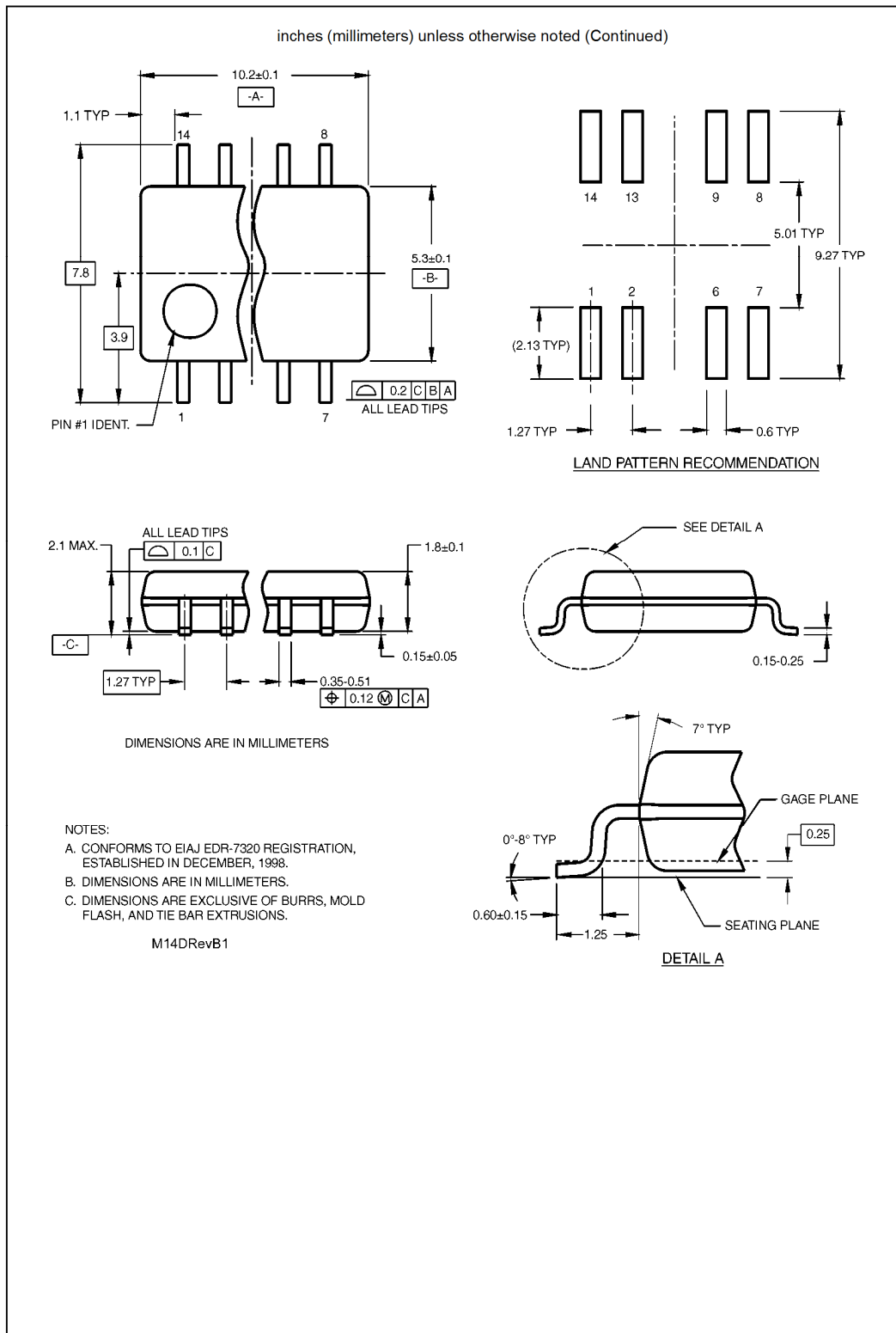


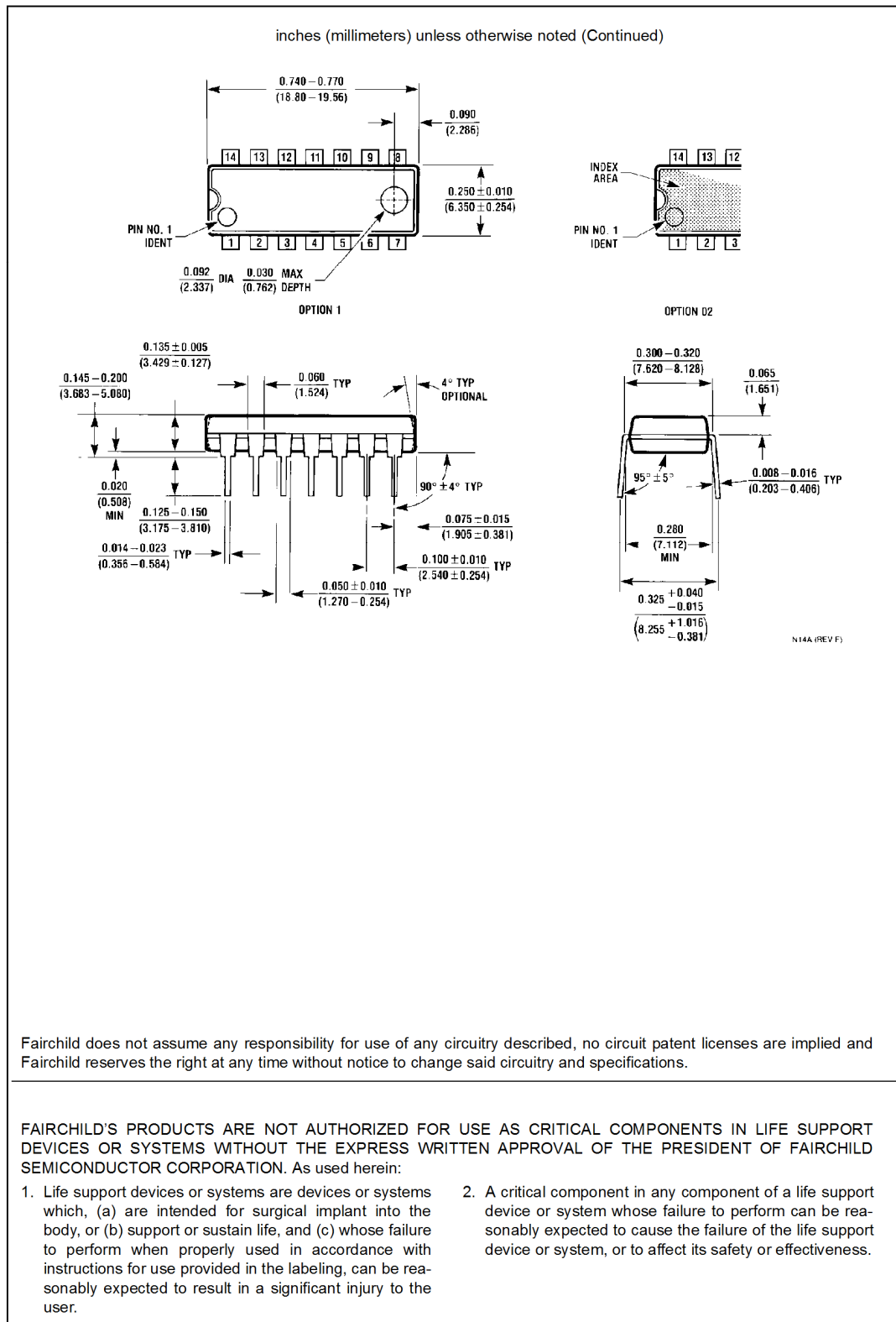
L	H
H	L

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level

(Note 1)						
Supply Voltage	7V	The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.				
Input Voltage	7V					
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C					
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C					
V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V	
V _{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V	
V _{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V	
I _{OH}	HIGH Level Output Current			-0.4	mA	
I _{OL}	LOW Level Output Current			8	mA	
T _A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C	
over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)						
V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -18 mA			-1.5	V
V _{OH}	HIGH Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max, V _{IL} = Max	2.7	3.4		V
V _{OL}	LOW Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max, V _{IH} = Min		0.35	0.5	V
		I _{OL} = 4 mA, V _{CC} = Min		0.25	0.4	
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 7V			0.1	mA
I _{IH}	HIGH Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.7V			20	μA
I _{IL}	LOW Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			-0.36	mA
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I _{CCH}	Supply Current with Outputs HIGH	V _{CC} = Max		1.2	2.4	mA
I _{CCL}	Supply Current with Outputs LOW	V _{CC} = Max		3.6	6.6	mA
All typicals are at V _{CC} = 5V, T _A = 25°C.						
Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.						
at V _{CC} = 5V and T _A = 25°C						
		= Ω				
		=		=		
t _{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	3	10	4	15	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	10	4	15	ns







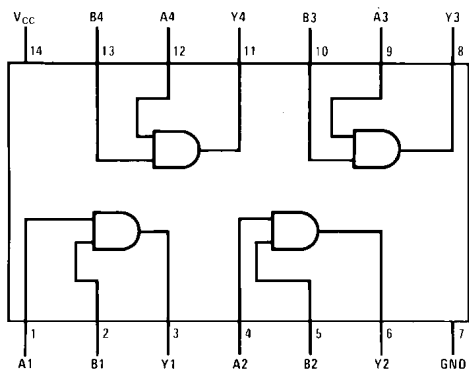


August 1986
Revised March 2000

This device contains four independent gates each of which performs the logic AND function.

DM74LS08M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS08SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS08N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.



=

L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level

(Note 1)						
Supply Voltage	7V	The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.				
Input Voltage	7V					
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C					
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C					

V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V	
V _{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V	
V _{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V	
I _{OH}	HIGH Level Output Current			-0.4	mA	
I _{OL}	LOW Level Output Current			8	mA	
T _A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C	

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -18 mA			-1.5	V
V _{OH}	HIGH Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max, V _{IH} = Min	2.7	3.4		V
V _{OL}	LOW Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max, V _{IL} = Max		0.35	0.5	V
		I _{OL} = 4 mA, V _{CC} = Min		0.25	0.4	
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 7V			0.1	mA
I _{IH}	HIGH Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.7V			20	μA
I _{IL}	LOW Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			-0.36	mA
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I _{CCH}	Supply Current with Outputs HIGH	V _{CC} = Max		2.4	4.8	mA
I _{CCL}	Supply Current with Outputs LOW	V _{CC} = Max		4.4	8.8	mA

at V_{CC} = 5V and T_A = 25°C

		= Ω				
		=		=		
t _{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	4	13	6	18	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	11	5	18	ns

All typicals are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

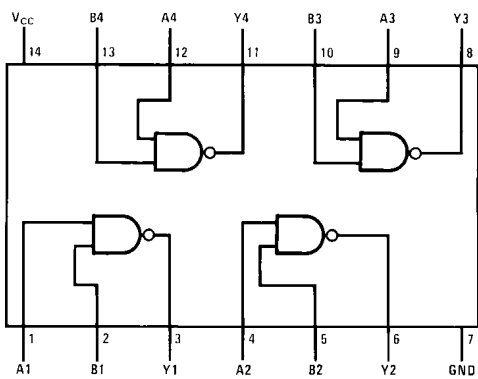


August 1986
Revised March 2000

This device contains four independent gates each of which performs the logic NAND function.

DM74LS00M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS00SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS00N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.



L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level

(Note 1)

Supply Voltage

7V

Input Voltage

7V

Operating Free Air Temperature Range

0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V
V _{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I _{OH}	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I _{OL}	LOW Level Output Current			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -18 mA			-1.5	V
V _{OH}	HIGH Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max, V _{IL} = Max	2.7	3.4		V
V _{OL}	LOW Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max, V _{IH} = Min		0.35	0.5	V
		I _{OL} = 4 mA, V _{CC} = Min		0.25	0.4	
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 7V			0.1	mA
I _{IH}	HIGH Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.7V			20	μA
I _{IL}	LOW Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			-0.36	mA
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I _{CCH}	Supply Current with Outputs HIGH	V _{CC} = Max		0.8	1.6	mA
I _{CCL}	Supply Current with Outputs LOW	V _{CC} = Max		2.4	4.4	mA

All typicals are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

at V_{CC} = 5V and T_A = 25°C

		= Ω				
		=		=		
t _{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	3	10	4	15	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	10	4	15	ns

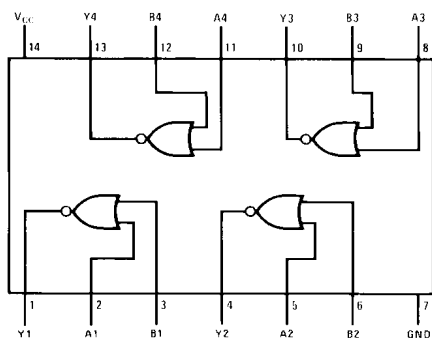


May 1986
Revised March 2000

This device contains four independent gates each of which performs the logic NOR function.

DM74LS02M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS02SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS02N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.



= +		
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	L

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level

(Note 1)					
Supply Voltage	7V	The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.			
Input Voltage	7V				
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C				
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C				
V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V
V _{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I _{OH}	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I _{OL}	LOW Level Output Current			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C
over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)					
V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -18 mA			-1.5 V
V _{OH}	HIGH Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max, V _{IL} = Max	2.7	3.4	V
V _{OL}	LOW Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max, V _{IH} = Min		0.35	0.5 V
		I _{OL} = 4 mA, V _{CC} = Min		0.25	0.4
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 7V			0.1 mA
I _{IH}	HIGH Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.7V			20 μA
I _{IL}	LOW Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			-0.40 mA
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 3)	-20		-100 mA
I _{CCH}	Supply Current with Outputs HIGH	V _{CC} = Max		1.6	3.2 mA
I _{CCL}	Supply Current with Outputs LOW	V _{CC} = Max		2.8	5.4 mA
All typicals are at V _{CC} = 5V, T _A = 25°C.					
Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.					
at V _{CC} = 5V and T _A = 25°C					
		= Ω			
		=		=	
t _{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output		13		18 ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output		10		15 ns

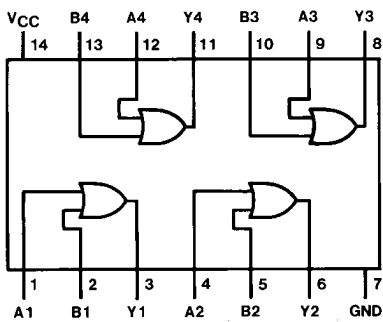


June 1986
Revised March 2000

This device contains four independent gates each of which performs the logic OR function.

DM74LS32M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS32SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS32N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.



= +

L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level

(Note 1)

Supply Voltage

7V

Input Voltage

7V

Operating Free Air Temperature Range

0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V
V _{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I _{OH}	HIGH Level Output Current			-0.4	mA
I _{OL}	LOW Level Output Current			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -18 mA			-1.5	V
V _{OH}	HIGH Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max V _{IH} = Min	2.7	3.4		V
V _{OL}	LOW Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max V _{IL} = Max I _{OL} = 4 mA, V _{CC} = Min		0.35	0.5	V
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 7V			0.1	mA
I _{IH}	HIGH Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.7V			20	μA
I _{IL}	LOW Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			-0.36	mA
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 3)	-20		-100	mA
I _{CCH}	Supply Current with Outputs HIGH	V _{CC} = Max		3.1	6.2	mA
I _{CCL}	Supply Current with Outputs LOW	V _{CC} = Max		4.9	9.8	mA

All typicals are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

at V_{CC} = 5V and T_A = 25°C

		= Ω				
		=		=		
t _{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	3	11	4	15	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	3	11	4	15	ns

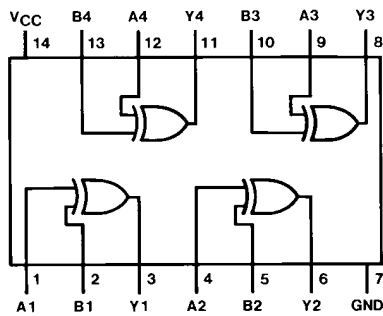


August 1986
Revised March 2000

This device contains four independent gates each of which performs the logic exclusive-OR function.

DM74LS86M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS86SJ	M14D	14-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
DM74LS86N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.



$= \oplus = - + -$		
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level

(Note 1)

Supply Voltage7V

Input Voltage7V

Operating Free Air Temperature Range0°C to +70°C

Storage Temperature Range−65°C to +150°C

The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V
V _{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V
I _{OH}	HIGH Level Output Current			−0.4	mA
I _{OL}	LOW Level Output Current			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = −18 mA			−1.5	V
V _{OH}	HIGH Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OH} = Max, V _{IL} = Max, V _{IH} = Min	2.7	3.4		V
V _{OL}	LOW Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max, V _{IL} = Max, V _{IH} = Min		0.35	0.5	V
		I _{OL} = 4 mA, V _{CC} = Min		0.25	0.4	
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 7V			0.2	mA
I _{IH}	HIGH Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.7V			40	μA
I _{IL}	LOW Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			−0.6	mA
I _{OS}	Short Circuit Output Current	V _{CC} = Max (Note 3)	−20		−100	mA
I _{CCH}	Supply Current with Outputs HIGH	V _{CC} = Max (Note 4)		6.1	10	mA
I _{CCL}	Supply Current with Outputs LOW	V _{CC} = Max (Note 5)		9	15	mA

All typicals are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

I_{CCH} is measured with all outputs OPEN, one input at each gate at 4.5V, and the other inputs grounded.

I_{CCL} is measured with all outputs OPEN and all inputs grounded.

at V_{CC} = 5V and T_A = 25°C

			= Ω				
			=		=		
t _{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Other Input Low		18		23	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output			17		21	ns
t _{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	Other Input High		10		15	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output			12		15	ns

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. P. Horowitz, W. Hill, "The Art of Electronics", Cambridge University Press, 1980.
2. A. P. Malvino, "Βασική Ηλεκτρονική", 4η έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, 1990.
3. Κ. Καρούμπαλος, Γ. Φιλοκύπρου, "Μαθήματα Ηλεκτρονικής", Εκδόσεις Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών, Αθήνα.
4. Y. Tividis, "A First Lab in Circuits and Electronics", John Wiley and sons, 2001.
5. Κ. Δ. Αλεξόπουλος, "Γενική Φυσική", τόμος Β': Ηλεκτρισμός, 5η έκδοση, Εκδόσεις Παπαζήση, Αθήνα, 1973.
6. Β. Κ. Μπρακατσούλας, "Τεχνολογία των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων", 3η έκδοση, Αθήνα 1993.
7. A. Barna, D. I. Porat, "Operational Amplifiers", 2nd edition, John Wiley and Sons, 1989.
8. D. L. Pulfrey, N. G. Tarr, "Introduction to Microelectronic Devices", Prentice – Hall International Editions, 1989.
9. Ν. Θεοφάνους, "Οπτρονική", Τόμος Ι – Οπτικοηλεκτρονικές διατάξεις και Laser, εκδόσεις Γιάννης Β. Βασδέκης, 1989.
10. Α. Νασιόπουλος, "Τηλεπικοινωνίες – Συστήματα Διαμορφώσεων", Πανεπιστημιακές εκδόσεις Αράκυνθος, 2007.
11. Θ. Λ. Δεληγιάννης, "Ηλεκτρονικά Αναλογικά Κυκλώματα", Εκδόσεις Πανεπιστημίου Πατρών, Πάτρα, 1986.
12. Y. Tividis, "Operation and Modeling of the MOS Transistor", 2nd edition, Oxford University Press, 2003.
13. P. Tuinenga, "SPICE: A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using Pspice", 3rd Edition, Prentice-Hall, 1995.
14. G. Massobrio, P. Antognetti, "Semiconductor Device Modeling with SPICE", 2nd edition, Mc Graw-Hill, 1993.
15. S. M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices", 2nd edition, Wiley-Interscience, 1981.
16. C. Kittel, "Introduction to Solid State Physics", 7th editon, Wiley, 1995.
17. G. Yepifanov, "Physical Principles of Microelectronics", Mir Publishers, 1974.
18. Ε. Τσαγάκης, "Γενικά Ηλεκτρονικά", Εκδόσεις Ιδρύματος Ευγενίδου, Αθήνα, 1993.
19. Γ. Τόμπρας, "Εισαγωγή στην Ηλεκτρονική", 2η έκδοση, Εκδόσεις Δίαυλος, Αθήνα, 2006.
20. V. K. Aatre, "Network Theory and Filter Design", 2nd edition, New Age International Publishers, 2003.

21. A. Αραπογιάννη, “Εισαγωγή στη Σχεδίαση Ολοκληρωμένων (VLSI) Κυκλωμάτων”, Σημειώσεις για το μάθημα «Σχεδίαση Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων» του Τμήματος Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του Πανεπιστημίου Αθηνών, Αθήνα, 2007.
22. J. Cavanagh, “Digital Computer Arithmetic: Design and Implementation”, Mc Graw-Hill, 1984.
23. B. Holdsworth, R. C. Woods, “Digital Logic Design”, 4th edition, Newnes, 2002.
24. M. M. Mano, “Ψηφιακή Σχεδίαση”, 3η έκδοση, Παπασωτηρίου, 2005.
25. K. Sam Shanmugam, “Ψηφιακά και Αναλογικά Συστήματα Επικοινωνίας”, μετάφραση Κ. Καρούμπαλος, εκδ. Γ. Πνευματικός, Αθήνα, 1980.
26. U. A. Bakshi, A. P. Godse, “Analog Integrated Circuits”, 1st edition, Technical Publications, Pune, 2008.
27. P. P. L. Regtien, “Electronic Instrumentation”, VSSD, 2006.
28. J. W. Nilsson, S. Riedel, “Electric Circuits”, 7th edition, Prentice Hall, 2004.
29. D. O. Pederson, K. Mayaram, “Analog Integrated Circuits for Communication – Principles, Simulation and Design”, 2nd edition, Springer, 2010.

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΟΡΩΝ

A

ASCII 286

B

balun 363
Bel 51
BNC.....119
breadboard 123
byte 286

C

CRT 114

D

DC Offset 112
decibel 51
DIP 77

O

offset.....375

P

PCB 126
PCB 128
PCM 289
PLCC.....77

R

RF Choke..... 70

S

SMD 127
SPICE 132

V

VLSI 75

A

αγωγιμότητα

g 37
εισόδου 82, 85
ενδογενής 146
εξόδου.....267
εξόδου.....83
εξωγενής 151
ηλεκτρική 28, 29, 30
αγωγός 28, 68, 106
αθροιστής τάσεων..... 385
άλγεβρα Boole 283, 294
άλγεβρα διακοπών 294
άμεση σύζευξη..... 347
αμοιβαία επαγωγή..... 68
 συντελεστής.....68
αμπερόμετρο..... 106
ανάδραση 424
αναλογική επεξεργασία σήματος
 395
αναλογικός υπολογιστής..... 285
ανάλυση μικρού σήματος 78
αναστροφέας.....303, 320, 324, 329,
 330, 332

ανασύζευξη	156
ανοχή εξαρτήματος	56
αντίσταση.....	29
<i>Norton</i>	49
<i>Thevenin</i>	48
εισόδου.....	79, 83
εξόδου	80, 85
επαγωγική.....	70
εσωτερική.....	43
μετασχηματισμός	74
μιγαδική.....	65
σύνθετη.....	65
αντιστάτης.....	34, 54
γραμμικός.....	57
λογαριθμικός	57
μεταβλητός.....	56
ωμικός.....	37
απειριστής	244, 380
αποδιαμορφωτής.....	292
απόκριση κατά συχνότητα	394
απολαβή	50
ρεύματος.....	83, 85, 207
τάσης.....	83, 85, 94
απομονωτής.....	384
αποχάλκωση.....	130
αρνητική λογική.....	284
αρχή διατήρησης του ηλεκτρικού φορτίου.....	38
αρχή της ελάχιστης ενέργειας	32
αρχή του ημικυκλώματος.....	368
άτομο.....	27, 146, 148
αυτεπαγωγή.....	68

B

βολτόμετρο.....	106
βρόχος	37

Γ

γείωση	35
γεννήτρια	
ακουστικών συχνοτήτων.....	112
πριονωτής τάσης.....	115
σήματος.....	105, 112
συναρτήσεων	105, 112

υψηλών συχνοτήτων.....	112
χαμηλών συχνοτήτων	112

Δ

δειγματοληψία.....	287
με κατακράτηση.....	289
συνάρτηση δειγματοληψίας.....	287
δέκτης.....	345
διάγραμμα Bode	94
διάγραμμα βαθμίδων	137
διαγωγιμότητα.....	82, 266, 351
εξόδου.....	82
διαίρετης	
ρεύματος	41
τάσης.....	41
διακόπτης	
ιδανικός	316
διακριτό στοιχείο.....	54
διαντίσταση	80
διαφορά δυναμικού	33
διαφορικό σήμα.....	363
διαφορικός ενισχυτής.....	362, 363
<i>DC</i> ανάλυση.....	368
ανάλυση μικρού σήματος	
διαφορικού τρόπου.....	369
κοινού τρόπου.....	371
αντίσταση εξόδου	373
απολαβή κοινού τρόπου.....	365
διαφορική αντίσταση εισόδου.....	373
διαφορική απολαβή τάσης.....	363
λόγος απόρριψης κοινού τρόπου.....	365, 373
σήμα κοινού τρόπου	365
διηλεκτρικό	58
δίθυρο.....	78
δικτύωμα	48
δίοδος	160
<i>Schottky</i>	169
<i>Varicap</i>	170
<i>Zener</i>	168
ανάστροφο ρεύμα κόρου.....	165
γέφυρα διόδων	183
δυναμική αντίσταση.....	166
θερμική τάση.....	165
ιδανική.....	161
στατική αντίσταση	166
συντελεστής ιδανικότητας.....	165

τάση κατάρρευσης	164
τάση κατωφλίου.....	161
τυπική.....	162
τυπική με αντίσταση.....	163
φωτοδίοδος.....	173
φωτοεκπομπής.....	170, 172
χαρακτηριστική εξίσωση.....	164
χιονοστιβάδας	169
δυναδικό σύστημα αρίθμησης.....	283
δυσικότητα.....	50
δυναμικό.....	32
αναφοράς	35

E

εμπέδηση	65
ενεργειακή ζώνη	30
αγωγιμότητας	30
σθένους	30
ενεργειακή στάθμη	29
Fermi	30, 154
ενεργειακό χάσμα.....	30
ενεργό στοιχείο.....	54
ενίσχυση	50
συντελεστής	50
ενισχυτής	50, 346
αναστρέφων.....	351
διαφοράς	387
διαφορικός	362
ενισχυτής κοινού εκπομπού.....	347
αντίσταση εισόδου	349, 357
αντίσταση εξόδου	351, 359
απολαβή τάσης.....	351, 357
εξασθένηση	50, 346
συντελεστής	50
εξασθενητής	50
εξομάλυνση	177, 188, 402
επανασύνδεση	156
επαφή p-n	152, 153
δυναμικό επαφής	158
ενεργειακός φραγμός	155
νόμος επαφής	164
περιοχή απογύμνωσης	157
φορτίο χώρου	158
χωρητικότητα επαφής.....	158
ετεροδύνωση	443
ευθεία φόρτου.....	90

Z

ζώνη αβεβαιότητας.....	284

H

ηλεκτρική	
πηγή	34
ηλεκτρικό	
κύκλωμα	34
ηλεκτρικό ρεύμα.....	28, 30, 34, 54, 60, 67, 173, 259, 479, 490
εναλλασσόμενο.....	42
ένταση.....	28
συνεχές.....	42
φορείς	29
ηλεκτρονικό εξάρτημα.....	54
ηλεκτρονικός υπολογιστής	283
ηλεκτρόνιο	27, 28
ελεύθερο.....	29
σθένους.....	29
ημιαγωγός.....	28, 32
αποδέκτης	150
δότης.....	149
ενδογενής.....	145
εξωγενής	148
ευκινησία φορέα.....	147
προσμίξεις.....	148
τύπου n.....	149
τύπου p.....	150
ημιανόρθωση	176, 177
απόδοση.....	181

Θ

θετική λογική.....	284
θεώρημα	
Norton	49
Thevenin	48
θεώρημα μέγιστης μεταφοράς	
ισχύος.....	88
θόρυβος.....	284, 421
κβάντισης.....	292

I

ιδεατή γη	367
ión.....	29
ισοδύναμο κύκλωμα.....	78

K

κανόνας του Lenz.....	68
καπασιτόμετρο	106
κβάντιση.....	289
κοινός αγωγός	35
κόμβος.....	37
κριτήριο Barkhausen.....	425
κριτήριο του Nyquist.....	289
κρουστικός παλμός	287
κύκλος λειτουργίας (duty cycle).....	112
κύκλωμα	
ολοκληρωμένο	54
σκανδαλισμού	117
κυματομορφή	
κυμαινόμενη	42
κυμάτωση.....	177
βαθμός κυμάτωσης	180, 187

A

λογική μονάδα.....	42
λογική πύλη.....	283
δυναμική λειτουργία.....	309
καθυστέρηση διάδοσης	336
καθυστέρηση μετάβασης	336
στατική κατανάλωση ισχύος.....	309
στατική λειτουργία	309
χρόνος ανόδου.....	337
χρόνος καθόδου.....	336
χρόνος καθυστέρησης ανόδου.....	338
χρόνος καθυστέρησης καθόδου.....	337
λογική στάθμη.....	284
λογικό μηδέν	42

M

μάσκα (διαφάνεια)	130

μέσο μετάδοσης.....	345
μεταλλαγή συχνότητας.....	346, 442
μετασχηματιστής	
αναβιβασμού.....	74
δευτερεύον.....	71
λόγος μετασχηματισμού.....	72
μεσαίας λήψης.....	183
μεσαίας λήψης.....	74
πρωτεύον.....	68, 71
υποβιβασμού.....	73
μετατροπή αναλογικού σε ψηφιακό	
.....	107, 283
μετατροπή ψηφιακού σε αναλογικό	
.....	283
μέτρηση τεσσάρων ακροδεκτών	
(Kelvin)	112
μετρητικά όργανα.....	105
μηδενιστής.....	244, 380
μίκτης	346, 442
αναβιβασμού συχνότητας	442
δίπλευρος	450
ενεργός.....	450
ισοσταθμισμένος.....	450
μονόπλευρος.....	450
παθητικός.....	450
τετραγωνικού νόμου	445
υποβιβασμού συχνότητας.....	442
μίξη.....	442
μέση συχνότητα	443
μεταγωγής	445, 447
τετραγωνικού νόμου	445
τοπικός ταλαντωτής.....	443
μονόπλευρο σήμα.....	363
μονωτής.....	28, 31

N

νετρόνιο.....	27
νόμοι του Kirchhoff	37
νόμος της επαγωγής	68
νόμος του Moore	201
νόμος του Ohm.....	36

O

οικογένεια λογικών πυλών	300

CMOS	307
DDL	300
nMOS	307
RTL	303
ολοκληρωμένο κύκλωμα	75
κλίμακα ολοκλήρωσης	75
συσκευασία	77
ολοκληρωτής	389
ομοδύνωση	444
οπή	146

Π

παθητικό στοιχείο	54
παλμογράφος	
αναλογικός	113
ψηφιακός	113
παλμογράφος	113
παλμοκωδική διαμόρφωση	βλπ
PCM	
παράμετροι διθύρου	
g-παράμετροι	84
h-παράμετροι	82
y-παράμετροι	81
z-παράμετροι	79
υβριδικές	83
παράμετροι σκέδασης	78
πηγή	
ρεύματος	44, 45
ελεγχόμενη από ρεύμα	207
ελεγχόμενη από τάση	82
τάσης	43
ελεγχόμενη από ρεύμα	81
ιδανική	44
πηνίο	66
σπείρωμα	66
συντελεστής αυτεπαγωγής	67
συντελεστής ποιότητας	70
σωληνοειδές	66
τύλιγμα	66
πλακέτα πρωτοτύπων	βλπ.
breadboard	
πλήρης ανόρθωση	176, 183
απόδοση	187
πληροφοριακό σύστημα	286
πολύμετρο	
αναλογικό	106
ψηφιακό	106

πολύμετρο	106
πόλωση	90
ανάστροφη, επαφής p-n	158
ορθή, επαφής p-n	158, 160
τάση πόλωσης	91
πομπός	345
ποτενσιόμετρο	56
προσαρμογή	85
αντίσταση	72, 251
ισχύος	88
ρεύματος	87
τάσης	86
προσομοιωτής κυκλώματος	132
προσωπικός υπολογιστής	285
πρωτόνιο	27
πυκνωτής	58
εκφόρτιση	60
εξομάλυνσης	189
ηλεκτρολυτικός	60
κεραμικός	60
μεταβλητός	60
οπλισμός	58
παράκαμψης	347
σύζευξης	354
τάση κατάρρευσης	61
φόρτιση	58
χωρητικότητα	58

P

ραδιοσυχνότητα	443
ρεύμα	
Norton	49
ροοστάτης	56

Σ

σήμα	
αναλογικό	41
διαφορικό	363
δοκιμής	105
μονόπλευρο	363
ψηφιακό	41
σηματολήπτης (probe)	122
σημείο ηρεμίας	90
σημείο λειτουργίας	91
σταθεροποίηση	192

συντελεστής	193, 196
στοιχειώδες σωματίδιο	27
συγκολλητής (κολλητήρι)	127
συγκριτής	392
σύμβαση της τελείας	69
συμβατική φορά του ρεύματος ...	34
συμμετρική τροφοδοσία	47
συνάρτηση μεταφοράς	93, 395
μηδενικό	95
πόλος	95
συντηρητικό πεδίο	38
συχνότητα	
3dB	98
αποκοπής	395
καμπής	398
καμπής	97
σφάλμα παράλλαξης	108

T

ταλαντωτής	112, 346, 420
Colpitts	441
Hartley	436
van der Pol	505
αρμονικός	420, 421
κριτήριο Barkhausen	425
με γέφυρα Wien	430
ολίσθησης φάσης	433
ορθογώνιος	426
χαλάρωσης	420
τάση	33
Thevenin	48
Zener	168
αναφοράς	168
ανοιχτού κυκλώματος	43
γόνατος (διόδου Zener)	194
επαγωγική	68
θερμική	165
σταθερή	42
σταθεροποίηση	168
τροφοδοσίας	47
τελεστικός ενισχυτής	285, 374
αναστρέφουσα είσοδος	375
μη αναστρέφουσα είσοδος	375
τάση ασυμμετρίας (offset)	375
τετράπολο	78
τηλεπικοινωνιακό σύστημα	286
τρανζίστορ	200

FET	254
MOSFET	201, 255
απογύμνωσης καναλιού	259
διαγωγιμότητα	266
διάρρηξη καναλιού (pinch-off)	263
επαγωγής καναλιού	259
ισοδύναμο κύκλωμα	266
παράγοντας διαμόρφωσης μήκους	
καναλιού	267
περιοχές λειτουργίας	260
στρώμα αναστροφής	261
τάση κατωφλίου	261
διπολικό	201
nMOS	257
npn	211
pMOS	258
pnp	212
ακόλουθος εκπομπού	251
βάση	208
δράση	210
εκπομπός	208
εκροή	257
ζεύγη	248
ισοδύναμο κύκλωμα	240, 244, 245, 247
καμπύλη μέγιστης ισχύος	225
κανάλι	255
μοντέλο Ebers-Moll	240
μοντέλο μικρού σήματος	245
περιοχές λειτουργίας	214
πηγή	257
πόλωση	225, 228, 232, 233
πύλη	255
συλλέκτης	208
συνδεσμολογία Darlington	248
συνδεσμολογία Sziklai	250
συνδεσμολογίες	213
χαρακτηριστικές ..	217, 218, 220, 221, 223
σημειακής επαφής	208
τρίγωνο του ηλεκτρολόγου	36
τροφοδοτικό	45, 47, 72, 105
εναλλασσόμενο	105
σταθεροποιημένο	105
συνεχούς	105
τροχιακό	29

Φ

φαινόμενο Zener	168
φαινόμενο χιονοστιβάδας	169
φάσμα	288, 346
φάσoras	62

φίλτρο	346, 394
απόρριψης ζώνης συχνοτήτων....	397
διακριτική ικανότητα	397
διέλευσης ζώνης συχνοτήτων.....	397
διέλευσης υψηλών συχνοτήτων...	397
διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων	289, 397
ενεργό.....	417
παθητικό	
δεύτερης τάξης.....	409
πρώτης τάξης.....	404
συχνότητα μισής ισχύος	398
τάξη.....	397, 398
φόρτος	43
φύλλο δεδομένων	76, 104
φωτοδίοδος	
ρεύμα σκότους.....	174
φωτοαποκρισιμότητα.....	174
φωτόρρευμα	174
φωτοφωρατής	173

X

χαρακτηριστική	
ρεύματος-τάσης.....	36
χρωματικός κώδικας	55
χωρητικότητα	
Miller.....	248
επαφής	158
παρασιτική	394

Ψ

ψηφιακή επεξεργασία σήματος	283
ψηφιακό σφάλμα	321

Ω

ωμόμετρο	106