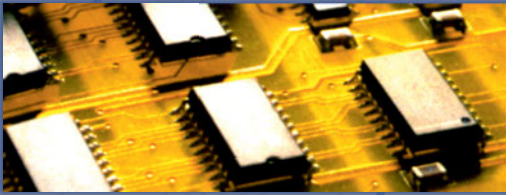


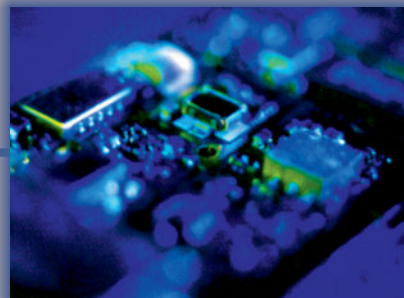
Αναλογικά

ΜΕΡΟΣ Α΄ ΘΕΩΡΙΑ



Ηλεκτρονικά

• Γ΄ ΕΠΑ.Λ.



ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ

ΥΠΟΥΡΓΕΙΟ ΠΑΙΔΕΙΑΣ ΚΑΙ ΘΡΗΣΚΕΥΜΑΤΩΝ
ΙΝΣΤΙΤΟΥΤΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΗΣ ΠΟΛΙΤΙΚΗΣ

Ν. Γ. ΘΕΟΦΑΝΟΥΣ

Χ. Δ. ΚΑΝΕΛΛΟΠΟΥΛΟΣ

Σ. Α. ΠΑΚΤΙΤΗΣ

Η συγγραφή και η επιστημονική επιμέλεια του βιβλίου πραγματοποιήθηκε
υπό την αιγίδα του Παιδαγωγικού Ινστιτούτου

ΑΝΑΛΟΓΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ

Μέρος Α΄ Θεωρία

Γ΄ ΕΠΑ.Λ.

Ειδικότητα: Τεχνικών Ηλεκτρονικών και Υπολογιστικών Συστημάτων,
Εγκαταστάσεων, Δικτύων και Τηλεπικοινωνιών

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ

ΙΝΣΤΙΤΟΥΤΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ ΚΑΙ ΕΚΔΟΣΕΩΝ
«ΔΙΟΦΑΝΤΟΣ»

ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΑΡΧΙΚΗΣ ΕΚΔΟΣΗΣ

ΟΜΑΔΑ ΣΥΓΓΡΑΦΗΣ

- **Ν. Γ. Θεοφάνους,**
Καθηγητής Πανεπιστημίου Αθηνών.
- **Χ. Δ. Κανελλόπουλος,**
Φυσικός-Ραδιοηλεκτρολόγος, Ph. D., S. Illinois Univ. Σύμβουλος Π. Ι.
- **Σ. Α. Πακτίτης,**
B. Sc. (Tech.), P. G.Dip., M. Phil., Ph.D., MIEE, Αναπλ. Καθηγητής ΤΕΙ Αθήνας

ΟΜΑΔΑ ΚΡΙΣΗΣ

- Αναγνώστου Σταμάτιος, *Φυσικός-Ραδ/ηλεκ, Καθηγητής Δ/θμιας Εκπαίδευσης.*
- Αθανάσιος Μουλάς, *Ηλεκτρονικός, Καθηγητής Δ/θμιας Εκπαίδευσης.*
- Γεώργιος Μουστάκας, *Ηλεκτρονικός, Καθηγητής Δ/θμιας Εκπαίδευσης.*

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ

- Δήμητρα Μηλιώνη, *Δημόσιος Υπάλληλος.*

ΓΛΩΣΣΙΚΗ ΕΠΙΜΕΛΕΙΑ

- Νταραρά Μαρία, *Φιλολόγος, Καθηγήτρια Δ/θμιας Εκπαίδευσης*

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΞΩΦΥΛΛΟΥ & ΠΡΟΕΚΤΥΠΩΣΗ ΒΙΒΛΙΟΥ

ΣΥΝΘΕΣΗ

ΠΑΙΔΑΓΩΓΙΚΟ ΙΝΣΤΙΤΟΥΤΟ

Επιστημονικός Υπεύθυνος του τομέα «ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ»,
Χατζηευστρατίου Ιγνάτιος
Μόνιμος Πάρεδρος του Παιδαγωγικού Ινστιτούτου

ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΕΠΑΝΕΚΔΟΣΗΣ

Η επανέκδοση του παρόντος βιβλίου πραγματοποιήθηκε από το Ινστιτούτο Τεχνολογίας Υπολογιστών & Εκδόσεων «Διόφαντος» μέσω ψηφιακής μακέτας.

- ΠΡΟΛΟΓΟΣ -

Το επίπεδο των Τεχνικών της Ευρωπαϊκής Ένωσης και των Η.Π.Α. είναι πολύ υψηλό όπως φαίνεται και από τα βιβλία των διαφόρων ειδικοτήτων. Για το λόγο αυτό θα πρέπει και το αντίστοιχο επίπεδο των Ελλήνων Τεχνικών να είναι της ίδιας στάθμης ώστε να μπορούν να σταθούν ισάξια στο στίβο του ανταγωνισμού. Μ' αυτό το σκεπτικό λοιπόν γράφτηκε το βιβλίο αυτό.

Σκοπός του βιβλίου αυτού είναι να παρουσιάσει τις βασικές αρχές της λειτουργίας των Αναλογικών Ηλεκτρονικών όσο το δυνατόν πιο κατανοητές από τους σπουδαστές.

Το βιβλίο γράφτηκε σύμφωνα με το αναλυτικό πρόγραμμα του Παιδαγωγικού Ινστιτούτου και τα μαθηματικά που χρησιμοποιήσαμε είναι σύμφωνα με το πρόγραμμα που διδάσκεται στην ειδικότητα του Ηλεκτρονικού των Τ.Ε.Ε.

Οι συγγραφείς

- ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ -

1. ΠΩΛΩΣΗ ΚΑΙ ΘΕΡΜΙΚΗ

ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

1.1	Εισαγωγή.....	8
1.2	Κύκλωμα πόλωσης σε συνδεσμολογία CE.....	8
1.2.1	Ανάλυση του Κυκλώματος Εισόδου.....	9
1.2.2	Ανάλυση του Κυκλώματος Εξόδου.....	9
1.2.3	Ευθεία φόρτου και Σημείο Λειτουργίας.....	10
1.2.4	Ρεύμα Κόρου του Τρανζίστορ.....	11
1.2.5	Ρεύμα Αποκοπής του Τρανζίστορ.....	12
1.2.6	Επίδραση της θερμοκρασίας στην Πόλωση.....	13
1.3	Κύκλωμα πόλωσης CE ανεξαρτητό του β_o	16
1.3.1	Πόλωση CE με Αντίσταση R_E	19
1.4	Επίδραση της πόλωσης στην παραμόρφωση.....	20

2. ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΜΕ ΑΝΑΣΥΖΕΥΞΗ

2.1	Εισαγωγή.....	28
2.2	Γενικές αρχές της ανασύζευξης.....	29
2.3	Ενισχυτής με ανασύζευξη τάσης.....	30
2.3.1	Απολαβή τάσης με Ανασύζευξη.....	31
2.3.2	Αντίσταση Εισόδου.....	32
2.3.3	Αντίσταση Εξόδου.....	33
2.3.4	Ισοδύναμο Κύκλωμα.....	33
2.4	Ενισχυτές με ανασύζευξη ρεύματος.....	35
2.4.1	Απολαβή ρεύματος με Ανασύζευξη.....	36
2.4.2	Αντίσταση Εισόδου.....	37
2.4.3	Αντίσταση Εξόδου.....	37
2.4.4	Ισοδύναμο Κύκλωμα.....	38
2.5	Επίδραση της ανασύζευξης στην απόκριση συχνότητας.....	40
2.6	Ενισχυτής με ανασύζευξη σειράς.....	43
2.7	Ενισχυτής ανασύζευξης παράλληλης διακλάδωσης.....	44
2.8	Βελτίωση της παραμόρφωσης.....	46
	ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ	47

3. ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ

3.1	Εισαγωγή.....	50
3.2	Ταξινόμηση των ενισχυτών ισχύος.....	51
3.3	Προσαρμογή μέσω μετασχηματιστή.....	53
3.4	Ενισχυτές σε τάξη Α.....	59

3.4.1	Ενισχυτές τάξης Α με Ωμικό φόρτο.....	54
3.4.2	Ενισχυτές τάξης Α με Μετασχηματιστή.....	57
3.5	Ενισχυτής τάξης Β.....	60
3.5.1	Ενισχυτής Push-Pull.....	61
3.6	Παραμορφώσεις.....	66
3.7	Παραμόρφωση στους ενισχυτές push-pull.....	69
3.8	Βαθμίδες οδήγησης.....	70
3.9	Ενισχυτές συμπληρωματικής συμμετρίας.....	72
3.10	Ενισχυτές ισχύος σε ολοκληρωμένο κύκλωμα.....	73
3.10.1	Περιγραφή του κυκλώματος του LM380.....	74
3.10.2	Εφαρμογές του LM380.....	77
3.10.3	Άλλα ολοκληρωμένα Ισχύος-Υβριδικά Ενισχυτές Ισχύος.....	79
	ΑΣΚΗΣΕΙΣ	80

4. ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

4.1	Εισαγωγή.....	82
4.2	Συμβολισμοί-Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής.....	83
4.2.1	Πραγματικός τελεστικός ενισχυτής.....	85
4.3	Μη αναστρέφων ενισχυτής.....	86
4.3.1	Εύρος Διεύλεσης Συχνοτήτων με Ανασύζευξη.....	87
4.4	Ενισχυτής με αναστροφή.....	89
4.5	Ακόλουθος τάσης.....	90
4.6	Αθροιστής.....	92
4.7	Ενισχυτής διαφοράς.....	93
4.8	Ολοκληρωτής.....	94
4.9	Διαφοριστής.....	97
4.10	Συντονιζόμενος ενισχυτής.....	100
4.11	Συγκριτής.....	102
4.12	Λόγος κοινού τρόπου.....	105
4.13	Ρυθμός κλίσης.....	106
4.14	Αντισταθμίσεις στον ΤΕ.....	107
4.14.1	Τάση Αντιστάθμισης Εισόδου.....	107
4.14.2	Ρεύμα Εισόδου Πόλωσης & Ρεύμα Αντιστάθμισης Εισόδου.....	110
	ΑΣΚΗΣΕΙΣ	111

5. ΕΝΕΡΓΙΑ ΦΙΛΤΡΑ

5.1	Ορισμός του φίλτρου.....	114
5.2	Κατηγορίες φίλτρων.....	115
5.2.1	Φίλτρα Χαμηλών Συχνοτήτων (ΦΧΣ).....	115
5.2.2	Φίλτρα Υψηλών Συχνοτήτων (ΦΥΣ).....	116
5.2.3	Φίλτρα Ζώνης Διέλευσης (ΦΖΔ).....	117
5.2.4	Φίλτρα Ζώνης Αποκοπής (ΦΖΑ).....	117

5.2.5 Φίλτρα Στενής Ζώνης Διεύλυσης (ΦΣΖΔ).....	118
5.2.6 Φίλτρα Στενής Ζώνης Αποκοπής (ΦΣΖΑ)	119
5.3 Ιδανικά και πραγματικά φίλτρα	120
5.3.1 Ιδανικά φίλτρα	120
5.3.2 Πραγματικά φίλτρα.....	121
5.4 Οικογένειες των φίλτρων	123
5.5 Βαθμός ή τάξη ενός φίλτρου	124
5.6 ΦΧΣ 1ης τάξης.....	125
5.7 ΦΥΣ 1ης τάξης.....	128
5.8 ΦΧΣ 2ης τάξης.....	129
5.9 ΦΥΣ 2ου βαθμού Sallen-Key.....	131
5.10 Φίλτρο στενής ζώνης διέλυσης	134
5.11 Φίλτρο στενής ζώνης αποκοπής.....	136
5.12 Φίλτρο μεταβλητών καταστάσεων	138
5.13 Φίλτρα διακοπόμενων πυκνωτών.....	140
ΑΣΚΗΣΕΙΣ	142

6. ΑΡΜΟΝΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

6.1 Εισαγωγή-Βασικές αρχές.....	146
6.2 Κριτήρια ταλάντωσης	147
6.2.1 Εκκίνηση και Συντήρηση των Ταλαντώσεων.....	149
6.3 Συντονιζόμενοι ταλαντωτές	150
6.3.1 Ταλαντωτής Colpitts	151
6.3.2 Ταλαντωτής Clapp	155
6.3.3 Ταλαντωτής Hartley	159
6.3.4 Σταθερότητα Συχνότητας.....	162
6.3.5 Ταλαντωτές με κρύσταλλο	163
6.4 Μη συντονιζόμενοι ταλαντωτές.....	166
6.4.1 Ταλαντωτής Μετάθεσης Φάσης....	167
6.4.2 Ταλαντωτής Γέφυρας Wien	170
6.4.3 Ταλαντωτής διπλού T.....	172
6.5 Σταθερότητα συχνότητας	174
ΑΣΚΗΣΕΙΣ	175

7. ΓΕΝΗΤΡΙΕΣ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ

7.1 Εισαγωγή.....	178
7.2 Αυτοδιεγείρομενος πολυδονητής με ΤΕ	178
7.3 Γεννήτρια τριγωνικών παλμών	181
7.4 Γεννήτρια πριονωτής κυματομορφής	185
7.5 Διεγέρτης Schmitt με ΤΕ	186
7.6 Ο χρονιστής 555.....	188
7.6.1 Αυτοδιεγείρομενος Πολυδονητής με το IC 555	191
7.6.2 Κρυσταλλικός Ταλαντωτής με το 555	193
7.6.3 Πολυδονητής μιας βολής με το IC 555	195
7.6.4 Διεγέρτης Schmitt με το IC 555....	197
7.7 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση.....	198
7.7.1 Ο VCO για Διαμόρφωση Συχνότητας.....	202
7.8 Βρόχος κλειδώσης φάσης	203
ΑΣΚΗΣΕΙΣ	207

8. ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ

8.1 Εισαγωγή.....	210
8.2 Βασικές βαθμίδες ενός τροφοδοτικού ...	210
8.2.1 Ποιοτικά Χαρακτηριστικά μιας τάσης τροφοδοσίας	211
8.3 Ημιανόρθωση.....	212
8.4 Πλήρης ανόρθωση	213
8.5 Ανόρθωση με γέφυρα.....	214
8.6 Διπλασιαστικής τάσης.....	215
8.6.1 Πολλαπλασιαστικής τάσης	217
8.7 Εξομάλυνση και φίλτρα	219
8.7.1 Εξομάλυνση με Πυκνωτή	219
8.7.2 Εξομάλυνση με Φίλτρο LC.....	222
8.8 Σταθεροποίηση τάσης.....	225
8.8.1 Αρχές Λειτουργίας της Σταθεροποίησης.....	225
8.8.2 Απλή σταθεροποίηση με Δίοδο Zener	227
8.8.3 Σταθεροποίηση με Μεγάλο Ρεύμα Φόρτου	228
8.8.4 Βελτίωση της Σταθεροποίησης με Ανασύζευξη	230
8.9 Σταθεροποίηση τάσης με ΤΕ	230
8.10 Σταθεροποίηση με ολοκληρωμένο κύκλωμα.....	231
8.11 Μετατροπές DC/DC	236
8.11.1 Μετατροπές DC/DC χωρίς σταθεροποίηση.....	236
8.11.2 Παλμοτροφοδοτικά	238
ΑΣΚΗΣΕΙΣ	240

9. ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

9.1 Γενικές αρχές διαμόρφωσης	242
9.2 Τρόποι διαμόρφωσης	243
9.2.1 Διαμόρφωση Συνεχούς Φέροντος.....	244
9.2.2 Διαμορφώσεις Παλμικού Φέροντος.....	244
9.3 Διαμόρφωση πλάτους	245
9.4 Κυκλώματα διαμόρφωσης ΑΜ.....	249
9.4.1 Διαμόρφωση από το Συλλέκτη	250
9.4.2 Διαμόρφωση από τη βάση	251
9.4.3 Διαμόρφωση από τον Εκπομπό....	252
9.4.4 Διαμόρφωση ΑΜ με Νόμο Τετραγώνου.....	252
9.5 Διαμόρφωση ΑΜ μιας πλευρικής.....	254
9.6 Αποδιαμόρφωση ή φάραση ΑΜ.....	256
9.6.1 Φωρατής με Δίοδο	256
9.7 Διαμόρφωση συχνότητας.....	258
9.8 Κυκλώματα διαμόρφωσης FM	261
9.8.1 Διαμόρφωση FM με Δίοδο Varactor.....	261
9.8.2 Διαμόρφωση FM Τρανζίστορ.....	262
9.9 Αποδιαμόρφωση FM	263
9.9.1 Διευκρινιστής Foster-Seely.....	264
9.9.2 Φωρατής Λόγου	267
ΑΣΚΗΣΕΙΣ	268

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	270
---------------------------	-----

Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΠΟΛΩΣΗ ΚΑΙ ΘΕΡΜΙΚΗ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ
ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

1

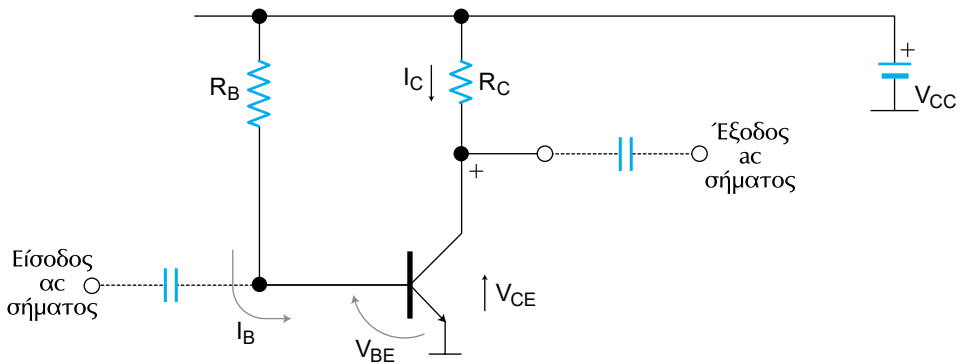
1.1 Εισαγωγή

□ Με τον όρο “**πόλωση**” (bias) εννοούμε την κατάλληλη συνεχή (dc) τάση (ή τάσεις) που πρέπει να εφαρμόσουμε στο κύκλωμα ενός ηλεκτρονικού στοιχείου, άρα και ενός τρανζίστορ, ώστε να εξασφαλίσουμε την ομαλή λειτουργία του στο συνεχές, αλλά και στην περίπτωση που θα εφαρμόζαμε και εναλλασσόμενο σήμα στην είσοδο του κυκλώματος.

Η συνεχής αυτή τάση (ή τάσεις) πόλωσης καθορίζει και την τιμή των αντιστάσεων μέσω των οποίων επιτυγχάνεται η κατάλληλη πόλωση, εφόσον είναι γνωστά τα ρεύματα. Στην πράξη όμως εργαζόμαστε συνήθως αντίστροφα. Μας δίνονται δηλαδή οι τάσεις των πηγών και οι διαθέσιμες αντιστάσεις και επιζητούμε να βρούμε τα ρεύματα στο κύκλωμα πόλωσης, καθώς και τις τάσεις που επικρατούν ή πρέπει να επικρατούν στις επαφές (διόδους) του τρανζίστορ.

1.2 Κύκλωμα πόλωσης σε συνδεσμολογία CE

Στη συνδεσμολογία κοινού-εκπομπού (CE), ο εκπομπός είναι κοινός στο κύκλωμα εισόδου και εξόδου. Ένα κύκλωμα πόλωσης σε συνδεσμολογία CE φαίνεται στο Σχ. 1.1. Στο κύκλωμα αυτό, επιθυμούμε να υπολογίσουμε την τάση που απαιτείται για τη σωστή λειτουργία, καθώς και το σημείο ηρεμίας Q , γύρω από το οποίο πραγματοποιείται η λειτουργία.

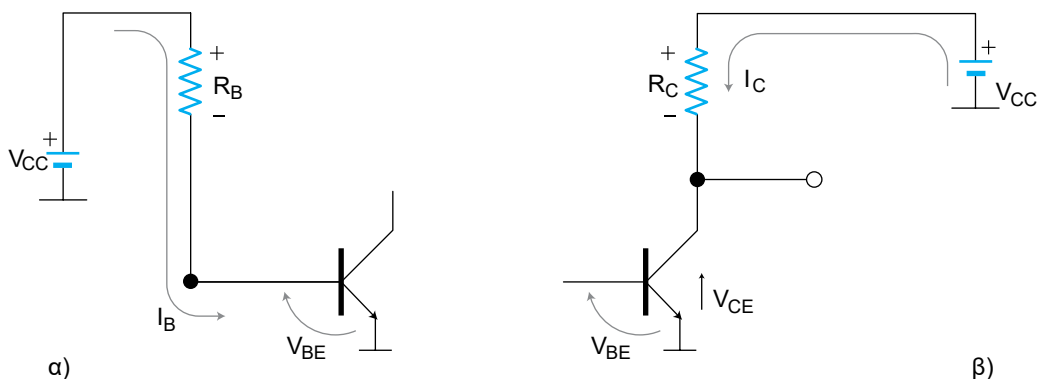


Σχήμα 1.1. Κύκλωμα σταθερής πόλωσης σε συνδεσμολογία CE

Το τρανζίστορ είναι τύπου NPN αλλά η ανάλυση που ακολουθεί ισχύει και για PNP, αρκεί να αντιστρέψουμε τις πολικότητες των τάσεων και τη φορά των ρευμάτων. Για την ανάλυση, θεωρούμε ότι το όλο κύκλωμα του

Σχ.1.1 αποτελείται από το κύκλωμα εισόδου και το κύκλωμα εξόδου, έτσι που να μπορούμε να τα αναλύσουμε ξεχωριστά.

Στο Σχ.1.2 εικονίζονται τα κυκλώματα εισόδου και εξόδου που συνιστούν το όλο κύκλωμα του Σχ.1.1.



Σχήμα 1.2. Κύκλωμα εισόδου (α) και εξόδου του κυκλώματος του Σχ.1.1.

1.2.1 Ανάλυση του Κυκλώματος Εισόδου

Για το κύκλωμα εισόδου, Σχ.1.2α, ο νόμος των τάσεων του Kirchhoff (NTK) δίνει:

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} = 0 \quad (1.2.1)$$

Λύνοντας ως προς I_B έχουμε

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (1.2.2)$$

Επειδή η V_{BE} είναι πολύ μικρή συγκριτικά με την V_{CC} , μπορούμε με προσέγγιση να γράψουμε:

$$I_B \cong \frac{V_{CC}}{R_B} \quad (1.2.3)$$

Από τη σχέση αυτή, όταν έχουμε γνωστά τα V_{CC} και R_B , βρίσκουμε το I_B .

1.2.2 Ανάλυση του Κυκλώματος Εξόδου

Ειδικά για τα κυκλώματα πόλωσης, μπορούμε άνετα να υποθέσουμε $I_E \cong I_C$, αφού στο dc έχουμε $\alpha_0 \cong 1$. Όπως γνωρίζουμε όμως για τις υβριδικές παραμέτρους, τα ρεύματα I_C και I_B συνδέονται με τη σχέση:

$$I_C \cong \beta_0 I_B \quad (1.2.4)$$

Το β_0 (στατικό β ή β στο dc) ταυτίζεται με την υβριδική παράμετρο h_{FE} (ενώ το β στο ac ταυτίζεται με το h_{fe}).

Επειδή το β_0 είναι γνωστό για το εκάστοτε συγκεκριμένο τρανζίστορ, καθώς και το I_B , έπεται ότι, με βάση την Εξ. (1.2.4), μπορούμε να υπολογίσουμε και το I_C , το οποίο μάλιστα είναι ανεξάρτητο της R_C .

Από το κύκλωμα εξόδου, εφαρμόζοντας το ΝΤΚ, έχουμε επίσης:

$$V_{CC} - I_C R_C - V_{CE} = 0 \quad (1.2.5)$$

ή

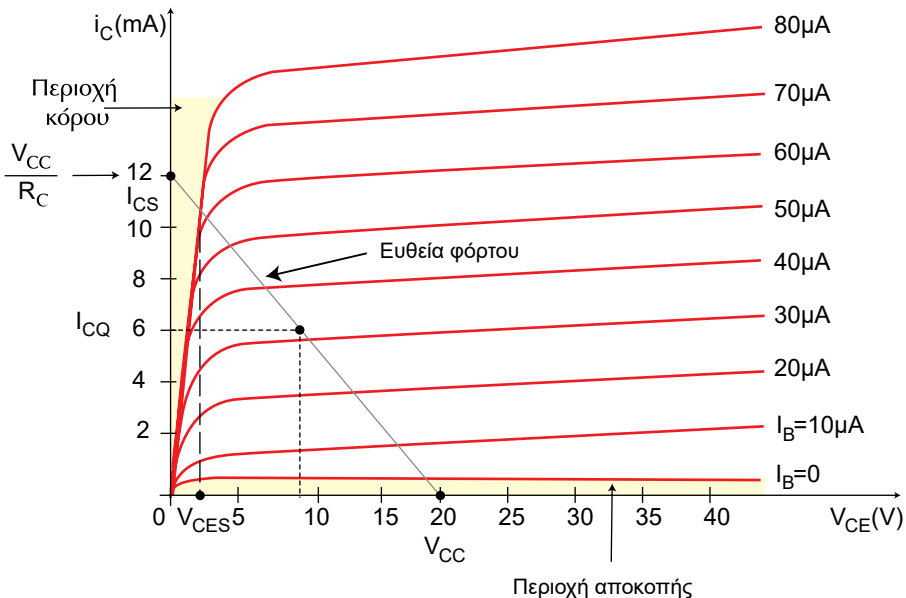
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (1.2.6)$$

Από τη σχέση αυτή προσδιορίζουμε την τάση V_{CE} , αφού τα άλλα μεγέθη της Εξ. (1.2.6) είναι γνωστά.

Συνεπώς, η παραπάνω ανάλυση μας επιτρέπει να προσδιορίσουμε τα ρεύματα και τις τάσεις πόλωσης.

1.2.3 Ευθεία Φόρτου και Σημείο Λειτουργίας

Θεωρούμε τις χαρακτηριστικές εξόδου της συνδεσμολογίας CE για κάποιο τυπικό τρανζίστορ. Οι χαρακτηριστικές αυτές φαίνονται στο Σχ.1.3.



Σχήμα 1.3. Χαρακτηριστικές της συνδεσμολογίας CE και ευθεία φόρτου

Για να χαράξουμε την ευθεία φόρτου, θεωρούμε την Εξ.(1.2.6) και λύνουμε ως προς I_C :

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.7)$$

Η εξίσωση αυτή, σε διάγραμμα με άξονες $V_{CE} \rightarrow x$ και $I_C \rightarrow y$, είναι γραμμική σχέση της μορφής $y = mx + \lambda$ και συνεπώς παριστάνει μια ευθεία γραμμή. Η ευθεία αυτή ονομάζεται **ευθεία φόρτου στο συνεχές (dc ευθεία φόρτου)**.

Για να χαράξουμε την παραπάνω ευθεία φόρτου, πρέπει να προσδιορίσουμε δυο σημεία της ή ένα σημείο και την κλίση της, που είναι ίση με

$$m = -\frac{1}{R_C}$$

Σαν τέτοια σημεία λαμβάνουμε συνήθως τα σημεία τομής της με τους άξονες. Οπότε, για το ένα σημείο έχουμε $I_C = 0$ και $V_{CE} = V_{CC}$. Έτσι με το V_{CC} γνωστό, καθορίζεται το ένα σημείο. Για το άλλο σημείο έχουμε $V_{CE} = 0$ άρα έπεται:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Έτσι, με την R_C γνωστή, καθορίζεται το άλλο σημείο. Η τελική χάραξη της ευθείας φόρτου φαίνεται στο Σχ.1.3.

Με τη χάραξη της ευθείας φόρτου, μπορούμε να προσδιορίσουμε το **σημείο λειτουργίας ή ηρεμίας Q**. Για την εύρεση του Q απαιτείται η γνώση της τιμής του I_B . Η τιμή του δίνεται από την Εξ.(1.2.3) και έστω ότι έχει την τιμή π.χ. $I_B = 32 \mu A$, όπως ακριβώς δείχνει το Σχ. 1.3. Η τομή της ευθείας φόρτου με τη χαρακτηριστική που αντιστοιχεί στο ρεύμα βάσης, καθορίζει το σημείο ηρεμίας Q. (Σημειώστε ότι κατά τη διάρκεια της λειτουργίας στο ac, το σημείο λειτουργίας πηγαиноέρχεται πάνω στη λεγόμενη ac ευθεία φόρτου).

1.2.4 Ρεύμα Κόρου του Τρανζίστορ

Για την κανονική λειτουργία ενός τρανζίστορ χωρίς τον κίνδυνο καταστροφής του, και επί πλέον με πιστή απόδοση του σήματος εισόδου στην έξοδο (δηλ. χωρίς εισαγωγή παραμόρφωσης), θα πρέπει το ρεύμα συλλέκτη

I_C να μην είναι πολύ μεγάλο, δηλ. να μην υπερβαίνει μια μέγιστη τιμή I_{CS} . Το **μέγιστο** ρεύμα συλλέκτη I_C βρίσκεται από την Εξ.(1.2.7) και είναι:

$$I_{CS} \cong \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.8)$$

Το ρεύμα αυτό επιτυγχάνεται, όταν:

$$V_{CE} = V_{CES} \cong 0 \quad (1.2.9)$$

Το ρεύμα αυτό, που λέγεται **ρεύμα κόρου** του τρανζίστορ, αντιστοιχεί στο επάνω ακρότατο σημείο της ευθείας φόρτου (γραμμοσκιασμένη περιοχή). Για παρόμοιο λόγο, η τάση V_{CES} , με την οποία επιτυγχάνεται το ρεύμα αυτό, λέγεται **τάση κόρου**. Στην πράξη η V_{CES} , είναι της τάξης μερικών δεκάτων του βολτ.

Όταν το I_C είναι πολύ μεγάλο, η επαφή του συλλέκτη του τρανζίστορ θερμαίνεται υπερβολικά και το τρανζίστορ καταστρέφεται. Επίσης, στην περίπτωση που το κύκλωμα εργάζεται ως ενισχυτής, όταν το I_C είναι πολύ μεγάλο, δεν έχουμε πιστή αναπαραγωγή του σήματος εισόδου στην έξοδο. Δηλαδή, έχουμε *παραμόρφωση* του σήματος στην έξοδο. Αυτό οφείλεται κυρίως στο ότι το κύκλωμα εργάζεται στα μη **γραμμικά τμήματα** των χαρακτηριστικών καμπυλών του Σχ.1.3.

Για τη βέλτιστη λοιπόν λειτουργία, δηλ. για να έχουμε γραμμική περιοχή, θα πρέπει να ισχύει με προσέγγιση:

$$V_{CE} > 0,5V, \text{ οπότε και } I_C < I_{CS} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (1.2.10)$$

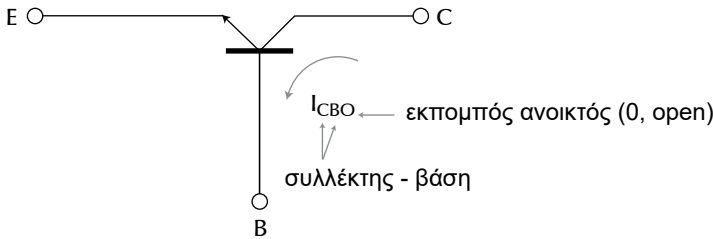
1.2.5 Ρεύμα Αποκοπής του Τρανζίστορ

Με βάση την Εξ.(1.2.4), για να *αποκοπεί* ένα τρανζίστορ, δηλ. να γίνει το ρεύμα συλλέκτη I_C μηδέν, θα γίνει (περίπου) μηδέν και το I_B . Το ρεύμα αυτό $I_B (\cong 0)$, για το οποίο $I_C = 0$ ονομάζεται **ρεύμα αποκοπής** του τρανζίστορ.

Η Εξ.(1.2.4), όμως, ισχύει κατά προσέγγιση και κατ' αντιστοιχία όταν το I_B γίνει μηδέν, το I_C δεν είναι ακριβώς μηδέν και αντίστροφα. Αποδεικνύεται ότι η ακριβής έκφραση της Εξ.(1.2.4) είναι:

$$I_C = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_0} + \beta_0 I_B = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_0} + \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0} I_B \quad (1.2.11)$$

Το μέγεθος I_{CO} αποτελεί μια νέα παράμετρο του τρανζίστορ και ονομάζεται **ανάστροφο ρεύμα κόρου**. Το ρεύμα αυτό ορίζεται ως το ρεύμα που ρέει από το συλλέκτη στη βάση του τρανζίστορ, όταν η είσοδος είναι ανοικτή, δηλαδή $I_E=0$ σε συνδεσμολογία CB. Γι' αυτό το λόγο, το ρεύμα I_{CO} συμβολίζεται και με το I_{CBO} . Το Σχ.1.4 δείχνει πώς ορίζεται το ρεύμα αυτό.



Σχήμα 1.4. Ανάστροφο ρεύμα κόρου

Το I_{CO} , ως παράμετρος του τρανζίστορ, δίνεται στα δεδομένα των κατασκευαστών του τρανζίστορ και είναι πολύ μικρό. Εξάλλου, από την Εξ. (1.2.11) βρίσκουμε ότι, για να έχουμε αποκοπή, δηλ. $I_C = 0$ πρέπει να έχουμε $I_B = -I_{CO}/\alpha_0 \cong -I_{CO}$. Συνεπώς, το ρεύμα αποκοπής θα είναι κατ' απόλυτη τιμή ίσο με το I_{CO} , άρα πολύ μικρό αλλά όχι μηδενικό.

1.2.6 Επίδραση της Θερμοκρασίας στην Πόλωση

Το κύκλωμα σταθερής πόλωσης του Σχ.1.1 μπορεί να δώσει μεγάλη απολαβή αν εργασθεί ως ενισχυτής. Υπάρχουν όμως δυσκολίες στο να διατηρείται η πόλωση σταθερή, π.χ. να παραμείνει αμετάβλητο το σημείο ηρεμίας Q. Αυτό οφείλεται στο ότι το I_C μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία. Συγκεκριμένα, το I_C μεταβάλλεται επειδή μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία και τα τρία παρακάτω μεγέθη, με τα οποία σχετίζεται:

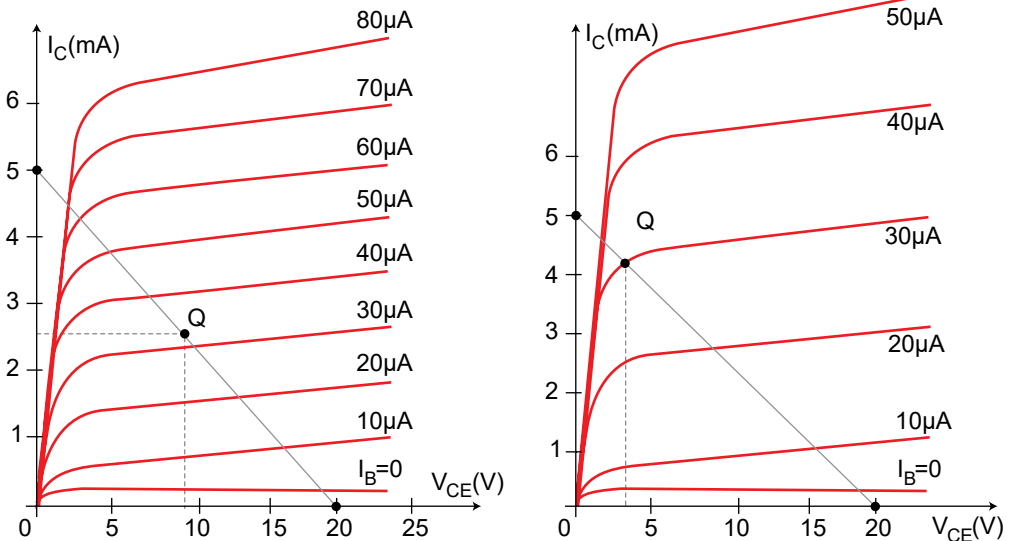
1. Το ανάστροφο ρεύμα κόρου, I_{CO} , το οποίο διπλασιάζεται σε κάθε αύξηση της θερμοκρασίας κατά 10°C .
 2. Η τάση πόλωσης βάσης-εκπομπού, V_{BE} , η οποία, με αύξηση της θερμοκρασίας κατά 1°C , ελαττώνεται κατά 2.5 mV [βλέπε και Εξ.(1.2.2) με αύξηση του I_B].
 3. Η απολαβή β_0 του τρανζίστορ, η οποία αυξάνει με τη θερμοκρασία.
- Οι τιμές των μεγεθών αυτών, ως συνάρτηση της θερμοκρασίας, για ένα τυπικό τρανζίστορ πυριτίου (Si), φαίνονται στον Πίνακα 1.2.1.

$T \rightarrow ^\circ\text{C}$	$I_{\text{CO}} \rightarrow \text{nA}$	β_0	$V_{\text{BE}} \rightarrow \text{V}$
-65	0.2×10^{-3}	20	0.85
25	0.1	50	0.65
100	20	80	0.48
175	3.3×10^3	120	0.3

Πίνακας 1.2.1. Μεταβολή των I_{CO} , β_0 και V_{BE} ως συνάρτηση της θερμοκρασίας σε τρανζίστορ Si

Αν λάβουμε υπόψη τις τιμές του πίνακα και την Εξ.(1.2.11), συμπεραίνουμε ότι η αύξηση της θερμοκρασίας μεταβάλλει εύκολα τις αρχικές συνθήκες πόλωσης. Συγκεκριμένα, μεταβάλλονται οι χαρακτηριστικές του τρανζίστορ και το ρεύμα συλλέκτη I_{C} που αντιστοιχεί στο σημείο ηρεμίας Q.

Για να επιδείξουμε την επίδραση που επιφέρουν τα I_{CO} και β_0 στις συνθήκες πόλωσης, όταν αυτά μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία, θεωρούμε τις χαρακτηριστικές του Σχ.1.5. Οι χαρακτηριστικές αυτές έχουν ληφθεί σε θερμοκρασίες 25°C και 100°C για το ίδιο τρανζίστορ.



Σχήμα 1.5. Μετάθεση του σημείου Q λόγω αλλαγής της θερμοκρασίας 25°C (α), 100°C (β)

Από το σχήμα αυτό βλέπουμε, ότι το σημείο ηρεμίας Q μετατοπίστηκε πάνω στην ευθεία φόρτου προς μεγαλύτερες τιμές του I_C και μάλιστα στους 100°C βρίσκεται κοντά στην περιοχή κόρου. Αυτό οφείλεται στο ότι τόσο το I_{C0} , όσο και το β_0 , αυξήθηκαν με τη θερμοκρασία. Η αύξηση του β_0 με τη θερμοκρασία, φαίνεται από την αύξηση των αποστάσεων των χαρακτηριστικών κατά μήκος της ευθείας φόρτου. Για να το πιστοποιήσουμε αυτό, θεωρούμε το γενικό ορισμό του δυναμικού β , (δηλ. β στο ac ή το h_{fe}) για το οποίο έχουμε:

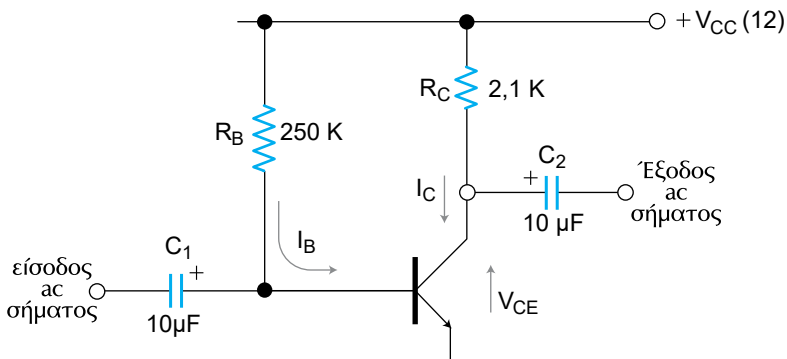
$$\beta = h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Για την ίδια μεταβολή ΔI_B στις χαρακτηριστικές (α) και (β), το ΔI_C στις (β) είναι μεγαλύτερο από ό,τι στις (α). Κατά την παραπάνω σχέση, αυτό αντιστοιχεί σε αύξηση του β με τη θερμοκρασία, όπως άλλωστε δείχνει και ο Πίνακας 1.2.1.

Η μεταβολή του V_{BE} με τη θερμοκρασία δεν έχει τόσο μεγάλη επίδραση στις συνθήκες πόλωσης (π.χ. θέση του σημείου Q), όσο έχει η μεταβολή του β_0 . Αναφέρουμε μόνο ότι, για να περιορίσουμε την επίδραση του V_{BE} στις συνθήκες πόλωσης, συνδέουμε συχνά μια αντίσταση R_E μεταξύ εκπομπού και γείωσης.

⇒ Παράδειγμα 1-1

Να υπολογίσετε τις τάσεις και τα ρεύματα πόλωσης για το κύκλωμα CE του Σχ.1.6. Το τρανζίστορ είναι τύπου NPN και έχει $\beta_0=50$.



Σχήμα 1.6. Κύκλωμα σταθερής πόλωσης σε συνδεσμολογία CE

Λύση

Ακολουθούμε την πορεία που αναφέραμε προηγουμένως, οπότε με βάση τις Εξ. (1.2.2), (1.2.4) και (1.2.6), έχουμε:

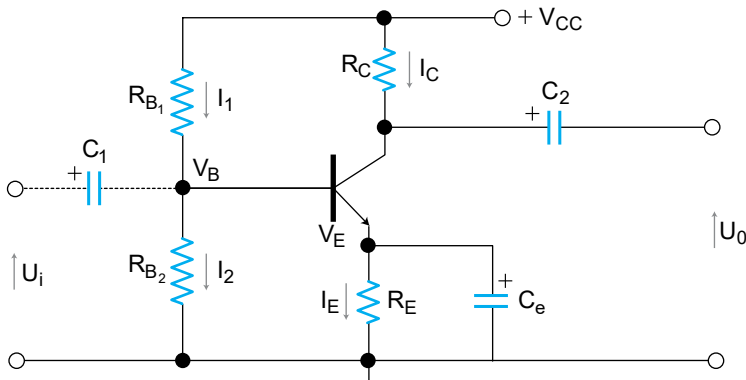
$$\alpha) I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \cong \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{12}{250} = 48 \mu\text{A}$$

$$\beta) I_C = \beta_0 I_B = 50 \times 48 \mu\text{A} = 2.4 \text{ mA}$$

$$\gamma) V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 - 2.4 \times 2.1 = 12 - 5 = 7 \text{ V.}$$

1.3 Κύκλωμα πόλωσης CE ανεξάρτητο του β_0

Όπως είδαμε στα προηγούμενα, το ρεύμα I_C , καθώς και οι συνθήκες πόλωσης γενικά μεταβάλλονται, όταν μεταβληθεί η θερμοκρασία, επειδή μεταβάλλονται κυρίως τα I_{CO} , V_{BE} και β_0 . Με τη σύγχρονη όμως τεχνική κατασκευής των τρανζίστορ έχει επιτευχθεί, ώστε η παράμετρος I_{CO} , να είναι μηδαμινή. Με τον τρόπο αυτό, ακόμα και σε υψηλότερες θερμοκρασίες ($\sim 100^\circ \text{C}$), μπορεί να θεωρηθεί ότι το I_{CO} έχει ελάχιστη επίδραση στις αρχικές συνθήκες πόλωσης. Εξάλλου η τάση πόλωσης V_{BE} μπορεί να καταστεί ανεξάρτητη από τη θερμοκρασία, αν ο εκπομπός γειωθεί μέσω της αντίστασης εκπομπού R_E . Επομένως το β_0 είναι το μέγεθος εκείνο το οποίο ουσιαστικά μεταβάλλει τις συνθήκες πόλωσης, όταν μεταβληθεί η τιμή του. Το β_0 όπως είναι γνωστό, αυξάνει μαζί με τη θερμοκρασία, αλλά ακόμα και για τρανζίστορ που έχουν καταχωρηθεί με τον ίδιο αριθμό στους καταλόγους μπορεί να είναι αρκετά διαφορετικό. (Έχει παρατηρηθεί ότι τρανζίστορ με τον ίδιο αριθμό καταχω-



Σχήμα 1.7. Κύκλωμα πόλωσης ανεξάρτητο του β_0 (συνδεσμολογίας CE)

ρησης μπορεί να έχουν β_0 από 125-300 στην ίδια θερμοκρασία. Ιδιαίτερα μάλιστα για τρανζίστορ πυριτίου, το β_0 παρουσιάζει με τη θερμοκρασία μεγαλύτερες μεταβολές από ό,τι στα τρανζίστορ γερμανίου). Για να περιοριστεί η επίδραση του β_0 , στις συνθήκες πόλωσης, όταν μεταβάλλεται η θερμοκρασία ή αντικαθίσταται το τρανζίστορ ή χρησιμοποιούμε το κύκλωμα του Σχ. 1.7.

Οι αντιστάσεις R_{B1} και R_{B2} σχηματίζουν διαιρέτη τάσης και επομένως η τάση V_B δίνεται από τη σχέση:

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} \quad (1.3.1)$$

Αν τώρα η V_E παριστάνει την τάση στα άκρα της R_E και η V_{BE} την τάση μεταξύ βάσης-εκπομπού, θα έχουμε:

$$V_E = I_E R_E = V_B - V_{BE} \quad (1.3.2)$$

Το ρεύμα I_E υπολογίζεται από την τάση αυτή, ως εξής:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \quad (1.3.3)$$

Επειδή δε $I_B \cong 0$, έπεται ότι

$$I_C \cong I_E \quad (1.3.4)$$

Η τάση V_{Rc} στα άκρα της R_C θα είναι :

$$V_{Rc} = I_C R_C \quad (1.3.5)$$

Η τάση μεταξύ συλλέκτη-γείωσης θα είναι:

$$V_C = V_{CC} - V_{Rc} = V_{CC} - I_C R_C \quad (1.3.6)$$

Η τάση V_{CE} μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού θα είναι:

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (1.3.7)$$

ή

$$V_{ce} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \cong V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (1.3.8)$$

Σε όλη την προηγούμενη ανάλυση δε χρησιμοποιήθηκε πουθενά το β_0 . Συνεπώς, αυτό το κύκλωμα πόλωσης είναι στην πράξη ανεξάρτητο του β_0 του τρανζίστορ καθώς και των μεταβολών της θερμοκρασίας, οι οποίες δεν επηρεάζουν ούτε τη V_B ούτε τη V_E . Πράγματι, όπως είδαμε, η τάση της βάσης V_B καθορίζεται μόνο από τις R_{B1} , R_{B2} και από την τάση της πηγής V_{CC} . Επίσης, η τάση εκπομπού V_E είναι σταθερή, επειδή και η V_B είναι σταθερή και περίπου ίση με αυτή, καθόσον $V_B \gg V_{BE}$, με $V_{BE} \cong 0.3 \text{ V (Ge)}$ και $V_{BE} \cong 0.7 \text{ V (Si)}$.

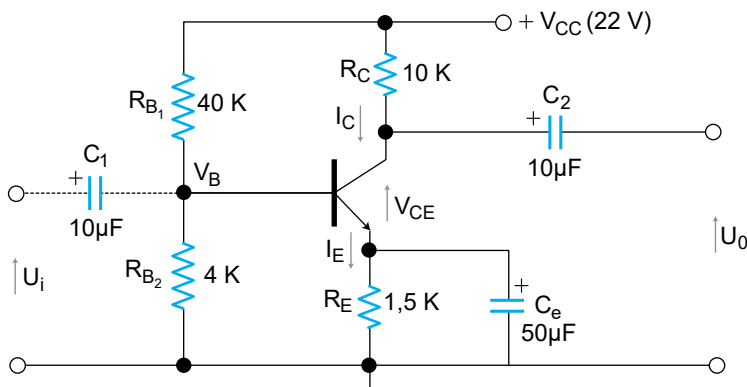
Η αντίσταση R_E καθορίζει τις τιμές των ρευμάτων I_E και I_C . Τέλος, η αντίσταση R_C καθορίζει την τάση του συλλέκτη V_C και συνεπώς την τάση πόλωσης συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} .

Η τάση της βάσης V_B ρυθμίζεται από την R_{B2} , το ρεύμα συλλέκτη I_C από την R_E και η τάση συλλέκτη-εκπομπού από την R_C . Μεταβολή οποιουδήποτε άλλου στοιχείου του κυκλώματος, θα έχει μικρή επίδραση στις αρχικές συνθήκες πόλωσης. Ο πυκνωτής C_E αποτελεί ενεργό μέρος του κυκλώματος μόνο όταν το κύκλωμα εργάζεται ως ενισχυτής, δηλαδή με εναλλασσόμενο σήμα στην είσοδο. Ωστόσο, η παρουσία του δεν μεταβάλλει τις συνθήκες πόλωσης.

Το κύκλωμα που περιγράψαμε λέγεται και **κύκλωμα πόλωσης με διαιρέτη τάσης** είναι και το πιο συνηθισμένο στις πρακτικές εφαρμογές.

⇒ Παράδειγμα 1-2

Να υπολογίσετε τις τάσεις και τα ρεύματα πόλωσης στο κύκλωμα του Σχ.1.8, αν το τρανζίστορ είναι πυριτίου.



Σχήμα 1.8. Κύκλωμα πόλωσης CE με διαιρέτη τάσης

Λύση

Από τις Εξ. (1.3.1) έως (1.3.8) λαμβάνουμε κατά σειρά:

$$\alpha) V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{4}{40 + 4} 22 = 2 \text{ V}$$

$$\beta) V_E = V_B - V_{BE} = 2 - 0.7 = 1.3 \text{ V}$$

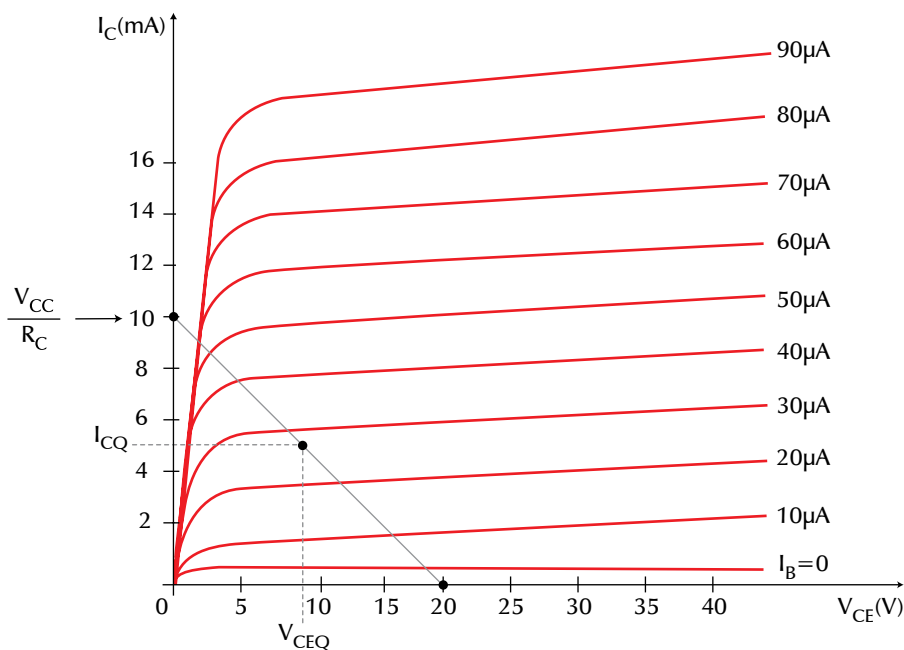
$$\gamma) I_E \cong I_C = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.3}{1.5} = 0.87 \text{ mA}$$

$$\delta) V_C = V_{CC} - I_C R_C = 22 - 0.87 \times 10 = 13.3 \text{ V}$$

$$\epsilon) V_{CE} = V_C - V_E = 13.3 - 1.3 = 12 \text{ V}$$

1.3.1 Πόλωση CE με Αντίσταση R_E

Εκτός από τα προηγούμενα, ένα άλλο κύκλωμα πόλωσης σε συνδεσμολογία CE, που χρησιμοποιείται συχνά, είναι το κύκλωμα CE με αντίσταση R_E στον εκπομπό, Σχ.1.9.



Σχήμα 1.9. Κύκλωμα πόλωσης CE με αντίσταση R_E

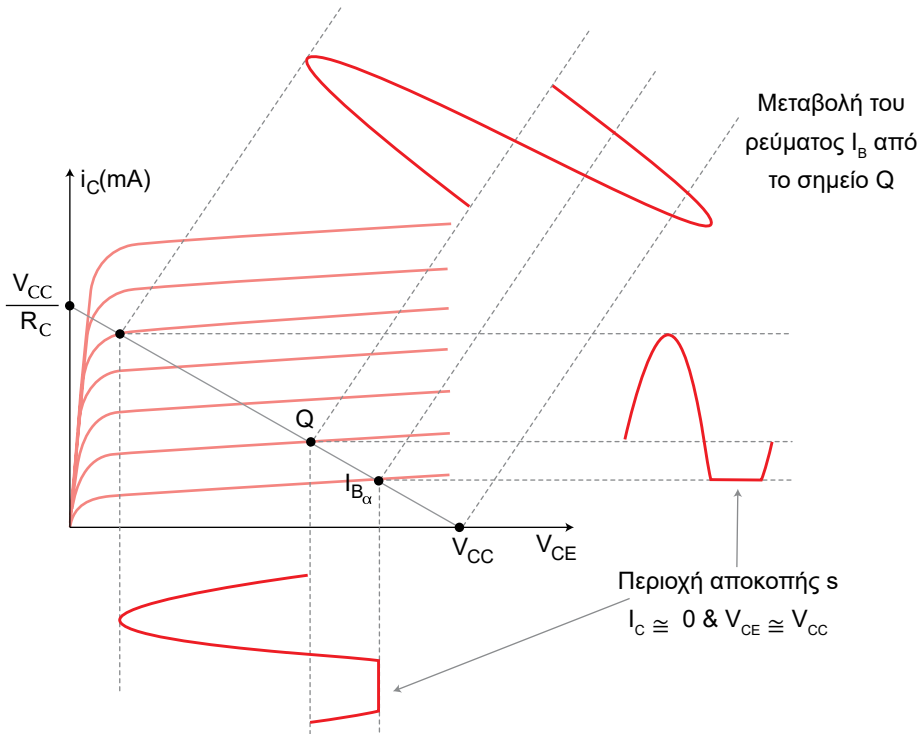
Αποδεικνύεται, ότι το ρεύμα βάσης δίνεται από τη σχέση:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B - (\beta_0 + 1)R_E} \cong \frac{V_{CC}}{R_B + \beta_0 R_E} \quad (1.3.9)$$

όπου έχουμε κάνει την παραδοχή $V_{BE} \ll V_{CC}$, η οποία ισχύει συνήθως στην πράξη. Άρα, με την παραδοχή αυτή, το ρεύμα I_B προκύπτει πρακτικά ανεξάρτητο της V_{BE} .

1.4 Επίδραση της πόλωσης στην παραμόρφωση

Στην πράξη, η παραμόρφωση σημαίνει τη μη πιστή απόδοση της κυματομορφής του σήματος εισόδου στην έξοδο μιας βαθμίδα, π.χ ενός ενισχυτή. Με τον όρο “σήμα” εννοούμε κάθε μεταβαλλόμενη (βασικά, εναλλασσόμενη) τάση, την οποία εφαρμόζουμε στην είσοδο ενός ενισχυτή ή τη λαμβάνουμε στην έξοδό του. Υπάρχουν διάφοροι λόγοι για τους οποίους το σήμα εισόδου



Σχήμα 1.10. Ευθεία φόρτου και σημείο ηρεμίας Q στις χαρακτηριστικές εξόδου ενός BJT

δεν αποδίδεται πιστά στην έξοδο. Ένας από τους κυριότερους αφορά τη μη εξασφάλιση των κατάλληλων συνθηκών πόλωσης. Για να είμαστε βέβαιοι ότι το σήμα δεν θα υποστεί παραμόρφωση, πρέπει οι αρχικές συνθήκες πόλωσης να διατηρούνται σχεδόν αμετάβλητες καθόλη τη διάρκεια της λειτουργίας του ενισχυτή.

Για τη μελέτη της παραμόρφωσης, σε σχέση με την πόλωση, ξεκινάμε με τη μαθηματική έκφραση της ευθείας φόρτου σε συνδεσμολογία CE, που δίνεται από την Εξ. (1.2.7).

Αν τώρα θεωρήσουμε ότι τα μεγέθη V_{CC} και R_C είναι γνωστά, π.χ. $V_{CC}=20$ V και $R_C=2$ k Ω , τότε η ευθεία φόρτου χαράσσεται στο διάγραμμα των χαρακτηριστικών ενός τυπικού τρανζίστορ όπως φαίνεται στο Σχ.1.10.

Όπως είδαμε και στην παράγραφο 1.2.3, για να βρούμε το σημείο ηρεμίας Q, το οποίο ορίζεται ως το κεντρικό σημείο γύρω από το οποίο επιτελείται η λειτουργία του ενισχυτή, πρέπει να υπολογίσουμε το ρεύμα πόλωσης της βάσης I_B . Το ρεύμα αυτό βρίσκεται από την Εξ.(1.2.3). Αν λοιπόν, για να έχουμε άριστες συνθήκες λειτουργίας, θέλουμε το σημείο ηρεμίας Q να βρίσκεται στο μέσο περίπου της ευθείας φόρτου, πρέπει να επιλέξουμε την R_B , έτσι ώστε:

$$I_B \cong \frac{V_{CC}}{R_B} \cong 30\mu A$$

Η τομή της δεδομένης ευθείας φόρτου με τη χαρακτηριστική που αντιστοιχεί σε $I_B=30$ μA προσδιορίζει το σημείο ηρεμίας Q. Η τάση V_{CE} που αντιστοιχεί στο σημείο ηρεμίας λέγεται και *τάση ηρεμίας* συλλέκτη-εκπομπού και συμβολίζεται συχνά με το V_{CEQ} . Ομοίως, το *ρεύμα ηρεμίας* του συλλέκτη συμβολίζεται I_{CQ} , όπως φαίνεται στο Σχ.1.10.

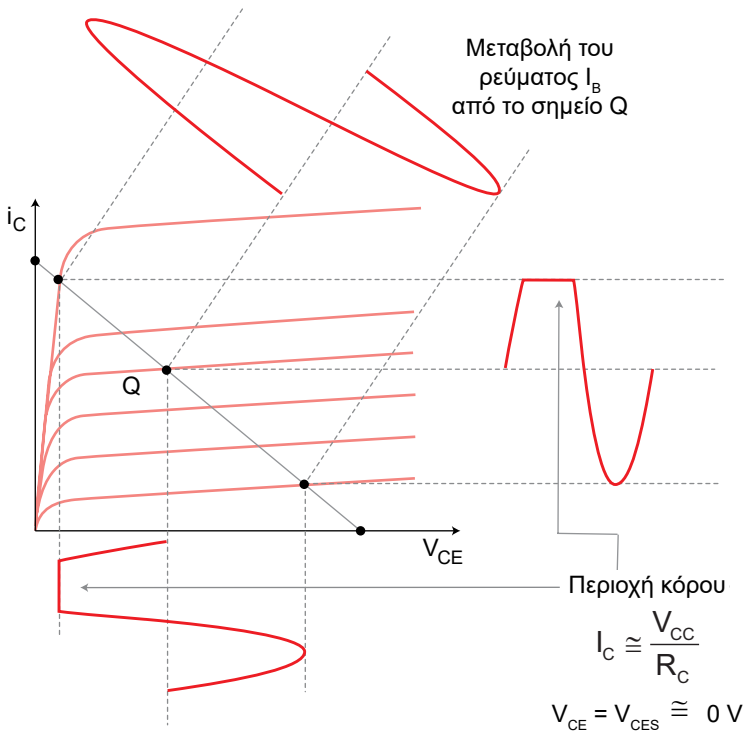
Αν τώρα στην είσοδο του ενισχυτή, συγκεκριμένα του ενισχυτή του Σχ.1.6, εφαρμόσουμε ένα σήμα, τότε η στιγμιαία τάση V_{CE} θα μεταβάλλεται γύρω από την τάση ηρεμίας V_{CEQ} . Με τη μεταβολή όμως της V_{CE} , θα μεταβάλλεται και το στιγμιαίο ρεύμα συλλέκτη I_C γύρω από τη σταθερή τιμή του I_{CQ} .

Εφόσον το σημείο Q έχει επιλεγεί στο μέσο περίπου της ευθείας φόρτου και το σήμα εισόδου είναι μικρό, οι διακυμάνσεις της V_{CE} δε θα υπερβαίνουν τη μέγιστη τιμή της, δηλ. την τάση V_{CC} , ούτε και την ελάχιστη, δηλ. τη $V_{CE} = V_{CES} \cong 0$. Έτσι, και οι αντίστοιχες διακυμάνσεις του I_C γύρω από το σταθερό

I_{CQ} δε θα υπερβαίνουν την ελάχιστη τιμή $I_C \cong 0$ και τη μέγιστη τιμή $I_C \cong V_{CC}/R_C$. Σε κάθε χρονική στιγμή η τάση εξόδου, δηλαδή η τάση στα άκρα της R_C , εκφράζεται από το γινόμενο του στιγμιαίου ρεύματος I_C επί την αντίσταση R_C . Τότε με τις προϋποθέσεις που μόλις αναφέραμε, η τάση εξόδου θα αποτελέσει πιστή απόδοση του σήματος της τάσης εισόδου. Επομένως, το σήμα της τάσης εξόδου θα είναι απαλλαγμένο παραμόρφωσης.

Αν όμως το σημείο ηρεμίας Q τοποθετηθεί στα χαμηλά της ευθείας φόρτου (μικρές τιμές του I_B) ή μετακινηθεί προς τα κάτω λόγω μεταβολής των αρχικών συνθηκών πόλωσης, τότε, σήματα μεγάλου πλάτους στην είσοδο ενδέχεται να εμφανίζονται παραμορφωμένα στην έξοδο.

Για την καλύτερη κατανόηση του θέματος, θεωρούμε τη γραφική μέθοδο που απεικονίζει το Σχ.1.11.

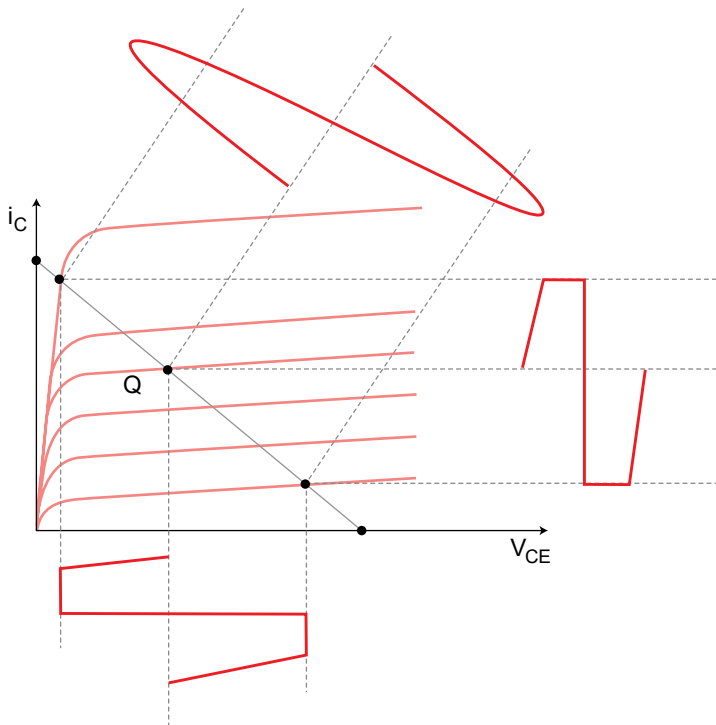


Σχήμα 1.11. Επίδραση του σημείου ηρεμίας Q στην παραμόρφωση του σήματος εισόδου. Το Q βρίσκεται κοντά στην περιοχή αποκοπής

Όπως δείχνει το σχήμα, το σημείο ηρεμίας Q έχει αρχικά τοποθετηθεί κοντά στην περιοχή αποκοπής. Αν το σήμα εισόδου έχει μεγάλο πλάτος, τότε η

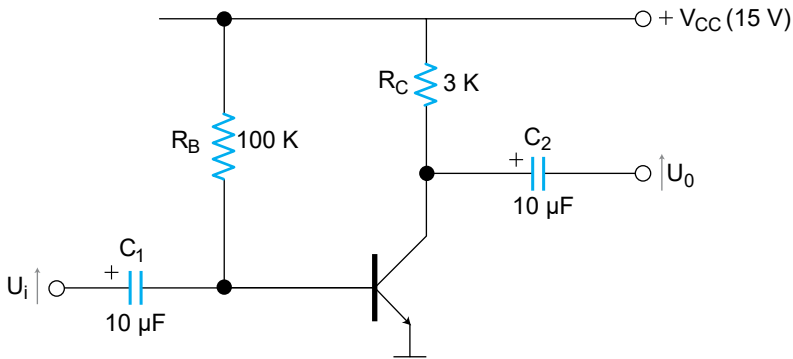
τάση V_{CE} καθίσταται περίπου ίση με την τάση της πηγής V_{CC} , ή και μεγαλύτερη αυτής, οπότε και το ρεύμα εξόδου I_C θα γίνεται περίπου μηδέν. Επομένως, κάθε στιγμιαία τιμή της τάσης V_{CE} μεγαλύτερη της V_{CC} θα αποκόπτεται (ψαλιδίζεται). Έτσι, και το αντίστοιχο ρεύμα εξόδου I_C σε όλη αυτή τη χρονική περίοδο, διατηρεί σταθερά τιμή περίπου μηδέν. Η πλήρης ημιτονοειδής καμπύλη στο επάνω μέρος του Σχ.1.11, παριστάνει τις διακυμάνσεις του ρεύματος της βάσης I_B γύρω από το σημείο ηρεμίας, δηλαδή γύρω από την τιμή I_{BQ} .

Αν τώρα θεωρήσουμε, ότι το Q έχει τοποθετηθεί κοντά στην περιοχή κόρου (μεγάλες τιμές του I_B), τότε, όπως φαίνεται στο γραφικό διάγραμμα του Σχ.1.12, κάθε τάση μικρότερη της $V_{CE} = V_{CES} \cong 0$ θα αποκόπτεται (ψαλιδίζεται). Επομένως, σε όλη τη χρονική αυτή διάρκεια κατά την οποία η V_{CE} θα έπαιρνε τιμές μικρότερες της τιμής περίπου μηδέν, το ρεύμα εξόδου I_C διατηρείται σταθερά ίσο προς τη μέγιστη τιμή $I_C \cong V_{CC}/R_C$. Δηλαδή, το ρεύμα εξόδου έχει υποστεί ψαλιδισμό στη στάθμη $I_C \cong V_{CC}/R_C$.



Σχήμα 1.12. Επίδραση της θέσης του σημείου ηρεμίας Q στην παραμόρφωση του σήματος εισόδου. Το σημείου ηρεμίας βρίσκεται κοντά στην περιοχή κόρου

Με την παραπάνω ανάλυση είδαμε ότι η τοποθέτηση του σημείου ηρεμίας Q έχει μεγάλη σημασία για την παραμόρφωση, την οποία υφίσταται το σήμα εισόδου. Ωστόσο, ακόμη κι αν το Q τοποθετηθεί σωστά (δηλ. περίπου στο μέσο της ευθείας φόρτου), πρέπει και το πλάτος του σήματος εισόδου να είναι επαρκώς μικρό, ώστε η V_{CE} να μην υπερβαίνει τις ακρότατες τιμές της $V_{CE} \cong 0$ και $V_{CE} \cong V_{CC}$. Το Σχ.1.12 δείχνει τη γραφική μέθοδο απεικόνισης της παραμόρφωσης του σήματος, όταν το Q βρίσκεται στη σωστή θέση, αλλά το πλάτος του σήματος εισόδου είναι πολύ μεγάλο.

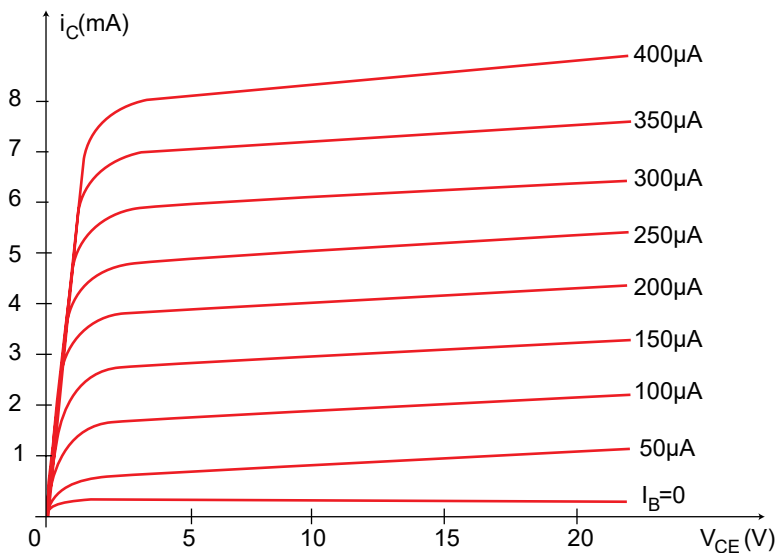


Σχήμα 1.13. Παραμόρφωση του σήματος εισόδου λόγω υπερδιέγερσης. Σωστή τοποθέτηση του σημείου Q , αλλά με μεγάλο σήμα εισόδου

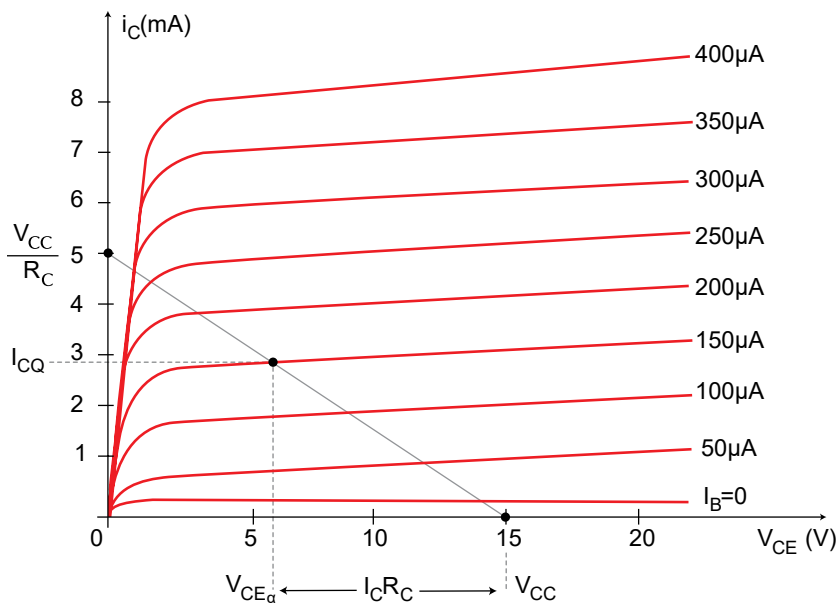
⇒ Παράδειγμα 1-3

Δίνεται το κύκλωμα του Σχ. 1.13 και οι χαρακτηριστικές συλλέκτη του τρανζίστορ, Σχ. 1.15. Να υπολογίσετε:

- Την ευθεία φόρτου στο συνεχές (dc) και το σημείο ηρεμίας Q .
- Τα μεγέθη V_{CE} , I_C , $I_C R_C$ και I_E που αντιστοιχούν στο σημείο ηρεμίας Q (γραφική μέθοδος).



Σχήμα 1.14. Πρακτικό κύκλωμα σταθερής πόλωσης CE



Σχήμα 1.15. Χαρακτηριστικές συλλέκτη του BJT του Σχ. 1.14

Λύση

Για να χαράξουμε την ευθεία φόρτου, πρέπει να προσδιορίσουμε δυο τουλάχιστον σημεία της. Το ένα έχει συντεταγμένες:

$$I_C = 0, V_{CE} = V_{CC} = 15 \text{ V}$$

και το άλλο,

$$V_{CE} = 0, I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{15}{3} = 5 \text{ mA}$$

Η ευθεία που ενώνει τα σημεία αυτά φαίνεται στο Σχ. 1.15 και αποτελεί την ευθεία φόρτου στο συνεχές, για το κύκλωμα που δόθηκε.

Για να καθορισθεί το σημείο ηρεμίας Q, πρέπει να υπολογισθεί το ρεύμα βάσης I_B .

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \cong \frac{V_{CC}}{R_B} = \frac{15}{100} = 150 \text{ } \mu\text{A}$$

Η τομή της ευθείας φόρτου με τη χαρακτηριστική που αντιστοιχεί σε $I_B = 150 \text{ } \mu\text{A}$ ορίζει το σημείο ηρεμίας Q.

Από το σχήμα αυτό, βρίσκουμε γραφικά τα ζητούμενα μεγέθη που αντιστοιχούν στο σημείο Q.

$$V_{CE} = 7\text{V}, I_C = 2.6 \text{ mA}, I_C R_C = 8\text{V} \text{ και } I_E \cong 2.6 \text{ mA.}$$

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ

- 1-1. Τι εννοούμε με τον όρο “πόλωση”; Πώς επιτυγχάνεται γενικά αυτή;
- 1-2. Να σχεδιάσετε ένα κύκλωμα σταθερής πόλωσης CE.
- 1-3. Να σχεδιάσετε ένα κύκλωμα πόλωσης ανεξάρτητο του β_0 του τρανζίστορ.
- 1-4. Να θεωρήσετε ως γνωστά, όσα μεγέθη σας χρειάζονται και να χαράξετε μια ευθεία φόρτου πάνω στις χαρακτηριστικές συλλέκτη ενός τυπικού τρανζίστορ.
- 1-5. Με βάση την προηγούμενη ερώτηση, να προσδιορίσετε το κατάλληλο σημείο ηρεμίας Q για τη σωστή λειτουργία του τρανζίστορ.
- 1-6. Να εξηγήσετε τον τρόπο με τον οποίο η θέση του σημείου ηρεμίας Q σχετίζεται με την παραμόρφωση.

Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΜΕ ΑΝΑΣΥΖΕΥΞΗ



2.1 Εισαγωγή

Η επαναφορά (ανασύζευξη) ενός μέρους του σήματος εξόδου στην είσοδο ενός ενισχυτή του προσδίδει ειδική συμπεριφορά λειτουργίας και ξεχωριστά χαρακτηριστικά που μπορεί να είναι χρήσιμα σε αρκετές εφαρμογές. Στο κεφάλαιο αυτό εξετάζουμε τις βασικές αρχές των ενισχυτών με αρνητική ανασύζευξη* καθώς και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά τους ως προς τους ενισχυτές χωρίς ανασύζευξη.

□ **Ανασύζευξη** ονομάζεται το φαινόμενο, κατά το οποίο ένα μέρος του σήματος εξόδου αφήνεται να επιστρέφει από την έξοδο και να εφαρμόζεται στην είσοδο του ενισχυτή.

Υπάρχουν δυο τύποι ανασύζευξης, η αρνητική και η θετική.

Αρνητική ανασύζευξη έχουμε, όταν όλο ή μέρος του σήματος εξόδου (τάσης ή ρεύματος) επιστρέφει, με κατάλληλη συνδεσμολογία, στην είσοδο του ενισχυτή κατά τρόπο, ώστε το *σήμα ανασύζευξης* (επιστρέφον σήμα) να αφαιρείται από το αρχικό σήμα εισόδου.

Άρα, το ολικό σήμα που εφαρμόζεται κάθε φορά στην είσοδο ενός ενισχυτή με αρνητική ανασύζευξη είναι το αρχικό σήμα εισόδου μείον το σήμα ανασύζευξης (σε στιγμιαίες τιμές).

Επειδή το αρχικό σήμα εισόδου μειώνεται με την αρνητική ανασύζευξη, ανάλογα μειώνεται και το σήμα εξόδου. Για το λόγο αυτό, οι ενισχυτές με αρνητική ανασύζευξη χαρακτηρίζονται από μικρή απολαβή (ενίσχυση), σε σχέση με τους ενισχυτές χωρίς αρνητική ανασύζευξη.

Θετική ανασύζευξη έχουμε, όταν όλο ή μέρος του σήματος εξόδου (τάσης ή ρεύματος) επιστρέφει, με κατάλληλη συνδεσμολογία, στην είσοδο του ενισχυτή κατά τρόπο, ώστε το σήμα ανασύζευξης (επιστρέφον σήμα), να προστίθεται στο αρχικό σήμα εισόδου.

Γενικά, στους ενισχυτές η θετική ανασύζευξη είναι ανεπιθύμητη, καθόσον ο ενισχυτής καθίσταται τότε ασταθής και τείνει να εργάζεται σαν ταλαντωτής.

Η θετική ανασύζευξη χρησιμοποιείται στα κυκλώματα ταλαντωτών, τα οποία εξετάζονται σε άλλο κεφάλαιο.

* Μερικά βιβλία, αντί του όρου ανασύζευξη, χρησιμοποιούν τον όρο *ανατροφοδότηση* ή *ανάδραση*.

2.2 Γενικές αρχές της ανασύζευξης

Το φαινόμενο της ανασύζευξης βρίσκει πολλές πρακτικές εφαρμογές. Μια πρώτη σημαντική εφαρμογή είναι στα συστήματα αυτομάτου ελέγχου.

Η αρνητική ανασύζευξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα ενισχυτή για τους εξής λόγους:

1. Για να επιφέρει σταθεροποίηση στην απολαβή τάσης ή ρεύματος.
2. Για να επιφέρει λειτουργία σε μεγαλύτερο γραμμικό τμήμα των χαρακτηριστικών καμπυλών. Αυτό οδηγεί σε βελτίωση της παραμόρφωσης.
3. Για να διευρύνει τη ζώνη διέλευσης συχνοτήτων.
4. Για να ελαττώσει ή να αυξήσει τη σύνθετη αντίσταση εισόδου.
5. Για να ελαττώσει ή να αυξήσει τη σύνθετη αντίσταση εξόδου.
6. Για να μειώσει τον εσωτερικό θόρυβο.
7. Για να περιορίσει τη μεταβολή των χαρακτηριστικών μεγεθών λειτουργίας του ενισχυτή λόγω θερμικών επιδράσεων.

Όταν μιλάμε για σταθεροποίηση της απολαβής, εννοούμε το να καταστήσουμε την απολαβή τάσης ή ρεύματος λιγότερο εξαρτώμενη από τις παραμέτρους των τρανζίστορ.

Εξάλλου επιζητούμε μεγαλύτερη γραμμικότητα στη λειτουργία των ενισχυτών, καθόσον θέλουμε να έχουμε στην έξοδο σήματα με μικρότερη παραμόρφωση.

Ακόμα σε όλους γενικά τους ενισχυτές δημιουργούνται, λόγω θερμικών φαινομένων, ηλεκτρικά σήματα διαταραχών τυχαίας συμπεριφοράς, τα οποία ονομάζονται **θόρυβοι**.

Ο θόρυβος, ιδίως σε ενισχυτές με πολύ μικρό σήμα εισόδου, δημιουργεί ενοχλητικές καταστάσεις στην εξαγωγή πληροφοριών από το σήμα εξόδου. Η εξαγωγή των πληροφοριών αυτών καθίσταται πολύ δύσκολη, όταν η τάξη μεγέθους του σήματος εξόδου δεν υπερβαίνει την τάξη μεγέθους του θορύβου. Τότε, το σήμα εξόδου καλύπτεται από τους θορύβους. Στην περίπτωση αυτή η ενίσχυση δεν έχει νόημα, αφού ενισχύοντας το σήμα, ενισχύεται εξίσου και ο θόρυβος. Για να περιορίσουμε λοιπόν τους θορύβους, χρησιμοποιούμε αρνητική ανασύζευξη.

Ανάλογα με την επενέργεια της ανασύζευξης στην απολαβή, έχουμε τους εξής δυο βασικούς τύπους ανασύζευξης.

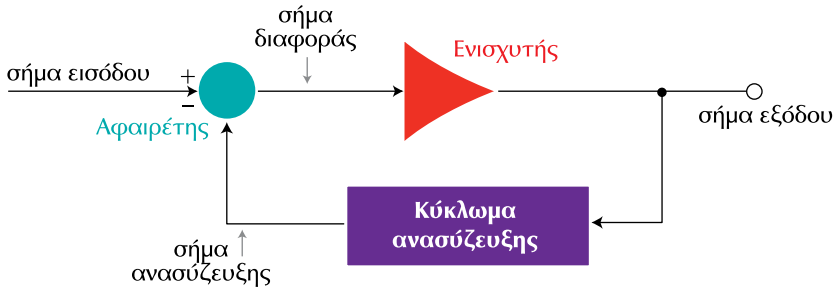
1. **Ανασύζευξη ρεύματος.**
2. **Ανασύζευξη τάσης.**

Το σπουδαιότερο κοινό χαρακτηριστικό των δυο αυτών τύπων αρνητικής ανασύζευξης είναι, ότι έχουμε μείωση στην απολαβή.

Μπορούμε επίσης να έχουμε και *δύο άλλους τύπους ανασύζευξης*.

Ο ένας ονομάζεται **ανασύζευξη παράλληλης διακλάδωσης** και ο άλλος **ανασύζευξη σειράς**.

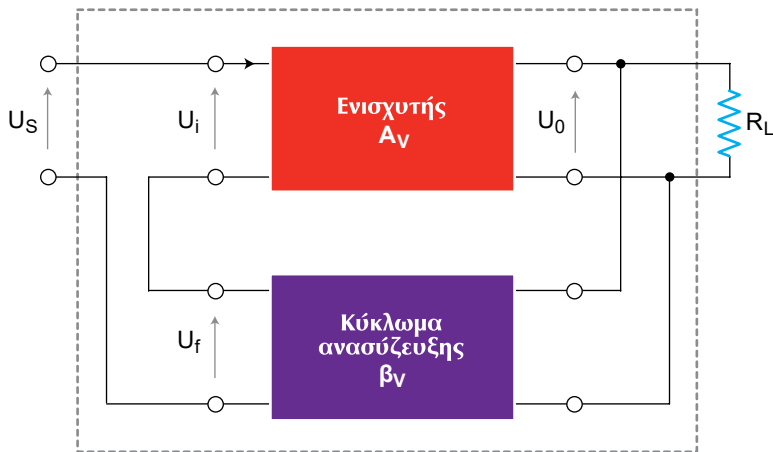
Το παρακάτω Σχ.2.1 εικονίζει το δομικό διάγραμμα ενός τυπικού ενισχυτή με ανασύζευξη. Η ανασύζευξη μπορεί να αναφέρεται σε τάση ή σε ρεύμα.



Σχήμα 2.1. Δομικό διάγραμμα ενισχυτή με ανασύζευξη

2.3 Ενισχυτής με ανασύζευξη τάσης

Αν υποθέσουμε ότι όλα τα σήματα στο διάγραμμα του Σχ.2.1 είναι σήματα τάσης, τότε το διάγραμμα αυτό παριστάνει έναν **ενισχυτή με ανασύζευξη τάσης**. Περισσότερο όμως αναλυτικά μπορούμε να παραστήσουμε έναν ενισχυτή με ανασύζευξη τάσης όπως εικονίζεται στο Σχ.2.2.



Σχήμα 2.2. Δομικό διάγραμμα ενισχυτή με αρνητική ανασύζευξη τάσης

Η αρνητική ανασύζευξη τάσης επιτυγχάνεται, όταν το μέρος του σήματος που επιστρέφει από την τάση εξόδου στην είσοδο του ενισχυτή είναι τέτοιο, δηλ. έχει τέτοια φάση, ώστε να αφαιρείται από την τάση εισόδου.

2.3.1 Απολαβή Τάσης με Ανασύζευξη

Στο Σχ.2.2 η τάση εξόδου V_o είναι η τάση που λαμβάνεται στα άκρα της αντίστασης φόρτου R_L , ή στην είσοδο του κυκλώματος (δικτυώματος) ανασύζευξης.

Ορίζουμε ως **συντελεστή ή λόγο ανασύζευξης τάσης** β_v του κυκλώματος ανασύζευξης το λόγο:

$$\beta_v = \frac{V_f}{V_o} \quad (2.3.1)$$

όπου V_f είναι η τάση του σήματος ανασύζευξης ή αλλιώς η τάση του σήματος που προέρχεται από την έξοδο και εμφανίζεται στην είσοδο του ενισχυτή.

Ορίζουμε επίσης ως **απολαβή τάσης** A_v του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη το λόγο:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.3.2)$$

όπου V_i η τάση εισόδου του ενισχυτή χωρίς (με κομμένη) την ανασύζευξη.

Όπως φαίνεται στο Σχ.2.2, στοιχειοθετούνται τρεις τάσεις εισόδου στον ενισχυτή. Εκτός δηλαδή από τις V_i και V_f έχουμε και τη συνολική τάση του σήματος εισόδου V_s (με ανασύζευξη). Οι τρεις αυτές τάσεις συνδέονται με την πιο κάτω εξίσωση:

$$V_s = V_i + V_f \quad (2.3.3)$$

Αν λύσουμε τις Εξ.(2.3.1) και (2.3.2) ως προς V_f και V_i , αντίστοιχα, και αντικαταστήσουμε στην Εξ.(2.3.3), αποδεικνύεται εύκολα ότι η **απολαβή τάσης** του ενισχυτή με ανασύζευξη (απολαβή κλειστού βρόχου) A_{vf} δίνεται από τη σχέση:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta_v A_v} \quad (2.3.4)$$

Στην περίπτωση της αρνητικής ανασύζευξης, το $\beta_v A_v = V_f / V_i < 0$, δηλ. η τάση ανασύζευξης V_f επιστρέφει στην είσοδο με διαφορά φάσης 180° ως προς την τάση εισόδου V_i (άρα η V_f θα είναι αφαιρετική από τη V_i). Επειδή δε το $\beta_v A_v > 1$ η πιο πάνω σχέση γράφεται:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta_v A_v} \cong \frac{A_v}{\beta_v A_v} \cong \frac{1}{\beta_v} \quad (2.3.5)$$

Άρα, η απολαβή τάσης με ανασύζευξη αποδεικνύεται πρακτικά ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη.

2.3.2 Αντίσταση Εισόδου

Η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή με ανασύζευξη, R_{if} , δίνεται από το λόγο της τάσης του σήματος εισόδου (με ανασύζευξη) V_s προς το ρεύμα εισόδου I_i , δηλαδή:

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_i} \quad (2.3.6)$$

Αντίστοιχα, η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη R_i ορίζεται από το λόγο της τάσης εισόδου (χωρίς ανασύζευξη) V_i προς το ρεύμα εισόδου I_i δηλαδή:

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} \quad (2.3.7)$$

Αποδεικνύεται ότι η αντίσταση εισόδου με ανασύζευξη, δίνεται από την εξίσωση:

$$R_{if} = R_i (1 + \beta_v A_v) \quad (2.3.8)$$

Η εξίσωση αυτή συνδέει την αντίσταση εισόδου με ανασύζευξη με την αντίστοιχη χωρίς ανασύζευξη.

Στην περίπτωση αρνητικής ανασύζευξης τάσης, η αντίσταση εισόδου με ανασύζευξη είναι μεγαλύτερη από την αντίσταση χωρίς ανασύζευξη. Αυτό οφείλεται στο ότι, αν ικανοποιείται το πιο πάνω κριτήριο της αρνητικής ανασύζευξης, δηλ. $|\beta_v A_v| \gg 1$, η παρένθεση της Εξ.(2.3.8) θα είναι, σε απόλυτη τιμή, πολύ μεγαλύτερη από τη μονάδα.

2.3.3 Αντίσταση Εξόδου

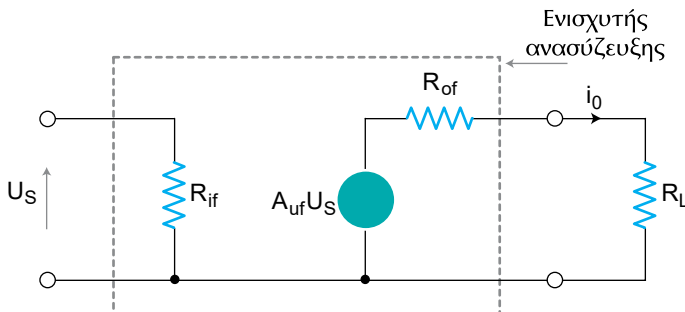
Η αντίσταση εξόδου ενός ενισχυτή με ανασύζευξη συμβολίζεται με R_{of} , ενώ χωρίς ανασύζευξη με R_o . Αποδεικνύεται ότι οι αντιστάσεις αυτές συνδέονται με την πιο κάτω εξίσωση:

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + \beta_v A_v} \quad (2.3.9)$$

Από την εξίσωση αυτή, βλέπουμε ότι, για την αρνητική ανασύζευξη τάσης, με $|\beta_v A_v| \gg 1$, η αντίσταση εξόδου με ανασύζευξη είναι πολύ μικρότερη από την αντίστοιχη αντίσταση χωρίς ανασύζευξη.

2.3.4 Ισοδύναμο Κύκλωμα

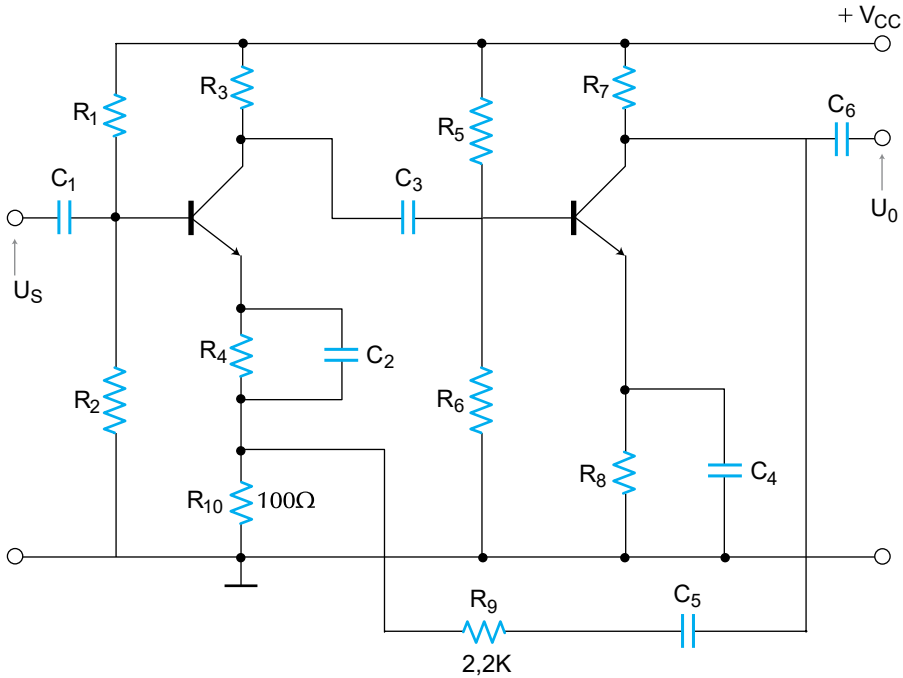
Για να σχεδιάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανασύζευξη τάσης, θεωρούμε και δημιουργούμε το κύκλωμα της Εξ. (2.3.8). Με βάση την εξίσωση αυτή, προκύπτει το ισοδύναμο κύκλωμα που εικονίζεται στο Σχ.2.3.



Σχήμα 2.3. Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανασύζευξη τάσης

⇒ Παράδειγμα 2-1

Το κύκλωμα του Σχ.2.4 απεικονίζει έναν ενισχυτή με ανασύζευξη τάσης. Τα στοιχεία ή παράμετροι του κυκλώματος χωρίς ανασύζευξη είναι: $A_v = 100$, $R_i = 2 \text{ K}\Omega$ και $R_o = 5 \text{ K}\Omega$.



Σχήμα 2.4. Πρακτικός ενισχυτής με ανασύζευξη τάσης

Να βρεθούν οι παράμετροι του κυκλώματος με ανασύζευξη.

Λύση

Με βάση την Εξ.(2.3.1) και ο διαιρέτης τάσης στη γραμμή ανασύζευξης, ο συντελεστής ανασύζευξης υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\beta = \frac{V_f}{V_0} = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_9} = \frac{100}{100 + 2200} = 0.0435$$

Επομένως,

$$1 + \beta_v A_v = 1 + 0.0435 \times 100 = 5.35$$

Συνεπώς, σύμφωνα με τις Εξ.(2.3.4) και (2.3.9), οι παράμετροι του κυκλώματος με ανασύζευξη θα είναι:

$$A_{vf} = \frac{100}{5.35} \cong 18.7$$

$$R_{if} = 2 \times 5.35 = 10.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_{of} = \frac{5}{5.35} = 0.935 \text{ K}\Omega = 935 \Omega$$

Παρατηρούμε ότι, με $A_{vf} = 18.7$ πλησιάζουμε πολύ την προσεγγιστική τιμή που θα αναμέναμε από την Εξ.(2.3.5), η οποία μας δίνει:

$$A_{vf} \cong \frac{1}{\beta_v} = \frac{1}{0.0435} \cong 23$$

Καλή προσέγγιση της πιο πάνω σχέσης θα είχαμε εάν το $\beta_v A_v$ ήταν μεγαλύτερο από 10.

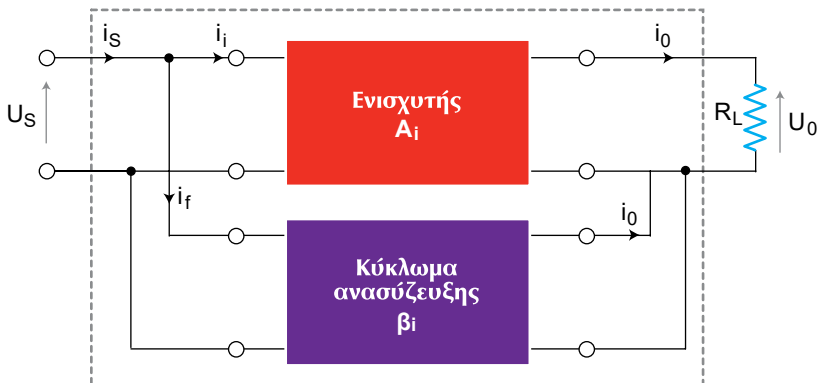
Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι η αντίσταση εισόδου με ανασύζευξη R_{if} που υπολογίσαμε είναι η αντίσταση που “βλέπει” το κύκλωμα μετά τις αντιστάσεις R_1 και R_2 του Σχ.2.4. Για να υπολογισθεί η ολική αντίσταση εισόδου $R_{if(ολ)}$ με ανασύζευξη θα πρέπει να ληφθεί υπόψη και ο παράλληλος συνδυασμός των R_1 και R_2 . Η αντίσταση εισόδου αυτή είναι εκείνη που “βλέπει” το κύκλωμα πριν από τις αντιστάσεις R_1 και R_2 .

Συνεπώς, η ολική αντίσταση εισόδου είναι ο παράλληλος συνδυασμός όλων των αντιστάσεων αυτών, δηλαδή:

$$R_{if(ολ)} = R_{if} // R_1 // R_2 \quad (2.3.10)$$

2.4 Ενισχυτές με ανασύζευξη ρεύματος

Αν θεωρήσουμε ότι στο κύκλωμα του Σχ.2.1 τα σήματα είναι ρεύματα (και όχι τάσεις) τότε το κύκλωμα αυτό παριστάνει ενισχυτή με ανασύζευξη ρεύματος, όπως δείχνει το Σχ.2.5. Για να έχουμε αρνητική ανασύζευξη ρεύματος, θα πρέπει το ρεύμα ανασύζευξης I_f που επιστρέφει από την έξοδο στην είσοδο να αφαιρείται από το ρεύμα εισόδου I_i (δηλ. να έχει διαφορά φάσης 180° ως προς αυτό). Αυτό εικονίζεται στο Σχ.2.5.



Σχήμα 2.5. Δομικό διάγραμμα ενισχυτή με ανασύζευξη ρεύματος

2.4.1 Απολαβή Ρεύματος με Ανασύζευξη

Όπως παρατηρούμε, το ρεύμα εξόδου I_o τροφοδοτεί, τόσο την αντίσταση φόρτου R_L όσο και το κύκλωμα ανασύζευξης.

Ορίζουμε ως **συντελεστή ή λόγο ανασύζευξης ρεύματος** β_i του κυκλώματος (ή δικτυώματος) ανασύζευξης το λόγο:

$$\beta_i = \frac{I_f}{I_o} \quad (2.4.1)$$

Από τη σχέση αυτή και το, Σχ.2.5, προκύπτει, ότι όταν το ρεύμα εξόδου I_o διέρχεται μέσα από το κύκλωμα ανασύζευξης, τότε το μέρος αυτού που φθάνει στην είσοδο του ενισχυτή είναι:

$$I_f = \beta_i I_o \quad (2.4.2)$$

Το ρεύμα αυτό, I_p , ονομάζεται *ρεύμα ανασύζευξης*.

Ορίζουμε ως **απολαβή ρεύματος** A_i του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη, με βραχυκυκλωμένη την έξοδο το λόγο:

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \quad (2.4.3)$$

Με ανάλογο τρόπο ορίζουμε και την απολαβή ρεύματος A_{if} του ενισχυτή με ανασύζευξη και βραχυκυκλωμένη την έξοδο:

$$A_{if} = \frac{I_o}{I_s} \quad (2.4.4)$$

Αποδεικνύεται ότι:

$$A_{if} = \frac{A_i}{1 + \beta_i A_i} \quad (2.4.5)$$

Η εξίσωση αυτή συνδέει την απολαβή ρεύματος με ανασύζευξη, με βραχυκυκλωμένη την έξοδο, με την απολαβή ρεύματος χωρίς ανασύζευξη με βραχυκυκλωμένη την έξοδο.

Επειδή στην πράξη ισχύει συνήθως $|\beta_i A_i| \gg 1$, μπορούμε να παραλείψουμε τη μονάδα στον παρονομαστή της Εξ.(2.4.5) και να έχουμε την προσέγγιση:

$$A_{if} \cong \frac{1}{\beta_i} \quad (2.4.6)$$

Η Εξ.(2.4.6) είναι πολύ βασική, καθόσον εκφράζει το γεγονός ότι η απολαβή ρεύματος με ανασύζευξη με βραχυκυκλωμένη έξοδο μπορεί να γίνει ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του ενισχυτή και να εξαρτάται μόνο από τα στοιχεία του κυκλώματος ανασύζευξης.

2.4.2 Αντίσταση Εισόδου

Η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή με ανασύζευξη ορίζεται από το λόγο της τάσης του σήματος εισόδου V_s προς το αντίστοιχο ρεύμα του σήματος εισόδου I_s , δηλαδή:

$$R_{if} = \frac{V_s}{I_s} \quad (2.4.7)$$

Αποδεικνύεται ότι η αντίσταση εισόδου με αρνητική ανασύζευξη δίνεται από τη σχέση:

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + \beta_i A_i} \quad (2.4.8)$$

Επειδή συνήθως $1 + \beta_i A_i \gg 1$, η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή με αρνητική ανασύζευξη είναι πολύ μικρότερη από την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη. Δηλαδή η αρνητική ανασύζευξη ρεύματος μπορεί να υποβιβάσει κατά πολύ την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή.

2.4.3 Αντίσταση Εξόδου

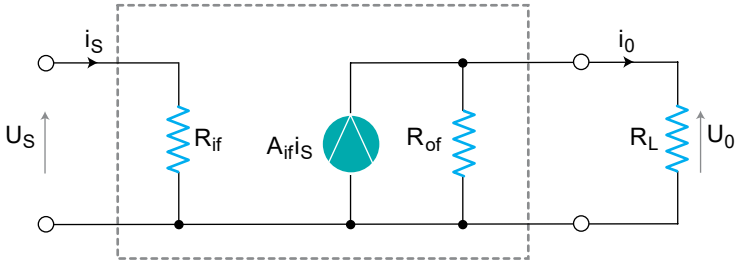
Η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή με ανασύζευξη ορίζεται από το λόγο της τάσης εξόδου (ανοιχτής) προς το ρεύμα εξόδου (υπό βραχυκύκλωση). Αποδεικνύεται σχετικά ότι ισχύει η εξίσωση:

$$R_{of} = R_o(1 + \beta_i A_i) \quad (2.4.9)$$

Από την εξίσωση αυτή, συμπεραίνουμε ότι ο ενισχυτής με αρνητική ανασύζευξη έχει την αντίσταση εξόδου του αυξημένη κατά τον παράγοντα $(1 + \beta_i A_i)$, συγκριτικά με τον ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη.

2.4.4 Ισοδύναμο Κύκλωμα

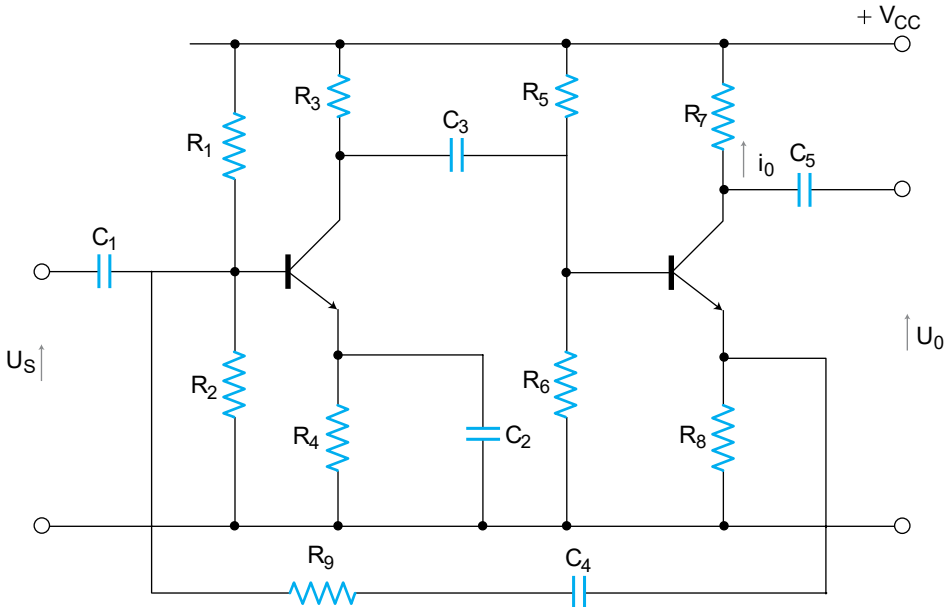
Το Σχ.2.6 δείχνει το ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή με ανασύζευξη ρεύματος. Όπως βλέπουμε, η έξοδος του αποτελείται από μια γεννήτρια/πηγή ρεύματος μαζί με την αντίσταση εξόδου με ανασύζευξη, ενώ η είσοδος αποτελείται από την αντίσταση εισόδου με ανασύζευξη.



Σχήμα 2.6. Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή με ανασύζευξη ρεύματος

⇒ Παράδειγμα 2-2

Το Σχ.2.7 παριστάνει έναν πρακτικό ενισχυτή με ανασύζευξη ρεύματος. Οι παράμετροι του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη είναι: $A_1 = 800$, $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ και $R_0 = 10 \text{ K}\Omega$. Το κύκλωμα ανασύζευξης έχει τα εξής στοιχεία: $R_8 = 220 \Omega$ και $R_9 = 4.7 \text{ K}\Omega$



Σχήμα 2.7. Πρακτικός ενισχυτής με ανασύζευξη ρεύματος

Λύση

Με βάση την Εξ.(2.4.1) και το διαιρέτη ρεύματος του κυκλώματος ανασύζευξης, ο συντελεστής ανασύζευξης ρεύματος βρίσκεται από τη σχέση:

$$\beta_i = \frac{I_f}{I_o} \cong \frac{R_8}{R_8 + R_9} = \frac{0.22}{0.22 + 4.7} = \frac{0.22}{4.92} = 0.045$$

Επομένως,

$$1 + \beta_i A_i = 1 + 0.045 \times 800 \cong 36.8$$

Άρα, σύμφωνα με τις Εξ.(2.4.5), (2.4.8) και (2.4.9), οι παράμετροι του ενισχυτή με ανασύζευξη θα είναι:

$$A_{if} = \frac{800}{36.8} \cong 21.8$$

$$R_{if} = \frac{1000}{36.8} \cong 27 \Omega$$

$$R_{of} \cong 10 \times 36.8 \cong 368 \text{ K}\Omega$$

Παρατηρούμε ότι η προσέγγιση που έγινε στην Εξ.(2.4.6) για την απολαβή ρεύματος είναι αρκετά καλή για την παρούσα περίπτωση, γιατί εδώ το $\beta_i A_i$ είναι μεγαλύτερο από δέκα. Πράγματι, η τιμή $A_i = 21.8$ και η προσεγγιστική $A_{if} \cong 1 / \beta_i \cong 1 / 0.045 \cong 22.2$ διαφέρουν ελάχιστα.

Στο παράδειγμα αυτό παρατηρούμε επίσης ότι η απολαβή ρεύματος είναι ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη, άρα των τρανζίστορ, και εξαρτάται μόνο από τις αντιστάσεις R_8 και R_9 , δηλαδή μόνο από το κύκλωμα ανασύζευξης.

Γενικά, όταν υπολογίζουμε τις παραμέτρους ενός ενισχυτή με ανασύζευξη, θα πρέπει να είμαστε προσεκτικοί. Έτσι, για να υπολογίσουμε τις παραμέτρους εισόδου, θα πρέπει το ρεύμα εξόδου να είναι μηδέν. Δηλαδή, το κύκλωμα στο δεύτερο εκπομπό (του δεύτερου τρανζίστορ) του Σχ.2.7 θα πρέπει να θεωρηθεί ανοικτό.

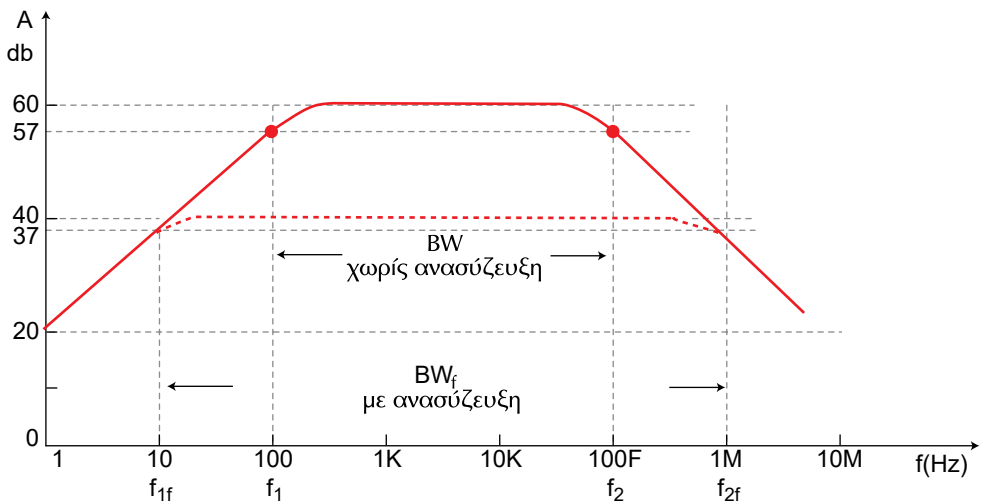
Αντίστοιχα, για να υπολογίσουμε τις παραμέτρους εξόδου, θα πρέπει το ρεύμα εισόδου να είναι μηδέν. Δηλαδή, το κύκλωμα στην πρώτη βάση (του πρώτου τρανζίστορ) πρέπει να θεωρηθεί ανοικτό. Με τον τρόπο αυτό, περιορίζεται η επίδραση του κυκλώματος ανασύζευξης. Συγχρόνως, όμως, στον υπολογισμό λαμβάνονται υπόψη τα στοιχεία που συνθέτουν το κύκλωμα αυτό.

2.5 Επίδραση της ανασύζευξης στην απόκριση συχνότητας

Διαπιστώσαμε μέχρι τώρα ότι η αρνητική ανασύζευξη σε έναν ενισχυτή μεταβάλλει την απολαβή (τάσης και ρεύματος), καθώς και τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου. Εκτός αυτών, αποδεικνύεται ότι η *αρνητική ανασύζευξη μεταβάλλει και την απόκριση συχνότητας του ενισχυτή*.

Η μελέτη που γίνεται στη συνέχεια αναφέρεται γενικά στην απόκριση κατά συχνότητα χωρίς διάκριση. Δηλαδή, όταν πρόκειται για ενισχυτές με ανασύζευξη ρεύματος, αναφερόμαστε στην απόκριση ρεύματος. Όταν πρόκειται για ενισχυτές με ανασύζευξη τάσης, αναφερόμαστε στην απόκριση τάσης.

Για να βρούμε πώς μεταβάλλεται η απόκριση κατά συχνότητα ενός ενισχυτή λόγω της αρνητικής ανασύζευξης, θεωρούμε τις δυο βασικές συχνότητες που χαρακτηρίζουν το κύκλωμα του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη. Οι δυο αυτές βασικές συχνότητες είναι αντίστοιχα η **κατώτερη συχνότητα αποκοπής** f_1 και **ανώτερη συχνότητα αποκοπής** f_2 . Οι συχνότητες αυτές καθορίζονται από την καμπύλη απόκρισης του ενισχυτή και αντιστοιχούν σε απολαβή 3 dB μικρότερη από τη μέγιστη απολαβή (ή στο 0.707 της μέγιστης απολαβής), όπως φαίνεται στο Σχ.2.8.



Σχήμα 2.8. Επίδραση της αρνητικής ανασύζευξης στην απόκριση κατά συχνότητα

Αποδεικνύεται ότι αυτές οι συχνότητες αποκοπής, με ανασύζευξη και χωρίς ανασύζευξη, συνδέονται μεταξύ τους με τις σχέσεις:

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1 + \beta A} \quad (2.5.1)$$

$$f_{2f} = f_2 (1 + \beta A) \quad (2.5.2)$$

Για απλούστευση στο συμβολισμό, έχουμε παραλείψει τους δείκτες i και v στις παραμέτρους β και A , όπου εξυπακούεται ότι θέτονται οι δείκτες αυτοί ανάλογα με το αν αναφερόμαστε σε ανασύζευξη ρεύματος ή τάσης.

Από τις Εξ.(2.5.1) και (2.5.2) συμπεραίνουμε ότι: **Η αρνητική ανασύζευξη επιφέρει μείωση της κατώτερης συχνότητα αποκοπής f_{1f} , ενώ επιφέρει αύξηση της ανώτερης συχνότητας αποκοπής f_{2f} , δηλαδή:**

$$f_{1f} < f_1 \text{ και } f_{2f} > f_2 \text{ υπό τον όρο ότι } |\beta A| > 1$$

Ως **εύρος ζώνης διέλευσης**, BW , ενός ενισχυτή ορίζεται η διαφορά των συχνοτήτων f_1 και f_2 (που αντιστοιχεί σε απολαβή 3 dB κάτω της μέγιστης απολαβής). Δηλαδή,

$$BW = f_2 - f_1 \cong f_2 \quad (2.5.3)$$

επειδή, $f_2 \gg f_1$,

Όταν ο ενισχυτής έχει ανασύζευξη, το εύρος διέλευσης δίνεται από παρόμοια σχέση, δηλαδή:

$$BW_f = f_{2f} - f_{1f} \cong f_{2f} \quad (2.5.4)$$

επειδή, $f_{2f} > f_{1f}$

Από τις Εξ. (2.5.3) και (2.5.1), προκύπτει:

$$BW_f = BW (1 + \beta A) \quad (2.5.5)$$

Η εξίσωση αυτή συνδέει το εύρος της ζώνης διέλευσης συχνοτήτων ενός ενισχυτή που λειτουργεί με ανασύζευξη, με το εύρος της ζώνης διέλευσης συχνοτήτων του ίδιου ενισχυτή όταν λειτουργεί χωρίς ανασύζευξη. Από την εξίσωση αυτή παρατηρούμε ότι, **όταν ο ενισχυτής εργάζεται με αρνητική**

ανασύζευξη το εύρος της ζώνης διέλευσης συχνοτήτων αυξάνεται κατά τον παράγοντα $(1 + \beta A)$. Άρα, όταν $|\beta A| \gg 1$, η αύξηση αυτή θα είναι σημαντική.

⇒ Παράδειγμα 2-3

Ένας ενισχυτής εργάζεται χωρίς ανασύζευξη και έχει απολαβή τάσης $A_v = 1000$. Για απολαβή κατά 3 dB μικρότερη της μεγίστης, οι συχνότητες αποκοπής είναι $f_1 = 100$ Hz και $f_2 = 100$ KHz. Ο ενισχυτής αυτός μετατρέπεται σε ενισχυτή με αρνητική ανασύζευξης με απολαβή ανασύζευξης 20 dB.

Να υπολογισθεί η απόκριση συχνότητας του ενισχυτή με ανασύζευξη.

Λύση

Η καμπύλη απόκρισης κατά συχνότητα φαίνεται στο Σχ.2.8. Από τα δεδομένα μας, για την απολαβή ανασύζευξης, έχουμε:

$$20\log(1 + \beta A_v) = 20$$

Άρα:

$$1 + \beta A_v = 10$$

Συνεπώς, η απολαβή του ενισχυτή με ανασύζευξη A_{vf} θα είναι:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} = \frac{1000}{10} = 100$$

Αν θέλουμε να μετατρέψουμε την τιμή αυτή του A_{vf} σε dB, χρησιμοποιούμε την πιο κάτω σχέση:

$$A_{vf(\text{dB})} = 20\log(A_{vf}) = 20\log(10^2) = 40 \text{ dB}$$

Οι δύο συχνότητες αποκοπής με ανασύζευξη θα είναι:

$$f_{1f} = \frac{f_1}{1 + \beta A_v} = \frac{100}{10} = 10 \text{ Hz}$$

$$f_{2f} = f_2(1 + \beta A) = 100 \times 10 = 1 \text{ MHz}$$

Άρα, το εύρος της ζώνης διέλευσης συχνοτήτων με ανασύζευξη θα είναι:

$$BW_f \cong f_{2f} = 1 \text{ MHz}$$

Παρατηρούμε ότι το εύρος διέλευσης συχνοτήτων, BW_p με ανασύζευξη αυξήθηκε κατά 10 φορές, συγκριτικά με το εύρος BW χωρίς ανασύζευξη.

Αξίζει να σημειωθεί ότι κατά τον ίδιο παράγοντα (δηλ. 10) ελαττώθηκε η απολαβή του ενισχυτή με ανασύζευξη, συγκριτικά με την απολαβή χωρίς ανασύζευξη. Η πιο πάνω ανάλυση φαίνεται στο Σχ.2.8.

2.6 Ενισχυτής με ανασύζευξη σειράς

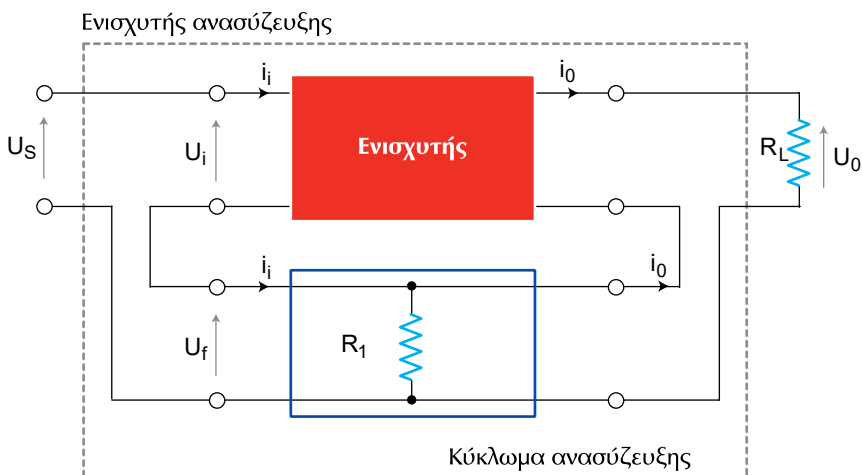
Το Σχ.2.9 απεικονίζει το δομικό διάγραμμα ενός ενισχυτή με ανασύζευξη σειράς. Ο ενισχυτής με ανασύζευξη σειράς μεταβάλλει την ενεργό διαγωγιμότητα του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη, σύμφωνα με την εξίσωση:

$$G_{mf} = \frac{G_m}{1 + \beta_m G_m} \quad (2.6.1)$$

όπου: G_{mf} και G_m είναι αντίστοιχα οι διαγωγιμότητες με ανασύζευξη σειράς και χωρίς ανασύζευξη. Υπενθυμίζουμε ότι η διαγωγιμότητα είναι το αντίστροφο της αντίστασης και μετράται σε S (Ζίμενς) ή σε mS (ή mho ή mmho).

Ο συντελεστής ανασύζευξης ορίζεται από τη σχέση:

$$\beta_m = \frac{V_f}{I_o} \quad (2.6.2)$$

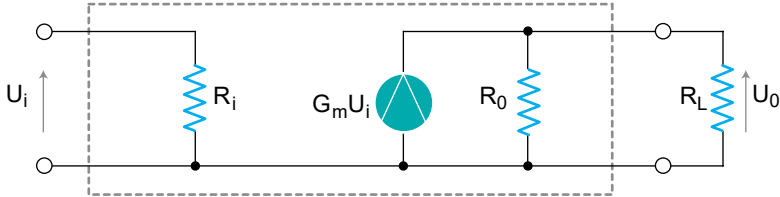


Σχήμα 2.9. Δομικό διάγραμμα ενισχυτή με ανασύζευξη σειράς

Όπου τα V_f και I_0 συμβολίζουν αντίστοιχα την τάση ανασύζευξης σειράς και το ρεύμα εξόδου. Το β_m έχει διαστάσεις αντίστασης και μετρείται σε Ω .

Γενικά, στον ενισχυτή ανασύζευξης σειράς, το ρεύμα εξόδου συναθροίζεται και αφήνεται να επιστρέψει στην είσοδο του ενισχυτή αφού μετατραπεί σε τάση με τη βοήθεια της αντίστασης ανατροφοδότησης R . Για το λόγο αυτό, η συνδεσμολογία αυτή λέγεται και *ενισχυτής ανασύζευξης τάσης - σειράς*.

Στο Σχ.2.10 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ.2.9.



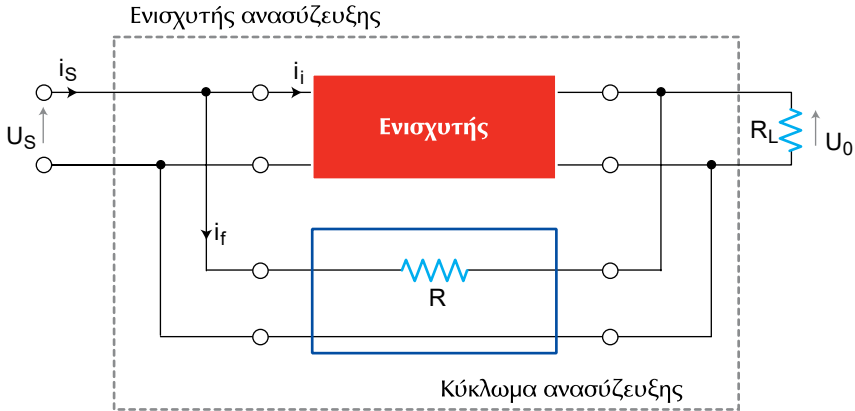
Σχήμα 2.10. Ισοδύναμο κύκλωμα του Σχ. 2.9.

Με την ολοκλήρωση της μελέτης για τους περισσότερους τύπους ανασύζευξης ενός ενισχυτή, παραθέτουμε το συνοπτικό **Πίνακα Π2.1**. Ο πίνακας αυτός μας βοηθάει για τη σύγκριση μεταξύ των διαφόρων παραμέτρων για ανασύζευξη διαφόρων τύπων.

2.7 Ενισχυτής ανασύζευξης παράλληλης διακλάδωσης

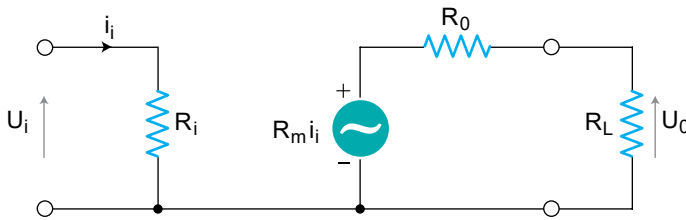
Το Σχ.2.11 απεικονίζει το δομικό διάγραμμα ενισχυτή με ανασύζευξη παράλληλης διακλάδωσης.

Η τάση εξόδου του συναθροίζεται με το κύκλωμα ανασύζευξης και επιστρέφει στην είσοδο υπό μορφή ρεύματος.



Σχήμα 2.11. Δομικό διάγραμμα ενισχυτή με αρνητική ανασύζευξη παράλληλης διακλάδωσης

Μπορούμε να σχεδιάσουμε τον ενισχυτή αυτόν με ανασύζευξη παράλληλης διακλάδωσης, με τη μορφή ενός ενισχυτή *διαντίστασης*, όπως φαίνεται στο Σχ.2.12.



Σχήμα 2.12. Ισοδύναμο κύκλωμα ενισχυτή του Σχ.2.12.

Ο όρος *διαντίσταση* εκφράζει το λόγο της τάσης εξόδου V_o προς το ρεύμα εισόδου I_i υποδηλώνει και την εσωτερική αντίσταση μέσω του ενισχυτή. Η διαντίσταση είναι ίση με το αντίστροφο της διαγωγιμότητας και μετρείται σε Ω .

Στην περίπτωση που ο ενισχυτής εργάζεται με ανασύζευξη παράλληλης διακλάδωσης, η διαντίστασή του R_{mf} δίνεται από την πιο κάτω σχέση:

$$R_{mf} = \frac{R_m}{1 + \beta_r R_m} \tag{2.7.1}$$

όπου R_m είναι η διαντίσταση του ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη.

Ο συντελεστής ανασύζευξης παράλληλης διακλάδωσης β_r ορίζεται από τη σχέση:

$$\beta_r = \frac{I_f}{V_0} \quad (2.7.2)$$

Ο συντελεστής αυτός μετρείται σε S ή mS.

2.8 Βελτίωση της παραμόρφωσης

Η αρνητική ανασύζευξη στους ενισχυτές έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση της παραμόρφωσης λόγω μη γραμμικότητας. Συγκεκριμένα, η ανασύζευξη συμβάλλει στη μείωση του πλάτους των παραμορφωτικών συνιστωσών του παραγομένου σήματος.

Αν συμβολίσουμε με D_f και D τα σχετικά πλάτη των παραμορφωτικών σημάτων με ανασύζευξη και χωρίς ανασύζευξη, τότε η σχέση που τα συνδέει είναι η εξής:

$$D_f = \frac{D}{1 + \beta A} \quad (2.8.1)$$

όπου τα β και A αναφέρονται σε ανασύζευξη τάσης. Επειδή $1 + \beta A > 1$, έπεται ότι $D_f < D$.

Άρα, με την ανασύζευξη υποβιβάζονται όλες οι συνιστώσες παραμόρφωσης.

Γενικά, σε κάθε ενισχυτή με ανασύζευξη, επειδή μέρος του σήματος εξόδου επιστρέφει στην είσοδο του ενισχυτή, το πλάτος του σήματος εξόδου είναι μικρότερο από εκείνο που θα υπήρχε χωρίς ανασύζευξη. Αυτό έχει σαν συνέπεια, οι συνιστώσες παραμόρφωσης καθώς και οι θόρυβοι που παράγονται στα κυκλώματα του ενισχυτή να υφίστανται μείωση στο πλάτος τους όταν ο ενισχυτής εργάζεται με ανασύζευξη. Αυτό άλλωστε φανερώνει και η Εξ.(2.8.1).

ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΟΣ ΠΙΝΑΚΑΣ ΑΝΑΣΥΖΕΥΞΕΩΝ

Πίνακας Π2.1

Τύπος Ανασύζευξης	A_{vf} (ανοικτού κυκλώματος)	A_{if} (βραχυκυκλωμένου)	R_{if}	R_{of}
Τάσης (Σχ.2.2)	$\frac{A_v}{1 + \beta_v A_v}$	A_i	$R_i(1 + \beta_v A_v)$	$\frac{R_o}{1 + \beta_v A_v}$
Ρεύματος (Σχ.2.5)	A_v	$\frac{A_i}{1 + \beta_i A_i}$	$\frac{R_i}{1 + \beta_i A_i}$	$R_o(1 + \beta_i A_i)$
Σειράς (Σχ.2.9)	$\sim -\frac{R_i^+}{R_m}$	A_i	$R_i + R_m(1 - A_i)$	$R_o + R_m(1 - A_i)$
Παράλληλης Διακλάδωσης A_v (Σχ.2.11)	A_v	$\sim -\frac{R_i^+}{R_m}$	$\frac{R_m}{1 - A_v} \parallel R_i$	$R_i \parallel \frac{A_v R_m}{A_v - 1}$

Εξισώσεις ενισχυτή με διάφορους τύπους ανασύζευξης.

$$* \text{ Για } A_v R_m \gg (R_o + R_i) \quad + \text{ Για } A_i \gg \left(1 - \frac{R_i}{R_m}\right)$$

ΕΡΩΤΗΣΕΙΣ

- 2.1. Τι είναι αρνητική και τι θετική ανασύζευξη;
- 2.2. Τι είδος ανασύζευξης χρησιμοποιούμε στους ενισχυτές; Ποιος είναι ο λόγος;
- 2.3. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανασύζευξης στη σταθερότητα της απολαβής ενός ενισχυτή;
- 2.4. Ποια είναι η επίδραση της αρνητικής ανασύζευξης στο εύρος της ζώνης διέλευσης συχνοτήτων του ενισχυτή;

- 2.5. Ποια είναι η επίδραση της αρνητικής ανασύζευξης στην παραμόρφωση λόγω μη γραμμικότητας και στο θόρυβο;
- 2.6. Σε ένα κύκλωμα αρνητικής ανασύζευξης τάσης, εξηγήστε τον τρόπο με τον οποίο η απολαβή τάσης μπορεί να σταθεροποιηθεί ως προς τις μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ.
- 2.7. Ποια η επίδραση της αρνητικής ανασύζευξης τάσης στις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου;
- 2.8. Σε ένα κύκλωμα ανασύζευξης ρεύματος, εξηγήστε τον τρόπο με τον οποίο η απολαβή ρεύματος μπορεί να σταθεροποιηθεί ως προς τις μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ.
- 2.9. Ποια είναι η επίδραση της αρνητικής ανασύζευξης ρεύματος στις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του ενισχυτή;
- 2.10. Ποια είναι η επίδραση της αρνητικής ανασύζευξης στην απόκριση συχνοτήτων του ενισχυτή;
- 2.11. Ποιο μέγεθος του ενισχυτή μεταβάλλει η ανασύζευξη παράλληλης διακλάδωσης;
- 2.12. Ποιο μέγεθος του ενισχυτή μεταβάλλει η ανασύζευξη σειράς;
- 2.13. Ποια είναι τα σπουδαιότερα πλεονεκτήματα του ενισχυτή με αρνητική ανασύζευξη, σε σύγκριση με τον ίδιο ενισχυτή χωρίς ανασύζευξη;

Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ



3.1 Εισαγωγή

Ο τελικός σκοπός της ενίσχυσης και των υπολοίπων λειτουργιών μιας ηλεκτρονικής συσκευής είναι το να *διεγείρει* σε σωστή δράση μια τελική διάταξη που αποτελεί το **φόρτο εξόδου**. Αυτός ο φόρτος εξόδου ποικίλλει, ανάλογα με το είδος της συσκευής, και μπορεί να είναι ένα ακουστικό, ένα μεγάφωνο, κάποιος καθοδικός σωλήνας, ένα όργανο μέτρησης ή ένα ηλεκτρομηχανικό στοιχείο ελέγχου.

Ο φόρτος εξόδου, για να λειτουργεί σωστά, θα πρέπει να διεγείρεται από ηλεκτρικό σήμα κατάλληλης μορφής και πλάτους και με επαρκή ηλεκτρική **ισχύ**. Η ισχύς αυτή μπορεί να είναι μικρή, όπως π.χ. στην περίπτωση των ακουστικών, -ή συνηθέστερα μεγάλη- όπως στην περίπτωση των μεγαφώνων ή των ηλεκτρομηχανικών διατάξεων ελέγχου.

Στην περίπτωση που έχουμε μεγάλη απαιτούμενη ισχύ για τη διέγερση του φόρτου εξόδου, οι ενισχυτές χαμηλού σήματος (με μικρή απόδοση ισχύος και χαμηλή παραμόρφωση) που γνωρίσαμε έως τώρα είναι ανεπαρκείς. Έτσι, στην τελική βαθμίδα διέγερσης του φόρτου εξόδου, χρειάζονται ειδικοί ενισχυτές οι οποίοι να ενισχύσουν το *επίπεδο ισχύος* του σήματος εισόδου διατηρώντας συνάμα τη μορφή του. Οι ενισχυτές αυτοί ονομάζονται **ενισχυτές ισχύος**.

Το επίπεδο ισχύος της εξόδου ενός ενισχυτή ισχύος πρέπει να είναι υψηλό *σχετικά* με το επίπεδο ισχύος εξόδου της προηγούμενης βαθμίδας, ενώ η απόλυτη τιμή της εξαγόμενης ισχύος μπορεί να είναι χαμηλή. Η ισχύς αυτή εξαρτάται από το ενεργό στοιχείο (π.χ. το τρανζίστορ) που χρησιμοποιούμε, από τη σχεδίαση του κυκλώματος και από την τάση τροφοδοσίας. Έτσι, μπορούμε εξίσου καλά να έχουμε έναν ενισχυτή ισχύος χρησιμοποιώντας ένα τρανζίστορ των 0.5 W με τροφοδοσία 9 V, όπως και ένα τρανζίστορ των 20 W με τροφοδοσία 15 V.

Κατά κύριο λόγο, η ισχύς εξόδου ενός ενισχυτή ισχύος περιορίζεται από τρεις βασικούς **παράγοντες ισχύος** που χαρακτηρίζουν το τρανζίστορ, δηλ. από τη *μέγιστη* (επιτρεπόμενη) *ισχύ* απωλειών, P_{max} , από τη *μέγιστη τάση* συλλέκτη, V_{Cmax} , και από το *μέγιστο ρεύμα* συλλέκτη, I_{Cmax} . Αξίζει να σημειωθεί ότι ο πρώτος παράγων μπορεί να βελτιωθεί, δηλ. η επιτρεπόμενη ισχύς απωλειών να αυξηθεί, αν χρησιμοποιήσουμε στο τρανζίστορ κατάλληλη *ψύκτρα* ή *απαγωγέα θερμότητας* και ρυθμιστούν σωστά οι διαστάσεις των πτερυγίων απωλειών θερμότητας του απαγωγέα αυτού.

Λόγω του σχετικά υψηλού επιπέδου ισχύος εξόδου του, ένας ενισχυτής ισχύος πρέπει να έχει υψηλή **απόδοση ισχύος**, $\eta = P_0 / P_{dc}$, όπου P_0 η ισχύς εξόδου και P_{dc} η ισχύς τροφοδοσίας (dc). Αυτή η επιδίωξη αποτελεί σημαντικό στοιχείο του σχεδιασμού ενός τέτοιου ενισχυτή. Εξ' άλλου, ένα από τα σοβαρότερα προβλήματα που εμφανίζονται σε έναν ενισχυτή ισχύος είναι το πρόβλημα της **παραμόρφωσης πλάτους**, δηλ., όταν ένα καθαρά ημιτονικό σήμα εφαρμοστεί στην είσοδο, η έξοδος δεν είναι καθαρά ημιτονικό σήμα, αλλά αποτελείται από το εισαγόμενο σήμα ενισχυμένο, συν μια σειρά πρόσθετων συνιστωσών με συχνότητες πολλαπλάσιες της εισαγόμενης (αρμονικές συνιστώσες). Η παραμόρφωση αυτή οφείλεται στο ότι, λόγω της εκτεταμένης περιοχής λειτουργίας τους, οι παράμετροι των ενισχυτών ισχύος μεταβάλλονται ευρύτατα καθόλο τον κύκλο εναλλαγής του σήματος. Ως εκ τούτου, η μέθοδος επίλυσης ή σχεδιασμού με βάση τα ισοδύναμα κυκλώματα χαμηλού σήματος δεν εφαρμόζεται πλέον και χρησιμοποιείται *ανάλυση κατά Fourier* είτε γραφικές μέθοδοι.

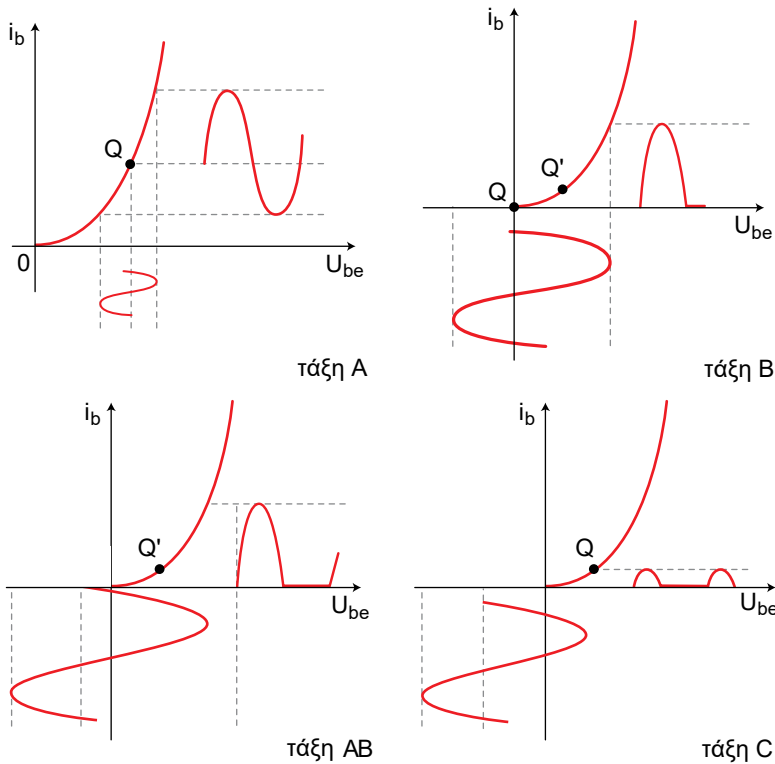
Για την απάλειψη των παραπάνω παραμορφώσεων καταφεύγουμε σε ειδικές τεχνικές, όπως η διαρρύθμιση **push-pull**, που θα δούμε παρακάτω, είτε σε εφοδιασμό του ενισχυτή με κατάλληλα συντονιζόμενα κυκλώματα (βλ. *συντονιζόμενοι ενισχυτές ισχύος* στα Ειδικά Θέματα Ηλεκτρονικών του Γ' έτους).

3.2 Ταξινόμηση των ενισχυτών ισχύος

Με στόχο τη διαφοροποίηση (αύξηση) της απόδοσης η οι ενισχυτές ισχύος λειτουργούν και ταξινομούνται σε *τρεις βασικές κατηγορίες ή τάξεις*, ανάλογα με τον τρόπο πόλωσης του τρανζίστορ. Οι τάξεις αυτές είναι η **τάξη Α**, η **τάξη Β** και η **τάξη C**. Μερικές φορές, όμως, ένας ενισχυτής σχεδιάζεται να λειτουργεί σε κάποια ενδιάμεση τάξη μεταξύ της Α και Β, η οποία ονομάζεται **τάξη ΑΒ**.

Στον ενισχυτή τάξης Α, *ρεύμα κυκλοφορεί σ' όλη τη διάρκεια του κύκλου εναλλαγής* (δηλ. κατά τις 360°) του σήματος εισόδου, όπως δείχνει το Σχ.3.1. Στην τάξη Α το σημείο ηρεμίας λειτουργίας Q βρίσκεται στο μέσο του γραμμικού τμήματος της χαρακτηριστικής εισόδου. Μ' αυτόν τον τρόπο το ac σήμα βάσης-εκπομπού δημιουργεί έναν πλήρη κύκλο του ρεύματος βάσης και επομένως και του ρεύματος συλλέκτη.

Στον ενισχυτή τάξης **B**, το σημείο ηρεμίας λειτουργίας Q είναι στο 0 , –σε τέτοια θέση– ώστε το ρεύμα βάσης άρα και συλλέκτη να κυκλοφορεί το μισό (δηλ. στις 180°) του κύκλου εναλλαγής της τάσης εισόδου, όπως δείχνει το Σχ.3.1. Αν, όμως, πολώσουμε τον ενισχυτή στο σημείο Q' , ώστε να αποφύγουμε το ισχυρά μη-γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής εισόδου, έχουμε λειτουργία σε **τάξη AB**. Στην τάξη αυτή, το ρεύμα βάσης-συλλέκτη, κυκλοφορεί σε περισσότερο από 180° και λιγότερο από 360° του κύκλου του σήματος εισόδου.



Σχήμα 3.1. Οι διάφορες τάξεις λειτουργίας ενισχυτών (A, B, AB, C), ανάλογα με την πόλωση του τρανζίστορ

Τέλος, στον ενισχυτή τάξης C το σημείο λειτουργίας είναι σε τέτοια θέση, όπως δείχνει το Σχ.3.1, ώστε το ρεύμα βάσης άρα και του συλλέκτη να κυκλοφορεί λιγότερο από 180° του κύκλου του σήματος εισόδου.

Οι ενισχυτές τάξης A βρίσκουν εφαρμογές στους ενισχυτές τάσης χαμηλού σήματος του προηγούμενου κεφαλαίου και στους ενισχυτές χαμηλής

ισχύος, οι οποίοι χρησιμοποιούν ένα μόνο ενισχυτή στη βαθμίδα εξόδου.

Στους ενισχυτές τάξης B σπάνια χρησιμοποιείται ένα μόνο τρανζίστορ ιδίως στους ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων, εξαιτίας της αυξημένης παραμόρφωσης που δημιουργείται. Συνήθως χρησιμοποιούνται δύο τρανζίστορ σε συνδεσμολογία push-pull. Με τη συνδεσμολογία αυτή, όπως θα δούμε, αφενός εξαλείφουμε την παραμόρφωση και αφετέρου αυξάνουμε τη μέγιστη ισχύ.

Τέλος, σημειώνουμε, ότι οι ενισχυτές σε τάξη C χρησιμοποιούνται κυρίως στη βαθμίδα εξόδου των πομπών και των δεκτών στην περιοχή των ραδιοφωνικών συχνοτήτων RF. Το φορτίο τους είναι συντονισμένο κύκλωμα για να δίνουν στην έξοδό τους ημιτονικό σήμα χωρίς παραμόρφωση (βλ. Ειδικά Θέματα Ηλεκτρονικών Γ' έτους).

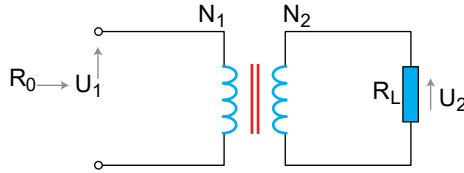
3.3 Προσαρμογή μέσω μετασχηματιστή

Συχνά, ο φόρτος εξόδου που διεγείρουν οι ενισχυτές ισχύος έχει αντίσταση R_L χαμηλής τιμής. Αυτό συμβαίνει π.χ. με τα μεγάφωνα ή τις κεραίες εκπομπής, που έχουν σύνθετη αντίσταση τάξης μεγέθους από 3 Ω έως 30 Ω. Αν συνδέαμε ένα τόσο χαμηλό φορτίο απ' ευθείας στην έξοδο (συλλέκτη) του τρανζίστορ ενός ενισχυτή ισχύος, που έχει σχετικά υψηλή αντίσταση εξόδου, R_{CE} , θα είχαμε σημαντική απόκλιση από την απαίτηση προσαρμογής αντιστάσεων κι έτσι η ισχύς εξόδου του ενισχυτή, που θα μεταφερόταν στο φορτίο, δε θα ήταν αρκετά μεγάλη.

Σύμφωνα με το *θεώρημα της μέγιστης μεταφοράς ισχύος*, για να πετύχουμε **άριστη προσαρμογή**, δηλ. *μέγιστο μεταφοράς ισχύος* από την έξοδο του ενισχυτή ισχύος στο φορτίο εξόδου R_L , θα πρέπει να ισχύει η ισότητα $R_L = R_o$, δηλ. *η αντίσταση φόρτου να είναι ίση προς την αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ*. Επειδή αυτή η ισότητα δεν ισχύει, ούτε κατά προσέγγιση, στην περίπτωση χαμηλών φόρτων, καταφεύγουμε στην παρεμβολή ενός ειδικού μετασχηματιστή (**μετασχηματιστής προσαρμογής**) μεταξύ της εξόδου του τρανζίστορ και του φόρτου εξόδου. Ο μετασχηματιστής αυτός έχει ρυθμιζόμενο ή προσδιοριζόμενο λόγο μετασχηματισμού.

$$n = \frac{N_2}{N_1}$$

(3.3.1)



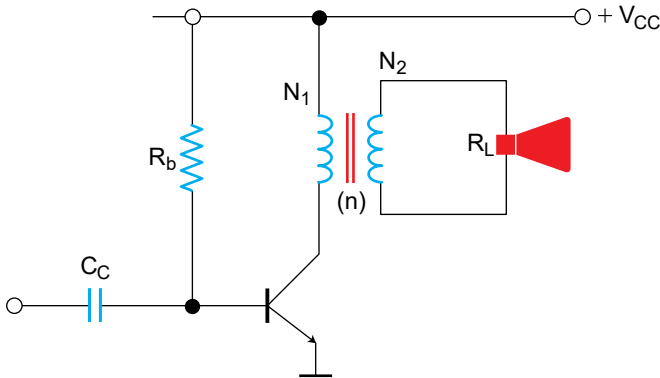
Σχήμα 3.2. Μετασχηματιστής προσαρμογής ενισχυτή ισχύος

Όπου N_1 και N_2 είναι ο αριθμός σπειρών (στροφών) του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος, αντίστοιχα. Ο μετασχηματιστής προσαρμογής μεσολαβεί μεταξύ της εξόδου του τρανζίστορ και του φόρτου εξόδου (μεγαφώνου) κατά τον τρόπο που δείχνει το Σχ.3.3.

Αποδεικνύεται ότι, υπό τις παραπάνω συνθήκες, το δευτερεύον κύκλωμα του μετασχηματιστή μπορεί να απαλειφθεί και να αντικατασταθεί από μια ισοδύναμη αντίσταση στο πρωτεύον (**ανακλώμενη αντίσταση**) ίση με

$$R_a = \frac{R_L}{n^2}$$

(3.3.2)



Σχήμα 3.3. Συνδεσμολόγηση του μετασχηματιστή προσαρμογής

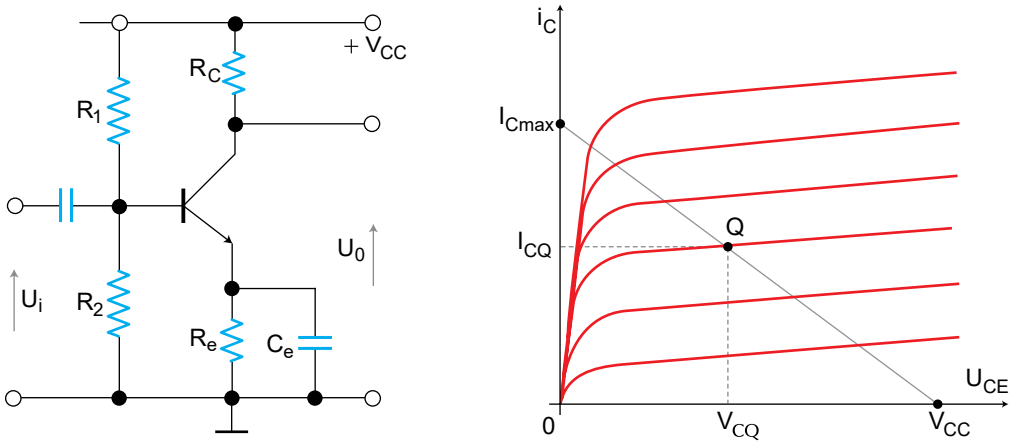
3.4 Ενισχυτής σε τάξη A

3.4.1 Ενισχυτής τάξης A με Ωμικό Φόρτο

Στην παράγραφο αυτή θα καθορίσουμε σε μέγιστες τιμές, την ισχύ εξόδου, την απόδοση ισχύος και την ισχύ απωλειών που χαρακτηρίζουν έναν

ενισχυτή ισχύος με ωμικό φόρτο και άμεση σύζευξη (δηλ. χωρίς μετασχηματιστή) όταν λειτουργεί σε τάξη Α.

Το Σχ.3.4 δείχνει έναν τυπικό ενισχυτή τάξης Α με ωμικό φόρτο και την αντίστοιχη ευθεία φόρτου σχεδιασμένη στο σμήνος εξόδου των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ. Από το σχήμα αυτό, με δεδομένη την τάση παροχής τροφοδοσίας V_{CC} , διαπιστώνουμε ότι η μέγιστη ac τάση από κορυφή σε κορυφή (p-p) που μπορεί να δοθεί σε ένα ωμικό φόρτο είναι η V_{CC} . Εξάλλου για να έχουμε αυτή την τάση εξόδου ή τάση ηρεμίας πρέπει, $V_{CQ} = V_{CC}/2$. Η ελαχιστοποίηση της R_L μεγιστοποιεί την ισχύ (V_{CQ}^2 / R_L) που αποδίδεται στο φόρτο. Η ελάχιστη όμως δυνατή τιμή της R_L καθορίζεται από το ρεύμα του συλλέκτη, όπως φαίνεται στο Σχ.3.4. Η ελάχιστη επιτρεπτή τιμή της R_L , που δε δίνει υπερβολικό ρεύμα συλλέκτη, αλλά μια μεγάλη επιτρεπτή τιμή του I_{max} , είναι:



Σχήμα 3.4. Ενισχυτής ισχύος σε τάξη Α με ωμικό φόρτο

$$R_L = \frac{V_{CC}}{I_{Cmax}} \tag{3.4.1}$$

Αποδεικνύεται, ότι η ισχύς ac που αποδίδεται στο φόρτο, δίνεται από τη σχέση:

$$P_{ac} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \tag{3.4.2}$$

ενώ η ισχύς που παρέχεται από την dc τάση τροφοδοσίας V_{CC} είναι:

$$P_{dc} = V_{CC} I_{CQ} \quad (3.4.3)$$

Η **απόδοση ισχύος** η του ενισχυτή ορίζεται από τη σχέση:

$$\eta_{max} = \frac{P_{ac}}{P_{dc}} \quad (3.4.4)$$

Αν λάβουμε υπόψη ότι, για άριστη λειτουργία σε τάξη A, πρέπει να έχουμε $I_{CQ} = I_{Cmax} / 2$, από τις Εξ.(3.4.2)-(3.4.4), η **απόδοση του ενισχυτή ισχύος σε τάξη A, με ωμικό φόρτο** είναι:

$$\eta_{max} = \frac{1}{4} \quad \text{ή} \quad \eta_{max} = 25\% \quad (3.4.5)$$

Άρα, η άμεση σύζευξη του ωμικού φόρτου στους ενισχυτές ισχύος τάξης A έχει σαν αποτέλεσμα να δίνουν μικρή απόδοση (25%).

Τέλος, η ισχύς απωλειών στο τρανζίστορ P_T χωρίς σήμα στην είσοδό του, αποδεικνύεται ότι είναι διπλάσια από τη μέγιστη ισχύ που αποδίδεται στο φόρτο. Δηλ. κατά την Εξ.(3.4.2),

$$P_T = 2P_{ac} = \frac{V_{CC}^2}{4R_L} \quad (3.4.6)$$

⇒ Παράδειγμα 3-1

Να προσδιορισθούν τα στοιχεία ενός τρανζίστορ ισχύος το οποίο, όταν τροφοδοτείται με τάση 12 V και έχει φόρτο 10 Ω, να είναι κατάλληλο για ενισχυτή ισχύος τάξης A με μέγιστη απόδοση.

Λύση

Η μέγιστη ισχύς που αποδίδεται στο φόρτο δίνεται από την Εξ.(3.4.6),

$$P_{ac} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} = \frac{12^2}{8 \times 10} = \frac{144}{80} = 1,8 \text{ W}$$

Όπως είδαμε, χωρίς σήμα το τρανζίστορ καταναλώνει ισχύ P_T διπλάσια της P_{ac} , επομένως $P_T = 3.6 \text{ W}$. Εξ' άλλου, βάσει της Εξ.(3.4.1), το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη είναι:

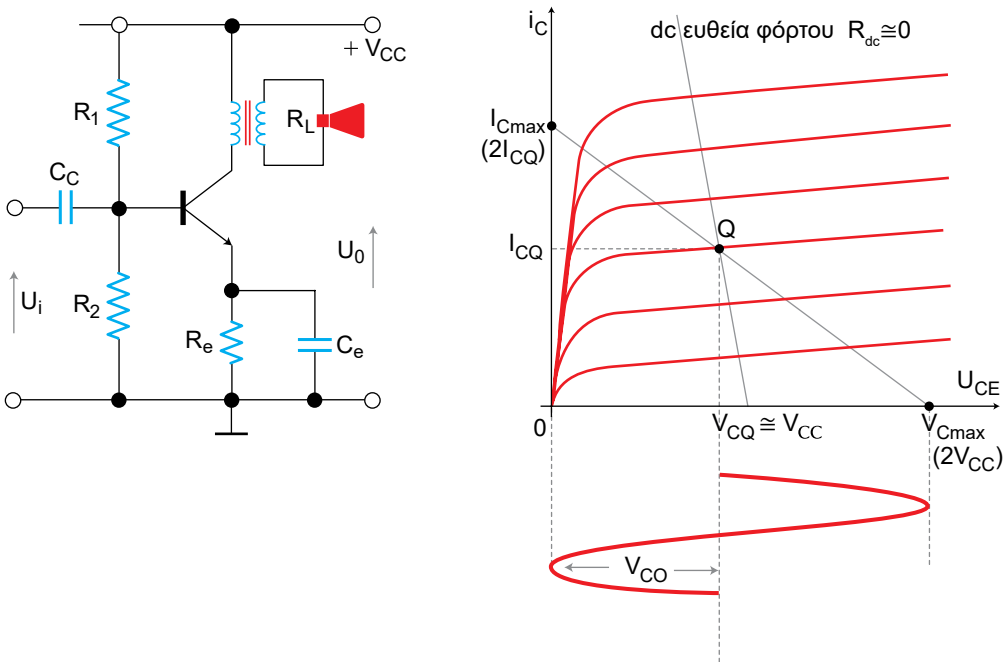
$$I_{cmax} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{12}{10} = 1.2 \text{ A}$$

Επομένως, το τρανζίστορ πρέπει να επιδέχεται ρεύμα συλλέκτη τουλάχιστον 1.2 A και να είναι ισχύος 3.6 W.

3.4.2 Ενισχυτής Τάξης A με Μετασχηματιστή

Όπως είδαμε - για λόγους προσαρμογής αντιστάσεων - χρειάζεται να είναι μερικές φορές η σύζευξη της εξόδου ενός ενισχυτή ισχύος προς το φόρτο μέσω ενός μετασχηματιστή. Λόγω αυτού, οι συνθήκες λειτουργίας τροποποιούνται όπως θα δούμε παρακάτω.

Ο ενισχυτής σε τάξη A έχει ισχύ εξόδου σχετικά χαμηλή και μεγάλο ρεύμα ηρεμίας. Κατά τη σχεδίαση ενός τέτοιου ενισχυτή βασική επιδίωξη είναι να εξασφαλίσουμε τη μέγιστη δυνατή ισχύ εξόδου. Για να έχουμε μέγιστη ισχύ εξόδου, το σημείο ηρεμίας (λειτουργίας) Q θα πρέπει να βρίσκεται πάνω στην καμπύλη υπερβολής της μέγιστης ισχύος του τρανζίστορ. Υπό αυτές τις συνθήκες μορφοποιούνται δύο ευθείες φόρτου, η dc και η ac ευθεία φόρτου. Η dc ευθεία φόρτου, που αντιστοιχεί στην ωμική αντίσταση του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή, είναι σχεδόν κατακόρυφη, επειδή το πηνίο έχει ωμική αντίσταση πολύ μικρή (μερικά Ohm). Άρα $V_{CQ} = V_{CC}$. Η ac ευθεία φόρτου, που αντιστοιχεί στην ανακλώμενη αντίσταση ($R_{ac} = R_L / n^2$), πρέπει να έχει τέτοια τιμή ώστε να μην υπερβούμε τη μέγιστη ισχύ απωλειών του τρανζίστορ.



Σχήμα 3.5. Ενισχυτής τάξης A με μετασχηματιστή και ευθείες φόρτου αυτού

Στα παρακάτω δεχόμαστε ότι οι χαρακτηριστικές του τρανζίστορ είναι γραμμικές και ότι η ac τάση και το ac ρεύμα, άρα και της εξόδου, μπορούν να μεταβάλλονται από το μηδέν μέχρι τις μέγιστες επιτρεπτές τιμές τους. Αν υποθέσουμε ότι ο μετασχηματιστής εξόδου είναι χωρίς απώλειες, η ισχύς εξόδου είναι:

$$P = V_{C(rms)} I_{C(rms)} = \left(\frac{V_{CO}}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{I_{CO}}{\sqrt{2}} \right) = \frac{V_{CO} I_{CO}}{2} \quad (3.4.7)$$

όπου V_{CO} και I_{CO} τα πλάτη, ac διακύμανσης της τάσης και του ρεύματος συλλέκτη, αντίστοιχα.

Όπως φαίνεται από το διάγραμμα του Σχ.3.5, για άριστη πόλωση σε τάξη A (μέσο Q της ac ευθείας φόρτου), οι μέγιστες δυνατές τιμές των ac πλατών, χωρίς να έχουμε παραμόρφωση, είναι $V_{CO} = V_{CQ} \cong V_{CC}$ και $I_{CO} = I_{CQ}$. Συνεπώς, βάσει της Εξ.(3.4.7), η μέγιστη ισχύς εξόδου (ac) του ενισχυτή είναι:

$$P_{ac} = \frac{V_{CQ} I_{CQ}}{2} \quad (3.4.8)$$

Η αντίστοιχη ισχύς τροφοδοσίας που χορηγείται από την πηγή dc είναι:

$$P_{dc} = V_{CC} I_{CQ} \cong V_{CQ} I_{CQ} \quad (3.4.9)$$

Η απόδοση είναι:

$$\eta_{max} = \frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \frac{1}{2} \quad \text{ή} \quad \eta_{max} = 50\% \quad (3.4.10)$$

Όταν το σήμα εισόδου είναι μηδέν, η ισχύς που παρέχεται από την τροφοδοσία θα εξακολουθεί να είναι πάλι $V_{CQ} I_{CQ}$. Η ισχύς αυτή θα πρέπει τώρα να καταναλώνεται εξ' ολοκλήρου, ως ισχύς απωλειών από το τρανζίστορ. Άρα, εκφράζει την ισχύ αντοχής αυτού. Συνεπώς, για να επιτύχουμε ενίσχυση ισχύος σε τάξη A στο επίπεδο εξόδου, π.χ. 1 W, πρέπει να χρησιμοποιήσουμε τρανζίστορ που να αντέχει ισχύ απωλειών 2 W.

Η ωμική αντίσταση ac φόρτου δίνεται από τη σχέση:

$$R_a = \frac{V_{CQ}^2}{2P_{ac}} \quad (3.4.11)$$

Το τρανζίστορ που θα χρησιμοποιήσουμε θα έχει μέγιστη επιτρεπόμενη τάση συλλέκτη

$$V_{Cmax} = 2V_{CC} \quad (3.4.12)$$

Βάσει των Εξ. (3.4.1) και (3.4.2) ο πραγματικός φόρτος (π.χ. μεγάφωνο) έχει ωμική αντίσταση R_L , ο λόγος των σπειρών του μετασχηματιστή είναι:

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{R_L}{R_a}} \quad (3.4.13)$$

⇒ Παράδειγμα 3-2

Να επιλεγεί το τρανζίστορ ισχύος και ο μετασχηματιστής εξόδου για ενισχυτή ισχύος τάξης Α, αν η ισχύς ac εξόδου είναι 1 W και ο φόρτος εξόδου $R_L=4 \Omega$ για τάση τροφοδοσίας $V_{CC} = 12 V$.

Λύση

Το τρανζίστορ πρέπει να έχει μέγιστη ισχύ απωλειών $2 \times 1 W = 2 W$.

$$R_a = \frac{V_{CQ}^2}{2P_{ac}} = \frac{12^2}{2 \times 1} = \frac{144}{2} = 72 \Omega$$

$$V_{Cmax} = 2V_{CQ} = 2V_{CC} = 24 V$$

$$I_{Cmax} = \frac{2V_{CC}}{R_L} = \frac{24}{4} = 6 A$$

Άρα, το τρανζίστορ πρέπει να έχει μέγιστο ρεύμα 6 A και κατανάλωση ισχύος απωλειών 2 W.

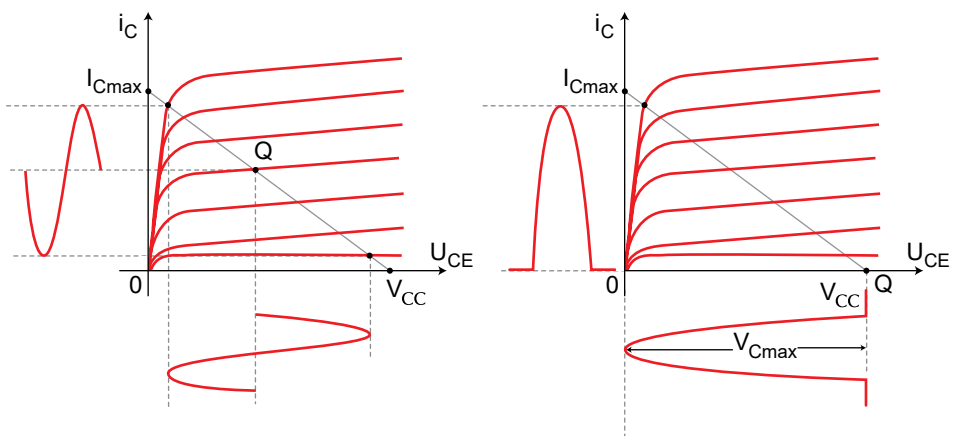
Ο λόγος σπειρών του μετασχηματιστή θα είναι, Εξ. (3.4.13)

$$n = \sqrt{\frac{R_L}{R_a}} = \sqrt{\frac{4}{72}} \cong 0.24 \quad \text{ή} \quad n = \frac{N_2}{N_1} = \cong 1:5$$

3.5 Ενισχυτής τάξης B

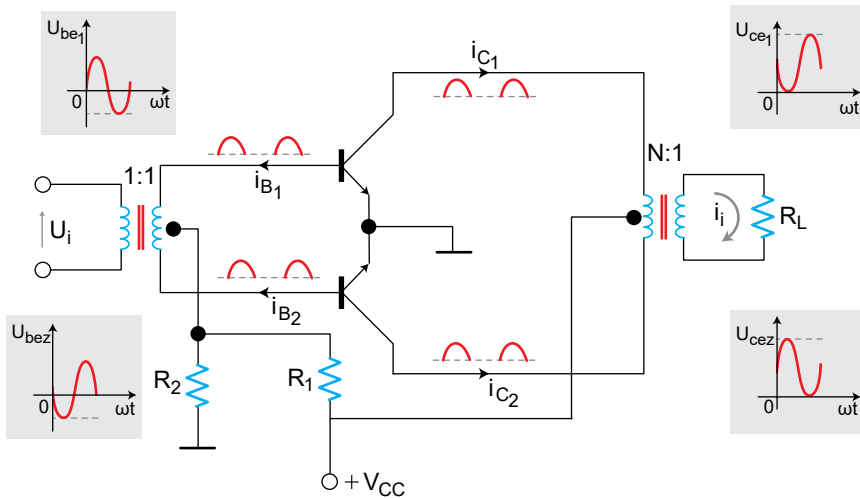
Η μικρή απόδοση των ενισχυτών τάξης A είναι σοβαρό πρόβλημα στα συστήματα που έχουν μεγάλη ισχύ. Έτσι, οι μεγάλοι πομποί εκπέμπουν ισχύ αρκετών kW και, συνεπώς, αν η απόδοση ισχύος τους είναι μικρή το κόστος λειτουργίας τους θα είναι μεγάλο. Επίσης και το αρχικό κόστος κατασκευής των πομπών αυτών θα είναι μεγάλο, εφόσον χρειάζονται πιο ακριβά και υψηλής ισχύος στοιχεία κατασκευής και εξαρτήματα.

Ένα μεγάλο μέρος της ισχύος απωλειών των ενισχυτών οφείλεται στην ισχύ απωλειών στο συλλέκτη. Συνεπώς, μπορούμε να έχουμε αξιοσημείωτη βελτίωση της απόδοσης αν ελαττωθεί αυτή η ισχύς απωλειών. Επειδή η ισχύς είναι ίση με το γινόμενο του ρεύματος επί την τάση, η ισχύς απωλειών στο συλλέκτη θα είναι ανάλογη της τάσης και του ρεύματος συλλέκτη. Επομένως, αν μπορέσουμε να περιορίσουμε τη δράση του ρεύματος συλλέκτη αναγκάζοντάς το να κυκλοφορεί μόνο κατά τη διάρκεια που η τάση συλλέκτη είναι στο *χαμηλότερο της κορυφής* τότε θα έχουμε σημαντικό υποβιβασμό των απωλειών. Αυτό μπορεί να γίνει πολώνοντας τον ενισχυτή σε “αποκοπή”, δηλ. κάνοντας τον ενισχυτή μη αγωγίμο για μηδενικό σήμα στην είσοδο. Για ημιτονικό σήμα εισόδου το τρανζίστορ άγει μόνο κατά το μισό του σήματος εισόδου. Κατά τη διάρκεια του άλλου μισού το τρανζίστορ είναι σε αποκοπή και δεν άγει, δηλ. λειτουργεί σε τάξη B. Το Σχ.3.6 δείχνει την κυματομορφή για λειτουργία σε τάξη B σε σύγκριση με την τάξη A.



Σχήμα 3.6. Σημεία λειτουργίας Q ενισχυτών σε τάξη A και B και κυματομορφές εξόδου για ένα κύκλο του σήματος εισόδου

Ενώ στην τάξη A το ρεύμα συλλέκτη κυκλοφορεί κατά τη διάρκεια ολόκληρου του κύκλου του σήματος εισόδου, στην τάξη B το ρεύμα συλλέκτη υπάρχει και κυκλοφορεί κατά τη διάρκεια του μισού κύκλου του σήματος εισόδου. Το γεγονός αυτό οδηγεί σε ισχυρή παραμόρφωση του σήματος εξόδου. Για τις περισσότερες περιπτώσεις η παραμόρφωση αυτή δεν είναι αποδεκτή. Δύο τέτοιοι, όμως, ενισχυτές (τάξης B) μπορούν να συνεργασθούν ώστε να δώσουν στην έξοδο κανονική κυματομορφή χωρίς παραμόρφωση. Το Σχ.3.7 δείχνει έναν τέτοιο ενισχυτή ο οποίος ονομάζεται **ενισχυτής push-pull** σε τάξη B (με μετασχηματιστή). Η βασική απαίτηση για τον ενισχυτή αυτόν είναι τα δυο τρανζίστορ να έχουν το ίδιο ρεύμα, έτσι ώστε να ενισχύονται εξίσου τα δυο μισά κάθε κύκλου των κυματομορφών.



Σχήμα 3.7. Ενισχυτής push-pull τάξης B

3.5.1 Ενισχυτής Push-Pull

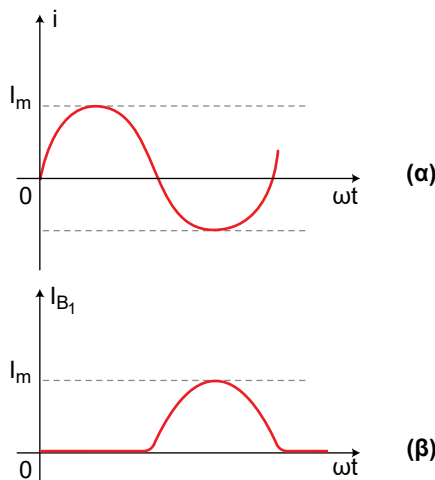
Θα γίνει τώρα μια μικρή περιγραφή της λειτουργίας του ενισχυτή push-pull, με τη βοήθεια των κυματομορφών στα διάφορα σημεία αυτού, όπως εικονίζονται στο Σχ.3.8, υποθέτοντας ιδανικά στοιχεία και ιδανικές συνθήκες. Στην είσοδο του όλου ενισχυτή υποθέτουμε ένα σήμα εισόδου εκφραζόμενο από ένα ημιτονικό ρεύμα εισόδου πλάτους I_0 , ήτοι στο πρωτεύον του μετα-

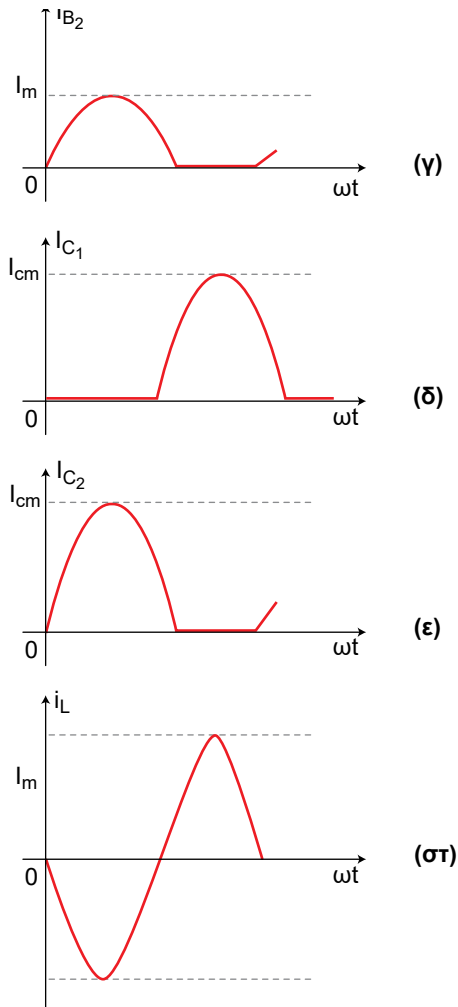
σηματιστή εισόδου θα έχουμε ένα ρεύμα, όπως αυτό που δείχνει το Σχ.3.8 α, με στιγμιαία τιμή

$$i = I_0 \sin \omega t \quad (3.5.1)$$

Ο μετασχηματιστής εισόδου έχει λόγο σπειρών 1:1 και μεσαία λήψη (ακριβώς στο μέσο του δευτερεύοντος). Συνεπώς, θα αποστέλλει στις βάσεις των δυο τρανζίστορ, T_1, T_2 , δυο ρεύματα ίδιου πλάτους, I_m , αλλά ευρισκόμενα σε αντίθεση φάσης (δηλ. διαφορά φάσης 180°). Στο πρώτο μισό του κύκλου εναλλαγής του σήματος εισόδου, το τρανζίστορ T_1 πολώνεται από το σήμα αυτό σε κατάσταση αποκοπής, άρα δεν άγει, κι έτσι τόσο το ρεύμα βάσης του, i_{B1} , όσο και το ρεύμα συλλέκτη του, i_{C1} , είναι μηδενικά (Σχ.3.8 β,δ). Στο ίδιο διάστημα, το άλλο τρανζίστορ, T_2 , άγει, πολωμένο στην ενεργό περιοχή, κι έτσι τα ρεύματα βάσης και συλλέκτη του, i_{B2} και i_{C2} , θα παρακολουθούν το σήμα εισόδου, όπως δείχνουν το Σχ.3.8 γ και ε.

Όπως φαίνεται στο Σχ.3.7 τα δύο ρεύματα I_{C1} και I_{C2} (στιγμιαίες τιμές) οδηγούνται στη μεσαία λήψη του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή εξόδου διαρρέοντάς το με αντίθετες φορές, άρα θα επάγουν στο δευτερεύον τάσεις εξ' επαγωγής αντίθετης πολικότητας και συνεπώς ρεύματα φόρτου αντίθετης φοράς. Έτσι, αν n είναι ο λόγος σπειρών του μετασχηματιστή εξόδου, το συνιστάμενο ρεύμα στο φόρτο θα είναι





Σχήμα 3.8. Κυματομορφές στα διάφορα σημεία του ενισχυτή *push-pull* και αντιστοίχιση αυτών

$$i_L = n(i_{C1} - i_{C2}) \quad (3.5.2)$$

Αυτή η σχέση επαληθεύεται και από τη γραφική αφαίρεση των κυματομορφών των Σχ.3.8 δ και ε, πράγμα που οδηγεί στην κυματομορφή του ρεύματος φόρτου του Σχ.3.8 στ.

Τα παραπάνω ισχύουν υπό ιδανικές προϋποθέσεις. Στην πράξη ωστόσο, στα σημεία όπου οι κυματομορφές διασταυρώνονται με τον οριζόντιο άξονα

χρόνου ($0, 0', 0'', \dots$) εμφανίζεται ισχυρή τοπική παραμόρφωση, που ονομάζεται **παραμόρφωση διασταύρωσης** και οφείλεται στο ότι οι χαρακτηριστικές των τρανζίστορ δεν είναι γραμμικές κοντά στο μηδέν. Για να περιοριστεί αυτή η παραμόρφωση, τα τρανζίστορ του ενισχυτή push-pull δεν πολώνονται ακριβώς σε τάξη Β αλλά ελαφρά δεξιότερα, δηλ σε **τάξη ΑΒ**. Επειδή όμως, αυτή η απόκλιση είναι μικρή (περί τα 0.65 V), γι' αυτό οι ενισχυτές αυτοί θεωρούνται κατά προσέγγιση πολωμένοι σε τάξη Β.

Ισχύς σε τάξη Β

Η ισχύς (ac) εξόδου εξακολουθεί να δίνεται από την Εξ.(3.4.6) η οποία ισχύει ανεξάρτητα από την τάξη λειτουργίας. Στην περίπτωση όμως της τάξης Β, σύμφωνα με το Σχ.3.8 β, η μέγιστη δυνατή τιμή πλάτους της τάσης συλλέκτη (ac διακύμανση), θα είναι $V_{CO} = V_{CC}$. Άρα, κατά την Εξ.(3.4.6), η **μέγιστη ισχύς εξόδου** θα δίνεται από την έκφραση

$$P_{ac} = \frac{V_{CC} I_{CO}}{2} \quad (3.5.3)$$

Εξ' άλλου, αποδεικνύεται ότι, σε τάξη Β, η *dc* ισχύς που παρέχεται από την πηγή τροφοδοσίας σε κάθε συλλέκτη δίνεται από τη σχέση

$$P_{dc} = \frac{2V_{CC} I_{CO}}{\pi} \quad (3.5.4)$$

Άρα, η μέγιστη *απόδοση* ενός ενισχυτή σε τάξη Β θα είναι

$$\eta_{max} = \frac{P_{ac}}{P_{dc}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (3.5.5)$$

Η σχέση αυτή παρέχει την απόδοση σε τάξη Β είτε για κανονικό ενισχυτή ισχύος είτε για ενισχυτή ισχύος push-pull.

Τέλος, αποδεικνύεται ότι η μέγιστη τιμή της *ισχύος που αποδίδεται στο φορτίο* R_L δίνεται από τον τύπο

$$P_{L,max} = \frac{V_{CC}^2}{2R'_L} \quad (3.5.6)$$

όπου $R'_L = N^2 R_L$ η αντίσταση R_L ανηγμένη (ως ανακλώμενη αντίσταση) στο

πρωτεύον του μετασχηματιστή εξόδου (βλ. Σχ.3.5 β). Με βάση τις σχέσεις αυτές μπορεί να υπολογισθεί η αντίσταση φόρτου η απαιτούμενη για δεδομένη ισχύ $P_{L,max}$.

Είναι χρήσιμο να κλείσουμε αυτή την παράγραφο παραθέτοντας συγκεκριμένα τα **πλεονεκτήματα της ενίσχυσης ισχύος σε τάξη Β**, που είναι τα εξής:

- Κατ' αρχήν, όπως φαίνεται από σύγκριση των Εξ.(3.4.5) και (3.5.5), η λειτουργία σε τάξη Β εξασφαλίζει (μέγιστη) απόδοση ισχύος μέχρι και 78.5%, άρα κατά πολύ μεγαλύτερη από τη μέγιστη απόδοση ισχύος που επιτρέπει η τάξη Α με ωμικό φόρτο, η οποία δεν υπερβαίνει το 25%.
- Η κατανάλωση ισχύος ενός τρανζίστορ που χρησιμοποιείται σε τάξη Β είναι σημαντικά μικρότερη από όση στην τάξη Α.
- Η τάξη Β καλύπτει την ενίσχυση μεγάλων ισχύων, ενώ η τάξη Α είναι εφαρμόσιμη μόνο για τις χαμηλές και τις μέσες ισχύεις.

Επιπλέον, **η χρήση της τάξης Β σε συνδεσμολογία push-pull** προσθέτει τα εξής πλεονεκτήματα:

- α) Επειδή τα δύο ρεύματα ηρεμίας-λειτουργίας στους συλλέκτες των τρανζίστορ κυκλοφορούν με αντίθετες διευθύνσεις ροής, αναιρούνται μεταξύ τους κι έτσι στο μετασχηματιστή εξόδου δεν κυκλοφορεί στον πυρήνα του μαγνητικό ρεύμα κόρου, άρα βελτιώνονται οι επιδόσεις του.
- β) Στο ac ρεύμα εξόδου δεν υπάρχουν συνιστώσες λόγω 2ης αρμονικής, γιατί οι συνιστώσες αυτές έχουν αντίθετες διευθύνσεις ροής και έτσι τα αντίστοιχα ρεύματα αλληλο-εξουδετερώνονται.
- γ) Τα ρεύματα ηρεμίας βάσης και συλλέκτη και στα δυο τρανζίστορ είναι μικρά.

⇒ **Παράδειγμα 3-3**

Ο ενισχυτής push-pull του Σχ.3.7 χρησιμοποιεί τάση τροφοδοσίας 15 V και μετασχηματιστή εξόδου με πρωτεύον 100 σπειρών και δευτερεύον 20 σπειρών. Πόση είναι η μέγιστη τιμή της ισχύος που αποδίδεται στο φόρτο, αν

αυτός είναι μεγάλφωνο 8Ω και πόσο πλάτος ac ρεύματος πρέπει να υπάρχει στο συλλέκτη κάθε τρανζίστορ για να λαμβάνεται η παραπάνω ισχύς ως (μέγιστη) ισχύς εξόδου.

Λύση

Ο λόγος μετασχηματισμού του μετασχηματιστή εξόδου είναι $n=20:100=1:5$, άρα σε 1 σπείρα δευτερεύοντος αντιστοιχούν $N=5$ σπείρες πρωτεύοντος. Άρα, με βάση την Εξ.(3.5.6) η μέγιστη ισχύς εξόδου που θα αποδίδεται στο φόρτο $R_L = 8 \Omega$ του μεγάλφωνου είναι:

$$P_{L,max} = \frac{V_{CC}^2}{2(N^2 R_L)} = \frac{15^2}{2 \times 5^2 \times 8} = \frac{225}{400} = 0.56 \text{ W}$$

Το ζητούμενο πλάτος I_{CO} λαμβάνεται αν λύσουμε την Εξ.(3.5.3), οπότε έχουμε:

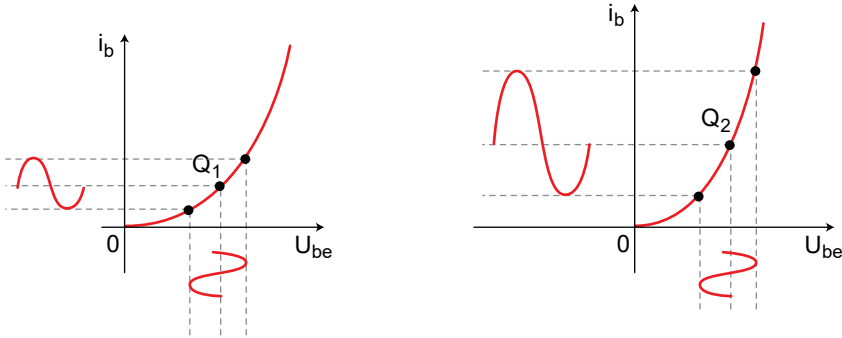
$$I_{CO} = \frac{2P_{ac}}{V_{CC}} = \frac{2 \times 0.56}{15} = \frac{1.12}{15} = 74.7 \text{ mA}$$

3.6 Παραμορφώσεις

Όπως είδαμε, με το πέρασμα από την τάξη Α στη Β, οι ενισχυτές ισχύος ανεβάζουν την απόδοσή τους. Αυτό όμως, αν δεν πάρουμε τα κατάλληλα μέτρα, γίνεται με θυσία της μορφής του σήματος. Έτσι το θέμα των παραμορφώσεων αποκτά μεγάλη σημασία.

Οι παραμορφώσεις στους ενισχυτές οφείλονται στη *μη γραμμικότητα των χαρακτηριστικών εισόδου και εξόδου*. Το Σχ.3.9 δείχνει τη χαρακτηριστική εισόδου ενός τρανζίστορ σε συνδεσμολογία CE. Όπως βλέπουμε η χαρακτηριστική είναι ιδιαίτερα καμπυλόγραμμη στο κάτω μέρος της.

Όταν λοιπόν στην είσοδο εφαρμοστεί σήμα $v_{be} = V \sin \omega t$, η κυματομορφή ρεύματος που προκύπτει είναι περισσότερο συμπιεσμένη προς την αρνητική (κάτω) κορυφή, Σχ.3.9 α, παρά όταν το σημείο πόλωσης βρίσκεται σε υψηλότερο σημείο (Q_2), Σχ.3.9 β. Επίσης, στο χαμηλότερο σημείο πόλωσης επειδή το σήμα είναι μικρότερο.



Σχήμα 3.9. Χαρακτηριστική εισόδου CE

Όταν ένα ημιτονικό σήμα παραμορφωθεί, αποδεικνύεται μαθηματικά, (με ανάλυση κατά *Fourier*), ότι δημιουργούνται επιπρόσθετα ημιτονικά σήματα. Οι συχνότητες των ημιτονικών αυτών σημάτων “*παραμόρφωσης*”, είναι ακέραια πολλαπλάσια του αρχικού σήματος. Δηλ., αν f είναι η αρχική συχνότητα, δημιουργούνται επιπλέον οι συχνότητες $2f$, $3f$, $4f$, κτλ. Η αρχική συχνότητα ονομάζεται **βασική ή θεμελιώδης συχνότητα**, ενώ οι πολλαπλάσιές της συχνότητες, ονομάζονται **αρμονικές**. Ειδικότερα, η $2f$ ονομάζεται *δεύτερη αρμονική*, η $3f$ *τρίτη αρμονική*, κ.ο.κ.

Οι διάφορες αρμονικές συνιστώσες που περιέχονται σ’ ένα σήμα μπορούν να εντοπισθούν και να μετρηθούν χρησιμοποιώντας συντονισμένα φίλτρα στενής ζώνης. Το φίλτρο συντονίζει σε μια δεδομένη αρμονική και το σήμα εξόδου του έχει την ίδια συχνότητα. Αν η ενίσχυση του φίλτρου είναι μονάδα, το πλάτος της εξόδου του αποτελεί το πλάτος της δεδομένης αρμονικής.

Υπάρχουν εμπορικές συσκευές (φασματικοί αναλυτές) που χρησιμοποιούν την τεχνική αυτή για να μετρούν την παραμόρφωση. Στις περισσότερες περιπτώσεις οι μικρότερες σε συχνότητα αρμονικές έχουν μεγαλύτερο πλάτος, με αποτέλεσμα η μέτρηση και η ανάλυση της παραμόρφωσης να επικεντρώνεται μόνο στη 2η και 3η αρμονική.

Το Σχ.3.10 δείχνει ένα ημιτονικό σήμα v_s που εφαρμόζεται, κατά σειρά, σε δυο κυκλώματα που έχουν μη γραμμικές χαρακτηριστικές ή καμπύλες μεταφοράς. Το ρεύμα εξόδου σε κάθε περίπτωση μπορεί να σχεδιαστεί γραφικά για δεδομένη καμπύλη μεταφοράς. Στο Σχ.3.10 α το σημείο λειτουργίας Q και το πλάτος του σήματος είναι τέτοια ώστε το σήμα να απασχολεί μόνο το κάτω τμήμα της χαρακτηριστικής καμπύλης. Αποτέλεσμα είναι ότι το σήμα συμπιέζεται στο κάτω μέρος του. Αν όμως συμπεριλαμβάνονται και τα δύο

(άνω και κάτω) καμπύλα τμήματα της χαρακτηριστικής, το σήμα συμπιέζεται και στις δυο κορυφές του.

Στο ίδιο σχήμα εικονίζονται και τα σήματα εξόδου. Στην πρώτη περίπτωση υπάρχει έντονα η 2η αρμονική συνιστώσα με αποτέλεσμα το σήμα εξόδου να έχει τη μορφή του συνιστάμενου σήματος που δείχνει το σχήμα. Η αντίστοιχη παραμόρφωση ονομάζεται **παραμόρφωση άρτιας αρμονικής**. Στη 2η περίπτωση στην έξοδο εμφανίζεται με μεγάλο πλάτος η 3η αρμονική με αποτέλεσμα το συνιστάμενο σήμα να έχει τη μορφή που δείχνει το σχήμα. Αυτό το σχήμα παραμόρφωσης ονομάζεται **παραμόρφωση περιττής αρμονικής**.

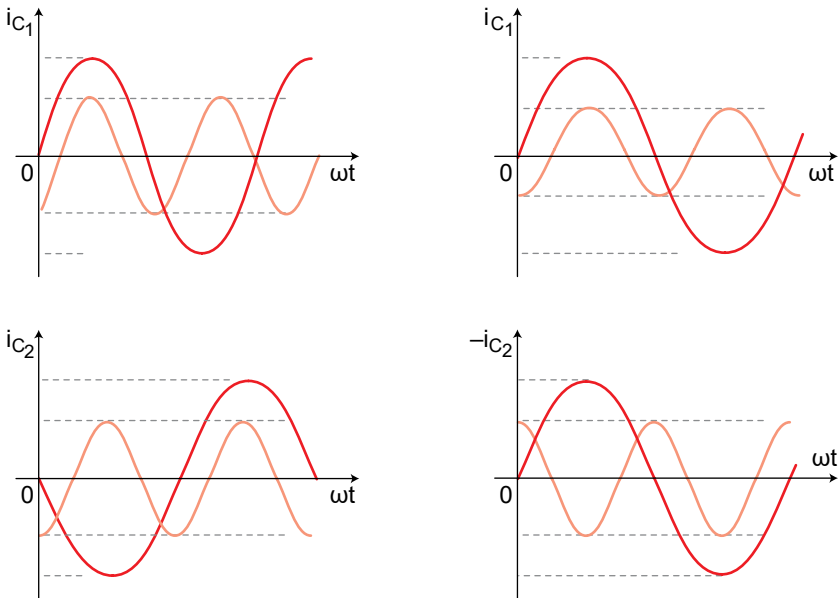


Σχήμα 3.10. Παραμόρφωση 2ης και 3ης αρμονικής

3.7 Παραμόρφωση στους ενισχυτές push-pull

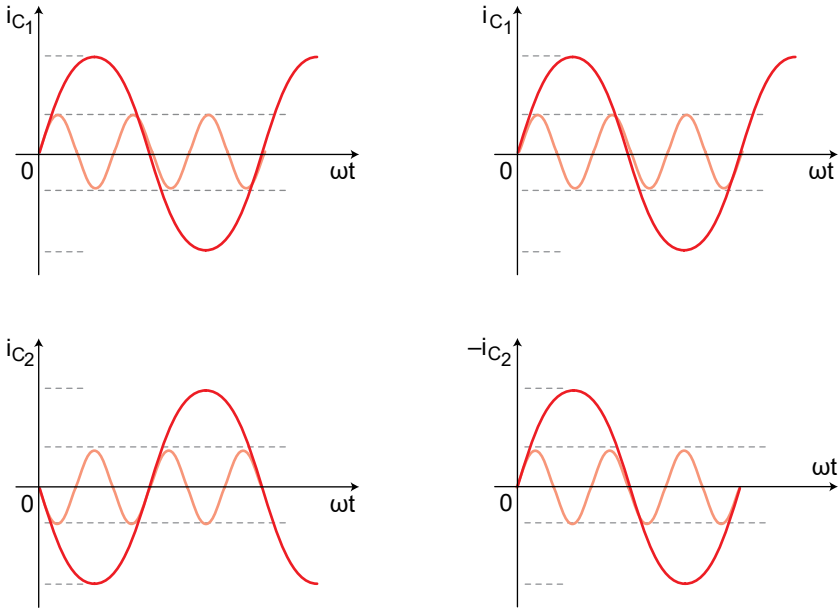
Όταν πολώνεται σε τάξη Α, ο ενισχυτής push-pull έχει το ιδίωμα ότι τείνει να εξουδετερώσει την παραμόρφωση των περιττών αρμονικών. Αυτό οφείλεται στο ότι τα δύο τρανζίστορ λειτουργούν με διαφορά φάσης 180° , ώστε όταν στο ένα τρανζίστορ το σήμα είναι στη μέγιστη θετική του τιμή στο άλλο είναι στη μέγιστη αρνητική του. Το Σχ.3.11 δείχνει μόνο τη δεύτερη αρμονική. Αφού το i_{c2} αφαιρείται από το i_{c1} , όπως είδαμε ότι συμβαίνει στην έξοδο του push-pull, οι **αρμονικές** που φαίνονται στο σχήμα αλληλο-εξουδετερώνονται, ενώ οι θεμελιώδεις συνιστώσες (που έχουν βασική συχνότητα) προστίθενται.

Η εξουδετέρωση αυτή γίνεται μόνο για τις άρτιες αρμονικές, όχι όμως και για τις περιττές αρμονικές. Το Σχ.3.12 δείχνει, γιατί δεν εξουδετερώνονται οι περιττές αρμονικές, οι οποίες είναι προσθετικές μεταξύ τους όπως και οι θεμελιώδεις συνιστώσες.



Σχήμα 3.11. Επίδραση της διαφοράς φάσης 180° στις άρτιες αρμονικές της εξόδου του push-pull

Η εξουδετέρωση των άρτιων αρμονικών αποτελεί σημαντικό πλεονέκτημα των ενισχυτών push-pull τάξης A σε σύγκριση με τους ενισχυτές ενός τρανζίστορ. Η βελτίωση όμως αυτή επιτυγχάνεται ολοκληρωτικά, μόνο αν τα δυο τρανζίστορ του push-pull έχουν τις ίδιες χαρακτηριστικές. Αν οι χαρακτηριστικές τους δεν είναι ακριβώς ίδιες, η εξουδετέρωση δεν είναι πλήρης και απομένει κάποια παραμόρφωση στην έξοδο.



Σχήμα 3.12. Εμφάνιση της διαφοράς φάσης 0° στις περιττές αρμονικές της εξόδου του push-pull

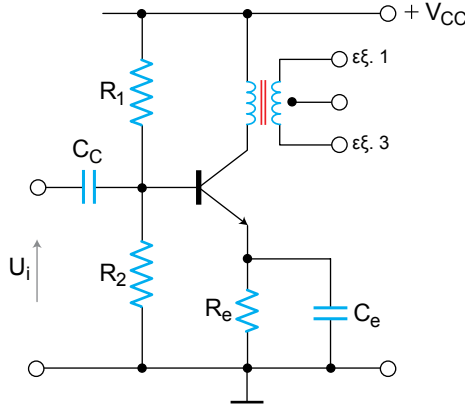
Όταν οι ενισχυτές push-pull λειτουργούν σε **τάξη B** δε θα πρέπει να λησμονούμε την ύπαρξη της **παραμόρφωσης διασταύρωσης** που αναπτύξαμε ήδη στην ενότητα 3.5.

3.8 Βαθμίδες οδήγησης

Όταν ο ενισχυτής εξόδου είναι μεγάλης ισχύος πρέπει και η βαθμίδα διέγερσης ή οδήγησης του να είναι επίσης ενισχυτρία ισχύος, ώστε να δώσει την επαρκή ισχύ διέγερσης εισόδου. Συνήθως, για βαθμίδα οδήγησης χρησιμοποιείται ενισχυτής ισχύος σε τάξη A.

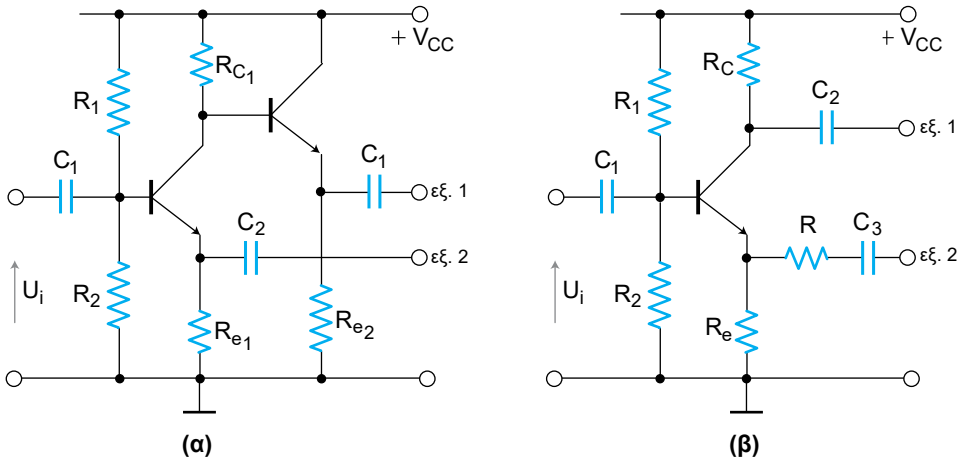
Το Σχ.3.13 δείχνει μια τέτοια *οδηγό βαθμίδα*. Η έξοδος της βαθμίδας έχει μετασχηματιστή με μεσαία λήψη που διεγείρει τη βαθμίδα push-pull εξόδου.

Ο μετασχηματιστής εξόδου υπολογίζεται, ώστε η αντίσταση που ανακλάται στο πρωτεύον να δίνει άριστη τιμή R_a στο συλλέκτη της βαθμίδας οδήγησης. Ο μετασχηματιστής εξόδου δίνει δυο σήματα με διαφορά φάσης 180° για τη διέγερση της βαθμίδας push-pull εξόδου.



Σχήμα 3.13. Βαθμίδα οδήγησης σε τάξη Α με σύζευξη μετασχηματιστή

Το Σχ.3.14 δείχνει δυο κυκλώματα οδήγησης που χρησιμοποιούν ένα δεύτερο τρόπο σύζευξης, δηλ. άμεση σύζευξη. Και τα δύο κυκλώματα δημιουργούν στην έξοδο δύο ίδια σήματα τα οποία έχουν διαφορά φάσης 180° από το σήμα εισόδου (αντιστροφή φάσης). Το κύκλωμα του Σχ.3.14α παρουσιάζει μικρή αντίσταση εξόδου, ενώ αυτό του Σχ.3.14 β παρουσιάζει μεγάλη αντίσταση εξόδου.

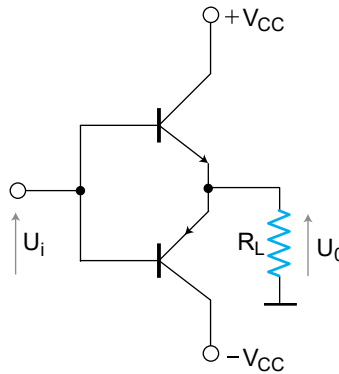


Σχήμα 3.14. Οδήγησης με αντιστροφής φάσης και άμεση σύζευξη

3.9 Ενισχυτές συμπληρωματικής συμμετρίας

Ένας ενισχυτής μπορεί να λειτουργήσει σαν ενισχυτής push-pull χωρίς μετασηματιστές αν χρησιμοποιήσουμε δύο τρανζίστορ συμπληρωματικής συμμετρίας. **Συμπληρωματική συμμετρία** έχουμε όταν στο ζεύγος των τρανζίστορ του push-pull το ένα τρανζίστορ είναι τύπου npn, ενώ το άλλο είναι τύπου pnp. Το πλεονέκτημα της συμπληρωματικής συμμετρίας είναι ότι στα τρανζίστορ χρειάζεται ένα μόνο σήμα εισόδου, σε αντίθεση με τα τυπικά κυκλώματα, στα οποία χρειάζονται δυο είσοδοι σημάτων που πρέπει να έχουν διαφορά φάσης 180° .

Το κύκλωμα του Σχ.3.15 δείχνει την αρχή δράσης συμπληρωματικής συμμετρίας, στα οποία το σήμα εισόδου τροφοδοτεί παράλληλα τις εισόδους των τρανζίστορ. Η θετική ημιπερίοδος του σήματος εισόδου κάνει αγωγίμο το τρανζίστορ npn και το θετικό ημίκυμα του σήματος εισόδου εμφανίζεται ενισχυμένο στο φορτίο R_L . Μεταξύ εισόδου-εξόδου δεν υπάρχει καμία διαφορά φάσης.

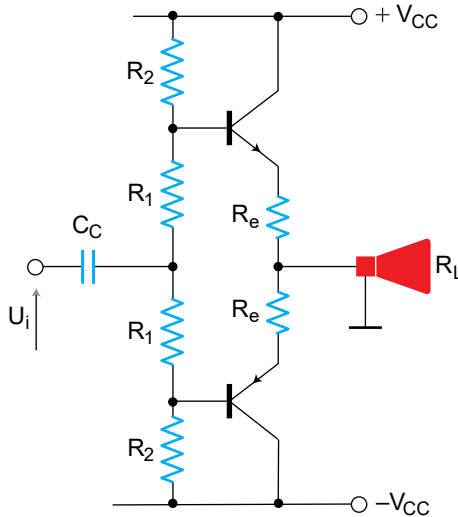


Σχήμα 3.15. Ενισχυτής push-pull συμπληρωματικής συμμετρίας (αρχή)

Όταν τώρα το σήμα εισόδου γίνεται αρνητικό, τότε γίνεται αγωγίμο το τρανζίστορ pnp και στην έξοδο εμφανίζεται ενισχυμένο το αρνητικό ημίκυμα της τάσης εισόδου. Σημειώστε ότι, όταν στην είσοδο δεν υπάρχει σήμα δεν κυκλοφορεί ρεύμα μέσα από τα τρανζίστορ και συνεπώς έχουμε ενισχυτή push-pull τάξης B.

Το Σχ.3.16 δείχνει ένα πρακτικό κύκλωμα ενισχυτή push-pull συμπληρωματικής συμμετρίας σε τάξη AB. Οι αντιστάσεις R_1 πρέπει να είναι μικρές για να αποφεύγεται υποβιβασμός του σήματος εισόδου. Το φορτίο R_L (μεγάφωνο)

μπορεί να συνδεθεί είτε απ' ευθείας (άμεση σύζευξη) είτε να προσαρμοσθεί με μετασχηματιστή εξόδου. Οι αντιστάσεις R_1 μπορεί να αντικατασταθούν με διόδους, πολωμένες κατά την ορθή φορά, για να έχουμε καλύτερη σταθεροποίηση τάσης.



Σχήμα 3.16. Πρακτικό κύκλωμα ενισχυτή *push-pull* με συμπληρωματική εμπειρία

3.10 Ενισχυτές ισχύος σε ολοκληρωμένο κύκλωμα

Στο εμπόριο είναι διαθέσιμη ποικιλία ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (IC) που λειτουργούν ως ενισχυτές ισχύος. Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζουμε, ως χαρακτηριστικό παράδειγμα, τον ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων LM380 της National Sem. Co. και δίνουμε μια σύντομη περιγραφή των υβριδικών ενισχυτών ισχύος με μέγιστη ισχύ εξόδου 100 W.

Το LM380 είναι ένας ενισχυτής ισχύος ακουστικών συχνοτήτων που δίνει ισχύ εξόδου 2.5 W (rms) σε φόρτο $R_L = 8 \Omega$. Το IC αυτό χρειάζεται έναν ελάχιστο αριθμό εξωτερικών στοιχείων για να λειτουργήσει. Οι κύριες επιδόσεις του είναι:

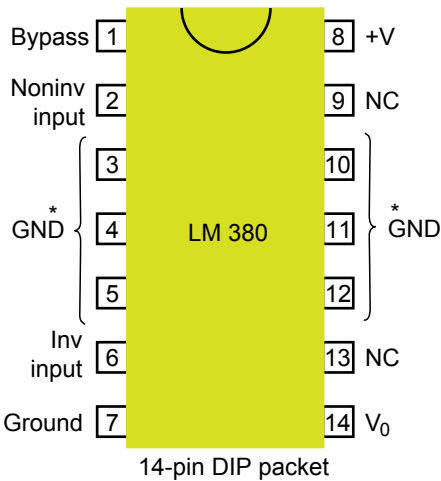
- Εσωτερική σταθερή απολαβή τάσης 50 (34 dB).
- Έξοδο αυτόματα οδηγούμενη στο μισό της τάσης τροφοδοσίας.

- Προστασία της εξόδου από βραχυκύκλωμα με εσωτερικό θερμικό περιορισμό.
- Βαθμίδα εισόδου που επιτρέπει στις εισόδους να γειώνονται ή να τίθενται σε ac σύζευξη.
- Εύρος ζώνης διέλευσης συχνοτήτων 100 kHz.
- Μικρή παραμόρφωση (της τάξης του 0.2%).

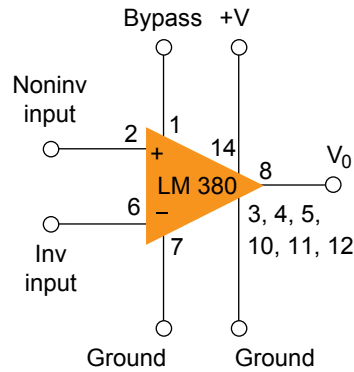
Το Σχ.3.1 7 δείχνει τους ακροδέκτες, το δομικό διάγραμμα και το σχηματικό διάγραμμα του LM380.

3.10.1 Περιγραφή του Κυκλώματος του LM380

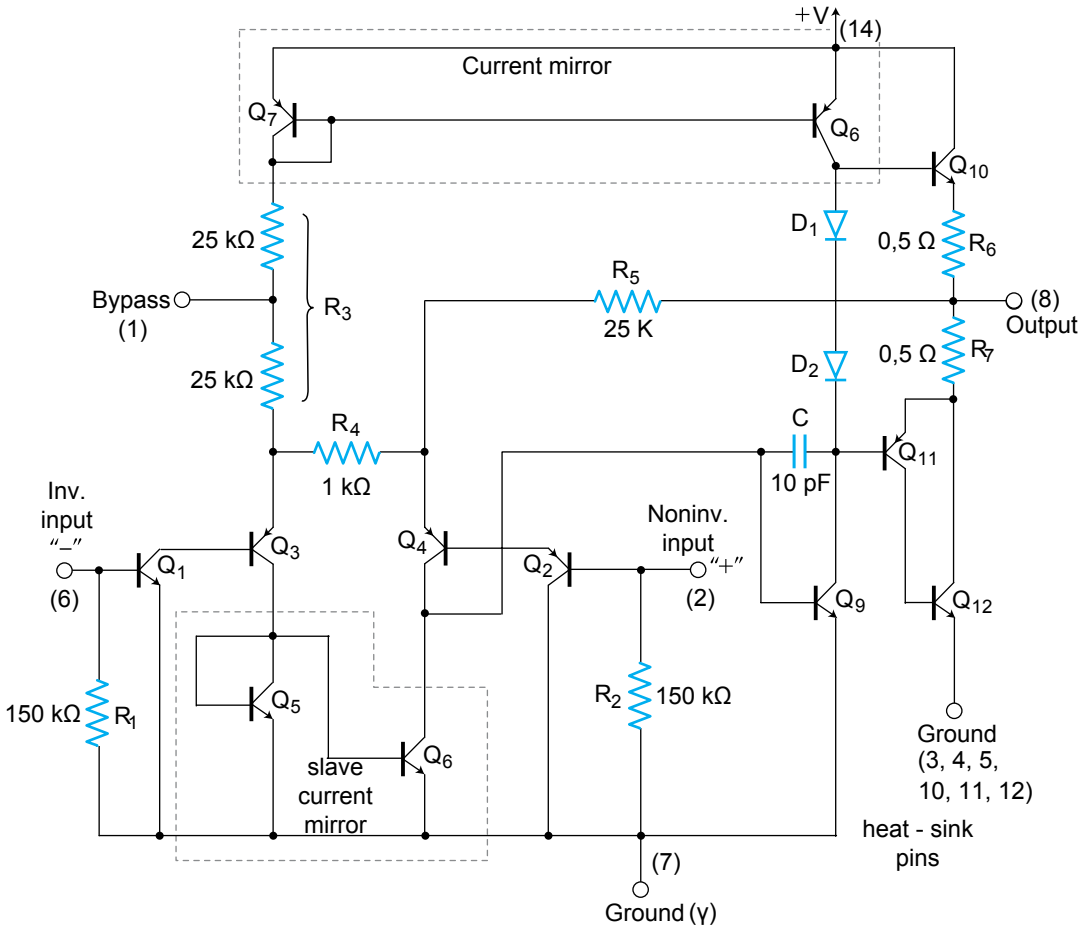
Όπως δείχνει το σχηματικό κυκλωματικό διάγραμμα του LM380 αποτελείται από τέσσερις βαθμίδες: Έναν *ακόλουθο εκπομπού rnp*, ένα *διαφορικό ενισχυτή* και ένα *συμπληρωματικό ακόλουθο εκπομπού*.



(α)



(β)



Σχήμα 3.17. Ενισχυτής ισχύος LM380. (Ακροδέκτες, δομικό διάγραμμα, και κυκλωματικό διάγραμμα)

Η βαθμίδα εισόδου είναι ένας ακόλουθος εκπομπού ο οποίος αποτελείται από τα τρανζίστορ Q_1 και Q_2 , και οδηγεί το διαφορικό ζεύγος pnp $Q_3 - Q_4$. Η κατάλληλη επιλογή των τρανζίστορ εισόδου pnp Q_1 και Q_2 επιτρέπει στην είσοδο να αναφέρεται ως προς γη· έτσι το σήμα εισόδου μπορεί απ' ευθείας να συζευγνύεται είτε προς την αναστρέφουσα είσοδο (ακροδέκτης 6) είτε προς τη μη-αναστρέφουσα είσοδο (ακροδέκτης 2) του ενισχυτή.

Το κανονικό ρεύμα στο διαφορικό ζεύγος npn Q_3 - Q_4 δημιουργείται από το συνδυασμό Q_7 , R_3 και $+V_{CC}$. Το κατοπτρικό ρεύμα που δημιουργείται από τα τρανζίστορ Q_7 , Q_8 και τα αντίστοιχα στοιχεία τους παράγει το ρεύμα συλλέκτη του Q_9 . Τα τρανζίστορ Q_5 και Q_6 δημιουργούν τα ρεύματα συλλέκτη του διαφορικού ζεύγους npn . Η έξοδος του διαφορικού ενισχυτή που εξετάζουμε λαμβάνεται από την ένωση των τρανζίστορ Q_4 και Q_6 και ενισχύεται σαν είσοδος της ενισχυτικής βαθμίδας τάσης του κοινού εκπομπού που ακολουθεί.

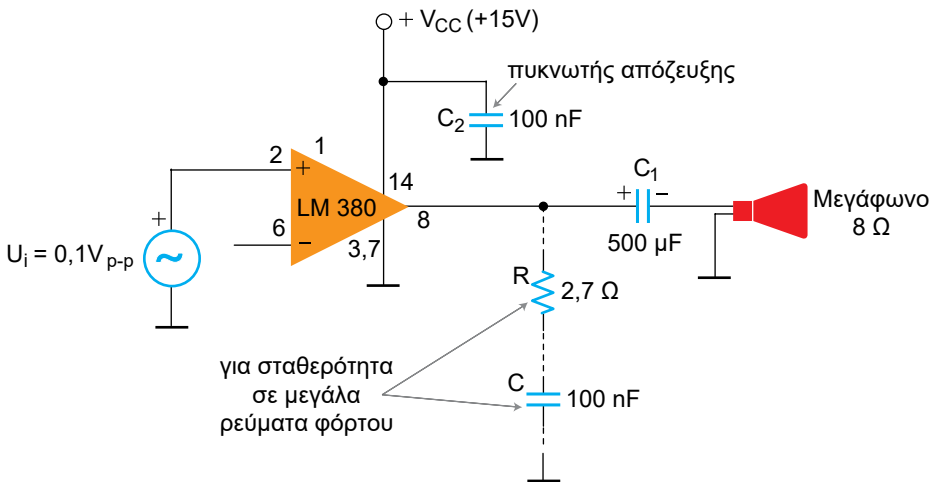
Αυτή η ενισχυτική βαθμίδα κοινού εκπομπού αποτελείται από τα τρανζίστορ Q_8 , τις διόδους D_1 και D_2 και το Q_9 ως πηγή ρεύματος φόρτου. Ο πυκνωτής C , μεταξύ της βάσης και του συλλέκτη του Q_9 , δημιουργεί εσωτερική αντιστάθμιση και βοηθάει τη διατήρηση της άνω συχνότητας αποκοπής ως 100 kHz με ισχύ εξόδου 2 W για φόρτο 8 Ω . Επειδή τα Q_7 και Q_8 σχηματίζουν ένα κάτοπτρο ρεύματος, το ρεύμα μέσω των D_1 και D_2 είναι προσεγγιστικά το ίδιο με το ρεύμα της R_1 . Επιπλέον, τα D_1 και D_2 λειτουργούν και ως διόδοι αντιστάθμισης θερμοκρασίας για τα τρανζίστορ Q_{10} και Q_{11} επειδή τα D_1 , και D_2 έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά με τη δίοδο βάσης-εκπομπού του Q_{11} . Επομένως, το ρεύμα μέσω του Q_{10} και του συνδυασμού των Q_{11} - Q_{12} είναι προσεγγιστικά ίσο με το ρεύμα μέσω των διόδων D_1 και D_2 .

Η βαθμίδα εξόδου του συμπληρωματικού ζεύγους του ακόλουθου εκπομπού αποτελείται από τα τρανζίστορ npn Q_{10} και Q_{12} . Στην πραγματικότητα, ο συνδυασμός του τρανζίστορ npn Q_{11} και του τρανζίστορ npn Q_{12} έχει την ικανότητα της παροχής ισχύος ενός τρανζίστορ npn αλλά και τα χαρακτηριστικά επιδόσεων ενός τρανζίστορ npn .

Λόγω της κατάλληλης διευθέτησης της βαθμίδας εξόδου, η τάση ηρεμίας στην έξοδο είναι η μισή της τάσης τροφοδοσίας ($+V_{CC}$). Επιπλέον, η αρνητική dc ανασύζευξη που εφαρμόζεται μέσω της R_5 εξισορροπεί τον ενδιάμεσο διαφορικό ενισχυτή, έτσι ώστε η dc τάση στην έξοδο να σταθεροποιείται στην τιμή $+V_{CC}/2$. Για να αποζεύξουμε τη βαθμίδα εισόδου από την τάση τροφοδοσίας $+V_{CC}$, συνδέεται ένας πυκνωτής απόζευξης της τάξης των μF μεταξύ του ακροδέκτη απόζευξης (ακροδέκτης 1) και της γης (ακροδέκτης 7). Η ολική εσωτερική ενίσχυση (απολαβή) τάσης του ενισχυτή είναι κατ' αρχή σταθερή στην τιμή 50, αλλά στις εφαρμογές μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας θετική ανασύζευξη, όπως θα δούμε πιο κάτω.

3.10.2 Εφαρμογές του LM380

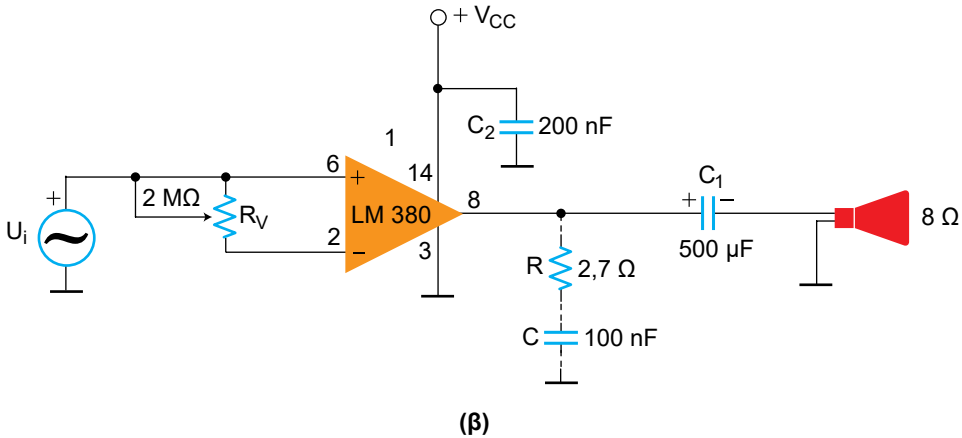
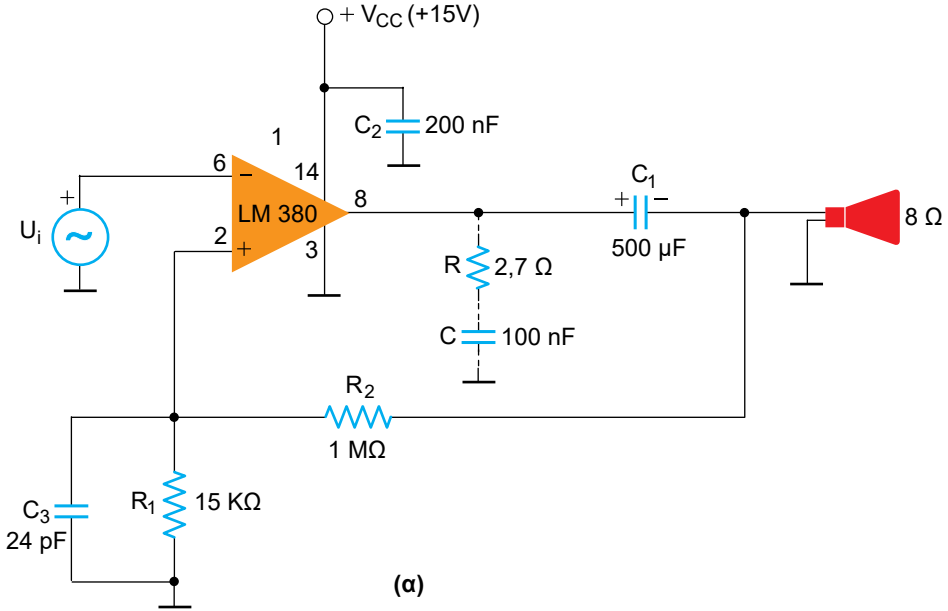
Το Σχ.3.18 δείχνει έναν απλό ενισχυτή ισχύος ακουστικών συχνοτήτων ως την πιο βασική εφαρμογή του LM380. Όπως φαίνεται στο σχήμα, ο ενισχυτής χρειάζεται λίγα εξωτερικά στοιχεία λόγω της εσωτερικής πόλωσης, αντιστάθμισης και σταθερής ενίσχυσης. Όταν ο ενισχυτής χρησιμοποιείται χωρίς αναστροφή, ο αναστρέφων ακροδέκτης μπορεί να γειωθεί, ή να συνδεθεί με τη γη μέσω μιας αντίστασης ή ενός πυκνωτή είτε να αφαιρεθεί ανοικτός, όπως φαίνεται στο σχήμα. Ομοίως, όταν ο ενισχυτής χρησιμοποιείται χωρίς αναστροφή, ο μη-αναστρέφων ακροδέκτης μπορεί να βραχυκυκλωθεί προς τη γη είτε να γειωθεί μέσω μιας αντίστασης ή ενός πυκνωτή. Συνήθως, αν η πηγή εισόδου έχει υψηλή εσωτερική αντίσταση συνδέουμε έναν πυκνωτή μεταξύ του αναστρέφοντα ακροδέκτη και της γης. Σε οποιαδήποτε όμως συνδεσμολογία η τάση $+V_{CC}$ πρέπει να αποσυνευχθεί συνδέοντας έναν πυκνωτή μεταξύ του ακροδέκτη $+V_{CC}$ (ακροδέκτης 14) και της γης. Επίσης, χρησιμοποιούμε ένα συνδυασμό RC στον ακροδέκτη εξόδου (ακροδέκτης 8) για να εξαλείψουμε τυχόν ταλαντώσεις 5 έως 10 MHz, ιδιαίτερα σε ευαίσθητα RF στοιχεία.



Σχήμα 3.18. Ενισχυτής ισχύος ακουστικών συχνοτήτων με το LM380

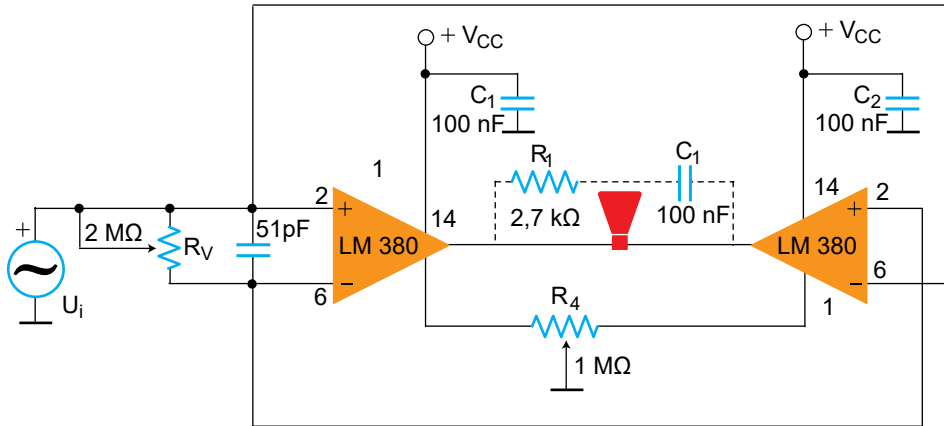
Μολονότι η ενίσχυση του LM380 είναι εσωτερικά σταθερή (50 ή \cong 34 dB), μπορεί να αλλάξει χρησιμοποιώντας εξωτερικά στοιχεία. Μπορούμε να επι-

τύχουμε ενίσχυση μέχρι 300 χρησιμοποιώντας *θετική ανασύζευξη*. Π.χ. το Σχ.3.19 α δείχνει το LM380 με ενίσχυση 200 χρησιμοποιώντας θετική ανασύζευξη. Το Σχ.3.19 β δείχνει LM380 με μεταβλητή ενίσχυση μέχρι 50 με την απλή τεχνική της χρησιμοποίησης ποτενσιομέτρου μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου.



Σχήμα 3.19. Ενισχυτής LM380 με θετική ανασύζευξη για έλεγχο της ενίσχυσής του

Το Σχ.3.20 δείχνει μια εφαρμογή που χρειάζεται περισσότερη ισχύ απ' αυτή που δίνει μόνο ένα LM380. Εδώ, δύο LM380 χρησιμοποιούνται σε **συνδεσμολογία γέφυρας** ώστε να δώσουν μεγαλύτερη ισχύ. Μ' αυτή τη συνδεσμολογία η τάση εξόδου είναι διπλάσια από εκείνη του ενισχυτή με ένα LM380 και επομένως η ισχύς που μεταφέρεται στο φορτίο είναι τετραπλάσια. Για να έχουμε βελτίωση της συμπεριφοράς του κυκλώματος, χρησιμοποιείται ποτενσιόμετρο για να εξισορροπεί τις τάσεις στην έξοδο offset του LM380.



Σχήμα 3.20. Ενισχυτής με συνδεσμολογία γέφυρας του LM380 για αύξηση της ισχύος

3.10.3 Άλλα Ολοκληρωμένα Ισχύος - Υβριδικοί Ενισχυτές Ισχύος

Εκτός από το LM380 υπάρχουν και άλλα ολοκληρωμένα κυκλώματα IC ενισχυτών ισχύος, όπως το LM377 (διπλό), το LM378 (διπλό) και διάφορα άλλα με διάφορες ισχείς εξόδου. Ο διπλός ενισχυτής ισχύος LM377, ο οποίος δίνει 2 W /κανάλι, χρησιμοποιείται ως στερεοφωνικός ενισχυτής, για κασετόφωνα και καταγραφικά όργανα και για στερεοφωνικούς ενισχυτές AM-FM.

Για εφαρμογές που απαιτείται μεγαλύτερη ισχύς εξόδου από αυτή που μπορούμε να πάρουμε από τα IC, χρησιμοποιούμε *υβριδικούς ενισχυτές ισχύος*, δηλ. ενισχυτές που συνδυάζουν διακριτό και ολοκληρωμένο κύκλωμα. Τέτοια είναι, π.χ. οι Intersil ICH8510/8520/8530, που σχεδιάστηκαν να δίνουν 1, 2 και 2.8 A, αντίστοιχα, για τάση εξόδου 24 V. Όλοι οι ενισχυτές αυτοί έχουν προστασία επιστροφής με εσωτερικό περιορισμό ισχύος και προστασία βραχυκυκλώματος ως προς τη γη. Κάθε ενισχυτής έχει dc ενίσχυση 10^5 (100 dB), εσωτερική αντιστάθμιση συχνότητας και ηλεκτρικά απομονωμένο περί-

βλημα που επιτρέπει εύκολη απαγωγή θερμότητας. Οι διατάξεις αυτές χρησιμοποιούνται επίσης και για να οδηγήσουν ηλεκτρονικές λυχνίες, σωληνοειδή push-pull και κινητήρες dc και ac.

Άλλο ένα κλασικό παράδειγμα υβριδικού ενισχυτή ισχύος είναι αυτός της Burr-Brown, ο 3573, ο οποίος δίνει 100 W κορυφής ή 40 W συνεχή ισχύ εξόδου. Όταν τροφοδοτείται με τάση τροφοδοσίας ± 28 V, δίνει ± 5 A ελάχιστο ρεύμα κορυφής στα ± 20 V (40 V p-p) στο φορτίο. Το κύκλωμα αυτό έχει εσωτερική αντιστάθμιση συχνότητας με καλά χαρακτηριστικά παραμόρφωσης και μικρό κόστος.

ΑΣΚΗΣΕΙΣ

- 3-1. Ένας ενισχυτής ισχύος χρησιμοποιεί μετασχηματιστή με λόγο μετασχηματισμού 10 και μεγάφωνο 4 Ω. Να βρεθεί η ανακλώμενη αντίσταση στο πρωτεύον του μετασχηματιστή.
- 3-2. Ένας ενισχυτής ισχύος έχει αντίσταση εξόδου 2 ΚΩ και χρησιμοποιεί μεγάφωνο 8 Ω. Να βρεθεί ο λόγος μετασχηματισμού του μετασχηματιστή για άριστη προσαρμογή.
- 3-3. Ένας ενισχυτής ισχύος έχει ανακλώμενη αντίσταση 4.8 ΚΩ και λόγο μετασχηματισμού 20. Να βρεθεί η αντίσταση του μεγαφώνου του.
- 3-4. Να επιλεγεί το κατάλληλο τρανζίστορ ισχύος σε ενισχυτή χωρίς μετασχηματιστή, που τροφοδοτείται με τάση τροφοδοσίας +15 V και διεγείρει φόρτο 4 Ω, για να υπάρξει μέγιστη απόδοση.
- 3-5. Ένας ενισχυτής push-pull τάξης B, με μετασχηματιστή έχει ισχύ ac 2 W, $R_L=4$ Ω και $V_{CC}=15$ V. Να επιλεγεί ένα κατάλληλο τρανζίστορ.

Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

4

4.1 Εισαγωγή

Ο **Τελεστικός ενισχυτής (TE)** είναι ένα από τα πιο χρήσιμα ηλεκτρονικά ενεργά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στα *αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα στις χαμηλές και μέσες συχνότητες*. Οι τελεστικοί ενισχυτές οφείλουν το όνομά τους στο γεγονός ότι συνδυαζόμενοι με έναν ελάχιστο αριθμό εξωτερικών στοιχείων (αντιστάσεις, πυκνωτές, κτλ.) *μπορούν να τελούν δηλ. να πραγματοποιούν μια ποικιλία γραμμικών και μη γραμμικών λειτουργιών*. Βρίσκουν εφαρμογές σε διατάξεις σημάτων όπως ενισχυτές, φίλτρα, περιοριστές, συνθέτες [synthesizers], κτλ., σε κυκλώματα τηλεπικοινωνιών (ταλαντωτές, διμορφωτές, αποδιαμορφωτές, βρόχοι κλείδωσης φάσης, κτλ.), μετατροπείς αναλογικών και ψηφιακών σημάτων (τόσο A/D όσο και D/A) και κυκλώματα που εκτελούν διάφορες μαθηματικές πράξεις (ολοκληρωτές, πολλαπλασιαστές, προσθετές, αφαιρέτες, κτλ.).

Τυπικά, ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας *ενισχυτής dc μεγάλης ενίσχυσης* που συνήθως αποτελείται από έναν ή περισσότερους διαφορικούς ενισχυτές που ακολουθούνται από μια βαθμίδα μετατροπής στάθμης και τέλος από τη βαθμίδα εξόδου. Το Σχ.4.1 δείχνει το δομικό διάγραμμα ενός τελεστικού ενισχυτή. Η πρώτη βαθμίδα είναι διαφορικός ενισχυτής με διπλή είσοδο και παρέχει την περισσότερη ενίσχυση του TE. Στους περισσότερους ενισχυτές η ενδιάμεση βαθμίδα είναι κι αυτή με διπλή είσοδο, αλλά ασύμμετρη στην έξοδο (δηλ. με μια έξοδο). Επειδή είναι ενισχυτής dc, η dc τάση ηρεμίας στην έξοδο της βαθμίδας αυτής είναι πολύ πάνω από το δυναμικό της γης και γι' αυτό ο μετατροπέας στάθμης χρησιμοποιείται για να επαναφέρει αυτή την τάση στο μηδέν ως προς τη γη.

Μη αναστρέφουσα
είσοδος



Αναστρέφουσα
είσοδος

Διαφ. Ενισχυτής
διπλής εισόδου
συμμετρικής εξόδου

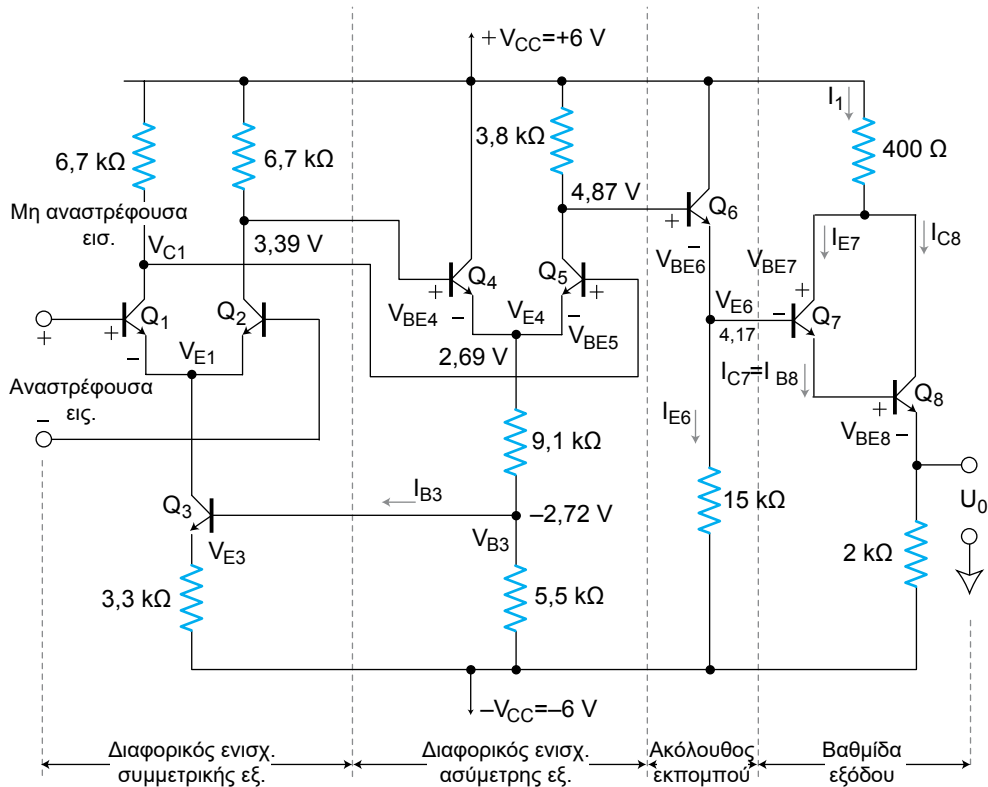
Διαφ. Ενισχυτής
διπλής εισόδου
με ασύμμετρη έξοδο

Ακόλουθος εκπομπού
με γεννήτρια σταθερού
ρεύματος

Ενισχυτής push-pull
συμπληρωματικής
συμμετρίας

Σχήμα 4.1. Δομικό διάγραμμα ενός τυπικού TE

Όλες οι παραπάνω βαθμίδες είναι κατασκευασμένες σε μικροποιημένη δομή, με αρκετά τρανζίστορ, ο δε ΤΕ έχει τη μορφή μικροκυκλώματος (τσιπ) με διάφορες ακροληψίες ή ακροδέκτες που καταλήγουν σε αντίστοιχα “ποδαράκια”.

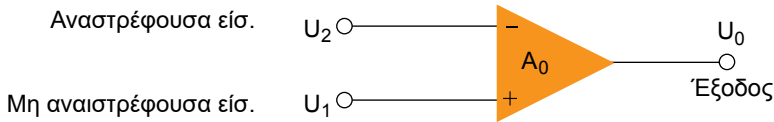


Σχήμα 4.2. Εικόνα εμφάνισης και ισοδύναμο κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή MC1435

4.2 Συμβολισμοί - Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

Το Σχ.4.3 εικονίζει το σύμβολο ενός ΤΕ, που έχει δύο εισόδους και μία έξοδο. Στο σχήμα δε δείχνονται οι ακροδέκτες της τάσης τροφοδοσίας ούτε οι υπόλοιποι ακροδέκτες. Επειδή η πρώτη βαθμίδα του ΤΕ είναι διαφορικός ενισχυτής, οι διαφορικές εισόδους συμβολίζονται η μία με το (+) και η άλλη με το (-). Η (+) είσοδος είναι η μη αναστρέφουσα είσοδος. Αν στην είσοδο αυτή εφαρμόζεται ένα ac σήμα (ή μία dc τάση), στην έξοδο εμφανίζεται ένα

ενισχυμένο σήμα που έχει την ίδια φάση (την ίδια πολικότητα) με την τάση εισόδου. Αν όμως το ίδιο αυτό σήμα εφαρμόζεται στην είσοδο (-), άρα στην έξοδο εμφανίζεται σήμα ξόδου ενισχυμένο και με διαφορά φάσης 180° (αντίθετη πολικότητα) ως προς την είσοδο.



Σχήμα 4.3. Σχηματικό σύμβολο του TE

Όπου:

- u_1 = η τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο
- u_2 = η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο
- u_0 = η τάση εξόδου

(Όλες αυτές οι τάσεις μετρώνται ως προς γη).

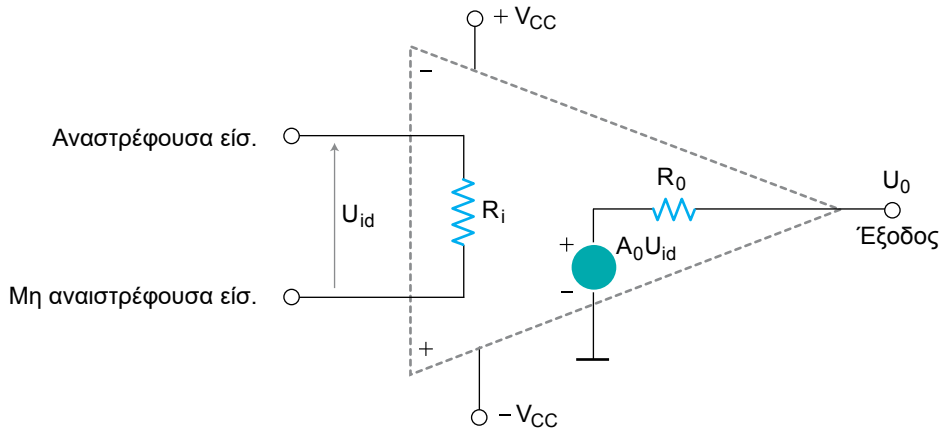
A_0 = η διαφορική ενίσχυση μεγάλων σημάτων του TE, η οποία καθορίζεται από τον κατασκευαστή.

Ο ιδανικός TE είναι ένα (εξιδανικευμένο) θεωρητικό μοντέλο TE με τα εξής χαρακτηριστικά:

1. Άπειρη διαφορική ενίσχυση A_0 .
2. Άπειρη αντίσταση εισόδου R_i , ώστε οποιοδήποτε σήμα να ενισχύεται κανονικά, χωρίς να υπάρχει πρόβλημα προσαρμογής με την προηγούμενη βαθμίδα.
3. Μηδενική αντίσταση εξόδου R_o , ώστε η έξοδος να μπορεί να οδηγήσει χωρίς πρόβλημα προσαρμογής οποιαδήποτε επόμενη βαθμίδα.
4. Μηδενική τάση εξόδου για μηδενική τάση εισόδου.
5. Άπειρο εύρος διέλευσης συχνοτήτων, ώστε να ενισχύεται οπωσδήποτε σήμα συχνότητας από 0 έως ∞ Hz χωρίς υποβιβασμό.
6. Άπειρο λόγο κοινού τρόπου, ώστε ο θόρυβος της τάσης εξόδου κοινού τρόπου να είναι μηδέν.
7. Άπειρο ρυθμό κλίσης (slew rate), ώστε η αλλαγή της τάσης εξόδου να γίνεται ταυτόχρονα με την αλλαγή της τάσης εισόδου.

Υπάρχουν πάντως πρακτικοί ΤΕ που μπορούν να προσεγγίσουν αρκετά όλα τα χαρακτηριστικά του ιδανικού ΤΕ χρησιμοποιώντας *αρνητική ανασύνδεση*. Ιδιαίτερα η αντίσταση εισόδου, εξόδου και το εύρος διέλευσης συχνοτήτων μπορούν να προσεγγίσουν πολύ τις ιδανικές αυτές τιμές.

Το Σχ.4.4 δείχνει το απλό **ισοδύναμο κύκλωμα** ενός πραγματικού ΤΕ. Το κύκλωμα περιλαμβάνει σημαντικά στοιχεία από τα δεδομένα του κατασκευαστή: A_0 , R_i και R_o . Η $A_0 u_{id}$ είναι η ισοδύναμη τάση της πηγή Thevenin και R_o είναι η αντίστοιχη ισοδύναμη αντίσταση που βλέπουμε στην έξοδο του ΤΕ.



Σχήμα 4.4. Ισοδύναμο κύκλωμα ΤΕ

4.2.1 Πραγματικός Τελεστικός Ενισχυτής

Στην πράξη, οι πραγματικοί τελεστικοί ενισχυτές πλησιάζουν προσεγγιστικά τα χαρακτηριστικά που ισχύουν για τον ιδανικό ΤΕ. Δηλαδή έχουν μεγάλη (αντί ∞) διαφορική ενίσχυση A_0 μεγάλη (αλλά όχι ∞), αντίσταση εισόδου R_i μεγάλη (αλλά όχι ∞) αντίσταση εξόδου, R_o μικρή (αλλά όχι 0) εύρος διέλευσης συχνοτήτων BW μικρό (αλλά όχι ∞).

Άρα η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$u_o = A_0 u_{id} = A_0 (u_2 - u_1) \tag{4.2.1}$$

όπου A_0 = η ενίσχυση τάσης ή διαφορική απολαβή ανοικτού βρόχου

u_{id} = η διαφορική τάση εισόδου

$u_1 =$ η τάση της μη αναστρέφουσας εισόδου ως προς τη γη

$u_2 =$ η τάση της αναστρέφουσας εισόδου ως προς τη γη

Η εξίσωση αυτή δείχνει ότι η τάση εξόδου u_0 είναι ανάλογη της (αλγεβρικής) διαφοράς των δύο τάσεων εισόδου. Δηλαδή ο ΤΕ ενισχύει τη διαφορά μεταξύ των δύο τάσεων εισόδου και όχι τις ίδιες τις τάσεις αυτές. Για το λόγο αυτό η πολικότητα της τάσης εξόδου εξαρτάται από την πολικότητα της διαφοράς των τάσεων εισόδου.

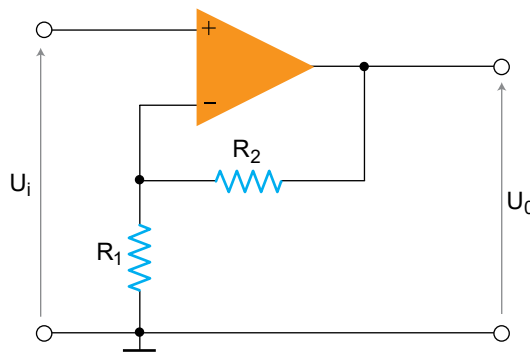
4.3 Μη αναστρέφων ενισχυτής

Η ενίσχυση ανοικτού βρόχου A_0 του πραγματικού ΤΕ είναι πολύ μεγάλη. Για αυτό το λόγο τα πολύ μικρά σήματα (της τάξης του μV ή και μικρότερα) με χαμηλή συχνότητα μπορούν να ενισχύονται άνετα χωρίς παραμόρφωση. Τα σήματα όμως αυτά είναι πολύ επιδεκτικά στο θόρυβο.

Εκτός αυτού, η ενίσχυση τάσης ανοικτού βρόχου του ΤΕ δεν είναι σταθερή, αλλά μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία και την τάση τροφοδοσίας λόγω της μεγάλης παραγωγής των ΤΕ από τους κατασκευαστές.

Επιπλέον, το εύρος διέλευσης συχνοτήτων (δηλ. η ζώνη των συχνοτήτων για την οποία η ενίσχυση διατηρείται σταθερή) για τους περισσότερους ΤΕ είναι σχεδόν αμελητέα (πολύ μικρή). Για το λόγο αυτό πρακτικά οι ΤΕ με ανοικτό βρόχο δε χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές ac. Π.χ. το εύρος διέλευσης του 741C είναι περίπου 5 Hz, πράγμα που σημαίνει ότι αυτός ο ΤΕ δεν είναι χρήσιμος για καμιά ουσιαστικά πρακτική εφαρμογή.

Για τους πιο πάνω λόγους εφαρμόζεται συνήθως στον ΤΕ αρνητική ανασύζευξη, ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε πρακτικές εφαρμογές ac. Το Σχ.4.5 δείχνει τον ΤΕ με συνδεσμολογία μη αναστρέφουσα και ανασύζευξη.



Σχήμα 4.5. Μη αναστρέφων ενισχυτής με ΤΕ

Τότε αποδεικνύονται, ότι ισχύουν οι σχέσεις:

$$A_f = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.3.2)$$

$$R_{if} = R_1 (1 + \beta A_o) \quad (4.3.3)$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + \beta A_o} \quad (4.3.4)$$

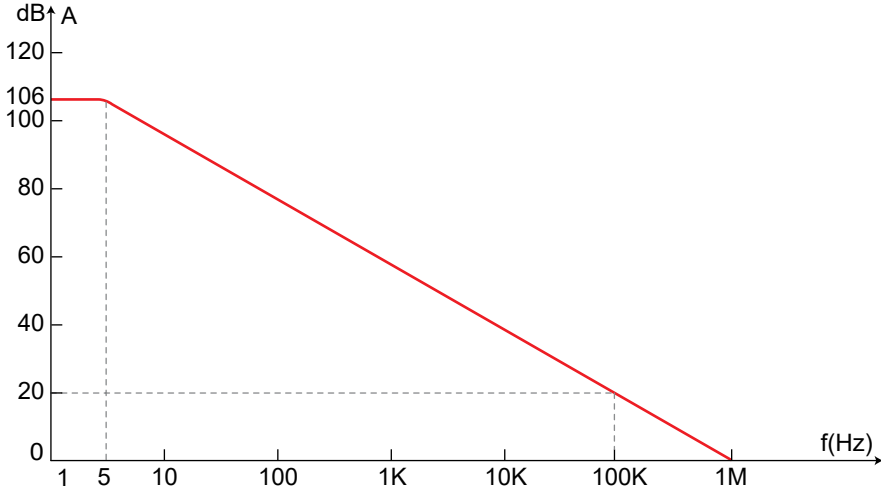
όπου A_f = η ενίσχυση τάσης κλειστού βρόχου
 R_{if} = η ολική αντίσταση εισόδου του ενισχυτή με ανασύζευξη
 R_{of} = η ολική αντίσταση εξόδου του ενισχυτή με ανασύζευξη
 και β = το ποσοστό ή συντελεστής ανασύζευξης, που είναι ίσο με

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.3.5)$$

4.3.1 Εύρος Διέλευσης Συχνοτήτων με Ανασύζευξη

Το **εύρος διέλευσης** συχνοτήτων (BW) ενός ενισχυτή, ορίζεται ως η ζώνη (περιοχή) συχνοτήτων για την οποία η ενίσχυση παραμένει σταθερή. Οι κατασκευαστές γενικά είτε καθορίζουν το γινόμενο ενίσχυση x εύρος διέλευσης είτε δίνουν την καμπύλη απόκρισης της ενίσχυσης ανοικτού βρόχου A_o ως προς τη συχνότητα f . Το Σχ.4.6 δείχνει την εξάρτηση της ενίσχυσης ανοικτού βρόχου ως προς τη συχνότητα για τον TE 741C. Από την καμπύλη αυτή φαίνεται ότι η ενίσχυση (A_o) είναι 200 000 (106 dB) και το εύρος διέλευσης περίπου 5 Hz, άρα το γινόμενο ενίσχυση x εύρος διέλευσης είναι 1 MHz (200 000 × 5 Hz). Στο άλλο άκρο της καμπύλης η ενίσχυση είναι 1 και η συχνότητα 1 MHz, άρα το εύρος διέλευσης είναι πάλι 1 MHz. Επομένως, το γινόμενο ενίσχυση x εύρος διέλευσης είναι σταθερό. Για τον TE 741, η **συχνότητα αποκοπής** f_1 , στην οποία η ενίσχυση A_o είναι 3 dB κάτω από την τιμή της στα 0 Hz είναι ίση με 5 Hz. Αποδεικνύεται ότι η συχνότητα αποκοπής δίνεται από τη σχέση:

$$f_{if} = (1 + \beta A_o) f_1 \quad (4.3.6)$$



Σχήμα 4.6. Καμπύλη απόκρισης κατά συχνότητα για τον TE 741

Η εξίσωση αυτή δείχνει ότι το εύρος διέλευσης μη-αναστρέφοντα ενισχυτή με TE και ανασύζευξη αυξάνει πολλαπλασιαζόμενο επί το συντελεστή $(1 + \beta A_0)$.

⇒ Παράδειγμα 4-1

Το κύκλωμα μη-αναστρέφοντα ενισχυτή του Σχ.4.5 έχει $R_1 = 4.7 \text{ K}\Omega$ και $R_2 = 12 \text{ K}\Omega$ Να βρεθεί η ολική απολαβή τάσης του ενισχυτή, η αντίσταση εισόδου, η αντίσταση εξόδου και το εύρος διέλευσής του. Δίνεται για τον 741, $R_i = 2 \text{ M}\Omega$ και $R_o = 75 \Omega$

Λύση

Έχουμε:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{12}{4.7} = 1 + 2.6 = 3.6$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{4.7}{4.7 + 12} = \frac{4.7}{16.7} = 0.28$$

$$1 + \beta A_0 = 1 + 0.28 \times 2 \times 10^5 \cong 5600$$

Άρα,

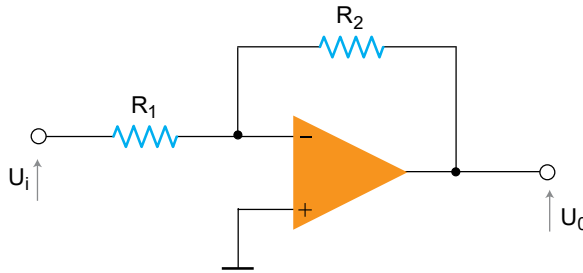
$$R_{if} = R_i (1 + \beta A_0) = 2 \text{ M}\Omega \times 56000 = 112000 \text{ M}\Omega = 112 \text{ G}\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_0}{1 + \beta A_0} = \frac{75 \Omega}{56000} = 1.34 \times 10^{-3} \Omega = 1.34 \text{ m}\Omega$$

$$f_{1f} = (1 + \beta A_0) f_1 = 56000 \times 5 \text{ Hz} = 280 \text{ kHz}$$

4.4 Ενισχυτής με αναστροφή

Το Σχ.4.7 δείχνει το κύκλωμα του (κλειστού βρόχου) ΤΕ συνδεσμοποιημένος ως αναστρέφων ενισχυτής. Το κύκλωμα αυτό δημιουργεί διαφορά φάσης 180° μεταξύ του σήματος της εισόδου και της εξόδου, άρα αντιστρέφει την πολικότητα της τάσης εισόδου. Αποδεικνύεται, ότι ισχύουν οι εξής σχέσεις:



Σχήμα 4.7. ΤΕ συνδεσμολογίας ως αναστρέφων ενισχυτής

$$A_f = \frac{u_0}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{4.4.7}$$

$$R_{if} = R_1 + \frac{R_2}{1 + A_0} \parallel R_i \cong R_1 \tag{4.4.8}$$

$$R_{of} = \frac{R_0}{1 + \beta A_0} \tag{4.4.9}$$

$$f_{1f} = (1 + \beta A_0) f_1 \tag{4.4.10}$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{4.4.11}$$

⇒ Παράδειγμα 4-2

Ο ενισχυτής του Σχ.4.7 αποτελείται από τον ΤΕ 741, με $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ και $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$. Να υπολογισθεί η ενίσχυση, η αντίσταση εισόδου, η αντίσταση εξόδου και το εύρος διέλευσης συχνοτήτων του.

Λύση

Είναι:

$$A_f = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{10}{1} = -10$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{11} = 0.09$$

Άρα,

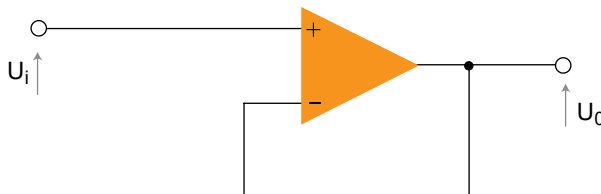
$$R_{if} \cong 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + \beta A_0} = \frac{75}{1 + 0.09 \times 2 \times 10^5} \cong \frac{75}{18000} = 4.2 \times 10^{-3} \Omega = 4.2 \text{ m}\Omega$$

$$f_{if} = (1 + \beta A_0) f_1 = 18000 \times 5 \text{ Hz} = 90 \text{ kHz}$$

4.5 Ακόλουθος τάσης

Όπως φαίνεται από την Εξ.(4.3.2) η μικρότερη ενίσχυση που μπορεί να επιτευχθεί με το μη-αναστρέφοντα ενισχυτή και είναι ίση με 1. Αυτή η περίπτωση, που συμβαίνει, όταν $R_2=0$, ο ενισχυτής όμως αυτός έχει την ικανότητα να κάνει καλή προσαρμογή αντιστάσεων. Όταν ο ενισχυτής συνδεσμοποιείται με ενίσχυση μονάδα, όπως στο Σχ.4.8, ονομάζεται **ακόλουθος τάσης**, επειδή η τάση εξόδου είναι τότε ίση και συμφασική με την τάση εισόδου, δηλαδή η τάση εξόδου "ακολουθεί" συνεχώς και επακριβώς την τάση εισόδου του.



Σχήμα 4.8. Ο ΤΕ συνδεσμοποιημένος ως ακόλουθος τάσης

Αποδεικνύεται, ότι ισχύουν οι πιο κάτω σχέσεις:

$$A_f = \frac{A_0}{1 + A_0} \cong 1 \quad (4.5.12)$$

$$R_{if} = (1 + A_0) R_i \cong A_0 R_i \quad (4.5.13)$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_0} \cong \frac{R_o}{A_0} \quad (4.5.14)$$

$$f_{1f} = (1 + A_0) f_1 \cong A_0 f_1 \quad (4.5.15)$$

Παρατηρήστε, από τις Εξ.(4.5.13) και (4.5.15), ότι (αφού πάντα $R_i \gg R_o$) η αντίσταση εισόδου του ακόλουθου τάσης θα είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίσταση εξόδου του. Άρα, ο ακόλουθος τάσης απομονώνει μια μεγάλη αντίσταση από μια μικρή. Γι' αυτό ο ακόλουθος τάσης ονομάζεται και **απομονωτής** (*buffer*). Έτσι, όταν παρεμβάλλεται μεταξύ δύο κυκλωμάτων, εξουδετερώνει τη μεγάλη αντίσταση εξόδου του πρώτου κυκλώματος και επιτρέπει τη φόρτωσή του με πολύ μικρή αντίσταση φόρτου.

⇒ Παράδειγμα 4-3

Για τον TE 741 συνδεσμολογημένο ως ακόλουθο τάσης, βρείτε τα χαρακτηριστικά του μεγέθι.

Λύση

$$A_f = 1$$

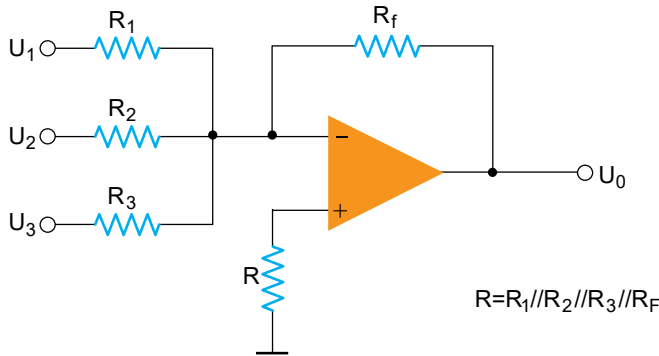
$$R_{if} = A_0 R_i = 2 \times 10^5 \times 2 \text{ M}\Omega = 400 \text{ G}\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_o}{A_0} = \frac{75}{2 \times 10^5} = 0.38 \text{ m}\Omega$$

$$f_{1f} = A_0 f_1 = 2 \times 10^5 \times 5 \text{ Hz} = 1 \text{ MHz}$$

4.6 Αθροιστής

Η ανεξαρτησία που υπάρχει μεταξύ των δύο εισόδων, (+) και (-), ενός ΤΕ επιτρέπει τη χρησιμοποίησή του σε κύκλωμα που εκτελεί άθροιση τάσεων και γι' αυτό ονομάζεται **αθροιστής**. Το Σχ.4.9 δείχνει τον ΤΕ συνδεσμο-λογημένο ως αθροιστή με τρεις εισόδους, u_1 , u_2 και u_3 . Αποδεικνύεται, ότι η τάση εξόδου του δίνεται από τη σχέση:



Σχήμα 4.9. Αθροιστής με αναστροφή

$$u_0 = - \left(\frac{R_f}{R_1} u_1 + \frac{R_f}{R_2} u_2 + \frac{R_f}{R_3} u_3 \right) \quad (4.6.16)$$

Αν $R_1 = R_2 = R_3 = R$, ο τύπος αυτός γίνεται:

$$u_0 = - \frac{R_f}{R} (u_1 + u_2 + u_3) \quad (4.6.17)$$

Άρα, η τάση εξόδου του είναι το *αρνητικό* άθροισμα (το - δείχνει απλώς διαφορά φάσης 180°) των σημάτων εισόδου επί την ενίσχυση R_f/R , και γι' αυτό ο ενισχυτής ονομάζεται **αθροιστής ενισχυτής**. Αν δε $R_f = R$ προκύπτει:

$$u_0 = - (u_1 + u_2 + u_3) \quad (4.6.18)$$

Άρα, το κύκλωμα είναι τότε απλός αθροιστής.

⇒ Παράδειγμα 4-4

Το κύκλωμα του Σχ.4.9 έχει $u_1 = 0.25 \text{ V}$, $u_2 = 0.5 \text{ V}$, $u_3 = 0.75 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = R_3 = 10 \text{ K}\Omega$ και $R_f = 6.8 \text{ K}\Omega$. Να βρεθεί η τάση εξόδου του.

Λύση

Από την Εξ.(4.6.17), θα έχουμε:

$$u_0 = -\frac{6.8}{3.3}(0.25 + 0.5 + 0.75) \cong -3.1V$$

4.7 Ενισχυτής διαφοράς

Αν, αντί της άθροισης δύο τάσεων, χρειάζεται να κάνουμε αφαίρεσή τους, χρησιμοποιείται ο ΤΕ σε κύκλωμα αφαιρέτη. Το Σχ.4.10 δείχνει το κύκλωμα του **αφαιρέτη**. Αποδεικνύεται, ότι στην έξοδο του κυκλώματος αυτού έχουμε:

$$u_0 = -\frac{R_2}{R_1}(u_2 - u_1) = -K(u_2 - u_1) \quad (4.7.19)$$

όπου,

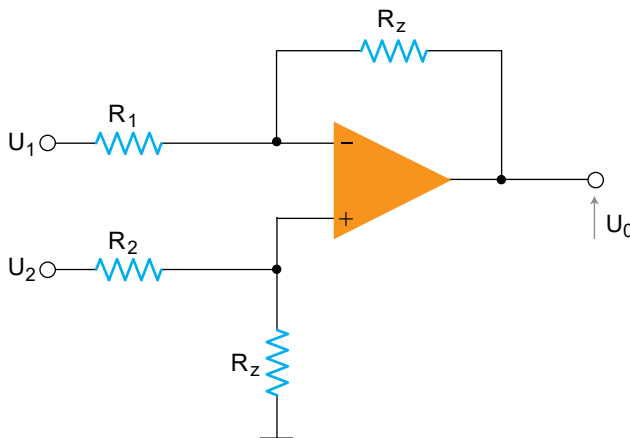
$$K = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.7.20)$$

είναι η ενίσχυση κλειστού βρόχου. Δηλαδή το κύκλωμα αυτό στην έξοδο δημιουργεί ενισχυμένη τη διαφορά των δύο τάσεων εισόδου, άρα λειτουργεί ως *αφαιρέτης ενισχυτής*.

Φυσικά, αν $R_2 = R_1$, το $K=1$ και η Εξ.(4.7.19) δίνει:

$$u_0 = -(u_2 - u_1) \quad (4.7.21)$$

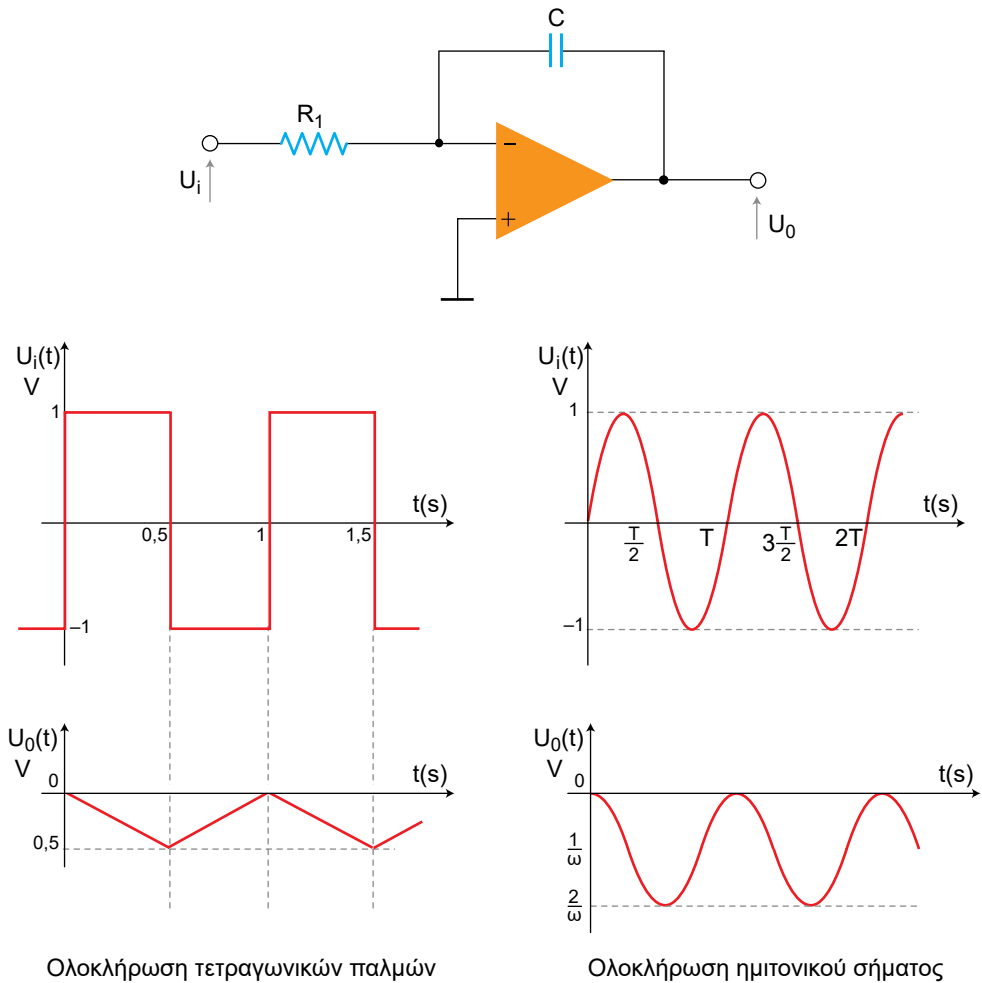
δηλαδή το κύκλωμα είναι απλός αφαιρέτης.



Σχήμα 4.10. Κύκλωμα αφαιρέτη

4.8 Ολοκληρωτής

Σε ορισμένες περιπτώσεις, όπως π.χ. στους αναλογικούς υπολογιστές, χρειάζεται να γίνεται (μαθηματική) ολοκλήρωση μιας κυματομορφής. Το κύκλωμα στο οποίο η κυματομορφή της τάσης εισόδου είναι το ολοκλήρωμα της κυματομορφής της τάσης εξόδου του ονομάζεται **ολοκληρωτής ή ολοκληρωτής ενίσχυτης**. Το κύκλωμα αυτό δημιουργείται από το βασικό κύκλωμα ενίσχυσης του Σχ.4.7 αν αντικαταστήσουμε την αντίσταση ανασύζευξης R_2 με τον πυκνωτή C . Σχ.4.11.



Σχήμα 4.11. Κύκλωμα ολοκληρωτή

Αποδεικνύεται, ότι η τάση εξόδου του ολοκληρωτή που εξετάζουμε, δίνεται από τη σχέση:

$$u_0 = -\frac{1}{T} \int_0^t u_i dt + c \tag{4.8.22}$$

όπου

$$T = R_2 C \tag{4.8.23}$$

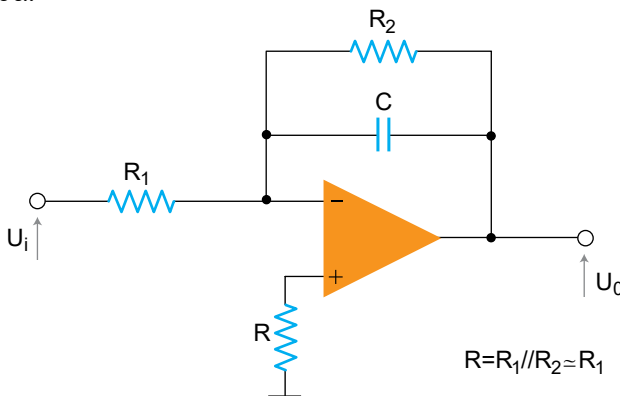
είναι η σταθερά χρόνου του ολοκληρωτή και c είναι η σταθερά ολοκλήρωσης.

Για να κάνει το κύκλωμα σωστή ολοκλήρωση της κυματομορφής εισόδου πρέπει η διάρκεια του παλμού εισόδου t_p να είναι πολύ μικρότερη από τη σταθερά χρόνου τ του ολοκληρωτή. Στην πράξη το τ πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση:

$$t_p \ll \frac{T}{10} \tag{4.8.24}$$

Η Εξ. (4.8.22) δείχνει ότι η τάση εξόδου είναι ανάλογη του χρονικού ολοκληρώματος της τάσης εισόδου και αντιστρόφως ανάλογη της σταθερά χρόνου τ . Το μείον οφείλεται στη διαφορά φάσης 180° που δημιουργεί η αναστρέφουσα συνδεσμολογία του ΤΕ.

Σε πολύ χαμηλές συχνότητες $\omega = 2\pi f \cong 0$) ο ολοκληρωτής αυτός λειτουργεί σαν ενισχυτής ανοικτού βρόχου. Αυτό συμβαίνει, επειδή τότε ο πυκνωτής C δρα σαν ανοικτό κύκλωμα ($X_C = 1 / \omega C = \infty$). Για το λόγο αυτό, στον πρακτικό ολοκληρωτή, για να εξουδετερώσουμε το μειονέκτημα αυτό, συνδέουμε μια αντίσταση R_2 παράλληλα στη χωρητικότητα ανασύζευξης C, Σχ.4.12. Έτσι η αντίσταση αυτή περιορίζει την ενίσχυση χαμηλής συχνότητας στην τιμή R_2 / R_1 και συνεπώς ελαχιστοποιεί τις μεταβολές της τάσης εξόδου σε λογικά επίπεδα.



Σχήμα 4.12. Πρακτικό κύκλωμα ολοκληρωτή με ΤΕ

Ο ολοκληρωτής χρησιμοποιείται στους αναλογικούς υπολογιστές, στους μετατροπείς αναλογικών σημάτων προς ψηφιακά (ADC) και στα κυκλώματα μορφοποίησης παλμών.

⇒ Παράδειγμα 4-5

Θα υπολογίσουμε ολοκληρωτή, όταν αυτός διεγείρεται από συμμετρικό τετραγωνικό παλμό πλάτους 5 V και συχνότητας 1 kHz.

Λύση

Η περίοδος του σήματος εισόδου είναι:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^3} = 10^{-3} \text{ sec} = 1 \text{ msec}$$

Άρα, η διάρκεια του παλμού εισόδου, επειδή είναι συμμετρικός, είναι:

$$t_p = \frac{T}{2} = \frac{1}{2} \text{ msec} = 0.5 \text{ msec}$$

Κατά τις Εξ.(4.8.23) και (4.8.24), η απαιτούμενη σταθερά χρόνου θα είναι:

$$\tau = 10t_p = R_1 C$$

Αν δεχθούμε $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$, έχουμε:

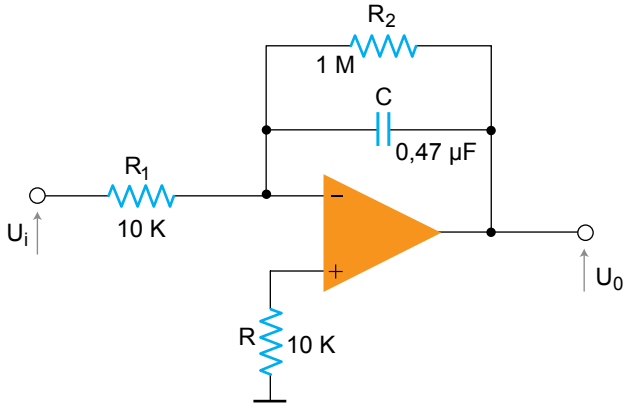
$$C = \frac{10t_p}{R_1} = \frac{10 \times 0.5 \times 10^{-3}}{10^4} \cong 0.47 \mu\text{F}$$

Εξ' άλλου, δεχόμαστε $R_2 = 100R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, οπότε η ενίσχυση του ολοκληρωτή στις πολύ Χ.Σ. θα είναι:

$$\frac{R_2}{R_1} = 100$$

που είναι μια λογική τιμή.

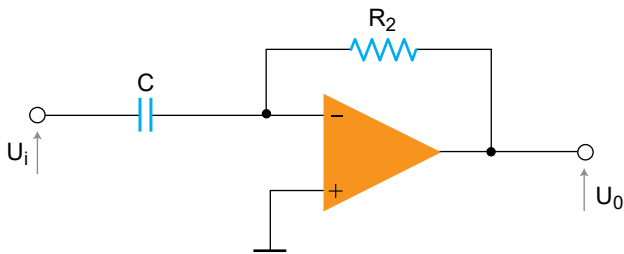
Το Σχ.4.13 δείχνει τον τελικό ολοκληρωτή που υπολογίσαμε.



Σχήμα 4.13. Πρακτικός ολοκληρωτής του παραδείγματος

4.9 Διαφοριστής

Μερικές φορές μας χρειάζεται ένα κύκλωμα το οποίο να εκτελεί παραγωγή, άρα και *διαφύση* της κυματομορφής εισόδου του και γι' αυτό ονομάζεται **διαφοριστής**. Ένα τέτοιο κύκλωμα εικονίζεται στο Σχ.4.14. Όπως παρατηρούμε ο διαφοριστής δημιουργείται από τον αναστρέφοντα ενισχυτή, αν στη θέση της R1 βάλουμε έναν πυκνωτή C.



Σχήμα 4.14. Κύκλωμα διαφοριστή με TE

Αποδεικνύεται, ότι σ' ένα τέτοιο κύκλωμα, η κυματομορφή της τάσης εξόδου δίνεται από τη χρονική παράγωγο της κυματομορφής εισόδου, δηλ.

$$u_0 = -T \frac{du_i}{dt} \tag{4.9.25}$$

όπου το τ είναι η σταθερά χρόνου

$$\tau = R_2 C \quad (4.9.26)$$

Για να έχουμε καλή διαφώριση πρέπει η διάρκεια του παλμού εισόδου t_p να είναι πολύ μεγαλύτερη από τη σταθερά χρόνου του κυκλώματος, δηλ. $t_p \gg \tau$. Στην πράξη πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη:

$$t_p = 10 \tau \quad (4.9.27)$$

Στη συνήθη πρακτική, ο διαφοριστής με ΤΕ δε είναι ακριβώς όπως δείχνει το Σχ.4.14, επειδή είναι ευαίσθητος στο θόρυβο, σ' αυτόν που οφείλεται σε μεταβατικά φαινόμενα από άνοιγμα και κλείσιμο διακοπών. Μολονότι το πλάτος του θορύβου μπορεί να είναι πολύ μικρό, ο ρυθμός μεταβολής (du_i / dt) είναι συχνά μεγάλος κι έτσι στην έξοδο μπορεί να έχουμε πολύ μεγάλες και ανεπιθύμητες διακυμάνσεις.

Για να αποφύγουμε όλα αυτά, συνδέουμε μια μικρή αντίσταση R_1 (τυπικής τιμής μεταξύ 100 Ω έως 1 ΚΩ) σε σειρά με τον πυκνωτή C κι ένα μικρό πυκνωτή C_2 , τυπικής τιμής 100 pF στα άκρα της R_2 .

⇒ Παράδειγμα 4-6

Θα υπολογίσουμε κύκλωμα διαφώρισης με ΤΕ που διεγείρεται από συμμετρικό παλμό πλάτους 1 V και συχνότητας 1 kHz.

Λύση

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^3} = 1 \text{ msec}, \text{ \acute{a}\rho\alpha \ } t_p = \frac{T}{2} = 0.5 \text{ msec}$$

Από τις Εξ.(4.9.26) και (4.9.27) έχουμε:

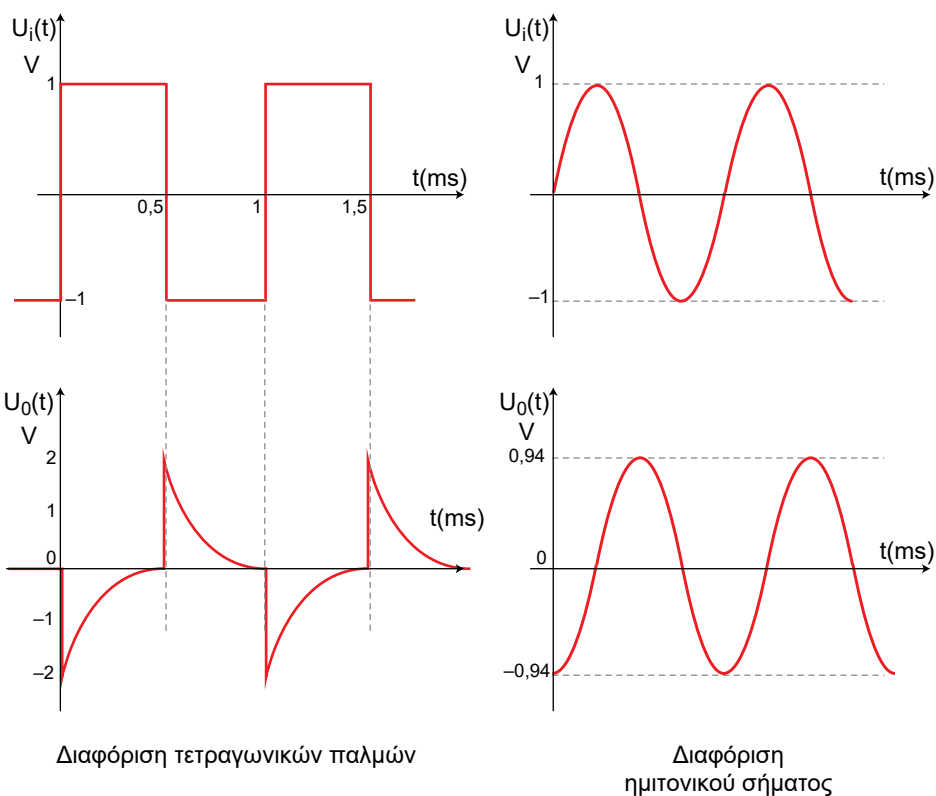
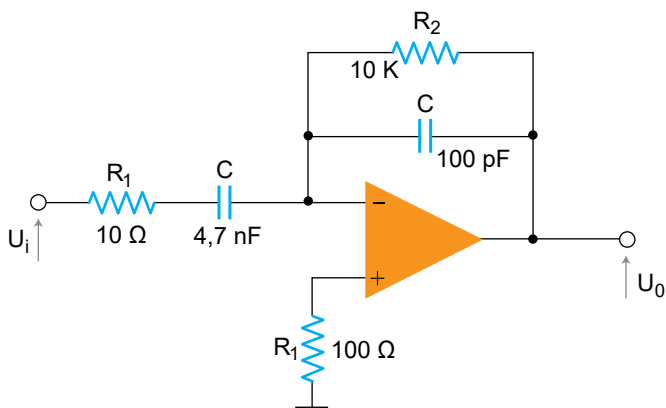
$$t_p = 10\tau = 10 R_2 C, \text{ \acute{a}\rho\alpha \ } C = \frac{t_p}{10R_2}$$

Δεχόμαστε $R_2 = 10 \text{ Κ}\Omega$, επομένως

$$C = \frac{0.5 \times 10^{-3}}{10 \times 10^4} = 0.5 \times 10^{-8}, \text{ \acute{a}\rho\alpha \ } C = 4.7 \text{ nF.}$$

Τέλος, συμπληρώνουμε με $R_1 = 100 \Omega$ και $C_2 = 100 \text{ pF}$.

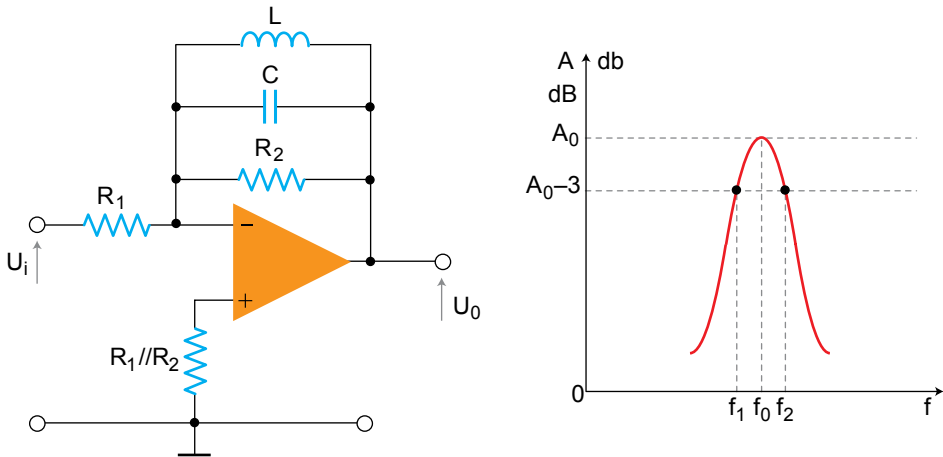
Το Σχ.4.15 δείχνει το διαφοριστή που υπολογίσαμε και τις κυματομορφές εξόδου του για δύο περιπτώσεις της κυματομορφής εισόδου.



Σχήμα 4.15. Πρακτικό κύκλωμα διαφορίσης του παραδείγματος και κυματομορφές εξόδου του

4.10 Συντονιζόμενος ενισχυτής

Ο **συντονιζόμενος ενισχυτής** είναι ένας ενισχυτής που μπορεί να συντονίζεται, άρα να έχει μέγιστη ενίσχυση, σε κάποια συχνότητα και αποτελείται από ένα παράλληλο δικτύωμα συντονισμού LC συνδυασμένο με έναν ΤΕ, όπως στο Σχ.4.16. Στο ίδιο σχήμα εικονίζεται και η καμπύλη απόκρισής του κατά συχνότητα.



Σχήμα 4.16. Συντονιζόμενος ενισχυτής

Η **συχνότητα συντονισμού** ή **συχνότητα κορυφής** που αντιστοιχεί στην κορυφή (μέγιστο) της καμπύλης απόκρισης συχνότητας, καθορίζεται από το συνδυασμό των L και C και δίνεται από τον τύπο

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.10.28)$$

Το πηνίο L στη συχνότητα συντονισμού $\omega_0 = 2\pi f_0$, χαρακτηρίζεται από ένα συντελεστή ποιότητας $Q_{\pi\eta\nu} = \omega_0 L / r$, όπου r είναι η ωμική αντίστασή του. Για να ισχύει με ακρίβεια η Εξ.(4.10.28) θα πρέπει $Q_{\pi\eta\nu} \geq 10$.

Η σύνθετη αντίσταση του παράλληλου κυκλώματος αυξάνεται όσο πλησιάζουμε στο συντονισμό και γίνεται μέγιστη στη συχνότητα συντονισμού. Επομένως, η ενίσχυση (απολαβή τάσης) του ενισχυτή στο συντονισμό θα είναι επίσης μέγιστη δίνεται και από τη σχέση:

$$A = -\frac{R_2 // R_D}{R_1} \quad (4.10.29)$$

όπου, R_D η ισοδύναμη δυναμική αντίσταση του παράλληλου κυκλώματος, η οποία είναι:

$$R_D = Q_{\pi\eta\nu}^2 r \quad (4.10.30)$$

Το εύρος διέλευσης συχνοτήτων του συντονιζόμενου ενισχυτή βρίσκεται από τη σχέση:

$$BW = \frac{f_0}{Q_D} \quad (4.10.31)$$

όπου Q_D είναι το λεγόμενο **δυναμικό Q** του παράλληλου κυκλώματος συντονισμού LC, που είναι

$$Q_D = \frac{R_2 \parallel R_D \parallel X_L}{\omega_0 L} \quad (4.10.32)$$

⇒ Παράδειγμα 4-7

Το κύκλωμα του Σχ.4.16 έχει ενίσχυση 10 και συχνότητα συντονισμού 16 kHz. Βρείτε τις τιμές των υπόλοιπων στοιχείων του αν, $C = 0.01 \mu\text{F}$, $r = 30 \Omega$, $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$.

Λύση

Κατ' αρχή, χρησιμοποιούμε την Εξ.(4.10.28) και υπολογίζουμε το L:

$$L = \frac{1}{(2\pi \times f_0)^2 C} = \frac{1}{(2\pi \times 1.6 \times 10^4)^2 \times 1 \times 10^{-8}} \cong 10 \text{ mH}$$

Ο συντελεστής $Q_{\pi\eta\nu}$ του πηνίου είναι:

$$Q_{\pi\eta\nu} = \frac{X_L}{r} = \frac{2\pi \times f_0 \times L}{r} = \frac{2\pi \times 1.6 \times 10^4 \times 10 \times 10^{-3}}{30} = 33.5$$

και

$$R_D = Q_{\pi\eta\nu}^2 r = 33.5^2 \times 30 = 33.7 \text{ K}\Omega$$

Τέλος, υπολογίζουμε την R_2 χρησιμοποιώντας την Εξ.(4.10.29), η οποία δίνει

$$R_2 // R_D = R_1 \times A_f = 1000 \times 10 = 10^4$$

$$\frac{1}{R_2} = 10^{-4} - \frac{1}{R_D} = 10^{-4} - \frac{1}{3.37 \times 10^4} = 10^{-4} - 2.98 \times 10^{-5} \cong 7 \times 10^{-5} \text{ S}$$

Συνεπώς,

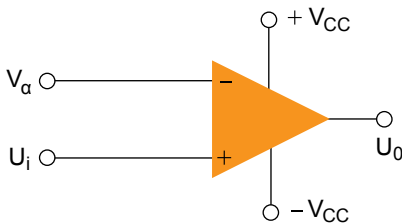
$$R_2 \cong 10 \text{ K}\Omega$$

4.11 Συγκριτής

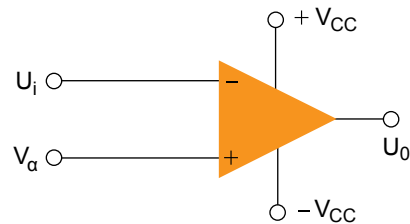
Μερικές φορές είναι απαραίτητο να συγκρίνουμε δύο τάσεις για να προσδιορίσουμε ποια είναι η μεγαλύτερη ή να καθορίσουμε ένα κατώφλι λειτουργίας. Ένα παράδειγμα είναι ο ηλεκτρονικός θερμοστάτης που μετατρέπει τη θερμοκρασία σε τάση. Όταν η τάση που αντιστοιχεί στη θερμοκρασία του δωματίου είναι η μικρότερη τάση της επιθυμητής θερμοκρασίας και αντιστοιχεί σε ορισμένη θέση-κατώφλιο του θερμοστάτη, το σύστημα δημιουργεί ένα σήμα διαφοράς που θέτει σε λειτουργία το καλοριφέρ.

Η συνθετότερη περίπτωση είναι ο **συγκριτής κόρου**, που είναι ένας διαφορικός ενισχυτής με ΤΕ και εικονίζεται στο Σχ.4.17. Όταν η τάση εισόδου u_i είναι μεγαλύτερη από την τάση αναφοράς V_a ($u_i > V_a$) η τάση εξόδου είναι θετική, ενώ αν η $u_i < V_a$, η τάση εξόδου είναι αρνητική. Επειδή ως γνωστό, ο ΤΕ έχει μεγάλη ενίσχυση η έξοδος οδηγείται αμέσως στον κόρο.

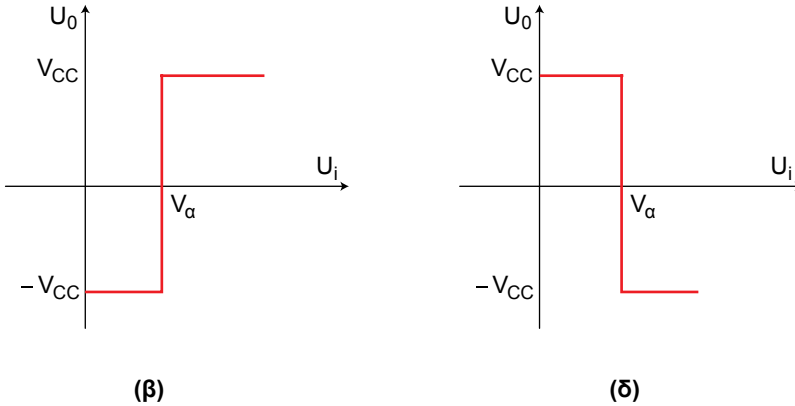
Έτσι, η τάση εξόδου παίρνει τη θετική τιμή κόρου, ίση με τη μια τάση τροφοδοσίας $+V_{CC}$, ή την αρνητική τιμή κόρου, ίση με την άλλη τάση τροφοδοσίας $-V_{CC}$, ανάλογα με το αν $u_i > V_a$ ή $u_i < V_a$, Σχ.4.17 β. Η αντιστοίχιση αυτή μπορεί να λειτουργεί και αντίστροφα, Σχ.4.17γ, δ.



(α)



(γ)



Σχήμα 4.17. Συγκριτής κόρου με TE

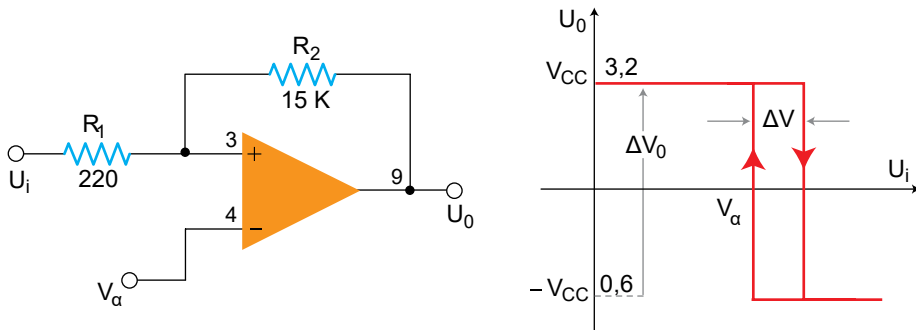
Όταν η είσοδος μεταβάλλεται περνώντας από την τάση αναφοράς V_{α} , δημιουργείται στην έξοδο μια μετάβαση από τη μια τιμή/κατάσταση στην άλλη, μόλις η τάση εισόδου u_i διέρχεται από τον άξονα της τάσης V_{α} . Δηλαδή, τη μια χρονική στιγμή η τάση εισόδου μπορεί να είναι μικρότερη από την τάση αναφοράς, ενώ την επόμενη στιγμή συμβαίνει το αντίθετο. Στην ιδανική περίπτωση, η έξοδος θα άλλαζε ακαριαία από τη θετική τιμή της τάσης κόρου, $V_+ = V_{CC}$ στην αρνητική της τιμή $V_- = -V_{CC}$. Στην πράξη όμως, απαιτείται πάντα ένας μικρός χρόνος για να αλλάξει κατάσταση ο TE. Ο χρόνος αυτός καλείται **χρόνος απόκρισης** t_r και οφείλεται στα φαινόμενα παρασιτικής χωρητικότητας του κυκλώματος. Τυπική τιμή αυτού του χρόνου απόκρισης είναι λίγα μs . Πχ. στον TE 741 ο χρόνος αυτός είναι γύρω στα 40 μs .

Προκειμένου να επιτευχθούν ειδικές επιδόσεις, κατασκευάζονται *ειδικοί συγκριτές*. Τέτοιοι είναι ο συγκριτής 710 που είναι TE ειδικά σχεδιασμένος για να έχει πολύ μικρό χρόνο απόκρισης, είναι μικρότερος από 40 ns και λειτουργεί με τάσεις τροφοδοσίας +12 V και -6 V. Η έξοδός του μεταπηδά μεταξύ +3.2 V και -0.6 V, ώστε να μπορεί να λειτουργεί με λογικά συστήματα TTL και DTL.

Μερικές φορές, μπορεί να υπάρχει στους συγκριτές το λεγόμενο πρόβλημα “τρέμουλου” είναι ιδιαίτερα σημαντικό αν το σήμα εισόδου έχει αρκετό θόρυβο. Στην περίπτωση αυτή αντί να έχουμε μια άμεση και απλή μετάβαση από τη μια κατάσταση στην άλλη, όταν η u_i περνάει την τάση V_{α} , μπορεί να εμφανιστεί μια γρήγορη ταλάντωση από τη μια κατάσταση στην άλλη. Το

φαινόμενο αυτό αποφεύγεται αν δημιουργήσουμε μια **υστέρηση** ΔV στη χαρακτηριστική του συγκριτή.

Τα παραπάνω γίνονται κατανοητά με το Σχ.4.18 που δείχνει το συγκριτή 710 με υστέρηση 50 mV. Όπως παρατηρούμε στη μη αναστρέφουσα είσοδο του διαφορικού ενισχυτή, εφαρμόζεται θετική ανασύζευξη μέσω της οποίας καθορίζεται ακριβώς η επιφερόμενη υστέρηση. Όταν η έξοδος του συγκριτή αλλάζει κατάσταση, η επίδραση της θετικής ανασύζευξης προκαλεί μεταβολή της τάσης αναφοράς, τέτοια ώστε να χρειάζεται μια σχετικά μεγάλη μεταβολή του σήματος εισόδου για να αναστραφεί η κατάσταση της εξόδου. Έτσι, το πλάτος των ενδεχομένων διακυμάνσεων της τάσης εισόδου δεν επαρκεί για να εκδηλωθούν οι ταλαντώσεις “τρέμουλου”.



Σχήμα 4.18. Συγκριτής υστέρησης

Η υστέρηση του συγκριτή δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta V = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Delta V_0 \quad (4.11.33)$$

όπου ΔV_0 είναι η διαφορά μεταξύ των δύο καταστάσεων της τάσης εξόδου, δηλ. $\Delta V_0 = V_+ - V_-$.

Αντικαθιστώντας τις αριθμητικές τιμές του κυκλώματος, προκύπτει:

$$\Delta V = \frac{0.220}{0.220 + 15} 3.8V \cong 50 \text{ mV}$$

4.12 Λόγος κοινού τρόπου

Κανονικά ο ΤΕ χρησιμοποιείται για να ενισχύει τη διαφορά μεταξύ των σημάτων των δυο εισόδων του. Επομένως, λειτουργεί με το **διαφορικό τρόπο**. Δε θα πρέπει λοιπόν να ενισχύει τα σήματα, π.χ. τάσεις θορύβου, που εμφανίζονται ταυτόχρονα και στις δύο εισόδους του και συνεπώς αυτά δεν εμφανίζονται στην έξοδό του.

Το κύκλωμα του Σχ.4.19 δείχνει τις δυο εισόδους του ΤΕ συνδεδεμένες μαζί και διεγερόμενες από το *κοινό σήμα* u_{cm} . Αυτός ο τρόπος σύνδεσης λέγεται “κοινός τρόπος”. Στην ιδανική περίπτωση η αντίστοιχη έξοδος θα είναι μηδέν. Στην πράξη όμως αυτό δε συμβαίνει. Ο λόγος της τάσης εξόδου κοινού τρόπου, ενός πραγματικού ΤΕ, προς την αντίστοιχη τάση εισόδου είναι η *ενίσχυση τάσης κοινού τρόπου*, $A_{cm} = u_o / u_{cm}$. Για να χαρακτηρισθεί το πόσο πολύ πλησιάζει ένας πραγματικός ΤΕ τη συμπεριφορά ενός ιδανικού ΤΕ από πλευράς λειτουργίας κοινού τρόπου χρησιμοποιείται ο **λόγος κοινού τρόπου απόρριψης** (Common Mode Rejection Ratio), που ορίζεται ως ο λόγος της ενίσχυσης dc ανοικτού βρόχου, A_o , προς την ενίσχυση κοινού τρόπου, δηλ.

$$CMRR = \frac{|A_o|}{|A_{cm}|} \quad (4.12.34)$$

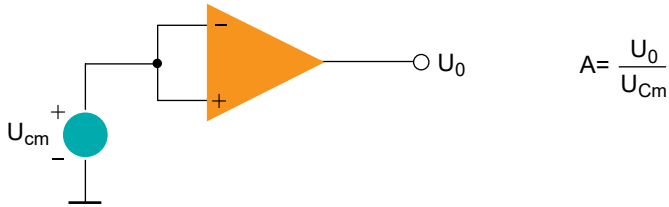
ή, σε dB,

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{|A_o|}{|A_{cm}|} \right) \quad (4.12.35)$$

Τυπικές τιμές του CMRR είναι μεταξύ 80 έως 100 dB.

□ Όσο μεγαλύτερος είναι ο λόγος CMRR τόσο περισσότερο ιδανικός είναι ο ΤΕ.

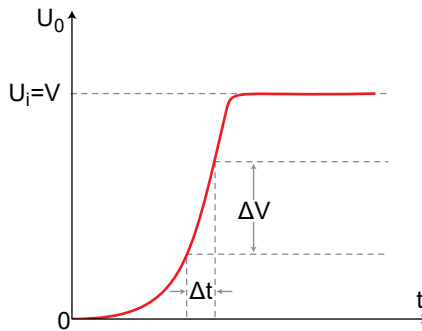
Με κατάλληλη κυκλωμάτωση είναι δυνατό να αυξηθεί πολύ ο λόγος CMRR. Τέτοια είναι η περίπτωση του διαφορικού ενισχυτή του Σχ.4.10, όπου ο λόγος κοινού τρόπου αναμένεται να είναι άπειρος. Στην πράξη όμως, επειδή οι αντιστάσεις έχουν ανοχή στις τιμές τους, ο CMRR δεν είναι άπειρος, αλλά απλώς μεγάλος.



Σχήμα 4.19. TE συνδεσμολογημένος σαν κοινού τρόπου

4.13 Ρυθμός κλίσης

Επειδή ο πρακτικός TE έχει απόκριση συχνότητας που εξαρτάται από τη συχνότητα, η έξοδος του δεν είναι βηματική τάση, όταν η είσοδος του, είναι βηματική, Σχ.4.20. Αυτό οφείλεται στη μικρή εσωτερική χωρητικότητα του TE.



Σχήμα 4.20. Ρυθμός κλίσης TE

Ο ρυθμός κλίσης (Slew Rate, SR) ορίζεται από το πιο πάνω σχήμα και είναι:

$$SR = \frac{\Delta u_0}{\Delta u_i} \quad (4.13.36)$$

Αποδεκνύεται, ότι η μέγιστη συχνότητα με την οποία δουλεύει ικανοποιητικά ο TE δίνεται από τη σχέση:

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi \times K \times u_i} \quad (4.13.37)$$

όπου,

SR = είναι ο ρυθμός κλίσης

K = είναι η ενίσχυση του ενισχυτή

u_i = η τάση εισόδου από κορυφή σε κορυφή (p-p).

⇒ Παράδειγμα 4-8

Ο 741 έχει SR = 0.5 V / μ s και διεγείρεται από τάση εισόδου 1 V και έχει ενίσχυση 5. Να βρεθεί η μέγιστη συχνότητα που μπορεί να δουλέψει σωστά ο TE.

Λύση

$$f_{\max} = \frac{0.5 \text{ V} / 10^{-6}}{2\pi \times 5 \times 1 \text{ V}} = \frac{0.5}{10\pi \times 10^{-6}} \cong 16 \text{ KHz}$$

4.14 Αντισταθμίσεις στον TE

Οι τελεστικοί ενισχυτές δεν είναι ιδανικοί και για το λόγο αυτό, όταν τους χρησιμοποιούμε σε εφαρμογές dc πρέπει να λάβουμε ορισμένα επιπρόσθετα μέτρα, όπως θα δούμε αμέσως πιο κάτω.

4.14.1 Τάση Αντιστάθμισης Εισόδου

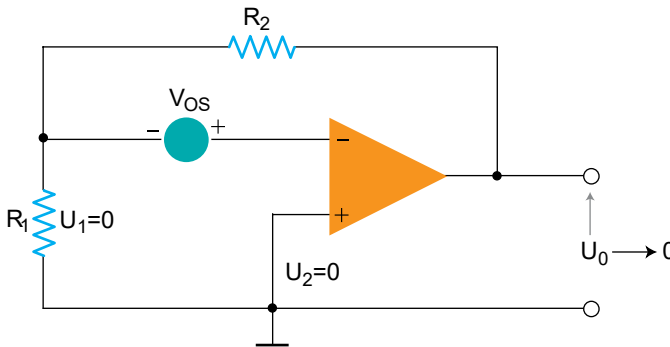
Η τάση εξόδου ενός ιδανικού τελεστικού ενισχυτή θα πρέπει να είναι μηδέν, όταν και στις δυο εισόδους του, στην (-) και στην (+), το σήμα είναι μηδέν, δηλαδή για μηδέν τάση εισόδου να έχουμε μηδέν τάση εξόδου. Στην πράξη όμως, δεν είναι ακριβώς έτσι· η απόκλιση από τη μηδενική τιμή ονομάζεται **τάση αντιστάθμισης** εξόδου. Βασικά αυτό οφείλεται στην έλλειψη συμμετρίας των βαθμίδων εισόδου του TE. Για το λόγο αυτό θα πρέπει να λάβουμε πρόνοια, ώστε να αποκατασταθεί η μηδενική τάση εξόδου για μηδενικές τάσεις εισόδου.

Στα δεδομένα του κατασκευαστή των TE αναφέρεται σαν **τάση αντιστάθμισης εισόδου** V_{offset} ή V_{os} και είναι η τάση που πρέπει να εφαρμοσθεί σε μια από τις εισόδους του ή σε κάποια άλλα καθορισμένα σημεία του TE, ώστε να αποκατασταθεί η μηδενική τάση εξόδου για μηδενικό σήμα εισόδου. Το Σχ.4.21 δείχνει την τάση αντιστάθμισης που παριστάνεται με μια τάση στην

είσοδο (-), με βραχυκυκλωμένες τις τάσεις εισόδου. Η τάση εξόδου που οφείλεται στην τάση αντιστάθμισης (offset), Σχ.4.21, είναι:

$$V_0 \cong -V_{os} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4.14.38)$$

Η σχέση αυτή εφαρμόζεται είτε ο ενισχυτής είναι συνδεδεμένος ως αναστροφέας είτε όχι και δίνει την τάση εξόδου αντιστάθμισης από την τάση εισόδου αντιστάθμισης που δίνει ο κατασκευαστής.



Σχήμα 4.21. Τάση αντιστάθμισης εισόδου TE

Η τάση αντιστάθμισης εισόδου είναι μερικά mV. Επειδή ο ενισχυτής κάνει ενίσχυση (ενίσχυση του κλειστού βρόχου) εμφανίζεται η τάση αυτή στην έξοδο του TE ενισχυμένη. Η τάση αυτή μεταβάλλεται σε πλάτος και σε πρόσημο (- ή +) από τον ένα ενισχυτή σε άλλο, του ίδιου τύπου TE. Επίσης, το πλάτος της τάσης αντιστάθμισης εισόδου υπόκειται σε ολίσθηση, η οποία είναι συνάρτηση της θερμοκρασίας, του χρόνου καθώς και της τάσης τροφοδοσίας.

Η μέγιστη τάση αντιστάθμισης εισόδου για τους φθηνούς TE $\mu A709$, $\mu A740$ και $\mu A741$ είναι 7.5 mV, 100 mV και 6 mV, αντίστοιχα.

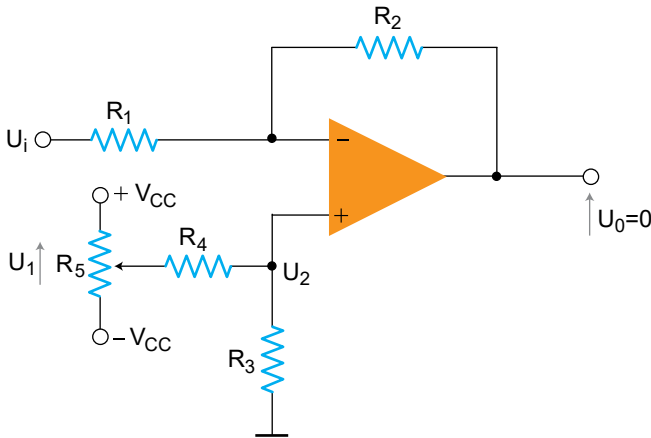
⇒ Παράδειγμα 4-9

Αν οι αντιστάσεις ενός ενισχυτή χωρίς αναστροφή είναι $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ και $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$, να βρεθεί η τάση αντιστάθμισης εξόδου, αν ο TE είναι ο 741.

Λύση

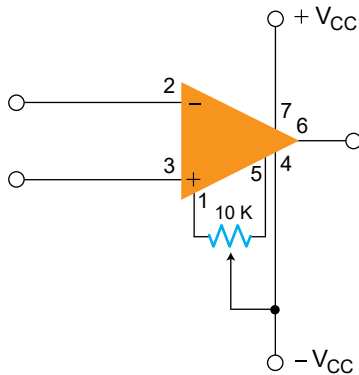
$$|V_0| = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{os} = \left(1 + \frac{100}{1}\right) 6\text{mV} = 606\text{mV} \cong 0.61\text{V}$$

Είναι λοιπόν φανερό, ότι αν δεν αντισταθμίσουμε την τάση αντιστάθμισης θα έχουμε σοβαρό πρόβλημα στην έξοδο. Το Σχ.4.22 δείχνει τον τρόπο που κάνουμε αντιστάθμιση στον ΤΕ. Η θετική και η αρνητική τάση του ποτενσιόμετρου διορθώνει την τάση αντιστάθμισης είτε είναι αρνητική είτε θετική.



Σχήμα 4.22. Ρύθμιση τάσης αντιστάθμισης στον ΤΕ

Ο ΤΕ 741 έχει δυο ειδικούς ακροδέκτες (οι ακροδέκτες 1 και 5) για αντιστάθμιση τάσης και η αντιστάθμιση γίνεται με τον τρόπο που δείχνει το Σχ. 4.23, δηλ. ρυθμίζοντας το ποτενσιόμετρο μέχρις ότου η τάση εξόδου γίνει μηδέν για μηδενικές τάσεις εισόδου.



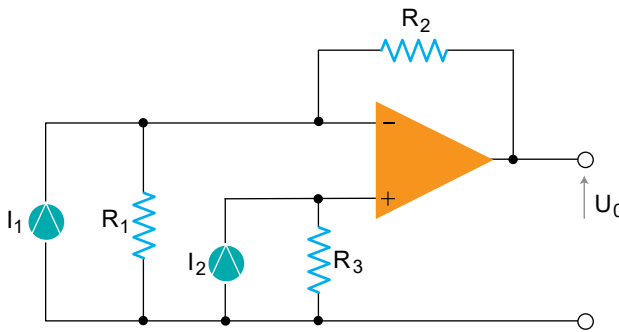
Σχήμα 4.23. Αντιστάθμιση τάσης του ΤΕ 741

4.14.2 Ρεύμα Εισόδου Πόλωσης & Ρεύμα Αντιστάθμισης Εισόδου

Όλοι οι πρακτικοί ΤΕ έχουν άλλο ένα περιορισμό· θα πρέπει και στις δυο εισόδους του να εισέρχεται ένα σταθερό ρεύμα, ώστε να δίνει τις σωστές συνθήκες πόλωσης των εσωτερικών στοιχείων του ενισχυτή. Το ρεύμα αυτό δεν πρέπει να συγχέεται με οποιοδήποτε *σήμα ρεύματος* που πιθανόν να εισέρχεται στους ακροδέκτες του ενισχυτή.

Τα ρεύματα πόλωσης I_1 και I_2 παριστάνονται στο Σχ.4.24 και εισέρχονται στις δυο εισόδους του ενισχυτή. Η διαφορά $I_2 - I_1$ ονομάζεται **ρεύμα αντιστάθμισης** I_{offset} . Αποτέλεσμα του ρεύματος πόλωσης είναι να έχουμε τάση στην έξοδο, τάση V_0 . Η τάση αυτή αποτελείται από δυο συνιστώσες και δίνεται από τη σχέση:

$$|V_0| = I_2 R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - I_1 R_2 \quad (4.14.39)$$



Σχήμα 4.24. Πόλωση εισόδου και ρεύματα πόλωσης

Για να είναι η τάση εξόδου μηδέν αποδεικνύεται, ότι πρέπει να ισχύει η σχέση:

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.14.40)$$

Στην περίπτωση αυτή η τάση εξόδου γίνεται:

$$V_0 = (I_2 - I_1) R_2 = I_{\text{offset}} R_2 \quad (4.14.41)$$

Οι τυπικές τιμές των ρευμάτων αντιστάθμισης των ΤΕ 709, 740 και 741 είναι αντίστοιχα 100 nA, 60 pA και 20 nA, αντίστοιχα.

⇒ **Παράδειγμα 4-10**

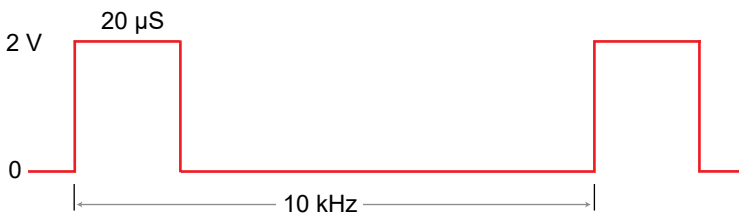
Αν η $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$ και ο ΤΕ είναι ο 741, να βρεθεί η τάση αντιστάθμισης εξόδου, λόγω ρεύματος αντιστάθμισης.

Λύση

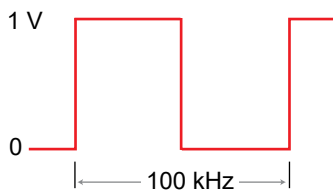
$$V_o = I_{\text{offset}} R_2 = 20 \times 10^{-9} \times 1 \times 10^3 \text{ V} = 20 \times 10^{-6} \text{ V} = 20 \text{ }\mu\text{V}$$

ΑΣΚΗΣΕΙΣ

- 4-1. Ένας μη-αναστρέφων ενισχυτής με τον ΤΕ 741 έχει: $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$. Να υπολογισθεί η ενίσχυση, η αντίσταση εισόδου και εξόδου του.
- 4-2. Ένας αναστρέφων ενισχυτής με τον ΤΕ 741 έχει: $R_1 = 6.8 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 82 \text{ K}\Omega$. Να υπολογισθεί η ενίσχυση και η αντίσταση εισόδου και εξόδου του.
- 4-3. Να βρεθεί η ενίσχυση και η αντίσταση εισόδου και εξόδου ενός ακόλουθου τάσης με ΤΕ που έχει $A_0 = 5000$, $R_i = 10 \text{ M}\Omega$ και $R_o = 200 \text{ }\Omega$.
- 4-4. Ένας αθροιστής τεσσάρων εισόδων έχει $u_1 = 1.25 \text{ V}$, $u_2 = 2 \text{ V}$, $u_3 = 0.5 \text{ V}$, $u_4 = 0.25 \text{ V}$ και $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_f = 39 \text{ K}\Omega$. Να υπολογισθεί η τάση εξόδου του.
- 4-5. Να υπολογισθεί ολοκληρωτής που διεγείρεται από τον πιο κάτω παλμό και να σχεδιαστεί η κυματομορφή εξόδου του.



- 4-6. Να υπολογισθεί διαφοριστής που διεγείρεται από τον πιο κάτω παλμό και να σχεδιασθεί η κυματομορφή εξόδου του.



- 4-7. Να υπολογισθεί συντονιζόμενος ενισχυτής με ενίσχυση 7 και συχνότητα συντονισμού 10 kHz. Θεωρήστε $C=0.022 \mu\text{F}$ και το πηνίο που θα χρησιμοποιήσετε έχει ωμική αντίσταση ίση με $r=47 \Omega$.
- 4-8. Συγκριτής με υστέρηση, κατά το υπόδειγμα του Σχ.4.18, έχει τάση αναφοράς 0 V. Με τη βοήθεια δύο αντιστάσεων που έχουν λόγο $R_2 / R_1 = 199$ επιτυγχάνεται υστέρηση 50 mV. Μεταξύ ποιων τιμών θα μεταπηδά η τάση εξόδου του συγκριτή, αν αυτές είναι συμμετρικές ως προς το μηδέν; Επίσης, να σχεδιασθεί και το πρακτικό κύκλωμα για $R_1 = 4.7 \text{ K}\Omega$.
- 4-9. Ο ενισχυτής του παραδείγματος 4-8 διεγείρεται από σήμα 2.5 V. Να βρεθεί η μέγιστη συχνότητα που μπορεί να ενισχύσει.

Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ



5.1 Ορισμός του φίλτρου

Γενικά το **ηλεκτρονικό φίλτρο** είναι στοιχείο ή διάταξη που μπορεί να διαβιβάζει ή να διαχωρίζει σε μέρη, ή ανακόπτει ένα *φάσμα* συχνοτήτων, δηλ. μια συγκεκριμένη ομάδα συχνοτήτων. Το φάσμα αυτό μπορεί να είναι είτε συνεχές, είτε διακοπτόμενο, είτε διακριτό (γραμμικό).

Από τις πιο συνηθισμένες χρήσεις των φίλτρων είναι ο αποχωρισμός του σήματος από το θόρυβο. *Σήμα* είναι ένα πεπερασμένο σύνολο δεδομένων συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. *Θόρυβος* είναι ένα σύνολο ανεπιθύμητων διαταραχών του σήματος, που καλύπτουν ένα φάσμα συχνοτήτων. Με το κατάλληλο ηλεκτρονικό **φιλτράρισμα** μπορούμε να απομακρύνουμε άλλα ανεπιθύμητα σήματα ή αυτές τις θορυβικές διαταραχές, αποκόπτοντας π.χ. το φάσμα του θορύβου –όταν αυτό είναι δυνατό– και αφήνοντας να περάσει μόνο το φάσμα του επιθυμητού σήματος.

Κύριο χαρακτηριστικό μέγεθος ενός φίλτρου είναι η **συνάρτηση μεταφοράς $H(s)$** αυτού. Αυτή ορίζεται ως το μιγαδικό πηλίκο (λόγος) της τάσης εξόδου, $V_o(s)$ προς την αντίστοιχη τάση εισόδου, $V_i(s)$, δηλ.

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad (5.1.1)$$

όπου $s = j\omega$, με $\omega = 2\pi f$ η κυκλική συχνότητα σήματος και f είναι η (γραμμική) συχνότητα αυτού, ενώ το j παριστάνει τη μιγαδική μονάδα ($j = \sqrt{-1}$).

Στην πράξη ενδιαφέρει ιδιαίτερα το *μέτρο*, $|H(j\omega)|$, της συνάρτησης μεταφοράς, το οποίο εκφράζει το *επίπεδο* της **ενίσχυσης** ή **απολαβής** τάσης (σε dB) που δίνει το φίλτρο. Η καμπύλη που εικονίζει την εξάρτηση της ενίσχυσης αυτής από τη συχνότητα, ω ή f , αποτελεί την **καμπύλη απόκρισης** συχνοτήτων του φίλτρου.

Παθητικά και ενεργά φίλτρα

Τα ηλεκτρονικά φίλτρα χωρίζονται σε δύο μεγάλες ομάδες, τα *παθητικά* και τα *ενεργά* φίλτρα.

Τα **παθητικά φίλτρα** αποτελούνται μόνο από παθητικά στοιχεία, δηλ. αντιστάσεις, πυκνωτές και πηνία. Στην πράξη έχουν ένα σοβαρό μειονέκτημα, ότι δηλαδή, στις χαμηλές συχνότητες χρειάζονται μεγάλες επαγωγικές αντιστάσεις, άρα απαιτούν *ογκώδη πηνία*. Επίσης, είναι μη-γραμμικά και προκαλούν υποβιβασμό του σήματος, με μεγάλο συντελεστή απωλειών. Τέ-

λος, δημιουργούν έντονα ηλεκτρομαγνητικά πεδία που αποτελούν αιτία ενοχλητικότητας ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Γι' αυτούς τους λόγους, η χρήση τους συνήθως αποφεύγεται και πραγματοποιείται μόνο εκεί, όπου τα ενεργά φίλτρα μειονεκτούν, δηλ. σε υψηλές συχνότητες και μεγάλες ισχύεις.

Τα **ενεργά φίλτρα** αποτελούνται από *ενεργά στοιχεία* (τρανζίστορ, τελεστικοί ενισχυτές, κτλ) συνδυασμένα με παθητικά στοιχεία (πυκνωτές και αντιστάσεις). Τα φίλτρα αυτά είναι απαλλαγμένα από τα μειονεκτήματα των παθητικών φίλτρων που αναφέραμε πιο πάνω, είναι αποδοτικά και κοστίζουν λίγο. Γι' αυτό και χρησιμοποιούνται ευρέως, ιδίως σε χαμηλές συχνότητες και χαμηλές ισχύεις. Ως εκ τούτου, είναι αυτά που θα μας απασχολήσουν στα περαιτέρω.

Σημείωση

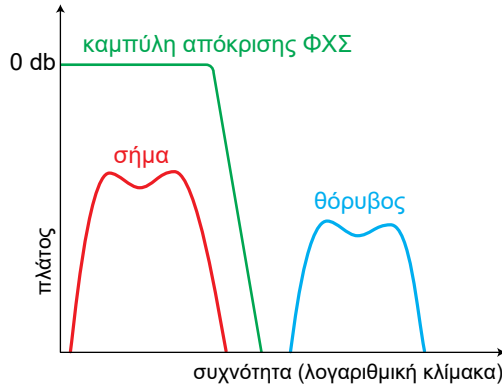
Σήμερα με την εξέλιξη της τεχνολογίας των τελεστικών ενισχυτών μπορούμε να κατασκευάσουμε ενεργά φίλτρα στην περιοχή των MHz, αλλά το κόστος τους είναι υψηλό.

5.2 Κατηγορίες φίλτρων

Ανάλογα με το φάσμα συχνοτήτων στις οποίες επιτρέπουν ή απαγορεύουν τη διέλευση, τα ενεργά φίλτρα χωρίζονται στις εξής κατηγορίες:

5.2.1 Φίλτρα Χαμηλών Συχνοτήτων (ΦΧΣ)

Τα φίλτρα αυτά επιτρέπουν τη διέλευση σημάτων μόνο χαμηλών συχνοτήτων, ενώ ανακόπτουν τα σήματα υψηλότερων συχνοτήτων, Σχ.5.1. Η ζώνη διέλευσής τους αρχίζει από μηδενική συχνότητα (δηλ. από σήματα dc) και φτάνει μέχρι μια συχνότητα που ονομάζεται **συχνότητα αποκοπής**, f_l ή f_c . Από αυτήν και μετά η ενίσχυση μειώνεται δραστικά και το φίλτρο περνάει στη ζώνη αποκοπής, η συχνότητα της οποίας εκτείνεται μέχρι την άπειρη συχνότητα.

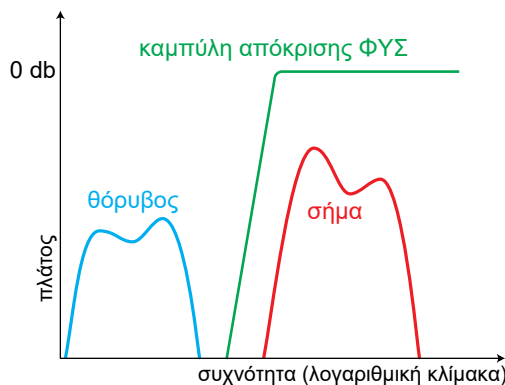


Σχήμα 5.1. Απόκριση φίλτρου χαμηλών συχνοτήτων (ΦΧΣ)

Στην περίπτωση που το φίλτρο χρησιμοποιείται για διαχωρισμό του σήματος από το θόρυβο (υψηλής συχνότητας), λαμβάνεται φροντίδα ώστε η μεν ζώνη διέλευσης να καλύπτει το φάσμα του σήματος, η δε ζώνη αποκοπής το φάσμα του θορύβου, κατά τον τρόπο που εικονίζει το Σχ.5.1.

5.2.2 Φίλτρα Υψηλών Συχνοτήτων (ΦΥΣ)

Τα φίλτρα αυτά ανακόπτουν τα σήματα χαμηλών συχνοτήτων και επιτρέπουν τη διέλευση μόνο σημάτων υψηλών συχνοτήτων, Σχ.5.2. Η ζώνη αποκοπής τους αρχίζει από μηδενική συχνότητα (δηλ. από σήματα dc) και φτάνει μέχρι μια συχνότητα από την οποία και πέρα η ενίσχυσή τους αυξάνεται γρήγορα. Στη συνέχεια, από μια συχνότητα f_2 και μετά, που καλείται **συχνότητα αποκοπής**, αρχίζει η ζώνη διέλευσης, η οποία εκτείνεται μέχρι την άπειρη συχνότητα.

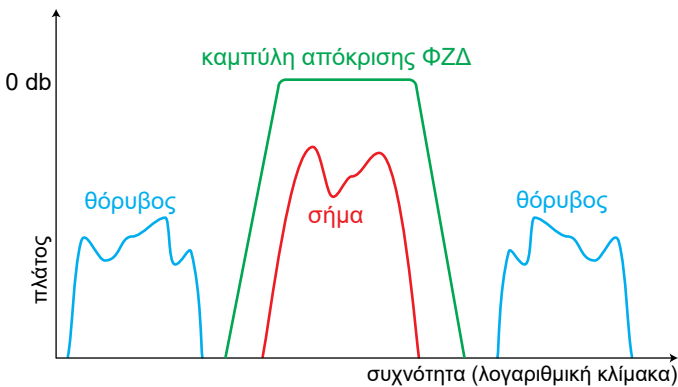


Σχήμα 5.2. Απόκριση φίλτρου υψηλών συχνοτήτων (ΦΥΣ)

Στην περίπτωση που το φίλτρο χρησιμοποιείται για διαχωρισμό του σήματος από το θόρυβο (χαμηλής συχνότητας), λαμβάνεται φροντίδα ώστε η μεν ζώνη αποκοπής να καλύπτει το φάσμα του θορύβου, η δε ζώνη διέλευσης το φάσμα του σήματος, κατά τον τρόπο που εικονίζει το Σχ.5.2.

5.2.3 Φίλτρα Ζώνης Διέλευσης (ΦΖΔ)

Τα φίλτρα αυτά επιτρέπουν τη διέλευση μόνο σημάτων που η συχνότητά τους περιλαμβάνεται μέσα σε μια ζώνη συχνοτήτων και ανακόπτουν όλες τις υπόλοιπες συχνότητες, Σχ.5.3. Τα φίλτρα αυτά έχουν μια πρώτη ζώνη αποκοπής, από μηδενική συχνότητα (δηλ. από το dc) μέχρι μια (κάτω) **συχνότητα αποκοπής** f_1 , μετά ακολουθεί η ζώνη διέλευσης, από τη συχνότητα f_1 μέχρι μια (άνω) **συχνότητα αποκοπής** f_2 , και τέλος εμφανίζεται η δεύτερη ζώνη αποκοπής, από τη συχνότητα f_2 μέχρι την άπειρη συχνότητα.



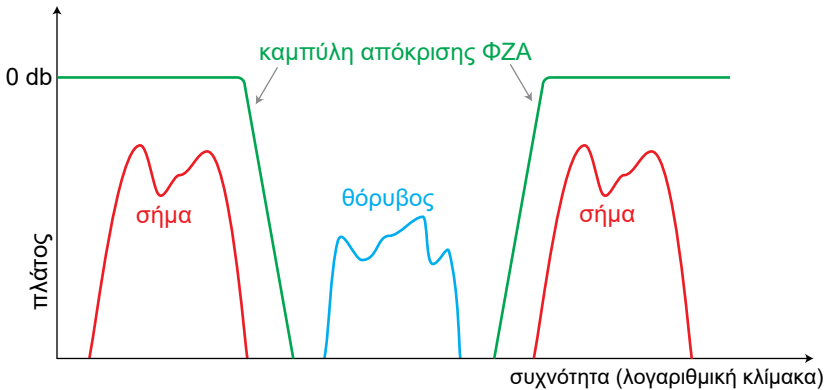
Σχ.5.3 Απόκριση φίλτρου ζώνης διέλευσης (ΦΖΔ)

Αν το ΦΖΔ χρησιμοποιείται για το διαχωρισμό του σήματος από το θόρυβο χαμηλής και υψηλής συχνότητας λαμβάνεται φροντίδα, ώστε η ζώνη διέλευσης να καλύπτει το φάσμα του σήματος και οι δύο ζώνες αποκοπής το φάσμα του θορύβου κατά τον τρόπο που δείχνει το Σχ.5.3.

5.2.4 Φίλτρα Ζώνης Αποκοπής (ΦΖΑ)

Τα φίλτρα αυτά ανακόπτουν μόνο σήματα που η συχνότητά τους περιλαμβάνεται μέσα σε μια ζώνη συχνοτήτων και επιτρέπουν δε τη διέλευση όλων

των υπόλοιπων συχνοτήτων, Σχ.5.4. Τα φίλτρα αυτά έχουν μια πρώτη ζώνη διέλευσης, από μηδενική συχνότητα (δηλ. από το dc) μέχρι μια (κάτω) **συχνότητα αποκοπής** f_1 , μετά ακολουθεί η ζώνη αποκοπής, από τη συχνότητα f_1 μέχρι μια (άνω) **συχνότητα αποκοπής** f_2 , και τέλος εμφανίζεται η δεύτερη ζώνη διέλευσης, από τη συχνότητα f_2 , μέχρι την άπειρη συχνότητα.



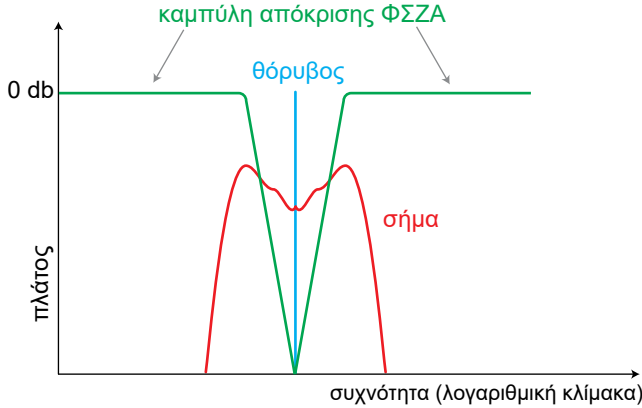
Σχήμα 5.4 Απόκριση φίλτρου ζώνης αποκοπής (ΦΖΑ)

Στο ίδιο σχήμα εικονίζεται η συσχέτιση των ζωνών αποκοπής και διέλευσης του φίλτρου με το φάσμα σήματος και το φάσμα θορύβου, για την περίπτωση που το φίλτρο χρησιμοποιείται για το διαχωρισμό του σήματος από το θόρυβο.

Το ΦΖΑ μπορεί να προκύψει αν συνδυάσουμε παράλληλα ένα ΦΧΣ με ένα ΦΥΣ και τα σήματά τους τα οδηγήσουμε σ' ένα αναλογικό αθροιστή.

5.2.5 Φίλτρα Στενής Ζώνης Διέλευσης (ΦΣΖΔ)

Τα φίλτρα αυτά επιτρέπουν τη διέλευση μόνο μιας στενής ζώνης συχνοτήτων, εστιασμένης γύρω από μια **κεντρική συχνότητα** f_0 , ενώ αποκόπτουν όλες τις άλλες συχνότητες, Σχ.5.5.

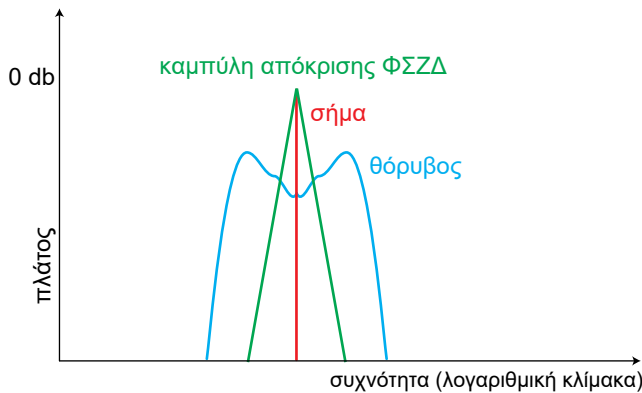


Σχήμα 5.5 Απόκριση φίλτρου στενής ζώνης διέλευσης (ΦΣΖΑ)

Είναι προφανές ότι τα φίλτρα αυτά είναι ιδιαίτερα χρήσιμα όταν το σήμα έχει φάσμα συγκεντρωμένο μέσα σε μια στενή ζώνη συχνοτήτων γύρω από μια κεντρική συχνότητα f_0 .

5.2.6 Φίλτρα Στενής Ζώνης Αποκοπής (ΦΣΖΔ)

Τα φίλτρα αυτά, που ονομάζονται και **φίλτρα δοντιού** αποκόπτουν μια στενή ζώνη συχνοτήτων, απορρίπτοντας μόνο τις συχνότητες που βρίσκονται σε μια στενή περιοχή γύρω από μια **κεντρική συχνότητα** f_0 , ενώ επιτρέπουν τη διέλευση όλων των άλλων συχνοτήτων, Σχ.5.6.



Σχήμα 5.6. Απόκριση φίλτρου στενής ζώνης απόρριψης

Είναι προφανές, ότι τα φίλτρα αυτά είναι ιδιαίτερα χρήσιμα όταν θέλουμε να απαλλάξουμε το σήμα από θόρυβο ισχυρά εντοπισμένο και συγκεντρωμένο γύρω από μια συχνότητα f_0 .

Τα φίλτρα αυτά είναι χρήσιμα στο να κόβουμε τα 50 Hz του δικτύου που πολλές φορές είναι ανεπιθύμητα στις ηλεκτρονικές ιατρικές συσκευές.

5.3 Ιδανικά και πραγματικά φίλτρα

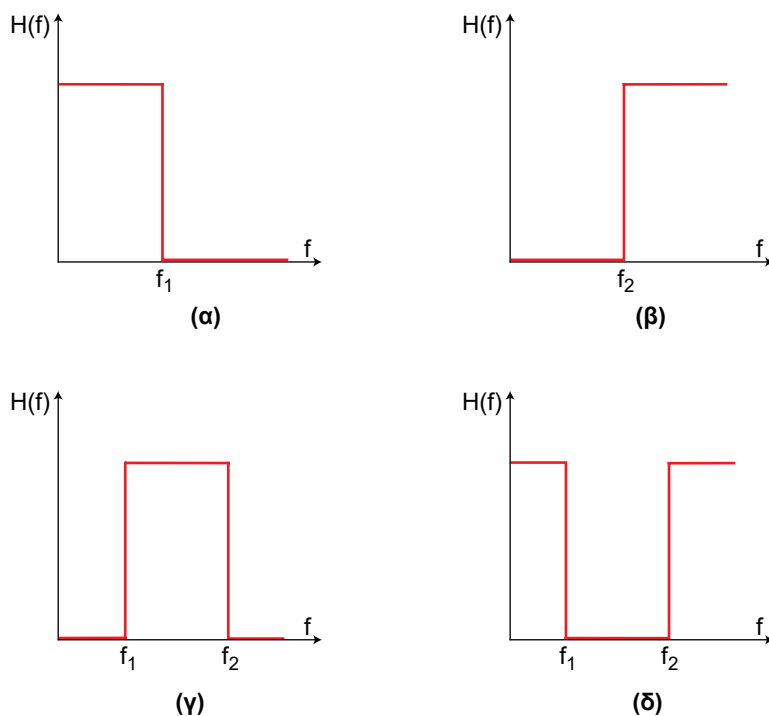
Πολλές φορές, για λόγους τυποποίησης και απλούστευσης, είναι βολικό να αντιμετωπίζουμε τα ενεργά φίλτρα με προσεγγιστικό τρόπο, ανάγοντάς τα σε εξιδανικευμένα και απλοποιημένα θεωρητικά πρότυπα τα οποία ονομάζονται **ιδανικά φίλτρα**. Σε άλλες πάλι περιπτώσεις, η προσφυγή σε αυτά τα πρότυπα είναι ανεπαρκής ή οδηγεί σε αξιοσημείωτα σφάλματα· τότε το φίλτρο πρέπει να αντιμετωπίζεται με βάση την ακριβή πραγματική του συμπεριφορά, δηλ. ως **πραγματικό φίλτρο**.

5.3.1 Ιδανικά Φίλτρα

Ιδανικό θεωρείται το φίλτρο που ικανοποιεί τους εξής 4 βασικούς όρους:

- Έχει απολαβή (ενίσχυση) μονάδα, δηλ. δε δημιουργεί ούτε ενίσχυση ούτε υποβιβασμό του σήματος εισόδου σ' όλη την έκταση του ή των ζωνών διέλευσής του.
- Δημιουργεί πλήρη υποβιβασμό (100%) του σήματος εισόδου σε όλη την έκταση του ή των ζωνών αποκοπής του.
- Η μετάβαση της απόκρισης από τη μια ζώνη στην άλλη είναι τελείως απότομη.
- Δε δημιουργεί καμία παραμόρφωση στα σήματα που περνούν μέσα από τις ζώνες διέλευσης.

Τα παραπάνω οδηγούν στις καμπύλες απόκρισης του Σχ.5.7 για τις τέσσερις κύριες κατηγορίες ιδανικών φίλτρων, δηλ. ΦΧΣ (α), ΦΥΣ (β), ΦΖΔ (γ) και ΦΖΑ (δ). Όπως παρατηρούμε, όλες αυτές οι ιδανικές καμπύλες απόκρισης είναι ορθογώνιες και η απολαβή τάσης στη ζώνη διέλευσης θεωρείται μονάδα.



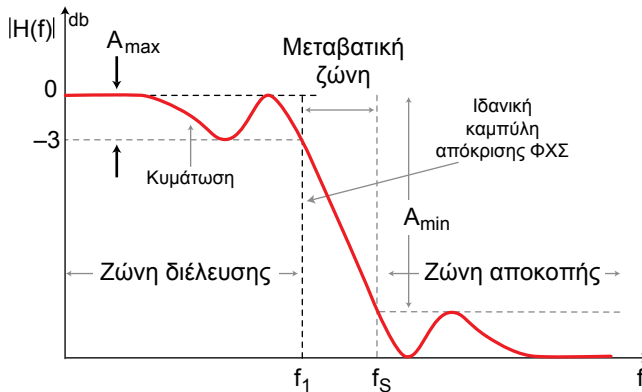
Σχήμα 5.7. Καμπύλες απόκρισης των ιδανικών φίλτρων: ΦΧΣ (α), ΦΥΣ (β), ΦΖΔ (γ), ΦΖΑ (δ)

Στο ιδανικό ΦΧΣ, η ζώνη διέλευσης εκτείνεται από τη μηδενική συχνότητα μέχρι τη συχνότητα αποκοπής f_1 . Στο ιδανικό ΦΥΣ, η ζώνη διέλευσης εκτείνεται από τη συχνότητα αποκοπής f_2 μέχρι την άπειρη συχνότητα. Στο ιδανικό ΦΖΔ, η ζώνη διέλευσης καλύπτει την περιοχή $f_1 < f < f_2$. Τέλος, στο ιδανικό ΦΖΑ, η ζώνη διέλευσης εκτείνεται από τη μηδενική συχνότητα μέχρι την f_1 και από την f_2 μέχρι την άπειρη συχνότητα.

5.3.2 Πραγματικά Φίλτρα

Τα πραγματικά φίλτρα έχουν συμπεριφορά που μοιάζει με αυτή που προβλέπεται από τα ιδανικά φίλτρα μόνο κατά μεγάλη προσέγγιση. Έτσι, π.χ. η απότομη μετάβαση από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη αποκοπής και αντίστροφα, που θεωρείται ότι ισχύει στα ιδανικά φίλτρα, δεν είναι πραγματοποιήσιμη στα πραγματικά φίλτρα. Επίσης, ανέφικτη είναι η σταθερότητα τιμής της απολαβής τάσης καθ' όλη την έκτασή της ή των ζωνών διέλευσης. Τέλος, η ύπαρξη μηδενικής ενίσχυσης σ' όλη την έκτασή της ή των ζωνών αποκοπής είναι αδύνατη στα πραγματικά φίλτρα.

Συνήθως, σε αντίθεση με τις ιδανικές καμπύλες απόκρισης του Σχ.5.7, η τυπική **πρακτική καμπύλη απόκρισης** ενός **πραγματικού φίλτρου**, συγκεκριμένα ενός ΦΧΣ, έχει τη μορφή που εικονίζει το Σχ.5.8 (με απολαβή τάσης 1).



Σχήμα 5.8. Πρακτική καμπύλη απόκρισης ενός πραγματικού ΦΧΣ

Από το σχήμα αυτό μπορούμε να σημειώσουμε τα εξής **ιδιάζοντα χαρακτηριστικά** της απόκρισης ενός πραγματικού φίλτρου.

- Στο καταληκτικό μέρος της ζώνης διέλευσης εμφανίζεται *τοπική μείωση της ενίσχυσης* σε τιμή απολαβής κάτω από 0 dB. Η μείωση αυτή είναι μικρή αλλά όχι αμελητέα και έχει *μέγιστη τιμή* που συμβολίζεται με A_{\max} .
- Στη ζώνη αποκοπής ο υποβιβασμός της ενίσχυσης είναι μεγάλος αλλά όχι άπειρος (όπως στο ιδανικό φίλτρο). Συνήθως, στη ζώνη αυτή και κοντά στη συχνότητα αποκοπής παρατηρείται *έξαρση* της καμπύλης απόκρισης. Με αποτέλεσμα, ο υποβιβασμός της απολαβής να εμφανίζει μια *ελάχιστη τιμή* που συμβολίζεται με A_{\min} .
- Μεταξύ της ζώνης διέλευσης και της ζώνης αποκοπής εμφανίζεται μια *μεταβατική ζώνη* μέσα στην οποία η απολαβή τάσης μειώνεται προοδευτικά και όχι απότομα. Η μεταβατική αυτή ζώνη εκτείνεται μεταξύ της συχνότητας αποκοπής f_1 και μιας άλλης συχνότητας της f_s .

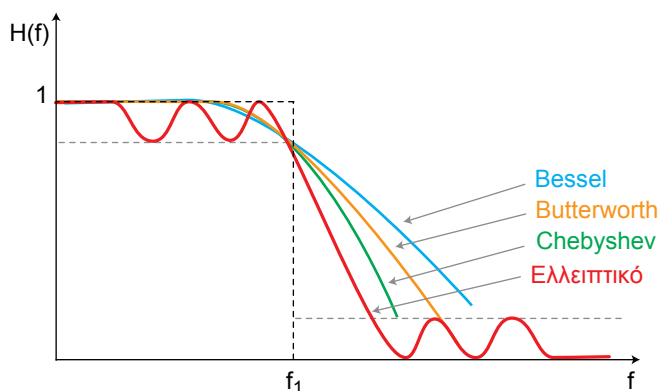
Το *πόσο απότομη* είναι η πτώση της καμπύλης απόκρισης μέσα στη μεταβατική ζώνη εξαρτάται από την τιμή του λόγου συχνοτήτων f_s/f_1 . Αν η μετάβαση είναι τελείως απότομη θα έχουμε $f_s = f_1$ άρα $f_s/f_1 = 1$. Όσο πιο «απαλή»

είναι η μετάβαση, δηλ. όσο πιο μικρή είναι η κλίση της καμπύλης απόκρισης μέσα στη μεταβατική ζώνη, τόσο μεγαλύτερος από 1 θα είναι ο λόγος αυτός.

Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι η *παραπάνω κλίση* της καμπύλης, σε *λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων*, εξαρτάται άμεσα με τη λεγόμενη *τάξη ή βαθμό* του φίλτρου. Για την ακριβή έννοια της τάξης ενός φίλτρου θα επανέλθουμε παρακάτω.

5.4 Οικογένειες των φίλτρων

Στη μαθηματική ανάλυση των φίλτρων έχουν αναπτυχθεί διάφορα μαθηματικά μοντέλα (πρότυπα) και κυκλώματα με τα οποία προσπαθούμε να επιτύχουμε μια όσο το δυνατόν καλύτερη προσομοίωση της συμπεριφοράς των ιδανικών φίλτρων. Τα μοντέλα αυτά ταξινομούνται στις εξής τέσσερις **οικογένειες**: Τα φίλτρα **Butterworth**, τα φίλτρα **Chebyshev**, τα φίλτρα **Bessel** και τα **Ελλειπτικά** φίλτρα. Το Σχ.5.9 εικονίζει τις τυπικές καμπύλες απόκρισης αυτών των φίλτρων.



Σχήμα 5.9. Καμπύλες απόκρισης οικογενειών φίλτρων

Τα **φίλτρα Butterworth** είναι πρότυπα φίλτρα τα οποία προσομοιώνουν ικανοποιητικά την πτώση της καμπύλης απόκρισης στη μεταβατική ζώνη, αλλά δεν εμφανίζουν την κυμάτωση της απολαβής που παρατηρείται στη ζώνη διέλευσης και τη ζώνη αποκοπής των άλλων φίλτρων. Στα φίλτρα αυτά, η απόκριση στη ζώνη διέλευσης εμφανίζεται σταθερά επίπεδη καθ' όλη την έκτασή της (*μεγιστοεπίπεδη*).

Στα φίλτρα αυτά, ως κάτω άκρη της μεταβατικής ζώνης, δηλ. ως συχνότητα θεωρείται η συχνότητα στην οποία (στο πραγματικό φίλτρο) το ύψος της καμπύλης απόκρισης, παρεχόμενο από το μέτρο $|H(j\omega)|$ της συνάρτησης μεταφοράς, πέφτει από τη στάθμη των 0 dB, κατά A_{\max} , Σχ.5.8. Η άλλη άκρη της μεταβατικής ζώνης είναι η συχνότητα f_s για την οποία το επίπεδο της καμπύλης απόκρισης πέφτει κατά A_{\min} από τη στάθμη των 0 dB (στην αρχή της ζώνης αποκοπής).

Τα **φίλτρα Chebyshev**, αντίθετα με τα προηγούμενα, δίνουν τη δυνατότητα ύπαρξης και υπολογισμού κυμάτωσης μέσα στη ζώνη διέλευσης. Έχουν όμως, αυξομείωση της απολαβής μέσα στη μεταβατική ζώνη και πιο απότομη από ό,τι τα φίλτρα Butterworth.

Τα **φίλτρα Bessel** δεν παρουσιάζουν κυμάτωση στην καμπύλη απόκρισης και η μεταβατική μετάπτωση της απολαβής είναι η χειρότερη από ό,τι στις άλλες οικογένειες φίλτρων. Το πλεονέκτημά τους είναι ότι έχουν γραμμική φάση και χρησιμοποιούνται σε συστήματα που επεξεργάζονται παλμούς, επειδή λόγω της ιδιότητας αυτής, δεν αλλοιώνουν τη μορφή του παλμού.

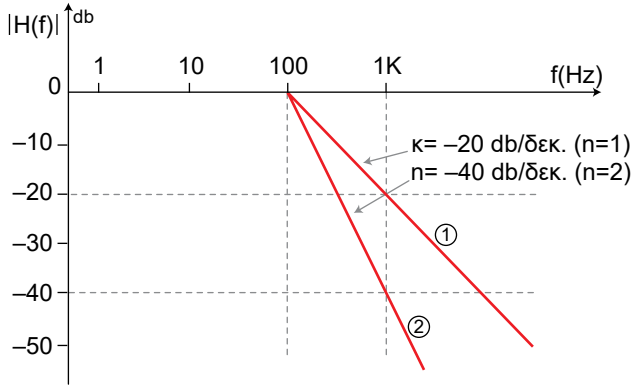
Τέλος, τα **ελλειπτικά φίλτρα** εμφανίζουν κυμάτωση της καμπύλης απόκρισης τόσο στη ζώνη διέλευσης όσο και στη ζώνη αποκοπής, ενώ η μετάπτωση απολαβής στη μεταβατική ζώνη είναι πιο απότομη από ό,τι σε όλες τις άλλες οικογένειες των φίλτρων, Σχ. 5.9.

5.5 Βαθμός ή τάξη ενός φίλτρου

Στα φίλτρα η συνάρτηση μεταφοράς $H(s)$ ή $H(jf)$ εκφράζεται από μια παράσταση στην οποία ο παρονομαστής είναι ένα πολυώνυμο ως προς s ή jf . Ο (αλγεβρικός) βαθμός αυτού του πολυωνύμου ονομάζεται **βαθμός ή τάξη, n**, του φίλτρου. Στο βιβλίο αυτό θα μελετήσουμε φίλτρα 1ης ($n = 1$) και 2ης ($n = 2$) τάξης.

Στην πράξη, τα μεγέθη A_{\max} , A_{\min} , f_1 ή f_2 και f_s καθορίζουν το βαθμό του φίλτρου, που είδαμε στην ενότητα 5.3. Στην παραπραγματικότητα, το n καθορίζει άμεσα την **κλίση** (κ) της μεταβατικής περιοχής (μετάπτωση) της καμπύλης απόκρισης του φίλτρου, Σχ.5.10. Σε λογαριθμική κλίμακα συχνοτήτων, η κλίση αυτή σχετίζεται με το βαθμό του φίλτρου με βάση τον προσεγγιστικό τύπο

$$\kappa = \mp 20 \text{ dB/δεκάδα} = \mp 6 \cdot n \text{ dB/οκτάβα} \quad (5.5.1)$$



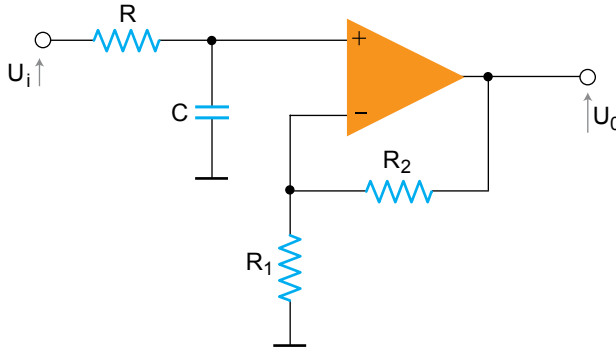
Σχήμα 5.10. Βαθμός φίλτρου και κλίση του

Σημειώνεται ότι *δεκάδα* είναι το διάστημα μεταξύ δύο συχνοτήτων από τις οποίες η μεγαλύτερη είναι *10-πλάσια* της μικρότερης, ενώ *οκτάβα* είναι το διάστημα στο οποίο η μεγαλύτερη συχνότητα είναι *2-πλάσια* της μικρότερης. Εξ' άλλου, το (-) στην Εξ.5.5.1 υποδηλώνει *αρνητική κλίση*, άρα κατερχόμενη καμπύλη (περίπτωση ΦΧΣ) και το (+) *θετική κλίση*, άρα ανερχόμενη καμπύλη (περίπτωση ΦΥΣ).

Συνεπώς, κατά την Εξ.5.5.1, σε ένα ΦΧΣ 1ης τάξης η κλίση θα είναι $\kappa = 20 \cdot 1 = -20 \text{ dB/δεκάδα}$ ή -6 dB/οκτάβα (ευθεία "1" του σχήματος), ενώ σε ένα ΦΥΣ 2ης τάξης, η κλίση θα είναι $\kappa = +20 \cdot 2 = +40 \text{ dB/δεκάδα}$ ή $+12 \text{ dB/οκτάβα}$.

5.6 ΦΧΣ 1ης τάξης

Το Σχ.5.11 δείχνει το κύκλωμα ενός ενεργού ΦΧΣ 1ης τάξης με ενίσχυση Κ. Ο τελεστικός ενισχυτής (ΤΕ) είναι συνδεδεσμοποιημένος σαν ενισχυτής ελεγχόμενης τάσης (VCVS) και ονομάζεται όμως και φίλτρο **Sallen-Key** 1ης τάξης προς τιμή των δύο ερευνητών που το αναπτύξανε.



Σχήμα 5.11. ΦΧΣ Sallen-Key 1ης τάξης

Αποδεικνύεται ότι η *συνάρτηση μεταφοράς* του φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$H(jf) = \frac{K}{1 + j \left(\frac{f}{f_1} \right)} \quad (5.6.1)$$

όπου:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.6.2)$$

είναι η *ενίσχυση* (απολαβή τάσης) στο dc, δηλ. για $f = 0$ και

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.6.3)$$

η **συχνότητα αποκοπής** του φίλτρου. Η συχνότητα είναι εκείνη για την οποία ο λόγος f/f_1 Στην Εξ.(5.6.1) γίνεται μονάδα, οπότε το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς γίνεται $|H(j\omega)| = K / \sqrt{2}$ ή $0.707 K$ ή $20 \log K - 3\text{dB}$, δηλ. 3 dB κάτω από τη μέγιστη απολαβή (σε dB).

Ο υπολογισμός του φίλτρου αυτού, γίνεται με τη βοήθεια των Εξ.(5.6.2) και (5.6.3), μετασχηματιζόμενες, ώστε να πάρουν την πιο κάτω μορφή:

$$R = \frac{1}{2\pi f_1 C} \quad (5.6.4)$$

$$R_2 = (K - 1) R_1 \quad (5.6.5)$$

Για να υπολογίσουμε το φίλτρο, με δεδομένη την ενίσχυση K και η συχνότητα αποκοπής f_1 δεχόμαστε (έστω και αυθαίρετα) μια κατάλληλη τιμή για τη χωρητικότητα C και μια κατάλληλη τιμή της R_1 και μετά υπολογίζουμε τις αντιστάσεις R και R_2 .

⇒ Παράδειγμα 5-1

Θα υπολογίσουμε ένα ΦΧΣ 1ης τάξης, τύπου Sallen-Key με ενίσχυση 5 και συχνότητα αποκοπής 3000 Hz.

Λύση

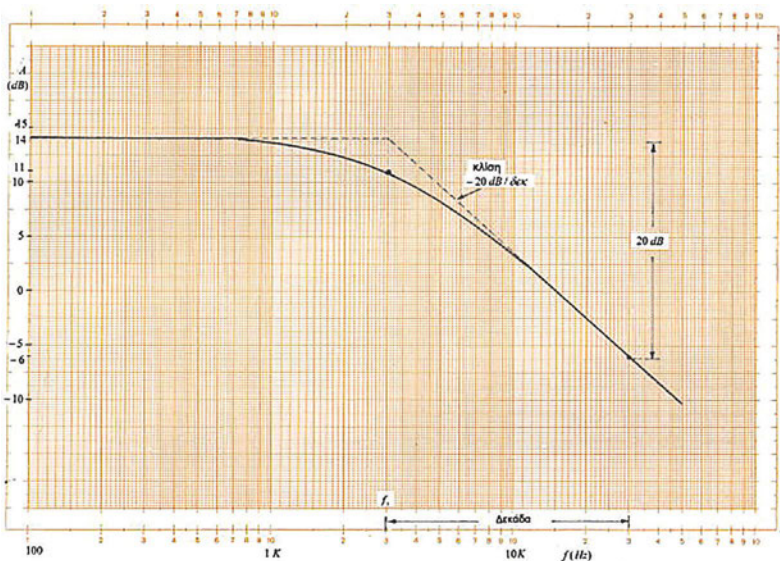
Δεχόμαστε $C = 10$ nF και $R_1 = 10$ kΩ. Από τις Εξ.(5.6.4) και (5.6.5), βρίσκουμε:

$$R = \frac{1}{2\pi \times 3000 \times 10^{-8}} = 5.3 \text{ k}\Omega \text{ ή } R = 5.6 \text{ k}\Omega \text{ (σειρά E12)}$$

και $R_2 = 4 \times 10 \text{ k}\Omega = 40 \text{ k}\Omega \text{ ή } R_2 = 39 \text{ k}\Omega$

(Οι τελικές τιμές των αντιστάσεων έχουν επιλεγεί από τη σειρά E12).

Το Σχ.5.12 δείχνει την καμπύλη απόκρισης του φίλτρου που υπολογίσαμε.



Σχήμα 5.12. ΦΧΣ με $f_1 = 3000$ Hz και $K=5$ καμπύλη απόκρισης

5.7 ΦΥΣ 1ης τάξης

Αν αντιμεταθέσουμε τη θέση του πυκνωτή C και της αντίστασης R στο κύκλωμα του Σχ.5.11, προκύπτει ΦΥΣ Sallen-Key, Σχ.5.13. Αποδεικνύεται ότι η *συνάρτηση μεταφοράς* του φίλτρου αυτού, δίνεται από τη σχέση:

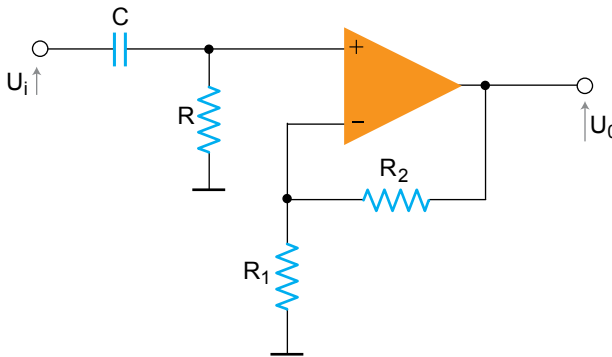
$$H(jf) = \frac{K \frac{jf}{f_2}}{1 + \frac{jf}{f_2}} \quad (5.7.1)$$

όπου,

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.7.2)$$

είναι η *συχνότητα αποκοπής*.

Η απολαβή τάσης K εξακολουθεί να δίνεται από την Εξ. (5.6.2).



Σχήμα 5.13. ΦΥΣ 1ης τάξης

Ο υπολογισμός του φίλτρου γίνεται όπως ακριβώς και με το αντίστοιχο ΦΧΣ.

⇒ Παράδειγμα 5-2

Να υπολογισθεί ένα ΦΥΣ 1ης τάξης, τύπου Sallen-Key με $K=5$ και $f_2 = 300$ Hz.

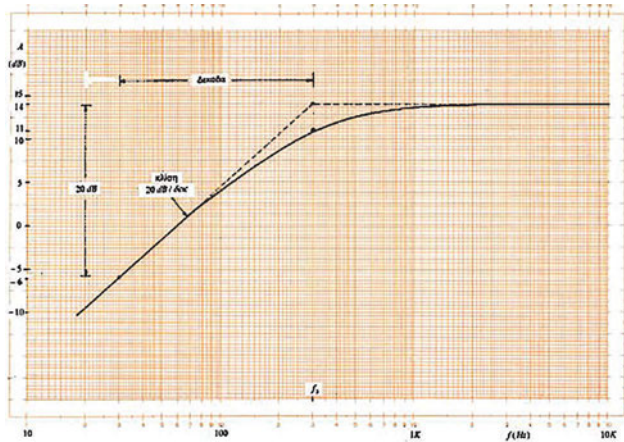
Λύση

Δεχόμαστε, $C = 100$ nF και $R_1 = 10$ kΩ. Συνεπώς έχουμε:

$$R = \frac{1}{2\pi f_2 C} = \frac{1}{2\pi \times 300 \times 100 \times 10^{-9}} = 5,3 \text{ k}\Omega \quad \therefore R = 5.6 \text{ k}\Omega \quad (\text{Σειρά E12})$$

και $R_2 = 4 \times 10 \text{ k}\Omega = 40 \text{ k}\Omega \quad \therefore R_2 = 39 \text{ k}\Omega \quad (\text{Σειρά E12})$

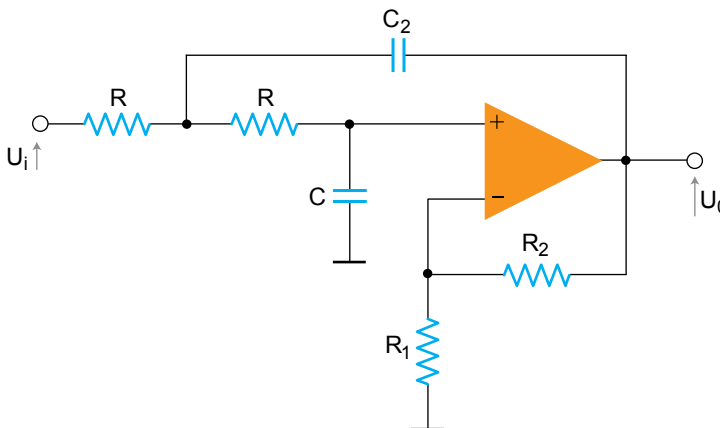
Το Σχ.5.14 την καμπύλη απόκρισης του φίλτρου που υπολογίσαμε (όπως αυτή προκύπτει από το πρόγραμμα προσομείωσης μCap III).



Σχήμα 5.14. ΦΥΣ με $K=5$ και $f_2=300 \text{ Hz}$: Καμπύλη απόκρισης

5.8 ΦΥΣ 2ης Τάξης

Το Σχ.5.15 δείχνει το κύκλωμα ενός ενεργού ΦΥΣ 2ης τάξης, τύπου Sallen-Key. Αποδεικνύεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του δίνεται από τη σχέση:



Σχήμα 5.15. ΦΥΣ 2ης τάξης

$$H(jf) = \frac{K}{\left(\frac{jf}{f_1}\right)^2 + \alpha\left(\frac{jf}{f_1}\right) + 1} \quad (58.1)$$

όπου α είναι ένας συντελεστής που η τιμή του βρίσκεται από ειδικό πίνακα - (συντελεστών Butterworth) - και f_1 είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} \quad (58.2)$$

Η ενίσχυση K δίνεται και πάλι από την Εξ.(5.6.2).

Το φίλτρο αυτό είναι 2ης τάξης, επειδή ο παρονομαστής της συνάρτησης μεταφοράς, όπως βλέπουμε από την Εξ.(5.8.1) είναι πολυώνυμο δεύτερου βαθμού. (Αυτό οφείλεται στο ότι το κύκλωμα έχει δυο στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας, δηλ. τους δυο πυκνωτές). Η κλίση του φίλτρου είναι -40 dB/δεκ. ή -12 dB/οκτ, βλ. Εξ.(5.5.1).

Αποδεικνύεται ότι το τυπολόγιο υπολογισμού του φίλτρου αυτού δίνεται από τις σχέσεις:

$$C_1 = \frac{\lambda}{4\omega_1 R} \quad (58.3)$$

$$C_2 = \frac{4}{\lambda\omega_1 R} \quad (58.4)$$

όπου:

$$\lambda = \alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(K-1)} \quad (58.5)$$

⇒ Παράδειγμα 5-3

Θα υπολογίσουμε ΦΧΣ Sallen-Key 2ης τάξης, τύπου Butterworth με ενίσχυση 5 και συχνότητα αποκοπής $f_1 = 700$ Hz.

Λύση

Από τον ειδικό πίνακα για φίλτρα Butterworth 2ης τάξης το $\alpha = 1.414$. Δεχόμαστε ότι $R = 10$ kΩ.

Επομένως,

$$\lambda = \alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(K-1)} = 1.414 + \sqrt{1.414^2 + 8 \times 4} = 7.245,$$

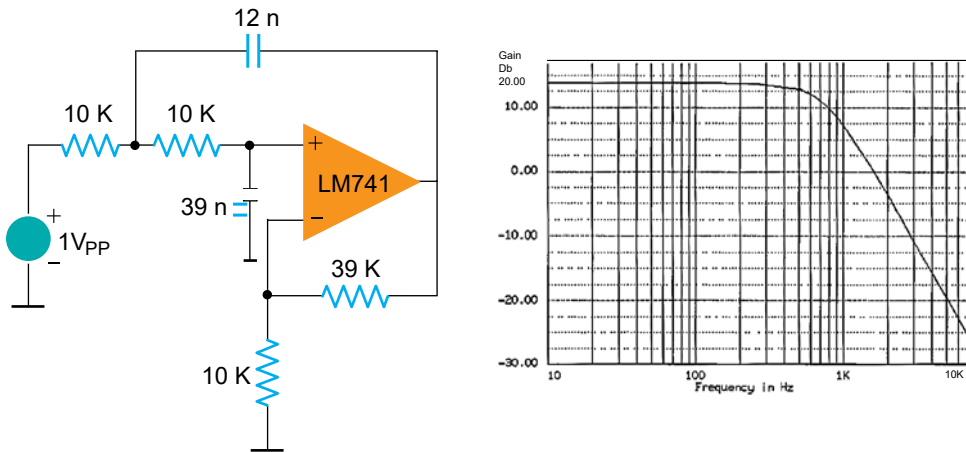
$$C_1 = \frac{\lambda}{4\omega_1 R} = \frac{7.245}{4 \times 2\pi \times 500 \times 10^4} = 4.12 \text{ nF} \therefore C_1 = 39 \text{ nF}, \text{ (σειρά E12)}$$

$$C_2 = \frac{4}{\lambda\omega_1 R} = \frac{4}{7.245 \times 2\pi \times 500 \times 10^4} = 12.6 \text{ nF} \therefore C_2 = 12 \text{ nF}, \text{ (σειρά E12)}$$

Στη συνέχεια δεχόμαστε $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ και υπολογίζουμε την

$$R_2 = (K-1) R_1 = 4 \times 10 \text{ k}\Omega = 40 \text{ k}\Omega \therefore R_2 = 39 \text{ k}\Omega \text{ (σειρά E12)}$$

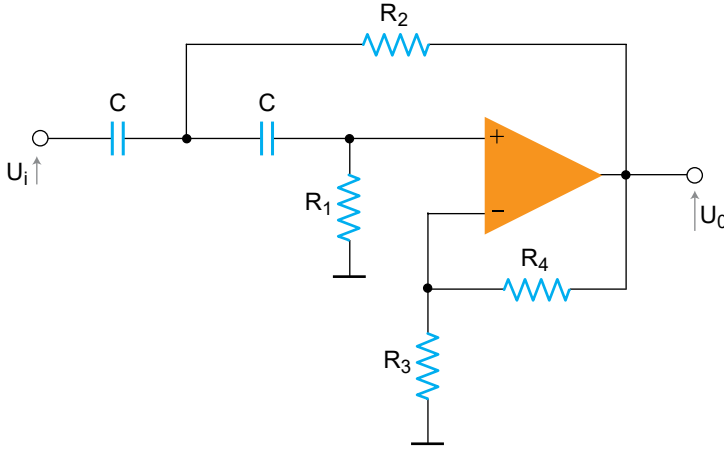
Το Σχ. 5.16 δείχνει το φίλτρο που υπολογίσαμε και την καμπύλη απόκρισής του.



Σχήμα 5.16. ΦΥΣ 2ου βαθμού Butterworth με $f_1=500 \text{ Hz}$, $K=10$ και η καμπύλη απόκρισής του

5.9 ΦΥΣ 2ου βαθμού Sallen-Key

Το Σχ.5.17 δείχνει το κύκλωμα ενός ενεργού ΦΥΣ 2ης τάξης, τύπου Sallen-Key. Αποδεικνύεται ότι η *συνάρτηση μεταφοράς* του φίλτρου αυτού είναι:



Σχήμα 5.17. ΦΥΣ 2ης τάξης

$$H(jf) = \frac{K \left(\frac{jf}{f_2} \right)^2}{\left(\frac{jf}{f_2} \right)^2 + \alpha \left(\frac{jf}{f_2} \right) + 1} \quad (5.9.1)$$

και

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} \quad (5.9.2)$$

όπου f_2 είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου και α ο συντελεστής του φίλτρου. Το τυπολόγιο υπολογισμού του φίλτρου δίνεται από τις σχέσεις:

$$R_1 = \frac{4}{\lambda \omega_2 C} \quad (5.9.3)$$

$$R_2 = \frac{\lambda}{4\omega_2 C} \quad (5.9.4)$$

όπου,

$$\lambda = \alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(K-1)} \quad (5.9.5)$$

Η dc ενίσχυση K εξακολουθεί να δίνεται από την Εξ.(5.6.2).

⇒ **Παράδειγμα 5-4**

Ζητείται να υπολογίσουμε ΦΥΣ Butterworth με $f_2=100$ Hz και $K=10$.

Λύση

Από τον ειδικό πίνακα για φίλτρα Butterworth βρίσκουμε ότι, για φίλτρα 2ης τάξης, το $\alpha = 1.414$.

Εξ' άλλου, δεχόμαστε $C = 100$ nF

Εργαζόμενοι όπως στο παράδειγμα 5-3, καταλήγουμε στα εξής:

$$\lambda = \alpha + \sqrt{\alpha^2 + 8(K-1)} = 1.414 + \sqrt{1.414^2 + 8 \times 9} = 10.016$$

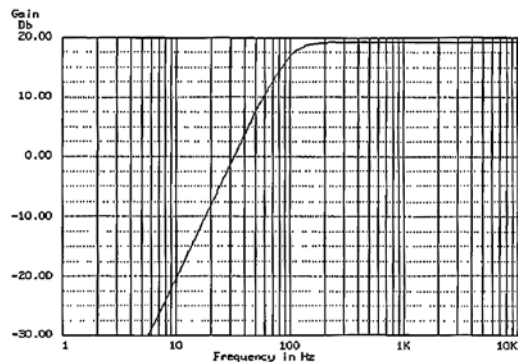
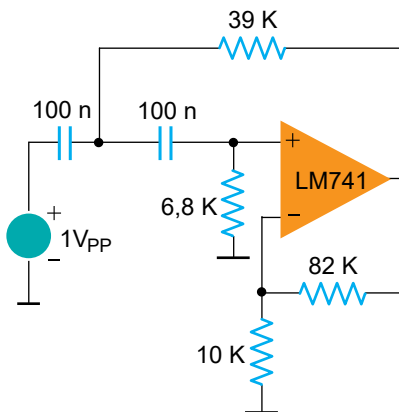
$$R_1 = \frac{4}{\lambda \omega C} = \frac{4}{10.016 \times 2\pi \times 100 \times 10^2 \times 10^{-9}} = 6.36 \text{ k}\Omega \therefore R_1 = 6.8 \text{ k}\Omega \quad (\text{E12})$$

$$R_2 = \frac{\lambda}{4\omega_2 C} = \frac{4}{4 \times 2\pi \times 100 \times 10^2 \times 10^{-9}} = 39.9 \text{ k}\Omega \therefore R_2 = 39 \text{ k}\Omega \quad (\text{E12})$$

Στη συνέχεια, δεχόμαστε $R_3 = 10$ k Ω . Έτσι, με βάση την Εξ.(5.6.2), υπολογίζουμε την

$$R_4 = (K-1)R_3 = 9 \times 10 \text{ k}\Omega = 90 \text{ k}\Omega \therefore R_4 = 82 \text{ k}\Omega \quad (\text{E12})$$

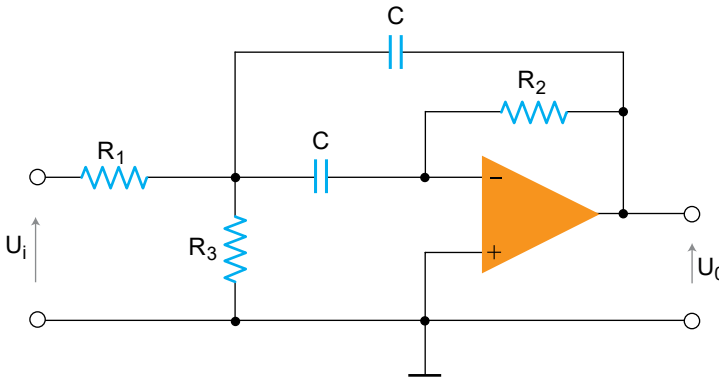
Το Σχ.5.18 δείχνει το φίλτρο που υπολογίσαμε και την καμπύλη απόκρισής του.



Σχήμα 5.18. ΦΥΣ 2ης τάξης, με $f_2 = 100$ Hz, $K=10$ και η καμπύλη απόκρισής του

5.10 Φίλτρο στενής ζώνης διέλευσης

Για να επιτύχουμε στενή ζώνη σ' ένα ΦΣΖΔ, προσφορότερος τρόπος είναι να εφοδιάσουμε το κύκλωμα με πολλές ανασυζεύξεις. Η τεχνική αυτή λέγεται μέθοδος πολλαπλής ανασύζευξης (ΠΑ) από την έξοδο στην είσοδο του φίλτρου. Ειδικότερα, ανατροφοδοτείται η αναστρέφουσα (-) είσοδος του ΤΕ, Σχ.5.19, πράγμα που δημιουργεί διαφορά φάσης 180° στο σήμα εισόδου και γι' αυτό η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου αυτού έχει αρνητικό πρόσημο.



Σχήμα 5.19. ΦΣΖΔ πολλαπλών ανασυζεύξεων

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$H(jf) = - \frac{\frac{K}{Q} \left(\frac{jf}{f_0} \right)}{\left(\frac{jf}{f_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{jf}{f_0} \right) + 1} \quad (5.10.1)$$

όπου K είναι η ενίσχυση του φίλτρου στην κεντρική συχνότητα f_0 (συχνότητα συντονισμού) και Q είναι ο *συντελεστής ποιότητας* ή *συντελεστής μεγέθυνσης* (ο γνωστός μας από τα κυκλώματα συντονισμού *συντελεστής επιλεκτικότητας*).

Θα πρέπει να πούμε ότι μ' αυτό το φίλτρο μπορούμε να έχουμε Q μέχρι 10, αν θέλουμε να δουλεύει σωστά.

Η συχνότητα συντονισμού του φίλτρου βρίσκεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right)} \quad (5.10.2)$$

Το τυπολόγιο υπολογισμού του φίλτρου αυτού είναι το πιο κάτω:

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C} \quad (5.10.3)$$

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C} \quad (5.10.4)$$

$$R_3 = \frac{Q}{\omega_0 C (2Q^2 - K)} \quad (5.10.5)$$

όπου $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Η ενίσχυση K του φίλτρου υπολογίζεται από τη σχέση:

$$K = \frac{R_2}{2R_1} \quad (5.10.6)$$

⇒ Παράδειγμα 5-5

Θα υπολογίσουμε φίλτρο στενής ζώνης διέλευσης ΠΑ με $f_0 = 500$ Hz, ενίσχυση 5 και $Q=10$.

Λύση

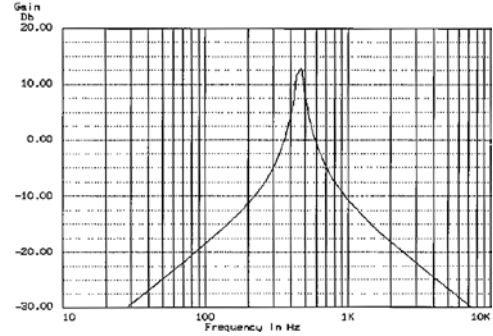
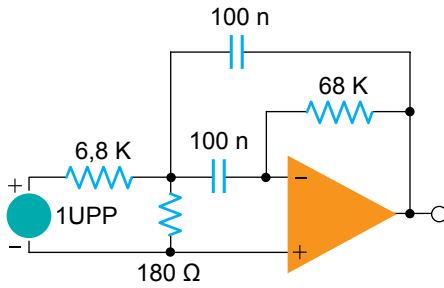
Διαλέγουμε $C = 100$ nF και έχουμε:

$$R_1 = \frac{Q}{\omega_0 C K} = \frac{10}{2\pi \times 500 \times 100 \times 10^{-9} \times 5} = 31.8 \text{ k}\Omega \therefore R_1 = 33 \text{ k}\Omega \quad (E12)$$

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C} = \frac{2 \times 10}{2\pi \times 500 \times 100 \times 10^{-9}} = 63.7 \text{ k}\Omega \therefore R_2 = 68 \text{ k}\Omega \quad (E12)$$

$$R_3 = \frac{Q}{\omega_0 C (2Q^2 - K)} = \frac{10}{2\pi \times 500 \times 100 \times 10^{-9} (200 - 5)} = 163 \Omega \therefore R_3 = 180 \Omega$$

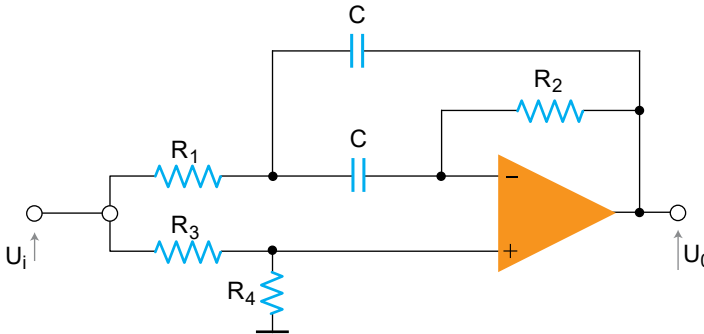
Το φίλτρο που υπολογίσαμε δείχνει το Σχ.5.20 μαζί με την καμπύλη απόκρισής του από το $\mu\text{Cap III}$.



Σχήμα 5.20. ΦΣΖΔ ΠΑ με $f_0=500$ Hz, $K=5$, $Q=10$ και η καμπύλη απόκρισής του

5.11 Φίλτρο στενής ζώνης αποκοπής

Το Σχ.5.21 δείχνει το φίλτρο στενής ζώνης αποκοπής ή **φίλτρο δοντιού**. Στη ζώνη αποκοπής εξασθενίζονται οι ανεπιθύμητες συχνότητες. Π.χ. πολλές φορές είναι απαραίτητο να εξασθενήσουμε τα 50 Hz ή τα 400 Hz που προέρχονται από το δίκτυο ή στη δεύτερη περίπτωση από έναν κινητήρα.



Σχήμα 5.21. ΦΖΑ (στενής) ή δοντιού

Η συνάρτηση μεταφορά ενός φίλτρου στενής ζώνης αποκοπής δίνεται από τη σχέση:

$$H(jf) = \frac{\left(\frac{jf}{f_0}\right)^2 + 1}{\left(\frac{jf}{f_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{jf}{f_0}\right) + 1} \quad (5.11.1)$$

όπου Q είναι ο συντελεστής ποιότητας του φίλτρου και f_0 η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Η συχνότητα f_0 , του φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} \quad (5.11.2)$$

Οι τύποι υπολογισμού του φίλτρου αποδεκνύεται ότι δίνονται από τους τύπους:

$$R_1 = \frac{1}{2Q\omega_0 C} \quad (5.11.3)$$

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C} \quad (5.11.4)$$

$$R_4 = 2Q^2 R_3 \quad (5.11.5)$$

δεχόμενοι κατάλληλες τιμές των C και R_3 .

⇒ Παράδειγμα 5-6

Θα υπολογίσουμε φίλτρο δοντιού που θα κόβει τη συχνότητα των 50 Hz και θα έχει $Q=10$.

Λύση

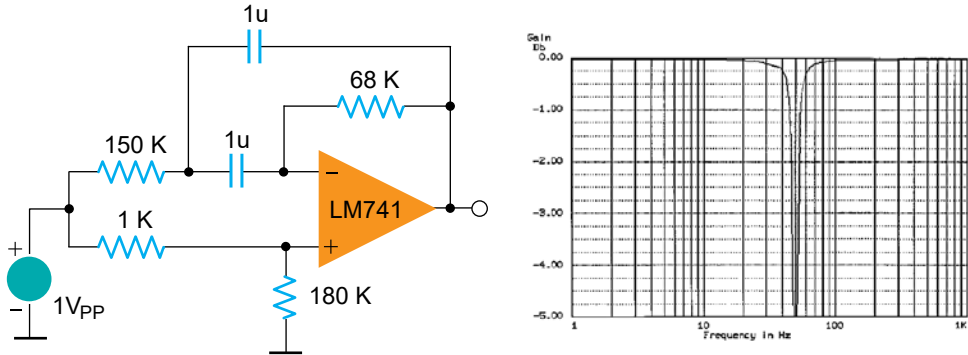
Διαλέγουμε $C = 1 \mu\text{F}$ και $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$

$$R_1 = \frac{1}{2Q\omega_0 C} = \frac{1}{2 \times 10 \times 2\pi \times 50 \times 10^{-6}} = 159.2 \Omega \therefore R_1 = 150 \Omega \quad (E12)$$

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_0 C} = \frac{2 \times 10}{2\pi \times 50 \times 10^{-6}} = 63.7 \text{ k}\Omega \therefore R_2 = 68 \text{ k}\Omega \quad (E12)$$

$$R_4 = 2Q^2 R_3 = 2 \times 10^2 \times 1 \text{ k}\Omega = 200 \text{ k}\Omega \therefore R_4 = 180 \text{ k}\Omega \quad (E12)$$

Το Σχ.5.22 δείχνει το φίλτρο που υπολογίσαμε καθώς και την καμπύλη απόκρισής του.

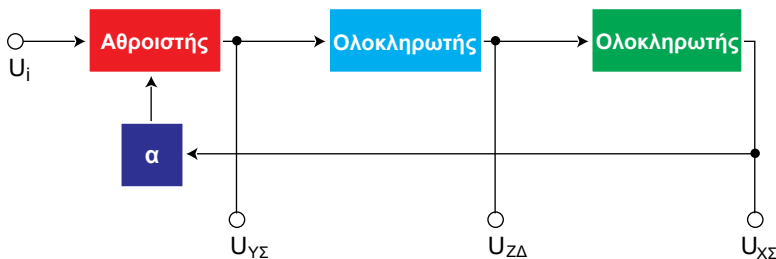


Σχήμα 5.22. Φίλτρο δοντιού με $f_0=50$ Hz και $Q=10$

5.12 Φίλτρο μεταβλητών καταστάσεων

Το φίλτρο **φίλτρο μεταβλητών καταστάσεων** (ΦΜΚ) χρησιμοποιεί τους ΤΕ με τον ίδιο τρόπο που αυτοί χρησιμοποιούνται στον αναλογικό υπολογιστή. Έτσι, μέσω αυτού, κατορθώνουμε να πραγματοποιήσουμε τις διάφορες συναρτήσεις μεταφοράς. Γι' αυτό το λόγο ονομάζεται και **γενικό φίλτρο**.

Από δομικής πλευράς το ΦΜΚ χρησιμοποιεί τρεις ΤΕ και αποτελείται από έναν **αθροιστή**, δύο **ολοκληρωτές** και ένα **δικτύωμα απόβησης**, Σχ.5.23.

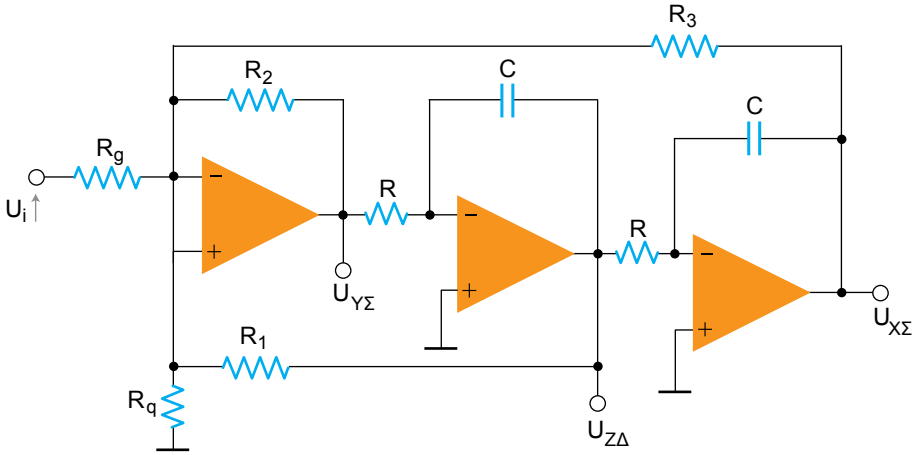


Σχήμα 5.23. Δομικό πρόγραμμα του ΦΜΚ

Λόγω του τρόπου με τον οποίο είναι συνδεδεσμένες οι επιμέρους δομικές μονάδες του, από το ΦΜΚ μπορούμε να έχουμε ταυτόχρονα έξοδο ΧΣ και έξοδο ΥΣ και στενής ΖΔ (οι κλίσεις του φίλτρου είναι ± 20 dB/δεκ. ή ± 6 dB/οκτ.).

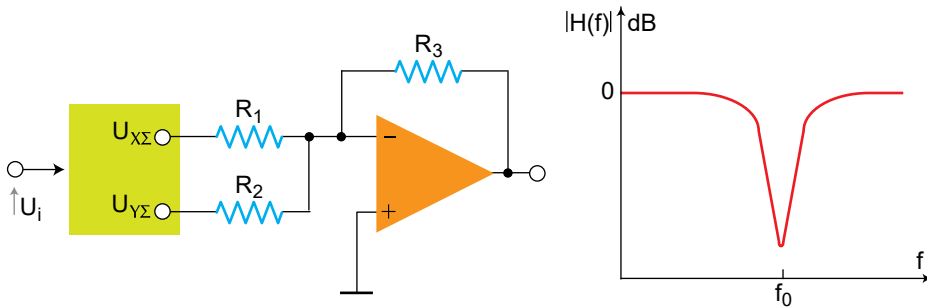
Η συχνότητα αποκοπής και f_1 και f_2 του ΦΧΣ και του ΦΥΣ, αντίστοιχα, είναι ίδιες με την κεντρική συχνότητα f_0 του ΦΖΔ. Επίσης, ο συντελεστής απόσβεσης a ($1/Q$ του ΦΣΖΔ) είναι ίδιος και στις τρεις αποκρίσεις.

Το ΦΜΚ έχει μικρότερη εναισθησία έναντι των μεταβολών των στοιχείων του, σε σχέση με τα προηγούμενα φίλτρα που χρησιμοποιούν ένα μόνο ΤΕ. Εξαιτίας του πλεονεκτήματος αυτού, η αυτή μορφή φίλτρου χρησιμοποιείται για τη δημιουργία ΦΖΔ (στενής) με πολύ μεγάλο Q (μέχρι 100). Το μειονέκτημά του είναι ότι χρησιμοποιεί 3 ΤΕ, πράγμα που είναι δαπανηρό για φίλτρα μικρού Q . Το Σχ.5.24 δείχνει το αναλυτικό διάγραμμα του ΦΜΚ.



Σχήμα 5.24. Κύκλωμα του φίλτρου μεταβλητών καταστάσεων

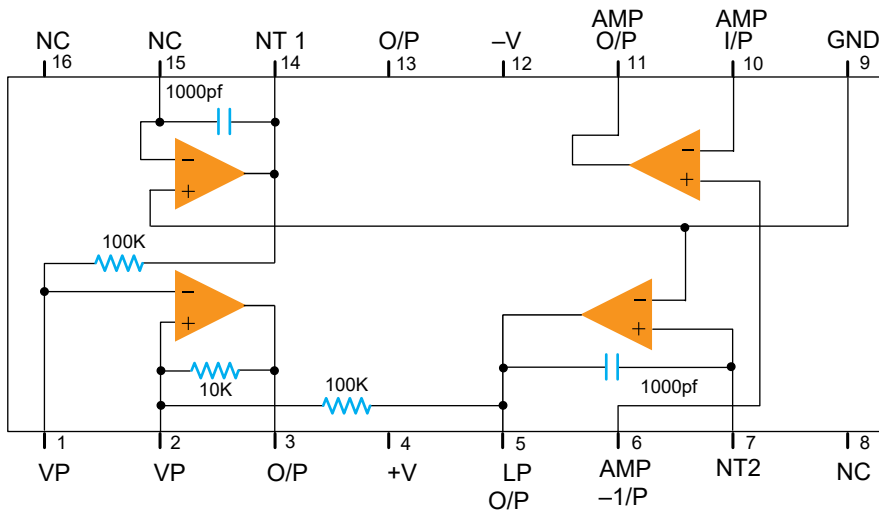
Ένα σημαντικό πλεονέκτημα των ΦΜΚ είναι ότι μπορούμε να προσθέτουμε τις εξόδους των ΦΧΣ και ΦΥΣ και να δημιουργήσουμε ένα ΦΣΖΑ ή φίλτρο δοντιού, Σχ.5.25. Γι' αυτό το σκοπό εκείνο που χρειάζεται, εκτός από το ΦΜΚ, είναι ένας αθροιστής 2 εισόδων, όπως δείχνει το σχήμα αυτό.



Σχήμα 5.25. Φίλτρο δοντιού με ΦΜΚ

Με την τεράστια πρόοδο της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ένας αριθμός κατασκευαστών κατασκευάζουν ήδη ολοκληρωμένα φίλτρα μεταβλητών καταστάσεων. Για τα ολοκληρωμένα αυτά κυκλώματα χρειάζονται 3 ή 4 εξωτερικές αντιστάσεις για να “προγραμματίσουμε” το φίλτρο, σύμφωνα με τις απαιτήσεις μας, ανάλογα με το αν θέλουμε φίλτρο με ενίσχυση μονάδα ή φίλτρο με 4 ΤΕ.

Το Σχ.5.26 δείχνει τη μορφή του ενεργού ΦΜΚ AF 100 της National Sem. Co. με βάση 16 ακροδεκτών DIP (υπάρχει και σε βάση TO-8). Ο κατασκευαστής δίνει πληροφορίες για τον τρόπο χρήσης του σε διάφορες εφαρμογές στο φυλλάδιο # B5M26 “AF100 Universal Active Filter” (application note).



Σχήμα 5.26 Ολοκληρωμένο ΦΜΚ AF100

Το φίλτρο λειτουργεί σε συχνότητα μέχρι 30 kHz και Q μέχρι 500 με τάση τροφοδοσίας από $\pm 5V$ έως $\pm 18V$.

5.13 Φίλτρα διακοπτόμενων πυκνωτών

Τα φίλτρα **διακοπτόμενων πυκνωτών** (SC) είναι *μονολιθικά* ενεργά φίλτρα κατασκευασμένα με τεχνολογία συνδυασμού *πυκνωτών-διακοπών*. Οι διακόπτες αυτοί, ηλεκτρονικού τύπου (MOS) εξαναγκάζουν τους πυκνωτές να λειτουργούν ως *αντιστάσεις*.

Τα φίλτρα αυτά έχουν αρκετά πλεονεκτήματα, που είναι:

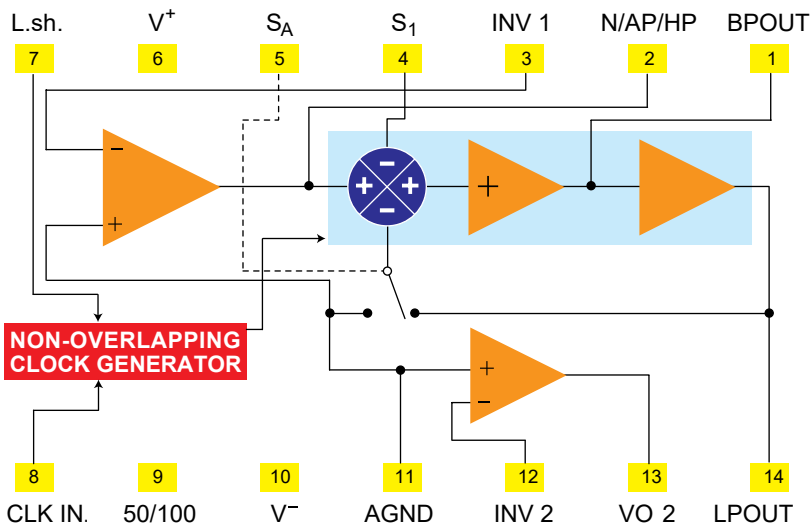
- Δε χρειάζονται εξωτερικοί πυκνωτές.
- Η συχνότητα αποκοπής έχει ακρίβεια $\pm 0.3\%$.
- Έχουν πολύ μικρή ευαισθησία έναντι των μεταβολών της θερμοκρασίας. Ένα πρώτο μειονέκτημα των φίλτρων SC είναι ότι χρειάζονται *ωρολογιακούς παλμούς*. Οι παλμοί αυτοί δημιουργούνται από φθηνούς κρυσταλλικούς ταλαντωτές.

Ένα άλλο μειονέκτημα των φίλτρων αυτών είναι ότι έχουν *περισσότερο θόρυβο* από όσο τα κλασσικά ενεργά φίλτρα.

Η συχνότητα αποκοπής των φίλτρων αυτών μπορεί να μεταβάλλεται σε μεγάλη περιοχή με απλή εξωτερική μεταβολή της συχνότητας του ρολογιού.

Αρκετές εταιρίες κατασκευάζουν φίλτρα με διακοπτόμενους πυκνωτές. Με αυτά μπορούμε να δημιουργήσουμε όλες τις μορφές των ενεργών φίλτρων που είδαμε μέχρι τώρα. Ο σχεδιασμός τους γίνεται διαλέγοντας και προσθέτοντας μερικές εξωτερικές αντιστάσεις. Οι τιμές και η θέση των αντιστάσεων αυτών καθορίζουν τη μορφή της καμπύλης απόκρισης, ενώ η χαρακτηριστική συχνότητα του φίλτρου (αποκοπής ή συντονισμού) καθορίζεται από το εξωτερικό ρολόι.

Το Σχ.5.27 δείχνει το δομικό διάγραμμα του φίλτρου με διακοπτόμενους πυκνωτές. Πρόκειται για το μονολιθικό ολοκληρωμένο MF5 της National, που είναι φίλτρο 2ης τάξης **γενικού σκοπού**. Αυτό σημαίνει ότι με το φίλτρο αυτό μπορούμε να συνθέσουμε ΦΧΣ, ΦΥΣ, ΦΖΔ και ΦΖΑ. Μπορούμε επίσης να συνδέσουμε σε σειρά τέτοια φίλτρα (όπως και με τα ενεργά) για να δημιουργήσουμε φίλτρα ανωτέρου βαθμού.



Σχήμα 5.27. Δομικό διάγραμμα φίλτρου διακοπτόμενων πυκνωτών

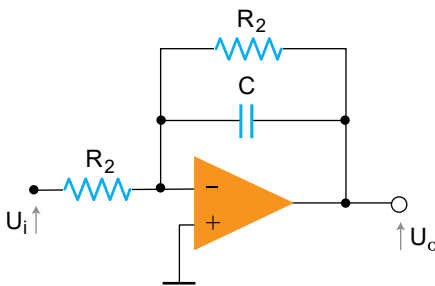
Το φίλτρο αυτό χρειάζεται τη χρήση δύο ή περισσότερων αντιστάσεων για να καθορισθεί η χαρακτηριστική καμπύλη του. Η περιοχή του φίλτρου αυτού, σύμφωνα με τον κατασκευαστή του, εκτείνεται από 0.2 Hz έως 30 kHz και η *συχνότητα του ρολογιού* είναι από 10 Hz έως 1 MHz .

Το φίλτρο αποτελείται από έναν ΤΕ, δύο ολοκληρωτές (που δε δημιουργούν διαφορά φάσης) και έναν κόμβο πρόσθεσης. Ένας διακόπτης MOS ελέγχεται από μια λογική τάση στον ακροδέκτη 5 (S_A), ο οποίος συνδέει τη μια από τις εισόδους του πρώτου ολοκληρωτή είτε στη γη είτε στην έξοδο του δεύτερου ολοκληρωτή, πράγμα που δίνει μεγαλύτερη ευελιξία. Η άλλη είσοδος του ολοκληρωτή οδηγείται εξωτερικά στον ακροδέκτη 4 (S_1). Ένας άλλος ακροδέκτης μας επιτρέπει την εκλογή της συχνότητας του ρολογιού ως προς τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, δηλ. 50:1 ή 100:1. Η μέγιστη επιτρεπόμενη συχνότητα ρολογιού είναι 1 MHz που δίνει μέγιστη συχνότητα f_1 (ή f_2 ή f_0) ίση με 30 kHz για λόγο 50:1 ή 15 kHz για λόγο 100:1, αρκεί το γινόμενο $f_0 \times Q < 200 \text{ kHz}$. Ένας επιπλέον ακροδέκτης δίνει τη δυνατότητα στο χρήστη να προγραμματίσει την κατάλληλη λογική στάθμη του ρολογιού (L.Sh. ακροδέκτης 7). Τέλος, υπάρχει ένας πρόσθετος διαθέσιμος ΤΕ για ειδικές εφαρμογές.

ΑΣΚΗΣΕΙΣ

- 5-1. Ένα φίλτρο 1ου βαθμού έχει $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, και $R_2 = 6 \text{ k}\Omega$, $R = 4.7 \text{ k}\Omega$, και $C = 6.8 \text{ nF}$. Υπολογίστε την dc ενίσχυση του φίλτρου σε dB και τη συχνότητα αποκοπής αυτού. Επίσης σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισης του φίλτρου.
- 5-2. Υπολογίστε ΦΧΣ 1ου βαθμού με ενίσχυση 1 και συχνότητα αποκοπής 500 Hz . Σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.
- 5-3. Ένα ΦΥΣ 1ου βαθμού έχει $K=6$ και $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 10 \text{ nF}$. Υπολογίστε τις αντιστάσεις R_3 και R_4 , καθώς και τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.
- 5-4. Να υπολογίσετε ΦΥΣ 1ου βαθμού με ενίσχυση 4 και συχνότητα αποκοπής $1,5 \text{ kHz}$. Σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.
- 5-5. Ένα ΦΧΣ 2ης τάξης έχει $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 10 \text{ nF}$, $C_2 = 1.5 \text{ nF}$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ και $R_2 = 82 \text{ k}\Omega$. Υπολογίστε τη συχνότητα αποκοπής και την ενίσχυση του φίλτρου. Επίσης, σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισης του φίλτρου.

- 5-6.** Υπολογίστε ΦΧΣ 2ου βαθμού με συχνότητα αποκοπής 400 Hz ενίσχυση 9. Σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.
- 5-7.** Ένα ΦΥΣ έχει $C = 1 \text{ nF}$, και $R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$ και $K = 8$. Υπολογίστε το φίλτρο και σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.
- 5-8.** Υπολογίστε ΦΥΣ 2ης τάξης με συχνότητα αποκοπής 800 Hz και ενίσχυση 5.5. Σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.
- 5-9.** Ένα ΦΣΖΔ έχει τα εξής στοιχεία: $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 120 \text{ k}\Omega$. Υπολογίστε τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου και την ενίσχυσή του.
- 5-10.** Να υπολογίσετε ΦΣΖΔ με συχνότητα συντονισμού 1 kHz, ενίσχυση 7 και $Q = 5$.
- 5-11.** Ένα ΦΣΖΑ έχει τα εξής στοιχεία: $R_1 = 220 \Omega$, $R_2 = 56 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$ και $C = 0.85 \mu\text{F}$. Υπολογίστε τη συχνότητα αποκοπής του.
- 5-12.** Να υπολογίσετε φίλτρο δοντιού συχνότητας 400 Hz και $Q = 6$.
- 5-13.** Το παρακάτω φίλτρο είναι ΦΧΣ με ΤΕ συνδεσμολογημένο με αναστροφή. Αποδεικνύεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του δίνεται από τη σχέση:



$$H(s) = -\frac{K}{1 + \frac{s}{\omega_1}}$$

όπου:

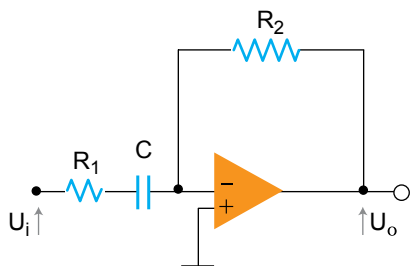
$$K = \frac{R_2}{R_1}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$(s = j\omega)$$

Υπολογίστε το φίλτρο αυτό για συχνότητα αποκοπής 1.3 kHz και ενίσχυση 10 και σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.

- 5-14.** Το παρακάτω φίλτρο είναι ΦΥΣ 1ης τάξης με τον ΤΕ συνδεσμολογημένο να δημιουργεί διαφορά φάση 180° μεταξύ εισόδου και εξόδου. Αποδεικνύεται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του δίνεται από τη σχέση:



$$H(s) = -\frac{K \frac{s}{\omega_2}}{1 + \frac{s}{\omega_2}}$$

όπου:

$$K = \frac{R_2}{R_1}$$

$$f_? = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Να υπολογισθεί το φίλτρο αυτό για $K=8$ και συχνότητα αποκοπής 350 Hz. Σχεδιάστε την καμπύλη απόκρισής του.

Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΑΡΜΟΝΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ



6.1 Εισαγωγή – Βασικές αρχές

Ο **ηλεκτρονικός ταλαντωτής** είναι ένα κύκλωμα το οποίο δημιουργεί μια έξοδο περιοδικού σήματος χωρίς να εισάγεται σήμα στην είσοδό του. Ο **αρμονικός ταλαντωτής**, που συχνά ονομάζεται και *γραμμικός ταλαντωτής*, είναι υποπερίπτωση των ηλεκτρονικών ταλαντωτών οι οποίοι δημιουργούν στην έξοδό τους σήμα που είναι προσεγγιστικά ημιτονικό.

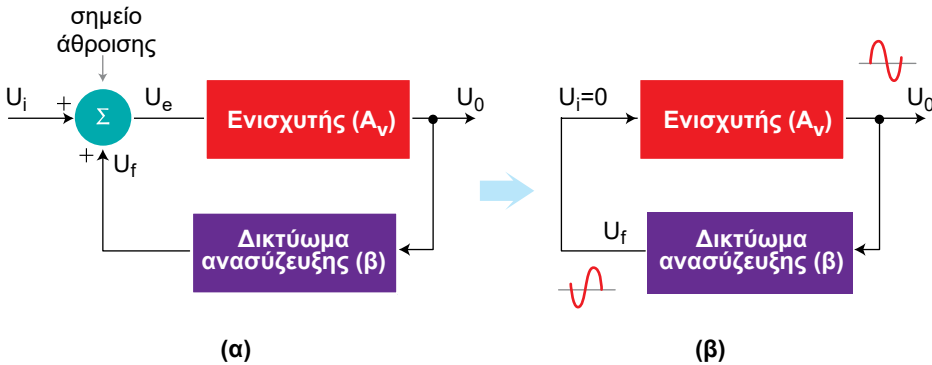
Οι ταλαντωτές βρίσκουν εφαρμογές σε πολλές περιοχές, μεταξύ των οποίων στα *συστήματα ακουστικών συχνοτήτων* και στις *τηλεπικοινωνίες*. Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούν διάφορους ταλαντωτές συμπεριλαμβανομένων των κρυσταλλικών ταλαντωτών και των ταλαντωτών ελεγχόμενους από τάση (VCO). Μολονότι υπάρχει μια ποικιλία ολοκληρωμένων κυκλωμάτων για την παραγωγή περιοδικών σημάτων, οι ταλαντωτές με *διακριτά στοιχεία* έχουν σημαντικά πλεονεκτήματα απέναντι σε πολλά ολοκληρωμένα κυκλώματα. Έτσι, π.χ. σε πολλές περιπτώσεις οι ταλαντωτές με ολοκληρωμένα κυκλώματα δεν μπορούν να σχεδιαστούν σε υψηλές συχνότητες και μικρούς θορύβους, που είναι απαιτήσεις πολλών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Παρομοίως, οι ταλαντωτές που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ήχου υψηλής πιστότητας πρέπει να έχουν υψηλή σταθερότητα και χαμηλό θόρυβο και γι' αυτό σχεδιάζονται με διακριτά στοιχεία.

Βασικά, οι αρμονικοί ταλαντωτές χωρίζονται σε δυο μεγάλες κατηγορίες που είναι οι *συντονιζόμενοι* και οι *μη συντονιζόμενοι ταλαντωτές*. Οι **συντονιζόμενοι αρμονικοί ταλαντωτές** αποτελούνται από ένα *δικτύωμα συντονισμού LC* και ένα *ενεργό στοιχείο* (τρανζίστορ ή TE), ενώ οι **μη συντονιζόμενοι αρμονικοί ταλαντωτές** αποτελούνται από ένα *ενεργό στοιχείο* και ένα δικτύωμα RC.

Στη συνήθη μορφή του, ο ταλαντωτής είναι ένας ενισχυτής με ανασύζευξη (ανατροφοδότηση) στον οποίο ένα μέρος από την τάση εξόδου του επιστρέφει στην είσοδό του μέσω ενός δικτύωματος ανασύζευξης. Αν το σήμα ανασύζευξης έχει κατάλληλο πλάτος και φάση, το κύκλωμα δημιουργεί από μόνο του (χωρίς σήμα στην είσοδό του) ημιτονική κυματομορφή. Η ισχύς που απαιτείται γι' αυτή την παραγωγή σήματος προσλαμβάνεται από την τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος.

6.2 Κριτήρια ταλάντωσης

Το Σχ.6.1β δείχνει το δομικό διάγραμμα που έχει ένας τυπικός αρμονικός ταλαντωτής, θεωρούμενος σα μετεξέλιξη και ειδική περίπτωση ενός ενισχυτή με ανασύζευξη του οποίου το δομικό διάγραμμα εικονίζεται στο Σχ.6.1α.



Σχήμα 6.1. Μετάβαση από το δομικό διάγραμμα ενισχυτή με ανασύζευξη (α), ταλαντωτής (β)

Όπως παρατηρούμε, το σύστημα αποτελείται από έναν ενισχυτή τάσης (ενεργό στοιχείο), με ενίσχυσης A_v , ένα δικτύωμα ανασύζευξης με υποβιβασμό ή λόγο ανασύζευξης β και ένα σημείο άθροισης. Η ac τάση εξόδου από το σημείο άθροισης συμβολίζεται με v_e και είναι η διαφορά του σήματος εισόδου v_i μείον την τάση (εξόδου) της ανασύζευξης v_f ($v_i - v_f$).

Οι σχέσεις που διέπουν αυτό το δομικό διάγραμμα είναι οι εξής:

$$v_e = v_i + v_f \tag{6.2.1}$$

$$v_o = A_v v_e \tag{6.2.2}$$

$$v_f = \beta v_o \tag{6.2.3}$$

Από τις εξισώσεις αυτές αποδεικνύεται η εξής σχέση:

$$A_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_v}{1 - \beta A_v} \tag{6.2.4}$$

όπου A_f είναι η (ολική) ενίσχυση με ανασύζευξη ή η ενίσχυση με κλειστό βρόχο, A_v είναι η ενίσχυση χωρίς ανασύζευξη και βA_v η ενίσχυση του ανοικτού βρόχου.

Από την Εξ.(6.2.4) συνάγεται ότι, αν $\beta A_v = 1$ τότε $|A_f| = |v_o/v_i| = \infty!$ Αυτό σημαίνει ότι το σύστημα θα παράγει έξοδο $v_o \neq 0$ χωρίς είσοδο ($v_i=0$), δηλαδή θα λειτουργεί ως **ταλαντωτής** με δομικό διάγραμμα αυτό του Σχ.6.1 β.

Συνεπώς, η μιγαδική εξίσωση,

$$\beta A_v = 1 \quad (6.2.5)$$

που καλείται **συνθήκη Barkhausen**, είναι η συνθήκη για να έχουμε **εκκίνηση ταλαντώσεων από το σύστημα**.

Η εξίσωση αυτή, μετά από κατάλληλη μαθηματική επεξεργασία αποδεικνύεται ισοδύναμη με τις σχέσεις:

$$|\beta A_v| = 1 \quad (6.2.6)$$

$$\varphi = 0^\circ \text{ (ή } 360^\circ) \quad (6.2.7)$$

όπου, φ η διαφορά φάσης που υπεισάγει το συνολικό κύκλωμα ανοικτού βρόχου (ενισχυτής+δικτύωμα ανασύζευξης).

Οι Εξ.(6.2.6) και (6.2.7) δίνουν τις εξής δυο συνθήκες που απαιτούνται για να έχουμε ταλάντωση:

1. Το μέτρο της ενίσχυσης ανοικτού βρόχου βA_v πρέπει να είναι 1.
2. Η ολική μεταβολή φάσης μέσω του ανοικτού βρόχου πρέπει να είναι 0° ή 360° .

Αυτές οι δυο συνθήκες ονομάζονται **κριτήρια ταλάντωσης Barkhausen**.

Έτσι, αν ο ενισχυτής του Σχ.6.1 δημιουργεί μεταβολή φάσης 180° τότε, για να έχουμε ταλάντωση το δικτύωμα ανασύζευξης πρέπει να δημιουργεί άλλες 180° διαφορά φάσης, ώστε η ολική μεταβολή φάσης του συστήματος ανοικτού βρόχου να είναι 360° (ή 0°). Σημειώστε ότι οι κυματομορφές που δείχνει το Σχ.6.1 είναι ημιτονικές και χρησιμοποιούνται για να δείξουν απλώς τη δράση του κυκλώματος. Στη γενική περίπτωση, οι κυματομορφές που δημιουργούνται από έναν ταλαντωτή εξαρτώνται από τα στοιχεία του κυκλώματος και επομένως μπορεί να είναι ημιτονικές, τετραγωνικές ή τριγωνικές. Εξάλλου, η συχνότητα ταλάντωσης καθορίζεται βασικά από τα στοιχεία του δικτύωματος ανασύζευξης.

6.2.1 Εκκίνηση και Συντήρηση των Ταλαντώσεων

Τα κριτήρια Barkhausen, είτε εκφράζονται με τη γενική μιγαδική Εξ.(6.2.5) είτε με τις επιμέρους Εξ.(6.2.6) (μέτρο) και Εξ.(6.2.7) (φάση), αποτελούν μαθηματικές εξισώσεις - συνθήκες κρίσιμων τιμών οι οποίες εξασφαλίζουν απλώς και μόνο την *εκκίνηση*, (την έναρξη των ταλαντώσεων). Στην πράξη, ταχύτατα, οι συνθήκες αυτές τείνουν να ανατραπούν, είτε γιατί οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος (R , L , C , κ.ά.) αλλάζουν, λόγω της διέλευσης του ρεύματος λειτουργίας ή της συνεπαγόμενης θέρμανσης του κυκλώματος, είτε γιατί οι παράμετροι του ενεργού στοιχείου (τρανζίστορ, κτλ) μεταβάλλονται για τους ίδιους λόγους. Έτσι, το β και ιδίως το A_v του ενισχυτή παύουν πλέον να ικανοποιούν τη συνθήκη Barkhausen και η ταλάντωση τείνει να αποσβεσθεί, να καταπαύσει.

Για να παρακάμψουμε αυτό το πρόβλημα, και να εξασφαλίσουμε **συντηρούμενες ταλαντώσεις**, αναγκαζόμαστε να δώσουμε στον ενισχυτή του κυκλώματος τιμή ενίσχυσης A_v ελαφρά μεγαλύτερη από όση επιβάλλει η Εξ.(6.2.5). Έτσι, για να έχουμε συντηρούμενες ταλαντώσεις πρέπει να αντιμετωπίσουμε τη συνθήκη Barkhausen όχι σαν ισότητα αλλά σαν ανισότητα της μορφής

$$\beta A_v \geq 1 \quad (6.2.8)$$

οπότε τα κριτήρια Barkhausen, γίνονται

$$|\beta A_v| \geq 1 \quad (6.2.9)$$

και

$$\varphi = 0^\circ \quad (6.2.10)$$

Αποδεικνύεται ότι, όταν ικανοποιούνται τα παραπάνω, ο ενισχυτής εξασφαλίζει τη *συντήρηση* των ταλαντώσεων όχι μόνο με την παροχή της ενίσχυσής του, και της αντίστοιχης ισχύος τροφοδοσίας του, αλλά, και με τη μεσολάβηση ενός φαινομένου που λέγεται **περιορισμός του πλάτους**. Το φαινόμενο αυτό, που οφείλεται στο ότι η απολαβή τάσης A_v του ενισχυτή ελαττώνεται όσο αυξάνει το πλάτος ταλάντωσης, οδηγεί σε *διατήρηση του πλάτους σε σταθερή τιμή*.

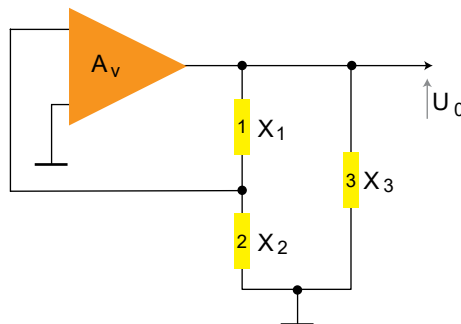
6.3 Συντονιζόμενοι ταλαντωτές

Οι **συντονιζόμενοι ταλαντωτές** ονομάζονται και **ταλαντωτές LC**, γιατί έχουν ως δικτύωμα ανασύζευξης κάποιο κύκλωμα συντονισμού L-C (συχνά συνδυασμένο και με αντιστάσεις R). Οι ταλαντωτές αυτοί χρησιμοποιούνται ιδίως σε εφαρμογές ραδιο-συχνοτήτων, με συχνότητες που κυμαίνονται από αρκετές εκατοντάδες kHz μέχρι αρκετές εκατοντάδες MHz. Οι πιο συνηθισμένοι ταλαντωτές της μορφής αυτής είναι οι ταλαντωτές Colpitts, Clapp και Hartley τους οποίους και θα δούμε αναλυτικότερα παρακάτω.

Η βασική δομή των ταλαντωτών LC απεικονίζεται από το δομικό διάγραμμα του Σχ.6.2. Όπως παρατηρούμε αποτελούνται από έναν ενισχυτή τάσης A_v και από ένα δίκτυωμα ανασύζευξης που στη γενική περίπτωση περιλαμβάνει τρία κυκλωματικά στοιχεία, 1, 2, 3 (με L και C) με μεσαία λήψη μεταξύ των 1 και 2. Τα στοιχεία αυτά συγκροτούν ένα γενικό κύκλωμα συντονισμού. Με τη βοήθεια των κριτηρίων Barkhausen αποδεικνύεται, ότι για να έχουμε συντηρούμενες ταλαντώσεις με τους ταλαντωτές αυτούς, πρέπει να ισχύουν οι σχέσεις:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (6.3.1)$$

$$A_v \geq 1 + \frac{X_1}{X_2} \quad (6.3.2)$$



Σχήμα 6.2. Βασική δομή ταλαντωτών LC (συντονιζόμενων)

όπου X_1 , X_2 και X_3 είναι φαινόμενες αντιστάσεις, με $X_k = j\omega L_k$ για καθαρές αυτεπαγωγές (πηνία) και $X_k = 1 / j\omega C_k$ για καθαρές χωρητικότητες (πυκνωτές).

6.3.1 Ταλαντωτής Colpitts

Χαρακτηριστικό γνώρισμα ενός ταλαντωτή Colpitts είναι ότι το συντονιζόμενο κύκλωμά του αποτελείται από δύο πυκνωτές, C_1 , C_2 σε σειρά και το σύστημά τους παράλληλο προς το πηνίο L . Οι δύο πυκνωτές δημιουργούν έναν ac διαιρέτη τάσης, και η τάση ανασύζευξης v_f είναι αυτή που αναπτύσσεται στα άκρα του C_2 (στη μεσαία λήψη μεταξύ των C_1, C_2) και οδηγείται στον ενισχυτή απολαβής A_v .

Κατά τα ανωτέρω, αναφερόμενοι και στο Σχ.6.2 για ένα ταλαντωτή Colpitts θα έχουμε $X_1 = j\omega C_1$, $X_2 = j\omega C_2$, και $X_3 = j\omega L$. Από τις σχέσεις αυτές και την Εξ. (6.3.1) προκύπτει η σχέση

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.3.3)$$

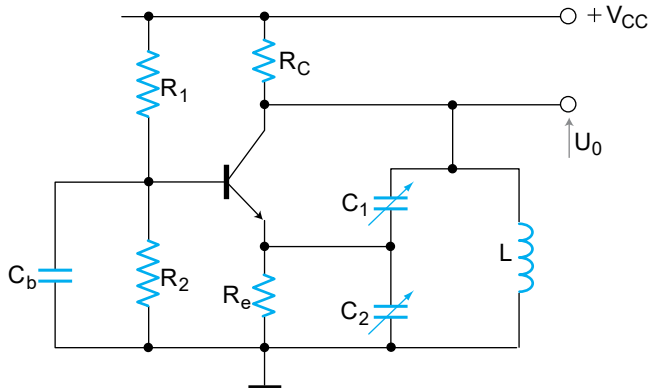
όπου, C_t η ισοδύναμη χωρητικότητα σύνδεσης των C_1 και C_2 σε σειρά, δηλ.

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (6.3.4)$$

Παρόμοια, από την Εξ.(6.3.2) βρίσκουμε, ότι για να έχουμε συντηρούμενες ταλαντώσεις πρέπει να ισχύει

$$|A_v| \geq 1 + \frac{C_2}{C_1} \quad (6.3.5)$$

Το Σχ.6.3 εικονίζει τον ταλαντωτή Colpitts με τρανζίστορ (BJT) σε συνδεσμολογία CB. Η θετική ανασύζευξη από την ακραία έως τη μεσαία λήψη μεταξύ των C_1 , C_2 , οδηγείται στην είσοδο του τρανζίστορ. Στον εκπομπό παρεμβάλλεται η αντίσταση R_c η οποία μαζί με τις R_1 και R_2 , δημιουργούν την πόλωση του τρανζίστορ. Ταυτόχρονα, όμως, ασκεί και αρνητική ανασύζευξη στη λειτουργία του, για να βελτιώσει την ημιτονική κυματομορφή που παράγεται από τον ταλαντωτή. Τέλος, η R_c είναι η κλασσική αντίσταση συλλέκτη του τρανζίστορ.



Σχήμα 6.3 Ταλαντωτής Colpitts με BJT

Αν λάβουμε υπόψη μας την έκφραση της απολαβής A_v του ενισχυτή σε συνάρτηση των υβριδικών παραμέτρων του τρανζίστορ, η Εξ.(6.3.5) γίνεται:

$$A_v = \frac{h_{fe} R_c}{R_i} \geq 1 + \frac{C_1}{C_2} \quad (6.3.6)$$

όπου

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e \quad (6.3.7)$$

⇒ Παράδειγμα 6-1

Ο πιο πάνω ταλαντωτής Colpitts με BJT υλοποιείται με τις εξής τιμές εξαρτημάτων: $L=100 \mu\text{H}$, $C_1 = 1 \text{ nF}$, $C_2=100 \text{ pF}$, $R_c=680 \Omega$, $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$, $R_2=5.6 \text{ k}\Omega$, $R_e=47 \Omega$. Εξάλλου, το τρανζίστορ έχει $h_{ic}=1 \text{ k}\Omega$ και $h_{fe}=199$. Να βρεθεί η συχνότητα ταλαντώσεών του και να εξεταστεί αν συντηρούνται οι ταλαντώσεις αυτές.

Λύση

Από την Εξ.(6.3.4) έχουμε

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{10^{-9}} + \frac{1}{0.1 \times 10^{-9}} = 10^9 + 10^{10} = 1.1 \times 10^{10} \therefore$$

$$\therefore C_t = \frac{1}{1.1 \times 10^{10}} = 91 \text{ pF}$$

Συνεπώς, από την Εξ.(6.3.4) έχουμε

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_t}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100 \times 10^{-6} \times 91 \times 10^{-12}}} \cong 1.7 \text{ MHz}$$

Εξ' άλλου, από την Εξ.(6.3.7) έχουμε

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e = 1 + 200 \times 0.047 \text{ k}\Omega = 10.4 \text{ k}\Omega$$

Έτσι, η Εξ.(6.3.6) δίνει

$$|A_v| = \frac{h_{fe} R_c}{R_i} = \frac{199 \times 0.68}{10.4} \cong 13$$

οπότε

$$|A_v| = 13 > 1 + \frac{C_2}{C_1} = 1 + 10 = 11$$

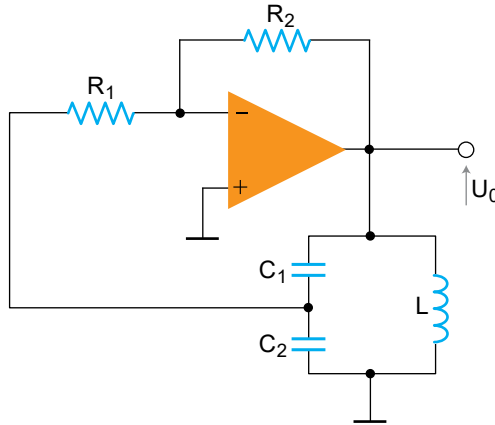
Επομένως ικανοποιείται η ανισότητα της Εξ.(6.3.6), άρα έχουμε συντήρηση ταλαντώσεων.

Το κύκλωμα του Σχ.6.4 εικονίζει τον ταλαντωτή Colpitts με ΤΕ. Ο ΤΕ δίνει την απαραίτητη ενίσχυση για να έχουμε συντήρηση των ταλαντώσεων. Η συχνότητα ταλάντωσης εξακολουθεί να δίνεται από την Εξ.(6.3.3). Επίσης, για να έχουμε συντήρηση ταλαντώσεων θα πρέπει και πάλι να ισχύει η ανισοτική Εξ.(6.3.5)

Τέλος, όπως φαίνεται από το σχήμα, ο συντελεστής ανασύζευξης β ($X_2 / (X_1 + X_2)$) δίνεται από τη σχέση:

$$\beta = \frac{C_1}{C_2 + C_1} \quad (6.3.8)$$

(Εδώ έχει ληφθεί υπόψη, ότι η αντίσταση εισόδου του ΤΕ είναι πολύ μεγάλη).



Σχήμα 6.4. Ταλαντωτής Colpitts με TE

⇒ Παράδειγμα 6-2

Θα υπολογίσουμε ταλαντωτή Colpitts με TE, συχνότητας 50 kHz, χρησιμοποιώντας τον 741 ($R_i = 2 \text{ M}\Omega$, $R_o = 70 \Omega$).

Λύση

Ξεκινάμε δεχόμενοι για το πηνίο μια λογική τιμή, π.χ. $L=1 \text{ mH}$, οπότε η Εξ.(6.3.3) δίνει

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times f_0^2 \times L} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times 50^2 \times 10^6 \times 10^{-3}} = 10.1 \text{ nF}$$

Δεχόμαστε για το λόγο ανασύζευξης μια συνήθη τιμή,

$$\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = 0,1$$

Επομένως, από αυτή προκύπτει

$$C_1 = \frac{\beta}{1-\beta} C_2$$

Αν δεχθούμε μια λογική τιμή για τον $C_2 = 10 \text{ nF}$, υπολογίζουμε τον C_1

$$C_1 = \frac{\beta}{1-\beta} C_2 = \frac{0.1}{1-0.9} 10 \text{ nF} \cong 1.1 \text{ nF}$$

Για την R_1 δεχόμαστε μια τιμή $R_1 \geq X_{C1}$ ώστε το δικτύωμα να μη φορτώνει τον ενισχυτή. Στην πράξη παίρνουμε,

$$R_1 = 10X_{C1} \quad (6.3.9)$$

όπου,

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega_0 C_1} \quad (6.3.10)$$

Συνεπώς,

$$X_{C1} = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 11 \times 10^{-9}} = 289 \Omega$$

Επομένως,

$$R_1 = 10X_{C1} = 10 \times 289 \Omega = 2.89 \text{ k}\Omega$$

Δεχόμαστε $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ και υπολογίζουμε την R_2 από το γνωστό τύπο της απολαβής του αναστρέφοντα ενισχυτή με TE

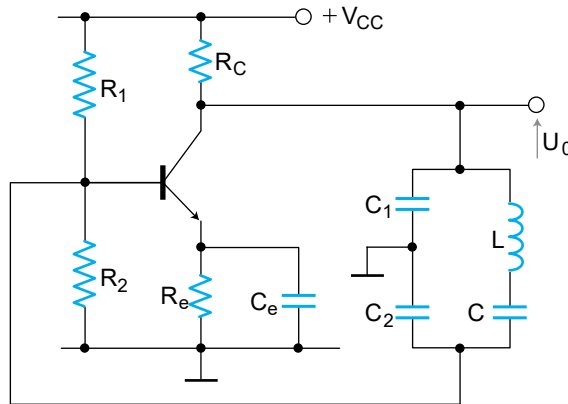
$$|A_v| = \frac{R_2}{R_1} \geq 2 \therefore R_2 \geq 2R_1 \geq 20 \text{ k}\Omega$$

Η αντίσταση R_2 στην πράξη είναι συνήθως ένα ποτενσιόμετρο που το ρυθμίζουμε γύρω από την παραπάνω τιμή ώστε να έχουμε καλό ημιτονικό σήμα στην έξοδο του ταλαντωτή.

6.3.2 Ταλαντωτής Clapp

Μια τροποποίηση του ταλαντωτή Colpitts με τη σύνδεση ενός πυκνωτή C σε σειρά με το πηνίο L δίνει τον **ταλαντωτή Clapp**. Το Σχ.6.5 δείχνει ένα τέτοιο ταλαντωτή με BJT. Η προσθήκη αυτή του πυκνωτή *βελτιώνει τη σταθερότητα της ταλάντωσης*. Η σταθερότητα αυτή μπορεί να βελτιωθεί ακόμη περισσότερο αν χρησιμοποιήσουμε *πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο*. Όταν οι χωρητικές αντιστάσεις των πυκνωτών C_1 και C_2 είναι μεγάλες ως προς αυτή του πυκνωτή που προστέθηκε, η συχνότητα ταλάντωσης καθορίζεται από τη σχέση που είδαμε στον ταλαντωτή Colpitts. Η χωρητικότητα C μπορεί να είναι μεταβλητή ώστε να έχουμε μεταβλητή συχνότητα συντονισμού σε μια δεδομένη περιοχή συχνοτήτων. Στη συχνότητα συντονισμού, η παράλληλη αντίσταση του κυκλώματος σειράς LC είναι ελάχιστη με αποτέλεσμα η συ-

χνότητα συντονισμού να είναι πρακτικά ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του τρανζίστορ.



Σχήμα 6.5. Ταλαντωτής Clapp με BJT

Η συχνότητα ταλάντωσης δίνεται και πάλι από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_t}} \quad (6.3.11)$$

όπου όμως τώρα έχουμε

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C} \quad (6.3.12)$$

Επίσης, με βάση την Εξ.(6.3.2) αποδεικνύεται, ότι για να εξασφαλίσουμε τη συντήρηση των ταλαντώσεων, πρέπει να ισχύει πάλι η ίδια σχέση με τον ταλαντωτή Colpitts, δηλ. η Εξ.(6.3.5).

Αν $C_1 \ll C_2$, ο λόγος ανασύζευξης δίνεται από τη σχέση:

$$\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (6.3.13)$$

και η ενίσχυση του ενισχυτή:

$$A_v = -\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}} \quad (6.3.14)$$

⇒ **Παράδειγμα 6-3**

Ο πιο πάνω ταλαντωτής έχει $L=33 \text{ mH}$, $C_1=C_2=100 \text{ nF}$, $C=1200 \text{ nF}$, $h_{fe}=100$, $R_C=470 \text{ }\Omega$ και $h_{ie}=1 \text{ k}\Omega$. Να βρεθεί η συχνότητα ταλάντωσής του, ο λόγος ανασύζευξης και εάν συντηρούνται οι ταλαντώσεις.

Λύση

Από την Εξ.(6.3.10) έχουμε

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C} = \frac{1}{100 \times 10^{-9}} + \frac{1}{100 \times 10^{-9}} + \frac{1}{1200 \times 10^{-9}}$$

Άρα

$$C_t = 48 \text{ nF}$$

Η Εξ.(6.3.9) δίνει

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_t}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{33 \times 10^{-3} \times 48 \times 10^{-9}}} \cong 4 \text{ kHz}$$

Ο λόγος ανασύζευξης είναι

$$\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{100}{100 + 100} = 0.5$$

Για να έχουμε συντήρηση των ταλαντώσεων πρέπει

$$A_v \geq 1 + \frac{C_2}{C_1} \geq 1 + \frac{100}{100} \geq 2$$

Η απολαβή τάσης του ενισχυτή με τρανζίστορ, είναι:

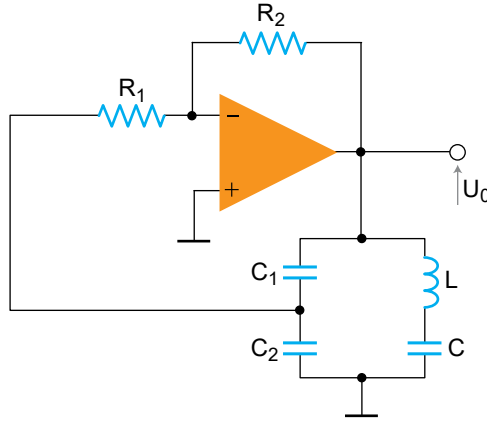
$$|A_v| = \frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}} = \frac{100 \times 0.470}{1} = 47$$

η οποία είναι πολύ μεγαλύτερη από 2. Επομένως έχουμε συντήρηση των ταλαντώσεων.

Το Σχ.6.6 δείχνει τον **ταλαντωτή Clapp με ΤΕ**. Στον ταλαντωτή αυτόν ισχύουν όλες οι πιο πάνω σχέσεις με μόνη διαφορά την απολαβή τάσης του ενισχυτή που δίνεται από τη γνωστή σχέση του ενισχυτή με αναστροφή, δηλ.

$$|A_v| = \frac{R_2}{R_1}$$

(6.3.15)



Σχήμα 6.6. Ταλαντωτής Clapp με TE

⇒ Παράδειγμα 6-4

Θα υπολογίσουμε ταλαντωτή Clapp που δίνει ταλαντώσεις με συχνότητα συντονισμού 50 kHz, χρησιμοποιώντας τον TE 741.

Λύση

Δεχόμαστε ως λογική τιμή $L=2.2$ mH. Επομένως, από την Εξ.(6.3.9), έχουμε

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} \frac{1}{(2\pi \times 50 \times 10^3)^2 \times 2.2 \times 10^{-3}} \cong 4.6 \text{ nF}$$

Επιλέγουμε τη συνήθη τιμή $\beta = 0.1$. Επομένως,

$$\beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \therefore C_1 = \frac{\beta}{1-\beta} C_2$$

Αν δεχθούμε μια λογική τιμή $C_2 = 100$ nF και $C_1 = 4.7$ nF \therefore

$$C_1 = \frac{0.1}{1-0.1} 100 \text{ nF} = 1.11 \times 100 \text{ nF} = 11.1 \text{ nF}$$

Επομένως,

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{4.7 \times 10^{-9}} - \left(\frac{1}{11.1 \times 10^{-9}} + \frac{1}{100 \times 10^{-9}} \right) \therefore$$

$$C = 4.7 \text{ nF}$$

Για να έχουμε συντηρούμενες ταλαντώσεις, πρέπει να ισχύει η Εξ.(6.3.5), δηλ.

$$|A_v| \geq 1 + \frac{C_2}{C_1} \geq 1 + \frac{100}{10} \geq 11$$

$$|A_v| = \frac{R_2}{R_1} \geq 11$$

Έτσι, αν δεχούμε, π.χ $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, θα έχουμε

$$R_2 \geq 110 \text{ k}\Omega$$

6.3.3 Ταλαντωτής Hartley

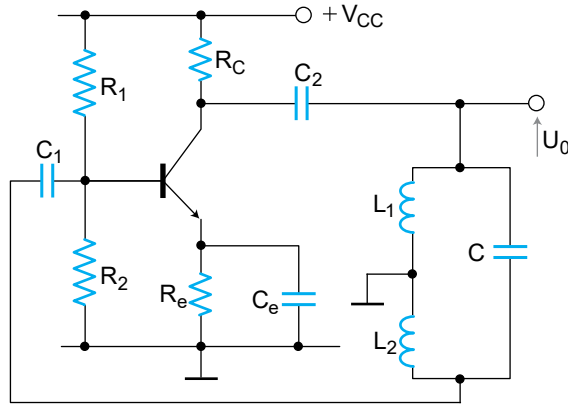
Ο **ταλαντωτής Hartley**, Σχ.6.7, μοιάζει με τον ταλαντωτή Colpitts, με τη διαφορά ότι η θέση και ο ρόλος πυκνωτών και πηνίων έχει αντιστραφεί. Δηλαδή, για να δημιουργηθεί η ανασύζευξη χρησιμοποιούνται δύο πηνία L_1 και L_2 (στη θέση των πυκνωτών C_1 και C_2) και ένας πυκνωτής C (στη θέση του L). Οι αντιστάσεις R_1 , R_2 , R_c και R_c δημιουργούν την κατάλληλη πόλωση του τρανζίστορ. Η συχνότητα συντονισμού της ταλάντωσης καθορίζεται από το δίκτυο συντονισμού (L_1 , L_2 , C). Ο πυκνωτής C μπορεί να είναι μεταβλητός και επομένως το κύκλωμα να συντονίζει επιλεκτικά μέσα σε μια δεδομένη περιοχή συχνοτήτων. Ο πυκνωτής C_2 είναι πυκνωτής φραγμού (της dc τάσης για να μην εμφανιστεί στην έξοδο) και ο πυκνωτής C_c είναι πυκνωτής διαρροής.

Επαναλαμβάνοντας τους συλλογισμούς που κάναμε για τον ταλαντωτή Colpitts, αλλά θέτοντας τώρα $X_1 = j\omega L_1$, $X_2 = j\omega L_2$ και $X_3 = 1 / j\omega C$ στις Εξ.(6.3.1) και Εξ. (6.3.2), βρίσκουμε, ότι η συχνότητα ταλάντωσης δίνεται από τον τύπο

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_t C}} \quad (6.3.16)$$

όπου,

$$L_t = L_1 + L_2 \quad (6.3.17)$$



Σχήμα 6.7. Ταλαντωτής Hartley με BJT

Επίσης, αποδεικνύεται, ότι για να είναι συντηρούμενες οι ταλαντώσεις, θα πρέπει να ισχύει η σχέση:

$$|A_v| \geq 1 + \frac{L_1}{L_2}$$

(6.3.18)

όπου, A_v είναι η ενίσχυση του ενισχυτή και στην περίπτωση αυτή (τρανζίστορ CE), είναι:

$$|A_v| = \frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}}$$

(6.3.19)

⇒ Παράδειγμα 6-5

Ο πιο πάνω ταλαντωτής Hartley έχει τις εξής τιμές εξαρτημάτων: $L_1=L_2=4.7$ mH, $C=22$ nF, $R_c=2.2$ kΩ, και το τρανζίστορ έχει $h_{ie}=1$ kΩ και $h_{fe}=50$. Να βρεθεί η συχνότητα συντονισμού της ταλάντωσής του και να ελεγχθεί αν οι ταλαντώσεις είναι συντηρούμενες.

Λύση

Επειδή,

$$L_t = L_1 + L_2 = 4.7 + 4.7 = 9.4 \text{ mH}$$

η Εξ.(6.3.16) δίνει

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{9.4 \times 10^{-3} \times 22 \times 10^{-9}}} \cong 11.1\text{kHz}$$

Εξ' άλλου, από την Εξ.(6.3.19), έχουμε

$$|A_v| = \frac{h_{fe} R_C}{h_{ie}} = \frac{50 \times 2.2}{1} = 110$$

Άρα

$$|A_v| = 110 \geq 1 + \frac{L_1}{L_2} = 2$$

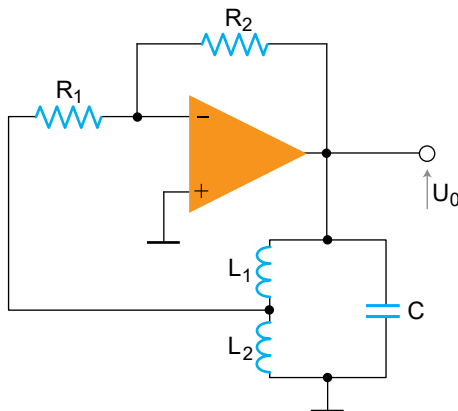
Επομένως ικανοποιείται η ανισότητα της Εξ. (6.3.18) άρα έχουμε συντήρηση των ταλαντώσεων.

Το Σχ.6.8 δείχνει τον **ταλαντωτή Hartley με TE**. Η συχνότητα συντονισμού του δίνεται και πάλι από την Εξ.(6.3.16). Επίσης, εξακολουθεί να ισχύει η συνθήκη της Εξ.(6.3.18), για τη συντήρηση των ταλαντώσεων, αλλά η ενίσχυση A_v δίνεται από το γνωστό τύπο του αναστρέφοντα ενισχυτή με TE

$$|A_v| = \frac{R_2}{R_1} \tag{6.3.20}$$

Επειδή η αντίσταση εισόδου του TE είναι πολύ μεγάλη, ο λόγος ανασύζευξης θα είναι,

$$\beta = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \tag{6.3.21}$$



Σχήμα 6.8. Ταλαντωτής Hartley με TE

⇒ Παράδειγμα 6-6

Θα υπολογίσουμε ταλαντωτή Hartley με ΤΕ (π.χ τον 741) για συχνότητα συντονισμού 30 kHz.

Λύση

Δεχόμαστε τη λογική τιμή $L_t = 1 \text{ mH}$, οπότε η Εξ.(6.3.16)

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_t} = \frac{1}{(2\pi \times 30 \times 10^3)^2 \times 10^{-3}} \cong 28 \text{ nF}$$

Στη συνέχεια δεχόμαστε, ως συνήθως, $\beta=0.1$. Επομένως, αν συνδέσουμε τις Εξ.(6.3.17) και Εξ.(6.3.21), θα έχουμε

$$L_t = L_1 + L_2 = L_1 + \left(\frac{\beta}{1-\beta} \right) L_1 = \frac{L_1}{1-\beta} \therefore$$

$$L_1 = (1 - \beta)L_t = 0,9 \times 1 = 0.9 \text{ mH}$$

και

$$L_2 = L_t - L_1 = 1 - 0.9 = 0.1 \text{ mH}$$

Τέλος, σύμφωνα με την Εξ.(6.3.18) η ενίσχυση που πρέπει να δίνει ο ενισχυτής, για να έχουμε συντηρούμενες ταλαντώσεις, είναι:

$$A_v \geq 1 + \frac{L_1}{L_2} \geq 1 + \frac{0.9}{0.1} \geq 10$$

Επομένως, κατά την Εξ.(6.3.20), πρέπει

$$\frac{R_2}{R_1} \geq 10$$

Άρα, αν δεχθούμε την $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, βρίσκουμε έτσι ότι η $R_2 \geq 10 \times R_1 = 100 \text{ k}\Omega$.

6.3.4 Σταθερότητα Συχνότητας

Η σταθερότητα της συχνότητας μιας ταλάντωσης παίζει πολλές φορές πολύ σημαντικό ρόλο σε εφαρμογές όπως τα ηλεκτρονικά ρολόγια (clock), οι γεννήτριες συχνοτήτων και τα κυκλώματα χρονισμού ακρίβειας. Η σταθερότητα αυτή εξαρτάται από τρεις παράγοντες. Ο πρώτος παράγοντας είναι

η θερμοκρασία, επειδή τα στοιχεία του ταλαντωτή είναι συνάρτηση της θερμοκρασίας. Ο δεύτερος παράγοντας είναι η επίδραση των μεταβολών της τάσης τροφοδοσίας και ο τρίτος παράγοντας είναι η επίδραση της «φόρτωσης» του ταλαντωτή που δέχεται ο ταλαντωτής στην έξοδό του.

Η επίδραση της θερμοκρασίας είναι σημαντική στους ταλαντωτές LC. Η τιμή της αυτεπαγωγής αυξάνει με τη θερμοκρασία, ενώ, αντίθετα, η χωρητικότητα ελαττώνεται. Έτσι, έχουν επινοηθεί κυκλώματα με τα οποία αυτές οι επιδράσεις να αλληλοαναιρούνται. Ακριβής, όμως, εξισορρόπηση είναι αδύνατο να πραγματοποιηθεί.

Σημειώνουμε επίσης, ότι η επίδραση της θερμοκρασίας είναι μικρότερη στην περίπτωση που το συντονιζόμενο κύκλωμα έχει υψηλό συντελεστή ποιότητας Q.

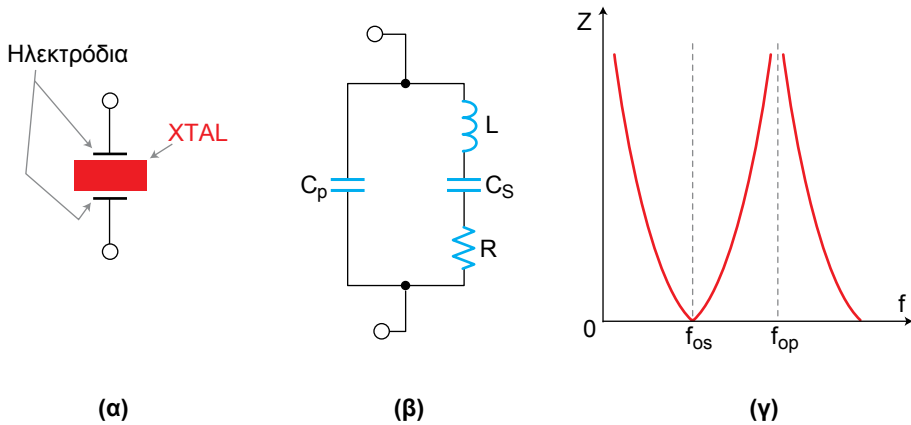
Οι μεταβολές ή διακυμάνσεις της τάσης τροφοδοσίας επιδρούν κυρίως στις παραμέτρους του ενεργού στοιχείου (τρανζίστορ, κτλ), με αποτέλεσμα να έχουν έμμεση επίδραση και στη συχνότητα ταλάντωσης. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με την εφαρμογή πολύ καλής ηλεκτρονικής σταθεροποίησης στην τάση τροφοδοσίας.

Η επίδραση της φόρτωσης στη σταθερότητα της συχνότητας είναι σημαντική, εφόσον υποβιβάζει το Q του παράλληλου κυκλώματος συντονισμού. Στην πράξη είναι προτιμότερο να χρησιμοποιήσουμε απομονωτή (buffer), επειδή το κύκλωμα αυτό έχει υψηλή αντίσταση εισόδου και μικρή αντίσταση εξόδου και έτσι αφήνει σχεδόν ανεπηρέαστο το Q του κυκλώματος συντονισμού.

6.3.5 Ταλαντωτές με Κρύσταλλο

Όπως είπαμε πιο πάνω, ένα κύκλωμα με υψηλό Q εξασφαλίζει πολύ καλή σταθερότητα στη συχνότητα ταλάντωσης. Ο κρύσταλλος χαλαζία (quartz) είναι ένα στοιχείο που συμπεριφέρεται σαν κύκλωμα συντονισμού υψηλού Q. Η λειτουργία του κρυστάλλου βασίζεται στο πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο, που είναι το εξής: Αν σ' έναν κρύσταλλο που περιέχεται ανάμεσα σε δυο ηλεκτρόδια εφαρμόσουμε μηχανικές δονήσεις, δημιουργούνται στην επιφάνειά του ηλεκτρικά φορτία τα οποία αναπτύσσουν ac ηλεκτρικές τάσεις. Αντιστρόφως, αν μεταξύ των ηλεκτροδίων του κρυστάλλου εφαρμόσουμε ac ηλεκτρική τάση, οι δυνάμεις Coulomb αναπτύσσουν εσωτερικές μηχανικές τάσεις και ο κρύσταλλος ταλαντώνεται μηχανικά.

Η συχνότητα συντονισμού και ο συντελεστής ποιότητας Q του κρυστάλλου εξαρτώνται από τις διαστάσεις του, από τη διατομή του και από τον τρόπο στήριξής του. Ο κρύσταλλος χαλαζία απαντάται σε εξαγωνική μορφή. Το Σχ.6.9 δείχνει το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα του κρυστάλλου και τη μεταβολή της σύνθετης αντίστασής του Z , με τη συχνότητα (καμπύλη απόκρισης).



Σχήμα 6.9. Κρύσταλλος (χαλαζία), ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική σύνθετη αντίστασή του

Η ωμική αντίσταση R , η αυτεπαγωγή L και η χωρητικότητα σειράς C_s του ισοδύναμου κυκλώματος (Σχ.6.9 β) παριστάνουν τα ηλεκτρικά ισοδύναμα μεγέθη των μηχανικών χαρακτηριστικών δόνησης του κρυστάλλου. Η παράλληλη χωρητικότητα C_p παριστάνει την ηλεκτροστατική χωρητικότητα μεταξύ των ηλεκτροδίων του κρυστάλλου.

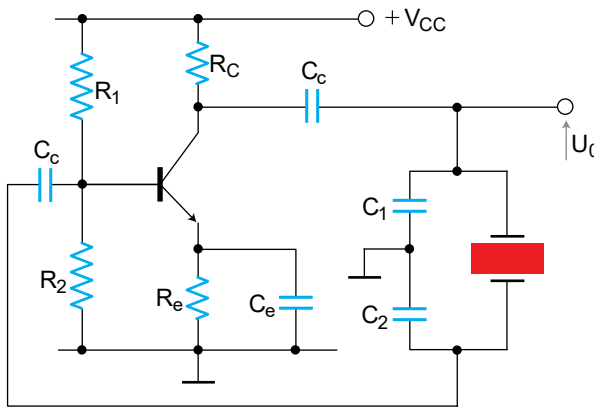
Όπως φαίνεται και από την καμπύλη απόκρισης του Σχ.6.9 γ ο κρύσταλλος έχει δύο συχνότητες συντονισμού, μια σειράς f_{os} , όπου η σύνθετη αντίστασή του είναι μικρή και μια παράλληλη f_{op} , όπου η σύνθετη αντίστασή του είναι μεγάλη. Και στις δυο περιπτώσεις το Q του κυκλώματος είναι μεγάλο. Για τους περισσότερους κρυστάλλους, η διαφορά της $f_{op} - f_{os}$ μεταξύ των δύο συχνοτήτων συντονισμού τους είναι πολύ μικρή. Τον κρύσταλλο μπορούμε να τον συντονίσουμε στη μια ή την άλλη από τις δυο συχνότητες συντονισμού.

Αποδεικνύεται ότι οι δύο πιο πάνω συχνότητες συντονισμού προς τα ισοδύναμα μεγέθη του κρυστάλλου δίνονται από τις σχέσεις:

$$f_{0p} \cong f_{0s} \left(1 + \frac{C_s}{2C_p} \right) \quad (6.3.22)$$

και

$$f_{0s} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}} \quad (6.3.23)$$

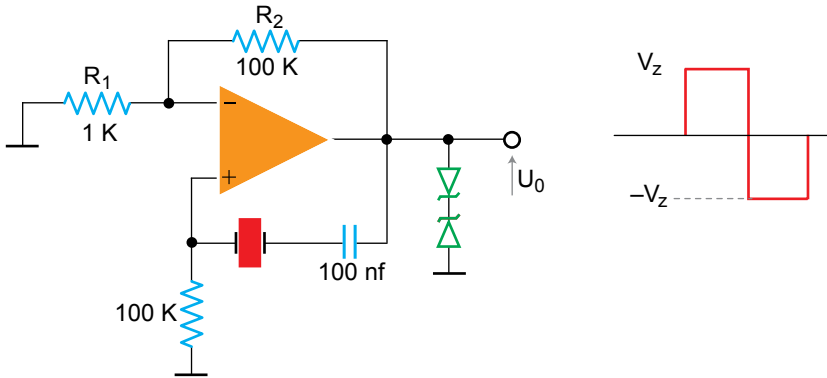


Σχήμα 6.10. Κρυσταλλικός ταλαντωτής με BJT

Οι κρύσταλλοι quartz είναι διαθέσιμοι για συχνότητες από 10 kHz έως 330 MHz. Βρίσκουμε πιο εύκολα κρυστάλλους σε συχνότητες 100 kHz, 1 MHz, 2 MHz, 4 MHz, 5 MHz, 10 MHz και 25 MHz. Επίσης, βρίσκουμε εύκολα κρύσταλλο συχνότητας 3.579545 MHz που χρησιμοποιείται στους ταλαντωτές colour burst της TV. Στην αγορά υπάρχουν επίσης κρύσταλλοι συχνότητας 32.768 kHz (με διαίρεση 2^{15} δίνουν 1 Hz) που χρησιμοποιούνται στα ψηφιακά ρολόγια χειρός. Τέλος, υπάρχουν έτοιμοι κρυσταλλικοί ταλαντωτές μέσα σε “φούρνο” σταθερής θερμοκρασίας και συνεπώς μεγάλης σταθερότητας συχνότητας, όπως ο 10544 της Hewlett Packard (10 MHz).

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του κρυστάλλου είναι φανερό ότι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον κρύσταλλο ως τον κλάδο συντονισμού ενός ταλαντωτή τύπου Clapp. Έτσι, προκύπτει ο **κρυσταλλικός ταλαντωτής** με BJT του Σχ.6.10.

Αντίστοιχα, το Σχ.6.11 δείχνει έναν **κρυσταλλικό ταλαντωτή με ΤΕ**. Το κύκλωμα αυτό χρησιμοποιεί μεγάλη ενίσχυση με αποτέλεσμα να έχουμε στην έξοδο του τετραγωνική κυματομορφή. Το ζεύγος των διόδων Zener δίνουν στην έξοδο πλάτος παλμών ίσο με την τάση V_z των Zener αυτών.



Σχήμα 6.11. Κρυσταλλικός ταλαντωτής με ΤΕ

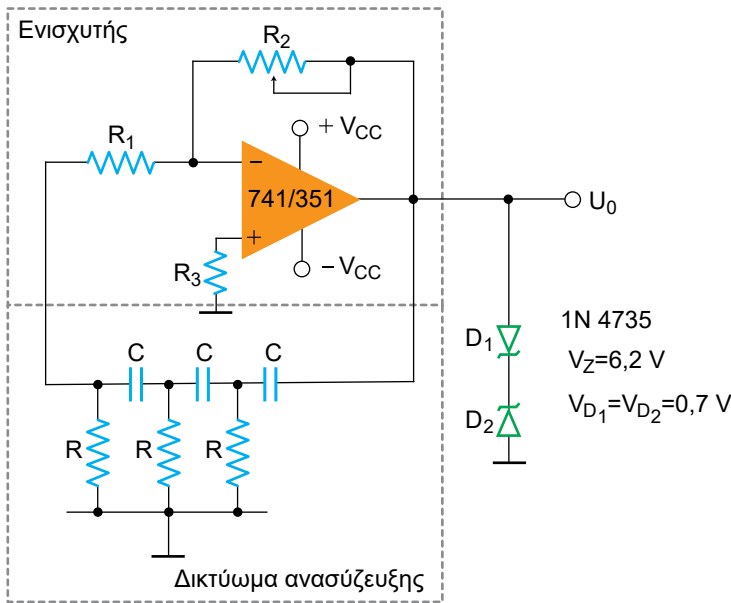
6.4 Μη συντονιζόμενοι ταλαντωτές

Η πραγματοποίηση ενός ταλαντωτή δεν προϋποθέτει απαραίτητα τη χρήση ενός συντονιζόμενου κυκλώματος με L και C στο δικτύωμα ανασύζευξης. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί και οποιοδήποτε άλλο δίκτυωμα, που να περιέχει μόνο συνδυασμό στοιχείων R και C , άρα *μη συντονιζόμενο*, αρκεί τα στοιχεία του να ικανοποιούν τις απαιτήσεις ανασύζευξης και μεταβολής φάσης των κριτηρίων Barkhausen, Εξ.(6.2.6) και Εξ.(6.2.7). Αυτοί οι *μη-συντονιζόμενοι ταλαντωτές*, με δίκτυωμα RC , θα εξεταστούν στις παραγράφους που ακολουθούν.

Οι μη-συντονιζόμενοι ταλαντωτές που χρησιμοποιούν δίκτυωμα RC για δίκτυωμα ανασύζευξης είναι ιδιαίτερα χρήσιμοι στις *χαμηλές συχνότητες* και στα *ολοκληρωμένα κυκλώματα* όπου δεν μπορούν ή δε συμφέρει να χρησιμοποιηθούν πηνία. Χαρακτηριστικοί εκπρόσωποι αυτής της κατηγορίας των ταλαντωτών είναι ο *ταλαντωτής μετάθεσης φάσης*, ο *ταλαντωτής γέφυρας Wien* και ο *ταλαντωτής με διπλό T* .

6-4.1 Ταλαντωτής Μετάθεσης Φάσης

Το Σχ.6.12 δείχνει έναν από τους τύπους του **ταλαντωτή μετάθεσης φάσης με ΤΕ**. Όπως παρατηρούμε, αυτός αποτελείται από έναν ΤΕ για βαθμίδα ενίσχυσης και ένα δικτύωμα ανασύζευξης που συγκροτείται από τρία στοιχεία RC σε σειρά. Το δικτύωμα ανασύζευξης παρέχει όλη την απαιτούμενη ανασύζευξη τάσης από την έξοδο προς την είσοδο του ενισχυτή. Ο ΤΕ χρησιμοποιείται σε συνδεσμολογία με αναστρέφοντα ενισχυτή· επομένως, στην έξοδό του το σήμα εισόδου εμφανίζεται ενισχυμένο και με διαφορά φάσης 180°. Η επιπλέον διαφορά φάσης των 180° που απαιτείται, κατά το 2ο κριτήριο Barkhausen, για να έχουμε ταλάντωση, πρέπει να παρέχεται από το δικτύωμα ανάδρασης. Μόνο τότε, η ολική φάση βρόχου θα είναι 360° ή 0°. Το κύκλωμα θα ταλαντώνεται σε μια καθορισμένη συχνότητα f_0 όπου η μεταβολή φάσης μέσω του δικτύωματος είναι ακριβώς 180° και η ενίσχυση του ενισχυτή A_v είναι αρκετά μεγάλη, ώστε να ικανοποιείται το κριτήριο Barkhausen και το κύκλωμα να ταλαντώνεται.



Σχήμα 6.12. Ταλαντωτής μετάθεσης φάσης με ΤΕ

Με βάση τα κριτήρια Barkhausen αποδεικνύεται ότι η συχνότητα ταλάντωσης του ταλαντωτή μετάθεσης φάσης δίνεται από την εξίσωση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \quad (6.4.1)$$

η αντίστοιχη ενίσχυση στη συχνότητα αυτή, πρέπει να είναι:

$$|A_v| = \frac{R_2}{R_1} \geq 29 \quad (6.4.2)$$

άρα το δικτύωμα RC υποβιβάζει το σήμα -29 φορές. (Το μείον δείχνει ότι στη συχνότητα συντονισμού το δικτύωμα δημιουργεί διαφορά φάσης ακριβώς 180°).

Συνεπώς,

$$R_2 \geq 29 R_1 \quad (6.4.3)$$

Για να υπολογίσουμε αυτόν τον ταλαντωτή, ξεκινάμε διαλέγοντας πρώτα μια κατάλληλη τιμή του C και μετά υπολογίζουμε την R.

⇒ **Παράδειγμα 6-7**

Θα υπολογίσουμε ταλαντωτή μετάθεσης φάσης με συχνότητα ταλάντωσης 500 Hz.

Λύση

Δεχόμαστε κατ' αρχήν την τιμή C=100 nF. Συνεπώς, λύνοντας προς R την Εξ.(6.4.1), έχουμε

$$R = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}Cf} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{6} \times 100 \times 10^{-9} \times 500} \cong 1.3 \text{ k}\Omega$$

χρησιμοποιούμε τη σειρά των αντιστάσεων E12 και στην πράξη θα πάρουμε R=1.5 kΩ.

Για να μη φορτώνουμε τον ενισχυτή λόγω του δικτύωματος, διαλέγουμε $R_1 \geq 10R$. Επομένως, οριακά, $R_1 = 10R = 15\text{k}\Omega$

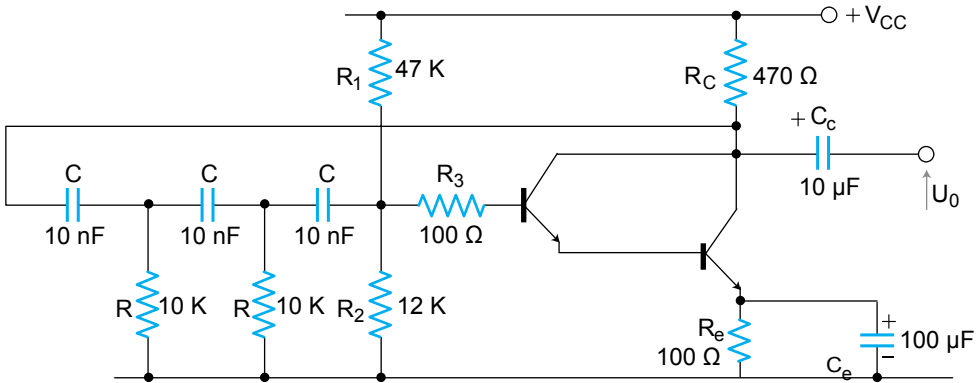
Με βάση την Εξ.(6.4.3), η αντίσταση ανασύζευξης του TE θα είναι.

$$R_2 \geq 29 \times R_1 = 29 \times 15 \text{ k}\Omega = 435 \text{ k}\Omega$$

Στην πράξη χρησιμοποιούμε $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ (ποτενσιόμετρο).

Διαλέγουμε τον 741 για χαμηλές συχνότητες ή τον LM318 ή τον LF351 για υψηλές συχνότητες, επειδή έχουν μεγαλύτερο SR.

Το Σχ.6.13 δείχνει τον ταλαντωτή μετάθεσης φάσης με BJT. Το τρανζίστορ είναι συνδεσμοποιημένο με κοινό εκπομπό (CE), πράγμα που σημαίνει ότι δημιουργεί διαφορά φάσης 180° μεταξύ εισόδου του και εξόδου του και 180° που δημιουργεί το δικτύωμα ανασύζευξης έχουμε 360° (ή 0°), που απαιτεί το 2ο κριτήριο Barkhausen.



Σχήμα 6.13. Ταλαντωτής μετάθεσης φάσης με BJT

Ο παράλληλος συνδυασμός των R_1 και R_2 δίνει μια αρκετά μεγάλη ισοδύναμη αντίσταση $R = 12k // 47k \cong 10 k\Omega$. Έτσι, ο ενισχυτής χρησιμοποιεί ζεύγος Darlington, ώστε να μπορούμε να αγνοήσουμε τη μεγάλη αντίσταση εισόδου του. Η αντίσταση R_3 (100 Ω) χρησιμοποιείται για να καταπνίγει ανεπιθύμητες ταλαντώσεις στις υψηλές συχνότητες.

Ως προς το τυπολόγιο, ο τύπος της συχνότητας ταλάντωσης f_0 είναι ίδιος με αυτόν που ισχύει και για την περίπτωση του TE, Εξ.(6.4.1). Ο τύπος, όμως, του κατωφλιού ενίσχυσης, Εξ.(6.4.2), ισχύει μόνο αν αντικαταστήσουμε το λόγο R_2 / R_1 με την έκφραση της A_v για ενισχυτή με τρανζίστορ, Εξ.(6.3.19).

⇒ **Παράδειγμα 6-8**

Να βρεθεί η συχνότητα ταλάντωσης του πιο πάνω ταλαντωτή, καθώς και αν έχουμε συντήρηση των ταλαντώσεων. Δίνεται $h_{fe} = 200$ και $h_{ie} = 1 k\Omega$.

Λύση

Η συχνότητα ταλάντωσης θα είναι:

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{6}RC} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \cong 650 \text{ Hz}$$

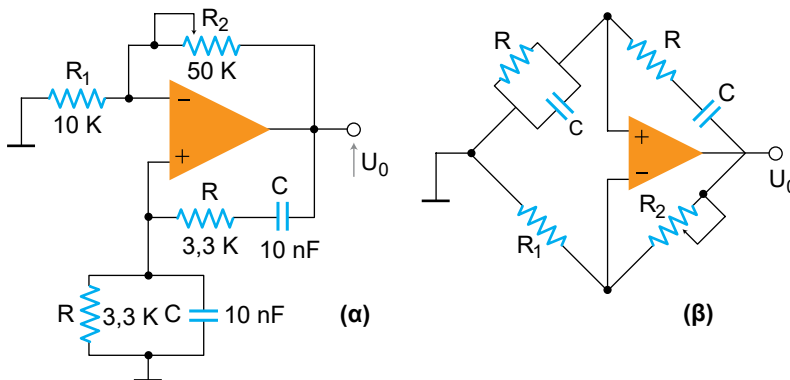
ενώ, με βάση την Εξ.(6.3.19), η απολαβή του ενισχυτή είναι:

$$|A_v| = \frac{h_{fe} R_C}{h_{ie}} = \frac{200 \times 0.47}{1} = 94$$

Άρα, η $|A_v|$ που είναι πολύ μεγαλύτερη από 29 και συνεπώς ικανοποιείται άνετα η Εξ. (6.4.2). Επομένως έχουμε συντήρηση των ταλαντώσεων.

6.4.2 Ταλαντωτής Γέφυρας Wien

Ένας από τους συνηθέστερα χρησιμοποιούμενους ταλαντωτές ακουστικών συχνοτήτων, λόγω της σταθερότητάς του και της απλότητάς του, είναι ο **ταλαντωτής γέφυρας Wien**, που εικονίζει το Σχ.6.14, με TE. Όπως φαίνεται από το Σχ.6.14α, το δικτύωμα ανασύζευξης του ταλαντωτή είναι *φίλτρο ζώνης διέλευσης* (ΦΖΔ), με R και C, που παρεμβάλλεται στον κλάδο της θετικής ανασύζευξης (+ είσοδος) του TE. Ο δρόμος αρνητικής ανασύζευξης (- είσοδος) δημιουργείται από τις δύο αντιστάσεις R_1 και R_2 , με τις οποίες ο TE συνδεσμοποιείται ως αναστρέφων ενισχυτής. Το δικτύωμα της γέφυρας Wien συνδέεται μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου και εξόδου του ενισχυτή, ενώ το



Σχήμα 6.14. Ταλαντωτής γέφυρας Wien με TE (α) Ισοδύναμο κύκλωμα όπου φαίνεται σχηματικά η γέφυρα Wien (β)

4ο άκρο της γέφυρας γειώνεται. Η γέφυρα Wien συγκροτείται από ένα δικτύωμα RC σειράς στον ένα της κλάδο και ένα παράλληλο R//C στο δίπλα κλάδο της. Στους υπόλοιπους δύο κλάδους συνδέονται οι ωμικές αντιστάσεις R_1 και R_2 , οι οποίες καθορίζουν την απολαβή τάσης A_v του αναστροφέα ενισχυτή.

Με βάση τα κριτήρια Barkhausen, αποδεικνύεται ότι η συχνότητα ταλάντωσης του ταλαντωτή με γέφυρα Wien δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6.4.4)$$

Ο υποβιβασμός που δημιουργεί το δίκτυωμα στη συχνότητα αυτή είναι:

$$\beta = \frac{1}{3} \quad (6.4.5)$$

ενώ η μεταβολή φάσης που προκαλείται στη συχνότητα αυτή είναι 0° . Συνεπώς, για να έχουμε ταλάντωση ο ΤΕ θα πρέπει να δημιουργεί διαφορά φάσης 0° .

Επιπλέον, για να ικανοποιείται η συνθήκη Barkhausen $\beta A_v \geq 1$ και Εξ.(6.4.5), ο ενισχυτής θα πρέπει να έχει ενίσχυση τουλάχιστον 3. Επειδή ο ΤΕ είναι συνδεσμολογημένος χωρίς αναστροφή (μη αναστρέφων ενισχυτής), η ενίσχυσή του θα πρέπει να είναι:

$$|A_v| = 1 + \frac{R_2}{R_1} \geq 3 \therefore$$

Άρα

$$R_2 \geq 2R_1 \quad (6.4.6)$$

⇒ Παράδειγμα 6-9

Θα υπολογίσουμε ταλαντωτή γέφυρας Wien με συχνότητα ταλάντωσης 5 kHz.

Λύση

Δεχόμαστε μια κατάλληλη τιμή του πυκνωτή, π.χ. $C = 10 \text{ nF}$, και υπολογίζουμε την R από την Εξ.(6.4.4), δηλ.

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}} = 3.2 \text{ k}\Omega$$

Τέλος, δεχόμαστε την

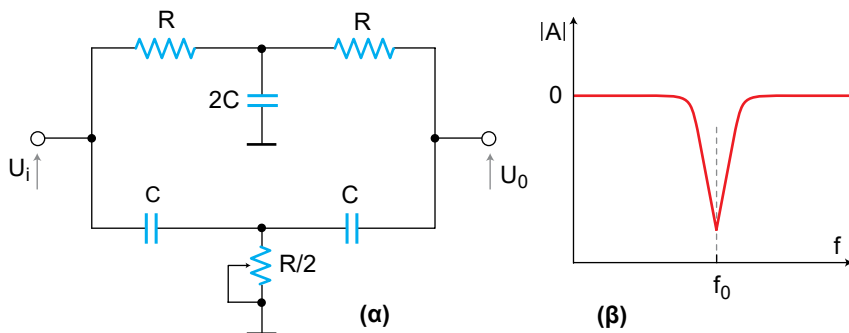
$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

και από την Εξ.(6.4.6), βρίσκουμε

$$R_2 \geq 2R_1 \geq 2 \times 10 \text{ k}\Omega \geq 20 \text{ k}\Omega \text{ (Χρησιμοποιούμε ποτ. } 50 \text{ k}\Omega)$$

6.4.3 Ταλαντωτής Διπλού T

Όπως είδαμε, ο ταλαντωτής γέφυρας Wien χρησιμοποιεί *φίλτρο ζώνης διέλευσης* στο δρόμο της *θετικής* ανασύζευξης (+ είσοδος) του TE. Εξίσου καλά μπορούμε να δημιουργήσουμε έναν ταλαντωτή ακουστικών συχνοτήτων με TE θέτοντας ένα κατάλληλο παθητικό φίλτρο στο δρόμο *αρνητικής* ανασύζευξης (- είσοδος) του TE. Ένα τέτοιο φίλτρο είναι το **δικτύωμα διπλού T**, που εικονίζεται στο Σχ.6.15.



Σχήμα 6.15. Δικτύωμα διπλού T (φίλτρο δοντιού) και καμπύλη απόκρισής του

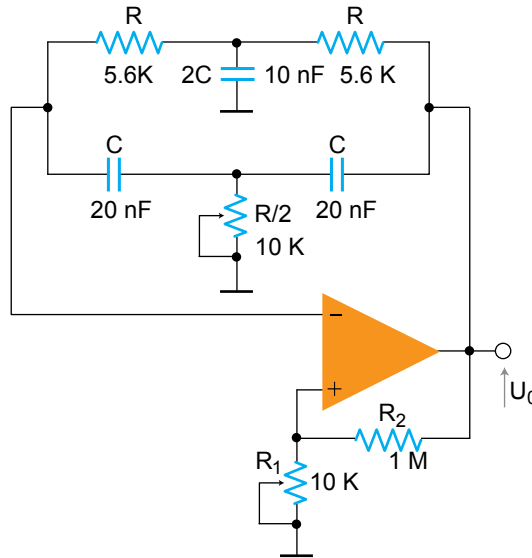
Το δικτύωμα ή *φίλτρο διπλού T* αποτελεί ένα φίλτρο στενής ζώνης αποκοπής (ΦΣΖΑ) ή *φίλτρο δοντιού* (βλ. παρ. 5.2.6) και είναι συνδυασμός ενός *φίλτρου χαμηλών* και ενός *φίλτρου υψηλών συχνοτήτων*. Ο υποβιβασμός του φίλτρου αυτού στη συχνότητα συντονισμού μπορεί να είναι και κάτω από 60 dB. Αποδεικνύεται ότι η συχνότητα συντονισμού δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6.4.7)$$

Η *μεταβολή φάσης* μέσω του δικτυώματος στη συχνότητα αυτή είναι -90° . Για να έχουμε συντήρηση των ταλαντώσεων θα πρέπει ο ενισχυτής να έχει πολύ μεγάλη, (θεωρητικά άπειρη) ενίσχυση, στην πράξη 40 έως 60 dB (100

έως 1000), για να καλύπτει τις απώλειες λόγω του υψηλού υποβιβασμού του δικτύωματος.

Ο ταλαντωτής διπλού T με TE χρησιμοποιεί το παραπάνω δίκτυωμα/ φίλτρο όπως δείχνει το Σχ.6.16.



Σχήμα 6.16. Ταλαντωτής με TE και δίκτυωμα διπλού T

⇒ **Παράδειγμα 6-10**

Θα υπολογίσουμε ταλαντωτή διπλού T με συχνότητα συντονισμού 3 kHz και με ενίσχυση 100 (40 dB).

Λύση

Δεχόμαστε κατ' αρχήν τη λογική τιμή $C = 10 \text{ nF}$. Τότε, από την Εξ. (6.4.6), έχουμε

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \times 3 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}} = 5.3 \text{ k}\Omega$$

Άρα, θα πάρουμε

$$R = 5.6 \text{ k}\Omega \text{ (της σειράς E12)}$$

Δεχόμαστε $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ (ποτενσιόμετρο). Έτσι, από το γνωστό τύπο της ενίσχυσης αναστρέφοντα ενισχυτή βρίσκουμε:

$$R_2 = KR_1 = 100 \times 10 \text{ k}\Omega = 1 \text{ M}\Omega$$

Οι δίοδοι Zener παρέχουν προσαρμοζόμενη αρνητική ανασύζευξη. Δηλαδή, στη θέση συντονισμού, f_0 οπότε η τάση που εφαρμόζεται στις Zener είναι μικρή, οι Zener θέτονται εκτός λειτουργίας (δηλ. έξω από την περιοχή Zener). Έτσι, παρέχεται πολύ μικρή αρνητική ανασύζευξη πράγμα που δημιουργεί μεγάλη ενίσχυση, άρα οδηγεί σε ταλάντωση στην f_0 . Στη συχνότητα εκτός της f_0 η τάση στις Zener αυξάνει, σε σημείο που να αρχίζουν αυτές να άγουν και η αντίστασή τους πέφτει, παρέχοντας περισσότερη αρνητική ανασύζευξη ελαττώνοντας την ενίσχυση του ενισχυτή. Έτσι, οι ταλαντώσεις σε συχνότητα $\neq f_0$ αποκλείονται τελείως. Η ελάχιστη τάση εξόδου είναι προσεγγιστικά $V_{\text{minp}} \cong V_z$. Όπως και στον ταλαντωτή Wien, η ελάχιστη παραμόρφωση παρουσιάζεται σ' αυτό το ελάχιστο πλάτος της τάσης εξόδου.

Ο ταλαντωτής διπλού T έχει πολλά **πλεονεκτήματα** ως προς ταλαντωτή Wien. Οι ταλαντώσεις του ταλαντωτή διπλού T ρυθμίζονται με τη μεταβολή μόνο μιας αντίστασης, ενώ στον ταλαντωτή Wien πρέπει να ρυθμίσουμε ταυτόχρονα δυο αντιστάσεις.

Το φίλτρο διπλού T είναι πιο επιλεκτικό από εκείνο του φίλτρου Wien, με αποτέλεσμα ο ταλαντωτής διπλού T να είναι πιο σταθερός και λιγότερο ευαίσθητος στο φόρτωμα. Επιπλέον, στον ταλαντωτή διπλού T η ακριβής στάθμη της ανασύζευξης δεν είναι τόσο κρίσιμη όσο του Wien, κι έτσι είναι ευκολότερη η δημιουργία ταλαντώσεων. Το μόνο πλεονέκτημα του ταλαντωτή Wien είναι ότι το κύκλωμά του έχει λιγότερα στοιχεία και επομένως είναι απλούστερο.

6.5 Σταθερότητα συχνότητας

Η σταθερότητα της συχνότητας ενός ταλαντωτή παίζει συχνά σημαντικό ρόλο για τις καλές επιδόσεις της διάταξης και τη σωστή αξιοποίησή της σε διάφορες εφαρμογές. Αυτό ισχύει ιδιαίτερα για συσκευές, όπως τα ηλεκτρονικά ρολόγια (clock), οι γεννήτριες κυματομορφών ή συχνοτήτων και τα κυκλώματα χρονισμού υψηλής ακρίβειας.

Ένας από τους τρόπους για να βελτιώσουμε τη σταθερότητα της συχνότητας είναι να μειώσουμε την επίδραση των παραγόντων αστάθειας (θερμοκρασία, κ.ά) που επηρεάζουν τη συχνότητα, όπως θα δούμε αμέσως παρακάτω. Ο άλλος τρόπος είναι να κατασκευάζουμε ταλαντωτές όσο το δυνατό σταθερής συχνότητας. Τέτοιοι ταλαντωτές είναι οι ταλαντωτές με κρύσταλλο, που βα-

σίζονται στη χρήση των κατανεμημένων στοιχείων R, L, C πιεζοηλεκτρικού κρυστάλλου, όπως είδαμε σε προηγούμενη παράγραφο.

Κατά κανόνα, η σταθερότητα συχνότητας ενός ταλαντωτή εκτιμάται από την τιμή της **ποσοστιαίας απόκλισης S** και είναι:

$$S = \frac{\omega_m - \omega_0}{\omega_0} \times 100\% \quad (6.5.1)$$

όπου ω_0 είναι η επιδιωκόμενη συχνότητα ταλάντωσης και ω_m η πραγματικά επιτυγχανόμενη συχνότητα, σε μεγάλη απόκλιση. Όσο μικρότερη είναι η τιμή του λόγου τόσο καλύτερη θα είναι η σταθερότητα συχνότητας ενός ταλαντωτή. Έτσι, π.χ. ένας ταλαντωτής με (μέγιστη) ποσοστιαία απόκλιση $S = 2\%$ θα είναι 5 φορές σταθερότερος κατά συχνότητα από έναν ταλαντωτή που έχει $S = 10\%$.

Βασικά, η σταθερότητα της συχνότητας ενός ταλαντωτή εξαρτάται από τους εξής τρεις κύριους παράγοντες: Τη *θερμοκρασία*, την *τάση τροφοδοσίας* και το *φόρτο* (ή την επόμενη βαθμίδα) του ταλαντωτή.

Η *επίδραση της θερμοκρασίας*, είναι αναπόφευκτη, γιατί οι τιμές των κυκλωματικών στοιχείων και των παραμέτρων του ταλαντωτή μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία.

Η επίδραση της θερμοκρασίας είναι πιο σημαντική στους ταλαντωτές LC. Σημειώστε ότι η τιμή της αυτεπαγωγής L αυξάνει με τη θερμοκρασία, ενώ αντίθετα η τιμή της χωρητικότητας C ελαττώνεται. Το γεγονός αυτό έχει αποτελέσει τη βάση για διάφορες τεχνικές αντιστάθμισης των επιδράσεων των δύο αυτών στοιχείων. Ακριβής όμως εξισορρόπηση δεν είναι δυνατό να επιτευχθεί.

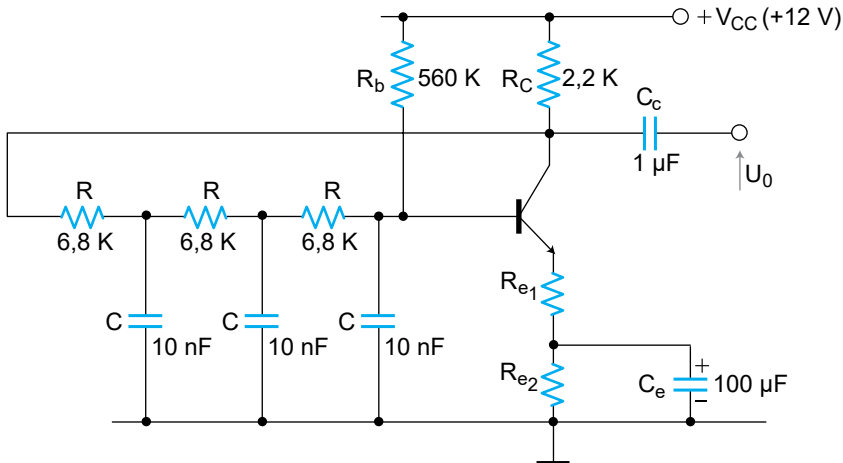
Γενικά πάντως, η επίδραση της θερμοκρασίας είναι μικρότερη στους ταλαντωτές που έχουν συντονιζόμενο κύκλωμα με υψηλό συντελεστή ποιότητας Q.

Η *επίδραση της τάσης dc τροφοδοσίας*, είτε πρόκειται για απλές μεταβολές είτε για συνεχείς διακυμάνσεις, εξαρτάται έντονα και από το βαθμό κυμάτωσης αυτής.

ΑΣΚΗΣΕΙΣ

- 6-1.** Ο ταλαντωτής Colpitts του Σχ.6.3, έχει στοιχεία: $L=10$ mH, $C_1 = 100$ nF, $C_2=4.7$ nF, $R_c=560$ Ω, $R_1 = 15$ kΩ, $R_2=4.7$ kΩ, $R_e=56$ Ω, $h_{ie}=1$ kΩ

- και $h_{fe}=99$. Να βρεθεί η συχνότητα ταλάντωσής του και να εξεταστεί αν συντηρούνται οι ταλαντώσεις.
- 6-2.** Να υπολογιστεί ταλαντωτής Colpitts με TE συχνότητας 100 kHz.
- 6-3.** Ο ταλαντωτής Clapp με BJT έχει $L=2.2$ mH, $C_1=4.7$ nF, $C_2=470$ pF, $C=820$ nF, $h_{fe}=49$, $h_{ie}=2.2$ kΩ και $R_C=2.7$ kΩ. Να βρεθεί η συχνότητα των ταλαντώσεων και αν αυτές είναι συντηρούμενες.
- 6-4.** Να υπολογισθεί ταλαντωτής Clapp συχνότητας 100 kHz με TE.
- 6-5.** Ταλαντωτής Hartley με BJT έχει $L_1=100$ μH, $L_2=10$ μH, $C=1$ nF, $R_C=820$ Ω, $h_{ie}=1.2$ kΩ και $h_{fe}=99$. Να υπολογισθεί η συχνότητα των ταλαντώσεών του και να εξεταστεί αν αυτές είναι συντηρούμενες.
- 6-6.** Να υπολογισθεί ταλαντωτής Hartley με TE συχνότητας 10 kHz.
- 6-7.** Ένας κρύσταλλος χαλαζία έχει τα εξής χαρακτηριστικά: $L=0.33$ H, $R=5.5$ kΩ, $C_s=0.065$ pF και $C_p=1$ pF. Να βρεθούν οι συχνότητες συντονισμού f_{os} , f_{op} και το Q του κρυστάλλου.
- 6-8.** Να υπολογισθεί ταλαντωτής μετάθεσης φάσης με TE συχνότητας 2 kHz.
- 6-9.** Για τον εικονιζόμενο ταλαντωτή, να βρεθεί η συχνότητα των ταλαντώσεων, με βάση τον τύπο $f = \sqrt{6} / 2\pi RC$ και να ελεγχθεί αν αυτές είναι συντηρούμενες.



Σχήμα 6.9. Κρύσταλλος (χαλαζία), ισοδύναμο κύκλωμα και χαρακτηριστική σύνθετη αντίστασή του

- 6-10.** Να υπολογισθεί ταλαντωτής με TE γέφυρας Wien με συχνότητα 1 kHz.
- 6-11.** Να υπολογισθεί ταλαντωτής με TE διπλού T με συχνότητα 5 kHz.

Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΓΕΝΗΤΡΙΕΣ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ



7.1 Εισαγωγή

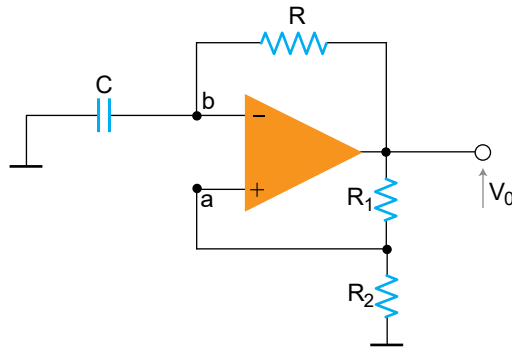
Στα ηλεκτρονικά συστήματα συχνά χρειάζονται και άλλες μορφές σημάτων εκτός από ημιτονικές κυματομορφές/σήματα. Συνήθεις κυματομορφές είναι οι απλοί (μεμονωμένοι) παλμοί σταθερής διάρκειας, οι περιοδικές τετραγωνικές κυματομορφές και οι τριγωνικές κυματομορφές. Οι τετραγωνικές κυματομορφές αποτελούνται από μια σειρά τετραγωνικών παλμών. Τυπικό παράδειγμα τέτοιων παλμών είναι οι *ωρολογιακοί παλμοί* (clock) των ψηφιακών υπολογιστών. Οι τριγωνικές κυματομορφές αποτελούνται από σειρά τριγωνικών παλμών και είναι ιδιαίτερος σημαντικές για τη σάρωση των παλμογράφων, στους δέκτες της τηλεόρασης καθώς και στα ραντάρ.

Οι **γεννήτριες ημιτονικών** (αρμονικών) κυματομορφών βασίζονται κυρίως στα κυκλώματα **αρμονικών ταλαντωτών** που γνωρίσαμε στο Κεφ. 6. Αντίθετα, οι ηλεκτρονικές γεννήτριες που δημιουργούν *μη ημιτονικές κυματομορφές*, όπως απλούς παλμούς, τετραγωνικές κυματομορφές και τριγωνικές κυματομορφές, βασίζονται κυρίως στα κυκλώματα των **πολυδονητών**. Οι πολυδονητές χαρακτηρίζονται από πολύ γρήγορες μεταβάσεις μεταξύ δύο διακεκριμένων καταστάσεων εξόδου και ταξινομούνται σε τέσσερις βασικές κατατηγορίες οι οποίες καθορίζονται από τη χρονική σταθερότητα των καταστάσεων εξόδου. Οι κατηγορίες αυτές είναι ο *αυτοδιεγειρόμενος πολυδονητής*, ο *πολυδονητής μιας βολής*, ο *δισταθής πολυδονητής* και τέλος, οι *ταλαντωτές ανατροπής*. Όλοι οι πολυδονητές είναι *μη γραμμικοί ταλαντωτές* και επομένως στην έξοδό τους δε δίνουν ημιτονικό σήμα, αλλά, επειδή τα ενεργά τους στοιχεία οδηγούνται στον κόρο, δίνουν στην έξοδό τους είτε τετραγωνικούς είτε τριγωνικούς παλμούς. Στα όσα ακολουθούν θα εξετάσουμε διάφορους βασικούς τύπους πολυδονητών μαζί με **τυπικές γεννήτριες κυματομορφών**, όπως οι γεννήτριες τριγωνικών ή πριονωτών κυματομορφών, ο διεγέρτης Schmitt και ο χρονιστής 555. Τέλος, θα εξετάσουμε ειδικούς τύπους κυκλωμάτων, όπως ο ταλαντωτής ο ελεγχόμενος από τάση (**VCO**) και το σύστημα **PLL**.

7.2 Αυτοδιεγειρόμενος πολυδονητής με TE

Το Σχ.7.1 δείχνει ένα διαφορικό ενισχυτή με TE που λειτουργεί σαν **αυτοδιεγειρόμενος πολυδονητής**. Οι δυο καταστάσεις του κυκλώματος μεταξύ των οποίων αυτο-ταλαντώνεται είναι αυτές στις οποίες η έξοδος του ενισχυτή

μπαίνει στο θετικό και στον αρνητικό κόρο αντίστοιχα. Η έξοδος του ενισχυτή είναι *τετραγωνικοί παλμοί*, η περίοδος αυτών καθορίζεται από τη *σταθερά χρόνου RC* και από το *συντελεστή ανασύζευξης* που δημιουργεί ο διαιρέτης τάσης R_1, R_2 .



Σχήμα 7.1. Αυτοδιεγερόμενος πολυδονητής με TE

Η λειτουργία του κυκλώματος εξηγείται με βάση τις κυματομορφές του Σχ.7.2. Ξεκινώντας από ένα χρόνο t_0 όπου, όπως βλέπουμε από τα Σχ.7.2 α, β, ο ενισχυτής είναι στον *αρνητικό κόρο*, ενώ η τάση στο σημείο a είναι $-\beta V_{\text{sat}}$ όπου,

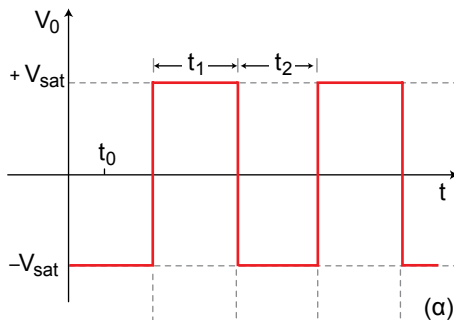
$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (7.2.1)$$

είναι ο συντελεστής ανασύζευξης.

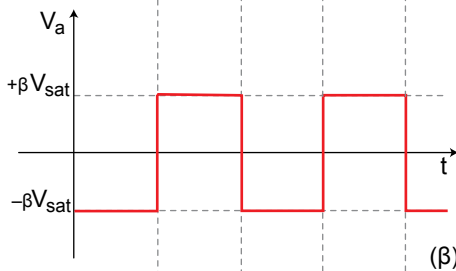
Σ' αυτή την κατάσταση, το σημείο b είναι θετικό ως προς το a και η τάση του ελαττώνεται καθώς ο πυκνωτής C *εκφορτίζεται* μέσω της αντίστασης R. Όταν η διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο σημείων (a, b) πλησιάζει στο μηδέν, ο ενισχυτής *εξέρχεται* από τον κόρο, αλλά η *ανασύζευξη* από την έξοδο στο σημείο a (που είναι τώρα θετική) οδηγεί τον ενισχυτή στο *θετικό κόρο*. Επειδή η τάση στα άκρα του πυκνωτή, που είναι σε σειρά με την αντίσταση, δεν μπορεί να *αλλάξει* απότομα, η τάση στο σημείο b παραμένει ουσιαστικά σταθερή κατά τη διάρκεια της παραπάνω μετάβασης. Τώρα ο πυκνωτής C *φορτίζεται* μέσω της R και η τάση στο σημείο b αυξάνει εκθετικά (βλ. Σχ.7.2 γ). Όταν η τάση αυτή φτάσει στην τιμή $+\beta V_{\text{sat}}$ το κύκλωμα επιστρέφει πάλι στην κατάσταση που είχε ο ενισχυτής όταν ήταν στον αρνητικό κόρο, κ.ο.κ.

Για συμμετρικό παλμό, δηλ. $t_1=t_2$, αποδεικνύεται, ότι η περίοδος T δίνεται από τη σχέση:

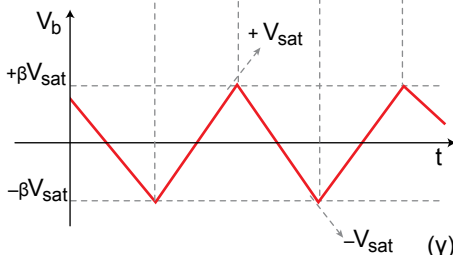
$$T = \frac{1}{f_0} = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (7.2.2)$$



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 7.2. Κυματομορφές του αυτοδιεγερμένου πολυδονητή με TE

Η εξίσωση αυτή δείχνει ότι η συχνότητα των παλμών f_0 δεν είναι μόνο συνάρτηση της σταθερός χρόνου $\tau=RC$, αλλά και του λόγου μεταξύ των R_2 και R_1 . Όταν $R_1 = 1.16R_2$, η πιο πάνω εξίσωση απλουστεύεται στην εξής μορφή:

$$f_0 = \frac{1}{2RC} \quad (7.2.3)$$

⇒ Παράδειγμα 7-1

Με βάση τον αυτοδιεγερμένο πολυδονητή με TE, υπολογίστε γεννήτρια/ταλαντωτή τετραγωνικών συμμετρικών παλμών με συχνότητα ταλάντωσης 500 Hz χρησιμοποιώντας τον TE 741 και τάσεις τροφοδοσίας ± 12 V.

Σχεδιάστε τις κυματομορφές της εξόδου και του πυκνωτή.

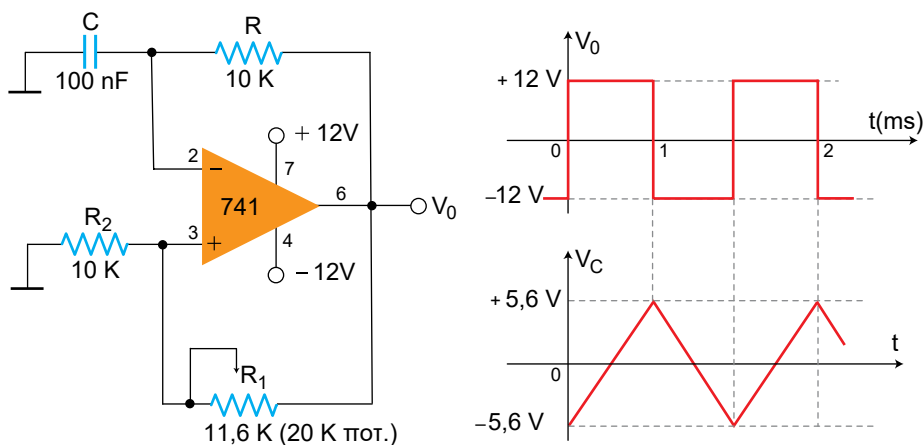
Λύση

Δεχόμαστε $R_2 = 10$ kΩ. Για απλούστευση των υπολογισμών, δεχόμαστε τη συνθήκη $R_1 = 1.16$

$R_2=1.16 \times 10 \text{ k}\Omega=11.6 \text{ k}\Omega$. Στη συνέχεια επιλέγουμε μια τιμή $C=100 \text{ nF}$ για τον πυκνωτή C και υπολογίζουμε την αντίσταση R με βάση την Εξ.(7.2.3). Επομένως,

$$R = \frac{1}{2f_0 C} = \frac{1}{2 \times 500 \times 100 \times 10^{-9}} = 10 \text{ k}\Omega$$

Το Σχ.7.3 δείχνει το κύκλωμα και τις κυματομορφές του.



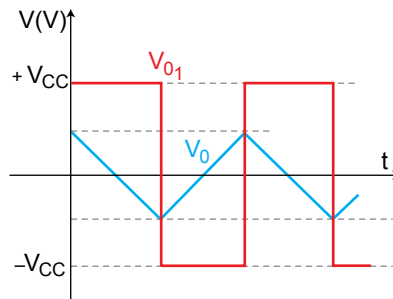
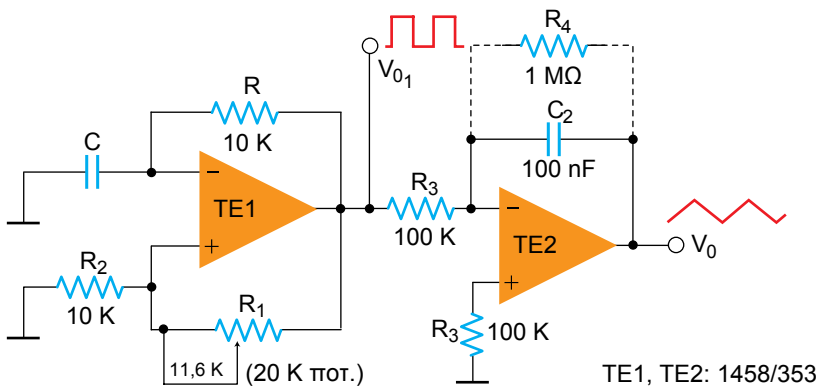
Σχήμα 7.3. Γεννήτρια τετραγωνικών παλμών και κυματομορφές της

7.3 Γεννήτρια τριγωνικών παλμών

Υπενθυμίζουμε κατ' αρχήν ότι όταν ένας ολοκληρωτής διεγείρεται από τετραγωνικό παλμό δίνει στην έξοδό του τριγωνικό παλμό. Αυτό σημαίνει, ότι μπορούμε να δημιουργήσουμε μια γεννήτρια τριγωνικών παλμών συνδέοντας σε σειρά **μια γεννήτρια τετραγωνικών παλμών με έναν ολοκληρωτή**, όπως δείχνει το Σχ.7.4.

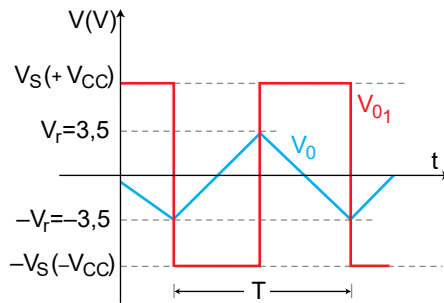
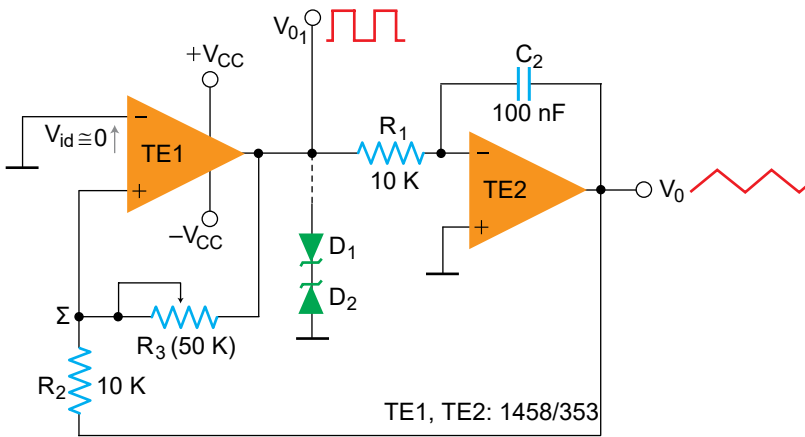
Το κύκλωμα αυτό χρησιμοποιεί 2 ΤΕ. Ο πρώτος ΤΕ δημιουργεί στην έξοδό του τετραγωνικούς παλμούς, ενώ ο δεύτερος συνδεσμολογείται ως ολοκληρωτής και έτσι δημιουργεί την τριγωνική κυματομορφή. Για να είναι ωστόσο η έξοδος του δεύτερου ΤΕ κανονική τριγωνική κυματομορφή, θα πρέπει να ισχύει η συνθήκη $5R_3C_2 > T/2$, όπου T είναι η περίοδος της τετραγωνικής

κυματομορφής της εισόδου του. Σα γενικό κανόνα, που να ικανοποιεί την παραπάνω συνθήκη, απαιτούμε μια σταθερά χρόνου $R_3 C_2 = T$. Επίσης, για να πετύχουμε σταθερή τριγωνική κυματομορφή θα πρέπει παράλληλα προς τον πυκνωτή C , να συνδέσουμε μια αντίσταση $R_4 = 10 R_3$, όπου R_3 είναι μια αντίσταση αντιστάθμισης που βάζουμε στη μη αναστρέφουσα είσοδο του δεύτερου TE. Αν θέλουμε σχετικά μεγάλη συχνότητα ταλάντωσης θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε TE με μεγάλο ρυθμό κλίσης (SR), όπως π.χ. το LM301.



Σχήμα 7.4. Γεννήτρια τριγωνικών κυματομορφών και κυματομορφές του

Μια άλλη μορφή γεννήτριας τριγωνικών κυματομορφών εικονίζεται στο Σχ.7.5. Η γεννήτρια αυτή αποτελείται από ένα **συγκριτή** με τον TE1 ακολουθούμενο από έναν **ολοκληρωτή** με τον TE2. Ο συγκριτής συγκρίνει συνεχώς την τάση στο σημείο Σ με την τάση της αναστρέφουσας εισόδου που είναι μόνιμα σε δυναμικό 0 V. Όταν η τάση στο σημείο Σ συμβεί να γίνει λίγο μικρότερη ή λίγο μεγαλύτερη από 0 V, η έξοδος του TE1 οδηγείται είτε στο θετικό είτε στον αρνητικό κόρο αντίστοιχα.



Σχήμα 7.5. Γεννήτρια τριγωνικών παλμών με συγκριτή και κυματομορφές του

Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής: Ας δεχθούμε ότι, κάποια στιγμή, η έξοδος του TE1 είναι στο θετικό κόρο $+V_s (\cong +V_{CC})$. Επειδή η τάση αυτή είναι είσοδος του ολοκληρωτή TE2, η έξοδός του θα είναι μια αρνητική γραμμική τάση. Άρα στο ένα άκρο του διαιρέτη τάσης R_2 - R_3 θα υπάρχει η θετική τάση κόρου $+V_s$ του TE1 και στο άλλο η αρνητική γραμμική τάση του TE2. Όταν αυτή η αρνητική γραμμική τάση φτάσει την τιμή $-V_r$, το σημείο Σ αποκτά τάση ελαφρά κάτω από 0 V και επομένως, η έξοδος του TE1 θα μεταπέσει από το θετικό κόρο στον αρνητικό κόρο $V_s (\cong -V_{CC})$. Αυτό σημαίνει ότι η έξοδος του TE2 θα σταματήσει να οδεύει αρνητικά και θα αρχίσει να οδεύει προς τα θετικά. Η έξοδος αυτή θα συνεχίσει να αυξάνει μέχρις ότου φτάσει την τιμή $+V_r$. Αυτή τη χρονική στιγμή το σημείο Σ αποκτά τάση ελαφρά πάνω από 0 V και επομένως, η έξοδος του TE1 επιστρέφει πάλι στη θετική τάση

κόρου $+V_s$. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται συνεχώς και οι παραγόμενες κυματομορφές έχουν τη μορφή που εικονίζονται στο Σχ.7.5.

Είναι προφανές και από το σχήμα, ότι η συχνότητα του τετραγωνικού παλμού και η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής θα είναι ίδιες μεταξύ τους. Το πλάτος της τετραγωνικής κυματομορφής είναι συνάρτηση της dc τάσης τροφοδοσίας. Ωστόσο, μπορούμε να επιτύχουμε σταθεροποιημένο το επιθυμητό πλάτος της κυματομορφής χρησιμοποιώντας στην έξοδο του ΤΕ1 τις κατάλληλες διόδους Zener, όπως δείχνει το σχήμα.

Αποδεικνύεται, ότι η τάση εξόδου (τιμή peak-to-peak) και η συχνότητα ταλάντωσης δίνονται από τις σχέσεις:

$$v_{0(p-p)} = \frac{2R_2}{R_3} V_s \quad (7.3.1)$$

$$f_0 = \frac{R_3}{4R_1C_1R_2} \quad (7.3.2)$$

⇒ Παράδειγμα 7-2

Θα υπολογίσουμε μια γεννήτρια τριγωνικών κυματομορφών, με συχνότητα $f_0=1$ kHz και τάση εξόδου $v_{0(p-p)}=7$ V. Ο τελεστικός ενισχυτής που θα χρησιμοποιήσουμε είναι ο 1458/772 για τον οποίο $V_s = 14$ V και η τάση τροφοδοσίας είναι ± 15 V.

Λύση

Αφού, η $V_s = 14$ V από την Εξ. (7.3.1), έχουμε:

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{2V_s}{v_{0(p-p)}} = \frac{2 \times 14}{7} = 4$$

Αν δεχθούμε $R_2 = 10$ ΚΩ, βρίσκουμε $R_3 = 40$ ΚΩ

Έχοντας δεχθεί $C_1 = 100$ nF, υπολογίζουμε την R_1 από την Εξ.(7.3.2):

$$R_1 = \frac{R_3}{4R_2C_1f_0} = \frac{40 \times 10^3}{4 \times 10 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-9} \times 10^3} = 10 \text{ k}\Omega$$

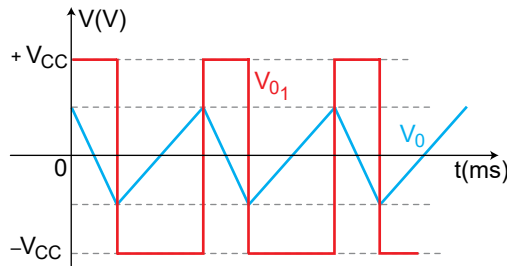
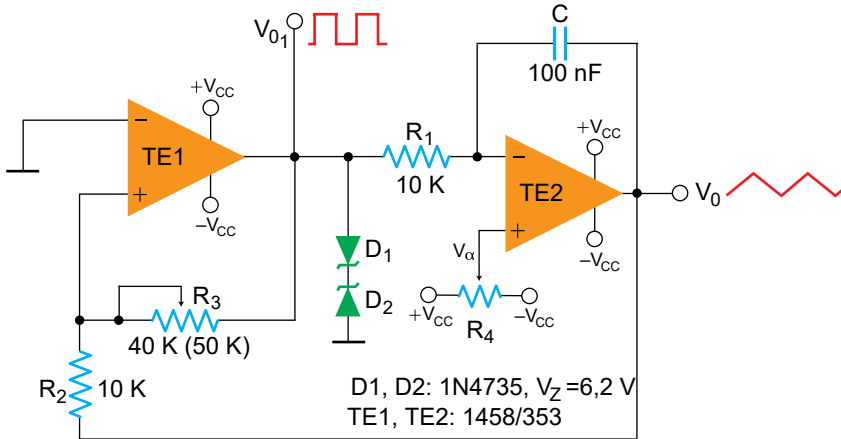
7.4 Γεννήτρια πριονωτής κυματομορφής

Η διαφορά μεταξύ της τριγωνικής και της πριονωτής κυματομορφής είναι ότι η *τριγωνική κυματομορφή* είναι *συμμετρική* ως προς τον άξονα του χρόνου, ενώ η πριονωτή όχι. Δηλ. στον τριγωνικό παλμό χρειάζεται ο ίδιος χρόνος για τη μετάβαση από το $-V_s$ στο $+V_s$ και από το $+V_s$ στο $-V_s$. Αντίθετα, στον πριονωτό παλμό οι χρόνοι αυτοί είναι διαφορετικοί και μάλιστα ο χρόνος που ο παλμός ανεβαίνει (χρόνος ανόδου) είναι πολύ πιο μεγάλος από το χρόνο που κατεβαίνει (χρόνος καθόδου) ή το αντίστροφο.

Η τριγωνική κυματομορφή του Σχ.7.5 μετατρέπεται εύκολα σε πριονωτή αν εφαρμόσουμε μια μεταβλητή dc τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο του TE2 του κυκλώματος της γεννήτριας τριγωνικών του προηγούμενου Σχ.7.5. Αυτό πραγματοποιείται με ένα ποτενσιόμετρο που το συνδέουμε ανάμεσα στις dc τροφοδοσίες $+V_{CC}$ και $-V_{CC}$, όπως φαίνεται στο Σχ. 7.6.

Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής:

Ανάλογα με τη θέση του ποτενσιόμετρου R_4 , μια dc τάση V_a εφαρμόζεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο του TE2, πράγμα που δημιουργεί μια dc στάθμη τάσης V_o στην έξοδό του. Αυτό σημαίνει, ότι η κυματομορφή εξόδου του TE2, που ήταν πιο πριν τριγωνική κυματομορφή, θα ανεβαίνει ή θα κατεβαίνει σε κάποια μέση dc στάθμη η οποία είναι συνάρτηση της θέσης της μεσαίας λήψης του R_4 . Όταν η μεσαία λήψη του ποτενσιόμετρου R_4 είναι στη μέση, δηλ. $V_a = 0$, η κυματομορφή εξόδου του TE2 είναι τριγωνική. Για κάθε άλλη θέση της μεσαίας λήψης του ποτενσιόμετρου η έξοδος αυτή θα είναι πριονωτή κυματομορφή. Αν η μεσαία λήψη είναι πιο κοντά στην τάση $-V_{CC}$ ο χρόνος ανόδου της κυματομορφής θα είναι μεγαλύτερος από το χρόνο καθόδου, όπως εικονίζεται στο Σχ.7.6. Αντίθετα, αν η μεσαία λήψη του ποτενσιόμετρου είναι πιο κοντά στην τάση $+V_{CC}$ ο χρόνος καθόδου θα είναι μεγαλύτερος. Επίσης, η συχνότητα της πριονωτής κυματομορφής ελαττώνεται όσο η μεσαία λήψη πλησιάζει προς την $+V_{CC}$ ή την $-V_{CC}$. Το πλάτος όμως, της πριονωτής κυματομορφής είναι ανεξάρτητο από τη θέση του ποτενσιόμετρου R_4 .



Σχήμα 7.6. Γεννήτρια πριονωτής κυματομορφής

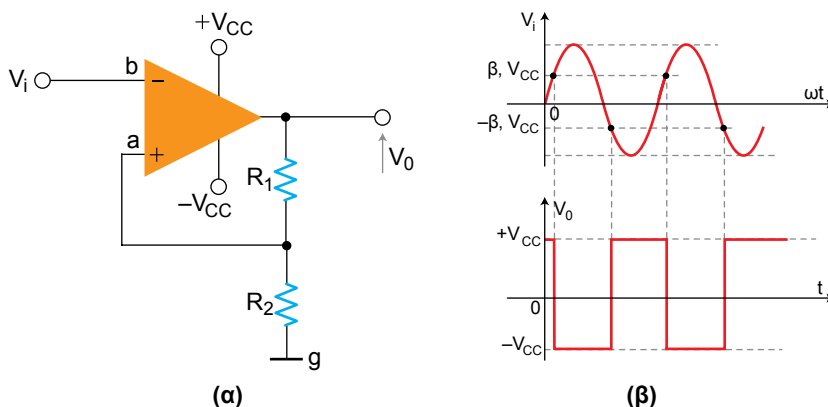
7.5 Διεγέρτης Schmitt με TE

Ένας τρόπος για να δημιουργήσουμε παλμούς τετραγωνικής μορφής είναι να χρησιμοποιήσουμε ένα ειδικό κύκλωμα που ονομάζεται **διεγέρτης Schmitt** (Schmitt trigger). Το κύκλωμα αυτό μετατρέπει ένα ημιτονικό σήμα εισόδου σε τετραγωνική κυματομορφή ίδιας συχνότητας με το ημιτονικό σήμα.

Το Σχ.7.7 εικονίζει το κύκλωμα ενός διεγέρτη Schmitt με τελεστικό ενισχυτή (TE). Σε αυτό το απλούστατο κύκλωμα παραγωγής κυματομορφών σημαντικό ρόλο παίζει η ανασύζευξη από την έξοδο προς τη μη-αναστρέφουσα είσοδο του TE (θετική ανασύζευξη). Σύμφωνα με τα όσα είδαμε στο Κεφ. 4, ο λόγος ή συντελεστής ανασύζευξης θα δίνεται από τη σχέση:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(7.5.1)



Σχήμα 7.7. Διεγέρτης Schmitt με TE και οι κυματομορφές του

Το παραπάνω κύκλωμα λειτουργεί ως εξής:

Υποθέτουμε ότι αρχικά, για $v_i = 0$ η τάση εξόδου v_o βρίσκεται στην άνω στάθμη κόρου $+V_{CC}$. Όταν η ημιτονική τάση αυξανόμενη φτάσει στην τιμή $+\beta V_{CC}$ η έξοδος του TE θα μεταπέσει στην κατάσταση $-V_{CC}$, επειδή η τάση v_{ab} θα έχει γίνει τότε αρνητική. Επειδή τώρα η $V_{ag} = -\beta V_{CC}$ η v_o δε θα αλλάξει κατάσταση, όταν η v_i , ελαττούμενη πέσει πάλι στο $+\beta V_{CC}$, αλλά θα περιμένει μέχρις ότου η v_i φτάσει το $-\beta V_{CC}$ οπότε και η v_o θα επιστρέφει ξανά στο $-V_{CC}$. Μετά, η v_o θα επιστρέψει στο $+V_{CC}$, όταν η τάση εισόδου φτάσει την τιμή $+\beta V_{CC}$, κ.ο.κ. Η έξοδος λοιπόν θα είναι η τετραγωνική κυματομορφή που φαίνεται στο Σχ.7.7.

⇒ Παράδειγμα 7-3

Θα υπολογίσουμε διεγέρτη Schmitt με TE, με τάση εξόδου ± 12 V και λόγο ανασύζευξης $\beta=0.1$.

Λύση

Η Εξ.(7.5.1) δίνει

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.1$$

Άρα,

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} = 10 \therefore 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10 \therefore \frac{R_1}{R_2} = 9 \therefore R_1 = 9R_2$$

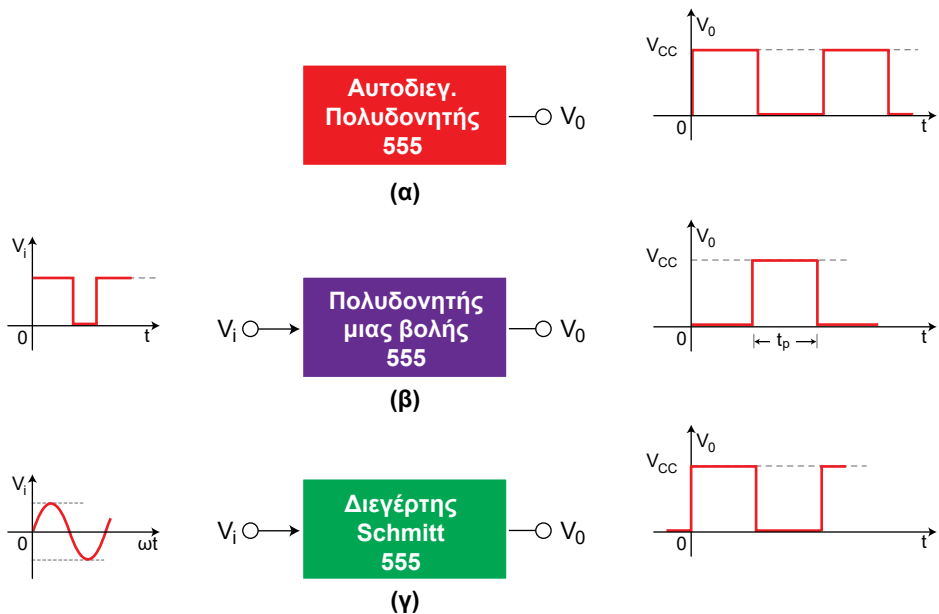
Δεχόμαστε την τιμή $R_2 = 2.2 \text{ k}\Omega$. Συνεπώς, βρίσκουμε

$$R_1 = 19.8 \text{ k}\Omega \cong 20 \text{ k}\Omega$$

Σημειώστε ότι χρησιμοποιούμε τον ΤΕ 301.

7.6 Ο Χρονιστής 555

Ο **χρονιστής 555** είναι ολοκληρωμένο κύκλωμα και κατασκευάζεται σήμερα από πολλές εταιρίες. Ο χρονιστής αυτός, ανάλογα με τη συνδεσμογήση και διέγερσή του μπορεί να λειτουργεί ως *αυτοδιεγερόμενος πολυδονητής*, Σχ.7.8α, ως *πολυδονητής μιας βολής*, Σχ.7.8β και ως *διεγέρτης Schmitt*, Σχ.7.8γ.

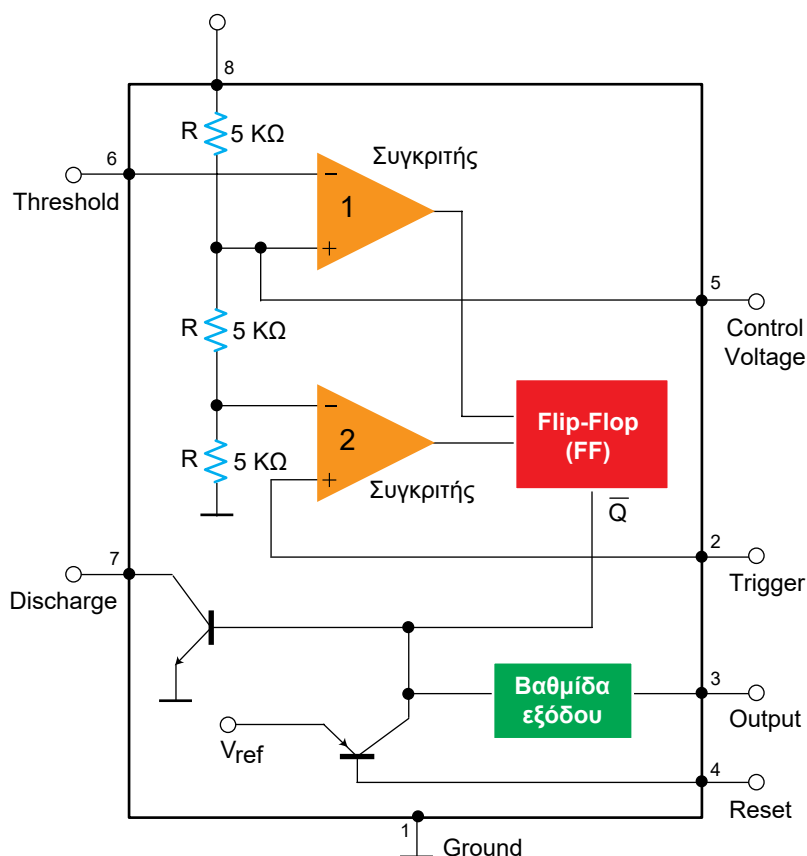


Σχήμα 7.8. Διάφοροι τρόποι λειτουργίας του χρονιστή 555.

Αυτοδιεγερμένος πολυδονητής (α), πολυδονητής μιας βολής (β), Διεγέρτης Schmitt (γ)

Το Σχ.7.9 δείχνει το δομικό διάγραμμα του χρονιστή 555 καθώς και τους ακροδέκτες του σε βάση DIP (υπάρχει και σε βάση TO-99). Οι κυριότεροι από τους ακροδέκτες αυτούς είναι ο *ακροδέκτης διέγερσης* (2), για σύγκριση της διέγερσης εισόδου με μέρος της τάσης τροφοδοσία, ο *ακροδέκτης κατω-*

φλιού (6), για σύγκριση της τάσης κατωφλιού εισόδου με μέρος της τάσης τροφοδοσίας, ο ακροδέκτης μηδενισμού (4), που τοποθετεί στο 0 τη λειτουργία και ο ακροδέκτης εκφόρτισης (7), για την εκφόρτιση ενός εξωτερικού πυκνωτή.



Ground	1	8	V_{CC}
Trigger	2	7	Discharge
Output	3	6	Threshold
Reset	4	5	Control Voltage

Σχήμα 7.9. Δομικό διάγραμμα του χρονιστή 555 (α), ακροδέκτες (β)

Ας δούμε αναλυτικότερα τους διάφορους ακροδέκτες του 555.

Ο συγκριτής διέγερσης (*trigger comparator*) συγκρίνει μια τάση $V_{CC}/3$ με την τάση εισόδου διέγερσης. Όταν η τάση διέγερσης γίνει ίση ή μικρότερη από την $V_{CC}/3$, ο συγκριτής αυτός δημιουργεί έξοδο που οδηγεί το *flip-flop* (FF) στην κατάσταση L (Low), οπότε το FF αποκόβει το τρανζίστορ εκφόρτισης T (*discharge*) και οδηγεί την έξοδο στην κατάσταση H (High) μέσω της βαθμίδας εξόδου (output stage, απομονωτής-αντιστροφέας).

Ο συγκριτής κατωφλιού (*threshold comparator*) συγκρίνει συνεχώς μια τάση $2V_{CC}/3$ με την τάση εισόδου κατωφλιού. Όταν η τάση κατωφλιού γίνει ίση ή μεγαλύτερη από την τάση $2V_{CC}/3$, ο συγκριτής αυτός δίνει τάση που οδηγεί την έξοδο του FF στην κατάσταση H. Έτσι, το FF οδηγεί τη βάση του τρανζίστορ εκφόρτισης T (*discharge*) και το οδηγεί στον κόρο, όταν το κύκλωμα του συλλέκτη είναι κλειστό (υπάρχει εξωτερική αντίσταση). Ο ακροδέκτης εισόδου είναι τώρα στην κατάσταση L. Αν στην είσοδο εφαρμοσθεί μια χαμηλή τάση (*reset*), η έξοδος οδηγείται στην κατάσταση L.

Ο ακροδέκτης **μηδενισμού (*reset*)** επιτρέπει στο 555 να μηδενίζει τη λειτουργία του που έχει λόγω της διέγερσής του από την είσοδο διέγερσης (*trigger*). Όταν η είσοδος αυτή δε χρησιμοποιείται πρέπει να *συνδέεται στην τάση V_{CC}* . Όταν η είσοδος *reset* γειωθεί, ή όταν η τάση της είναι κάτω από 0.4 V, η έξοδος και ο ακροδέκτης *discharge* είναι περίπου στο δυναμικό γης, δηλ. η έξοδος είναι στην κατάσταση L.

Ο ακροδέκτης **εκφόρτισης (*discharge*)** χρησιμεύει για να εκφορτίζει έναν πυκνωτή, που έχουμε συνδέσει εξωτερικά, κατά τη διάρκεια που η έξοδος είναι στην κατάσταση L. Όταν η έξοδος είναι στην κατάσταση H, ο ακροδέκτης *discharge* ενεργεί σαν ανοικτό κύκλωμα και επιτρέπει στον πυκνωτή να φορτίζεται με ρυθμό που καθορίζεται από μια εξωτερική αντίσταση και τον πυκνωτή.

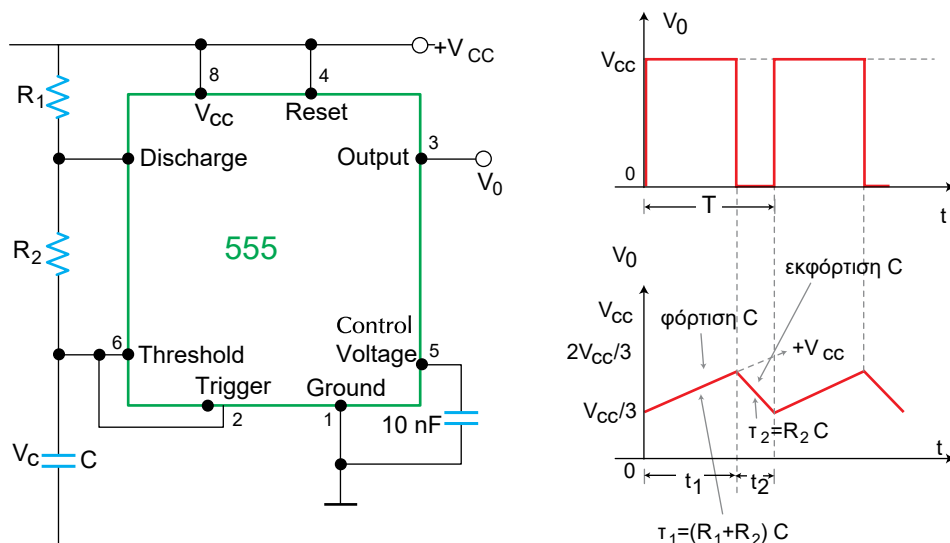
Εκτός από τα παραπάνω, υπάρχει και ένας ακροδέκτης **ρύθμισης τάσης (*control voltage*)**. Μεταξύ του ακροδέκτη αυτού και της γης συνήθως συνδέουμε, ως φίλτρο, έναν πυκνωτή 10 nF. Από τον πυκνωτή αυτό διαρρέουν προς τη γη ο θόρυβος ή και η τάση κυμάτωσης του τροφοδοτικού, ώστε να ελαχιστοποιείται η επίδρασή τους στην τάση *threshold*. Ο ακροδέκτης αυτός μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για να αλλάξει τόσο η στάθμη της τάσης *threshold*, όσο και η στάθμη της τάσης *trigger*. Π.χ αν συνδέσουμε αντίστα-

ση $5\text{ K}\Omega$ μεταξύ του ακροδέκτη *control voltage* και του V_{CC} (ακροδέκτης 8) αλλάζουμε την τάση *threshold* σε $0.8V_{CC}$ και την τάση *trigger* σε $0.2V_{CC}$. Αν εφαρμόσουμε εξωτερική τάση στον ακροδέκτη *control voltage*, θα αλλάξει τόσο η τάση *threshold* όσο και η τάση *trigger*. Μ' αυτό τον τρόπο μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το 555 για να διαμορφώσουμε την κυματομορφή εξόδου.

Στα παρακάτω θα αναπτύξουμε πιο αναλυτικά τους 3 κύριους τρόπους λειτουργίας του χρονιστή 555. Ο χρονιστής αυτός, που χρησιμοποιεί τάση τροφοδοσίας 4 έως 18 V, μπορεί να δώσει ρεύμα εξόδου μέχρι 200 mA.

7.6.1 Αυτοδιεγείρμενος Πολυδονητής με το IC 555

Το Σχ.7.10 δείχνει το χρονιστή 555 συνδεσμοποιημένο σαν **αυτοδιεγείρμενος πολυδονητή** καθώς και τις κυματομορφές του. Η τάση V_C του πυκνωτή C (ακροδέκτης 6) συνδέεται απ' ευθείας στην είσοδο *trigger* (ακροδέκτης 2). Η τάση V_C μεταβάλλεται μεταξύ $V_{CC}/3$ και $2V_{CC}/3$.



Σχήμα 7.10. Αυτοδιεγείρμενος πολυδονητής και οι κυματομορφές του

Όταν συνδέσουμε την τάση τροφοδοσίας V_{CC} , ο πυκνωτής C φορτίζεται προς την τάση V_{CC} μέσω των αντιστάσεων R_1 και R_2 . Όταν όμως η τάση του πυκνωτή, αυξανόμενη, φτάσει τα $2V_{CC}/3$, ο συγκριτής *threshold* διεγείρει το

flip-flip (FF), κάνει αγωγή το τρανζίστορ T, (βλ. Σχ.7.9), και ο πυκνωτής C αρχίζει να εκφορτίζεται μέσω της R_2 . Όταν, λόγω της εκφόρτισης, η τάση του πυκνωτή πέσει στα $V_{CC}/3$, διεγείρεται ο συγκριτής trigger και η έξοδος Q του FF οδηγείται στην κατάσταση L (Low) και έτσι οδηγείται σε αποκοπή το τρανζίστορ T, με αποτέλεσμα ο πυκνωτής C να αρχίζει να φορτίζεται πάλι προς την τάση V_{CC} , και συνεπώς όλος ο κύκλος επαναλαμβάνεται.

Αποδεικνύεται ότι οι χρόνοι φόρτισης και εκφόρτισης t_1 και t_2 δίνονται από τις σχέσεις:

$$t_1 = 0.69 (R_1 + R_2)C \quad (7.6.1)$$

και

$$t_2 = 0.69 R_2 C \quad (7.6.2)$$

Η αντίστοιχη περίοδος T, θα είναι:

$$T = t_1 + t_2 = 0.69 (R_1 + 2R_2)C \quad (7.6.3)$$

Οπότε η συχνότητα ταλάντωσης του πολυδονητή θα είναι:

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.69(R_1 + 2R_2)C} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C} \quad (7.6.4)$$

Τέλος, ο κύκλος εργασίας d, θα δίνεται από τη σχέση:

$$d = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (7.6.5)$$

Αν $R_1 \gg R_2$, ο κύκλος εργασίας αυτός θα είναι μέγιστος (100%) ενώ αν $R_1 \ll R_2$, ο κύκλος εργασίας είναι ελάχιστος και ίσος με 50%.

⇒ Παράδειγμα 7-4

Θα υπολογίσουμε αυτοδιεγερόμενο πολυδονητή με το 555, με $t_1 = 0.7$ ms και $t_2 = 0.3$ ms. Επίσης, θα προσδιορίσουμε τον κύκλο εργασίας καθώς και τη συχνότητα ταλάντωσης του.

Λύση

Δεχόμαστε $C=100 \text{ nF}$, Εξ.(7.6.2) και (7.6.1)

$$R_2 = \frac{t_2}{0.69C} = \frac{0.3 \times 10^{-3}}{0.69 \times 100 \times 10^{-9}} = 4.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 + R_2 = \frac{t_1}{0.69C} = \frac{0.7 \times 10^{-3}}{0.69 \times 100 \times 10^{-9}} = 10.1 \text{ k}\Omega$$

Άρα, $R_1 = 5.8 \text{ k}\Omega$

Εξάλλου, οι Εξ.(7.6.5) δίνουν

$$d = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{0.7}{0.3 + 0.7} = 0.7 \quad \text{ή}$$

$$d = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} = \frac{5.8 + 4.3}{5.8 + 2 \times 4.3} = \frac{10.1}{14.4} = 0.7,$$

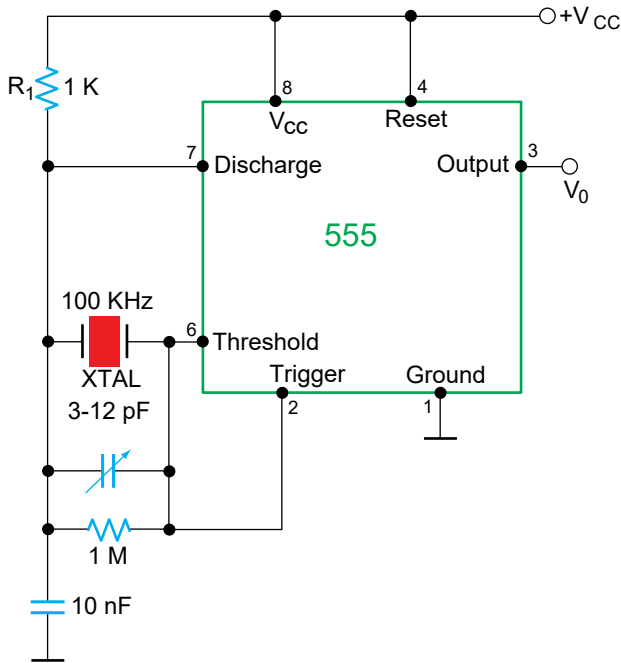
οι δε Εξ.(7.6.4) δίνουν

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{(0.7 + 0.3) \times 10^{-9}} = 1000 \text{ Hz} \quad \text{ή}$$

$$f_0 = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C} = \frac{1.44}{(5.8 + 2 \times 4.3) \times 10^{-3} \times 100 \times 10^{-9}} = 1000 \text{ Hz}$$

7.6.2 Κρυσταλλικός Ταλαντωτής με το 555

Ο πολυδονητής του Σχ.7.10 χρησιμοποιείται στις περισσότερες εφαρμογές ως *ταλαντωτής/ρολόι* (clock), με μέγιστη συχνότητα ταλάντωσής του, σύμφωνα με τον κατασκευαστή, ίση με 1 MHz. Αν θέλουμε η συχνότητα ταλάντωσης να έχει μεγάλη ακρίβεια και σταθερότητα χρησιμοποιούμε κρυστάλλο, κατά το Σχ.7.11 όπου ο κρυστάλλος συνδέεται μεταξύ του χρονοκυκλώματος RC και του συγκριτή κατωφλιού. Η φόρτιση-εκφόρτιση του πυκνωτή C γίνεται όπως ήδη περιγράφηκε, αλλά το σήμα ελέγχου και των δύο συγκριτών (ακροδέκτες 2 και 6) διέρχεται μέσω του κρυστάλλου κάνοντάς τον να ταλαντώνεται στη φυσική του συχνότητα ή σε υποπολλαπλάσιο της συχνότητας συντονισμού του.



Σχήμα 7.11. Κρυσταλλικός ταλαντωτής με το IC 555

Οι τιμές των R και C εκλέγονται έτσι ώστε με βραχυκυκλωμένο τον κρυστάλλο να έχουμε συντήρηση των ταλαντώσεων κοντά στη συχνότητα συντονισμού του κρυστάλλου. Η συχνότητα συντονισμού του ταλαντωτή δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1.44}{RC} \quad (7.6.6)$$

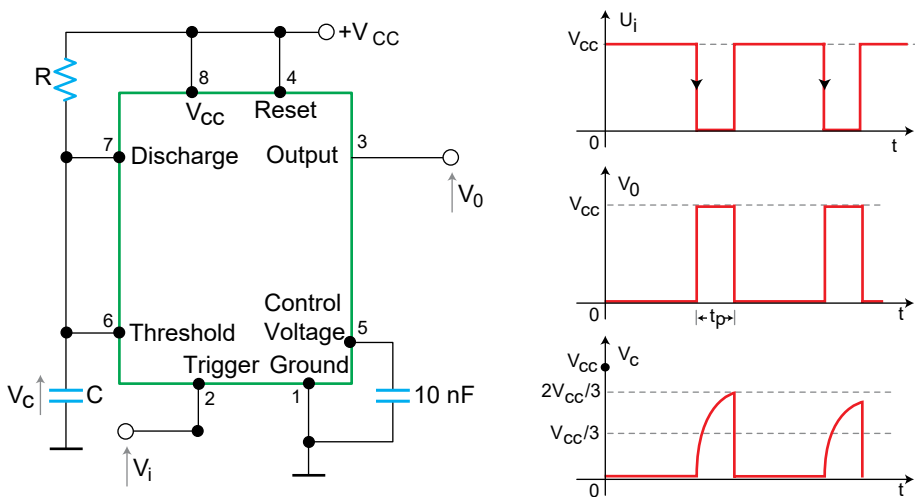
Οι τιμές των R και C μπορούν να μεταβληθούν κατά 25% ή και περισσότερο χωρίς να επηρεαστεί η συχνότητα ταλάντωσης του κρυστάλλου. Ο χρονισμός των τάσεων φόρτισης-εκφόρτισης του πυκνωτή αλλάζει ώστε να συμβιβάζεται με τις τιμές των R και C που εκλέξαμε για να διατηρείται σταθερή η συχνότητα ταλάντωσης που δίνει η Εξ.(7.6.6).

Αν διπλασιάσουμε τη σταθερά χρόνου, έχοντας τον ίδιο κρυστάλλο, η συχνότητα ταλάντωσης θα γίνει η μισή της συχνότητας του κρυστάλλου. Διάφορες άλλες αλλαγές στη σταθερά χρόνου δίνουν υποαρμονικές $1/3$, $1/4$, $1/5$, κτλ. της συχνότητας συντονισμού του κρυστάλλου.

Ο μεταβλητός πυκνωτής στα άκρα του κρυστάλλου επιτρέπει τη ρύθμιση της συχνότητας ταλάντωσης με ακρίβεια. Η αντίσταση $1\text{ M}\Omega$ επιτρέπει dc διέξοδο των εισόδων του συγκριτή, ώστε να αρχίσουν οι ταλαντώσεις μόλις εφαρμοστεί η τάση V_{CC} .

7.6.3 Πολυδονητής μιας βολής με το IC 555

Το Σχ.7.12 δείχνει το χρονιστή 555 συνδεσμοποιημένο σαν πολυδονητή μιας βολής. Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής: Στη μόνιμη κατάσταση το FF κρατάει το τρανζίστορ T αγώγιο (on) με αποτέλεσμα να γειώνει τον πυκνωτή C. Κατά τη διάρκεια αυτή, η έξοδος είναι στο δυναμικό της γης, δηλ. σε κατάσταση L (Low). Εφόσον ο συγκριτής threshold είναι πολωμένος στην τάση $V_{CC}/3$ παραμένει στην κατάσταση ηρεμίας όσο χρόνο η είσοδος trigger διατηρείται πάνω από την τάση $V_{CC}/3$. Όταν η είσοδος trigger διεγερθεί από το αρνητικό μέτωπο του παλμού εισόδου, ο συγκριτής threshold οδηγεί το FF στην κατάσταση reset κι έτσι το τρανζίστορ T οδηγείται στην κατάσταση αποκοπής (off), η οποία αποβραχυκυκλώνει τον C με αποτέλεσμα να οδηγείται η έξοδος στην κατάσταση H (High: V_{CC}). Μέσω της R, η τάση στα άκρα του πυκνωτή αυξάνει εκθετικά προς την τάση V_{CC} , με σταθερά χρόνου RC. Όταν η τάση του πυκνωτή φτάσει τα $2V_{CC}/3$, ο συγκριτής trigger θα οδηγήσει το FF στην κατάσταση 1 (set). Αυτό, με τη σειρά του, θα οδηγήσει το τρανζίστορ T στον κόρο κι έτσι θα εκφορτίσει τον πυκνωτή C. Η κατάσταση αυτή εκφράζει την αρχική συνθήκη, δηλ. αποτελεί τη σταθερή κατάσταση.

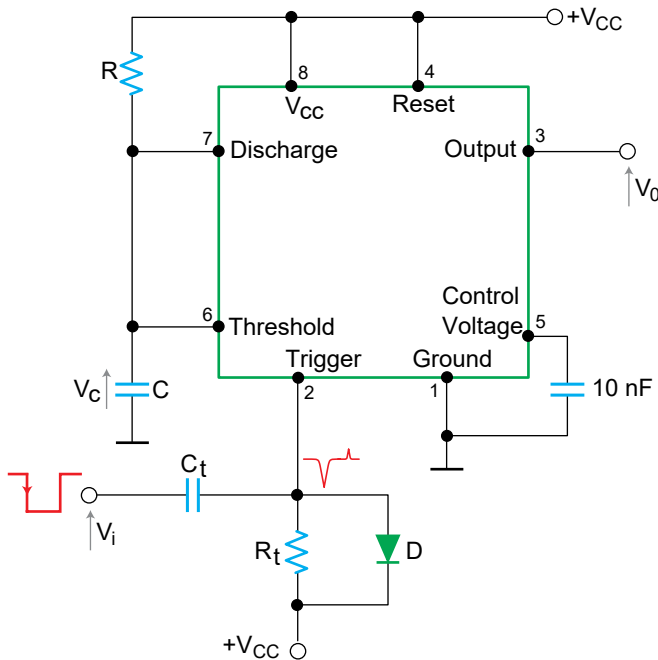


Σχήμα 7.12. Ο χρονιστής 555 ως πολυδονητής μιας βολής και οι κυματομορφές του

Αποδεικνύεται, ότι η διάρκεια του παλμού εξόδου (t_p) δίνεται από τη σχέση:

$$t_p \cong 1.1 RC \quad (7.6.7)$$

Μερικές φορές το κύκλωμα του Σχ.7.12 διεγείρεται ανεπιθύμητα από το θετικό μέτωπο του παλμού εισόδου, ακόμα κι αν ο ακροδέκτης control voltage έχει πυκνωτή διαρροής. Για να αποφύγουμε μια τέτοια κατάσταση διαφορίζουμε τον παλμό εισόδου, με το δικτύωμα που εικονίζεται στο Σχ.7.13.



Σχήμα 7.13. Πολυδονητή μιας βολής με διέγερση με δικτύωμα διαφοράρισης

Η διάδος προστατεύει το IC 555 από το να διεγερθεί από το θετικό μέτωπο του παλμού εισόδου.

⇒ Παράδειγμα 7-5

Να υπολογιστεί πολυδονητής μιας βολής, με το 555, με διάρκεια παλμού 1 ms.

Λύση

Κατ' αρχήν, επιλέγουμε $C=100 \text{ nF}$.

Τότε, από την Εξ. (7.6.7) έχουμε

$$R = \frac{t_p}{1.1C} = \frac{10^{-3}}{1.1 \times 10^2 \times 10^{-9}} = 9.09 \text{ k}\Omega \cong 9.1 \text{ k}\Omega$$

Η διάρκεια της σταθεράς χρόνου πρέπει να είναι πολύ πιο μικρή από τη διάρκεια του παλμού εξόδου. Επομένως, διαλέγουμε

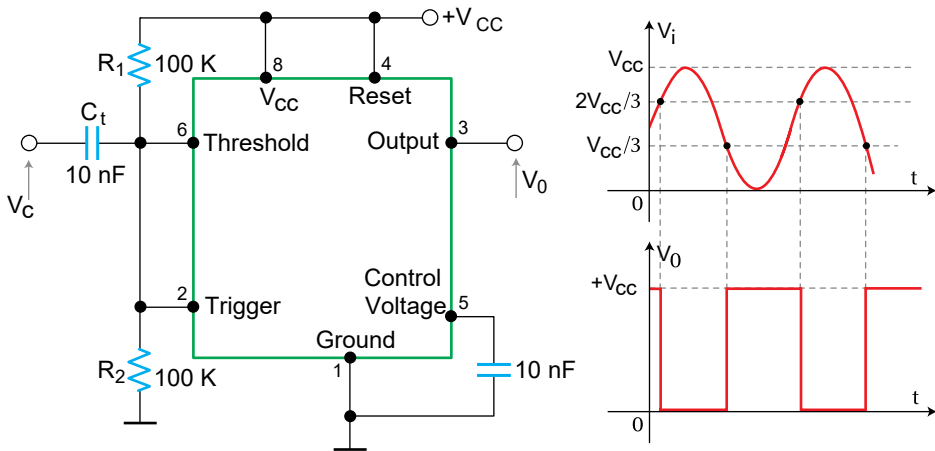
$$\tau = \frac{t_p}{10} \therefore \tau = 0.1 \times 10^{-3} = 10^{-4} \text{ s}$$

Τέλος, διαλέγουμε $R_t=10 \text{ k}\Omega$ και από τη σχέση $\tau = R_t C_t$ βρίσκουμε:

$$C_t = \frac{\tau}{R_t} = \frac{10^{-4}}{10^4} = 10^{-8} \text{ F} = 10 \text{ nF}$$

7.6.4 Διεγέρτης Schmitt με το IC 555

Το κύκλωμα του Σχ.7.14 δείχνει το χρονιστή 555 συνδεσμοποιημένο ως **διεγέρτη Schmitt** (*Schmitt trigger*; ST). Οι είσοδοι των δύο συγκριτών, που αντιστοιχούν στους ακροδέκτες διέγερσης (2) και κατωφλιού (6), συνδέονται μαζί και πολώνονται εξωτερικά σε τάση $V_{CC}/2$, μέσω των δύο ίσων αντιστάσεων R_1 και R_2 .



Σχήμα 7.14. Ο χρονιστής 555 ως διεγέρτης Schmitt και κυματομορφές του

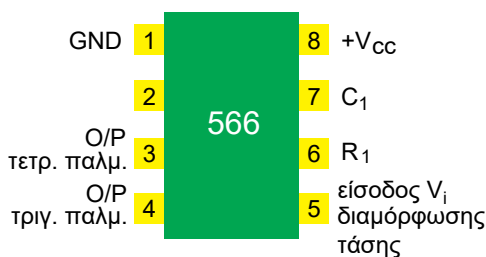
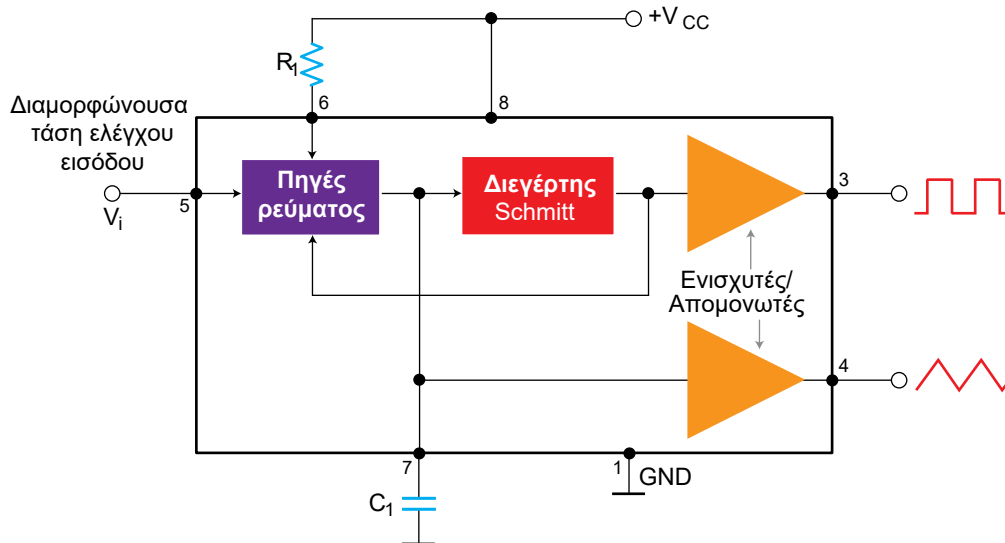
Επειδή ο συγκριτής threshold, που βρίσκεται στον ακροδέκτη κατωφλιού (6), διεγείρεται σε $2V_{CC}/3$ και ο συγκριτής trigger, του ακροδέκτη διέγερσης (6), σε (αναφοράς) $V_{CC}/3$, η πόλωση που δημιουργούν οι αντιστάσεις R_1 και R_2 βρίσκεται στο μέσο μεταξύ των δυο αυτών τιμών, άρα σε τάση $V_{CC}/2$.

Όταν το κύκλωμα διεγείρεται από ημιτονικό σήμα κατάλληλου πλάτους (ύψους) ώστε να υπερβαίνουν οι στάθμες αναφοράς, μεταπίπτει από αγωγιμότητα σε αποκοπή και αντίστροφα, οπότε στην έξοδο παίρνουμε τετραγωνικό παλμό. Αν $R_1 = R_2 = R$ το 555 πολώνεται αυτόματα για τάσεις τροφοδοσίας που μπορεί να έχουν τιμές V_{CC} από 5 έως 15 V.

7.7 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση

□ Ο **ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση** (Voltage-Controlled Oscillator, VCO) είναι ένα κύκλωμα που δημιουργεί μια τετραγωνική ή τριγωνική κυματομορφή της οποίας η περίοδος, άρα και συχνότητα, ρυθμίζεται από μια dc τάση (ελέγχου).

Ένας τυπικός **ταλαντωτής VCO** είναι το *ολοκληρωμένο κύκλωμα 566*, το οποίο περιέχει κυκλώματα που δημιουργούν ταυτόχρονα τετραγωνικούς και τριγωνικούς παλμούς των οποίων η συχνότητα ορίζεται βασικά από έναν εξωτερικό πυκνωτή C_1 και από μια εξωτερική αντίσταση R_1 , επηρεάζεται δε από μια dc τάση εισόδου V_C . Το Σχ.7.15 δείχνει το δομικό διάγραμμα του ολοκληρωμένου 566, σε απλή συνδεσμολογία *γεννήτριας συναρτήσεων*, καθώς και τους ακροδέκτες του. Όπως φαίνεται από το σχήμα, το 566 αποτελείται από **πηγές/γεννήτριες ρεύματος**, από ένα **διεγέρτη Schmitt** και από δύο **ενισχυτές/απομονωτές**. Οι γεννήτριες ρεύματος φορτίζουν και εκφορτίζουν τον εξωτερικό πυκνωτή C_1 με ρυθμό που καθορίζεται από την εξωτερική αντίσταση R_1 και από τη διαμορφώουσα dc τάση εισόδου (ή ελέγχου) V_C . Ο διεγέρτης Schmitt χρησιμοποιείται για να κάνει μεταγωγή στις πηγές ρεύματος μεταξύ φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή και μεταξύ των τάσεων εξόδου των απομονωτών, δηλ. της τριγωνικής κυματομορφής που αναπτύσσεται στα άκρα του πυκνωτή και της τετραγωνικής κυματομορφής που προέρχεται από το διεγέρτη Schmitt.



Σχήμα 7.15. Δομικό διάγραμμα του VCO ή γεννήτριας συναρτήσεων 566 και ακροδέκτες του

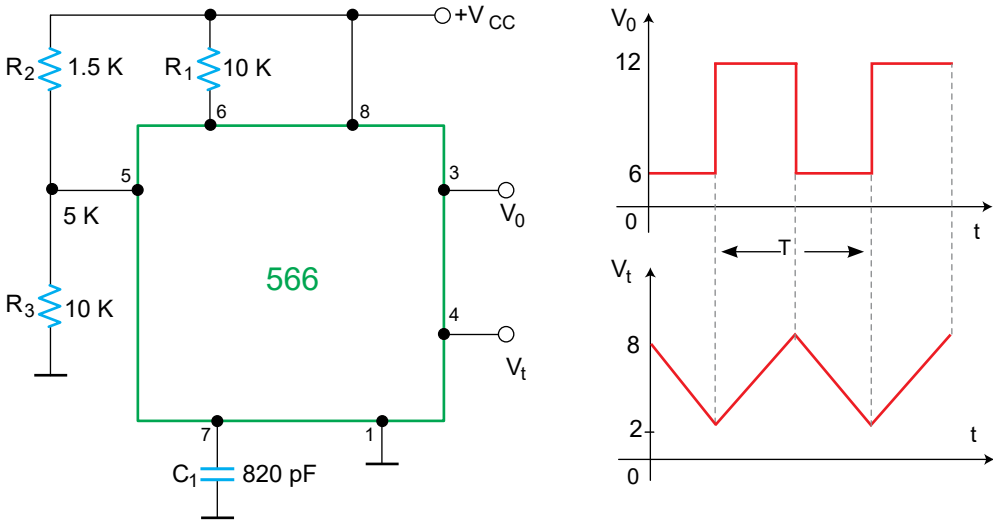
Η *συχνότητα ταλάντωσης* ή *κεντρική συχνότητα λειτουργίας* f_0 , υπολογίζεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{2}{R_1 C_1} \left(1 - \frac{V_c}{V_{CC}} \right) \quad (7.7.1)$$

με τους εξής πρακτικούς περιορισμούς:

1. Η R_1 πρέπει να είναι στην περιοχή $2\text{k}\Omega \leq R_1 \leq 20\text{k}\Omega$
2. Η V_c πρέπει να είναι στην περιοχή $(3/4)V_{CC} \leq V_c \leq V_{CC}$.
3. Η f_0 πρέπει να είναι κάτω από 1 MHz.
4. Η V_{CC} πρέπει να είναι μεταξύ 10 και 24 V.

Το Σχ.7.16 δείχνει το **566** συνδεσμολογημένο ως **ρυθμιζόμενη γεννήτρια συναρτήσεων** που μας δίνει ταυτόχρονα τετραγωνικούς και τριγωνικούς παλμούς με σταθερή συχνότητα που καθορίζεται από τα R_1 , C_1 και V_C . Η τάση ελέγχου ή διαμόρφωσης V_C , και συνεπώς η συχνότητα των κυματομορφών, f_0 , ρυθμίζεται κατά βούληση μέσω του διαιρέτη τάσης R_2 , R_3 .



Σχήμα 7.16. Το 566 ως ρυθμιζόμενη γεννήτρια τετραγωνικών και τριγωνικών κυματομορφών

⇒ Παράδειγμα 7-6

Αν στο κύκλωμα του Σχ.7.16 είναι: $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 820 \text{ pF}$ και η $V_{CC} = 12 \text{ V}$, να βρεθεί η τάση ελέγχου V_C και η συχνότητα ταλάντωσης των κυματομορφών εξόδου του.

Λύση

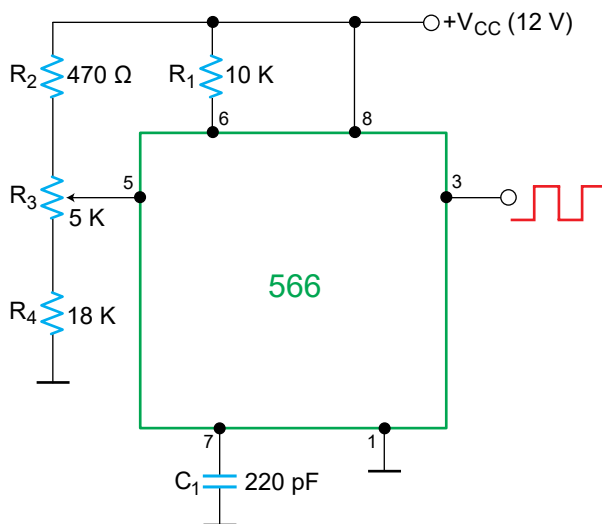
Από το διαιρέτη τάσης R_2 , R_3 έχουμε

$$V_C = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{CC} = \frac{10}{1.5 + 10} \times 12 \cong 10.4 \text{ V}$$

οπότε η Εξ.(7.7.1) δίνει

$$f_0 = \frac{2}{R_1 C_1} \left(1 - \frac{V_C}{V_{CC}} \right) = \frac{2}{10^4 \times 820 \times 10^{-12}} \left(1 - \frac{10.4}{12} \right) \cong 32.5 \text{ kHz}$$

Το Σχ.7.17 δείχνει με ποιο τρόπο μπορεί να ρυθμίζεται η συχνότητα των τετραγωνικών ή των τριγωνικών παλμών χρησιμοποιώντας μεταβλητή τάση V_c , ώστε να μεταβάλουμε τη συχνότητα f_0 . Η μεσαία λήψη του ποτενσιόμετρον R_3 μετατακινείται μέσα στην πλήρη περιοχή 10:1.



Σχήμα 7.17. Συνδεσμολόγηση του 566 ως μονάδα VCO

⇒ Παράδειγμα 7-7

Αν το κύκλωμα του Σχ.7.17 έχει τιμές $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 470 \Omega$, $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 220 \text{ pF}$, $R_4 = 18 \text{ k}\Omega$ και $V_{CC} = 12 \text{ V}$, να βρεθούν οι δύο ακραίες δυνατές συχνότητες ταλάντωσης, ανάλογα με τη θέση του ποτενσιομέτρου.

Λύση

Όταν η μεσαία λήψη του ποτενσιόμετρον είναι στο πάνω άκρο του, θα έχουμε:

$$V_c = \frac{R_3 + R_4}{R_2 + R_3 + R_4} V_{CC} = \frac{5 + 18}{0.47 + 5 + 18} \times 12 \cong 11.76 \text{ V}$$

Άρα,

$$f_0 = \frac{2}{R_1 C_1} \left(1 - \frac{V_c}{V_{CC}} \right) = \frac{2}{10^4 \times 220 \times 10^{-12}} \left(1 - \frac{11.76}{12} \right) \cong 18.2 \text{ kHz}$$

Όταν η μεσαία λήψη του ποτενσιόμετρου είναι στην κάτω θέση, θα έχουμε:

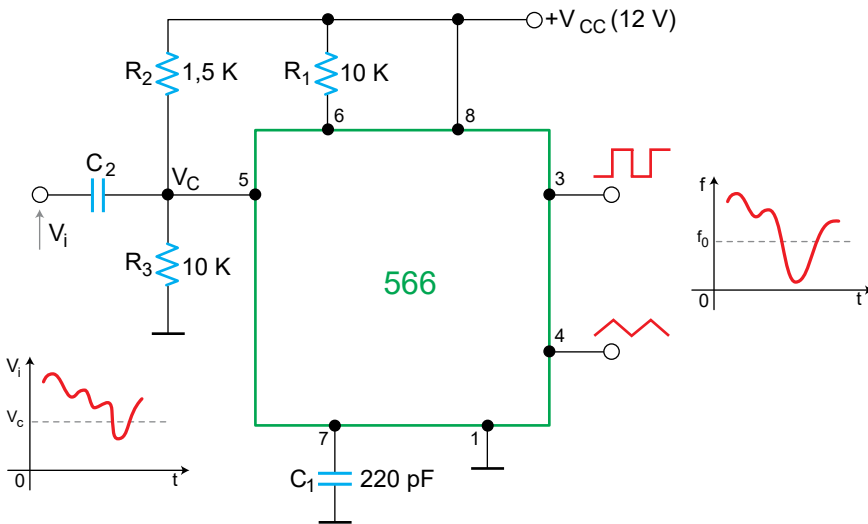
$$V_C = \frac{R_4}{R_2 + R_3 + R_4} V_{CC} = \frac{18}{0.47 + 5 + 18} \times 12 \cong 9.2 \text{ V}$$

Άρα,

$$f_0 = \frac{2}{R_1 C_1} \left(1 - \frac{V_C}{V_{CC}} \right) = \frac{2}{10^4 \times 220 \times 10^{-8}} \left(1 - \frac{9.2}{12} \right) \cong 212.1 \text{ kHz}$$

7.7.1 Ο VCO για Διαμόρφωση Συχνότητας

Αντί να μεταβάλλουμε ένα ποτενσιόμετρο για να αλλάζουμε την τάση V_C , μπορούμε να εφαρμόσουμε στην είσοδο μια διαμορφώνουσα τάση v_i , όπως δείχνεται στο Σχ.7.18, όπου $V_C = V_{dc} + v_i$. Στο σχήμα αυτό ο διαιρέτης τάσης δημιουργεί τάση V_C γύρω στα 10 V, με πόλωση $V_{dc} = 10.4 \text{ V}$. Μια (επιπροστιθέμενη) ac τάση εισόδου γύρω στο 1.4 V (τιμή κορυφής) κάνει την τάση V_C να μεταβάλλεται από 9 V έως 11.8 V, εξαναγκάζοντας τη συχνότητα εξόδου να μεταβάλλεται αντίστοιχα, μέσα σε μια δυναμική περιοχή 10:1. Επομένως το σήμα εισόδου v_i θα διαμορφώνει την έξοδο ως προς τη συχνότητα γύρω από μια κεντρική συχνότητα f_0 η οποία καθορίζεται από την τιμή της πόλωσης $V_{dc} = 10.4 \text{ V}$ ($f_0 = 121.2 \text{ KHz}$).

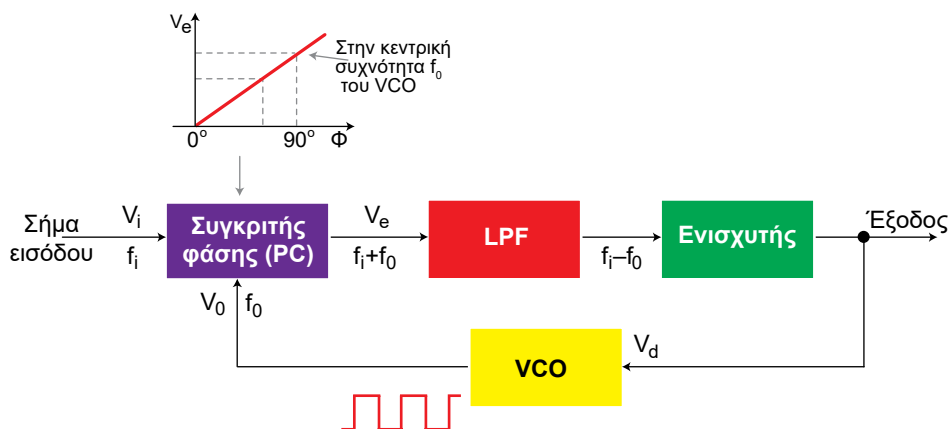


Σχήμα 7.18. Λειτουργία του VCO με διαμορφώνουσα τάση εισόδου για διαμόρφωση συχνότητας

Το VCO χρησιμοποιείται συχνά στο να μετατρέπουμε σήματα πολύ χαμηλών συχνοτήτων, όπως αυτά που λαμβάνονται στα ηλεκτροεγκεφαλογράφηματα (EEG) ή τα ηλεκτροκαρδιογραφήματα (EKG), σε σήματα διαμορφωμένης συχνότητας που ανήκουν στην περιοχή των ακουστικών συχνοτήτων. Τα ακουστικά αυτά σήματα στη συνέχεια μπορούν να μεταδοθούν μέσω τηλεφωνικών γραμμών για διαγνωστικούς (τηλεϊατρικούς) σκοπούς ή μπορούν να καταγραφούν σε κάποιο μαγνητικό μέσο για περαιτέρω επεξεργασία.

7.8 Βρόχος κλειδωσης φάσης

□ Ο βρόχος κλειδωσης φάσης (Phase Locked Loop, PLL) είναι ένα ευέλικτο ηλεκτρονικό κύκλωμα παρατήρησης της συχνότητας ή της φάσης κυματομορφών και αποτελείται από ένα συγκριτή ή φωρατή φάσης (PC), ένα φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων (LPF) και έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO) που συνδέονται όπως εικονίζει το Σχ.7.19.



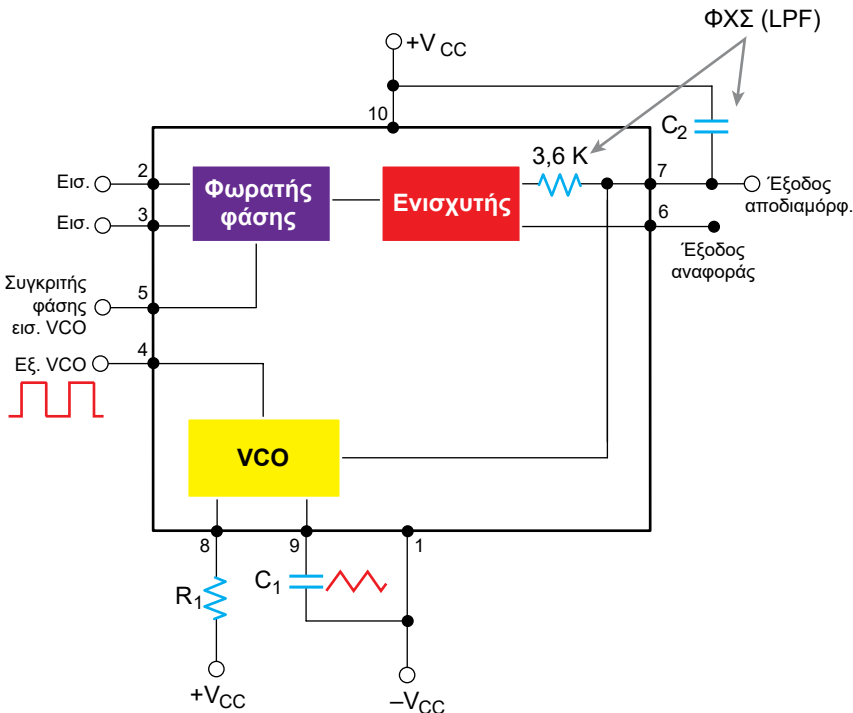
Σχήμα 7.19. Δομικό διάγραμμα του βρόχου κλειδωσης φάσης (PLL)

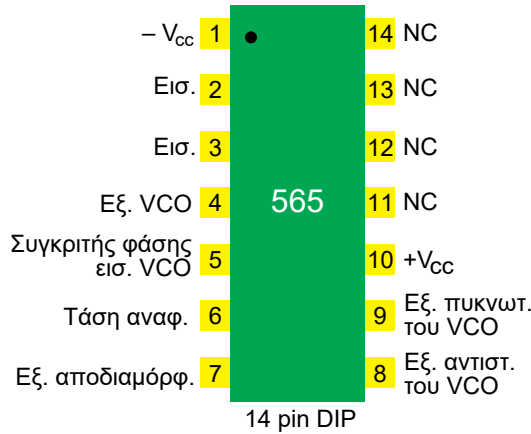
Τυπικά ο συγκριτής ή φωρατής φάσης συγκρίνει τη συχνότητα εισόδου ή με τη συχνότητα f_0 του VCO ως εξής: Η έξοδος του φωρατή φάσης είναι ανάλογη της διαφοράς φάσης των σημάτων v_i και v_0 . Η τάση εξόδου του φωρατή φάσης είναι μια dc τάση που ονομάζεται τάση σφάλματος (v_e). Η έξοδος του φωρατή φάσης εφαρμόζεται στο ΦΧΣ, το οποίο καταστέλλει τις υψηλές συχνότητες ($f_i + f_0$) και δημιουργεί μια καθαρή dc τάση. Αυτή η dc τάση με τη

σειρά της, είναι η είσοδος του VCO. Αφού η συχνότητα εξόδου του VCO είναι ανάλογη της *dc* στάθμης εισόδου, η συχνότητα του VCO γίνεται ίση με τη συχνότητα εισόδου.

Συνολικά, ο βρόχος κλειδωσης φάσης οδεύει μέσω τριών καταστάσεων: αυτοδιέγερσης, σύλληψης και κλειδωσης φάσης. Πριν εφαρμοσθεί το σήμα εισόδου, ο βρόχος κλειδωσης φάσης είναι στην κατάσταση αυτοδιέγερσης. Όταν εφαρμοσθεί σήμα με τη συχνότητα εισόδου f_i , η συχνότητα του VCO αρχίζει να αλλάζει και σ' αυτή την περίπτωση ο βρόχος κλειδωσης φάσης βρίσκεται στην κατάσταση σύλληψης. Η συχνότητα VCO συνεχίζει να αλλάζει μέχρις ότου γίνει ίση με τη συχνότητα εισόδου και τότε ο βρόχος κλειδωσης φάσης έχει μπει στην κατάσταση κλειδωσης φάσης. Όταν η φάση κλειδώσει, ο βρόχος παρακολουθεί οποιαδήποτε αλλαγή της συχνότητας εισόδου μέσω της επαναληπτικής δράσης του.

Επειδή το κύκλωμα του PLL δεν απαιτεί αυτεπαγωγές κατασκευάζεται εύκολα με τη μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος. Το συνηθέστερο από αυτά τα κυκλώματα βρόχου κλειδωσης φάσης είναι το ολοκληρωμένο κύκλωμα PLL 565. Το Σχ.7.20 δείχνει το δομικό διάγραμμα αυτού του ολοκληρωμένου καθώς και τη βάση μαζί με τους ακροδέκτες του.





Σχήμα 7.20. Δομικό διάγραμμα βρόχου κλείδωσης φάσης PLL 565

Τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά του είναι τα εξής:

1. Περιοχή λειτουργία συχνότητας: 0.001 Hz μέχρι 500 kHz.
2. Περιοχή λειτουργίας τάσης: ± 6 V έως ± 12 V.
3. Στάθμη εισόδου: 10 mV rms έως 3 V p-p.
4. Η αντίσταση R_1 πρέπει να είναι μεταξύ 2 K Ω και 20 K Ω .

Η κεντρική συχνότητα του PLL καθορίζεται από τη συχνότητα αυτοδιέγερσης του VCO, η οποία, για το PLL αυτό, δίνεται από τη σχέση:

$$f_0 = \frac{1.2}{4R_1C_1} \text{ Hz} \quad (7.8.1)$$

όπου R_1 και C_1 είναι εξωτερικά στοιχεία που συνδέονται στους ακροδέκτες 8 και 9, αντίστοιχα. Η συχνότητα f_0 αυτοδιέγερσης ρυθμίζεται εξωτερικά, από τα στοιχεία R_1 και C_1 , ώστε να είναι στο κέντρο της περιοχής συχνοτήτων της εισόδου. Ω πυκνωτής C_2 πρέπει να είναι αρκετά μεγάλος ώστε να εξαλείφει τις διακυμάνσεις της τάσης εξόδου κι έτσι να σταθεροποιείται η συχνότητα του VCO.

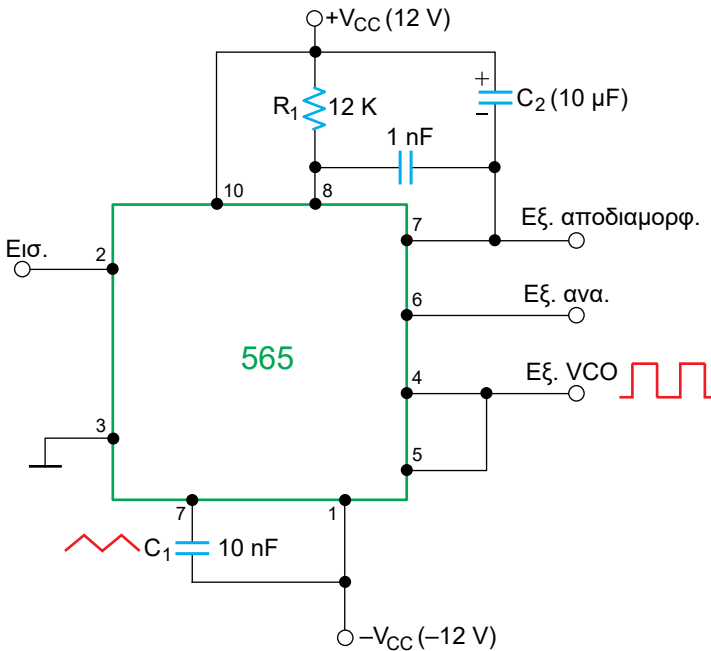
Το PLL 565 μπορεί να κλειδώνει και να ανιχνεύει ένα σήμα μέσα σε μια περιοχή $\pm 60\%$ του εύρους διέλευσης συχνοτήτων, με την f_0 σαν κεντρική συχνότητα. Η περιοχή κλείδωσης f_L και η περιοχή σύλληψης f_C αυτού του PLL δίνονται από τις πιο κάτω σχέσεις:

$$f_L = \pm \frac{8f_0}{V} \text{ Hz} \quad (7.8.2)$$

όπου f_0 είναι η συχνότητα αυτοδιέγερσης του VCO (σε Hz) και το $V = +V_{CC} - (-V_{CC}) = 2V_{CC}$, σε Volt.

$$f_c = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{R_2 C_2}} \quad (7.8.3)$$

όπου το R_2 είναι σε Ω και το C_2 σε F, οι δε f σε Hz.



Σχήμα 7.21. Το 565 συνδεσμοποιημένο σαν κύκλωμα διαμόρφωσης συχνότητας

Το PLL είναι ένα σημαντικό κύκλωμα σαν βάση για μια σειρά εφαρμογών. Χρησιμοποιείται για *διαμόρφωση συχνότητας (FM)*, για *σύνθεση συχνοτήτων* και για τον *πολλαπλασιασμό* και τη *διαίρεση συχνοτήτων*. Επίσης, το PLL χρησιμοποιείται και ως *αποκωδικοποιητής FSK (Frequency-Shift Keyed)*.

⇒ Παράδειγμα 7-7

Για το κύκλωμα του Σχ.7.21, βρείτε τη συχνότητα αυτοδιέγερσης f_0 , την περιοχή κλειδώσης f_L και την περιοχή σύλληψης f_C .

Λύση

Από τις Εξ.(7.8.1), (7.8.2) και (7.8.3) έχουμε:

$$f_0 = \frac{1.2}{4R_1C_1} = \frac{1.2}{4 \times 12 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}} = 2.5 \text{ kHz}$$

$$f_L = \pm \frac{8f_0}{V} = \pm \frac{8 \times 2.5}{24} = \pm 0.83 \text{ kHz}$$

$$f_C = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi f_L}{R_2C_2}} = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi \times 0.833 \times 10^3}{3.6 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6}}} = \pm 60.68 \text{ Hz}$$

ΑΣΚΗΣΕΙΣ

- 7-1. Υπολογίστε ταλαντωτή τετραγωνικών συμμετρικών παλμών συχνότητας 1 KHz με τον TE741 και τάση τροφοδοσίας ± 10 V. Σχεδιάστε τις κυματομορφές του.
- 7-2. Ένας αυτοδιεγερόμενος πολυδονητής με TE έχει τα εξής στοιχεία: $C=6.8$ nF, $R=22$ k Ω , $R_1=22$ k Ω και $R_2 = 8.2$ k Ω . Να βρεθεί η συχνότητα, η περίοδος ταλάντωσης και το ποσοστό ανασύζευξης, αν τροφοδοτείται από πηγή ± 10 V. Να σχεδιαστούν οι κυματομορφές του.
- 7-3. Να υπολογιστεί γεννήτρια τριγωνικών κυματομορφών με $f_0=3$ kHz, τάση εξόδου $v_{o(p-p)}=5$ V και $V_{CC}=\pm 15$ V.
- 7-4. Μια γεννήτρια τριγωνικών κυματομορφών έχει $R_1=6.8$ k Ω , $R_2=12$ k Ω , $R_3=68$ k Ω και $C_1=8.2$ nF. Να βρεθεί η συχνότητα και η τάση εξόδου του. Πάρτε $V_S=14$ V.
- 7-5. Να υπολογισθεί διεγέρτης Schmitt χρησιμοποιώντας τον TE301, με τάση εξόδου ± 10 V και $\beta=0.15$.
- 7-6. Ένας διεγέρτης Schmitt έχει $R_1 = 33$ k Ω και $R_2=10\Omega$. Να βρεθεί το ποσοστό ανασύζευξης του.
- 7-7. Να υπολογισθεί αυτοδιεγερόμενος πολυδονητής με το ολοκληρωμένο 555, συχνότητας 100 kHz και κύκλο εργασίας 50%. Η τάση $V_{CC}=12$ V.
- 7-8. Ένας αυτοδιεγερόμενος πολυδονητής με το 555 έχει $C=10$ nF, $R_1=2.2$ k Ω και $R_2 = 5.6$ k Ω . Να βρεθούν τα t_1 , t_2 , T , f_0 και το d.

- 7-9.** Ένας πολυδονητής μιας βολής με το 555 έχει $R=10\text{ k}\Omega$ και $C=1\text{ nF}$. Να βρεθεί η διάρκεια του παλμού εξόδου του.
- 7-10.** Να υπολογισθεί πολυδονητής μιας βολής με το 555, διάρκειας παλμού 0.5 ms .
- 7-11.** Αν στο κύκλωμα του Σχ.7.16 είναι $R_1 = 15\text{ k}\Omega$, $R_2=2.2\text{ k}\Omega$, $R_3=15\text{ k}\Omega$, $C_1=1\text{ nF}$ και $V_{CC}=10\text{ V}$, να βρεθούν η f_0 και η V_C .
- 7-12.** Το κύκλωμα του Σχ.7.17 έχει $R_1=5.6\text{ k}\Omega$, $R_2=680\ \Omega$, $R_3=10\text{ k}\Omega$, $C=330\text{ pF}$ και $V_{CC}=10\text{ V}$. Να βρεθούν οι δυο ακραίες συχνότητες ταλάντωσης.
- 7-13.** Το κύκλωμα του Σχ.7.18 έχει $R_1 = 12\text{ k}\Omega$, $R_2=2.7\text{ k}\Omega$, $R_3=12\text{ k}\Omega$, $V_{CC}=10\text{ V}$ και $C_1=470\text{ pF}$. Να βρεθεί η πόλωση V_C και η f_0 .
- 7-14.** Το κύκλωμα του Σχ.7.21 έχει $R_1=15\text{ k}\Omega$, $R_2=10\text{ k}\Omega$, $C_1=22\text{ nF}$, $C_2=1\ \mu\text{F}$. Να βρεθούν η συχνότητα f_0 , η περιοχή κλείδωσης f_L και η περιοχή σύλληψης f_C . Η τάση τροφοδοσίας είναι $\pm 10\text{ V}$.

Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ



8.1 Εισαγωγή

Όλες σχεδόν οι σύγχρονες ηλεκτρονικές συσκευές εργάζονται τροφοδοτούμενες με συνεχή τάση (dc). Η τροφοδοσία αυτή επιτυγχάνεται παίρνοντας την εναλλασσόμενη (ac) τάση του δικτύου 220 V/50 Hz και συνήθως υποβιβάζοντάς την τη μετατρέπουμε σε dc. Οι διατάξεις που επιτελούν αυτή τη λειτουργία ονομάζονται **τροφοδοτικές διατάξεις** ή απλώς **τροφοδοτικά**.

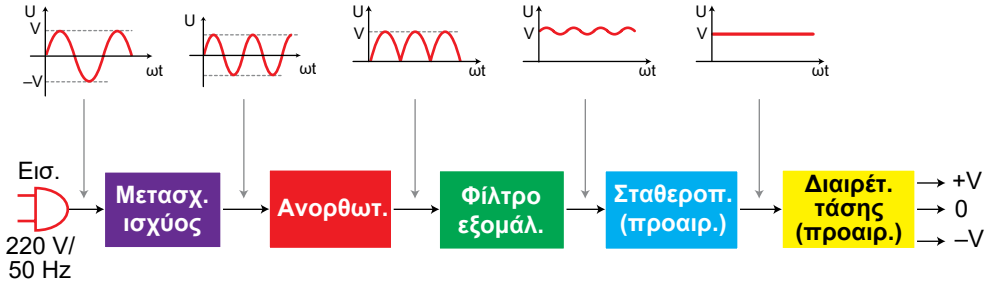
Ορισμένοι μετατροπείς, όπως οι φωτοπολλαπλασιαστές και οι ανιχνευτές ιονισμού, χρειάζονται dc τάσεις τροφοδοσίας από εκατοντάδες έως χιλιάδες βολτ (kV), αλλά πολύ μικρά ρεύματα, συνήθως μικρότερα του mA (μιλιαμπέρ). Άλλες διατάξεις, όπως π.χ. τα τρανζίστορ και τα ολοκληρωμένα κυκλώματα (IC), εργάζονται συνήθως με τάσεις τροφοδοσίας από 3 έως 30 V και ρεύματα από μερικά mA έως αρκετά A (αμπέρ).

Η σταθερότητα της τάσης τροφοδοσίας, που τροφοδοτεί την ηλεκτρονική συσκευή, παίζει συχνά σημαντικό ρόλο, γιατί καθορίζει και τη σταθερότητα λειτουργίας της συσκευής.

Σήμερα υπάρχουν διάφοροι **τύποι τροφοδοτικών**. Ορισμένοι από αυτούς βασίζονται στο *κλασικό σχήμα ανόρθωσης* συνδυασμένης με φίλτρα εξομάλυνσης. Ανάπτυξη αυτού του σχήματος γίνεται με τη χρήση ειδικών *ολοκληρωμένων κυκλωμάτων τροφοδοσίας*. Επίσης, σε διάφορες εφαρμογές χρησιμοποιούνται τα λεγόμενα *παλμοτροφοδοτικά*. Τέλος, όταν οι απαιτούμενες ισχύεις δεν είναι μεγάλες, χρησιμοποιούνται τόσο *μετατροπείς DC/DC* όσο και *μετατροπείς AC/DC*. Αξίζει επίσης να σημειωθεί, ότι για την επίτευξη σταθερής τάσης εξόδου dc, είναι σήμερα σε χρήση διάφοροι *σταθεροποιητές*. Τα παραπάνω θέματα θα μας απασχολήσουν στις ενότητες που ακολουθούν.

8.2 Βασικές βαθμίδες ενός τροφοδοτικού

Το Σχ.8.1 δείχνει το δομικό διάγραμμα ενός συνήθους τροφοδοτικού και τις διάφορες βαθμίδες που χρειάζονται για τη μετατροπή της ac τάσης σε dc. Το σχήμα δείχνει και τις διάφορες κυματομορφές κάθε βαθμίδας.



Σχήμα 8.1. Δομικό διάγραμμα τροφοδοτικού μετατροπής ac τάσης σε dc

Η πρώτη βαθμίδα είναι ένας **μετασχηματιστής ισχύος** που μετατρέπει το πλάτος της διαθέσιμης τάσης εισόδου ac, π.χ. τα 220 V του δικτύου, στην επιθυμητή ac τάση (με υποβιβασμό ή ανύψωση). Η δεύτερη βαθμίδα είναι ένας **ανορθωτής** ο οποίος μετατρέπει το ac σήμα της ήδη τροποποιημένης τάσης εισόδου σε συρμό ανορθωμένων παλμών τάσης ή *παλμοτάση dc*. Στη συνέχεια η dc παλμοτάση μετατρέπεται πλήρως σε dc από ένα **φίλτρο εξομάλυνσης**. Η επόμενη βαθμίδα είναι ο **σταθεροποιητής τάσης**, ο οποίος βελτιώνει τη dc τάση εξόδου, δηλαδή υποβιβάζει την *κυμάτωση*. Τέλος, αρκετές ηλεκτρονικές διατάξεις τροφοδοσίας έχουν και ένα **διαιρέτη τάσης** που δίνει διάφορες στάθμες dc τάσης, οι οποίες χρησιμοποιούνται στα διάφορα τμήματα των τροφοδοτούμενων συσκευών.

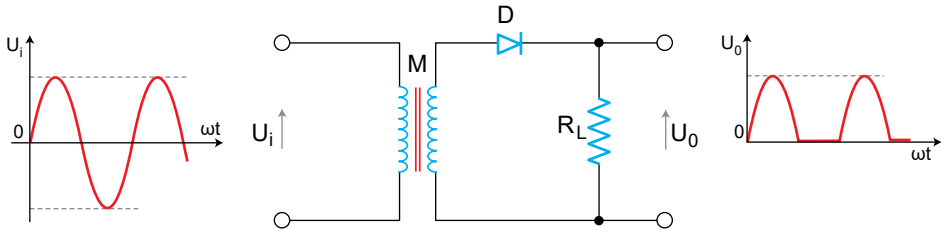
8.2.1 Ποιοτικά Χαρακτηριστικά μιας Τάσης Τροφοδοσίας

Για να είναι ιδανική η dc τάση που παράγεται από ένα τροφοδοτικό πρέπει να έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

1. Σταθερή dc στάθμη ανεξάρτητη από τις απαιτούμενες μεταβολές του ρεύματος του φόρτου, δηλ. καλή ρύθμιση και χαμηλή αντίσταση εξόδου.
2. Σταθερή χρονικά τιμή ανεξάρτητη από τυχόν μεταβολές της θερμοκρασίας, της τάσης ac του δικτύου, της ηλικίας των στοιχείων του, κτλ. (καλή σταθερότητα).
3. Να μην ενέχει τάση θορύβου ή άλλη ac συνιστώσα στη συχνότητα κυμάτωσης (γενικά, μικρή κυμάτωση).
Εξάλλου, ο όγκος του τροφοδοτικού πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερος και η απόδοσή του όσο το δυνατό μεγαλύτερη.

8.3 Ημιανόρθωση

Η απλούστερη δυνατή διαδικασία που μπορεί να οδηγήσει σε παραγωγή dc τάσης από ac είσοδο είναι η **ημιανόρθωση**. Το τυπικό βασικό κύκλωμα της ημιανόρθωσης εικονίζεται στο Σχ.8.2.



Σχήμα 8.2. Κύκλωμα ημιανόρθωσης

Η ανάλυση της λειτουργίας του κυκλώματος αυτού έχει ως εξής:

Το δευτερεύον του μετασχηματιστή M δίνει εναλλασσόμενη τάση, 50 Hz κατάλληλης τιμής πλάτους ώστε τελικά να παράγεται η επιθυμητή dc τάση. Κατά τη θετική ημιπερίοδο, η τάση του δευτερεύοντος κάνει την άνοδο της διόδου D πιο θετική από την κάθοδο κι έτσι η διάδος άγει. Κατά την αρνητική ημιπερίοδο, η τάση του δευτερεύοντος είναι τέτοια ώστε η άνοδος της διόδου να είναι αρνητική ως προς την κάθοδο και η διάδος δεν άγει (θεωρούμε αμελητέο το ανάστροφο ρεύμα). Άρα, το ρεύμα που κυκλοφορεί μέσω της διόδου και της αντίστασης φόρτου R_L κυκλοφορεί κατά τη μία μόνο φορά και συνεπώς είναι dc ρεύμα (με τη γενική έννοια του όρου), μολονότι δεν είναι σταθερά συνεχές αλλά παλμόρευμα. Το παλμόρευμα αυτό αναπτύσσει στα άκρα της R_L μια dc παλμοτάση (ημιανορθωμένη), όπως δείχνει το Σχ.8.2. Επειδή σε κάθε αρνητική ημιπερίοδο, που διαρκεί επί χρόνο 10 ms ($T=1/f=1/50=20\text{ ms}$), δεν κυκλοφορεί ρεύμα, η ισχύς που αναπτύσσεται στο φόρτο είναι αρκετά μικρή.

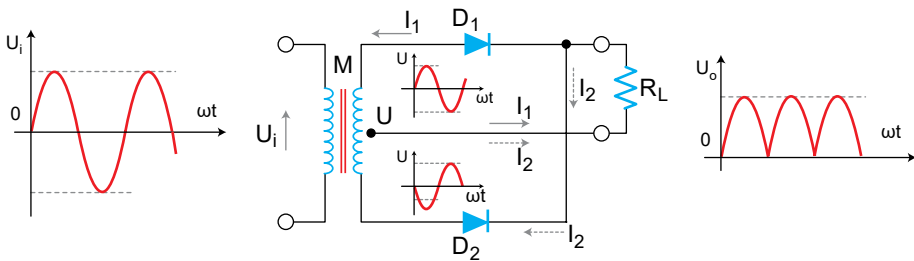
Η ενεργός αντίσταση ορθής φοράς της ανορθώτριας διόδου, r_f δεν είναι σταθερή αλλά εξαρτάται από το στιγμιαίο ρεύμα της διόδου I_D , κατά τη σχέση $r_f \cong 25/I_D$ (το r_f σε Ω αν το I_D σε mA). Έτσι, μπορούμε να υπολογίζουμε τη στιγμιαία ισχύ απωλειών του ημιανορθωτή από τον τύπο

$$P_{\alpha,D} = I_D^2 r_f \cong 25 I_D \quad (8.3.1)$$

Τα κύρια πλεονεκτήματα του ημιανορθωτή είναι το χαμηλό κόστος και η απλότητα της κατασκευής του και τα μειονεκτηματά του το μεγάλο μέγεθος μετασχηματιστή, οι αυστηρές απαιτήσεις φιλτραρίσματος, το χαμηλό ρεύμα εξόδου και η πενιχρή δυνατότητα ρύθμισης της τάσης εξόδου.

8.4 Πλήρης ανόρθωση

Το κύκλωμα του Σχ.8.3 δείχνει τον πλήρη ανορθωτή. Είναι συνήθως το κύκλωμα που χρησιμοποιείται πιο πολύ από τα κυκλώματα των ανορθωτών. Ο μετασχηματιστής Μ έχει μεσαία λήψη και η προσθήκη μιας επιπλέον διόδου επιτρέπει να αναπτύσσεται (ανορθωμένη) τάση στο φόρτο και κατά τις δύο ημιπεριόδους του σήματος εισόδου. Λόγω της μεσαίας λήψης οι εισοδοί στις δύο διόδους έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 180°.



Σχήμα 8.3. Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης

Κατά τη θετική ημιπερίοδο του σήματος εισόδου, η διάδος D₁ άγει κι έτσι από το φόρτο διέρχεται το δικό της ρεύμα I₁. Κατά την αρνητική ημιπερίοδο άγει η διάδος D₂ και από το φόρτο περνάει το ρεύμα I₂. Το ολικό ρεύμα του φόρτου I_L είναι το άθροισμα I₁ + I₂ των δύο ρευμάτων.

Η dc τάση εξόδου του πλήρους ανορθωτή είναι ίση με το πλάτος της τάσης που αναπτύσσεται σε κάθε μισό του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή. Για να επιτύχουμε τάση κορυφής της εξόδου ίση με V_{op}, θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε μετασχηματιστή με μεσαία λήψη που έχει τάση εξόδου (rms τιμή)

$$V_M = \frac{2V_{op}}{\sqrt{2}} + 1 \text{ Volt} \tag{8.4.1}$$

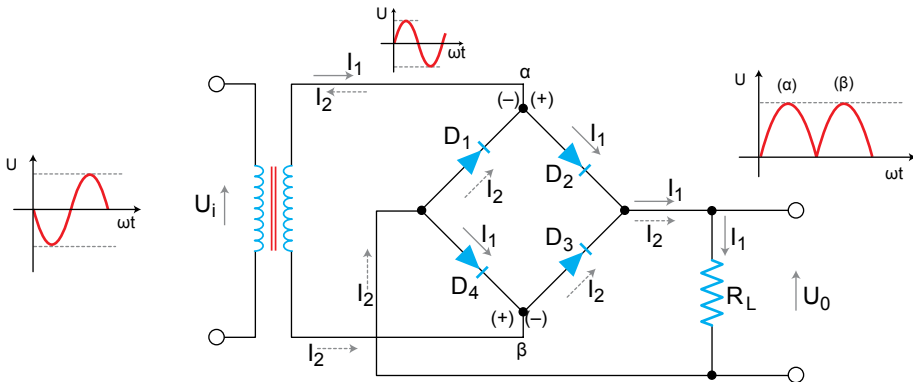
Το επιπλέον 1 V προστίθεται για να ληφθεί υπόψη η πτώση τάσης των ανορθωτριών διόδων.

Με το κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης αναπτύσσεται καλύτερη (πυκνότερη) μορφή παλμών dc τάσης, η οποία χρειάζεται **πιο εύκολο φίλτράρισμα** για να γίνει κανονική dc τάση, αλλά το κύκλωμα έχει **μεγαλύτερο κόστος**. Πράγματι, η **συχνότητα κυμάτωσης**, όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο, είναι **διπλάσιας συχνότητας** από ό,τι στην ημιανόρθωση κι έτσι το φίλτράρισμα είναι πιο εύκολο. Σημειώνουμε επίσης, ότι ο **μετασχηματιστής έχει μικρότερο μέγεθος** από εκείνον της ημιανόρθωσης.

8.5 Ανόρθωση με γέφυρα

Ο ανορθωτής με γέφυρα μοιάζει σε αρκετά σημεία με τον πλήρη ανορθωτή που είδαμε στην προηγούμενη ενότητα. Ως προς τη συχνότητα κυμάτωσης και την απόδοση, τα δυο κυκλώματα είναι όμοια και διαφέρουν ως προς τον αριθμό των διόδων και το επίπεδο της τάσης εξόδου.

Το Σχ.8.4 δείχνει έναν τυπικό ανορθωτή με γέφυρα. Η γέφυρα είναι συνδεδεμένη στα άκρα του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή και η τάση που φτάνει στο φόρτο οφείλεται σε όλη την τάση του δευτερεύοντος, εφόσον δεν υπάρχει μεσαία λήψη.



Σχήμα 8.4. Κύκλωμα ανόρθωσης με γέφυρα

Η λειτουργία του ανορθωτή αυτού έχει ως εξής:

Όταν η τάση στο σημείο α είναι θετική, δηλ. κατά το πρώτο μισό (1η ημιπερίοδος) του σήματος εισόδου, άγουν οι δίοδοι D_2 και D_4 , αφού οι άνοδοί τους είναι θετικές, και το ρεύμα I_1 ακολουθεί το δρόμο που δείχνει το σχήμα,

δηλ. μέσω της διόδου D_2 , του φόρτου R_L , της διόδου D_4 του σημείου β και τέλος του σημείου α . Η τάση εξόδου έχει τότε τη μορφή της κυματομορφής που δείχνει το σχήμα.

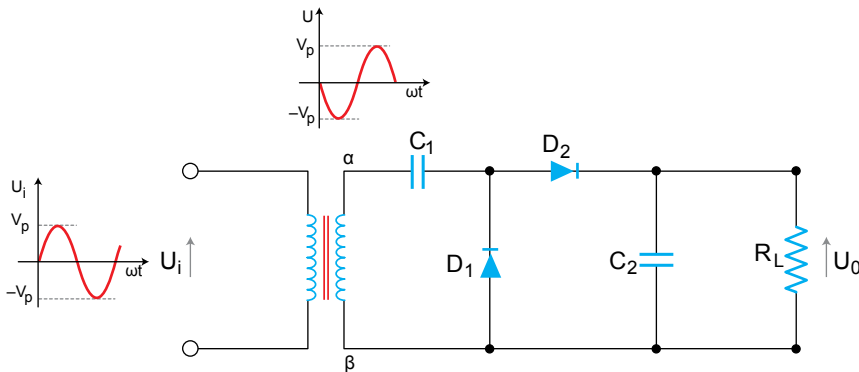
Κατά το δεύτερο μισό (2η ημιπερίοδος) του σήματος εισόδου, όπως αυτό αναπτύσσεται στο δευτερεύον του μετασχηματιστή, το σημείο α γίνεται αρνητικό και άγουν οι διόδοι D_1 και D_3 , αφού οι άνοδοί τους είναι τώρα πιο θετικές από τις αντίστοιχες καθόδους. Το ρεύμα I_2 ακολουθεί το δρόμο από το σημείο β μέσω της διόδου D_3 , του φόρτου R_L , της διόδου D_1 , του σημείου α και, τέλος, του σημείου β . Τα ρεύματα I_1 και I_2 έχουν την ίδια φορά καθώς διέρχονται από το φόρτο R_L . Η τάση εξόδου έχει τη μορφή που αντιστοιχεί στον παλμό “β” της κυματομορφής που δείχνει το σχήμα.

Το κύριο πλεονέκτημα της ανόρθωσης με γέφυρα είναι ότι **χρησιμοποιεί ολόκληρη την τάση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή**, ενώ ταυτόχρονα έχουμε **πλήρη ανόρθωση**. Το μειονέκτημά της είναι ότι χρησιμοποιούμε **τέσσερις αντί δύο διόδους**, άρα αυξάνεται το κόστος και η πολυπλοκότητα.

8.6 Διπλασιαστής τάσης

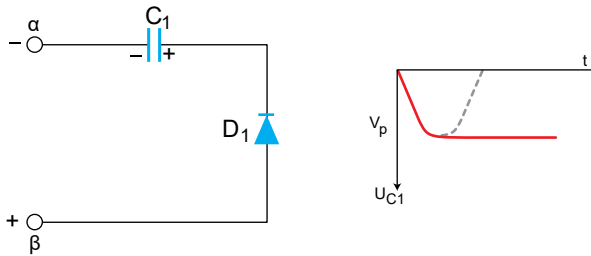
Συχνά, στις ηλεκτρονικές διατάξεις μας συμφέρει να παράγουμε μια ανορθωμένη dc τάση ξεκινώντας από μια όσο το δυνατό χαμηλότερη ac τάση. Ένα απλό κύκλωμα που μπορεί να χρησιμοποιηθεί γι’ αυτό το σκοπό είναι ο διπλασιαστής τάσης.

□ Ο **διπλασιαστής τάσης** είναι ένα κύκλωμα ανόρθωσης που έχει συνδεσμοποιηθεί, ώστε η τάση εξόδου του να είναι διπλάσια του πλάτους της ac τάσης εισόδου του, Σχ.8.5.



Σχήμα 8.5. Κύκλωμα διπλασιαστή τάσης

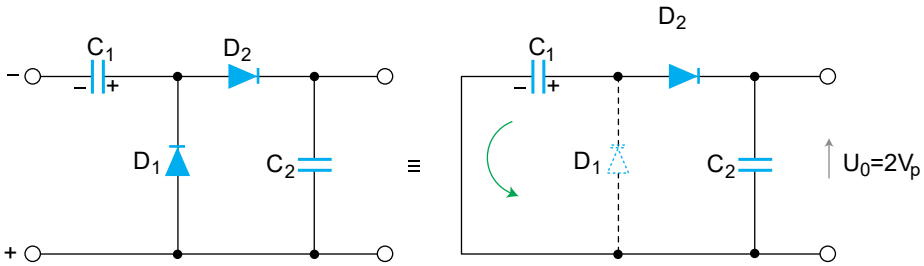
Θα αναλύσουμε τη λειτουργία του κυκλώματος ξεκινώντας αρχικά από τη συμπεριφορά της διόδου D_1 και του πυκνωτή C_1 , όπως αυτή εικονίζεται στο βοηθητικό Σχ.8.6. Ας υποθέσουμε, ότι στην αρχή, η τάση εισόδου έχει την πολικότητα που δείχνει το σχήμα. Τότε η διάδος θα είναι αγώγιμη κι έτσι ο πυκνωτής θα φορτίζεται μέχρι μια τάση ίση με την τάση κορυφής του σήματος εισόδου. Η φόρτιση αυτή είναι ταχύτατη, επειδή η αντίσταση ορθής φοράς r_f , της διόδου είναι πολύ μικρή (άρα θα έχουμε μικρή σταθερά χρόνου $r_f C_1$).



Σχήμα 8.6. Φόρτιση του πυκνωτή C_1 μέσω της D_1 και τάση του πυκνωτή

Μόλις ο πυκνωτής φορτιστεί η διάδος D_1 πολώνεται πλέον ανάστροφα, αφού η κάθοδός της γίνεται πλέον πιο θετική από την άνοδο, καθώς η είσοδος αρχίζει τώρα να ελαττώνεται και οδηγείται προς το μηδέν. Παρόλα αυτά ο πυκνωτής δεν μπορεί να εκφορτιστεί, καθώς η διάδος D_1 είναι ανάστροφα πολωμένη και το ανάστροφο ρεύμα θεωρείται αμελητέο. Επομένως, η τάση στα άκρα του C_1 θα διατηρείται σταθερή σε μια τιμή ίση με την τιμή κορυφής της τάσης εισόδου. Η πολικότητα αυτή της τάσης καθιστά αγώγιμη τη διάδο D_2 κι έτσι η τάση αυτή μεταφέρεται στο φόρτο R_L .

Όταν η είσοδος αλλάξει πολικότητα, η κατάσταση αλλάζει και ενεργοποιείται ο πυκνωτής C_2 , ενώ η διάδος D_1 παραμένει μη αγώγιμη, όπως δείχνει στο Σχ.8.7. Ο πυκνωτής C_2 “βλέπει” δύο πηγές τάσης, που είναι η τάση ac εισόδου και η τάση του πυκνωτή C_1 . Οι δυο αυτές πηγές είναι σε σειρά κι έτσι ο πυκνωτής C_2 φορτίζεται μέσω της διόδου D_2 (που παραμένει αγώγιμη), από τη –θετική πλέον– τάση εισόδου ac συν τη σταθερή τάση που έχει αποκτήσει ο πυκνωτής C_1 . Άρα, τελικά ο πυκνωτής C_2 θα φορτίζεται στο διπλάσιο της τιμής της τάσης εισόδου και μεταφέρει αυτή την τάση απ’ ευθείας στο φόρτο R_L .



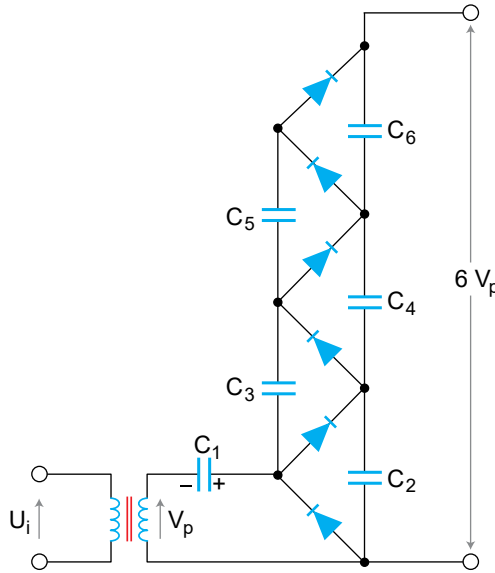
Σχήμα 8.7. Φόρτιση του πυκνωτή C_2

Η τάση στα άκρα του πυκνωτή C_2 είναι διπλάσια της τάσης εισόδου με την προϋπόθεση, ότι το ρεύμα μέσα από το φόρτο R_L είναι πολύ μικρό. Αν το ρεύμα αυτό είναι πολύ μεγάλο, δηλ η αντίσταση R_L μικρή, ο πυκνωτής C_2 θα εκφορτίζεται ταχύτατα μέσω αυτής και η τάση στα άκρα του δε προλαβαίνει να μένει στην αναμενόμενη στάθμη διπλασιασμού. Γι' αυτό το λόγο για να έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα με κανονικό φόρτο, οι πυκνωτές C_1 και C_2 επιλέγονται μεγάλοι. Τυπικές τιμές των πυκνωτών αυτών είναι της τάξης των 100 μF ή ακόμα μεγαλύτεροι.

8.6.1 Πολλαπλασιαστής Τάσης

Το Σχ.8.8 δείχνει το κύκλωμα ενός **πολλαπλασιαστή τάσης**, για την περίπτωση *6-πλασιασμού τάσης*. Το κύκλωμα αυτό μπορεί να επεκταθεί ώστε να δίνει οποιαδήποτε πολλαπλάσιο της τάσης εισόδου. Η σύγκριση του κυκλώματος αυτού με το κύκλωμα διπλασιασμού τάσης δείχνει, ότι συγκροτείται από μια ακολουθία κυκλωμάτων διπλασιασμού σε σειρά.

Όταν εφαρμόζεται η ac τάση εισόδου φορτίζονται βαθμιαία οι πυκνωτές C_2, C_4, C_6 μέχρις ότου ο καθένας τους να δημιουργήσει διαφορά δυναμικού $2V_p$ οπότε, επειδή έχουμε σύνδεση των αντίστοιχων διπλασιαστών σε σειρά, η τελική έξοδος θα είναι $6V_p$. Τέλος, οι πυκνωτές C_1, C_3, C_5 λειτουργούν σαν πυκνωτές ac σύζευξης, μεταφέροντας την ac είσοδο στους ανορθωτές D_2, D_4, D_6 , ώστε οι πυκνωτές C_2, C_4 και C_6 να βρίσκονται σε επαφή με το φόρτο.



Σχήμα 8.8. Πολλαπλασιαστής τάσης (6-πλασιαστής)

Τα κυκλώματα διπλασιασμού και πολλαπλασιασμού τάσης επιδέχονται ρεύματα φόρτου σχετικά μικρής τιμής και χρησιμοποιούνται κυρίως σε συσκευές όπως *λυχνίες καθοδικών ακτίνων (CRT)*, *φωτοπολλαπλασιαστές* και *λυχνίες ιονισμού Geiger-Muller*.

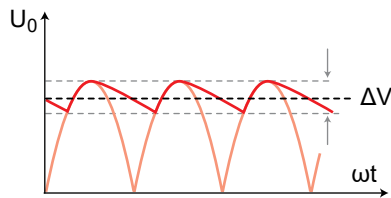
Σε μεγάλους φόρτους, η κυμάτωσή τους και η ρύθμιση ως προς το φόρτο είναι πολύ φτωχή για δυο λόγους. Πρώτον, οι πυκνωτές αποθήκευσης αποτελούνται από έναν αριθμό πυκνωτών σε σειρά, με αποτέλεσμα η ενεργός τιμή τους να μικραίνει. Δεύτερον, χρειάζονται αρκετοί κύκλοι ac για να επαναφορτίζονται όλοι οι πυκνωτές αυτοί σε μια πολλαπλάσια τάση, σε αντίθεση με τον πλήρη ανορθωτή, όπου οι πυκνωτές αποθήκευσης επαναφορτίζονται δυο φορές σε κάθε ac κύκλο.

Κύκλωμα	Τάση Εισόδου (rms)	Τάση ac Εξόδου χωρίς φόρτο	Τάση Εξόδου με φόρτο	Ανάστροφη Τάση ανορθωτή	Ρεύμα Ανορθωτή
Ημιανορθωτής	V	$\sqrt{2}$	V	$2\sqrt{2}V$	I
Πλήρης Ανορθωτής	V+V	$\sqrt{2}$	1.2V	$2\sqrt{2}V$	I / 2
Ανορθωτής με γέφυρα	V	$\sqrt{2}$	1.2V	$\sqrt{2}V$	I / 2
2-πλασιαστής Τάσης	V	$2\sqrt{2}V$	2V	$2\sqrt{2}V$	I

Πίνακας Π.8.1. Συγκριτικά χαρακτηριστικά ανορθωτών

8.7 Εξομάλυνση και φίλτρα

Η διαδικασία με την οποία απαλείφουμε μερικώς ή ολικώς την παραπάνω ac συνιστώσα από την ανορθωμένη κυματομορφή και συνεπώς ομαλοποιούμε ή εξομαλύνουμε την κυματομορφή ώστε να πλησιάζει όσο γίνεται περισσότερο προς μια σταθερή dc έξοδο, ονομάζεται **εξομάλυνση**. Στο Σχ.8.9 απεικονίζεται μια πλήρως ανορθωμένη κυματομορφή τάσης μαζί με μια αντίστοιχη μερικώς εξομαλυμένη (παχιά γραμμή) και μια τελείως εξομαλυμένη dc τάση (διακεκομμένη γραμμή).



Σχήμα 8.9. Τυπική ανορθωμένη κυματομορφή (α), μερικά εξομαλυμένη (β), και πλήρως εξομαλυμένη (γ)

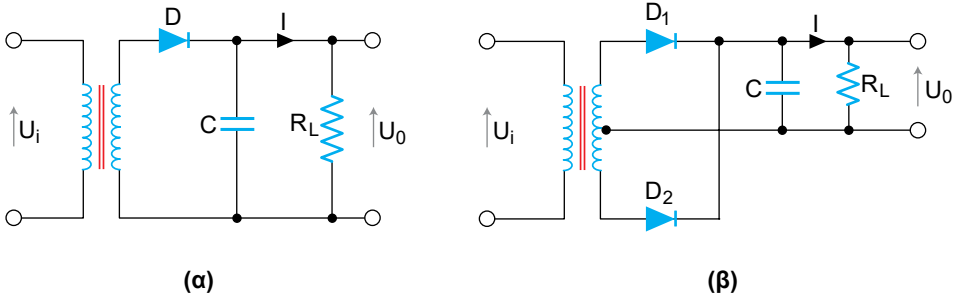
Στη γενική περίπτωση η εξομάλυνση δε θα είναι πλήρης, με αποτέλεσμα η τελική τάση v_0 να εμφανίζει περιοδική διακύμανση, όπως δείχνει το σχήμα. Το εύρος $V_{ac} = \Delta V$ αυτής της διακύμανσης ονομάζεται **κυμάτωση** και αποτελεί σημαντικό χαρακτηριστικό μιας τροφοδοτικής διάταξης. Συχνά η κυμάτωση εκφράζεται και σε ποσοστιαία μορφή, δηλ. από το συντελεστή:

$$r = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} \quad (8.7.1)$$

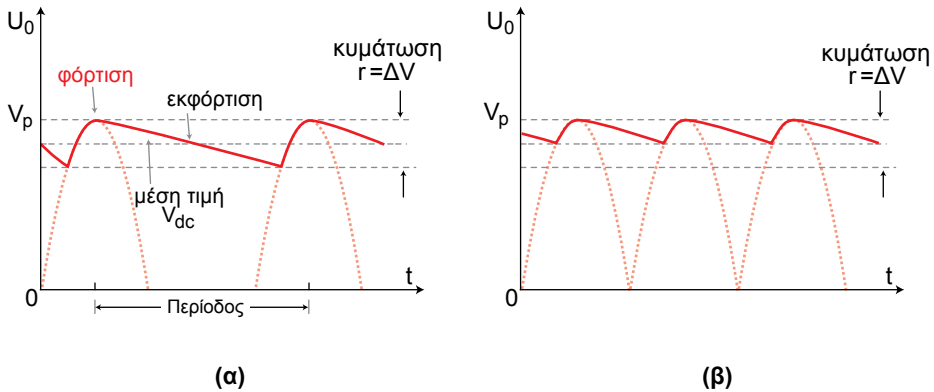
8.7.1 Εξομάλυνση με Πυκνωτή

Για να **εξομαλύνουμε** τις ανορθωμένες κυματομορφές και να τις μετατρέψουμε σε σταθερή dc τάση εξόδου, χρησιμοποιούμε ένα πυκνωτή C μεγάλης χωρητικότητας, συνδεδεμένο παράλληλα προς το φόρτο μετά τον ανορθωτή. Η τιμή του πυκνωτή αυτού, για τη συχνότητα του δικτύου (50 Hz), κυμαίνεται από 100 έως 30000 μF και εξαρτάται από το *ρεύμα φόρτου* και από το *βαθμό εξομάλυνσης* που επιθυμούμε.

Το Σχ.8.10 δείχνει τα κυκλώματα της απλής και της διπλής ανόρθωσης εφοδιασμένα με τον πυκνωτή εξομάλυνσης, το δε Σχ.8.11 εικονίζει τις κυματομορφές εξόδου των κυκλωμάτων αυτών. Οι εξομαλυμένες κυματομορφές είναι αυτές που αντιστοιχούν στις τάσεις φόρτισης και εκφόρτισης του σχήματος. Η τάση εξόδου με εξομάλυνση είναι η συνεχής γραμμή, ενώ η ανορθωμένη έξοδος είναι η διακεκομμένη γραμμή η μέση dc τιμή αποδίδεται από την διακεκομμένη (κομματιασμένη) γραμμή.



Σχήμα 8.10. Κυκλώματα απλής (α) και διπλής ανόρθωσης (β) με φίλτρο πυκνωτή εξομάλυνσης



Σχήμα 8.11. Κυματομορφές εξόδου ανορθωτών με φίλτρο πυκνωτή. Περιπτώσεις ημιανόρθωσης (α), πλήρους ανόρθωσης (β)

Η λειτουργία της εξομάλυνσης πραγματοποιείται με τον εξής τρόπο: Κατά το τελευταίο μέρος του πρώτου μισού κάθε παλμού ανορθωμένης τάσης εξόδου ο πυκνωτής φορτίζεται και η τάση του αυξάνεται μέχρι την τάση κορυφής V_p . Κατά το υπόλοιπο μέρος του κύκλου της ανορθωμένης εξόδου, ο πυκνωτής εκφορτίζεται μέσω του φόρτου R_L . Συνεπώς, τον περισσότερο

χρόνο κάθε κύκλου απλώς παρέχει το φορτίο κορυφής στον πυκνωτή κάθε φορά που κλείνει ο κύκλος φόρτισης-εκφόρτισης. Αν το ρεύμα διαμέσου του φόρτου ήταν μηδέν, ο πυκνωτής θα διατηρείτο σταθερά φορτισμένος στην τάση κορυφής V του σήματος εισόδου.

Η ύπαρξη του ρεύματος φόρτου έχει σαν αποτέλεσμα να εκφορτίζεται –έστω και ελάχιστα– ο πυκνωτής κατά $r = \Delta V$ για κάθε κύκλο του σήματος εισόδου. Αυτό οδηγεί στη δημιουργία μιας περιοδικά ανώμαλης dc κυματομορφής της τάσης εξόδου που εμφανίζεται προσεγγιστικά σαν *τριγωνική κυματομορφή*.

Αποδεικνύεται, ότι για την περίπτωση της *απλής ανόρθωσης*, Σχ.8.10, η *κυμάτωση* r δίνεται από τις σχέσεις:

$$r = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} = \frac{I \cdot T}{C} = \frac{I}{C \cdot f} \quad (8.7.2)$$

όπου, V_{ac} και V_{dc} η ac και dc συνιστώσα αντίστοιχα της τάσης εξόδου, ενώ το I παριστάνει τη μέση dc τιμή του ρεύματος φόρτου ίση με:

$$I \cong \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (8.7.3)$$

το T είναι η περίοδος και f η συχνότητα της ac τάσης εισόδου.

Η μέση dc τιμή της τάσης εξόδου είναι:

$$V_{dc} \cong V_p - \frac{I}{2Cf} \quad (8.7.4)$$

Για τον *απλό ανορθωτή* η *κυμάτωση* δίνεται από τις σχέσεις

$$r = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} = \frac{1}{2\sqrt{3}R_L C f} \quad (8.7.5)$$

Για την πλήρη ανόρθωση η περίοδος της τριγωνικής εξόδου της κυμάτωσης είναι $T=1/2f$. Επομένως, η *κυμάτωση* στην *πλήρη ανόρθωση* δίνεται από τη σχέση:

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3}RCf} \quad (8.7.6)$$

και η τάση εξόδου του από τη σχέση

$$V_{dc} \cong V_p - \frac{I}{4Cf} \quad (8.7.7)$$

Όπως φαίνεται στο Σχ.8.11, η κυμάτωση στη διπλή ανόρθωση είναι **διπλάσιος συχνότητας** ως προς την απλή ανόρθωση. Αυτός είναι ένας ακόμα λόγος που προτιμάμε τη διπλή ανόρθωση.

⇒ Παράδειγμα 8-1

Ένα τροφοδοτικό χρησιμοποιεί πλήρη ανόρθωση που δίνει dc ρεύμα 150 mA και dc τάση 20 V με κυμάτωση όχι μεγαλύτερη από 1%. Υπολογίστε την αντίσταση φόρτου και τον πυκνωτή εξομάλυνσης.

Λύση

Κατά την Εξ.(8.7.3), η αντίσταση φόρτου θα είναι:

$$R_L = \frac{20 \text{ V}}{0.15 \text{ A}} = 133 \ \Omega$$

Τέλος, από την Εξ.(8.7.5), βρίσκουμε:

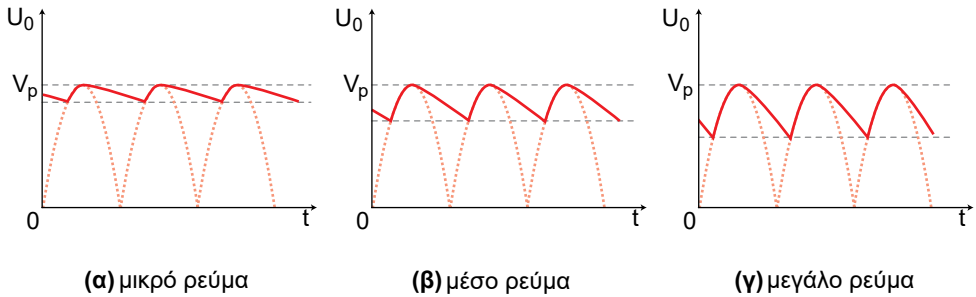
$$C = \frac{1}{4\sqrt{3}R_Lrf} = \frac{1}{4\sqrt{3} \times 133 \times 0.01 \times 50} = 2.2 \times 10^{-3} \text{ F} \cong 2200 \ \mu\text{F}$$

8.7.2 Εξομάλυνση με Φίλτρο LC

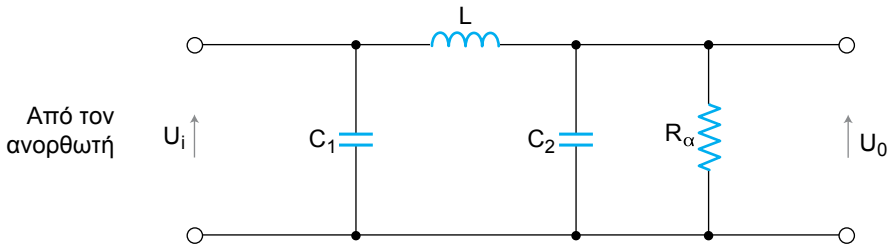
Όπως είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο, η έξοδος του ανορθωτή με φίλτρο πυκνωτή έχει μια ορισμένη κυμάτωση που, όπως δείχνουν οι Εξ. (8.7.2) ή (8.7.4), είναι ανάλογη του ρεύματος I του φόρτου. Με άλλα λόγια, αν μεγαλώσει το ρεύμα που τραβάει ο φόρτος, μεγαλώνει και η κυμάτωση. Αυτή η εξάρτηση απεικονίζεται στο Σχ.8.12. Η εκφόρτιση του πυκνωτή είναι η κύρια αιτία αυτού του προβλήματος.

Για να εξουδετερώσουμε το παραπάνω μειονέκτημα κάνουμε χρήση του φίλτρου εξομάλυνσης του Σχ.8.13, το οποίο χρησιμοποιεί *δύο χωρητικότητες* C_1 και C_2 και μια *αυτεπαγωγή* L όπως δείχνει το σχήμα. Το **πηνίο L** (τσοκ)

αντιτίθεται σε κάθε μεταβολή του ρεύματός του και επειδή το ρεύμα φόρτου διέρχεται μέσω του πηνίου τείνει να το διατηρεί σταθερό. Ο πρώτος πυκνωτής, C_1 , δρα ως φίλτρο πυκνωτή, κατά τον τρόπο που είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο. Με την προσθήκη του δεύτερου πυκνωτή C_2 η έξοδος του φίλτρου φιλτράρεται ακόμα περισσότερο και γίνεται σχεδόν τελείως απαλλαγμένη από κυμάτωση. Τυπικές τιμές των στοιχείων του κυκλώματος είναι: $C_1 = C_2 = 200 \mu\text{F}$ και $L = 1$ έως 30 H .



Σχήμα 8.12. Μεταβολή της κυμάτωσης σε συνάρτηση με το ρεύμα φόρτου



Σχήμα 8.13. Φίλτρο εξομάλυνσης LC για βελτίωση της κυμάτωσης

Η χρησιμότητα του πηνίου φαίνεται και αν υπολογίσουμε την επαγωγική αντίστασή του, X_L , στη συχνότητα κυμάτωσης. Για πλήρη ανόρθωση, στην οποία η συχνότητα της κυμάτωσης είναι $f = 2 \times 50 = 100 \text{ Hz}$ και για πηνίο 30 H , έχουμε:

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi \times 100 \times 30 \cong 19 \text{ k}\Omega$$

Συγκριτικά, με αυτή την τιμή η ωμική (dc) αντίσταση του πηνίου, που είναι της τάξης μερικών 10-δωv Ω, είναι πολύ μικρή. Άρα, για συγκρίσιμα ρεύματα dc η dc πτώση τάσης στο πηνίο θα είναι πολύ μικρότερη από την ac πτώση τάσης, οπότε η εναπομένουσα ac τάση εξόδου V_{ac} θα είναι πολύ

μικρότερη από την αντίστοιχη V_{dc} . Συνεπώς, σύμφωνα με την Εξ.(8.7.1), η κυμάτωση r είναι πολύ χαμηλή.

Τέλος, στην έξοδο του φίλτρου LC υπάρχει μια αντίσταση που ονομάζεται **αντίσταση αφαιμάξης**, R_a , και χρησιμεύει για να εκφορτίζονται γρήγορα οι πυκνωτές μέσω αυτής, και όχι μέσω του χειριστή, όταν «κοπεί» η τάση του δικτύου. Το ρεύμα αφαιμάξης είναι συνήθως 10% του ολικού ρεύματος του φόρτου.

Αποδεικνύεται ότι η κυμάτωση για το εξεταζόμενο φίλτρο εξομάλυνσης, που είναι –τύπου Π– δίνεται από τη σχέση:

$$r = \frac{5700}{C_1 C_2 L R_L} \quad (8.7.8)$$

όπου, οι χωρητικότητες C_1 και C_2 εκφράζονται σε μF , η αυτεπαγωγή σε H και η αντίσταση σε Ω .

⇒ Παράδειγμα 8-2

Ένα τροφοδοτικό χρησιμοποιεί πλήρη ανορθωτή που δίνει ρεύμα 100 mA και dc τάση 12 V. Η κυμάτωση της εξόδου θέλουμε να είναι 0.1%. Υπολογίστε το κατάλληλο φίλτρο εξομάλυνσης τύπου Π.

Λύση

Ο φόρτος είναι,

$$R_L = \frac{V_{dc}}{I_L} = \frac{12}{100 \times 10^{-3}} = 120 \Omega$$

Αν δεχθούμε, ότι για συμμετρία, $C_1 = C_2 = C$, μετά από επίλυση της Εξ.(8.7.8) έχουμε:

$$C \cong \frac{75.5}{\sqrt{r L R_L}} \quad (8.7.9)$$

Αν δεχθούμε για το L μια συνήθη τιμή εμπορίου $L=20$ H, υπολογίζουμε τον C

$$C = \frac{75.5}{\sqrt{0.001 \times 20 \times 120}} \cong 49 \mu\text{F}$$

Χρησιμοποιούμε ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές τανταλίου των 100 μF .

8.8 Σταθεροποίηση τάσης

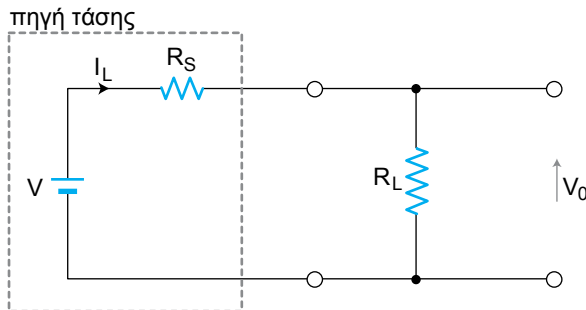
Όπως είδαμε, το φίλτρο εξομάλυνσης δίνει βελτιωμένη dc τάση εξόδου, αλλά κατά κανόνα οι μεταβολές του φόρτου έχουν σημαντική επίδραση σε αυτή την τάση εξόδου. Για να βελτιώσουμε ακόμα παραπέρα τη συμπεριφορά ενός τροφοδοτικού και να καταστήσουμε την τάση εξόδου του όσο το δυνατό πιο ανεπηρέαστη από τυχόν μεταβολές του φόρτου, χρησιμοποιούμε ειδικό κύκλωμα που λέγεται **κύκλωμα σταθεροποίησης τάσης**. Παρακάτω, θα δούμε το πιο απλό κύκλωμα σταθεροποίησης, που είναι ο σταθεροποιητής με δίοδο Zener και στη συνέχεια πιο σύνθετα κυκλώματα. Προηγουμένως όμως, θα εξετάσουμε τις γενικές αρχές που διέπουν τη διαδικασία της σταθεροποίησης.

8.8.1 Αρχές Λειτουργίας της Σταθεροποίησης

Οποιαδήποτε πηγή τροφοδοσίας μπορεί να παρασταθεί με το ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin, Σχ.8.14, με φόρτο R_L συνδεδεμένο στην έξοδό του. Η τάση V_o στα άκρα του φόρτου είναι:

$$V_o = V - I_L R_s \tag{8.8.1}$$

όπου V είναι η τάση εξόδου του φίλτρου εξομάλυνσης και R_s είναι η εσωτερική αντίσταση της πηγής τροφοδοσίας.

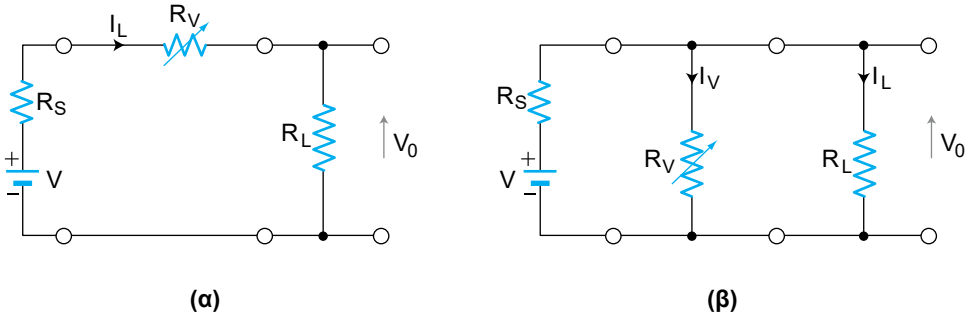


Σχήμα 8.14. Πηγή τροφοδοσίας με ισοδύναμο κύκλωμα Thevenin

Αν για οποιαδήποτε αιτία (π.χ. αλλαγή της τάσης του δικτύου) αλλάξει η τάση εξόδου V του φίλτρου εξομάλυνσης, θα μεταβληθεί το ρεύμα I_L και επομένως, σύμφωνα με την Εξ.(8.8.1) θα αλλάξει η τάση εξόδου V_o . Αλλά και αν μεταβληθεί ο φόρτος R_L , θα μεταβληθεί πάλι το ρεύμα I_L , άρα και η V_o , και η επίδραση στην τάση V_o εξαρτάται από τη σχετική τιμή των R_L και R_s .

Συνεπώς, για να διατηρούμε σταθερή την τάση V_0 στα άκρα του φόρτου είναι απαραίτητο να αντισταθμίζουμε τις παραπάνω μεταβολές της τάσης ή του ρεύματος ή και των δύο ταυτόχρονα.

Ένας τρόπος για να σταθεροποιήσουμε –σύμφωνα με τα πιο πάνω– την τάση V_0 είναι να εισάγουμε μια μεταβλητή αντίσταση R_V σε σειρά με το φόρτο R_L , όπως δείχνει το Σχ.8.15. Τότε η τάση εξόδου θα είναι:



Σχήμα 8.15. Αρχή λειτουργίας της σταθεροποίησης τάσης: σειράς (α), παράλληλη (β)

$$V_0 = V - I_L (R_s + R_v) \quad (8.8.2)$$

Η αντίσταση R_v πρέπει να μεταβάλλεται αυτόματα, ώστε να αντισταθμίζει τις μεταβολές της V και του I_L . Υπάρχουν διάφορα κυκλώματα σταθεροποίησης που μπορούν να μεταβάλλουν αυτόματα την ενεργό αντίσταση R_v του στοιχείου σειράς, έτσι ώστε να ρυθμίζουν σταθεροποιητικά την τάση εξόδου συγκρίνοντάς την με μια σταθερή τάση αναφοράς.

Όταν το ενεργό στοιχείο είναι σε σειρά με το φόρτο η σταθεροποίηση λέγεται **σταθεροποίηση σειράς**, Σχ.8.15α, και ελέγχεται από την Εξ.(8.8.2). Το κόστος της σταθεροποίησης σειράς είναι πολύ χαμηλό και γι' αυτό χρησιμοποιείται αρκετά συχνά.

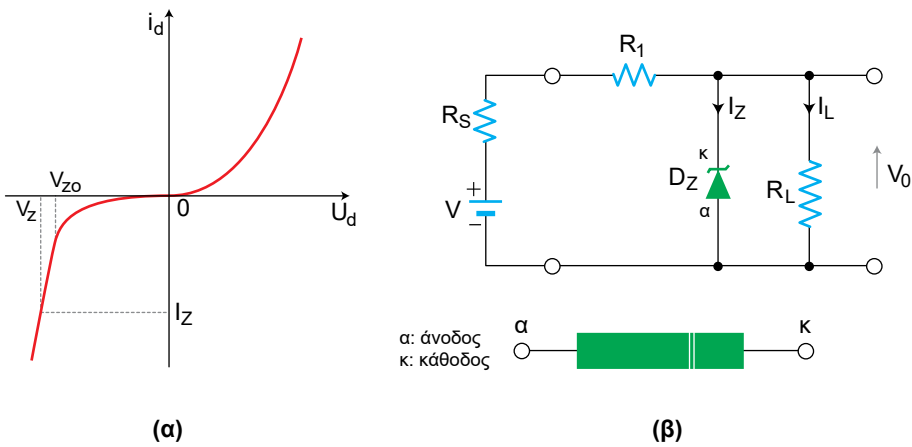
Ένας άλλος τρόπος σταθεροποίησης είναι η **παράλληλη σταθεροποίηση**, Σχ.8.15 β. Αποδεικνύεται ότι, σ' αυτή την περίπτωση η τάση εξόδου V_0 του κυκλώματος είναι:

$$V_0 = V - I_L \left(1 + \frac{R_v}{R_L} \right) \quad (8.8.3)$$

8.8.2 Απλή Σταθεροποίηση με Δίοδο Zener

Στα Ηλεκτρονικά του προηγούμενου έτους είδαμε την ιδιότητα της *ανάστροφης θλάσης* της χαρακτηριστικής μιας διόδου Zener. Οι διόδοι Zener ή *χιονοστιβάδας* πρέπει να έχουν υψηλή στάθμη πρόσμιξης αν θέλουμε να έχουμε χαμηλές τάσεις θλάσης ή κατάρρευσης.

Το Σχ.8.16α δείχνει τη χαρακτηριστική της διόδου Zener, και το Σχ.8.16β δείχνει έναν παράλληλο σταθεροποιητή χαμηλής ισχύος που χρησιμοποιεί μια Zener για ενεργό αντίσταση R_v .



Σχήμα 8.16. Χαρακτηριστική $v-i$ της Zener (α) και κύκλωμα σταθεροποίησης τάσης με Zener (β)

Εφόσον η τάση Zener $r_z = V_z / I_z$ παραμένει σχεδόν σταθερή, για μεγάλη περιοχή ρεύματος, η ισοδύναμη ενεργός αντίσταση $R_v = V_o / I_z$ θα μεταβάλλεται ώστε να αντισταθμίζει τις μεταβολές της τάσης εξόδου του φίλτρου εξομάλυνσης, V , ή του ρεύματος φόρτου I_L .

Το παρόν κύκλωμα με δίοδο Zener δεν είναι τέλειος σταθεροποιητής, όπως δείχνει το Σχ.8.16α, αφού η τάση της, V_z , αυξάνει ελαφρά όταν αυξάνει το ρεύμα της I_z (η χαρακτηριστική δεν είναι τελείως κατακόρυφη). Με βάση το νόμο του Ohm, το ολικό ρεύμα I , δίνεται από τη σχέση:

$$I = \frac{V - V_o}{R} \cong \frac{V - V_z}{R} \tag{8.8.4}$$

όπου, $R = R_s + R_L$. Συνεπώς, για δεδομένη τάση εισόδου V , το ρεύμα I , θα είναι σταθερό. Σύμφωνα όμως με το νόμο των ρευμάτων του Kirchhoff το ρεύμα αυτό θα είναι:

$$I = I_z + I_L \quad (8.8.5)$$

Από τη σχέση αυτή φαίνεται, ότι αν αυξηθεί το ρεύμα φόρτου I_L το ρεύμα της Zener I_z ελαττώνεται. Θα πρέπει λοιπόν, με το μέγιστο ρεύμα φόρτου να περνάει ένα ρεύμα από τη Zener τέτοιο ώστε αυτή να εργάζεται αριστερά από το «γόνατο» V_{Z0} της χαρακτηριστικής.

Εξάλλου, όταν δεν υπάρχει φόρτος στα άκρα εξόδου του σταθεροποιητή, όλο το ρεύμα του σταθεροποιητή θα περνά μέσα από τη Zener. Κατά συνέπεια, η αντίστοιχη ισχύς απωλειών της Zener (που είναι τότε μέγιστη) θα είναι:

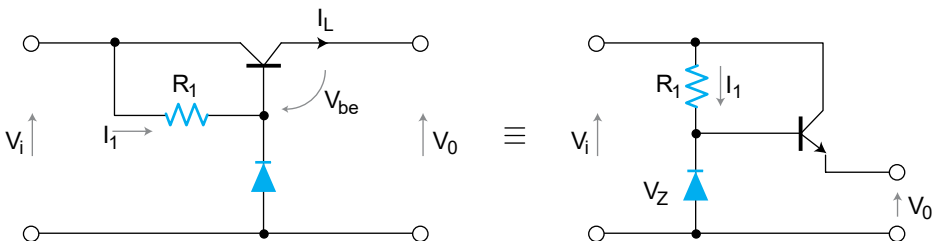
$$P_{z, \max} \cong V_z I_z = V_z I \quad (8.8.6)$$

(Θεωρούμε αμελητέα τη δυναμική αντίσταση της Zener, $r_z = \Delta V_z / \Delta I_z$).

Η εκλογή της Zener, εκτός από την κατάλληλη τιμή της τάσης $V_z = V_0$ πρέπει να βασίζεται και στην παραπάνω **μέγιστη ισχύ απωλειών**. Οι συνήθεις ισχείς απωλειών των μικρών Zener είναι της τάξης των 400 mW, αλλά υπάρχουν και Zener μεγάλης ισχύος που φτάνουν μέχρι τα 10 W. Όπως όμως θα δούμε στη συνέχεια, αποφεύγουμε συνήθως τις Zener μεγάλης ισχύος για σταθεροποίηση.

8.8.3 Σταθεροποίηση με Μεγάλο Ρεύμα Φόρτου

Τις περισσότερες φορές στην πράξη, το ρεύμα φόρτου χρειάζεται να είναι μεγάλο. Θα πρέπει λοιπόν να χρησιμοποιήσουμε Zener μεγάλης ισχύος. Αντί όμως, να υιοθετήσουμε αυτή τη λύση, που το κόστος της είναι μεγάλο, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μια Zener μικρής ισχύος κι ένα τρανζίστορ σε συνδεσμολογία ακόλουθου τάσης (CC), Σχ. 8.17, γεγονός που θα δώσει ρεύμα εξόδου αυξημένο κατά το συντελεστή h_{FE} .



Σχήμα 8.17. Σταθεροποίηση με Zener και με τρανζίστορ (CC)

Το τρανζίστορ εκλέγεται, ώστε η λειτουργία του να βρίσκεται μέσα στα όρια των απωλειών ισχύος του. Η διόδος Zener επιλέγεται για την επιθυμητή τάση εξόδου V_o , με βάση τη σχέση:

$$V_o = V_z - V_{be} \quad (\text{με } V_{be} \cong 0.7 \text{ V}) \quad (8.8.7)$$

⇒ Παράδειγμα 8-3

Θα υπολογίσουμε ένα σταθεροποιητή τάσης της μορφής του Σχ.8.17, με $V_o = 7.5 \text{ V}$, $I_L = 30 \text{ mA}$ και τάση εισόδου $V_i = 17.5 \text{ V}$, που προέρχεται από την έξοδο του φίλτρου εξομάλυνσης.

Λύση

Από την Εξ.(8.8.7), έχουμε:

$$V_z = V_o + V_{be} = 7.5 + 0.7 = 8.2 \text{ V}$$

Επομένως, η Zener θα πρέπει να είναι των 8.2 V. Διαλέγουμε δοκιμαστικά ένα τρανζίστορ τύπου BFY50 με τα εξής χαρακτηριστικά: $V_{C, \max} = 35 \text{ V}$, $P_{C, \max} = 800 \text{ mW}$ και $h_{FE} = 30$.

Το ρεύμα βάσης του είναι:

$$I_b = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{I_L}{h_{FE}} = \frac{30}{30} = 1 \text{ mA}$$

Η τάση συλλέκτη που θα αναπτύσσεται στο τρανζίστορ είναι:

$$V_C = V_i - V_o = 17.5 - 7.5 = 10 \text{ V}$$

Η αντίσταση R_1 θα είναι:

$$R_1 \cong \frac{V_C}{I_1}$$

όπου εκλέγουμε το $I_1 = 10 I_b$ (για να μην επηρεάζεται το εξωτερικό ρεύμα I_L από τις μεταβολές του ρεύματος I_b). Επομένως,

$$R_1 = \frac{10}{10} = 1 \text{ k}\Omega$$

Η ισχύς απωλειών του τρανζίστορ θα είναι:

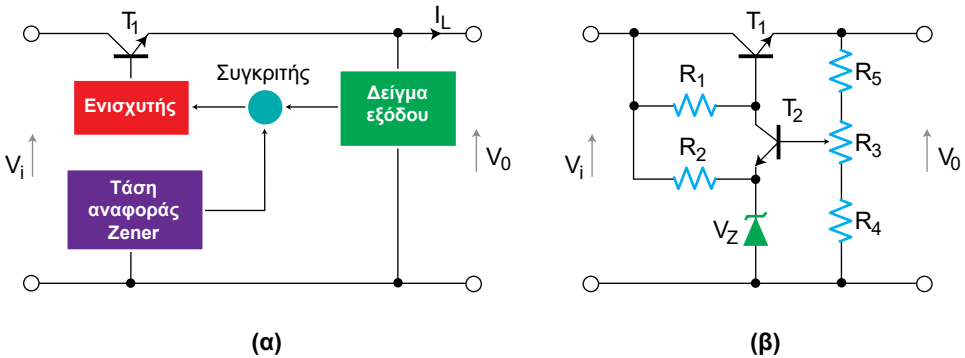
$$P_C = V_C I_L = 10 \times 30 = 300 \text{ mW}.$$

Από τα χαρακτηριστικά του κατασκευαστή μπορεί κανείς να διαπιστώσει ότι τα παραπάνω στοιχεία λειτουργίας είναι μέσα στα όρια λειτουργίας του τρανζίστορ. Άρα η δοκιμαστική επιλογή του τρανζίστορ BFY50 αποδεικνύεται επιτυχή.

8.8.4 Βελτίωση της Σταθεροποίησης με Ανασύζευξη

Η σταθεροποίηση της τάσης εξόδου ενός τροφοδοτικού μπορεί να βελτιωθεί ακόμη περισσότερο εάν στο προηγούμενο κύκλωμα χρησιμοποιήσουμε έναν ενισχυτή, που θα συγκρίνει την **τάση αναφοράς** που δίνει μια **Zener** με ένα κλάσμα (δείγμα) της τάσης εξόδου.

Το δείγμα αυτό ανατροφοδοτείται προς την είσοδο του ενισχυτή, αφού υποστεί σύγκριση προς την τάση της Zener, Σχ.8.18α. Στο πρακτικό κύκλωμα, Σχ.8.18β, το κύκλωμα λήψης του δείγματος είναι ένας **διαιρέτης τάσης**, ενώ η **τάση αναφοράς** είναι απ' ευθείας η **τάση Zener**. Το τρανζίστορ T_2 είναι το στοιχείο ενίσχυσης, ενώ το τρανζίστορ T_1 είναι συνδεσμοποιημένο ως ακόλουθος τάσης (CC).



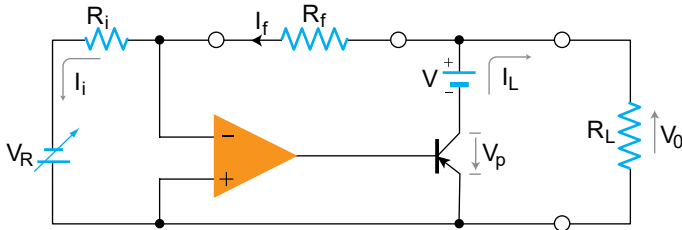
Σχήμα 8.18. Κύκλωμα σταθεροποίησης με ανασύζευξη:
Αρχή λειτουργίας (α), πρακτική μορφή (β)

Επειδή το ρεύμα της Zener είναι σχεδόν αναξάρτητο από το ρεύμα του φόρτου, η σταθεροποίηση του κυκλώματος αυτού είναι πολύ καλή.

8.9 Σταθεροποίηση τάσης με TE

Τα σύγχρονα τροφοδοτικά χρησιμοποιούν τελεστικούς ενισχυτές (TE) ώστε να επιτυγχάνουν σταθεροποίηση με τη βοήθεια ανασύζευξης. Η σταθε-

ροποίηση με τον τρόπο αυτόν είναι πολύ διαδεδομένη, επειδή δίνει σταθεροποιημένη τάση μεγάλης ακρίβειας. Το κύκλωμα του Σχ.8.19 δείχνει το τυπικό κύκλωμα της σταθεροποίησης τάσης με TE. Η ανασύζευξη γίνεται μέσω της R_f .



Σχήμα 8.19. Σταθεροποίηση τάσης με TE

Επειδή ο TE δε δίνει υψηλά ρεύματα εξόδου, συμπληρώνουμε το κύκλωμα με ένα τρανζίστορ ισχύος pnp , όπως δείχνει το σχήμα. Το τρανζίστορ ισχύος αυτό έχει τη δυνατότητα να δώσει το επιθυμητό ρεύμα φόρτου I_L συνδεδεμένο με την τάση V που θέλουμε να σταθεροποιήσουμε. Το τρανζίστορ αυτό συμπεριφέρεται σα μια μεγάλη αντίσταση R_v όμοια με εκείνη του Σχ.8.15 β.

Αποδεικνύεται, με βάση την ανάλυση των TE, (Κεφ. 4), ότι η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$V_0 = - \left(\frac{R_f}{R_i} \right) V_R \tag{8.9.1}$$

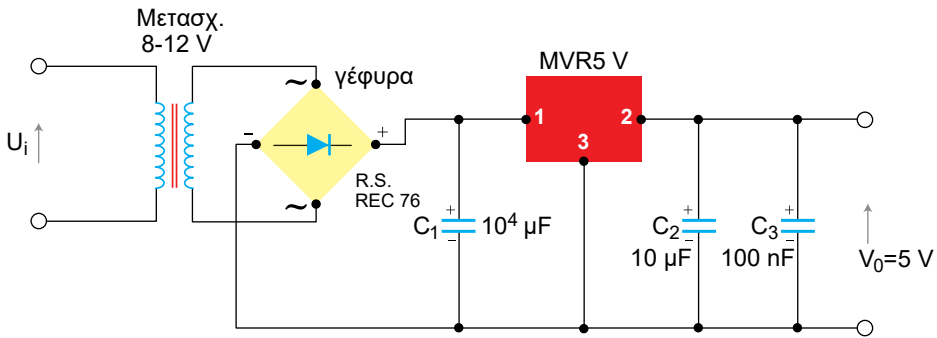
Συνεπώς, η στάθμη σταθεροποιημένης τάσης εξόδου V_0 μπορεί να ρυθμίζεται κατά βούληση μέσω της R_f ή της R_i

8.10 Σταθεροποίηση με ολοκληρωμένο κύκλωμα

Γενικά, τα δύο βασικά μέρη ενός εξελιγμένου σταθεροποιητή είναι το στοιχείο που δίνει την **τάση αναφοράς** και ο ελεγχόμενος **ενισχυτής τάσης**. Τα μέρη αυτά μπορούν εύκολα να συνδυαστούν μέσα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα με αποτέλεσμα να έχουμε *πάρα πολύ καλή σταθεροποίηση και μικρό όγκο*.

Στο εμπόριο υπάρχουν σταθεροποιητές τάσης με ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) για πολλές εφαρμογές και δίνουν σταθεροποίηση από 0.01 έως 1%. Συνήθως, το ολοκληρωμένο περιέχει έναν ενισχυτή ρύθμισης και μια δίοδο Zener στο ίδιο ολοκληρωμένο. Συχνά το τρανζίστορ δεν περιέχεται μέσα στο ολοκληρωμένο κύκλωμα για να μη δημιουργούνται μεγάλες αλλαγές της τάσης V και του ρεύματος I_L λόγω θερμοκρασίας. Οι αλλαγές αυτές θα είχαν σαν αποτέλεσμα μεγάλο σφάλμα σταθεροποίησης.

Πολλά ολοκληρωμένα κυκλώματα σταθεροποίησης έχουν σχεδιαστεί για συγκεκριμένες σταθερές **τάσεις εξόδου**, π.χ. 5 V για λογικά κυκλώματα ή 15 V για τελεστικούς ενισχυτές. Το Σχ.8.20 δείχνει ένα τέτοιο κύκλωμα, το MVR5V, για σταθεροποίηση της τάσης εξόδου του στα 5 V dc. Το μέγιστο δυνατό ρεύμα φόρτου είναι 600 mA και το ποσοστό σταθεροποίησης, $S = (\Delta V_i / \Delta V_o) \times 100$, είναι 1%.



Σχήμα 8.20. Ολοκληρωμένο κύκλωμα σταθεροποίησης τάσης στα 5 V dc

Οι πυκνωτές απόξευξης C_2 και C_3 χρησιμοποιούνται για να έχει το κύκλωμα χαμηλή σύνθετη αντίσταση εξόδου σ' όλες τις συχνότητες. Σημειώστε, ότι η σύνθετη αντίσταση εξόδου όλων των σταθεροποιητών αυξάνει στις υψηλές συχνότητες, ενώ η ενίσχυση του ρυθμιστικού ενισχυτή (σφάλματος) ελαττώνεται. Ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής C_2 έχει χαμηλή αντίσταση στη μέση περιοχή των υψηλών συχνοτήτων, ενώ ο πυκνωτής C_3 (πολυστερίνης ή κεραμικός) δρα στις υψηλές συχνότητες ώστε να ελαττώνει την αντίσταση εξόδου στην περιοχή αυτή.

Με το MVR5V πρέπει να χρησιμοποιήσουμε εξωτερικό *απαγωγέα θερμότητας* αν θέλουμε να το αξιοποιήσουμε στην περιοχή του μέγιστου ρεύματος των 600 mA που έχει τη δυνατότητα να δώσει. Αν το ρεύμα του φόρτου είναι

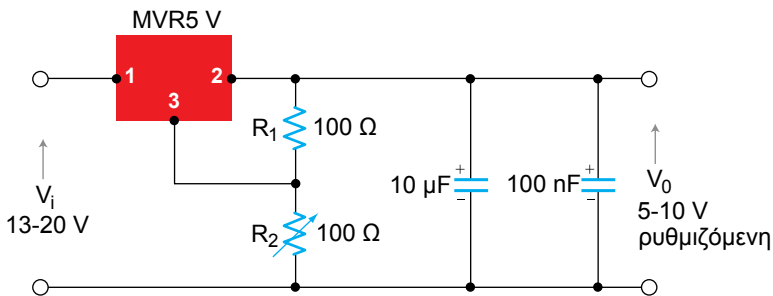
κάτω από 100 mA ο πυκνωτής C_1 μπορεί να γίνει 1000 μF . ο μετασχηματιστής μπορεί να γίνει ο κλασσικός μετασχηματιστής των 6.3 V και δε χρειάζεται απαγωγή θερμότητας.

Αν θέλουμε τάση εξόδου 12 V θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε το ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) *MVR12V*. Η τάση εισόδου πρέπει να είναι τουλάχιστον 14.5 V. Το *MVR15V* δίνει τάση εξόδου 15 V με τάση εισόδου τουλάχιστον 17.5 V. Η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση εισόδου για το *MVR12V* και *MVR15V* είναι 27 V και για το *MVR5V* είναι 20 V.

Το Σχ.8.21 δείχνει μια παραλλαγή του κυκλώματος του Σχ.8.20 με την οποία μπορούμε να έχουμε ρυθμιζόμενη σταθεροποιημένη τάση εξόδου. Το κύκλωμα χρησιμοποιεί το *MVR5V*, αλλά μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και άλλα IC ώστε να έχουμε μεγαλύτερη περιοχή ρύθμισης της τάσης εξόδου. Ο σταθεροποιητής *MVR5V* διατηρεί σταθερή τάση 5 V στα άκρα της αντίστασης R_1 και μέσω του διαιρέτη τάσης R_1 και R_2 , η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times 5\text{V} \tag{8.10.1}$$

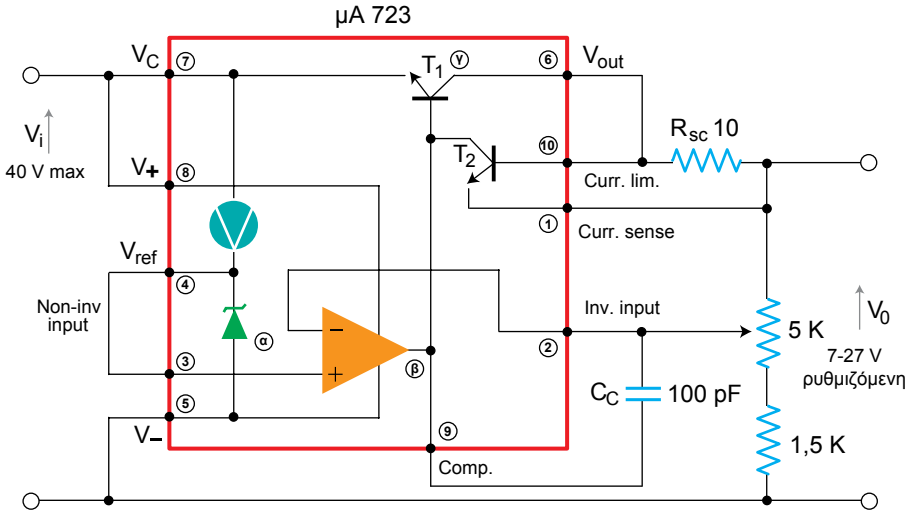
Άρα, με μεταβολή της αντίστασης του ποτενσιόμετρου R_2 , μπορούμε να ρυθμίζουμε κατά βούληση τη σταθεροποιημένη τάση εξόδου V_0 .



Σχήμα 8.21. Κύκλωμα ρυθμιζόμενης σταθεροποίησης τάσης εξόδου με το IC *MVR5V*

Το Σχ.8.22 δείχνει ένα βασικό IC κύκλωμα σταθεροποίησης τάσης, το *μΑ723* (ή το *L123*), που δίνει στην έξοδό του ρυθμιζόμενη τάση εξόδου από 7 V έως 27 V. Το *μΑ723* έχει τα εξής συστατικά μέρη:

1. Μια *δίοδο Zener αναφοράς*. Η διόδος αυτή τροφοδοτείται από μια πηγή σταθερού ρεύματος. Η διόδος περιλαμβάνεται σ' ένα ενισχυτή με ανασύζευξη που χρησιμεύει για να υποβιβάζει την αντίσταση εξόδου.
2. Έναν *ενισχυτή σφάλματος*. Τόσο η αναστρέφουσα είσοδος όσο και η μη αναστρέφουσα έχουν δικούς τους εξωτερικούς ακροδέκτες. Ο πυκνωτής αντιστάθμισης C_c , υποβιβάζει την ενίσχυση στις υψηλές συχνότητες για να αποφύγουμε την αστάθεια στις συχνότητες αυτές.



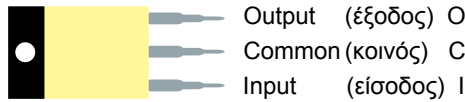
Σχήμα 8.22. Σταθεροποιητής ρυθμιζόμενης τάσης 7-27 V με το IC $\mu A723$ (L123)

3. Έναν *ενισχυτή ακόλουθου τάσης μέσης ισχύος*, με το T_1 . Το τρανζίστορ αυτό περιορίζει την ισχύ απωλειών του ρυθμιστή, που αντιστοιχεί στο μέγιστο (600 mA) στην περίπτωση αυτή. Αυτό το όριο όμως μπορεί να αυξηθεί αν χρησιμοποιήσουμε εξωτερική αντίσταση.
4. Ένα *τρανζίστορ, T_2 , περιορισμού ρεύματος*. Το τρανζίστορ αυτό «διακρίνει» τη διαφορά δυναμικού στα άκρα της αντίστασης R_{sc} και αρχίζει να άγει όταν αυτή φθάσει τα 0.6 V. Καθώς άγει το T_2 , βραχυκυκλώνει την επαφή βάσης-εκπομπού του ακόλουθου τάσης και τον κάνει αδρανή κόβοντας την τάση τροφοδοσίας του.

Μια άλλη κατηγορία μονολιθικών IC κυκλωμάτων είναι οι **σειρές 78XX και 79XX** οι οποίες δίνουν στην έξοδό τους σταθεροποιημένη τάση. Η μεν πρώτη σειρά, *78XX*, δίνει στην έξοδό της σταθεροποιημένες *θετικές τάσεις*, η δε δεύτερη, η *σειρά 79XX*, δίνει *αρνητική* σταθεροποιημένη τάση.

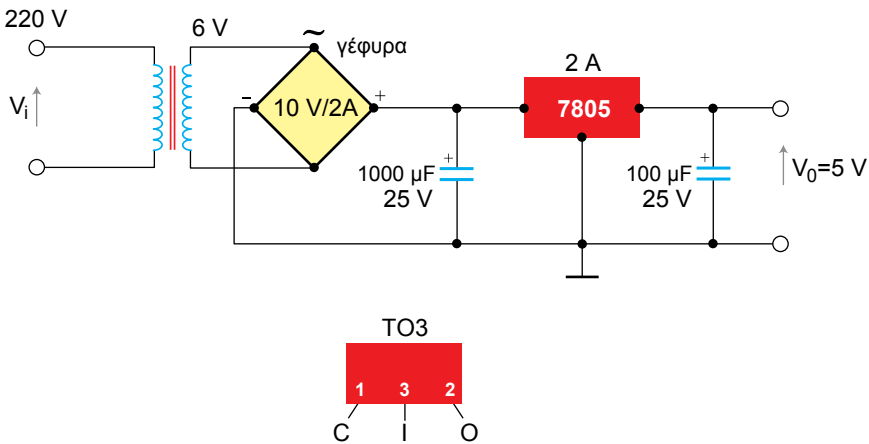
Τα ολοκληρωμένα αυτά κυκλώματα έχουν τρεις ακροδέκτες, που είναι ο ακροδέκτης της εισόδου, της εξόδου και ο κοινός. Οι μονάδες αυτές μπορούν να συνδεθούν σ' ένα κύκλωμα χωρίς να χρειάζεται να συνδέσουμε εξωτερικά άλλα επιπρόσθετα υλικά εκτός από τους πυκνωτές εισόδου-εξόδου για το φιλτράρισμα της τάσης εξόδου του ανορθωτή.

Το Σχ.8.23 δείχνει τη μορφή του ολοκληρωμένου κυκλώματος σε βάση ΚC. Οι δυο επόμενοι αριθμοί του κώδικα δείχνουν τη σταθεροποιημένη τάση εξόδου, π.χ. το 7805 σημαίνει ότι το IC δίνει στην έξοδό του σταθεροποιημένη τάση +5 V, ενώ το 7905 δίνει -5 V. Ομοίως, το 7812 δίνει + 12 V, ενώ το 7915 δίνει -15 V.



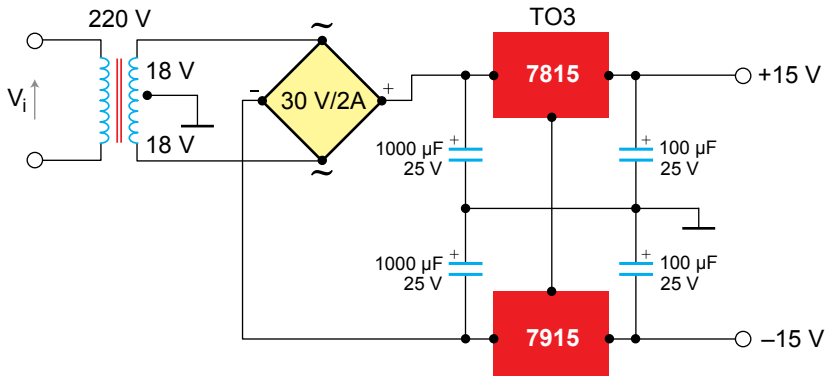
Σχήμα 8.23. IC σταθεροποίηση τάσης των σειρών 78XX και 79XX

Το Σχ.8.24 είναι το πλήρες κύκλωμα ενός τροφοδοτικού +5 V για τροφοδοσία ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.



Σχήμα 8.24. Τροφοδοτικό σταθεροποιημένης τάσης +5V

Το Σχ.8.25 δείχνει το πλήρες κύκλωμα ενός τροφοδοτικού ±15 V για τροφοδοσία γραμμικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.



Σχήμα 8.25. Τροφοδοτικό σταθεροποιημένης τάσης $\pm 15V$

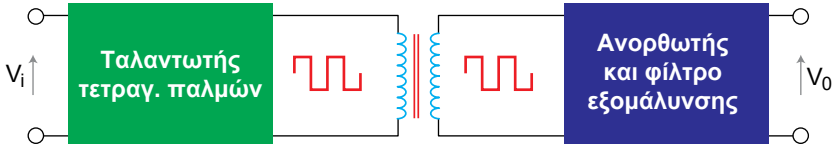
8.11 Μετατροπές DC/DC

Μερικές φορές επιθυμούμε να μετατρέψουμε μια στάθμη dc τάσης σε μια άλλη στάθμη πάλι dc. Π.χ. αν έχουμε ένα σύστημα που έχει θετική τάση τροφοδοσίας +5, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα **μετατροπέα DC/DC** και να μετατρέψουμε αυτά τα +5 V σε μια τάση εξόδου +15 V. Με αυτό τον τρόπο θα έχουμε διαθέσιμες δύο τάσεις τροφοδοσίας για την ηλεκτρονική συσκευή, δηλ. +5 και +15 V.

Οι μετατροπείς DC/DC έχουν μεγάλη απόδοση. Αυτό οφείλεται στο ότι, σε αυτούς, τα τρανζίστορ εργάζονται ως διακόπτες (on-off), οπότε η ισχύς απωλειών υποβιβάζεται σημαντικά. Η τυπική απόδοση των μετατροπέων αυτών κυμαίνεται από 65 έως 85%. Μια μεγάλη κατηγορία μετατροπέων DC/DC συνήθως ονομάζονται και **παλμοτροφοδοτικά** (βλέπε παρακάτω).

8.11.1 Μετατροπείς DC/DC χωρίς σταθεροποίηση

Σ' ένα τυπικό μετατροπέα DC/DC χωρίς σταθεροποίηση, η dc τάση εισόδου εφαρμόζεται σ' ένα ταλαντωτή τετραγωνικών παλμών. Η τάση κορυφής-προς-κορυφή του τετραγωνικού παλμού είναι ανάλογη της τάσης εισόδου. Ο τετραγωνικός αυτός παλμός χρησιμοποιείται για να οδηγήσει το πρωτεύον ενός μετασχηματιστή, όπως εικονίζεται στο Σχ.8.26.



Σχήμα 8.26. Δομικό διάγραμμα ενός μετατροπέα DC/DC χωρίς σταθεροποίηση

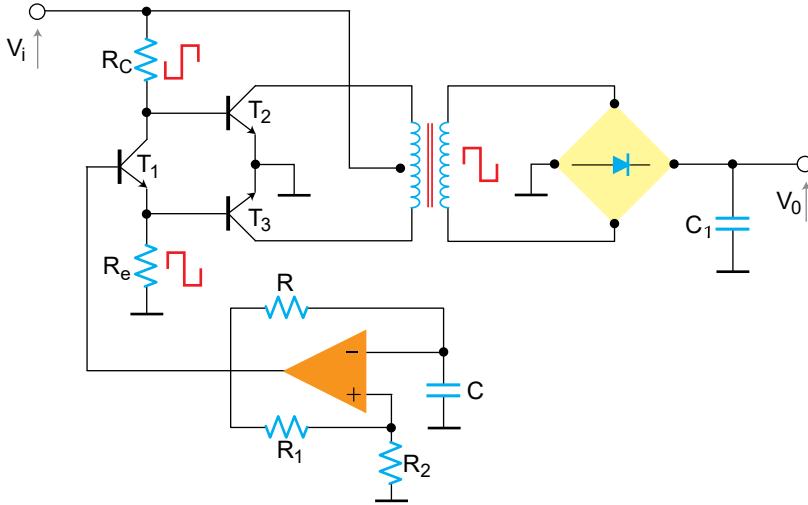
Όσο πιο υψηλή είναι η συχνότητα του ταλαντωτή, τόσο πιο μικρός είναι ο μετασχηματιστής καθώς και τα στοιχεία του φίλτρου εξομάλυνσης. Αν όμως, η συχνότητα αυτή είναι πολύ υψηλή, είναι πολύ δύσκολο να έχουμε παλμούς με απότομα μέτωπα (δηλ. με μικρούς χρόνους ανόδου και πτώσης των παλμών). Συνήθως, η καταλληλότερη συχνότητα των τετραγωνικών παλμών του ταλαντωτή είναι μεταξύ 10 και 100 kHz.

Ένας συνηθισμένος μετατροπέας DC/DC είναι αυτός που μετατρέπει τάση +5 V σε +15 V. Η τάση +5 V είναι η τάση τροφοδοσίας των ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ενώ η τάση +15 V είναι η τάση τροφοδοσίας πολλών γραμμικών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων και των IC με TE. Γι' αυτή την περίπτωση υπάρχει στο εμπόριο οικονομικός μετατροπέας DC/DC μικρής ισχύος που μετατρέπει την dc τάση των +5 V στην dc τάση των +15 V.

Υπάρχουν πολλοί τρόποι για να σχεδιάσουμε ένα μετατροπέα DC/DC. Η σχεδίαση αυτή εξαρτάται από το αν θα χρησιμοποιήσουμε διπολικά τρανζίστορ (BJT) ή FET ισχύος, από τη συχνότητα του ταλαντωτή και από το αν ο μετασχηματιστής είναι ανύψωσης ή υποβιβασμού.

Το Σχ.8.27 δείχνει το κύκλωμα ενός μετατροπέα DC/DC που χρησιμοποιεί BJT ισχύος. Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής: Ο ταλαντωτής τετραγωνικών παλμών παράγει παλμούς των οποίων η συχνότητα καθορίζεται από τα στοιχεία R και C. Η συχνότητά του ταλαντωτή είναι στην περιοχή των kHz, με τυπική τιμή 20 kHz.

Οι τετραγωνικοί παλμοί του ταλαντωτή εφαρμόζονται σε ένα διαχωριστή φάσης, T_1 , είναι ένα κύκλωμα το οποίο δημιουργεί δύο τετραγωνικούς παλμούς με διαφορά φάσης 180° . Το ζεύγος αυτών των τετραγωνικών παλμών είναι είσοδος σε ένα ενισχυτή push-pull τάξης B στο οποίο διεγείρουν τα τρανζίστορ T_2 και T_3 . Το τρανζίστορ T_2 άγει κατά τη διάρκεια του μισού κύκλου και το T_3 κατά τη διάρκεια του άλλου ενός μισού κύκλου. Το ρεύμα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή είναι τετραγωνικός παλμός. Ο παλμός αυτός επάγει τετραγωνικό παλμό στο δευτερεύον του μετασχηματιστή, όπως αναφέραμε προηγουμένως.



Σχήμα 8.27. Μετατροπέας DC/DC χωρίς σταθεροποίηση

Η τάση αυτή εισέρχεται σε έναν ανορθωτή γέφυρας, όπου και ανορθώνεται και στη συνέχεια φιλτράρεται. Έτσι, στην έξοδο παίρνουμε μια dc τάση διαφορετικής στάθμης από την dc τάση εισόδου.

Στο εμπόριο υπάρχουν ποικίλοι μετατροπέες DC/DC χωρίς σταθεροποίηση από διάφορες εταιρίες με απόδοση από 65 έως και 85 %. Π.χ. υπάρχουν φτηνοί μετατροπέες DC/DC για μετατροπή +5 V σε +12 V με ρεύμα 375 mA, +5 σε +9 V με ρεύμα 200 mA, +12 σε ±15 V με ρεύμα 250 mA, κ.ά. Όλοι αυτοί οι μετατροπέες χρειάζονται μια σταθερή τάση εισόδου επειδή δεν περιλαμβάνουν σταθεροποίηση τάσης. Επίσης, αυτοί οι μετατροπέες χρησιμοποιούν συχνότητα ταλάντωσης από 10 έως 100 kHz. Λόγω της συχνότητας αυτής περιέχουν θωράκιση κατά των ραδιοσυχνοτήτων (RFI). Μερικοί από τους μετατροπέες αυτούς έχουν χρόνο ζωής 200 000 ώρες.

8.11.2 Παλμοτροφοδοτικά

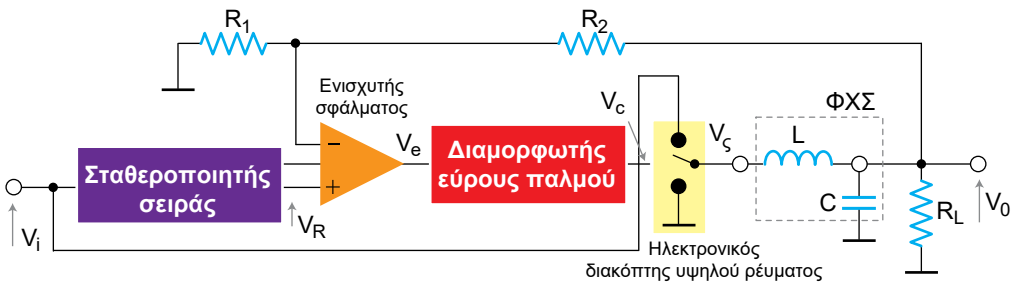
Τα παλμοτροφοδοτικά υπάγονται στη γενική κατηγορία των μετατροπέων DC/DC, επειδή μετατρέπουν μια dc τάση εισόδου σε μια άλλη dc τάση εξόδου, είτε υποβιβασμένη είτε ανυψωμένη. Επιπλέον όμως, τα παλμοτροφοδοτικά περιέχουν και σύστημα σταθεροποίησης της τάσης. Το σύστημα αυτό έχει ένα διαμορφωτή πλάτους παλμών που ελέγχει το χρόνο on-off ενός τραν-

ζίστορ. Αλλάζοντας το χρόνο εργασίας των παλμών αυτών, τα παλμοτροφοδοτικά μπορούν να διατηρούν την τάση εξόδου σταθερή.

Το Σχ. 8.28 απεικονίζει το **δομικό διάγραμμα** ενός **παλμοτροφοδοτικού**. Όπως βλέπουμε αποτελείται από έναν **ενισχυτή συγκριτή**, μια πηγή τάσης αναφοράς, V_R , ένα **διαμορφωτή εύρους παλμού**, έναν **ηλεκτρονικό διακόπτη μεγάλου ρεύματος** και ένα **φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων (ΦΧΣ)**.

Η λειτουργία του κυκλώματος αυτού έχει ως εξής:

Ο ενισχυτής σφάλματος του κυκλώματος συγκρίνει κλάσμα της τάσης αναφοράς V_R με τη ρυθμιζόμενη τάση εξόδου V_o . Η τάση αναφοράς V_R προέρχεται από ένα σταθεροποιητή σειράς μικρού ρεύματος. Επειδή ο σταθεροποιητής αυτός χρησιμοποιεί μικρό ρεύμα, καταναλώνει μικρή εσωτερική ισχύ και παρέχει μια ακριβή τάση αναφοράς. Η έξοδος του ενισχυτή του διαμορφωτή, V_c , χρησιμοποιείται για τον έλεγχο του ηλεκτρονικού διακόπτη υψηλού ρεύματος. Αυτή η τάση ελέγχου, V_c , είναι κυματομορφή τετραγωνικών παλμών με περίοδο T .



Σχήμα 8.28. Βασική δομή ενός παλμοτροφοδοτικού

Ο ηλεκτρονικός διακόπτης υψηλού ρεύματος παρέχει κατ' εναλλαγή είτε μη σταθεροποιημένη τάση V_i είτε μηδενική τάση, δημιουργώντας έτσι τετραγωνικό παλμό με περίοδο T . Η τάση V_s διέρχεται από το ΦΧΣ το οποίο φιλτράρει την τάση αυτή, υπό τον όρο η \sqrt{LC} να είναι πολύ μεγαλύτερη από την $T/2\pi$. Τελικά, η τιμή της V_R σταθεροποιείται στη μέση τιμή της V_s .

Αποδεικνύεται, ότι η σταθεροποιημένη τάση εξόδου V_o δίνεται από τη σχέση:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_R \tag{8.11.1}$$

Η σταθεροποιημένη αυτή τάση εξαρτάται από την ακριβή τιμή της τάσης αναφοράς V_R , από το λόγο των αντιστάσεων R_2/R_1 και από το πόσο καλό φίλτράρισμα γίνεται.

Για να λειτουργεί σωστά το παλμοτροφοδοτικό, θα πρέπει να ισχύει $V_i > V_R$.

⇒ Παράδειγμα 8-4

Να υπολογισθούν οι αντιστάσεις R_1 και R_2 του παλμοτροφοδοτικού του Σχ.8.28, αν θέλουμε η τάση εξόδου του να είναι 12 V, με τάση αναφοράς 5 V.

Λύση

Χρησιμοποιούμε την Εξ.(8.11.1) και τη λύνουμε ως προς το λόγο R_2/R_1 , οπότε έχουμε

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_0}{V_R} - 1 = \frac{12}{5} - 1 = 1.4$$

Εφόσον γνωρίζουμε το λόγο των αντιστάσεων, υπολογίζουμε ελεύθερα τις αντιστάσεις. Αν δεχθούμε π.χ. την $R_1 = 4.7 \text{ k}\Omega$, από την παραπάνω σχέση υπολογίζουμε την $R_2 = 1.4R_1 \cong 6.6 \text{ k}\Omega$ (6.8 kΩ, σειρά E12).

ΑΣΚΗΣΕΙΣ

- 8-1. Ένα τροφοδοτικό χρησιμοποιεί πλήρη ανόρθωση που δίνει στο φόρτο ρεύμα 100 mA και τάση 12 V. Υπολογίστε το φόρτο R_L και τον πυκνωτή εξομάλυνσης C.
- 8-2. Να υπολογισθεί σταθεροποιητής τάσης για να δίνει τάση εξόδου 5 V, και ρεύμα $I_L = 20 \text{ mA}$ όταν η τάση εισόδου είναι 10 V.
- 8-3. Σχεδιάστε τροφοδοτικό που δίνει τάση εξόδου -18 V χρησιμοποιώντας το κατάλληλο IC.
- 8-4. Σχεδιάστε τροφοδοτικό που δίνει στην έξοδό του +18 V χρησιμοποιώντας το κατάλληλο IC.
- 8-5. Υπολογίστε τις αντιστάσεις R_1 και R_2 ενός παλμοτροφοδοτικού με τάση αναφοράς 7 V και τάση εξόδου 22 V.

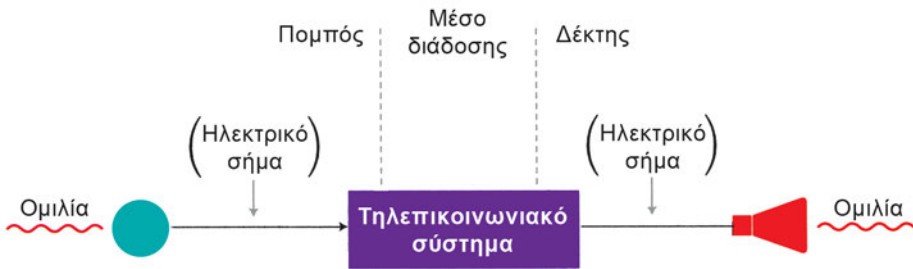
Κ Ε Φ Α Λ Α Ι Ο

ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ



9.1 Γενικές αρχές διαμόρφωσης

Στα **τηλεπικοινωνιακά συστήματα**, η πληροφορία εισόδου είναι συνήθως αρχικά σε κάποια ηλεκτρικά μη επεξεργασμένη μορφή, οπότε μετατρέπεται σε ένα ηλεκτρικό χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα μέσω ενός στοιχείου που ονομάζεται **μετατροπέας**. Στη συνέχεια το ηλεκτρικό αυτό σήμα περνάει από τη διαδικασία της **διαμόρφωσης** στον **πομπό** εκπέμπεται και μεταδίδεται στο **δέκτη**. Στη συνέχεια μετατρέπεται σε ωφέλιμο σήμα, μέσω ενός άλλου μετατροπέα ο οποίος μπορεί να είναι πανομοιότυπος με εκείνον του πομπού ή κάποιου άλλου στοιχείου. Π.χ. η ομιλία μπορεί να μετατραπεί μέσω ενός μικροφώνου (μετατροπέας) σε ηλεκτρικό σήμα, να περάσει μέσω του τηλεπικοινωνιακού συστήματος και να αναπαραχθεί στο μεγάφωνο στο δέκτη. Το Σχ.9.1 δείχνει ένα τυπικό δομικό διάγραμμα ενός τέτοιου συστήματος.



Σχήμα 9.1. Δομικό διάγραμμα ενός τυπικού συστήματος τηλεπικοινωνιών

Ο **τρόπος εκπομπής (και μετάδοσης)** εξαρτάται από διάφορους παράγοντες από τους οποίους οι κυριότεροι είναι η **απόσταση** της ζεύξης και το διαθέσιμο **μέσο επικοινωνίας/διάδοσης**. Έτσι, αν η απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη είναι μικρή, το σύστημα εκπομπής και μετάδοσης μπορεί να βασίζεται σε **απ' ευθείας εκπομπή** του σήματος και να χρησιμοποιεί μόνο ένα ζεύγος καλωδίων. Σε αυτή την περίπτωση το σύστημα μπορεί να περιλαμβάνει και ενδιάμεσους ενισχυτές αν η απόσταση είναι τέτοια, ώστε ο δέκτης να δέχεται πολύ εξασθενημένο σήμα και να μη λειτουργεί σωστά. Συχνά όμως, το διαθέσιμο μέσον επικοινωνίας δεν είναι κατάλληλο γι' απευθείας εκπομπή του ηλεκτρικού σήματος λόγω των περιορισμών που επιβάλλονται στις συχνότητες λειτουργίας. Έτσι, π.χ. αν το σήμα εκπέμπεται μέσω ενός ρα-

διοφωνικού συστήματος στην ελεύθερη ατμόσφαιρα, για να έχουμε απόδοση στην εκπομπή και λήψη θα πρέπει το χρησιμοποιούμενο φάσμα συχνοτήτων να έχει υψηλή συχνότητα πάνω από 100 kHz. Αν όμως, το μεταφερόμενο σήμα είναι φωνή, η περισσότερη ενέργειά του βρίσκεται στη ζώνη συχνοτήτων μέχρι 4 kHz. Επομένως, είναι απαραίτητο να μεταθέσουμε το σήμα σε καταλληλότερο φάσμα συχνοτήτων πριν το εκπέμψουμε.

Συχνά είναι αναγκαίο να χρησιμοποιούμε ένα **φέρων σήμα** ή **κύμα** το οποίο να είναι αποδεκτό από το διαθέσιμο τηλεπικοινωνιακό μέσο και στο οποίο θα επιπροσθέσουμε το ηλεκτρικό σήμα που εκφράζει τη μεταφερόμενη πληροφορία (φωνή, μουσική, εικόνα ή άλλα δεδομένα), ώστε να επιτυγχάνεται η αναγκαία *μετάθεση φάσματος*. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται **διαμόρφωση** και πραγματοποιείται μεταβάλλοντας κάποιο χαρακτηριστικό μέγεθος του φέροντος σήματος σε συμφωνία με το σήμα της πληροφορίας. Το δομικό διάγραμμα ενός τέτοιου συστήματος δείχνει το Σχ.9.2.



Σχήμα 9.2. Δομικό διάγραμμα της διαμόρφωσης

9.2 Τρόποι διαμόρφωσης

Υπάρχουν αρκετοί τρόποι με τους οποίους μπορεί να επιτευχθεί μια διαμόρφωση στην περιοχή των αναλογικών ηλεκτρονικών. Ανάλογα, με το αν χρησιμοποιείται συνεχές ή παλμικό φέρον σήμα, οι τρόποι αυτοί μπορούν να ταξινομηθούν σε δύο κύριες κατηγορίες, τις *διαμορφώσεις συνεχούς φέροντος* και τις *διαμορφώσεις παλμικού φέροντος* και θα τις εξετάσουμε αμέσως παρακάτω. Επίσης, σε άλλες παραγράφους θα αναπτυχθούν και άλλοι τρόποι διαμόρφωσης.

9.2.1 Διαμόρφωση Συνεχούς Φέροντος

Πρόκειται για τις περιπτώσεις που το φέρον σήμα είναι μια συνεχής περιοδική κυματομορφή. Για απλούστευση δεχόμαστε, ότι το φέρον είναι ένα αρμονικό σήμα τάσης που έχει στιγμιαία τιμή και δίνεται από τη σχέση:

$$v_c = V_c \cos(\omega_c t + \varphi) \quad (9.2.1)$$

όπου,

V_c , η τάση κορυφής (πλάτος) του φέροντος σήματος.

$\omega_c = 2\pi f_c$ (f_c , η συχνότητα του φέροντος).

φ , η φάση του φέροντος σήματος.

Το σταθερό αυτό φέρον σήμα μπορεί να διαμορφωθεί από ένα σήμα με διάφορους τρόπους:

1. **Διαμόρφωση πλάτους (AM)**. Αυτή προκύπτει όταν το πλάτος V_c του φέροντος μεταβάλλεται σύμφωνα με το σήμα διαμόρφωσης, ενώ η γωνία φ παραμένει σταθερή.
2. **Διαμόρφωση γωνίας**. Αυτή προκύπτει, όταν μεταβάλλεται η γωνία φ του φέροντος, ενώ το πλάτος V_c διατηρείται σταθερό. Αυτός ο τρόπος διαμόρφωσης υποδιαιρείται σε δυο υποκατηγορίες, τη **διαμόρφωση συχνότητας (FM)** και τη **διαμόρφωση φάσης (PM)**.

9.2.2 Διαμορφώσεις Παλμικού Φέροντος

Μερικές φορές είναι προτιμότερο, να κάνουμε το φέρον σήμα ασυνεχές δίνοντάς του τη μορφή μιας σειράς ορθογωνίων παλμών και να μεταβάλλουμε κάποιο χαρακτηριστικό των παλμών αυτών με το σήμα διαμόρφωσης. Αυτό οδηγεί σε μια ποικιλία μεθόδων διαμόρφωσης, οι κυριότερες των οποίων είναι οι εξής:

1. **Παλμική διαμόρφωση πλάτους (PAM)**. Αυτή προκύπτει, όταν το πλάτος του παλμού του φέροντος μεταβάλλεται με τη στιγμιαία τιμή του πλάτους του σήματος διαμόρφωσης.
2. **Διαμόρφωση διάρκειας παλμού (PDM)**. Αυτή προκύπτει, όταν η διάρκεια των παλμών του φέροντος σήματος μεταβάλλεται στο ρυθμό της χαμηλής συχνότητας του σήματος διαμόρφωσης.
3. **Διαμόρφωση κώδικα παλμού (PCM)**. Αυτή προκύπτει, όταν οι παλμοί του φέροντος σήματος σχηματίζουν δυαδική κωδικοποίηση του πλάτους του σήματος διαμόρφωσης.

9.3 Διαμόρφωση πλάτους

Υποθέτουμε, ότι το φέρον σήμα έχει φάση $\varphi = 0$, άρα κατά την Εξ.(9.2.1) παριστάνεται από τη σχέση:

$$v_c = V_c \cos \omega_c t \quad (9.3.1)$$

Δεχόμαστε ότι το σήμα διαμόρφωσης χαμηλής συχνότητας είναι το αρμονικό σήμα:

$$v_s = V_s \cos \omega_s t \quad (9.3.2)$$

Διαμόρφωση πλάτους (AM) έχουμε, όταν το πλάτος του φέροντος V_c μεταβάλλεται και παρακολουθεί τη στιγμιαία τιμή του σήματος διαμόρφωσης. Άρα, το πλάτος αυτό σε κάθε χρονική στιγμή θα είναι:

$$V_c + V_s \cos \omega_s t$$

Επομένως, το διαμορφωμένο κύμα AM θα έχει τη μορφή

$$v = (V_c + V_s \cos \omega_s t) \cos \omega_c t = V_c (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_c t \quad (9.3.3)$$

όπου,

$$m = \frac{V_s}{V_c} \quad (9.3.4)$$

Το m είναι ο **συντελεστής ή βάθος διαμόρφωσης πλάτους** και συνήθως εκφράζεται επί τοις εκατό δηλ. σε $100 \times m$.

⇒ Παράδειγμα 9-1

Ένα φέρον σήμα 100 V/1500 kHz διαμορφώνεται από ημιτονικό σήμα 70 V/1200 Hz. Να υπολογισθεί ο συντελεστής διαμόρφωσης και να εκφρασθεί επί τοις εκατό.

Λύση

Η Εξ.(9.3.4) δίνει:

$$m = \frac{V_s}{V_c} = \frac{70}{100} = 0.7$$

Άρα

$$m = 0.7 \times 100 = 70\%$$

Το Σχ.9.3 δείχνει την κυματομορφή που έχει υποστεί διαμόρφωση κατά πλάτος ενός σήματος για δύο βαθμούς διαμόρφωσης, $m=50\%$ και $m=100\%$.

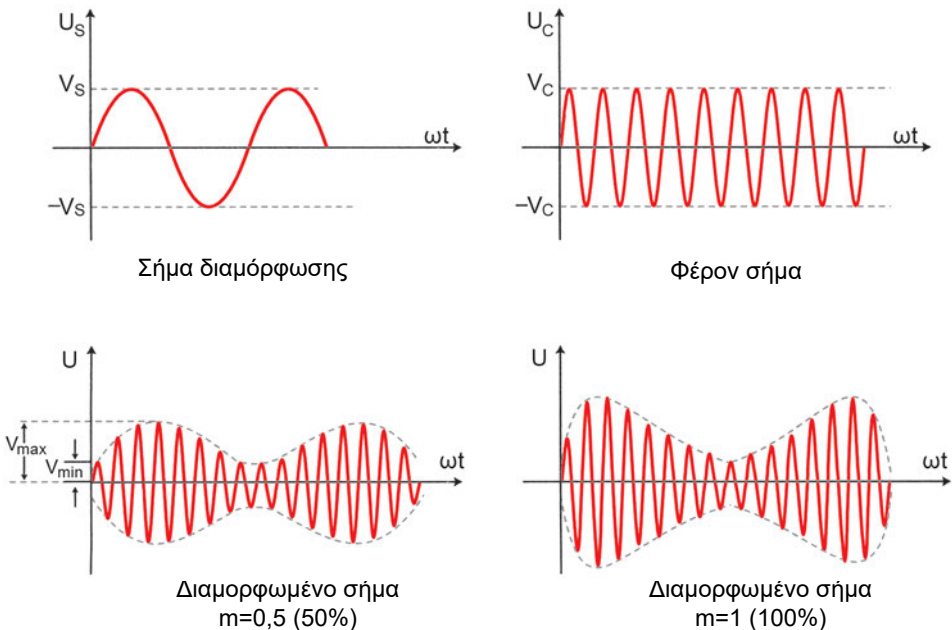
Απεικόνιση σήματος AM

Η κυματοειδής γραμμή (διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα) που ακολουθεί, τις άνω ή κάτω, διαδοχικές κορυφές της κυματομορφής ενός σήματος διαμορφωμένου κατά πλάτος ονομάζεται **περιβάλλουσα** αυτού. Υπό κανονικές συνθήκες διαμόρφωσης AM, η περιβάλλουσα αναπαράγει σχηματικά την κυματομορφή του σήματος διαμόρφωσης V_s .

Από τη γραφική παράσταση της κυματομορφής AM, που δείχνει το σχήμα, μπορούμε να βρούμε το συντελεστή διαμόρφωσης m μέσω του τύπου

$$m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \quad (9.3.5)$$

Σημειώστε, ότι όπως φαίνεται και στο Σχ.9.3, η διαμόρφωση με $m = 100\%$ είναι η *οριακή διαμόρφωση AM*. Για βαθμό διαμόρφωσης πέρα από το 100% (*υπερδιαμόρφωση*) εμφανίζονται *παραμορφώσεις* και η περιβάλλουσα της διαμορφωμένης κυματομορφής δεν ακολουθεί πλέον ούτε αναπαράγει το σήμα διαμόρφωσης.



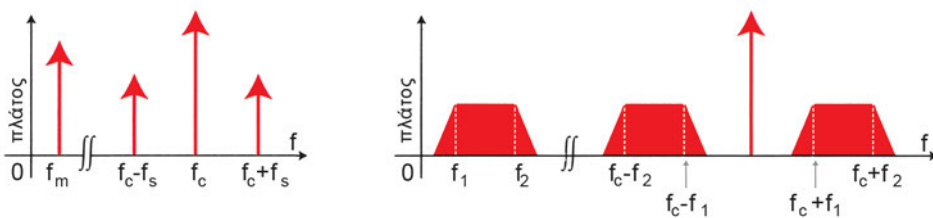
Σχήμα 9.3. Κυματομορφές σημάτων διαμορφωμένων κατά πλάτος (AM)

Μετά από τριγωνομετρική ανάπτυξη της Εξ.(9.3.3), προκύπτει η σχέση:

$$v = V_c \left[\cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos(\omega_c + \omega_s) t + \frac{m}{2} \cos(\omega_c - \omega_s) t \right] \quad (9.3.6)$$

Η εξίσωση αυτή δείχνει ότι το *διαμορφωμένο σήμα* AM αποτελείται από το *αρχικό φέρον σήμα* και από *δύο νέες συνιστώσες* που καλούνται *πλευρικές*. Οι συχνότητες των δύο αυτών νέων συνιστωσών είναι ίσες με το *άθροισμα* και τη *διαφορά* των συχνοτήτων f_c και f_s και ονομάζονται αντίστοιχα, **άνω πλευρική** και **κάτω πλευρική συχνότητα**.

Αν το σήμα διαμόρφωσης (πληροφορία) περιέχει ζώνη συχνοτήτων από $f_c + f_1$ έως $f_c + f_2$, κάθε συχνότητα θα διαμορφώνει ξεχωριστά το φέρον σήμα. Έτσι, στο τελικό διαμορφωμένο σήμα AM θα υπάρχει η **πάνω πλευρική ζώνη**, με συχνότητες μεταξύ $f_c + f_1$ έως $f_c + f_2$ και η **κάτω πλευρική ζώνη**, με συχνότητες μεταξύ $f_c - f_1$ έως $f_c - f_2$. Σχ.9.4. Τελικά, με τη διαμόρφωση AM δημιουργούμε **μετάθεση φάσματος** συχνοτήτων, καθώς το αρχικό σήμα μεταφέρεται από την περιοχή των Χ.Σ. στην περιοχή της φέρουσας f_c και των πλευρικών της ζωνών. Οι ζώνες αυτές εξακολουθούν να περιέχουν μέσα τους την πληροφορία που μας ενδιαφέρει, ενώ η φέρουσα είναι κενή από πληροφορία. Σημειώστε επίσης, ότι τελικά το διαμορφωμένο σήμα AM απασχολεί φάσμα με εύρος ζώνης τουλάχιστον *διπλάσιο* της ζώνης συχνοτήτων του σήματος διαμόρφωσης.



Σχήμα 9.4. Φάσματα συχνοτήτων σήματος διαμορφωμένου κατά πλάτος (AM),
α) μιας συχνότητας και β) ζώνης συχνοτήτων

⇒ Παράδειγμα 9-2

Ένα φέρον σήμα πλάτους 130 V διαμορφώνεται από ένα χαμηλής συχνότητας πλάτους 70 V.

1. Να βρεθεί η επί τοις εκατό διαμόρφωση.
2. Να βρεθεί το πλάτος της κάτω πλευρικής συχνότητας.

Λύση

1. Η εξίσωση (9.3.6) δίνει

$$m = \frac{V_s}{V_c} \times 100 = \frac{70}{130} \times 100 \cong 54\%$$

2. Από την Εξ.(9.3.6) προκύπτει ότι

$$V_{im} = \frac{mV_c}{2} = \frac{0.54 \times 130}{2} \cong 35 \text{ V}$$

⇒ Παράδειγμα 9-3

Ένα φέρον σήμα 2500 KHz διαμορφώνεται από ακουστικά σήματα (μουσική) με συχνότητες από 40-15000 Hz.

1. Καθορίστε τις συχνότητες των κάτω και πάνω πλευρικών συχνοτήτων στο διαμορφωμένο σήμα.
2. Να βρεθεί το εύρος διέλευσης συχνοτήτων που πρέπει να έχει ένας ενισχυτής RF για να ενισχύσει τα σήματα αυτά.

Λύση

1. Το σήμα διαμόρφωσης καλύπτει την περιοχή 0.04-15 kHz. Άρα, οι πλευρικές συχνότητες θα πρέπει να βρίσκονται στην περιοχή $f_c \pm 15\text{kHz}$. Ειδικότερα, η άνω πλευρική ζώνη. Άρα, οι 2500.04 έως 2515 kHz και η κάτω πλευρική ζώνη 2499.96 έως 2485 kHz, (δηλ. στην περιοχή 2500 ± 15 KHz).
2. Οι απαιτήσεις σε εύρος διέλευσης συχνοτήτων του ενισχυτή θα είναι τουλάχιστον το διπλάσιο της υψηλότερης συχνότητας του σήματος διαμόρφωσης, δηλ. $2 \times 15 \text{ kHz} = 30 \text{ kHz}$ (2485-2515 kHz).

Κατανομή ισχύων σε ένα AM σήμα

Αποδεικνύεται ότι η ισχύς του διαμορφωμένου AM σήματος, όταν εφαρμόζεται σε αντίσταση R δίνεται από τη σχέση:

$$P = P_c \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (9.3.7)$$

όπου

$$P_c = \frac{V_c^2}{2R} \quad (9.3.8)$$

Από την εξίσωση αυτή προκύπτει, ότι η ισχύς του διαμορφωμένου σήματος είναι η αντίστοιχη ισχύς του φέροντος σήματος (αδιαμόρφωτου) και είναι μεγαλύτερη από όση έχει το φέρον κύμα.

Το υπόλοιπο, δηλ. η διαφορά $P_i = P - P_c$, είναι η ισχύς, που μοιράζεται εξίσου στις δύο πλευρικές. Με βάση την Εξ.(9.3.7) αποδεικνύεται, ότι η ισχύς των δύο πλευρικών αθροιστικά είναι:

$$P_{\text{πλ}} = \frac{m^2 P_c}{2} \quad (9.3.9)$$

ακόμη και με 100% διαμόρφωση μόνο το 1/3 της ολικής ισχύος βρίσκεται στις πλευρικές ζώνες. Επειδή γενικά, η διαμόρφωση είναι αρκετά πιο μικρή από 100%, (για να αποφύγουμε την παραμόρφωση), η ισχύς του σήματος διαμόρφωσης, δηλ. των ακουστικών συχνοτήτων, είναι μικρό κλάσμα της ολικής ισχύος.

⇒ Παράδειγμα 9-4

Ένα φέρον σήμα ισχύος 50 kW διαμορφώνεται κατά πλάτος με $m=85\%$.

1. Να βρεθεί η ισχύς του φέροντος μετά τη διαμόρφωση.
2. Να βρεθεί η ισχύς κάθε μιας από τις δύο πλευρικές.

Λύση

1. Η ισχύς του φέροντος, P_c δεν επηρεάζεται από τη διαμόρφωση. Άρα, $P_c = 50$ kW
2. Από την Εξ. (9.3.9) έχουμε

$$P_{\text{πλ}} = \frac{m^2 P_c}{2} = \frac{0.85^2 \times 50}{2} \text{ kW} \cong 18 \text{ kW}$$

9.4 Κυκλώματα διαμόρφωσης AM

Σε όσα προηγήθηκαν, εξετάσαμε τις αρχές λειτουργίας και τα κύρια χαρακτηριστικά της διαμόρφωσης AM αρκετά αναλυτικά, διότι η διαμόρφωση αυτή αποτελεί βάση αναφοράς και για τους άλλους τύπους. Τώρα θα δούμε συγκεκριμένους αντιπροσωπευτικούς τύπους κυκλωμάτων για να δημιουργ-

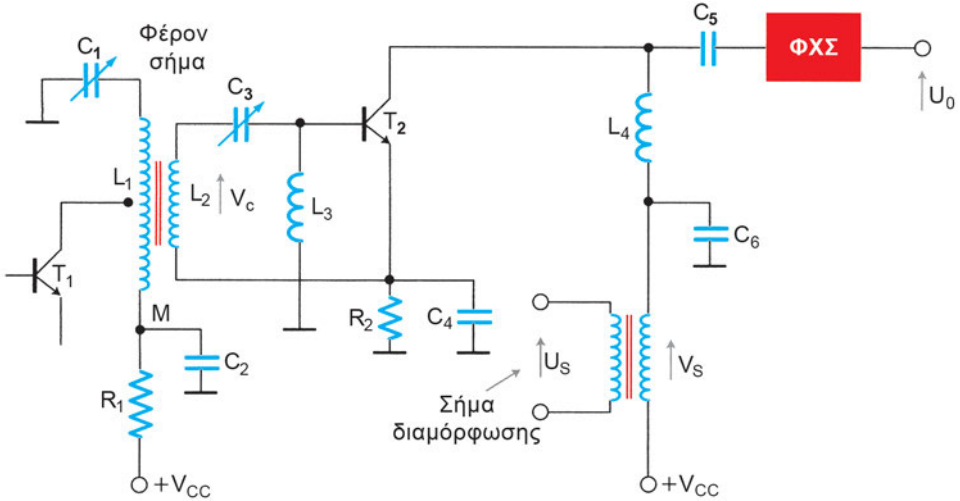
γήσουμε ένα διαμορφωμένο σήμα AM. Κυριότερα κυκλώματα αυτού του είδους είναι οι *διαμορφωτές AM με τρανζίστορ* και οι *διαμορφωτές νόμου τετραγώνου* (με δίοδο).

9.4.1 Διαμόρφωση από το Συλλέκτη

Η διαμόρφωση αυτή πραγματοποιείται μέσω ενός ενισχυτή (ισχύος) με τρανζίστορ CE του οποίου η ενίσχυση διαμορφώνεται από το σήμα διαμόρφωσης. Το φέρον εισάγεται στην είσοδο του ενισχυτή, ενώ το σήμα διαμόρφωσης παρεμβάλλεται είτε στο συλλέκτη, είτε στη βάση, είτε στον εκπομπό του τρανζίστορ, όπως περιγράφεται παρακάτω.

Ο πιο συνηθισμένος τρόπος πραγματοποίησης της διαμόρφωσης AM είναι να οδηγήσουμε το σήμα διαμόρφωσης στο συλλέκτη ενός τρανζίστορ ισχύος σε σειρά με την dc τάση τροφοδοσίας V_{CC} . Το κύκλωμα του Σχ.9.5 είναι ένα τέτοιο κύκλωμα. Ο μετασχηματιστής M προσαρμόζει την έξοδο του σήματος διαμόρφωσης προς τον ενισχυτή ισχύος που είναι ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων (RF) τάξης C (τρανζίστορ T_2). Ο πυκνωτής C_6 επιτρέπει την ελεύθερη διέλευση των RF συχνοτήτων μέσω αυτού ώστε η τάση διαμόρφωσης να μην επιδρά στην τάση V_{CC} . Αυτό γίνεται διότι ο C_6 παρουσιάζει χαμηλή αντίσταση $1/\omega C_6$ στην συχνότητα RF, αλλά υψηλή αντίσταση (ανοικτό κύκλωμα) στις ακουστικές συχνότητες AF. Εξάλλου, το πηνίο L_4 έχει μικρή αντίσταση (ωL_4) στις ακουστικές συχνότητες AF, τις οποίες και αφήνει να περνούν εύκολα, ενώ δρα ως αποπνικτικό πηνίο στην RF.

Όπως παρατηρούμε, το φέρον σήμα, v_c προερχόμενο από έναν ταλαντωτή (τρανζίστορ T_1), οδηγείται στην είσοδο του ενισχυτή ισχύος μέσω ενός μετασχηματιστή εισόδου L_1, L_2 , που είναι συντονισμένος στην ω_c και ενός φίλτρου διέλευσης υψηλών συχνοτήτων αποτελούμενο από τα στοιχεία C_3 και L_3 . Το σήμα διαμόρφωσης, εκφραζόμενο από τη διαμορφούσα v_s αυξομειώνει την ολική τάση τροφοδοσίας, $V_{CC} + V_s$, που εφαρμόζεται στο τρανζίστορ κι έτσι αυξομειώνει την ενίσχυση του τρανζίστορ T_2 , άρα και του συνολικού ενισχυτή ισχύος, στο ρυθμό της διαμόρφωσης v_s . Έτσι, η έξοδος v_o του ενισχυτή θα είναι η είσοδος του φέροντος v_c ενισχυμένη κατά πλάτος από τη v_s .

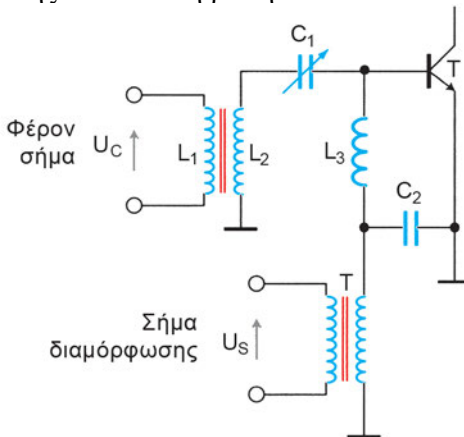


Σχήμα 9.5. Κύκλωμα διαμόρφωσης μέσω του συλλέκτη

Τα κυκλώματα διαμόρφωσης από το συλλέκτη έχουν το μειονέκτημα ότι χρειάζονται **μεγάλη ισχύ σήματος διαμόρφωσης**. Για 100% διαμόρφωση η ισχύς αυτή πρέπει να είναι ίση με το μισό της ισχύος του φέροντος σήματος. Η **απόδοση** όμως, του συλλέκτη είναι υψηλή, η **παραμόρφωση μικρή** και η **ρύθμιση του κυκλώματος σχετικά εύκολη**. Όλα αυτά είναι αξιόλογα πλεονεκτήματα του κυκλώματος διαμόρφωσης από το συλλέκτη.

9.4.2 Διαμόρφωση από τη Βάση

Η διαμόρφωση από τη βάση χρησιμοποιείται για να ελαττώσουμε την απαιτούμενη ισχύ του σήματος διαμόρφωσης. Το Σχ.9.6 δείχνει ένα τέτοιο κύκλωμα διαμόρφωσης AM από τη βάση.

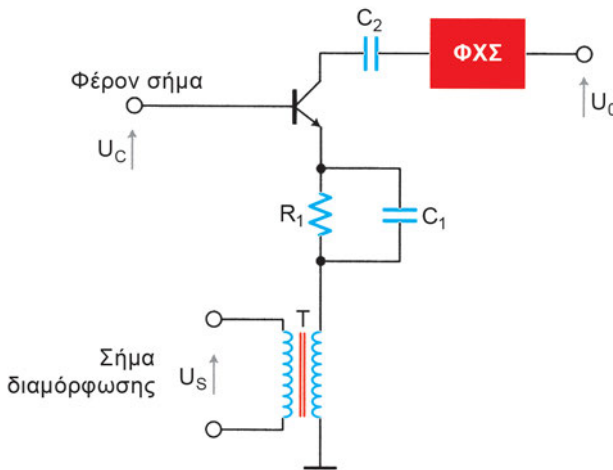


Σχήμα 9.6. Κύκλωμα διαμόρφωσης AM από τη βάση

Η διαμόρφωση όμως αυτή, συγκρινόμενη με τη διαμόρφωση από το συλλέκτη, έχει **μικρότερη απόδοση συλλέκτη, χαμηλότερη ισχύ εξόδου, για τον ίδιο τύπο τρανζίστορ, χειρότερη γραμμικότητα και η ρύθμισή του κυκλώματος είναι δυσκολότερη.**

9.4.3 Διαμόρφωση από τον Εκπομπό

Η διαμόρφωση από τον εκπομπό χαρακτηρίζεται από επιδόσεις που βρίσκονται μεταξύ εκείνων της διαμόρφωσης από το συλλέκτη και της διαμόρφωσης από τη βάση. Το Σχ.9.7 δείχνει τη βασική απλοποιημένη μορφή του κυκλώματος της διαμόρφωσης με τρανζίστορ από τον εκπομπό.



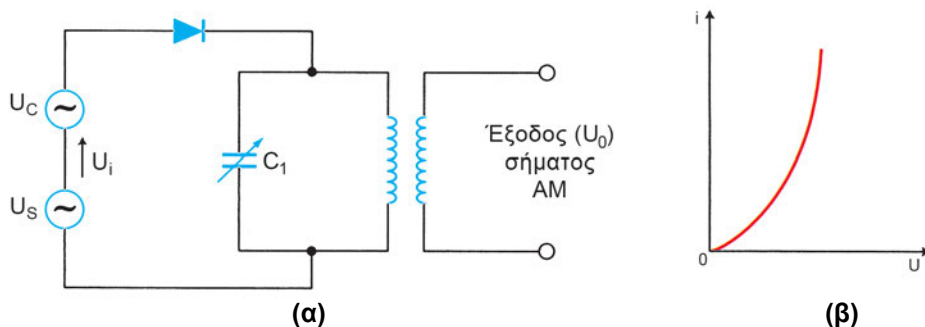
Σχήμα 9.7. Βασική μορφή του κυκλώματος διαμόρφωσης από τον εκπομπό

9.4.4 Διαμόρφωση ΑΜ με Νόμο Τετραγώνου

Η διαμόρφωση πλάτους ενός σήματος μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας **μια μη γραμμική σχέση ρευματος-τάσης.** Αυτό γίνεται π.χ. με την αξιοποίηση του αρχικού, μη γραμμικού τμήματος της χαρακτηριστικής $i - v$ μιας **διόδου.** Επειδή προσεγγιστικά, αυτό το τμήμα εκφράζεται από μια εξίσωση 2ης τάξης.

Τα συστήματα αυτού του είδους παρουσιάζουν μεγάλη ευκολία ως προς τη λειτουργία τους και επιτρέπουν οικονομία ισχύος και καλή εκμετάλλευση του φάσματος συχνοτήτων. Ωστόσο, η ανάδειξη του σήματος της πληροφορίας κατά την **αποδιαμόρφωση** των εκπεμπομένων σημάτων απαιτεί πολύπλοκους δέκτες.

Το Σχ.9.8α δείχνει το κύκλωμα διαμόρφωσης νόμου τετραγώνου με δίοδο.



Σχήμα 9.8. Κύκλωμα διαμόρφωσης με δίοδο (α) και χαρακτηριστική καμπύλη διόδου (β)

Με βάση τη χαρακτηριστική καμπύλη της διόδου, που εικονίζεται στο Σχ.9.8β, για μικρά σήματα η χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου του κυκλώματος προσεγγίζεται με την εξίσωση,

$$v_o = \alpha_1 v_i + \alpha_2 v_i^2 \quad (9.4.1)$$

όπου, α_1 και α_2 είναι σταθερές.

Στο κύκλωμα του Σχ.9.8α εφαρμόζονται στη δίοδο δύο τάσεις σε σειρά. Η μία είναι η τάση του φέροντος, $v_c = V_c \cos \omega_c t$, με συχνότητα f_c και η άλλη είναι του σήματος διαμόρφωσης, $v_s(t)$, με συχνότητα f_s . Η ολική τάση εισόδου δίνεται από το άθροισμά τους,

$$v_i = V_c \cos \omega_c t + u_s(t) \quad (9.4.2)$$

Η αντικατάσταση της Εξ.(9.4.2) στην Εξ.(9.4.1) οδηγεί στη σχέση:

$$v_o = \alpha_1 u_s(t) + \alpha_2 V_c^2 \cos^2 \omega_c t + \alpha_2 u_s^2(t) +$$

$$+ \alpha_1 V_c \left(1 + \frac{2\alpha_2}{\alpha_1} v_s(t) \right) \cos \omega_c t \quad (9.4.3)$$

Οι τρεις πρώτοι όροι είναι ανεπιθύμητοι και οι οποίοι άλλωστε δε διέρχονται από το συντονιζόμενο κύκλωμα το οποίο συντονίζει μόνο στην περιοχή συ-

χνοτήτων από $f_c - f_s$ έως $f_c + f_s$. Ο τελευταίος όρος της πιο πάνω εξίσωσης είναι το επιθυμητό διαμορφωμένο σήμα το οποίο, επειδή είναι επικεντρωμένο στη συχνότητα ω_c , διέρχεται από το συντονιζόμενο κύκλωμα. Συνεπώς, αν έχουμε σήμα διαμόρφωσης $U_s = V_c \cos \omega_s t$, το σήμα στο δευτερεύον του συντονιζόμενου κυκλώματος θα είναι:

$$v_o = \alpha_1 V_c (1 + m \cdot \cos \omega_s t) \cos \omega_c t \quad (9.4.4)$$

όπου,

$$m = \left(\frac{2\alpha_2}{\alpha_1} \right) V_s \quad (9.4.5)$$

9.5 Διαμόρφωση AM μιας πλευρικής

Όπως είδαμε προηγουμένως, σε ένα κύμα AM ένα σημαντικό μέρος της εκπεμπόμενης ισχύος περιέχεται στην κεντρική συνιστώσα (φέρων κύμα) η οποία ωστόσο δε μεταφέρει καμία πληροφορία. Για να κάνουμε λοιπόν οικονομία στην εκπεμπόμενη ισχύ, χρησιμοποιούμε κατάλληλα συστήματα παραλλαγής της διαμόρφωσης AM, στα οποία **καταργούμε τη συνιστώσα του φέροντος**, που εκπέμπεται στην κεντρική συχνότητα f_c .

Επιπλέον, επειδή οι δυο πλευρικές ζώνες είναι πανομοιότυπες μεταξύ τους από την άποψη μεταφοράς της πληροφορίας, μπορούμε να κάνουμε ακόμη μεγαλύτερη οικονομία σε ισχύ με την **κατάργηση της μιας από τις δύο πλευρικές συνιστώσες/ζώνες**, οπότε απομένει προς εκπομπή μία μόνο πλευρική συνιστώσα.

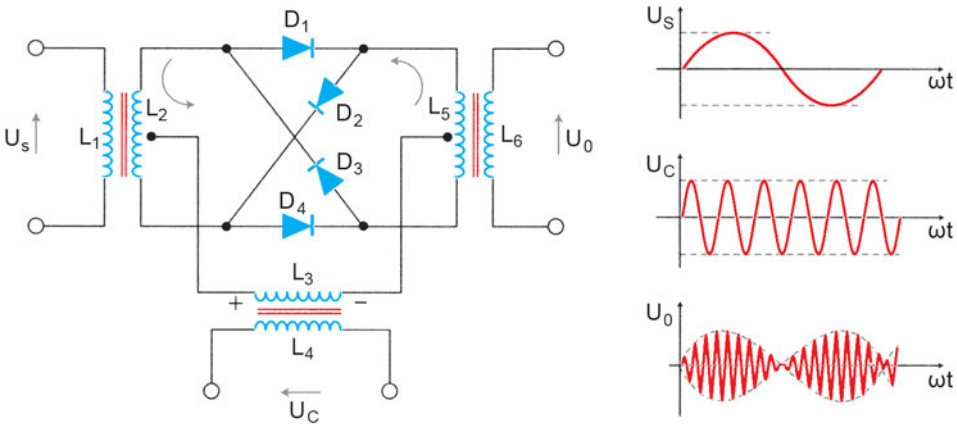
Ένα τέτοιο **σύστημα διαμόρφωσης AM μιας μόνο πλευρικής ζώνης** ονομάζεται σύστημα **SSB (Single Side Band)**. Με το σύστημα αυτό, εκτός του ότι *έχουμε οικονομία σε ισχύ*, εξασφαλίζουμε και άλλα πλεονεκτήματα. Έτσι, π.χ., επιτυγχάνουμε *άριστη εκμετάλλευση του φάσματός των συχνοτήτων και αποφεύγουμε την παρεμβολή στο δέκτη μας σημάτων από διαφορετικούς ραδιοφωνικούς σταθμούς*.

Για τη λήψη ενός σήματος SSB πρέπει να αναπαράγουμε στο δέκτη μας *επακριβώς το φέρον σήμα του πομπού*. Άρα, η συχνότητα του τοπικού φέροντος του δέκτη θα πρέπει να είναι ίση, με πολύ μικρή ανοχή, με τη συχνότητα του φέροντος της διαμόρφωσης. Αν η διαφορά των δυο αυτών συχνοτήτων είναι μεγάλη, δημιουργείται ολίσθηση συχνοτήτων όλων των σημάτων με αποτέλεσμα να έχουμε παραμόρφωση.

Για να δημιουργήσουμε ένα σήμα AM SSB, δηλ. ένα σήμα μιας μόνο πλευρικής ζώνης, πρέπει να δημιουργήσουμε ένα σήμα AM χωρίς την κεντρική συνιστώσα, δηλ. με καταργημένο το φέρον, και στη συνέχεια να απομονώσουμε τη μια μόνο πλευρική ζώνη. Για να το επιτύχουμε αυτό χρησιμοποιούμε μία από τις εξής τρεις μεθόδους: (α) *Συνδυασμό φίλτρων* διέλευσης χαμηλών και υψηλών συχνοτήτων, (β) *μέθοδο εκτροπής φάσης* με ισοσταθμισμένους διαμορφωτές (βλ. παρακάτω) και (γ) *μέθοδο Weaver*, η οποία είναι εξελιγμένη παραλλαγή της προηγούμενης.

Η κατάργηση της φέρουσας που είναι, σύμφωνα με τα παραπάνω, προϋπόθεση για την παραγωγή σήματος SSB, πραγματοποιείται συνήθως με το κύκλωμα του **ισοσταθμισμένου διαμορφωτή με διόδους**, που δείχνει το Σχ.9.9.

Όταν εφαρμόζεται μόνο το φέρον σήμα, v_c , με την πολικότητα που δείχνει το σχήμα, άγουν οι διόδοι D_1 και D_4 και το ρεύμα κυκλοφορεί όπως δείχνουν τα βέλη. Τότε τα ρεύματα που κυκλοφορούν μέσω των δυο μισών του πηνίου L_5 είναι ίσα και αντίθετα και επομένως η τάση εξόδου στη συχνότητα του φέροντος θα είναι μηδέν. Κατά τη διάρκεια του επόμενου μισού κύκλου του φέροντος, v_c , η πολικότητά του αντιστρέφεται, οπότε άγουν οι διόδοι D_2 και D_3 , και τελικά η έξοδος στην f_c είναι και πάλι μηδέν.



Σχήμα 9.9. Ισοσταθμισμένος διαμορφωτής με διόδους

Όταν εφαρμόζεται μόνο το σήμα διαμόρφωσης, V_s , το ρεύμα κυκλοφορεί μέσα από το L_2 , είτε μέσω των διόδων D_3 και D_4 είτε μέσω των D_1 και D_2 , αλλά όχι μέσα από το L_5 και συνεπώς πάλι δε θα έχουμε έξοδο.

Για να έχουμε έξοδο θα πρέπει να δρουν ταυτόχρονα και τα δυο σήματα. Επίσης, θα πρέπει το σήμα RF (φέρων) να είναι αρκετά ισχυρότερο από το σήμα διαμόρφωσης (6 έως 8 φορές, από 3-6 V, για να έχουμε ελάχιστη παραμόρφωση) και οι δίοδοι πρέπει να έχουν ακριβώς την ίδια χαρακτηριστική.

9.6 Αποδιαμόρφωση ή φώραση AM

Όταν ένα διαμορφωμένο ραδιοηλεκτρικό σήμα φτάσει στο *δέκτη* η στάθμη του είναι συνήθως πολύ ασθενής, της τάξης των μV . Το σήμα αυτό ενισχύεται από έναν ενισχυτή RF. Στη συνέχεια, το όλο σήμα πρέπει να απαλλαχθεί από το σήμα της υψηλής συχνότητας (RF) και να αναδειχθεί το ακουστικό σήμα (AF) το οποίο αποτελεί την πληροφορία που μας ενδιαφέρει (π.χ. ομιλία ή μουσική). Η διαδικασία του διαχωρισμού του ακουστικού σήματος f_s , ονομάζεται *αποδιαμόρφωση* ή *φώραση*.

Το κύκλωμα που πραγματοποιεί την παραπάνω εργασία ονομάζεται *αποδιαμορφωτής* ή *φωρατής**.

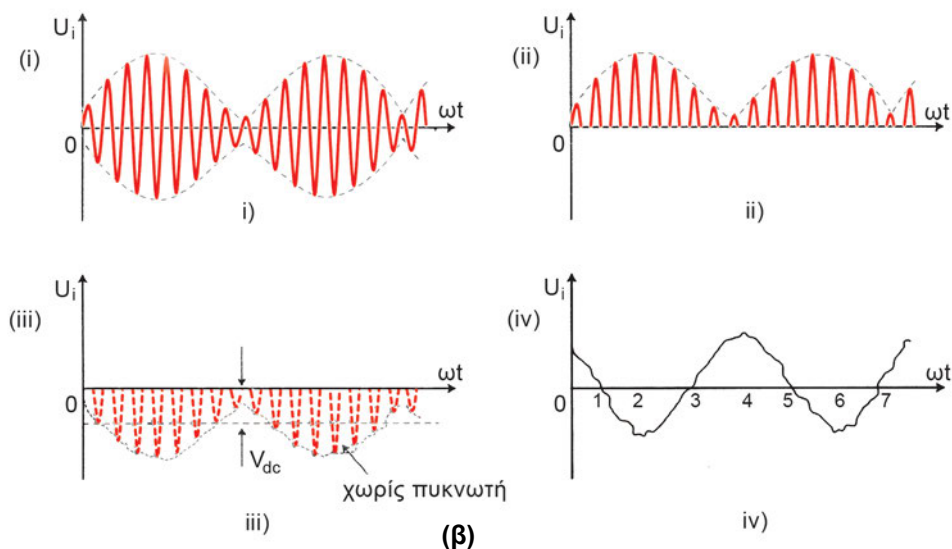
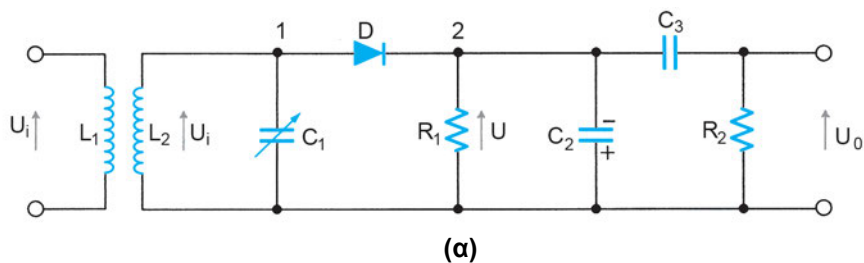
9.6.1 Φωρατής με Δίοδο

Στην ηλεκτρονική πρακτική υπάρχουν διάφορα **κυκλώματα φώρασης AM**, από τα οποία το απλούστερο είναι ο πιο κοινός και συνήθης φωρατής. Το όνομά του οφείλεται στο ότι σαν διάταξη φώρασης χρησιμοποιεί μια δίοδο, Σχ.9.10.

Το διαμορφωμένο σήμα, που έρχεται ενισχυμένο από τον ενισχυτή RF, εισάγεται στο κύκλωμα του φωρατή με επαγωγική σύζευξη (L_1, L_2). Το κύκλωμα συντονισμού L_2C_1 συντονίζεται στη συχνότητα του φέροντος f_c . Το κύκλωμα αυτό πρέπει να έχει αρκετό εύρος διέλευσης ώστε να επιτρέπει να διέρχονται οι πλευρικές ζώνες συχνοτήτων. Συνεπώς, η τάση v_i είναι το προς αποδιαμόρφωση σήμα AM.

Όταν η πολικότητα της v_i είναι τέτοια ώστε η άνοδος της διόδου να είναι θετική ως προς την κάθοδο, θα κυκλοφορεί ρεύμα μέσα από τη δίοδο. Η φορά του ρεύματος, είναι από το σημείο 1, μέσω της διόδου, προς το σημείο 2 και μετά, μέσω του R_1C_2 , επιστροφή στο συντονιζόμενο κύκλωμα. Το ρεύμα αυτό, που είναι μιας φοράς φορτίζει τον πυκνωτή C_2 στην τάση κορυφής V_m του σήματος RF, με την πολικότητα που φαίνεται στο σχήμα.

* Μερικές φορές η λέξη «φωρατής» αναφέρεται μόνο στην κύρια διάταξη που χρησιμοποιείται για τη φώραση και όχι σε όλο το κύκλωμα συνολικά.



Σχήμα 9.10. Φωρατής με δίοδο (α), κυματομορφές (β)

Η τάση αυτή, V_m , κάνει την άνοδο της διόδου πιο αρνητική από την κάθοδο με αποτέλεσμα η δίοδος να σταματάει να άγει, καθώς όμως η τάση RF αρχίζει να ελαττώνεται και γίνεται αρνητική, ο πυκνωτής εκφορτίζεται αργά μέσα από την αντίσταση R_1 . Οι παλμοί ρεύματος από την τάση του διαμορφωμένου σήματος εισόδου v_i κυκλοφορούν ξανά στην κορυφή κάθε κύκλου του σήματος αυτού, όταν η τάση εισόδου γίνεται μεγαλύτερη από την τάση στα άκρα του πυκνωτή C_2 , όπως δείχνουν τα Σχ.9.10 (ii) και (iii).

Για να γίνεται ικανοποιητική φώραση (φώραση περιβάλλουσας) η σταθερά χρόνου εκφόρτισης, $\tau = R_1 C_2$, του δικτύου $R_1 C_2$, πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερη από την περίοδο $T_c = 1/f_c$ του φέροντος σήματος. Μια τέτοια καλή τιμή είναι η

$$\tau = R_1 C_2 = \frac{10}{f_c} \quad (9.6.1)$$

Η κυματομορφή εξόδου στα άκρα του παράλληλου δικτυώματος $R_1 C_2$ (που είναι αρνητική λόγω της πολικότητας φόρτισης του πυκνωτή C_2) περιέχει μια dc και μια ac συνιστώσα. Η ac συνιστώσα είναι ακριβώς το ακουστικό σήμα (πληροφορία). Για να αποσπάσουμε αυτό το σήμα, οδηγούμε την έξοδο σε ένα δικτύωμα σύζευξης $R_2 C_3$ το οποίο κόβει την dc συνιστώσα και αναδεικνύει καθαρό το ακουστικό σήμα, Σχ.9.10 (iv).

9.7 Διαμόρφωση συχνότητας

Από την Εξ.(9.2.1) φαίνεται εύκολα ότι αν μεταβάλλουμε τη συχνότητα f_c του φέροντος στο ρυθμό μιας χαμηλής συχνότητας διαμόρφωσης f_s , προκύπτει ένα διαμορφωμένο σήμα v_c . Αυτό το σήμα ονομάζεται **διαμορφωμένο**.

Στη **διαμόρφωση κατά συχνότητα (FM)**, η **συχνότητα του φέροντος σήματος, f_c , μεταβάλλεται γύρω από μια κεντρική τιμή συχνότητας f_{c0} , παρακολουθώντας τις αυξομειώσεις του σήματος διαμόρφωσης**. Το ποσό αλλαγής της συχνότητας του φέροντος εξαρτάται από το πλάτος του σήματος διαμόρφωσης, ενώ η συχνότητα της πληροφορίας του φέροντος, καθορίζει το ρυθμό μεταβολής της συχνότητας.

Το Σχ. 9.11 δείχνει πως σχηματοποιείται το διαμορφωμένο σήμα FM. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος από 0 έως 1 δεν υπάρχει σήμα διαμόρφωσης με αποτέλεσμα οι αντίστοιχοι κύκλοι της συχνότητας f_c (RF) να παραμένουν όπως έχουν (κεντρική συχνότητα). Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος από 1 έως 2 εισάγεται το σήμα διαμόρφωσης (ακουστικό σήμα, AF) και η στιγμιαία τιμή του αυξάνει από το μηδέν μέχρι τη μέγιστη τιμή του, με αποτέλεσμα η συχνότητα του φέροντος RF να αυξάνει και να γίνεται μέγιστη (πύκνωμα) τη χρονική στιγμή που η τιμή του ακουστικού σήματος είναι μέγιστη. Από τη χρονική στιγμή 2 έως 3 η τιμή σήματος της ακουστικής συχνότητας ελαττώνεται με αποτέλεσμα να ελαττώνεται η συχνότητα RF και να γίνεται ίση με την αρχική (κεντρική) τη χρονική στιγμή 3. Το φαινόμενο επαναλαμβάνεται αντίστροφα στη διάρκεια του χρονικού διαστήματος 3-5. Πράγματι, το σήμα διαμόρφωσης ελαττώνεται προς το αρνητικό μέγιστο, οπότε η μεταβολή της συχνότητας του φέροντος είναι σε αντίθετη φορά και αντί για πύκνωμα έχουμε αραιώμα της κυματομορφής.

Το πλάτος (μέγιστη τιμή) της **απόκλισης συχνότητας** Δf συνδέεται με την τιμή κορυφής V_s του σήματος διαμόρφωσης με βάση τη σχέση:

$$\Delta_f = K_f V_s \quad (9.7.1)$$

όπου K_f είναι ο **βαθμός διαμόρφωσης** του σήματος FM, εκφραζόμενος σε kHz/V.

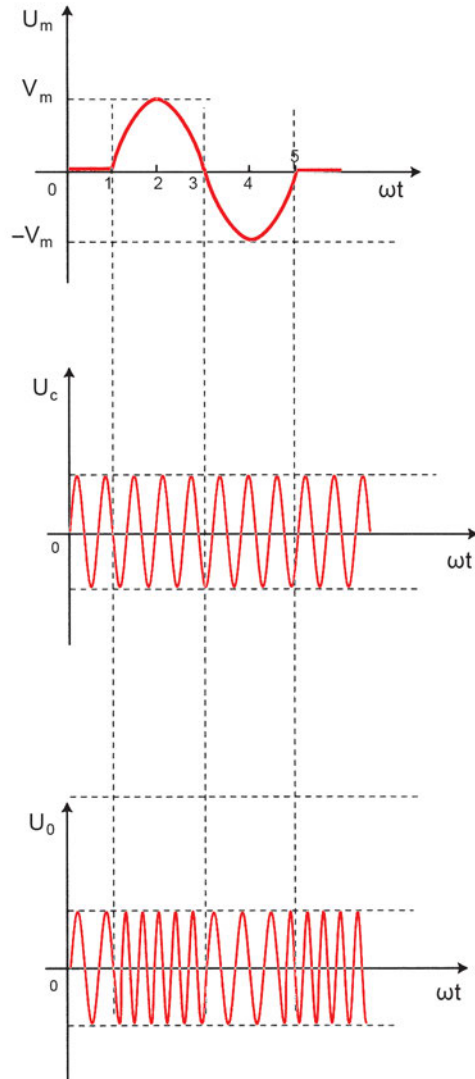
Για τις ραδιοφωνικές εκπομπές το Δ_f είναι περίπου 75 kHz, ενώ για την τηλεόραση είναι περίπου 25 kHz. Σημειώστε, ότι για να έχουμε καλή λήψη σε ένα δέκτη FM το εύρος διέλευσης συχνοτήτων (BW) πρέπει να είναι:

$$BW \cong 2\Delta_f \quad (9.7.2)$$

Ο δείκτης διαμόρφωσης ή **λόγος απόκλισης m_f ενός σήματος FM**, ορίζεται από τη σχέση:

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (9.7.3)$$

όπου, f_m είναι η συχνότητα του σήματος διαμόρφωσης. Στην πράξη, για τον προσδιορισμό του m_f θεωρούμε ως f_m την ανώτερη ακουστική συχνότητα (16 kHz).



Σχήμα 9.11. Κυματομορφές σήματος διαμορφωμένου κατά συχνότητα

Αποδεικνύεται, ότι για ημιτονική διαμόρφωση το διαμορφωμένο κατά συχνότητα σήμα, δίνεται από τη σχέση:

$$v_c = V_c \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) \quad (9.7.4)$$

Η στιγμιαία συχνότητα του σήματος αυτού παρέχεται από τον τύπο:

$$f = f_c (1 + K_f \cos \omega_m t) \quad (9.7.5)$$

όπου,

$$K_f = \left(\frac{V_s}{f_c} \right) K_f \quad (9.7.6)$$

Κύριο πλεονέκτημα της διαμόρφωσης FM αποτελεί το γεγονός ότι είναι **απαλλαγμένο από θόρυβο**, ή άλλες τυχαίες ηλεκτρικές διαταραχές.

⇒ Παράδειγμα 9-5

Σε ένα σύστημα διαμόρφωσης κατά συχνότητα το πλάτος του σήματος διαμόρφωσης είναι 1 V, η συχνότητα διαμόρφωσης 500 Hz, ενώ η αντίστοιχη (μέγιστη) απόκλιση συχνότητας 6 kHz.

1. Ποιος είναι ο βαθμός διαμόρφωσης (σε kHz/V) και ποιος ο δείκτης διαμόρφωσης;
2. Εάν το πλάτος του σήματος διαμόρφωσης διπλασιαστεί, σε τι ποσοστό θα επηρεαστεί η απόκλιση συχνότητας και σε τι ο δείκτης διαμόρφωσης;

Λύση

1. Από την Εξ.(9.7.1) έχουμε

$$K_f = \frac{\Delta f}{V_s} = \frac{6 \text{ kHz}}{1 \text{ V}} = 6 \text{ kHz / V}$$

Επίσης, από την Εξ.(9.7.3) προκύπτει

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{6 \text{ kHz}}{0.5 \text{ kHz}} = 12$$

2. Τώρα το $V'_s = 2 \text{ V}$. Άρα, με βάση την Εξ.(9.7.1) η νέα τιμή της απόκλισης συχνότητας θα είναι

$$\Delta f' = K_f \cdot V'_s = 6 \text{ kHz / V} \cdot 2 \text{ V} = 3 \text{ kHz.}$$

Άρα, έχουμε 3 kHz αντί 6 kHz, δηλ. μείωση κατά 50%. Όσον αφορά το δείκτη m_f , αυτός με βάση την Εξ.(9.7.3) δε θα επηρεαστεί καθόλου.

9.8 Κυκλώματα διαμόρφωσης FM

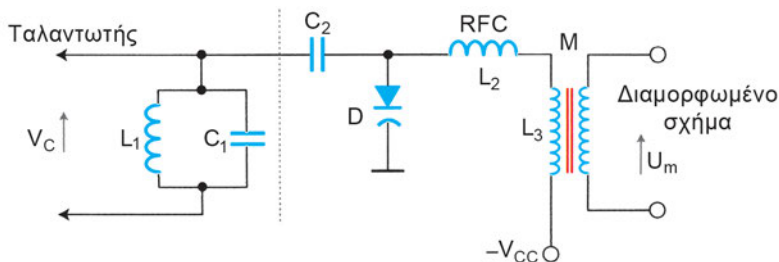
Για τη δημιουργία διαμόρφωσης FM έχουν προταθεί και χρησιμοποιούνται αρκετά κυκλώματα. Στα παρακάτω θα δούμε τα δυο πιο βασικά και απλούστερα.

□ Η βασική αρχή για την παραγωγή διαμόρφωσης FM είναι να μεταβάλλεται η χωρητικότητα C ή η αυτεπαγωγή L του παράλληλου κυκλώματος συντονισμού ενός ταλαντωτή RF (π.χ. του ταλαντωτή του πομπού) στο ρυθμό του σήματος διαμόρφωσης.

Έτσι οργανώνονται οι δύο πιο αντιπροσωπευτικοί τύποι κυκλωμάτων διαμόρφωσης FM, που είναι ο διαμορφωτής FM με δίοδο και ο διαμορφωτής FM με τρανζίστορ.

9.8.1 Διαμόρφωση FM με Δίοδο Varactor

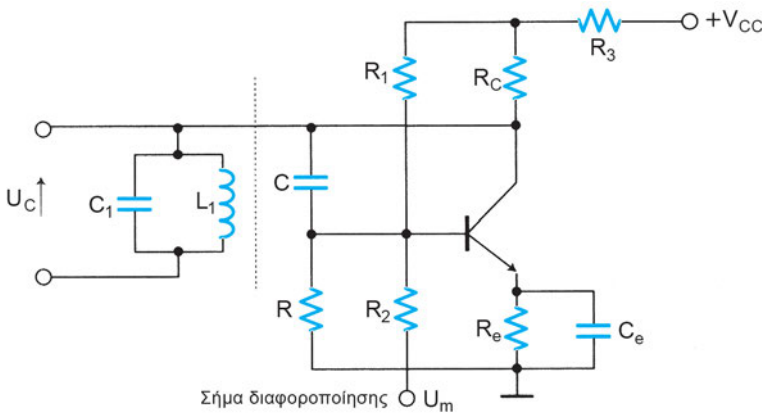
Το Σχ.9.12 δείχνει το κύκλωμα διαμόρφωσης FM με δίοδο. Παράλληλα στο κύκλωμα συντονισμού του ταλαντωτή RF συνδέεται μια **δίοδος μεταβλητής χωρητικότητας** (varactor). Η δίοδος είναι πολωμένη ανάστροφα, ώστε να συμπεριφέρεται σα (μεταβλητή) χωρητικότητα. Καθώς το σήμα διαμόρφωσης μεταβάλλει την τάση που αναπτύσσεται στα άκρα της διόδου, μεταβάλλεται η τιμή της χωρητικότητάς της, C_j , με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται στον ίδιο ρυθμό η συχνότητα ταλάντωσης f_0 της εξόδου του ταλαντωτή, η οποία –όπως έχουμε δει στο Κεφάλαιο των αρμονικών ταλαντωτών– εξαρτάται από την εξίσωση Thomson $1/\sqrt{LC}$



Σχήμα 9.12. Κύκλωμα διαμόρφωσης FM με δίοδο (varactor)

9.8.2 Διαμόρφωση FM με τρανζίστορ

Το Σχ.9.13 δείχνει ένα τυπικό κύκλωμα διαμόρφωσης FM με τρανζίστορ. Όπως βλέπουμε, το συντονιζόμενο κύκλωμα (εξόδου) ενός ταλαντωτή συνδέεται στην είσοδο ενός ενισχυτή με τρανζίστορ, οπότε η συχνότητα του ταλαντωτή θα εξαρτάται από τη χωρητικότητα εισόδου C_i της ενισχυτικής βαθμίδας. Λόγω του φαινομένου *Miller*, η χωρητικότητα αυτή εξαρτάται από την ενίσχυση της ενισχυτικής βαθμίδας*. Η πόλωση του τρανζίστορ καθορίζεται από το διαιρέτη τάσης R_1, R_2 σε συνδυασμό με το δικτύωμα $R_c C_c$ του εκπομπού.



Σχήμα 9.13. Κύκλωμα διαμόρφωσης FM με τρανζίστορ

Όταν λοιπόν το σήμα διαμόρφωσης v_m εφαρμόζεται μέσω της αντίστασης απομόνωσης R_2 , όπως δείχνει το σχήμα, προκαλεί μεταβολή της πόλωσης που κάνει να μεταβάλλεται στο ρυθμό της v_m η χωρητικότητα εισόδου του τρανζίστορ. Συνεπώς η συχνότητα του ταλαντωτή θα διαμορφώνεται κατά συχνότητα. Σημειώστε, ότι η χωρητικότητα C_i εμφανίζεται παράλληλα προς το συντονιζόμενο κύκλωμα $L_1 C_1$ του ταλαντωτή.

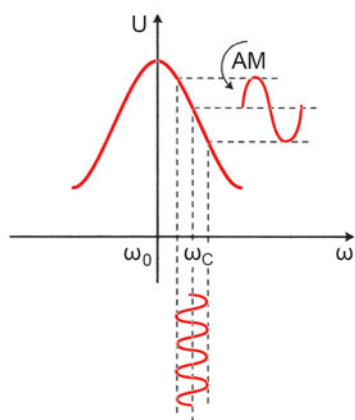
* Πράγματι, σύμφωνα με το θεώρημα Miller, η χωρητικότητα εισόδου του τρανζίστορ, χωρίς σήμα διαμόρφωσης θα είναι:

$$C_i \cong \frac{h_{fe}}{h_{ie}} RC$$

9.9 Αποδιαμόρφωση FM

Η αποδιαμόρφωση ή φώραση FM, δηλ. η απόσπαση του σήματος διαμόρφωσης ν από ένα σήμα διαμορφωμένο κατά συχνότητα, επιτελείται συνήθως μέσω **μετατροπής του FM σε AM**. Στην απλούστερη περίπτωση, η διαδικασία αυτή πραγματοποιείται με διαβίβαση του σήματος FM από ένα κύκλωμα συντονισμού σε τέτοια θέση συχνότητας ώστε να απασχολείται σε λειτουργία η «πλαγιά» της αντίστοιχης καμπύλης συντονισμού (όπου έχουμε την καλύτερη γραμμικότητα), όπως εικονίζει το Σχ.9.14. Τότε, όπως δείχνει το σχήμα, η τάση του προκύπτοντος σήματος εξόδου θα μεταβάλλεται ανάλογα με τη συχνότητα του σήματος εισόδου, άρα θα έχουμε μετατροπή του FM σε AM. Το σήμα AM που προκύπτει υφίσταται στη συνέχεια αποδιαμόρφωση ή φώραση AM κατά τα γνωστά. Η όλη εργασία αυτή, επειδή σε τελευταία ανάλυση καταλήγει σε παρακολούθηση της κλίσης της καμπύλης συντονισμού, ονομάζεται **φώραση κλίσης**.

Στην πράξη, το κύκλωμα συντονισμού δε χρησιμοποιείται μόνο του αλλά σα μέρος ενός **συντονιζόμενου ενισχυτή**. Επιπλέον, για να βελτιωθεί και η γραμμικότητα, χρησιμοποιείται ένα δικτύωμα που καλείται **διευκρινιστής ολίσθησης φάσης**. Τυπική μορφή ενός τέτοιου διευκρινιστή (συνήθως μαζί με το



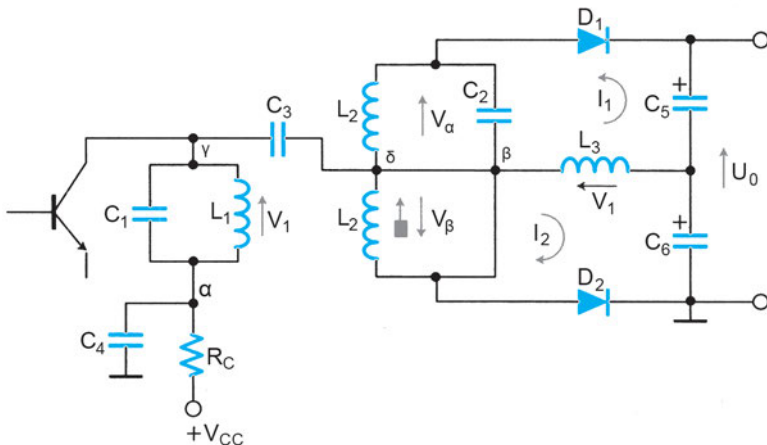
Σχήμα 9.14. Αρχή λειτουργίας αποδιαμόρφωσης FM

συντονιζόμενο ενισχυτή) είναι ο **διευκρινιστής Foster-Seely**, που θα δούμε αμέσως παρακάτω. Παραλλαγή αυτού που επιτυγχάνει και απομάκρυνση της διαμόρφωσης AM από το σήμα AF, είναι ο **φορατής λόγου** που επίσης θα εξετάσουμε παρακάτω.

9.9.1 Διευκρινιστής Foster-Seely

Ο **διευκρινιστής** εκτελεί σε ένα δέκτη FM λειτουργία ανάλογη με αυτή που κάνει ο *φωρατής* σε ένα δέκτη AM. Ο διευκρινιστής μετατρέπει τις αποκλίσεις συχνότητας του διαμορφωμένου σήματος FM σε ακουστικό σήμα. Επειδή όμως ο διευκρινιστής αποκρίνεται και σε τυχόν μεταβολές του πλάτους του σήματος FM, είναι συνήθως απαραίτητο να χρησιμοποιείται **περιοριστής** πριν από το διευκρινιστή, για να περιορίζει το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος FM.

Το απλούστερο κύκλωμα είναι ο **διευκρινιστής Foster-Seely**, που εικονίζεται στο Σχ.9.15. Τα κυκλώματα συντονισμού L_1C_1 και L_2C_2 συντονίζονται στην κεντρική συχνότητα f_c του σήματος FM. Το κύκλωμα L_1C_1 πρέπει να έχει αρκετό εύρος ζώνης διέλευσης συχνοτήτων ώστε να αφήνει να περνά παντού το ίδιο πλάτος εξόδου, τουλάχιστον για πλήρη μεταβολή του σήματος εισόδου FM. Οι πυκνωτές C_3 , C_4 , C_5 και C_6 έχουν μικρή αντίσταση στις συχνότητες των σημάτων RF, με αποτέλεσμα τα σημεία α και β να είναι πρακτικά γειωμένα για τις συχνότητες RF (μόνο) και τα σημεία γ και δ να έχουν την ίδια τάση RF. Στα άκρα του πηνίου L_3 (τσοκ) αναπτύσσεται ολόκληρη η τάση V_1 του πρωτεύοντος. Ταυτόχρονα στα άκρα του L_2 αναπτύσσεται η επαγόμενη τάση V_2 , η οποία δημιουργεί τις τάσεις V_α και V_β .

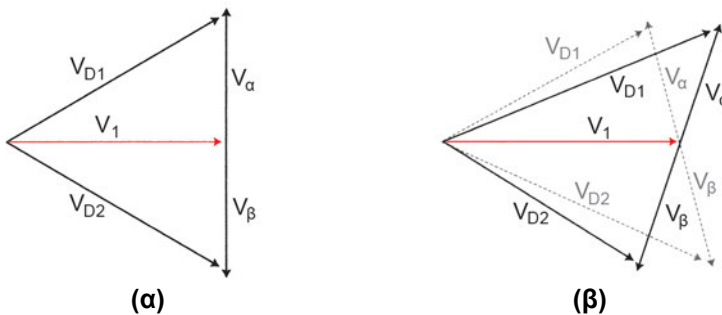


Σχήμα 9.15. Διευκρινιστής Foster-Seely

Η λειτουργία του κυκλώματος βασίζεται στην επίδραση της συχνότητας της εισόδου στις τάσεις V_{D1} και V_{D2} που αναπτύσσονται στις δύο διόδους. Οι

τάσεις αυτές προσδιορίζονται με τη βοήθεια διανυσματικής άθροισης των ανυσμάτων (φασόρων) που παριστάνουν τις τάσεις V_1 , V_α και V_β , ως εξής:

Εάν η είσοδος βρίσκεται στην κεντρική συχνότητα (συντονισμός), οι τάσεις V_α και V_β είναι ίσες, αλλά αντίθετης πολικότητας, και έχουν και οι δύο τους διαφορά φάσης 90° ως προς την τάση V_1 . Άρα, όπως δείχνει και το διανυσματικό διάγραμμα του Σχ.9.16α, η τάση στη μία δίοδο ($V_{D1} = V_1 + V_\alpha$) θα είναι ίση με την τάση στην άλλη δίοδο ($V_{D2} = V_1 + V_\beta$)



Σχήμα 9.16. Ανύσματα (φάσορες) τάσεων διευκρινιστή Foster-Seely

Άρα, στην έξοδο του κυκλώματος προς την οποία οι δύο δίοδοι συνδέονται κατ' αντίθεση θα δίνουν ίσες τάσεις, αλλά αντίθετης πολικότητας επάνω στις R_2 και R_3 αντίστοιχα και συνεπώς η ολική τάση εξόδου, θα είναι ίση με μηδέν ($V_0 = 0$).

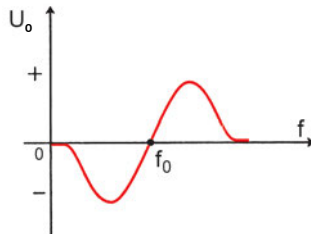
Εάν τώρα η (στιγμαία) συχνότητα της εισόδου γίνει μεγαλύτερη από την κεντρική ($f > f_c$), η ισότητα φάσεων 90° παύει να υφίσταται και για μεν την τάση V_α αναπτύσσεται φάση $>90^\circ$ ως προς τη V_1 για δε την τάση V_β φάση $<90^\circ$ ως προς τη V_1 . Έτσι, ο τετραγωνισμός του Σχ.9.16α ανατρέπεται και τα ανύσματα των τάσεων παίρνουν τη θέση που δείχνουν οι κανονικές γραμμές του Σχ.9.16β. Συνεπώς, όπως φαίνεται στο σχήμα, η τάση της δίοδου D_1 , δηλ. η V_{D1} , θα είναι τώρα μεγαλύτερη από την τάση της δίοδου D_2 , δηλ. της V_{D2} , άρα στην έξοδο θα αναπτύσσεται συνολική τάση >0 , δηλ. με θετική πολικότητα ($V_0 = V_{cs} - V_{c4} > 0$)

Εάν, αντίθετα, η συχνότητα της εισόδου γίνει μικρότερη από την κεντρική συχνότητα ($f < f_c$), τα πράγματα ανατρέπονται προς την αντίθετη κατεύθυνση, δηλ. για μεν την τάση V_a αναπτύσσεται φάση $< 90^\circ$ για δε την τάση V_b φάση $> 90^\circ$ ως προς τη V_1 , κι έτσι τα ανύσματα των τάσεων παίρνουν τη θέση που δείχνουν οι διακεκομμένες γραμμές του Σχ.9.16β. Συνεπώς, τώρα η τάση V_{D1} θα είναι, όπως φαίνεται, μικρότερη από τη V_{D2} , άρα στην έξοδο θα αναπτύσσεται συνολική τάση < 0 , δηλ. με αρνητική πολικότητα ($V_0 = V_{cs} - V_{c4} < 0$)

Από τα παραπάνω είναι φανερό, ότι στο εξεταζόμενο κύκλωμα η (δεξιά ή αριστερή) απόκλιση της συχνότητας από την κεντρική συχνότητα μεταφράζεται σε ολίσθηση φάσης από την τιμή των 90° . Γι' αυτό το λόγο, τα κυκλώματα αυτού του είδους ονομάζονται, όπως είπαμε παραπάνω, **διευκρινιστές ολίσθησης φάσης**.

Εξάλλου, με βάση την παραπάνω μέθοδο, μπορούν να υπολογισθούν οι (θετικές ή αρνητικές) τιμές της τάσης εξόδου του διευκρινιστή σε συνάρτηση με τις τιμές της συχνότητας εισόδου (δεξιά ή αριστερά από την f_c). Έτσι προκύπτει η χαρακτηριστική **καμπύλη απόκρισης του διευκρινιστή**, η οποία εικονίζεται στο Σχ.9.17 και η οποία εκφράζει γραφικά τη μετατροπή FM σε AM που κάνει ο διευκρινιστής. Σημειώστε ότι, λόγω του ιδιαίτοντος σχήματός της, η καμπύλη αυτή ονομάζεται και **καμπύλη μορφής S**.

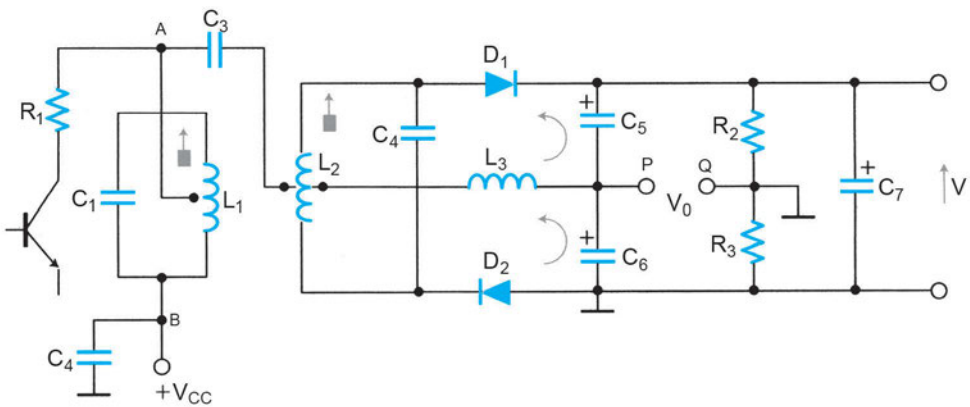
Για να έχουμε καλή αποδιαμόρφωση FM, χωρίς παραμορφώσεις, θα πρέπει η αξιοποίηση της παραπάνω καμπύλης να περιορίζεται στο **γραμμικό τμήμα** αυτής. Αυτό επιτυγχάνεται όταν το εύρος διέλευσης συχνοτήτων των κυκλωμάτων συντονισμού είναι μεγαλύτερο από τη (μέγιστη) απόκλιση Δf του σήματος.



Σχήμα 9.17. Καμπύλη απόκρισης του διευκρινιστή Foster-Seely

9.9.2 Φωρατής Λόγου

Το Σχ.9.18 δείχνει ένα άλλο κύκλωμα αποδιαμόρφωσης FM που αποτελεί παραλλαγή του προηγούμενου διευκρινιστή και ονομάζεται **φωρατής λόγου**. Βασικό προσόν του κυκλώματος αυτού αποτελεί το γεγονός ότι είναι σχετικά *αναισθητό σε αυξομειώσεις του πλάτους* της FM εισόδου του, άρα καταστέλλει και τυχόν παρασιτικές διαμορφώσεις AM. Ο φωρατής λόγου έχει τις εξής τρεις βασικές διαφορές από το διευκρινιστή Foster-Seely: Μια από τις διόδους (η D_2) είναι ανάστροφα συνδεδεμένη, υπάρχει ένα μεγάλος πυκνωτής C_7 στα άκρα του φόρτου (αντιστάσεις R_2 και R_3) και τέλος η έξοδος λαμβάνεται στα “αιωρούμενα” άκρα P και Q. Ο πυκνωτής C_7 είναι πολύ μεγάλης χωρητικότητας (π.χ. 10 μF), ώστε η τάση στα άκρα του V, να παραμένει πρακτικά σταθερή παρά τις διακυμάνσεις συχνότητας του σήματος εισόδου. Αρα, θα έχουμε $V = V_{c5} + V_{c6} = \text{σταθ.}$



Σχήμα 9.18. Κύκλωμα φωρατή λόγου

Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής:

Στην κεντρική συχνότητα f_c του σήματος FM οι δυο διόδοι άγουν εξίσου κι έτσι οι τάσεις στα άκρα των πυκνωτών C_5 και C_6 είναι ίσες (η μισή τάση του πυκνωτή C_7). Επίσης, επειδή $R_2 = R_3$, οι τάσεις στα άκρα των αντιστάσεων αυτών θα είναι ίσες με αποτέλεσμα τα σημεία P και Q να έχουν το ίδιο δυναμικό και συνεπώς η τάση εξόδου θα είναι μηδέν. Καθώς η συχνότητα αλλάζει έτσι ώστε η διάδος D_2 να άγει περισσότερο, αυξάνει η τάση V_{c6} , αλλά ελαττώνεται η τάση V_{c5} (αφού το άθροισμά τους παραμένει σταθερό, ίσο με

V) με αποτέλεσμα η τάση εξόδου να γίνεται θετική. Αντίθετα, όταν η συχνότητα αλλάζει αντίστροφα, ώστε η δίοδος D_1 να άγει περισσότερο, η τάση V_{C5} θα είναι μεγαλύτερη από την τάση V_{C6} και η τάση εξόδου γίνεται αρνητική.

Θα πρέπει να τονίσουμε ότι ναι μεν το άθροισμα $V = V_{C5} + V_{C6}$ παραμένει σταθερό, πλην όμως μεταβάλλεται ο λόγος των τάσεων αυτών σε συνάρτηση με τη συχνότητα του σήματος εισόδου. Γι' αυτό λέγεται *φωρατής λόγου*.

Εξάλλου σημειώνεται, ότι ο φωρατής λόγου παρά την ανοσία του στη διαμόρφωση AM, έχει το μειονέκτημα ότι παρουσιάζει χειρότερη γραμμικότητα από όση ο διευκρινιστής Foster-Seely.

ΑΣΚΗΣΕΙΣ

- 9-1. Ένα φέρον σήμα 10 V, 1 MHz διαμορφώνεται κατά πλάτος από σήμα 8 V, 700 Hz, το οποίο στη θέση διαμόρφωσης φτάνει με πλάτος 7 V. Να υπολογισθεί ο βαθμός διαμόρφωσης και να εκφραστεί επί τοις εκατό.
- 9-2. Ένα φέρον σήμα πλάτους 14 V διαμορφώνεται κατά πλάτος από ένα σήμα χαμηλών συχνοτήτων πλάτους 6 V.
 1. Να βρεθεί η επί τοις εκατό διαμόρφωση.
 2. Να βρεθεί το πλάτος της άνω και κάτω πλευρικής συχνότητας.
- 9-3. Ένα φέρον σήμα 3000 kHz διαμορφώνεται από μουσική με συχνότητες από 50-13000 Hz.
 1. Να βρεθούν οι άνω και κάτω πλευρικές συχνότητες.
 2. Να βρεθεί το εύρος διέλευσης συχνοτήτων του ενισχυτή RF.
- 9-4. Ένα φέρον σήμα 25 kW διαμορφώνεται κατά πλάτος με βάθος διαμόρφωσης 60 %.
 1. Να βρεθεί η ισχύς του φέροντος κύματος μετά τη διαμόρφωση.
 2. Να βρεθεί η συνολική ισχύς των πλευρικών συχνοτήτων.
- 9-5. Πόση ισχύς ακουστικού σήματος χρειάζεται για να διαμορφώσει πλήρως (100 %) ένα φέρον σήμα ισχύος 30 kW, αν η απόδοση του ενισχυτή RF που χρησιμοποιείται είναι 72 %;
- 9-6. Πόση θα είναι η συνολική ισχύς που θα αποτίθεται σε μια κεραία αντίστασης 1 kΩ από ένα σήμα AM με φέρουσα πλάτους 2 V και βάθος διαμόρφωσης 20%; Πόση θα είναι η ισχύς αυτή αν χρησιμοποιηθεί τεχνική SSB;
- 9-7. Η αντίσταση φόρτου ενός φωρατή AM με δίοδο είναι 3 kΩ. Ο φωρατής αυτός εκτελεί αποδιαμόρφωση σήματος που έχει φέρουσα 2 MHz. Να

εξετασθεί αν ένας πυκνωτής χωρητικότητας $2 \mu\text{F}$ μπορεί να χρησιμοποιηθεί για ικανοποιητική φώραση.

- 9-8.** Ένας διαμορφωτής FM έχει δείκτη διαμόρφωσης 0.2 και χρησιμοποιείται με σήμα διαμόρφωσης 5 V και συχνότητας 300 Hz. Ποιος είναι ο βαθμός διαμόρφωσης του σήματος FM;

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. **Alley, C.L. & K.W. Atwood:** *“Microelectornics”*, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1986.
2. **Baxandal, P. L.:** *“Transistor Sine Wave LC Oscillator”*, Proc. IEE, Supplement, No.16, 106B, May 1959.
3. **Blaser, L. & H. Franco:** *“Push-pull Class AB Transformerless Power Amplifier”*, Fairchild Semiconductor Application Data, APP. 51, 1963.
4. **Boylestad, R. & L. Nashelsky:** *“Electronic Devices & Circuit Theory”*, 5th, Ed., Prentice-Hall, 1992.
5. **Burr-Brown Corp.:** *“Operational Amplifiers: Design & Applications”*, McGraw-Hill, 1971.
6. **Casasent, D.:** *“Electronic Circuits”*, N.Y, Quantum, 1973.
7. **Chirlian, P. M.:** *“Analysis & Design of Integrated Electronic Circuits”*, N.Y: Harper and Row, 1987.
8. **Clayton, D.:** *“Operational Amplifiers”*, London: Newnes-Butterworths, 1979.
9. **Δεληγιάννη, Θ.Λ.:** *“Αναλογικά και Ψηφιακά Κυκλώματα”*, Τόμος Β΄, Πάτρα 1982.
10. **Δεληγιάννη, Θ.Λ.:** *“ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ: Στοιχεία-Κυκλώματα”*, Τόμος Α΄, Πάτρα, 1981.
11. **Floyd, T. H.:** *“Electronic Devices”*, 5th. Ed., Prentice-Hall, 1992.
12. **Ghausi, M. S.:** *“Electronic Devices & Circuits”*, N.Y, Holt, Rinehart & Winston, 1985.
13. **Giles, J. N.:** *“Fairchild Semiconductor Linear Integrated Circuit Application Hand-book”*, Fairchild Semicond. Corp., 1967.
14. **Gray, P. E. & C. L. Searle. :** *“Electronic Principles”*, J. Wiley, 1969.
15. **Κανελλόπουλου, Χ. Δ.:** *“Ηλεκτρονικά Κυκλώματα”*, έκδ. Ίδρ. Ευγενίδου, 1979.
16. **Κανελλόπουλου, Χ. Δ. κ. ά:** *“Εφαρμοσμένα Ηλεκτρονικά”*, εκδ. Ίδρ. Ευγενίδου, 1991.
17. **Καρούμπαλου, Κ. & Δ. Μποβιάτσου:** *“Ταλαντωτές”*, 1979.
18. **Κοσσίδα, Α. Θ.:** *“Εφηρμοσμένα Ηλεκτρονικά”*, 1976.
19. **Μαρκόπουλου, Δ. Ε.:** *“Τηλεπικοινωνίες”*, εκδ. ΣΕΛΕΤΕ, 1979.
20. **Middlebrook, R. D.:** *“Design of Transistor Regulated Power Supplies”*, Proc. IRE, V.45, pp.1502-1509, Nov. 1957.

21. **Millman, J. & A. Grabel:** *“Microelectronics”*, N.Y, McGraw-Hill, 1987.
22. **Millman J. & C. C. Halkias:** *“Integrated Electronics”*, McGraw-Hill, 1972.
23. **Milnes, A.G.:** *“Semiconductor Devices & Integrated Circuits”*, N.Y, Van Nostrand-Reinhold, 1980.
24. **Motorola Inc.:** *“Silicon Zener Handbook”*, 1959.
25. **Linear Data Book.** Santa Clara, Calif., National Semiconductor Corp., 1988.
26. **Πακτίτη, Σ. Α.:** *“Εργαστηριακές Ασκήσεις Φίλτρων”*, έκδ. ΙΩΝ, 1998.
27. **Πακτίτη, Σ. Α. & Α. Τριανταφύλλου:** *“Εργαστηριακές Ασκήσεις Ηλεκτρονικών ΙΙΙ”*, έκδ. ΙΩΝ, 1993.
28. **Πακτίτη, Σ. Α.:** *“Φίλτρα”*, έκδ. ΙΩΝ, 1998.
29. **Πακτίτη, Σ. Α.:** *“Ταλαντωτές”*, εκδ. ΙΩΝ, 1998.
30. **Πακτίτη, Σ. Α.:** *“Γενικά Ηλεκτρονικά”*, έκδ. ΙΩΝ, 1999.
31. **Precision Monolithics, Inc.:** *“Linear & Conversion IC Products”*, Precision Monolithics, Santa Clara, Calif., 1982.
32. **Russel, L. M.:** *“Foundation of Electronics: Circuit & Devices”*, Delmar, Publi. Inc., 1994.
33. **Schilling, D. L. et al.:** *“Electronic Circuits, Discrete & Integrated”*, N.Y, McGraw-Hill, 1989.
34. **Sendra, A. S. & K. C. Smith:** *“Microelectronics Circuits”*, N.Y, Holt, Rinehart & Winston, 1987.
35. **Senturia, S. D. & B. D. Wedlock:** *“Electronic Circuits & Applications”*, J. Wiley, 1975.
36. **Σερβετά Ε.:** *“Ανορθωτικές Διατάξεις”*, 1968.
37. **Smith, J. I.:** *“Modern Operational Circuit Design”*, J.Wiley, Inc. N.Y, 1971.
38. **Texas Instruments, Inc.:** *“Transistor Circuit Design”*, McGraw-Hill, 1963.
39. **Tobey, M. et al. (eds):** *“Operational Amplifiers: Design & Applications”*, Burr-Brown, McGraw-Hill, 1971.
40. **Tocci, R. J.:** *“Fundamentals of Electronic Devices”*, Columbus, Ohio: Merrill, 1982.
41. **Williams, A. B.:** *“Electronic Filter Design Handbook”*, N.Y, McGraw-Hill, 1981.
42. **Yang, E. S.:** *“Microelectronic Devices”*, N.Y, McGraw-Hill, 1988.
43. **Young, T.:** *“Linear Integrated Circuit”*, N.Y, J. Wiley, 1981.

Βάσει του ν. 3966/2011 τα διδακτικά βιβλία του Δημοτικού, του Γυμνασίου, του Λυκείου, των ΕΠΑ.Λ. και των ΕΠΑ.Σ. τυπώνονται από το ΙΤΥΕ - ΔΙΟΦΑΝΤΟΣ και διανέμονται δωρεάν στα Δημόσια Σχολεία. Τα βιβλία μπορεί να διατίθενται προς πώληση, όταν φέρουν στη δεξιά κάτω γωνία του εμπροσθόφυλλου ένδειξη «ΔΙΑΤΙΘΕΤΑΙ ΜΕ ΤΙΜΗ ΠΩΛΗΣΗΣ». Κάθε αντίτυπο που διατίθεται προς πώληση και δεν φέρει την παραπάνω ένδειξη θεωρείται κλεψίτυπο και ο παραβάτης διώκεται σύμφωνα με τις διατάξεις του άρθρου 7 του νόμου 1129 της 15/21 Μαρτίου 1946 (ΦΕΚ 1946,108, Α').

Απαγορεύεται η αναπαραγωγή οποιουδήποτε τμήματος αυτού του βιβλίου, που καλύπτεται από δικαιώματα (copyright), ή η χρήση του σε οποιαδήποτε μορφή, χωρίς τη γραπτή άδεια του Υπουργείου Παιδείας και Θρησκευμάτων / ΙΤΥΕ - ΔΙΟΦΑΝΤΟΣ.

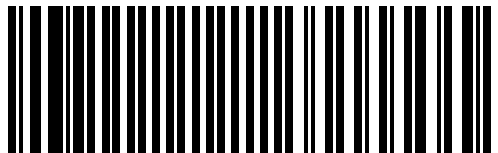


Κωδικός βιβλίου: 0-24-0313

ISBN Set 978-960-06-3138-8

T.A' 978-960-06-3139-5

ITYE
"ΔΙΟΦΑΝΤΟΣ"
ΙΝΣΤΙΤΟΥΤΟ
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ & ΕΚΔΟΣΕΩΝ



(01) 000000 0 24 0313 7