

Κεφάλαιο 2

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

2.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένα στοιχείο συνεχούς (DC) ζεύξης και υψηλού κέρδους στο οποίο χρησιμοποιείται ανάδραση προκειμένου να είμαστε σε θέση να ελέγξουμε τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του (π.χ. την ενίσχυσή του, τη σύνθετη αντίσταση εισόδου του, τη σύνθετη αντίσταση εξόδου του κ.ά.). Με κατάλληλες εξωτερικές συνδέσεις ο τελεστικός ενισχυτής μπορεί να λειτουργήσει σαν ενισχυτής τάσης ή ρεύματος, σαν κύκλωμα ολοκλήρωσης, διαφόρισης, ή ακόμη και σαν γεννήτρια κάθε είδους κυματομορφής σε μεγάλη κλίμακα συχνοτήτων από DC έως αρκετά MHz. Όλες οι κλασικές μαθηματικές συναρτήσεις είναι δυνατόν να υλοποιηθούν με τη χρήση τελεστικών ενισχυτών (όπως γινόταν παλαιότερα στους αναλογικούς υπολογιστές) όπως π.χ. αναλογικά κυκλώματα άθροισης, αφαίρεσης, πολλαπλασιασμού, διαίρεσης, ολοκλήρωσης, διαφόρισης, λογαρίθμησης κ.ά. Βεβαίως το γεγονός ότι οι αναλογικοί υπολογιστές δεν χρησιμοποιούνται πλέον – τουλάχιστον με την έννοια που αποδίδουμε σήμερα στον “υπολογιστή” - δεν σημαίνει ότι αυτού του είδους τα κυκλώματα είναι πλέον “ξεπερασμένα”.

Τα παραπάνω κυκλώματα των τελεστικών ενισχυτών βρίσκουν σημαντικότερες εφαρμογές στην επεξεργασία σημάτων, στα ενεργά φίλτρα, στα κυκλώματα συστημάτων αυτομάτου ελέγχου και στον βιομηχανικό έλεγχο ειδικότερα, στους σταθεροποιητές τάσης, στα όργανα μέτρησης στη λήψη και επεξεργασία σημάτων από αισθητήρια κ.λ.π. Η βελτίωση των χαρακτηριστικών των αναλογικών υπολογιστικών κυκλωμάτων και ειδικότερα των αναλογικών πολλαπλασιαστών που υλοποιούνται με τελεστικούς ενισχυτές (πρόκειται για κυκλώματα που δίνουν στην έξοδό τους το γινόμενο δύο αναλογικών τάσεων), είχε σαν συνέπεια την αύξηση της ακρίβειάς τους. Αποτέλεσμα αυτής της βελτίωσης είναι το ότι τα τελευταία χρόνια τα αναλογικά υπολογιστικά κυκλώματα επανέρχονται και πάλι στο προσκήνιο και γνωρίζουν όλο και μεγαλύτερη εξάπλωση, λόγω ενός πολύ σημαντικού χαρακτηριστικού τους: της πολύ υψηλής ταχύτητάς τους.

Στο κεφάλαιο αυτό θα δούμε τη χρήση και την επίδραση της ανάδρασης στον τελεστικό ενισχυτή καθώς επίσης και τις δυνατότητες που αυτός παρέχει στο σχεδιαστή-μηχανικό περιγράφοντας χαρακτηριστικές συνδεσμολογίες και εφαρμογές του.

2.2. Η ΕΝΝΟΙΑ ΚΑΙ ΤΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΤΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ

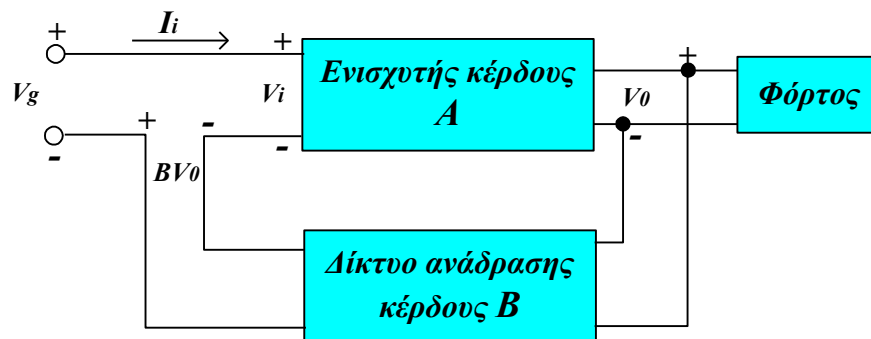
Για να αντισταθμιστούν οι μεταβολές που προκαλούνται στα λειτουργικά χαρακτηριστικά των τελεστικών ενισχυτών από τις μεταβολές της εξωτερικής θερμοκρασίας, της αυτοθέρμανσης του στοιχείου κατά την λειτουργία του και άλλων παραγόντων χρησιμοποιούμε **ανάδραση** (*feedback*) που γενικά είναι η πρόσθεση ή η αφαίρεση ενός τμήματος του σήματος εξόδου στο σήμα εισόδου. Η αφαίρεση ενός ποσοστού του σήματος εξόδου από το σήμα εισόδου καλείται **αρνητική ανάδραση**, ενώ η πρόσθεση ενός ποσοστού καλείται **αναγεννητική ή θετική ανάδραση**. Η χρησιμοποίηση αρνητικής ανάδρασης λόγω των χρήσιμων ιδιοτήτων της είναι η πιο διαδεδομένη και αναλύεται λεπτομερώς σε αυτό το τμήμα.

Το διάγραμμα βαθμίδων του Σχήματος 2.1 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εξήγηση της έννοιας της ανάδρασης. Η τάση εξόδου ενός ενισχυτή με κέρδος A τροφοδοτεί ένα φορτίο. Η τάση εξόδου V_o δίνεται επίσης στην είσοδο ενός δικτύου ανάδρασης με κέρδος B . Μια τάση λοιπόν BV_o προστίθεται στο κύκλωμα εισόδου. Στη πράξη οι πολικότητες μπορεί να μην είναι όπως ακριβώς στο Σχήμα 2.1. Το κέρδος τάσης A του ενισχυτή χωρίς ανάδραση θα δίνεται από τη σχέση:

$$A = V_o / V_i \quad (2.1)$$

Το A με τις πολικότητες που δείχνονται θα είναι κανονικά αρνητικό. Στη γενική περίπτωση όπως αναφέρθηκε και στο τμήμα 1.8, όσο αυξάνει η συχνότητα του σήματος εισόδου στον ενισχυτή τόσο μειώνεται το πλάτος και μετατοπίζεται η φάση του σήματος εξόδου. Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος του ενισχυτή είναι μιγαδική συνάρτηση της συχνότητας.

Το B μπορεί να έχει οποιοδήποτε πρόσημο και μπορεί και αυτό να είναι μιγαδικός αριθμός, ανάλογα με το είδος του δικτύματος που χρησιμοποιείται σαν ανάδραση.



Σχήμα 2.1. Γενικό διάγραμμα βαθμίδων ανάδρασης.

Το σήμα εισόδου στον τελεστικό ενισχυτή είναι τώρα :

$$V_i - BV_o - V_g = 0 \Rightarrow V_i = V_g + BV_o \quad (2.2)$$

Η ενίσχυση τάσης A_f του ενισχυτή με ανάδραση είναι :

$$A_f = V_o / V_g = V_o / (V_i - BV_o) = A / (1 - BA) \quad (2.3)$$

Η εξίσωση (2.3) είναι η χαρακτηριστική εξίσωση της ανάδρασης και αξίζει να δούμε με κάποιες λεπτομέρειες τη σημασία της. Χωρίς ανάδραση ($B = 0$) ο ενισχυτής έχει το κέρδος του ανοικτού του βρόχου A . Αν ο παρονομαστής είναι μεγαλύτερος από τη μονάδα, η ολική ενίσχυση

θα είναι μικρότερη από A και η ανάδραση αρνητική. Το αντίστροφο ισχύει επίσης. Αν όλη η τάση εξόδου εφαρμοστεί στην είσοδο ($B = 1$), το κέρδος A_f είναι μικρότερο της μονάδας. Όταν $BA = 1$, το τελικό κέρδος είναι άπειρο και το κύκλωμα έχει μια έξοδο ανεξάρτητη από κάθε εξωτερική τάση εισόδου.

Αν $|BA| \gg 1$, τότε η ενίσχυση A_f προσεγγίζει στο $1/B$:

$$A_f \rightarrow 1/B \quad (2.4)$$

Η εξίσωση (2.4) σημαίνει ότι το κέρδος είναι ανεξάρτητο των στοιχείων στον απ' ευθείας κλάδο, πράγμα το οποίο συνήθως είναι μια πολύ επιθυμητή συνθήκη. Επειδή το B συχνά είναι ένα παθητικό κύκλωμα, το A πρέπει να είναι πολύ μεγάλο για να ικανοποιήσει τη συνθήκη που προσδιορίζεται από την εξίσωση (2.4).

Εφόσον το B συνήθως είναι ένα κλάσμα, το A_f μπορεί να είναι ένας μεγάλος αριθμός. Η παλαιώση, οι ανοχές και η θερμοκρασία λειτουργίας του ενισχυτή θα έχουν βέβαια αμελητέο αποτέλεσμα σε έναν ενισχυτή που συμπεριφέρεται σύμφωνα με την εξίσωση (2.4), επειδή σ' αυτήν δεν υπεισέρχονται παράμετροι του ίδιου του ενισχυτή, αλλά μόνο της ανάδρασης.

Το τίμημα για τα πλεονεκτήματα της ανάδρασης (θα αναλυθούν λεπτομερώς στις επόμενες ενότητες) είναι η μείωση στο συνολικό κέρδος. Ένας ενισχυτής που έχει κέρδος ανοικτού βρόχου A , θα έχει ένα κέρδος κλειστού βρόχου μικρότερο του A λόγω της ενσωμάτωσης του κυκλώματος αρνητικής ανάδρασης. Αλλά τα πλεονεκτήματα είναι τόσο σημαντικά, ώστε γενικά αξίζει να σχεδιάζουμε τον αρχικό μας ενισχυτή με ικανοποιητικό κέρδος, έτσι ώστε η προστιθέμενη ανάδραση να μην μειώνει το κέρδος κάτω από την απαιτούμενη τιμή. Το να υπάρχει μείωση του κέρδους από την προσθήκη της ανάδρασης είναι ένα μικρό τίμημα όταν συγκριθεί με τα πλεονεκτήματα που αναφέρονται στις ακόλουθες παραγράφους.

2.2.1. Σταθεροποίηση κέρδους

Το κέρδος ενός ενισχυτή ανάδρασης A_f είναι πολύ χαμηλότερο από το κέρδος ενός ενισχυτή χωρίς ανάδραση με κέρδος ανοικτού βρόχου A . Τώρα θα εξετάσουμε πόσο σταθερός είναι ο ενισχυτής με ανάδραση. Διαφόριση της εξίσωσης (2.3) δίνει την ακόλουθη έκφραση για την **ευαισθησία κλασματικού κέρδους** του ενισχυτή ανάδρασης :

$$\begin{aligned} \frac{dA_f}{dA} &= \frac{1}{(1 - BA)^2} \left[\frac{dA}{dA} (1 - BA) - A \frac{d(1 - BA)}{dA} \right] = \\ &= \frac{(1 - BA) + BA}{(1 - BA)^2} = \frac{1}{(1 - BA)^2} \end{aligned}$$

Η παραπάνω σχέση, λαμβάνοντας υπ' όψιν και την σχέση (2.3) μπορεί να ξαναγραφεί ως:

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{1}{(1 - BA)^2} \frac{A_f(1 - BA)}{A}$$

και μετά από απλές πράξεις:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{(1-BA)} \frac{dA}{A} \quad (2.5)$$

Επειδή $(1 - BA) \gg 1$, συμπεραίνουμε ότι ο ενισχυτής ανάδρασης είναι πολύ λιγότερο ευαίσθητος στους εσωτερικούς παράγοντες οι οποίοι προκαλούν μεταβολές κέρδους. Ας θεωρήσουμε ένα ενισχυτή με κέρδος της τάξης του $A = -10^4$, και το κλάσμα B να είναι ίσο με $1/100$.

Από την εξίσωση (2.3), η ανάδραση θα μειώσει το κέρδος προσεγγιστικά σε -100 . Από την εξίσωση (2.5) προκύπτει ότι για μια μεταβολή 10% στο απ' ευθείας κέρδος ($dA/A = 0.1$), το ολικό κέρδος ενός ενισχυτή ανάδρασης θα έχει μια αλλαγή μικρότερη από 0.1% (dA_f/A_f).

2.2.2. Σύνθετη αντίσταση εισόδου

Ο τύπος της ανάδρασης που δείχνεται στο Σχήμα 2.1 έχει σημαντική επίδραση πάνω στη σύνθετη αντίσταση των ακροδεκτών εισόδου Z_i . Από αυτό το Σχήμα χωρίς ανάδραση έχουμε :

$$Z_i = V_g / I_i = V_i / I_i \quad (2.6)$$

Με τον βρόχο ανάδρασης κλειστό, η εξίσωση (2.6) γίνεται :

$$Z_{if} = (V_i - BV_o) / I_i \quad (2.7)$$

Εφόσον:

$$V_o = AV_i$$

Η εξίσωση (2.7) γίνεται

$$Z_{if} = |V_i (1 - BA)| / I_i \quad (2.8)$$

Επομένως :

$$Z_{if} = Z_i (1 - BA) \quad (2.9)$$

Η παρουσία του όρου $(1 - BA)$ δείχνει μια **αύξηση στη σύνθετη αντίσταση εισόδου** οφειλόμενη στο κλείσιμο του βρόχου, γιατί αυτός ο όρος είναι πάντοτε μεγαλύτερος από τη μονάδα σε συστήματα που χρησιμοποιούν αρνητική ανάδραση.

2.2.3. Σύνθετη αντίσταση εξόδου

Η μέθοδος που χρησιμοποιήθηκε προηγουμένως μπορεί να προσδιορίσει τη σύνθετη αντίσταση εξόδου αν συνδέσουμε μια υποθετική γεννήτρια τάσης V_o στους ακροδέκτες εξόδου ενός κυκλώματος ή διάταξης και μετρήσουμε ή υπολογίσουμε το ρεύμα I_o με την πηγή σήματος εισόδου βραχυκυκλωμένη. Έτσι, για τον ενισχυτή χωρίς ανάδραση :

$$Z_o = V_o / I_o \quad (2.10)$$

Με τον βρόχο ανάδρασης κλειστό, όπως στο Σχήμα 2.2:

$$V_i = BV_o$$

Το ρεύμα του βρόχου εξόδου είναι :

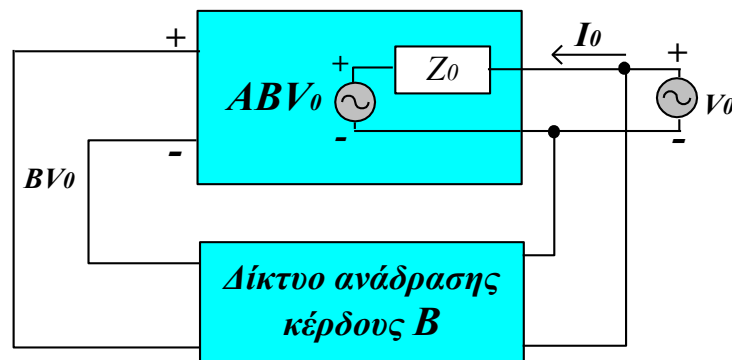
$$Z_o I_o = V_o - ABV_o \Rightarrow I_o = (V_o - BAV_o)/Z_o$$

όπου υποτίθεται ότι το ρεύμα εισόδου στο B είναι μηδέν.

Έτσι, η τελική σύνθετη αντίσταση εξόδου είναι :

$$Z_{of} = V_o / I_o = Z_o / (1 - BA) \quad (2.11)$$

Το συμπέρασμα που μπορεί να βγει είναι ότι η **σύνθετη αντίσταση εξόδου μειώνεται** με την πρόσθεση αρνητικής ανάδρασης. Αυτή η μείωση δεν προκαλείται σ'αυτή τη περίπτωση από τον παραλληλισμό της Z_o με το κύκλωμα ανάδρασης, επειδή στις εξισώσεις που δόθηκαν εδώ είχε υποτεθεί ότι το κύκλωμα ανάδρασης δεν έπαιρνε καθόλου ρεύμα από την V_o .



Σχήμα 2.2. Διάγραμμα ανάδρασης για τον υπολογισμό της σύνθετης αντίστασης εξόδου.

2.2.4. Επέκταση του εύρους ζώνης

Για να εξετάσουμε τα αποτελέσματα της ανάδρασης πάνω στο εύρος ζώνης ενός κυκλώματος, πρέπει να προσδιορίσουμε την εξάρτηση από την συχνότητα του απ' ευθείας κέρδους του ενισχυτή. Μια ρεαλιστική υπόθεση για τη συσχέτιση κέρδους-συχνότητας, που προκύπτει από τη συμπεριφορά του τελεστικού ενισχυτή σαν χαμηλοπερατού φίλτρου, είναι η σχέση :

$$A = A_o / [1 + jf/f_U] \quad (2.12)$$

όπου f_U είναι η ανώτερη συχνότητα αποκοπής (των $-3db$) και A_o είναι το κέρδος αναφοράς χαμηλής συχνότητας. Αντικατάσταση της εξίσωσης (2.12) στην εξίσωση (2.3) δίνει :

$$A_f = A_o / [1 - BA_o + jf/f_U] \quad (2.13)$$

Τώρα ο παρονομαστής θα είναι της μορφής $K + jK$ όταν:

$$K = 1 - BA_o \quad \text{και} \quad f/f_U = 1 - BA_o \quad (2.14)$$

Η εξίσωση (2.14) δείχνει ότι η νέα συχνότητα αποκοπής ή συχνότητα μισής ισχύος f_{Uf} συμβαίνει όταν:

$$f_{Uf} = f_U (1 - BA_o) \quad (2.15)$$

Η ανώτερη συχνότητα αποκοπής έχει **αυξηθεί** και το εύρος ζώνης έχει επεκταθεί αισθητά.

Για να δούμε την επέκταση της απόκρισης χαμηλής συχνότητας, υποθέτουμε ότι η λειτουργία χαμηλής συχνότητας μπορεί να προσεγγιστεί από τη σχέση :

$$A = A_o / [1 + jf_L / f] \quad (2.16)$$

όπου f_L είναι η κατώτερη συχνότητα αποκοπής (των $-3db$) του αρχικού ενισχυτή. Μπορούμε να προσδιορίσουμε ότι η νέα κατώτερη συχνότητα αποκοπής είναι :

$$f_{Lf} = f_L / (1 - BA_o) \quad (2.17)$$

Η κατώτερη συχνότητα αποκοπής έχει **μειωθεί** σημαντικά από την ανάδραση.

Η επέκταση της ανώτερης συχνότητας αποκοπής που προκαθορίζεται από την εξ. (2.15) δεν επιτυγχάνεται αν το κέρδος στο απ' ευθείας τμήμα A περιέχει περισσότερους από έναν σημαντικούς όρους εξαρτώμενους από τη συχνότητα. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο συνήθως δεν βελτιώνεται από την αρνητική ανάδραση.

2.2.5. Ανάδραση ρεύματος

Η προηγούμενη ανάλυση δίνει τη βάση για την κατανόηση των λόγων για τους οποίους η ανάδραση χρησιμοποιείται τόσο συχνά σε ηλεκτρονικά κυκλώματα. Η ανάλυση είχε περιοριστεί σε αυτό που συνήθως καλείται ανάδραση "τάσης". Στην τάση εξόδου γίνεται δειγματοληψία, και επιστροφή ενός μέρους στο κύκλωμα εισόδου.

Είναι επίσης δυνατό να χρησιμοποιήσουμε ανάδραση "ρεύματος", στην οποία γίνεται δειγματοληψία στο ρεύμα του φόρτου και ένα τμήμα αυτού του ρεύματος επανατροφοδοτείται και συνδυάζεται (αθροίζεται ή αφαιρείται) με το ρεύμα της πηγής σήματος στους ακροδέκτες εισόδου του ενισχυτή.



Σχήμα 2.3. Γενικό διάγραμμα ανάδρασης ρεύματος.

Στον ενισχυτή ανάδρασης ρεύματος που φαίνεται στο Σχήμα 2.3, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το τμήμα B δεν παίρνει καθόλου ρεύμα από την έξοδο του ενισχυτή και έτσι $I_2 = I_o$. Στο τμήμα εισόδου γίνεται μια πρόσθεση ρεύματος.

Συνεπώς :

$$I_i = I_1 - BI_o$$

Εφόσον A_i είναι ο λόγος του I_2 προς το I_1 , μπορεί να δειχθεί ότι:

$$A_{if} \equiv I_o / I_i = A_i / (1 - BA_i) \quad (2.18)$$

Κανονικά το A_i θα δώσει αντιστροφή φάσης. Το B , που είναι συνήθως μια θετική ποσότητα, παριστάνει το λόγο του ρεύματος ανάδρασης προς το ρεύμα φόρτου. Από αυτό το σχήμα συμπεραίνουμε ότι :

$$Z_{if} = Z_i / (1 - BA_i) \quad (2.19)$$

και

$$Z_{of} = Z_o (1 - BA_i) \quad (2.20)$$

Συνεπώς, η ανάδραση ρεύματος **ελαττώνει** την αντίσταση εισόδου και **αυξάνει** την αντίσταση εξόδου ενός δικτύου ενίσχυσης.

2.3. ΑΣΤΑΘΕΙΑ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ

Τα οφέλη που προκύπτουν από τη χρήση αρνητικής ανάδρασης είναι σημαντικά, αλλά επιτυγχάνονται σε βάρος του κέρδους. Η απώλεια του κέρδους μπορεί να αντισταθμιστεί με τη χρήση πολλών εν σειρά βαθμίδων τελεστικών με ανάδραση. Ένα άλλο μειονέκτημα που συνεπάγεται η ανάδραση είναι η πιθανότητα της αυτο- ταλάντωσης, επειδή τα στοιχεία απ' ευθείας κλάδου και της ανάδρασης προκαλούν μετατόπιση ή και προσθήκη νέων πόλων της συνάρτησης μεταφοράς του κυκλώματος του τελεστικού ενισχυτή. Αυτό μπορεί να έχει σαν συνέπεια την μετακίνηση ενός πόλου στο μιγαδικό επίπεδο σε θέση που το κύκλωμα να παρουσιάζει αστάθεια.

Σε χαμηλές όσο και υψηλές συχνότητες η τάση εξόδου μπορεί να μετατοπιστεί σε φάση και να αλλάξει σε πλάτος συναρτήσει της συχνότητας. Η πρόσθεση των τάσεων εισόδου και εξόδου σε ένα κύκλωμα ανάδρασης μπορεί, λόγω αυτής της επιπρόσθετης μετατόπισης φάσης, να επηρεάσει την αναγέννηση και πιθανώς το σύστημα να περιπέσει σε ταλάντωση.

Μπορούμε να δούμε την αυτοταλάντωση με τη βοήθεια της εξ. (2.3) η οποία επαναλαμβάνεται εδώ :

$$A_f = A/(1 - BA)$$

Όταν $BA \rightarrow +1$, $A_f \rightarrow \infty$, και αυτό αποτελεί μια μη-ομαλή συνθήκη για τους ενισχυτές, η οποία έχει σαν συνέπεια, μια έξοδο που έχει φθάσει σε κορεσμό. Αν το BA προσεγγίζει κάποια θετική τιμή μικρότερη της μονάδας, προκύπτει τότε η λεγόμενη αναγεννητική λειτουργία.

Για θετικό BA , ο συνδυασμός των B και A πρέπει να συνεισφέρει στη μετατόπιση φάσης που απαιτείται για να προκαλέσει πρόσθεση των σημάτων εξόδου και εισόδου του ενισχυτή που έχουν ίδια φάση. Αν και το B συχνά είναι ένα απλό ωμικό δίκτυο, οι χωρητικότητες των καλωδίων μπορούν να προκαλέσουν ανεπιθύμητη μετατόπιση φάσης. Μετατόπιση φάσης μπορεί επίσης να προκαλέσει ένα εξωτερικό δίκτυο ανάδρασης που περιέχει παθητικά L ή C στοιχεία.

Αν λοιπόν π.χ. στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία που εισάγει ήδη μια μετατόπιση φάσης 180° , το εξωτερικό δίκτυο ανάδρασης εισάγει μία επιπρόσθετη μετατόπιση φάσης άλλων 180° , τότε δημιουργείται η συνθήκη αναγεννητικής ανάδρασης που οδηγεί τον τελεστικό ενισχυτή σε ταλάντωση (αστάθεια). Μια μετατόπιση φάσης 180° επίσης μπορεί να προκληθεί από ένα ενεργό δίκτυο που αποτελείται από ένα περιττό αριθμό βαθμίδων που περιέχουν *transistor* σε συνδεσμολογία κοινού-εκπομπού.

Αν δεν υπάρχει δίκτυο B , όταν ένας ενισχυτής υψηλού κέρδους λειτουργεί σε ανοικτό βρόχο, η υπαρκτή παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ των τμημάτων του κυκλώματος μπορεί να είναι αρκετή για να δώσει τις συνθήκες για αυτο-ταλάντωση. Πολλοί IC ενισχυτές δεν μπορούν να λειτουργήσουν σε ανοικτό βρόχο παρά μόνο με ανάδραση. Ένας τρόπος για τον έλεγχο της σταθερότητας του κυκλώματος, περιλαμβάνει σχεδίαση του BA σε πολικές συντεταγμένες. Το μέτρο αυτής της ποσότητας εξετάζεται όταν υπάρχει επιπρόσθετη μετατόπιση φάσης 180° .

Σύμφωνα με το κριτήριο του *Nyquist*, θα υπάρχουν ταλαντώσεις αν ο γεωμετρικός τόπος του $-BA$ περικλείει το σημείο $(-1, 0)$.

2.4. ΑΝΑΛΥΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Όταν ικανοποιείται η συνθήκη πολύ μεγάλου κέρδους ανοικτού βρόχου του τελεστικού ενισχυτή μπορούμε να αναλύσουμε τη λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή μέσα σε ένα κύκλωμα, κάνοντας ορισμένες απλοποιήσεις έτσι ώστε να προκύπτει άμεσα το κέρδος του τελεστικού με ανάδραση.

Αναφερόμενοι στο Σχήμα 2.4(α) και εξετάζοντας την κατάσταση στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, ονομάζουμε την τάση που υπάρχει σ' αυτόν τον ακροδέκτη e_i . Η τάση εξόδου v_o μπορεί τότε να θεωρηθεί ότι είναι η τάση που προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό της τάσης e_i επί το κέρδος ανοικτού βρόχου:

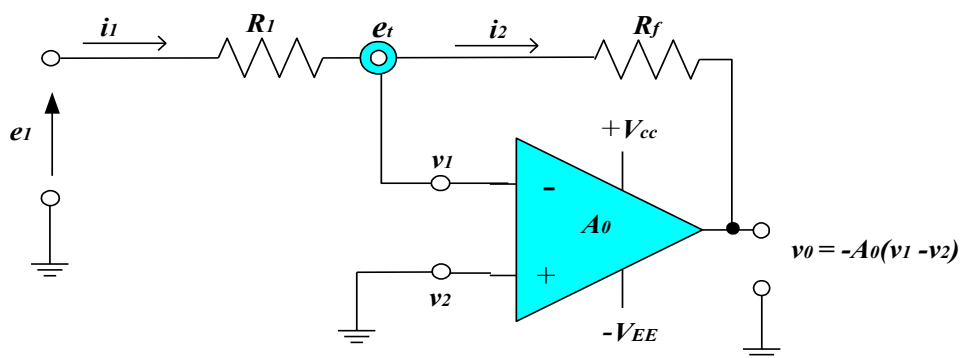
$$v_o = -A_o (e_i)$$

$$\text{οπότε : } e_i = -\frac{v_o}{A_o} \quad (2.21)$$

Από εδώ μπορεί να φανεί ότι όσο το κέρδος ανοικτού βρόχου (A_o) γίνεται μεγαλύτερο, το e_i γίνεται σταδιακά μικρότερο, έτσι ώστε το e_i να προσεγγίζει στο μηδέν καθώς το A_o προσεγγίζει το άπειρο. Συνεπάγεται τότε ότι στους πρακτικούς τελεστικούς ενισχυτές με σημαντικά μεγάλο A_o (συνήθως πολύ μεγαλύτερο από 100.000) το e_i μπορεί να θεωρηθεί πρακτικά μηδέν. Αυτό ισχύει για όλες τις τιμές της τάσης εισόδου, εντός της γραμμικής περιοχής λειτουργίας του ενισχυτή, εφόσον μεγαλύτερες τάσεις εισόδου συντελούν σε σημαντικά μεγαλύτερες τιμές τάσης ανάδρασης.

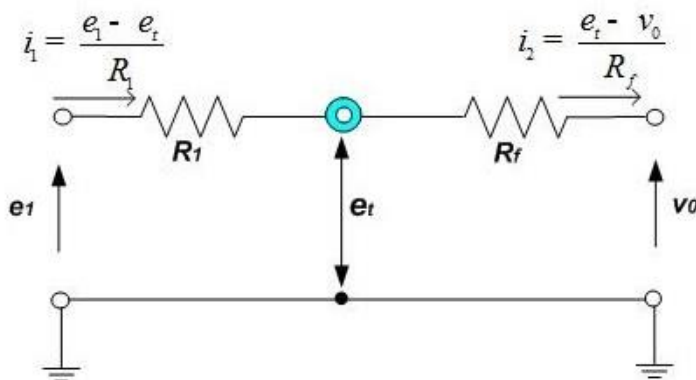
2.4.1. Κατά συνθήκη γείωση

Η προηγούμενη κατάσταση όπου η τάση e_t στον αναστρέφοντα (-) ακροδέκτη εισόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι ουσιαστικά μηδέν, είναι γνωστή σαν **κατά συνθήκη ή εικονική γείωση** (*virtual ground*), και ο χαρακτηρισμός αυτός δηλώνει ότι το εν λόγω σημείο βρίσκεται ουσιαστικά σε επίπεδο τάσης ίσο με της γείωσης, αλλά χωρίς αυτός να συνδέεται με φυσικό τρόπο με τη γείωση.



(α)

Σχήμα 2.4. (Συνεχίζεται)



(β)

Σχήμα 2.4. Επεξήγηση της κατά συνθήκη γείωσης: κύκλωμα αναστρέφουσας συνδεσμολογίας τελεστικού ενισχυτή (α) και ισοδύναμο κύκλωμα (β).

Εφόσον και οι δύο ακροδέκτες βρίσκονται πρακτικά στο ίδιο δυναμικό, μπορούμε να υποθέσουμε ότι στη πράξη δεν θα ρέει κανένα ρεύμα δια μέσου αυτών. Κάθε ρεύμα i_1 που θα έρχεται προς τον ακροδέκτη εισόδου μπορεί να θεωρηθεί ότι ρέει απ' ευθείας προς τον ακροδέκτη εξόδου σαν ρεύμα i_2 .

Η **αντίσταση εισόδου** σε ένα οποιοδήποτε κύκλωμα ορίζεται ως η (σύνθετη) αντίσταση την οποία "βλέπει" μια πηγή που συνδέεται στην είσοδό του. Υπενθυμίζεται ότι η τάση μεταξύ των (+) και (-) ακροδεκτών του τελεστικού ενισχυτή θα είναι πάντοτε $0V$, εκτός και αν ο ενισχυτής είναι σε κορεσμό. Εφ' όσον ο (+) ακροδέκτης σε αυτή τη συνδεσμολογία συνδέεται στη γείωση (είτε απ' ευθείας είτε μέσω αντίστασης), άρα και το δυναμικό του (-) ακροδέκτη θα είναι περίπου στα

0V. Είναι φανερό επομένως σε αυτή την περίπτωση ότι η αντίσταση εισόδου που βλέπει η πηγή e_1 είναι R_1 . Επομένως, αν θέλουμε να υπολογίσουμε το ρεύμα εισόδου θα πρέπει να θεωρήσουμε ότι η αντίσταση R_1 είναι συνδεδεμένη παράλληλα με την πηγή εισόδου.

Δηλαδή η εξίσωση για την αντίσταση εισόδου θα είναι:

$$\text{Αντίσταση εισόδου} = Z_i = R_1$$

Η παραπάνω σχέση ισχύει γενικότερα και για την περίπτωση που η R_1 δεν είναι απλά ωμική αντίσταση αλλά σύνθετη. Αυτό μπορεί να συμβεί αν στη θέση της R_1 υπάρχει συνδυασμός π.χ. πυκνωτή-αντίστασης. Το γεγονός ότι ο ακροδέκτης (-) βρίσκεται σε κατά συνθήκη γείωση (0V), σε συνδυασμό με το γεγονός της πολύ υψηλής αντίστασης εισόδου που παρουσιάζουν οι τελεστικοί ενισχυτές (όπως αναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο αν ο ενισχυτής είναι κατασκευασμένος με *transistors* τύπου *FET* ή *MOSFET* η αντίσταση εισόδου του μπορεί να είναι στην τάξη των $10^{10} - 10^{12}\Omega$), διευκολύνει πολύ και τον υπολογισμό του ρεύματος εισόδου. Αν λοιπόν θεωρήσουμε την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή πρακτικά άπειρη, τότε προς το εσωτερικό του θα ρέει μηδενικό ρεύμα και επομένως όλο το ρεύμα που δημιουργεί η τάση εισόδου θα φεύγει προς την R_f . Άρα το ρεύμα εισόδου θα είναι:

$$i_1 = i_2 = \frac{v_o}{R_f}$$

2.4.2. Αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή

Χρησιμοποιώντας αυτή την ιδέα, μπορούμε εύκολα να φθάσουμε στη σχέση για το κέρδος του κύκλωματος. Εδώ μπορούμε να εξισώσουμε τα ρεύματα i_1 και i_2 ως ακολούθως :

$$i_1 = \frac{e_1 - e_t}{R_1} = i_2 = \frac{e_t - v_o}{R_f} \quad (2.22)$$

και με: $e_t = 0$,

$$\frac{e_1}{R_1} = -\frac{v_o}{R_f} \quad (2.23)$$

Η παραπάνω εξίσωση, που είναι πολύ σημαντική, δείχνει ότι στην **αναστρέφουσα** συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή (Σχήματα 2.4(α) και 2.5(α)), μπορούμε να καθορίσουμε το κέρδος του (ενίσχυσή του) με την επιλογή του λόγου των δύο αντιστάσεων R_f και R_1 . Το αρνητικό πρόσημο δείχνει ότι υπάρχει μια αντιστροφή φάσης 180° του σήματος στην έξοδο σε σχέση με την είσοδο.

Αν την εξίσωση 2.23 την ξαναγράψουμε ως εξής :

$$A_f = \frac{v_o}{e_1} = -\frac{R_f}{R_1} = \alpha \Rightarrow v_o = \alpha e_1 \quad (2.23.a)$$

τότε μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το κύκλωμα του Σχήματος 2.4(α) μπορεί να **πολλαπλασιάσει** μια αναλογική τάση εισόδου e_1 επί ένα σταθερό αριθμό α . Αν το $\alpha > 1$ το κύκλωμα είναι ενισχυτής, αν $\alpha = 1$ το κύκλωμα λειτουργεί σαν απομονωτής (buffer) και θα εξηγηθεί αργότερα και αν $\alpha < 1$ το κύκλωμα λειτουργεί σαν εξασθενητής τάσης.

Στην πράξη, στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία των τελεστικών ενισχυτών και προκειμένου να εξουδετερώσουμε την επίδραση του παραμένουτος ρεύματος εισόδου (input offset current) και της παραμένουσας τάσης εισόδου (input offset voltage), τον θετικό ακροδέκτη δεν τον γειώνουμε απ' ευθείας αλλά μέσω αντίστασης ίσης με τον παράλληλο συνδυασμό των R_1 και R_f (Σχήμα 2.5(α)) και χρησιμοποιώντας κατάλληλα τροφοδοτούμενο ποτενσιόμετρο, αντίστοιχα.

Αντίστοιχη συνδεσμολογία για την εξουδετέρωση της επίδρασης του παραμένουτος ρεύματος και της παραμένουσας τάσης στην μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία, την οποία θα εξετάσουμε αμέσως παρακάτω, δείχνεται στο Σχήμα 2.5 (β).

Στη γενικότερη περίπτωση το κέρδος τάσης του κυκλώματος είναι συνάρτηση της συχνότητας. Εφόσον οι R_f και R_1 είναι καθαρά ωμικές αντιστάσεις μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το κέρδος είναι ανεξάρτητο της συχνότητας όσο η συχνότητα του σήματος μας είναι κάτω από κάποιο όριο, όπως δείχνεται στο Σχήμα 2.6. Σε υψηλότερες συχνότητες το κέρδος πέφτει και ισχύουν όσα προαναφέρθηκαν για τη συμπεριφορά του τελεστικού ενισχυτή σε συνδεσμολογία ανοικτού βρόχου.

Αν οι R_f και R_1 γίνουν σύνθετες αντιστάσεις Z_f και Z_1 η παραπάνω ανάλυση ισχύει και πάλι, και το κέρδος δίνεται από αντίστοιχη σχέση:

$$A_f = - \frac{Z_f}{Z_1} \quad (2.24)$$

Παράδειγμα 2.1. Υποθέστε ότι στον τελεστικό του Σχήματος 2.4(α) έστω $R_f = 100k\Omega$, $R_1 = 10k\Omega$ και $e_1 = 1V$. Υπολογίστε τα i_1 , i_2 , v_o και A_f .

Από σχέση (2.23)

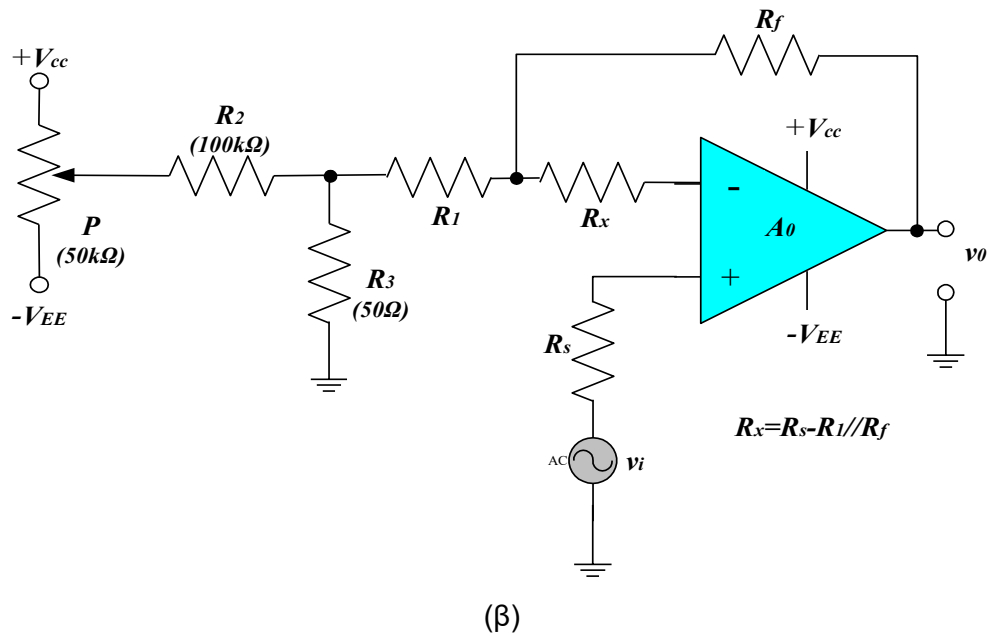
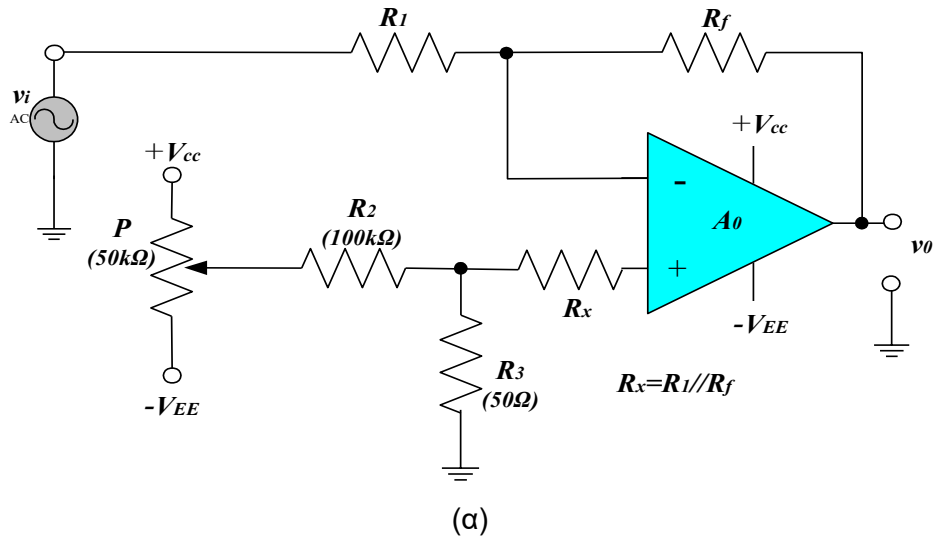
$$i_1 = \frac{e_1}{R_1} = \frac{1V}{10k\Omega} = 0.1mA = i_2$$

και

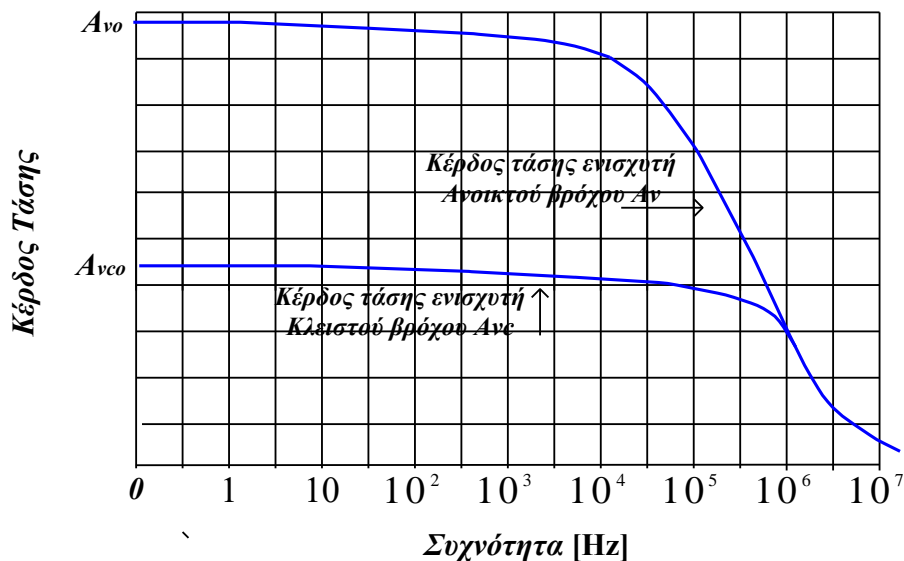
$$v_o = - \frac{R_f}{R_1} e_1 = - \frac{100k\Omega}{10k\Omega} (1V) = - 10V$$

και

$$A_f = \frac{v_o}{e_1} = \frac{-10V}{1V} = -10$$



Σχήμα 2.5. Τεχνική για εξάλειψη της επίδρασης του παραμένουτος ρεύματος εισόδου και της παραμένουσας τάσης εισόδου, στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία (α) και στη μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία (β).



Σχήμα 2.6. Κέρδος τάσης τελεστικού ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας για ανοικτό και κλειστό βρόχο.

2.4.3. Εφαρμογή AC τάσης στον αναστρέφοντα ενισχυτή

Στο Σχήμα 2.7 δείχνεται η περίπτωση εφαρμογής ενός AC σήματος τάσης v_i στην αναστρέφουσα είσοδο ενός τελεστικού ενισχυτή με ανάδραση (αναστρέφουσα συνδεσμολογία). Για την θετική ημιπερίοδο του σήματος η πολικότητα της τάσης και των ρευμάτων είναι όπως αυτή του Σχήματος 2.4(α) και η τάση εξόδου αρνητική, ενώ για την αρνητική ημιπερίοδο οι αντίθετες.

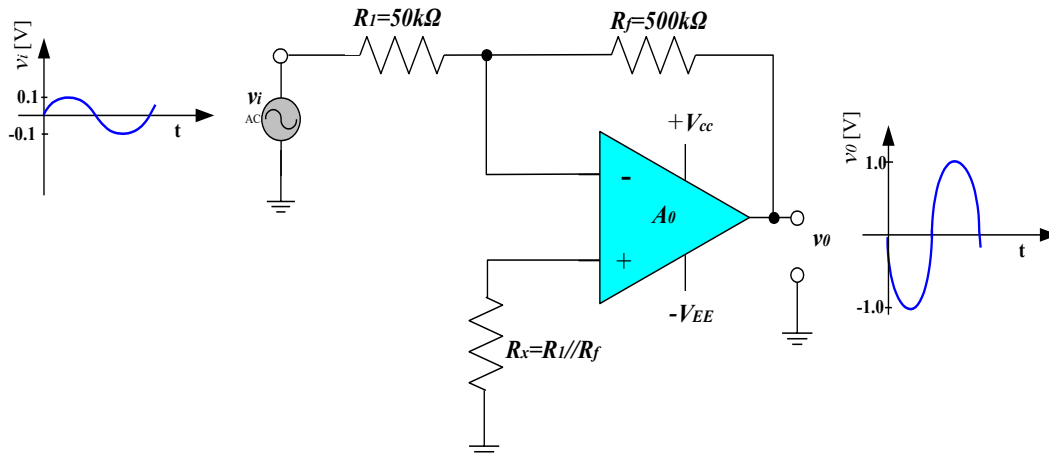
Η κυματομορφή εξόδου συνεπώς είναι μία ενισχυμένη κατά $A_f = -R_f/R_1$ φορές της κυματομορφής εισόδου και έχει μετατοπιστεί κατά 180° σε σχέση με την είσοδο. Οι σχέσεις (2.22), (2.23) και (2.24) ισχύουν και πάλι, ενώ η μορφή της κυματομορφής παραμένει η ίδια με την προϋπόθεση ότι ο ενισχυτής δεν μπαίνει σε κορεσμό.

Παράδειγμα 2.2. Για το κύκλωμα του Σχήματος 2.7 έχουμε: $R_f = 500\text{k}\Omega$, $R_1 = 50\text{k}\Omega$. Υπολογίστε το κέρδος τάσης. Αν το σήμα εισόδου είναι $V_{p-p} = 0.2\text{V}$ ποια είναι η τάση εξόδου κορυφής;

$$A_f = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{500\text{k}\Omega}{50\text{k}\Omega} = -10$$

$$\text{Τάση εξόδου από κορυφή σε κορυφή: } v_o = -\frac{R_f}{R_1} v_i = A_f v_i = -10 (0.2\text{V}) = -2.0\text{V}$$

Η συχνότητα του σήματος εξόδου είναι **ίδια** με της εισόδου, ενώ η φάση θα έχει μετατοπιστεί κατά 180° .



Σχήμα 2.7. Αναστρέφων ενισχυτής με AC σήμα εισόδου.

2.4.4. Μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή

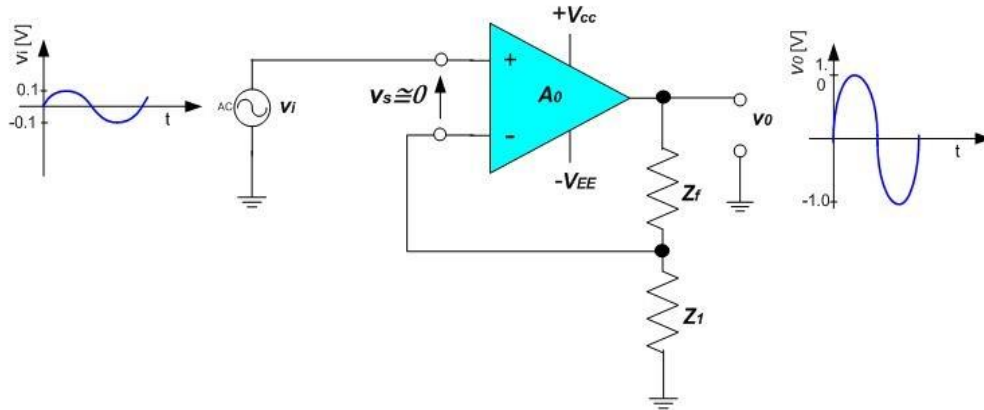
Στο επόμενο Σχήμα 2.8 δείχνεται η **μη-αναστρέφουσα** συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή σαν ενισχυτή. Αυτό σημαίνει ότι η τάση εξόδου v_o έχει την ίδια πολικότητα με την τάση εισόδου v_i . Με ανάλυση παρόμοια με τον αναστρέφοντα ενισχυτή μπορούμε να βρούμε ότι το κέρδος του δίνεται τώρα από τη σχέση :

$$A_f = A_{VCL} = \frac{v_o}{v_i} = 1 + (Z_f / Z_1) = (1 + (R_f / R_1)) \quad (2.25)$$

Όπου οι $Z_1 = R_1$ και $Z_f = R_f$, εδώ υποτίθενται καθαρά ωμικές αντιστάσεις αλλά όπως και στα προηγούμενα, οι ίδιες ακριβώς σχέσεις ισχύουν και στην περίπτωση όπου οι Z_1 και Z_f είναι σύνθετες αντιστάσεις. Όπως προκύπτει από το Σχήμα 2.8, η προς ενίσχυση τάση δίνεται τώρα στη μη-αναστρέφουσα είσοδο, ενώ ένα ποσοστό της τάσης εξόδου ανατροφοδοτείται στην αναστρέφουσα είσοδο. Και οι δυο είσοδοι εδώ βρίσκονται σε τάση v_i .

Η παραπάνω σχέση, (2.24) που αφορά το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή (T.E.) στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία, καθώς και η (2.25) που αφορά το κέρδος του στη μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία, προέκυψαν με την παραδοχή ότι το κέρδος του απ' ευθείας κλάδου του A_0 (ή το κέρδος ανοικτού βρόχου) είναι πρακτικά πολύ μεγάλο που να τείνει στο άπειρο. Στην πραγματικότητα το κέρδος είναι πράγματι ένας πολύ μεγάλος αριθμός. Το αποτέλεσμα της μη ύπαρξης άπειρου κέρδους μπορεί να φανεί από τις παρακάτω σχέσεις.

Η σχέση που συνδέει το κέρδος ανοικτού βρόχου του τελεστικού A_0 με το κέρδος του κλειστού βρόχου (με ανάδραση) είναι για μεν την αναστρέφουσα συνδεσμολογία:



Σχήμα 2.8. Συνδεσμολογία μη-αναστρέφοντα τελεστικού ενισχυτή.

$$A_{VC}(\text{Anastr. Sund.}) = \frac{-Z_f/Z_1}{1 + 1/A_0 + Z_f/A_0 Z_1}$$

ενώ για τη μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία:

$$A_{VC}(\text{Mh- An. Sund.}) = \frac{1 + Z_f/Z_1}{1 + 1/A_0 + Z_f/A_0 Z_1}$$

οι αριθμητές των παραπάνω σχέσεων είναι τα ιδανικά κέρδη των δύο βασικών συνδεσμολογιών του Τ.Ε. Είναι φανερός από αυτές τις σχέσεις ο ρόλος του κέρδους ανοικτού βρόχου του Τ.Ε. A_0 στην προσέγγιση της ιδανικής συμπεριφοράς όσο αυτό τείνει προς το άπειρο.

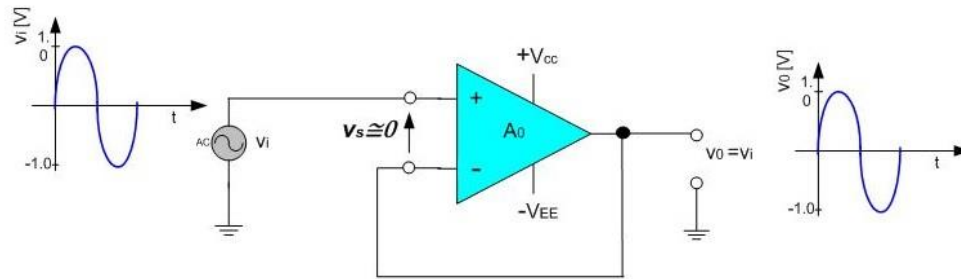
Σαν παράδειγμα ας υποθέσουμε ότι έχουμε έναν Τ.Ε σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία με τιμές αντιστάσεων τέτοιες ώστε: $Z_f/Z_1 = 100$ και $A_0 = 1000$. Η παραπάνω εξίσωση γίνεται:

$$A(\text{Anastr. συνδ.}) = \frac{-100}{1 + \frac{1}{1000} + \frac{100}{1000}} = \frac{-100}{1.101} = -90.83$$

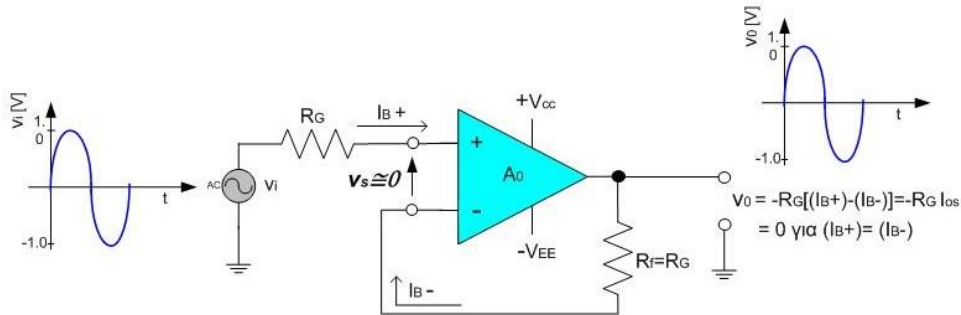
ενώ αν το A_0 μεταβληθεί από 1000 σε 10000 το A_{VC} θα γίνει $A_{VC} = -99.00$ και αν το A_0 μεταβληθεί σε 100000, $A_{VC} = -99.899$

2.4.5. Ακολουθητής τάσης (Voltage follower)

Ο ακολουθητής τάσης είναι μια ειδική περίπτωση της μη-αναστρέφουσας συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή, όπου $R_1 \rightarrow \infty$ και $R_f = 0$ (βλ. Σχήμα 2.9(α)). Στον ακολουθητή τάσης, από τη σχέση 2.25 με τις παραπάνω τιμές, προκύπτει ότι η τάση εξόδου ισούται ακριβώς με την τάση εισόδου, δηλ. $v_o = v_i$. Εύλογα λοιπόν θα αναρωτηθεί κανείς τότε γιατί χρησιμοποιείται! Η απάντηση είναι, ότι ένας τελεστικός με αυτή τη συνδεσμολογία έχει αντίσταση εισόδου $Z_i \cong \infty$ και αντίσταση εξόδου $Z_o \cong 0$ οπότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ένα άριστο κύκλωμα απομόνωσης (*buffer*), μεταξύ του σήματος της πηγής και του φορτίου, προκειμένου να αποφύγουμε ανεπιθύμητα φαινόμενα υπερφόρτωσης μιας βαθμίδας από την επόμενη της.



(α)



(β)

Σχήμα 2.9. Ακολουθητής τάσης. Με μηδενική αντίσταση ανάδρασης (α) και με αντίσταση για την εξισορρόπηση των ρευμάτων εισόδου (β).

Για να εξισορροπήσουμε τα ρεύματα εισόδου στον ακολουθητή τάσης, θα πρέπει να λάβουμε υπόψη μας τη διαφορά που υπάρχει μεταξύ των ρευμάτων I_{B-} και I_{B+} λόγω της παρουσίας της εσωτερικής αντίστασης της πηγής R_G . Γι' αυτό το λόγο πρέπει να βάλουμε στην ανάδραση μια αντίσταση $R_f = R_G$ ώστε να μην έχουμε παραμένονσα τάση στην έξοδο (Σχήμα 2.9(β)).

2.5. ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΕΣ ΜΕ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή με τη χρήση των τελεστικών ενισχυτών μπορούμε να υλοποιήσουμε ένα πλήθος βασικών αριθμητικών λειτουργιών όπως είναι η άθροιση, η αφαίρεση, ο πολλαπλασιασμός, η διαίρεση, η λογαρίθμηση κ.ά. Τα κυκλώματα αυτά χρησιμοποιούνται ευρύτατα σήμερα σε πάρα πολλές εφαρμογές κυρίως στον αυτόματο έλεγχο, στις τηλεπικοινωνίες, στα όργανα μέτρησης κ.ά. Είδαμε ήδη, πως η αναστρέφουσα συνδεσμολογία ενός τελεστικού ενισχυτή ισοδυναμεί με κύκλωμα πολλαπλασιασμού μιας αναλογικής τάσης επί έναν αρνητικό αριθμό, μεγαλύτερο, ίσο, ή μικρότερο της μονάδας, ενώ η μη-αναστρέφουσα επί ένα θετικό αριθμό. Θα δούμε τώρα κυκλώματα που υλοποιούν διάφορες άλλες λειτουργίες.

2.5.1. Κύκλωμα αθροιστή

Ο τελεστικός ενισχυτής με τη συνδεσμολογία του Σχήματος 2.10 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την άθροιση πολλών αναλογικών σημάτων, χωρίς να υπάρχει αλληλοεπίδραση μεταξύ των πηγών που δημιουργούν αυτά τα σήματα. Για τον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή και θεωρώντας ότι στην είσοδο (-) του τελεστικού ενισχυτή έχουμε την κατά συνθήκη γείωση, δηλαδή δυναμικό περίπου "μηδέν", θα έχουμε: $i_2 = i_1 = i_{11} + i_{12} + \dots + i_{1n}$ ή αν πάρουμε το νόμο του Ohm:

$$i_1 = i_2 = -\frac{v_0}{R_f} \quad \text{ή}$$

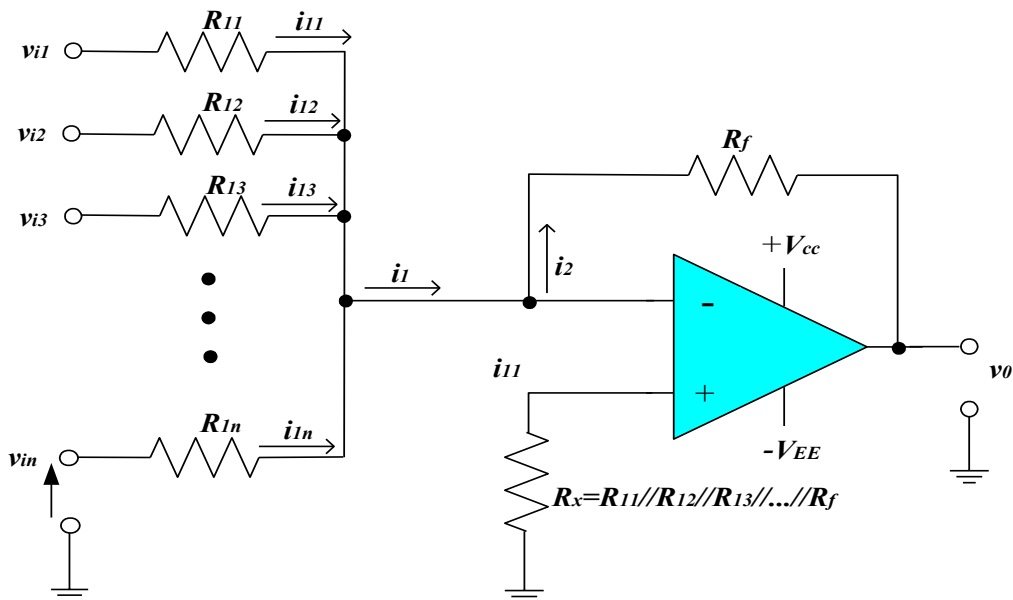
$$v_0 = -\left[\frac{R_f}{R_{11}} v_{i1} + \frac{R_f}{R_{12}} v_{i2} + \dots + \frac{R_f}{R_{1n}} v_{in}\right] \quad (2.26)$$

Η αντίσταση ανάδρασης R_f είναι κοινή, αλλά μπορούμε να καθορίσουμε τη συνεισφορά (βαρύτητα) του κάθε όρου στο άθροισμα, επιλέγοντας κατάλληλη τιμή για τις $R_{11}, R_{12}, \dots, R_{1n}$.

Για $R_{11} = R_{12} = \dots = R_f$ έχουμε :

$$v_0 = -(v_{i1} + v_{i2} + \dots + v_{in}) \quad (2.27)$$

Η παραπάνω εξίσωση υποδηλώνει ότι το κύκλωμα του Σχήματος 2.10 λειτουργεί σαν **αθροιστής αναλογικών τάσεων** που εφαρμόζονται στις εισόδους του. Μάλιστα επιλέγοντας διαφορετικές τιμές αντιστάσεων $R_{11}, R_{12}, \dots, R_{1n}$, μπορούμε να ορίσουμε και διαφορετικές βαρύτητες για την κάθε τάση εισόδου ξεχωριστά. Ακόμα, δεδομένου ότι δεν κάναμε καμία υπόθεση για το είδος των τάσεων εισόδου, αυτές μπορεί να έχουν οποιαδήποτε μορφή, δηλαδή να είναι είτε AC είτε DC. Με τη χρήση του παραπάνω κυκλώματος μπορούμε π.χ. να προσθέσουμε, ή να αφαιρέσουμε μια DC συνιστώσα σε ένα εναλλασσόμενο σήμα.



Σχήμα 2.10. Κύκλωμα αθροιστή αναλογικών τάσεων.

2.5.2. Κύκλωμα ολοκληρωτή

Είδαμε στην ενότητα 2.4.2, στη γενική περίπτωση ενός αναστρέφοντα ενισχυτή με σύνθετες αντιστάσεις απ' ευθείας κλάδου και ανάδρασης, Z_1 και Z_f , ότι το κέρδος δίνεται από τη σχέση :

$$A = - \frac{Z_f}{Z_i} \quad (2.28)$$

Η παραπάνω σχέση ισχύει οποιαδήποτε και αν είναι η φύση των αντιστάσεων Z_1 και Z_f (π.χ. καθαρά ωμική ή ωμική-επαγωγική κ.λπ.). Έστω λοιπόν ότι η σύνθετη αντίσταση Z_1 είναι καθαρά ωμική και η Z_f χωρητική. Αν ο τελεστικός ενισχυτής του Σχήματος 2.11 είναι ιδανικός θα έχουμε και πάλι $i_1 = i_2$, όπου: $i_1 = v_i/R$ είναι το ρεύμα εισόδου και $i_2 = dq/dt$, όπου $q = -Cv_o$ παριστάνει το φορτίο του πυκνωτή.

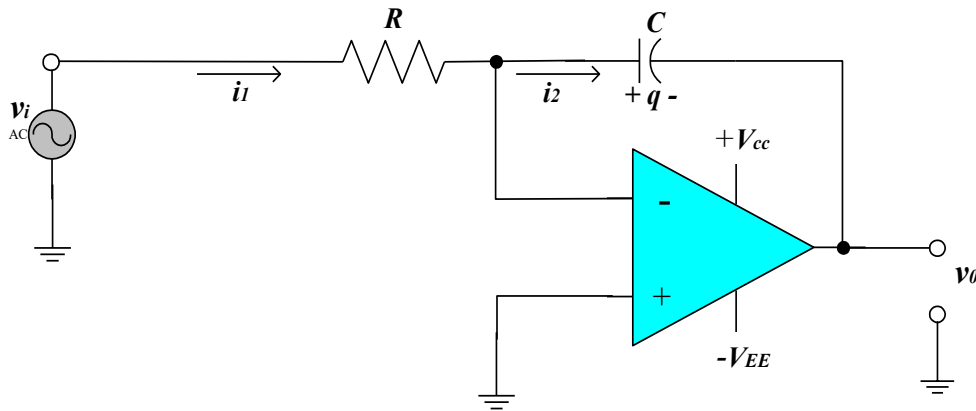
Επομένως :

$$\frac{v_i}{R} = -C \frac{dv_o}{dt}$$

$$\text{ή} \quad v_o = -\frac{1}{RC} \int v_i dt \quad (2.29)$$

η οποία δηλώνει την ιδιότητα ολοκλήρωσης που έχει το κύκλωμα αυτό. Εναλλακτικά η παραπάνω σχέση μπορεί να ληφθεί και από την εξίσωση (2.28) αν θέσουμε (με μετασχηματισμό Laplace) $Z_1 = R$ και $Z_f = 1/sC$ και ξαναγράψουμε την (2.28):

$$v_o = \begin{bmatrix} -1 \\ RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix} v_i \quad (2.30)$$

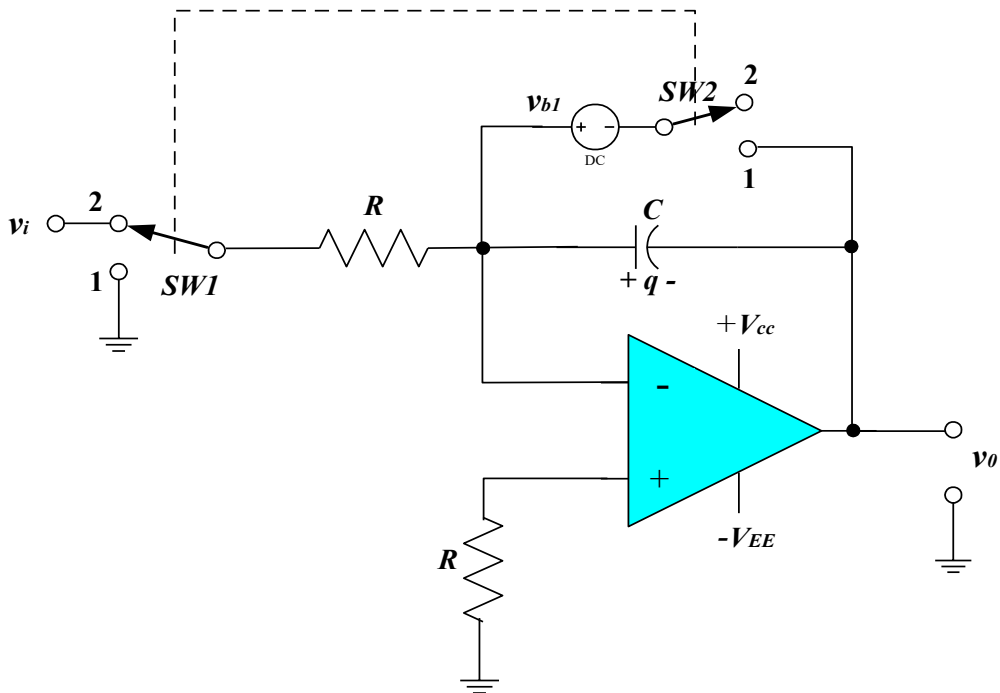


Σχήμα 2.11. Κύκλωμα ολοκληρωτή αναλογικών τάσεων.

όπου οι τάσεις v_o , v_i είναι συναρτήσεις της μιγαδικής μεταβλητής $s = j\omega$ στο πεδίο της συχνότητας.

Ένα τυπικό κύκλωμα ολοκληρωτή που έχει τη δυνατότητα να λαμβάνει υπόψη και αρχικές συνθήκες δείχνεται στο Σχήμα 2.12 όπου οι διακόπτες SW1 και SW2 είναι γεφυρωμένοι. Όταν αυτοί βρίσκονται στη θέση 1, η είσοδος είναι μηδέν και ο πυκνωτής C φορτίζεται στη τάση V_{b1} θέτοντας μια αρχική συνθήκη $v_{o0} = -V_{b1}$ που χρειάζεται ορισμένες φορές.

Με τον διακόπτη στη θέση 2, η έξοδος του ενισχυτή θα γίνει $v_{o0} + v_o$, όπου v_o θα δίνεται από την εξίσωση (2.29).



Σχήμα 2.12. Τυπική διάταξη ολοκληρωτή με δυνατότητα συνυπολογισμού και αρχικών συνθηκών.

2.5.3. Κύκλωμα διαφοριστή

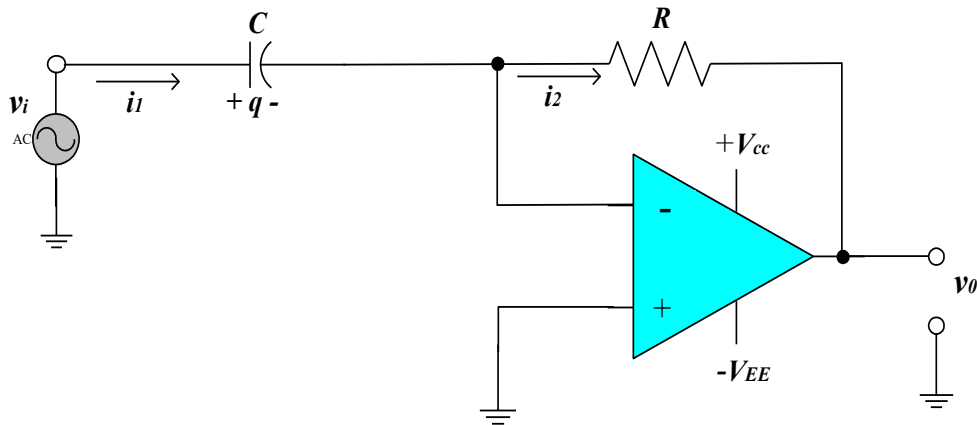
Για αυτή τη μαθηματική λειτουργία χρησιμοποιούμε πυκνωτή στη θέση της Z_1 και ωμική αντίσταση στη θέση της Z_f (Σχήμα 2.13). Σ' αυτή την περίπτωση έχουμε:

$$i_1 = dq/dt = Cdv_i/dt, i_2 = -v_o / R, \text{ και αν } i_1 = i_2 \text{ παίρνουμε:}$$

$$v_o = -RC \frac{dv_i}{dt} \quad (2.31)$$

δηλαδή, η έξοδος v_o είναι η πρώτη παράγωγος της τάσης εισόδου v_i πολλαπλασιασμένη με έναν αρνητικό σταθερό αριθμό το $-RC$ που μπορούμε να τον καθορίσουμε εμείς. Και πάλι εναλλακτικά η παραπάνω σχέση θα μπορούσε να προκύψει από την εξ. (2.28) για $Z_1 = 1/sC$ και $Z_f = R$:

$$v_o = (-RC) sv_i$$



Σχήμα 2.13. Κύκλωμα διαφοριστή αναλογικών τάσεων.

2.5.4. Κύκλωμα λογαριθμιστή

Ο λογαριθμιστής είναι ένα μη-γραμμικό κύκλωμα και σχεδιάζεται με τη χρήση ενός μη-γραμμικού στοιχείου στη θέση της αντίστασης ανάδρασης. Αν το στοιχείο ανάδρασης R_f στο Σχήμα 2.14(α) είναι ένα *transistor*, τότε προκύπτει ένα κύκλωμα στο οποίο $v_o = K \log(v_i)$. Αυτή η συμπεριφορά μπορεί να εξηγηθεί με τη βοήθεια του Σχήματος 2.14 και με την ακόλουθη ανάλυση. Το ρεύμα συλλέκτη του *transistor* ανάδρασης είναι στην ουσία ίσο με το ρεύμα εισόδου :

$$I_C \cong \frac{V_i}{R_i} \quad (2.32)$$

Στα διπολικά *transistor* τα I_C και V_{BE} σχετίζονται εκθετικά, όπως δίνεται από την εξίσωση :

$$I_C = K_1 e^{qV_{BE}/kT} \quad (2.33)$$

Αν λοιπόν επιλεγεί ένα *transistor* που να συμπεριφέρεται όσο το δυνατόν πιο πιστά με την εξίσωση (2.33), όπου η σταθερά K_1 παριστάνει το ανάστροφο ρεύμα κορεσμού της επαφής βάση-εκπομπού, τότε εξισώνοντας την (2.32) με την (2.33) και αντικαθιστώντας το V_{BE} με το v_o , μπορούμε να πάρουμε :

$$v_o = \frac{kT}{q} \ln \frac{v_i}{R_i K_1} \quad (2.34)$$

Μια εμπειρική σχέση που συσχετίζει τα v_o και v_i είναι η εξής :

$$v_o = -0.0621 \log_{10} v_i + 0.450$$

Η παραπάνω σχέση εκφράζει τη λογαριθμική λειτουργία του κυκλώματος, όπου υπάρχει και μία παραμένουσα dc τάση που αθροίζεται, για να δώσει την τάση εξόδου. Σε πρακτικές εφαρμογές ενός λογαριθμικού ενισχυτή, είναι αναγκαίο να αντισταθμίσουμε την παραμένουσα τάση εισόδου και το παραμένον ρεύμα εισόδου του τελεστικού ενισχυτή με σκοπό να επιτύχουμε

μία ευρεία κλίμακα τιμών εισόδου για τις οποίες ισχύει η επιθυμητή σχέση. Τα αντισταθμιστικά δίκτυα δείχνονται στο Σχ. 2.14(β).

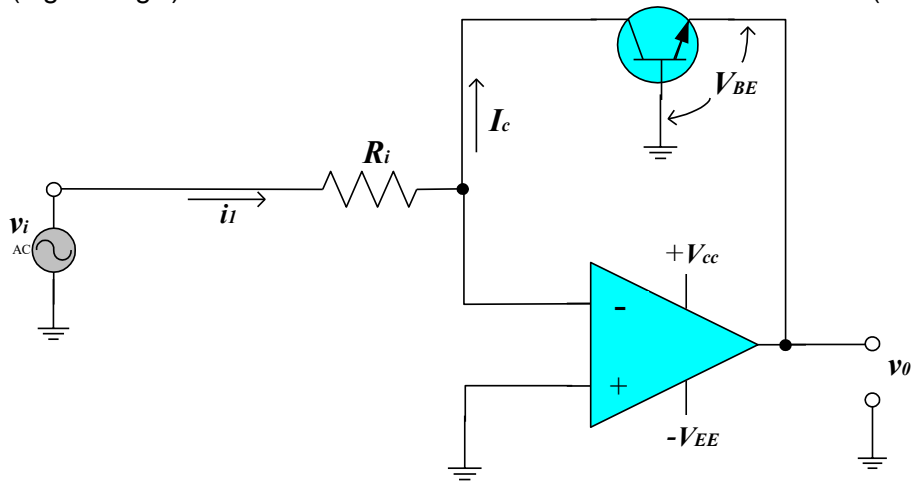
Πρέπει ακόμη να σημειωθεί ότι ένας πυκνωτής $0.1\mu F$ και μία προστατευτική διάδος συνδέονται παράλληλα με το *transistor*.

2.5.5. Αναλογικός πολλαπλασιαστής

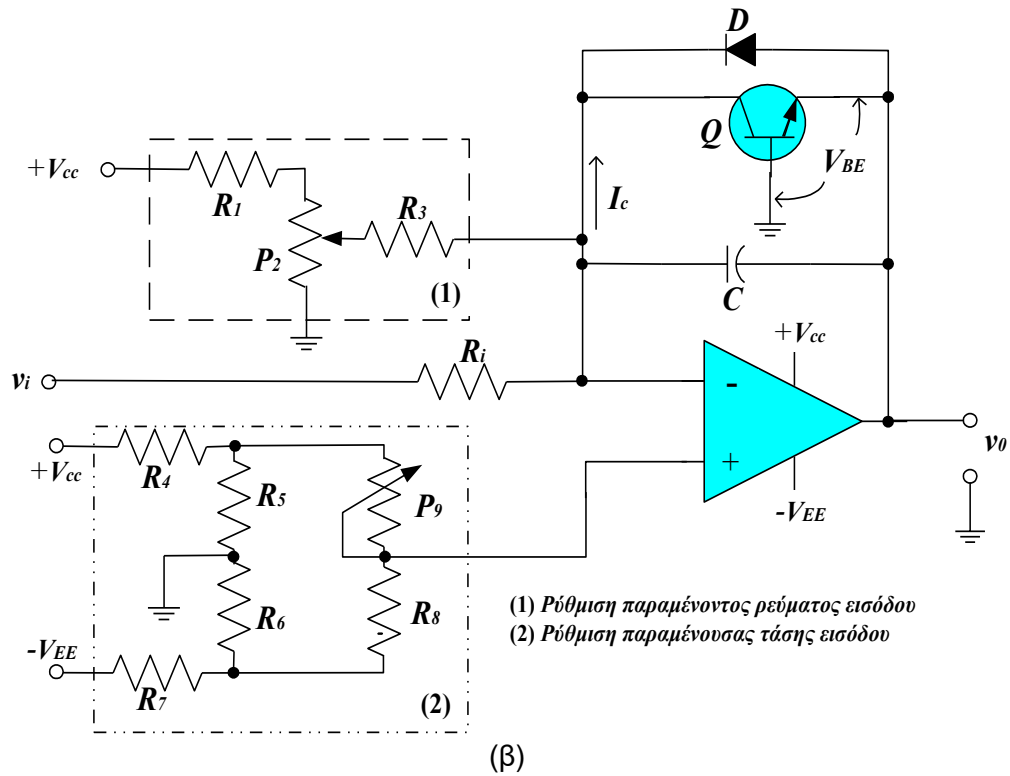
Στους αναλογικούς υπολογισμούς απαιτείται ο πολλαπλασιασμός δύο τάσεων που παριστάνουν μεταβλητές. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι για την εκτέλεση αυτής της λειτουργίας. Η μέθοδος που παρουσιάζεται εδώ χρησιμοποιεί τελεστικούς ενισχυτές. Ας υποθέσουμε ότι επιθυμούμε να σχηματίσουμε το γινόμενο $Z = XY$. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση κυκλωμάτων λογαρίθμησης. Η εξίσωση που χρησιμοποιείται για την υλοποίηση της πράξης του πολλαπλασιασμού είναι :

$\log Z = \log X + \log Y$ από όπου προκύπτει:

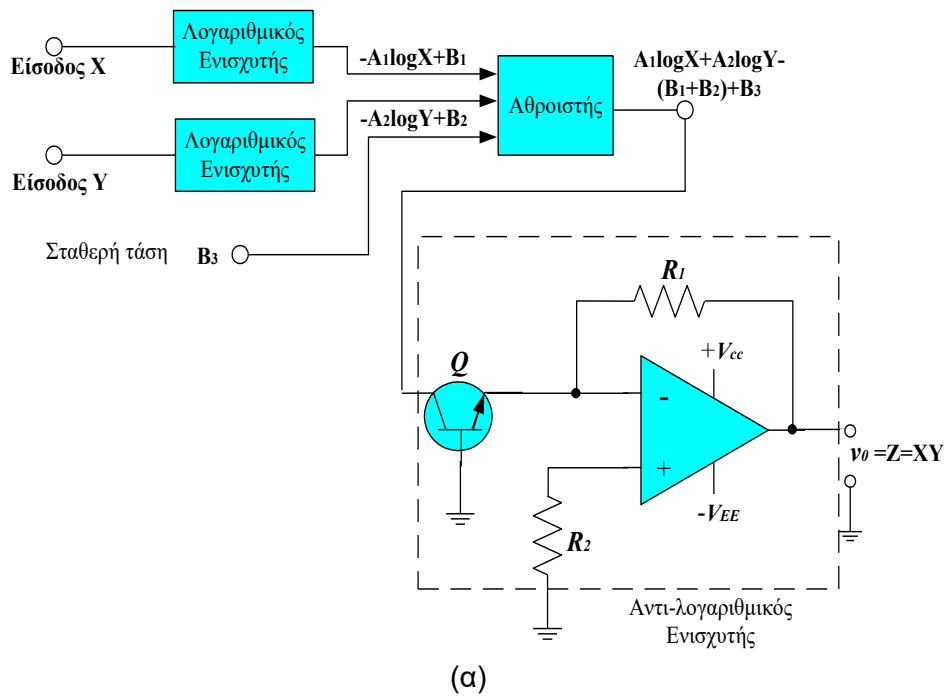
$$Z = \log^{-1} (\log X + \log Y) \quad (2.35)$$

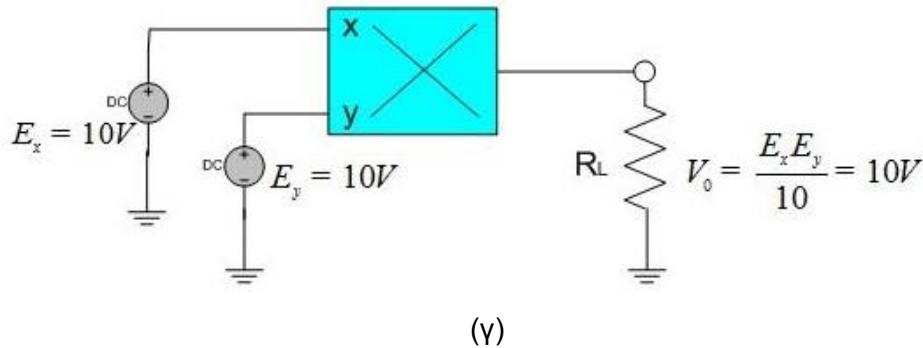
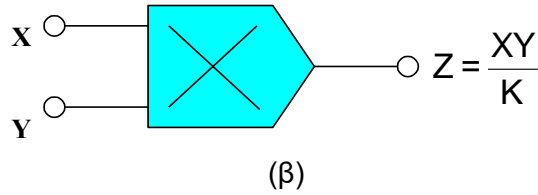


(α)



Σχήμα 2.14. Απλοποιημένο κύκλωμα για λογαριθμική λειτουργία (α) και λεπτομέρειες του κυκλώματος με τα αντισταθμιστικά δίκτυα (β).





Σχήμα 2.15. Κύκλωμα με τη χρήση λογαριθμικών ενισχυτών για αναλογικό πολλαπλασιασμό (α), Κυκλωματικό σύμβολο αναλογικού πολλαπλασιαστή (β) και Διαίρεση της εξόδου για αποφυγή κορεσμού (γ).

Αυτό σημαίνει ότι απαιτούνται τρία βήματα: 1) Παίρνουμε τους λογάριθμους των τάσεων εισόδου X και Y, 2) τους προσθέτουμε, 3) παίρνουμε τον αντιλογάριθμο του αθροίσματος.

Το σύστημα για πολλαπλασιασμό τάσεων που παριστάνουν τα X και Y δείχνεται στο Σχήμα 2.15(α). Σταθερές που έχουν σχέση με τις λειτουργίες του \log μπορούν να απομακρυνθούν κατά τη λειτουργία της πρόσθεσης, προσθέτοντας μια συνεχή τάση, όπως δείχνεται, σαν B_3 . Για να επιτευχθεί η λειτουργία αντιλογαρίθμησης, χρησιμοποιείται ένα κατάλληλα πολωμένο *transistor* κοινής βάσης σε ένα κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή, όπου το *transistor* είναι τώρα στον απ' ευθείας κλάδο και όχι στην ανάδραση.

Οι αναλογικοί πολλαπλασιαστές διατίθενται στο εμπόριο με τη μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, όπως π.χ. ο XR 2208, ο AD 533 κ.ά. Το κυκλωματικό τους σύμβολο δείχνεται στο Σχήμα 2.15(β). Ο χρόνος που απαιτείται για την εκτέλεση ενός αναλογικού πολλαπλασιασμού είναι ελάχιστος (της τάξης των *nsec*) και συνεπώς η ταχύτητα του στοιχείου αυτού είναι πάρα πολύ υψηλή.

Το μειονέκτημά τους είναι η μειωμένη ακρίβειά τους έναντι των ψηφιακών πολλαπλασιαστών. Η ακρίβειά τους όμως βελτιώθηκε σημαντικά τα τελευταία χρόνια με αποτέλεσμα ήδη να κατασκευάζονται αναλογικοί πολλαπλασιαστές με ακρίβεια ισοδύναμη με εκείνη ενός 16-bit ψηφιακού πολλαπλασιαστή. Συνήθως για να αποφευχθεί κορεσμός του πολλαπλασιαστή η έξοδός του διαιρείται δια 10 (Σχήμα 2.15(γ)).

2.5.6. Άλλες μαθηματικές λειτουργίες

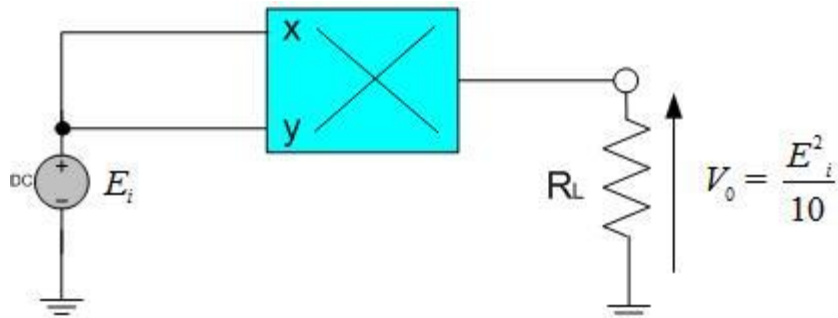
Με όσα προαναφέρθηκαν έγιναν φανερές οι δυνατότητες που παρέχει ο τελεστικός ενισχυτής στην υλοποίηση μαθηματικών λειτουργιών. Πολύ σύντομα θα περιγράψουμε μερικές ακόμη.

α) Εύρεση του τετραγώνου ενός αριθμού

Κάθε θετικός ή αρνητικός αριθμός μπορεί να υψωθεί στο τετράγωνο με τη χρήση ενός πολλαπλασιαστή όπου έχουμε βραχυκυκλώσει τις δύο εισόδους όπως δείχνεται στο Σχήμα 2.16

και εφαρμόζουμε εκεί την τάση εισόδου η οποία πρέπει να βρίσκεται μέσα σε κάποια όρια (συνήθως μεταξύ 0 και 10Volts).

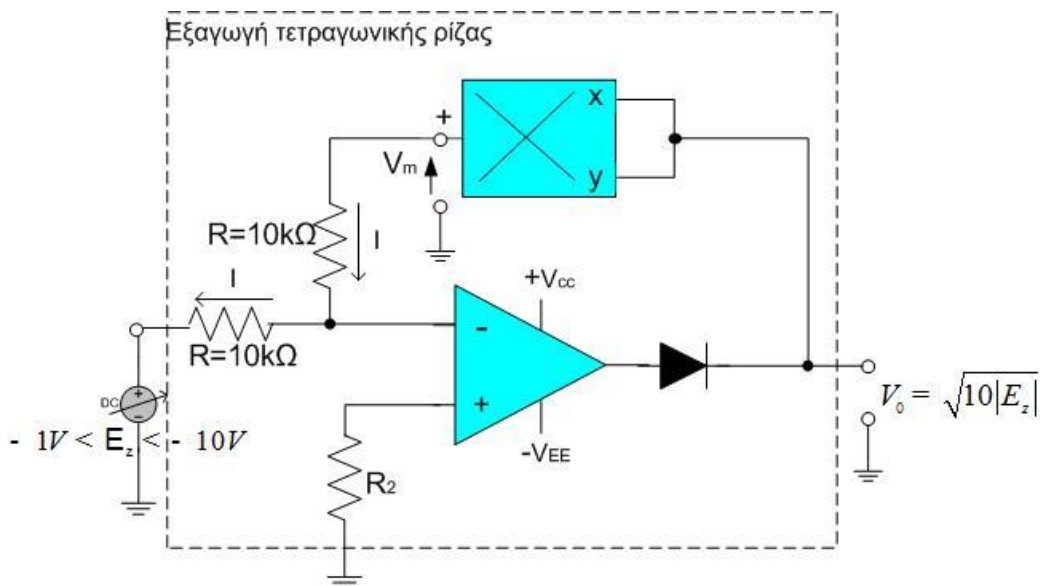
Αυτό το κύκλωμα είναι γνωστό σαν **κύκλωμα τετραγωνισμού**.



Σχήμα 2.16. Ύψωση αριθμού στο τετράγωνο.

β) Εύρεση τετραγωνικής ρίζας αριθμού

Αν ένας πολλαπλασιαστής σε συνδεσμολογία τετραγωνιστή (κύκλωμα ύψωσης μιας τάσης στο τετράγωνο), συνδεθεί στην ανάδραση ενός τελεστικού ενισχυτή όπως στο Σχήμα 2.17 τότε προκύπτει κύκλωμα εξαγωγής της τετραγωνικής ρίζας της απόλυτης τιμής του αριθμού που παριστάνει η τάση E_z :



Σχήμα 2.17. Κύκλωμα εξαγωγής τετραγωνικής ρίζας αριθμού

$$\text{Επειδή: } -E_z = V_m = \frac{V_o V_o}{10} = \frac{V_o^2}{10} \quad (2.36)$$

$$\text{και παραμελώντας το αρνητικό πρόσημο: } V_o = \sqrt{10|E_z|} \quad (2.37)$$

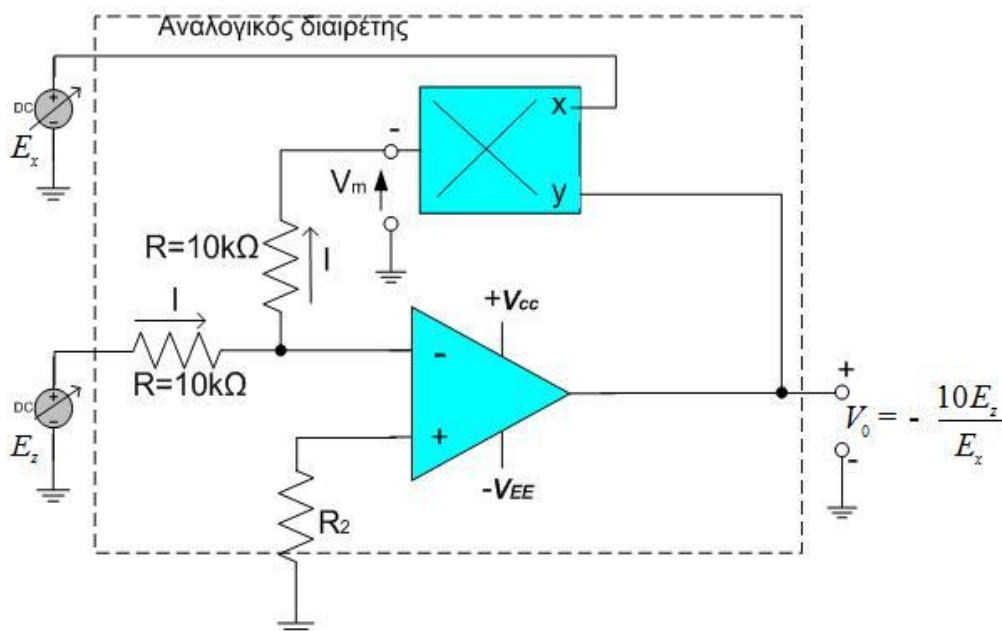
γ) Αναλογικός διαιρέτης

Με τη σύνδεση ενός αναλογικού πολλαπλασιαστή στην ανάδραση ενός τελεστικού ενισχυτή όπως στο Σχήμα 2.18, επιτυγχάνεται ο σχεδιασμός κυκλώματος που εκτελεί αναλογική διαίρεση. Εδώ η τάση εξόδου V_o (πηλίκο) πολλαπλασιαζόμενη επί την τάση εισόδου E_x (διαιρέτης), θα πρέπει να μας δίνει την δεύτερη τάση εισόδου E_z (διαιρετέος) αφού οι δύο αντιστάσεις R είναι ίσες. Θα έχουμε :

$$V_m = \frac{E_x V_o}{10}, \text{ και λόγω ισότητας των ρευμάτων } I :$$

$$E_z = -V_m = -\frac{V_o E_x}{10}$$

$$\text{και } V_o = -\frac{10E_z}{E_x} \quad (2.38)$$



Σχήμα 2.18. Αναλογικός διαιρέτης.

2.6. ΑΛΛΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Θα δούμε στη συνέχεια ορισμένες άλλες ενδεικτικές εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών. Για συνδεσμολογίες ή εφαρμογές που δεν περιγράφονται εδώ ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στη σχετική βιβλιογραφία. Μια σημαντική κατηγορία εφαρμογών είναι η χρήση των τελεστικών ενισχυτών στα ενεργά φίλτρα τα οποία θα εξετάσουμε σε χωριστό κεφάλαιο.

2.6.1. Μετατροπείας τάσης σε ρεύμα και ρεύματος σε τάση

Το κύκλωμα του Σχήματος 2.19(α) είναι ένας μετατροπείας τάσης σε ρεύμα με τη χρήση τελεστικού ενισχυτή σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία. Αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές όπου χρειάζεται να περάσουμε ένα σταθερό ρεύμα μέσα από κάποιο φορτίο και να το διατηρούμε σταθερό ανεξάρτητα από μεταβολές της αντίστασης του φορτίου ή της τάσης του φορτίου.

Αν το φορτίο δεν είναι απαραίτητο να γειωθεί στο ένα άκρο του (πλωτό φορτίο), απλά το τοποθετούμε στο βρόχο ανάδρασης ενός τελεστικού ενισχυτή όπως στο Σχήμα, εφαρμόζουμε την δεδομένη τάση εισόδου E_i στην είσοδο του κυκλώματος και επιλέγουμε την αντίσταση R_i ώστε να επιτρέπει την διέλευση του επιθυμητού ρεύματος:

$$I = \frac{E_i}{R_i} \quad (2.39)$$

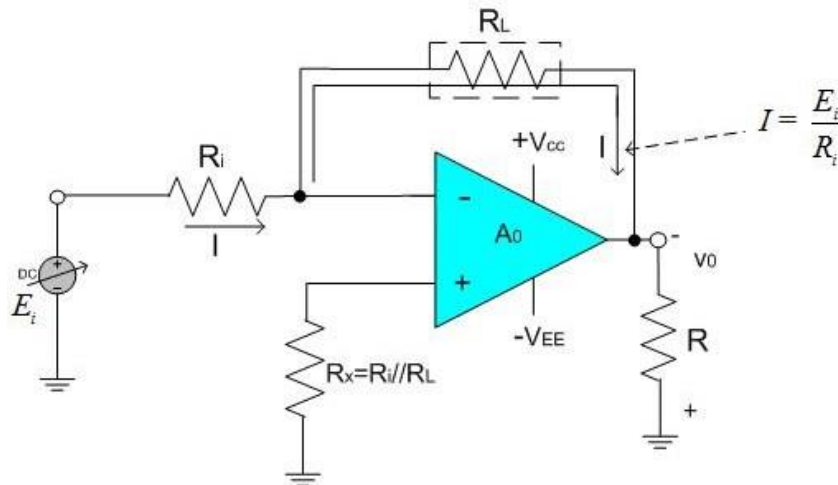
αυτό θα είναι και το ρεύμα που θα διαρρέει το φορτίο μας αφού ο τελεστικός θα ρυθμίσει κατάλληλα την τάση εξόδου του V_o έτσι ώστε από το φορτίο να περνά ρεύμα :

$$I_L = I = - \frac{V_o}{R_L} = \frac{E_i}{R_i} \quad (2.40)$$

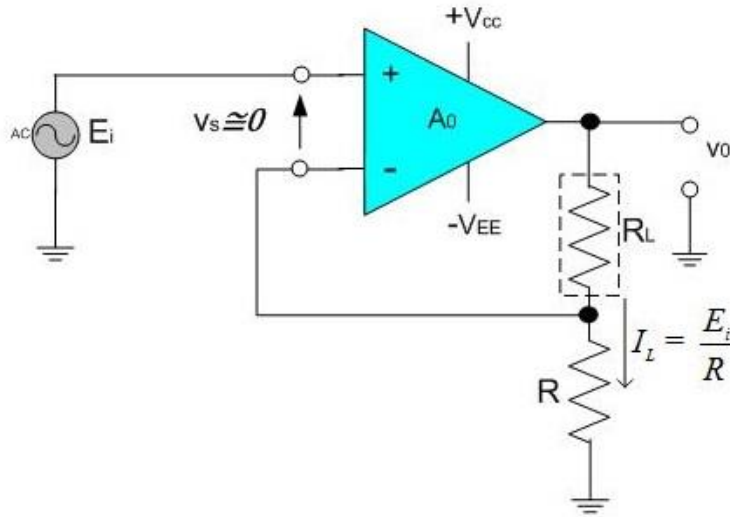
Το κύκλωμα του Σχήματος 2.19(β) είναι ένας μετατροπείας τάσης σε ρεύμα με τη χρήση τελεστικού ενισχυτή σε μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

Είναι εύκολο να φανεί ότι το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο R_L δίνεται από τη σχέση:

$$I_L = \frac{E_i}{R}$$



(α)



(β)

Σχήμα 2.19. Μετατροπέας τάσης σε ρεύμα σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία (α) και μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία (β), με “πλωτό” φορτίο.

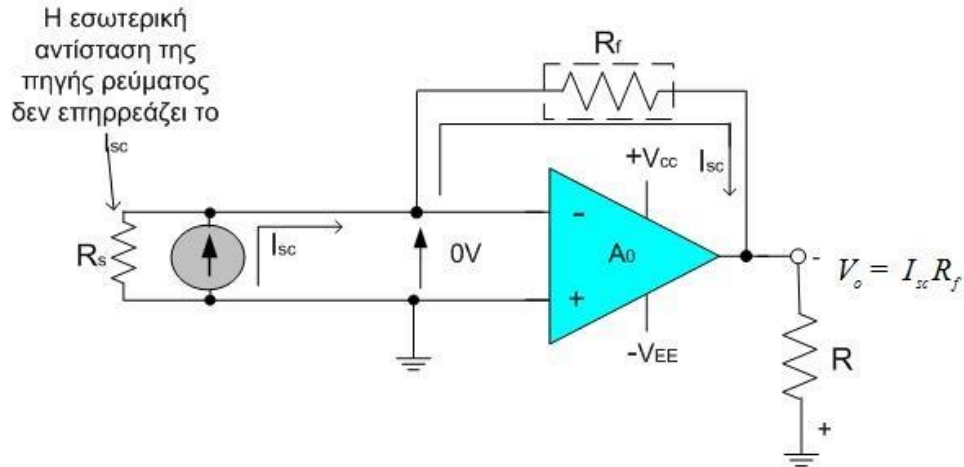
Σε πολλές πρακτικές εφαρμογές και κυρίως σε περιπτώσεις λήψης σημάτων από αισθητήρια (π.χ. από φωτοβολταϊκά στοιχεία, συσκευές αναπαραγωγής ήχου κ.λπ..) είναι απαραίτητη η χρήση μετατροπέων ρεύματος σε τάση και αυτό γιατί αυτού του είδους τα αισθητήρια μπορούν να μοντελοποιηθούν σαν μια πηγή ρεύματος παραλληλισμένη με την εσωτερική τους αντίσταση.

Ένα κύκλωμα μετατροπέα ρεύματος σε τάση όπως αυτό που δείχνεται στο Σχήμα 2.20 είναι απαραίτητο στη συνέχεια για τη μετατροπή της πληροφορίας από τη μορφή ρεύματος σε τάση. Το ρεύμα της πηγής διοχετεύεται αναγκαστικά στην αντίσταση ανάδρασης οπότε με επιλογή της τιμής της μπορούμε να καθορίσουμε την τάση εξόδου γιατί :

$$V_o = I_{sc} R_f \quad (2.41)$$

2.6.2. Διαφορικός μετατροπέας τάσης σε ρεύμα με γειωμένο φορτίο

Το κύκλωμα του Σχήματος 2.21 μπορεί να χαρακτηριστεί ως διαφορικός μετατροπέας τάσης σε ρεύμα επειδή το ρεύμα του φορτίου I_L εξαρτάται από τη **διαφορά** μεταξύ των τάσεων εισόδου E_1 και E_2 και τις αντιστάσεις R . Το I_L δεν εξαρτάται από την αντίσταση φορτίου R_L . Επομένως αν οι E_1 και E_2 είναι σταθερές, το γειωμένο φορτίο θα διαρρέεται από ένα σταθερό ρεύμα.



Σχήμα 2.20. Μετατροπéας ρεύματος σε τάση.

Το ρεύμα φορτίου μπορεί να ρέει προς κάθε κατεύθυνση, οπότε αυτό το κύκλωμα μπορεί να λειτουργήσει σαν πηγή (source) ή σαν καταδύτης (sink) ρεύματος. Το ρεύμα φορτίου μπορεί να καθοριστεί από τη σχέση:

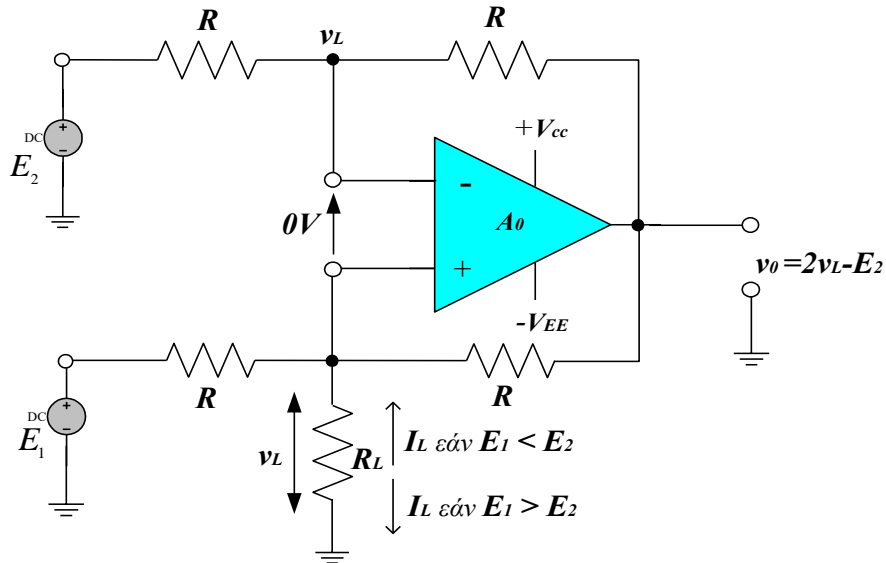
$$I_L = \frac{E_1 - E_2}{R} \quad (2.42)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να αποδειχθεί με τη χρήση του θεωρήματος της υπέρθεσης το οποίο θα περιγραφεί στη συνέχεια. Θετική τιμή για το I_L σημαίνει ότι το ρεύμα ρέει προς την γείωση ($E_1 > E_2$) και αρνητική αντίθετα ($E_1 < E_2$). Η τάση του φορτίου V_L (αλλά όχι και το I_L) εξαρτάται από την αντίσταση φορτίου R_L ως εξής :

$$V_L = I_L R_L \quad (2.43)$$

Η τάση εξόδου V_o θα πρέπει να είναι εντός των ορίων της τροφοδοσίας, όπως έχει προαναφερθεί και δίνεται από τη σχέση :

$$V_o = 2V_L - E_2 \quad (2.44)$$



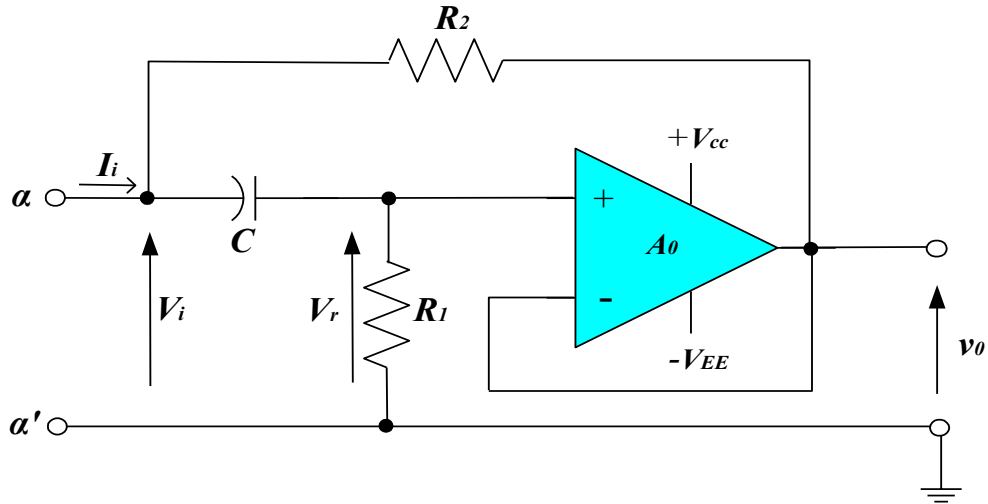
Σχήμα 2.21. Διαφορικός μετατροπέας τάσης σε ρεύμα ή πηγή σταθερού ρεύματος σε γειωμένο φορτίο.

2.6.3. Εξομοίωση επαγωγής

Στις χαμηλές συχνότητες, τα στοιχεία αυτεπαγωγής είναι ογκώδη, η κατασκευή τους στοιχίζει αρκετά και έχουν το επιπρόσθετο μειονέκτημα ότι δεν μπορούν να κατασκευαστούν σε ολοκληρωμένη μορφή. Η δυνατότητα σύνθεσης συναρτήσεων μεταφοράς τάσης που μας παρέχουν οι τελεστικοί με την επιλογή των στοιχείων Z_f και Z_i , μας επιτρέπει να υλοποιήσουμε στοιχεία με επαγωγική συμπεριφορά χωρίς τη χρήση επαγωγής. Μία άλλη λοιπόν προσέγγιση στη σχεδίαση φίλτρων είναι η εξομοίωση της επαγωγής χρησιμοποιώντας τελεστικούς ενισχυτές και δίκτυα RC.

Ας θεωρήσουμε το δίκτυο του σχήματος 2.22. Ο τελεστικός ενισχυτής είναι συνδεδεμένος σαν ακολουθητής τάσης. Η ολική τάση εξόδου V_o αναδράται στον αναστρέφοντα ακροδέκτη εισόδου που σημειώνεται με (-). Η τάση V_r τροφοδοτείται στη μη αναστρέφουσα είσοδο. Ο ακολουθητής τάσης έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

$$A_{vf} = V_o / V_r = 1, \quad Z_i \text{ υψηλή, } Z_o \text{ χαμηλή.}$$



Σχήμα 2.22. Η επαγωγή εξομοιώνεται μεταξύ των ακροδεκτών α-α'.

Θα ορίσουμε τη σύνθετη αντίσταση εισόδου στα άκρα α-α' :

$$I_i = (V_i - V_r)j\omega C + \frac{V_i - V_o}{R_2} \quad (2.45)$$

Λόγω του διαιρέτη τάσης μεταξύ C και R_1 :

$$V_r = V_i \left[\frac{R_1}{R_1 + 1/j\omega C} \right] \quad (2.46)$$

και ισχύει επίσης ότι $V_o = V_r$. Αν αυτές οι εξισώσεις λυθούν ως προς Z_i λαμβάνουμε :

$$Z_i \equiv \frac{V_i}{I_i} = \frac{R_2(R_1 R_2 C^2 \omega^2 + 1)}{1 + \omega^2 R_2^2 C^2} + \frac{j\omega R_2 C(R_1 - R_2)}{1 + \omega^2 R_2^2 C^2} \quad (2.47)$$

Η σχέση (2.47) είναι της μορφής $Z = \alpha + j\beta$. Ο πρώτος όρος είναι η πραγματική αντίσταση σειράς και ο δεύτερος είναι επαγωγικός αν $R_1 > R_2$. Ο παράγων ποιότητας Q του κυκλώματος R-L είναι :

$$Q \equiv \frac{\omega L}{R} = \frac{\omega C(R_1 - R_2)}{R_1 R_2 C^2 \omega^2 + 1} \quad (2.48)$$

Για ικανοποιητικές τιμές των L και Q, επιλέγουμε $R_1 \gg R_2$. Το μέγιστο Q ισούται με $(1/2)(R_1 / R_2)^{1/2}$, όταν $\omega = 1/[C(R_1 R_2)^{1/2}]$. Για $C = 0,1\mu\text{F}$, $R_1 = 100\text{k}\Omega$, $R_2 = 100\Omega$, και $L = 1\text{ H}$, $Q_{\max} = 15,8$ στα 505Hz. Παραλληλίζοντας τα άκρα α-α' με μια χωρητικότητα, μπορούμε να κατασκευάσουμε ένα συντονισμένο κύκλωμα.

2.6.4. Το θεώρημα της υπέρθεσης

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 2.23. Ο τελεστικός ενισχυτής είναι συνδεδεμένος σαν βασικός διαφορικός ενισχυτής με τάσεις εισόδου τις E_1 και E_2 . Η λειτουργία του σ' αυτή τη περίπτωση καθορίζεται με βάση το θεώρημα της υπέρθεσης το οποίο ορίζει ότι η τάση εξόδου είναι το αποτέλεσμα της επαλληλίας των αποτελεσμάτων που έχει η επίδραση της κάθε μιας από τις τάσεις εισόδου αν την δεύτερη από αυτές την θεωρήσουμε ίση με το 0.

Αυτό συνεπάγεται ότι η V_o θα είναι το αλγεβρικό άθροισμα της επίδρασης που έχει η E_2 αν την E_1 την θεωρήσουμε 0 και της επίδρασης που έχει η E_1 αν την E_2 την θεωρήσουμε ίση με το 0.

Συνεπώς αν θεωρήσουμε την E_1 γειωμένη ($=0$) τότε ο τελεστικός ενισχυτής είναι σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία και η τάση εξόδου που προκύπτει λόγω της E_2 θα είναι :

$$V_o' = - \frac{R_2}{R_1} E_2 \quad (2.49)$$

Σ' αυτή την περίπτωση ($E_1 = 0$) ο παράλληλος συνδυασμός των R_3 και R_4 συνδέεται μεταξύ της μη-αναστρέφουσας εισόδου (+) και της γείωσης και δεν παίζει κανένα ρόλο στο κέρδος.

Αν τώρα γειώσουμε την E_2 ($=0$) και δώσουμε σαν τάση εισόδου την E_1 , τότε στον ακροδέκτη (+) θα έχουμε ένα κλάσμα της E_1 που θα καθορίζεται από τον διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι R_3 και R_4 . Η τάση αυτή θα είναι :

$$V_L = \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} E_1 \quad (2.50)$$

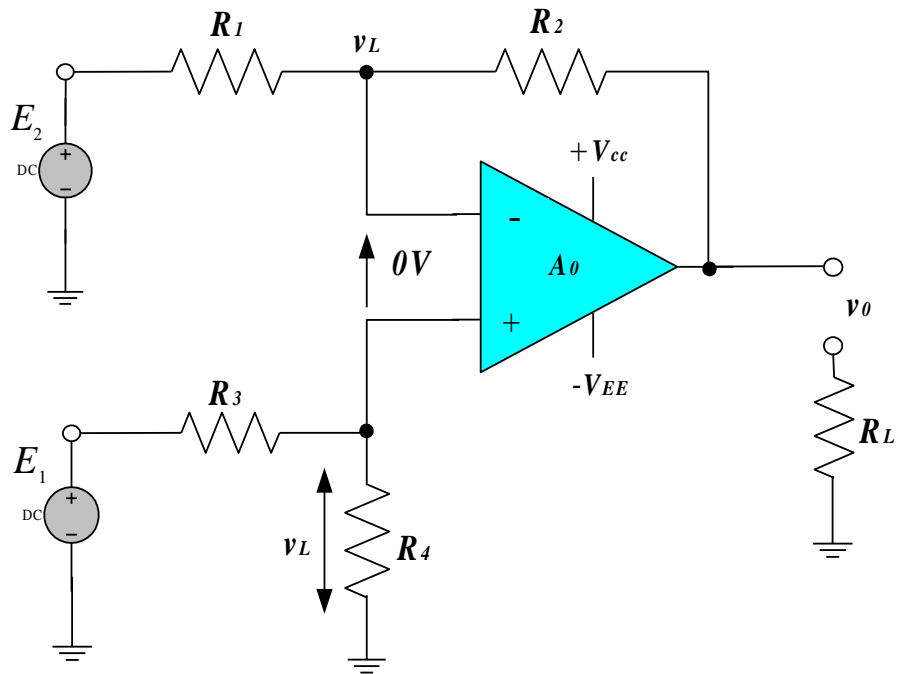
Τώρα έχουμε λειτουργία μη-αναστρέφοντα ενισχυτή με κέρδος $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$

δηλαδή :

$$V_o'' = V_L \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) E_1 \quad (2.51)$$

Σύμφωνα με το θεώρημα της υπέρθεσης :

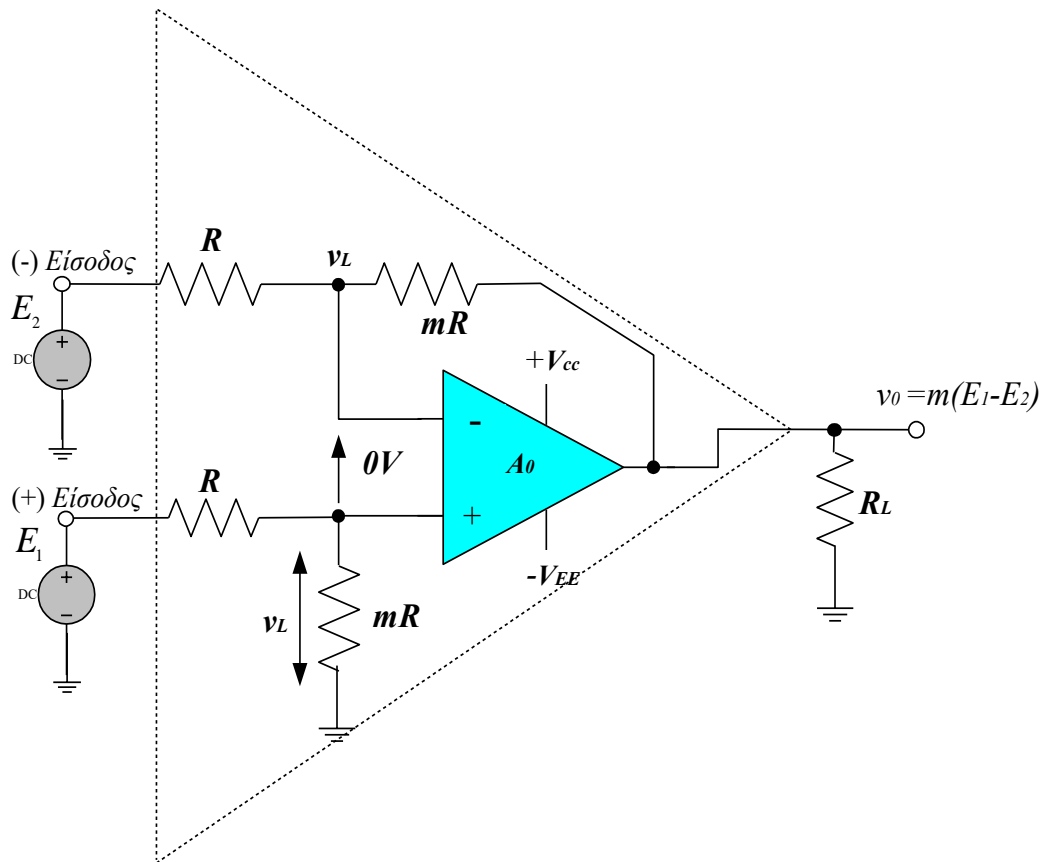
$$V_o = V_o' + V_o'' = - \frac{R_2}{R_1} E_2 + \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) E_1 \quad (2.52)$$



Σχήμα 2.23. Κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή για την εξήγηση του θεωρήματος της υπέρθεσης

στην περίπτωση που $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ έχουμε τον απλό διαφορικό ενισχυτή όπου :

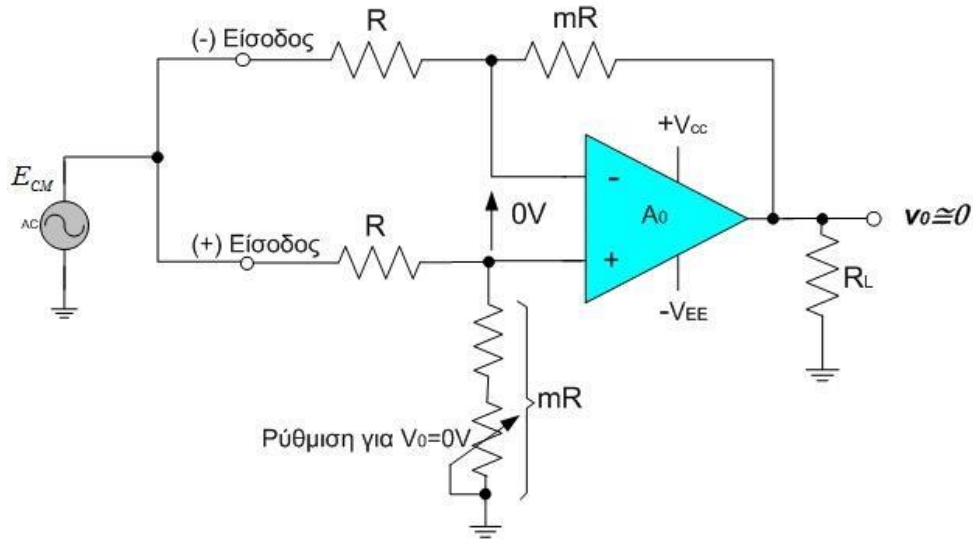
$$V_o = E_1 - E_2 \quad (2.53)$$



Σχήμα 2.24. Βασικός διαφορικός ενισχυτής

2.6.5. Βασικός διαφορικός ενισχυτής

Ο πλέον χρήσιμος ενισχυτής σε εφαρμογές μετρήσεων και ελέγχου είναι ο βασικός διαφορικός ενισχυτής που θα περιγραφεί στη συνέχεια, καθώς επίσης και ο διαφορικός ενισχυτής οργανολογίας (instrumentation amplifier) ο οποίος θα περιγραφεί στη μεθεπόμενη παράγραφο. Ο δεύτερος, περιλαμβάνει στο σχεδιασμό του αρκετούς τελεστικούς ενισχυτές και αντιστάσεις ακριβείας που κάνουν το κύκλωμα εξαιρετικά ευσταθές και χρήσιμο όπου είναι σημαντικό να έχουμε πολύ καλή ακρίβεια. Θα δούμε πρώτα τον βασικό διαφορικό ενισχυτή με τροποποίηση του οποίου θα προκύψει ο διαφορικός ενισχυτής οργανολογίας.



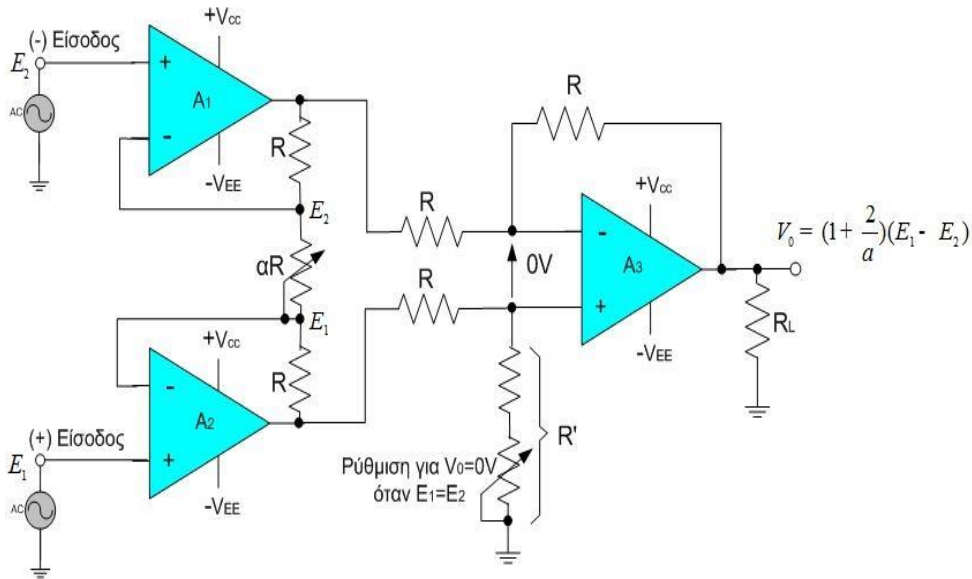
Σχήμα 2.25. Ορισμός της τάσης και του κέρδους κοινού ρυθμού.

Ας θεωρήσουμε το κύκλωμα του Σχήματος 2.24. Αποτελείται από ένα τελεστικό ενισχυτή και τέσσερις αντιστάσεις ακριβείας 1%. Υπάρχουν δύο ακροδέκτες εισόδου η (-) είσοδος και η (+) είσοδος, που αντιστοιχούν στις γνωστές εισόδους του τελεστικού ενισχυτή. Εάν η πηγή τάσης E_1 αντικατασταθεί με βραχυκύκλωμα, η E_2 "βλέπει" έναν αναστρέφοντα ενισχυτή με κέρδος $-m$. Επομένως η τάση εξόδου είναι γι' αυτό το λόγο $-mE_2$. Έστω τώρα ότι βραχυκυκλώνεται η E_2 . Η E_1 διαιρείται μεταξύ της R και της mR για να δώσει μία τάση $E_1 m/(1+m)$ στη (+) είσοδο.

Αυτή η τάση "βλέπει" έναν μη-αναστρέφοντα ενισχυτή με κέρδος $(m+1)$. Η τάση εξόδου λόγω της E_1 είναι η $E_1 m/(1+m)$ πολλαπλασιασμένη με το κέρδος $(m+1)$ άρα είναι mE_1 . Όταν λοιπόν και οι δύο εισόδους E_1 και E_2 εφαρμόζονται στο κύκλωμα, σύμφωνα με το θεώρημα της υπέρθεσης, η τάση εξόδου θα είναι :

$$V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2) \quad (2.54)$$

Η εξίσωση (2.54) δείχνει ότι η τάση εξόδου του βασικού διαφορικού ενισχυτή, V_o είναι ανάλογη της **διαφοράς** των τάσεων που εφαρμόζονται στις (+) και (-) εισόδους. Ο συντελεστής m ονομάζεται **διαφορικό κέρδος** και ρυθμίζεται από τον λόγο των αντιστάσεων. Ένα βασικό μειονέκτημα αυτού του ενισχυτή είναι το ότι θα πρέπει να μεταβάλουμε ταυτόχρονα τις τιμές δύο αντιστάσεων (ή των δύο mR ή των δύο R) ώστε να μεταβάλουμε το κέρδος του και συγχρόνως να διατηρήσουμε και την διαφορική λειτουργία του.



Σχήμα 2.26. Διαφορικός ενισχυτής οργανολογίας (instrumentation amplifier).

2.6.6. Τάση κοινού ρυθμού

Η έξοδος του βασικού διαφορικού ενισχυτή θα έπρεπε να ισούται με 0 όταν: $E_1 = E_2$. Ο απλούστερος τρόπος να εφαρμόσουμε ίσες τάσεις εισόδου είναι να τις ενώσουμε μεταξύ τους και στην κοινή είσοδο να δώσουμε την τάση εισόδου (Σχήμα 2.26). Σ' αυτή τη σύνδεση η τάση εισόδου καλείται **τάση εισόδου κοινού ρυθμού** E_{cm} . Τώρα η V_o θα είναι 0 εάν ο λόγος των αντιστάσεων είναι ίσος (δηλαδή το mR δια του R για τον αναστρέφοντα ενισχυτή να ισούται με το mR δια του R του δικτύου διαιρέτη τάσης). Πρακτικά οι λόγοι αυτοί εξισώνονται με τη χρήση ενός επιπλέον ποτενσιομέτρου σε σειρά με μία από τις αντιστάσεις όπως δείχνεται στο Σχήμα 2.25.

Στην πράξη σπάνια η τάση εξόδου σ' ένα τέτοιο κύκλωμα είναι ακριβώς 0. Πάντα υπάρχει μία παραμένουσα τάση εξόδου V_o και ο λόγος:

V_o / E_{cm} καλείται **κέρδος τάσης κοινού ρυθμού**.

2.6.7. Διαφορικός ενισχυτής οργανολογίας (Instrumentation amplifier)

Ο **διαφορικός ενισχυτής οργανολογίας** αποτελεί μια από τις πλέον χρησιμοποιούμενες, ακριβείς και ευέλικτες μορφές των τελεστικών ενισχυτών. Υλοποιείται με τρεις τελεστικούς ενισχυτές και επτά αντιστάσεις, όπως δείχνεται στο Σχήμα 2.26. Για την απλοποίηση της ανάλυσής του, σημειώστε ότι ο διαφορικός ενισχυτής οργανολογίας είναι στη πράξη ένας βασικός διαφορικός ενισχυτής στις εισόδους του οποίου έχουν συνδεθεί δύο απομονωτές (*buffers*).

Ο τελεστικός ενισχυτής A_3 και οι τέσσερις ίσες αντιστάσεις του R , σχηματίζουν έναν βασικό διαφορικό ενισχυτή με κέρδος 1.

Οι αντιστάσεις του A_3 θα πρέπει να είναι προσαρμοσμένες σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στην παράγραφο 2.6.6. Για το λόγο αυτό υπάρχει η μεταβλητή αντίσταση R' . **Μόνο μια**

αντίσταση, η αR , χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση του κέρδους. Αν οι τάσεις στα άκρα της αR είναι ίσες με E_1 και E_2 με αναφορά τη γείωση, η τάση πάνω στην αR θα είναι $E_1 - E_2$.

Το ρεύμα μέσω της αR θα είναι :

$$I = \frac{E_1 - E_2}{\alpha R} \quad (2.55)$$

Η πτώση τάσης επομένως σε κάθε μία από τις αντιστάσεις R των απομονωτών θα είναι:

$$V_R = R I = \frac{E_1 - E_2}{\alpha} \quad (2.56)$$

και η τάση εξόδου των απομονωτών (που είναι τάση εισόδου στο βασικό διαφορικό ενισχυτή :

$$V_o = (E_1 - E_2) \left(1 + \frac{2}{\alpha}\right) \quad (2.57)$$

η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί :

$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{\alpha} \quad (2.58)$$

όπου $\alpha = \alpha R/R$.

Η V_o λοιπόν είναι ανάλογη της διαφοράς μεταξύ των τάσεων εισόδου. Τα χαρακτηριστικά του διαφορικού ενισχυτή μπορούν να συνοψιστούν στα παρακάτω :

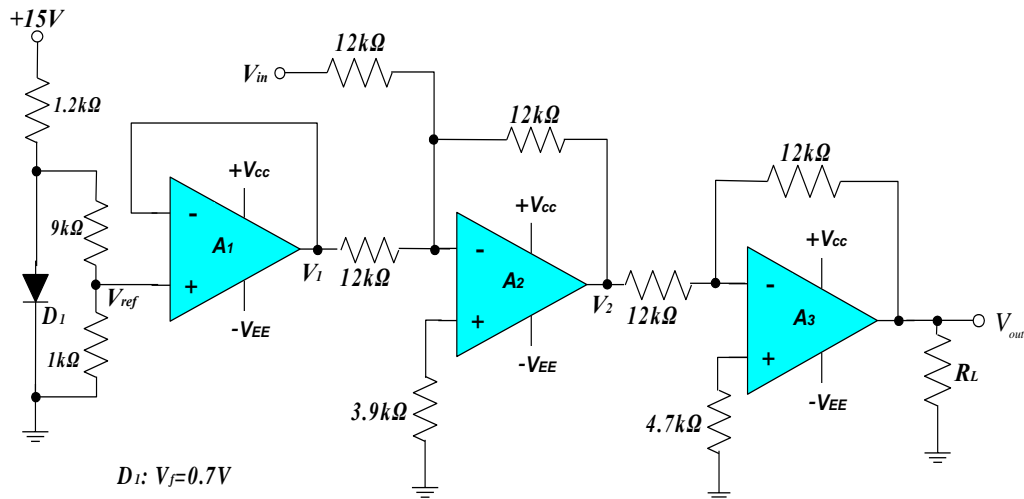
Το κέρδος τάσης, από τη διαφορική είσοδο $E_1 - E_2$ στη μονοπολική έξοδο, ρυθμίζεται από μία μόνο αντίσταση.

Η αντίσταση εισόδου και για τις δύο εισόδους είναι πολύ υψηλή (όση είναι η αντίσταση εισόδου ενός τελεστικού ενισχυτή) και δεν αλλάζει καθώς το κέρδος μεταβάλλεται.

Η V_o δεν εξαρτάται από την τάση κοινού ρυθμού αλλά μόνο από τη διαφορά των E_1 και E_2 .

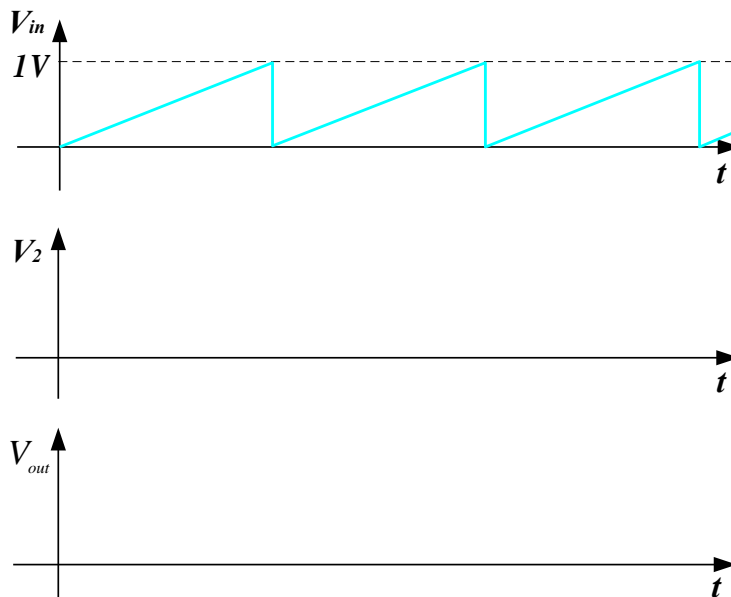
ΑΣΚΗΣΕΙΣ

1. Δίνεται το κύκλωμα του Σχήματος A2.1



Σχήμα A2.1

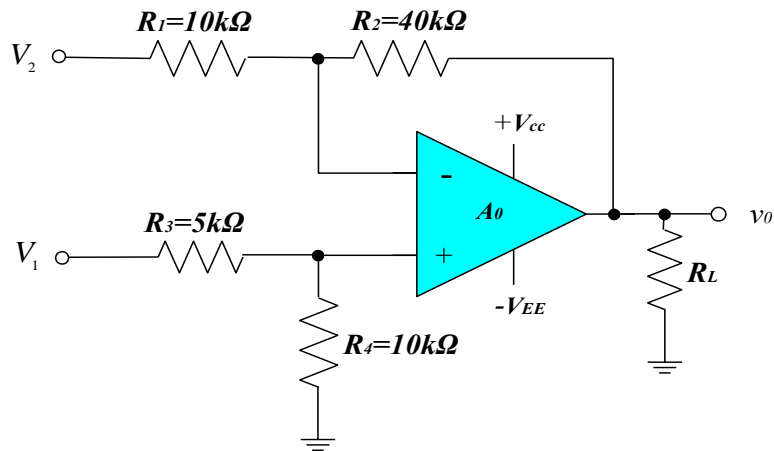
- Περιγράψτε την κάθε μία από τις τρεις βαθμίδες του (τι είναι).
- Ποιά σχέση υπάρχει μεταξύ των V_{in} , V_1 , V_2 και V_{out} ;
- Στην είσοδο V_{in} δίνεται η εξής τριγωνική κυματομορφή.



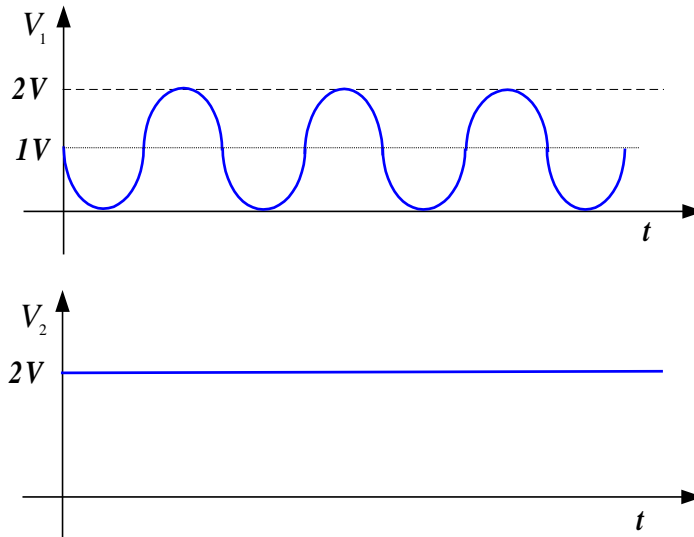
Σχεδιάστε τις αντίστοιχες τάσεις V_2 και V_{out} ;
Για τη δίοδο D_1 έχουμε $V_f = 0.7V$

2. Να σχεδιαστεί κύκλωμα, με τον ελάχιστο αριθμό τελεστικών ενισχυτών το οποίο να παράγει την τάση $V_o = 2V_1 - 3V_2$ για τάσεις εισόδων V_1 και V_2 .

3 Στις εισόδους του κυκλώματος του Σχήματος A2.3(α) δίνουμε κυματομορφές του Σχήματος A2.3(β). Τι θα πάρουμε στην έξοδο V_o ;



(α)



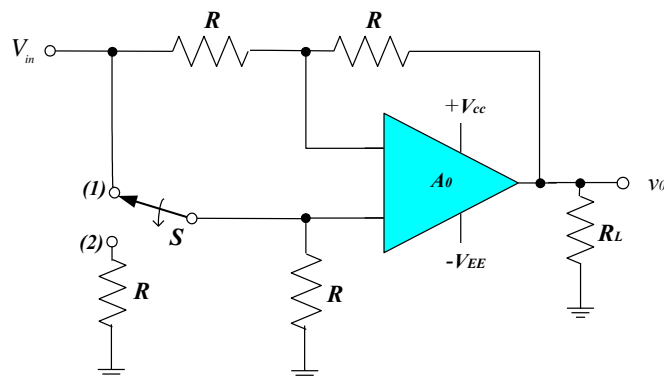
(β)

Σχήμα A2.3

4. Να σχεδιαστεί κύκλωμα με τον ελάχιστο αριθμό βαθμίδων (τελεστικών ενισχυτών) το οποίο να παράγει την τάση εξόδου:

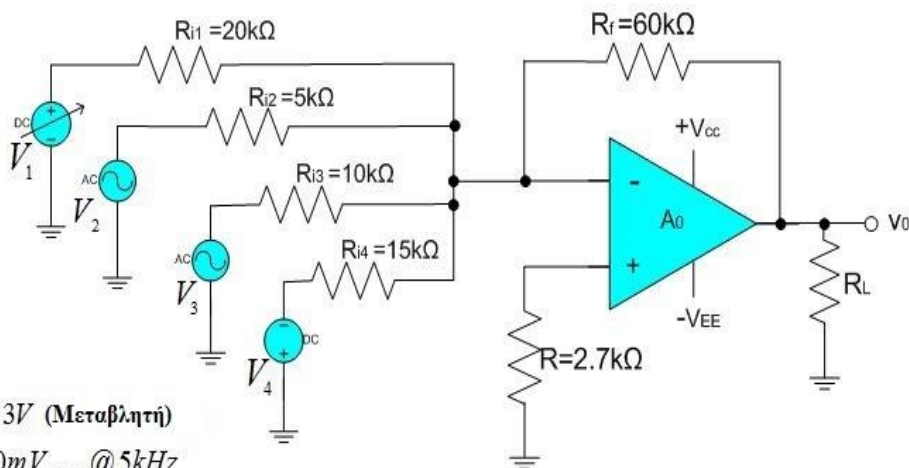
$$V_o = -\frac{3}{2} V_1 + \frac{1}{3} \int_0^t V_2 dt - 2 + 3V_3 \text{ όπου } V_1, V_2 \text{ και } V_3 \text{ οι τάσεις εισόδου}$$

5. Το παρακάτω κύκλωμα (Σχήμα A2.5) αποτελεί ενισχυτή του οποίου το κέρδος μπορεί να πάρει δύο τιμές ανάλογα με τη θέση τον διακόπτη S . Σημειώστε στο σχήμα τις εισόδους (+) και (-) του τελεστικού ενισχυτή, και εξηγήστε αναλυτικά πως λειτουργεί το κύκλωμα και ποιο είναι το κέρδος σε κάθε μία από τις δύο περιπτώσεις.



Σχήμα A2.5

6. Στο κύκλωμα του Σχήματος 2.12 βρείτε και σχεδιάστε την τάση εξόδου συναρτήσει του χρόνου αν: $V_{b1} = -2V$, $C = 1\mu F$, $R = 20k\Omega$ και η τάση εισόδου δίνεται από τη σχέση: $v_i = 2t + 3$.
7. Στο κύκλωμα του Σχήματος 2.7 βρείτε και σχεδιάστε την τάση εξόδου αν η τάση εισόδου δίνεται από τη σχέση: $E_i = 2 \cos(\omega t + \varphi) - 0.5V$ για $\varphi = 30^\circ$.
8. Στο παρακάτω κύκλωμα (Σχήμα A2.8) αντιστρέφοντα αθροιστή ενισχυτή να υπολογιστεί η συνεισφορά στην τάση εξόδου καθεμιάς χωριστά από τις τέσσερις τάσεις εισόδου. Να υπολογιστούν ακόμα τα τέσσερα ρεύματα εισόδου.



$$V_1 = 0 - 3V \text{ (Μεταβλητή)}$$

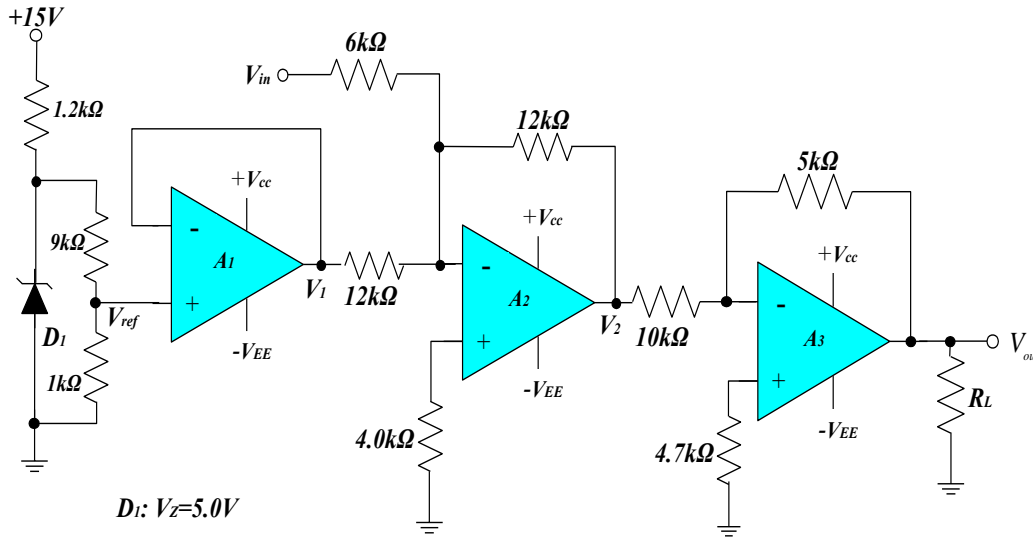
$$V_2 = 250mV_{pk-pk} @ 5kHz$$

$$V_3 = 12mV_{RMS} @ 10kHz$$

$$V_4 = -2V$$

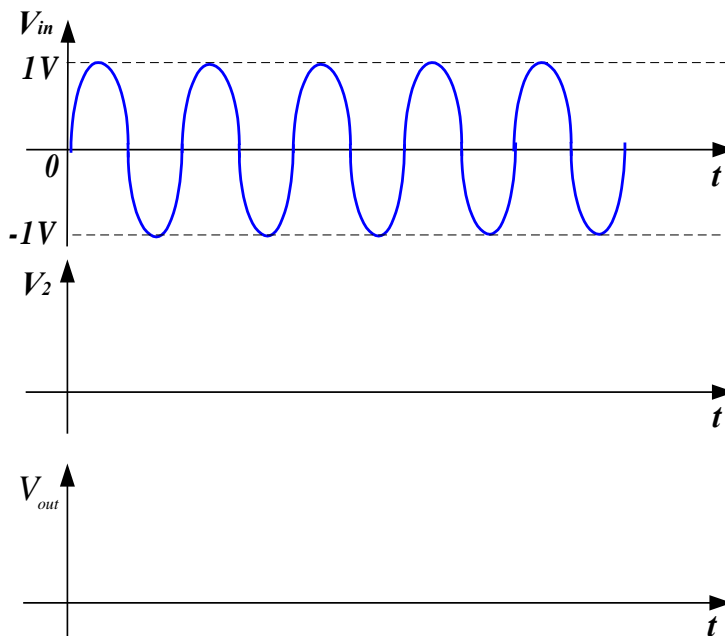
Σχήμα A2.8

9. Με τη χρήση του θεωρήματος της υπέρθεσης να αποδείξετε τη σχέση 2.42.
10. Δίνεται το κύκλωμα του Σχήματος A2.10.



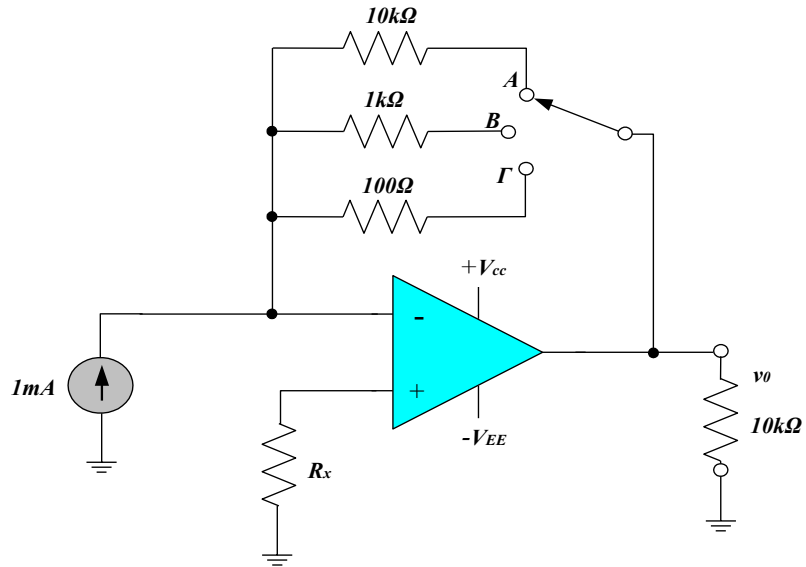
Σχήμα A2.10.

- Περιγράψτε την κάθε μία από τις τρεις βαθμίδες του (τι είναι).
- Ποιά σχέση υπάρχει μεταξύ των V_{in} , V_1 , V_2 και V_{out} ;
- Στην είσοδο V_{in} δίνεται η εξής ημιτονοειδής κυματομορφή.



Σχεδιάστε τις αντίστοιχες τάσεις V_2 και V_{out} ;
Για τη δίοδο D_1 έχουμε $V_Z = 5.0V$.

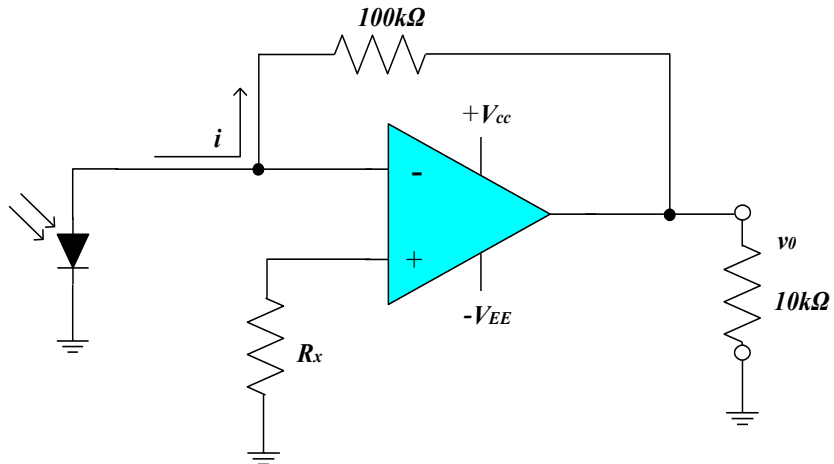
11. Δίνεται το κύκλωμα του παρακάτω Σχήματος A2.11:



Σχήμα A2.11

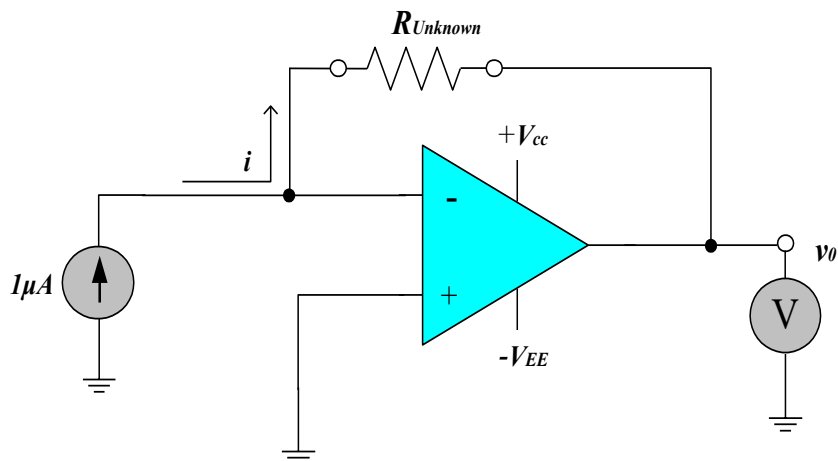
Για κάθε μια από τις θέσεις του διακόπτη A, B και Γ βρείτε με τι ισούται η τάση εξόδου.

12. Στο κύκλωμα του παρακάτω Σχήματος A2.12 η φωτοδίοδος παράγει ρεύμα $i=12\mu A$. Πόση θα είναι η τάση εξόδου;



Σχήμα A2.12

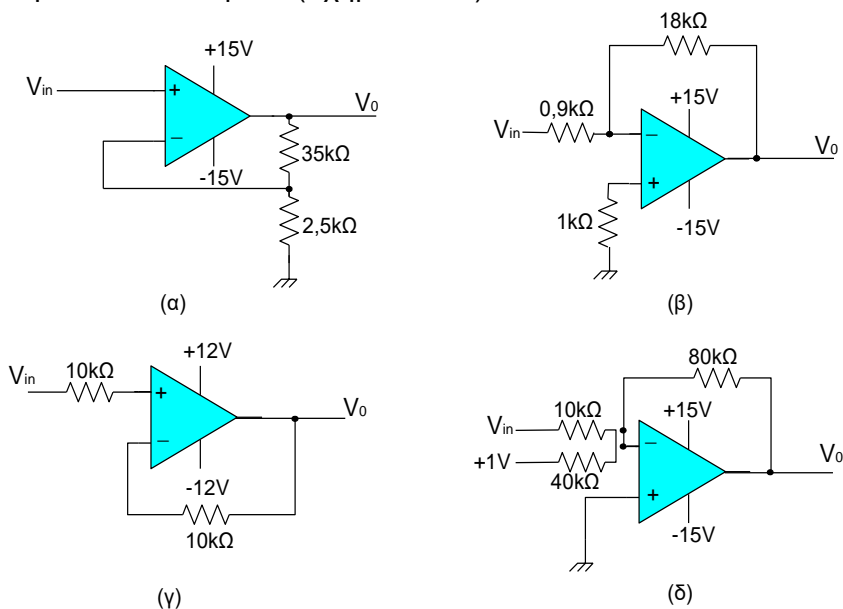
13. Δίνεται το κύκλωμα του παρακάτω Σχήματος A2.13:



Σχήμα A2.13

περιγράψτε πως θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σαν Ωμόμετρο (για μέτρηση της τιμής άγνωστων αντιστάσεων). Αν η τάσεις τροφοδοσίας του τελεστικού είναι $\pm 15V$ σε ποιά περιοχή τιμών θα μπορούσε να μετρά αντιστάσεις το συγκεκριμένο κύκλωμα;

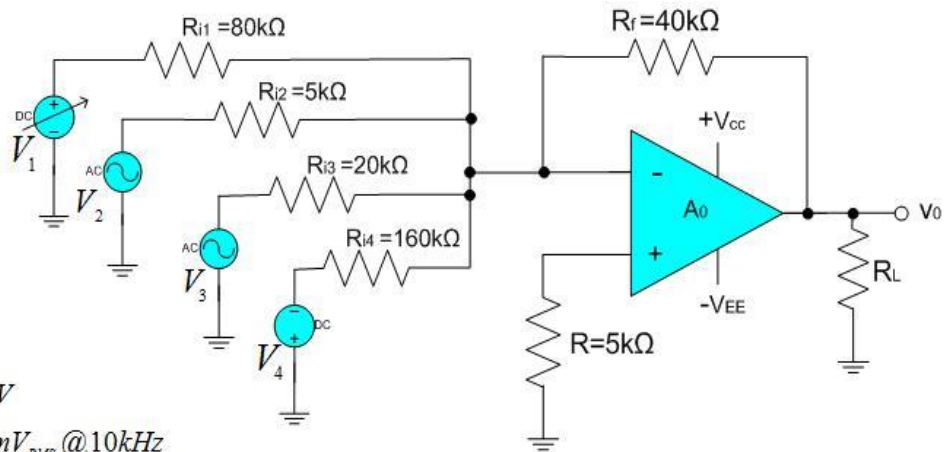
14. Δίνονται τα παρακάτω κυκλώματα (Σχήμα A2.14):



Σχήμα A2.14

- 1) Αναγνωρίστε την λειτουργία του καθενός από αυτά.
 - 2) Σχεδιάστε τις κυματομορφές εξόδου του καθενός για τις περιπτώσεις όπου:
 - (α) η είσοδος είναι τριγωνική κυματομορφή με $V_{pp} = 2,0V$ και
 - (β) η είσοδος είναι τετραγωνική κυματομορφή με $V_{pp} = 1,6V$.
(Η μέση τιμή των τάσεων εισόδου είναι $0V$)
- Οι τάσεις κορεσμού V_{sat} των τελεστικών ενισχυτών να θεωρούνται ίσες με τις τάσεις τροφοδοσίας.

15. Το ηλεκτρικό σήμα που λαμβάνουμε από ένα αισθητήριο είναι ρεύμα που κυμαίνεται μεταξύ των ορίων $0 \div 20mA$. Να σχεδιαστεί κύκλωμα το οποίο να μετατρέπει το ρεύμα του αισθητηρίου σε τάση $0 \div -10V$. Στη συνέχεια να την μετατρέψετε ώστε να κυμαίνεται μεταξύ των ορίων $+5V \div -5V$.
16. Στο παρακάτω κύκλωμα (Σχήμα A2.16) αντιστρέφοντα αθροιστή ενισχυτή να υπολογιστεί η συνεισφορά στην τάση εξόδου καθεμιάς χωριστά από τις τέσσερις τάσεις εισόδου. Να υπολογιστούν ακόμα τα τέσσερα ρεύματα εισόδου.



$$V_1 = +3V$$

$$V_2 = 10mV_{RMS} @ 10kHz$$

$$V_3 = 0 - 2V \text{ (Μεταβλητή)}$$

$$V_4 = 550mV_{pk-pk} @ 6kHz$$

Σχήμα A2.16