

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύουμε τις ιδιότητες του ιδανικού ενισχυτή και ερευνάμε τα χαρακτηριστικά ενός κυκλώματος ενισχυτή γενικής χρήσης, του τελεστικού ενισχυτή (*Operational Amplifier, Op-Amp*). Η κατανόηση των ιδιοτήτων του κέρδους και της απόκρισης συχνότητας του τελεστικού ενισχυτή είναι ουσιαστική. Ευτυχώς, η διαθεσιμότητα των τελεστικών ενισχυτών σε μιοφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (Integrated Circuits, ICs) έχει κάνει την ανάλυση, σχεδίαση και κατασκευή τέτοιων κυκλωμάτων αρκετά απλή. Τα μοντέλα που παρουσιάζονται σε αυτό το κεφάλαιο είναι βασισμένα στις έννοιες που έχουν ήδη μελετηθεί στα προηγούμενα κεφάλαια, δηλαδή στα κατά Thévenin και Norton ισοδύναμα κυκλώματα και στην απόκριση συχνότητας.

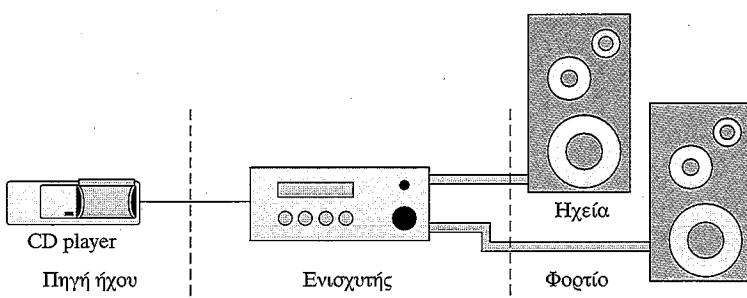
Η γνώση των βασικών αρχών των τελεστικών ενισχυτών είναι ουσιαστική σε οποιαδήποτε πρακτική εφαρμογή της ηλεκτρονικής. Το κεφάλαιο αυτό στοχεύει στην εμπέδωση των θεμελιωδών ιδιοτήτων των πραγματικών τελεστικών ενισχυτών. Διάφορες χρήσιμες εφαρμογές των κυκλωμάτων αυτών μελετώνται στα παραδείγματα και τα προβλήματα.

Στόχοι Εκμάθησης (ΣΕ)

1. Ιδιότητες των ιδανικών ενισχυτών, και έννοιες του κέρδους, σύνθετης αντίστασης εισόδου, και σύνθετης αντίστασης εξόδου. *Ενότητα 8.1.*
2. Διαφορά μεταξύ των κυκλωμάτων ανοιχτού και κλειστού βρόχου. Υπολογισμός του κέρδους (ή σχεδίαση) του απλού αναστρέφοντος ενισχυτή, του μη αναστρέφοντος ενισχυτή, και του διαφορικού ενισχυτή. Ανάλυση προγραμμάτων κυκλωμάτων τελεστικών ενισχυτών. Προσδιορισμός των σημαντικών παραμέτρων που επηρεάζουν την απόδοση των κυκλωμάτων στα φύλλα στοιχείων (data sheets) των τελεστικών ενισχυτών. *Ενότητα 8.2.*
3. Ανάλυση και σχεδίαση απλών ενεργών φίλτρων. Ανάλυση και σχεδίαση ιδανικών κυκλωμάτων ολοκληρωτών και διαφοριστών. *Ενότητες 8.3, 8.4.*
4. Κατανόηση της δομής και της συμπεριφοράς των αναλογικών υπολογιστών. Σχεδίαση κυκλωμάτων αναλογικών υπολογιστών για τη λύση απλών διαφορικών εξισώσεων. *Ενότητα 8.5.*
5. Κατανόηση των βασικών φυσικών περιορισμών ενός τελεστικού ενισχυτή. *Ενότητα 8.6.*

8.1 ΙΔΑΝΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

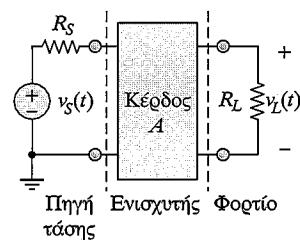
Μια από τις σημαντικότερες λειτουργίες των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων είναι αυτή της ενίσχυσης. Η ανάγκη να ενισχυθούν τα ηλεκτρικά σήματα χαμηλής στάθμης προκύπτει συχνά σε διάφορες εφαρμογές. Ίσως η πιο γνωστή χρήση των ενισχυτών εμφανίζεται στη μετατροπή του χαμηλής τάσης σήματος ενός κασετοφόνου, ενός δέκτη, ή ενός compact disc player σε ένα επίπεδο τάσης κατάλληλο για να οδηγήσει ένα ζεύγος ηχείων. Το Σχήμα 8.1 απεικονίζει μια



Σχήμα 8.1 Ο ενισχυτής σε ένα ηχητικό σύστημα

χαρακτηριστική εφαρμογή ενισχυτή. Οι ενισχυτές έχουν διάφορες ενδιαφέρουσες εφαρμογές, όπως η ενίσχυση των σημάτων χαμηλής ισχύος από τους μετατροπείς (π.χ., βιο-ηλεκτρόδια, μετρητές πίεσης, θερμικές αντιστάσεις, και επιταχυνσιόμετρα) και άλλες, λιγότερο προφανείς εφαρμογές που θα μελετηθούν σε αυτό το κεφάλαιο, όπως παραδείγματος χάριν, το φιλτράρισμα ενός σήματος, ή η προσαρμογή σύνθετης αντίστασης. Ας επιστρέψουμε όμως στη μελέτη των γενικών ιδιοτήτων και χαρακτηριστικών των ενισχυτών, πριν ασχοληθούμε με την ανάλυση του τελεστικού ενισχυτή.

Χαρακτηριστικά ιδανικών ενισχυτών



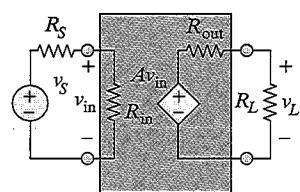
Σχήμα 8.2 Ενισχυτής τάσης

Το απλούστερο μοντέλο ενός ενισχυτή απεικονίζεται στο Σχήμα 8.2, όπου ένα σήμα $v_s(t)$ ενισχύεται κάτα την σταθερό παράγοντα A , που είναι το κέρδος του ενισχυτή. Η τάση στην έξοδο του ενισχυτή που εφαρμόζεται στο φορτίο R_L δίδεται από την ένφραση

$$v_L(t) = Av_s(t) \quad (8.1)$$

Προσέξτε ότι στην είσοδο του ενισχυτή εμφανίζεται το κατά Thévenin ισοδύναμο κύκλωμα της πηγής εισόδου, και στην έξοδο του ενισχυτή εμφανίζεται το φορτίο R_L ως ισοδύναμη αντίσταση. Το θεώρημα του Thévenin εγγυάται ότι αυτή η εικόνα μπορεί να είναι αντιπροσωπευτική πιο σύνθετων κυκλωμάτων. Συνεπώς, το ισοδύναμο κύκλωμα της πηγής είναι το κύκλωμα που ο ενισχυτής «βλέπει» στην είσοδο του. Η αντίσταση R_L , δηλαδή το φορτίο εξόδου, είναι η ισοδύναμη αντίσταση που φαίνεται στην έξοδο του ενισχυτή.

Τι θα συνέβαινε εάν οι ρόλοι ενισχυτή και πηγής εισόδου αναστρέφονταν; Δηλαδή, τι βλέπει η πηγή όταν «κοιτάζει» στην είσοδο του ενισχυτή, και τι βλέπει το φορτίο όταν «κοιτάζει» στην έξοδο του ενισχυτή; Ενώ δεν είναι σαφές σε αυτό το σημείο, πώς κάποιος μπορεί να χαρακτηρίσει τα εσωτερικά στοιχεία του κυκλώματος ενός ενισχυτή (που είναι μάλλον σύνθετα), μπορεί όμως να θεωρήσει ότι ο ενισχυτής θα ενεργήσει ως ισοδύναμο φορτίο όσον αφορά στην πηγή και ως ισοδύναμη πηγή όσον αφορά στο φορτίο. Τελικά, αυτό είναι μια άμεση εφαρμογή του θεωρήματος Thévenin. Στο Σχήμα 8.3 παρουσιάζεται το κύκλωμα αυτού του απλουστευμένου ενισχυτή τάσης. Το «μαύρο κουτί» του



Σχήμα 8.3 Το μοντέλο ενός απλού ενισχυτή τάσης

Σχήματος 8.2 παριστάνεται τώρα ως ισοδύναμο κύκλωμα με την ακόλουθη συμπεριφορά. Το κύκλωμα εισόδου έχει ισοδύναμη αντίσταση R_{in} , και συνεπώς η τάση εισόδου v_{in} στον ενισχυτή δίνεται από τη σχέση

$$v_{in} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} v_S \quad (8.2)$$

Η ισοδύναμη τάση εισόδου στον ενισχυτή ενισχύεται κατά έναν σταθερό παραγόντα A . Αυτό αντιρροσωπεύεται από την ελεγχόμενη πηγή τάσης Av_{in} . Η ελεγχόμενη πηγή τάσης εμφανίζεται σε σειρά με μια εσωτερική αντίσταση R_{out} , που αντιρροσωπεύει την εσωτερική αντίσταση (εξόδου) του ενισχυτή. Κατά συνέπεια, η τάση που εμφανίζεται στο φορτίο είναι

$$v_L = Av_{in} \frac{R_L}{R_{out} + R_L} \quad (8.3)$$

ή, με την αντικατάσταση της εξίσωσης για το v_{in}

$$v_L = \left(A \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \frac{R_L}{R_{out} + R_L} \right) v_S \quad (8.4)$$

Με άλλα λόγια, η τάση εξόδου είναι η ενισχυμένη τάση της πηγής εισόδου.

Δυστυχώς, ο παραγόντας ενίσχυσης εξαρτάται τώρα από τις σύνθετες αντιστάσεις της πηγής και του φορτίου, καθώς και από την αντίσταση εισόδου και εξόδου του ενισχυτή. Συνεπώς, ένας δεδομένος ενισχυτής θα απέδιδε διαφορετικά με διαφορετικά φορτία ή πηγές. Ποια δύναμης είναι τα επιθυμητά χαρακτηριστικά για έναν ενισχυτή τάσης του οποίου η απόδοση πρέπει να είναι σχετικά ανεξάρτητη από τις σύνθετες αντιστάσεις της πηγής και του φορτίου; Εξετάστε, άλλη μια φορά, την έκφραση για το v_{in} . Εάν η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή R_{in} ήταν πολύ μεγάλη, τότε η τάση πηγής v_S και η τάση εισόδου v_{in} θα ήταν περίπου ίσες:

$$v_{in} \approx v_S \quad (8.5)$$

αφού

$$\lim_{R_{in} \rightarrow \infty} \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} = 1 \quad (8.6)$$

Παρόμοια αποδεικνύεται ότι η επιθυμητή αντίσταση εξόδου R_{out} για τον ενισχυτή πρέπει να είναι πολύ μικρή, δεδομένου ότι για έναν ενισχυτή με $R_{out} = 0$ η τάση φορτίου θα ήταν

$$v_L = Av_{in} \quad (8.7)$$

Συνδυάζοντας αυτά τα δύο αποτελέσματα, μπορούμε να δούμε ότι καθώς η R_{in} τείνει προς το άπειρο και η R_{out} τείνει προς το μηδέν, ο ιδανικός ενισχυτής ενισχύει την τάση της πηγής κατά έναν παράγοντα A

$$v_L = Av_S \quad (8.8)$$

ακριβώς όπως εμφανίζεται στον ενισχυτή «μαύρο κουτί» του Σχήματος 8.2.

Έτσι, δύο επιθυμητά χαρακτηριστικά για έναν ενισχυτή τάσης γενικής χρήσης είναι μια πολύ μεγάλη σύνθετη αντίσταση εισόδου και μια πολύ μικρή σύνθετη αντίσταση εξόδου. Στις ακόλουθες ενότητες θα δείξουμε πώς οι τελεστικοί ενισχυτές παρέχουν αυτά τα επιθυμητά χαρακτηριστικά.

8.2 Ο ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Ένας τελεστικός ενισχυτής είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, δηλαδή μια μεγάλη συλλογή των μεμονωμένων ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών στοιχείων σε κατάλληλη συνδεσμολογία που ενσωματώνονται σε ένα ενιαίο κομμάτι πυρίτιον. Ο τελεστικός ενισχυτής (ή op-amp) μπορεί να έκτελεσε έναν μεγάλο αριθμό διαδικασιών, όπως η πρόσθεση, το φίλτρο, η προσαρμογή, η αποστολή, η αντικατάσταση των διακριτών στοιχείων (μεμονωμένων ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών στοιχείων) με ολοκληρωμένα κυκλώματα στην πλειοψηφία των εφαρμογών. Οι τελεστικοί ενισχυτές απαντώνται στις περισσότερες εφαρμογές μέτρησης και στα περισσότερα ηλεκτρονικά όργανα, και χρησιμεύουν ως εξαιρετικά ευπροσάρμοστες δομικές μονάδες για οποιαδήποτε εφαρμογή που απαιτεί την επεξεργασία των ηλεκτρικών σημάτων.

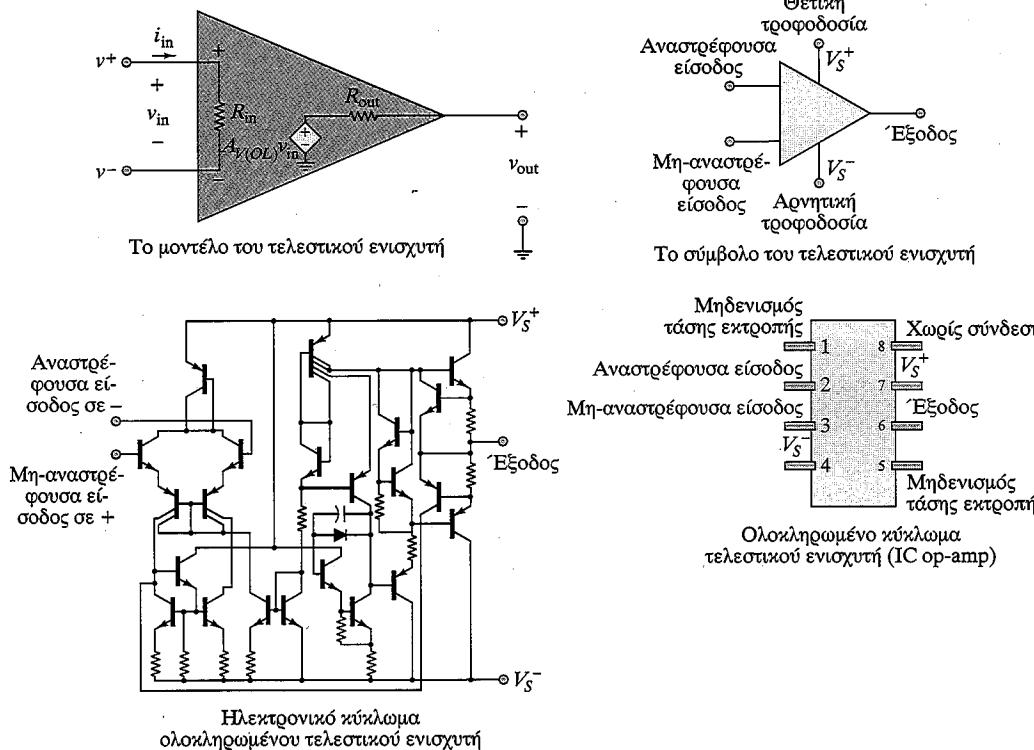
Επιπλέον, παρουσιάζονται τα απλά ηλεκτρονικά μοντέλα του τελεστικού ενισχυτή. Η απλότητα των μοντέλων αυτών θα επιτρέψει τη χρήση του τελεστικού ενισχυτή ως κυκλωματικό στοιχείο ή δομική μονάδα, χωρίς την ανάγκη της λεπτομερούς περιγραφής της εσωτερικής του λειτουργίας. Η τεχνολογία ολοκληρωμένων κυκλωμάτων έχει φθάσει σήμερα σε ένα τέτοιο προχωρημένο στάδιο ανάπτυξης, έτσι ώστε να μπορεί ακίνδυνα να ειπωθεί ότι για τις περισσότερες εφαρμογές ο τελεστικός ενισχυτής μπορεί να θεωρείται ιδανικός. Μετά από το εισαγωγικό υλικό που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο, πιο προηγμένες εφαρμογές του τελεστικού ενισχυτή μελετώνται στο Κεφάλαιο 15.

Το μοντέλο ανοιχτού βρόχου

Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής συμπεριφέρεται πανομοιότυπα με ένα **ιδανικό διαφορικό ενισχυτή (differential amplifier)**, δηλαδή μια συσκευή που ενισχύει τη διαφορά μεταξύ δύο τάσεων. Οι τελεστικοί ενισχυτές χαρακτηρίζονται από την περίπου-άπειρη αντίσταση εισόδου και την πολύ μικρή αντίσταση εξόδου. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 8.4, η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι η ενισχυμένη διαφορά των δύο τάσεων εισόδου¹:

$$v_{\text{out}} = A_{V(\text{OL})}(v^+ - v^-) \quad (8.9)$$

Η είσοδος που σημειώνεται με το θετικό πρόσημο ονομάζεται **μη-αναστρέψουσα είσοδος (noninverting input)**, ενώ αυτή που σημειώνεται με το αρνητικό πρόσημο ονομάζεται **αναστρέψουσα είσοδος (inverting input)**. Ο παραγό-



Σχήμα 8.4 Τελεστικός ενισχυτής: μοντέλο, σύμβολο και ηλεκτρονικό κύκλωμα

1. Ο ενισχυτής του Σχήματος 8.4 είναι ένας ενισχυτής τάσης. Ένας άλλος τύπος τελεστικού ενισχυτή είναι ο ενισχυτής ρεύματος ή ενισχυτής διαγωγμάτης και περιγράφεται στα προβλήματα.

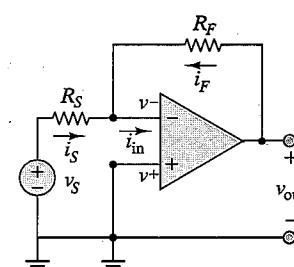
ντας ενίσχυσης, ή το **κέρδος, $A_{V(\text{OL})}$** ονομάζεται **κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου (open-loop voltage gain)** και είναι αρκετά μεγάλο, τυπικά της τάξης του 10^5 έως 10^7 . Θα γίνει σύντομα εμφανές γιατί ένα μεγάλο κέρδος ανοιχτού βρόχου είναι ένα βασικό επιθυμητό χαρακτηριστικό. Μαζί με την υψηλή αντίσταση εισόδου και τη χαμηλή αντίσταση εξόδου, η επίδραση ενός μεγάλου κέρδους τάσης ανοιχτού βρόχου $A_{V(\text{OL})}$ είναι τέτοια ώστε ο τελεστικός ενισχυτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί στη σχεδίαση σχεδόν ιδανικών ενισχυτών τάσης ή ρεύματος. Στην πραγματικότητα η ανάλυση ενός κυκλώματος με τελεστικό ενισχυτή απαιτεί μόνο μια υπόθεση: ότι το ρεύμα στο κύκλωμα εισόδου του ενισχυτή είναι μηδέν, ή

$$i_{\text{in}} = 0 \quad (8.10)$$

Αυτή η υπόθεση δικαιολογείται από τη μεγάλη αντίσταση εισόδου και το μεγάλο κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου του τελεστικού ενισχυτή. Το μοντέλο που παρουσιάσαμε θα χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση τριών κυκλωμάτων ενισχυτών στο υπόλοιπο μέρος αυτής της ενότητας.

Ο τελεστικός ενιστυχής σε κυκλώματα κλειστού βρόχου

Ο αναστρέφων ενισχυτής (Inverting Amplifier)



Σχήμα 8.5 Ο αναστρέφων ενισχυτής

Μία από τις πιο δημοφιλείς συνδεσμολογίες του τελεστικού ενισχυτή, λόγω της απλότητάς της, είναι ο αποκαλούμενος αναστρέφων ενισχυτής που παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.5. Το πρός ενισχυση σήμα εισόδου συνδέεται μέσω μίας αντίστασης με την αναστρέψουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, ενώ η μη-αναστρέψουσα είσοδος γειώνεται. Θα αποδείξουμε ότι είναι δυνατόν να επιλέξουμε σχέδιο οποιοδήποτε κέρδος γι' αυτό τον ενισχυτή, επιλέγοντας απλώς τον λόγο δύο αντιστάσεων. Για την ανάλυση του κυκλώματος εφαρμόζουμε τον KCL στον κόμβο της αναστρέψουσας εισόδου

$$i_S + i_F = i_{\text{in}} \quad (8.11)$$

Το ρεύμα i_F που φέρει από την έξοδο προς την αναστρέψουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή ονομάζεται **ρεύμα ανατροφοδότησης ή ανάδρασης (feedback current)**, γιατί είναι ένα ρεύμα που τροφοδοτεί την είσοδο του τελεστικού ενισχυτή από την έξοδό του. Εφαρμόζοντας το νόμο του Ohm υπολογίζουμε τα τρία ρεύματα που φαίνονται στο Σχήμα 8.5:

$$i_S = \frac{v_S - v^-}{R_S} \quad i_F = \frac{v_{out} - v^-}{R_F} \quad i_{in} = 0 \quad (8.12)$$

(η αντίσταση εισόδου στον τελεστικού ενισχυτή θεωρείται πολύ μεγάλη και συνεπώς θεωρούμε ότι $i_{in} = 0$). Η τάση στη μη-αναστρέφουσα είσοδο v^+ είναι μηδενική αφού είναι συνδεδεμένη με τη γείωση: $v^+ = 0$. Με βάση το μοντέλο **ανοιχτού βρόχου** του τελεστικού ενισχυτή έχουμε ότι

$$v_{out} = A_{V(OL)}(v^+ - v^-) = -A_{V(OL)}v^- \quad (8.13)$$

ή

$$v^- = -\frac{v_{out}}{A_{V(OL)}} \quad (8.14)$$

Έχοντας υπολογίσει την τάση στην αναστρέφουσα είσοδο σαν συνάρτηση της τάσης εξόδου v_{out} μπορούμε να γράψουμε μία έκφραση για το κέρδος τάσης του ενισχυτή v_{out}/v_S . Η ποσότητα αυτή καλείται **κέρδος τάσης κλειστού βρόχου (closed-up gain)** επειδή η ανατροφοδότηση της εισόδου από την έξοδο στοιχειοθετεί ένα κλειστό βρόχο². Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 8.11 και 8.12 μπορούμε να γράψουμε

$$i_S = -i_F \quad (8.15)$$

και

$$\frac{v_S}{R_S} + \frac{v_{out}}{A_{V(OL)}R_S} = -\frac{v_{out}}{R_F} - \frac{v_{out}}{A_{V(OL)}R_F} \quad (8.16)$$

που μας οδηγεί στην εξίσωση

$$\frac{v_S}{R_S} = -\frac{v_{out}}{R_F} - \frac{v_{out}}{A_{V(OL)}R_F} - \frac{v_{out}}{A_{V(OL)}R_S} \quad (8.17)$$

ή

$$v_S = -v_{out} \left(\frac{1}{R_F/R_S} + \frac{1}{A_{V(OL)}R_F/R_S} + \frac{1}{A_{V(OL)}} \right) \quad (8.18)$$

Αν το κέρδος τάσης του τελεστικού ενισχυτή $A_{V(OL)}$ είναι αρκετά μεγάλο, τότε οι όροι $1/(A_{V(OL)}R_F/R_S)$ και $1/A_{V(OL)}$ στην εξίσωση 8.18 είναι αμελητέοι συγκρινόμενοι με τον όρο $1/(R_F/R_S)$. Όπως αναφέρθηκε προηγούμενως, οι τυπικές τιμές για το $A_{V(OL)}$ είναι στη περιοχή 10^5 ως 10^7 , και συνεπώς είναι

2. Η ορολογία αυτή χρησιμοποιείται στον αυτόματο έλεγχο, για τον οποίο τα συστήματα κλειστού βρόχου με ανάδραση είναι βασικό αντικείμενο μελέτης.

λογικό να συμπεράνουμε ότι, με πολύ καλή προσέγγιση, η παρακάτω έκφραση δίνει το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου του αναστρέφοντος ενισχυτή

$$\frac{v_{out}}{v_S} = -\frac{R_F}{R_S} \quad \text{Κέρδος τάσης κλειστού βρόχου αναστρέφοντος ενισχυτή} \quad (8.19) \quad \boxed{\Sigma E2}$$

Συνεπώς το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου ενός αναστρέφοντος ενισχυτή μπορεί να καθοριστεί απλά, επιλέγοντας δύο αντιστάσεις.

Στη συνέχεια δείχνουμε ότι, κάνοντας μία επιπλέον υπόθεση, είναι δυνατό να απλοποιήσουμε περαιτέρω την ανάλυση. Θεωρήστε ότι, όπως άλλωστε δείχνουμε για τον αναστρέφοντα ενισχυτή, η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο είναι

$$v^- = -\frac{v_{out}}{A_{V(OL)}} \quad (8.20)$$

Είναι σαφές ότι καθώς το $A_{V(OL)}$ τείνει στο άπειρο, η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο γίνεται πολύ μικρή (πρακτικά, είναι της τάξης των μερικών microvolts). Μπορούμε λοιπόν να θεωρήσουμε ότι η τάση στον ακροδέκτη v^- για τη συνδεσμολογία του αναστρέφοντος ενισχυτή είναι ουσιαστικά μηδενική.

$$v^- \approx 0 \quad (8.21)$$

Η θεώρηση αυτή οδηγεί σε μία ενδιαφέρουσα παραπήρηση (που όμως δεν είναι ακόμη προφανής στο σημείο αυτό):

Η ανατροφοδότηση της αναστρέφουσας εισόδου με την έξοδο, αναγκάζει την τάση στην αναστρέφουσα είσοδο να εξισωθεί με αυτή της μη αναστρέφουσας εισόδου.

Sigma 2

Η παραπάνω έκφραση ισοδυναμεί με την δήλωση ότι για ένα τελεστικό ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση (ή αρνητική ανάδραση) ισχύει

$$v^- \approx v^+ \quad (8.22)$$

Συνεπώς, όλα τα κυκλώματα με τελεστικό ενισχυτή που έχουν αρνητική ανάδραση, έχουν σχεδόν μηδενική διαφορά τάσης μεταξύ αναστρέφουσας και μη αναστρέφουσας εισόδου. (Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται ως εικονικό βραχυκύλωμα (virtual short-circuit)). Μπορούμε να απλοποιήσουμε σημαντικά την ανάλυση των κυκλώματων με τελεστικό ενισχυτή με την χρήση των δύο παρακάτω βασικών παραδοχών

1. $i_{in} = 0$
2. $v^- = v^+$

Βασικές παραδοχές για την ανάλυση κυκλώματων με τελεστικό ενισχυτή και αρνητική ανάδραση

Sigma 2

Η χρήση αυτών των βασικών παραδοχών θα εφαρμοστεί στην επόμενη παράγραφο για την ανάλυση του κυκλώματος του μη αναστερόφοντος ενισχυτή. Το Παράδειγμα 8.1 επεξηγεί μερικά απλά θέματα που αφορούν στη σχεδίαση ενισχυτών.

Έλεγχος Κατανόησης

ΣΕ2 Θεωρήστε ένα τελεστικό ενισχυτή σε συνδεσμολογία αναστρέφοντος ενισχυτή, με ονομαστικό κέρδος αλειστού βρόχου $-R_F/R_S = -1000$ (αυτό θα ήταν το κέρδος αν ο τελεστικός ενισχυτής είχε άπειρο κέρδος ανοιχτού βρόχου). Δώστε μία έκφραση για το κέρδος αλειστού βρόχου σαν συνάρτηση του κέρδους ανοιχτού βρόχου (Υπόδειξη: Χρησιμοποιείστε την εξίσωση 8.18 χωρίς να υποθέσετε ότι το $A_{V(OL)}$ είναι άπειρο). Υπολογίστε το κέρδος αλειστού βρόχου για τις παρακάτω τιμές του $A_{V(OL)}$: 10^7 , 10^6 , 10^5 και 10^4 . Πόσο πρέπει να είναι το κέρδος ανοιχτού βρόχου αν το επιθυμητό σφάλμα στο κέρδος αλειστού βρόχου πρέπει να είναι μικρότερο από 0.1%;

$$\text{ιεπέδη} \cdot 10^6 \text{ επί } 10^7 \text{ παραδοοι τα λα } 0.1\% \text{ το } A_{V(OL)} \text{ : } 999.9, 999.1, 99.9, 9.99$$

Γιατί ανατροφοδότηση;

Γιατί δίνεται τέτοια έμφαση στην έννοια ενός ενισχυτή με ένα πολύ μεγάλο κέρδος ανοιχτού βρόχου και με αρνητική ανατροφοδότηση; Γιατί να μη σχεδιάσετε απλά έναν ενισχυτή με ένα λογικό κέρδος, για παραδειγμα, $\times 10$, $\times 100$, και να τον χρησιμοποιήστε ακριβώς έτσι, χωρίς τη χρήση ανατροφοδότησης; Σε αυτές τις παραγράφους, ελπίζουμε να απαντήσουμε σε αυτές και σε άλλες ερωτήσεις, εισάγοντας την έννοια της **αρνητικής ανατροφοδότησης (negative feedback)** με ένα διαλθητικό τρόπο.

Ο θεμελιώδης λόγος για τη σχεδίαση ενός ενισχυτή με ένα πολύ μεγάλο κέρδος ανοιχτού βρόχου, είναι η ευελιξία που παρέχει στη σχεδίαση ενισχυτών με ένα (σχεδόν) αυθαίρετο κέρδος. Ήδη έχει αποδειχθεί ότι το κέρδος του αναστρέφοντος ενισχυτή καθορίζεται απλά με την επιλογή δύο εξωτερικών αντιστάσεων, γεγονός που είναι αναμφισβήτητα ένα πολύ βολικό χαρακτηριστικό. Η αρνητική ανατροφοδότηση είναι ο μηχανισμός που μας επιτρέπει να απολαύσουμε αυτή την ευελιξία στη σχεδίαση των γραμμικών ενισχυτών.

Για να κατανοήσετε το όρλο της ανατροφοδότησης στο τελεστικό ενισχυτή θεωρήστε την εσωτερική δομή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.4. Το μεγάλο κέρδος ανοιχτού βρόχου αναγκάζει οποιαδήποτε διαφορά στην τάση που εμφανίζεται στις δύο εισόδους του να εμφανιστεί πολύ ενισχυμένη στην έξοδο. Όταν υπάρχει μία αρνητική ανατροφοδότηση, όπως, παραδείγματος χάριν, στον αναστρέφοντα ενισχυτή του Σχήματος 8.5, η τάση εξόδου v_{out} αναγκάζει το ρεύμα i_F να περάσει μέσα από την αντίσταση ανατροφοδότησης έτσι ώστε να ικανοποιείται ο KCL στον κόμβο της αναστρέφουσας εισόδου. Υποθέστε, για λόγο, ότι η διαφορική τάση

$$\Delta v = v^+ - v^-$$

είναι σχεδόν μηδέν. Τότε η τάση εξόδου θα πρέπει να συνεχίσει να είναι τέτοια ώστε να ικανοποιείται ο KCL στον κόμβο της αναστρέφουσας εισόδου, δηλαδή έτσι ώστε το ρεύμα i_F να είναι ίσο με το ρεύμα i_S .

Υποθέστε, τώρα, ότι στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή εμφανίζεται μία μικρή διαφορά τάσης Δv . Αυτό θα έχει σαν αποτέλεσμα να αυξηθεί η τάση εξόδου κατά ένα ποσό $A_{V(OL)} \Delta v$. Συνεπώς, ένα επιπλέον ρεύμα περίπου ίσο με $A_{V(OL)} \Delta v / R_F$ θα περάσει από την έξοδο στην είσοδο μεσω της αντίστασης ανατροφοδότησης. Η επίδραση αυτού του επιπλέον ρεύματος θα μειώσει τη διαφορά τάσης Δv στο μηδέν, έτσι ώστε να αποκατασταθεί η αρχική ισορροπία στο κύκλωμα. Συνεπώς, ένας εναλλακτικός τρόπος θεώρησης της αρνητικής ανατροφοδότησης είναι να θεωρηθεί σαν ένας μηχανισμός αυτο-ισορροπίας, ο οποίος επιτρέπει στον ενισχυτή να διατηρεί μηδενική τη διαφορά τάσης μεταξύ των δύο εισόδων του.

Ένα πρακτικό παράδειγμα, που επεξηγεί μια συνηθισμένη εφαρμογή της αρνητικής ανατροφοδότησης, είναι ο θερμοστάτης. Αυτό το απλό σύστημα ελέγχου θερμοκρασίας λειτουργεί με τη σύγκριση της επιθυμητής περιβαλλοντικής θερμοκρασίας και της θερμοκρασίας που μετράται από ένα θερμόμετρο. Ελέγχοντας (ανοίγοντας και κλείνοντας) μια πηγή θερμότητας, διατηρεί τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής και της επιθυμητής θερμοκρασίας σχεδόν μηδενική. Παρόμοια, στον αναστρέφοντα ενισχυτή, η αρνητική ανατροφοδότηση χρησιμοποιείται για να κρατήσει τη τάση της αναστρέφουσας εισόδου όσο το δυνατό πιο κοντά στη τάση της μη αναστρέφουσας εισόδου. Η τελευταία τάση είναι ανάλογη με την επιθυμητή θερμοκρασία στο εσωτερικό ενός σπιτιού, ενώ η τάση της αναστρέφουσας έχει παρόμοιο όρλο με αυτό της πραγματικής θερμοκρασίας του περιβάλλοντος. Το κέρδος ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή αναγκάζει τις δύο τάσεις να είναι η μια κοντά στην άλλη, με τον ίδιο σχεδόν τρόπο

που το σύστημα θέρμανσης ρυθμίζει τη παρεχόμενη θερμότητα στο σπίτι για να επιτύχει την επιθυμητή θερμοκρασία.

Είναι επίσης δυνατό να σχεδιάσουμε κυκλώματα με τελεστικούς ενισχυτές, έτσι ώστε να έχουν **θετική ανατροφοδότηση** (positive feedback), συνδέοντας την έξοδο με τη μη-αναστρέψουσα είσοδο. Η συνδεσμολογία αυτή δεν μελετάται στο κεφάλαιο αυτό, αλλά παρουσιάζεται ένα τυπικό παράδειγμά της, ο **συγκριτής τάσης** (voltage comparator), στο Κεφάλαιο 15.

ΣΕ2

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.1 Πρόβλημα κυκλώματος αναστρέφοντος ενισχυτή

Πρόβλημα

Καθορίστε το κέρδος τάσης και τη τάση εξόδου για το κύκλωμα του αναστρέφοντος ενισχυτή του Σχήματος 8.5. Ποια θα είναι η αβεβαιότητα στο κέρδος εάν οι αντιστάσεις που θα χρησιμοποιηθούν είναι ανοχής 5% και 10% αντίστοιχα;

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Αντιστάσεις ανατροφοδότησης και πηγής εισόδου; τάση πηγής εισόδου.

Na Bρεθεί: $A_V = v_{\text{out}}/v_{\text{in}}$ και η μέγιστη επί τοις εκατό αλλαγή του A_V για αντιστάσεις ανοχής 5% και 10%.

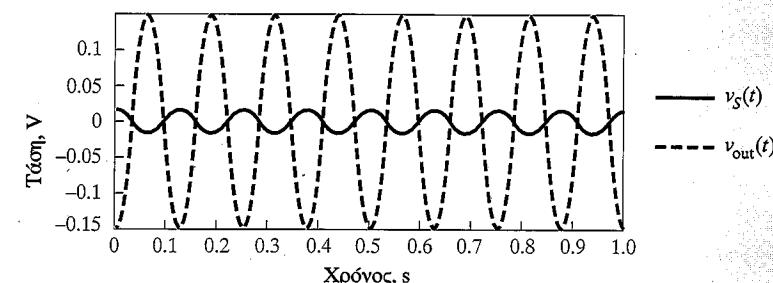
Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $R_S = 1 \text{ k}\Omega$, $R_F = 10 \text{ k}\Omega$, $v_S(t) = A \cos(\omega t)$, $A = 0.015 \text{ V}$, $\omega = 50 \text{ rad/s}$.

Υποθέσεις: Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός, δηλαδή το ορεύμα εισόδου στον τελεστικό ενισχυτή είναι μηδέν, και λόγω της αρνητικής ανάδρασης ισχύει: $v^+ = v^-$.

Ανάλυση: Χρησιμοποιώντας την εξίσωση 8.19 υπολογίζουμε την τάση εξόδου:

$$v_{\text{out}}(t) = A_V \times v_S(t) = -\frac{R_F}{R_S} \times v_S(t) = -10 \times 0.015 \cos(\omega t) = -0.15 \cos(\omega t)$$

Οι κυματομορφές εισόδου και εξόδου παρουσιάζονται στο Σχήμα 8.6.



Σχήμα 8.6

Το ονομαστικό κέρδος του ενισχυτή είναι $A_{V \text{ nom}} = -10$. Εάν οι αντιστάσεις είναι ανοχής 5% τότε οι δύο ακραίες τιμές κέρδους θα είναι:

$$A_{V \text{ min}} = -\frac{R_F \text{ min}}{R_S \text{ max}} = -\frac{9500}{1050} = 9.05$$

$$A_{V \text{ max}} = -\frac{R_F \text{ max}}{R_S \text{ min}} = -\frac{10500}{950} = 11.05$$

επομένως το ποσοστιαίο λάθος υπολογίζεται όπως παρακάτω

$$100 \times \frac{A_{V \text{ nom}} - A_{V \text{ min}}}{A_{V \text{ nom}}} = 100 \times \frac{10 - 9.05}{10} = 9.5\%$$

$$100 \times \frac{A_{V \text{ nom}} - A_{V \text{ max}}}{A_{V \text{ nom}}} = 100 \times \frac{10 - 11.05}{10} = -10.5\%$$

Κατά συνέπεια, το ποσοστιαίο λάθος στο κέρδος του ενισχυτή μπορεί να είναι μέχρι και $\pm 10\%$ (περίπου), όταν χρησιμοποιούνται οι αντιστάσεις ανοχής 5%. Εάν χρησιμοποιηθούν αντιστάσεις ανοχής 10%, το ποσοστιαίο λάθος στο κέρδος του ενισχυτή μπορεί να είναι μέχρι και περίπου $\pm 20\%$, όπως αποδεικνύεται παρακάτω

$$A_{V \text{ min}} = -\frac{R_F \text{ min}}{R_S \text{ max}} = -\frac{9000}{1100} = 8.18$$

$$A_{V \text{ max}} = -\frac{R_F \text{ max}}{R_S \text{ min}} = -\frac{11000}{900} = 12.2$$

$$100 \times \frac{A_{V \text{ nom}} - A_{V \text{ min}}}{A_{V \text{ nom}}} = 100 \times \frac{10 - 8.18}{10} = 18.2\%$$

$$100 \times \frac{A_{V \text{ nom}} - A_{V \text{ max}}}{A_{V \text{ nom}}} = 100 \times \frac{10 - 12.2}{10} = -22.2\%$$

Σχόλιο: Προσέξτε ότι το χειρότερο ποσοστιαίο λάθος κέρδους είναι περίπου διπλάσιο από την ανοχή των αντιστάσεων.

Έλεγχος Κατανόησης

Υπολογίστε το λάθος κέρδους που θα προκύψει αν χρησιμοποιηθούν αντιστάσεις ακρίβειας 1%.

Αποτέλεσμα: +1.98 ή -2.20%.

Ο αθροιστής

Ένα χρήσιμο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή που είναι βασισμένο στον αναστρέφοντα ενισχυτή είναι ο αθροιστής (op-amp summer ή summing amplifier). Αυτό το κύκλωμα, που παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.7, χρησιμοποιείται για να προσθέσει τις τάσεις πηγών σήματος. Το βασικό πλεονέκτημα της χρήσης του τελεστικού ενισχυτή ως ενισχυτή αθροίσματος, είναι ότι το άθροισμα εμφανίζεται ανεξάρτητα από τις σύνθετες αντιστάσεις εξόδου των πηγών, έτσι ώστε οι πηγές με διαφορετικές εσωτερικές σύνθετες αντιστάσεις δεν αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Η λειτουργία του ενισχυτή αθροίσματος γίνεται κατανοητή καλύτερα από την εφαρμογή του KCL στον κόμβο αναστροφής: Το άθροισμα των ρευμάτων N πηγών εισόδου και το ρεύμα ανατροφοδότησης πρέπει να είναι ίσο με μηδέν, έτσι ώστε

$$i_1 + i_2 + \dots + i_N = -i_F \quad (8.24)$$

όμως το ρεύμα που δίνει κάθε πηγή εισόδου είναι

$$i_n = \frac{v_{S_n}}{R_{S_n}} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (8.25)$$

Σχήμα 8.7 Ο ενισχυτής αθροίσματος

ενώ το ρεύμα ανατροφοδότησης είναι

$$i_F = \frac{v_{\text{out}}}{R_F} \quad (8.26)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 8.24, 8.25 και 8.26 και χρησιμοποιώντας την εξισώση 8.15 παίρνουμε το αποτέλεσμα

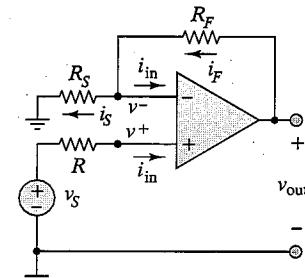
$$\sum_{n=1}^N \frac{v_{S_n}}{R_{S_n}} = -\frac{v_{\text{out}}}{R_F} \quad (8.27)$$

ή

$$v_{\text{out}} = -\sum_{n=1}^N \frac{R_F}{R_{S_n}} v_{S_n} \quad \text{Ενισχυτής αθροίσματος} \quad (8.28) \quad \boxed{\Sigma 2}$$

Δηλαδή η εξόδος αποτελείται από το σταθμισμένο άθροισμα των N πηγών εισόδου, με παράγοντα στάθμισης για κάθε πηγή ίσο με το λόγο της αντίστασης ανατροφοδότησης προς την αντίσταση εισόδου κάθε πηγής.

Ο μη αναστρέφων ενισχυτής



Σχήμα 8.8 Ο μη αναστρέφων ενισχυτής

Ο μη-αναστρέφων ενισχυτής μπορεί να αναλυθεί με τον ίδιο σχεδόν τρόπο με το αναστρέφοντα ενισχυτή. Γράφοντας τον KCL στο κόμβο της αναστρέφουσας εισόδου έχουμε

$$i_F = i_S + i_{\text{in}} \approx i_S \quad (8.29)$$

όπου

$$i_F = \frac{v_{\text{out}} - v^-}{R_F} \quad (8.30)$$

$$i_S = \frac{v^-}{R_S} \quad (8.31)$$

Για να αποφευχθεί το αρνητικό κέρδος (δηλαδή αντιστροφή φάσης) που εισάγεται από τον αναστρέφοντα ενισχυτή, χρησιμοποιείται συχνά ο μη-αναστρέφων ενισχυτής (noninverting amplifier). Ένας τυπικός μη-αναστρέφων ενισχυτής παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.8. Προσέξτε ότι το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή.

Ο μη-αναστρέφων ενισχυτής μπορεί να αναλυθεί με τον ίδιο σχεδόν τρόπο με το αναστρέφοντα ενισχυτή. Γράφοντας τον KCL στο κόμβο της αναστρέφουσας εισόδου έχουμε

Τώρα, αφού $i_{in} = 0$, η πτώση τάσης στην αντίσταση R είναι μηδενική, συνεπώς

$$v^+ = v_S \quad (8.32)$$

και με τη χοήση της εξίσωσης 8.22 έχουμε

$$v^- = v^+ = v_S \quad (8.33)$$

Αντικαθιστώντας το αποτέλεσμα αυτό στις εξισώσεις 8.29 και 8.30, μπορούμε να αποδείξουμε ότι

$$i_F = i_S \quad (8.34)$$

ή

$$\frac{v_{out} - v_S}{R_F} = \frac{v_S}{R_S} \quad (8.35)$$

Μπορούμε να ξαναγράψουμε την εξίσωση 8.35 έτσι ώστε να πάρουμε το αποτέλεσμα

$$\boxed{\frac{v_{out}}{v_S} = 1 + \frac{R_F}{R_S} \quad \text{Το κέρδος κλειστού βρόχου του μη αναστρέφοντος ενισχυτή}} \quad (8.36)$$

που είναι η έκφραση για το κέρδος κλειστού βρόχου του μη αναστρέφοντα ενισχυτή. Σημειώστε ότι το κέρδος του ενισχυτή αυτού του τύπου είναι πάντα θετικό και μεγαλύτερο (ή ίσο) από τη μονάδα.

Το ίδιο αποτέλεσμα θα μπορούσε να έχει επιτευχθεί χωρίς να υποθέσουμε ότι $v^+ = v^-$, κάνοντας κάποιες επιπλέον πράξεις. Η διαδικασία που θα ακολουθούσε κάποιος σε αυτή τη περίπτωση είναι ανάλογη με αυτή που ακολουθήθηκε νωρίτερα για τον αναστρέφοντα ενισχυτή, και προτείνεται ως άσκηση.

Περιληπτικά, στις προηγούμενες σελίδες έχει αποδειχθεί ότι η κατασκευή ενός μη-ιδανικού ενισχυτή με πολύ μεγάλο κέρδος και σχεδόν άπειρη αντίσταση εισόδου παρέχει τη δυνατότητα σχεδίασης ενισχυτών με σχεδόν ιδανική απόδοση και διάφορες περιοχές κέρδους που καθορίζονται εύκολα με την επιλογή των εξωτερικών αντιστάσεων. Ο μηχανισμός που δίνει αυτή την ευελιξία στο σχεδιασμό είναι η αρνητική ανατροφοδότηση. Από εδώ και πέρα, εκτός αν σημειώνεται διαφορετικά, θα είναι λογικό και ικανοποιητικό στην ανάλυση των κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές να χρησιμοποιείτε τις δύο βασικές προσεγγίσεις:

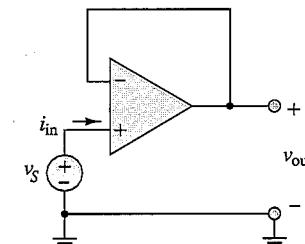
1. $i_{in} = 0$ Βασικές προσεγγίσεις για ιδανικό τελεστικό ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση
2. $v^- = v^+$

ΣΕ2

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.2 Ακόλουθος τάσης (Voltage Follower)

ΣΕ2

Πρόβλημα



Σχήμα 8.9

Καθορίστε το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου και την αντίσταση εισόδου του κυκλώματος στο Σχήμα 8.9.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Αντιστάσεις ανάδρασης και πηγής εισόδου, τάση πηγής εισόδου.

Να Βρεθεί:

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_S} \quad r_i = \frac{v_{in}}{i_{in}}$$

Υποθέσεις: Ο ενισχυτής είναι ιδανικός, συνεπώς το ρεύμα εισόδου στη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδενικό και η αρνητική ανάδραση αναγκάζει τις τάσεις στις δύο εισόδους του τελεστικού ενισχυτή να είναι ίσες.

Ανάλυση: Με βάση τις υποθέσεις για τον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή $v^+ = v^-$. Άλλα $v^+ = v_S$ και $v^- = v_{out}$, συνεπώς

$$v_S = v_{out} \quad \text{Ακόλουθος τάσης}$$

Η ονομασία ακόλουθος τάσης δικαιολογείται από την ικανότητα της εξόδου του κυκλώματος να ακολουθεί με ακρίβεια την τάση εισόδου. Για να υπολογίσουμε την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή πρέπει να προσέξουμε ότι το ρεύμα εισόδου είναι μηδενικό

$$r_i = \frac{v_S}{i_{in}} \rightarrow \infty$$

Σχόλια: Η αντίσταση εισόδου του ακόλουθου τάσης είναι η σημαντικότερη ιδιότητα του ενισχυτή: Η εξαιρετικά υψηλή αντίσταση εισόδου αυτού του ενισχυτή (που είναι της τάξης των πολλών MΩ έως GΩ) επιτρέπει την τέλεια απομόνωση μεταξύ της πηγής και του φορτίου εισόδου. Οι ακόλουθοι τάσης, ή απομονωτές σύνθετης αντίστασης ή απλά απομονωτές (impedance buffers), συσκευάζονται συνήθως ανά τέσσερεις ή περισσότεροι στα ολοκληρωμένα κυκλώματα.

ΣΕ2

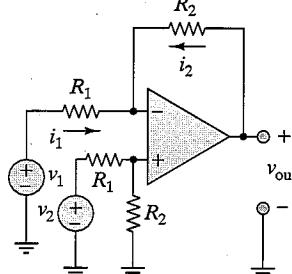
Έλεγχος Κατανόησης

Δώστε μια ένφραση για το κέρδος κλειστού βρόχου του ακόλουθου τάσης που να περιλαμβάνει ως παράμετρο την τιμή του κέρδους τάσης ανοιχτού βρόχου του τελεστικού ενισχυτή. (Υπόδειξη: ακολουθήστε τη διαδικασία των εξισώσεων 8.11 μέχρι 8.19 με τις απαραίτητες τροποποιήσεις, και μην υποθέστε ότι $A_{V(OL)}$ είναι άπειρο). Πόσο μεγάλο θα έπρεπε να είναι το κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου εάν επιθυμούμε να επιτύχουμε κέρδος κλειστού βρόχου (μονάδα) με λιγότερο σφάλμα από 0.1%;

$$\frac{v_+ - v_-}{A_{V(OL)}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{v_{out}}{v_+}$$

Ο διαφορικός ενισχυτής

Το τρίτο κύκλωμα κλειστού βρόχου που εξετάζεται σε αυτό το κεφάλαιο είναι ένας συνδυασμός του αναστρέφοντος και του μη αναστρέφοντος ενισχυτή. Το κύκλωμα αυτό βρίσκεται συχνά εφαρμογή στις περιπτώσεις όπου η διαφορά μεταξύ δύο σημάτων πρέπει να ενισχυθεί. Ο βασικός διαφορικός ενισχυτής



Σχήμα 8.10 Ο διαφορικός ενισχυτής

(differential amplifier) παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.10, όπου οι δύο πηγές v_1 και v_2 μπορεί να είναι ανεξάρτητες ή μια από την άλλη, ή, μπορεί να προέλθουν από την ίδια διαδικασία, όπως συμβαίνει στο ένθετο «Εστίαση στις Μετρήσεις: Ενισχυτής Ηλεκτροκαρδιογράφηματος».

Η ανάλυση του διαφορικού ενισχυτή μπορεί να γίνει με πολλούς διαφορετικούς τρόπους, από τους οποίους επιλέγουμε τον παρακάτω:

1. Υπολογισμός των τάσεων εισόδου του τελεστικού ενισχυτή
2. Εξίσωση των τάσεων εισόδου του τελεστικού ενισχυτή ($v^+ = v^-$)
3. Εφαρμογή του KCL στο κόμβο της αναστρέφουσας εισόδου ($i_2 = -i_1$).

Με δεδομένο ότι το ρεύμα εισόδου στις εισόδους του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδενικό η τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο θα είναι ο καταμερισμός τάσης v_2 στις αντιστάσεις R_2 και R_1 (διαιρέτης τάσης)

$$v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_2 \quad (8.38)$$

Αν υποθέσουμε ότι η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο είναι v^+ , τότε τα ρεύματα i_1 και i_2 θα είναι

$$i_1 = \frac{v_1 - v^+}{R_1} \quad (8.39)$$

και

$$i_2 = \frac{v_{out} - v^+}{R_2} \quad (8.40)$$

και αφού ισχύει ότι

$$i_2 = -i_1 \quad (8.41)$$

βρίσκουμε τη παρακάτω ένφραση για την τάση εξόδου

$$v_{out} = R_2 \left[\frac{-v_1}{R_1} + \frac{1}{R_1 + R_2} v_2 + \frac{R_2}{R_1(R_1 + R_2)} v_2 \right] \quad (8.42)$$

$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1) \quad \text{Το κέρδος κλειστού βρόχου του διαφορικού ενισχυτή}$$

ΣΕ2

Συνεπώς, ο διαφορικός ενισχυτής ενισχύει τη διαφορά των δύο τάσεων εισόδου με το κέρδος κλειστού βρόχου που είναι R_2/R_1 .

Στην πράξη, είναι συχνά απαραίτητο να ενισχυθεί η διαφορά μεταξύ δύο σημάτων που αλλοιώνονται από το θόρυβο ή κάποια άλλη μορφή παρεμβολής. Σε τέτοιες περιπτώσεις ο διαφορικός ενισχυτής είναι ένα ανεκτίμητο εργαλείο που έχει τη δυνατότητα να ενισχύει το επιθυμητό σήμα ενώ ταυτόχρονα απορρίπτει το θόρυβο. Στο παρακάτω παραδειγμα «Ενισχυτής Ηλεκτροκαρδιογραφημάτων (EKG)» δίνεται μία πραγματική εφαρμογή του διαφορικού ενισχυτή.

Συνοψίζοντας, ο Πίνακας 8.1 αναφέρει τα βασικά κυκλώματα του τελεστικού ενισχυτή που παρουσιάσθηκαν σε αυτή την ενότητα.

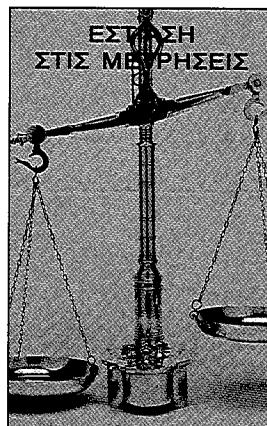
Έλεγχος Κατανόησης

Εξάγετε το παραπάνω αποτέλεσμα εφαρμόζοντας την αρχή της υπέρθεσης. Θεωρήστε το διαφορικό ενισχυτή σαν συνδυασμό ενός αναστρέφοντος ενισχυτή με είσοδο ίση με v_2 και ενός μη αναστρέφοντος ενισχυτή με είσοδο ίση με v_1 .

$$A_{V(OL)} = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$$

Πίνακας 8.1 Βασικά κυκλώματα του τελεστικού ενισχυτή

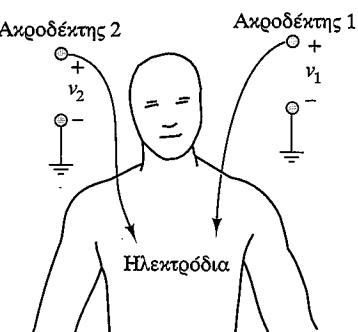
Όνομασία Συνδεσμολογίας	Κύκλωμα	Κέφος αλειστού βρόχου (υπό τις ιδανικές προϋποθέσεις της εξίσωσης 8.23)
Αναστρέψων ενισχυτής	Σχήμα 8.5	$v_{out} = -\frac{R_F}{R_S} v_S$
Αθροιστής	Σχήμα 8.7	$v_{out} = -\frac{R_F}{R_1} v_{S1} - \frac{R_F}{R_2} v_{S2} - \dots - \frac{R_F}{R_n} v_{Sn}$
Μη αναστρέψων ενισχυτής	Σχήμα 8.8	$v_{out} = \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) v_S$
Ακόλουθος τάσης	Σχήμα 8.9	$v_{out} = v_S$
Διαφορικός ενισχυτής	Σχήμα 8.10	$v_{out} = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$



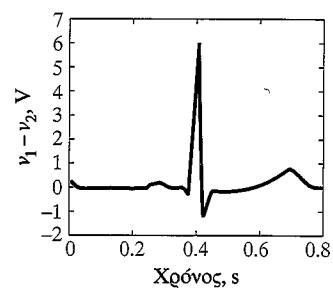
Ενισχυτής Ηλεκτροκαρδιογραφήματος (ΕΚΓ)

Αυτό το παράδειγμα επεξηγεί την αρχή στην οποία βασίζεται ένας ηλεκτροκαρδιογράφος δύο ακροδεκτών. Η επιθυμητή καρδιακή κυματομορφή δίνεται από τη διαφορά μεταξύ των δυναμικών που μετριούνται από δύο ηλεκτρόδια κατάλληλα τοποθετημένα στο στήθος του ασθενούς, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.11. Μια καρδιακή κυματομορφή υγιούς ατόμου, απαλλαγμένη από το θόρυβο, παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.12.

Δυστυχώς, η παρουσία των ηλεκτρικών συσκευών που τροφοδοτούνται από το δίκτυο ισχύος προκαλεί α-



Σχήμα 8.11 Ηλεκτροκαρδιογράφος δύο ακροδεκτών

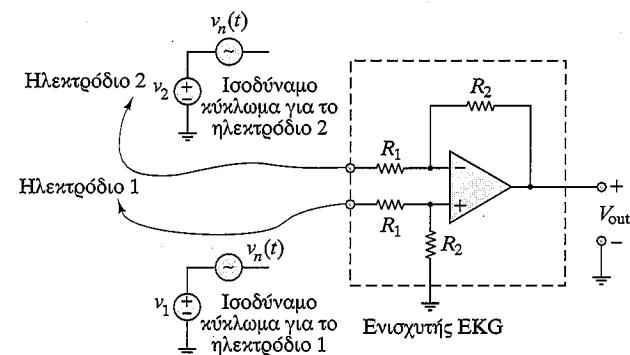


Σχήμα 8.12 Καρδιακή κυματομορφή

(συνεχίζεται)

(συνεχίζεται)

νεπιθύμητη παρεμβολή στα ηλεκτρόδια του καρδιογράφου. Τα σύρματα των ηλεκτροδίων ενεργούν σαν κεραίες που λαμβάνουν, εκτός από την επιθυμητή καρδιακή τάση και το σήμα των 50-Hz του δικτύου. Στην πραγματικότητα, οι τάσεις των σημάτων v_1 και v_2 , που εμφανίζονται στα δύο ηλεκτρόδια θα είναι (όπως φαίνεται με τη βοήθεια του Σχήματος 8.13).



Σχήμα 8.13 Ενισχυτής ηλεκτροκαρδιογραφήματος

Ηλεκτρόδιο 1:

$$v_1(t) + v_n(t) = v_1(t) + V_n \cos(2\pi 50t + \phi_n)$$

Ηλεκτρόδιο 2:

$$v_2(t) + v_n(t) = v_2(t) + V_n \cos(2\pi 50t + \phi_n)$$

Το σήμα παρεμβολής $V_n \cos(2\pi 50t + \phi_n)$ είναι περόπου τα ίδια και στους δύο ακροδέκτες, επειδή τα ηλεκτρόδια επιλέγονται έτσι ώστε να είναι ίδια (π.χ., έχουν τα ίδια μήκη) και είναι κοντά το ένα στο άλλο. Επιπλέον, ο τρόπος με τον οποίο δημιουργείται το σήμα παρεμβολής είναι ίδιος και για τους δύο ακροδέκτες, συνεπώς αυτό θα είναι ίδιο και στους δύο ακροδέκτες. Με βάση τη παραπάνω ανάλυση έχουμε:

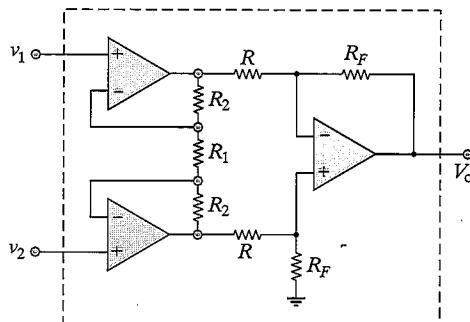
$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1} \{ [v_1 + v_n(t)] - [v_2 + v_n(t)] \}$$

ή

$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1} (v_1 - v_2)$$

Συνεπώς ο διαφορικός ενισχυτής μηδενίζει το σήμα της παρεμβολής, ενώ παράλληλα ενισχύει την επιθυμητή κυματομορφή του EKG.

Η παραπάνω εφαρμογή εισάγει την έννοια του **κοινού σήματος (common-mode)** και του **διαφορικού σήματος (differential-mode signals)**. Το επιθυμητό διαφορικό σήμα του καρδιογραφήματος ενισχύθηκε από τον τελεστικό ενισχυτή, ενώ η παρεμβολή, ως κοινό σήμα, απεριφέθη. Συνεπώς, ο διαφορικός ενισχυτής παρέχει τη δυνατότητα να απορριφθεί το τμήμα του σήματος που είναι κοινό (όπως ο θόρυβος ή τα ανεπιθύμητα DC offsets) ενισχύοντας το διαφορικό μέρος του σήματος. Αυτό είναι ένα πολύ επιθυμητό στα συστήματα ηλεκτρικών μετρήσεων. Στην πράξη, η απόρριψη του κοινού σήματος δεν είναι πλήρης. Ένα ποσοστό του κοινού σήματος εμφανίζεται πάντα στην έξοδο. Το γεγονός αυτό μας δίνει τη δυνατότητα να ορίσουμε ένα συντελεστή ποιότητας του διαφορικού ενισχυτή που ονομάζεται λόγος απόρριψης κοινού σήματος (*CMRR Common Mode Rejection Ratio*) και συζητείται στην Ενότητα 8.6.



Σχήμα 8.14 Ενισχυτής οργάνων

Συχνά, για την απομόνωση του σήματος εισόδου από το στάδιο ενίσχυσης του διαφορικού ενισχυτή, τα σήματα v_1 και v_2 ενισχύονται χωριστά. Αυτή η τεχνική αναδεικνύει τον **ενισχυτή οργάνων (IA Instrumentation Amplifier)**, που παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.14. Το Παραδειγμα 8.3 επεξηγεί τον υπολογισμό του κέρδους κλειστού βρόγχου για έναν τυπικό ενισχυτή οργάνων.

ΣΕ2

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.3 Ενισχυτής οργάνων

Πρόβλημα

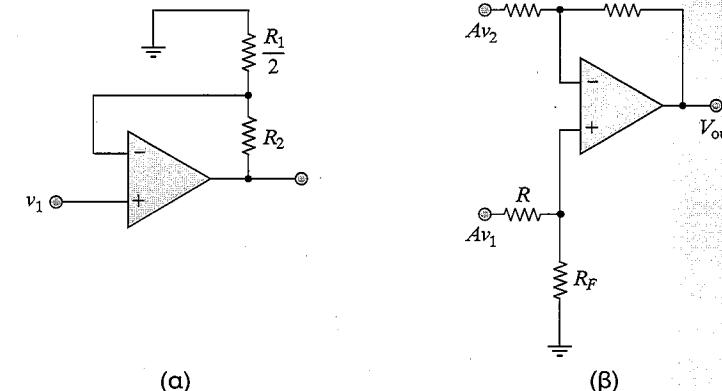
Υπολογίστε το κέρδος τάσης κλειστού βρόγχου του ενισχυτή οργάνων του Σχήματος 8.14.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Οι αντιστάσεις του κυκλώματος.

Να Βρεθεί:

$$A_V = \frac{v_{\text{out}}}{v_1 - v_2} \quad (8.43)$$



Σχήμα 8.15 Ανάλυση του ενισχυτή οργάνων: (α) Στάδιο εισόδου, (β) Στάδιο εξόδου

Υποθέσεις: Υποθέστε ότι οι τελεστικοί ενισχυτές είναι ιδανικοί

Ανάλυση: Ας εξετάσουμε πρώτα το κύκλωμα εισόδου. Λόγω της συμμετρίας του κυκλώματος μπορούμε να αντικαταστήσουμε το μισό του κυκλώματος εισόδου με το κύκλωμα του Σχήματος 8.15 (α), όπου απεικονίζεται το κάτω μισό του πρώτου σταδίου του ενισχυτή οργάνων. Αναγνωρίζουμε ότι το κύκλωμα του Σχήματος 8.15 (α) είναι ένας μη αναστρέψων ενισχυτής (δείτε το Σχήμα 8.8), και μπορούμε άμεσα να γράψουμε την έκφραση για το κέρδος τάσης κλειστού βρόγχου (εξίσωση 8.36).

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1/2} = 1 + \frac{2R_2}{R_1}$$

Κάθε μια από τις δύο εισόδους v_1 και v_2 είναι επομένως μια είσοδος στο δεύτερο στάδιο του ενισχυτή οργάνων, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.15 (β). Μπορούμε να αναγνωρίσουμε ότι το δεύτερο στάδιο είναι ένας διαφορικός ενισχυτής (δείτε το Σχήμα 8.10), και μπορούμε επομένως να γράψουμε τη τάση εξόδου με βάση την εξίσωση 8.42:

$$v_{\text{out}} = \frac{R_F}{R} (Av_1 - Av_2) = \frac{R_F}{R} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (v_1 - v_2) \quad (8.44)$$

από την οποία μπορούμε να υπολογίσουμε το κέρδος τάσης κλειστού βρόγχου του ενισχυτή οργάνων:

$$A_V = \frac{v_{\text{out}}}{v_1 - v_2} = \frac{R_F}{R} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \quad \text{Ενισχυτής οργάνων}$$

Σχόλιο: Το κύκλωμα αυτό αναλύεται εκτενέστερα στο Κεφάλαιο 15.

Επειδή ο ενισχυτής οργάνων έχει ευρεία εφαρμογή, και με στόχο να εξασφαλιστεί το καλύτερο συνταίριασμα των αντιστάσεων, ολόκληρο το κύκλωμα του Σχήματος 8.14 συσκευάζεται συχνά σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Το πλεονέκτημα αυτής της ολοκληρωσης είναι ότι οι αντιστάσεις R_1 και R_2 μπορούν να κατασκευαστούν με μεγάλη ακρίβεια σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, που είναι μεγαλύτερη από αυτή που έχουν οι αντιστάσεις του εμπορίου. Ένας τυπικός ενισχυτής οργάνων, εμπορικά διαθέσιμος σε ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι ο AD625.

Ακόμη ένα άλλο απλό κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή που βρίσκεται ευρεία εφαρμογή στα ηλεκτρονικά οργάνα, είναι το κύκλωμα μετατόπισης τάσης. Το Παράδειγμα 8.4 συζητά τη λειτουργία του και την πρακτική εφαρμογή του. Ακολούθως παρουσιάζεται η χρήση του μετατοπιστή τάσης (level shifter) σε ένα κύκλωμα βαθμονόμησης αισθητήρων.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.4 Κύκλωμα μετατόπισης τάσης (Level Shifter)

Πρόβλημα

Ο μετατοπιστής τάσης του Σχήματος 8.16 έχει τη δυνατότητα να προσθέσει ή να αφαιρέσει μία συνεχή τάση σε ένα σήμα. Ανάλυστε το κύκλωμα έτσι ώστε να αφαιρεί 1.8 V από τη τάση εξόδου του αισθητήρα.

Λύση

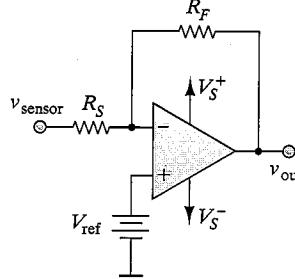
Γνωστές Ποσότητες: Τάση εξόδου του αισθητήρα, Αντιστάσεις εισόδου και ανάδρασης.

Na Βρεθεί: Η τιμή της τάσης V_{ref} που απαιτείται για να εξαλείψει τη συνεχή συνιστώσα τάσης του σήματος του αισθητήρα.

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $v_s(t) = 1.8 + 0.1 \cos(\omega t)$, $R_F = 220 \text{ k}\Omega$, $R_S = 10 \text{ k}\Omega$.

Υποθέσεις: Υποθέστε ιδανικό τελεστικό ενισχυτή.

Ανάλυση: Καθορίζουμε αρχικά το κέρδος τάσης κλειστού βρόγχου του κύκλωματος στο Σχήμα 8.16. Η τάση εξόδου μπορεί να υπολογιστεί αρκετά εύκολα εφαρμόζοντας την αρχή της υπέρθεσης τάσεων. Η τάση του αισθητήρα είναι



Σχήμα 8.16 Κύκλωμα μετατόπισης τάσης (Level Shifter)

είσοδος σε έναν αναστρέφοντα ενισχυτή με κέρδος $-R_F/R_S$, ενώ η μπαταρία είναι είσοδος σε έναν μη αναστρέφοντα ενισχυτή με κέρδος $1 + R_F/R_S$. Συνεπώς, μπορούμε να γράψουμε την τάση εξόδου σαν άθροισμα των δύο εξόδων που προκαλούνται από τις δύο πηγές:

$$v_{out} = -\frac{R_F}{R_S} v_{sensor} + \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) V_{ref}$$

Αντικαθιστώντας την έκφραση για τη τάση του αισθητήρα v_{sensor} στη παραπάνω εξίσωση έχουμε:

$$\begin{aligned} v_{out} &= -\frac{R_F}{R_S} [1.8 + 0.1 \cos(\omega t)] + \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) V_{ref} \\ &= -\frac{R_F}{R_S} [0.1 \cos(\omega t)] - \frac{R_F}{R_S} (1.8) + \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) V_{ref} \end{aligned}$$

Αφού ο σκοπός του κυκλώματος είναι η απαλοιφή της συνεχούς τάσης απαιτούμε:

$$\begin{aligned} -\frac{R_F}{R_S} (1.8) + \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) V_{ref} &= 0 \\ V_{ref} &= 1.8 \frac{R_F/R_S}{1 + R_F/R_S} = 1.714 \text{ V} \end{aligned}$$

Σχόλια: Η παρουσία μιας πηγής τάσης ακρίβειας στο κύκλωμα είναι ανεπιθύμητη επειδή αυξάνει σημαντικά το κόστος υλοποίησης του κυκλώματος, και επειδή στις περισσότερες περιπτώσεις μια τέτοια πηγή τάσης δεν είναι ρυθμιζόμενη. Το κύκλωμα του Σχήματος 8.17 δείχνει πώς μπορεί κάποιος να παράγει μια ρυθμιζόμενη τάση αναφοράς με τη χρήση των πηγών τάσης που χρησιμοποιήθηκαν ήδη για τη τροφοδοσία του κυκλώματος, έχοντας επιπλέον μόνο δύο αντιστάσεις R και ένα ποντεσιόμετρο R_p . Οι αντιστάσεις R συμπεριλαμβάνονται στο κύκλωμα για να αποτρέψουν το βραχυκύλωμα του δρομέα του ποντεσιόμετρου με μία από τις τάσεις τροφοδοσίας. Χρησιμοποιώντας τον κανόνα διαιρέτη τάσης, μπορούμε να γράψουμε την ακόλουθη έκφραση για την τάση αναφοράς που παράγεται από τον διαιρέτη:

$$V_{ref} = \frac{R + \Delta R}{2R + R_p} (V_S^+ - V_S^-)$$

Αν οι τάσεις τροφοδοσίας είναι συμμετρικές τότε η παραπάνω έκφραση μπορεί να απλοποιηθεί:

$$V_{ref} = \pm \frac{R + \Delta R}{2R + R_p} V_S^+$$

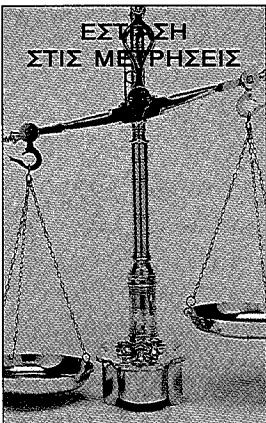
Προσέξτε ότι ρυθμίζοντας το ποντεσιόμετρο R_p είναι δυνατόν να παράγουμε οποιαδήποτε τάση αναφοράς μεταξύ των τάσεων τροφοδοσίας.

Έλεγχος Κατανόησης

Έχοντας υπόψη το Παράδειγμα 8.4, υπολογίστε την αντίσταση ΔR (Σχήμα 8.17) με δεδομένο ότι οι τάσεις τροφοδοσίας είναι $\pm 15V$, το ποντεσιόμετρο R_p είναι $10 k\Omega$ και οι αντιστάσεις R είναι $10 k\Omega$.

$$\Delta R = 6714 \Omega$$

ΣΕ2



Κύκλωμα βαθμονόμησης αισθητήρα

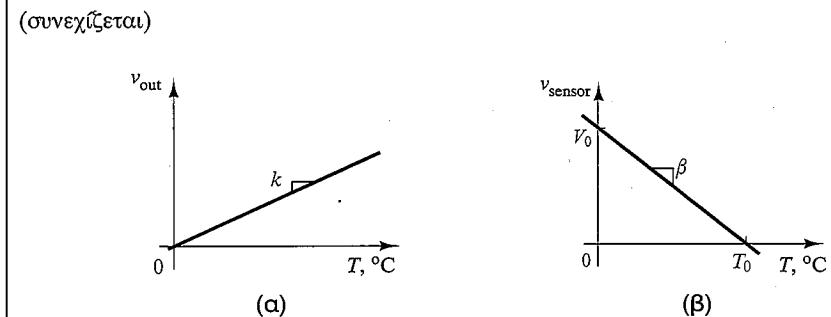
Σε πολλές πρακτικές περιπτώσεις η έξοδος ενός αισθητήρα σχετίζεται με τη φυσική μεταβλητή που έπιθυμούμε να μετρήσουμε, και είναι σε μορφή που απαιτεί κάποια περαιτέρω επεξεργασία ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί.

Η πιο επιθυμητή μορφή εξόδου ενός αισθητήρα είναι μια ηλεκτρική έξοδος (π.χ., τάση) που συνδέεται με μια σταθερά αναλογίας με τη φυσική μεταβλητή που μετράται. Μια τέτοια σχέση απεικονίζεται στο Σχήμα 8.18 (α), όπου το k είναι η σταθερά βαθμονόμησης που συνδέει την τάση εξόδου με τη θερμοκρασία. Σημειώστε ότι το k είναι ένας θετικός αριθμός, και ότι η καμπύλη βαθμονόμησης (*calibration curve*) περνά από το σημείο $(0, 0)$. Στη πράξη, ένας αισθητήρας θερμοκρασίας (μετατροπέας θερμοκρασίας σε τάση) μπορεί να έχει μία χαρακτηριστική μεταφοράς θερμοκρασίας-τάσης εξόδου σαν αυτή του Σχήματος 8.18 (β) που περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση:

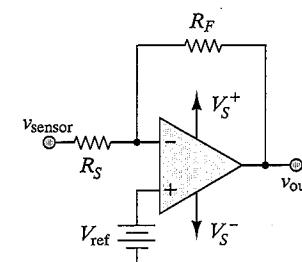
$$v_{sensor} = -\beta T + V_0$$

Είναι δυνατό να τροποποιηθεί η καμπύλη βαθμονόμησης του αισθητήρα στο

(συνεχίζεται)



Σχήμα 8.18 Καμπύλες βαθμονόμησης ενός αισθητήρα



Σχήμα 8.19 Κύκλωμα αισθητήρα βαθμονόμησης

Οπως αναφέρθηκε προηγούμενως η χαρακτηριστική μεταφοράς θερμοκρασίας-τάσης εξόδου του μετατροπέα περιγράφεται από την εξίσωση

$$v_{sensor} = -\beta T + V_0$$

Εφαρμόζοντας την έξοδο του αισθητήρα στην είσοδο του κυκλώματος του Σχήματος 8.19 θα πάρουμε μία τάση εξόδου που μπορεί να υπολογιστεί εφαρμόζοντας την αρχή της υπέρθεσης τάσεων:

$$\begin{aligned} v_{out} &= -\frac{R_F}{R_S} v_{sensor} + \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) V_{ref} \\ &= -\frac{R_F}{R_S} (-\beta T + V_0) + \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) V_{ref} \end{aligned}$$

Μετά από την αντικατάσταση της εξίσωσης του αισθητήρα στη παραπάνω εξίσωση και μετά από μερικές πράξεις, βλέπουμε ότι με την κατάλληλη επι-

(συνεχίζεται)

(συνεχίζεται)

λογή των αντιστάσεων και της πηγής τάσης αναφοράς μπορούμε να επιτύχουμε την επιθυμητή βαθμονόμηση. Επιθυμούμε να ισχύει η ακόλουθη έκφραση:

$$v_{\text{out}} = \frac{R_F}{R_S} \beta T + \left(1 + \frac{R_F}{R_S}\right) V_{\text{ref}} - \frac{R_F}{R_S} V_0 = kT$$

Αν επιλέξουμε

$$\frac{R_F}{R_S} \beta = k$$

και

$$V_{\text{ref}} = \frac{R_F/R_S}{1 + R_F/R_S} V_0$$

τότε θα έχουμε $v_{\text{out}} = kT$.

Προσέξτε ότι

$$V_{\text{ref}} \approx V_0 \quad \text{αν} \quad \frac{R_F}{R_S} \gg 1$$

οπότε μπορούμε να μετατρέψουμε άμεσα τη χαρακτηριστική του Σχήματος 8.18 (β) σε αυτή του Σχήματος 8.18 (α). Είναι σαφές ότι η επιλογή των αντιστάσεων κέρδους (R_F, R_S) επηρεάζει τη κλίση της καμπύλης βαθμονόμησης. Το γεγονός ότι το πρόστιμο της κλίσης αλλάζει οφείλεται αποκλειστικά στη τοπολογία του κυκλώματος (αναστρέφων ενισχυτής). Η τάσης αναφοράς μετατοπίζει απλά τη χαρακτηριστική στον κάθετο άξονα, έτσι ώστε να περνά από την αρχή των αξόνων.

Έλεγχος Κατανόησης

Με βάση το παραπάνω ένθετο υπολογίστε το λόγο R_F/R_S και τη τάση αναφοράς V_{ref} με δεδομένο ότι ο αισθητήρας θερμοκρασίας έχει $\beta = 0.235$ και $V_0 = 0.7 \text{ V}$ και η επιθυμητή έξοδος δίνεται από τη σχέση $v_{\text{out}} = 10 \text{ T}$.

Απάντωση: $R_F/R_S = 42.55$, $V_{\text{ref}} = 0.684 \text{ V}$.

ΣΕ2

Πρακτικές οδηγίες σχεδίασης κυκλωμάτων με τελεστικό ενισχυτή

Τα αποτελέσματα, που παρουσιάζονται στις προηγούμενες σελίδες, δείχνουν ότι οι τελεστικοί ενισχυτές επιτρέπουν την εύκολη σχεδίαση περιπλοκών κυκλωμάτων, απλά με την επιλογή των κατάλληλων τιμών μερικών αντιστάσεων. Αυτό ισχύει βεβαίως υπό τον όρο ότι η επιλογή των στοιχείων των κυκλωμάτων ικανοποιεί ορισμένα κριτήρια. Εδώ συνοψίζουμε μερικά σημαντικά πρακτικά κριτήρια που ο σχεδιαστής κυκλωμάτων με τελεστικό ενισχυτή πρέπει να λάβει υπόψη κατά την επιλογή των τιμών των στοιχείων του κυκλώματος. Η Ενότητα 8.6 ερευνά και αναδεικνύει τους πρακτικούς περιορισμούς των τελεστικών ενισχυτών λεπτομερέστερα.

- Χρησιμοποιείτε πάντα τυποποιημένες τιμές αντιστάσεων. Ενώ οποιαδήποτε αυθαίρετη τιμή κέρδους μπορεί, σε γενικές γραμμές, να επιτυχθεί με την επιλογή του κατάλληλου συνδυασμού αντιστάσεων, ο σχεδιαστής συχνά πρέπει να περιορίζεται στη χοήση των τυποποιημένων τιμών αντιστάσεων 5% (δείτε τον Πίνακα 1.2). Παραδείγματος χάριν, εάν το σχέδιο σας απαιτεί ένα κέρδος 25, μπορεί να μπείτε στον πειρασμό να επιλέξετε, για παράδειγμα, αντίστασεις 100 και 4 $\text{k}\Omega$ για να επιτύχετε ένα $R_F/R_S = 25$. Όμως, παρατηρώντας τον Πίνακα 1.2 διαπιστώνουμε ότι τα 4 $\text{k}\Omega$ δεν είναι μια τυποποιημένη τιμή αντίστασης. Η πιο κοντινή τιμή αντίστασης στο πίνακα αντιστάσεων με ανοχή 5% είναι η 3.9 $\text{k}\Omega$, που δίνει κέρδος 25.64. Μπορείτε να βρείτε έναν συνδυασμό τυποποιημένων αντιστάσεων 5% των οποίων ο λόγος (το κέρδος) είναι πιο κοντά στο 25;
- Εξασφαλίστε ότι το ζεύμα εξόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι σε λογικά όρια (μην επιλέξτε πολύ μικρές τιμές αντιστάσεων). Θεωρούμε το παραδειγματικό που δίνεται στο βήμα 1. Υποθέστε ότι η μέγιστη τάση εξόδου είναι 10 V. Το ζεύμα ανατροφοδότησης που απαιτείται με $R_F = 100 \text{ k}\Omega$ και $R_S = 4 \text{ k}\Omega$ είναι $I_F = 10/100000 = 0.1 \text{ mA}$, που είναι μια πολύ λογική τιμή ζεύματος για ένα τελεστικό ενισχυτή, όπως εξηγείται στην Ενότητα 8.6. Εάν προσπαθήσατε να επιτύχετε το ίδιο κέρδος χρησιμοποιώντας, για παράδειγμα, μία αντίσταση ανατροφοδότησης 10 Ω και μία αντίσταση εισόδου 0.39 Ω , το ζεύμα ανατροφοδότησης θα γινόταν 1 A, που είναι μια τιμή ζεύματος εξόδου πέρα από τις δυνατότητες ενός γενικής χρήσης τελεστικού ενισχυτή, συνεπώς η επιλογή αυτών των τόσο χαμηλών τιμών αντιστάσεων δεν είναι αποδεκτή. Επίσης, η επιλογή αντιστάσεων 10 $\text{k}\Omega$ και 390 Ω οδηγεί σε αποδεκτές

τιμές του ρεύματος, και συνεπώς είναι και αυτή αποδεκτή. Σαν γενικό κανόνα που πρέπει να ακολουθείτε στα πραγματικά κυκλώματα, είναι η αποφυγή της χρήσης αντιστάσεων φορτίου που είναι μικρότερες από 100 Ω.

3. Αποφύγετε τις παρασιτικές χωρητικότητες (μην επιλέξετε πολύ μεγάλες τιμές αντιστάσεων). Η χρήση υπερβολικά μεγάλων τιμών αντιστάσεων μπορεί να επιτρέψει σε ανεπιθύμητα σήματα να εισέλθουν στο κύκλωμα μέσω ενός μηχανισμού γνωστού ως χωρητική σύζευξη. Αυτό το φαινόμενο σύζητείται στο Κεφάλαιο 15. Οι μεγάλες τιμές αντίστασης μπορούν επίσης να προκαλέσουν, εκτός από αυτό, και άλλα προβλήματα. Σαν γενικό κανόνα που πρέπει να ακολουθείτε στα πραγματικά κυκλώματα, είναι η αποφυγή της χρήσης αντιστάσεων που είναι μεγαλύτερες από 1 MΩ.
4. Μπορείτε να εγγυηθείτε σχεδιάσεις υψηλής ακρίβειας. Εάν μία σχέδιαση απαιτεί μία πολύ συγκεκριμένη τιμή κέρδους, μπορεί να χρησιμοποιηθούν (με λογική αύξηση του κόστους κατασκευής) αντιστάσεις μεγαλύτερης ακρίβειας: παραδείγματος χάριν, οι αντιστάσεις ανοχής 1% είναι συνήθως διαθέσιμες στο εμπόριο με μεγαλύτερο κόστος. Μερικά από τα παραδείγματα και τα προβλήματα ερευνούν τις επιπτώσεις στη τιμή του κέρδους λόγω της χρήσης αντιστάσεων μικρότερης ή μεγαλύτερης ακρίβειας.

ΕΣΤΙΑΣΗ ΣΤΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ

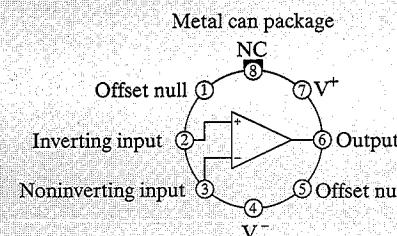
ΦΥΛΛΑ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ (DATASHEETS) ΤΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Εδώ επεξηγούμε τη χρήση φύλλων στοιχείων δεδομένων (datasheets) δύο τελεστικών ενισχυτών ευρείας χρήσης. Ο LM741 είναι ένας γενικής χρήσης (χαμηλού κόστους) ενισχυτής, ενώ ο LMC6061 είναι ένας ενισχυτής με ενσωματωμένη τεχνολογία CMOS, που απαιτεί απλή τροφοδοσία και εμφανίζει εξαιρετικά υψηλή αντίσταση εισόδου. Παρακάτω παρουσιάζονται κάποια επιλογές από τα φύλλα στοιχείων τους, μαζί με τις απαραίτητες επεξηγήσεις. Σε κάποιο άλλο σημείο του Κεφαλαίου 8 γίνεται λεπτομερέστερη σύγκριση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών για αυτούς τους δύο τελεστικούς ενισχυτές. Τα πλήρη φύλλα στοιχείων μπορούν να βρεθούν στο διαδίκτυο.

Γενική Περιγραφή και Διαγράμματα Σύνδεσης Ακροδεκτών του LM741 –

(συνεχίζεται)

(συνεχίζεται)



Order number LM741H, LM741H/883*,
LM741AH/883 ή LM41CH
See NS package number H08C

Ceramic dual-in-line package

NC	1	14	NC
NC	2	13	NC
+ Offset null	3	12	NC
- In	4	11	V+
+ In	5	10	Out
V-	6	9	- Offset null
NC	7	8	NC

Order number LM741J-14/883*,
LM741AJ-14/883**
See NS package number J14A

* also available per JM38510/10101

** also available per JM38510/10102

Dual-in-line or S.O. package

Offset null	1	8	NC
Inverting input	2	7	V+
Noninverting input	3	6	Output
V-	4	5	Offset null

Order number LM741J, LM741J/883,
LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS package number JO8A, MO8A or NO8E

Ceramic Flatpak

NC	1	10	NC
2	9	NC	NC
3	8	V+	NC
4	7	Output	6
V-	5	- Offset null	10

Order number LM741W/883
See NS package number W10A

Αυτό το φύλλο συνοψίζει τα γενικά χαρακτηριστικά του τελεστικού ενισχυτή. Επίσης παρουσιάζει τα διαγράμματα σύνδεσης των ακροδεκτών του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Προσέξτε ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι διαθέσιμος σε διάφορες συσκευασίες (packages): Μία μεταλλική συσκευασία και δύο συσκευασίες, μία πλαστική και μία κεραμική, με διπλή σειρά ακροδεκτών (Dual Inline Package DIP). Η συσκευασία με διπλή σειρά ακροδεκτών (DIP) είναι αυτή που χρησιμοποιείται συχνότερα. Στην DIP συσκευασία το ολοκληρωμένο κύκλωμα έχει οκτώ ακροδέκτες, (Pins): δύο για τις τάσεις τροφοδοσίας (V^+ και V^-), δύο για τις εισόδους (αναστρέψουσα και μη- αναστρέψουσα), μια έξιδο, δύο για το μηδενισμό της τάσης εκτροπής (θα συζητηθεί αργότερα στο κεφάλαιο) και έναν ασύνδετο (no-connection NC). Ακολουθεί απόσπασμα από το φύλλο δεδομένων του LM741.

LM741 Operational Amplifier

Γενική περιγραφή

The LM741 series are general-purpose operational amplifiers which feature

(συνεχίζεται)

(συνεχίζεται)

improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch-up when the common-mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations. The LM741C and LM741E are identical to the LM741 and LM741A except that the LM741C and LM741E have their performance guaranteed over a 0 to +70°C temperature range, instead of -55 to +125°C.

Γενική περιγραφή και Διαγράμματα Σύνδεσης Ακροδεκτών του LMC6061: Η περιγραφή και το διάγραμμα σύνδεσης ακροδεκτών αποκαλύπτουν ορισμένες ομοιότητες μεταξύ του 741 και του 6061, αλλά και κάποιες διαφορές. Ο LMC6061 είναι κατασκευασμένος με προηγμένη τεχνολογία και χαρακτηρίζεται από μερικά πολύ επιθυμητά χαρακτηριστικά (π.χ., η πολύ μικρή κατανάλωση ισχύος των κυκλωμάτων CMOS έχει ως αποτέλεσμα το τυπικό ρεύμα τροφοδοσίας του να είναι μόνο 20 μ A!). Από το διάγραμμα σύνδεσης διαπιστώνουμε ότι οι ακροδέκτες 1 και 5 (που χρησιμοποιούνται για το μηδενισμό της τάσης εκτροπής στο 741) δεν χρησιμοποιούνται στον 6061. Ένα άλλο στοιχείο σύγκρισης μεταξύ των δύο τελεστικών ενισχυτών είναι το κόστος τους (οι τιμές αναφέρονται στο έτος 1998): ο LM741 (σε ποσότητες των χιλίων τεμαχίων) στοίχιζε 0.32 Ευρώ ανά τεμάχιο, ενώ αντίστοιχα ο LMC6061 στοίχιζε 0.79 Ευρώ το ένα. Ακολουθεί απόσπασμα από το φύλλο δεδομένων του LMC6061.

LMC6061 Precision CMOS Single Micropower Operational Amplifier

General Description

The LMC6061 is a precision single low offset voltage, micropower operational amplifier, capable of precision single-supply operation. Performance characteristics include ultralow input bias current, high voltage gain, rail-to-rail output swing, and an input common-mode voltage range that includes ground. These features, plus its low power consumption, make the LMC6061 ideally suited for battery-powered applications. Other applications using the LMC6061 include precision full-wave rectifiers, integrators, references, sample-and-hold circuits, and true instrumentation amplifiers. This device is built with National's advanced double-poly silicon-gate CMOS process. For designs that require higher speed, see the LMC6081 precision single operational amplifier. For a dual or quad operational amplifier with similar features, see the LMC6062 or LMC6064, respectively.

(συνεχίζεται)

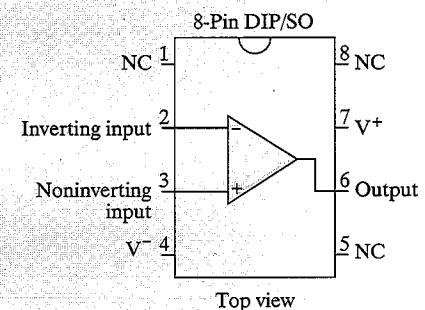
(συνεχίζεται)

Features (typical unless otherwise noted)

- Low offset voltage: 100 μ V
- Ultralow supply current: 20 μ A
- Operates from 4.5- to 15-V single supply
- Ultralow input bias current of 10 fA
- Output swing within 10 mV of supply rail, 100-k Ω load
- Input common-mode range includes V⁻
- High voltage gain: 140 dB
- Improved latch-up immunity

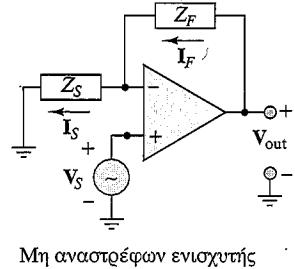
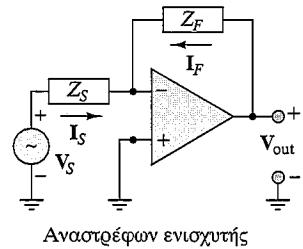
Applications

- Instrumentation amplifier
- Photodiode and infrared detector preamplifier
- Transducer amplifiers
- Handheld analytic instruments
- Medical instrumentation
- Digital-to-analog converter
- Charge amplifier to piezoelectric transducers



8.3 ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ

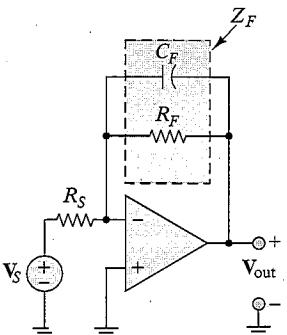
Η σειρά των χρήσιμων εφαρμογών ενός τελεστικού ενισχυτή διευρύνεται κατά πολύ όταν συμπεριλαβουμε στα κυκλώματα μας τα στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας (πυκνωτές και πηνία). Τα στοιχεία αυτά που μελετήθηκαν στα Κεφάλαια 3 και 5, και έχουν χαρακτηριστικά που μεταβάλλονται με τη συχνότητα, αποδεικνύονται χρήσιμα στη σχεδίαση διάφορων τύπων κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές. Ειδικότερα, θα αποδειχθεί ότι είναι δυνατό να διαμοφωθεί η απόκριση συχνότητας ενός τελεστικού ενισχυτή με την κατάλληλη χρήση των σύνθετων αντιστάσεων στα κυκλώματα εισόδου και ανατροφοδότησης. Τα φίλτρα που κατασκευάζονται με τη χρήση του τελεστικού ενισχυτή καλούνται **ενεργά φίλτρα** (**active filters**), επειδή οι τελεστικοί ενισχυτές προσφέρουν επιπλέον ενίσχυση (κέρδος), εκτός από τα αποτελέσματα φιλτραρίσματος που μελετήθηκαν ήδη στο Κεφάλαιο 5 για τα παθητικά κυκλώματα (δηλαδή κυκλώματα που περιλαμβάνουν αποκλειστικά αντιστάσεις, πυκνωτές, και πηνία).



Σχήμα 8.20 Κυκλώματα τελεστικού ενισχυτή με τη χρήση σύνθετων αντιστάσεων

όπου Z_F και Z_S μπορούν να είναι οποιεσδήποτε σύνθετες αντιστάσεις και όπου V_s , V_{out} , I_F και I_s είναι όλα φάσορες. Κατά συνέπεια, είναι δυνατό να διαμορφωθεί η απόκριση συχνότητας ενός ιδανικού φίλτρου με τελεστικό ενισχυτή απλά με την επιλογή των κατάλληλων σύνθετων αντιστάσεων ανατροφοδότησης και εισόδου. Με τη σύνδεση ενός κυκλώματος παρόμοιο με το κατωδιαβατό φίλτρο που μελετήθηκε στο Κεφάλαιο 5, στο βρόχο ανάδρασης ενός τελεστικού ενισχυτή μπορεί να επιτευχθεί το ίδιο αποτέλεσμα φιλτραρισμάτος και, επιπλέον, το σήμα μπορεί να ενισχυθεί.

Το απλούστερο κατωδιαβατό φίλτρο με τελεστικό ενισχυτή παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.21. Η ανάλυσή του είναι αρκετά απλή, εάν εκμεταλλευτούμε το γεγονός ότι το κέρδος κλειστού βρόγχου, σαν συνάρτηση της συχνότητας, δύνεται από τη σχέση



Σχήμα 8.21 Ενεργό κατωδιαβατό φίλτρο

$$A_{LP}(j\omega) = -\frac{Z_F}{Z_S} \quad (8.47)$$

όπου

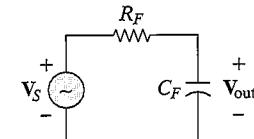
$$Z_F = R_F \parallel \frac{1}{j\omega C_F} = \frac{R_F}{1 + j\omega C_F R_F} \quad (8.48)$$

και

$$Z_S = R_S \quad (8.49)$$

Προσέξτε την ομοιότητα μεταξύ της Z_F και του κατωδιαβατού χαρακτηριστικού των παθητικών κυκλωμάτων $RC!$ Με βάση τη παρατήρηση αυτή το κέρδος κλειστού βρόγχου $A_{LP}(j\omega)$ υπολογίζεται όπως παρακάτω:

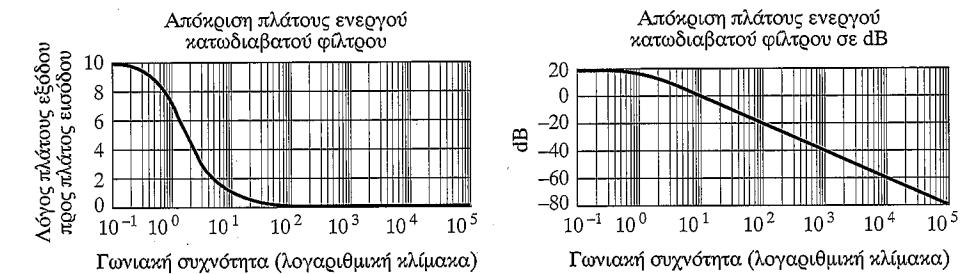
$$A_{LP}(j\omega) = -\frac{Z_F}{Z_S} = -\frac{R_F/R_S}{1 + j\omega C_F R_F} \quad \text{Ενεργό κατωδιαβατό φίλτρο} \quad (8.50) \quad \boxed{\Sigma 3}$$



Σχήμα 8.22 Παθητικό κατωδιαβατό φίλτρο

Αυτή η έκφραση μπορεί να παραγοντοποιηθεί σε δύο δρους. Ο πρώτος είναι ένας παράγοντας ενίσχυσης, ανάλογος με αυτόν που θα λαμβανόταν με έναν απλό ενισχυτή ανατροφής (δηλαδή, το ίδιο κύκλωμα με αυτό του Σχήματος 8.21 χωρίς τον πυκνωτή). Ο δεύτερος, είναι ένα χαμηλής διέλευσης φίλτρο, με μια συχνότητα αποκοπής που καθορίζεται από τον παράλληλο συνδυασμό του R_F και του C_F στο βρόχο ανατροφοδότησης. Το φίλτρο αριστηματικό που επιτυγχάνεται είναι απολύτως ανάλογο με αυτό που θα επιτυγχανόταν από το παθητικό κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.22. Όμως, το φίλτρο με τον τελεστικό ενισχυτή παρέχει επιπλέον ενίσχυση τάσης κατά έναν παράγοντα R_F/R_S .

Είναι προφανές ότι η απόκριση αυτού του φίλτρου με τον τελεστικό ενισχυτή είναι μια ενισχυμένη έκδοση του παθητικού φίλτρου. Το Σχήμα 8.23 απεικονίζει την απόκριση πλάτους του ενεργού κατωδιαβατού φίλτρου (στο σχήμα είναι $R_F/R_S = 10$ και $1/R_F C_F = 1$) σε δύο διαφορετικές γραφικές παραστάσεις. Η πρώτη δείχνει την αναλογία εύρους $V_{out}(j\omega)$ ως προς τη συχνότητα ω σε λογαριθμική κλίμακα, ενώ η δεύτερη δείχνει την αναλογία εύρους



Σχήμα 8.23 Κανονικοποιημένη απόκριση ενεργού κατωδιαβατού φίλτρου

V_{out} σε decibels (dB), επίσης ως προς τη συχνότητα ω σε λογαριθμική κλίμακα. Θυμηθείτε από το Κεφάλαιο 5 ότι οι γραφικές παραστάσεις απόκρισης συχνότητας σε decibel συναντώνται πολύ συχνά. Προσέξτε ότι στις γραφικές παραστάσεις με decibel, η κλίση της απόκρισης συχνότητας των φίλτρων για σημαντικά υψηλότερες συχνότητες από τη συχνότητα αποκοπής:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_F C_F} \quad (8.51)$$

είναι -20dB/decade , ενώ για χαμηλότερες συχνότητες από την ω_0 η κλίση αυτή είναι μηδενική. Η τιμή της απόκρισης στη συχνότητα αποκοπής μπορεί να βρεθεί ότι είναι (σε dB)

$$|A_{LP}(j\omega_0)|_{\text{dB}} = 20\log_{10} \frac{R_F}{R_S} - 20 \log \sqrt{2} \quad (8.52)$$

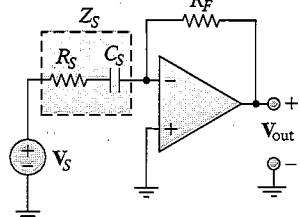
όπου

$$-20 \log_{10} \sqrt{2} = -3 \text{ dB} \quad (8.53)$$

Έτσι η συχνότητα ω_0 αποκαλείται και **συχνότητα 3 dB**.

Ανάμεσα στα πλεονεκτήματα αυτού του είδους των ενεργών κατωδιαβατών φίλτρων είναι η ευκολία με την οποία ορίζεται το κέρδος και η συχνότητα 3dB, ορίζοντας τους λόγους R_F/R_S και $1/R_F C_F$ αντίστοιχα.

Η κατασκευή και άλλου είδους φίλτρων με απλές συνδέσεις αντιστάσεων και πυκνωτών είναι εφικτή. Για παράδειγμα ένα ενεργό ανωδιαβατό φίλτρο μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας το κύκλωμα του Σχήματος 8.24. Παρατηρήστε ότι η σύνθετη αντίσταση εισόδου είναι



Σχήμα 8.24 Ενεργό ανωδιαβατό φίλτρο

$$Z_S = R_S + \frac{1}{j\omega C_S} \quad (8.54)$$

και ότι αυτή στο κύκλωμα ανάδρασης είναι

$$Z_F = R_F \quad (8.55)$$

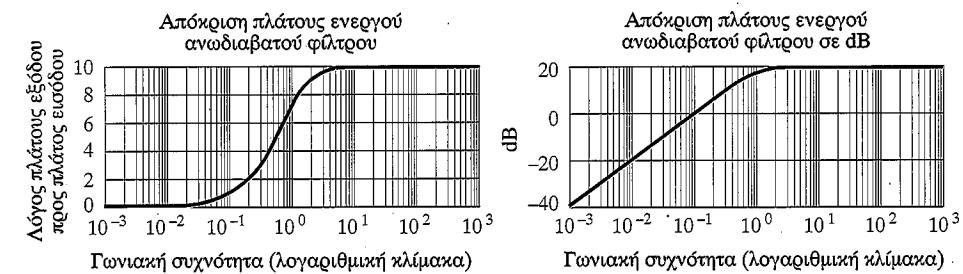
Συνεπώς η συνάρτηση κέρδους του φίλτρου με τελεστικό ενισχυτή θα είναι

ΣΕ3 $A_{HP}(j\omega) = -\frac{Z_F}{Z_S} = -\frac{j\omega C_S R_F}{1 + j\omega R_S C_S}$ Ανωδιαβατό φίλτρο (8.56)

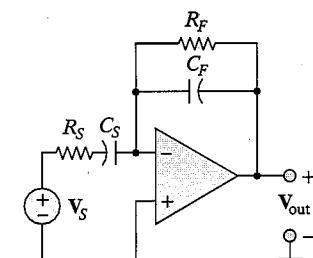
Καθώς η γωνιακή συχνότητα ω τείνει στο μηδέν, το κέρδος τείνει και αυτό στο μηδέν, ενώ καθώς η γωνιακή συχνότητα ω τείνει στο άπειρο, το κέρδος τείνει σε μία σταθερή τιμή

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} A_{HP}(j\omega) = -\frac{R_F}{R_S} \quad (8.57)$$

Αυτό σημαίνει ότι για πάνω από μία συγκεκριμένη συχνότητα το κύκλωμα συμπεριφέρεται σαν γραμμικός ενισχυτής. Αυτή είναι ακριβώς η συμπεριφορά που θα περιμένει κάποιος από ένα ανωδιαβατό φίλτρο. Η απόκριση του ενεργού ανωδιαβατού φίλτρου παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.25, σε γραμμική κλίμακα και σε dB (στο σχήμα έχει θεωρηθεί ότι $R_F/R_S = 10$ και $1/R_S C_S = 1$). Προσέξτε ότι, στο γράφημα με τα dB, η κλίση της απόκρισης του φίλτρου για συχνότητες μικρότερες από $\omega = 1/R_S C_S = 1$ είναι $+20 \text{ dB/decade}$, ενώ η κλίση για συχνότητες μεγαλύτερες από τη συχνότητα αποκοπής (ή 3 dB συχνότητα) είναι μηδενική.



Σχήμα 8.25 Κανονικοποιημένη απόκριση ενεργού ανωδιαβατού φίλτρου



Σχήμα 8.26 Ενεργό ζωνοδιαβατό φίλτρο

Σαν τελευταίο παράδειγμα των ενεργών φίλτρων ας εξετάσουμε μία διάταξη ενός απλού ενεργού ζωνοδιαβατού φίλτρου. Η απόκριση ενός ζωνοδιαβατού φίλτρου μπορεί να επιτευχθεί απλά με το συνδυασμό ενός ανωδιαβατού και ενός κατωδιαβατού φίλτρου που εξετάσαμε νωρίτερα. Το κύκλωμα του ζωνοδιαβατού φίλτρου παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.26.

Η ανάλυση του κυκλώματος του ζωνοδιαβατού φίλτρου είναι παρόμοια με αυτή που χρησιμοποιείται στα προηγούμενα παραδείγματα. Πρώτα υπολογίζουμε τις σύνθετες αντιστάσεις ανατροφοδότησης και εισόδου:

$$Z_F = R_F \parallel \frac{1}{j\omega C_F} = \frac{R_F}{1 + j\omega C_F R_F} \quad (8.58)$$

$$Z_S = R_S + \frac{1}{j\omega C_S} = \frac{1 + j\omega C_S R_S}{j\omega C_S} \quad (8.59)$$

Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις υπολογίζουμε την απόκριση συχνότητας του κυκλώματος, ως εξής:

ΣΕ3

$$A_{BP}(j\omega) = -\frac{Z_F}{Z_S} = -\frac{j\omega C_S R_F}{(1 + j\omega C_F R_F)(1 + j\omega C_S R_S)} \quad \text{Ζωνοδια-} \\ \text{βατό φίλτρο} \quad (8.60)$$

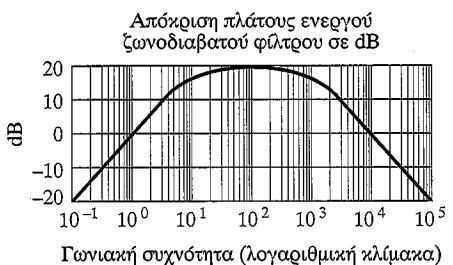
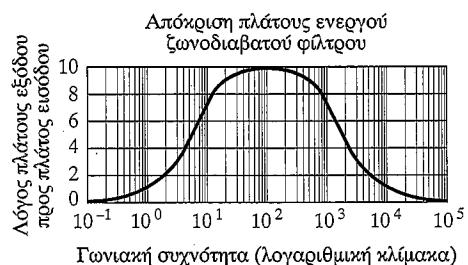
Η μορφή της εξισώσης που περιγράφει την απόκριση του κυκλώματος δεν πρέπει να μας εκπλήσσει. Είναι παρόμοια (αν και δεν είναι ακριβώς ίδια) με το γινόμενο του κατωδιαβατού (εξ. 8.50) και του ανωδιαβατού (εξ. 8.56) φίλτρου. Ειδικότερα, ο παρονομαστής $A_{BP}(j\omega)$ είναι ακριβώς το γινόμενο των παρονομαστών του $A_{LP}(j\omega)$ και $A_{HP}(j\omega)$. Από φυσική διαίσθηση αντικαθιστούμε κάθε γινόμενο $1/RC$ που εισάγεται από την εξισώση 8.60 με κάποια «κρίσιμη» συχνότητα:

$$\omega_1 = \frac{1}{R_F C_S} \quad \omega_{LP} = \frac{1}{R_F C_F} \quad \omega_{HP} = \frac{1}{R_S C_S} \quad (8.61)$$

Είναι εύκολο να διαπιστωθεί ότι στη περίπτωση που ισχύει

$$\omega_{HP} > \omega_{LP} \quad (8.62)$$

η απόκριση του φίλτρου θα είναι όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.27 σε γραμμική κλίμακα και σε decibels (στο Σχήμα έχει θεωρηθεί $\omega_1 = 1$, $\omega_{HP} = 1000$, $\omega_{LP} = 10$). Το γράφημα σε decibels είναι πολύ κατατοπιστικό, γιατί δείχνει ότι στην πραγματικότητα η απόκριση είναι η γραφική υπέρθεση των αποκρίσεων του κατωδιαβατού και του ανωδιαβατού φίλτρου που παρουσιάστηκαν προηγουμένως. Οι δύο συχνότητες των 3-dB (ή συχνότητες αποκοπής)



Σχήμα 8.27 Κανονικοποιημένη απόκριση ενεργού ζωνοδιαβατού φίλτρου

είναι οι ίδιες όπως στο $A_{LP}(j\omega)$, $1/R_F C_F$ και στο $A_{HP}(j\omega)$, $1/R_S C_S$. Η τρίτη συχνότητα, $\omega_1 = 1/R_F C_S$, αντιπροσωπεύει το σημείο όπου η απόκριση του φίλτρου περνά από το μηδέν του άξονα των dB (με θετική κλίση). Δεδομένου ότι 0-dB αντιστοιχούν σε κέρδος 1, αυτή η συχνότητα ονομάζεται **συχνότητα μοναδιάσιου κέρδους (unity gain frequency)**.

Οι ιδέες που ανεπτύχθησαν μέχρις εδώ μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την υλοποίηση πιο σύνθετων συναρτήσεων συχνότητας. Τα περισσότερα ενεργά φίλτρα που χρησιμοποιούνται στις πρακτικές εφαρμογές είναι βασισμένα στα κυκλώματα που περιλαμβάνουν περισσότερα από ένα ή δύο στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας (πυκνωτές, πηγία). Με την κατασκευή των κατάλληλων συναρτήσεων Z_F και Z_S είναι δυνατό να υλοποιηθούν φίλτρα με μεγαλύτερη επιλεκτικότητα συχνότητας (δηλαδή οξύτητα της απόσβεσης), καθώς επίσης και πιο επίπεδα φίλτρα ζώνης διέλευσης ή απόσβεσης συχνοτήτων (δηλαδή φίλτρα που είντε επιτρέπουν είντε απορρίπτουν τα σήματα σε μια περιορισμένη ζώνη συχνοτήτων). Μερικές απλές εφαρμογές των φίλτρων αυτών διερευνώνται στα προβλήματα και μερικές προηγμένες εφαρμογές στο Κεφάλαιο 15. Είναι αξιοσημείωτο ότι σε όλα τα φίλτρα που εξετάσαμε χρησιμοποιήθηκαν μόνο πυκνωτές, δίχως να γίνει χρήση πηγών. Ένα από τα πλεονεκτήματα των φίλτρων με τελεστικούς ενισχυτές είναι ότι δεν είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν και πυκνωτές και πηγία για την υλοποίηση ενός ζωνοδιαβατού φίλτρου. Με την κατάλληλη συνδεσμολογία μόνο πυκνωτών, αντιστάσεων και τελεστικών ενισχυτών είναι δυνατόν να επιτευχθούν τέτοιους είδους φίλτρα. Το γεγονός αυτό είναι μεγάλης πρακτικής σπουδαιότητας, καθόσον η μαζική παραγωγή πηγών έχει υψηλό κόστος για να επιτευχθούν οι μικρές ανοχές και οι προδιαγραφές ακριβείας που απαιτούνται, και είναι συχνά ογκωδέστερα από πυκνωτές με ισοδύναμες ικανότητες ενεργειακής αποθήκευσης. Οι πυκνωτές όμως παράγονται ευκολότερα σε μια μεγάλη γκάμα χωρητικοτήτων και ανοχές στην ακρίβεια, και κυριολογούνται σε συμπαγείς συσκευασίες υπό μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Το Παράδειγμα 8.5 επεξηγεί πώς είναι δυνατό να κατασκευαστούν ενεργά φίλτρα με μεγαλύτερη επιλεκτικότητα συχνότητας προσθέτοντας στη σχεδίαση στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.5 Κατωδιαβατό φίλτρο δευτέρου βαθμού

Πρόβλημα

Βρείτε το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου σαν συνάρτηση της συχνότητας του κυκλώματος στο Σχήμα 8.28.

ΣΕ3

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Σύνθετες αντιστάσεις εισόδου και ανάδρασης.

Να Βρεθεί:

$$A(j\omega) = \frac{V_{out}(j\omega)}{V_s(j\omega)}$$

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $R_2C = L/R_1 = \omega_0$.

Υποθέσεις: Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός.

Ανάλυση: Η συνάρτηση αέρδους τάσης για το φίλτρο του Σχήματος 8.28 μπορεί να βρεθεί με τη χοήση της εξίσωσης 8.45:

$$A(j\omega) = \frac{V_{out}(j\omega)}{V_s(j\omega)} = -\frac{Z_F(j\omega)}{Z_S(j\omega)}$$

όπου

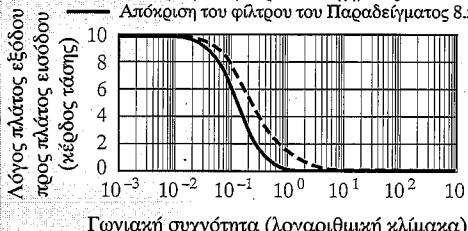
$$\begin{aligned} Z_F(j\omega) &= R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C} = \frac{R_2}{1 + j\omega CR_2} = \frac{R_2}{1 + j\omega/\omega_0} \\ &= R_1 + j\omega L = R_1 \left(1 + j\omega \frac{L}{R_1}\right) = R_1 \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_0}\right) \end{aligned}$$

Συνεπώς το αέρδος του φίλτρου είναι:

$$A(j\omega) = \frac{R_2/(1 + j\omega/\omega_0)}{R_1(1 + j\omega/\omega_0)} = \frac{R_2/R_1}{(1 + j\omega/\omega_0)^2}$$

Σύγκριση ενεργών καταδιαβατών φίλτρων

Σύγκριση ενεργών καταδιαβατών φίλτρων (κλίμακα σε dB)



— Απόκριση του φίλτρου του Σχήματος 8.21

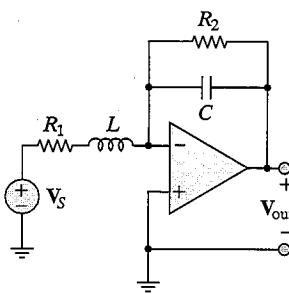
— Απόκριση του φίλτρου του Παραδείγματος 8.5

— Απόκριση του φίλτρου του Σχήματος 8.21

— Απόκριση του φίλτρου του Παραδείγματος 8.5

Γωνιακή συχνότητα (λογαριθμική κλίμακα)

Σχήμα 8.29 Σύγκριση πρωτοβάθμιου και δευτεροβάθμιου ενεργού φίλτρου



Σχήμα 8.28

Σχόλια: Προσέξτε την ομοιότητα μεταξύ της έκφρασης για το αέρδος του φίλτρου του Σχήματος 8.28 και αυτής που δίνεται στην εξίσωση 8.50 για το αέρδος ενός καταδιαβατού φίλτρου πρώτου βαθμού. Σαφώς, το κύκλωμα που αναλύεται σε αυτό το παράδειγμα είναι επίσης ένα καταδιαβατό φίλτρο δευτερογενής τάξης (όπως φαίνεται από το τετραγωνικό σχήμα του παρανομαστή). Το Σχήμα 8.29 συγκρίνει τις δύο αποκρίσεις πλάτους σε γραμμική και λογαριθμική (decibel) κλίμακα. Η κλίση της λογαριθμικής απόκρισης για το δευτεροβάθμιο φίλτρο στις υψηλότερες συχνότητες είναι δύο φορές μεγαλύτερη αυτής του πρωτοβάθμιου φίλτρου (-40 έναντι -20 dB/δεκάδα). Αξίζει επίσης να παρατηρήσουμε ότι η χοήση του πηνίου στη σχεδίαση φίλτρων δεν συστήνεται στην πράξη, όπως εξηγήθηκε παραπάνω, και ότι το έχουμε χρησιμοποιήσει σε αυτό το παράδειγμα μόνο λόγω της απλότητας των εκφράσεων αέρδους που προκύπτουν. Η Ενότητα 15.3 εισάγει τις μεθόδους σχεδιασμού πραγματικών πολυβάθμιων φίλτρων.

Έλεγχος Κατανόησης

Σχεδιάστε ένα καταδιαβατό φίλτρο με αέρδος κλειστού βρόχου 100 και συχνότητα αποκοπής (3dB) ίση με 800 Hz. Υποθέστε τη χοήση πυκνωτών $0.01 \mu F$. Βρείτε τις R_F και R_S .

Επαναλάβετε την παραπάνω ασκηση για ένα ανωδιαβατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής 2000 Hz. Αυτή τη φορά υποθέστε ότι είναι διαθέσιμες μόνο τυποποιημένες αντιστάσεις (δες τον Πίνακα 1.2 για τις τυποποιημένες τιμές αντιστάσεων). Επιλέξτε τις πλησιέστερες τιμές και υπολογίστε το επί τοις εκατό λάθος στη συχνότητα αποκοπής και στο αέρδος.

Βρείτε τη συχνότητα στην οποία τα δύο παραπάνω φίλτρα έχουν απόσβεση 1dB (σε σχέση με την συχνότητα όπου έχουν το μέγιστο αέρδος).

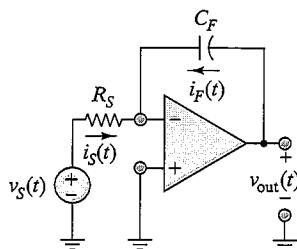
Ποιο είναι το αέρδος σε dB για το φίλτρο του Παραδείγματος 8.5 στη συχνότητα αποκοπής ω_0 ? Βρείτε την 3dB συχνότητα για το φίλτρο αυτό σαν συνάρτηση της συχνότητας αποκοπής ω_0 και διαπιστώστε ότι δεν είναι η ίδια.

Απαντήστε: $R_F = 19.9 \text{ k}\Omega$, $R_S = 199 \text{ }\Omega$, $R_F = 820 \text{ k}\Omega$, $R_S = 8.2 \text{ k}\Omega$, όπου γίνεται: $\omega_0 = 0\%$, $\omega_{3dB} = 2.9\%$, 407 Hz , -6 dB , $\omega_{3dB} = 0.642 \omega_0$.

8.4 ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗ ΚΑΙ ΔΙΑΦΟΡΙΣΤΗ

Στις προηγούμενες ενότητες εξετάσαμε την απόκριση συχνότητας κυκλωμάτων τελεστικών ενισχυτών για ημιτονοειδείς εισόδους. Όμως, ορισμένα κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών που περιλαμβάνουν στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας αποκαλύπτουν μερικές από τις γενικότερες ιδιότητές τους εάν αναλύσουμε την απόκριση τους σε εισόδους που δεν είναι ημιτονοειδείς. Μεταξύ των κυκλωμάτων αυτών είναι ο ολοκληρωτής και διαφοριστής. Η ανάλυση των κυκλωμάτων αυτών παρουσιάζεται στις ακόλουθες παραγράφους.

Ο ιδανικός ολοκληρωτής (Ideal Integrator)



Σχήμα 8.30 Ο ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή

Θεωρείστε το κύκλωμα του Σχήματος 8.30, στο οποίο η είσοδος $v_s(t)$ είναι μια αυθαίρετη συνάρτηση του χρόνου (π.χ. μία σειρά παλμών, μία τριγωνική κυματομορφή, ή μία τετραγωνική κυματομορφή). Το κύκλωμα που παρουσιάζεται παρέχει μια έξοδο που είναι ανάλογη προς το ολοκλήρωμα του σήματος $v_s(t)$. Η ανάλυση του κυκλώματος του ολοκληρωτή βασίζεται στην παρατήρηση ότι

$$i_S(t) = -i_F(t) \quad (8.63)$$

όπου

$$i_S(t) = \frac{v_s(t)}{R_S} \quad (8.64)$$

Είναι επίσης γνωστό από τον βασικό ορισμό του πυκνωτή ότι

$$i_F(t) = C_F \frac{dv_{out}(t)}{dt} \quad (8.65)$$

Συνεπώς, η τάση εισόδου μπορεί να εκφραστεί σαν συνάρτηση της παραγώγου της τάσης εξόδου:

$$\frac{1}{R_S C_F} v_s(t) = - \frac{dv_{out}(t)}{dt} \quad (8.66)$$

Ολοκληρώνοντας και τα δύο μέλη της εξίσωσης 8.66 έχουμε το παρακάτω αποτέλεσμα

$$v_{out}(t) = - \frac{1}{R_S C_F} \int_{-\infty}^t v_s(t') dt' \quad \text{Ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή} \quad (8.67) \quad \boxed{\text{ΣΕ3}}$$

Η εξίσωση αυτή δηλώνει ότι η έξοδος του κυκλώματος είναι το ολοκλήρωμα της τάσης εισόδου.

Υπάρχουν πολυάριθμες εφαρμογές του ολοκληρωτή με τελεστικό ενισχυτή, ειδικότερα στους αναλογικούς υπολογιστές, που παρουσιάζονται στην Ενότητα 8.5. Στο Παράδειγμα 8.6 επεξηγείται η λειτουργία του ολοκληρωτή με τελεστικό ενισχυτή.

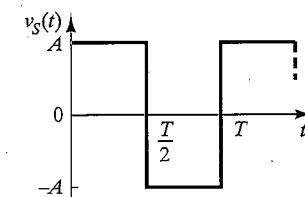
ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.6 Ολοκληρώνοντας ένα τετραγωνικό παλμό

ΣΕ3

Πρόβλημα

Υπολογίστε την τάση εισόδου του ολοκληρωτή, ο οποίος έχει ως τάση εισόδου την τετραγωνική κυματομορφή του Σχήματος 8.31, πλάτους ± 4 και περιόδου T .

Λύση



Σχήμα 8.31

Γνωστές Ποσότητες: Σύνθετες αντιστάσεις εισόδου και ανάδρασης, χαρακτηριστικά της κυματομορφής εισόδου.

Να Βρεθεί: Η $v_{out}(t)$.

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $T = 10 \text{ ms}$; $C_F = 1 \mu\text{F}$; $R_S = 10 \text{ k}\Omega$.

Υποθέσεις: Υποθέστε ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός. Υποθέστε επιπλέον ότι ο τετραγωνικός παλμός αρχίζει τη χρονική στιγμή $t = 0$ και συνεπώς $v_{out}(0) = 0$.

Ανάλυση: Με βάση την εξίσωση 8.67 γράφουμε την έκφραση της τάσης εξόδου του ολοκληρωτή:

$$\begin{aligned} v_{out}(t) &= - \frac{1}{R_S C_F} \int_{-\infty}^t v_s(t') dt' = \\ &= - \frac{1}{R_S C_F} \left[\int_{-\infty}^0 v_s(t') dt' + \int_0^t v_s(t') dt' \right] = \\ &= - \frac{1}{R_S C_F} \left[v_{out}(0) + \int_0^t v_s(t') dt' \right] \end{aligned}$$

Προσέξτε ότι μπορούμε να ολοκληρώσουμε την τάση εισόδου τμηματικά, αφού $v_S(t) = A$ στο χρονικό διάστημα $0 \leq t < T/2$ και $v_S(t) = -A$ στο χρονικό διάστημα $T/2 \leq t < T$. Με βάση την παραπόρηση αυτή μπορούμε να γράψουμε τις εκφράσεις της τάσης εξόδου για τα δύο χρονικά διαστήματα.

$$v_{\text{out}}(t) = -\frac{1}{R_F C_S} \left[v_{\text{out}}(0) + \int_0^t v_S(t') dt' \right] = -100 \left(0 + \int_0^t A dt' \right) =$$

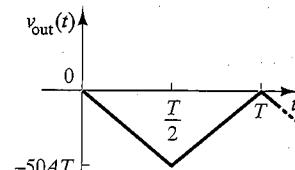
$$= -100 A t \quad 0 \leq t < \frac{T}{2}$$

$$v_{\text{out}}(t) = v_{\text{out}}\left(\frac{T}{2}\right) - \frac{1}{R_F C_S} \int_{T/2}^t v_S(t') dt' = -100 A \frac{T}{2} - 100 \int_{T/2}^t (-A) dt'$$

$$= -100 A \frac{T}{2} + 100 A \left(t - \frac{T}{2}\right) = -100 A (T - t) \quad \frac{T}{2} \leq t < T$$

Η κυματομορφή που περιγράφεται από τις παραπάνω εξισώσεις είναι περιοδική και παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.32. Προσέξτε ότι η μέση τιμή της τάσης εξόδου δεν είναι μηδενική, δύος αυτή της τάσης εισόδου.

Σχόλια: Το ολοκλήρωμα τῶν τετραγωνικού παλμού είναι ο τριγωνικός παλμός. Προσέξτε ότι η αρχική τιμή της τάσης εξόδου είναι σημαντική αφού καθορίζει την αρχική τιμή τάσης του τριγωνικού παλμού.



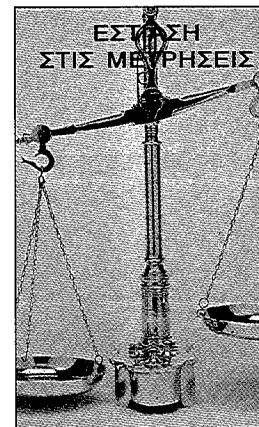
Σχήμα 8.32

Έλεγχος Κατανόησης

Δώστε το διάγραμμα Bode για την απόκριση συχνότητας του ιδανικού ολοκληρωτή. Υπολογίστε τη κλίση της γραμμής σε dB ανά δεκάδα. Θεωρείστε ότι το γινόμενο (σταθερά χρόνου) $R_S C_F = 10 \text{ sec}$.

Απάντηση: -20 dB/dec

ΣΕ3

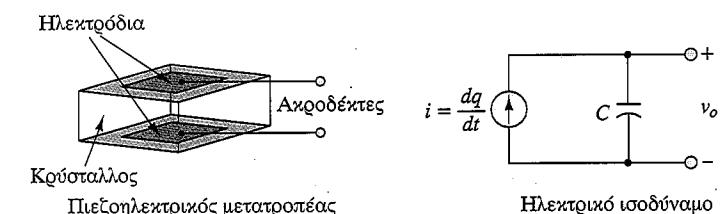


Ενισχυτές ηλεκτρικού φορτίου

Μια από τις πιο κοινές οικογένειες των μετατροπέων για τη μέτρηση δύναμης, πίεσης, ή και επιτάχυνσης είναι αυτή των πιεζοηλεκτρικών μετατροπέων. Αυτοί οι μετατροπείς περιέχουν ένα πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο που εμφανίζει ένα ηλεκτρικό φορτίο όταν παραμορφώνεται. Συνεπώς, όταν μια δύναμη εφαρμόζεται στο κρύσταλλο (προκαλώντας σε αυτόν μια γραμμική παραμορφωση), ένα ηλεκτρικό φορτίο παράγεται μέσα στο κρύσταλλο. Εάν η εξωτερική δύναμη δημιουργήσει μια γραμμική παραμορφωση (μετατόπιση) x_i , τότε ο μετατροπέας θα παράγει ένα φορτίο q σύμφωνα με την έκφραση

$$q = K_p x_i$$

Το Σχήμα 8.33 απεικονίζει τη βασική δομή του πιεζοηλεκτρικού μετατροπέα και ένα απλό ηλεκτρικό ισοδύναμο. Το ηλεκτρικό ισοδύναμο αποτελείται από μια πηγή ζεύματος παράλληλα συνδεδεμένη με έναν πυκνωτή. Η πηγή ζεύματος αντιτροσωπεύει το ποσοστό αλλαγής του ηλεκτρικού φορτίου που παράγεται εξαιτίας της εφαρμογής της εξωτερικής δύναμης και η χωρητικότητα (πυκνωτής) οφείλεται στη δομή του μετατροπέα, ο οποίος αποτελείται από ένα πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο (π.χ., χαλαζίας ή άλας Rochelle) που βρίσκεται ανάμεσα από δύο αγώγιμα ηλεκτρόδια (ουσιαστικά είναι μία κατασκευή που μοιάζει με πυκνωτή, που έχει σαν διηλεκτρικό τον κρύσταλλο).

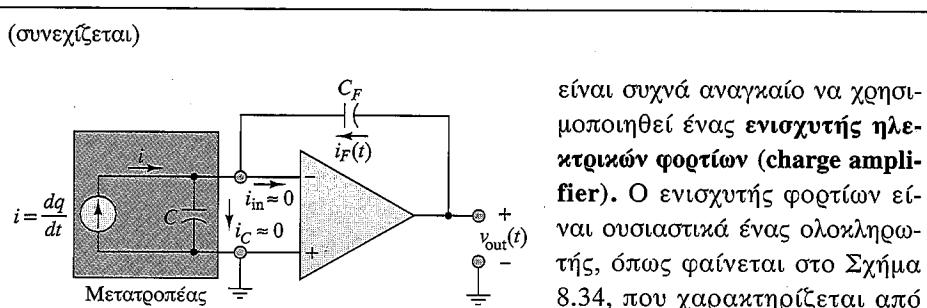


Σχήμα 8.33 Πιεζοηλεκτρικός μετατροπέας

Αν και είναι δυνατό, σε γενικές γραμμές, να χρησιμοποιηθεί ένας συμβατικός ενισχυτής τάσης για να ενισχύσει τη τάση εξόδου v_o του μετατροπέα, που δίδεται από την εξισωση

$$v_o = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int \frac{dq}{dt} dt = \frac{q}{C} = \frac{K_p x_i}{C}$$

(συνεχίζεται)

**Σχήμα 8.34** Ενισχυτής ηλεκτρικών φορτίων

είναι συχνά αναγκαίο να χρησιμοποιηθεί ένας **ενισχυτής ηλεκτρικών φορτίων** (charge amplifier). Ο ενισχυτής φορτίων είναι ουσιαστικά ένας ολοκληρωτής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 8.34, που χαρακτηρίζεται από μια εξαιρετικά υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου³. Η υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου είναι ουσιαστική σημασίας, διαφορετικά το φορτίο που παράγεται από το μετατροπέα θα διέρρεε στη γείωση μέσω της αντίστασης εισόδου του ενισχυτή.

Λόγω της υψηλής σύνθετης αντίστασης εισόδου του τελεστικού ενισχυτή το ρεύμα εισόδου προς αυτόν είναι αμελητέο. Επιπλέον, λόγω του υψηλού κέρδους ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή η αναστρέψουσα είσοδος βρίσκεται ουσιαστικά σε δυναμικό γείωσης. Συνεπώς, η τάση στα άκρα του μετατροπέα είναι μηδέν. Κατά συνέπεια, για να ικανοποιήσει τον KCL το ρεύμα ανατροφοδότησης $i_F(t)$ πρέπει να είναι ίσο και αντίθετο από το ρεύμα του μετατροπέα:

$$i_F(t) = -i$$

και επειδή

$$v_{out}(t) = \frac{1}{C_F} \int i_F(t) dt$$

συνάγεται ότι η τάση εξόδου είναι ανάλογη προς το ηλεκτρικό φορτίο που παρήχθη από τον μετατροπέα, συνεπώς θα είναι ανάλογη της παραμόρφωσης:

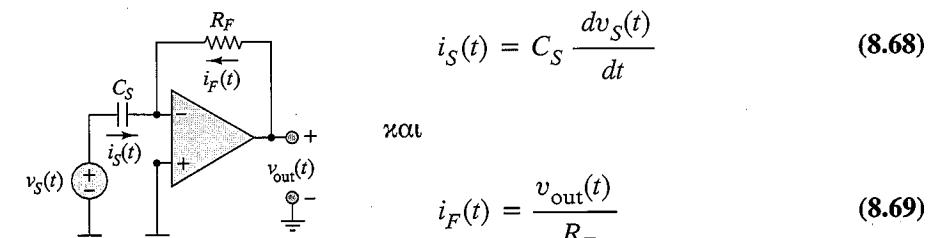
$$v_{out}(t) = \frac{1}{C_F} \int -i dt = \frac{1}{C_F} \int -\frac{dq}{dt} dt = -\frac{q}{C_F} = -\frac{K_p x_i}{C_F}$$

Επειδή η παραμόρφωση αυτή παράγεται από μία εξωτερική δύναμη ή πίεση, η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται ευρέως για τη μέτρηση αυτών των παραμέτρων.

3. Στις εφαρμογές αυτές χρησιμοποιούνται ειδικοί τελεστικοί ενισχυτές με FET στα κυκλώματα εισόδου που επιτυγχάνουν εξαιρετικά υψηλές αντιστάσεις εισόδου.

Ο ιδανικός διαφοριστής (Ideal Differentiator)

Χρησιμοποιώντας ένα κύκλωμα παρόμοιο με αυτό του ολοκληρωτή, μπορούμε να έχουμε ένα ιδανικό κύκλωμα διαφοριστή σαν αυτό του Σχήματος 8.35. Η σχέση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου λαμβάνεται παρατηρώντας ότι:

**Σχήμα 8.35** Διαφοριστής με τελεστικό ενισχυτή

συνεπώς η εξόδος του διαφοριστή είναι ανάλογη προς τη παραμόρφωση της εισόδου:

$$v_{out}(t) = -R_F C_S \frac{dv_S(t)}{dt} \quad (8.70)$$

Παρόλο που είναι μαθηματικά ελκυστική, η ιδιότητα διαφόρισης που εμφανίζει το συγκεκριμένο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή χρησιμοποιείται σπάνια στην πράξη γιατί η διαφόριση ενισχύει και το θόρυβο που συνοδεύει κάθε σήμα.

Έλεγχος Κατανόησης

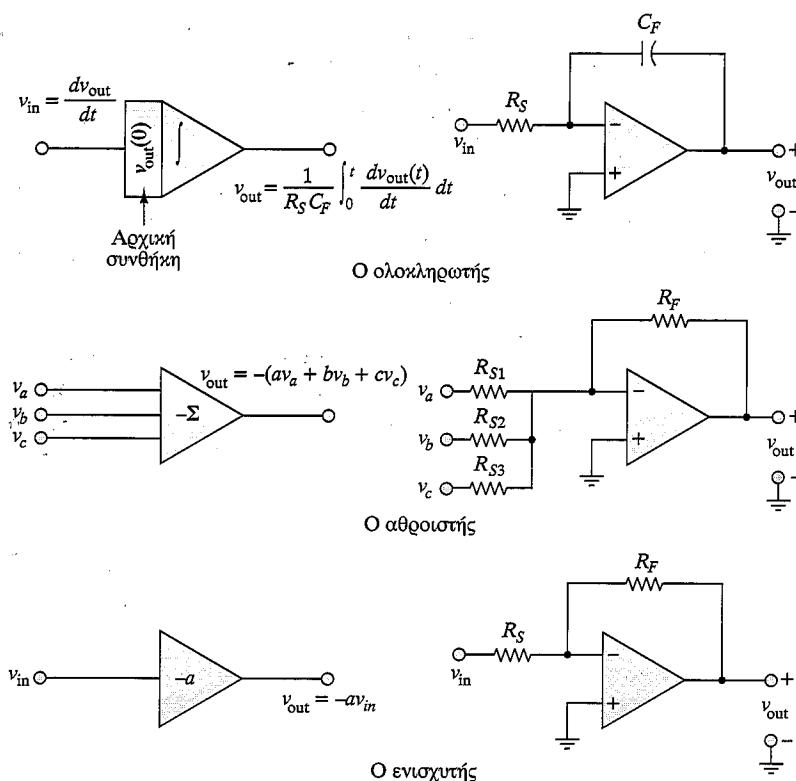
Σχεδιάστε την απόκριση συχνότητας του ιδανικού διαφοριστή υπό μορφή γραφή ματος Bode. Καθορίστε την κλίση των ευθυγράμμων τμημάτων σε decibels ανά δεκάδα. Μπορείτε να υποθέσετε ότι το γινόμενο $R_F C_S = 100$. Αποδείξτε ότι εάν η τριγωνική κυματομορφή του παραδείγματος 8.6 είναι η είσοδος στον ιδανικό διαφοριστή του Σχήματος 8.35, η προκύπτουσα εξόδος θα είναι μία τετραγωνική κυματομορφή.

Απάντωση: +20 dB/δεκάδα.

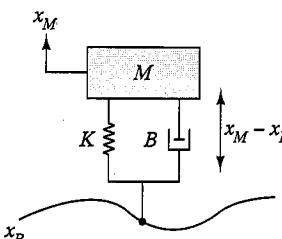
8.5 ΑΝΑΛΟΓΙΚΟΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΕΣ

Πριν από την εμφάνιση των ψηφιακών υπολογιστών η λύση των διαφορικών εξισώσεων και η προσομοίωση των σύνθετων δυναμικών συστημάτων γινόταν αποκλειστικά με τη βοήθεια των αναλογικών υπολογιστών. Οι αναλογικοί υπολογιστές βρίσκουν ακόμα εφαρμογή στη πράξη στην προσομοίωση δυναμικών συστημάτων. Ο αναλογικός υπολογιστής είναι μια συσκευή που είναι βασισμένη στα τρία κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών που μελετήθηκαν νωρίτερα σε αυτό το κεφάλαιο: τον ενισχυτή, τον αθροιστή και τον ολοκληρωτή. Αυτές οι τρεις δομικές μονάδες επιτρέπουν την υλοποίηση κυκλωμάτων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη λύση διαφορικών εξισώσεων και την προσομοίωση δυναμικών συστημάτων. Το Σχήμα 8.36 απεικονίζει τα τρία σύμβολα που χρησιμοποιούνται για να ορίσουν τις βασικές συναρτήσεις ενός αναλογικού υπολογιστή.

Ο απλούστερος τρόπος να μελετηθεί η λειτουργία του αναλογικού υπολογιστή είναι μέσω ενός παραδείγματος. Εξετάστε το απλό δευτεροβάθμιο μη-



Σχήμα 8.36 Τα στοιχεία του αναλογικού υπολογιστή



Σχήμα 8.37 Το μοντέλο ανάρτησης ενός οχήματος

$$M \frac{d^2x_M}{dt^2} + B \left(\frac{dx_M}{dt} - \frac{dx_R}{dt} \right) + K(x_M - x_R) = 0 \quad (8.71)$$

Αναδιατάσσοντας εκ νέου τους όρους λαμβάνουμε την ακόλουθη εξίσωση, στην οποία οι όροι σχετικοί με την μετατόπιση και την ταχύτητα, x_R και dx_R/dt αντίστοιχα, είναι οι συναρτήσεις εισόδου:

$$M \frac{d^2x_M}{dt^2} + B \frac{dx_M}{dt} + Kx_M = B \frac{dx_R}{dt} + Kx_R \quad (8.72)$$

Υποθέστε ότι το όχημα τροχοδρομεί πάνω σε ένα ανώμαλο δρόμο η τραχύτητα του οποίου περιγράφεται περόπου από την έκφραση:

$$x_R(t) = X \sin(\omega t) \quad (8.73)$$

Συνεπάγεται, λοιπόν, ότι η κάθετη συνιστώσα της ταχύτητας στην ανάρτηση θα δίνεται από την έκφραση:

$$\frac{dx_R}{dt} = \omega X \cos(\omega t) \quad (8.74)$$

και μπορούμε να γράψουμε την εξίσωση για το σύστημα ανάρτησης όπως παρακάτω:

$$M \frac{d^2x_M}{dt^2} + B \frac{dx_M}{dt} + Kx_M = B \omega X \cos(\omega t) + KX \sin(\omega t) \quad (8.75)$$

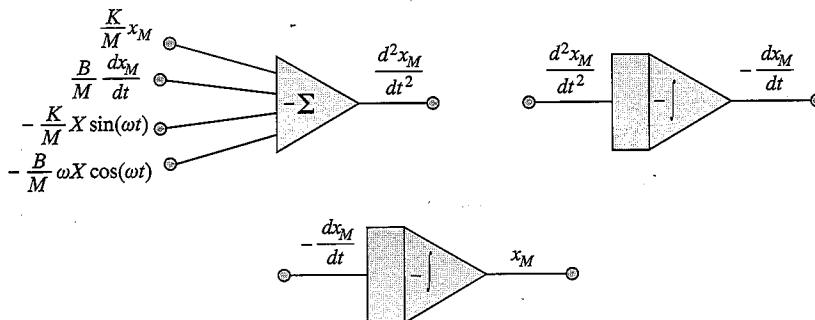
Θα ήταν επιθυμητό να λυθεί η εξίσωση για τη μετατόπιση x_m , η οποία αντιπροσωπεύει την κίνηση της μάζας του οχήματος σε συνάρτηση με την οδική διέγερση (τις ανωμαλίες του δρόμου). Η λύση μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως βοήθημα για το καλύτερο σχεδιασμό του συστήματος ανάρτησης ώστε να απορροφά καλύτερα την οδική διέγερση, παρέχοντας άνεση στους επιβάτες. Με αναδιάταξη των όρων η εξίσωση 8.75 μπορεί να γραφεί στη μορφή:

$$\frac{d^2x_M}{dt^2} = -\frac{B}{M} \frac{dx_M}{dt} - \frac{K}{M} x_M + \frac{B}{M} \omega X \cos(\omega t) + \frac{K}{M} X \sin(\omega t) \quad (8.76)$$

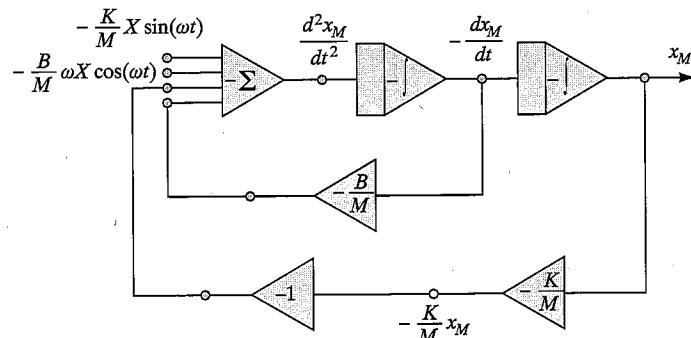
Αυτή η εξίσωση είναι τώρα σε μια μορφή κατάλληλη για επίλυση με τη χρήση επαναλαμβανόμενης ολοκλήρωσης, καθόσον έχουμε διαχωρίσει στο πρώτο μέρος της εξίσωσης τον όρο με την δεύτερη παραγώγω, οπότε απαιτείται απλά να ολοκληρώσουμε τη δεξιά πλευρά δύο φορές για να λάβουμε τη λύση για τη μετατόπιση της x_m μάζας του οχήματος.

Το Σχήμα 8.38 απεικονίζει τις τρεις βασικές λειτουργίες που πρέπει να εκτελεσθούν για την ολοκλήρωση της διαφορικής εξίσωσης που περιγράφει την κίνηση της μάζας M . Σημειώστε ότι κάθε μία από τις τρεις αυτές συναρτήσεις – αθροιστής και δύο ολοκληρωτές – εισάγουν αντιστροφή λόγω της χρήσης ενισχυτών αναστροφής. Οι τρεις αυτές βασικές συναρτήσεις, (ο αθροιστής και οι δύο ολοκληρωτές) μαζί με τρεις πολλαπλασιαστές συντελεστή (αναστρέφοντες ενισχυτές) συνδέονται κατάλληλα ώστε να υλοποιήσουν την επιθυμητή διαφορική εξίσωση (εξίσωση 8.76). Μπορείτε εύκολα να διαπιστώσετε ότι το κύκλωμα του αναλογικού υπολογιστή του Σχήματος 8.39 λύνει πράγματι τη διαφορική εξίσωση ως προς x_m με τη χρήση διαδοχικών ολοκληρωτών.

ΣΕ4



Σχήμα 8.38 Λύση με τη χρήση διαδοχικών ολοκληρωτών



Σχήμα 8.39 Εξομοίωση ανάρτησης οχήματος με αναλογικό υπολογιστή

Αναλογικοί υπολογιστές και βαθμονόμηση

Ένα από τα σημαντικά ξητήματα στους αναλογικούς υπολογιστές είναι η βαθμονόμηση. Δεδομένου ότι ο αναλογικός υπολογιστής αποτελεί το ηλεκτρικό ανάλογο ενός φυσικού συστήματος, δεν υπάρχει καμία εγγύηση ότι οι τάσεις και τα ζεύματα στα αναλογικά κυκλώματα του υπολογιστή θα είναι του ίδιου μεγέθους με τις φυσικές μεταβλητές (π.χ. ταχύτητα, μετατόπιση, θερμοκρασία, ή όρη) που εξομοιώνονται. Επιπλέον, δεν είναι απαραίτητο ο υπολογιστής να εξομοιώνει το φυσικό σύστημα χρησιμοποιώντας την ίδια κλίμακα χρόνου. Τις περισσότερες φορές είναι επιθυμητό να επιταχυνθεί ή να επιβραδυνθεί η εξομίωση, και συνεπώς να αλλάξει η κλίμακα χρόνου.

Ας υποθέσουμε ότι ο Πίνακας 8.2 αντιπροσωπεύει τις φυσικές και τις προσομοιωμένες μεταβλητές. Εξετάζοντας την κλίμακα χρόνου, ας υποθέσουμε ότι το t αντιπροσωπεύει τον πραγματικό χρόνο και το τ την εξομοιώμενη χρονική μεταβλητή στον υπολογιστή. Τότε η παραγώγως ως προς το χρόνο μιας φυσικής μεταβλητής μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{dx}{d\tau} \frac{d\tau}{dt} = \alpha \frac{dx}{d\tau} \quad (8.77)$$

όπου α είναι ο συντελεστής κλίμακας μεταξύ του πραγματικού χρόνου και του χρόνου εξομίωσης:

$$\tau = at \quad (8.78)$$

Για παραγώγους μεγαλύτερου βαθμού ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$\frac{d^n x}{dt^n} = \alpha^n \frac{d^n x}{d\tau^n} \quad (8.79)$$

Ενώ η χρονική κλίμακωση είναι πιθανό να απαιτείται για να επιταχυνθεί ή να επιβραδυνθεί ένας υπολογισμός, η κλίμακωση του μεγέθους επιβάλλεται από αρκετούς και διαφορετικούς παράγοντες:

- Τη σχέση μεταξύ των φυσικών μεταβλητών και των τάσεων του υπολογιστή (π.χ. σταθερές βαθμονόμησης).
- Την υπερφόρτωση των κυκλωμάτων των τελεστικών ενισχυτών (θα δούμε στην παραγόραφο 8.6 ότι ένας από τους θεμελιώδεις περιορισμούς του τελεστικού ενισχυτή είναι η περιοχή λειτουργίας του).

3. Την απώλεια ακρίβειας εάν οι τάσεις είναι πάρα πολύ μικρές (τα σφάλματα εκφράζονται συνήθως ως ποσοστό της μέγιστης τάσης).

Συνεπώς, εάν η σχέση μεταξύ μιας φυσικής μεταβλητής και της τάσης του υπολογιστή είναι $v = \beta x$, όπου β είναι ο συντελεστής κλίμακας μεγέθους, οι παραγωγοί δροι θα επηρεαστούν σύμφωνα με τη σχέση:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{1}{\beta} \frac{dv}{dt} \quad (8.80)$$

Προσέξτε ότι οι διαφορετικοί συντελεστές κλίμακας μπορούν να εισαχθούν σε κάθε σημείο στην διαδικασία προσομοίωσης με αναλογικό υπολογιστή και έτσι δεν υπάρχει κανένας γενικός κανόνας που να καθορίζει τον ορισμό των συντελεστών μεγέθους. Παραδείγματος χάριν, εάν $v = \beta_0 x$, είναι δυνατόν να ισχύει

$$\frac{dx}{dt} = \frac{1}{\beta_1} \frac{dv}{dt}$$

ΣΕ4

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.7 Εξομοίωση ανάρτησης οχήματος με τη χρήση αναλογικού υπολογιστή

Πρόβλημα

Υλοποιείστε την αναλογική προσομοίωση του συστήματος ανάρτησης οχήματος του Σχήματος 8.37 χρησιμοποιώντας τις δομικές μονάδες του Σχήματος 8.36.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Μάζα, Σταθερά του ελατηρίου, Παραμετροί απόσβεσης της ανάρτησης του αυτοκινήτου.

Να Βρεθούν: Οι τιμές των στοιχείων του αναλογικού υπολογιστή στο Σχήμα 8.39.

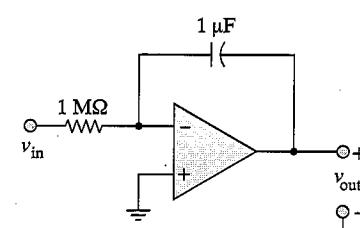
Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $M = 400 \text{ kg}$, $K = 1.6 \times 10^5 \text{ N/m}$, $B = 20 \times 10^3 \text{ N/m-s}$.

Υποθέσεις: Θεωρείστε τους τελεστικούς ενισχυτές ιδανικούς. Εκφράστε όλες τις αντιστάσεις σε $\text{M}\Omega$ και όλους τους πυκνωτές σε μF .

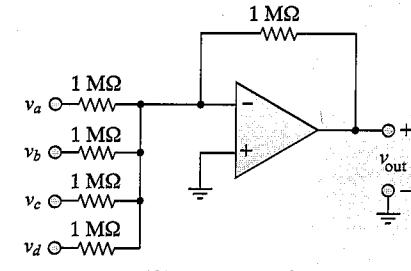
Ανάλυση: Με δεδομένο το Σχήμα 8.39, παρατηρούμε ότι η αναλογική προσο-

μίωση της ανάρτησης οχήματος απαιτεί έναν αθροιστή τεσσάρων εισόδων, δύο ολοκληρωτές, δύο ενισχυτές, και έναν αναστροφέα προσήμου.

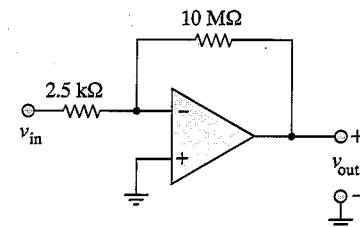
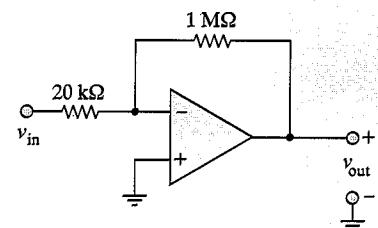
Είναι χρήσιμο να εκφράσουμε όλες τις αντιστάσεις σε $\text{M}\Omega$ και όλους τους πυκνωτές σε μF επειδή κάθε ολοκληρωτής έχει έναν πολλαπλασιαστή $-1/\text{RC}$. Χρησιμοποιώντας $R = 1 \text{ M}\Omega$ και $C = 1 \mu\text{F}$ επιτυγχάνουμε αποτέλεσμα $-1/\text{RC} = -1$. Το Σχήμα 8.40 απεικονίζει τα απαιτούμενα δομικά στοιχεία για την εξομοίωση. Ο αθροιστής τεσσάρων εισόδων χρησιμοποιεί αντιστάσεις $1 \text{ M}\Omega$, έτσι ώστε το κέρδος για κάθε είσοδο να είναι ίσο με -1 . Επιπλέον, οι δύο πολλαπλασιαστές συντελεστή απαιτείται να έχουν κέρδη $-K/M = -4000$ και $-B/M = 50$, αντίστοιχα. Κατά συνέπεια επιλέγουμε $10 \text{ M}\Omega$ και $2.5 \text{ k}\Omega$ για τον πρώτο πολλαπλασιαστή και $1 \text{ M}\Omega$ και $20 \text{ k}\Omega$ για το δεύτερο. Τέλος, ο αναστροφέας μπορεί να υλοποιηθεί με δύο αντιστάτες $1 \text{ M}\Omega$. Τα διάφορα στοιχεία και η συνδεσμολογία τους για την υλοποίηση των απαιτούμενων δομικών στοιχείων απεικονίζονται στο Σχήμα 8.40.



(a) Ολοκληρωτής



(b) Αθροιστής

(c) Ενισχυτής
(πολλαπλασιαστής
συντελεστή)(d) Ενισχυτής
(πολλαπλασιαστής
συντελεστή)

Σχήμα 8.40 Δομικά στοιχεία για την εξομοίωση ανάρτησης οχήματος με αναλογικό υπολογιστή

Σχόλια: Σημειώστε ότι δεν είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν τέσσερις τελεστικοί ενισχυτές σε αυτόν τον αναλογικό προσομοιωτή. Η λειτουργία του αθροιστή και του πρώτου ολοκληρωτή θα μπορούσαν, παραδείγματος χάριν, να συνδυαστούν και να υλοποιηθούν από ένα μόνο τελεστικό ενισχυτή, και επιπλέον ένας από τους δύο πολλαπλασιαστές συντελεστή θα μπορούσε να ενσωματωθεί παραπάνω. Αυτή η ιδέα διερευνάται εκτενέστερα στα άλιτα προβλήματα του κεφαλαίου.

Έλεγχος Κατανόησης

Τροποποιήστε τα κέρδη των πολλαπλασιαστών συντελεστή στο Παράδειγμα 8.7 ώστε να επιβραδύνετε την προσομοίωση κατά έναν παράγοντα 10 (δηλαδή $\alpha = 0.1$ στην εξίσωση 8.77).

Για την εξομοίωση του Παραδείγματος 8.7 υπολογίστε το μέγιστο πλάτος της τάσης που είναι ανάλογη της x_M , για μεταβολές λόγω της ανωμαλίας του δρόμου: $x_R = 0.01 \sin(100t)$. [Υπόδειξη: Χρησιμοποιήστε την τεχνική με τους φάσορες για να υπολογίσετε την απόκριση συχνότητας $x_M(j\omega)/F(j\omega)$, όπου $f(t) = B dx_R(t)/dt + K x_R(t)$ και υπολογίστε την τάση εξόδου πολλαπλασιάζοντας το πλάτος εισόδου με την απόκριση συχνότητας για $\omega = 100 \text{ rad/s}$].

$$\text{Απαντήσεις: } B/M = 5, K/M = 40, x_M^{\max} = 0.0082 \text{ m.}$$

ΣΕ4

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.8 Λύση διαφορικής εξίσωσης με κύκλωμα αναλογικού υπολογιστή

Πρόβλημα

Λύστε τη διαφορική εξίσωση που προκύπτει από το κύκλωμα Αναλογικού Υπολογιστή του Σχήματος 8.41.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Αντιστάσεις και πυκνωτές.

Na Βρεθεί: Η διαφορική εξίσωση του $x(t)$.

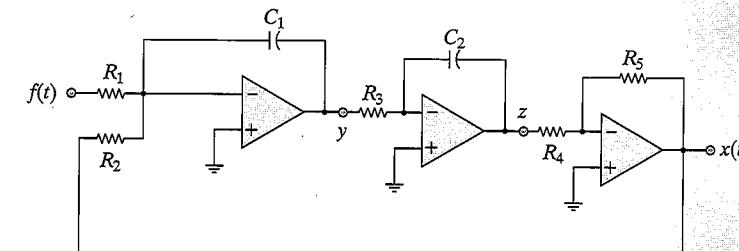
Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $R_1 = 0.4 \text{ M}\Omega$, $R_2 = R_3 = R_5 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_4 = 2.5 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$.

Υποθέσεις: Θεωρείστε ιδανικούς τους τελεστικούς ενισχυτές.

Ανάλυση: Αρχίζουμε την ανάλυση από τα δεξιά πλευρά για να υπολογίσουμε την ενδιάμεση μεταβλητή z σαν συνάρτηση του x .

$$x = -\frac{R_5}{R_4} z = -400 z$$

Μετά κινούμαστε αριστερά για να βρούμε τη μεταβλητή y σαν συνάρτηση του z .



Σχήμα 8.41 Εξομοίωση αγνώστου συστήματος με αναλογικό υπολογιστή

$$z = -\frac{1}{R_3 C_2} \int y(t') dt' \quad \text{ή} \quad y = \frac{dz}{dt}$$

Τέλος υπολογίζουμε τη μεταβλητή y σαν συνάρτηση του x και του f .

$$y = -\frac{1}{R_2 C_1} \int x(t') dt' - \frac{1}{R_1 C_1} \int f(t') dt' = - \int [x(t') + 2.5f(t')] dt'$$

ή

$$\frac{dy}{dt} = -x - 2.5f$$

Αντικαθιστώντας τις παραπάνω εκφράσεις ώστε να απαλείψουμε τις ενδιάμεσες μεταβλητές y και z παίρνουμε την διαφορική εξίσωση του x .

$$x = -400z$$

$$\frac{dx}{dt} = -400 \frac{dz}{dt} = 400y$$

$$\frac{d^2x}{dt^2} = 400 \frac{dy}{dt} = 400(x - 2.5f)$$

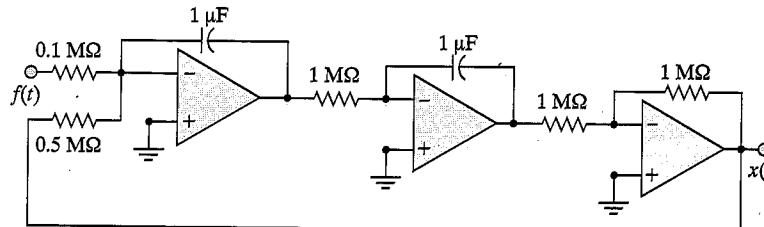
και

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 400x = -1000f$$

Σχόλια: Προσέξτε ότι οι συναρτήσεις αθροιστή και ολοκληρωτή έχουν συνδυαστεί σε μια μόνο μονάδα στον πρώτο τελεστικό ενισχυτή.

Έλεγχος Κατανόησης

Προσδιορίστε τη διαφορική εξίσωση που υλοποιείται από το κύκλωμα Αναλογικού Υπολογιστή του παρακάτω Σχήματος.



$$\text{Αποτέλεσμα: } \frac{d^2x}{dt^2} + 2x = -10f(t)$$

8.6 ΟΡΙΑ ΚΑΙ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΙ ΤΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Ως εδώ, ο τελεστικός ενισχυτής έχει αντιμετωπιστεί ως ιδανική συσκευή που χαρακτηρίζεται από άπειρη αντίσταση εισόδου, μηδενική αντίσταση εξόδου, και άπειρο κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου. Αν και αυτό το πρότυπο είναι επαρκές για να αντιπροσωπεύσει τη συμπεριφορά του τελεστικού ενισχυτή σε έναν μεγάλο αριθμό εφαρμογών, οι πρακτικοί τελεστικοί ενισχυτές δεν είναι ιδανικές συσκευές, ολλά εισάγουν διάφορους περιορισμούς που πρέπει να ληφθούν υπόψη στη σχεδίαση κυκλωμάτων. Ειδικότερα, όσον αφορά στις σχετικά μεγάλες τάσεις και τα ζεύματα, και στη παρουσία σημάτων υψηλής συχνότητας, είναι σημαντικό να γνωρίζουμε τις μη ιδανικές ιδιότητες του τελεστικού ενισχυτή. Σε αυτή την ενότητα εξετάζουμε τους κύριους περιορισμούς του τελεστικού ενισχυτή.

Περιορισμοί λόγω τάσης τροφοδοσίας

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 8.4, οι τελεστικοί ενισχυτές (και όλοι οι ενισχυτές, γενικά) τροφοδοτούνται από τις εξωτερικές τροφοδοσίες συνεχούς τάσης V_S^+ και V_S^- , που είναι συνήθως συμμετρικές και κυμαίνονται μεταξύ ± 10 και ± 20 V. Μερικοί τελεστικοί ενισχυτές είναι ειδικά σχεδιασμένοι ώστε να λειτουργούν μόνο με μία τροφοδοσία τάσης, αλλά για απλότητα εδώ θα εξετάσουμε μόνο τις συμμετρικές τροφοδοσίες. Το αποτέλεσμα του περιορισμού των τάσεων τροφοδοσίας είναι ότι οι ενισχυτές είναι σε θέση να ενισχύουν σήματα μόνο στα όρια των τάσεων τροφοδοσίας τους. Θα ήταν φυσικά

αδύνατο για έναν ενισχυτή να παράγει μια τάση στην έξοδό του μεγαλύτερη από V_S^+ ή μικρότερη από V_S^- . Αυτός ο περιορισμός συμβολίζεται ως εξής:

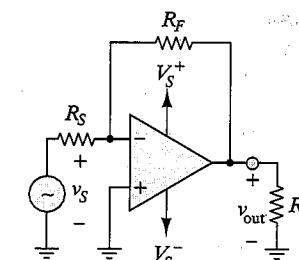
$$V_S^- < v_{out} < V_S^+ \quad \text{Όρια τάσης εξόδου λόγω της τροφοδοσίας} \quad (8.81) \quad \boxed{\Sigma E 5}$$

Για τους περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές το όριο αυτό είναι 1.5 V μικρότερο από την τιμή της τάσης τροφοδοσίας. Πως αυτός ο περιορισμός επηρεάζει πρακτικά τις επιδόσεις του κυκλώματος; Ένα παράδειγμα εξηγεί καλύτερα το φαινόμενο αυτό.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.9 Όρια τάσης τροφοδοσίας σε ένα αναστρέφοντα ενισχυτή

ΣΕ5

Πρόβλημα



Σχήμα 8.42

Υπολογίστε και σχεδιάστε τη τάση εξόδου του αναστρέφοντα ενισχυτή στο Σχήμα 8.42.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Αντιστάσεις, Τάσεις τροφοδοσίας, Τάση εισόδου.

Na Bρεθεί: Η $v_{out}(t)$.

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, $R_F = 10 \text{ k}\Omega$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $V_S^+ = 15 \text{ V}$, $V_S^- = -15 \text{ V}$, $v_s(t) = 2 \sin(1000t)$.

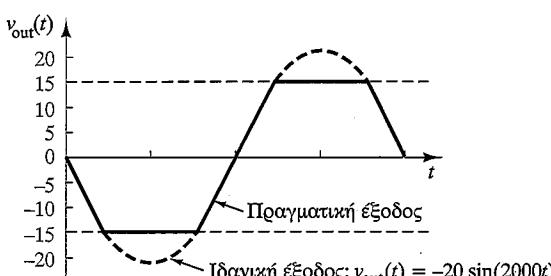
Υποθέσεις: Θεωρείστε ότι ο τελεστικός ενισχυτής επηρεάζεται από τις τάσεις τροφοδοσίας.

Ανάλυση: Για ένα ιδανικό τελεστικό ενισχυτή η έξοδος θα ήταν:

$$v_{out}(t) = -\frac{R_F}{R_s} v_s(t) = -10 \times 2 \sin(1000t) = -20 \sin(1000t)$$

Άλλα, η τάση τροφοδοσίας περιορίζεται σε ± 15 V, και επομένως η τάση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή θα κορεστεί προιν φθάσει στη θεωρητικά μέγιστη τιμή εξόδου ± 20 V. Το Σχήμα 8.43 απεικονίζει τη κυματομορφή της εξόδου.

Σχόλιο: Σε ένα πραγματικό τελεστικό ενισχυτή, ο κορεσμός θα συνέβαινε 1.5 V κάτω από τις τάσεις τροφοδοσίας, ή περίπου στα ± 13.5 V.



Σχήμα 8.43 Έξοδος τελεστικού ενισχυτή επηρεασμένη από τα όρια τάσης τροφοδοσίας

Προσέξτε πώς αναγκάζει το δριο τροφοδοσίας τάσης τις αιχμές του ημιτόνου να ψαλιδιστούν απότομα. Αυτή η έντονη μη γραμμικότητα αλλάζει ριζικά τα χαρακτηριστικά του σήματος, και μπορεί να οδηγήσει σε σημαντικά λάθη εάν δεν ληφθεί υπόψη. Για να αποκτήσουμε μια ιδέα για το πώς ένα τέτοιο ψαλιδισματικό μπορεί να έχει επιπτώσεις σε ένα σήμα, ας αναρωτηθούμε γιατί η κιθάρα στη Rock μουσική έχει έναν χαρακτηριστικό ήχο που είναι πολύ διαφορετικός από τον ήχο της κλασικής κιθάρας. Ο λόγος είναι ότι ο «Rock ήχος» λαμβάνεται υπερ-ενισχύοντας το σήμα, ξεπερνώντας με τον τρόπο αυτό τα όρια τροφοδοσίας και συνεπώς προκαλώντας ψαλιδισμό παρόμοιο με αυτόν που μελετήσαμε στο προηγούμενο παράδειγμα. Ο ψαλιδισμός αυτός διευδύνει το φωσματικό περιεχόμενο κάθε τόνου, παραμορφώντας τον ήχο.

Ένα από τα κυκλώματα που επηρεάζονται αμεσότερα από τους περιορισμούς τάσης τροφοδοσίας είναι ο ολοκληρωτής. Το Παραδείγμα 8.10 επεξηγεί πώς ο κορεσμός ενός κυκλώματος ολοκληρωτή μπορεί να οδηγήσει σε ισχυρή παραμόρφωση σήματος.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.10 Επιπτώσεις της τάσης τροφοδοσίας στον ολοκληρωτή με τελεστικό ενισχυτή

Πρόβλημα

Υπολογίστε και σχεδιάστε την τάση εξόδου του ολοκληρωτή του Σχήματος 8.30.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Αντίσταση, Πυκνωτής, Τάσεις τροφοδοσίας, Τάση εισόδου.

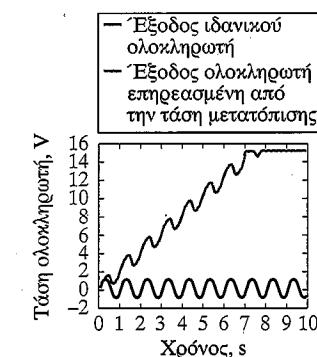
Na Βρεθεί: Η $v_{out}(t)$.

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $C_F = 20 \mu\text{F}$, $V_S^+ = 15 \text{ V}$, $V_S^- = -15 \text{ V}$, $v_S(t) = 0.5 + 0.3 \cos(10t)$.

Υποθέσεις: Θεωρείστε ότι ο τελεστικός επηρεάζεται από τις τάσεις τροφοδοσίας. Η αρχική κατάσταση είναι $v_{out}(0) = 0$.

Ανάλυση: Για ένα ολοκληρωτή με ιδανικό τελεστικό ενισχυτή η εξόδος θα ήταν:

$$\begin{aligned} v_{out}(t) &= -\frac{1}{R_S C_F} \int v_S(t') dt' = -\frac{1}{0.2} \int [0.5 + 0.3 \cos(10t')] dt' \\ &= -2.5t + 1.5 \sin(10t) \end{aligned}$$



Σχήμα 8.44 Το φαινόμενο που παρουσιάζεται στον ολοκληρωτή εξαιτίας της ύπαρξης DC τάσης μετατόπισης στην είσοδο

Όμως, η τάση τροφοδοσίας περιορίζεται στα ± 15 V, και επομένως η τάση εξόδου του ολοκληρωτή θα ψαλιδιστεί στη χαμηλότερη τιμή τάσης τροφοδοσίας -15 V, αφού ο γραμμικός όρος $2.5t$ αυξάνει με το χρόνο. Το Σχήμα 8.44 απεικονίζει τη κυματομορφή της τάσης εξόδου.

Σχόλια: Προσέξτε ότι η DC τάση μετατόπισης στη κυματομορφή εισόδου αναγκάζει την τάση εξόδου του ολοκληρωτή να αυξηθεί γραμμικά με το χρόνο. Η παρουσία ακόμη και μίας πολύ μικρής συνεχούς τάσης που προκαλέσει οπωσδήποτε τον κορεσμό του ολοκληρωτή. Μια λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι να περιληφθεί μία μεγάλη αντίσταση ανατροφοδότησης παράλληλα με τον πυκνωτή. Αυτή η λύση διερευνάται στα προβλήματα.

Έλεγχος Κατανόησης

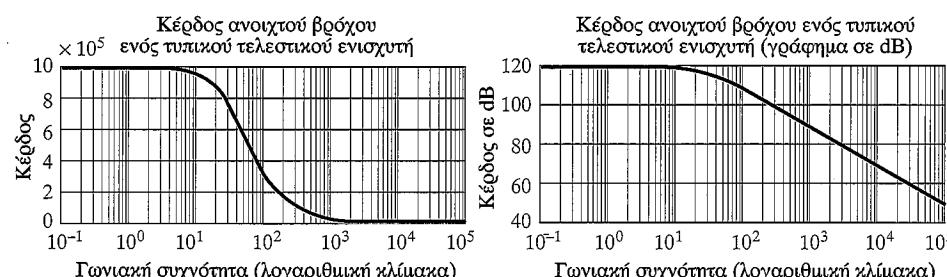
Πόσος χρόνος θα χρειαστεί (περόπου) ο ολοκληρωτής του Παραδείγματος 8.10 για να φτάσει στον κορεσμό, αν το σήμα εισόδου εμπεριέχει μία DC τάση 0.1 V [δηλαδή, $v_S(t) = 0.1 + 0.3 \cos(10t)$];

Περιορισμοί λόγω απόκρισης συχνότητας

Μια άλλη ιδιότητα που μπορεί να περιορίσει σημαντικά τις επιδόσεις των κυκλωμάτων με τελεστικό ενισχυτή είναι το πεπερασμένο εύρος ζώνης δλων των ενισχυτών. Έχουμε υποθέσει μέχρι τώρα ότι στον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή το κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου είναι μια πολύ μεγάλη σταθερά. Στην πραγματικότητα, το $A_{V(OL)}$ είναι μια συνάρτηση της συχνότητας και χαρακτηρίζεται από μια χαμηλής διέλευσης απόκριση. Για ένα τυπικό τελεστικό ενισχυτή ισχύει:

$$\boxed{\Sigma 5} \quad A_{V(OL)}(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0} \quad \text{Περιορισμός λόγω του πεπερασμένου εύρους ζώνης} \quad (8.82)$$

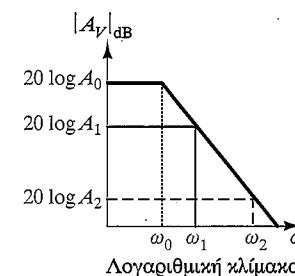
Η συχνότητα αποκοπής του κέρδους ανοιχτού βρόχου του τελεστικού ενισχυτή ω_0 αντιπροσωπεύει περίπου το σημείο όπου η απόκριση του ενισχυτή αρχίζει να μειώνεται σαν συνάρτηση της συχνότητας, και είναι ανάλογη με τις συχνότητες αποκοπής των κυκλωμάτων RC και RL του Κεφαλαίου 5. Το Σχήμα 8.45 απεικονίζει το $A_{V(OL)}(j\omega)$ σε γραμμική και λογαριθμική (decibel) κλίμακα για τις χαρακτηριστικές τιμές $A_0 = 10^6$ και $\omega_0 = 10\pi$. Πρέπει να είναι προφανές από το Σχήμα 8.45 ότι η υπόθεση ενός πολύ μεγάλου κέρδους ανοιχτού βρόχου γίνεται δύο και λιγότερο ακριβής καθώς αυξάνεται η συχνότητα. Υπενθυμίζουμε την αρχική εξίσωση του κέρδους αλειστού βρόχου για τον ενισχυτή αναστροφής: Στην επίτευξη του τελικού αποτελέσματος $V_{out}/V_s = -R_F/R_S$, υποθέσαμε ότι $A_{V(OL)} \rightarrow \infty$. Είναι σαφές ότι η υπόθεση αυτή είναι ανεπαρκής στις μεγάλες συχνότητες.



Σχήμα 8.45 Κέρδος ανοιχτού βρόχου ενός τυπικού τελεστικού ενισχυτή

Το πεπερασμένο εύρος ζώνης του μη-ιδανικού τελεστικού ενισχυτή οδηγεί σε ένα σταθερό γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης (gain-bandwidth product) για οποιοδήποτε δεδομένο ενισχυτή. Η επίδραση ενός σταθερού γινομένου κέρδους-εύρους ζώνης έχει ως εξής: καθώς το κέρδος αλειστού βρόχου του ενισχυτή αυξάνεται, το 3-dB εύρος ζώνης μειώνεται αναλογικά, μέχρι το όριο

εκείνο που ο ενισχυτής χρησιμοποιείται σαν να βρίσκεται σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόχου όπου το κέρδος του είναι ίσο με A_0 και το 3-dB εύρος ζώνης είναι ίσο με το ω_0 . Το σταθερό γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης είναι επομένως ίσο με το γινόμενο του κέρδους ανοιχτού βρόχου και του εύρους ζώνης ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή: $A_0\omega_0 = K$. Όταν ο ενισχυτής συνδέεται σε μια συνδεσμολογία αλειστού βρόχου (π.χ. όπως ένας ενισχυτής αντιστροφής), το κέρδος του είναι (τις περισσότερες φορές) πολύ λιγότερο από το κέρδος ανοιχτού βρόγχου και συνεπώς το 3 dB εύρος ζώνης του ενισχυτή αυξάνεται αναλογικά. Για να εξηγηθεί το φαινόμενο αυτό παραθέτουμε το Σχήμα 8.46, στο οποίο απεικονίζεται μία περίπτωση στην οποία δύο διαφορετικοί γραμμικοί ενισχυτές (που υλοποιούνται μέσω δύο οποιωνδήποτε διαφορετικών αρνητικών διατάξεων ανατροφοδότησης) έχουν σχεδιαστεί για τον ίδιο τελεστικό ενισχυτή. Ο πρώτος έχει κέρδος αλειστού βρόχου A_1 , και ο δεύτερος έχει κέρδος αλειστού βρόχου A_2 . Η έντονη γραμμή στο σχήμα δείχνει την απόκριση συχνότητας ανοιχτού βρόχου, με το κέρδος A_0 και τη συχνότητα αποκοπής ω_0 . Καθώς το κέρδος ανοιχτού βρόχου μειώνεται από το A_0 στο A_1 , παρατηρούμε ότι η συχνότητα αποκοπής αυξάνεται από ω_0 σε ω_1 . Εάν μειώσουμε περαιτέρω το κέρδος στο A_2 , παρατηρούμε ότι το εύρος ζώνης θα αυξηθεί στο ω_2 . Συνεπώς:



Σχήμα 8.46

Το γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης σε ένα τελεστικό ενισχυτή είναι πάντα σταθερό. Δηλαδή

$$\boxed{\Sigma 5} \quad A_0 \times \omega_0 = A_1 \times \omega_1 = A_2 \times \omega_2 = K \quad (8.83)$$

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.11 Περιορισμοί της χρήσης του τελεστικού ενισχυτή λόγω του γινομένου κέρδους – εύρους ζώνης

Πρόβλημα

Υπολογίστε το μέγιστο κέρδος τάσης αλειστού βρόχου ενός τελεστικού ενισχυτή, αν ο ενισχυτής απαιτείται να έχει εύρος ζώνης κατάλληλο για τις ακουστικές συχνότητες (20 kHz εύρος ζώνης).

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Το γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης.

Na Βρεθεί: Το $A_{V_{max}}$.

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $A_0 = 10^6$, $\omega_0 = 2\pi \times 5 \text{ rad/s}$.

Υποθέσεις: Χρησιμοποιείστε το όριο του γινομένου κέρδους - εύρους ζώνης του τελεστικού ενισχυτή.

Ανάλυση: Το γινόμενο κέρδους - εύρους ζώνης του τελεστικού ενισχυτή είναι:

$$A_0 \times \omega_0 = K = 10^6 \times 2\pi \times 5 = \pi \times 10^7 \text{ rad/s}$$

Το επιθυμητό εύρος ζώνης είναι $\omega_{max} = 2\pi \times 20000 \text{ rad/s}$, και συνεπώς το μέγιστο επιτρεπόμενο κέρδος θα είναι:

$$A_{max} = \frac{K}{\omega_{max}} = \frac{\pi \times 10^7}{\pi \times 4 \times 10^4} = 250$$

Για οποιοδήποτε κέρδος τάσης αλειστού βρόχου μεγαλύτερο από 250 ο ενισχυτής θα έχει μειωμένο εύρος ζώνης.

Σχόλια: Εάν απαιτείται να επιτύχουμε κέρδος μεγαλύτερο από 250 και να διατηρήσουμε το ίδιο εύρος ζώνης, μπορούμε να επιλέξουμε μία από τις δύο επιλογές: (1) Χρησιμοποιούμε ένα διαφορετικό τελεστικό ενισχυτή με μεγαλύτερο γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης, ή (2) συνδέουμε δύο ενισχυτές διαδοχικά (cascade), κάθε ένα με χαμηλότερο κέρδος και μεγαλύτερο εύρος ζώνης, έτσι ώστε το γινόμενο των κερδών να είναι μεγαλύτερο από 250.

Για να ερευνήσετε περαιτέρω την πρώτη επιλογή, μπορείτε να μελετήσετε τα φύλλα δεδομένων διαφόρων τελεστικών ενισχυτών και να διαπιστώσετε ότι μπορούν να σχεδιαστούν τελεστικοί ενισχυτές (προφανώς με αύξηση του κόστους κατασκευής) με κατά πολύ μεγαλύτερο γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης από τον ενισχυτή που χρησιμοποιείται σε αυτό το παράδειγμα. Η δεύτερη επιλογή εξετάζεται στο Παράδειγμα 8.12.

Έλεγχος Κατανόησης

Ποιο είναι το μέγιστο κέρδος που μπορεί να επιτευχθεί από τον τελεστικό ενισχυτή του Παραδείγματος 8.11, αν το επιθυμητό εύρος ζώνης είναι 100 kHz;

$$A_{max} = 50.$$

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.12 Αύξηση του γινομένου κέρδους - εύρους ζώνης με τη χρήση διαδοχικών ενισχυτών (cascade amplifier)

ΣΕ5

Πρόβλημα

Υπολογίστε το 3 dB εύρος ζώνης του ενισχυτή δύο βαθμίδων του Σχήματος 8.47.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Το γινόμενο κέρδους - εύρους ζώνης και το κέρδος κάθε ενισχυτή.

Na Βρεθεί: Η ω_{3dB} του ενισχυτή δύο βαθμίδων.

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $A_0 \omega_0 = K = 4\pi \times 10^6$ για κάθε ενισχυτή, $R_F/R_S = 100$ για κάθε ενισχυτή.

Υποθέσεις: Χρησιμοποιείστε το όριο του γινομένου κέρδους - εύρους ζώνης των τελεστικών ενισχυτών.

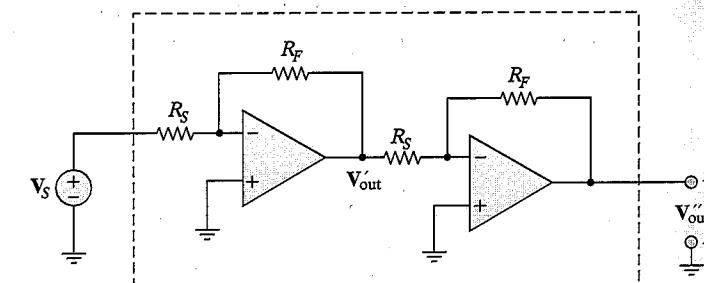
Ανάλυση: Ας ορίσουμε A_1 και ω_1 το κέρδος και το 3 dB εύρος ζώνης του πρώτου ενισχυτή και A_2 και ω_2 το κέρδος και το 3 dB εύρος ζώνης του δεύτερου ενισχυτή.

Το 3 dB εύρος ζώνης του πρώτου ενισχυτή θα είναι

$$\omega_1 = \frac{K}{A_1} = \frac{4\pi \times 10^6}{10^2} = 4\pi \times 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Για τον δεύτερο ενισχυτή θα ισχύει επίσης

$$\omega_2 = \frac{K}{A_2} = \frac{4\pi \times 10^6}{10^2} = 4\pi \times 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$



Σχήμα 8.47 Ενισχυτής δύο βαθμίδων

Έτσι το 3 dB εύρος ζώνης και των δύο διαδοχικών ενισχυτών θα είναι περίπου $4\pi \times 10^4$ και το συνολικό τους κέρδος θα είναι $A_1 A_2 = 10^4$.

Αν προσπαθήσουμε να επιτύχουμε το ίδιο κέρδος με ενισχυτή μίας βαθμίδας με το ίδιο K τότε το εύρος ζώνης θα ήταν μόνο:

$$\omega_3 = \frac{K}{A_3} = \frac{4\pi \times 10^6}{10^2} = 4\pi \times 10^2 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Σχόλιο: Στην πρόβλημα 3 dB εύρος ζώνης των δύο διαδοχικών ενισχυτών δεν είναι τόσο μεγάλο όσο το εύρος του καθένα από αυτούς, γιατί το κέρδος κάθε ενισχυτή αρχίζει να ελαττώνεται σε συχνότητες μικρότερες από την κανονική συχνότητα αποκοπής.

Έλεγχος Κατανόησης

Στο Παράδειγμα 8.12, υποθέσαμε σιωπηρά ότι το κέρδος κάθε ενισχυτή ήταν σταθερό για τις συχνότητες μέχρι τη συχνότητα αποκοπής. Αυτό δεν ισχύει στην πρόβλημα, γιατί το κέρδος κλειστού βρόχου του τελεστικού ενισχυτή μειώνεται κάτω από την τιμή του DC κέρδους σύμφωνα με την εξίσωση:

$$A(j\omega) = \frac{A_1}{1 + j\omega/\omega_1}$$

Κατά συνέπεια, οι υπολογισμοί που πραγματοποιούνται στο παράδειγμα είναι μόνο κατά προσέγγιση. Βρείτε μια έκφραση για το κέρδος κλειστού βρόχου του ενισχυτή δύο βαθμίδων. (Υπόδειξη: Το συνδυασμένο κέρδος είναι ίσο με το γινόμενο των μεμονωμένων κερδών κλειστού βρόχου). Ποιο είναι το πραγματικό κέρδος σε decibels στη συχνότητα αποκοπής ω_0 για τον διβάθμιο ενισχυτή;

Ποιο είναι το εύρος ζώνης 3-dB του διβάθμιου ενισχυτή στο Παράδειγμα 8.12; [Υπόδειξη: Το κέρδος του διβάθμιου ενισχυτή είναι το γινόμενο των μεμονωμένων αποκρίσεων συχνότητας των τελεστικών ενισχυτών. Υπολογίστε αυτό το γινόμενο, εξισώστε το γινόμενο των μεμονωμένων αποκρίσεων συχνότητας με $(1/\sqrt{2}) \times 10000$, και λύστε ως προς ω].

Απαντώσεις: 74 dB, $\omega_{3dB} = 2\pi \times 12800 \text{ rad/s}$.

ΣΕ5

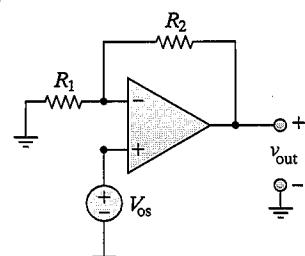
Τάση εκτροπής (Offset Voltage)

Ένας άλλος περιορισμός των μη-ιδανικών τελεστικών ενισχυτών οφείλεται στο γεγονός ότι, ακόμη και χωρίς καμία εξωτερική είσοδο, είναι δυνατό να εμφανιστεί μια τάση στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή. Αυτή η τάση ονομάζεται **τάση εκτροπής** (Offset Voltage) και συμβολίζεται συνήθως ως $\pm V_{os}$, προκαλείται δε από κακό ταίριασμα στα εσωτερικά στοιχεία κυκλώματος του τελεστικού ενισχυτή. Η τάση εκτροπής εμφανίζεται ως διαφορική τάση εισόδου μεταξύ της αναστρέψουσας και της μη αναστρέψουσας εισόδου. Η παρουσία μιας πρόσθετης τάσης εισόδου θα προκαλέσει μία λανθασμένη τάση στην έξοδο του ενισχυτή, δηλαδη στο Παράδειγμα 8.13. Οι τυπικές και οι μέγιστες τιμές της τάσης εκτροπής V_{os} αναφέρονται στα φύλλα δεδομένων των κατασκευαστών των τελεστικών ενισχυτών. Συνεπώς τα φαινόμενα που οφείλονται στην τάση εκτροπής μπορούν να προβλεφθούν για κάθε δεδομένη εφαρμογή.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.13 Επίδραση της τάσης εκτροπής σε έναν ενισχυτή

ΣΕ5

Πρόβλημα



Σχήμα 8.48 Η επίδραση της τάσης εκτροπής V_{os} στον τελεστικό ενισχυτή

Καθορίστε την επίδραση της τάσης εκτροπής V_{os} στην έξοδο του ενισχυτή του Σχήματος 8.48.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Ονομαστικό κέρδος τάσης κλειστού βρόχου, τάση εκτροπής V_{os} .

Na Βρεθεί: Η τάση εξόδου $V_{out,os}$ που οφείλεται στη τάση εκτροπής V_{os} .

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $A_{nom} = 100$, $V_{os} = 1.5 \text{ mV}$.

Υποθέσεις: Θεωρείτε υπαρκτό το V_{os} του μη ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.

Ανάλυση: Ο τελεστικός ενισχυτής συνδέεται σε μη αναστρέψουσα συνδεσμολογία. Έτσι το κέρδος του ενισχυτή είναι

$$A_{V_{nom}} = 100 = 1 + \frac{R_F}{R_S}$$

Η τάση εκτροπής που αντιπροσωπεύεται από μία DC πηγή τάσης συνδεδεμένη σε σειρά με τον θετικό ακροδεκτη εισόδου ενισχύεται δίνοντας μία τάση εξόδου:

$$V_{out,os} = A_{V \text{ nom}} V_{os} = 100 V_{os} = 150 \text{ mV}$$

Συνεπώς αναμένεται η εκτροπή της τάσης εξόδου κατά 150 mV.

Σχόλια: Πρέπει να τονιστεί ότι η τάση εκτροπής δεν είναι μία εξωτερική πηγή τάσης αλλά αντιπροσωπεύει την τάση μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου ενός μη ιδανικού τελεστικού ενισχυτή. Το Σχήμα 8.51 δείχνει πως μπορούμε να μηδενίσουμε την τάση αυτή.

Τα όρια της τάσης εκτροπής V_{os} δίνονται τις περισσότερες φορές στα φύλα δεδομένων των τελεστικών ενισχυτών. Για παράδειγμα, η τυπική τιμή της V_{os} για τον τελεστικό ενισχυτή γενικού σκοπού 741c είναι 2 mV, ενώ για τον TL081, με είσοδο FET, είναι 5 mV.

Έλεγχος Κατανόησης

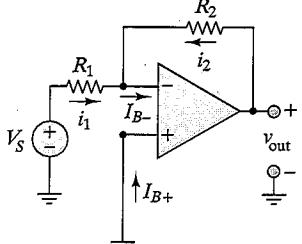
Ποιο είναι το μέγιστο αποδεκτό κέρδος τάσης για τον ενισχυτή του Σχήματος 8.13, αν η τάση εκτροπής της εξόδου δεν πρέπει να ξεπεράσει τα 50 mV;

$$A_{max} = 33.3$$

Ρεύμα πόλωσης εισόδου

Ένα άλλο χαρακτηριστικό των μη ιδανικών τελεστικών ενισχυτών προέρχεται από την ανάγκη υπαρξίας ενός μικρού ρεύματος πόλωσης στις εισόδους του. Και σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα πόλωσης οφείλεται στην εσωτερική κατασκευή της βαθμίδας εισόδου ενός τελεστικού ενισχυτή. Το Σχήμα 8.49 δείχνει την παρουσία δύο μη ιδανικών ρευμάτων πόλωσης I_B στις εισόδους ενός τελεστικού ενισχυτή.

Οι τυπικές τιμές του I_B εξαρτώνται από την τεχνολογία κατασκευής του τελεστικού ενισχυτή. Οι τελεστικοί ενισχυτές των οποίων η βαθμίδα εισόδου κατασκευάζεται με διπολικά τρανζίστορς εμφανίζουν ρεύμα πόλωσης



Σχήμα 8.49

εισόδου μέχρι και 1 μΑ, ενώ με διατάξεις FET στην είσοδο το ρεύμα πόλωσης είναι μικρότερο από 1 nA. Επειδή αυτά τα ρεύματα εξαρτώνται από την εσωτερική σχεδίαση των τελεστικών ενισχυτών, δεν είναι αναγκαστικά ίσα.

Το ρεύμα εκτροπής της εισόδου I_{os} ορίζεται ως:

$$I_{os} = I_{B+} - I_{B-}$$

(8.84)

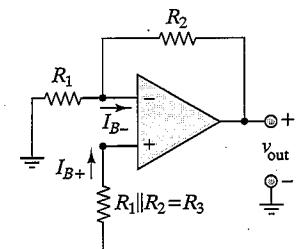
ΣΕ5

Η παράμετρος I_{os} χρησιμοποιείται στην DC ανάλυση των κυκλωμάτων. Το Παράδειγμα 8.14 επεξηγεί την επίδραση του μη ιδανικού ρεύματος εκτροπής της εισόδου στη σχεδίαση ενός πραγματικού ενισχυτή.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.14 Η επίδραση του ρεύματος εκτροπής σε έναν ενισχυτή

ΣΕ5

Πρόβλημα



Σχήμα 8.50

Καθορίστε την επίδραση του ρεύματος εκτροπής I_{os} στην έξοδο του ενισχυτή του Σχήματος 8.50.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Οι τιμές των αντιστάσεων. Το ρεύμα εκτροπής I_{os} .

Να Βρεθεί: Η τάση εξόδου $v_{out,os}$ που οφείλεται στο ρεύμα εκτροπής I_{os} .

Σχηματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $I_{os} = 1 \mu\text{A}$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$.

Υποθέσεις: Θεωρείστε υπαρκτό το I_{os} του μη ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.

Ανάλυση: Υπολογίζουμε τις τάσεις στην αναστρέψουσα και στη μη αναστρέψουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή θεωρώντας μηδενική είσοδο στον ενισχυτή:

$$v^+ = R_3 I_{B+} \quad v^+ = v^- = R_3 I_{B+}$$

Εφαρμόζουμε τον KCL στη μη αναστρέψουσα είσοδο και έχουμε:

$$\frac{v_{out} - v^-}{R_2} - \frac{v^+}{R_1} = I_{B-}$$

$$\frac{v_{out}}{R_2} - \frac{-R_3 I_{B+}}{R_2} - \frac{-R_3 I_{B+}}{R_1} = I_{B^-}$$

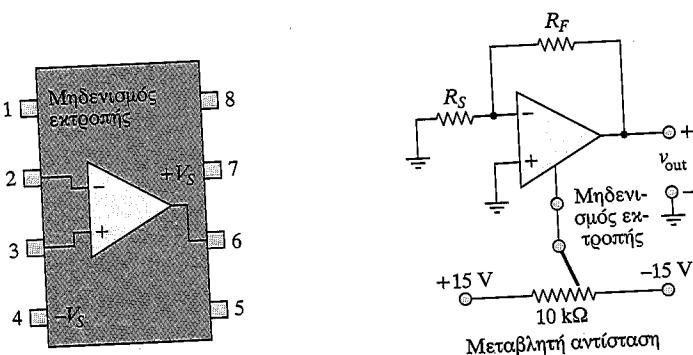
$$v_{out} = R_2 \left[-I_{B+} R_3 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) + I_{B^-} \right] = -R_2 I_{os}$$

Συνεπώς πρέπει να αναμένουμε ότι η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή θα μεταπιστεί αριθμητικά κατά $R_2 I_{os}$ ή $10^4 \times 10^{-6} = 10\text{mV}$ για τις δεδομένες τιμές του παραδείγματος.

Σχόλια: Τα όρια του ρεύματος εκτροπής I_{os} (ή ρεύμα πόλωσης της εισόδου) μετίνονται τις περισσότερες φορές στα φύλλα δεδομένων των τελεστικών ενισχυτών. Για παράδειγμα, η τυπική τιμή του I_{os} για ένα τελεστικό ενισχυτή τεχνολογίας CMOS όπως ο LMC6061 είναι 100 pA, ενώ, για τον φθηνότερο, γενικής χρήσης, τελεστικό ενισχυτή μΑ741c είναι 100 μA.

Ρύθμιση εκτροπής εξόδου

Η τάση και το ρεύμα εκτροπής της εισόδου των τελεστικών ενισχυτών συμμετέχουν στην εκτροπή της τάσης εξόδου $V_{out,os}$ των κυκλωμάτων που υλοποιούνται στην εκτροπή της τάσης εξόδου $V_{out,os}$ των κυκλωμάτων που υλοποιούνται στην εκτροπή της τάσης εξόδου. Με σκοπό την μείωση της τάσης εκτροπής της εξόδου, μερικοί τελεστικοί ενισχυτές παρέχουν ειδικούς ακροδεκτες. Για παράδειγμα, ο τελεστικός ενισχυτής μΑ741 έχει ένα τέτοιο ειδικό ακροδεκτή. Το Σχήμα 8.51 δείχνει τη συνδεσμολογία ενός ολοκληρωμένου τελεστικού ενισχυτή οπτώ ακροδεκτών συνδεσμολογία ενός ολοκληρωμένου τελεστικού ενισχυτή οπτώ ακροδεκτών για τη μηδενισμό της τάσης εκτροπής της εξόδου. Ρυθμίζονται τη μεταβλητή για τη μηδενισμό της τάσης εκτροπής της εξόδου. Ρυθμίζονται τη μεταβλητή για τη μηδενισμό της τάσης εκτροπής της εξόδου. Με αντίσταση είναι δυνατόν να εξαλείψουμε την τάση εκτροπής της εξόδου. Με το τρόπο αυτό εξαλείφουμε ταυτόχρονα την επίδραση και της τάσης εκτροπής της εισόδου V_{os} και του ρεύματος εκτροπής της εισόδου I_{os} .



Σχήμα 8.51 Ρύθμιση της τάσης εκτροπής της εξόδου

Όριο ρυθμού ανόδου (Slew Rate Limit)

Ένας άλλος σημαντικός περιορισμός στις επιδόσεις ενός πραγματικού τελεστικού ενισχυτή συνδέεται με τις γρήγορες αλλαγές στην τάση. Ο τελεστικός ενισχυτής μπορεί να παράγει μόνο ένα πεπερασμένο ρυθμό αλλαγής της τάσης στην έξοδό του. Αυτό το όριο καλείται όριο ρυθμού ανόδου (slew rate). Θεωρείστε μια ιδανική βιηματική είσοδο, όπου για $t = 0$ η τάση εισόδου αλλάζει από 0 στα V volts. Θα αναμέναμε την έξοδο να αλλάξει από 0 στα $A V$ volts, όπου το A είναι το κέρδος τάσης του ενισχυτή. Όμως, η τάση εξόδου μπορεί να μεταβληθεί με ένα πεπερασμένο ρυθμό. Έτσι:

$$\left| \frac{dv_{out}(t)}{dt} \right|_{max} = S_0 \quad \text{Όριο ρυθμού ανόδου}$$

(8.85) ΣΕ5

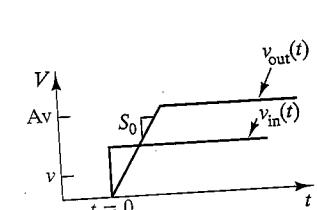
Το Σχήμα 8.52 δείχνει την απόκριση της εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή σε μία βιηματική είσοδο. Εδώ το S_0 , η κλίση της τάσης εξόδου, αντιπροσωπεύει το ρυθμό ανόδου.

Το όριο του ρυθμού ανόδου μπορεί να επηρεάσει την απόκριση σε ημιτονικά σήματα καθώς και σήματα με τυχαίες αλλαγές τάσης, με τον ίδιο τρόπο που επηρεάζει την βιηματική τάση εισόδου στο Σχήμα 8.52. Αυτό μπορεί να μην είναι προφανές μέχρις ότου να εξετάσουμε λεπτομερέστερα την απόκριση σε ημιτονική είσοδο. Είναι γνωστό ότι ο μέγιστος ρυθμός αλλαγής για ένα ημιτονικό σήμα εμφανίζεται καθώς το σήμα περνά από το μηδέν, όπως δείχνει το Σχήμα 8.53. Για να υπολογίσουμε την κλίση του ημιτονικού σήματος στο μηδέν ας θέσουμε:

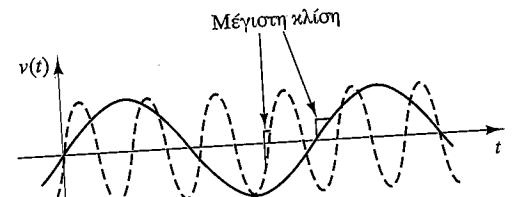
$$v(t) = A \sin \omega t$$

έτσι

$$\frac{dv(t)}{dt} = \omega A \cos \omega t \quad (8.87)$$



Σχήμα 8.52 Όριο ρυθμού ανόδου στους τελεστικούς ενισχυτές



Σχήμα 8.53 Ο ρυθμός ανόδου στα ημιτονικά σήματα αυξάνεται, αυξανομένης της συχνότητας

Η μέγιστη κλίση του ημιτονικού σήματος θα συμβαίνει όταν $\omega t = 0, \pi, 2\pi, \dots$, συνεπώς:

$$\left| \frac{dv(t)}{dt} \right|_{\max} = \omega \times A = S_0 \quad (8.88)$$

Συνεπώς, η μέγιστη κλίση ενός ημιτονοειδούς σήματος είναι ανάλογη της συχνότητας και του πλάτους του σήματος. Η διακεκομένη γραμμή στο Σχήμα 8.53 δείχνει ότι δύο αυξάνει η συχνότητα ω , τόσο αυξάνει και η κλίση $v(t)$ στα σημεία μηδενισμού. Ποιά είναι όμως η άμεση συνέπεια αυτού του αποτελέσματος; Το Παράδειγμα 8.15 εξετάζει τις συνέπειες από το δριο στον ρυθμό ανόδου.

ΣΕ5

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.15 Η επίδραση του ρυθμού ανόδου σε έναν ενισχυτή

Πρόβλημα

Υπολογίστε την επίδραση του ρυθμού ανόδου S_0 σε ένα αναστρέφοντα ενισχυτή για ημιτονική είσοδο γνωστής συχνότητας και πλάτους.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Ρυθμός ανόδου S_0 , το πλάτος και η συχνότητα του σήματος εισόδου, το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου.

Na Βρεθεί: Το θεωρητικό και το πραγματικό διάγραμμα της κυματομορφής της εξόδου.

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $S_0 = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$, $v_S(t) = \sin(2\pi \times 10^5 t)$, $A_V = 10$.

Υποθέσεις: Θεωρείστε υπαρκτό το δριο ρυθμού ανόδου του μη ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.

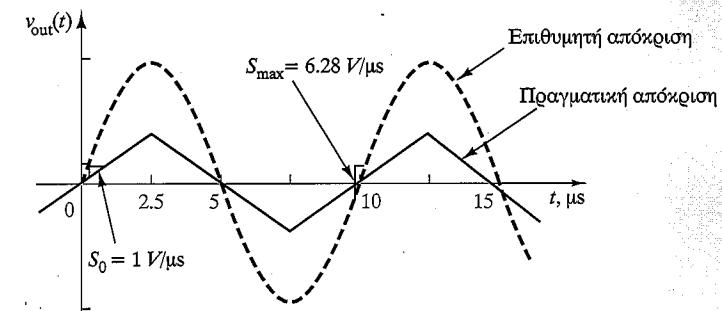
Ανάλυση: Με δεδομένο το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου και το σήμα εισόδου υπολογίζουμε τη κυματομορφή του σήματος εξόδου

$$v_{out}(t) = -10 \sin(2\pi \times 10^5 t)$$

Η μέγιστη κλίση μπορεί να υπολογιστεί παραγογίζοντας την τάση εξόδου:

$$\left| \frac{dv_{out}(t)}{dt} \right|_{\max} = A \omega = 10 \times 2\pi \times 10^5 = 6.28 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Είναι σαφές ότι η μέγιστη κλίση της κυματομορφής είναι σαφώς μεγαλύτερη από το μέγιστο ρυθμό ανόδου που μπορεί να επιτύχει ο τελεστικός ενισχυτής. Το Σχήμα 8.54 δείχνει την προσεγγιστική μορφή της εξόδου του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή και αυτού που έχει περιορισμένο ρυθμό ανόδου.



Σχήμα 8.54 Παραμόρφωση του σήματος εξόδου λόγω του περιορισμένου ρυθμού ανόδου

Σχόλια: Προσέξτε ότι σε αυτό το παράδειγμα το δριο ρυθμού ανόδου έχει ξεπροστεί κατά πολύ, και η κυματομορφή εξόδου είναι σημαντικά παραμορφωμένη, σε τέτοιο βαθμό που να είναι μία τριγωνική κυματομορφή. Η επίδραση του ρυθμού ανόδου δεν είναι πάντα τόσο δραματική και ορατή και κατά συνέπεια πρέπει να δοθεί προσοχή στις προδιαγραφές ενός δεδομένου τελεστικού ενισχυτή. Το δριο ρυθμού ανόδου παρατίθεται στα φύλλα δεδομένων των τελεστικών ενισχυτών. Τυπικές τιμές μέσα στις οποίες μπορεί να κυμαίνεται ο ρυθμός ανόδου είναι από 13 V/μs, για το TL081, ως περίπου 0.5 V/μs για έναν χαμηλού κόστους, γενικής χρήσης, τελεστικό ενισχυτή (παραδείγματος χάριν των μA741c).

Έλεγχος Κατανόησης

Με δεδομένη τη τιμή πλάτους της τάσης εξόδου στα 10 V, βρείτε τη μέγιστη συχνότητα καλής λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή στο Παράδειγμα 8.15.

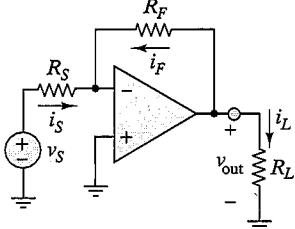
Άταχτη: $f_{max} = 15.9 \text{ KHz}$

Ρεύμα βραχυκυκλώματος εξόδου

Θυμηθείτε το πρότυπο για το τελεστικό ενισχυτή που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 8.2, το οποίο αντιπροσωπεύει τα εσωτερικά κυκλώματα του τελεστικού ενισχυτή ορίζοντας την ισοδύναμη αντίσταση εισόδου R_m και μια ελεγχόμενη πηγή τάσης $A_{V_{in}}$. Στην πράξη, η εσωτερική ελεγχόμενη πηγή τάσης δεν είναι ιδανική, επειδή δεν μπορεί να παρέχει άπειρο ποσό ρεύματος (στο φορτίο, στη σύνδεση ανατροφοδότησης, ή και στα δύο). Άμεση συνέπεια αυτού του μη γραμμικού χαρακτηριστικού του τελεστικού ενισχυτή είναι ότι το μέγιστο ρεύμα εξόδου του ενισχυτή περιορίζεται στο αποκαλούμενο ρεύμα βραχυκυκλώματος εξόδου (Short-Circuit Output Current) I_{SC} .

ΣΕ5

$$|I_{out}| < I_{SC} \quad \text{Όροι ρεύματος βραχυκυκλώματος εξόδου} \quad (8.89)$$



Σχήμα 8.55

Για να εξηγήσετε περαιτέρω αυτό το σημείο, θεωρήστε ότι ο τελεστικός ενισχυτής που παρέχει ρεύμα στο κλάδο ανατροφοδότησης (προκειμένου να μηδενίσει την τάση διαφοράς στην είσοδο) και σε οποιαδήποτε αντίσταση φορτίου, R_L , μπορεί να συνδεθεί στην εξόδο. Το Σχήμα 8.55 επεξηγεί την περίπτωση ενός αναστρέφοντος ενισχυτή, όπου το I_{SC} είναι το ρεύμα φορτίου που θα παρεχόταν σε ένα φορτίο βραχυκυκλώματος ($R_L = 0$).

ΣΕ5

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 8.16 Η επίδραση του ορίου ρεύματος βραχυκυκλώματος εξόδου σε έναν ενισχυτή

Πρόβλημα

Υπολογίστε την επίδραση του ορίου ρεύματος βραχυκυκλώματος εξόδου I_{SC} σε ένα αναστρέφοντα ενισχυτή για ημιτονική είσοδο γνωστού πλάτους.

Λύση

Γνωστές Ποσότητες: Το ρεύμα βραχυκυκλώματος εξόδου I_{SC} , το πλάτος του σήματος εισόδου, το κέρδος τάσης αλειστού βρόχου.

Na Βρεθεί: Υπολογίστε την ελάχιστη αντίσταση φορτίου $R_{L min}$, και δώστε το θεωρητικό και το πραγματικό διάγραμμα της κυματομορφής της εξόδου για αντιστάσεις εξόδου μικρότερες από το $R_{L min}$.

Σχήματα, Διαγράμματα, Κυκλώματα και Δεδομένα: $I_{SC} = 50 \text{ mA}$, $v_S(t) = 0.05 \sin(\omega t)$, $A_V = 100$.

Υποθέσεις: Θεωρείστε υπαρκτό το όριο ρεύματος βραχυκυκλώματος εξόδου του μη ιδανικού τελεστικού ενισχυτή.

Ανάλυση: Με δεδομένο το κέρδος τάσης αλειστού βρόχου και το σήμα εισόδου υπολογίζουμε τη κυματομορφή του σήματος εξόδου:

$$v_{out}(t) = -A_V v_S(t) = -5 \sin(\omega t)$$

Για να αξιολογήσουμε την επίδραση του ορίου του ρεύματος βραχυκυκλώματος υπολογίζουμε την τιμή κορυφής της τάσης εξόδου, δεδομένου ότι στη τάση αυτή θα απαιτηθεί το μέγιστο ρεύμα εξόδου από τον τελεστικό ενισχυτή:

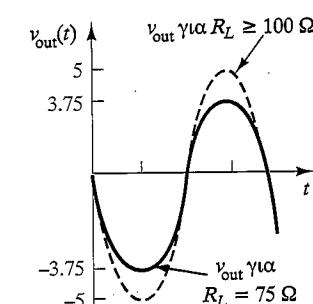
$$v_{out peak} = 5 \text{ V}$$

$$I_{SC} = 50 \text{ mA}$$

$$R_{L min} = \frac{v_{out peak}}{I_{SC}} = \frac{5 \text{ V}}{50 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

Για κάθε αντίσταση φορτίου μικρότερη από 100Ω , το ρεύμα εξόδου που θα απαιτηθεί είναι μεγαλύτερο από το I_{SC} . Για παράδειγμα, αν η αντίσταση φορτίου είναι 75Ω τότε η μέγιστη τάση εξόδου θα περιοριστεί

$$v_{out peak} = I_{SC} \times R_L = 3.75 \text{ V}$$



Σχήμα 8.56 Παραμόρφωση του σήματος εξόδου που οφείλεται στο όριο του ρεύματος βραχυκυκλώματος

Αυτό έχει σαν συνέπεια να μην μπορεί η τάση εξόδου να φτάσει τη θεωρητικά σωστή τάση των 5V, αλλά να περιοριστεί στα 3.75 V. Το φαινόμενο αυτό παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.56.

Σχόλιο: Το όριο ρεύματος βραχυκυκλώματος παρατίθεται στα φύλλα δεδομένων των τελεστικών ενισχυτών. Οι χαρακτηριστικές τιμές για έναν χαμηλού κόστους γενικής χρήσης, τελεστικό ενισχυτή (π.χ. του 741c) είναι μερικές δεκάδες milliamperes.

Λόγος απόρριψης κοινού σήματος (CMRR)

Νωρίτερα, στο κεφάλαιο αυτό, στο παράδειγμα του ηλεκτροκαρδιογράφου αναφέραμε τους όρους «διαφορικό σήμα» και «κοινό σήμα». Αν ορίσουμε σαν A_{dm} το κέρδος διαφορικού σήματος (differential-mode gain) και σαν A_{cm} το κέρδος κοινού σήματος (common-mode gain) του τελεστικού ενισχυτή, τότε η έξοδος του δίδεται από την παρακάτω έκφραση:

$$\boxed{\Sigma E 5} \quad v_{out} = A_{dm}(v_2 - v_1) + A_{cm} \left(\frac{v_2 + v_1}{2} \right) \quad (8.90)$$

Κάτω από ιδανικές συνθήκες το A_{cm} πρέπει να είναι ακριβώς μηδέν, δεδομένου ότι ο διαφορικός ενισχυτής πρέπει να απορρίψει εντελώς το κοινό σήμα εισόδου. Στην πράξη όμως το A_{cm} δεν είναι μηδενικό και καθορίζεται εμμέσως από τον ορισμό του λόγου απόρριψης κοινού σήματος (Common Mode Rejection Ratio, CMRR). Το CMRR ορίζεται ως ο λόγος του κέρδους διαφορικού σήματος προς το κέρδος κοινού σήματος και πρέπει ιδανικά να είναι άπειρο:

$$\boxed{\Sigma E 5} \quad CMRR = \frac{A_{dm}}{A_{cm}} \quad \text{Λόγος απόρριψης κοινού σήματος}$$

Το CMRR συνήθως εκφράζεται σε decibels (dB). Το CMRR μελετάται εκτενέστερα στα προβλήματα αυτού του κεφαλαίου καθώς και στο Κεφάλαιο 15.

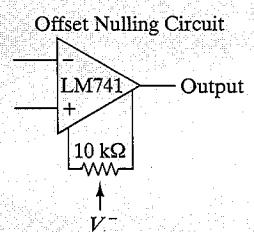
ΕΣΤΙΑΣΗ ΣΤΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ

Χρήση των φύλλων δεδομένων των τελεστικών ενισχυτών – Σύγκριση του LM741 και του LMC6061

Σε αυτό το ένθετο συγκρίνουμε τους τελεστικούς ενισχυτές LM741 και LMC6061 που αναφέρθηκαν προηγουμένως στο κεφάλαιο αυτό. Τα αποστάσιμα από τα φύλλα δεδομένων παρουσιάζονται παρακάτω, με μερικές επεξηγήσεις. Τα πλήρη φύλλα δεδομένων μπορούν να βρεθούν στον παγκόσμιο ιστό.

LM741 ηλεκτρικά χαρακτηριστικά – Από τα φύλλα δεδομένων παρουσιάζονται επιλεγμένοι πίνακες των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του LM741:

(συνεχίζεται)



Electrical Characteristics

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Input offset voltage	$T_A = 25^\circ C$ $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50 \Omega$		0.8	3.0			1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $R_S \leq 50 \Omega$ $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$				4.0			6.0			7.5	mV mV
Average input voltage drift					15							$\mu\text{V}/^\circ C$
Input offset voltage adjustment range	$T_A = 25^\circ C, V_S = \pm 20 \text{ V}$	± 10					± 15			± 15		mV
Input offset current	$T_A = 25^\circ C$		3.0	30			20	200		20	200	nA
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$			70		85	500			300		nA
Average input offset current drift					0.5							$\text{nA}/^\circ C$
Input bias offset	$T_A = 25^\circ C$		30	80			80	500		80	500	nA
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$			0.210			1.5			0.8		μA
Input resistance	$T_A = 25^\circ C, V_S = \pm 20 \text{ V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0			MΩ
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $V_S = \pm 20 \text{ V}$	0.5										MΩ
Input voltage range	$T_A = 25^\circ C$								± 12	± 13		V
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$				± 12	± 13						V

(συνεχίζεται)

Electrical Characteristics (συνέχεια)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large signal voltage gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20 \text{ V}$, $V_O = \pm 15 \text{ V}$ $V_S = \pm 15 \text{ V}$, $V_O = \pm 10 \text{ V}$	50			50	200		20	200		V/mV
	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20 \text{ V}$, $V_O = \pm 15 \text{ V}$ $V_S = \pm 15 \text{ V}$, $V_O = \pm 10 \text{ V}$ $V_S = \pm 5 \text{ V}$, $V_O = \pm 2 \text{ V}$	32			25			15			V/mV
Output voltage swing	$V_S = \pm 20 \text{ V}$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	± 16									V
	$V_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$				± 12	± 14		± 12	± 14		V
Output short-circuit current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$	10	25	35		25			25		mA
		10		40							mA
Common-mode rejection ratio	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12 \text{ V}$ $R_S \leq 50 \Omega$, $V_{CM} = \pm 12 \text{ V}$				70	90		70	90		dB
		80	95								dB
Supply voltage rejection ratio	$T_{A\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{A\text{MAX}}$ $V_S = \pm 20 \text{ V}$ to $V_S = \pm 5 \text{ V}$ $R_S \leq 50 \text{ k}\Omega$ $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$										dB
		86	96	77	96		77	96			dB
Transient response rise time overshoot	$T_A = 25^\circ\text{C}$, unity gain		0.25	0.8		0.3			0.3		μs
			6.0	20		5			5		%
Bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, unit gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/ μs

(συνεχίζεται)

Electrical Characteristics (συνέχεια)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply current	$T_A = 25^\circ\text{C}$							1.7	2.8		mA
Power consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20 \text{ V}$ $V_S = \pm 15 \text{ V}$				80	150		50	85		mW
LM741A	$V_S = \pm 20 \text{ V}$ $T_A = T_{A\text{MIN}}$ $T_A = T_{A\text{MAX}}$				165						mW
LM741E	$V_S = \pm 20 \text{ V}$ $T_A = T_{A\text{MIN}}$ $T_A = T_{A\text{MAX}}$				150						mW
LM741	$V_S = \pm 15 \text{ V}$ $T_A = T_{A\text{MIN}}$ $T_A = T_{A\text{MAX}}$				60	100		45	75		mW

LMC6061 ηλεκτρικά χαρακτηριστικά – Από τα φύλλα δεδομένων παρουσιάζονται επιλεγμένοι πίνακες των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του LMC6061.

DC Electrical Characteristics

Όλα τα όρια είναι εγγυημένα για $T_j = 25^\circ\text{C}$, εκτός αν ορίζεται διαφορετικά. Όρια με **έντονα γράμματα** αναφέρονται στα ακρότατα της θερμοκρασίας. Τα $V^+ = 5 \text{ V}$, $V^- = 0 \text{ V}$, $V_{CM} = 1.5 \text{ V}$, $V_0 = 2.5 \text{ V}$ και $R_L > 1 \text{ M}\Omega$ εκτός αν ορίζεται διαφορετικά.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LMC6061AM Limit	LMC6061AI Limit	LMC6061II Limit	Units
V_{OS}	Input offset voltage		100	350	350	800	μV
TCV_{OS}	Input offset voltage average drift		1.0				$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_B	Input bias current		0.010	100	4	4	pA Max

(συνεχίζεται)

DC Electrical Characteristics (συνέχεια)

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LMC6061AM Limit	LMC6061AI Limit	LMC6061I Limit	Units	
I_{OS}	Input offset current		0.005	100	2	2	pA Max	
R_{IN}	Input resistance		> 10				Tera Ω	
CMRR	Common-mode rejection ratio	$0V \leq V_{CM} \leq 12.0 \text{ V}$ $V^+ = 15 \text{ V}$	85	75 70	75 72	66 63	dB Min	
+PSRR	Positive power supply rejection ratio	$5 \text{ V} \leq V^+ \leq 15 \text{ V}$ $V_o = 2.5 \text{ V}$	85	75 70	75 72	66 63	dB Min	
-PSRR	Negative power supply rejection ratio	$0 \text{ V} \leq V^- \leq -10 \text{ V}$	100	84 70	84 81	74 71	dB Min	
V_{CM}	Input common-mode voltage range	$V^+ = 5 \text{ V}$ και 15 V για $\text{CMRR} \geq 60 \text{ dB}$	-0.4	-0.1 0	-0.1 0	-0.1 0	V Max	
			$V^+ - 1.9$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.6$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.5$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.5$	V Min	
A_V	Large-signal voltage gain	$R_L = 100\text{k}\Omega$	Sourcing	4000	400 200	400 300	300 200	V/mV Min
			Sinking	3000	180 70	180 100	90 60	V/mV Min
		$R_L = 25\text{k}\Omega$	Sourcing	3000	400 150	400 150	200 80	V/mV Min
			Sinking	2000	100 35	100 50	70 35	V/mV Min
V_o	Output swing	$V^+ = 5 \text{ V}$ $R_L = 100\text{k}\Omega$ to 2.5V	4.995	4.990 4.970	4.990 4.980	4.950 4.925	V Min	
			0.005	0.010 0.030	0.010 0.020	0.050 0.075	V Max	
		$V^+ = 5 \text{ V}$ $R_L = 25 \text{ k}\Omega$ to 2.5V	4.990	4.975 4.955	4.975 4.965	4.950 4.850	V Min	
			0.010	0.020 0.045	0.020 0.035	0.050 0.150	V Max	
		$V^+ = 15 \text{ V}$ $R_L = 100\text{k}\Omega$ to 7.5V	14.990	14.975 14.955	14.975 14.965	14.950 14.925	V Min	
			0.010	0.025 0.050	0.025 0.035	0.050 0.075	V Max	
		$V^+ = 15 \text{ V}$ $R_L = 25\text{k}\Omega$ to 7.5V	14.965	14.900 14.800	14.900 14.850	14.850 14.800	V Min	
			0.025	0.050 0.200	0.050 0.150	0.100 0.200	V Max	

(συνεχίζεται)

DC Electrical Characteristics (συνέχεια)

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LMC6061AM Limit	LMC6061AI Limit	LMC6061I Limit	Units
I_O	Output current $V^+ = 5 \text{ V}$	Sourcing, $V_o = 0 \text{ V}$	22	16 8	16 10	13 8	mA Min
		Sinking, $V_o = 5 \text{ V}$	21	16 7	16 8	16 8	mA Min
I_O	Output current $V^+ = 15 \text{ V}$	Sourcing, $V_o = 0 \text{ V}$	25	15 9	15 10	15 10	mA Min
		Sinking, $V_o = 13 \text{ V}$	35	24 7	24 8	24 8	mA Min
I_S	Supply current $V^+ = +5 \text{ V}$, $V_o = 1.5 \text{ V}$	$V^+ = +5 \text{ V}$, $V_o = 1.5 \text{ V}$	20	24 35	24 32	32 40	mA Max
		$V^+ = +15 \text{ V}$ $V_o = 7.5 \text{ V}$	24	30 40	30 38	40 48	μA Max

AC Electrical Characteristics

Όλα τα όρια είναι εγγυημένα για $T_j = 25^\circ\text{C}$, εκτός αν ορίζεται διαφορετικά. Όρια με **έντονα γράμματα** αναφέρονται στα ακρότατα της θερμοκρασίας. Τα $V^+ = 5 \text{ V}$, $V^- = 0 \text{ V}$, $V_{CM} = 1.5 \text{ V}$, $V_0 = 2.5 \text{ V}$ και $R_L > 1 \text{ M}\Omega$ εκτός αν ορίζεται διαφορετικά.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LMC6061AM Limit	LMC6061AI Limit	LMC6061I Limit	Units
SR	Slew rate		35	20 8	20 10	15 7	V/ms Min
GBW	Gain-bandwidth product		100				kHz
θ_m	Phase margin		50				Deg
e_n	Input-referred voltage noise	$F = 1 \text{ kHz}$	83				nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Input-referred current noise	$F = 1 \text{ kHz}$	0.0002				pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total harmonic distortion	$F = 1 \text{ kHz}$, $A_V = -5$ $R_L = 100 \text{ k}\Omega$, $V_o = 2V_{PP}$ $\pm 5\text{-V}$ supply	0.01				%
							%

(συνεχίζεται)

(συνεχίζεται)

Σύγκριση:

Τάση εκτροπής – Προσέξτε ότι η τάση εκτροπής για τον LMC6061 είναι μόνο $100 \mu V$, ενώ αντιθέτως για τον LM741 είναι $0.8 mV$ (οκτώ φορές μεγαλύτερη).

Ρύθμιση της τάσης εκτροπής – Το συνιστώμενο κύκλωμα παρουσιάζεται για το LM741 που επιτυγχάνει μία ρύθμιση μέσα στα δρια των $\pm 15 mV$. Το LM6061 δεν απαιτεί τέτοιου είδους ρύθμιση.

Ρεύμα εκτροπής – Για το LM741 αναφέρεται μία τυπική τιμή $3 nA$ ($3 \times 10^{-9} A$), ενώ η αντίστοιχη τιμή για το LM6061 είναι $0.005 pA$ ($5 \times 10^{-15} A$). Αυτή η εξαιρετικά χαμηλή τιμή οφείλεται στην κατασκευή του ενισχυτή με τεχνολογία MOS (δείτε το κεφάλαιο 11 για μια συζήτηση της σύνθετης αντίστασης εισόδου των MOS τρανζίστορων).

Αντίσταση εισόδου – Οι προδιαγραφές που αφορούν στο ρεύμα εκτροπής εισόδου σχετίζονται άμεσα με τις προδιαγραφές για την αντίσταση εισόδου. Τα LM741 έχουν μια αξιοσέβαστη τυπική αντίσταση εισόδου $6 M\Omega$. Τα LM6061 έχουν μια αντίσταση εισόδου μεγαλύτερη από $10 T\Omega$ ($1 teraohm = 10^{12} \Omega$). Άλλη μια φορά, αυτό είναι το αποτέλεσμα της κατασκευής του τελεστικού ενισχυτή με τεχνολογία MOS.

Κέρδος τάσης μεγάλου-σήματος – Το LM741 έχει ένα κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου της τάξης των $50 V/mV$ ($\approx 5 \times 10^4$). Το LMC6061 έχει ένα κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου μεγαλύτερο ή ίσο με $2000 V/mV$ ($\approx 2 \times 10^6$).

CMRR – Η απόρριψη κοινού σήματος είναι $95 dB$ για το LM741 και $85 dB$ για το LMC6061.

Ρυθμός ανόδου – $0.7 V/\mu s$ ($700 V/ms$) για το LM741 και $35 V/ms$ για το LMC6061.

Εύρος ζώνης – Το εύρος ζώνης για το LM741 είναι $1.5 MHz$ (αυτό είναι εύρος ζώνης για μοναδιαίο κέρδος), ενώ για το LMC6061 είναι $100 kHz$.

Ρεύμα βραχυκυκλώματος εξόδου – $25 mA$ και για τους δύο τελεστικούς ενισχυτές.

Προσέξτε ότι ενώ το LMC6061 είναι ανώτερο βεβαίως από το LM741 σε πολλά χαρακτηριστικά, υπάρχουν ορισμένα χαρακτηριστικά γνωρίσματα (π.χ. το εύρος ζώνης και ο ρυθμός ανόδου) που μπορεί να αναγκάσουν έναν σχεδιαστή να προτιμήσει το LM741 για μια συγκεκριμένη εφαρμογή.

Οι κατασκευαστές παρέχουν γενικά τις τιμές για τις παραμέτρους που συζητούνται σε αυτή την ενότητα στα ειδικά φύλλα δεδομένων. Τα χαρακτηριστικά φύλλα δεδομένων για τους κοινούς τελεστικούς ενισχυτές μπορούν να βρεθούν στον παγκόσμιο ιστό.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑ

Οι τελεστικοί ενισχυτές αποτελούν ίσως την σημαντικότερη δομική μονάδα των αναλογικών ηλεκτρονικών. Το περιεχόμενο αυτού του κεφαλαίου θα χρησιμοποιηθεί συχνά στα επόμενα τμήματα αυτού του βιβλίου. Τελειώνοντας το κεφάλαιο αυτό πρέπει να έχετε εμπεδώσει τις ακόλουθες έννοιες:

1. Τις ιδιότητες των ιδανικών ενισχυτών και τις έννοιες του κέρδους και της σύνθετης αντίστασης εισόδου και εξόδου. Οι ιδανικοί ενισχυτές αντιπροσωπεύουν τις θεμελιώδεις δομικές μονάδες των αναλογικών ηλεκτρονικών. Χρησιμοποιώντας την έννοια του ιδανικού ενισχυτή μπορείτε να σχεδιάσετε πραγματικούς ενισχυτές, φίλτρα, ολοκληρωτές, και πολλά άλλα κυκλώματα. επεξεργασίας σήματος. Ένας πραγματικός τελεστικός ενισχυτής προσεγγίζει πολύ τα χαρακτηριστικά των ιδανικών ενισχυτών.
2. Την διαφορά μεταξύ της συνδεσμολογίας ανοιχτού και κλειστού βρόχου των τελεστικών ενισχυτών και τον υπολογισμό του κέρδους και της απόκρισης συχνότητας των κυκλωμάτων του απλού αναστρέφοντα ενισχυτή, του αθροιστή, και του διαφορικού ενισχυτή, εφαρμόζοντας τη μέθοδο ανάλυσης του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή. Την ανάλυση πολύπλοκων κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές, χρησιμοποιώντας ιδανικούς τελεστικούς, και τον προσδιορισμό των σημαντικότερων επιδόσεων των ενισχυτών από τα φύλλα δεδομένων (data sheets). Η ανάλυση των κυκλωμάτων τελεστικών ενισχυτών απλοποιείται και γίνεται εύκολη χρησιμοποιώντας μερικές απλές υποθέσεις, οι οποίες είναι βασισμένες στο γεγονός ότι οι τελεστικοί ενισχυτές έχουν πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου, πολύ μικρή αντίσταση εξόδου, και ένα μεγάλο κέρδος ανοιχτού βρόχου. Η χρήση απλών κυκλωμάτων, όπως αυτών του αναστρέφοντα ή του μη αναστρέφοντα ενισχυτή, συμβάλει στην απλοποίηση της σχεδίασης που τελικά απαιτεί μόνο την επιλογή και την κατάλληλη τοποθέτηση μερικών αντιστάσεων.
3. Την ανάλυση και σχεδίαση απλών ενεργών φίλτρων. Την ανάλυση και σχεδίαση ιδανικών κυκλωμάτων ολοκληρωτών και διαφοριστών. Η χρήση των πυκνωτών στα κυκλώματα με τελεστικούς ενισχυτές επεκτείνει τις εφαρμογές τους, ενσωματώνοντας σε αυτές τα φίλτρα, τον ολοκληρωτή, και τον διαφοριστή.
4. Τη δομή και συμπεριφορά των αναλογικών υπολογιστών, και τη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων υπολογιστών προς επίλυση απλών διαφορικών εξισώσεων. Οι ιδιότητες του αθροιστή και του ολοκληρωτή επιτρέπουν τη κατασκευή αναλογικών υπολογιστών που μπορούν να χρησιμεύσουν στη λύση διαφορικών εξισώσεων και στην προσδιοίωση δυναμικών συστημάτων. Παρά το γεγονός ότι στις τελευταίες δύο δεκαετίες οι ψηφιακοί υπολογιστές έχουν κυριαρχήσει στο τομέα αυτό, υπάρχει ακόμα ένας ρόλος για τους αναλογικούς υπολογιστές σε μερικές εξειδικευμένες εφαρμογές.
5. Οι βασικοί φυσικοί περιορισμοί και τα όρια ενός τελεστικού ενισχυτή. Είναι σημαντικό να γίνει κατανοητό ότι υπάρχουν περιορισμοί στην απόδοση των κυ-

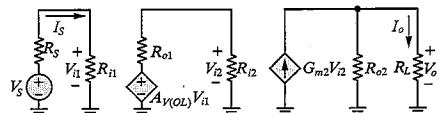
κλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές που δεν προβλέπονται από τα απλά μοντέλα των τελεστικών ενισχυτών που παρουσιάζονται στα αρχικά τμήματα του κεφαλαίου αυτού. Στα πρακτικά σχέδια, τα ζητήματα σχετικά με τα όρια της τάσης τροφοδοσίας, του εύρους ζώνης, της τάσης και των ρευμάτων εκτροπής, του ρυθμού ανόδου, και του ορίου του ρεύματος εξόδου, είναι πολύ σημαντικά και μπορούν να επηρεάσουν δραστικά την απόδοση ενός κυκλώματος με τελεστικούς ενισχυτές.

ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ

Ενότητα 8.1: Ιδανικοί ενισχυτές

8.1 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.1 έχει μία πηγή εισόδου, δύο στάδια ενίσχυσης και ένα φορτίο. Υπολογίστε το κέρδος ισχύος $G = P_o/P_s = V_o I_o / V_s I_s$ σε decibels. Δίνονται:

$$\begin{aligned} R_s &= 0.6 \text{ k}\Omega & R_L &= 0.6 \text{ k}\Omega \\ R_{i1} &= 3 \text{ k}\Omega & R_{i2} &= 3 \text{ k}\Omega \\ R_{o1} &= 2 \text{ k}\Omega & R_{o2} &= 2 \text{ k}\Omega \\ A_{V(OL)} &= 100 & G_{m2} &= 350 \text{ mS} \end{aligned}$$



Σχήμα Π8.1

8.2 Ένας αισθητήρας θερμοκρασίας σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας χαρακτηρίζεται από τα παρακάτω στοιχεία:

$$\begin{aligned} v_s &= V_{so} \cos(\omega t) & R_s &= 400\Omega \\ V_{so} &= 500 \text{ mV} & \\ \omega &= 6.28 \text{ krad/s} & \end{aligned}$$

Η ένδειξη της θερμοκρασίας εμφανίζεται σε οθόνη (το φορτίο) που αποτελείται από μια σειρά κάθετα τοποθετημένων LEDs. Στις κανονικές συνθήκες θερμοκρασίας τα LEDs παρουσιάζουν αντίσταση εισόδου:

$$R_L = 12 \text{ k}\Omega$$

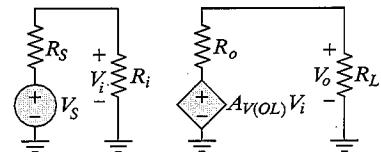
και για να απεικονίσουν σωστά τη θερμοκρασία απαιτούν τάση οδήγησης:

$$v_o = V_o \cos(\omega t) \quad V_o = 6 \text{ V}$$

Είναι σαφές ότι απαιτείται ενίσχυση του σήματος και συνεπώς χρησιμοποιείται ο ενισχυτής του Σχήματος Π8.2 με τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

$$R_i = 2 \text{ k}\Omega \quad R_o = 3 \text{ k}\Omega$$

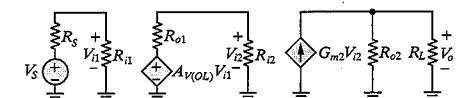
Υπολογίστε το κέρδος $A_{V(OL)}$ του ενισχυτή.



Σχήμα Π8.2

8.3 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.3 έχει μία πηγή εισόδου, δύο στάδια ενίσχυσης και ένα φορτίο. Υπολογίστε το κέρδος ισχύος G . Δίνονται:

$$\begin{aligned} G &= \frac{P_o}{P_i} & P_i &= \frac{V_{i1}^2}{R_{i1}} \\ R_s &= 0.7 \text{ k}\Omega & R_L &= 16 \Omega \\ R_{i1} &= 1.1 \text{ k}\Omega & R_{i2} &= 19 \text{ k}\Omega \\ R_{o1} &= 2.9 \text{ k}\Omega & R_{o2} &= 22 \Omega \\ A_{V(OL)} &= 65 & G_{m2} &= 130 \text{ mS} \end{aligned}$$



Σχήμα Π8.3

8.4 Για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.4 δίδεται:

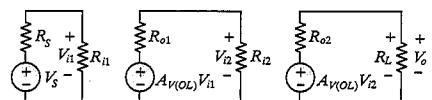
$$\begin{aligned} R_s &= 0.3 \text{ k}\Omega & R_L &= 2 \text{ k}\Omega \\ R_{i1} &= R_{i2} = 7.7 \text{ k}\Omega & \\ R_{o1} &= R_{o2} = 1.3 \text{ k}\Omega & \end{aligned}$$

$$A_{V(OL)1} = A_{V(OL)2} = 17$$

$$\frac{V_o}{V_{i1}} = 149.9$$

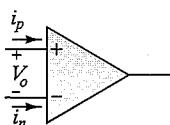
Υπολογίστε:

- α. Το κέρδος ισχύος σε decibels
- β. Το συνολικό κέρδος τάσης v_o/v_s .



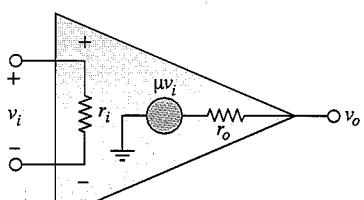
Σχήμα Π8.4

8.5 Ποιες είναι οι προσεγγίσεις (παραδοχές) που γίνονται για τα ζεύματα και τις τάσεις που παρουσιάζονται στο Σχήμα Π8.5 για ενναν ιδανικό τελεστικό ενισχυτή;



Σχήμα Π8.5

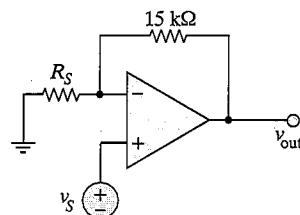
8.6 Ποιες είναι οι προσεγγίσεις (παραδοχές) που γίνονται στις τιμές των στοιχείων και των παραμέτρων που παρουσιάζονται στο Σχήμα Π8.6 για έναν ιδανικό τελεστικό ενισχυτή;



Σχήμα Π8.6

Ενότητα 8.2: Ο τελεστικός ενισχυτής

8.7 Για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.7 απαιτείται το κέρδος τάσης να είναι 16, με ακρίβεια 2%. Βρείτε την ελάχιστη και τη μέγιστη τιμή της αντίστασης R_S που ικανοποιεί την απαίτηση αυτή. Θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί μία αντίσταση του εμπορίου ακρίβειας 5%; (Βλ. τον Πίνακα 1.2 για τις υπάρχουσες τιμές των αντιστάσεων του εμπορίου).



Σχήμα Π8.7

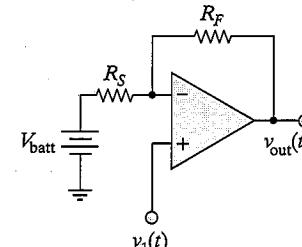
8.8 Ένας αναστρέφων ενισχυτής χρησιμοποιεί αντιστάσεις ακρίβειας 10%, με τιμές $R_F = 33 \text{ k}\Omega$ και $R_S = 1.2 \text{ k}\Omega$.

- α. Ποιο είναι το τυπικό κέρδος του ενισχυτή;
- β. Ποια είναι η μέγιστη τιμή του $|A_V|$;
- γ. Ποια είναι η ελάχιστη τιμή του $|A_V|$;

8.9 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.9 θα αφαιρέσει τη DC συνιστώσα του σήματος εισόδου $v_1(t)$ ενώ θα ενισχύσει την AC συνιστώσα του σήματος. Αν $v_1(t) = 10 + 10^{-3} \sin \omega t \text{ V}$, $R_F = 10 \text{ k}\Omega$ και $V_{batt} = 20 \text{ V}$.

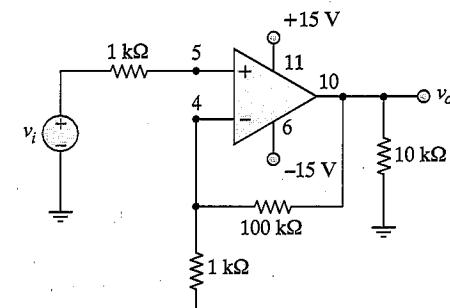
a. Βρείτε την R_S έτσι ώστε η έξοδος να έχει μηδενική DC συνιστώσα.

b. Πόση είναι η $v_{out}(t)$ για τη παραπάνω τιμή R_S .



Σχήμα Π8.9

8.10 Το Σχήμα Π8.10 δείχνει ένα πραγματικό ενισχυτή βασισμένο στον τελεστικό ενισχυτή 741. Επιπλέον παρουσιάζεται και η αριθμηση των ακίδων (pins) του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Θεωρείστε ότι η αντίσταση εισόδου είναι $R = 2 \text{ M}\Omega$, το κέρδος ανοιχτού βρόχου είναι $A_{V(OL)} = 200000$ και η αντίσταση εξόδου είναι $R_o = 50 \text{ }\Omega$. Βρείτε το κέρδος του ενισχυτή, $A_V = v_o/v_i$.



Σχήμα Π8.10

8.11 Σχεδιάστε έναν αναστρέφοντα αθροιστή έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η παρακάτω έξοδος για τέσ-

σερεις διαφορετικές εισόδους ιδίου πλάτους:

$$v_{out} = -(2 \sin \omega_1 t + 4 \sin \omega_2 t + 8 \sin \omega_3 t + 16 \sin \omega_4 t)$$

Θεωρείστε ότι $R_F = 5 \text{ k}\Omega$ και υπολογίστε τις τέσσερεις αντιστάσεις εισόδου.

8.12 Ο ενισχυτής του Σχήματος Π8.12 έχει μία πηγή εισόδου, ένα φορτίο και μία βαθμίδα ενίσχυσης με τα παρακάτω στοιχεία:

$$R_S = 2.2 \text{ k}\Omega \quad R_1 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_F = 8.7 \text{ k}\Omega \quad R_L = 20 \text{ }\Omega$$

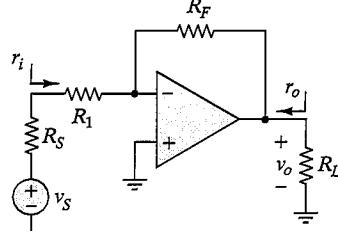
Παράμετροι του τελεστικού ενισχυτή MC1741C της MOTOROLA:

$$r_i = 2 \text{ M}\Omega \quad r_o = 25 \text{ }\Omega$$

$$\mu = 200000$$

Σε μία πρώτη προσεγγιστική ανάλυση οι παράμετροι του τελεστικού ενισχυτή μπορούν να άγνοηθούν και να θεωρηθεί ο τελεστικός ενισχυτής σαν ιδανικός. Στο πρόβλημα αυτό ζητείται να λάβετε υπόψη το αποτέλεσμα που έχουν αυτές οι παράμετροι στην αντίσταση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή.

α. Δώστε μία εξίσωση για την αντίσταση εισόδου $r_i = v_i/i_i$ συμπεριλαμβάνοντας τις παραμέτρους που έχουν αναφέθει.



Σχήμα Π8.12

- τρους του τελεστικού ενισχυτή.
 β. Υπολογίστε τη τιμή της αντίστασης εισόδου r_i λαμβάνοντας υπόψη τις παραμέτρους του τελεστικού ενισχυτή.
 γ. Υπολογίστε τη τιμή της αντίστασης εισόδου r_i θεωρώντας τον τελεστικό ενισχυτή ιδανικό.

8.13 Για το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα Π8.13 δίδεται:

$$R_1 = 47 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 1.8 \text{ k}\Omega$$

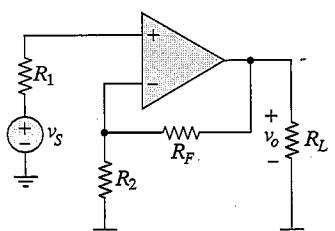
$$R_F = 220 \text{ k}\Omega$$

$$v_s = 0.02 + 0.001 \cos(\omega t) \text{ V}$$

Υπολογίστε:

α. Μία έκφραση για τη τάση εξόδου.

β. Την τιμή της τάσης εξόδου.



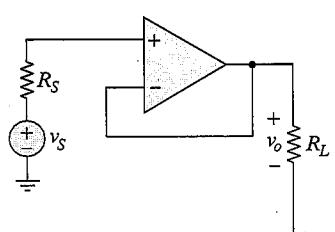
Σχήμα Π8.13

8.14 Για το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα Π8.14 δίδεται:

$$v_s = 50 \times 10^{-3} + 30 \times 10^{-3} \cos(\omega t)$$

$$R_S = 50 \Omega \quad R_L = 200 \Omega$$

Υπολογίστε την τάση εξόδου.



Σχήμα Π8.14

- 8.15** Για το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα Π8.15 δίδεται:

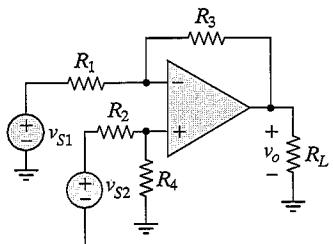
$$v_{S1} = 2.9 \times 10^{-3} \cos(\omega t) \text{ V}$$

$$v_{S2} = 3.1 \times 10^{-3} \cos(\omega t) \text{ V}$$

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_4 = 18 \text{ k}\Omega$$

Προσδιορίστε μια αναλυτική έκφραση για την τάση εξόδου και βρείτε την τιμή της.



Σχήμα Π8.15

- 8.16** Για το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα Π8.15 δίδεται:

$$v_{S1} = 5 \text{ mV} \quad v_{S2} = 7 \text{ mV}$$

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 72 \text{ k}\Omega \quad R_4 = 47 \text{ k}\Omega$$

Προσδιορίστε μια αναλυτική έκφραση για την τάση εξόδου και βρείτε την τιμή της.

- 8.17** Για το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα Π8.17 δίδεται:

$$v_{S1} = v_{S2} = 7 \text{ mV}$$

$$R_F = 2.2 \text{ k}\Omega \quad R_1 = 850 \Omega$$

$$R_2 = 1.5 \text{ k}\Omega$$

και ο τελεστικός ενισχυτής MC1741C με τις παρακάτω παραμέτρους:

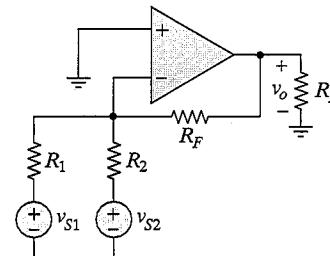
$$r_i = 2 \text{ M}\Omega \quad \mu = 200000$$

$$r_o = 25 \Omega$$

Υπολογίστε:

α. Μία έκφραση για τη τάση εξόδου.

β. Το κέρδος τάσης για καθένα από τα δύο σήματα εισόδου.



Σχήμα Π8.17

- 8.18** Στο κύκλωμα του Σχήματος Π8.15 οι δύο πηγές εισόδου είναι αισθητήρες θερμοκρασίας με απόκριση:

$$v_{S1} = kT_1 \quad v_{S2} = kT_2$$

όπου

$$k = 50 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

$$R_1 = 11 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 27 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 33 \text{ k}\Omega \quad R_4 = 68 \text{ k}\Omega$$

Αν $T_1 = 35^\circ\text{C}$ και $T_2 = 100^\circ\text{C}$ υπολογίστε:

α. Τη τάση εξόδου

β. Τις συνθήκες που απαιτούνται έτσι ώστε η τάση εξόδου να εξαρτάται μόνο από τη διαφορά των θερμοκρασιών.

- 8.19** Αν σε ένα διαφορικό ενισχυτή ισχύει:

$$A_{v1} = -20 \quad A_{v2} = +22$$

δώστε τις εκφράσεις και υπολογίστε τα κέρδη του κοινού-τρόπου και του διαφορικού-τρόπουν.

- 8.20** Για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.15 δίδεται:

$$v_{S1} = 1.3 \text{ V} \quad v_{S2} = 1.9 \text{ V}$$

$$R_1 = R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$$

Υπολογίστε:

α. Τη τάση εξόδου.

β. Τη συνιστώσα της τάσης εξόδου που οφείλεται στο κοινότροπο.

γ. Τη συνιστώσα της τάσης εξόδου που οφείλεται στο διαφορικό-τρόπο.

- 8.21** Οι δύο πηγές τάσης του Σχήματος Π8.15 είναι αισθητήρες πίεσης, όπου για κάθε πηγή και για την πίεση p μετρούμενη σε kilopascal ισχύει:

$$v_{S1,2} = A + BP_{1,2}$$

$$A = 0.3 \text{ V} \quad B = 0.7 \text{ V/psi}$$

$$R_1 = R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$$

Αν $P_1 = 6 \text{ kPa}$ και $P_2 = 5 \text{ kPa}$ υπολογίστε, με τη χρήση της αρχής της υπέρθεσης τάσεων:

α. Τη συνιστώσα της τάσης εξόδου που οφείλεται στο κοινότροπο κέρδους της τάσης εισόδου.

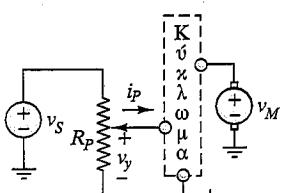
β. Τη συνιστώσα της τάσης εξόδου που οφείλεται στο διαφορικό-τρόπο κέρδους της τάσης εισόδου.

- 8.22** Ένα γραμμικό ποντεσιόμετρο (μεταβλητή αντίσταση) R_p χρησιμοποιείται σαν αισθητήρας της θέσης του για άξονα ενός xy-plotter δίδοντας μία τάση v_y . Ένα σήμα αναφοράς v_R παράγεται με διαδικασίες λογισμικού (software), ελέγχοντας τον plotter. Η διαφορά αυτών των δύο τάσεων τροφοδο-

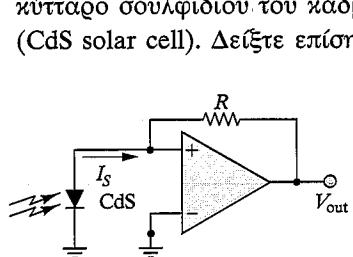
τεί είνα κινητήρα. Ο κινητήρας αλλάζει τη θέση της γραφίδας του plotter και συνεπώς και του ποντεσιομέτρου, μέχρις ότου η διαφορά των τάσεων v_R και v_y μηδενιστεί. Για τη σωστή λειτουργία του κινητήρα πρέπει η τάση δροφοδοσίας του να είναι 10 φορές μεγαλύτερη από τη διαφορά του σήματος και της τάσης αναφοράς. Επιπλέον, για τη περιστροφή του κινητήρα προς την ορθή φορά, η τάση οδήγησης του κινητήρα πρέπει να είναι αρνητική, με αναφορά τη πολικότητα που δείχνεται στο Σχήμα Π8.22. Τέλος, μια επιπλέον απαίτηση είναι το ρεύμα που παρέχει το ποντεσιόμετρο προς το κύκλωμα οδήγησης του κινητήρα να είναι μηδενικό $i_P = 0$.

α. Σχεδιάστε ένα κύκλωμα με τελεστικούς ενισχυτές που ανταποκρίνεται στις προδιαγραφές που σας δόθηκαν. Ξανασχεδιάστε το κύκλωμα του Σχήματος Π8.22, αντικαθιστώντας το πλαίσιο «κύκλωμα» με το κύκλωμα που σχεδιάσατε. Να προσέξετε πώς θα συνδέσετε την τάση του σήματος και την τάση εξόδου στο κύκλωμά σας.

β. Υπολογίστε τη τιμή κάθε στοι-



Σχήμα Π8.22



Σχήμα Π8.25

χείου του κυκλώματος. Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ο μΑ741C.

8.23 Για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.15 δίδεται:

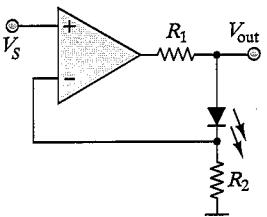
$$v_{S1} = 13\text{mV} \quad v_{S2} = 19\text{mV}$$

$$R_1 = 1\text{k}\Omega \quad R_2 = 13\text{k}\Omega$$

$$R_3 = 81\text{k}\Omega \quad R_4 = 56\text{k}\Omega$$

Υπολογίστε την τάση εξόδου.

8.24 Το Σχήμα Π8.24 παρουσιάζει ένα απλό μετατροπέα τάσης σε ρεύμα. Δείξτε ότι το ρεύμα I_{out} που δέρει μέσα από τη δίοδο φωτεινοπομπής, και συνεπώς η φωτεινότητά της είναι ανάλογη προς τη τάση εισόδου V_S διαν η τάση $V_S > 0$.

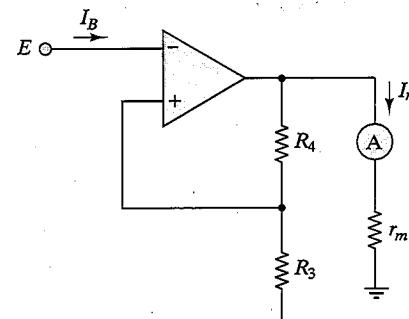


Σχήμα Π8.24

8.25 Το Σχήμα Π8.25 παρουσιάζει ένα απλό μετατροπέα ρεύματος σε τάση. Δείξτε ότι η τάση εξόδου V_{out} είναι ανάλογη προς το ρεύμα που παράγεται από το γηλιακό κύτταρο σουλφιδίου του καδμίου (CdS solar cell). Δείξτε επίσης ό-

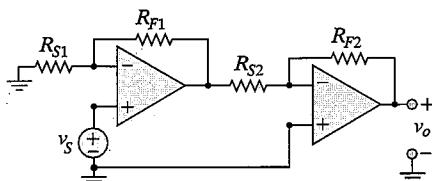
τι η V_{out}/I_S του κυκλώματος είναι $-R$.

8.26 Το βολτόμετρο με βάση ένα τελεστικό ενισχυτή που παρουσιάζεται στο Σχήμα Π8.26 πρέπει να μετρά μέγιστη τάση εισόδου $E = 20\text{mV}$. Το ρεύμα πόλωσης του τελεστικού ενισχυτή είναι $I_B = 0.2\text{\mu A}$ και το μικροαμπερόμετρο έχει μέγιστη ένδειξη 100\mu A στην κλίμακα βαθμονόμησης, ενώ η αντίσταση είναι $r_m = 10\text{k}\Omega$. Υπολογίστε τις τιμές των αντιστάσεων R_3 και R_4 .



Σχήμα Π8.26

8.27 Βρείτε την έκφραση της τάσης εξόδου του κυκλώματος στο Σχήμα Π8.27.



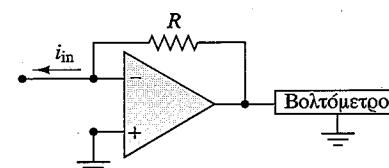
Σχήμα Π8.27

8.28 Επιλέξτε τις κατάλληλες αντιστάσεις από τις τιμές αντιστάσεων ακρίβειας 5% που διατίθενται στο εμπόριο, έτσι ώστε να επιτύχετε κέρδος τάσης περίπου 1000

στο κύκλωμα του Σχήματος Π8.27. Με πόση ακρίβεια μπορείτε να προσεγγίσετε το επιθυμητό κέρδος; Υπολογίστε το σφάλμα θεωρώντας ότι οι αντιστάσεις έχουν την ονομαστική τιμή τους από τον πίνακα που τις επιλέξατε.

8.29 Επαναλάβατε το πρόβλημα 8.28, αλλά χρησιμοποιείστε τη τιμή $\pm 1\%$ σαν όριο των τιμών των αντιστάσεων για να υπολογίσετε την περιοχή του κέρδους στον συγκεκριμένο ενισχυτή.

8.30 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.30 μπορεί να λειτουργήσει σαν ένα αμπερόμετρο ακριβείας. Υποθέστε ότι το βολτόμετρο έχει περιοχή λειτουργίας 0 έως 10V και αντίσταση $20\text{k}\Omega$. Το αμπερόμετρο πρέπει να έχει περιοχή λειτουργίας από 0 έως 1mA . Βρείτε τη τιμή της αντίστασης R που ικανοποιεί τις παραπάνω απαιτήσεις.



Σχήμα Π8.30

8.31 Επιλέξτε από τις αντιστάσεις εμπορίου ακρίβειας 5% εκείνες που θα δώσουν κέρδος τάσης 200 στο κύκλωμα του Σχήματος Π8.13. Με πόση ακρίβεια μπορείτε να προσεγγίσετε το επιθυμητό κέρδος; Υπολογίστε το σφάλμα θεωρώντας ότι οι αντιστάσεις έχουν την ονομαστική τιμή τους από τον πίνακα που τις επιλέξατε.

8.32 Επαναλάβατε το πρόβλημα 8.31, αλλά χρησιμοποιείστε τη τιμή $\pm 5\%$ σαν δριο των τιμών των αντιστάσεων για να υπολογίσετε την περιοχή του κέρδους στον συγκεκριμένο ενισχυτή.

8.33 Από τις αντιστάσεις εμπορίου ακρίβειας 1% , επιλέξτε εκείνες που απαιτούνται για την υλοποίηση του διαφορικού ενισχυτή του Σχήματος Π8.15 με κέρδος περίπου 100. Υποθέστε ότι $R_3 = R_4$ και ότι $R_1 = R_2$.

Με πόση ακρίβεια μπορείτε να προσεγγίσετε το επιθυμητό κέρδος; Υπολογίστε το σφάλμα θεωρώντας ότι οι αντιστάσεις έχουν την ονομαστική τιμή τους από τον πίνακα που τις επιλέξατε.

8.34 Επαναλάβατε το πρόβλημα 8.34, αλλά χρησιμοποιείστε τη τιμή $\pm 1\%$ σαν δριο των τιμών των αντιστάσεων για να υπολογίσετε τα δρια κέρδους του ενισχυτή. Υποθέστε πάλι ότι $R_3 = R_4$ και ότι $R_1 = R_2$.

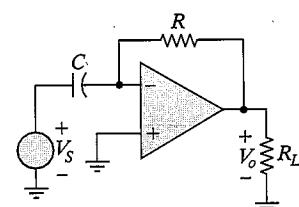
Ενότητα 8.3: Ενεργά φίλτρα

8.35 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.35 είναι ένα ενεργό φίλτρο με:

$$C = 1 \mu F \quad R = 10 k\Omega$$

$$R_L = 1 k\Omega$$

Προσδιορίστε:



Σχήμα Π8.35

- α. Το κέρδος (σε decibels) στην ζώνη διέλευσης
- β. Τη συχνότητα αποκοπής
- γ. Αν είναι κατωδιαβατό ή υψηπερατό φίλτρο.

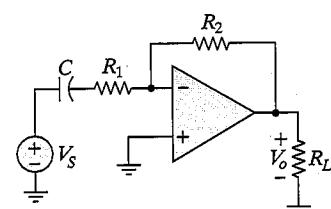
8.36 Το κύκλωμα με τελεστικό ενισχυτή του Σχήματος Π8.36 χρησιμοποιείται σαν φίλτρο.

$$C = 0.1 \mu F \quad R_L = 333 k\Omega$$

$$R_1 = 1.8 k\Omega \quad R_2 = 8.2 k\Omega$$

Προσδιορίστε:

- α. Αν το κύκλωμα είναι κατωδιαβατό ή υψηπερατό φίλτρο.
- β. Το κέρδος V_o/V_s σε decibels στη ζώνη λειτουργίας του, δηλαδή στις συχνότητες που το φίλτρο επιτρέπει να περάσουν.
- γ. Τη συχνότητα αποκοπής.



Σχήμα Π8.36

8.37 Το κύκλωμα με τον τελεστικό ενισχυτή του Σχήματος Π8.36 χρησιμοποιείται σαν φίλτρο.

$$C = 200 pF \quad R_L = 1 k\Omega$$

$$R_1 = 10 k\Omega \quad R_2 = 220 k\Omega$$

Προσδιορίστε:

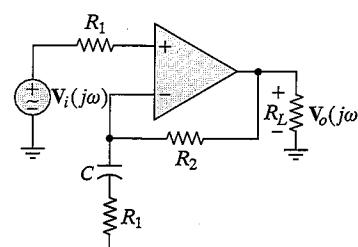
- α. Αν το κύκλωμα είναι κατωδιαβατό ή υψηπερατό φίλτρο.
- β. Το κέρδος V_o/V_s σε decibels στη ζώνη λειτουργίας του, δηλαδή στις συχνότητες που το φίλτρο επιτρέπει να περάσουν.
- γ. Τη συχνότητα αποκοπής.

8.38 Το κύκλωμα με τελεστικό ενισχυτή του Σχήματος Π8.38 χρησιμοποιείται σαν φίλτρο.

$$R_1 = 4.7 k\Omega \quad C = 100 pF$$

$$R_2 = 68 k\Omega \quad R_L = 220 k\Omega$$

Υπολογίστε τις συχνότητες αποκοπής και το πλάτος σαν συνάρτηση της συχνότητας για πολύ υψηλές και πολύ χαμηλές συχνότητες.



Σχήμα Π8.38

8.39 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.39 είναι ένα ενεργό φίλτρο με:

$$R_1 = 1 k\Omega \quad R_2 = 4.7 k\Omega$$

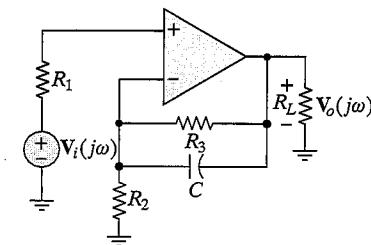
$$R_3 = 80 k\Omega \quad C = 20 nF$$

Υπολογίστε

- α. Μία έκφραση για την απόκριση συχνότητας της μορφής:

$$H_V = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)}$$

- β. Τις συχνότητες αποκοπής.



Σχήμα Π8.39

- γ. Το κέρδος στη ζώνη διέλευσης.
- δ. Το Bode διάγραμμα πλάτους και φάσης.

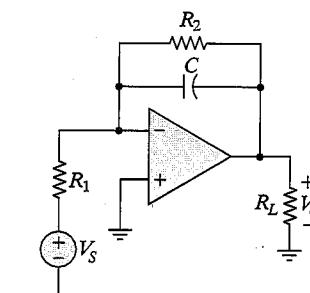
8.40 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.40 είναι ένα ενεργό φίλτρο με:

$$R_1 = 9.1 k\Omega \quad R_2 = 22 k\Omega$$

$$C = 0.47 \mu F \quad R_L = 2.2 k\Omega$$

Προσδιορίστε:

- α. Αν το κύκλωμα είναι κατωδιαβατό ή υψηπερατό φίλτρο.
- β. Μία έκφραση για το κέρδος τάσης συναρτήσει της συχνότητας.
- γ. Το κέρδος τάσης σε decibels στη ζώνη διέλευσης και τη συχνότητα αποκοπής.



Σχήμα Π8.40

8.41 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.40 είναι ένα ενεργό φίλτρο με:

$$R_1 = 2.2 k\Omega \quad R_2 = 68 k\Omega$$

$$C = 0.47 nF \quad R_L = 1 k\Omega$$

Προσδιορίστε:

- α. Αν το κύκλωμα είναι κατωδιαβατό ή υψηπερατό φίλτρο.
- β. Μία έκφραση για το κέρδος τάσης συναρτήσει της συχνότητας.
- γ. Το κέρδος τάσης σε decibels στη ζώνη διέλευσης και τη συχνότητα αποκοπής.

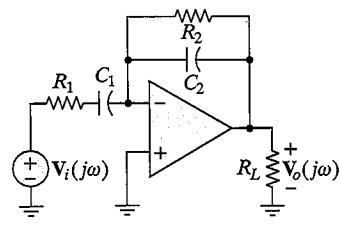
8.42 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.42 είναι ένα ζωνοδιαβατό φίλτρο. Αν:

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 0.1 \mu\text{F}$$

Προσδιορίστε:

- Το κέρδος τάσης στη ζώνη διέλευσης.
- Τη συχνότητα συντονισμού.
- Τις συχνότητες αποκοπής.
- Το Q του κυκλώματος.
- Το διάγραμμα Bode.



Σχήμα Π8.42

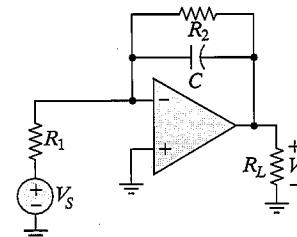
8.43 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.43 είναι ένα κατωδιαβατό φίλτρο με:

$$R_1 = 220 \Omega \quad R_2 = 68 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0.47 \text{ nF} \quad R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

Προσδιορίστε:

- Το κέρδος τάσης συναρτήσει της συχνότητας.
- Το κέρδος σε decibels στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου καθώς και τη συχνότητα αποκοπής.



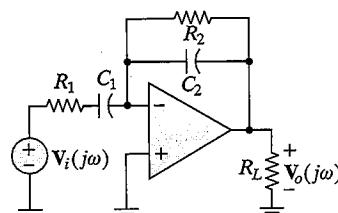
Σχήμα Π8.43

8.44 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.44 είναι ένα ζωνοδιαβατό φίλτρο. Αν

$$R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

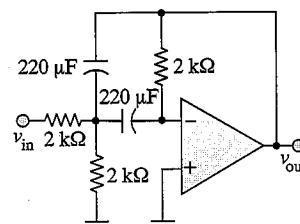
$$C_1 = 2.2 \mu\text{F} \quad C_2 = 1 \text{ nF}$$

υπολογίστε το κέρδος τάσης στη ζώνη διέλευσης.



Σχήμα Π8.44

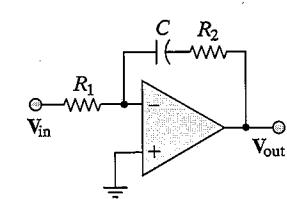
8.45 Υπολογίστε την απόκριση συχνότητας του κυκλώματος στο Σχήμα Π8.45.



Σχήμα Π8.45

8.46 Ο αναστρέφων ενισχυτής στο Σχήμα Π8.46 μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν κατωδιαβατό φίλτρο.

α. Προσδιορίστε την απόκριση συχνότητας του κυκλώματος.



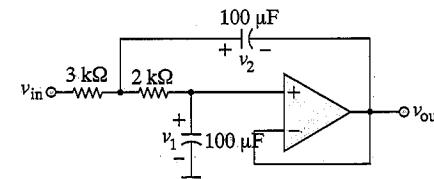
Σχήμα Π8.46

β. Αν $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ και $C = 0.1 \mu\text{F}$, υπολογίστε την εξασθένιση σε decibels στη συχνότητα $\omega = 1000 \text{ rad/sec}$.

γ. Υπολογίστε το κέρδος και τη φάση στη συχνότητα $\omega = 2500 \text{ rad/sec}$.

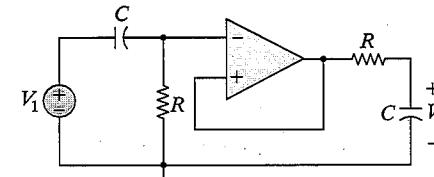
δ. Βρείτε τη περιοχή συχνοτήτων που η εξασθένιση είναι μικρότερη από 1 decibel.

8.47 Βρείτε μία έκφραση για το κέρδος του κυκλώματος στο Σχήμα Π8.47.



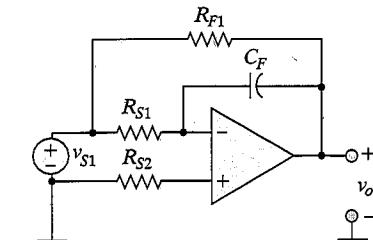
Σχήμα Π8.47

8.48 Για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.48 σχεδιάστε την απόκριση πλάτους V_2/V_1 , υποδεικνύοντας τις συχνότητες που το κέρδος ισχύος υποδιπλασιάζεται. Θεωρείστε ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός.



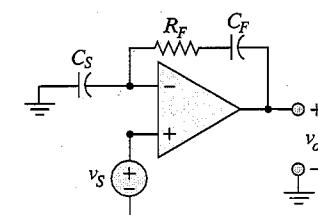
Σχήμα Π8.48

8.49 Προσδιορίστε μία αναλυτική έκφραση για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.49. Τι είδους φίλτρο υλοποιεί αυτό το κύκλωμα;



Σχήμα Π8.49

8.50 Προσδιορίστε μία αναλυτική έκφραση για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.50. Τι είδους φίλτρο υλοποιεί αυτό το κύκλωμα;



Σχήμα Π8.50

Ενότητα 8.4: Ολοκληρωτής και διαφοριστής

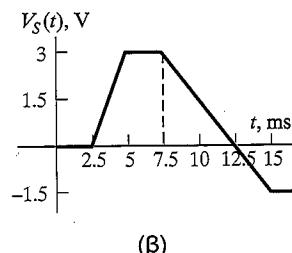
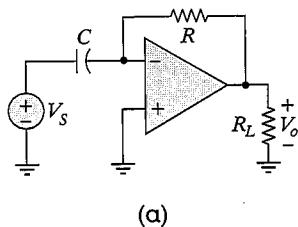
Ενότητα 8.5: Αναλογικοί υπολογιστές

8.51 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.15(a) θα δώσει μία τάση εξόδου που είναι είνετε το ολοκληρωματικό παραγόντας της τάσης εισόδου που παρουσιάζεται στο Σχήμα Π8.51(b) πολλαπλασιασμένη επί κάποιο κέρδος. Αν:

$$C = 1 \mu\text{F} \quad R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

προσδιορίστε μία έκφραση για τη τάση εξόδου και δώστε ένα διάγραμμα της τάσης αυτής ως προς το χρόνο.

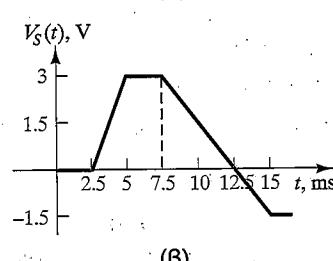
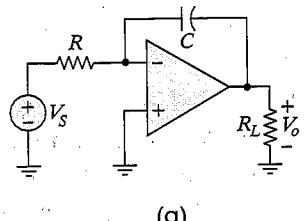


Σχήμα Π8.51

8.52 Το κύκλωμα του Σχήματος 8.52(a) θα δώσει μία εξόδο που είναι είτε το ολοκλήρωμα είτε η παράγωγος της τάσης εισόδου που παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.52b πολλαπλασιασμένη επί κάποιο κέρδος.

Προσδιορίστε:

- a. Μία ένφραση για τη τάση εξόδου



Σχήμα Π8.52

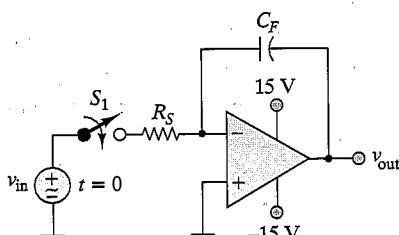
- β. Τη τιμή της τάσης εξόδου στο χρόνο $t = 5, 7.5, 15$ και 20 ms και σχεδιάστε τη τάση εξόδου σαν συνάρτηση του χρόνου αν:

$$\begin{aligned} C &= 1 \mu\text{F} & R &= 10 \text{ k}\Omega \\ R_L &= 1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

8.53 Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.53 είναι ένας ολοκλήρωτής. Ο πυκνωτής είναι αρχικά αφόρτιστος και η πηγή τάσης είναι:

$$v_{in}(t) = 10 \times 10^{-3} + \sin(2000\pi t) \text{ V}$$

- a. Στο χρόνο $t = 0$, ο διακόπτης S_1 είναι ακλειστός. Πόσος χρόνος απαιτείται πριν η εξόδος ψαλιδιστεί, αν $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ και $C_F = 0.008 \mu\text{F}$;
b. Σε ποιες χρονικές στιγμές το ολοκλήρωμα της DC τάσης εισόδου οδηγεί στον κόρο τον τελεστικό ενισχυτή;



Σχήμα Π8.53

8.54 Ένας πραγματικός ολοκληρωτής παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.21, στο κείμενο. Προσέξτε ότι η παραλληλη αντίσταση προς τη πυκνωτή του δίνει τη δυνατότητα να εκφραστεί. Συνήθως, η σταθερά χρόνου $R_F C_F$ επιλέγεται ώστε να είναι αρκετά μεγάλη έτσι ώστε να μην επηρεάζει τη διαδικασία της ολοκλήρωσης.

- a. Αν $R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $R_F = 2 \text{ M}\Omega$, $C_F = 0.008 \mu\text{F}$ και $v_s(t) = 10 \text{ V} + \sin(2000\pi t) \text{ V}$, βρείτε την $v_{out}(t)$ χρησιμοποιώντας ανάλυση με φάσορες.

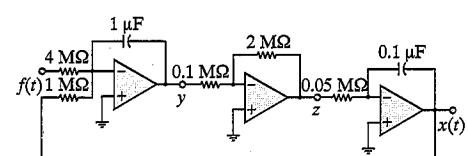
- β. Επαναλάβατε το ερώτημα (a) για $R_F = 200 \text{ k}\Omega$ και για $R_F = 20 \text{ k}\Omega$.

- γ. Συγκρίνατε τις σταθερές χρόνου $R_F C_F$ με τη περίοδο της κυματομορφής στις προηγούμενες ερωτήσεις του προβλήματος. Τι μπορείτε να συμπεράνετε για τη σταθερά χρόνου και τη δυνατότητα του κυκλώματος να ολοκληρώσει;

8.55 Το κύκλωμα του Σχήματος 8.26 στο κείμενο είναι ένας πρακτικός διαφοριστής. Θεωρείστε ιδανικό το τελεστικό ενισχυτή με $v_s(t) = 10 \times 10^{-3} \sin(2000\pi t) \text{ V}$, $C_S = 100 \mu\text{F}$, $C_F = 0.008 \mu\text{F}$, $R_F = 2 \text{ M}\Omega$ και $R_S = 10 \text{ k}\Omega$:

- a. Προσδιορίστε την απόκριση συχνότητας $V_o/V_s(\omega)$.
b. Χρησιμοποιείστε την αρχή της υπέρθεσης για να βρείτε τη τάση εξόδου. (Υπόδειξη: Θυμηθείτε ότι η DC τάση έχει συχνότητα 0 Hz).

8.56 Προσδιορίστε τη διαφορική εξίσωση που υλοποιεί ο αναλογικός υπολογιστής του Σχήματος Π8.56.



Σχήμα Π8.56

- 8.57** Σχεδιάστε ένα αναλογικό υπολογιστή που να εξομιλώνει τη λύση της παρακάτω διαφορικής εξίσωσης:

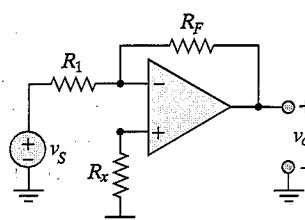
$$\frac{d^2x}{dt^2} + 100 \frac{dx}{dt} + 10x = -5f(t)$$

Ενότητα 8.6: Φυσικοί περιορισμοί των τελεστικών ενισχυτών

5.58 Θεωρείστε τον μη-αναστρέφοντα ενισχυτή του Σχήματος 8.8 στο κείμενο. Βρείτε το σφάλμα που εισάγεται στη τάση εξόδου αν ο τελεστικός ενισχυτής έχει μία τάση εκτροπής της εισόδου 2 mV. Υποθέστε ότι τα ζεύματα πόλωσης της εισόδου είναι μηδενικά, και ότι $R_S = R_F = 2.2 \text{ k}\Omega$. Θεωρείστε ότι η τάση εκτροπής εμφανίζεται όπως στο Σχήμα 8.48 στο κείμενο.

8.59 Επαναλάβατε το πρόβλημα 8.58, θεωρώντας ότι επί πλέον της τάσης εκτροπής, ο τελεστικός ενισχυτής απαιτεί ζεύμα πόλωσης της εισόδου που είναι 1 μΑ. Θεωρείστε ότι το ζεύμα πόλωσης εμφανίζεται όπως στο Σχήμα 8.49 στο κείμενο.

8.60 Θεωρείστε ένα τυπικό αναστρέφοντα ενισχυτή σαν αυτό του Σχή-



Σχήμα Π8.60

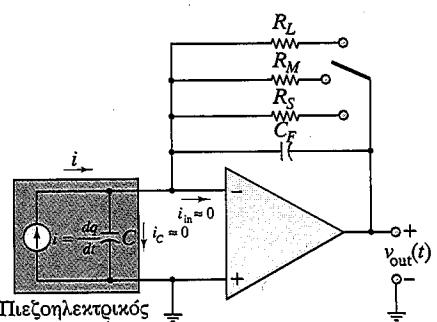
ματος Π8.60. Υποθέστε ότι η τάση εκτροπής είναι αμελητέα και ότι τα δύο ρεύματα πόλωσης των εισόδων είναι ίδια. Βρείτε τη τιμή της αντίστασης R_x που μηδενίζει το σφάλμα λόγω των ρευμάτων πόλωσης.

8.61 Στο κύκλωμα του Σχήματος Π8.60, η αντίσταση ανάδρασης είναι $3.3 \text{ k}\Omega$ και η αντίσταση εισόδου είναι $1 \text{ k}\Omega$. Αν το σήμα εισόδου είναι ημιτονικό με μέγιστο πλάτος 1.5 V , ποια είναι η μεγαλύτερη συχνότητα εισόδου που θα μπορούσε να εφαρμοστεί χωρίς να παραβιαστεί το όριο του ρυθμού ανόδου που είναι $1 \text{ V}/\mu\text{s}$;

8.62 Ένας τελεστικός ενισχυτής έχει απόκριση συχνότητας ανοιχτού βρόχου όπως αυτή στο Σχήμα 8.45 στο κείμενο. Ποιο είναι κατά προσέγγιση το εύρος ζώνης ενός κυκλώματος με αυτό το τελεστικό ενισχυτή σε συνδεσμολογία αλειστού βρόχου με κέρδος 75; Επαναλάβατε την προηγούμενη ερώτηση για κέρδος 350.

8.63 Ο ιδανικός ενισχυτής φορτίου που συζητήθηκε στο ένθετο «Εστίαση στις Μετρήσεις: Ενισχυτές Ηλεκτρικού Φορτίου» θα κορεστεί με την ύπαρξη οποιασδήποτε τάσης εκτροπής, όπως συζητήθηκε στην Ενότητα 8.6. Το κύκλωμα του Σχήματος Π8.63 παρουσιάζει ένα πραγματικό ενισχυτή φορτίου, στον οποίο ο χρήστης μπορεί να επιλέξει, με τη βοήθεια ενός διακόπτη, μεταξύ τριών σταθερών χρόνου: $\tau_{long} = R_L C_F$, $\tau_{medium} = R_M C_F$ και $\tau_{short} = R_S C_F$. Θεω-

ρείστε ότι $R_L = 10 \text{ M}\Omega$, $R_M = 1 \text{ M}\Omega$, $R_S = 0.1 \text{ M}\Omega$, και $C_F = 0.1 \mu\text{F}$. Για κάθε μία περίπτωση αναλύστε την απόκριση συχνότητας και προσδιορίστε τη χαμηλότερη συχνότητα εισόδου που μπορεί να ενισχυθεί χωρίς ισχυρή παραμόρφωση. Μπορεί το κύκλωμα αυτό να ενισχύσει ένα DC σήμα;



Σχήμα Π8.63

8.64 Θεωρείστε ένα διαφορικό ενισχυτή. Επιθυμούμε η έξοδος κοινού σήματος να είναι το 1% αυτής του διαφορικού. Βρείτε σε decibels τον ελάχιστο λόγο απόκριψης κοινού σήματος (CMRR) που ικανοποιεί την απαίτηση αυτή αν το διαφορικό κέρδος είναι $A_{dm} = 1000$. Δίδεται:

$$v_1 = \sin(2000\pi t) + 0.1 \sin(120\pi t) \text{ V}$$

$$v_2 = \sin(2000\pi t + 180^\circ) + 0.1 \sin(120\pi t) \text{ V}$$

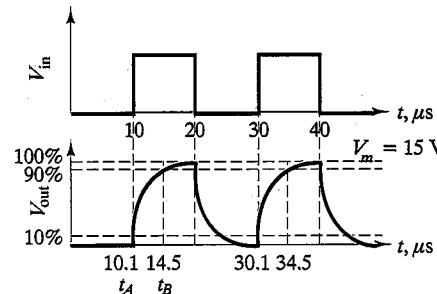
$$v_{out} = A_{dm}(v_1 - v_2) + A_{cm} \frac{v_1 + v_2}{2}$$

8.65 Ο τετραγωνικός παλμός μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εύρεση του ρυθμού ανόδου (slew rate) των τελεστικών ενισχυτών, που ο-

ρίζεται σαν ο μέγιστος ρυθμός αλλαγής της τάσης εξόδου (σε volts ανά microsecond). Οι κυματομορφές εισόδου και εξόδου ενός μη-αναστρέφοντος ενισχυτή με βάση ένα τελεστικό ενισχυτή παρουσιάζονται στο Σχήμα Π8.65. Όπως φαίνεται, ο χρόνος ανόδου τ_R της κυματομορφής εξόδου ορίζεται σαν το χρόνο που απαιτείται για να μεταβληθεί η τάση εξόδου από το 10% μέχρι το 90% της τελικής τιμής, ή

$$\begin{aligned} t_R &= t_B - t_A = -\tau(\ln 0.1 - \ln 0.9) \\ &= 2.2\tau \end{aligned}$$

όπου τ είναι η σταθερά χρόνου του κυκλώματος. Προσδιορίστε το ρυθμό ανόδου του τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα Π8.65

8.66 Θεωρείστε έναν αναστρέφοντα ενισχυτή με κέρδος ανοιχτού βρόχου 10^5 . Έχοντας υπόψη την εξίσωση 8.18:

α. Αν $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ και $R_F = 1 \text{ M}\Omega$, βρείτε το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου $A_{V(CL)}$.

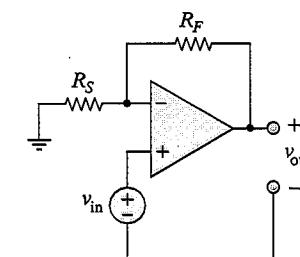
β. Επαναλάβατε το (α) για $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ και $R_F = 10 \text{ M}\Omega$.

γ. Επαναλάβατε το (α) για $R_S = 10 \text{ k}\Omega$ και $R_F = 100 \text{ M}\Omega$.

δ. Επαναλάβατε το (γ) θεωρώντας ότι $A_{V(OL)} \rightarrow \infty$.

8.67

- α. Αν ο τελεστικός ενισχυτής του Σχήματος Π8.67 έχει κέρδος ανοιχτού βρόχου 45×10^5 , βρείτε το κέρδος κλειστού βρόχου για $R_F = R_S = 7.5 \text{ k}\Omega$, με αναφορά στην εξίσωση 8.18.
- β. Επαναλάβατε το (α) με δεδομένα $R_F = 5R_S = 37.5 \text{ k}\Omega$.



Σχήμα Π8.67

8.68 Με δεδομένο το εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους ενός ιδανικού τελεστικού ενισχυτή, ίσο με 5.0 MHz , βρείτε το κέρδος τάσης στη συχνότητα $f = 500 \text{ kHz}$.

- 8.69** Το κέρδος ανοιχτού βρόχου ενός πραγματικού (μη-ιδανικού) τελεστικού ενισχυτή είναι πολύ μεγάλο στις χαμηλές συχνότητες αλλά μειώνεται σημαντικά καθώς η συχνότητα αυξάνεται. Το γεγονός αυτό έχει σαν συνέπεια την ισχυρή εξάρτηση του κέρδους κλειστού βρόχου από τη συχνότητα. Προσδιορίστε τη σχέση μεταξύ του εξαρτώμενου από τη συχνότητα πεπερασμένου κέρδους ανοιχτού βρόχου $A_{V(OL)}(\omega)$, και του κέρδους κλειστού βρόχου

$A_{V(CL)}(\omega)$ ενός αναστρέφοντα ενισχυτή, σαν συνάρτηση της συχνότητας. Σχεδιάστε το $A_{V(CL)}$ σε συνάρτηση με το ω . Προσέξτε ότι $-R_F/R_S$ είναι το κέρδος του κλειστού βρόχου στις χαμηλές συχνότητες.

8.70 Ένα ημιτονοειδές ηχητικό κύμα (πίεση) $p(t)$ προσκρούει σε ένα πυκνωτικό μικρόφωνο με ευαισθησία S (mV/kPa). Η τάση εξόδου του μικροφώνου v_s ενισχύεται από δύο διαδοχικούς αναστρέψοντες ενισχυτές (cascade amplifier) που παράγουν ένα ενισχυμένο σήμα εξόδου v_0 . Προσδιορίστε το μέγιστο πλάτος του ηχητικού κύματος (σε decibels) αν $v_0 = 5$ V_{RMS} . Βρείτε τη μέγιστη τιμή του πλάτους του ηχητικού σήματος ώστε να μη παραμορφώνεται στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή.

8.71 Για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.71 δίδεται:

$$v_{S1} = 2.8 + 0.01 \cos(\omega t) \quad V$$

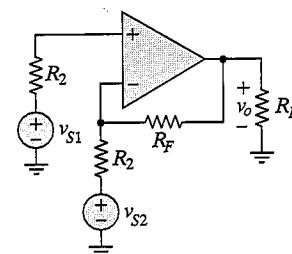
$$v_{S2} = 3.5 - 0.007 \cos(\omega t) \quad V$$

$$A_{v1} = -13 \quad A_{v2} = 10$$

$$\omega = 4 \text{ krad/s}$$

Προσδιορίστε:

- α. Το κοινό και το διαφορικό σήμα εισόδου.
- β. Το κοινό και το διαφορικό κέρδος του κυκλώματος
- γ. Τις συνιστώσες της τάσης εξόδου που οφείλονται στο κοινό και το διαφορικό σήμα εισόδου.
- δ. Τη συνολική τάση εξόδου.
- ε. Το λόγο απόρριψης κοινού σήματος (CMRR).



Σχήμα Π8.71

8.72 Για το κύκλωμα του Σχήματος Π8.71 δίδεται:

$$v_{S1} = 3.5 + 0.01 \cos(\omega t) \quad V$$

$$v_{S2} = 3.5 - 0.01 \cos(\omega t) \quad V$$

$$A_{vc} = 10 \text{ dB} \quad A_{vd} = 20 \text{ dB}$$

$$\omega = 4 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

Προσδιορίστε:

- α. Το κοινό και το διαφορικό σήμα εισόδου.
- β. Το κέρδος για κάθε μία από τις τάσεις εισόδου v_{S1} και v_{S2}
- γ. Τις συνιστώσες της τάσης εξόδου που οφείλονται στο κοινό και το διαφορικό σήμα εισόδου.
- δ. Τον λόγο απόρριψης κοινού σήματος (CMRR) σε decibels.

8.73 Στο κύκλωμα του Σχήματος Π8.73, οι δύο πηγές τάσης εισόδου είναι αισθητήρες θερμοκρασίας με T = θερμοκρασία (Kelvin) και

$$v_{S1} = kT_1 \quad v_{S2} = kT_2$$

όπου

$$k = 120 \mu\text{V/K}$$

$$R_1 = R_3 = R_4 = 5 \text{ k}\Omega$$

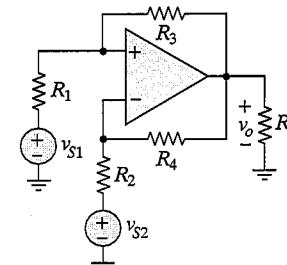
$$R_2 = 3 \text{ k}\Omega \quad R_L = 600 \Omega$$

Αν

$$T_1 = 310 \text{ K} \quad T_2 = 335 \text{ K}$$

προσδιορίστε

- α. Το κέρδος τάσης κάθε μίας τάσης εισόδου.
- β. Το κοινό και το διαφορικό σήμα εισόδου.
- γ. Το κοινό και το διαφορικό κέρδος τάσης.
- δ. Το λόγο απόρριψης κοινού σήματος (CMRR) σε decibels.



Σχήμα Π8.73

8.74 Στο διαφορικό ενισχυτή του Σχήματος Π8.73,

$$v_{S1} = 13 \text{ mV} \quad v_{S2} = 9 \text{ mV}$$

$$v_o = v_{oc} + v_{od}$$

$$v_{oc} = 33 \text{ mV} \quad (\text{kοινό σήμα εξόδου})$$

$$v_{od} = 18 \text{ V} \quad (\text{διαφορικό σήμα εξόδου})$$

Προσδιορίστε

- α. Το κέρδος κοινού σήματος.
- β. Το κέρδος διαφορικού σήματος.
- γ. Το λόγο απόρριψης κοινού σήματος (CMRR) σε decibels.