



Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΙΙΙ

Ασκήσεις

Χατζόπουλος Αλκιβιάδης

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχ. Υπολογιστών

Α.Π.Θ.

Άδειες Χρήσης

Το παρόν εκπαιδευτικό υλικό υπόκειται σε άδειες χρήσης Creative Commons. Για εκπαιδευτικό υλικό, όπως εικόνες, που υπόκειται σε άλλου τύπου άδειας χρήσης, η άδεια χρήσης αναφέρεται ρητώς.



Χρηματοδότηση

Το παρόν εκπαιδευτικό υλικό έχει αναπτυχθεί στα πλαίσια του εκπαιδευτικού έργου του διδάσκοντα. Το έργο «Ανοικτά Ακαδημαϊκά Μαθήματα στο Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης» έχει χρηματοδοτήσει μόνο τη αναδιαμόρφωση του εκπαιδευτικού υλικού.



Το έργο υλοποιείται στο πλαίσιο του Επιχειρησιακού Προγράμματος «Εκπαίδευση και Δια Βίου Μάθηση» και συγχρηματοδοτείται από την Ευρωπαϊκή Ένωση (Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο) και από εθνικούς πόρους.



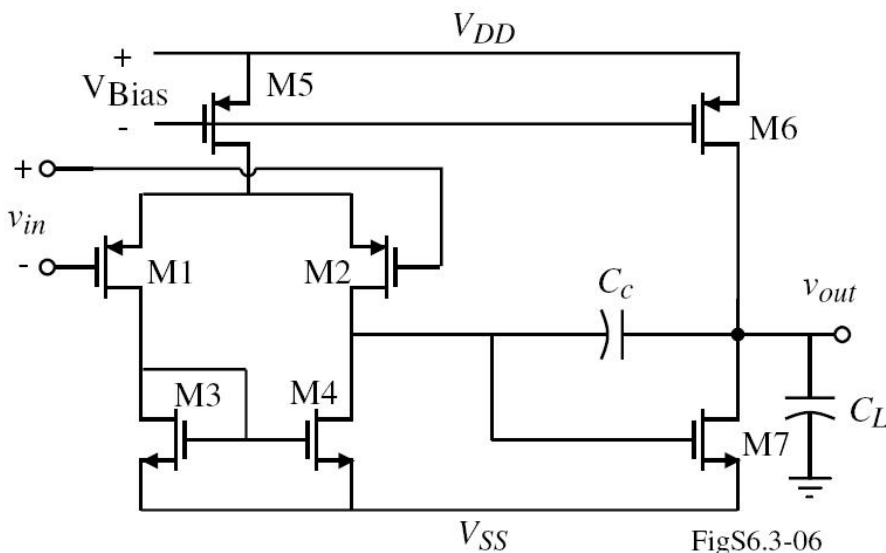
Περιεχόμενα

Άδειες Χρήσης.....	2
Χρηματοδότηση.....	2
Ενότητα 1η: Σχεδίαση τελεστικών ενισχυτών.....	4
Ενότητα 2η: Κυκλώματα ανόρθωσης.....	10
Ενότητα 3η: Κυκλώματα αναφοράς τάσης και ρεύματος.....	13
Ενότητα 4η: Ενισχυτές ισχύος.....	17
Ενότητα 5η: Κυκλώματα ελέγχου ισχύος.....	20

Ενότητα 1η: Σχεδίαση τελεστικών ενισχυτών

• Εκφώνηση άσκησης 1:

Να υπολογιστούν οι διαστάσεις W, L για καθένα από τα τρανζίστορ και η χωρητικότητα αντιστάθμισης C_C του CMOS τελεστικού ενισχυτή του σχήματος 1.1, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται διαφορικό κέρδος τάσης ίσο ή μεγαλύτερο από 5000. Υποθέστε ότι $k'_N = 110 \pm 10\% \mu\text{A}/\text{V}^2$, $k'_P = 50 \pm 10\% \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_{TN} = -V_{TP} = 0.7 \pm 0.15 \text{ V}$, $\lambda_N = 0.04 \text{ V}^{-1}$, $\lambda_P = 0.05 \text{ V}^{-1}$, $C_{ox} = 2.47 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$. Επίσης, υποθέστε ότι η ελάχιστη διάσταση τρανζίστορ είναι $1 \mu\text{m}$ και επιλέξτε τα μικρότερα δυνατά τρανζίστορ. Οι άλλες προδιαγραφές σχεδίασης είναι: περιθώριο φάσης 60° , γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης $GB = 5 \text{ MHz}$, εύρος διακύμανσης της τάσης εξόδου $\pm 2 \text{ V}$, χωρητικότητα φορτίου εξόδου $C_L = 10 \text{ pF}$, εύρος κοινού σήματος εισόδου $ICMR$ (input common-mode range) -2V ως 1V , ρυθμός μεταβολής εξόδου SR (Slew Rate) $> 10 \text{ V}/\mu\text{sec}$, κατανάλωση ισχύος $P_{diss} < 2 \text{ mW}$. Θεωρήστε ότι $V_{DD} = -V_{SS} = 2.5 \text{ V}$.



Σχήμα 1.1

– Οδηγίες επίλυσης:

Η ικανοποίηση της προδιαγραφής για το περιθώριο φάσης 60° απαιτεί :

$$\pm 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{|p_1|}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{|p_2|}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{z}\right) = 60^\circ$$

Θεωρώντας $\omega = GB$ και $z \geq 10GB$ προκύπτει:

$$120^\circ = \tan^{-1}\left(\frac{GB}{|p_1|}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{GB}{|p_2|}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{GB}{z}\right)$$

$$120^\circ = \tan^{-1}(A_v(0)) + \tan^{-1}\left(\frac{GB}{|p_2|}\right) + \tan^{-1}(0.1) \approx 89.99^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{GB}{|p_2|}\right) + 5.71^\circ \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 24.3^\circ = \tan^{-1}\left(\frac{GB}{|p_2|}\right) \Rightarrow \frac{GB}{|p_2|} = 0.4515 \Rightarrow |p_2| \geq 2.21475 \cdot GB$$

Για

$$z \geq 10 \cdot GB \Leftrightarrow \frac{g_{m6}}{C_C} \geq \frac{10 \cdot g_{m1}}{C_C} \Leftrightarrow g_{m6} \geq 10 \cdot g_{m1}$$

οπότε

$$\frac{g_{m6}}{C_L} \geq \frac{2.21475 \cdot g_{m1}}{C_C} \Leftrightarrow C_C \geq 2.21475 \cdot \frac{g_{m1} C_L}{g_{m6}}$$

$$C_C \geq 0.221475 \cdot C_L \Leftrightarrow C_C \geq 2.21475 pF$$

Επιλέγεται ως τιμή για τον πυκνωτή αντιστάθμισης C_C (χωρητικότητα Miller) η $C_C = 3pF$.

Από την προδιαγραφή για το Slew Rate (ρυθμός μεταβολής εξόδου) προσδιορίζεται η ελάχιστη τιμή για το ρεύμα πόλωσης I_5 :

$$SR \geq 10 \frac{V}{\mu sec} \quad \text{όπου } SR = \frac{I_5}{C_C}$$

ή

$$\frac{I_5}{C_C} \geq 10 \frac{V}{\mu sec} \Leftrightarrow$$

$$\frac{I_5}{C_C} \geq 10 \frac{V}{\mu sec} \Leftrightarrow I_5 \geq \left(10 \frac{V}{10^{-6} sec}\right) \cdot (3pF) \Leftrightarrow I_5 \geq 30 \mu A$$

Οπότε η τιμή του I_5 επιλέγεται ίση με την ελάχιστη, δηλ. $30 \mu A$.

Χρησιμοποιώντας την προδιαγραφή για την αρνητική περιοχή κοινού σήματος εισόδου βρίσκεται ο λόγος W/L_3 :

$$S_3 = (W/L)_3 = \frac{I_5}{(k'_{N3}) [V_{SS} - V_m(\min) - |V_{T01}(\min) + V_{T03}(\max)|]^2}$$

$$\Rightarrow (W/L)_3 = \frac{30 \cdot 10^{-6}}{110 \cdot 10^{-6} \cdot [-2.5 - (-2) - 0.55 + 0.85]^2} = 6.818$$

Με $L = 1 \mu m$ επιλέγεται η πλησιέστερη ακέραια τιμή για το W : $W_3=W_4=7 \mu m$.

Στο σημείο αυτό ελέγχεται αν πράγματι $p_3 > 10GB$, ώστε ο πόλος και το μηδενικό από τους C_{g3} και -ίδια σχέση για τα C_{g3} και C_{g4} -να μην επικρατούν:

$$p_3 = \frac{g_{m3}}{2C_{gs3}} = \frac{\sqrt{2K'_N(W/L)_3 I_3}}{2 \cdot 0.6667 \cdot W_3 L_3 C_{ox}} = 6.6 \cdot 10^9 rad/sec \gg 10 \cdot GB = \pi \cdot 10^8 rad/sec$$

Όπου:

$$C_{ox} = 2.47 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$$

που επαληθεύεται.

Προσδιορίζεται στη συνέχεια η διαγωγιμότητα $g_{m1} = g_{m2}$ των τρανζίστορ εισόδου:

$$g_{m3} = GB \cdot C_c = 3pF \cdot (2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \text{ rad/sec}) = 94.24778 \mu\text{S} \approx 94.25 \mu\text{S}$$

οπότε προκύπτει

$$(W/L)_1 = (W/L)_2 = \frac{g_{m1}^2}{2K_1'I_1} = \frac{g_{m1}^2}{K_1'I_5} = \frac{94.24778^2}{30 \cdot 50} = 5.922 ,$$

επιλέγουμε επομένως τον πλησιέστερο ακέραιο $W_1 = W_2 = 6 \mu\text{m}$.

Καθορίζεται στη συνέχεια ο λόγος W/L_5 , αφού υπολογιστεί η τάση κόρου του τρανζίστορ M5 χρησιμοποιώντας την εξίσωση για το άνω όριο της περιοχής κοινού σήματος εισόδου :

$$V_{in(max)} = V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_1}} - V_{SD5(sat)} - |V_{T01}|_{(max)}$$

$$\Rightarrow V_{SD5(sat)} = -V_{in(max)} + V_{DD} - \sqrt{\frac{I_5}{\beta_1}} - |V_{T01}|_{(max)} = -1 + 2.5 - \sqrt{\frac{30 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6} \cdot 3}} = 0.203 \text{ V}$$

Άρα:

$$(W/L)_5 = \frac{2I_5}{K_p'V_{DS5}^2} = \frac{2 \cdot 30 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6} \cdot 0.203^2} = 29.12 \Rightarrow W_5 = 29 \mu\text{m}$$

(επιλέγεται ο πλησιέστερος ακέραιος)

Θα πρέπει: $g_{m6} \geq 10 \cdot g_{m1} \Rightarrow g_{m6} \geq 942.5 \mu\text{S}$, οπότε επιλέγεται η τιμή $g_{m6} = 942.5 \mu\text{S}$.

Υπολογίζεται το

$$g_{m4} = \sqrt{2K_N'(W/L)_4 I_4} = \sqrt{2 \cdot 110 \cdot 10^{-6} \cdot 7 \cdot 15 \cdot 10^{-6}} \approx 152 \mu\text{S}$$

Θεωρώντας ότι: $V_{SG4} = V_{SG6}$, προκύπτει:

$$(W/L)_6 = (W/L)_4 \cdot \frac{g_{m6}}{g_{m4}} = 7 \cdot \frac{942.5}{152} = 43.41 \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_6 = 43 \Rightarrow W_6 = 42 \mu\text{m}$$

οπότε το ρεύμα I_6 ισούται με: $I_6 = \frac{g_{m6}^2}{2 \cdot K_1'(W/L)_6} = \frac{(942.5 \cdot 10^{-6})^2}{2 \cdot 10^{-6} \cdot 43} = 93.9 \mu\text{A}$

Αν θεωρήσουμε εναλλακτικά ότι : $(W/L)_6 = \frac{g_{m6}}{K'_6 V_{DS6}(sat)}$ όπου:

$$V_{DS6} = V_{DS6}(min) = V_{DS6}(max) = V_{DD} - V_{out}(max) = 2.5V - 2V = 0.5V ,$$

υπολογίζεται ότι: $(W/L)_6 = \frac{g_{m6}}{K'_6 V_{DS6}(sat)} = \frac{942.5 \cdot 10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6} \cdot 0.5} = 37.7 \Rightarrow W_6 = 38 \mu m$

Επιλέγεται τελικά : $(W/L)_6 = 43 \Rightarrow W_6 = 43 \mu m > 38 \mu m$, διότι εφόσον ο λόγος $(W/L)_6 = 43$ που υπολογίστηκε ώστε να ικανοποιείται η απαίτηση του περιθωρίου φάσης είναι μεγαλύτερος από το 38 που υπολογίστηκε με βάση την προδιαγραφή της διακύμανσης της τάσης εξόδου, η τιμή 43 ικανοποιεί και την προδιαγραφή της διακύμανσης της τάσης εξόδου .

Τελικά βρίσκεται ότι:

$$(W/L)_7 = (W/L)_5 \cdot \frac{I_6}{I_5} \Rightarrow (W/L)_7 = 29 \cdot \frac{93.9}{30} = 90.77 \Rightarrow (W/L)_7 = 91 \Rightarrow W_7 = 91 \mu m$$

Ελέγχεται τέλος η τιμή του κέρδους τάσης και των προδιαγραφών κατανάλωσης.

Η κατανάλωση ισχύος υπολογίζεται ως:

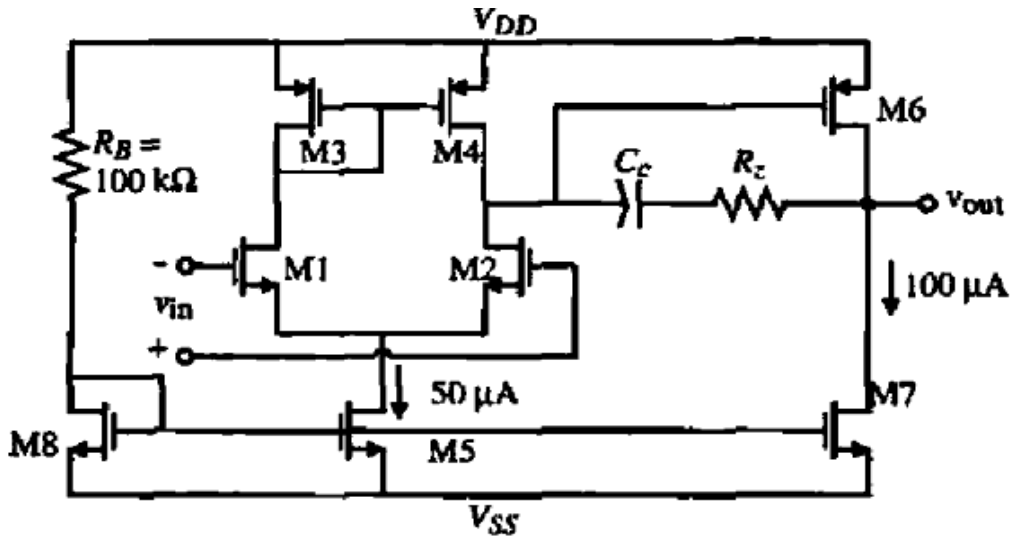
$$P_{diss} = (I_5 + I_6)(V_{DD} + |V_{SS}|) = 5V \cdot (93.9 \mu A + 30 \mu A) = 619.5 \mu W = 0.619 mW < 2W$$

Το κέρδος ανοικτού βρόχου υπολογίζεται από τη σχέση :

$$A_V = \frac{2g_{m2}g_{m6}}{I_5(\lambda_2 + \lambda_3)I_6(\lambda_6 + \lambda_7)} = \frac{2 \cdot 94.25 \cdot 10^{-6} \cdot 942.510^{-6}}{(0.04 + 0.05)^2 \cdot 30 \cdot 93.9 \cdot 10^{-12}} = 7786.115V/V > 5000V/V$$

- Εκφώνηση άσκησης 2:

Υπολογίστε τις διαστάσεις W, L για καθένα από τα τρανζίστορ του CMOS τελεστικού ενισχυτή του σχήματος 1.2, έτσι ώστε να επιτύχετε διαφορικό κέρδος τάσης ίσο με 4000. Υποθέστε ότι $K'_N = 110 \mu A/V^2$, $K'_P = 50 \mu A/V^2$, $V_{TN} = -V_{TP} = 0.7 V$ και $\lambda_N = \lambda_P = 0.01 V^{-1}$. Επίσης, υποθέστε ότι η ελάχιστη διάσταση εξαρτήματος είναι 2 μm και επιλέξτε τα μικρότερα δυνατά εξαρτήματα. Υπολογίστε τη χωρητικότητα αντιστάθμισης C_c , την αντίσταση R_z ώστε το γινόμενο κέρδους- εύρους ζώνης να είναι $GB = 1 MHz$ και να έχουμε εξάλειψη του μηδενικού του δεξιού ημιεπιπέδου. Πόσο μεγάλη μπορεί να είναι η χωρητικότητα φορτίου που μπορεί να οδηγήσει αυτός ο τελεστικός ενισχυτής χωρίς να έχουμε υποβιβασμό του περιθωρίου φάσης; Ποιος είναι ο ρυθμός ανόδου του τελεστικού; Υποθέστε ότι $V_{DD} = -V_{SS} = 2.5V$ και $R_B = 100k\Omega$.



– Οδηγίες επίλυσης:

Από το σχήμα φαίνεται ότι η έξοδος του καθρέπτη ρεύματος M₃, M₄ έχει ως έξοδο ένα ρεύμα I₅= 50 μΑ. Θα υποθέσουμε μια τιμή για το ρεύμα στην είσοδο του καθρέπτη, ώστε αυτός να ενισχύει το ρεύμα της εισόδου του. Έστω, λοιπόν, ότι I₈=40 μΑ. Τότε:

$$V_{DD} - R_B I_B - V_{GS} + V_{SS} = 0 \Rightarrow V_{GS} = 2V_{DD} - R_B I_B \Rightarrow V_{GS} = 2 \cdot 2.5 - 100K \cdot 40\mu = 1V$$

$$I_8 = \frac{K_{N'}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_8 (V_{GS8} + V_{T8})^2(1) \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_8 = \frac{2I_8}{K_{N'}(V_{GS8}+V_{T8})^2} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_8 = 8.08 \approx \frac{16 \mu m}{2 \mu m}, \text{ γιατί}$$

επιλέγεται το μήκος καναλιού να είναι το ελάχιστο δυνατό.

Επίσης, για το M₅ ισχύει: $I_5 = \frac{K_{N'}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_5 (V_{GS5} + V_{T5})^2(2)$ και $V_{GS8}=V_{GS5}$ και διαιρώντας κατά μέλη τις (1) και (2):

$$\left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{I_5}{I_8} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{5}{4} \left(\frac{W}{L}\right)_8 = 10 = \frac{20 \mu m}{2 \mu m}.$$

Για το M₇ προκύπτει: $I_7 = \frac{K_{N'}}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_7 (V_{GS7} + V_{T7})^2(3)$, $V_{GS5}= V_{GS7}$ και $I_7=100\mu A$ (από το σχήμα) οπότε διαιρώντας κατά μέλη τις (2) και (3):

$$\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_5}{\left(\frac{W}{L}\right)_7} = \frac{I_5}{I_7} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_7 = 2 \left(\frac{W}{L}\right)_5 = 20 = \frac{40 \mu m}{2 \mu m}$$

Τώρα, για το ενεργό φορτίο του διαφορικού ζεύγους M₃ και M₄, υποθέτουμε ότι οι τάσεις εισόδου των δύο τρανζίστορ είναι ίσες και ότι ισχύει: $V_{SG3}=V_{SG4}=1.5V$. Τα δύο τρανζίστορ πρέπει να είναι ταιριασμένα ώστε να έχουμε “καθρέφτισμα” του ρεύματος, δηλαδή $\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_3}{\left(\frac{W}{L}\right)_4} =$

$\frac{I_3}{I_2} \Rightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_4$. Επίσης, πρέπει να είναι ταιριασμένα τα τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους. Τότε ισχύει: $I_1=I_2=I_3=I_4= I_5/2=25 \mu\text{A}$.

Προκύπτει λοιπόν: $\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_4 = \frac{2I_3}{K_P'(V_{GS3}+V_{T3})^2} = \frac{2 \cdot 50}{50 \cdot 0.8^2} = 1.56 \approx \frac{3 \mu\text{m}}{2 \mu\text{m}}$.

Για να επιτύχουμε σωστό καθρέπτισμα στο φορτίο του διαφορικού ζεύγους πρέπει:

$V_{SG4}=V_{SG6}$. Τότε: $\left(\frac{W}{L}\right)_6 = \left(\frac{W}{L}\right)_4 \frac{I_6}{I_4} = \frac{3}{2} \frac{100}{25} = \frac{12}{2} \frac{\mu\text{m}}{\mu\text{m}}$ και υπολογίζεται η διαγωγιμότητα του M_6 :

$$g_{m6} = \sqrt{2K_P' \left(\frac{W}{L}\right)_6 I_6} = \sqrt{2 \cdot 50 \mu \cdot 6 \cdot 100 \mu} = 245 \mu\text{S}.$$

Για να εξαλειφθεί το μηδενικό πρέπει να τοποθετηθεί αντίσταση R_Z σε σειρά με τον πυκνωτή αντιστάθμισης ίση με : $R_Z = \frac{1}{g_{m6}} = 4 \text{ K}\Omega$.

Το κέρδος τάσης συνολικά είναι: $A_v = A_{v1} A_{v2} = \frac{2 g_{m1} g_{m6}}{I_5 I_6 (\lambda_P + \lambda_N)^2}$. Λύνοντας ως προς g_{m1}

προκύπτει: $g_{m1} = \frac{A_v I_5 I_6 (\lambda_P + \lambda_N)^2}{2 g_{m6}} \Rightarrow g_{m1} = \frac{4000 \cdot 50 \mu \cdot 100 \mu \cdot 0.02^2}{2 \cdot 245} = 16 \mu \cdot \text{S}$.

Αυτή η τιμή όμως διαγωγιμότητας θα μας δώσει ένα λόγο διαστάσεων πολύ μικρότερο της

μονάδας για το M_1 : $\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{g_{m1}^2}{K'_N I_5} = \frac{(16 \mu)^2}{110 \mu \cdot 50 \mu} = 0.047 \approx 0.05 = \frac{2}{40} \frac{\mu\text{m}}{\mu\text{m}}$. Στην πράξη συνήθως οι

δύο διαστάσεις του τρανζίστορ W και L πρέπει να είναι συγκρίσιμες. Θα πρέπει εδώ να γίνει αναπροσαρμογή των τιμών και να επιλεγεί μια πιο ρεαλιστική αναλογία για τις διαστάσεις των M_1 και M_2 . Εστω λοιπόν ότι $(W/L)_1 = (W/L)_2 = 2 \mu\text{m}/2 \mu\text{m}$.

Τότε: $g_{m6} = \sqrt{2K'_N \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_5/2} = \sqrt{2 \cdot 100 \mu \cdot 1 \cdot 25 \mu} = 74.2 \mu\text{S}$ και

$$A_v = A_{V1} A_{V2} = \frac{2 g_{m1} g_{m6}}{I_5 I_6 (\lambda_P + \lambda_N)^2} = \frac{2 \cdot 74.2 \mu \cdot 245 \mu}{50 \mu \cdot 100 \mu \cdot 0.02^{-2}} = 9094 \text{V/V}.$$

Οπότε, υπολογίζουμε τη χωρητικότητα αντιστάθμισης: $C_c = \frac{g_{m1}}{GB} = \frac{74.2 \mu}{1\text{M}} = 74.2 \text{ pF}$.

Να σημειωθεί πάντως ότι αν κρατούσαμε τον λόγο $(W/L)_1$ ως έχει, τότε θα ήταν:

$$g_{m1} = \sqrt{2K'_N \left(\frac{W}{L}\right)_1 I_5/2} = \sqrt{2 \cdot 100 \mu \cdot 0.05 \cdot 25 \mu} = 16.6 \mu\text{S}$$

$$A_v = A_{V1} A_{V2} = \frac{2 g_{m1} g_{m6}}{I_5 I_6 (\lambda_P + \lambda_N)^2} = \frac{2 \cdot 16.6 \mu \cdot 245 \mu}{50 \mu \cdot 100 \mu \cdot 0.02^{-2}} = 4067 \text{V/V}$$

$$C_c = \frac{g_{m1}}{GB} = \frac{16.6\mu}{1M} = 16.6 \text{ pF} .$$

οπότε παρατηρείται ότι η προδιαγραφή για το κέρδος τάσης τηρείται και προκύπτει μία χωρητικότητα αντιστάθμισης πολύ μικρότερη. Άρα, αν γενικά υπάρχει η δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε τρανζίστορ με μεγαλύτερο κανάλι L από ό,τι πλάτος W, τότε αυτή η σχεδίαση προτιμάται.

Το περιθώριο φάσης δεν πρέπει να γίνει μικρότερο από 60° . Αυτό υπολογίζεται προσεγγιστικά με :

$$60^\circ = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{GB}{p_1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{GB}{p_{2min}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{GB}{z_1}\right) = 180^\circ - 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{GB}{p_2}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{1}{\infty}\right)$$

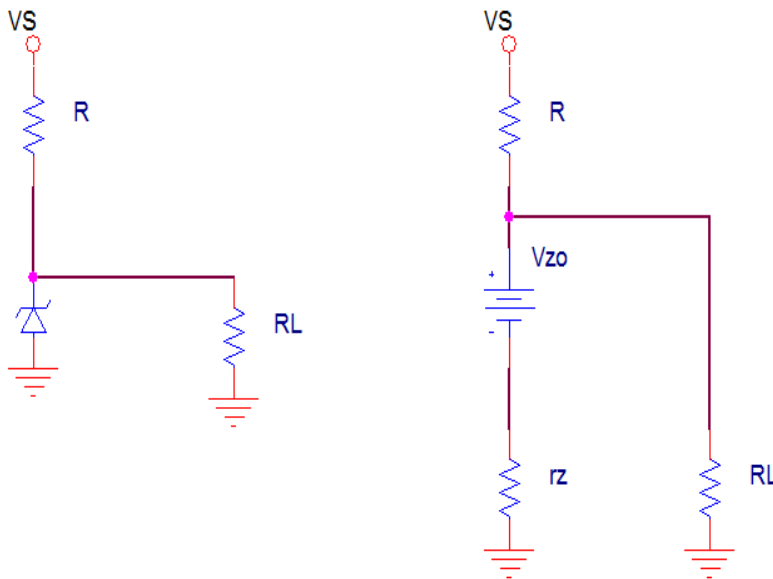
$$\Rightarrow \tan^{-1}\left(\frac{GB}{p_{2min}}\right) = 30^\circ \Rightarrow p_{2min} = 1.73 \text{ MHz}$$

Οπότε είναι τελικά: $p_{2min} = \frac{g_{m6}}{C_{Lmax}} \Rightarrow C_{Lmax} = \frac{245\mu}{1.73M} = 141.6 \text{ pF} .$

Ενότητα 2η: Κυκλώματα ανόρθωσης

- Εκφώνηση άσκησης 1:

Να σχεδιαστεί σταθεροποιητής τάσης με δίοδο zener που να παρέχει σταθεροποιημένη τάση περίπου 10V. Η διαθέσιμη δίοδος zener είναι των 10V και 1W και έχει πτώση τάσης 10 V σε δοκιμαστικό ρεύμα 25mA. Για αυτήν την τιμή του ρεύματος η αντίσταση r_z είναι 7Ω. Η διαθέσιμη τροφοδοσία έχει ονομαστική τιμή 20V αλλά μπορεί να κυμαίνεται κατά $\pm 25\%$ της τιμής αυτής. Ο σταθεροποιητής απαιτείται για την τροφοδότηση ενός φορτίου με ρεύμα από 0mA ως 20mA (σχεδίαση για ελάχιστο ρεύμα zener 5mA). 1) Να βρεθεί η V_{zo} , 2) Να υπολογιστεί η απαιτούμενη τιμή της R, 3) Να βρεθεί η σταθεροποίηση γραμμής. Ποια είναι η μεταβολή της V_o (εκφρασμένη σε ποσοστό) που αντιστοιχεί στην $\pm 25\%$ μεταβολή της V_S ; 4) Να βρεθεί η σταθεροποίηση φορτίου. Πόσο μεταβάλλεται η V_o (ποσοστό) από μηδενικό ως πλήρες φορτίο (no-load to full-load condition); 5) Ποιο είναι το μέγιστο ρεύμα που θα άγει η δίοδος; Ποια είναι η απώλεια ισχύος σε αυτήν την περίπτωση;



– Οδηγίες επίλυσης:

1) Από τον ορισμό της διόδου zener ισχύει:

$$V_Z = V_{ZO} + r_Z \cdot I_Z \Rightarrow$$

$$V_{ZO} = 10 - 7 \cdot 0.025 \Rightarrow$$

$$V_{ZO} = 9.825V$$

2) Το ελάχιστο ρεύμα της διόδου zener προκύπτει όταν το φορτίο έχει μέγιστο ρεύμα, δηλαδή $I_L = 20mA$ και η τροφοδοσία έχει την ελάχιστη τιμή της (-25%) που ισούται με 15V. Άρα η τιμή της αντίστασης R προκύπτει:

$$R = \frac{V_S - V_Z}{I_Z + I_{RL}} = \frac{15 - (V_{ZO} + r_Z \cdot I_Z)}{I_Z + I_{RL}} = \frac{15 - (9.825 + 7 \cdot 0.005)}{5 + 20} = 205.6\Omega.$$

Επιλέγεται η τιμή 205 Ω.

3) Για τη σταθεροποίηση γραμμής πρέπει να υπολογιστεί ο λόγος:

$$\Delta V_O = \Delta V^+ \cdot \frac{r_Z // R_L}{R + r_Z // R_L} \approx \Delta V^+ \cdot \frac{r_Z}{r_Z + R} \quad \text{όπου } \Delta V^+ \text{ είναι το ποσοστό μεταβολής}$$

της τάσης τροφοδοσίας, δηλαδή $\pm 25\% \cdot 20V = \pm 5V$. Συνεπώς:

$$\Delta V_O = \pm 5 \frac{7}{7 + 205} \approx \pm 0.165V = \pm 165mV$$

που σε ποσοστό είναι $\pm 0.165/10 = \pm 1.65\%$.

4) Για τη σταθεροποίηση φορτίου βλέποντας το κύκλωμα υπολογίζεται ότι:

$$\Delta V_O = -\Delta I_L \cdot (r_Z // R) = -\Delta I_L \cdot \left(\frac{r_Z \cdot R}{r_Z + R} \right) \Rightarrow \frac{\Delta V_O}{\Delta I_L} = -\left(\frac{r_Z \cdot R}{r_Z + R} \right) \Rightarrow \frac{\Delta V_O}{\Delta I_L} = -6.77V/A$$

$$\Delta V_o = -6.67 \frac{V}{A} \cdot 20mA = -135.4mV \text{ το οποίο σε ποσοστό είναι } -1.354\%.$$

5) Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να άγει η διόδος zener συμβαίνει όταν δεν υπάρχει φορτίο, ενώ παράλληλα η τάση τροφοδοσίας έχει τη μέγιστη τιμή της, που είναι 25V. Στη συγκεκριμένη περίπτωση ισχύει:

$$I_Z = \frac{25 - 9.825}{205 + 7} \approx 71.6mA \text{ και η κατανάλωση ισχύος είναι ίση με:}$$

$$P_Z = I_Z \cdot V_Z = 71.6mA \cdot 10V = 716mW.$$

Αν απαιτείται μεγαλύτερη ακρίβεια, μπορεί να υπολογιστεί ακριβέστερα η τάση στα άκρα της διόδου zener από τη σχέση ορισμού της:

$$V_Z = V_{Z0} + r_Z \cdot I_Z \Rightarrow V_Z = 9.825 + 7 \cdot 0.0716 \approx 10.326V.$$

$$\text{Τότε η απώλεια ισχύος υπολογίζεται ίση με: } P_Z = I_Z \cdot V_Z = 739.4mW.$$

- Εκφώνηση άσκησης 2:

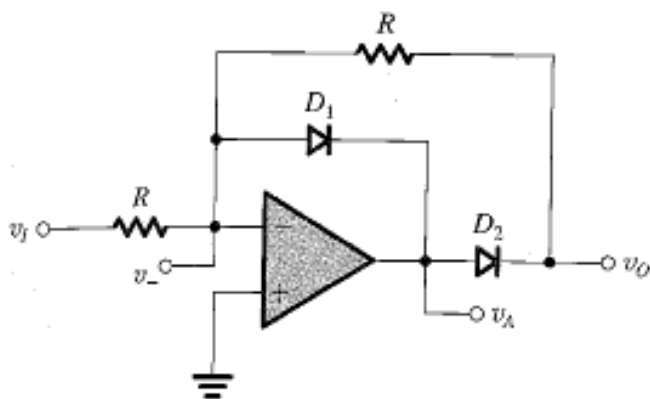
Ο τελεστικός ενισχυτής στο κύκλωμα του σχήματος λειτουργεί ως ιδανικό στοιχείο ενισχυτή με στάθμες κορεσμού στην έξοδο $\pm 12V$. Οι διόδοι παρουσιάζουν σταθερή πτώση τάσης 0.7 V όταν άγουν. Να βρεθούν οι u_- , u_A και u_o για:

(α) $u_i = +1V$

(β) $u_i = +2V$

(γ) $u_i = -1V$

(δ) $u_i = -2V$



– Οδηγίες επίλυσης

Για $u_i > 0$ άγει η διόδος D_1 .

Αν άγει η διόδος D_1 τότε όλο το ρεύμα περνάει από την D_1 και συνεπώς ο κλάδος της R χωρίς ροή ρεύματος δεν έχει πτώση τάσης, οπότε $u_o = 0$. Η D_2 έχει στα άκρα της $u_A = -0.7V$ και $u_o = 0$, οπότε δεν άγει.

Για $u_I < 0$ δεν άγει η δίοδος D_1 .

Αφού δεν άγει η δίοδος D_1 , περνάει όλο το ρεύμα από την R και ισχύει:

$$(u_I - u_-)/R = (u_- - u_o)/R \Rightarrow u_o = -u_I (R/R) = -u_I$$

Επομένως:

α) $u_I = +1V$ άρα $u_o = 0V$
 $u_A = -0.7V$ λόγω D_1
 $u_- = 0V$

β) $u_I = +2V$ άρα $u_o = 0V$
 $u_A = -0,7V$
 $u_- = 0V$

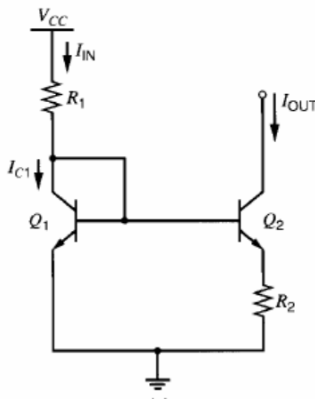
γ) $u_I = -1V$ άρα $u_o = 1V$ λόγω $u_o = -u_I$
 $u_A = 1.7V$ εφόσον άγει η D_2
 $u_- = 0V$

δ) $u_I = -2V$ άρα $u_o = 2V$
 $u_A = 2.7V$ εφόσον άγει η D_2
 $u_- = 0V$

Ενότητα 3η: Κυκλώματα αναφοράς τάσης και ρεύματος

- Εκφώνηση άσκησης 1:

Στο σχεδιασμό της πηγής ρεύματος Widlar του σχήματος πρέπει να επιλέγουν δύο αντιστάσεις για την παραγωγή ενός συγκεκριμένου ρεύματος εξόδου. Ο αντιστάτης R_1 καθορίζει το I_{IN} και ο αντιστάτης R_2 το I_{OUT} . Για τάση τροφοδοσίας V_{cc} και επιθυμητό ρεύμα I_{OUT} προσδιορίστε τις τιμές των δύο αντιστάσεων έτσι ώστε να είναι ελάχιστη η συνολική αντίσταση. Η απάντησή σας θα πρέπει να δοθεί ως συνάρτηση των R_1 και R_2 με τα V_{cc} και I_{OUT} . Τι τιμές δίνουν οι παραστάσεις αυτές για $V_{cc} = 30V$ και $I_O = 5\mu A$; Είναι οι τιμές αυτές πρακτικά κατάλληλες;



– Οδηγίες επίλυσης:

$$\text{Ισχύει } I_{IN} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = \frac{\dot{V}}{R_1} \quad (1)$$

$$\text{όπου } \dot{V} = V_{CC} - V_{BE}.$$

$$I_0 R_2 = V_T \ln \frac{I_{IN}}{I_0}$$

$$I_0 R_2 = V_T \ln \frac{\dot{V}}{I_0 R_1} \quad (\text{από 1})$$

$$\text{Οπότε } R_2 = \frac{V_T}{I_0} \ln \frac{\dot{V}}{I_0 R_1}$$

Έστω $f = R_1 + R_2 = R_1 + \frac{V_T}{I_0} \ln \frac{\dot{V}}{I_0 R_1}$. Λαμβάνοντας την παράγωγο ως προς R_1 προκύπτει:

$$\frac{\partial f}{\partial R_1} = 1 + \frac{V_T}{I_0} \frac{I_0 R_1}{\dot{V}} \left(-\frac{\dot{V}}{R_1} \right) = 1 - \frac{V_T}{I_0} \frac{1}{R_1}$$

Μηδενισμός της παραγώγου (ελάχιστο) ισχύει για $1 - \frac{V_T}{I_0} \frac{1}{R_1} = 0 \Rightarrow R_1 = \frac{V_T}{I_0}$, οπότε και

$$R_2 = \frac{V_T}{I_0} \ln \frac{\dot{V}}{I_0} \frac{I_0}{V_T}$$

Για $V_{CC} = 30 \text{ V}$ και $I_0 = 5 \text{ mA}$:

$$R_1 = 26 \text{ mV} / 5 \text{ } \mu\text{A} = 5.2 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = (26 \text{ mV} / 5 \text{ } \mu\text{A}) \ln (29.3 / 0.026) = 36.5 \text{ K}\Omega$$

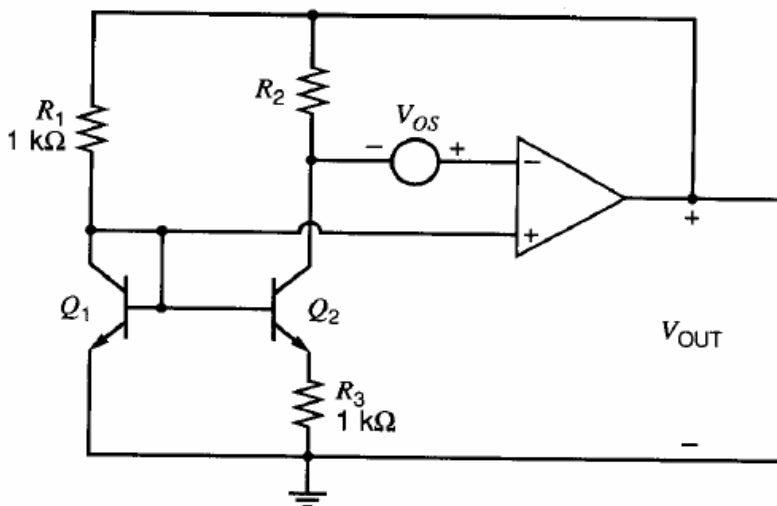
Η R_1 είναι πολύ μικρή πρακτικά, αφού το ρεύμα $I_{IN} = \frac{30 - 0.7}{5.2 \text{ K}} = 5.6 \text{ mA}$ που επιτρέπει είναι αρκετά μεγάλο.

- Εκφώνηση άσκησης 2:

Στο σχήμα δίνεται ένα κύκλωμα αναφοράς χάσματος ζώνης. Υποτίθεται ότι $\beta_F \rightarrow \infty$, $V_A \rightarrow \infty$, $I_{S1}=1 \times 10^{-15} \text{A}$, $I_{S2}=8 \times 10^{-15} \text{A}$ και ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός, με μόνη εξαίρεση μια πιθανή μη μηδενική τάση μετατόπισης V_{OS} , η οποία στο σχήμα μοντελοποιείται με μια πηγή τάσης.

(α) Θεωρώντας ότι τη R_2 ρυθμίζεται έτσι ώστε να θέσει τη V_{out} ίση με τη ζητούμενη τιμή για την οποία $dV_{out}/dT=0$ στους 25°C όταν είναι $V_{OS}=0$, να βρεθεί ο λόγος dV_{out}/dT στους 25°C για $V_{OS}=30\text{mV}$.

(β) για τις συνθήκες του ερωτήματος (α), το dV_{out}/dT είναι θετικό ή αρνητικό; Εξηγήστε την απάντησή σας.



Κύκλωμα αναφοράς χάσματος ζώνης

– Οδηγίες επίλυσης

(α) Ακολουθώντας τη διαδρομή της αρνητικής ανάδρασης προκύπτει η σχέση:

$$V_{out} = -V_{OS} + I_{R2}R_2 + V_{BE1}(1)$$

Όμως η αντίσταση R_2 διαρρέεται από το ρεύμα I_{C2} , το οποίο είναι κατά προσέγγιση ίσο με το ρεύμα I_{E2} που διαρρέει την αντίσταση R_3 .

$$I_{C2} = \frac{V_{R3}}{R_3}$$

$$V_{R3} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_1 I_{S2}}{I_2 I_{S1}} = V_T \ln \frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}}$$

Εφόσον $\beta_F \rightarrow \infty$ και ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός (οπότε η διαφορική τάση εισόδου του είναι μηδενική), οι πτώσεις τάσης στις αντιστάσεις R_1 και R_2 είναι ίσες. Αυτό σημαίνει ότι ο λόγος R_2/R_1 των αντιστάσεων καθορίζει το λόγο I_2/I_1 των ρευμάτων. Έτσι προκύπτει η σχέση:

Αντικαθιστώντας την παραπάνω σχέση στην εξίσωση (1) προκύπτει ότι:

$$V_{out} = -V_{OS} + \frac{V_T \ln \frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}}}{R_3} R_2 + V_{BE1} \quad (2)$$

Από τη σχέση αυτή φαίνεται ότι για την τάση μετατόπισης εξόδου ισχύει:

$$V_{OSout} = -V_{OS} \quad (3)$$

οπότε η σχέση

$$\left. \frac{dV_{out}}{dT} \right|_{T=T_0} = -\frac{V_{OSout}}{T_0}$$

λαμβάνει τη μορφή:

και έτσι για τους $25^\circ\text{C}=298\text{ K}$ ισχύει:

$$\left. \frac{dV_{out}}{dT} \right|_{T=T_0} = \frac{V_{OS}}{T_0}$$

$$\left. \frac{dV_{out}}{dT} \right|_{T=298\text{ K}} = \frac{V_{OS}}{T_0} = \frac{30\text{mV}}{298\text{ K}} = 101\text{ V/K}$$

(β) Σύμφωνα με την εκφώνηση η αντίσταση R_2 ρυθμίζεται σε μεγάλη τιμή, έτσι ώστε να θέσει τη V_{out} ίση με τη ζητούμενη τιμή για την οποία $dV_{out}/dT=0$ στους 25°C όταν είναι $V_{OS}=0$.

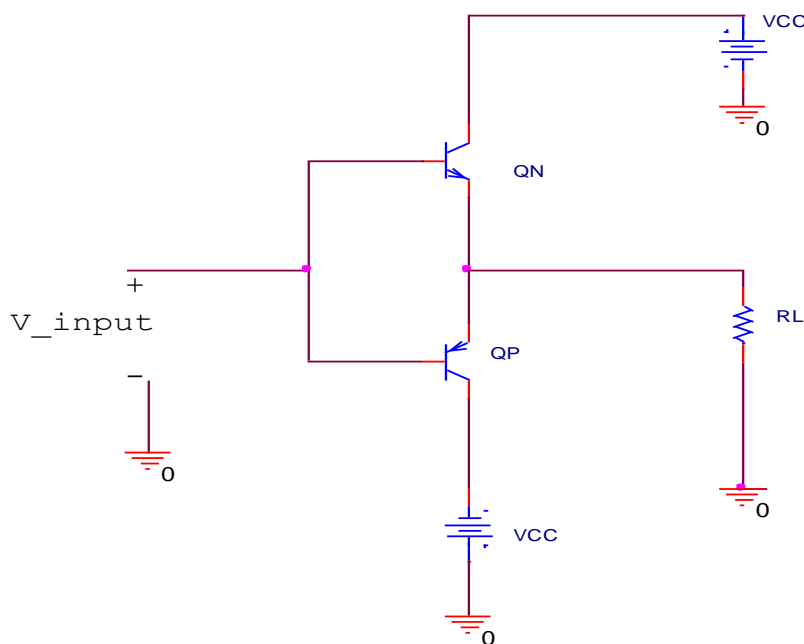
Ετσι, παρόλο που η θετική τιμή της V_{os} ($=30\text{ mV}$) μειώνει την V_{out} (εξισ. 1, 3), η μεγάλη τιμή της R_2 μεγαλώνει τον δεύτερο όρο, με τελικό αποτέλεσμα η μεταβολή της εξόδου V_{out} σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία να είναι θετική.

Ενότητα 4η: Ενισχυτές ισχύος

- Εκφώνηση άσκησης 1:

Βαθμίδα εξόδου τάξης Β απαιτείται να παρέχει μέση ισχύ 100W σε φορτίο 16Ω . Τα τροφοδοτικά πρέπει να είναι κατά 4V μεγαλύτερα από την αντίστοιχη μέγιστη ημιτονοειδή τάση εξόδου. Να βρεθεί η απαιτούμενη τάση τροφοδοσίας, το μέγιστο ρεύμα που θα παρέχει το κάθε τροφοδοτικό, η μέγιστη ισχύς τροφοδοσίας και ο δείκτης απόδοσης μετατροπής ενέργειας. Επίσης να βρεθεί η μέγιστη δυνατή κατανάλωση ισχύος σε κάθε τρανζίστορ για ημιτονοειδή είσοδο.

- Οδηγίες επίλυσης:



Στο σχήμα παρατίθεται ένα στάδιο εξόδου τάξης Β. Αποτελείται από ένα ζεύγος συμπληρωματικών τρανζίστορ (npn και pnp) συνδεδεμένο με τέτοιο τρόπο ώστε να μην μπορούν να άγουν και τα δύο ταυτόχρονα. Τα τρανζίστορ πολώνονται με μηδενικό ρεύμα και άγουν μόνο με την παρουσία σήματος εισόδου. Το κύκλωμα λειτουργεί σε «push-pull» συνδεσμολογία: το Q_N

ωθεί ρεύμα προς το φορτίο όταν η V-input είναι θετική και το Q_P τραβά ρεύμα από το φορτίο όταν η V-input είναι αρνητική.

Αν θεωρηθεί ημιτονοειδές σήμα εξόδου πλάτους V_o , η μέση ισχύς φορτίου θα δίνεται από τη σχέση $P_L = (1/2) (V_o^2 / R_L)$ από όπου προσδιορίζεται το πλάτος της τάσης εξόδου V_o :

$$100 = (1/2) (V_o^2 / 16) \Rightarrow V_o = 56.6 \text{ V}$$

Σύμφωνα με την εκφώνηση τα τροφοδοτικά πρέπει να έχουν τάση κατά 4V μεγαλύτερη από την αντίστοιχη μέγιστη τάση εξόδου V_o , δηλαδή :

$$V_{CC} = 56.6 + 4 = 60.6 \text{ V}$$

οπότε επιλέγεται τιμή $V_{CC} = 61 \text{ V}$.

Το ρεύμα που αντλείται από το κάθε τροφοδοτικό θα έχει τη μορφή ημιανορθωμένου ημιτόνου με μέγιστο πλάτος $I_o = V_o / R_L = 56.6 / 16 = 3.54 \text{ A}$.

Η μέση ισχύς που παρέχει καθένα από τα δύο τροφοδοτικά είναι :

$$P_{S+} = P_{S-} = (1/\pi) I_o V_{CC} = 68.7 \text{ W}$$

και η συνολική ισχύς των δύο τροφοδοτικών ισούται με $P_S = 137.4 \text{ W}$.

Η απόδοση λοιπόν δίνεται από τη σχέση:

$$\eta = P_L / P_S = 100 / 137.4 \text{ ή } 73\%$$

Η μέση ισχύς που καταναλώνεται στα δύο τρανζίστορ εξόδου της τάξης B είναι :

$$P_D = P_S - P_L = 37.4 \text{ W}$$

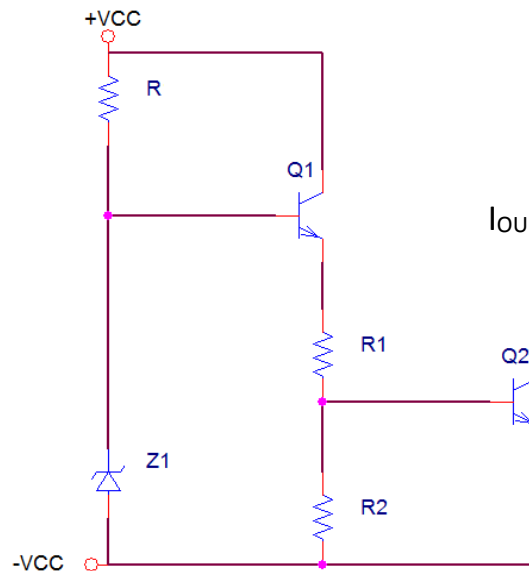
Η μέγιστη κατανάλωση ισχύος (η χειρότερη περίπτωση) στα δύο τρανζίστορ εξόδου της τάξης B είναι:

$$P_{Dmax} = 2 V_{CC}^2 / (\pi^2 R_L) = 2 \times 61^2 / (\pi^2 \times 16) = 47.2 \text{ W}.$$

Άρα η μέγιστη δυνατή καταναλισκόμενη ισχύς σε κάθε τρανζίστορ είναι 23.6 W.

- Εκφώνηση άσκησης 2:

Δίνεται το κύκλωμα θερμικής προστασίας του σχήματος. Στους 25° C η διόδος zener Z₁ (με V_Z = 6.8V) παρουσιάζει TC ίσο με 2mV/°C και τα Q₁, Q₂ είναι διπολικά τρανζίστορ με V_{BE} = 0.7V για ρεύμα 100 μΑ και έχουν TC ίσο με -2 mV/° C. Να σχεδιαστεί το κύκλωμα έτσι ώστε στους 125° C να ρέει ρεύμα 100 μΑ στο καθένα από τα Q₁, Q₂. Ποιο είναι το ρεύμα του Q₂ στους 25° C;



– Οδηγίες επίλυσης

Για ευκολία θεωρείται ότι στο κύκλωμα -V_{CC}=0V.

Γνωρίζοντας την τάση της διόδου zener στη θερμοκρασία των 25° C υπολογίζεται η αντίστοιχη στους 125° C από τη σχέση:

$$\Delta V_Z = \Delta T \cdot TC \Rightarrow$$

$$V_{Z@125} = V_{Z@25} + \Delta T \cdot TC \Rightarrow$$

$$V_{Z@125} = 6.8 + (125 - 25) \cdot 0.002 = 7V$$

$$V_{E1@125} = V_{B@125} - V_{BE} + \Delta T \cdot TC \Rightarrow$$

$$V_{E1@125} = V_{Z@125} - V_{BE} + \Delta T \cdot TC \Rightarrow$$

$$V_{E1@125} = 7 - 0.7 + (125 - 25) \cdot 0.002 = 6.5V$$

Η τάση V_{B2} = V_{BE2} υπολογίζεται ως V_{BE2} = V_{BE} - 100x0.002 = 0.5V

Άρα, αφού το ρεύμα που διαρρέει τις αντιστάσεις R₁, R₂ είναι περίπου 100μΑ (ρεύμα τρανζίστορ Q₁) προκύπτει:

$$R_2 = \frac{0.5V}{100\mu A} = 5k\Omega \text{ και } R_1 = \frac{6.5V - 0.5V}{100\mu A} = 60k\Omega .$$

Στους 25°C είναι $V_Z = 6.8\text{V}$ ενώ $V_{E1} = 6.8 - 0.7 = 6.1\text{V}$. Από το διαιρέτη τάσης R_1 - R_2 υπολογίζεται η τάση $V_{B2} = 6.1 \cdot \frac{5}{60+5} = 0.469\text{V} = V_{BE2}$. Συνεπώς το ρεύμα εξόδου I_{C2} στους 25°C ισούται με:

$$I_{C2} = 100 e^{(469-700)/25} = 0.01 \mu\text{A}.$$

Ενότητα 5η: Κυκλώματα ελέγχου ισχύος

- Εκφώνηση άσκησης 1:

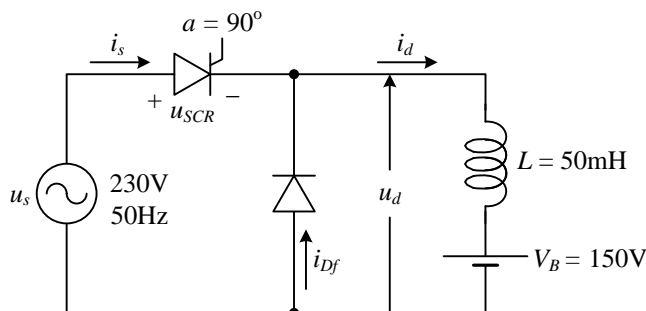
Στο κύκλωμα του Σχ. 5.1, η γωνία έναυσης του SCR είναι ίση με $a = 90^\circ$. Το φορτίο αποτελείται από μια πηγή συνεχούς τάσης με τιμή $V_B = 150\text{V}$ και μια επαγωγή $L = 50\text{mH}$. Αν η τάση του δικτύου είναι $230\text{V}/50\text{Hz}$, να σχεδιαστούν οι κυματομορφές:

- του ρεύματος στο φορτίο i_d ,
- του ρεύματος στο δίκτυο i_s ,
- του ρεύματος στη διάοδο ελεύθερης ροής i_{Df} ,
- της τάσης φορτίου u_d
- της τάσης στα άκρα του SCR u_{SCR} .

– Οδηγίες επίλυσης:

Ο SCR άγει από τη γωνία έναυσης $a = 90^\circ$, έως τις 180° , όπου ξεκινά η αγωγή της διόδου ελεύθερης ροής. Το ρεύμα του φορτίου λαμβάνει τη μέγιστη τιμή στη γωνία θ_1 , όπου η τάση της πηγής u_s γίνεται ίση με την V_B . Επομένως

$$\sqrt{2} \cdot 230 \sin \delta = 150 \Rightarrow \delta = 27.46^\circ \text{ και } \theta_1 = 180^\circ - \delta = 152.54^\circ$$



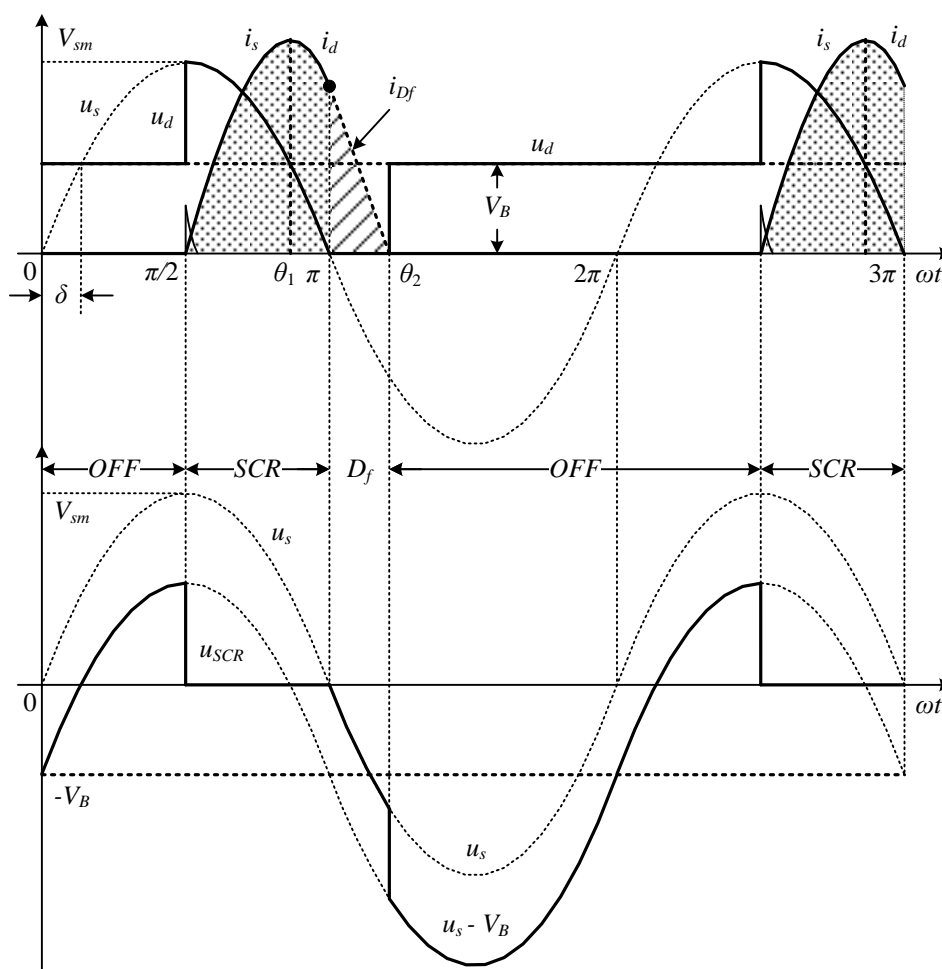
Σχ. 5.1 Ανорθωτής με διάοδο ελεύθερης ροής και ενεργό φορτίο

Η κυματομορφή του ρεύματος στο διάστημα από a έως π , ορίζεται από τη σχέση,

$$V_{sm} \sin(\omega t) - V_B = L \frac{di_d}{dt} \Rightarrow i_d = \frac{1}{L} \int_{a/\omega}^{\theta/\omega} [\sqrt{2} \cdot 230 \sin(\omega t) - 150] dt$$

στην οποία θέτοντας $\theta = \theta_1$, προκύπτει η μέγιστη τιμή του ρεύματος φορτίου $i_d(\theta_1) = 7.9A$, ενώ με $\theta = \pi$ υπολογίζεται η τιμή του ρεύματος φορτίου στις 180° , η οποία είναι ίση με $i_d(\pi) = 5.7A$.

Στο διάστημα αγωγής της διόδου ελεύθερης ροής, η τάση της πηγής V_B προκαλεί τη γραμμική μείωση του ρεύματος φορτίου. Η γωνία θ_2 , όπου το ρεύμα i_d μηδενίζεται, ορίζεται από τη σχέση



Σχ. 5.2 Κυματομορφές του κυκλώματος στο Σχ. 5.1

$$i_d = - \int_{\pi/\omega}^{\theta/\omega} \frac{V_B}{L} dt + i_d(\pi) \Rightarrow 0 = - \int_{\pi/\omega}^{\theta_2/\omega} \frac{150}{0.05} dt + 5.7 \Rightarrow \theta_2 = 214.2^\circ$$

Με βάση τα παραπάνω, σχεδιάζονται οι κυματομορφές του κυκλώματος στο Σχ. 5.2. Το ρεύμα στη δίοδο D_f ρέει στο διάστημα π έως θ_2 και έχει γραμμική μεταβολή. Στο διάστημα αυτό, η τάση του φορτίου είναι μηδενική και η τάση στα άκρα του SCR είναι ίση με $u_{SCR} = u_s$.

Μετά τη γωνία θ_2 , το ρεύμα είναι μηδενικό και έτσι η δίοδος και το SCR είναι σε κατάσταση αποκοπής. Η τάση του SCR είναι ίση με $u_{SCR} = u_s - V_B$, ενώ $u_d = V_B$.

- Εκφώνηση άσκησης 2:

Ο μονοφασικός ανορθωτής γέφυρας με SCR του Σχ. 5.3, χρησιμοποιείται για τη φόρτιση μιας μπαταρίας με εσωτερική αντίσταση $r = 0.5\Omega$ και τάση $V_b = 200V$. Η τάση του δικτύου είναι 220V στα 50Hz. Η γωνία έναυσης των SCR είναι $a = 90^\circ$.

I. Να σχεδιασθούν οι κυματομορφές:

- της τάσης u_d και του ρεύματος i_d εξόδου,
- του ρεύματος εισόδου i_s και των ρευμάτων μέσω των $SCR_{1,2}$ και $SCR_{3,4}$,
- των τάσεων στα άκρα του SCR_1 και του SCR_4 .

II. Να ορισθούν:

- η περιοχή ελέγχου της γωνίας έναυσης,
- η μέση I_d και η ενεργός τιμή I_{drms} του ρεύματος στο φορτίο,
- η ισχύς φόρτισης της μπαταρίας P_b και η ισχύς απωλειών P_{loss} .

– Οδηγίες επίλυσης:

I. Οι κυματομορφές του ανορθωτή γέφυρας φόρτισης της μπαταρίας εικονίζονται στο Σχ. 5.4. Η τάση στα άκρα του SCR_1 , στα χρονικά διαστήματα που δεν άγει κανένας διακόπτης, είναι ίση με $(u_s/2) - (V_b/2)$. Όταν άγουν οι $SCR_{3,4}$ η τάση του SCR_1 είναι ίση με την τάση του δικτύου. Αντίστοιχα, η τάση στα άκρα του SCR_4 , στα χρονικά διαστήματα που δεν άγει κανένας διακόπτης, είναι ίση με $-(u_s/2) - (V_b/2)$. Οι SCR θεωρούνται ιδανικοί, ενώ η πολικότητα των τάσεων ορίζεται στο Σχ. 5.3.

II-α) Η γωνία έναυσης πρέπει να είναι στην περιοχή

$$\delta = \sin^{-1}(V_b/V_{sm}) = \sin^{-1}(200/\sqrt{2} \cdot 220) = 40^\circ \text{ και } \delta < a < \pi - \delta, \quad 40^\circ < a < 140^\circ$$

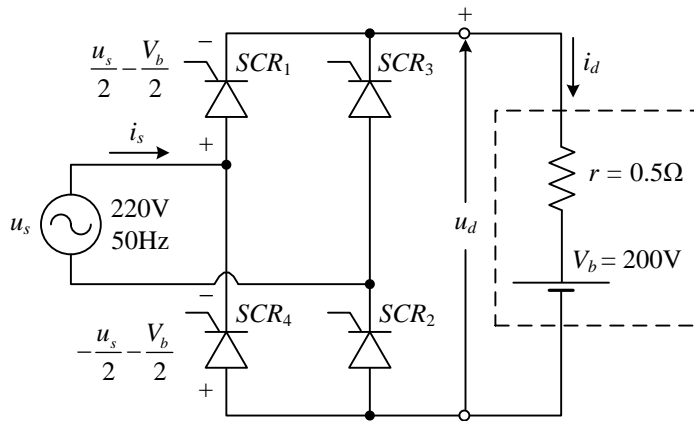
II-β) Η μέση και η ενεργός τιμή του ρεύματος, ορίζονται από τις σχέσεις

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi-\delta} \frac{V_{sm} \sin(\omega t) - V_b}{r} d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{90^\circ}^{140^\circ} \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \sin(\omega t) - 200}{0.5} d(\omega t) = 40.62A$$

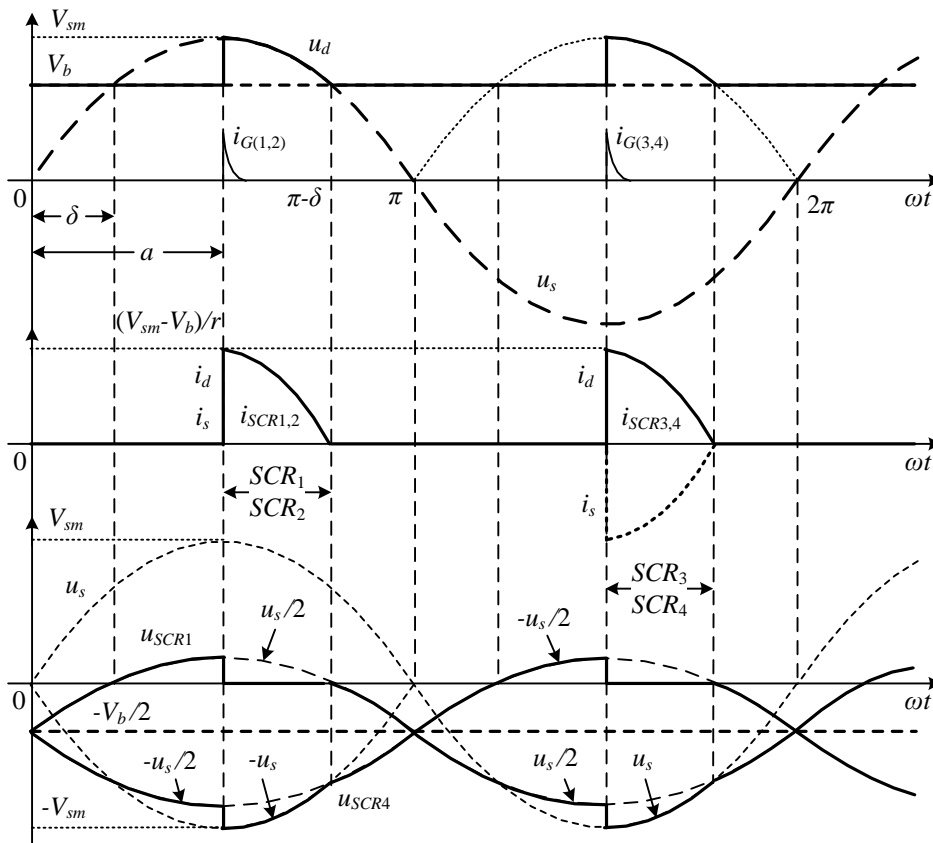
και

$$I_{drms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_a^{\pi-\delta} \left(\frac{V_{sm} \sin(\omega t) - V_b}{r} \right)^2 d(\omega t)} = 84.77 \text{ A}$$

Π-γ) Η ισχύς φόρτισης υπολογίζεται από τη μέση τιμή του ρεύματος, ενώ η ισχύς απωλειών στην εσωτερική αντίσταση της μπαταρίας από την ενεργό τιμή του ρεύματος. Επομένως



Σχ. 5.3 Ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας για τη φόρτιση μπαταρίας



Σχ. 5.4 Κυματομορφές του κυκλώματος στο Σχ. 5.3

$$P_b = V_b \cdot I_d = 200 \cdot 40.62 = 8124 \text{ W}$$

και

$$P_{loss} = I_{drms}^2 \cdot r = 84.77^2 \cdot 0.5 = 3593 \text{ W} .$$