

Ηλεκτρονική 2

Anonymous

28 Μαρτίου 2022

Περιεχόμενα

| | | |
|-----------|--|-----------|
| I | Ασκήσεις από opencourses.auth.gr | 2 |
| 1 | Διαφορικός Ενισχυτής με MOS και BJT | 2 |
| 1.1 | Άσκηση | 2 |
| 1.2 | Άσκηση | 2 |
| 1.3 | Άσκηση | 3 |
| 2 | Ασκήσεις μονοπολικών τρανζίστορ (MOS) | 5 |
| 2.1 | Άσκηση | 5 |
| 3 | Ασκήσεις διπολικών τρανζίστορ | 6 |
| 3.1 | Άσκηση | 6 |
| 4 | Πολυβάθμιοι ενισχυτές | 7 |
| 4.1 | Άσκηση | 7 |
| 5 | Ανάδραση | 9 |
| 5.1 | Άσκηση | 9 |
| 5.2 | Άσκηση | 10 |
| 6 | Ταλαντωτές – Γεννήτριες σήματος | 11 |
| 6.1 | Άσκηση | 11 |
| 7 | Τελεστικός ενισχυτής | 12 |
| 7.1 | Άσκηση | 12 |
| 7.2 | Άσκηση | 13 |
| II | Παλιά θέματα | 14 |
| 8 | Πίνακας Θεμάτων | 15 |
| 9 | Διαφορικοί Ενισχυτές | 15 |
| 9.1 | Άσκηση 7.68 Sedra-Smith | 15 |
| 9.2 | Άσκηση Σ13,Φ12 | 17 |
| 9.3 | Άσκηση Φ15 | 17 |
| 10 | Υψηλές/Χαμηλές Συχνότητες | 18 |
| 10.1 | Άσκηση Φ17,Σ15,Ι14 | 18 |
| 10.2 | Άσκηση Φ12 | 21 |
| 11 | Πολυβάθμιοι Ενισχυτές | 23 |
| 11.1 | Άσκηση Φ17,Σ16 | 23 |
| 11.2 | Άσκηση Φ12,Sedra (Παρ. 9.6) | 24 |
| 11.3 | Άσκηση Σ12 | 25 |
| 12 | Ανάδραση | 27 |
| 12.1 | Άσκηση Φ16,Ι14,Σ12 | 27 |
| 13 | Ταλαντωτές | 29 |
| 13.1 | Άσκηση Φ16 | 29 |
| 13.2 | Άσκηση Ι14,Σ13 | 31 |
| 13.3 | Άσκηση Σ12 | 32 |

Μέρος Ι

Ασκήσεις από opencourses.auth.gr

1 Διαφορικός Ενισχυτής με MOS και BJT

1.1 Άσκηση

Σε διαφορικό ενισχυτή με διπολικά τρανζίστορ και ωμικό φορτίο χρησιμοποιούμε πηγή ρεύματος πόλωσης 6mA. Τα δύο τρανζίστορ έχουν $\alpha = 1$ και δεν είναι ταιριασμένα: το ένα έχει μιάμιση φορά μεγαλύτερη επιφάνεια ένωσης εκπομπού από το άλλο.

- Για διαφορικό σήμα εισόδου μηδέν volt ποιες είναι οι τιμές των ρευμάτων συλλέκτη;
- Πόση διαφορική είσοδο απαιτείται για ισοστάθμιση των ρευμάτων συλλέκτη;

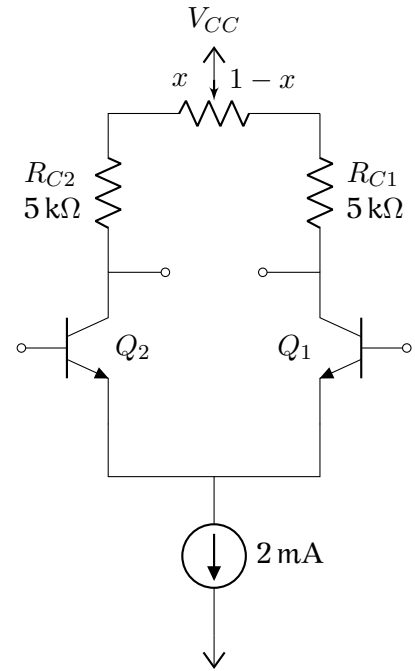
Λύση

- Το ρεύμα πόλωσης θα μοιραστεί στα δύο τρανζίστορ ανάλογα με την επιφάνεια ένωσης εκπομπού του καθενός. Επομένως, χωρίς είσοδο θα είναι: $I_{E1} = 1,5I_{E2}$ και $I_{E1} + I_{E2} = 6\text{mA} \Rightarrow 1,5I_{E2} + I_{E2} = 6\text{mA} \Rightarrow 2,5I_{E2} = 6\text{mA} \Rightarrow I_{E2} = 2,4\text{mA}$, και $I_{E1} = 3,6\text{mA}$
Για $\alpha = 1$ θα είναι: $I_{C1} = 3,6\text{mA}$ και $I_{C2} = 2,4\text{mA}$
- Για την ισοστάθμιση των ρευμάτων συλλέκτη έστω ότι χρειάζεται μια διαφορική τάση $V_d = V_{B2} - V_{B1}$. Τα ρεύματα i_{E1} και i_{E2} είναι: $i_{E1} = I_{S1} \cdot e^{((V_{B1}-V_E)/V_T)}$
 $i_{E2} = I_{S2} \cdot e^{((V_{B2}-V_E)/V_T)}$, όπου $\frac{I_{S1}}{I_{S2}} = 1,5$ Για να είναι τα δύο ρεύματα ίσα θα πρέπει να ισχύει: $\frac{i_{E1}}{i_{E2}} = 1 \Rightarrow 1 = 1,5e^{((V_{B1}-V_{B2})/V_T)} \Rightarrow V_d = V_{B2} - V_{B1} = V_T \ln 1,5 = 10,14\text{mV}$

1.2 Άσκηση

Μια τεχνική εξουδετέρωσης της εκτροπής υλοποιείται με το κύκλωμα του σχήματος. Να βρεθεί το κλάσμα x του ποτενσιόμετρου που συνδέεται σε σειρά με την R_{C1} για την εξουδετέρωση της τάσης εκτροπής που εμφανίζεται στην έξοδο όταν:

- α. Η R_{C1} είναι 5% μεγαλύτερη από την ονομαστική της τιμή και η R_{C2} 5% μικρότερη.
- β. Το τρανζίστορ Q_1 έχει επιφάνεια 10% μεγαλύτερη από το Q_2 .



Λύση

- α. Οι τιμές των αντιστάσεων θα είναι:

$$R_{C1} = 5 \cdot 1,05 = 5,25 \text{ k}\Omega$$

$$R_{C2} = 5 \cdot 0,95 = 4,75 \text{ k}\Omega$$

Για να γίνει αντιστάθμιση της εκτροπής θα πρέπει: $R_{C1} + x(1 \text{ k}\Omega) = R_{C2} + (1+x)(1 \text{ k}\Omega) \Rightarrow 5,25 + x = 4,75 + 1 - x \Rightarrow x = 0,25$

- β. Η διαφορά 10% μεταξύ των επιφανειών θα εμφανιστεί πρακτικά ως διαφορά μεταξύ των ρευμάτων συλλέκτη. Έτσι θεωρώντας ότι η διαφορά είναι $\pm 5\%$ (μοιράζεται εξίσου στα δύο εξαρτήματα), τα ρεύματα θα είναι:

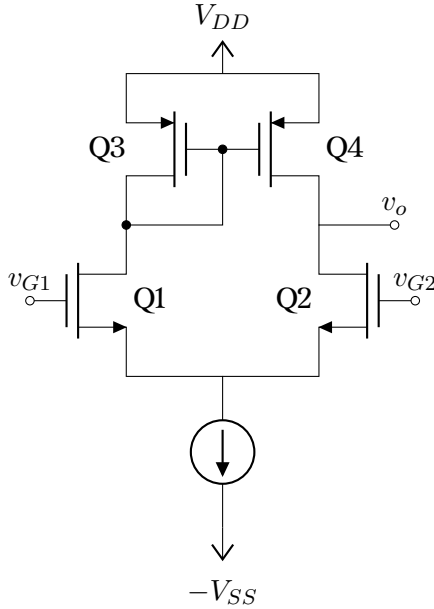
$$I_{C1} = \frac{I}{2} \cdot 1,05 = 1,05 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \frac{I}{2} \cdot 0,95 = 0,95 \text{ mA}$$

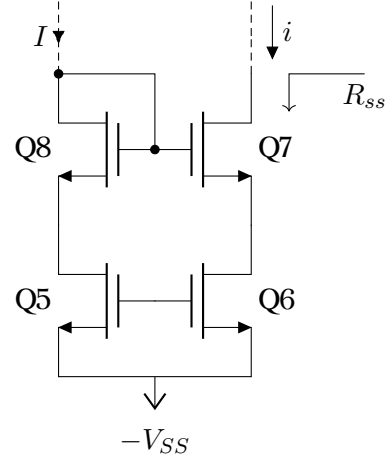
Για αντιστάθμιση της εκτροπής θα πρέπει οι πτώσεις τάσης στους δύο κλάδους συλλέκτη να είναι ίσες: $1,05(x + 5) = 0,95((1 - x) + 5) \Rightarrow x = 0,225$

1.3 Άσκηση

Στο διαφορικό ενισχυτή του σχήματος (α) στην θέση της πηγής I χρησιμοποιούμε α) απλό καθρέπτη ρεύματος, οπότε $R_{SS} = r_o$, β) καθρέπτη Wilson όπως στο σχήμα β, οπότε $R_{SS} = g_{m7}r_{o7}r_{o8}$. Αν όλα τα τρανζίστορ έχουν την ίδια τιμή για τα V_A και $k' \frac{W}{L}$, να δείξετε ότι στην περίπτωση (α) $CMRR = 2(V_A/V_{OV})^2$ ενώ για την (β) θα είναι $CMRR = 2\sqrt{2}(V_A/V_{OV})^3$. Η V_{OV} είναι η τάση υπεροδήγησης που αντιστοιχεί σε ρεύμα $I_D = I/2$. Για τιμές $k'W/L = 10 \text{ A/V}^2$, $I = 1 \text{ mA}$ και $|V_A| = 20 \text{ V}$ να υπολογιστεί ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος $CMRR$ για τις δύο περιπτώσεις.



Σχήμα α



Σχήμα β

Λύση Για τον υπολογισμό του $CMRR$ ισχύει η σχέση: $CMRR = (g_m r_o)(g_m R_{SS})$, για την αντίσταση εξόδου $r_o = V_A/I_D$ και για την διαγωγιμότητα $g_m = (2I_D/V_{OV})$.

- α. Για τον απλό καθρέπτη ρεύματος η αντίσταση εξόδου του R_{SS} δίνεται από τον τύπο $r_o = V_A/I_D$ αλλά για το ρεύμα I_D διπλάσιο από ότι στα τρανζίστορ του διαφορικού. Επομένως:

$$CMRR = [g_m r_o][g_m R_{SS}] = \left[\left(\frac{2I_D}{V_{OV}} \right) \left(\frac{V_A}{I_D} \right) \right] \left[\left(\frac{2I_D}{V_{OV}} \right) \left(\frac{V_A}{2I_D} \right) \right] = \left(\frac{2I_D}{V_{OV}} \right) \left(\frac{V_A}{I_D} \right) = 2 \left(\frac{V_A}{V_{OV}} \right)^2$$

- β. Για τον τροποποιημένο καθρέπτη Wilson, η αντίσταση εξόδου του R_{SS} δίνεται από τον τύπο $R_{SS} = g_{m7} r_{o7} r_{o8}$. Εδώ και πάλι πρέπει να υπολογιστούν οι r_o για ρεύμα I_D διπλάσιο από ότι στα τρανζίστορ του διαφορικού, αλλά επιπλέον πρέπει να υπολογιστεί και το g_{m7} για διαφορικό V_{OV_S} που αντιστοιχεί σε ρεύμα I_D διπλάσιο από ότι στα τρανζίστορ του διαφορικού. Έτσι θα έχουμε:

$$V_{OV_S} = \sqrt{\left(\frac{4I_D}{k'W/L} \right)} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{2I_D}{k'W/L} \right)} = \sqrt{2}V_{OV}$$

Αντικαθιστώντας στον τύπο:

$$CMRR = [g_m r_o][g_m R_{SS}] = \left[\left(\frac{2I_D}{V_{OV}} \right) \left(\frac{V_A}{I_D} \right) \right] \cdot \left[\left(\frac{2I_D}{V_{OV}} \right) \left(\frac{4I_D}{\sqrt{2}V_{OV}} \right) \right] \cdot \left[\left(\frac{V_A}{2I_D} \right) \left(\frac{V_A}{2I_D} \right) \right] = \left(\frac{4}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{V_A}{V_{OV}} \right)^3 = (2\sqrt{2}) \left(\frac{V_A}{V_{OV}} \right)$$

⇒ Με τις αριθμητικές τιμές που δίνονται είναι:

$$V_{OV} = \sqrt{\left(\frac{2I_D}{k'W/L} \right)} = \sqrt{\left(\frac{2 \cdot \frac{1}{10}}{10} \right)} = 0,316 \text{ V}$$

Άρα για:

α.

$$CMRR = 2 \left(\frac{V_A}{V_{OV}} \right)^2 = 2 \left(\frac{20}{0,316} \right)^2 = 8011 \rightarrow 20 \log(8011) = 78 \text{ dB}$$

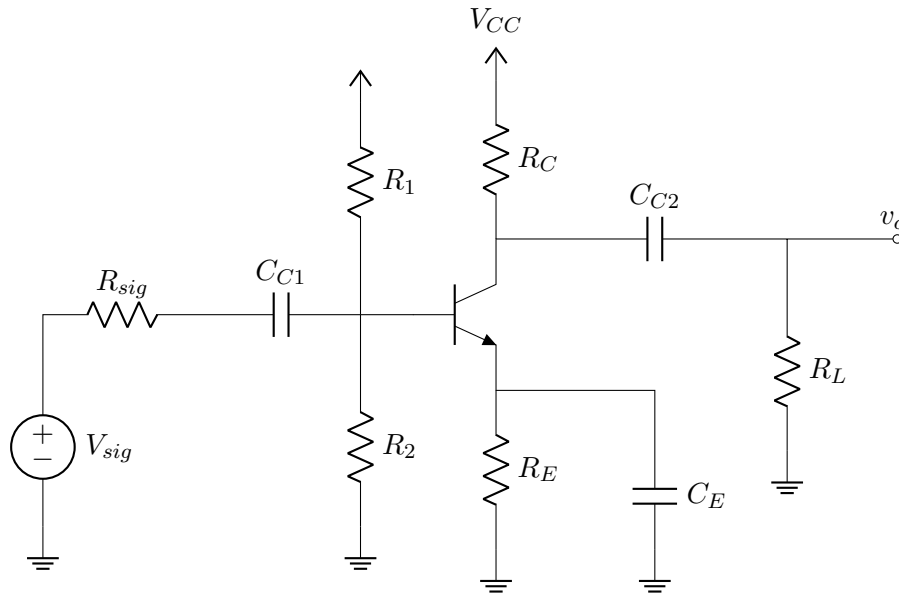
β.

$$CMRR = 2\sqrt{2} \left(\frac{20}{0,316} \right)^3 = 717090 \rightarrow 20 \log(717090) = 117 \text{ dB}$$

2 Ασκήσεις μονοπολικών τρανζίστορ (MOS)

2.1 Άσκηση

Στον ενισχυτή του σχήματος είναι: $R_{sig} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_B = R_1 \parallel R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $r_x = 100 \Omega$, $r_\pi = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta = 100$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$. Ποια πρέπει να είναι η τιμή του λόγου C_E/C_{C1} ώστε να εξισωθεί η συμβολή αυτών των δύο πυκνωτών στον καθορισμό της χαμηλής συχνότητας αποκοπής f_L ; (Στον υπολογισμό να ληφθεί υπόψη και η r_x)



Λύση Η ισοδύναμη αντίσταση R_{C1} που συμμετέχει με τον πυκνωτή C_{C1} στον υπολογισμό του αντίστοιχου πόλου είναι: $R_{C1} = R_{sig} + [R_B \parallel (r_\pi + r_x)] = 10 + [10 \parallel (0,1 + 1)] = 10,99 \text{ k}\Omega$.

Η ισοδύναμη αντίσταση R'_E που συμμετέχει με τον πυκνωτή C_E στον υπολογισμό του αντίστοιχου πόλου είναι:

$$R'_E = R_{sig} + \left[\frac{r_x + r_\pi + (R_B \parallel R_{sig})}{\beta + 1} \right] = 1 \parallel \left[\frac{0,1 + 1 + (10 \parallel 10)}{100 + 1} \right] = 57 \Omega$$

Για να εξισωθεί η συμβολή δύο πυκνωτών στον καθορισμό της χαμηλής συχνότητας αποκοπής f_L θα πρέπει να ισχύει: $C_E R'_E = C_{C1} R_{C1}$.

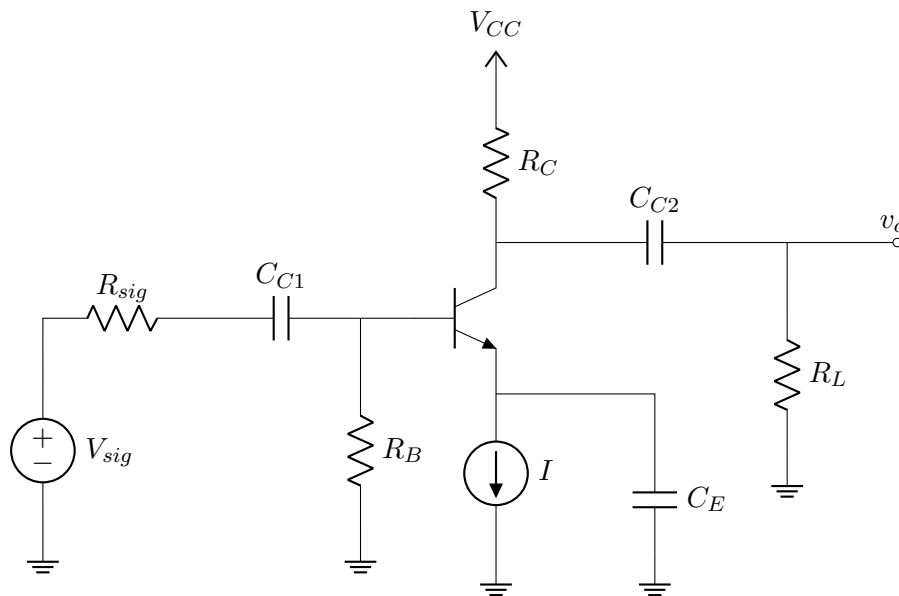
Οπότε θα πρέπει να είναι:

$$\frac{C_E}{C_{C1}} = \frac{R_{C1}}{R'_E} = \frac{10,99}{0,057} = 192,8$$

3 Ασκήσεις διπολικών τρανζίστορ

3.1 Άσκηση

Στον ενισχυτή του σχήματος είναι: $R_{sig} = 5 \text{ k}\Omega$, $R_B = 100 \text{ k}\Omega$, $R_C = 8 \text{ k}\Omega$, $R_L = 5 \text{ k}\Omega$, $V_A = 100 \text{ V}$, $C_\mu = 1 \text{ pF}$, $\beta = 100$, $r_x = 50 \Omega$, $f_T = 800 \text{ MHz}$. Για $I = 1 \text{ mA}$ το κέρδος στις μέσες συχνότητες A_M είναι -39 και η συχνότητα αποκοπής f_H με προσέγγιση χωρητικότητας Miller είναι 1 kHz . Για την μελέτη επίδρασης του ρεύματος πόλωσης έστω ότι το I γίνεται 2 mA και αλλάζουν μόνο οι $R_B = 50 \text{ k}\Omega$ και $R_C = 4 \text{ k}\Omega$. Να βρεθούν οι νέες τιμές των A_M και f_H και να συγκριθούν α. το γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης και β. η κατανάλωση ισχύος για τις δύο περιπτώσεις.



Λύση

Για $I = 2 \text{ mA}$ η διαγωγιμότητα g_m θα είναι:

$$g_m = \frac{2}{0,025} 80 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = \beta / g_m = \frac{100}{80} = 1,25 \text{ k}\Omega$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100}{2} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$C_\pi + C_\mu = g_m / \omega_T = 80 \cdot 10^{-3} / (2\pi 800) = 15,9 \text{ pF} \Rightarrow$$

$$C_\pi = 15,9 - C_\mu = 14,9 \text{ pF}$$

Ο πυκνωτής του άκρου που πηγαίνει στη γείωση καθορίζει το είδος του ενισχυτή, π.χ. εδώ έχω $C_E \rightarrow$ γείωση, άρα κοινού εκπομπού.

Το κέρδος A_M είναι:

$$A_M = -\frac{R_B}{R_B + R_{sig}} \frac{r_\pi}{r_\pi + r_x + (R_B \parallel R_{sig})} g_m R'_L$$

όπου $R'_L = r_o \parallel R_C \parallel R_L$.

Αντικαθιστώντας τις τιμές προκύπτει $R'_L = 50 \parallel 4 \parallel 5 = 2,1 \text{ k}\Omega$ και

$$A_M = -\frac{50 \cdot 1,25 \cdot 80 \cdot 2,1}{[(50 + 5)(1,25 + 0,05 + (50 \parallel 5))]} = -32,66 \text{ V/V}$$

Για τον υπολογισμό της συχνότητας f_H υπολογίζονται οι τιμές των C_{in} και R'_{sig} από τους σχετικούς τύπους:

$$C_{in} = 14,9 + 1(1 + 168) = 183,9 \text{ pF (όπου } 168 = g_m R'_L)$$

$$R'_{sig} = 1,25 \parallel (50 + (50 \parallel 5)) = 0,983 \text{ k}\Omega$$

Η συνότητα f_H είναι:

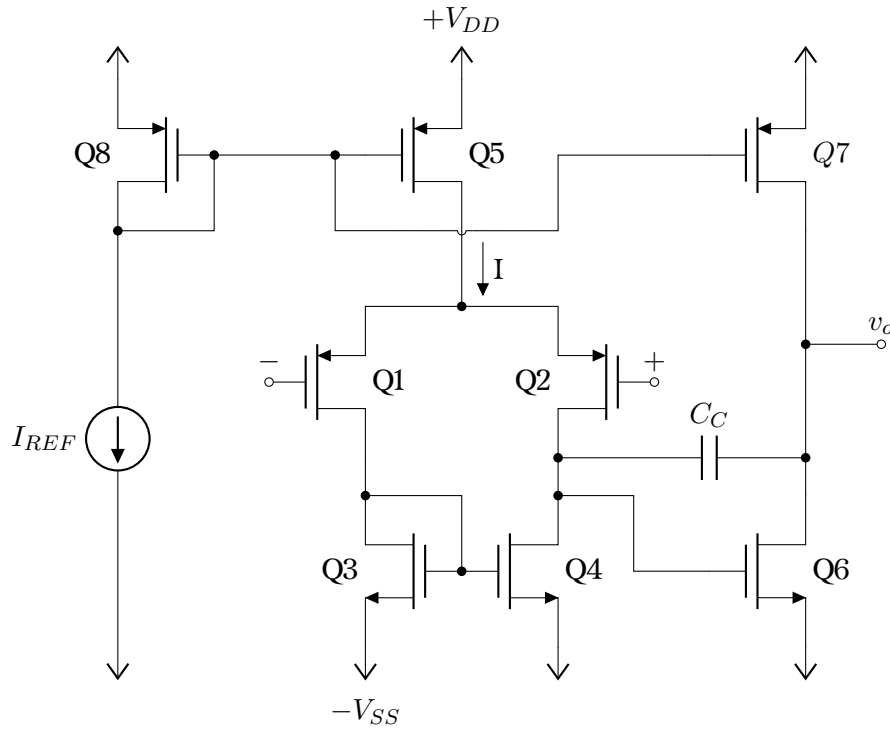
$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot 183,9 \cdot 10^{-12} \cdot 983} = 880 \text{ kHz}$$

- α. Το γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης ήταν αρχικά $39 \cdot 754 = 29,4 \cdot 10^6$ και μετά την αλλαγή είναι $3,66 \cdot 880 = 28,7 \cdot 10^6$ δηλαδή παρέμεινε σχεδόν σταθερό. Με την αλλαγή επιτεύχθηκε μεγαλύτερο εύρος λειτουργίας σε βάρος του κέρδους.
- β. Με δεδομένο ότι η τάση τροφοδοσίας είναι η ίδια, ο διπλασιασμός του ρεύματος πόλωσης συνεπάγεται και διπλασιασμό της καταναλισκόμενης ισχύος. ($P = I \cdot V_{supply}$).

4 Πολυβάθμιοι ενισχυτές

4.1 Άσκηση

Για τον ενισχυτή του σχήματος τα τρανζίστορ έχουν $L = 0,8 \mu\text{m}$ και $V'_{An} = 25 \text{ V}/\mu\text{m}$, $|V'_{Ap}| = 20 \text{ V}/\mu\text{m}$. Αν για όλα τα τρανζίστορ η τάση υπεροδήγησης είναι $V_{OV} = 0,25 \text{ V}$ και το δεύτερο στάδιο πολώνεται στα $0,4 \text{ mA}$, να υπολογιστούν τα κέρδη A_1 , A_2 το κέρδος τάσης ανοικτού βρόχου A_o και η αντίσταση εξόδου R_o του ενισχυτή. Πόση θα είναι η αντίσταση εξόδου ενός ενισχυτή τάσης μοναδικού κέρδους που χρησιμοποιεί αυτόν τον τελεστικό; (Υπενθυμίζεται ότι ισχύει $(W/L)_6 / (W/L)_4 = 2 \cdot (W/L)_7 / (W/L)_5$)



Λύση

Υπολογίζεται αρχικά η τάση Early των τρανζίστορ:

$$V_{An} = V'_{An} L = 25 \cdot 0,8 = 20 \text{ V}$$

$$|V_{Ap}| = |V'_{Ap}| L = 20 \cdot 0,8 = 16 \text{ V}$$

Το κέρδος της πρώτης βαθμίδας είναι $A_1 = g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4})$, ενώ της δεύτερης $A_2 = g_{m6}(r_{o6} \parallel r_{o7})$. Τα ρεύματα των Q_6 , Q_7 είναι 0,4 mA οπότε:

$$r_{o6} = 20/0,4 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$r_{o7} = 16/0,4 = 40 \text{ k}\Omega$$

$$g_{m6} = 2 \cdot 0,4/0,25 = 3,2 \text{ mA/V}$$

Για την αποφυγή συστηματικού σφάλματος απόκλισης της εξόδου στο συνεχές (dc) πρέπει να ισχύει η δοθείσα σχέση. Από αυτήν φαίνεται ότι όταν τα W/L των Q_5 , Q_7 είναι ίσα, το W/L του Q_6 πρέπει να είναι το διπλάσιο από το W/L του Q_4 . Επομένως, τα ρεύματα των Q_2 , Q_4 , (και των Q_1 , Q_3) είναι το μισό του ρεύματος της δεύτερης βαθμίδας, δηλ. 0,4 mA οπότε:

$$r_{o4} = 20/0,2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$r_{o2} = 16/0,2 = 80 \text{ k}\Omega$$

$$g_{m1} = 2 \cdot 0,2/0,25 = 1,6 \text{ mA/V}$$

Επομένως το συνολικό κέρδος είναι:

$$A_o = A_1 A_2 = 1,6 \cdot (80 \parallel 100) \cdot 3,2 (50 \parallel 40) = 5056,8 \text{ V/V}$$

Σε ενισχυτή μοναδιαίου κέρδους ισχύει:

$$A_f = A_o / (1 + A_o \beta) = 5056,8 / (1 + 5056,8 \beta) = 1 \Rightarrow (1 + A_o \beta) = 5056,8$$

Επομένως η αντίσταση εξόδου R_{of} θα είναι:

$$R_{of} = R_o / (1 + A_o \beta) = (r_{o6} \parallel r_{o7}) / (1 + A_o \beta) = (50 \parallel 40) / 5056,8 = 4,4 \Omega$$

5 Ανάδραση

5.1 Άσκηση

Να σχεδιαστεί ενισχυτής με ανάδραση που να έχει κέρδος κλειστού βρόχου 100 V/V και να έχει σχετική "αναισθησία" σε μεταβολές κέρδους του βασικού ενισχυτή. Συγκεκριμένα για μείωση του κέρδους A του βασικού ενισχυτή στο ένα δέκατο της αρχικής τιμής, το κέρδος κλειστού βρόχου να γίνεται 99. Ποιο είναι το απαιτούμενο κέρδος βρόχου; Ποια η απαιτούμενη ονομαστική τιμή για το A ; Τι τιμή πρέπει να χρησιμοποιηθεί για το β ; Αν το A γίνει δεκαπλάσιο ή άπειρο, πόσο γίνεται το κέρδος κλειστού βρόχου;

Λύση

Το κέρδος κλειστού βρόχου είναι $A_f = A / (1 + A\beta)$ και για την μεταβολή του ισχύει:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + A\beta} \frac{dA}{A}$$

Άρα, θα πρέπει: $0,01 = \frac{1}{(1+A\beta)} \cdot 0,9 \Rightarrow (1 + A\beta) = 90 \Rightarrow A\beta = 89$ (κέρδος βρόχου)

Επομένως

$$A_f = \frac{A}{(1 + A\beta)} \Rightarrow 100 = \frac{A}{(1 + 89)} \Rightarrow A = 9000 \quad \text{και} \quad \beta = \frac{89}{9000} = 9,9 \cdot 10^{-3}$$

Για 10πλάσιο κέρδος A και ίδια τιμή β , το κέρδος κλειστού βρόχου είναι:

$$A_f = \frac{9000}{1 + 9000 \cdot \frac{89}{9000}} = 101,01$$

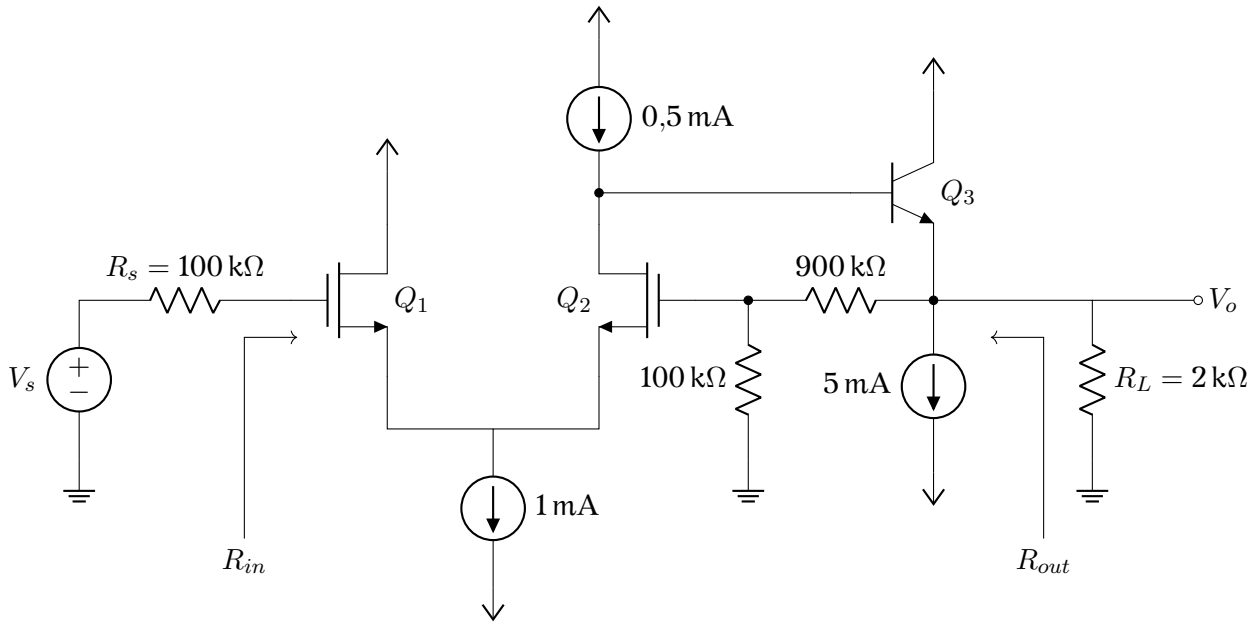
Για 100πλάσιο κέρδος A και ίδια τιμή β , το κέρδος κλειστού βρόχου είναι:

$$A_f = \frac{900000}{1 + 900000 \cdot \frac{89}{9000}} = 101,11$$

Για $A \rightarrow \infty$ προκύπτει ότι το $A_f \rightarrow \left(\frac{1}{\beta}\right) = \frac{9000}{89} = 101,12$

5.2 Άσκηση

Στον ενισχυτή του σχήματος είναι $|V_t| = 1 \text{ V}$, $k' \frac{W}{L} = 1 \text{ mA/V}^2$, $h_{fe} = 100$, $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ και η τάση Early V_A είναι 100 V για όλα τα τρανζίστορ (και εκείνα των πηγών ρεύματος πόλωσης). Η πηγή σήματος δεν έχει συνεχή συνιστώσα. Να υπολογιστούν οι dc τάσεις στην έξοδο και στην βάση του Q_3 καθώς και οι τιμές των: A , β , A_f , R_{in} , R_{out} .



Λύση

Εφόσον $V_{G1} = 0 = V_{G2}$ θα είναι και $V_{E3} = V_o = 0 \text{ V}$ και $V_{B3} = 0,7 \text{ V}$

Οι διαγωγιμότητες θα g_{m1} και g_{m2} είναι:

$$g_{m1} = g_{m2} = \sqrt{2kI_D} = \sqrt{2 \cdot 1 \cdot 5} = 1 \text{ mA/V}$$

Η αντίσταση εξόδου των τρανζίστορ $Q1$, $Q2$ είναι $r_o = V_A/I = 100/0,5 = 200 \text{ k}\Omega$

Ίδια τιμή θεωρούμε ότι έχει και η αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος πόλωσης των $0,5 \text{ mA}$. Η αντίσταση $r_{e3} (\equiv r_{d3})$ του $Q3$ είναι $r_{d3} = V_T/5 = 25/5 = 5 \Omega$. Η αντίσταση εξόδου του $Q3$ είναι $r_{o3} = V_A/I = 100/5 = 20 \text{ k}\Omega$. Ίδια τιμή θεωρούμε ότι έχει και η αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος πόλωσης των 5 mA . Το κύκλωμα είναι ενισχυτής με ανάδραση σειράς-παράλληλα (τάσης σειράς), οπότε για το ισοδύναμο μπορεί να θεωρηθεί ότι το δικτύωμα ανάδρασης ($100 \text{ k}\Omega$, $900 \text{ k}\Omega$), διακόπτεται και η αντίσταση των $900 \text{ k}\Omega$ εμφανίζεται παράλληλα με την $100 \text{ k}\Omega$ στην πύλη του $Q2$ και σε σειρά με την $100 \text{ k}\Omega$ στον εκπομπό του $Q3$. Έτσι, η αντίσταση εξόδου R_o θα είναι: $R_o = 1 \text{ M}\Omega \parallel 2 \text{ k}\Omega \parallel (20/2 \text{ k}\Omega) \parallel [r_{e3} + 100 \text{ k}\Omega (h_{fe} + 1)] = 1,6667 \text{ k}\Omega \parallel [0,005 + 0,990 \text{ k}\Omega] = 624 \Omega$.

Η αντίσταση εισόδου R_i θεωρείται άπειρη (πύλη MOS). Το κέρδος A του ενισχυτή (χωρίς ανάδραση) είναι: $A = A_1 A_2$, όπου το κέρδος A_1 είναι του διαφορικού με αντίσταση στον κόμβο της εκροής $R = (200/2) \parallel [(h_{fe} + 1)(r_{e3} + 1,6667 \text{ k}\Omega)] = 63 \text{ k}\Omega$ και το A_2 είναι το κέρδος της

βαθμίδας κοινού συλλέκτη. Άρα: $A = (1/2) g_{m1} R [1,6667 / (r_{e3} + 1,6667 \text{ k}\Omega)] = 0,5 \cdot 1 \cdot 63 \cdot 0,997 = 31,4 \text{ V/V}$

Ο συντελεστής ανάδρασης β είναι $\beta = 100 / (100 + 900) = 0,1$, οπότε το κέρδος κλειστού βρόχου είναι:

$$A_f = \frac{A}{(1 + A\beta)} = \frac{31,4}{(1 + 31,4 \cdot 0,1)} = 7,58 \text{ V/V}$$

Η αντίσταση εξόδου με την ανάδραση R_{of} είναι:

$$R_{of} = \frac{R_o}{(1 + A\beta)} = \frac{624}{4,14} = 150,7 \Omega$$

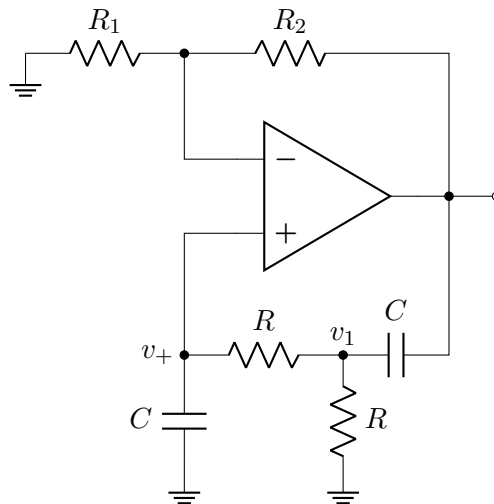
Οπότε αφού ισχύει $R_{of} = R_{out} \parallel R_L$, προκύπτει ότι $R_{out} = 163 \Omega$.

Η αντίσταση R_{if} θεωρείται επίσης άπειρη, όπως και η R_{in} .

6 Ταλαντωτές – Γεννήτριες σήματος

6.1 Άσκηση

Για το κύκλωμα του σχήματος να βρεθεί το κέρδος βρόχου $L(j\omega)$ ή $L(s)$, η συχνότητα ταλαντώσεων (συχνότητα για μηδενική φάση βρόχου) και η συνθήκη κέρδους (λόγος R_2/R_1) για την έναρξη ταλαντώσεων.



Λύση

Το κέρδος τάσης του ενισχυτή θεωρώντας την θετική είσοδο ως είσοδο του κυκλώματος, (μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία) θα είναι $A = 1 + (R_2/R_1)$. Ο συντελεστής ανάδρασης $\beta(s) = v_+/v_o$ θα υπολογιστεί από το δίκτυο θετικής ανάδρασης των R και C . Στο κύκλωμα αυτό θεωρούμε σαν είσοδο την v_o και σαν έξοδο την v_+ . Το ρεύμα εισόδου του τελεστικού θεωρείται μηδέν, οπότε:

$$\frac{(v_1 - v_+)}{R} = sCv_+ \Rightarrow v_1 = v_+ (1 + sCR)$$

Από το άθροισμα ρευμάτων στον κόμβο v_1 προκύπτει:

$$\frac{v_1}{R} + sC(v_1 - v_o) + sCv_+ = 0 \Rightarrow$$

$$v_+(1 + sCR) + sCRv_+(1 + sCR) - v_o sCR + v_+ sCR = 0 \Rightarrow$$

$$v_+(1 + sCR + sCR + s^2 C^2 R^2 + sCR) = v_o sCR \Rightarrow$$

$$\beta(s) = \frac{v_+}{v_o} = \frac{sCR}{(1 + 3sCR + s^2 C^2 R^2)} = \frac{1}{(3 + sCR + \frac{1}{sCR})} \Rightarrow$$

$$\beta(j\omega) = \frac{1}{[3 + j(\omega CR - 1/\omega CR)]}$$

$$\text{Για τον μηδενισμό της φάσης πρέπει } \omega CR = \frac{1}{\omega CR} \Rightarrow \omega_o = \frac{1}{CR}.$$

Για την συχνότητα ω_o θα είναι $|\beta(\omega_o)| = 1/3$.

Για την ύπαρξη ταλαντώσεων θα πρέπει:

$\underbrace{\hspace{10em}} \rightarrow \text{Κριτήριο Barkhausen}$

$$A\beta \geq 1$$

$$A\beta = 1 \text{ και πρακτικά θα πρέπει } \Rightarrow \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \left(\frac{1}{3}\right) \geq 1$$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1} \geq 2$$

Η γενική συνάρτηση του κέρδους βρόχου είναι:

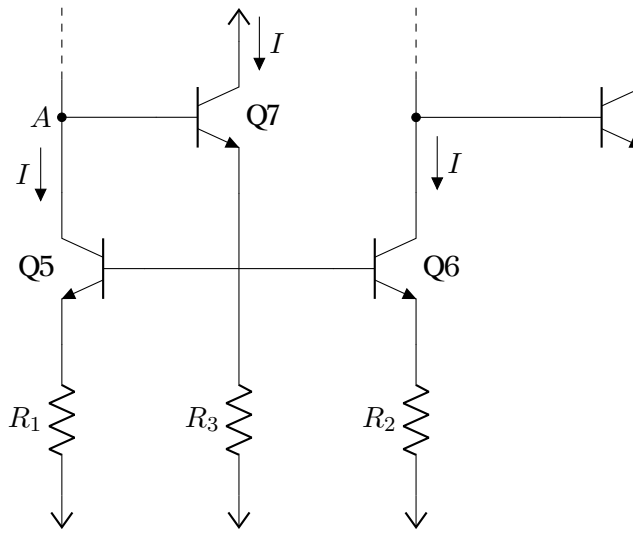
$$L(s) = A\beta(s) = \frac{1 + (R_2/R_1)}{3 + sCR + (1/sCR)}$$

$$L(j\omega) = A\beta(j\omega) = \frac{1 + (R_2/R_1)}{3 + j(\omega CR - 1/\omega CR)}$$

7 Τελεστικός ενισχυτής

7.1 Άσκηση

Να υπολογιστεί η αντίσταση R_3 στο κύκλωμα του σχήματος (στάδιο εισόδου του 741) έτσι ώστε όταν τα ρεύματα βάσης δεν αγνοούνται, τα ρεύματα συλλέκτη των Q_5 , Q_6 , Q_7 να γίνονται ίσα. Να βρεθούν οι τιμές αυτών των ρευμάτων. Θεωρήστε ότι $I_{C3} = 9,4\mu\text{A}$, $\beta = 200$, $I_S = 10^{-14}\text{A}$, $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$ και ότι η V_{EE} είναι μηδέν.



Λύση

Για τα τρανζίστορ το α είναι: $\alpha = \beta / (\beta + 1) = 0.995$.

Για τα ρεύματα στον κόμβο A θα είναι: $I + I/\beta = 9,4 \mu\text{A} \Rightarrow I = 9,353 \mu\text{A}$. Για τα ρεύματα στον κόμβο των βάσεων των Q_5, Q_6 θα είναι:

$$I_{R3} = I/a - 2I/\beta = 9,307 \mu\text{A}.$$

Η τάση στον κόμβο αυτόν είναι:

$$V_{B5} = I_{R3} \cdot R_3 = R_1 \cdot I/\alpha + V_{BE5}$$

Η τάση V_{BE5} υπολογίζεται ως: $V_{BE5} = V_T \ln(I/I_S) = 25 \ln(9.353 \cdot 10^{-6}/10^{-14}) = 516,4 \text{ mV}$.

Άρα $V_{B5} = R_1 \cdot I/a + V_{BE5} = 525,8 \text{ mV}$, οπότε υπολογίζεται και η τιμή της R_3 :

$$R_3 = V_{B5}/I_{R3} = 525.8/9.307 = 56,5 \text{ k}\Omega.$$

7.2 Άσκηση

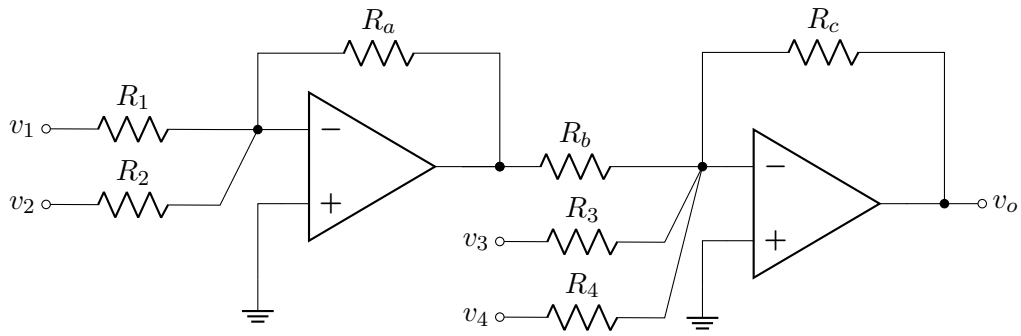
Χρησιμοποιώντας δύο ιδανικούς τελεστικούς ενισχυτές και αντιστάσεις να υλοποιηθεί η παρακάτω συνάρτηση εξόδου v_o :

$$v_o = 2v_1 + v_2 - 4v_3 - 3v_4$$

Λύση

Για το παρακάτω κύκλωμα με διπλό αθροιστή με βάρη ώστε να έχουμε άθροιση σημάτων με αντίθετα πρόσημα, ισχύει ως γνωστόν η σχέση:

$$v_o = v_1 \left(\frac{R_a}{R_1} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) + v_2 \left(\frac{R_a}{R_2} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) - v_3 \left(\frac{R_c}{R_3} \right) - v_4 \left(\frac{R_c}{R_4} \right)$$



Παρατηρώντας την ζητούμενη συνάρτηση εξόδου v_o προκύπτει ότι θα πρέπει:

$$(R_a/R_1)(R_c/R_b) = 2$$

$$(R_a/R_2)(R_c/R_b) = 1$$

$$(R_c/R_3) = 4$$

$$(R_c/R_4) = 3$$

Οι τρεις από τις επτά αντιστάσεις μπορούν να επιλεγούν αυθαίρετα.

Έστω ότι επιλέγεται $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$.

Άρα, $R_c = 3$, $R_4 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_c/4 = 7,5 \text{ k}\Omega$.

Έστω επίσης ότι επιλέγεται $R_b = 30 \text{ k}\Omega$ και $R_a = 10 \text{ k}\Omega$.

Θα πρέπει:

$$(R_a/R_1)(R_c/R_b) = (10/R_1)(30/30) = 2 \Rightarrow R_1 = 5 \text{ k}\Omega.$$

$$(R_a/R_2)(R_c/R_b) = (10/R_2)(30/30) = 1 \Rightarrow R_2 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Μέρος II

Παλιά θέματα

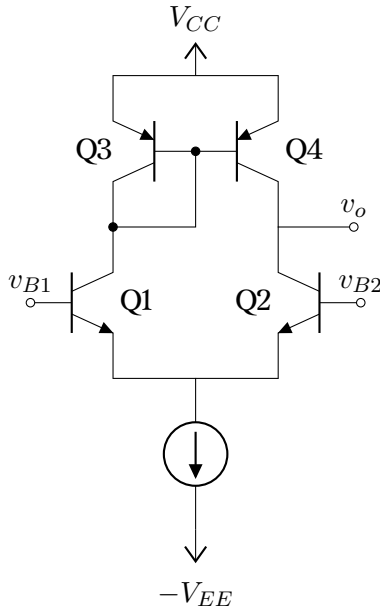
8 Πίνακας Θεμάτων

| Θέμα | Εξεταστική | Σημείωση | Υπάρχει λύμενη |
|---------------------------|---------------|--------------------------------|------------------|
| Διαφορικοί ενισχυτές | | | |
| 1 | Σ17,Σ15,Π14 | — | Άσκηση 1.3 |
| 2 | Φ17 | — | Sedra-Smith 7.68 |
| 3 | Φ16,Φ13 | — | Άσκηση 1.1 |
| 4 | Σ13,Φ12 | — | Άσκηση 9.2 |
| 5 | Φ15 | — | Άσκηση 9.3 |
| 6 | Σ16 | — | Άσκηση 1.2 |
| Υψηλές/Χαμηλές Συχνότητες | | | |
| 1 | Σ17,Σ13,Π15 | — | Άσκηση 3.1 |
| 2 | Φ17,Σ15,Π14 | — | Άσκηση 3.1 |
| 3 | Φ13 | μοιάζει με την 2.1 | Άσκηση 2.1 |
| 4 | Φ12 | — | Άσκηση 10.2 |
| Πολυβάθμιοι ενισχυτές | | | |
| 1 | Φ17,Σ16 | — | Άσκηση 11.1 |
| 2 | Π14/Φ14/Φ13 | απλά άλλα νούμερα | Άσκηση 4.1 |
| 3 | Φ12/Sedra 9.6 | Παράδ. 9.6 σελ. 661. 7η έκδοση | Άσκηση 11.2 |
| 4 | Σ12 | — | Άσκηση 11.3 |
| Ανάδραση | | | |
| 1 | Φ16,Π14,Σ12 | — | Άσκηση 12.1 |
| Ταλαντωτές | | | |
| 1 | Σ16,Σ17 | — | Άσκηση 6.1 |
| 2 | Φ16 | — | Άσκηση 13.1 |

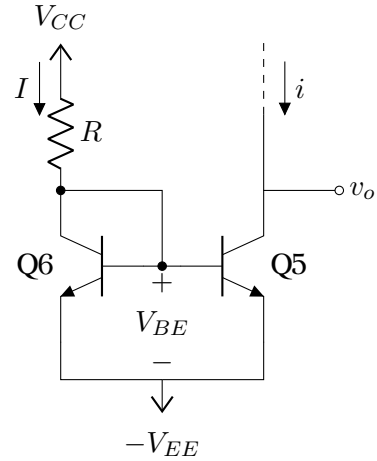
9 Διαφορικοί Ενισχυτές

9.1 Άσκηση 7.68 Sedra-Smith

Στον διαφορικό ενισχυτή του σχ. 1α στην θέση της πηγής I χρησιμοποιείται ο απλός καθρέπτης ρεύματος του σχήματος 1β, οπότε, οπότε $R_{EE} = r_{o5}$. Η διαγωγιμότητα g_m πρέπει να είναι 4 mA/V . Όλα τα τρανζίστορ έχουν $\beta = 150$ και $V_A = 100 \text{ V}$ και είναι $V_{CC} = V_{EE} = 5 \text{ V}$. Να βρεθούν: η τιμή της αντίστασης R , η διαφορική αντίσταση εισόδου R_{id} , η αντίσταση εξόδου R_o , το κέρδος τάσης A_d , το ρεύμα πόλωσης εισόδου, τα όρια τιμών κοινού σήματος εισόδου και η αντίσταση εισόδου κοινού σήματος. Ισχύει $g_m = (I/2)/V_T$. Υποθέστε ότι το τρανζίστορ παραμένει ενεργό ακόμα και για ορθή πόλωση βάσης- συλλέκτη $0,4 \text{ V}$.



Σχήμα α



Σχήμα β

Λύση

$$\beta = 150 \Rightarrow a = \frac{\beta}{1 + \beta} = 0,99 \approx 1$$

$$|V_{CC}| = |V_{EE}| = 5 \text{ V}$$

Λόγω συμμετρίας $I/2$ και $I/2$ καταλήγουν στην πηγή I

$$g_m = \frac{I_C}{V_t} = \frac{I/2}{V_t} \Rightarrow I = 2 \cdot V_T \cdot g_m = 2 \cdot 0,026 \cdot 4 = 208 \mu\text{A}$$

$$R = \frac{5 - (-5) - V_{BE}}{I} = \frac{9,3 \text{ V}}{208 \mu\text{A}} = 44,71 \text{ k}\Omega$$

$$R_{id} = (\beta + 1) \cdot (2r_e + 2R_e) = (\beta + 1) \cdot r_e \cdot 2, \text{ όπου } r_e = V_T/(I/2) = \frac{26 \text{ mV}}{104 \mu\text{A}} = 250 \Omega$$

$$\Rightarrow R_{id} = (\beta + 1) \cdot 2 \cdot 250 = 75,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = r_{o4} \parallel r_{o2} \stackrel{r_{o4} = r_{o2} = r_o}{=} r_o/2 = (1/2) \cdot (V_A/I_C) = (1/2) \cdot (V_A/(I/2)) = 480,78 \text{ k}\Omega$$

→ Διαφορικός ενισχυτής BJT με ενεργό φορτίο

Θεωρώ $\alpha = 0,99 \approx 1$, $A_d = g_m \cdot R_o = 1,923$.

$$v_{CM/\max} = V_c + 0,4 = V_{C1} + 0,4 = 5 - 0,7 + 0,4 = 4,7 \text{ V}$$

$$v_{CM/\min} = V_{B5} - -,4 + 0,7 = -5 + 0,7 - 0,4 + 0,7 = -4 \text{ V}$$

Άρα το όριο τιμών κοινού σήματος εισόδου είναι από -4 V έως $4,7\text{ V}$ (όπου θεωρήσαμε ότι το τρανζίστορ παραμένει ενεργό ακόμα και για ορθή πόλωση βάσης-συλλέκτη $0,4\text{ V}$.)

$$R_{ICM} = (\beta + 1) \cdot (R_{EE} \parallel (r_o/2)) = (\beta + 1) \cdot (r_{o5} \parallel (r_o/2)) = 151(961,4 \parallel 480,7) = 48\text{ M}\Omega$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\Delta.E. \text{ BJT}} \rightarrow r_{o1} \parallel r_{o2}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{R_{EE} = r_{o5}, \text{ είναι η μόνη αντίσταση μετά το } Q_2 \text{ μέχρι το } -V_{EE}}$

$$I_\beta = \frac{I/2}{\beta + 1} = 0,688\mu\text{A}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\Delta.E. \text{ BJT ρεύμα εκροπής}}$

9.2 Άσκηση Σ13, Φ12

Στον ενισχυτή του σχήματος είναι: $k'W/L = 0,2\text{ mA/V}^2$ και $|V_A| = 20\text{ V}$ για όλα τα Q . Για $V_{DD} = 5\text{ V}$, με τις εισόδους περίπου σε δυναμικό μξδέν και για α) $I = 80\text{ mA}$, β) $I = 320\text{ mA}$ να υπολογιστούν η γραμμική περιοχή της τάσης εξόδου v_o , οι διαγωγιμότητες g_m και οι αντιστάσεις εξόδου των Q_1 , Q_2 , η συνολική αντίσταση εξόδου και το κέρδος τάσης.

Λύση

$$v_{G1}, v_{G2} \approx 0$$

$$g_m = \frac{2I_D}{V_{OV}} = \frac{I}{V_{OV}}, \text{ με } V_{OV} = \sqrt{\frac{2I_D}{k'W/L}} = \sqrt{\frac{I}{k'W/L}}$$

$$r_{o2} = r_{o1} = \frac{|V_A|}{I_D} = \frac{|V_A|}{I/2} = \frac{2|V_A|}{I}$$

$$R_o = r_{o4} \parallel r_{o2} = \frac{r_{o2}}{2}, \text{ } Q_1, Q_2 \text{ ίδια.}$$

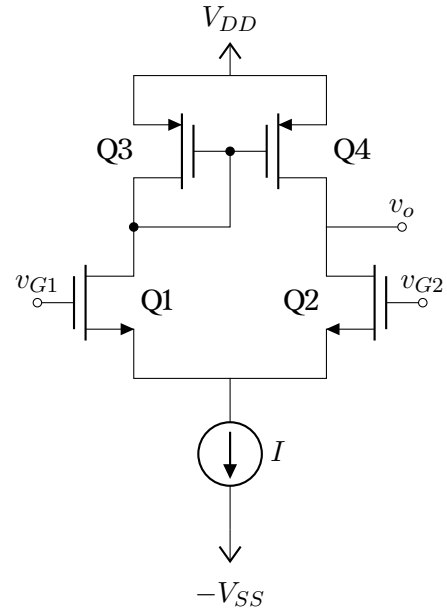
$$A_d = g_m(r_{o4} \parallel r_{o2})$$

$$\text{Για το } Q_2 \text{ (N-MOS): } v_{D2S} \geq v_{G2S} - V_t \Rightarrow v_{D2} > v_{G2} - V_t \Rightarrow v_{D2} \geq -V_t$$

$v_{G2=0}$

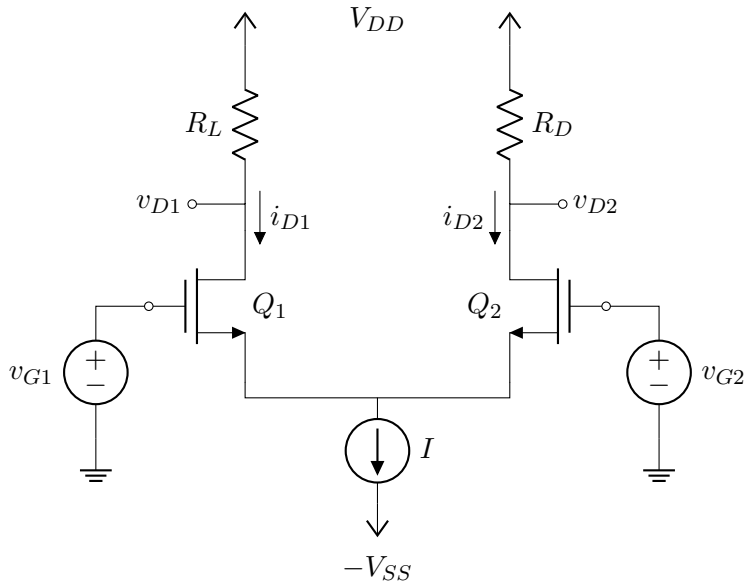
$$\text{Για το } Q_4 \text{ (P-MOS): } v_{SD4} \geq v_{SG4} - |V_t| \Rightarrow -v_{D4} \geq -v_{G4} + V_t \Rightarrow v_{D4} \leq v_{G4} - V_t = v_{GS4} - V_t + v_{S4} \Rightarrow v_{D4} \leq V_{OV4} + 5 \rightarrow V_{OV4} = v_{GS4} - V_t$$

$$\text{όμως } v_o = v_{D2} = v_{D4}, \text{ άρα } -V_t \leq v_o \leq V_{OV4} + 5$$



9.3 Άσκηση Φ15

Να σχεδιαστεί ενισχυτής όπως του σχήματος (να υπολογιστούν V_{OV} , ρεύμα πόλωσης I αι ο λόγος W/L) ώστε για τιμή διαφορικής εισόδου $v_{id} = 0,2\text{ V}$, το διαφορικό ρεύμα i_d να είναι $g_m = 3\text{ mA/V}$. Για τα Q_1, Q_2 ισχύει $\mu_n C_{ox} = 100\mu\text{A/V}^2$ και $\lambda = 0$. Πόσο διαφ. κέρδος προκύπτει για $R_D = 5\text{ k}\Omega$; Πόσο είναι το διαφορικό σήμα εξόδου για $u_{id} = 0,2\text{ V}$;



Λύση

$$i_d = I/3 \Rightarrow (I/V_{OV}) \cdot (v_{id}/2) = I/3 \Rightarrow V_{OV} = 0,3 \text{ V}$$

$$g_m = 3 \text{ mA} \Rightarrow \frac{2I_D}{|V_{OV}|} = 3 \Rightarrow \frac{I}{|V_{OV}|} = 3 \Rightarrow I = 0,9 \text{ mA}$$

Ισχύει:

$$I/2 = (1/2) \cdot k' \cdot (W/L) \cdot V_{OV}^2 \Rightarrow W/L = I/(k' V_{OV}^2) \Rightarrow W/L = 0,9 \text{ mA}/(0,09 \text{ V}^2 100 \text{ mA/V}^2) = 0,1$$

$$A_d = \underbrace{g_m \cdot R_D}_{\Delta.E. \text{ MOS}} = 3 \text{ mA/V} \cdot 5000 \Omega = 0,003 \text{ A/V} \cdot 5000 \text{ V/A} \Rightarrow 15$$

$$\underbrace{u_o = A_d \cdot u_{id}}_{\Delta.E. \text{ MOS}} = 15 \cdot 0,2 = 3 \text{ V}$$

$\rightarrow A_d = (v_{o2} - v_{o1})/v_{id}, v_{o2} - v_{o1} \Delta.E. \text{ MOS}$

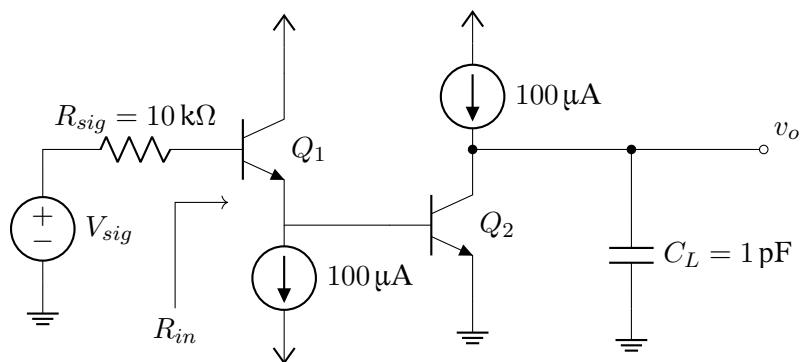
10 Υψηλές/Χαμηλές Συχνότητες

10.1 Άσκηση Φ17,Σ15,Ι14

Στον ενισχυτή του σχήματος τα τρανζίστορ έχουν $\beta = 120$, $V_a = 100 \text{ V}$, $C_\mu = 0,2 \text{ pF}$, $C_{je} = 0,8 \text{ pF}$. Για ρεύμα πόλωσης $100 \mu\text{A}$ η συχνότητα $f_T = 500 \text{ MHz}$.

α. Να βρεθεί η αντίσταση εισόδου R_{in} και το κέρδος στις μεσαίες συχνότητες A_M .

β. Να υπολογιστεί η ανώτερη συχνότητα αποκοπής f_H με τη μέθοδο σταθερών χρόνου ανοικτού κυκλώματος. Ποιος πυκνωτής επικρατεί και ποιος είναι ο δεύτερος πιο σημαντικός;



Λύση

α.

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{0,1 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 4 \text{ mA/V}$$

$$r_o = \frac{|V_A|}{I_C} = \frac{120}{0,1} = 1,2 \text{ M}\Omega$$

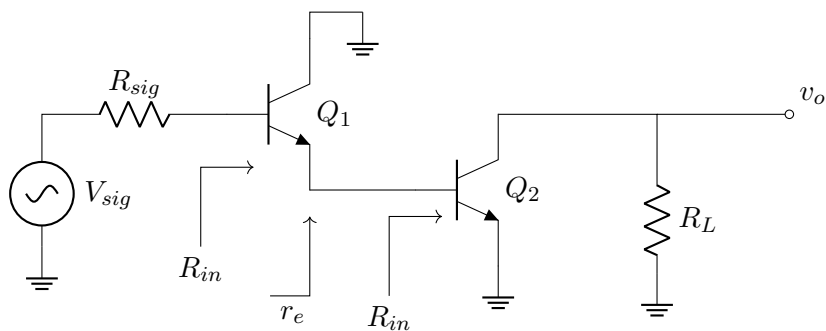
$$r_o = \frac{|V_A|}{I_C} = \frac{120}{0,1} = 1,2 \text{ M}\Omega$$

$$r_\pi \frac{\beta}{g_m} = \frac{120}{4} = 30 \text{ k}\Omega$$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} = 0,25 \text{ k}\Omega$$

$$C_\pi + C_\mu = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^6} = 1,27 \text{ pF} \Rightarrow C_\pi = 1,07 \text{ pF}$$

AC Ανάλυση



$$\left. \begin{aligned} R_{in2} &= r_{\pi2} = 30 \text{ k}\Omega \\ R_{in} &= (\beta + 1)(r_{e1} + R_{in2}) = 3,66 \text{ M}\Omega \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{Πολυβάθμιος ενισχυτής κοινού εκπομπού}$$

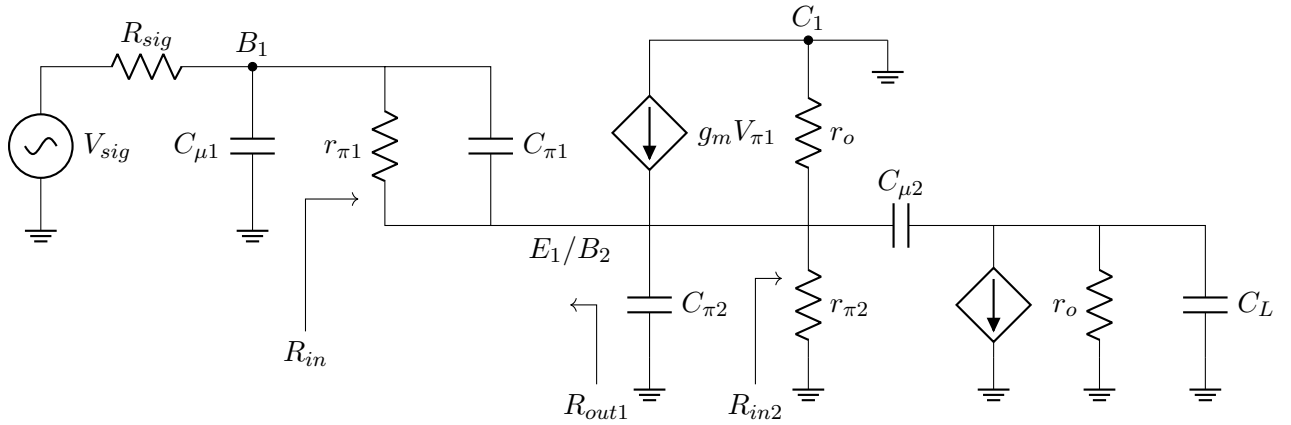
$$\left. \begin{aligned} &V_{sig} \text{ (source)} \\ &R_{sig} \text{ (resistor)} \\ &R_{in} \text{ (load)} \end{aligned} \right\} \rightarrow V_{B1} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}}$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_{B1}}{V_{sig}} &= \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} = 0,99 \text{ V/V} \\ \frac{V_{B2}}{V_{B1}} &= \frac{R_{in2}}{r_e + R_{in2}} = 0,99 \text{ V/V} \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{διαίρεση τάσης}$$

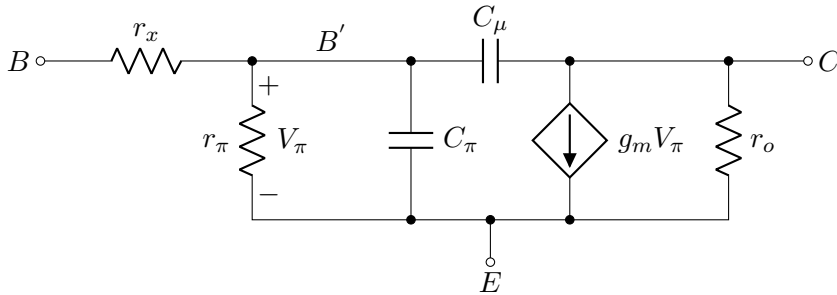
$$\frac{V_o}{V_{B2}} = \underbrace{-g_m \cdot R_L}_{\rightarrow A_M \text{ κοινού εκπομπού με ενεργό φορτίο}} = -g_m \cdot r_o = -4800 \text{ V/V}$$

$$\text{Τελικά: } A_M = \frac{V_o}{V_{sig}} = -4704,5 \text{ V/V}$$

β. Το μοντέλο υψηλών συχνοτήτων του κυκλώματος είναι το:



Το π-υβριδικό BJT (high freq):



Για τον υπολογισμό των σταθερών χρόνου του κάθε πυκνωτή, θέλουμε την αντίσταση που φαίνεται από τα άκρα του έχοντας ανοιχτοκυκλώσει τους υπόλοιπους πυκνωτές.

$$R_{\mu1} = R_{sig} \parallel R_{in} = 10k \parallel 3,66M \approx 10k$$

$$R_{\pi1} = \frac{R_{sig} + R_{in}}{1 + \frac{R_{sig}}{r_{\pi1}} + \frac{R_{in2}}{r_{e2}}} = \frac{10k + 30k}{1 + \frac{10k}{30k} + \frac{30k}{0,25k}} = 0,33 \text{ k}\Omega$$

$$R_{\pi2} = R_{in2} \parallel R_{out} = r_{\pi2} \parallel \left(r_{e1} + \frac{R_{sig}}{\beta + 1} \right) = 30k \parallel 0,33k \approx 0,33 \text{ k}\Omega$$

$$\rightarrow \frac{r_{\pi1} + R_{sig}}{\beta + 1} = r + e1 + \frac{R_{sig}}{\beta + 1}$$

Η $C_{\mu 2}$ "σπάει" από το Miller όπως σε έναν απλό ενισχυτή CE.

$$R_{\pi 2} = R_{in2} \parallel R_{out} = r_{\pi 2} \parallel \left(r_{e1} + \frac{R_{sig}}{\beta + 1} \right)$$

$$C_{in2} = C_{\pi 2} + C_{\mu 2}(1 + g_m \cdot r_{o2}) = 1,07 + 0,2(1 + 4 \cdot 12M) = 961,27 \text{ pF}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\rightarrow \text{κοινού εκπομπού, high freq}} = R_L$

και βλέπει την $R_{\pi 2}$ στα άκρα της.

$$R_{CL} = r_o = 1,2 \text{ M}\Omega$$

Τελικά:

$$\tau_H = C_{\mu 1} \cdot R_{\mu 1} + C_{\pi 1} \cdot R_{\pi 1} + C_{in2} \cdot R_{\pi 2} + C_L \cdot R_{CL}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\rightarrow \approx \text{πολυβάθμιοι}}$

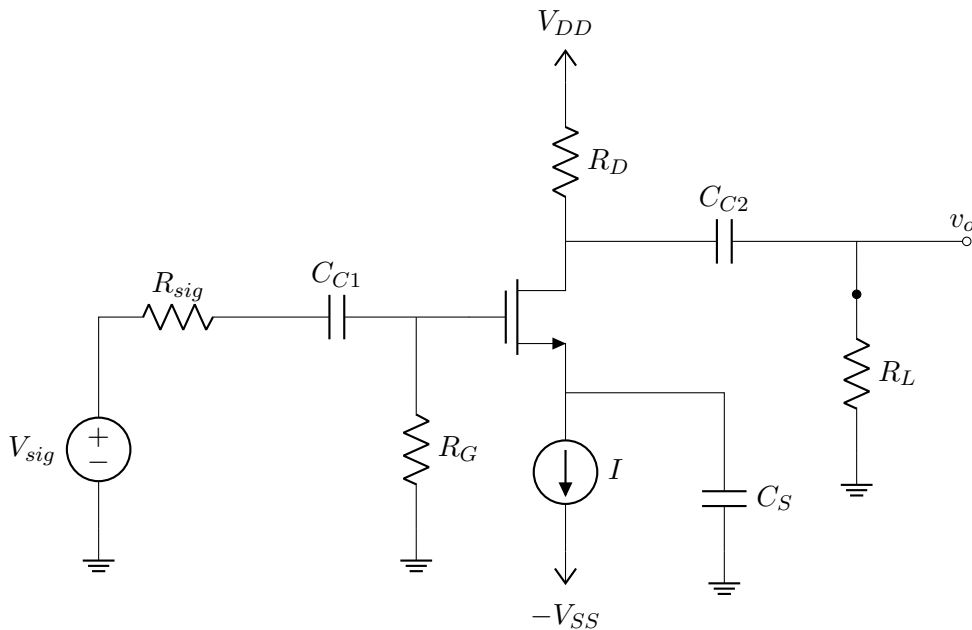
$$= 2 + 0,35 + 317,22 + 1200 = 1519,57 \text{ ns}$$

$$f_H \frac{1}{2\pi\tau_H} = 104,74 \text{ MHz}$$

Ο πιο σημαντικός πυκνωτής είναι ο C_L , ενώ ο δεύτερος πιο σημαντικός ο C_{in2} .

10.2 Άσκηση Φ12

Στον ενισχυτή του σχήματος είναι $R_{sig} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{IN} = 100 \text{ k}\Omega$, $C_{gs} = 1 \text{ pF}$, $C_{gd} = 0,2 \text{ pF}$, $g_m = 3 \text{ mA/V}$, $r_o = 50 \text{ k}\Omega$, $R_D = 8 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$. Ζητείται το κέρδος και η συχνότητα αποκοπής f_H με προσέγγιση χωρητικότητας Miller. Για τον διπλασιασμό της f_H μπορεί να αλλάξει είτε η R_{in} είτε η R_{out} . Να βρεθούν ξεχωριστά οι τιμές τους καθώς και η αντίστοιχη τιμή κέρδους στις μέσες συχνότητες.



Λύση

Έχουμε ενισχυτή CS. Άρα:

$$A_M = \underbrace{\frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \cdot g_m (R_L \parallel R_D \parallel r_o)}_{\substack{\text{Mid freq κοινής πηγής,} \\ R_S = 0, R_G = R_{in}}} = -\frac{100}{200} \cdot 3 \left(\frac{1}{10} + \frac{1}{8} + \frac{1}{50} \right)^{-1} = 6,12 \text{ V/V}$$

Επίσης:

$$\underbrace{f_H = \frac{1}{2\pi \cdot C_{in} \cdot R'_{sig}}}_{\substack{\text{high-freq} \\ \text{κοινής πηγής}}}, \quad R'_{sig} = R_{sig} \parallel R_G = 100 \parallel 100 = 50 \text{ k}\Omega$$

$$\Theta. \text{ Miller: } C_{in} = C_{gs} + C_{gd} (1 + g_m (R_L \parallel R_D \parallel r_o)) \rightarrow \text{high-freq, CS} \\ = 1 + 0,2 (1 + 3 \cdot 4,08) = 3,65 \text{ pF}$$

$$\text{Άρα: } f_H = \frac{1}{2\pi \cdot 3,65 \cdot 50} = 872 \text{ MHz}$$

$$\rightarrow \text{Για } f'_H = 2f_H = 1744 \text{ MHz}$$

α. Με σταθερή $R_{out} \rightarrow$ σταθερός C_{in}

$$\begin{aligned} & \underbrace{\quad}_{\substack{\text{διότι από } C_{in} = C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m R'_L) \rightarrow R'_L = \\ R'_{out}}} \\ f'_H = 2f_H & \Rightarrow \frac{1}{2\pi C_{in} R''_{sig}} = \frac{1}{2\pi C_{in} R'_{sig}} \Rightarrow \frac{R'_{out} \cdot \text{const}}{R'_{in} + R_{sig}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_{in} \cdot R_{sig}}{R'_{in} + R_{sig}} \\ & \underbrace{\quad}_{\substack{\text{Άρα } R'_{out} \cdot \text{const} = \frac{1}{2} \cdot C_{in} \cdot R_{sig}}} \\ & \rightarrow R''_{sig} = R_{sig} \parallel R'_G = R_{sig} \parallel R'_{in} \text{ διότι } R_G = R_{in} \\ & \Rightarrow \frac{R'_{in}}{R'_{in} + 100} = \frac{1}{2} \cdot \frac{100}{200} \Rightarrow \frac{R'_{in}}{R'_{in} + 100} = \frac{1}{4} \\ & \Rightarrow 3R'_{in} = 100 \Rightarrow R'_{in} = 33,3 \text{ k}\Omega \Rightarrow A_M = -3,059 \end{aligned}$$

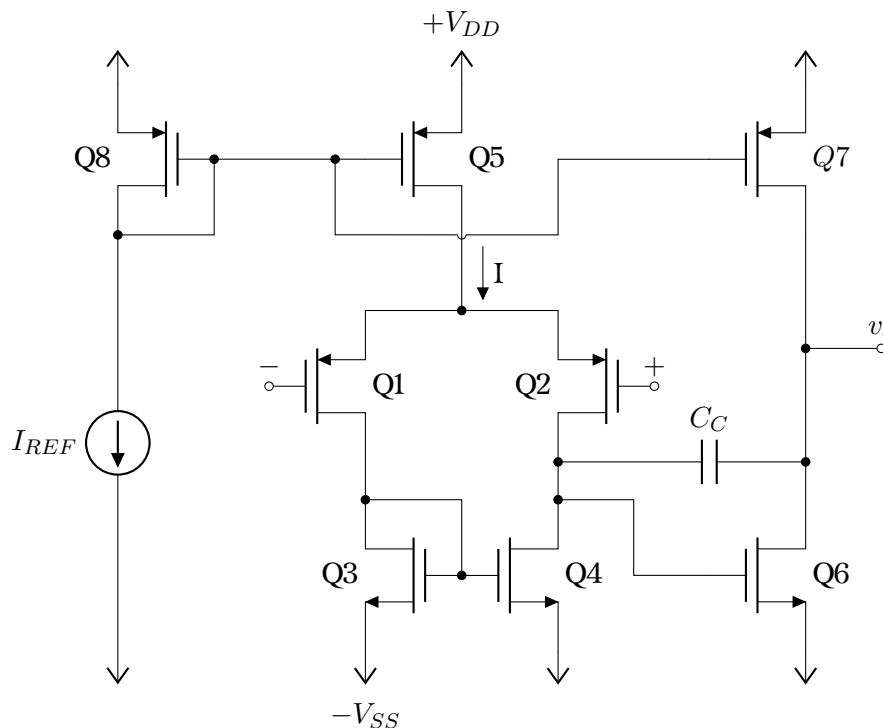
β. Με σταθερή $R_{in} \rightarrow$ αλλάζει ο C_{in}

$$\begin{aligned} f'_H = 2f_H & \Rightarrow \frac{1}{C'_{in}} = \frac{2}{C_{in}} \Rightarrow C'_{in} = 1,825 \\ & \Rightarrow C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m \cdot R'_{out}) = 1,825 \\ & \underbrace{\quad}_{\substack{\text{Άρα } R'_{out} = R'_L!!!}} \\ & \Rightarrow 1 + g_m R'_{out} = 4,125 \Rightarrow R'_{out} = 1,042 \text{ k}\Omega \Rightarrow A_M = -1.563 \end{aligned}$$

11 Πολυβάθμιοι Ενισχυτές

11.1 Άσκηση Φ17,Σ16

Στον τελεστικό ενισχυτή του σχήματος είναι $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mA/V}$, $g_{m6} = 3 \text{ mA/V}$, η συνολική χωρητικότητα μεταξύ D_2 και γείωσης είναι $0,2 \text{ pF}$ και η συνολική χωρητικότητα μεταξύ κόμβου D_6 και γείωσης είναι 3 pF . Να υπολογιστεί η τιμή της χωρητικότητας C_c ώστε να είναι $f_T = 40 \text{ MHz}$ και να επαληθευθεί ότι η συχνότητα f_T είναι αρκετά μικρότερη από τις συχνότητες f_z και f_{p2} .



Λύση

Σε τελεστικό ενισχυτή είναι: $g_{m1} = g_{m2} = 1 \text{ mA/V}$, $g_{m6} = 3 \text{ mA/V}$

$$\left. \begin{array}{l} G_{m1}: g_m \text{ 1ης βαθμίδος} \\ G_{m2}: g_m \text{ 2ης βαθμίδος} \end{array} \right\} \rightarrow \omega_T = \frac{G_{m1}}{C_C} \Rightarrow C_C = \frac{g_{m1}}{2\pi f_T} = 3,18 \text{ pF}$$

→ τελεστικός ενισχυτής MOS (συνδυασμός ω_{p1} , ω_T)

$$f_z = \frac{G_{m2}}{2\pi C_C} = \frac{g_{m6}}{2\pi C_C} = 150,14 \text{ MHz}$$

→ Γενικότερα: $\omega_i = 2\pi f_i$
από ω_z , τελ. ενισχυτής με MOS

$$f_{D2} = \frac{G_{m2} \cdot C_C}{2\pi [C_1 C_2 + C_C (C_1 + C_2)]} = \frac{6 \cdot 3,18}{2\pi [0,6 + 3,18 \cdot 3,2]} = 282 \text{ MHz}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\rightarrow \text{από } \omega_{p2}} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{\rightarrow \begin{cases} C_1 = 0,1 \text{ pF (1n βαθμίδα)} \\ C_2 = 3 \text{ pF (2n βαθμίδα)} \end{cases}}$

11.2 Άσκηση Φ12, Sedra (Παρ. 9.6)

Για τον ενισχυτή του σχήματος (δες προηγ. σχήμα) οι διαστάσεις τρανζίστορ W/L (σε μm) για όλα τα Q δίνονται στον πίνακα και είναι: $\mu_n C_{ox} = 160 \mu\text{A/V}^2$, $\mu_p C_{ox} = 40 \mu\text{A/V}^2$, $I_{REF} = 90 \mu\text{A}$, $|V_A| = 10 \text{ V}$, $V_{tn} = 0,7 \text{ V}$, $V_{tp} = -0,8 \text{ V}$, $V_{DD} = V_{SS} = 2,5 \text{ V}$. Ζητούνται για όλα τα τρανζίστορ τα I_D , $|V_{OV}|$, $|V_{GS}|$, g_m και r_o . Να υπολογιστούν επίσης τα κέρδη A_1 , A_2 , το dc κέρδος τάσης ανοικτού βρόχου A_o , η περιοχή κοινού σήματος εισόδου και το εύρος τάσης εξόδου. Να αγνοηθεί η επίδραση της V_A στο ρεύμα πόλωσης.

| Τρανζίστορ | Q_1 | Q_2 | Q_3 | Q_4 | Q_5 | Q_6 | Q_7 | Q_8 |
|------------|--------|--------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|
| W/L | 20/0,8 | 20/0,8 | 5/0,8 | 5/0,8 | 40/0,8 | 10/0,8 | 40/0,8 | 40/0,8 |

Λύση

Τα Q_5 , Q_7 , Q_8 έχουν ίδιο λόγο W/L και ίδιο V_{GS}

$$\text{Άρα: } I_{D5} = I_{D7} = I_{D8} = I_{REF} = 90 \mu\text{A}$$

$$I_{D6} = I_{D7} = 90 \mu\text{A}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = \frac{I_{D5}}{2} = 45 \mu\text{A}$$

$$|V_{OV}| = \sqrt{\frac{2I_D}{k' \frac{W}{L}}}, \quad |V_{GS}| = |V_t| + |V_{OV}|, \quad g_m = \frac{2I_D}{|V_{OV}|}, \quad r_o = \frac{|V_A|}{I_D}$$

| | Q_1 | Q_2 | Q_3 | Q_4 | Q_5 | Q_6 | Q_7 | Q_8 | Μονάδα |
|------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|------------|
| $ V_{OV} $ | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | V |
| $ V_{GS} $ | 1,1 | 1,1 | 1 | 1 | 1,1 | 1 | 1,1 | 1,1 | V |
| g_m | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,3 | 0,6 | 0,6 | 0,6 | 0,6 | mA/V |
| r_o | 222 | 222 | 222 | 222 | 111 | 111 | 111 | 111 | k Ω |

$$A_1 = -g_{m2} \cdot (r_{o2} \| r_{o4}) = -33,3 \text{ V/V}$$

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= -g_{m2} \cdot (r_{o2} \| r_{o4}) = -33,3 \text{ V/V} \\ A_2 &= -g_{m6} \cdot (r_{o6} \| r_{o7}) = -33,3 \text{ V/V} \\ A_o &= A_1 \cdot A_2 = 1108,9 \text{ V/V} \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{θεωρία}$$

\rightarrow Εύρος περιθωρίου μετ. σήματος εξόδου:

$$V_{SD} \geq V_{S7} - |V_{tp}|$$

$$\text{Το } Q_7 \text{ είναι στον κορεσμό όταν: } \Rightarrow 2,5 - V_D \geq |V_{OV7}| = 0,3$$

$$\Rightarrow V_{D7} \leq 2,2 \text{ V}$$

Q_7, Q_6 πρέπει \rightarrow στον κορεσμό

$$\text{Άρα: } -V_{SS} + V_{OV6} \leq v_o \leq V_{DD} - |V_{OV7}|$$

$$\begin{aligned} \text{Το } Q_6 \text{ στον κορεσμό: } & V_{DS6} \geq V_{OV6} = 0,3 \\ & \Rightarrow V_{D6} \geq 0,3 - 2,5 = -2,2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$v_o = V_{D6} = V_{D7}, \text{ Άρα: } -2,2 \text{ V} \leq v_o \leq 2,2 \text{ V}$$

\rightarrow Περιοχή κοινού σήματος

$$\begin{aligned} & V_{DS1} = V_{D1} - V_{S1} \leq V_{GS1} + |V_{tp}| \\ \text{Το } Q_1 \text{ στον κορεσμό: } & \Rightarrow V_{D1} \leq V_{G1} + |V_{tp}| \\ & \Rightarrow V_{SS} + V_{GS3} \leq V_{G1} + 0,8 \\ & \Rightarrow v_{CMmin} = V_{G1} = -2,5 + 1 - 0,8 = -2,3 \text{ V} \end{aligned}$$

Η v_{CM} πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την τάση στην υποδοχή του $Q_1 - |V_{tp}|$:

$$\Rightarrow v_{CMmin} = -V_{SS} + V_{tn} + V_{OV3} - |V_{tp}|$$

Η v_{CMmax} πρέπει να διασφαλίζει ότι το Q_5 παραμένει στον κορεσμό, δηλαδή η τάση στα άκρα του Q_5, V_{SD5} , δε θα πρέπει να μειώνεται κάτω από την $|V_{OV5}|$. Αντίστοιχα, η τάση στην υποδοχή του Q_5 δεν θα πρέπει να αυξάνεται πάνω από $V_{DD} - |V_{OV5}|$.

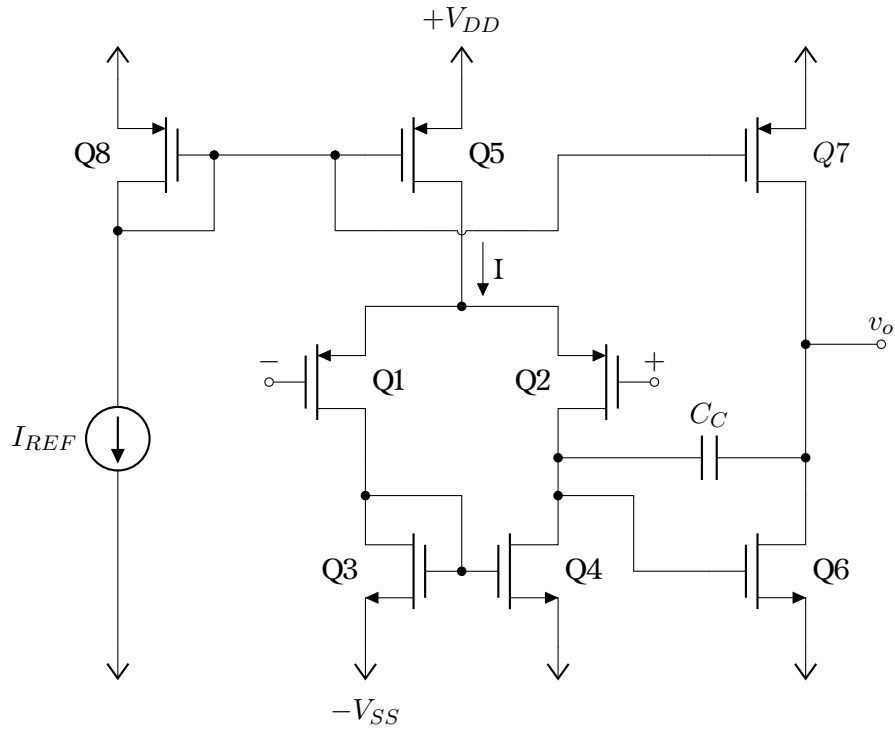
$$\text{Άρα: } v_{CMmax} = V_{DD} - |V_{OV5}| - V_{SG1} = V_{DD} - |V_{OV5}| - |V_{tp}| - |V_{OV1}|$$

$$\begin{aligned} \text{Το } Q_5 \text{ είναι στον κορεσμό: } & V_{SD5} \geq V_{OV5} \\ & \Rightarrow V_{D5} \leq V_{S5} - V_{OV5} = 2,5 - 0,3 = 2,2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$v_{CMmax} = V_{DSMAX} - V_{GS1} = 2,2 - 1,1 = 1,1 \text{ V}$$

11.3 Άσκηση Σ12

Στον CMOS τελεστικό ενισχυτή του σχήματος είναι $L = 1 \mu\text{m}$, $|V'_A| = 12 \text{ V}/\mu\text{m}$ για όλα τα τρανζίστορ. Αν όλα λειτουργούν με την ίδια τάση υπεροδήγησης, να υπολογιστεί η απόλυτη τιμή της ώστε να επιτευχθεί dc κέρδος ανοικτού βρόχου 2800 V/V



Λύση

$$|V_A| = |V'_A| \cdot L = 12 \text{ V}$$

(Όλα ίδια $|V_{OV}|$)

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = \frac{I}{2}$$

$$I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_{D8} = I$$

$$r_{o7} = \frac{|V_A|}{I_{D7}} = \frac{|V_A|}{I} = r_{o6}$$

$$r_{o2} = r_{o4} = \frac{|V_A|}{I_{D2,4}} = \frac{2|V_A|}{I}$$

$$g_{m6} = \frac{2I_{D6}}{|V_{OV}|} = \frac{2I}{|V_{OV}|}$$

$$g_{m2} = \frac{2I_{D2}}{|V_{OV}|} = \frac{I}{|V_{OV}|}$$

$$A_o = A_1 \cdot A_2 = (-g_{m2} \cdot r_{o2} \| r_{o4}) \cdot (-g_{m6} \cdot r_{o6} \| r_{o7}) = 2800$$

$$\Rightarrow \frac{I}{|V_{OV}|} \cdot \left(\frac{2|V_A|}{I} \parallel \frac{2|V_A|}{I} \right) \cdot \frac{2I}{|V_{OV}|} \cdot \left(\frac{|V_A|}{I} \parallel \frac{|V_A|}{I} \right) = 2800$$

$$\Rightarrow \frac{2I^2}{|V_{OV}|^2} \cdot \frac{|V_A|}{I} \cdot \frac{|V_A|}{2I} = 2800$$

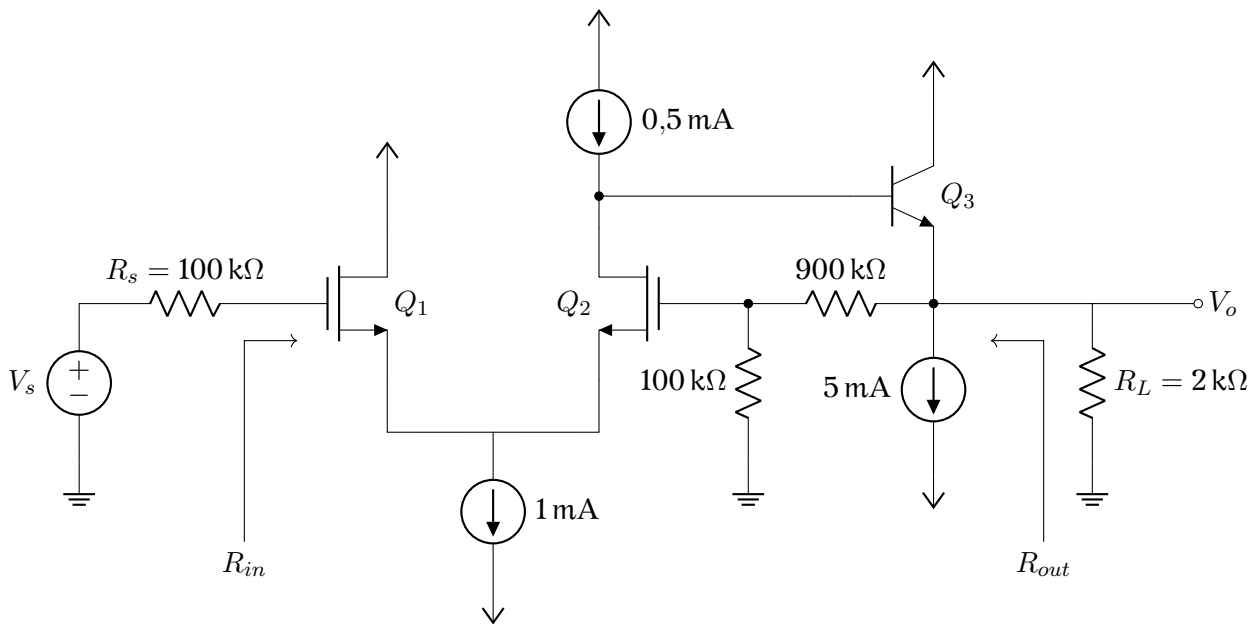
$$\Rightarrow |V_{OV}|^2 = \frac{149}{2800} \Rightarrow |V_{OV}| = 0,23 \text{ V}$$

12 Ανάδραση

12.1 Άσκηση Φ16,Ι14,Σ12

(Ίδια νούμερα, αλλά λιγότερο αναλυτικά)

Στον ενισχυτή του σχήματος είναι $|V_t| = 1 \text{ V}$, $k' \frac{W}{L} = 1 \text{ mA/V}^2$, $h_{fe} = 100$, $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ και η τάση Early V_A είναι 100 V για όλα τα τρανζίστορ (και εκείνα των πηγών ρεύματος πόλωσης). Η πηγή σήματος δεν έχει συνεχή συνιστώσα. Να υπολογιστούν οι dc τάσεις στην έξοδο και στην βάση του Q_3 καθώς και οι τιμές των: A , β , A_f , R_{in} , R_{out} .



Λύση

Έχουμε ανάδραση σειράς-παράλληλα

DC ανάλυση

Εφόσον $V_{G1} = V_{G2} = 0$, θα είναι και $V_{E3} = V_O = 0 \text{ V}$ και $V_{B3} = 0,7 \text{ V}$. Το I_{B3} είναι αμελητέο, οπότε $I_{D2} = 0,5 \text{ mA}$.

Άρα $I_{D1} = 1 - I_{D2} = 0,5 \text{ mA}$

$I_{D1} = I_{D2} \Rightarrow V_{GS1} = V_{GS2} \Rightarrow V_{G1} = V_{G2} = 0 \text{ V}$ (εξηγήθηκε πιο πριν)

$$V_{OV1,2} = \sqrt{\frac{2I_D}{k' \frac{W}{L}}} = \frac{1}{1} = 1 \text{ V}$$

Άρα $g_{m1} = g_{m2} = \frac{2I_D}{V_{OV}} = 1 \text{ mA/V}$

Η αντίσταση εξόδου των τρανζίστορ Q_1 , Q_2 θα είναι $r_{o1,2} = \frac{V_A}{I_D} = \frac{100}{0,5} = 200 \text{ k}\Omega$

Ίδια τιμή θεωρούμε ότι έχει και η αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος πόλωσης των $0,5 \text{ mA}$.

Η αντίσταση $r_{e3}(\equiv r_{d3})$ του Q_3 είναι:

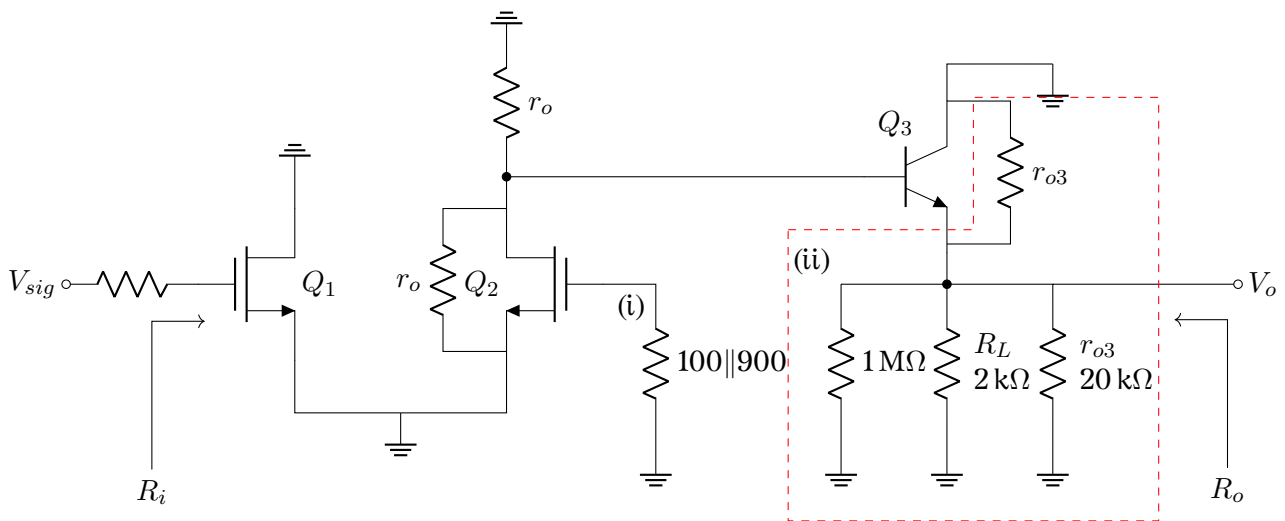
$$r_{e3} \frac{V_T}{5} = \frac{25}{5} = 5 \Omega$$

Η αντίσταση εξόδου του Q_3 θα είναι:

$$r_{o3} = \frac{V_A}{I_C} = \frac{100 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 20 \text{ k}\Omega$$

Ίδια τιμή θεωρούμε ότι έχει και η αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος πόλωσης των 5 mA.

AC ανάλυση



Το κύκλωμα είναι ενισχυτής με ανάδραση σειράς παράλληλα, οπότε για το ισοδύναμο μπορεί να θεωρηθεί ότι το δικτύωμα ανάδρασης (100 kΩ, 900 kΩ) διακόπτεται και η αντίσταση των 900 kΩ εμφανίζεται παράλληλα με την 100 kΩ στην πύλη του Q_2 (i) και σε σειρά με την 100 kΩ στον εκπομπό του Q_3 (ii).

$$R_i = \infty \text{ (πύλη MOS)}$$

$$R_o = 1 \text{ M}\Omega \parallel 2 \text{ k}\Omega \parallel 20 \text{ k}\Omega \parallel 20 \text{ k}\Omega \parallel \left[r_{e3} + \frac{r_o \parallel r_o}{h_{fe} + 1} \right] = 1,66 \parallel \left[0,005 + \frac{100}{101} \right] \Rightarrow$$

$$R_o = 622 \text{ k}\Omega$$

Το κέρδος της πρώτης βαθμίδας (ΔΕ με απλή έξοδο) είναι:

$$A_1 = \frac{1}{2} g_m R'_D$$

$$R'_D = 200 \parallel 200 \parallel [r_\pi + (\beta + 1) R_{eq}] = 100 \parallel [(h_{fe} + 1) (r_e + R_{eq})] = 63 \text{ k}\Omega$$

→ Αντίσταση υποδοχών των τρανζίστορ → $r_o \parallel r_o$ δεξιά επειδή πάει γείωση

Το κέρδος της δεύτερης βαθμίδας CC είναι:

$$A_2 = \frac{R_{eq}}{r_e + R_{eq}} = 0,997$$

→ mid-freq, CC
όπου, $RE \parallel RL = R_{eq}$

$$\begin{aligned} &\rightarrow r_\pi (\delta \lambda \delta r'_{BE}) \\ &+ (\beta + 1) R_{eq} = (h_{fe} + 1) \cdot (r_e + R_{eq}) \\ &\quad \rightarrow \text{ανάκλαση} \rightarrow r_\pi = (\beta + 1) r_e \text{ (από τύπους)} \end{aligned}$$

Τελικά: $A = A_1 \cdot A_2 = \frac{1}{2} \cdot 1 \cdot 63 \cdot 0,997 = 31,4 \text{ V/V}$

$$\rightarrow \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{100}{100 + 900} = 0,1$$

Άρα το κέρδος κλειστού βρόχου είναι:

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{31,4}{1 + 31,4 \cdot 0,1} = 7,58 \text{ V/V}$$

↪ ανάδραση σειράς-παράλληλα

Η αντίσταση εξόδου με την ανάδραση R_{of} θα είναι:

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A \cdot \beta} = \frac{624}{4,14} = 150,7 \Omega$$

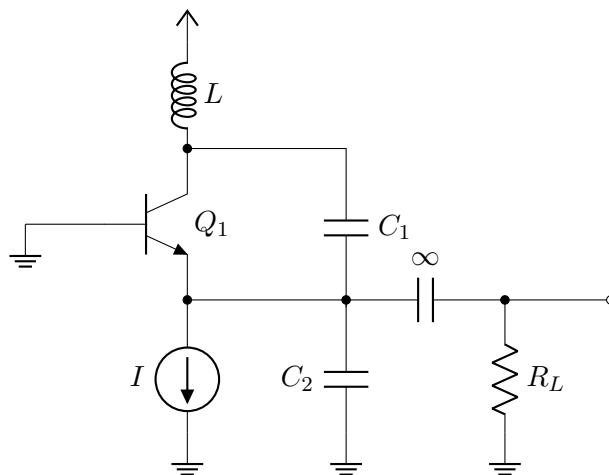
Άρα αφού ισχύει $R_{of} = R_{out} \parallel R_L \Rightarrow R_{out} = 163 \Omega$

Η αντίσταση R_{if} θεωρείται επίσης άπειρη, όπως η R_{in} .

13 Ταλαντωτές

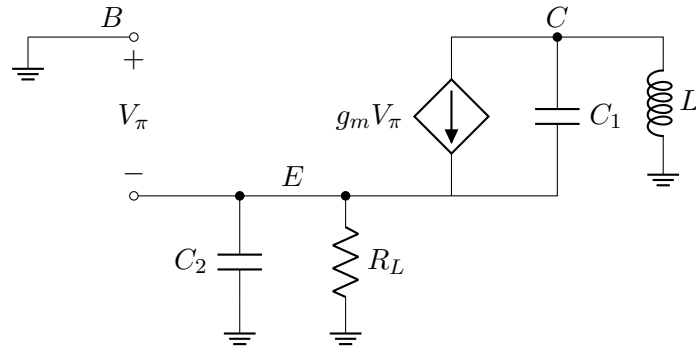
13.1 Άσκηση Φ16

Για τον ταλαντωτή Colpitts του σχήματος να βρεθεί η χαρακτηριστική εξίσωση λειτουργίας του, η συχνότητα ταλαντώσεων και η συνθήκη κέρδους για την έναρξη ταλαντώσεων. Να χρησιμοποιηθεί απλοποιημένο π-ισοδύναμο για το τρανζίστορ (η αντίσταση r_π θεωρείται πολύ μεγάλη)

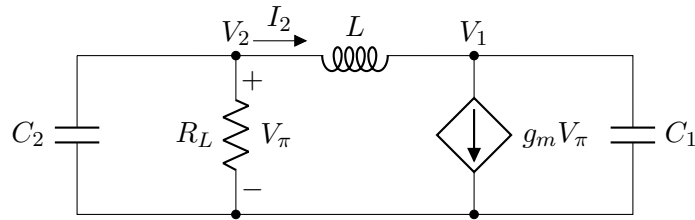


Λύση

→ Απλουστευμένο AC ισοδύναμο (μεγάλη r_π)



Το οποίο είναι το:



$$R_L \parallel \frac{1}{sC_2} = \frac{\frac{R_L}{sC_2}}{R_L + \frac{1}{sC_2}} = \frac{R_L}{1 + R_L C_2 s} = \frac{1}{\frac{1}{R_L} + C_2 s}$$

$$I_2 = -V_\pi \left(\frac{1}{R_L} + C_2 s \right) \rightarrow \text{N. Ohm στην παραλληλία}$$

↳ Παίρνει το ρεύμα που περνάει από το πηνίο

$$\text{Άρα } V_2 - V_1 = sL \cdot I_2$$

$$\Rightarrow V_1 = V_2 - sL I_2 \Rightarrow V_1 = V_\pi + V_\pi sL \left(\frac{1}{R_L} + sC_2 \right)$$

↳ Λύνω ως προς την τάση της πηγής ρεύματος

Εξίσωση κόμβου στο \$V_1\$:

$$g_m V_\pi - I_2 + \frac{V_1}{\frac{1}{sC_1}} = 0$$

$$\Rightarrow g_m V_\pi + V_\pi \left(\frac{1}{R_L} + C_2 s \right) + sC_1 V_\pi \left[1 + sL \left(\frac{1}{R_L} + sC_2 \right) \right] = 0$$

$$\Rightarrow g_m + \frac{1}{R_L} + sC_2 + sC_1 + \frac{s^2 C_1 L}{R_L} + s^3 C_1 C_2 L = 0$$

$$\Rightarrow s^3 C_1 C_2 L + s^2 \frac{C_1 L}{R_L} + s(C_1 + C_2) + g_m + \frac{1}{R_L} = 0 \rightarrow \text{χωρίς καμία τάση/ρεύμα}$$

↳ χαρακτηριστική εξίσωση του κυκλώματος

Για \$s = j\omega\$, έχω:

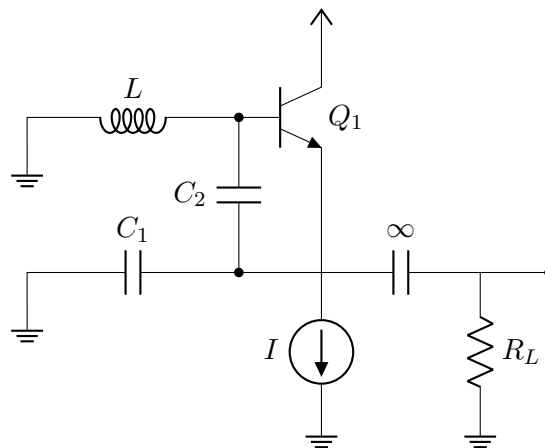
$$-\omega^2 \frac{C_1 L}{R_L} + g_m + \frac{1}{R_L} + j\omega (C_1 + C_2 - \omega^2 C_1 C_2 L) = 0$$

- Φανταστικό μέρος = 0 $\Rightarrow \omega^2 = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \Rightarrow \omega = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L}} \rightarrow$ συχνότητα ταλάντωσης

- Πραγματικό μέρος = 0 $\Rightarrow g_m + \frac{1}{R_L} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 L} \cdot \frac{C_1 L}{R_L}$ (βάζοντας
όπου ω το
πάνω)
 $\Rightarrow g_m \cdot R_L = \frac{C_1 C_2}{C_1 C_2} - 1$
 $\Rightarrow g_m R_L = \frac{C_1}{C_2} \rightarrow$ συνθήκη κέρδους για έναρξη ταλαντώσεων
⏟
ο λόγος των πυκνωτών

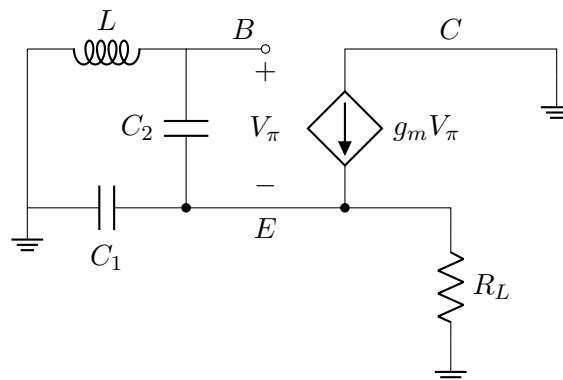
13.2 Άσκηση I14,Σ13

Για τον ταλαντωτή Colpitts του σχήματος να βρεθεί η χαρακτηριστική εξίσωση λειτουργίας του, η συχνότητα ταλαντώσεων και η συνθήκη κέρδους για την έναρξη ταλαντώσεων. Να χρησιμοποιηθεί απλοποιημένο π-ισοδύναμο για το τρανζίστορ (η r_π θεωρείται πολύ μεγάλη).

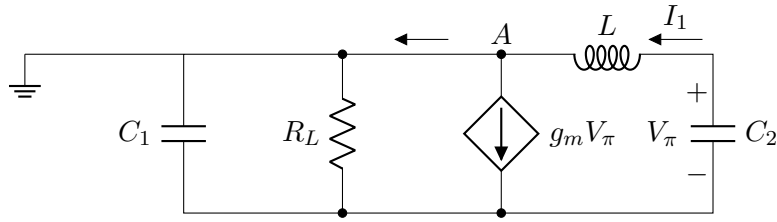


Λύση

AC ισοδύναμο:



Το οποίο είναι το ίδιο με το:



$$I_1 = -\frac{V_\pi}{\frac{1}{sC_2}} = -sC_2 V_\pi$$

→ ρεύμα που περνάει από το L

$$V_A = V_L + V_\pi = -sL(-sC_2 V_\pi) + V_\pi$$

→ κοιτάει τάση του L

$$\Rightarrow V_A = V_\pi (1 + s^2 LC_2)$$

→ παίρνει τάση εξ. πηγής

Εξίσωση κόμβου A:

$$g_m V_\pi - I_1 + \frac{V_A}{R_1 \parallel \frac{1}{sC_1}} = 0$$

$$\Rightarrow g_m V_\pi + sC_2 V_\pi + V_A \cdot \frac{1}{\frac{R_L}{sR_L C_1 + 1}} = 0$$

$$\Rightarrow g_m + sC_2 + [1 + s^2 LC_2] \cdot \left[\frac{sR_L C_1 + 1}{R_L} \right] = 0$$

$$\Rightarrow g_m + sC_2 + sC_1 + \frac{1}{R_L} + s^3 C_1 C_2 L + s^2 \frac{LC_2}{R_L} = 0$$

$$\Rightarrow s^3 C_1 C_2 L + s^2 \frac{LC_2}{R_L} + s(C_1 + C_2) + g_m + \frac{1}{R_L} = 0$$

→ χαρ/κή εξίσωση

$$\xrightarrow{s=j\omega} g_m + \frac{1}{R_L} - \omega^2 \frac{LC_2}{R_L} + j\omega [(C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2 L] = 0$$

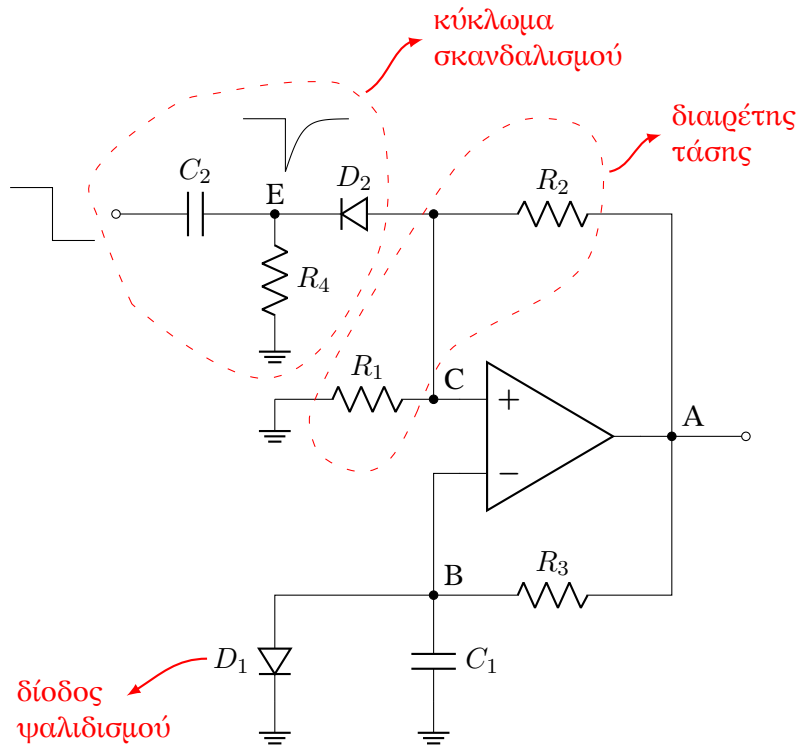
$$\Rightarrow \begin{cases} (C_1 + C_2) - \omega^2 C_1 C_2 L & Im \\ g_m + \frac{1}{R_L} - \omega^2 \frac{LC_2}{R_L} = 0 & Re \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \omega = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \cdot \frac{1}{L}} & \rightarrow \text{συχνότητα} \\ g_m R_L = \frac{C_2}{C_1} & \rightarrow \text{συνθήκη κέρδους} \end{cases}$$

για έναρξη ταλ.

13.3 Άσκηση S12

Για το μονοσταθί πολυδονητή με τελεστικό ενισχυτή του σχήματος να εξηγηθεί η λειτουργία του και να σχεδιαστούν οι κυματομορφές στους στους κόμβους A, B, C, E σε κοινό διάγραμμα χρόνου, ώστε να φαίνεται ο συγχρονισμός τους. Να υπολογιστεί επίσης η αναλυτική έκφραση για τη διάρκεια T του παλμού εξόδου συναρτήσει των στοιχείων του κυκλώματος.

Στη σταθερή κατάσταση, δίχως παλμό στην είσοδο η $V_A = L_+$ και η δίοδος D_1 άγει κρατώντας το B σε δυναμικό V_{D1} . Επιλέγουμε την R_4 πολύ μεγάλη (σε σχέση με την R_1) ώστε η D_2 να



άγει αμελητέο ρεύμα. $\rightarrow i_{R1} = i_{R2}$. Ταυτόχρονα το C είναι σε δυναμικό $V_C = \beta \cdot V_A \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot L_+$. Η κατάσταση είναι ευσταθής διότι το βL_+ είναι μεγαλύτερο από την τάση αγωγής της V_{R1} εισόδου.

Με ένα αρνητικό μέτωπο στην είσοδο του κυκλώματος εμφανίζεται κυματομορφή ∇ στο E που με τη σειρά της κάνει την D_2 να άγει αρκετό ρεύμα και έτσι η τάση στο C πέφτει κάτω από την τάση στο B. Η είσοδος του TE γίνεται αρνητική και η τάση εξόδου γίνεται L_- . Αυτό οδηγεί την αλλαγή της V_A σε $L_- < 0 \rightarrow V_C = \beta \cdot L_-$. Λόγω της αρνητικής V_A η D_1 είναι σε αποκοπή

→ εκφορτίζει εκ

και ο C_1 εκφορτίζεται μέσω της R_3 .

Μόλις η v_B γίνει ίση με την $v_C = \beta \cdot L_-$, η τάση V_A θα γίνει L_+ και ο C_1 θα αρχίσει να φορτίζεται μέχρι να αρχίσει να άγει η D_1 .

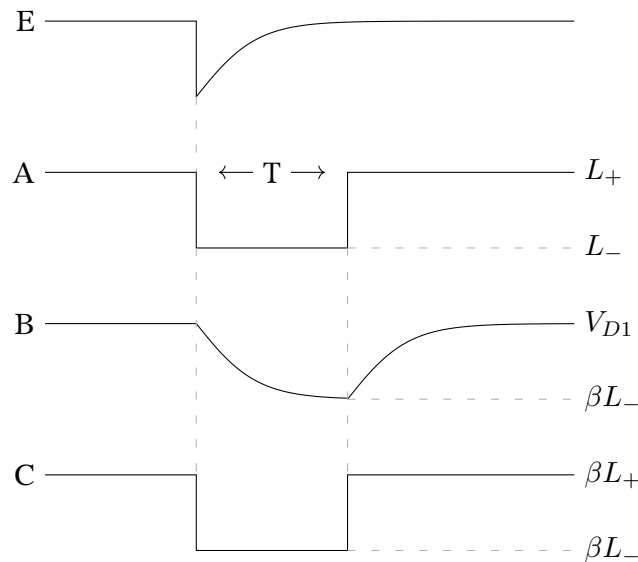
Κατά την εκφόρτιση του C_1 , έχουμε:

$$v_B(t) = L_- - (L_- - V_{D1}) e^{-t/C_1 \cdot R_3}$$

Για $v_B(t) = \beta L_- = v_C$ θα είναι $t = T$ (διάρκεια παλμού)

$$\beta L_- = L_- - (L_- - V_{D1}) e^{-T/\tau} \quad \tau = C_1 \cdot R_3$$

$$\Rightarrow T = \tau \cdot \ln \left(\frac{V_{D1} - L_-}{\beta L_- - L_-} \right) \xrightarrow{V_{D1} \ll |L_-|} T = \tau \cdot \ln \left(\frac{1}{1 - \beta} \right)$$



13.4 Ξέμπαρακος Τ.Ε.

Για την ενίσχυση ημιτονοειδούς σήματος πλάτος V_i χρησιμοποιείται τελεστικός ενισχυτής με $f_T = 2\text{ MHz}$, $SR = 1\text{ V}/\mu\text{s}$ και $V_{omax} = 10\text{ V}$ (κορεσμός εξόδου) σε μη αναστρέφουσα συνδεσμο-

λογία με κέρδος 10.
 \uparrow ρυθμός μεταβολής εξόδου

- Αν $V_i = 0,5\text{ V}$ ποια είναι η μέγιστη συχνότητα εισόδου πριν αρχίσει η παραμόρφωση της εξόδου;
- Αν $V_i = 50\text{ mV}$ ποιο είναι το μέγιστο εύρος συχνοτήτων πριν αρχίσει η παραμόρφωση της εξόδου;
- Αν $f = 20\text{ kHz}$ ποια είναι η μέγιστη τιμή V_i εισόδου πριν αρχίσει η παραμόρφωση της εξόδου;
- Αν $f = 5\text{ kHz}$ ποια είναι η μέγιστη τιμή V_i εισόδου πριν αρχίσει η παραμόρφωση της εξόδου;

Λύση

(α) $V_o = A \cdot V_i = 10 \cdot 0,5 = 5\text{ V}$

$$\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{max} = SR \Rightarrow \omega_{max} \cdot V_o = \frac{1}{10^{-6}} \Rightarrow f_{max} = 31,8\text{ kHz}$$

(β) $v_i = 50\text{ mV}$, $v_o = 500\text{ mV}$

Το μέγιστο εύρος ξεκινάει στην συχνότητα για την οποία $\omega \cdot V_o' = SR' \Rightarrow f = 318,3\text{ kHz}$

Όμως, η συχνότητα 3db μικρού σήματος είναι: $f_{3db} = \frac{f_T}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = \frac{2 \cdot 10^6}{10} = 200\text{ kHz}$
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{\rightarrow \text{παρονομαστής} = A}$

Άρα η χρήσιμη συχνότητα είναι περιορισμένη στα 200 kHz.

(γ) Η έξοδος θα παραμορφωθεί στην τιμή της V_i που επιφέρει:

$$\begin{aligned}\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{max} = SR &\Rightarrow 10v_i \cdot 2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 = \frac{1}{10^{-6}} \\ \Rightarrow v_i &= \frac{1/10^{-6}}{10 \cdot 2\pi \cdot 8 \cdot 10^3} \Rightarrow v_i = 0,795\end{aligned}$$

(δ) Για $f = 5 \text{ kHz}$, ο περιορισμός του μέγιστου εύρους συμβαίνει στην τιμή v_i που δίνεται από τον τύπο:

$$\omega \cdot 10v_i = SR \Rightarrow v_i = \frac{1/10^{-6}}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10} = 3,18 \text{ V}$$

Τέτοια είσοδος όμως θα προκαλούσε ιδανικά έξοδο $31,8 \text{ V}$, το οποίο ξεπερνάει το V_{omax} . Άρα:

$$V_{imax} = \frac{V_{omax}}{10} = 1 \text{ V [peak.]}$$