

Πόλωση BJT

Η πόλωση τρανζίστορ όπως την έχετε γνωρίσει, υποφέρει από δύο βασικά μειονεκτήματα:

- **Υπερβολική χρήση πηγών dc.** Το γεγονός αυτό είναι ιδιαίτερα έντονο σε κυκλώματα πολυβάθμιων ενισχυτών. Π.χ. Η V_{BB} ενός τρανζίστορ είναι πρακτικά αδύνατο να είναι αυτή που χρειάζεται το επόμενο ή μεθεπόμενο τρανζίστορ.

- **Θερμική αστάθεια.** Θυμηθείτε:

$$\delta\beta_F = 0.1 - 0.3\%/^{\circ}\text{C},$$

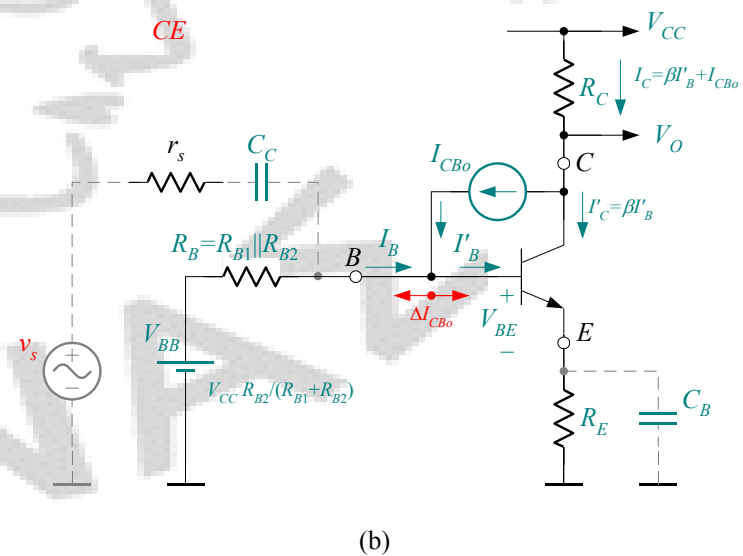
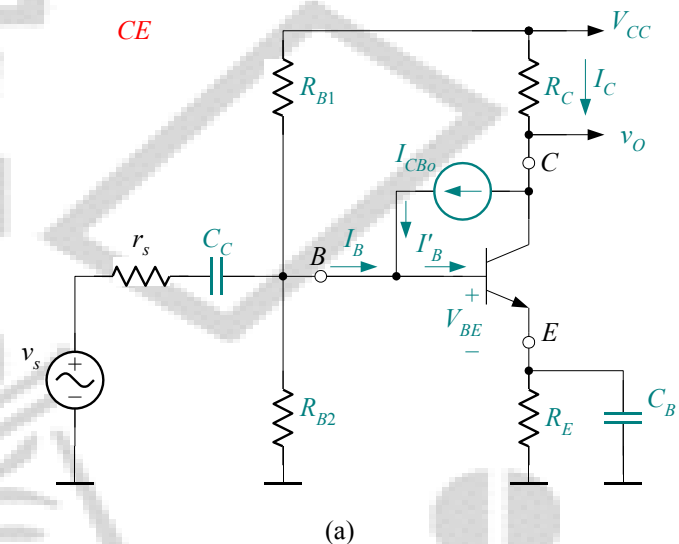
$$\Delta V_{BE} = -2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$$

$$\delta I_{CBo} = 100\%/10^{\circ}\text{C}$$

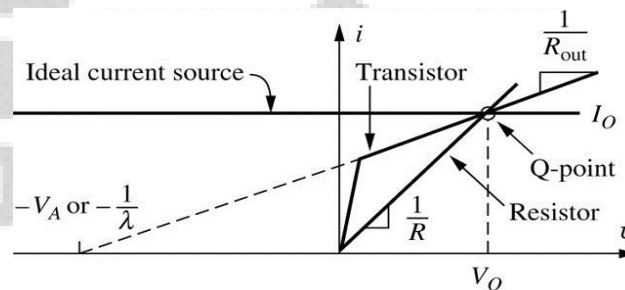
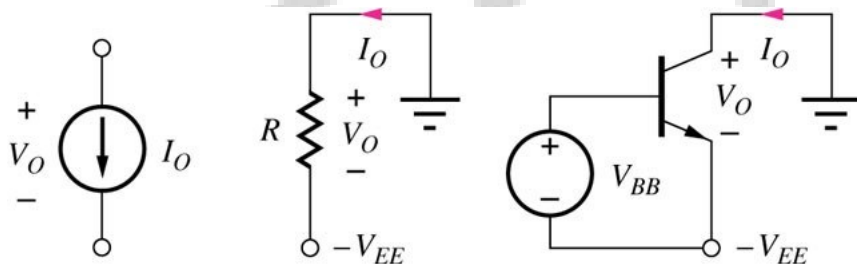
όπου δ η σχετική μεταβολή, Δ η απόλυτη μεταβολή και I_{CBo} το ρεύμα διαρροής λόγω ασυνέχειας της επιφάνειας του ημιαγωγού (τυπικά 100pA – εξαρτάται φυσικά από την διαφορά δυναμικού ανάμεσα στους ακροδέκτες)

Πρακτικά θέματα πόλωσης ενισχυτών

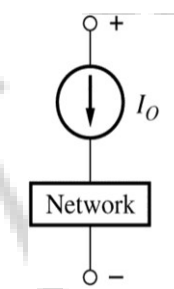
- Στα διακριτά κυκλώματα κάθε σχεδιαστής έχει την ευκαιρία να αναπτύξει το κύκλωμα δίχως ιδιαίτερους περιορισμούς (με βάση τις σχεδιαστικές κατευθύνσεις βέβαια).
- Δεν υπάρχουν εξ'ορισμού περιορισμοί και υπάρχει η δυνατότητα χρήσης μεγάλης γκάμας υλικών (τιμές, ανοχές κ.λ.π).
- Ο βασικός περιορισμός στη διακριτή σχεδίαση είναι το μη ταίριασμα ομοειδών τρανζίστορ
- Μια βασική τοπολογία πόλωσης είναι η χρήση του διαιρέτη τάσης
- Για να αυξηθεί η θερμική σταθερότητα προστίθεται αντίσταση ανάδρασης μεταξύ εκπομπού – γης.



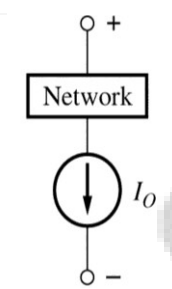
Πηγή ρεύματος - Εισαγωγή



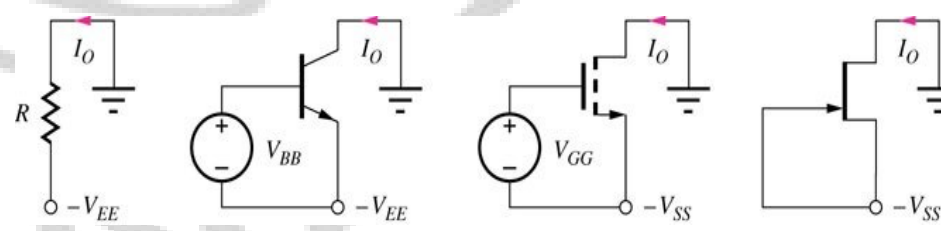
Current source (πηγή ρεύματος)



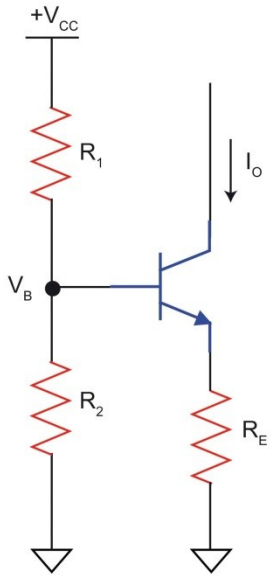
Current sink (καταβόθρα ρεύματος)



- Το ρεύμα μιας ιδανικής πηγής ρεύματος είναι ανεξάρτητο από την τάση στα άκρα της (αφού η αντίσταση εξόδου είναι άπειρη)
- Στις ηλεκτρονικές πηγές ρεύματος το ρεύμα **εξαρτάται** από την τάση εξόδου (αφού η αντίσταση εξόδου είναι πεπερασμένη)
- Οι υλοποιήσεις πηγών ρεύματος με τρανζίστορ λειτουργούν στο ένα τεταρτημόριο διότι τα τρανζίστορ πρέπει να πολώνονται στην ενεργό περιοχή ή στην περιοχή κόρου ή στην περιοχή αποκοπής προκειμένου να διατηρείται η υψηλή αντίσταση εξόδου

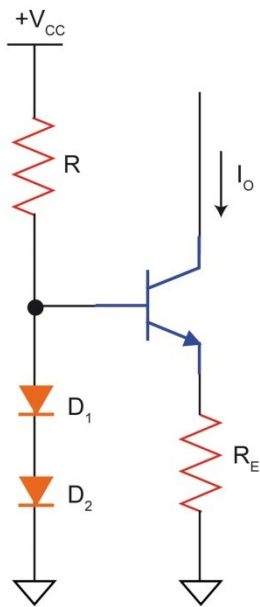


Πηγές ρεύματος



$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

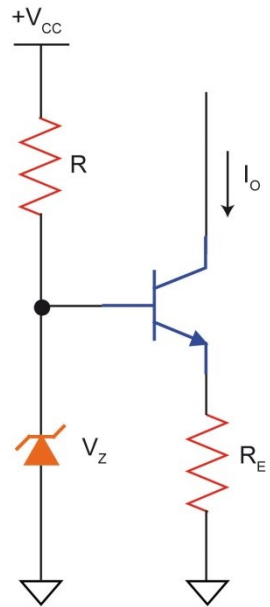
$$I_O = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$



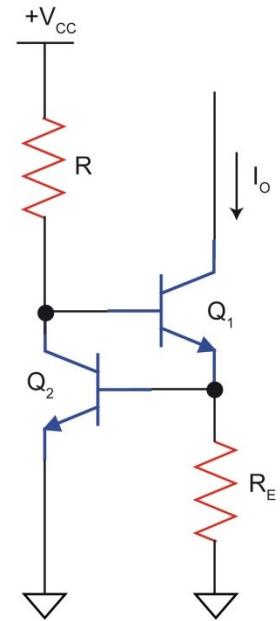
α)

$$I_O = \frac{V_{ref} - V_{BE}}{R_E}$$

$V_{ref} = 2V_D$ για το α)
ή
 $V_{ref} = V_Z$ για το β)



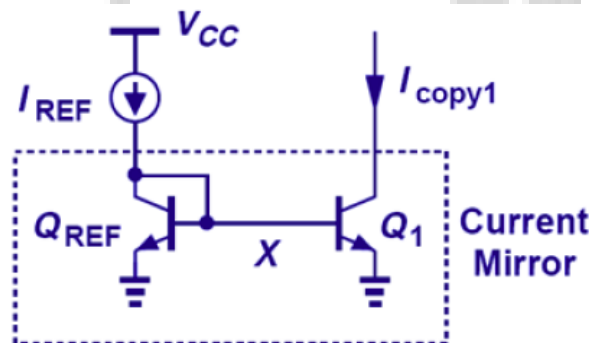
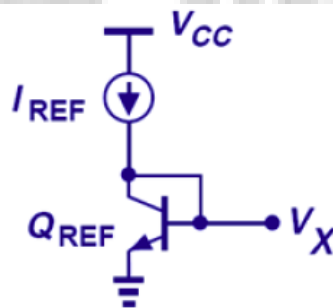
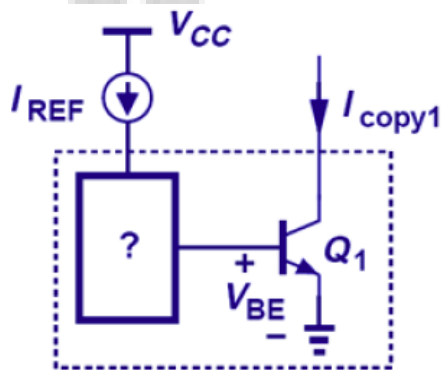
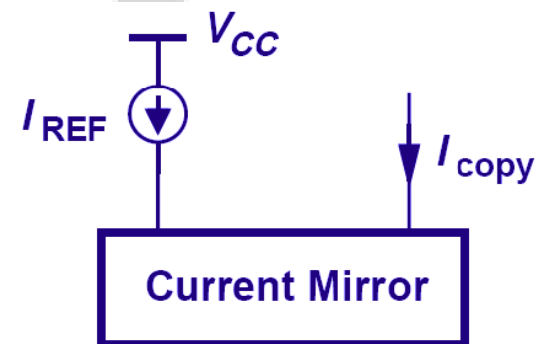
β)



$$I_O = \frac{V_{BE2}}{R_E}$$

Καθρέπτης ρεύματος – Βασική ιδέα

- Χρειαζόμαστε μια πηγή ρεύματος που να προσφέρει ρεύμα ανεξάρτητο από διακυμάνσεις θερμοκρασίας.
- Το ρεύμα αυτό (Ρεύμα αναφοράς - I_{REF}) θα ήταν ιδανικά να μπορούμε να το αναπαράγουμε είτε με μεγαλύτερη είτε με μικρότερη τιμή, διατηρώντας πάντα ως αναπόσπαστη ιδιότητα, τη σταθερότητα του (καθρέπτης)
- Έτσι θα εξαλείψαμε την ανάγκη για διαφορετικά υποσυστήματα πόλωσης σε ένα σύνθετο (ή ολοκληρωμένο) κύκλωμα



$$V_X = V_T \ln \left(\frac{I_{copy1}}{I_{S,1}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{REF}}{I_{S,REF}} \right)$$

$$I_{copy1} = \frac{I_{S,1}}{I_{S,REF}} I_{REF}$$

Prof. Wu, UC Berkeley

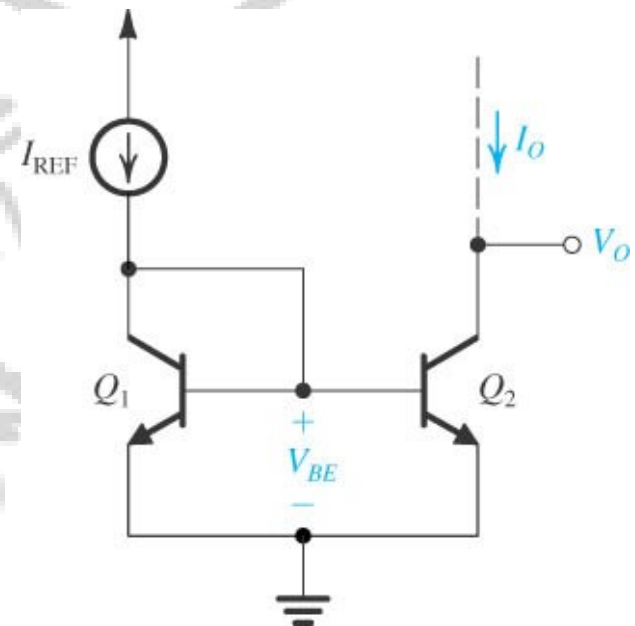
Καθρέπτης ρεύματος με BJT

- Θεωρούμε β αρκετά υψηλό ώστε $I_B \rightarrow 0$
- Το ρεύμα αναφοράς διέρχεται από το Q_1 (συνδεδεμένο ως δίοδος) \rightarrow δημιουργεί $V_{BE} \rightarrow$ η V_{BE} αυτή εφαρμόζεται και μεταξύ B-E του Q_2 . Αν $Q_1 \sim Q_2$ (ή πιο συγκεκριμένα αν το εμβαδό της περιοχής EBJ του Q_1 είναι ίσο με το εμβαδό της περιοχής EBJ του Q_2) τότε **$I_{S1} = I_{S2} \rightarrow I_{C1} = I_{C2}$** δηλαδή **$I_O = I_{REF}$**

- Για να συμβεί αυτό πρέπει $V_O > V_E + 0.3V$
- Αν $m = I_O / I_{REF}$ και χρειαζόμαστε $m \neq 1$ τότε φροντίζουμε ώστε το εμβαδό EBJ1 να είναι m-πλάσιο του EBJ2

- Γενικά ισχύει
$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{\text{Area of EBJ of } Q_2}{\text{Area of EBJ of } Q_1}$$

- Εναλλακτικά, αν το m είναι ακέραιος, τότε μπορούμε να θεωρήσουμε το Q_2 ισοδύναμο με m το πλήθος τρανζίστορ, καθ'ένα εκ των οποίων είναι συνδεδεμένο παράλληλα



Καθρέπτης ρεύματος με BJT (συν)

- Για λεπτομερέστερη ανάλυση, θεωρούμε το β πεπερασμένο
- Για ταιριασμένα τρανζίστορ έχουμε ότι τα ρεύματα συλλεκτών είναι ίδια.

$$I_{REF} = I_C + 2I_C/\beta = I_C \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

- Δεδομένου ότι $I_O = I_C$, ο λόγος m υπολογίζεται ως :

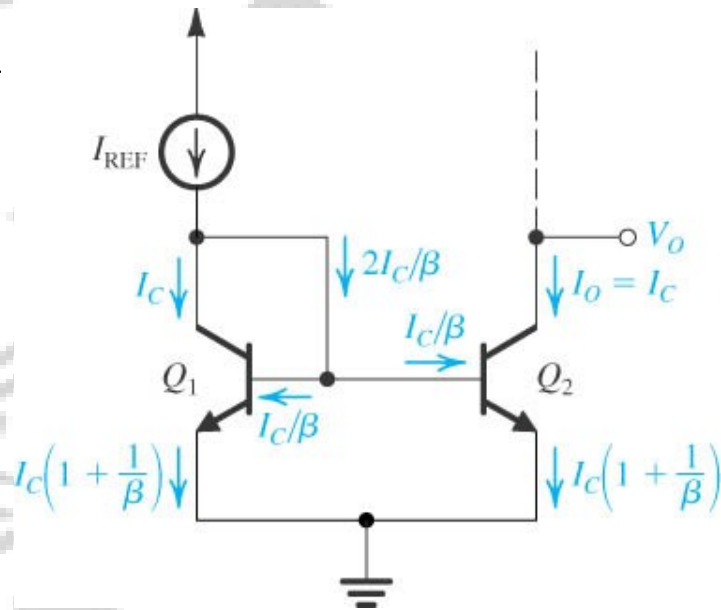
$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{I_C}{I_C \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

Παρατηρήστε ότι όταν $\beta \rightarrow \infty$ ο λόγος $m \rightarrow 1$. Στην πράξη όμως (π.χ $\beta \sim 100$) έχουμε ένα σφάλμα της τάξης του 2%.

- Το σφάλμα αυτό επίσης αυξάνεται όσο (για πεπερασμένο β) αυξάνεται το m

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{m}{1 + \frac{m+1}{\beta}}$$

- Γενικά ισχύει



$$I_O = I_{REF} \left(\frac{m}{1 + \frac{m+1}{\beta}} \right) \left(1 + \frac{V_O - V_{BE}}{V_{A2}} \right)$$

ενώ η αντίσταση εξόδου είναι

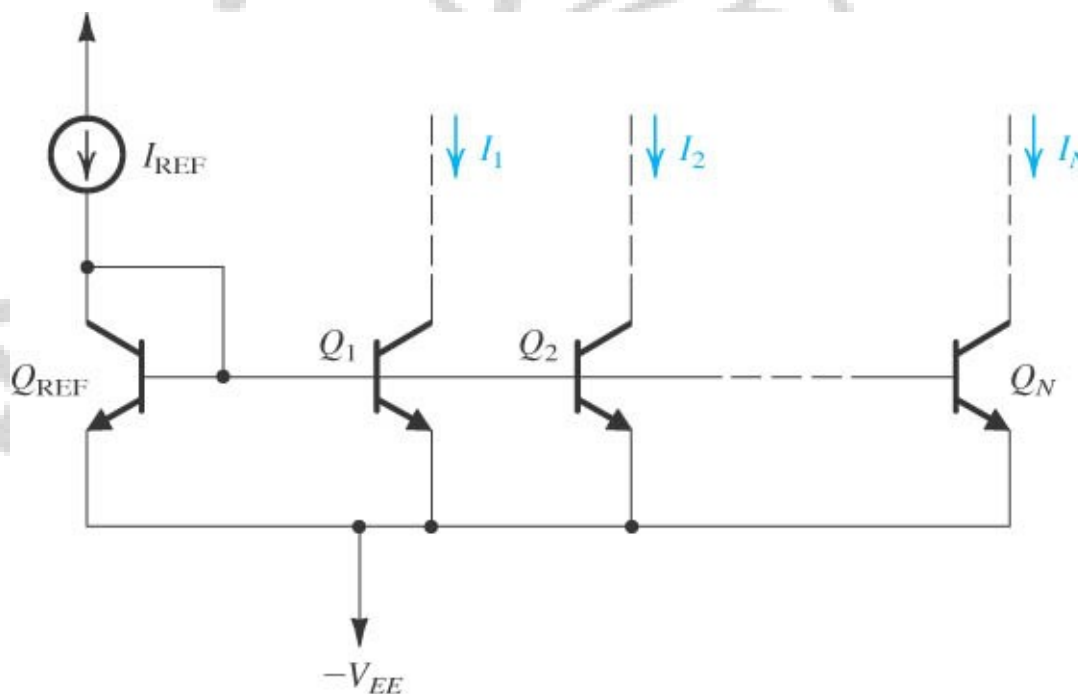
$$R_o \equiv \frac{\Delta V_O}{\Delta I_O} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_O}$$

Αναπαραγωγή ρεύματος σε IC

- Αφού μπορέσαμε να παράγουμε ένα σταθερό ρεύμα, τι γίνεται όταν το χρειαζόμαστε σε παραπάνω από ένα σημεία του κυκλώματος → **αναπαραγωγή**

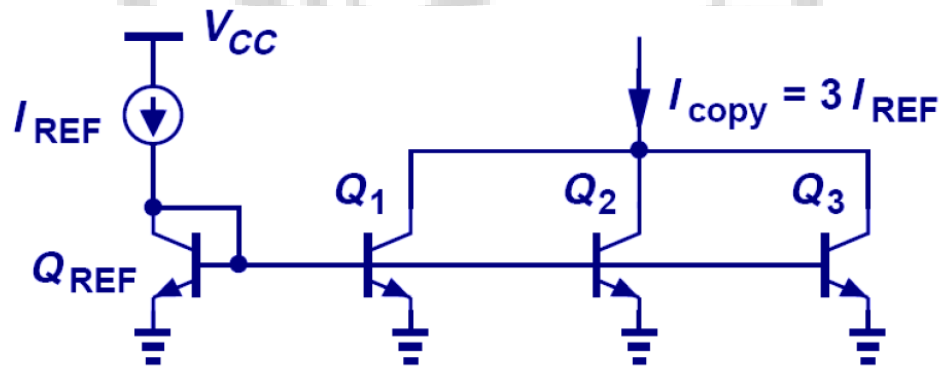
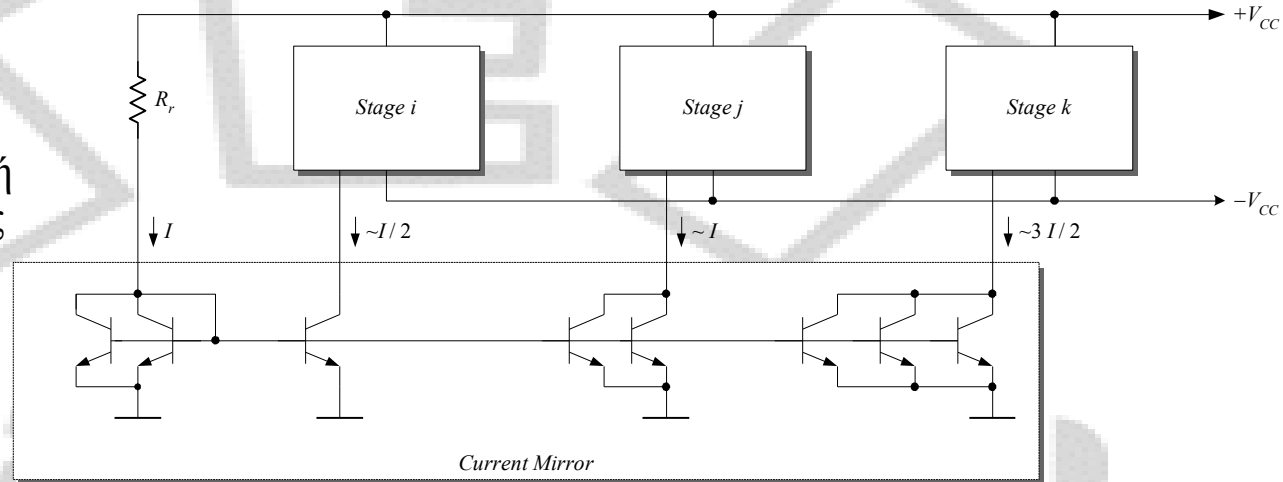
- Ισχύει
$$I_1 = I_2 = \dots = I_N = \frac{1}{1 + \frac{(N+1)}{\beta}}$$

- Προσοχή:** $I_1 = I_2 = \dots = I_N$ αλλά $< I_{REF}$. Όσο αυξάνω στάδια → αυξάνεται σφάλμα



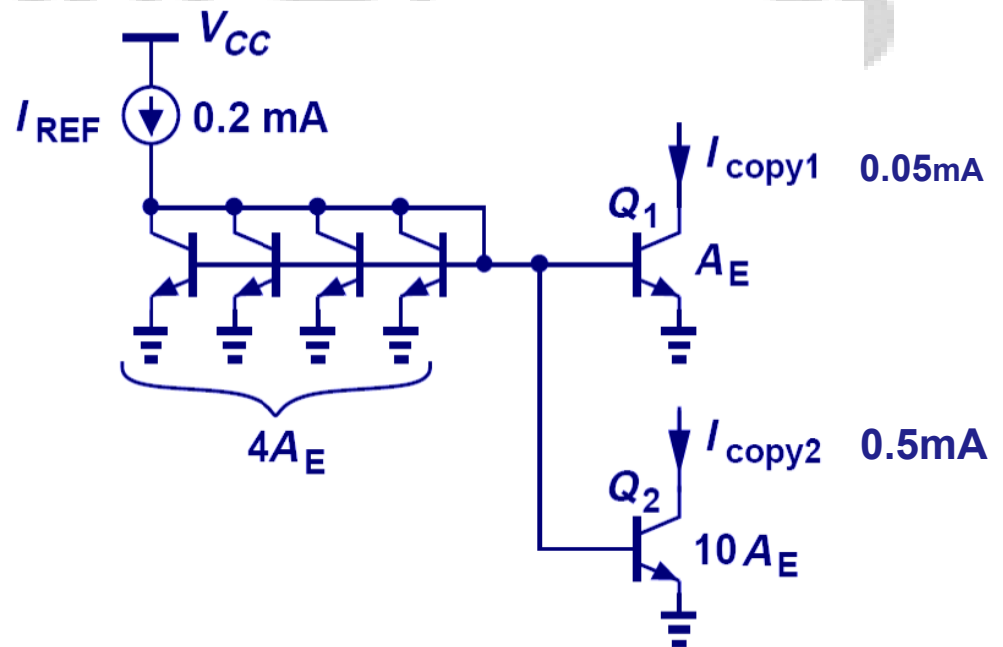
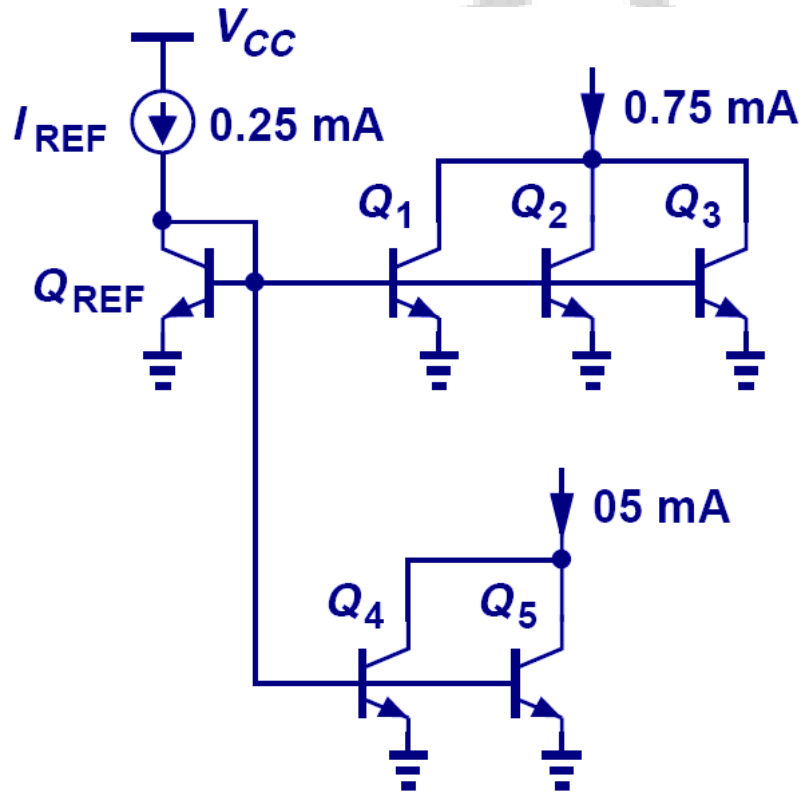
Οδήγηση ρεύματος σε IC

- Βασική ιδέα → αναπαραγωγή ποσοστού του ρεύματος αναφοράς
- Δυνατότητα για πολλαπλάσια ή υποπολλαπλάσια του ρεύματος αναφοράς



$$I_{copy,j} = nI_{REF}$$

Οδήγηση ρεύματος σε IC (συν.)



Οδήγηση ρεύματος : Εφαρμογή

- Ολοκληρωμένη λύση για διαφορετικές ανάγκες πηγής ή καταβόθρας ρεύματος, μέσα σε ένα ολοκληρωμένο
- Παραγωγή σταθερών ρευμάτων διαφόρων τιμών
- Το I_{REF} καθορίζεται από την αντίσταση R και τις τάσεις V_{BE} των Q_1 & Q_2 (συνήθως $0.7V$). Δηλαδή

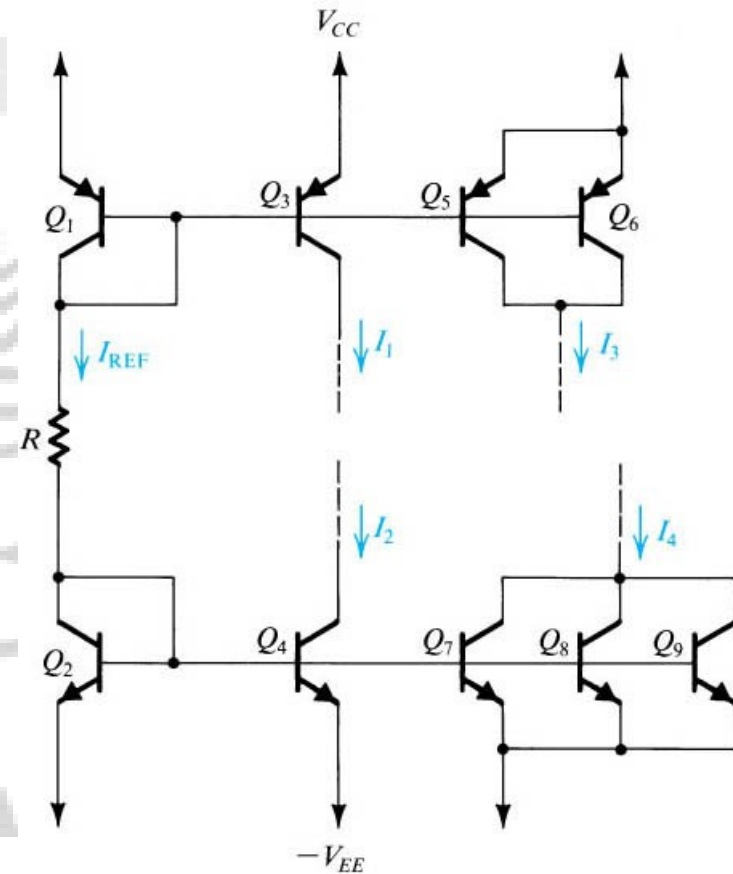
$$V_{B1} = V_{CC} - 0.7 = V_{C1}$$

$$V_{B2} = -V_{EE} + 0.7 = V_{C2}$$

$$I_{REF} = \frac{(V_{CC} - 0.7) - (-V_{EE} + 0.7)}{R} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - 0.7 - 0.7}{R}$$

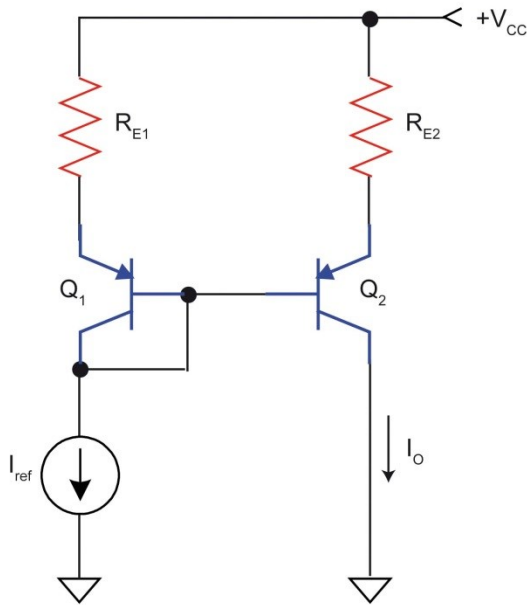
- Εδώ, $I_1 \approx I_2 \approx I_{REF}$ and $I_3 \approx 2 I_{REF}$ and $I_4 \approx 3 I_{REF}$

αν όλα τα τρανζίστορ είναι ταιριασμένα



Οδήγηση ρεύματος με διακριτά εξαρτήματα

- Πολλαπλασιασμός ρεύματος με χρήση διαφορετικών τιμών αντιστάσεων εκπομπού



$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_o}{I_{ref}}$$

- ✓ Αν θέλω $I_o/I_{ref} = 2$ τότε θα είναι $V_{BE2} - V_{BE1} = 18\text{mV}$
- ✓ Αν θέλω $I_o/I_{ref} = 10$ τότε θα είναι $V_{BE2} - V_{BE1} = 60\text{mV}$

$$V_{BE1} + I_{ref} R_{E1} = V_{BE2} + I_o R_{E2}$$

Καθρέπτης ρεύματος BJT με αντιστάθμιση ρεύματος βάσης

Σκοπός των βελτιωμένων κυκλωμάτων καθρεπτών ρεύματος είναι να ελαχιστοποιήσουμε το σφάλμα
 → να έχουμε μειωμένη εξάρτηση από το β → να ελαχιστοποιήσουμε τα ρεύματα βάσης

- Προσθήκη Q3 → παρέχει ρεύματα βάσης Q1 & Q2
- Το αποτέλεσμα είναι ότι το άθροισμα των ρευμάτων βάσης διαιρείται με $(\beta+1)$ → χρειάζεται να «κλέψουμε» πολύ λιγότερο ρεύμα από το I_{REF} .

- Θεωρώντας Q1~Q2 → ίσα ρεύματα συλλέκτη.
- Το Q3 πρέπει να δώσει ρεύμα $2I_C/\beta$
- Χρησιμοποιώντας $I_C = \beta I_B$ & $I_E = I_C + I_B$ έχω:
- Άρα το ρεύμα βάσης του Q3 πρέπει να είναι:

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}$$

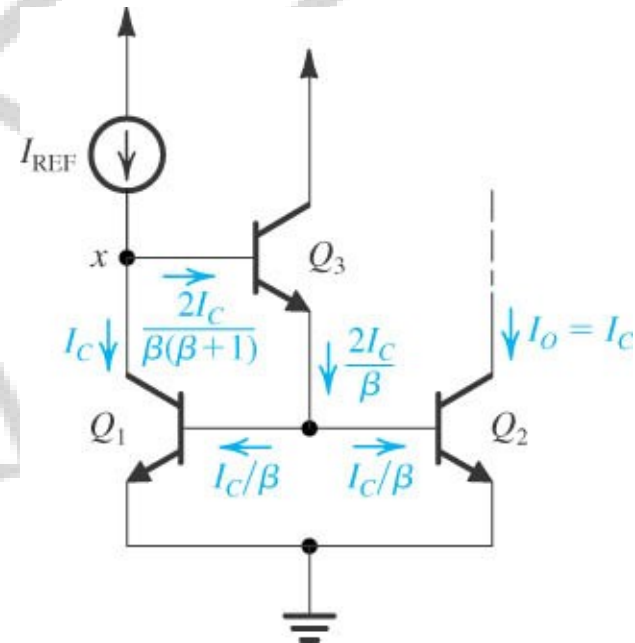
$$I_B = \frac{2I_C/\beta}{\beta + 1} \quad \rightarrow \quad I_B = \frac{2I_C}{\beta(\beta + 1)}$$

- Έτσι, το ρεύμα εξόδου είναι κατά $I_B = \frac{2I_C}{\beta(\beta + 1)}$ φορές μικρότερο από το I_{REF}

- Αυτό σημαίνει, ότι για π.χ. $\beta = 100$ θα έχω ένα λάθος της τάξης 0.02% (από

- Αντίσταση εξόδου → παραμένει ίδια

- Αν δεν έχω I_{REF} αλλά αντίσταση →
$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$



$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$$

Καθρέπτης ρεύματος Wilson

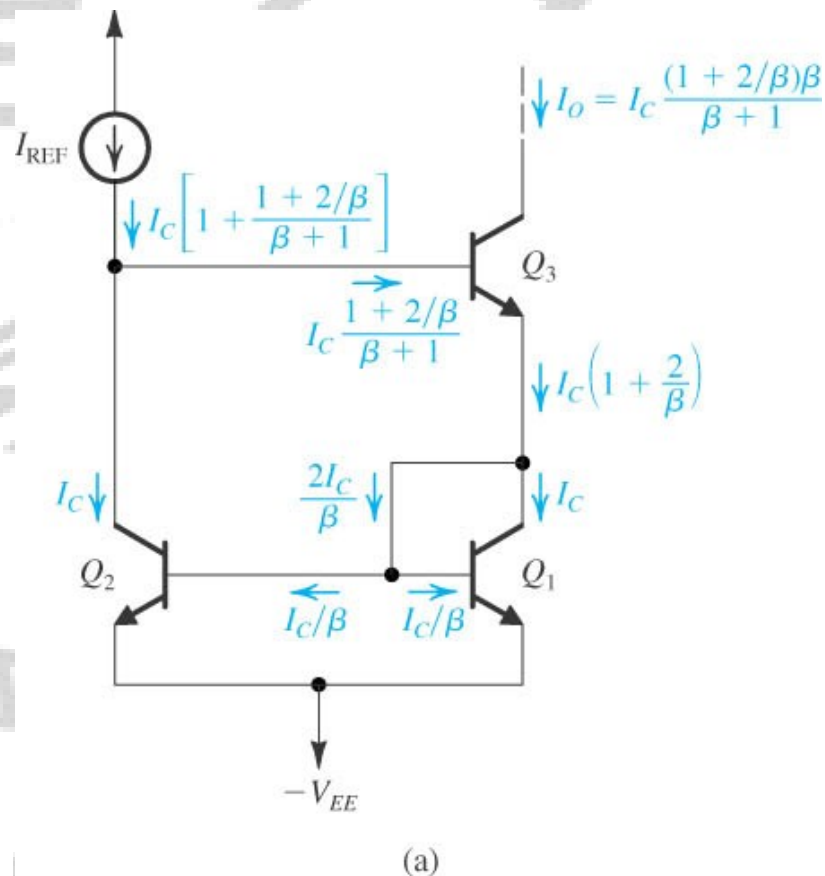
- Η ανάλυση του διευκολύνεται ξεκινώντας από το I_C του Q_2 . Το I_B που απαιτείται για να δημιουργηθεί το προαναφερθεν ρεύμα συλλέκτη είναι I_C/β (το ίδιο φυσικά θα είναι και για το Q_1)

- Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα που απαιτείται να δώσει το Q_3 θα είναι $I_C \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$. Άρα ρεύμα βάσης για το Q_3

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta} = I_C \left[1 + \frac{1 + 2/\beta}{\beta + 1} \right]$$

- Συνεπώς το I_O είναι $I_C \left[1 + \frac{1 + 2/\beta}{\beta + 1} \right]$ φορές μικρότερο του I_{REF} .

- Αυτό σημαίνει ότι το σφάλμα θα είναι $\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}}$ → ίδιο με πριν
- **ΑΛΛΑ:** Η αντίσταση εξόδου → $R_{out} = r_o \frac{\beta}{2}$



Πηγή ρεύματος Widlar

ΠΡΟΣΟΧΗ: είναι ΠΗΓΗ ρεύματος και **ΌΧΙ ΚΑΘΡΕΠΤΗΣ** ρεύματος

ΤΟ ΠΡΟΒΛΗΜΑ: θέλουμε χαμηλό ρεύμα (π.χ. $10\mu A$) και έχουμε $V_1=+5V$ and $V_2=-5V$, οπότε η απαιτούμενη αντίσταση (για I_{REF}) θα είναι:

$$R_1 = \frac{V^+ - V_{BE} - V^-}{I_{REF}} \cong \frac{5 - 0.7 - (-5)}{10\mu} = 930k\Omega$$

Σε IC έχουμε χωρικό πρόβλημα για $R > 1M\Omega$

Προσθήκη αντίστασης στο $Q_2 \rightarrow$ Συνεπώς, για ταιριασμένα τρανζίστορ, τα ρεύματα συλλεκτών I_{C1} και I_{C2} **ΔΕΝ μπορεί** να είναι ίδια $\rightarrow V_{BE} \neq 0.7V$

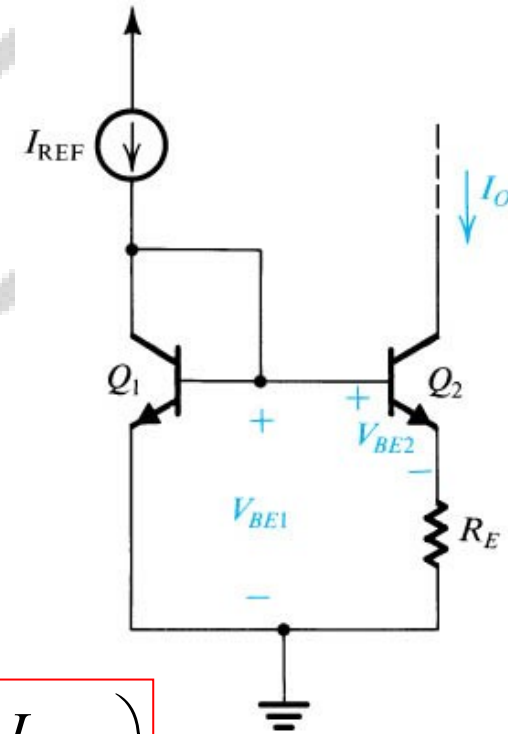
$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_O R_E \Rightarrow V_{BE1} - V_{BE2} = I_O R_E$$

$$\left. \begin{aligned} V_{BE1} &= V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_S}\right) \\ V_{BE2} &= V_T \ln\left(\frac{I_O}{I_S}\right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_O}\right)$$

$$\Rightarrow I_O R_E = V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_O}\right)$$

$$R_E = \frac{V_T}{I_O} \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_O}\right)$$

ΔΗΛΑΔΗ ο λόγος ρευμάτων καθορίζεται από την ΤΙΜΗ της R_E



Πηγή ρεύματος Widlar (συν.)

Η αντίσταση εξόδου («κοιτώντας» από το συλλέκτη του Q2), προσδιορίζεται με τη βοήθεια του ισοδύναμου

Η αντίσταση εξόδου

(«κοιτώντας» μέσα από τη βάση του Q1)

$$R_{O1} = r_{\pi 1} \parallel \frac{1}{g_{m1}} \parallel r_{o1} \parallel R_1 \ll r_{\pi 2}$$

R_{O1} σε σειρά με $r_{\pi 2}$ και αφού $R_{O1} \ll r_{\pi 2}$, η επίδραση της R_{O1} μπορεί να παραληφθεί. Στην πράξη η βάση του Q2 είναι γειωμένη. Συνεπώς, η αντίσταση εξόδου από το συλλέκτη του Q2 είναι (με βάση το ισοδύναμο)

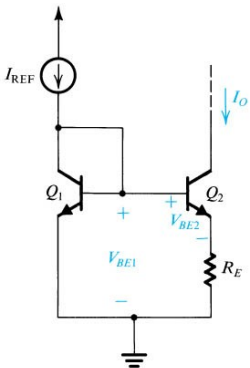
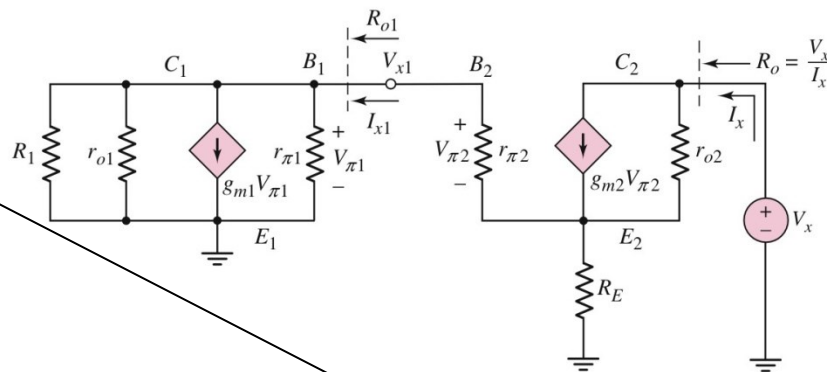
$$\frac{V_x}{I_x} = R_O = r_{o2} \left[1 + \left(R_E \parallel r_{\pi 2} \right) \left(g_{m2} + \frac{1}{r_{o2}} \right) \right]$$

Συνήθως $(1/r_{o2}) \ll g_{m2}$

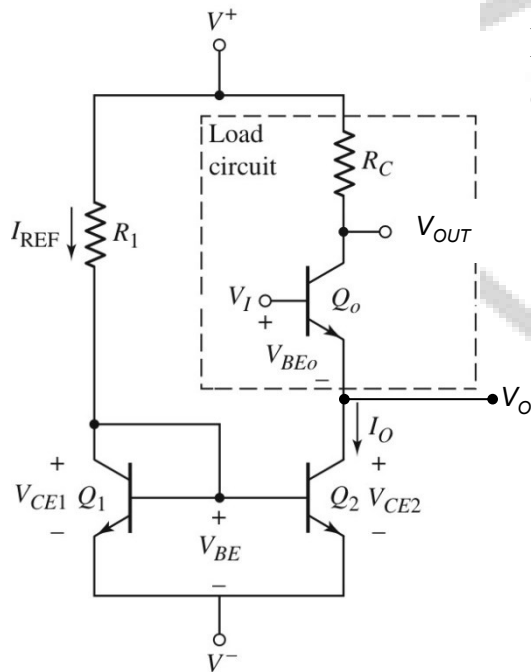
οπότε $R_O \cong r_{o2} (1 + g_{m2} R'_E)$

όπου $R'_E = R_E \parallel r_{\pi 2}$

ΑΡΑ η αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος widlar είναι μεγαλύτερη κατά $(1 + g_{m2} R'_E)$ φορές από του απλού καθρέπτη ρεύματος



Πόλωση CE με καθρέπτη ρεύματος



Η ελάχιστη τάση εξόδου του καθρέπτη ρεύματος $V_{O(\min)}$, επηρεάζει τη μέγιστη διακύμανση της τάσης εξόδου του ενισχυτή, V_{OUT} .

$$V_{O(\min)} = V_{C2} = V^- + V_{CE2}(\text{sat})$$

Για καθρέπτη ρεύματος Wilson θα έχω

$$V_{O(\min)} = V^- + V_{BE} + V_{CE}(\text{sat})$$

Συνεπώς, η $V_{O(\min)}$ απαιτείται να είναι μεγαλύτερη στον καθρέπτη Wilson απ' ό τι στον απλό

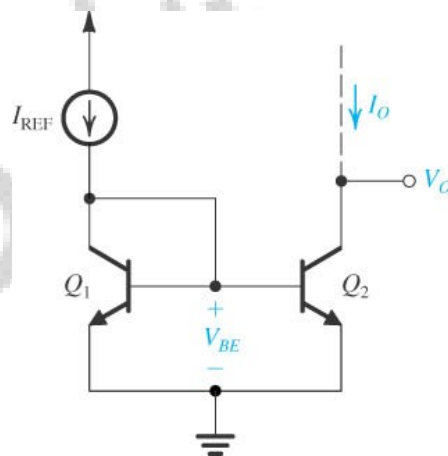
ΠΡΟΣΟΧΗ: θυμηθείτε ότι αυξημένη $V_{O(\min)}$ πρακτικά σημαίνει μικρότερο εύρος διακύμανσης για την τάση εξόδου V_{OUT} , του ενισχυτή.

Η παρατήρηση αυτή είναι σημαντική, όταν σχεδιάζουμε διατάξεις χαμηλής κατανάλωσης

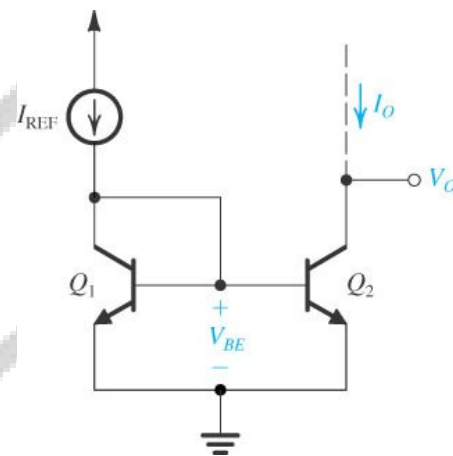
6.29 Δίνεται ο απλός καθρέπτης ρεύματος διπολικών στοιχείων του Σχ. 6.8 για την περίπτωση που τα Q_1 και Q_2 είναι πανομοιότυπα και έχουν $I_S = 10^{-15} A$.

(α) Υποθέτοντας ότι η παράμετρος β των τρανζίστορ είναι πού υψηλή, βρείτε το εύρος τιμών των V_{BE} και I_O που αντιστοιχούν σε αύξηση του I_{REF} από $10 \mu A$ σε $10 mA$. Υποθέστε ότι το Q_2 παραμένει στην ενεργή κατάσταση και αγνοήστε το φαινόμενο Early.

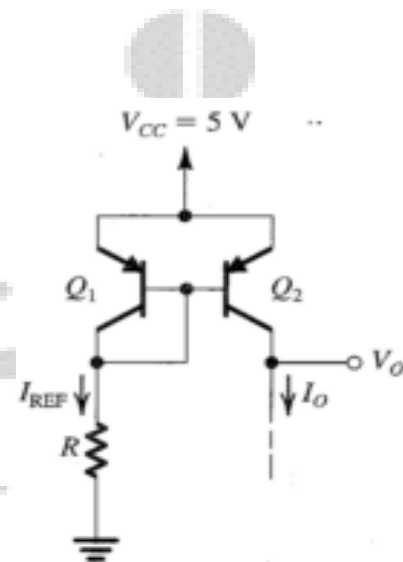
(β) Βρείτε το εύρος του I_O που αντιστοιχεί σε εύρος τιμών του I_{REF} από $10 \mu A$ έως $10 mA$, συνυπολογίζοντας το πεπερασμένο β . Υποθέστε ότι το β παραμένει σταθερό σε τιμή 100 για ένα εύρος τιμών ρεύματος $0,1 mA$ έως $5 mA$, αλλά ότι σε ρεύμα $I_C \cong 10 mA$, το $\beta=70$. Καθορίστε το I_O που αντιστοιχεί σε $I_{REF} = , 0.1 mA , 1 mA$ και $10 mA$. Παρατηρήστε ότι η διακύμανση του β ανάλογα με την τιμή ρεύματος προκαλεί αντίστοιχη διακύμανση στο λόγο μεταφοράς ρεύματος.



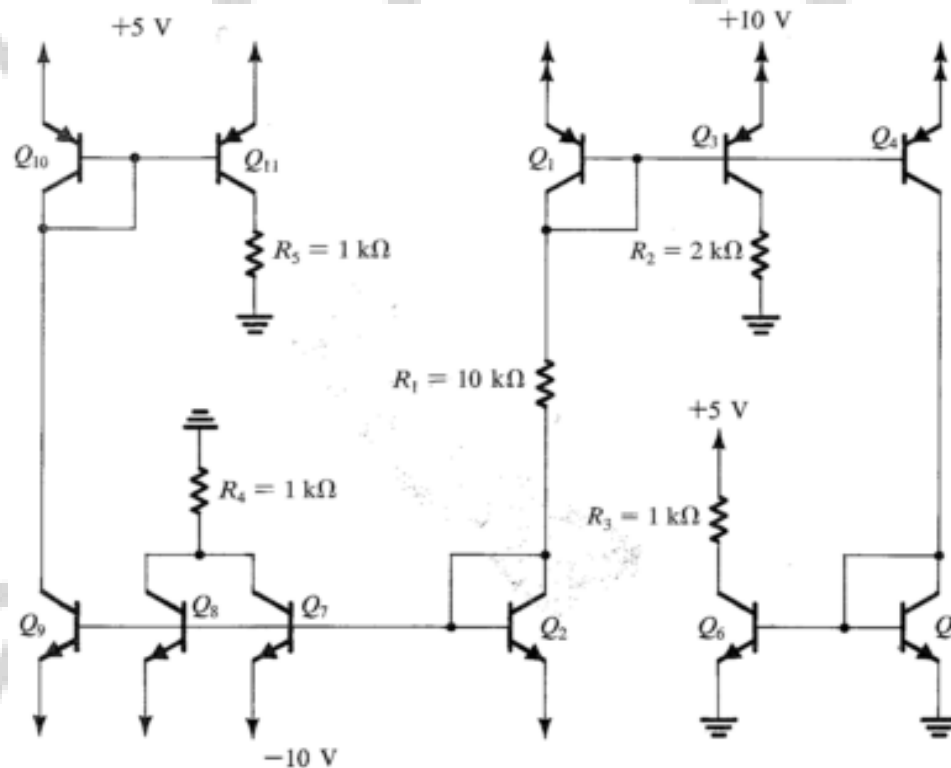
6.32 Δίνεται ο απλός καθρέπτης ρεύματος διπολικών στοιχείων του Σχ. 6.8 με τα Q_1 και Q_2 ταιριασμένα και το $I_{REF} = 2mA$. Αγνοώντας την επίδραση του πεπερασμένου β , βρείτε την μεταβολή στο I_O , τόσο σαν απόλυτη τιμή όσο και σαν ποσοστό, που αντιστοιχεί σε αλλαγή της V_O από $1V$ σε $10V$. Η τάση *Early* είναι $90V$.



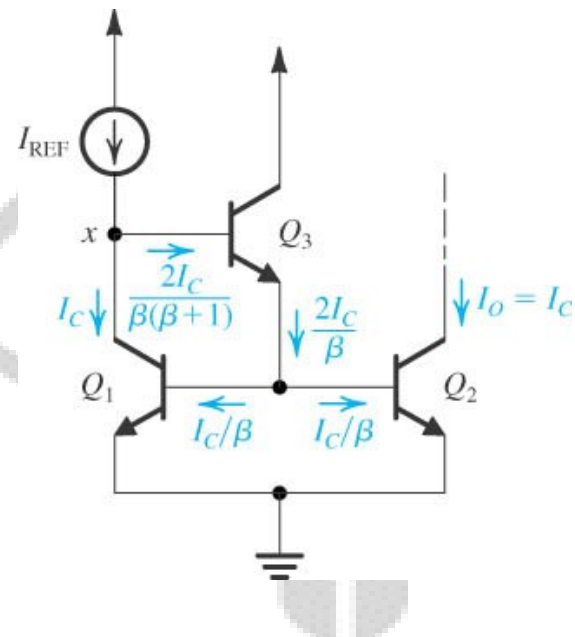
6.33 Το κύκλωμα πηγής ρεύματος του Σχ Π6.33 χρησιμοποιεί ένα ζεύγος ταιριασμένων pnp τρανζίστορ που έχουν $I_S = 10^{-15}A$, $\beta = 50$, και $|V_A| = 50V$. Ζητείται να σχεδιάσετε το κύκλωμα με τρόπο ώστε να παρέχει ρεύμα εξόδου $I_O = 1mA$ σε $V_O = 2V$. Ποιές τιμές των I_{REF} και R απαιτούνται; Ποιά είναι η μέγιστη επιτρεπτή τιμή της V_O για την οποία συνεχίζει να λειτουργεί σωστά η πηγή ρεύματος; Πόσο μεταβάλλεται το I_O σε αντιστοιχία με την αλλαγή της V_O από τη μέγιστη θετική τιμή σε $-5V$.



6.34 Βρείτε τις τάσεις σε όλους τους κόμβους και τα ρεύματα που διαρρέουν όλους τους κλάδους στο κύκλωμα του Σχ. Π6.34 . Υποθέστε ότι $|V_{BE}| = 0.7V$ και $\beta = \infty$



6.131 Για τον καθρέπτη ρεύματος με αντιστάθμιση ρεύματος βάσης που παρουσιάζεται στο ΣΧ. 6.59, έστω ότι τα τρία τρανζίστορ είναι ταιριασμένα και έχουν ρεύμα συλλέκτη 1mA σε $V_{BE} \cong 0.7\text{V}$. Για ρεύμα $I_{REF} = 100\mu\text{A}$ και υποθέτοντας $\beta=200$, πόση θα είναι η τάση στον κόμβο x ; Εάν αυξηθεί το I_{REF} σε 1mA , πόση είναι η μεταβολή στην V_x ; Πόσο ρεύμα I_O επιτυγχάνεται στις δύο περιπτώσεις; Δώστε την ποσοστιαία διαφορά μεταξύ της πραγματικής και της ιδανικής τιμής του I_O . Ποια είναι η ελάχιστη τάση στην έξοδο για την οποία το κύκλωμα διατηρεί τη λειτουργία του ως πηγή ρεύματος;



6.132 Επεκτείνετε το κύκλωμα καθρέπτη ρεύματος του Σχ. 6.59 ώστε να έχει η εξόδους. Ποιός είναι ο λόγος μεταφοράς ρεύματος από την είσοδο προς κάθε έξοδο, $\frac{I_O}{I_{REF}}$; Εάν η απόκλιση από τη μονάδα πρόκειται να κρατείται σε 0.1% ή λιγότερο, ποιός είναι ο μέγιστος δυνατός αριθμός εξόδων, για BJT τρανζίστορ με $\beta=100$;

Ενεργά Φορτία

ΣΚΟΠΟΣ: διατήρηση της μέγιστης απολαβή ασθενούς σήματος για δεδομένη V_{CC} , με τοποθέτηση του Q στο μέσο της ευθείας φόρτου: $V_O = 0.5V_{CC}$.

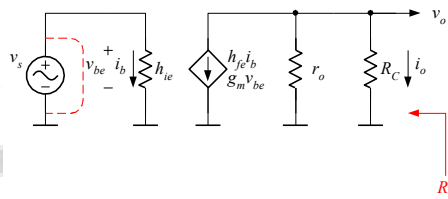
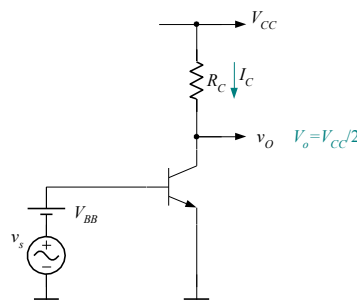
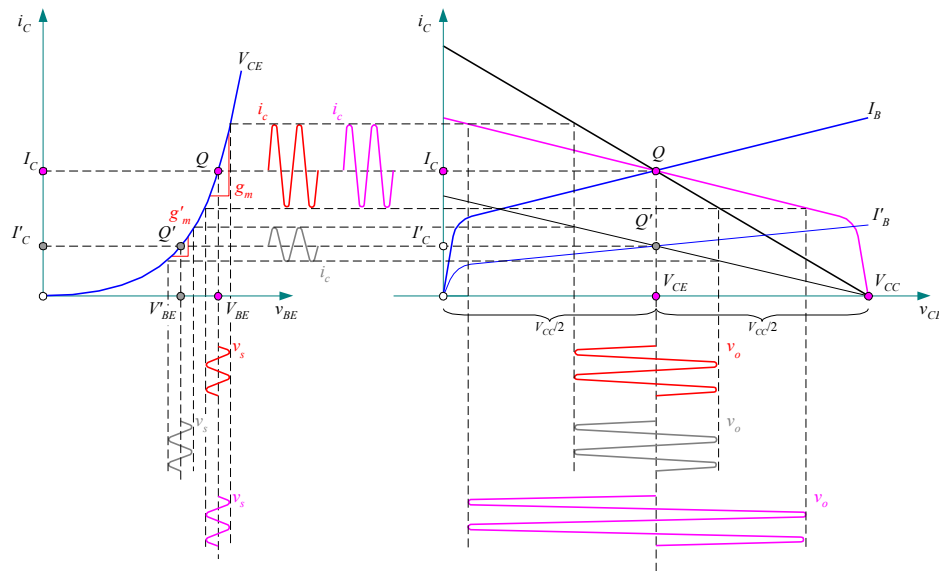
Ωμικό φορτίο (στατικό): καμία διαφορά τιμής μεταξύ στατικής & δυναμικής κατάστασης
 Ενεργό φορτίο (δυναμικό): διαφορά τιμής μεταξύ στατικής & δυναμικής κατάστασης.

Για να γίνει κατανοητή η διαφορά των παραπάνω, ας εξετάσουμε τη συμπεριφορά του βασικού CE με στατικό φορτίο, με $V_O = 0.5V_{CC}$

$$A_v = -g_m (R_C \parallel r_o) \Big|_{R_C \ll r_o} = -g_m R_C =$$

$$-\frac{I_C}{V_T} R_C = -\frac{V_{CE}}{V_T} \Big|_{V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}}$$

$$= -\frac{V_{CC}}{2V_T} \Big|_{300^\circ K} = -20 V_{CC} \Big|_{V_{CC}=10} = -200$$



ΑΡΑ, στον βασικό CE, η απολαβή τάσης για ασθενή σήματα εξαρτάται συντριπτικά από την V_{CC} .

 ΑΦΟΥ η V_{CC} είναι δεδομένη, δεδομένη είναι και η A_v

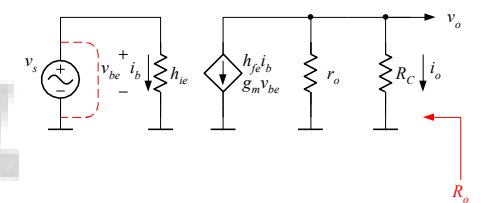
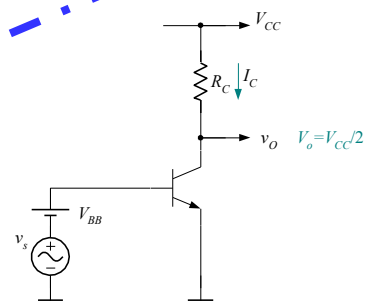
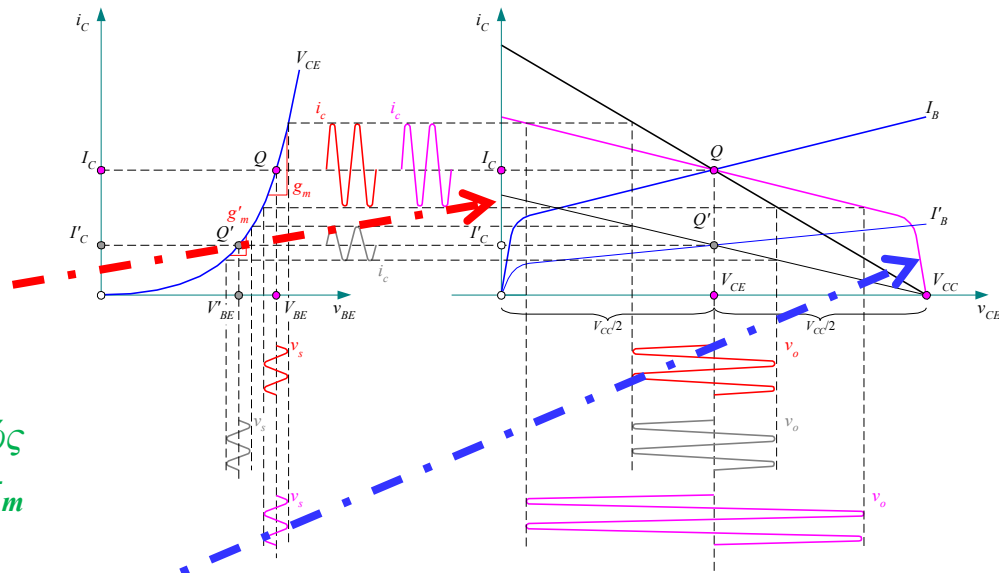
Ενεργά Φορτία (II)

Αν αυξήσω την R_C ? ΔΕΝ πρόκειται να αυξηθεί η A_V . Γιατί? παρατηρήστε ότι για να παραμείνει $V_O=0.5V_{CC}$, το I_C πρέπει να μειωθεί. Όμως μείωση του I_C μειώνει την g_m και συνεπώς η A_V δεν μεταβάλλεται.

Προφανώς για να αυξήσουμε την απολαβή ασθενούς σήματος ΠΡΕΠΕΙ να διατηρήσουμε την ίδια g_m ΧΩΡΙΣ να μειωθεί το I_C .

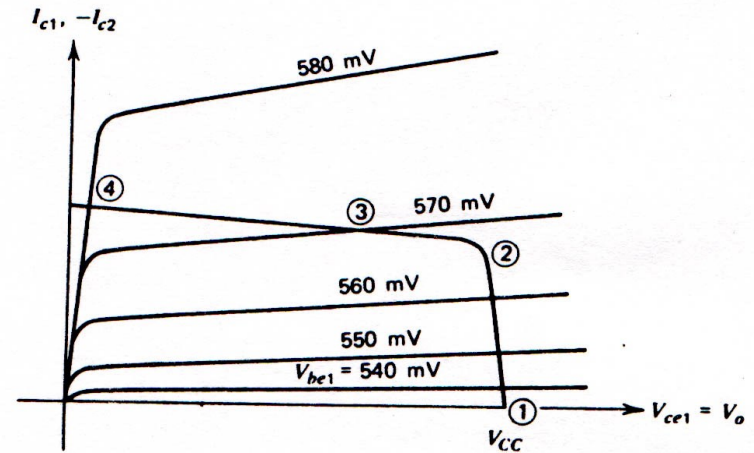
Αυτό είναι δυνατό ΜΟΝΟ στην περίπτωση που έχουμε μη-γραμμικό φορτίο (κόκκινη γραμμή)

Η νέα Ε.Φ. έχει μικρότερη κλίση (μεγαλύτερη δυναμική αντίσταση) από την Ε.Φ. με στατικό φορτίο, στο ίδιο Q.



Ενεργά Φορτία (III)

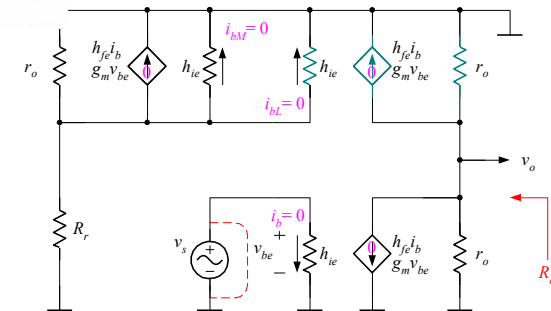
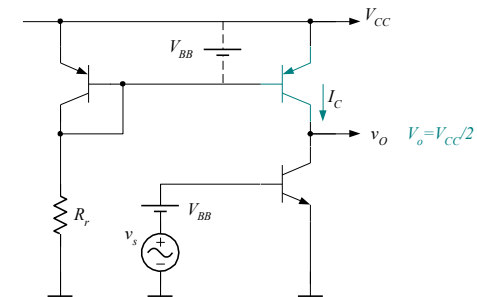
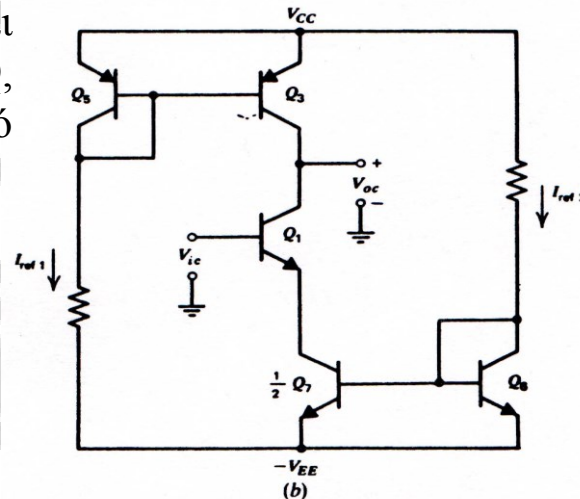
		Transistors	
		NPN	PNP
Initially at $V_i=0$	at point 1	Off	Saturates
As V_i Increases	at point 2	On	On
	at point 3	On	On
	at point 4	Saturated	Saturated



Αλλάζοντας το στατικό φορτίο με transistor ίδιο με το transistor του βασικού CE και παρέχοντας στο νέο transistor το ίδιο Q , ΜΠΟΡΟΥΜΕ να αυξήσουμε το δυναμικό φορτίο ΧΩΡΙΣ να μειώσουμε το I_C and g_m

$$A_v = -g_m \frac{r_o}{2} \Big|_{V_{CE} \ll V_A} = -\frac{I_C}{V_T} \frac{V_A}{2I_C}$$

$$= -\frac{V_A}{2V_T} \Big|_{\substack{V_A=100 \\ 300^\circ\text{K}}} = -\frac{100}{2 \cdot 26\text{mV}} = -2000$$



ΤΕΛΙΚΑ η απολαβή ασθενούς σήματος A_v αυξάνεται κατά μία τάξη μεγέθους

Περαιτέρω αύξηση δεν είναι δυνατή χωρίς αύξηση της V_A or r_o των transistors.