



**ΘΕΜΑ: ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ  
ΔΙΑΚΡΙΤΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ**

του Καλαϊτζή Κωνσταντίνου  
Υπεύθυνη Καθηγήτρια: Κα Δρακάκη Μαρία  
Επιστημονική Συνεργάτιδα

Θεσσαλονίκη 2007

## Πρόλογος

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία ζητείται να μελετηθεί καθώς και να κατασκευαστεί τελεστικός ενισχυτής (operational amplifier) με την χρήση διακριτών στοιχείων. Η χρήση των τελεστικών ενισχυτών είναι ευρέως γνωστή, αν αναλογιστούμε ότι στο μεγαλύτερο μέρος των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, που απαρτίζουν το μεγαλύτερο ποσοστό των ηλεκτρονικών συσκευών που βρίσκεται γύρω μας, εμπεριέχουν τουλάχιστον έναν τελεστικό ενισχυτή. Στα περισσότερα ηλεκτρονικά βιβλία η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή προσεγγίζεται με την λογική του “μαύρου κουτιού”. Στην εργασία αυτή θα εξετάσουμε την εσωτερική δομή του, καθώς τα ρεύματα και τις τάσεις που υπάρχουν μέσα σε αυτόν. Γιατί η εσωτερική λειτουργία καθορίζει τους περιορισμούς για τα ρεύματα και τις τάσεις στους ακροδέκτες του τελεστικού ενισχυτή.

Στο εμπόριο ηλεκτρονικών εξαρτημάτων υπάρχει μια ευρεία ποικιλία Τελεστικών Ενισχυτών. Η επιλογή του Τ.Ε είναι Ο μονολιθικός LM741, κατασκευασμένος από την National Semiconductor, ο οποίος αποτελεί βιομηχανικό πρότυπο, και χρησιμοποιείται ευρέως στα ηλεκτρονικά κυκλώματα.

Η απόφαση για την εκλογή του συγκεκριμένου Τ.Ε με υψηλές προδιαγραφές, πάρθηκε επειδή ο LM741 είναι ο πιο διαδεδομένος, οικονομικός και ο πιο εύχρηστος στον κόσμο των τελεστικών ενισχυτών.

## Ευχαριστίες

Προσωπικά νιώθω την ανάγκη να ευχαριστήσω πρώτα το στενό μου περιβάλλον και έπειτα τους συμφοιτητές και καθηγητές μου . Κατά την εκπλήρωση της πτυχιακής μου εργασίας , ευχαριστώ την καθηγήτρια Μαρία Δρακάκη για την προτροπή της πάνω σε αυτό το θέμα, και για την συνολική της βοήθεια .Τον Κ. Χρήστο Τζίκα που είχα την δυνατότητα να χρησιμοποιήσω το εργαστήριο και τα υλικά μέσα αυτού. Τον κ. Βάσσιο Βασίλη, που με κατεύθυνε και με διευκόλυνε σε πολλά θέματα και περισσότερο στην κατασκευή της τυπωμένης πλακέτας. Τέλος τον συμφοιτητή μου Ηλία Σιωμάδη, για την συνολική του βοήθεια στην δημιουργία της τυπωμένης πλακέτας.

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

### 1<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ – ΕΙΣΑΓΩΓΗ

---

(6-16) Σελίδες

- Ιστορική αναδρομή
- Ο Τελεστικός Ενισχυτής(T.E) 741
- Τα βιομηχανικά πρότυπα
- Ο Ιδανικός T.E
- Εφαρμογές και Βασικές συνδεσμολογίες του T.E

### 2<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ – ΕΠΙΜΕΡΟΥΣ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΩΝ ΒΑΘΜΙΔΩΝ ΤΟΥ T.E

---

(17-33) Σελίδες

- Βαθμίδα εισόδου  
Διαφορικός ενισχυτής  
Καθρέπτης ρεύματος Widlar  
Ενεργό φορτίο
- Βαθμίδα κέρδους  
Σύνθετος ενισχυτής CC-CE με ενεργό φορτίο τα Q13B και Q12
- Αντιστάθμιση του T.E  
Θεώρημα Miller
- Βαθμίδα εξόδου  
Συμπληρωματικός ακόλουθος εκπομπού από Q14&Q20  
Παραμόρφωση διασταύρωσης (crossover distortion)

### 3<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ – ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ T.E

---

(34-62) Σελίδες

- Ποιοτική περιγραφή της λειτουργίας του κυκλώματος
- Η dc ανάλυση του τελεστικού ενισχυτή
- Ανάλυση ασθενούς σήματος
- Εσωτερική τάση και ρεύμα αντιστάθμισης
- Λόγος απόρριψης κοινού σήματος(CMRR)

#### **4<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ Τ.Ε ΜΕ PSPICE**

---

**(63-65)Σελίδες**

- Εμφάνιση των τάσεων στο εσωτερικό κύκλωμα του Τ.Ε
- Εμφάνιση των ρευμάτων στο εσωτερικό κύκλωμα του Τ.Ε
- Συγκεντρωτικός πίνακας με τις τιμές των Ιc των τρανζίστορ  
Κατά την λειτουργία του κυκλώματος

#### **5<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ – ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΗΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΤΟΥ Τ.Ε**

---

**(66-68)Σελίδες**

- Το σχηματικό του κυκλώματος
- Δημιουργία του φιλμ αποτύπωσης
- Ο φωτισμός
- Η εμφάνιση
- Η αποχάλκωση

#### **6<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ - ΕΠΙΛΟΓΟΣ**

---

**(69-71)Σελίδες**

- Προβλήματα στην πορεία της υλοποίησης
- Χρήση ενός βελτιωμένου Τ.Ε, με τα χαρακτηριστικά του Τ.Ε741
- Περίληψη
- Μετάφραση – Translation

Βιβλιογραφία – Ιστοσελίδες

**72 Σελίδα**

## 1<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

### Ιστορική αναδρομή

Τα πρώτα βήματα τα οποία οδήγησαν στη σύλληψη της ιδέας του τελεστικού ενισχυτή ανάγονται 1928, όταν ο H.S.Black προσπάθησε να κατοχυρώσει με πατέντα <<Έναν ενισχυτή με αρνητική ανατροφοδότηση>> και η ιδέα του θεωρήθηκε ως μια ανέφικτη τρέλα της εποχής του. Ο όρος τελεστικός ενισχυτής (operational amplifier) δόθηκε από τον J.R.Ragazzini και τους συνεργάτες του, σε μια κατηγορία ενισχυτών το 1947. Στην εργασία που δημοσίευσαν περιέγραψαν την λειτουργία τέτοιων ενισχυτών, οι οποίοι χρησιμοποιούσαν διάφορους τύπους ανατροφοδότησης. Στην εργασία τους είχαν βασιστεί σε μελέτες οι οποίες είχαν γίνει το 1943 και το 1944 για το Εθνικό Συμβούλιο Έρευνας και Άμυνας(NDRC). Το πρώτο βήμα προς την κατεύθυνση της υλοποίησης των τελεστικών ενισχυτών, έγινε στις αρχές της δεκαετίας του 1950 από την G.A.Phil brick Researches Ink, η οποία κατασκεύασε τον πρώτο εμπορικά διαθέσιμο <<ολοκληρωμένο>> τελεστικό ενισχυτή με τριόδους λυχνίες. Ο πρώτος τελεστικός ενισχυτής με διακριτά ημιαγωγικά στοιχεία κατασκευάστηκε από την Burr-Brown Research Corporation και την G.A.Phil brick Researches Ink το 1962. Η πρώτη σημαντική του εφαρμογή ήταν σαν βασικό στοιχείο στο σχεδιασμό αναλογικών υπολογιστών. Από το γεγονός αυτό προέρχεται και το όνομα του, καθώς η κύρια λειτουργία του ήταν να κάνει μαθηματικές πράξεις (operations) όπως άθροισμα, ολοκλήρωση ,διαφόριση κτλ. Βέβαια, από τότε οι περιοχές εφαρμογών του τελεστικού ενισχυτή, σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος έχουν διευρυνθεί, ωστόσο η ονομασία του παραμένει η ίδια.

Ο τελεστικός ενισχυτής, είναι ένας ενισχυτής συνεχούς (dc) σύζευξης. Κύρια πλεονεκτήματα του είναι, η πολύ μεγάλη σταθεροποίηση που παρουσιάζει και η υψηλή αξιοπιστία, ενώ το μικρό του μέγεθος και το χαμηλό του κόστος, τον έχουν κάνει ιδιαίτερα δημοφιλή σε ένα μεγάλο αριθμό γραμμικών αλλά και μη γραμμικών εφαρμογών. Θεωρείται το βασικό γραμμικό ολοκληρωμένο κύκλωμα και κυριαρχεί στον σχεδιασμό αναλογικών συστημάτων.

### **Ο Τελεστικός Ενισχυτής 741.**

Το 1965 η Fairchild Semiconductor κατασκεύασε τον  $\mu A709$ , τον πρώτο ευρέως χρησιμοποιούμενο μονολιθικό τελεστικό ενισχυτή. Παρόλο που σημείωσε επιτυχία, ο τελεστικός ενισχυτής πρώτης γενιάς είχε και πολλά μειονεκτήματα. Αυτό οδήγησε σε ένα βελτιωμένο τελεστικό ενισχυτή γνωστό σαν  $\mu A741$ . Επειδή είναι οικονομικός και εύχρηστος, ο  $\mu A741$  σημείωσε τεράστια επιτυχία. Άλλοι σχεδιασμοί 741 έκαναν την εμφάνιση τους από διάφορους κατασκευαστές. Για παράδειγμα, η Motorola δημιούργησε τον MC1741, η National Semiconductor τον LM741, και η Texas Instruments τον SN72741. Όλοι αυτοί οι μονολιθικοί τελεστικοί ενισχυτές είναι ισοδύναμοι με τον  $\mu A741$ , επειδή έχουν τις ίδιες προδιαγραφές στα φυλλάδια δεδομένων τους. Για ευκολία, οι περισσότεροι δεν χρησιμοποιούν τα προθέματα και αποκαλούν αυτόν τον εύχρηστο τελεστικό ενισχυτή απλώς 741.

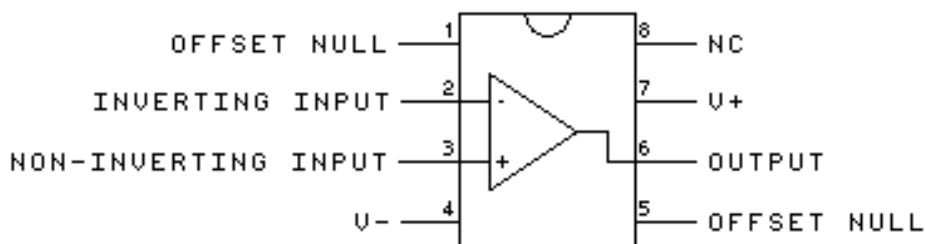
### **Ένα βιομηχανικό πρότυπο**

Έτσι για τον λόγο ότι κατασκευάζεται και χρησιμοποιείται ευρέως από διάφορες εταιρείες, ο 741 αποτελεί πλέον ένα βιομηχανικό πρότυπο. Ο 741 έχει διαφορετικές εκδόσεις με αρίθμηση 741, 741A, 741C, 741E και 741N. Αυτοί διαφέρουν ως προς το κέρδος τάσης, την θερμοκρασία, το επίπεδο θορύβου και άλλα χαρακτηριστικά. Ο 741C (το C σημαίνει “εμπορική τάξη”) είναι ο πιο οικονομικός και ο πιο εύχρηστος. Έχει κέρδος τάσης ανοιχτού-βρόχου 200000, σύνθετη αντίσταση εισόδου  $2M\Omega$ , και σύνθετη αντίσταση εξόδου  $75\Omega$ .

Το παρακάτω σχήμα δείχνει την εξωτερική μορφή ενός ολοκληρωμένου 741 με 8 ακροδέκτες, καθώς και την ονομασία που χρησιμοποιείται για τους ακροδέκτες αυτούς. Οι πιο σημαντικοί ακροδέκτες είναι:

- 2: η αναστρέφουσα είσοδος (inverting input)
- 3: η μη αναστρέφουσα είσοδος (non inverting input)
- 4: η αρνητική dc τροφοδοσία ( $V^-$ )
- 6: η έξοδος (output)

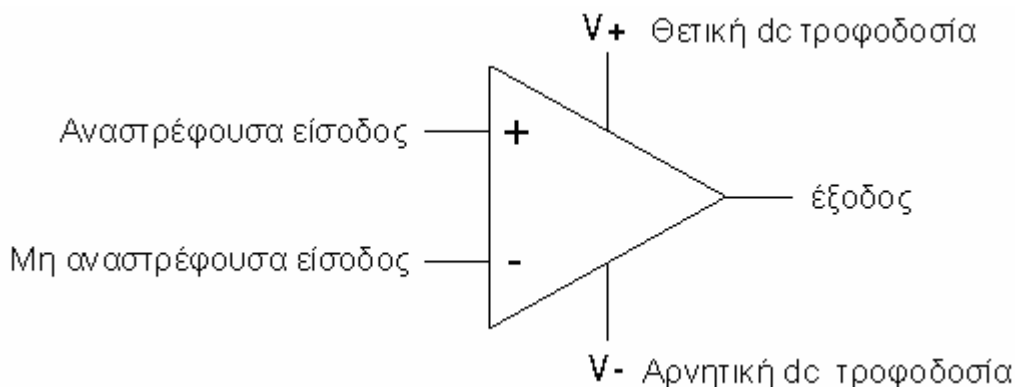
7:η θετική dc τροφοδοσία(V+)



Οι ακροδέκτες 1 και 5 χρησιμοποιούνται για την καλύτερη ρύθμιση του κυκλώματος και είναι δευτερεύουσας σημασίας, ενώ ο ακροδέκτης 8(No connection) δεν συνδέεται στο κύκλωμα.

### Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

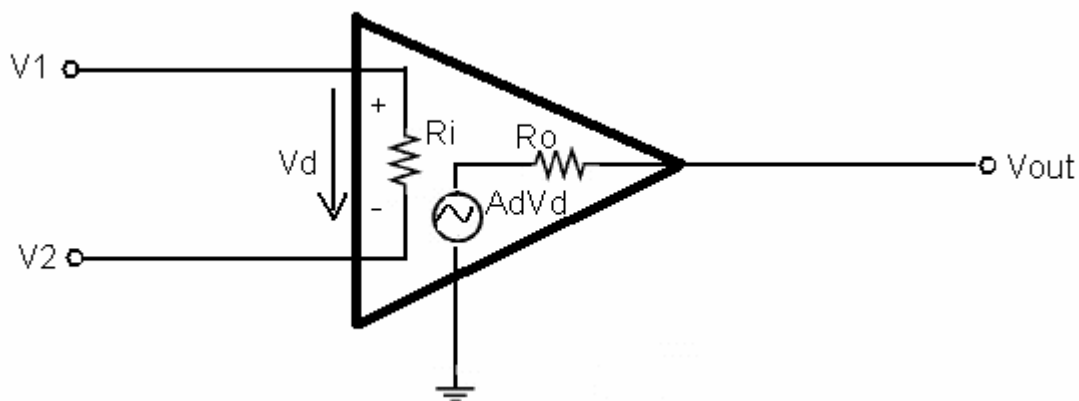
Ο ιδανικός Τ.Ε παριστάνει ένα τέλειο ενισχυτή τάσης και συχνά ονομάζεται πηγή τάσης ελεγχόμενη από τάση. Το παρακάτω κυκλωματικό σύμβολο χρησιμοποιείται ευρύτατα για τον τελεστικό ενισχυτή, με τους πέντε πιο σημαντικούς ακροδέκτες. Έτσι, η μη αναστρέφουσα είσοδος συμβολίζεται με (+), η αναστρέφουσα είσοδος, συμβολίζεται με (-), ενώ με (V+) και (-V) συμβολίζονται η θετική και η αρνητική τροφοδοσία αντίστοιχα. Τέλος, η δεξιά κορυφή του τριγώνου, είναι η έξοδος του ενισχυτή. Επιπλέον, το δυναμικό της αναστρέφουσας εισόδου ως προς τη γη συμβολίζεται με  $v_2$ , της μη αναστρέφουσας εισόδου με  $v_1$  και της εξόδου με  $v_{out}$ .





Το ισοδύναμο κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή δίνεται στο παρακάτω σχήμα και αποτελείται στην είσοδο από μια σύνθετη αντίσταση εισόδου  $R_i$  που συνδέεται μεταξύ των δύο εισόδων  $v_1$  και  $v_2$ .

Αντίστοιχα, στην έξοδο ο τελεστικός ενισχυτής, περιγράφεται με μια εξαρτημένη πηγή τάσης  $AdV_d$ , όπου  $V_d=(v_2-v_1)$ , σε σειρά με μια αντίσταση εξόδου  $R_o$ .



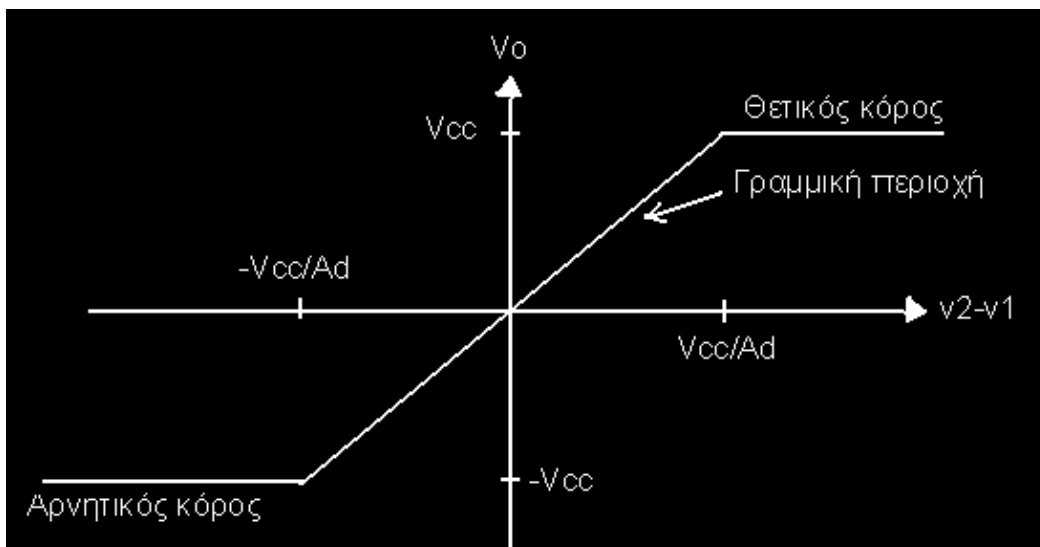
Ισοδύναμο κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή.

Σημειώνεται ότι η έξοδος του ενισχυτή  $V_{out}=Ad \cdot V_d$  εξαρτάται μόνον από την διαφορική είσοδο  $v_2-v_1$ , ενώ δεν εμφανίζεται καθόλου η κοινή είσοδος  $v_c$ . Επομένως ο ιδανικός Τ.Ε έχει άπειρο κέρδος τάσης, άπειρη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους, άπειρη σύνθετη αντίσταση εισόδου και άπειρο CMRR. Επίσης έχει μηδενική αντίσταση εξόδου, μηδενικό ρεύμα πόλωσης και μηδενικά παραμένοντα. Κάτω από αυτές τις συνθήκες το κέρδος τάσης χωρίς φορτίο ή καλύτερα κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου (open loop voltage gain)  $Ad$  που στην πραγματικότητα παίρνει τιμές γύρω στο 200000 μπορεί να θεωρηθεί άπειρο. Αντίστοιχα η  $R_o$  με τιμές περίπου  $100\Omega$  θεωρείται μηδενική και παραλείπεται.

Η έξοδος  $V_o$  ενός ιδανικού τελεστικού ενισχυτή,

εκτός από την εξίσωση  $V_{out}=Ad(v_2-v_1)$ ,

πρέπει να ικανοποιεί και την διπλή ανισότητα  $-V_{CC} \leq V_{out} \leq +V_{CC}$



### Χαρακτηριστική τάσης εισόδου-εξόδου

Οι παραπάνω εξισώσεις που αφορούν το  $v_{out}$ , μπορούν να μας οδηγήσουν σε ένα σημαντικό αποτέλεσμα, αν θεωρήσουμε τυπικές τιμές για τις ποσότητες  $A_d$  και  $V_{cc}$ . Έστω  $V_{cc}=15V$  και  $A_d=200000$ . Από την χαρακτηριστική τάσης εισόδου-εξόδου, αντιλαμβανόμαστε ότι έχουμε γραμμική λειτουργία μεταξύ των τιμών

**$\pm V_{cc}/A_d = \pm 15/200000 = 75\mu A \Rightarrow \pm V_{cc}/A_d = 75\mu V$** . Κατανοούμε ότι αυτή η τιμή είναι πολύ μικρή και μπορεί να θεωρηθεί μηδενική. Καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι όταν ο Τ.Ε είναι στην γραμμική περιοχή τότε προσεγγιστικά  **$v_1=v_2$** . Αυτή η σχέση αναφέρεται σαν συνθήκη φαινομενικού βραχυκυκλώματος (virtual short circuit) στην είσοδο του ενισχυτή, ενώ επειδή κατά κάποιο τρόπο η μια τάση ακολουθεί την άλλη ονομάζεται και παρακολούθηση (bootstrapping).

Επιπλέον, και επειδή η  $R_i$  είναι πολύ μεγάλη, το ρεύμα σε αυτήν συνήθως αγνοείται. Για παράδειγμα αν  $R_i=2M\Omega$ , το πραγματικό ρεύμα για τα παραπάνω δεδομένα θα είναι μόλις  $(75\mu V/2M\Omega)=37.5pA$ .

Από τα παραπάνω συμπεράσματα εύκολα προκύπτει το ερώτημα πως διατηρεί το φαινομενικό βραχυκύκλωμα στην είσοδο όταν ο τελεστικός ενισχυτής συμμετέχει σε κάποιο κύκλωμα. Η απάντηση είναι ότι αυτό συμβαίνει γιατί πάντα στην αναστρέφουσα είσοδο επιστρέφει ένα σήμα από την έξοδο. Μια τέτοια συνδεσμολογία εισάγει, βεβαίως, αρνητική ανάδραση αφού το επιστρέφον σήμα αφαιρείται από το σήμα εισόδου.

Επίσης, θα πρέπει να τονιστεί ότι δεν είναι εύκολο να προβλεφθεί εκ των προτέρων, αν ένας τελεστικός ενισχυτής που συμμετέχει σε ένα κύκλωμα λειτουργεί στην γραμμική περιοχή. Η διαδικασία που ακολουθείται είναι να επιλύεται το κύκλωμα υποθέτοντας γραμμική λειτουργία και στην συνέχεια να εξετάζεται αν η  $V_{out}$  ικανοποιεί την απαίτηση  $-V_{cc} \leq V_{out} \leq +V_{cc}$ . Σημειώνεται ότι η θετική και αρνητική τροφοδοσία δεν είναι απαραίτητο να έχουν την ίδια τιμή.

Ανακεφαλαιώνοντας για τον τελεστικό ενισχυτή θα πρέπει να ισχύουν τα εξής:

- Τα δυναμικά στις εισόδους του ενισχυτή είναι κατά προσέγγιση ίδια δηλαδή  $v_1 = v_2$
- Η αντίσταση εισόδου  $R_i$  του ενισχυτή δε διαρέεται από ρεύμα
- Η  $V_{out}$  ικανοποιεί την ανισότητα  $-V_{cc} \leq V_{out} \leq +V_{cc}$ .

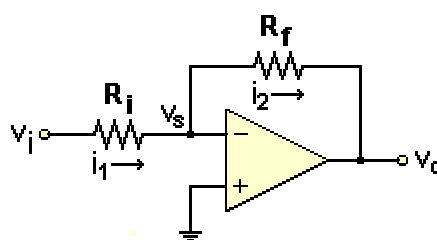
### Εφαρμογές του Τ.Ε

Τα κυκλώματα στα οποία βρίσκει εφαρμογή ο τελεστικός ενισχυτής είναι πάρα πολλά, τόσα ώστε να μπορούμε να λέμε χωρίς υπερβολή ότι σε κάθε σύγχρονο αναλογικό κύκλωμα υπάρχει τουλάχιστον ένας τελεστικός ενισχυτής. Ενδεικτικά αναφέρουμε μερικά κυκλώματα που μπορούν να πραγματοποιηθούν με τελεστικούς ενισχυτές: Ενισχυτές, εξασθενητές, ταλαντωτές, φίλτρα, ισοσταθμιστές (equalizer), προσομοιωτές πηνίων, συγκριτές τάσης, πηγές Thevenin και Norton, ψαλιδιστές, κυκλώματα μίξης ήχου κ.λ.π.

### Βασικές συνδεσμολογίες του Τ.Ε

#### Αντιστροφέας Ενισχυτής

Το βασικό κύκλωμα του **αντιστροφέα ενισχυτή** (inverting amplifier) δείχνεται στο παρακάτω σχήμα



Η συνάρτηση μεταφοράς του προκύπτει ως εξής: Με βάση την αυθαίρετη φορά ρευμάτων είναι

$$i_1 = (v_i - v_s)/R_i \quad \text{και} \quad i_2 = (v_s - v_o)/R_f$$

Η μη-αναστρέφουσα είσοδος συνδέεται απευθείας με το κοινό του κυκλώματος (δηλ.  $v_+ = 0 \text{ V}$ ), οπότε (λαμβάνοντας υπόψη την συνθήκη του φαινομενικού βραχυκυκλώματος) είναι  $v_s = v_- = 0 \text{ V}$ , επομένως:

$$i_1 = v_i/R_i \quad \text{και} \quad i_2 = -v_o/R_f$$

Επειδή δεν υπάρχει ροή ρεύματος προς τις εισόδους του ΤΕ (κάτι που διαπιστώσαμε λίγο πιο πάνω  $I_{Ri}=37.5\mu\text{A}$ ), θα είναι:

$$i_1 = i_2$$

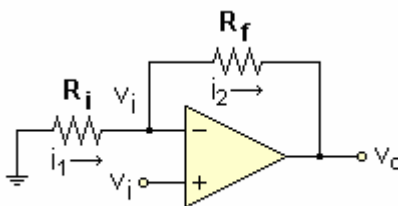
Επομένως, η συνάρτηση μεταφοράς του αντιστροφέα ενισχυτή είναι:

$$v_o = -(R_f/R_i)v_i$$

Επομένως, ο λόγος των τιμών των αντιστάσεων  $R_f$  (αντίσταση ανατροφοδότησης) και  $R_i$  (αντίσταση εισόδου) αντιστοιχεί προς την απολαβή κλειστού βρόχου του κυκλώματος.

### Μη αναστρέφων ενισχυτής

Το βασικό κύκλωμα του μη αναστρέφων ενισχυτή δίνεται στο παρακάτω κύκλωμα



Η συνάρτηση μεταφοράς του, προκύπτει ως εξής: Με βάση την αυθαίρετη φορά ρευμάτων και την συνθήκη του φαινομενικού βραχυκυκλώματος που ισχύει στην είσοδο του Τ.Ε

$$i_1 = -v_i/R_i \quad \text{και} \quad i_2 = (v_i - v_o)/R_f$$

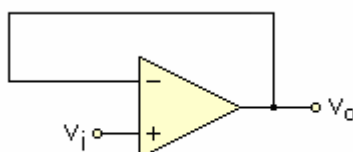
Επειδή δεν υπάρχει ροή ρεύματος προς τις εισόδους του ΤΕ (κάτι που διαπιστώσαμε λίγο πιο πάνω  $I_{R_i}=37.5\mu\text{A}$ ), θα είναι:  $i_1 = i_2$ .

Συνεπώς 
$$-v_i/R_i = (v_i - v_o)/R_f \Rightarrow v_i (1/R_i + 1/R_f) = v_o/R_f$$

$$\Rightarrow v_i(1+R_f/R_i) = v_o$$

### Ακόλουθος τάσης

Το βασικό κύκλωμα του ακόλουθου ενισχυτή δίνεται στο παρακάτω κύκλωμα

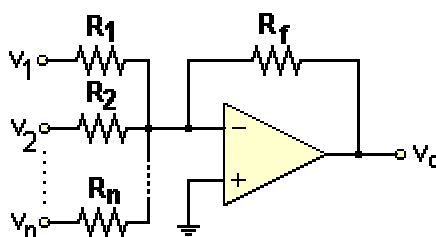


Η συνάρτηση μεταφοράς του, προκύπτει εύκολα αν αναλογιστούμε τη συνθήκη του φαινομενικού βραχυκυκλώματος

$$V_o = V_i$$

### Αθροιστής Ενισχυτής

Ο **αθροιστής ενισχυτής** (summing amplifier) αποτελεί λογική επέκταση του κυκλώματος του αντιστροφέα ενισχυτή και διαθέτει δύο ή περισσότερες εισόδους. Το κύκλωμα του αθροιστή ενισχυτή δείχνεται στο παρακάτω σχήμα.



Αθροιστής ενισχυτής  $n$  εισόδων.

Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος υπολογίζεται κατά τρόπο ανάλογο και είναι:

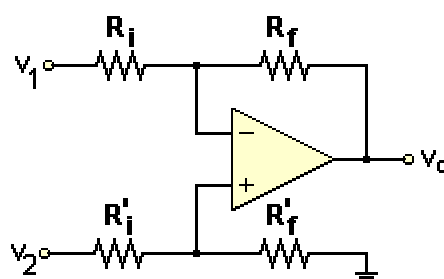
$$v_o = -(v_1/R_1 + v_2/R_2 + \dots + v_n/R_n)R_f$$

Εάν όλες οι αντιστάσεις εισόδου είναι ίσες, το σήμα εξόδου είναι πολλαπλάσιο του αθροίσματος των σημάτων εισόδου, σε αντίθετη περίπτωση η συμμετοχή κάθε σήματος εισόδου στο σήμα εξόδου μπορεί να ποικίλλει.

Οι αθροιστές ενισχυτές χρησιμοποιούνται για τον συνδυασμό πολλών σημάτων. Μια κοινή χρήση ενός αθροιστή με δύο εισόδους είναι η ενίσχυση ενός σήματος με παράλληλη αφαίρεση από αυτό ενός σταθερού όρου (dc offset).

### Ενισχυτής Διαφοράς

Ο **ενισχυτής διαφοράς** (difference amplifier) παρέχει στην έξοδό του σήμα ανάλογο προς τη διαφορά δύο σημάτων και το κύκλωμά του δείχνεται στο παρακάτω σχήμα



Ενισχυτής διαφοράς.

Εάν είναι  $R_i = R_i'$  και  $R_f = R_f'$ , τότε η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος είναι η ακόλουθη:

$$v_o = (v_2 - v_1) R_f/R_i$$

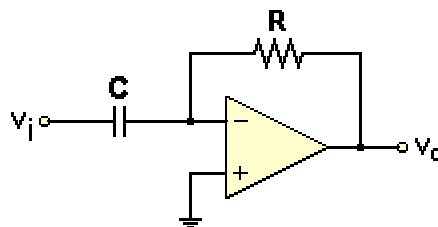
Ο ενισχυτής διαφοράς χρησιμεύει στον χειρισμό σημάτων που δεν αναφέρονται ως προς το κοινό του κυκλώματος, αλλά προς άλλα σήματα ή μεταξύ τους (πλωτές πηγές σημάτων). Η ικανότητά του να απορρίπτει ένα "από κοινού" σήμα τον καθιστά ιδιαίτερα χρήσιμο για ενίσχυση ασθενών σημάτων, μολυσμένων με τον ίδιο θόρυβο (κοινό σήμα).

Για να είναι σε θέση ο ενισχυτής διαφοράς να απορρίπτει ένα μεγάλο κοινό σήμα και συγχρόνως να παράγει σήμα εξόδου επακριβώς ανάλογο της διαφοράς των δύο σημάτων, θα πρέπει οι λόγοι  $p = R_f/R_i$  και  $q = R_f'/R_i'$  να είναι επακριβώς ίσοι. Σε αντίθετη περίπτωση η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος παρέχεται από τη σχέση:

$$v_o = [q(p+1)/(q+1)]v_2 - pv_1$$

### Διαφοριστής

Ο **διαφοριστής** (differentiator) παρέχει σήμα εξόδου ανάλογο της πρώτης παραγώγου του σήματος εισόδου ως προς τον χρόνο και το τυπικό κύκλωμά του δείχνεται στο σχήμα



Διαφοριστής.

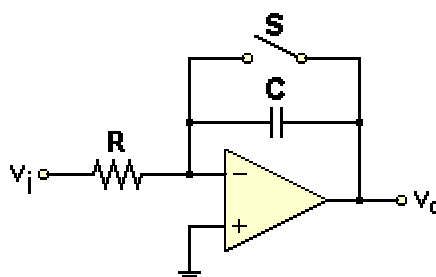
Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος είναι η ακόλουθη:

$$v_o = -RC(dv_i/dt)$$

Προφανώς, ένα σταθερό σήμα εισόδου ανεξάρτητα της τιμής του παρέχει μηδενικό σήμα στην έξοδο. Μια τυπική εφαρμογή του διαφοριστή στη χημική οργανολογία είναι η λήψη της πρώτης παραγώγου ή της δευτέρας παραγώγου (με συνδυασμό δύο διαφοριστών σε σειρά) καμπυλών ογκομετρήσεων για διευκόλυνση του εντοπισμού των τελικών σημείων (σημεία μέγιστης κλίσης).

### Ολοκληρωτής

Ο **ολοκληρωτής** (integrator) παρέχει σήμα εξόδου ανάλογο του ολοκληρώματος του σήματος-εισόδου ως προς τον χρόνο. Το τυπικό κύκλωμα του ολοκληρωτή δείχνεται στο παρακάτω σχήμα:



$$v_o = - (1/RC) \int v_i(t) dt$$

Το σήμα εξόδου του ολοκληρωτή παραμένει μηδενικό, όσο είναι κλειστός ο διακόπτης S. Η ολοκλήρωση του σήματος εισόδου αρχίζει από τη στιγμή ( $t = 0$ ) που θα ανοίξει ο διακόπτης S και θα αρχίσει η συσσώρευση φορτίου στον

πυκνωτή C, που δρα ως εξάρτημα ολοκλήρωσης. Μια τυπική εφαρμογή του (αναλογικού) ολοκληρωτή στη Χημική Οργανολογία είναι η ολοκλήρωση χρωματογραφικών κορυφών, εφόσον το σήμα εξόδου του θα είναι ανάλογο της επιφάνειας της χρωματογραφικής κορυφής.

Εάν η τάση εισόδου είναι σταθερή, η προηγούμενη εξίσωση γίνεται:

$$v_o = -(v_i/RC) t$$

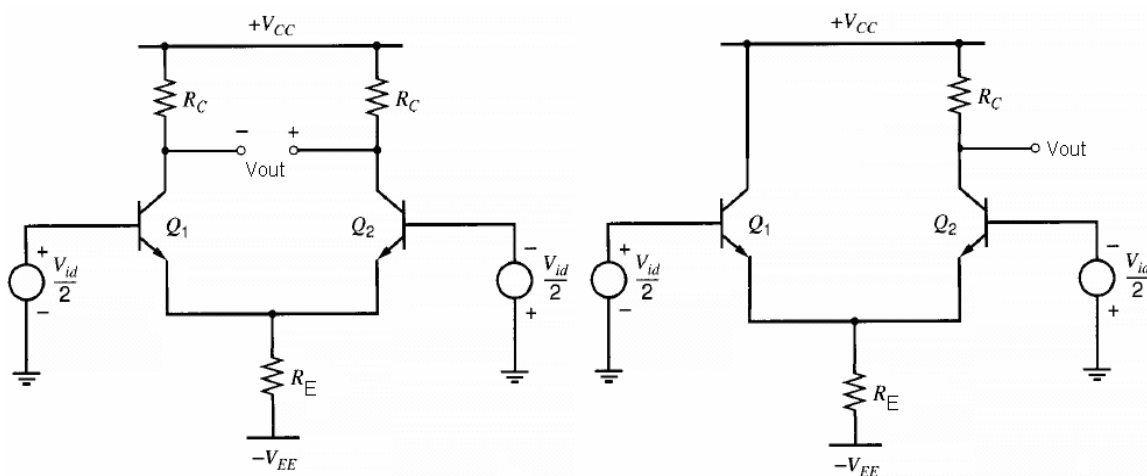
Από την τελευταία εξίσωση φαίνεται ότι η τάση εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά ως προς τον χρόνο και λαμβάνονται οι ονομαζόμενες **ράμπες τάσης**, οι οποίες στη Χημική Οργανολογία αξιοποιούνται για την παραγωγή γραμμικά μεταβαλλόμενου δυναμικού σάρωσης στην πολαρογραφία και διάφορες άλλες βολταμμετρικές τεχνικές.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>

### Βαθμίδα εισόδου-Διαφορικός ενισχυτής

Η βαθμίδα εισόδου του Τ.Ε αποτελείται από ένα διαφορικό ενισχυτή. Τα τρανζίστορ, οι δίοδοι, οι αντιστάσεις και οι μικροί πυκνωτές (της τάξεως των pF), είναι τα μόνα πρακτικά εξαρτήματα που μπορούν να παραχθούν σε ένα chip. Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και πυκνωτές αλλά είναι της τάξεως των μερικών δεκάδων pF. Οι σχεδιαστές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (integrated circuits - IC), δεν χρησιμοποιούν πυκνωτές σύζευξης και παράκαμψης με τον τρόπο που χρησιμοποιούν οι σχεδιαστές διακριτών κυκλωμάτων, αλλά με τρόπο που να τους χρησιμοποιεί στο ελάχιστο και να έχει μεγάλο κέρδος τάσης. Αυτός είναι ένας βασικός λόγος που χρησιμοποιούνται οι διαφορικοί ενισχυτές σαν βαθμίδα εισόδου κάθε Τ.Ε (IC). Βασικά κυκλώματα διαφορικού ενισχυτή είναι σαν αυτά των παρακάτω σχημάτων.

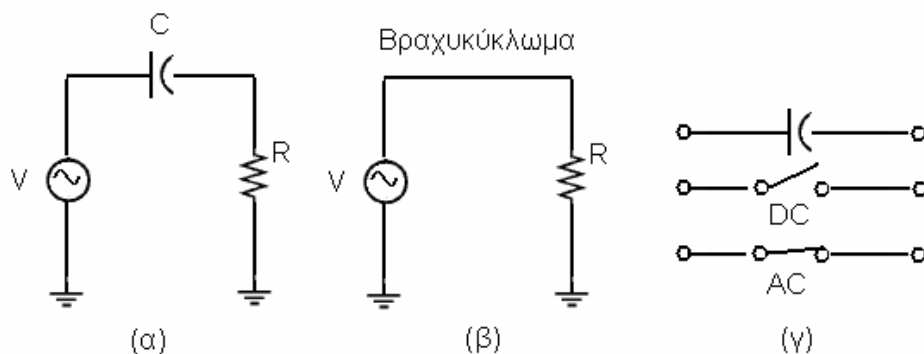


### Διαφορική είσοδος και έξοδος

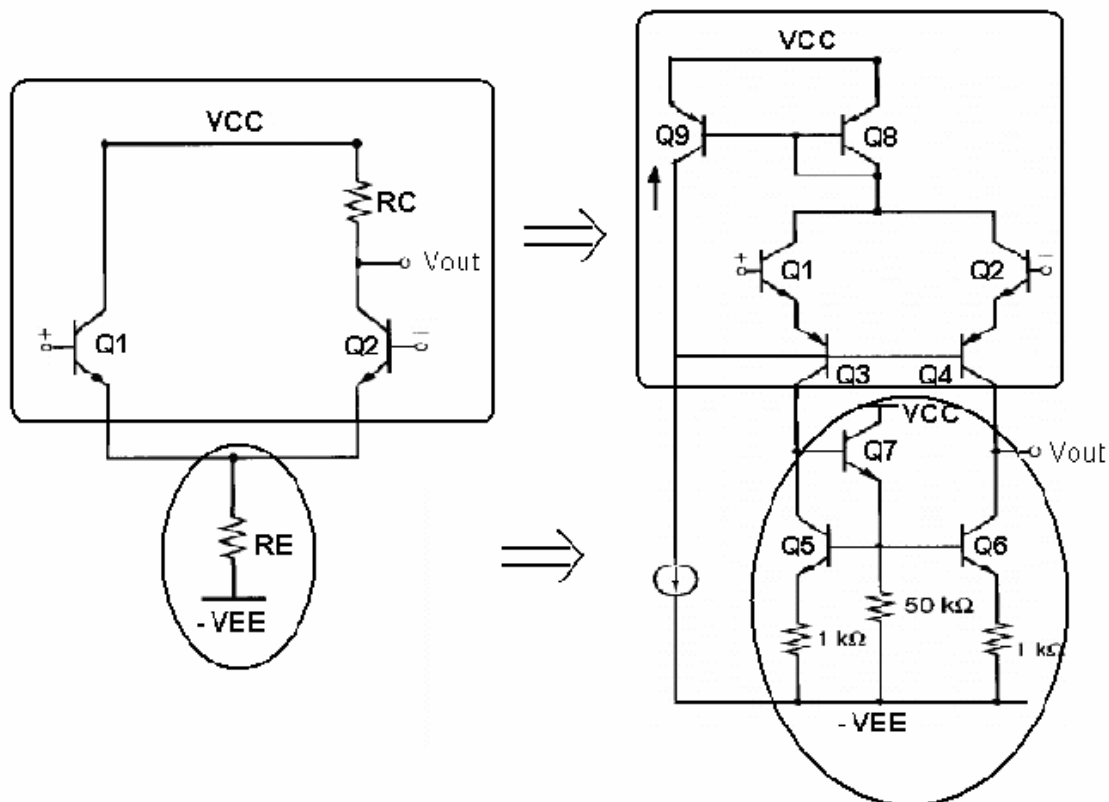
### Διαφορική είσοδος και έξοδος ενός άκρου

Παρατηρούμε ότι είτε διαφορικής εξόδου, είτε έξοδος ενός άκρου, το κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή έχει δύο βαθμίδες CE, οι οποίες μπορούμε να πούμε ότι έχουν ίδια χαρακτηριστικά, συνδεδεμένες παράλληλα με μια αντίσταση κοινού εκπομπού, που μερικές φορές ονομάζεται και ζεύγος μακριάς ουράς (long-tail pair), επειδή τα δύο τρανζίστορ μοιράζονται την ίδια αντίσταση  $R_E$ , που μοιάζει με ουρά. Παρόλο που έχει δύο τάσεις εισόδου ( $v_1$  και  $v_2$ ), το συνολικό κύκλωμα λαμβάνεται σαν μία βαθμίδα. Επειδή δεν υπάρχουν πυκνωτές σύζευξης ή παράκαμψης, δεν έχουμε χαμηλή συχνότητα αποκοπής.

Όπου πυκνωτής σύζευξης ή παράκαμψης θεωρείται ο πυκνωτής που αποκόπτει την dc τάση και επιτρέπει την ac τάση. Διότι η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή είναι αντιστρόφως ανάλογη προς την συχνότητα. Όταν η συχνότητα είναι αρκετά υψηλή, η χωρητική αντίδραση είναι πολύ μικρότερη από την αντίσταση, και έτσι όλη η ac τάση της πηγής εμφανίζεται στα άκρα της αντίστασης. Σχηματικό κύκλωμα που ακολουθεί, εξηγεί αυτό που προείπαμε.

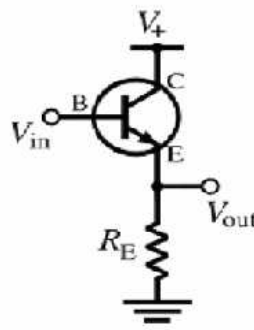


Ο τύπος του διαφορικού ενισχυτή που χρησιμοποιείται περισσότερο είναι αυτός με την έξοδο ενός άκρου, γιατί τα φορτία έχουν συνήθως ένα άκρο. Έτσι ο συγκεκριμένος μπορεί να οδηγήσει φορτία όπως οι βαθμίδες CE, οι ακόλουθοι εκπομπού και άλλα κυκλώματα. Ο διαφορικός ενισχυτής του T.E 741, είναι κάπως διαφοροποιημένος από αυτόν του διαφορικού ενισχυτή ενός άκρου που εξετάσαμε. Στο παρακάτω σχήμα παρατηρούμε τις αντιστοιχίες του διαφορικού ενισχυτή ενός άκρου, με αυτόν του T.E 741.



Η είσοδος του Τ.Ε αποτελείται από τα Q1-Q4 και έχουμε αντικαταστήσει την RC, με έναν καθρέπτη ρεύματος, που απαρτίζεται από τα Q8-Q9, και έχει χρήση αντίστασης ενεργού φορτίου και χρησιμοποιείται για πόλωση της βάσης και εξασφαλίζει ότι τα τρανζίστορ παραμένουν στην ενεργό περιοχή όταν δεν εφαρμόζεται σήμα εισόδου. Επιπροσθέτως η αντίσταση κοινού εκπομπού που συνδέονται τα Q1-Q2, του απλού διαφορικού, αντιστοιχεί, για τον διαφορικό του Τ.Ε, σε σταθερή πηγή ρεύματος η οποία αποτελείται από έναν καθρέπτη ρεύματος που συντελείτε από τα Q5-Q6-Q7. Για τις έννοιες του καθρέπτη ρεύματος και του ενεργού φορτίου θα μιλήσουμε αναλυτικά παρακάτω.

Καταρχάς, τα Τρανζίστορ στην είσοδο, Q1 και Q2 είναι ακόλουθοι εκπομπού. Ακόλουθος εκπομπού ή κύκλωμα κοινού συλλέκτη, είναι η βασική τοπολογία διπολικού ενισχυτή που συχνά χρησιμοποιείται σαν απομονωτής τάσης. Στο κύκλωμα που ακολουθεί παρουσιάζεται ένας ακόλουθος εκπομπού

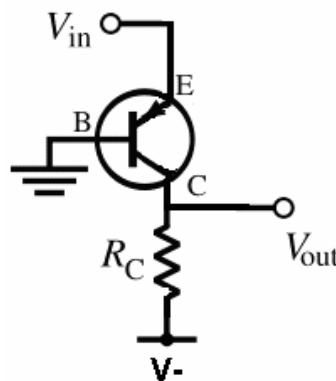


Παρατηρούμε ότι ο ακροδέκτης του συλλέκτη είναι συνδεδεμένος με την πηγή τάσης, ενώ το άκρο της βάσης ενεργεί ως είσοδος και ο εκπομπός ως έξοδος. Ο κλάδος του εκπομπού ακολουθεί την τάση που εφαρμόζεται στην είσοδο, επομένως προκύπτει και το όνομα αυτό.

Το κύκλωμα του κοινού συλλέκτη, μπορεί να θεωρηθεί ότι έχει απολαβή τάσης περίπου ίσο με την μονάδα.  $A_v = U_{out}/U_{in} = 1$ . Αυτό σημαίνει ότι το σήμα της τάσης που εμφανίζεται στην είσοδο, είναι κατά προσέγγιση ίδιο με αυτό της εξόδου (μειωμένο κατά 0.7V λόγω πτώση τάσης διόδου).

Αυτό έχει μεγάλη αντίσταση εισόδου  $r_{in} = \beta_o R_E$  και  $r_{out} = R_E \parallel R_{source} / \beta_o$  ή  $R_E$  είναι πολύ μεγαλύτερη και μπορεί να αφαιρεθεί από τον υπολογισμό της  $r_{out}$  άρα  $r_{out} = R_{SOURCE} / \beta_o$ .

Τα Q3 και Q4 είναι ζεύγος κοινής βάσης.



Όπου για το κύκλωμα κοινής βάσης ισχύουν τα παραπάνω

Το κέρδος τάσης είναι:  $A_v = u_{out}/u_{in} = g_m R_C$

Το κέρδος ρεύματος είναι  $A_i = i_{out}/i_{in} = \beta_o / (\beta_o + 1) = \alpha_o = 1$  ( $\beta_o \gg 1$ )

Η αντίσταση εισόδου είναι  $r_{in} = r_{\pi} / (\beta_o + 1) = 1/g_m$  ( $\beta_o \gg 1$ )

Η αντίσταση εξόδου είναι  $r_{out} = R_C$

Όπου  $g_m$  είναι η αγωγιμότητα και ισούται με  $g_m = I_C/V_T$ ,

Όπου  $I_C$  είναι το ρεύμα συλλέκτη

$V_T = kT/q$  είναι θερμική τάση, όπου σε θερμοκρασία δωματίου είναι περίπου 26mV.

$\beta_o = I_C/I_B$ , συχνά εμφανίζεται με την ονομασία **hfe** και είναι παράμετρος του κάθε τρανζίστορ και βρίσκεται σε φύλλα δεδομένων (datasheets).

$$r_{\pi} = \beta_o/g_m = V_T/I_B.$$

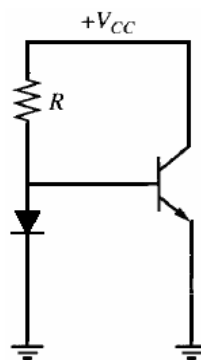
Τα Q3 και Q4 παρέχουν DC μετατόπιση επιπέδου (DC level shifting) καθώς επίσης προστατεύουν τα Q1 και Q2 από καταστροφή, λόγω υπερβολικής τάσης στο βρόχο βάσης-εκπομπού.

Γνωρίζοντας ότι τα pnp τρανζίστορ αντέχουν ανάστροφη τάση στον βρόχο βάσης-εκπομπού, περίπου 7V, ενώ τα npn τρανζίστορ αντέχουν περίπου 50V.

Επομένως αν κατά λάθος εφαρμόσουμε στους ακροδέκτες εισόδου ανάστροφη τάση μέχρι 50V, θα έχουμε προστασία του κυκλώματος και αποτροπή από την καταστροφή, λόγω των τρανζίστορ Q3 και Q4.

### Καθρέπτης ρεύματος

Στα ολοκληρωμένα κυκλώματα IC, δεν μπορούμε να αυξήσουμε το κέρδος τάσης και τον λόγο απόρριψης κοινού σήματος ή CMRR ενός διαφορικού ενισχυτή. Στο σχήμα βλέπουμε μια διόδο αντιστάθμισης (compensating diode) παράλληλα συνδεδεμένη με την διόδο εκπομπού ενός τρανζίστορ.



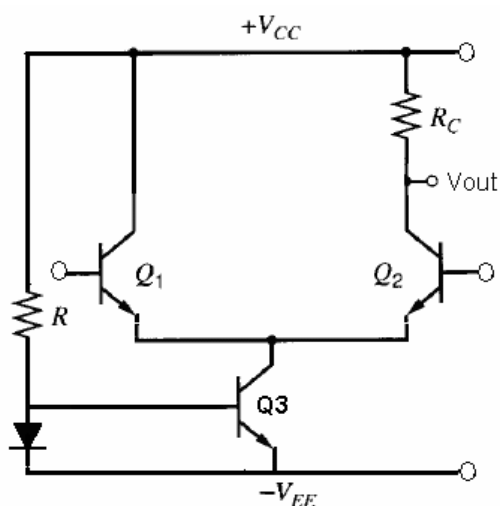
Καθρέπτης ρεύματος

Το ρεύμα μέσω της αντίστασης δίνεται από την  $I_c=(V_{CC}-V_{BE})/R$ . Αν η διόδος αντιστάθμισης και η διόδος εκπομπού έχουν ίδιες καμπύλες ρεύματος-τάσης, το ρεύμα συλλέκτη θα ισούται με το ρεύμα μέσω της αντίστασης:  $I_c=I_R$ .

Το παραπάνω κύκλωμα ονομάζεται έτσι, επειδή το ρεύμα συλλέκτη αποτελεί “καθρέφτισμα” του ρεύματος αντίστασης. Με τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, είναι σχετικά εύκολο να ταιριάξουν οι χαρακτηριστικές καμπύλες της διόδου εκπομπού, επειδή και οι δύο βρίσκονται στο ίδιο τσιπ. Οι καθρέπτες ρεύματος χρησιμοποιούνται σαν πηγές ρεύματος και ενεργά φορτία στον σχεδιασμό τελεστικών ενισχυτών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Στο σχήμα του διαφορικού ενισχυτή ενός άκρου γνωρίζουμε ότι το κέρδος τάσης είναι  $R_c/2r_{e'}$  και το κέρδος τάσης κοινού-σήματος είναι  $R_c/2R_E$ . Ο λόγος των δύο κερδών μας δίνει: **CMRR=RE/re'**. Όσο μεγαλύτερη είναι η  $R_E$ , τόσο μεγαλύτερος θα είναι ο CMRR.

Ένας τρόπος να πάρουμε ένα ακριβές ισοδύναμο της  $R_E$  είναι να χρησιμοποιήσουμε έναν καθρέπτη ρεύματος για να δημιουργήσει ρεύμα ουράς. Στο κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή ενός άκρου που εξετάσαμε πιο πάνω αν τοποθετήσουμε έναν καθρέπτη ρεύματος στην θέση του κοινού συλλέκτη θα δημιουργηθεί ρεύμα ουράς, σχηματικά έχουμε:



Το ρεύμα μέσω της διόδου αντιστάθμισης είναι  $I_R=(V_{CC}-V_{EE}-V_{BE})/R$  λόγω του καθρέπτη ρεύματος έχει την ίδια τιμή. Αφού το **Q3** λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος, έχει πολύ υψηλή σύνθετη αντίσταση εξόδου.

Κατά συνέπεια, η ισοδύναμη  $R_E$  του τελεστικού ενισχυτή ισούται με μερικά megaohms και ο CMRR βελτιώνεται δραματικά. Έτσι μπορούμε να πούμε ότι ο Καθρέπτης ρεύματος αντλεί το ρεύμα ουράς.

Τρία σημαντικά χαρακτηριστικά της διαφορικής βαθμίδας εισόδου είναι ο λόγος απόρριψης κοινού ρυθμού, η διαφορική αντίσταση εισόδου  $R_{id}$  και η απολαβή διαφορικής λειτουργίας ADM.

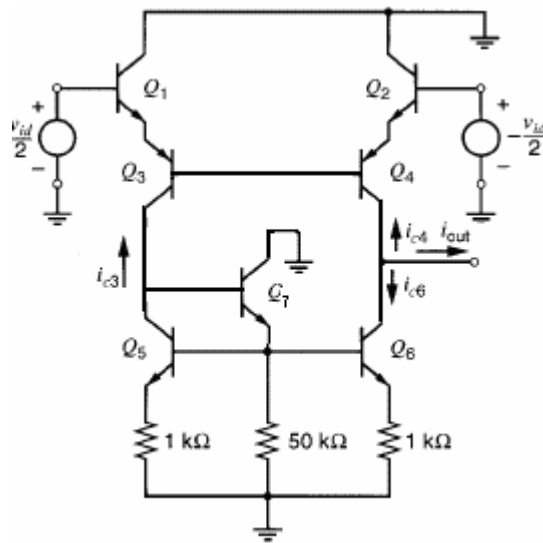
Όπου **CMRR**, είναι ο λόγος απόρριψης κοινού ρυθμού (**Common Mode Rejection Ratio**). Σε σύμβολα  $CMRR = 1 + 2g_m R_E$ . Όσο μεγαλύτερος είναι ο CMRR τόσο το καλύτερο. Υψηλός CMRR σημαίνει ότι ο διαφορικός ενισχυτής ενισχύει το επιθυμητό σήμα και ξεχωρίζει το κοινό σήμα. Από την σχέση πιο πάνω γίνεται σαφές γιατί επιδιώκουμε το  $R_E$  να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερο. Η προηγούμενη σχέση για το CMRR λαμβάνοντας υπόψη μας ότι  $R_E = V_A / I_o$  και  $g_m = I_o / 2V_T$  γίνεται  $CMRR = 2(I_o / 2V_T)(V_A / I_o) = V_A / V_T$ .

Για ένα τρανζίστορ με  $V_A = 100V$  και  $V_T = 25mV$  ο  $CMRR = 4000$  ή 72db. Αυτός είναι ο ελάχιστος αποδεκτός λόγος απόρριψης κοινού ρυθμού. Για να αυξηθεί το CMRR θα πρέπει να αυξηθεί η τάση Early, δηλαδή η αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος. Οι τελεστικοί ενισχυτές με CMRR 80 ή 90db συνήθως χρησιμοποιούν πηγές ρεύματος Wilson, Widlar ή CE-CB.

Η διαφορική αντίσταση εισόδου  $R_{id}$  της διαφορικής βαθμίδας είναι η αντίσταση εισόδου του T.E και δίνεται από τον τύπο  $R_{id} = 2r_{\pi} = 2\beta_o / g_m = 2\beta_o V_T / I_c$ .

Η απολαβή διαφορικής λειτουργίας. Επειδή η βαθμίδα εισόδου του T.E είναι η μία από τις δύο βαθμίδες απολαβής, θέλουμε να κάνουμε την απολαβή διαφορικής λειτουργίας ADM, μεγάλη. Η  $|ADM| = |u_o / u_{DM}| = \beta_o R_L / r_{\pi} = g_m R_L$ , όπου  $u_{DM} = V_d / 2$ , έτσι μπορούμε να εκφράσουμε την διαφορική τάση εξόδου του ενισχυτή σαν  $V_o = (g_m R_L / 2) V_d$ ,  $R_L$  είναι ο παράλληλος συνδυασμός της αντίστασης ενεργού φορτίου  $R_c$  και της αντίστασης εξόδου  $r_o$  του ενεργού στοιχείου.

Ας υπολογίσουμε την απολαβή της διαφορικής λειτουργίας, όπου με την απολαβή της CC-CE αποτελούν την συνολική απολαβή του T.E. Από το σχέδιο της βαθμίδας εισόδου που βλέπουμε πιο κάτω το ρεύμα εξόδου, λαμβάνεται από τον συλλέκτη του Q6, και ισούται με  $I_o = I_{c4} + I_{c6}$



Το  $I_{c4}$  είναι το ρεύμα που περνάει από την  $-V_{id}/2$  και φτάνει στον συλλέκτη του  $Q_6$ , τις αντιστάσεις που διαπερνάει είναι η αντίσταση εισόδου της βαθμίδας κοινής βάσης  $r_{\pi 4} / (1 + \beta_0) = 1/g_{m4}$  και την αντίσταση  $r_{\pi 2} / (1 + \beta_0) = 1/g_{m2}$ .

Επομένως  $I_{e4} = -V_{id}/2 / (1/g_{m2} + 1/g_{m4}) = -g_m V_{id}/4$ . Ισχύει ότι  $I_{c4} = -I_{e4}$  και άρα

**$I_{c4} = g_m V_{id}/4$**  από την συμμετρία του κυκλώματος προκύπτει  $I_{c3} = g_m V_{id}/4$ , όπου είναι το ρεύμα του ενεργού φορτίου, συνεπώς  **$I_{c6} = g_m V_{id}/4$** .

Επομένως  $I_o = g_m V_{id}/4 + g_m V_{id}/4 = g_m V_{id}/2$ .

Όμως  $g_m = I_c/V_T = 9.5/25 = 0.38 \text{ m}\Omega^{-1}$ , άρα  $I_o = 0.19 V_{id} \text{ mA}$ .

Η αντίσταση εξόδου της βαθμίδας, όπως φαίνεται και από το σχήμα, είναι ο παράλληλος συνδυασμός των αντιστάσεων εξόδου  $R_{04}$  και  $R_{06}$ . Οι αντιστάσεις αυτές προσδιορίζονται από την παρακάτω σχέση  $R_0 = r_o [1 + \beta_0 R_E / (r_{\pi} + R_E)]$ . Η αντίσταση εξόδου της βαθμίδας κοινού συλλέκτη  $Q_2$  λειτουργεί σαν η αντίσταση εκπομπού του  $Q_4$ . Άρα  $R_E = 1/g_{m2} = 2.63 \text{ k}\Omega^{-1}$

$$G_{m2} = g_{m4} = g_{m6} = I_c/V_T = 9.5/25 = 0.38 \text{ m}\Omega^{-1}$$

$$r_{o4} = V_A/I_c = 50/9.5 = 5.26 \text{ M}\Omega \text{ και } r_{o6} = 100/9.5 = 10.5 \text{ M}\Omega$$

$$r_{\pi 4} = r_{\pi 6} = \beta_0/g_{m2} = 250/0.38 = 658 \text{ k}\Omega$$

$$R_{04} = 5.26 [1 + (250 \cdot 2.63)/(658 + 2.63)] = 10.5 \text{ M}\Omega$$

$$R_{06} = 10.5 [1 + (250 \cdot 1)/(658 + 1)] = 14.5 \text{ M}\Omega$$

$$R_0 = R_{04} \parallel R_{06} = 10.5 \parallel 14.5 = 6.09 \text{ M}\Omega$$



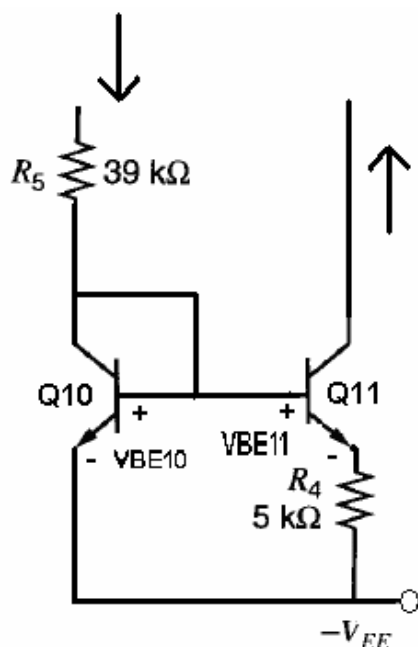
Η ισοδύναμη τάση Thevenin  $V_o = I_o R_o = 0.19 V_d * 6090 = 1157 V_d$

Έτσι η απολαβή της βαθμίδας διαφορικής εισόδου είναι

$A_1 = V_o / V_d = 1157$ . Η συνολική απολαβή των δύο πρώτων βαθμίδων είναι  $A_1 A_2 = 220 * 1157 = 2.54 * 10^5$ . Η τιμή αυτή είναι ουσιαστικά η απολαβή ανοικτού βρόχου του T.E. Η βαθμίδα εξόδου ακόλουθου εκπομπού έχει στην πράξη απολαβή σχεδόν ίση με την μονάδα. Οι κατασκευαστές συνήθως δίνουν την ελάχιστη τιμή της απολαβής ανοικτού βρόχου σαν  $2 * 10^5$ . οι τυχόν διαφορές αποδίδονται σε ανοχές των ρευμάτων πόλωσης κατά την κατασκευή, στο βιο και τις τάσεις Early στο τρανζίστορ. Επιπλέον, η απολαβή του ενισχυτή τείνει να ελαττωθεί από παρασιτικά φαινόμενα που έχουν σχέση με το υπόστρωμα.

### Καθρέπτης ρεύματος Widlar

Στην περίπτωση του T.E χρησιμοποιείται ένας βελτιωμένος καθρέπτης ρεύματος ο οποίος τροφοδοτεί, τις βάσεις των Q3 και Q4 του διαφορικού ενισχυτή του 741, τον οποίο θα αναλύσουμε παρακάτω. Στο σχηματικό διάγραμμα που ακολουθεί βλέπουμε τον καθρέπτη ρεύματος Widlar



Σε αυτό το κύκλωμα, το Q11 λειτουργεί σαν δίοδος, γιατί η βάση και ο συλλέκτης του, είναι συνδεδεμένοι μαζί. Σε αυτό το σημείο θεωρούμε ότι τα χαρακτηριστικά των Q11 και Q12 είναι ίδια.

Η τάση της διόδου Q10  $V_{BE}$  ισούται με  $V_{BE10} = V_T \cdot \ln(I_{REF}/I_S)$  ενώ η τάση ανάμεσα στη βάση και τον εκπομπό του Q11 είναι  $V_{BE11} = V_T \cdot \ln(I_O/I_S)$ . Αν αφαιρέσουμε τις δύο σχέσεις κατά μέλη θα προκύψει:

$$V_{BE10} - V_{BE11} = V_T \cdot [\ln(I_{REF}/I_S) - \ln(I_O/I_S)]$$

Συνεπώς  $V_{BE10} - V_{BE11} = V_T \cdot \ln(I_{REF}/I_O)$  Σχέση i

Από το κύκλωμα βλέπουμε πως ισχύει  $V_{BE10} = V_{BE11} + I_1 \cdot R_5 \Rightarrow$

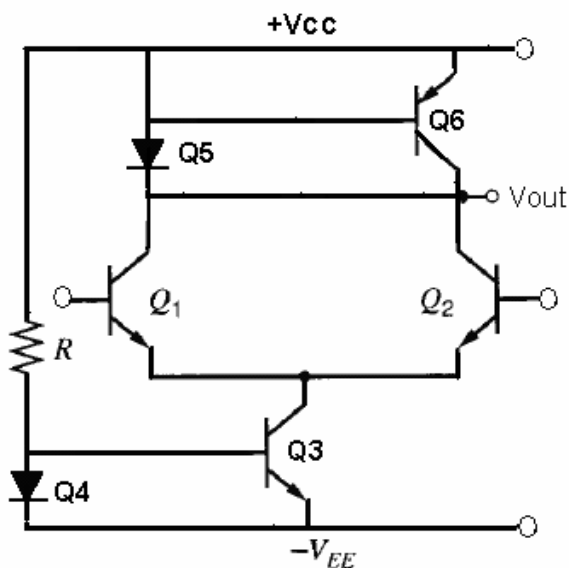
$\Rightarrow V_{BE10} - V_{BE11} = I_1 \cdot R_5$  Σχέση ii (πρακτική σχέση, η διαφορά των βάσεων των Q10 και Q11, διαιρεμένη με την αντίσταση R5 μας δίνει το ρεύμα I1 που διαρρέει αυτή την αντίσταση .

Από Σχέση i & Σχέση ii προκύπτει η  $I_1 = V_T / R_5 \cdot \ln(I_{REF}/I_O)$  Σχέση iii

Συμπεραίνουμε ότι με την χρήση της πηγής τάσης Widlar, μπορούμε να δημιουργήσουμε μικρό σταθερό ρεύμα, χρησιμοποιώντας σχετικά μικρές αντιστάσεις.

### Ενεργό Φορτίο

Σε αυτό το σημείο καλό θα ήταν να αναλύσουμε την έννοια του ενεργού φορτίου. Στον διαφορικό ενισχυτή ενός άκρου το κέρδος τάσης είναι  $R_c/2r_{e'}$ . Όσο μεγαλύτερη είναι η  $R_c$ , τόσο μεγαλύτερο θα είναι και το κέρδος τάσης. Το επόμενο σχήμα δείχνει στην θέση της  $R_c$  έναν καθρέπτη ρεύματος που χρησιμοποιείται σαν αντίσταση ενεργού φορτίου.

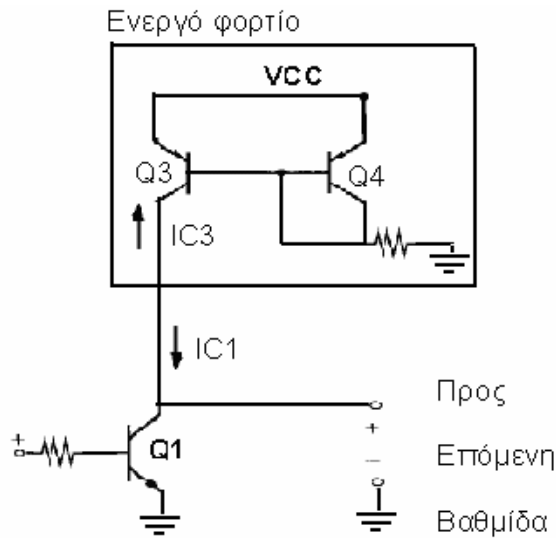


Αφού το Q6 είναι μια πηγή ρεύματος  $r_{rh}$ , το Q2 βλέπει μια ισοδύναμη  $R_c$  ίση με πολλά megohms. Σαν συνέπεια, το κέρδος τάσης είναι πολύ υψηλότερο από με την χρήση ενός ενεργού φορτίου, από ότι μια κανονική αντίσταση. Επιπλέον αν χρησιμοποιούσαμε μεγάλες αντιστάσεις,

θα χρειαζόμασταν και μεγάλες τάσεις, έτσι αποφεύγουμε την απαίτηση για μεγάλες τάσεις. Τέτοιου είδους ενεργά φορτία χρησιμοποιούνται στους τελεστικούς ενισχυτές. Συγκεκριμένα στον διαφορικό ενισχυτή του T.E 741, ο καθρέπτης ρεύματος που απαρτίζεται από τα Q8-Q9 αποτελεί πηγή ρεύματος  $r_{rh}$  και το Q2 βλέπει μια ισοδύναμη αντίσταση ενεργού φορτίου ίση με πολλά megohms.

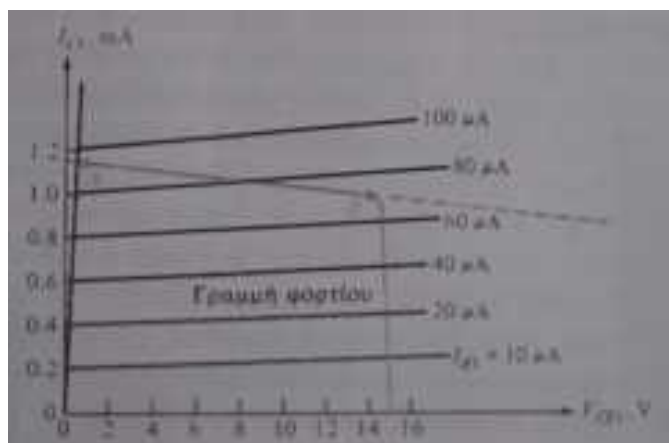
### Βαθμίδα κέρδους

Η βαθμίδα εισόδου που είδαμε πιο πάνω και η βαθμίδα εξόδου που θα δούμε παρακάτω, χρειάζονται στον T.E για να υπάρχει προσαρμογή με τον “εξωτερικό κόσμο”. Οι βαθμίδες αυτές λειτουργούν σαν ενδιάμεσες βαθμίδες μεταξύ του ενισχυτή και των πηγών σήματος εισόδου, και μεταξύ του ενισχυτή και του φορτίου. Ουσιαστικά είναι η βαθμίδα του T.E που προσδίδει μεγάλη απολαβή τάσης, γι’ αυτό ονομάζεται και βαθμίδα απολαβής. Συνήθως στην βαθμίδα απολαβής χρησιμοποιούνται σύνθετα τρανζίστορ με μεγάλο βo όπως το ζεύγος Darlington και ο διαδοχικός CC-CE ενισχυτής. Πρέπει να γνωρίζουμε, ότι πάνω σε ένα τσιπ, όπως ο 741, δεν μπορούν να κατασκευαστούν εύκολα αντιστάσεις με μεγάλη τιμή. Γιατί θα πρέπει να υπάρχουν μεγάλες τιμές τάσεων για να πετύχουμε τα επιθυμητά ρεύματα. Για να ξεπεραστεί ο περιορισμός αυτός, χρησιμοποιούνται ενεργά φορτία. Όπως είδαμε και στη ανάλυση του διαφορικού ενισχυτή, το ενεργό φορτίο χρησιμοποιήθηκε στην θέση της αντίστασης συλλέκτη γιατί με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνουμε μεγάλες αντιστάσεις. Στην συνέχεια θα εξετάσουμε ένα ενεργό φορτίο-καθρέπτη ρεύματος για να κατανοήσουμε την χρησιμότητα του ενεργού φορτίου στην βαθμίδα απολαβής.



Το ενεργό φορτίο του παραπάνω σχήματος αποτελείται από ένα ζεύγος επίπεδα τρανζίστορ pnp Q3&Q4. Η χρήση των τρανζίστορ pnp δίνει την κατάλληλη κατεύθυνση ρεύματος συλλέκτη στα τρανζίστορ Q1 τύπου npn, και στην μεγάλη αντίσταση εξόδου.

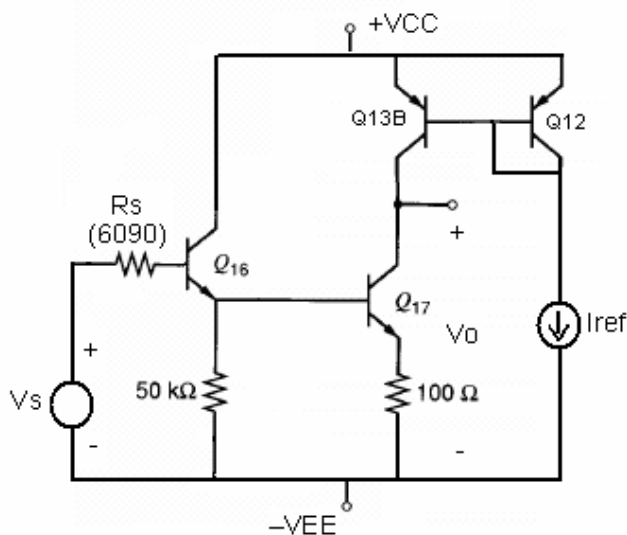
Για να δείξουμε την αποτελεσματικότητα του ενεργού φορτίου, ας κατασκευάσουμε την γραμμή φορτίου πάνω στις χαρακτηριστικές εξόδου του Q1. Ας υποθέσουμε ότι η πηγή ρεύματος είναι σχεδιασμένη για να δίνει ρεύμα 1mA και ότι τα τρανζίστορ pnp έχουν τάση Early  $V_A=100V$ . Όπου στη παρακάτω χαρακτηριστική του καθρέπτη ρεύματος αντιλαμβανόμαστε τι ακριβώς είναι η τάση Early. Οι χαρακτηριστικές καμπύλες, του Q1 παρά το γεγονός ότι παραμένουν ευθείες γραμμές, παρουσιάζουν πεπερασμένη κλίση. Αν προεκταθούν θα συναντηθούν στον άξονα των αρνητικών  $v_{ce}$  στο σημείο  $-V_A$ . Η τάση  $V_A$  είναι μια θετική παράμετρος με τυπικές τιμές στην περιοχή 50-100 και ονομάζεται τάση Early.



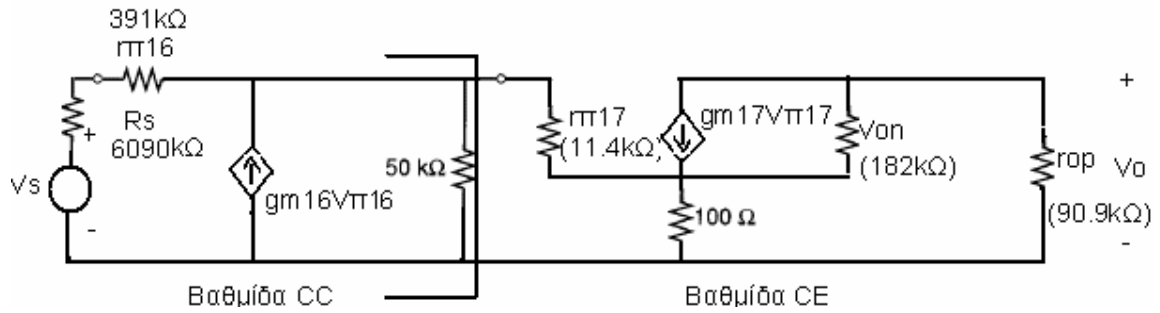
Η καμπύλη AB του σχήματος υποδηλώνει καμπύλη μη γραμμικής αντίστασης. Η σχεδόν οριζόντια γραμμή φορτίου μεταξύ των σημείων A και B αντιστοιχεί στην μεγάλη αντίσταση  $r_o = V_A / I_{c3} = 100 / 1 = 100 \text{ k}\Omega$ . Και πραγματικά, αν προεκταθεί η γραμμή φορτίου αυτής της περιοχής (διακεκομμένη γραμμή), τέμνει τον άξονα  $V_{CE1}$  σε  $V_A = 100 \text{ V}$ . Έτσι, για να πάρουμε την ίδια γραμμή φορτίου (μεταξύ A και B) χρησιμοποιώντας αντίσταση συλλέκτη, χρειάζεται τροφοδοσία 100V. Φτάνουμε στο συμπέρασμα ότι μια μικρή μεταβολή του  $I_{B1}$  παράγει μια μεγάλη μεταβολή του  $V_{CE1}$  και έτσι πετυχαίνεται μεγάλη απολαβή.

Στο επόμενο σχέδιο φαίνεται ένα απλουστευμένο σχέδιο της βαθμίδας απολαβής του T.E 741. Η πηγή σήματος και η αντίσταση πηγής που φαίνονται αποτελούν το ισοδύναμο Thevenin του διαφορικού ενισχυτή που λειτουργεί σαν είσοδος της βαθμίδας απολαβής. Τα τρανζίστορ έχουν πόλωση  $I_{c16} = 16 \mu\text{A}$  και  $I_{c17} = 550 \mu\text{A}$ .

Θεωρούμε ότι τα τρανζίστορ έχουν  $\beta_o = 250$  και οι τάσεις Early είναι 100 και 50V για συσκευές  $r_{n1}$  και  $r_{n2}$  αντίστοιχα. Επίσης η  $r_b = 0$  για BJT.



Θα προσπαθήσουμε να προσδιορίσουμε την απολαβή τάσης αυτής της βαθμίδας. Όπως προείπαμε η βαθμίδα απολαβής αποτελείται από έναν διαδοχικό ενισχυτή CC-CE. Σημαντική βοήθεια είναι στον προσδιορισμό είναι να κατανοήσουμε το σχηματικό κυκλωματικό διάγραμμα για ασθενές σήμα αυτού του ενισχυτή.



Όπου  $r_{\pi 16} = \beta_0 / g_m = \beta_0 \cdot V_T / I_{c16} = 250 \cdot 25 / 16 = 319 \text{ k}\Omega$ .

Για να βρούμε την συνολική απολαβή της βαθμίδας, θα υπολογίσουμε πρώτα την απολαβή της βαθμίδας του CC, κατόπιν του CE και στην συνέχεια θα πολλαπλασιάσουμε τις δύο απολαβές.

Η απολαβή κοινού συλλέκτη  $AV1 = (\beta + 1) r_e / (R_s + r_{\pi 16} + (\beta + 1) r_e) \Rightarrow$

$$\Rightarrow AV1 = (250 + 1) 50 \text{ k}\Omega / [6090 + 391 + (250 + 1) 50 \text{ k}\Omega] = 0.659 \Rightarrow \mathbf{AV1 = 0.659}$$

Η αντίσταση εξόδου αυτής της βαθμίδας, που λειτουργεί σαν η αντίσταση πηγής της βαθμίδας κοινού εκπομπού είναι  $R_o = 50 \parallel ((6090 + 391) / (250 + 1)) = 17 \text{ k}\Omega$ .

**$R_o = 17 \text{ k}\Omega$ .**

Η αντίσταση συλλέκτη για την βαθμίδα κοινού εκπομπού είναι η τιμή της  $r_o$  του τρανζίστορ  $r_{hp}$  φορτίου, ή  $R_c = r_{op} = 50 / 0.55 = 90 \text{ k}\Omega$ . Όπου 50 η τάση Early για  $r_{hp}$ . Η αντίσταση εξόδου  $r_{on}$  του τρανζίστορ  $r_{hp}$  Q17 είναι  $r_{on} = 100 / 0.55 = 182 \text{ k}\Omega$ . Όπου 100 η τάση Early για  $r_{hp}$ .

Η εξίσωση της απολαβής με αντίσταση εκπομπού δίνεται παρακάτω:

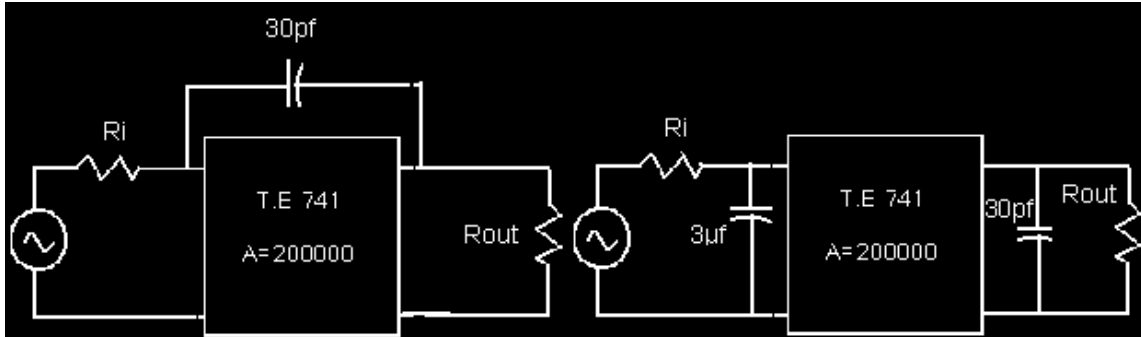
$$AV2 = -\beta \cdot r_{on} \parallel r_{op} / [R_o Q16 + r_{\pi 17} + r_{e17} + \beta \cdot r_{on} \cdot r_{e17} \cdot (r_{on} + r_{op})] =$$

$$AV2 = -250 \cdot 182 \parallel 90.9 / [17 + 11.4 + 0.1 + 250 \cdot 182 \cdot 0.1 / (182 + 90.9)] = -334 \Rightarrow \mathbf{AV2 = -334}$$

Οπότε η συνολική απολαβή είναι  $AV = AV1 \cdot AV2 = 0.659 \cdot (-334) = -220 \Rightarrow \mathbf{AV = -220}$

Αντιστάθμιση T.E- Θεώρημα Miller. Ο T.E για να ενισχύει τα ac σήματα που εφαρμόζονται στις εισόδους του θα πρέπει να είναι εσωτερικά αντισταθμισμένος. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι από την συχνότητα αποκοπής μέχρι την συχνότητα μοναδιαίου κέρδους του διαγράμματος bode του κέρδους τάσης, θα μπορούμε να πάρουμε συγκεκριμένες τιμές κέρδους για συγκεκριμένες τιμές συχνότητας στο εύρος  $[f_s - f_G]$ . Όπου  $f_s$  η συχνότητα αποκοπής και  $f_G$  η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους.

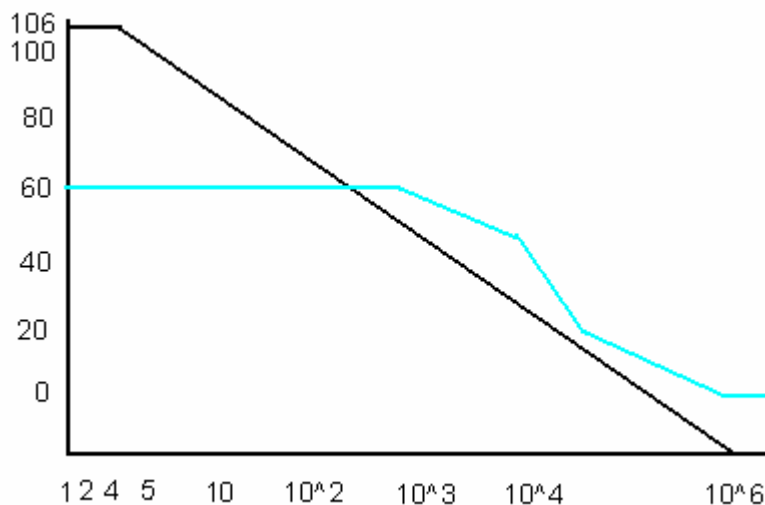
Μέχρι στιγμής γνωρίζουμε ότι η βαθμίδα κέρδους συνδέει την διαφορική είσοδο με την έξοδο του Τ.Ε Σχηματικά μπορούμε να πούμε ότι ο Τ.Ε 741 παριστάνεται όπως το παρακάτω Σχέδιο α)



Σχέδιο α)

Σχέδιο β)

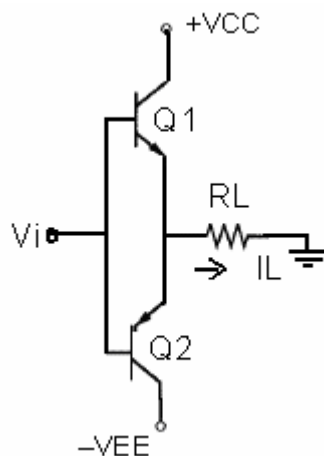
Ο μοναδικός πυκνωτής που βρίσκεται στο κύκλωμα του Τ.Ε και συνδέει την είσοδο με την έξοδο μπορεί να μετατραπεί σύμφωνα με το θεώρημα του Miller, σε δύο ισοδύναμους πυκνωτές όπως στο Σχέδιο β) τον ένα για την είσοδο και τον άλλο για την έξοδο, ο πυκνωτής εισόδου έχει τιμή  $C_{in}=C(A+1)$  και ο πυκνωτής εξόδου έχει τιμή  $C_{out}=C(A+1)/A$ . Συνεπώς προκύπτουν οι τιμές  $C_{in}=6\mu f$  και  $C_{out}=30pf$ . Έτσι το κύκλωμα εισόδου συντελεί στην διαμόρφωση της συχνότητας αποκοπής, όπου για τον Τ.Ε 741 είναι  $f_s=4Hz$  και η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους είναι  $F_G=1MHz$ . Το διάγραμμα bode του κέρδους τάσης είναι το παρακάτω



Παρατηρούμε ότι με την μαύρη γραμμή παριστάνεται το κέρδος τάσης συναρτήσει της συχνότητας, όταν ο πυκνωτής είναι αντισταθμισμένος, ενώ με την τουρκουάζ γραμμή όταν ο Τ.Ε δεν είναι αντισταθμισμένος. Συμπερασματικά με την χρήση του Θεωρήματος Miller καταφέραμε να αντισταθμίσουμε τον Τ.Ε χρησιμοποιώντας ένα μικρό πυκνωτή, που διαφορετικά θα ήταν αδύνατο λόγω της ανάγκης για μεγαλύτερο πυκνωτή, με περιορισμό του μεγέθους τσιπ!

### Βαθμίδα εξόδου

Η βαθμίδα εξόδου ενός Τ.Ε πρέπει να είναι ικανή να δώσει ρεύμα στο εξωτερικό φορτίο και πρέπει να έχει μικρή αντίσταση εξόδου. Ακόμη, η βαθμίδα αυτή πρέπει να παρέχει μεγάλα περιθώρια τάσης εξόδου, στην ιδανική περίπτωση να πλησιάζει την συνολική τάση τροφοδοσίας  $V_{CC}+V_{EE}$ . Το κύκλωμα εξόδου που χρησιμοποιείται είναι ο συμπληρωματικός ακόλουθος εκπομπού που φαίνεται παρακάτω.

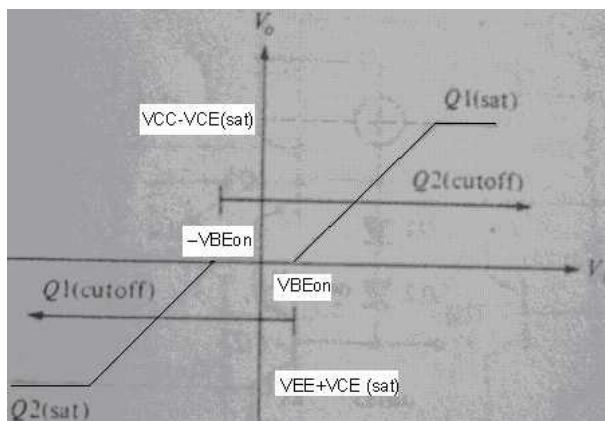


Αν το σήμα εισόδου  $V_i$  πηγαίνει προς τα θετικά, το τρανζίστορ ηρη Q1 λειτουργεί σαν πηγή τροφοδοσίας ρεύματος στο φορτίο  $R_L$  και το ηρη Q2 είναι σε αποκοπή. Αν αντίθετα, η  $V_i$  γίνει αρνητική, αποκόπτεται το Q1 και το Q2 λειτουργεί σαν απαγωγός ρεύματος από το φορτίο, ελαττώνεται δηλαδή το  $I_L$ . Στην περίπτωση που η  $V_i$  είναι ημιτονοειδής, το Q1 οδηγεί το φορτίο κατά την διάρκεια των θετικών ημιπεριόδων. Επειδή το κάθε τρανζίστορ άγει, κατάσταση ON μόνο για το μισό χρόνο, το περιθώριο μεταβολής της τάσης εξόδου είναι διπλάσιο από την τιμή που μπορούμε να πάρουμε με ένα ακόλουθο εκπομπού

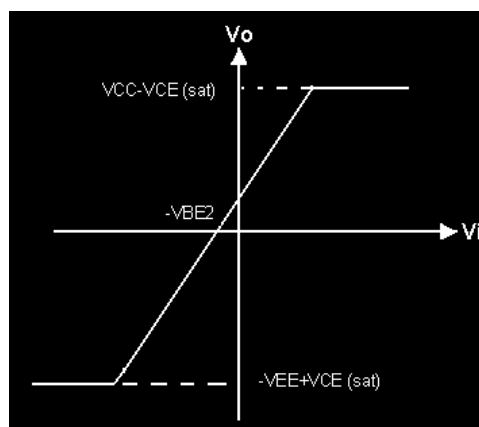
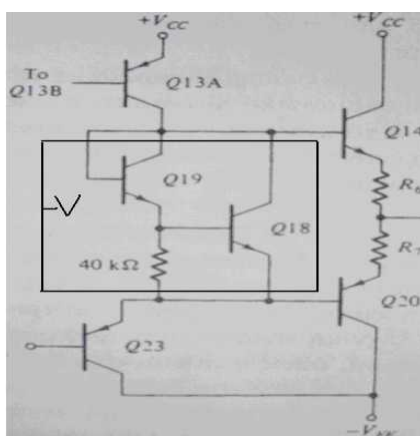


μιας βαθμίδας. Δημιουργείται μια δυσκολία με το κύκλωμα αυτό. Στην ουσία η τάση εξόδου παραμένει στο μηδέν μέχρι να γίνει  $V_i = V_{BE} = 0.5V$

Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως παραμόρφωση διασταύρωσης (crossover distortion) που παρουσιάζεται στην παρακάτω χαρακτηριστική μεταφοράς.



Η έξοδος έχει τιμή διαφορετική από το μηδέν για  $V_i = V_{BE}$  (αποκοπή)  $= V_{\gamma} = 0.5V$ . Η παραμόρφωση διασταύρωσης μπορεί να απαληφεί σχεδόν τελείως αν εφαρμοσθεί τάση πόλωσης  $V > 2V_{\gamma}$ . Στο κύκλωμα της βαθμίδας εξόδου του Τ.Ε χρησιμοποιείται για την απαλοιφή της παραμόρφωσης διασταύρωσης, το κουτάκι με την ονομασία  $V$  είναι το κύκλωμα πολλαπλασιασμού της  $V_{BE}$ , όπου επιτυγχάνουμε περίπου  $1,1V$  μεταξύ των βάσεων, και έχουμε μια μετατόπιση της χαρακτηριστικής προς ένα αρνητικό σημείο  $-V_{BE2}$ .

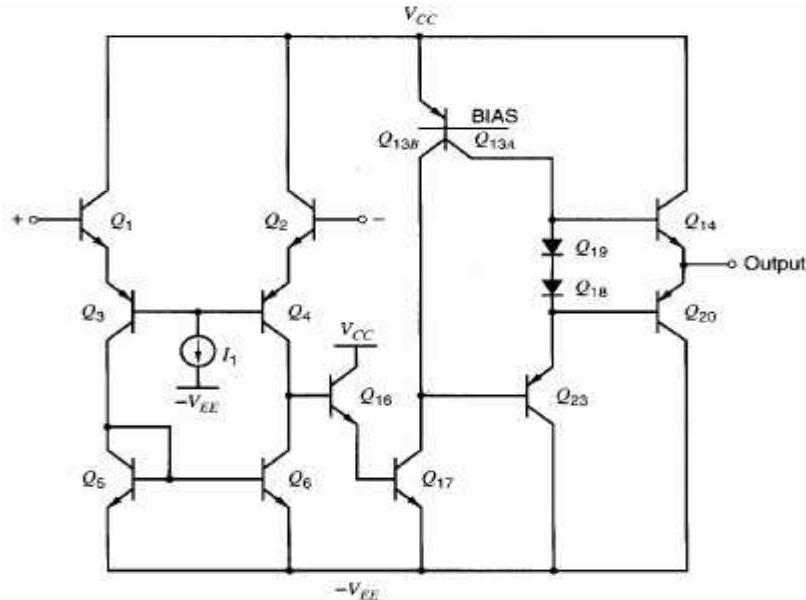


Παρατηρούμε ότι τα τρανζίστορ  $Q14$  και  $Q20$  αποτελούν τον συμπληρωματικό ακόλουθο εκπομπού. Οι μικρές αντιστάσεις  $R_6$  και  $R_7$  είναι για τον περιορισμό των ρευμάτων εξόδου και τα  $Q18$  και  $Q19$  χρησιμοποιούνται για να αντιμετωπίσουν την παραμόρφωση διασταύρωσης.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

### Ποιοτική περιγραφή λειτουργίας του κυκλώματος

Ένα απλοποιημένο διάγραμμα του κυκλώματος του LM741, δίνεται στο παρακάτω σχέδιο.



**Σχέδιο 1**

Τα Τρανζίστορ στην είσοδο, Q1 και Q2 είναι ακόλουθοι εκπομπού που συντηρούν υψηλή αντίσταση εισόδου και χαμηλό ρεύμα εισόδου. Ακόμα οδηγούν τους εκπομπούς, του κοινής βάσης διαφορικού ζεύγους των pnp τρανζίστορ Q3 και Q4. Τα τρανζίστορ Q5-Q7 δημιουργούν ένα ενεργό φορτίο για τα Q3 και Q4. Το Q7 αυξάνει την ακρίβεια του καθρέπτη ρεύματος, με το να μειώνει το μέγεθος του σήματος που χρησιμοποιείται από το Q3, για να οδηγήσει τις βάσεις του Q5 και Q6. Αυτά τα επτά τρανζίστορ μαζί, εκτελούν τρεις διαφορετικές λειτουργίες που πρέπει να διεξαχθούν στους μονολιθικούς Τελεστικούς Ενισχυτές (op-amp).

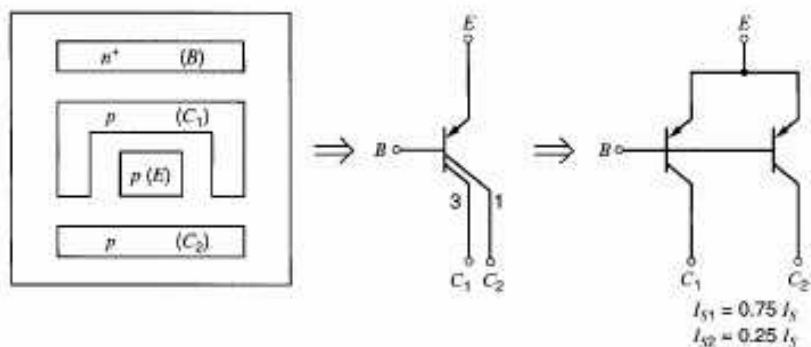
1. Παρέχουν διαφορική είσοδο που είναι σχετικά ανεπηρέαστη από κοινού σήματος τάσεις (common-mode voltages), έχει υψηλή αντίσταση εισόδου και παρέχει κέρδος τάσης. Η πραγματοποίηση κέρδους τάσης στην είσοδο είναι επιθυμητό από την στιγμή που ο θόρυβος και η τάση αντιστάθμισης, σχετίζονται με το δεύτερο και τελευταίο κομμάτι του κυκλώματος, τα οποία διαιρούνται απ' αυτό το κέρδος.

2. Μετατόπιση επιπέδου. Τα  $n$ pn τρανζίστορ κατασκευάζονται από συγκεκριμένη IC τεχνολογία τα οποία έχουν χαμηλή ανταπόκριση στην συχνότητα. Κατά συνέπεια η πιο επιθυμητή προσέγγιση για την κατασκευή ενός τελεστικού ενισχυτή θα ήταν η χρησιμοποίηση μόνο  $n$ pn τρανζίστορ. Όμως κάπου στον ενισχυτή τα dc χαρακτηριστικά του σήματος πρέπει να μετατοπιστούν σε αρνητική κατεύθυνση για να μεγιστοποιήσουν το εύρος της τάσης εξόδου του τελεστικού ενισχυτή. Σε ενισχυτές γενικής χρήσης όπως τον LM741, αυτή η μετατόπιση επιτυγχάνεται βάζοντας lateral  $n$ pn transistors στην διαδρομή του σήματος. Μέσα στον συγκεκριμένο T.E, οι εκπομποί των  $n$ pn τρανζίστορ Q3 και Q4 λειτουργούν κοντά στις τάσεις εισόδου, ενώ οι συλλέκτες σταματούν πιθανόν πολύ κοντά στην αρνητική τροφοδοσία.
3. Διαφορική σε έξοδο ενός άκρου. Οι T.E θεωρούνται σε αυτό το κεφάλαιο να έχουν διαφορικές εισόδους και μοναδικές εξόδους, ενός άκρου, έτσι μέσα στο κύκλωμα πρέπει να γίνει μια μετατροπή για να προκύψει μοναδιαία λειτουργία. Η απλούστερη προσέγγιση για να γίνει αυτό, είναι η απλοποίηση, παίρνοντας μία από τις εξόδους του ζεύγους εκπομπού με σκοπό να τροφοδοτήσει ένα κύκλωμα που έχει μία μόνο έξοδο. Ωστόσο, αυτή η προσέγγιση έχει σαν αποτέλεσμα μεγάλη ευαισθησία σε τάσεις εισόδου κοινού σήματος (common-mode voltages).

Για να μειώσουμε την ευαισθησία σε εισόδους κοινού σήματος, ένα κύκλωμα ενεργού φορτίου χρησιμοποιείται, που πραγματοποιείται από τα τρανζίστορ Q5-Q7.

Η έξοδος του καθρέπτη ρεύματος, που αποτελείται από τα Q5,Q6,Q7,δηλαδή ο συλλέκτης του Q6 συνδέεται με τον ενισχυτή τάξης CC-CE, ο οποίος αποτελείται από τα τρανζίστορ Q16 και Q17 σε συνδεσμολογία Darlington. Το τρανζίστορ Q16 είναι ένας ακόλουθος εκπομπού που μειώνει την επιπρόσθετη επιρροή που έχει η έξοδος από το Q17. Το τρανζίστορ Q17 είναι ενισχυτής κοινού-εκπομπού που έχει ένα ενεργό φορτίο που πραγματοποιείται από το Q13B. Αυτός ο ενισχυτής παρέχει μεγάλο κέρδος τάσης. Το Q23 είναι ένας άλλος ακόλουθος εκπομπού που αποτρέπει το στάδιο εξόδου να φορτωθεί από το κέρδος εξόδου. Τα τρανζίστορ Q14 και Q20 αποτελούν τον συμπληρωματικό ακόλουθο εκπομπού .

Το τρανζίστορ Q13 είναι ένα multicollector lateral pnp. Η γεωμετρία του φαίνεται στο παρακάτω σχέδιο.

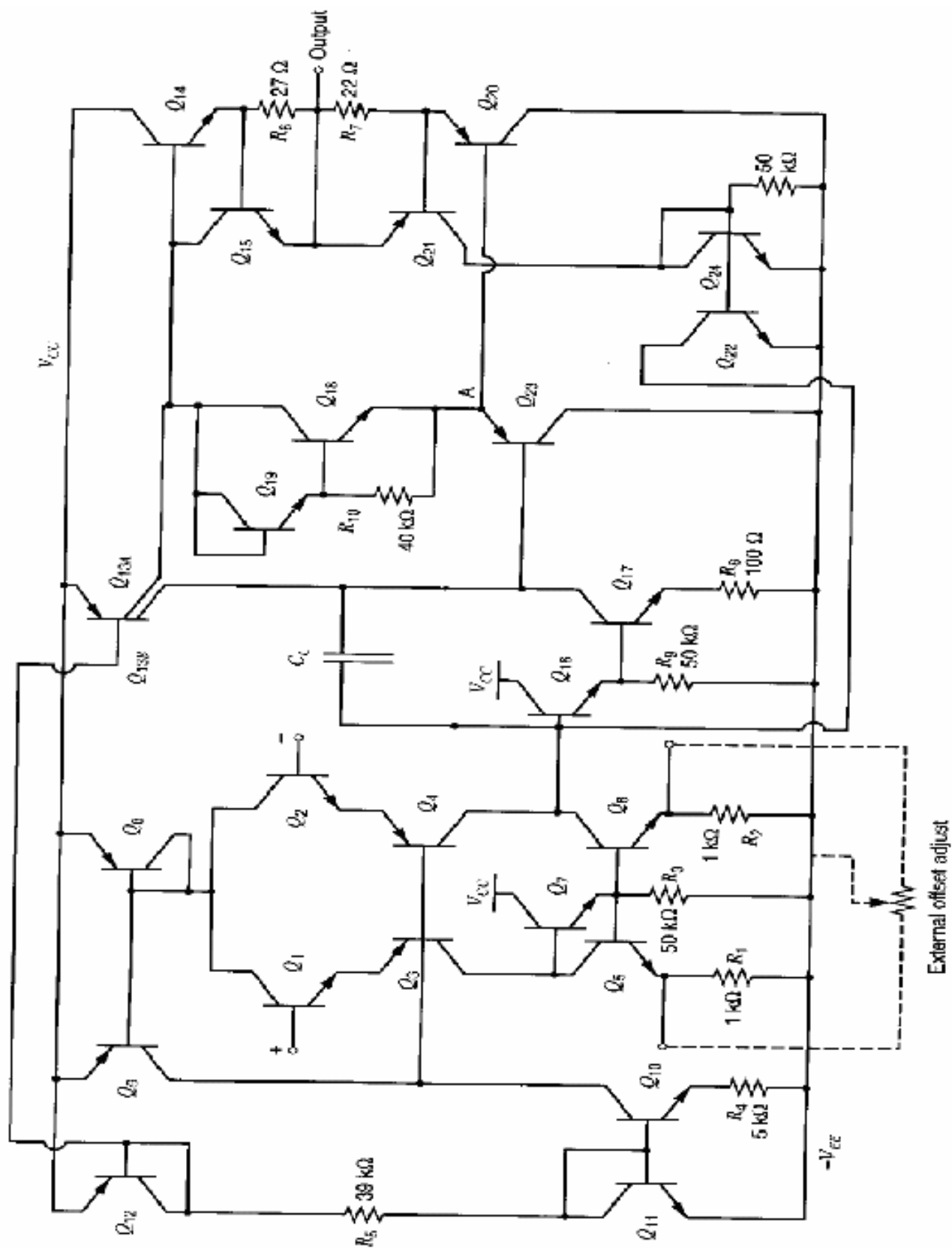


## Σχέδιο 2

### Ηλεκτρικό ισοδύναμο για το multicollector lateral pnp Q13

Πρέπει να σημειωθεί ότι ο συλλέκτης είναι χωρισμένος σε δύο κομμάτια, εκ των οποίων το ένα αποτελεί τα  $\frac{3}{4}$  του ρεύματος και το δεύτερο κομμάτι αποτελεί το  $\frac{1}{4}$  του ρεύματος, που δημιουργείται από τον καθρέπτη ρεύματος. Συνεπώς η δομή του είναι ανάλογη με δύο pnp τρανζίστορ όπου οι επαφές βάση-εκπομπού είναι συνδεδεμένες παράλληλα.

Στην επόμενη σελίδα, βλέπουμε το ολοκληρωμένο κύκλωμα του T.E LM741.

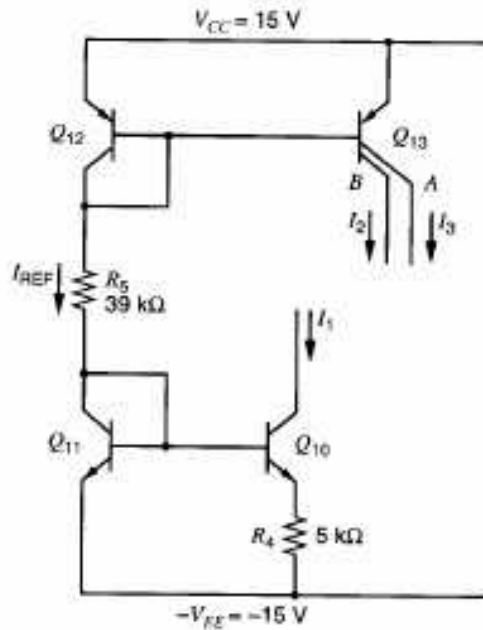


### ***H dc Ανάλυση του Τελεστικού Ενισχυτή (T.E)LM741.***

Το πρώτο βήμα στην αξιολόγηση της λειτουργίας του κυκλώματος είναι να καθορίσουμε το ρεύμα ηρεμίας και την τάση του κάθε τρανζίστορ του κυκλώματος. Αυτή η dc ανάλυση παρουσιάζει ένα ειδικό πρόβλημα στα κυκλώματα των τελεστικών ενισχυτών, γιατί περιλαμβάνεται πολύ υψηλό κέρδος. Αν ξεκινήσουμε την dc ανάλυση με την υπόθεση ότι οι δύο τερματικοί εισόδου είναι γειωμένοι και μετά προσπαθήσουμε να προβλέψουμε την τάση εξόδου, θα βρούμε ότι μια μικρή απόκλιση στα β ή στην αντίσταση εξόδου του κυκλώματος θα προξενήσουν μεγάλες αλλαγές στην τάση εξόδου που προβλέψαμε. Στην πραγματικότητα ο υπολογισμός συχνά δείχνει ότι το στάδιο εξόδου δεν θα λειτουργεί στην ενεργό περιοχή (active region) αλλά θα λειτουργεί ή στον κόρο ή στην αποκοπή. Αυτό το πρόβλημα υπάρχει πρακτικά. Για κέρδος τάσης της τάξεως των  $2 \cdot 10^5$ , μόνο 0,1mV της τάσης εισόδου αντιστάθμισης απαιτείται για να οδηγήσει την έξοδο σε κορεσμό όταν η τάση εισόδου είναι μηδενική. Κατά συνέπεια η dc ανάλυση πρέπει να ξεκινάει με μια υπόθεση ότι το κύκλωμα είναι εσώκλειστο σε βρόχο ανάδρασης το οποίο αναγκάζει την έξοδο σε ορισμένη τάση, το οποίο συνήθως είναι μηδέν. Μετά μπορούμε να δουλέψουμε προς τα πίσω και να καθορίσουμε, ορίσουμε τα σημεία λειτουργίας μέσα στο κύκλωμα.

Μια δεύτερη υπόθεση, που απλοποιεί την ανάλυση, είναι να υποθέσουμε ότι για την dc ανάλυση, η αντίσταση εξόδου από τα τρανζίστορ δεν επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τα dc ρεύματα που ρέουν στο κύκλωμα. Αυτή η υπόθεση έχει σαν αποτέλεσμα να εισάγουμε 10% με 20% λάθος στα υπολογισμένα ρεύματα. Φυσικά, η αντίσταση εξόδου πρέπει να εμπεριέχεται στην ανάλυση μικρού σήματος, καθώς επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό το κέρδος για τους ενισχυτές που αποτελούν ενεργά φορτία.

Αρχικά υπολογίζουμε τα ρεύματα στους καθρέπτες ρεύματος Q10 και Q13AB. Αμελώντας τα ρεύματα βάσης και υποθέτοντας ότι όλα τα τρανζίστορ βρίσκονται στην ενεργό περιοχή, μπορούμε να υπολογίσουμε το ρεύμα αναφοράς, με βάση και του Σχεδίου 4, ως εξής:



#### Σχέδιο 4

Εύκολα τώρα μπορούμε να υπολογίσουμε ότι το  $I_{ref}$ , στον βρόχο μεταξύ των Q12, R5 και Q11 ,

Ισούται με :  $I_{REF} = [V_{CC} + V_{EE} - 2V_{BE(ON)}] / 39k\Omega = 0.73mA$

Ενώ έχουμε υποθέσει ότι η  $V_{BE(on)} = 0,7V$ .

Τα Q11&Q10 αποτελεί μια πηγή τάσης Widlar, Όπου στο 2<sup>ο</sup> Κεφάλαιο υπολογίσαμε ότι το ρεύμα  $I_1$  δίνεται από τον τύπο  $I_1 = V_T / R_5 * \ln(I_{ref} / I_0)$ .

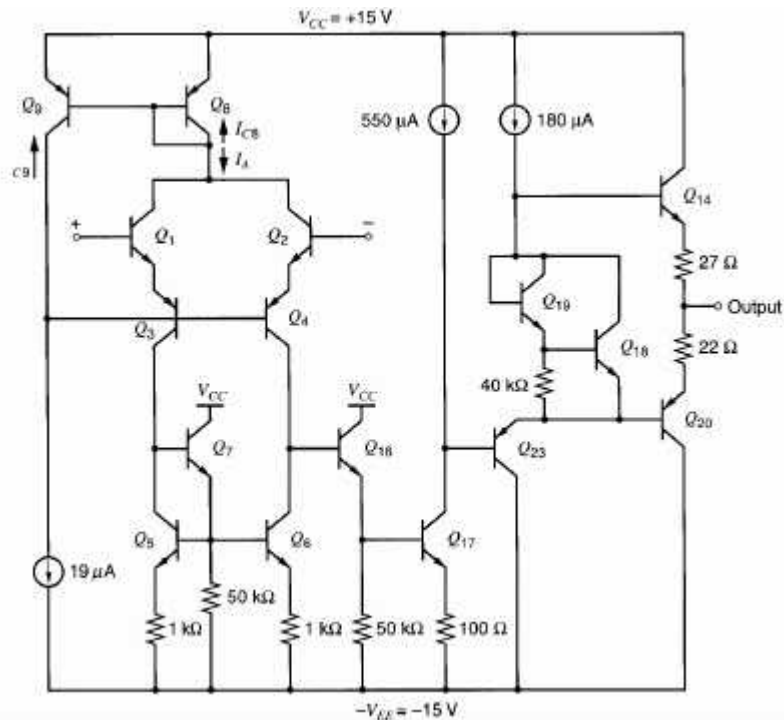
#### Σχέση 1

Όπου το αποτέλεσμα είναι  $I_1 = 19\mu A$ .

Τα ρεύματα  $I_2$  και  $I_3$  είναι  $\frac{3}{4}$  και  $\frac{1}{4}$  του ρεύματος αναφοράς αντίστο ιχα:

$$I_2 = 0,55mA \text{ ή } 550\mu A \quad I_3 = 0,18mA \text{ ή } 180\mu A$$

Το κύκλωμα μπορεί να απλοποιηθεί όπως του Σχεδίου 5



### Σχέδιο 5

Αρχικά μπορούμε να ορίσουμε τα ρεύματα στην βαθμίδα εισόδου. Για αυτή την ανάλυση θα αμελήσουμε τις επιδράσεις των dc ρευμάτων βάσης που ρέουν στα ηρη τρανζίστορ. Από την στιγμή που αυτά τα τρανζίστορ έχουν βήτα ( $\beta = h_{fe}$ ) μερικές εκατοντάδες. Εξάλλου το  $\beta$  των ηρη τρανζίστορ είναι τυπικά πολύ μικρότερο, από αυτό των ηρη τρανζίστορ, και έτσι θα λάβουμε υπόψη τις επιδράσεις των ρευμάτων των ηρη τρανζίστορ, για να έχουμε όσο το δυνατόν λιγότερη επιρροή από το  $\beta = h_{fe}$ . Από την στιγμή που τα Q8 και Q9 είναι ίδια, μπορούμε να πούμε ότι και τα ρεύματα  $I_{C9} = I_{C8}$ . Επομένως από τον νόμο του Kirchhoff σε κλειστό βρόχο στον συλλέκτη του Q8 ισχύει η σχέση:

$$I_A = -I_{C9} \left( 1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right)$$

### Σχέση 2

Αν αμελήσουμε το ρεύμα βάσης του Q1 και Q2 τότε από τον νόμο του Kirchhoff στους συλλέκτες των Q1 και Q2, μαζί με την **σχέση 2** προκύπτει η σχέση:

$$I_{C1} + I_{C2} = I_A = I_{E3} + I_{E4} = -I_{C9} \left( 1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right)$$

### Σχέση 3



Από τον νόμο του Kirchhoff, σε κλειστό βρόχο, στον συλλέκτη του Q9 και με την βοήθεια της Σχέσης 3, προκύπτει:

$$19 \mu\text{A} = -I_{C9} + \frac{I_{E3}}{1 + \beta_{pnp}} + \frac{I_{E4}}{1 + \beta_{pnp}} = -I_{C9} \left[ 1 + \left( \frac{1 + \frac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \beta_{pnp}} \right) \right]$$

#### Σχέση 4

Η πρόσθεση της Σχέσης 4 με την Σχέση 2 δίνει την Σχέση 5

$$I_A = 19 \mu\text{A} \left[ \frac{1 + \frac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \left( \frac{1 + \frac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \beta_{pnp}} \right)} \right] \approx 19 \mu\text{A} \left( 1 + \frac{1}{\beta_{pnp}} \right)$$

#### Σχέση 5

Η πρόσθεση της Σχέσης 5 με την Σχέση 3, λαμβάνοντας υπόψη ότι ισχύει

$$I_{E3} + I_{E4} = (I_{C3} + I_{C4})(1 + 1/\beta_{pnp})$$

προκύπτει η επόμενη Σχέση

$$I_{C3} + I_{C4} = - \left[ \frac{19 \mu\text{A}}{1 + \frac{2}{\beta_{pnp}(\beta_{pnp} + 2)}} \right] \approx -19 \mu\text{A}$$

#### Σχέση 6

Η εξίσωση 6 δείχνει ότι η βαθμίδα εισόδου του 741 έχει "τάση" ώστε η πρόσθεση των IC3 και IC4 να είναι ανεπηρέαστη, από το **βpnp** και ίσο κατά απόλυτο τιμή με το IC10. Αυτό το αποτέλεσμα μπορεί να προβλεφθεί, παρατηρώντας την βαθμίδα εισόδου του 741, που χρησιμοποιεί μια κατασκευή παρόμοια με τον καθρέπτη ρεύματος Wilson. Τα τρανζίστορ Q1 και Q2 διαρρέονται και μεταβιβάζουν το ρεύμα στο Q2, το οποίο αποτελεί το ρεύμα εξόδου του καθρέπτη ρεύματος Wilson. Στο σχέδιο 5 τα τρανζίστορ Q8 και Q9 διαρρέονται και μεταβιβάζουν το άθροισμα των ρευμάτων από τα Q3 και Q4. Σαν αποτέλεσμα, το άθροισμα των IC3+IC4, στον T.E

741 συμφωνεί με την έξοδο του καθρέπτη ρεύματος Wilson, του οποίου η είσοδος είναι  $I_{C10}=19\mu A$ .

Αν η είσοδος του διαφορικού Τ.Ε είναι 0 βολτ, οι τάσεις του εκπομπού-βάσης του Q1 και Q2 είναι ίσες, και το ρεύμα  $I_A$  χωρίζεται σε δύο ίσα μέρη. Σαν αποτέλεσμα, το καθένα από τα Q1-Q6 έχουν τιμή ρεύματος συλλέκτη περίπου  $9,5\mu A$ , αν το βρηρ είναι λογικά μεγάλο. Από την άλλη μεριά, αν η διαφορική είσοδος δεν είναι μηδέν, οι τάσεις βάση-συλλέκτη και τα ρεύματα συλλέκτη των Q1 και Q2 δεν έχουν ίδιες τιμές. Σε αυτή την περίπτωση συνεχίζει να ισχύει, από τον νόμο του Kirchhoff, ότι ο συλλέκτης του Q8 είναι σύμφωνος με την σχέση 5. Επειδή η ανάδραση στην βαθμίδα εισόδου του 741 ενεργεί για να σταθεροποιήσει το άθροισμα του  $I_{C3}$  και  $I_{C4}$ , είναι ένα παράδειγμα από τον αρνητικό βρόχο ανάδρασης κοινού σήματος. Το ρεύμα  $19\mu A$ , από την πηγή ρεύματος διαρρέουν τους ακροδέκτες των βάσεων των Q3 και Q4, αυξάνοντας τα dc ρεύματα των Q3, Q4, Q1, Q2, Q8 και Q9 πριν γίνει  $I_{C9}\approx 19\mu A$  και η ισορροπία αποκατασταθεί. Αυτή η κατάσταση της ανάδρασης επηρεάζει μόνο τις κοινού-σήματος ποσότητες και δεν επηρεάζεται από διαφορικά σήματα μέσα στο κύκλωμα. Από την στιγμή που οι βάσεις των Q3 και Q4, και οι συλλέκτες των Q1 και Q2 είναι διαφορικά γειωμένες. Οι τιμές των ρευμάτων συλλέκτη των τρανζίστορ Q5 και Q6 είναι ίσα με αυτά των τρανζίστορ Q3 και Q4, αν τα ρεύματα βάσης θεωρούνται αμελητέα. Τώρα πρέπει να υπολογίσουμε το dc ρεύμα συλλέκτη στο τρανζίστορ Q7. Το ρεύμα εκπομπού του Q7, περιέχει το ρεύμα βάσης του Q5 και Q6, το οποίο θα αμελήσουμε, και το ρεύμα διαρρέει στην αντίσταση  $50K\Omega$ . Η τάση στα άκρα της αντίστασης είναι το άθροισμα της πτώσης τάσης στο σημείο βάση-εκπομπού του Q5 ή του Q6 και την πτώση τάσης της αντίστασης  $1K\Omega$ , που βρίσκεται σε σειρά με τους εκπομπούς του Q5 και του Q6. Η πτώση τάσης στο σημείο βάση-εκπομπού θεωρείται ρεύμα της τάξεως των  $9,5\mu A$ , βλέποντας το σχετικό σχεδιάγραμμα  $V_{BE}=537mV$ . Η πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης  $1K\Omega$  είναι  $V_c = I_c \cdot R_c = 9,5 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3$ . Επομένως  $V_c = 9,5 \cdot 10^{-3} \Rightarrow V_c = 9,5mV$ . Συνεπώς το ρεύμα συλλέκτη του Q7 ισούται με  $11\mu A$ . Ας υπολογίσουμε το ρεύμα συλλέκτη του Q16. Η τάση από την βάση του Q17 μέχρι το  $-V_{ee}$  ισούται με την τάση βάση-εκπομπού του Q17 συν την πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης  $100\Omega$ . Αν η τάση εξόδου του ενισχυτή είναι μηδέν, όπως είχαμε υποθέσει, το ρεύμα συλλέκτη του Q17 πρέπει να είναι ίσο με το ρεύμα που δημιουργείται από την πηγή ρεύματος Q13B, η οποία είναι  $550\mu A$ .

Τότε η τάση στην βάση του Q17, παίρνοντας υπόψη το  $-V_{EE}$  έχουμε:

$$V_{B17} = (550 \mu\text{A})(100) + V_T \ln \frac{550 \times 10^{-6}}{10^{-14}} = (55 + 642) \text{ mV} = 697 \text{ mV}$$

Θεωρώντας το  $\beta = h_{fe}$  του Q17 ίσο με 250.

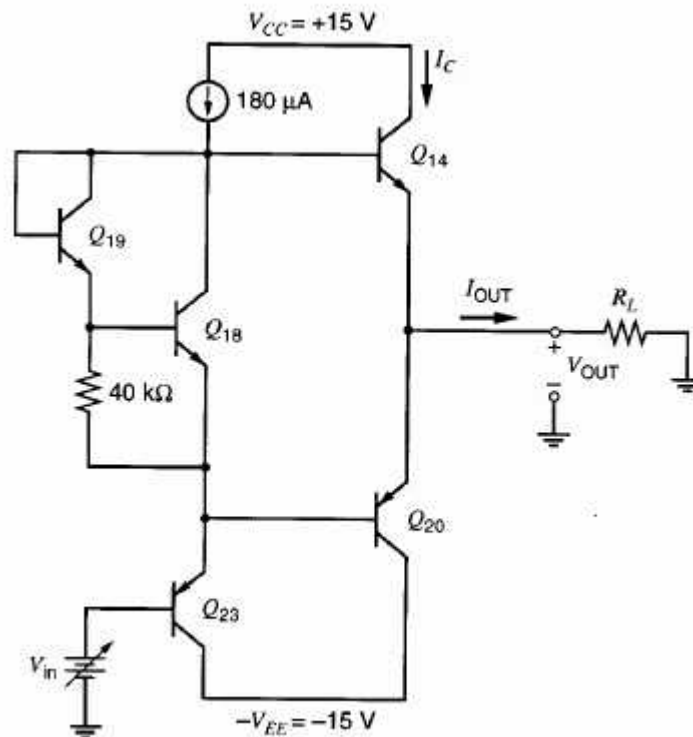
Έτσι το ρεύμα βάσης του Q17 θα ισούται με:

$$I_{B17} = \frac{550 \mu\text{A}}{250} = 2.2 \mu\text{A}$$

Κατά συνέπεια το ρεύμα συλλέκτη του Q16 είναι το άθροισμα του ρεύματος που διαρρέει την αντίσταση  $50 \text{ k}\Omega$ , που εξέρχεται από τον εκπομπό και το ρεύμα βάσης του Q17. Ή αλλιώς:

$$I_{C16} = \frac{697 \text{ mV}}{50 \text{ k}\Omega} + 2.2 \mu\text{A} = 16 \mu\text{A}$$

Θεωρούμε η βαθμίδα εξόδου είναι αυτή που παρουσιάζεται στο σχέδιο 6.



Σχέδιο 6

Θεωρώντας ότι τα ρεύματα βάσης είναι αμελητέα, το ρεύμα 180μΑ που προέρχεται από την πηγή ρεύματος ρέει μέσω του τρανζίστορ Q23.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να ορίσουμε τα dc ρεύματα που διαρρέουν τα τρανζίστορ Q14, Q18, Q19 και Q20. Θεωρούμε ότι το κύκλωμα είναι συνδεδεμένο με ανάδραση με τέτοιο τρόπο ώστε η έξοδος να οδηγείται σε μηδενικά βολτ, και το ρεύμα εξόδου να παραμένει μηδενικό. Συνεπώς το IC14 και το IC20 είναι ίσα σε μέγεθος. Για να βρούμε το IC18 και το IC19 θα χρησιμοποιήσουμε μια επαναληπτική προσέγγιση. Πρώτον αμελούμε το ρεύμα βάσης του τρανζίστορ Q18. Μετά το ρεύμα συλλέκτη του Q19 θα είναι προσεγγιστικά 0,6V/40KΩ ή 15μΑ. Σύμφωνα με τα παραπάνω το ρεύμα συλλέκτη του Q18 θα προσεγγίζει την τιμή (180-15)μΑ ή τα 165 μΑ. Εναλλακτικά, αν ξαναυπολογίζαμε το ρεύμα συλλέκτη του Q19 παίρνοντας υπόψη το ρεύμα βάσης μέσα στο Q18, έχουμε την παρακάτω σχέση:

$$I_{C19} = \frac{165 \mu A}{\beta_F} + \frac{V_T \ln \frac{165 \mu A}{10^{-14} A}}{40 \text{ k}\Omega} = 16 \mu A$$

### Σχέση 7

Έτσι: 
$$I_{C18} = (180 - 16) \mu A \text{ or } 164 \mu A$$

Άρα συμπεραίνουμε ότι υπολογίζοντας το IC18, λαμβάνοντας υπόψη το ρεύμα βάσης στο Q18 δεν παρατηρήσαμε μεγάλες αλλαγές, από τον πρώτο τρόπο λύσης και το αποτέλεσμα αυτό είναι ικανοποιητικό.

Τώρα εφόσον γνωρίζουμε τα ρεύματα στους συλλέκτες των τρανζίστορ Q18 και Q19 μπορούμε να υπολογίσουμε το ρεύμα στο τρανζίστορ εξόδου, χρησιμοποιώντας μια σχέση που ισχύει στην βαθμίδα εξόδου του 741, που είναι συμπληρωματικός ακόλουθος εκπομπού. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η τάση εξόδου είναι μηδενική, καθώς και το  $\beta_{F14} \gg 1$  και  $\beta_{F20} \gg 1$ , επιπλέον ότι ισχύει  $|I_{C14}| = |I_{C20}|$  καταλήγουμε στην παρακάτω σχέση.

$$I_{C14} = -I_{C20} = \sqrt{I_{C19} I_{C18}} \sqrt{\frac{I_{S14} I_{S20}}{I_{S18} I_{S19}}}$$

### Σχέση 8

Στο σχέδιο 6, έχουμε αμελήσει την τάση που πέφτει στις μικρές αντιστάσεις που είναι σε σειρά με τους εκπομπούς των Q14 και Q20.

Το πραγματικό ρεύμα ηρεμίας που ρέει στα τρανζίστορ εξόδου, εξαρτάται από τις τιμές των  $I_s$ , τα οποία εξαρτώνται από την φυσική γεωμετρία τους. Πρέπει να αναφερθεί ότι και τα δύο τρανζίστορ πρέπει να διαρρέονται από μεγάλα ρεύματα, ενώ συγχρόνως διατηρούν καλή τιμή του κέρδους ρεύματος  $\beta = h_{fe}$ , όταν μια μικρή αντίσταση φορτίου συνδεθεί στο κύκλωμα. Αυτός είναι ο λόγος που πρέπει να κατασκευάζονται με μεγαλύτερη γεωμετρία από τα άλλα τρανζίστορ του κυκλώματος. Η συγκεκριμένη γεωμετρία ποικίλει από κατασκευαστή με κατασκευαστή, αλλά είναι τυπικά περίπου τρεις φορές μεγαλύτερο από μέγεθος μικρού τρανζίστορ. Συνεπώς οι τιμές των IC14 και IC20 θα βρεθούν, σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

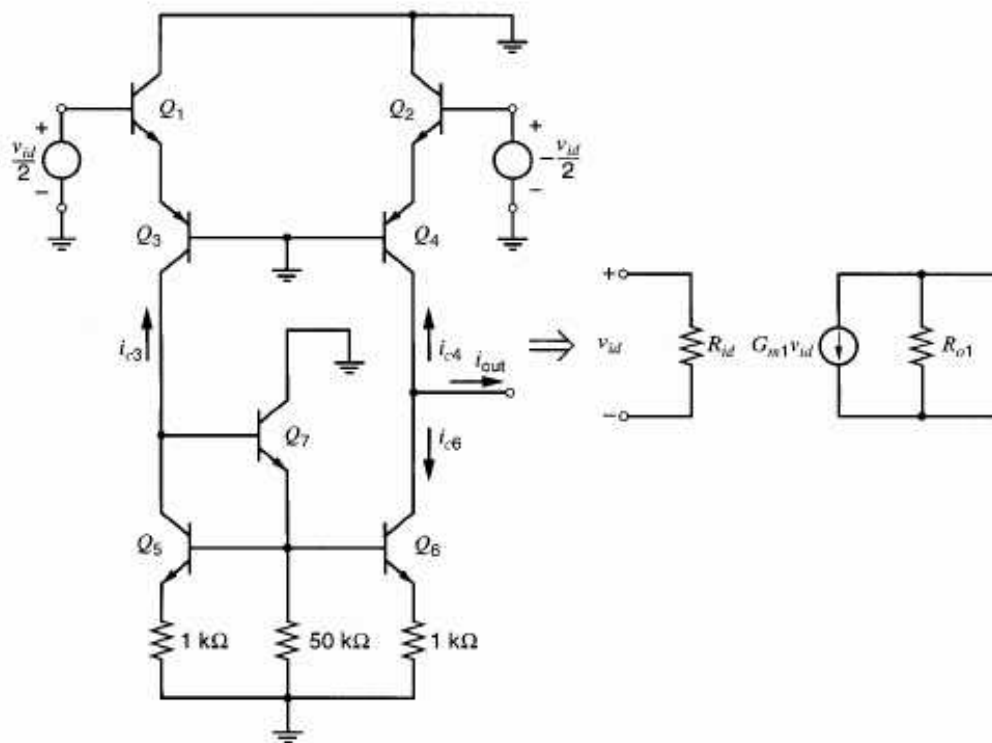
**Σχέση 9** 
$$I_{C14} = -I_{C20} = \sqrt{(16 \mu A)(164 \mu A)} \times 3 = 154 \mu A$$

Αναφορικά με το ολοκληρωμένο Σχέδιο του LM741, μπορούμε να δούμε ότι το σχέδιο εμπεριέχει μερικά τρανζίστορ, τα οποία είναι ενεργά μόνο κατά την διάρκεια που το κύκλωμα υπερφορτωθεί. Τα τρανζίστορ Q15, Q21, Q22, Q24 και Q23B είναι ανενεργά. Το τρανζίστορ Q15, λειτουργεί μόνο όταν η τάση, που πέφτει στα άκρα της R6 υπερβαίνει την τιμή 550mV. Τότε το Q15 λειτουργεί, περιορίζοντας το ρεύμα εκπομπού του Q14, σε  $V_{BE(on)}/R6$ . Μεγαλύτερες αυξήσεις στο ρεύμα εξόδου περνούν μέσω του Q15 το οποίο παρέχει ένα κέρδος ρεύματος, το οποίο ρέει από τον συλλέκτη στον εκπομπό του. Καθώς το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να παρέχεται στον συλλέκτη του Q15 είναι περιορισμένο από την πηγή ρεύματος **IC13A=180μA**. Το μέγιστο ρεύμα που εξόδου που ρέει ολοκληρωτικά τον εκπομπό του Q14 προσεγγίζει την τιμή  $0,55/27\Omega \approx 20mA$ . Συνεπώς το Q15 προστατεύει το κύκλωμα, προλαμβάνοντας την ζημιά για τον T.E, από πιθανή υπερδιαροή του ρεύματος και η σπατάλη ενέργειας, θα οδηγήσει την έξοδο προς αρνητικές τιμές τάσεις. Τα τρανζίστορ Q21, Q22 και Q24 εκτελούν μια παρόμοια λειτουργία για την περίπτωση που το ρεύμα εξόδου υποστεί αλλαγές, έτσι ώστε η έξοδος του κυκλώματος να οδηγηθεί σε θετικότερες τιμές. Όπως την προηγούμενη περίπτωση, το Q21 λειτουργεί μόνο όταν η πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης R7 υπερβεί την τάση 550mV. Σε αυτή την περίπτωση ο συλλέκτης

του Q21 δεν είναι απλά συνδεδεμένος στην βάση του Q20, γιατί ο Q23 δεν λειτουργεί ως πηγή ρεύματος. Παρόλο που το Q23 λειτουργεί σαν ακόλουθος εκπομπού, που βυθίζει το αυξανόμενο ρεύμα εκπομπού, καθώς η τάση βάσης μειώνεται. Για να περιορίσουμε το μέγιστο ρεύμα που ρέει στο Q20 σε ένα επίπεδο που δεν θα καταστρέφει αυτή την συσκευή, το ρεύμα στο Q23 θα πρέπει να περιοριστεί κάτω από αυτές τις συνθήκες. Επομένως όταν το ρεύμα ρέει στο Q21, καθρεπτίζεται μέσω του Q24 στο Q22, το οποίο με την σειρά του διαρρέει την βάση του Q16. Γιατί το κέρδος ρεύματος, δεν μεταφέρεται από την βάση στον εκπομπό του Q16, αλλά από την βάση στον συλλέκτη του Q17. Έτσι μειώνεται το ρεύμα στην βάση του Q16 και αυξάνεται η τάση στην βάση του Q23. Αυτός ο βρόχος ανάδρασης ορίζει το μέγιστο ρεύμα στο Q20 σε  $V_{BE21(on)}/R7$  ή  $0,55/22=25mA$ .

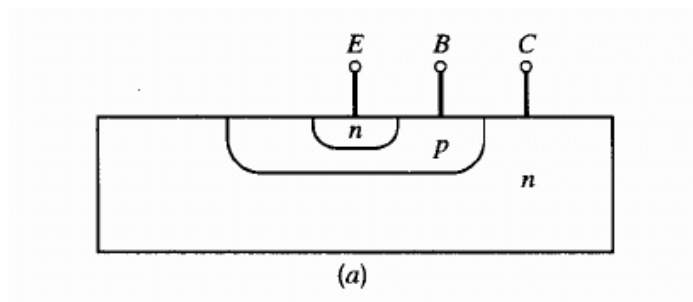
### **Ανάλυση ασθενούς σήματος του LM741 (T.E)**

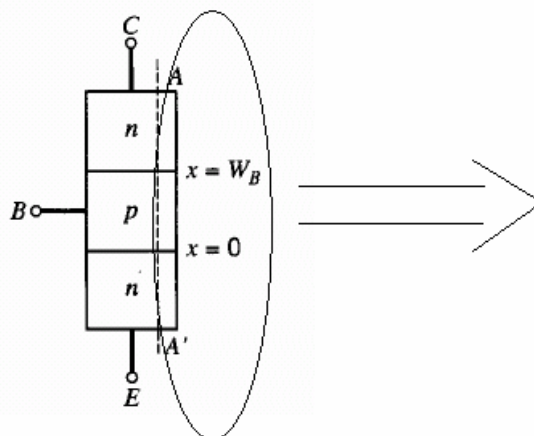
Ο επόμενος αντικειμενικός σκοπός, είναι να καθορίσουμε πως λειτουργεί ο ενισχυτής με εφαρμογή ασθενούς σήματος στην είσοδο του. Θα χωρίσουμε το κύκλωμα στις τρεις βαθμίδες του, την βαθμίδα εισόδου, την βαθμίδα κέρδους, και την βαθμίδα εξόδου. Θα καθορίσουμε την αντίσταση εισόδου, την αντίσταση εξόδου και την αγωγιμότητα της κάθε βαθμίδας. Αρχικά θεωρούμε το ac σχηματικό της βαθμίδας εισόδου, όπως φαίνεται στο επόμενο σχέδιο.



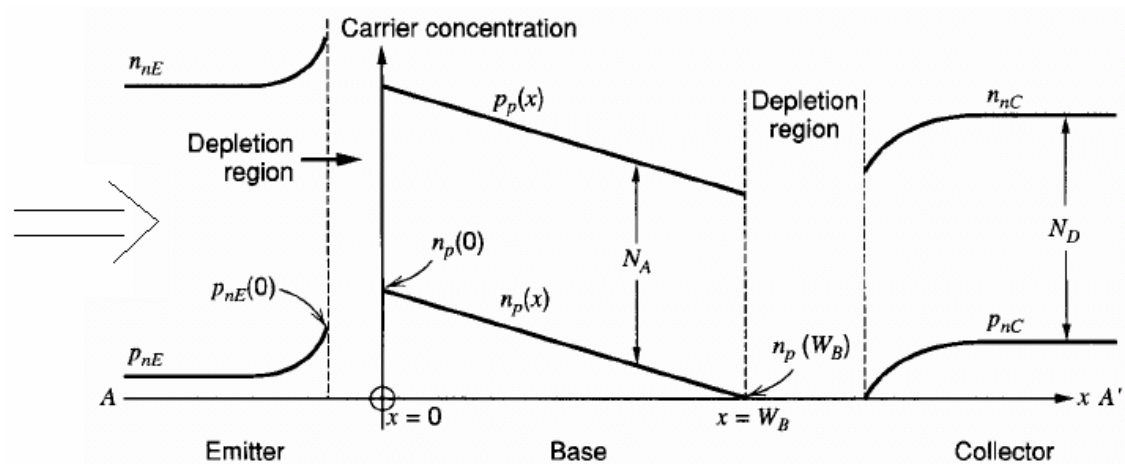
Σχέδιο 7.

Πριν προχωρήσουμε στην ac ανάλυση, της βαθμίδας εισόδου του Τ.Ε, θα πρέπει να κατανοήσουμε μερικά χαρακτηριστικά του διπολικού τρανζίστορ. Καταρχάς η εσωτερική δομή του έχει ως εξής: **(npn τρανζίστορ)**





Η δομή ενός pnp τρανζίστορ, όπου θα εξετάσουμε την περιοχή AA' που είναι στον κύκλο.



Σε αυτή την περιοχή AA' διακρίνουμε πως μεταφέρονται οι ποσότητες των οπών και ηλεκτρονίων μέσα στις τρεις περιοχές του τρανζίστορ, Εκπομπού-Βάσης-Συλλέκτη .

Όπου:Carrier concentration-Μεταφερόμενες συγκεντρώσεις

Depletion region-Περιοχή μείωσης αυτών των συγκεντρώσεων

$W_B$ : είναι το εύρος της βάσης, από το άκρο του depletion region, της βάσης-εκπομπού, μέχρι το άκρο του Depletion region, της βάσης-συλλέκτη.

$n_{p0}$ : είναι η ομοιόμορφη ποσότητα των ηλεκτρονίων στη βάση.

$n_{nE}$ : η ποσότητα των ηλεκτρονίων στον Εκπομπό.

$p_{nE}$ : η ποσότητα των οπών στον Εκπομπό.



$n_p(x)$ : η ποσότητα των ηλεκτρονίων στην Βάση

$p_p(x)$  : η ποσότητα των οπών στην Βάση

$n_{nC}$  : η ποσότητα των ηλεκτρονίων στον Συλλέκτη.

$p_{nC}$  : η ποσότητα των οπών στον Συλλέκτη.

Συνεπώς :  $p_p(x) - n_p(x) = N_A$  ,όπου  $N_A$  είναι ποσότητα που θεωρείται σταθερή. Το ρεύμα συλλέκτη, δημιουργείται από τα ηλεκτρόνια που διαχέονται από την περιοχή βάσης, μέσω της depletion region, στην περιοχή του συλλέκτη.

Το διαχέον ρεύμα, εξαιτίας των ηλεκτρονίων στην βάση είναι

$$J_n = qD_n \frac{dn_p(x)}{dx}$$

.Όπου  $D_n$  είναι συνεχής διάχυση από ηλεκτρόνια.

Αλλάζοντας τις ποσότητες  $d n_p(x)$  και  $dx$  με τις  $n_p(0)$  και  $W_B$  αντίστοιχα προκύπτει

$$J_n = -qD_n \frac{n_p(0)}{W_B}$$

η σχέση

Με διαφορετική φορά έχουμε

$$I_C = qAD_n \frac{n_p(0)}{W_B}$$

Όπου μπορούμε να υπολογίσουμε την συγκέντρωση των ηλεκτρονίων στην βάση στο σημείο  $n_p(0)$ , χρησιμοποιώντας μια προσέγγιση του Boltzmann στην εξίσωση

Fermi-Dirac έτσι έχουμε  $n_p(0) = n_{po} \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$  . Αντικαθιστώντας την προηγούμενη σχέση στην σχέση με το  $I_C$  προκύπτει:

$$I_C = \frac{qAD_n n_{po}}{W_B} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T}$$

Όπου

$$I_S = \frac{qAD_n n_{po}}{W_B}$$

Στην ac ανάλυση της βαθμίδας εισόδου, οι ποσότητες που θα υπολογίσουμε είναι η  $R_{id}$ , η αντίσταση εισόδου,  $G_{m1}$  η αγωγιμότητα της βαθμίδας και η  $R_{o1}$ , η αντίσταση εξόδου της βαθμίδας εισόδου. Η αγωγιμότητα ορίζεται

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}}$$

ως

, καθώς ισχύει

$$\Delta I_C = \frac{dI_C}{dV_{BE}} \Delta V_{BE}$$

μπορούμε να

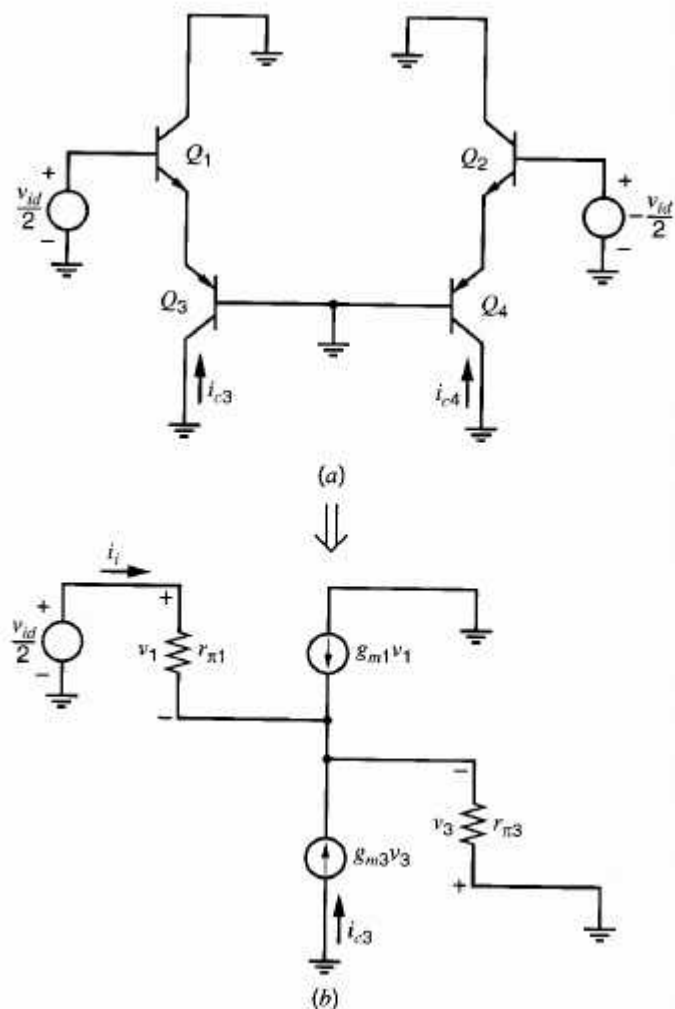
$$\Delta I_C = g_m \Delta V_{BE}$$

γράψουμε

και συνεπώς έχουμε

$$i_c = g_m v_i$$

Στο σχέδιο 7 παρατηρούμε ότι οι συλλέκτες των Q1 και Q2 καθώς επίσης και οι βάσεις των Q3 και Q4 λειτουργούν σε ac γείωση. Αρχικά θα υπολογίσουμε την αγωγιμότητα της βαθμίδας εισόδου, οδηγώντας την στην γείωση και υπολογίζουμε το ρεύμα εξόδου που αντιστοιχεί, όταν εφαρμόζεται διαφορική είσοδος. Καθώς η έξοδος της βαθμίδας εισόδου είναι γειωμένη, το ενεργό φορτίο που αποτελείται από τα Q5-Q7 παράγει ένα ρεύμα  $i_{c6}$  το οποίο είναι ίσο σε μέγεθος, με αντίθετο σήμα με το ρεύμα συλλέκτη  $i_{c3}$  του Q3. Συνεπώς το  $i_{out}$  είναι ίσο με  $-(i_{c4}-i_{c3})$ , και με την βοήθεια του παρακάτω σχεδίου 8, θα μπορέσουμε να υπολογίσουμε την αγωγιμότητα **gm**.



**Σχέδιο 8.** (α) ac σχηματικό

(β) Ac ισοδύναμο

Για τον υπολογισμό της Αγωγιμότητας της βαθμίδας εισόδου.

Καθώς η αντίσταση που παρουσιάζεται στον συλλέκτη του Q3 είναι αναλογικά πολύ μικρή σε σχέση με την  $r_o$  του Q3, δεν θα λάβουμε υπόψη τις αντιστάσεις εξόδου των τρανζίστορ στον υπολογισμό της αγωγιμότητας. Το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος, του διαφορικού ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχέδιο 8.

Όπου ισχύει η σχέση  $\frac{v_{id}}{2} = v_1 - v_3$ . Χρησιμοποιώντας τον νόμο των ρευμάτων του Kirchhoff στους εκπομπούς των Q1 και Q3 έχουμε την παρακάτω

σχέση  $v_1 g_{m1} \left(1 + \frac{1}{\beta_{01}}\right) = -v_3 g_{m3} \left(1 + \frac{1}{\beta_{03}}\right)$ , όπου  $\beta_{01}$  είναι το  $\beta_0$  του Q1 και  $\beta_{03}$  είναι το  $\beta_0$  του Q3. Συνδυάζοντας τις δύο προηγούμενες σχέσεις έχουμε:

$$\frac{v_{id}}{2} = -v_3 \left[ \frac{g_{m3} \left(1 + \frac{1}{\beta_{03}}\right)}{g_{m1} \left(1 + \frac{1}{\beta_{01}}\right)} + 1 \right]$$

Θεωρώντας  $|C1|=|C3|$ , τότε  $g_{m1}=g_{m3}$ . Ακόμα έχουμε υποθέσει ότι  $\beta_{01}, \beta_{03} \gg 1$

Συνεπώς:  $v_3 = -\frac{v_{id}}{4}$ , καθώς και  $i_{c3} = \frac{-g_{m3} v_{id}}{4}$ .

$$i_{c4} = +\frac{g_{m3} v_{id}}{4}$$

Από την συμμετρία του κυκλώματος το  $i_{c4}$  θα ισούται με

Λαμβάνοντας υπόψη το σχέδιο 7 μπορούμε να πούμε ότι το  $i_{out}$  θα ισούται με

$$i_{out} = -i_{c4} + i_{c3} = -\frac{g_{m3} v_{id}}{2}$$

Συνεπώς η συνολική αγωγιμότητα της βαθμίδας εξόδου είναι:

$$G_{m1} = -\frac{i_{out}}{v_{id}} = \frac{g_{m1}}{2} = \frac{9.5 \mu A}{2V_T} = \frac{1}{5.4 \text{ k}\Omega}$$

Όπου  $g_{m1} = I_c / V_T$ ,  $I_c = 19 \mu A / 2 = 9.5 \mu A$  και  $V_T = 0,026 V$ . Από τον υπολογισμό της αγωγιμότητας προκύπτει και η αντίσταση της διαφορικής εισόδου.

Η εσωτερική αντίσταση του εκπομπού του Q3, **Req** δίνεται από την σχέση

$$R_{cq} = \frac{1}{g_{m3} \left( 1 + \frac{1}{\beta_{03}} \right)}$$

Αυτή η αντίσταση εμφανίζεται στον εκπομπό του Q1, έτσι αντικαθιστώντας την παραπάνω σχέση στην σχέση **Rid=r<sub>π1</sub>+(β<sub>01</sub>+1)Req** που ισχύει για την αντίσταση, στην βαθμίδα εισόδου, τότε προκύπτει η σχέση :

$$\left( \frac{V_{id}}{2} \right) / i_i = r_{\pi 1} + (\beta_{01} + 1)R_{cq} = r_{\pi 1} + \frac{(\beta_{01} + 1)}{g_{m3} \left( 1 + \frac{1}{\beta_{03}} \right)}$$

Θεωρώντας ότι β<sub>01</sub>>>1, β<sub>03</sub>>>1 και g<sub>m1</sub>=g<sub>m3</sub>, προκύπτει η παρακάτω σχέση:

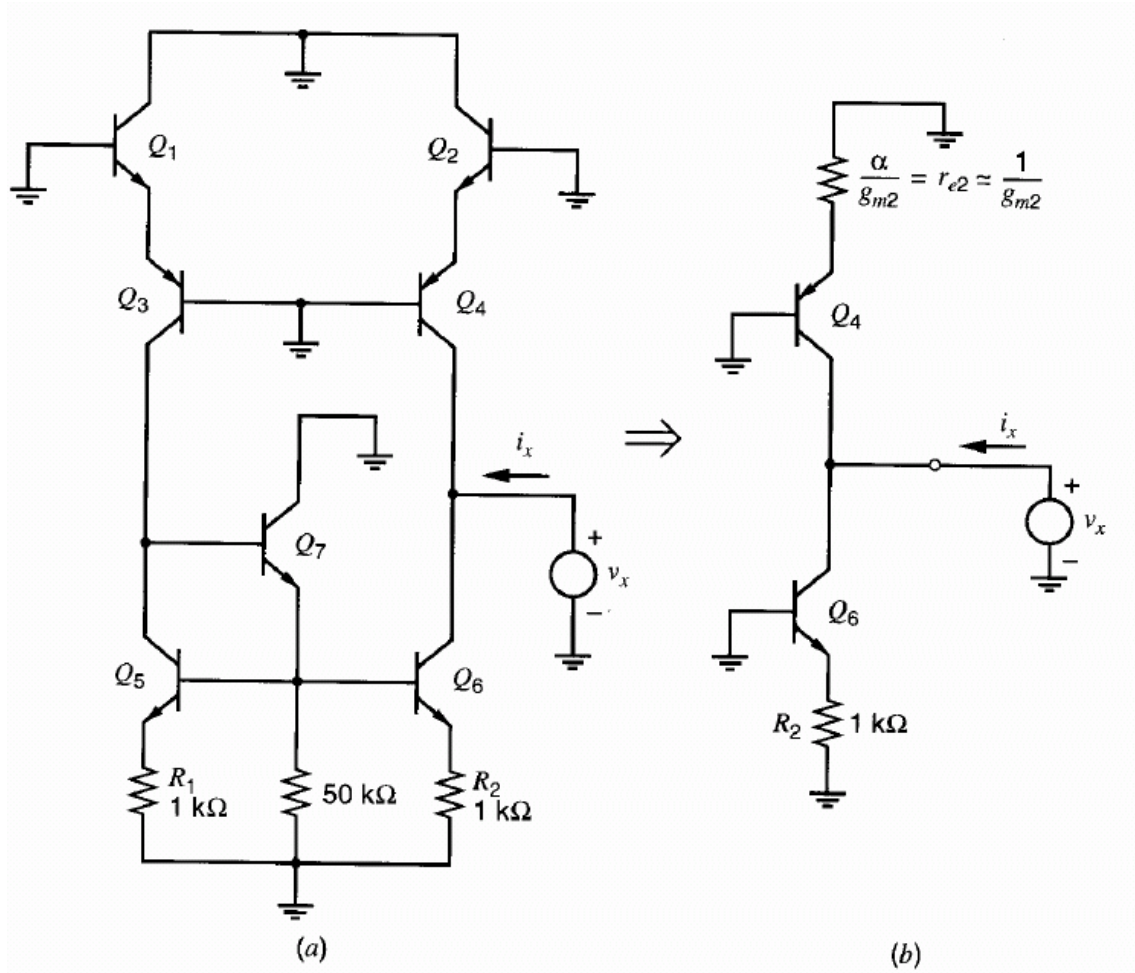
Λύνοντας ως προς **Rid=Vid/li** προκύπτει:

$$\frac{V_{id}}{i_i} = R_{id} = 4r_{\pi 1} = 2.7 \text{ M}\Omega$$

Όπου έχουμε υποθέσει ότι β<sub>0</sub>=250

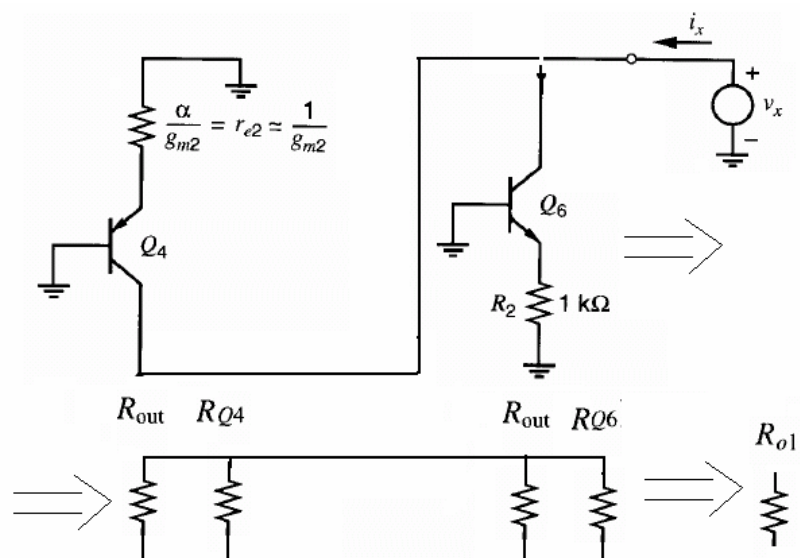
Συνεπώς, η διαφορική αντίσταση εισόδου του ενισχυτή είναι τέσσερις φορές μεγαλύτερη, από την εσωτερική αντίσταση του ενός τρανζίστορ, που βρίσκεται στην είσοδο του ενισχυτή. Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονίσουμε το γεγονός ότι, όταν η Vid αλλάζει, η τάση εξόδου της βαθμίδας εισόδου αλλάζει, και παράγει ανάδραση στην είσοδο μέσω της αντίστασης εξόδου του Q4. Έτσι δημιουργείται διαφορά στις αντιστάσεις εισόδου που “βλέπουν” τα τρανζίστορ εισόδου.

Επόμενο βήμα είναι να υπολογίσουμε την αντίσταση εξόδου R<sub>01</sub> της βαθμίδας εισόδου. Για να βρούμε την R<sub>01</sub>, και οι δύο είσοδοι είναι συνδεδεμένοι σε ac γείωση. Παρόλο που οι τάσεις εισόδου βρίσκονται στην ac γείωση, οι συλλέκτες των Q1-Q2, καθώς και οι βάσεις των Q3-Q4 δεν λειτουργούν στην ac γείωση. Καθώς συνδέουμε αυτά τα ζεύγη σε ac γείωση όπως του σχεδίου 9, προκαλούμε μικρή αλλαγή στην R<sub>01</sub>, εξαιτίας της λειτουργίας του καθρέπτη ρεύματος που αποτελείται από τα τρανζίστορ Q5-Q7. Ωστόσο αυτή η αλλαγή είναι τόσο μικρή που θεωρείται αμελητέα και δεν την λαμβάνουμε υπόψη μας.



**Σχέδιο 9**

**(α):** Η τάση  $v_x$  εφαρμόζεται στην έξοδο του κυκλώματος της βαθμίδας εισόδου, για τον υπολογισμό της αντίστασης εξόδου. **(β)** Απλοποιημένο κύκλωμα. Αν το Σχέδιο 9β το χωρίσουμε κατά τέτοιο τρόπο που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα,



Καταλήγουμε στην σχέση:  $R_{o1} = (R_{out|Q4} \parallel R_{out|Q6})$ ,

Η αντίσταση που βρίσκεται στον εκπομπό του Q6 είναι ίση με 1KΩ, ενώ η

$$r_{e2} = \frac{1}{g_{m2}}$$

αντίσταση που βρίσκεται στον εκπομπό του Q4 είναι η  $r_e$  του Q2,

Η αντίσταση εξόδου του καθρέπτη ρεύματος, όπου έχει αντίσταση στον εκπομπό δίνεται από την σχέση:

$$R_o = \frac{v_i}{i_i} = (r_{\pi} \parallel R_E) + r_o [1 + g_m (r_{\pi} \parallel R_E)]$$

Όπου ο όρος  $(r_{\pi} \parallel R_E)$  είναι πολύ μικρότερος από τον δεύτερο, και αμελώντας τον προκύπτει:

$$R_o = r_o \left( 1 + g_m \frac{r_{\pi} R_E}{r_{\pi} + R_E} \right) = r_o \left( 1 + \frac{g_m R_E}{1 + \frac{R_E}{r_{\pi}}} \right) = r_o \left( 1 + \frac{g_m R_E}{1 + \frac{g_m R_E}{\beta_0}} \right)$$

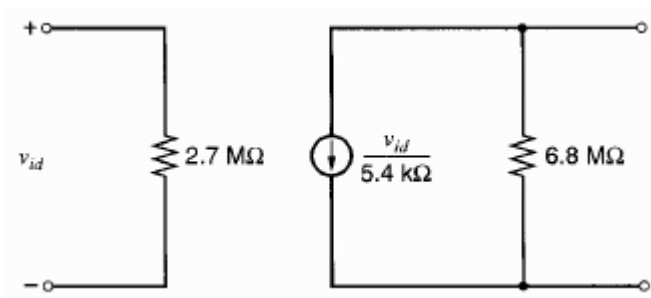
Έτσι η σχέση R01 μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$R_{o1} = \left\{ r_{o4} \times \left[ 1 + \frac{g_{m4} \left( \frac{1}{g_{m2}} \right)}{1 + \frac{g_{m4}/g_{m2}}{\beta_{04}}} \right] \right\} \parallel \left\{ r_{o6} \times \left[ 1 + \frac{(g_{m6})(1 \text{ k}\Omega)}{1 + \frac{(g_{m6})(1 \text{ k}\Omega)}{\beta_{06}}} \right] \right\}$$

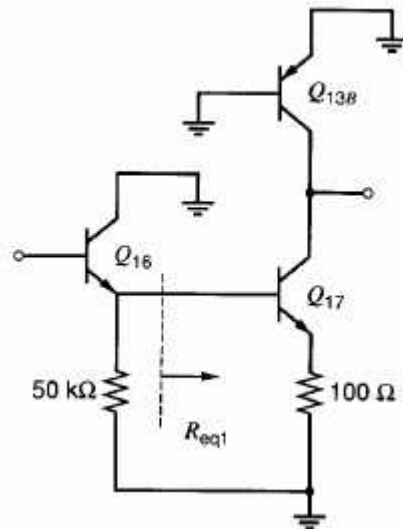
Θεωρώντας ότι  $\beta_{04} \gg 1$  και  $\beta_{06} \gg g_{m6}(1 \text{ K}\Omega)$  καταλήγουμε στην  **$R_{o1} = 2r_{o4} \parallel 1.36r_{o6}$** .

Η αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ, για μικρού σήματος ανάλυση δίνεται από την σχέση  **$r_o = 1/ng_m$** , όπου  $n \cdot r_{hp} = 2 \cdot 10^{-4}$ ,  $I_c = 9.5 \mu\text{A}$ ,  $n \cdot r_{pn} = 5 \cdot 10^{-4}$ , και καταλήγουμε στο αποτέλεσμα  $R_{o1} = 6,8 \text{ M}\Omega$ .

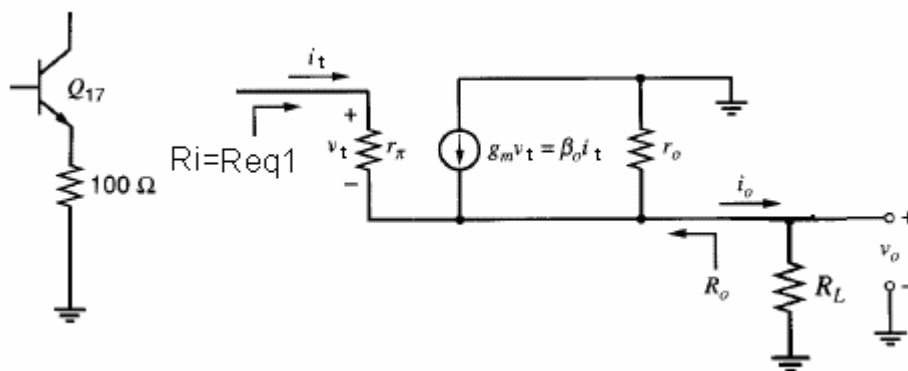
Κατά συνέπεια το ισοδύναμο κύκλωμα για την βαθμίδα εισόδου είναι αυτό του παρακάτω σχήματος.



Έτσι μπορούμε να προχωρήσουμε στην ανάλυση της δεύτερης βαθμίδας, την βαθμίδα κέρδους, που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχέδιο:



Θα πρέπει εκ νέου να υπολογίσουμε την αντίσταση εισόδου, την αγωγιμότητα και την αντίσταση εξόδου της βαθμίδας. Ξεκινώντας από τον υπολογισμό της αντίστασης εισόδου. Πρώτα θα υπολογίσουμε την ισοδύναμη αντίσταση Thevenin που φαίνεται από την βάση του τρανζίστορ Q17, αναφέρεται ως Req1, το ισοδύναμο κύκλωμα είναι:



$$V_o = (1/R_L + 1/r_o)^{-1} i_t + \beta_o i_t \Rightarrow V_o = i_t + \beta_o i_t (R_L || r_o),$$

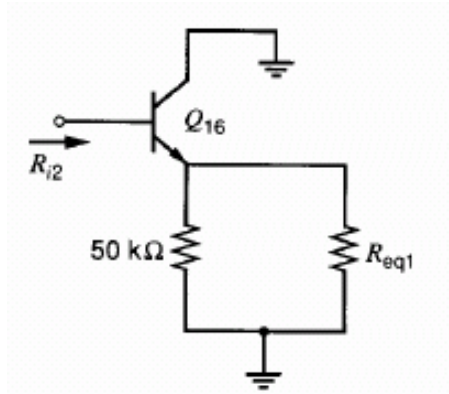
Για την  $V_t$  ισχύει  $V_t = i_t r_{\pi 17} + V_o$ , Αντικαθιστώντας την  $V_o$  στην  $V_t$  προκύπτει:

$$V_t = i_t r_{\pi 17} + (i_t + \beta_o i_t (R_L || r_o)) = i_t (r_{\pi 17} + (\beta_o + 1)(R_L || r_o)),$$

όμως  $V_t / i_t = R_i = R_{eq1}$  και έτσι προκύπτει:  $R_{eq1} = r_{\pi 17} + (\beta_o + 1) \cdot 100 \Omega$ .

Το κύκλωμα μπορεί να απλοποιηθεί κατά ένα βαθμό περισσότερο , αν εφαρμόσουμε την σχέση **Ri** για το τρανζίστορ Q16, έτσι θα προκύψει η σχέση:

**Ri2= rπ16+(βo+1)\* (Req1||50KΩ).** Όπου Ri2 είναι η αντίσταση εισόδου του



παρακάτω σχήματος:

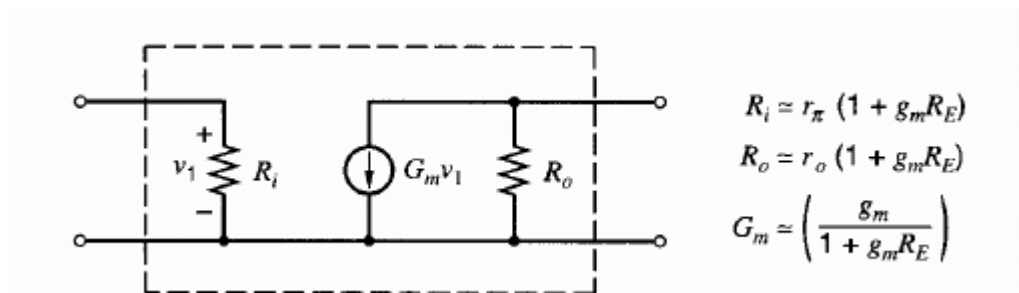
Αντικαθιστώντας στην σχέση της **Ri2**, την **Req1**, προκύπτει:

**Ri2= rπ16+(βo+1)\* ((rπ17+(βo+1)\*100Ω)||50KΩ).** Όπου rπ17=11900Ω

Έχουμε θεωρήσει ότι τα τρανζίστορ έχουν βo (κέρδος ρεύματος) της τάξεως των 250. Γνωρίζουμε ακόμα ότι το Q16 λειτουργεί με ρεύμα 16μΑ ενώ το Q17 λειτουργεί στα 550μΑ. Αντικαθιστώντας τα παραπάνω στην σχέση της **Ri2**

προκύπτει: **Ri2=406kΩ + 251 \*(37kΩ||50kΩ)=5.7MΩ**

Επόμενο βήμα είναι να υπολογίσουμε την αγωγιμότητα της βαθμίδας. Αν υποθέσουμε ότι το κέρδος τάσης του ακόλουθου εκπομπού Q16 είναι σταθερό, η αγωγιμότητα Gm2 είναι αυτή του τρανζίστορ Q17 με την αντίσταση 100Ω στον εκπομπό.



**Σχέδιο 10** Ισοδύναμο κύκλωμα για την βαθμίδα κέρδους.

Το gm17=Ic/VT, VT=26mV,Επομένως gm17=0.02115,RE= 100Ω



$$G_{m2} = g_{m17} / (1 + g_{m17} R_E) = 0,02115 / (1 + 0.02115 * 100) = 0.02115 / 3.115 = 0.00679.$$

$$1 / 0.00679 = 147.28 \Omega \quad \text{Άρα } \mathbf{G_{m2} = 1 / 147.28 \Omega}.$$

Η αντίσταση εξόδου της βαθμίδας,  $R_{o2}$ , είναι η αντίσταση εξόδου του Q13B παράλληλα με αυτό που βλέπει ο συλλέκτης του Q17. Ο συλλέκτης του Q17

βλέπει την αντίσταση  $\left[ r_{o17} \left( 1 + \frac{g_{m17} R_E}{1 + \frac{g_{m17} R_E}{\beta_0}} \right) \right]$ . Άρα η αντίσταση  $R_{o2}$  θα

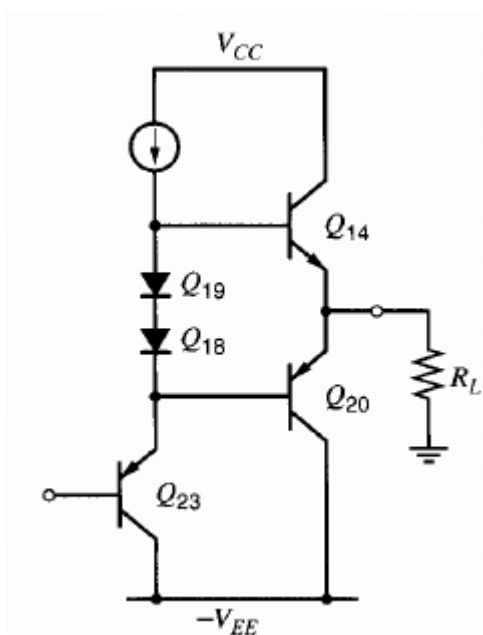
ισούται με  $R_{o2} = r_{o13B} \parallel \left[ r_{o17} \left( 1 + \frac{g_{m17} R_E}{1 + \frac{g_{m17} R_E}{\beta_0}} \right) \right]$  Θεωρώντας  $\beta_0 \gg g_{m17} R_E$ ,

Προκύπτει  $\mathbf{R_{o2} = [r_{o13B}] \parallel \{r_{o17} * [1 + (g_{m17}) * (100 \Omega)]\}}$ , Λαμβάνοντας υπόψη

$\mathbf{R_o = 1/ngm}$ , όπου  $n-pnp = 2 * 10^{-4}$ ,  $I_c = 9.5 \mu A$ ,  $n-pnp = 5 * 10^{-4}$ , καταλήγουμε στην σχέση  $\mathbf{R_{o2} = 83 k\Omega}$ . Επομένως έχουμε υπολογίσει τις  $R_{i2}, R_{o2}$  και την  $G_{m2}$  για την

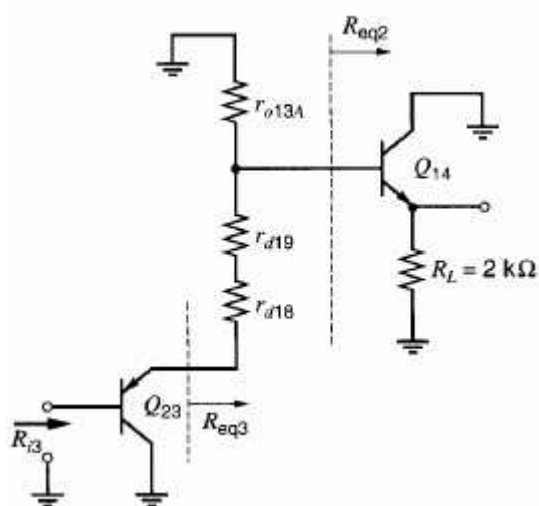
δεύτερη βαθμίδα. Το ισοδύναμο κύκλωμα, για την βαθμίδα κέρδους δίνεται στο **Σχέδιο 10**.

Σε αυτό το σημείο, θα υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά της βαθμίδας εξόδου. Ακολουθείται σχηματικό διάγραμμα της εξόδου.



Η έξοδος είτε παράγει, είτε καταναλώνει ρεύμα, εξαρτάται από την τάση εξόδου και το φορτίο της εξόδου. Συνεπώς η αντίσταση εισόδου και η αντίσταση εξόδου εξαρτάται άμεσα από την τιμή του ρεύματος και της τάσης εξόδου.

Θα διαπιστώσουμε ότι η αντίσταση εισόδου της βαθμίδας εξόδου, είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίσταση εξόδου της συγκεκριμένης βαθμίδας και στην πραγματικότητα, η αντίσταση εισόδου δεν επηρεάζει σημαντικά το κέρδος τάσης του κυκλώματος. Επομένως αν θεωρήσουμε ότι το ρεύμα εξόδου είναι 2 mA και ότι η αντίσταση φορτίου είναι 2KΩ, το τρανζίστορ Q14 λειτουργεί στην ενεργό περιοχή και το τρανζίστορ Q20 διαρρέεται από ένα μικρό μέρος αυτού του ρεύματος, ισοδύναμο κύκλωμα ακολουθείται.



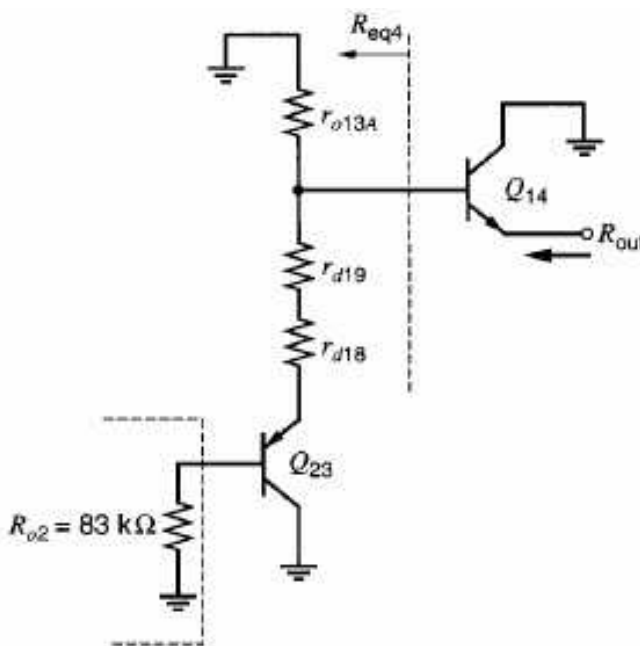
Το κέρδος τάσης μπορεί να χαρακτηριστεί σταθερό, καθώς το κύκλωμα εξόδου περιέχει δύο ακόλουθους εκπομπού στην σειρά. Στην συνέχεια θα υπολογίσουμε την αντίσταση Ri3. Πρώτα θα υπολογίσουμε την αντίσταση που φαίνεται από την βάση του τρανζίστορ Q14, δηλαδή την Req2. Χρησιμοποιώντας μια σχέση που έχουμε υπολογίσει προηγουμένως. **Req2 =  $r_{\pi 14} + (\beta_{o14} + 1) \cdot (2k\Omega)$** . Στην συνέχεια υπολογίζουμε την ισοδύναμη αντίσταση Thevenin, που συνδέεται στον εκπομπό του Q23 και αποτελείται από τις διόδους Q18 και Q19. Η συγκεκριμένη αντίσταση είναι σχεδιασμένη ως Req3 και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\mathbf{Req3 = rd18 + rd19 + ro13A \parallel Req2.}$$

Τέλος η αντίσταση εισόδου της βαθμίδας είναι αυτή του ακόλουθου εκπομπού Q23, με μια αντίσταση Req3 στον εκπομπό της, δηλαδή:

$$R_{i3} = r_{\pi 23} + (\beta_{o23} + 1) \cdot (2k\Omega) \cdot R_{eq3}$$

Το τρανζίστορ Q23 και οι δύο δίοδοι λειτουργούν με ρεύμα της τάξης των 180μΑ, ενώ το Q14 λειτουργεί με ρεύμα 2mA. Θεωρώντας ότι το  $\beta_{o14} = 250$ , ενώ το  $\beta_{o23} = 150$ , προκύπτει η σχέση  $R_{i3} = r_{\pi 23} + 151 R_{eq3}$ , Συνεπώς  $R_{i3} = 27M\Omega$ . Παρατηρούμε ότι η αντίσταση εισόδου είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίσταση εξόδου, αυτής της βαθμίδας. Άρα το κέρδος του ενισχυτή, δεν επηρεάζεται από μεταβολές που προκύπτουν λόγω της αντίστασης φορτίου που συνδέουμε στην έξοδο του Τ.Ε. Στο επόμενο στάδιο θα υπολογίσουμε την αντίσταση εξόδου, όπως παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Η αντίσταση που φαίνεται αριστερά από την βάση του Q14, υπολογίζεται ως:

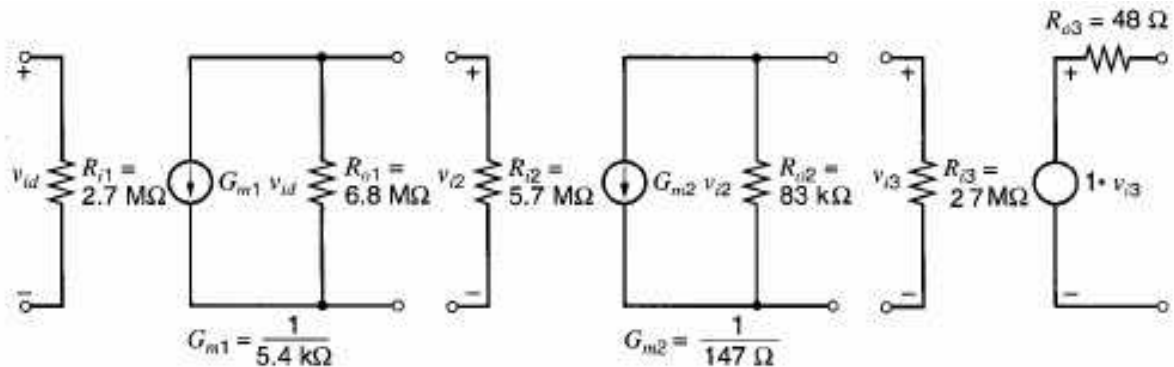
$$R_{eq4} = r_{o13A} \parallel [r_{d18} + r_{d19} + (R_{o2} + r_{\pi 23}) / (\beta_{o23} + 1)] \Rightarrow R_{eq4} = 2.06k\Omega$$

Η αντίσταση της βαθμίδας εξόδου είναι  $R_{out} = (R_{eq4} + r_{\pi 14}) / (\beta_{o14} + 1) \Rightarrow$

$R_{out} = 21\Omega$ . Όμως αυτή η αντίσταση είναι σε σειρά με την R6, άρα η τελική αντίσταση εξόδου θα είναι η πρόσθεση των δύο αντιστάσεων. Επομένως  $R_{out} = 48\Omega$ . Όμως η αντίσταση εξόδου κατά την λειτουργία του κυκλώματος δεν παραμένει σταθερή, γιατί εξαρτάται άμεσα από το ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ εξόδου.

### Ασθενούς σήματος ανάλυση ολόκληρου του κυκλώματος.

Η ac ανάλυση ολόκληρου του κυκλώματος δίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Η βαθμίδα εξόδου δεν επηρεάζεται σημαντικά από την έξοδο της δεύτερης βαθμίδας, και το κέρδος τάσης είναι σχεδόν ανεξάρτητο από την αντίσταση φορτίου που συνδέεται στην έξοδο του κυκλώματος. Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του ολοκληρωμένου Τ.Ε, είναι:  **$R_{id}=2.7\text{M}\Omega$   $R_o=48\Omega$**  .

Καθώς ολοκληρώσαμε την ac ανάλυση για τον LM741 θα πρέπει να τονίσουμε, ότι οι απλοποιήσεις που πραγματοποιήσαμε, περιορίζουν σημαντικά την ακρίβεια των αποτελεσμάτων που σχετίζονται με τα dc δυναμικά και το κέρδος τάσης. Συνοψίζοντας, η αντίσταση εξόδου των τρανζίστορ έχει αμεληθεί στην dc ανάλυση. Στην πραγματικότητα το ρεύμα συλλέκτη για ένα τυπικό  $r_{hp}$   $|\text{atelal}|$  τρανζίστορ αυξάνει περίπου 30%, όταν το  $V_{CE}$ , αυξάνει από 0 στα 15V, θεωρώντας ότι η τάση βάση-εκπομπού είναι σταθερή και ότι  $V_A$  είναι 50V. Για τα τρανζίστορ  $r_{hp}$ , το ρεύμα συλλέκτη αυξάνεται 12%, όταν το  $V_{ce}$ , αυξάνει από 0 στα 15V, θεωρώντας ότι η τάση βάση-εκπομπού είναι σταθερή και ότι  $V_A$  είναι 130V. Συνεπώς τα dc ρεύματα αυξάνονται 10 με 30% από τα υπολογισμένα.

Επίσης, έχουμε αμελήσει τις μεταβολές στο  $\beta = h_{fe}$  των τρανζίστορ, και έχουμε δεχτεί ότι τα τρανζίστορ της ίδιας οικογένειας, είτε  $r_{hp}$ , είτε  $r_{hp}$  έχουν την ίδια τιμή του κέρδους ρεύματος. Αυτό όμως προκαλεί αποκλίσεις στο ρεύμα συλλέκτη που υπολογίσαμε.

Εσωτερική τάση και ρεύμα αντιστάθμισης, και ποσοστό απόρριψης κοινού σήματος(CMRR) του LM741(T.E).

Δύο αξιοσημείωτες όψεις της εκτέλεσης των τελεστικών ενισχυτών, είναι η τάση και το ρεύμα αντιστάθμισης. Αυτές οι αποκλίσεις από τις ιδανικές τιμές, περιορίζουν την ικανότητα του κυκλώματος να ενισχύσει με ακρίβεια, μικρού σήματος dc δυναμικά καθώς το ρεύμα και η τάση αντιστάθμισης είναι όμοια με το σήμα. Σε αυτό το σημείο θα κάνουμε μια ποιοτική περιγραφή για τους παράγοντες που επηρεάζουν το ρεύμα και την τάση αντιστάθμισης του κυκλώματος του LM741. Γνωρίζουμε ότι, η βαθμίδα εισόδου του T.E, είναι πολύπλοκη, γιατί περιέχει τρία ζεύγη τρανζίστορ Q1-Q2, Q3-Q4 και Q5-Q6. Καθώς επίσης ότι, η βαθμίδα παρέχει μετατροπή από διαφορική σε έξοδο ενός άκρου, λόγω του διαφορικού ενισχυτή. Συνεπώς προκύπτουν διαφορές σε κάθε ζεύγος του διαφορικού ενισχυτή, όπως και πιθανόν διαφορές στις τιμές των αντιστάσεων R1-R2, που αυτές με την σειρά τους διαφοροποιούν την τάση αντιστάθμισης στο κύκλωμα. Μια τιμή της τάξεως των 2.6mV, θεωρείται λογική για το κύκλωμα. Όσο αναφορά το ρεύμα αντιστάθμισης του κυκλώματος, οφείλεται σε διαφορές των  $\beta = h_{fe}$ , των τρανζίστορ Q1 και Q2. Μια τιμή της τάξεως των 4nA, για το ρεύμα αντιστάθμισης, θεωρείται ικανοποιητική. Το ποσοστό απόρριψης κοινού σήματος, μπορεί να θεωρηθεί ως η αλλαγή στην τάση αντιστάθμισης, η οποία προκαλείται από ενιαία αλλαγή, στην κοινού σήματος τάση εισόδου. Αυτό προκαλείται για δύο διαφορετικούς λόγους. Καταρχάς, όταν η κοινή τάση εισόδου αλλάζει, η πηγή ρεύματος που αποτελείται από τα Q9 και Q10, παρουσιάζει αλλαγή στην τάση VCE, που οφείλεται κυρίως στην πεπερασμένη τιμή των εξωτερικών αντιστάσεων αυτών των τρανζίστορ. Κατόπιν προκύπτει αλλαγή στα ρεύματα των συλλεκτών και αυτό με την σειρά του προκαλεί αλλαγή στο ρεύμα της βαθμίδας εισόδου.

Αν οι αντιστάσεις R1 και R2 δεν υπήρχαν, αλλαγή στο ρεύμα δεν θα υπήρχε και επομένως δεν θα υπήρχε τάση εισόδου αντιστάθμισης. Όμως ο ρόλος αυτών των αντιστάσεων είναι να μεταβάλουν το ποσό των ρευμάτων συλλέκτη των Q5 και Q6. Αυτή η αλλαγή με την σειρά της, προκαλεί αλλαγή στα ρεύματα που ρέουν το ζεύγος Q1 και Q2 ,και το ζεύγος Q3 και Q4, συνεπώς παράγεται αλλαγή στην τάση εισόδου αντιστάθμισης.

Η δεύτερη πηγή που προκαλεί αλλαγή στην τάση εισόδου αντιστάθμισης, είναι εξαιτίας των αλλαγών των τάσεων  $V_{CE}$  των  $Q_1, Q_2, Q_3$  και  $Q_4$ , όταν αλλάζει η κοινού σήματος τάση. Η αλλαγή των τάσεων προκαλείται λόγω των διαφορών που υπάρχει στο κέρδος των ρευμάτων  $\beta = h_{fe}$ , και αυτό προκαλεί μεταβολές στα ρεύματα των τρανζίστορ  $Q_1, Q_2, Q_3$  και  $Q_4$ .

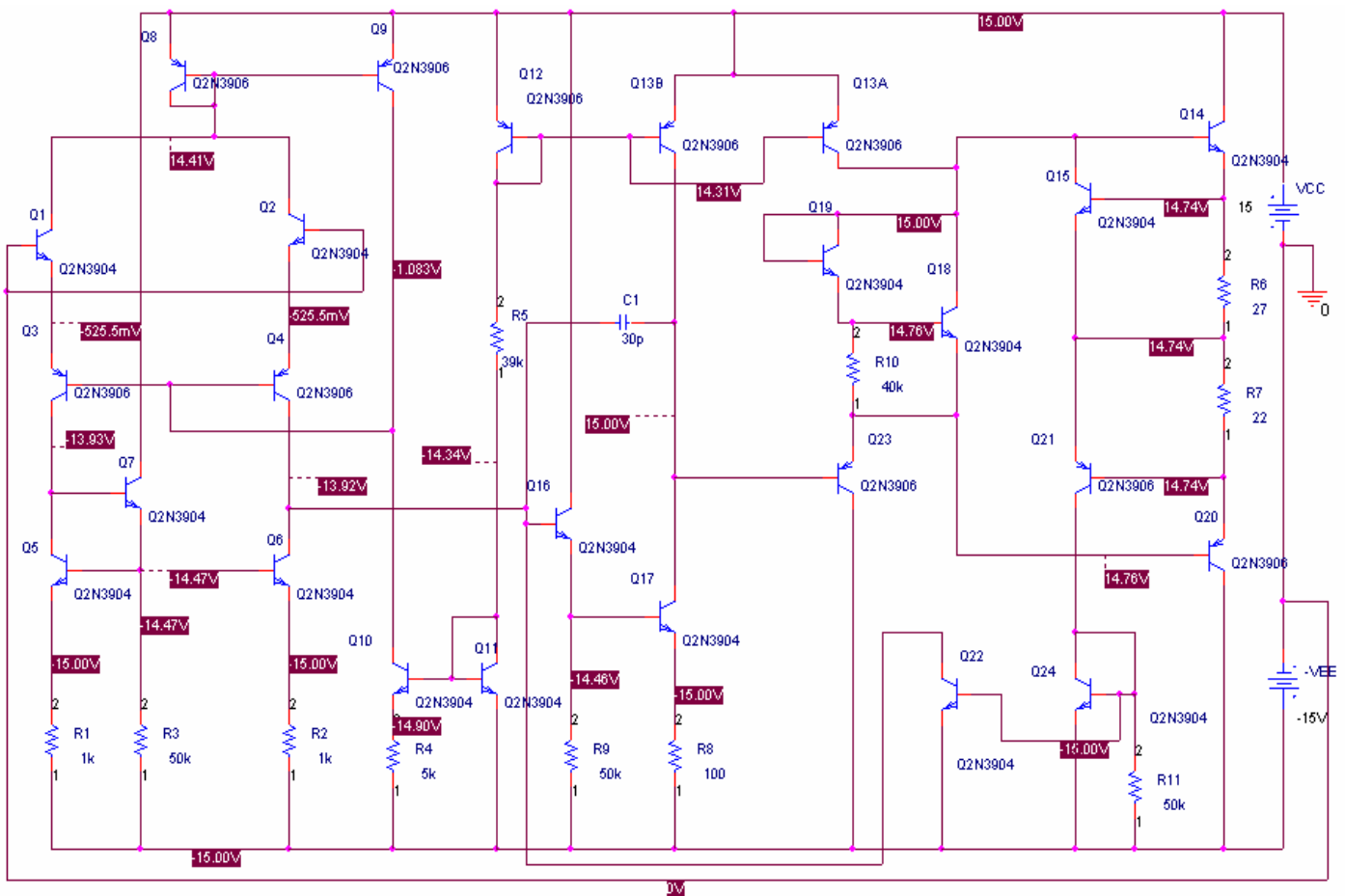
Στον παρακάτω πίνακα υπάρχει σύγκριση των υπολογισμένων και των εργοστασιακών χαρακτηριστικών τιμών του LM741.

	ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΕΝΑ (ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ)	ΕΡΓΟΣΤΑΣΙΑΚΑ (ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ)
ΚΕΡΔΟΣ ΑΝΟΙΧΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ	254,540	200,000
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ	2.7MΩ	2MΩ
ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ	38nA	80nA
ΡΕΥΜΑ ΑΝΤΙΣ/ΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ	3.8nA	10nA
ΤΑΣΗ ΑΝΤΙΣ/ΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ	2.6mV	2mV
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ	48Ω	75Ω

Οι διαφορές που υπάρχουν μεταξύ των υπολογισμένων και των εργοστασιακών παραμέτρων, προκύπτουν λόγω των διαφορών που εμφανίζονται κατά την παραγωγή αυτών των τρανζίστορ( στα τυπικά χαρακτηριστικά αυτών) και λόγω των προσεγγίσεων που έχουν γίνει κατά την ανάλυση του Τ.Ε.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup>

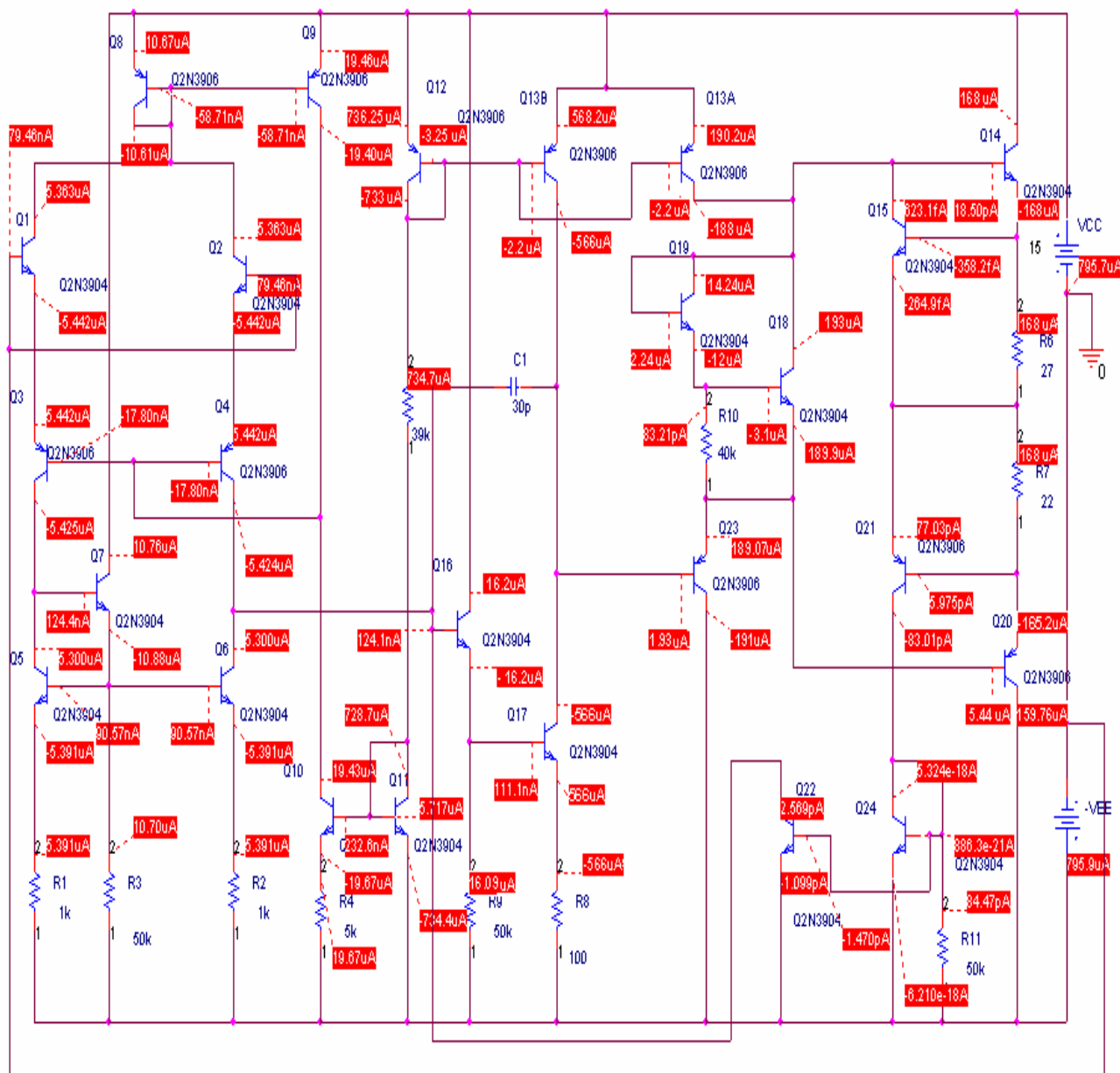
Μετά την εύρεση του σχηματικού διαγράμματος του T.E 741, χρησιμοποίησα το πρόγραμμα Orcad SPICE για την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας του κυκλώματος. Με την χρήση αυτού του προγράμματος δίνεται η δυνατότητα της προσομοίωσης κυκλωμάτων για εμπειριστατωμένη μελέτη αυτών. Παρακάτω βλέπουμε το εσωτερικό κύκλωμα του T.E όπου στις εισόδους του, βάσεις των Q1 και Q2 μη αναστρέφουσα (+) και αναστρέφουσα (-) αντίστοιχα, εφαρμόζουμε μηδενική τάση και σύμφωνα με την λειτουργία του ιδανικού ενισχυτή θα περιμέναμε να έχουμε μηδενική έξοδο. Γνωρίζουμε όμως ότι αυτό θα ήταν ιδανικό αποτέλεσμα, στην πραγματικότητα η έξοδος του T.E μπορεί να βρίσκεται στον κόρο ή στην αποκοπή διότι μια μικρή απόκλιση στα  $\beta$  ή στην αντίσταση εξόδου του κυκλώματος θα προξενήσουν μεγάλες αλλαγές στην τάση εξόδου που προβλέψαμε.



Αποτελέσματα προσομοίωσης όπου παρατηρούνται οι τάσεις μέσα στο κύκλωμα.

Όπου διαπιστώνουμε τελικά ότι η έξοδος βρίσκεται στον κόρο.

Κατόπιν ρύθμισα το πρόγραμμα για να μου εμφανίσει τα ρεύματα που κυκλοφορούν μέσα στο κύκλωμα, όπου έχουν υπολογιστεί στο 3<sup>ο</sup> Κεφάλαιο.



Αποτελέσματα προσομοίωσης για την εύρεση των ρευμάτων του T.E

Σύμφωνα και με τους υπολογισμούς που έχουν γίνει στο Κεφάλαιο 3<sup>ο</sup> παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα του προγράμματος, δεν έχουμε μεγάλες αποκλίσεις στα ρεύματα γιατί σύμφωνα με το πρόγραμμα, έχουμε ορίσει ίδιο  $\beta$  για όλα τα ηρη τρανζίστορ και ίδιο  $\beta$  για όλα τα ηρη τρανζίστορ. Οι μικρές αποκλίσεις που εμφανίζονται είναι απόρροια, ότι δεν έχουμε λάβει υπόψη μας την αντίσταση



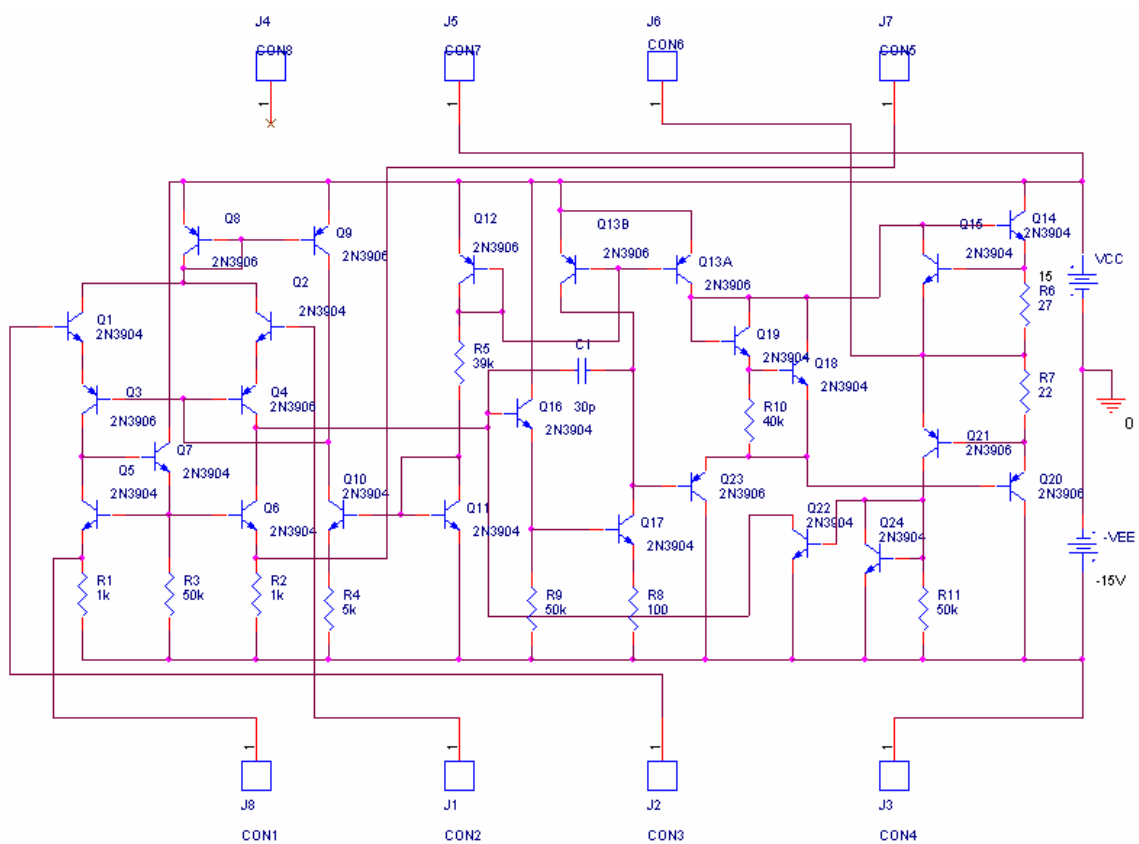
εξόδου από τα τρανζίστορ, στους υπολογισμούς των ρευμάτων, του Κεφαλαίου 3, ενώ στο πρόγραμμα το λαμβάνουμε υπόψη.

Στον επόμενο πίνακα, βλέπουμε μια συγκέντρωση αποτελεσμάτων του LM741 με το πρόγραμμα SPICE, όπου μπορούμε να διακρίνουμε τις τιμές των ρευμάτων συλλέκτη όλων των τρανζίστορ του κυκλώματος και να κατανοήσουμε ποια τρανζίστορ είναι ενεργά και ποια όχι.

Τρανζίστορ	Ic(μΑ)	Τρανζίστορ	Ic(μΑ)
Q1	5.359	Q13B	-566
Q2	5.359	Q14	168
Q3	-5.445	Q15	OFF
Q4	-5.426	Q16	16.2
Q5	5.29	Q17	570
Q6	5.29	Q18	193.0
Q7	10.76	Q19	14.2
Q8	10.59	Q20	-165.2
Q9	19.37	Q21	OFF
Q10	19.41	Q22	OFF
Q11	732.2	Q23	191
Q12	733	Q23B	OFF
Q13A	-188	Q24	OFF

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup>

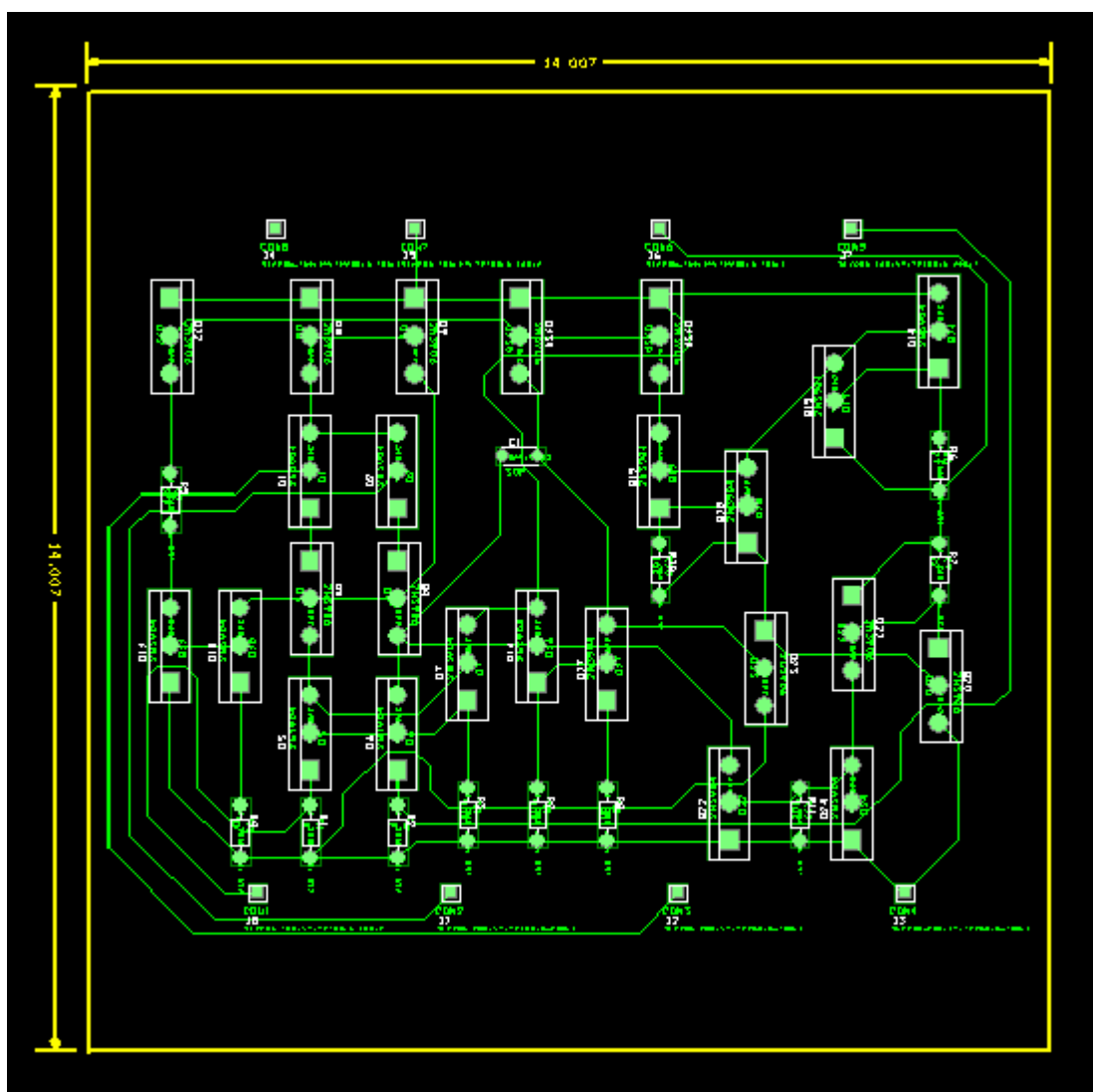
Για την κατασκευή της πλακέτας χρησιμοποίησα το σχεδιαστικό πρόγραμμα ORCAD 9.2 . Παρακάτω στην εικόνα φαίνεται το σχηματικό του κυκλώματος όπως το σχεδίασα Τα διακριτά υλικά που χρησιμοποιούνται είναι αντιστάσεις, τρανζίστορ ηρη-2n3904 και ηρη-2n3906( το συμπληρωματικό του) και έναν πυκνωτή 30pF. Τα ποδαράκια του T.E 741 υποδηλώνονται με μπόρνες.



Εικόνα Το σχηματικό της πλακέτας του T.E

## Δημιουργία του φιλμ αποτύπωσης

Για την διαδικασία αυτή σχεδιάσα το PCB της πλακέτας. Το σχέδιο αυτό δείχνει πώς θα δρομολογηθούν οι αγωγοί , τι μέγεθος θα έχουν οι νησίδες, τα υλικά κ.α. Η πλακέτα είναι μονής όψης που σημαίνει ότι υπάρχουν αγωγοί μόνο από την μία πλευρά της πλακέτας. Το φιλμ τα εκτύπωση σε διαφάνεια. Το PCB φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



ΕΙΚΟΝΑ: Το PCB της πλακέτας του T.E

## **Ο φωτισμός**

Αφού εκτύπωσα το φιλμ , το τοποθέτησα στην επιφάνεια της πλακέτας και το ευθυγράμμισα. Στην συνέχεια εφάρμοσα καλύτερα το φιλμ στην πλακέτα τοποθετώντας ένα κομμάτι γυαλί από πάνω ώστε υπάρχει άριστη επαφή του φιλμ και της επιφάνειας. Στην συνέχεια άφησα την πλευρά της πλακέτας να φωτιστεί με λάμπα υπεριώδους ακτινοβολίας . Η επιφάνεια της πλακέτας έχει επίστρωση από φωτοευαίσθητο υλικό. Άφησα περίπου 7-8 λεπτά την κάθε επιφάνεια για να φωτιστεί. Ο δυνατός φωτισμός έκαψε το φωτοευαίσθητο υλικό στην επιφάνεια της πλακέτας, εκτός από τα σημεία που κάλυψε το φιλμ .

## **Η εμφάνιση**

Η επόμενη διαδικασία ήταν η εμφάνιση του σχεδίου κατά την οποία τοποθέτησα την πλακέτα σε διάλυμα καυστικής σόδας και τρίβοντας την απαλά έφυγε όλο το καμένο φωτοευαίσθητο υλικό από την επιφάνεια, και παρέμειναν οι χάλκινοι αγωγοί. Μετά από αυτό για να απομακρυνθεί το διάλυμα την ξέπλυνα με καθαρό νερό.

## **Η αποχάλκωση**

Για την αποχάλκωση απαιτείται μια λεκάνη πλαστική , γάντια , και χημικά υλικά. Χρησιμοποίησα υδροχλωρικό οξύ σε ανάμειξη με peridrol ( υπεροξείδιο του υδρογόνου  $H_2O_2$  ) . Κατά την χημική αντίδραση που δημιουργείται ο πλεονάζων χαλκός απομακρύνεται και απομένουν μόνο οι χάλκινοι αγωγοί του σχεδίου. Μετά την αποχάλκωση η πλακέτα ξεπλένεται με άφθονο νερό.

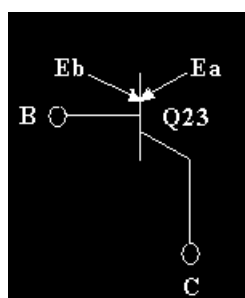
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6<sup>ο</sup>

### Προβλήματα στην πορεία υλοποίησης του T.E

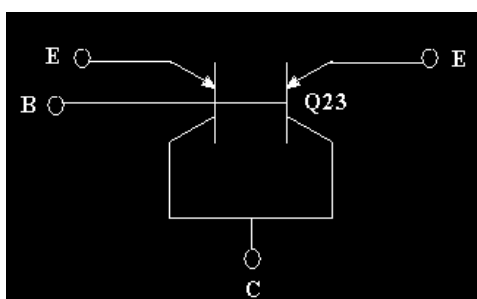
Για την καλύτερη κατανόηση και μελέτη του εσωτερικού κυκλώματος του T.E 741, αρχικά εργάστηκα με το πρόγραμμα SPICE όπου προσομοίωσα το κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή, για να βλέπω και πρακτικά τις τάσεις και τα ρεύματα που υπολόγιζα. Οι διαφορές στις τιμές των ρευμάτων καθώς και των τάσεων που δημιουργήθηκαν μεταξύ των υπολογισμών μου και αυτών του προγράμματος, οφείλονται στη χρήση περισσότερων παραμέτρων των εξαρτημάτων για την διεξαγωγή των αποτελεσμάτων, που χρησιμοποιεί το πρόγραμμα SPICE. Επόμενο βήμα ήταν η υλοποίηση του T.E με διακριτά στοιχεία (τρανζίστορ, αντιστάσεις και τον πυκνωτή) πάνω στο ράστερ.

-Κατά την σύνδεση των εξαρτημάτων, στην έξοδο του διαφορικού ενισχυτή και συγκεκριμένα στον συλλέκτη του Q6, το σήμα παρουσίαζε μια πτώση τάσης της τάξεως των 0.65-0.7V, ενώ θα έπρεπε να ήταν ίδιο με το σήμα του συλλέκτη του Q5. Ουσιαστικά η πτώση τάσης αυτή είναι η πόλωση του CC-CE και συγκεκριμένα είναι η τάση  $V_{BE}$  του Q16.

Στην συνέχεια το σχέδιο του T.E, παρουσίαζε ένα τρανζίστορ Q23, το οποίο είχε την εξής μορφή:



Όπου δεν γινόταν σαφές πως θα συνδεθεί στο σχέδιο του T.E λόγω του επιπλέον εκπομπού. Για την σχεδιαστική του υλοποίηση θεώρησα το παρακάτω σχέδιο



-Κατά την σύνδεση των εξαρτημάτων στο ράστερ, στον συλλέκτη του Q23A παρουσιαζόταν σήμα με αρνητική τάση, ενώ στο SPICE στο ίδιο σημείο είχαμε σήμα με θετική τάση. Κατόπιν αφαίρεσα το Q23B από το σχέδιο του προγράμματος, όπου δεν παρατήρησα κάποια αλλαγή τόσο στον συλλέκτη του Q23A όσο και στην έξοδο του κυκλώματος. Το ίδιο έκανα και στο σχέδιο του ράστερ όπου παρατήρησα ότι οι τιμές του σήματος τάσης παρουσίασε θετική τιμή. Η χρησιμότητα του Q23B είναι για να αποτρέψει το Q16 από ενδεχόμενο κάψιμο, αν το Q17 πάει σε κατάσταση κόρου. Ουσιαστικά όμως δεν καθορίζει τα χαρακτηριστικά του Τ.Ε γι' αυτό και τον αφαίρεσα. Επιπλέον στο datasheet(φύλλο δεδομένων για το LM741) που βρήκα στο διαδίκτυο το τρανζίστορ Q23B δεν υπήρχε.

-Κατά την μελέτη του κυκλώματος στο ράστερ, ο τρόπος που χρησιμοποίησα τους συνδετήρες-μονόκλωνο καλώδιο, "εναέρια σύνδεση" για να συνδέσω τα εξαρτήματα μεταξύ τους, δημιούργησε χωρητικότητες και αυτεπαγωγές όπου προκάλεσε θόρυβο στον Τ.Ε. Συγκεκριμένα, όταν σύνδεσα το κύκλωμα του Τ.Ε στο ράστερ, σαν ακόλουθο εκπομπού και εφάρμοσα ημιτονοειδή σήμα στην είσοδο, παρατήρησα ότι στο σήμα εξόδου εμφανίστηκε θόρυβος στην θετική ημιπερίοδο.

#### Χρήση ενός βελτιωμένου Τ.Ε, με τα χαρακτηριστικά του Τ.Ε741

Η χρήση του Τ.Ε 747 μας δίνει την δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε για τις ανάγκες μας δύο Τ.Ε με τα χαρακτηριστικά του 741, αφού στο τσιπ του εμπεριέχει δύο 741!

Επιπλέον έχει CMRR λίγο βελτιωμένο από αυτό του 741, με ελάχιστη τιμή 77db ενώ με τυπική τα 96db. Έτσι μπορούμε να έχουμε καλύτερη απόρριψη στα κοινά σήματα. Τέλος με την χρήση του LM747 μπορούμε να πετύχουμε καλύτερο S/R(Slew Rate) περίπου 0,3V/μs. Κατανοούμε ότι έτσι έχουμε ένα ενισχυτή, ο οποίος είναι πιο γρήγορος.

## Περίληψη

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία, μελετήθηκε και κατασκευάστηκε η εσωτερική δομή του τελεστικού ενισχυτή (T.E) 741, ο οποίος θεωρείται ο πιο διαδεδομένος και ο πιο εύχρηστος στον χώρο των T.E. Η υλοποίηση του από πολλές εταιρείες οδήγησε στον χαρακτηρισμό ως ένα βιομηχανικό πρότυπο. Γίνεται μια εμπειριστατωμένη ανάλυση των τριών επιμέρους βαθμίδων, πως αλληλοεπιδρούν και πως επικοινωνούν μεταξύ τους, καθώς επίσης γίνεται ανάλυση για τα ρεύματα και τις τάσεις που δημιουργούνται μέσα σε αυτό τον T.E. Επιπλέον γίνεται αναφορά στα διάφορα θεωρήματα των Ηλεκτρονικών που λαμβάνουν χώρα και συντελούν στην βελτίωση των χαρακτηριστικών παραμέτρων του T.E. Με την χρήση προγράμματος προσομοίωσης SPICE, δόθηκε η δυνατότητα επαλήθευσης των όσων υπολογισμών και όσων διαφορών που προέκυψαν κατά την μελέτη αυτού. Τέλος παρατίθεται ο τρόπος δημιουργίας του ολοκληρωμένου κυκλώματος σε τυπωμένη μορφή, και η πρόταση χρήσης ενός πιο βελτιωμένου τσιπ, με χαρακτηριστικά παρόμοια με αυτού του 741.

## Translation

In this graduate subject, I had to study and construct the internal circuit of operational amplifier (op-amp) LM741, which is widespread and useful because it has a lot of applications. The reason that too many companies construct it, it is called today industrial model. A thorough analysis takes place for the three rungs of the op-amp, and shown how these communicate each other. Moreover is shown the bias and voltage point of the circuit. Furthermore some theories referred to show us, how this op-amp functions and how we can solve some problems which happened in it. With the use of ORCAD SPICE we can verify the calculations which we made. Last but not least, we see the way to make the circuit on board and one suggestion for using a better op-amp with characteristics like op-amp 741.

## Βιβλιογραφία

- Analysis and Design of Analog Integrated Circuits Fourth Edition (Gray, Hurst, Lewis, Meyer)
- Analog Integrated Circuit Design – Johns & Martin
- Μικροηλεκτρονική Jacob Millman, Arrin Grabel Τόμος Β' Δεύτερη Έκδοση
- ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ 6<sup>η</sup> ΕΚΔΟΣΗ (Εκδόσεις Τζιόλα)
- ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΤΟΜΟΣ ΙΙ(Ι.Μ. ΚΟΝΤΟΛΕΟΝΤΟΣ)
- Σημειώσεις για το μάθημα ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΙ (Γιώργος Μπάμνιος)
- ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ & ΟΡΓΑΝΟΛΟΓΙΑ (Μιχάλη Σπάσου)
- Σημειώσεις του μαθήματος Orcad 9.2.
- Σημειώσεις του μαθήματος: Ανάλυση ηλεκτρικών κυκλωμάτων (Πολυτεχνείο Κρήτης)

## Ιστοσελίδες

- [www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)
- [www.google.com](http://www.google.com)
- [www.yahoo.com](http://www.yahoo.com)
- [www.4p8.com/eric.brasseur/ampoem.html](http://www.4p8.com/eric.brasseur/ampoem.html) - 12k
- [www.lal.in2p3.fr/technique/se](http://www.lal.in2p3.fr/technique/se)
- [https://courses.ece.ubc.ca/360/Opamp\\_Trivia\\_WEBCAST\\_FINAL.pdf](https://courses.ece.ubc.ca/360/Opamp_Trivia_WEBCAST_FINAL.pdf)