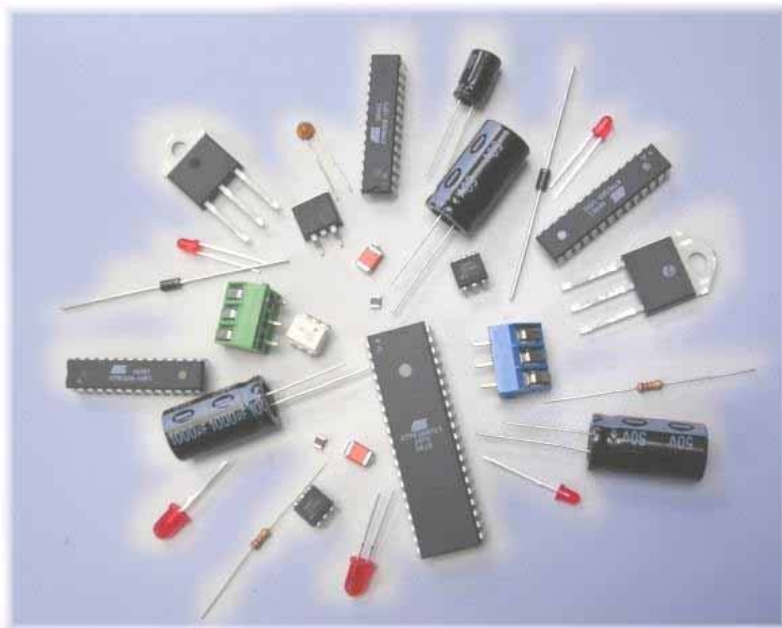


**ΤΕΙ ΚΡΗΤΗΣ
ΤΜΗΜΑ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ &
ΠΟΛΥΜΕΣΩΝ**

**ΣΗΜΕΙΩΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΟ ΜΑΘΗΜΑ
ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ
(ΘΕΩΡΙΑ)**



**Α. ΒΛΗΣΙΔΗΣ
Γ. ΒΑΣΙΛΑΚΗΣ
Μ. ΔΡΑΜΟΥΝΤΑΝΗΣ**

ΜΑΙΟΣ 2010

Άσκηση 1.

Για τον Ενισχυτή του Σχήματος :

ΔΕΔΟΜΕΝΑ	ΖΗΤΟΥΜΕΝΑ
$R_c = 3K$	$R_1 =$
$R_{e1} = 50\Omega$	$R_2 =$
$R_{e2} = 2K$	Το μέγιστο πλάτος (p-p) της εισόδου και της εξόδου :
$\beta = 100$	U_B , $U_O =$
$R_B = 1K$	
$V_{CC} = 10V$	
$A_{us} = -30$ (ολική απολαβή τάσης)	
Το Q βρίσκεται στο μέσο της ευθείας φόρτου	
Στις χαρακτηριστικές εξόδου οι AC και DC ευθείες φόρτου	

1. Από το κύκλωμα εξόδου θα έχουμε :

$$R_c i_c + U_{ce} + R_e i_c - V_{CC} = 0 \quad i_c = \frac{1}{R_c} U_{ce} + \frac{V_{CC} - R_e i_c}{R_c}$$

όπου $R_e = R_{e1} + R_{e2} \approx R_{e2}$ και i_c , U_{ce} συνολικό ρεύμα και συνολική τάση

βάζοντας όπου $V'_{CC} = V_{CC} - R_e i_c \implies i_c = -\frac{1}{R_c} U_{ce} + \frac{V'_{CC}}{R_c}$ (AC ευθεία φόρτου και καθορίζεται μόνο από $-\frac{1}{R_c}$)

2. Το σημείο λειτουργίας Q βρίσκεται στο μέσο της ευθείας φορτίου οπότε έχουμε :

$$i_c = \frac{V'_{CC}}{2R_c} \implies i_c = \frac{V_{CC}}{2R_c + R_e} = \frac{10}{2 \cdot 3 + 2} = 1.25 \text{ mA}$$

όπου $R_e = R_{e1} + R_{e2} = R_{e2}$

$$V_{CE} = \frac{V'_{CC}}{2} = \frac{V_{CC} - R_e i_c}{2} = 3.125 \text{ V}$$

3. Η αντίσταση εισόδου R_i δίδεται από την σχέση :

$$R_i = \beta(r_e + R_{e1})$$

όπου r_e η αντίσταση εκπομπού στο AC, και είναι $r_e = \frac{25\text{mV}}{I_E} = \frac{25}{1.25} = 20.8 \Omega$

άρα $R_i = \beta(r_e + R_{e1}) = 100(20.8 + 50) = 7.08 \text{ K}\Omega$

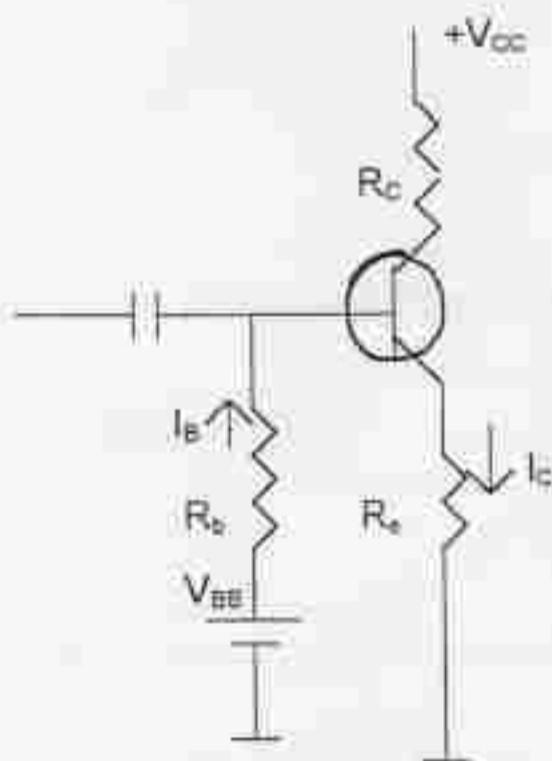
4. Η απολαβή του Τραζίνιστορ, δίδεται από την σχέση:

$$A_u = -\frac{R_c}{R_i} \beta = -\frac{3\text{K}}{7.08} \cdot 100 = -4.24$$

Ολική απολαβή του ενισχυτή: $A_{us} = \frac{R'_i}{R'_i + R_s} A_u$ (A_{us} είναι η απολαβή τάσης ως προς την πηγή: $A_{us} = \frac{U_o}{U_s}$), είναι δε

$$R'_i = \frac{A_{us}}{A_u - A_{us}} \cdot R_s = 2.42 \text{ K}$$

5. Υπολογισμός των αντιστάσεων R_1, R_2 του Διαιρέτη τάσης.



$$R'_i = R_1 // R_b = \frac{R_i \cdot R_b}{R_i + R_b} \Rightarrow R_b = \frac{R_i \cdot R'_i}{R_i - R'_i} = \frac{7.08 \cdot 2.42}{7.08 - 2.42} = 3.68 \text{ K}$$

$$V_{BE} = (R_b / \beta + R_e) I_c + V_{BE} + R_e I_c = (3.68/100 + 2) \cdot 1.25 + 0.7 = 3.25 \text{ V}$$

$R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$, $V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$. Από το σύστημα των δυο αυτών εξισώσεων υπολογίζω τις τιμές των R_1, R_2 που είναι:

$$R_1 = \frac{R_b \cdot V_{CC}}{V_{BB}} = 11.32 \text{ K}, R_2 = \frac{R_b \cdot V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} = 5.45 \text{ K}$$

6. Υπολογισμός των μέγιστων πλατών (p-p) εισόδου και εξόδου.

Επειδή το σημείο λειτουργία Q βρίσκεται στο μέσο της ευθείας φορτίου στο AC, το πλάτος (p-p) του σήματος εξόδου σε Volt θα είναι όσο και η τάση V_{CC} , με την παραδοχή ότι η πτώση τάσης στην R_{e1} είναι αμελητέα. Η τιμή

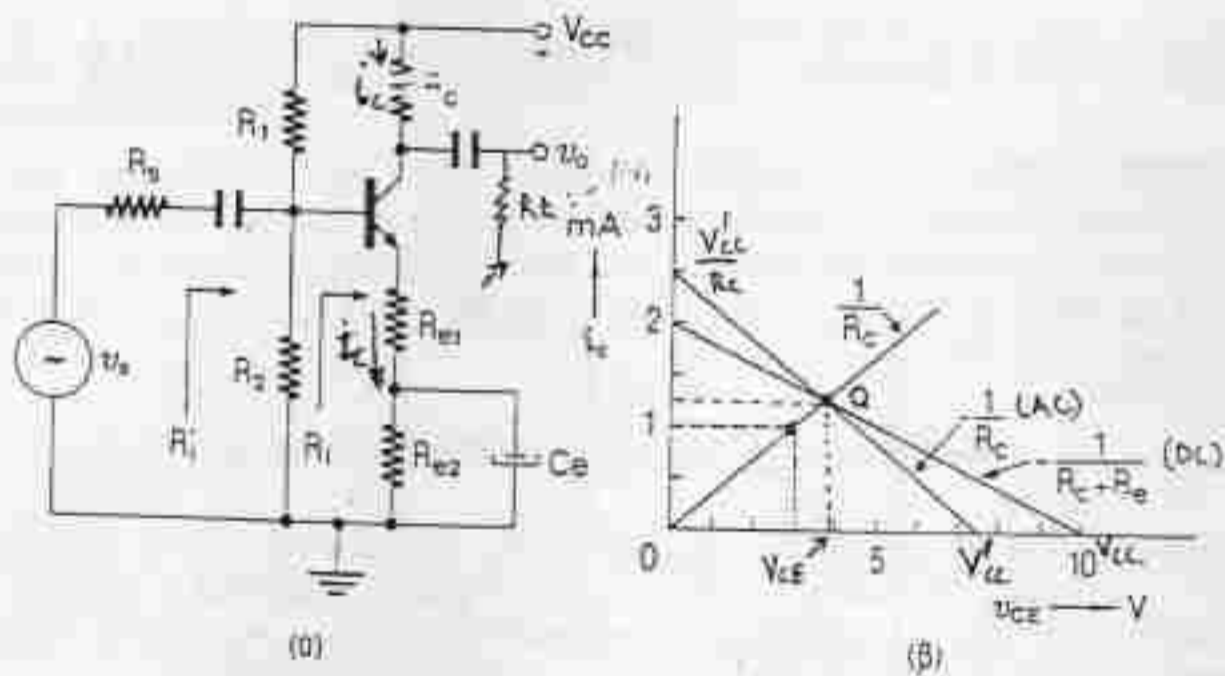
της τάσης αυτής είναι : $R_{e1} \cdot I_c = 50 \Omega \cdot 1.25 \text{ mA} = 125 \text{ mV}$ πράγματι πολύ μικρή, που μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα.

Είναι :

$$V'_{cc} = V_{cc} - R_e \cdot I_c = 10 \text{ V} - 2 \text{ k}\Omega \cdot 1.25 \text{ mA} = 7.5 \text{ V} \quad \text{και} \quad U_o = 7.5 \text{ V (p-p)}$$

$$\text{Είναι δε} \quad U_o = A_{us} \cdot U_s \Rightarrow U_s = \frac{U_o}{A_{us}} = \frac{7.5 \text{ V (p-p)}}{30} = 0.25 \text{ V (p-p)}$$

Παρατήρηση : αν λάβουμε υπόψιν μας και την αντίσταση R_L , στους υπολογισμούς στην θέση της R_c θα τοποθετηθεί η $R'_c = R_c // R_L$.



Άσκηση 9

Ενισχυτής δυο βαθμίδων σειράς

Για την καλύτερη κατανόηση των ενισχυτών πολλών βαθμίδων, λύνεται αναλυτικά η παρακάτω άσκηση με χρήσιμους υπολογισμούς και παρατηρήσεις σε μεγέθη που αφορούν γενικά τους ενισχυτές μιας ή και περισσότερων βαθμίδων.

1.1 Γενικά

Στο Σχήμα 1.1 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός ενισχυτή δυο βαθμίδων (σταδίων).

Ζητούμε να υπολογίσουμε : α) Την ολική απολαβή του ενισχυτή και β) Εξέταση αν ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά.

Μεγάλη σημασία στην λειτουργία ενός ενισχυτή έχει η προσαρμογή των βαθμίδων του, απόπου εξαρτάται και το ποσοστό σήματος που διοχετεύεται από την μια βαθμίδα στην άλλη. Στην περίπτωση της άσκησης μας θα εξετάσουμε τι ποσοστό σήματος διοχετεύεται από την γεννήτρια εισόδου στην πρώτη βαθμίδα εισόδου του ενισχυτή. Αυτό βασικά εξαρτάται από τις αντιστάσεις Z της ac πηγής και την αντίσταση εισόδου Z_{in} της πρώτης βαθμίδας του ενισχυτή.

Η αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ μπορεί τώρα να υπολογιστεί και την χαρακτηρίζουμε σαν R_{in} , ενώ σαν Z_{in} χαρακτηρίζουμε την ολική αντίσταση εισόδου του ενισχυτή. Η αντίσταση εισόδου R_{in} του τρανζίστορ βρίσκεται αν πολλαπλασιάσουμε με β το άθροισμα της αντίστασης R_E , που δεν παραλληλίζεται με πυκνωτή και της r_e , δηλαδή :

$$R_{in} = \beta(R_E + r_e) = 200(270\Omega + 11.4\Omega) = 56.3K\Omega$$

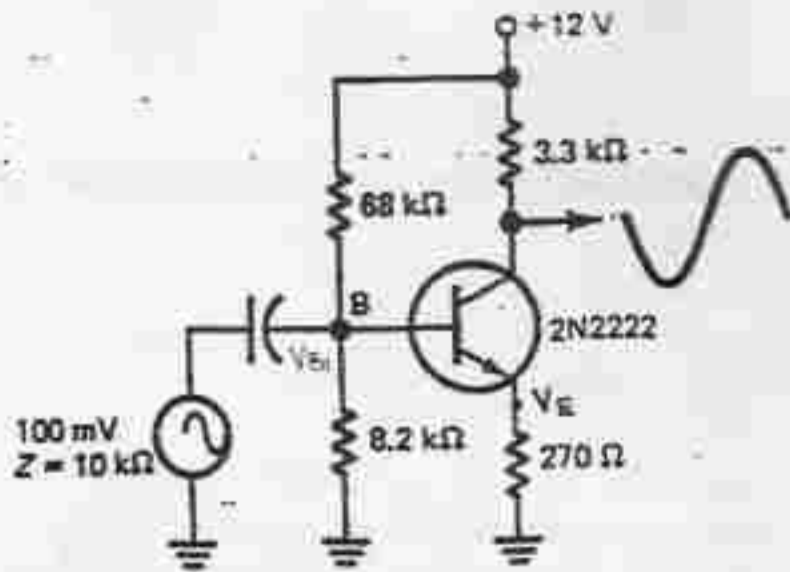
Σημείωση : 200 είναι μια καλή υπολογισμένη τιμή του β για το τρανζίστορ 2N2222. Επίσης σημειώστε ότι η r_e μπορεί χωρίς ουσιαστικό σφάλμα να αγνοηθεί (Η τιμή της r_e υπολογίζεται παρακάτω). Στην περίπτωση αυτή η αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ είναι :

$$R_{in} = \beta \times R_E = 200 \times 270 = 54K\Omega$$

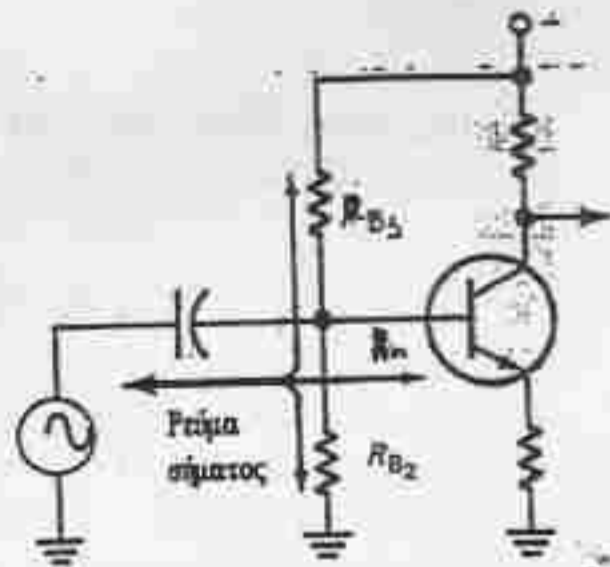
Στην περίπτωση που η αντίσταση εκπομπού παραλληλίζεται με πυκνωτή τότε για το ac σήμα η R_E είναι σαν να μην υπάρχει, άρα η αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ είναι :

$$R_{in} = 200 \times 11.4\Omega = 2.28K\Omega$$

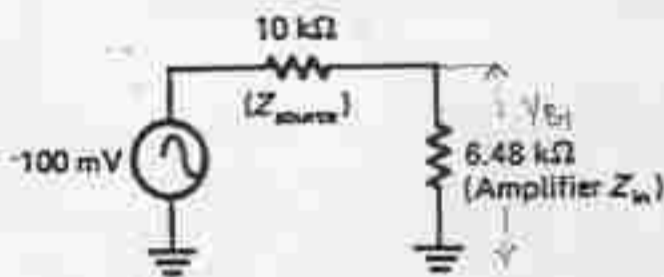
Με όλα τα παραπάνω μπορούμε να βρούμε τη σύνθετη αντίσταση εισόδου του ενισχυτή του σχ. 1.3(α). Στο Σχ. 1.2(α) φαίνονται οι ροές των ρευμάτων, ενώ στο Σχ. 1.2(β) φαίνεται το ac ισοδύναμο. Η dc πηγή τροφοδοσίας είναι γειωμένη, διότι στο ac έχει πάρα πολύ μικρή αντίσταση, όπως και οι αντιστάσεις πόλωσης R_{B1} και R_{B2} μαζί με το τρανζίστορ που παριστάνεται με την αντίσταση εισόδου.



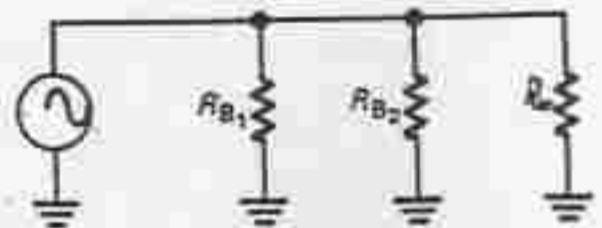
α) Ενισχυτής κενού εκπομπικού



α) Το ρεύμα σήματος εισόδου ρέει σε τρία τμήματα



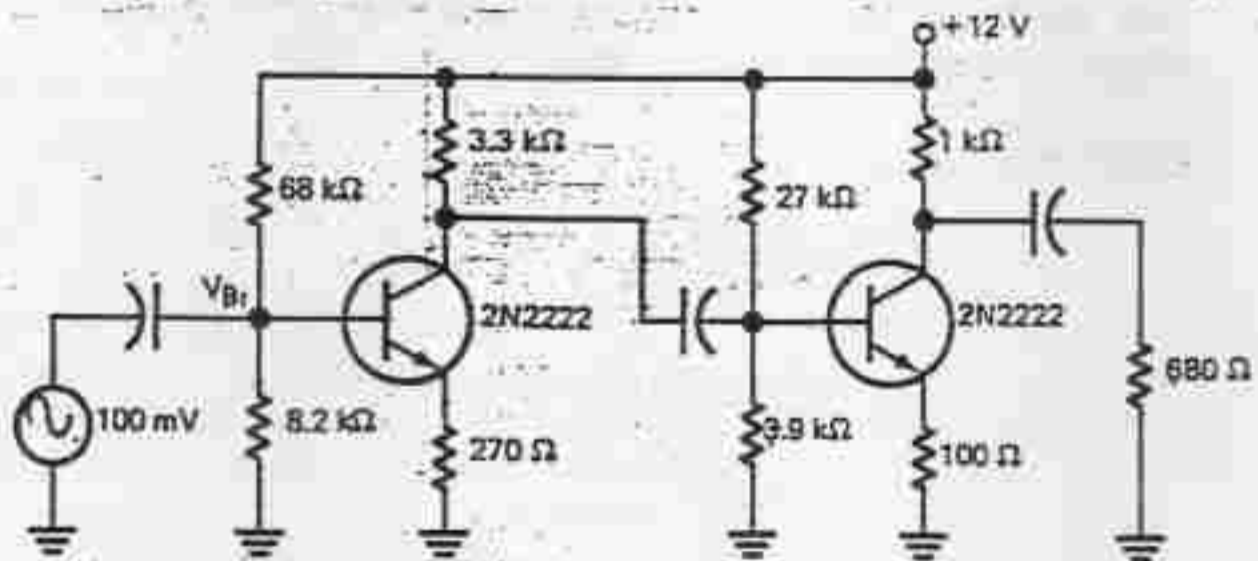
β) Το ισοδύναμο κύκλωμα εισόδου



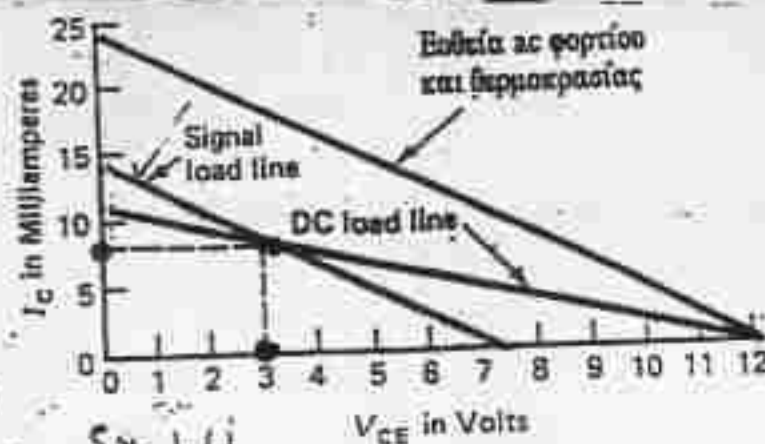
β) Το ισοδύναμο κύκλωμα

Σχήμα 1.3 Η είσοδος του ενισχυτή σαν φορτίο στην πηγή σήματος

Σχήμα 1.2 Σύνθετη αντίσταση εισόδου



Σχήμα 1.1 Ενισχυτής δύο σταδίων



Σχ. 1.4

του R_{in} . Μετά από αυτά η σύνθετη αντίσταση εισόδου Z_{in} υπολογίζεται με τη χρήση της εξίσωσης αμοιβαιότητας, δηλαδή:

$$Z_{in} = \frac{1}{1/R_{in} + 1/R_{in} + 1/R_{in}} = \frac{1}{1/68K + 1/82K + 1/56.3K} = 6.48K\Omega$$

Αν είχαμε πυκνωτή παράκαμψης στην R_E τότε η αντίσταση εισόδου του κυκλώματος είναι: $1.74K\Omega$, τιμή που επιβεβαιώνεται αν συνδυασθούν η $R_{in} = 2.28K\Omega$ με τις δυο αντιστάσεις βάσης. Επειδή είναι επιθυμητό να έχουμε τη σύνθετη αντίσταση εισόδου σε υψηλές τιμές σε μερικές εφαρμογές, κοιτάμε να αποφεύγουμε την παράκαμψη με πυκνωτές της αντίστασης εκτομπού.

Η ακριβή τιμή του σήματος που οδηγείται στον ενισχυτή

Το Σχ. 1.3(β) δείχνει το ισοδύναμο ac εισόδου του ενισχυτή του Σχ. 1.3(α). Όπως ακόμη φαίνεται η αντίσταση της πηγής και η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή αποτελούν ένα διαιρέτη τάσης. Με την σχέση του διαιρέτη τάσης μπορούμε να βρούμε την τάση V_{B_1} , που τελικά οδηγείται στην είσοδο του ενισχυτή.

$$V_{B_1} = \frac{Z_{in}}{Z_s + Z_{in}} \cdot 100mV = \frac{6.48K}{10K + 6.48K} \cdot 100mV = 39.3mV$$

Από την σχέση αυτή φαίνεται ότι τελικά ένα ποσοστό 39.3% του σήματος οδηγείται στην είσοδο του ενισχυτή.

Υπολογισμός της r_e

$$V_{B_1} = \frac{82K}{68K + 82K} \times 12V = 1.291V$$

$$V_E = 1.291V - 0.7V = 0.591V$$

$$I_E = \frac{0.591V}{270} = 2.19mA$$

$$r_e = \frac{25}{2.19} = 11.4\Omega$$

Α) Υπολογισμός της απολαβής

Ας εφαρμόσουμε λοιπόν ό,τι έχουμε μάθει μέχρι τώρα σε έναν ενισχυτή δυο σταδίων όπως φαίνεται αυτός στο σχ. 1.1. Γνωρίζοντας τον τρόπο υπολογισμού της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή θα μπορέσουμε να υπολογίσουμε την ενίσχυση από την πηγή μέχρι την αντίσταση φορτίου των 680Ω καθώς και το πλάτος του σήματος εξόδου.

Αρχίζουμε από την επίλυση του δεύτερου σταδίου για συνθήκες dc

$$V_{B2} = \frac{3.9k}{27k+3.9k} \times 12V = 1.515V$$

$$V_{E2} = 1.515V - 0.7 = 0.815V$$

$$I_{E2} = \frac{0.815V}{100} = 8.15mA$$

$$r_{e2} = \frac{25}{8.15} = 3.07\Omega$$

Η γνώση της τιμής της r_{e2} επιτρέπει να βρούμε την ενίσχυση τάσης για το δεύτερο στάδιο. Η ενίσχυση τάσης για έναν ενισχυτή κοινού εκπομπού βρίσκεται αν διαιρέσουμε το φορτίο συλλέκτη με την αντίσταση του κυκλώματος εκπομπού. Πάντως όταν το σήμα εξόδου αναπτύσσεται σε άλλη αντίσταση όπως η αντίσταση 680Ω στο σχ. 1.1, τότε το ολικό φορτίο συλλέκτη είναι μια ισοδύναμη παράλληλη αντίσταση των αντιστάσεων συλλέκτη και φορτίου γιατί από άποψη ac το φορτίο συλλέκτη γειώνεται μέσω της τάσης τροφοδοσίας και έτσι οι αντιστάσεις $1k\Omega$ και 680Ω είναι παράλληλα συνδεδεμένες με ισοδύναμη αντίσταση:

$$R_P = \frac{1k\Omega \cdot 680\Omega}{1k\Omega + 680\Omega} = 405\Omega$$

Η ενίσχυση τάσης είναι:

$$A_{v2} = \frac{R_P}{R_E + r_{e2}} = \frac{405}{100 + 3.07} = 3.93$$

Όπως έχουμε πει μπορεί να αγνοήσουμε την r_{e2} χωρίς ουσιαστικό λάθος. Πράγματι αγνοώντας την r_{e2} η ενίσχυση τάσης θα είναι 4.05.

Αν η αντίσταση εκπομπού παραλληλισθεί με πυκνωτές τότε η R_E ουσιαστικά από άποψη ac βραχυκυκλώνεται και η ενίσχυση τάσης είναι:

$$A_{v(\text{ΠΑΡΑΛΛΗΛΙΣΜΕΝΗ})} = \frac{405}{3.07} = 132$$

Προσθέτοντας φορτίο στον ενισχυτή αλλάζει η ενίσχυση της τάσης. Η ενίσχυση μικραίνει πάντοτε με την αύξηση του φορτίου. Η ερώτηση τώρα είναι τι δίνεται τελικά στο δεύτερο στάδιο στο Σχ. 1.1 από το πρώτο στάδιο. Η απάντηση είναι ότι το δεύτερο στάδιο είναι το φορτίο του πρώτου σταδίου και επομένως πρέπει να βρούμε την τιμή του, δηλαδή την αντίσταση εισόδου του δεύτερου σταδίου. Έτσι η αντίσταση εισόδου του δεύτερου τρανζίστορ είναι:

$$R_{i2} = 200(100\Omega + 3.07\Omega) = 20.6k\Omega$$

και η σύνθετη αντίσταση εισόδου του δεύτερου σταδίου είναι :

$$Z_{in2} = \frac{1}{\frac{1}{1,27k} + \frac{1}{1,39k} + \frac{1}{1,20k}} = 2,92k\Omega$$

Αυτή η αντίσταση των 2,92kΩ είναι παράλληλα προς την αντίσταση 3,3kΩ του συλλέκτη του πρώτου σταδίου, Σχ.1.1.

$$R_p = \frac{3,3k \times 2,92k}{3,3k + 2,92k} = 1,55k\Omega$$

Και η ενίσχυση του πρώτου σταδίου είναι :

$$A_{v1} = \frac{1550}{270 + 11,4} = 5,51$$

Η ολική ενίσχυση των δυο σταδίων του Σχ.1.1 είναι :

$$A_{\text{ολοκληρη}} = A_{v1} \times A_{v2} = 5,51 \times 3,93 = 21,7$$

Εφόσον η σύνθετη αντίσταση εισόδου καθορίζεται και από την αντίσταση της πηγής πρέπει να την λάβουμε υπόψη μας . Για μια ιδανική πηγή όμως (με αντίσταση μηδέν) το σήμα που θα αναπτυχθεί στην έξοδο ~~του πρώτου σταδίου~~ είναι :

$$V_{out} = V_{in} \cdot A_{\text{ολοκ}}.$$

$$V_{out} = 100mV \times 21,7 = 2,17V$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι το σημείο λειτουργίας δεν είναι η ιδανική τιμή που αντιστοιχεί στο μισό της τάσης τροφοδοσίας όπου και έχουμε γραμμική λειτουργία . Αυτό όμως συμβαίνει γιατί έχουμε πρώτον σύζευξη RC και δεύτερον φορτίο 680Ω στο δεύτερο στάδιο . Έχουμε ήδη επιλύσει το δεύτερο στάδιο για συνθήκες dc και έχουμε βρει ότι $V_{E2} = 0,815V$ και $I_E = 8,15mA$. Υποθέτουμε ότι το ρεύμα συλλέκτη είναι ίσο με το ρεύμα εκπομπού και έτσι η τάση στο φορτίο θα είναι :

$$V_{RL} = V_{RC} = 8,15mA \times 1k\Omega = 8,15V$$

Με το νόμο του Kirchoff έχουμε :

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{RL} - V_E = 12V - 8,15V - 0,815V = 3,04V \quad (\text{σημείο ηρεμίας})$$

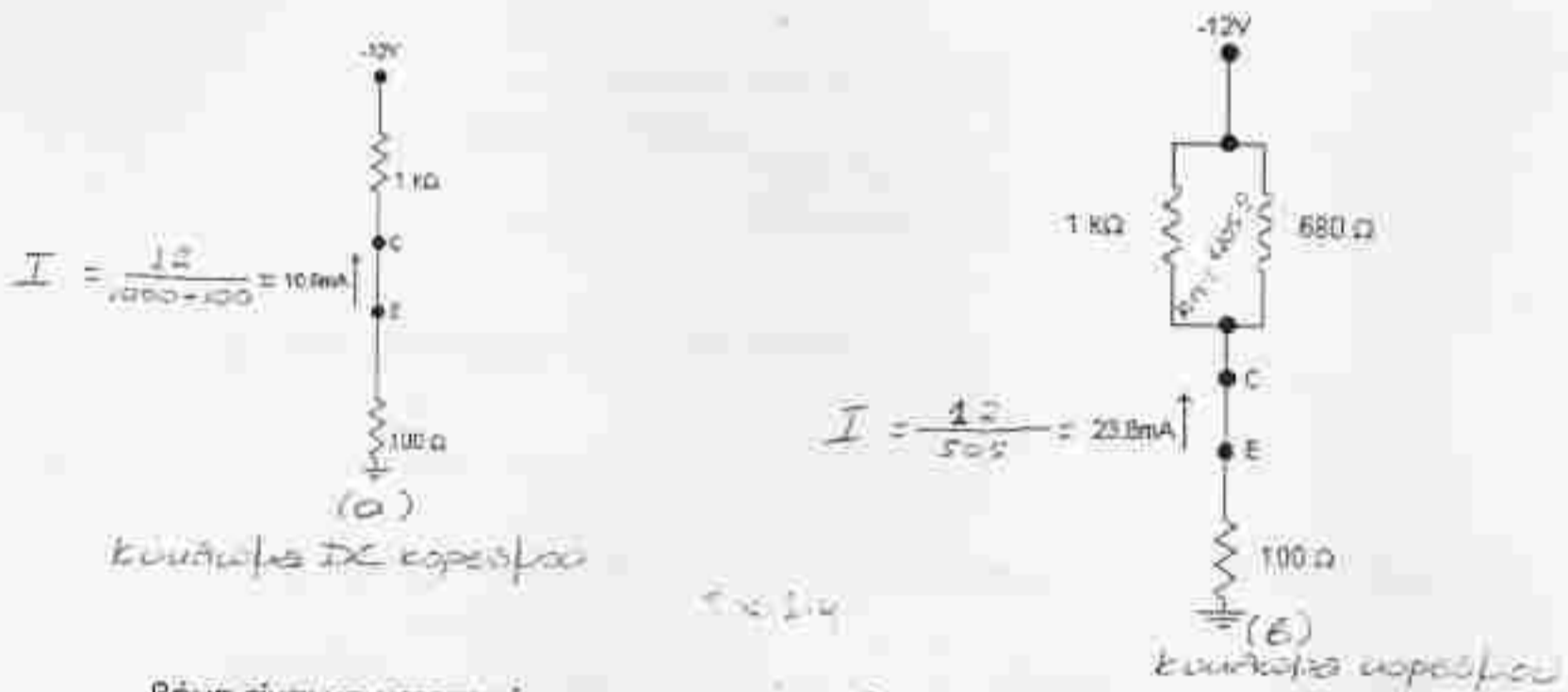
Το μισό της τάσης τροφοδοσίας είναι 6V . Μια γραφική προσέγγιση θα μας χρησιμεύσει να ερευνήσουμε αν ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά .

Β) Διερεύνηση γραμμικής λειτουργίας.

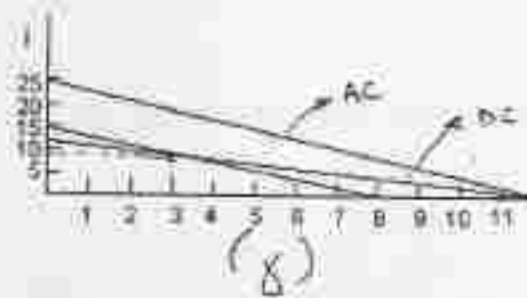
Στο Σχ. 1.4 φαίνεται η ανάπτυξη της γραμμής φορτίου σήματος σε ενισχυτή με φορτίο . Η γραμμή φορτίου DC χαράσσεται πρώτη και εκτείνεται από τα 12V μέχρι τα 10,9mA (Σχ.1.5^ο). Το σημείο ηρεμίας τοποθετείται σ' αυτήν την γραμμή και

καθορίζεται από το στατικό ρεύμα και την στατική τάση του τρανζίστορ. Το σημείο ηρεμίας είναι ακόμη ένας όρος στα ηλεκτρονικά. Σημειώστε λοιπόν ότι το σημείο ηρεμίας δεν είναι το μέσον της ευθείας φορτίου. Όταν χαραχθεί η dc γραμμή φορτίου και οριστεί το σημείο ηρεμίας τότε μπορεί να χαραχθεί η προσωρινή ac γραμμή φορτίου. Στο Σχ.1.5 φαίνεται η διάφορα μεταξύ ac και dc κορεσμού. Εφόσον έχουμε βρει ότι η αντίσταση των 680Ω είναι παράλληλα με την αντίσταση συλλέκτη, το ρεύμα κορεσμού ac θα είναι μεγαλύτερο από το αντίστοιχο dc.

Η προσωρινή ac γραμμή φορτίου αρχίζει λοιπόν από την τάση τροφοδοσίας δηλαδή τα 12V και φτάνει στο ρεύμα κορεσμού που είναι 23.8 mA. Αυτή η ευθεία έχει σωστή κλίση αλλά δεν περνά από το σημείο ηρεμίας. Το τελευταίο



βήμα είναι να μετατοπίσουμε την προσωρινή ac γραμμή φορτίου περίπου παράλληλα (κρατώντας σταθερό το σημείο της τάσης τροφοδοσίας) έως ότου



Σχ 14

περάσει από το σημείο ηρεμίας Q.

Η γραμμή φορτίου σήματος φαίνεται στα Σχ. 1.4 και 1.5 και καθορίζει τα όρια του ενισχυτή.

Εφόσον το Q είναι περίπου στο μέσον της γραμμής φορτίου σήματος τα όρια του είναι περίπου συμμετρικά. Όταν καθορισθούν τα όρια τότε μπορεί να βρεθούν η θετική και η αρνητική κορυφή του σήματος εξόδου έτσι ώστε να έχουν περίπου το ίδιο μέγεθος.

Η γραμμή φορτίου σήματος δείχνει αν ένας ενισχυτής εργάζεται γραμμικά. Φυσικά είναι επιθυμητό να είναι στο κέντρο της, αφού επίσης δείχνει τη μέγιστη από κορυφή σε κορυφή διακύμανση της τάσης εξόδου. Στο σχ. 1.5 η τάση αυτή είναι $7V_{PP}$ και είναι σημαντικά κατώτερη από την τάση τροφοδοσίας. Αυτό εξηγείται όταν έχουμε τον ενισχυτή μας να έχει σαν φορτίο άλλο στάδιο ενίσχυσης ή άλλο κύκλωμα ή στοιχείο.

ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ

Χαρακτηρικό Μεγ	HWR	FWR	Γέφυρα
Τάση εισόδου V_{1rms}	V_{2rms}	$V_{2rms}/2$	V_{2rms}
Αριθμός διόδων	1	3	4
P.I.V.	V_p	$2V_p$	V_p
V_{DC}	V_p/π	$2V_p/\pi$	$2V_p/\pi$
I_{DC}	I_p/π	$2I_p/\pi$	$2I_p/\pi$
I_{rms}	$I_p/\sqrt{2}$	$I_p/\sqrt{2}$	$I_p/\sqrt{2}$
V_{rms}	$V_p/2$	$V_p/\sqrt{2}$	$V_p/\sqrt{2}$
P_{DC}	$I_{DC}^2 \cdot R$	$I_{DC}^2 \cdot R$	$I_{DC}^2 \cdot R$
P_{ac}	$I_{rms}^2 \cdot R$	$I_{rms}^2 \cdot R$	$I_{rms}^2 \cdot R$
Βαθμός απόδοσης η	$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{ac}} = 40.6\%$	$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{ac}} = 81.2\%$	$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{ac}} = 81.2\%$
Βαθμός κυμάτωσης	1.21	0.482	0.482
Συχνότητα κυμάτωσης	f	$2f$	$2f$
Μέση τιμή τάσης	$V_{av} = V_{rms} \cdot 0.45$	$V_{av} = V_{rms} \cdot 0.90$	$V_{av} = V_{rms} \cdot 0.90$

Ακόμη ισχύουν οι σχέσεις:

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I d(\omega t)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I^2 d(\omega t)}$$

$$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = 0.707V_p$$

$$V_{av} = \frac{2}{\pi} V_p = 0.637V_p$$

ποτέλεσμα της Ασκήσης 4.25). (γ) Βρείτε προσεγγιστικές τιμές για το από κορυφή σε κορυφή πλάτος του i_b και της v_{be} . (δ) Υποθέτοντας ότι οι $i_c - v_{ce}$ καμπύλες είναι οριζόντιες (δηλαδή αγνοώντας το φαινόμενο Early) βρείτε τα I_C και V_{CE} . (ε) Βρείτε το από κορυφή σε κορυφή πλάτος των i_c και v_{ce} . (στ) Ποιό είναι το κέρδος τάσης του ενισχυτή;

Απ. (α) 10 μA , (β) 2.5 k Ω , (γ) 4 μA , 10 mV, (δ) 1 mA, 5 V, (ε) 0.4 mA, 2 V, (στ) -5 V/V

4.10 ΠΟΛΩΣΗ ΤΟΥ ΔΙΠΟΛΙΚΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΓΙΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΜΕ ΔΙΑΚΡΙΤΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

Το πρόβλημα της πόλωσης συνίσταται στην εφαρμογή ενός σταθερού dc ρεύματος στον εκπομπό του τρανζίστορ. Το ρεύμα αυτό θα πρέπει να είναι καθορισμένο, προβλέψιμο και αναίσθητο στις θερμοκρασιακές μεταβολές και στις μεγάλες μεταβολές του β , που συναντώνται στα τρανζίστορ του ίδιου τύπου. Στην ενότητα αυτή θα ασχοληθούμε με τις κλασικές μεθόδους επίλυσης του προβλήματος πόλωσης στα κυκλώματα με τρανζίστορ που έχουν σχεδιαστεί για υλοποίηση με διακριτά στοιχεία. Μέθοδοι πόλωσης για σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων παρουσιάζονται στο Κεφ. 6.

Πόλωση με Χρήση Ενός Τροφοδοτικού

Στο Σχήμα 4.38(α) φαίνεται ο τρόπος που συνήθως χρησιμοποιείται για πόλωση ενισχυτή με ένα τρανζίστορ, όταν μόνο ένα τροφοδοτικό είναι διαθέσιμο. Η τεχνική αυτή συνίσταται στην τροφοδότηση της βάσης του τρανζίστορ με ένα κλάσμα της τάσης τροφοδοσίας V_{CC} μέσω του διαιρέτη τάσης R_1, R_2 . Επιπρόσθετα μια αντίσταση R_E είναι συνδεδεμένη στον εκπομπό.

Στο Σχ. 4.38(β) φαίνεται το ίδιο κύκλωμα με το δίκτυο διαίρεσης τάσης να έχει αντικατασταθεί από το ισοδύναμο του Thevenin.

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (4.44)$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.45)$$

Το ρεύμα I_E μπορεί να βρεθεί γράφοντας την εξίσωση βρόχου Kirchhoff για το βρόχο βάσης-εκπομπού-γης και αντικαθιστώντας το I_B με $I_E / (\beta + 1)$:

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B / (\beta + 1)} \quad (4.46)$$

ρεί να ικανοποιηθεί κρατώντας τη R_B μικρή. Αυτό με τη σειρά του επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας χαμηλές τιμές για τις R_1 και R_2 . Ωστόσο, χαμηλότερες τιμές για τις R_1 και R_2 σημαίνει ότι το τροφοδοτικό πρέπει να δώσει περισσότερο ρεύμα το οποίο κάτω από κανονικές συνθήκες θα χαμηλώσει την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή (αν το σήμα εισόδου είναι συζευγμένο στη βάση). Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η Συνθήκη (4.48) σημαίνει ότι θέλουμε να κάνουμε την τάση βάσης ανεξάρτητη της τιμής του β και να την ορίσουμε μόνο από το διαιρέτη τάσης. Αυτό προφανώς θα ικανοποιηθεί αν το ρεύμα στο διαιρέτη είναι πολύ μεγαλύτερο από το ρεύμα βάσης. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι οι R_1 και R_2 διαλέγονται έτσι ώστε το ρεύμα τους να είναι στην περιοχή I_E μέχρι $0.1 I_E$.

Μπορούμε να κατανοήσουμε καλύτερα το μηχανισμό με τον οποίο η πόλωση σταθεροποιεί το ρεύμα δε του εκπομπού (και επομένως και του συλλέκτη), θεωρώντας τη λειτουργία ανάδρασης που προκαλεί η R_E . Ας πούμε ότι για κάποιο λόγο, το ρεύμα εκπομπού αυξάνεται. Η πτώση τάσης πάνω στη R_E και επομένως η V_E , αυξάνεται ανάλογα. Τώρα αν η τάση βάσης προσδιορίζεται κυρίως από το διαιρέτη τάσης R_1, R_2 (αν η R_B είναι μικρή), η αύξηση στη V_E θα προκαλέσει μείωση στη V_{BE} . Αυτή με τη σειρά της μειώνει το ρεύμα συλλέκτη (και εκπομπού), πράγμα που είναι προς την αντίθετη κατεύθυνση της αρχικής υπόθεσής μας. Έτσι η R_E προκαλεί δράση αρνητικής ανάδρασης που σταθεροποιεί το ρεύμα πόλωσης. Θα μελετήσουμε επισταμένως την αρνητική ανάδραση στο Κεφ. 8.

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 4.12

Θέλουμε να σχεδιάσουμε το κύκλωμα πόλωσης του ενισχυτή του Σχ. 4.38 ώστε να πάρουμε $I_E = 1 \text{ mA}$ με χρήση τροφοδοτικού $V_{CC} = +12 \text{ V}$.

Λύση

Θα χρησιμοποιήσουμε τον κανόνα που δόθηκε προηγουμένως και θα ανεθέσουμε στην πτώση τάσης κατά μήκος της R_2 το ένα τρίτο της τάσης του τροφοδοτικού και άλλο ένα τρίτο κατά μήκος της R_C αφήνοντας ένα τρίτο για περιθώριο μεταβολής του σήματος πάνω στο συλλέκτη. Έτσι

$$V_B = +4 \text{ V}$$

$$V_E = 4 - V_{BE} \approx 3.3 \text{ V}$$

και η R_E βρίσκεται από

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = 3.3 \text{ k}\Omega$$

Από την παραπάνω συζήτηση επιλέγουμε ρεύμα διαιρέτη τάσης ίσο με $0.1 I_E$. Αγνοώντας το ρεύμα βάσης βρίσκουμε

$$R_1 + R_2 = \frac{12}{0.1I_E} = 120 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = 4 \text{ V}$$

Έτσι $R_2 = 40 \text{ k}\Omega$ και $R_1 = 80 \text{ k}\Omega$.

Στο σημείο αυτό είναι καλό να κάνουμε μια πιο ακριβή εκτίμηση της τιμής του I_E παίρνοντας υπόψη μας το μη μηδενικό ρεύμα βάσης. Χρησιμοποιώντας την Εξ. (4.46) και υποθέτοντας ότι το β είναι 100 έχουμε

$$I_E = \frac{3.3}{3.3 + 0.267} = 0.93 \text{ mA}$$

Θα μπορούσαμε φυσικά να πετύχουμε τιμή ακόμα πιο κοντά στο 1 mA σχεδιάζοντας με χρήση των ακριβών εξισώσεων. Ωστόσο, εφόσον η δουλειά μας βασίζεται στα μοντέλα πρώτης τάξης, δεν έχει νόημα να επιδιώκουμε ακρίβεια μεγαλύτερη του 5% ή 10%.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι αν θέλουμε να τραβήξουμε περισσότερο ρεύμα από το τροφοδοτικό και αν δεχτούμε χαμηλότερη αντίσταση εισόδου για τον ενισχυτή τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ρεύμα διαιρέτη τάσης ίσο με I_E . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να θέσουμε $R_1 = 8 \text{ k}\Omega$ και $R_2 = 4 \text{ k}\Omega$. Το αποτέλεσμα αυτής της επιλογής στην αντίσταση εισόδου του ενισχυτή θα αναλυθεί στην Ενότητα 4.11. Θα αναφερόμαστε στο κύκλωμα που χρησιμοποιεί τις παραπάνω τιμές ως Σχεδίαση 2, για την οποία η πραγματική τιμή του I_E θα είναι

$$I_E = \frac{3.3}{3.3 + 0.026} \cong 1 \text{ mA}$$

Η τιμή της R_C μπορεί να βρεθεί από

$$R_C = \frac{12 - V_C}{I_C}$$

Έτσι, για τη Σχεδίαση 1 έχουμε

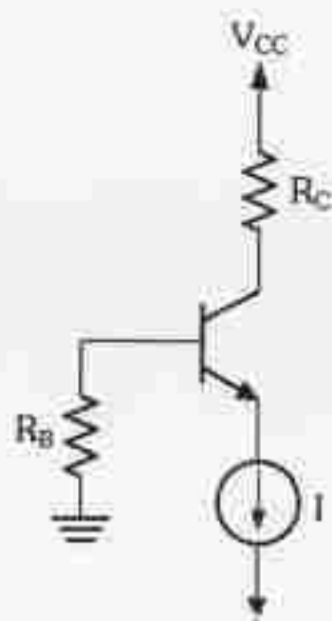
$$R_C = \frac{12 - 8}{0.99 \times 0.93} = 4.34 \text{ k}\Omega$$

ενώ για τη Σχεδίαση 2:

$$R_C = \frac{12 - 8}{0.99 \times 1} = 4.04 \text{ k}\Omega$$

Για λόγους απλότητας διαλέγουμε $R_C = 4 \text{ k}\Omega$ και για τις δύο περιπτώσεις

Σχ. 4.41
Ένα τρανζίστορ πολωμένο από σταθερή πηγή ρεύματος I .



$$V_{CB} = I_B R_B = I_E \frac{R_B}{\beta + 1} \quad (4.51)$$

Η σταθερότητα πόλωσης στο κύκλωμα επιτυγχάνεται με την αρνητική ανάδραση που δίνει η αντίσταση R_B . Θα συναντήσουμε τέτοια κυκλώματα κατά τη μελέτη της ανάδρασης στο Κεφάλαιο 8.

Άσκηση

Σ4.29 Σχεδιάστε το κύκλωμα του Σχ. 4.40 ώστε να δώσει ρεύμα dc εκπομπού ίσο με 1 mA και να εξασφαλίσει μεταβολή σήματος ± 2 V στο συλλέκτη. Θεωρήστε $V_{CC} = 10$ V και $\beta = 100$.

Απ. $R_B = 202$ k Ω , $R_C = 7.3$ k Ω . Παρατηρήστε ότι αν χρησιμοποιηθούν αντιστάσεις με ανοχή 5% (Παράρτημα ΣΤ), τότε $R_B = 200$ k Ω , $R_C = 7.5$ k Ω . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα $I_E = 0.98$ mA και $V_C = 2.64$ V.

Πόλωση με Χρήση Πηγής Ρεύματος

Το διπολικό τρανζίστορ μπορεί να πολωθεί με χρήση μιας σταθερής πηγής ρεύματος I , όπως φαίνεται στο κύκλωμα του Σχ. 4.41. Το κύκλωμα αυτό έχει το πλεονέκτημα ότι το ρεύμα εκπομπού είναι ανεξάρτητο από τις τιμές των β και R_B . Έτσι, η R_B μπορεί να γίνει μεγάλη αυξάνοντας την αντίσταση εισόδου στη βάση χωρίς να επηρεάζεται σημαντικά η σταθερότητα της πόλωσης. Η σταθερή πηγή ρεύματος I μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί με τη χρήση ενός ακόμη διπολικού τρανζίστορ, όπως θα δείξουμε στο Κεφ. 6.

Άσκηση

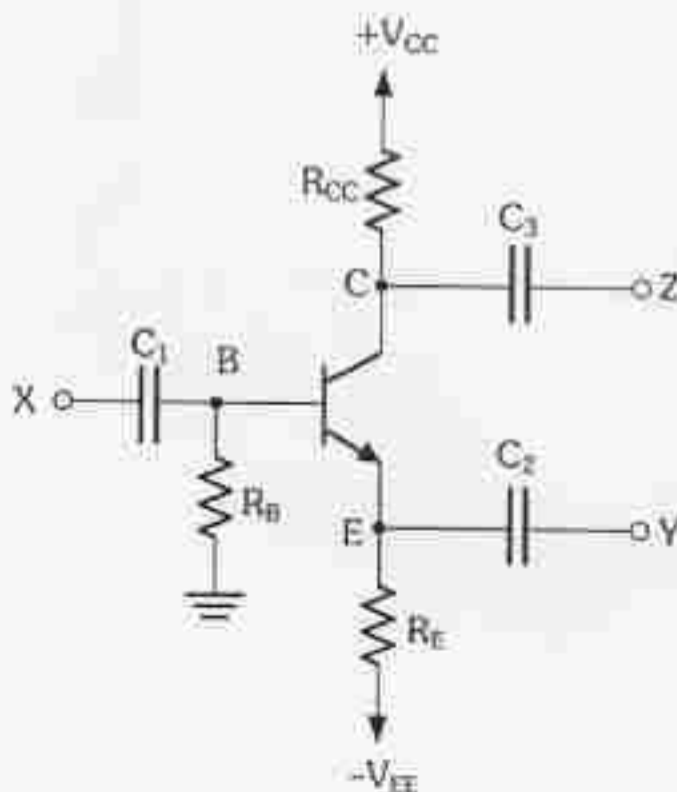
4.30 Για το κύκλωμα του Σχ. 4.41 με $V_{CC} = 10$ V, $I = 1$ mA, $\beta = 100$, $R_B = 100$ k Ω και $R_C = 7.5$ k Ω , βρείτε τις dc τάσεις στη βάση, τον εκπομπού και το συλλέκτη.

Απ. -1 V, -1.7 V, +2.5 V

4.11 ΒΑΣΙΚΕΣ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΕΝΟΣ ΣΤΑΔΙΟΥ ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΑ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

Στην ενότητα αυτή θα μελετήσουμε τις τρεις βασικές συνδεσμολογίες ενισχυτών με διπολικά τρανζίστορ: κοινού εκπομπού (CE), κοινής βάσης (CB) και κοινού συλλέκτη (CC). Για να διευκολυνθεί η σύγκριση μεταξύ των χαρακτηριστικών των τριών συνδεσμολογιών, και τα τρία κυκλώματα θα εξαχθούν από το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχ. 4.42, το οποίο μπορεί να θεωρηθεί συνδεσμολογία **οικουμενικού ενισχυτή**.

Όπως είδαμε έχουν χρησιμοποιηθεί δύο τροφοδοτικά για την πόλωση και έτσι μόνο μια αντίσταση, η R_B , απαιτείται για την εφαρμογή της dc τάσης στη βάση. Η σχεδίαση του κυκλώματος πόλωσης είναι άμεση και ακολουθεί τη μέθοδο που μελετήθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Τρεις μεγάλοι πυκνωτές, ο C_1 , ο C_2 και ο C_3 , είναι συνδεδεμένοι στη βάση, τον εκπομπού και το συλλέκτη αντίστοιχα. Όπως θα δούμε παρακάτω, οι πυκνωτές αυτοί χρησιμοποιούνται για να συνδέουν τους ακροδέκτες του διπολικού τρανζίστορ στην πηγή σήματος, στο φορτίο ή στη γη. Επειδή οι πυκνωτές αποκόπτουν τη συνεχή συνιστώσα, οι συνδέσεις αυτές δεν επηρεάζουν τις συνθήκες πόλωσης του τρανζίστορ. Αυτό είναι το μεγάλο πλεονέκτημα της σύζευξης ac. Το κυριότερο μειονέκτημα είναι η απαίτηση για μεγάλους πυκνωτές, πράγμα που καθιστά το κύκλωμα υλοποιήσιμο μόνο με διακριτά στοιχεία. Πρέπει να σημειωθεί εδώ ότι παρά το γεγονός ότι οι βασικές συνδεσμολογίες ενισχυτών μελετώνται σε αυτή την ενότητα στη μορφή χωρητικής ζεύξης, τα χαρακτηριστικά τους παραμένουν αναλλοίωτα και στη μορφή άμεσης ζεύξης. Η τελευταία αυτή μορφή χρησιμοποιείται κατά τη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, όπως θα δείξουμε στα Κεφάλαια 6 και 10.



Σχ. 4.42

Ένας οικουμενικός ενισχυτής τρανζίστορ. Οι πυκνωτές C_1 , C_2 και C_3 χρησιμεύουν για να συνδέουν τους αντίστοιχους ακροδέκτες του τρανζίστορ στην πηγή σήματος, στο φορτίο ή στη γη. Με τον τρόπο αυτό, δημιουργούνται οι τρεις βασικές συνδεσμολογίες ενισχυτή με τρανζίστορ, CE, CB και CC.

Άσκηση

4.31 Για το κύκλωμα του Σχήματος 4.42 έστω $R_B = 100 \text{ k}\Omega$, $R_E = 10 \text{ k}\Omega$, $R_C = 10 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = V_{EE} = 10 \text{ V}$, $\beta = 100$ και $V_A = 100 \text{ V}$. Βρείτε τις τιμές των V_B , V_E , I_C και V_C . Ακόμα, βρείτε τις τιμές των παραμέτρων ασθενούς σήματος g_m , r_e , r_n και r_o στο σημείο πόλωσης.

Απ. $V_B = -0.84 \text{ V}$, $V_E = -1.54 \text{ V}$, $I_C = 0.84 \text{ mA}$, $V_C = +1.6 \text{ V}$, $g_m = 33.6 \text{ mA/V}$, $r_e \cong 30 \Omega$, $r_n \cong 3 \text{ k}\Omega$, $r_o = 119 \text{ k}\Omega$

Η Ζώνη Μεσαίων Συχνοτήτων

Στην ανάλυση που ακολουθεί θα υποθέσουμε ότι οι πυκνωτές C_1 , C_2 και C_3 είναι πολύ μεγάλοι (ιδανικά άπειροι) και έτσι θα αναβάλουμε τη μελέτη της επίδρασής τους στο κέρδος του ενισχυτή μέχρι το Κεφάλαιο 7. Στο Κεφάλαιο 7 θα δούμε ότι οι πεπερασμένες τιμές των C_1 , C_2 και C_3 προκαλούν μείωση του κέρδους του ενισχυτή στις χαμηλές συχνότητες. Θα δειχτεί επίσης ότι το κέρδος του ενισχυτή πέφτει και στις υψηλές συχνότητες. Το τελευταίο αυτό φαινόμενο ωστόσο οφείλεται στις εσωτερικές χωρητικότητες του τρανζίστορ (ή ακριβέστερα στα φυσικά φαινόμενα που μοντελοποιούνται με τους πυκνωτές). Στο παρόν κεφάλαιο θα αγνοήσουμε την επίδραση αυτών των εσωτερικών χωρητικότητων. Με άλλα λόγια η ανάλυση στο παρόν κεφάλαιο υποθέτει ότι η συχνότητα του σήματος είναι αρκετά υψηλή ώστε να υποθέτουμε ότι οι C_1 , C_2 και C_3 λειτουργούν ως βραχυκυκλώματα, αλλά αρκετά χαμηλή ώστε να αγνοούνται οι εσωτερικές χωρητικότητες του τρανζίστορ. Μια τέτοια συχνότητα λέμε ότι βρίσκεται στη **μεσαία ζώνη συχνοτήτων** του ενισχυτή.

Ο Ενισχυτής Κοινού Εκπομπού

Η συνδεσμολογία ενισχυτή κοινού εκπομπού μπορεί να εξαχθεί από το κύκλωμα του Σχ. 4.42 συνδέοντας τον ακροδέκτη Y στη γη, τον ακροδέκτη X στην πηγή σήματος εισόδου και τον ακροδέκτη Z στην αντίσταση φορτίου. Το κύκλωμα που προκύπτει φαίνεται στο Σχ. 4.43(α). Ο μεγάλος πυκνωτής C_2 παρέχει γείωση σήματος στον εκπομπό. Έτσι το κύκλωμα μπορεί να θεωρηθεί δίθυρο δίκτυο με τη θύρα εισόδου μεταξύ βάσης και εκπομπού και τη θύρα εξόδου μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού. Ο εκπομπός σε δυναμικό γης είναι ο κοινός ακροδέκτης μεταξύ εισόδου και εξόδου. Από εκεί προκύπτει και το όνομα ενισχυτής κοινού εκπομπού ή γειωμένου εκπομπού.

Παρατηρήστε ότι ενώ οι πυκνωτές C_1 και C_3 χρησιμοποιούνται για τη ζεύξη της πηγής σήματος και του φορτίου στο τρανζίστορ, ο πυκνωτής C_2 χρησιμοποιείται για να βραχυκυκλώνει τον εκπομπό στη γη στις συχνότητες του σήματος. Έτσι το ρεύμα σήματος στον εκπομπό ρέει διαμέσου του

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Ενισχυτές μικρών σημάτων χαμηλών συχνοτήτων (Χ.Σ)

- Δέχονται στην είσοδό τους μικρό σήμα τάξης π.χ 1μV
- Σπάνια αποτελούνται από μια βαθμίδα

DC και AC ανάλυση

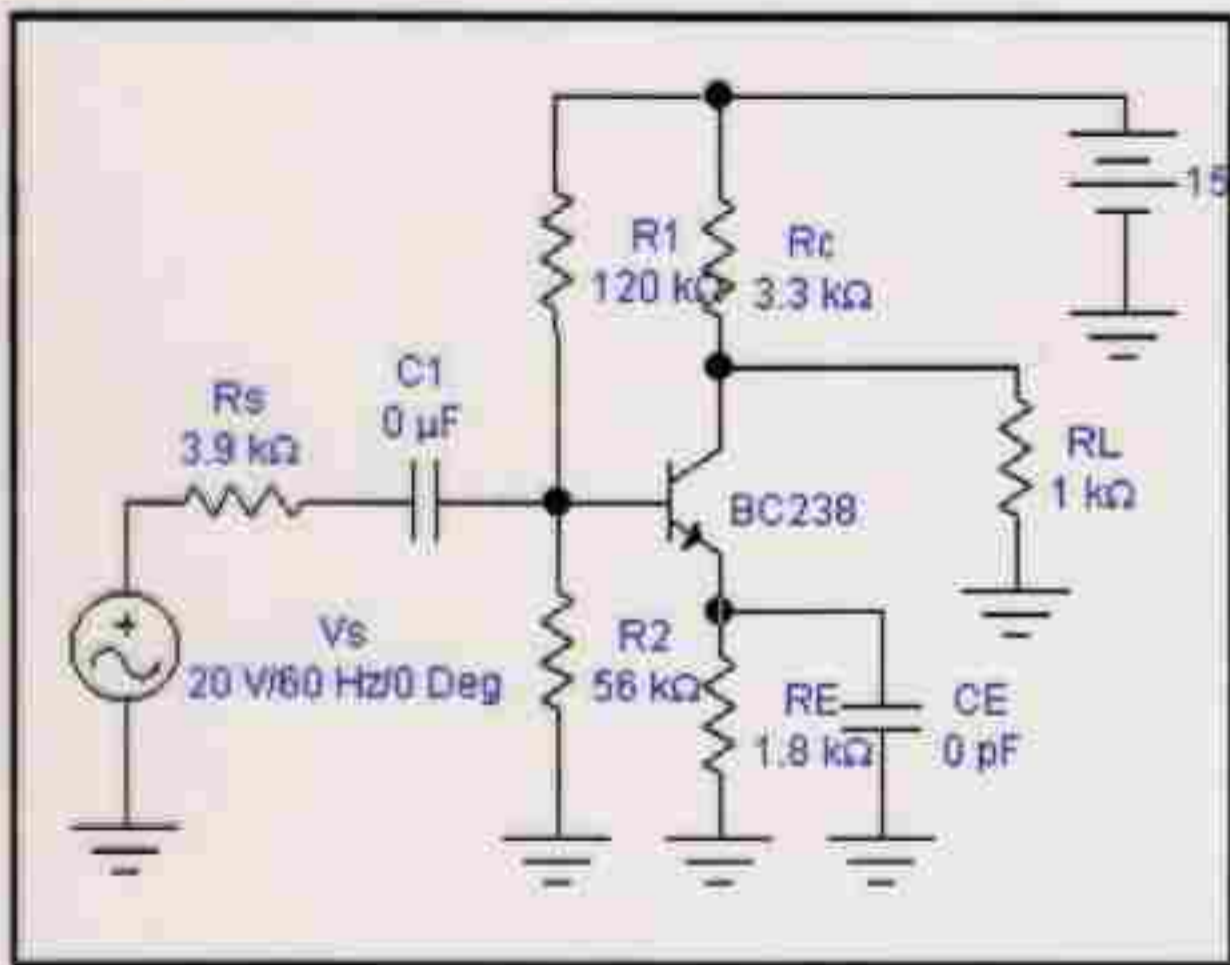
- **Μικρό σήμα** : ένα ac σήμα είναι μικρό όταν το p-p ρεύμα εκπομπού είναι μικρότερο από το 10% του dc ρεύματος εκπομπού . Αυτός είναι ένας κανόνας για να εξαλειφθεί μια παραμόρφωση στην έξοδο .
- Οι ενισχυτές για τους οποίους ισχύει ο κανόνας αυτός , λέγονται ενισχυτές **μικρού - σήματος**. Αυτοί οι τύποι ενισχυτών χρησιμοποιούνται για παράδειγμα στην είσοδο των ραδιοφωνικών και τηλεοπτικών δεκτών , όπου το σήμα εισόδου από την κεραία είναι πολύ μικρό .

I. DC ισοδύναμο κύκλωμα: πως το βρίσκουμε

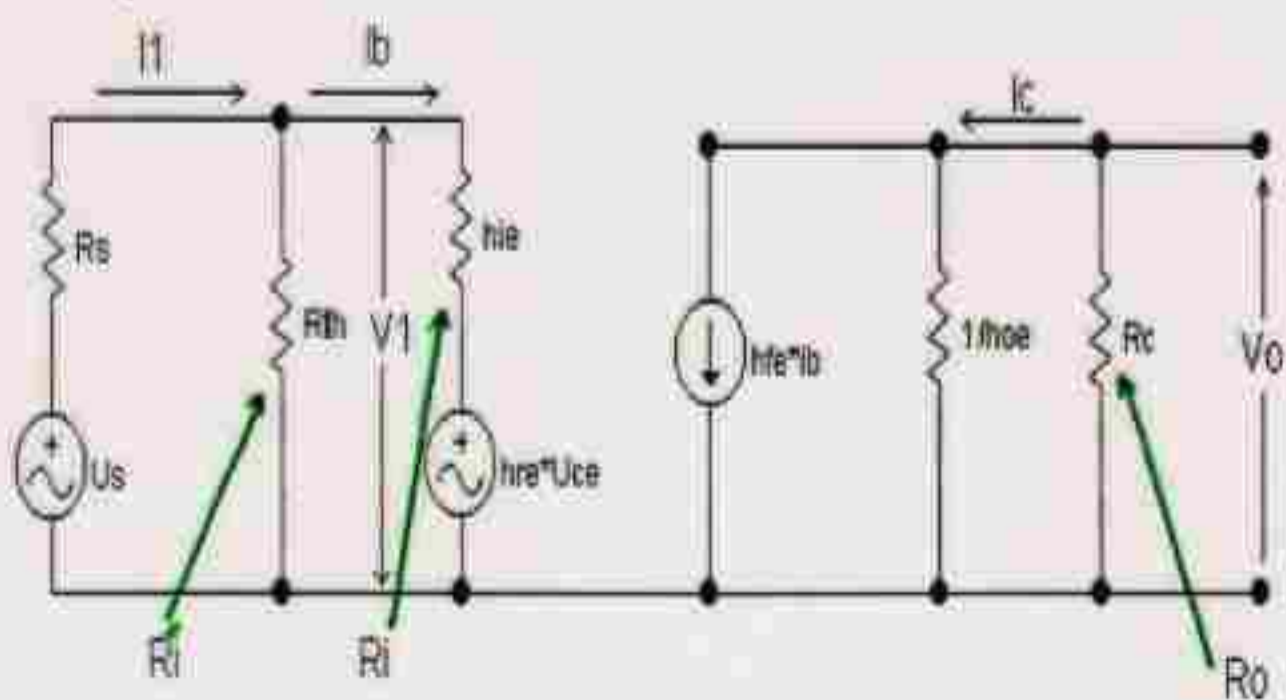
1. Μηδενίζουμε την ac πηγή (ή βραχυκυκλώνουμε την ac πηγή)
2. Ανοίγουμε όλους τους πυκνωτές (ή αποσυνδέουμε τους πυκνωτές)
3. Αναλύουμε το dc ισοδύναμο κύκλωμα
Από το κύκλωμα που απομένει βρίσκουμε dc ρεύμα και τάση .

II. AC ισοδύναμο κύκλωμα: πως το βρίσκουμε

1. Μηδενίζουμε όλες τις dc πηγές (ή βραχυκυκλώνουμε τις dc πηγές)
 2. Βραχυκυκλώνουμε όλους τους πυκνωτές
 3. Αναλύουμε το ac ισοδύναμο κύκλωμα
Από το κύκλωμα που απομένει βρίσκουμε ac ρεύμα και τάση
-



Ενισχυτής Κ.Ε



Σχήμα AC ισοδύναμο

ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ

Χαρακτηρικό Μεγ	HWR	FWR	Γέφυρα
Τάση εισόδου V_{rms}	V_{rms}	$V_{rms}/2$	V_{rms}
Αριθμός διόδων	1	3	4
P.L.V.	V_p	$2V_p$	V_p
V_{DC}	V_p/π	$2V_p/\pi$	$2V_p/\pi$
I_{DC}	I_p/π	$2I_p/\pi$	$2I_p/\pi$
I_{rms}	$I_p/\sqrt{2}$	$I_p/\sqrt{2}$	$I_p/\sqrt{2}$
V_{rms}	$V_p/\sqrt{2}$	$V_p/\sqrt{2}$	$V_p/\sqrt{2}$
P_{DC}	$I_{DC} \cdot R$	$I_{DC} \cdot R$	$I_{DC} \cdot R$
P_{ac}	$I_{rms}^2 \cdot R$	$I_{rms}^2 \cdot R$	$I_{rms}^2 \cdot R$
Βαθμός απόδοσης η	$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{ac}} = 40.6\%$	$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{ac}} = 81.2\%$	$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{ac}} = 81.2\%$
Βαθμός κυμάτωσης	1.21	0.482	0.482
Συχνότητα κυμάτωσης	f	$2f$	$2f$
Μέση τιμή τάσης	$V_{av} = V_{rms} \cdot 0.45$	$V_{av} = V_{rms} \cdot 0.90$	$V_{av} = V_{rms} \cdot 0.90$

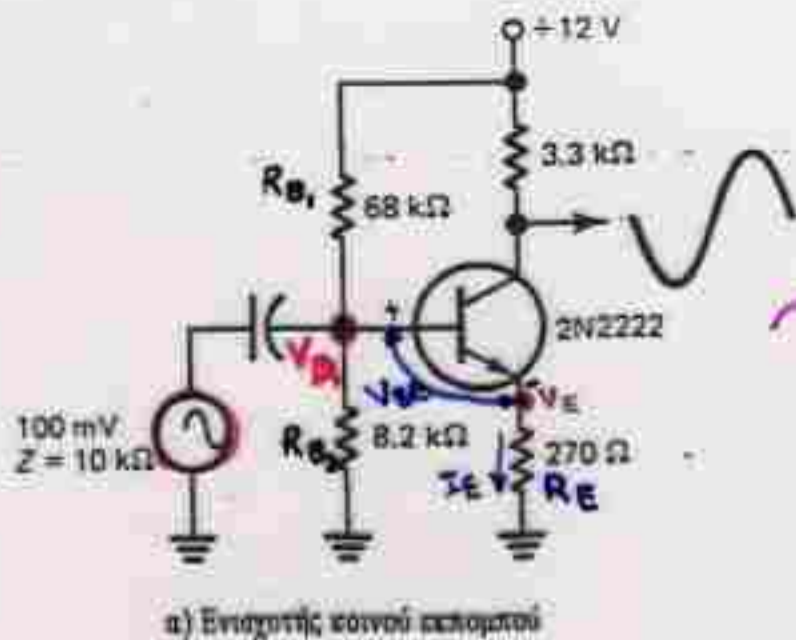
Ακόμη ισχύουν οι σχέσεις :

$$I_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_d(\omega t) d(\omega t)$$

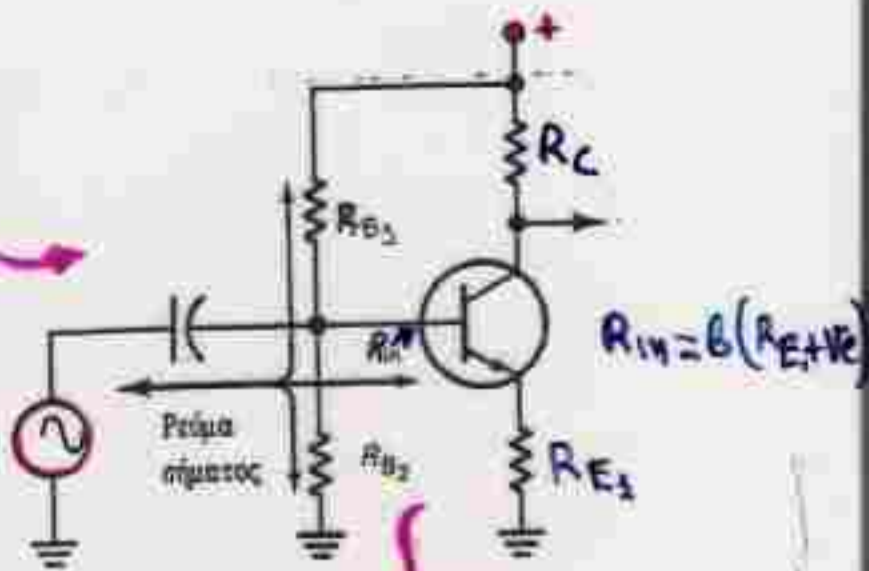
$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I^2 d(\omega t)}$$

$$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = 0.707V_p$$

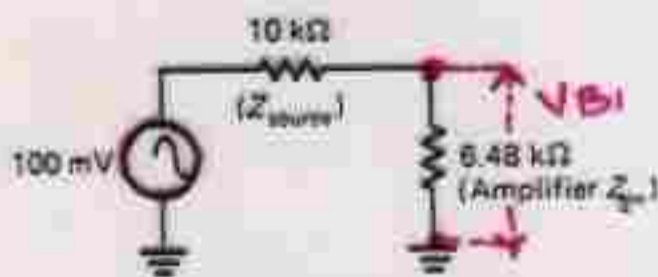
$$V_{av} = \frac{2}{\pi} V_p = 0.637V_p$$



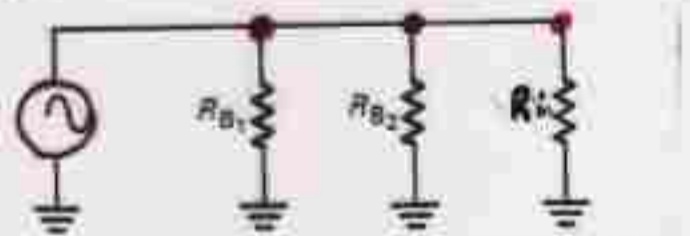
α) Ενισχυτής κοινού εκπομπού



1.2 α) Το ρεύμα σήματος εισόδου ρέει σε τρία τμήματα



β) Το ισόδυναμο κύκλωμα εισόδου

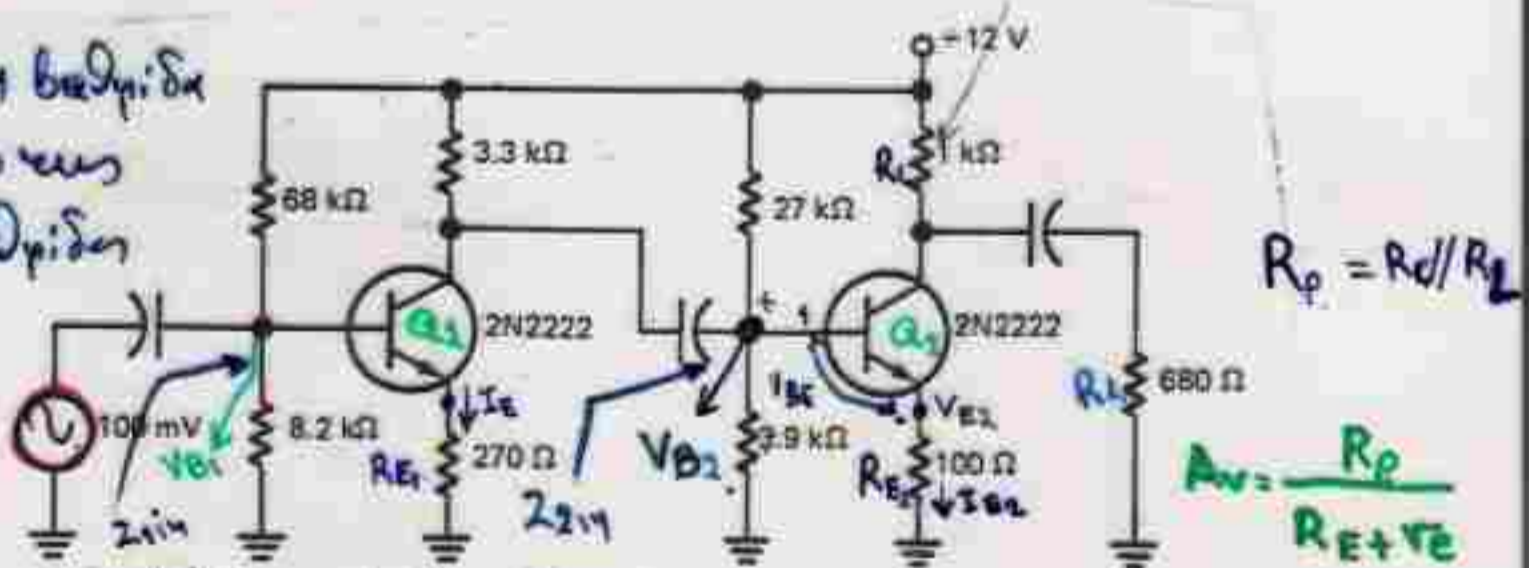


β) Το ισόδυναμο κύκλωμα αε εισόδου

Σχήμα 1.3 Η είσοδος του ενισχυτή σαν φορτίο στην πηγή σήματος

Σχήμα 1.2 Σύνθετη αντίσταση εισόδου

* Η δεύτερη βαθμίδα είναι φορτίο της πρώτης βαθμίδας



Σχήμα 1.4 Ενισχυτής δύο σταδίων

