



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Μάθημα: Ηλεκτρονική Ι

Ονοματεπώνυμο: Ειρήνη Δόντη

Α.Μ: 03119839

Εργασία LTspice

Αθήνα 2021

Περιεχόμενα

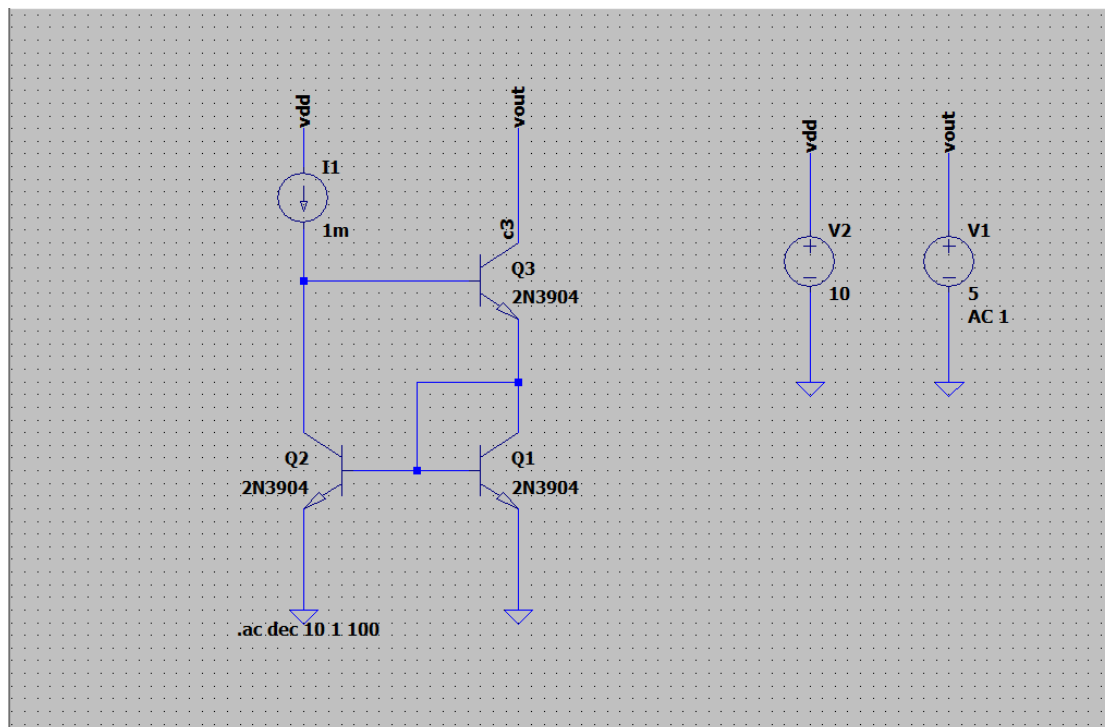
Μέρος 1 ^ο	1
Μέρος 2 ^ο	16
Μέρος 3 ^ο	25
Μέρος 4 ^ο	33

Μέρος 1^ο

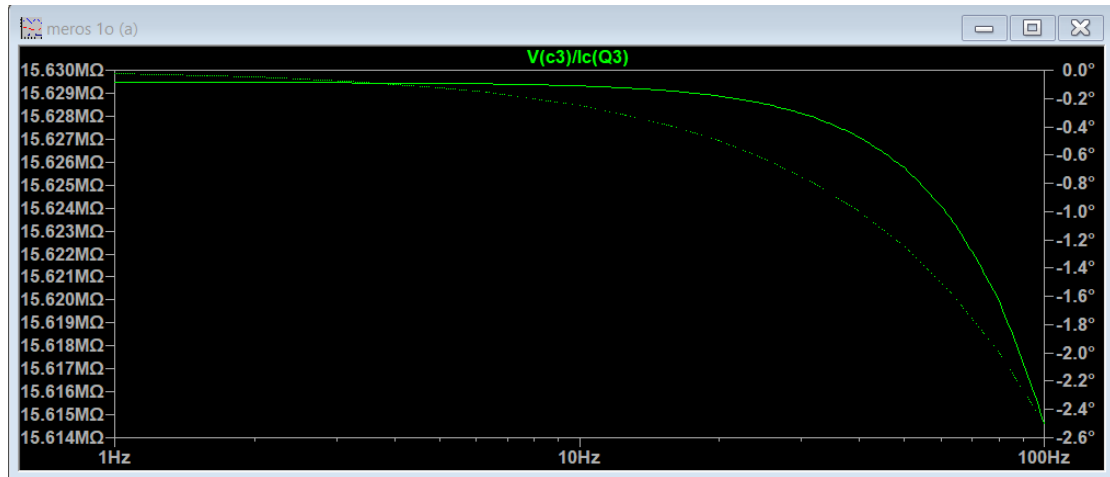
A)

Σχεδιάζουμε το κύκλωμα προς προσομοίωση στο πρόγραμμα LTspice.

Χρησιμοποιούμε τρανζίστορ 2N3904, πατώντας δεξί κλικ στα εκάστοτε τρανζίστορ και επιλέγοντας “pick a new transistor”. Οι πηγές ρεύματος και τάσης προστίθενται, πατώντας στην μπάρα επιλογών το εικονίδιο με τα component. Οπότε, προκύπτει η παραπάνω προσομοίωση:



Πατώντας το Run στη μπάρα εργαλείων, επιλέγουμε AC analysis για να βρούμε την r_{out} στη συχνότητα $f = 100$ Hz. Το γενικό διάγραμμα απεικονίζεται παρακάτω:



Μεγεθύνουμε την παραπάνω απεικόνιση κοντά στη συχνότητα $f = 100$ Hz, οπότε λαμβάνουμε τη παρακάτω απεικόνιση:



Από το παραπάνω διάγραμμα, συμπεραίνουμε ότι για $f = 100$ Hz, η r_{out} είναι ίση με **15,614 $M\Omega$** .

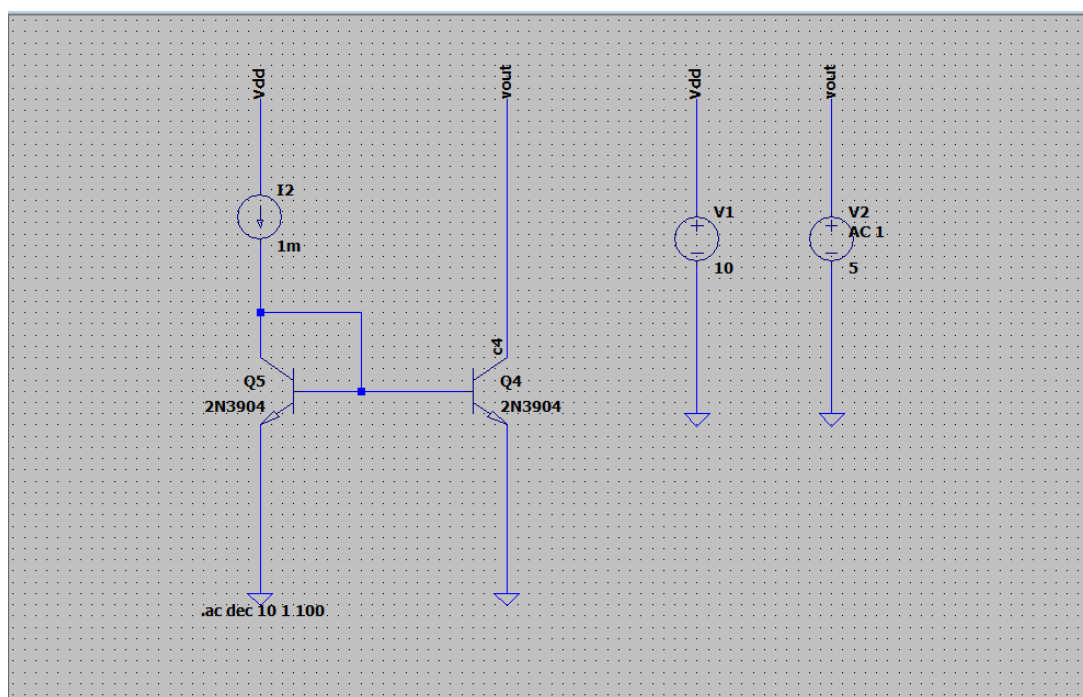
Θεωρητική Ανάλυση:

Στα θεωρητικά πλαίσια, επειδή έχουμε καθρέπτη ρεύματος Wilson, ισχύει ότι:

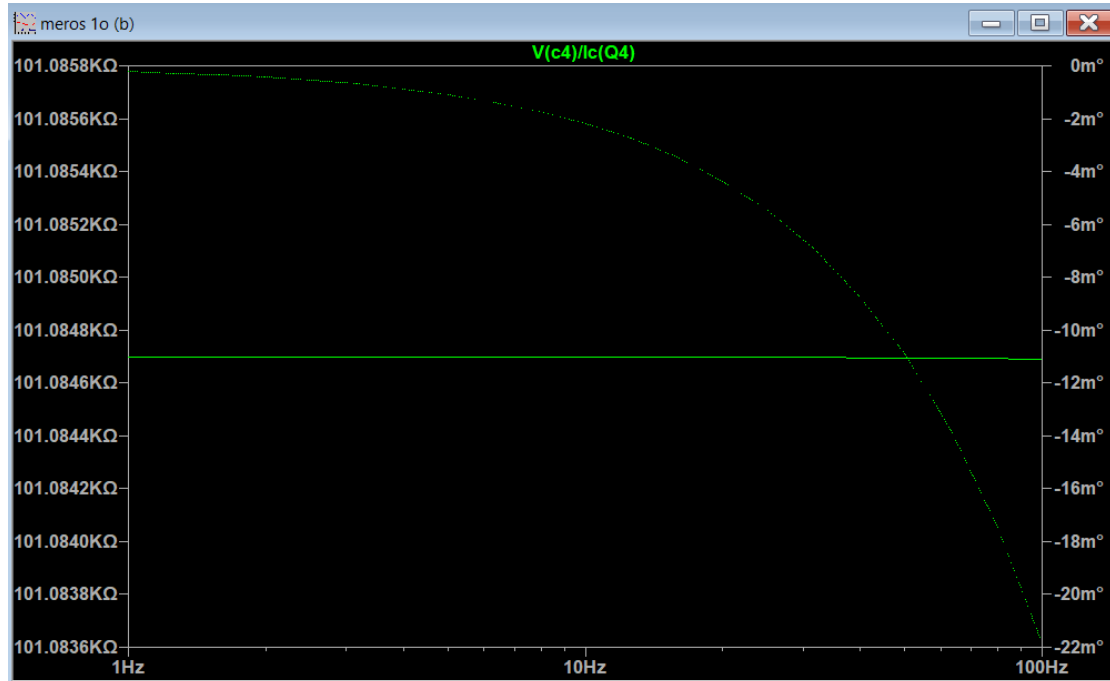
$r_{out} = \frac{\beta_3 r_{o3}}{2}$ με $r_{o3} = \frac{V_{AF}}{I_{c3}}$, όπου VAF είναι η Forward Early Voltage. Πατώντας δεξί κλικ πάνω στο τρανζίστορ που προσθέσαμε, πριν την επιλογή του τρανζίστορ, αναγράφονται τα χαρακτηριστικά του εκάστοτε τρανζίστορ. Οπότε, σε αυτή την περίπτωση, η τιμή της VAF είναι 100 V, διότι χρησιμοποιούμε τρανζίστορ 2N3904. Επίσης, δίπλα σε αυτό, αναγράφεται και η τιμή β , η οποία είναι ίση με 300. Από τη θεωρητική DC ανάλυση, υπολογίζουμε τη I_{c3} , η οποία προκύπτει περίπου ίση με 0.001 A. Οπότε, η **$r_{out} = \frac{300 \cdot 100000}{2} = 15 \text{ M}\Omega$** . Οπότε, παρατηρούμε ότι η προσομοίωση, πλησιάζει, σε μεγάλο βαθμό, τη τιμή που βρήκαμε με το χέρι.

B)

Όμοια με πριν, σχεδιάζουμε στο πρόγραμμα LTspice το κύκλωμα β). Οπότε, έχουμε την παρακάτω απεικόνιση:



Όμοια με πριν, εκτελούμε AC analysis και συνεπώς λαμβάνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση:



Μεγεθύνουμε την παραπάνω απεικόνιση κοντά στη συχνότητα $f = 100$ Hz, οπότε λαμβάνουμε τη παρακάτω απεικόνιση:



Από το παραπάνω διάγραμμα, συμπεραίνουμε ότι **rou** = **101,085 kΩ**.

Θεωρητική Ανάλυση:

Στα θεωρητικά πλαίσια, επειδή έχουμε καθρέπτη ρεύματος Widlar, ισχύει ότι:

$$r_{out} = [1 + g_m(R_E || r_\pi)]r_o \text{ με } r_o = \frac{V_{AF}}{I_{C4}}, g_m = \frac{\beta}{r_\pi} \text{ και } r_\pi = \frac{\beta V_T}{I_{C4}}, \text{ όπου VAF είναι η}$$

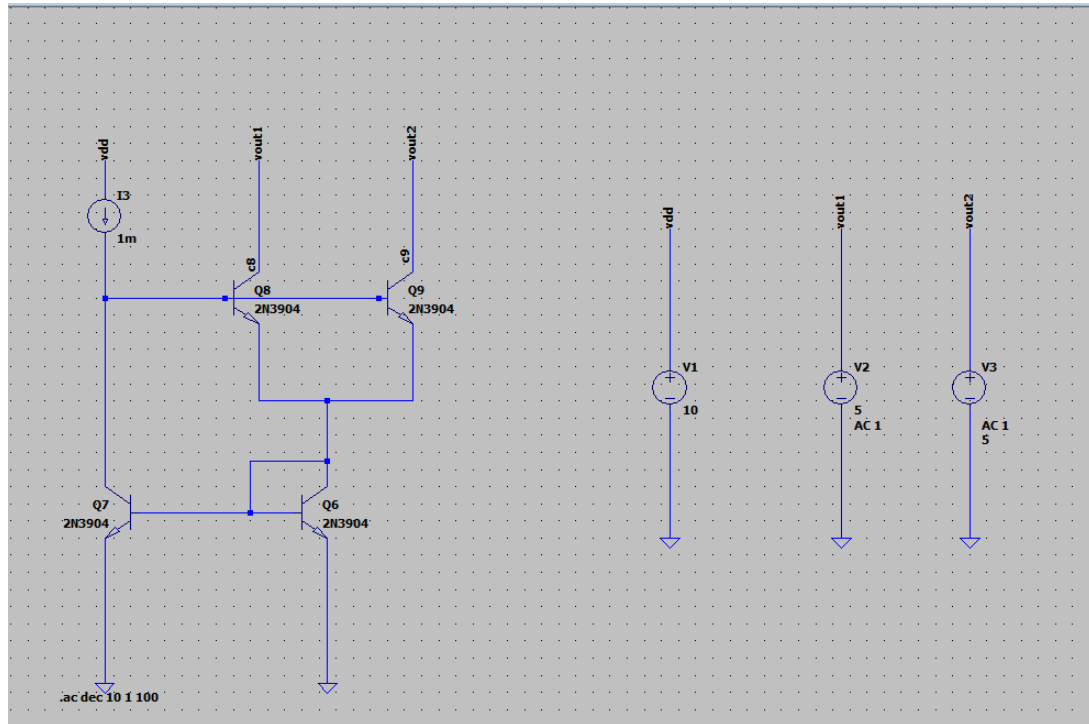
Forward Early Voltage. Πατώντας δεξί κλικ πάνω στο τρανζίστορ που προσθέσαμε, πριν την επιλογή του τρανζίστορ, αναγράφονται τα χαρακτηριστικά του εκάστοτε τρανζίστορ. Οπότε, σε αυτή την περίπτωση, η τιμή της VAF είναι 100 V, διότι χρησιμοποιούμε τρανζίστορ 2N3904. Επίσης, δίπλα σε αυτό, αναγράφεται και η τιμή β , η οποία είναι ίση με 300.

Από τη θεωρητική DC ανάλυση, υπολογίζουμε τη I_{C4} , η οποία προκύπτει περίπου ίση με 0.001 A. Οπότε, η **rou** = **r_o** = **100 kΩ**. Οπότε, παρατηρούμε ότι η προσομοίωση πλησιάζει, σε μεγάλο βαθμό, τη τιμή που βρήκαμε με το χέρι.

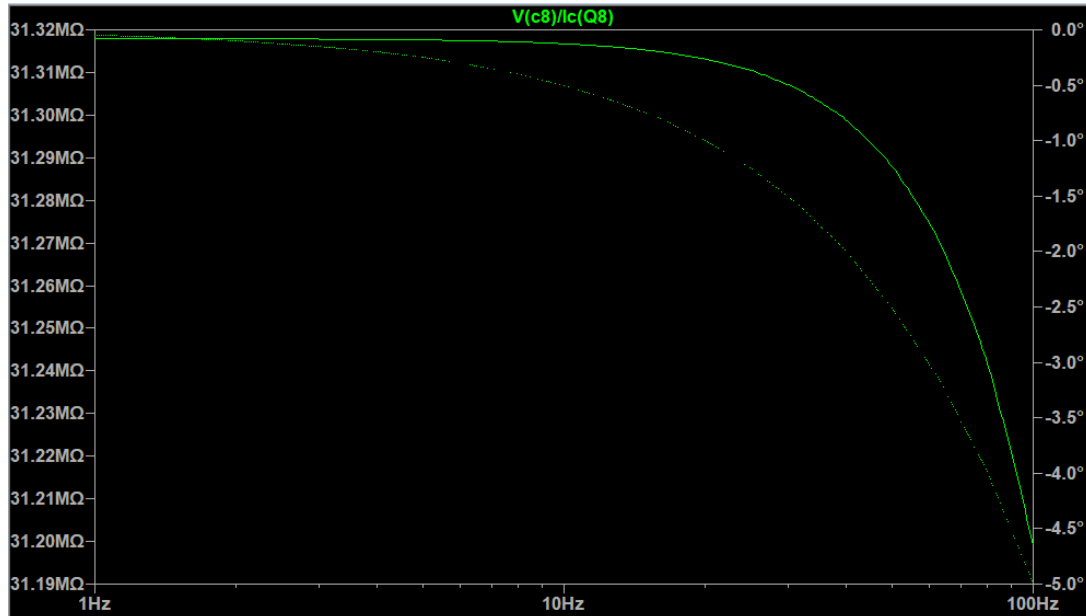
Τυχόν διαφορές στις τιμές των θεωρητικών αναλύσεων σε σχέση με εκείνες της προσομοίωσης, οφείλονται στο γεγονός ότι κάνουμε απλοποιήσεις και παραδοχές όπως για παράδειγμα, θεωρούμε ότι $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$. Επίσης, στη θεωρητική ανάλυση, θεωρούμε ότι τα τρανζίστορ είναι ιδανικά, ενώ στη προσομοίωση δεν λαμβάνεται κάτι τέτοιο υπόψιν.

Γ)

Όμοια με τα παραπάνω ερωτήματα, σχεδιάζουμε στο πρόγραμμα LTspice το κύκλωμα γ). Οπότε, έχουμε την παρακάτω απεικόνιση:



Όμοια με πριν, εκτελούμε AC analysis και συνεπώς, για να βρούμε το rou_{t1} , λαμβάνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση:

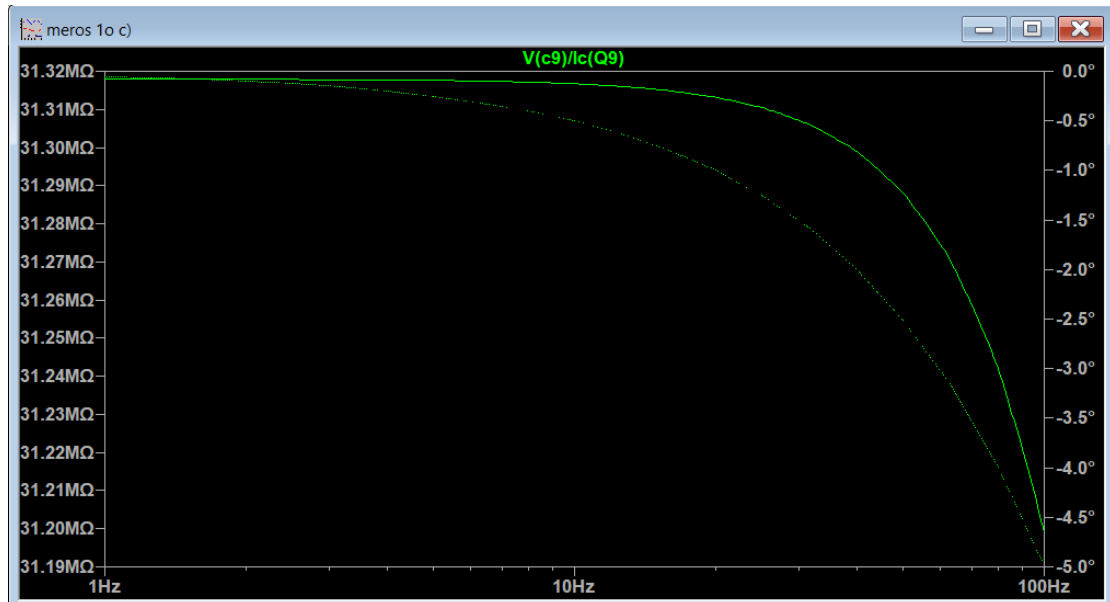


Μεγεθύνουμε την παραπάνω απεικόνιση κοντά στη συχνότητα $f = 100$ Hz, οπότε λαμβάνουμε τη παρακάτω απεικόνιση:

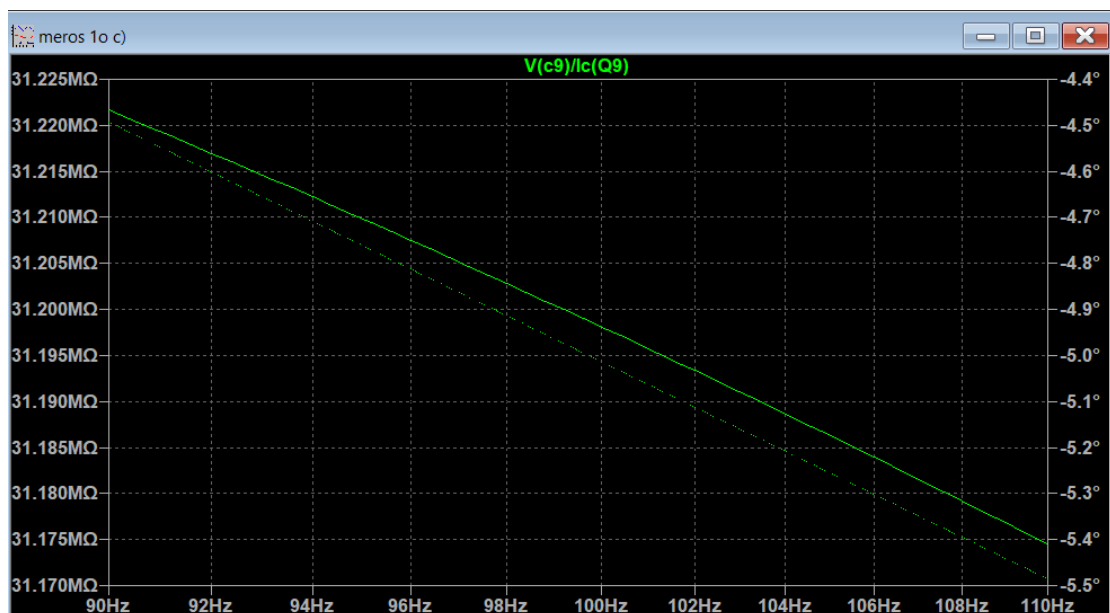


Συμπεραίνουμε ότι, για $f = 100$ Hz, η $rou_{t1} = 31,2 \text{ M}\Omega$.

Όμοια με πριν, εκτελούμε AC analysis και συνεπώς, για να βρούμε το rout2, λαμβάνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση:



Μεγεθύνουμε την παραπάνω απεικόνιση κοντά στη συχνότητα $f = 100$ Hz, οπότε λαμβάνουμε τη παρακάτω απεικόνιση:



Συμπεραίνουμε ότι, για $f = 100 \text{ Hz}$, η $r_{out2} = 31,2 \text{ M}\Omega$.

Όμοια με πριν, τυχόν διαφορές στις τιμές των θεωρητικών αναλύσεων σε σχέση με εκείνες της προσομοίωσης, οφείλονται στο γεγονός ότι κάνουμε απλοποιήσεις και παραδοχές όπως για παράδειγμα, θεωρούμε ότι $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$. Επίσης, στη θεωρητική ανάλυση, θεωρούμε ότι τα τρανζίστορ είναι ιδανικά, ενώ στη προσομοίωση δεν λαμβάνεται κάτι τέτοιο υπόψιν.

Θεωρητική Ανάλυση:

Σε θεωρητικά πλαίσια, παρατηρούμε ότι $V_{out1} = V_{out2}$.

Επίσης, ισχύει ότι $I_{b8} = I_{b9}$, λόγω της απευθείας σύνδεσης των δύο τρανζίστορ στην αντίστοιχη βάση τους. Οπότε, $I_{c8} = I_{c9}$ αφού β κοινό. Δηλαδή, από τα παραπάνω προκύπτει ότι: $r_{out1} = r_{out2}$. Μπορούμε να αντικαταστήσουμε, δηλαδή, τα τρανζίστορ Q8 & Q9 με ένα παρόμοιο τρανζίστορ Q10 με $V_{out1,2} = V_{out1} = V_{out2}$.

Οπότε, το κύκλωμα γ), μεταπίπτει στο κύκλωμα α). Οπότε, ισχύει ότι $r_{out} = \frac{\beta_{10} r_{o10}}{2}$ με $r_{o10} = \frac{V_{AF}}{I_{c10}}$. Βρίσκουμε, όμοια, ότι η I_{c10} είναι περίπου ίση με 0.001. Οπότε, ισχύει ότι $r_{out} = 15 \text{ M}\Omega$. Επειδή $I_{e10} = I_{e8} + I_{e9} = 2I_{e8} = 2I_{e9}$ ή επειδή β κοινό:

$$I_{c10} = I_{c8} + I_{c9} = 2I_{c8} = 2I_{c9}, \text{ τότε από τα παραπάνω}$$

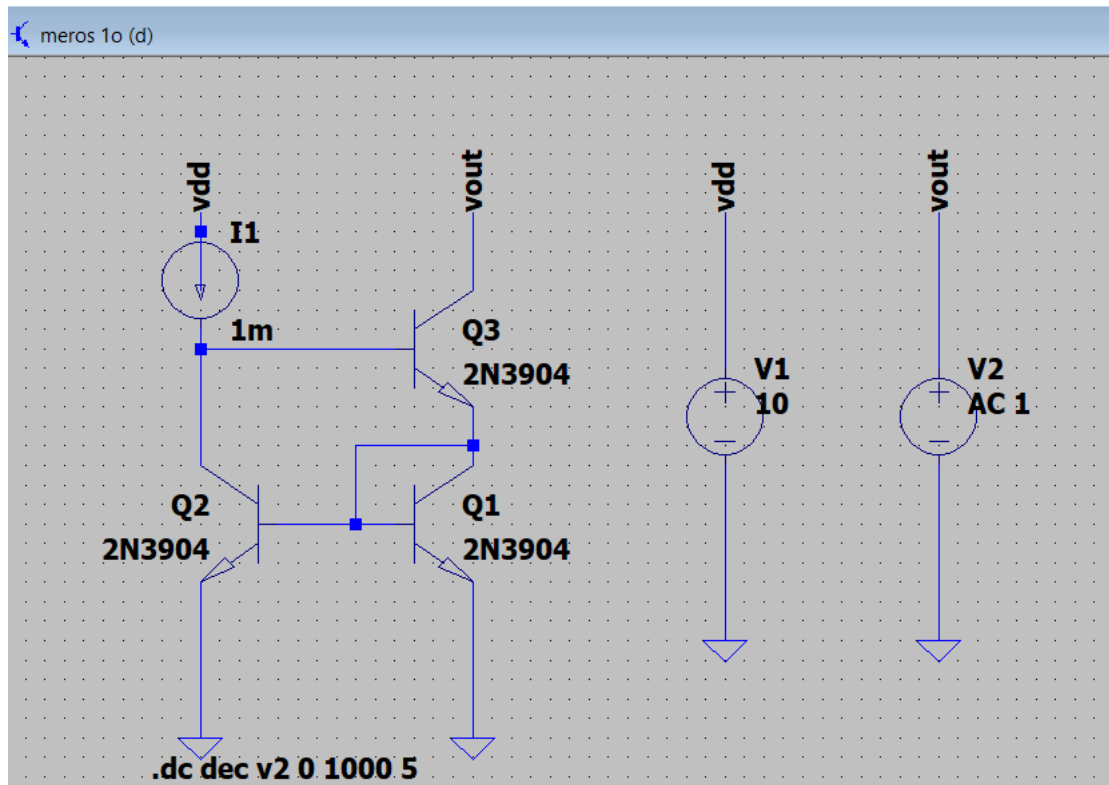
$r_{out1} = r_{out2} = 30 \text{ M}\Omega$, διότι:

$$r_{out} = \frac{V_{out1,2}}{I_{c10}} = \frac{V_{out1,2}}{2I_{c8}} = \frac{V_{out1,2}}{2I_{c9}} = \frac{r_{out1}}{2} = \frac{r_{out2}}{2}$$

Οπότε, παρατηρούμε ότι τα θεωρητικά αποτελέσματα, είναι σχεδόν ίδια με εκείνα της προσομοίωσης.

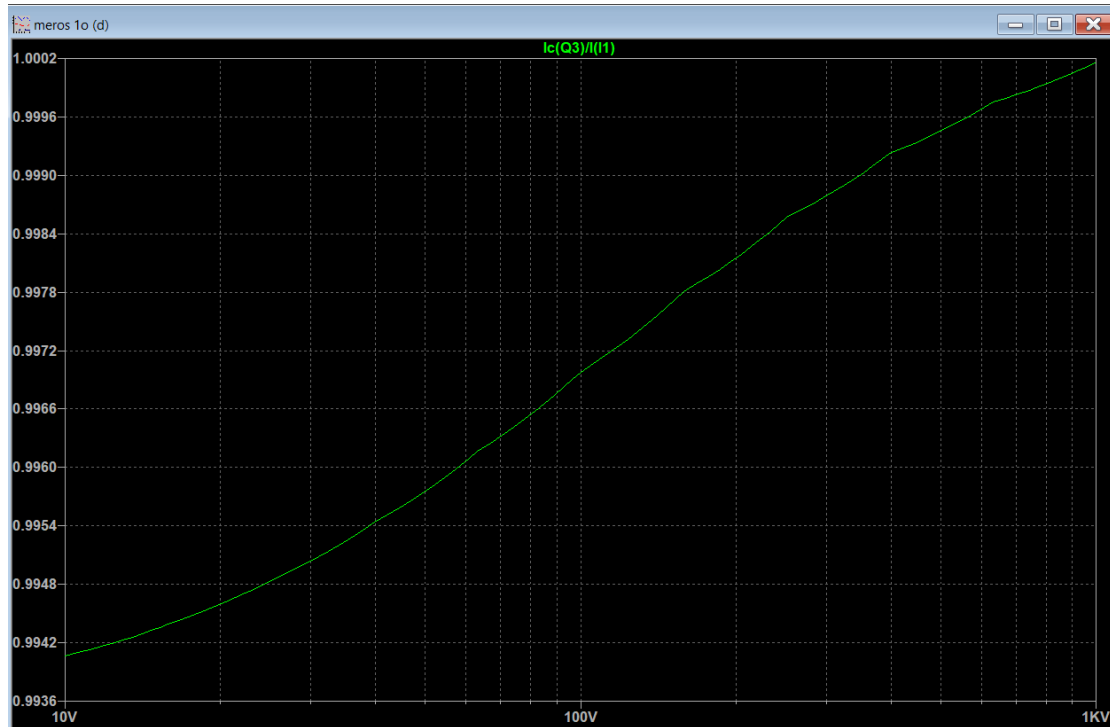
Δ)

Για να βρούμε το ζητούμενο, εκτελούμε DC Sweep στη πηγή V2, γράφοντας σε SPICE directive την εντολή που φαίνεται αριστερά στη προσομοίωση. Σχεδιάζουμε, λοιπόν, την απαραίτητη προσομοίωση:

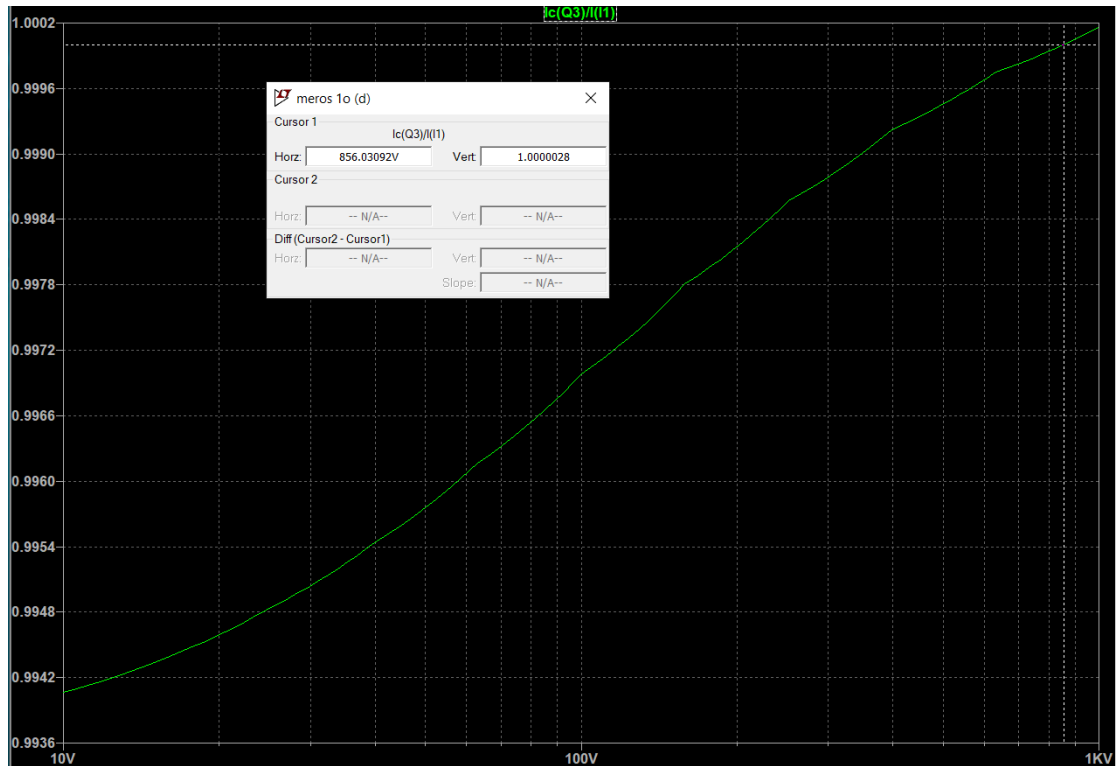


Πρέπει να βρούμε την ελάχιστη τάση V2 για την οποία ο λόγος $\frac{I_c(Q3)}{I_1}$ είναι μονάδα.

Εκτελώντας DC Sweep, πατάμε δεξί κλικ πάνω στο κέντρο του διαγράμματος ώστε να βάλουμε κατακόρυφο άξονα τον λόγο $\frac{I_c(Q3)}{I_1}$. Οπότε, λαμβάνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση:



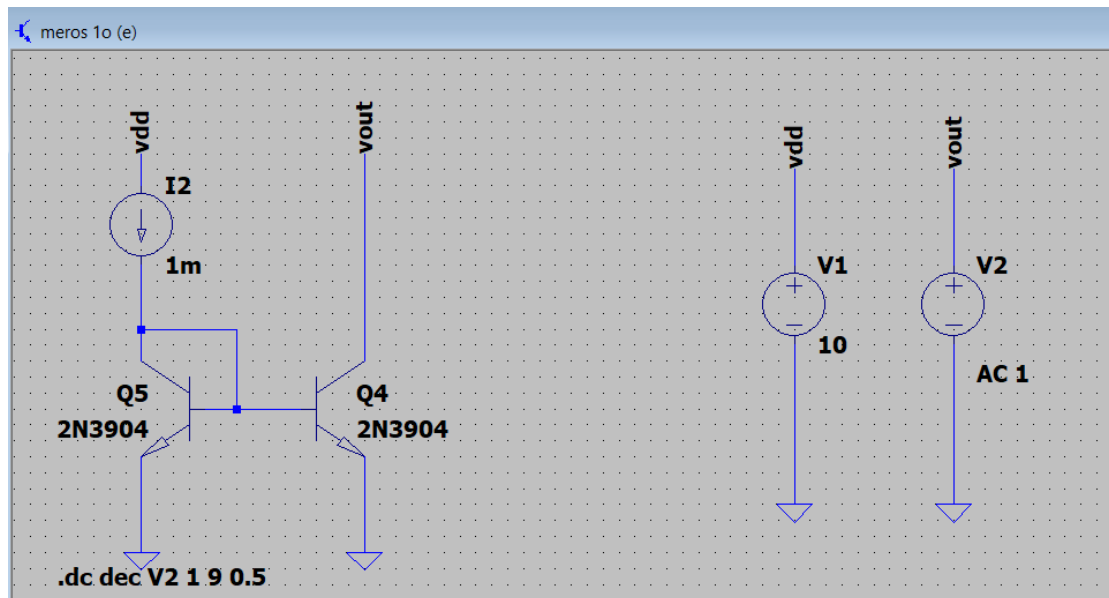
Επίσης, για να βρούμε ακριβές αποτέλεσμα, πατάμε πάνω στη σχέση που γράψαμε για να εμφανιστούν άξονες που μετρούν με ακρίβεια τα σημεία της παρακάτω γραφικής παράστασης:



Οπότε, η ελάχιστη τάση στο συλλέκτη του Q3 για την οποία το ρεύμα εξόδου είναι ίσο με το ονομαστικό είναι ίση με **856,031 V**.

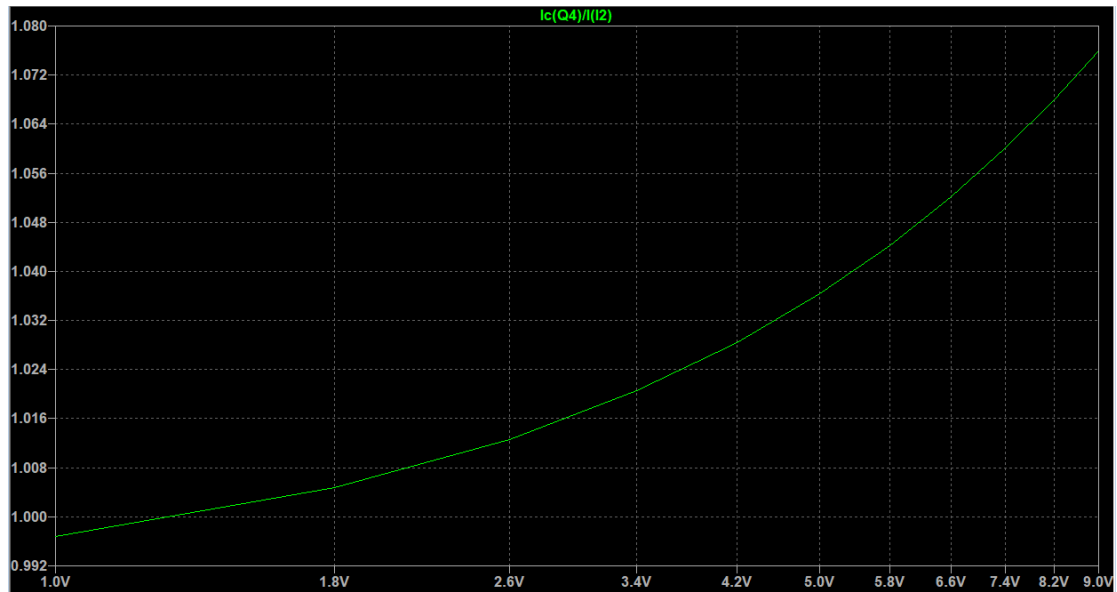
E)

Όμοια με το προηγούμενο ερώτημα, για να βρούμε το ζητούμενο, εκτελούμε DC Sweep στη πηγή V2, γράφοντας σε SPICE directive την εντολή που φαίνεται αριστερά στη προσομοίωση. Σχεδιάζουμε, λοιπόν, την απαραίτητη προσομοίωση:

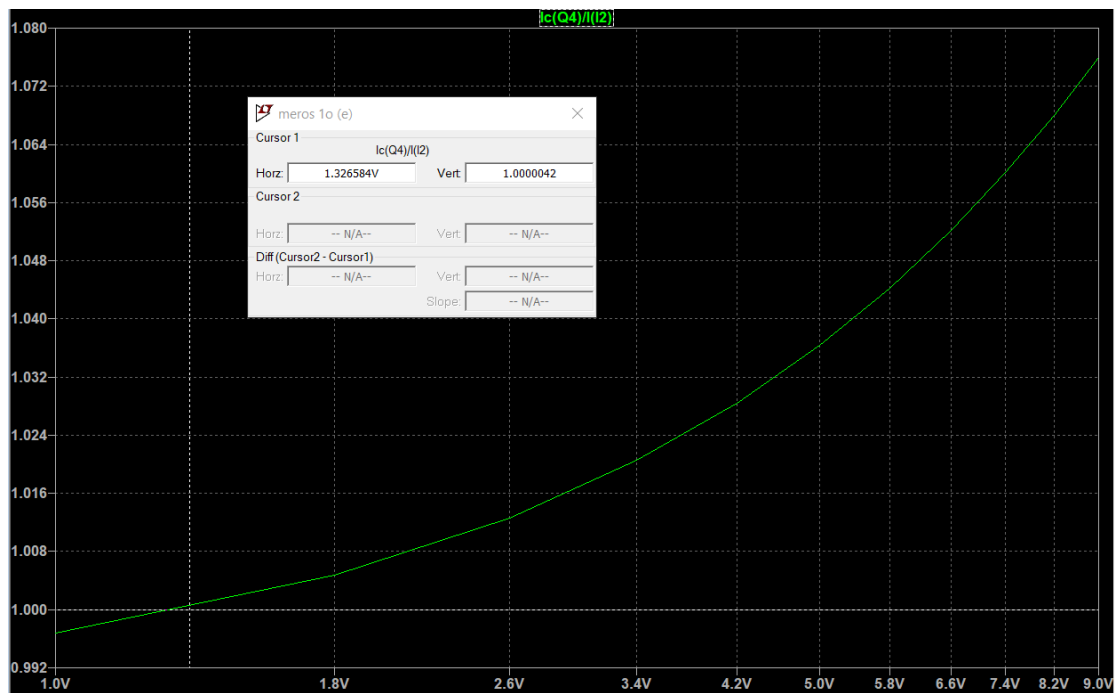


Πρέπει να βρούμε την ελάχιστη τάση V_2 για την οποία ο λόγος $\frac{I_c(Q4)}{I_2}$ είναι μονάδα.

Εκτελώντας DC Sweep, πατάμε δεξί κλικ πάνω στο κέντρο του διαγράμματος ώστε να βάλουμε κατακόρυφο άξονα τον λόγο $\frac{I_c(Q4)}{I(I_2)}$. Οπότε, λαμβάνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση:



Επίσης, για να βρούμε ακριβές αποτέλεσμα, πατάμε πάνω στη σχέση που γράψαμε για να εμφανιστούν άξονες που μετρούν με ακρίβεια τα σημεία της παρακάτω γραφικής παράστασης:



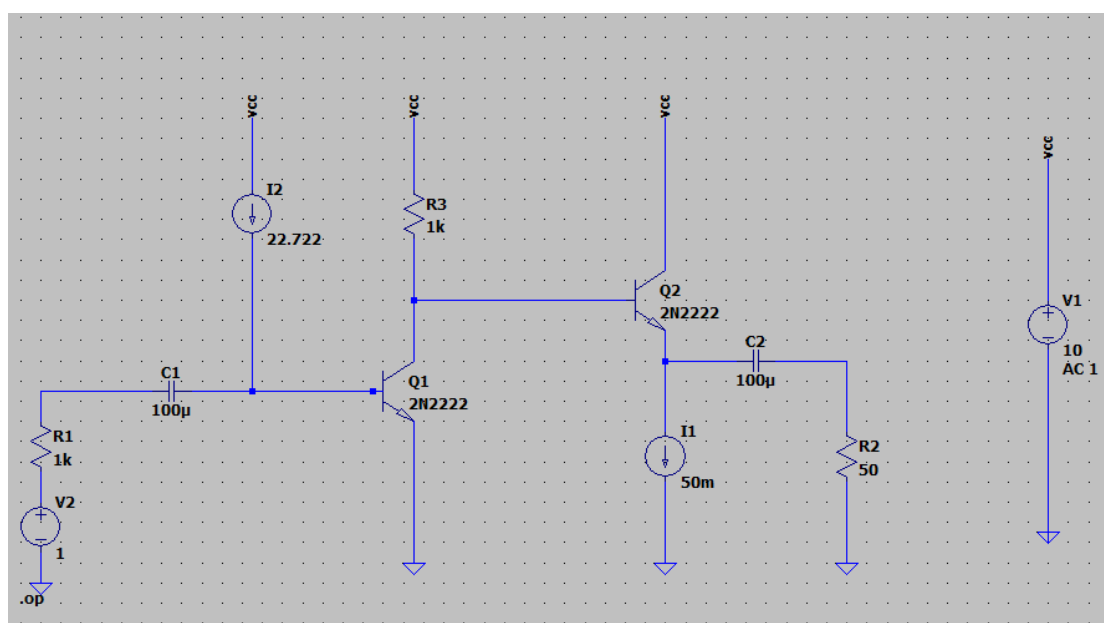
Οπότε, η ελάχιστη τάση στο συλλέκτη του Q4 για την οποία το ρεύμα εξόδου είναι ίσο με το ονομαστικό είναι ίση με **1,32658 V**.

Μέρος 2^ο


A)

Σχεδιάζουμε το παρακάτω κύκλωμα στο πρόγραμμα LTspice, θεωρώντας $V_2 = 1V$ και επιπλέον AC πλάτος 1 στη πηγή V_1 , πατώντας δεξί κλικ πάνω στη πηγή, advanced και συμπληρώνοντας AC πλάτος 1. Βάζουμε δύο τυχαίες τιμές στη πηγή ρεύματος I_2 και παρατηρούμε ότι, όσο αυξάνεται η τιμή της πηγής ρεύματος I_2 , τόσο μειώνεται η τιμή του ρεύματος στο συλλέκτη. Οπότε, με διάφορες δοκιμές, καταλήγουμε στο γεγονός ότι η τιμή της πηγής ρεύματος I_2 για την οποία το ρεύμα συλλέκτη είναι ίσο με $5,1\text{ mA}$, είναι περίπου $22,722\text{ A}$. Τα δεκαδικά προέκυψαν για λόγους προσέγγισης της ζητούμενης τιμής του ρεύματος συλλέκτη του Q_1 .

Οπότε, προκύπτει το παρακάτω κύκλωμα:



Πατώντας, κάθε φορά, το run και εκτελώντας operating point (.op), καταλήγουμε στο γεγονός ότι, για τιμή της πηγής ρεύματος $I_2 = 22,722 \text{ A}$, το ρεύμα συλλέκτη του Q1 είναι ίσο με 5,1 mA, όπως φαίνεται και παρακάτω:

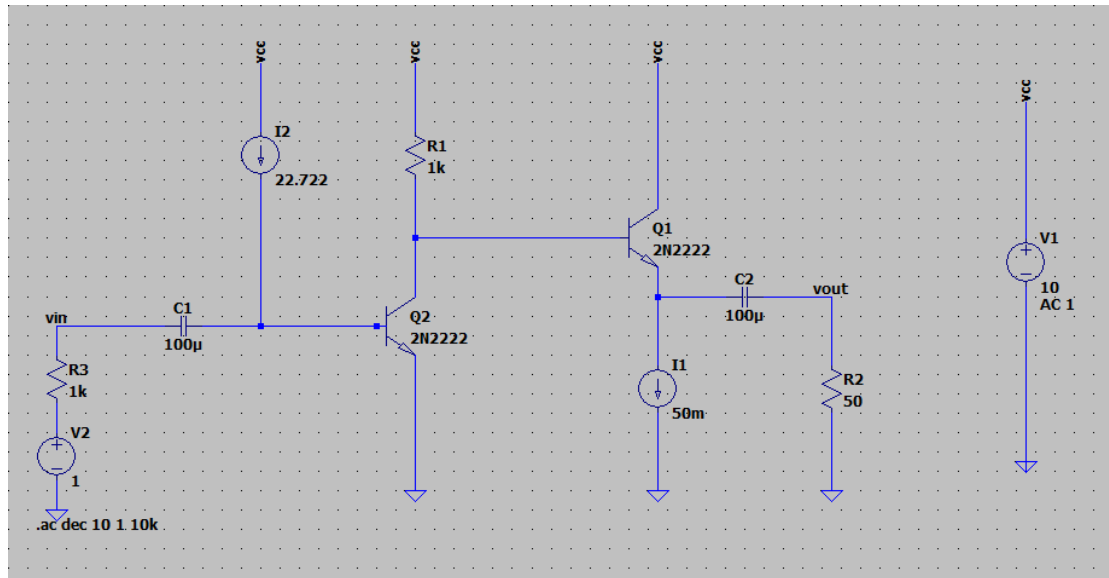
 * C:\Users\Eιρήνη\Documents\LTspiceXVII\EXERCISES FROM 3rd SEMESTER\meros 2o.asc
×

--- Operating Point ---

V(vcc):	10	voltage
V(n001):	4.62654	voltage
V(n002):	3.85522	voltage
V(n005):	232.781	voltage
V(n003):	1.92761e-014	voltage
V(n004):	1	voltage
V(n006):	1	voltage
Ic(Q1):	0.00510035	device_current
Ib(Q1):	22.722	device_current
Ie(Q1):	-22.7271	device_current
Ic(Q2):	0.0497269	device_current
Ib(Q2):	0.000273107	device_current
Ie(Q2):	-0.05	device_current
I(C2):	-3.85522e-016	device_current
I(C1):	2.31781e-014	device_current
I(I2):	22.722	device_current
I(I1):	0.05	device_current
I(R1):	2.31781e-014	device_current
I(R2):	3.85522e-016	device_current
I(R3):	0.00537346	device_current
I(V2):	2.31781e-014	device_current
I(V1):	-22.7771	device_current

B)

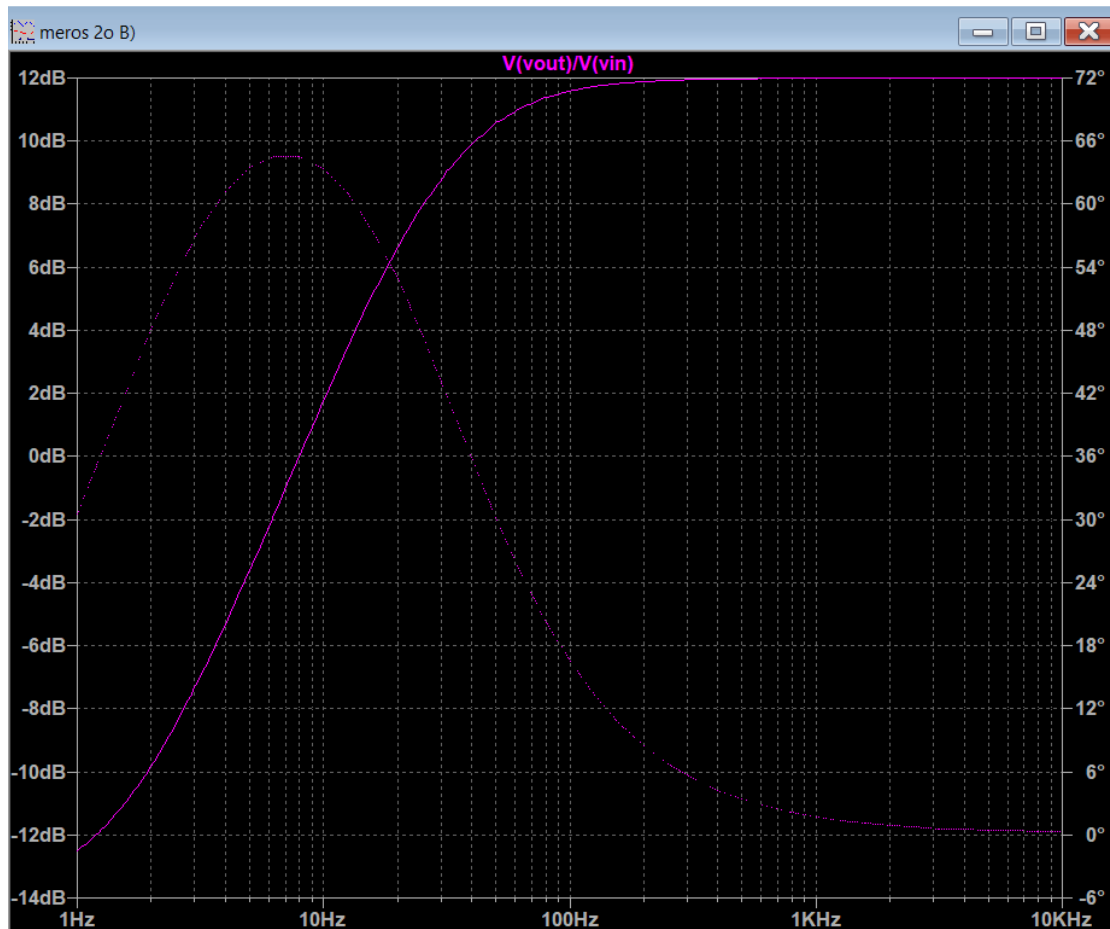
Με τη τιμή που βρήκαμε προηγουμένως για τη τιμή της πηγής ρεύματος, διατηρούμε το κύκλωμα που φτιάξαμε προηγουμένως:



Για να σχεδιάσουμε το διάγραμμα Bode για το παραπάνω κύκλωμα, χρειάζεται να εκτελέσουμε AC analysis, πατώντας το run και επιλέγοντας AC analysis με decade type of sweep, 10 number of points και συχνότητες από 1Hz έως 10kHz.

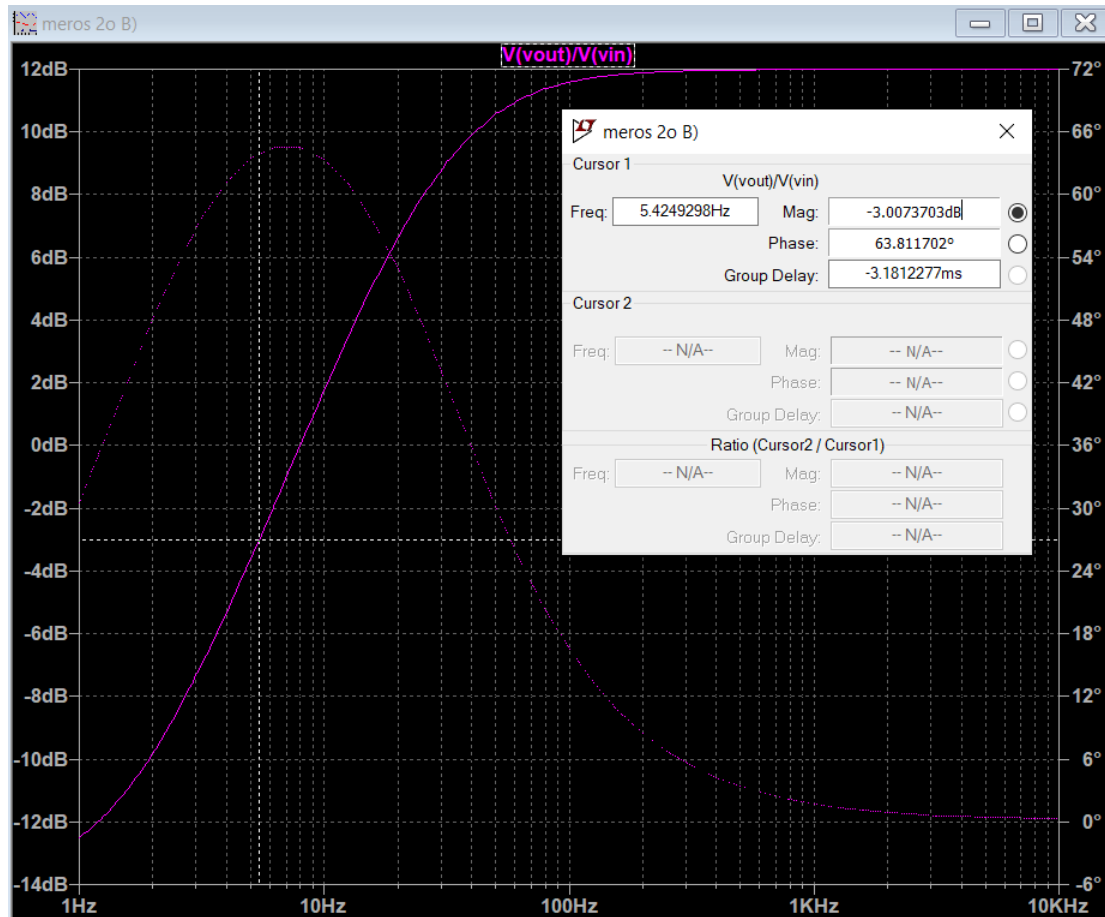
Για να ορίσουμε το κλάσμα $\frac{V_{out}}{V_{in}}$, πατάμε δεξί κλικ πάνω – πάνω στο κέντρο του διαγράμματος και γράφουμε $\frac{V(V_{out})}{V(V_{in})}$.

Οπότε, λαμβάνουμε το παρακάτω διάγραμμα Bode:



Για να βρούμε ακριβή τιμή συχνότητας στα -3 dB, πατάμε κλικ πάνω – πάνω στο κέντρο του διαγράμματος και εμφανίζεται ένας κέρσορας, ο οποίος μας επιτρέπει να λαμβάνουμε πιο ακριβείς τιμές από τα διαγράμματα.

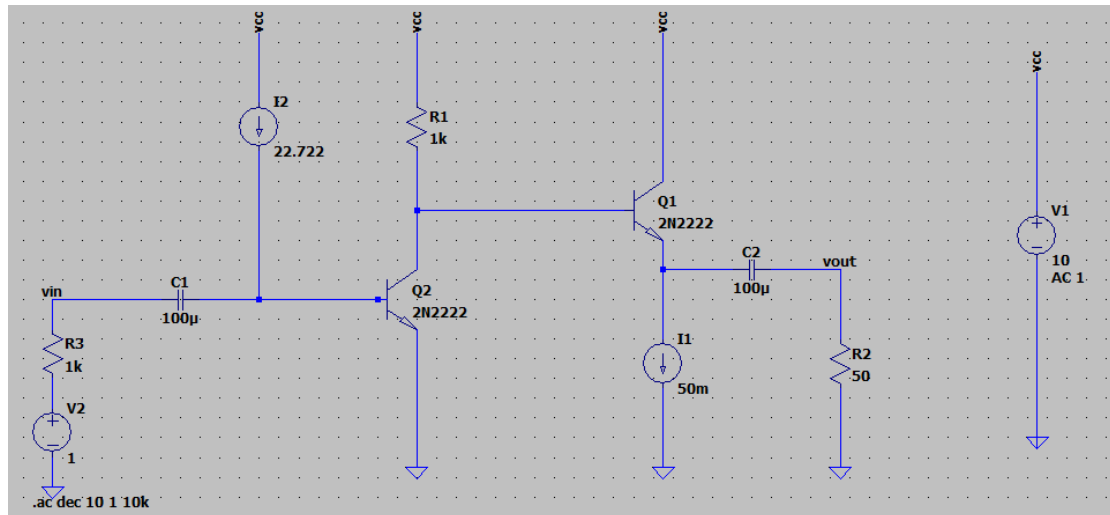
Παρακάτω εμφανίζεται η ακριβής τιμή της ζητούμενης συχνότητας με τη βοήθεια του κέρσορα που αναφέραμε παραπάνω:



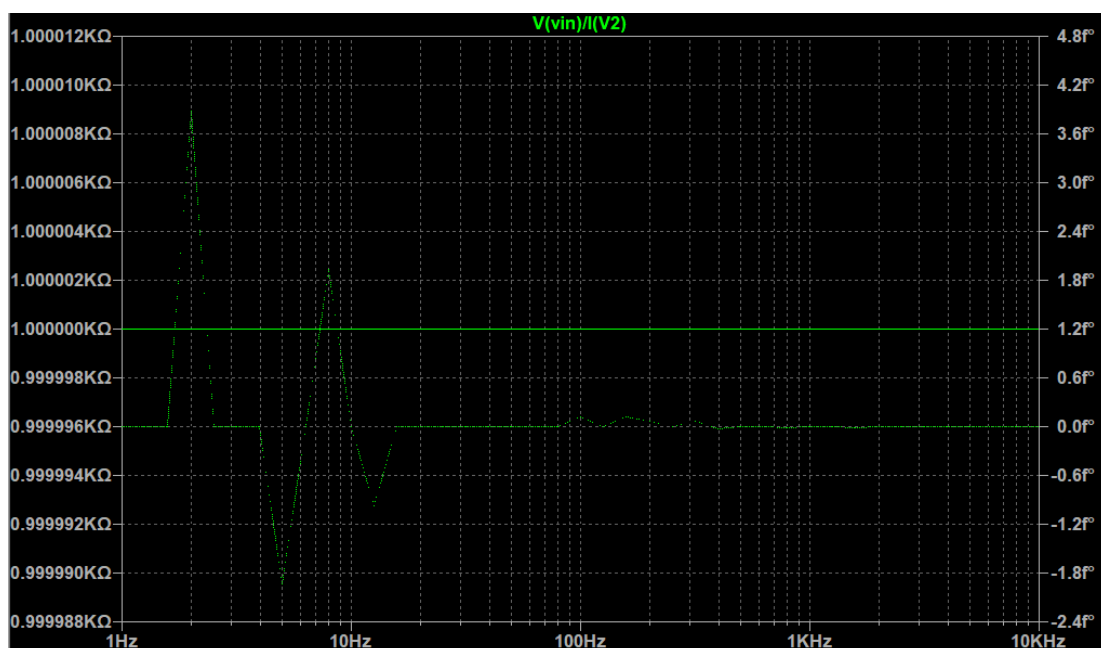
Από το διάγραμμα συμπεραίνουμε ότι η ακριβής τιμή της συχνότητας στα -3 dB είναι ίση με **5,425 Hz**.

Γ)

Διατηρούμε το ίδιο κύκλωμα με πριν, οπότε το κύκλωμα που χρησιμοποιούμε για αυτό το ερώτημα είναι το παρακάτω:



Εκτελούμε την ίδια εντολή AC Analysis όπως πριν, με τη διαφορά ότι εισάγουμε ως y άξονα τη ποσότητα $r_{in} = \frac{V(Vin)}{I(V2)}$ και θεωρούμε τον y άξονα linear, ώστε να εμφανίζονται οι τιμές σε kΩ. Οπότε, λαμβάνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση της αντίστασης εισόδου συναρτήσει της συχνότητας:



Παρατηρούμε ότι η **αντίσταση εισόδου** στη συχνότητα $f = 10\text{kHz}$ είναι ίση με **1kΩ**.

Θεωρητική Ανάλυση:

Από το δοθέν σχήμα, το Q1 τρανζίστορ είναι Ενισχυτής Κοινού Εκπομπού - CE:

Επειδή ο εκπομπός του Q1 τρανζίστορ δεν έχει αντίσταση, αναγκαστικά:

$$R_{in} = r_{\pi 1} = \frac{V_T}{I_{B1}} \text{ με } V_T = 25 \text{ mV.}$$

Από το πρώτο ερώτημα, βρήκαμε ότι για $I_2 = 22,772 \text{ A}$, τότε $I_{C1} = 5,1 \text{ mA}$. Τότε,

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta}. \text{ Επειδή χρησιμοποιούμε τρανζίστορ 2N2222, τότε πατάμε δεξί κλικ στο}$$

τρανζίστορ, “pick a new transistor” και βρίσκουμε τα χαρακτηριστικά του.

Παρατηρούμε ότι $\beta = 200$. Οπότε, $I_{B1} = 25,5 \text{ }\mu\text{A}$ και συνεπώς:

$$\mathbf{R_{in}} = r_{\pi 1} = \frac{V_T}{I_{B1}} = 0,98 \text{ k}\Omega \approx \mathbf{1 \text{ k}\Omega}.$$

Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι τα αποτελέσματα της θεωρητικής ανάλυσης είναι παρόμοια με εκείνα της προσομοίωσης.

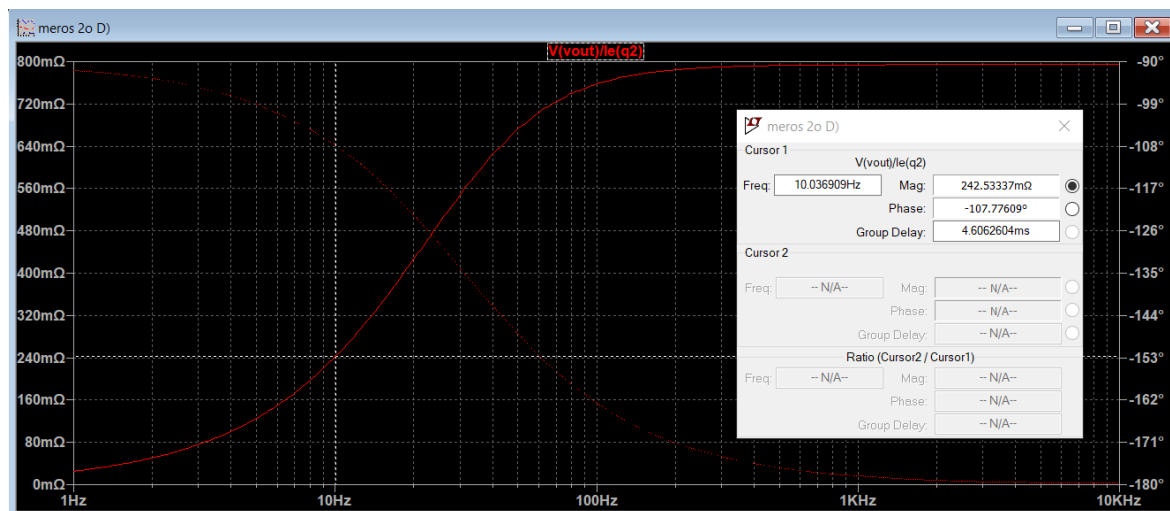
Τυχόν διαφορές στις τιμές των θεωρητικών αναλύσεων σε σχέση με εκείνες της προσομοίωσης, οφείλονται στο γεγονός ότι στη θεωρητική ανάλυση, θεωρούμε ότι τα τρανζίστορ είναι ιδανικά, ενώ στη προσομοίωση δεν λαμβάνεται κάτι τέτοιο υπόψιν.

Δ)

Διατηρούμε το ίδιο κύκλωμα με πριν και εκτελούμε την ίδια εντολή AC Analysis

όπως πριν, με τη διαφορά ότι εισάγουμε ως y άξονα τη ποσότητα $r_{out} = \frac{V(V_{out})}{Ie(Q2)}$ και

θεωρούμε τον y άξονα linear (δεξί κλικ και επιλογή linear), ώστε να εμφανίζονται οι τιμές σε Ω. Οπότε, λαμβάνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση της αντίστασης εξόδου συναρτήσει της συχνότητας:



Παρατηρούμε ότι η **αντίσταση εισόδου** στη συχνότητα $f = 10\text{kHz}$ είναι περίπου **ίση** με **0,243 Ω**.

Θεωρητική Ανάλυση:

Από το δοθέν σχήμα, το Q2 τρανζίστορ είναι Ενισχυτής Κοινού Συλλέκτη- CC:

Επειδή ο εκπομπός δεν έχει αντίσταση, τότε, αναγκαστικά, ισχύει ότι $R_{out} = r_e$ ή

$R_{out} = \frac{V_T}{I_{E2}}$ με $V_T = 25 \text{ mV}$. Πατώντας δεξί κλικ πάνω στο τρανζίστορ που

προσθέσαμε, πριν την επιλογή του τρανζίστορ, αναγράφονται τα χαρακτηριστικά του εκάστοτε τρανζίστορ. Οπότε, για τον ενισχυτή που χρειαζόμαστε εδώ, η τιμή του β που είναι ίση με 200.

Από την DC ανάλυση, ανοιχτοκυκλώνουμε τους πυκνωτές, οπότε:

$$I_{E2} = I_1 = 50 \text{ mA} \text{ ή } r_e = \frac{V_T}{I_{E2}} = 0,5 \, \Omega$$

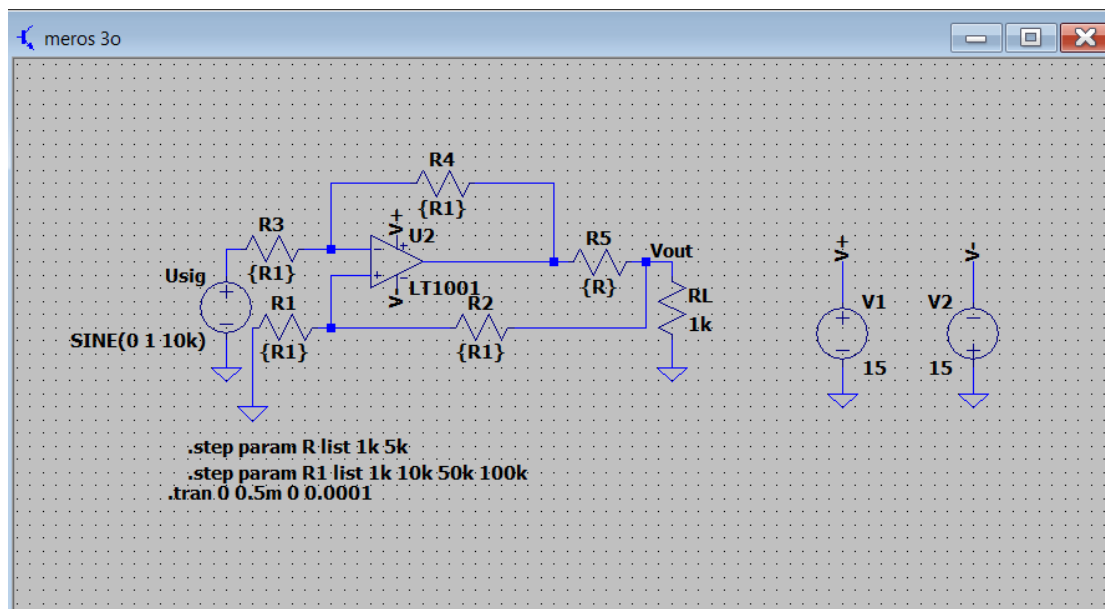
Οπότε, **$R_{out} = r_e = 0,5 \, \Omega$.**

Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι η θεωρητική ανάλυση είναι παρόμοια με εκείνη της προσομοίωσης. Τυχόν αλλαγές οφείλονται στο γεγονός ότι τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούμε δεν είναι ιδανικά, όπως εμείς θεωρούμε λύνοντας την άσκηση με το χέρι.

Μέρος 3^ο

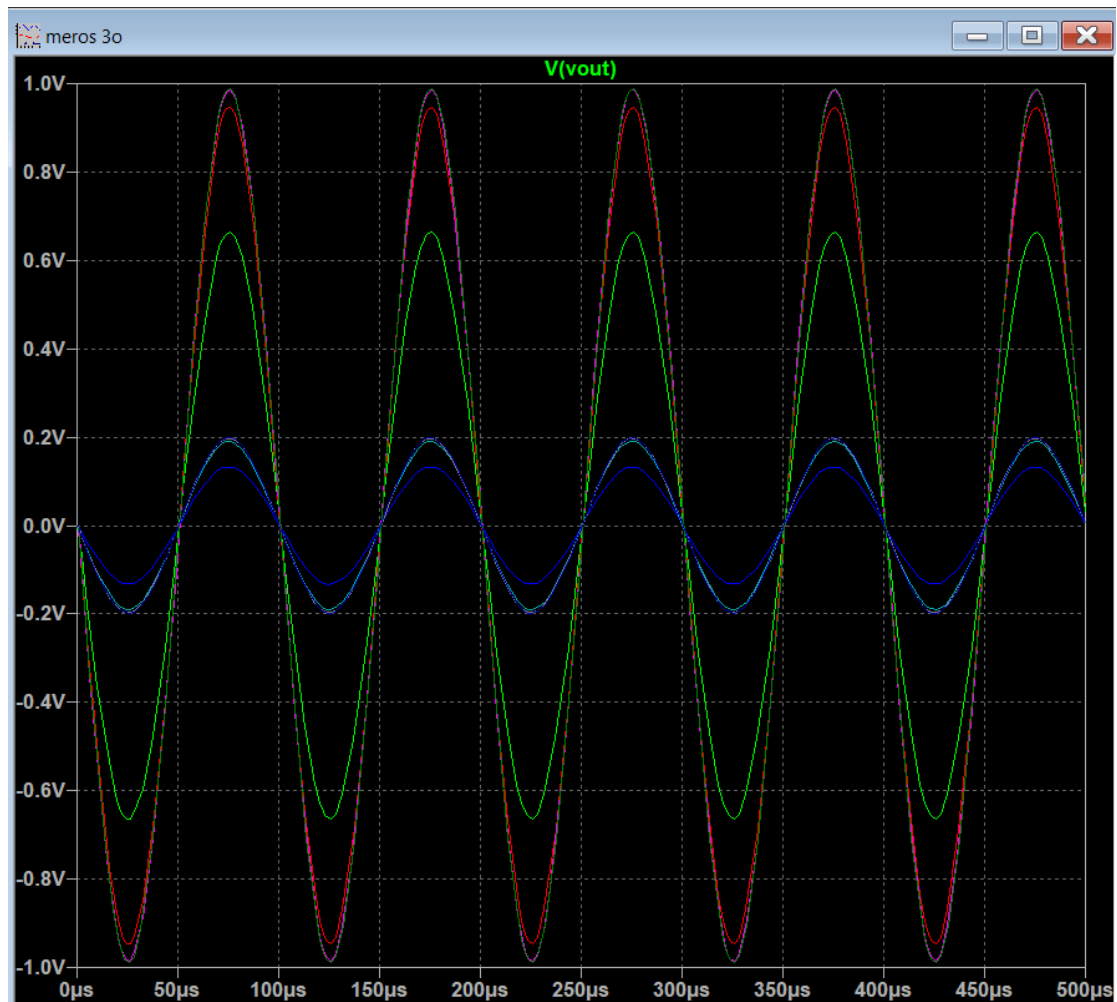
A)

Προσομοιώνουμε τη δοσμένη διάταξη ως εξής: Προσθέτουμε από τη μπάρα εργαλείων με τα components πηγή τάσης, πατώντας δεξί κλικ, advanced και επιλέγοντας ημιτονοειδή συνάρτηση με πλάτος 1V και 10 kHz συχνότητα. Επίσης, προσθέτουμε από τη μπάρα εργαλείων με τα components ενισχυτή LT1001. Με χρήση της εντολής .step param X list στη μπάρα εργαλείων με comments, μεταβάλλουμε τις αντιστάσεις όπως μας ζητείται. Οπότε, λαμβάνουμε την παρακάτω προσομοίωση:



Έπειτα, πατάμε το run και εκτελούμε transient προσομοίωση με αρχή 0 s έως 0.5ms.

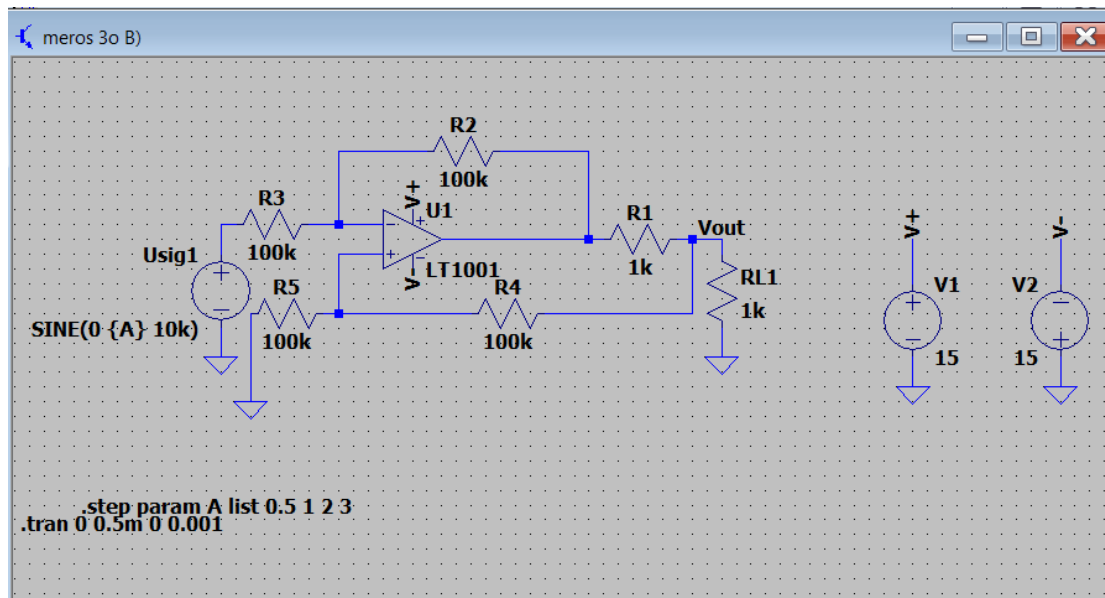
Οπότε, λαμβάνουμε τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις της τάσης εξόδου συναρτήσει του χρόνου, σε κοινούς άξονες:



Παρατηρούμε ότι πρόκειται για ημιτονοειδείς γραφικές παραστάσεις, οι οποίες έχουν πλάτος εξαρτώμενο από τις τιμές των αντιστάσεων. Με άλλα λόγια, όταν η αντίσταση R5 είναι $1\text{k}\Omega$, τα πλάτη των γραφικών είναι πιο μεγάλα από όταν η αντίσταση R5 παίρνει τιμή $R5 = 5\text{k}\Omega$.

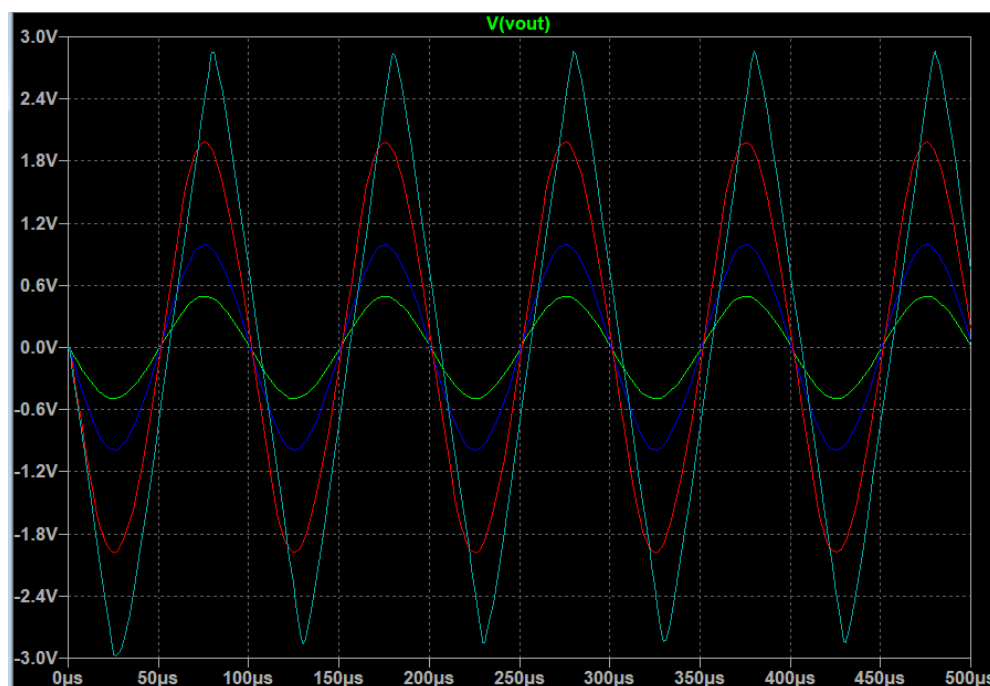
B)

Μεταβάλλουμε, αυτή τη φορά, τα πλάτη της τάσης εισόδου, έχοντας σταθερές τις τιμές των αντιστάσεων. Όμοια με το προηγούμενο ερώτημα, λαμβάνουμε την παρακάτω προσομοίωση:



Έπειτα, πατάμε το run και εκτελούμε transient προσομοίωση με αρχή 0 s έως 0.5ms.

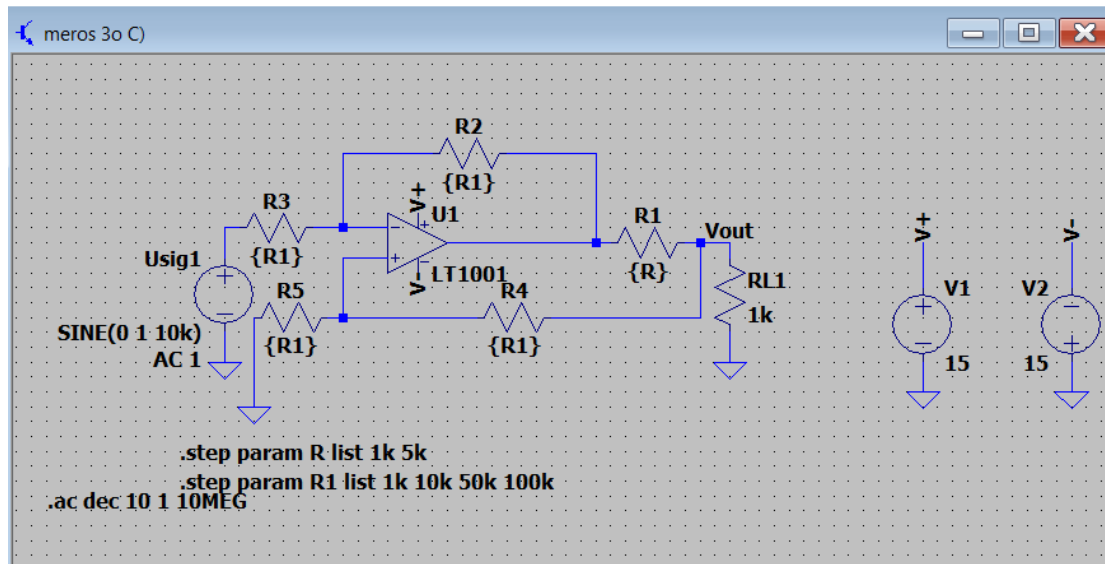
Οπότε, λαμβάνουμε τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις της τάσης εξόδου συναρτήσει του χρόνου, σε κοινούς άξονες:



Παρατηρούμε ότι, όσο αυξάνεται το πλάτος εισόδου, αυξάνεται και το πλάτος εξόδου. Όλες είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις με διαφορετικά πλάτη τα οποία, όπως είπαμε προηγουμένως, είναι ανάλογα με τα αντίστοιχα πλάτη εισόδου.

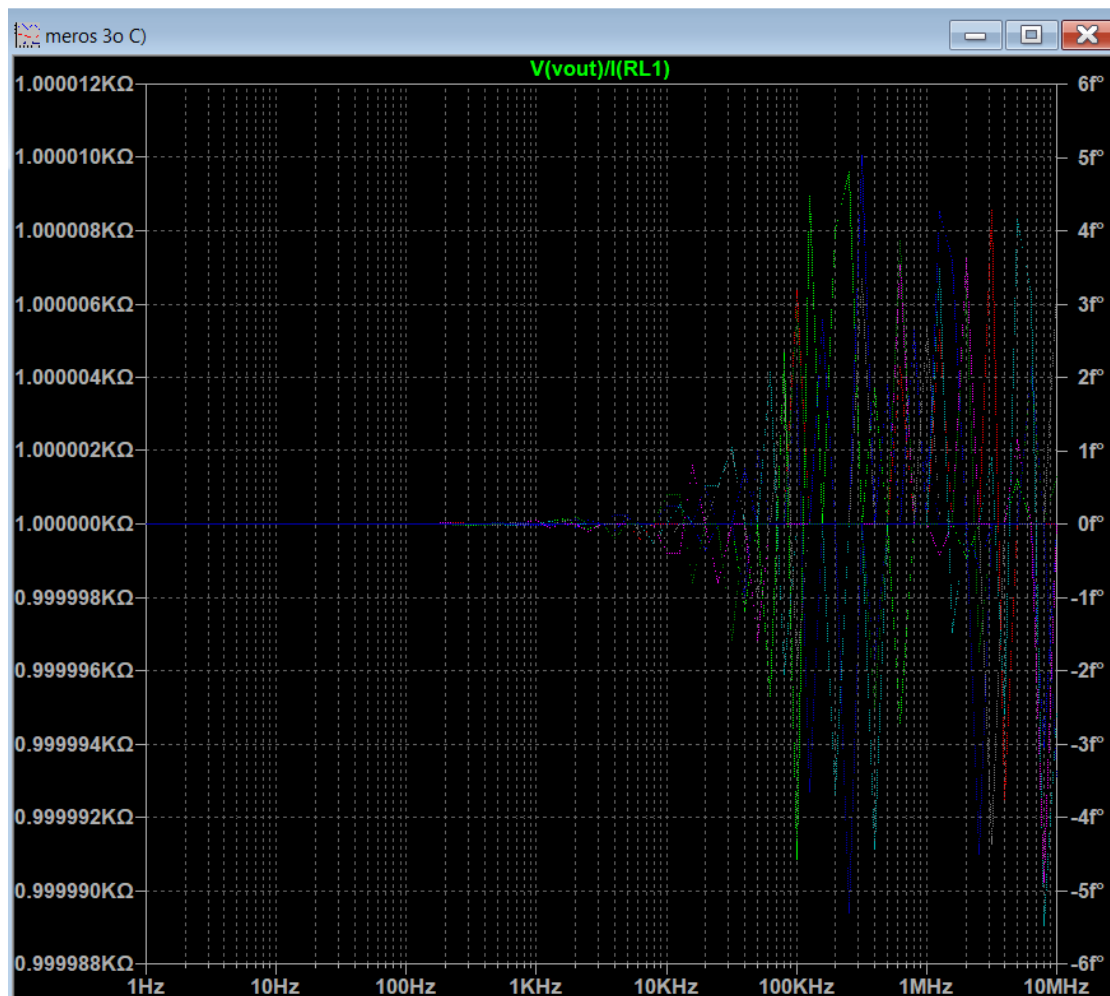
Γ)

Με χρήση της εντολής `.step param X list` στη μπάρα εργαλείων με comments, μεταβάλλουμε τις αντιστάσεις όπως μας ζητείται. Θεωρούμε στο σήμα εισόδου πλάτος AC 1. Οπότε, όμοια με πριν, λαμβάνουμε την παρακάτω προσομοίωση:



Έπειτα, πατάμε το run και εκτελούμε AC analysis προσομοίωση, decade, με αρχή καταγραφής 1 Hz έως 10 MHz και βήμα 10.

Για να εμφανίσουμε την αντίσταση εξόδου, πατάμε δεξί κλικ πάνω- πάνω στο κέντρο, θεωρώντας ως y άξονα τη ποσότητα $\frac{V(vout)}{I(RL1)}$. Οπότε, λαμβάνουμε τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις της αντίστασης εξόδου συναρτήσει του χρόνου, σε κοινούς άξονες:



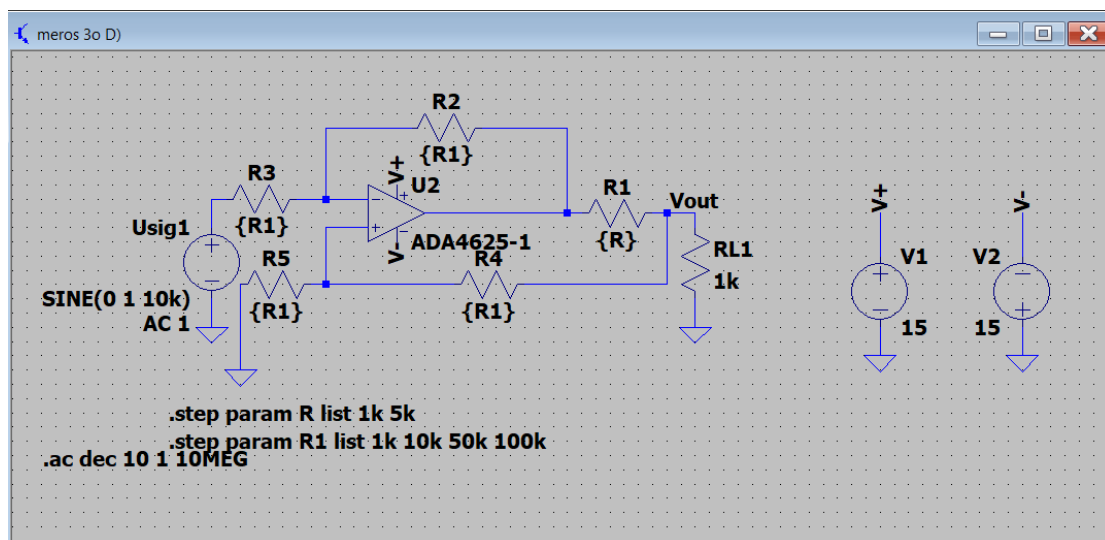
Παρατηρούμε ότι, όσο πιο μικρές είναι οι τιμές των αντιστάσεων, τόσο πιο μικρές συχνότητες χρειάζονται για να απεικονιστεί ολόκληρη η εκάστοτε γραφική παράσταση. Επίσης, παρατηρούμε ότι οι γραφικές παραστάσεις είναι πανομοιότυπες, απλώς μετατοπισμένες ως προς τον άξονα x. Όσο πιο μικρές είναι οι αντιστάσεις,

τόσο πιο αριστερά μετατοπισμένη είναι η γραφική της παράσταση σε σχέση με εκείνη μεγαλύτερων αντιστάσεων.

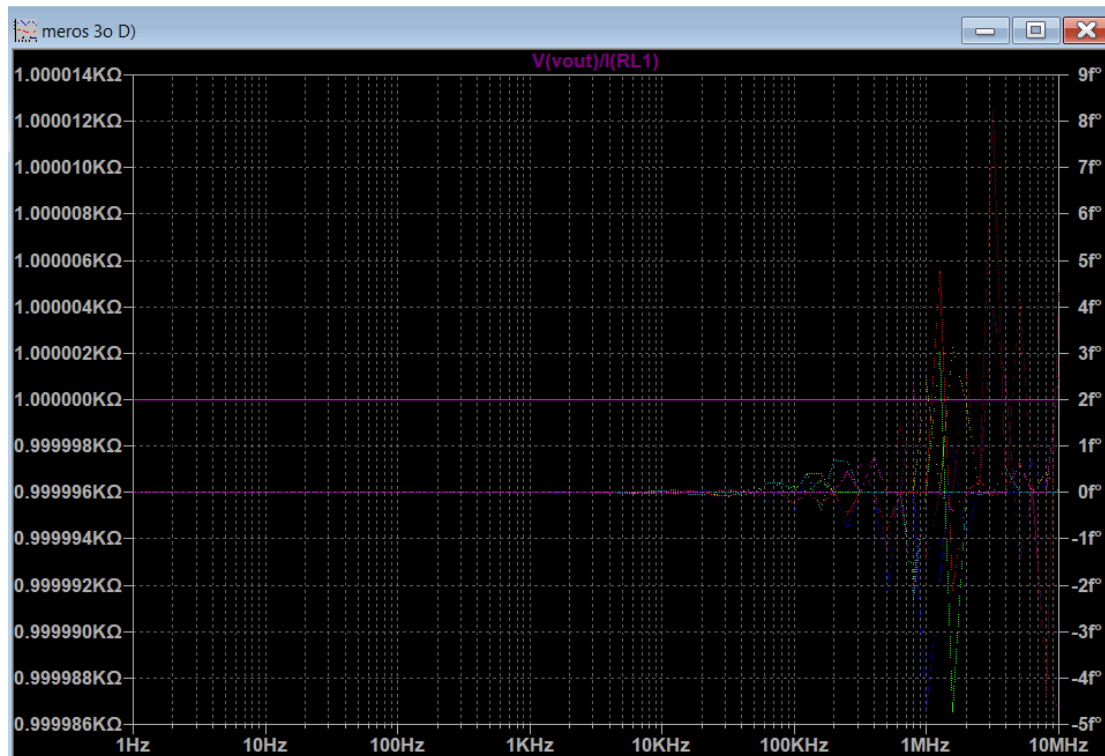
Συνεπώς, επιδιώκουμε όσο το δυνατόν μικρότερες τιμές των μεταβαλλόμενων αντιστάσεων, ώστε να χρειαζόμαστε τη λιγότερη δυνατή συχνότητα.

Δ)

Όμοια με πριν, αλλάζουμε στη μπάρα εργαλείων με τα components τον ενισχυτή σε ADA4625. Οπότε, σχεδιάζουμε την παρακάτω προσομοίωση:



Όμοια με πριν, λαμβάνουμε τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις:



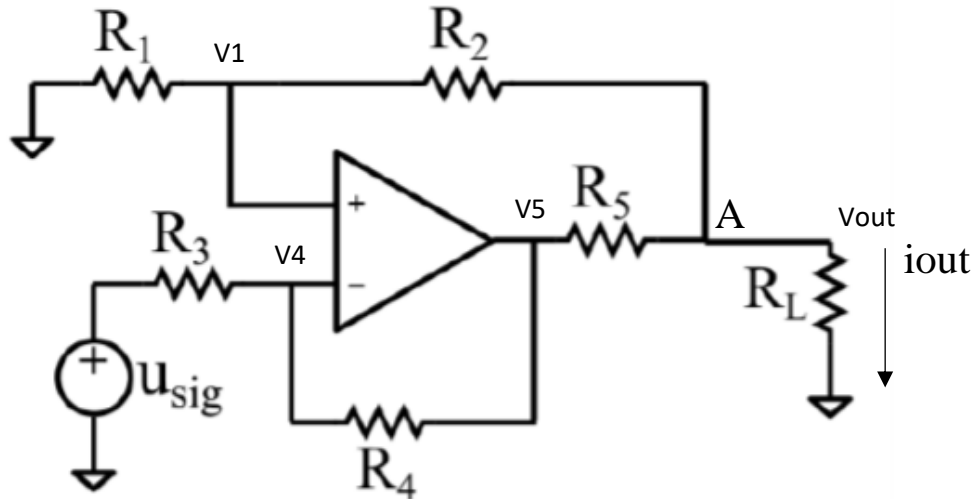
Οι γραφικές παραστάσεις που προκύπτουν, στη συγκεκριμένη περίπτωση, είναι παρόμοιες με εκείνες του προηγούμενου ερωτήματος. Η μόνη διαφορά είναι στο γεγονός ότι η μέση αντίσταση εξόδου είναι περίπου 0.99 $k\Omega$, ενώ στις προηγούμενες γραφικές η μέση αντίσταση εξόδου είναι 1 $k\Omega$.

Οι διαφορές που προκύπτουν, οφείλονται στο γεγονός ότι οι ενισχυτές δεν είναι ιδανικοί, οπότε τα κέρδη τάσης ποικίλουν και συνεπώς οι γραφικές να μην είναι ταυτόσημοι.

Η κατάσταση που πρέπει να αποφύγουμε είναι όταν όλες οι αντιστάσεις είναι 1 $k\Omega$, επειδή στη γραφική προκύπτουν δύο παράλληλες γραμμές που υποδεικνύουν 2 τιμές αντίστασης εισόδου ταυτόχρονα, πράγμα άτοπο.

Θεωρητική Ανάλυση:

Από τη θεωρητική ανάλυση η τάση εξόδου είναι $V_{out} = \frac{R_{out}}{i_{out}}$, όπου i_{out} το ρεύμα που διέρχεται από την αντίσταση $R_{out} = R_L$.



Από ΝΡΚ στον κόμβο Α:

$$i_{out} = \frac{V5 - V_{out}}{R5} + \frac{V1 - V_{out}}{R2}$$

Θεωρούμε τον ενισχυτή ιδανικό, οπότε: $i_{in+} = 0$ ή $\frac{V1 - V_{out}}{R2} = -\frac{V1}{R1}$

$$V1 \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) = V_{out}$$

$$\text{Επίσης: } i_{in-} = 0 \text{ ή } \frac{U_{sig} - V4}{R3} = \frac{V4 - V5}{R4} \text{ ή } V4 = \frac{\frac{U_{sig}}{R3} + \frac{V5}{R4}}{\frac{1}{R3} + \frac{1}{R4}} = \frac{R4U_{sig} + R3V5}{R4 + R3}$$

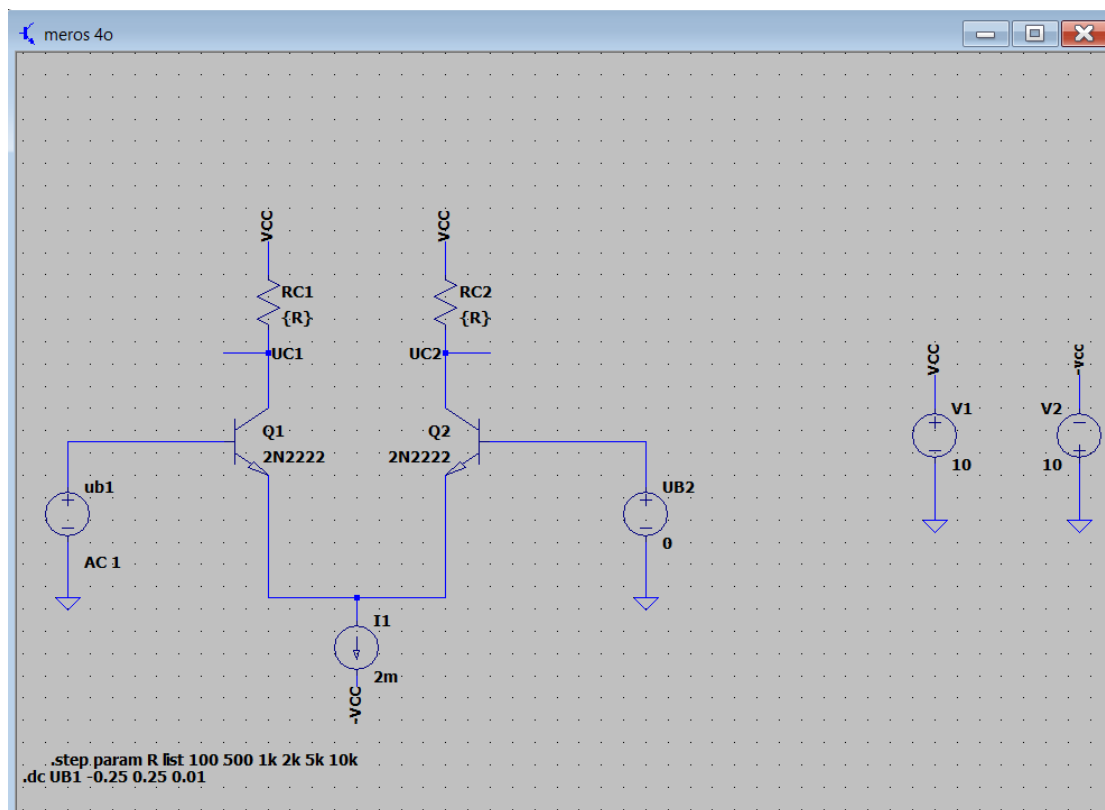
$$\text{Επιπλέον: } V1 \approx V4. \text{ Οπότε, } V_{out} = \left(\frac{R4U_{sig} + R3V5}{R4 + R3}\right) \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

Μέρος 4ο

A)

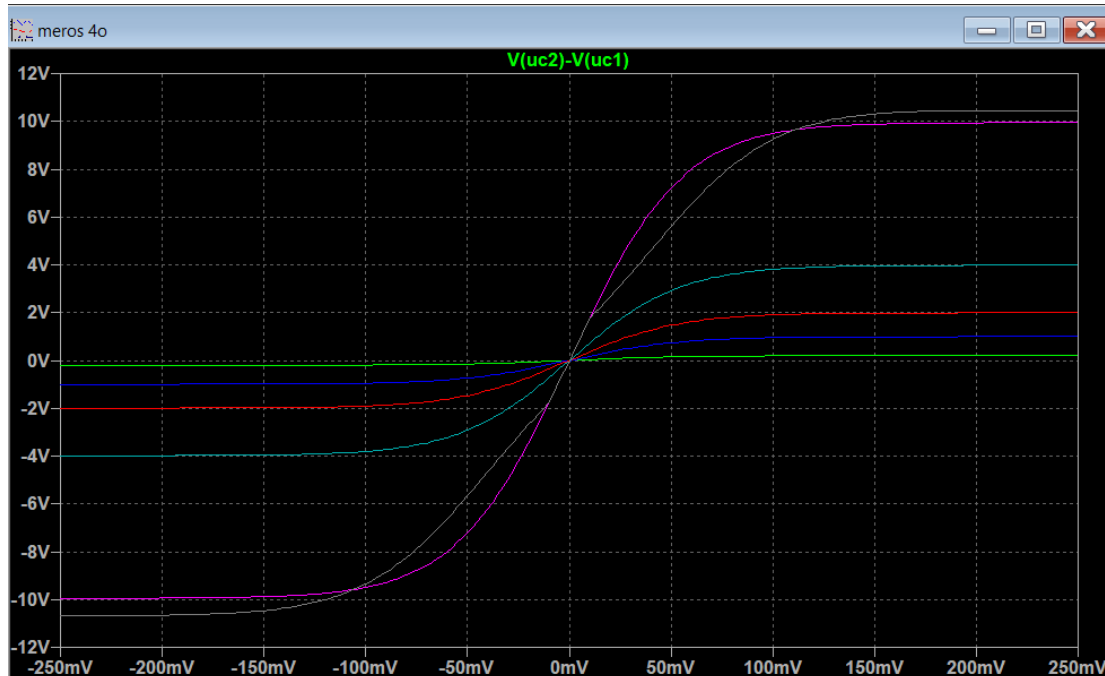
Σχεδιάσαμε το κύκλωμα στο πρόγραμμα LTspice και εκτελέσαμε dc sweep, μεταβάλλοντας την DC τάση της πηγής u_{b1} από -0.25 V έως 0.25 V . Επίσης, μεταβάλλουμε τις τιμές της αντίστασης R_c με την εντολή .step param X list.

Οπότε, λαμβάνουμε την παρακάτω προσομοίωση:



Παρακάτω, απεικονίζεται η χαρακτηριστική μεταφοράς της διαφορικής εισόδου

$u_{c2} - u_{c1}$ συναρτήσει της εισόδου, για τις διάφορες αντιστάσεις R_C :



Παρατηρούμε ότι οι καμπύλες που αντιστοιχούν σε αντιστάσεις με μεγαλύτερη τιμή, έχουν μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ των ακροτάτων τους και έχουν μεγαλύτερο συντελεστή διεύθυνσης. Η διαφορά $u_{c2} - u_{c1}$, δηλαδή, μεταβάλλεται πιο γρήγορα στις περιπτώσεις που οι αντιστάσεις έχουν μεγαλύτερη τιμή.

Θεωρητική Ανάλυση:

Στα θεωρητικά πλαίσια, ισχύει ότι: $I_{c1} = I_s e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$ και $I_{c2} = I_s e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$

Οπότε, $\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = e^{\frac{u_{b1} - u_{b2}}{V_T}}$ και από ΝΡΚ στον κόμβο Ε: $I_{E1} + I_{E2} = I$. Αφού $I_{E1} = \frac{I_{c1}}{\alpha}$ και

$I_{E2} = \frac{I_{c2}}{\alpha}$. Οπότε, $\frac{I_{c1}}{\alpha} + \frac{I_{c2}}{\alpha} = I$. Δηλαδή: $I_{c1} = \frac{\alpha I}{1 + e^{\frac{-(u_{b1} - u_{b2})}{V_T}}}$ και

$$I_{c2} = \frac{\alpha I}{1 + e^{\frac{(u_{b1} - u_{b2})}{V_T}}}.$$

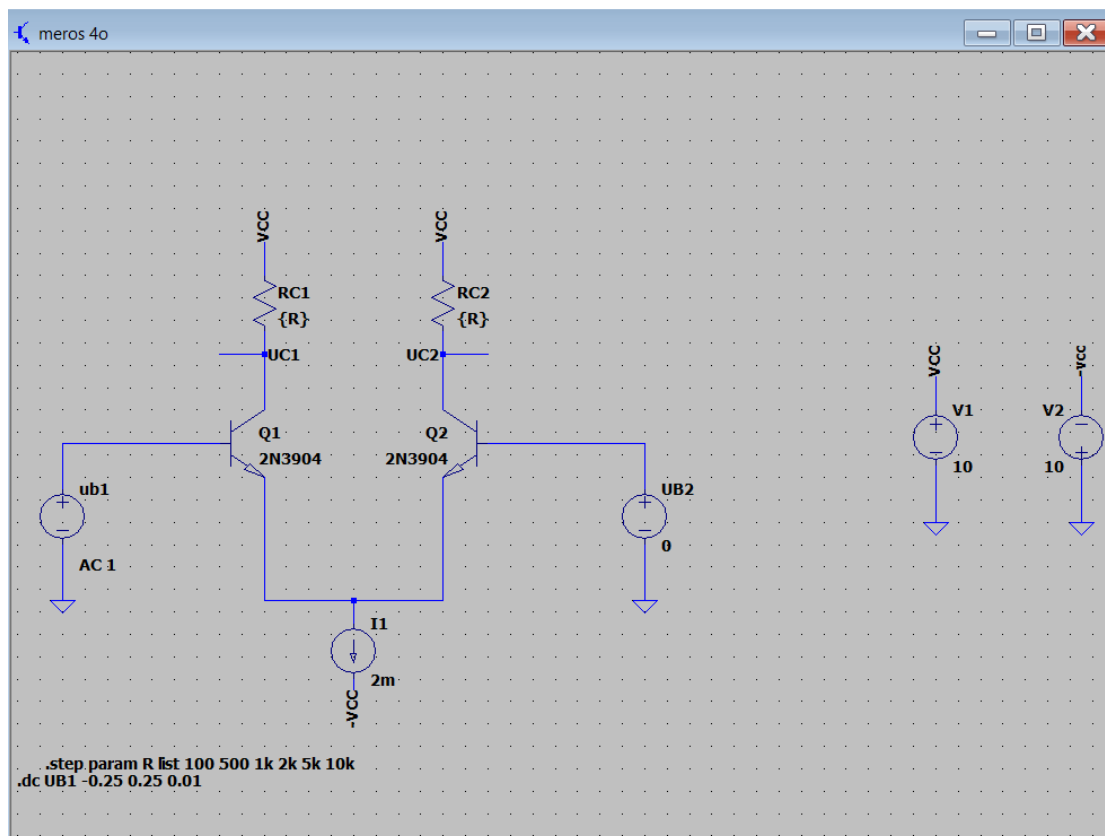
Αφαιρώντας τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι: $I_{c1} - I_{c2} = \alpha I \tanh\left(\frac{u_{b1} - u_{b2}}{2VT}\right)$ και επιπλέον ισχύει ότι $V_{cc} - V_{c1} = I_{c1}R_c$ & $V_{cc} - V_{c2} = I_{c2}R_c$. Επομένως:

$$u_{c2} - u_{c1} = \alpha I R_c \tanh\left(\frac{u_{b1} - u_{b2}}{2VT}\right) (*)$$

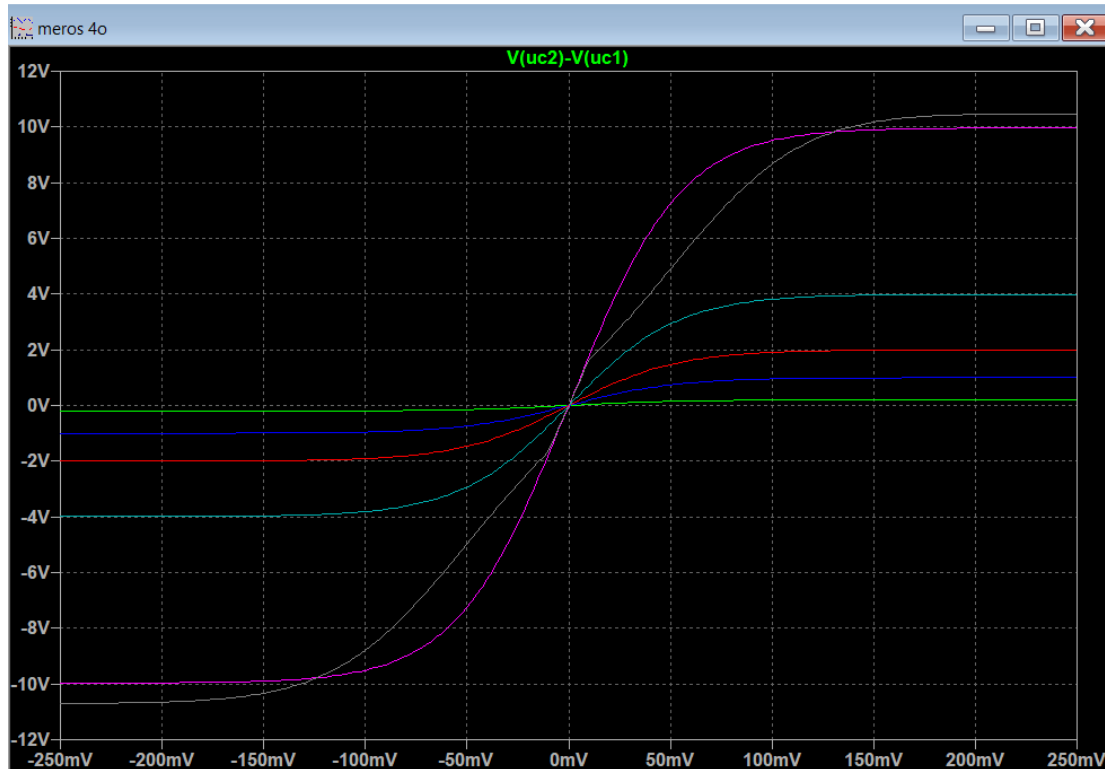
Οπότε, οι παρατηρήσεις μας συμπίπτουν με εκείνο της θεωρητικής μας ανάλυσης.

B)

Επαναλαμβάνουμε τα παραπάνω με τρανζίστορ 2N3904, οπότε προκύπτει η παρακάτω προσομοίωση:



Όμοια με πριν, παρακάτω απεικονίζεται η χαρακτηριστική μεταφοράς της διαφορικής εισόδου $u_{c2} - u_{c1}$ συναρτήσει της εισόδου, για τις διάφορες αντιστάσεις R_C :



Παρατηρούμε ότι η παραπάνω γραφική που προέκυψε, είναι σχεδόν ίδια με εκείνη του προηγούμενου ερωτήματος.

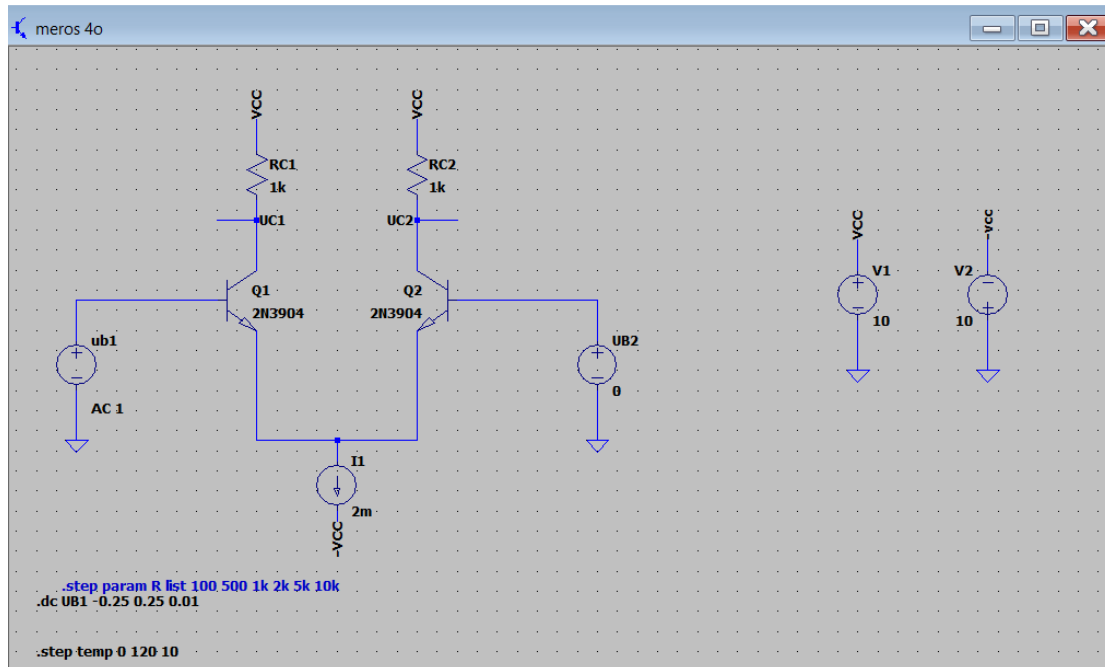
Θεωρητική Ανάλυση:

Το γεγονός αυτό είναι αναμενόμενο, επειδή το β από 200 (στο Α) ερώτημα), αντικαταστάθηκε (στο Β) ερώτημα) με 300 (τα χαρακτηριστικά αυτά τα έχουμε βρει, με τον ίδιο τρόπο, όπως τις προηγούμενες ασκήσεις). Οπότε, το $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$

μεταβλήθηκε από 0.995 (στο Α) ερώτημα) σε 0.997 στο Β) ερώτημα. Η διαφορά, λοιπόν, είναι αμελητέα και επιπλέον με τη σχέση (*) που βρήκαμε στο προηγούμενο ερώτημα, οι τιμές των $u_{c2} - u_{c1}$ συναρτήσει της εισόδου u_{b1} είναι σχεδόν ίδιες με εκείνες, αντίστοιχα, του πρώτου ερωτήματος.

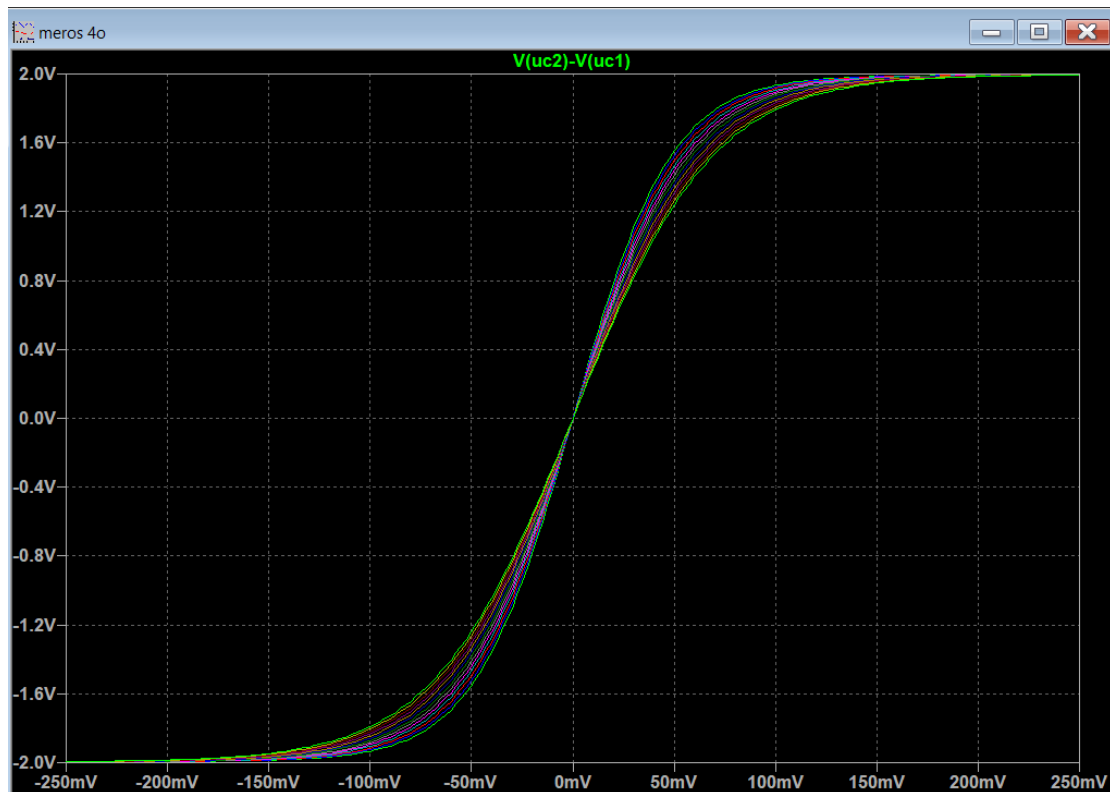
Γ)

Θεωρώντας τις αντιστάσεις $R_c = 1\text{K}\Omega$, τροποποιούμε την παραπάνω προσομοίωση:



Γράφουμε σε SPICE directive την εντολή `.step temp 0 120 10`, ώστε να βρούμε τη συνάρτηση μεταφοράς για θερμοκρασίες από 0 έως 120 βαθμούς, με βήμα 10 βαθμών.

Λαμβάνουμε τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις ανάλογα με τη θερμοκρασία:



Παρατηρούμε ότι, καθώς αυξάνεται η θερμοκρασία, ο συντελεστής διεύθυνσης της καμπύλης μειώνεται. Οπότε, η τιμή της διαφορικής εισόδου $u_{c2} - u_{c1}$ μεταβάλλεται με πιο αργούς ρυθμούς. Παρατηρούμε, επίσης, ότι η μεταβολή της θερμοκρασίας δε μεταβάλλει τις τιμές των ακροτάτων.

Θεωρητική Ανάλυση:

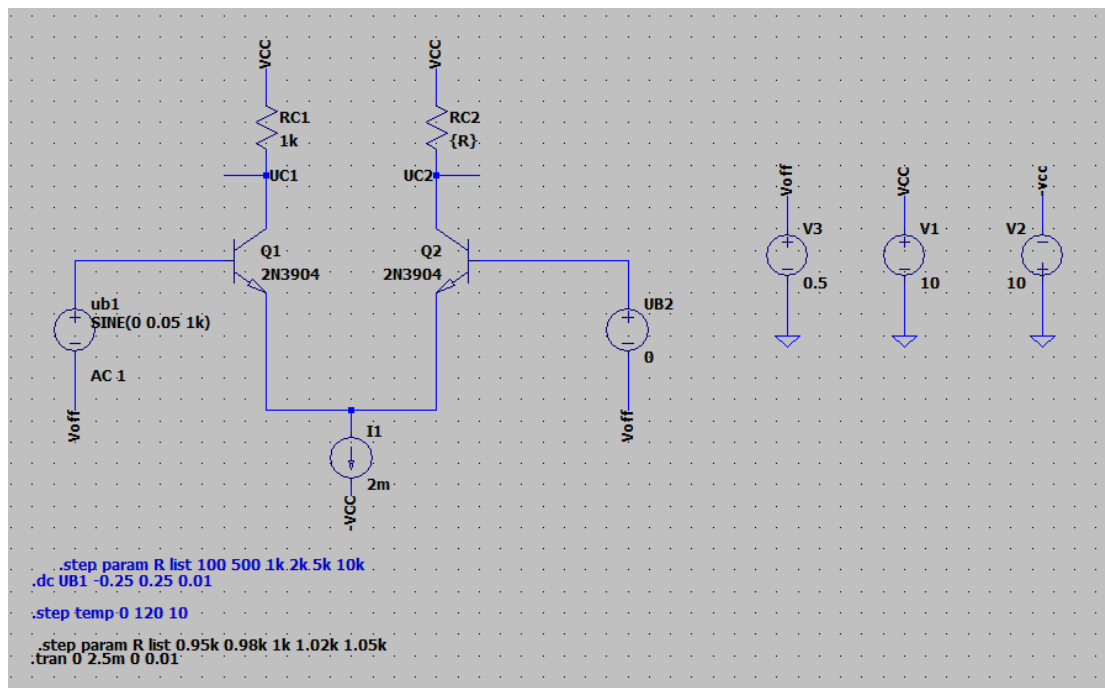
Οι παραπάνω παρατηρήσεις είναι αναμενόμενες, διότι ισχύει ο τύπος: $V_T = \frac{kT}{q}$.

Επιπλέον, η σχέση (*) που βρήκαμε από το πρώτο ερώτημα για τις τιμές της διαφορικής εισόδου $u_{c2} - u_{c1}$ επιβεβαιώνει τις παραπάνω παρατηρήσεις μας σχετικά με τη μορφή της γραφικής παράστασης.

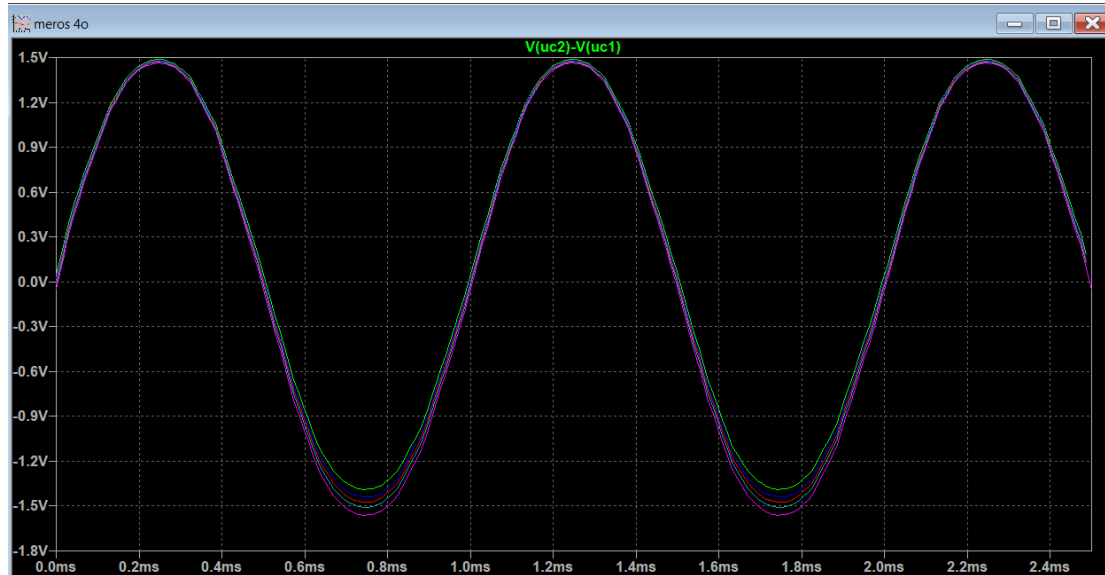
Δ)

Με την εντολή `.step param X list`, μεταβάλλουμε τις τιμές των αντιστάσεων R_c και προσθέτουμε ένα DC σήμα $0.5V$ στα κάτω άκρα των πηγών u_{b1} και u_{b2} . Επίσης, θεωρούμε την πηγή ημιτονοειδή, πατώντας με δεξί κλικ πάνω στη πηγή, επιλέγοντας `advanced` και την επιλογή για ημιτονοειδής πηγή.

Οπότε, λαμβάνουμε την παρακάτω προσομοίωση:

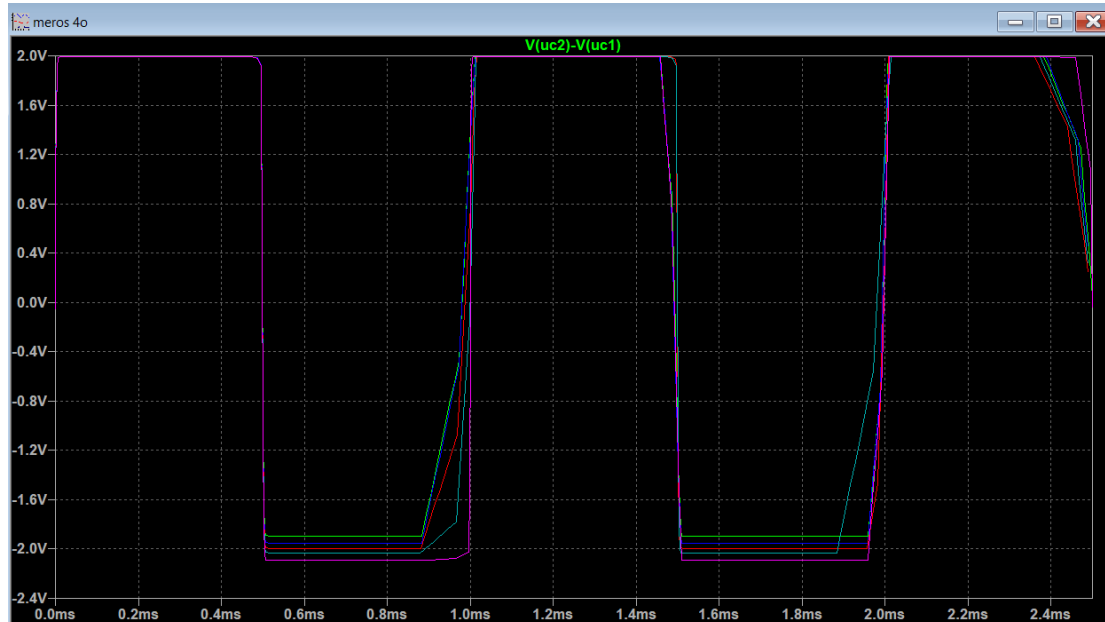


Εκτελούμε transient προσομοίωση από 0 s έως 2.5 ms και συνεπώς λαμβάνουμε τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις για τις διάφορες αντιστάσεις:



Παρατηρούμε ότι οι μορφές της γραφικής παράστασης είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις πλάτους 1,5 V για όλες τις τιμές των αντιστάσεων R_c .

Αυξάνουμε το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος u_{b1} από 0.05V σε 5V και εκτελώντας την ίδια διαδικασία, λαμβάνουμε την παρακάτω γραφική παράσταση.



Παρατηρούμε ότι, αυξάνοντας το πλάτος ημιτονοειδούς σήματος στα 5V, η μορφή της γραφικής μετατράπηκε από ημιτονοειδής σε κορεσμένη ψαλιδισμένη ημιτονοειδής. Η μορφή της γραφικής, δηλαδή, είναι ημιτονοειδείς καμπύλες περιορισμένες σε πλάτος 2V οι οποίες τείνουν σε τετραγωνικές συναρτήσεις με πλάτος 2V.