



## Ηλεκτρονική ΙΙ

### 6ο Εξάμηνο

#### 2<sup>η</sup> Σειρά Ασκήσεων: Προσομοιώσεις με LTSPICE

### I. MOS ΣΤΟ LTSPICE

#### 1. ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ MOS ΣΤΟ LTSPICE

Σε όλα τα ερωτήματα το NMOS έχει διαστάσεις  $W=40\mu\text{m}$  και  $L=400\text{nm}$ .

Στις παρακάτω περιπτώσεις θεωρείται  $V_{SB} = 0$ , οπότε μπορείτε να χρησιμοποιήσετε το MOSFET με 3 ακροδέκτες, nmos στο εικονίδιο “Add Component” (που προκύπτει ως σύμβολο για το μοντέλο LTspice του NMOS που έχετε εισάγει).

1. Σχεδιάστε την καμπύλη  $I_D$  ως προς  $V_{DS}$ , με  $V_{DS}$  από 0 μέχρι 1.8 V με βήμα 0.01 V, για  $V_{GS} = 0.4, 0.8, 1.2$  και 1.6 V. Τί παρατηρείτε;
2. Από τα αποτελέσματα του παραπάνω ερωτήματος, σχεδιάστε την καμπύλη του  $g_d$  ως προς  $V_{DS}$ .
3. Για  $V_{DS} = 1.8$  V σχεδιάστε την καμπύλη  $\text{LOG}(I_D)$  ως προς  $V_{GS}$ , με  $V_{GS}$  από 0 μέχρι 0.8 V με βήμα 0.01 V. Τί παρατηρείτε; (Υπενθύμιση: η τάση κατωφλίου  $V_{th}$  για το NMOS που έχετε εισάγει είναι περίπου 0.4 V).
4. Από τα αποτελέσματα του ερωτήματος 3, σχεδιάστε την κανονικοποιημένη καμπύλη  $g_m/I_D$  ως προς  $V_{GS}$ .
5. Για  $V_{DS} = 1.8$  V σχεδιάστε την καμπύλη  $g_m$  ως προς  $V_{GS}$ , με  $V_{GS}$  από 0 μέχρι 1.8 V με βήμα 0.01 V. Τί παρατηρείτε;
6. Για  $V_{DS} = 1.8$  V σχεδιάστε την καμπύλη  $\text{SQRT}(I_D)$  ως προς  $V_{GS}$ , με  $V_{GS}$  από 0 μέχρι 1.8 V με βήμα 0.01 V. Τί παρατηρείτε;

Στο παρακάτω ερώτημα πρέπει να μεταβάλετε την  $V_{SB}$ . Αυτό προϋποθέτει MOS με 4 ακροδέκτες, με τον επιπλέον ακροδέκτη να είναι το body. Όταν έχετε 3 ακροδέκτες, το body

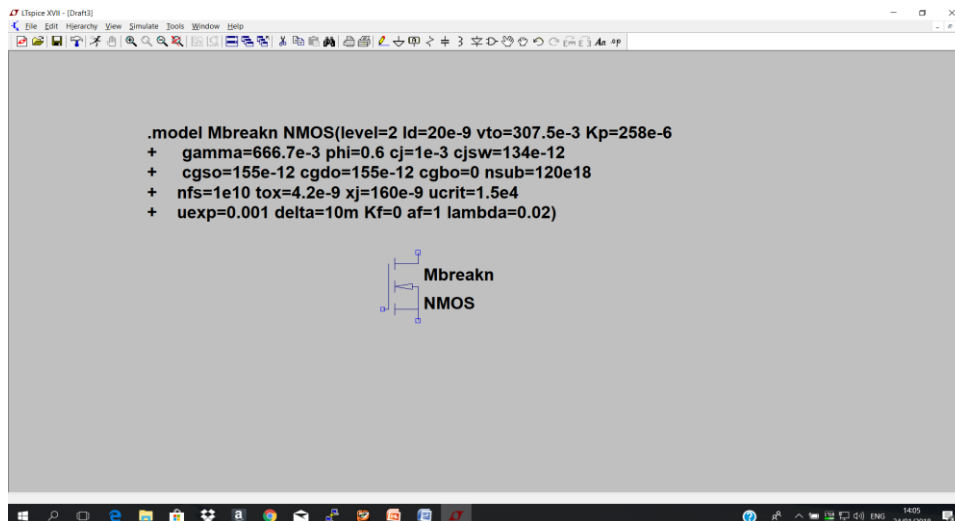
είναι βραχυκυκλωμένο με το source του MOSFET. Όταν φτιάχνετε το δικό σας MOSFET ξεκινώντας με ένα MOS μοντέλο με τον τρόπο που σας έχουμε υποδείξει, τελικά δημιουργείτε ένα στοιχείο με 3 ακροδέκτες. Για να έχετε στοιχείο με 4 ακροδέκτες θα πάρετε το MOSFET nmos4 (το n υποδηλώνει ότι είναι NMOS και το 4 ότι έχει 4 ακροδέκτες) από τα διαθέσιμα στο εικονίδιο “Add Component” του LTspice.

7. Για  $V_{SB} = 0.2$  και  $0.4$  V, σχεδιάστε την καμπύλη  $I_D$  ως προς  $V_{DS}$ , με  $V_{DS}$  από 0 μέχρι 1.8 V με βήμα 0.01V, για  $V_{GS} = 0.4, 0.8, 1.2$  και  $1.6$  V. Τί παρατηρείτε σε σχέση με τα αποτελέσματα του ερωτήματος 1;

### Σημείωση - Υπενθύμιση

#### Μοντέλο NMOS

- .model Mbreakn NMOS(level=2 ld=20e-9 vto=307.5e-3 Kp=258e-6
- + gamma=666.7e-3 phi=0.6 cj=1e-3 cjsw=134e-12
- + cgso=155e-12 cgdo=155e-12 cgbo=0 nsub=120e18
- + nfs=1e10 tox=4.2e-9 xj=160e-9 ucrit=1.5e4
- + uexp=0.001 delta=10m Kf=0 af=1 lambda=0.02)



#### Μοντέλο PMOS (θα το χρειαστείτε στις ασκήσεις 3 και 4 για τον αναστροφέα CMOS)

- .model Mbreakp PMOS(level=2 ld=20e-9 vto=-455.5e-3 Kp=94e-6
- + gamma=666.7e-3 phi=0.56 cj=1.14e-3 cjsw=174e-12
- + cgso=205.4e-12 cgdo=205.4e-12 cgbo=0 nsub=120e18
- + nfs=1e10 tox=4.2e-9 xj=100e-9 ucrit=1.5e4
- + uexp=0.001 delta=10e-3 Kf=0 af=1 lambda=0.02)

Αν θέλετε το μοντέλο να έχει συγκεκριμένα  $W$  και  $L$ , τότε πρέπει να τα προσθέσετε στον κώδικα (π.χ.  $W=40\mu\text{m}$   $L=400\text{nm}$ ) και μετά να πατήσετε OK.

- .model Mbreakn NMOS(level=2 ld=20e-9 vto=307.5e-3 Kp=258e-6
- + gamma=666.7e-3 phi=0.6 cj=1e-3 cjsw=134e-12
- + cgso=155e-12 cgdo=155e-12 cgbo=0 nsub=120e18
- + nfs=1e10 tox=4.2e-9 xj=160e-9 ucrit=1.5e4  **$W=40\mu\text{m}$   $L=400\text{nm}$**
- + uexp=0.001 delta=10m Kf=0 af=1 lambda=0.02)

## 2. ΑΚΟΛΟΥΘΟΣ ΠΗΓΗΣ

Για τον ενισχυτή κοινής υποδοχής του παρακάτω σχήματος, υποθέστε ότι  $W/L=100$  με  $L=400\text{nm}$ . Βρείτε την dc τάση εξόδου  $V_o$  και το κέρδος μικρού σήματος  $v_o/v_i$ , με αναλυτικό τρόπο και με προσομοίωση στο LTspice, για τις ακόλουθες συνθήκες:

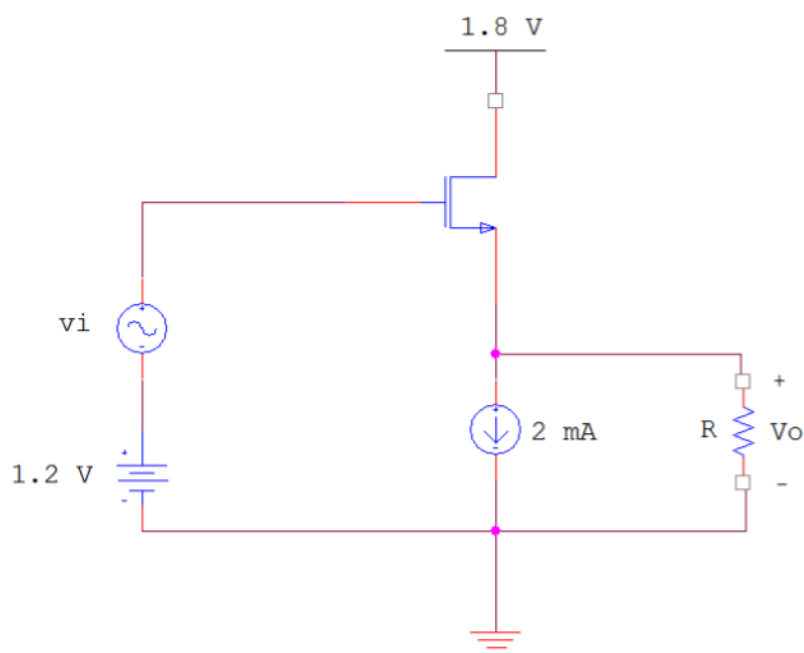
α) Χωρίς επίδραση σώματος και  $R \rightarrow \infty$ .

β) Με επίδραση σώματος και  $R \rightarrow \infty$ .

γ) Με επίδραση σώματος και  $R = 10\text{ K}\Omega$ .

δ) Με επίδραση σώματος και  $R = 1\text{ K}\Omega$ .

Σε κάθε συνθήκη να υπολογίσετε τα δύο ζητούμενα για  $\lambda=0$  και για  $\lambda=0.02$ .



### Παρατηρήσεις

- Στο μοντέλο MOS που θα χρησιμοποιήσετε, αλλάζετε την παράμετρο  $K_p$  από  $129e-6$  σε  $258e-6$  και την παράμετρο  $n_{sub}$  από  $60e15$  σε  $100e16$ .
- Για να συμπεριλάβετε τη διαμόρφωση μήκους καναλιού ( $\lambda=0$  ή όχι) στο μοντέλο σας, βάλτε την παράμετρο  $\lambda$  στον κώδικα του μοντέλου σας με την τιμή του  $\lambda$  που θέλετε σε κάθε περίπτωση.
- Για τους αναλυτικούς υπολογισμούς, ισχύει:  $K_p = \mu_n C_{ox}$ , όπου το  $K_p$  ορίζεται στο μοντέλο σας και έχει μονάδες  $A/V^2$ . Η τάση κατωφλίου  $V_{TH}$  δίνεται από τον γνωστό τύπο, στον οποίο οι  $V_{to}$ ,  $\gamma$  και  $\phi_B$  είναι η παράμετροι  $v_{to}$ ,  $\gamma$  και  $\phi$  αντίστοιχα στο μοντέλο σας.
- Δεν έχετε φαινόμενο σώματος όταν βραχυκυκλώσετε το σώμα (body) με την πηγή (source) του MOS. Αντίθετα, έχετε φαινόμενο σώματος όταν συνδέσετε το σώμα στη γη. Προφανώς χρειάζεστε MOS με 4 ακροδέκτες για την άσκηση.

### Σημείωση-Υπόδειξη

Μπορείτε να δείτε σε ανάλυση dc την τιμή του ρεύματος ώστε να έχετε δύο νούμερα να συγκρίνετε (με και χωρίς φαινόμενο Early). Από κει και πέρα, εάν εφαρμόσετε ανάλυση ασθενούς σήματος, μπορείτε να βρείτε τη συνάρτηση μεταφοράς (κέρδος) του ακόλουθου πηγής και να κοιτάξετε και τον αντίστοιχο τύπο για το κέρδος από τις διαφάνειες του μαθήματος. Εκεί, θα δείτε ότι στην ιδανική περίπτωση (όχι φαινόμενο σώματος, όχι φαινόμενο Early, ιδανική πηγή ρεύματος πόλωσης), το κέρδος της διάταξης είναι 1. Οτιδήποτε μη ιδανικό βάλτε από κει και πέρα, θα δώσει  $A < 1$ . Παράδειγμα, το φαινόμενο Early θα βάλει στον παρονομαστή τον όρο  $g_d$  ο οποίος ήταν μηδέν χωρίς φαινόμενο Early. Οπότε, για ίδια τάση εισόδου και εφόσον έπεσε το κέρδος, θα πάρετε μικρότερη τάση εξόδου.

### 3. ΑΝΑΣΤΡΟΦΕΑΣ CMOS

Σχεδιάστε ένα αναλογικό αναστροφέα CMOS πολώνοντας το pMOS τρανζίστορ με ιδανική πηγή τάσης  $V_{bias}$ . Επιλέξτε εσείς τις συνθήκες πόλωσης των τρανζίστορ του αναστροφέα καθώς επίσης και τους λόγους ( $W/L$ ) ώστε το κύκλωμα να λειτουργεί ως ενισχυτής (απαιτείται πόλωση και του nMOS τρανζίστορ). Θα χρησιμοποιήσετε μόνο τροφοδοτικό 1.8V. Στη συνέχεια, υπολογίστε το κέρδος χαμηλών συχνοτήτων της διάταξης. Χρησιμοποιείτε τα μοντέλα MOS που έχετε στη διάθεσή σας. Προφανώς θα χρησιμοποιήσετε στοιχεία 3 ακροδεκτών για την άσκηση αυτή. Το  $\lambda$  είναι 0.02.

Στη συνέχεια, περάστε το κύκλωμά σας στο LTspice και προχωρήστε σε ανάλυση dc για να βρείτε το σωστό σημείο ηρεμίας του κόμβου εξόδου. Θα χρειαστεί να κάνετε αρκετές δοκιμές τροποποιώντας κάθε φορά την τιμή της  $V_{bias}$ . Τι παρατηρείτε;

Η συμπεριφορά της διάταξης στο LTspice σας οδηγεί να χρησιμοποιήσετε καθρέφτη ρεύματος για την πόλωση του pMOS τρανζίστορ του αναστροφέα αντί για ιδανική πηγή τάσης. Διαμορφώστε ανάλογα το κύκλωμα στο LTspice και επαναλάβετε την ανάλυση dc φροντίζοντας πάλι να πάρετε σωστό σημείο ηρεμίας για τον κόμβο εξόδου.

Έχοντας πολώσει σωστά τον αναστροφέα, προχωρήστε σε ανάλυση ac και υπολογίστε το κέρδος τάσης ασθενούς σήματος χαμηλών συχνοτήτων για τις δεδομένες συνθήκες πόλωσης.

### 4. ΑΝΑΛΥΣΗ AC

Για τις ασκήσεις του αναστροφέα CMOS και του ακόλουθου πηγής, προχωρήστε σε ανάλυση ασθενούς σήματος ως προς τη συχνότητα (ac ανάλυση) στο LTspice για να δείτε γραφικά το διάγραμμα πλάτους Bode.

#### Γενικές διευκρινήσεις για θεωρητικές αναλύσεις και προσομοιώσεις

Στη δεύτερη άσκηση (ακόλουθος πηγής) θα υπολογίσετε το κέρδος ασθενούς σήματος χαμηλών συχνοτήτων δηλαδή, θα χρησιμοποιηθεί το ΙΚΑΣ χωρίς πυκνωτές. Όταν θα πάτε

στο spice για AC ανάλυση, αναγκαστικά πρέπει να δώσετε μια περιοχή συχνοτήτων για να γίνει η ανάλυση. Στη συγκεκριμένη περίπτωση που δεν μας ενδιαφέρει η συμπεριφορά ως προς τη συχνότητα, θα δώσετε ένα μικρό εύρος χαμηλών τιμών, π.χ. από 1 έως 10 Hz. Το αποτέλεσμα που θα πάρετε για κέρδος από το spice θα είναι περίπου σταθερό. Οπότε έχετε να συγκρίνετε το θεωρητικό νούμερο του κέρδους με αυτό του spice. Όταν θέλουμε διάγραμμα Bode (τέταρτη άσκηση), στη θεωρητική ανάλυση θα χρησιμοποιηθεί ΙΚΑΣ με πυκνωτές ενώ στο spice πάλι θα κάνετε AC ανάλυση όπως και πριν αλλά τώρα θα δώσετε μεγάλο εύρος συχνοτήτων στην ανάλυση για να φανεί στο διάγραμμα Bode η αλλαγή του κέρδους ως προς τη συχνότητα.

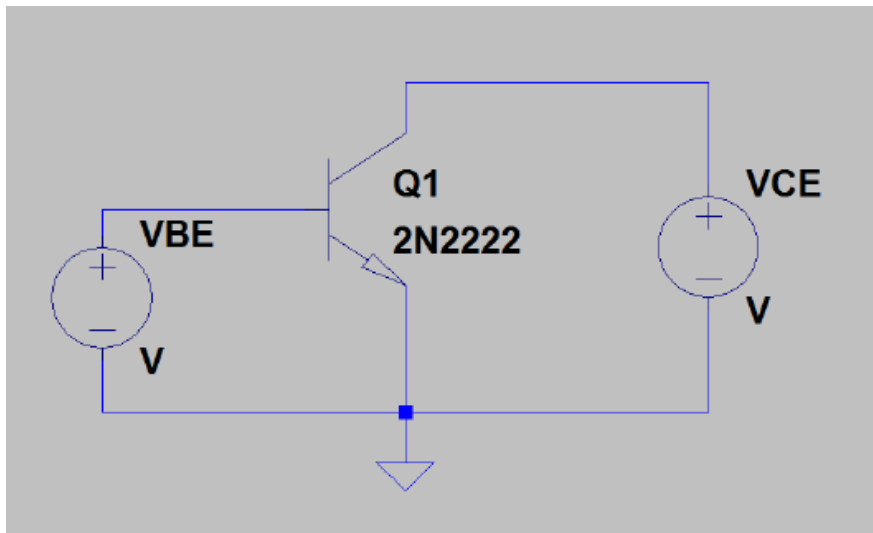
Όταν κάνουμε θεωρητικές αναλύσεις των κυκλωμάτων χωρίζουμε ανάλυση πόλωσης DC από την ανάλυση ασθενούς σήματος AC. Αυτό το κάνουμε διότι εκ των προτέρων θεωρούμε τα κυκλώματα μας γραμμικά και έτσι εφαρμόζουμε την αρχή της υπέρθεσης. Άρα όταν κάνουμε ανάλυση με ΙΚΑΣ, δεν μας ενδιαφέρουν οι πολώσεις. Στο spice δεν είναι έτσι. Το spice ξέρει πλήρως ότι το κύκλωμα δεν είναι γραμμικό και όταν τρέχει η οποιαδήποτε προσομοίωση (DC, AC, transient κλπ.) πρέπει να υπάρχουν οι πολώσεις στη θέση τους. Δηλαδή το κύκλωμα είναι πάντα πλήρες, π.χ. στην τάση εισόδου υπάρχει πάντα και η DC bias τάση και το ημίτονο σήματος. Όταν λοιπόν ζητήσετε να γίνει AC ανάλυση, το spice θα τρέξει πρώτα μια DC ανάλυση για να βρει το σημείο ηρεμίας ώστε μετά να τρέξει την ανάλυση ασθενούς σήματος γύρω από το σημείο ηρεμίας. Οπότε μην πάτε να τρέξετε στο spice ανάλυση AC χωρίς πολώσεις. Θα πάρετε λανθασμένα αποτελέσματα.

Για τη θεωρητική ανάλυση, θα χρησιμοποιήσετε τις εξισώσεις των σημειώσεων. Οι εξισώσεις που χρησιμοποιεί το Spice (level 2 στην περίπτωση μας), είναι διαφορετικές από αυτές των σημειώσεων. Είναι πιο πολύπλοκες και ανταποκρίνονται περισσότερο στην πραγματική ηλεκτρική συμπεριφορά του MOS τρανζίστορ. Οι εξισώσεις των σημειώσεων αναγκαστικά είναι πιο απλές για να διευκολύνουν την ανάλυση με το χέρι. Άρα δεν συγκρίνουμε όμοια πράγματα οπότε η λύση (π.χ. για την  $V_S$  (ή  $V_O$ )) που θα δώσει το spice, βασίζεται στις δικές του εξισώσεις. Σε κάθε περίπτωση, οι διαφορές μεταξύ θεωρητικής ανάλυσης και spice δεν είναι μεγάλες οπότε δουλεύουν και τα απλά μοντέλα.

## II. BJT ΣΤΟ LTSPICE

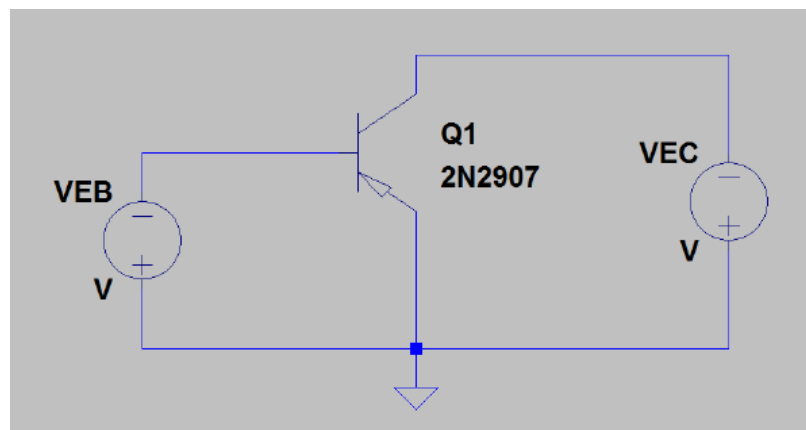
### ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΜΟΝΤΕΛΟΥ BJT - ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΚΟΙΝΟΥ ΕΚΠΟΜΠΟΥ

1. Σχεδιάστε το παρακάτω κύκλωμα (ηρη τρανζίστορ 2N2222).  
Ενδεικτικές τιμές  $V_{BE} = 0.8 \text{ V}$  και  $V_{CE} = 2.0 \text{ V}$



- α. Σχεδιάστε την καμπύλη  $I_C$  ως προς  $V_{BE}$ , με  $V_{BE}$  από 0 μέχρι 0.8 V με βήμα 0.01 V. Τί παρατηρείτε;
- β. Σχεδιάστε την καμπύλη  $I_C$  ως προς  $V_{CE}$ , με  $V_{CE}$  από 0 μέχρι 2.0 V με βήμα 0.01 V, για  $V_{BE} = 0.6, 0.7$  και 0.8 V. Τί παρατηρείτε;

2. Σχεδιάστε το παρακάτω κύκλωμα (ηρη τρανζίστορ 2N2907).  
Ενδεικτικές τιμές  $V_{EB} = 0.8 \text{ V}$  και  $V_{EC} = 2.0 \text{ V}$



- α. Σχεδιάστε την καμπύλη  $I_C$  ως προς  $V_{EB}$ , με  $V_{EB}$  από 0 μέχρι 0.8 V με βήμα 0.01 V. Τί παρατηρείτε;
- β. Σχεδιάστε την καμπύλη  $I_C$  ως προς  $V_{EC}$ , με  $V_{EC}$  από 0 μέχρι 2.0 V με βήμα 0.01 V, για  $V_{EB} = 0.6, 0.7$  και 0.8 V. Τί παρατηρείτε;
3. Σχεδιάστε έναν ενισχυτή κοινού εκπομπού με ηρη τρανζίστορ. Χρησιμοποιήστε το τρανζίστορ 2N2222. Η τάση τροφοδοσίας είναι 10V ( $V_{CC} = 10V$ ), η αντίσταση συλλέκτη 5KΩ, η αντίσταση εκπομπού 2KΩ. Η βάση πολώνεται μέσω ενός διαιρέτης τάσης με τάση 10/11 V. Ο παράλληλος συνδυασμός των αντιστάσεων του διαιρέτη ισοδυναμεί με αντίσταση 100/11 KΩ. Η αντίσταση φορτίου είναι ίση με τη μικρότερη αντίσταση του διαιρέτη τάσης (στη βάση του τρανζίστορ) και η αντίσταση της πηγής σήματος είναι ίση με το 1/100 της αντίστασης φορτίου. Οι τιμές για τους πυκνωτές σύζευξης (coupling) είναι 5μF για την είσοδο και 3μF για την έξοδο. Ο πυκνωτής διαρροής (bypass) στον εκπομπό είναι 3μF. Η πηγή του σήματος εισόδου είναι ημιτονική με DC offset 0, πλάτος 1mV και συχνότητα 2KHz. Επιλέξτε τιμές για τις αντιστάσεις πηγής σήματος, πόλωσης βάσης και φορτίου.
- α. Βρείτε τις τάσεις και τα ρεύματα στους ακροδέκτες του τρανζίστορ (εικονίδιο “Run” → DC op pnt).
- β. Σχεδιάστε το διάγραμμα Bode (κέρδος τάσης ως προς τη συχνότητα), επιλέγοντας από το εικονίδιο “Run” να κάνετε AC Analysis. Στη συνέχεια επιλέξτε Type of sweep: decade, Number of points: 100, Starting frequency: 1. Final frequency: 10MHz. Ποιο είναι το εύρος ζώνης συχνοτήτων και ποιο το κέρδος του ενισχυτή, όπως προκύπτει από το διάγραμμα Bode (απόκριση συχνότητας);