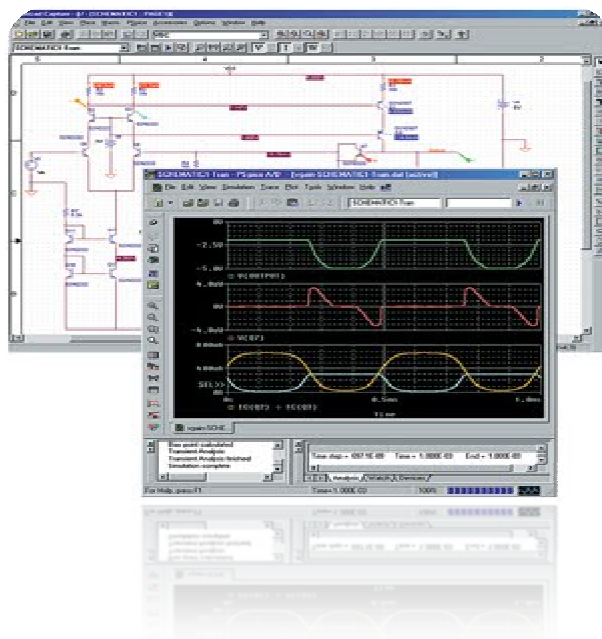




**ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ  
ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ  
ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ**

**ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ**

**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ ΜΕ ΘΕΜΑ  
ΑΝΑΛΟΓΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΜΕ ΤΟ P-SPICE**



**ΜΑΡΛΙΤΣΗΣ ΔΗΜΗΤΡΗΣ**

**A.M. : 3926**

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ:  
ΔΡΑΚΑΚΗΣ ΕΜΜΑΝΟΥΗΛ,  
ΑΝΑΠΛΗΡΩΤΗΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ**

**Ηράκλειο  
3/2/2011**

## Πίνακας περιεχομένων

<b>Πρόλογος</b> .....	4
<b>Εισαγωγικό Μέρος</b> .....	5
<b>Προσομοιώσεις με το P-SPICE</b> .....	6
<b>Χρήσιμες Συντομεύσεις PSpice</b> .....	8
<b>1. Δίοδος</b> .....	10
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	11
<b>2. Δίοδος Zener</b> .....	17
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	18
<b>3. Ανόρθωση</b> .....	23
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	24
3.1 Ημιανόρθωση .....	24
3.2 Ανορθωτής Πλήρους Κύματος Με Γέφυρα .....	31
<b>4. Φίλτρα Εξομάλυνσης</b> .....	33
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	35
<b>5. Τρανζίστορ Διπολικής Ένωσης</b> .....	41
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	43
5.1 Πόλωση Βάσης .....	44
5.2 Πόλωση Εκπομπού .....	48
5.3 Πόλωση Με Διαιρέτη Τάσης.....	51
<b>6. Ενισχυτής Κοινού Εκπομπού</b> .....	56
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	57
<b>7. Ενισχυτής Κοινού Συλλέκτη</b> .....	66
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	67
<b>8. Ενισχυτής Κοινής Βάσης</b> .....	72
<b>9. Τρανζίστορ Διακόπτης</b> .....	81
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	82
<b>10. Ενισχυτής Χαμηλών Συχνοτήτων</b> .....	92
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	94

<b>11. Ενισχυτής Ισχύος</b> .....	101
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	103
<b>12. Ζεύγος Darlington</b> .....	124
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	125
<b>13. Ενισχυτές Με Ανάδραση</b> .....	131
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	136
13.1 Ανάδραση Τάσης Παράλληλα .....	136
13.2 Ανάδραση Τάσης Σειράς.....	141
13.3 Ανάδραση Ρεύματος Σειράς .....	154
13.4 Ανάδραση Ρεύματος Παράλληλα.....	162
<b>14. Διαφορικός Ενισχυτής</b> .....	169
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	170
<b>15. Τελεστικός Ενισχυτής</b> .....	183
<i>Pspice</i> Ανάλυση .....	185
15.1 Slew Rate .....	185
15.2 Στατική χαρακτηριστική τάσης εισόδου - εξόδου .....	193
15.3 Απόκριση συχνότητας Ανοικτού βρόγχου .....	195
15.4 Μη αναστρέφων Τελεστικός Ενισχυτής σαν AC ενισχυτής.....	200
15.5 Αναστρέφων Τελεστικός Ενισχυτής σαν AC ενισχυτής .....	203
15.6 Ενισχυτής Άθροισης με Τελεστικό Ενισχυτή .....	210
15.7 Ενισχυτής Διαφοράς με Τελεστικό Ενισχυτή.....	214
15.8 Ολοκλήρωση.....	217
<b>Data Sheet</b> .....	229
Δίοδος D1N4002.....	229
Δίοδος Zener D1N750.....	230
Transistor Q2N3904.....	234
<b>Βιβλιογραφία</b> .....	237

## Πρόλογος

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία θα εκτελέσουμε τις πειραματικές ασκήσεις που πραγματοποιούνται στα εργαστηριακά μαθήματα *Ηλεκτρονικά I & Ηλεκτρονικά II* κάνοντας χρήση του προγράμματος προσομοιώσεων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων *P-Spice*.

Το πρόγραμμα προσομοίωσης δεν προτείνει τοπολογία σχεδιασμού αλλά μας δίνει την δυνατότητα γρήγορου και ρεαλιστικού υπολογισμού της συμπεριφοράς των κυκλωμάτων. Η προσομοίωση βασίζεται σε μοντέλα εξαρτημάτων ή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και επομένως η ακρίβεια των αποτελεσμάτων και η καλή προσέγγιση με την θεωρητική ανάλυση εξαρτάται ουσιαστικά από την ορθότητα των μοντέλων αυτών. Είναι απαραίτητη η θεωρητική γνώση της λειτουργίας των στοιχείων που χρησιμοποιούνται στις προσομοιώσεις, ώστε να γνωρίζουμε τυχόν προβλήματα ή αποτελέσματα, που πρόκειται να μας δώσει η *P-Spice*.

Για λόγους απλοποίησης και ευκολίας στην ανάγνωση της πτυχιακής εργασίας, παρέχεται μόνο η βασική θεωρητική ανάλυση των ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται στις εκάστοτε προσομοιώσεις. Για μια πιο εκτενέστερη μελέτη μπορείτε να ανατρέξετε στα συγγράμματα *Εργαστηριακών Ασκήσεων Ηλεκτρονικών I & II* και το βιβλίο *Ηλεκτρονική* του *Malvino* από όπου έχουν παρθεί τα θεωρητικά κείμενα που παρατίθενται στην παρούσα πτυχιακή εργασία.

## Εισαγωγικό Μέρος

### Λίγα λόγια για το P-SPICE

Τα προγράμματα προσομοίωσης κυκλωμάτων άρχισαν να εμφανίζονται στα τέλη της δεκαετίας του '60. Η μεγάλη ανάπτυξη των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων στην δεκαετία του '70 έκανε επιτακτική την ανάγκη χρήσης προσομοιωτών, αφού η κατασκευή των πρωτότυπων κυκλωμάτων ήταν δαπανηρή και η επιδιόρθωση λαθών ιδιαίτερα δύσκολη. Η ανάλυση και η πλήρης εκτίμηση της συμπεριφοράς ενός κυκλώματος είναι απαραίτητη πριν από την υλοποίηση του σε ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Η ανάπτυξη των προγραμμάτων προσομοίωσης βασίστηκε σε δυο κυρίως ερευνητικές ομάδες: την ομάδα **ASTAP** της **IBM** και την ομάδα του **SPICE** (**S**imulation **P**rogram with **I**ntegrated **C**ircuit **E**mphasis) στο *Πανεπιστήμιο της Καλιφόρνιας στο Berkeley*, που δημιούργησε το δημοφιλές πρόγραμμα το οποίο έχει γίνει σήμερα ένα διεθνές πρότυπο στο χώρο του.

Η προσομοίωση κυκλωμάτων ξεκίνησε στο Berkeley σαν θέμα εργασίας στα σχετικά μαθήματα ηλεκτρονικής και κυκλωμάτων από τους καθηγητές *Ronald Rohrer* και *Donald Pederson* στα τέλη της δεκαετίας του '60 και στις αρχές του '70. Δημιουργήθηκαν διάφορες πρώιμες εκδόσεις και τον Μάιο του 1972 δημοσιοποιήθηκε το αρχικό πρόγραμμα SPICE. Η βελτίωση του SPICE στα πλαίσια της διδακτορικής διατριβής του *Larry Nagel* με την επίβλεψη του καθηγητή *Donald Pederson* έδωσε το 1975 το SPICE2. Το πρόγραμμα αυτό επιλέχθηκε για να χρησιμοποιείται από όλους του φοιτητές του Πανεπιστημίου που ασχολούνταν με την σχεδίαση κυκλωμάτων και έτσι επικράτησε έναντι άλλων παρόμοιων που υπήρχαν την εποχή εκείνη.

Η επιτυχία του SPICE οφείλεται σε τρεις κυρίως λόγους. Πρώτον, σχεδιάστηκε για προσομοίωση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και σε αντίθεση με άλλα προγράμματα, είχε ενσωματώσει όλα τα απαραίτητα μοντέλα εξαρτημάτων για την διευκόλυνση του χρήστη. Δεύτερον, ο κώδικας του ήταν διαθέσιμος σε όποιον ενδιαφερόταν έναντι συμβολικής τιμής. Τρίτον και σημαντικότερο, οι απόφοιτοι του Berkeley που πήγαιναν για εργασία στις εταιρίες ηλεκτρονικών είχαν το SPICE μαζί τους και συνέχισαν εκεί την αξιοποίηση και πιθανή βελτίωση του.

## Προσομοιώσεις με το P-SPICE

Το πρόγραμμα προσομοίωσης κυκλωμάτων **P-SPICE**, μπορεί να υλοποιήσει τέσσερις διαφορετικούς τρόπους προσομοίωσης. Η πλέον παραδοσιακή προσέγγιση για την προσομοίωση κυκλωμάτων αναφέρεται ως *άμεση μέθοδος* προσομοίωσης. Κατά την μέθοδο αυτή σχηματίζονται αρχικά οι κανονικές μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις του κυκλώματος και στη συνέχεια μορφοποιείται ένα σύστημα διαφορικών εξισώσεων με την μέθοδο ολοκλήρωσης πολλαπλών βημάτων. Το σύστημα των μη γραμμικών διαφορικών εξισώσεων λύνεται με τον αλγόριθμο Newton – Raphson. Οι άμεσες μέθοδοι επίλυσης έχουν αποδειχθεί ότι είναι οι πιο γενικές και αξιόπιστες μέθοδοι.

Για τον σχηματισμό των εξισώσεων χρησιμοποιούνται αφ' ενός τα μαθηματικά μοντέλα των εξαρτημάτων και αφ' ετέρου οι κυκλωματικές εξισώσεις διασύνδεσης τους που προκύπτουν από τους νόμους ρευμάτων και τάσεων του Kirchhoff. Επίσης σε κάθε κλάδο ορίζεται η θετική φορά ρεύματος και το θετικό και αρνητικό άκρο. Συνήθως χρησιμοποιείται η μέθοδος των κόμβων ή η τροποποιημένη μέθοδος των κόμβων (modified nodal analysis) για την επιλογή των κυκλωματικών εξισώσεων.

Για την χρονική ανάλυση (Transient Analysis) δημιουργείται ένα σύστημα κανονικών μη γραμμικών διαφορικών εξισώσεων και για την επίλυση του εφαρμόζεται η μέθοδος διακριτού χρόνου που μετατρέπει το πρόβλημα σε πρόβλημα επίλυσης σειράς συστημάτων μη γραμμικών αλγεβρικών εξισώσεων. Η λύση είναι ακριβής μόνο εφόσον το χρονικό βήμα  $t_i - t_{i-1}$  (time step) είναι μικρό σε σχέση με τις σταθερές χρόνου που εισάγουν τα σήματα στο εξεταζόμενο κύκλωμα.

Για την ανάλυση στο συνεχές (DC Analysis) απαιτείται επίσης η επίλυση συστημάτων μη γραμμικών εξισώσεων με τη μέθοδο Newton, που είναι επαναληπτική μέθοδος και επαναλαμβάνεται μέχρι να ικανοποιηθούν συγκεκριμένα κριτήρια σύγκλισης.

Η ανάλυση στο εναλλασσόμενο (AC Analysis) είναι αποτέλεσμα για τον υπολογισμό συναρτήσεων μεταφοράς και χρησιμοποιεί <<μικρά>> ημιτονικά σήματα και τη σταθερή κατάσταση (steady state) του κυκλώματος. Για την ανάλυση αυτή απαιτείται επίλυση συστήματος γραμμικών εξισώσεων που γίνεται με την μέθοδο απαλοιφής Gauss.

### Τρόποι Προσομοίωσης Περιληπτικά

- **Time Domain (Transient) Analysis** : Πραγματοποιούμε χρονική ανάλυση κυκλωμάτων. Στον άξονα X έχουμε πάντα τον χρόνο.
- **DC Sweep Analysis** : Παίρνουμε γραφήματα κυκλωμάτων με μεταβλητή την τάση, το ρεύμα, την θερμοκρασία ή την αντίσταση.
- **AC Sweep / Noise Analysis** : Μελετάμε τα κυκλώματα σαν συνάρτηση της συχνότητας λειτουργίας (Frequency Domain). Απεικονίζεται η μέγιστη τιμή συναρτήσεως της συχνότητας. Στον άξονα X έχουμε πάντα την συχνότητα
- **Bias Point** : Ανάλυση DC κυκλωμάτων. Λόγω του ότι δεν έχουμε μεταβολές τάσης ή ρεύματος, τα αποτελέσματα απεικονίζονται πάνω στο σχηματικό διάγραμμα.

### Εκτέλεση Προσομοίωσης Συνοπτικά

ΒΗΜΑ 1<sup>ο</sup> : Δημιουργία κυκλώματος με το CAPTURE

- α. Δημιουργία νέου αναλογικού ή μικτού “project”
- β. Τοποθέτηση εξαρτημάτων
- γ. Σύνδεση εξαρτημάτων
- δ. Ορισμός ονομάτων και τιμών

ΒΗΜΑ 2<sup>ο</sup> : Καθορισμός και εκτέλεση προσομοίωσης

















- α. Δημιουργία προφίλ προσομοίωσης
- β. Επιλογή τύπου ανάλυσης (Bias, DC sweep, AC sweep, Transient κ.λ.π.)
- γ. Εκτέλεση PSpice

ΒΗΜΑ 3<sup>ο</sup> : Παρουσίαση αποτελεσμάτων



- α. Προσθήκη κυματομορφής στο παράθυρο “Probe”
- β. Χρήση γραφέα (cursor) για ανάλυση κυματομορφών

- γ. Ανάγνωση του αρχείου κειμένου εξόδου (αν χρειάζεται)
- δ. Αποθήκευση ή εκτύπωση αποτελεσμάτων

## Χρήσιμες Συντομεύσεις PSpice

-  Δημιουργία νέου αρχείου
-  Άνοιγμα αρχείου / φακέλου
-  Αποθήκευση αρχείου
-  Δημιουργία νέου αρχείου προσομοίωσης (New Simulation Profile)
-  Καθορισμός παραμέτρων προσομοίωσης (Edit Simulation Profile)
-  Εκτέλεση αρχείου Pspice
-  Μεγέθυνση / σμίκρυνση
-  Τοποθέτηση βολτομέτρου για την μέτρηση τάσης σε σημείο
-  Τοποθέτηση βολτομέτρου για την μέτρηση δυναμικού μεταξύ δύο σημείων
-  Τοποθέτηση αμπερομέτρου
-  Τοποθέτηση βατόμετρου
-  Επιλογή εξαρτημάτων (Place Part)
-  Σύνδεση εξαρτημάτων / Καλωδίωση
-  Τοποθέτηση μνημονικού δικτυώματος
-  Επιλογή γείωσης
-  Δημιουργία κειμένου

### Σχηματικό Διάγραμμα

-  Εκτέλεση σχηματικού διαγράμματος
-  Επιλογή παραμέτρου για την συλλογή τιμών της χαρακτηριστικής





Τοποθέτηση κέρσορα στο γράφημα



Επιλογή κέρσορα

Probe Cursor	
A1 =	55.244m, 5.1898
A2 =	51.636m, 2.9043
dif=	3.6073m, 2.2855

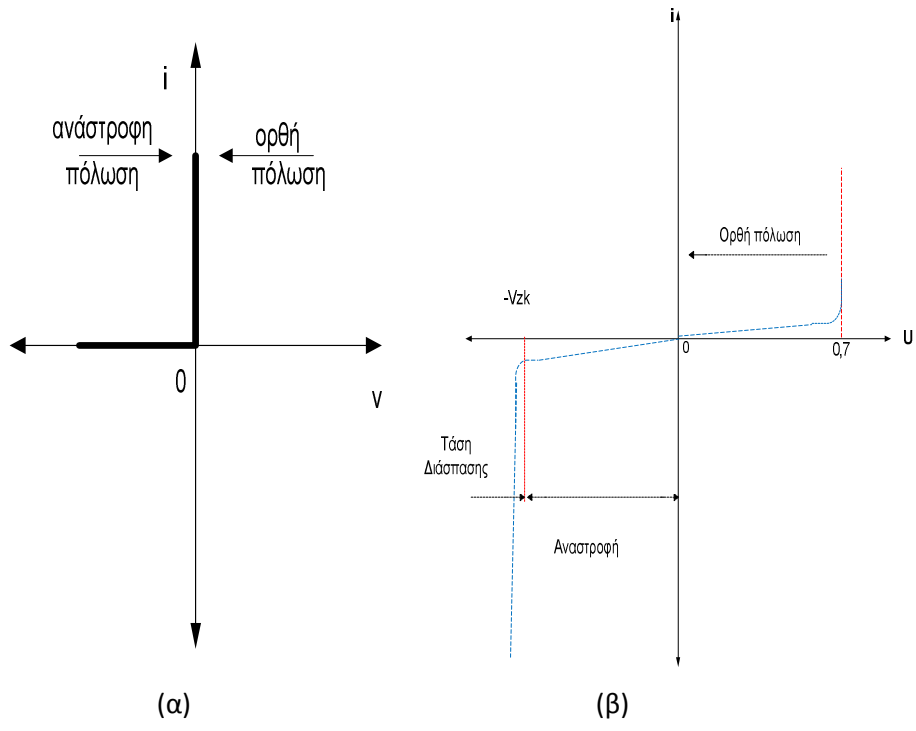
Το παράθυρο **Probe Cursor** μας δείχνει τις τιμές των δρομέων που χρησιμοποιούμε στα σχηματικά διαγράμματα. Για παράδειγμα, στο παραπάνω παράθυρο **Probe Cursor** ο δρομέας **A1** βρίσκεται στον άξονα **X** στην τιμή 55.244m και στον άξονα **Y** στην τιμή 5.1898. Αντίστοιχα, ο δρομέας **A2** βρίσκεται στον άξονα **X** στην τιμή 51.636m και στον άξονα **Y** στην τιμή 2.9043. Η μεταβλητή **dif** μας δείχνει την διαφορά των δύο δρομέων, δηλαδή 3.6073m είναι η διαφορά τους στον άξονα **X** και 2.2855 είναι η διαφορά τους στον άξονα **Y**.

## 1. Δίοδος

Η δίοδος είναι ένα μη γραμμικό κυκλωματικό στοιχείο. Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος της ιδανικής διόδου φαίνεται στο *σχήμα 1.1(α)*.

- Εφαρμόζοντας μια **αρνητική τάση** στα άκρα μιας ιδανικής διόδου έχουμε μηδενικό ρεύμα και η δίοδος συμπεριφέρεται σαν ανοιχτό κύκλωμα (λειτουργία διακόπτη). Σ' αυτήν την περίπτωση λέμε ότι η δίοδος βρίσκεται σε αποκοπή και είναι ανάστροφα πολωμένη.
- Εφαρμόζοντας **θετική τάση** στα άκρα της διόδου, έχουμε ροή θετικού ρεύματος και μηδενική πτώση τάσης. Σ' αυτήν την περίπτωση λέμε ότι η δίοδος άγει και είναι ορθά πολωμένη.

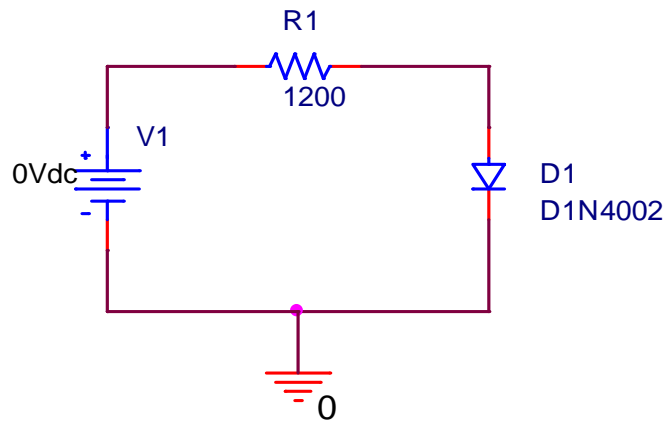
Στο *σχήμα 1.1(β)*, παρουσιάζεται η πραγματική χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος η οποία αποτελείται από την ορθή πόλωση ( $V > 0$ ), την ανάστροφη πόλωση ( $V < 0$ ) και την περιοχή διάσπασης ( $V \leq V_{zk}$ ).



Σχήμα 1.1: Χαρακτηριστική V-I: ιδανικής διόδου(α), πραγματικής διόδου(β)


### Pspice Ανάλυση

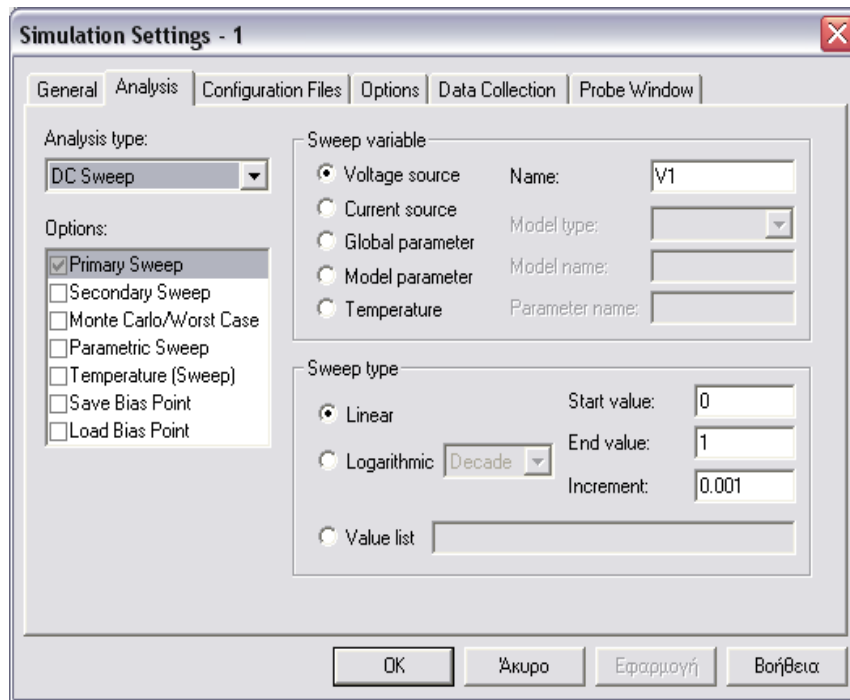
Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



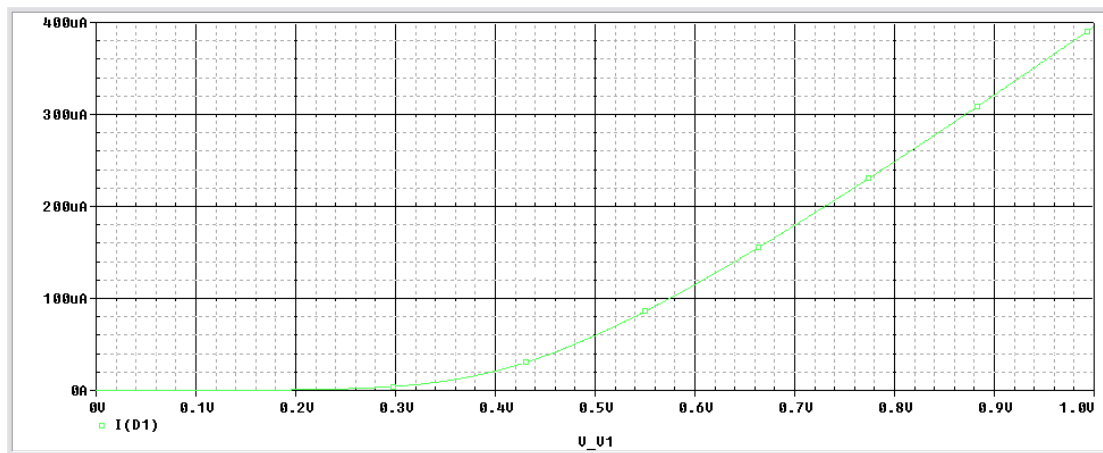
Χρησιμοποιούμε ανάλυση *Bias Point* .Δίνοντας τιμές στην τάση εισόδου V1 παίρνουμε τιμές ρεύματος στην δίοδο D1 και μελετάμε την συμπεριφορά της διόδου για την ορθή πόλωση. Στην συνέχεια τοποθετούμε την δίοδο ανάστροφα και παίρνουμε τις τιμές της ανάστροφης πόλωσης.

<b>Ορθή Πόλωση</b>	$V_f$	0.05	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8
	$I_f$	23.41n	85.29n	674.2n	4.41u	21.02u	59.72u	115u	179.4u	248.8u
<b>Ανάστροφη Πόλωση</b>	$V_f$	5	10	25	40	55	70	85	100	115
	$I_f$	14.32n	14.36n	14.32n	14.47n	14.5n	14.53n	14.55n	155.3u	12.56m

Μπορούμε να κάνουμε επαλήθευση των παραπάνω αποτελεσμάτων κάνοντας **DC Sweep** ανάλυση, δίνοντας σαν μεταβλητή την τάση εισόδου V1, στο **Sweep variable** επιλέγουμε **Voltage source** και δίνουμε το όνομα της πηγής στο **Name: V1**. Στο σχηματικό διάγραμμα επιλέγουμε με **Add Trace**  το ρεύμα της διόδου I(D1). Για δούμε την συμπεριφορά της διόδου για την ορθή πόλωση (Εικόνα 1.1) , δίνουμε στο **Sweep Type** → **Start value: 0 , End value: 1 , Increment: 0.001**. Επιλέγουμε δηλαδή τα όρια των τιμών στα οποία θα κυμανθεί η τάση εισόδου αλλά και το βήμα με το οποίο θα παίρνει τις τιμές.

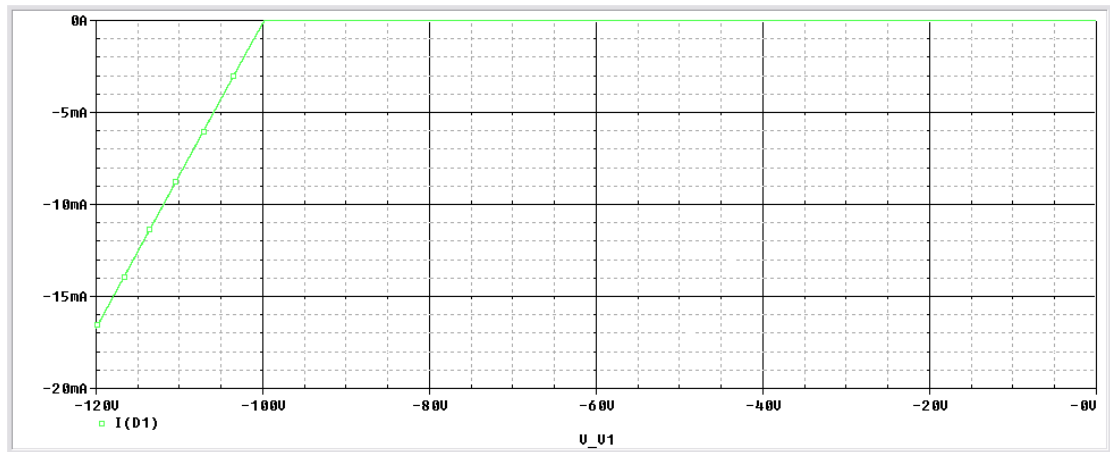


Παράμετροι προσομοίωσης κυκλώματος



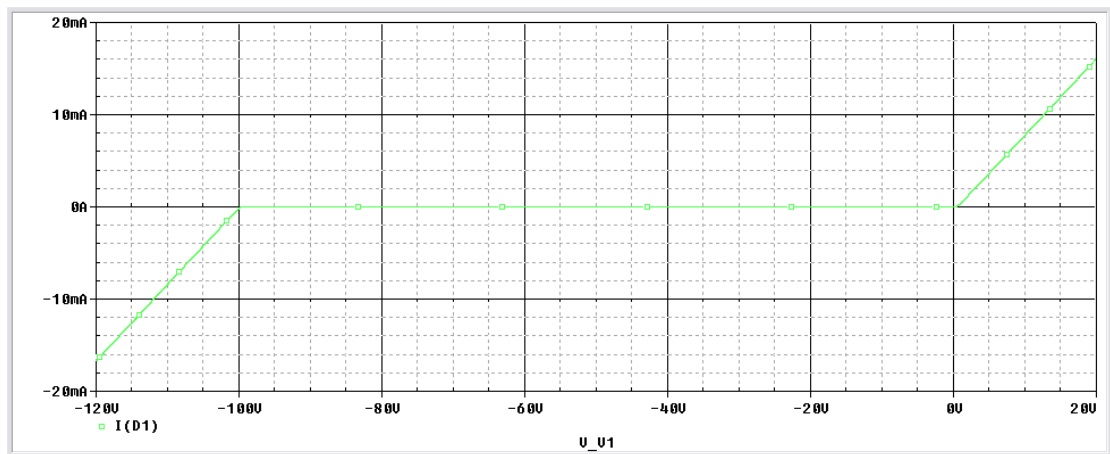
Εικόνα 1.1 : Συμπεριφορά διόδου στην ορθή πόλωση

Για δούμε την συμπεριφορά της διόδου για την ανάστροφη πόλωση (Εικόνα 1.2), δίνουμε στο **Sweep Type** → **Start value: 0**, **End value: -120**, **Increment: 0.01**. Στην ανάστροφη τάση παρατηρούμε ότι δίνουμε πολύ μεγαλύτερες τιμές τάσης **V1** από ότι στην ορθή πόλωση. Δίνουμε την τάση αυτή γιατί το όριο της διάσπαση ( $-V_{zk}$ ) δίνεται για την συγκεκριμένη δίοδο στο  $-V_{zk} = 100V$ .



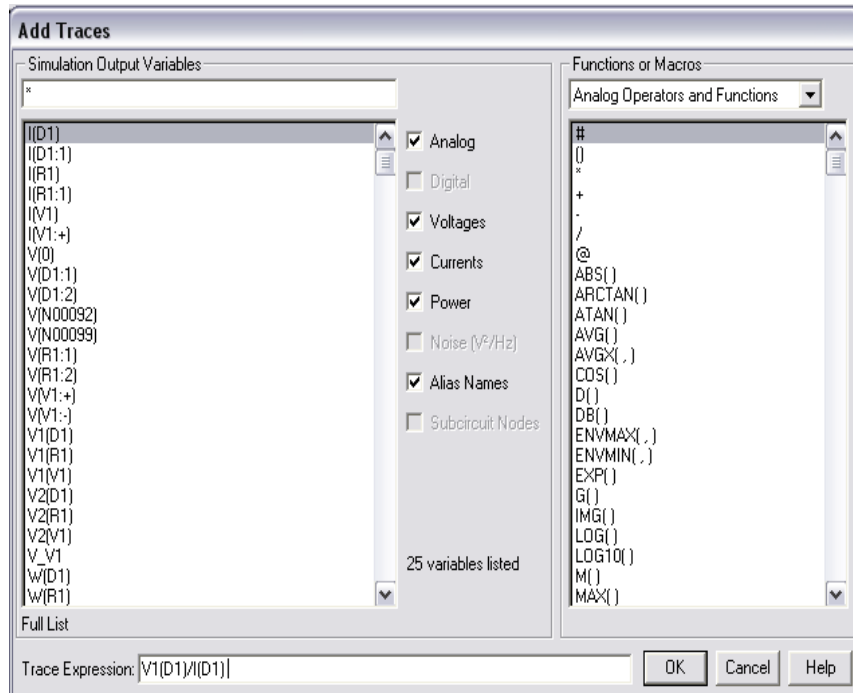
Εικόνα 1.2 : Συμπεριφορά διόδου στην ανάστροφη πόλωση

Τοποθετώντας την διόδο σε ορθή πόλωση, και δίνοντας στο **Sweep Type** → **Start value: -120**, **End value: 10**, **Increment: 0.001** μπορούμε να δούμε την συνολική συμπεριφορά της διόδου  $I_D = f(V)$ , για θετικές και αρνητικές τιμές τάσης πόλωσης της διόδου (Εικόνα 1.3).



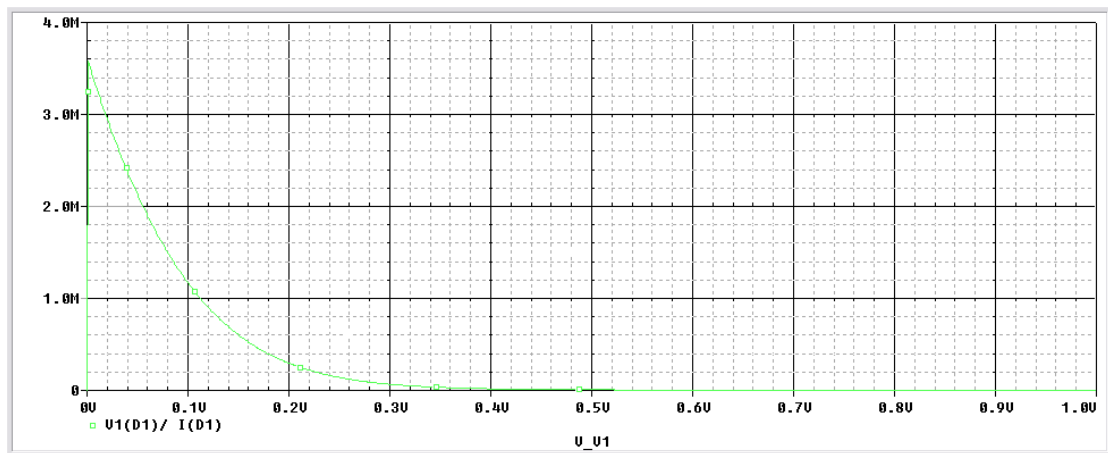
Εικόνα 1.3 : Συμπεριφορά διόδου για θετικές και αρνητικές τιμές τάσης πόλωσης

Μπορούμε επίσης να παραστήσουμε το γράφημα της αντίστασης της διόδου. Χρησιμοποιούμε και πάλι την **DC Sweep** ανάλυση δίνοντας τις ανάλογες τιμές τάσης V1. Στο γράφημα επιλέγουμε να εμφανίσουμε την αντίσταση της διόδου επιλέγοντας την **Add Trace** και δίνοντας στο **Trace Expression: V1(D1)/I(D1)** για την ορθή και την ανάστροφη πόλωση αντίστοιχα.

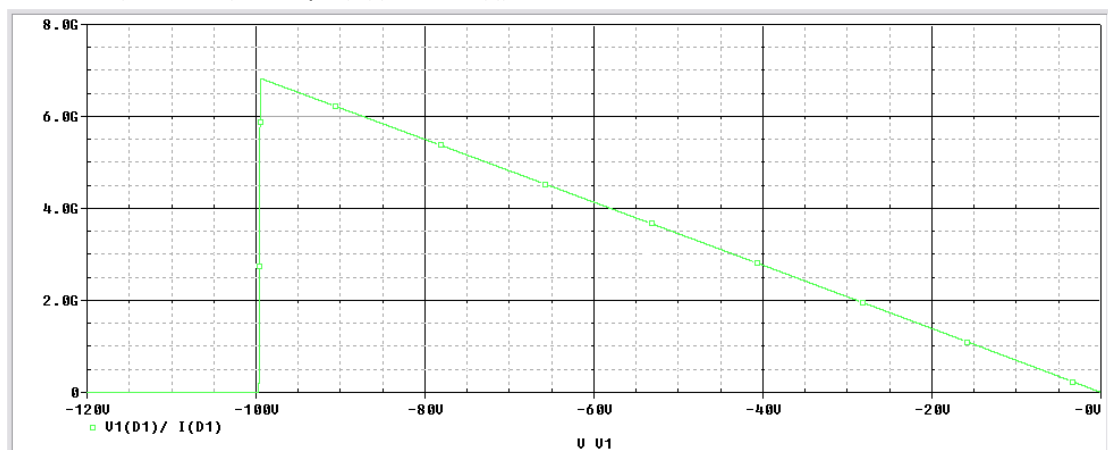


Επιλογή μεταβλητών για την χάραξη χαρακτηριστικής

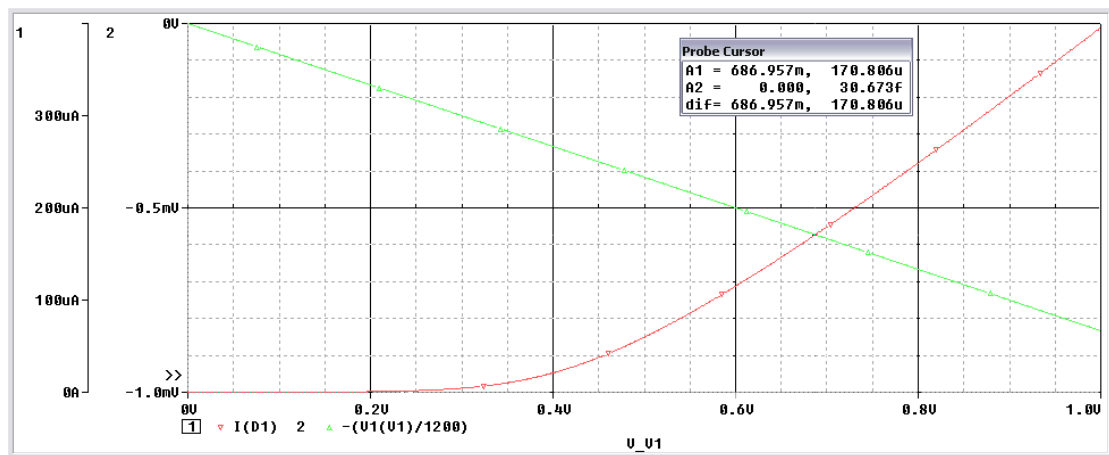
#### Αντίσταση διόδου (Ορθής πόλωσης)



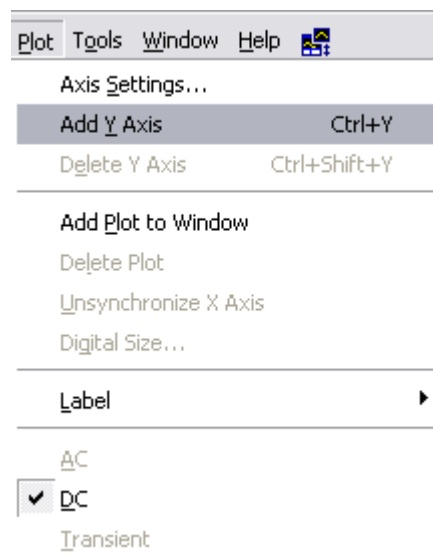
#### Αντίσταση διόδου (Ανάστροφης πόλωσης)



Από το γράφημα της ορθής πόλωσης μπορούμε να βρούμε το σημείο λειτουργίας Q. Έχοντας την χαρακτηριστική της διόδου, εμφανίζουμε στο γράφημα τη γραμμή φορτίου, κλίση  $-1/R$ , όπου στο σημείο τομής έχουμε το σημείο λειτουργίας.



Στο γράφημα φαίνεται ένας δεύτερος άξονας Y. Ο άξονας έχει προστεθεί γιατί τα δύο γραφήματα είναι διαφορετικών τιμών. Τον τοποθετούμε επιλέγοντας στο **Schematic Plot** → **Add Y Axis**.



Με την βοήθεια των κερσόρων παίρνουμε το σημείο λειτουργίας της διόδου που βρίσκεται στο  $V_{DD} = 0.571 \text{ mV}$ ,  $I_D = 171 \mu\text{A}$

Έχοντας την τάση και το ρεύμα στο σημείο λειτουργίας είναι εύκολο να υπολογίσουμε την ισχύ που καταναλώνεται πάνω στην διόδο

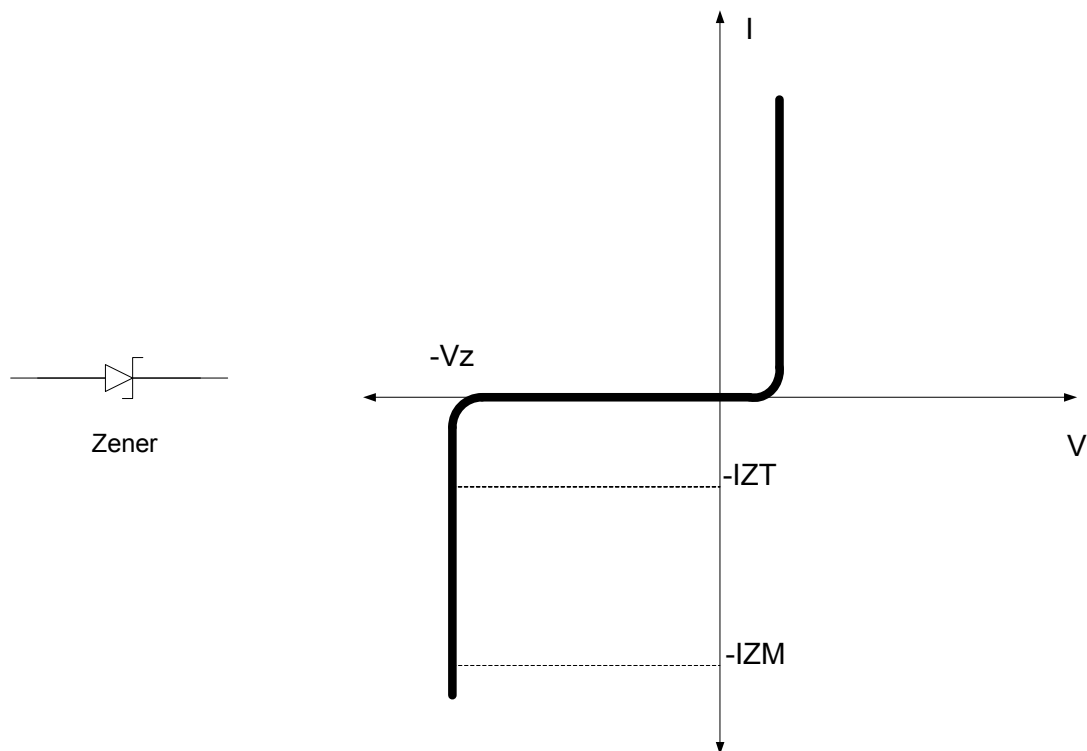
$$P_D = V_D * I_D = 0.571 \text{ mV} * 0.171 \text{ mA} = 97.641 \text{ nWatt}$$



## 2. Δίοδος Zener

Οι δίοδοι δεν λειτουργούν ποτέ στην περιοχή κατάρρευσης επειδή υπάρχει κίνδυνος να καταστραφούν. Μια δίοδος *Zener* κατασκευάζεται για να λειτουργεί στην περιοχή κατάρρευσης. Η κυριότερη χρησιμότητα των διόδων αυτών είναι σαν σταθεροποιητές τάσης. Κρατούν την τάση του φορτίου σχεδόν σταθερή ανεξάρτητα από τις μεταβολές στην τάση της γραμμής και στην αντίσταση φορτίου. Οι δίοδοι *Zener* μπορούν να λειτουργήσουν για τάσης κατάρρευσης από περίπου 2 έως 1000V. Λειτουργούν και στις τρεις περιοχές: ορθή, ανάστροφη και την περιοχή κατάρρευσης.

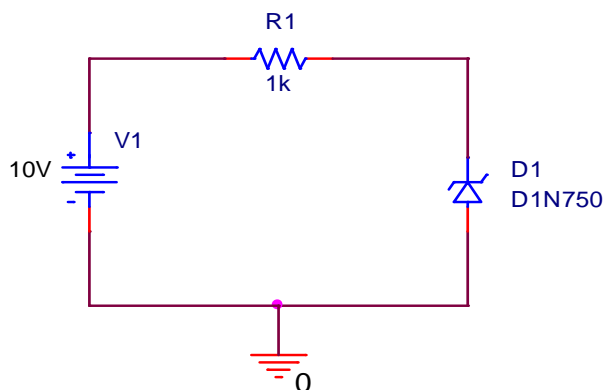
Στο *σχήμα 2.1* φαίνεται η καμπύλη I-V μιας διόδου *Zener*. Στην ορθή περιοχή έχουμε την λειτουργία μιας κοινής διόδου, όπως και στην ανάστροφη πόλωση με ένα μικρό ρεύμα διαρροής. Στην περιοχή κατάρρευσης έχουμε μια απότομη καμπή η οποία ακολουθείται από μια σχεδόν κατακόρυφη αύξηση του ρεύματος. Σημειώνουμε ότι στην μεγαλύτερη περιοχή κατάρρευσης έχουμε μια σχεδόν σταθερή τάση ίση με  $V_Z$ . Όσο το ανάστροφο ρεύμα είναι μικρότερο του  $I_{ZM}$  (μέγιστο ανάστροφο ρεύμα), η δίοδος λειτουργεί στα πλαίσια ασφαλείας. Στην περίπτωση που το ρεύμα αυξηθεί πέραν του  $I_{ZM}$ , η δίοδος θα καταστραφεί. Τα φυλλάδια προδιαγραφών συνήθως καθορίζουν την τιμή της  $V_Z$  σε ένα ειδικό ρεύμα δοκιμής  $I_{ZT}$ .



Σχήμα 2.1: Καμπύλη V-I διόδου Zener

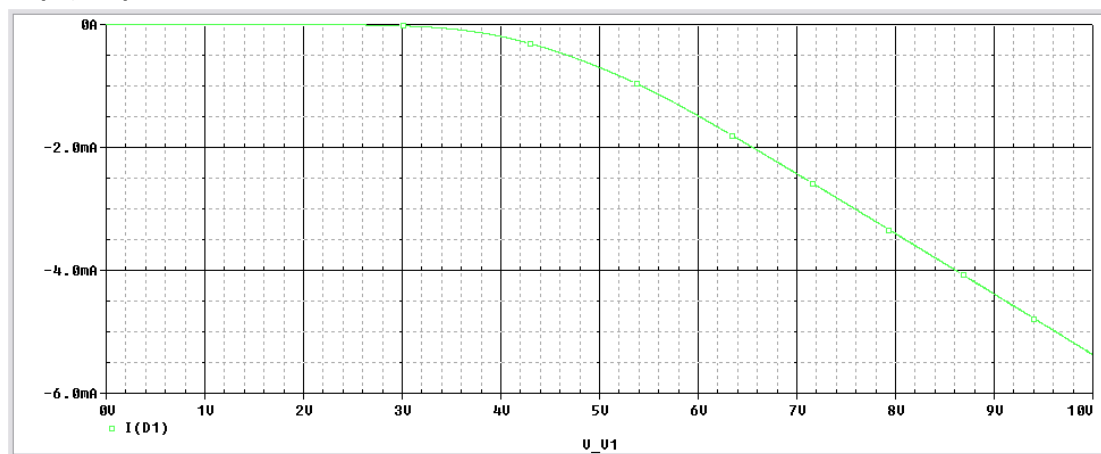
## Pspice Ανάλυση

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:

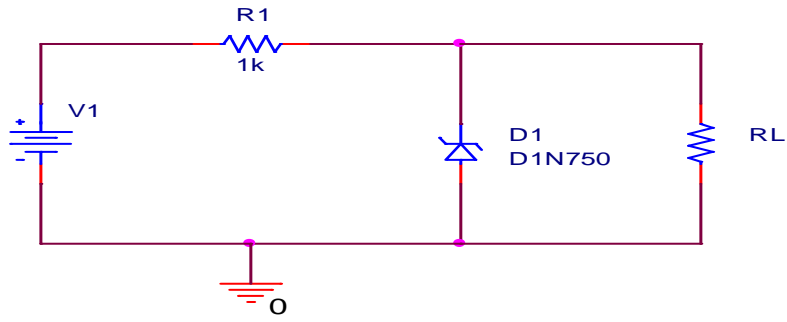


Παίρνουμε μετρήσεις για την χάραξη της χαρακτηριστικής της *Zener* χωρίς φορτίο και μόνο κατά την ανάστροφη πόλωση  $I_Z = f(V_Z)$ . Στην συνέχεια τοποθετούμε φορτίο  $R_L = 1k\Omega, 100k\Omega, 100k\Omega$ . Κάνοντας **DC sweep** παίρνουμε τα παρακάτω τέσσερα γραφήματα για τις παραπάνω διαφορετικές περιπτώσεις φορτίου.

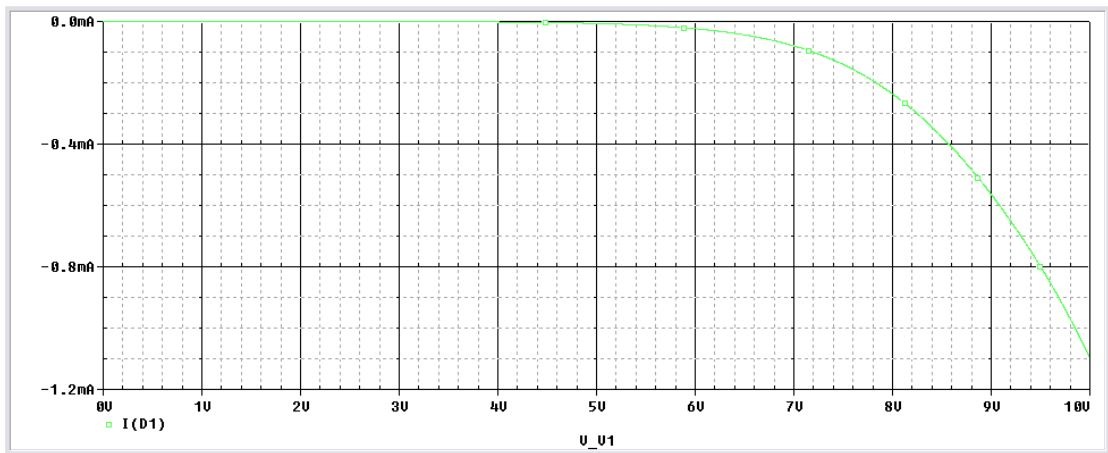
### Χωρίς Φορτίο



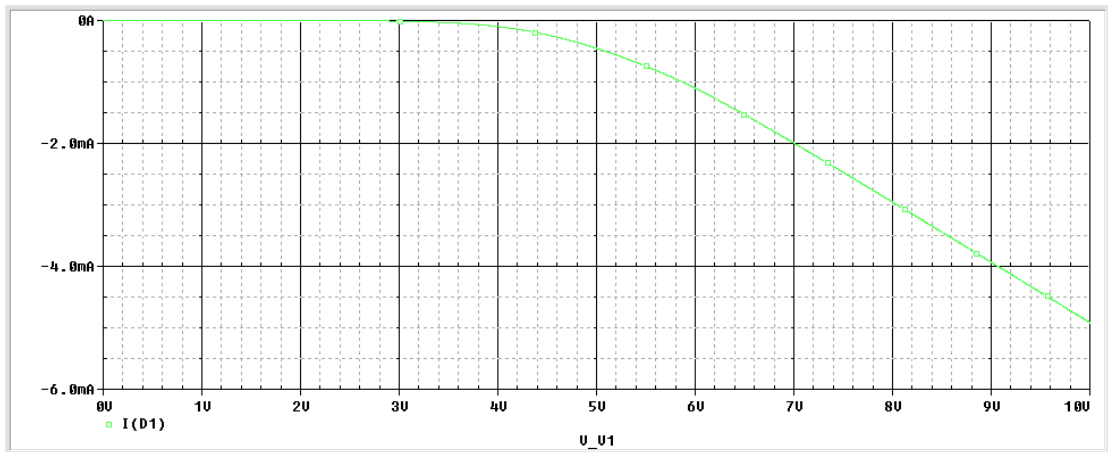
Τοποθετούμε ένα μεταβλητό φορτίο στην έξοδο και παίρνουμε την χαρακτηριστική της *Zener*.



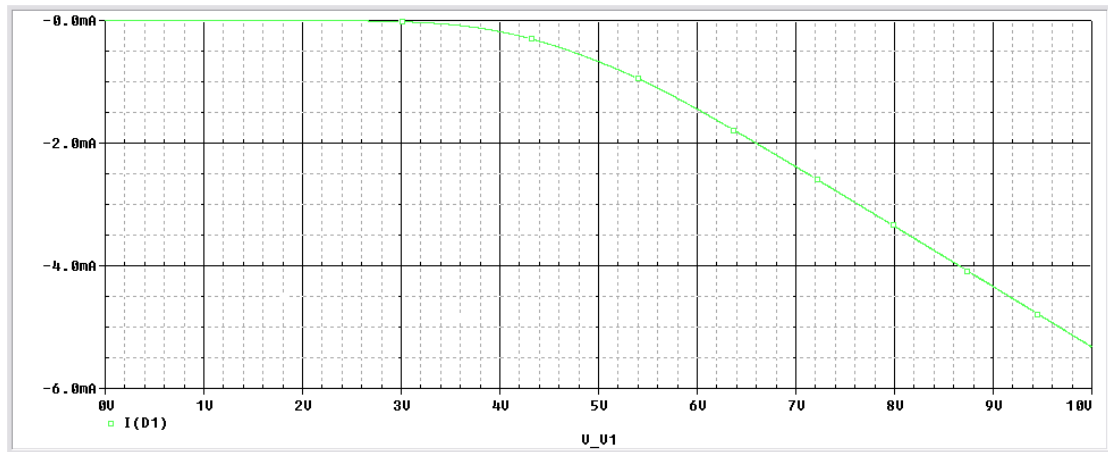
$R_L = 1k\Omega$



$R_L = 10k\Omega$



$R_L = 100k\Omega$



Παρατηρούμε ότι με την αύξηση του φορτίου, η τάση στα άκρα της διόδου Zener παραμένει σταθερή για μεταβολές της τάσης εισόδου από 0 έως 3V.

Τα κυριότερα χαρακτηριστικά μιας διόδου είναι:

- Η τάση Zener
- Η μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύς (ή μέγιστο ρεύμα)
- Η δυναμική αντίσταση
- Ο θερμικός συντελεστής

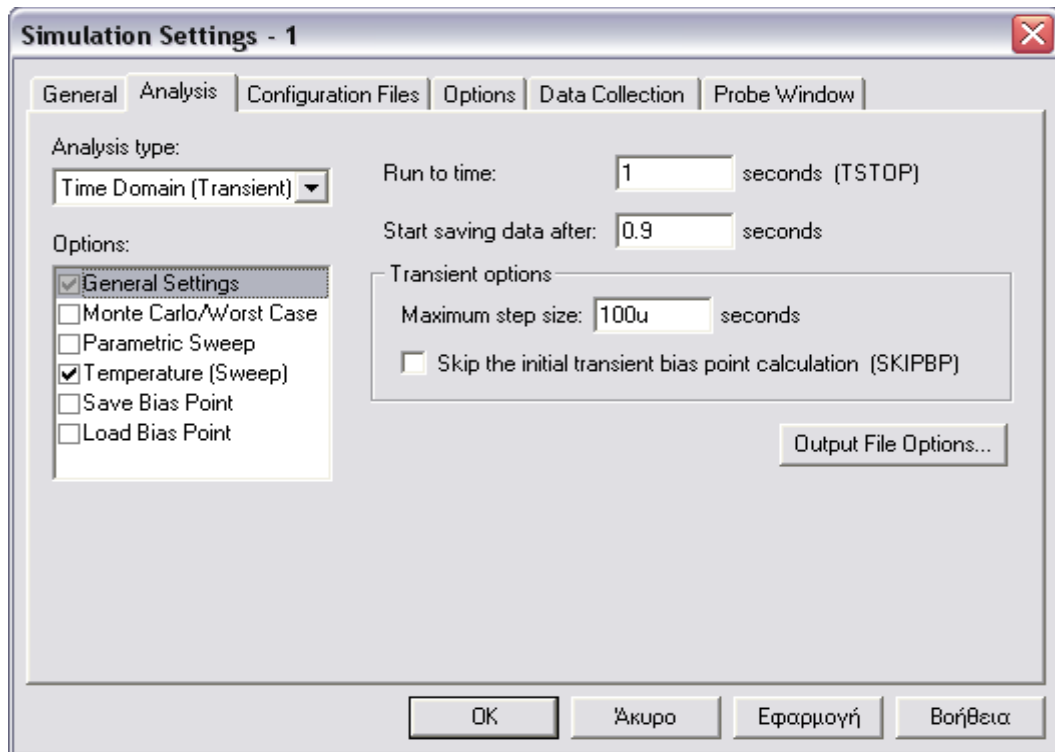
Ο θερμικός συντελεστής καθορίζει το ποσοστό αλλαγής της τάσης Zener για κάθε αλλαγή θερμοκρασίας σε °C. Με την βοήθεια του Pspice μπορούμε να κάνουμε ανάλυση θερμοκρασίας ( **Temperature analysis** ) και να δούμε την συμπεριφορά της διόδου Zener και κατ' επέκταση ολόκληρου του κυκλώματος σε διαφορετικές τιμές θερμοκρασίας.

Από το **Edit simulation Setting** κάνουμε τις εξής ρυθμίσεις:

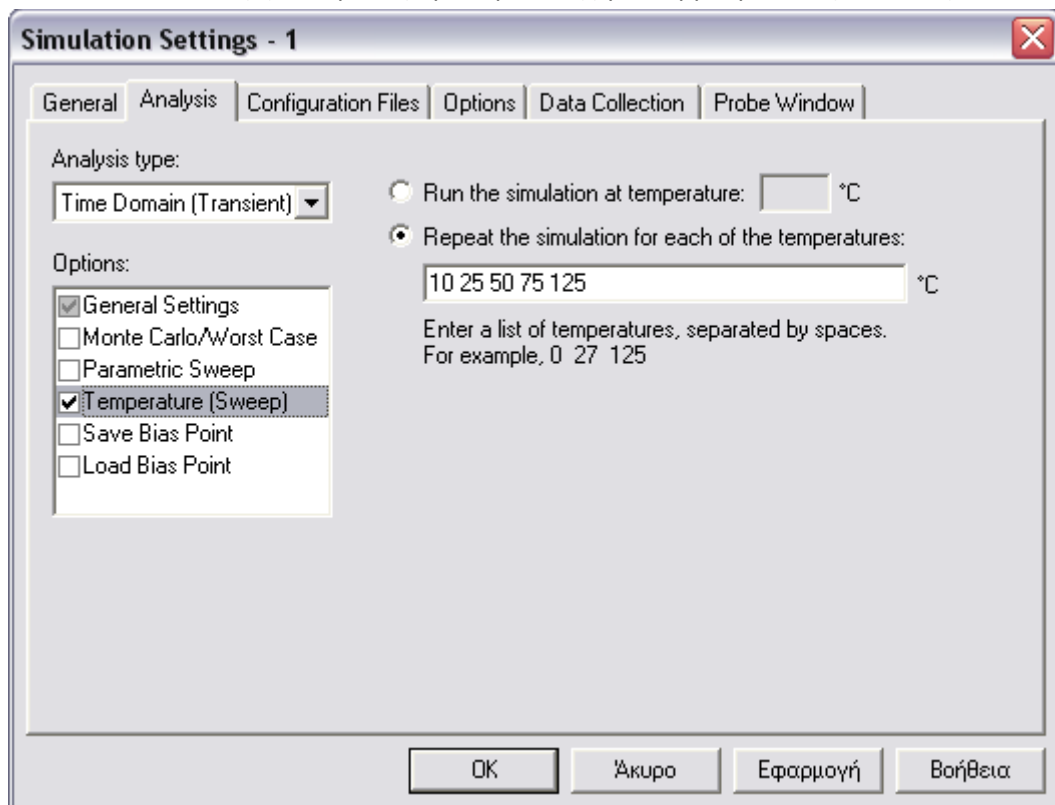
**Analysis Type** → **Time Domain** , **Run to time** → **1sec** (Χρόνος προσομοίωσης) , **Start saving data after** → **0.9 sec** (αποθηκεύουμε τα δεδομένα μετά από χρόνο 0.9 sec για να αποφύγουμε τα μεταβατικά φαινόμενα) , **Maximum step size** → **100μsec** , **Options** → **Temperature (Sweep)**. Επιλέγοντας στο πεδίο Options το Temperature, έχουμε δύο επιλογές:

- **Run the simulation at temperature** (Προσομοίωση για μια τιμή θερμοκρασίας)
- **Run the simulation for each of the temperature** (Προσομοίωση για μια λίστα θερμοκρασιών)

Επιλέγουμε τη λίστα θερμοκρασιών και πληκτρολογούμε τις τιμές θερμοκρασίας που θέλουμε. (Εικόνα 2.2(α) και 2.2(β))

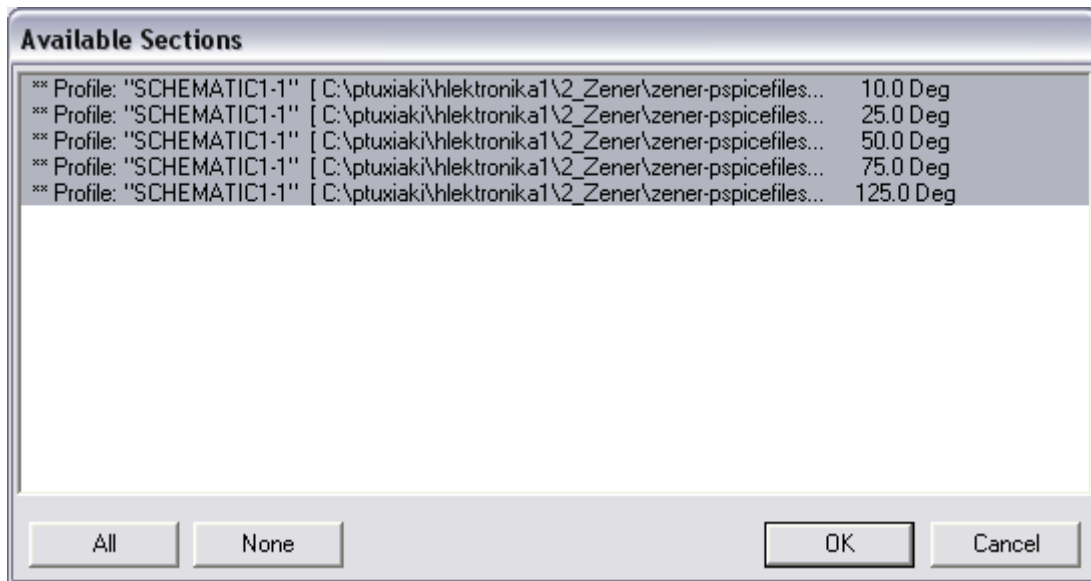


Εικόνα 2.2(α): Ρυθμίσεις προσομοίωσης για θερμοκρασιακή ανάλυση




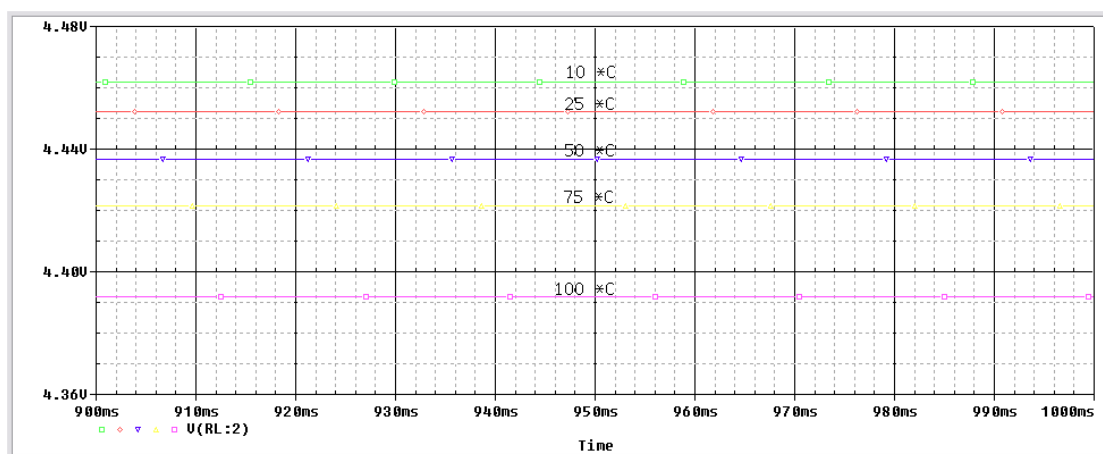
Εικόνα 2.2(β): Ρυθμίσεις προσομοίωσης με λίστα θερμοκρασιών

Επιλέγοντας Run στην προσομοίωση μας εμφανίζει ένα μήνυμα (Εικόνα 2.3), το οποίο εμφανίζεται σε κάθε παραμετρική ανάλυση θερμοκρασίας, επιτρέποντας μας να επιλέξουμε ποιες από τις τιμές που έχουμε δώσει επιθυμούμε να απεικονιστούν.



Εικόνα 2.3: Επιλογή τιμών θερμοκρασίας προς απεικόνιση

Επιλέγουμε OK για να απεικονιστούν όλες οι τιμές και επιστρέφουμε στο φύλλο σχεδίασης και επιλέγουμε να εμφανιστεί η τάση στα άκρα της αντίστασης φορτίου. Τα αποτελέσματα εμφανίζονται παρακάτω (Εικόνα 2.4). Επιλέγοντας πάνω στις καμπύλες του γραφήματος με δεξιά κλικ, επιλέγουμε **information** και εμφανίζεται ένα παράθυρο στο οποίο εμφανίζεται η θερμοκρασία στην οποία αντιστοιχεί η καμπύλη. Επιλέγοντας **Plot → Label → Text...** ή από το εικονίδιο συντόμευσης  μπορούμε να τοποθετήσουμε ονομασία σε κάθε γράφημα.

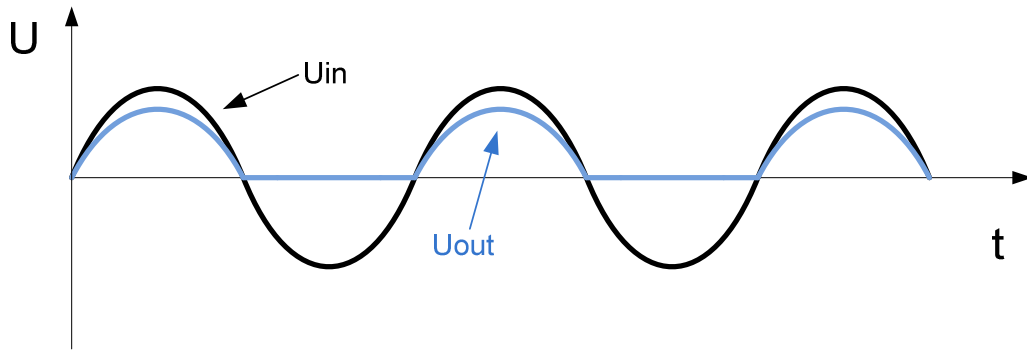


Εικόνα 2.4: Αποτελέσματα προσομοίωσης για θερμοκρασίες 10,25,50,75 και 100 °C

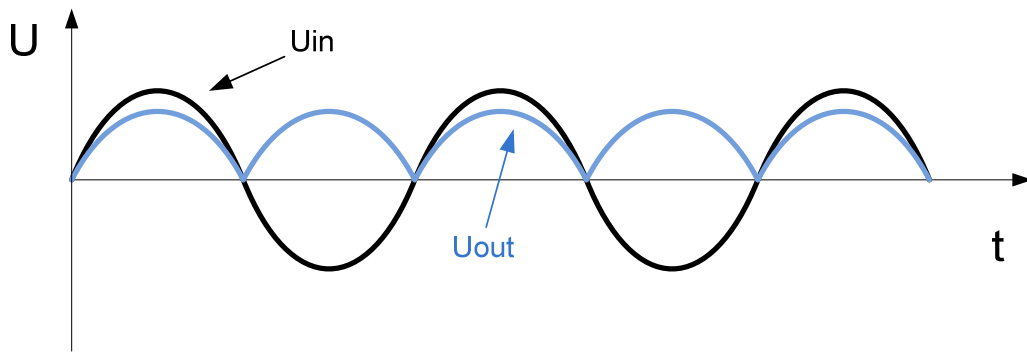
### 3. Ανόρθωση

Η σημαντικότερη εφαρμογή της διόδου είναι η χρήση της σε κυκλώματα ανόρθωσης. Οι ανορθωτές αποτελούν το βασικότερο στοιχείο των DC γεννητριών , οι οποίες χρειάζονται για την τροφοδοσία ηλεκτρικών / ηλεκτρονικών συσκευών.

Ανόρθωση ονομάζουμε την μετατροπή ενός εναλλασσόμενου μεγέθους σε συνεχές. Έχουμε δύο τρόπους ανόρθωσης, την ημιανόρθωση όπου απλά αποκόπτουμε την αρνητική ημιπερίοδο του σήματος (*Εικόνα 3.1*) και κρατάμε μόνο την θετική ημιπερίοδο και την πλήρη ανόρθωση όπου αντιστρέφουμε την αρνητική ημιπερίοδο (*Εικόνα 3.2*). Η ανόρθωση πλήρους κύματος (πλήρη ανόρθωση) μπορεί να υλοποιηθεί με δύο τρόπους, είτε χρησιμοποιώντας μετασχηματιστή είτε χρησιμοποιώντας γέφυρα.



Εικόνα 3.1 : Ανορθωτής Ημίσεως Κύματος (Ημιανόρθωση)

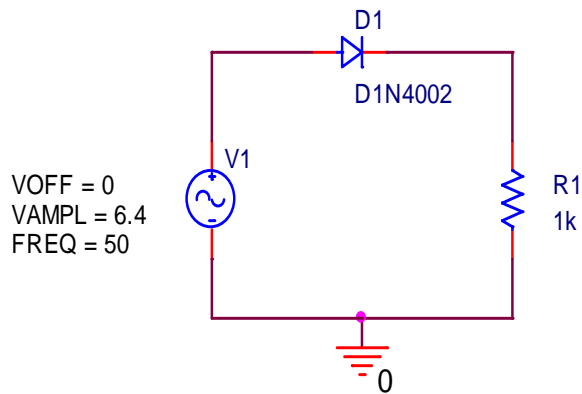


Εικόνα 3.2 : Ανορθωτής Πλήρους Κύματος

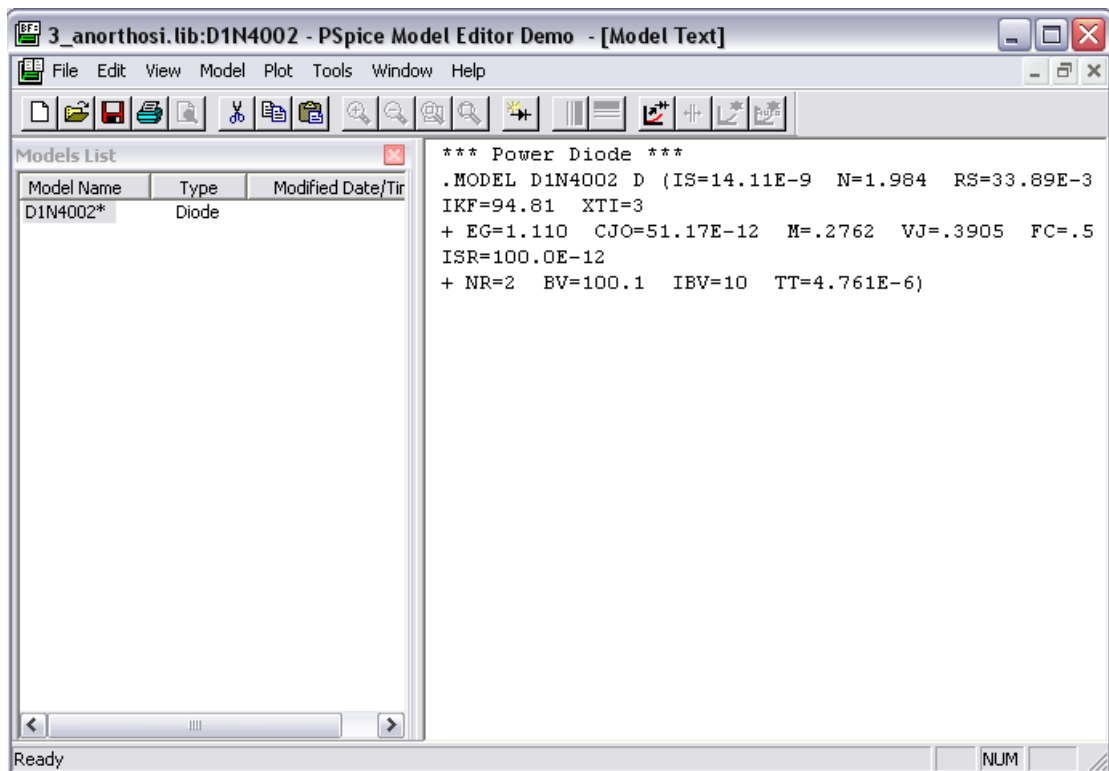
## **Pspice Ανάλυση**

### **3.1 Ημιανόρθωση**






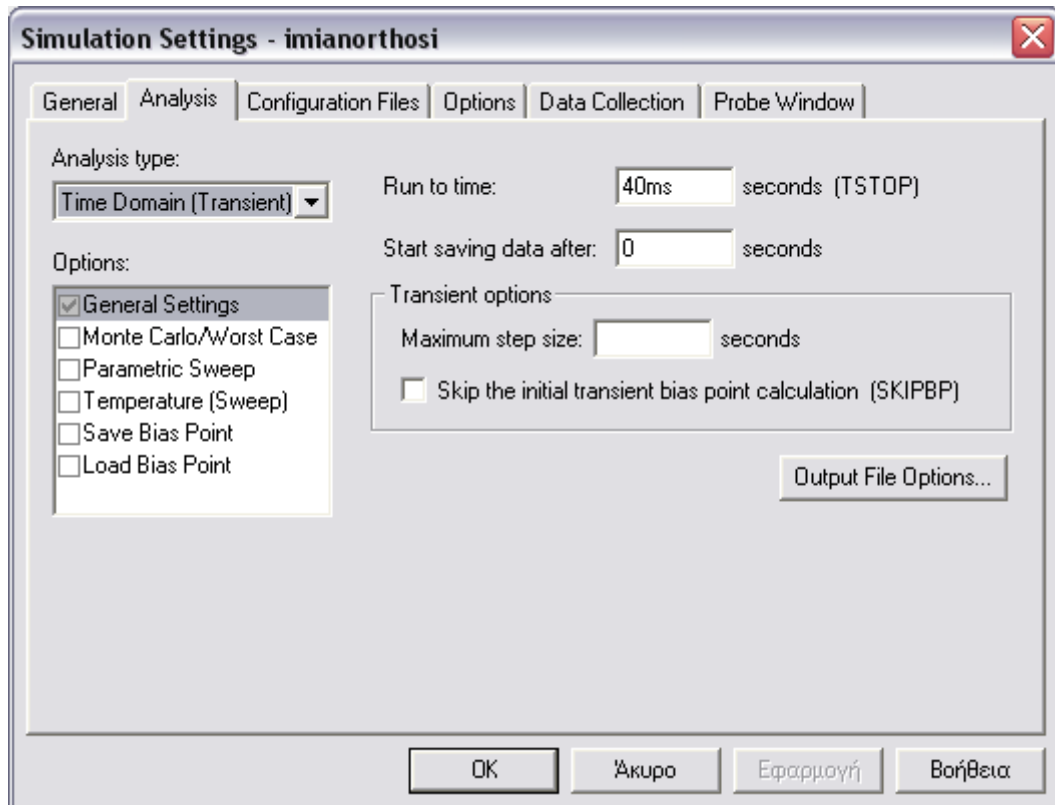
Η διάδος D1N4002 που χρησιμοποιούμε έχει τα ίδια χαρακτηριστικά με την αντίστοιχη του εμπορίου (τάση ορθής πόλωσης, δυναμικό επαφής p-n, κλπ.). Οι παράμετροι ανταποκρίνονται πλήρως στις αντίστοιχες προδιαγραφές που ορίζει ο κατασκευαστής. Τις προδιαγραφές αυτές μπορούμε να τις δούμε αλλά και να τις επεξεργαστούμε με την βοήθεια του **Επεξεργαστή Μοντέλων (Model Editor)**, επιλέγοντας την διάοδο και κάνοντας πάνω της δεξί κλικ εμφανίζεται ένα μενού, έπειτα επιλέγουμε **Edit PSpice Model** και μας εμφανίζεται ο **Model Editor** (Εικόνα 3.1.1).




Εικόνα 3.1.1: Επεξεργαστής Μοντέλων (Model Editor)

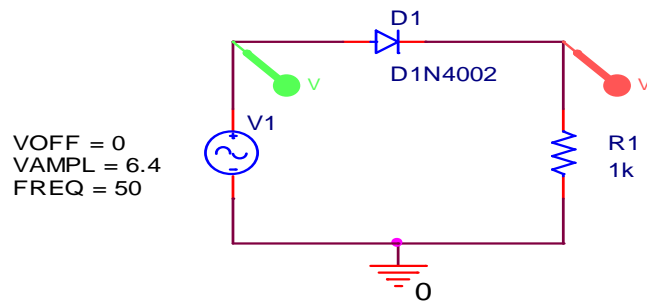
Πραγματοποιούμε το παραπάνω κύκλωμα στην **Ps spice**. Για να μετρήσουμε την τάση και το ρεύμα σε διάοδο και φορτίο θα κάνουμε ανάλυση **Time Domain (Transient)**. Κάνουμε **New Simulation Profile** επιλέγοντας το εικονίδιο  και δίνουμε ένα όνομα για να αποθηκεύσουμε το αρχείο προσημείωσης. Στο παράθυρο **Ρυθμίσεων Προσομοίωσης**

**(Simulation Setting)** που εμφανίζεται θέτουμε χρόνο εκτέλεσης **Run to time = 40ms** (Εικόνα 3.1.2). Τον χρόνο τον επιλέγουμε βάση της συχνότητας του κυκλώματος του οποίου κάνουμε προσομοίωση. Για παράδειγμα, εφόσον έχουμε συχνότητα 50 Hertz ,η περίοδος θα είναι  $T = \frac{1}{f} = 0.02 \text{ sec}$ . Οπότε για να δούμε δυο πλήρεις περιόδους βάζουμε 0,04 sec ή αλλιώς 40 msec. Πατάμε OK για να αποθηκευτούν οι ρυθμίσεις και να κλείσει το παράθυρο **Ρυθμίσεων Προσομοίωσης**.



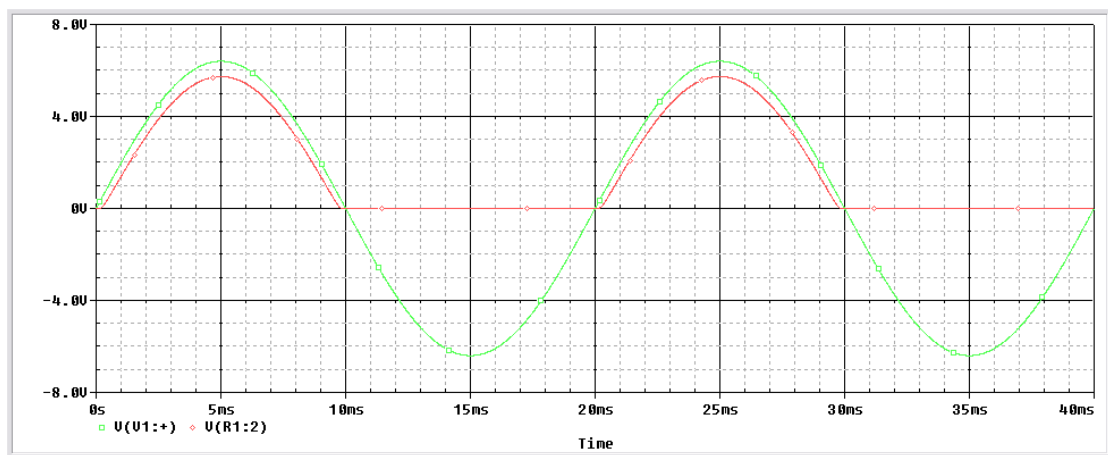
Εικόνα 3.1.2: Παράθυρο Ρυθμίσεων Προσομοίωσης

Για να δούμε την τάση πριν και μετά την δίοδο χρησιμοποιούμε δύο **Voltage/Level Markers**  , τοποθετώντας τους πριν και μετά την δίοδο όπως φαίνεται στην **Εικόνα 3.1.3**.



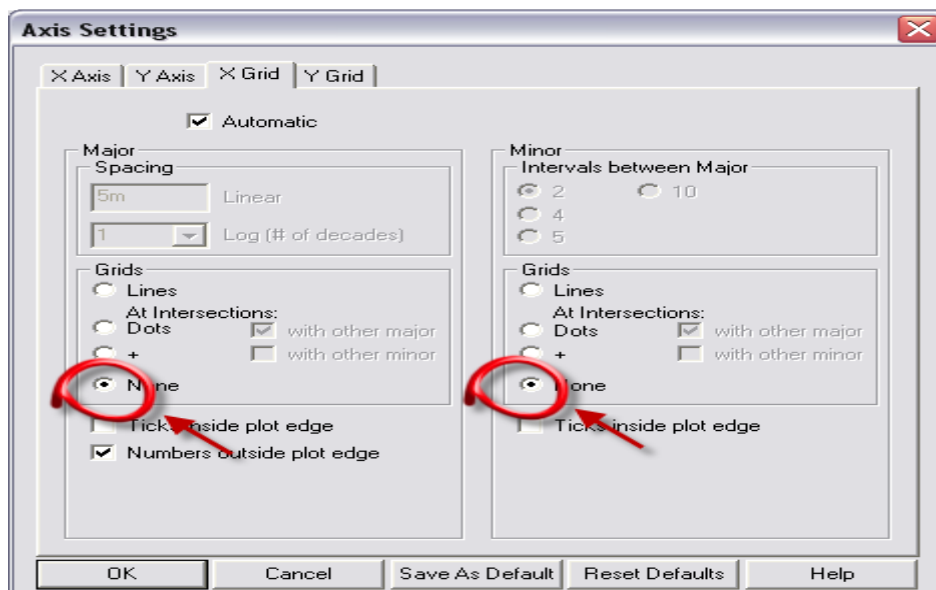
Εικόνα 3.1.3: Τοποθέτηση markers στο κύκλωμα

Κάνουμε κλικ στο εικονίδιο **Run PSpice**  για να εκτελεστεί η προσομοίωση και παίρνουμε το διάγραμμα της Εικόνας 3.1.4.





Εικόνα 3.1.4: Τάση πριν και μετά την δίοδο

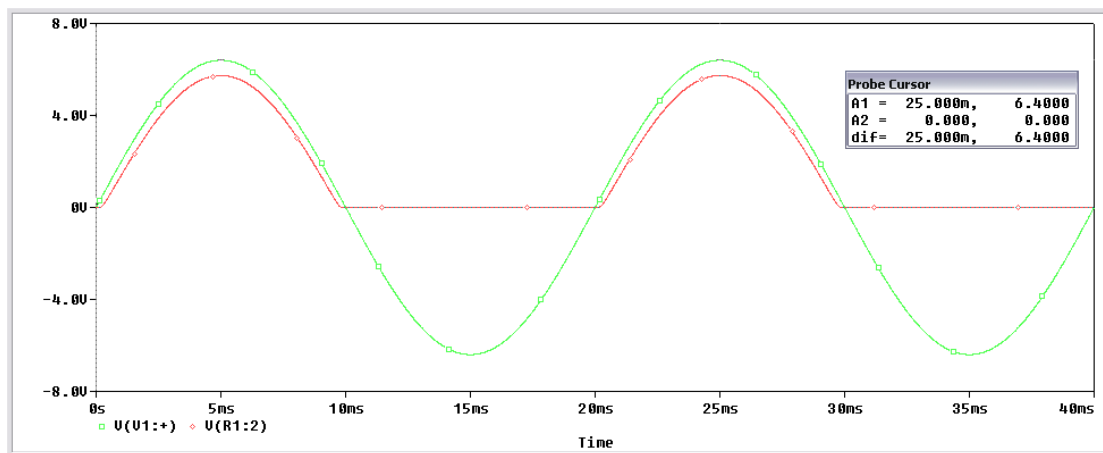
Για να έχουμε καλύτερη εικόνα του γραφήματος, μπορούμε να αφαιρέσουμε το πλέγμα του γραφήματος επιλέγοντας **Plot** → **Axis Settings** και απενεργοποιούμε το πλέγμα κι από τους δύο άξονες **X Grid** και **Y Grid** (Εικόνα 3.1.5).



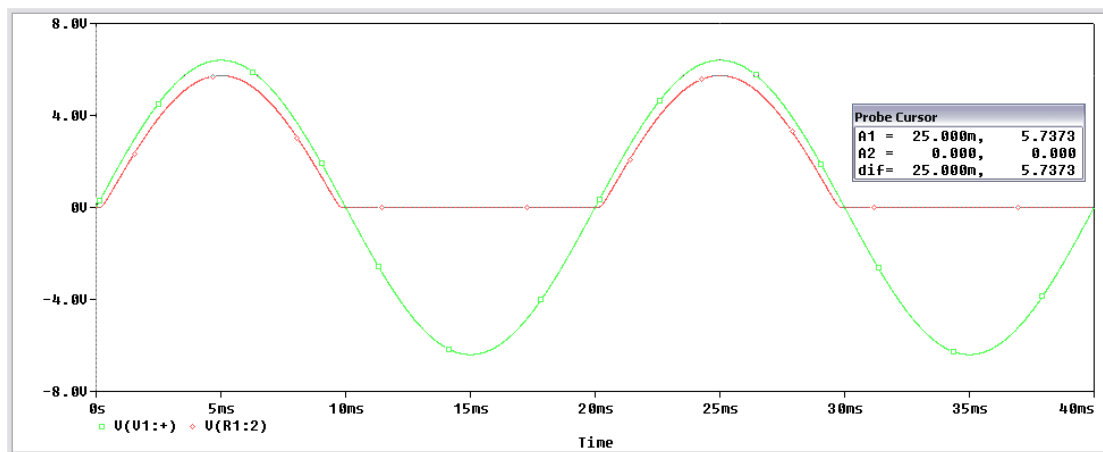
### Εικόνα 3.1.5: Απενεργοποίηση πλέγματος

Τώρα μπορούμε με την βοήθεια των κερσόρων να βρούμε το πλάτος της τάσης εισόδου και το πλάτος της ανορθωμένης τάσης του κυκλώματος (Εικόνα 3.1.6(α) και 3.1.6(β) ).

Κάνουμε κλικ στο εικονίδιο **Toggle Cursor**  και έπειτα στην γραμμή εργαλείων **Cursor** , που ενεργοποιείτε ακριβώς δίπλα, κάνουμε κλικ στο εικονίδιο **Cursor Max** . Την πρώτη φορά επιλέγοντας κάτω αριστερά το **V(D1:1)** για να πάρουμε την τιμή του πλάτους της τάσης εισόδου (πράσινο χρώμα) , και την δεύτερη φορά επιλέγοντας το **V(R1:2)** για την τιμή του πλάτους της ανορθωμένης τάσης (κόκκινο χρώμα).





Εικόνα 3.1.6(α): Τάση εισόδου



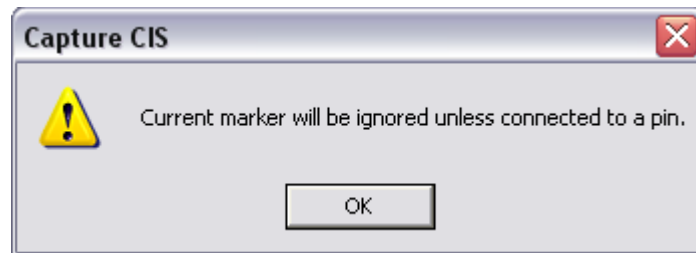
Εικόνα 3.1.6(β): Ανορθωμένη τάση

Με την επιλογή του **Toggle Cursor** , εμφανίζεται το παράθυρο **Probe Cursor** όπου μας δίνει τις τιμές στον άξονα X και Y στο σημείο που επιλέξαμε. Παρατηρούμε ότι το πλάτος της τάσης εισόδου είναι 6,4 Volt και το πλάτος της ανορθωμένης τάσης είναι 5,7373 Volt. Για να βρούμε τις ενεργές τιμές τάσης θα πρέπει να διαιρέσουμε τις μέγιστες τιμές που

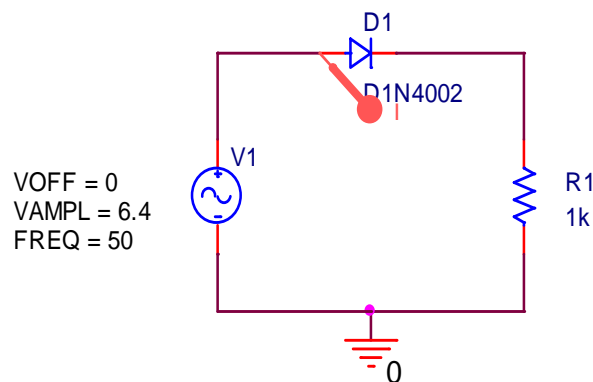
βρήκαμε με  $\sqrt{2}$  ( $V_{rms} = \frac{V_{peak}}{\sqrt{2}}$ ), οπότε η ενεργός τιμή της τάσης εισόδου είναι 4.525 Volt και της ανορθωμένης τάσης στην έξοδο είναι 4,057 Volt.

Για να βρούμε το πλάτος του ρεύματος πριν και μετά την δίοδο, ακολουθούμε την ίδια ακριβώς διαδικασία με την μόνη διαφορά ότι αντικαθιστούμε τους δύο **Voltage/Level Markers**  με έναν **Current Markers**  όπως φαίνεται στην *Εικόνα 3.1.7*.

Προσοχή μόνο κατά την τοποθέτηση του αμπερομέτρου γιατί η Pspice επιτρέπει την τοποθέτηση του αμπερομέτρου μόνο στα άκρα κάποιου εξαρτήματος. Σε άλλη περίπτωση εμφανίζει σφάλμα

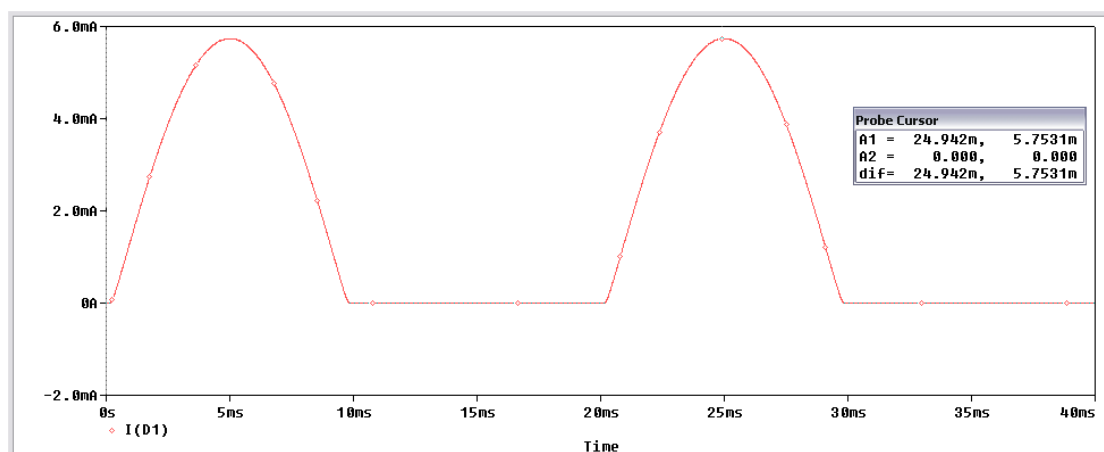


όπου μας λέει ότι το αμπερόμετρο πρέπει να τοποθετηθεί στο πόδι του εξαρτήματος.



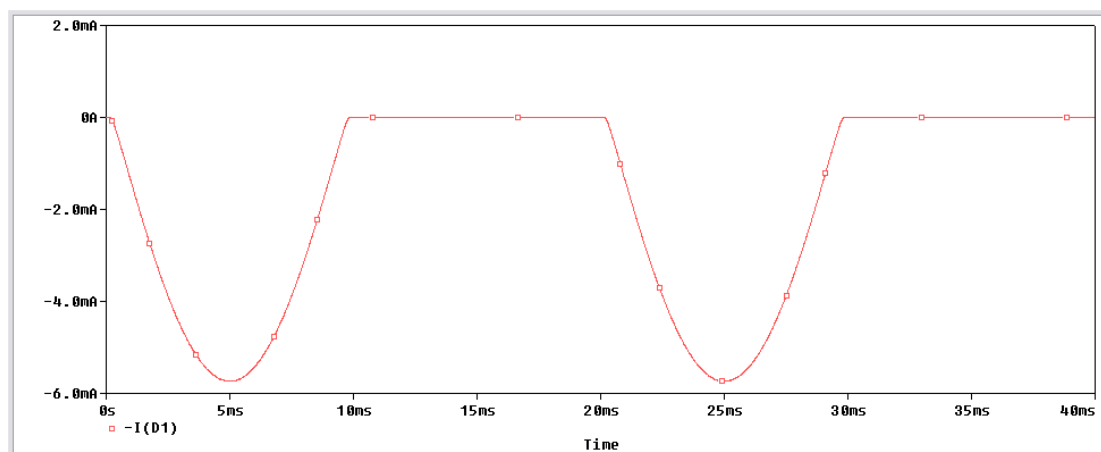
Εικόνα 3.1.7: Μέτρηση ρεύματος

Όταν τοποθετήσουμε το αμπερόμετρο δεν χρειάζεται να ξαναπατήσουμε **Run**, γιατί η προσομοίωση έχει ήδη τρέξει. Έτσι παίρνουμε την κυματομορφή της *Εικόνας 3.1.8*.



### Εικόνα 3.1.8: Κυματομορφή ρεύματος

Στην περίπτωση που τοποθετούσαμε το αμπερόμετρο μετά την δίοδο (Εικόνα 3.1.9) θα παρατηρούσαμε ότι το ρεύμα έχει αρνητικό πρόσημο. Αυτό οφείλεται στην σύμβαση που χρησιμοποιεί η Pspice και ορίζει εάν εξέρχεται ή εισέρχεται το ρεύμα σε ένα στοιχείο, θεωρώντας σαν θετικό το εισερχόμενο ρεύμα και σαν αρνητικό το εξερχόμενο. Το πλάτος του ρεύματος στο κύκλωμα έχει τιμή 5,7531 mA, οπότε η ενεργός τιμή του ρεύματος είναι 4,07 mA.



Εικόνα 3.1.9

Ένα βασικό χαρακτηριστικό των διόδων είναι η μέγιστη ανάστροφη τάση ή αλλιώς ανάστροφη τάση κατάρρευσης. Από τα *Data Sheet* της διόδου *D1N4002* μπορούμε να δούμε το παρακάτω πίνακα:

Characteristic	Symbol	1N 4001/L	1N 4002/L	1N 4003/L	1N 4004/L	1N 4005/L	1N 4006/L	1N 4007/L	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	$V_{RRM}$	50	100	200	400	600	800	1000	V
Working Peak Reverse Voltage	$V_{RWM}$								
DC Blocking Voltage	$V_R$								
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1)	$I_O$	1.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	$I_{FSM}$	30							A
Forward Voltage @ $I_F = 1.0A$	$V_{FM}$	1.0							V
Peak Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 25^\circ C$	$I_{RM}$	5.0							$\mu A$
		50							
Typical Junction Capacitance (Note 2)	$C_j$	15				8			pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	100							K/W
Maximum DC Blocking Voltage Temperature	$T_A$	+150							$^\circ C$
Operating and Storage Temperature Range (Note 3)	$T_j, T_{STG}$	-65 to +175							$^\circ C$

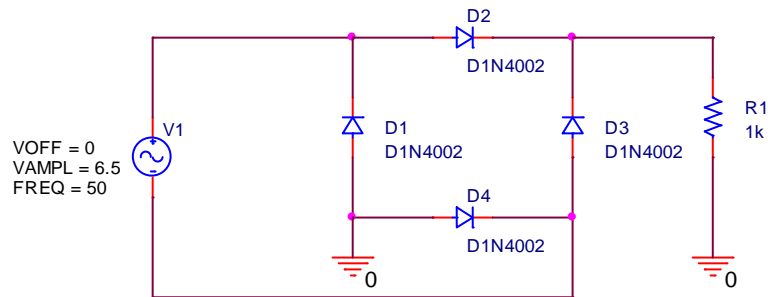
Data Sheet D1N4002


Η πρώτη γραμμή περιέχει τα εξής στοιχεία:

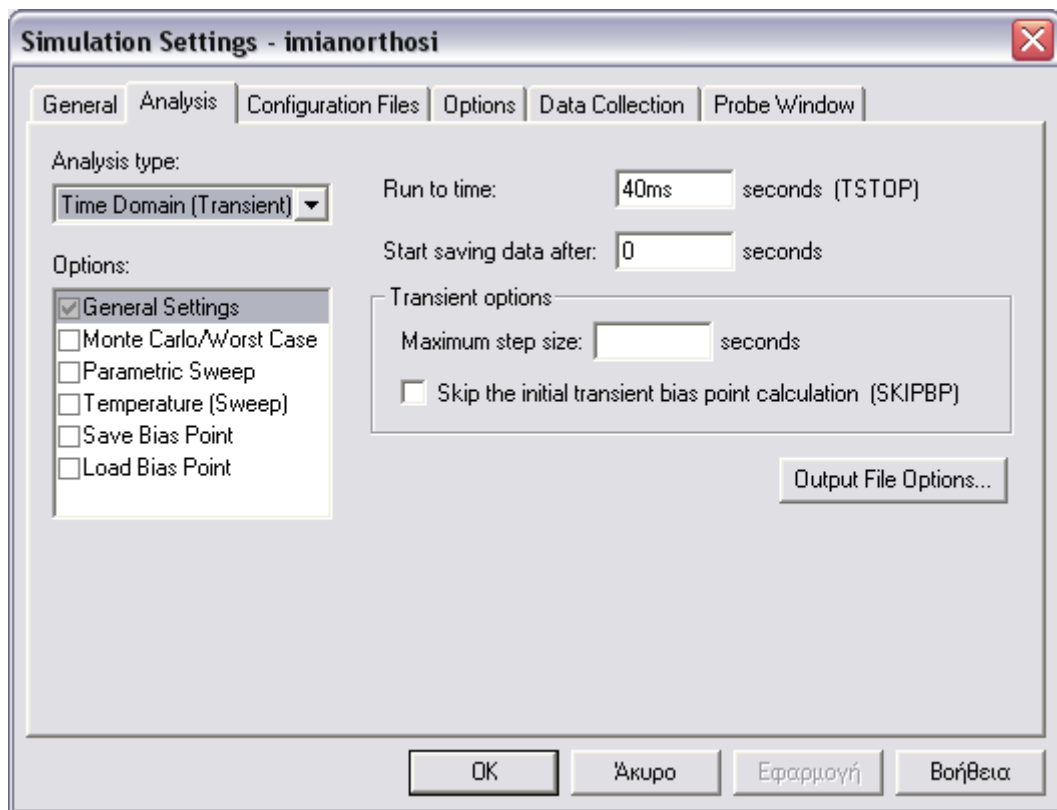
- Μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση  $\rightarrow V_{RRM} = 100 \text{ Volt}$
- Μέγιστη ανάστροφη τάση λειτουργίας  $\rightarrow V_{RWM} = 100 \text{ Volt}$
- Τάση αποκλεισμού DC  $\rightarrow V_R = 100 \text{ Volt}$

Από τα τρία αυτά διαφορετικά χαρακτηριστικά μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η τάση κατάρρευσης για την συγκεκριμένη δίοδο είναι 100 Volt. Οπότε για το δικό μας κύκλωμα είμαστε καλυμμένοι, εφόσον η δίοδο κατά την αρνητική ημiperίοδο, στη δίοδο εφαρμόζεται το πλάτος του σήματος εισόδου όπου έχει τιμή  $V_{in} \approx 6,4$  Volt.

### 3.2 Ανορθωτής Πλήρους Κύματος Με Γέφυρα

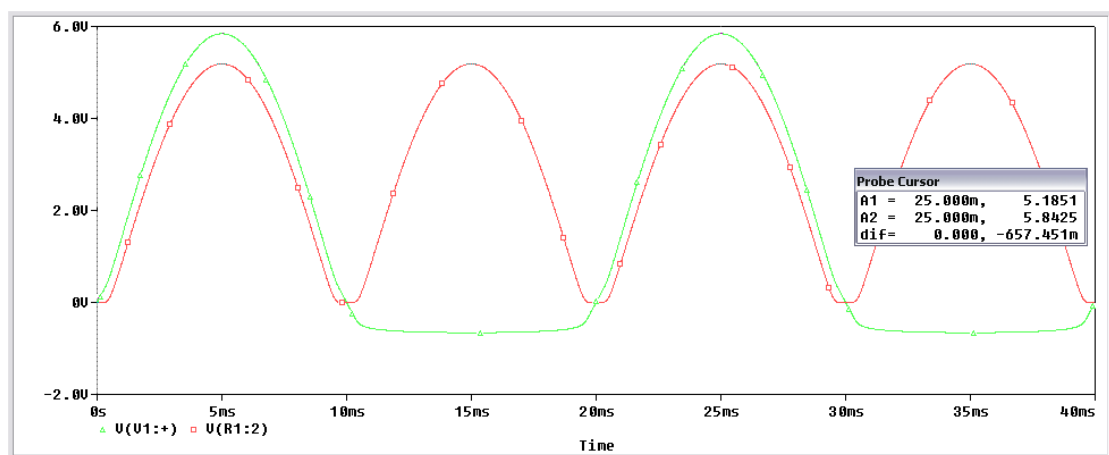


Πραγματοποιούμε το παραπάνω κύκλωμα, και ακολουθούμε την ίδια διαδικασία που ακολουθήσαμε για την ανόρθωση ημίσεως κύματος και παρατηρούμε της διαφορές των δύο ανορθώσεων. Για να μετρήσουμε την τάση και το ρεύμα σε δίοδο και φορτίο κάνουμε ανάλυση **Time Domain (Transient)**. Κάνουμε **New Simulation Profile** επιλέγοντας το εικονίδιο  και δίνουμε ένα όνομα για να αποθηκεύσουμε το αρχείο προσημείωσης. Στο παράθυρο **Ρυθμίσεων Προσομοίωσης (Simulation Setting)** που εμφανίζεται θέτουμε χρόνο εκτέλεσης **Run to time = 40ms** (Εικόνα 3.2.1). Πατάμε OK για να αποθηκευτούν οι ρυθμίσεις και να κλείσει το παράθυρο **Ρυθμίσεων Προσομοίωσης**.



Εικόνα 3.2.1: Παράθυρο Ρυθμίσεων Προσομοίωσης


Για να δούμε την τάση πριν και μετά την γέφυρα χρησιμοποιούμε τους **Voltage/Level Markers** . Κάνουμε κλικ στο εικονίδιο **Run PSpice** για να εκτελεστεί η προσομοίωση και παίρνουμε το διάγραμμα της Εικόνας 3.2.2.

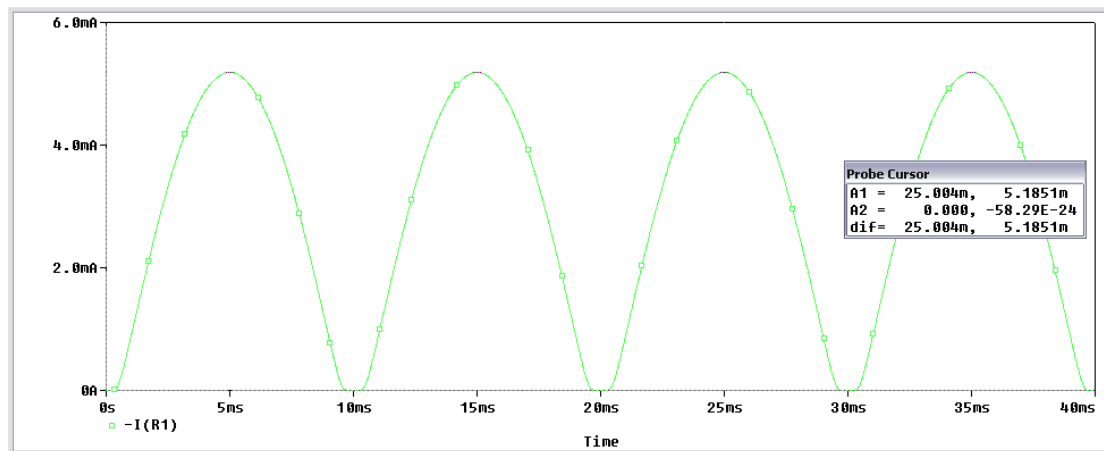


Εικόνα 3.2.2: Τάση πριν και μετά την διόδο

Με την βοήθεια των κερσόρων παίρνουμε τις μέγιστες τιμές και παρατηρούμε ότι το σήμα στην έξοδο έχει ανορθωθεί. Από το **Probe Cursor** διαπιστώνουμε μια πτώση τάσης 657,4 mVolt η οποία οφείλεται στις διόδους.



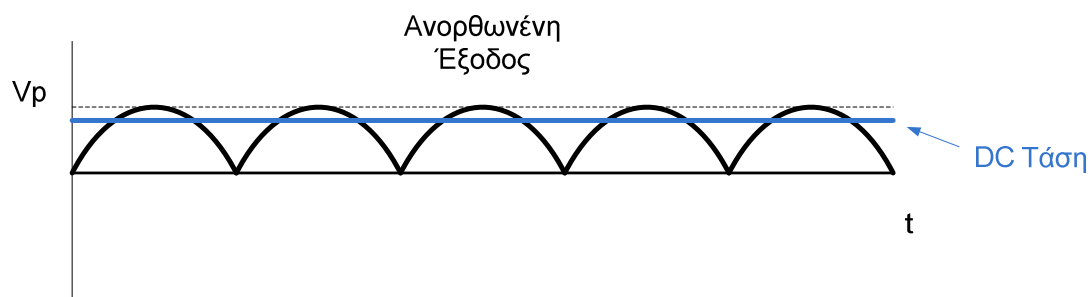
Τοποθετούμε έναν **Current Markers**  στην αντίσταση φορτίου και παίρνουμε την κυματομορφή του ρεύματος εξόδου όπως φαίνεται στην *Εικόνα 3.2.3*.



Εικόνα 3.2.3: Ρεύμα στην έξοδο της διάταξης

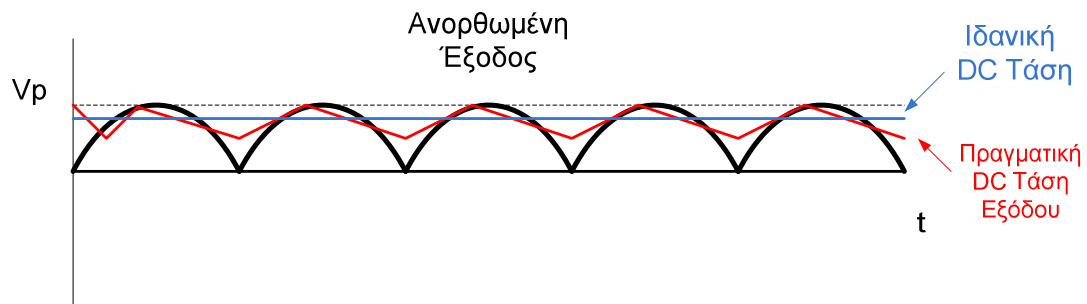
## 4. Φίλτρα Εξομάλυνσης

Φίλτρα ονομάζουμε τα ηλεκτρικά κυκλώματα που περιέχουν παθητικά στοιχεία (πυκνωτές ή πηνία) και τοποθετούνται αμέσως μετά τις ανορθωτικές διατάξεις με σκοπό να αφαιρέσουν τα ποσοστά εναλλασσόμενης τάσης τα οποία περιέχονται στο σήμα εξόδου. Ένα ιδανικό φίλτρο αποκόπτει εντελώς την εναλλασσόμενη συνιστώσα οπότε και στην έξοδο του δίνει ένα τέλειο συνεχές και σταθερό σήμα (*Εικόνα 4.1*).



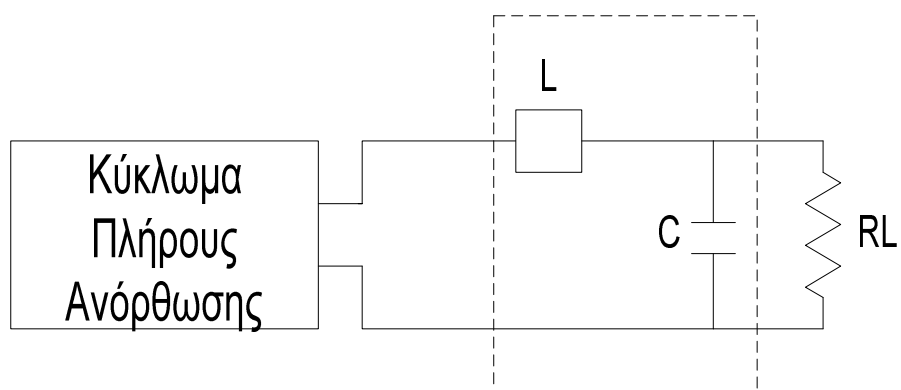
Εικόνα 4.1: Τάση εξόδου ιδανικού ανορθωτή με φίλτρο εξομάλυνσης

Στην πραγματικότητα έχουμε κάποιες διακυμάνσεις στο σήμα, τις οποίες όμως χρησιμοποιώντας κατάλληλους συνδυασμούς παθητικών στοιχείων μπορούμε να τις μειώσουμε σημαντικά (Εικόνα 4.2).

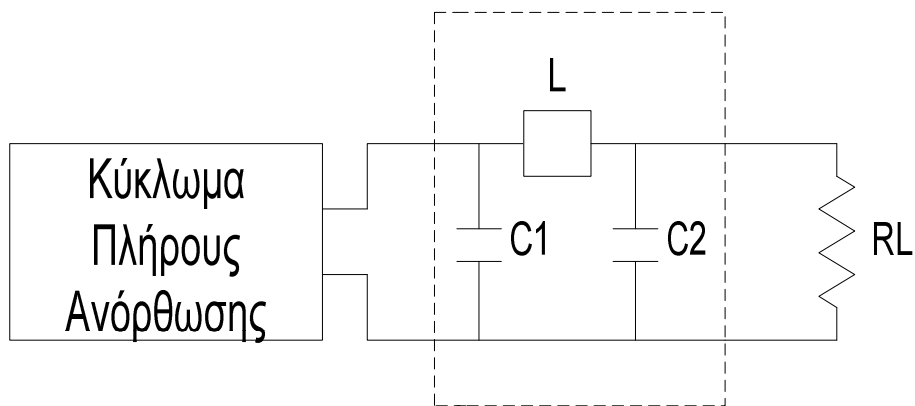


Εικόνα 4.2: Τάση εξόδου πραγματικού ανορθωτή με φίλτρο εξομάλυνσης

Για καλύτερη αποτελεσματικότητα χρησιμοποιούμε συνδυασμούς φίλτρων. Έχουμε δύο βασικούς συνδυασμούς, το φίλτρο τύπου L και το φίλτρο τύπου Π (Εικόνα 4.3(α) και 4.3(β) αντίστοιχα).



Εικόνα 4.3(α): Φίλτρο τύπου L



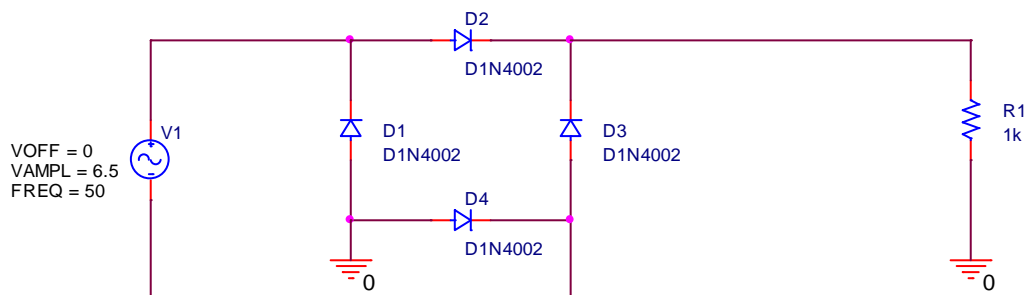
Εικόνα 4.3(β): Φίλτρο τύπου Π

## Pspice Ανάλυση


Θα χρησιμοποιήσουμε την διάταξη πλήρους ανόρθωσης με γέφυρα και χρησιμοποιώντας διαφορετικούς τύπους φίλτρων θα πάρουμε μετρήσεις για την τάση στην έξοδο αλλά και το ποσοστό διακύμανσης.

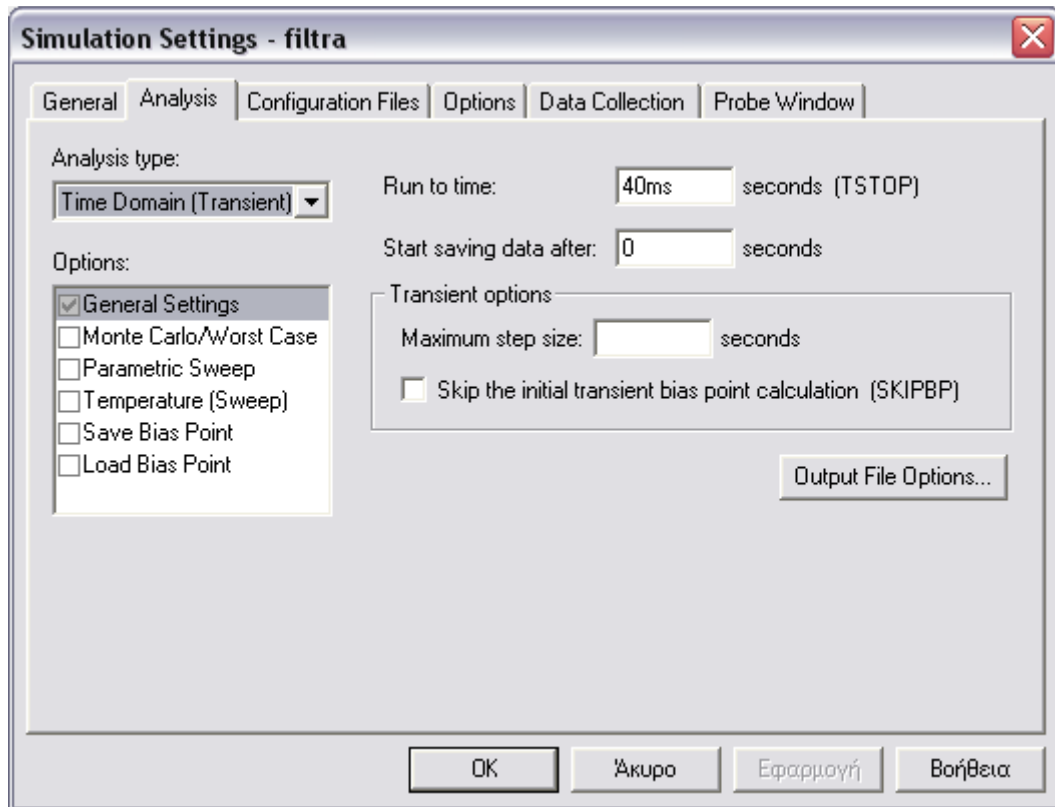
- Ανόρθωση χωρίς φίλτρο εξομάλυνσης

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της Εικόνας 4.1.1.




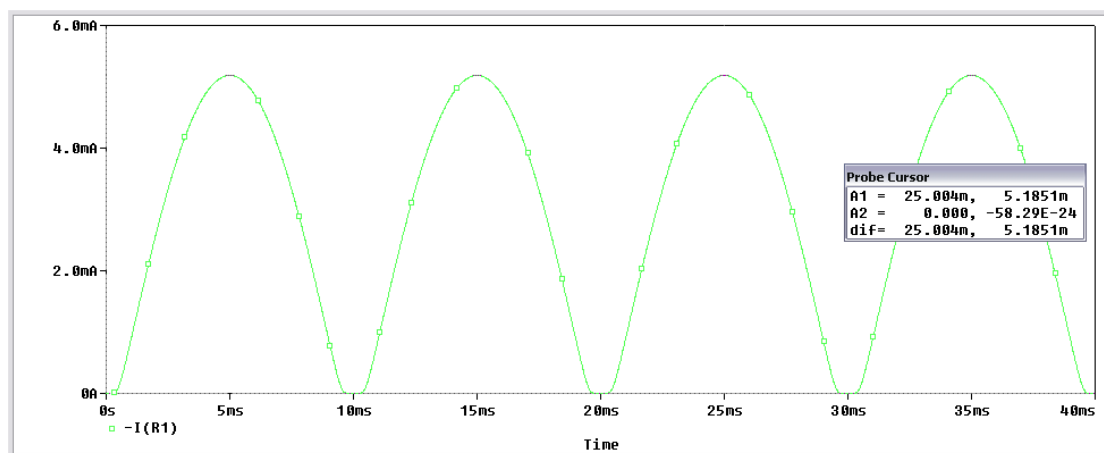
Εικόνα 4.1.1: Πλήρης Ανόρθωση με γέφυρα χωρίς φίλτρο

Στην συνέχεια επιλέγουμε **New Simulation Profile**  , δίνουμε ένα όνομα στην προσομοίωση και στο παράθυρο **Simulation Settings** που εμφανίζεται βάζουμε στο **Run to time** 40 ms όπως φαίνεται στην *Εικόνα 4.1.2*.



Εικόνα 4.1.2: Παράθυρο Ρυθμίσεων Προσομοίωσης

Τοποθετούμε στην αντίσταση φορτίου έναν **Voltage/Level Markers**  για να πάρουμε την τιμή του πλάτους τάσης στην έξοδο (*Εικόνα 4.1.3*).

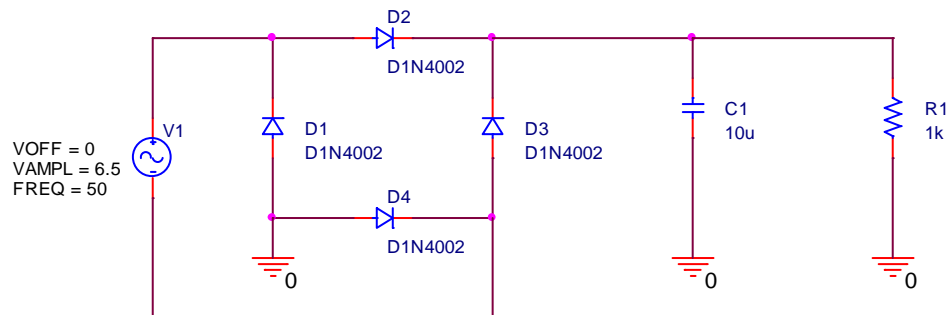



Εικόνα 4.1.3: Πλάτος τάσης στην έξοδο χωρίς φίλτρο

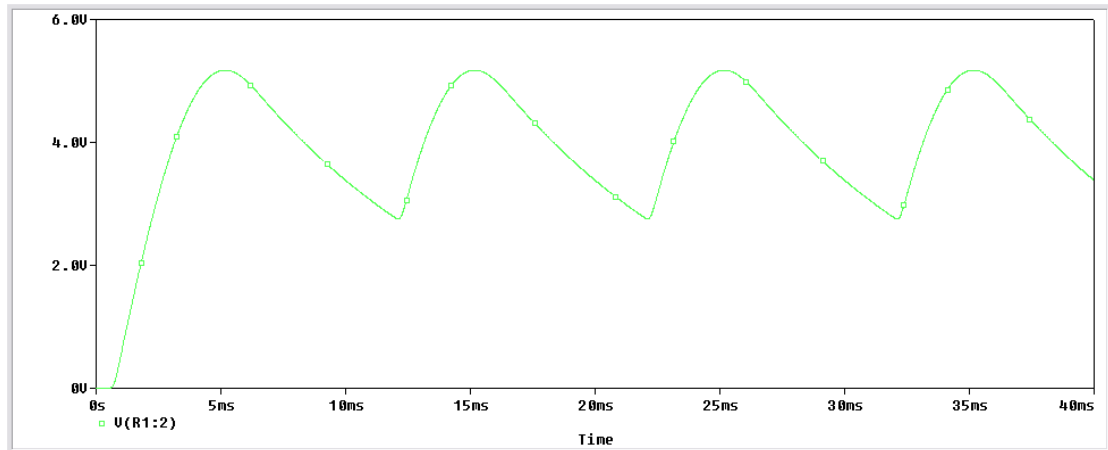
Από την κυματομορφή μπορούμε να δούμε ότι έχουμε  $V_{o_{peak}} = 5.1851V$ ,  $V_{o_{rms}} = 3.67V$ . Παρατηρούμε ότι η κυματομορφή παίρνει τιμές από το μηδέν έως την μέγιστη τιμή. Οπότε η κυμάτωση είναι πολύ μεγάλη

- Ανόρθωση με φίλτρο πυκνωτή ( $C = 10 \mu F$ )

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα



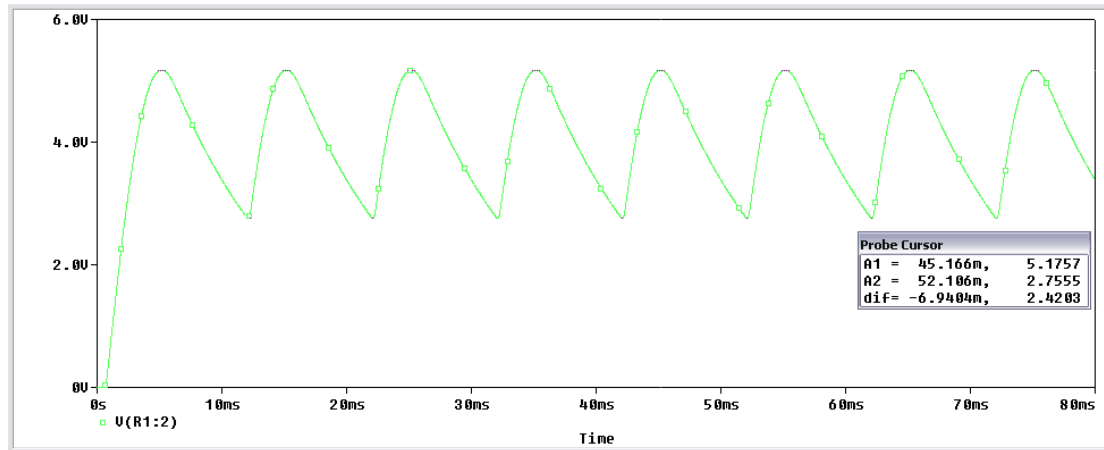
Κάνοντας **Run PSpice**  και χωρίς να κάνουμε καμιά άλλη αλλαγή στο **Simulation Settings**, παίρνουμε το γράφημα της Εικόνας 4.2.1.



Εικόνα 4.2.1: Πλάτος τάσης στην έξοδο με φίλτρο πυκνωτή

Επειδή θέλουμε να βλέπουμε την κυματομορφή εφόσον έχει περάσει το μεταβατικό στάδιο, λόγω της επίδρασης στο κύκλωμα των παθητικών στοιχείων, αυξάνουμε τον χρόνο **Run to time** σε 80 ms στο παράθυρο **Simulation Settings** ώστε να μπορούμε να βλέπουμε 4 περιόδους του σήματος. Θα μπορούσαμε εάν θέλουμε να καθυστερεί η PSpice να αποθηκεύει τις τιμές, παραδείγματος χάριν να μην λαμβάνει υπόψιν της την πρώτη

περίοδο, ώστε να αποφεύγουμε το μεταβατικό φαινόμενο. Αυτό γίνεται στο παράθυρο **Simulation Settings** βάζοντας το κουτάκι **Start saving data after** τον χρόνο μιας περιόδου, όπου στην περίπτωση μας είναι 20 ms.

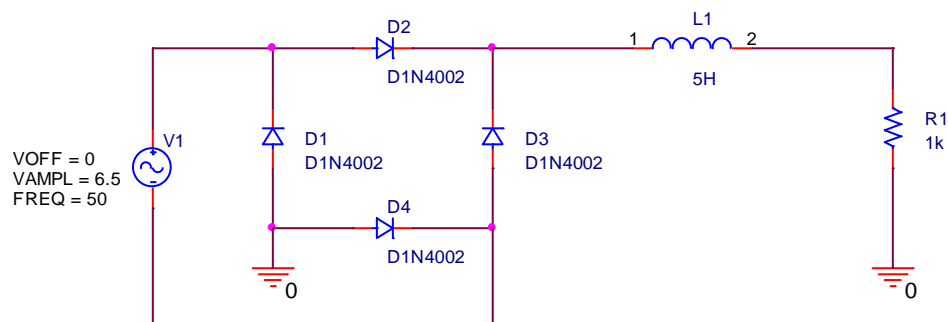


Εικόνα 4.2.2: Πλάτος τάσης στην έξοδο με φίλτρο πυκνωτή

Από το γράφημα της Εικόνας 4.2.2 μπορούμε να δούμε ότι με το φίλτρο πυκνωτή έχουμε  $V_{o_{peak}} = 5.1757V$ ,  $V_{o_{rms}} = 3.66V$ . Τοποθετώντας τους δύο δρομείς στην πάνω και στην κάτω κορυφή της κυματομορφής παρατηρούμε ότι έχουμε διακύμανση της τάσης από τα 2.76V έως τα 5.18V. Για να δούμε την διακύμανση σαν ποσοστό αφαιρούμε την μέγιστη τιμή από την ελάχιστη και το αποτέλεσμα το διαιρούμε με την μέγιστη τιμή,  $\frac{5.18-2.76}{5.18} = 0.467$ . Οπότε η διακύμανση (*ripple*) είναι  $r = 0.467$ .

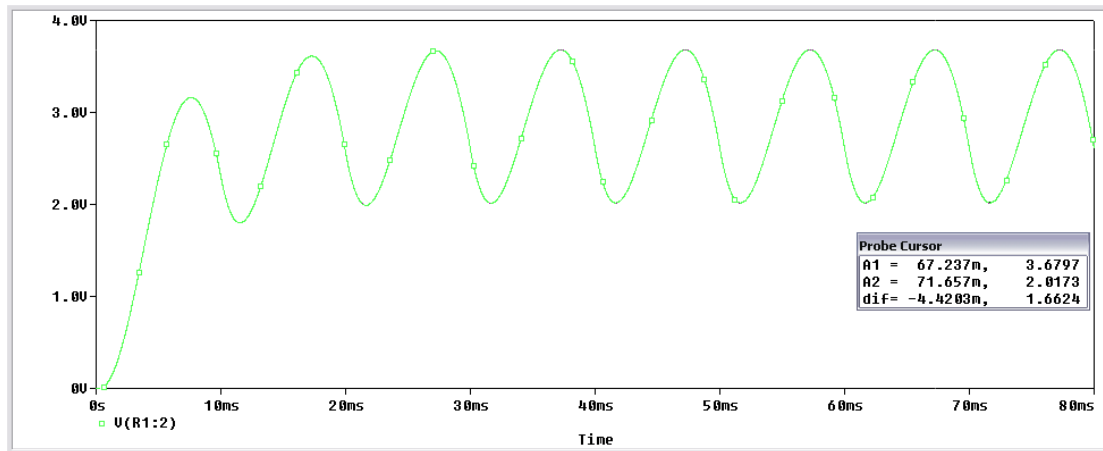
- Ανόρθωση με φίλτρο πηνίο ( $L = 5H$ )

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της Εικόνας 4.3.1 όπου χρησιμοποιούμε φίλτρο με πηνίο.



Εικόνα 4.3.1: Πλήρης Ανόρθωση με γέφυρα και φίλτρο πηνίου

Παίρνουμε το γράφημα της τάσης εξόδου του ανορθωτή (Εικόνα 4.3.2).

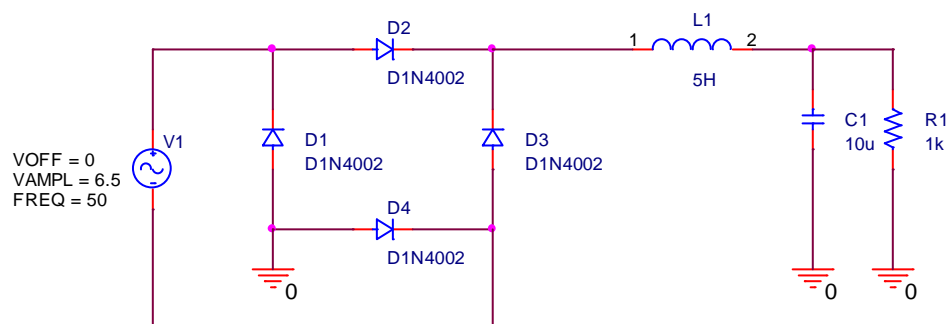


Εικόνα 4.3.2: Πλάτος τάσης στην έξοδο με φίλτρο πηνίου

Από το γράφημα της Εικόνας 4.3.2 μπορούμε να δούμε ότι με το φίλτρο πηνίου έχουμε  $V_{o_{peak}} = 3.68V$ ,  $V_{o_{rms}} = 2.6V$ . Η διακύμανση (ripple) είναι  $r = \frac{3.68-2.02}{3.68} = 0.451$ .

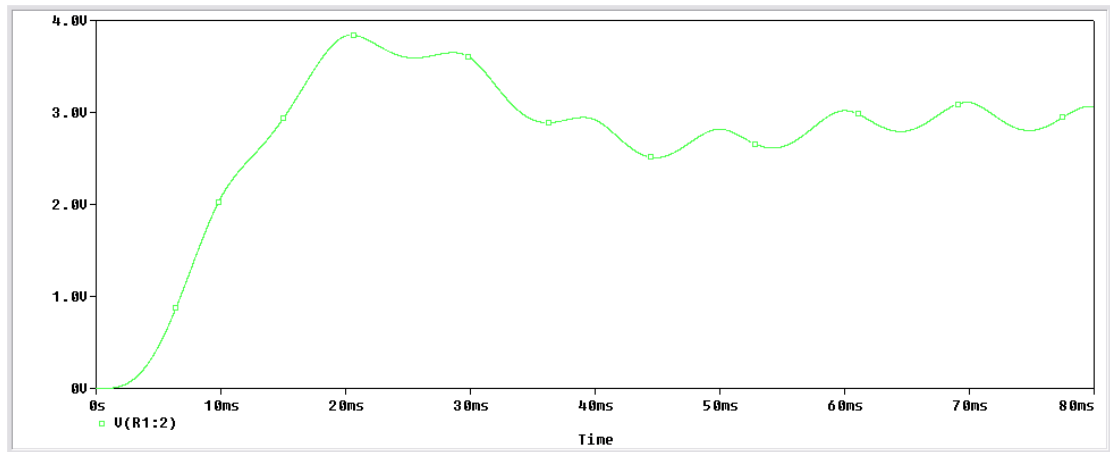
- Ανόρθωση με φίλτρο τύπου L ( $C = 10 \mu F$ ,  $L = 5 H$ )

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της Εικόνας 4.4.1 όπου χρησιμοποιούμε φίλτρο τύπου L.



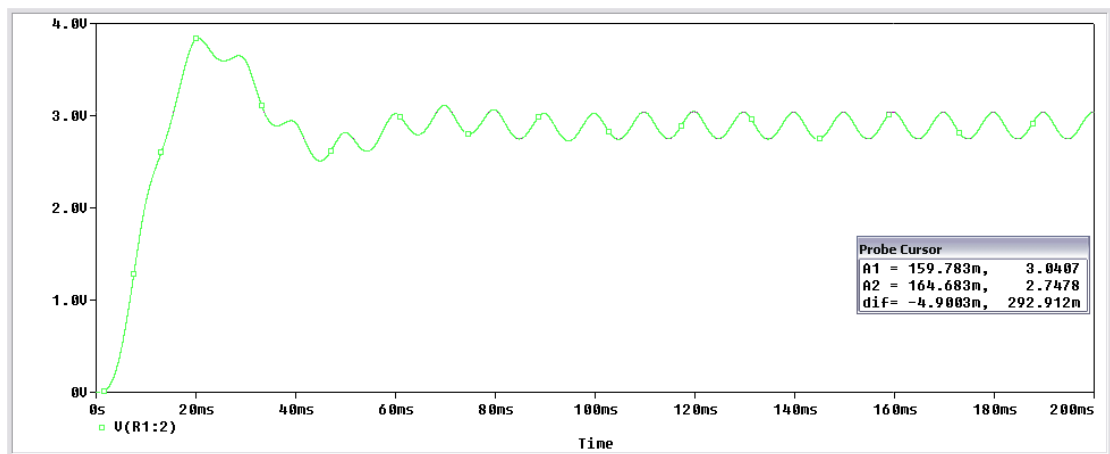
Εικόνα 4.4.1: Πλήρης Ανόρθωση με γέφυρα και φίλτρο τύπου L

Παίρνουμε το γράφημα της τάσης εξόδου του ανορθωτή (Εικόνα 4.4.2).



Εικόνα 4.4.2: Πλάτος τάσης στην έξοδο με φίλτρο τύπου L

Παρατηρούμε ότι στο γράφημα το σήμα μας δεν έχει σταθεροποιηθεί, οπότε αυξάνουμε τον χρόνο στο **Run to time** από 80 σε 200 ms και παίρνουμε το γράφημα της Εικόνας 4.4.3.

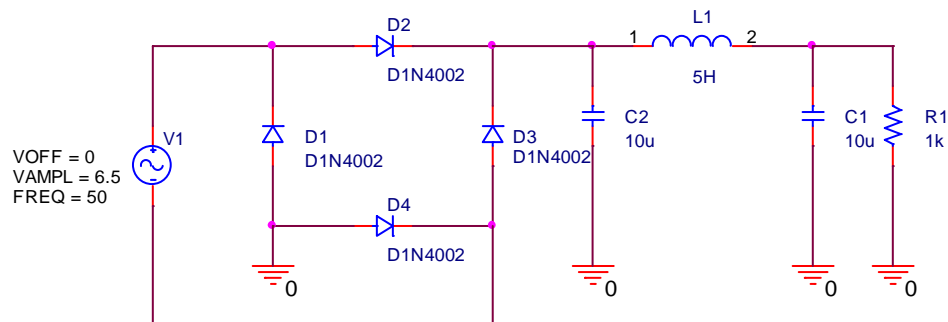


Εικόνα 4.4.3: Πλάτος τάσης στην έξοδο με φίλτρο τύπου L

Από το γράφημα της Εικόνας 4.3.3 μπορούμε να δούμε ότι με το φίλτρο τύπου L έχουμε στην μόνιμη κατάσταση  $V_{o_{peak}} = 3.04\text{ V}$ ,  $V_{o_{rms}} = 2.15\text{ V}$ . Η διακύμανση (*ripple*) είναι  $r = \frac{3.04 - 2.75}{3.04} = 0.095$ .

- Ανόρθωση με φίλτρο τύπου Π ( $C = 10\ \mu\text{F}$ ,  $L = 5\text{ H}$ )

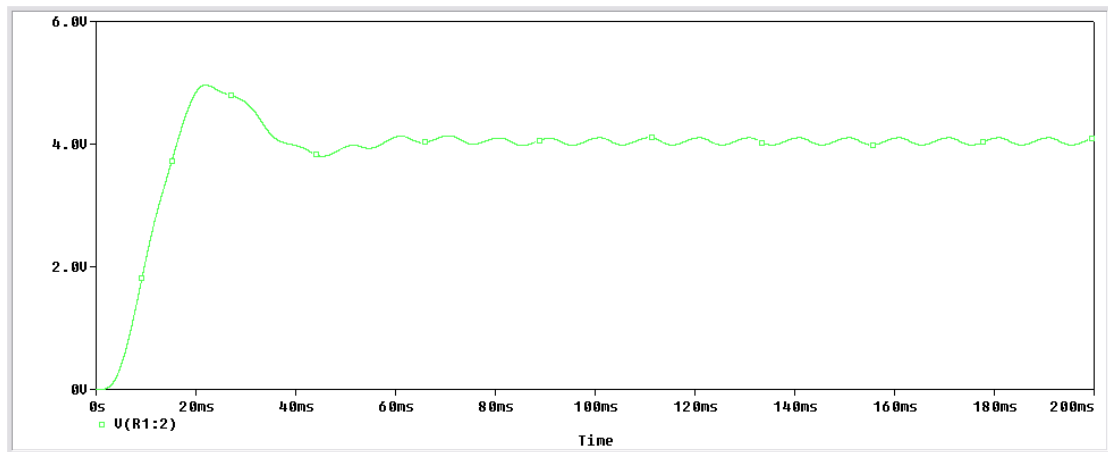
Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της Εικόνας 4.5.1 όπου χρησιμοποιούμε φίλτρο τύπου Π.



Εικόνα 4.5.1: Πλήρης Ανόρθωση με γέφυρα και φίλτρο τύπου Π



Παίρνουμε το γράφημα της τάσης εξόδου του ανορθωτή (Εικόνα 4.5.2).

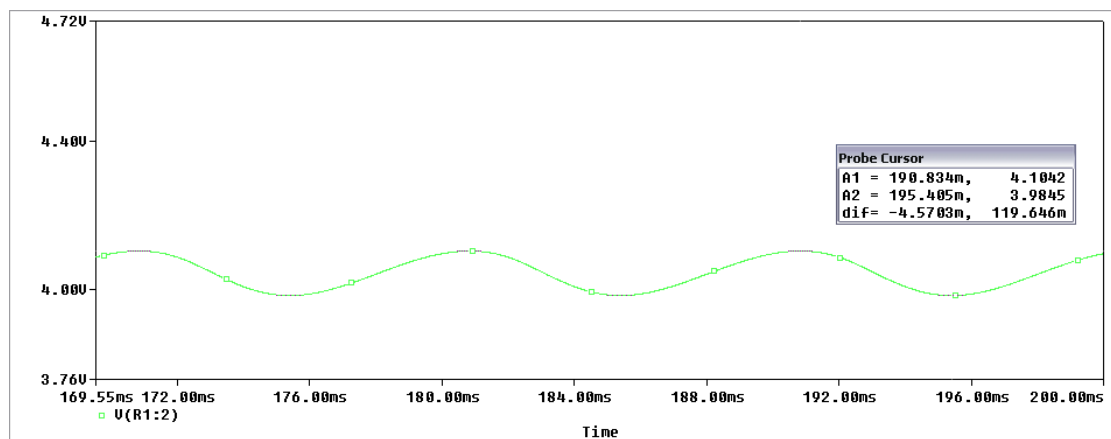


Εικόνα 4.5.2: Πλάτος τάσης στην έξοδο με φίλτρο τύπου Π

Για να έχουμε μια πιο σωστή εικόνα της κυματομορφής, επιλέγοντας τα εικονίδια



και κάνουμε ζουμ στην μόνιμη κατάσταση (Εικόνα 4.5.3).



Εικόνα 4.5.3: Πλάτος τάσης στην έξοδο με φίλτρο τύπου Π

Από το γράφημα της Εικόνας 4.5.3 μπορούμε να δούμε ότι με το φίλτρο τύπου Π έχουμε  $V_{o_{peak}} = 4.11V$ ,  $V_{o_{rms}} = 2.91V$ . Η διακύμανση (ripple) είναι  $r = \frac{4.11-3.98}{4.11} = 0.03$ .

## 5. Τρανζίστορ Διπολικής Ένωσης

Αν παρατηρήσουμε την χαρακτηριστική μιας κρυσταλλοδιόδου, μπορούμε να δούμε πως στην περίπτωση ορθής πόλωσης η ένωση **PN** ισοδυναμεί με ένα στοιχείο χαμηλής αντίστασης, συνεπάγεται μεγάλο ρεύμα για μια δεδομένη τάση. Αντίστοιχα, στην περίπτωση ανάστροφης πόλωσης η ένωση **PN** ισοδυναμεί με ένα στοιχείο υψηλής αντίστασης άρα χαμηλό ρεύμα για την ίδια δεδομένη τάση.

Η ισχύς που αναπτύσσεται σε ένα στοιχείο υψηλής αντίστασης είναι μεγαλύτερη από την ισχύ που αναπτύσσεται σε ένα στοιχείο χαμηλής αντίστασης. Εφόσον  $P = I^2R$ , και το ρεύμα είναι σταθερό, η ισχύς μεταβάλλεται ανάλογα της αντίστασης.

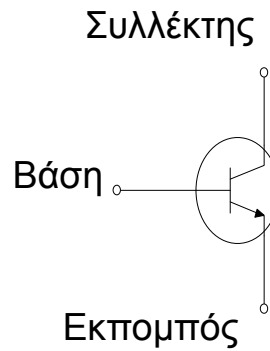
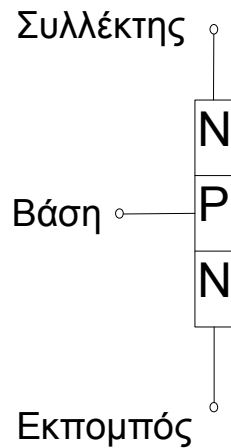
Άρα, εάν ένας κρύσταλλος συμπεριλαμβάνει δυο ενώσεις **PN**, τότε μπορεί να εισάγουμε ένα σήμα στην ένωση που είναι ορθά πολωμένη (χαμηλή αντίσταση) και να πάρουμε ένα ενισχυμένο σήμα από την άλλη η οποία έχει πολωθεί κατά την ανάστροφη (υψηλή αντίσταση). Τα στοιχεία αυτά έχουν την δυνατότητα να μεταφέρουν το ρεύμα ενός σήματος από ένα κύκλωμα χαμηλής αντίστασης σε ένα κύκλωμα υψηλής αντίστασης.

Εάν ενώσουμε κατάλληλα δύο κρυστάλλους τύπου **P** και έναν τύπου **N**, τότε το τρανζίστορ αυτό το ονομάζουμε **P-N-P Transistor**. Το αριστερό **P** αναφέρεται ως εκπομπός (emitter), το **N** βάση (base) και το δεξιό **P** συλλέκτης (collector). Στην περίπτωση που ενώσουμε κατάλληλα δύο κρυστάλλους τύπου **N** και έναν τύπου **P**, τότε το τρανζίστορ αυτό το ονομάζουμε **N-P-N Transistor**. Το αριστερό **N** αναφέρεται ως εκπομπός (emitter), το **P** βάση (base) και το δεξιό **N** συλλέκτης (collector).

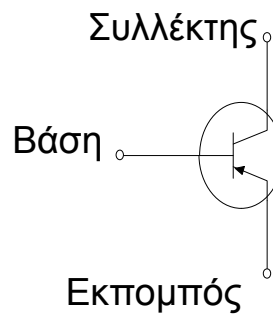
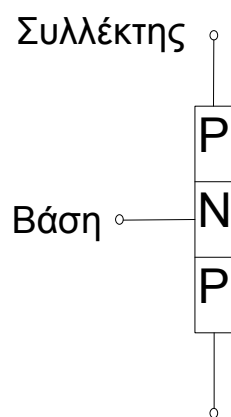
Η λειτουργία των δύο τρανζίστορ είναι ίδια με την διαφορά πως ο φορέας του ρεύματος από τον εκπομπό προς τον συλλέκτη στο τρανζίστορ **PNP** είναι η οπή, ενώ ο φορέας του ρεύματος από τον εκπομπό προς τον συλλέκτη στο τρανζίστορ **NPN** είναι το ηλεκτρόνιο. Στο κύκλωμα του τρανζίστορ **NPN** το ρεύμα των ηλεκτρονίων ρέει από τον εκπομπό προς τον συλλέκτη εσωτερικά του κρυστάλλου και παριστάνεται με το βέλος να δείχνει την αντίθετη πορεία των ηλεκτρονίων. Στο κύκλωμα του τρανζίστορ **PNP** το ρεύμα των οπών ρέει από τον εκπομπό προς τον συλλέκτη και παριστάνεται με το βέλος να δείχνει την πορεία των οπών.

### Σύμβολα Τρανζίστορ Διπολικής Ένωσης

## NPN



## PNP

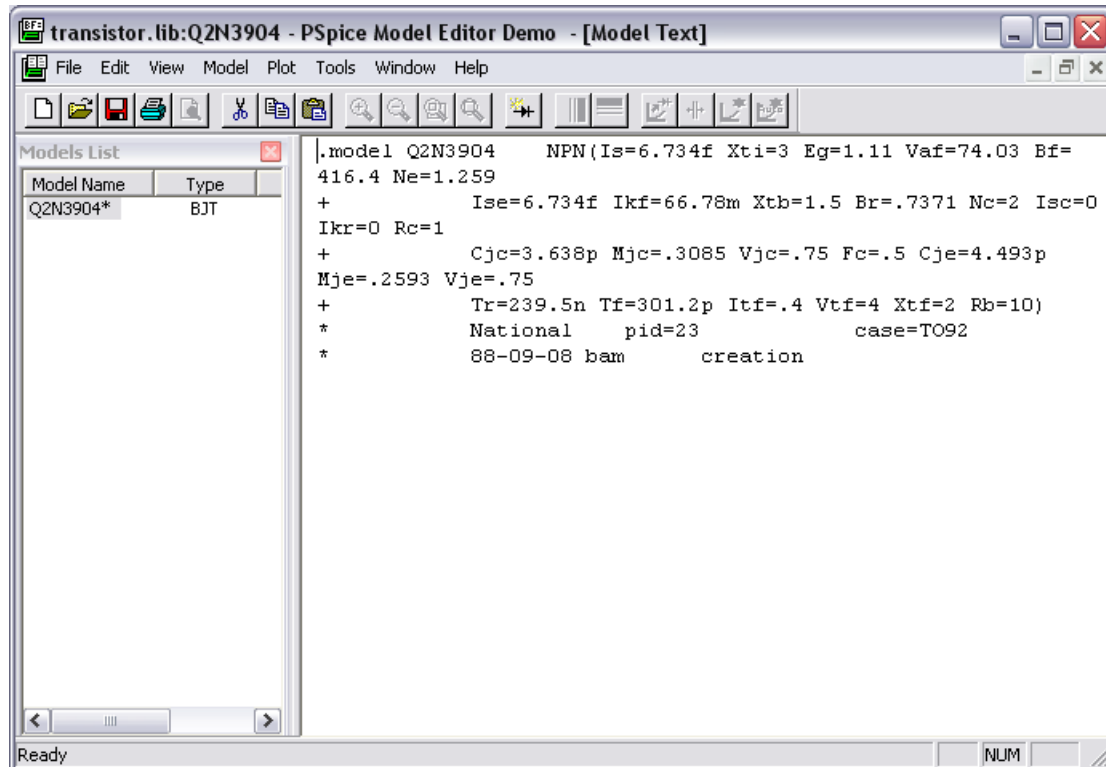


Στα εργαστήρια ηλεκτρονικών I & II , όπου πραγματοποιούμε τα πειράματα που ακολουθούν σε μη γραμμικά κυκλώματα με διπολικά τρανζίστορ ( *BJT* ), χρησιμοποιούμε διάφορους τύπους τρανζίστορ (όπως 2N2219, 2N2905, 2N3055, 2N3904, 2N3055, 2N5350 κ.τ.λ. ). Για λόγους ευκολίας στα πειράματα που θα ακολουθήσουν με διπολικά τρανζίστορ θα χρησιμοποιήσουμε έναν τύπο τρανζίστορ το **2N3904**, όπου βρίσκεται στην βιβλιοθήκη *Place →Part →Eval →Q2N3904*.

## Pspice Ανάλυση

## 5.1 Πόλωση Βάσης

Θα ήταν καλό πριν ξεκινήσουμε την προσημείωση, να δούμε τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ που χρησιμοποιούμε. Όπως έχουμε ξαναπεί σε προηγούμενη προσημείωση, μπορούμε να δούμε τα χαρακτηριστικά ενός στοιχείου (ή και να τα επεξεργαστούμε) με την βοήθεια του **Επεξεργαστή Μοντέλων (Model Editor)**, επιλέγοντας το στοιχείο και κάνοντας πάνω του δεξί κλικ, στο μενού που εμφανίζεται επιλέγουμε **Edit PSpice Model**.

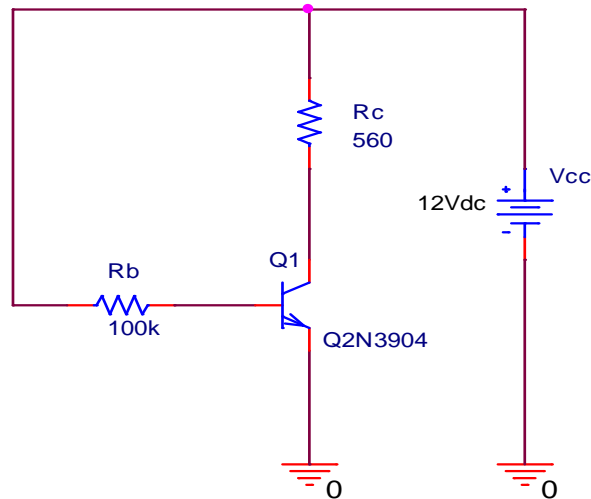


Εικόνα 5.1.1: Παράθυρο επεξεργαστή μοντέλων Edit PSpice Model


Στην *Εικόνα 5.1.1* βλέπουμε τον **Model Editor** του τρανζίστορ 2N3904. Τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά από τα παραπάνω είναι το  $\beta$  του τρανζίστορ που στην **PSpice** συμβολίζεται ως **BF** και η τάση  $V_{BE}$  που συμβολίζεται ως  $V_{je}$ .

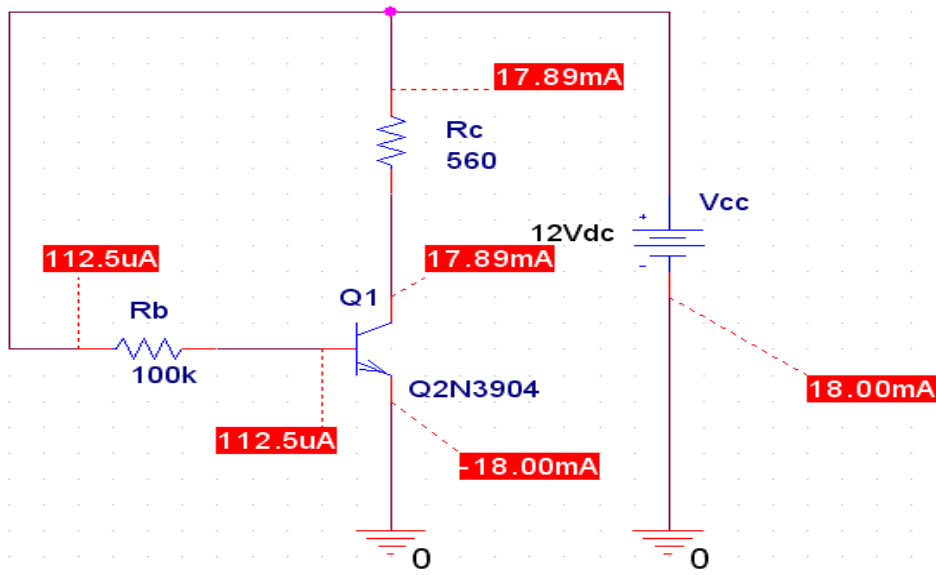
Πρέπει να σημειώσουμε ότι το **BF** δεν είναι στην πραγματικότητα το  $\beta$  του τρανζίστορ αλλά η ιδανική τιμή αυτού. Η παράμετρος **BF** εκφράζει την μέγιστη τιμή του  $\beta$  που μπορεί το τρανζίστορ να πάρει. Σε κάποιες προσομοιώσεις λυιπόν που χρησιμοποιούμε διπολικά τρανζίστορ μπορεί να έχουμε κάποια σφάλματα λόγω της απόκλισης από την πραγματική τιμή του  $\beta$ .

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα πόλωσης τρανζίστορ βάσης όπως φαίνεται στην *Εικόνα 5.1.2*.



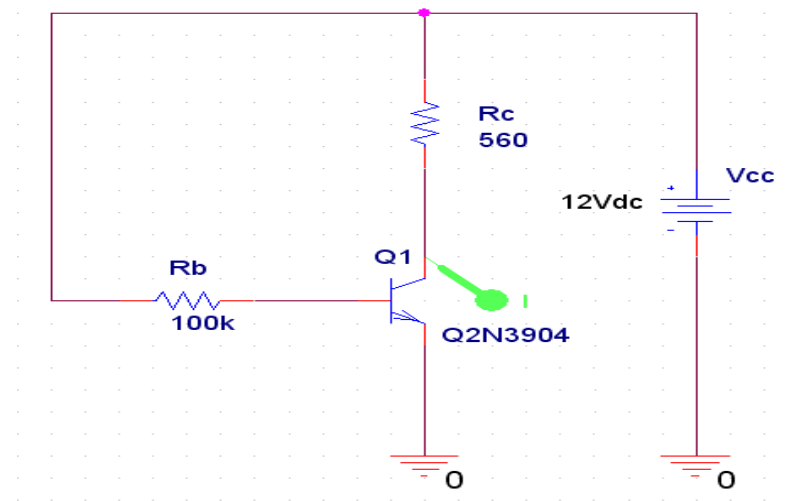
Εικόνα 5.1.2: Κύκλωμα τρανζίστορ πόλωσης βάσης

Για να μετρήσουμε το ρεύμα συλλέκτη  $I_C$  και την τάση συλλέκτη - εκπομπού  $V_{ce}$ , θα κάνουμε **Time Domain (Transient)** ανάλυση και θα δώσουμε χρόνο εκτέλεσης 2 msec. Για την μέτρηση του ρεύματος θα μπορούσαμε να κάνουμε **Bias Point** ανάλυση και από τα **Display** , να επιλέξουμε το ρεύμα για απεικόνιση όπως φαίνεται παρακάτω.



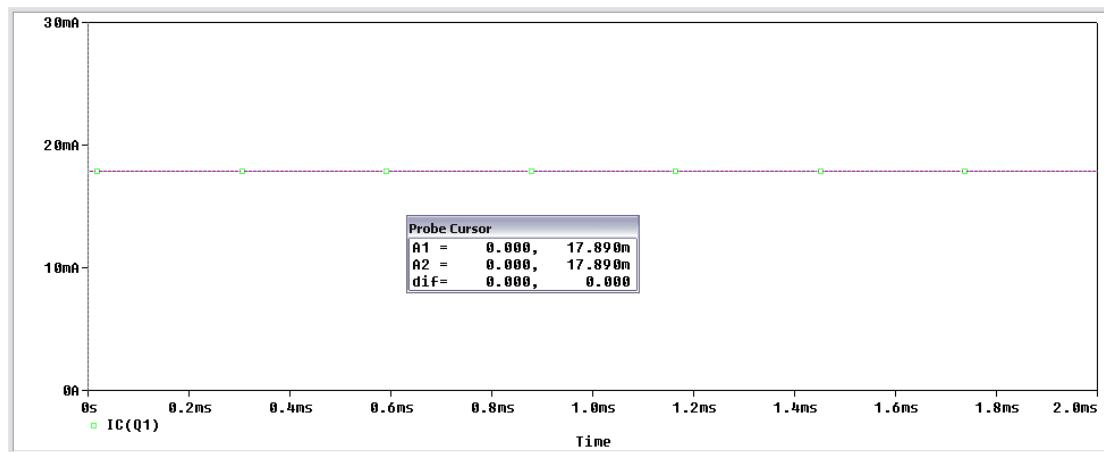
Στην **Time Domain (Transient)** ανάλυση, για να πάρουμε την τιμή του ρεύματος χρησιμοποιούμε έναν **Current Marker** τοποθετώντας των όπως φαίνεται στην *Εικόνα 5.1.3*.

Οι **Markers** τοποθετούνται πάντα στους ακροδέκτες των στοιχείων και ποτέ πάνω στην καλωδίωση.



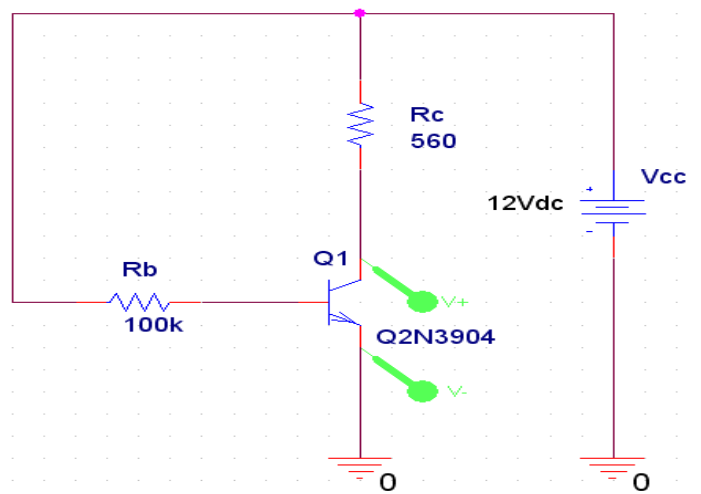
Εικόνα 5.1.3: Τοποθέτηση Current Marker

Στην *Εικόνα 5.1.4* φαίνεται το ρεύμα συλλέκτη. Παρατηρούμε ότι και με τους δύο τύπους προσημειώσεις έχουμε τα ίδια αποτελέσματα.

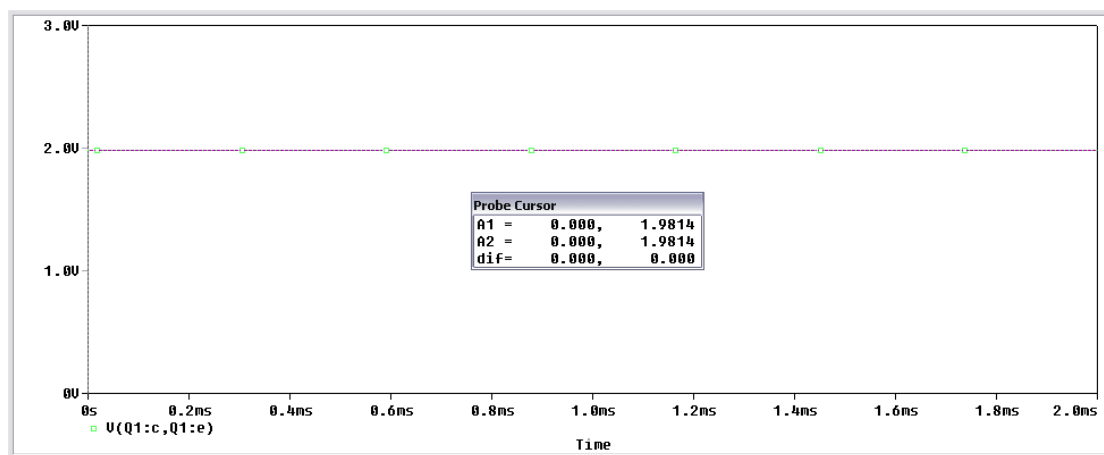


Εικόνα 5.1.4: Ρεύμα συλλέκτη

Για να πάρουμε την κυματομορφή της τάσης  $V_{ce}$  τοποθετούμε έναν **Voltage Differential Markers** όπως φαίνεται στην *Εικόνα 5.1.5* και παίρνουμε την τάση συλλέκτη – εκπομπού όπως φαίνεται στην *Εικόνα 5.1.6*.



Εικόνα 5.1.5: Τοποθέτηση Differential Markers



Εικόνα 5.1.6: Τάση συλλέκτη – εκπομπού

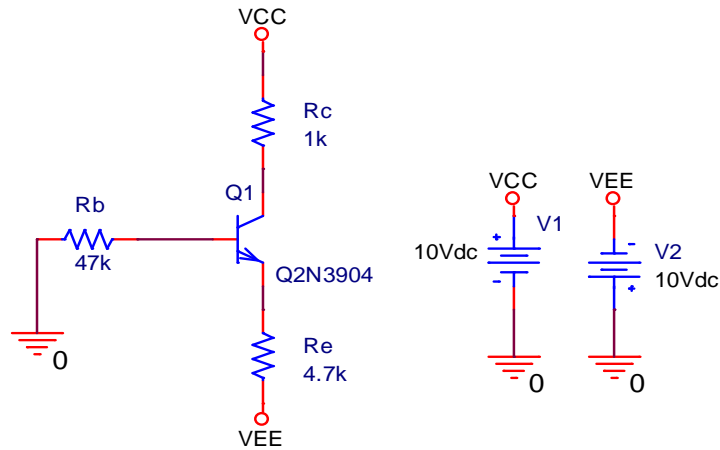
Επαληθεύουμε τα αποτελέσματα:

$$V_{ce} = V_{cc} - (I_c R_c) \Rightarrow V_{ce} = 12 - (17.89mA * 560\Omega)$$


$$\Rightarrow V_{ce} = 12 - 10.0184 \Rightarrow V_{ce} = 1.9816V$$

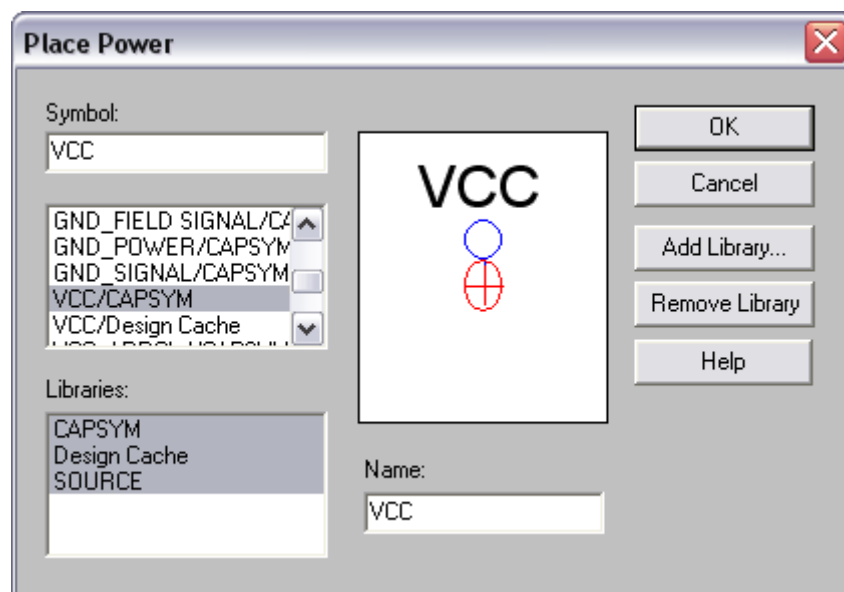
## 5.2 Πόλωση Εκπομπού

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της Εικόνας 5.2.1 , πόλωσης εκπομπού.



Εικόνα 5.2.1: Κύκλωμα τρανζίστορ πόλωσης εκπομπού

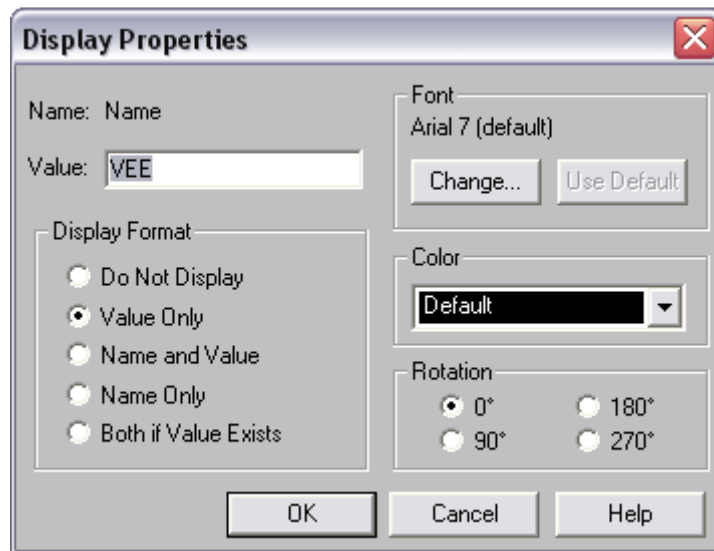
Στο κύκλωμα του τρανζίστορ με πόλωση εκπομπού θέλουμε στο  $V_{EE}$  να έχουμε δυναμικό -10 Volt και στο  $V_{CC}$  θέλουμε να έχουμε δυναμικό 10Volt. Για να έχουμε καλύτερη ανάγνωση του σχεδίου, μια καλή πρακτική είναι να αντικαταστήσουμε τις πηγές με ένα εξάρτημα το οποίο το ορίζουμε ξεχωριστά αντιστοιχίζοντας το με μια τιμή. Μεταξύ του εξαρτήματος και της πηγής υπονοείται μια φυσική σύνδεση. Το εξάρτημα τοποθετείτε κάνοντας κλικ στο εικονίδιο **Place Power**  , έπειτα μας εμφανίζει το παράθυρο Τοποθέτησης Τροφοδοσίας (**Place Power**) όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.2.2.



Εικόνα 5.2.2: Τοποθέτησης Τροφοδοσίας (Place Power)



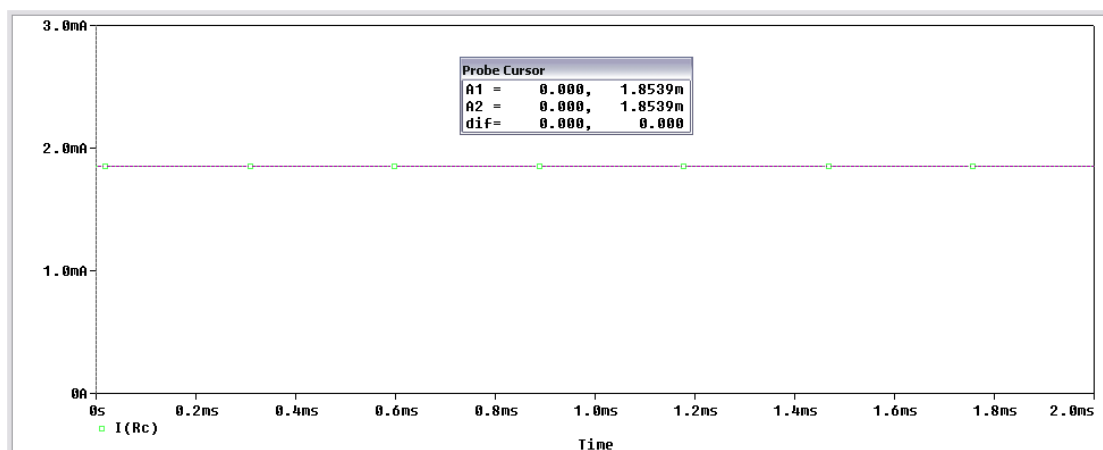
Στο αριστερό μέρος του παραθύρου επιλέγουμε το εξάρτημα **VCC/CAPSYM** και πατάμε OK. Το στοιχείο VCC το τοποθετούμε σε κάποιο τυχαίο σημείο του φύλλου σχεδίασης και το συνδέουμε με την πηγή τάσης. Με τον ίδιο τρόπο τοποθετούμε την δεύτερη πηγή με την διαφορά ότι είναι με ανάστροφη πολικότητα (-VEE). Για να αλλάξουμε το όνομα του VCC σε VEE κάνουμε διπλό κλικ πάνω στο όνομα και στο πλαίσιο **Value** του παραθύρου **Display Properties** αλλάζουμε το όνομα του στοιχείου σε VEE (Εικόνα 5.2.3).



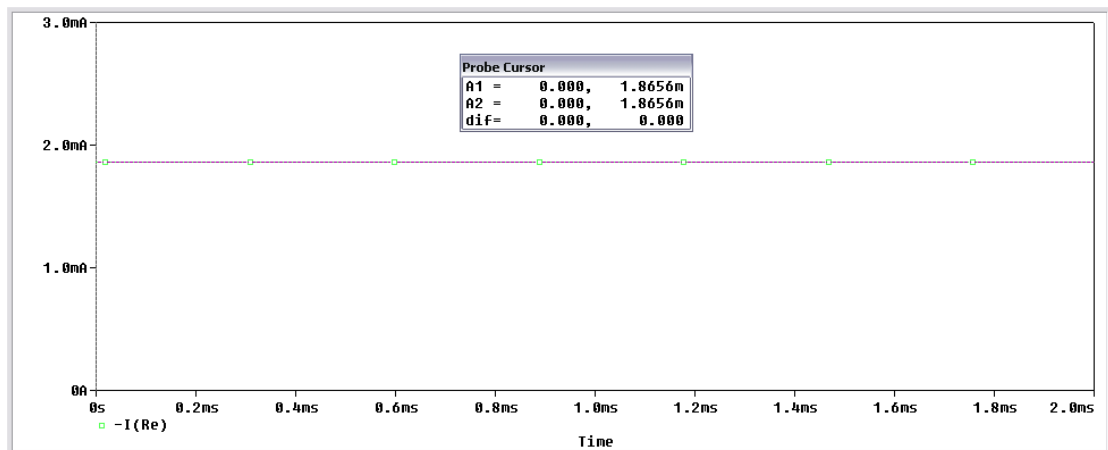
Εικόνα 5.2.3: Απεικόνιση Ιδιοτήτων (Display Properties)

Με τον τρόπο αυτό έχουμε ορίσει τις πηγές σε κάθε σημείο του κυκλώματος. Έτσι τοποθετώντας οπουδήποτε στο κύκλωμα τα στοιχεία VCC και VEE, θα έχουμε τα αντίστοιχα δυναμικά τάσης.

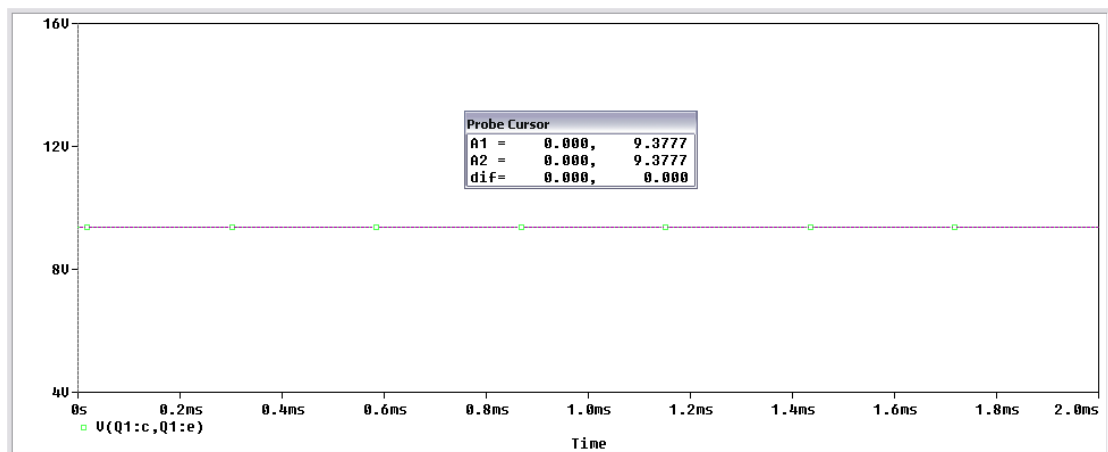
Επιστρέφουμε στο κύκλωμα μας (Εικόνας 5.2.1). Οι τιμές των στοιχείων είναι  $V_{CC} = 10V$ ,  $V_{EE} = -10V$ ,  $R_b = 47k\Omega$ ,  $R_C = 1k\Omega$ ,  $R_E = 4.7k\Omega$ ,  $\beta = 416.4$ . Κάνουμε **Time Domain (Transient)** ανάλυση και τοποθετώντας τους **Markers** τάσης και ρεύματος παίρνουμε μετρήσεις για το ρεύμα συλλέκτη  $I_c$  (Εικόνας 5.2.4), το ρεύμα εκπομπού  $I_e$  (Εικόνας 5.2.5) και την τάση συλλέκτη – εκπομπού  $V_{ce}$  (Εικόνας 5.2.6).



Εικόνα 5.2.4: Ρεύμα συλλέκτη



Εικόνα 5.2.5: Ρεύμα εκπομπού



Εικόνα 5.2.6: Τάση συλλέκτη - εκπομπού

Συνοπτικά έχουμε  $I_c = 1.854 \text{ mA}$ ,  $I_e = 1.866 \text{ mA}$  και  $V_{ce} = 9.378 \text{ V}$ .

Επαληθεύουμε τα αποτελέσματα που πήραμε:

$$V_e = -V_{be} = 0.75 \text{ V} \quad (\text{Η τάση } V_{be} \text{ την παίρνουμε από τον } \mathbf{Model Editor} \text{ του τρανζίστορ})$$

$$I_e = \frac{V_e - V_{ee}}{R_e} = \frac{-0.75 - (-10)}{4700} = \frac{9.3}{4700} = 1.9 \text{ mA}$$

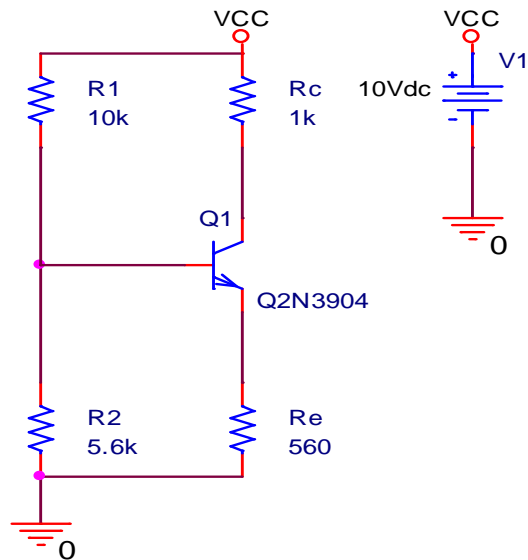
$$I_c \approx I_e \approx 1.9 \text{ mA}$$

$$V_c = V_{cc} - (I_c R_c) = 10 - (1.9 * 10^{-3} * 1000) = 8.1 \text{ V}$$

$$V_{ce} = V_c - V_e = 8.1 - 0.75 = 7.35 \text{ V}$$

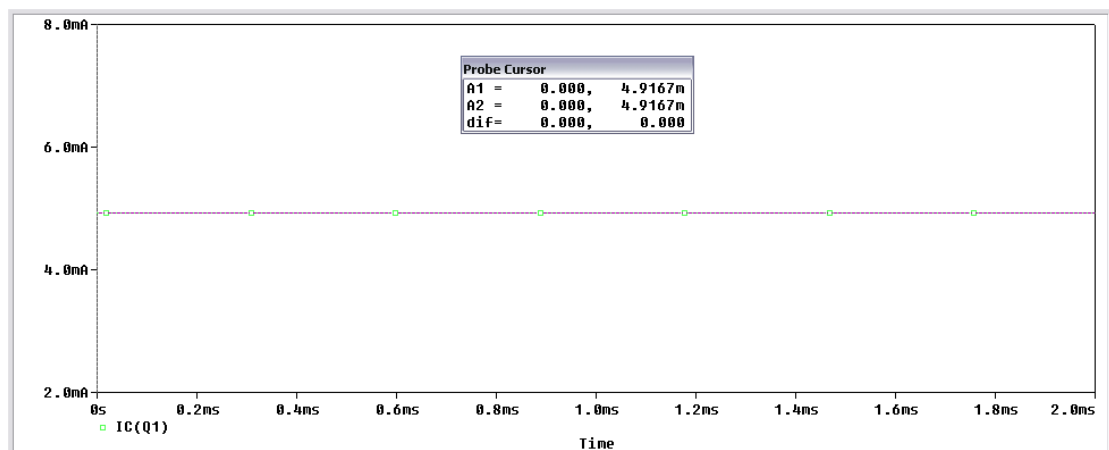
### 5.3 Πόλωση Με Διαίρεση Τάσης

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της Εικόνας 5.3.1 , πόλωσης με διαίρεση τάσης.

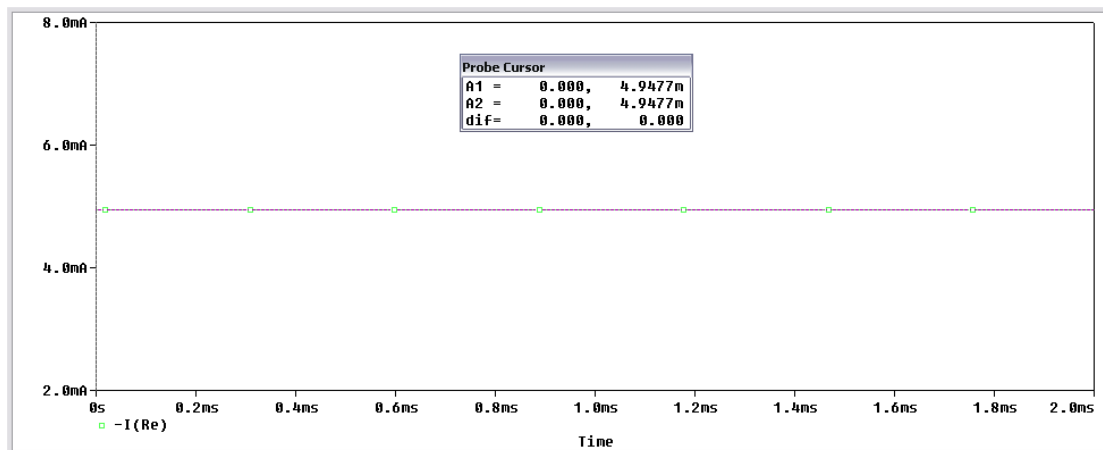


Εικόνα 5.3.1: Κύκλωμα τρανζίστορ πόλωσης με διαίρεση τάσης

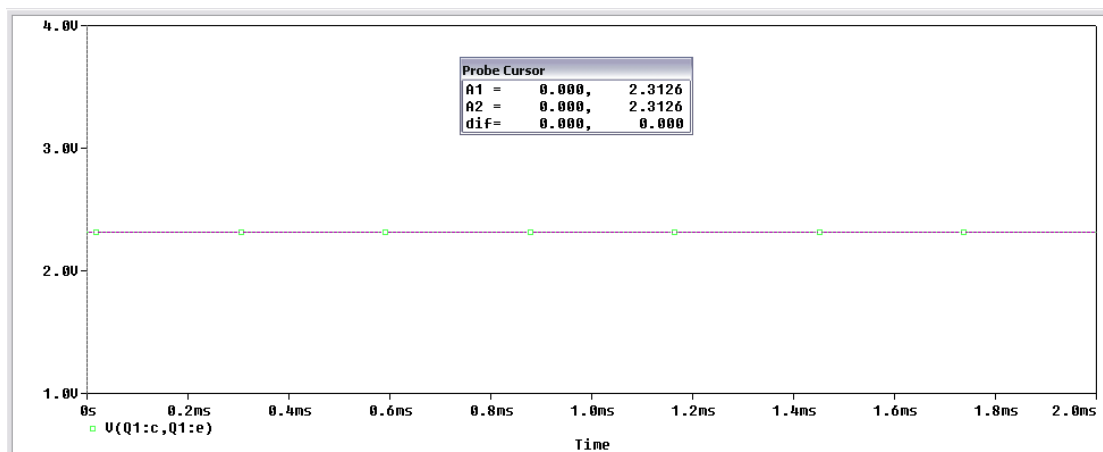
Κάνουμε **Time Domain (Transient)** ανάλυση και τοποθετώντας τους **Markers** τάσης και ρεύματος παίρνουμε μετρήσεις για το ρεύμα συλλέκτη  $I_c$  (Εικόνας 5.3.2), το ρεύμα εκπομπού  $I_e$  (Εικόνας 5.3.3) και την τάση συλλέκτη – εκπομπού  $V_{ce}$  (Εικόνας 5.3.4).



Εικόνα 5.3.2: Ρεύμα συλλέκτη



Εικόνα 5.3.3: Ρεύμα εκπομπού



Εικόνα 5.3.4: Τάση συλλέκτη - εκπομπού

Συνοπτικά έχουμε  $I_c = 4.917 \text{ mA}$ ,  $I_e = 4.948 \text{ mA}$  και  $V_{ce} = 2.313 \text{ V}$ .

Υπολογίζουμε τις τιμές των  $I_c$ ,  $V_{ce}$  και  $R_{in}(base)$ :

$$\beta * R_e = 416.4 * 560 = 233184 \Omega$$

Επειδή  $\beta * R_e \gg R_2 = 5600 \Omega$ , τότε χρησιμοποιούμε τον παρακάτω τύπο

$$V_b = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{cc} \Rightarrow V_b = \left( \frac{5600 \Omega}{10000 \Omega + 5600 \Omega} \right) 10 \text{ V} \Rightarrow V_b = 3.59 \text{ V}$$

$$V_e = V_b - V_{be} = 3.59 - 0.7 = 2.89 \text{ V}$$

$$I_e = \frac{V_e}{R_e} = \frac{2.89}{560} = 5.16 \text{ mA}$$

$$I_c \approx I_e \approx 5.16 \text{ mA}$$

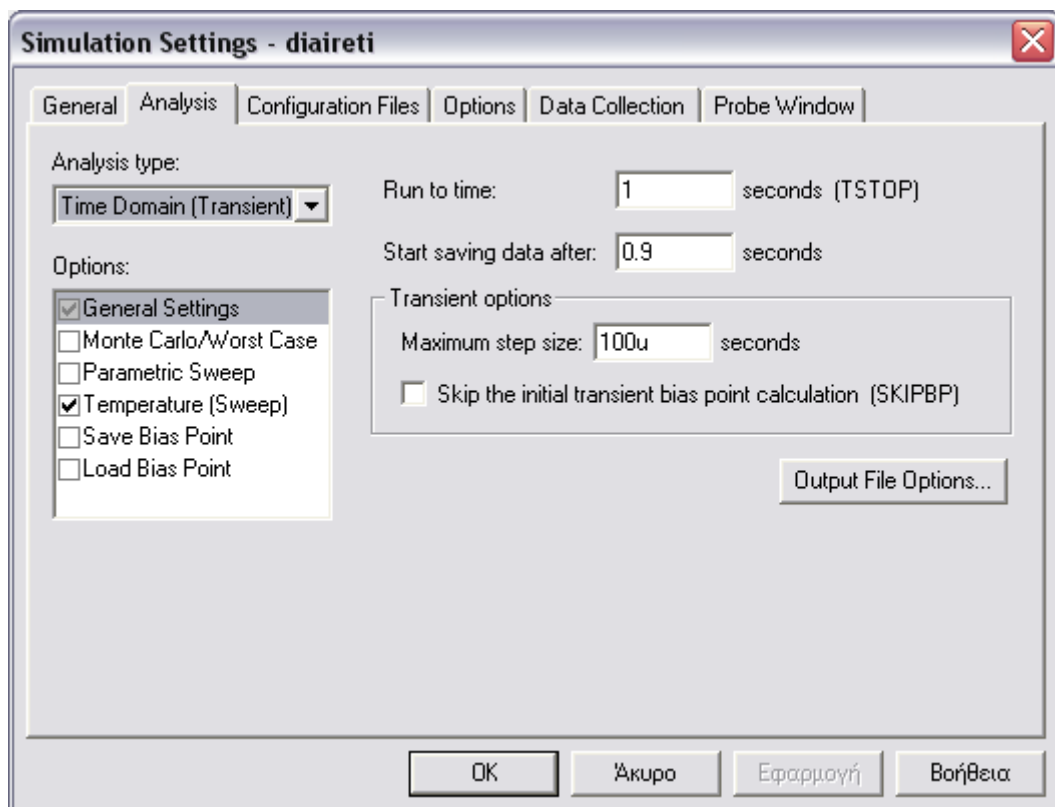
$$V_c = V_{cc} - (I_c R_c) = 10 - (5.16 * 10^{-3} * 1000) = 4.84 \text{ V}$$

$$V_{ce} = V_c - V_e = 4.84 - 2.89 = 1.95 \text{ V}$$

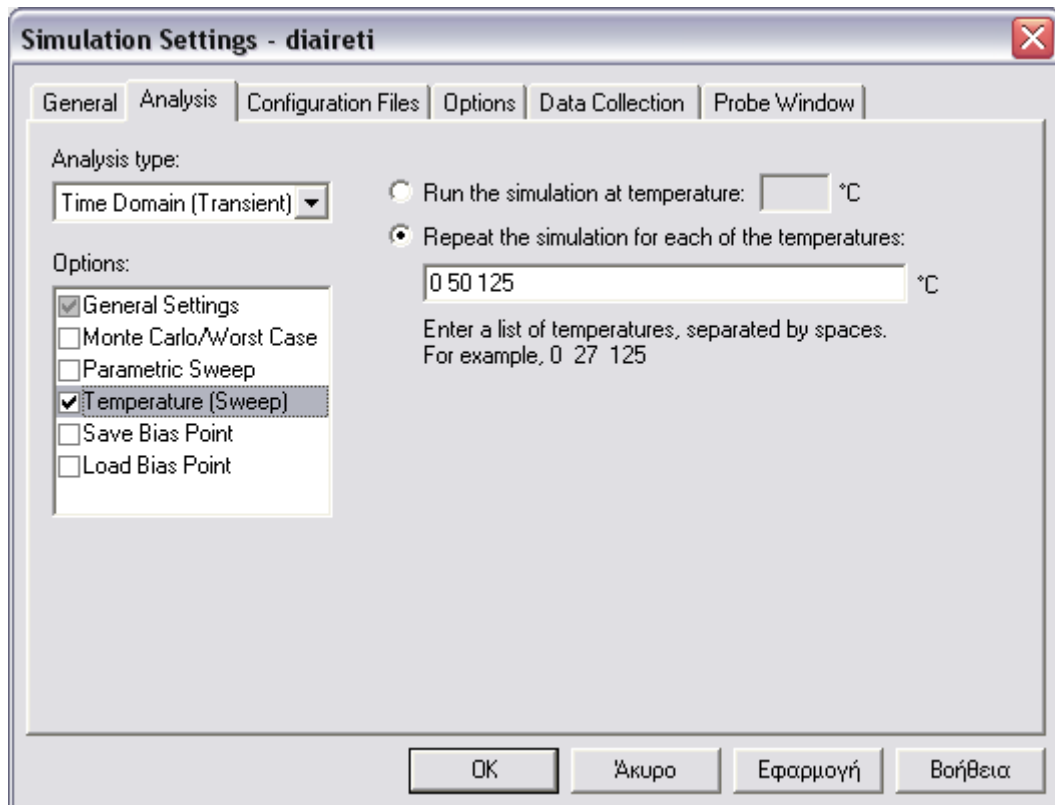
$$R_{in}(base) = \beta * R_e = 416.4 * 560 = 233184 \Omega$$

Αν θέλουμε να δούμε την συμπεριφορά του τρανζίστορ σε διαφορετικές τιμές θερμοκρασίας όπως είδαμε και σε προηγούμενο παράδειγμα, κάνουμε **Temperature analysis** και βλέπουμε την τάση  $V_{ce}$  σε 0 °C, 50 °C και 125 °C.

Στο **Simulation Setting** στην καρτέλα **Analysis** βάζουμε τις τιμές που φαίνονται στην **Εικόνα 5.3.5** ενώ για την ανάλυση θερμοκρασίας βάζουμε τις τιμές όπως φαίνονται στην **Εικόνα 5.3.6**.

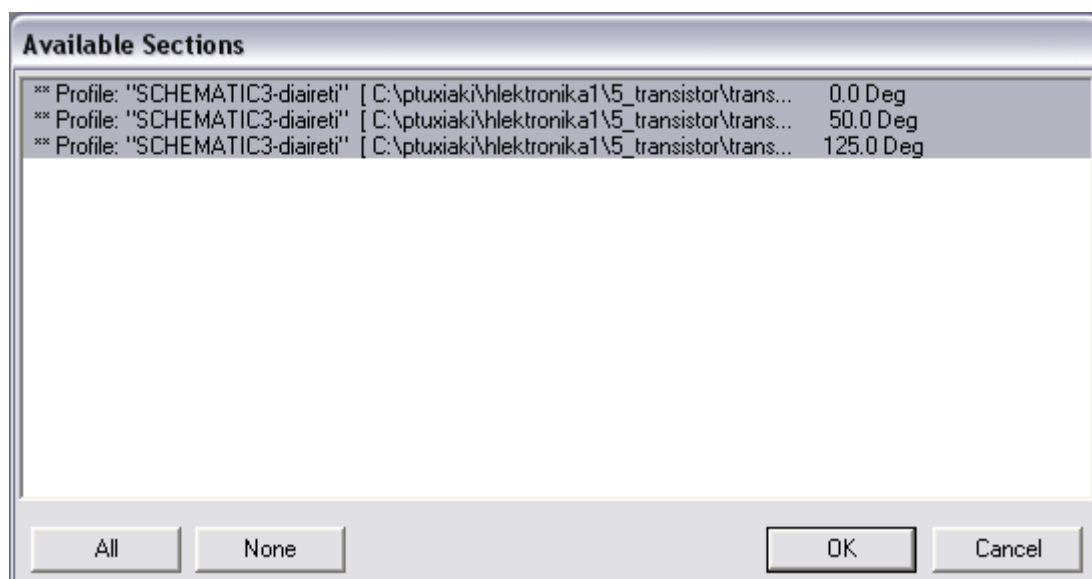


Εικόνα 5.3.5: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης για την θερμοκρασιακή ανάλυση




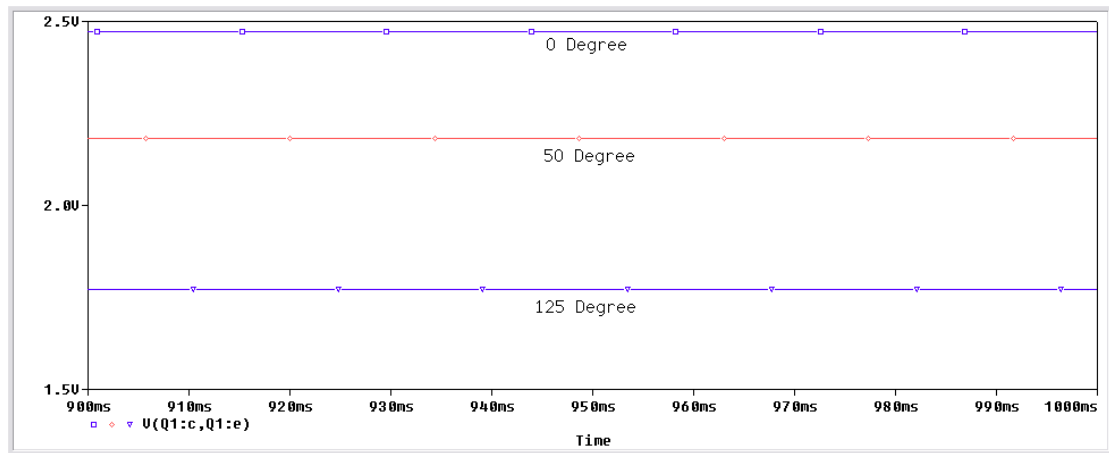
Εικόνα 5.3.6: Ανάλυση για την λίστα θερμοκρασιών

Επιλέγοντας Run στην προσομοίωση μας εμφανίζει ένα μήνυμα (Εικόνα 5.3.7), το οποίο εμφανίζεται σε κάθε παραμετρική ανάλυση θερμοκρασίας, επιτρέποντας μας να επιλέξουμε ποιες από τις τιμές που έχουμε δώσει επιθυμούμε να απεικονιστούν.



### Εικόνα 5.3.7: Επιλογή τιμών θερμοκρασίας προς απεικόνιση

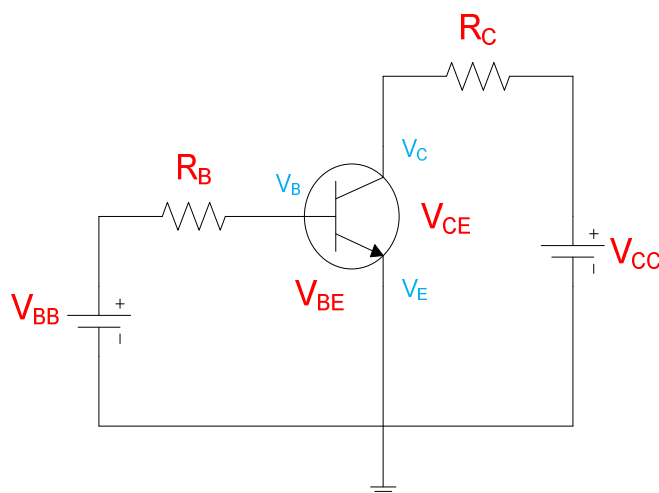
Επιλέγουμε OK για να απεικονιστούν όλες οι τιμές και επιστρέφουμε στο φύλλο σχεδίασης και επιλέγουμε να εμφανιστεί η τάση στα άκρα της αντίστασης φορτίου. Τα αποτελέσματα εμφανίζονται παρακάτω (Εικόνα 5.3.8). Επιλέγοντας πάνω στις καμπύλες του γραφήματος με δεξί κλικ, επιλέγουμε **information** και εμφανίζεται ένα παράθυρο στο οποίο εμφανίζεται η θερμοκρασία στην οποία αντιστοιχεί η καμπύλη. Επιλέγοντας **Plot** → **Label** → **Text...** ή από το εικονίδιο συντόμευσης  μπορούμε να τοποθετήσουμε ονομασία σε κάθε γράφημα.



Εικόνα 5.3.8: Τάση V<sub>ce</sub> για θερμοκρασίες 0, 50 και 125 °C

## 6. Ενισχυτής Κοινού Εκπομπού

Όπως φαίνεται στο παρακάτω κύκλωμα σύνδεσης Κοινού Εκπομπού, η γείωση κάθε πηγής τάσης είναι συνδεδεμένη στον εκπομπού. Για τον λόγω αυτό το κύκλωμα ονομάζεται σύνδεση Κοινού Εκπομπού (CE). Το κύκλωμα έχει δυο βρόγχους, τον βρόγχο βάσης που είναι αριστερά και τον βρόγχο συλλέκτη που είναι δεξιά.



Στο βρόγχο βάσης, η πηγή  $V_{BB}$  πολώνει ορθά τη δίοδο εκπομπού με την  $R_B$  σαν αντίσταση περιορισμού ρεύματος. Μεταβάλλοντας την  $V_{BB}$  ή την  $R_B$ , μπορούμε να μεταβάλλουμε το ρεύμα βάσης. Μεταβάλλοντας το ρεύμα βάσης, μεταβάλλεται και το ρεύμα συλλέκτη. Με άλλα λόγια, το ρεύμα βάσης ελέγχει το ρεύμα συλλέκτη. Δηλαδή το μικρό ρεύμα (βάσης) ελέγχει ένα μεγάλο ρεύμα (συλλέκτη).

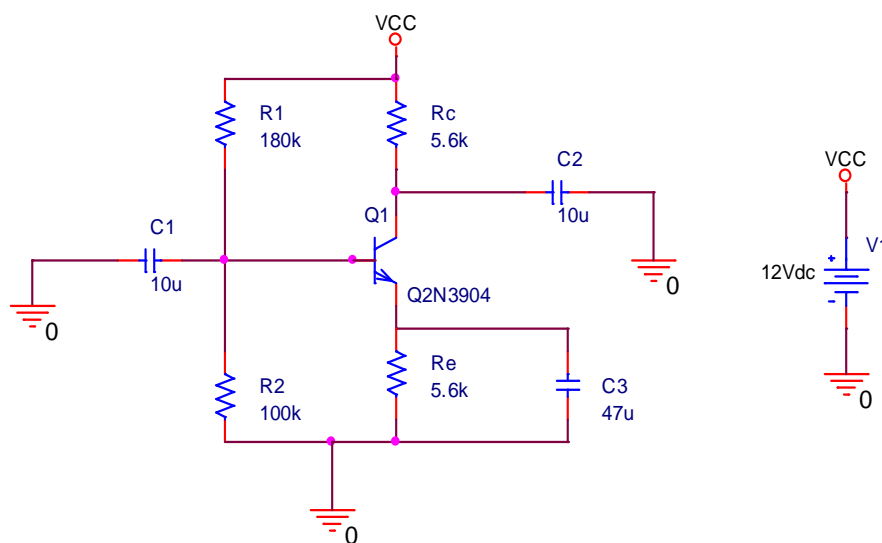
Στο κύκλωμα (βρόγχο) συλλέκτη, μια τάση τροφοδοσίας  $V_{CC}$  πολώνει ανάστροφα τη δίοδο συλλέκτη μέσω της αντίστασης  $R_C$ . Η τάση τροφοδοσίας  $V_{CC}$  πρέπει να πολώνει ανάστροφα τη δίοδο συλλέκτη, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, διαφορετικά το transistor δεν λειτουργεί σωστά.

Η ροή του ρεύματος βάσης στον αριστερό βρόγχο δημιουργεί τάση στα άκρα της αντίστασης βάσης  $R_B$  με την πολικότητα που παρουσιάζεται. Παρομοίως, η ροή του ρεύματος συλλέκτη στον δεξί βρόγχο δημιουργεί τάση στα άκρα της αντίστασης βάσης  $R_C$  με την πολικότητα που παρουσιάζεται.



## Pspice Ανάλυση

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα ενίσχυσης βαθμίδας κοινού εκπομπού όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.1.



Εικόνα 6.1: Ενισχυτική βαθμίδα κοινού εκπομπού

Υπολογίζουμε τα DC μεγέθη που αναμένουμε να πάρουμε:  $I_e$ ,  $I_c$ ,  $I_b$ ,  $V_b$ ,  $V_c$ ,  $V_{ce}$

$$V_b = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{cc} \Rightarrow V_b = \left( \frac{100000}{180000 + 100000} \right) * 12 \Rightarrow V_b = 4.286 \text{ V}$$

$$V_e = V_b - V_{be} \Rightarrow V_e = 4.286 - 0.7 \Rightarrow V_e = 3.586 \text{ V}$$


$$I_e = \frac{V_e}{R_e} \Rightarrow I_e = \frac{3.586}{5600} \Rightarrow I_e = 0.64 \text{ mA}$$

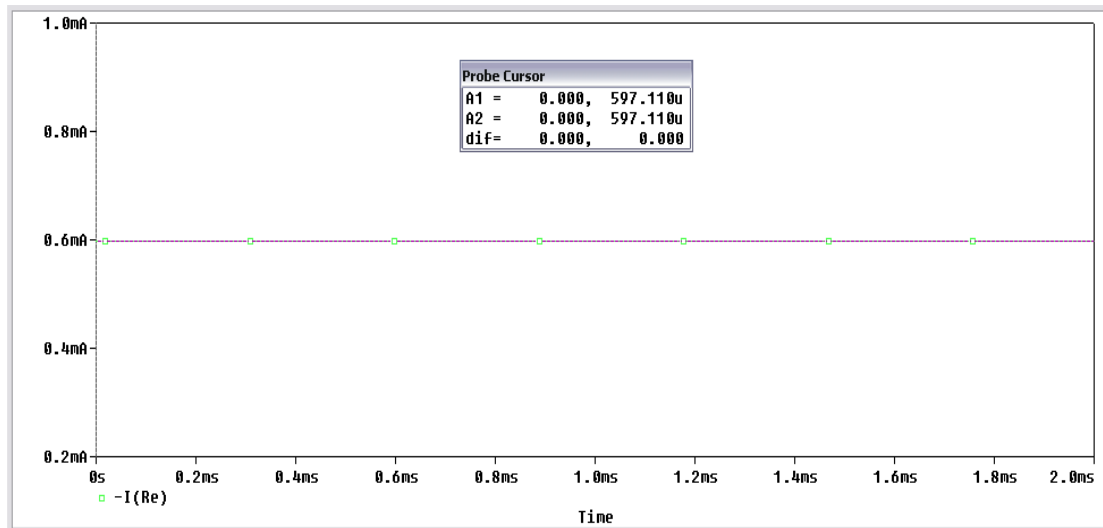
$$I_c \approx I_e = 0.64 \text{ mA}$$

$$V_c = V_{cc} - I_c R_c \Rightarrow V_c = 12 - (0.64 * 10^{-3} * 5.6 * 10^3) \Rightarrow V_c = 8.416 \text{ V}$$

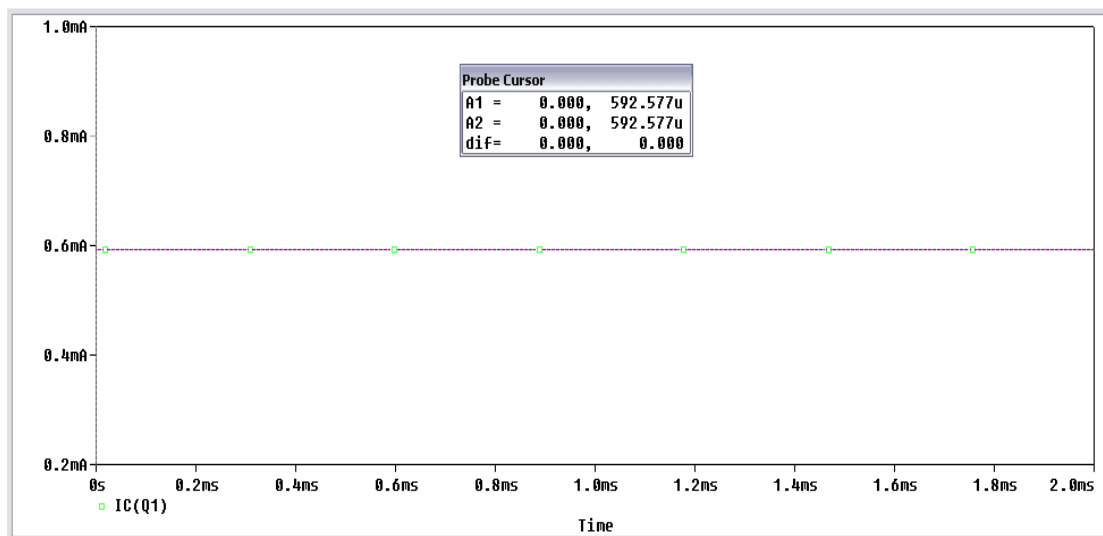
$$V_{ce} = V_c - V_e \Rightarrow V_{ce} = 8.416 - 3.586 \Rightarrow V_{ce} = 4.83 \text{ V}$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} \Rightarrow I_b = \frac{0.64 * 10^{-3}}{416.4} \Rightarrow I_b = 1.537 \mu A$$

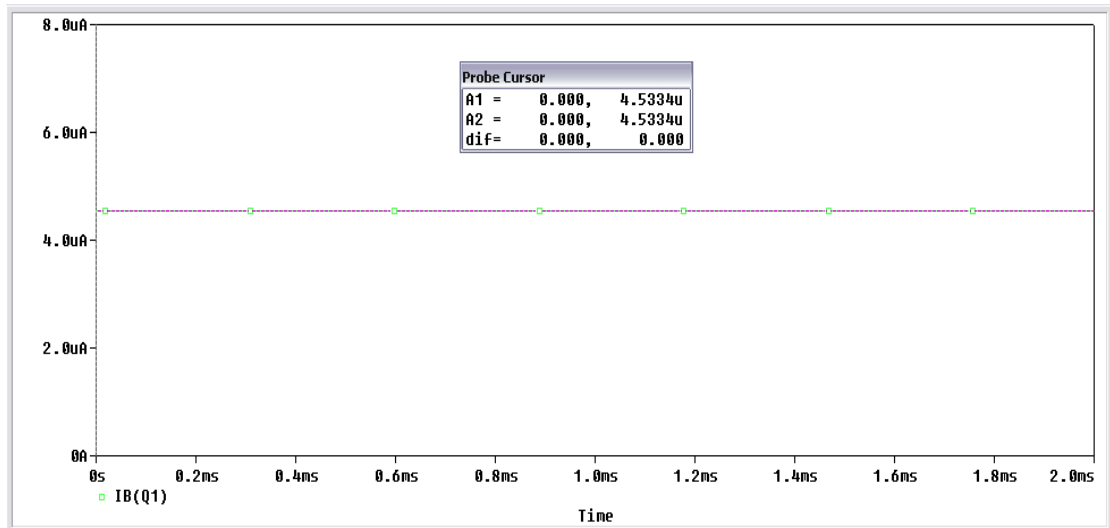
Παρακάτω δίνονται τα γραφήματα των πραγματικών μεγεθών που υπολογίσαμε. Χρησιμοποιούμε **Time Domain (Transient)** ανάλυση και θα δώσουμε χρόνο εκτέλεσης 2 msec. Χρησιμοποιούμε τους **Markers**  για να πάρουμε τα γραφήματα.



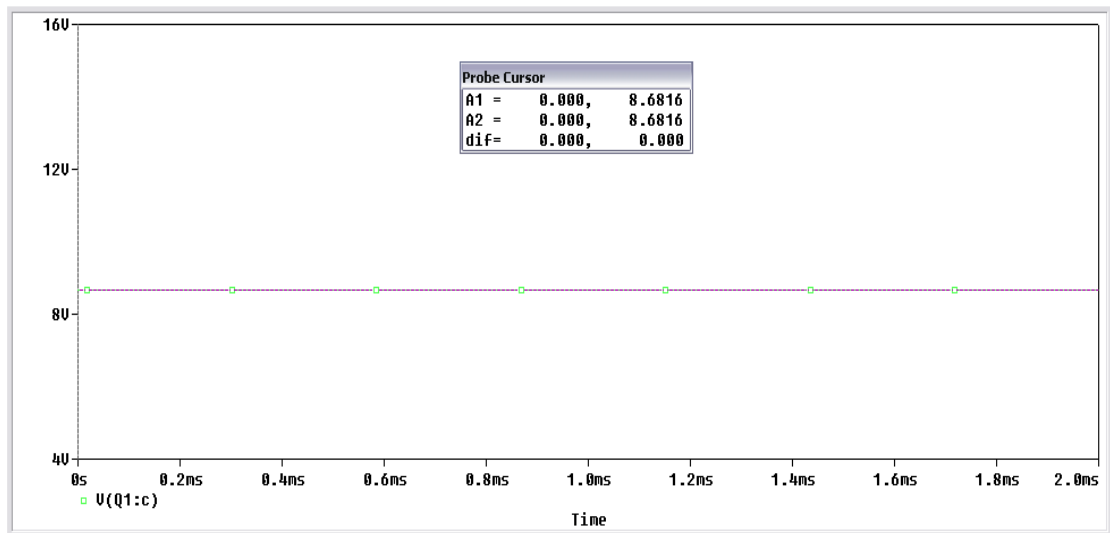
Ρεύμα εκπομπού



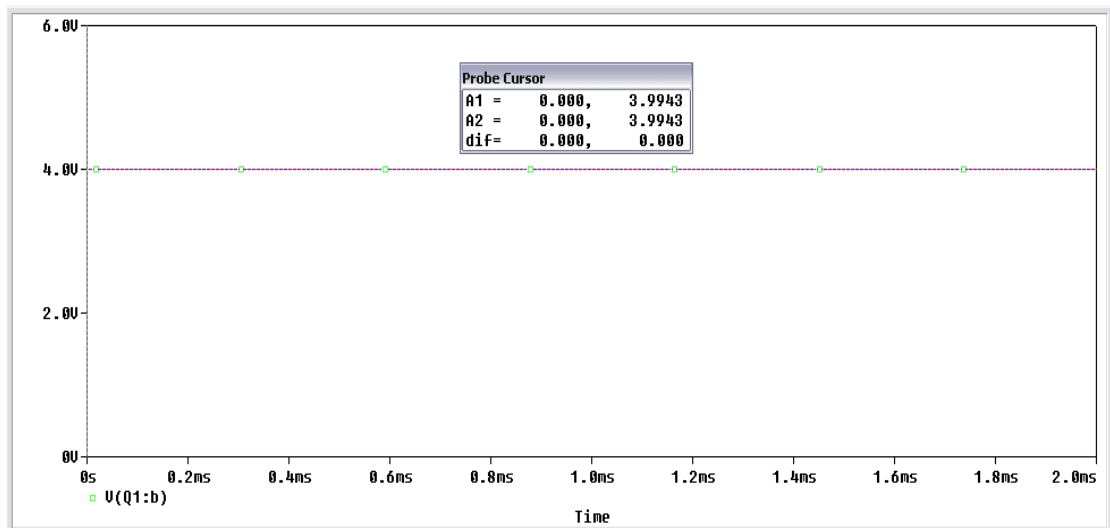
Ρεύμα συλλέκτη



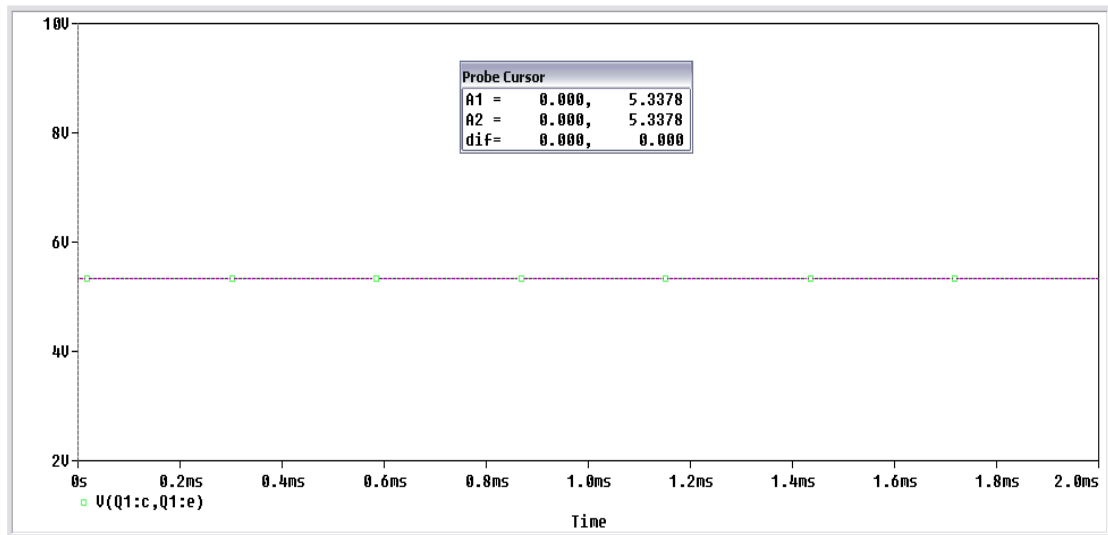
Ρεύμα βάσης



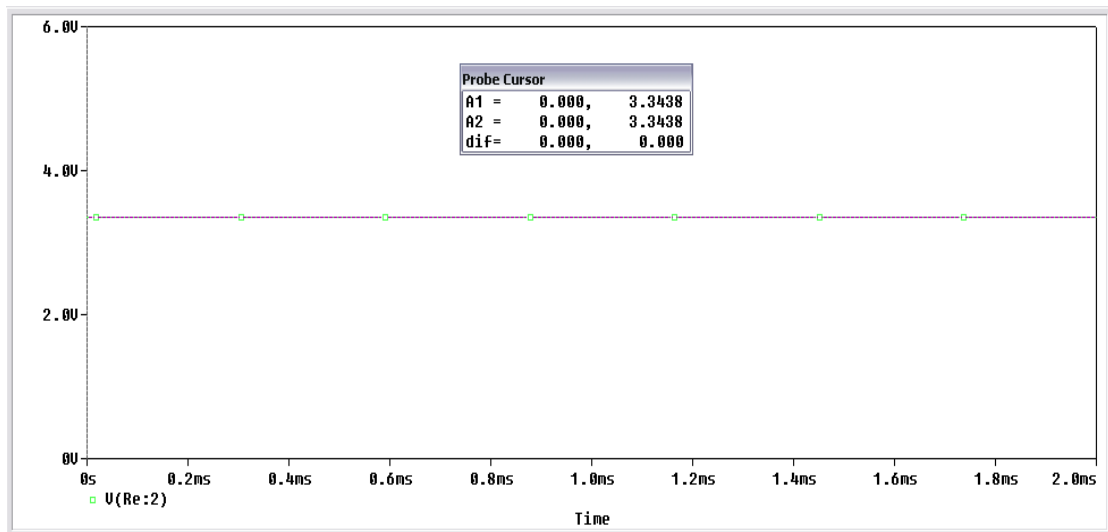
Τάση συλλέκτη



Τάση βάσης



Τάση συλλέκτη - εκπομπού



Τάση εκπομπού


Από τα παραπάνω βλέπουμε ότι οι τιμές που μετρήσαμε ήταν αυτές που περιμέναμε με κάποιες μικρές αποκλίσεις.

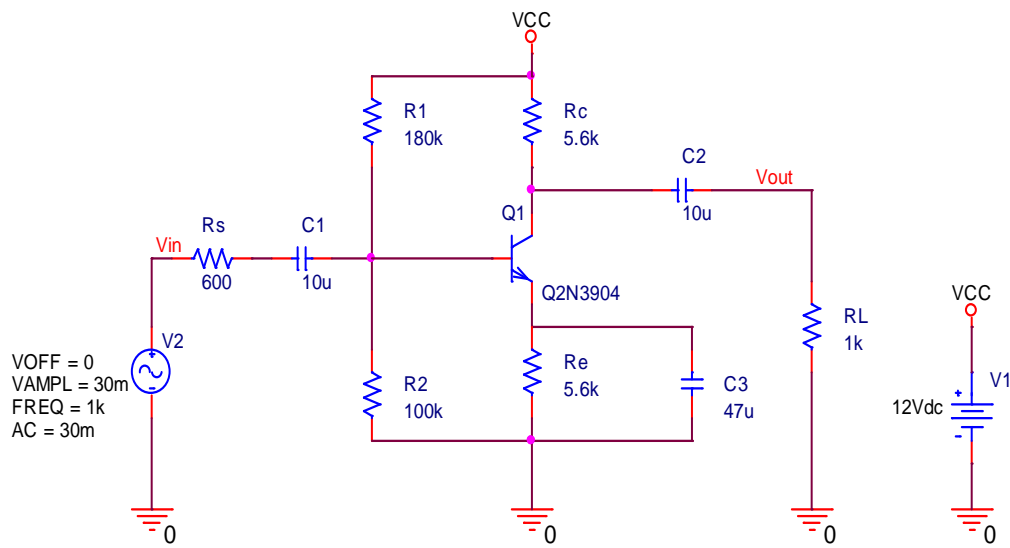
Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ βρίσκεται στο σημείο  $I_c = 0.64 \text{ mA}$  και  $V_{ce} = 4.83 \text{ V}$ .

Ο υπολογισμός της  $R_{in}(base)$  δίνεται από τον τύπο:

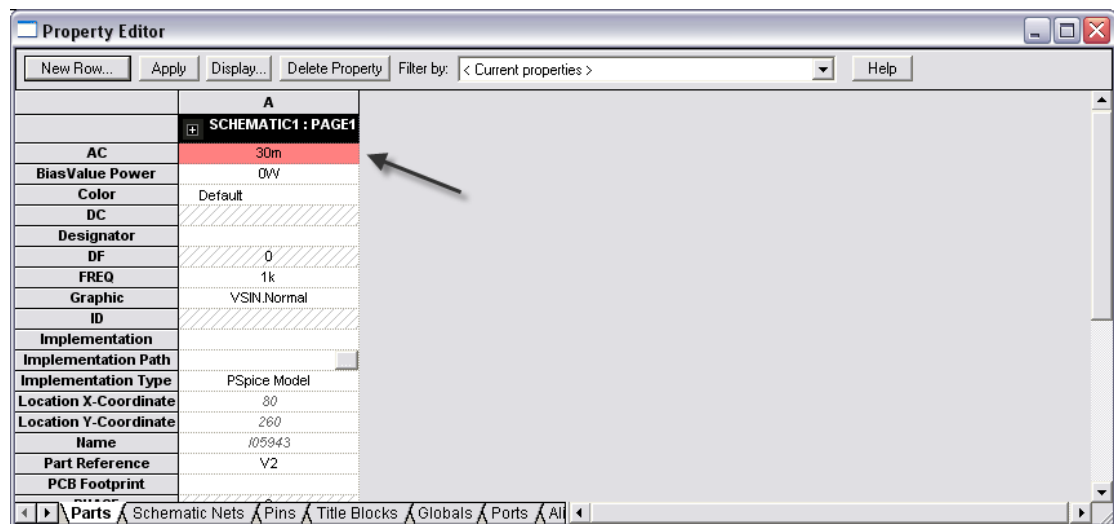
$$R_{in}(base) = \beta * R_e = 416.4 * 5600 = 2331840 \Omega$$

Τοποθετούμε στην είσοδο της βαθμίδας ημιτονικό σήμα συχνότητας  $f = 1 \text{ kHz}$ , πλάτους  $30 \text{ mV}$  (p-p) όπως φαίνεται παρακάτω. Στο σχήμα παρατηρούμε ότι έχουμε τοποθέτηση

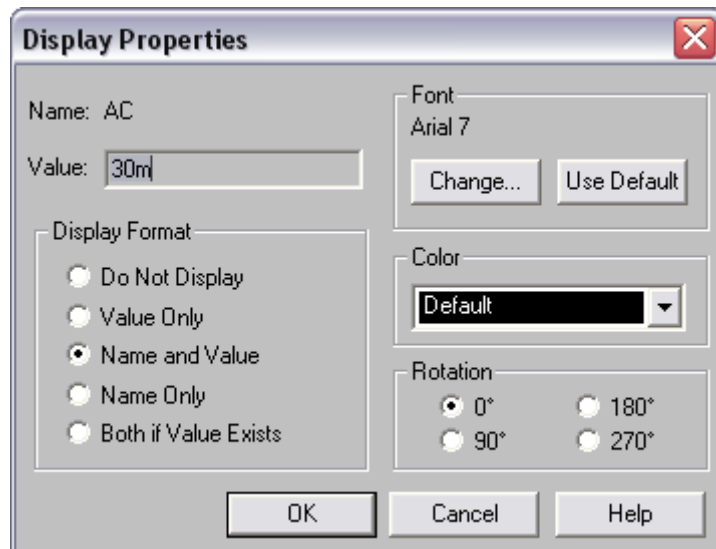
δυο **net alias**  , ώστε να είναι ευκολότερη η επιλογή εισόδου και εξόδου στα γραφήματα που θα χρειαστεί να πραγματοποιήσουμε.



Εάν τοποθετήσουμε την πηγή **Vsin** στο κύκλωμα και πατήσουμε **Run** , η προσομοίωση δεν θα τρέξει γιατί δεν θα αναγνωρίζει την πηγή AC. Για να του δηλώσουμε την AC πηγή κάνουμε πάνω της διπλό κλικ και μας εμφανίζεται το παράθυρο **Property Editor** . Όπως φαίνεται στην *Εικόνα 6.2* έχουμε δηλώσει στην μεταβλητή AC την εναλλασσόμενη τιμή της τάσης της πηγής. Για να εμφανιστεί η μεταβλητή στο σχήμα, έχοντας επιλεγμένη την τιμή AC πατάμε **Display** και μας εμφανίζεται το παράθυρο **Display Properties** και επιλέγουμε **Name and Value** όπως φαίνεται στην *Εικόνα 6.3*.

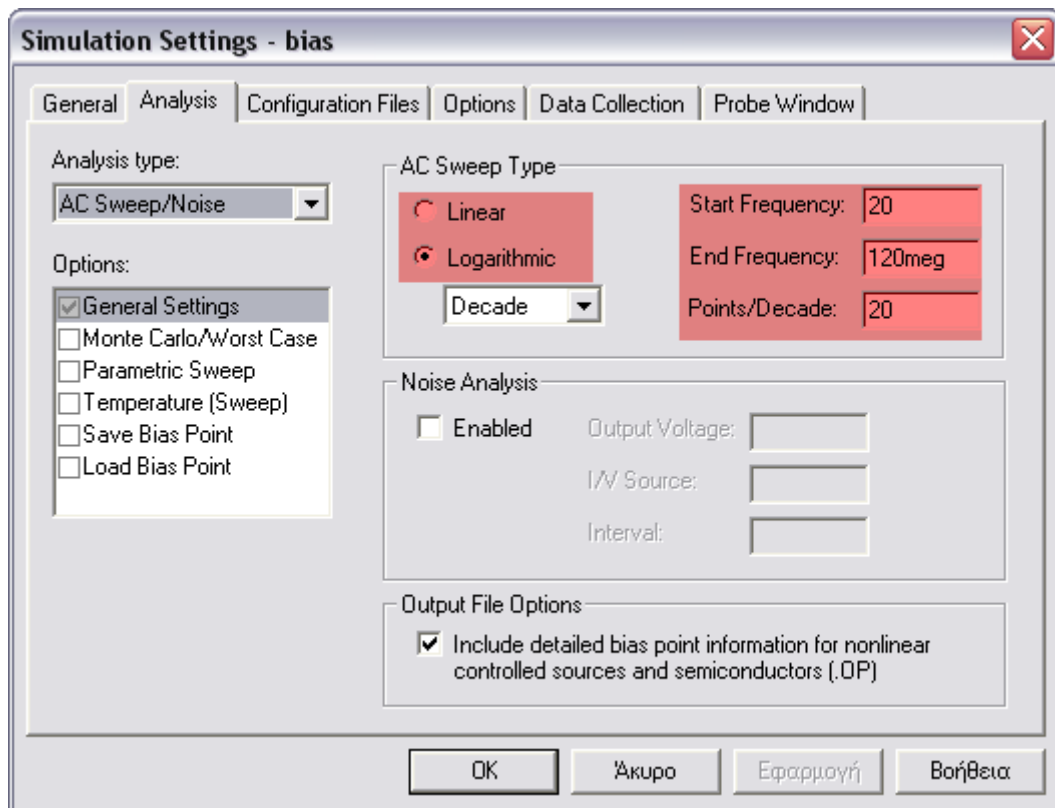


Εικόνα 6.2: Property Editor




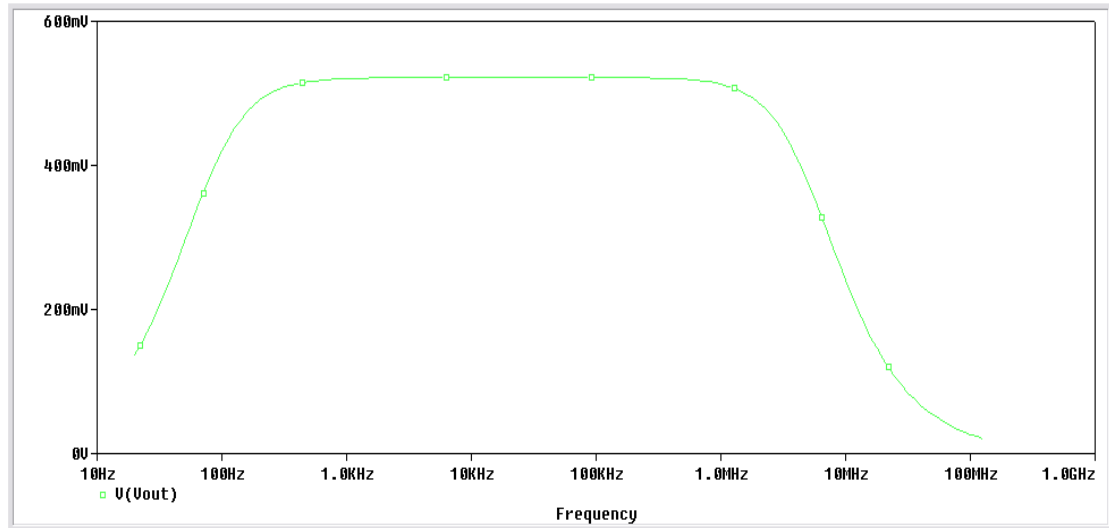
Εικόνα 6.3: Name and Value

Για να δούμε την καμπύλη απόκρισης του ενισχυτή θα πρέπει να κάνουμε **AC Sweep/Noise analysis**.



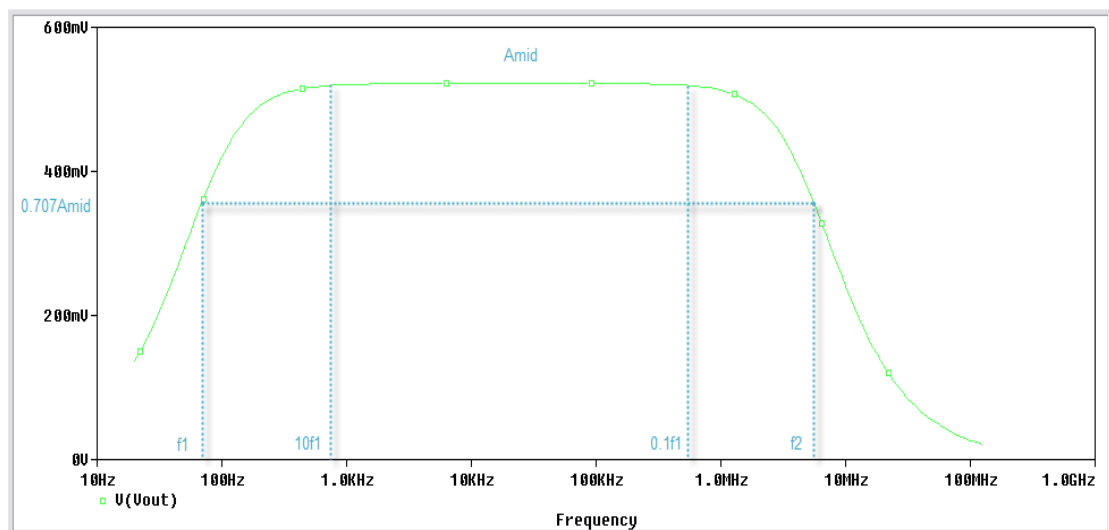
Εικόνα 6.4: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

Όπως φαίνεται στην *Εικόνα 6.4* στα δύο σκιασμένα κουτιά του *Simulation Setting*, θα πρέπει στην ανάλυση **AC Sweep** να δηλώσουμε ότι θέλουμε το γράφημα να είναι λογαριθμικό και επίσης ότι η ανάλυση θα ξεκινάει από τα 20 Hertz έως τα 120 MHz έχοντας βήμα δειγματοληψίας 20 σημείων ανά δεκάδα. Πατάμε **Run** και επιλέγουμε με το εικονίδιο **Add Trace**  να μας εμφανίσει την  $V_{out}$ . Τέλος προκύπτει το γράφημα της *Εικόνας 6.5*.



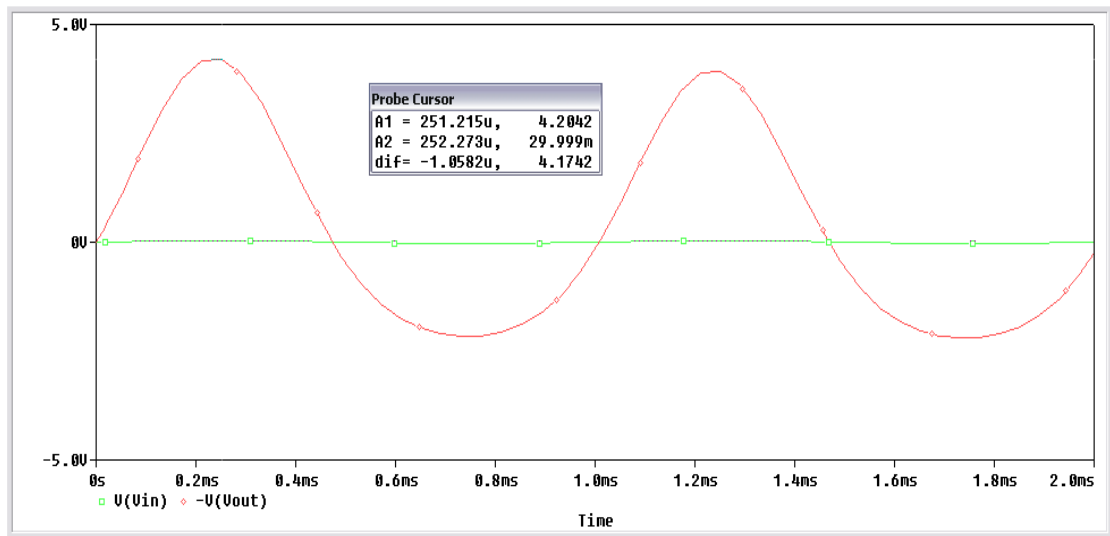
Εικόνα 6.5: Καμπύλη απόκρισης συχνότητας

Οι συχνότητες στις οποίες το κέρδος τάσης ισούται με 0.707 της  $V_{max}$  ονομάζονται *Συχνότητες αποκοπής*. Στην *Εικόνα 6.6* παριστάνουμε την *Μεσαία Ζώνη Συχνοτήτων (midband)* του ενισχυτή μεταξύ  $10 \cdot f_1$  και  $0,1 \cdot f_2$ . Σ' αυτή τη μεσαία περιοχή συχνοτήτων, το κέρδος τάσης του ενισχυτή είναι περίπου μέγιστο και ορίζεται ως  $A_{mid}$ .



Εικόνα 6.5: Απόκριση συχνότητας midband

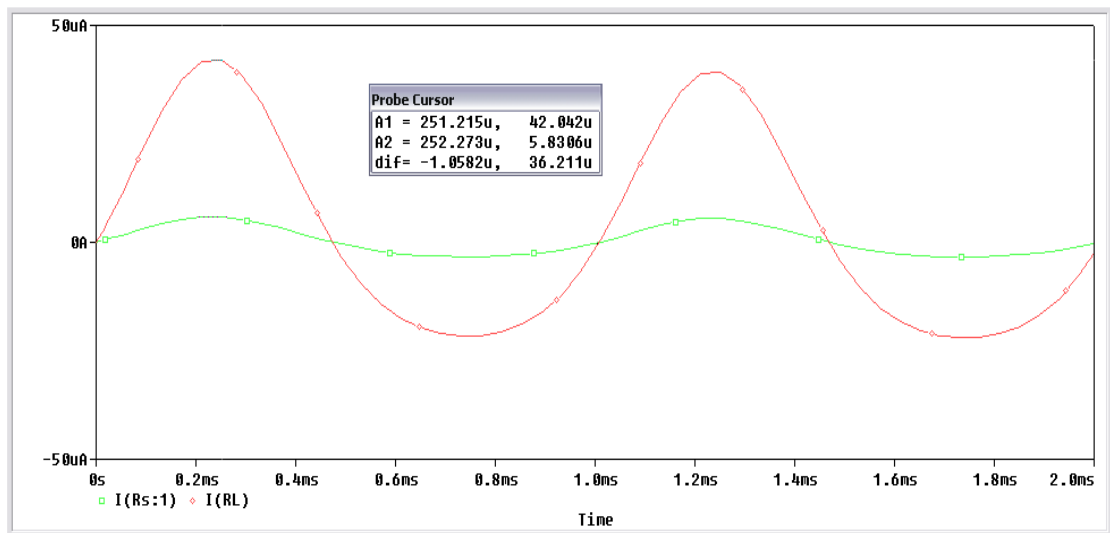
Για τον υπολογισμό του κέρδους τάσης θα εκτελέσουμε **Transient Analysis** με χρόνο εκτέλεσης 2 msec όπου λαμβάνονται οι κυματομορφές εισόδου – εξόδου όπως φαίνεται στην *Εικόνα 6.6*.



Εικόνα 6.6: Κυματομορφές τάσης εισόδου – εξόδου

Στο διάγραμμα έχουμε βάλει την  $-V_{out}$  γιατί έχουμε διαφορά φάσης  $180^\circ$ . Για να βρούμε το κέρδος τάσης θα πρέπει να διαιρέσουμε τα πλάτη των δύο κυματομορφών, έτσι το κέρδος είναι:  $A_V = \frac{4.204 V}{30 mV} = 140.13$

Με τον ίδιο τρόπο μπορούμε να βρούμε το κέρδος ρεύματος όπως φαίνεται στην *Εικόνα 6.7*.



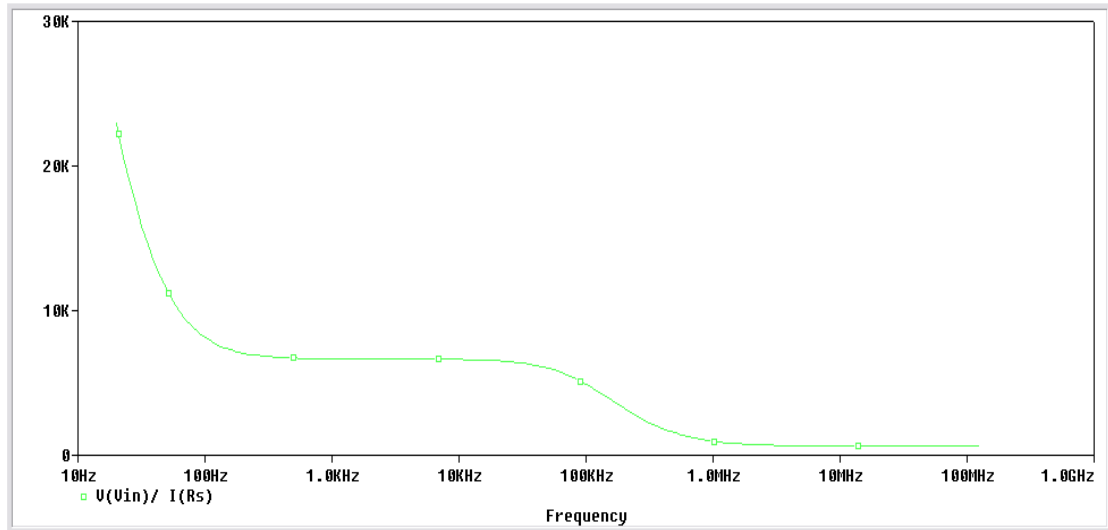
Εικόνα 6.7: Κυματομορφές ρεύματος εισόδου – εξόδου

Διαιρώντας τα πλάτη των δυο κυματομορφών έχουμε:  $A_I = \frac{42.042 \mu A}{5.831 \mu A} = 7.21$



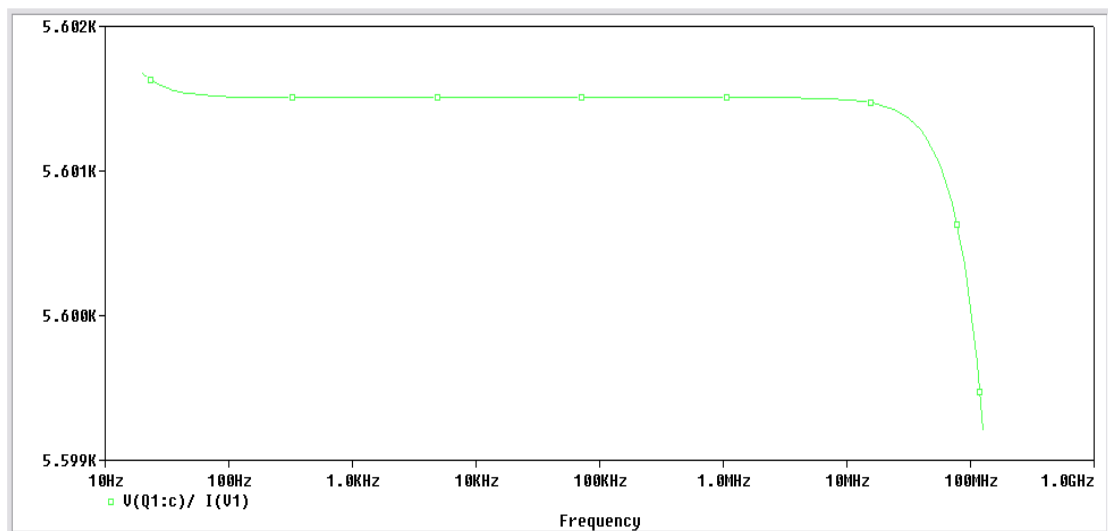
Τέλος, το κέρδος ισχύος θα είναι:  $A_p = A_v * A_i \Rightarrow A_p = 140.13 * 7.21 \Rightarrow A_p = 1010.34$

Για να προσδιορίσουμε την αντίσταση εισόδου ( $Z_{in}$ ) και την αντίσταση εξόδου ( $Z_{out}$ ) θα ξανακάνουμε **AC Sweep** ανάλυση και θα κρατήσουμε της ίδιες τιμές που είχαμε και πριν (Εικόνα 6.4). Για την αντίσταση εισόδου διαιρούμε την τάση εισόδου προς το ρεύμα εισόδου Εικόνα 6.8.



Εικόνα 6.8: Αντίσταση εισόδου

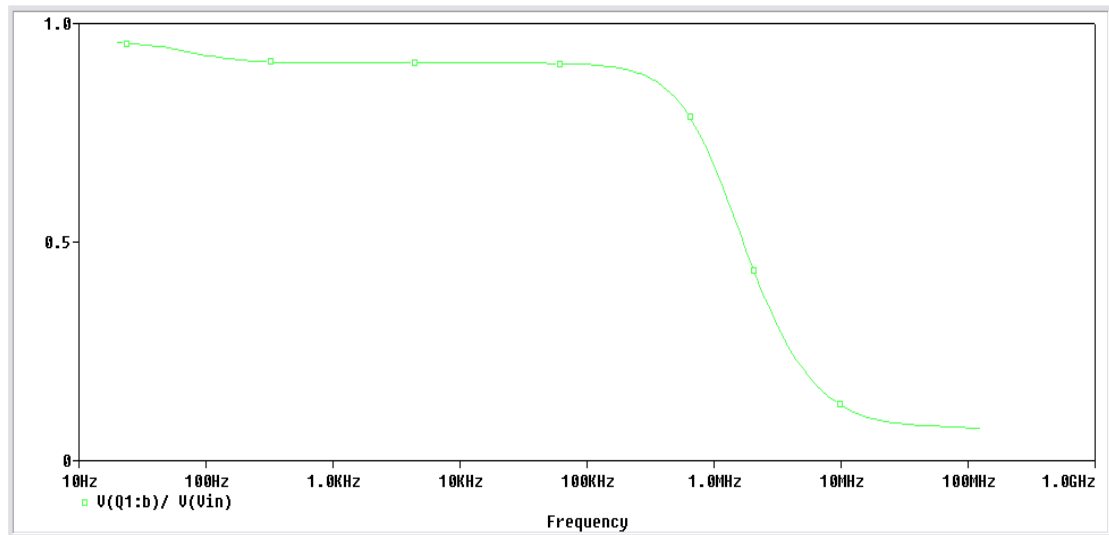
Για την αντίσταση εξόδου διαιρούμε την τάση εξόδου προς το ρεύμα εξόδου Εικόνα 6.9.



Εικόνα 6.9: Αντίσταση εξόδου

Η εξασθένιση στο κύκλωμα βάσης δίνεται από τον τύπο:  $\frac{V_b}{V_{in}} = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}}$

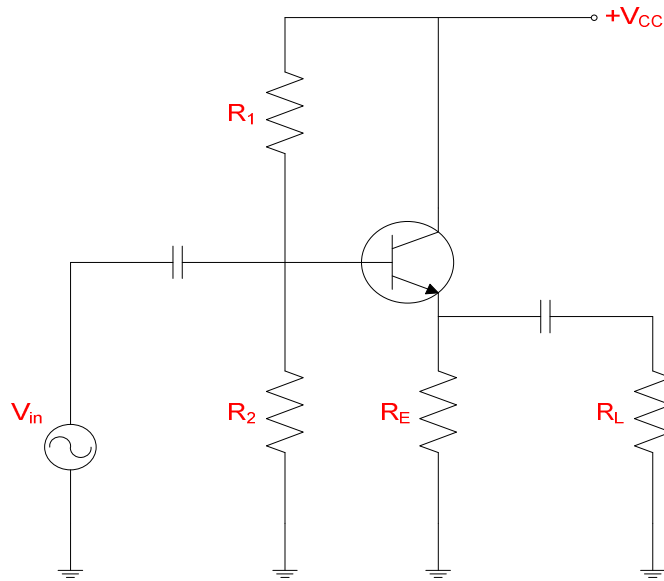
Όποτε αν διαιρέσουμε την τάση στην βάση του τρανζίστορ με την τάση εισόδου μπορούμε να βρούμε την εξασθένηση στην βάση *Εικόνα 6.10*.



Εικόνα 6.10: Εξασθένηση στο κύκλωμα βάσης

## 7. Ενισχυτής Κοινού Συλλέκτη

Επειδή ο συλλέκτης είναι AC γειωμένος, ο ενισχυτής αυτός είναι γνωστός σαν ενισχυτής Κοινού Συλλέκτη (CC). Ο ενισχυτής κοινού συλλέκτη ονομάζεται και ακόλουθος εκπομπού. Το σήμα εισόδου συζευγνύεται στη βάση και το σήμα εξόδου λαμβάνεται από τον εκπομπό. Στο παρακάτω κύκλωμα φαίνεται ένας ακόλουθος εκπομπού. Η τάση εισόδου συζευγνύεται στη βάση, αυτό δημιουργεί AC ρεύμα εκπομπού και AC τάση στα άκρα της αντίστασης εκπομπού. Αυτή η AC τάση στη συνέχεια συζευγνύεται με την αντίσταση φορτίου.

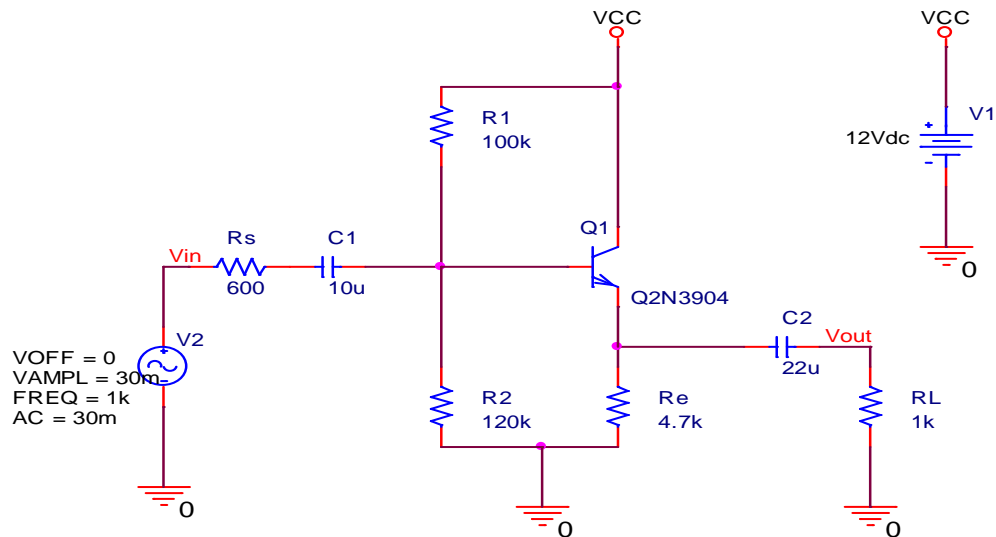


Ο λόγος που το κύκλωμα αυτό ονομάζεται ακόλουθος εκπομπού είναι γιατί η τάση εξόδου ακολουθεί την τάση εισόδου. Αφού δεν υπάρχει αντίσταση συλλέκτη, η ολική τάση μεταξύ του συλλέκτη και της γείωσης ισούται με την τάση τροφοδοσίας. Αν εξετάσουμε την τάση συλλέκτη θα δούμε μια σταθερή DC τάση. Δεν υπάρχει AC σήμα συλλέκτη, επειδή πρόκειται για ένα σημείο AC το οποίο είναι γειωμένο.

Δεν υπάρχει αντίσταση στο συλλέκτη και το κέρδος τάσης του ενισχυτή είναι περίπου μονάδα. Το κύριο πλεονέκτημα του είναι η υψηλή αντίσταση εισόδου.

## Pspice Ανάλυση

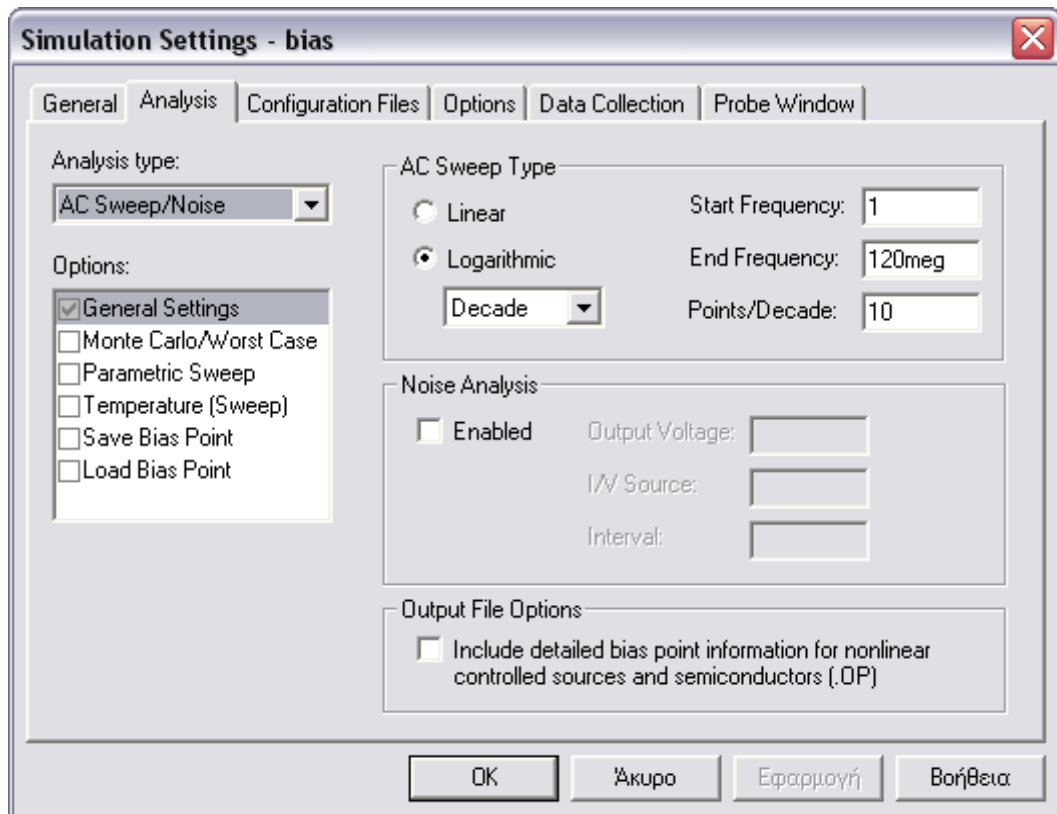
Πραγματοποιούμε το κύκλωμα ενισχυτή κοινού συλλέκτη όπως φαίνεται στην *Εικόνα 7.1*.



Εικόνα 7.1: Ενισχυτική βαθμίδα κοινού συλλέκτη

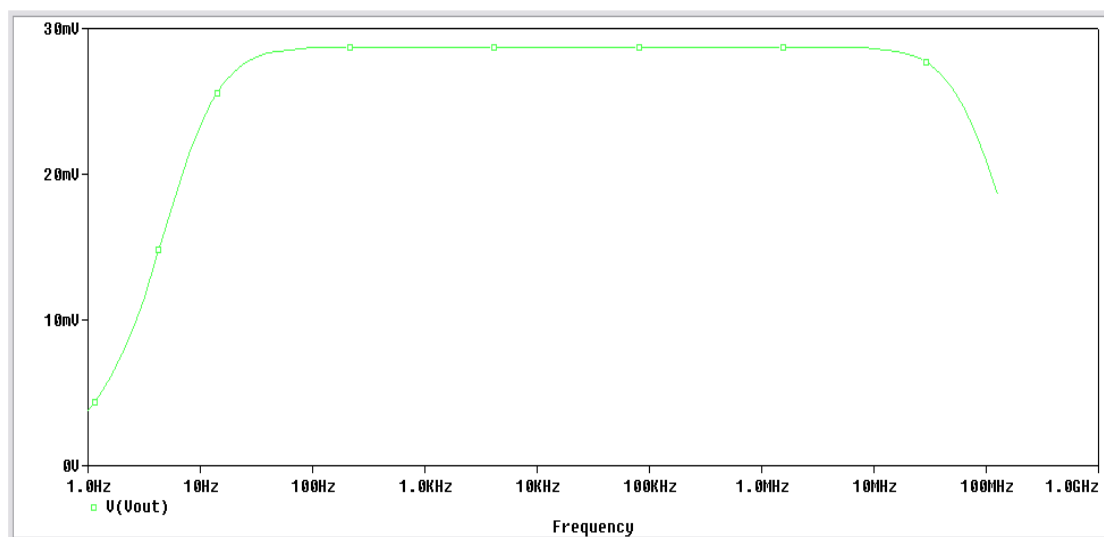
Τροφοδοτούμε την διάταξη με DC τάση 12 Volt και στην είσοδο της βαθμίδας τοποθετούμε ημιτονικό σήμα συχνότητας  $f = 1\text{kHz}$ , πλάτους  $30\text{mV(p-p)}$  και αντίσταση εισόδου  $R_s = 600\ \Omega$ .

Βρίσκουμε την απόκριση του ενισχυτή και προσδιορίζουμε το εύρος ζώνης του ενισχυτή για την περιοχή συχνοτήτων από 1 Hertz έως 120 MHz έχοντας βήμα δειγματοληψίας 10 σημείων ανά δεκάδα. Χρησιμοποιούμε **AC Sweep/Noise** ανάλυση για την προσημείωση όπως φαίνεται στην *Εικόνα 7.2*.



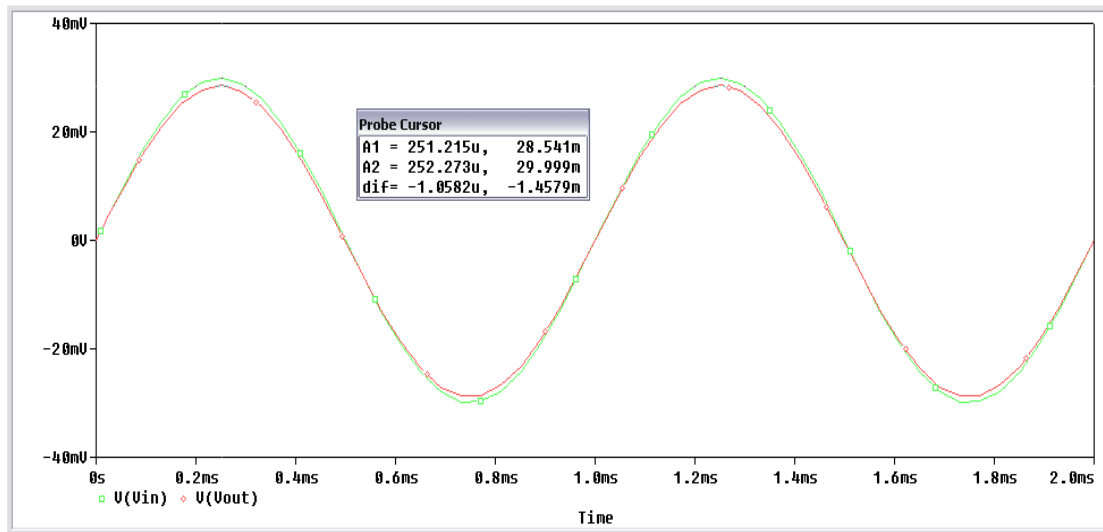
Εικόνα 7.2: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

Επιλέγοντας να εμφανιστή η  $V_{out}$  στην προσημείωση παίρνουμε το γράφημα της Εικόνας 7.3, την καμπύλη απόκρισης του ενισχυτή.



Εικόνα 7.3: Απόκριση συχνότητας midband

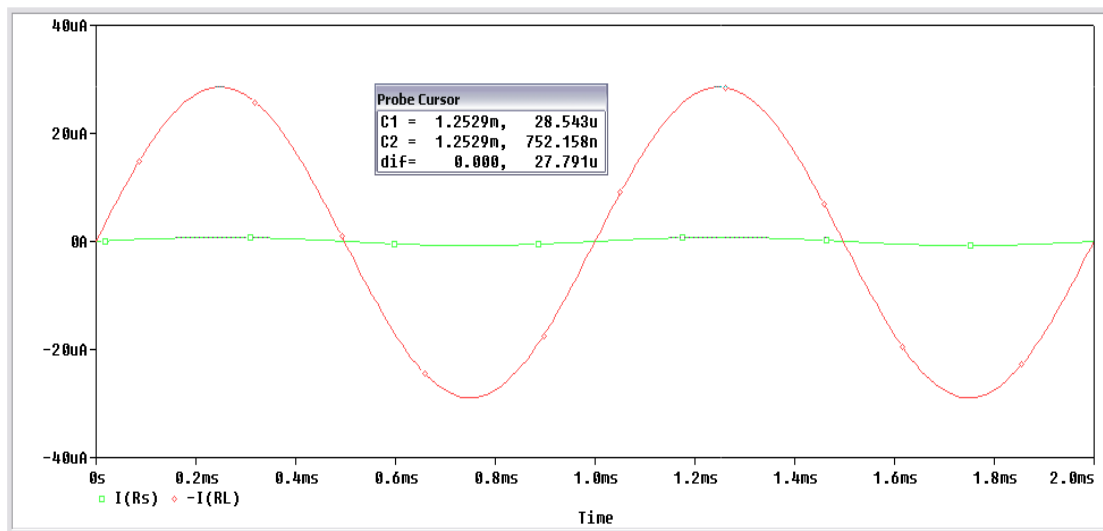
Για τον υπολογισμό του κέρδους τάσης θα εκτελέσουμε **Transient Analysis** με χρόνο εκτέλεσης 2 msec όπου λαμβάνονται οι κυματομορφές εισόδου – εξόδου όπως φαίνεται στην *Εικόνα 7.4*.



Εικόνα 7.4: Κυματομορφές τάσης εισόδου – εξόδου

Για να βρούμε το κέρδος τάσης θα πρέπει να διαιρέσουμε τα πλάτη των δύο κυματομορφών, έτσι το κέρδος είναι:  $A_V = \frac{28.541mV}{29.999mV} = 0.951$

Στην συνέχεια βρίσκουμε το κέρδος ρεύματος όπως φαίνεται στην *Εικόνα 7.5*.

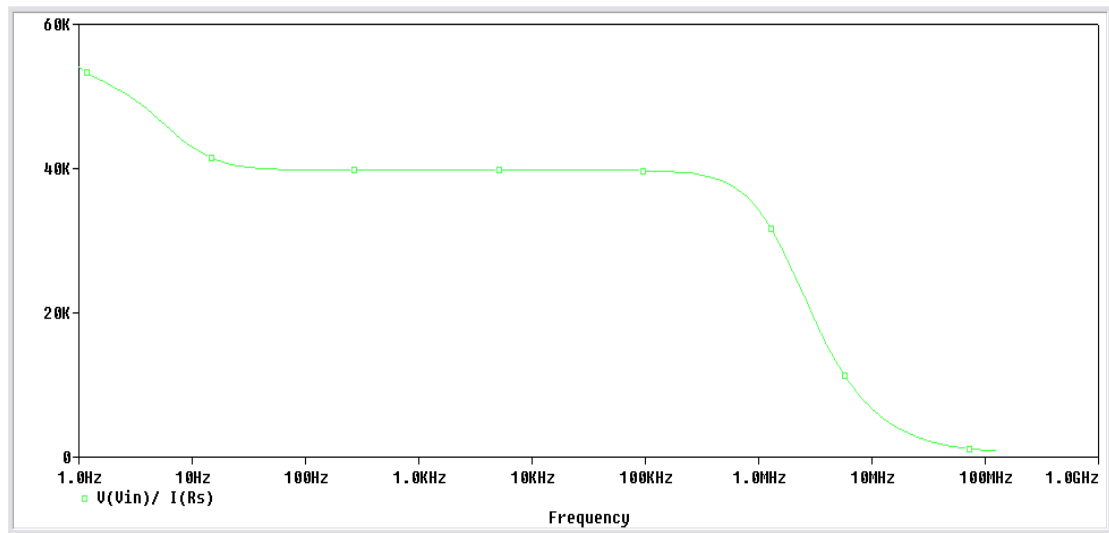


Εικόνα 7.5: Κυματομορφές ρεύματος εισόδου – εξόδου

Στο διάγραμμα έχουμε βάλει την  $-I(RL)$  γιατί έχουμε διαφορά φάσης  $180^\circ$ . Διαιρώντας τα πλάτη των δυο κυματομορφών έχουμε:  $A_I = \frac{28.543 \mu A}{752.458 nA} = 37.93$

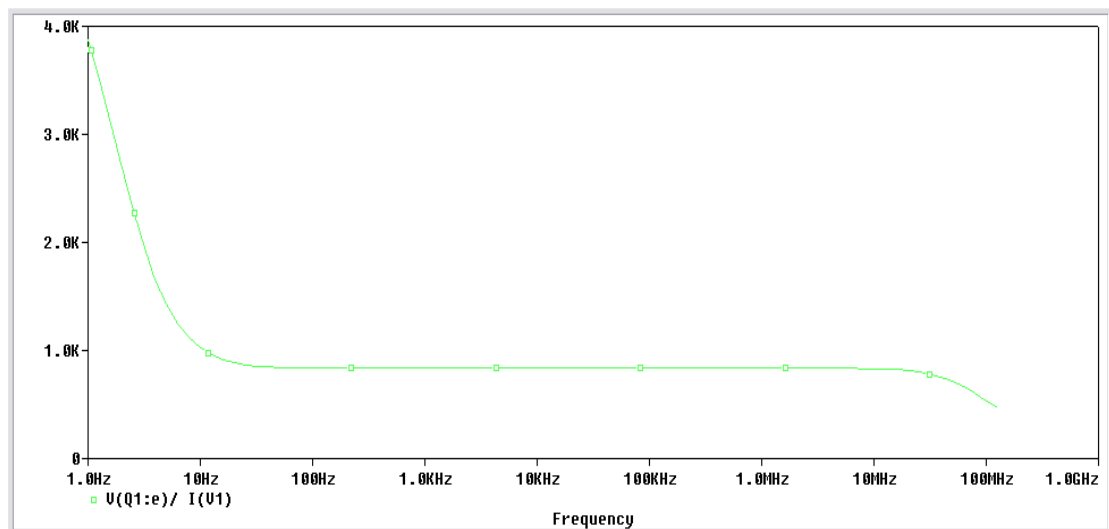
Τέλος, το κέρδος ισχύος θα είναι:  $A_p = A_v * A_i \Rightarrow A_p = 0.951 * 37.93 \Rightarrow A_p = 36.07$

Για να προσδιορίσουμε την αντίσταση εισόδου ( $Z_{in}$ ) και την αντίσταση εξόδου ( $Z_{out}$ ) θα κάνουμε **AC Sweep** ανάλυση (Εικόνα 7.2). Για την αντίσταση εισόδου διαιρούμε την τάση εισόδου προς το ρεύμα εισόδου (Εικόνα 7.6).



Εικόνα 7.6: Αντίσταση εισόδου

Για την αντίσταση εξόδου διαιρούμε την τάση εξόδου προς το ρεύμα εξόδου Εικόνα 7.7.

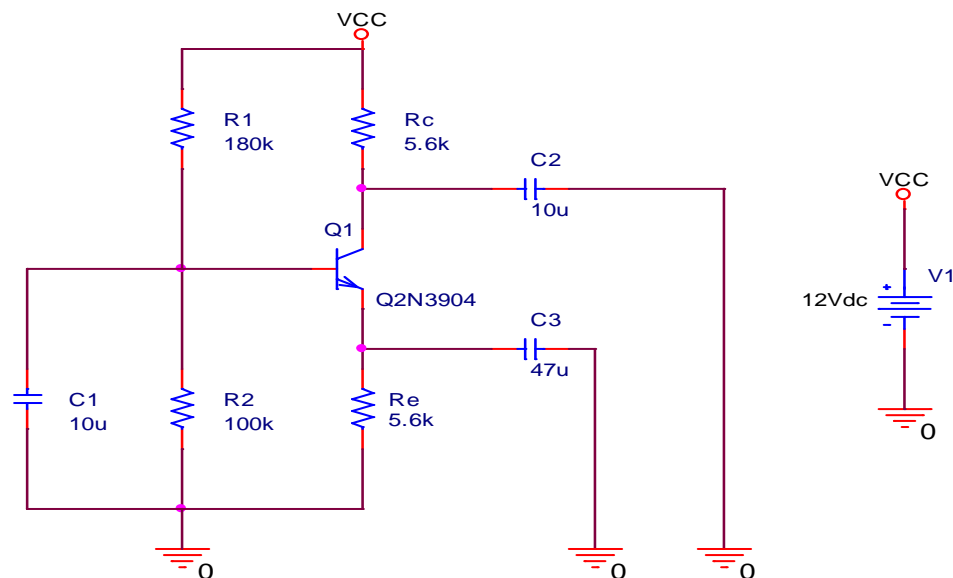


Εικόνα 7.7: Αντίσταση εξόδου

## 8. Ενισχυτής Κοινής Βάσης

Ο ενισχυτής κοινής βάσης χρησιμοποιείται ελάχιστα. Παρέχει υψηλό κέρδος τάσης χωρίς κέρδος ρεύματος ( $A_I \approx 1$ ) με χαμηλή αντίσταση εισόδου. Ο ενισχυτής είναι περισσότερο κατάλληλος για εφαρμογές με υψηλές συχνότητες όπου η πηγή τείνει να έχει πολύ χαμηλή αντίσταση εξόδου.

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα ενισχυτή κοινής βάσης (Εικόνα 8.1).



Εικόνα 8.1: Ενισχυτική βαθμίδα κοινής βάσης

Υπολογίζουμε τα DC μεγέθη που αναμένουμε να πάρουμε:  $I_e$ ,  $I_c$ ,  $I_b$ ,  $V_b$ ,  $V_c$ ,  $V_{ce}$

$$V_b = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{cc} \Rightarrow V_b = \left( \frac{100000}{180000 + 100000} \right) * 12 \Rightarrow V_b = 4.286 \text{ V}$$

$$V_e = V_b - V_{be} \Rightarrow V_e = 4.286 - 0.7 \Rightarrow V_e = 3.586 \text{ V}$$

$$I_e = \frac{V_e}{R_e} \Rightarrow I_e = \frac{3.586}{5600} \Rightarrow I_e = 0.64 \text{ mA}$$


$$I_c \approx I_e = 0.64 \text{ mA}$$

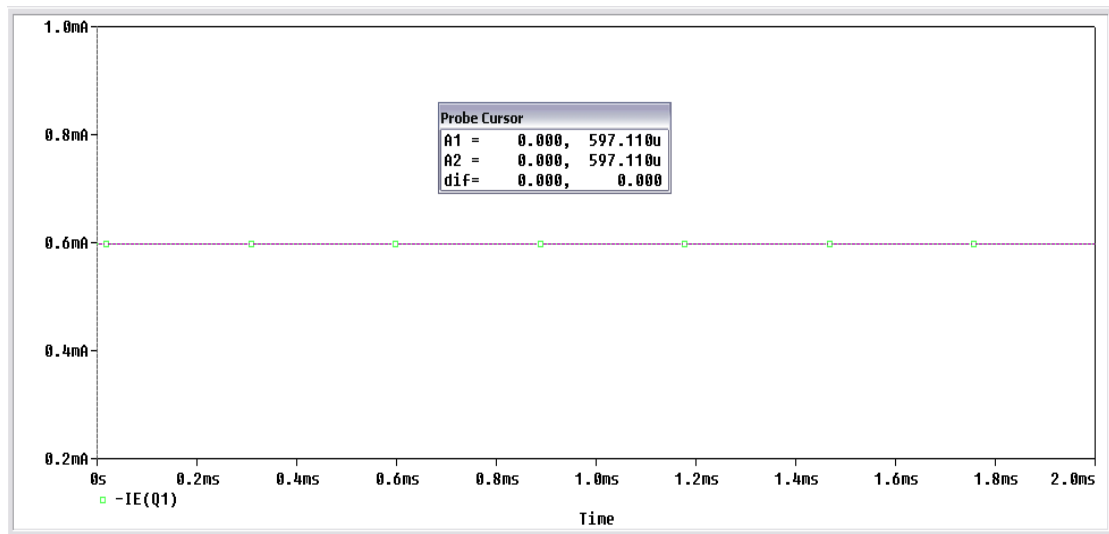


$$V_c = V_{cc} - I_c R_c \Rightarrow V_c = 12 - (0.64 * 10^{-3} * 5.6 * 10^3) \Rightarrow V_c = 8.416 V$$

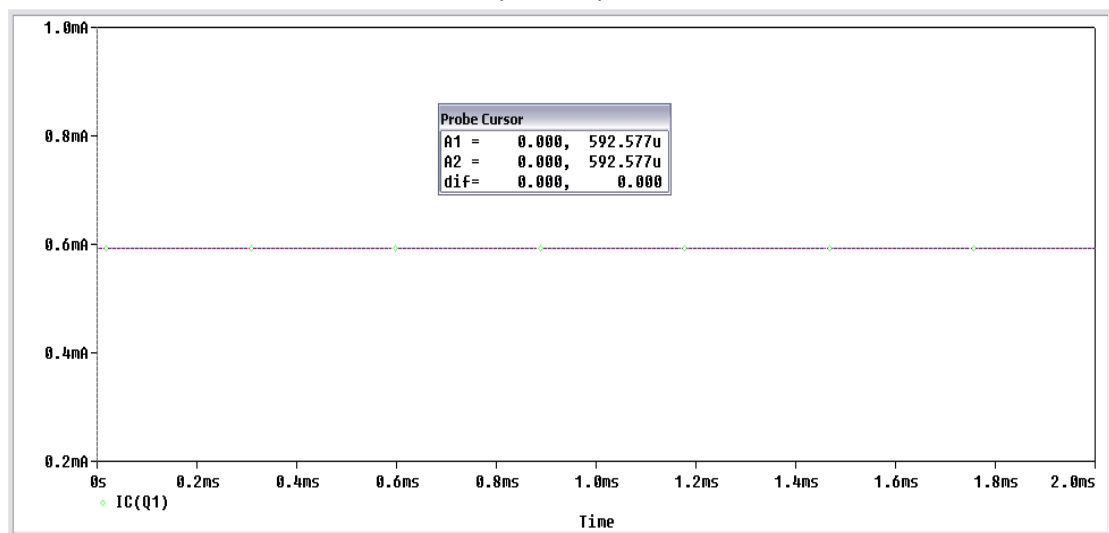
$$V_{ce} = V_c - V_e \Rightarrow V_{ce} = 8.416 - 3.586 \Rightarrow V_{ce} = 4.83 V$$

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} \Rightarrow I_b = \frac{0.64 * 10^{-3}}{416.4} \Rightarrow I_b = 1.537 \mu A$$

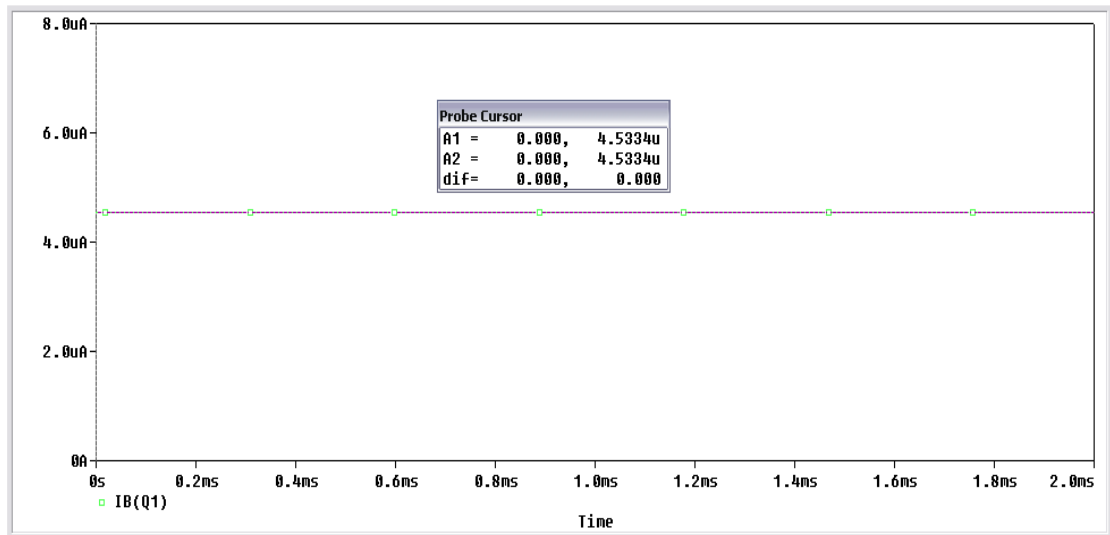
Θα χρησιμοποιήσουμε **Time Domain (Transient)** ανάλυση και θα δώσουμε χρόνο εκτέλεσης 2 msec. Χρησιμοποιούμε τους **Markers**  για να πάρουμε τα γραφήματα.



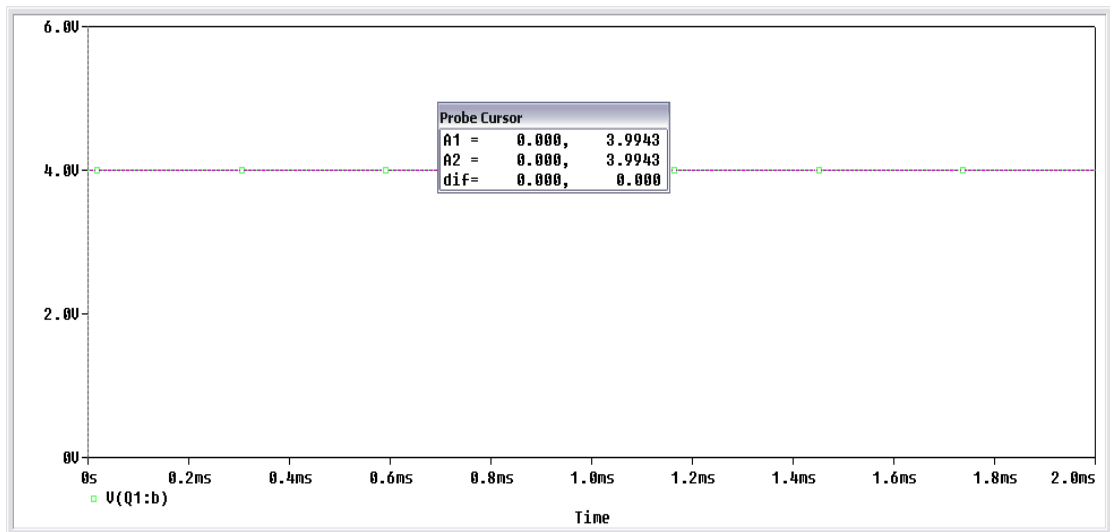
Ρεύμα εκπομπού



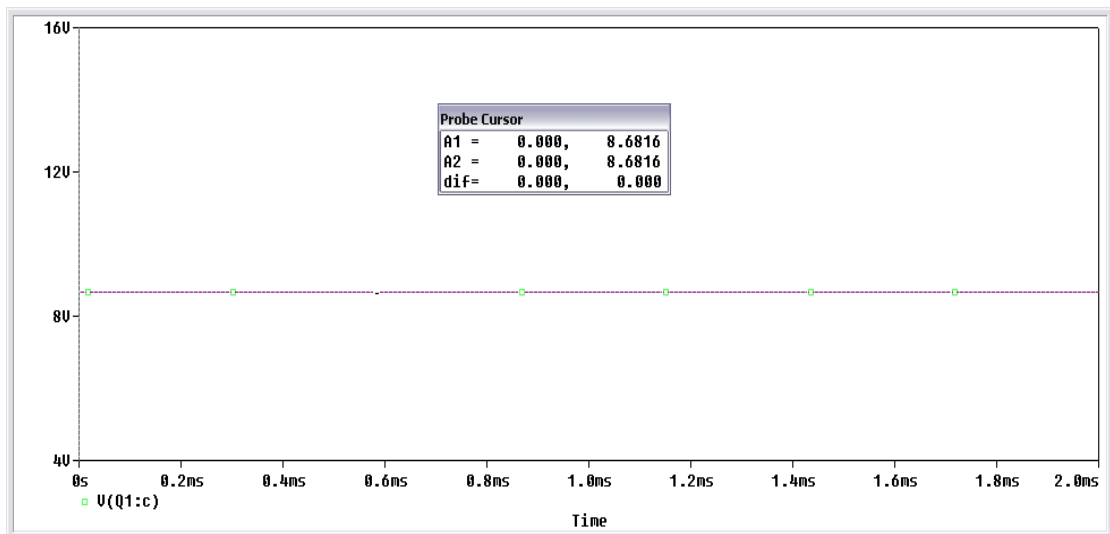
Ρεύμα συλλέκτη



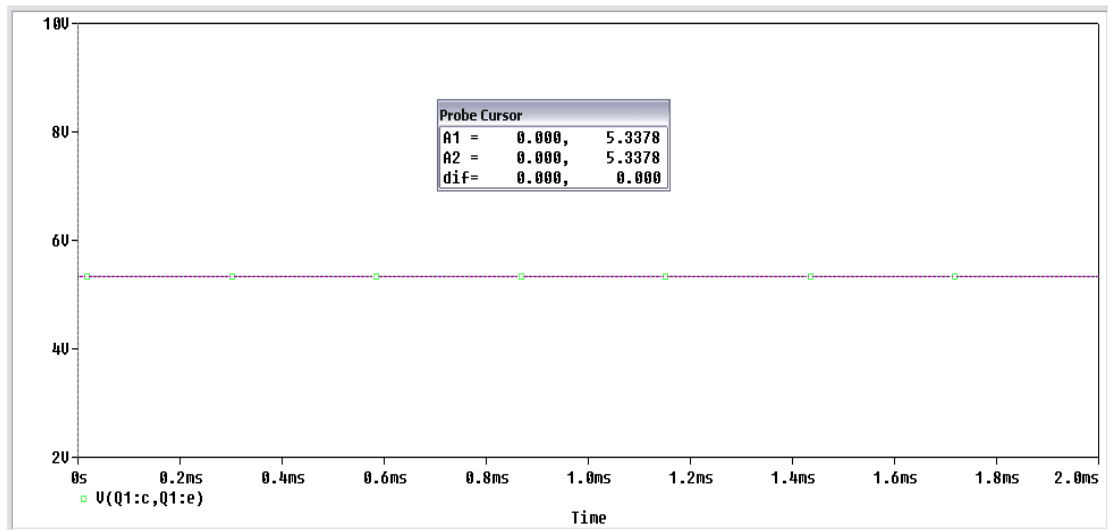
Ρεύμα βάσης



Τάση βάσης



Τάση συλλέκτη



Τάση συλλέκτη - εκπομπού

Συνοπτικά έχουμε:  $I_e = 0.597 \text{ mA}$

$$I_c = 0.592 \text{ mA}$$

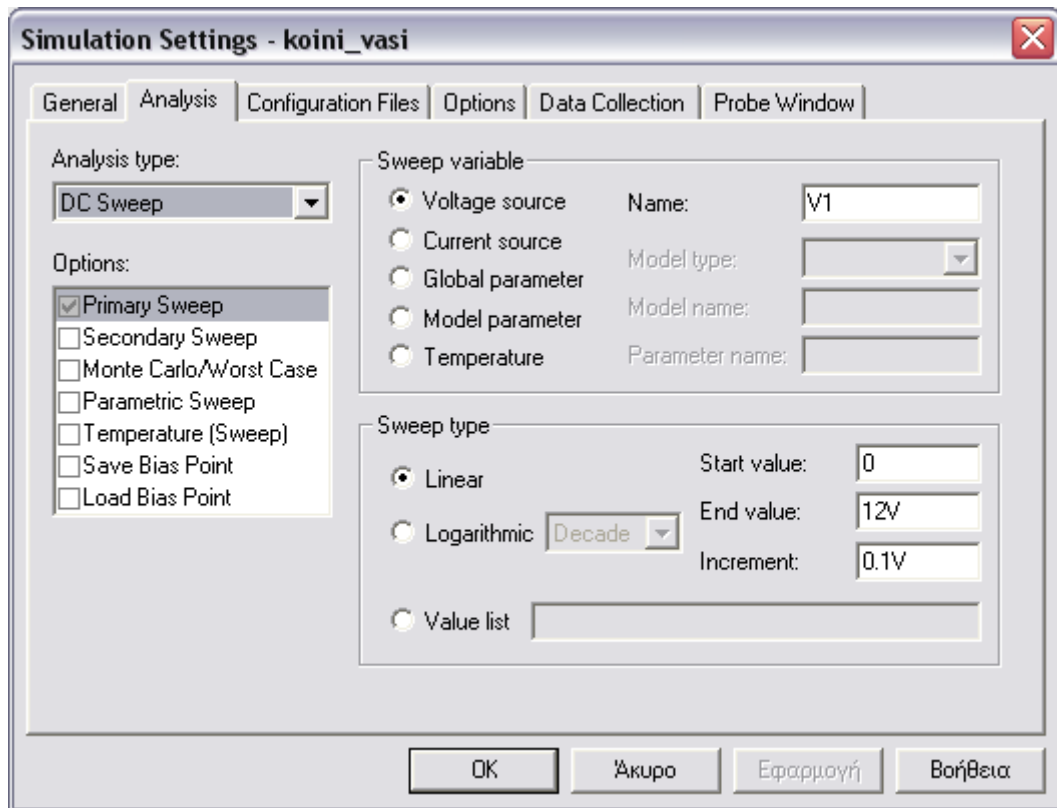
$$I_b = 4.533 \text{ } \mu\text{A}$$

$$V_b = 3.99 \text{ V}$$

$$V_c = 8.62 \text{ V}$$

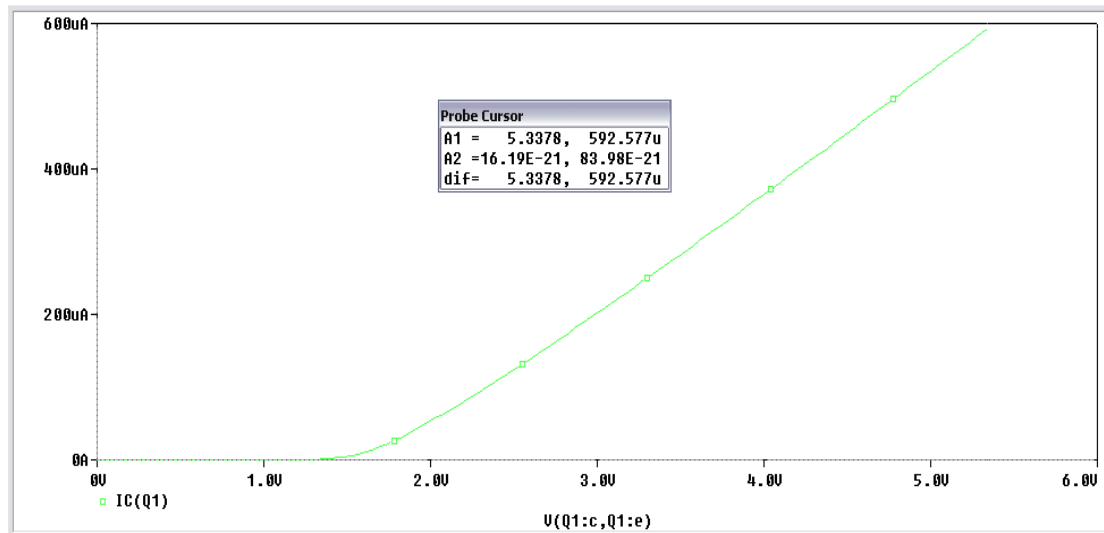
$$V_{ce} = 5.338 \text{ V}$$

Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ βρίσκεται στο σημείο  $I_c = 0.592 \text{ mA}$  και  $V_{ce} = 5.338 \text{ V}$ . Το σημείο λειτουργίας μπορούμε να το δούμε και γραφικά κάνοντας **DC Sweep** ανάλυση με μεταβλητή την πηγή τάσης **V1** όπως φαίνεται στην **Εικόνα 8.2 (Simulation Setting)**.



Εικόνα 8.2: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

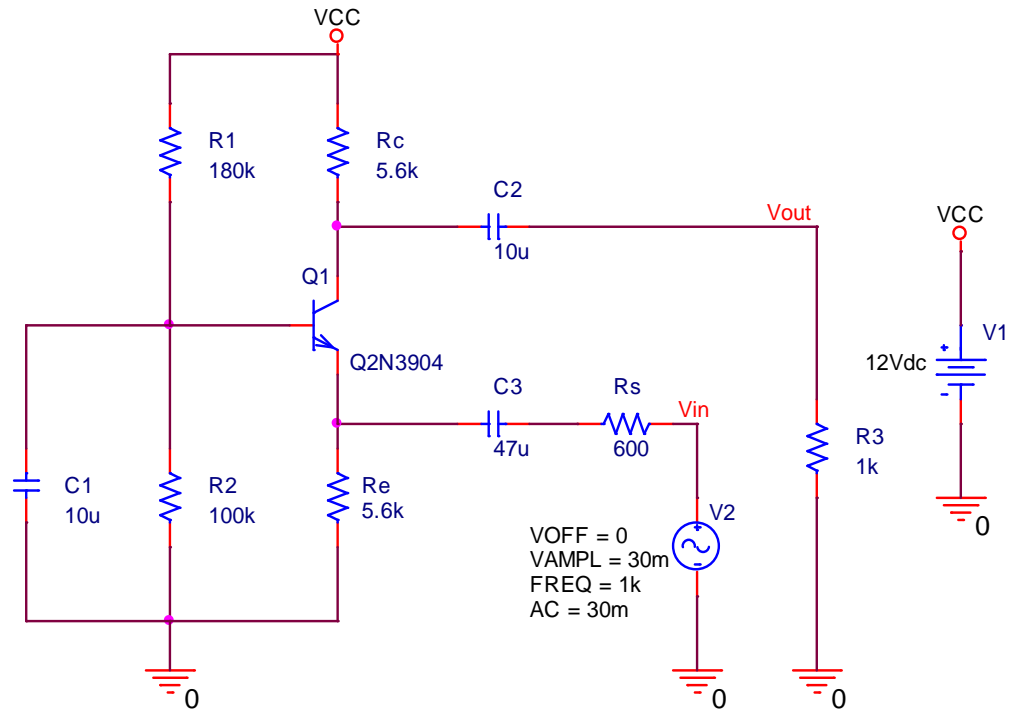
Για να πάρουμε την σωστή γραφική παράσταση θα πρέπει να βάλουμε στον άξονα X την τάση βάσης και στον άξονα Y το ρεύμα συλλέκτη (Εικόνα 8.3).

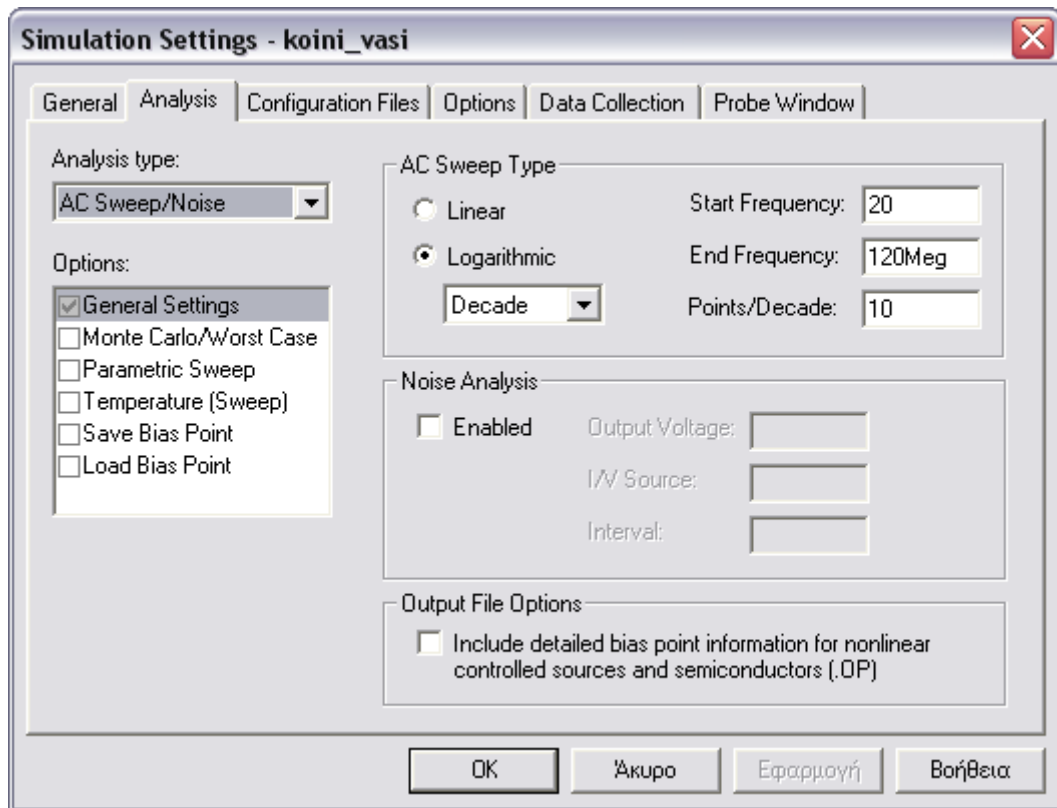


Εικόνα 8.3: Σημείο λειτουργίας Q

Τοποθετούμε στην είσοδο της βαθμίδας ημιτονικό σήμα συχνότητας  $f = 1\text{kHz}$ , πλάτους  $30\text{ mV (p-p)}$  και  $R_s = 600\ \Omega$ . Θα βρούμε την καμπύλη απόκρισης του ενισχυτή και θα προσδιορίσουμε το εύρος ζώνης του ενισχυτή για την περιοχή συχνοτήτων από  $20\text{ Hz}$  μέχρι

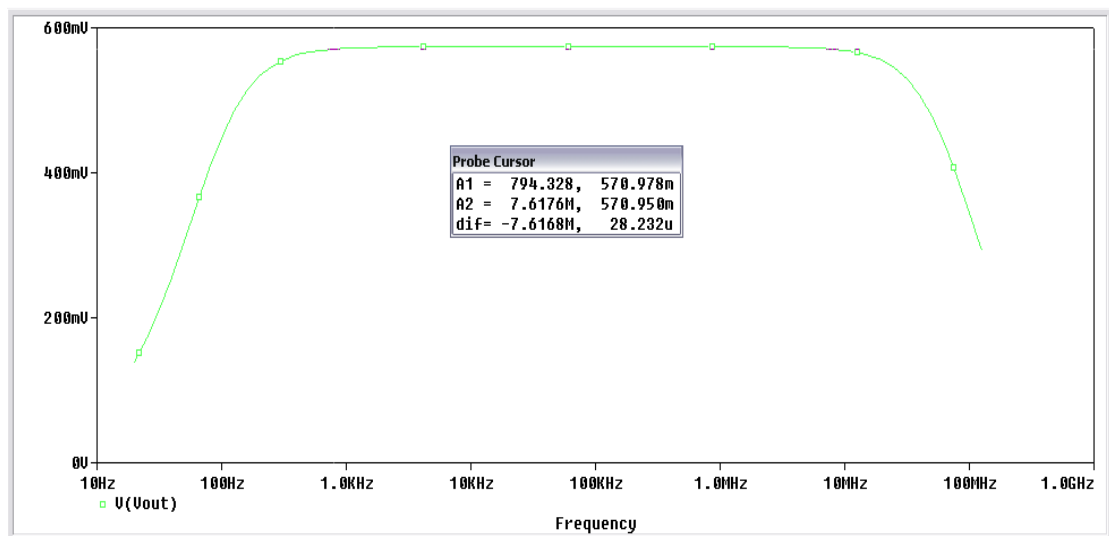
120MHz. Χρησιμοποιούμε **AC Sweep/Noise** ανάλυση για την προσημείωση όπως φαίνεται στην *Εικόνα 8.4*.





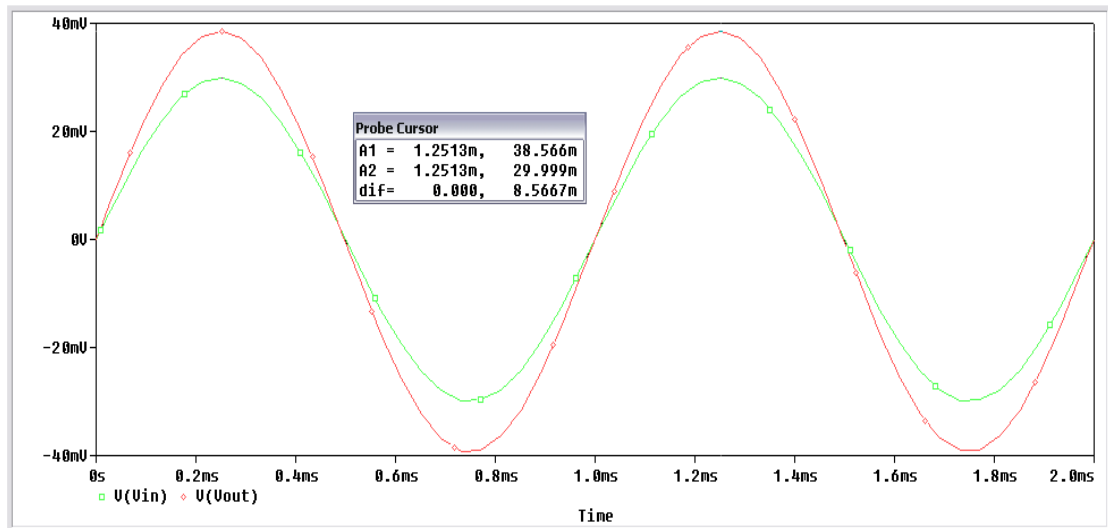
Εικόνα 8.4: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

Επιλέγοντας να εμφανιστή η  $V_{out}$  στην προσημείωση παίρνουμε το γράφημα της Εικόνας 8.5 την καμπύλη απόκρισης του ενισχυτή.



Εικόνα 8.5: Απόκριση συχνότητας midband

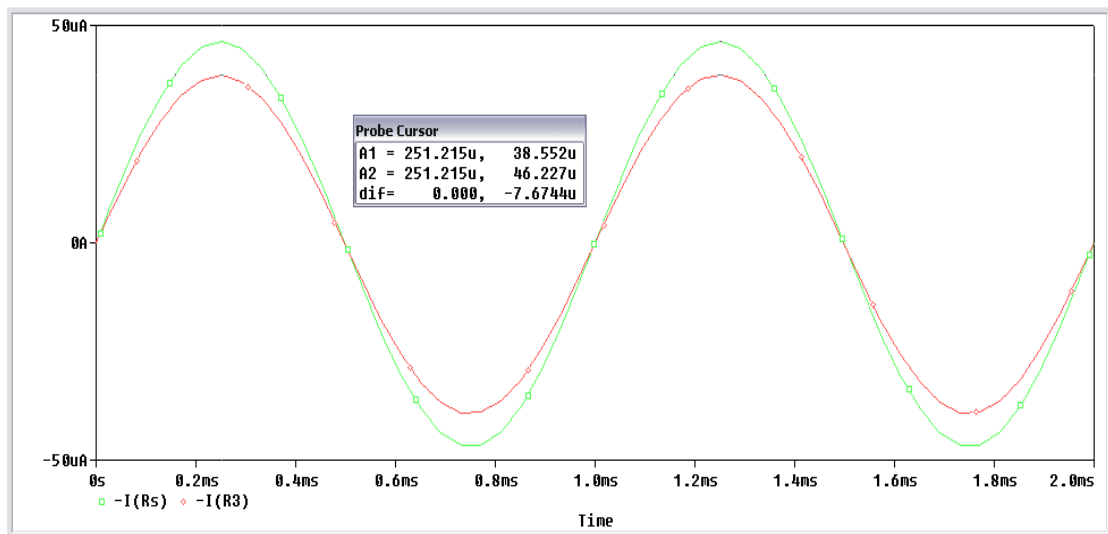
Για τον υπολογισμό του κέρδους τάσης θα εκτελέσουμε **Transient Analysis** με χρόνο εκτέλεσης 2 msec όπου λαμβάνονται οι κυματομορφές εισόδου – εξόδου όπως φαίνεται στην Εικόνα 8.6.



Εικόνα 8.6: Κυματομορφές τάσης εισόδου – εξόδου

Για να βρούμε το κέρδος τάσης θα πρέπει να διαιρέσουμε τα πλάτη των δύο κυματομορφών, έτσι το κέρδος είναι:  $A_V = \frac{38.566 \text{ mV}}{30 \text{ mV}} = 1.286$

Με τον ίδιο τρόπο βρίσκουμε το κέρδος ρεύματος όπως φαίνεται στην Εικόνα 8.7.

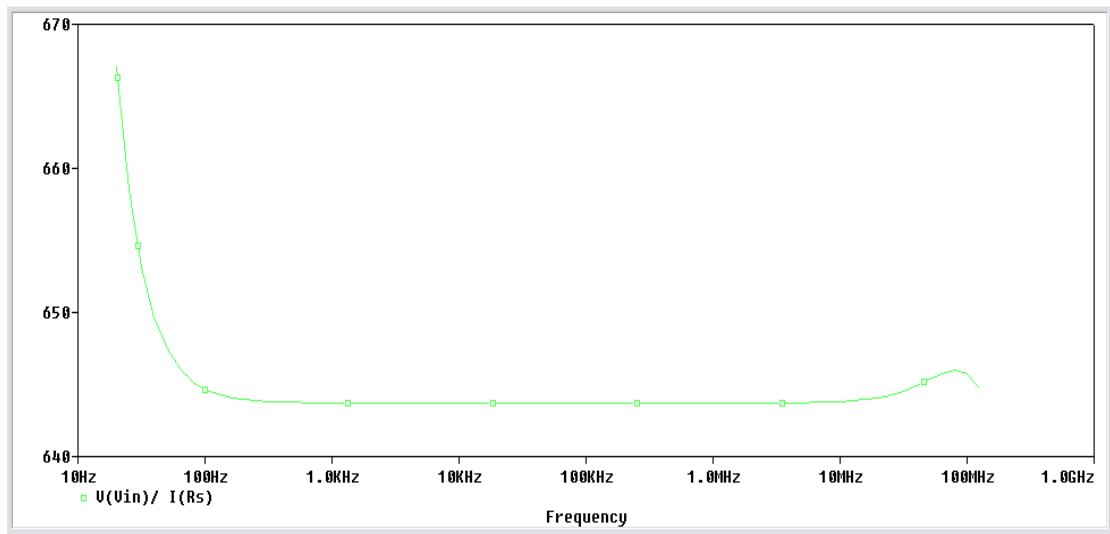


Εικόνα 8.7: Κυματομορφές ρεύματος εισόδου – εξόδου

Διαιρώντας τα πλάτη των δυο κυματομορφών έχουμε:  $A_I = \frac{38.552 \mu A}{46.227 \mu A} = 0.834$

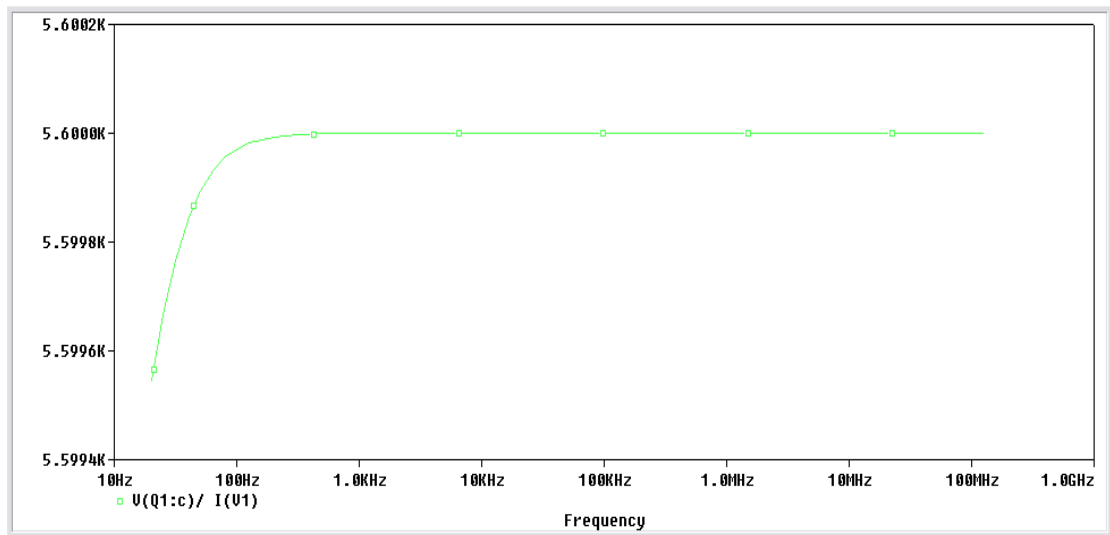
Τέλος, το κέρδος ισχύος θα είναι:  $A_P = A_V * A_I \Rightarrow A_P = 1.286 * 0.834 \Rightarrow A_P = 1.073$

Για να προσδιορίσουμε την αντίσταση εισόδου ( $Z_{in}$ ) και την αντίσταση εξόδου ( $Z_{out}$ ) θα κάνουμε **AC Sweep** ανάλυση. Για την αντίσταση εισόδου διαιρούμε την τάση εισόδου προς το ρεύμα εισόδου (Εικόνα 8.8).



Εικόνα 8.8: Αντίσταση εισόδου

Για την αντίσταση εξόδου διαιρούμε την τάση εξόδου προς το ρεύμα εξόδου Εικόνα 8.9.



Εικόνα 8.9: Αντίσταση εξόδου



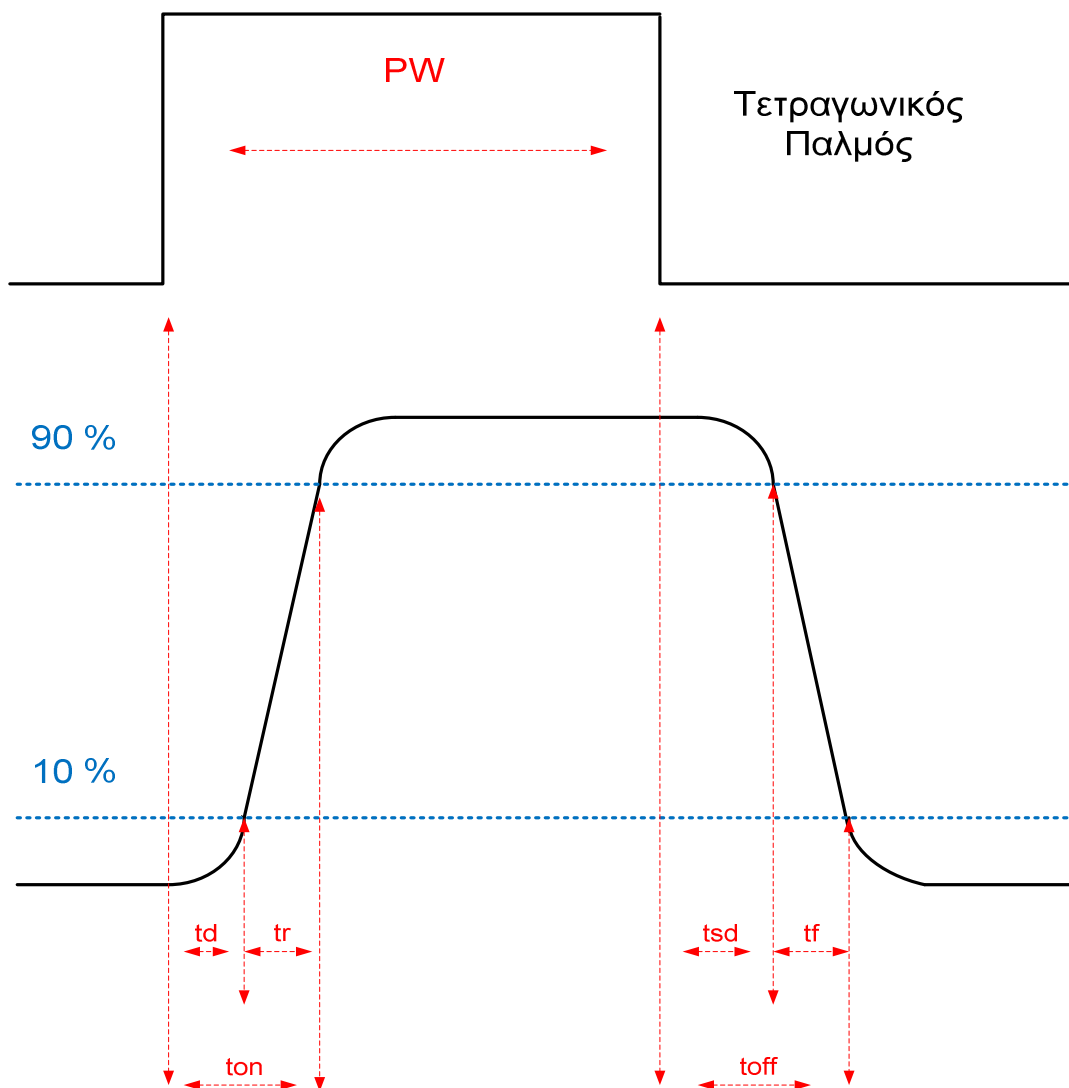
## 9. Τρανζίστορ Διακόπτης

Το τρανζίστορ διακόπτης μας προσφέρει την δυνατότητα να μεταβάλουμε την περίοδο μιας παλμοσειράς στην έξοδο του τρανζίστορ. Με τον τρόπο αυτό μεταβάλλουμε ουσιαστικά την μέση τιμή του πλάτους του σήματος. Ένα τρανζίστορ διακόπτης προσδιορίζεται από τους χρόνους απόκρισης του. Οι χρόνοι αυτοί είναι ο χρόνος καθυστέρησης  $t_d$  (delay time), ο χρόνος ανόδου  $t_r$  (rise time), ο χρόνος καθυστέρησης αποθήκευσης  $t_{sd}$  (storage delay time) και ο χρόνος καθόδου  $t_f$  (fall time).

Από τις παραπάνω τιμές μπορούμε να προσδιορίσουμε την περίοδο μιας παλμοσειράς εισόδου  $T = T_{on} + T_{off}$ , όπου:

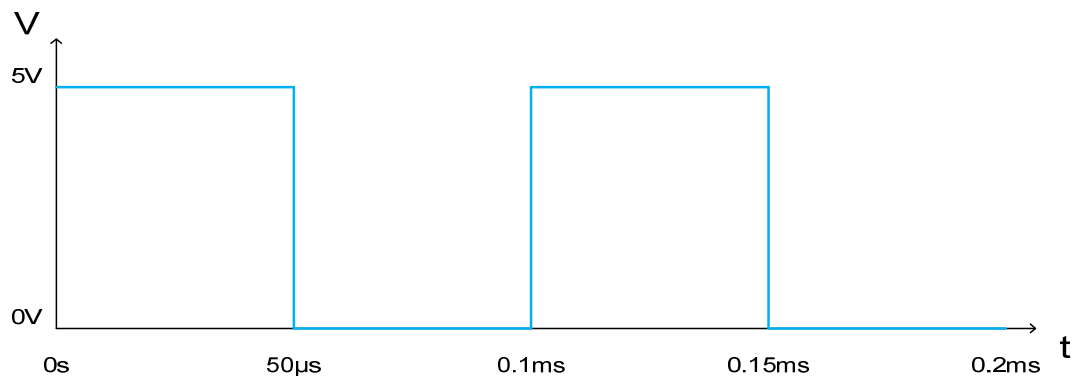
$T_{on}$  (χρόνος έναυσης) ο συνολικός χρόνος μέσα στον οποίο το τρανζίστορ άγει πλήρως, περίπου ίσος με  $t_d + t_r$ .

$T_{off}$  (χρόνος διακοπής) ο συνολικός χρόνος μέσα στον οποίο το τρανζίστορ αποκόπτεται πλήρως, περίπου ίσος με  $t_{sd} + t_f$ .



## Pspice Ανάλυση

Θέλουμε να τροφοδοτήσουμε το τρανζίστορ με έναν παλμό ο οποίος θα έχει συχνότητα  $f = 1\text{kHz}$ . Η PSpice μέσω της πηγής **VPWL** που βρίσκεται στο **Place** → **Part** → **Source** → **VPWL**, μας δίνει την δυνατότητα να δημιουργήσουμε μια παλμοσειρά της οποίας τα χαρακτηριστικά (πλάτος και περίοδος) τα δίνουμε εμείς. Η παλμοσειρά έχει την παρακάτω μορφή:

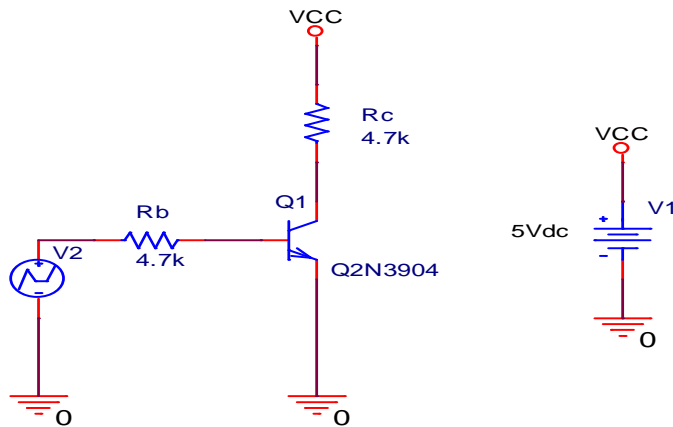


Για να δηλώσουμε την παραπάνω παλμοσειρά θα πρέπει να δηλώσουμε ορισμένα σημεία και η PSpice θα ενώσει τα σημεία αυτά διαδοχικά με ευθείες γραμμές ώστε να προκύψει η επιθυμητή κυματομορφή. Στο παράδειγμά μας έχουμε τον παρακάτω πίνακα *Εικόνα 9.1* για την χρονική περίοδο από 0 έως 0.2 msec :

<b>T1</b>	<b>T2</b>	<b>T3</b>	<b>T4</b>	<b>T5</b>	<b>T6</b>	<b>T7</b>	<b>T8</b>
0	50μs	50.001 μs	0.1ms	0.1001ms	0.15ms	0.15001ms	0.2ms
<b>V1</b>	<b>V2</b>	<b>V3</b>	<b>V4</b>	<b>V5</b>	<b>V6</b>	<b>V7</b>	<b>V8</b>
5v	5v	0v	0v	5v	5v	0v	0v

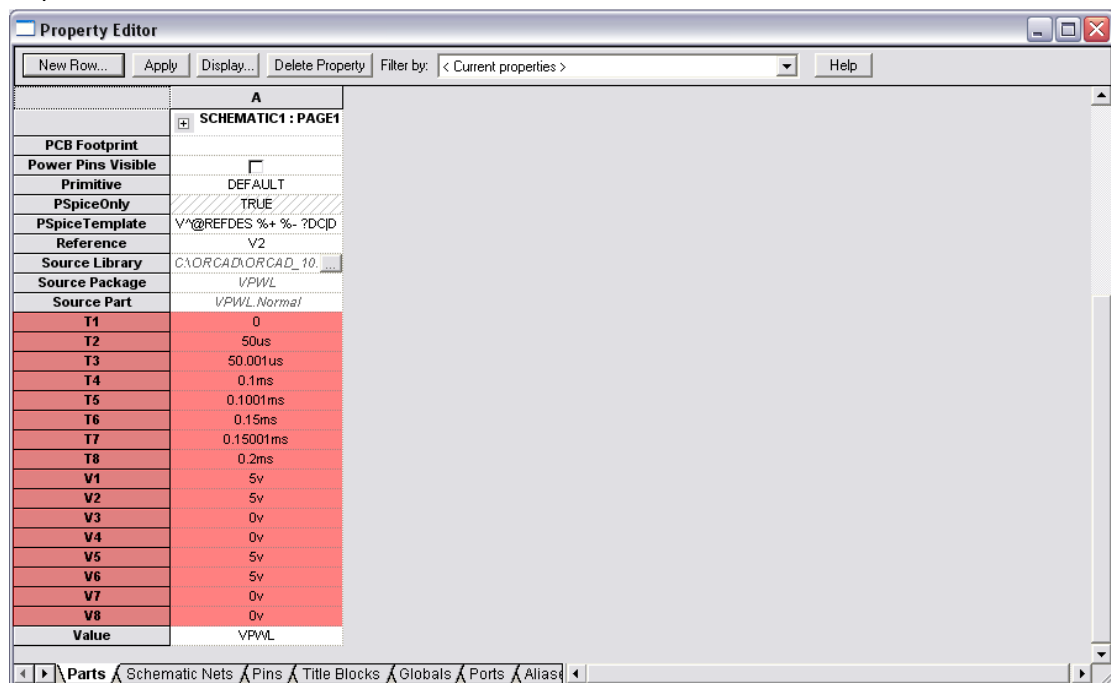
Εικόνα 9.1: Ζεύγη τιμών παλμοσειράς

Τώρα το μόνο που μένει είναι να περάσουμε τα στοιχεία του παραπάνω πίνακα στην πηγή **VPWL**. Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της *Εικόνας 9.2*.



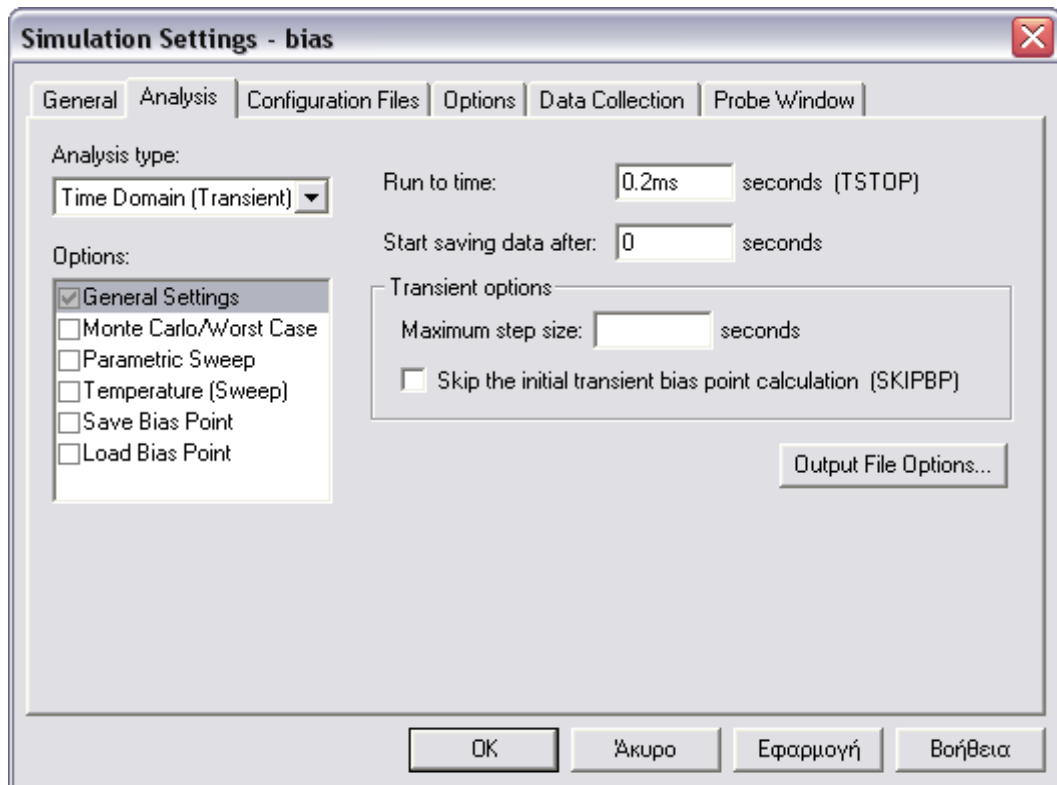
Εικόνα 9.2: Τρανζίστορ διακόπτης

Για να εισάγουμε τα δεδομένα του πίνακα (Εικόνα 9.1) στην πηγή τάσης **VPWL** κάνουμε διπλό κλικ πάνω της και ανοίγει ο Επεξεργαστής Ιδιοτήτων (**Property Editor**) όπως φαίνεται στην Εικόνα 9.3.



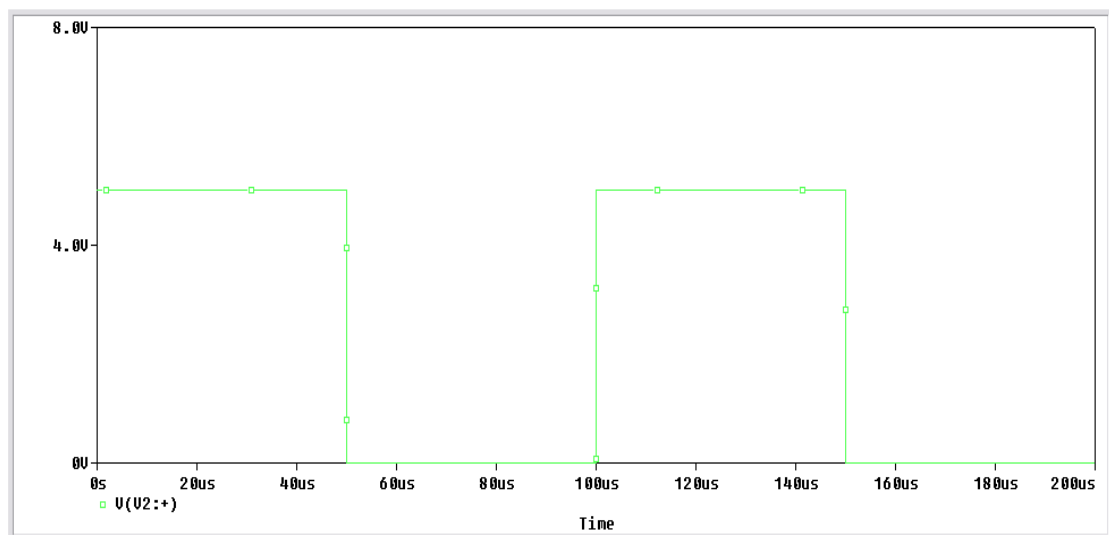
Εικόνα 9.3: Παράθυρο επεξεργασίας ιδιοτήτων της πηγής τάσης VPWL

Τοποθετούμε τις τιμές στα αντίστοιχα πλαίσια , πατάμε **Apply** και κλείνουμε το παράθυρο. Κάνουμε **Transient Analysis** και στον χρόνο εκτέλεσης βάζουμε 0.2 msec όπως φαίνεται στην Εικόνα 9.4.

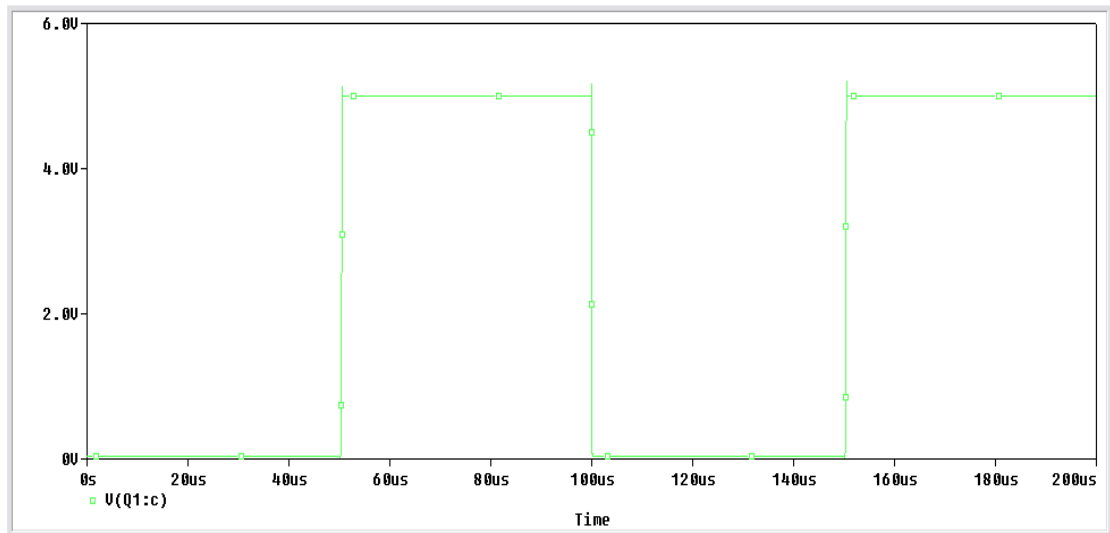


Εικόνα 9.4: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

Εκτελούμε την προσομοίωση και τοποθετούμε **Markers** στην είσοδο και την έξοδο για να πάρουμε τα γραφήματα τους (Εικόνα 9.5 & Εικόνα 9.6).



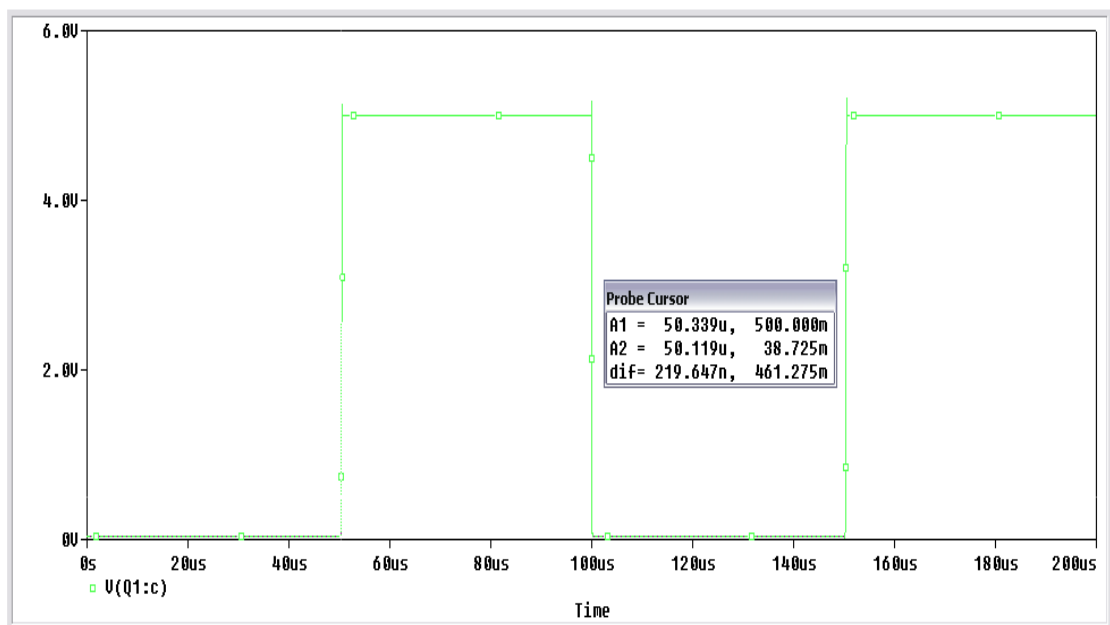
Εικόνα 9.5: Παλμοσειρά εισόδου



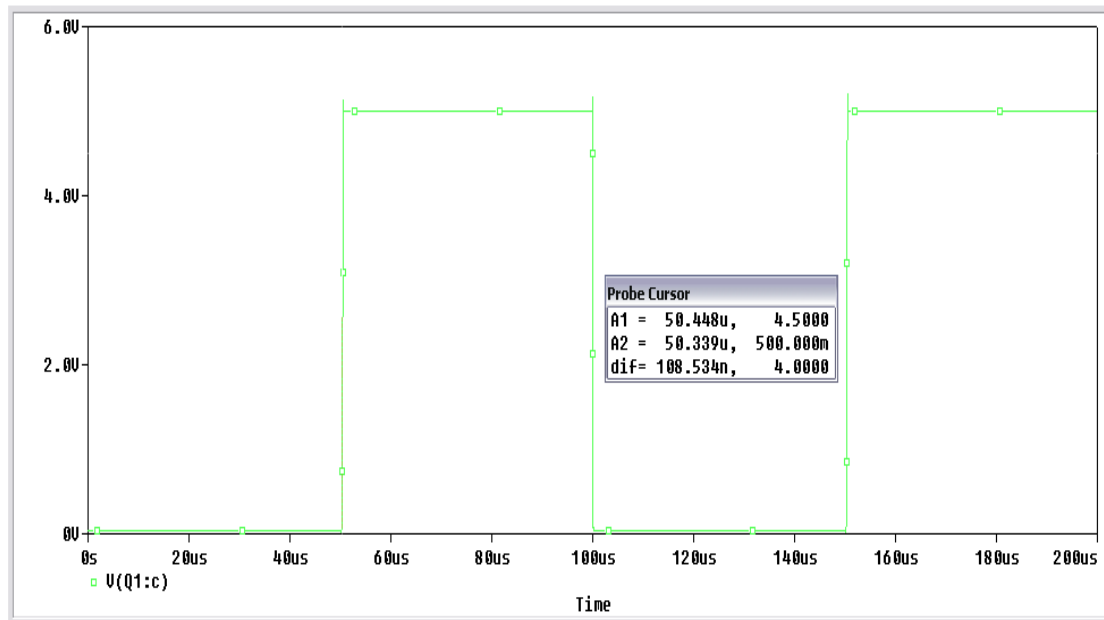
Εικόνα 9.5: Παλμοσειρά εξόδου

Παρατηρούμε πως η παλμοσειρά στην έξοδο του τρανζίστορ έχει παραμορφωθεί. Μπορούμε τώρα να μετρήσουμε τον χρόνο έναυσης ( $T_{on} = t_d + t_r$ ) και τον χρόνο διακοπής ( $T_{off} = t_{sd} + t_f$ ) του τρανζίστορ με την βοήθεια των κερσόρων .

Ο χρόνος έναυσης είναι  $T_{on} = t_d + t_r$ .



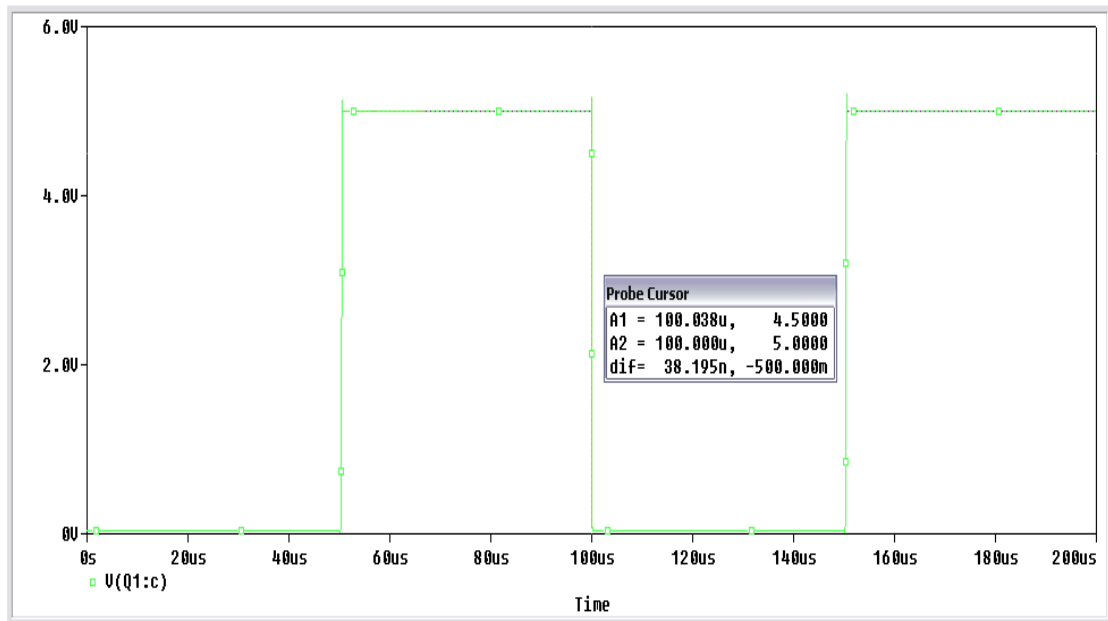
Ο χρόνος καθυστέρησης είναι  $t_d = 0.338 \mu\text{sec}$ . Η τιμή που παίρνουμε στο **Probe Cursor** είναι λάθος γιατί ο κέρσορας δεν μπορεί να πάει ακριβώς στην τιμή 50.001  $\mu\text{sec}$  οπότε και έχουμε την μικρή αυτή απόκλιση.



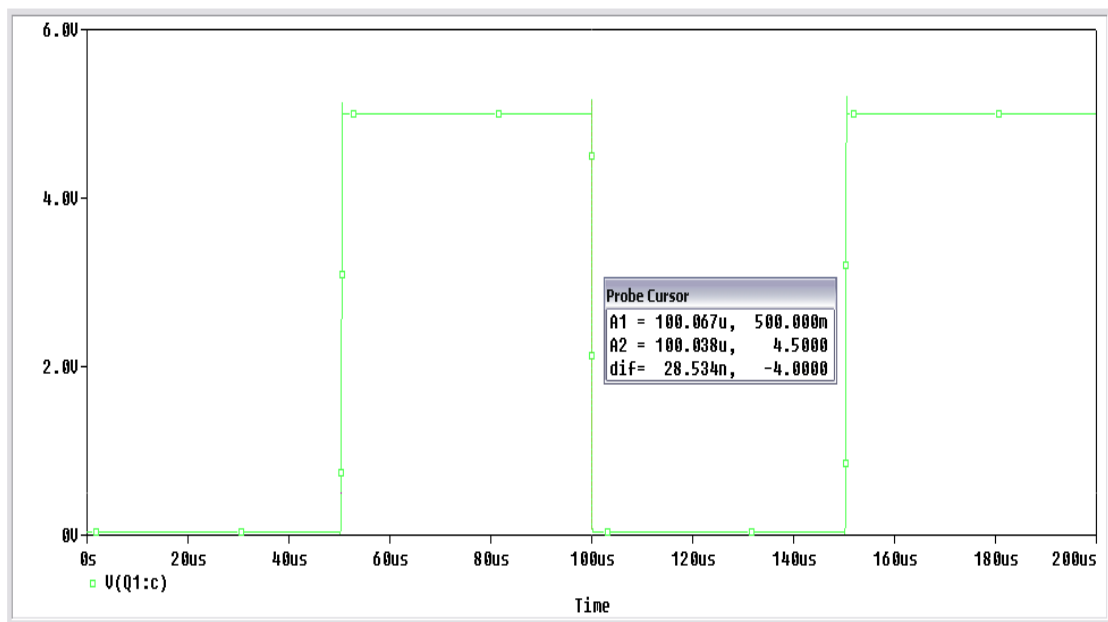
Ο χρόνος ανόδου είναι  $t_r = 108.53 \text{ nsec}$ .

Οπότε ο χρόνος έναυσης είναι:  $T_{on} = t_d + t_r \Rightarrow T_{on} = 0.338 \mu\text{sec} + 108.53 \text{ nsec} \Rightarrow T_{on} = 0.446 \mu\text{sec}$

Ο χρόνος διακοπής είναι  $T_{off} = t_{sd} + t_f$ .



Ο χρόνος καθυστέρησης αποθήκευσης είναι  $t_{sd} = 38.2 \text{ nsec}$ .



Ο χρόνος καθόδου είναι  $t_f = 28.5 \text{ nsec}$ .

Οπότε ο χρόνος διακοπής είναι:  $T_{off} = t_{sd} + t_f \Rightarrow T_{off} = 38.2 \text{ nsec} + 28.5 \text{ nsec} \Rightarrow T_{off} = 0.0667 \text{ μsec}$

Η ελάχιστη περίοδο της παλμοσειράς εισόδου είναι:

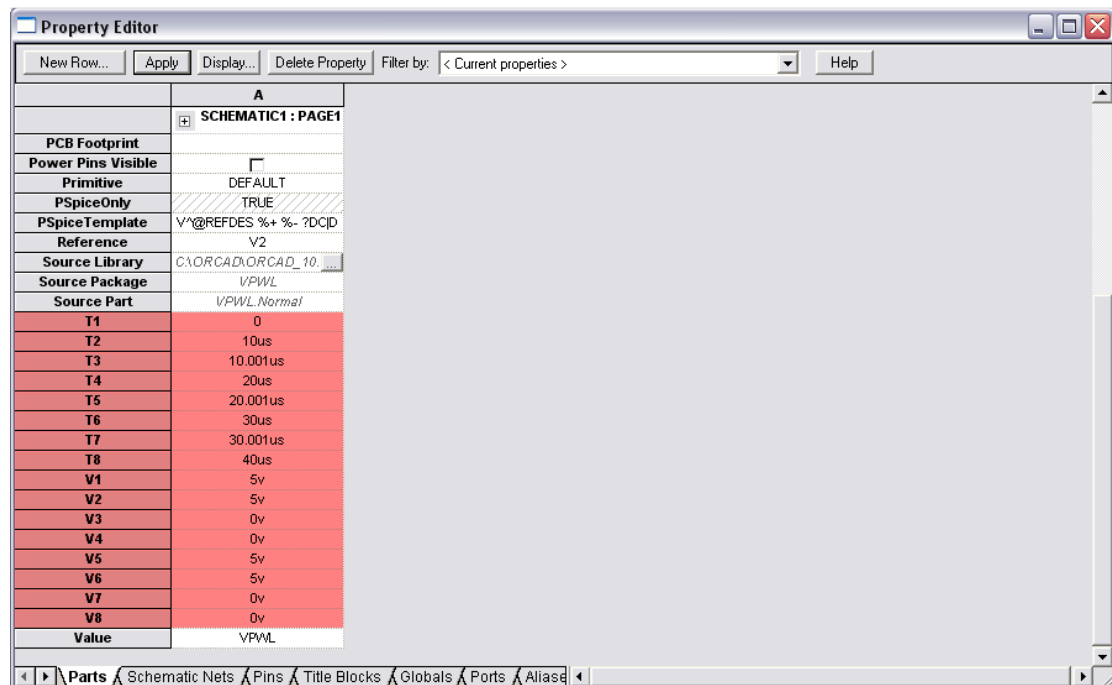
$T_{min} = T_{on} + T_{off} \Rightarrow T_{min} = 0.446 \text{ μsec} + 0.0667 \text{ μsec} \Rightarrow T_{min} = 0.5127 \text{ μsec}$

Πραγματοποιούμε την ίδια προσομοίωση αυξάνοντας την συχνότητα σε  $f = 50kHz$ . Οι νέες τιμές είναι αυτές στον παρακάτω πίνακα (Εικόνα 9.6).

T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
0ms	10μs	10.001 μs	20μs	20.001μs	30μs	30.001μs	40μs
V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8
5v	5v	0v	0v	5v	5v	0v	0v

Εικόνα 9.6: Ζεύγη τιμών παλμοσειράς

Εισάγουμε τα δεδομένα του πίνακα (Εικόνα 9.6) στην πηγή τάσης **VPWL** όπως φαίνεται στην Εικόνα 9.7.

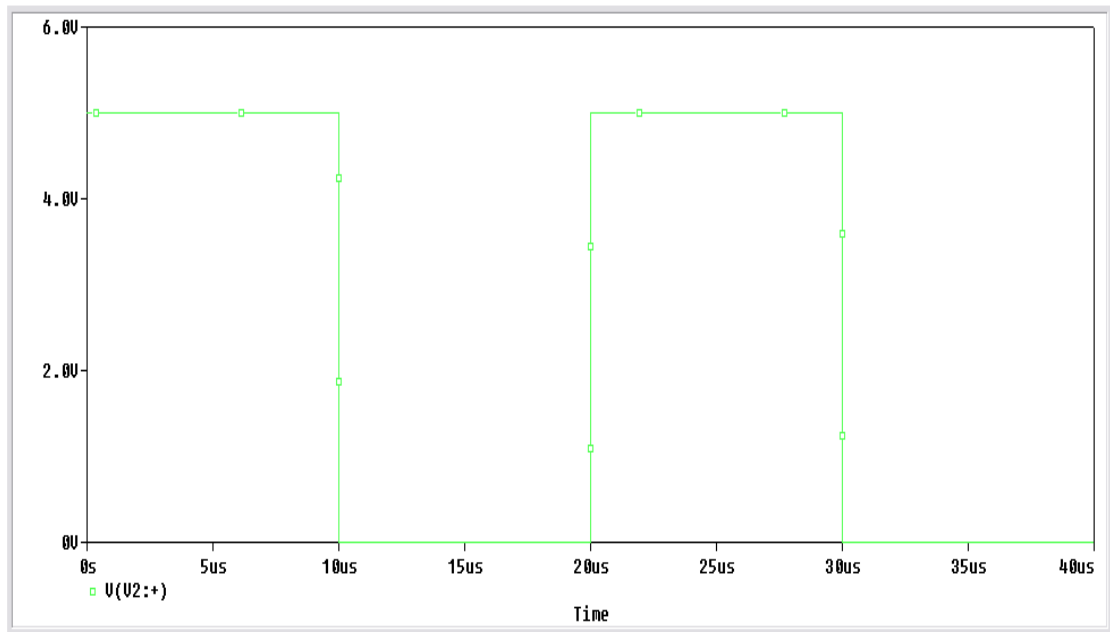


Εικόνα 9.7: Παράθυρο επεξεργασίας ιδιοτήτων της πηγής τάσης VPWL

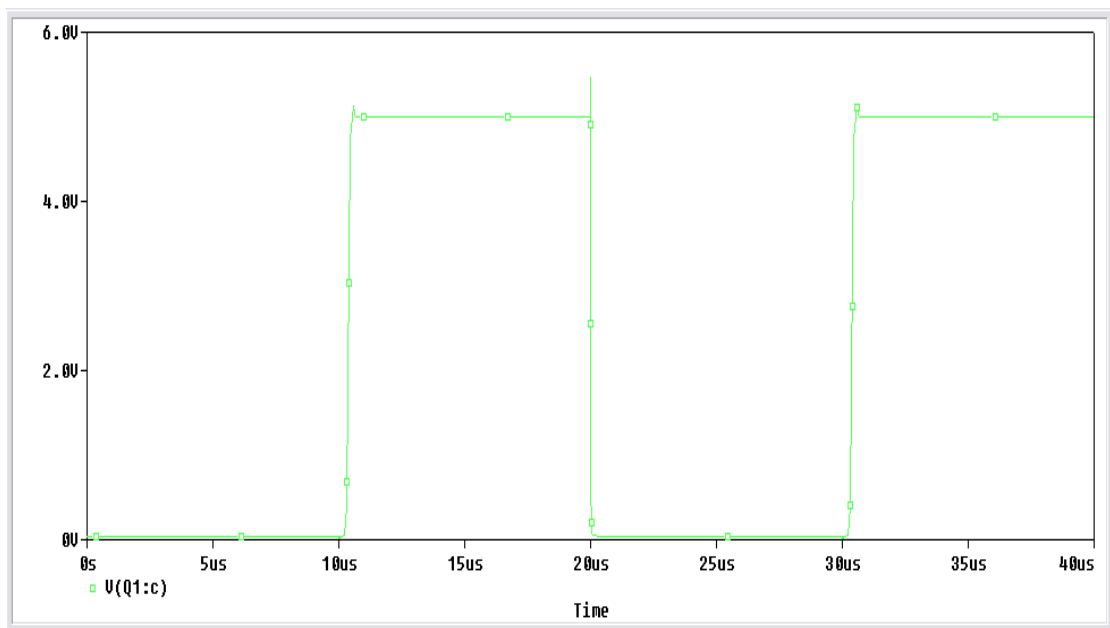
Τοποθετούμε τις τιμές στα αντίστοιχα πλαίσια , πατάμε **Apply** και κλείνουμε το παράθυρο. Κάνουμε **Transient Analysis** και στον χρόνο εκτέλεσης βάζουμε 40 μsec.

Εκτελούμε την προσομοίωση και τοποθετούμε **Markers** στην είσοδο και την έξοδο για να πάρουμε τα γραφήματα τους (Εικόνα 9.8 & Εικόνα 9.9).





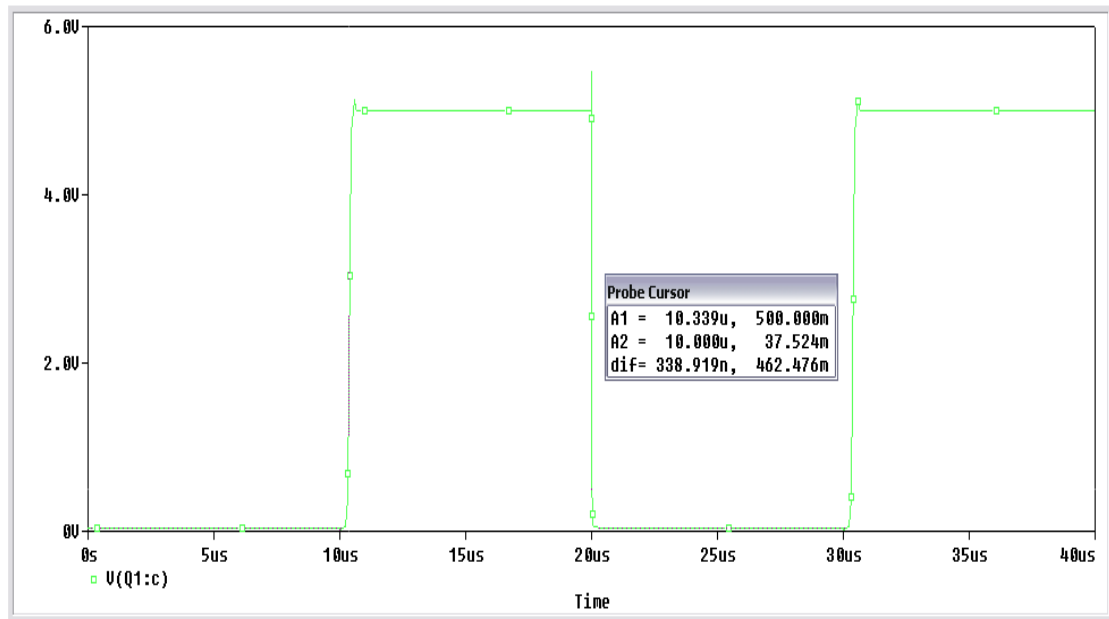
Εικόνα 9.8: Παλμοσειρά εισόδου



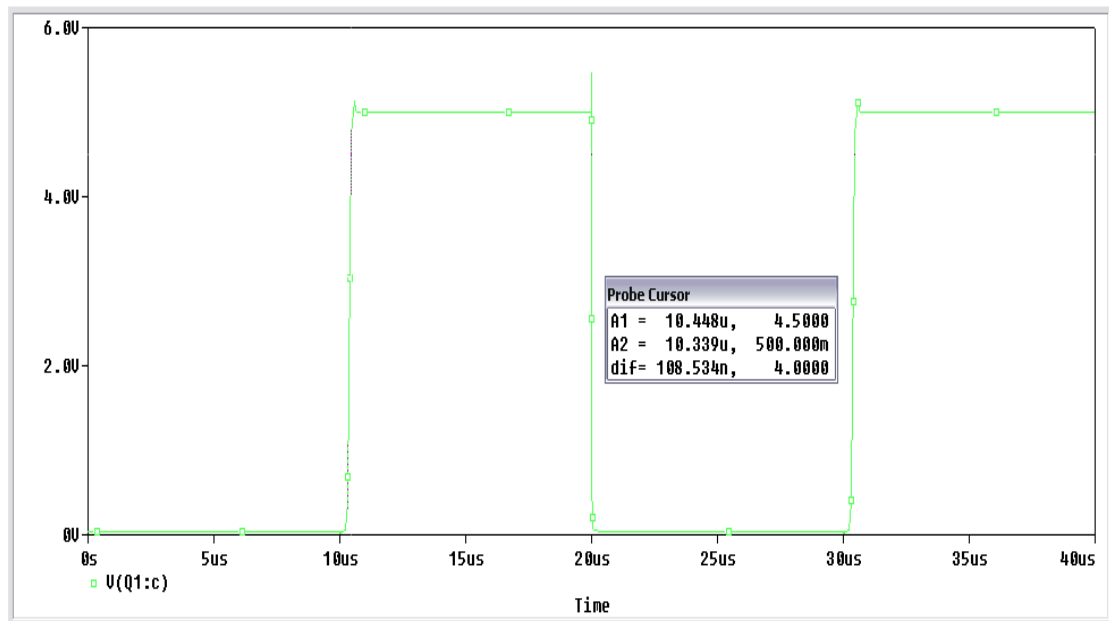
Εικόνα 9.9: Παλμοσειρά εξόδου

Χρησιμοποιώντας το γράφημα της παλμοσειράς εξόδου μετράμε τον χρόνο έναυσης ( $T_{on} = t_d + t_r$ ) και τον χρόνο διακοπής ( $T_{off} = t_{sd} + t_f$ ) του τρανζίστορ με την βοήθεια των κερσόρων .

Ο χρόνος έναυσης είναι  $T_{on} = t_d + t_r$ .



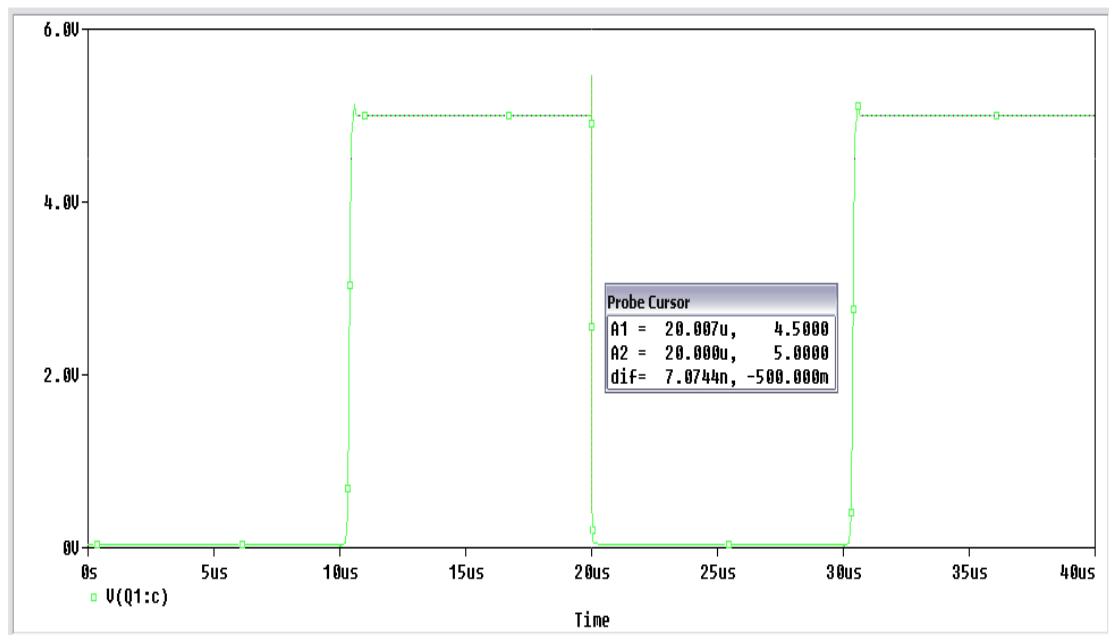
Ο χρόνος καθυστέρησης είναι  $t_d = 338.92 \mu sec$ .



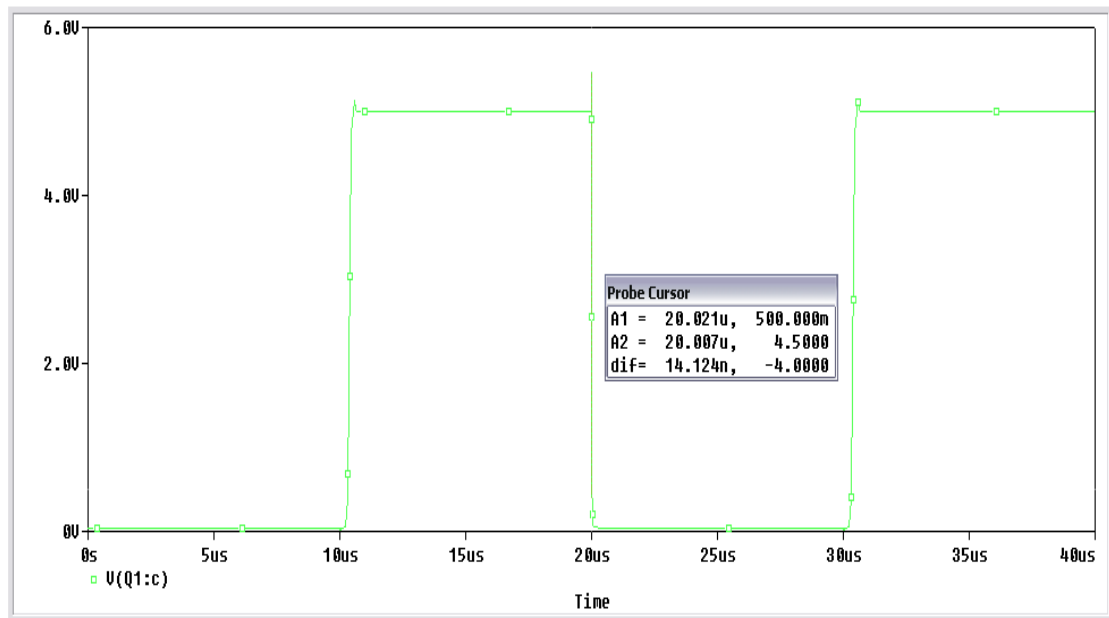
Ο χρόνος ανόδου είναι  $t_r = 108.53 nsec$ .

Οπότε ο χρόνος έναυσης είναι:  $T_{on} = t_d + t_r \Rightarrow T_{on} = 338.92 \mu sec + 108.53 nsec \Rightarrow T_{on} = 0.339 \mu sec$

Ο χρόνος διακοπής είναι  $T_{off} = t_{sd} + t_f$ .



Ο χρόνος καθυστέρησης αποθήκευσης είναι  $t_{sd} = 7.074 \text{ nsec}$ .



Ο χρόνος καθόδου είναι  $t_f = 14.124 \text{ nsec}$ .

Οπότε ο χρόνος διακοπής είναι:  $T_{off} = t_{sd} + t_f \Rightarrow T_{off} = 7.074 \text{ nsec} + 14.124 \text{ nsec} \Rightarrow T_{off} = 21.198 \text{ nsec}$

Η ελάχιστη περίοδο της παλμοσειράς εισόδου είναι:

$$T_{min} = T_{on} + T_{off} \Rightarrow T_{min} = 0.339 \mu\text{sec} + 21.198 \text{ nsec} \Rightarrow T_{min} = 0.362 \mu\text{sec}$$

## 10. Ενισχυτής Χαμηλών Συχνοτήτων

Ο σκοπός ενός ενισχυτή χαμηλών συχνοτήτων είναι να ενισχύει ένα ασθενές σήμα χαμηλής συχνότητας, σε ένα σήμα ικανό σε ισχύ για την λειτουργία συνήθως ενός μεγάφωνου με την μικρότερη δυνατή παραμόρφωση. Στην απλούστερη μορφή του, ο ενισχυτής χαμηλών συχνοτήτων, αποτελείται από μια ή δυο βαθμίδες ενίσχυσης τάσης και από μια βαθμίδα ενίσχυσης ισχύος.

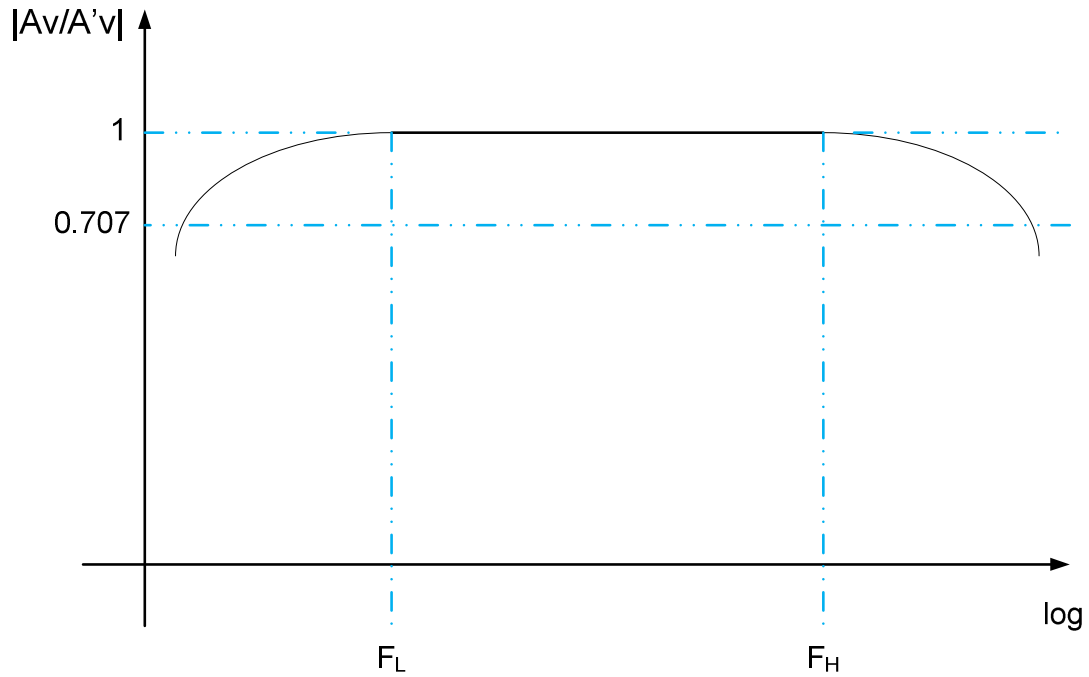
Λόγω της παραμόρφωσης, αν εφαρμόσουμε ένα ημιτονικό σήμα στην είσοδο ενός ενισχυτή, στην έξοδο η κυματομορφή δεν θα είναι η ακριβής αναπαράσταση της κυματομορφής εισόδου. Στην πράξη θέλουμε το σήμα που ενισχύουμε να παρουσιάζει την μικρότερη κατά το δυνατόν παραμόρφωση.

Έχουμε τρεις διαφορετικούς τύπους παραμορφώσεις:

- παραμόρφωση μη γραμμικότητας ή παραμόρφωση εύρους
- παραμόρφωση συχνότητας
- παραμόρφωση καθυστέρησης ή διαφορά φάσης

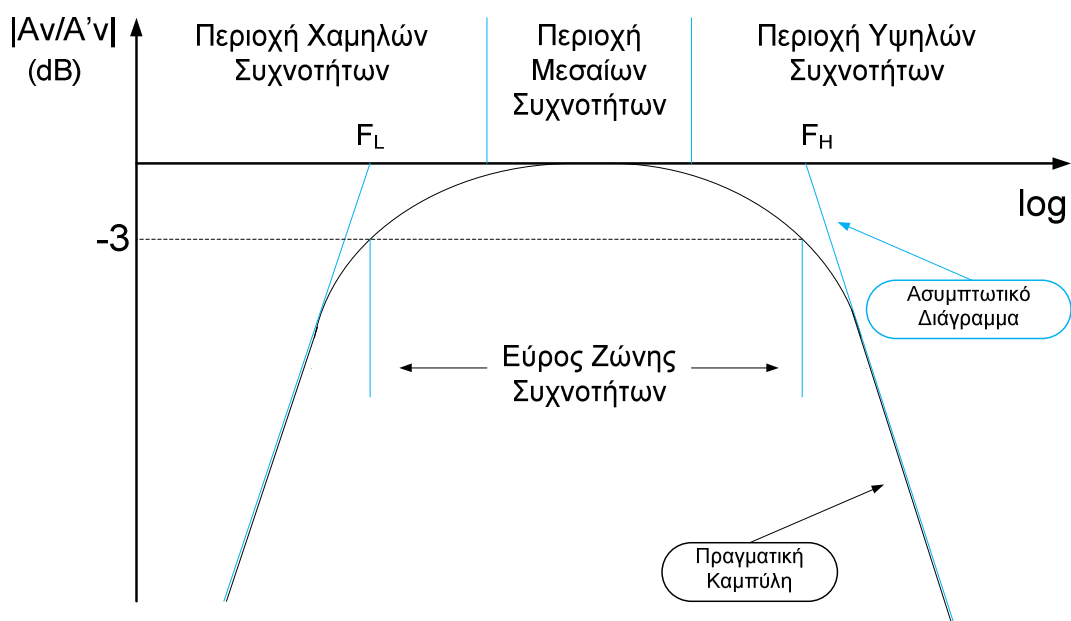
Το κέρδος ενός ενισχυτή (απολαβές τάσης και ρεύματος) μεταβάλλεται ανάλογα με την συχνότητα του σήματος εισόδου, λόγω των παρασιτικών στοιχείων του κυκλώματος (χωρητικότητες ή αυτεπαγωγές) των οποίων η τιμή εξαρτάται από την συχνότητα.

Σε έναν ενισχυτή είναι βασικό να μπορούμε να προσδιορίσουμε τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλεται το κέρδος του. Η μεταβολή αυτή ονομάζεται *απόκριση συχνότητας* του ενισχυτή. Από το σχήμα της *Εικόνας 10.1* μπορούμε να διακρίνουμε τρεις περιοχές. Την περιοχή χαμηλών και υψηλών συχνοτήτων, όπου η κυματομορφή παρουσιάζει μείωση και την ενδιάμεση περιοχή όπου η κυματομορφή παραμένει σταθερή.



Εικόνα 10.1: Καμπύλη απόκρισης ενισχυτή

Η μεσαία περιοχή όπου η ενίσχυση παραμένει σταθερή ονομάζεται *ενίσχυση μεσαίων συχνοτήτων* και δίνεται από την εξίσωση  $A_v = \frac{U_o}{U_I}$  και το μέτρο της συμβολίζεται  $A'_v$ . Επειδή η τιμή του κέρδους  $A'_v$  είναι σταθερή, στον κάθετο άξονα δείχνεται το μέτρο του λόγου  $\frac{A_v}{A'_v}$ . Για το κέρδος χρησιμοποιούμε ως μονάδα μέτρησης τα **decibel** οπότε για το κέρδος προκύπτει το σχήμα της *Εικόνας 10.2*.

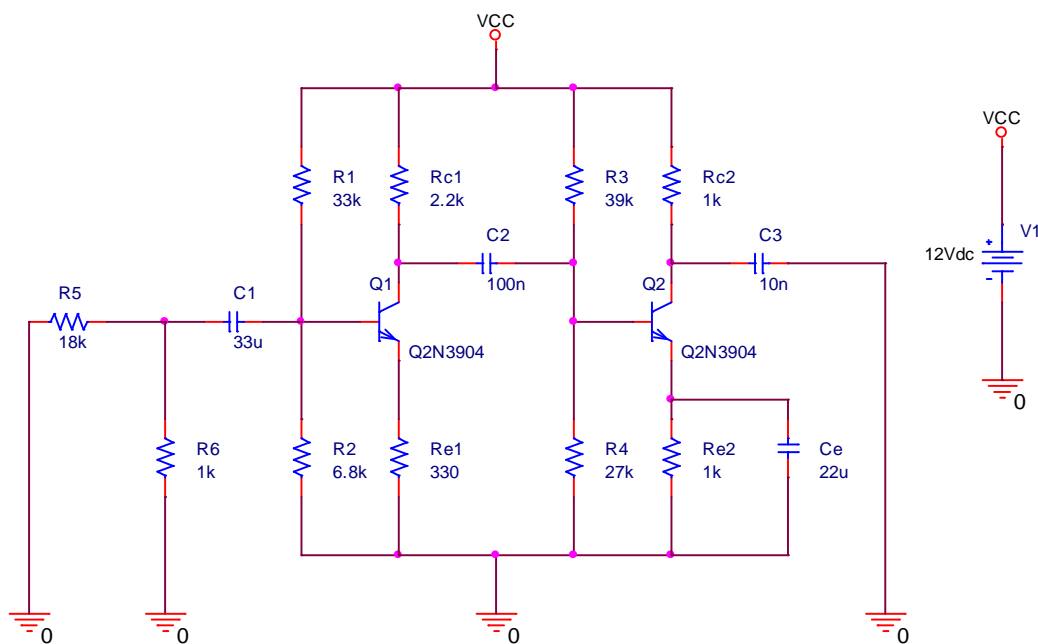


Εικόνα 10.2: Καμπύλη απόκρισης ενισχυτή με μονάδα μέτρησης decibel (dB)

Όταν  $A_V = A'_V$  τότε  $20 \log \frac{A_V}{A'_V} = 20 \log 1 = 0 \text{ dB}$  από το σχήμα της *Εικόνας 10.2* βλέπουμε ότι το κέρδος ελαττώνεται κατά 3dB στην χαμηλή και στην υψηλή περιοχή συχνοτήτων. Αυτές οι συχνότητες ονομάζονται αντίστοιχα κατώτερη ( $f_L$ ) και ανώτερη ( $f_H$ ) συχνότητα. Μεταξύ των δύο αυτών τιμών έχουμε την χρήσιμη περιοχή συχνοτήτων στην οποία λειτουργούμε τον ενισχυτή. Η διαφορά τους μας δίνει το *εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth)* του ενισχυτή  $B = f_H - f_L$

## Pspice Ανάλυση

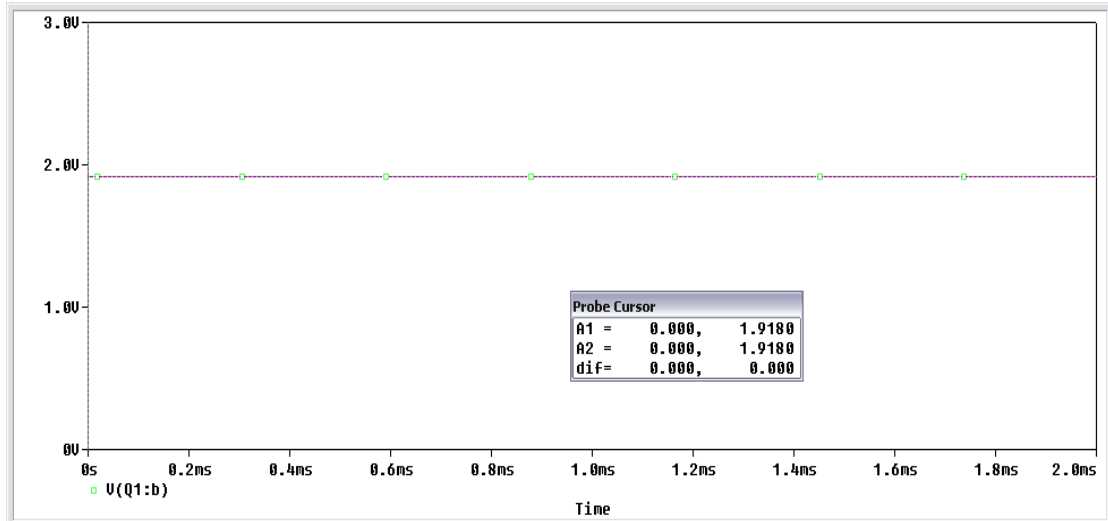
Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της *Εικόνας 10.3*.



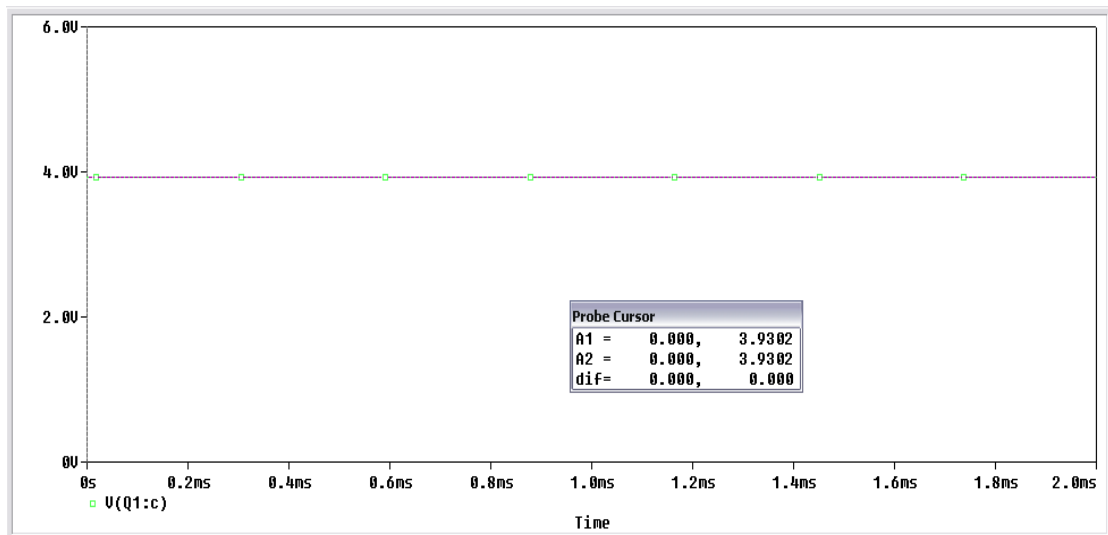
Εικόνα 10.3: Ενισχυτής χαμηλών συχνοτήτων

Κάνοντας **Transient** ανάλυση θα μετρήσουμε τα **DC** δυναμικά στα άκρα των δύο τρανζίστορ ( $V_{c1}, V_{c2}, V_{e1}, V_{e2}, V_{b1}, V_{b2}$ ). Θα χρησιμοποιήσουμε τους **markers** για να μπορέσουμε να πάρουμε τις τιμές τους.

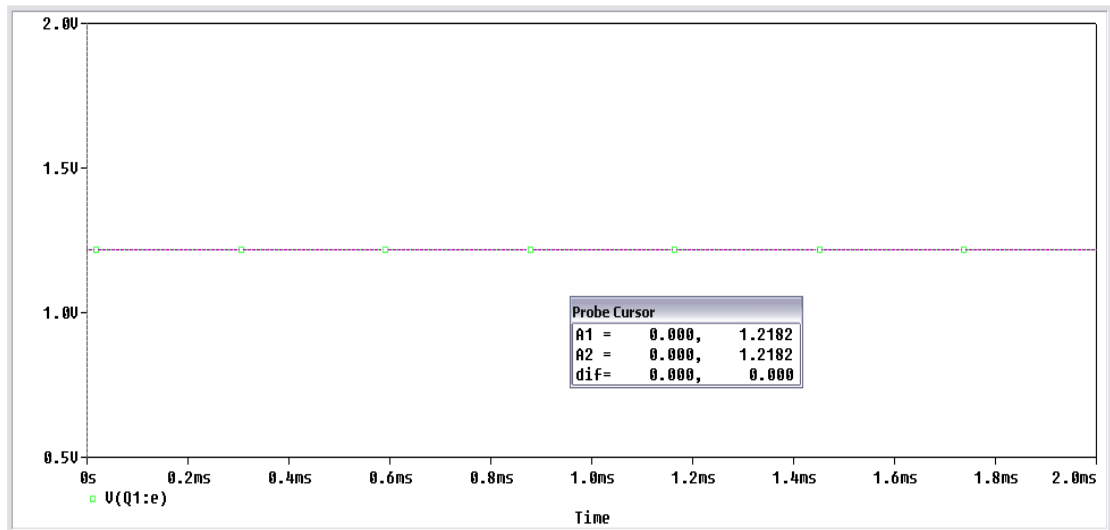
Για το πρώτο τρανζίστορ έχουμε:



Τάση στην βάση του πρώτου τρανζίστορ

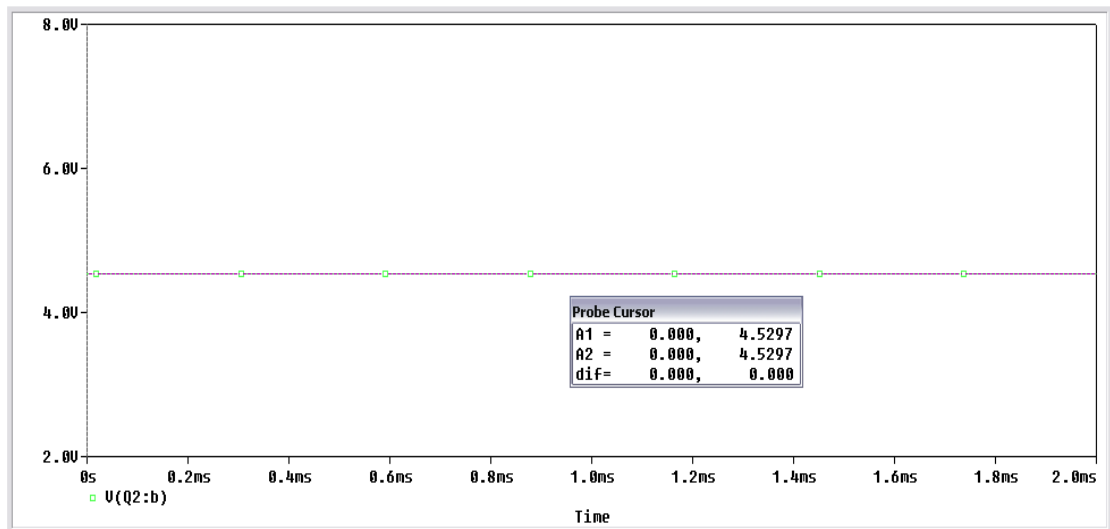


Τάση στον συλλέκτη του πρώτου τρανζίστορ

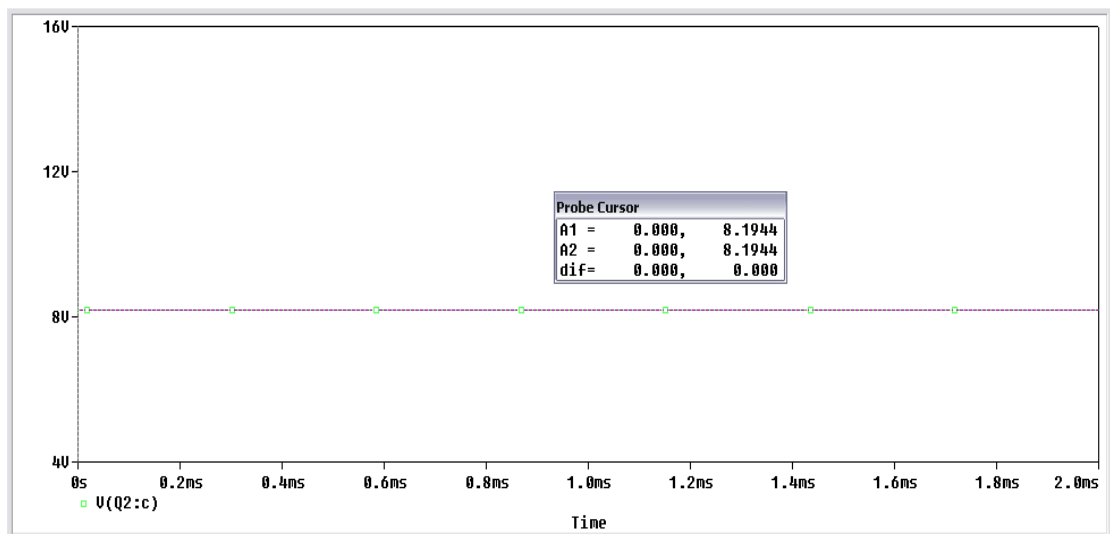


Τάση στον εκπομπό του πρώτου τρανζίστορ

Για το δεύτερο τρανζίστορ έχουμε στα άκρα του:

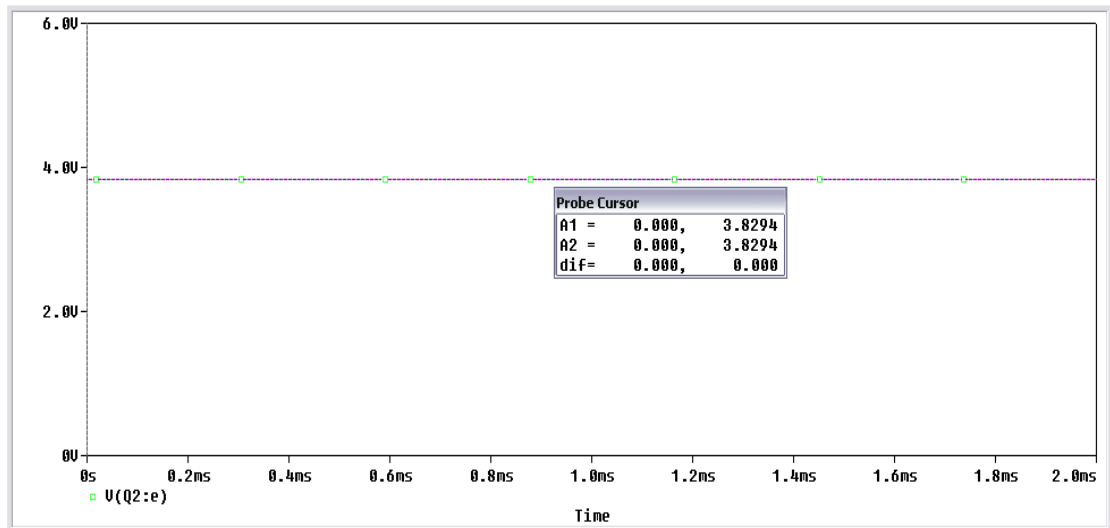


Τάση στην βάση του δεύτερου τρανζίστορ



Τάση στον συλλέκτη του δεύτερου τρανζίστορ

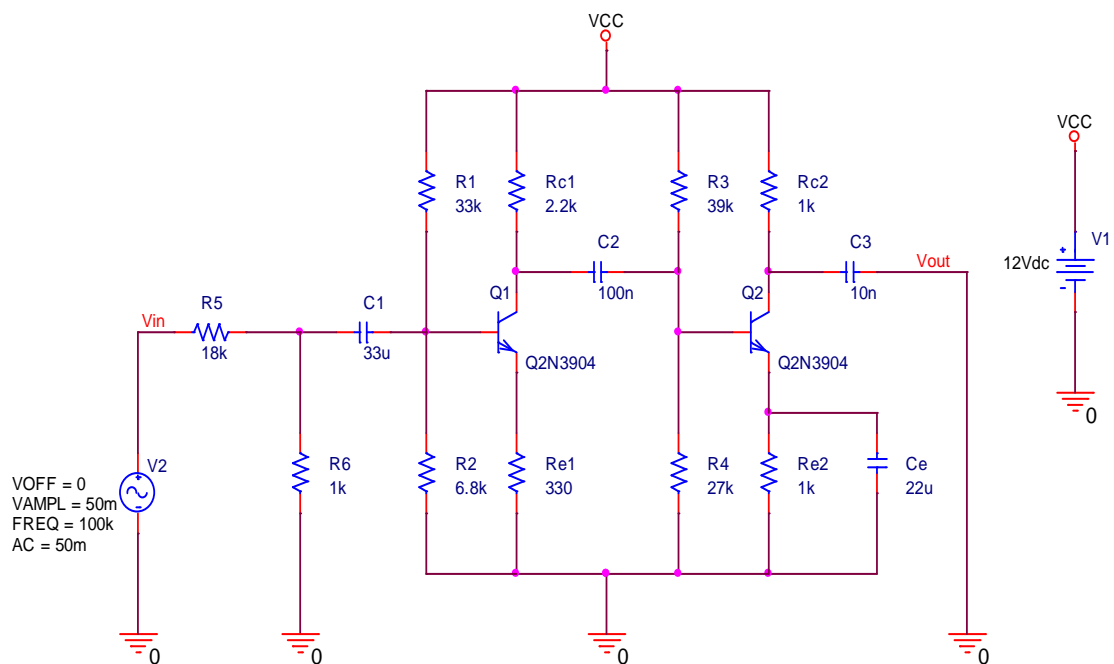





Τάση στον εκπομπό του δεύτερου τρανζίστορ

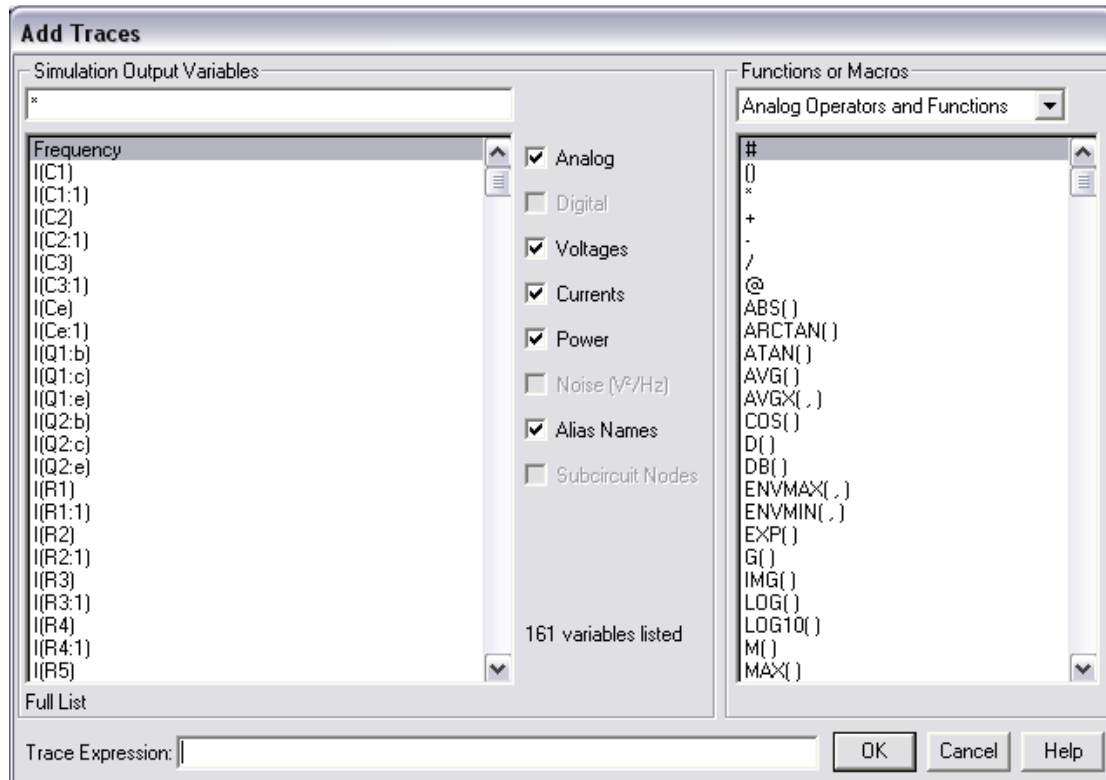
Από τα παραπάνω μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι οι τιμές στο δεύτερο τρανζίστορ είναι διπλάσιες.

Θα τοποθετήσουμε στην είσοδο ένα σήμα ημιτονικό πλάτους 50 mVolt (Εικόνα 10.4) και μεταβάλλοντας τη συχνότητα του σήματος από 10 Hz έως τα 100 MHz με βήμα 50, θα πάρουμε την καμπύλη απόκρισης του ενισχυτή και θα βρούμε την περιοχή χρησιμότητας του. Για την προσομοίωση της απόκρισης θα πραγματοποιήσουμε **AC Sweep/Noise** ανάλυση. Στο κύκλωμα χρησιμοποιούμε δύο *net alias* στην είσοδο και στην έξοδο για να διευκολυνθούμε στα γραφήματα.



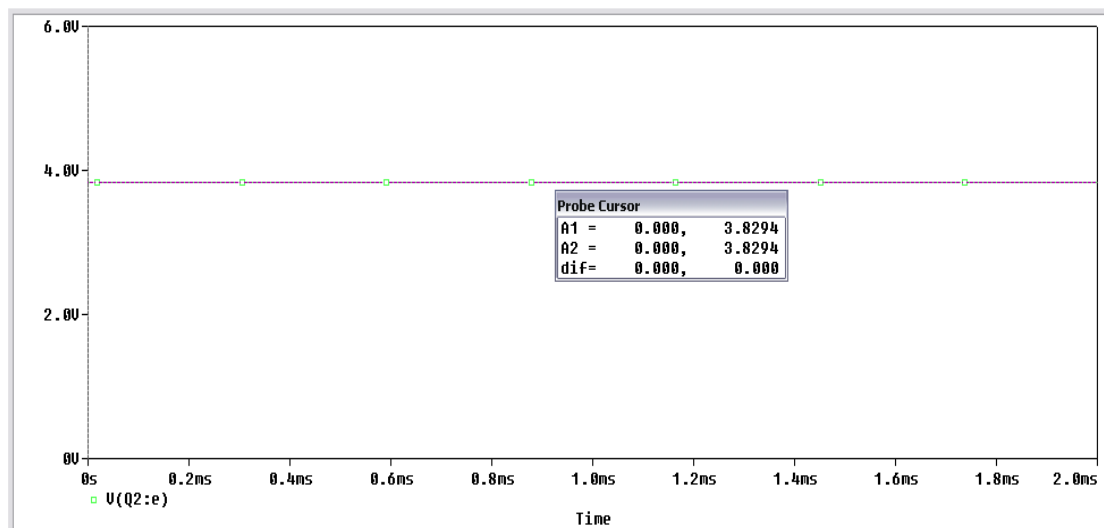
Εικόνα 10.4: Ενισχυτής χαμηλών συχνοτήτων

Πατώντας **RUN** στο **Capture** μας εμφανίζεται το **Schematic**. Τώρα θέλουμε οι μεταβλητές που θα μας εμφανίσει να έχουν μονάδα μέτρησης τα **decibel**. Επιλέγοντας **Add Trace** , μας εμφανίζεται το παράθυρο *Τροποποίησης Κυματομορφής* όπως φαίνεται στην *Εικόνα 10.5*.





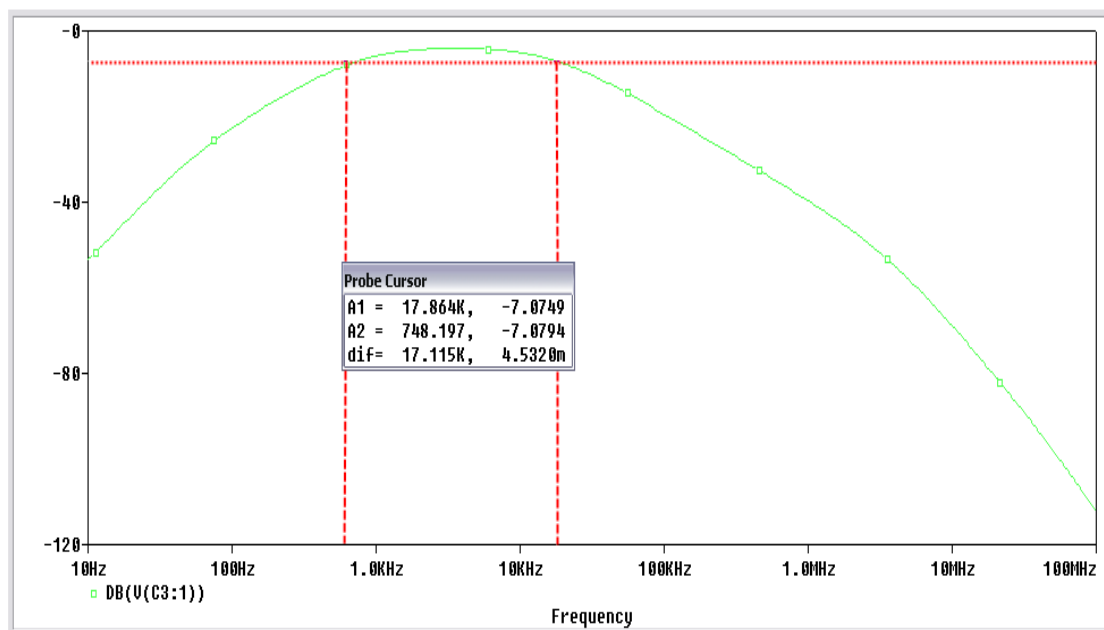
Εικόνα 10.5: Παράθυρο τροποποίησης κυματομορφής

Στην δεξιά πλευρά, η **Pspice** μας παρέχει διάφορα σύμβολα ώστε να μπορούμε να πραγματοποιούμε γρήγορα τις διάφορες μετρήσεις που θέλουμε. Η μεταβλητή **DB()** εμφανίζει σε **decibel** όποια μεταβλητή (ή πράξη) τοποθετείτε μέσα στην παρένθεση.



Εικόνα 10.6: Απόκριση συχνότητας

Στην Εικόνα 10.6 φαίνεται η απόκριση συχνότητας του ενισχυτή. Χρησιμοποιούμε το **Probe Cursor**, το ενεργοποιούμε με το εικονίδιο **Toggle Cursor**  και στην συνέχεια επιλέγουμε το εικονίδιο **Cursor Max**  για να πάρουμε την μέγιστη τιμή, όπου είναι - 4,0749 dB. Έπειτα για να βρούμε το εύρος ζώνης συχνοτήτων του ενισχυτή με την βοήθεια τον κερσόρων μετακινούμαστε -3dB δεξιά και αριστερά από την μέγιστη τιμή (Εικόνα 10.7).



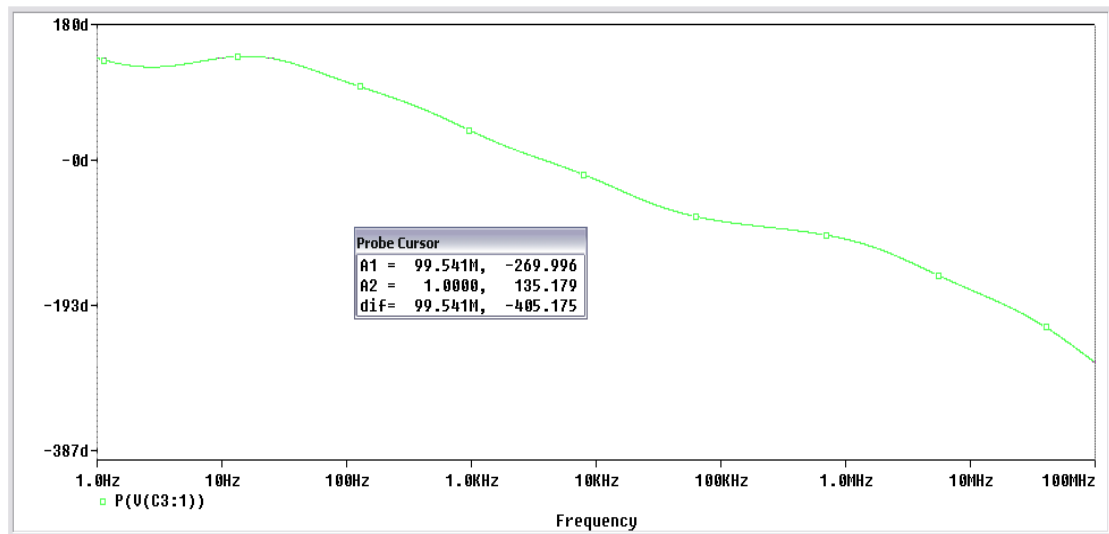
Εικόνα 10.7: Εύρος ζώνης συχνοτήτων

Από το **Probe Cursor** μπορούμε να βρούμε το εύρος συχνοτήτων που είναι **dif = 17.115 kHz**. Δηλαδή το εύρος μεταβάλλεται μεταξύ των δύο κερσόρων από τα 748.2 Hz έως τα 17.86 kHz

Probe Cursor	
A1 = 17.864K,	-7.0749
A2 = 748.197,	-7.0794
dif = 17.115K,	4.5320m

Η περιοχή χρησιμότητας του ενισχυτή είναι στις συχνότητες από 748.2 Hz έως 17.86 kHz.

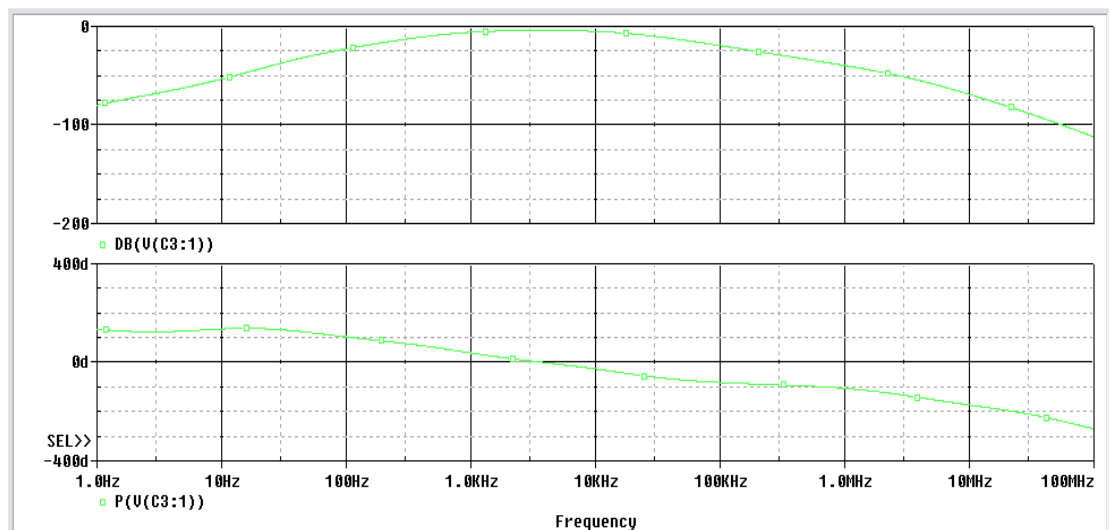
Για να δούμε τη συμβαίνει με την φάση και πως αυτή παραμορφώνεται ανάλογα με την συχνότητα, πηγαίνουμε στο **Schematic** και επιλέγουμε από το **Add Trace** στην δεξιά πλευρά το **P()** όπου με την μεταβλητή αυτή κάνουμε αναπαράσταση της φάσης μιας ποσότητας. Επιλέγουμε να εμφανίσουμε την έξοδο του ενισχυτή και παίρνουμε την κυματομορφή της Εικόνας 10.8.



Εικόνα 10.8: Διάγραμμα παραμόρφωσης φάσης

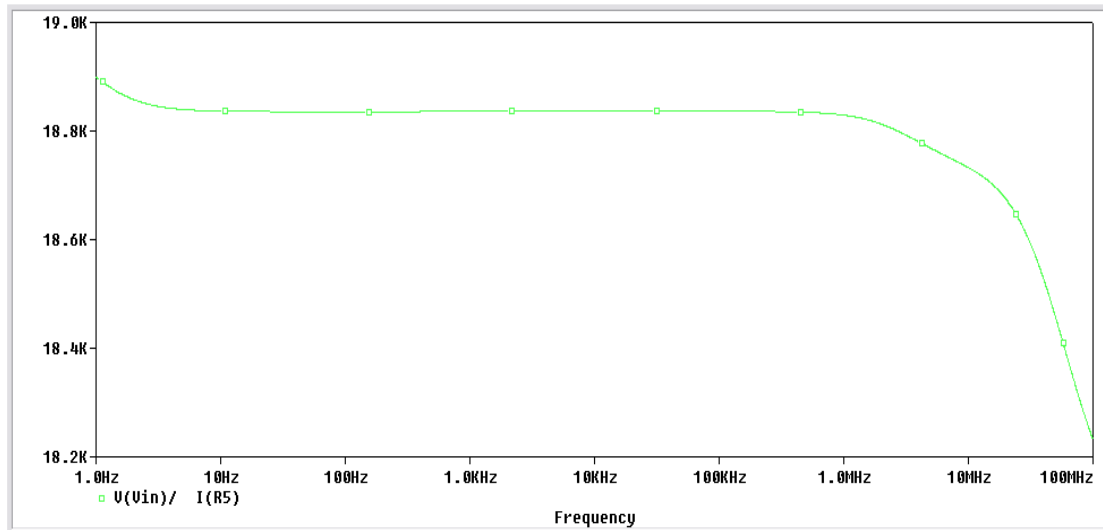
Από το διάγραμμα παραμόρφωσης φάσης, μπορούμε να συμπεράνουμε πως για τις χαμηλές συχνότητες η φάση μεταβάλλεται γύρω από τις  $130^\circ$  ενώ για τις υψηλές συχνότητες η φάση παίρνει τιμές από  $-90^\circ$  έως  $-270^\circ$ . Στην συχνότητα συντονισμού η φάση μηδενίζεται.

Είναι χρήσιμο στο ίδιο παράθυρο όπου αναπαριστούμε την φάση να σχεδιάζουμε και το πλάτος (μέτρο). Για να προσθέσουμε στο υπάρχον διάγραμμα φάσης και το διάγραμμα πλάτους επιλέγουμε από το μενού **Plot**  $\rightarrow$  **Add Plot to Window** και εισάγουμε στο **Schematic** ένα νέο πλαίσιο σχεδίασης. Η ετικέτα **"SEL >>"** που εμφανίστηκε στο σχηματικό διάγραμμα, μας δηλώνει ποιο από τα δυο πλαίσια σχεδίασης είναι ενεργό. Δηλαδή σε ποιο από τα δυο πλαίσια ενεργούν οι εντολές ή οι αλλαγές που κάνουμε. Κάνουμε **click** οπουδήποτε μέσα στο κενό πλαίσιο για να το καταστήσουμε ενεργό και από το εικονίδιο **Add Trace** τοποθετούμε την έξοδο του ενισχυτή. Τελικά παίρνουμε το διάγραμμα της Εικόνας 10.9.

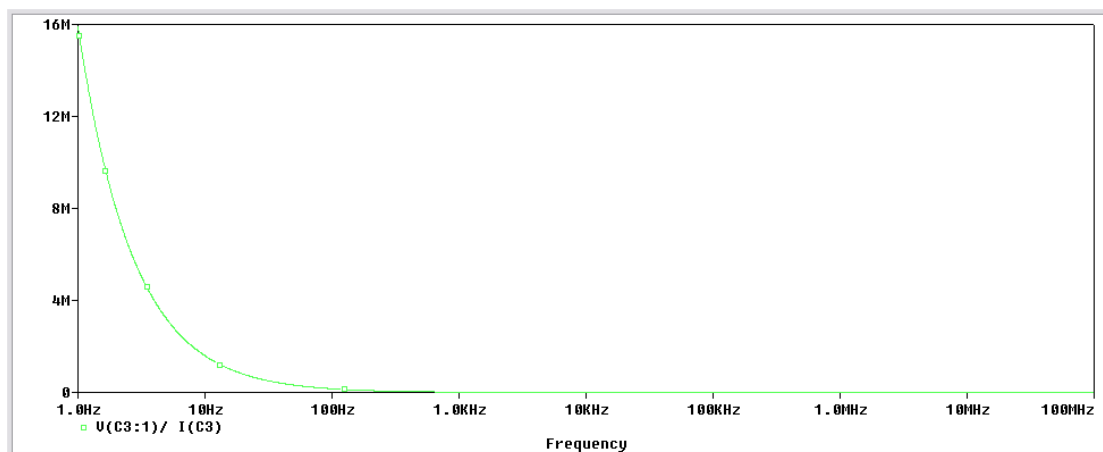


Εικόνα 10.9: Διάγραμμα κέρδους και φάσης

Τέλος θα μετρήσουμε την αντίσταση εισόδου και την αντίσταση εξόδου όπως φαίνεται στην *Εικόνα 10.10* & *Εικόνα 10.11* αντίστοιχα.



Εικόνα 10.10: Αντίσταση εισόδου



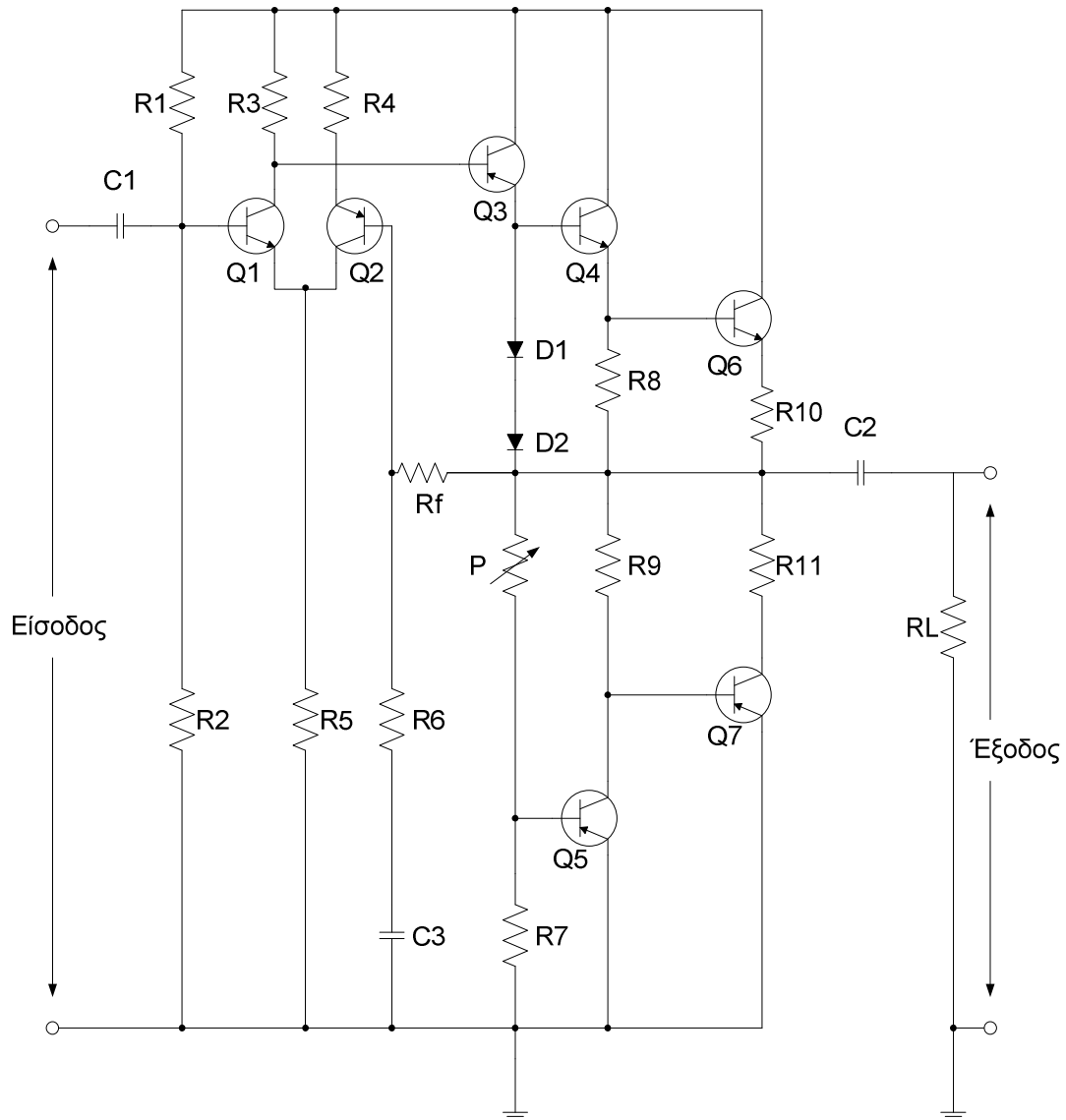
Εικόνα 10.11: Αντίσταση εξόδου

## 11. Ενισχυτής Ισχύος

Ένας ενισχυτής ισχύος κατασκευάζεται για να τροφοδοτεί στην έξοδο του ένα φορτίο. Τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή μεταβάλλονται ανάλογα με το φορτίο το οποίο τροφοδοτεί. Αν το φορτίο παρουσιάζει υψηλή σύνθετη αντίσταση τότε ο ενισχυτής θα πρέπει να παρουσιάζει μεγάλη ενίσχυση τάσης και μικρή ενίσχυση ρεύματος. Αν το φορτίο παρουσιάζει χαμηλή σύνθετη αντίσταση τότε απαιτεί μεγάλα ρεύματα. Ο ενισχυτής θα πρέπει να παρουσιάζει μεγάλη ενίσχυση ρεύματος και η σύνθετη αντίσταση εξόδου του θα πρέπει να είναι μικρή ώστε να υπάρχει προσαρμογή του ενισχυτή προς το φορτίο. Στην

περίπτωση που το φορτίο είναι κινητήρας, ο ενισχυτής θα πρέπει να κάνει ενίσχυση τάσης και ρεύματος.

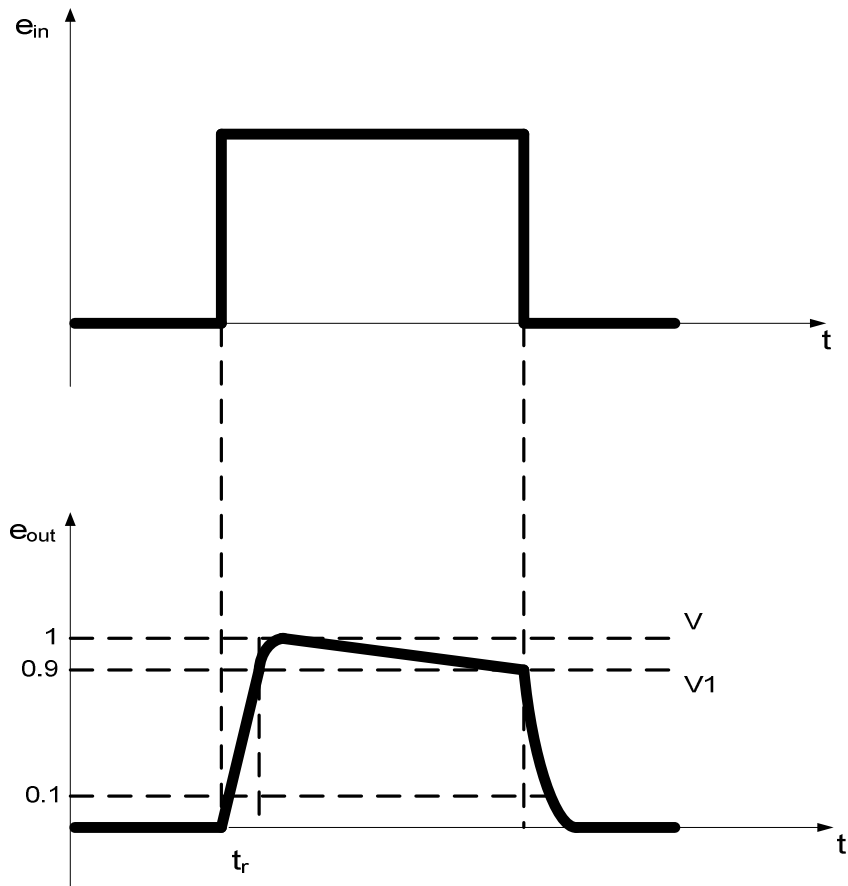
Στην *Εικόνα 11.1* παρουσιάζεται ένας ενισχυτής που χρησιμοποιείτε στην πράξη.



Εικόνα 11.1: Πρακτικός ενισχυτής ισχύος

Παρατηρούμε πως ο ενισχυτής ισχύος απαρτίζεται από διάφορα κυκλώματα. Τα τρανζίστορ Q1,Q2 αποτελούν έναν διαφορικό ενισχυτή. Το Q3 συνδέεται ως ενισχυτής κοινής βάσης με φορτίο την R7, το ποτενσιόμετρο P και τις αντιστάσεις ορθής φοράς των D1, D2. Τα τρανζίστορ Q4,Q6 και Q5,Q7 αποτελούν ζεύγη Darlington.

Για την μέτρηση του εύρους ενίσχυσης (**Bandwidth**), χρησιμοποιούμε την παρακάτω μέθοδο. Εφαρμόζουμε στην είσοδο έναν τετραγωνικό παλμό και στην έξοδο παίρνουμε τον παλμό αυτό παραμορφωμένο (*Εικόνα 11.2*).



Εικόνα 11.2: Παραμόρφωση εξόδου

Από την Εικόνα 11.2 παρατηρούμε ότι για να πάρουμε στην έξοδο την μέγιστη τιμή της τετραγωνικής τάσης χρειαζόμαστε έναν χρόνο  $t_r$ . Ορίζουμε ως  $t_r$  (χρόνος ανύψωσης – rise time) τον χρόνο που χρειάζεται να φτάσει η τάση από το 0.1 στο 0.9 της μέγιστης τιμής. Ισχύει :

$t_r = \frac{0.35}{f_H}$ , όπου  $f_H$  η ανώτερη συχνότητα μισής ισχύος και

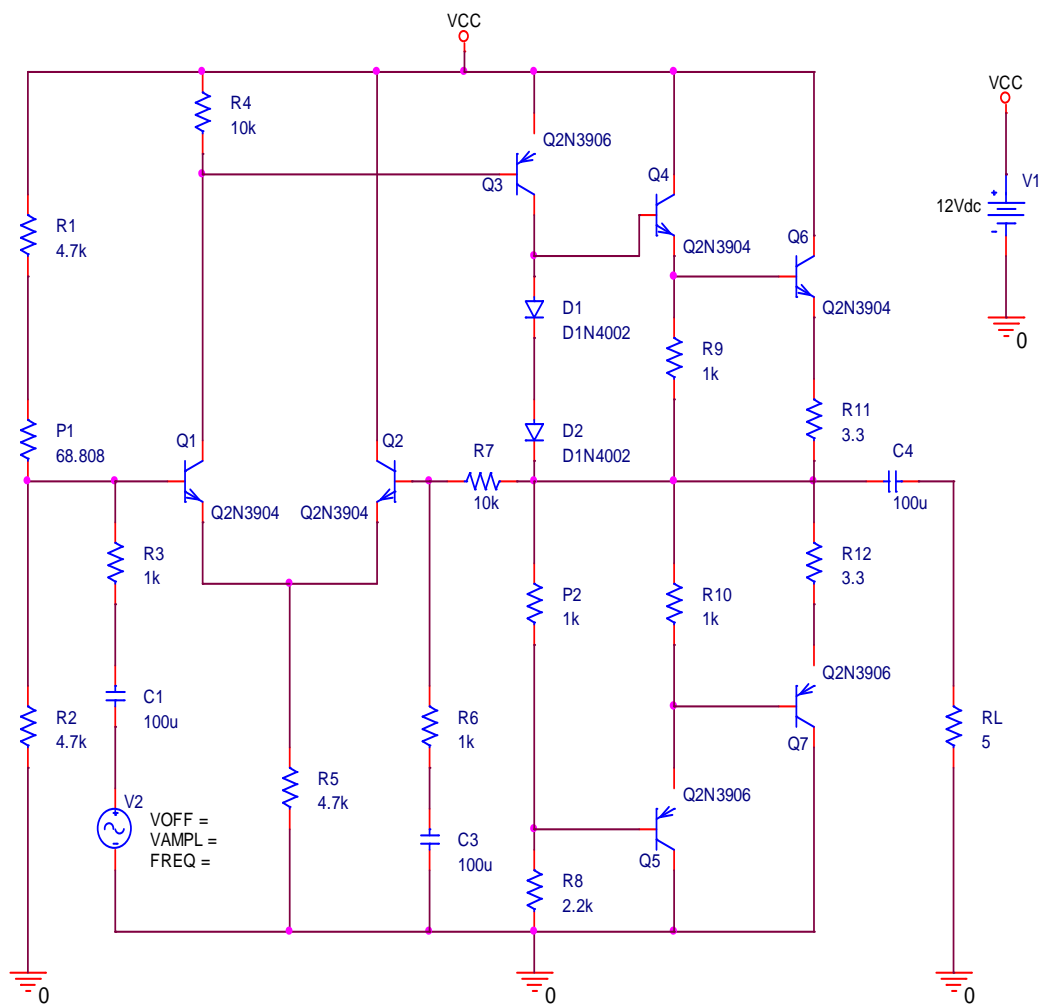
$f_L = \frac{Pf}{\pi} 100\%$  η κατώτερη συχνότητα μισής ισχύος, όπου  $f$  η συχνότητα κατά την μέτρηση.

Βλέπουμε ακόμα πως όταν φτάσουμε στην τιμή  $V$ , η τάση αρχίζει και πέφτει μέχρι την τιμή  $V_1$  πριν αρχίσει ο απότομος μηδενισμός.

Η κλίση του πάνω τμήματος της τετραγωνικής τάσης καθορίζεται επί τοις εκατό από τη σχέση:  $P = \frac{V-V_1}{V} 100\%$

## Pspice Ανάλυση

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα.

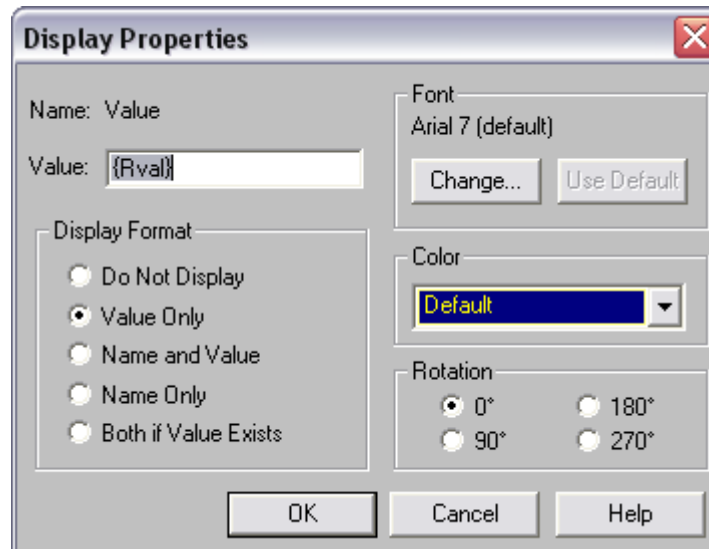


Στο κύκλωμα παρατηρούμε πως τα τρανζίστορ **Q3,Q5** και **Q7** είναι τρανζίστορ **Q2N3906**. Χρησιμοποιήσαμε τα τρανζίστορ αυτά γιατί θέλουμε να είναι **PNP**. Κάποια τρανζίστορ είναι γυρισμένα αντίθετα ως προς τον κάθετο ή τον οριζόντιο άξονα, αυτή την περιστροφή την κάνουμε επιλέγοντας το εξάρτημα και μετά με δεξιά κλικ πατάμε **Mirror Horizontally** ή **Mirror Vertically**. Οι αντιστάσεις **P1,P2** είναι ποτενσιόμετρα. Οι αντιστάσεις **R11,R12** και **RL** είναι της τάξης των Ωμ.

Αποσυνδέουμε από το κύκλωμα την πηγή στην εισόδου **V2** και από την έξοδο την αντίσταση φορτίου **RL**. Μεταβάλλουμε το ποτενσιόμετρο έτσι ώστε να πάρουμε στην έξοδο πριν τον πυκνωτή τάση 6V. Θα πρέπει να κάνουμε παραμετρική **DC Sweep** ανάλυση. Η **PSpice** μας δίνει την δυνατότητα με την παραμετρική ανάλυση να μπορούμε να μεταβάλλουμε την τιμή ενός εξαρτήματος. Κάνουμε διπλό κλικ στην τιμή της αντίστασης P1

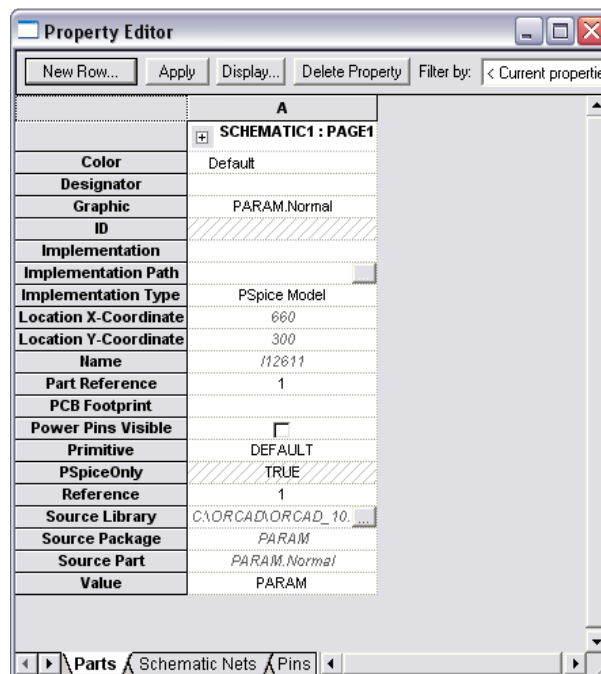


και στο **Display Properties** βάζουμε την τιμή **{Rval}** , όπως φαίνεται στην *Εικόνα 11.3*. Οι αγκύλες είναι απαραίτητες για την αναγνώριση από την **PSpice**.



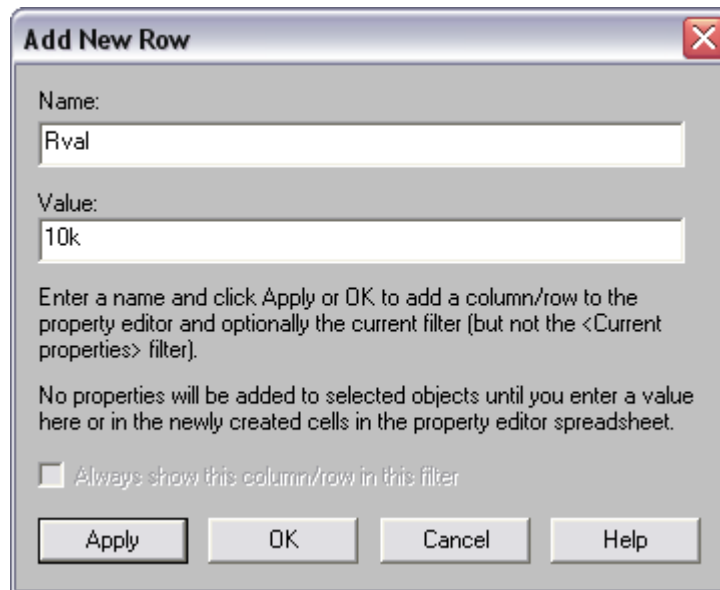
Εικόνα 11.3: Παράθυρο απεικόνισης ιδιοτήτων

Η μεταβλητή **Rval** είναι αυθαίρετη, θα μπορούσαμε να έχουμε χρησιμοποίηση οποιαδήποτε άλλη μεταβλητή. Στην συνέχεια από την βιβλιοθήκη **Special** επιλέγουμε το στοιχείο **PARAM** και το τοποθετούμε στην επιφάνεια σχεδίασης. Κάνουμε διπλό κλικ στο στοιχείο **PARAMETERS** και μας εμφανίζεται ο **Property Editor** (*Εικόνα 11.4*).



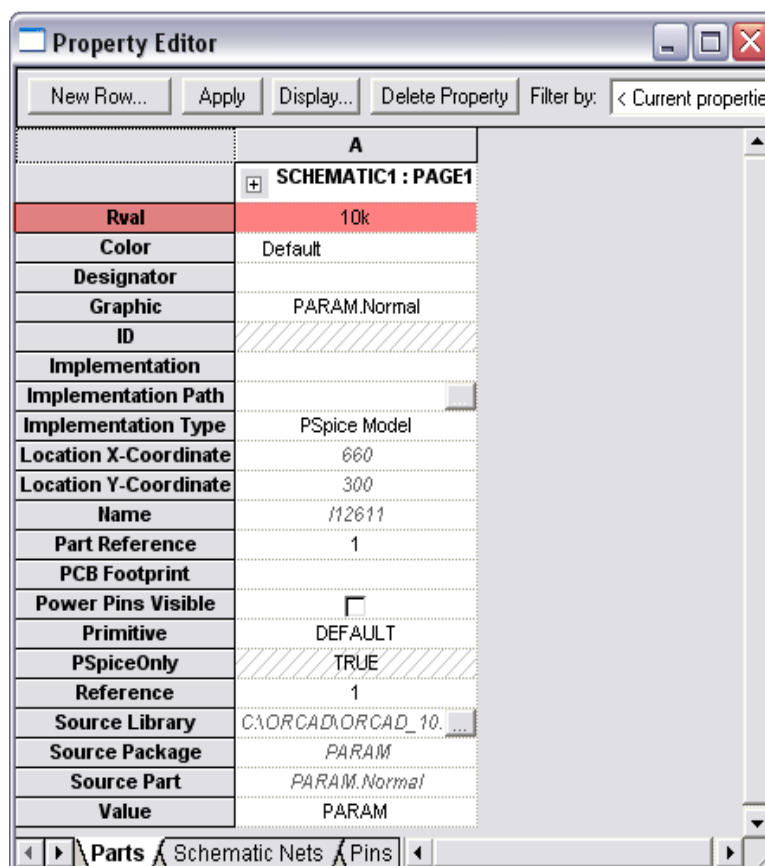
Εικόνα 11.4: Επεξεργασίας ιδιοτήτων

Επιλέγουμε **New Row** και μας εμφανίζεται το παράθυρο **Add New Row** στο οποίο δίνουμε όνομα **Rval** και τιμή **10k** (*Εικόνα 11.5*).



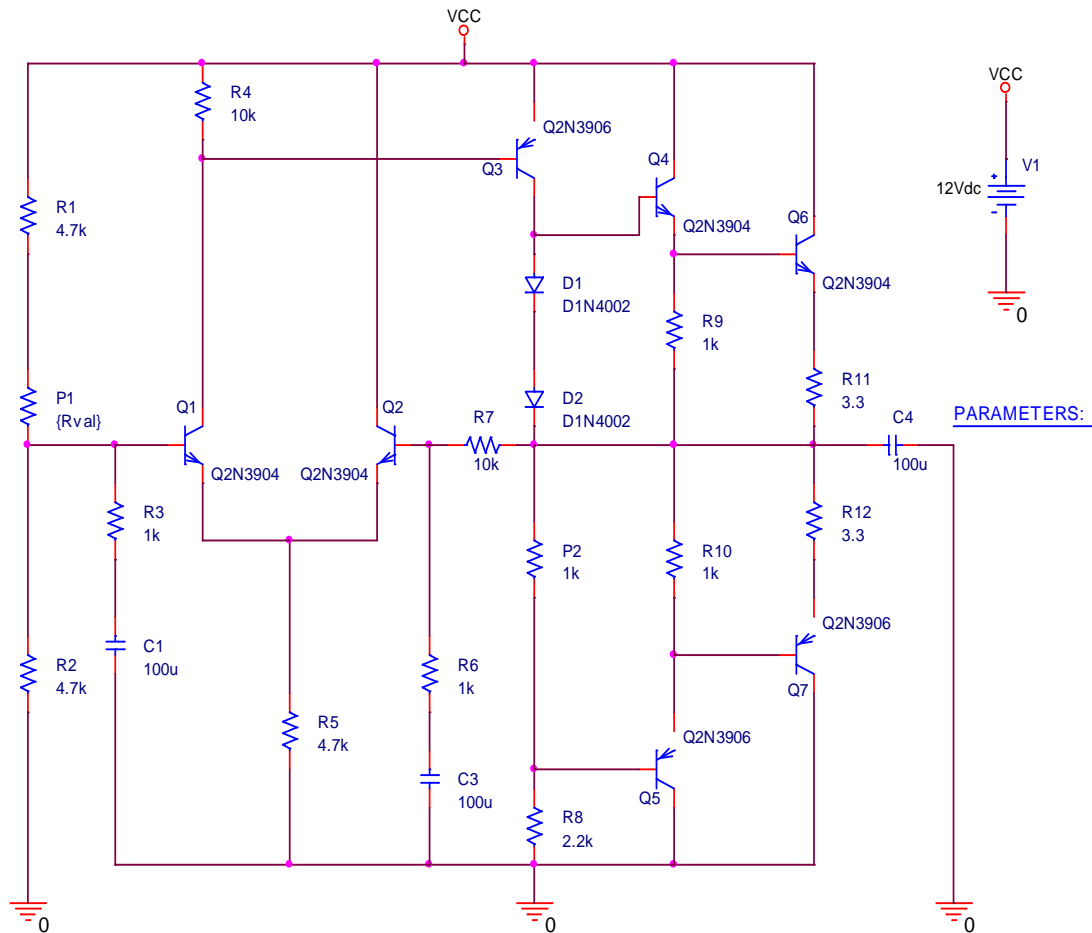
Εικόνα 11.5: Παράθυρο προσθήκης νέας γραμμής

Πατάμε OK και πλέον έχουμε καταχωρήσει την τιμή της αντίστασης στον **Property Editor** (Εικόνα 11.6).



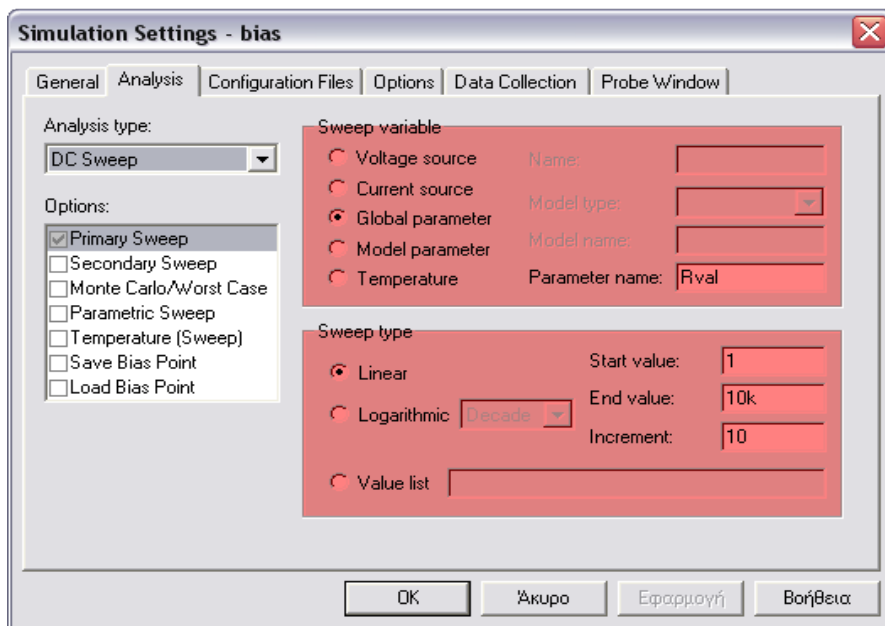
Εικόνα 11.6: Επεξεργασία ιδιοτήτων

Το σχηματικό μας έχει τώρα την μορφή της Εικόνας 11.7.



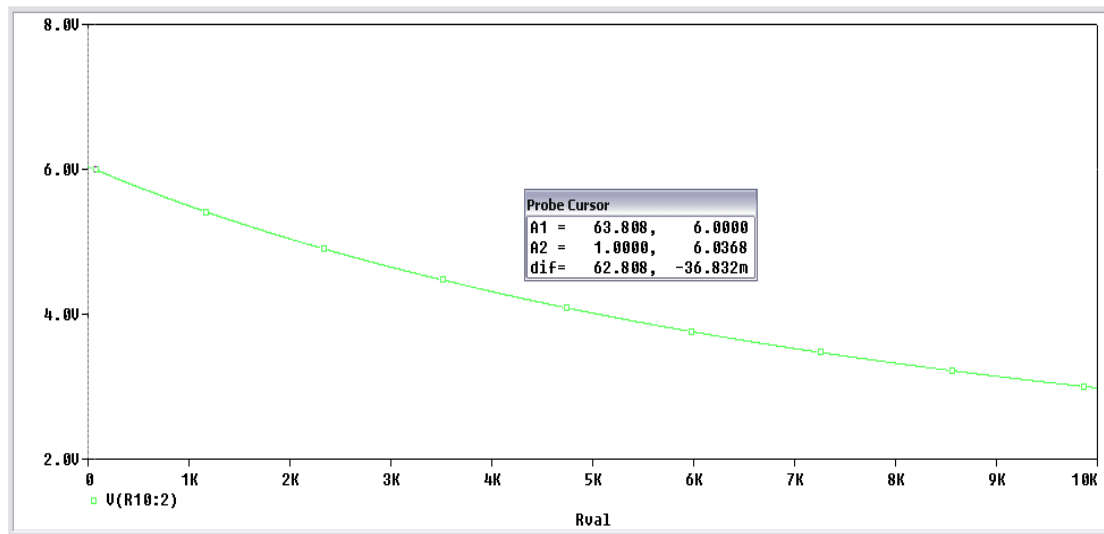
Εικόνας 11.7: Προσθήκη παραμέτρου Rval

Δημιουργούμε ένα προφίλ προσομοίωσης **DC Sweep** και δίνουμε τις τιμές όπως φαίνεται στην Εικόνα 11.8.




Εικόνα 11.8: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

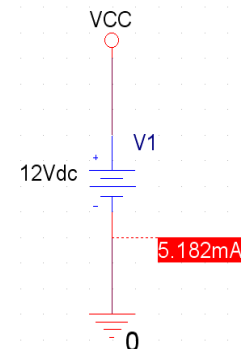
Εκτελούμε την προσομοίωση και τοποθετούμε έναν **Voltage Level Marker** στην έξοδο πριν τον πυκνωτή και παίρνουμε το γράφημα της *Εικόνας 11.9*. Χρησιμοποιούμε τους κέρσορες ώστε να δούμε για ποια τιμή του ποτενσιόμετρου έχουμε στην έξοδο 6V.



Εικόνας 11.9: Ρύθμιση ποτενσιόμετρου

Βλέπουμε ότι έχουμε 6 Volt στην έξοδο όταν το ποτενσιόμετρο έχει τιμή 63.808 Ω. Παρατηρούμε ότι με την διαδικασία αυτή βρήκαμε πολύ γρήγορα την τιμή που χρειαζόμαστε με μια μόνο προσημείωση. Σε άλλη περίπτωση θα έπρεπε να αλλάζουμε την τιμή της P1 συνεχώς έως ότου βρούμε την κατάλληλη τιμή αντίστασης. Στην αντίσταση P1 δίνουμε την τιμή 63.808.

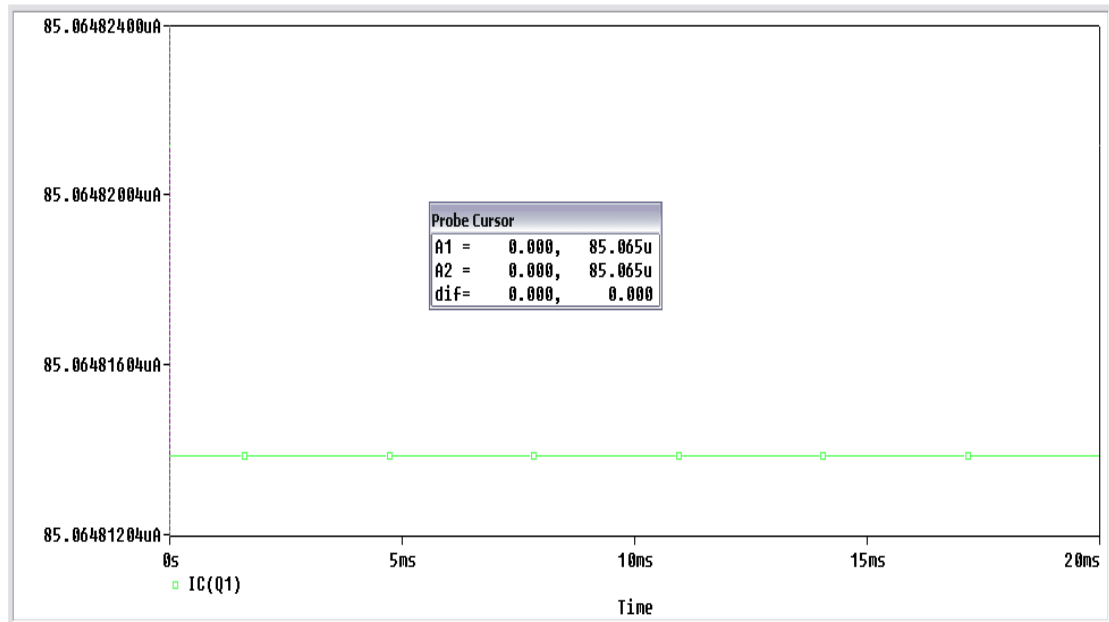
Στη συνέχεια βραχυκυκλώνουμε τη βάση του Q4 με την βάση Q5 και μετράμε το ρεύμα της πηγής V1. Χρησιμοποιούμε **Bias Point** ανάλυση και εφόσον τρέξουμε την προσομοίωση επιλέγουμε το **Current Display**  και βλέπουμε ότι έχουμε ρεύμα  $I_s = 5.182 \text{ mA}$ .



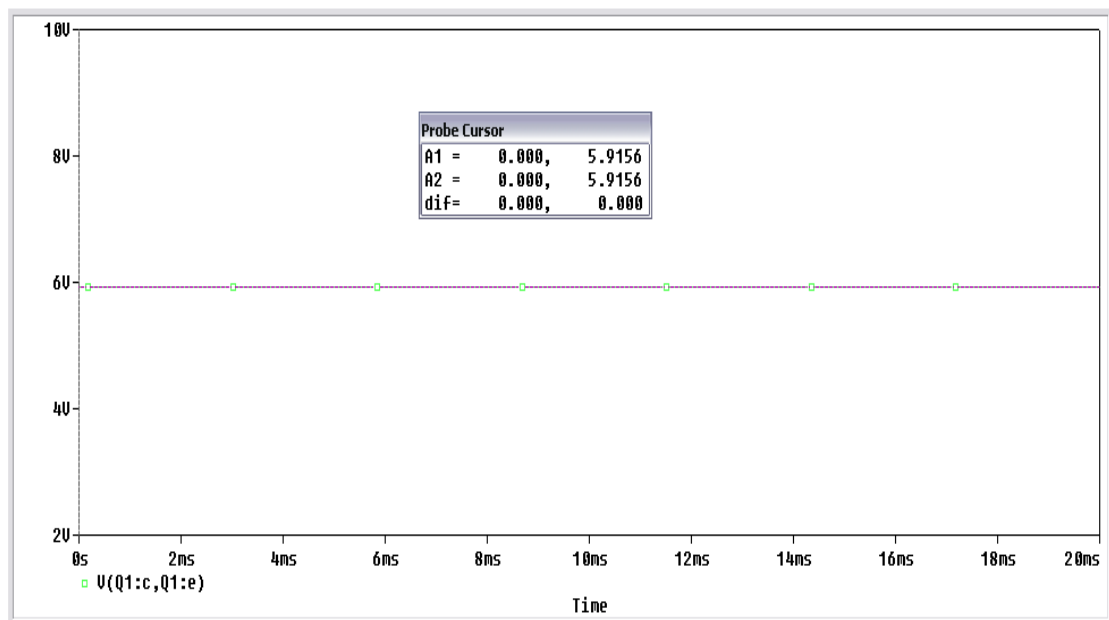
Για να καθορίσουμε το σημείο λειτουργίας των τρανζίστορ, μας χρειάζονται το ρεύμα συλλέκτη  $I_c$  και η τάση συλλέκτη-εκπομπού  $V_{ce}$ . Θα εκτελέσουμε **Transient** ανάλυση με

χρόνο εκτέλεσης **Run to time: 20 msec** και με την βοήθεια των **Markers** θα πάρουμε τις τιμές για το σημείο λειτουργίας των τρανζίστορ.

Σημείο λειτουργίας για το τρανζίστορ Q1:



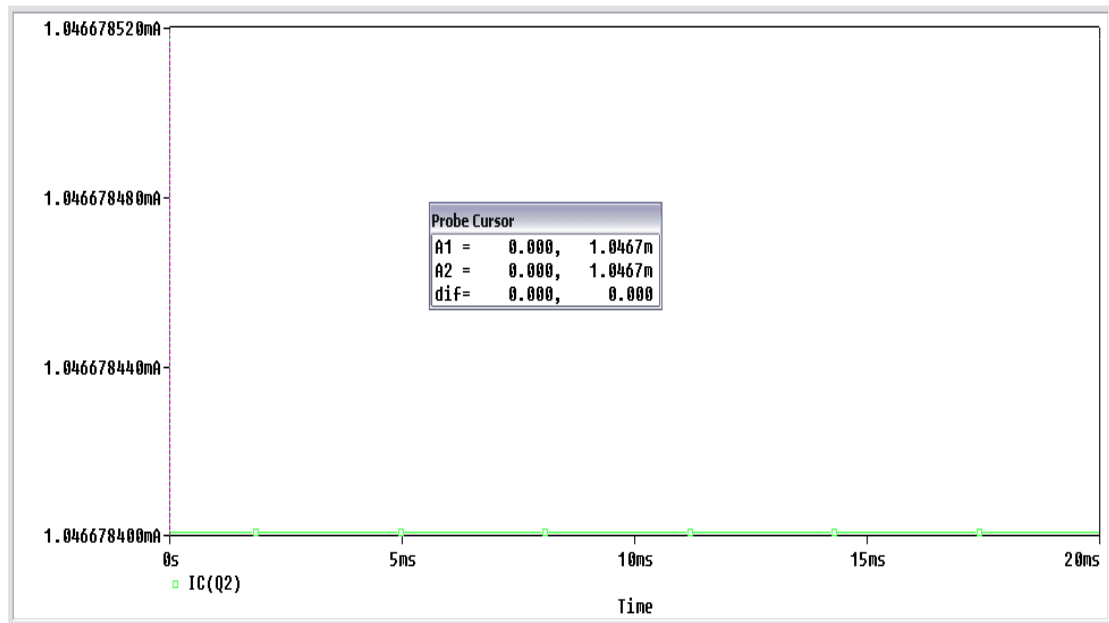
Ρεύμα συλλέκτη τρανζίστορ Q1



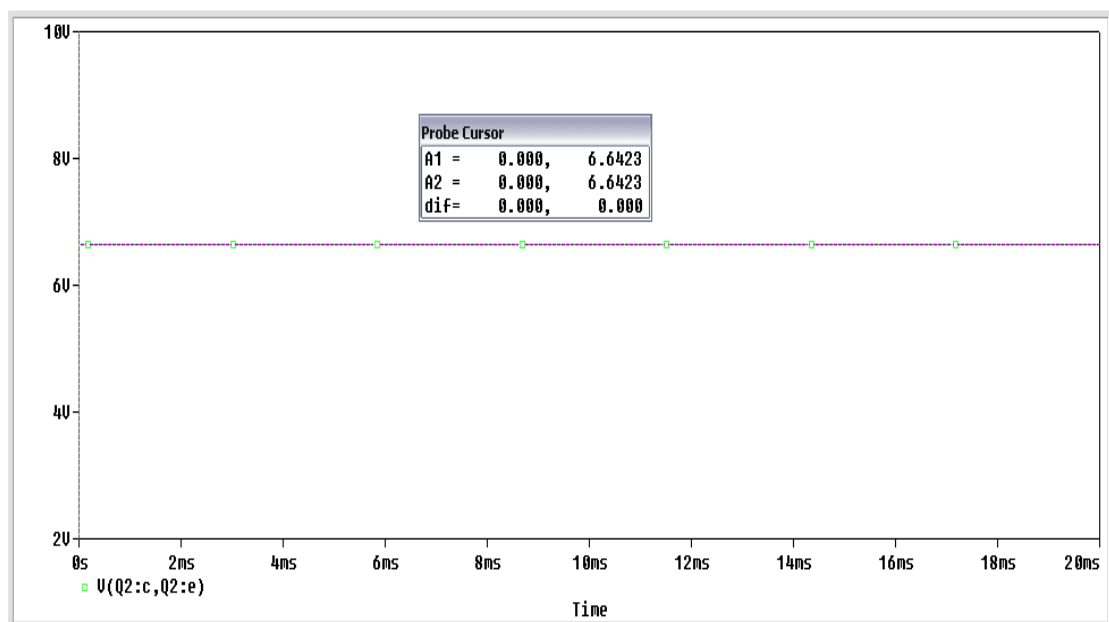
Τάση συλλέκτη-εκπομπού τρανζίστορ Q1

Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ Q1 είναι:  $I_c = 85.065 \mu A$  και  $V_{ce} = 5.916 V$

Σημείο λειτουργίας για το τρανζίστορ Q2:



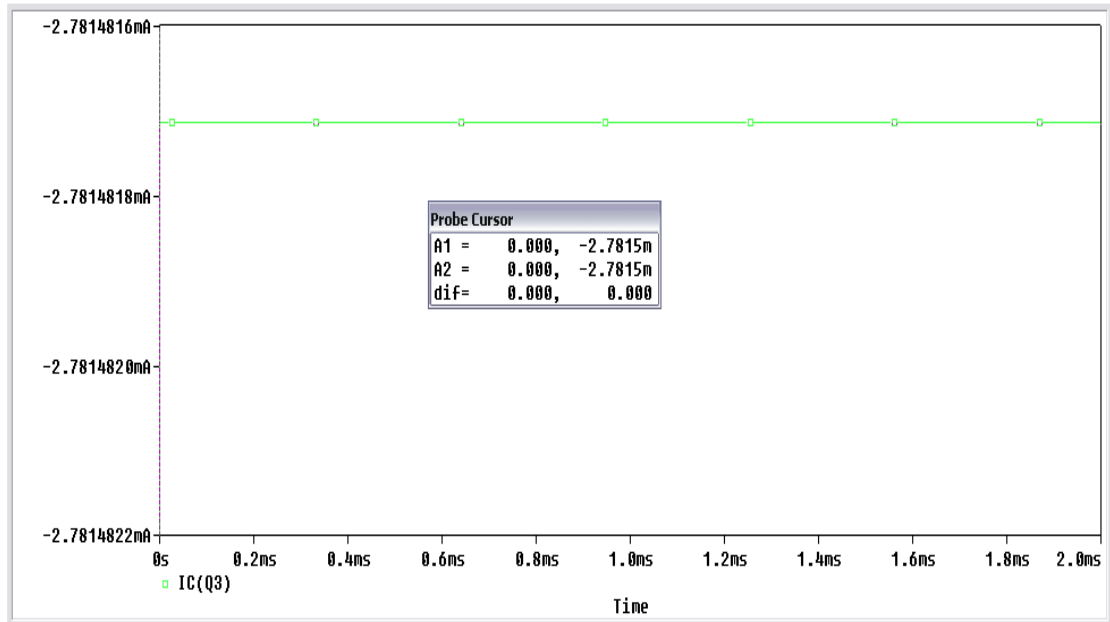
Ρεύμα συλλέκτη τρανζίστορ Q2



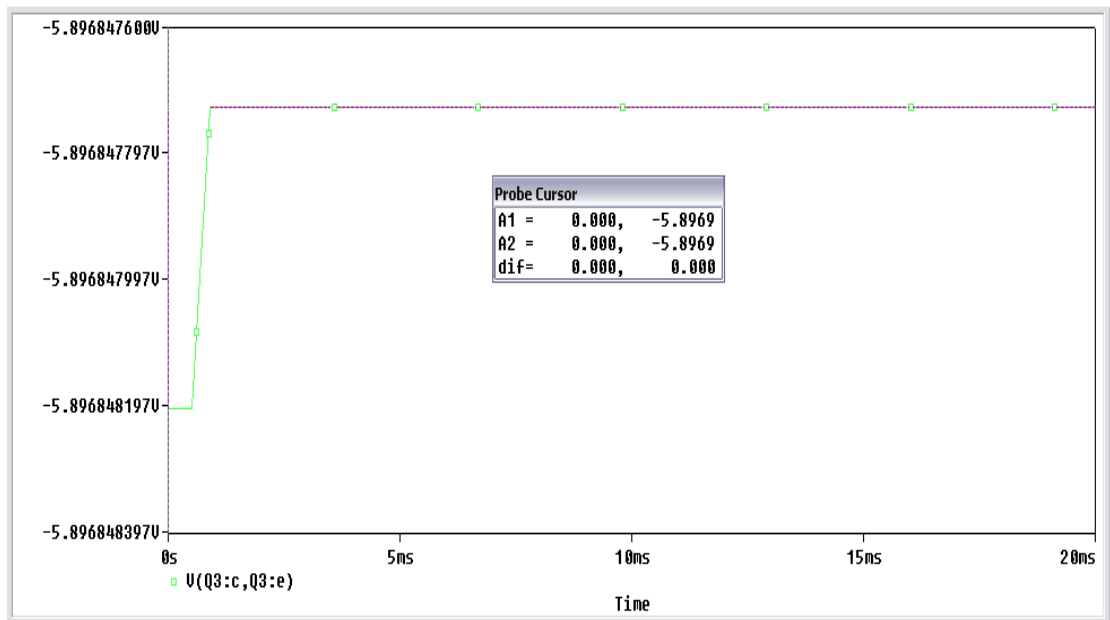
Τάση συλλέκτη-εκπομπού τρανζίστορ Q2

Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ Q2 είναι:  $I_c = 1.047 \text{ mA}$  και  $V_{ce} = 6.642 \text{ V}$

Σημείο λειτουργίας για το τρανζίστορ Q3:



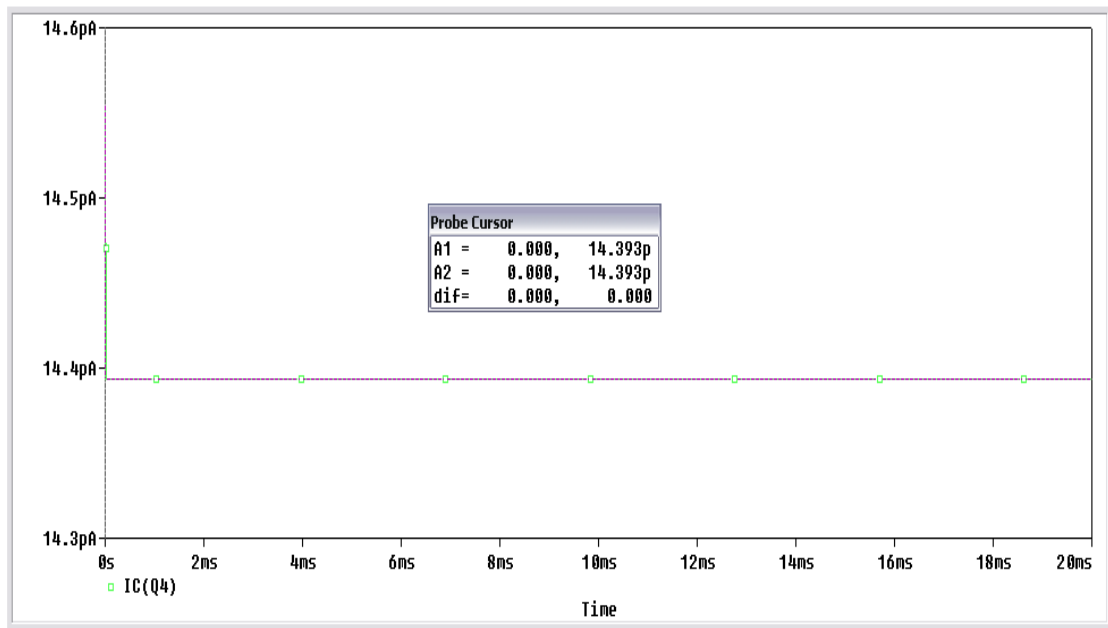
Ρεύμα συλλέκτη τρανζίστορ Q3



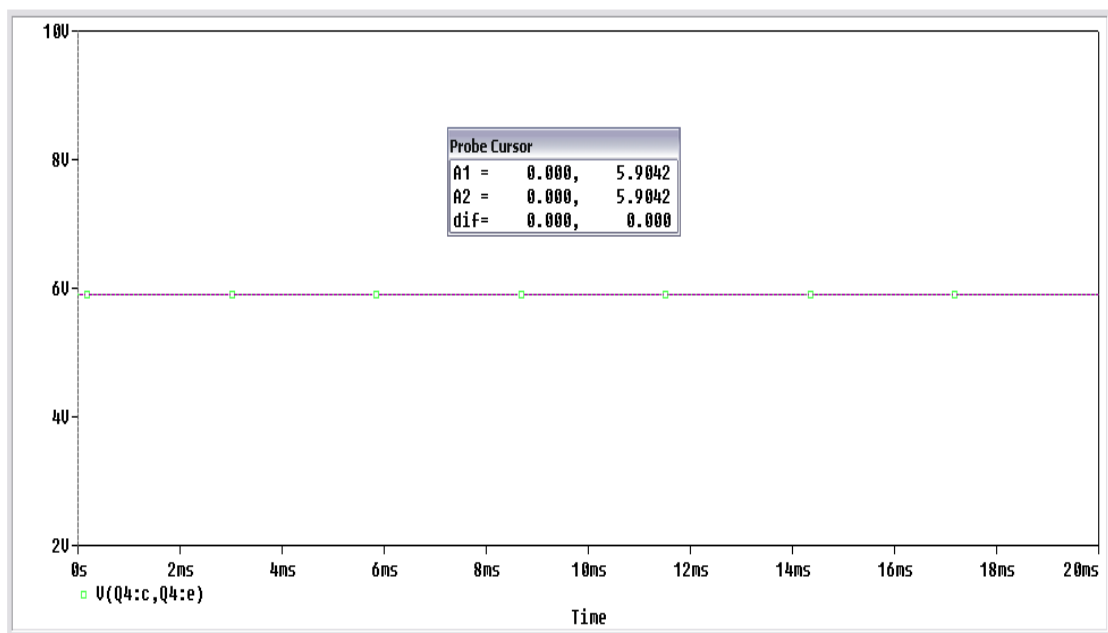
Τάση συλλέκτη-εκπομπού τρανζίστορ Q3

Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ Q3 είναι:  $I_c = -2.782 \text{ mA}$  και  $V_{ce} = -5.897 \text{ V}$

Σημείο λειτουργίας για το τρανζίστορ Q4:



Ρεύμα συλλέκτη τρανζίστορ Q4

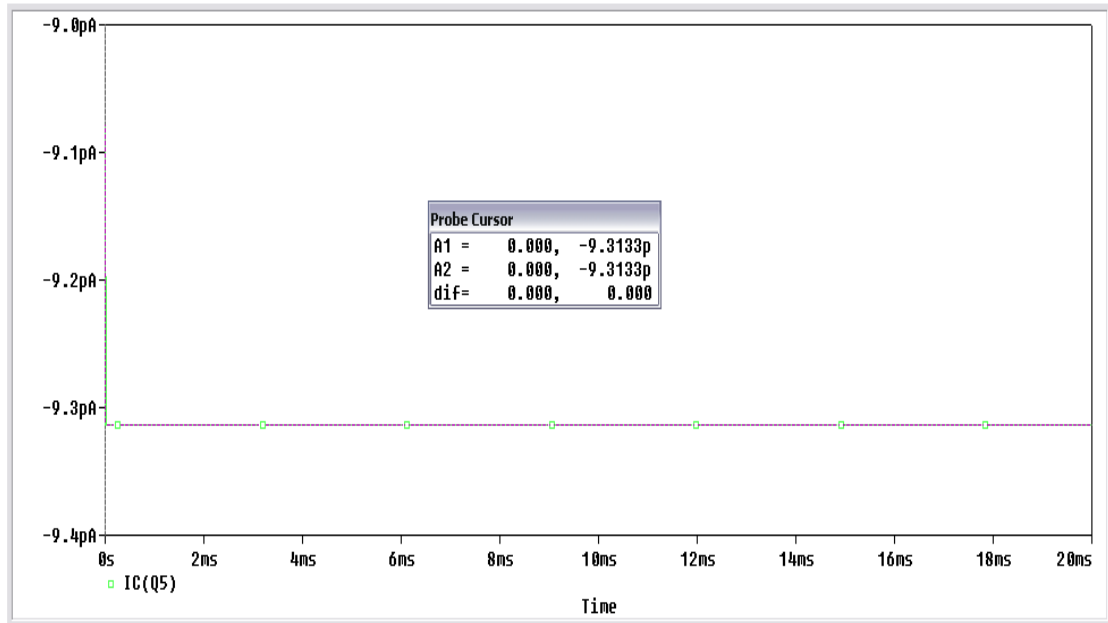


Τάση συλλέκτη-εκπομπού τρανζίστορ Q4

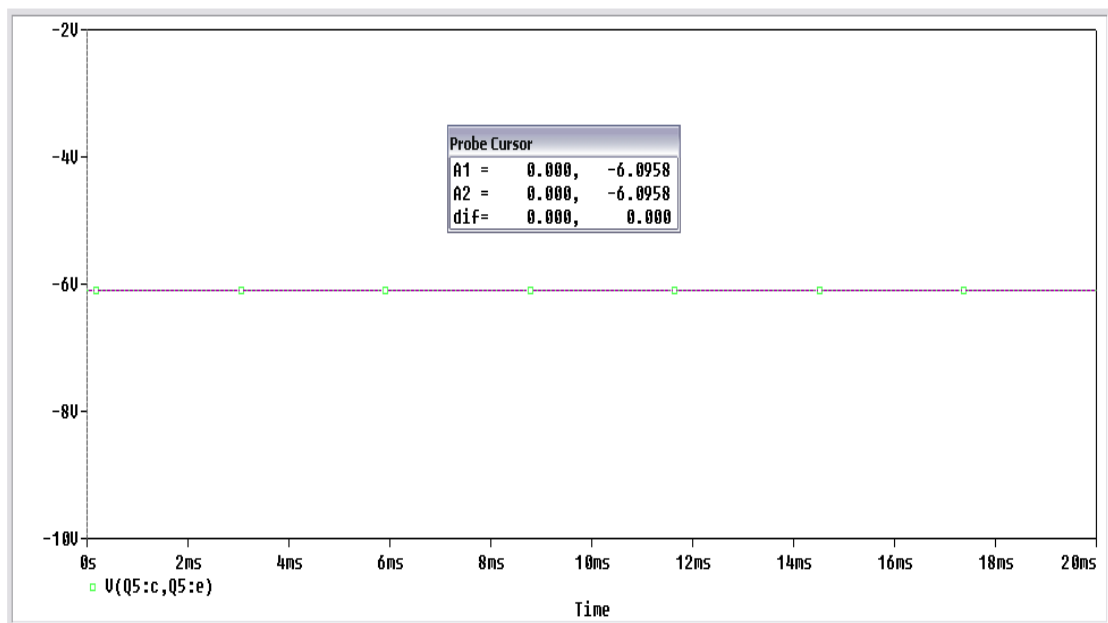


Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ Q4 είναι:  $I_C = 14.393 \mu A$  και  $V_{ce} = 5.904 V$

Σημείο λειτουργίας για το τρανζίστορ Q5:



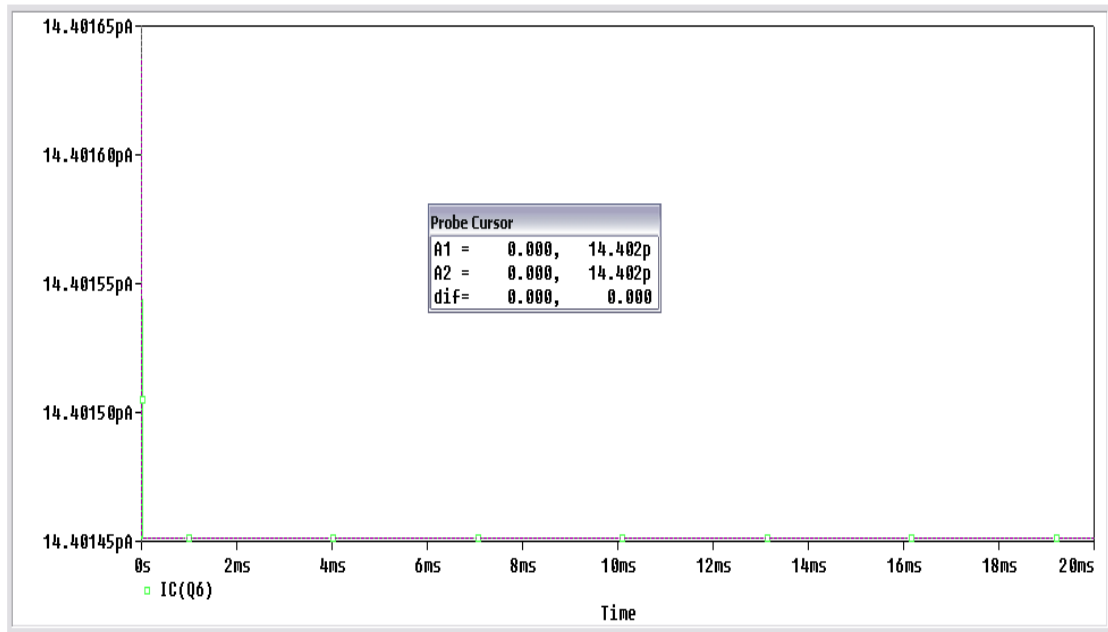
Ρεύμα συλλέκτη τρανζίστορ Q5



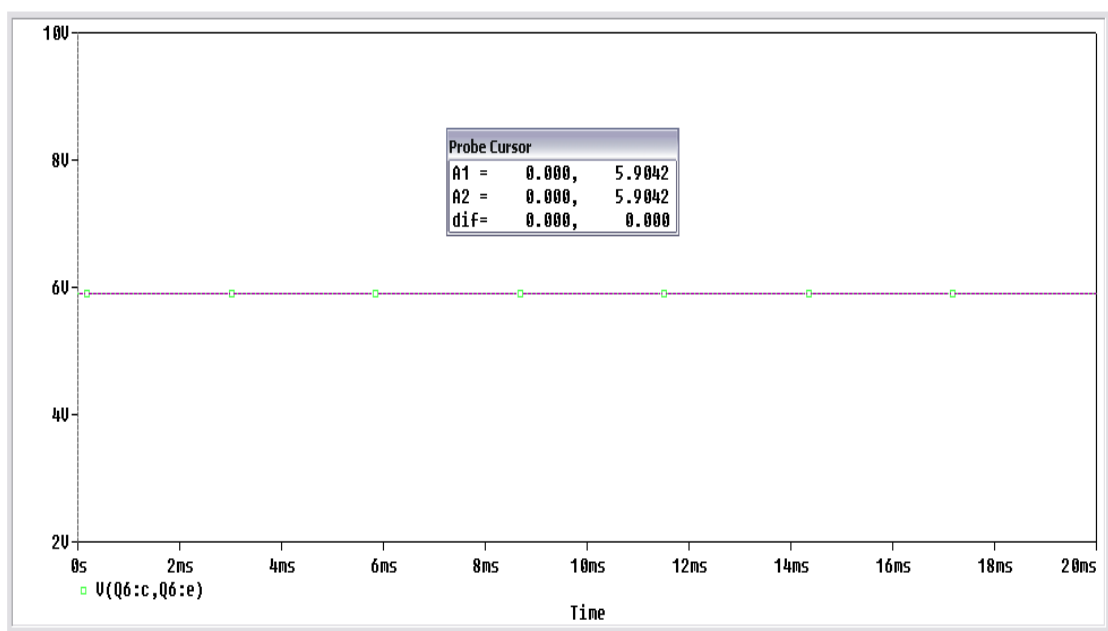
Τάση συλλέκτη-εκπομπού τρανζίστορ Q5

Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ Q5 είναι:  $I_c = -9.313 \text{ pA}$  και  $V_{ce} = -6.096 \text{ V}$

Σημείο λειτουργίας για το τρανζίστορ Q6:



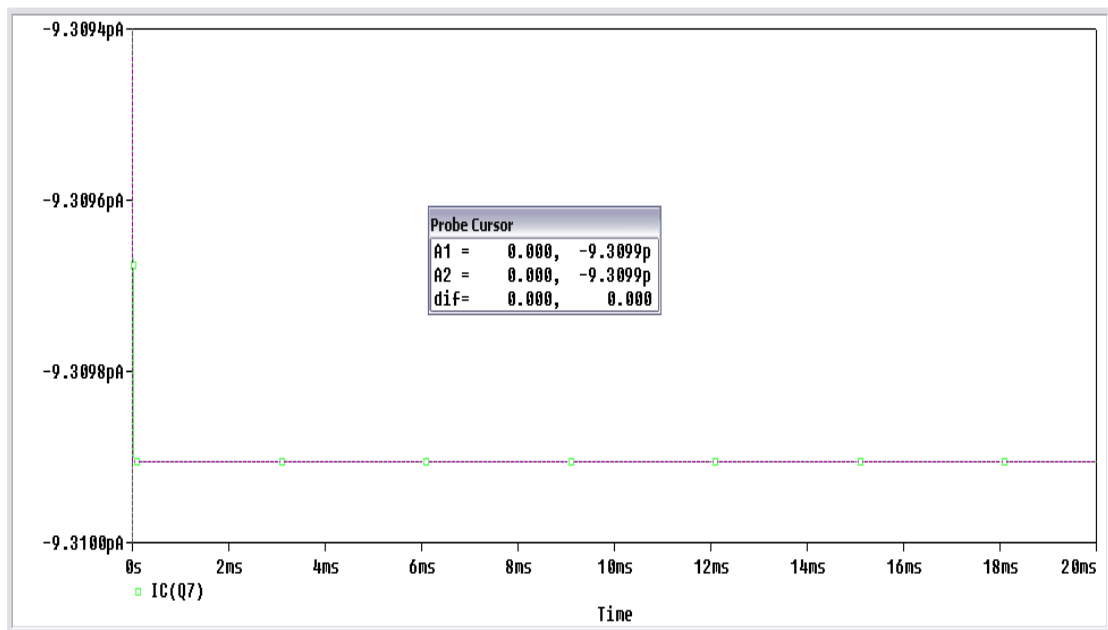
Ρεύμα συλλέκτη τρανζίστορ Q6



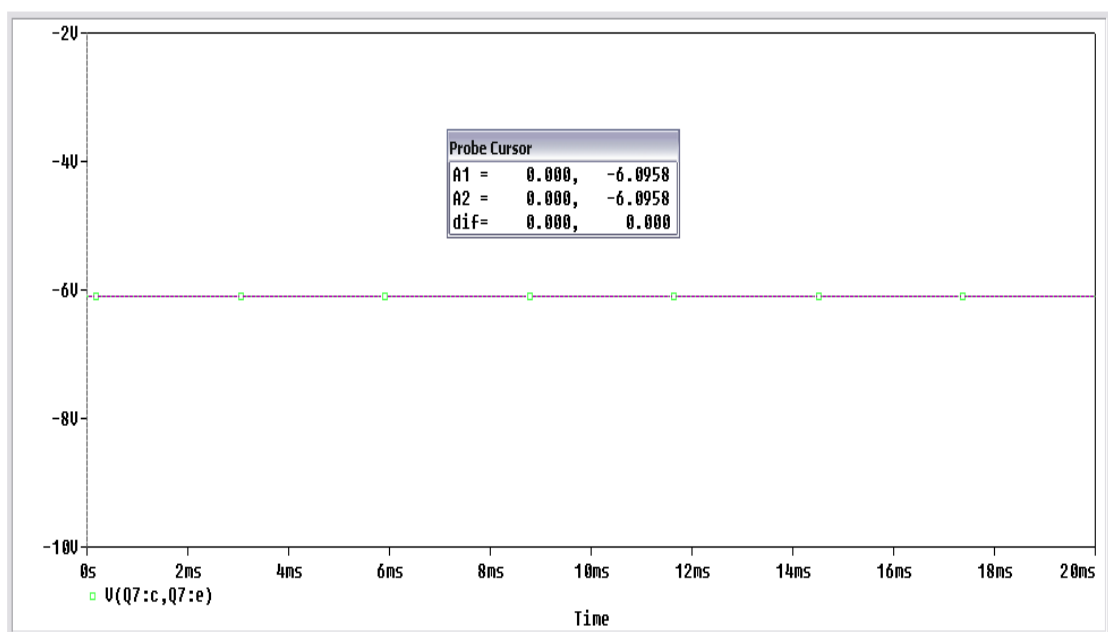
Τάση συλλέκτη-εκπομπού τρανζίστορ Q6

Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ Q6 είναι:  $I_c = 14.402 \mu A$  και  $V_{ce} = 5.904 V$

Σημείο λειτουργίας για το τρανζίστορ Q7:



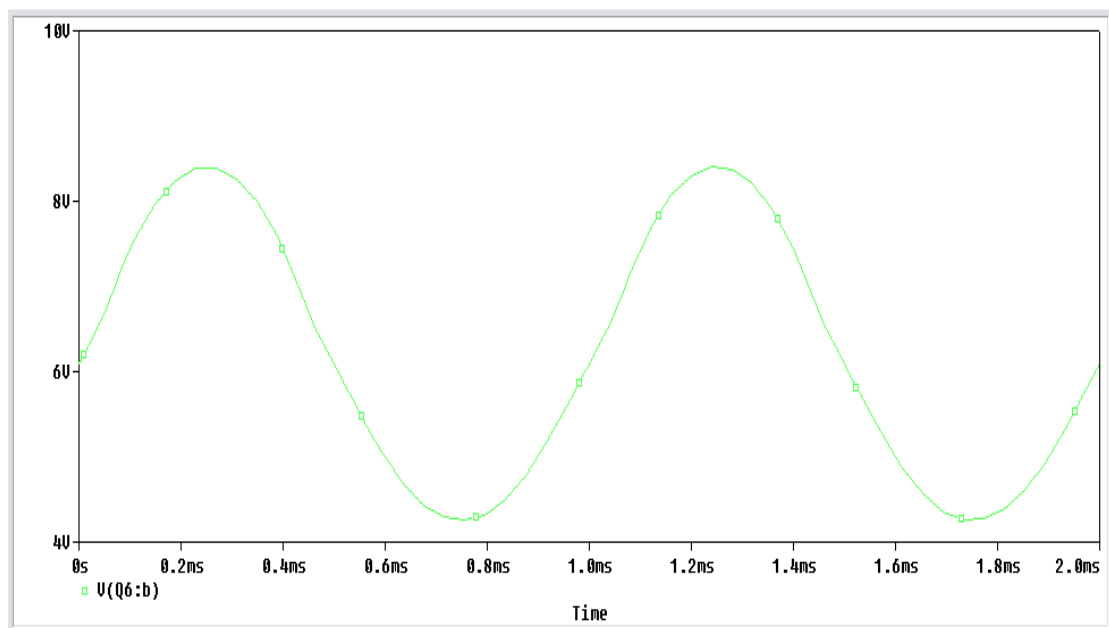
Ρεύμα συλλέκτη τρανζίστορ Q7



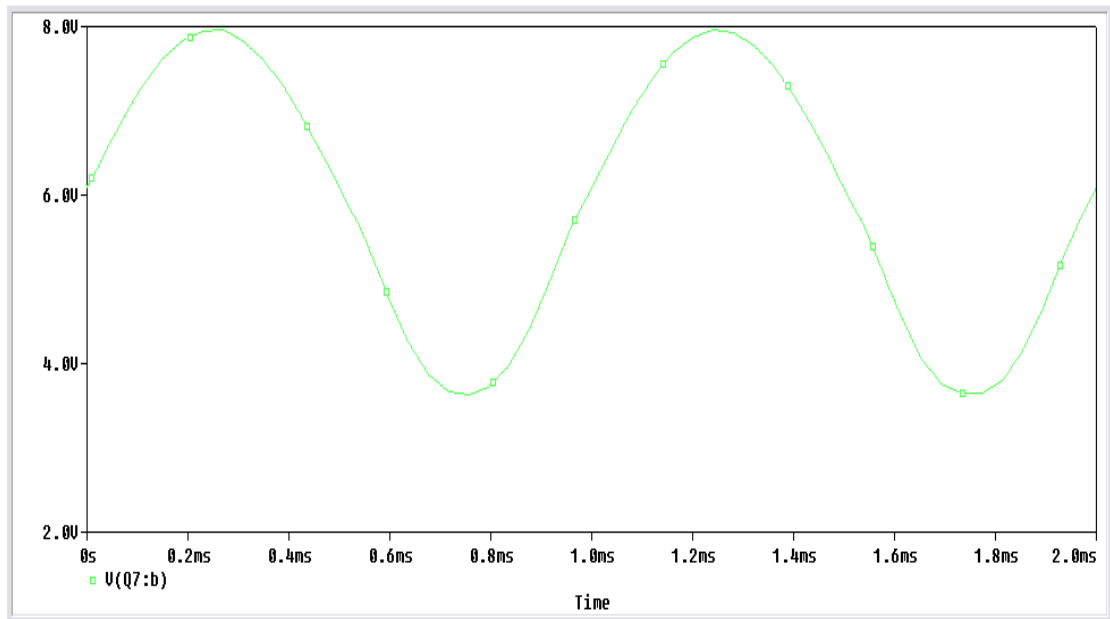
### Τάση συλλέκτη-εκπομπού τρανζίστορ Q7

Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ Q7 είναι:  $I_c = -9.31 \mu A$  και  $V_{ce} = -6.096 V$

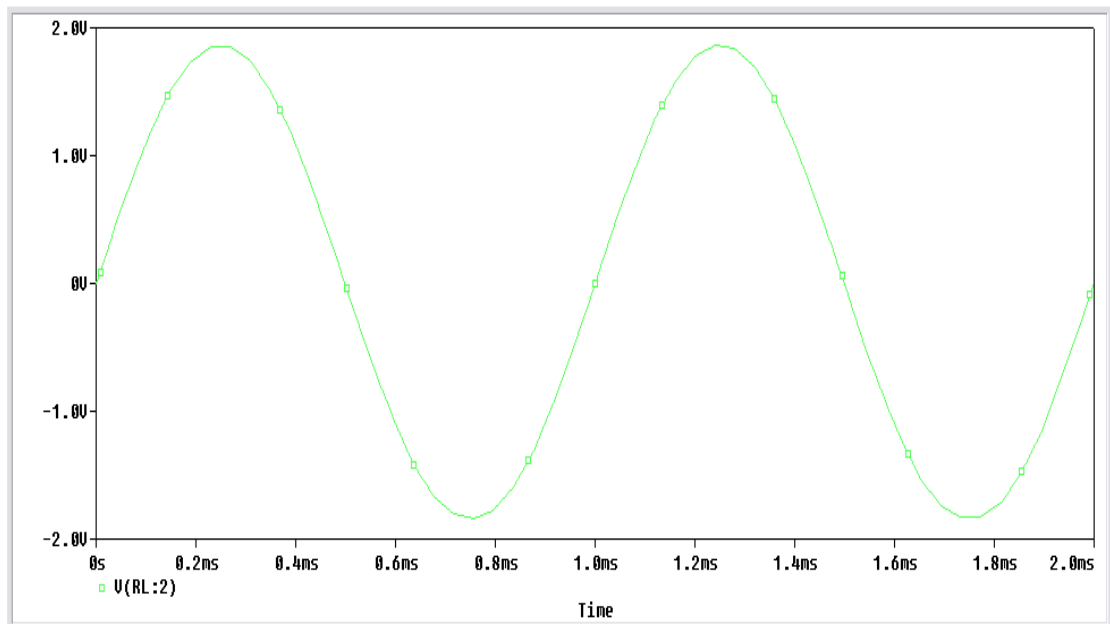
Συνδέουμε το φορτίο στην έξοδο, στην είσοδο τοποθετούμε την πηγή **VPWL** συχνότητας  $f = 1kHz$ . Το πλάτος θα το ρυθμίσουμε ώστε στην έξοδο να έχουμε μηδενική παραμόρφωση. Εκτελούμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης **Run to time: 2 msec** και τοποθετούμε έναν **Voltage Marker** στην έξοδο για να παίρνουμε την κυματομορφή της. Παρατηρούμε πως αν στην είσοδο δώσουμε σήμα μεγαλύτερο των 250 mV (p-p), έχουμε παραμόρφωση στο σήμα εξόδου. Οπότε στην είσοδο τροφοδοτούμε την διάταξη με πλάτος τάσης 250 mV (p-p). Θα πάρουμε τις κυματομορφές από την βάση του Q6 και Q7 και την κυματομορφή της τάσης στο φορτίο.



Κυματομορφή τάσης στην βάση του τρανζίστορ Q6

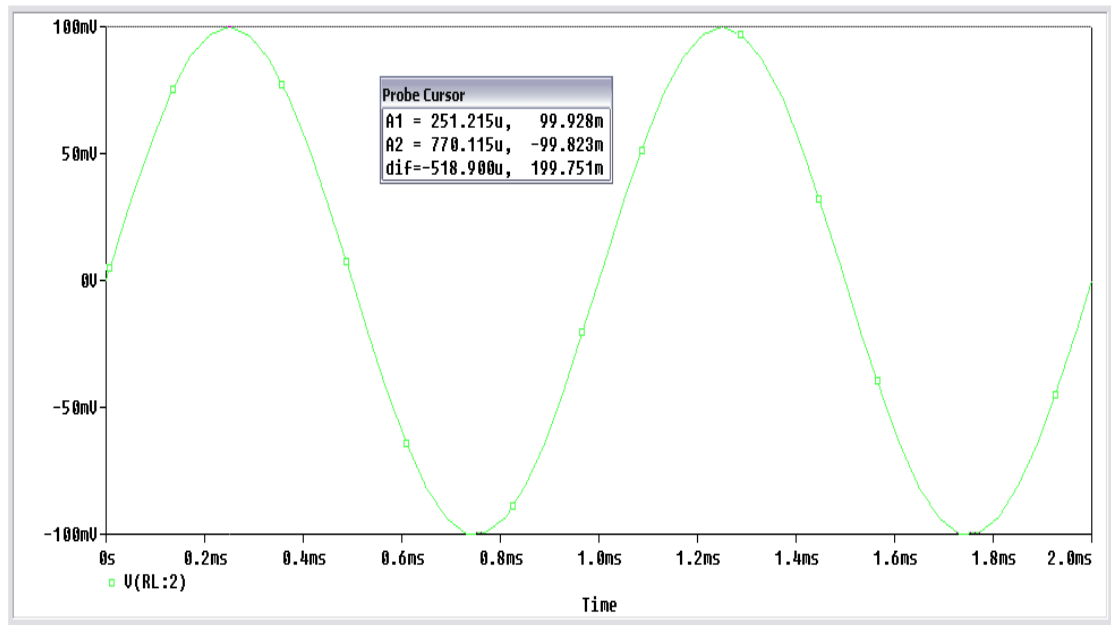


Κυματομορφή τάσης στην βάση του τρανζίστορ Q7



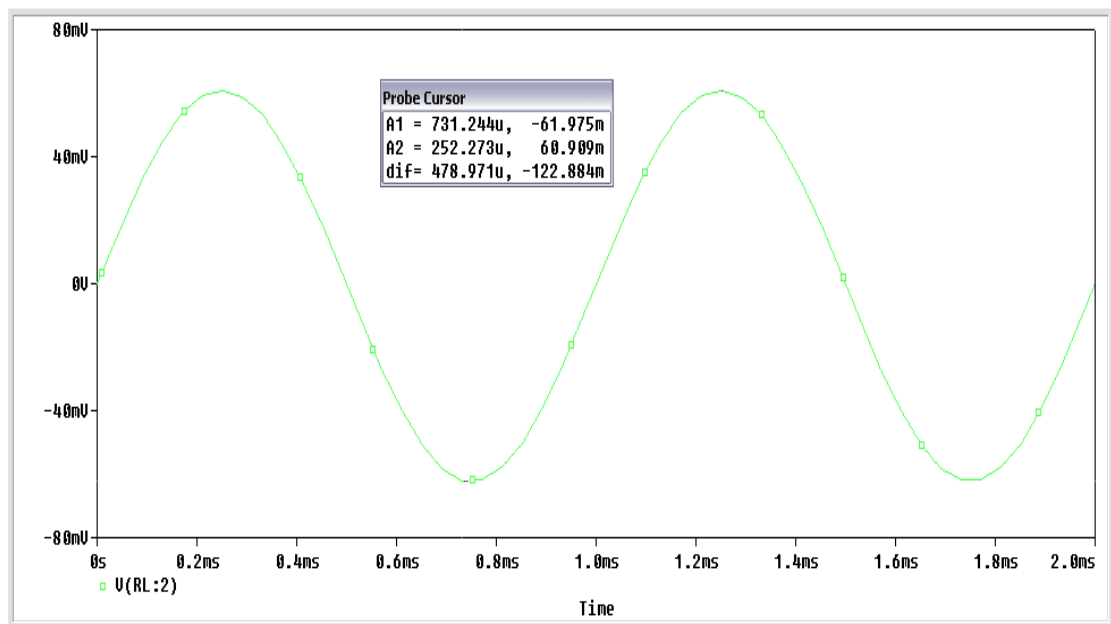
Κυματομορφή τάσης στο φορτίο

Ελαττώνουμε το πλάτος του σήματος εισόδου στα 13.5 mV για να πάρουμε στην εξόδου σήμα πλάτους 200 mV(p-p) όπως φαίνεται παρακάτω.

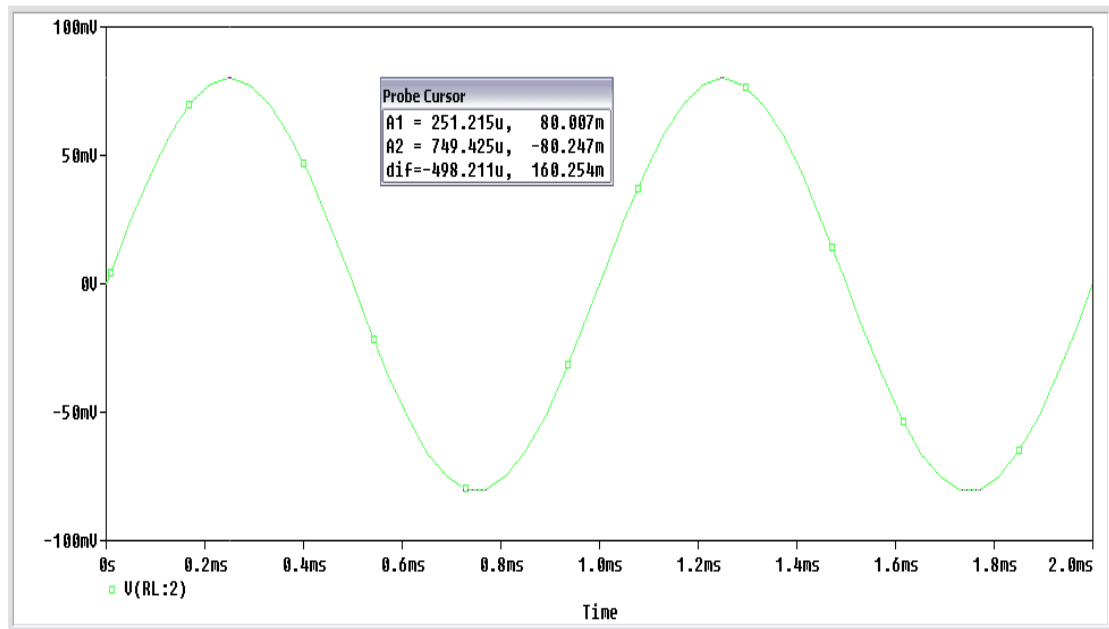


Κυματομορφή τάσης στο φορτίο με σήμα πλάτους 200mV(p-p)

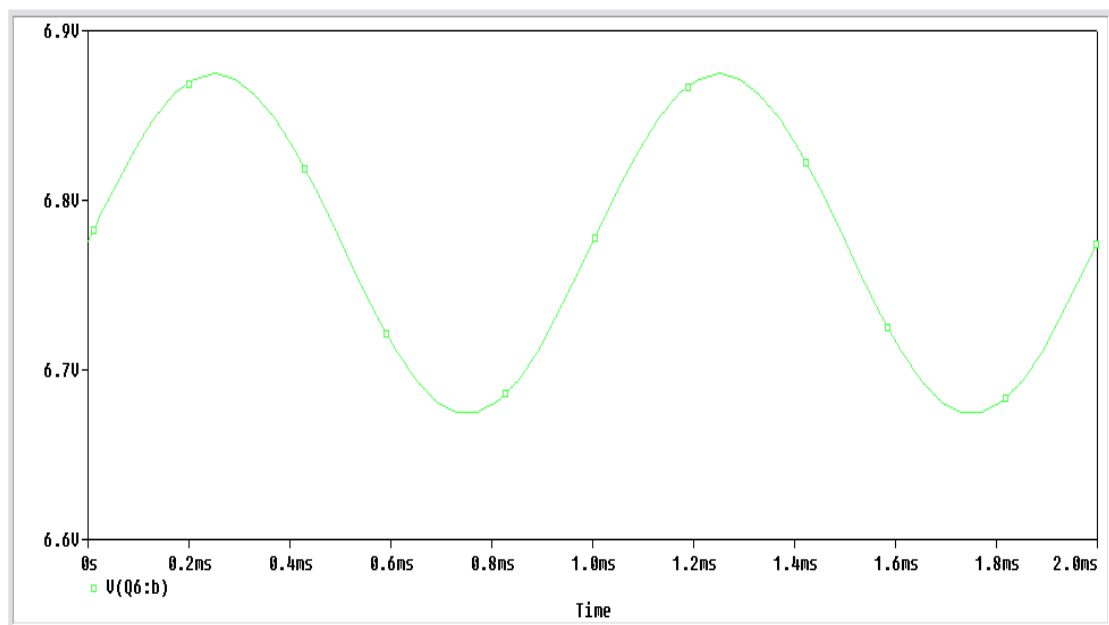
Αφαιρούμε το βραχυκύκλωμα μεταξύ των βάσεων του Q4 και Q5 και παίρνουμε το παρακάτω γράφημα της τάσης στο φορτίο.



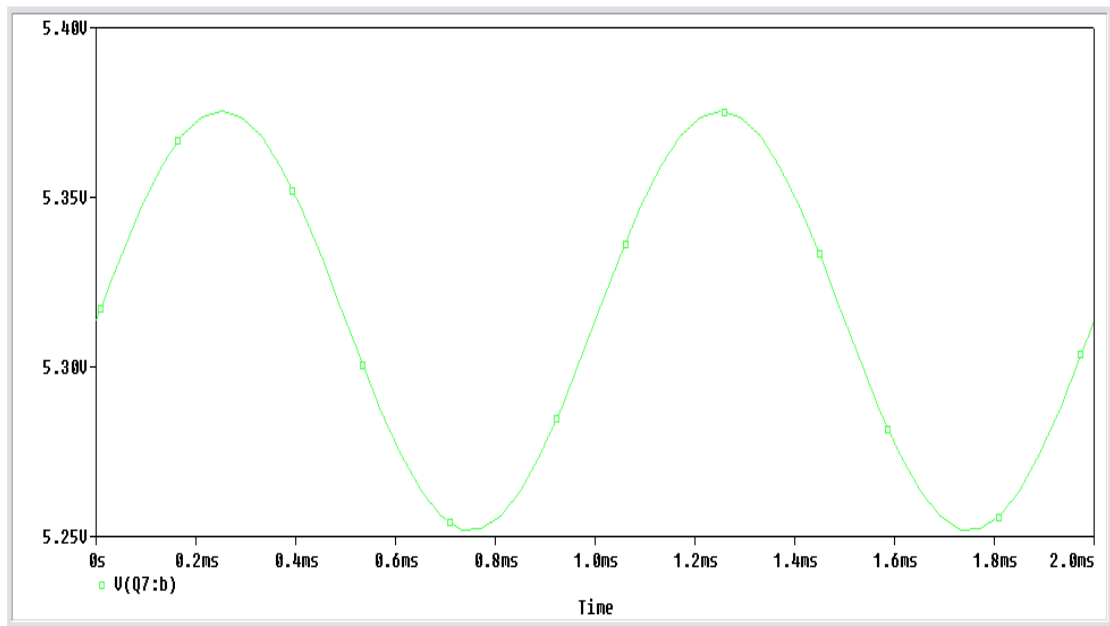
Παρατηρούμε ότι το γράφημα μοιάζει με ημίτονο, με την διαφορά ότι έχει μεγαλύτερη σε πλάτος αρνητική ημιπερίοδο η οποία οφείλεται στην παραμόρφωση διέλευσης. Ρυθμίζοντας το ποτενσιόμετρο  $P2 = 700 \Omega$  καταργούμε την παραμόρφωση διέλευσης (Crossover Distortion) και παίρνουμε την κυματομορφή εξόδου όπως φαίνεται παρακάτω.



Στην συνέχεια παίρνουμε ξανά της κυματομορφές από την βάση του Q6 και Q7.

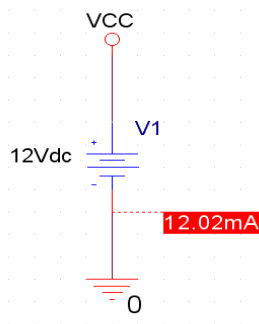


Κυματομορφή τάσης στην βάση του τρανζίστορ Q6



Κυματομορφή τάσης στην βάση του τρανζίστορ Q7

Μετράμε το ρεύμα τροφοδότησης του ενισχυτή χρησιμοποιώντας την **Bias Point** ανάλυση.



Τέλος, θα μετρήσουμε το εύρος ενίσχυσης (**Bandwidth**) του ενισχυτή. Θα τροφοδοτήσουμε την διάταξη με τετραγωνικό σήμα πλάτους 0,5 V (p-p) και συχνότητας 1 kHz. Θα χρησιμοποιήσουμε την πηγή **VPWL** και θα δημιουργήσουμε έναν τετραγωνικό παλμό με τα χαρακτηριστικά που θέλουμε (Εικόνα 11.10).

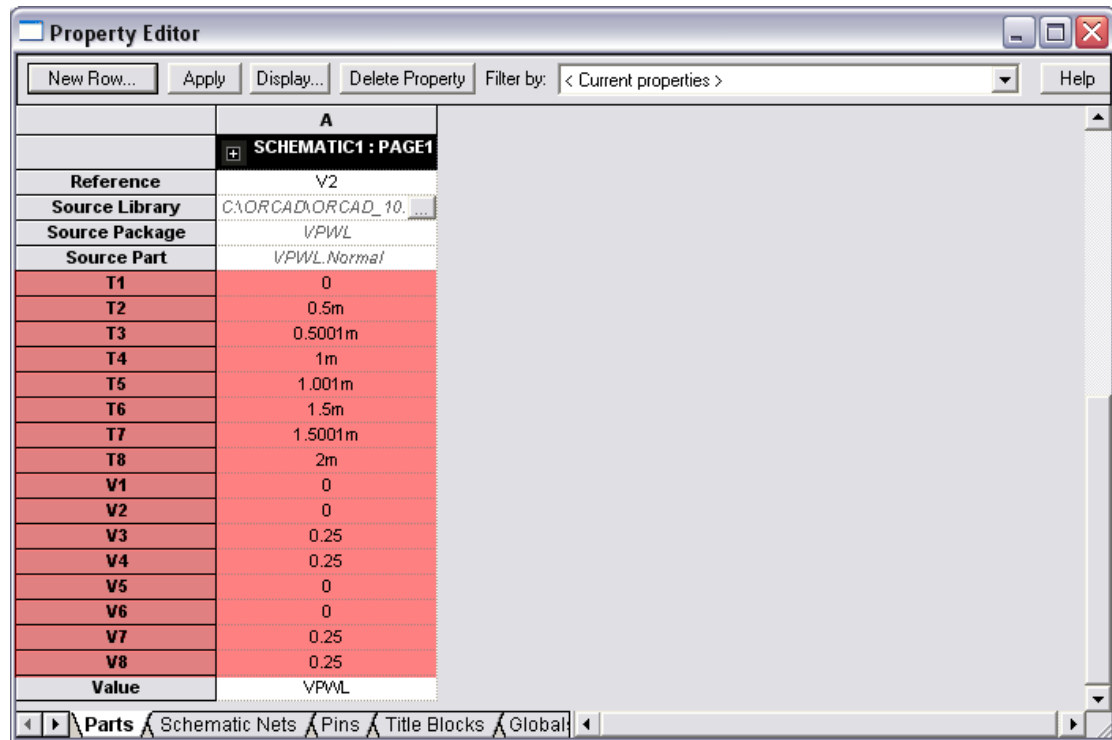
T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
----	----	----	----	----	----	----	----



0ms	0.5ms	0.5001 ms	1ms	1.001ms	1.5ms	1.5001ms	2ms
<b>V1</b>	<b>V2</b>	<b>V3</b>	<b>V4</b>	<b>V5</b>	<b>V6</b>	<b>V7</b>	<b>V8</b>
0v	0v	0.25v	0.25v	0v	0v	0.25v	0.25v

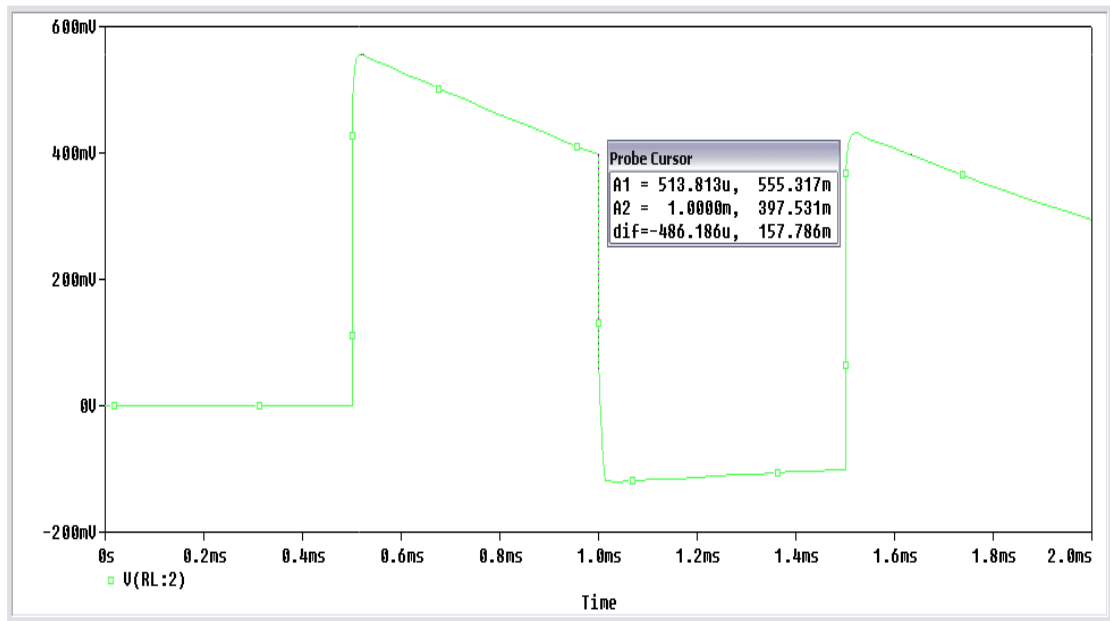
Εικόνα 11.10: Ζεύγη τιμών παλμοσειράς

Περνάμε τις τιμές των ζευγών της παλμοσειράς στο **Property Editor** της πηγής (Εικόνα 11.11).

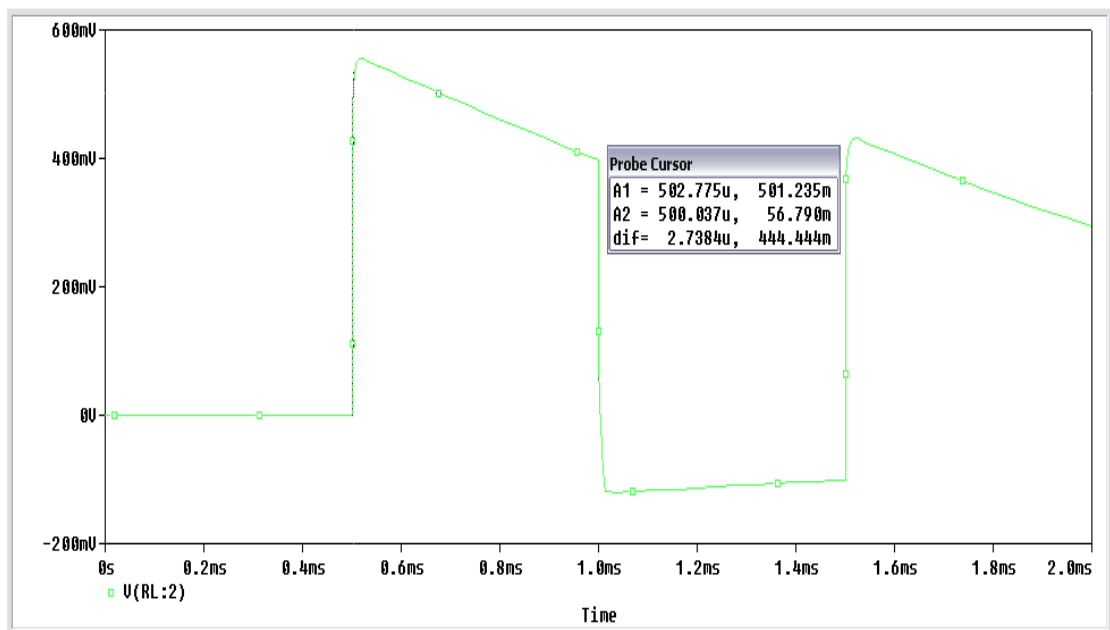


Εικόνα 11.11: Παράθυρο επεξεργασίας ιδιοτήτων της πηγής τάσης VPWL

Κάνουμε **Transient** ανάλυση με χρόνο **Run to Time: 2 ms**. Τοποθετούμε στην έξοδο έναν **Voltage Level / Marker** και παίρνουμε το γράφημα της Εικόνας 11.12.



Εικόνα 11.12: Παλμοσειρά στην έξοδο του ενισχυτή



Εικόνα 11.13: χρόνος ανύψωσης (*rise time*)

Με τις δύο παραπάνω μετρήσεις μπορούμε τώρα να υπολογίσουμε το εύρος ενίσχυσης.

- Η κλίση του πάνω τμήματος της τετραγωνικής τάσης καθορίζεται από την σχέση:

$$P = \frac{V - V'}{V} 100\% \Rightarrow P = \frac{555.317 \text{ mV} - 397.531 \text{ mV}}{555.317 \text{ mV}} 100\% \Rightarrow$$

$$P = \frac{157.786 \text{ mV}}{555.317 \text{ mV}} 100\% \Rightarrow P = 0.284 * 100\% \Rightarrow P = 28.41 \%$$

- Ο χρόνος ανύψωσης (*rise time*) καθορίζεται από τον χρόνο που χρειάζεται η τάση στην έξοδο από το 10% να φτάσει στο 90% της μέγιστης τιμής τάσης (Εικόνα 11.13). Στο **Probe Cursor** η αριστερή τιμή της μεταβλητής *dif* μας δείχνει την διαφορά των δυο κέρσρων στον άξονα X (χρόνος). Εφόσον ξέρουμε την μέγιστη τιμή 555.317 mV, τοποθετούμε τους δύο κέρσρες στο 10% και στο 90% της μέγιστης τιμής. Δεν μπορούμε να τοποθετήσουμε τους κέρσρες στην τιμή ακριβώς που θέλουμε, αλλά τα αποτελέσματα δεν έχουν μεγάλη απόκλιση από τα πραγματικά.

$$t_r = 2.7384 \mu\text{sec}$$

- Η κατώτερη συχνότητα μισής ισχύος δίνεται από τον τύπο:

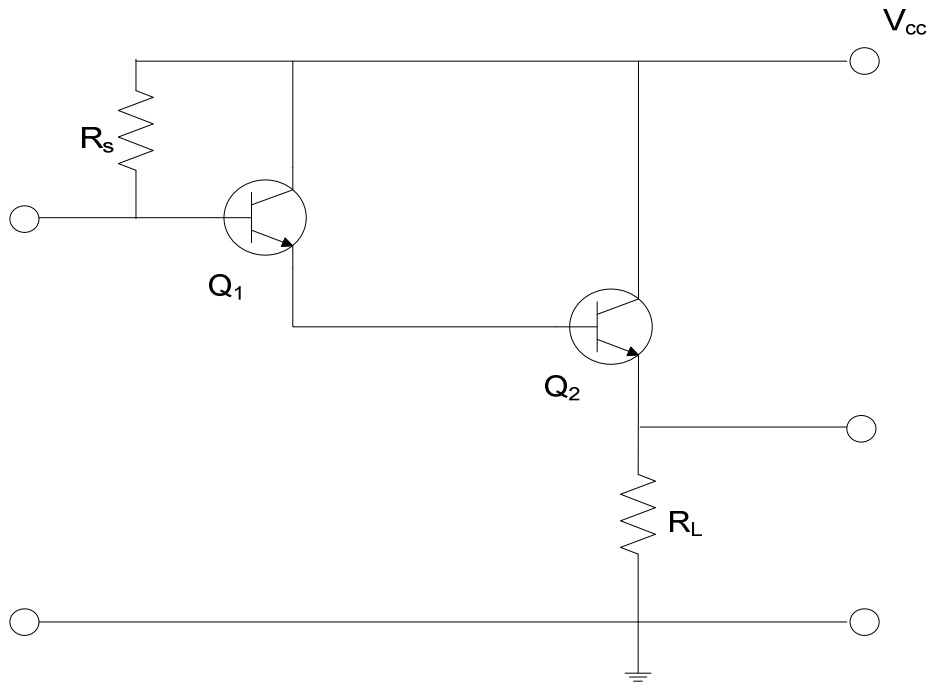
$$f_L = \frac{Pf}{\pi} 100\% \Rightarrow f_L = \frac{28.41 * 1\text{kHz}}{\pi} \Rightarrow f_L = \frac{28410 \text{ Hz}}{\pi} \Rightarrow f_L = 9043 \text{ Hz}$$

- Η ανώτερη συχνότητα μισής ισχύος δίνεται από τον τύπο:

$$t_r = \frac{0.35}{f_H} \Rightarrow f_H = \frac{0.35}{t_r} \Rightarrow f_H = \frac{0.35}{4.995 \mu\text{sec}} \Rightarrow f_H = 127812 \text{ Hz}$$

## 12. Ζεύγος Darlington

Το ζεύγος *Darlington* είναι μια συνδεσμολογία τρανζίστορ στην οποία συνδέουμε δυο τρανζίστορ όπως φαίνεται στην *Εικόνα 12.1*.



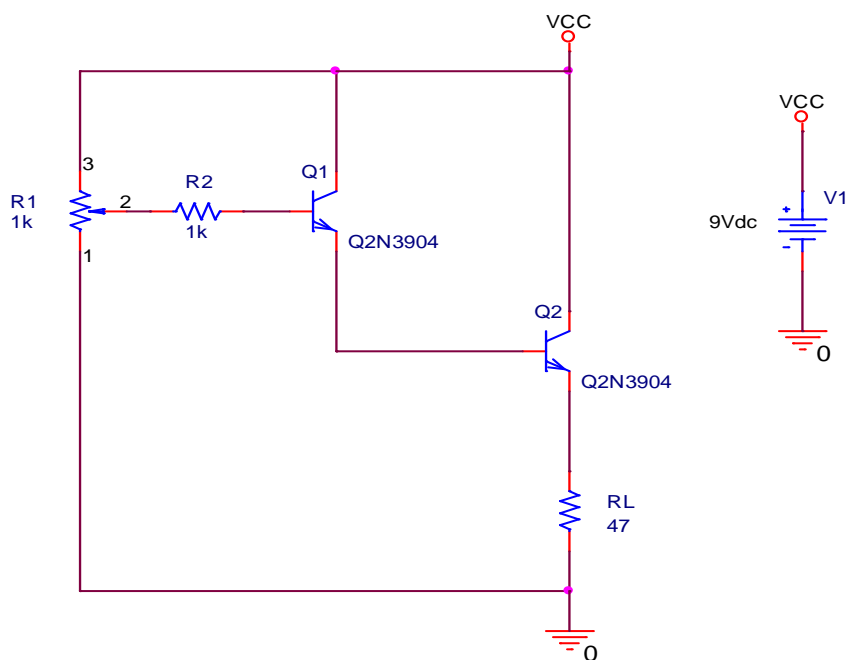
Εικόνα 12.1: Συνδεσμολογία Darlington

Το ζεύγος **Darlington** θεωρείτε σαν ένας ακολουθητής εκπομπού με δύο τρανζίστορ και χρησιμοποιείτε σαν ενισχυτής ισχύος έχοντας τρία σημαντικά χαρακτηριστικά:

- Η τιμή του  $\beta$  είναι πολύ υψηλή
- Η τιμή  $\beta$  ενός ζεύγους *Darlington* είναι ίση με το γινόμενο  $\beta_{Q_1} * \beta_{Q_2}$
- Εάν οι δύο τιμές των  $\beta$  είναι ίσες, τότε το  $\beta$  του *Darlington* θα είναι ίσο με  $\beta^2$

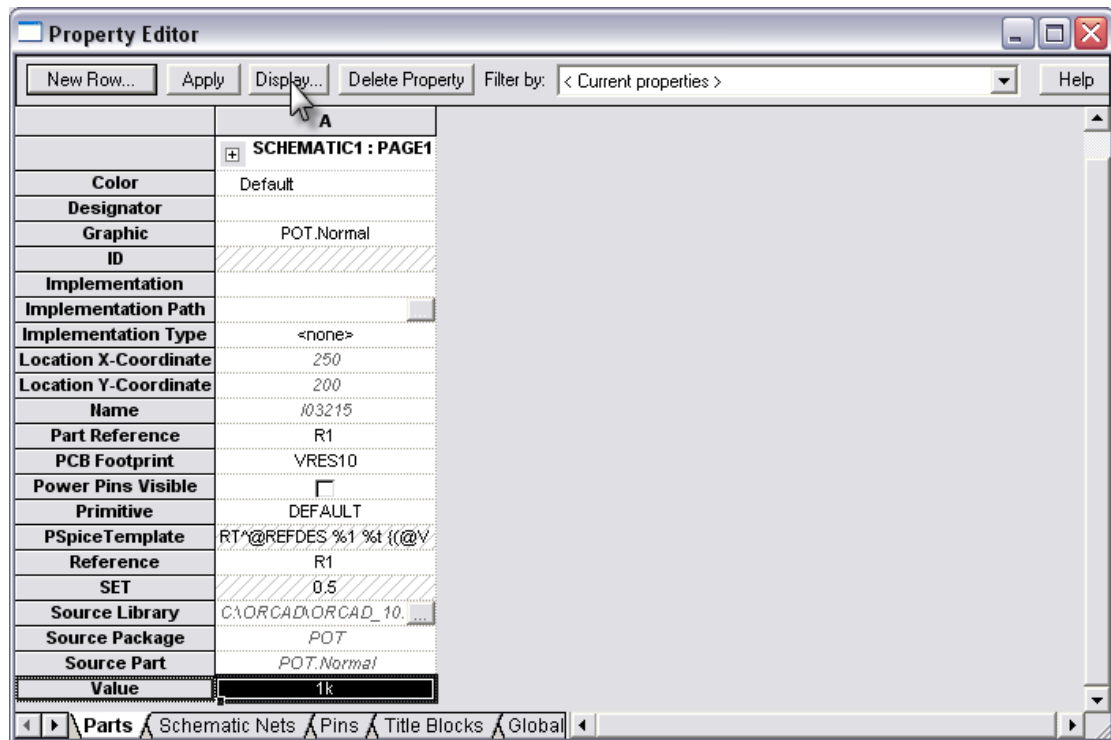
## Pspice Ανάλυση

Πραγματοποιούμε την συνδεσμολογία *Darlington* του παρακάτω κυκλώματος.



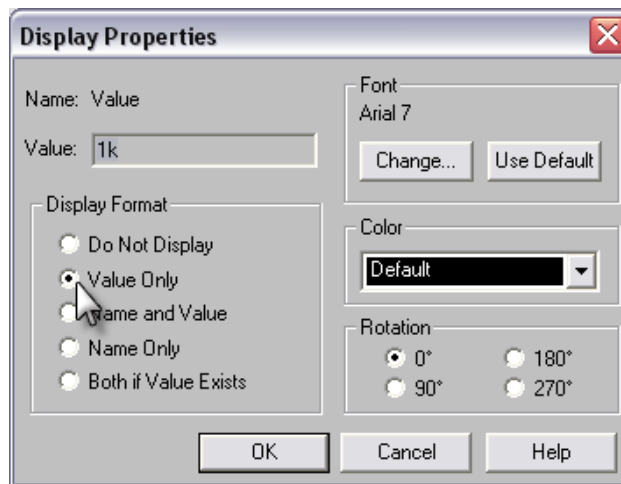
Εικόνα 12.1: Συνδεσμολογία Darlington

Την μεταβλητή αντίσταση R1 (ποτενσιόμετρο), την επιλέγουμε από την βιβλιοθήκη **Place** → **Part** → **Breakout** → **POT**. Για να εμφανιστεί η τιμή της κάνουμε διπλό κλικ πάνω της και στον **Property Editor** που μας εμφανίζει (Εικόνα 12.2), επιλέγουμε την μεταβλητή **Value** και πατάμε **Display**.



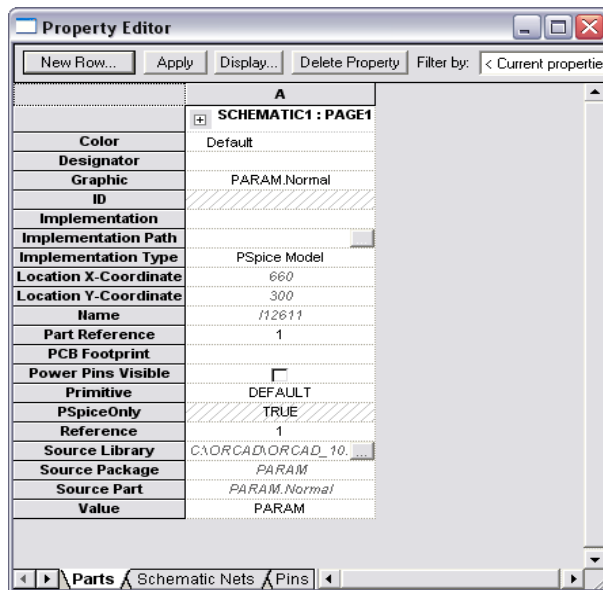
Εικόνα 12.2: Παράθυρο επεξεργασίας ιδιοτήτων της

Στο παράθυρο **Display Properties** που θα εμφανιστεί επιλέγουμε στο **Display Format** → **Value Only**



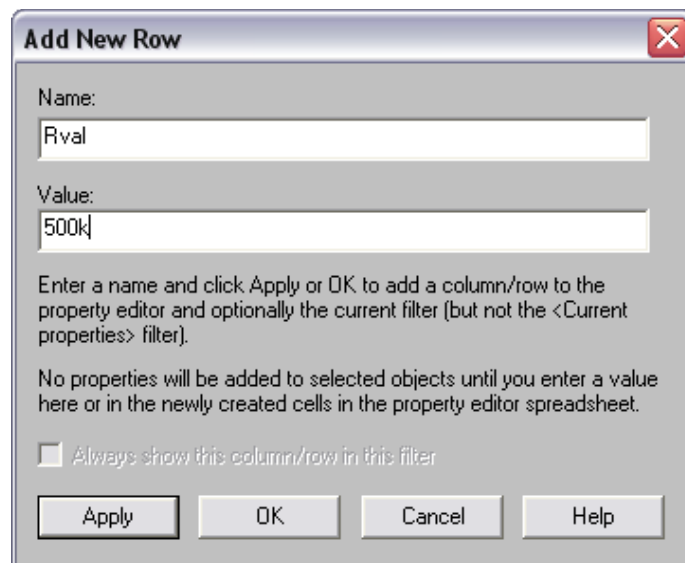
Θέλουμε να ρυθμίσουμε την αντίσταση R1, ώστε στην βάση του τρανζίστορ Q1 να έχουμε ρεύμα ίσο με  $I_b = 1\mu A$ . Θα πραγματοποιήσουμε παραμετρική **DC Sweep** ανάλυση.

Κάνουμε διπλό κλικ στην τιμή της αντίστασης R1 και αντικαθιστούμε την τιμή με την αλφαριθμητική τιμή **{Rval}**. Από την βιβλιοθήκη καλούμε την τιμή PARAM και την τοποθετούμε στο **Capture**. Κάνουμε διπλό κλικ στο στοιχείο **PARAMETERS** και μας εμφανίζεται ο **Property Editor** (Εικόνα 12.3).



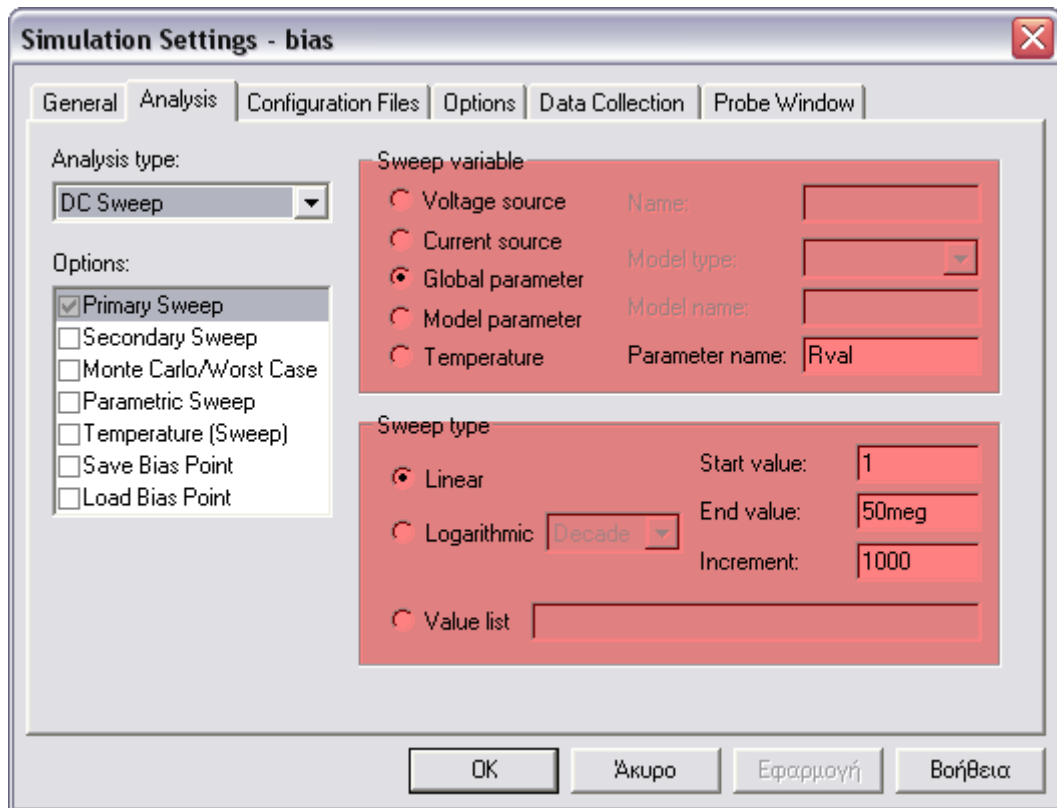
Εικόνα 12.3: Επεξεργασία ιδιοτήτων

Επιλέγουμε **New Row** και μας εμφανίζεται το παράθυρο **Add New Row** στο οποίο δίνουμε όνομα **Rval** και τιμή **500k** (Εικόνα 12.4).



Εικόνα 12.4: Παράθυρο προσθήκης νέας γραμμής

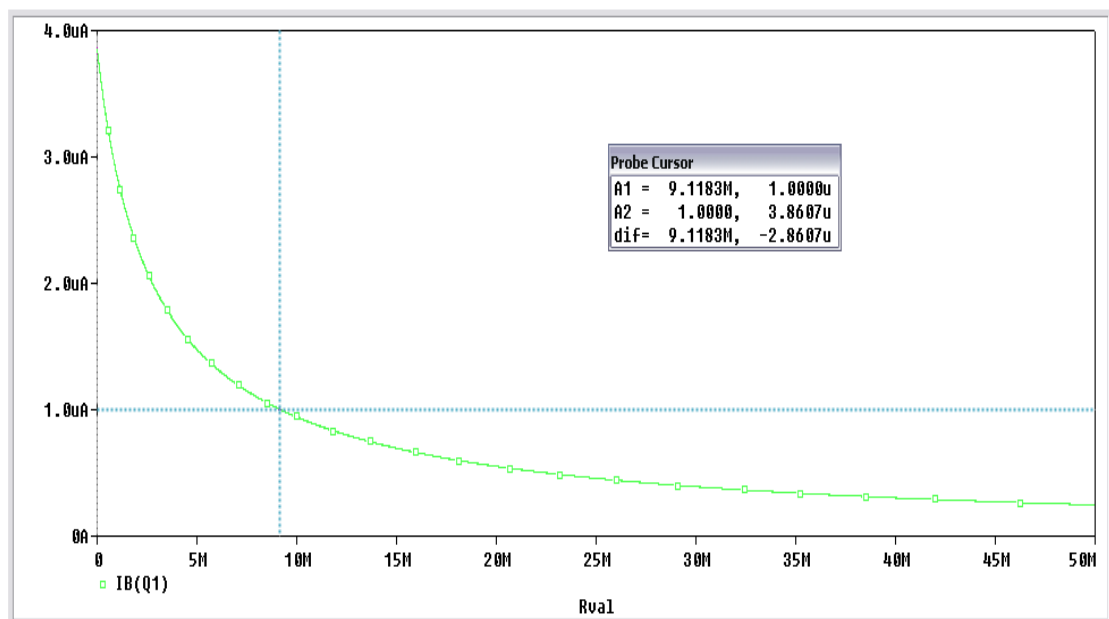
Πατάμε OK και κλείνουμε τον **Property Editor**. Δημιουργούμε ένα προφίλ προσομοίωσης **DC Sweep** και δίνουμε τις τιμές όπως φαίνεται στην Εικόνα 12.5.



Εικόνα 12.5: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

Εκτελώντας την προσομοίωση παρατηρούμε πως το πρόγραμμα καθυστερεί να μας εμφανίσει το γράφημα. Αυτό οφείλεται στο ότι του έχουμε αναθέσει να πάρει τιμές από το 1 έως το 50000000 με βήμα 1000. Δηλαδή θα χρειαστεί να πάρει 50000 τιμές.

Τοποθετούμε έναν **Current Marker** στην βάση του τρανζίστορ Q1 και παίρνουμε το γράφημα της Εικόνας 12.6. Χρησιμοποιούμε τους κέρσορες ώστε να δούμε για ποια τιμή της αντίστασης R1 έχουμε ρεύμα  $I_b = 1\mu A$ .

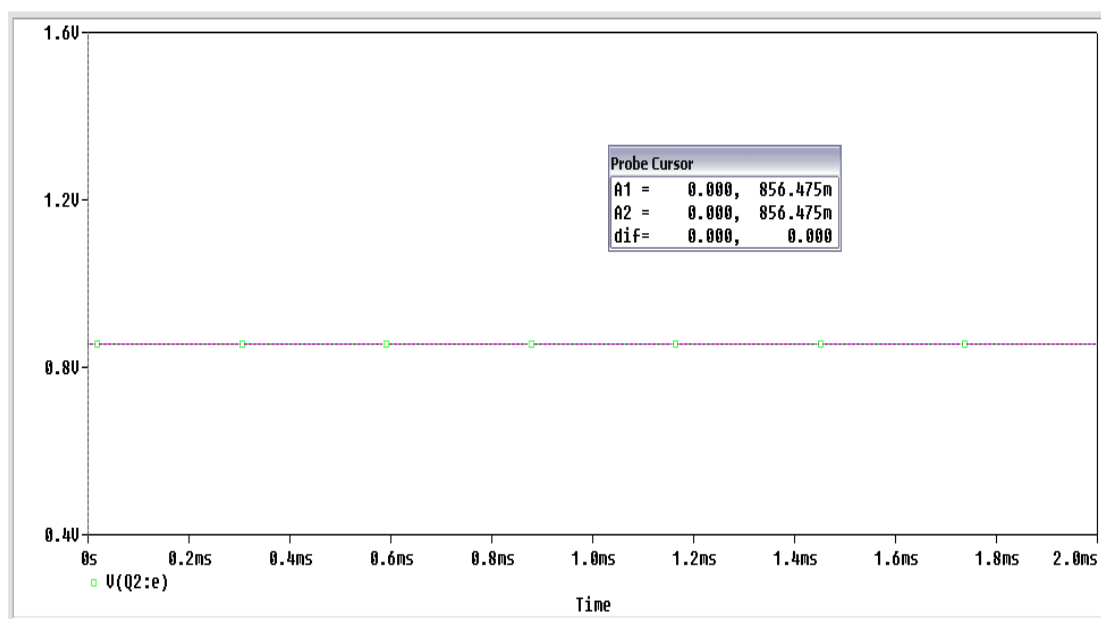




Εικόνα 12.6: Ρεύμα βάσης συναρτήσει της τιμής αντίστασης R1

Για να έχουμε ρεύμα βάσης  $1\mu\text{A}$ , θα πρέπει η αντίσταση R1 να έχει τιμή  $9.1183\text{ M}\Omega$ . Προσέχουμε στην τιμή να βάλουμε **meg** και όχι **M** γιατί τότε η PSpice θα λάβει την τιμή σαν  $9,1183\text{ m}\Omega$ .

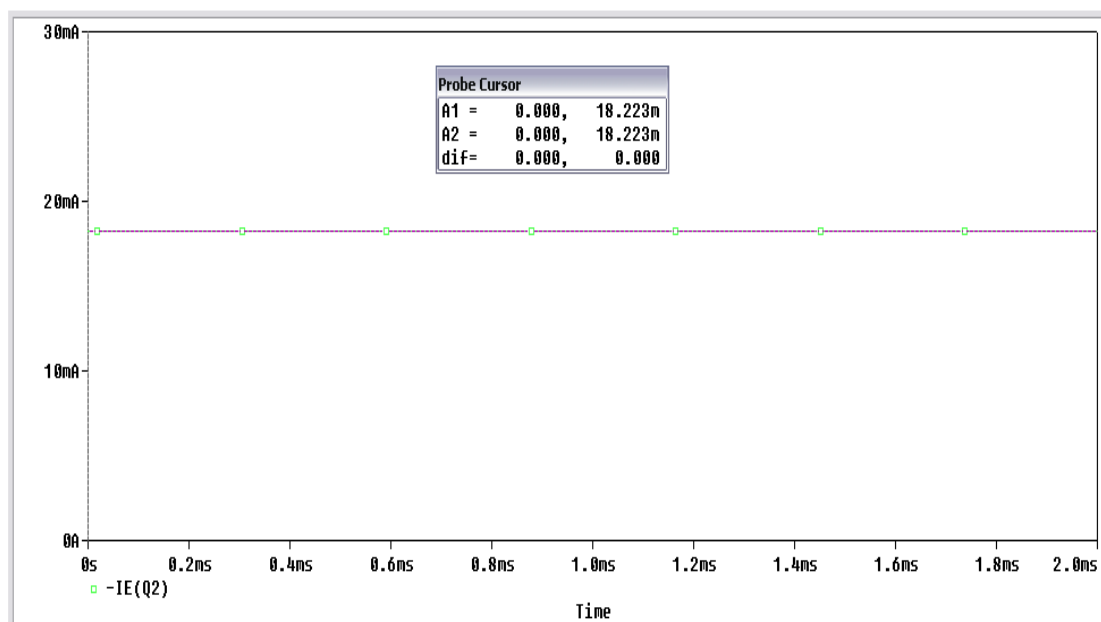
Μετράμε την τάση στον εκπομπό του Q2. Θα χρησιμοποιήσουμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης  $2\text{ msec}$ .



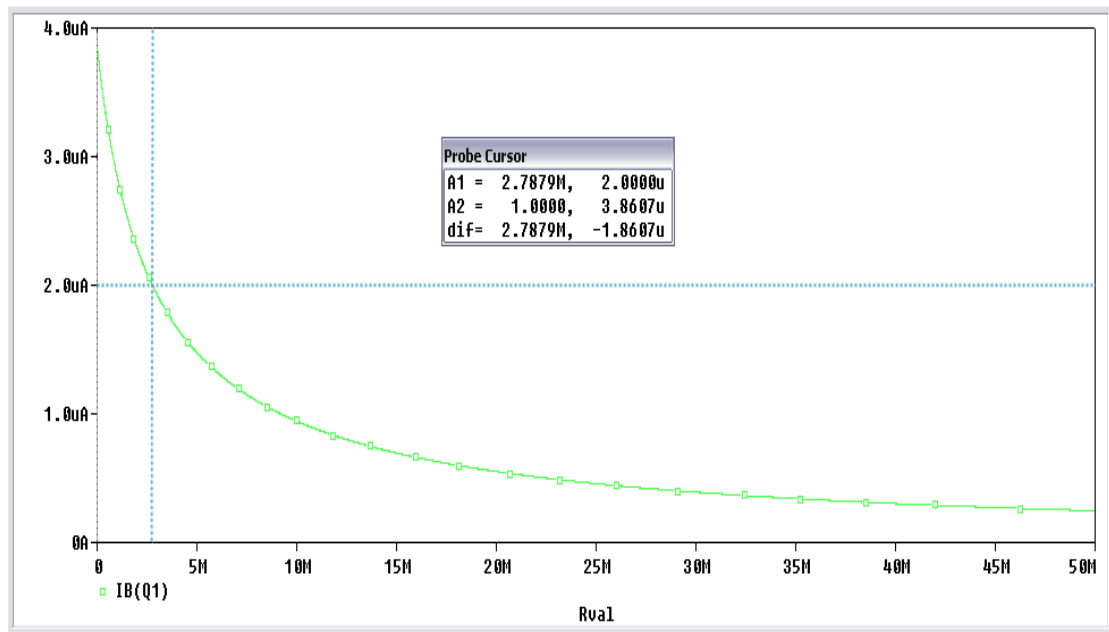
Βρίσκουμε την τάση εκπομπού ίση με  $V_e = 856.5\text{ mVolt}$

Υπολογίζουμε το ρεύμα εκπομπού  $I_e = \frac{V_e}{R_L} \Rightarrow I_e = \frac{0.8565}{47} \Rightarrow I_e = 18.223\text{ mA}$

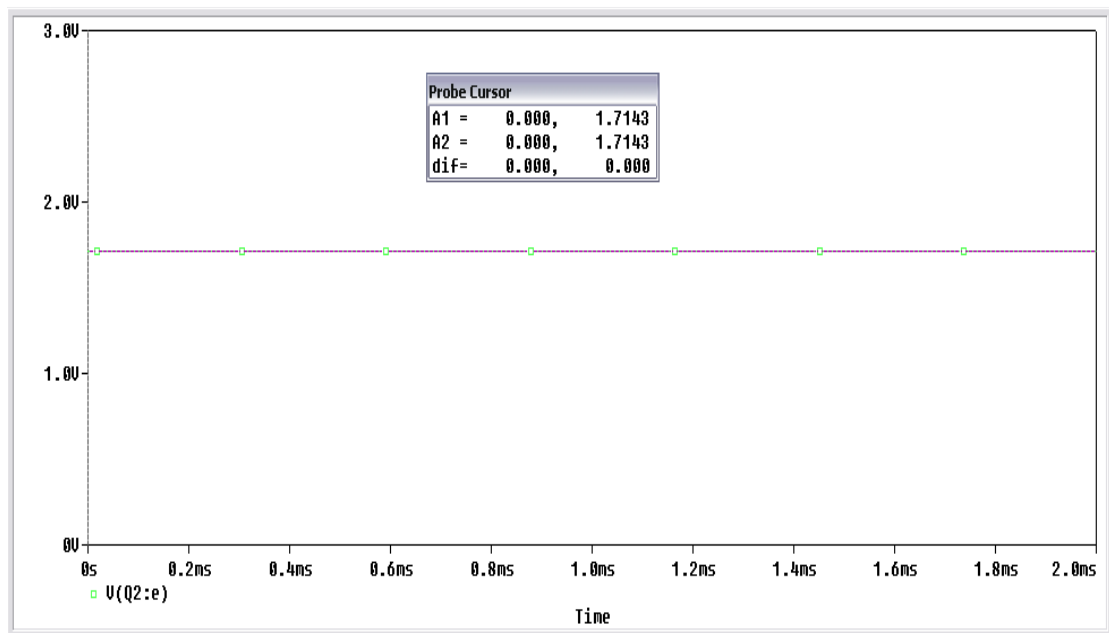
Για να επιβεβαιώσουμε το αποτέλεσμα αφαιρούμε τον **Voltage Marker** και τοποθετούμε έναν **Current Marker**.



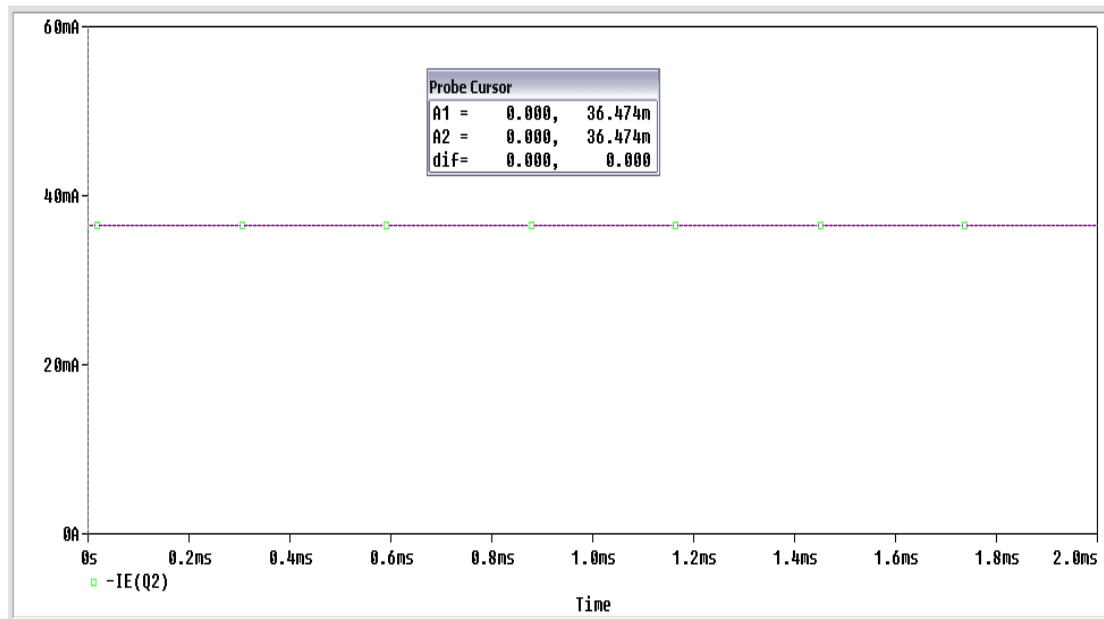
Στη συνέχεια επαναλαμβάνουμε την παραμετρική ανάλυση και βρίσκουμε για ποια τιμή της R1 έχουμε ρεύμα βάσης 2  $\mu\text{A}$ .



Βρίσκουμε την τάση και το ρεύμα στον εκπομπό του Q2, έχοντας στην R1 τιμή 2.7879 M $\Omega$ . Θα χρησιμοποιήσουμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης 2 msec.



Τάση εκπομπού  $V_e = 1.7143 \text{ Volt}$



Ρεύμα εκπομπού  $I_e = 36.474 \text{ mA}$

Η μεταβολή στο ρεύμα βάσης είναι:  $\Delta I_b = 2 \mu\text{A} - 1 \mu\text{A} = 1 \mu\text{A}$

Η μεταβολή στο ρεύμα εκπομπού είναι:  $\Delta I_e = 36.474 \text{ mA} - 18.223 \text{ mA} = 18.251 \text{ mA}$

Το κέρδος ρεύματος δίνεται από τον τύπο:  $\beta = \frac{\Delta I_e}{\Delta I_b} = \frac{18.251 \text{ mA}}{1 \mu\text{A}} = 18251$

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου κατά προσέγγιση δίνεται από τη σχέση:

$$Z_{in} = \beta * R_L \Rightarrow Z_{in} = 18251 * 47 \Rightarrow Z_{in} = 858 \text{ k}\Omega$$

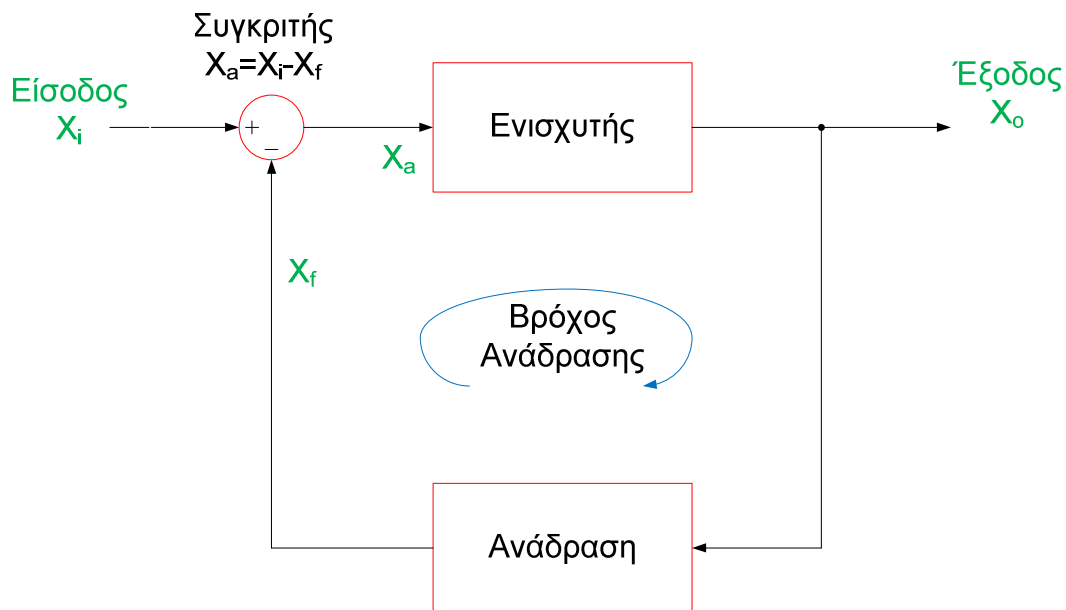
### 13. Ενισχυτές Με Ανάδραση

Ανάδραση ονομάζεται η κατάσταση σε ένα φυσικό σύστημα κατά την οποία ένα τμήμα της εξόδου του συστήματος επιστρέφει στην είσοδο. Σε συστήματα που χρησιμοποιούν ανάδραση τροποποιούνται τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του συστήματος.

Στα ηλεκτρικά κυκλώματα ενίσχυσης όπου χρησιμοποιούμε ανάδραση, οι διατάξεις αυτές συνδέονται έτσι ώστε στην είσοδο να επιστρέφει ένα σήμα και να αφαιρείται ή να προστίθεται από το σήμα που εφαρμόζεται σε αυτήν. Στην περίπτωση που το σήμα ανάδρασης αφαιρείται από το σήμα εισόδου, τότε ονομάζουμε την ανάδραση **αρνητική** ή **εκφυλιστική**. Αντίθετα, αν το σήμα ανάδρασης προστίθεται στο σήμα που εφαρμόζουμε στην είσοδο τότε η ανάδραση ονομάζεται **θετική** ή **αναγεννητική**.

Η **αρνητική ανάδραση** έχει σταθεροποιητική επίδραση στην απολαβή του ενισχυτή, αυξάνει το πλάτος ζώνης συχνοτήτων και ελαττώνει τον θόρυβο και την παραμόρφωση.

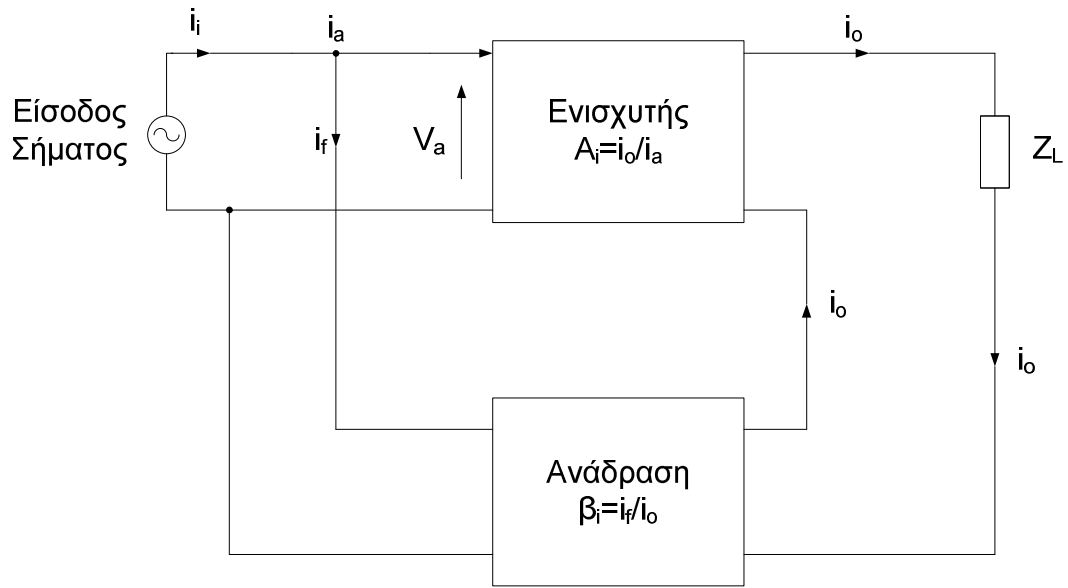
Η **θετική ανάδραση** αυξάνει την απολαβή αλλά ελαττώνει το πλάτος ζώνης συχνοτήτων και την σταθερότητα.



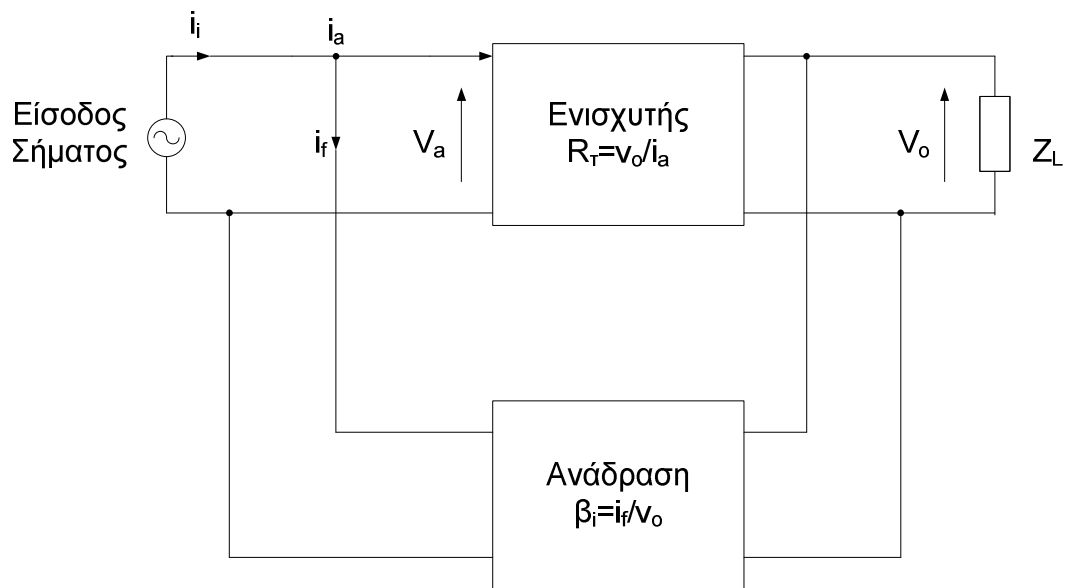
Εικόνα 13: Σύστημα ανάδρασης

Στο σχήμα της *Εικόνας 13* φαίνεται ένα τυπικό σύστημα ανάδρασης. Η έξοδος του ενισχυτή είναι ισοδύναμη με το σήμα εισόδου πολλαπλασιασμένη επί τη σταθερά κέρδους. Η έξοδος του ενισχυτή η οποία είναι επίσης η έξοδος του συστήματος ανάδρασης, ανιχνεύεται από τον τομέα ανάδρασης, αυτός ο τομέας παρέχει ένα σήμα ανάδρασης ισοδύναμο με το σύστημα εξόδου πολλαπλασιασμένο επί το κλάσμα ανάδρασης. Το σήμα ανάδρασης αφαιρείται από το σήμα εισόδου στον συγκριτή ο οποίος θα δώσει το τελικό σήμα στην είσοδο του ενισχυτή.

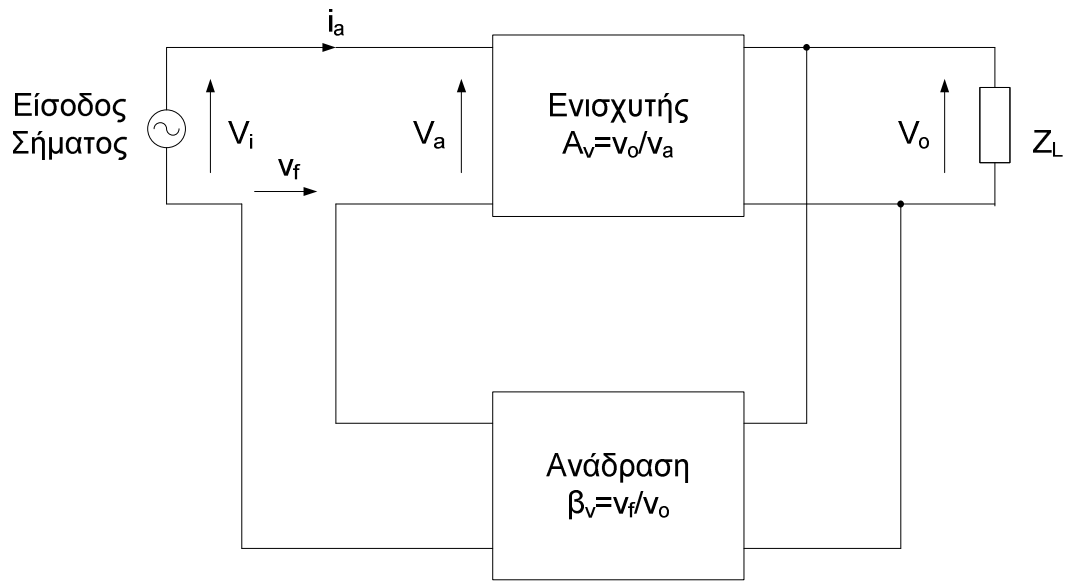
Θα υλοποιήσουμε τέσσερις προσομοιώσεις κυκλωμάτων ανάδρασης οι οποίες έχουν διαφορετικές αλλά ανεξάρτητες επιθυμητές ιδιότητες.



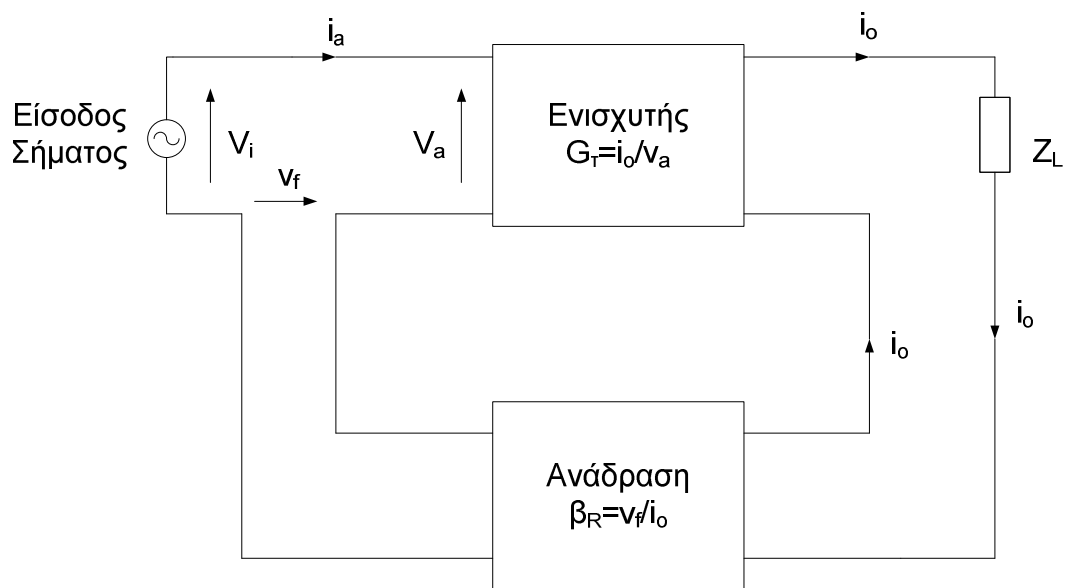
Ανάδραση ρεύματος παράλληλα (Ανάδραση παράλληλης εισόδου - σειριακής εξόδου)



Ανάδραση τάσης παράλληλα (Ανάδραση παράλληλης εισόδου - παράλληλης εξόδου)



Ανάδραση τάσης σειράς (Ανάδραση σειριακής εισόδου - παράλληλης εξόδου)



Ανάδραση ρεύματος σειράς (Ανάδραση σειριακής εισόδου - σειριακής εξόδου)

Παρακάτω δίνεται ένας συνοπτικός πίνακας στον οποίο φαίνεται το σήμα ανάδρασης και το κέρδος βρόγχου για τον κάθε τύπο ανάδρασης.

Τύπος Ανάδρασης	Ποσότητες Εισόδου $X_i, X_a, X_f$	Ποσότητες Εξόδου	Ενίσχυση $A$	Κλάσμα Ανάδρασης $\beta$	Κέρδος Κλειστού Βρόγχου $A_f$
Ρεύματος Παράλληλα	Ρεύματα $i_i, i_a, i_f$	Ρεύμα $i_o$	$A_i = \frac{i_o}{i_a}$	$\beta_i = \frac{i_f}{i_o}$	$A_{if} = \frac{A_i}{1 + A_i\beta_i}$
Τάσης Παράλληλα	Ρεύματα $i_i, i_a, i_f$	Τάση $v_o$	$R_T = \frac{v_o}{i_a}$	$\beta_G = \frac{i_f}{v_o} s$	$R_{Tf} = \frac{R_T}{1 + R_T\beta_G} \Omega$
Τάσης Σειράς	Τάσεις $v_i, v_a, v_f$	Τάση $v_o$	$A_v = \frac{v_o}{v_a}$	$\beta_v = \frac{v_f}{v_o}$	$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + A_v\beta_v}$
Ρεύματος Σειράς	Τάσεις $v_i, v_a, v_f$	Ρεύμα $i_o$	$G_T = \frac{i_o}{v_a}$	$\beta_R = \frac{v_f}{i_o} \Omega$	$G_{Tf} = \frac{G_T}{1 + G_T\beta_R} s$

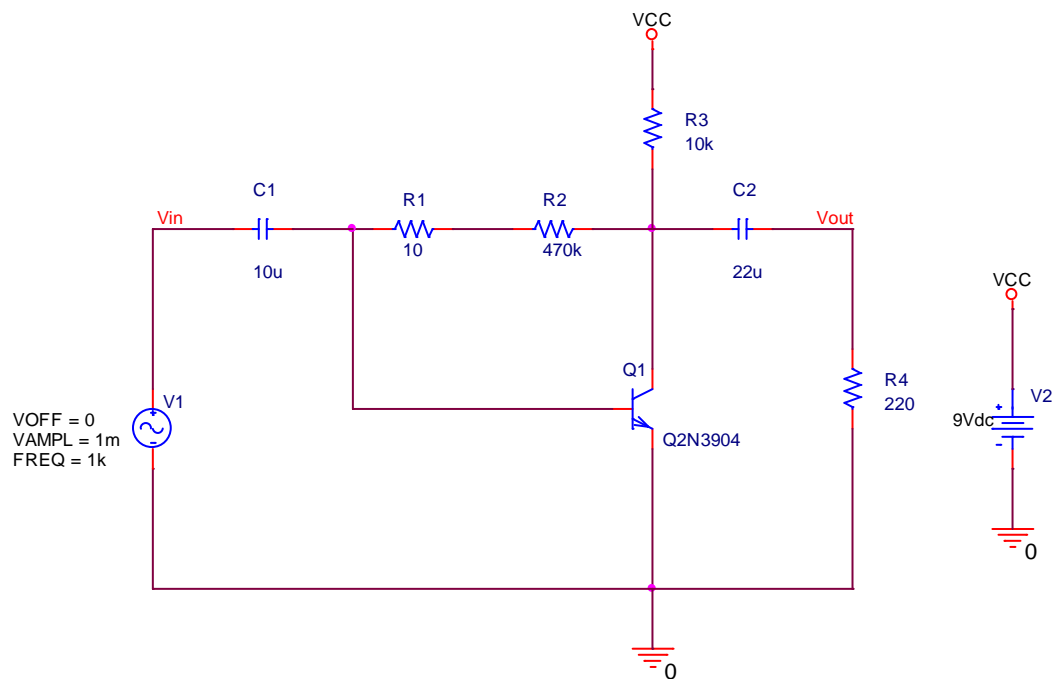
Ακόμα, δίνεται ένας δεύτερος πίνακας όπου δίνεται η επίδραση της ανάδρασης στις σύνθετες αντιστάσεις εισόδου – εξόδου για τον κάθε τύπο ανάδρασης.

Τύπος Ανάδρασης	Σύνθετη Αντίσταση Εισόδου $Z_{if}$	Σύνθετη Αντίσταση Εξόδου $Z_{of}$	$A\beta$
Ρεύματος Παράλληλα	$\frac{Z_i}{1 + A\beta}$	$Z_o(1 + A\beta)$	$A_i\beta_i$
Τάσης Παράλληλα	$\frac{Z_i}{1 + A\beta}$	$\frac{Z_o}{1 + A\beta}$	$R_T\beta_G$
Τάσης Σειράς	$Z_i(1 + A\beta)$	$\frac{Z_o}{1 + A\beta}$	$A_v\beta_v$
Ρεύματος Σειράς	$Z_i(1 + A\beta)$	$Z_o(1 + A\beta)$	$G_T\beta_R$

## Ψspice Ανάλυση

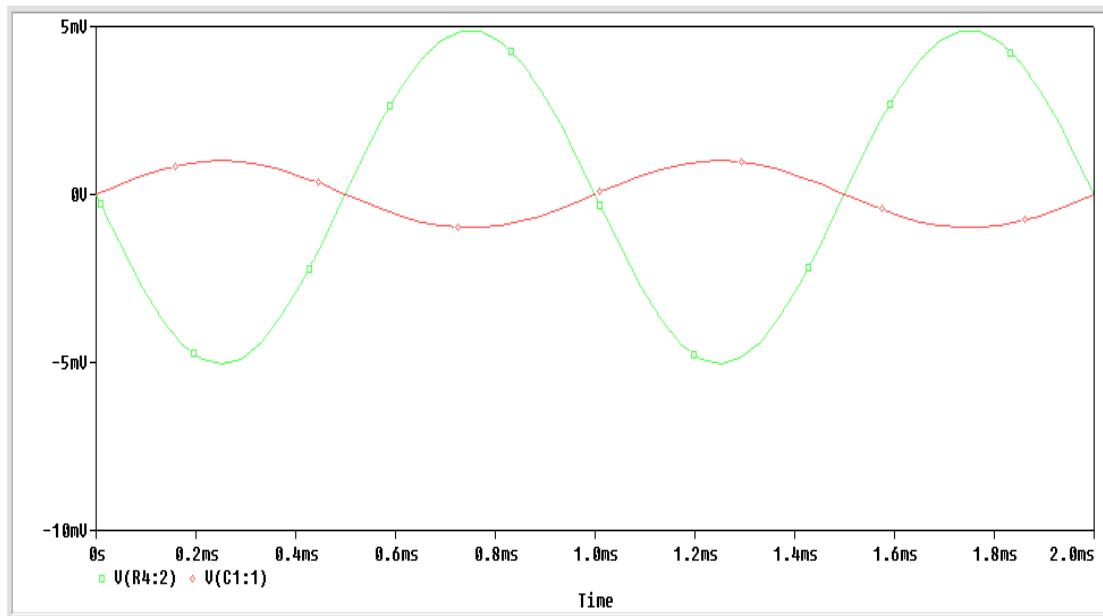
### 13.1 Ανάδραση Τάσης Παράλληλα

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα ενισχυτή με ανάδραση τάσης παράλληλα.

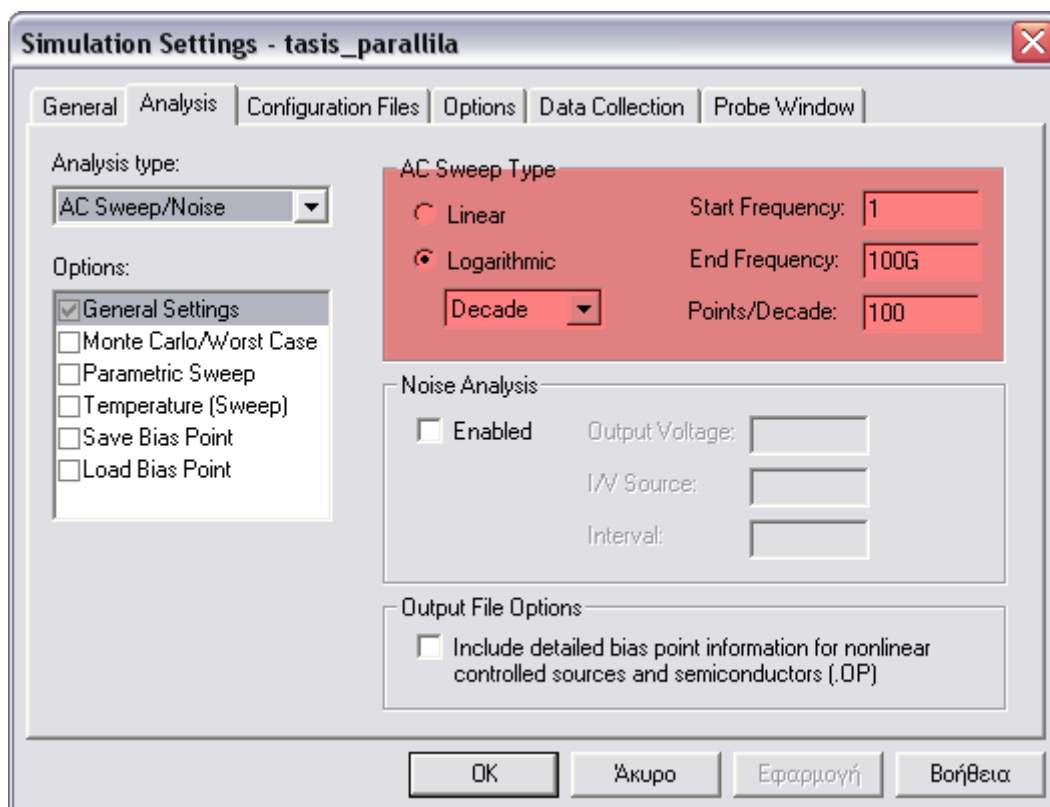


Τροφοδοτούμε την βαθμίδα με DC τάση 9 Volt . Διεγείρουμε την βαθμίδα με ημιτονικό σήμα 1 mVolt, συχνότητας 1 kHz. Επιλέγουμε την τάση του ημιτονικού σήματος να είναι τόση ώστε να μην παίρνουμε στην έξοδο το σήμα παραμορφωμένο.



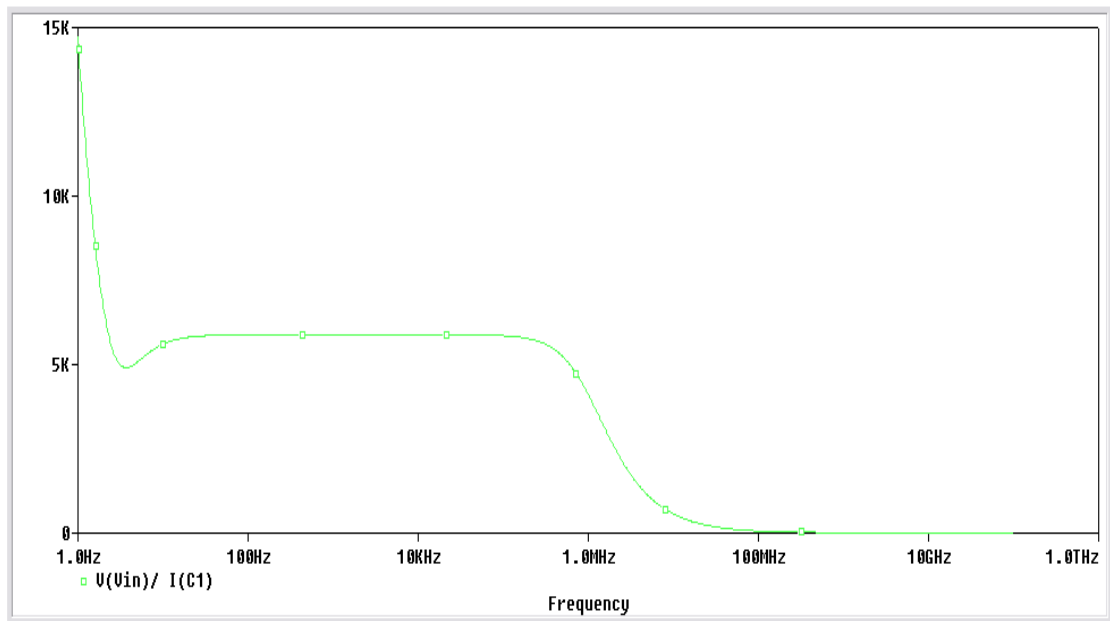


Για να βρούμε την αντίσταση εισόδου και την αντίσταση εξόδου θα χρησιμοποιήσουμε **AC Sweep** ανάλυση και θα βάλουμε τις τιμές στο **Simulation Setting** όπως φαίνονται στην **Εικόνα 13.1.1**.



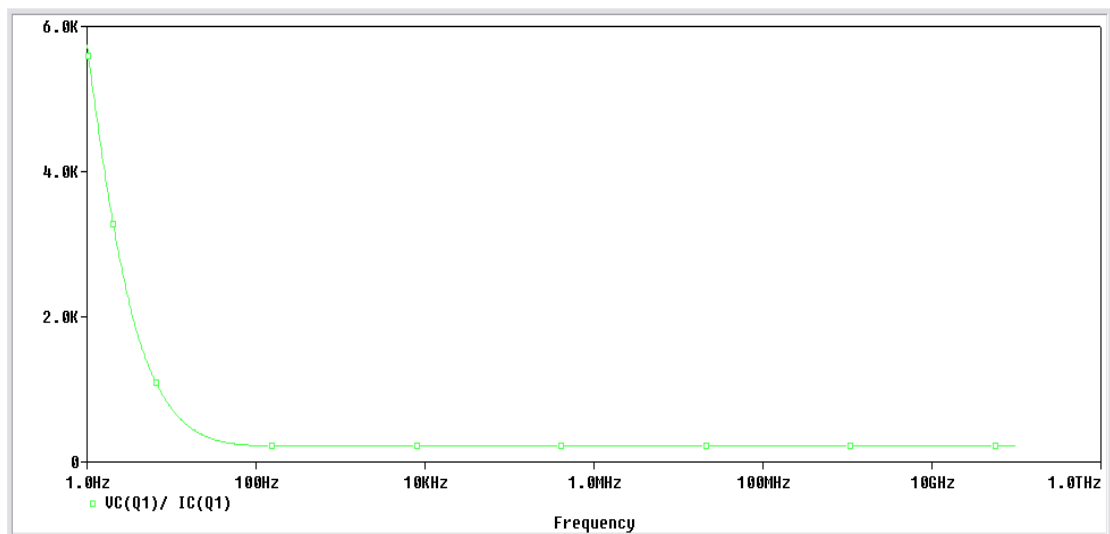
Εικόνα 13.1.1: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

Εκτελούμε την προσομοίωση επιλέγοντας από το **Add Trace** το πηλίκο  $V(Vin)/I(C1)$  για να εμφανίσουμε την αντίσταση εισόδου.



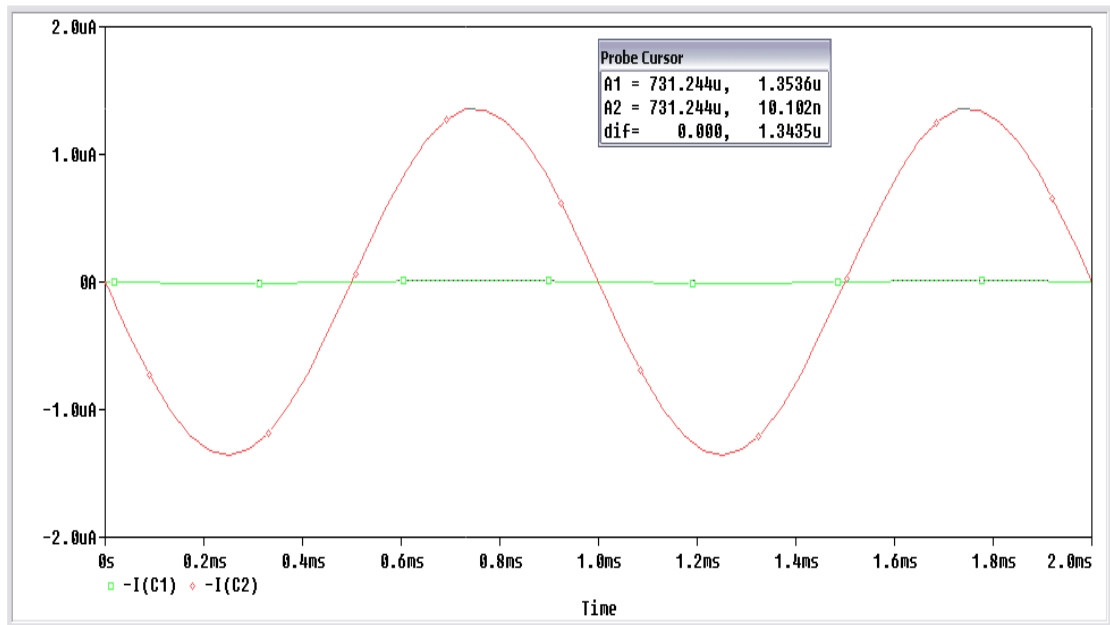
Η αντίσταση εισόδου είναι:  $Z_{in} = 5.8 \text{ k}\Omega$

Για την αντίσταση εξόδου επιλέγουμε από το **Add Trace** το πηλίκο **VC(Q1)/ IC(Q1)**



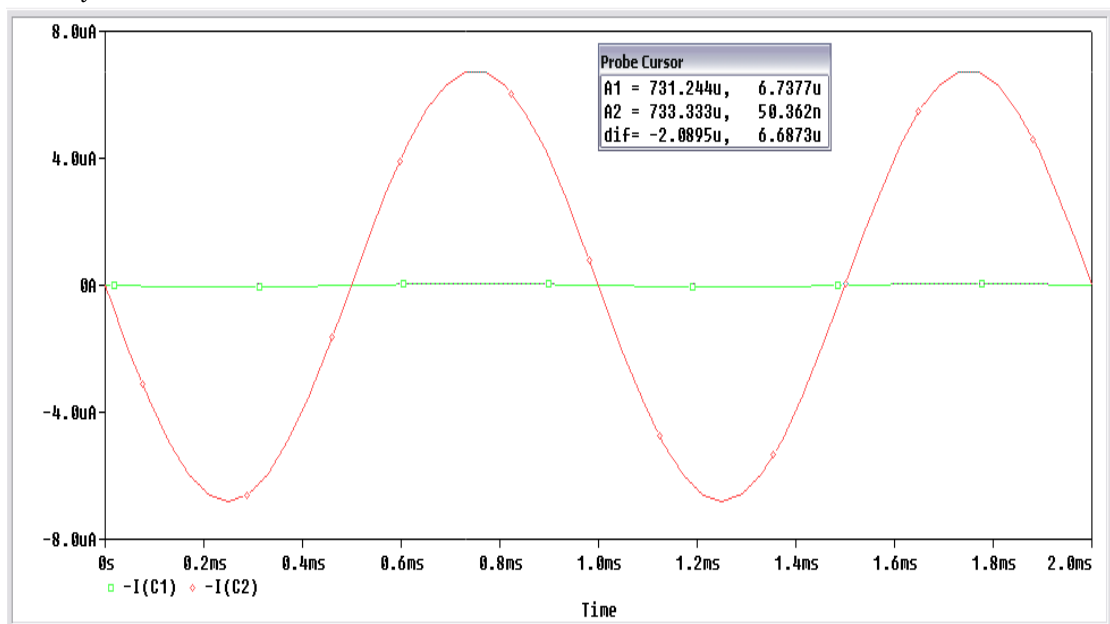
Η αντίσταση εξόδου είναι:  $Z_{out} = 215 \Omega$

Τοποθετούμε ένα **Current Marker** μετά τον πυκνωτή C1 (ρεύμα εισόδου) και έναν **Current Marker** πριν τον πυκνωτή C2 (ρεύμα εξόδου) για να μετρήσουμε το ρεύμα εξόδου για ρεύμα εισόδου 10,50,100 και 150 nA και να υπολογίσουμε την ενίσχυση ρεύματος  $A_i$  για τις μετρήσεις αυτές. Θα χρησιμοποιήσουμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης **Run to time: 2 msec**.



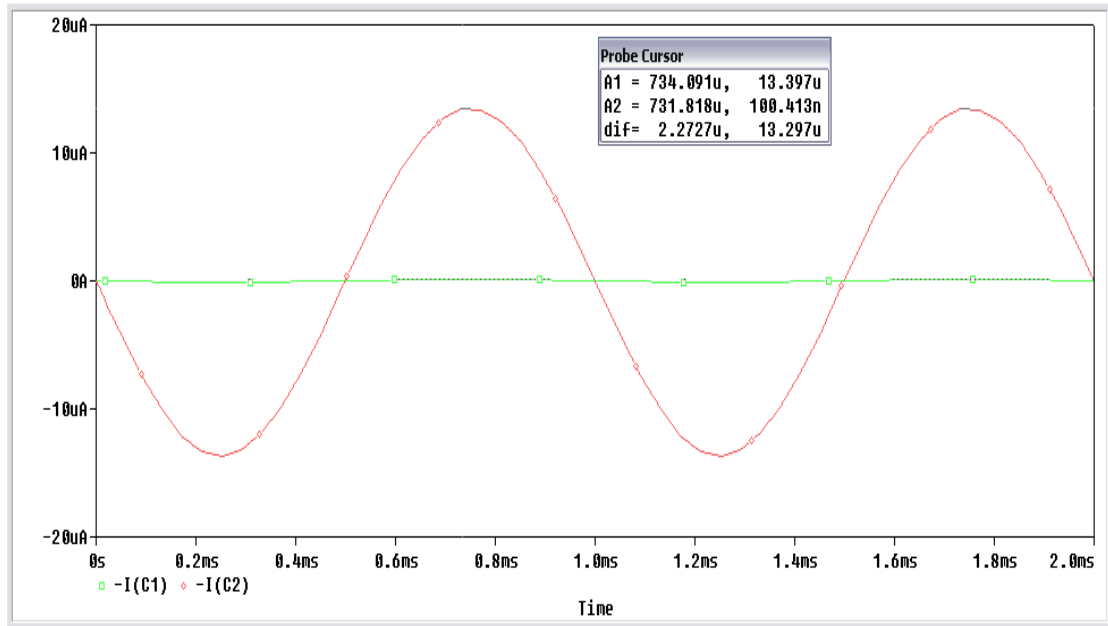
Για ρεύμα εισόδου  $I_{in} = 10 \text{ nA}$ , έχω ρεύμα εξόδου  $I_{out} = 1.4 \mu\text{A}$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{1.4 * 10^{-6} \text{ A}}{10 * 10^{-9} \text{ A}} = 140$$



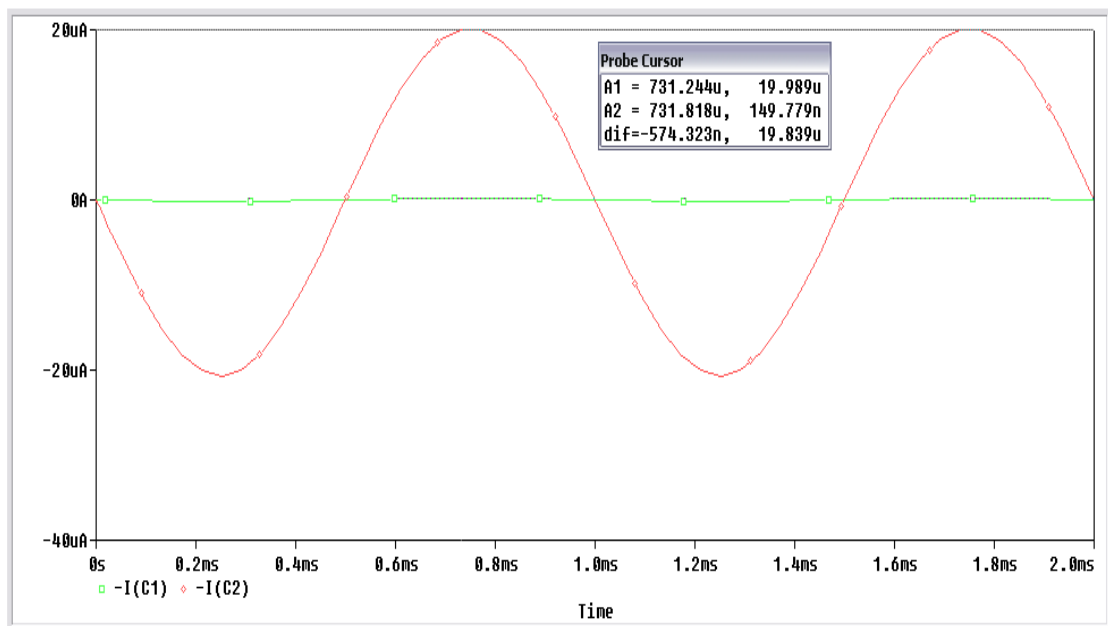
Για ρεύμα εισόδου  $I_{in} = 50 \text{ nA}$ , έχω ρεύμα εξόδου  $I_{out} = 6.7 \mu\text{A}$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{6.7 * 10^{-6} \text{ A}}{50 * 10^{-9} \text{ A}} = 134$$



Για ρεύμα εισόδου  $I_{in} = 100 \text{ nA}$  , έχω ρεύμα εξόδου  $I_{out} = 13.4 \mu\text{A}$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{13.4 * 10^{-6} \text{ A}}{100 * 10^{-9} \text{ A}} = 134$$

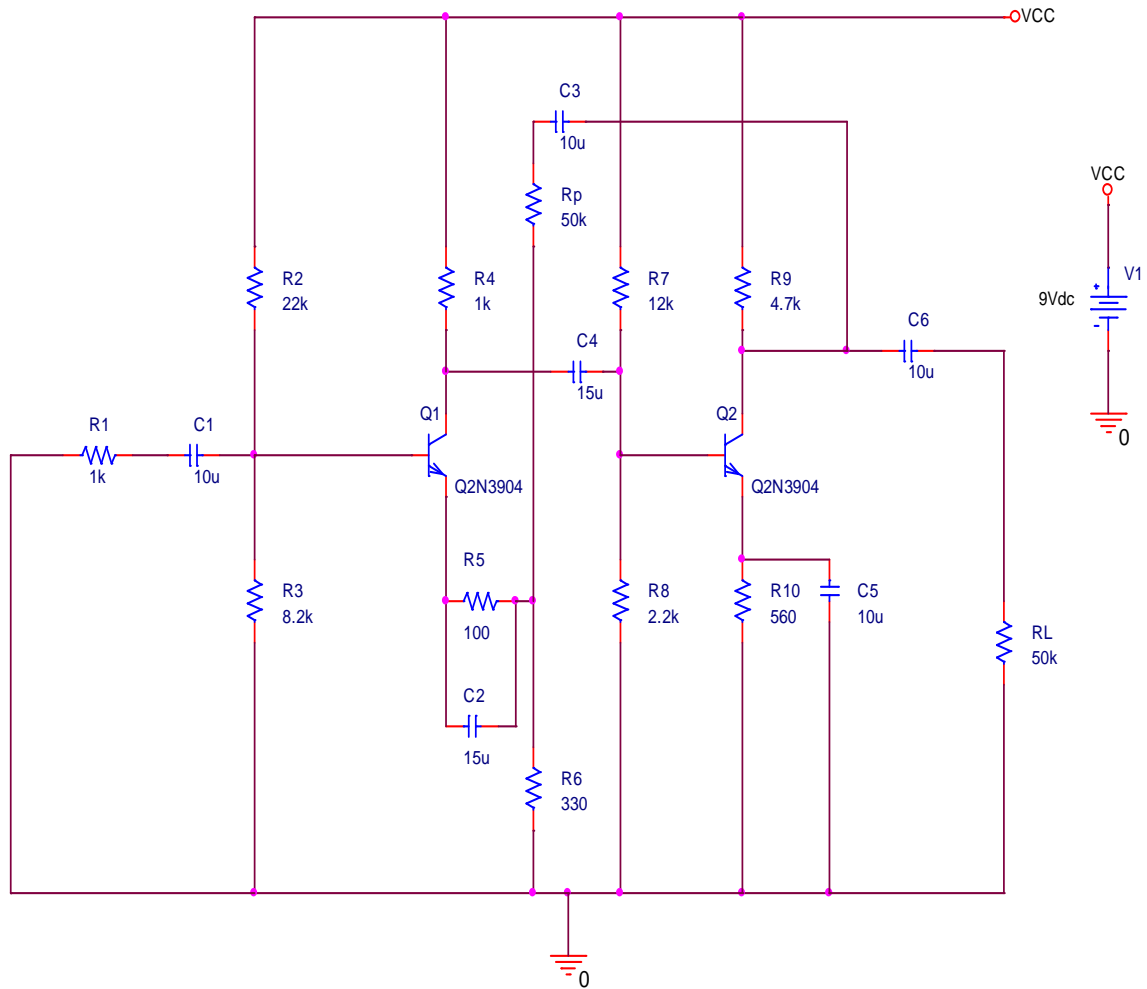


Για ρεύμα εισόδου  $I_{in} = 150 \text{ nA}$  , έχω ρεύμα εξόδου  $I_{out} = 20 \mu\text{A}$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{20 * 10^{-6} \text{ A}}{150 * 10^{-9} \text{ A}} = 133.3$$

### ***13.2 Ανάδραση Τάσης Σειράς***

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα ενισχυτή με ανάδραση τάσης σειράς.

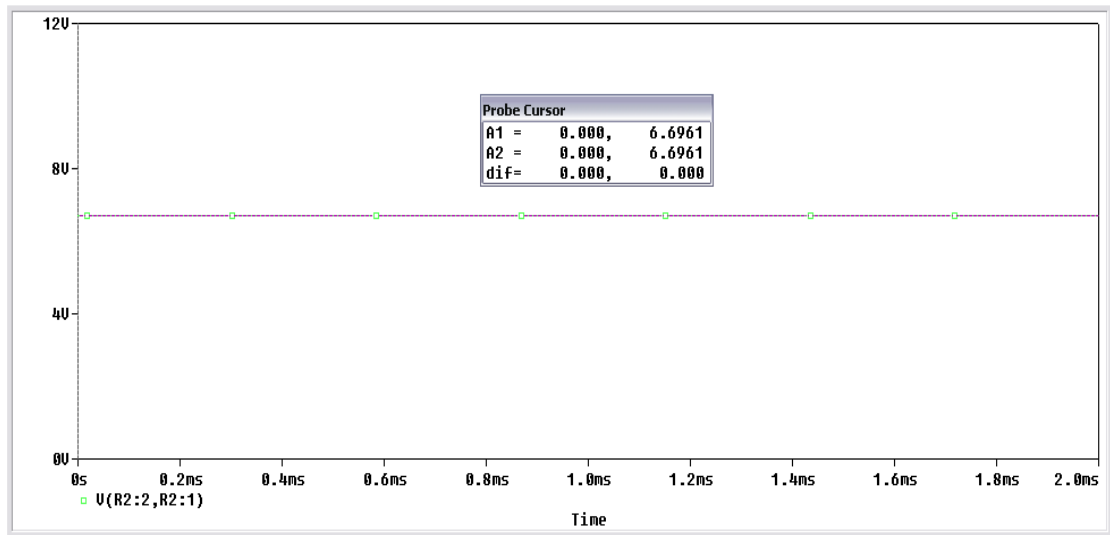


Η αντίσταση  $R_p$  είναι ποτενσιόμετρο. Ο κλάδος που περιέχει την αντίσταση  $R_p$  και τον πυκνωτή  $C3$  είναι η ανάδραση του κυκλώματος. Αφαιρούμε την ανάδραση και τροφοδοτούμε την βαθμίδα με DC τάση 9 Volt , χωρίς να εφαρμόσουμε σήμα στην είσοδο και μετράμε τις πτώσεις τάσης σε όλα τα ωμικά στοιχεία του κυκλώματος. Χρησιμοποιούμε

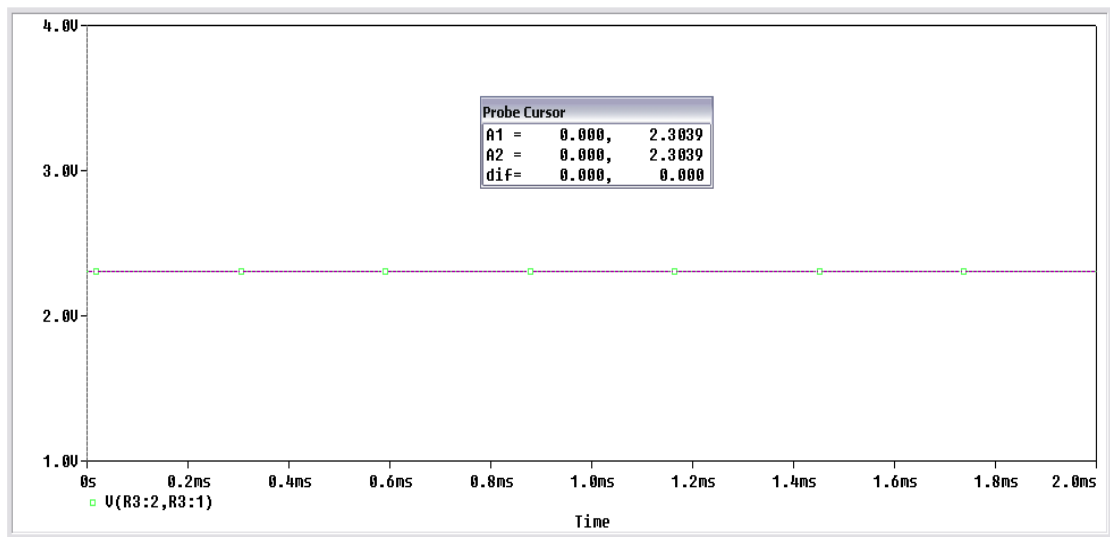


**Transient** ανάλυση και με τους **Voltage Differential Markers** παίρνουμε τα γραφήματα των πτώσεων τάσης.

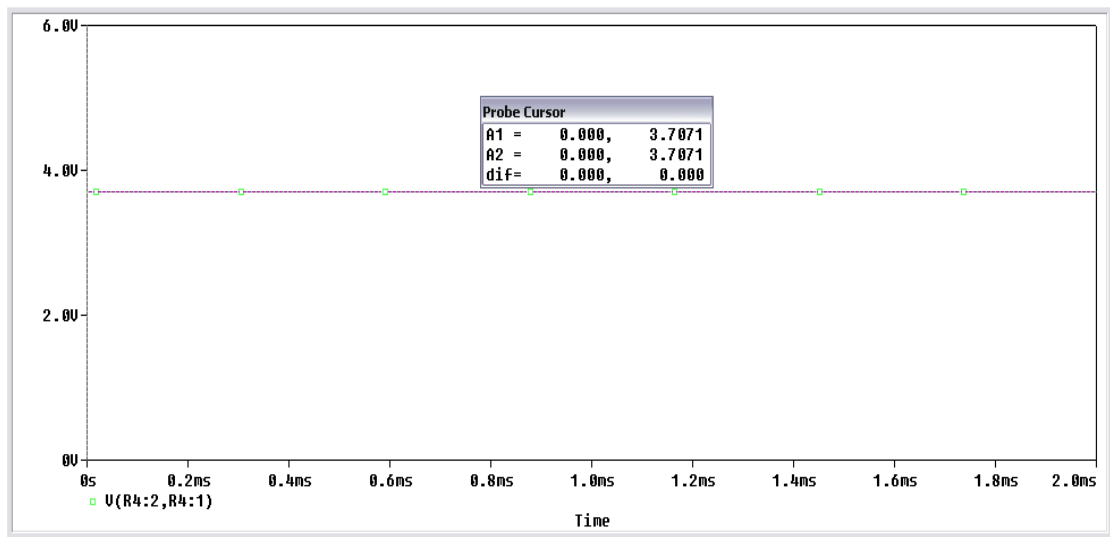
παίρνουμε τα



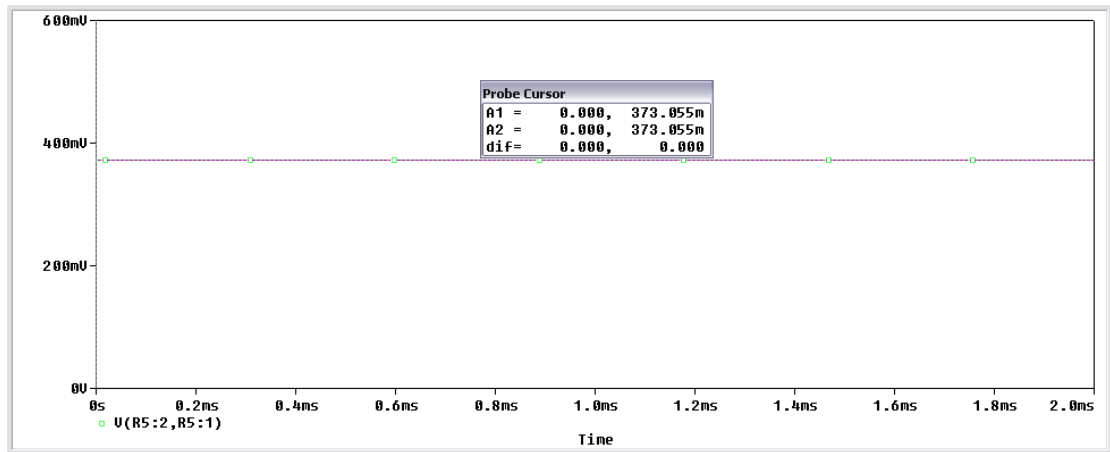
Πτώση τάσης στην αντίσταση R2



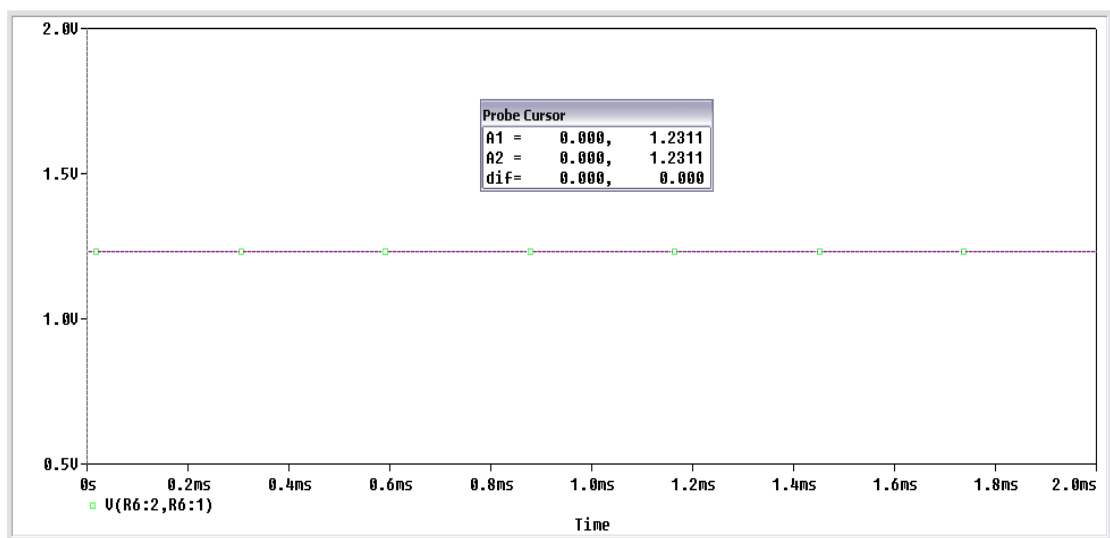
Πτώση τάσης στην αντίσταση R3



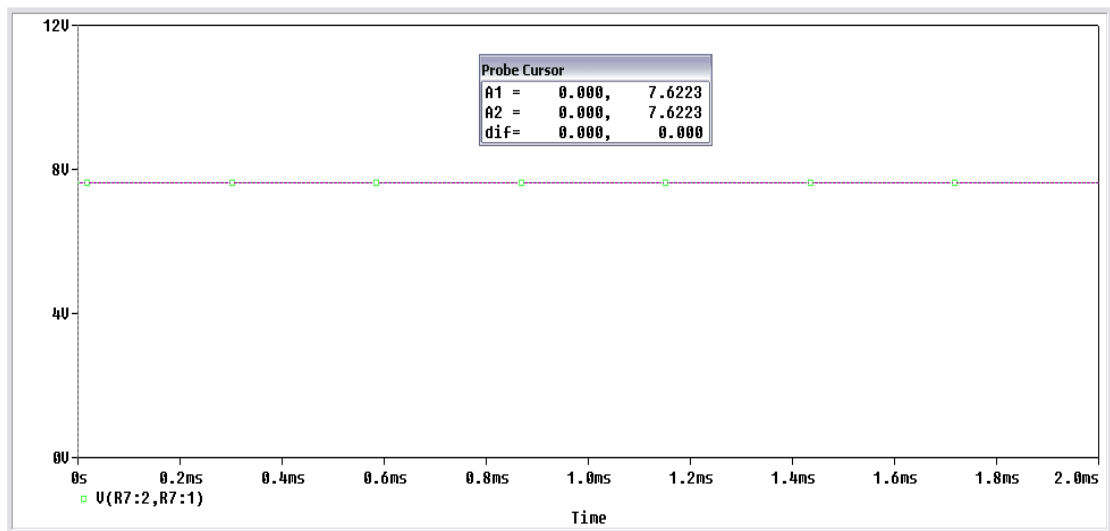
Πτώση τάσης στην αντίσταση R4



Πτώση τάσης στην αντίσταση R5

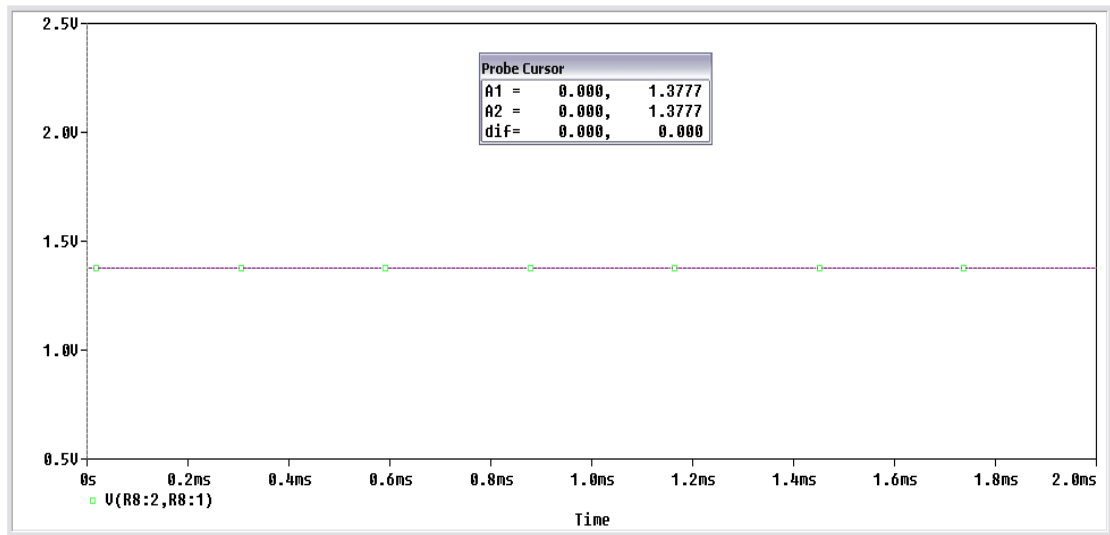


Πτώση τάσης στην αντίσταση R6

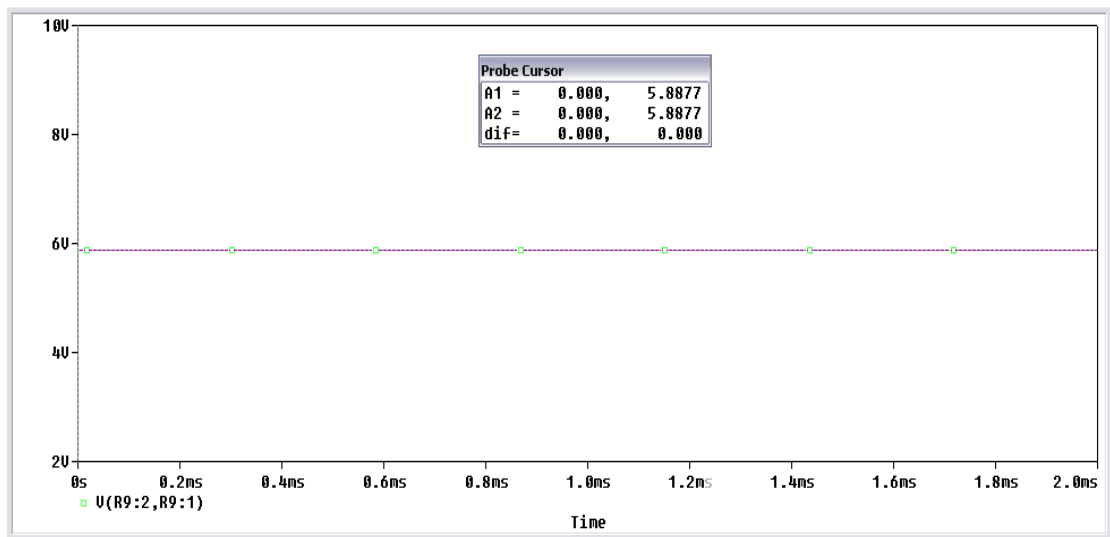


Πτώση τάσης στην αντίσταση R7

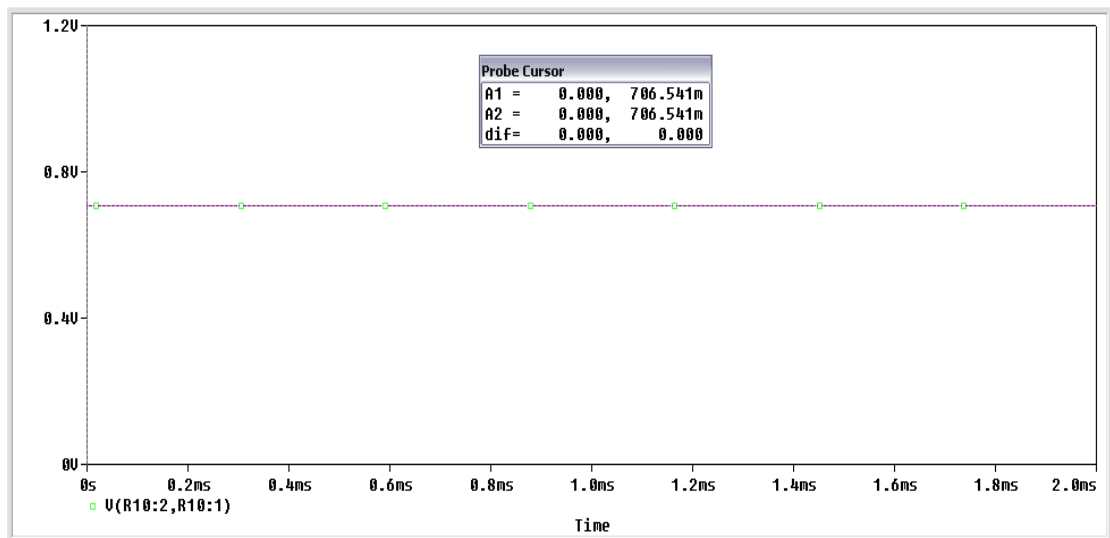




Πτώση τάσης στην αντίσταση R8



Πτώση τάσης στην αντίσταση R9

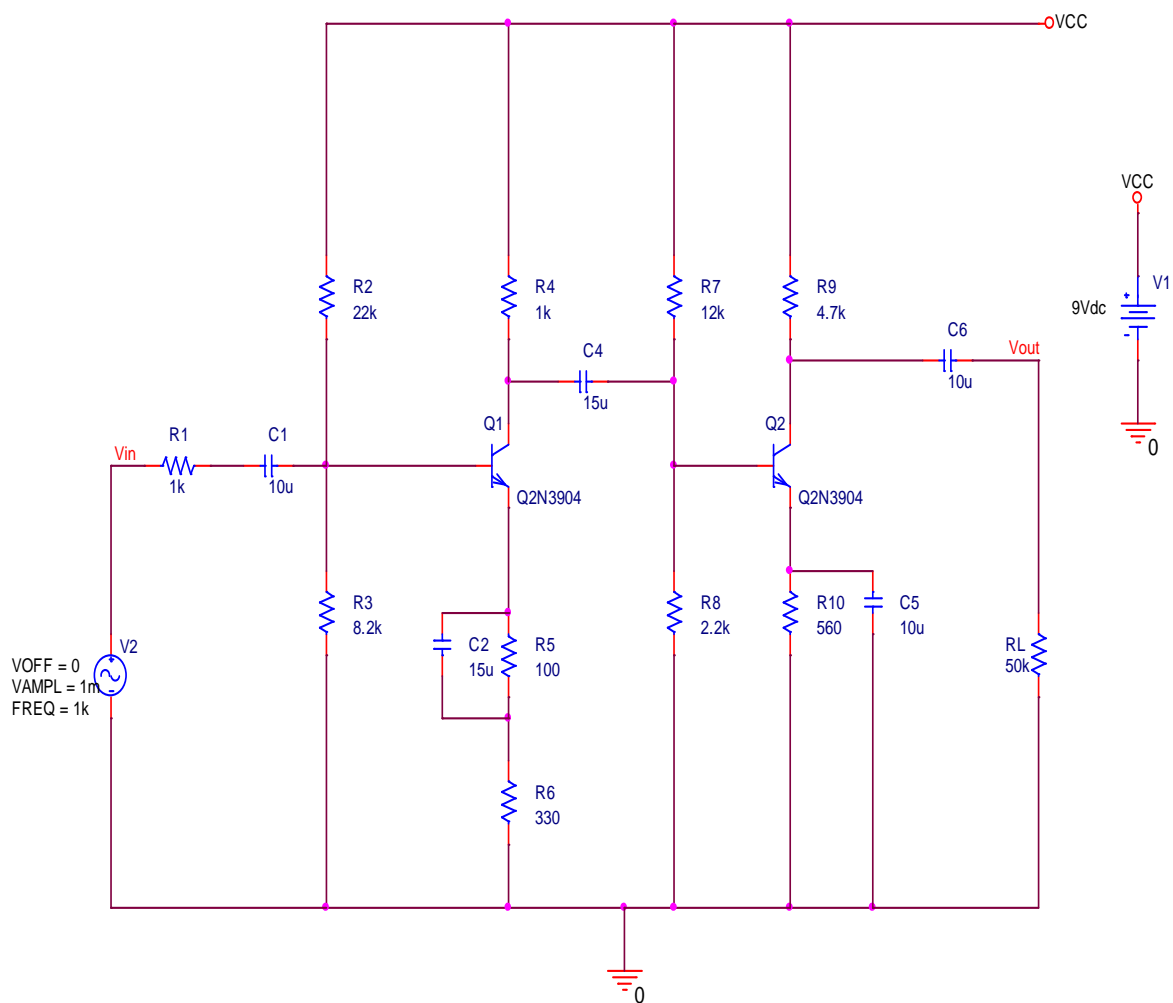


Πτώση τάσης στην αντίσταση R10

Συνοπτικός πίνακας μετρήσεων:

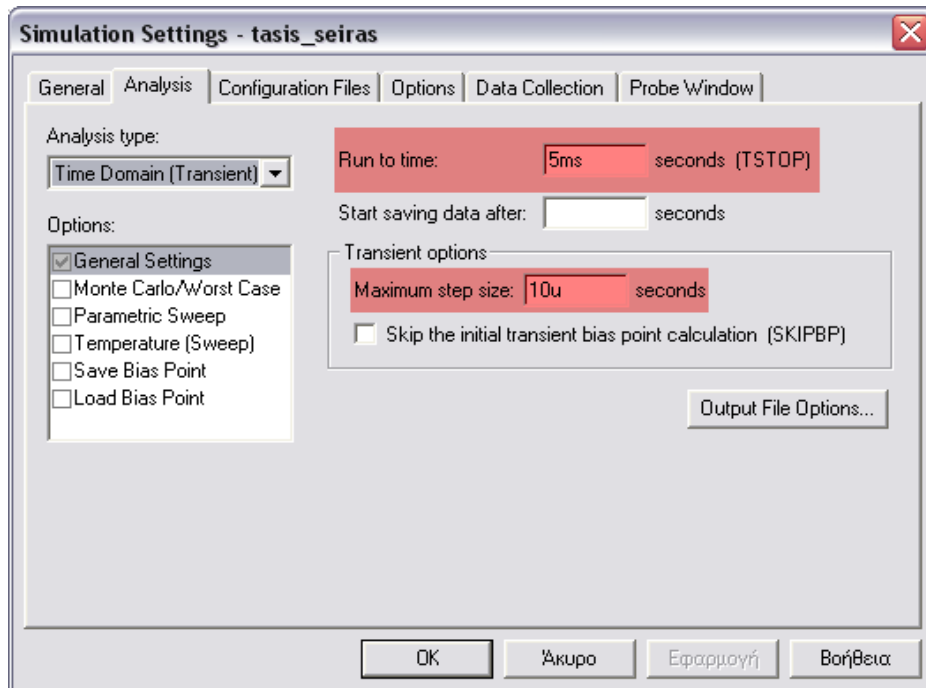
	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8	R9	R10
Volt	6.7	2.3	3.71	373m	1.23	7.62	1.38	5.89	706.5m

Τοποθετούμε στην είσοδο ημιτονικό σήμα συχνότητας 1 kHz και έχοντας τοποθετήσει στην έξοδο έναν **Voltage Marker** για να βλέπουμε την κυματομορφή εξόδου, τροφοδοτούμε την είσοδο με πλάτος τόσο ώστε στην έξοδο να μην έχουμε παραμόρφωση.



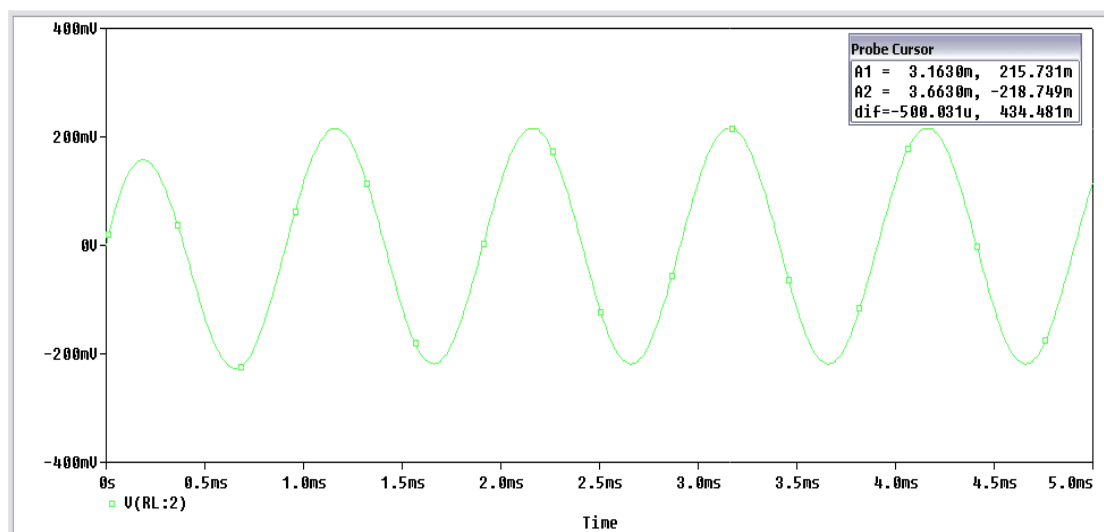
Λόγω των αυτεπαγωγών του κυκλώματος θα χρειαστεί να βάλουμε ένα χρόνο μεγαλύτερο των 2 περιόδων ώστε να δούμε πως συμπεριφέρεται το κύκλωμα μετά το μεταβατικό στάδιο στο σημείο ηρεμίας. Εφόσον η συχνότητα της πηγής είναι 1 kHz η περίοδος του σήματος εισόδου είναι 1 msec. Θα τοποθετήσουμε στον **Run to time** 5 msec. Θα διαπιστώσουμε ότι η κυματομορφή μας εμφανίζει μικρές γωνίες, αυτό μπορούμε να το αντιμετωπίσουμε τοποθετώντας μια μικρή τιμή βήματος στο πεδίο **Maximum Step Size** (Εικόνα 13.2.1) αυξάνοντας κατά συνέπεια τον χρόνο εκτέλεσης της προσομοίωσης. Στην

περίπτωση που το πεδίο **Maximum Step Size** παραμένει κενό, τότε η PSpice επιλέγει μόνη της βήμα εκτέλεσης.



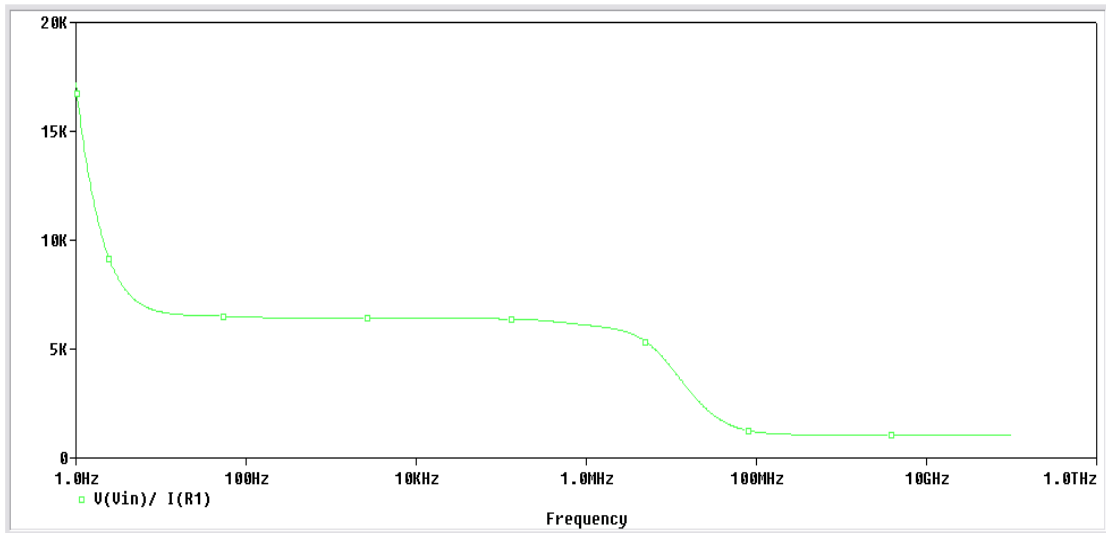
Εικόνα 13.2.1: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης

Εκτελώντας την προσομοίωση βλέπουμε ότι για να μειώσουμε στο ελάχιστο την παραμόρφωση στην έξοδο του ενισχυτή θα πρέπει το ημιτονικό σήμα στην είσοδο να έχει πλάτος 1 mVolt.

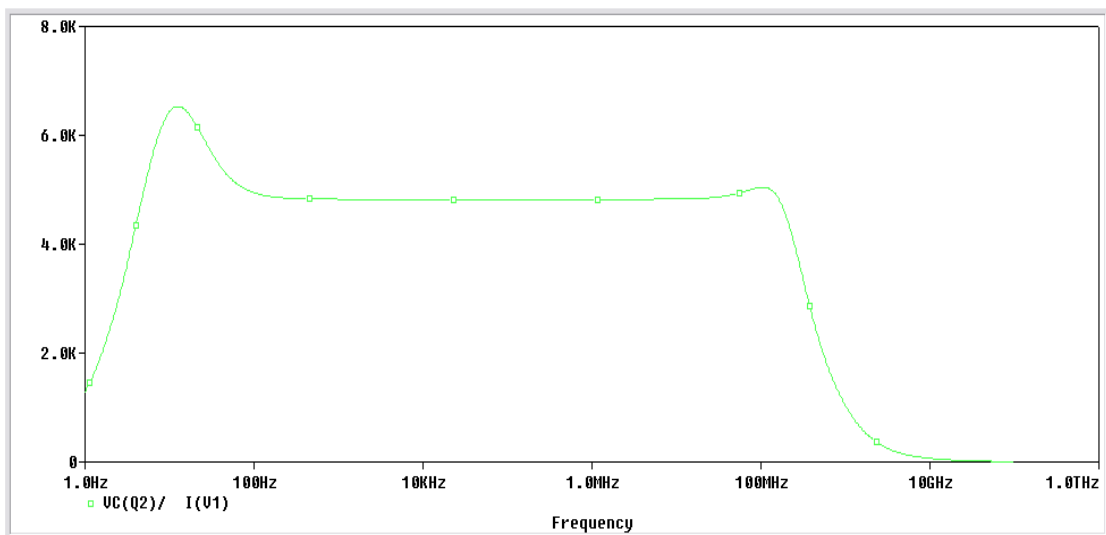


Στην συνέχεια μετράμε την αντίσταση εισόδου και την αντίσταση εξόδου της διάταξης χωρίς ανάδραση. Υπενθυμίζουμε ότι η ανάδραση είναι ο κλάδος που περιέχει το ποτενσιόμετρο  $R_p$  και τον πυκνωτή  $C_3$ .

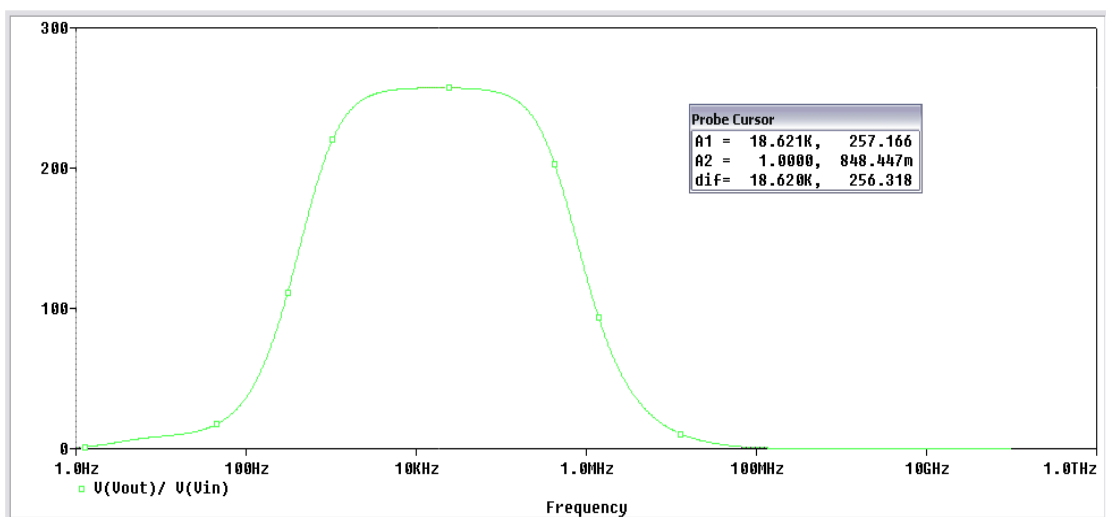
Για να βρούμε την αντίσταση εισόδου και την αντίσταση εξόδου θα χρησιμοποιήσουμε **AC Sweep** ανάλυση.



Η αντίσταση εισόδου χωρίς ανάδραση είναι  $Z_{in} = 6.5 \text{ k}\Omega$

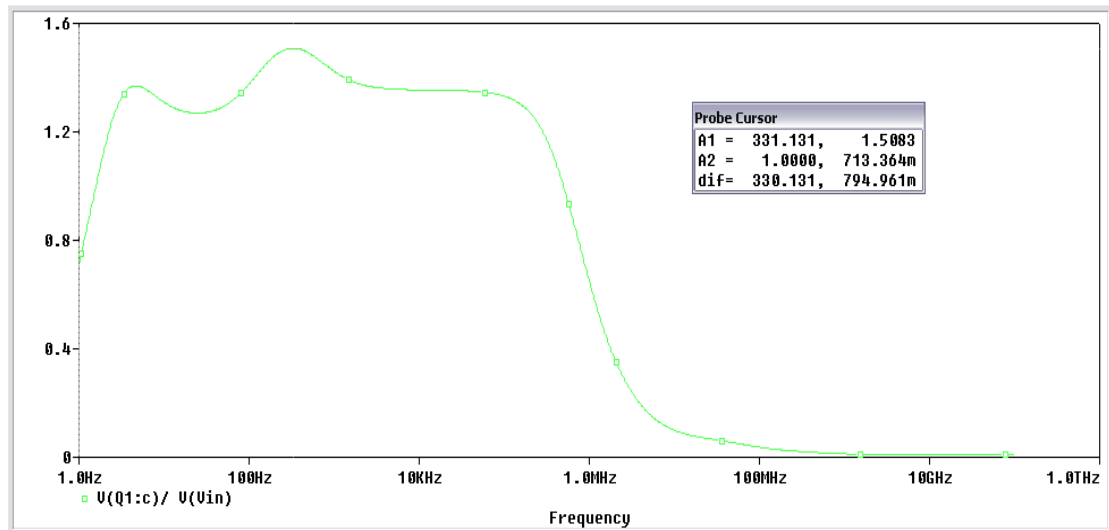


Η αντίσταση εξόδου χωρίς ανάδραση είναι  $Z_{out} = 55 \text{ k}\Omega$

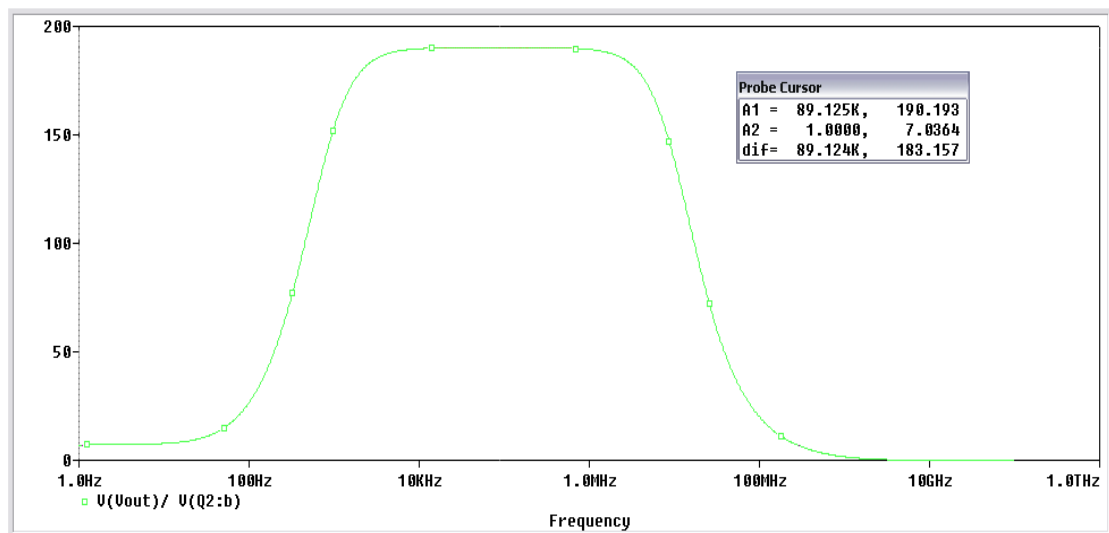


Η ενίσχυση της βαθμίδας χωρίς ανάδραση είναι  $A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 257.2$

Στην συνέχεια θα μετρήσουμε τις μερικές ενισχύσεις τάσεως  $A_1, A_2$  και από την σχέση  $A_{ολ} = A_1 * A_2$  θα υπολογίσουμε την ολική ενίσχυση της βαθμίδας και θα την συγκρίνουμε με αυτήν που βρήκαμε παραπάνω.



Η ενίσχυση του τρανζίστορ Q1 είναι  $A_1 = \frac{v_{outQ1}}{v_{inQ1}} = 1.51$

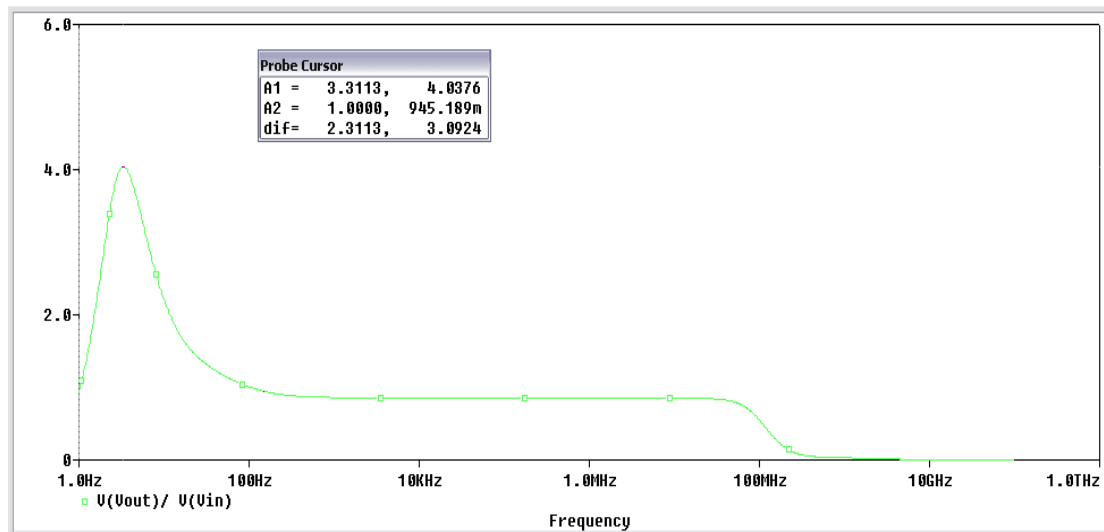


Η ενίσχυση του τρανζίστορ Q2 είναι  $A_2 = \frac{v_{outQ2}}{v_{inQ2}} = 190.2$

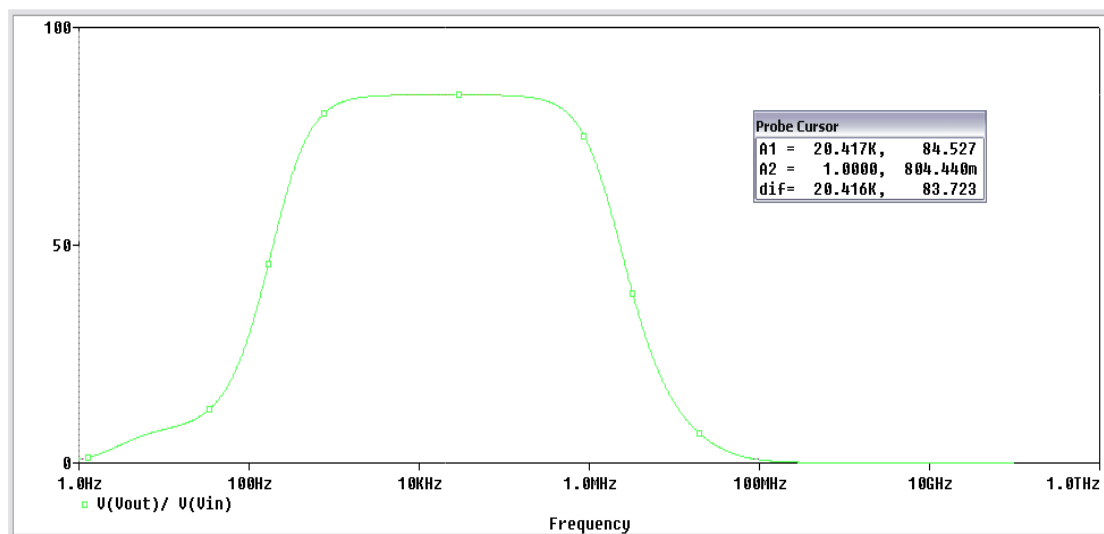
Η ολική ενίσχυση της βαθμίδας είναι:

$$A_{ολ} = A_1 * A_2 \Rightarrow A_{ολ} = 1.51 * 190.2 \Rightarrow A_{ολ} = 287.2$$

Τοποθετούμε τώρα την ανάδραση και μετράμε την ενίσχυση της βαθμίδας για την μικρότερη ( $1\Omega$ ) και μεγαλύτερη τιμή ( $50\text{ k}\Omega$ ) του ποτενσιόμετρου.



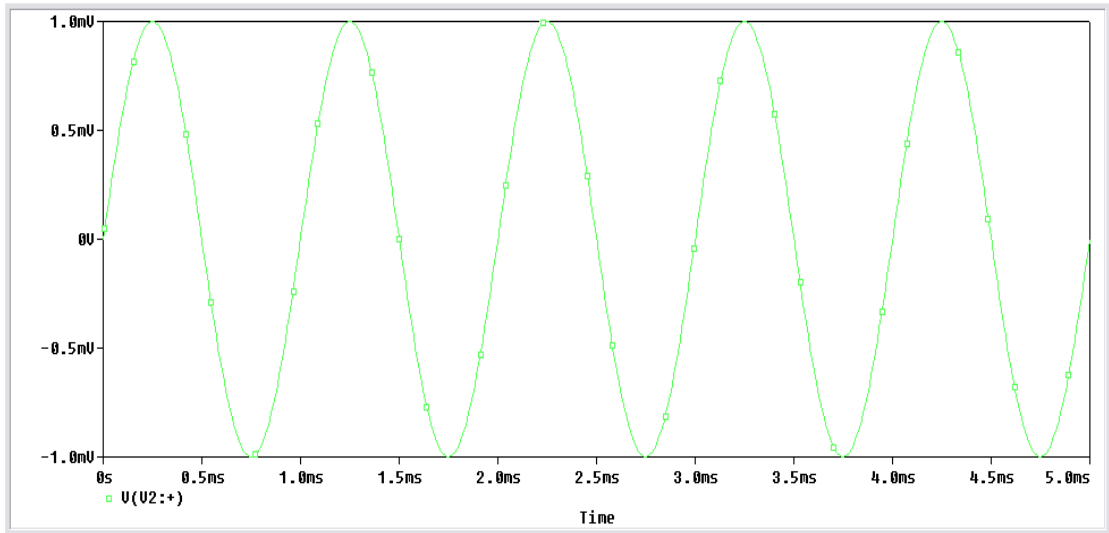
Ενίσχυση βαθμίδας για  $R_p = 1\Omega$



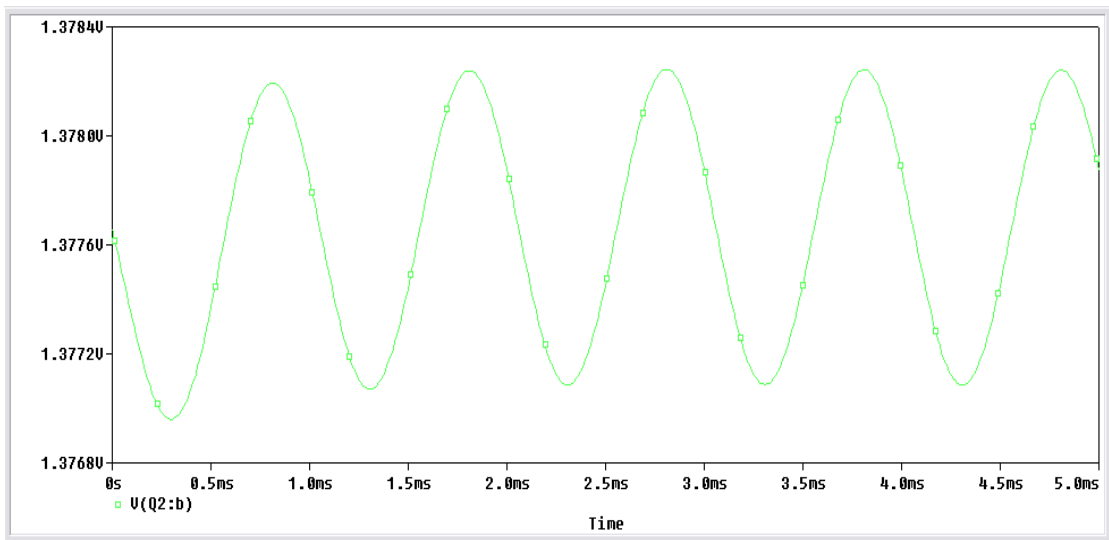
Ενίσχυση βαθμίδας για  $R_p = 50\text{ k}\Omega$

Παρατηρούμε ότι μειώνοντας στο ελάχιστο την αντίσταση του ποτενσιόμετρου, το εύρος συχνότητας είναι ελάχιστο και η ενίσχυση είναι πολύ μικρή. Ενώ βάζοντας όλη την αντίσταση του ποτενσιόμετρου στο κύκλωμα αυξάνουμε το κέρδος αλλά και το εύρος συχνοτήτων.

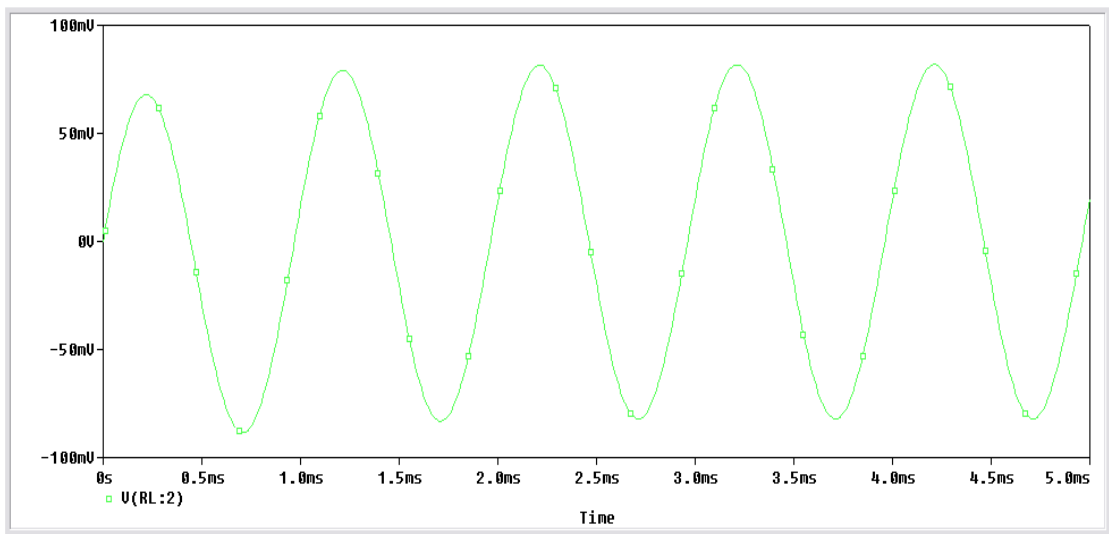
Παίρνουμε μετρήσεις για τα σήματα εισόδου, βάσεως της δεύτερης βαθμίδας και της τάσης εξόδου.



Τάση εισόδου ενισχυτή

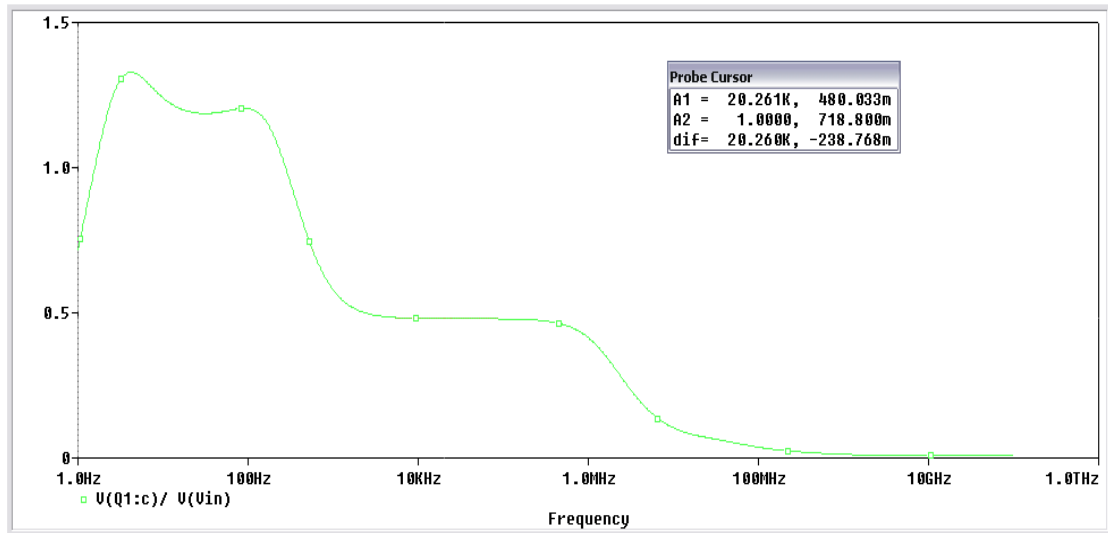


Τάση βάσης δεύτερης βαθμίδας

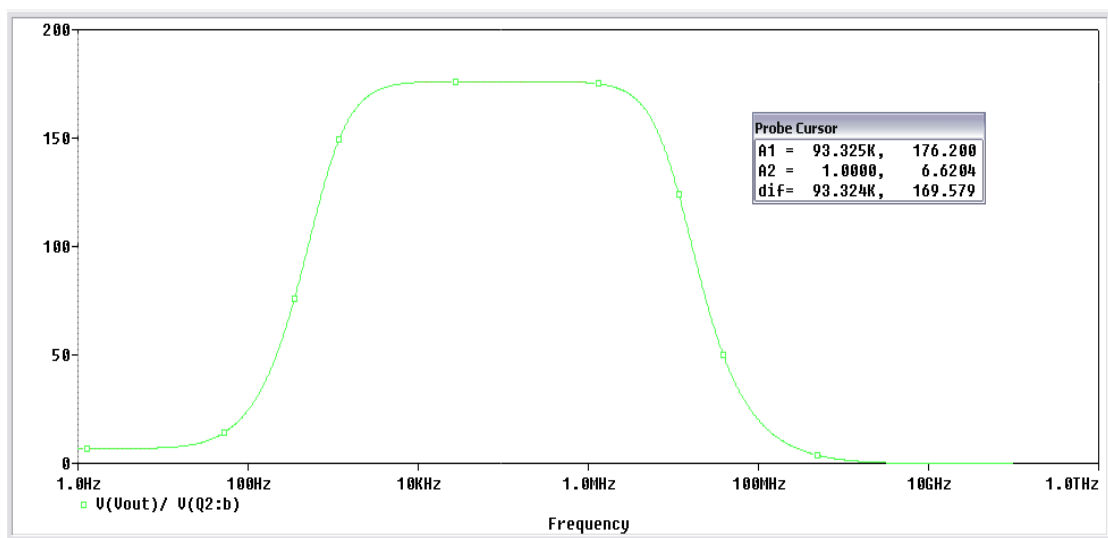


Τάση εξόδου ενισχυτή

Θα μετρήσουμε τις μερικές ενισχύσεις τάσεως  $A_1, A_2$  έχοντας όμως αυτήν την φορά στο κύκλωμα ανάδραση. Στην συνέχεια από την σχέση  $A_{ολ} = A_1 * A_2$  θα υπολογίσουμε την ολική ενίσχυση της βαθμίδας και θα την συγκρίνουμε με την ολική ενίσχυση που θα μετρήσουμε.



Η ενίσχυση του τρανζίστορ Q1 είναι  $A_1 = \frac{v_{outQ1}}{v_{inQ1}} = 0.48$

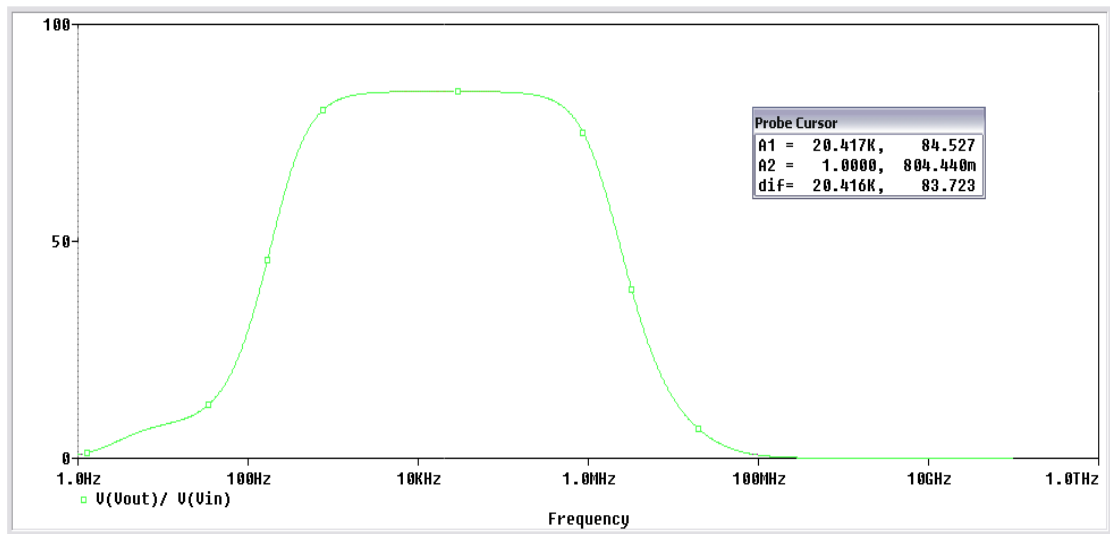


Η ενίσχυση του τρανζίστορ Q2 είναι  $A_2 = \frac{v_{outQ2}}{v_{inQ2}} = 176.2$

Η ολική ενίσχυση της βαθμίδας είναι:

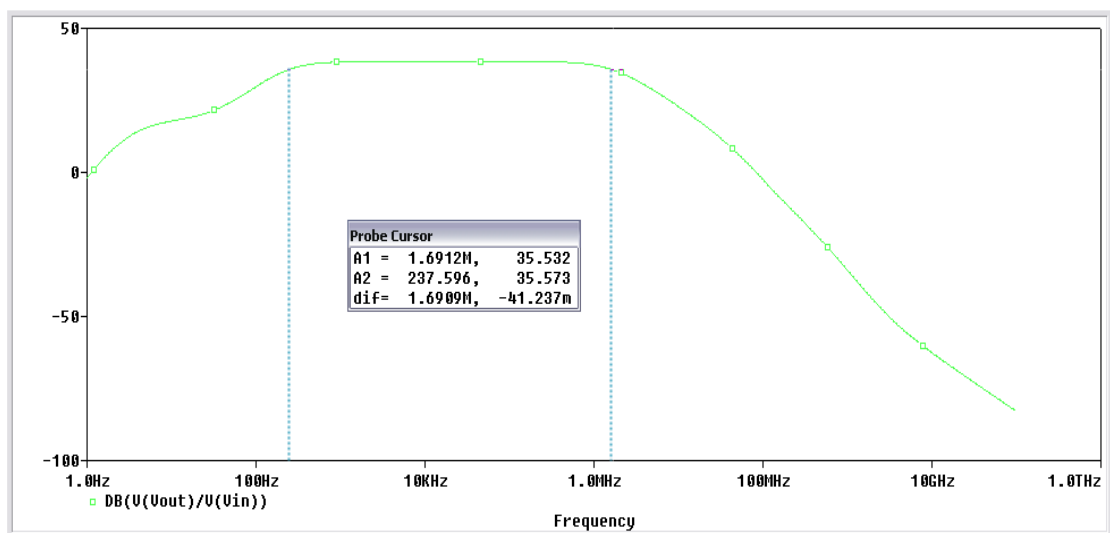
$$A_{ολ} = A_1 * A_2 \Rightarrow A_{ολ} = 0.48 * 176.2 \Rightarrow A_{ολ} = 85.6$$



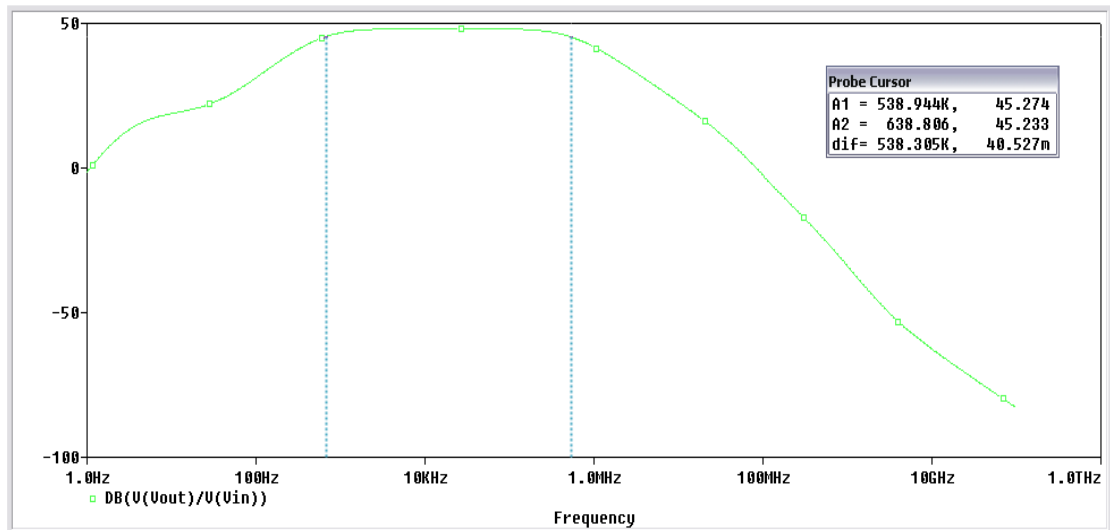


Η ενίσχυση της βαθμίδας με ανάδραση είναι  $A = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 84.53$

Τέλος θα βρούμε την καμπύλη απόκρισης συχνοτήτων με ανάδραση και χωρίς ανάδραση.



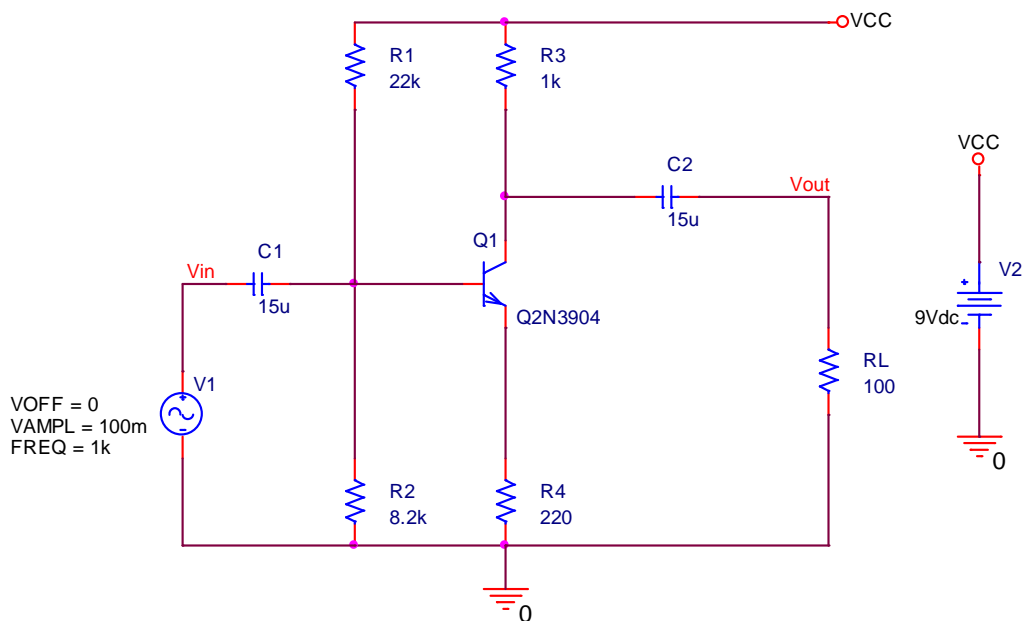
Με ανάδραση



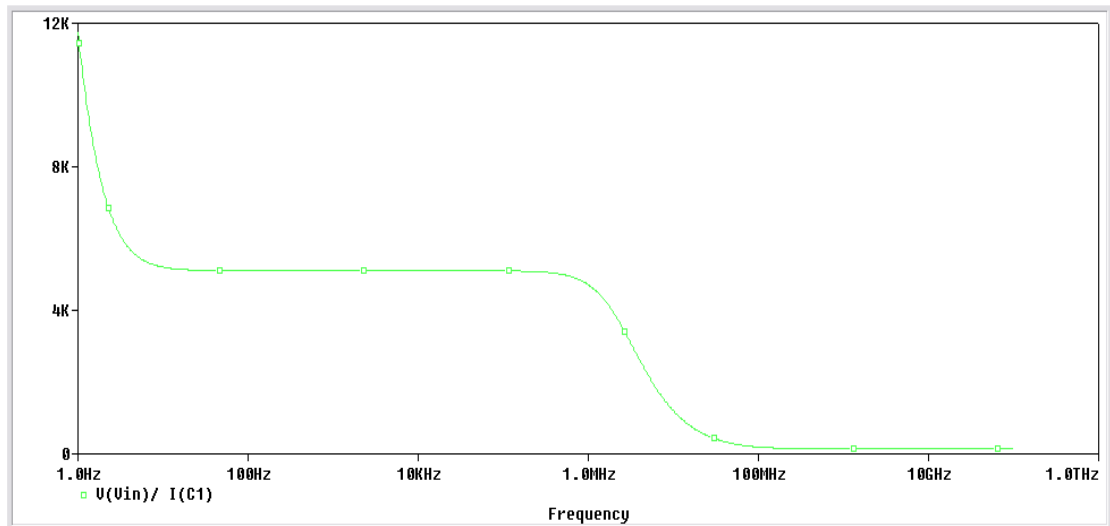
Χωρίς ανάδραση

### 13.3 Ανάδραση Ρεύματος Σειράς

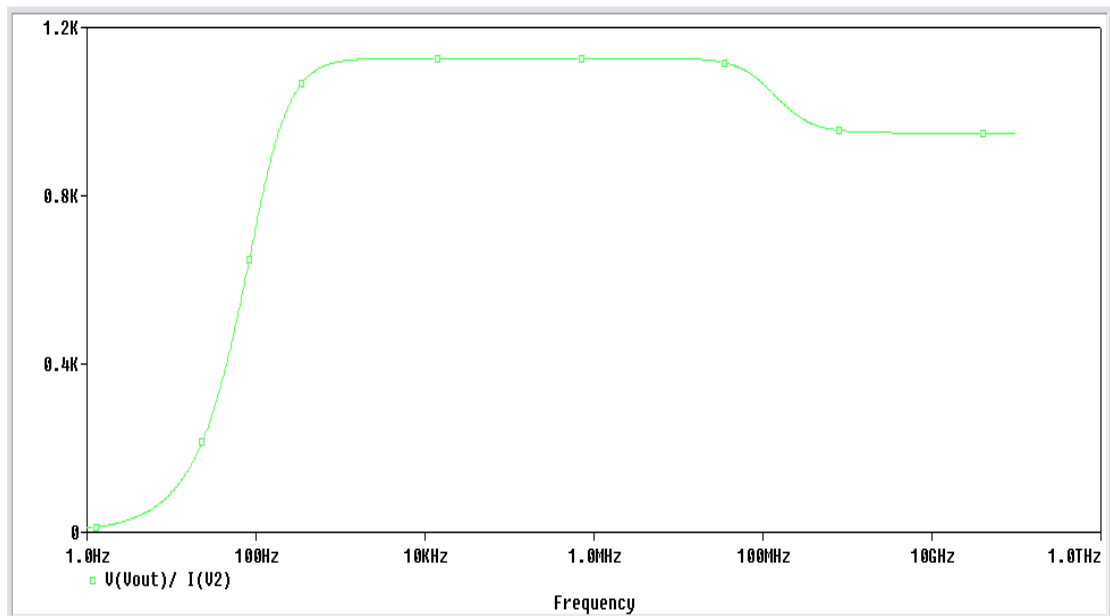
Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα του ενισχυτή ανάδρασης ρεύματος σειράς.



Η ανάδραση γίνεται μέσω της αντίστασης  $R_4$  όταν δεν έχει συνδεδεμένο παράλληλα του τον πυκνωτή  $C_3$ . Αρχικά αφαιρούμε τον πυκνωτή  $C_3$  από το κύκλωμα (ανάδραση εντός) και πραγματοποιούμε **AC Sweep** ανάλυση για να βρούμε την αντίσταση εισόδου και την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή. Υπενθυμίζουμε πως όταν χρησιμοποιούμε την πηγή  $V_{sin}$ , θα χρειαστεί να δηλώσουμε στην PSpice το πλάτος του σήματος στον **Property Editor** κάνοντας διπλό κλικ πάνω στην πηγή και βάζοντας την τιμή του πλάτους (100 m) στο πεδίο **AC**, για να μην μας εμφανίσει σφάλμα στην προσημείωση.

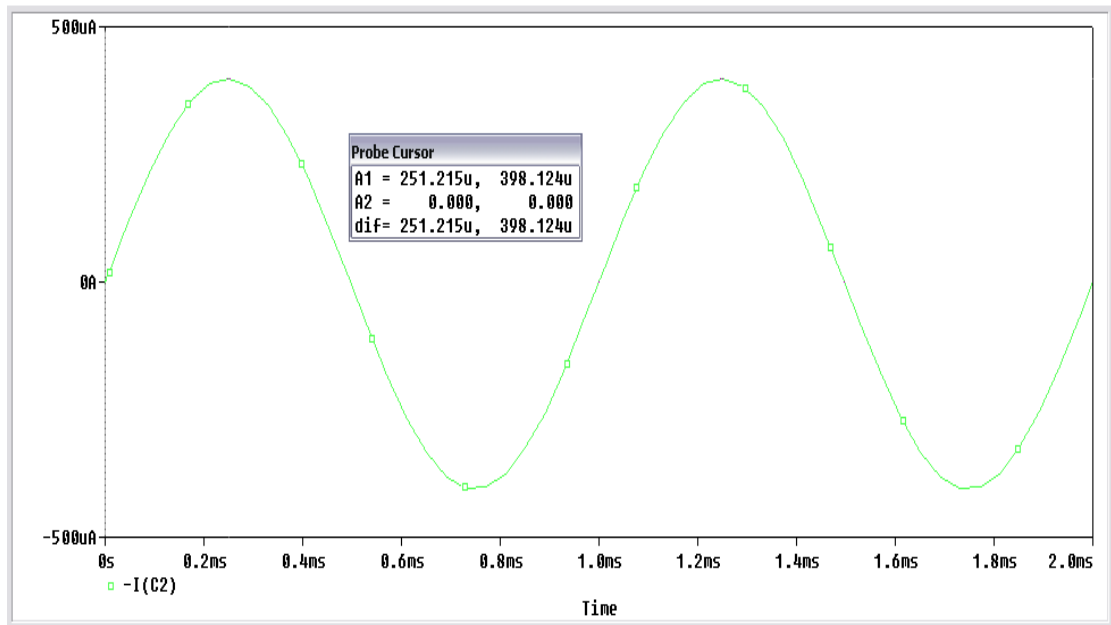


Η αντίσταση εισόδου με ανάδραση είναι  $Z_{in} = 5.1 \text{ k}\Omega$

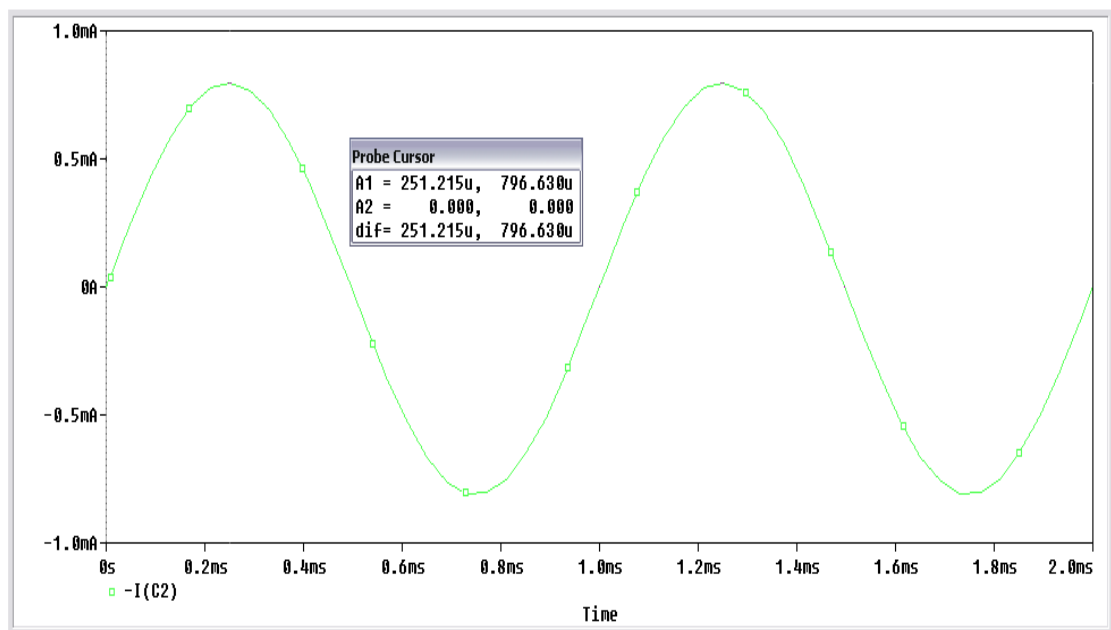


Η αντίσταση εξόδου με ανάδραση είναι  $Z_{out} = 1.1 \text{ k}\Omega$

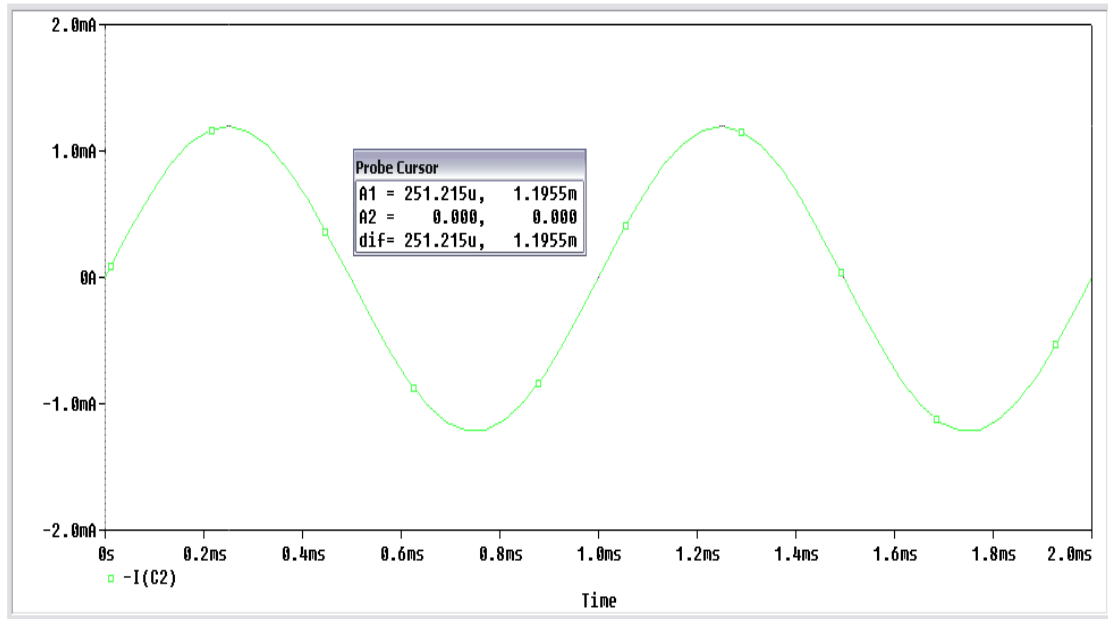
Στην συνέχεια πραγματοποιήμου **Transient** ανάλυση και δίνοντας στην είσοδο σήμα πλάτους 100mV, 200mV και 300mV τοποθετούμε στην έξοδο μετά τον πυκνωτή  $C_2$  έναν **Current Marker** και παίρνουμε τις τιμές των ρευμάτων στην έξοδο για τα αντίστοιχα σήματα τάσης στην εισόδου.



Για σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 100 \text{ mV}$  παίρνουμε στην έξοδο ρεύμα  $I_{out} = 398 \mu\text{A}$



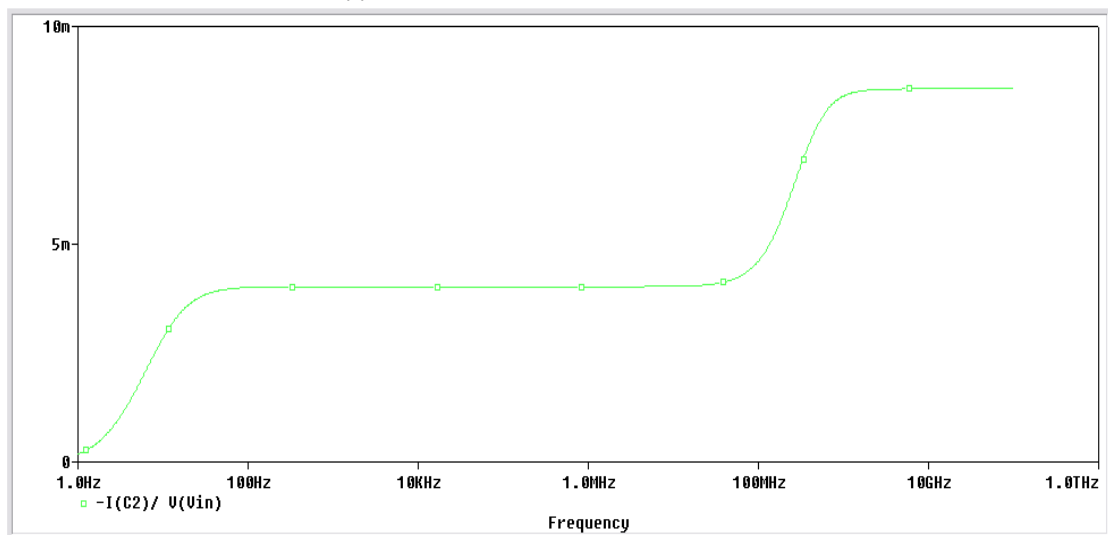
Για σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 200 \text{ mV}$  παίρνουμε στην έξοδο ρεύμα  $I_{out} = 797 \mu\text{A}$



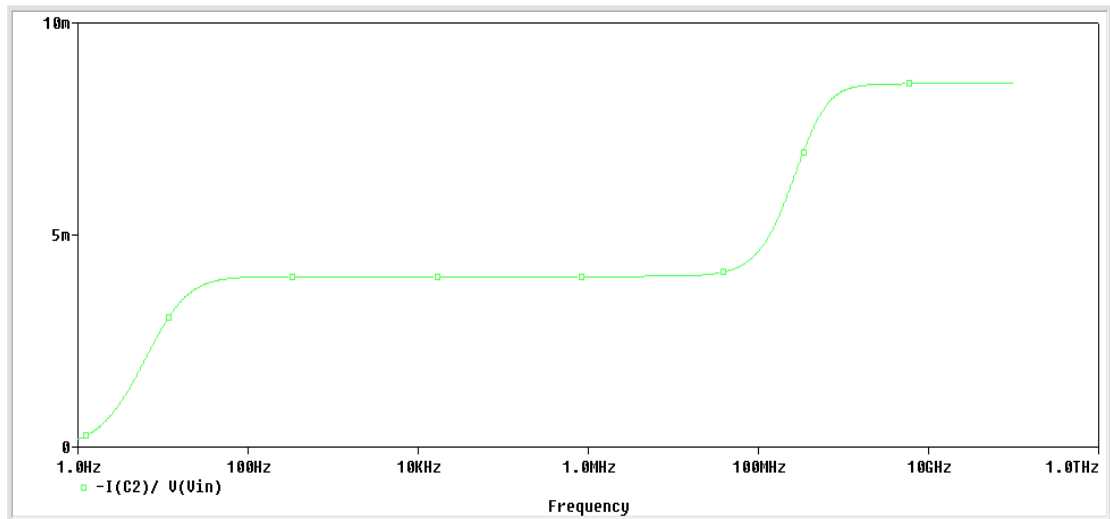
Για σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 300\text{ mV}$  παίρνουμε στην έξοδο ρεύμα  $I_{out} = 1.2\text{ mA}$

Στον ενισχυτή ανάδρασης ρεύματος έχουμε σαν είσοδο ένα σήμα τάσης και στην έξοδο έχουμε ένα σήμα ρεύματος. Το κέρδος του ενισχυτή ονομάζεται *μεταφορά αγωγιμότητας*  $GM = \frac{I_{out}}{V_{in}} \approx \frac{I_{out}}{V_{out}}$ . Στην συνέχεια θα μετρήσουμε την μεταφορά αγωγιμότητας **GM** για τις τρεις παραπάνω μετρήσεις που πήραμε.

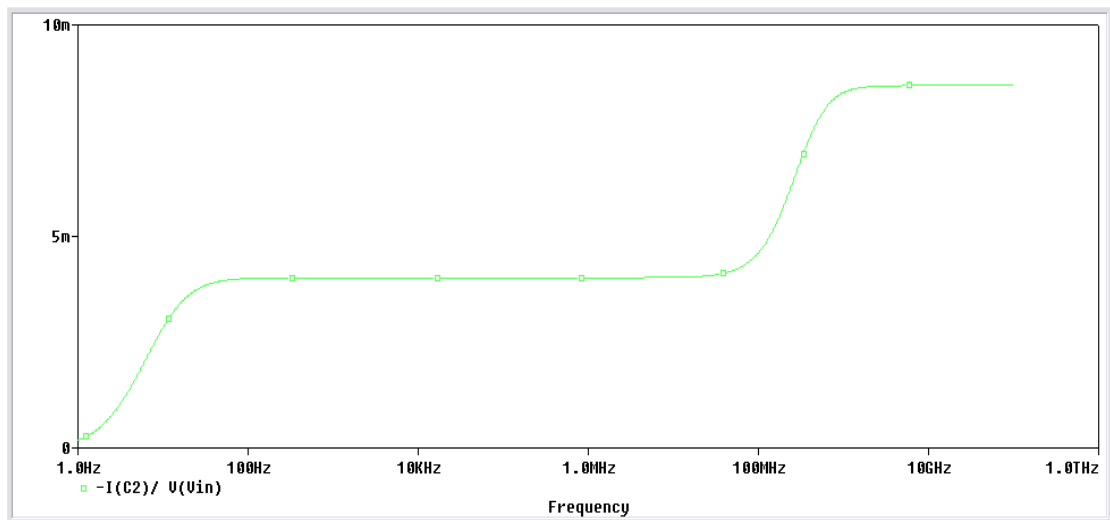
Για σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 100\text{ mV}$



Για σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 200\text{ mV}$

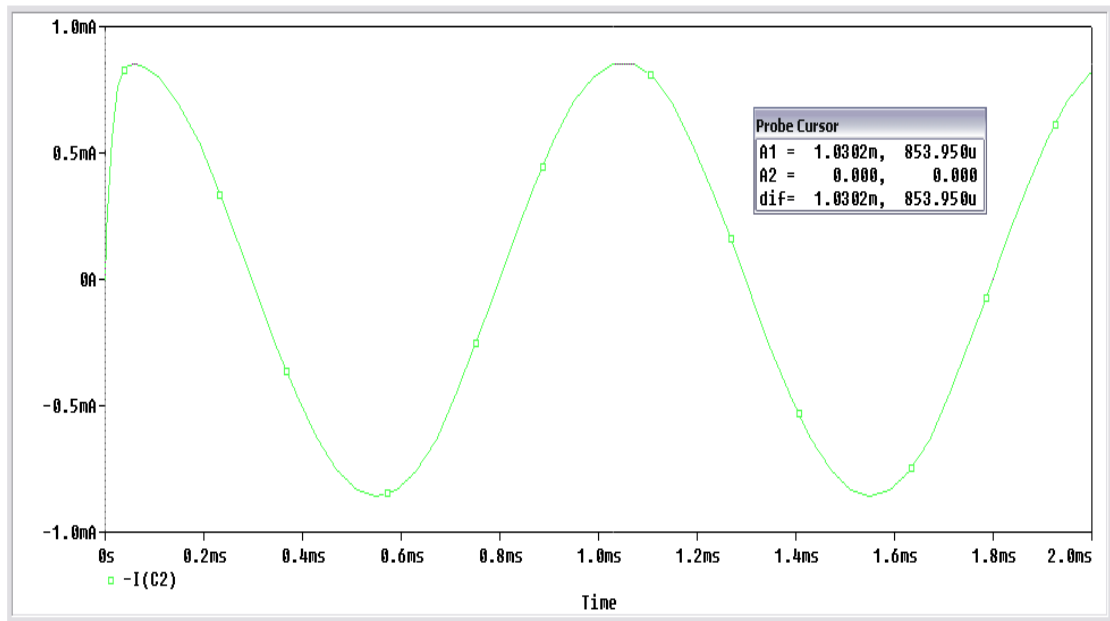


Για σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 300\text{ mV}$

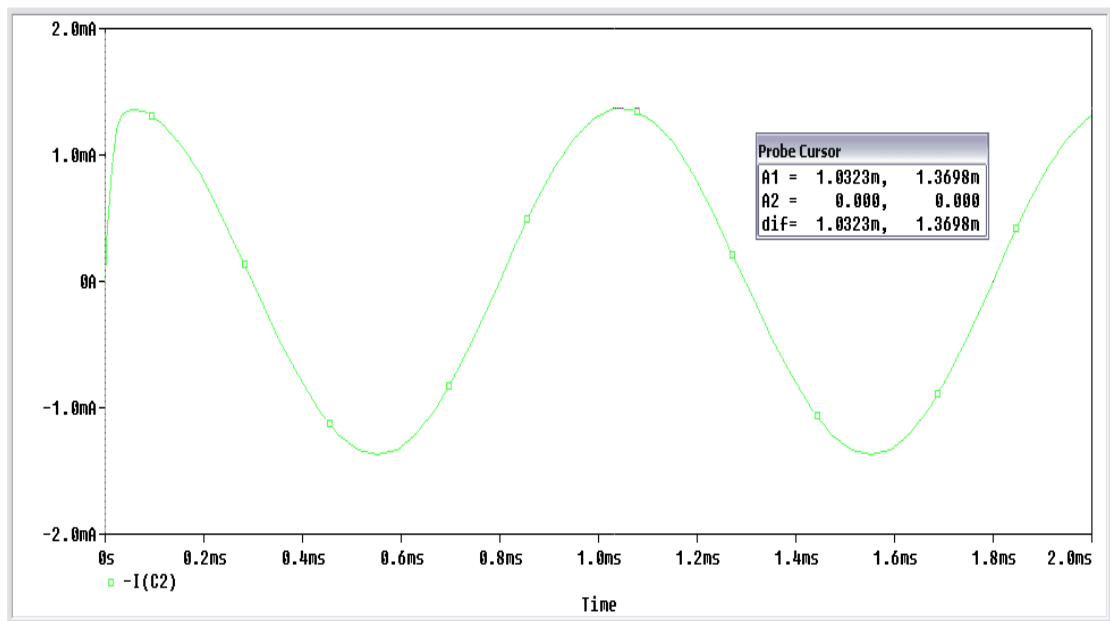


Από τα παραπάνω γραφήματα παρατηρούμε ότι η μεταφορά αγωγιμότητας δεν μεταβάλλεται με την μεταβολή του σήματος στην είσοδο.

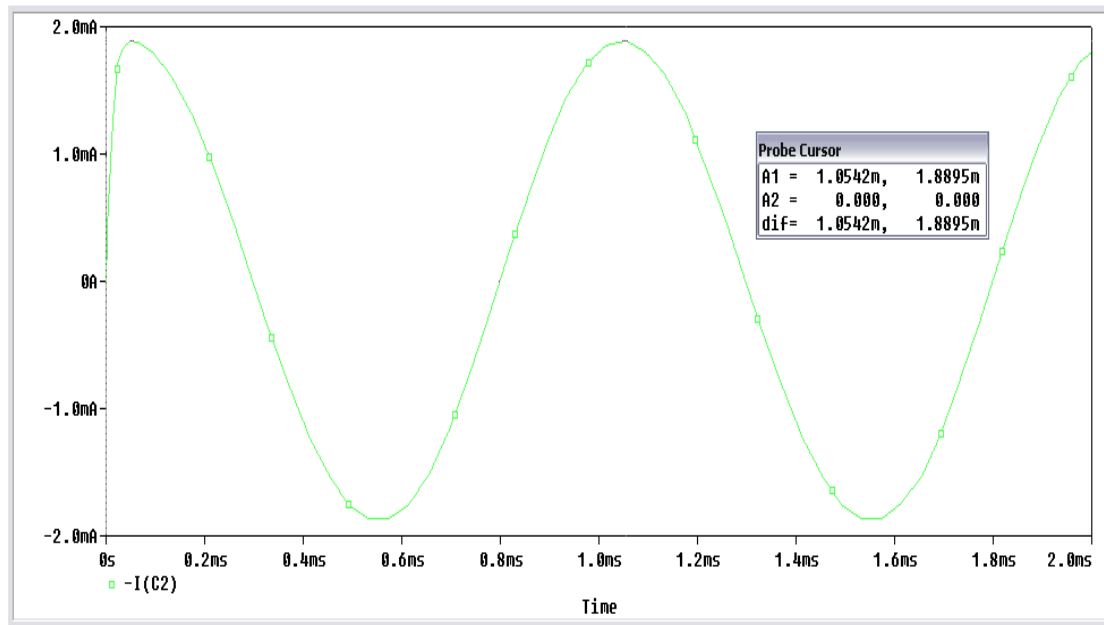
Τοποθετούμε τον πυκνωτή  $C_3$  στο κύκλωμα (ανάδραση εκτός) και μεταβάλλοντας το σήμα εισόδου δίνοντας 50mV, 80mV και 110mV μετράμε το ρεύμα εξόδου και την μεταφορά αγωγιμότητας που παρουσιάζει η ενισχυτική βαθμίδα για τις αντίστοιχες τιμές εισόδου.



Για σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 50 \text{ mV}$  παίρνουμε στην έξοδο ρεύμα  $I_{out} = 854 \mu\text{A}$



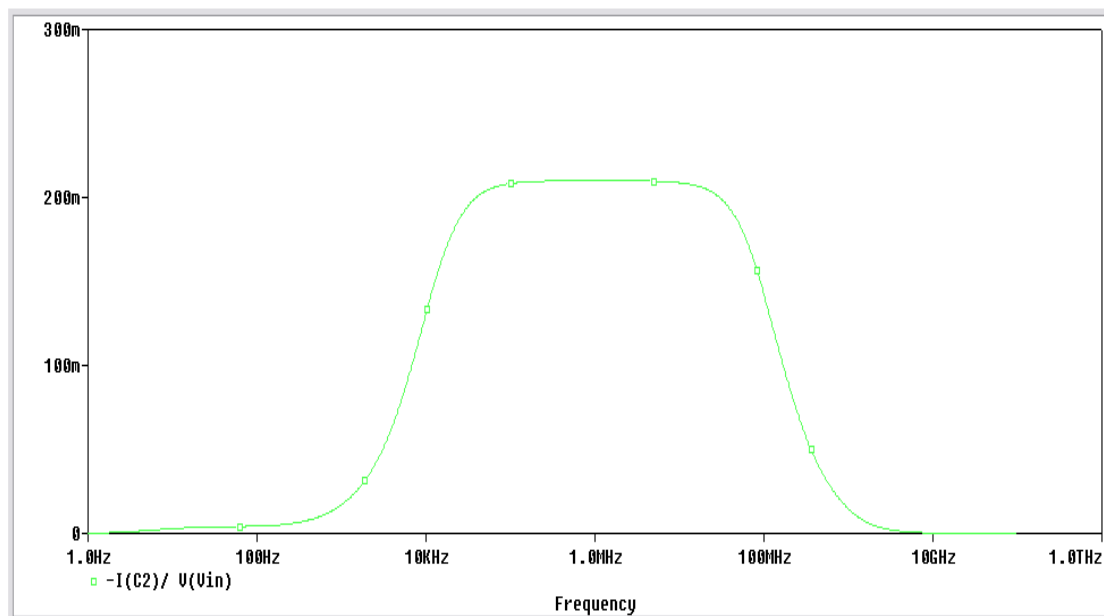
Για σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 80 \text{ mV}$  παίρνουμε στην έξοδο ρεύμα  $I_{out} = 1.17 \text{ mA}$



Για σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 110\text{ mV}$  παίρνουμε στην έξοδο ρεύμα  $I_{out} = 1.89\text{ mA}$

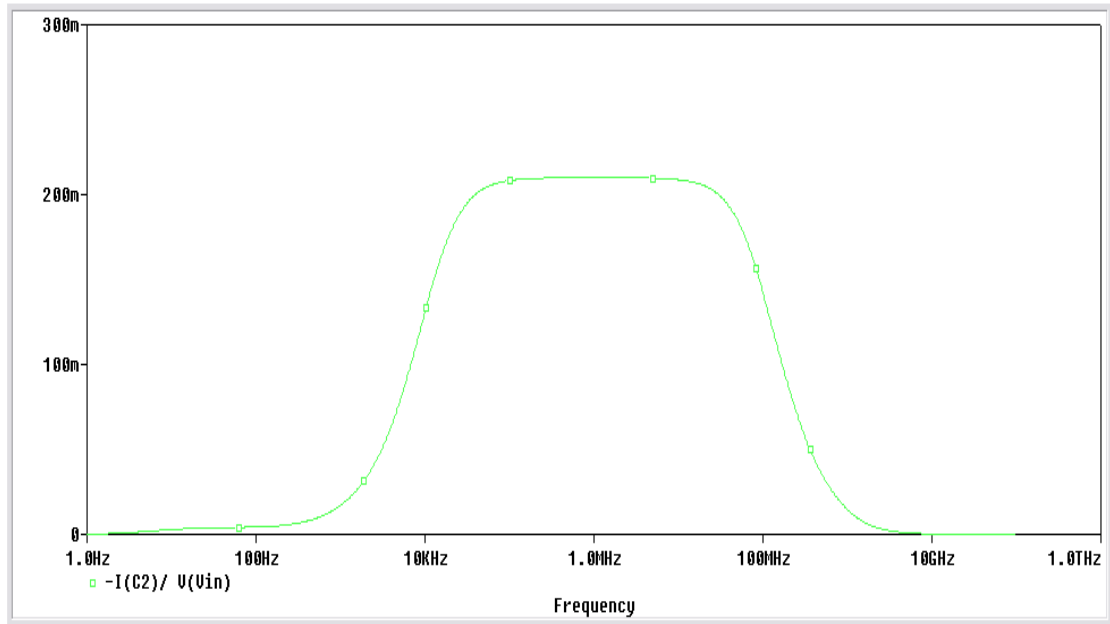
Τέλος, μετράμε την μεταφορά αγωγιμότητας για τις παραπάνω τιμές πλάτους σήματος στην είσοδο.

Για σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 50\text{ mV}$

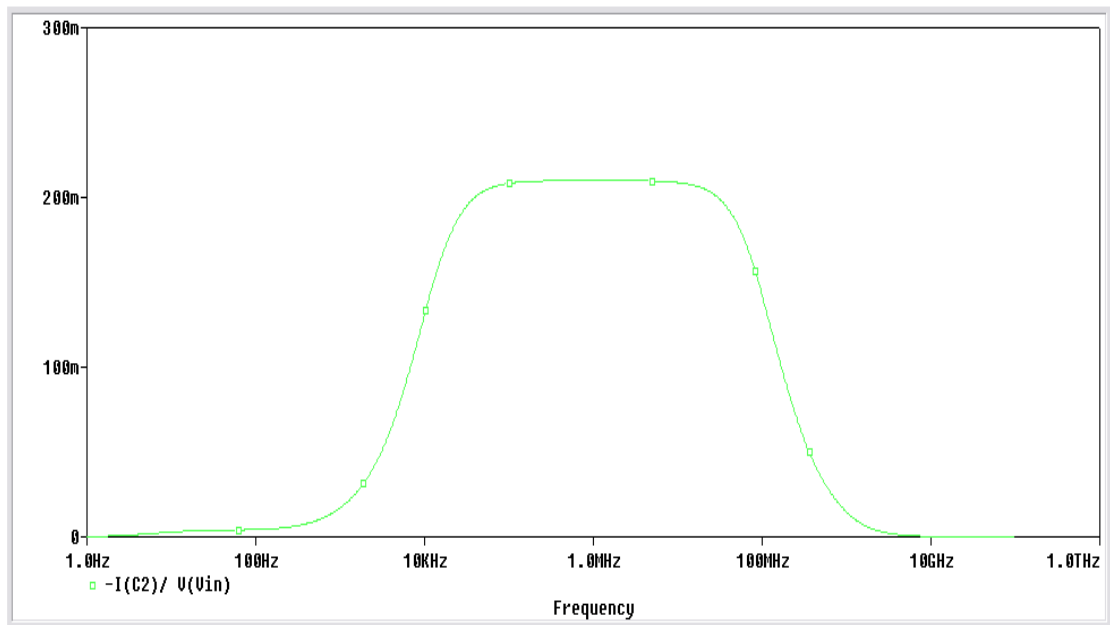




Για σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 80\text{ mV}$



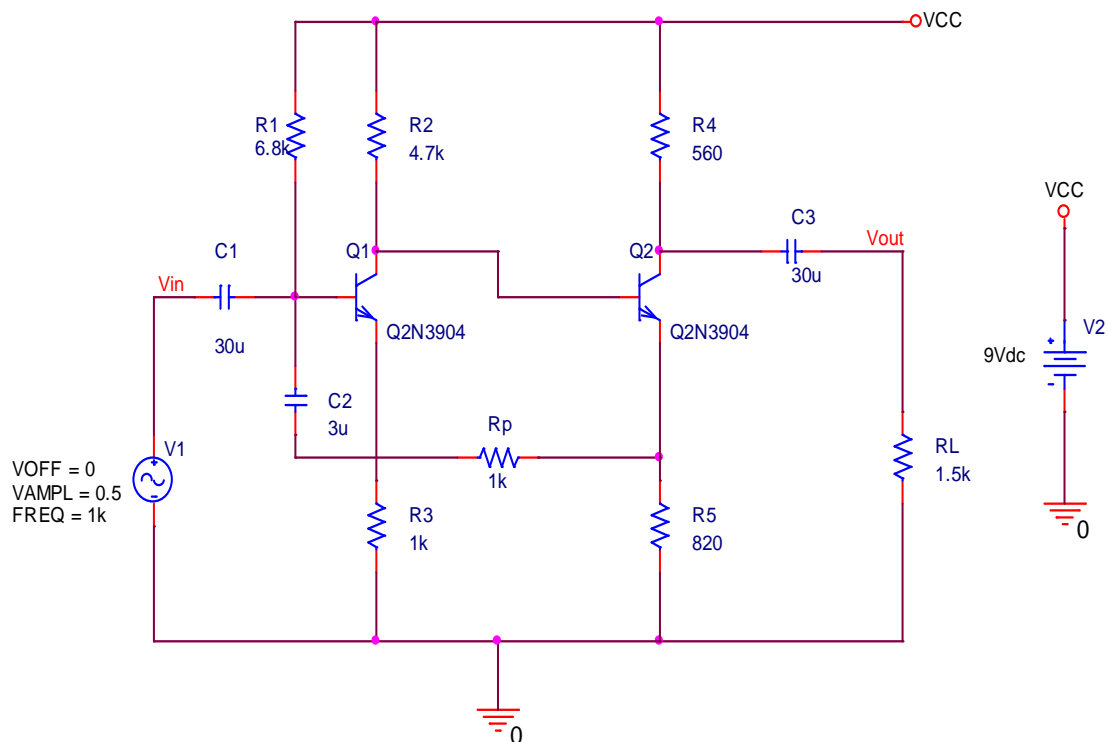
Για σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 110\text{ mV}$



Παρατηρούμε πως όταν αφαιρούμε την ανάδραση από το κύκλωμα το εύρος ζώνης συχνοτήτων του ενισχυτή μειώνεται αλλά παρουσιάζει αυξημένο κέρδος ενίσχυσης σε σχέση με την ενισχυτική βαθμίδα με ανάδραση.

### 13.4 Ανάδραση Ρεύματος Παράλληλα

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα του ενισχυτή ανάδρασης ρεύματος παράλληλα.

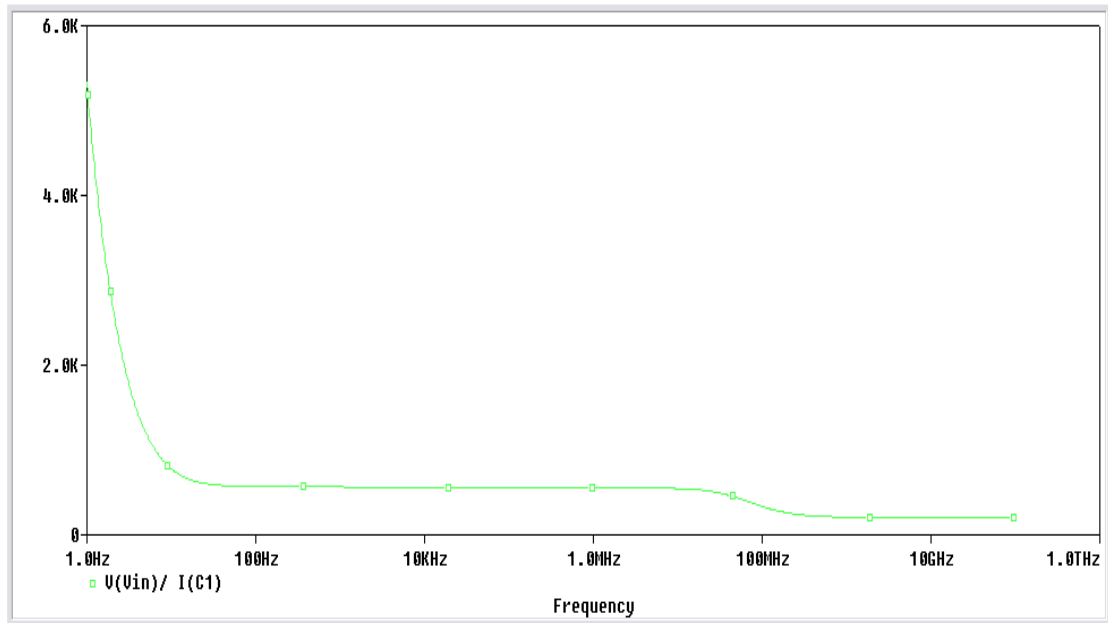


Ο κλάδος που περιέχει τον πυκνωτή  $C_2$  και την αντίσταση  $R_p$  αποτελεί την ανάδραση της ενισχυτικής βαθμίδας. Στην περίπτωση του ενισχυτή ρεύματος παράλληλα δίνουμε στην είσοδο ρεύμα και παίρνουμε στην έξοδο τάση. Το κέρδος του ενισχυτή ρεύματος παράλληλα ονομάζεται *μεταφορά αντίστασης*  $RM = \frac{V_{out}}{I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{I_{out}}$ .

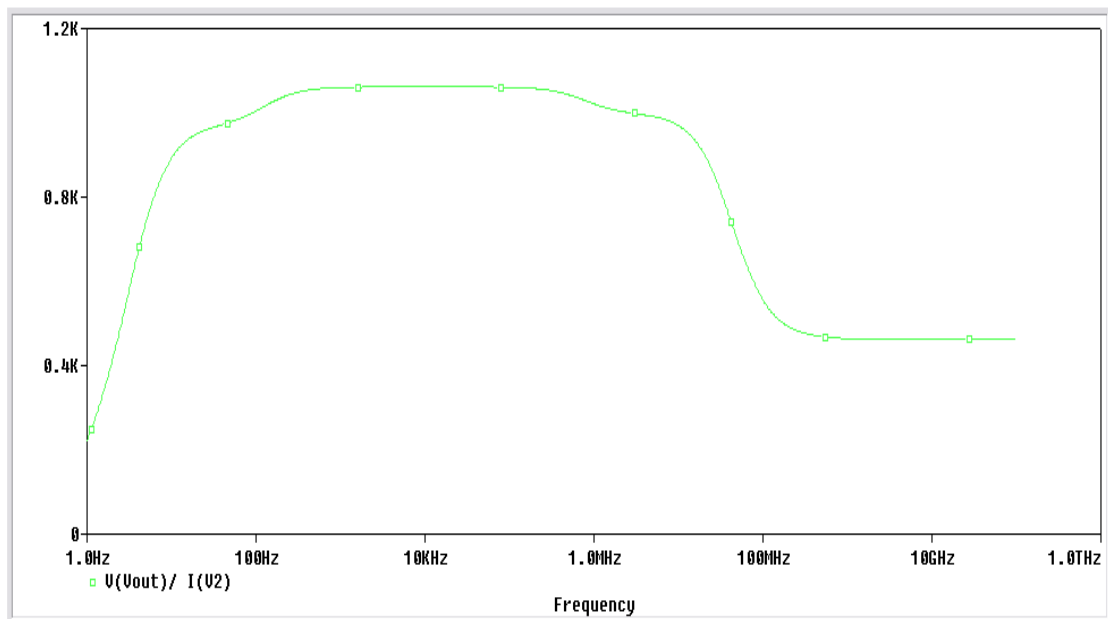
Τροφοδοτούμε την βαθμίδα με DC τάση 9 V. Διεγείρουμε την βαθμίδα τοποθετώντας στην είσοδο ημιτονικό σήμα συχνότητας 1 kHz και πλάτος 0.5 Volt (p-p).

Θα μετρήσουμε την αντίσταση εισόδου και την αντίσταση εξόδου του ενισχυτή. Θα μεταβάλλουμε το ρεύμα εισόδου και θα δούμε πως συμπεριφέρεται η έξοδος.

Για να μετρήσουμε τις  $Z_{in}$ ,  $Z_{out}$  όπως έχουμε πει και σε προηγούμενες προσομοιώσεις χρησιμοποιούμε **AC Sweep** ανάλυση. Υπενθυμίζουμε πως όταν χρησιμοποιούμε την πηγή  $V_{sin}$ , θα χρειαστεί να δηλώσουμε στην PSpice το πλάτος του σήματος στον **Property Editor** κάνοντας διπλό κλικ πάνω στην πηγή και βάζοντας την τιμή του πλάτους στο πεδίο **AC**.



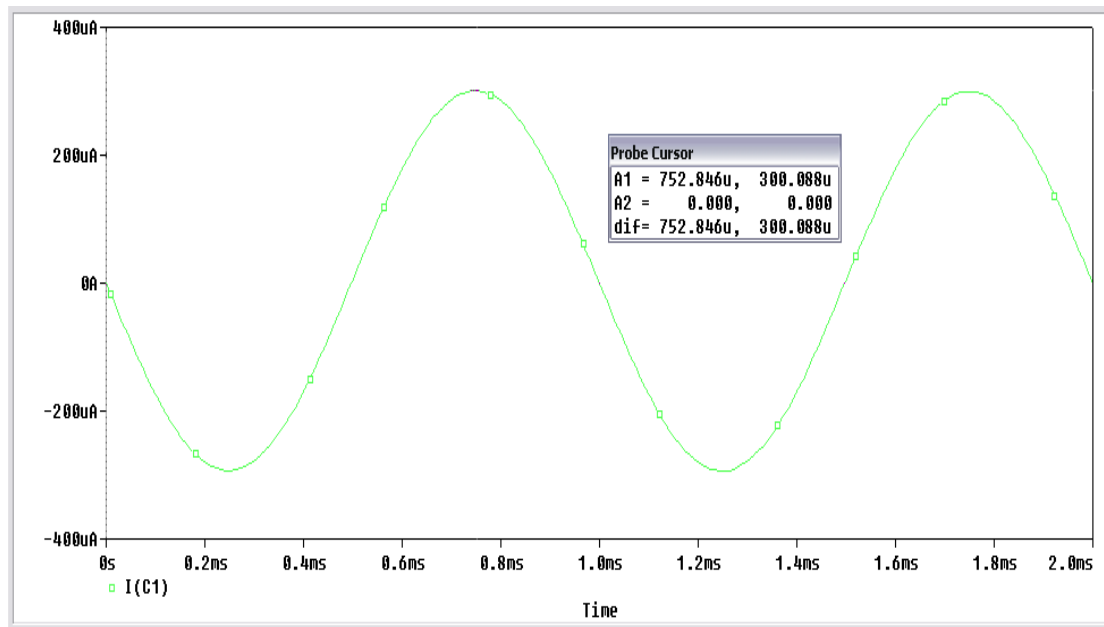
Αντίσταση εισόδου  $Z_{in}$  με αντίσταση ανάδρασης  $R_p = 1\text{ k}\Omega$



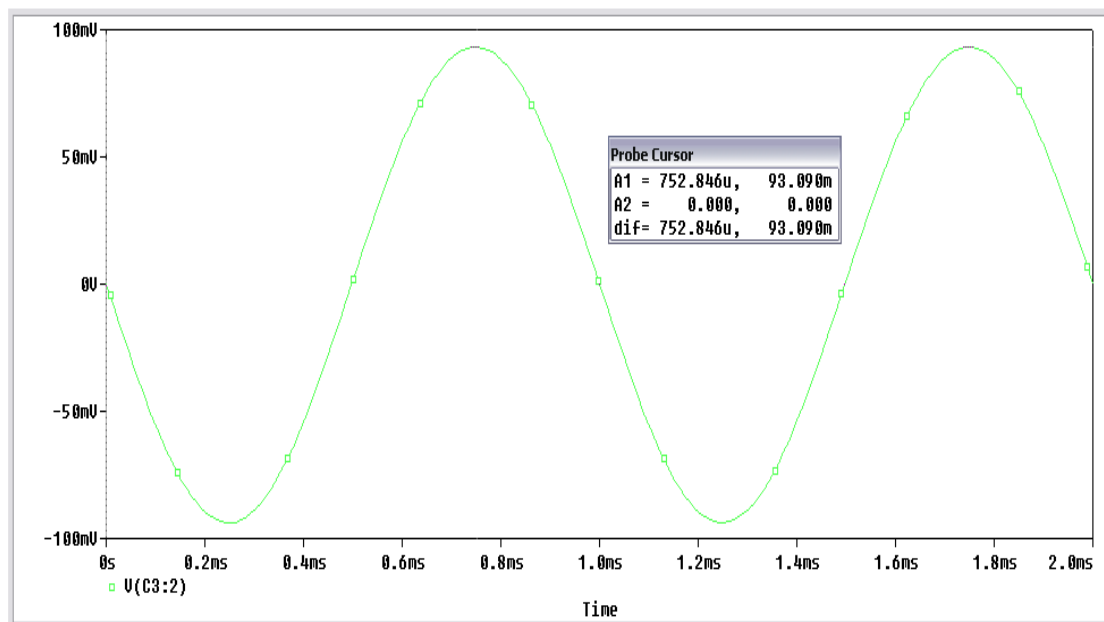
Αντίσταση εξόδου  $Z_{out}$  με αντίσταση ανάδρασης  $R_p = 1\text{ k}\Omega$

Θα πραγματοποιήσουμε **Transient** ανάλυση και θα τοποθετήσουμε στην έξοδο έναν **Voltage Marker** που θα μετρά την τάση εξόδου για ρεύματα εισόδου 300 $\mu$ A, 400 $\mu$ A και 500 $\mu$ A. Για να πάρουμε τις τιμές ρεύματος στην είσοδο, θα τοποθετήσουμε μετά τον πυκνωτή  $C_1$  έναν **Current Marker** και μεταβάλλοντας το πλάτος τάσης της πηγής V1 θα πάρουμε τις επιθυμητές τιμές ρεύματος. Ο χρόνος εκτέλεσης της προσομοίωσης θα είναι **Run to time**  $\rightarrow$  2 msec.

Δίνοντας στην είσοδο τάση πλάτους  $V_{in} = 203.6\text{ mV}$  παίρνουμε στην είσοδο ρεύμα πλάτους  $I_s = 300\mu\text{A}$ .

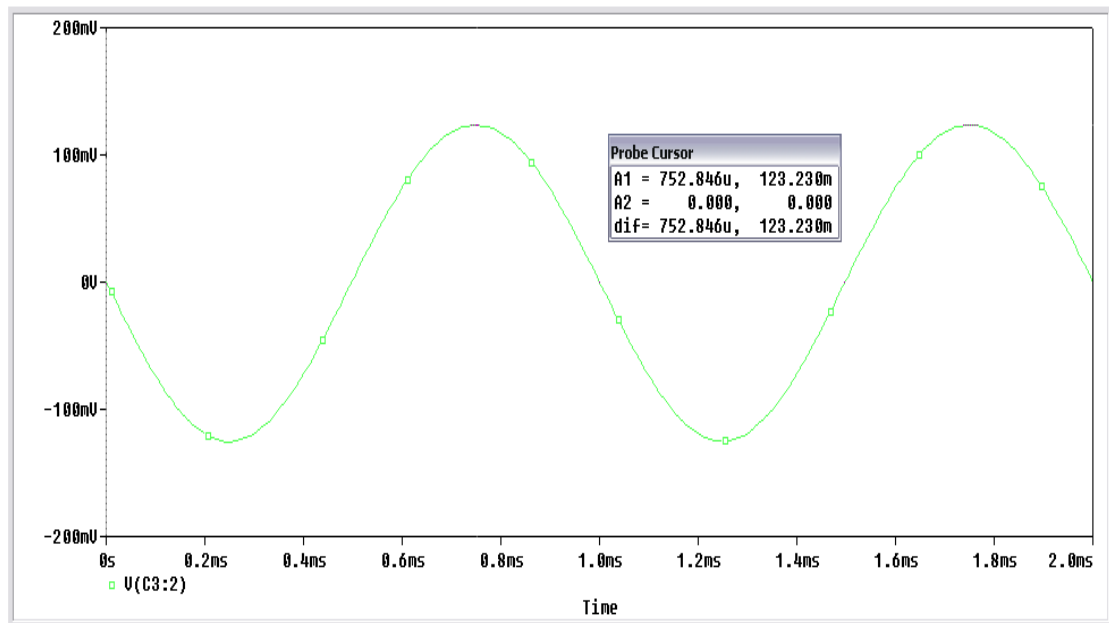


Για ρεύμα εισόδου  $I_s = 300\mu\text{A}$  στην έξοδο παίρνω την παρακάτω κυματομορφή τάσης.



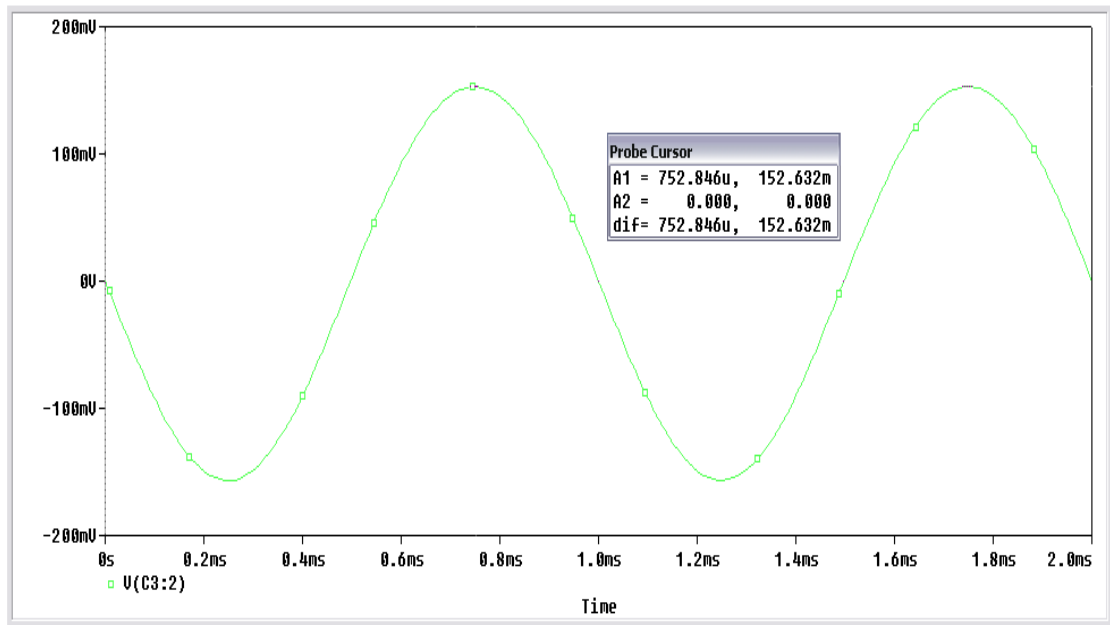
$$\text{Η μεταφορά αντίστασης } RM = \frac{93.1\text{ mV}}{300\text{ }\mu\text{A}} = 310.3$$

Για τάση πλάτους  $V_{in} = 284.5 \text{ mV}$  παίρνω ρεύμα εισόδου  $I_s = 400 \mu\text{A}$ , στην έξοδο παίρνω την παρακάτω κυματομορφή τάσης.



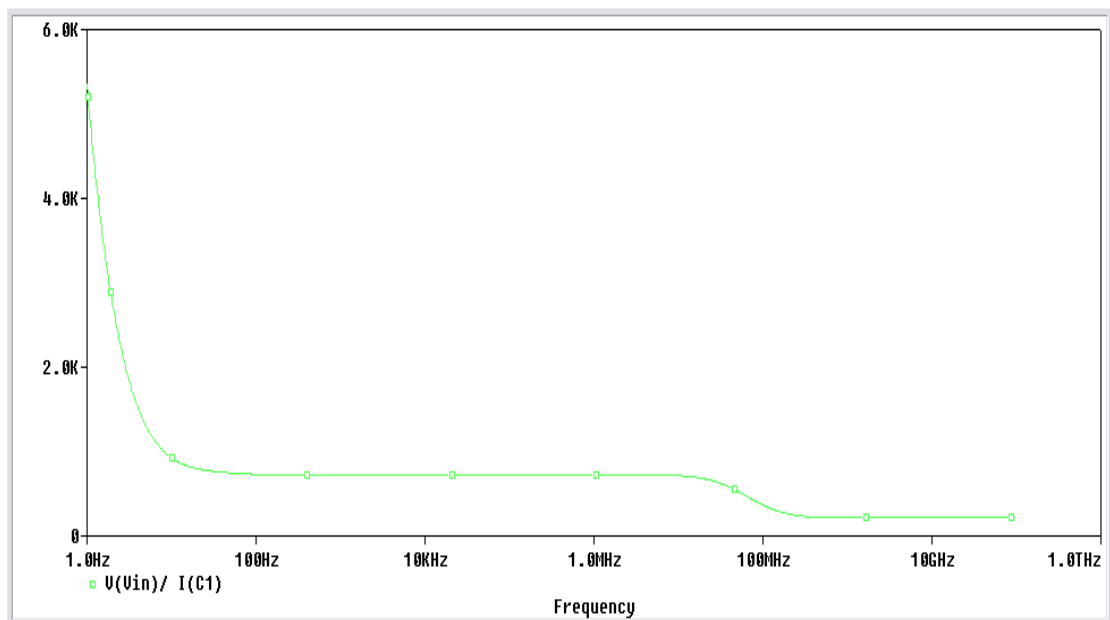
$$\text{Η μεταφορά αντίστασης } RM = \frac{123.23 \text{ mV}}{400 \mu\text{A}} = 308.1$$

Για τάση πλάτους  $V_{in} = 355 \text{ mV}$  παίρνω ρεύμα εισόδου  $I_s = 500 \mu\text{A}$ , στην έξοδο παίρνω την παρακάτω κυματομορφή τάσης.

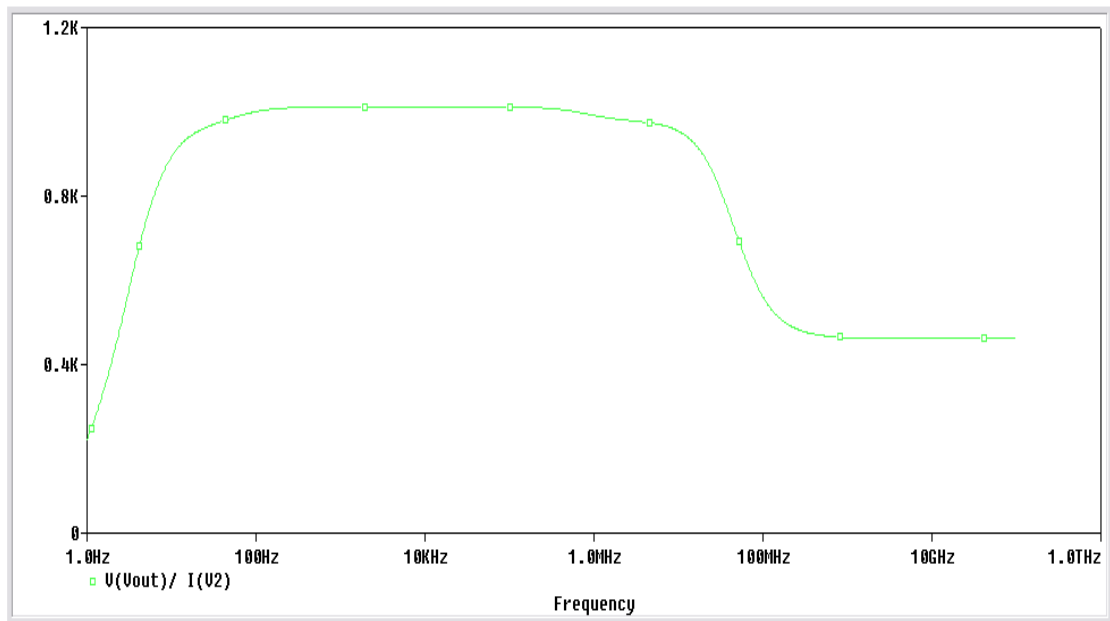


Η μεταφορά αντίστασης  $RM = \frac{152.6 \text{ mV}}{500 \mu\text{A}} = 305.2$

Μειώνουμε στο μισό την τιμή της αντίστασης  $R_p = 500\Omega$  και επαναλαμβάνουμε την μέτρηση των τιμών  $Z_{in}$ ,  $Z_{out}$  και τη μεταφορά αντίστασης  $RM$ .

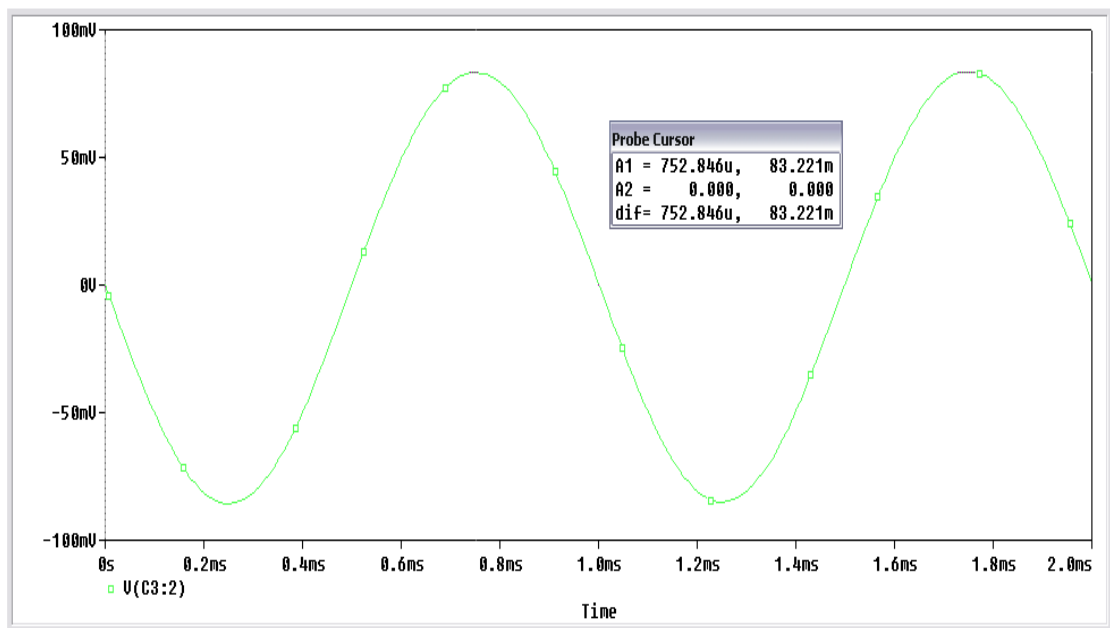


Αντίσταση εισόδου  $Z_{in}$  με αντίσταση ανάδρασης  $R_p = 500 \Omega$



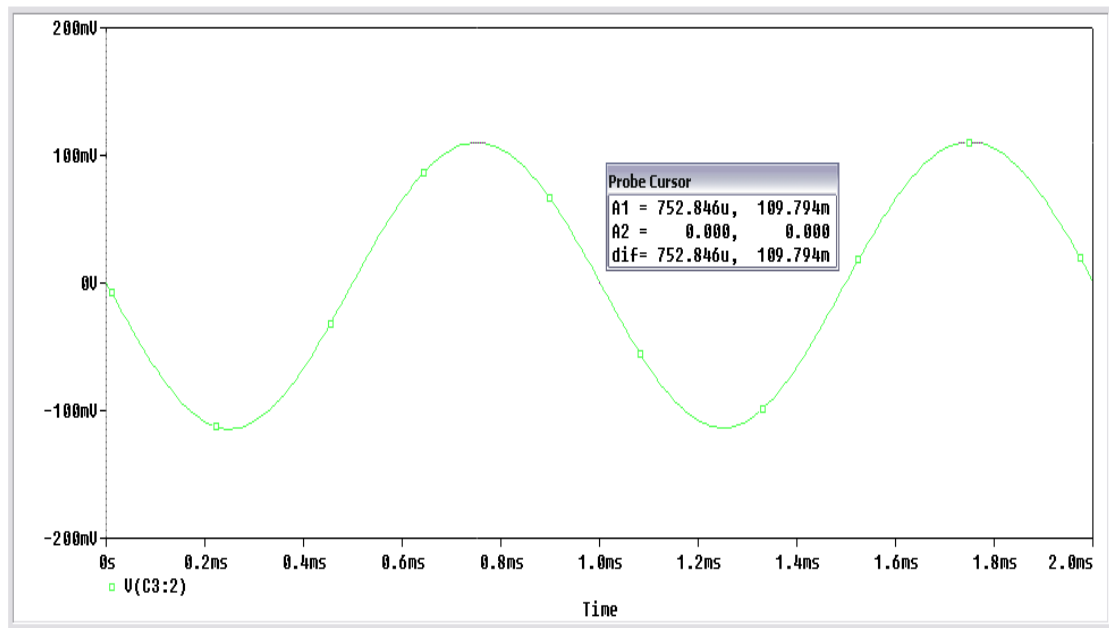
Αντίσταση εξόδου  $Z_{out}$  με αντίσταση ανάδρασης  $R_p = 500 \Omega$

Για τάση πλάτους  $V_{in} = 203.6 mV$  παίρνω ρεύμα εισόδου  $I_s = 300 \mu A$ , στην έξοδο παίρνω την παρακάτω κυματομορφή τάσης.



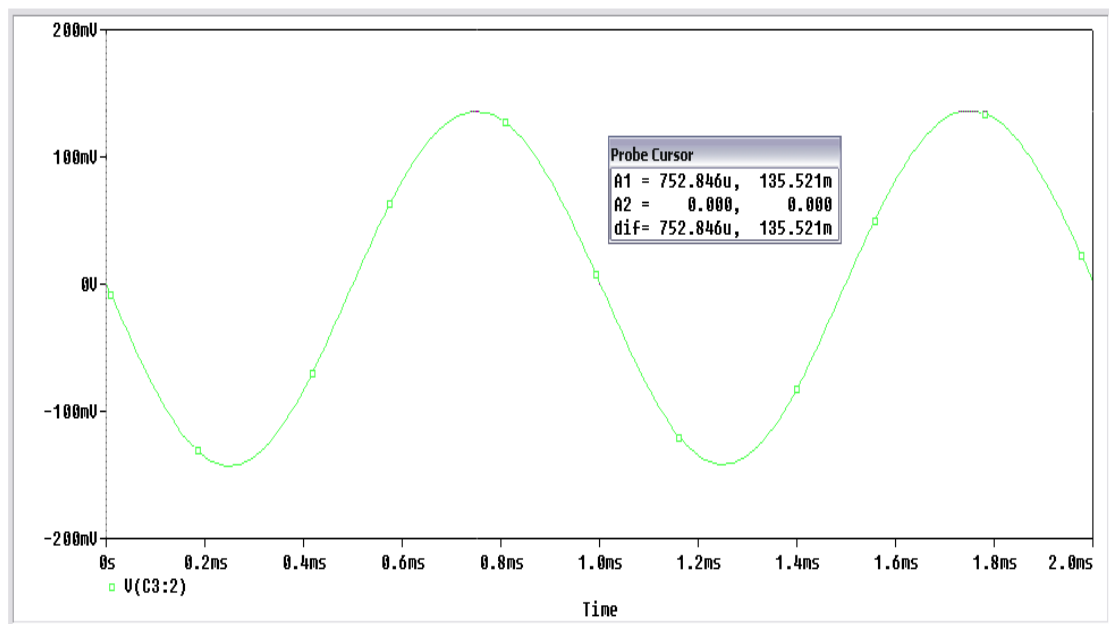
Η μεταφορά αντίστασης  $RM = \frac{83.22 mV}{300 \mu A} = 277.4$

Για τάση πλάτους  $V_{in} = 270.8 mV$  παίρνω ρεύμα εισόδου  $I_s = 400 \mu A$ , στην έξοδο παίρνω την παρακάτω κυματομορφή τάσης.



Η μεταφορά αντίστασης  $RM = \frac{109.8 \text{ mV}}{400 \mu\text{A}} = 274.5$

Για τάση πλάτους  $V_{in} = 337.5 \text{ mV}$  παίρνω ρεύμα εισόδου  $I_s = 500 \mu\text{A}$ , στην έξοδο παίρνω την παρακάτω κυματομορφή τάσης.



Η μεταφορά αντίστασης  $RM = \frac{135.52 \text{ mV}}{500 \mu\text{A}} = 271.04$

Παρατηρούμε πως όταν μεταβάλουμε την αντίσταση στην ανάδραση, δεν μεταβάλλεται η αντίσταση εισόδου και εξόδου αλλά μεταβάλλουμε το κέρδος της ενισχυτικής βαθμίδας.



## 14. Διαφορικός Ενισχυτής

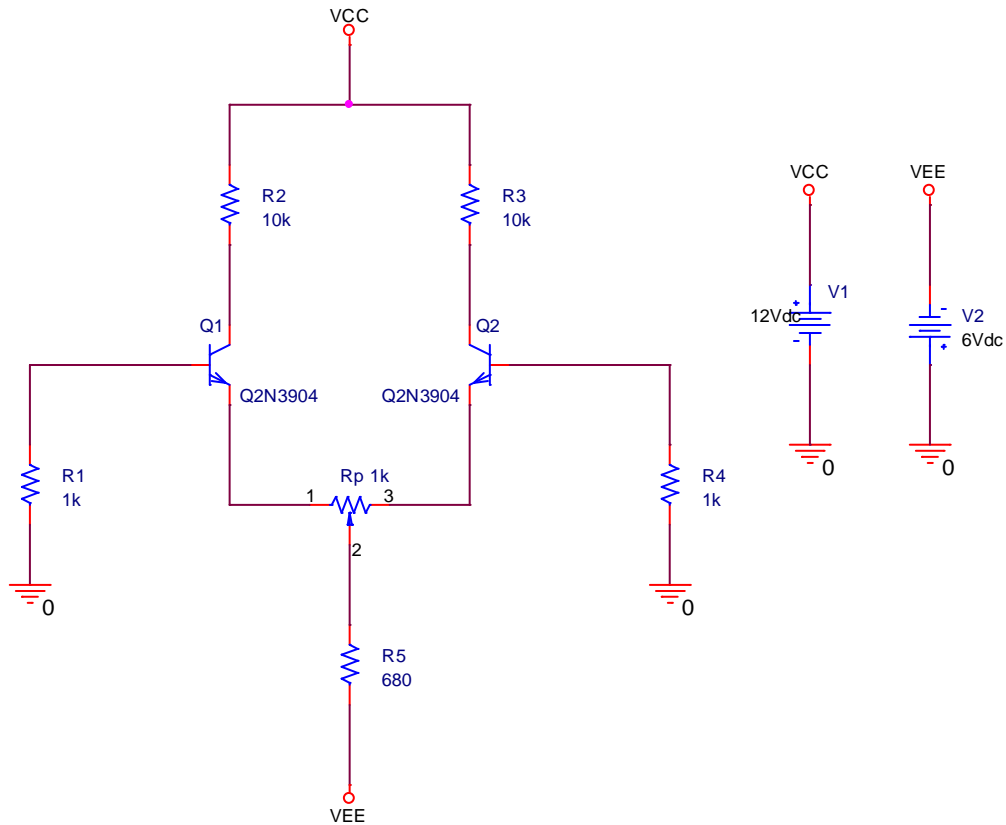
Ο όρος *Τελεστικός Ενισχυτής* αναφέρεται σε έναν ενισχυτή που εκτελεί μαθηματικές πράξεις. Οι τελεστικοί ενισχυτές κατασκευάζονταν κάποτε σαν διακριτά κυκλώματα, τώρα πλέον οι περισσότεροι από αυτούς αποτελούν *ολοκληρωμένα κυκλώματα* IC. Ο συνηθισμένος τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής DC με πολύ υψηλό κέρδος τάσης, πολύ υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου και πολύ χαμηλή σύνθετη αντίσταση εξόδου. Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους κυμαίνεται από 1 μέχρι πάνω από 20MHz, ανάλογα με τον αριθμό εξαρτημάτων.

Τα transistors, οι δίοδοι και οι αντιστάσεις είναι τα μόνα πρακτικά εξαρτήματα που μπορούν να παραχθούν σε ένα chip. Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και πυκνωτές, αλλά είναι συνήθως πολύ μικρότεροι από 50pF. Γι' αυτό οι σχεδιαστές IC δεν χρησιμοποιούν πυκνωτές σύζευξης και παράκαμψης με τον τρόπο που τους χρησιμοποιεί ένας σχεδιαστής διακριτών κυκλωμάτων. Αντίθετα, ο σχεδιαστής IC θα πρέπει να χρησιμοποιήσει άμεση σύνδεση μεταξύ των βαθμίδων, ενώ παράλληλα θα πρέπει να εξαλείψει τον πυκνωτή παράκαμψης εκπομπού, χωρίς να χάσει μεγάλο μέρος του κέρδους τάσης.

Ο *Διαφορικός Ενισχυτής* (diffamp) είναι το κλειδί. Ο σχεδιασμός αυτού του κυκλώματος είναι πολύ έξυπνος γιατί εξαλείφει την ανάγκη ενός πυκνωτή παράκαμψης εκπομπού. Γι' αυτό και για ορισμένους άλλους λόγους, ο διαφορικός ενισχυτής χρησιμοποιείται σαν βαθμίδα σχεδόν κάθε τελεστικού ενισχυτή IC.

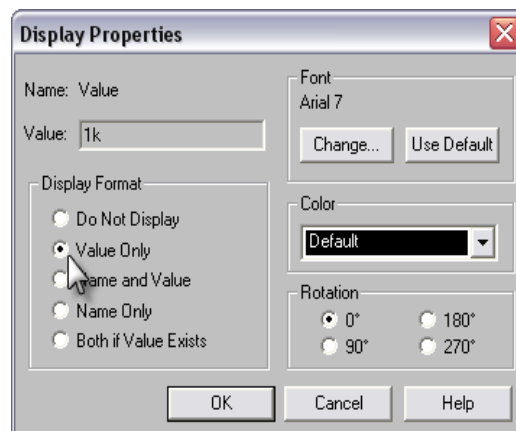
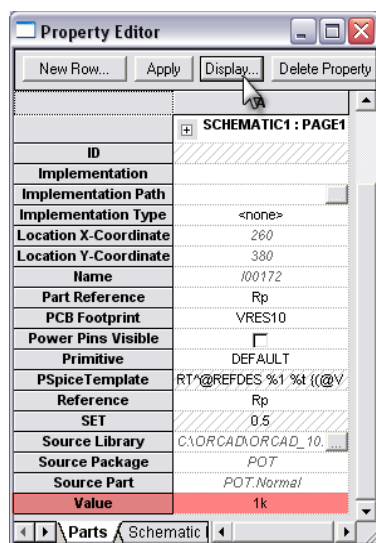
## Ρspice Ανάλυση

Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της *Εικόνας 14.1*.



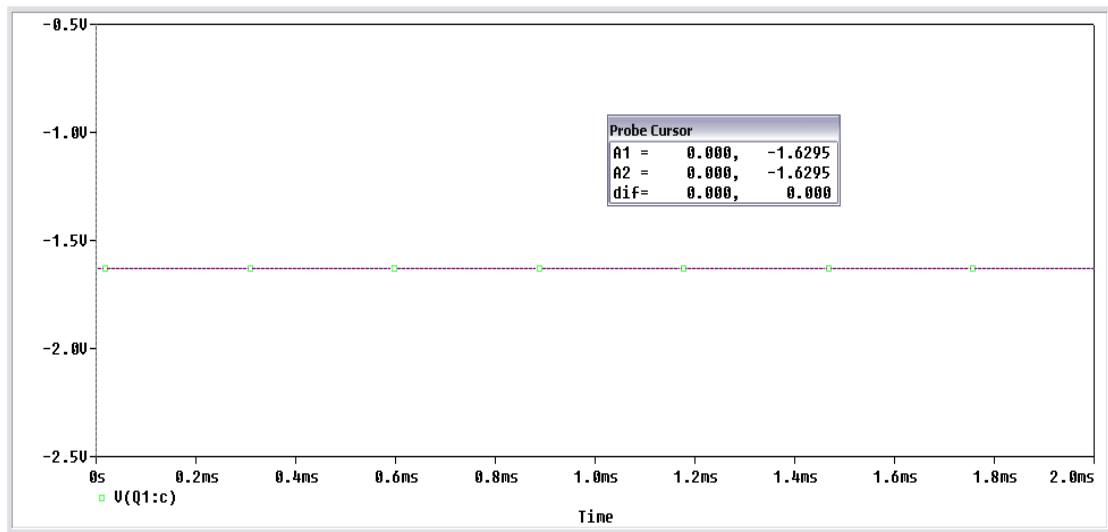
Εικόνα 14.1

Η αντίσταση Rp είναι ένα ποτενσιόμετρο. Βρίσκεται στην βιβλιοθήκη **Place → Part → Breakout → Pot**. Για να εμφανίσουμε την τιμή της αντίστασης στο **Schematic** πατάμε διπλό κλικ πάνω της για να εμφανιστεί ο **Property Editor** και επιλέγουμε στο κάτω μέρος την μεταβλητή **Value**. Στην συνέχεια πατάμε **Display** και τσεκάρουμε την επιλογή Value Only.

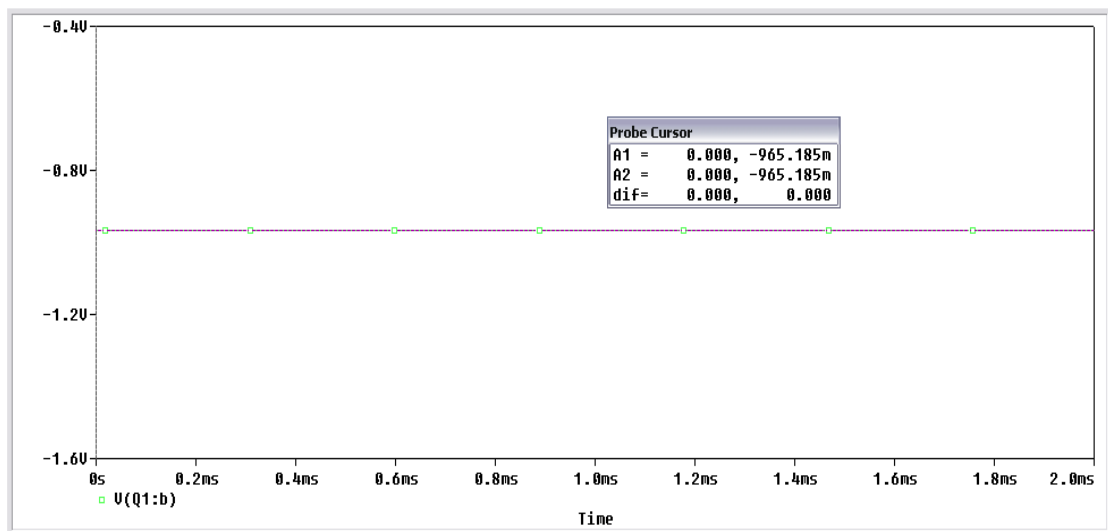


Μετράμε τη DC τάση συλλέκτη, βάσης και εκπομπού των τρανζίστορ. Χρησιμοποιούμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης **Run to time: 2 msec**.

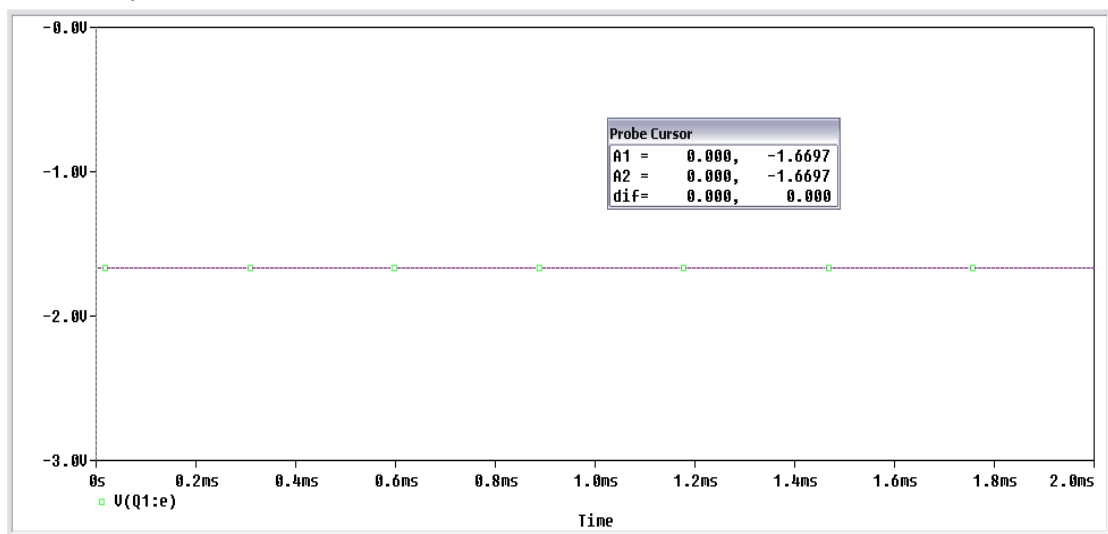
Τάση συλλέκτη Q1



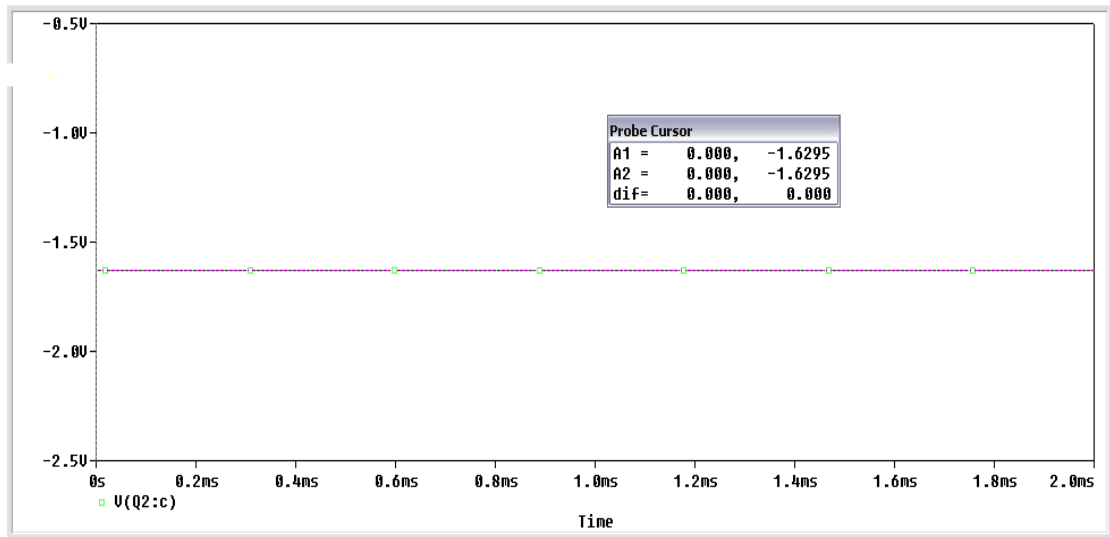
Τάση βάσης Q1



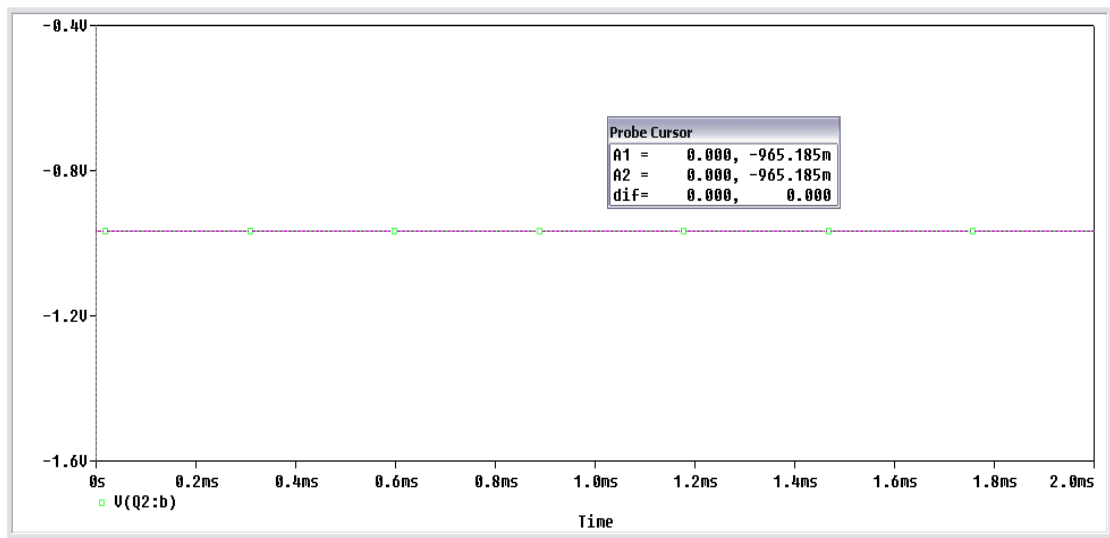
Τάση εκπομπού Q1



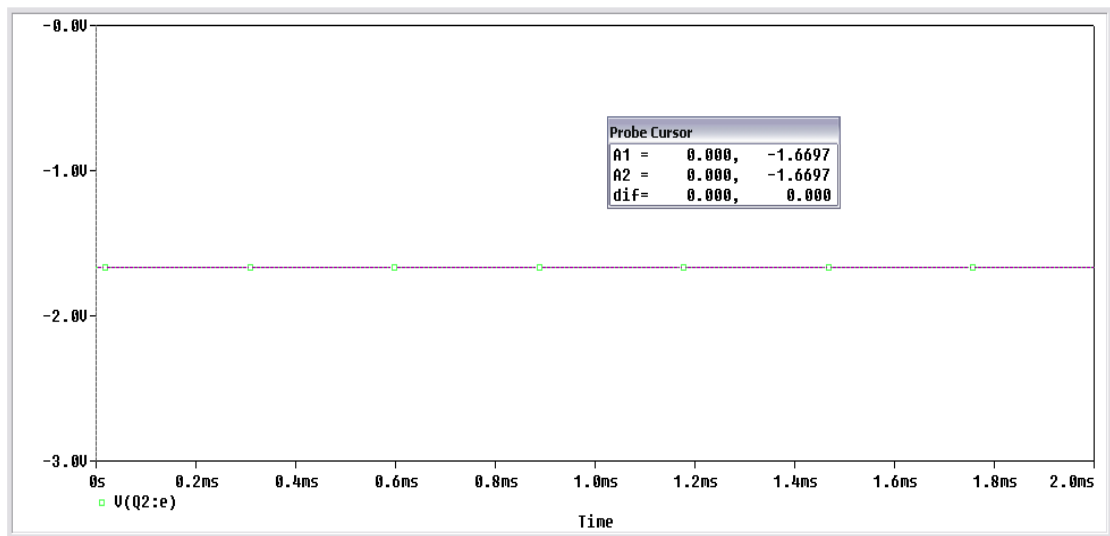
Τάση συλλέκτη Q2



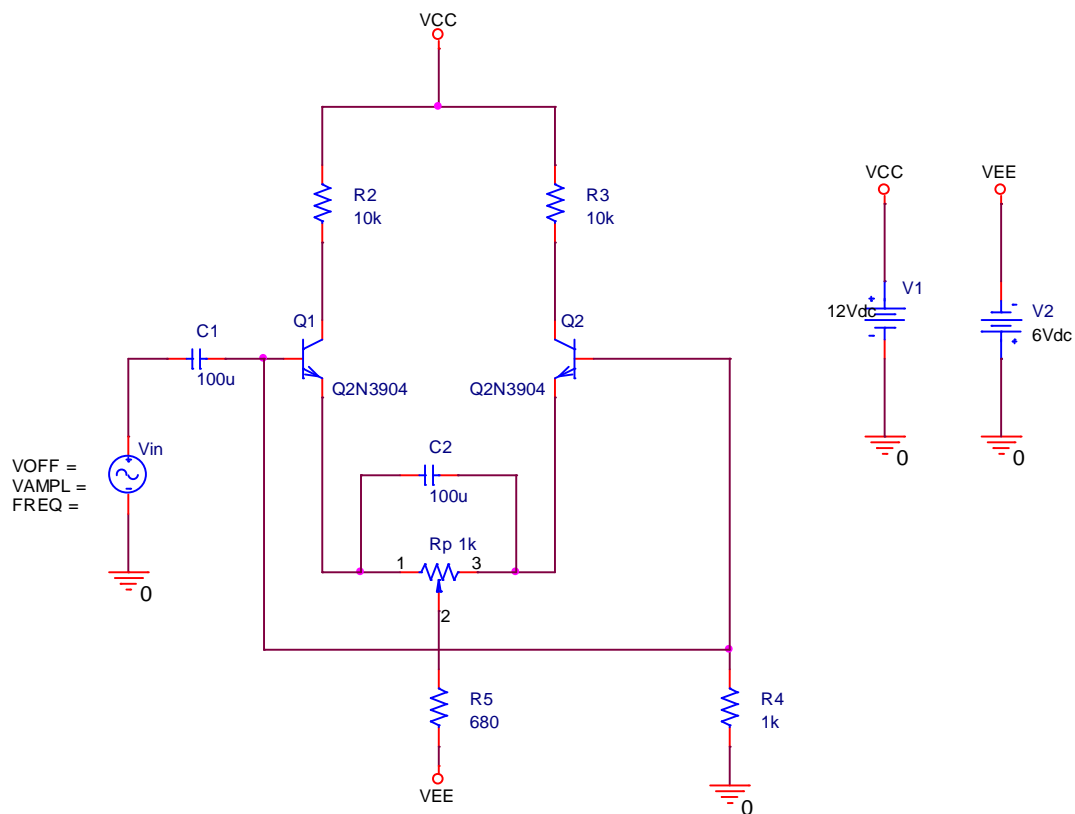
Τάση βάσης Q2



Τάση εκπομπού Q2

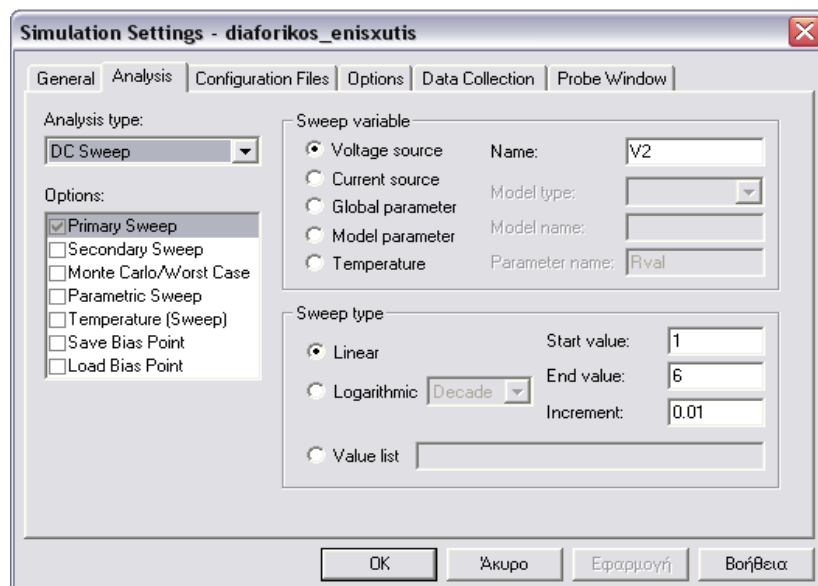


Πραγματοποιούμε το κύκλωμα της *Εικόνας 14.2*.

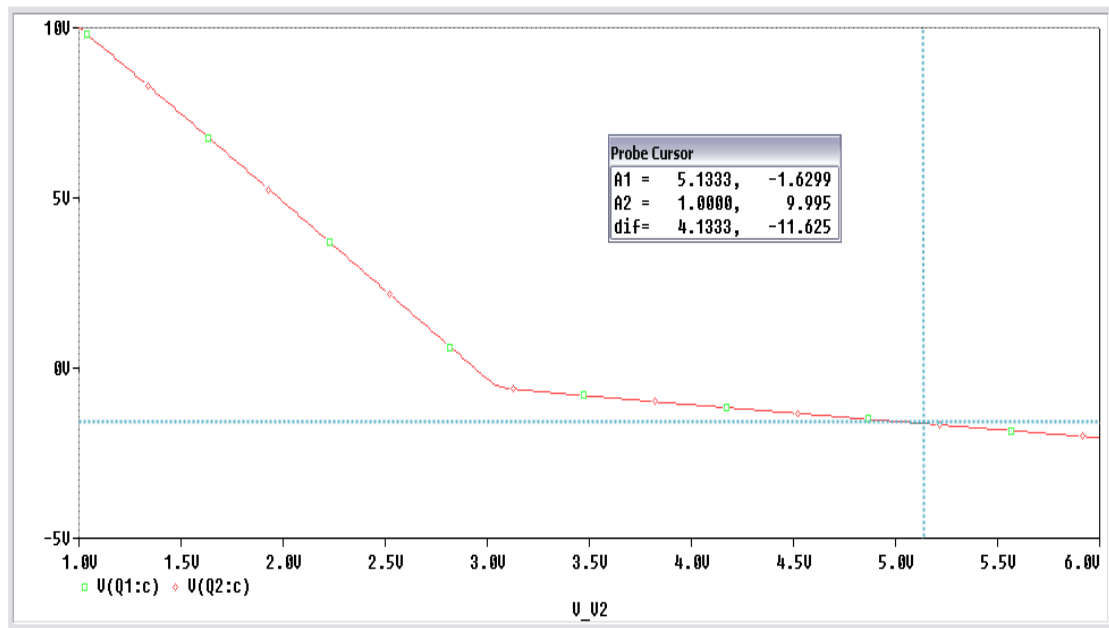


Εικόνας 14.2

Θέλουμε οι τάσεις στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ να βρίσκονται στο *άριστο σημείο λειτουργίας*. Το σημείο αυτό βρίσκεται για την τάση που μετρήσαμε στην προηγούμενη προσομοίωση, δηλαδή για  $V_C = -1.6295 V$ . Θα βγάλουμε την πηγή εισόδου  $V_{in}$  εκτός κυκλώματος για να κάνουμε την μέτρηση. Θα χρησιμοποιήσουμε **DC Sweep** ανάλυση (*Εικόνα 14.3*) και μεταβάλλοντας την τάση της πηγής VEE θα πάρουμε τις μεταβολές στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ όπως φαίνεται στην *Εικόνα 14.4*.



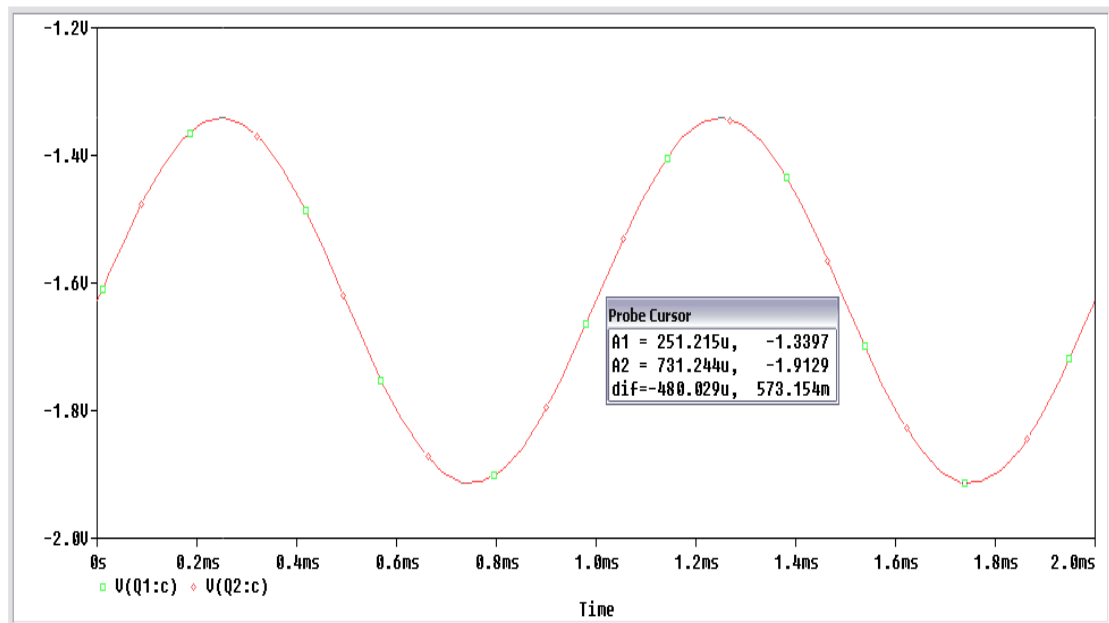
Εικόνας 14.3: Παράθυρο ρυθμίσεων προσομοίωσης



Εικόνα 14.4: Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ μεταβάλλοντας την V2

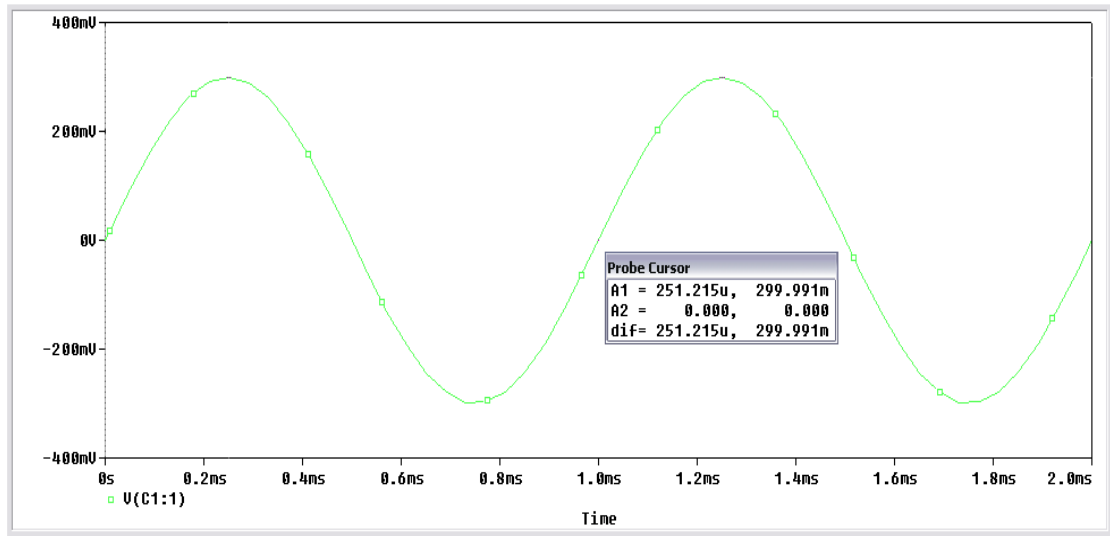
Από το γράφημα της Εικόνας 14.4 μπορούμε να δούμε ότι για το άριστο σημείο λειτουργίας, θα πρέπει στην πηγή V2 να δώσουμε τάση 5.13 Volt.

Ρυθμίζουμε την γεννήτρια στο 1kHz και την συνδέουμε στην είσοδο του ενισχυτή όπως φαίνεται στην Εικόνα 14.2. Θα αυξάνουμε το πλάτος του σήματος μέχρι να πάρουμε στους δύο συλλέκτες το μέγιστο σήμα χωρίς παραμόρφωση. Χρησιμοποιούμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης **Run to time**: 2 msec.



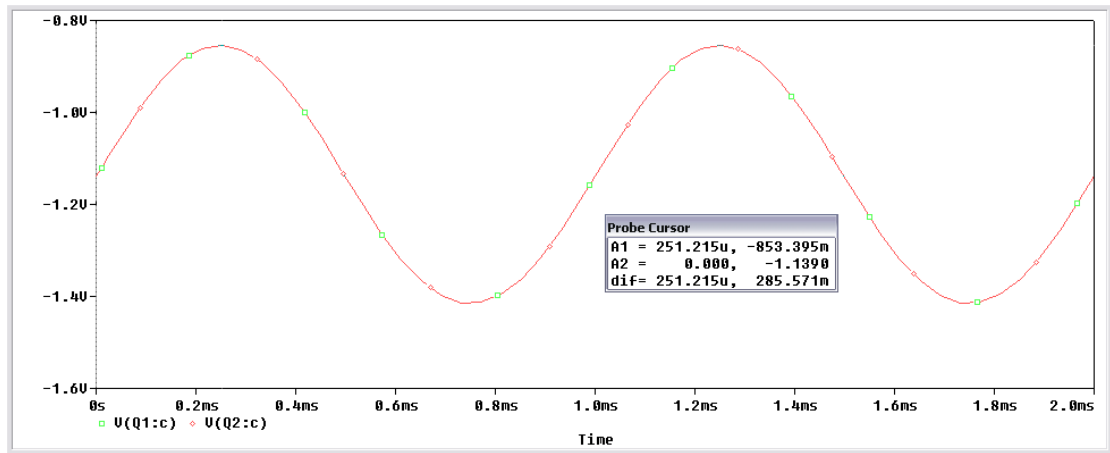
Εικόνα 14.5

Στο γράφημα της Εικόνας 14.5 φαίνεται η τάση στους δύο συλλέκτες για τάση εισόδου  $V_{in} = 0.3 V$ . Το γράφημα του σήματος εισόδου φαίνεται στην Εικόνα 14.6.

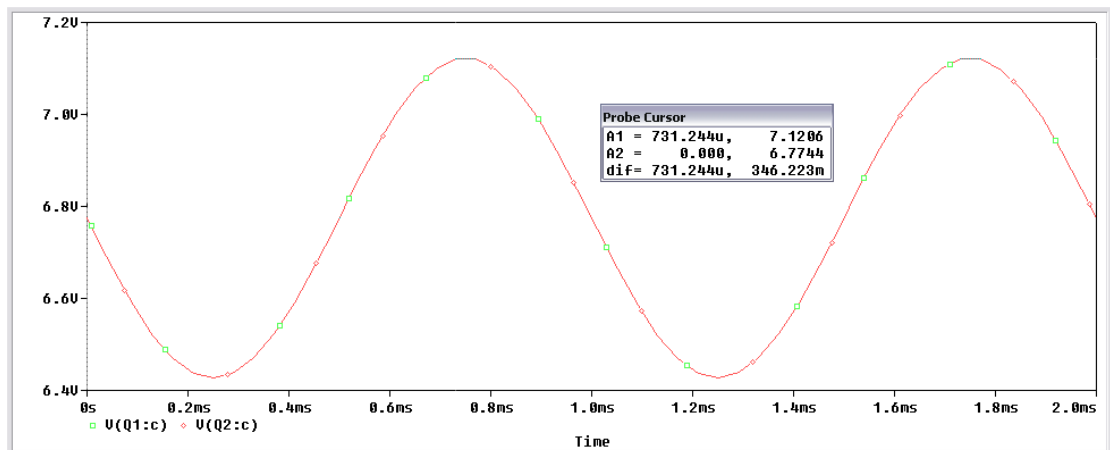


Εικόνα 14.6: Πλάτος σήματος εισόδου

Αντικαθιστούμε την τιμή της αντίστασης  $R_e$  με 1, 4, 7, 10  $k\Omega$  και μετράμε την τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ.

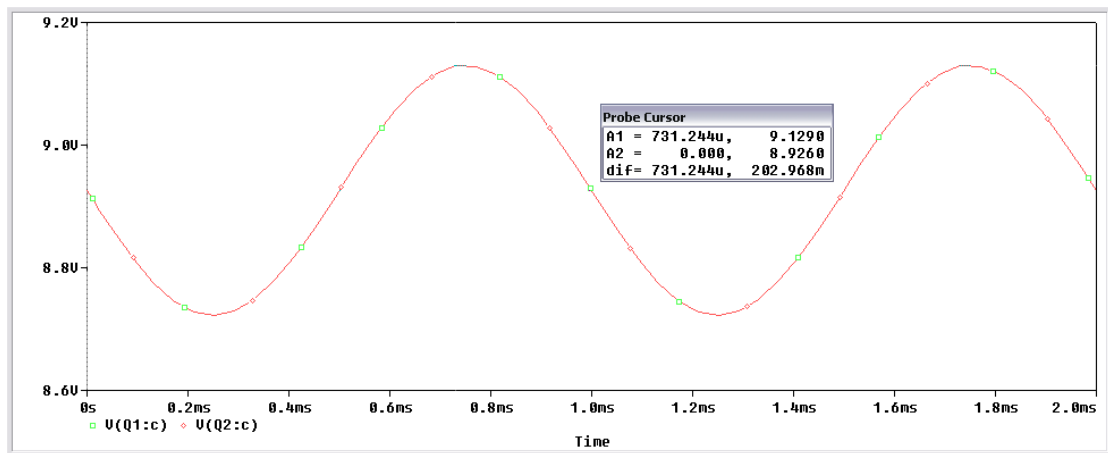


Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ με  $R_e = 1 k\Omega$

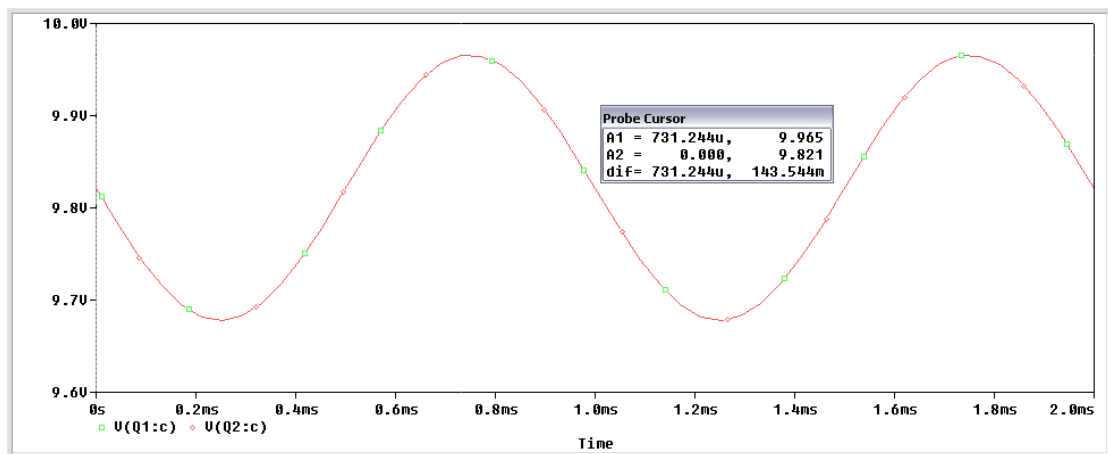




Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ με  $R_e = 4\text{ k}\Omega$



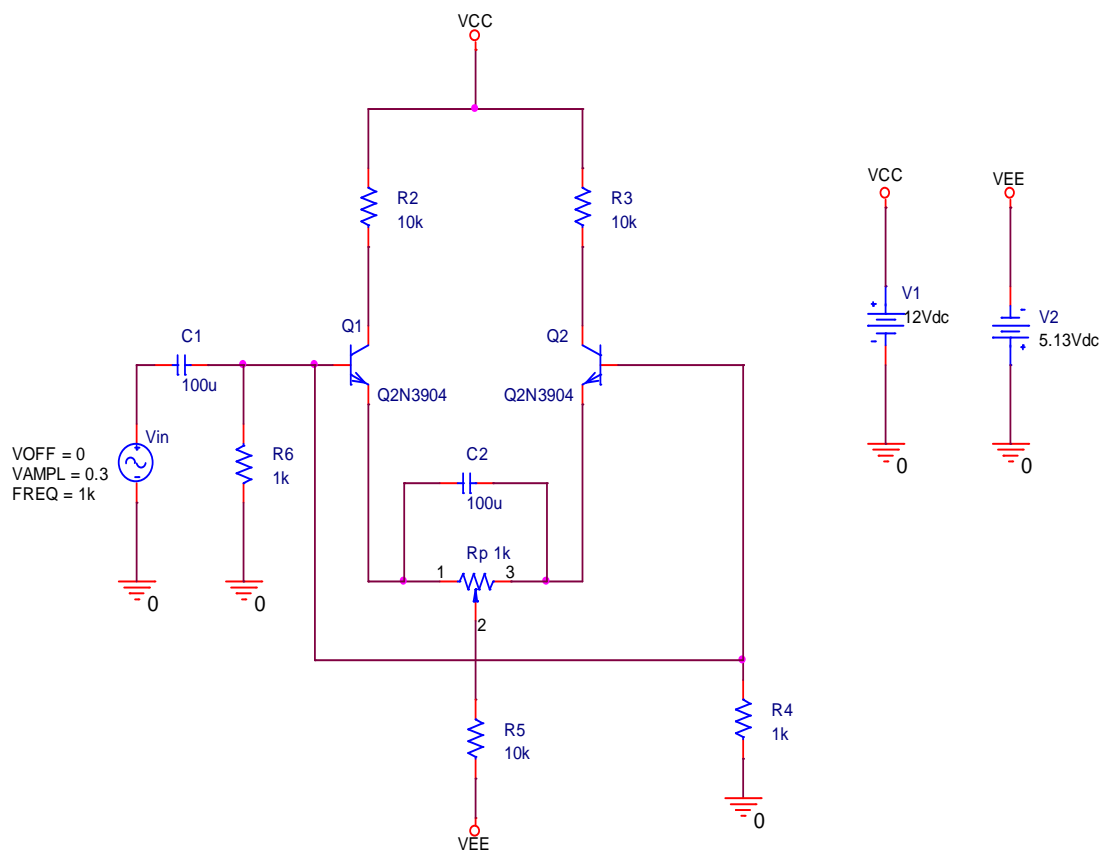
Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ με  $R_e = 7\text{ k}\Omega$



Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ με  $R_e = 10\text{ k}\Omega$

Παρατηρούμε πως όσο αυξάνουμε την τιμή της αντίστασης  $R_e$  τόσο αυξάνει το κέρδος ενίσχυσης των δύο τρανζίστορ. Στην πράξη όμως, όταν η  $R_e$  γίνει υπερβολικά μεγάλη αρχίζουμε και φεύγουμε από το σωστό σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ.

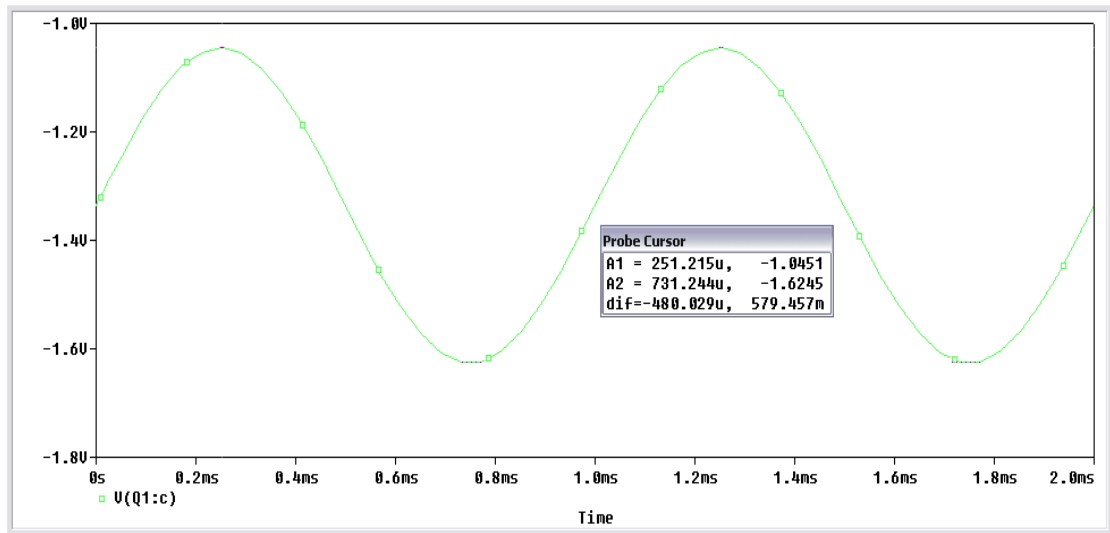
Πραγματοποιούμε στην συνέχεια το κύκλωμα της Εικόνας 14.7.



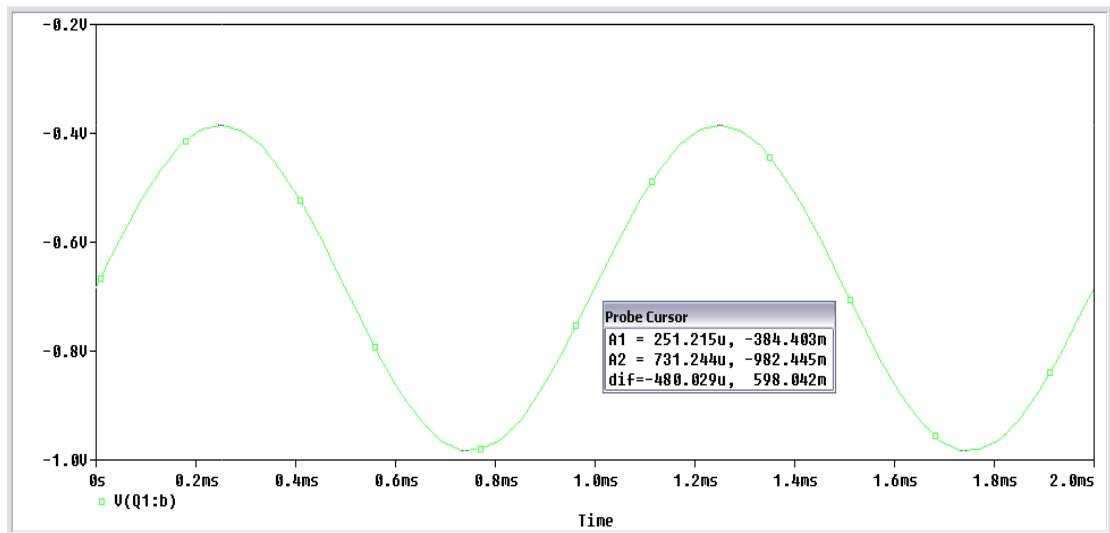
Εικόνας 14.7

Μετράμε τη DC τάση συλλέκτη, βάσης και εκπομπού των τρανζίστορ. Χρησιμοποιούμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης **Run to time: 2 msec**.

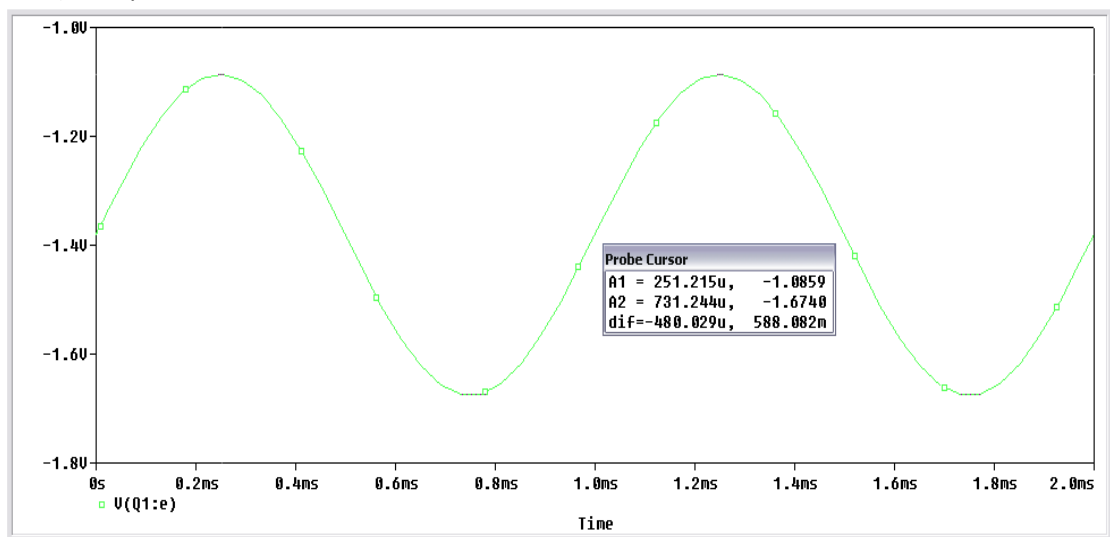
Τάση συλλέκτη Q1



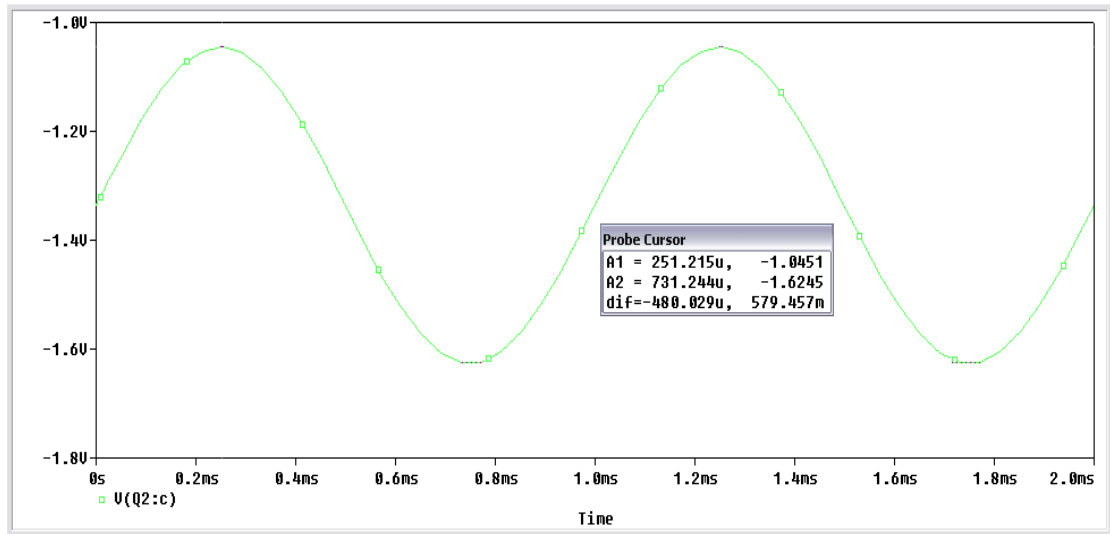
Τάση βάσης Q1



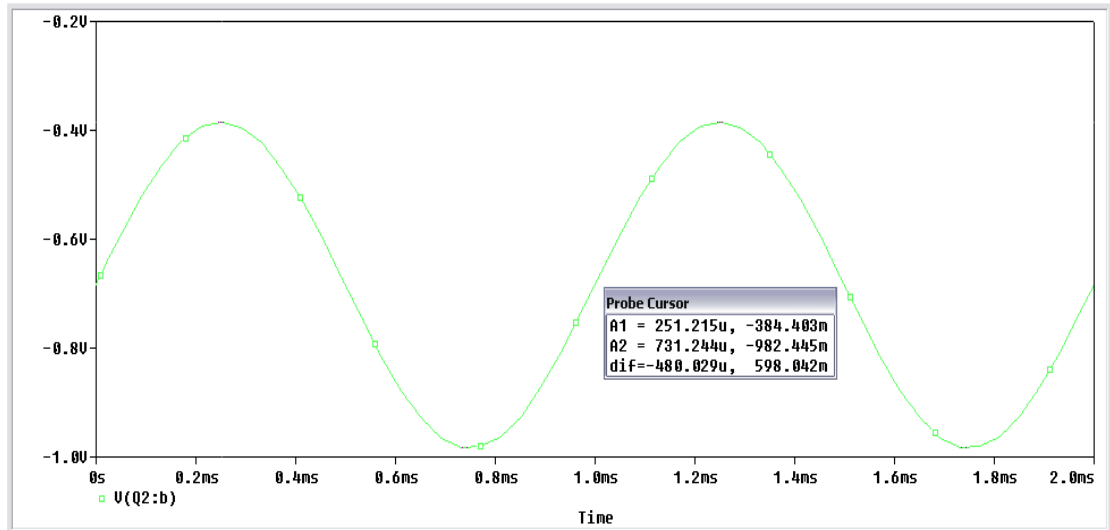
Τάση εκπομπού Q1



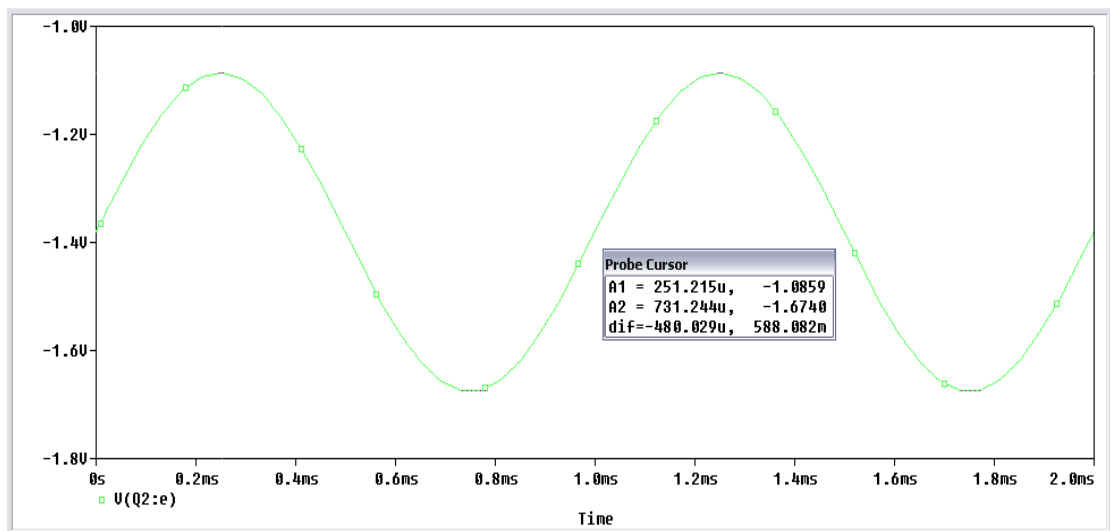
Τάση συλλέκτη Q2



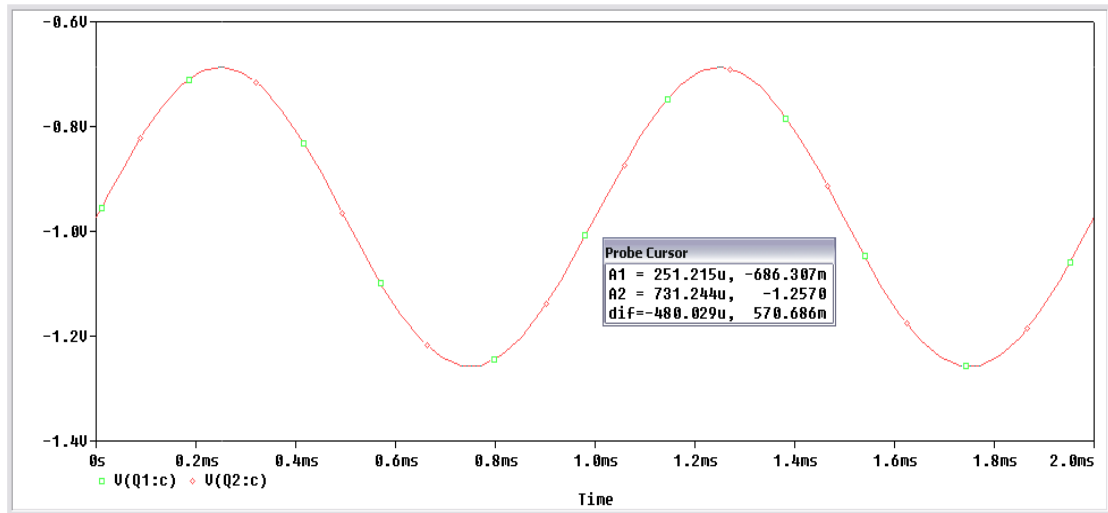
Τάση βάσης Q2



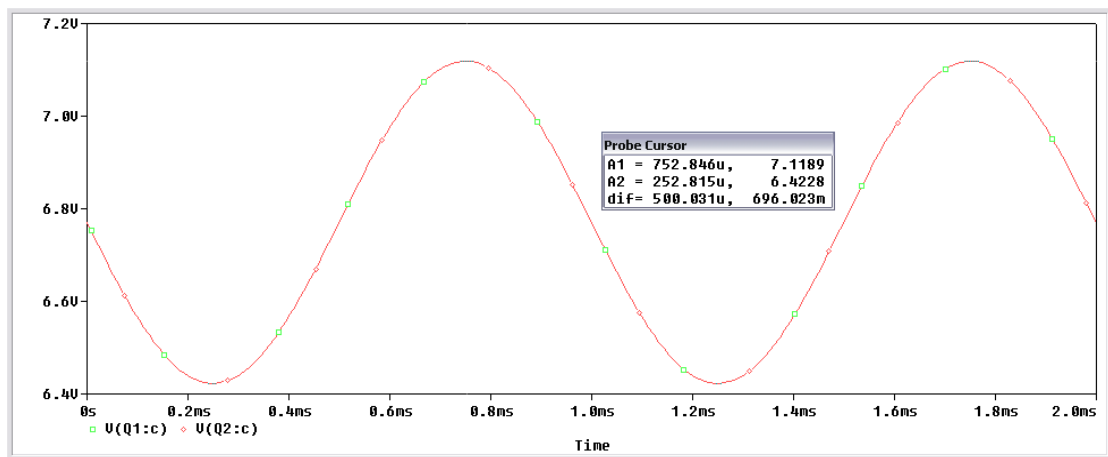
Τάση εκπομπού Q2



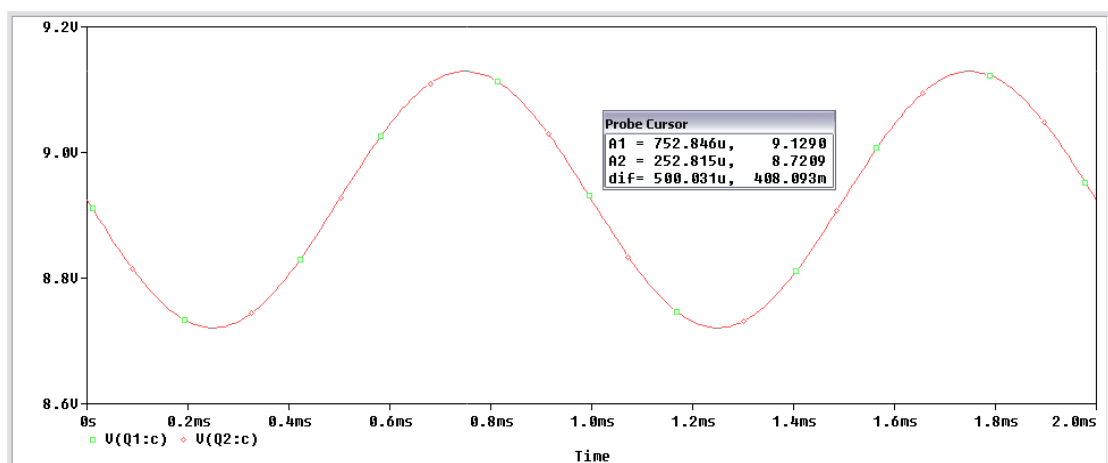
Αντικαθιστούμε την τιμή της αντίστασης  $R_e$  με 1, 4, 7, 10  $k\Omega$  και μετράμε την τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ.



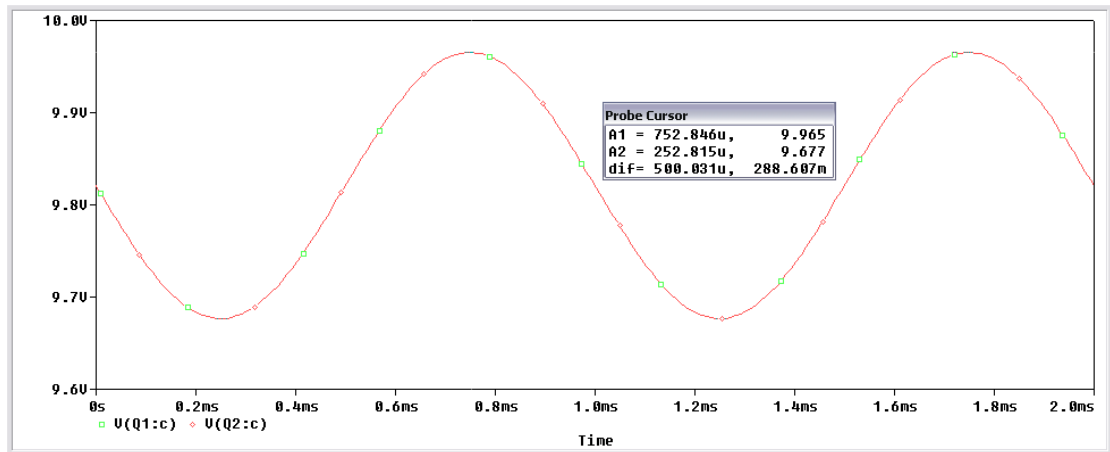
Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ με  $R_e = 1 k\Omega$



Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ με  $R_e = 4 k\Omega$

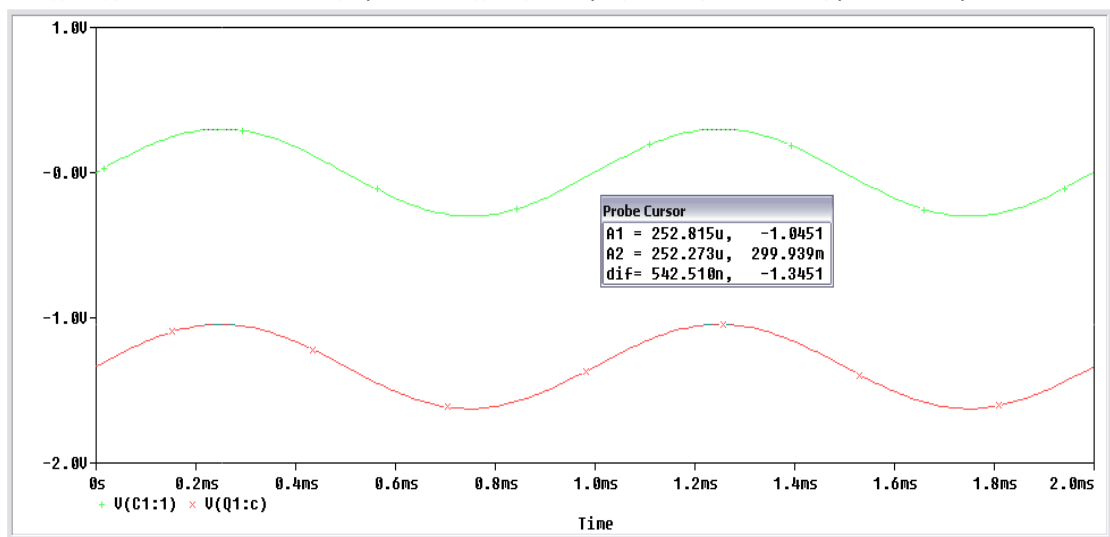


Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ με  $R_e = 7 k\Omega$

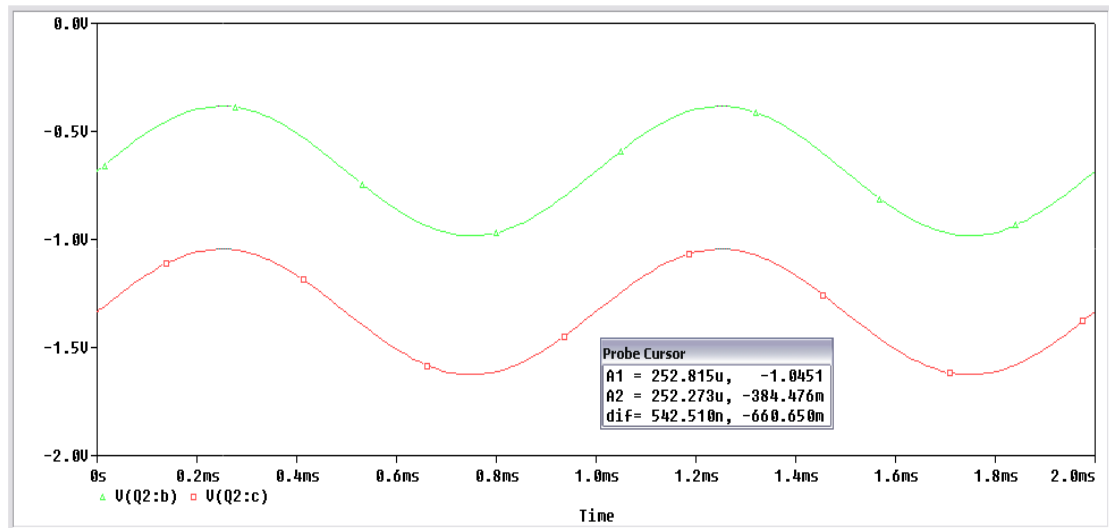


Τάση στους συλλέκτες των δύο τρανζίστορ με  $R_e = 10\text{ k}\Omega$

Τέλος, θα βρούμε το κέρδος για το διαφορικό σήμα  $A_d = \frac{1}{2}(A_1 - A_2)$ , το κέρδος για το κοινό σήμα  $A_c = A_1 + A_2$  και τον Λόγο Απορρίψεως κοινού σήματος  $C.M.R.R. = \frac{A_d}{A_c}$ . Επιθυμούμε να έχουμε υψηλό  $A_d$ , ενώ στην ιδανική περίπτωση το  $A_c$  πρέπει να είναι ίσο με το μηδέν. Όσο μεγαλύτερος είναι ο Λόγος Απορρίψεως τόσο καλύτερος είναι ο ενισχυτής. Στον ιδανικό διαφορικό ενισχυτή ο λόγος αυτός είναι ίσος με το άπειρο.



Τάσεις εισόδου και εξόδου τρανζίστορ Q1



Τάσεις εισόδου και εξόδου τρανζίστορ Q2

$$A_1 = \frac{-1.0451}{0.3} = -3.48$$

$$A_2 = \frac{-1.0451}{-0.384} = 2.72$$

$$A_d = \frac{1}{2}(A_1 - A_2) \Rightarrow A_d = \frac{1}{2}(-3.48 - 2.72) \Rightarrow A_d = -6.2$$

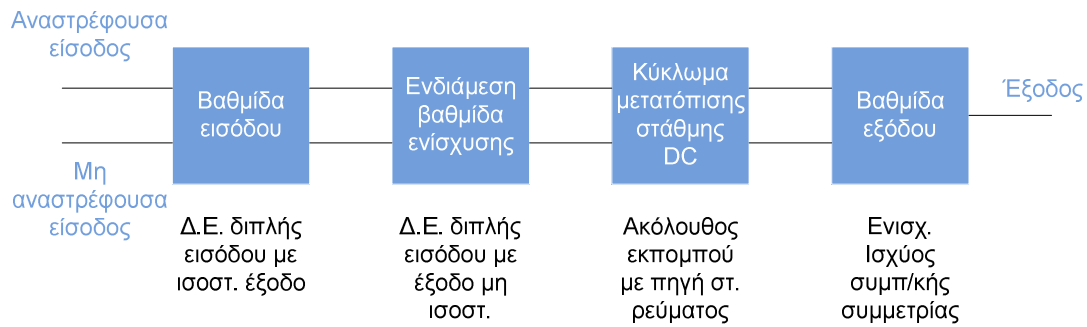
$$A_c = A_1 + A_2 \Rightarrow A_c = -3.48 + 2.72 \Rightarrow A_c = -0.76$$

$$C.M.R.R. = \frac{A_d}{A_c} = \frac{-6.2}{-0.76} = 8.16$$

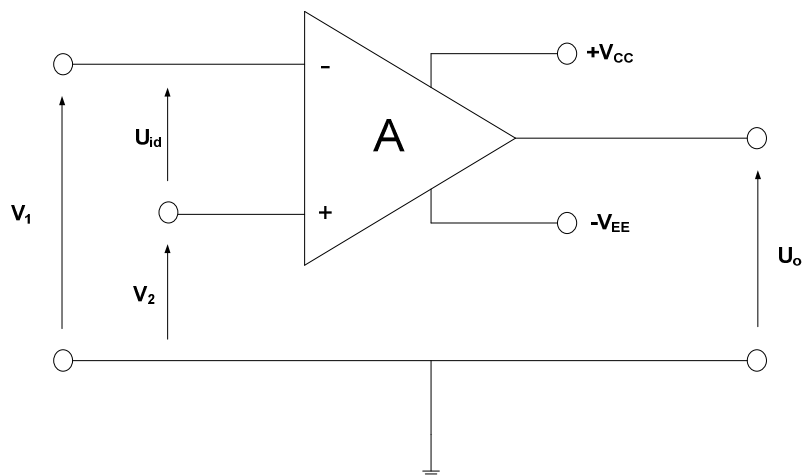
## 15. Τελεστικός Ενισχυτής

Ο *Τελεστικός Ενισχυτής* είναι ένας ενισχυτής υψηλού κέρδους τάσης, DC σύζευξης. Αποτελείται από μια ή περισσότερες βαθμίδες Δ.Ε. (διαφορικού ενισχυτή), ένα κύκλωμα μετατόπισης στάθμης DC και μια βαθμίδα εξόδου. Η βαθμίδα εξόδου γενικώς είναι ένα κύκλωμα push – pull ή συμπληρωματικής συμμετρίας.

Το block διάγραμμα του τελεστικού ενισχυτή φαίνεται παρακάτω.



Ο Τ.Ε. (τελεστικός ενισχυτής) είναι ένα κύκλωμα το οποίο βρίσκει πολλές εφαρμογές και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ενίσχυση AC και DC σημάτων. Κατασκευάστηκε για να εκτελεί μαθηματικές πράξεις μεταξύ των σημάτων εισόδου.



Εικόνα 15.1: Συμβολισμός Τελεστικού Ενισχυτή

Στο σχήμα της Εικόνας 15.1 βλέπουμε το βασικό σύμβολο ενός Τ.Ε. Παρατηρούμε πως έχουμε δύο εισόδους και μια έξοδο. Η είσοδος που συμβολίζεται με (-) λέγεται **είσοδος αναστροφής (V1)**, ενώ η είσοδος που συμβολίζεται με (+) λέγεται **είσοδος μη αναστροφής (V2)**. Στους ακροδέκτες  $+V_{CC}$ ,  $-V_{EE}$  εφαρμόζουμε τη τάση τροφοδοσίας.

Για να βρούμε την ενίσχυση τάσης της διάταξης, λόγω των δύο τάσεων εισόδου χρησιμοποιούμε τον τύπο:

$$U_i = U_{id} = V_1 - V_2 \quad , \quad A = \frac{U_o}{U_i}$$

Οπότε η τάση εξόδου θα είναι :

$$U_o = A(V_2 - V_1) = -A U_{id}$$

Αν έχουμε  $V_2 = 0$  τότε  $U_o = -A V_1$ , σχέση που δικαιολογεί την ονομασία της εισόδου  $V_1$  σαν είσοδο αντιστροφής μιας και το σημείο (-) δηλώνει ότι υπάρχει διαφορά φάσης  $180^\circ$  μεταξύ του σήματος εξόδου και του σήματος εισόδου.

Αντίστοιχα, αν  $V_1 = 0$  τότε  $U_o = A V_2$  και δεν υπάρχει διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου – εισόδου.

Τις περισσότερες φορές οι Τ.Ε. τροφοδοτούνται με δύο συνεχείς τάσεις ίδιας τιμής, αλλά διαφορετικής πολικότητας δηλαδή μια θετική  $+V_{CC}$  και μια αρνητική  $-V_{EE}$  σε σχέση με την στάθμη αναφοράς (γείωση). Με τον τρόπο αυτό, το σήμα εξόδου μπορεί να πάρει θετικές

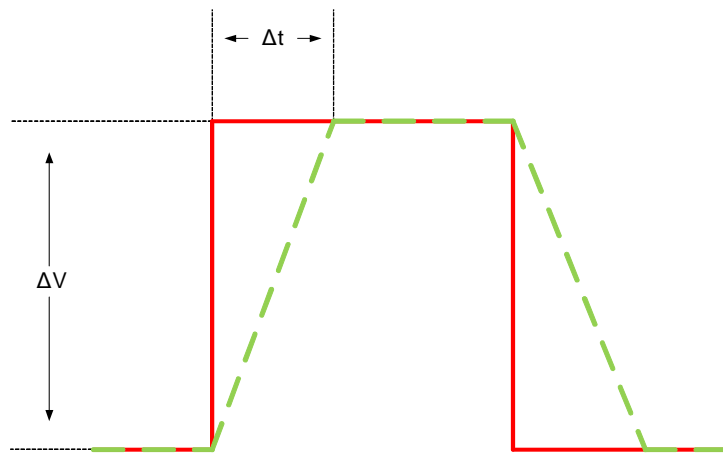


και αρνητικές τιμές και μάλιστα η μέγιστη θετική τιμή τάσης είναι περίπου ίση με την  $+V_{CC}$  ενώ η μέγιστη αρνητική τάση περίπου ίση με την  $-V_{EE}$ .

Ένας ιδανικός Τελεστικός Ενισχυτής παρουσιάζει τα εξής ηλεκτρικά χαρακτηριστικά:

- Άπειρο κέρδος τάσης A
- Αντίσταση εισόδου άπειρης τιμής
- Αντίσταση εξόδου μηδενικής τιμής
- Τάση εξόδου ίση με το μηδέν όταν είναι μηδέν η τάση εισόδου
- Άπειρο εύρος ζώνης
- Άπειρο λόγο απόρριψης
- Άπειρη τιμή της *slew rate* (μέγιστος ρυθμός μεταβολής). *Slew rate* ονομάζουμε την δυνατότητα του σήματος εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή να παρακολουθεί τις μεταβολές του σήματος εισόδου.

Η επίπτωση του *slew rate* σε ένα τετραγωνικό παλμό:  
κόκκινο = επιθυμητή έξοδος  
πράσινο = παραμορφωμένη έξοδος



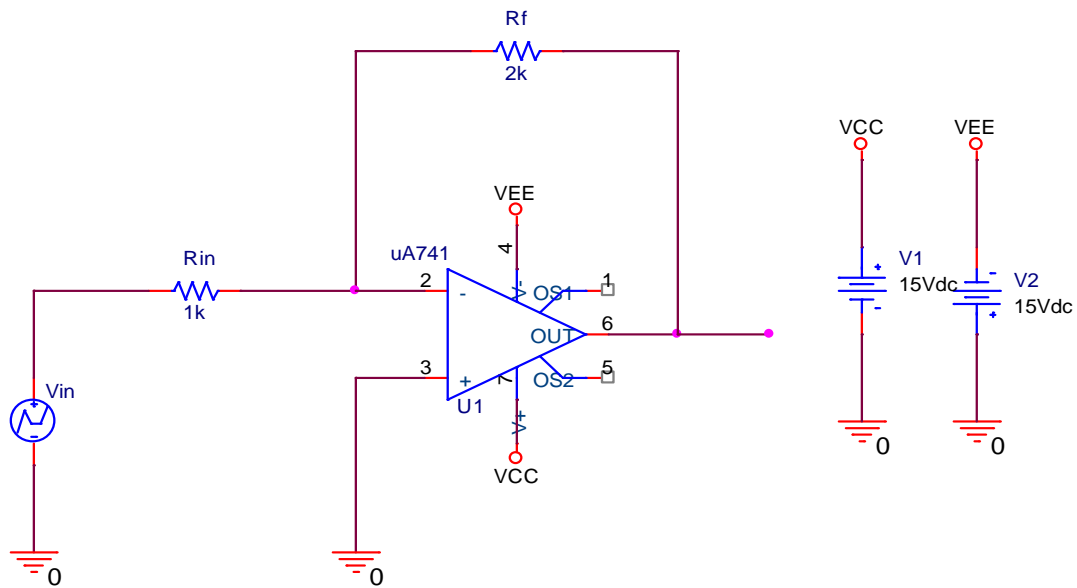
Στις προσομοιώσεις για τον Τελεστικό Ενισχυτή που ακολουθούν θα χρησιμοποιήσουμε τον Τ.Ε. **uA741** ο οποίος βρίσκεται στην βιβλιοθήκη: **Place → Part → Eval → uA741**. Θα πρέπει να δίνουμε μεγάλη προσοχή κατά την τροφοδοσία του. Ο ακροδέκτης **V(-)** πρέπει να συνδέεται πάντα με αρνητική τάση και ο **V(+)** με θετική.

Για να αντιστρέψουμε την πολικότητα του τελεστικού ενισχυτή στο **Schematic**, τον επιλέγουμε και με δεξί κλικ πατάμε **Mirror Vertically**.

## Pspice Ανάλυση

### 15.1 Slew Rate

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



Παρατηρούμε ότι στην έξοδο της διάταξης δεν υπάρχει κάποιο φορτίο ή γη, αλλά μια τελεία. Για να μπορέσουμε να πάρουμε την έξοδο χωρίς φορτίο τοποθετούμε την τελεία αυτή που βρίσκεται στην δεξιά μπάρα του **Schematic**

Τροφοδοτούμε την διάταξη με τετραγωνικό σήμα πλάτους 1 V (p-p) συχνότητας 10 kHz. Χρησιμοποιούμε την πηγή **VPWL** και δημιουργούμε έναν τετραγωνικό παλμό με τα χαρακτηριστικά που θέλουμε (Εικόνα 15.1.1).

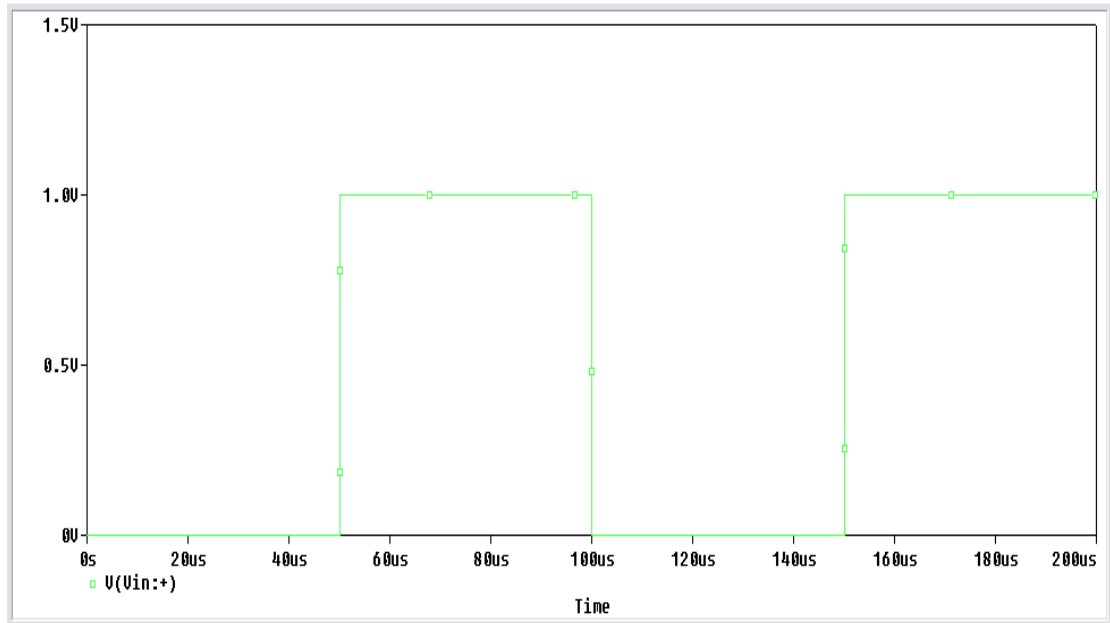
T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
0ms	0.05ms	0.05001ms	0.1ms	0.1001ms	0.15ms	0.15001ms	0.2ms
V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8
0v	0v	1v	1v	0v	0v	1v	1v

Εικόνα 15.1.1: Ζεύγη τιμών παλμοσειράς

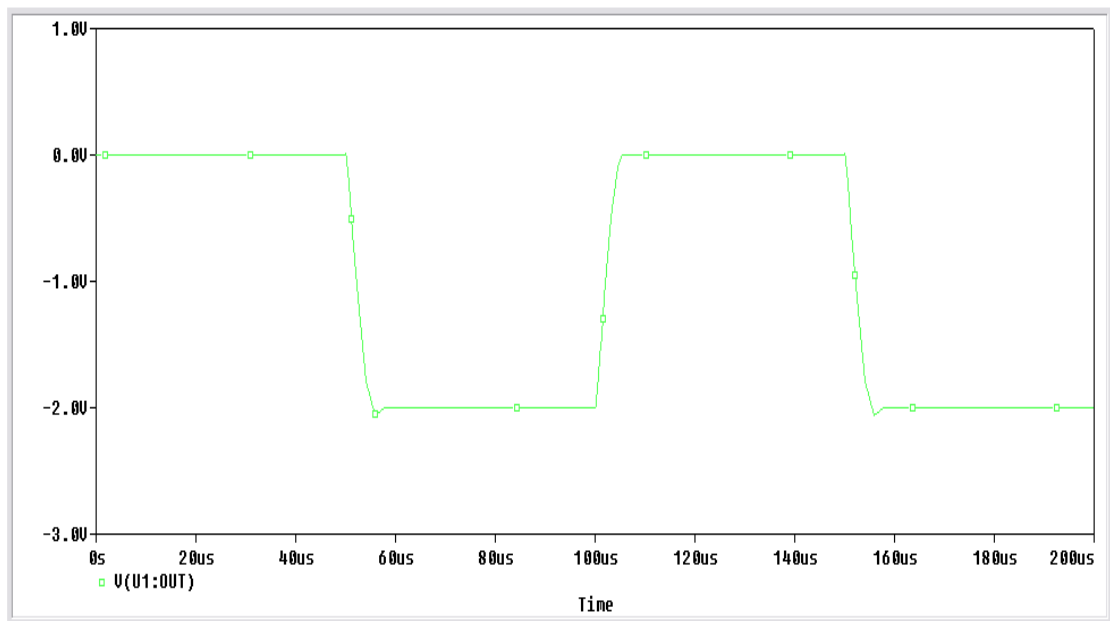
Περνάμε τις τιμές των ζευγών της παλμοσειράς στο **Property Editor** της πηγής (Βλέπε Άσκηση 11. Ενισχυτής ισχύος, Εικόνα 11.11). Θα πραγματοποιήσουμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης **Run to time** 200 msec. Όπως έχουμε ξανά πει ο χρόνος εκτέλεσης εξαρτάται από την συχνότητα του κυκλώματος. Στην βαθμίδα μας το σήμα εισόδου έχει συχνότητα  $f = 10 \text{ kHz}$ , οπότε η περίοδος του σήματος είναι:

$$T = \frac{1}{f} \Rightarrow T = \frac{1}{10 \cdot 10^3} \Rightarrow T = 1 \cdot 10^{-4} \Rightarrow T = 0.1 \text{ msec} \text{ ή } 100 \mu\text{sec}$$

Μετράμε της κυματομορφές εισόδου και εξόδου χρησιμοποιώντας τους **Voltage Markers**.



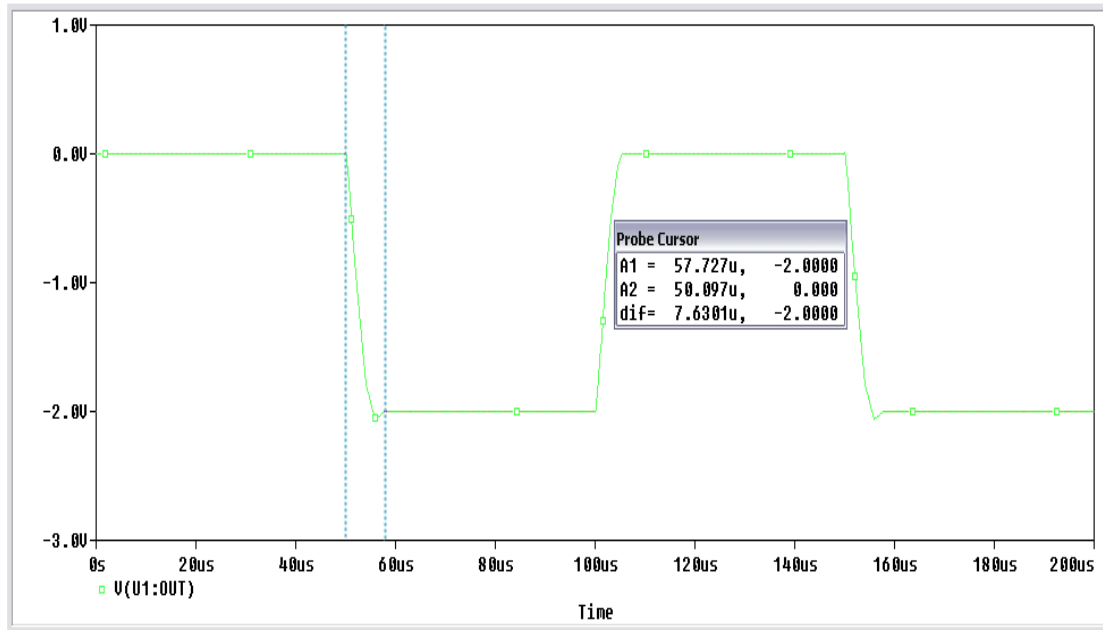
Τετραγωνικό σήμα εισόδου



Τετραγωνικό σήμα εξόδου

Από τα παραπάνω γραφήματα επαληθεύεται η λειτουργία του αντιστροφέα.

Στη συνέχεια θα μετρήσουμε το **Slew Rate** από τον τύπο:  $SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t}$



Στο παράθυρο του **Probe Cursor**, το dif μας δείχνει την διαφορά των δύο κερσόρων. Αριστερά η διαφορά τους στον άξονα X και δεξιά στον άξονα Y.  
 Το ΔV βρίσκεται στον άξονα Y και είναι ΔV = - 2 Volt.  
 Το Δt βρίσκεται στο άξονα X και είναι Δt = 7.63 μsec.

Probe Cursor	
A1 = 57.727u,	-2.0000
A2 = 50.097u,	0.000
dif = 7.6301u,	-2.0000

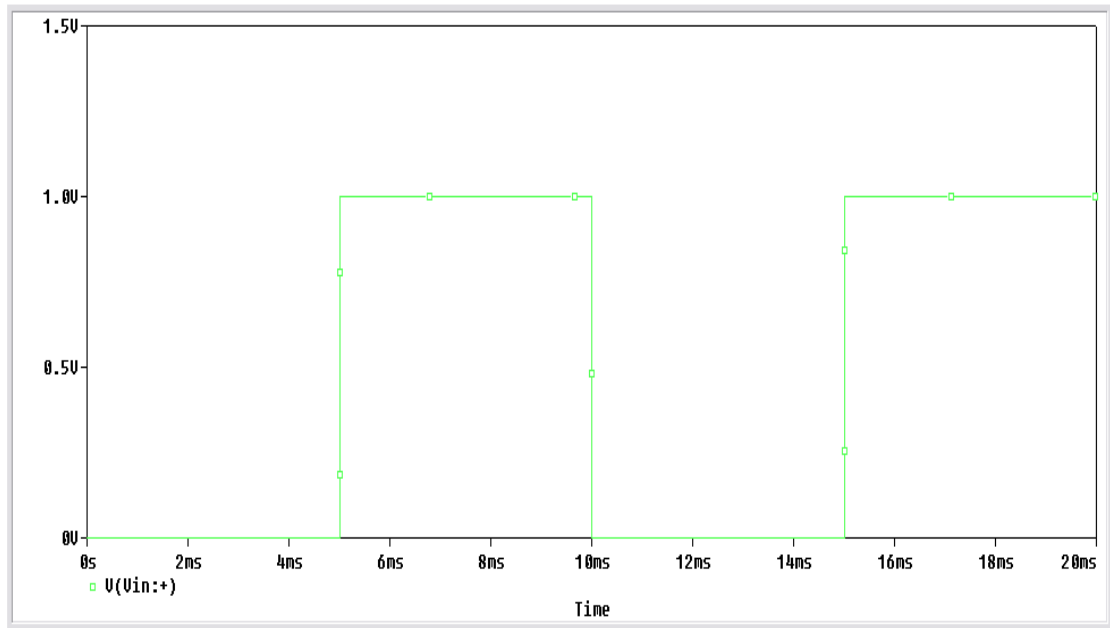
$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{-2 V}{7.63 \mu sec} = -0.262 V/\mu s$$

Επαναλαμβάνουμε τις παραπάνω μετρήσεις μεταβάλλοντας την συχνότητα του σήματος εισόδου σε 100Hz, 1kHz, 50kHz και 100kHz.

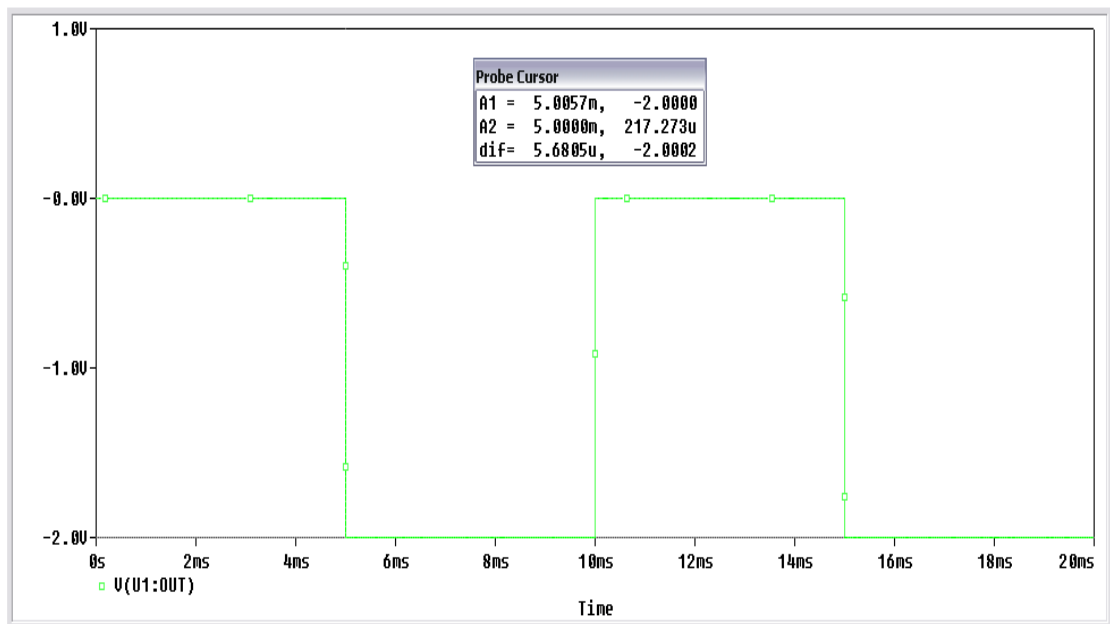
Για συχνότητα του σήματος εισόδου f = 100Hz θα έχουμε έναν τετραγωνικό παλμό με τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

<b>T1</b>	<b>T2</b>	<b>T3</b>	<b>T4</b>	<b>T5</b>	<b>T6</b>	<b>T7</b>	<b>T8</b>
0ms	5ms	5.001ms	0.01s	0.01001s	0.015s	0.015001s	0.02s
<b>V1</b>	<b>V2</b>	<b>V3</b>	<b>V4</b>	<b>V5</b>	<b>V6</b>	<b>V7</b>	<b>V8</b>
0v	0v	1v	1v	0v	0v	1v	1v

Στον χρόνο εκτέλεσης βάζουμε 20ms. Παίρνουμε το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου της διάταξης και στην συνέχεια υπολογίζουμε το Slew Rate.



Σήμα εισόδου



Σήμα εξόδου

Από τα στοιχεία του **Probe Cursor** βρίσκουμε το **Slew Rate**:

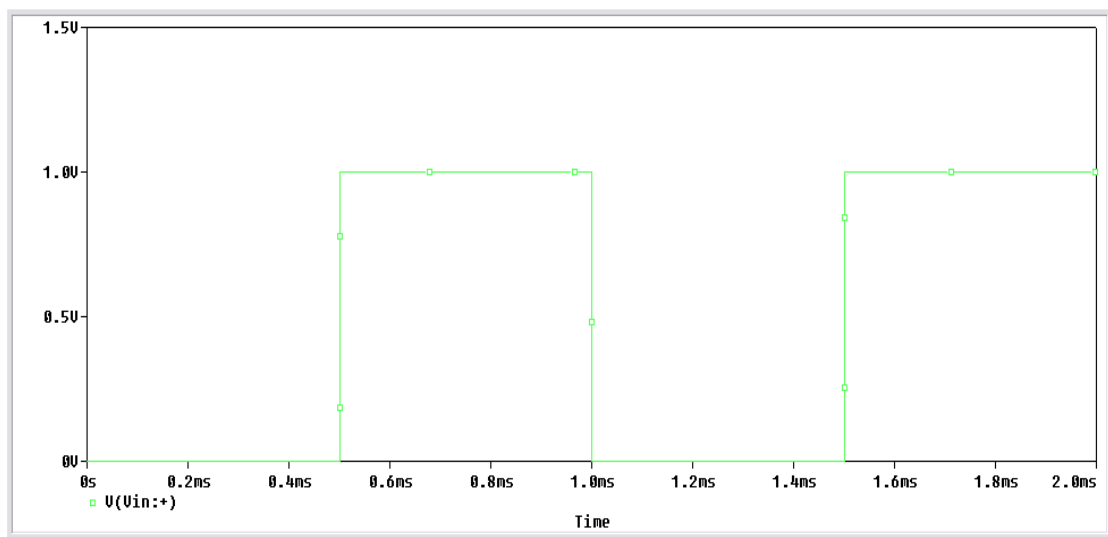
$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{-2.0002 V}{5.6805 \mu\text{sec}} = -0.352 V/\mu\text{s}$$

Probe Cursor	
A1 = 5.0057m,	-2.0000
A2 = 5.0000m,	217.273u
dif= 5.6805u,	-2.0002

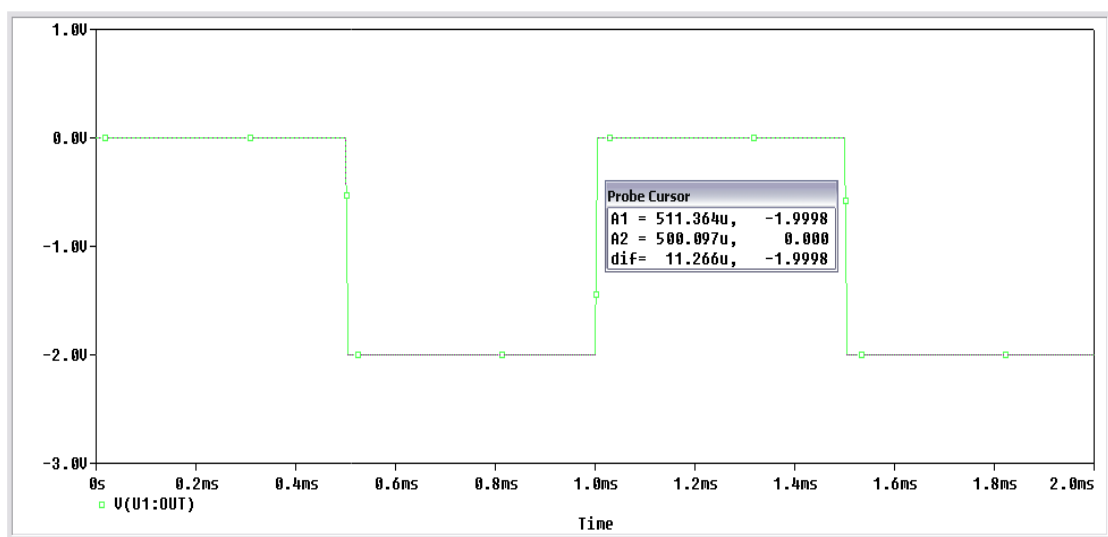
Για συχνότητα του σήματος εισόδου  $f = 1 \text{ kHz}$  θα έχουμε έναν τετραγωνικό παλμό με τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
0ms	0.5ms	0.5001ms	1ms	1.001ms	1.5ms	1.5001ms	2ms
V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8
0v	0v	1v	1v	0v	0v	1v	1v

Στον χρόνο εκτέλεσης βάζουμε 2ms. Παίρνουμε το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου της διάταξης και στην συνέχεια υπολογίζουμε το Slew Rate.



Σήμα εισόδου



Σήμα εξόδου

Από τα στοιχεία του **Probe Cursor** βρίσκουμε το **Slew Rate**:

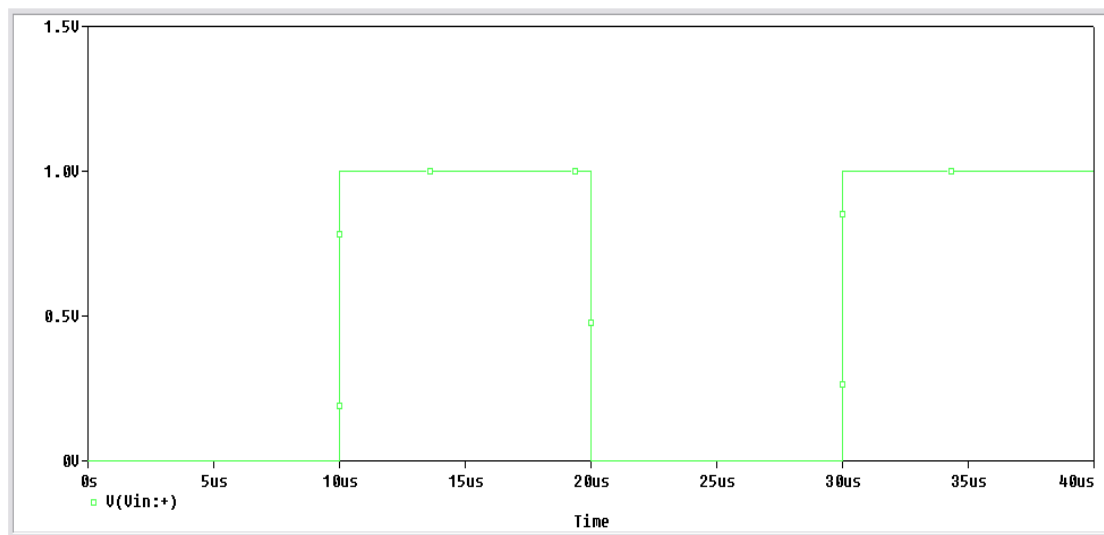
$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{-1.9998 V}{6.721 \mu sec} = -0.297 V/\mu s$$

Probe Cursor	
A1 = 506.818u,	-1.9998
A2 = 500.097u,	0.000
dif= 6.7210u,	-1.9998

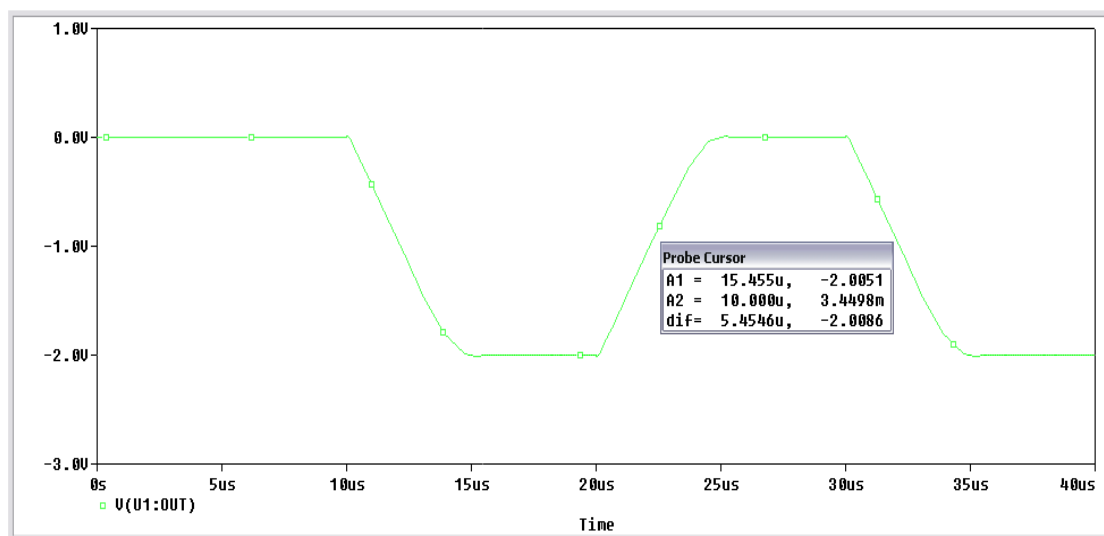
Για συχνότητα του σήματος εισόδου  $f = 50 \text{ kHz}$  θα έχουμε έναν τετραγωνικό παλμό με τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
0ms	10us	10.001us	20us	20.001us	30us	30.001us	40us
V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8
0v	0v	1v	1v	0v	0v	1v	1v

Στον χρόνο εκτέλεσης βάζουμε 40us. Παίρνουμε το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου της διάταξης και στην συνέχεια υπολογίζουμε το Slew Rate.



Σήμα εισόδου



Σήμα εξόδου

Από τα στοιχεία του **Probe Cursor** βρίσκουμε το **Slew Rate**:

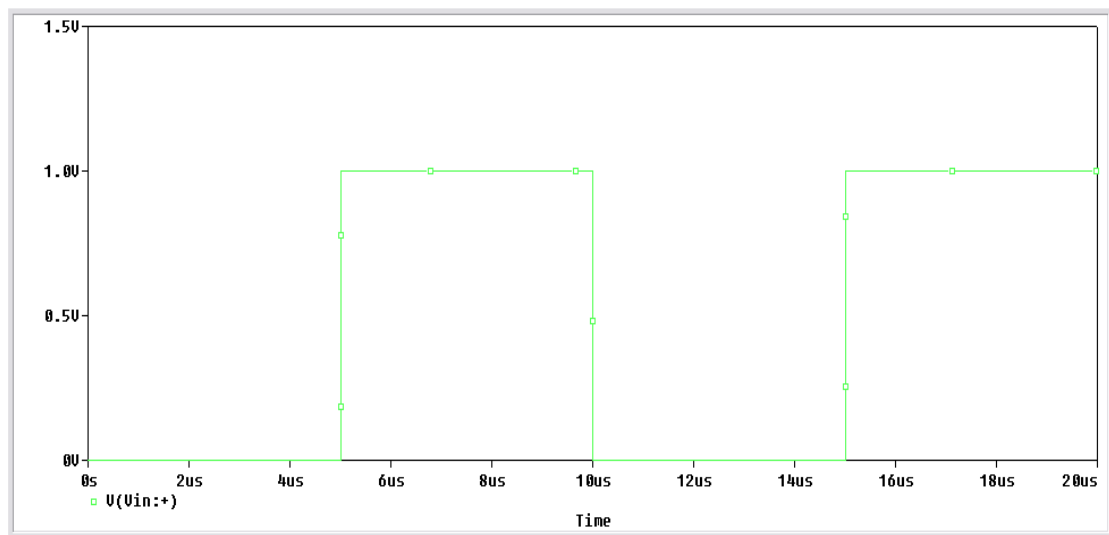
$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{-2.0086 V}{5.4546 \mu\text{sec}} = -0.368 V/\mu\text{s}$$

Probe Cursor	
A1 =	15.455u, -2.0051
A2 =	10.000u, 3.4498m
dif=	5.4546u, -2.0086

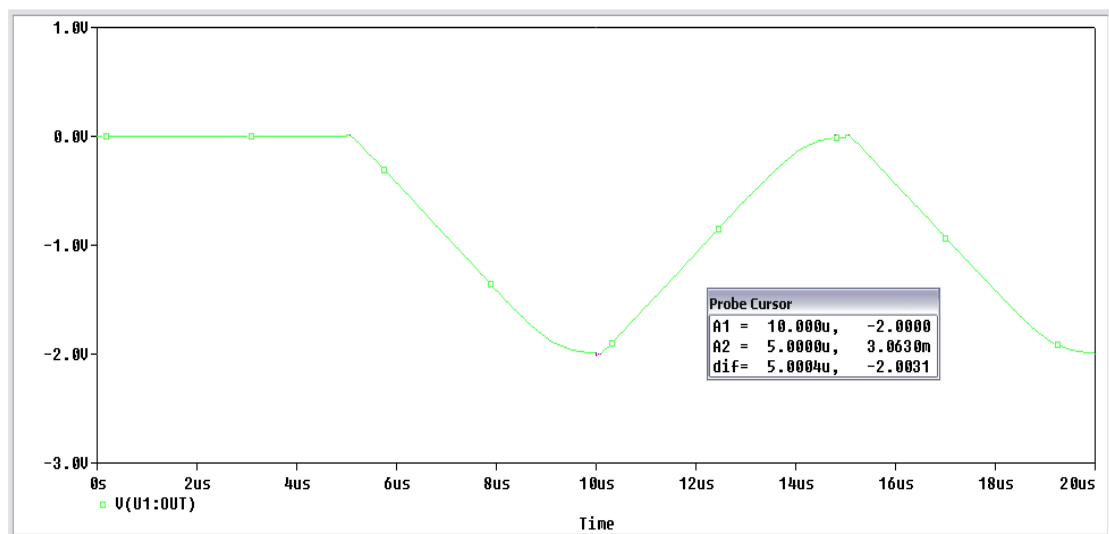
Για συχνότητα του σήματος εισόδου  $f = 100 \text{ kHz}$  θα έχουμε έναν τετραγωνικό παλμό με τα παρακάτω χαρακτηριστικά:

T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
0ms	5us	5.001us	10us	10.001us	15us	15.001us	20us
V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7	V8
0v	0v	1v	1v	0v	0v	1v	1v

Στον χρόνο εκτέλεσης βάζουμε 20us. Παίρνουμε το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου της διάταξης και στην συνέχεια υπολογίζουμε το Slew Rate.



Σήμα εισόδου



Σήμα εξόδου



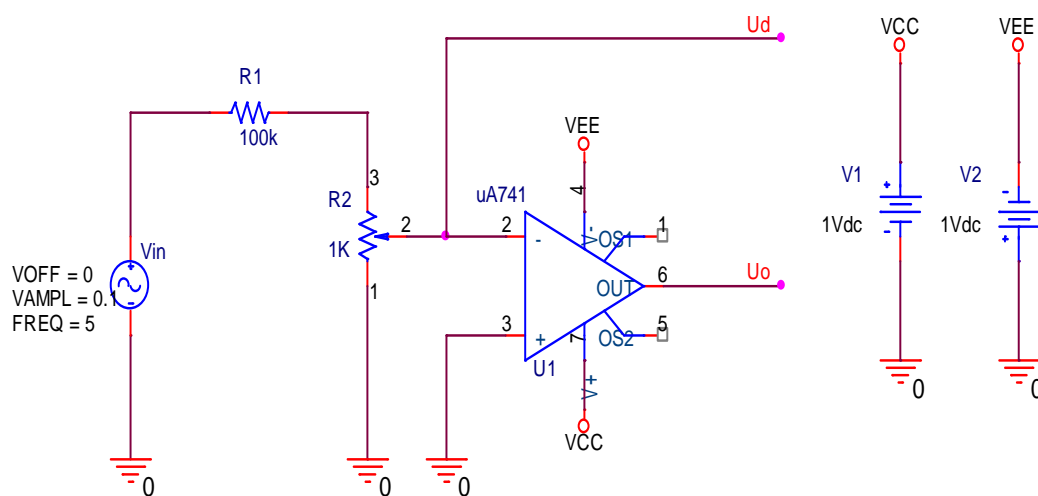
Από τα στοιχεία του **Probe Cursor** βρίσκουμε το **Slew Rate**:

$$SR = \frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{-2.0031 V}{5.0004 \mu sec} = -0.4001 V/\mu s$$

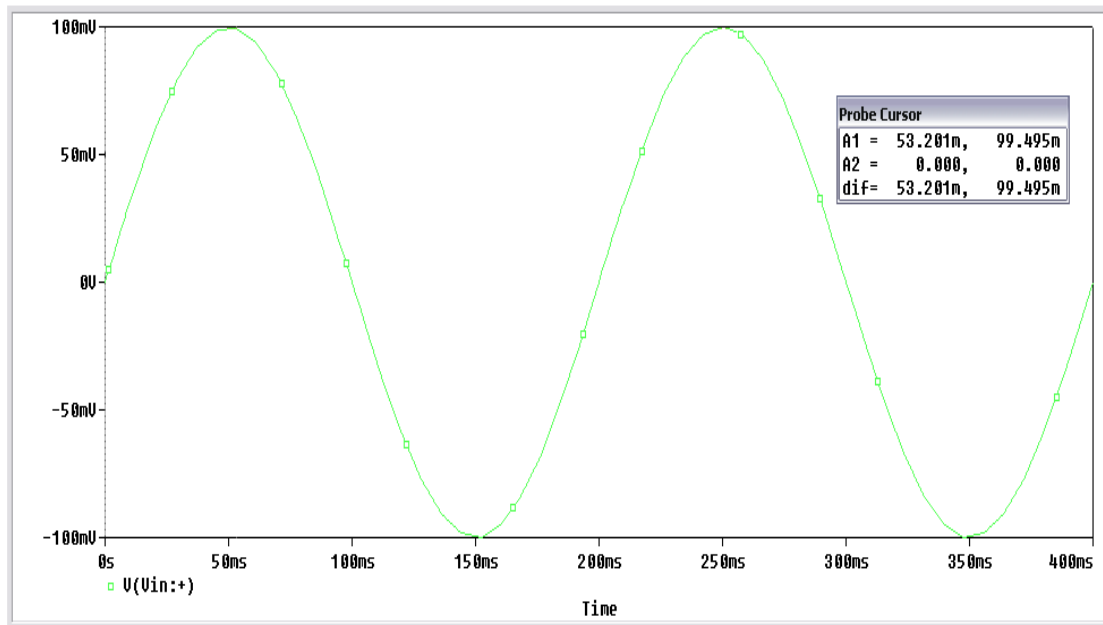
Probe Cursor		
A1 =	10.0000u,	-2.0000
A2 =	5.0000u,	3.0630m
dif=	5.0004u,	-2.0031

### 15.2 Στατική χαρακτηριστική τάσης εισόδου - εξόδου

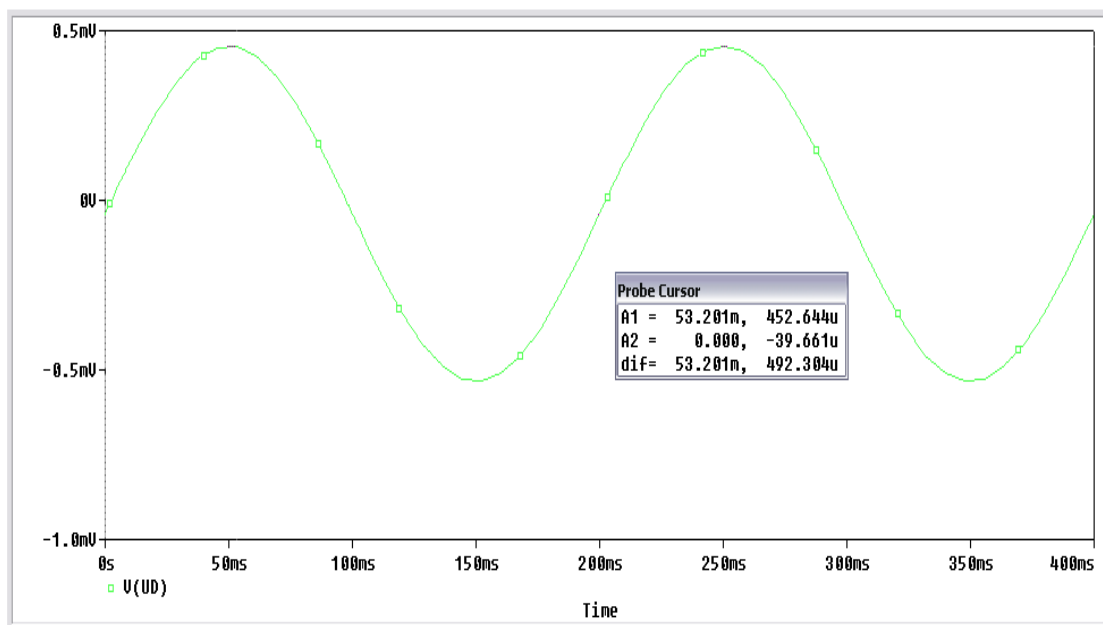
Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



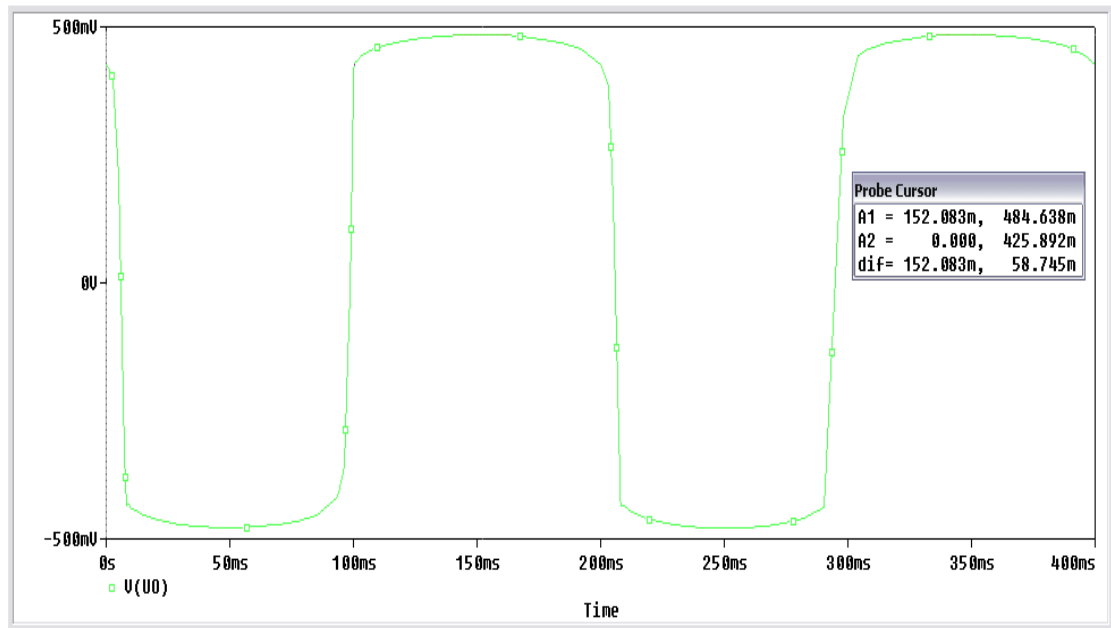
Τροφοδοτούμε την διάταξη με ένα ημιτονικό σήμα πλάτους 0.1V(p-p) και συχνότητας 5Hz. Χρησιμοποιούμε **Transient** ανάλυση με χρόνο εκτέλεσης 0.4 sec και μετράμε τις τάσεις  $U_{in}$ ,  $U_d$  και  $U_o$ .



Τάση εισόδου  $U_{in}$



Τάση εισόδου αναστροφής  $U_d$

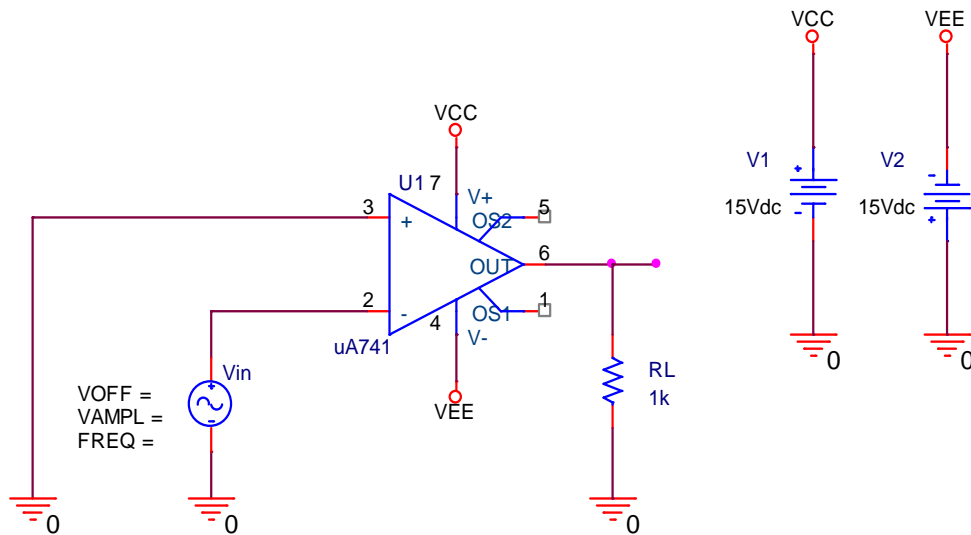


Τάση εξόδου  $U_o$

Η ενίσχυση τάσης που παρουσιάζει η βαθμίδα είναι:  $A = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{484.638 \text{ mV}}{99.495 \text{ mV}} = 4.87$

### **15.3 Απόκριση συχνότητας Ανοικτού βρόγχου**

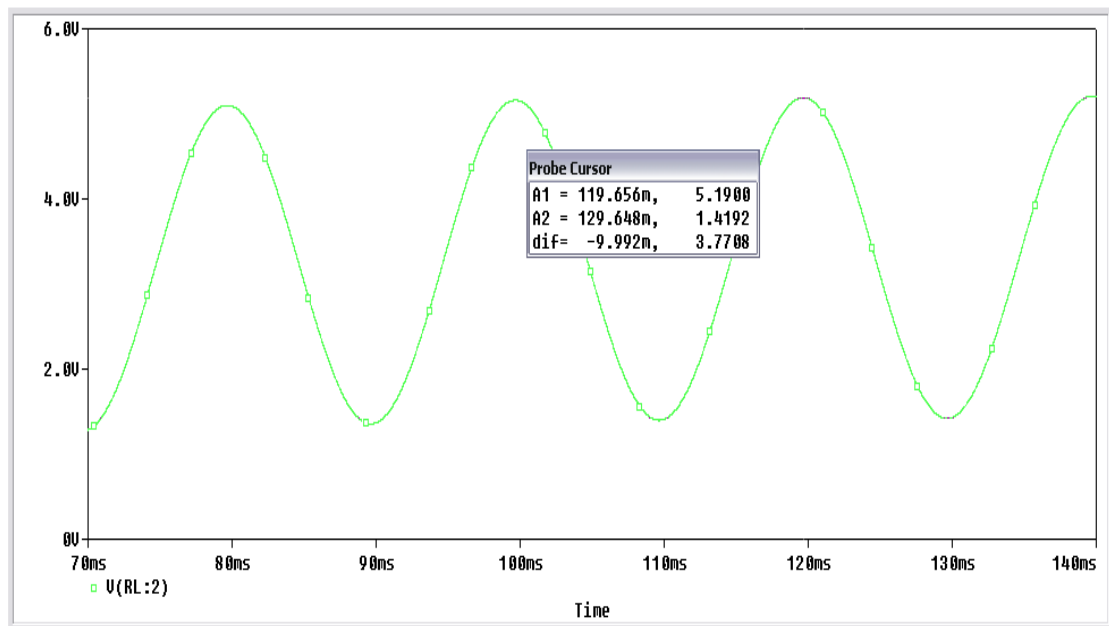
Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



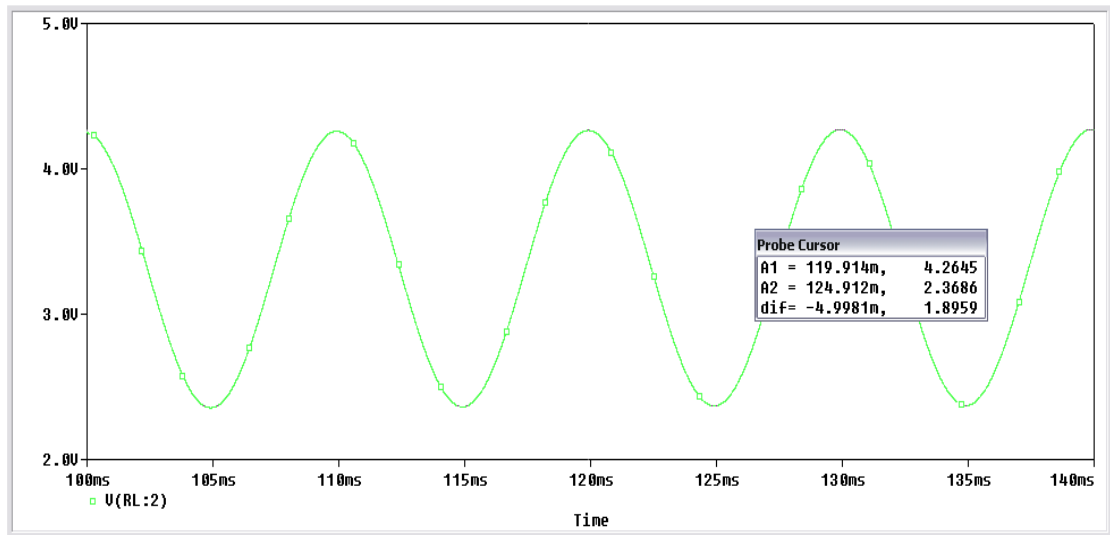
Ρυθμίζουμε την γεννήτρια ώστε να μην έχουμε παραμόρφωση στην έξοδο και μεταβάλλοντας την συχνότητα του σήματος εισόδου (50, 100, 500, 1k, 5k, 10k, 100k και 500kHz) θα υπολογίσουμε το κέρδος τάσης και το κέρδος τάσης σε dB για κάθε συχνότητα.

Στις προσομοιώσεις θα μεταβάλλουμε τον χρόνο εκτέλεσης ανάλογα με την συχνότητα σήματος.

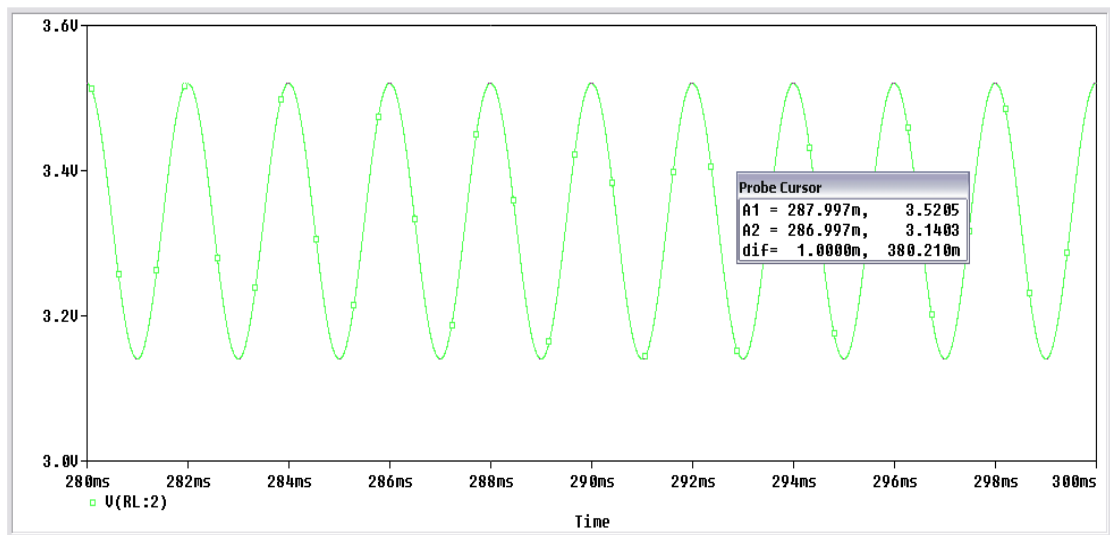
Για ημιτονικό σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 0.1\text{ mV}$  και συχνότητας 50Hz παίρνουμε στην έξοδο το παρακάτω γράφημα:



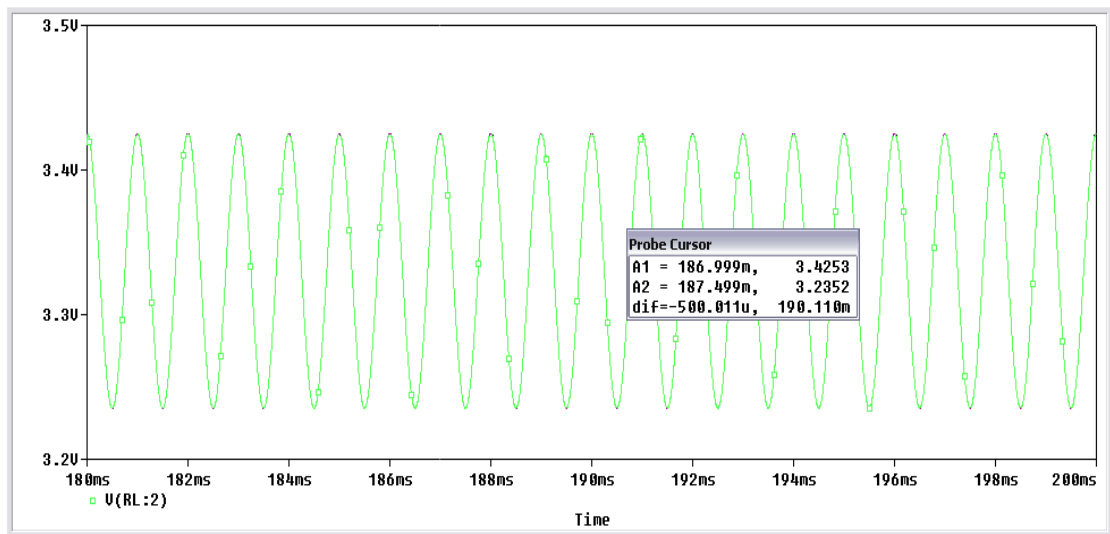
Για ημιτονικό σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 0.1\text{ mV}$  και συχνότητας 100Hz παίρνουμε στην έξοδο το παρακάτω γράφημα:



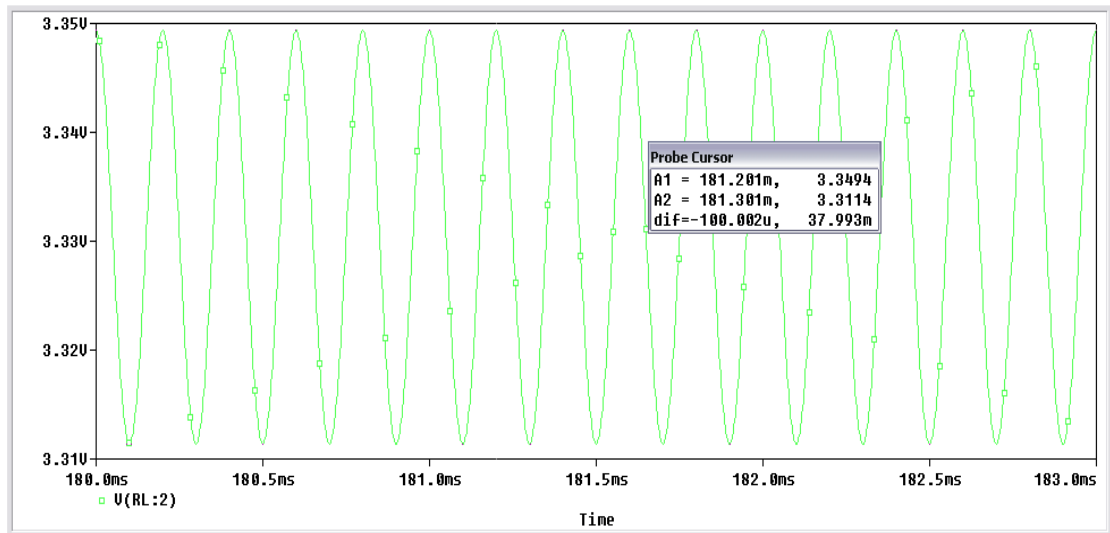
Για ημιτονικό σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 0.1\text{ mV}$  και συχνότητας 500Hz παίρνουμε στην έξοδο το παρακάτω γράφημα:



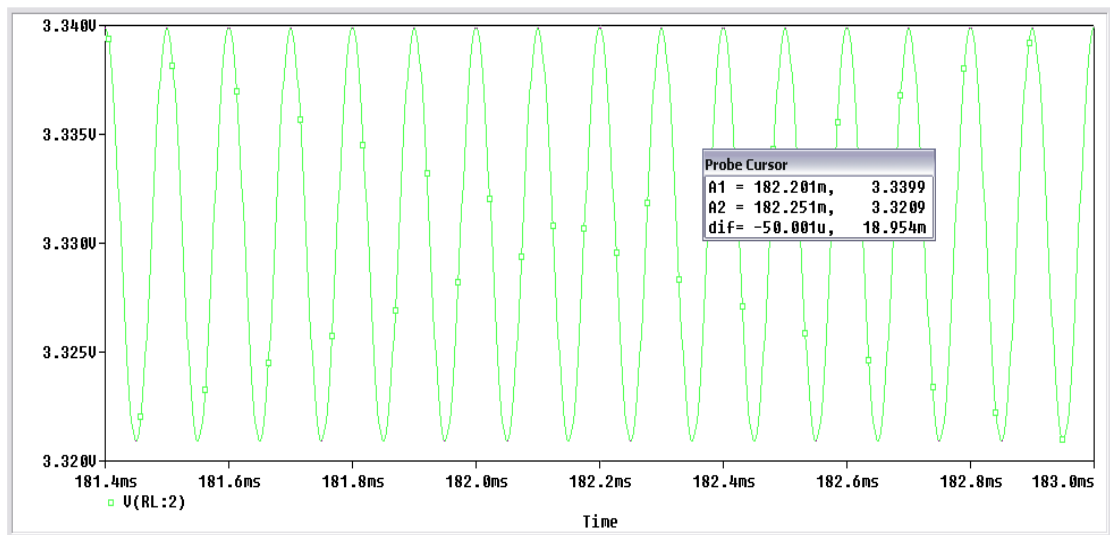
Για ημιτονικό σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 0.1\text{ mV}$  και συχνότητας 1kHz παίρνουμε στην έξοδο το παρακάτω γράφημα:



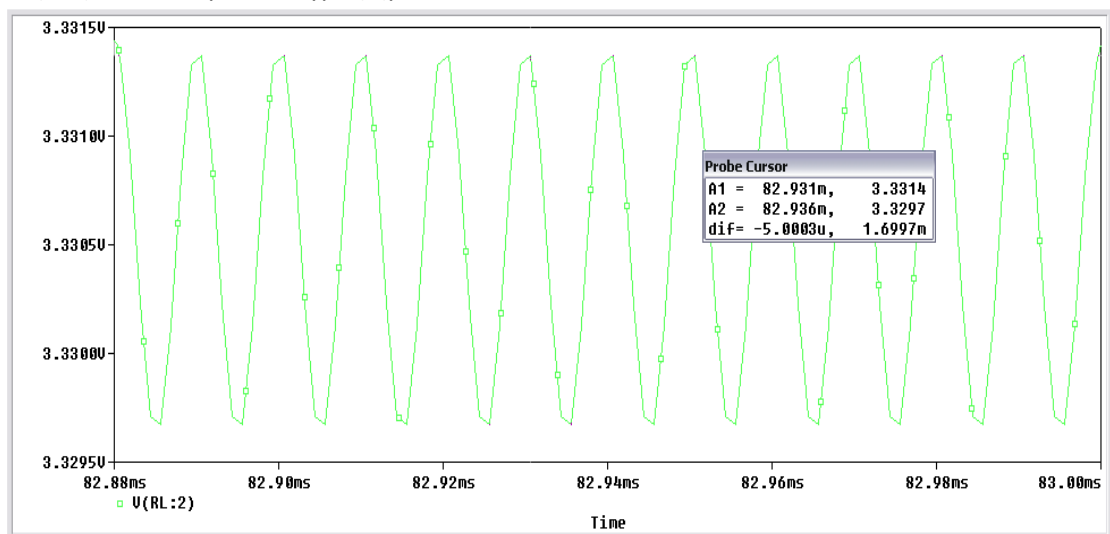
Για ημιτονικό σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 0.1\text{ mV}$  και συχνότητας 5kHz παίρνουμε στην έξοδο το παρακάτω γράφημα:



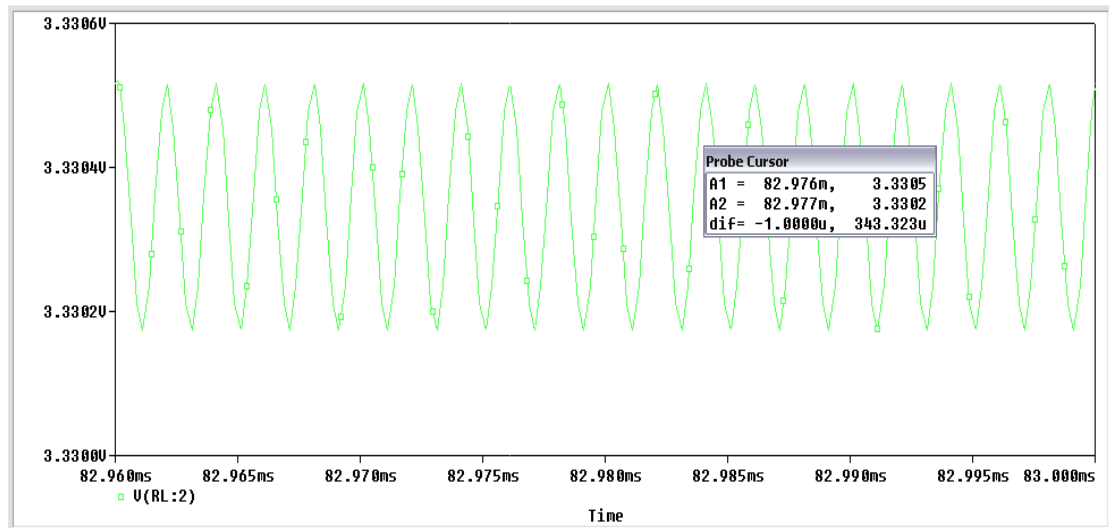
Για ημιτονικό σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 0.1\text{ mV}$  και συχνότητας 10kHz παίρνουμε στην έξοδο το παρακάτω γράφημα:



Για ημιτονικό σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 0.1\text{ mV}$  και συχνότητας 100kHz παίρνουμε στην έξοδο το παρακάτω γράφημα:



Για ημιτονικό σήμα στην είσοδο πλάτους  $V_{in} = 0.1\text{ mV}$  και συχνότητας 100kHz παίρνουμε στην έξοδο το παρακάτω γράφημα:

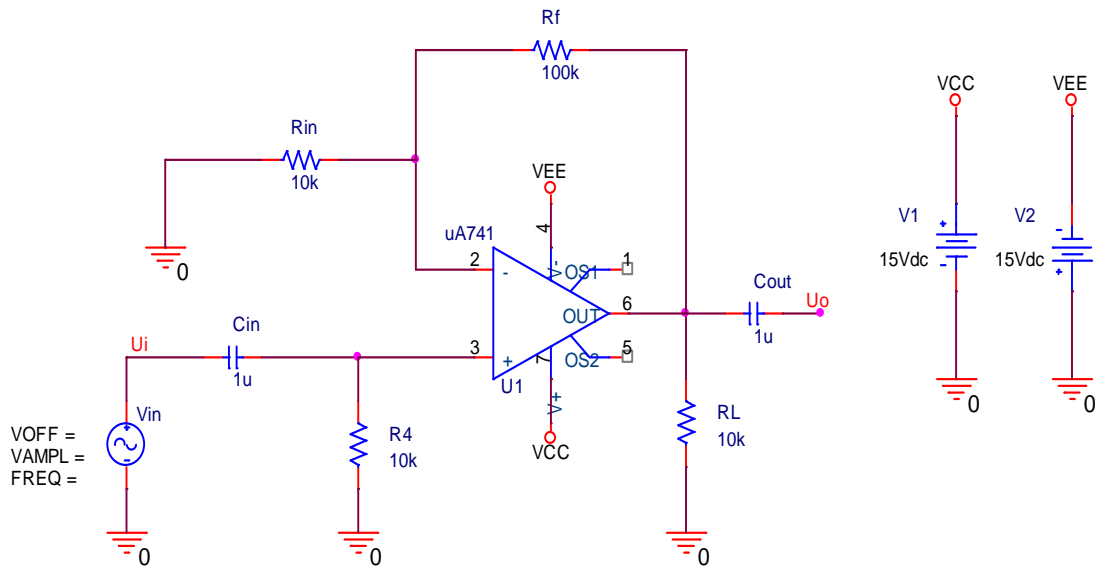


Θα υπολογίσουμε το κέρδος τάσης από τον τύπο  $A_V = V_{out}/V_{in}$  και το κέρδος σε Decibel από τον τύπο  $A_{dB} = 10 \log \frac{V_{out}}{V_{in}}$  και παραθέτουμε τα αποτελέσματα στον παρακάτω συγκεντρωτικό πίνακα:

Συχνότητα	$V_{in}$	$V_{out}$	$A_v$	$A_{db}$
50Hz	0.1 mV	3.7088 V	37088	45.692
100Hz	0.1 mV	1.8959 V	18959	42.778
500Hz	0.1 mV	380.21 mV	3802.1	35.8
1kHz	0.1 mV	190.11 mV	1901.1	32.79
5kHz	0.1 mV	37.993 mV	379.93	25.797
10kHz	0.1 mV	18.954 mV	189.54	22.777
100kHz	0.1 mV	1.6997 mV	16.997	12.304
500kHz	0.1 mV	343.323 $\mu$ V	3.433	5.357

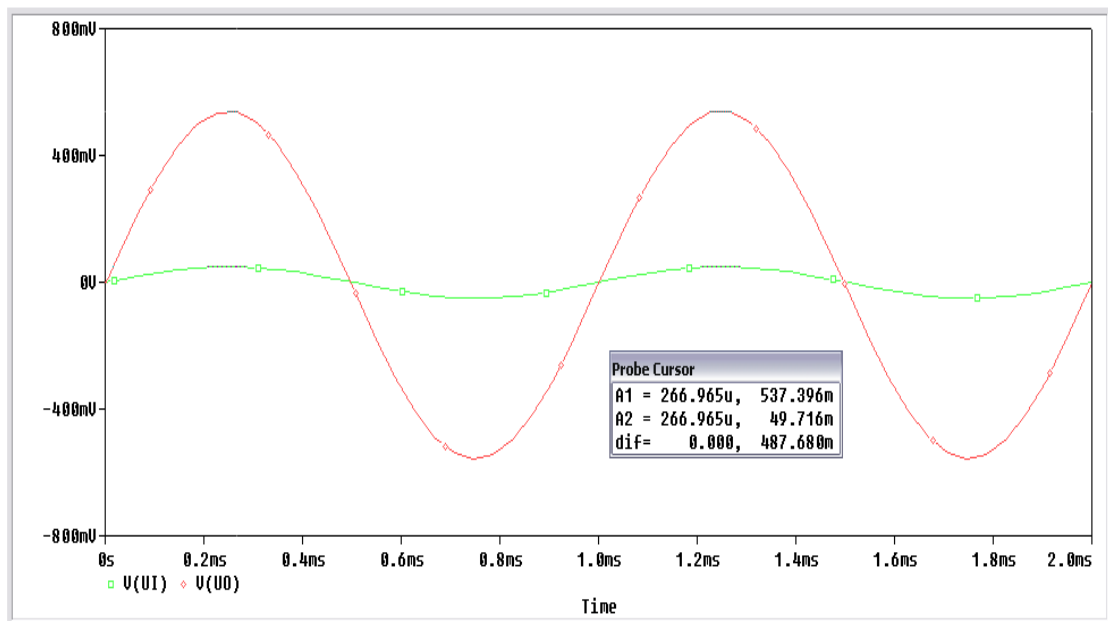
## 15.4 Μη αναστρέφων Τελεστικός Ενισχυτής σαν AC ενισχυτής

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



Στην πηγή εισόδου δίνουμε σήμα συχνότητας 1kHz και θα μεταβάλλουμε το πλάτος της τάσης στην είσοδο (0.1, 0.2, 0.5, 1 και 1.5  $V_{(p-p)}$ ) για να υπολογίσουμε το κέρδος της διάταξης. Για να μπορέσουμε να τρέξουμε την προσομοίωση θα πρέπει να τοποθετήσουμε στην έξοδο μια αντίσταση πολύ μεγάλης τιμής (ανοιχτοκύκλωμα) γιατί ο PSpice θεωρεί ότι ο πυκνωτής βρίσκεται στον αέρα.

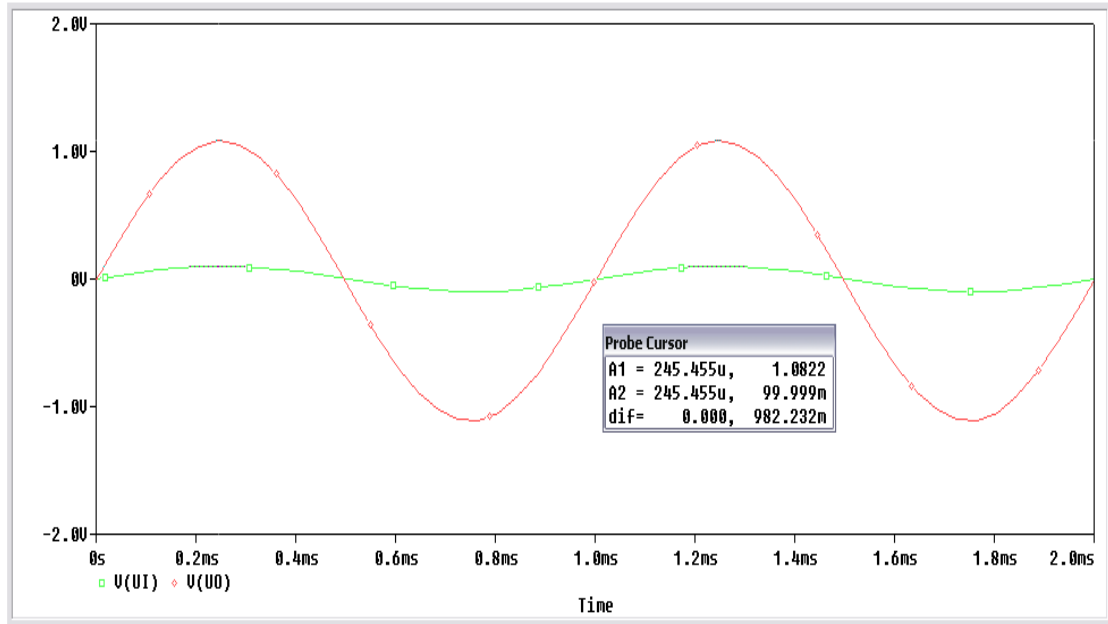
Για πλάτος τάσης στο σήμα εισόδου  $V_{in} = 0.1 V_{(p-p)}$ , το κέρδος είναι:





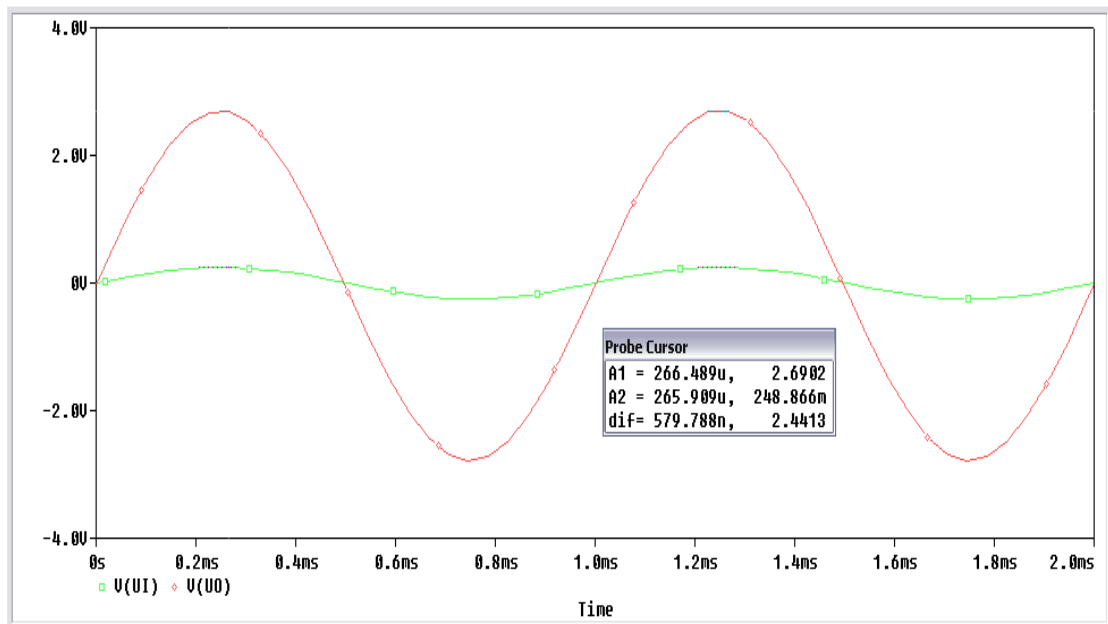
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{537.396 \text{ mV}}{49.716 \text{ mV}} = 10.81$$

Για πλάτος τάσης στο σήμα εισόδου  $V_{in} = 0.2 V_{(p-p)}$ , το κέρδος είναι:



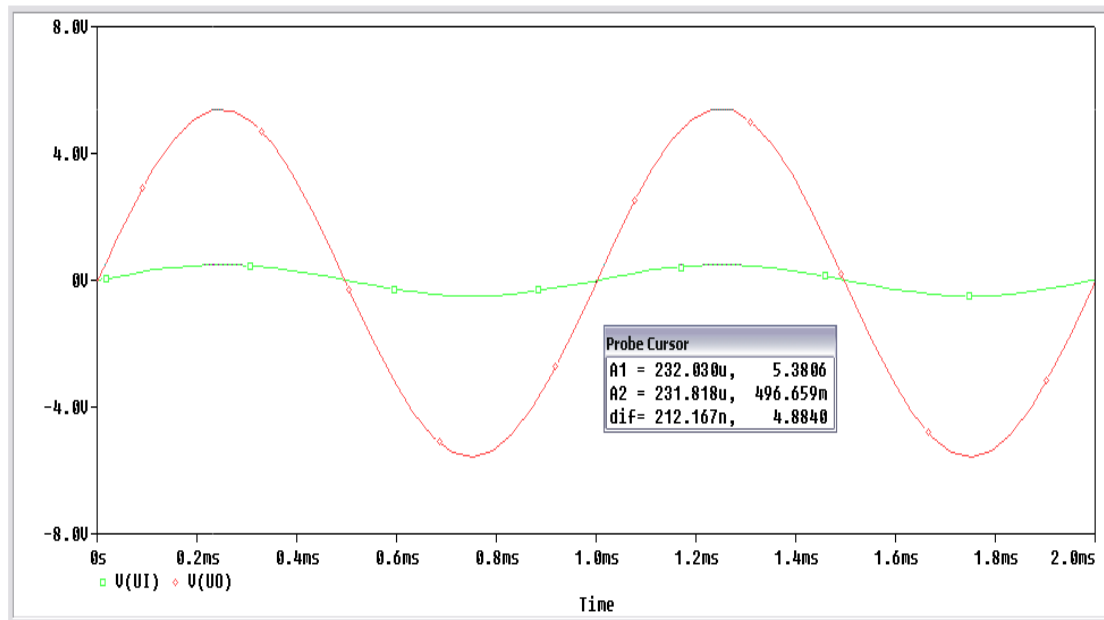
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1.0822 \text{ V}}{99.999 \text{ mV}} = 10.822$$

Για πλάτος τάσης στο σήμα εισόδου  $V_{in} = 0.5 V_{(p-p)}$ , το κέρδος είναι:



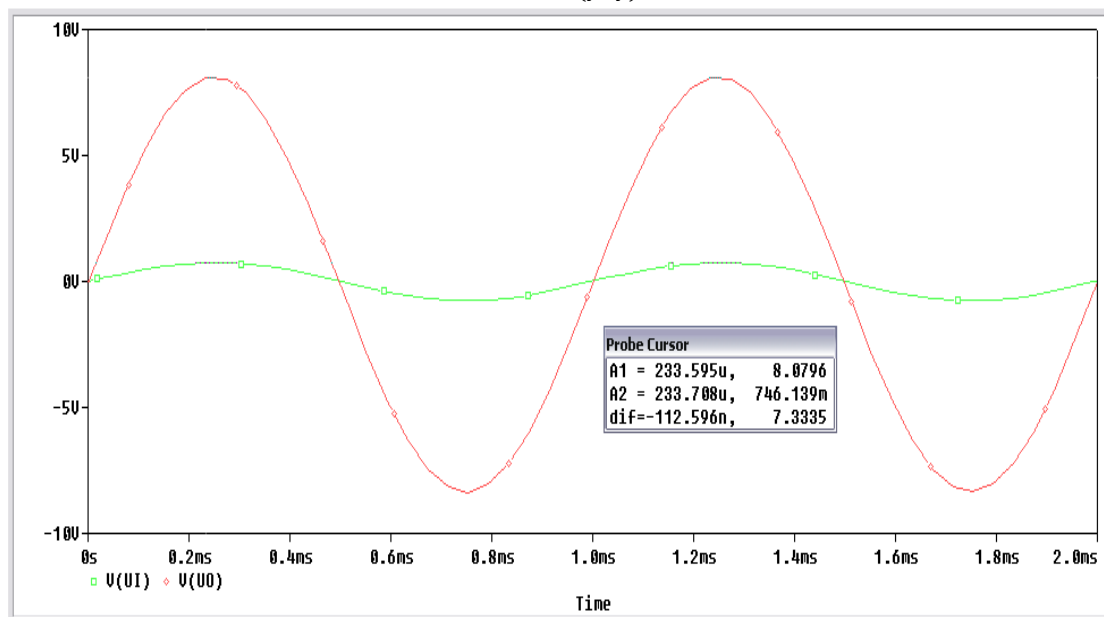
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2.6902 \text{ V}}{248.666 \text{ mV}} = 10.818$$

Για πλάτος τάσης στο σήμα εισόδου  $V_{in} = 1 V_{(p-p)}$ , το κέρδος είναι:



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{5.3806 V}{496.659 mV} = 10.834$$

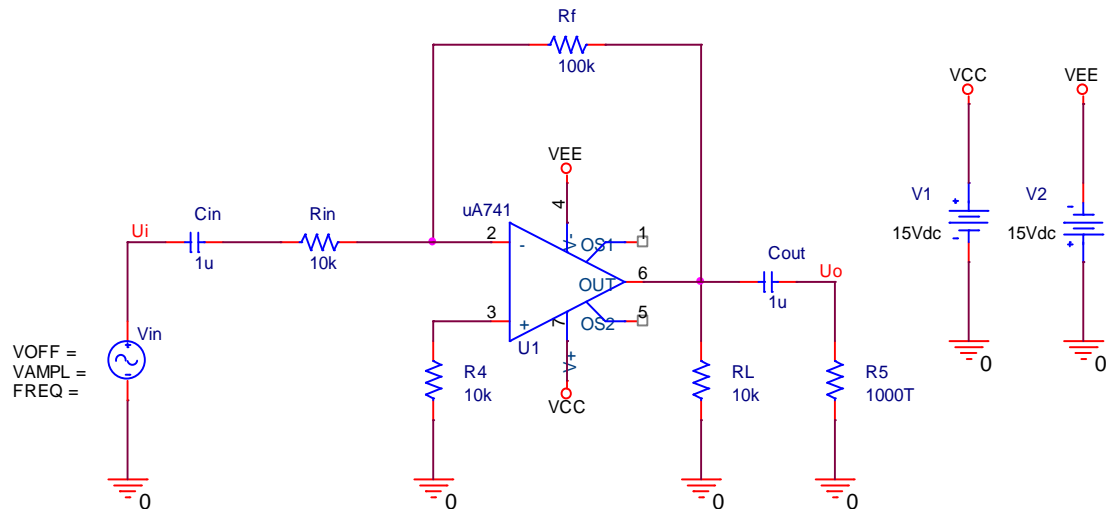
Για πλάτος τάσης στο σήμα εισόδου  $V_{in} = 1.5 V_{(p-p)}$ , το κέρδος είναι:



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{8.0796 V}{746.139 mV} = 10.828$$

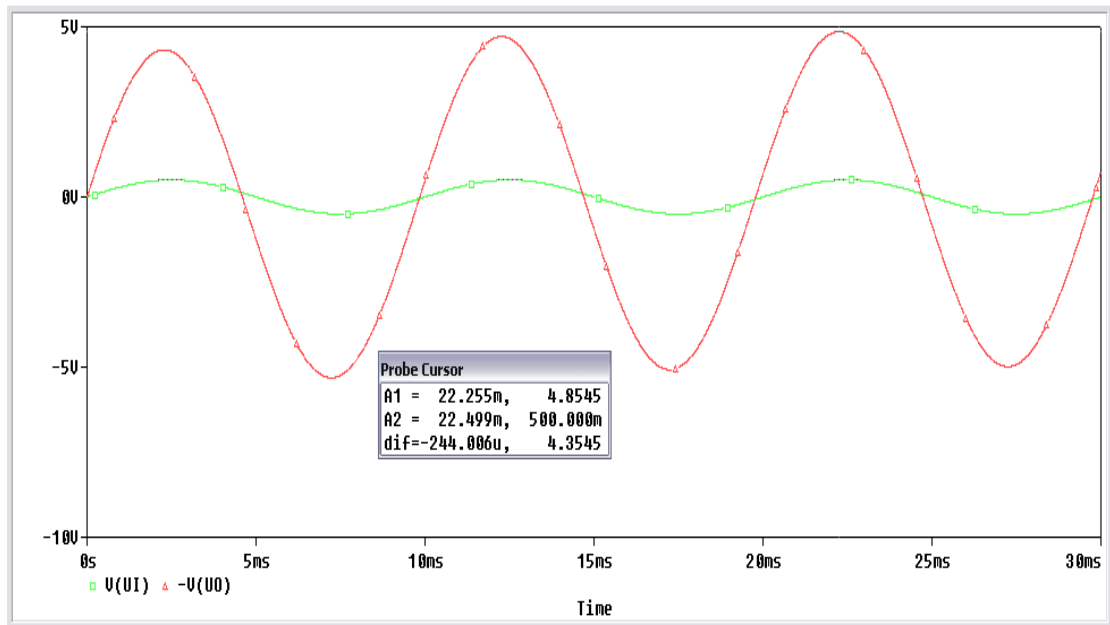
## 15.5 Αναστρέφων Τελεστικός Ενισχυτής σαν AC ενισχυτής

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



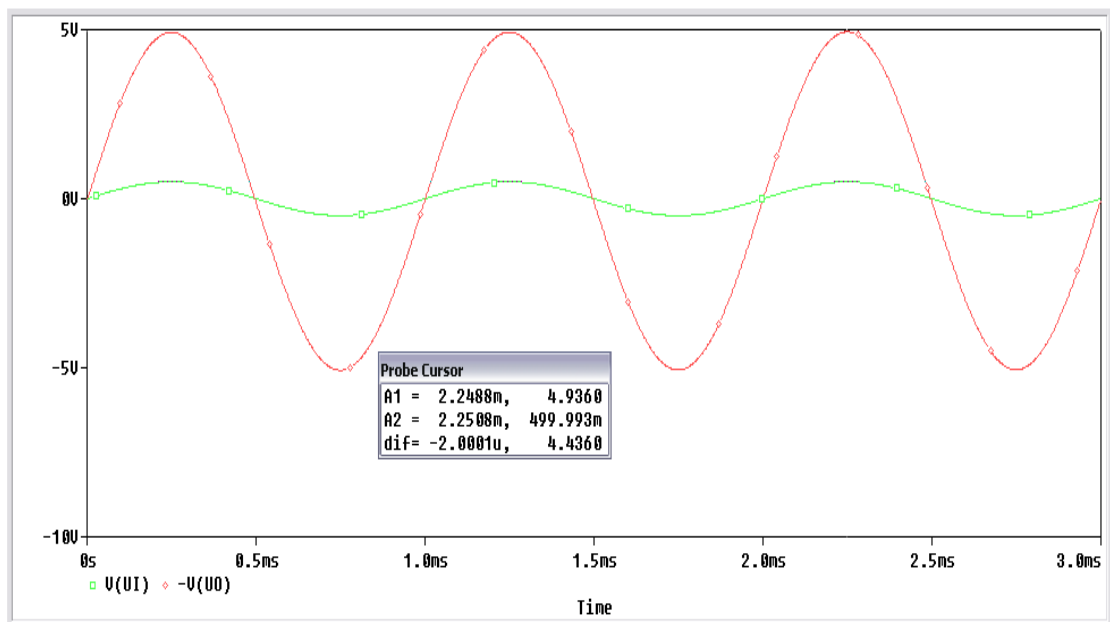
Εφαρμόζουμε στην είσοδο ημιτονικό σήμα πλάτους 1V(p-p) και υπολογίσουμε το κέρδος του ενισχυτή για συχνότητες 100, 1k, 10k, 100k και 500kHz. Για να μπορέσουμε να τρέξουμε την προσομοίωση θα πρέπει να τοποθετήσουμε στην έξοδο μια αντίσταση πολύ μεγάλης τιμής (ανοιχτοκύκλωμα) γιατί η PSpice θεωρεί ότι ο πυκνωτής βρίσκεται στον αέρα. Το χρόνο εκτέλεσης τον μεταβάλλουμε ανάλογα με τη συχνότητα του σήματος. Για να έχουμε καλύτερη οπτική του σήματος παίρνουμε την  $-V_{out}$ , γιατί η έξοδος μας δίνει ανεστραμμένη την κυματομορφή της.

Για συχνότητα  $f = 100 \text{ Hz}$



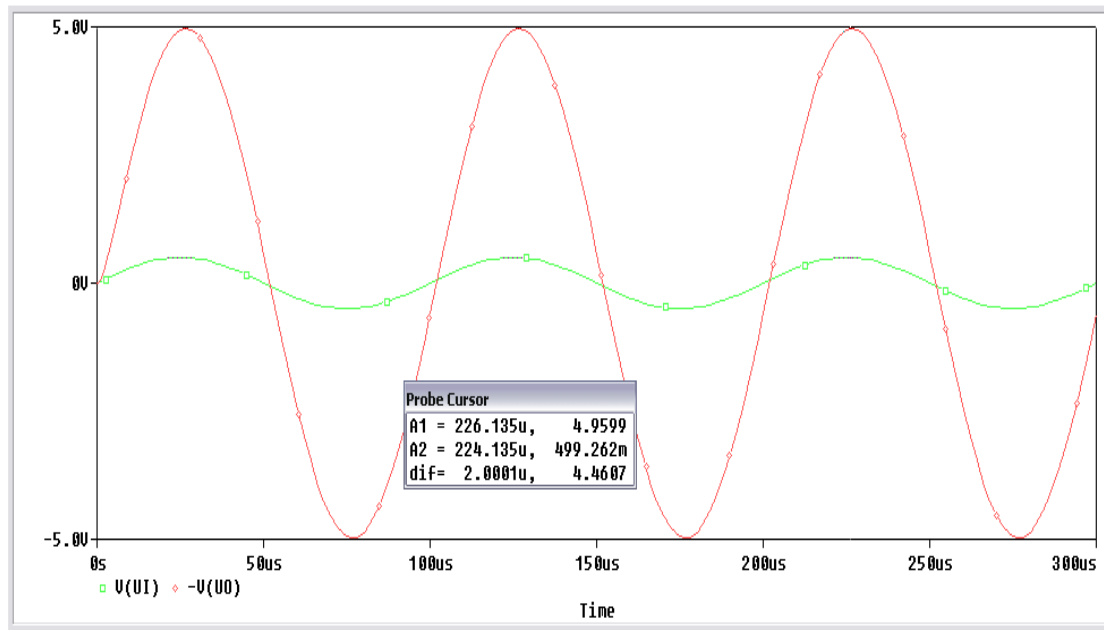
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{4.8545 \text{ V}}{500 \text{ mV}} = 9.71$$

Για συχνότητα  $f = 1 \text{ kHz}$



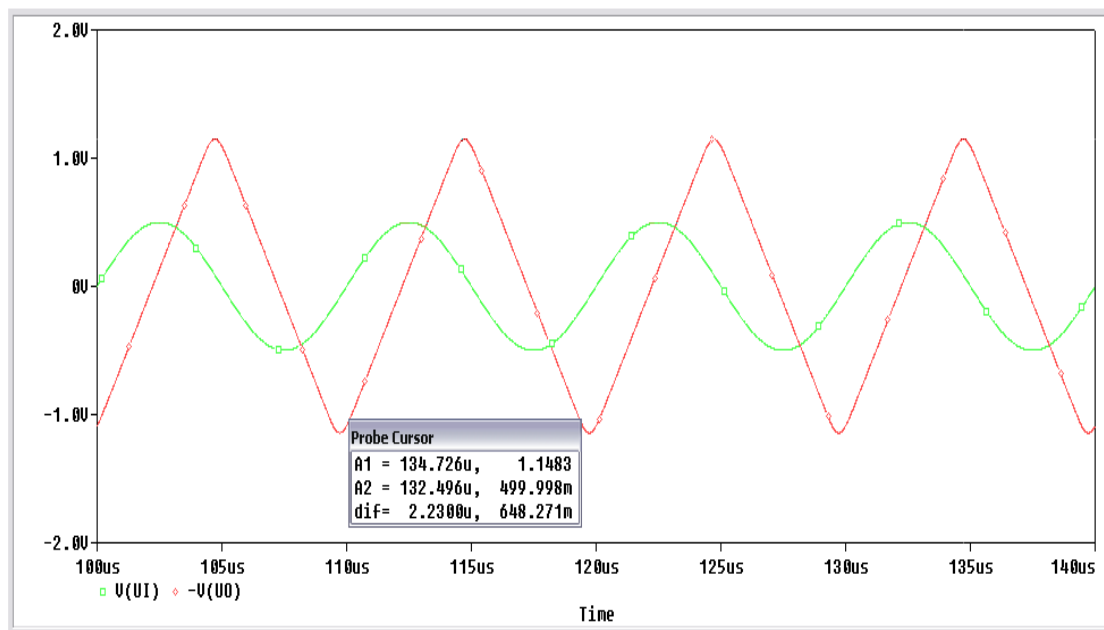
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{4.936 \text{ V}}{499.993 \text{ mV}} = 9.87$$

Για συχνότητα  $f = 10 \text{ kHz}$



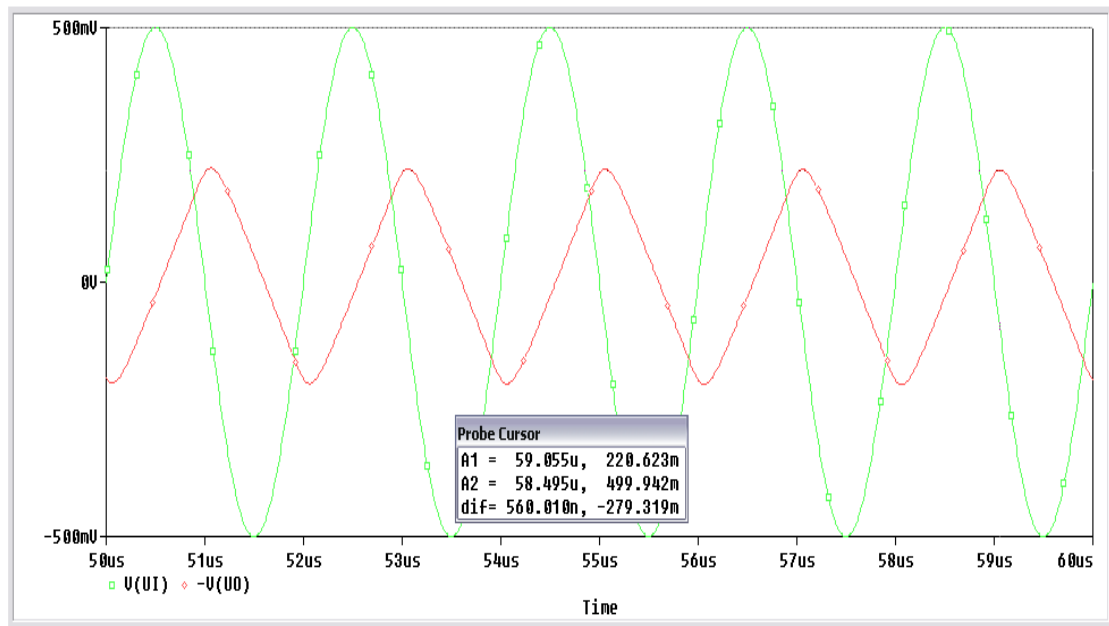
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{4.9599 \text{ V}}{499.262 \text{ mV}} = 9.93$$

Για συχνότητα  $f = 100\text{kHz}$



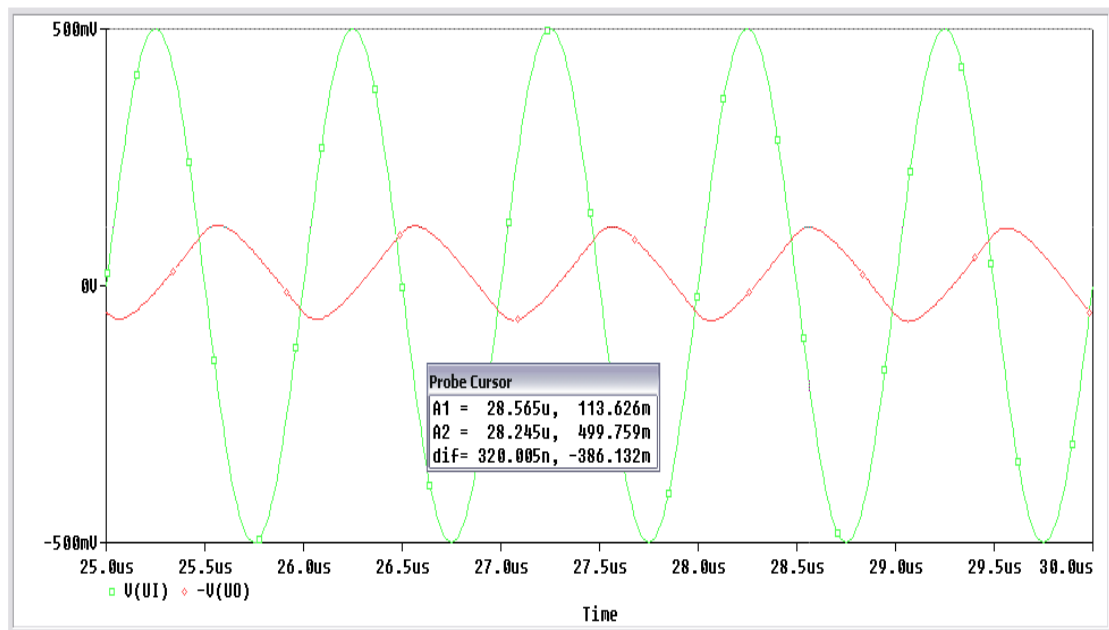
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1.1483 \text{ V}}{499.998 \text{ mV}} = 2.297$$

Για συχνότητα  $f = 500\text{kHz}$



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{220.623 \text{ mV}}{499.942 \text{ mV}} = 0.441$$

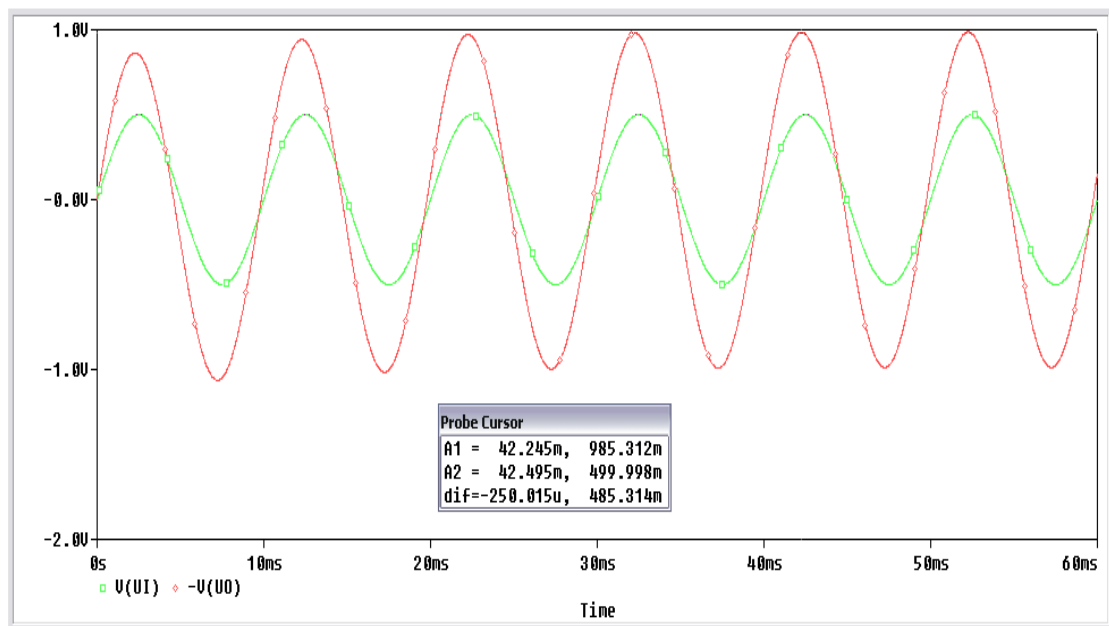
Για συχνότητα  $f = 1 \text{ MHz}$



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{113.626 \text{ mV}}{499.759 \text{ mV}} = 0.227$$

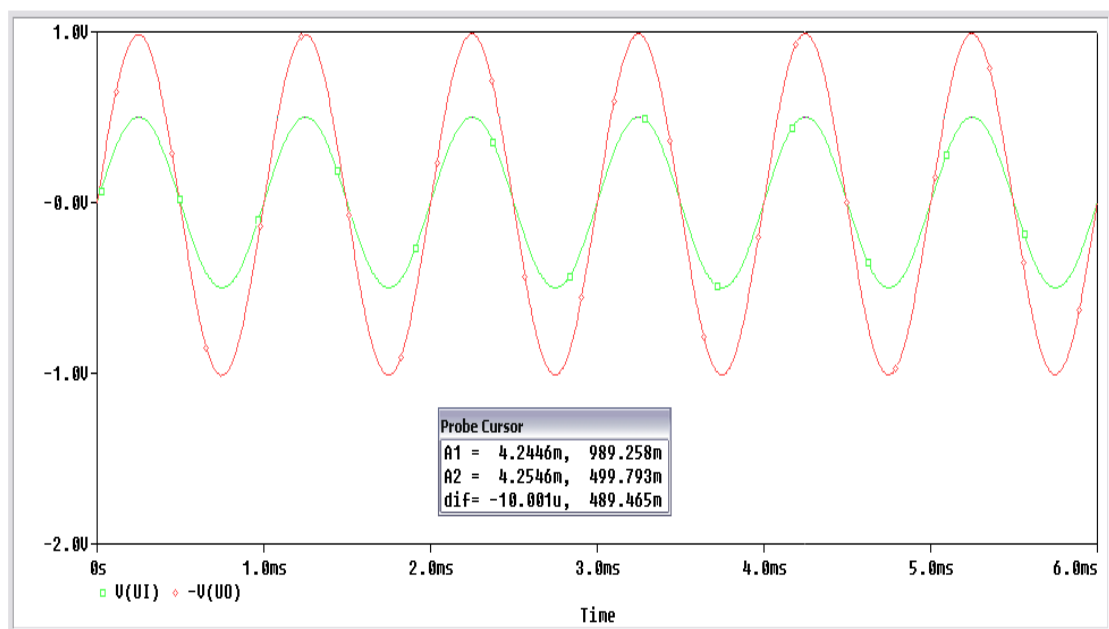
Θα πάρουμε τις ίδιες μετρήσεις αλλάζοντας τώρα την τιμή της αντίστασης  $R_F = 20k\Omega$ .

Για συχνότητα  $f = 100 \text{ Hz}$



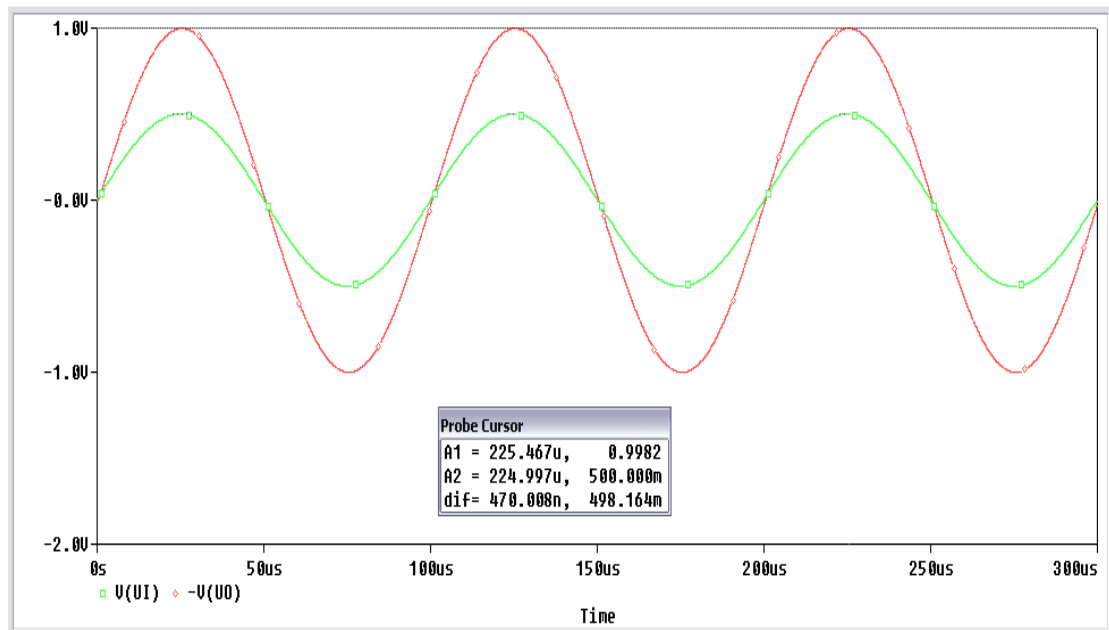
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{985.312 \text{ mV}}{499.998 \text{ mV}} = 1.971$$

Για συχνότητα  $f = 1 \text{ kHz}$



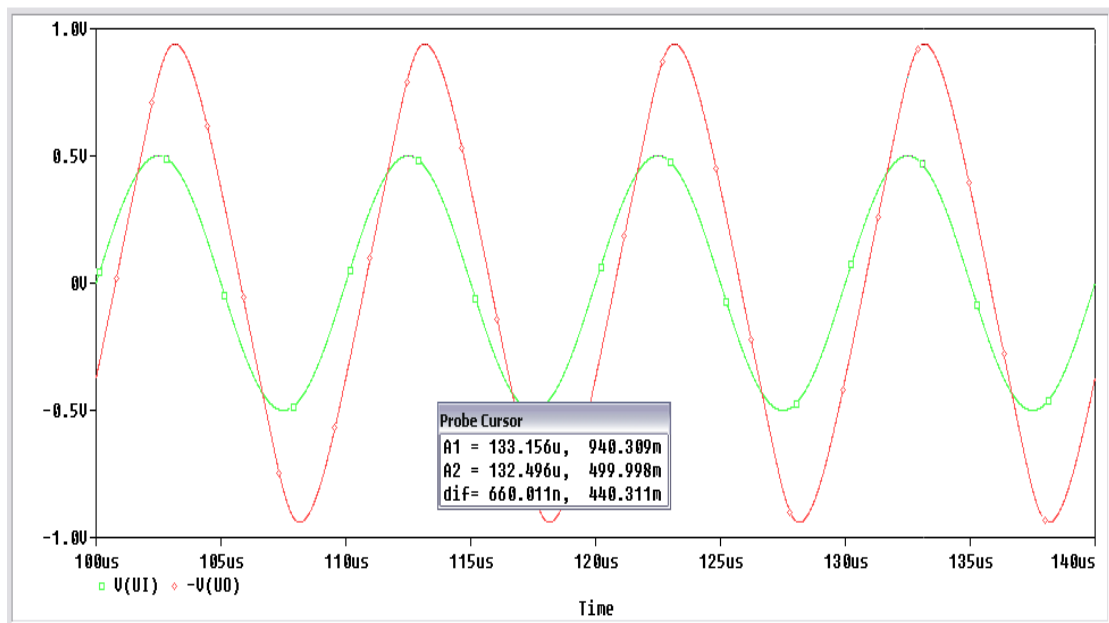
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{989.258 \text{ mV}}{499.793 \text{ mV}} = 1.979$$

Για συχνότητα  $f = 10kHz$



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{998.2 \text{ mV}}{500 \text{ mV}} = 1.996$$

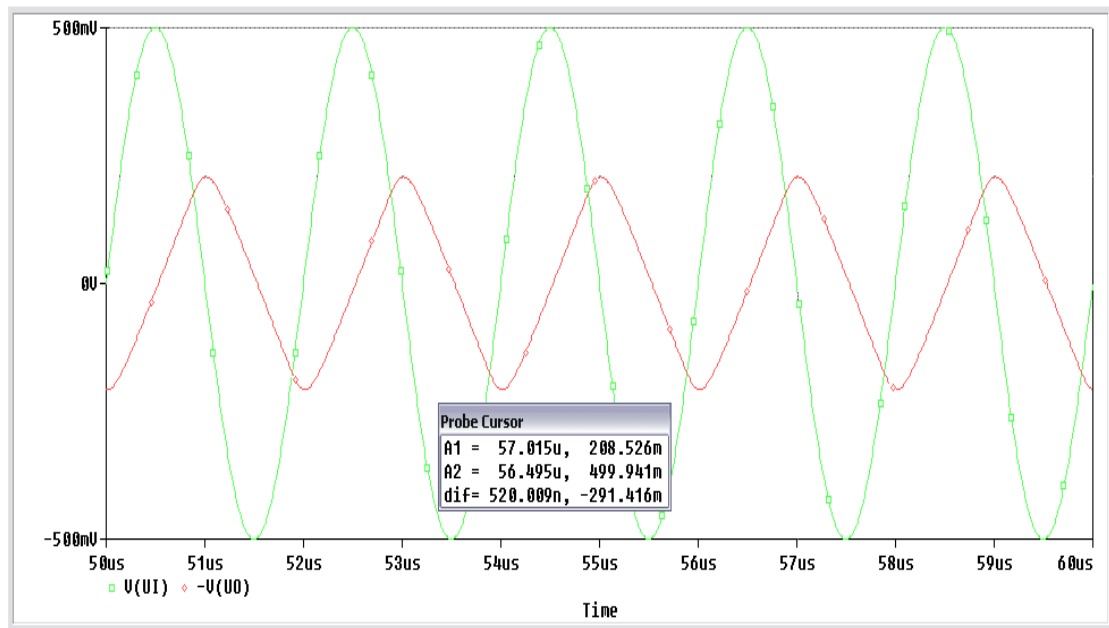
Για συχνότητα  $f = 100kHz$



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{940.309 \text{ mV}}{499.998 \text{ mV}} = 1.881$$

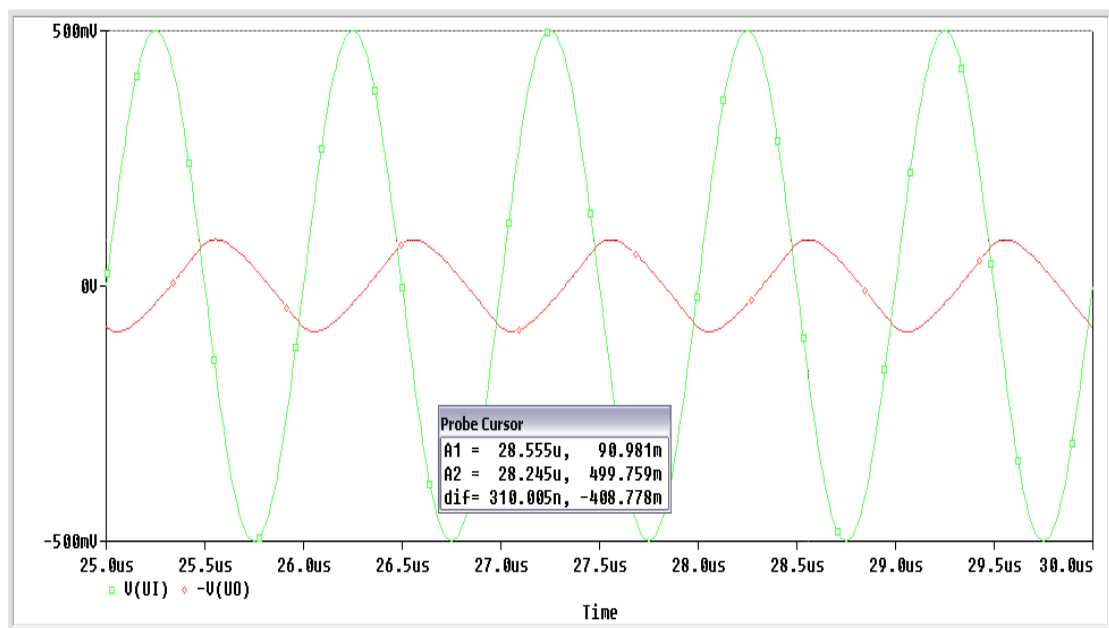


Για συχνότητα  $f = 500\text{kHz}$



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{208.526 \text{ mV}}{499.942 \text{ mV}} = 0.417$$

Για συχνότητα  $f = 1 \text{ MHz}$



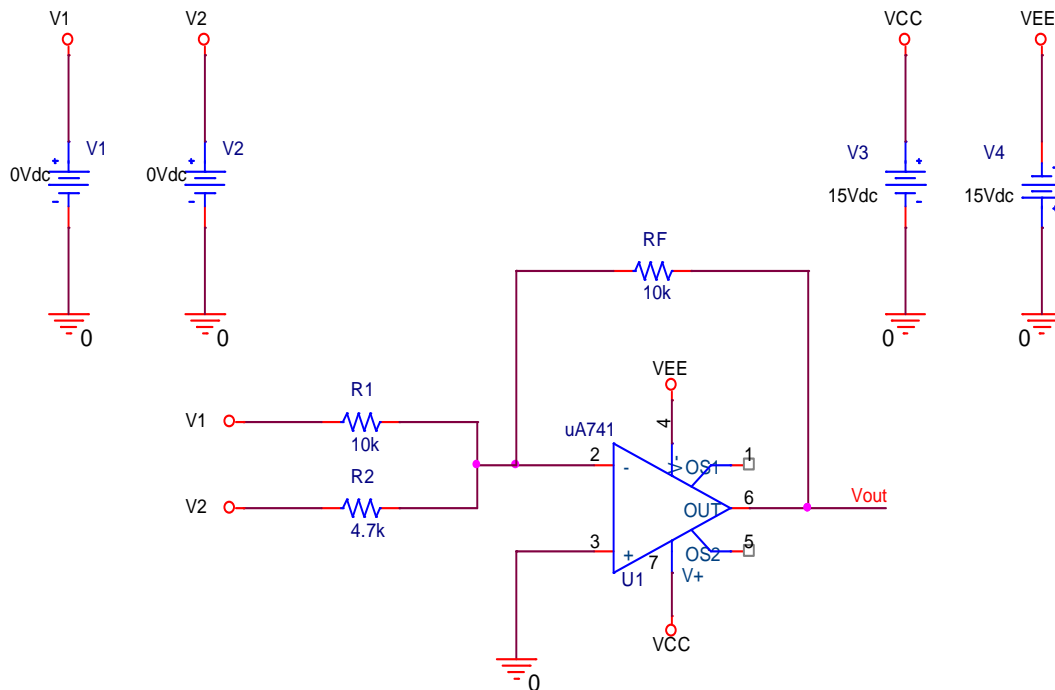
$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{90.981 \text{ mV}}{499.759 \text{ mV}} = 0.182$$

Συγκεντρωτικά, πήραμε τις παρακάτω τιμές:

$R_F = 100k\Omega$			$R_F = 20k\Omega$		
<b>f (Hz)</b>	$V_{in}$	$V_{out}$	$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$	$V_{out}$	$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}$
<b>100</b>	$1 V_{p-p}$	4.8545	9.71	985.312m	1.971
<b>1k</b>	$1 V_{p-p}$	4.9360	9.87	989.258m	1.979
<b>10k</b>	$1 V_{p-p}$	4.9599	9.93	998.200m	1.996
<b>100k</b>	$1 V_{p-p}$	1.1483	2.297	940.309m	1.881
<b>500k</b>	$1 V_{p-p}$	220.623m	0.441	208.526m	0.417
<b>1M</b>	$1 V_{p-p}$	113.626m	0.227	90.981m	0.182

### 15.6 Ενισχυτής Άθροισης με Τελεστικό Ενισχυτή

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



Θα μεταβάλλουμε τις τιμές εισόδου όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα:

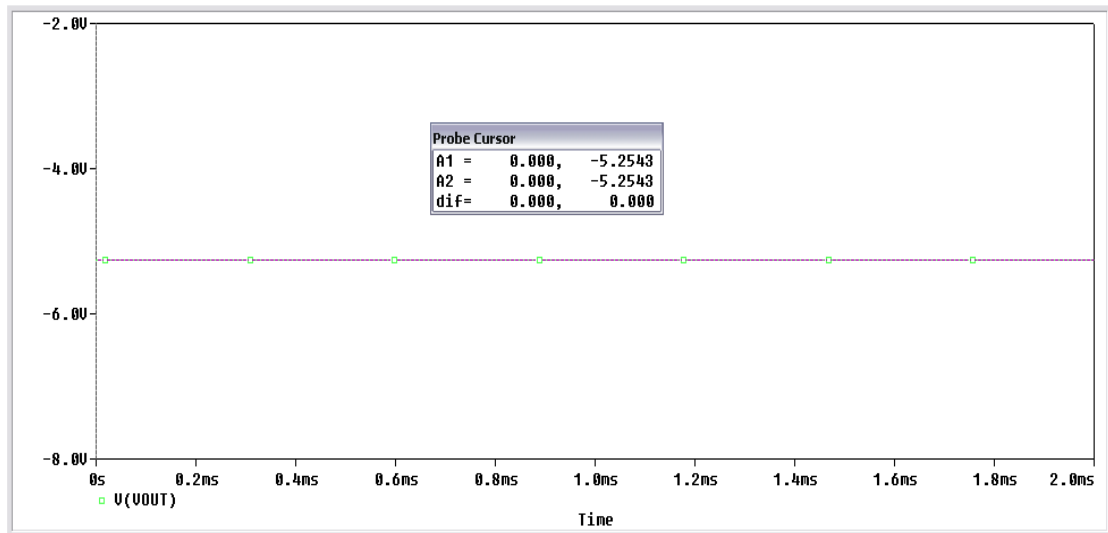
$V_1$	+1	+1	+2	-2
$V_2$	+2	-2	-1	-2

Θα υπολογίσουμε την τάση εξόδου από την σχέση:  $V_{out} = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2\right)$  και θα την συγκρίνουμε την τάση εξόδου την οποία θα μετρήσουμε, χρησιμοποιώντας **Transient** ανάλυση.

Για τιμές τάσης εισόδου:  $V_1 = +1V$  και  $V_2 = +2V$  περιμένουμε να πάρουμε στην έξοδο:

$$V_{out} = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2\right) \Rightarrow V_{out} = -\left(\frac{10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega}1 + \frac{10\text{ k}\Omega}{4.7\text{ k}\Omega}2\right) \Rightarrow V_{out} = -(1 + 4.255)$$

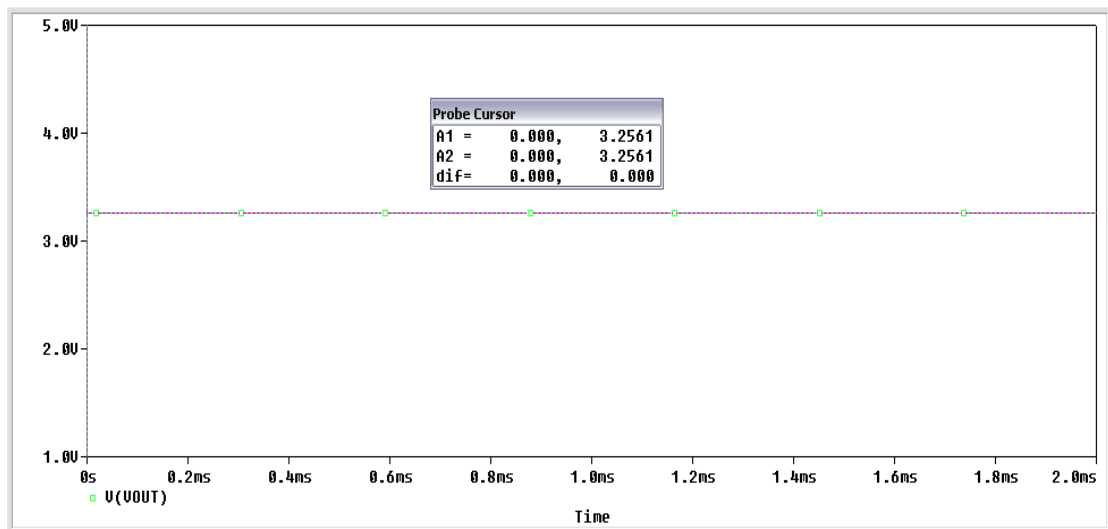
$$\Rightarrow V_{out} = -5.255\text{ Volt}$$



Για τιμές τάσης εισόδου:  $V_1 = +1V$  και  $V_2 = -2V$  περιμένουμε να πάρουμε στην έξοδο:

$$V_{out} = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2\right) \Rightarrow V_{out} = -\left(\frac{10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega}1 + \frac{10\text{ k}\Omega}{4.7\text{ k}\Omega}(-2)\right)$$

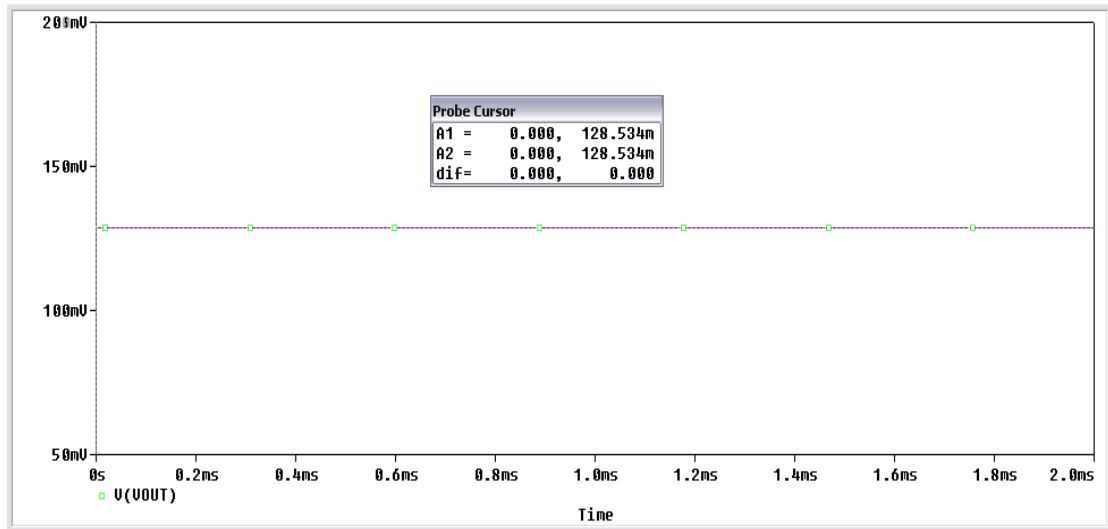
$$\Rightarrow V_{out} = -(1 - 4.255) \Rightarrow V_{out} = 3.255\text{ Volt}$$



Για τιμές τάσης εισόδου:  $V_1 = +2V$  και  $V_2 = -1V$  περιμένουμε να πάρουμε στην έξοδο:

$$V_{out} = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2\right) \Rightarrow V_{out} = -\left(\frac{10\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega}2 + \frac{10\text{ k}\Omega}{4.7\text{ k}\Omega}(-1)\right)$$

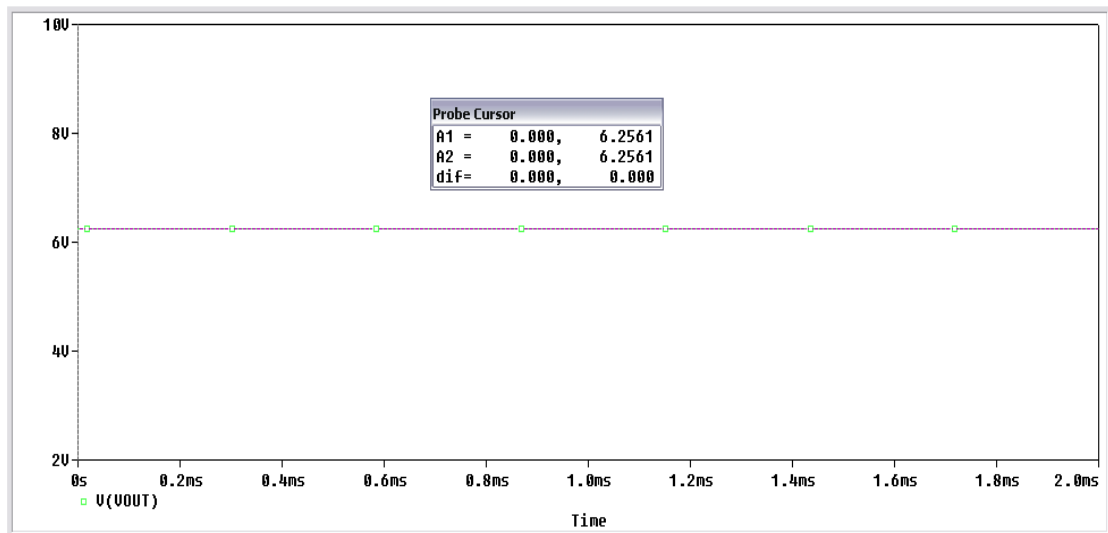
$$\Rightarrow V_{out} = -(2 - 2.128) \Rightarrow V_{out} = 0.128 \text{ Volt}$$



Για τιμές τάσης εισόδου:  $V_1 = -2V$  και  $V_2 = -2V$  περιμένουμε να πάρουμε στην έξοδο:

$$V_{out} = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2\right) \Rightarrow V_{out} = -\left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega}(-2) + \frac{10 \text{ k}\Omega}{4.7 \text{ k}\Omega}(-2)\right)$$

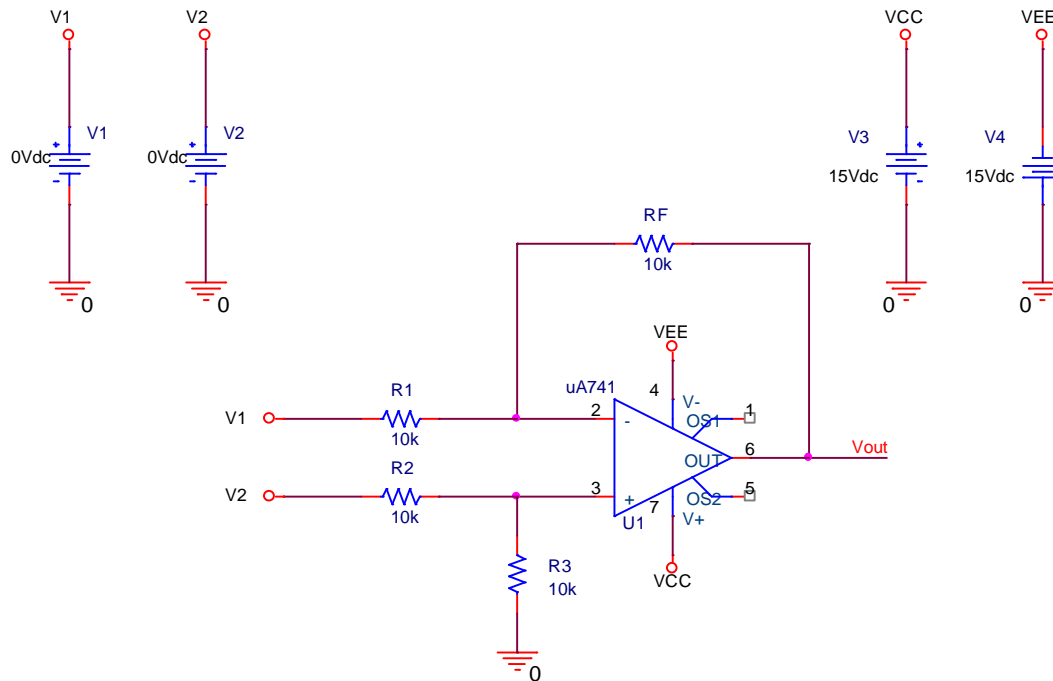
$$\Rightarrow V_{out} = -(-2 - 4.255) \Rightarrow V_{out} = 6.255 \text{ Volt}$$



Βλέπουμε ότι οι τιμές που μετρήσαμε είναι αυτές που υπολογίσαμε με μια πάρα πολύ μικρή απόκλιση.

## 15.7 Ενισχυτής Διαφοράς με Τελεστικό Ενισχυτή

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



Θα μεταβάλλουμε τις τιμές εισόδου όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα:

$V_1$	+1	+1	+2	-2
$V_2$	+2	-2	-1	-2

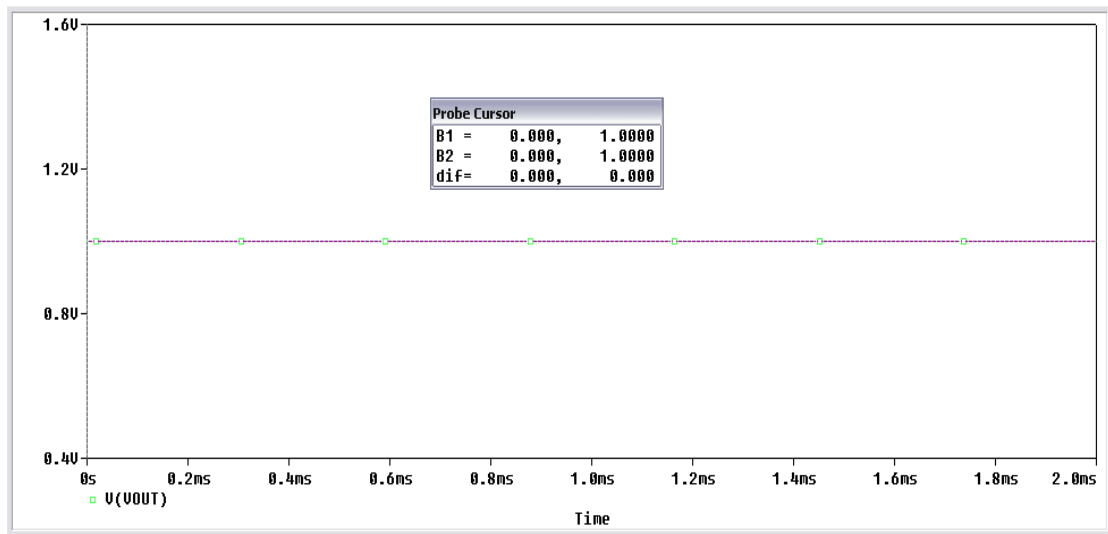
Θα υπολογίσουμε την τάση εξόδου από την σχέση:  $V_{out} = \left[ \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \left( \frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) V_2 - \left( \frac{R_3}{R_1} \right) V_1 \right]$  και θα την συγκρίνουμε με την τάση εξόδου την οποία θα μετρήσουμε, χρησιμοποιώντας **Transient** ανάλυση.

Για τιμές τάσης εισόδου:  $V_1 = +1V$  και  $V_2 = +2V$  περιμένουμε να πάρουμε στην έξοδο:

$$V_{out} = \left[ \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \left( \frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) V_2 - \left( \frac{R_3}{R_1} \right) V_1 \right] \Rightarrow$$

$$V_{out} = \left[ \left( \frac{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \right) 2 - \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) 1 \right] \Rightarrow$$

$$V_{out} = [(2)(0.5)2 - (1)1] \Rightarrow V_{out} = 1 \text{ Volt}$$

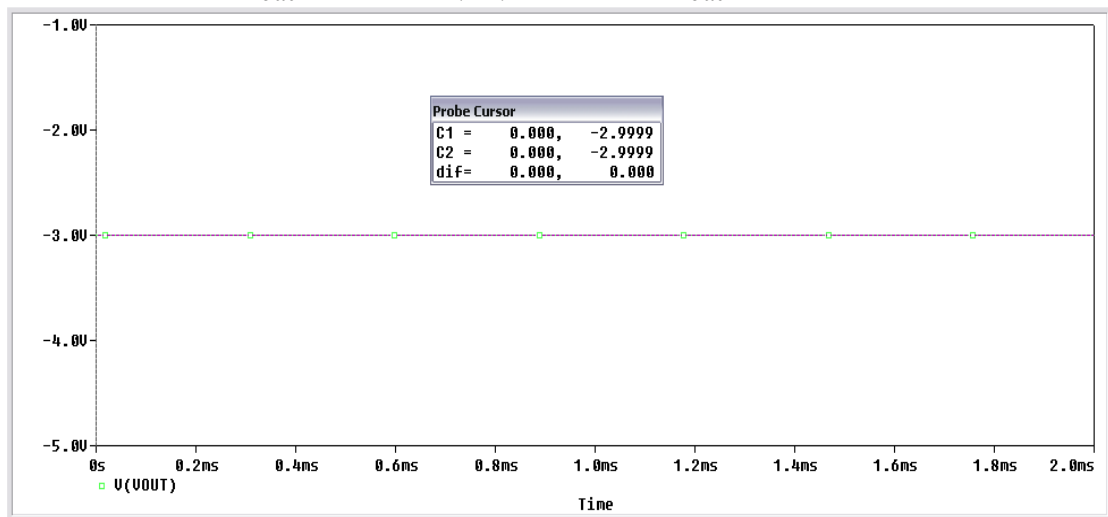


Για τιμές τάσης εισόδου:  $V_1 = -2V$  και  $V_2 = +1V$  περιμένουμε να πάρουμε στην έξοδο:

$$V_{out} = \left[ \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \left( \frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) V_2 - \left( \frac{R_3}{R_1} \right) V_1 \right] \Rightarrow$$

$$V_{out} = \left[ \left( \frac{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \right) (-2) - \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) 1 \right] \Rightarrow$$

$$V_{out} = [(2)(0.5)(-2) - (1)1] \Rightarrow V_{out} = -3 \text{ Volt}$$

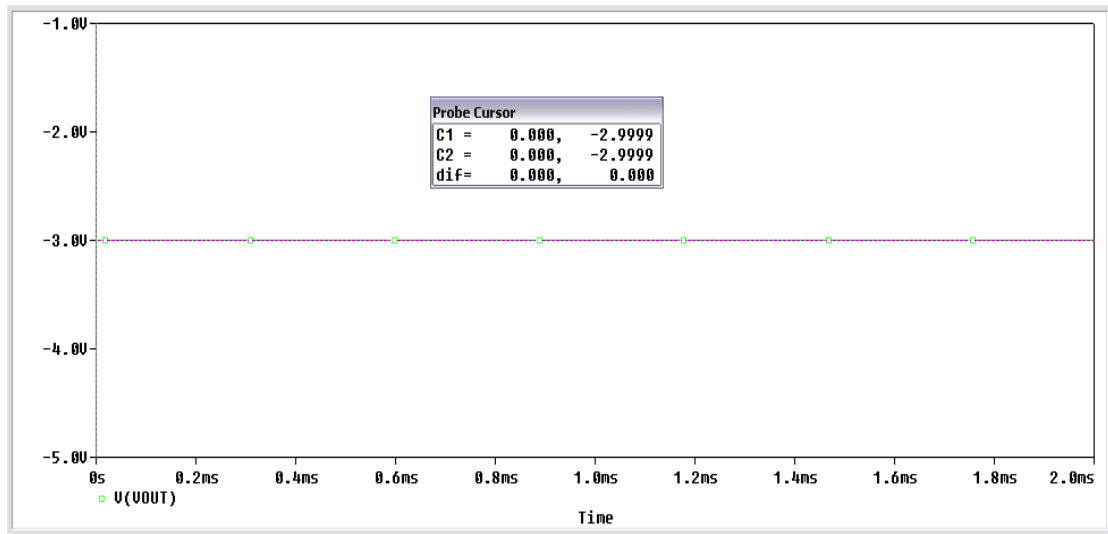


Για τιμές τάσης εισόδου:  $V_1 = +2V$  και  $V_2 = -1V$  περιμένουμε να πάρουμε στην έξοδο:

$$V_{out} = \left[ \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \left( \frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) V_2 - \left( \frac{R_3}{R_1} \right) V_1 \right] \Rightarrow$$

$$V_{out} = \left[ \left( \frac{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \right) (-1) - \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) 2 \right] \Rightarrow$$

$$V_{out} = [(2)(0.5)(-1) - (1)2] \Rightarrow V_{out} = -3 \text{ Volt}$$

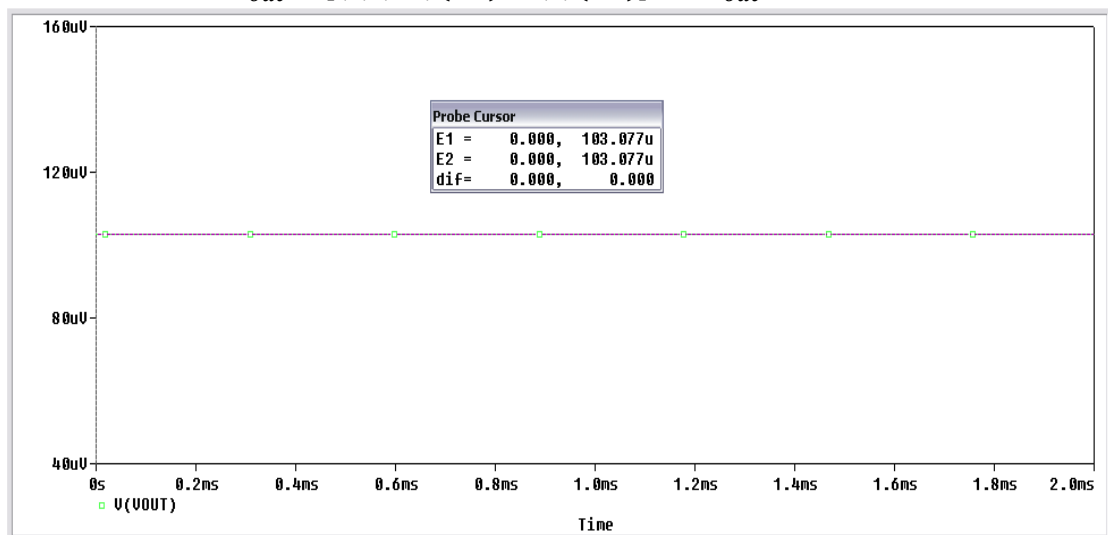


Για τιμές τάσης εισόδου:  $V_1 = -2V$  και  $V_2 = -2V$  περιμένουμε να πάρουμε στην έξοδο:

$$V_{out} = \left[ \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \left( \frac{R_4}{R_2 + R_4} \right) V_2 - \left( \frac{R_3}{R_1} \right) V_1 \right] \Rightarrow$$

$$V_{out} = \left[ \left( \frac{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \right) (-2) - \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \right) (-2) \right] \Rightarrow$$

$$V_{out} = [(2)(0.5)(-2) - (1)(-2)] \Rightarrow V_{out} = 0 \text{ Volt}$$

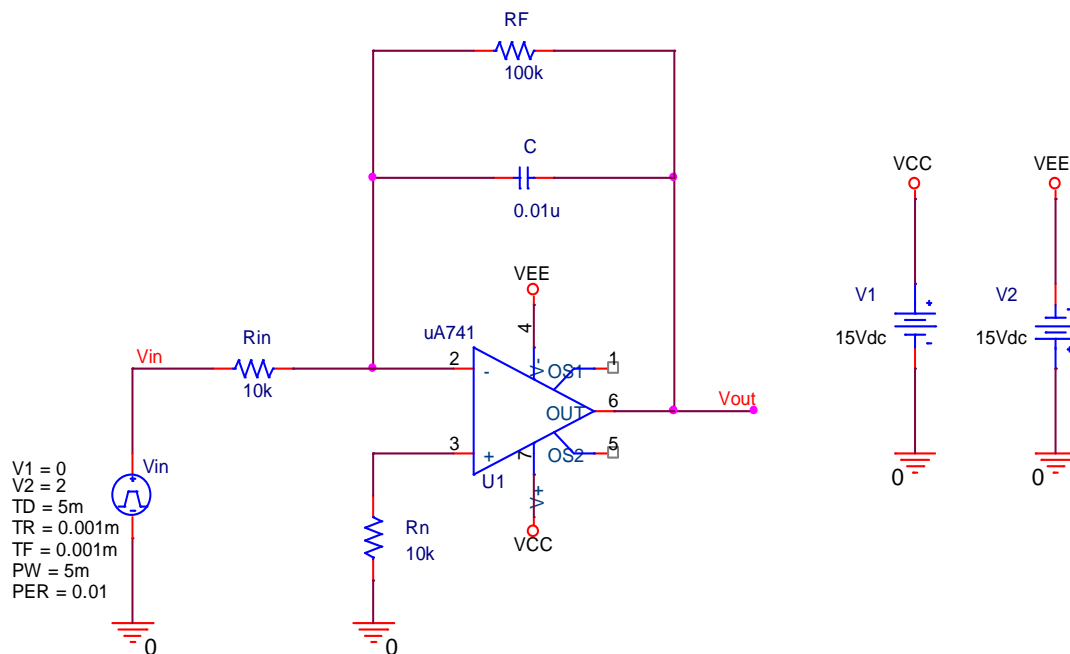




Βλέπουμε ότι οι τιμές που μετρήσαμε είναι αυτές που υπολογίσαμε με μια πάρα πολύ μικρή απόκλιση.

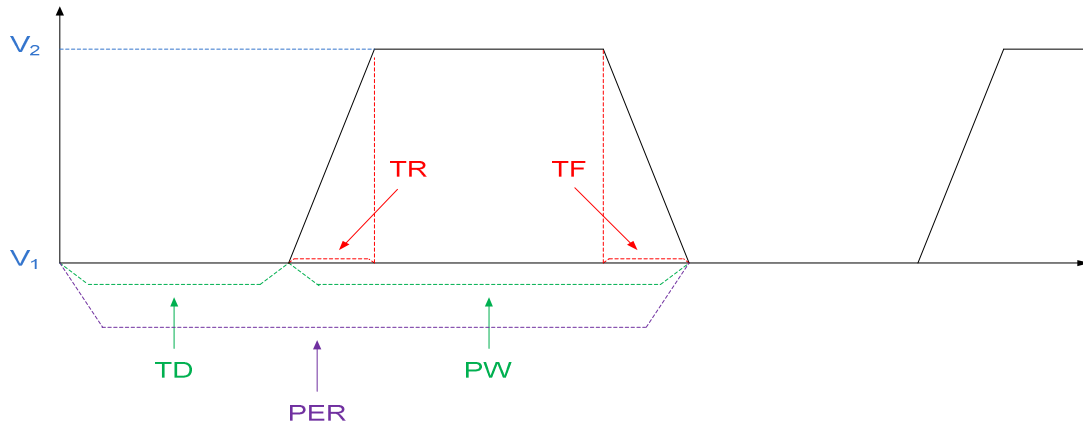
### 15.8 Ολοκλήρωση

Πραγματοποιούμε το παρακάτω κύκλωμα:



Στην είσοδο χρησιμοποιούμε την πηγή **VPULSE**, για την δημιουργία τετραγωνικού σήματος. Σε προηγούμενες προσομοιώσεις είχαμε χρησιμοποιήσει την πηγή **VPWL**, σε αυτήν την προσομοίωση θα δείξουμε τον τρόπο χρήσης της πηγής **VPULSE**. Στην πηγή **VPULSE**, καθορίζουμε το τετραγωνικό σήμα από τα εξής χαρακτηριστικά:

- $V_1$  → Αρχική τάση (Volt)
- $V_2$  → Τάση παλμού (Volt)
- TD → Καθυστέρηση (sec)
- TF → Χρόνος ανόδου (sec)
- TR → Χρόνος καθόδου (sec)
- PW → Πλάτος παλμού (sec)
- PER → Περίοδος (sec)

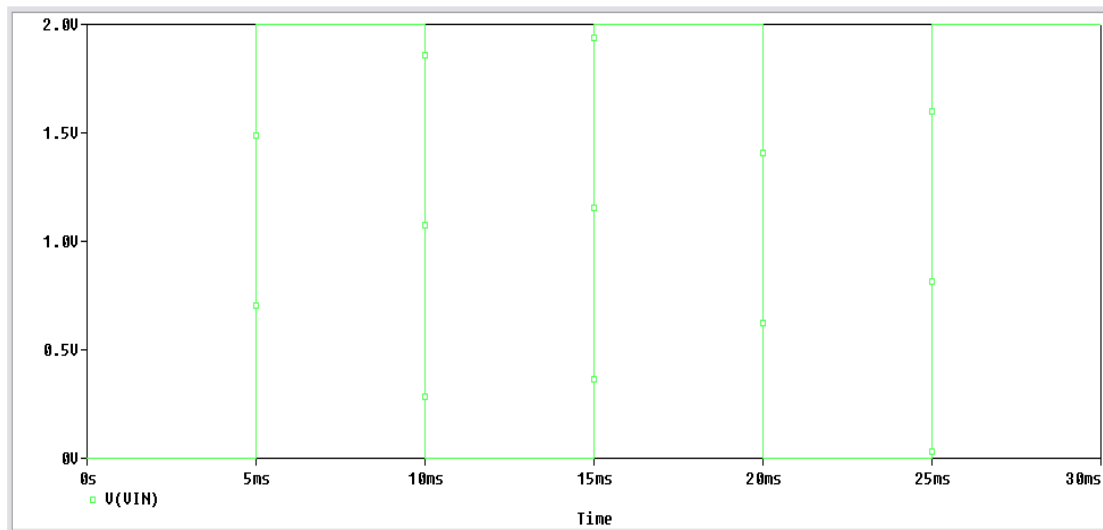


Δίνοντας τετραγωνικά σήματα πλάτους  $2 V_{p-p}$  συχνότητας 100, 200, 500, 1k, 2k και 5kHz, θα πάρουμε τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου και θα μετρήσουμε το πλάτος στο σήμα εξόδου. Χρησιμοποιούμε **Transient** ανάλυση μεταβάλλοντας ανάλογος με την συχνότητα, το χρόνο εκτέλεσης. Υπενθυμίζουμε ότι η περίοδος ισούται με  $T = \frac{1}{f}$ .

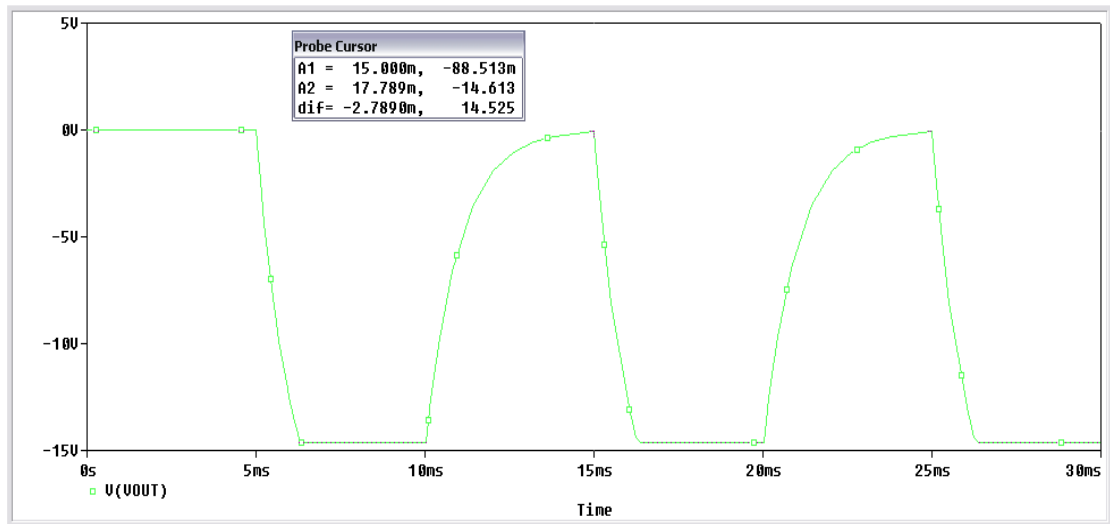
Για τετραγωνικό σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 2 V(p-p)$ , συχνότητας 100 Hz έχουμε:

- $V_1 = 0$  Volt
- $V_2 = 2$  Volt
- TD = 5 msec
- TF = 0.001 msec
- TR = 0.001 msec
- PW = 5 msec
- PER = 0.01 sec

Σήμα εισόδου:



Σήμα εξόδου:



Το πλάτος του σήματος στην έξοδο είναι:  $V_{out} = -14.525 \text{ V (p-p)}$

Για τετραγωνικό σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 2 \text{ V (p-p)}$ , συχνότητας 200 Hz έχουμε:

$$V_1 = 0 \text{ Volt}$$

$$V_2 = 2 \text{ Volt}$$

$$TD = 2.5 \text{ msec}$$

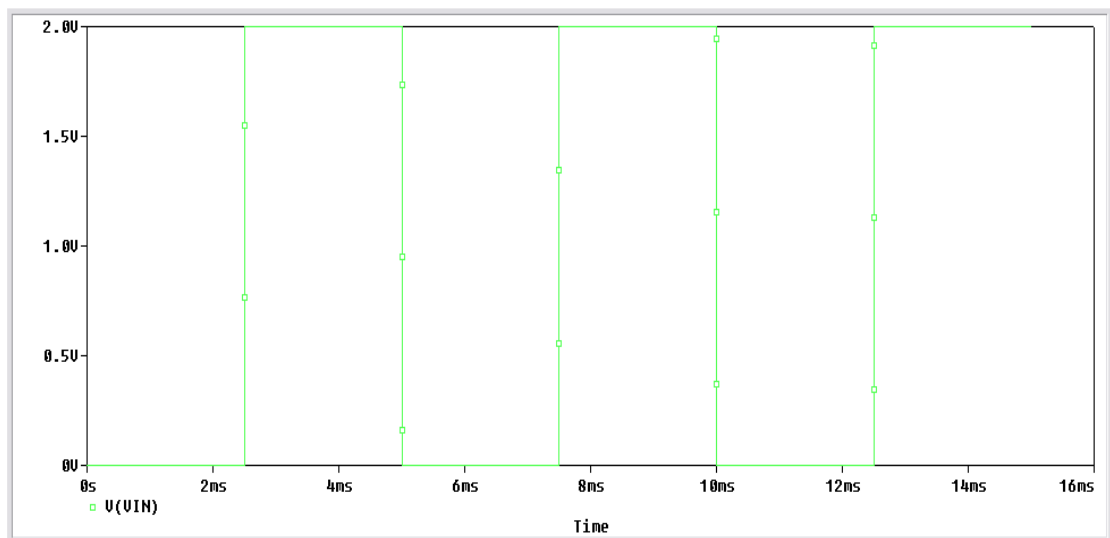
$$TF = 0.001 \text{ msec}$$

$$TR = 0.001 \text{ msec}$$

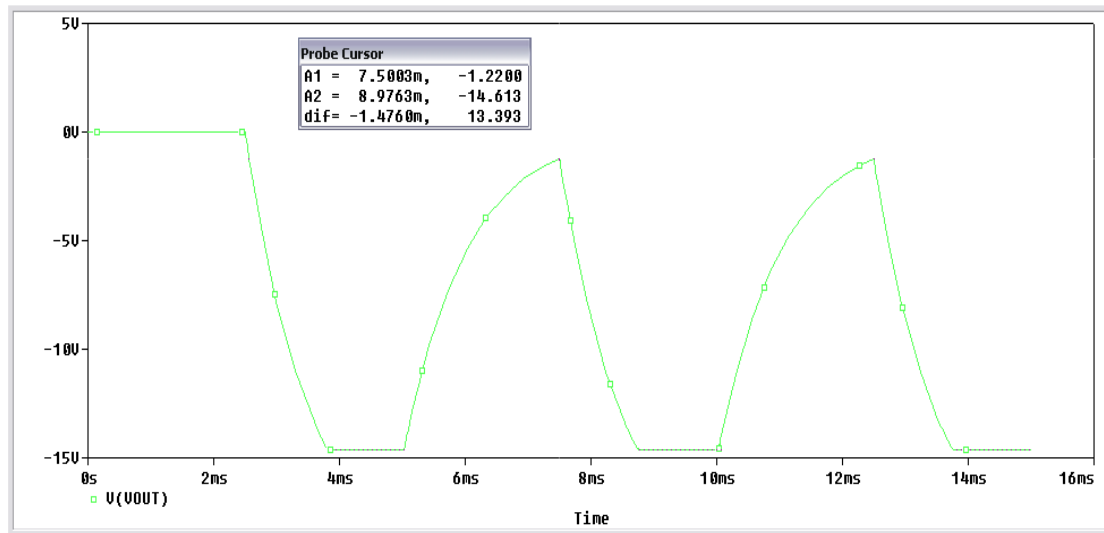
$$PW = 2.5 \text{ msec}$$

$$PER = 5 \text{ msec}$$

Σήμα εισόδου:



Σήμα εξόδου:



Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι:  $V_{out} = -13.393 \text{ V(p-p)}$

Για τετραγωνικό σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 2 \text{ V(p-p)}$ , συχνότητας 500 Hz έχουμε:

$$V_1 = 0 \text{ Volt}$$

$$V_2 = 2 \text{ Volt}$$

$$TD = 1 \text{ msec}$$

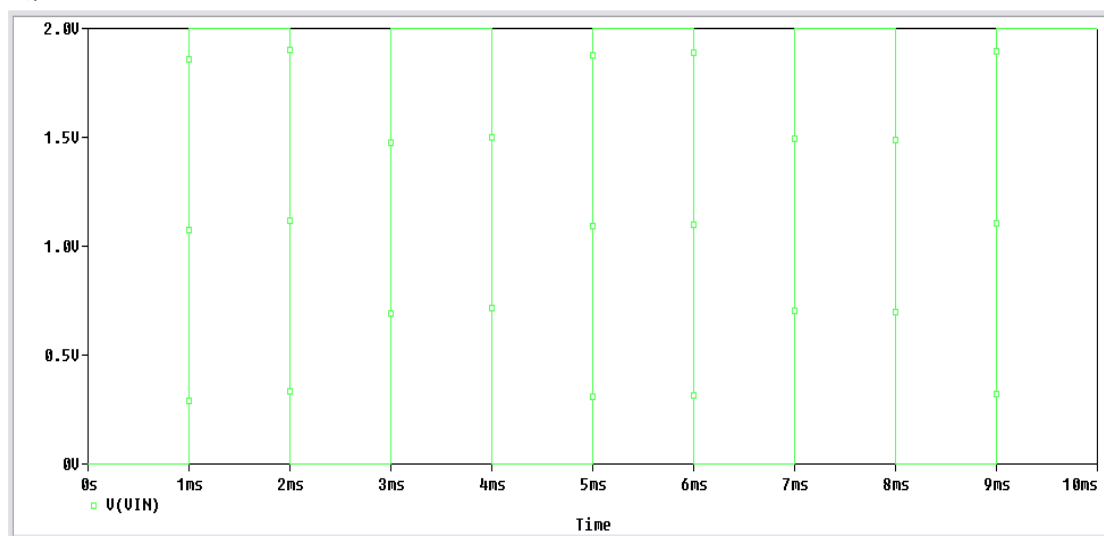
$$TF = 0.001 \text{ msec}$$

$$TR = 0.001 \text{ msec}$$

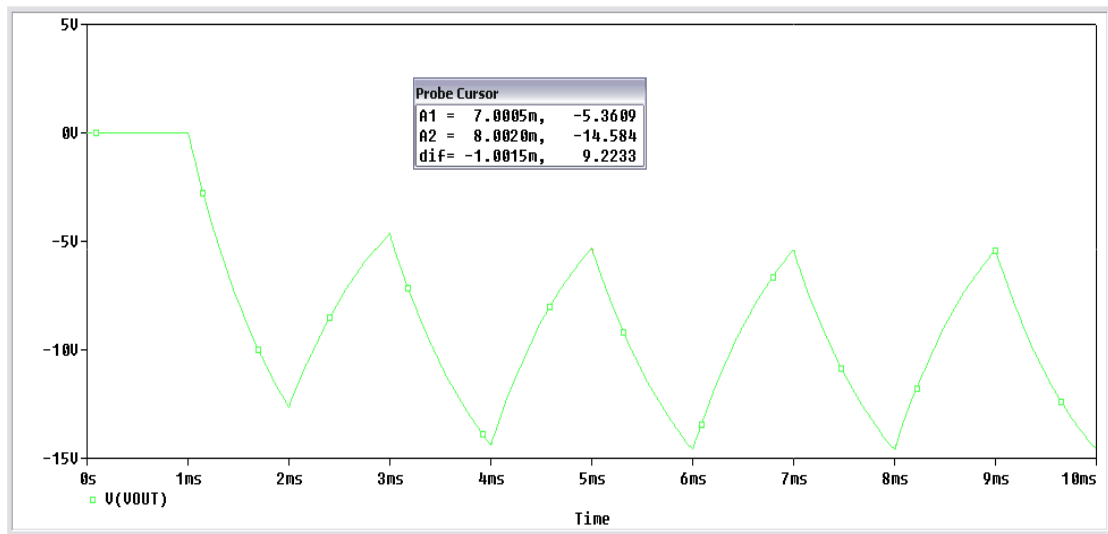
$$PW = 1 \text{ msec}$$

$$PER = 2 \text{ msec}$$

Σήμα εισόδου:



Σήμα εξόδου:



Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι:  $V_{out} = -9.2233 V(p-p)$

Για τετραγωνικό σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 2 V(p-p)$ , συχνότητας 1 kHz έχουμε:

$$V_1 = 0 \text{ Volt}$$

$$V_2 = 2 \text{ Volt}$$

$$TD = 0.5 \text{ msec}$$

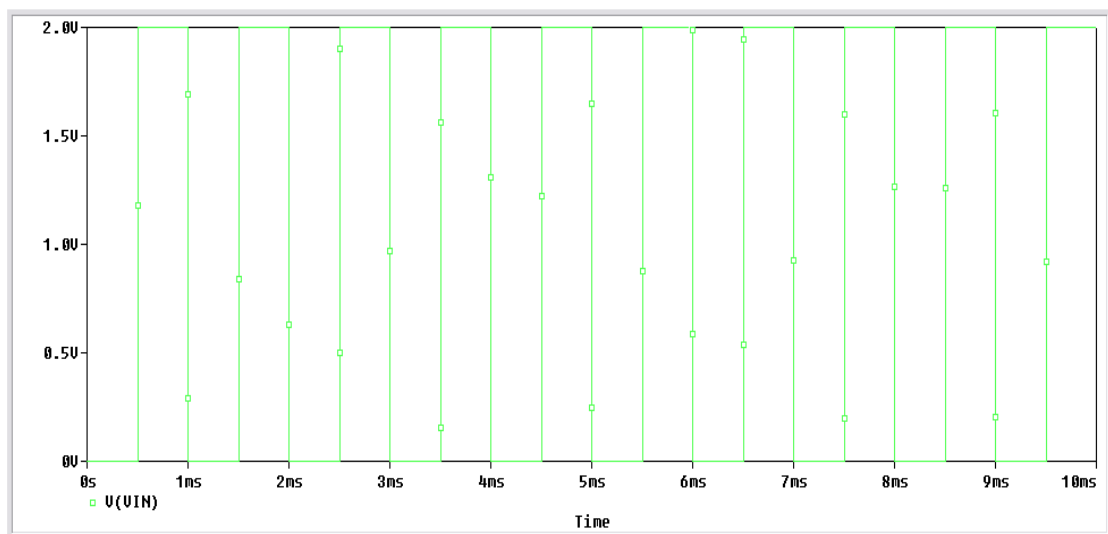
$$TF = 0.001 \text{ msec}$$

$$TR = 0.001 \text{ msec}$$

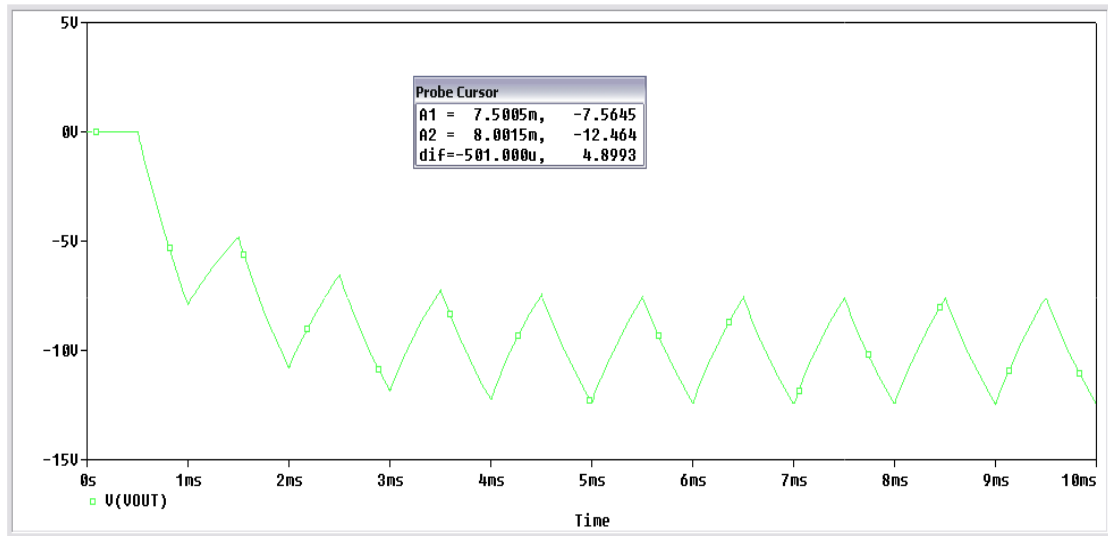
$$PW = 0.5 \text{ msec}$$

$$PER = 1 \text{ msec}$$

Σήμα εισόδου:



Σήμα εξόδου:



Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι:  $V_{out} = -4.8993 \text{ V(p-p)}$

Για τετραγωνικό σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 2 \text{ V(p-p)}$ , συχνότητας 2 kHz έχουμε:

$$V_1 = 0 \text{ Volt}$$

$$V_2 = 2 \text{ Volt}$$

$$TD = 0.25 \text{ msec}$$

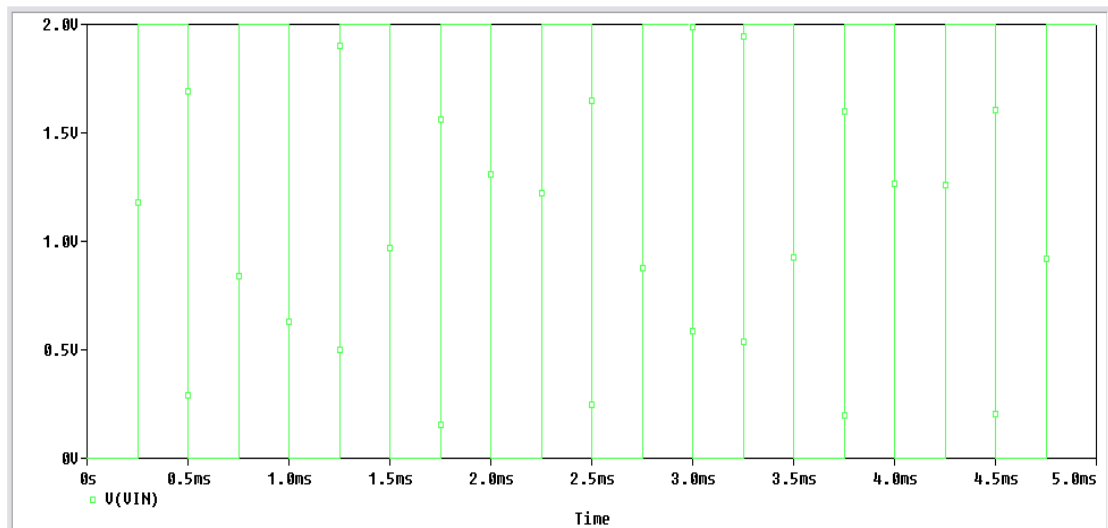
$$TF = 0.001 \text{ msec}$$

$$TR = 0.001 \text{ msec}$$

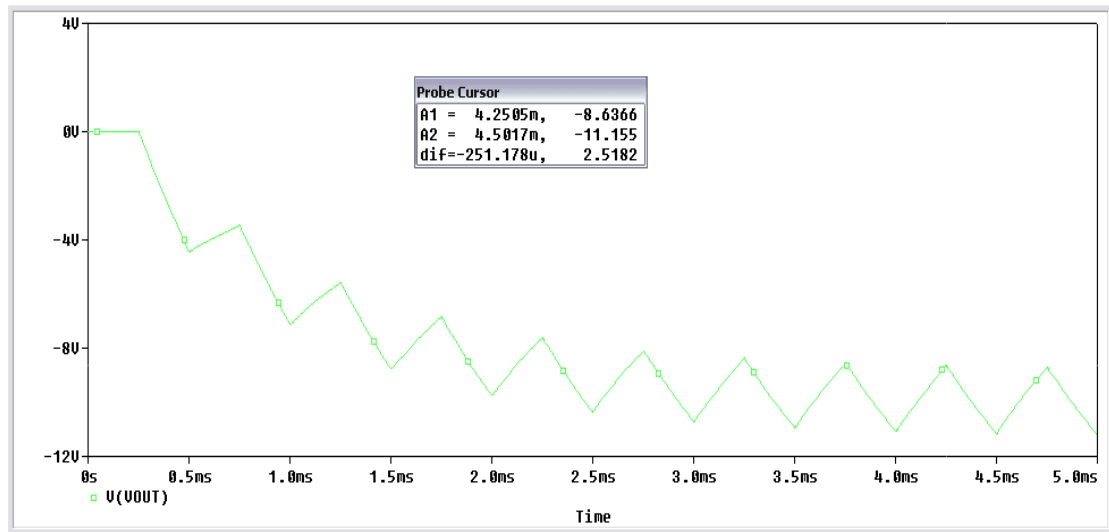
$$PW = 0.25 \text{ msec}$$

$$PER = 0.5 \text{ msec}$$

Σήμα εισόδου:



Σήμα εξόδου:



Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι:  $V_{out} = -2.5182 V(p-p)$

Για τετραγωνικό σήμα εισόδου πλάτους  $V_{in} = 2 V(p-p)$ , συχνότητας 5 kHz έχουμε:

$$V_1 = 0 \text{ Volt}$$

$$V_2 = 2 \text{ Volt}$$

$$TD = 0.1 \text{ msec}$$

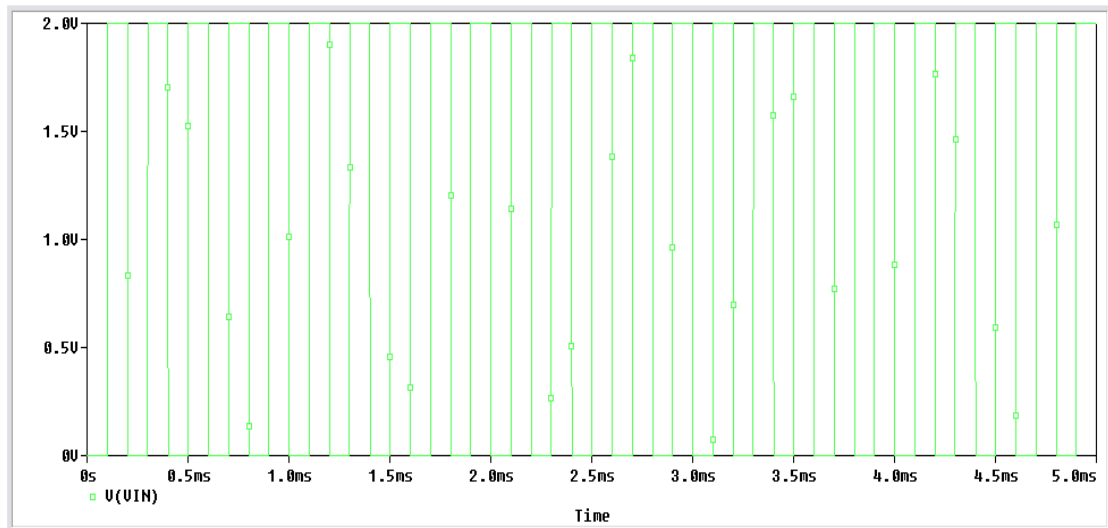
$$TF = 0.001 \text{ msec}$$

$$TR = 0.001 \text{ msec}$$

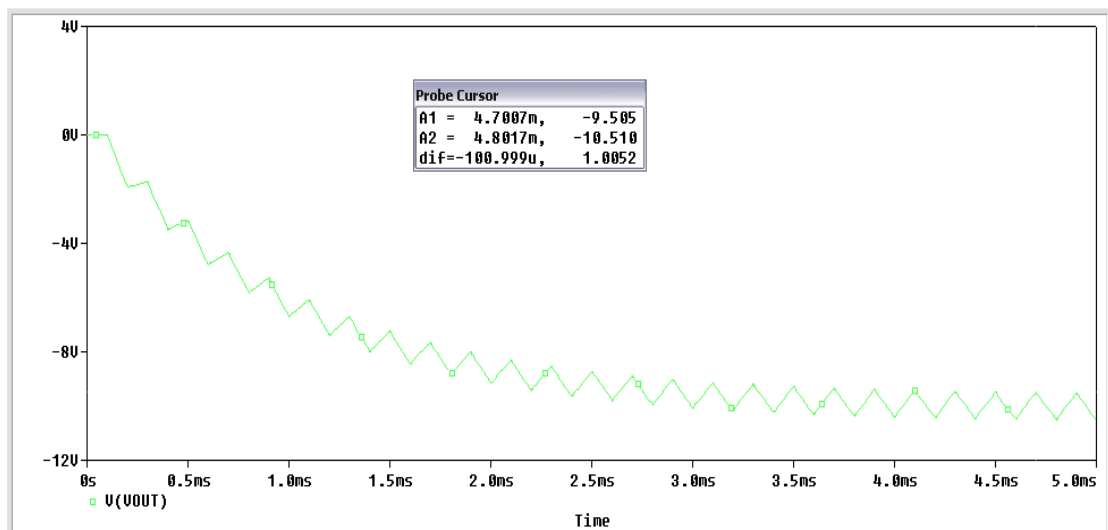
$$PW = 0.1 \text{ msec}$$

$$PER = 0.2 \text{ msec}$$

Σήμα εισόδου:



Σήμα εξόδου:



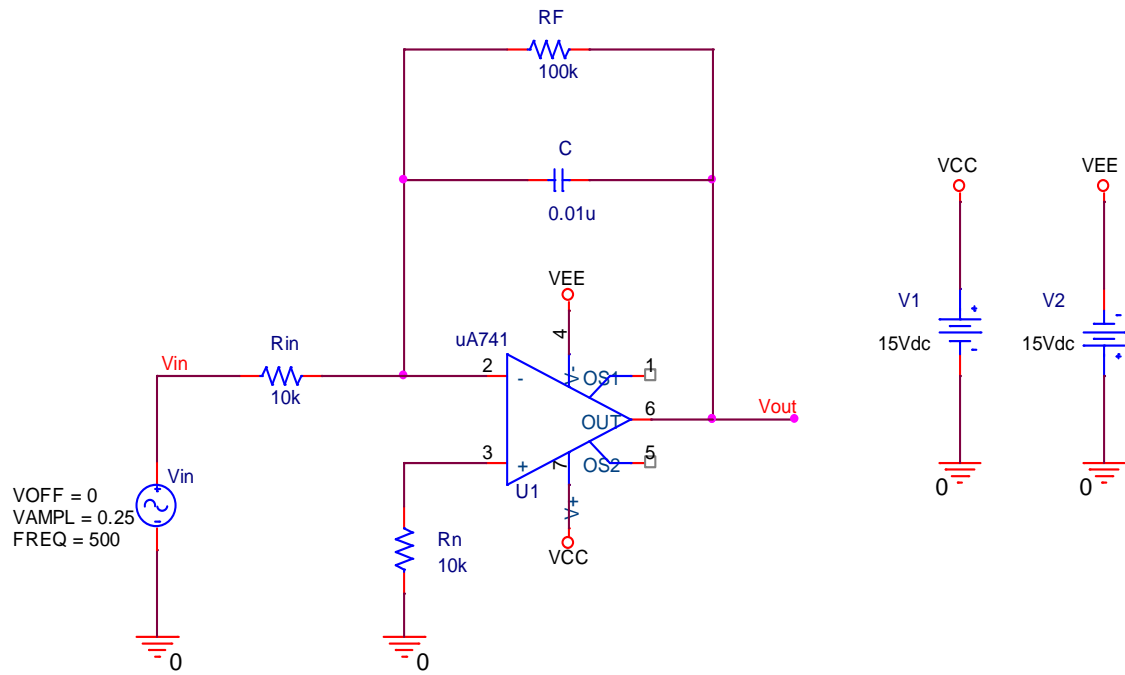
Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι:  $V_{out} = -1.0052 \text{ V(p-p)}$

Η συχνότητα αποκοπής του κυκλώματος δίνεται από τον τύπο:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_F C} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi * 100 * 10^3 * 0.01 * 10^{-6}} \Rightarrow f_c = 159.155 \text{ Hz}$$

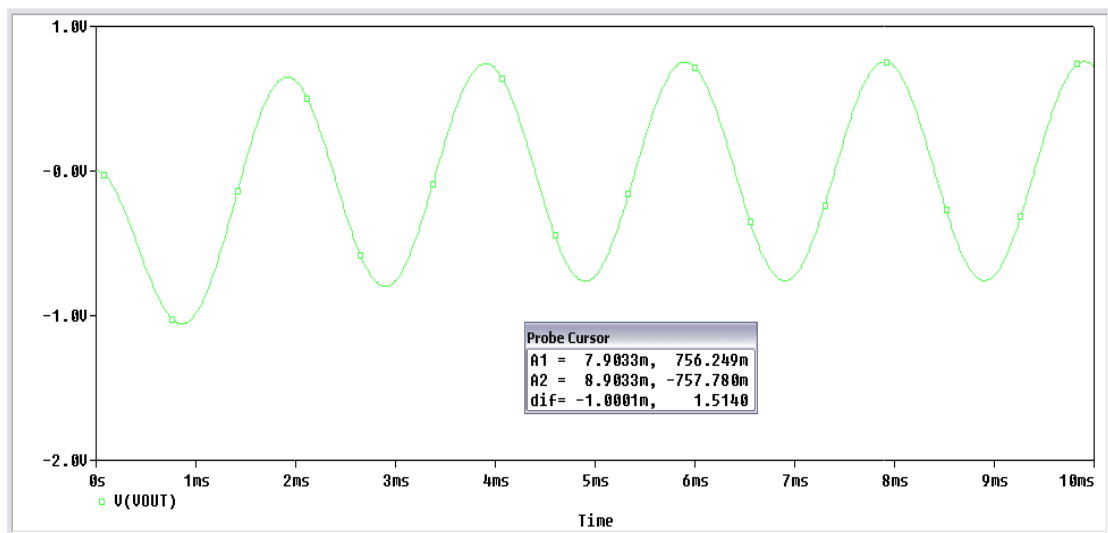
Αντικαθιστούμε την πηγή τετραγωνικού σήματος **VPULSE** με την πηγή ημιτονικού σήματος **VSIN**, δίνοντας σήμα πλάτους 5 V<sub>p-p</sub> και συχνότητας 500 Hz όπως φαίνεται παρακάτω:



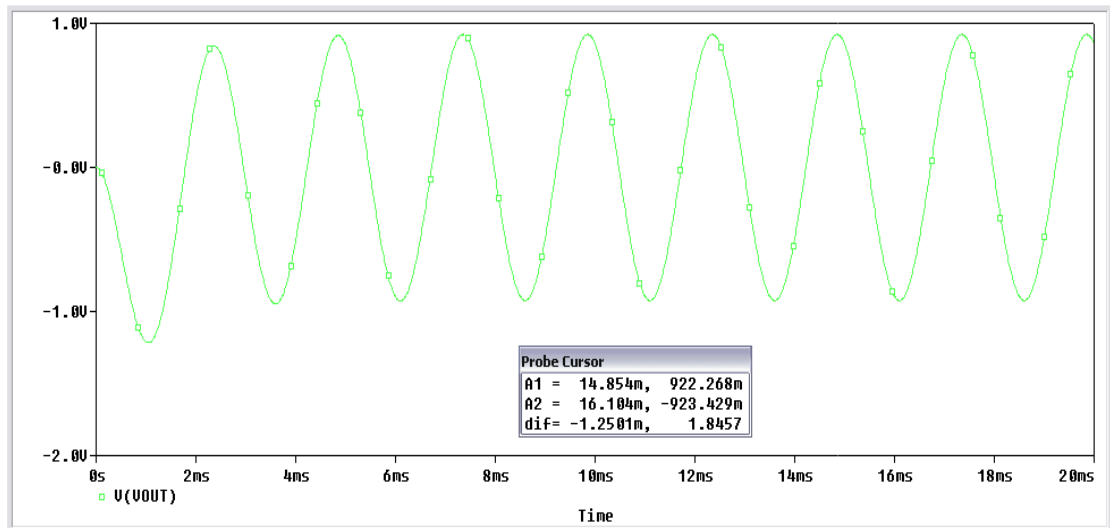


Θα αναπαραστήσουμε την κυματομορφή εξόδου και θα μετρήσουμε το πλάτος της, μειώνοντας αργά την συχνότητα του σήματος εισόδου.

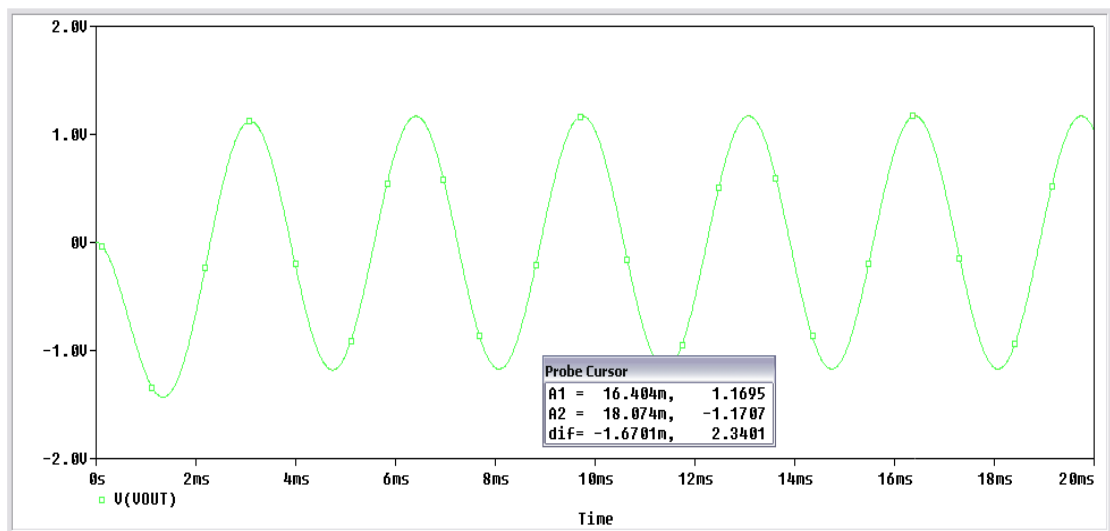
Για συχνότητα  $f = 500 \text{ Hz}$  το πλάτος του σήματος εξόδου είναι  $V_{out} = 1.52 \text{ Vp-p}$



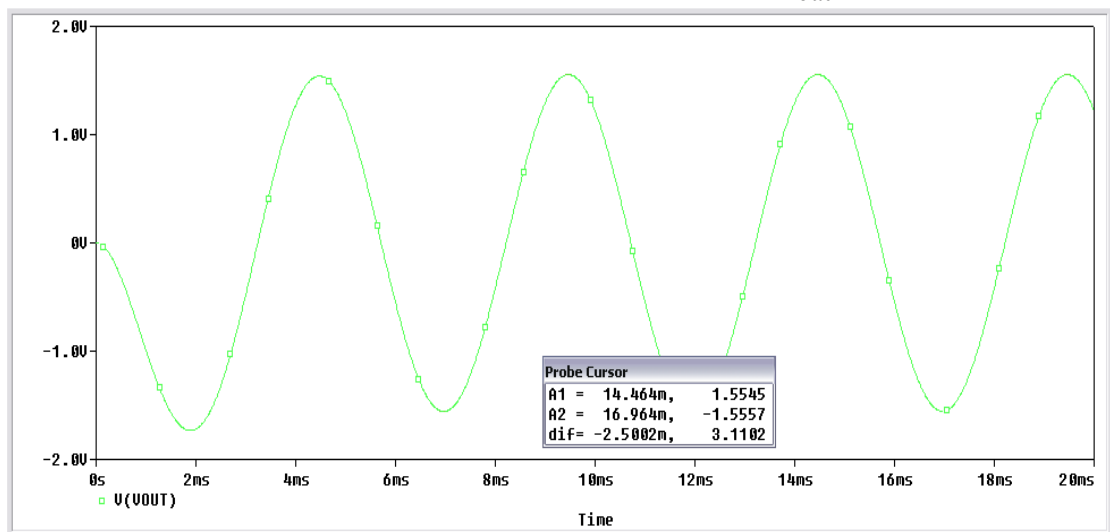
Για συχνότητα  $f = 400 \text{ Hz}$  το πλάτος του σήματος εξόδου είναι  $V_{out} = 1.85 \text{ Vp-p}$



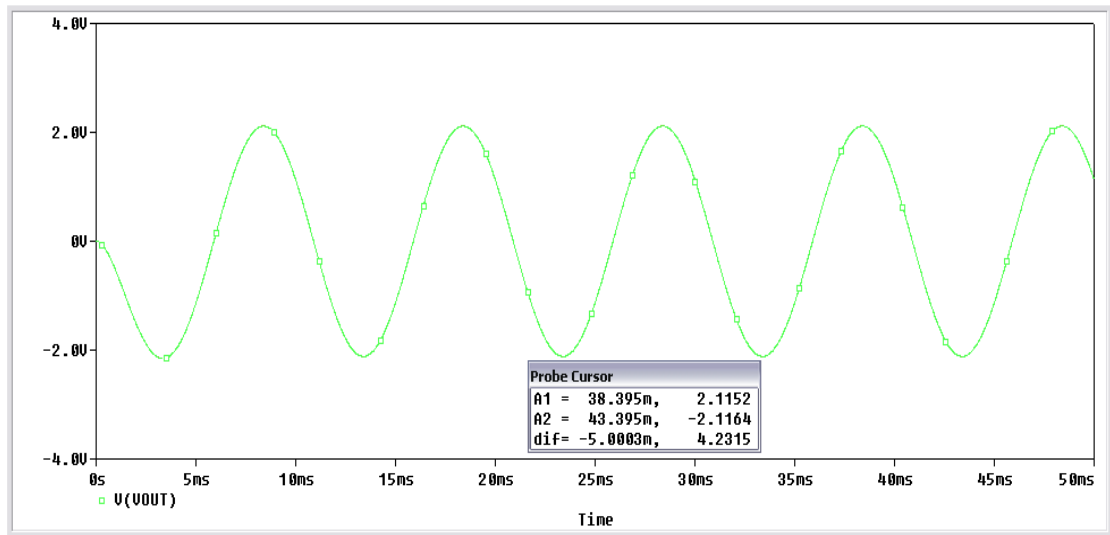
Για συχνότητα  $f = 300 \text{ Hz}$  το πλάτος του σήματος εξόδου είναι  $V_{out} = 2.34 \text{ Vp-p}$



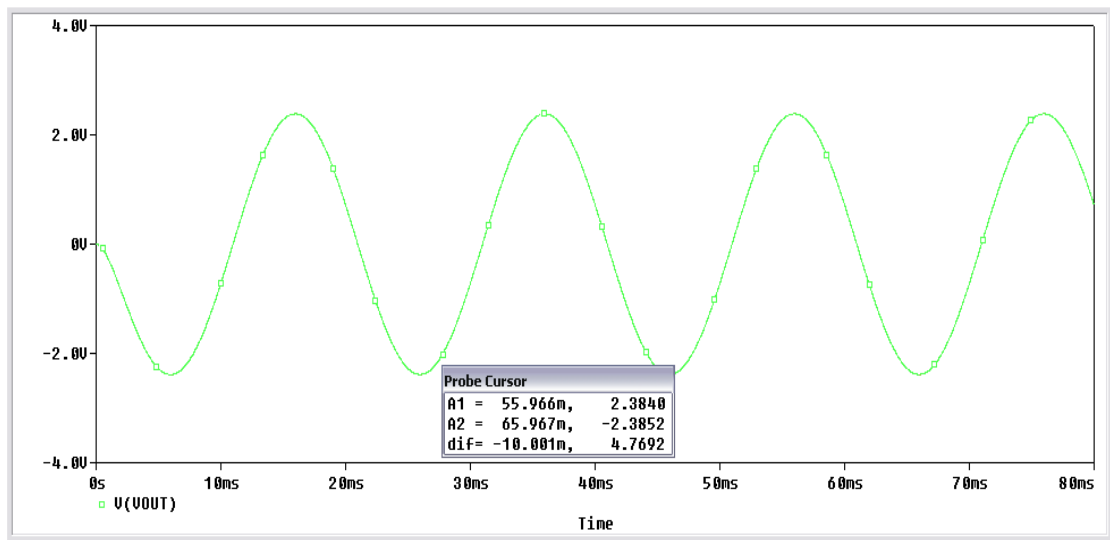
Για συχνότητα  $f = 200 \text{ Hz}$  το πλάτος του σήματος εξόδου είναι  $V_{out} = 3.11 \text{ Vp-p}$



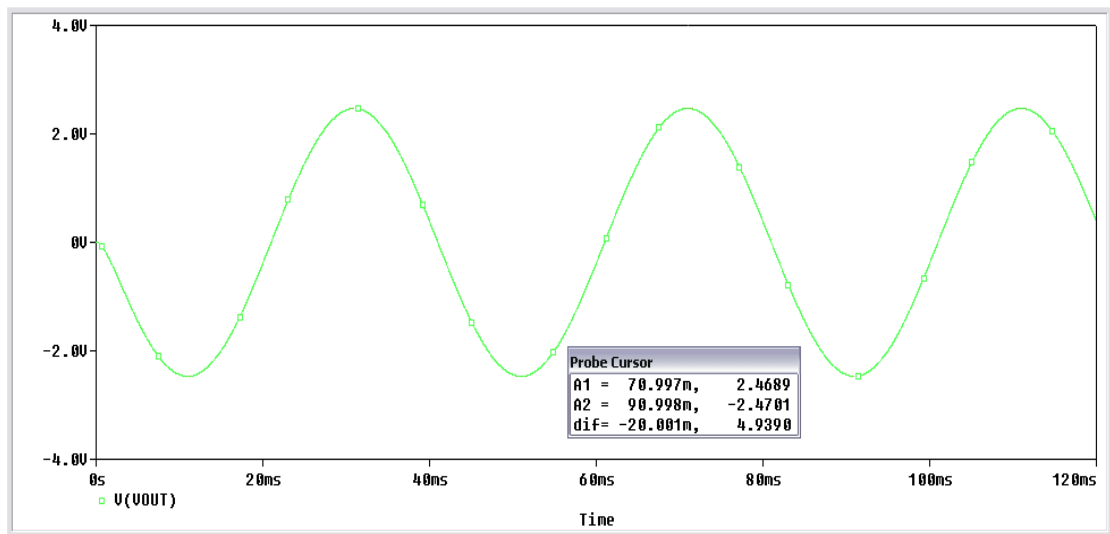
Για συχνότητα  $f = 100 \text{ Hz}$  το πλάτος του σήματος εξόδου είναι  $V_{out} = 4.23 \text{ Vp-p}$

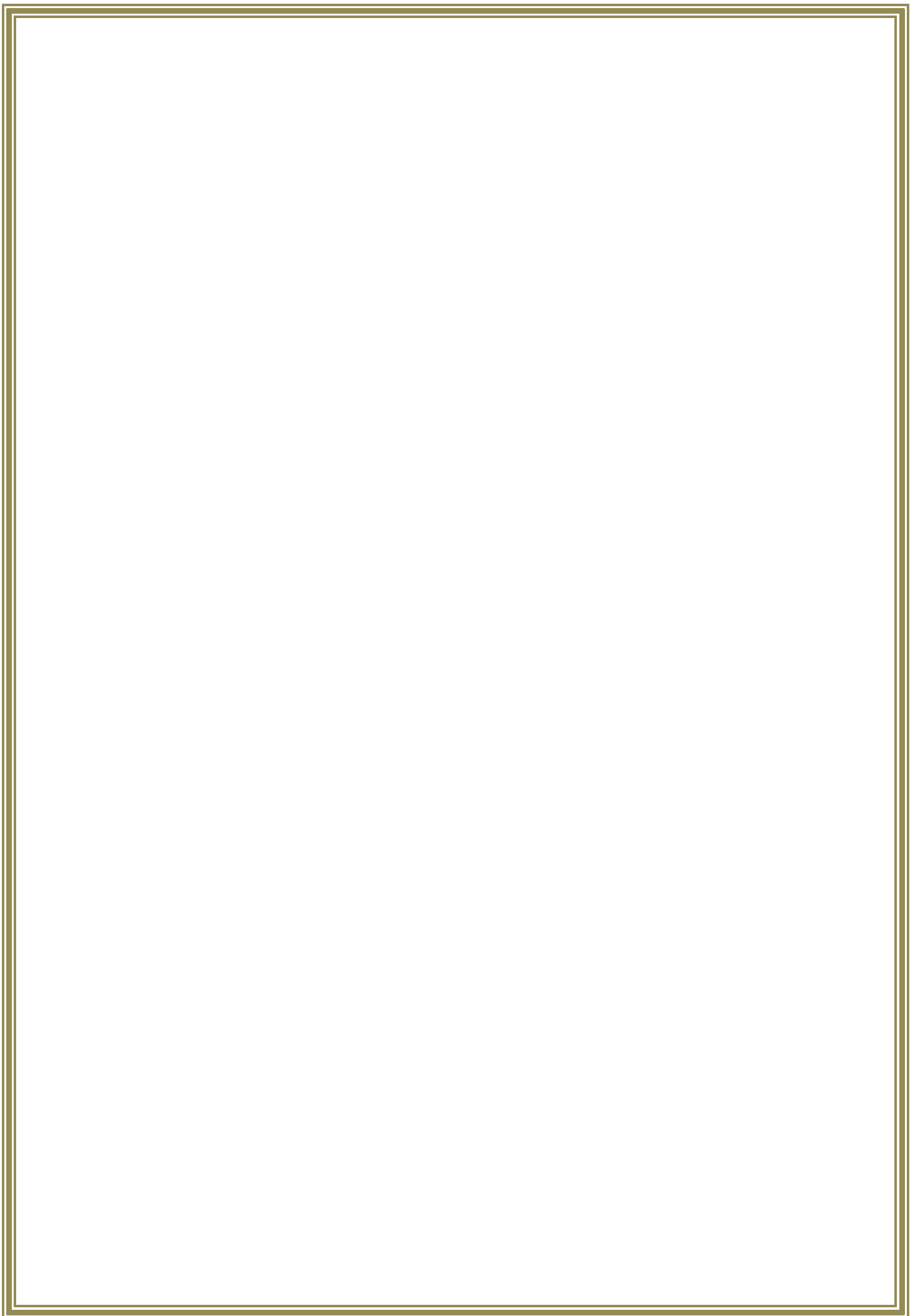


Για συχνότητα  $f = 50 \text{ Hz}$  το πλάτος του σήματος εξόδου είναι  $V_{out} = 4.77 \text{ Vp-p}$



Για συχνότητα  $f = 25 \text{ Hz}$  το πλάτος του σήματος εξόδου είναι  $V_{out} = 4.94 \text{ Vp-p}$





## **Data Sheet**

***Δίοδος D1N4002***



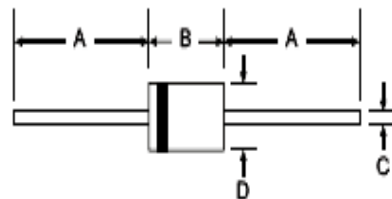
# 1N4001/L - 1N4007/L

1.0A RECTIFIER

SPICE MODELS: 1N4001 1N4002 1N4003 1N4004 1N4005 1N4006 1N4007

## Features

- Diffused Junction
- High Current Capability and Low Forward Voltage Drop
- Surge Overload Rating to 30A Peak
- Low Reverse Leakage Current
- Plastic Material: UL Flammability Classification Rating 94V-0



## Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Weight: DO-41 0.30 grams (approx)  
A-405 0.20 grams (approx)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number

	DO-41 Plastic		A-405	
Dim	Min	Max	Min	Max
A	25.40	—	25.40	—
B	4.06	5.21	4.10	5.20
C	0.71	0.864	0.53	0.64
D	2.00	2.72	2.00	2.70

All Dimensions in mm

L\* Suffix Designates A-405 Package  
No Suffix Designates DO-41 Package

## Maximum Ratings and Electrical Characteristics

⊙  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.  
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N 4001/L	1N 4002/L	1N 4003/L	1N 4004/L	1N 4005/L	1N 4006/L	1N 4007/L	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1)	$I_o$	1.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.9ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	$I_{FSM}$	30							A
Forward Voltage	$V_{FM}$	1.0							V
Peak Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage	$I_{RM}$	5.0 50							$\mu\text{A}$
Typical Junction Capacitance (Note 2)	$C_j$	15			8				pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	100							K/W
Maximum DC Blocking Voltage Temperature	$T_A$	+150							$^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature Range (Note 3)	$T_j, T_{STG}$	-65 to +175							$^\circ\text{C}$

Δίοδος Zener D1N750

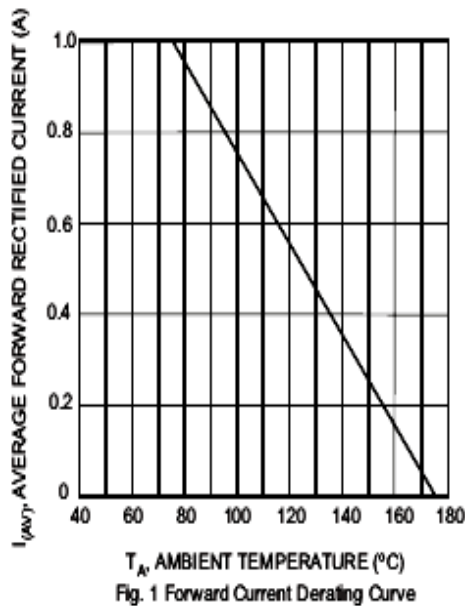


Fig. 1 Forward Current Derating Curve

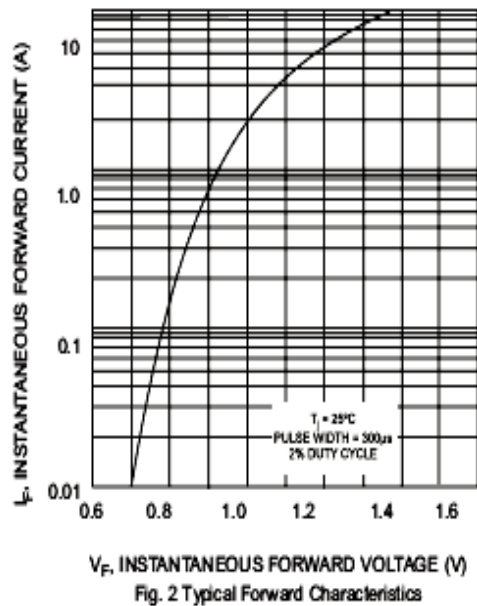


Fig. 2 Typical Forward Characteristics

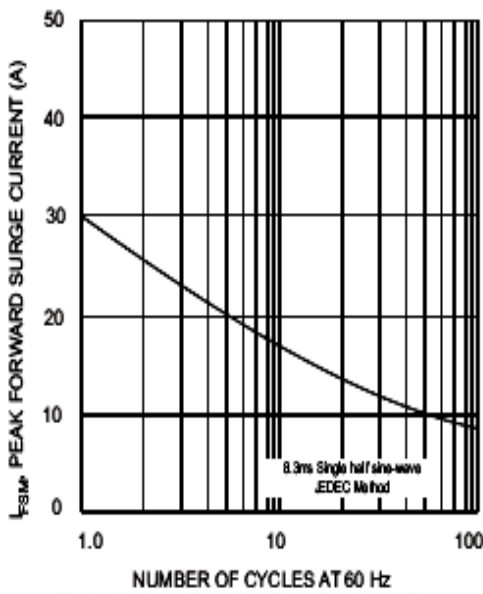


Fig. 3 Max Non-Replicative Peak Fwd Surge Current

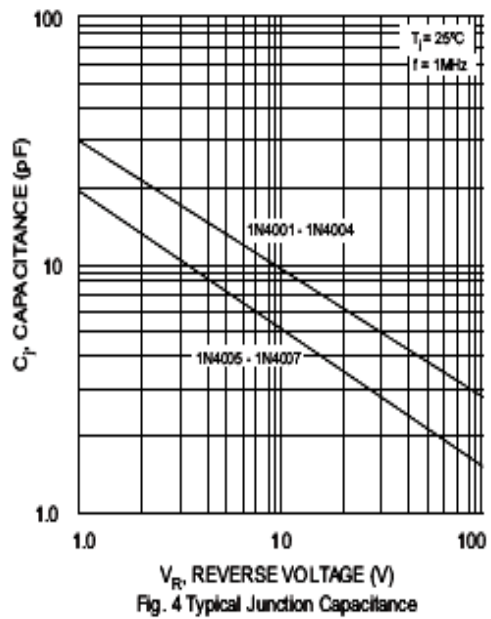


Fig. 4 Typical Junction Capacitance



**american**  
power devices, inc.

1N746A-1N759A  
1N4370A-1N4372A

Standard tolerances are 5%  
10%, 2% & 1% are available

## 500 mW industrial/commercial silicon zener diodes

### FEATURES

- Zener voltage 2.4 to 12 V
- Available in JAN, JANTX and JANTXV qualified to MIL-S-19500/437 in 1N746A-1 to 1N759A-1 versions
- Hermetically sealed glass package

### MAXIMUM RATINGS

- Junction Temperature: -65°C to +200°C
- Storage Temperature: -65°C to +200°C
- DC Power Dissipation: 500mW @  $T_J = 50^\circ\text{C}$
- Derate above 50°C: 3.33 mW/°C
- Forward Voltage @ 200 mA: 1.5 Volts max.

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS @ 25°C

Type Number (Note 1)	Nominal Zener Voltage $V_Z @ I_{ZT}$ (Note 2) Volts	Test Current $I_{ZT}$ mA	Maximum Zener Impedance $Z_{ZT} @ I_{ZT}$ (Note 3) Ohms	*Maximum DC Zener Current $I_{ZM}$ (Note 4) mA	Maximum Reverse Leakage Current	
					$T_A = 25^\circ\text{C}$ $I_R @ V_R = 1\text{ V}$ $\mu\text{A}$	$T_A = 150^\circ\text{C}$ $I_R @ V_R = 1\text{ V}$ $\mu\text{A}$
1N4370	2.4	20	30	180	190	100
1N4371	2.7	20	30	135	165	75
1N4372	3.0	20	20	120	150	50
1N746	3.3	20	28	110	125	10
1N747	3.6	20	24	100	125	10
1N748	3.9	20	23	95	115	10
1N749	4.3	20	22	85	105	2
1N750	4.7	20	19	75	95	2
1N751	5.1	20	17	70	85	1
1N752	5.6	20	11	65	80	1
1N753	6.2	20	7	60	70	0.1
1N754	6.8	20	5	55	65	0.1
1N755	7.5	20	6	50	60	0.1
1N756	8.2	20	8	45	55	0.1
1N757	9.1	20	10	40	50	0.1
1N758	10	20	17	35	45	0.1
1N759	12	20	30	30	35	0.1

Note 1 The JEDEC type numbers shown with no suffix have a  $\pm 10\%$  tolerance on nominal  $V_Z$ . Suffix: A denotes a  $\pm 5\%$  tolerance, C denotes a  $\pm 2\%$  tolerance and D denotes a  $\pm 1\%$  tolerance.

Note 2 Voltage measurement performed with the device junction in thermal equilibrium with lead temperature of  $30^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$  and 3/8" lead length.

Note 3 The zener impedance is derived from the 60 Hz ac voltage, which results when an ac current having an rms value equal to 10% of the DC zener current ( $I_{Z1}$ ) is superimposed on  $I_{Z1}$ .

Note 4 The maximum current shown is based on the maximum voltage of a 10.0% 1N748 type unit. For closer tolerance units  $I_{ZM}$  for any device may be increased and is limited by the derating curve.

### MECHANICAL CHARACTERISTICS

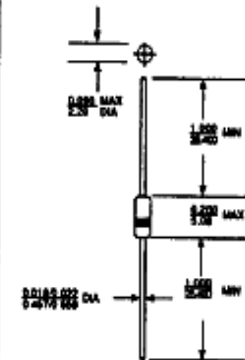
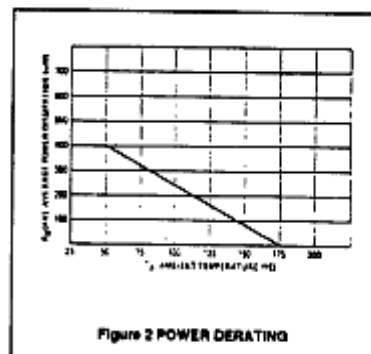


FIGURE 1 all dimensions in INCH/mm

CASE: Hermetically sealed glass package (DO-35)  
 FINISH: Corrosion resistant.  
 Leads are tin plated.  
 THERMAL RESISTANCE:  
 200°C/W junction to lead at 0.375-inches from body.  
 POLARITY: Cathode banded.  
 WEIGHT: 0.2 grams (typ).

This series also offered in DO-7 package. Consult factory for availability.







**american**

power devices, inc.

1N746A-1N759A  
1N4370A-1N4372A

Standard tolerances are 5%  
10%, 2% & 1% are available

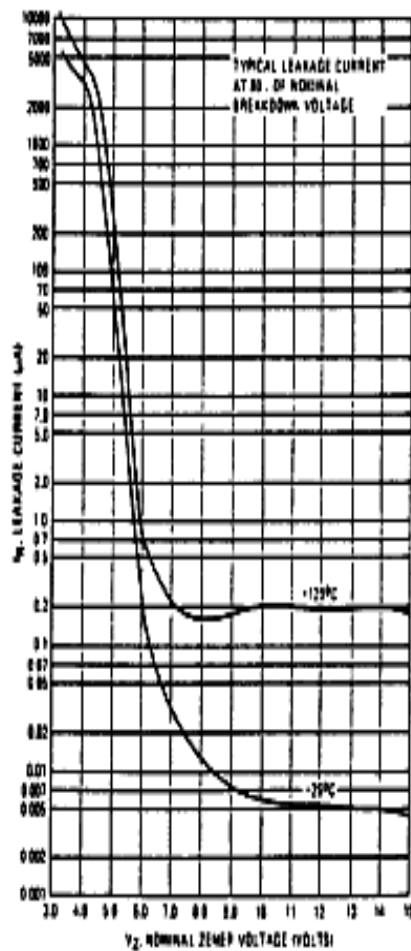


Figure 3 TYPICAL LEAKAGE CURRENT

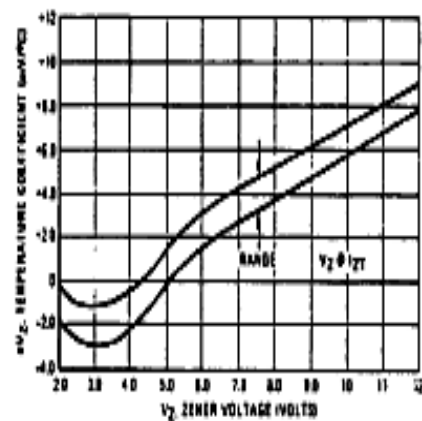
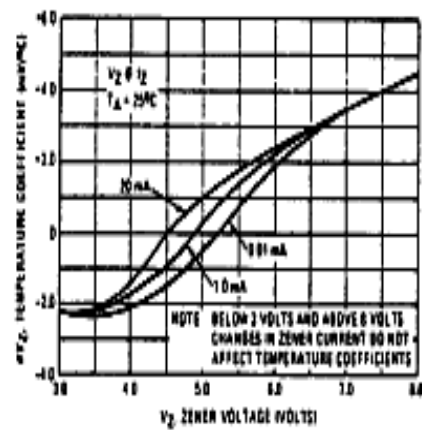


Figure 4 TEMPERATURE COEFFICIENTS

## Transistor Q2N3904

Philips Semiconductors

Product specification

### NPN switching transistor

2N3904

#### FEATURES

- Low current (max. 200 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

#### APPLICATIONS

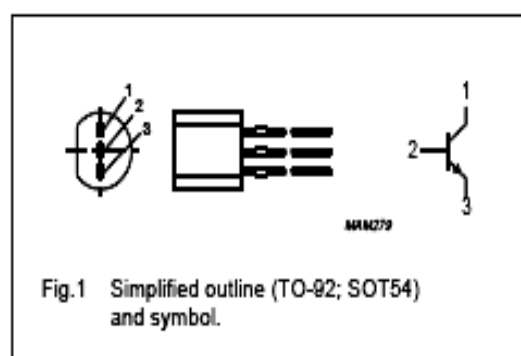
- High-speed switching.

#### DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-92; SOT54 plastic package. PNP complement: 2N3906.

#### PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	collector
2	base
3	emitter



#### LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{CBO}$	collector-base voltage	open emitter	-	60	V
$V_{CEO}$	collector-emitter voltage	open base	-	40	V
$V_{EBO}$	emitter-base voltage	open collector	-	6	V
$I_C$	collector current (DC)		-	200	mA
$I_{CM}$	peak collector current		-	300	mA
$I_{BM}$	peak base current		-	100	mA
$P_{tot}$	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$ ; note 1	-	500	mW
$T_{stg}$	storage temperature		-65	+150	$^\circ\text{C}$
$T_j$	junction temperature		-	150	$^\circ\text{C}$
$T_{amb}$	operating ambient temperature		-65	+150	$^\circ\text{C}$

#### Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

## NPN switching transistor

2N3904

## THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th(j-a)}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	250	K/W

## Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

## CHARACTERISTICS

 $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$I_{CBO}$	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 30\text{ V}$	–	50	nA
$I_{EBO}$	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 6\text{ V}$	–	50	nA
$h_{FE}$	DC current gain	$V_{CE} = 1\text{ V}$ ; note 1 $I_C = 0.1\text{ mA}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $I_C = 50\text{ mA}$ $I_C = 100\text{ mA}$	80 80 100 80 30	– – 300 – –	
$V_{CEsat}$	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 10\text{ mA}; I_B = 1\text{ mA}$ ; note 1 $I_C = 50\text{ mA}; I_B = 5\text{ mA}$ ; note 1	– –	200 200	mV mV
$V_{BEsat}$	base-emitter saturation voltage	$I_C = 10\text{ mA}; I_B = 1\text{ mA}$ ; note 1 $I_C = 50\text{ mA}; I_B = 5\text{ mA}$ ; note 1	– –	850 950	mV mV
$C_c$	collector capacitance	$I_E = I_C = 0; V_{CB} = 5\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	4	pF
$C_e$	emitter capacitance	$I_C = I_E = 0; V_{EB} = 500\text{ mV}; f = 1\text{ MHz}$	–	8	pF
$f_T$	transition frequency	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	300	–	MHz
F	noise figure	$I_C = 100\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_B = 1\text{ k}\Omega$ ; $f = 10\text{ Hz to }15.7\text{ kHz}$	–	5	dB

Switching times (between 10% and 90% levels); see Fig.2

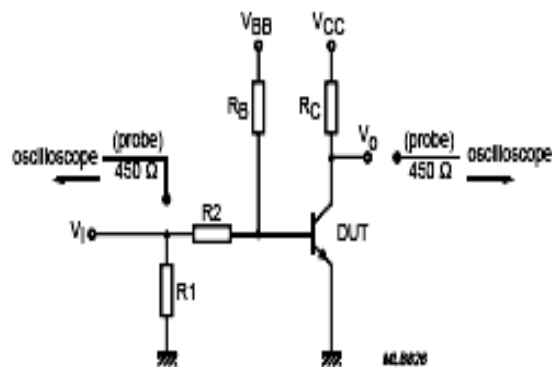
$t_{on}$	turn-on time	$I_{Con} = 10\text{ mA}; I_{Bon} = 1\text{ mA}$ ;	–	85	ns
$t_d$	delay time	$I_{Boff} = -1\text{ mA}$	–	35	ns
$t_r$	rise time		–	35	ns
$t_{off}$	turn-off time		–	240	ns
$t_s$	storage time		–	200	ns
$t_f$	fall time		–	50	ns

## Note

1. Pulse test:  $t_p \leq 300\text{ }\mu\text{s}$ ;  $\delta \leq 0.02$ .

## NPN switching transistor

2N3904



$V_i = 5\text{ V}$ ;  $T = 500\ \mu\text{s}$ ;  $t_p = 10\ \mu\text{s}$ ;  $t_r = t_f \leq 3\ \text{ns}$ .  
 $R_1 = 56\ \Omega$ ;  $R_2 = 2.5\ \text{k}\Omega$ ;  $R_B = 3.9\ \text{k}\Omega$ ;  $R_C = 270\ \Omega$ .  
 $V_{BB} = -1.9\ \text{V}$ ;  $V_{CC} = 3\ \text{V}$ .  
Oscilloscope input impedance  $Z_i = 50\ \Omega$ .

Fig.2 Test circuit for switching times.

Τα **Data Sheets** παρέχονται δωρεάν στην ηλεκτρονική διεύθυνση:

[www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)

## Βιβλιογραφία

\* **Σχεδίαση & Ανάλυση Κυκλωμάτων Με Η/Υ**

Δρ. Εμμανουήλ Δρακάκης, Επίκουρος Καθηγητής ΤΕΙ ΚΡΗΤΗΣ

\* **Εργαστηριακές ασκήσεις Ηλεκτρονικά Ι & Ηλεκτρονικά ΙΙ**

Δημήτριος Σπ. Μαραγκάκης, Καθηγητής Εφαρμογών ΤΕΙ ΚΡΗΤΗΣ

\* **Ηλεκτρονική**

Albert P. Malvino, Ph. D., E.E. ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑ

\* **SPICE ...ένα "μπαχαρικό" για καλύτερο μαγείρεμα κυκλωμάτων**

Αλκιβιάδης Χατζόπουλος, Σάμι Αμπού-Φάρχα, Γιώργος Μπόντζιος, Δημήτρης  
Κωνσταντίνου. ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑ

\* **PSpice for Circuit Theory and Electronic Devices**

Paul Tobin

\* **SPICE for Power Electronics and Electric Power**

Muhammad H. Rashid, Hasan M. Rashid

