

Αλεξάνδρειο Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα  
Θεσσαλονίκης  
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ



# ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΘΕΜΑ: “ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΒΑΣΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ”



ΣΠΟΥΔΑΣΤΕΣ: ΑΣΚΕΡΙΔΗΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ  
ΠΑΝΤΕΛΑΙΟΣ ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ

ΕΙΣΗΓΗΤΗΣ: ΠΑΠΑΚΩΣΤΑΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ

ΣΙΝΔΟΣ, ΙΟΥΝΙΟΣ 2008

# ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Το παρόν σύγγραμμα που αναπτύχθηκε στα πλαίσια υποχρεωτικής εκπόνησης πτυχιακής εργασίας, διαπραγματεύεται με αποκλειστικά βασικά αναλογικά μεγέθη και υλοποίηση αυτών σε ηλεκτρονικά κυκλώματα/διατάξεις χαμηλής ισχύος. Κατά τη διάρκεια της όλης διαδικασίας για την ανάλυση και υλοποίηση των διατάξεων αυτών, πήραμε πειραματικά κάποιες εργαστηριακές μετρήσεις σε κυκλώματα διόδων, τρανζίστορ και Τελεστικών Ενισχυτών(ΤΕ) και συγκρίναμε τις τιμές αυτές με λογισμικό πρόγραμμα προσομοίωσης στον Η/Υ που ονομάζεται Spice και ανήκει στο λογισμικό πακέτο του Orcad Family Release 9.2.

Ωστόσο, σκοπός μας δεν είναι μόνο να μελετήσουμε και να παραθέσουμε θεωρητικά στοιχεία και δεδομένα για τα ηλεκτρονικά κυκλώματα που αναλύσαμε, αλλά και να εξακριβώσουμε κατά πόσο το λογισμικό που χρησιμοποιήσαμε για τη προσομοίωση είναι ικανό να μας προσφέρει ακριβή και αξιόπιστα αποτελέσματα, χρήσιμα για το αντικείμενο της εργασίας μας. Αξίζει εδώ να τονίσουμε ιδιαίτερα ότι η θεωρητική περιγραφή που κάναμε για κάθε ένα από τα κυκλώματα αυτά, είναι περισσότερο επιφανειακή, καθώς στόχος μας είναι κατά βάση η εφαρμογή της θεωρητικής ανάλυσης μας η οποία περιέχει κυρίως τεχνικές λεπτομέρειες, παραμέτρους και πιθανότατα προβλήματα που είναι φυσιολογικό να συναντήσουμε κατά την υλοποίηση.

Τα χαρακτηριστικά των εν λόγω αναλογικών ηλεκτρονικών συσκευών, συγκεκριμένων τύπων, που χρησιμοποιήθηκαν για τη μελέτη του αντικειμένου της εργασίας μας, έχουν βρεθεί από το διαδίκτυο και από συγκεκριμένες ιστοσελίδες των αντίστοιχων εταιριών τους. Στο τέλος του συγγράμματός μας παρατίθεται σχετική βιβλιογραφία του υλικού μας καθώς και οι ηλεκτρονικές σελίδες στις οποίες διατίθεται το υλικό που παραθέτουμε.

Τέλος, στέλνουμε θερμές ευχαριστίες σε όσους συνέβαλαν και βοήθησαν να ολοκληρώσουμε το σύγγραμμα και την υλοποίηση της κατασκευής μας. Αρχικά ευχαριστούμε τον εισηγητή μας κύριο Παπακώστα Δημήτριο για την συνεργασία, την ουσιαστική βοήθεια και το ενδιαφέρον που έδειξε απέναντι μας σε όλη τη διάρκεια της πτυχιακής μας καθώς και για τις πληροφορίες ή ιδέες του που ήταν χρήσιμες για την επιτυχή περάτωση της πτυχιακής εργασίας μας. Επίσης, ευχαριστούμε τον κύριο Μπιζόπουλο Αριστοτέλη για την άμεση συμβολή και κατανόηση που έδειξε απέναντι μας προκειμένου να χρησιμοποιήσουμε το εργαστήριο διδασκαλίας του για τις εργαστηριακές μετρήσεις μας στις εφαρμογές των κυκλωμάτων κάτι το οποίο μας βοήθησε να δοκιμάσουμε τη συσκευή και να παρατηρήσουμε εν τέλει την ορθή λειτουργία του. Αξίζει επίσης να ευχαριστήσουμε πολύ και την κυρία Νικολαΐδου που έχει το κατάστημα με τα Ηλεκτρονικά στον Ευκλείδη καθώς μας βοήθησε, σε συνεργασία με τον κύριο Παπακώστα, να πάρουμε όλα τα υλικά που θεωρήθηκαν απαιτούμενα για όλο το σύνολο της κατασκευής μας. Επίσης η συμβολή της κυρίας Νικολαΐδου ήταν αποτελεσματική καθώς, πέρα από το γεγονός ότι μας κατατόπισε πλήρως ώστε να ακολουθήσουμε τα στάδια για τη σωστή λειτουργία της κατασκευής, ήταν εξίσου εξυπηρετική όταν μας σύστησε κάποιο εργοστάσιο στη βιομηχανική περιοχή της Σίνδου για να μας εκτυπώσουν τα σχεδιαστικά κυκλώματα, σε πλακέτες αποχάλκωσης δύο όψεων όπου τις χρησιμοποιήσαμε στη κατασκευή.

*Θεσσαλονίκη, 06/2008*

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

## Εισαγωγή

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗΣ.....	4
ΜΕΤΑΦΡΑΣΗ ΕΙΣΑΓΩΓΗΣ-ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΣΕ ΑΓΓΛΙΚΗ ΓΛΩΣΣΑ.....	5

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>: ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ- *Analog Simulation Device (ASD)*

1.1 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ.....	6
1.2 ΕΞΩΤΕΡΙΚΗ—ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΔΟΜΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ.....	7
1.3 ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ.....	8
1.3.1 ΓΕΝΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ.....	8
1.3.2 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.....	8
1.3.3 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ.....	8
1.3.4 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ.....	9
1.3.5 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ XR2206 ΣΑΝ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ.....	9
1.3.6 ΑΡΙΣΤΗ ΡΥΘΜΙΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ.....	12
1.3.7 ΡΥΘΜΙΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.....	12
1.3.8 ΡΥΘΜΙΣΗ ΑΣΥΜΜΕΤΡΙΑΣ.....	13
1.4 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ.....	13
1.5 ΚΥΡΙΑ ΠΛΑΚΕΤΑ.....	15
1.6 ORCAD FAMILY RELEASE 9.2.....	17

## Κεφάλαιο 2<sup>ο</sup>: Ανάλυση κυκλωμάτων κύριας πλακέτας

2.1 ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	18
2.1.1 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ ΑΘΡΟΙΣΤΗ ΣΤΟ PSPICE- ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ.....	19
2.1.1.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ.....	19
2.1.1.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ.....	23
2.1.2.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ - ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	25
2.1.2.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	27
2.2 ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	28
2.2.1 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΥ ΣΤΟ PSPICE—ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΑ.....	29
2.2.1.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ - ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΔΙΑΦΟΡΑΣ.....	29
2.2.1.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ - ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΔΙΑΦΟΡΑΣ.....	32
2.2.2.1 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	33
2.2.2.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ.....	35
2.3 ΑΚΟΛΟΥΘΟΣ ΤΑΣΗΣ-ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ.....	36
2.3.1 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ <i>BUFFER</i> ΚΑΙ <i>ΣΥΓΚΡΙΤΗ</i> ΣΤΟ PSPICE-- ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ.....	37
2.3.1.1 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΑΚΟΛΟΥΘΟΣ ΤΑΣΗΣ.....	37
2.3.1.2 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ.....	39
2.3.1.3 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ.....	40

<b>2.4 ΠΕΡΙΟΡΙΣΤΗΣ-ΨΑΛΙΔΙΣΤΗΣ</b> .....	42
2.4.1 ΠΡΑΚΤΙΚΗ ΕΦΑΡΜΟΓΗ-ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ—1N4001.....	43
2.4.1.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-1N4001.....	43
2.4.1.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-1N4001.....	48
<b>2.5 ΔΙΒΑΘΜΙΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ ΤΑΣΗΣ ΣΕΙΡΑΣ</b> .....	51
2.5.1 ΓΕΝΙΚΗ ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	51
2.5.2 ΑΝΑΛΥΣΗ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ-ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ—ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΤΙΜΩΝ.....	51
2.5.3 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ (ΟΡΓΑΝΟΓΡΑΜΜΑΤΑ).....	60
2.5.4 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ BC107—ΕΝΕΡΓΟΣ ΠΕΡΙΟΧΗ—ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ.....	67
2.5.4.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ- BC107A.....	67
2.5.4.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ- BC107A.....	71
2.5.4.3 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕ ΘΕΩΡΙΑ ΚΑΙ PSPICE-ΕΞΑΓΩΓΗ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ.....	76
<b>2.6 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ MOSFET P-ΚΑΝΑΛΙΟΥ</b> .....	80
2.6.1 MOSFET BS250.....	82
2.6.1.1 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-BS250.....	82
<b>2.7 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ</b> .....	83
2.7.1 ΟΡΙΣΜΟΣ--ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ.....	83
2.7.2 ΙΔΑΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ.....	85
2.7.3 ΤΥΠΙΚΑ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΑ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ.....	85
2.7.4 ΜΕΛΕΤΗ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.....	87
<b>Κεφάλαιο 3<sup>ο</sup>: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ—         ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b> .....	88
<b>3.1 ΤΕΛΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</b> .....	88
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α</b> ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ.....	92
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β</b> ΛΙΣΤΑ ΥΛΙΚΩΝ.....	98
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ</b> ΦΙΛΜ-ΟΨΕΙΣ ΠΛΑΚΕΤΩΝ.....	104
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ</b> ΦΩΤΟΓΡΑΦΙΕΣ ΣΥΣΚΕΥΗΣ.....	110
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b> .....	116
INTERNET_SOURCES (ΠΗΓΕΣ).....	116
ΒΙΒΛΙΑ.....	117

# ΕΙΣΑΓΩΓΗ

**Σκοπός** είναι η υλοποίηση και παρουσίαση των βασικότερων αναλογικών ηλεκτρονικών διατάξεων. Συγκεκριμένα πραγματοποιήσαμε ανάλυση λειτουργίας διακριτών ηλεκτρονικών εξαρτημάτων, διαφόρων εταιριών και τύπων. Αρχικά πραγματοποιήθηκε σύγκριση σε dc μεγέθη των αντίστοιχων κυκλωμάτων, ανάμεσα στους θεωρητικούς υπολογισμούς, με αυτά που διαπιστώθηκαν στις πειραματικές μας μετρήσεις. Κατόπιν έγινε προσομοίωση των κυκλωμάτων αυτών στο λογισμικό PSpice του πακέτου Orcad Family Release 9.2, προς διαπίστωση της αξιοπιστίας των μετρήσεων μας συγκριτικά με το πειραματικό και θεωρητικό μέρος. Οι πειραματικές μετρήσεις υλοποιήθηκαν αποκλειστικά σε ράστερ με τη συμβολή πολυμέτρου, παλμογράφου, ενώ οι μετρήσεις προσομοίωσης υλοποιήθηκαν με τη συμβολή ηλεκτρονικού υπολογιστή (H/Y). Στο τέλος της ανάλυσης μας, βγάλαμε αποκλίσεις ποσοστιαίων σφαλμάτων σε κατάλληλα γραφήματα από σύγκριση όλων των μετρήσεων και διατυπώσαμε τα συμπεράσματα μας σχετικά με την ακρίβεια των μετρήσεων μας και την ορθότητα των αντίστοιχων σφαλμάτων σε κάθε κύκλωμα. Το τελικό αποτέλεσμα της υλοποίησης ήταν η ενοποίηση όλων των διατάξεων σε μια συσκευή κατάλληλη για επίδειξη και πειραματισμό.

Ξεκινήσαμε την ανάλυση με τους τελεστικούς ενισχυτές (TE) οι οποίοι ως ολοκληρωμένα κυκλώματα έχουν συγκεκριμένες ιδιότητες και ανάλογα με την εφαρμογή τους εκτελούν διάφορες λειτουργίες. Μερικά από τα χαρακτηριστικά που μετρήθηκαν είναι, ο ρυθμός ανόδου, η τάση κορεσμού εξόδου, εύρος ζώνης, εύρος ζώνης πλήρους ισχύος. Οι μετρούμενες συνδεσμολογίες είναι ο αναστρέφων και ο μη αναστρέφων ενισχυτής, ο αθροιστής, ο ενισχυτής διαφορών, ο απομονωτής και ο συγκριτής ενώ όλες οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με τον τελεστικό LM741.

Κατόπιν μελετήσαμε ως ημιαγωγό στοιχείο τη δίοδο πυριτίου και συγκεκριμένα την 1N4001. Οι εφαρμογές μας βρήκαν πεδίο στους περιοριστές-ψαλιδιστές και η βασική ανάλυση που έγινε, είναι η πραγματική πτώση τάσης επάνω στη δίοδο σε ορθή και ανάστροφη πόλωση.

Τέλος εξετάσαμε αφενός, τη λειτουργία διάταξης ενισχυτή δυο βαθμίδων με διπολικά τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή για την ορθή λειτουργία του, και αφετέρου, τη λειτουργία διακοπτικού τρανζίστορ MOSFET της κατηγορίας PMOS των FET, στο κόρο και αποκοπή. Το κύριο μέλημα για τον διβάθμιο ενισχυτή είναι η μελέτη της ενίσχυσης τάσης του με βρόχο και χωρίς βρόχο ανάδρασης, και για τη διάταξη του MOSFET, μελετήθηκε ο χρόνος καθυστέρησης κατά τη διακοπτική του λειτουργία.

## **INTRODUCTION**

The purpose of this dissertation is to introduce an implementation along with a presentation of the basic analogue electronic layouts. In particular, we have realized an analysis in the function of discernible electronic equipment, deriving from different firms and of different types. Initially the resultant outcomes from the theoretical estimations as well as the experimental measurements in dc dimension, subjected to a thorough contrast. Thereinafter, the circuits had been simulated by the Pspice software of the Orcad Family Release 9.2 pack in order to verify the credibility of the measures resulted from the experimental and theoretical part of the aforementioned procedure. The experimental measurements have been achieved with the use of a raster along with an oscilloscope and a multimeter while a personal computer was exclusively used over the computer simulation. Completing our analysis, we created the applicable graphs depicting divergences of percentage errors issued from a comparison among the measurements. We have posted our inferences referring to the accuracy of the measurements and the soundness of the detected errors in each circuit. The final outcome was a unification of all layouts in one single device suitable for both presentation and experimentation.

To start with, the analysis includes a presentation of operational amplifiers which, as integrated circuits, have specific features and operate according to their implementation. Among some of their features which have been estimated are slew rate (SR), saturation voltage of the output switch ( $V_{sat}$ ), bandwidth (BW) and full power bandwidth (FPBW). The configurations that were used over the procedure are: inverting and non inverting amplifier, summing amplifier, difference amplifier, voltage isolator (buffer) and comparator while all the measurements were realized with the use of the operational amplifier LM741. Furthermore, a rectifier diode was used as a surge suppressor (in particular 1N4001). The implementations were realized on restrictors/clippers and the primary part of our analysis was to detect the exact voltage drop which occurred at the terminals of the diode in right and reversed polarity.

Finally, we have tested the layout's operation of a two-stage amplifier with bipolar junction transistors within the active region in addition to recording the MOSFET's transistor function, PMOS of FET category. The focal point of the two-stage amplifier's study is to detect the enhancement of its voltage within or not feedback loop while in the MOSFET device we have recorded the delay over the switching operation.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>: ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΑΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ- *Analog Simulation Device (ASD)*

## 1.1 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ

Όπως και το όνομά της υπονοεί, πρόκειται να ασχοληθούμε με μια κατασκευή της οποίας ο σκοπός είναι η προσομοίωση διαφόρων αναλογικών κυκλωμάτων χαμηλής ισχύος. Αποτελείται από τρεις διαφορετικές πλακέτες: το τροφοδοτικό, την γεννήτρια συχνοτήτων και την κύρια πλακέτα. Η είσοδος της πλακέτας του τροφοδοτικού είναι ένας ενσωματωμένος μετασχηματιστής που προσφέρει δύο λήψεις στα 18 και 21V<sub>rms</sub> στα 40VA. Όπως είναι λοιπόν προφανές η συσκευή είναι πλήρως αυτόνομη, αφού το μόνο που έχει κανείς να κάνει είναι να την βάλει στην πρίζα, ώστε να είναι έτοιμη να λειτουργήσει.

Παραπάνω αναφέρθηκε ότι ο σκοπός της κατασκευής είναι η προσομοίωση αναλογικών κυκλωμάτων χαμηλής ισχύος και μάλιστα κάτω από διαφορετικές συνθήκες. Μπορεί να επιλεγθεί ένας αριθμός από διαφορετικά σήματα στις εισόδους της κυρίας πλακέτας, με διαφορετικά πλάτη και σε ποικίλλες συχνότητες. Στην συνέχεια μπορούν να επιλεγούν οι τοπολογίες που θα προσομοιωθούν. Η κύρια πλακέτα αποτελείται από κυκλώματα διόδων πυριτίου, τρανζίστορ(BJT και MOSFET) και TE. Η επιλογή για το οτιδήποτε, επιτυγχάνεται γεφυρώνοντας κάποιο σημείο με κάποιο άλλο κατάλληλο, με την συνδρομή της πληθώρας των connectors που διατίθενται από την κατασκευή. Βεβαίως για την υλοποίηση των βραχυκυκλωμάτων αυτών, είναι απολύτως απαραίτητη η ύπαρξη βραχυκυκλωτήρων. Η συσκευή προσφέρεται για σπουδαστικά κυρίως πειράματα καθώς και για επαγγελματικά, στην περίπτωση που κάποιος επιθυμεί να παρατηρήσει άμεσα λεπτομέρειες της συμπεριφοράς μιας αναλογικής συσκευής.

Οι πλακέτες φέρουν διαδρόμους μόνο στη μια όψη που είναι οι αγωγοί. Τα υλικά είναι αποκλειστικά αξονικά, δίχως υλικά επιφανειακής στήριξης (SMD). Οι πλακέτες είναι πακτωμένες σε μεταλλική βάση, με τοιχώματα στα άκρα και χωρίς οροφή. Οι βίδες που δένουν στην βάση είναι 4mm.

## 1.2 ΕΞΩΤΕΡΙΚΗ-ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Σχετικά με τη δομή που έχει η κατασκευή, όπως είπαμε είναι αυτόνομη και λειτουργεί όταν τη βάλουμε στη πρίζα. Ως εκ τούτου, όπως φαίνεται, αποτελείται από ένα διακόπτη **ON-OFF** που ελέγχει τη κατάσταση ενεργοποίησης και απενεργοποίησης της λειτουργίας της συσκευής. Επίσης τοποθετήσαμε στη δεξιά άκρη της συσκευής ένα αναλογικό όργανο βολτομέτρου όπου απεικονίζει τη μεταβλητή τάση **2-20V** που θα δίνουμε από τη γεννήτρια συχνοτήτων και τη μεταβολή αυτή θα ρυθμίζουμε από κατάλληλο ποτενσιόμετρο που υπάρχει στη πλακέτα της γεννήτριας και το οποίο φαίνεται και αναγράφεται εξωτερικά της κατασκευής. Η μεταβολή τιμών της τάσης αυτής απεικονίζεται αναλογικά μέσω μετατόπισης της βελόνας του οργάνου. Επίσης η κατασκευή διαθέτει ποτενσιόμετρα που είναι κατάλληλα για να ρυθμίσουν κάποια δεδομένα όπως: μεταβολές τιμών που υφίσταται η συχνότητα της γεννήτριας, μεταβολή ασυμμετρίας, παραμόρφωσης και πλάτους του σήματος, με τη δυνατότητα να επιλέγουμε το σήμα σε μορφή ημίτονου ή τριγώνου, ανάλογα με τη περίπτωση, και η τροποποίηση του από ημίτονο σε τρίγωνο ή αντίστροφα, μέσω μηχανικού διακόπτη της γεννήτριας, καθιστά τη παραμόρφωση του.

Επίσης υπάρχει ποτενσιόμετρο που ρυθμίζεται για την επιλογή τετραγωνικού παλμού και μεταβολή του πλάτους του.

Όλες αυτές οι ρυθμίσεις που γίνονται αναγράφονται σε κάθε ένα ποτενσιόμετρο με τις αντίστοιχες μεταβολές τους, ώστε να διευκολύνεται η δουλειά του χρήστη που θα το χρησιμοποιήσει χωρίς να του δημιουργήσει πρόβλημα στη χρήση του.

Τώρα, οι εφαρμογές μας γίνονται με μια ξεχωριστή πλακέτα που την τοποθετήσαμε εξωτερικά της κατασκευής προκειμένου να μπορούμε να κάνουμε οτιδήποτε επεμβάσεις θέλουμε σχετικά με τις εφαρμογές των διαφόρων κυκλωμάτων που έχουμε μελετήσει. Αυτή η πλακέτα που περιέχει τα κυκλώματα που παραθέτουμε για μελέτη και περιγραφή στις παρακάτω ενότητες, την ονομάζουμε βασική ή κύρια πλακέτα καθώς αποτελεί το “κλειδί” για τη λειτουργία και δομή της κατασκευής μας.

Από εκεί και πέρα, η σύνδεση αυτής της κύριας πλακέτας γίνεται μέσω ποικίλων καλωδιώσεων, με άλλες δυο πλακέτες που βρίσκονται ενσωματωμένες εντός της κατασκευής και οι οποίες συγκροτούν τις εναλλακτικές λειτουργίες που υπάρχουν στα πλαίσια της κατασκευής. Οι πλακέτες αυτές είναι: η γεννήτρια συχνοτήτων, που συμβάλλει στις ρυθμίσεις που θέλουμε να κάνουμε μέσω των ποτενσιομέτρων που διαθέτει, για διαφορετική λειτουργία του καθενός όπως προαναφέραμε, και η πλακέτα του τροφοδοτικού που θα είναι σε θέση να τροφοδοτεί τη βασική πλακέτα και γενικά όλο το σύστημα της κατασκευής, με απώτερο στόχο, να γίνουν με επιτυχία οι εφαρμογές που θα δίνει και θα εκτελεί ο χρήστης.

Τέλος, για την ομαλότερη λειτουργία και αποφυγή βλαβών της κατασκευής, ενσωματώνουμε στο εσωτερικό της και έναν μετασχηματιστή με δυο λήψεις στην έξοδο, γείωση στη μεσαία λήψη και μια λήψη στην είσοδο που είναι η τάση που θα παίρνει από το δίκτυο και με κατάλληλες προδιαγραφές τιμών που απαιτούνται να έχει ώστε να μην επηρεάζει τη λειτουργικότητα της κατασκευής. Έτσι στο πίσω μέρος της, τοποθετήσαμε και μια υποδοχή για το καλώδιο της τροφοδοσίας, ώστε το ένα άκρο του βύσματος να μπαίνει στην υποδοχή και το άλλο άκρο του στη πρίζα. Όλα όσα αναφέραμε παραπάνω σχετικά με τα τμήματα και το περιεχόμενο της κατασκευής, αναλύονται παρακάτω λεπτομερώς, το καθένα ξεχωριστά.

### **1.3 ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ**

Ο πυρήνας λειτουργίας της γεννήτριας συχνοτήτων βασίζεται αποκλειστικά στο ολοκληρωμένο XR2206 της εταιρίας EXAR. Παρακάτω δίνουμε μια λεπτομερή περιγραφή του ολοκληρωμένου που θα καλύπτει όλες τις παραμέτρους λειτουργίας του και θα μας βοηθήσει έτσι να κατανοήσουμε καλύτερα τον τρόπο λειτουργίας του στο γενικό κύκλωμα.

**XR-2206.** Μονολιθική γεννήτρια συναρτήσεων

#### **1.3.1 ΓΕΝΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ**

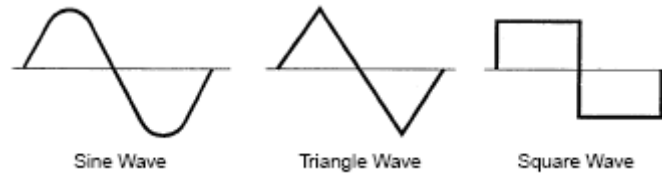
Το XR-2206 είναι μια μονολιθική γεννήτρια συναρτήσεων που συμπεριλαμβάνεται σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα ικανό για τη παραγωγή υψηλής ποιότητας κυματομορφών ημιτονικών, τετραγωνικών, τριγωνικών, ράμπας και παλμών υψηλής σταθερότητας και ακρίβειας.

Η κυματομορφή εξόδου μπορεί να διαμορφωθεί κατά πλάτος (AM) και κατά συχνότητα (FM) από μια εξωτερική τάση. Η συχνότητα λειτουργίας μπορεί να επιλεγεί εξωτερικά σε ένα εύρος συχνοτήτων από 0,01 Hz έως και 1 MHz.



Το ολοκληρωμένο αυτό είναι ιδανικά κατασκευασμένο για κυκλώματα τηλεπικοινωνιών, σε διάφορα όργανα μετρήσεων και ειδικά για εφαρμογές σε γεννήτριες συναρτήσεων

Τα τρία βασικά είδη κυματομορφών που παράγει η γεννήτρια φαίνονται παρακάτω:



### 1.3.2 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

- Μεγάλο εύρος τάσης τροφοδοσίας 10-26 V
- Ρεύμα τροφοδοσίας 14-20 mA
- Μέγιστη συχνότητα λειτουργίας 0.5-1MHz
- Ελάχιστη συχνότητα λειτουργίας 0.001 Hz
- Σταθερότητα συχνότητας από θερμοκρασία +20ppm/C
- Γραμμική διαμόρφωση πλάτους και συμβατότητα με κυκλώματα TTL
- Προτεινόμενος πυκνωτής χρονισμού 0.001-100μF
- Προτεινόμενες αντιστάσεις χρονισμού 1-2.000 KΩ
- Χαρακτηριστική αντίσταση εξόδου 600Ω
- Μικρή παραμόρφωση στο ημιτονικό σήμα 0.5%

### 1.3.3 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

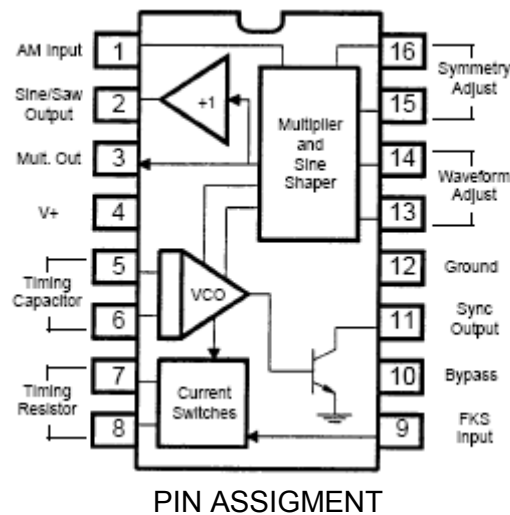
- a) Γεννήτρια κυματομορφών
- b) Γεννήτρια παλμών
- c) AM/ FM Γεννήτρια
- d) Μετατροπέας από τάση σε συχνότητα (V/F)
- e) Γεννήτρια FSK

### 1.3.4 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Στο παρακάτω σχήμα 1 βλέπουμε το εσωτερικό μπλοκ διάγραμμα λειτουργίας του **XR-2206**.

Αυτό αποτελείται από τέσσερα λειτουργικά τμήματα που είναι τα εξής:

- 1) Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (V.C.O.)
- 2) Αναλογικός πολλαπλασιαστής και διαμορφωτής ημιτόνου
- 3) Μονάδα κέρδους με ένας απομονωτή ενισχυτή
- 4) Διακόπτες ρεύματος



**Σχήμα 1.** Το εσωτερικό διάγραμμα του XR-2206

Με βάση το παραπάνω διάγραμμα της γεννήτριας, θα εξηγήσουμε τη λειτουργικότητα του κάθε τμήματος που υπάρχει με τις συνδέσεις του.

→ Η μονάδα ταλαντωτή V.C.O, παράγει στην έξοδο μια συχνότητα ανάλογη του ρεύματος εισόδου, το οποίο ρυθμίζεται από μια αντίσταση η οποία είναι συνδεδεμένη στους ακροδέκτες χρονισμού και στη γείωση.

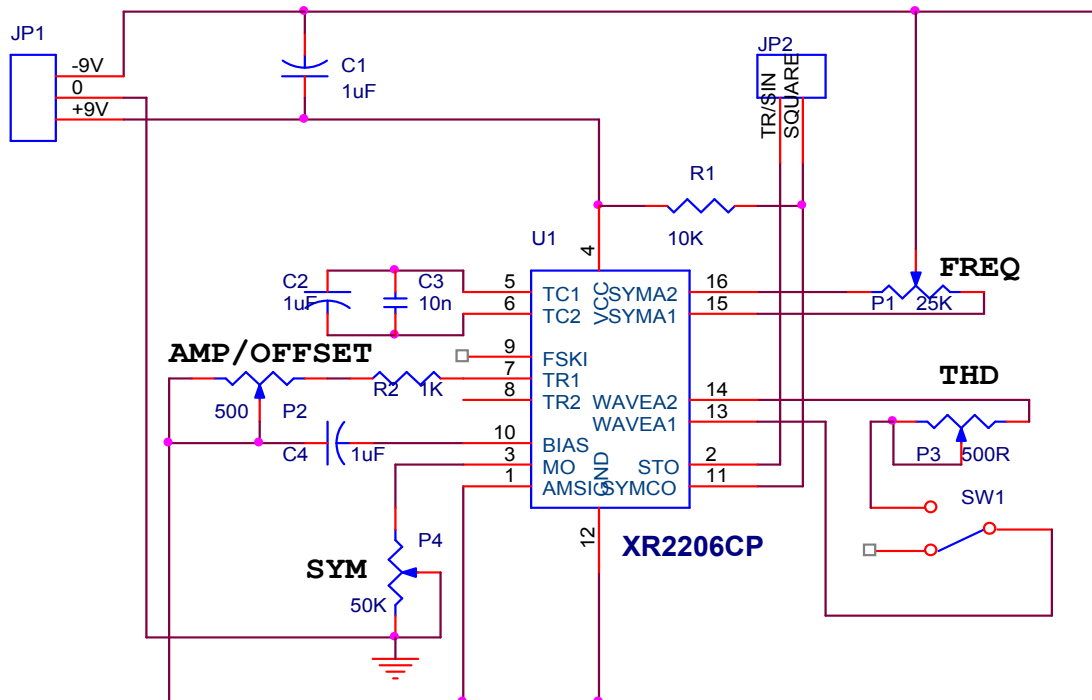
→ Ο ταλαντωτής του ολοκληρωμένου παρέχει μόνο ημιτονικές και τριγωνικές κυματομορφές. Η συχνότητα ρυθμίζεται μέσω των ακιδών 7 και 8 που χρησιμοποιούνται για να ορίσουν τα ρεύματα φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή ο οποίος συνδέεται μεταξύ των ακιδών 5 και 6.

→ Επίσης υπάρχει ένας μετατροπέας ο οποίος μετατρέπει το τριγωνικό σήμα και το σχηματίζει σε ημιτονικό. Το πλάτος(από ακίδες 1 και 3) μεταβάλλεται με τη χρήση του πολλαπλασιαστή. Τα σημεία ρύθμισης 15/16 και 13/14 συνδέονται στον μετατροπέα ημιτόνου.

### **1.3.5 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ XR2206 ΣΑΝ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ**

Όπως είπαμε το κύκλωμα της γεννήτριας μας με το ολοκληρωμένο παράγει τρεις κυματομορφές οι οποίες δεν θα είναι τελείως βελτιωμένες αλλά θα παρουσιάσουν κάποιες τυπικές αιχμές(spikes) στις άνω και κάτω κορυφές τους. Αυτό θα γίνεται ανάλογα με τη ρύθμιση που θα κάνουμε στο τρίμερ που θα είναι κατάλληλο για τη ρύθμιση του πλάτους των κυματομορφών και θα εμφανίζει τα αντίστοιχα spikes. Η σχεδίαση της γεννήτριας που κάναμε στο σχεδιαστικό πρόγραμμα του CAD, το Capture, εικονίζεται στο παρακάτω σχήμα 1:

# FUNCTION | GENERATOR



**Σχήμα 1.** Σχηματικό διάγραμμα της XR-2206



ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΕΠΑΝΩ ΟΨΗΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

Η χρησιμοποίηση ενός ειδικού ολοκληρωμένου κυκλώματος σε κάποιο κύκλωμα σημαίνει αυτόματα τη μείωση ενός σημαντικού αριθμού εξαρτημάτων. Αυτό συμβαίνει διότι υπάρχει μεγάλο πλήθος διατάξεων από ημιαγωγούς μέσα σε ένα "μαύρο κουτί" και μερικές φορές αυτό το πλήθος έχει ακριβώς την επιθυμητή συνδεσμολογία για μια συγκεκριμένη εφαρμογή. Αυτό συμβαίνει και στην περίπτωση του XR-2206 που χρησιμοποιείται για τη λειτουργία της γεννήτριας μας όπου περιγράφεται παρακάτω.

Γενικότερα, η λειτουργία της γεννήτριας συχνοτήτων που βασίζεται στο θρυλικό ολοκληρωμένο XR2206, υστερεί συνήθως από μερικά ελαττώματα γνωστά στους κατασκευαστές.

Συγκεκριμένα κάποιο από τα βασικά ελαττώματα τους είναι ότι, ενώ αφενός παρουσιάζουν ακανόνιστες αιχμές τάσης στις κορυφές των ημιτονικών και τριγωνικών κυματομορφών, αφετέρου αυτές οι δύο κυματομορφές τείνουν να εξομοιωθούν μετά από τα 100 KHz. Κατά συνέπεια, το πλάτος θα ελαττώνεται βαθμιαία και η κλίμακα συχνοτήτων δεν θα είναι σωστή για τις ασύμμετρες κυματομορφές (πριονωτές και τετραγωνικές-παλμικές). Ιδιαίτερα, οι πριονωτές θα μοιάζουν περισσότερο με ασύμμετρες τριγωνικές.

Με εξαίρεση των παραπάνω, το ολοκληρωμένο κύκλωμα θα λειτουργεί σωστά και ένας από τους σκοπούς της γεννήτριας μας είναι να καταπολεμήσει τα μειονεκτήματα που αναφέραμε παραπάνω.

Όπως φαίνεται στο διάγραμμα του σχήματος 1 της γεννήτριας, υπάρχει μια μεταβλητή αντίσταση P2 συνδεδεμένη στην ακίδα 7 σε σειρά με την R2=1KΩ, η οποία ουσιαστικά λειτουργεί σαν ποτενσιόμετρο και μας δίνει την επιθυμητή συχνότητα στην έξοδο.

Η αρμονική παραμόρφωση του ημιτονικού σήματος μπορεί να μειωθεί ως και 0.5% με πρόσθετες ρυθμίσεις των ποτενσιομέτρων P3 και P4. Έτσι το ποτενσιόμετρο P3 ρυθμίζει το σχήμα του ημιτονικού σήματος και το P4 προσδίνει την άριστη ρύθμιση για τη συμμετρία της κυματομορφής. Η διαδικασία γίνεται ως εξής :

1. Τοποθετούμε το P4 στη μέση της διαδρομής του και ρυθμίζουμε το P3 για ελάχιστη παραμόρφωση.
2. Με το P3 τοποθετημένο όπως παραπάνω ρυθμίζουμε τώρα το P4 για ακόμα ελάχιστη παραμόρφωση.

Το κύκλωμα αυτό μπορούμε να το μετατρέψουμε σε γεννήτρια τριγωνικού κύματος μέσω ενός μηχανικού διακόπτη SW1 ο οποίος χρησιμοποιείται στη πλακέτα μας έχοντας τη δυνατότητα μετακίνησης του σε 2 θέσεις, ανάλογα με την επιλογή ημιτόνου ή τριγώνου που θέλουμε να κάνουμε στη μια από τις δύο εξόδους. Έτσι όταν είναι στη θέση 1 μας δίνει τριγωνικό κύμα ενώ στη θέση 2 μετατρέπεται σε γεννήτρια τετραγωνικού κύματος. Οι εξάρσεις σε τριγωνικές και ημιτονικές κυματομορφές οφείλονται παρακάτω:

Η κύρια αιτία βρίσκεται στο τμήμα του κυκλώματος που συνδέεται στις ακίδες 13 και 14 (ρύθμιση κυματομορφής). Αυτή η αιτία προκύπτει καθώς στο εσωτερικό του ολοκληρωμένου αυτές οι ακίδες συνδέονται σε ένα διαφορικό ενισχυτή που σχηματίζει ημιτονικό σήμα από τριγωνικό. Ακόμα και το παραμικρό χωρητικό φορτίο στις ακίδες 13 και 14 μπορεί να προκαλέσει την εμφάνιση αιχμών τάσης στο σήμα. Η χωρητικότητα αυτή μπορεί να οφείλεται είτε στις αγώγιμες λωρίδες της πλακέτας είτε σε ένα σύρμα μικρού μήκους.

Η πιο καλή λύση είναι η διατήρηση μικρών μηκών καλωδίου στις ακίδες 13, 14 και εξαιρετικά μικρών μηκών νησίδων χαλκού στο τυπωμένο μεταξύ των ακιδών του ολοκληρωμένου του μηχανικού διακόπτη SW1 και της προρυθμιζόμενης αντίστασης P3.

Άλλη μια αιτία των αιχμών είναι το γεγονός ότι το XR2206 αποτελείται από γεννήτρια τετραγωνικών και τριγωνικών παλμών που ακολουθείται από μετατροπέα τριγωνικού σήματος σε ημιτονικό.

Τα απότομα μέτωπα του τετραγωνικού σήματος προκαλούν ζημιά και στις άλλες κυματομορφές και γι'αυτό: **είναι προτιμότερο να μην έχουμε ασύμμετρα σήματα.**

Επειδή βλέπουμε στο σχήμα ότι η έξοδος του ημιτονικού-τριγωνικού σήματος (ακίδα 2) είναι βραχυκυκλωμένη και δε συνδέεται μέσω αντίστασης στη γραμμή θετικής τροφοδοσίας των +9V(ακίδα 4), σημαίνει ότι η ημιτονική κυματομορφή θα είναι απόλυτα καθαρή χωρίς αιχμές. Αντιθέτως η έξοδος του τετραγωνικού παλμού (ακίδα 11) συνδέεται με αντίσταση  $R1=10K\Omega$  στην ακίδα 4 των +9V όπως φαίνεται στο σχήμα και αυτό σημαίνει ότι οι αιχμές θα επανεμφανίζονται περισσότερο στην επιλογή του τετραγώνου.

Ο συνδυασμός του τετραγωνικού σήματος και απαραμόρφωτου ημιτονικού που γίνεται στην ίδια πλακέτα της γεννήτριας με επιλογή του διακόπτη στη θέση 2 και 1 αντίστοιχα, είναι εφικτός μόνο αν η τάση εξόδου του τετραγωνικού παλμού στην ακίδα 11 διατηρείται σε χαμηλή D.C στάθμη ώστε η έξοδος να μη παραμορφώνεται.

**Σημείωση:** Όπως φαίνεται στο κύκλωμα της γεννήτριας υπάρχει μια σταθερή αντίσταση  $R2=1K\Omega$  στην ακίδα 7 του ολοκληρωμένου. Η μόνη αλλαγή που κάνουμε είναι να την αλλάξουμε σε μεταβλητή ώστε να μπορέσουμε να πάρουμε μεταβλητό τετραγωνικό παλμό, διαφορετικά μας δίνει ένα σταθερό πλάτος στα 22Vp-p χωρίς να το μεταβάλλει και μεταβάλλει μόνο τα πλάτη του ημιτονικού και τριγωνικού κύματος.

Ρυθμίζοντας το τρίμμερ **P1** στα **500K** παίρνουμε συχνότητες από **4,5KHZ** ως **500KHZ**.

Έτσι τα όρια μεταβολής της εξόδου για τις 3 κυματομορφές αναφέρονται παρακάτω:

- Για το τριγωνικό σήμα : είναι **12Vp-p** το μέγιστο απαραμόρφωτο και **20mV** το ελάχιστο(θορυβώδες)
- Για το ημιτονικό σήμα : **12Vp-p** το μέγιστο απαραμόρφωτο πλάτος εξόδου και **20mV** το ελάχιστο όπου εμφανίζεται θορυβώδες.
- Για τον τετραγωνικό παλμό (με D.C 50% σταθερό και μεταβλητή αντίσταση  $R2$  έχουμε) : μέγιστο πλάτος εξόδου **17Vp-p**(παραπάνω παραμορφώνει στα θετικά) και ελάχιστο **20mV** το οποίο εμφανίζει έντονα spike.

### **1.3.6 ΑΡΙΣΤΗ ΡΥΘΜΙΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ**

Αν παρατηρήσουμε το κύκλωμα της γεννήτριας στο σχήμα 1, βλέπουμε πως ο έλεγχος της D.C στάθμης εξόδου(OFFSET) γίνεται από το ποτενσιόμετρο P2.Η D.C.τάση στην έξοδο (ακίδα 2 του ολοκληρωμένου) προσεγγιστικά είναι ίδια με την D.C τάση πόλωσης της ακίδας 7 του XR2206. Η ακίδα 7 είναι πολωμένη ανάμεσα στη τάση τροφοδοσίας V(+) και της γείωσης και έτσι παίρνουμε μια τάση στην έξοδο περίπου ίση με το μισό της τάσης τροφοδοσίας. Δηλαδή ( $V_o=V(+)/2$ ). Έτσι η ρύθμιση του πλάτους και της D.C. στάθμης(offset) γίνεται από το P2 στην ακίδα 7.

### **1.3.7 ΡΥΘΜΙΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ**

Το κύκλωμα του σχήματος 1 χρησιμοποιεί μια μεταβαλλόμενη αντίσταση P1 για την επιλογή της επιθυμητής συχνότητας.

Κατά αυτό τον τρόπο η συχνότητα δεν επηρεάζεται πολύ από τις μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας. Από τη σχέση μεταξύ τιμής αντίστασης (θέση του δρομέα) και συχνότητας προκύπτει ότι για γραμμική μεταβολή της συχνότητας πρέπει να μεταβάλλεται η τάση στην ακίδα 7 παρά η αντίσταση R2=10KΩ.

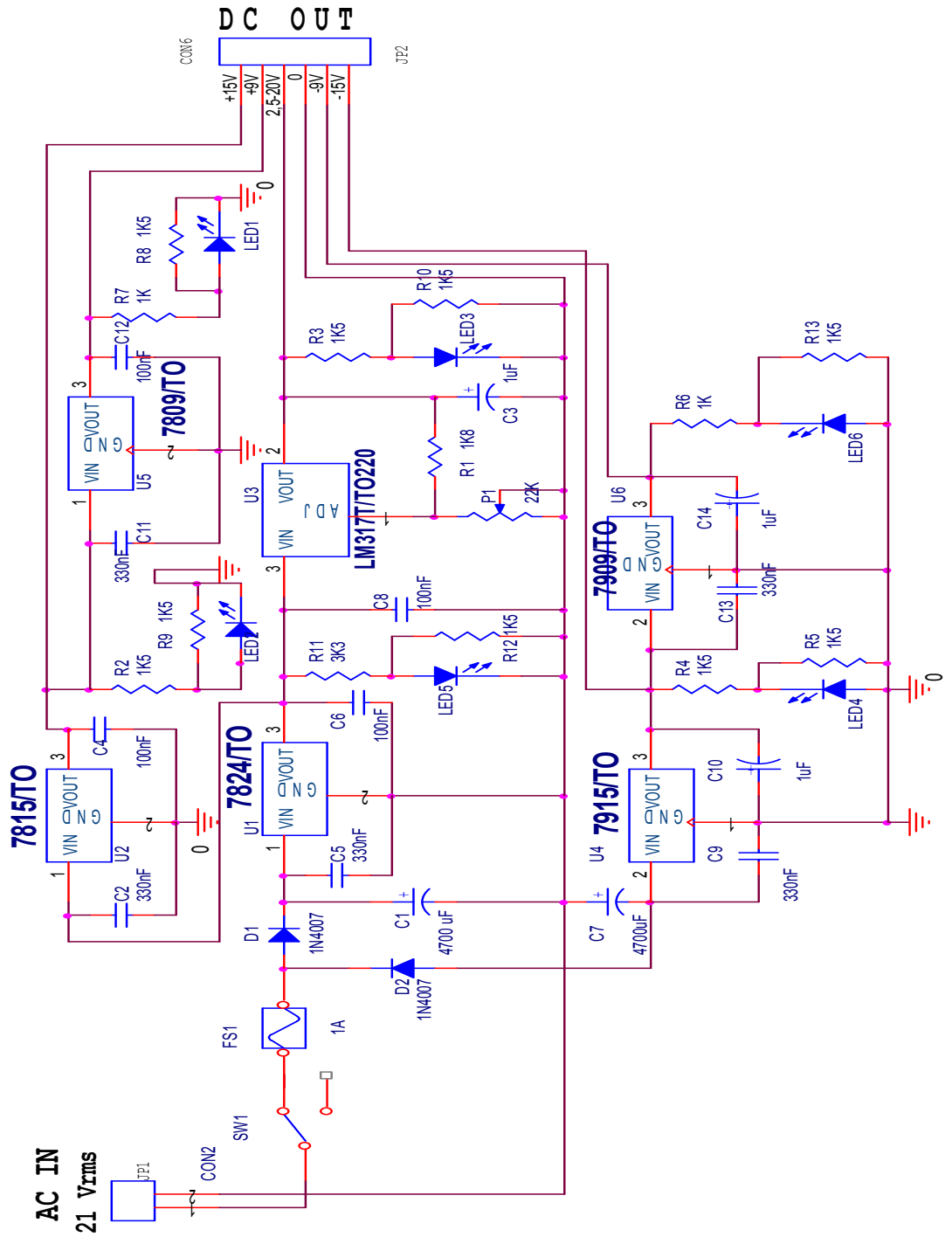
### **1.3.8 ΡΥΘΜΙΣΗ ΑΣΥΜΜΕΤΡΙΑΣ**

Επίσης αξίζει να αναφέρουμε την ιδιαίτερη ικανότητα του 2206 να παράγει ασύμμετρες κυματομορφές. Μέσω του τρίμμερ P4 ρυθμίζεται η συμμετρία και η μη συμμετρία των σημάτων και αυτό γίνεται αφού ενεργοποιηθούν οι σταθερές χρόνου για την ασύμμετρη τριγωνική και παλμική κυματομορφή.

Συνεπώς όπως έγινε αντιληπτό, ως προς τη σταθερότητα των κυματομορφών και του πλάτους για συχνότητα πάνω από 100 KHz υπάρχει μια μόνο παραδεκτή λύση: **η περιοχή συχνοτήτων δε πρέπει να υπερβαίνει τα 100 KHz.**

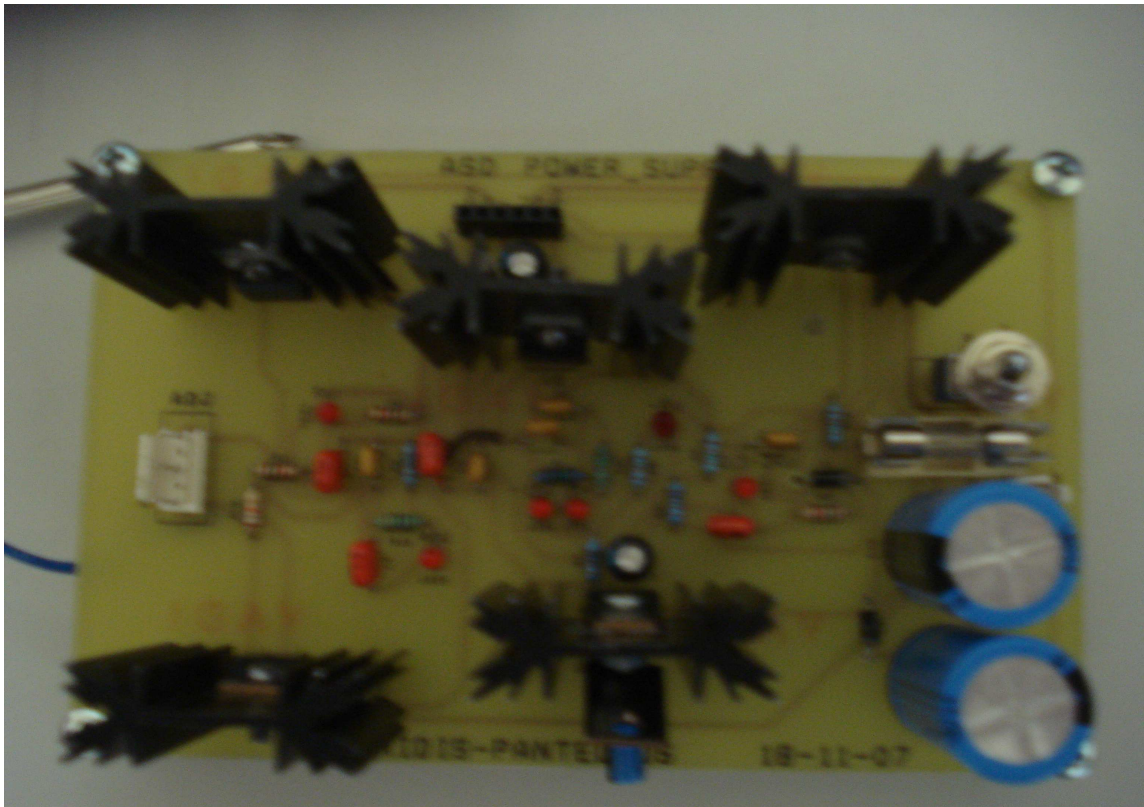
## **1.4 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ**

Το τροφοδοτικό έχει ως είσοδο τον μετασχηματιστή και προσφέρει τέσσερις εξόδους στα -15V, -9V, +15V, +9V και μία μεταβλητή (adj) από 1.5 έως 20V. Οι εξοδοί στα ±15V τροφοδοτούν τους ΤΕ, η +15V τα τρανζίστορ, τα ±9V την γεννήτρια συχνοτήτων και όλες οι προηγούμενες μαζί με την εναπομείνασα μεταβλητή έξοδο, προσφέρονται προς γενική χρήση. Η μεταβλητή έξοδος έχει ικανότητα οδήγησης 1.5A που προσφέρεται από το ολοκληρωμένο LM317, του οποίου το datasheet μαζί με όλα τα υπόλοιπα της κατασκευής δίνονται στο παράρτημα Α. Η μεταβολή της τάσεως ρυθμίζεται από το τρίμμερ P1 σε συνδεσμολογία ροοστάτη. Τα +15V παρέχονται από τον σταθεροποιητή θετικής τάσεως 7815 και τα -15V από τον αντίστοιχο σταθεροποιητή αρνητικής τάσεως 7915, με ικανότητα οδήγησης 1A το καθένα. Τα 7809 και 7909 παρέχουν τα +9 και τα -9V αντίστοιχα, με χαρακτηριστικά λειτουργίας παρόμοια με τα 7815 και 7915. Όλα τα παραπάνω ολοκληρωμένα βρίσκονται στερεωμένα σε ψήκτρες τύπου SK104 25mm, έτσι ώστε να προσφέρουν ικανοποιητικά χαρακτηριστικά λειτουργίας και κάτω από υψηλές θερμοκρασίες. Ο μηχανικός διακόπτης SW1 που προσφέρεται από την πλακέτα είναι διακόπτης ON-OFF ο οποίος βγάζει έξω και τις τρεις πλακέτες, σε περίπτωση που βρίσκεται στην θέση OFF. Οι διάδρομοι ισχύος του τροφοδοτικού έχουν πάχος 1.5mm, οι διάδρομοι γης 2mm και οι διάδρομοι ασθενών σημάτων 30 thou (1 thou=1/1000 της ίντσας και 1 ίντσα=2.54mm). Το σχηματικό του τροφοδοτικού που δημιουργήσαμε στο capture του Orcad φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 1:



**Σχήμα 1**





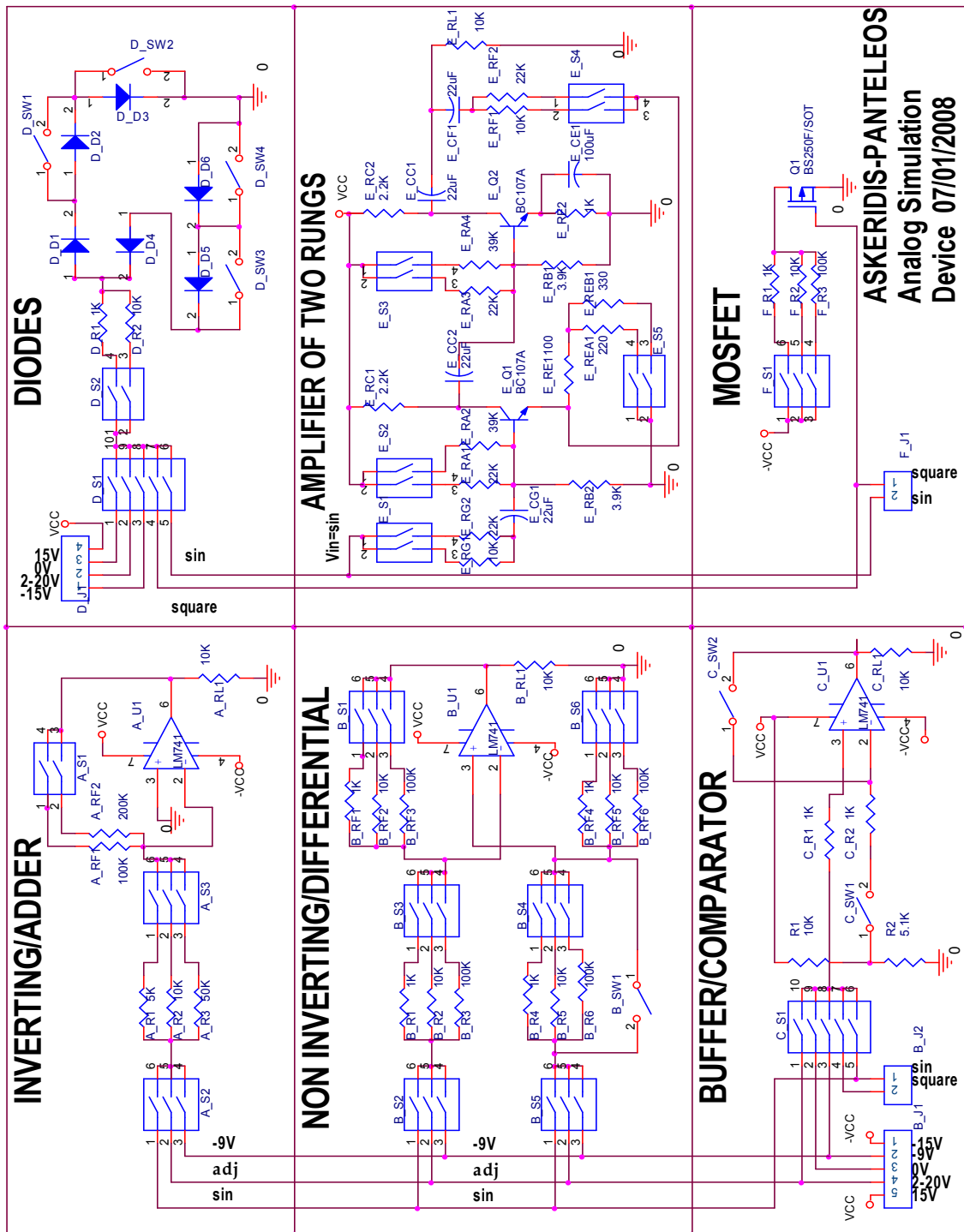
ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΕΠΑΝΩ ΟΨΗΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ

### 1.5 ΚΥΡΙΑ ΠΛΑΚΕΤΑ

Αποτελείται από έξι ανεξάρτητα μεταξύ τους κυκλώματα. Το κάθε κύκλωμα μπορεί να αποδώσει από δύο έως και ποικίλες τοπολογίες, ανάλογα με τους διακόπτες που θα επιλεγούν. Τρία από τα βασικά κυκλώματα περιέχουν ΤΕ, τα δύο περιέχουν τρανζίστορ (το ένα κύκλωμα είναι διβάθμιος ενισχυτής με δύο διπολικά ΒJT ενώ το άλλο είναι τρανζίστορ MOSFET P-channel τεχνολογίας CMOS ) και το τελευταίο κύκλωμα περιέχει διόδους πυριτίου με τη λειτουργία του ως περιοριστής-ψαλιδιστής. Οι τελεστικοί είναι οι γενικής χρήσης LM741, τα διπολικά τρανζίστορ (BC107A), το P-MOSFET (BS250), και οι διόδοι πυριτίου 1N4007, συσκευές δηλαδή που χρησιμοποιήθηκαν στις μετρήσεις μας. Οι ΤΕ μπορούν να αλλαχτούν εύκολα, αφού είναι τοποθετημένοι επάνω σε βάσεις. Αρκεί να υπάρχει συμβατότητα στα ποδαράκια του ΤΕ που θα τοποθετηθεί στην βάση, με αυτά του 741. Οι διόδοι δεν μπορούν να αλλαχτούν, εκτός εάν αποκολληθούν με κολλητήρι και κολληθούν στην θέση τους άλλα.. Συνεπώς καθίσταται εφικτή η μελέτη οποιασδήποτε αναλογικής συσκευής. Βεβαίως είναι φανερό ότι αν χρησιμοποιηθούν εξωτερικά στοιχεία, θα πρέπει να αποκολληθούν τα ήδη υπάρχοντα.

Το σχεδιαστικό κύκλωμα ολόκληρης της κύριας πλακέτας με τα επιμέρους κυκλώματα που περιέχει φαίνεται στο παρακάτω σχήμα1:





Σχήμα 1: Σχεδιαστικό διάγραμμα της κύριας πλακέτας



ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΕΠΑΝΩ ΟΨΗΣ ΚΥΡΙΑΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ

## 1.6 ORCAD FAMILY RELEASE 9.2

Το συγκεκριμένο λογισμικό πακέτο θεωρείται το πιο ολοκληρωμένο, ίσως, στον τομέα της σχεδίασης των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Το μεγάλο του πλεονέκτημα είναι ότι, δεν αντιμετωπίζει το κύκλωμα απλά ως ένα σχέδιο, αλλά μας δίνει τη δυνατότητα να μελετήσουμε τα εμπλεκόμενα μεγέθη (τάση, ρεύμα, ισχύς).

Υποδιαιρείται σε τρία λογισμικά: το Capture, το PSpice και το Layout Plus. Στο Capture πραγματοποιείται το ηλεκτρονικό σχέδιο, στο PSpice προσομοιώνεται η λειτουργία του κυκλώματος, ενώ στο Layout Plus σχεδιάζεται το αντίστοιχο PCB (το συγκεκριμένο software είναι μακριά από το αντικείμενο της παρούσας μελέτης). Συνεπώς καθίσταται σαφές ότι παρέχεται πλήρης ευελιξία από τη σχεδίαση, μέχρι και την εφαρμογή (κυρίως λόγω της εμπλοκής του PSpice).

Όπως σε όλα τα σύγχρονα τεχνικά προγράμματα αυτού του είδους, έτσι και το συγκεκριμένο βασίζει τη δομή του στη δημιουργία project, μέσα στο οποίο μπορούμε να δημιουργήσουμε τα files της αρεσκείας μας. Όλα τα files που χρησιμοποιούνται στην παρούσα εργασία είναι της μορφής "Analog Or Mixed A/D", αφού τα κυκλώματα που πραγματοποιήθηκαν ήταν αποκλειστικά αναλογικά. Τα αρχεία που χρησιμοποιούνται για τη σχεδίαση είναι τα λεγόμενα "Schematic".

Χονδρικά θα μπορούσαμε να πούμε ότι η γραμμή εντολών "Place" του Capture, είναι αυτή που χρησιμοποιείται κατά κόρον. Από εκεί μπορούν να σχεδιαστούν σχήματα (ευθείες, κύκλοι κλπ), να τοποθετηθεί καλώδιο (wire), αλλά και τροφοδοσία και γείωση, προστρέχοντας στις αντίστοιχες βιβλιοθήκες για την επιλογή τους. Στις διάφορες βιβλιοθήκες βρίσκονται και όλα τα υπόλοιπα στοιχεία που χρειάζονται στο σχεδιαστή: από τα απλούστερα ηλεκτρικά (αντιστάσεις, πυκνωτές), ηλεκτρονικά (δίοδοι, τρανζίστορ και τελεστικοί ενισχυτές

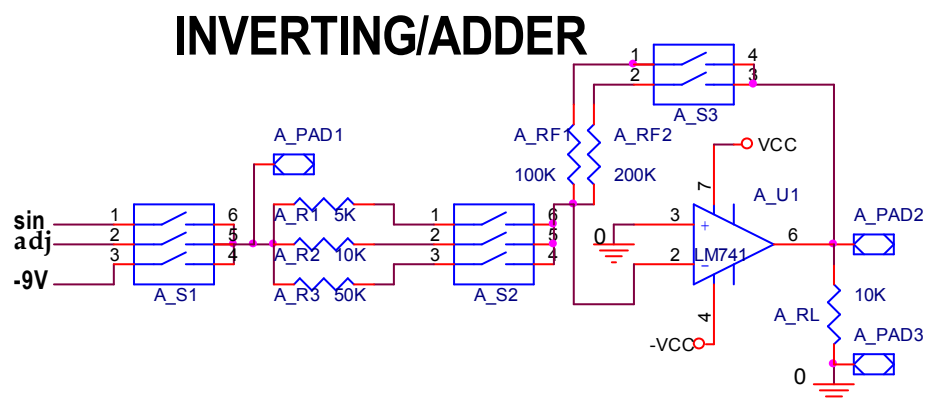
διαφόρων τύπων), έως και πάσης φύσεως ολοκληρωμένα κυκλώματα (αναλογικά και ψηφιακά), τα οποία δεν χρησιμοποιούνται στην εργασία αυτήν (εκτός από TE).

Όταν η σχεδίαση του κυκλώματος ολοκληρωθεί, τη σκυτάλη λαμβάνει το PSpice. Καταρχήν θα πρέπει να δημιουργηθεί το κατάλληλο Simulation Profile, επιλέγοντας το μέγεθος στον οριζόντιο άξονα του εξαγόμενου γραφήματος. Θα μπορούσε να είναι χρόνος (χρονική απόκριση) ή τάση (εξαγωγή συναρτήσεων μεταφοράς ή γραφημάτων ρεύματος-τάσης). Η ανάλυση στην τελευταία περίπτωση μπορεί να είναι είτε DC, είτε AC. Φυσικά υπάρχει και η δυνατότητα ρύθμισης του εύρους τιμών των δύο αξόνων. Τρέχοντας, λοιπόν, το σχεδιασμένο στο Capture κύκλωμα (με το μπουτόν simulation) και εφόσον δεν περιέχει σφάλματα τα οποία πρέπει να διορθωθούν (το λογισμικό διαθέτει μηνύματα για warnings και errors), ανοίγει αυτόματα το παράθυρο του PSpice. Εκεί είμαστε σε θέση να παρατηρήσουμε οποιαδήποτε από τα προαναφερθέντα γραφήματα, διαθέτοντας και κάποια εξειδικευμένα εργαλεία όπως η παρατήρηση τιμών σε συγκεκριμένα σημεία της γραφικής παράστασης ή η παράλληλη εμφάνιση πολλαπλών γραφημάτων τάσεως, ρεύματος και ισχύος σε σχέση είτε με το χρόνο, είτε με κάποια τάση αναφοράς η οποία έχει επιλεγεί (πχ τάση εισόδου).

## Κεφάλαιο 2<sup>ο</sup>: Ανάλυση κυκλωμάτων κύριας πλακέτας— Εισαγωγή στους Τελεστικούς

### 2.1 ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Το κύκλωμα με τον πρώτο TE μπορεί να μας αποδώσει σαν δύο διαφορετικά κυκλώματα: την αναστρέφουσα συνδεσμολογία ενός TE και τη συνδεσμολογία ενός αθροιστή ενισχυτή και η συνένωση και των δύο μας δίνει τη τελική συνδεσμολογία του TE ως αναστρέφων αθροιστής. Η συνδεσμολογία αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 1 όπως προέκυψε από το σχεδιαστικό πρόγραμμα του Orcad, το capture και είναι:



Σχήμα 1

Στη παραπάνω συνδεσμολογία βλέπουμε ένα διακόπτη S1 έξι θέσεων εκ των οποίων οι τρεις θέσεις 4,5,6 είναι συνδεδεμένες με το υπόλοιπο κύκλωμα και οι θέσεις 1,2,3 αποτελούν τους ακροδέκτες εισόδου με τους οποίους για κάθε μια από τις 3 αυτές θέσεις του S1 θα επιλέγονται ανάλογα τα τρία παρακάτω σήματα:

Στο άκρο 1 του S1, δηλαδή όταν ο διακόπτης είναι στη θέση 1, επιλέγεται το ημιτονικό σήμα **sin**. Στο άκρο 2, όταν ο S1 είναι στη θέση 2, επιλέγουμε μια μεταβλητή έξοδο **adj:2-20V** η οποία ρυθμίζεται κατάλληλα από το ποτενσιόμετρο

του τροφοδοτικού για να δώσει την επιθυμητή τάση στην είσοδο. Στο άκρο 3, με τον S1 στη θέση 3, επιλέγουμε τα **-9V** ως είσοδο.

Επίσης όπως φαίνεται έχουμε επιλέξει κάποιες τιμές αντιστάσεων R1, R2, R3 στην είσοδο και RF1 RF2 στην ανάδραση οι οποίες μας βοηθούν να βγάλουμε ικανοποιητικά αποτελέσματα στις απολαβές του παραπάνω ενισχυτή. Παρακάτω δείχνουμε σε πίνακα τα αποτελέσματα των απολαβών με βάση τους διάφορους συνδυασμούς τιμών που επιλέξαμε στις αντιστάσεις.

1 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R1=5K	RF1=100K	AV1=RF1/R1	<b>AV1=20</b>
2 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R2=10K	RF1=100K	AV2=RF1/R2	<b>AV2=10</b>
3 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R3=50K	RF1=100K	AV3=RF1/R3	<b>AV3=2</b>
4 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R1=5K	RF2=200K	AV4=RF2/R1	<b>AV4=40</b>
5 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R2=10K	RF2=200K	AV5=RF2/R2	<b>AV5=20</b>
6 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R3=50K	RF2=200K	AV6=RF2/R3	<b>AV6=4</b>

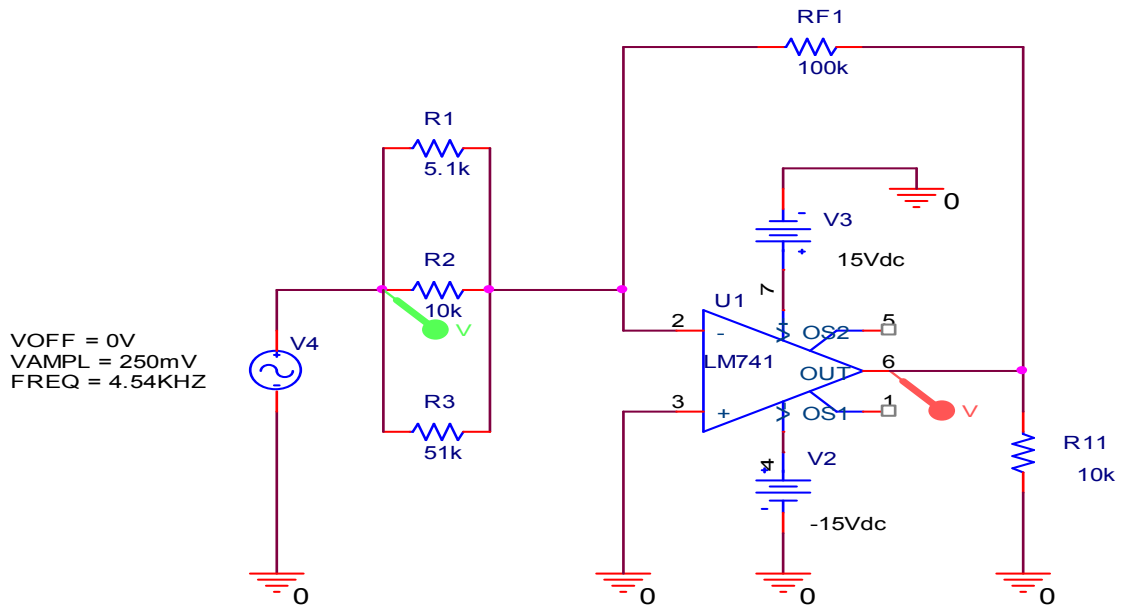
Η τάση στα άκρα του φορτίου RL, δηλαδή η έξοδος του αθροιστή, θα είναι το άθροισμα των επιλεγμένων εισόδων πολλαπλασιασμένο με την απολαβή που προκύπτει από τον αντίστοιχο συνδυασμό αντιστάσεων. Για παράδειγμα, αν έχουμε είσοδο  $u_1=3V$ ,  $u_2=-9V$  και το 3<sup>ο</sup> συνδυασμό αντιστάσεων με  $AV_3=2$ , τότε η τάση εξόδου του θα είναι  $u_o=(u_1+u_2)*AV_3=-6*2=>u_o=-12V$ .

## 2.1.1 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ ΑΘΡΟΙΣΤΗ ΣΤΟ PSPICE--ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ

### 2.1.1.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ

Πρόκειται ουσιαστικά για παραλλαγή της αναστρέφουσας συνδεσμολογίας, μόνο που πολλές εισοδοί μέσω ίδιων αντιστάσεων, συνδέονται στην αναστρέφουσα είσοδο. Η μη αναστρέφουσα παραμένει γειωμένη. Η αντίσταση στην ανάδραση θα πρέπει και αυτή να είναι ίδια με τις υπόλοιπες αντιστάσεις στην είσοδο. Εάν οι αντιστάσεις εισόδου διαφέρουν μεταξύ τους, τότε αντί για αθροιστή θα έχουμε ενισχυτή με βάρη. Όλες οι αντιστάσεις μας είναι 10K, ενώ το φορτίο παραμένει 1K. Με βάση την αρχή της επαλληλίας λοιπόν, το συνολικό αποτέλεσμα θα ισούται με το άθροισμα των επιμέρους επιδράσεων των εισόδων αλλά πολλαπλασιασμένο και με -1, αφού ομιλούμε για παραλλαγή της αναστρέφουσας συνδεσμολογίας. Ο πίνακας των μετρήσεων και προσομοιώσεων είναι ο παρακάτω. Παρατηρούμε ότι στις μετρήσεις μας υπάρχει μια ελαφρά απόκλιση, η οποία μεγαλώνει με την αύξηση του αθροίσματος. Αυτό οφείλεται στην offset τάση, αφού η έξοδος πλέον είναι εξαρτημένη από το άθροισμα δύο εισόδων, οι οποίες κουβαλάνε ξέχωρα η καθεμία το σφάλμα της λόγω της offset. Το Spice αντίθετα παρουσιάζει τα σωστά αποτελέσματα, μιας και δεν λαμβάνει υπόψη την offset. Η πέμπτη στήλη μας δίνει τα αποτελέσματα που περιμέναμε από τη θεωρία, γνωρίζοντας την εξίσωση εξόδου του αθροιστή.

## 1<sup>ο</sup> ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ-ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ



$V_{in}$ [Vp-p]	$V_{OUT}$ ΜΕΤΡΗΣΗ [Vp-p]	SPICE Out [Vp-p]	$V_{OUT}$ ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ [Vp-p]	Σχετικό Σφάλμα ως προς SPICE Out (%)	Σχετικό Σφάλμα ως προς θεωρία (%)
0.1	3	3.1	-3.156	3.22	4.94
0.15	4.6	4.7	-4.73	2.127	2.74
0.2	6.1	6.3	-6.31	3.17	3.32
0.25	7.8	7.7	-7.89	1.298	1.14
0.5	15.6	15.7	-15.78	0.63	1.14

**DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΑΘΡΟΙΣΤΗ**

Παρατηρούμε ότι το σήμα στην έξοδο αναστρέφεται, με διαφορά φάσης 180° διότι η  $U_{in}$  συνδέεται στην αναστρέφουσα είσοδο και γι' αυτό οι αριθμητικές τιμές της  $U_{out}$  επρόκειτο να βγουν θεωρητικά αρνητικές όπως φαίνονται στον πάνω πίνακα.

Οπότε παρακάτω υπολογίζουμε και βγάζουμε θεωρητικά τις τιμές αυτές της εξόδου όταν δίνουμε στην είσοδο κάποιες τυχαίες τιμές.

Δηλαδή, για  $U_{in}=0,1Vp-p$  έχουμε:

$$\begin{aligned}
 U_{out} (\text{θεωρ.}) &= -(R_{F1}/R_1 + R_{F2}/R_2 + R_{F3}/R_3) \cdot U_{in} = \\
 &= -(100K/5.1K + 100K/10K + 100K/51K) \cdot 0.1V \\
 &= -(19.6 + 10 + 1.96) \cdot 0.1V = 31,56 \cdot 0.1V = -3.156V \Rightarrow \\
 &= \mathbf{U_{out}(\text{θεωρ.}) = -3.156V}
 \end{aligned}$$

Για  $U_{in}=0.15V_{p-p}$  έχουμε:

$$U_{out}(\text{θεωρ.}) = -31.56 \cdot 0.1V \Rightarrow U_{out}(\text{θεωρ.}) = -4.73V$$

Ομοίως, για  $U_{in}=0.2V_{p-p}$  έχουμε:  $U_{out}(\text{θεωρ.}) = -6.31V$

$$\text{για } U_{in}=0.25V_{p-p} \text{ έχουμε } U_{out}(\text{θεωρ.}) = -7.89V \text{ και}$$

$$\text{για } U_{in}=0.5V_{p-p} \text{ έχουμε } U_{out}(\text{θεωρ.}) = -15.78V$$

Για  $U_{in}=0.1V_{p-p}$  έχουμε:

$$\text{Σχετικό σφάλμα } \% = \frac{V_{out}(\text{θεωρ.}) - V_{out}(\text{πειραμ.})}{V_{out}(\text{θεωρ.})} \cdot 100 =$$

$$= \frac{-3.156V - 3V}{-3.156} \cdot 100 = \frac{-0.156V}{-3.156} \cdot 100 = 4.94\% \text{ (θεωρητικό)}$$

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς SPICE} \% = \frac{3.1V - 3V}{3.1V} \cdot 100 = 3.22\%$$

Για  $U_{in}=0.15V_{p-p}$  έχουμε:

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς θεωρία } \% =$$

$$\frac{V_{out}(\text{θεωρ.}) - V_{out}(\text{πειραμ.})}{V_{out}(\text{θεωρ.})} \cdot 100 =$$

$$= \frac{-4.73 - 4.6}{-4.73} \cdot 100 = \frac{-0.13}{-4.73} \cdot 100 = 2.74\%$$

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς SPICE} \% = \frac{4.7 - 4.6}{4.7} \cdot 100 = 2.127\%$$

Για  $U_{in}=0.2V_{p-p}$  έχουμε:

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς θεωρία } \% = \frac{-6.31 - 6.1}{-6.31} \cdot 100 =$$

$$= \frac{-0.21}{6.31} \cdot 100 = 3.32\%$$

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς SPICE} \% = \frac{6.3 - 6.1}{6.3} \cdot 100 = 3.17\%$$

Για  $U_{in}=0.25V_{p-p}$  έχουμε:

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς θεωρία } \% = \frac{-7.89 - 7.8}{-7.89} \cdot 100 = 1.14\%$$

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς SPICE} \% = \frac{7.7 - 7.8}{7.7} \cdot 100 =$$

$$= \frac{-0.1}{7.7} \cdot 100 = -1.298\% = 1.298\%$$

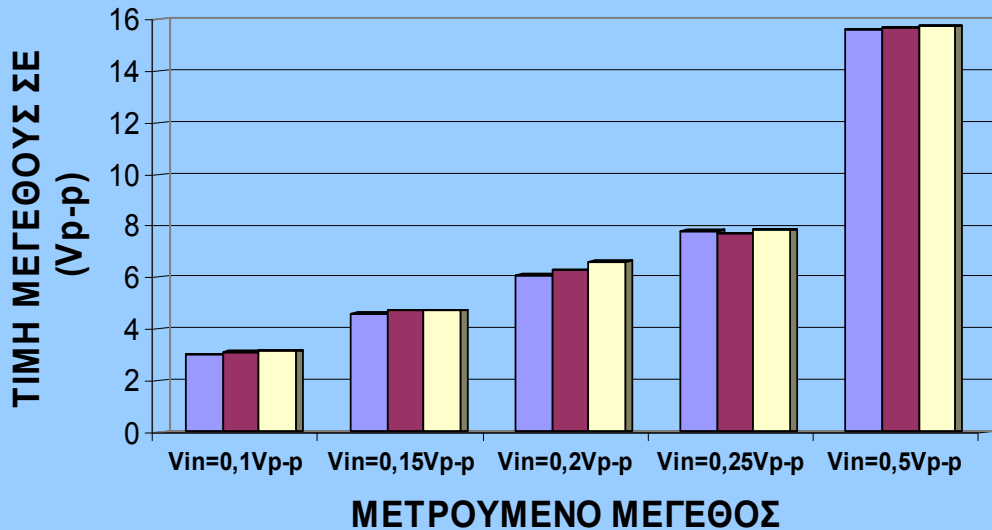
Για  $U_{in}=0.5V_{p-p}$  έχουμε:

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς θεωρία } \% =$$

$$\frac{-15.78 - 15.6}{15.78} \cdot 100 = \frac{0.18}{15.78} \cdot 100 = 1.14\%$$

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς SPICE} \% = \frac{15.7 - 15.6}{15.7} \cdot 100 = 0.63\%$$

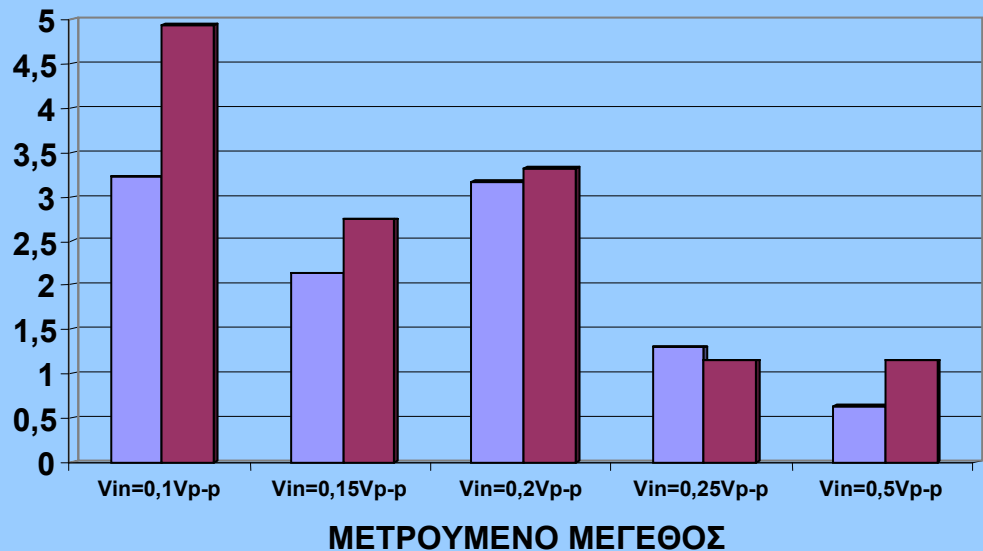
### ΑΚΡΙΒΕΙΑ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΑΘΡΟΙΣΤΗ ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΜΕΝΗ ΗΜΙΤΟΝΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ



■ Vout ΜΕΤΡΟΥΜΕΝΗ [Vp-p] ■ Vout PSPICE [Vp-p] ■ Vout ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ [Vp-p]

### ΣΧΕΤΙΚΟ ΣΦΑΛΜΑ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΑΘΡΟΙΣΤΗ ΓΙΑ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΜΕΝΗ ΗΜΙΤΟΝΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ

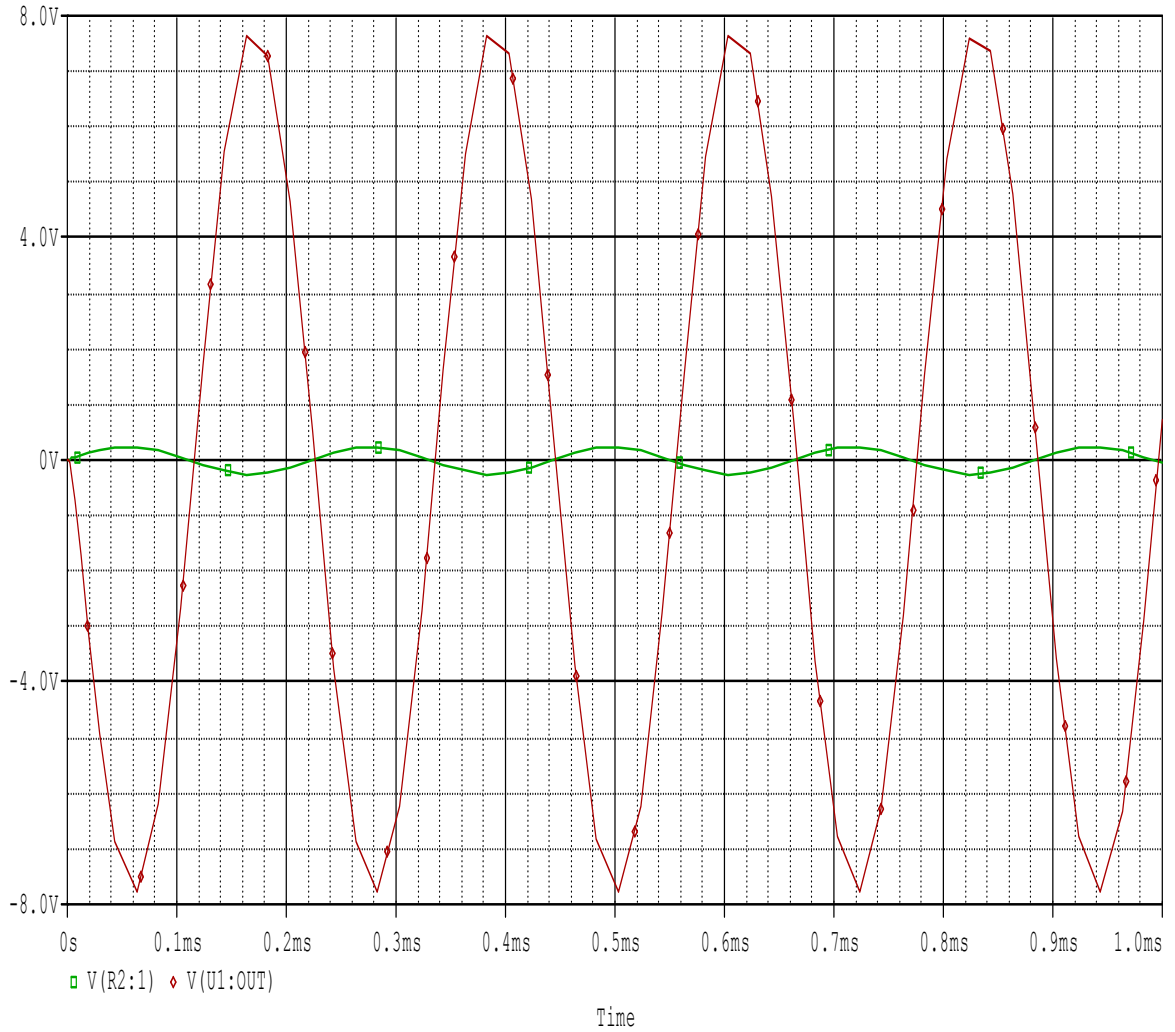
ΠΟΣΟΣΤΟ  
ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ  
(%)



■ ΣΧΕΤΙΚΟ ΣΦΑΛΜΑ ΩΣ ΠΡΟΣ PSPICE ■ ΣΧΕΤΙΚΟ ΣΦΑΛΜΑ ΩΣ ΠΡΟΣ ΘΕΩΡΙΑ

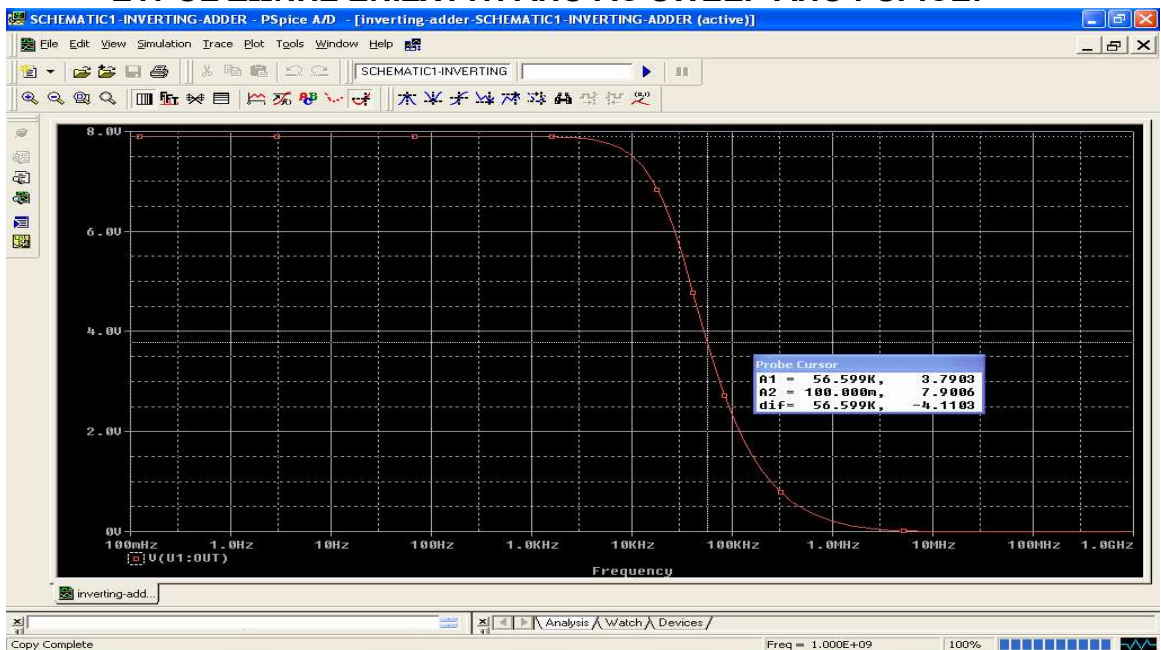


### 2.1.1.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ



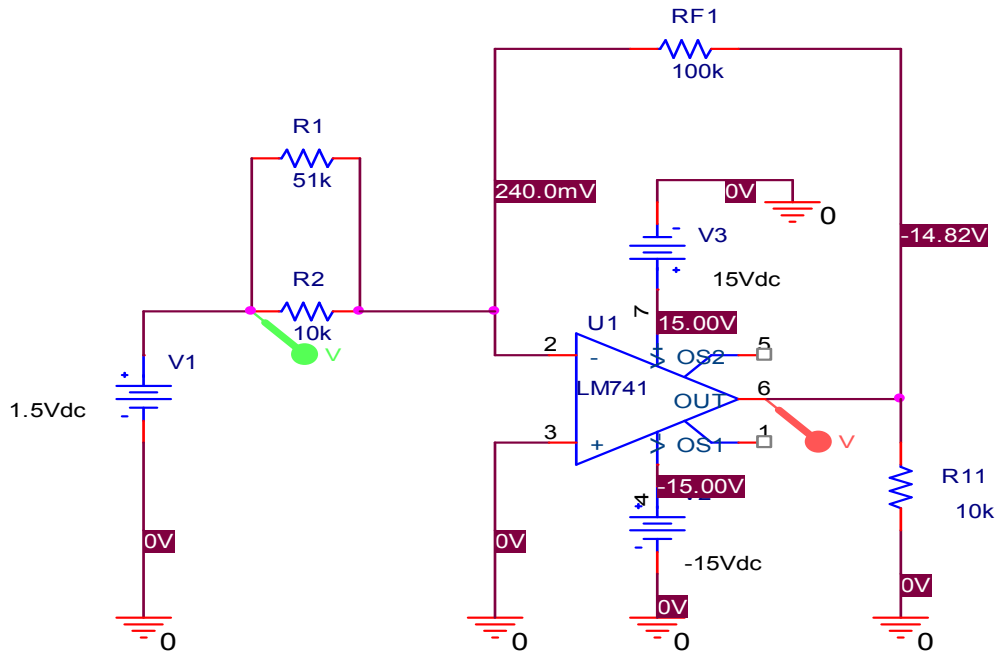
**ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ:** Παρατηρούμε το σήμα έχει διαφορά φάσης  $180^\circ$ , δηλαδή πλήρη αναστροφή.

### ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΑΠΟ AC SWEEP ΑΠΟ PSPICE:





## 2° ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ-ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ



### 2.1.2.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ—ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

$V_{IN}$ [V]	$V_{OUT}$ Μετρ. [V]	$V_{out}$ Θεωρ.	SPICE Out [V]	Σφάλμα ως προς SPICE Out	Σφάλμα ως προς θεωρία
1.5	-12,85	-14,35	-14,82	1,867	1,895

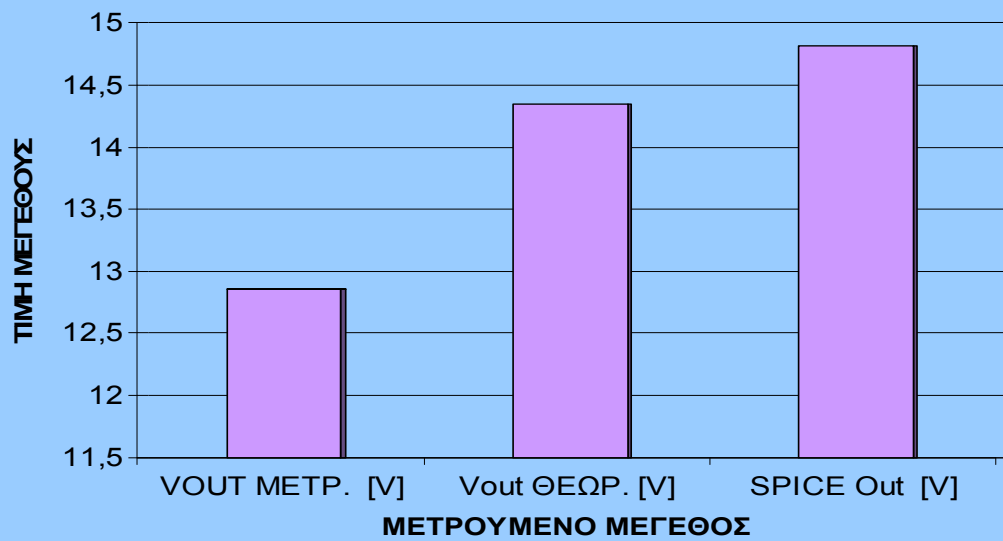
Παρατηρούμε ότι το κύκλωμα λειτουργεί ως αναστρέφων ενισχυτής, διότι το σήμα στην είσοδο από θετικό γίνεται αρνητικό στην έξοδο, λόγω της εφαρμογής του στην αναστρέφουσα είσοδο και η  $U_{out}$  ως προς το Spice βγαίνει αρνητική (-14.82V)

$$U_{out} (\text{θεωρ.}) = -[(R_{F1}/R_1) + (R_{F1}/R_2)] \cdot U_{in} = -[1.96 + 10] \cdot 1.2V = -11.96 \cdot 1.2 = -14.35V$$

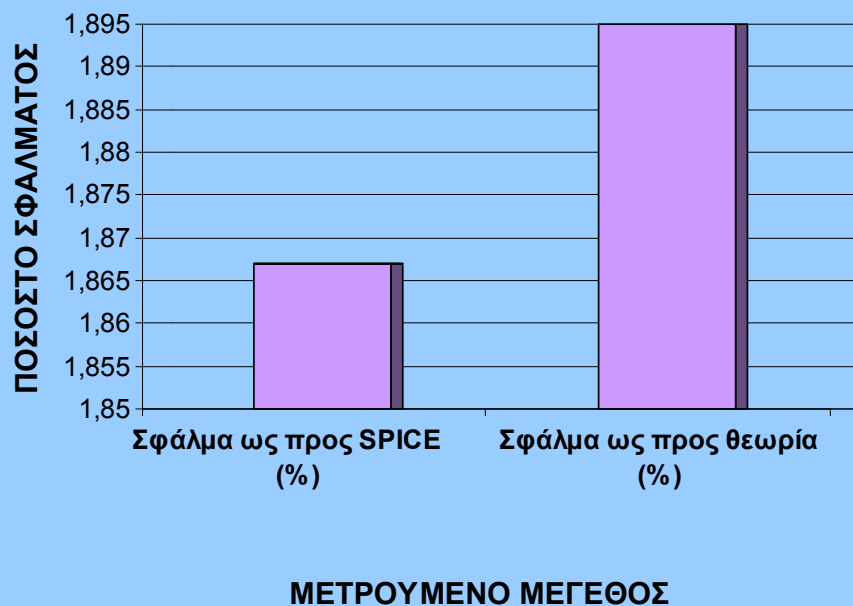
$$\begin{aligned} \text{Σχετικό σφάλμα ως προς θεωρία}\% &= \\ &= [V_{out}(\text{θεωρ.}) - V_{out}(\text{πειραμ.}) / V_{out}(\text{θεωρ.})] \cdot 100 = \\ &= (-14,35 - 12.85) / (-14,35) \cdot 100 = (-27,2 / -14,35) = 1,895\% \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Σχετικό σφάλμα ως προς SPICE}\% &= (-14.82 - 12.85) / (-14.82) \cdot 100 \\ &= (-27,67 / -14,82) = 1.867\% \end{aligned}$$

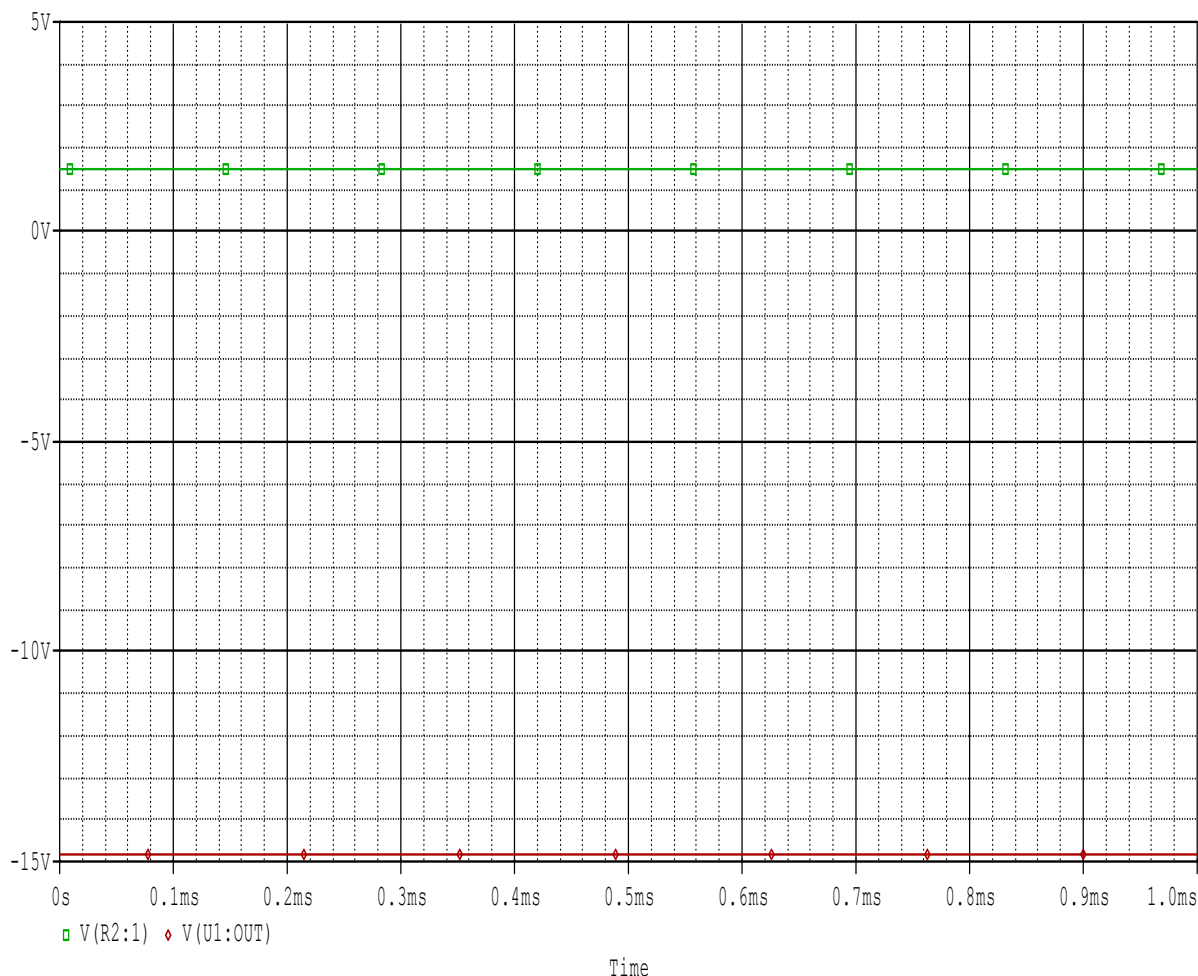
### ΑΚΡΙΒΕΙΑ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΑΘΡΟΙΣΤΗ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ $V_{in}=1,5V$



### ΣΧΕΤΙΚΟ ΣΦΑΛΜΑ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΑΘΡΟΙΣΤΗ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ $V_{in}=1,5V$



### 2.1.2.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ



#### ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ :

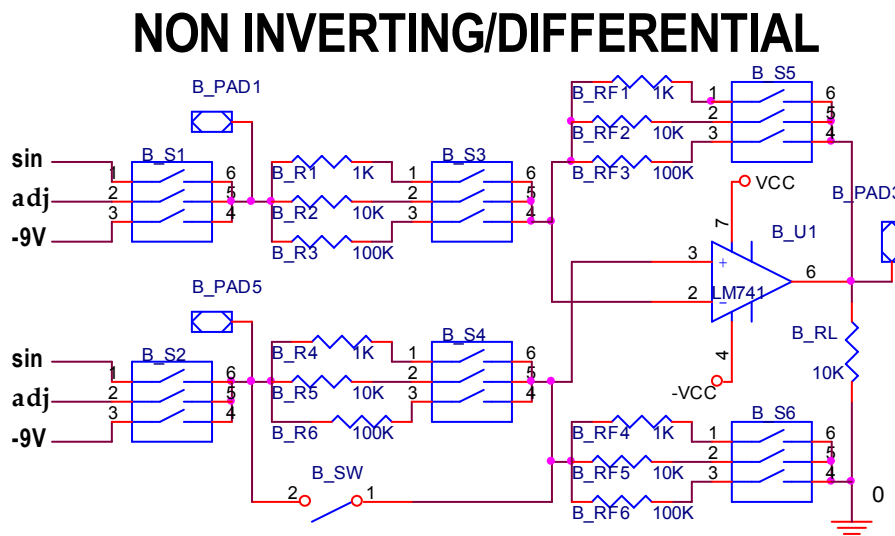
Από το κύκλωμα του αναστρέφων ενισχυτή που σχεδιάσαμε στο παράδειγμα μας, συμπεραίνουμε ότι, με βάση τον συνδυασμό αντιστάσεων που έχουμε επιλέξει ως τιμές στην είσοδο και στην ανάδραση, δεν μας επιτρέπουν να έχουμε τάση μικρότερη από την τάση κόρου. Αυτό σημαίνει ότι, οποιοδήποτε συνδυασμό και αν επιλέξουμε, βγάζουμε τάση κόρου είτε θετική, είτε αρνητική, όπως φαίνεται στο παραπάνω γράφημα του SPICE και η κυματομορφή φτάνει στο κόρο, δηλαδή βρίσκεται κάτω από τα όρια της τροφοδοσίας του. Η ελάχιστη μεταβλητή τάση που παίρνουμε στα κυκλώματά μας είναι 1.5V από τον σταθεροποιητή LM317 και αυτό είναι κάτι το οποίο δε βοηθάει στο συγκεκριμένο κύκλωμα να μετρήσουμε στην έξοδο τάσεις μικρότερες από τη τάση κόρου. Εξάλλου γι' αυτό το λόγο δε μπορούμε σε αυτή τη περίπτωση να δημιουργήσουμε πίνακα και να πάρουμε επαναλαμβανόμενες μετρήσεις. Υπολογίζουμε όμως παρακάτω τη θεωρητική τιμή της εξόδου σύμφωνα με το κύκλωμα του αναστρέφων ενισχυτή και είναι:

$$U_{out} (\text{θεωρ.}) = (R_{F1}/R_1 + R_{F2}/R_2) * U_{in} = (100K/51K + 100K/10K) * 1.5V =$$

$$= - (1.96 + 10) * 1.5V = -17.94V \Rightarrow U_{out} = -17.94V$$

## 2.2 ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Το άλλο κύκλωμα με τον 2<sup>ο</sup> τελεστικό μας αποδίδει σαν δύο κυκλώματα: την μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία ενός ΤΕ και τη συνδεσμολογία ενός ενισχυτή διαφοράς και η συνένωση τους μας δίνει τη τελική συνδεσμολογία του ΤΕ ως **μη αναστρέφων διαφορικός ενισχυτής** όπου το σχηματικό του διάγραμμα προέκυψε από το σχεδιαστικό πρόγραμμα του Orcad και φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 2:



**Σχήμα 2**

Στη παραπάνω συνδεσμολογία βλέπουμε ένα διακόπτη S1 έξι θέσεων εκ των οποίων οι τρεις θέσεις 4,5,6 είναι συνδεδεμένες με το υπόλοιπο κύκλωμα και οι θέσεις 1,2,3 αποτελούν τους ακροδέκτες εισόδου με τους οποίους για κάθε μια από τις 3 αυτές θέσεις του S1 θα επιλέγονται ανάλογα τα τρία παρακάτω σήματα:

Στο άκρο 1 του S1, δηλαδή όταν ο διακόπτης είναι στη θέση 1, επιλέγεται το ημιτονικό σήμα **sin**. Στο άκρο 2, όταν ο S1 είναι στη θέση 2, επιλέγουμε μια μεταβλητή έξοδο **adj**:

**2-20V** η οποία ρυθμίζεται κατάλληλα από το ποτενσιόμετρο του τροφοδοτικού για να δώσει την επιθυμητή τάση στην είσοδο. Στο άκρο 3, με τον S1 στη θέση 3, επιλέγουμε τα

**-9V** ως είσοδο. Με το διακόπτη S1 επιλεγούμε τις εισόδους για την αναστρέφουσα είσοδο, ακριβώς τα ίδια πράγματα ισχύουν και για το διακόπτη S2 που ανέφερε στις εισόδους για την μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού.

Επίσης όπως φαίνεται έχουμε επιλέξει κάποιες τιμές αντιστάσεων R1,R2,R3,R4,R5,R6 στις εισόδους και RF1,RF2,RF3,RF4,RF5,RF6 στην ανάδραση οι οποίες μας βοηθούν να βγάλουμε ικανοποιητικά αποτελέσματα στις απολαβές του παραπάνω ενισχυτή. Παρακάτω σε πίνακα δείχνουμε τα αποτελέσματα των απολαβών με βάση τους διάφορους συνδυασμούς τιμών που επιλέξαμε στις αντιστάσεις. Σημειώνουμε ότι οι συνδυασμοί αυτοί ισχύουν και για τις δυο εισόδους του τελεστικού αφού οι αντιστάσεις εισόδου και ανάδρασης είναι ίδιες και στους δυο κλάδους :

1 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R1=1K	RF1=1K	AV1=RF1/R1	<b>AV1=1</b>
2 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R2=10K	RF1=1K	AV2=RF1/R2	<b>AV2=0,1</b>
3 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R3=100K	RF1=1K	AV3=RF1/R3	<b>AV3=0,01</b>
4 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R1=1K	RF2=10K	AV4=RF2/R1	<b>AV4=10</b>
5 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R2=10K	RF2=10K	AV5=RF2/R2	<b>AV5=1</b>
6 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R3=100K	RF2=10K	AV6=RF2/R3	<b>AV6=0,1</b>
7 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R1=1K	RF3=100K	AV7=RF3/R1	<b>AV7=100</b>
8 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R2=10K	RF3=100K	AV8=RF3/R2	<b>AV8=10</b>
9 <sup>ος</sup> συνδυασμός	R3=100K	RF3=100K	AV9=RF3/R3	<b>AV9=1</b>

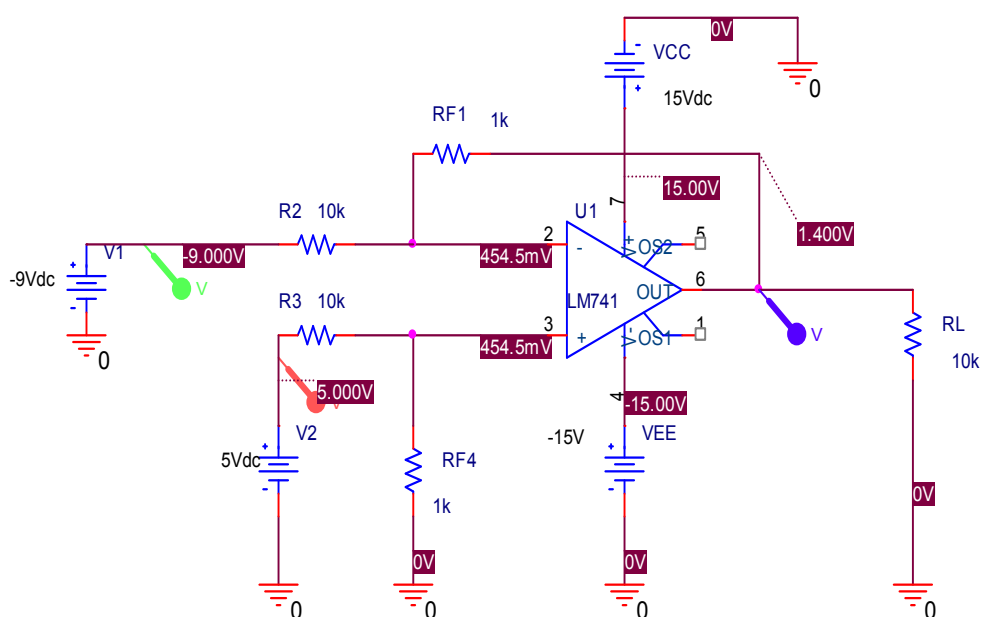
Η τάση στα άκρα του φορτίου RL, δηλαδή η έξοδος του διαφορικού, θα είναι η διαφορά των επιλεγμένων εισόδων πολλαπλασιασμένη με την απολαβή που προκύπτει από τον αντίστοιχο συνδυασμό αντιστάσεων. Για παράδειγμα, αν έχουμε είσοδο  $u_1=3V$  στην αναστρέφουσα είσοδο και  $u_2=-9V$  στην μη αναστρέφουσα είσοδο και λαμβάνοντας υπόψιν το 3<sup>ο</sup> συνδυασμό αντιστάσεων με  $AV_3=0,01$ , η τάση εξόδου που θα έχουμε για τον διαφορικό θα είναι:  
 $U_{out} = (u_2 - u_1) * AV_3 = (-9V - 3V) * 0,01 = -0,12V$

## 2.2.1 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΣΤΟ PSPICE-- ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ

### 2.2.1.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ - ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΔΙΑΦΟΡΑΣ

Εδώ χρησιμοποιήθηκε κατάλληλη συνδεσμολογία, ώστε ο LM741 να λειτουργήσει σαν αφαιρετής ( $V_{OUT} = V_1 - V_2$ ), χρησιμοποιώντας παντού ίδιες αντιστάσεις. Εμείς χρησιμοποιήσαμε αντιστάσεις των 10K και το φορτίο παραμένει σταθερά στην τιμή 10K.

### 1<sup>ο</sup> ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ-ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ



## DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

$V_{in1}$ [V]	$V_{in2}$ [V]	$V_{OUT}$ ΜΕΤΡΗΣ Η [V]	$V_{OUT}$ = $R_F/R_{in}$ *  *( $V_2-V_1$ ) [V] (θεωρητικά)	SPICE Out [V]	Σχετικό Σφάλμα ως προς SPICE Out (%)	Σχετικό Σφάλμα ως προς θεωρία (%)
-9	9	1.7	1.8	1.8	5,5	5,5
-9	8	1.61	1.7	1.7	5,2	5,2
-9	11	1.9	2	2	5	5
-9	15	2.3	2.4	2.4	4,16	4,16
-9	5	1.31	1.4	1.4	6,42	6,42

Πίνακας 2.2.1.1.ρ  
DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΔΙΑΦΟΡΑΣ

Παρακάτω δίνουμε τους θεωρητικούς υπολογισμούς της εξόδου σύμφωνα με το μοντέλο του διαφορικού ενισχυτή που σχεδιάσαμε στο spice και είναι:

$$U_{out} (\text{θεωρ.}) = (R_F/R_{in}) * (U_{in2} - U_{in1}) = (1K/10K) * (9V - (-9V)) = 0.1 * 18 \Rightarrow \\ \Rightarrow U_{out} (\text{θεωρ.}) = 1.8V$$

$$U_{out} (\text{θεωρ.}) = (1/10) * (8 - (-9)) = 0.1 * 17 \Rightarrow U_{out} (\text{θεωρ.}) = 1.7V$$

$$U_{out} (\text{θεωρ.}) = (1/10) * (11 - (-9)) = 0.1 * 20 \Rightarrow U_{out} (\text{θεωρ.}) = 2V$$

$$U_{out} (\text{θεωρ.}) = (1/10) * (15 - (-9)) = 0.1 * 24 \Rightarrow U_{out} (\text{θεωρ.}) = 2.4V$$

$$U_{out} (\text{θεωρ.}) = (1/10) * (5 - (-9)) = 0.1 * 14 \Rightarrow U_{out} (\text{θεωρ.}) = 1.4V$$

Παρακάτω υπολογίζουμε τα ποσοστιαία σχετικά σφάλματα (%) στις μετρήσεις του πίνακα και συγκρίνουμε την απόκλιση τιμών που έχει το spice σε σχέση με την θεωρία. Από εκεί εξάγουμε συμπεράσματα σχετικά με το πόσο ικανοποιητική τιμή σφάλματος έχει ο ΤΕ 741 σε κάθε μέτρηση.

$$\text{Σχετικό θεωρητικό σφάλμα \%} = [V_{out}(\text{θεωρ.}) - V_{out}(\text{πειραμ.}) / V_{out}(\text{θεωρ.})] * 100 = \\ = [(1.8V - 1.7V) / 1.8V] * 100 = 0.055 * 100 = 5.5\%$$

$$\text{Σχετικό θεωρητικό σφάλμα \%} = [(1.7V - 1.61V) / 1.7V] * 100 = 5.2\%$$

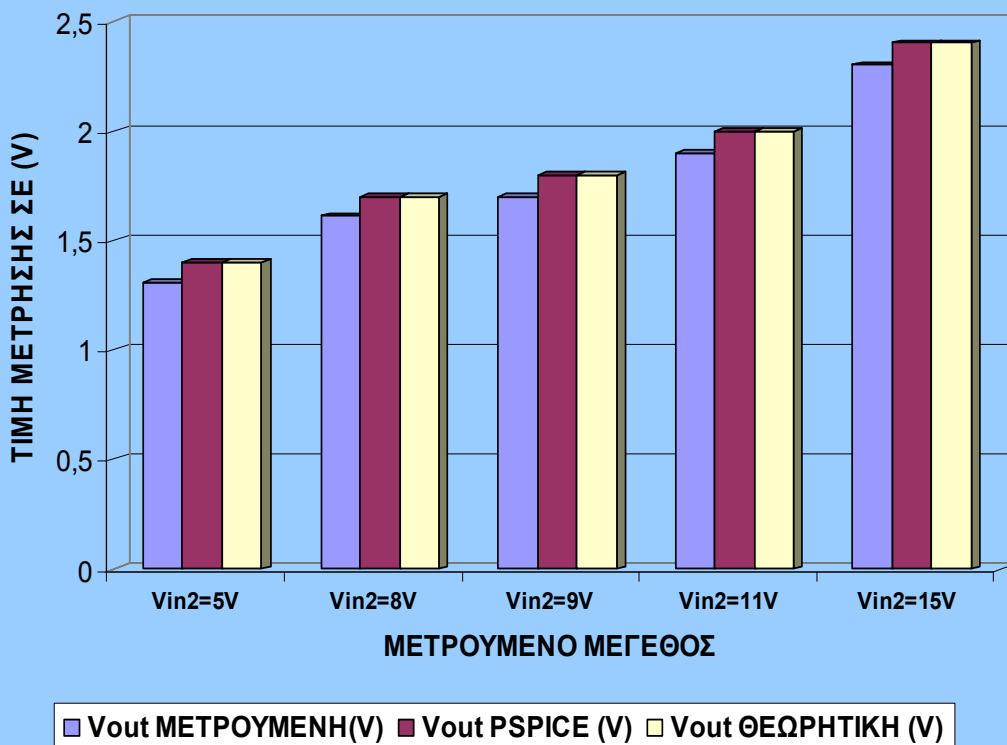
$$\text{Σχετικό θεωρητικό σφάλμα \%} = [(2V - 1.9V) / 2V] * 100 = 5\%$$

$$\text{Σχετικό θεωρητικό σφάλμα \%} = [(2.4V - 2.3V) / 2.4V] * 100 = 4.16\%$$

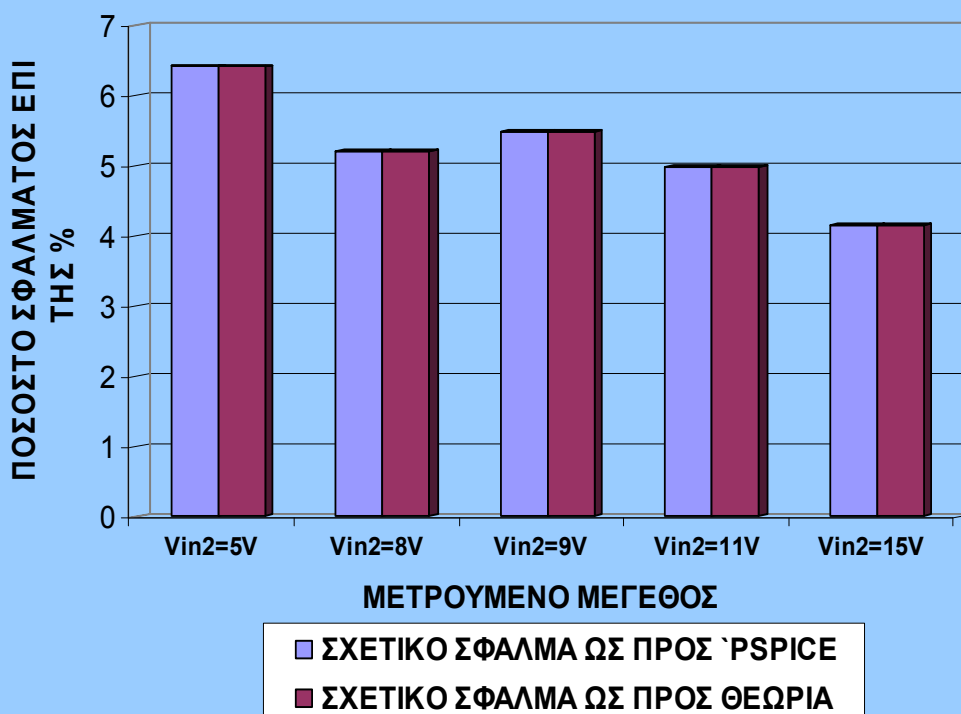
$$\text{Σχετικό θεωρητικό σφάλμα \%} = [(1.4V - 1.31V) / 1.4V] * 100 = 6.42\%$$

Αντίστοιχα και τα ποσοστιαία σχετικά σφάλματα του spice είναι ίδια με τα θεωρητικά αφού οι τιμές εξόδου που βγάλαμε στο spice είναι ίδιες με τις θεωρητικές τιμές  $U_{out}$  και έτσι δεν έχουμε καμιά αλλαγή.

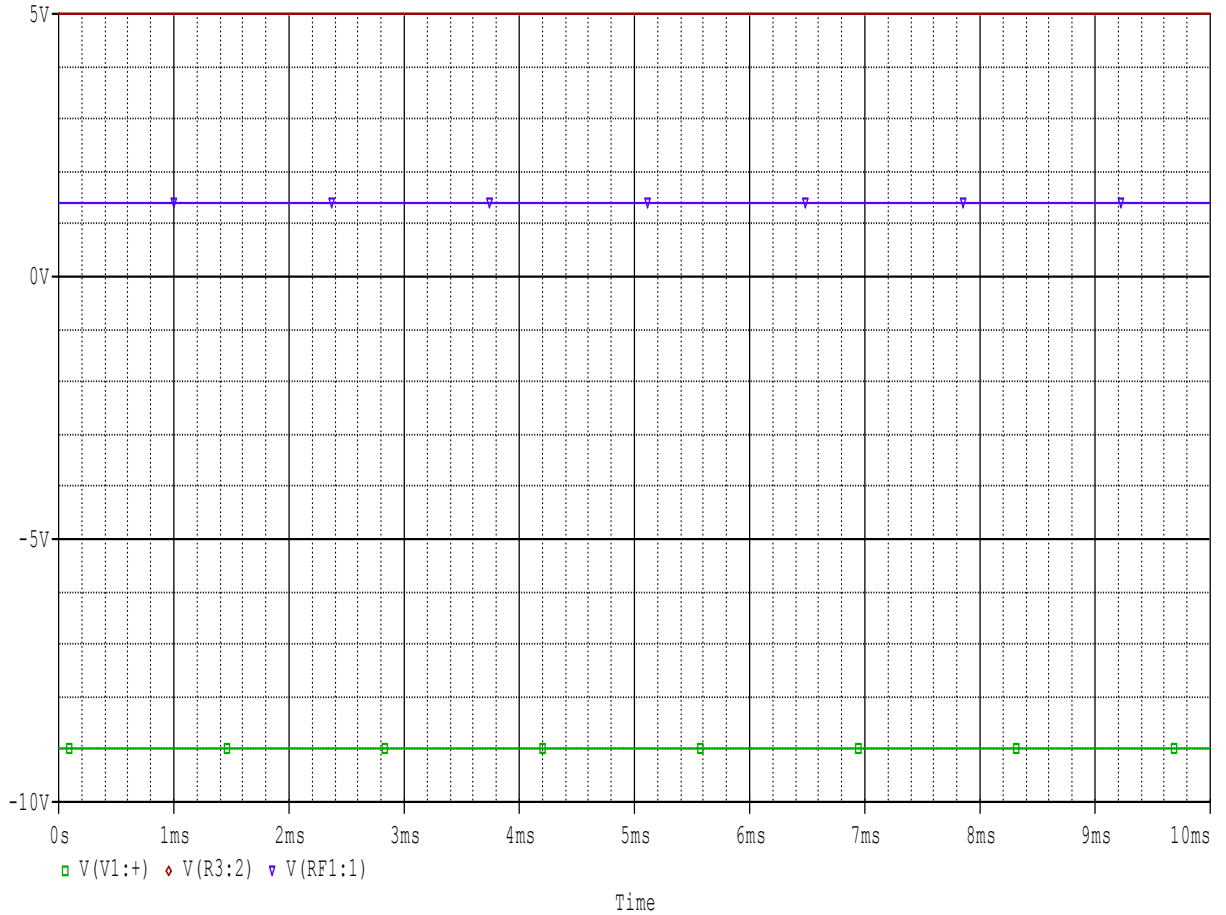
**ΑΚΡΙΒΕΙΑ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ  
ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΓΙΑ  $V_{in(-)} = -9V$  και  
 $V_{in(+)} = \text{ΣΥΝΕΧΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΤΑΣΗ}$**



**ΣΧΕΤΙΚΟ ΣΦΑΛΜΑ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ  
ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΓΙΑ  $V_{in(-)} = -9V$  και  
 $V_{in(+)} = \text{ΣΥΝΕΧΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ}$**

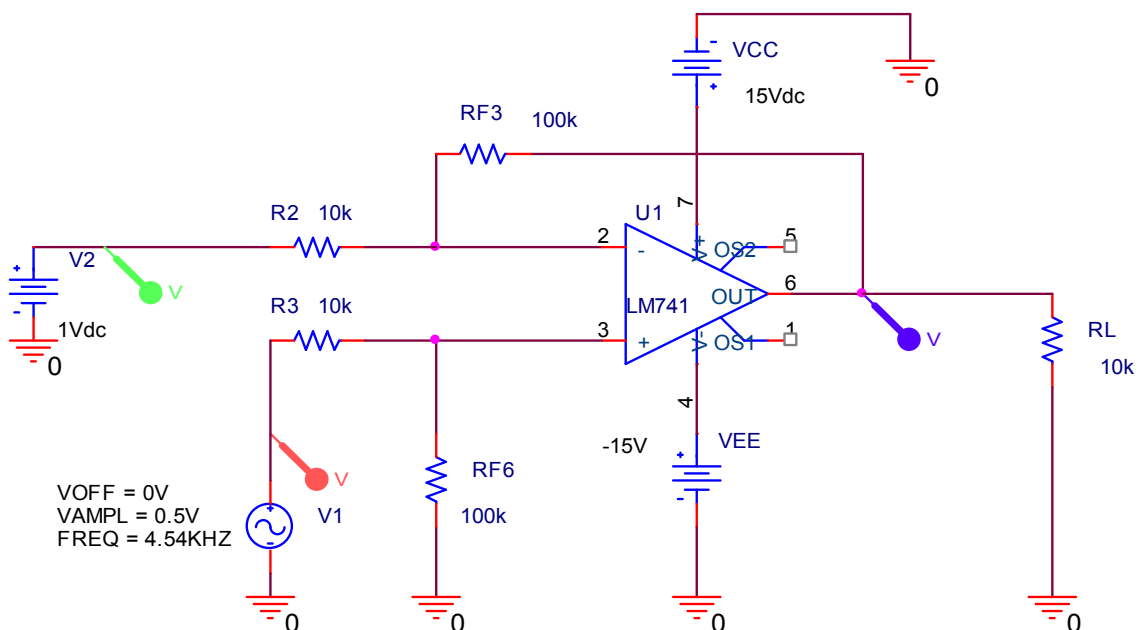


### 2.2.1.2 ΑC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΔΙΑΦΟΡΑΣ



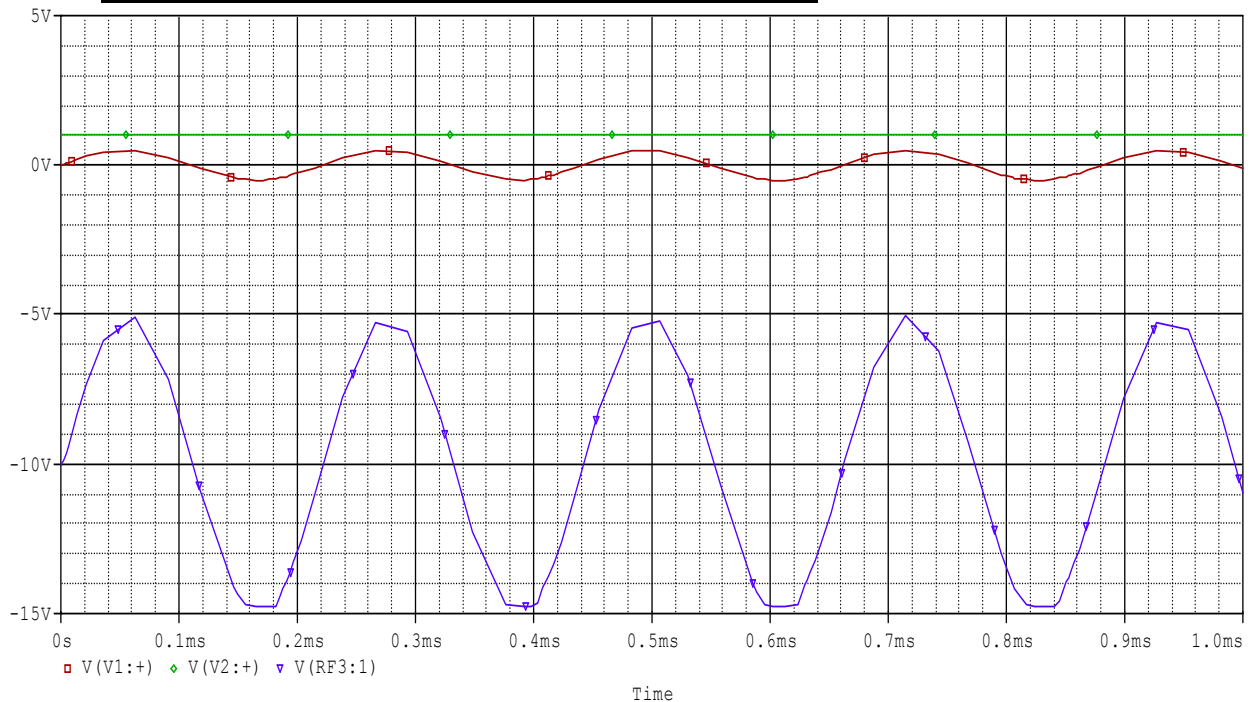
Από το παραπάνω γράφημα του διαφορικού, παρατηρούμε ότι προκύπτουν δύο σήματα εισόδου. Με βάσεις τους υπολογισμούς που κάναμε θεωρητικά για την έξοδο, είδαμε ότι ο λόγος των αντιστάσεων ανάδρασης και των αντιστάσεων εισόδου είναι 0.1 που σημαίνει ότι η διαφορά φάσης των 2 σημάτων εισόδου πολλαπλασιάζεται με τον λόγο  $RF/R_{in}=0.1$  και μας δίνει την τάση εξόδου.

### 2° ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ-ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ



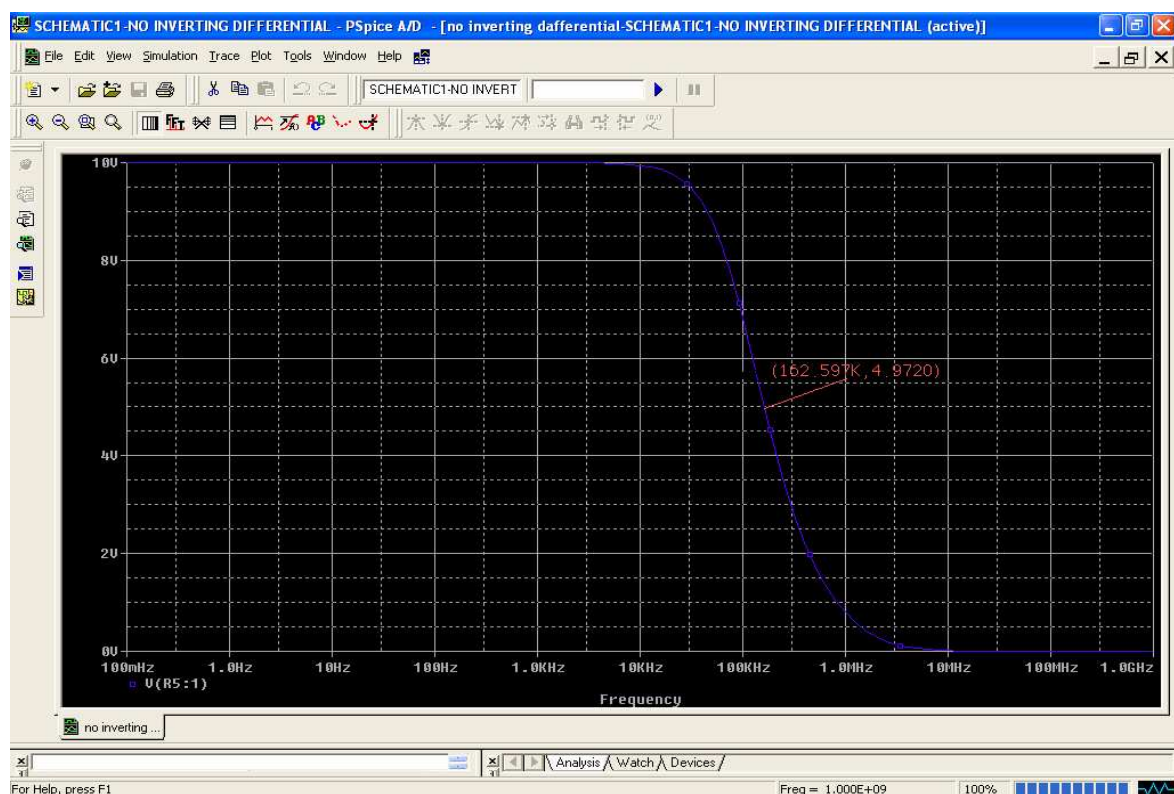


### 2.2.2.1 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

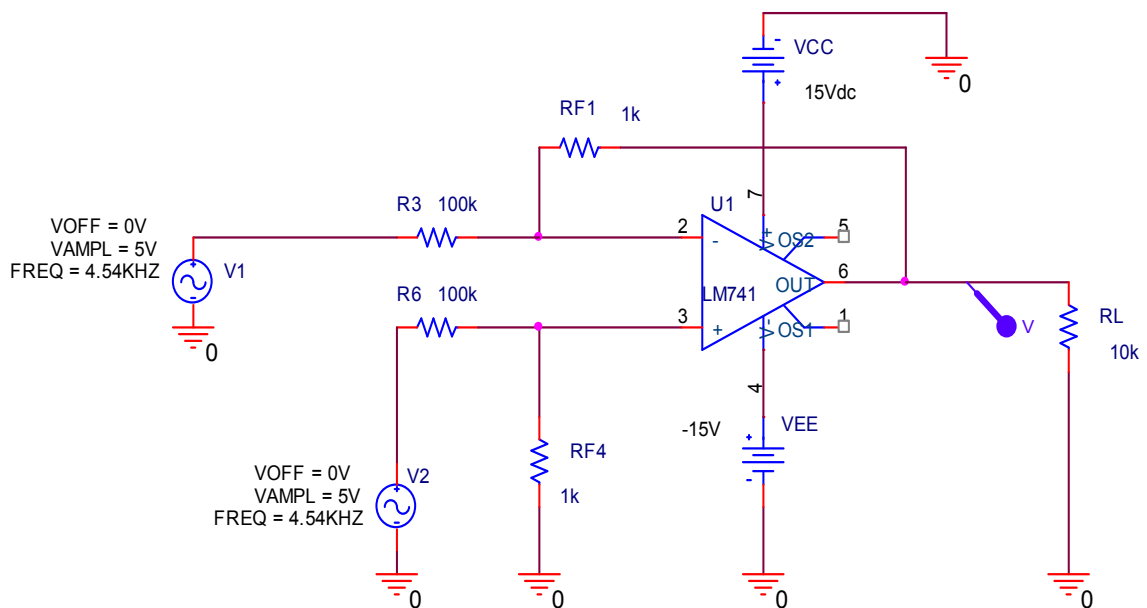


Με βάση τη συνδεσμολογία του μη αναστρέφων ενισχυτή, στη μη αναστρέφουσα είσοδο βάζουμε ημιτονικό σήμα 1V<sub>p-p</sub>. Στην αναστρέφουσα, δίνουμε συνεχές σήμα 1V dc. Έτσι ο λόγος αντιστάσεων ανάδρασης – εισόδου είναι 10 και πολλαπλασιάζεται με τις τάσεις εισόδου για να βγάλουμε την έξοδο. Συνεπώς Όπως φαίνεται στο παραπάνω γράφημα του Spice προκύπτει στην έξοδο ένα ημιτονικό σήμα 10V<sub>p-p</sub> μετατοπισμένο στα 10V<sub>p-p</sub>. Πειραματικά και από το γράφημα προκύπτει ότι δεν έχουμε αναστροφή φάσης εισόδου-εξόδου.

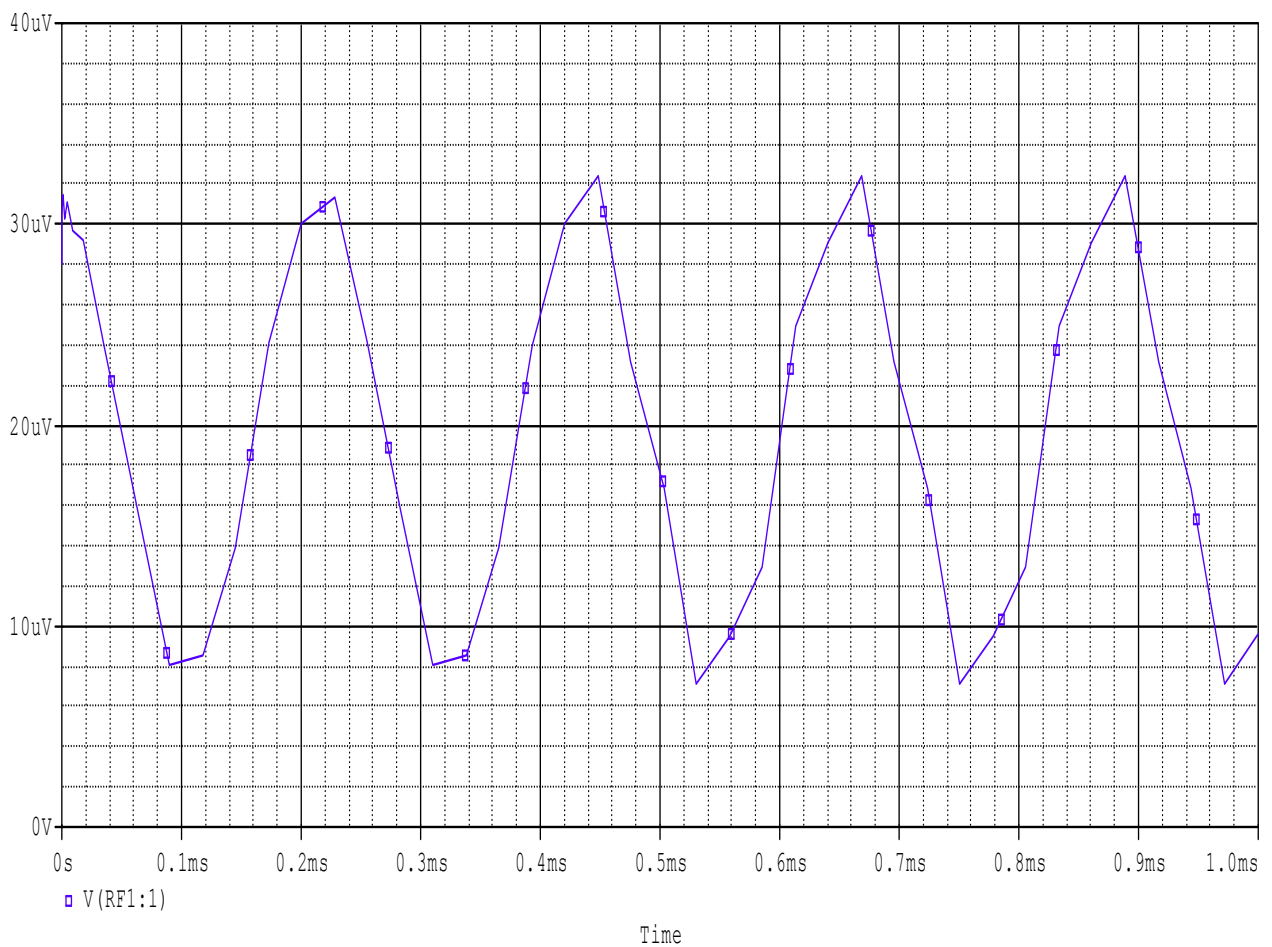
### ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΑΠΟ AC SWEEP ΑΠΟ PSPICE:



### 3° ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ-ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ (ΑΣΣΥΜΕΤΡΙΑ ΕΞΟΔΟΥ)



#### 2.2.2.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ



Στο μοντέλο αυτό του μη αναστρέφων διαφορικού που σχεδιάσαμε στο spice, όπως φαίνεται επιλέγουμε να έχουμε κοινό ημιτονικό σήμα στις εισόδους με πλάτος 10Vp-p και το αναμενόμενο αποτέλεσμα που είναι λογικό να έχουμε είναι μηδενική έξοδο.

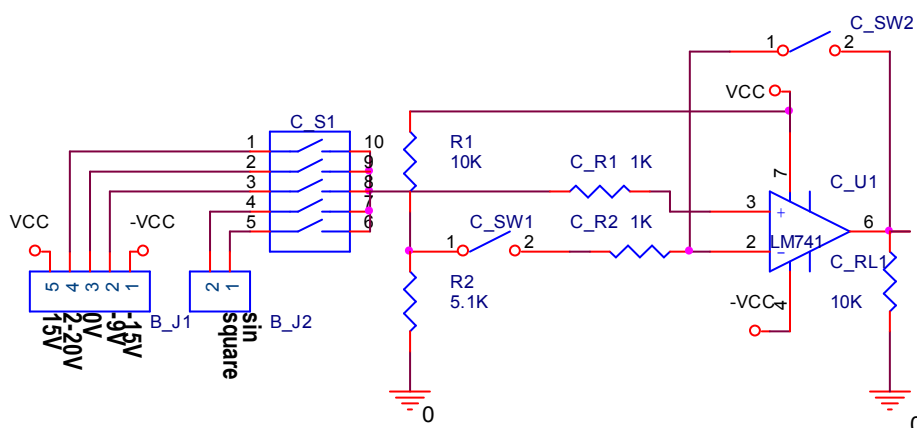
Παρολαυτά όμως, λόγω ασυμμετρίας εξόδου που έχει ο Τ.Ε, παρατηρούμε από το παραπάνω γράφημα πως η έξοδος του δεν είναι μηδενική αλλά πολύ λίγα mV. Επίσης σε αυτή τη συνδεσμολογία, ο λόγος αντιστάσεων ανάδρασης και εισόδου πολλαπλασιάζεται με τη διαφορά των δυο εισόδων και δίνει την επιθυμητή έξοδο. Αν δηλαδή η διαφορά αυτή δεν είναι μηδενική τότε δεν θα έχουμε μηδενική έξοδο.

Το μέγεθος αυτής της απόκλισης της εξόδου από το 0 εξαρτάται από τον συνδυασμό αντιστάσεων. Δηλαδή όσο αυξάνεται η απολαβή του διαφορικού τόσο αυξάνεται και η απόκλιση εξόδου με αποτέλεσμα να έχουμε πιο μεγάλη έξοδο.

### 2.3 ΑΚΟΛΟΥΘΟΣ ΤΑΣΗΣ-ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ

Το τρίτο κύκλωμα με τον ΤΕ μπορεί να συνδεσμολογηθεί είτε ως buffer, είτε ως συγκριτής και φαίνεται παρακάτω:

## BUFFER/COMPARATOR



Σχήμα 3

Το παραπάνω σχεδιαστικό κύκλωμα του σχήματος 3 που κάναμε στο πρόγραμμα του Orcad, περιέχει δύο διαφορετικά κυκλώματα (τον ακόλουθο τάσης και συγκριτή τάσεων) τα οποία συνδυάζονται σε ένα κύκλωμα με μια σειρά διακοπών και ανάλογα με την επιλογή που κάνουμε στους διακόπτες, το καθένα εκτελεί την αντίστοιχη λειτουργία του. Όπως φαίνεται οι εισοδοί είναι κοινές και για τα δύο κυκλώματα και αναφέρονται παρακάτω:

- Τα **+15V/-15V** είναι η τροφοδοσία του τελεστικού U1.
- Τα **-9V, 2-20V (adj)** και **0V** (γείωση) είναι οι συνεχείς τάσεις εισόδου.
- Τέλος οι δύο άλλοι εισοδοί είναι το **ημιτονικό(sin)** και **τετραγωνικό σήμα(square)** της γεννήτριας τα οποία, με ρυθμίσεις των κατάλληλων ποτενσιομέτρων, μεταβάλλονται σε πλάτος και συχνότητα ανάλογα την επιθυμία μας.

Όλες αυτές οι εισοδοί οδηγούνται στο διακόπτη S1 και ανάλογα με το κλείσιμο των αντίστοιχων διακοπών, έχουμε την οδήγηση των επιθυμητών σημάτων στις εισόδους του ΤΕ.

Στο κύκλωμα μας όταν κλείσουν ταυτόχρονα οι διακόπτες SW1 και SW2, τότε αυτό μετατρέπεται σε **ακόλουθος τάσης(Buffer)**. Συγκεκριμένα ο διακόπτης SW1 όταν κλείνει βραχυκυκλώνει τις αντιστάσεις εισόδων R1,R2 και με το κλείσιμο του SW2 συμβάλλει στη καλύτερη λειτουργία του κυκλώματος ως Buffer.

Το κύκλωμα λειτουργεί ως **συγκριτής** όταν έχουμε και τους δύο διακόπτες SW1 SW2 ανοιχτούς και συγκρίνει τη τάση που έχουμε μεταξύ των δύο εισόδων του U1 (δίνοντας **high** όταν  $U_{(+)} > U_{(-)}$  ή δίνοντας **low** όταν  $U_{(+)} < U_{(-)}$ ). Δηλαδή έχουμε δύο περιπτώσεις:

1. Αν  $U_{(+)} > U_{(-)}$  τότε  $U_{out}$  ΘΕΤΙΚΟ  $\rightarrow$  (+15V)

2. Αν  $U_{(+)} < U_{(-)}$  τότε  $U_{out}$  ΑΡΝΗΤΙΚΟ  $\rightarrow$  (-15V)

Στη 1<sup>η</sup> περίπτωση με θετική έξοδο, ο U1 βρίσκεται σε high κατάσταση, και δίνει μόνο τα +15V και στη 2<sup>η</sup> περίπτωση με αρνητική έξοδο, ο U1 είναι σε low κατάσταση και δίνει -15V. Με αυτό το τρόπο παράγεται ένα τετραγωνικό σήμα στην έξοδο(φορτίο RL).

**Σημείωση:** Αν ο TE στο κύκλωμα του συγκριτή τροφοδοτείται μόνο με τάση +15V τότε θα ισχύει: για  $V_{(+)} < V_{(-)} \Rightarrow V_{out} = 0$

Θα πρέπει επιπλέον να αναφερθεί ότι τα τρίμερ που από κάτω τους αναγράφεται "Vos ADJ", ρυθμίζουν την offset τάση των TE. Βέβαια λόγω της τοπολογίας δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί η κλασική μέθοδος ρύθμισης της offset που έχει αναλυθεί στο σύγγραμμα, αλλά αντί αυτού μπορεί κάποιος να σκεφτεί πρακτικά και να ρυθμίσει στην τάση που περιμένει. Εάν για παράδειγμα περιμένει κανείς 10V στην έξοδο του TE και παίρνει 9.9V, δεν έχει παρά να ρυθμίσει το τρίμερ ώστε να πάρει στην έξοδο 10V. Μετά από δύο με τρία πειράματα, μπορούμε να είμαστε σίγουροι ότι ρυθμίσαμε ικανοποιητικά την τάση εκτροπής

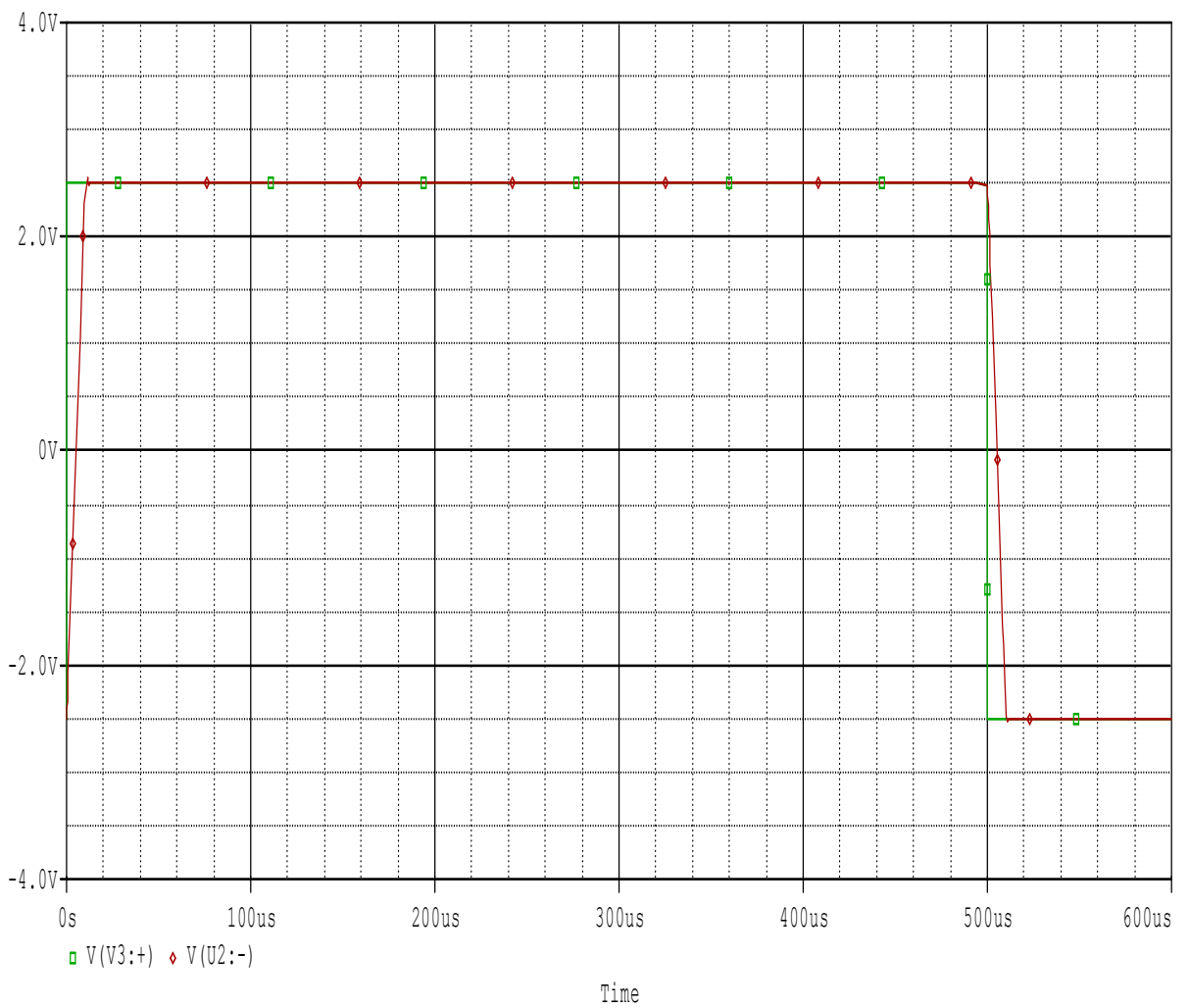
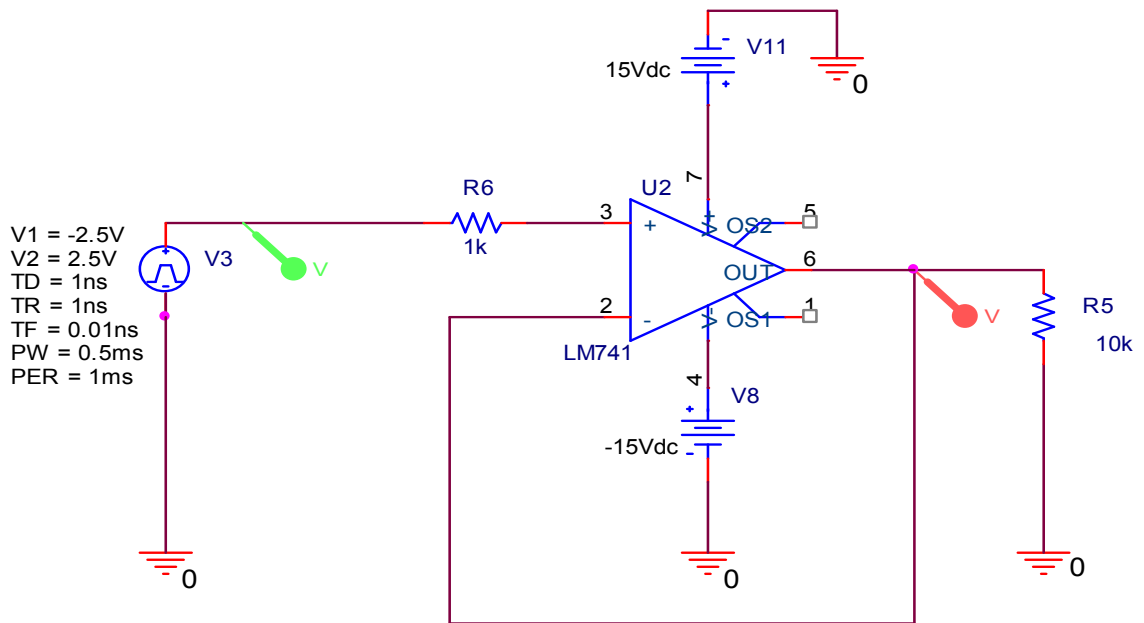
### 2.3.1 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΟΥ BUFFER ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΤΗ ΣΤΟ PSPICE-- ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΚΑΙ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ

#### 2.3.1.1 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ - ΑΚΟΛΟΥΘΟΣ ΤΑΣΗΣ

Ένα εύλογο ερώτημα που τίθεται όσον αφορά έναν ακόλουθο τάσης, είναι γιατί να χρησιμοποιηθεί μια διάταξη που δεν μεταβάλλει καθόλου το σήμα μας. Ο Buffer απομονώνει το σήμα εισόδου από τις αντιστάσεις που παρεμβάλλονται προς την είσοδο του TE.

Λόγω της παραδοχής  $I_{IN} = 0$ , η πτώση τάσης στην αντίσταση εισόδου θα είναι αμελητέα. Εάν έχουμε μια πηγή πολύ μεγάλης εσωτερικής αντίστασης, θα είχαμε προβλήματα στην οδήγηση κάποιου φορτίου λόγω της μεγάλης πτώσης τάσης. Με τον buffer το φορτίο θα οδηγηθεί από την έξοδο του TE, το πλάτος της οποίας θα ισούται με την τάση εισόδου πριν την παρεμβολή της αντίστασης. Το όριο για το πόσο μεγάλη θα είναι η αντίσταση, είναι η τιμή μετά την οποία μειώνεται το πολύ μικρό έστω ρεύμα που τραβάει η είσοδος, ρεύμα απαραίτητο για την πόλωση του TE. Τόσο οι μετρήσεις όσο και η προσομοίωση, μας έδωσαν όπως είναι φανερό τα ιδανικά αποτελέσματα.

## ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ 1<sup>ο</sup>



Όπως γνωρίζουμε το κύκλωμα του Buffer χρησιμοποιείται για προσαρμογή μεταξύ πηγής και φορτίου. Δηλαδή ότι τάση του δίνουμε στην είσοδο, την ίδια αποδίδει στην έξοδο χωρίς αναστροφή διότι η τάση εισόδου συνδέεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο και η αναστρέφουσα είσοδος συνδέεται απευθείας με την έξοδο.

Θεωρητικά και πειραματικά, παρατηρείται ότι η έξοδος δεν έχει διαφορά πλάτους αλλά μια μικρή καθυστέρηση 10μs όταν η είσοδος του ακολουθητή είναι ημιτονικό ή τετραγωνικό σήμα.

Παρεπιπτόντως, η μικρή καθυστέρηση που υπάρχει στην έξοδο του οφείλεται στα όρια μεταβολής εξόδου του T.E (SR)

Έτσι μετρήσαμε κάποια χαρακτηριστικά μεγέθη του TE όπως φαίνονται παρακάτω:

### ΡΥΘΜΟΣ ΑΝΟΔΟΥ (SR)

Αρχικά μετρήσαμε το Slew Rate που εκφράζει το ρυθμό μεταβολής της τάσης εξόδου ως προς το χρόνο και ορίζεται από τη σχέση:  $SR=dV_o/dt$  και μετρήθηκε από τον παλμογράφο να είναι  $SR=8V/10\mu s=0.8V/\mu s$  για ελάχιστη συχνότητα.

Ενώ για μέγιστη συχνότητα (περίπου 500KHz) το SR μετρήθηκε να είναι  $SR=4V/6\mu s=0.66V/\mu s$

Παρατηρούμε δηλαδή η μεταβολή του SR είναι αντιστρόφως ανάλογη με τη μεταβολή συχνότητας. Συγκεκριμένα όσο αυξάνεται η συχνότητα, μειώνεται το SR και αντίστροφα.

Στο Spice η τιμή του SR βγάλαμε να είναι  $SR=5.5V/9\mu s=0.61V/\mu s$

Παρεπιπτόντως, οι τιμές αυτές που μετρήσαμε πειραματικά και στο Spice για τον LM741, στη διάταξη του Buffer, ισχύουν και στις υπόλοιπες διατάξεις και δε χρειάζεται να επαναλαμβάνουμε τις μετρήσεις των χαρακτηριστικών του ξεχωριστά.

### ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (BW)

Επίσης, άλλο χαρακτηριστικό που μετρήσαμε για τον 741 είναι το εύρος ζώνης BW το οποίο ορίζεται μεταξύ της χαμηλής και υψηλής οριακής συχνότητας.

Δηλαδή, η f οριακή-χαμηλή είναι 0Hz για τον 741 ενώ η f οριακή-υψηλή ορίζεται στο σημείο τάσης εξόδου μισής ισχύος (-3db). Δηλαδή ορίζεται στο σημείο που η τάση εξόδου μειώνεται στο μισό και πέφτει στα -3Db.

Από το 1<sup>ο</sup> παράδειγμα του κυκλώματος του αναστρέφων αθροιστή, υπολογίζουμε την f οριακή-υψηλή να είναι **28.571KHz** και άρα το εύρος ζώνης κλειστού βρόχου του TE θα είναι:  $BW=f$  (οριακή),υψηλή-f (οριακή),χαμηλή=**28.571KHz**

### ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΙΣΧΥΟΣ (FPBW)

Το εύρος ζώνης πλήρους ισχύος ορίζεται από τη σχέση  $FPBW=SR/[2*\rho_i*V_o(max)]$  και με βάση τις πειραματικές μετρήσεις που κάναμε για το SR και  $V_o(max)$  προκύπτει ότι,  
 $FPBW=0.8V/\mu s/2*3.14*16=0.8V/\mu s/100.48=7.96KHz$

Η παράμετρος  $V_o(max)$  είναι η μέγιστη τάση εξόδου που αντέχει ο TE φτάνοντας στο κόρο που είναι τα όρια τροφοδοσίας του.

Οι μετρήσεις αυτών των χαρακτηριστικών είναι κοινές και στις άλλες διατάξεις του 741 που μελετήσαμε.

### 2.3.1.2 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ

Αποτελεί την απλούστερη διάταξη ενός ΤΕ , ο οποίος χρησιμοποιείται σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόγχου. Κάτι τέτοιο αναφέρθηκε ότι δεν είναι δόκιμο στις υπόλοιπες συνδεσμολογίες, αλλά στην παρούσα δεν ενδιαφέρει το αποτέλεσμα (που είναι προφανώς μια από τις δύο τάσεις κορεσμού), αλλά το πρόσημό του. Δεδομένου ότι η έξοδος είναι θεωρητικά  $A*(V_2-V_1)$ , πρακτικά θα πάρει τη θετική τιμή κόρου αν  $V_2 > V_1$ , ενώ στην αντίθετη περίπτωση το σήμα θα είναι αρνητικό.

Άρα ουσιαστικά επιτελεί την εργασία που υπονοεί και η ονομασία του, συγκρίνει δηλαδή δυο σήματα. Στην ειδική περίπτωση που η αναστρέφουσα είναι γειωμένη, η σύγκριση γίνεται με το μηδέν.

### ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΕΞΗΓΗΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΣΥΓΚΡΙΤΗ

Στο κύκλωμα του συγκριτή έχουμε τοποθετήσει ένα διαιρέτη τάσης με αντιστάσεις  $R_1=10k\Omega$  και  $R_2=2.2k\Omega$  των οποίων τροφοδοτούμε με  $+15V$  ώστε να μας δώσει στην αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή  $2.7V$ . Η τάση αυτή των  $2.7V$  ονομάζεται τάση σύγκρισης καθώς συγκρίνεται με την επιλεγμένη τάση που μπαίνει στη μη αναστρέφουσα είσοδο.

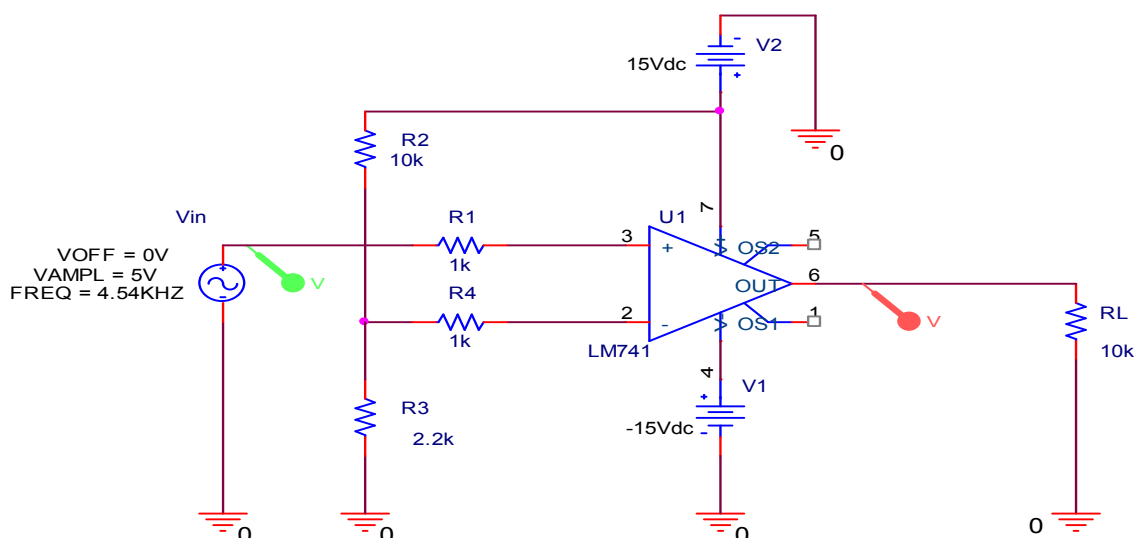
Η λογική λοιπόν του κυκλώματος συγκριτή είναι ότι: εάν η τάση εισόδου ξεπεράσει τη τάση σύγκρισης, τότε στην έξοδο έχουμε τη θετική τάση κόρου του ΤΕ ( $+V_{sat}$ ), δηλαδή τα  $12.85V$  που φτάνει μέχρι τα όρια τροφοδοσίας του. Αντίστοιχα, όταν η τάση εισόδου είναι μικρότερη της τάσης σύγκρισης, τότε έχουμε στην έξοδο μια αρνητική τάση κόρου ( $-V_{sat}$ ), δηλαδή  $-12.85V$ .

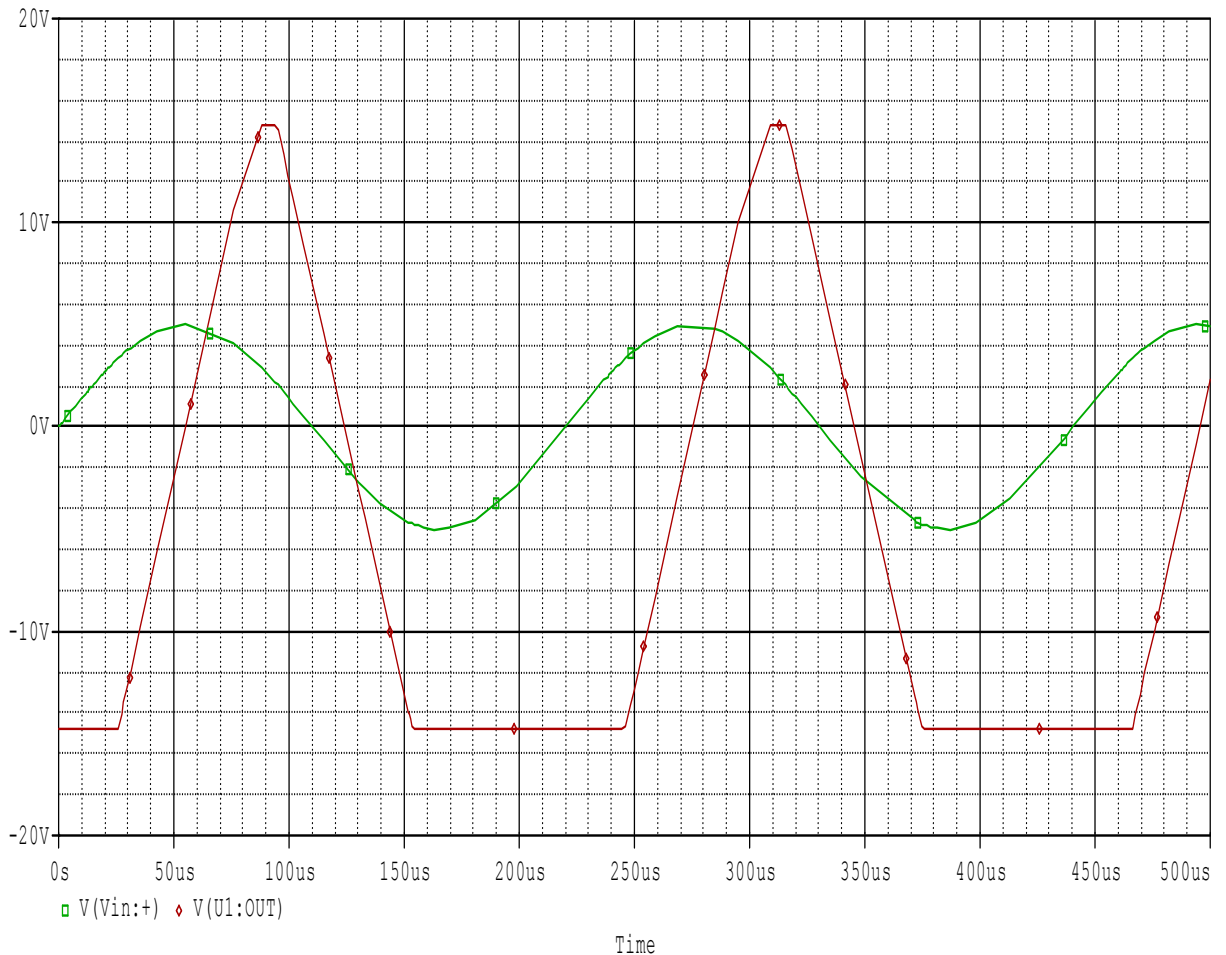
Όταν το σήμα εισόδου είναι συνεχές τότε συγκρίνεται αυτό το σήμα με τη τάση σύγκρισης ( $2.7V$ ) και ανάλογα αν είναι μεγαλύτερο ή μικρότερο το σήμα, παίρνουμε την αντίστοιχη τάση κόρου στην έξοδο.

Αντιθέτως, σε περίπτωση που έχουμε εναλλασσόμενο σήμα στην είσοδο (ημίτονο ή τετράγωνο), η έξοδος του ΤΕ εναλλάσσεται μεταξύ θετικού και αρνητικού κόρου, σχηματίζοντας ένα σήμα τραπεζιοειδούς μορφής.

### 1<sup>ο</sup> ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ (ΗΜΙΤΟΝΟ)

### 2.3.1.3 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ – ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ





Όπως φαίνεται στο γράφημα δώσαμε ημιτονική τάση εισόδου  $U_{in}=10V_{p-p}$ . Στη θετική ημιπερίοδο του ημιτονικού σήματος, μόλις η τάση εισόδου ξεπεράσει τα 2.5V έχουμε μετάβαση της εξόδου στον θετικό κόρο όπου παραμένει εκεί για 10μs. Έπειτα, αφού η έξοδος πέσει κάτω από τα 2.5V, μεταφέρεται στον αρνητικό κόρο όπου παραμένει εκεί για 125μs. Οι χρόνοι μετάβασης από τον θετικό στον αρνητικό κόρο και αντίστροφα δεν είναι αμελητέοι. Συγκεκριμένα, ο χρόνος ανόδου είναι  $t_a=30\mu s$  και ο χρόνος καθόδου  $t_k=28\mu s$ . Γι αυτό και η μορφή της εξόδου δε βγαίνει τετραγωνική αλλά τραπεζοειδής λόγω αυτών των αργών μεταβάσεων. Αυτές οι αργές μεταβάσεις οφείλονται στο Slew Rate του TE.

Στο τύπο του  $SR=(\Delta v/\Delta t)$  θεωρούμε ως  $\Delta t$  το χρόνο ανόδου, δηλαδή  $\Delta t=t(\text{ανόδου})=30\mu s$  και για  $\Delta v$  μετράμε να είναι 20V.

Άρα  $SR=20V/30\mu s=0.66V/\mu s$  μετρούμενο και ισχύει για **μικρές συχνότητες**.

Για **μεγάλες συχνότητες** προκύπτει να αυξάνεται η τιμή του και ενδεικτικά μετρήσαμε να είναι  $SR=8V/10\mu s=0.8V/\mu s$

Στο Spice η τιμή που μετρήθηκε και προκύπτει για το SR είναι  $SR=24V/50\mu s=0.48V/\mu s$

Συνεπώς βλέπουμε πως η μετρούμενη τιμή του SR με τη τιμή που βγαίνει στο Spice έχει κάποια απόκλιση.

Τα ίδια αποτελέσματα παρατηρούμε και για τον τετραγωνικό παλμό.



Τελικό συμπέρασμα λοιπόν για τις τιμές του SR που προκύπτουν είναι ότι, όσο αυξάνουμε τη συχνότητα, μειώνεται σταδιακά το SR και αντίστροφα. Αυτή η αντιστρόφως αναλογία και εξάρτηση των τιμών μεταξύ SR και συχνότητας οφείλεται στο γεγονός ότι, η συχνότητα εναλλαγής της τάσης εισόδου γίνεται μεγαλύτερη με αποτέλεσμα ο TE να μη μπορεί να ανταποκριθεί σε αυτή τη γρήγορη εναλλαγή.

## 2.4 ΠΕΡΙΟΡΙΣΤΗΣ-ΨΑΛΙΔΙΣΤΗΣ

Το κύκλωμα που σχεδιάσαμε στη συνέχεια είναι μια διάταξη που περιγράφει ένα ψαλιδοστή-περιοριστή που αποτελείται, από δύο κλάδους όπου ο ένας περιέχει τρεις διόδους πυριτίου σε σειρά σε ορθή πόλωση και ο άλλος κλάδος περιέχει τρεις διόδους πυριτίου σε σειρά σε ανάστροφη πόλωση. Η συνδεσμολογία αυτή μεταξύ των διόδων λαμβάνεται υπόψιν ως προς το σήμα εισόδου που θα επιλέγουμε κάθε φορά.

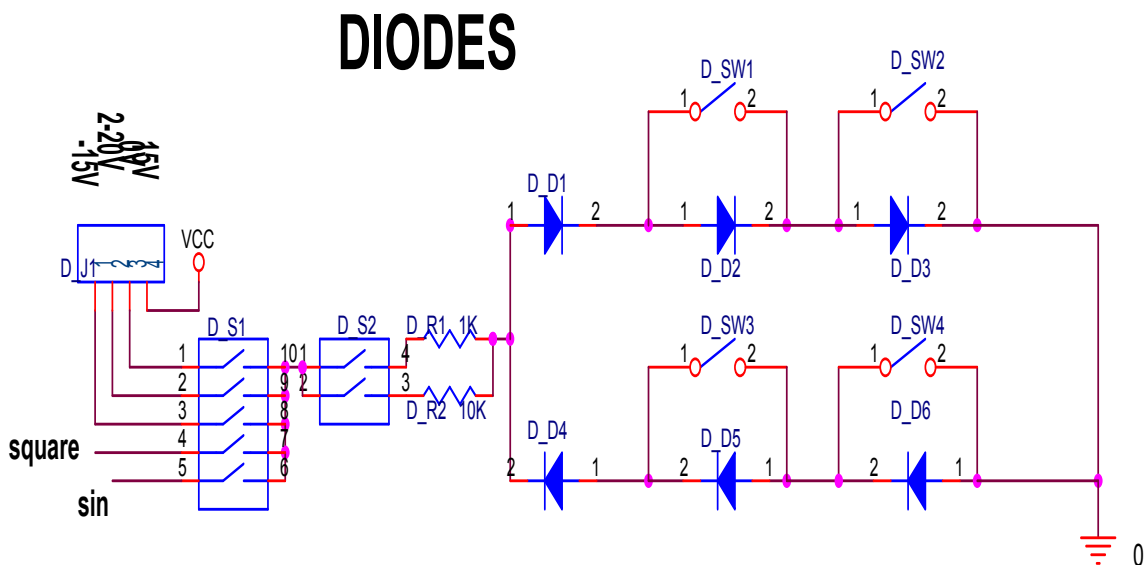
Στο κάθε κλάδο, η πρώτη diόδος είναι πάντα ενεργοποιημένη ενώ οι άλλες δύο που ακολουθούν τη πρώτη diόδο έχουν η καθεμία στα άκρα τους διακόπτη. Έτσι, λόγω του ότι οι diόδοι συνδέονται παράλληλα στο κάθε κλάδο, ο κάθε διακόπτης με το άνοιγμα του ενεργοποιεί την αντίστοιχη diόδο που έχει στα άκρα του ενώ όταν κλείνει θα την απενεργοποιεί αντίστοιχα.

Συνολικά όταν είναι ενεργοποιημένες και οι έξι diόδοι, βγάζουμε στην έξοδο περίπου  $\pm 2.1V$  εφόσον η καθεμία δίνει περίπου  $0.7V$  όταν άγει.

Οι εισοδοί του κυκλώματος αναφέρονται παρακάτω:

- Τα **15V/-15V**, **2-20V (adj)** και **0V** (γείωση) είναι οι συνεχείς τάσεις εισόδου.
- Τέλος οι δύο άλλοι εισοδοί είναι το **ημιτονικό(sin)** και **τετραγωνικό σήμα(square)** της γεννήτριας τα οποία, με ρυθμίσεις των κατάλληλων ποτενσιομέτρων, μεταβάλλονται σε πλάτος και συχνότητα ανάλογα πάλι την επιθυμία μας.

Το αντίστοιχο κύκλωμα του περιοριστή-ψαλιδοστή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα όπως το σχεδιάσαμε στο σχηματικό του Orcad:



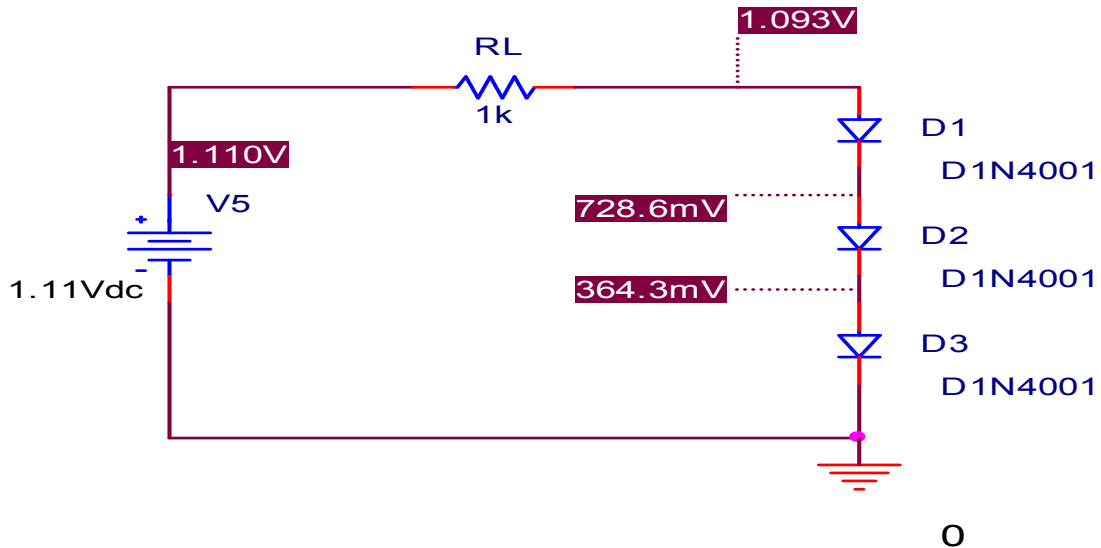
**Σχήμα 4**

## 2.4.1 ΠΡΑΚΤΙΚΗ ΕΦΑΡΜΟΓΗ-ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

### 2.4.1.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-1N4001

Αρχικά πραγματοποιήσαμε το παρακάτω κύκλωμα:

#### 1° ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ--ΚΥΚΛΩΜΑ ΨΑΛΙΔΙΣΤΗ



#### Τάσεις κατωφλιού :

D1 = 0,68 V

D2 = 0,69 V

D3 = 0,69 V

#### ΠΙΝΑΚΑΣ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΓΙΑ RL=1K

Vin (V)	Vout(μετρ.) (V)	Vout(θεωρ.) (V)	Vout(spice) (V)	Σφάλμα ως προς θεωρία (%)	Απόλυτο Σφάλμα ως προς Spice (%)
1,11	1,09	1,10	1,09	0,9	0
2,12	1,61	1,65	1,614	2,42	0,24
5	1,88	1,95	1,894	3,58	0,74
10	2	2,05	2,04	2,43	1,96
12	2,03	2,1	2,074	3,33	2,12
15	2,06	2,1	2,114	1,90	2,55

Για **Vin=1,11V** βγάζουμε:

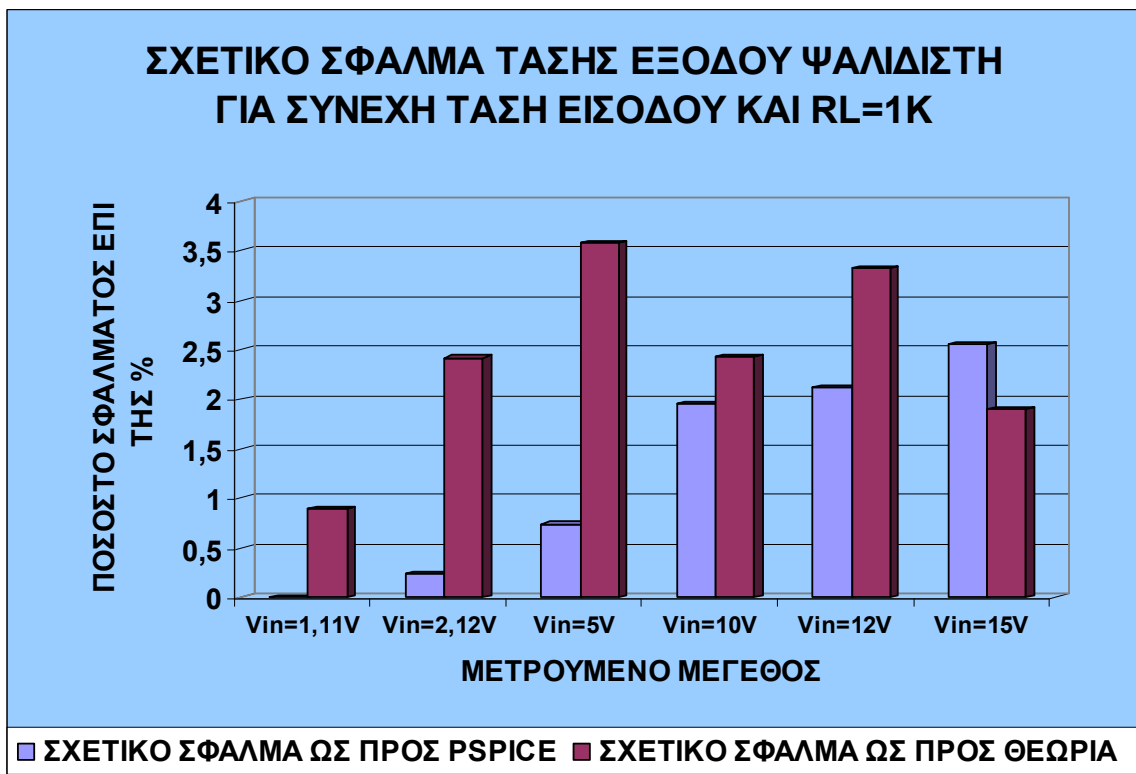
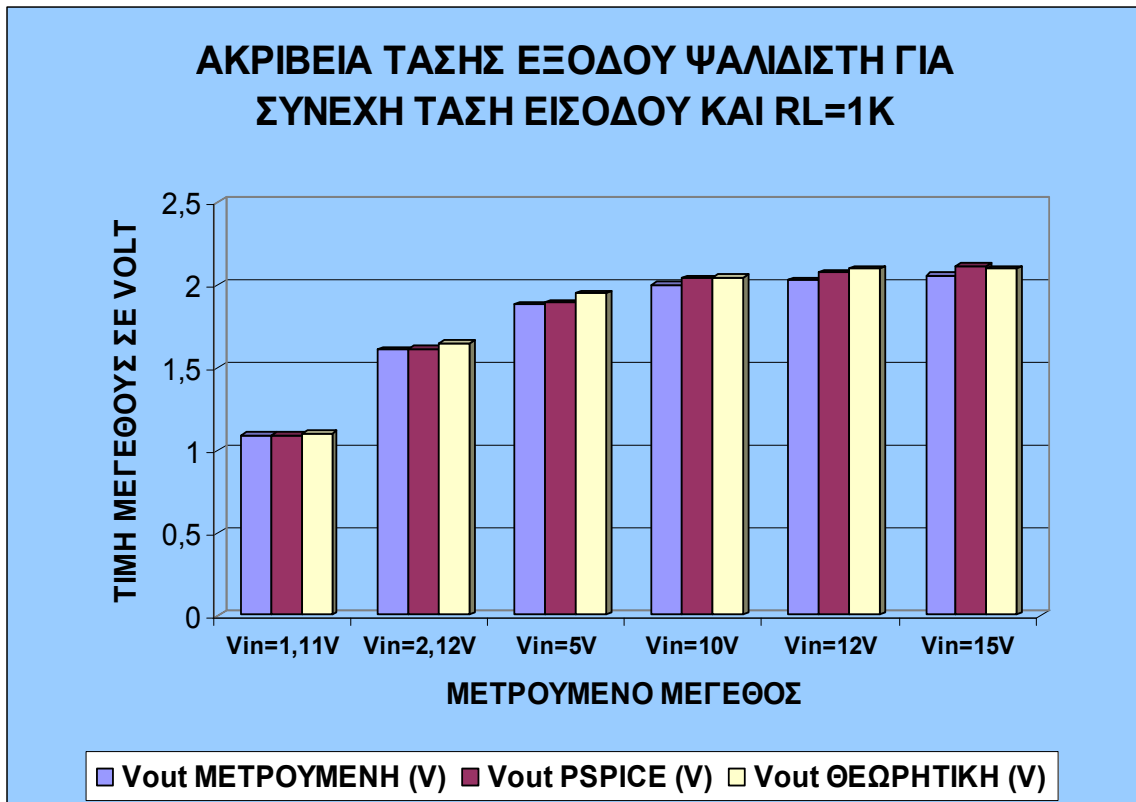
Σχετικό σφάλμα ως προς θεωρία%=

$$= \frac{V_{out}(\text{θεωρ.}) - V_{out}(\text{πειραμ.})}{V_{out}(\text{θεωρ.})} * 100 = \mathbf{0,9\%}$$

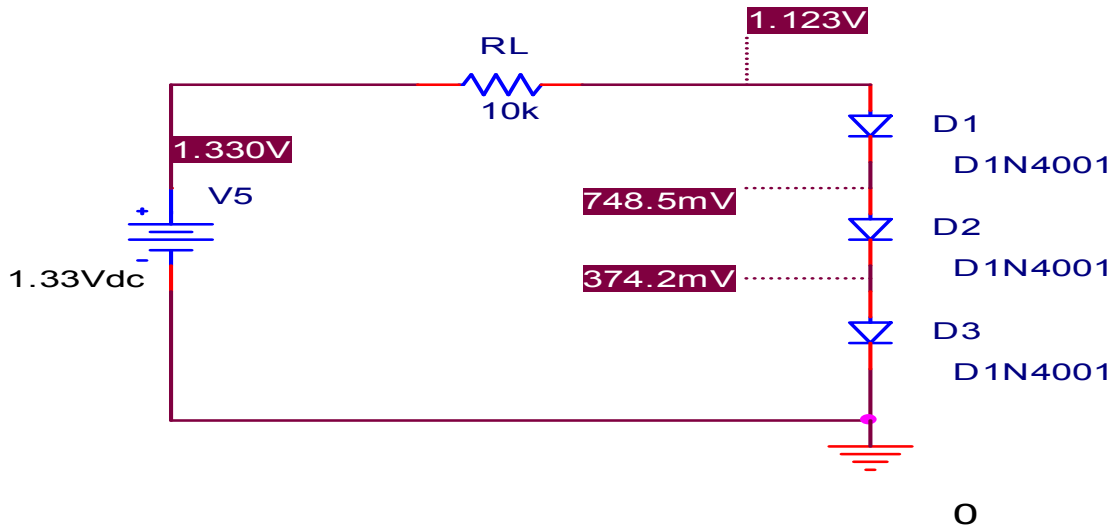
Σχετικό σφάλμα ως προς Spice%=

$$= \frac{V_{out}(\text{spice}) - V_{out}(\text{πειραμ.})}{V_{out}(\text{spice})} * 100 = \mathbf{0\%}$$

Ομοίως, για τις υπόλοιπες εισόδους προκύπτουν οι τιμές σφαλμάτων ως προς Spice και Θεωρία όπως φαίνονται στο πίνακα και στο παρακάτω γράφημα:



## 2° ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ--ΚΥΚΛΩΜΑ ΨΑΛΙΔΙΣΤΗ ΓΙΑ $R_L=10K$



### Τάσεις κατωφλιού :

$$D1 = 0,58 \text{ V}$$

$$D2 = 0,6 \text{ V}$$

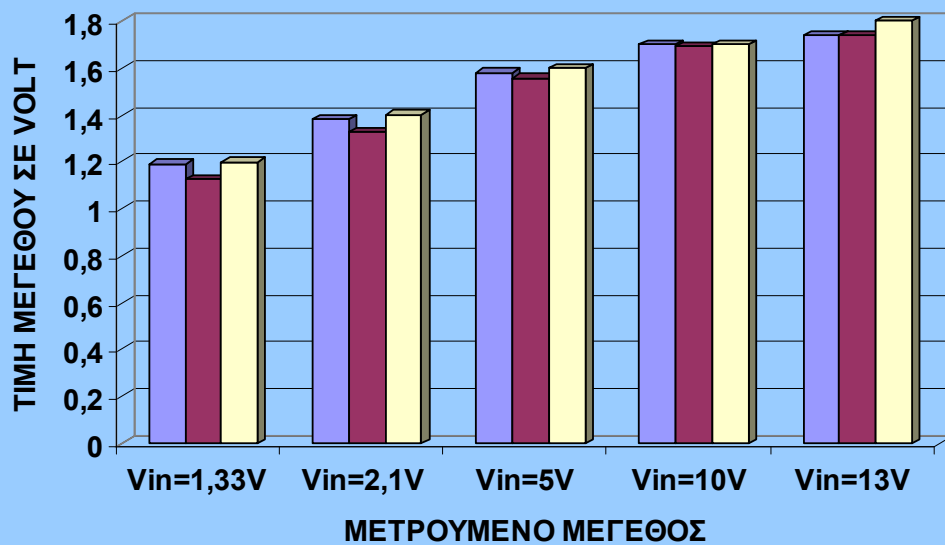
$$D3 = 0,6 \text{ V}$$

Όπως παρατηρούμε παραπάνω, η τάση κατωφλιού πέφτει διότι λόγω της αντίστασης  $R = 10 \text{ k}\Omega$  μειώνεται το ρεύμα που τη διαρρέει και χαμηλώνει η τάση κατωφλιού των διόδων.

$V_{in}$ (V)	$V_{out}$ (μετρ.) (V)	$V_{out}$ (θεωρ.) (V)	$V_{out}$ (spice) (V)	Απόλυτο Σφάλμα ως προς θεωρία (%)	Απόλυτο Σφάλμα ως προς Spice (%)
1,33	1,19	1,2	1,123	0,83	5,96
2,1	1,38	1,4	1,326	1,42	4,07
5	1,58	1,6	1,555	1,25	1,6
10	1,70	1,7	1,691	0	0,53
13	1,74	1,8	1,738	3,33	0,11

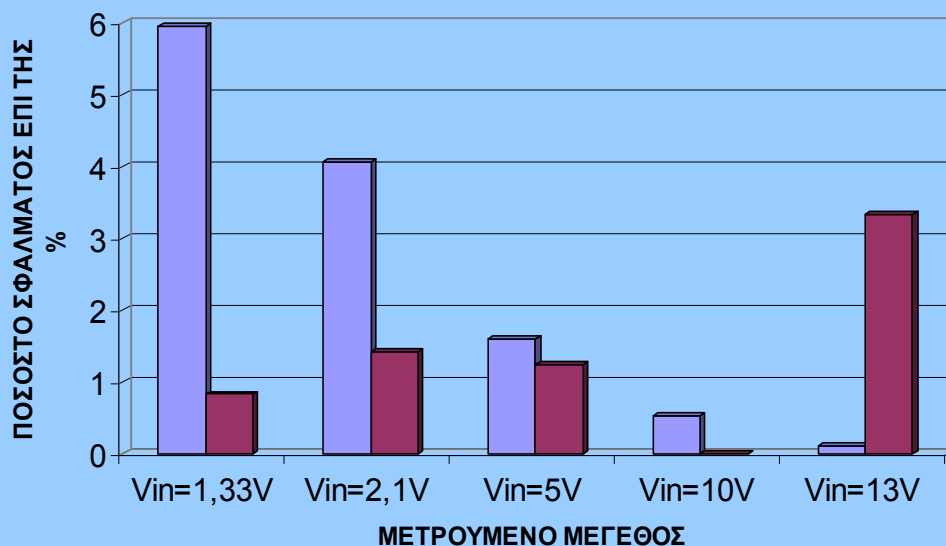
Ομοίως τα σφάλματα που προκύπτουν για τις διάφορες τιμές εισόδων ως προς Spice και Θεωρία φαίνονται στο παρακάτω γράφημα:

### ΑΚΡΙΒΕΙΑ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΨΑΛΙΔΙΣΤΗ ΓΙΑ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ $R_L=10K$



■ Vout METΡΟΥΜΕΝΗ (V) ■ Vout PSPICE (V) ■ Vout ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ (V)

### ΣΧΕΤΙΚΟ ΣΦΑΛΜΑ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΨΑΛΙΔΙΣΤΗ ΓΙΑ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ $R_L=10K$



■ ΣΧΕΤΙΚΟ ΣΦΑΛΜΑ ΩΣ ΠΡΟΣ PSPICE ■ ΣΧΕΤΙΚΟ ΣΦΑΛΜΑ ΩΣ ΠΡΟΣ ΘΕΩΡΙΑ

Παρατηρούμε ότι για  $R_1 = 10k\Omega$ , η τάση εξόδου δε συμπίπτει με τη θεωρητική τιμή και αυτό οφείλεται στο γεγονός, ότι αλλάζει το ρεύμα του κυκλώματος λόγω της αύξησης του φορτίου, συνεπώς έχουμε λογική πτώση τάσης στην έξοδο.

Τα πράγματα παραμένουν ίδια και για  $-15\text{ V}$  με διαφορά την αλλαγή πρόσημων .

**Τάσεις κατωφλίου ( για  $R = 1\text{ k}\Omega$  ):**

D4 = - 0,68 V

D5 = - 0,69 V

D6 = - 0,68 V

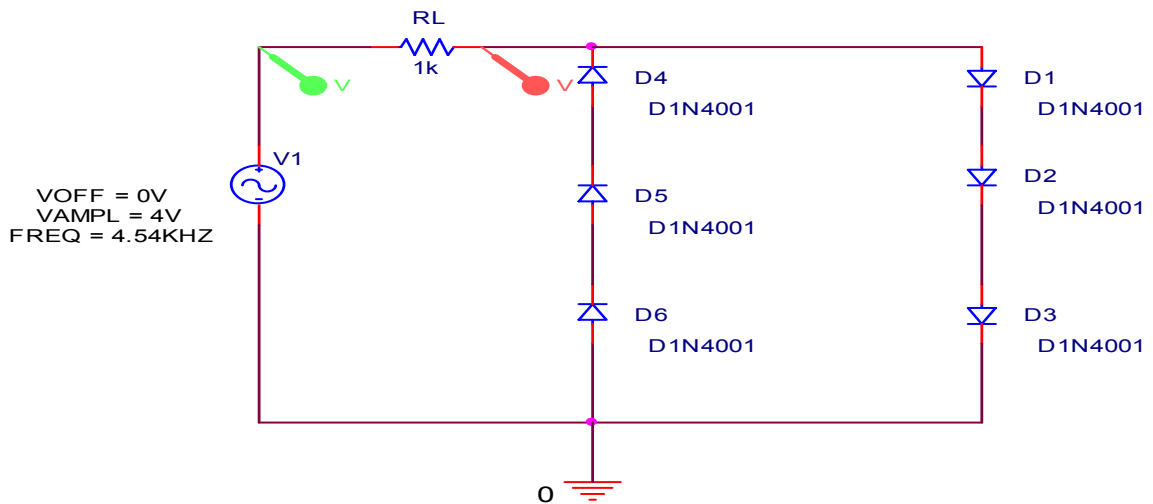
**Τάσεις κατωφλίου ( για  $R = 10\text{ k}\Omega$  ):**

D4 = - 0,57 V

D5 = - 0,58 V

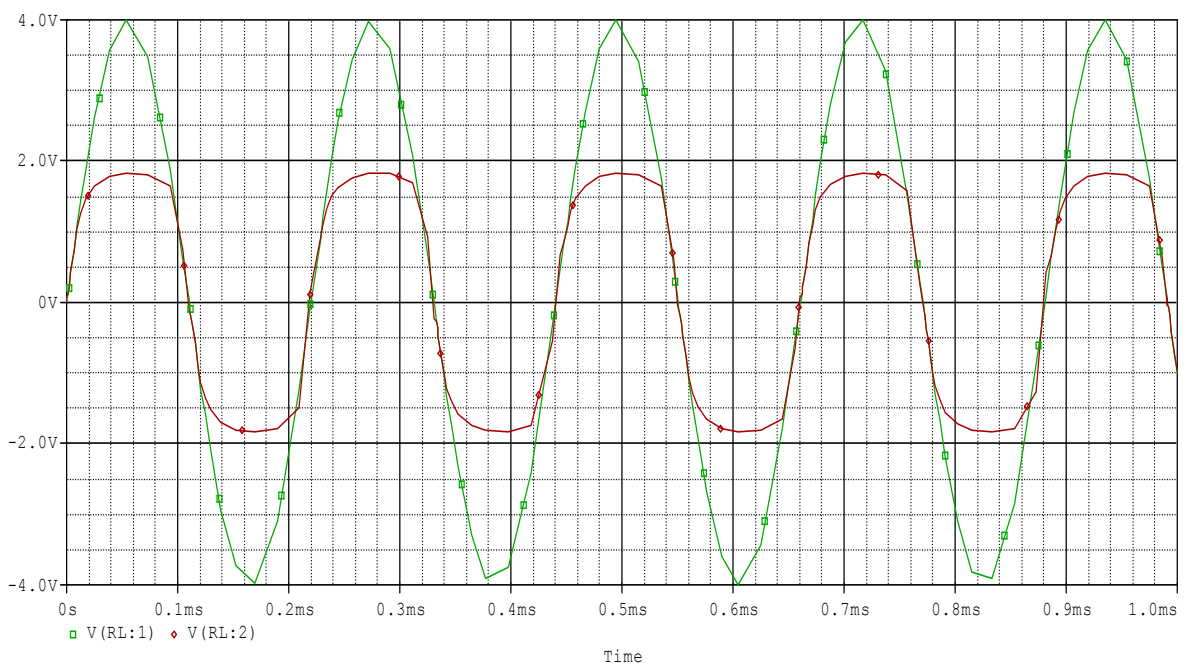
D6 = - 0,58 V

**2° ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ-ΕΙΣΟΔΟΣ ΗΜΙΤΟΝΟ**



**2.4.1.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ -1N4001**

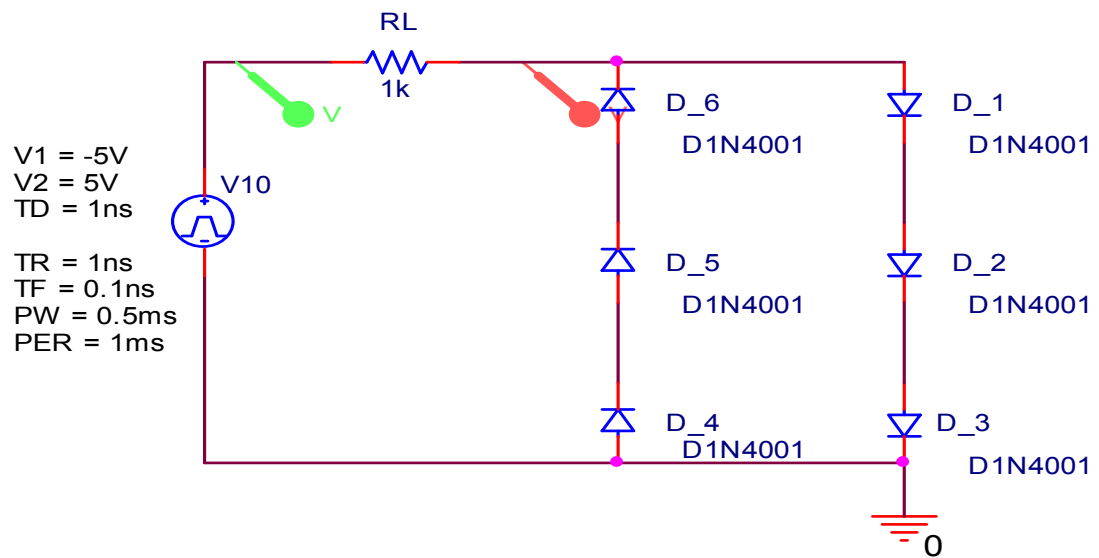
**Προσομοίωση κυκλώματος στο Spice σε σάρωση χρόνου**



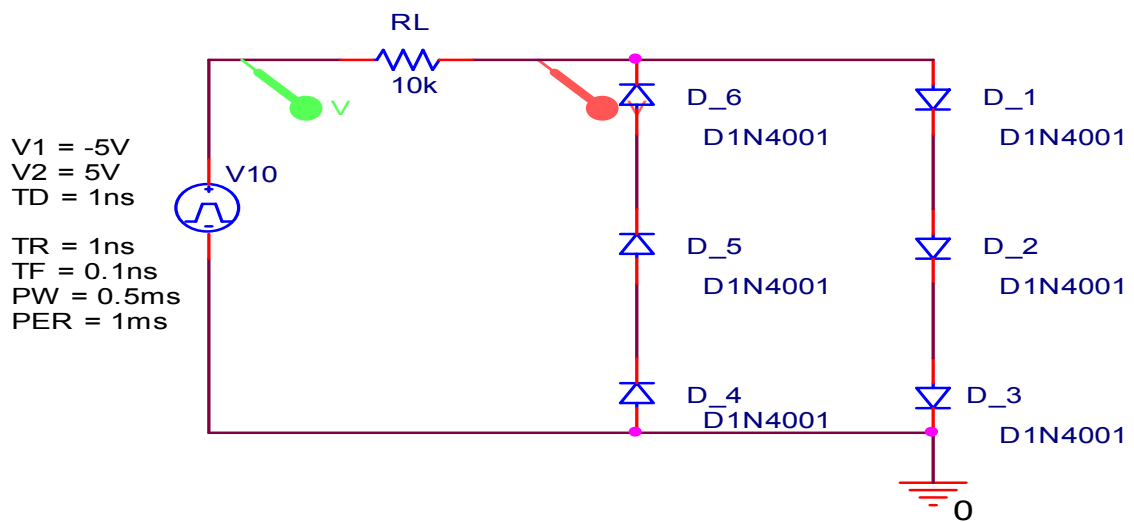
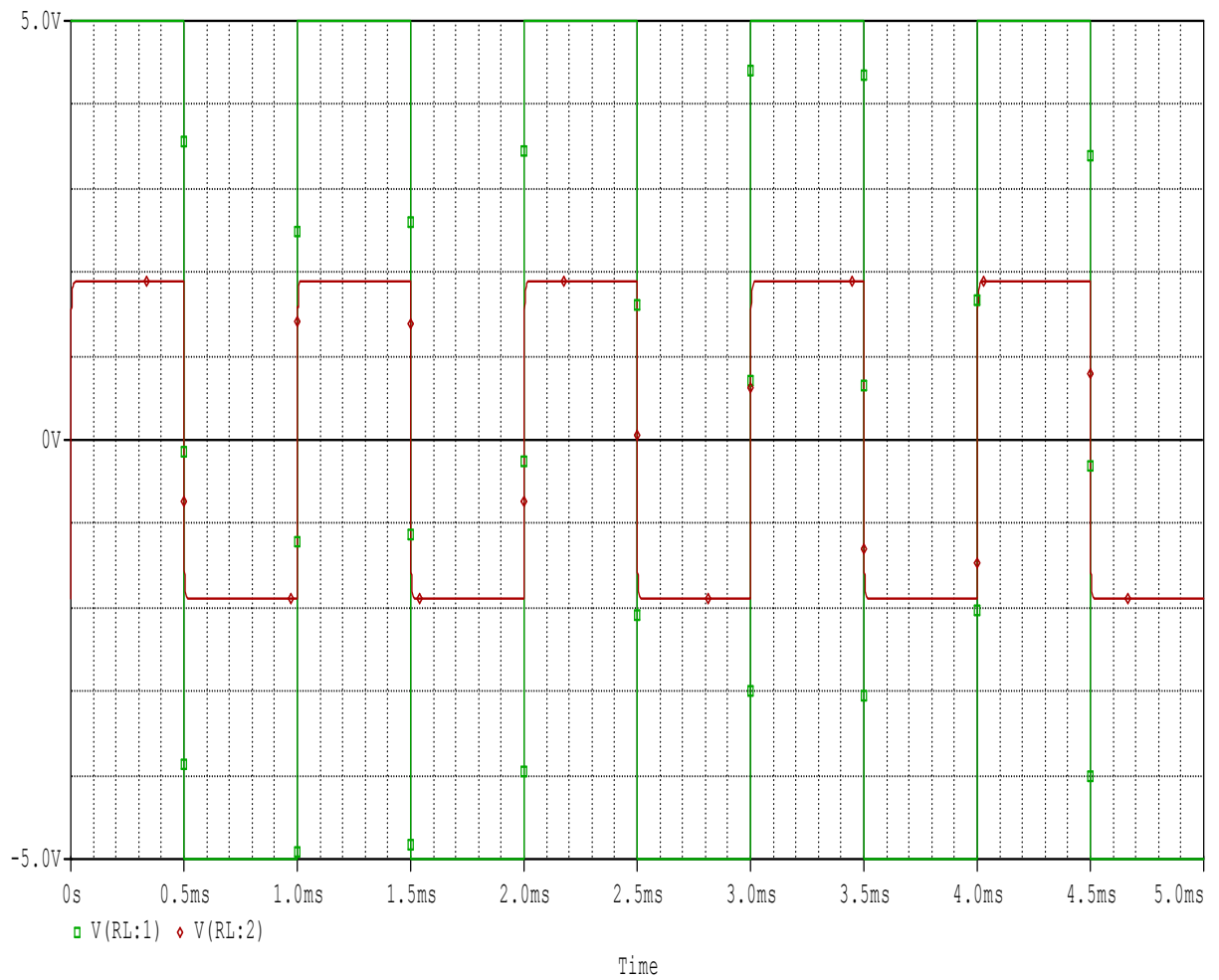
Για  $V_{in}=8V_p$ -p και για  $R_L=1k$  παρατηρούμε ότι άγουν και οι έξι δίοδοι και ψαλιδίζουν το σήμα εισόδου δίνοντας στην είσοδο ένα ψαλιδισμένο στα  $3,6 V_p$ -p. Το ίδιο σήμα εισόδου για φορτίο  $R_1 = 10 k\Omega$  βγαίνει στην έξοδο  $3,4 V_p$  - p θεωρητικά και πειραματικά .

### 3° ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ –ΤΕΤΡΑΓΩΝΟ

Για  $V_{in}$  τετράγωνο στα  $10 V_p$  -p km φορτίο  $R_1 = 1k\Omega$  παρατηρούμε το ίδιο αποτέλεσμα με το παράδειγμα 2 . Άγουν και οι έξι δίοδοι και ψαλιδίζουν το σήμα εισόδου ,βγάζοντας στην έξοδο  $3,8 V_p$  - p θεωρητικά και πειραματικά . Ενώ για φορτίο  $R_1 = 10 k\Omega$  παρατηρούμε ,ότι θεωρητικά η  $V_{out}$  είναι  $3 V_p$ -p ενώ πειραματικά μετρήθηκε  $3,2 V_p$ -p.

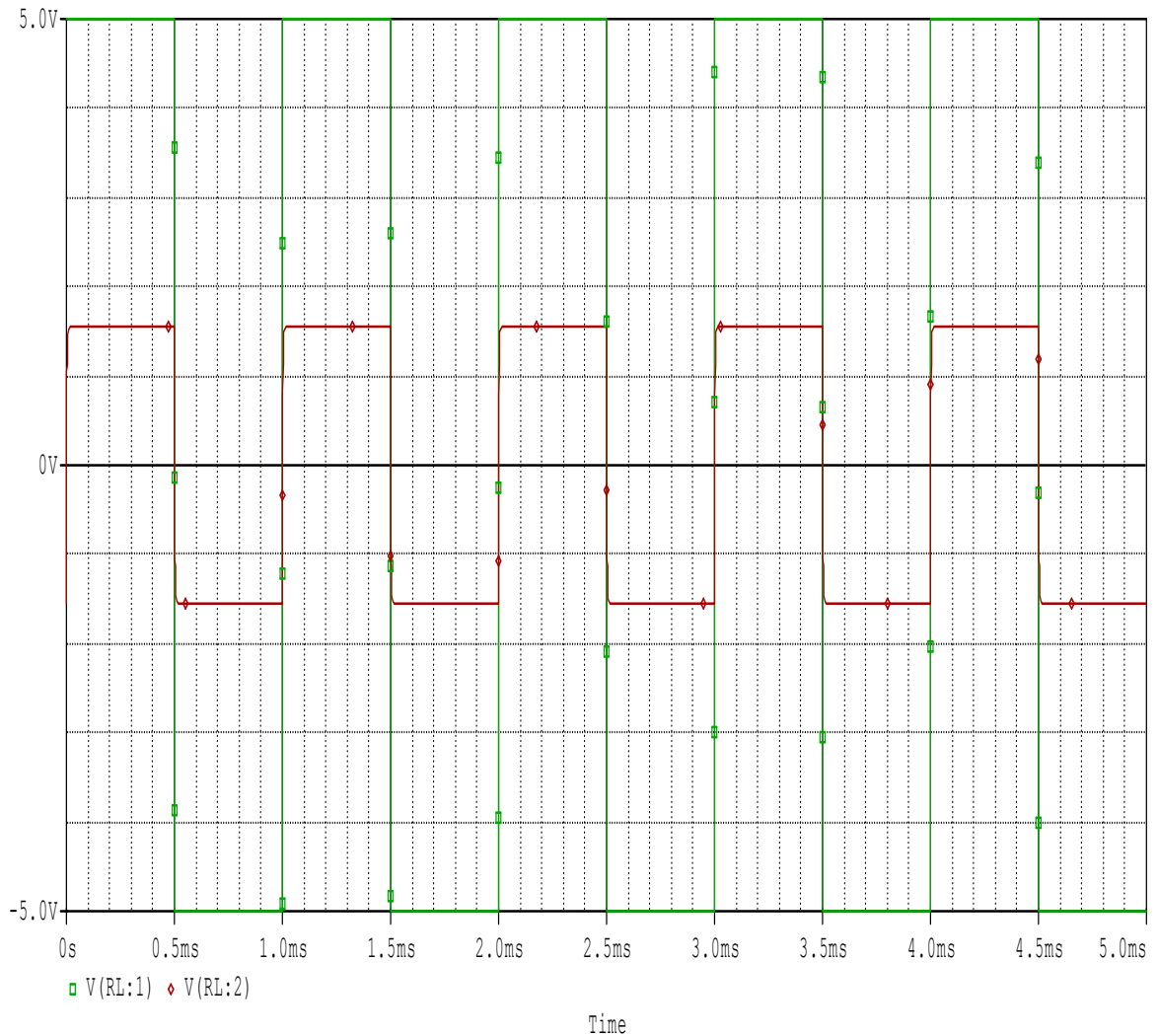


**Προσομοίωση κυκλώματος στο Spice σε σάρωση χρόνου**



**Προσομοίωση κυκλώματος στο Spice με σάρωση χρόνου**





Δίνοντας διάφορες τιμές στην τάση εισόδου μετρήσαμε την τάση στα άκρα της διόδου (τάση εξόδου), καθώς και το ρεύμα του κλάδου. Η αντίσταση είναι στο  $\frac{1}{4}$  του Watt. Τα αποτελέσματα που πήραμε από τις μετρήσεις φαίνονται παρακάτω, σε αντιπαραβολή με τα αποτελέσματα που μας έδωσε το Spice. Τα χαρακτηριστικά της 1N4001 όπως φαίνεται και στα datasheets είναι τα ίδια με την 1N4007, με την διαφορά ότι η δεύτερη μπορεί να λειτουργήσει και σε υψηλότερες τάσεις.

Βλέπουμε ότι τα αποτελέσματα του Spice πλησιάζουν αυτά των μετρήσεών μας και συνεπώς οι τελευταίες θεωρούνται αξιόπιστες. Στην πρώτη μέτρηση η διακριτική ικανότητα του αμπερομέτρου δεν μας επέτρεψε να μετρήσουμε τόσο χαμηλό ρεύμα, αλλά η προσομοίωση δείχνει ότι ένα μικρό ρεύμα της τάξεως κάποιων nA διέρχεται μέσα από τη διόδο. Εάν ανατρέξουμε στο datasheet της διόδου θα δούμε ότι στα 15V αναστροφής τάσης, το ρεύμα κυμαίνεται στα 20nA στους 25°C. Οι δικές μας μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν σε σαφώς χαμηλότερη θερμοκρασία και συνεπώς τα 14.4nA φαντάζουν ως μια λογική τιμή.

## 2.5 ΔΙΒΑΘΜΙΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

### 2.5.1 ΓΕΝΙΚΗ ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το επόμενο κύκλωμα που σχεδιάσαμε και θα αναλύσουμε περισσότερο είναι ένας διβάθμιος ενισχυτής σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού με δύο

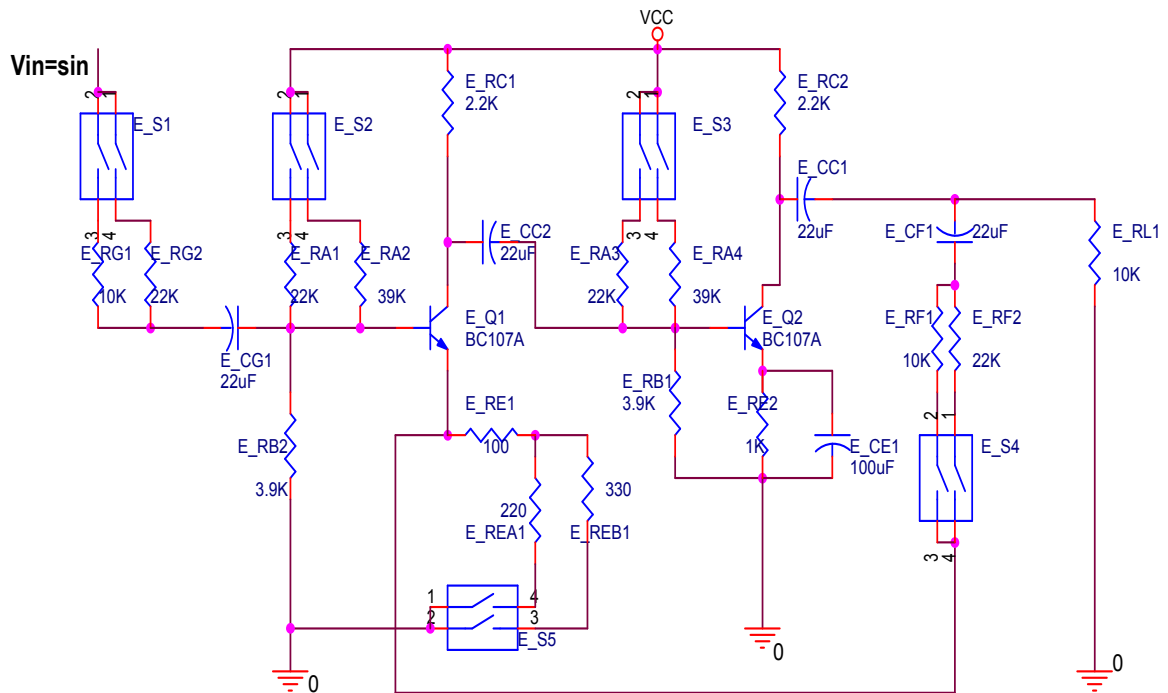
διπολικά τρανζίστορ BJT με ανάδραση τάσης σειράς. Το είδος των αναδράσεων (τάσης-παραλλήλου ή σειράς, ρεύματος-παραλλήλου ή σειράς) ποικίλλει και εμείς επιλέξαμε τη πιο συνηθισμένη μορφή ανάδρασης. Η ανάλυση του καθίσταται πιο επίπονη και λεπτομερής σε σχέση με τα υπόλοιπα κυκλώματα καθώς ο ενισχυτής με τις δύο βαθμίδες CE είδαμε θεωρητικά ότι έχει περισσότερη μαθηματική ανάλυση όσον αφορά, τον υπολογισμό που κάναμε σε δυναμικά πάνω σε κάποια σημεία των κλάδων που περιέχουν οι βαθμίδες των δύο τρανζίστορ, τον υπολογισμό που κάναμε σε ρεύματα των αντίστοιχων σημείων των ιδίων κλάδων των δύο βαθμίδων. Έτσι με βάση αυτούς τους υπολογισμούς, πήραμε το νόμο του ΟΗΜ και υπολογίσαμε τις αντίστοιχες αντιστάσεις που αντικατοπτρίζουν τα σημεία αυτά. Κατόπιν προχωρήσαμε σε εξισώσεις Kirchoff και συνεχίσαμε την ανάλυση μας και με άλλους υπολογισμούς προκειμένου να φτάσουμε στο επιθυμητό μας αποτέλεσμα που είναι ο υπολογισμός των απολαβών που έχει ο ενισχυτής.

Ουσιαστικά αυτό που θέλουμε να δείξουμε είναι, τι τελικές ενισχύσεις βγάζουμε στην έξοδο συναρτήσει του σήματος που δίνουμε στην είσοδο, αναλύοντας όλες τις παραμέτρους και συνδυασμούς των μεγεθών που βγάλαμε στα αποτελέσματα μας και με βάση αυτά θα δούμε ότι προκύπτουν διάφοροι συνδυασμοί απολαβών για τις διάφορες τιμές παραμέτρων.

Παρεπιπτόντως οι τιμές αυτές προκύπτουν για δύο συνδεσμολογίες του διβάθμιου ενισχυτή μας: α. όταν είναι σε συνδεσμολογία απλού διβάθμιου ενισχυτή χωρίς ανάδραση και β. όταν είναι σε συνδεσμολογία διβάθμιου ενισχυτή τάσης-σειράς με ανάδραση. Τέλος, με βάση τις απολαβές δείχνουμε ποιες είναι οι μέγιστες και ελάχιστες τιμές τάσεων  $U_{in}$  που δίνουμε στην είσοδο και αντίστοιχες  $max$  και  $min$  τάσεις  $U_{out}$  που βγάζουμε στην έξοδο.

Και πάλι τα αποτελέσματα αυτών των τιμών εισόδου-εξόδου προκύπτουν για τους διάφορους συνδυασμούς παραμέτρων που επιλέξαμε στην ανάλυση μας, τοποθετήσαμε κάποιους διακόπτες οι οποίοι ανάλογα με το κλείσιμο τους θα ενεργοποιούν τις αντίστοιχες αντιστάσεις και μέσω επιλογής αυτών βγάζουμε τα επιθυμητά τελικά αποτελέσματα(τιμές απολαβών, εισόδων-εξόδων) όταν ο ενισχυτής μας είναι σχεδιασμένος και στις δύο συνδεσμολογίες όπου αναφέραμε( με ανάδραση και χωρίς).

Στο παρακάτω σχήμα 5 δείχνουμε το σχεδιασμένο κύκλωμα του διβάθμιου ενισχυτή τάσης-σειράς με ανάδραση. Η σχεδίαση έγινε στο σχηματικό πρόγραμμα του Orcad και φαίνεται παρακάτω:



**Σχήμα 5**

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5 υπάρχουν όλες οι τιμές αντιστάσεων και πυκνωτών στις βαθμίδες των τρανζίστορ, η τάση τροφοδοσίας (+15V) και με βάση αυτά θα γίνει η επίλυση του κυκλώματος σε κάθε βαθμίδα ξεχωριστά για να βγάλουμε τις ολικές απολαβές.

### 2.5.2 ΑΝΑΛΥΣΗ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ--ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ—ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΤΙΜΩΝ

Ξεκινάμε λοιπόν και κάνουμε **DC ανάλυση** στο κύκλωμα παίρνοντας ως δεδομένο ότι  $R_{a1}=33K\Omega$  στη **1<sup>η</sup> βαθμίδα** και έχουμε:

- $V_{B1}=R_{B1}/(R_{a2}+R_{B1}) \cdot V_{CC}=3.9K\Omega/(33K\Omega+3.9K\Omega) \cdot 15V \Rightarrow V_{B1}=1.58V$

Τώρα παίρνοντας την άλλη αντίσταση πόλωσης ως δεδομένο, δηλαδή για  $R_{a1}=22K\Omega$  στη **1<sup>η</sup> βαθμίδα** έχουμε:

- $V_{B1}=R_{B1}/(R_{a1}+R_{B1}) \cdot V_{CC}=3.9K\Omega/(22K\Omega+3.9K\Omega) \cdot 15V \Rightarrow V_{B1}=2.258V$

1<sup>η</sup> περίπτωση: για  $V_{B1}=1.58V$  έχουμε  $V_{E1}=V_{B1}-V_{BE}=1.58V-0.75V \Rightarrow V_{E1}=0.83V$

2<sup>η</sup> περίπτωση:  $V_{B1}=2.258V \Rightarrow V_{E1}=2.258V-0.75V \Rightarrow V_{E1}=1.508V$

→ Για  $R_{E1}=330\Omega$ ,  $V_{E1}=0.83V$  και  $r_e=100\Omega$  ως δεδομένα, έχουμε:

- $I_{E1}=V_{E1}/(R_{E1}+r_e)=0.83V/(0.33K\Omega+0.1K\Omega) \Rightarrow I_{E1}=1.93mA$  (1)

→ Για  $R_{E1}=220\Omega$ ,  $V_{E1}=1.508V$  και  $r_e=100\Omega$  ως δεδομένα, έχουμε:

- $I_{E1}=1.508V/(0.22K\Omega+0.1K\Omega) \Rightarrow I_{E1}=2.59mA$  (2)

Όπου **(1)** ^ **(2)** είναι ο 1<sup>ος</sup> συνδυασμός τιμών ρευμάτων στον εκπομπό του τρανζίστορ της 1<sup>ης</sup> βαθμίδας με βάση τις τιμές που έχουμε επιλέξει ως δεδομένα.

Αν τώρα επιλέξουμε άλλες τιμές δεδομένων, μπορούμε να βγάλουμε άλλους δύο συνδυασμούς για τα ρεύματα στον εκπομπό τρανζίστορ της 1<sup>ης</sup> βαθμίδας όπως φαίνονται παρακάτω:

→ Για  $R_{E1}=330\Omega$ ,  $V_{E1}=1.508V$  και  $r_e=100\Omega$  ως δεδομένα, έχουμε:

- $I_{E1}=V_{E1}/(R_{E1}+r_e)=1.508V/(0.33K+0.1K)\Rightarrow I_{E1}=3.506mA$  (3)

→ Για  $R_{E1}=220\Omega$ ,  $V_{E1}=1.508V$ ,  $r_e=100\Omega$  ως δεδομένα, θα έχουμε:

- $I_{E1}=1.508V/(0.22K+0.1K)\Rightarrow I_{E1}=4.7125mA$  (4)

Όπου (3) κ (4) είναι οι άλλοι 2 συνδυασμοί που προκύπτουν και οι αλλαγές τιμών των  $I_{E1}$  μεταξύ των συνδυασμών που αναλύσαμε οφείλονται κυρίως στην αλλαγή της πτώσης τάσης  $V_{E1}$  πάνω στον εκπομπό του Q1 καθώς οι υπόλοιπες τιμές ( $R_{E1}$ ,  $r_e$ ) φαίνονται να είναι κοινές μεταξύ 1<sup>ου</sup> και 2<sup>ου</sup> συνδυασμού.

Κατόπιν υπολογίζουμε τη δυναμική αντίσταση μεταξύ των επαφών βάσης-εκπομπού του τρανζίστορ της 1<sup>ης</sup> βαθμίδας, Q1 όπως προκύπτει από τις τέσσερις διαφορετικές τιμές των  $I_{E1}$  που βγάλαμε παραπάνω και άρα θα προκύψουν τέσσερις δυνατοί συνδυασμοί της δυναμικής αντίστασης  $r_{e1}$  και οι δύο εξ' αυτών προκύπτουν από τη τιμή  $R_{E1}$  που έχουμε επιλέξει. Όλα αυτά φαίνονται παρακάτω:

- Για  $R_{E1}=330\Omega$  έχουμε:  $r_{e1}=V_T/I_{E1}=25mV/1.93mA\Rightarrow r_{e1}'=12.953\Omega$  και

$$r_{e1}'=V_T/I_{E1}=25mV/3.506mA\Rightarrow r_{e1}'=7.130\Omega$$

- Για  $R_{E1}=220\Omega$  έχουμε:  $r_{e1}'=25mV/2.593mA\Rightarrow r_{e1}'=9.641\Omega$  και

$$r_{e1}'=25mV/4.7125mA\Rightarrow r_{e1}'=5.305\Omega$$

Στη συνέχεια παίρνουμε εξίσωση Kirchoff,  $V_c=V_{cc}-I_c\cdot R_c$  για να βγάλουμε τα δυναμικά στο συλλέκτη του T1. Προφανώς παίρνουμε τη παραδοχή ότι  $I_e=I_c+I_b$  και με  $I_b$  αμελητέο ( $I_b=0\mu A$ ) ισχύει  $I_E=I_C$  (για να δουλεύει ο ενισχυτής στην ενεργό περιοχή).

Οπότε έχουμε τους παρακάτω συνδυασμούς :

→ Για  $R_{E1}=220\Omega$  και  $R_c=2.2K$  έχουμε:

- $V_{c1}=15V-2.593mA\cdot 2.2K\Rightarrow V_{c1}=9.296V$

- $V_{c1}=15V-4.7125\cdot 2.2\Rightarrow V_{c1}=4.633V$

→ Για  $R_{E1}=330\Omega$ ,  $R_c=2.2K$  έχουμε:

- $V_{c1}=15V-1.93mA\cdot 2.2K\Rightarrow V_{c1}=10.754V$

- $V_{c1}=15V-3.506mA\cdot 2.2K\Rightarrow V_{c1}=7.287V$

## 2<sup>η</sup> ΒΑΘΜΙΔΑ-DC ΑΝΑΛΥΣΗ

Τώρα κάνουμε dc ανάλυση στη 2<sup>η</sup> βαθμίδα με το τρανζίστορ Q2 και υπολογίζουμε ακριβώς τα παραπάνω μεγέθη με παρόμοιο τρόπο όπως φαίνεται παρακάτω:

Η πτώση τάσης στη βάση του 2<sup>ου</sup> τρανζίστορ είναι:

- $V_{B2} = R_{B2}/(R_{A1}+R_{A2}) \cdot V_{CC} \Rightarrow V_{B2} = 1.58V$  (για  $R_{A2}=33K$ )
- $V_{B2} = 2.258V$  (για  $R_{A1}=22K$ )
- $V_{E2} = V_{B2} - V_{BE} = 1.58V - 0.75V \Rightarrow V_{E2} = 0.83V$
- $V_{E2} = 2.258 - 0.75V \Rightarrow V_{E2} = 1.508V$

→ Για  $R_{A2}=33K$  και  $R_{E2}=1K$  έχουμε:

- $I_{E2} = V_{E2}/R_{E2} = 0.83V/1K = 0.83 \text{ mA} \Rightarrow I_{E2} = 0.83 \text{ mA}$

→ Για  $R_{A1}=22K$ ,  $R_{E2}=1K$  έχουμε:

- $I_{E2} = 1.508V/1K \Rightarrow I_{E2} = 1.508 \text{ mA}$

Οπότε από εξίσωση Kirchhoff έχουμε τα δυναμικά στο συλλέκτη, δηλαδή:

- $V_{C2} = 15V - 0.83 \text{ mA} \cdot 2.2K \Rightarrow V_{C2} = 13.174V$
- $V_{C2} = 15V - 1.508 \cdot 2.2 \Rightarrow V_{C2} = 11.683V$

Άρα τώρα η δυναμική αντίσταση βάσης εκπομπού του Q2 είναι:

- $r_{e2}' = V_T/I_{E2} = 25 \text{ mV}/0.83 \text{ mA} \Rightarrow r_{e2}' = 30.12 \Omega$  (για  $R_{A2}=33K$ )
- $r_{e2}' = 25 \text{ mV}/1.508 \text{ mA} \Rightarrow r_{e2}' = 16.578 \Omega$  (για  $R_{A1}=22K$ )

Συνεπώς έχουμε  $r_{c1} = R_c // Z_{in}(\text{stage})2 = R_c // (R_1 // R_2 // \beta \cdot r_{e2}')$  όπου  $Z_{in}(\text{stage})2$  είναι η σύνθετη αντίσταση εισόδου του ενισχυτή της 2<sup>ης</sup> βαθμίδας και θα ισούται με:

- $Z_{in}(\text{stage})2 = (R_{A2} // R_{B2} // \beta \cdot r_{e2}') = (33K // 3.9K // (180 \cdot 30.12 \Omega))$  και μετά από πράξεις προκύπτει  $Z_{in}(\text{stage})2 = 2.122K$
- Άρα  $r_{c1} = R_c // Z_{in}(\text{stage})2 = 2.2K // 2.122K =$   
 $= (2.2 \cdot 2.122) / (2.2 + 2.122) \Rightarrow r_{c1} = 1.08K$  (για  $R_{A2}=33K$  και  $r_{e2}'=30.12 \Omega$ )

→ Για  $R_{A1}=22K$ ,  $r_{e2}'=30.12 \Omega$  έχουμε :

- $Z_{in}(\text{stage})2 = (22K // 3.9K // 180 \cdot 30.12 \Omega)$  και μετά από πράξεις προκύπτει:  $Z_{in}(\text{stage})2 = 2.0558K$
- Οπότε  $r_{c1} = 2.2K // 2.0558K$  και προκύπτει από πράξεις  $r_{c1} = 1.0627K$

→ Για  $R_{A2}=33K$  και  $r_{e2}'=16.578 \Omega$ , έχουμε:

- $Z_{in(stage)2} = (33K // 3.9K // (180 * 16.578\Omega))$  και μετά από πράξεις προκύπτει:  
 **$Z_{in(stage)2} = 1.6079K$**
- Άρα  $r_{c1} = 2.2K // 1.6079K \Rightarrow r_{c1} = 0.92K$

→ Για  $R_{A1} = 22K$  και  $r_{e2}' = 16.578\Omega$  έχουμε:

- **$Z_{in(stage)2} = 1.569K$**  και  $r_{c1} = 2.2K // 1.569K \Rightarrow r_{c1} = 1.092K$

Συνεπώς τώρα για τις διάφορες τιμές των  $r_{c1}$ , υπολογίζουμε την ενίσχυση  $AV_1$  της βαθμίδας  $Q_1$  και έχουμε:

1.  $AV_1 = r_{c1} / (r_e + r_{e1}') = 1.08K / 0.1K = 10.8 \Rightarrow \mathbf{AV_1 = 10.8}$
2.  $AV_1 = 1.062K / 0.1K = 10.627 \Rightarrow \mathbf{AV_1 = 10.627}$
3.  $AV_1 = 0.92K / 0.1K = 9.2 \Rightarrow \mathbf{AV_1 = 9.2}$
4.  $AV_1 = 1.092K / 0.1K = 10.92 \Rightarrow \mathbf{AV_1 = 10.92}$

**Σημείωση:** επειδή οι τιμές των  $r_{e1}'$  που υπολογίσαμε παραπάνω είναι πολύ μικρές και συγκεκριμένα 10 φορές μικρότερες από την  $r_e$ , δε λαμβάνονται υπόψιν και έτσι δε λήφθηκαν για τον υπολογισμό την  $AV_1$ .

Τώρα υπολογίζουμε την ενίσχυση της 2<sup>ης</sup> βαθμίδας  $AV_2$  αφού πρώτα υπολογίσουμε την  $r_{c2}$  όπου είναι:

- $r_{c2} = R_{C2} // R_L = 2.2K // 10K = 2.2K / 12.2K = 1.803K \Rightarrow r_{c2} = 1.803K$

Επομένως οι ενισχύσεις θα είναι:

- $AV_2 = r_{c2} / r_{e2}' = 1803\Omega / 30.12\Omega = 59.86 \Rightarrow \mathbf{AV_2 = 59.86\Omega}$
- $AV_2 = 1803\Omega / 16.578\Omega = 108.758 \Rightarrow \mathbf{AV_2 = 108.758}$

Άρα, χωρίς ανάδραση θα υπολογίσουμε τη συνολική ενίσχυση του διβάθμιου ενισχυτή και επειδή οι τιμές που υπολογίσαμε είναι αρκετές για την  $AV_1$ , θα πάρουμε μόνο τη μέγιστη και ελάχιστη τιμή της η οποίες είναι:

- **$AV_1(max) = 10.92$**  και  **$AV_1(min) = 9.2$**  ενώ  **$AV_2(max) = 108.758$**  και  **$AV_2(min) = 59.86$** .

Επίσης οι ενδιάμεσες τιμές απολαβών που υπολογίσαμε για τη 1<sup>η</sup> βαθμίδα και προκύπτουν μεταξύ μεγίστων και ελαχίστων  $AV_1$  είναι:

$$\mathbf{AV_1 = 10.627} \text{ και } \mathbf{AV_1 = 10.8}$$

Έτσι η συνολική ενίσχυση είναι :

- $AV(max) = AV_1 * AV_2 = 10.92 * 108.758 \Rightarrow \mathbf{AV(max) = 1187.63}$
- $AV(min) = AV_1 * AV_2 = 9.2 * 59.86 \Rightarrow \mathbf{AV(min) = 550.712}$

Όμως για τις παραπάνω ενδιάμεσες τιμές απολαβών οι επιπλέον συνολικές ενισχύσεις που έχουμε είναι :

$$1^{\text{ος}} \text{ συνδυασμός: } AV=10.627*59.86=\mathbf{636.13}, AV=10.8*59.86=\mathbf{646.48}, \\ AV=10.92*59.86=\mathbf{653.67}$$

$$2^{\text{ος}} \text{ συνδυασμός: } AV=10.627*108.758=\mathbf{1155.77}, AV=10.8*108.758=\mathbf{1174.58}, \\ AV=9.2*108.758=\mathbf{1000.57}$$

Άρα όπως βλέπουμε, τα όρια διακύμανσης της συνολικής απολαβής AV είναι από 550.712 ως 1187.63 και αυτές οι τιμές ισχύουν μόνο για τη 1<sup>η</sup> βαθμίδα με  $r_e=100\Omega$ , χωρίς να έχουμε πυκνωτή αποσύζευξης Ce στον εκπομπό του Q1 και με  $R_{E1}=330\Omega$ . Οι υπόλοιπες τιμές απολαβών που δεν υπολογίσαμε βρίσκονται ανάμεσα στο εύρος που υπολογίσαμε για τη μέγιστη και ελάχιστη τιμή Av.

### ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ $Z_{in}(\text{stage})_1$ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ :

Για τον υπολογισμό της  $Z_{in}(\text{stage})_1$ , υπολογίζουμε πρώτα την  $r_{e1}$  και  $r_{c1}$  και έχουμε:

- Είναι  $r_{e1}=\beta*r_e=180*100\Omega \Rightarrow r_{e1}=\mathbf{18K\Omega}$  (για  $R_{E1}=330\Omega$ )

Οπότε  $r_{c1}=180*(7.130+330+100) \Rightarrow r_{c1}=78.683K$  (μεγάλη τιμή και δε λαμβάνεται υπόψιν).

→ Για  $R_{E1}=220\Omega$  παίρνουμε δύο δυνατούς συνδυασμούς για τον υπολογισμό  $r_{c1}$  όπου είναι:

- $r_{c1}=180*(9.641+220+100) \Rightarrow r_{c1}=\mathbf{59.335K}$
- $r_{c1}=180*(5.305+220+100) \Rightarrow r_{c1}=\mathbf{58.554K}$

Οπότε (για  $R_{a2}=33K$ ,  $R_{E1}=330\Omega$ ) έχουμε :

$$Z_{in}(\text{stage})_1 = 1 / ((1/R_{a2}) + (1/R_{B1}) + (1/r_{e1})) = 1 / ((1/33K) + (1/3.9K) + (1/18K)) \Rightarrow \mathbf{Z_{in}(\text{stage})_1 = 2.929K \quad (1)}$$

Για  $R_{a2}=33K$  και  $R_{E1}=220\Omega$  έχουμε:  $\mathbf{Z_{in}(\text{stage})_1 = 3.299K \quad (2)}$

Όπου (1) και (2) είναι ο 1<sup>ος</sup> συνδυασμός τιμών της  $Z_{in}$  για τους συνδυασμούς παραμέτρων που βάλαμε. Τώρα για τους άλλους δύο συνδυασμούς παραμέτρων, βγάζουμε άλλες δύο τιμές  $Z_{in}$  οι οποίες θα αποτελούν τον 2<sup>ο</sup> δυνατό συνδυασμό.

Δηλαδή, (για  $R_{a1}=22K$  και  $R_{E1}=330\Omega$ ) έχουμε:

$$Z_{in}(\text{stage})_1 = 1 / ((1/22K) + (1/3.9K) + (1/18K)) \Rightarrow \mathbf{Z_{in}(\text{stage})_1 = 2.805K \quad (3)}$$

Και (για  $R_{a1}=22K$  και  $R_{E1}=220\Omega$ ) έχουμε :  $\mathbf{Z_{in}(\text{stage})_1 = 3.140K \quad (4)}$

Όπου (3),(4) είναι ο 2<sup>ος</sup> συνδυασμός τιμών της  $Z_{in}$  για τις παραμέτρους που βάλαμε.

Οπότε τώρα να γράψουμε τη σχέση που μας δίνει τη τάση που θα δίνουμε στην είσοδο του ενισχυτή όπου είναι :  $U_{in} = Z_{in}(\text{stage})_1 / (Z_{in}(\text{stage})_1 + R_g)$  (1) όπου  $R_g$

είναι η εσωτερική αντίσταση της γεννήτριας και επιλέγουμε να έχουμε για την  $R_g$  δύο τιμές: 22K και 10K.

Από σχέση (1) έχουμε  $U_{in}=2.929K/(2.929K+10K)=2.929/12.929=0.226U_g$ . Δηλαδή βγαίνει μια σχέση της εισόδου συναρτήση της τάσης της γεννήτριας  $U_g$  και ο 1<sup>ος</sup> συνδυασμός αυτής της σχέσης είναι:  **$U_{in(max)}=0.226U_g$**  (όπου προκύπτει για  $R_{a2}=33K$ ,  $R_{Eb1}=330\Omega$  και  $R_g=10K$ )

Ο 2<sup>ος</sup> συνδυασμός προκύπτει από την αρχική σχέση (1):

$U_{in}=2.805/(2.805K+10K)=0.219U_g \Rightarrow U_{in(min)}=0.219U_g$  (για  $R_{a1}=22K$ ,  $R_{Eb1}=330\Omega$ ,  $R_g=10K$ )

Για  $R_g=22K$  προκύπτουν άλλοι δύο συνδυασμοί που είναι:

$U_{in(max)}=2.805K/(2.805K+22K)=0.113U_g \Rightarrow U_{in(min)}=0.113U_g$

$U_{in(min)}=2.929K/(2.929K+22K)=0.117U_g \Rightarrow U_{in(max)}=0.117U_g$

Επιλέγουμε τη  $U_g$  να κυμαίνεται από 20mV ελάχιστη τιμή ως 50mV μέγιστη, διαφορετικά ο ενισχυτής μας θα παραμορφώνει στην έξοδο επειδή θα λειτουργεί στο κόρο.

Οπότε για  $U_g=20mV$  έχουμε  $U_{in(max)}=0.226*20mV=4.52mV$   
και  $U_{in(max)}=0.117*20mV=2.34mV$

Ενώ για  $U_g=20mV$  έχουμε  $U_{in(min)}=0.113*20=2.26mV$  και  
 $U_{in(min)}=20mV*0.219=4.38mV$

Για  $U_g=50mV$  έχουμε  $U_{in(max)}=0.226*50mV=11.3mV$  και  
 $U_{in(max)}=0.117*50mV=5.85 mV$

Ενώ για  $U_g=50mV$  έχουμε  $U_{in(min)}=0.113*50mV=5.65mV$  και  
 $U_{in(min)}=0.219*50=10.95 mV$

Άρα μπορούμε να βγάλουμε την έξοδο  $V_{out}$  του ενισχυτή χωρίς ανάδραση και παίρνουμε τα μέγιστα και ελάχιστα των τιμών  $V_{out}$  με βάση τους συνδυασμούς μέγιστων-ελάχιστων τιμών που προέκυψαν για τις εισόδους  $U_{in}$  και απολαβές  $AV$ . Η γενική σχέση που συνδέει την έξοδο με την είσοδο του ενισχυτή είναι  **$U_{out}=AV*U_{in}$**

Οπότε, ως προς τους συνδυασμούς που βγάλαμε για τις τιμές των  $U_g$ , έχουμε τα τελικά αποτελέσματα τιμών  $U_{out}$  τα οποία είναι:

1<sup>ος</sup> συνδυασμός: για  $U_g=20mV \rightarrow$

$U_{out} (min)=AV(min)*U_{in(min)}=550.712*2.26mV \Rightarrow$   
(ελάχιστες τιμές)  
 $\Rightarrow U_{out}=1244.6mV \Rightarrow U_{out(min)}=1.244V$

και για  $U_g=20mV \rightarrow$

$V_{out} (min)=550.712*4.38mV \Rightarrow U_{out(min)}=2.412V$

Ενώ στον ίδιο συνδυασμό, για  $U_g=20mV$  έχω μέγιστες τιμές:



$$U_{out(max)}=1187.63*2.34 \Rightarrow U_{out(max)}=2.777V \quad \text{και}$$

$$U_{out(max)}=1187.63*4.52 \Rightarrow U_{out(max)}=5.368V$$

2<sup>ος</sup> συνδυασμός: για  $U_g=50mV$  παίρνουμε ελάχιστες τιμές:

$$U_{out(min)}=550.712*5.65mV \Rightarrow U_{out(min)}=3.111V$$

$$\text{και} \quad U_{out(min)}=550.712*10.95mV \Rightarrow U_{out(min)}=6.030V$$

Ενώ για τον ίδιο συνδυασμό με  $U_g=50mV$  παίρνουμε μέγιστες τιμές:

$$U_{out(max)}=1187.63*5.85mV \Rightarrow U_{out(max)}=6.947V$$

$$\text{και} \quad U_{out(max)}=1187.63*11.3mV \Rightarrow U_{out(max)}=13.420V$$

### ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΑΠΟΛΑΒΩΝ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ

Τώρα που έχουμε ανάδραση, χρησιμοποιούμε τις αντιστάσεις ανάδρασης  $R_f=22K$  και  $R_f=10K$  για τον υπολογισμό των απολαβών και ο γενικός τύπος που υπολογίζει την απολαβή με ανάδραση είναι:

$A_f=A/(1+A*B)$  όπου  $A$  είναι η συνολική απολαβή που υπολογίσαμε παραπάνω χωρίς ανάδραση και βγάλαμε μέγιστη τιμή(1187.63), ελάχιστη τιμή(550.712) ενώ  $B$  είναι ο συντελεστής ανάδρασης και ο οποίος με υπολογισμούς βρέθηκε να παίρνει δύο τιμές σε συνδυασμό με τις δυο τιμές της  $R_f$ .

Δηλαδή, για  $R_f=22K \rightarrow$  υπολογίσαμε  $B=4.524*10^{-3}$

Και για  $R_f=10K \rightarrow$  υπολογίσαμε  $B=9.9*10^{-3}$

Οπότε έχουμε τους υπολογισμούς:

$$\text{Για } R_f=22K, A_f(min)=AV(min)/(1+AV(min)*B)= \\ =550.712/(1+550.712*4.524*10^{-3})=550.712/3.49 \Rightarrow A_f(min)=157.8$$

$$\text{Και για } R_f=10K \text{ έχουμε,} \\ A_f(min)=550.712/(1+550.712*9.9*10^{-3})=550.712/6.45 \Rightarrow A_f(min)=85.38$$

Ενώ οι μέγιστες τιμές για τους ίδιους συνδυασμούς των  $R_f$  είναι:

$$\text{Για } R_f=22K \text{ έχουμε } A_f(max)=AV(max)/(1+AV(max)*B)= \\ =1174.58/(1+1174.58*4.524*10^{-3})=1174.58/6.19 \Rightarrow \\ \Rightarrow A_f(max)=189.75$$

$$\text{Για } R_f=10K \text{ έχουμε } A_f(max)=1187.63/(1+1187.63*9.9*10^{-3})= \\ =1187.63/12.757 \Rightarrow A_f(max)=93096$$

Επιπλέον, για τις ενδιάμεσες τιμές των συνολικών απολαβών που υπολογίσαμε χωρίς ανάδραση και βρίσκονται μεταξύ των μέγιστων και ελάχιστων οριακών

τιμών, μπορούμε να υπολογίσουμε και να βρούμε ανάλογα ενδιάμεσες τιμές και για τις απολαβές με ανάδραση όπου και αυτές θα κυμαίνονται μεταξύ μέγιστων και ελάχιστων οριακών τιμών Af που βρήκαμε ακριβώς παραπάνω. Έτσι, οι υπολογισμοί των ενδιάμεσων τιμών είναι οι ακόλουθοι:

$$\text{Για } R_f=22\text{K} \rightarrow A_f=646.48/(1+646.48+4.524 \cdot 10^{-3}) \Rightarrow \mathbf{A_f=164}$$

$$\text{Για } R_f=10\text{K} \rightarrow A_f=646.48/(1+646.48+9.9 \cdot 10^{-3}) \Rightarrow \mathbf{A_f=87.36}$$

Ομοίως,  $A_f=636.13/3.87=\mathbf{164.37}$  για  $R_f=22\text{K}$  και

$$A_f=636.13/7.29=\mathbf{87.26}$$
 για  $R_f=10\text{K}$

- $A_f=653.67/3.95=\mathbf{165.38}$  για  $R_f=22\text{K}$  και  $A_f=653.67/7.47=\mathbf{87.50}$  για  $R_f=10\text{K}$
- $A_f=1187.63/6.372=\mathbf{186.38}$  για  $R_f=22\text{K}$  και  $A_f=1174.58/12.62=\mathbf{93.07}$  για  $R_f=10\text{K}$
- $A_f=1155.77/6.228=\mathbf{185.57}$  για  $R_f=22\text{K}$  και  $A_f=1155.77/12.44=\mathbf{92.892}$  ( $R_f=10\text{K}$ )
- $A_f=1000.57/5.526=\mathbf{181.06}$  ( $R_f=22\text{K}$ ) και  $A_f=1000.57/10.9=\mathbf{91.753}$  ( $R_f=10\text{K}$ )

Προφανώς οι παραπάνω τιμές των Af για κάθε ένα εκ των συνδυασμών της Rf αντίστοιχα, κυμαίνονται μεταξύ των ορίων που υπολογίσαμε και τα οποία αφενός είναι μεταξύ των τιμών Af, 189.75(max) και 157.5(min) (για Rf=22K) και αφετέρου για Rf=10K οι αντίστοιχες τιμές βλέπουμε να κυμαίνονται μεταξύ των τιμών 93.096(max) και 85.38(min).

Επίσης παρακάτω δείχνουμε έναν άλλο πιο εύκολο και εύχρηστο τύπο που υπολογίζει τις τιμές απολαβών της ανάδρασης για κάθε τιμή της Rf και είναι:

$$A_f=R_f/r_e=22\text{K}/0.1\text{K} \Rightarrow A_f(\text{max})=220 \text{ (για } R_f=22\text{K)}$$

$$A_f=10\text{K}/0.1\text{K}=100 \Rightarrow A_f=100(\text{min}) \text{ (για } R_f=10\text{K)}$$

Όπως φαίνεται με ένα 2<sup>ο</sup> τρόπο, η μέγιστη Af=220 με το συνδυασμό της Rf=22K είναι συγκριτικά κοντά στις υπόλοιπες τιμές Af(max) που υπολογίσαμε παραπάνω για την ίδια Rf.

Το ίδιο επίσης φαίνεται να προκύπτει και για την ελάχιστη Af=100 η οποία συγκριτικά με τις υπόλοιπες τιμές δείχνει να είναι πολύ κοντά στο 100, για το συνδυασμό της Rf=10K

Επομένως οι παρακάτω συνδυασμοί για τη Uin θα είναι ίδιοι όπως προέκυψαν και στις απολαβές χωρίς ανάδραση και είναι ομοίως:

$$U_{in}=0.226U_g=0.226 \cdot 50\text{mV}=\mathbf{11.3\text{mV}(\text{max})}$$
 και

$$U_{in}=0.226 \cdot 20\text{mV}=\mathbf{4.52\text{mV}(\text{min})}$$

$$U_{in}=0.113U_g=0.113 \cdot 50\text{mV}=\mathbf{5.65\text{mV}(\text{max})}$$
 και

$$U_{in}=0.113*20mV=2.26mV(\min)$$

Τέλος, υπολογίζουμε τις εξόδους του διβάθμιου ενισχυτή με ανάδραση λαμβάνοντας υπόψιν τις παραμέτρους που βάλαμε στους υπολογισμούς μας παραπάνω για τις διάφορους συνδυασμούς τιμών των  $A_f$ , μέγιστων και ελάχιστων.

Έτσι για τον 1<sup>ο</sup> συνδυασμό τιμών που έχει παραμέτρους:

$$R_f=22K, B=4.524*10^{-3} \text{ και } A_f(\max)=189.75 \text{ έχουμε τις εξόδους:}$$

$$V_{out}=189.75*11.3mV \Rightarrow V_{out}=2.144V(\max)$$

$$V_{out}=189.75*5.65mV \Rightarrow V_{out}=1.072V(\max)$$

$$V_{out}=189.75*4.52mV \Rightarrow V_{out}=0.857V(\min)$$

$$V_{out}=189.75*2.26mV \Rightarrow V_{out}=0.42V(\min)$$

Για τον 2<sup>ο</sup> συνδυασμό τιμών με παραμέτρους:

$$R_f=22K, B=4.524*10^{-3} \text{ και } A_f(\min)=157.8 \text{ έχουμε:}$$

$$V_{out}=157.8*11.3mV \Rightarrow V_{out}=1.78V(\max)$$

$$V_{out}=157.8*4.52mV \Rightarrow V_{out}=0.71V(\min)$$

$$V_{out}=157.8*5.65mV \Rightarrow V_{out}=0.89V(\max)$$

$$V_{out}=157.8*2.26mV \Rightarrow V_{out}=0.35V(\min)$$

Για 3<sup>ο</sup> συνδυασμό τιμών με παραμέτρους:

$$R_f=10K, B=9.9*10^{-3}, \text{ και } A_f(\max)=93.096 \text{ έχουμε:}$$

$$V_{out}=93.096*11.3mV \Rightarrow V_{out}=1.079V(\max)$$

$$V_{out}=93.096*5.65mV \Rightarrow V_{out}=0.525V(\max)$$

$$V_{out}=93.096*4.52mV \Rightarrow V_{out}=0.42V(\min)$$

$$V_{out}=93.096*2.26mV \Rightarrow V_{out}=0.21V(\min)$$

Για τον 4<sup>ο</sup> και τελευταίο συνδυασμό τιμών με παραμέτρους:

$$R_f=10K, B=9.9*10^{-3}, \text{ και } A_f(\min)=85.38 \text{ έχουμε:}$$

$$V_{out}=85.38*11.3mV \Rightarrow V_{out}=0.964V(\max)$$

$$V_{out}=85.38*4.52mV \Rightarrow V_{out}=0.385V(\min)$$

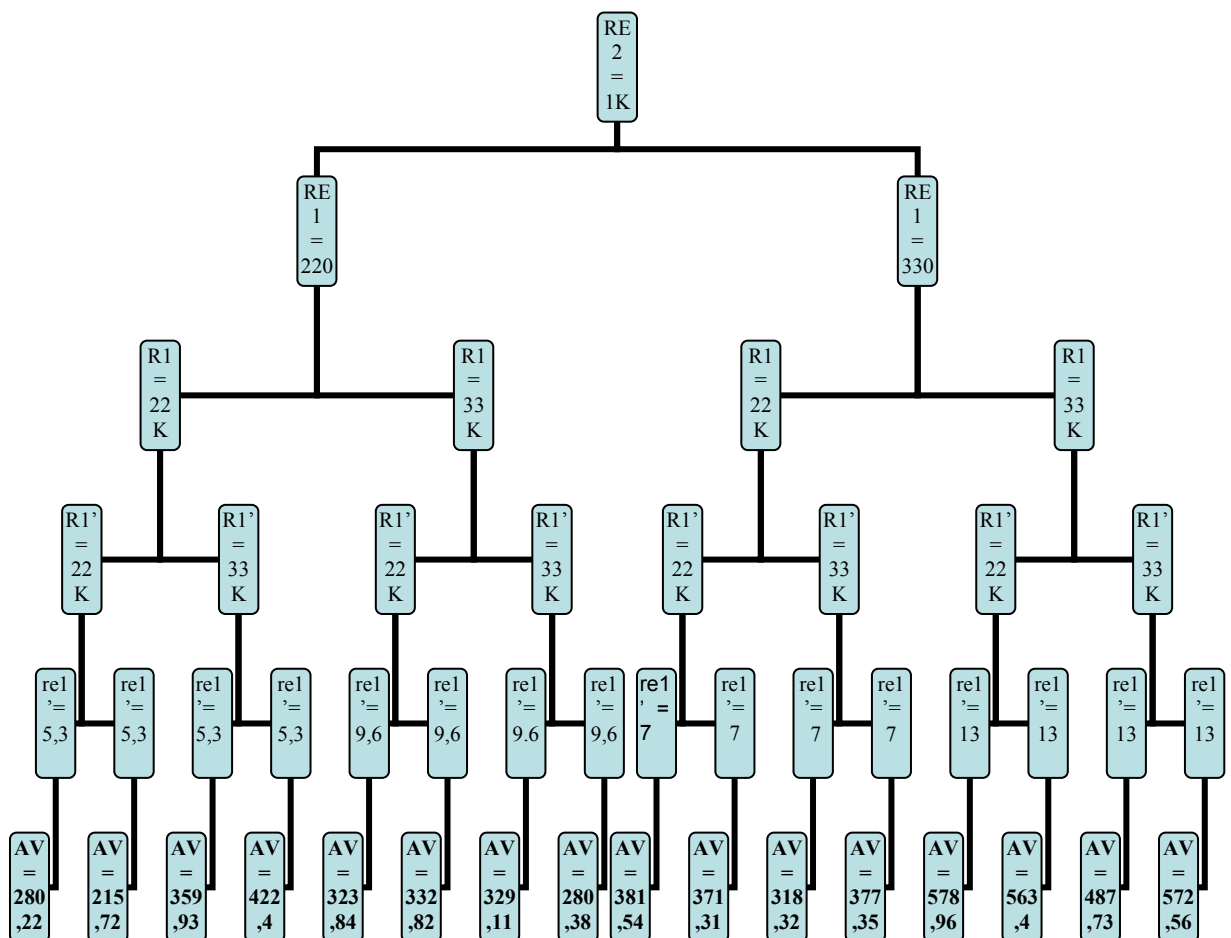
$$V_{out}=85.38*5.65mV \Rightarrow V_{out}=0.482V(\max)$$

$$V_{out}=85.38*2.26mV \Rightarrow V_{out}=0.192V(\min)$$

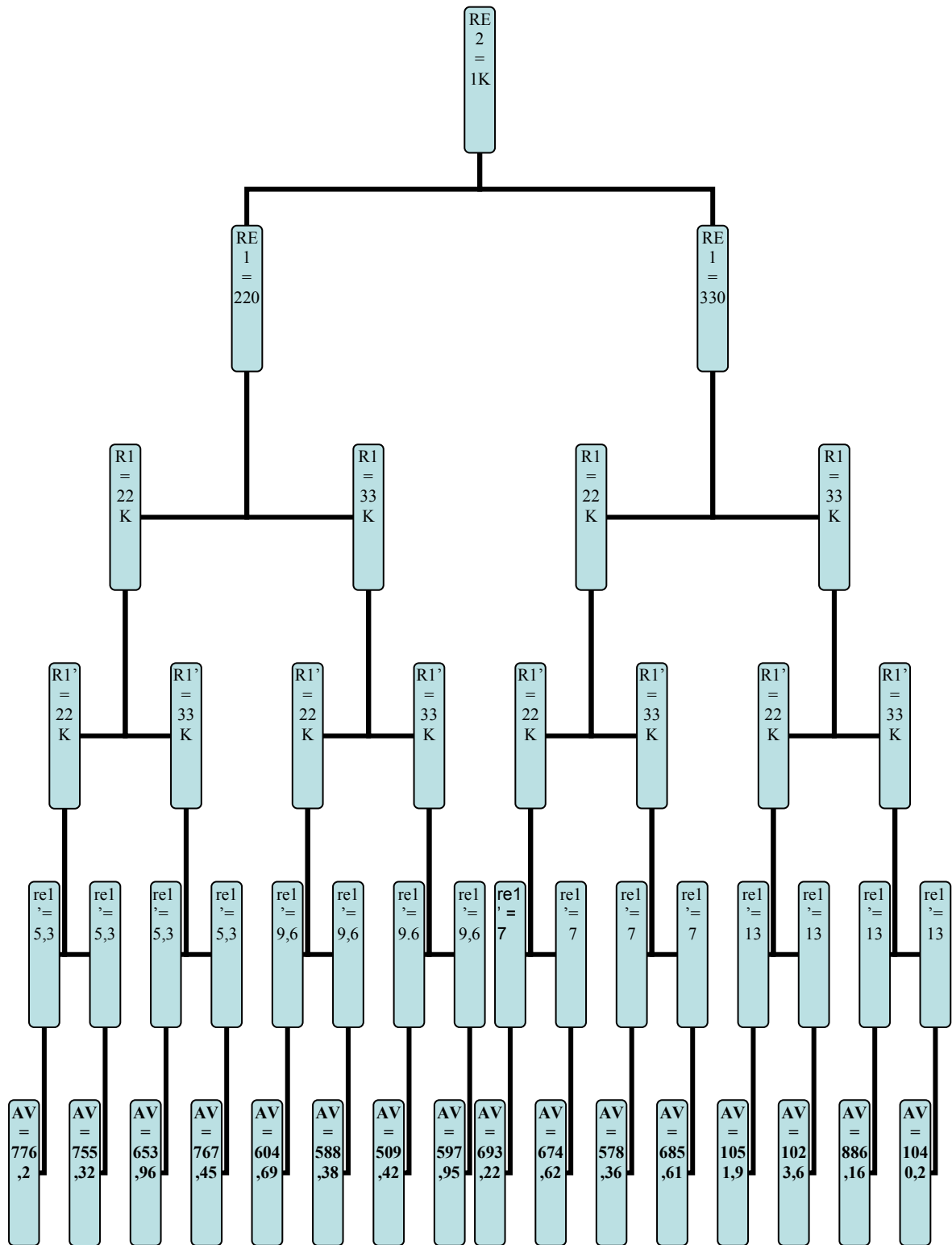
### 2.5.3 ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΩΝ (ΟΡΓΑΝΟΓΡΑΜΜΑΤΑ)

Όλα τα παραπάνω αποτελέσματα που προέκυψαν από τον διβάθμιο ενισχυτή, αναλύονται παρακάτω πιο συνοπτικά σε μορφή οργανογράμματος και θα δείξουμε έξι διαφορετικά οργανογράμματα όπου θα φαίνονται οι τιμές που χρησιμοποιήσαμε σε δυο διαφορετικές συνδεσμολογίες του διβάθμιου ενισχυτή και στις οποίες έχουμε τη δυνατότητα, μέσω διακοπών, να επιλέγουμε διαφορετική τιμή αντίστασης κάθε φορά η οποία θα οδηγείται σε άλλες τιμές παραμέτρων. Αποτέλεσμα αυτού είναι να δείξουμε σε κάθε περίπτωση, τις διαφορετικές τιμές των τελικών απολαβών(με ανάδραση-χωρίς ανάδραση) που θα προκύπτουν από κάθε συνδυασμό αντιστάσεων ή άλλων παραμέτρων. Οπότε έχουμε σε σχεδιασμένη απεικόνιση τα παρακάτω διαγράμματα για καθεμιά περίπτωση:

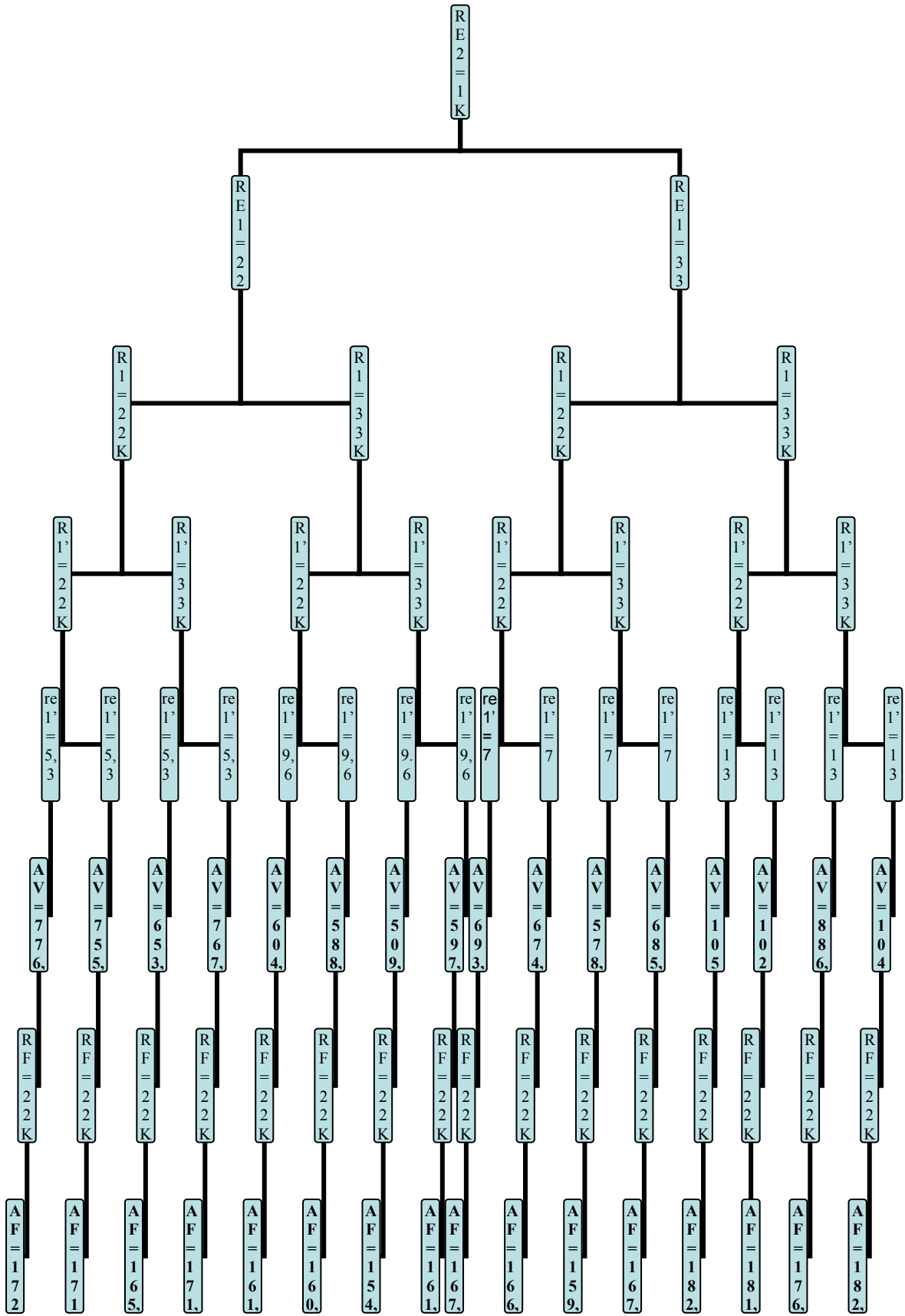
### ΟΡΓΑΝΟΓΡΑΜΜΑ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΩΡΙΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗ (ΜΕ AV2=59.86)



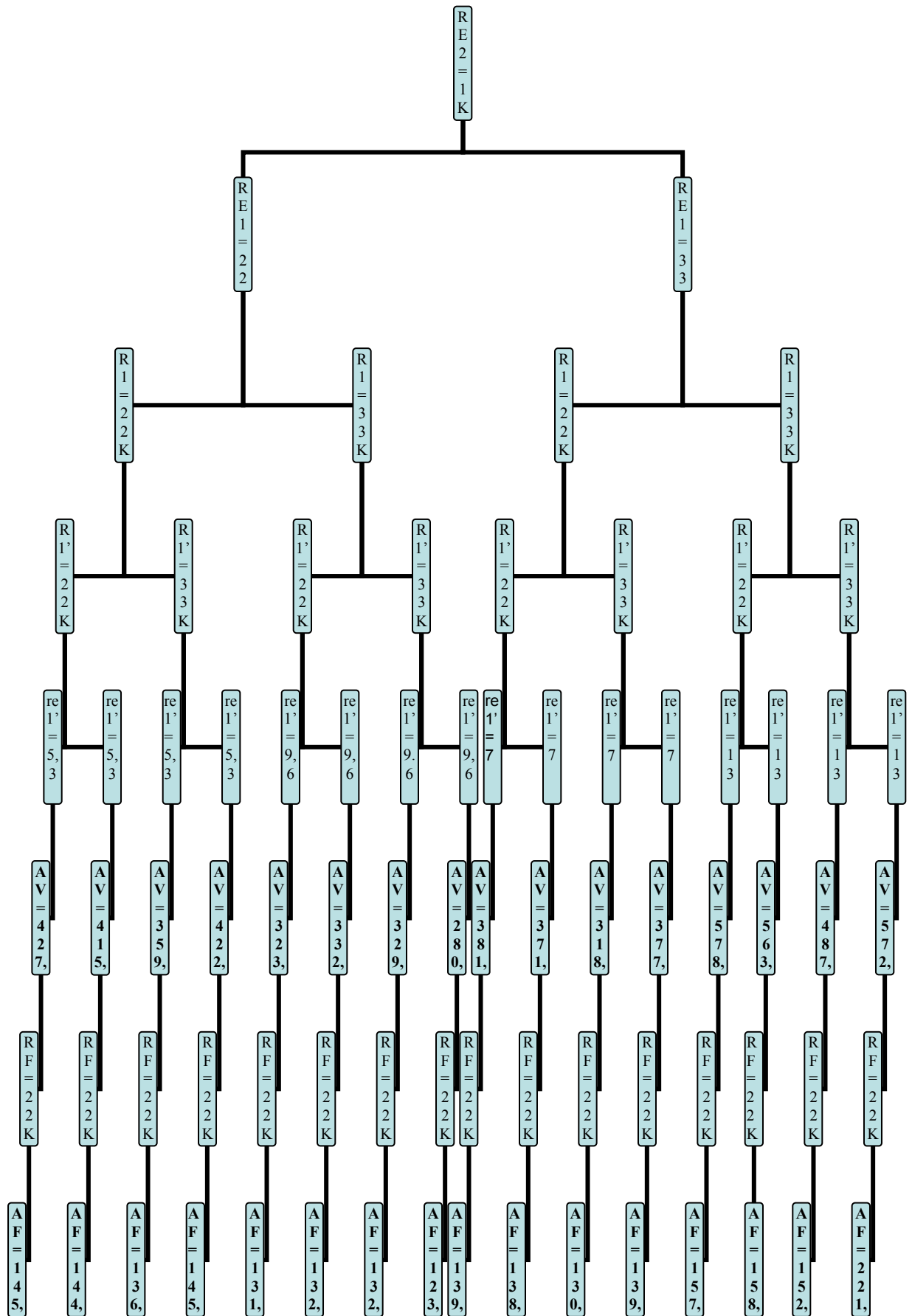
### ΟΡΓΑΝΟΓΡΑΜΜΑ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΩΡΙΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗ (ΜΕ AV2=108.758)



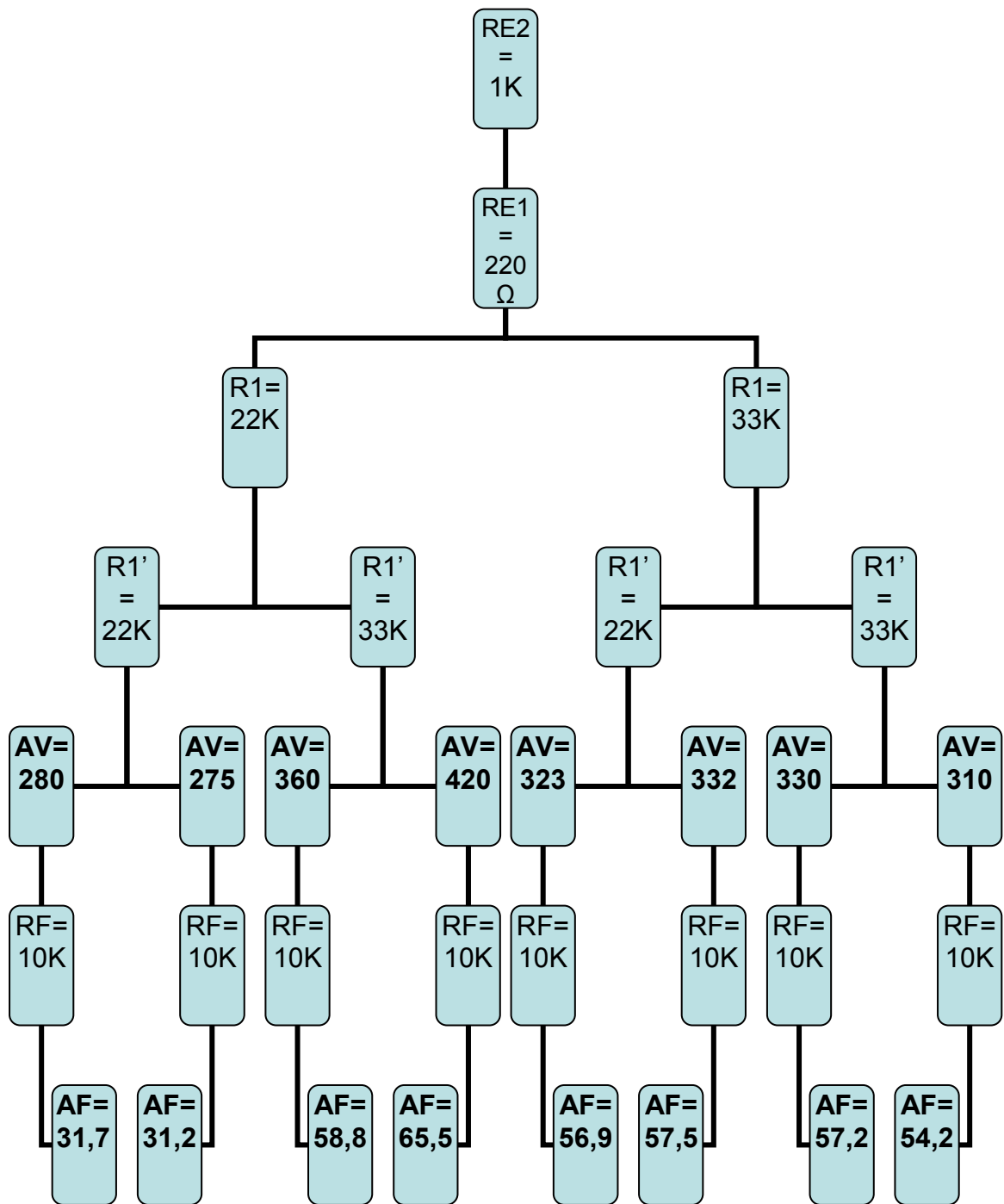
ΟΡΓΑΝΟΓΡΑΜΜΑ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ  
(RF=22K ΚΑΙ AV2=108.758)



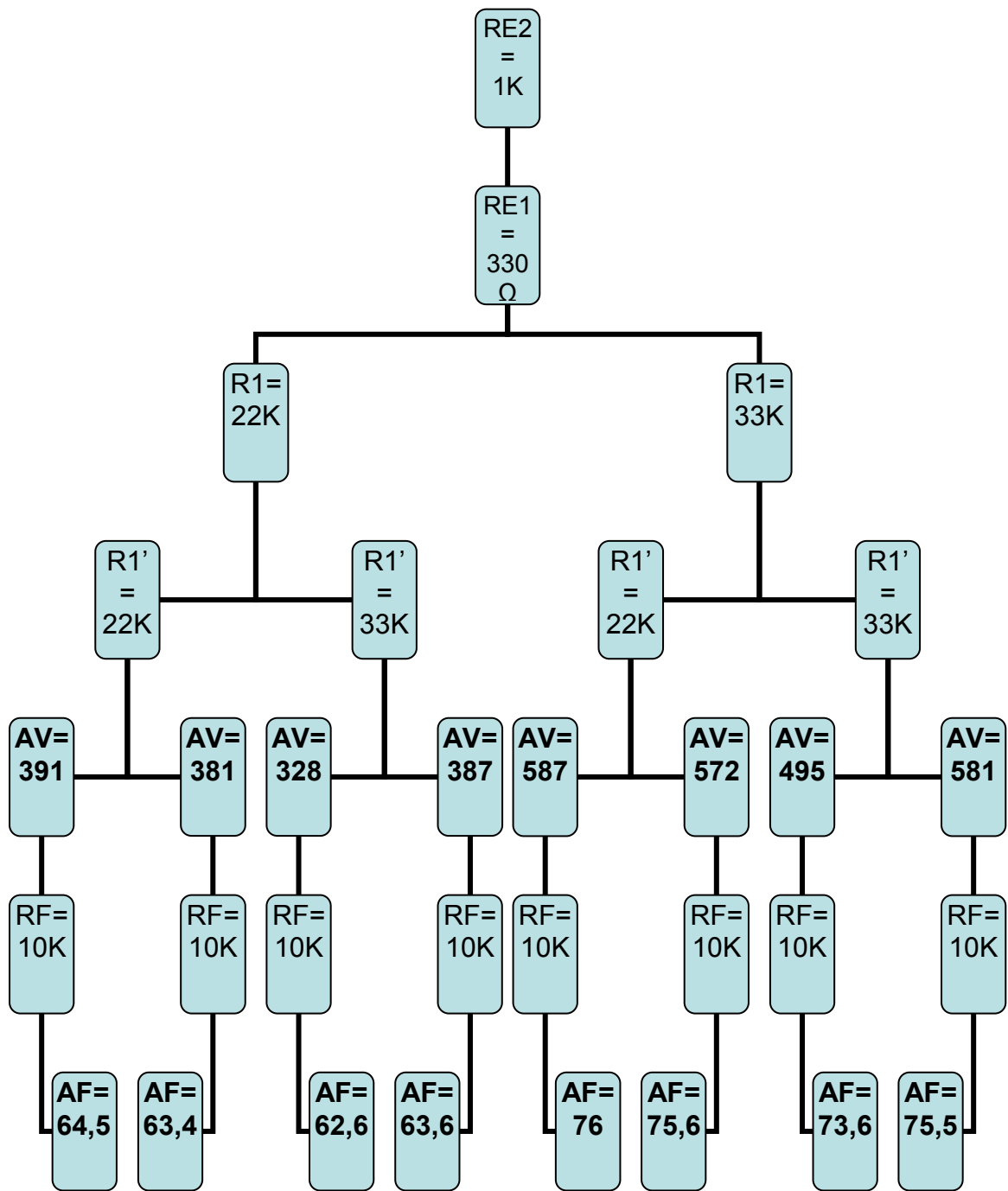
ΟΡΓΑΝΟΓΡΑΜΜΑ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ  
( $RF=22K$  ΚΑΙ  $AV_2=59.86$ )



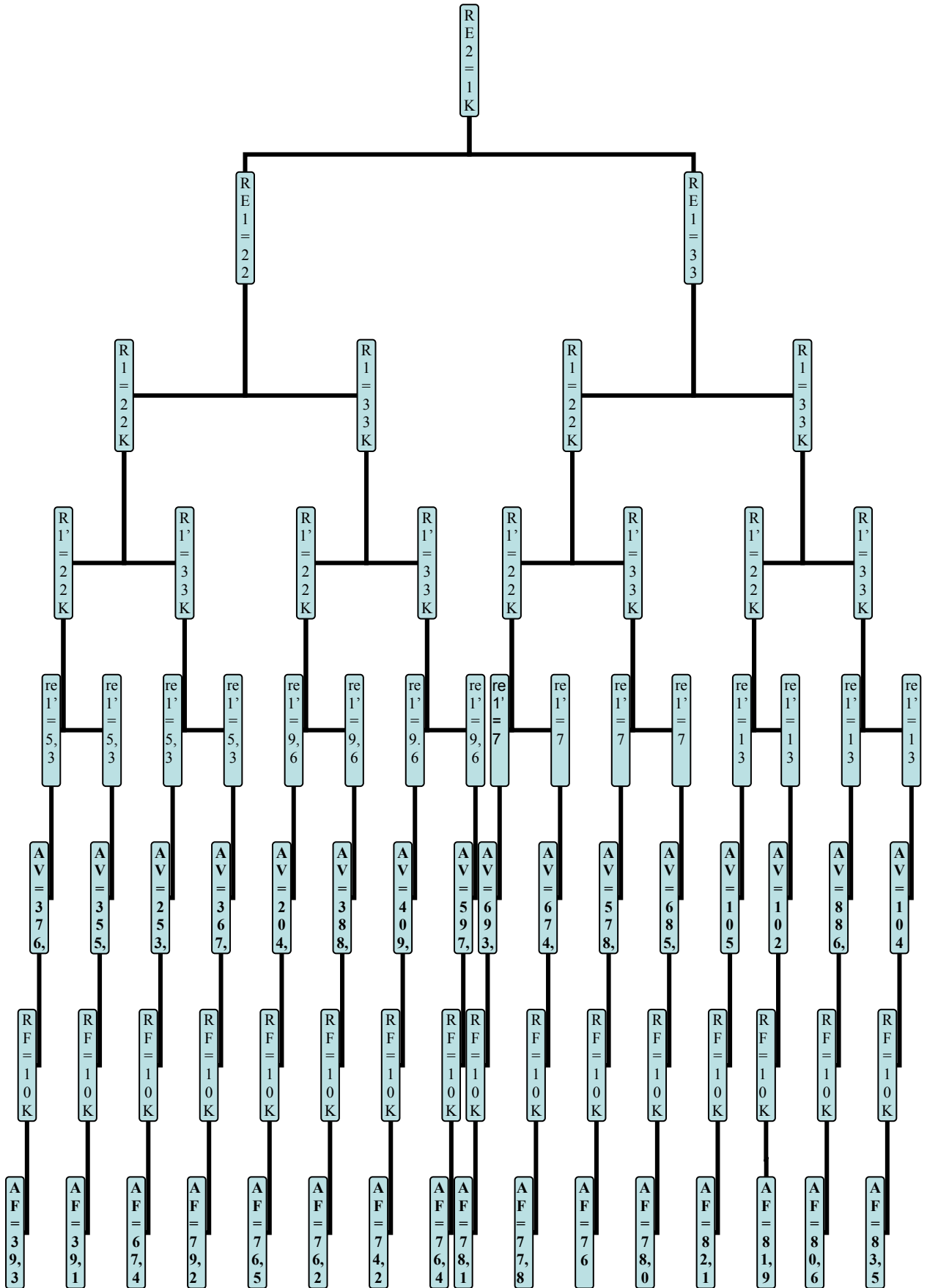
ΟΡΓΑΝΟΓΡΑΜΜΑ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ (RF=10K ΚΑΙ AV2=59.86)







ΟΡΓΑΝΟΓΡΑΜΜΑ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ  
(RF=10K ΚΑΙ AV2=108,758)

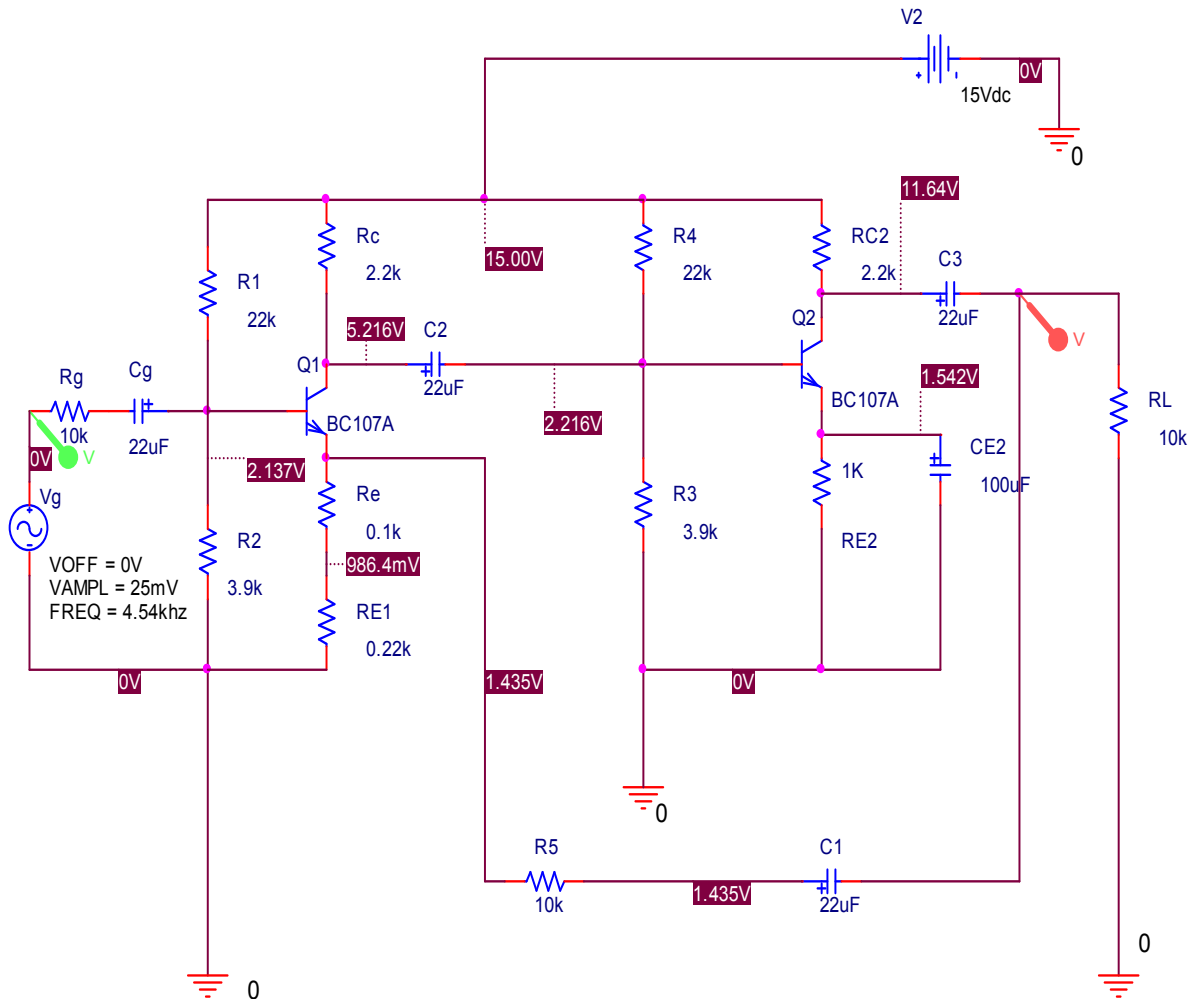


## 2.5.4 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ BC107—ΕΝΕΡΓΟΣ ΠΕΡΙΟΧΗ--ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

### 2.5.4.1 DC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-BC107A

Σε αυτήν την ενότητα θα μελετηθεί το τρανζίστορ BC107A. Θα παραθέσουμε τις εργαστηριακές μας μετρήσεις και τις προσομοιώσεις στο Spice. Πάρθηκαν τόσο DC μετρήσεις έτσι ώστε να υπολογιστεί το  $\beta$  του τρανζίστορ, καθώς και AC ώστε να παρατηρήσουμε την συμπεριφορά του τρανζίστορ στην συχνότητα. Το κύκλωμα των DC μετρήσεων είναι το παρακάτω:

#### 1<sup>ο</sup> ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ



Οι μετρήσεις μας επάνω στην διάταξη περιλαμβάνουν πολλά μεγέθη και για τον λόγο αυτό θα παρουσιαστούν σε ξεχωριστό πίνακα από του Spice

Από τον παραπάνω πίνακα εξάγονται πολλά και διάφορα συμπεράσματα. Καταρχήν εκτός από την πρώτη μέτρηση, όλες οι μετρήσεις αφορούν την ενεργό περιοχή λειτουργίας, διότι στην δεύτερη μέτρηση  $V_c = V_b$ . Θυμίζεται ότι για να περάσει το τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή, θα πρέπει  $V_c > V_b$  έτσι ώστε να πολωθεί ανάστροφα η ένωση συλλέκτη-βάσης. Συνεπώς στα 10V πόλωσης που χρησιμοποιούμε εμείς, είμαστε στην ενεργό περιοχή για αντίσταση στην βάση μεγαλύτερη από 109K.

Αφού ξεκαθαρίστηκε σε ποια περιοχή λειτουργίας πάρθηκαν οι παραπάνω μετρήσεις, μπορούμε να αρχίσουμε να τις αναλύουμε. Καταρχήν μεγαλώνοντας την  $R_b$  μικραίνει η τάση στην βάση, αφού μεγαλώνει η πτώση τάσης επάνω στην αντίσταση. Έτσι μειώνεται και το ρεύμα βάσης.

Άμεση συνέπεια είναι η πτώση τάσης στον εκπομπό, αφού ισούται με την τάση στον ακροδέκτη της βάσης, μείον την πτώση τάσης στην δίοδο της ένωσης βάσης-εκπομπού.

Άρα λοιπόν θα μειωθεί και το ρεύμα εκπομπού, με αποτέλεσμα να μειωθεί και το ρεύμα συλλέκτη, ο οποίος ανήκει στον ίδιο κλάδο ρεύματος με τον εκπομπό και συνεπώς φέρουν το ίδιο ρεύμα (πρακτικά  $\alpha=1$ ). Εάν ανατρέξουμε στις πρώτες παρατηρήσεις, το γενικό συμπέρασμα είναι ότι με την αύξηση της  $R_B$  (δηλαδή με μείωση του ρεύματος βάσης), επέρχεται μείωση στο ρεύμα εκπομπού-συλλέκτη.

Εάν επιθυμούμε περαιτέρω ενίσχυση, δεν έχουμε παρά να μειώσουμε την αντίσταση του συλλέκτη, ή εναλλακτικά να γειώσουμε απ' ευθείας τον εκπομπό. Απλά θα πρέπει να προσέχουμε, ώστε το ρεύμα να μην ξεπεράσει τα επιτρεπτά όρια που ορίζονται από τα datasheets. Τέλος τα  $\alpha$  και  $\beta$  αυξάνονται ως ένα σημείο και στην συνέχεια μειώνονται, αφού με την περαιτέρω αύξηση της  $R_B$ , το τρανζίστορ πηγαίνει προς την αποκοπή.

Το επόμενο βήμα είναι να δούμε την συμπεριφορά του τρανζίστορ που δίνει το Spice. Ο πίνακας παρατίθεται παρακάτω:

$V_{B1}$ [V]	$V_{C1}$ [V]	$V_{E1}$ [V]	$V_{be1}$ [V]	$V_{CE1}$ [V]	$V_{RC1}$ [V]	$i_{C1}$ [mA]	$i_{B1}$ [μA]	$i_{E1}$ [mA]
2,137	5,216	1,435	0,702	3,781	9,784	4,447	36,76	4,484

**ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ DC ΜΕΓΕΘΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ**

$V_{B1}$ [V]	$V_{C1}$ [V]	$V_{E1}$ [V]	$V_{be1}$ [V]	$V_{CE1}$ [V]	$V_{RC1}$ [V]	$i_{C1}$ [mA]	$i_{B1}$ [μA]	$i_{E1}$ [mA]
2,35	4,5	1,55	0,8	2,95	10,5	4,77	29,81	4,84

**ΠΙΝΑΚΑΣ ΜΕΓΕΘΩΝ DC ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ**

$V_{B1}$ [V]	$V_{C1}$ [V]	$V_{E1}$ [V]	$V_{be1}$ [V]	$V_{CE1}$ [V]	$V_{RC1}$ [V]	$i_{C1}$ [mA]	$i_{B1}$ [μA]	$i_{E1}$ [mA]
2,258	4,63	1,508	0,75	3,122	10,37	4,712	27,71	4,712

**ΠΙΝΑΚΑΣ ΜΕΓΕΘΩΝ DC ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ**

$V_{B2}$ [V]	$V_{C2}$ [V]	$V_{E2}$ [V]	$V_{be1}$ [V]	$V_{CE2}$ [V]	$V_{RC2}$ [V]	$i_{C2}$ [mA]	$i_{B2}$ [μA]	$i_{E2}$ [mA]
2,216	11,64	1,542	0,674	10,098	3,36	1,529	13,02	1,542

**ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ DC ΜΕΓΕΘΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ**

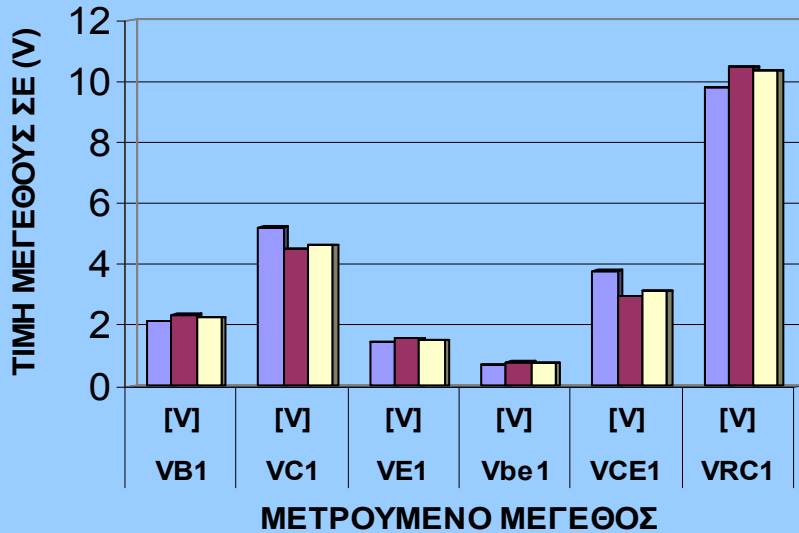
$V_{B2}$ [V]	$V_{C2}$ [V]	$V_{E2}$ [V]	$V_{be2}$ [V]	$V_{CE2}$ [V]	$V_{RC2}$ [V]	$i_{C2}$ [mA]	$i_{B2}$ [μA]	$i_{E2}$ [mA]
2,2	11,36	1,59	0,61	9,76	3,49	1,58	8,31	1,59

**ΠΙΝΑΚΑΣ ΜΕΓΕΘΩΝ DC ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ**

$V_{B2}$ [V]	$V_{C2}$ [V]	$V_{E2}$ [V]	$V_{be2}$ [V]	$V_{CE2}$ [V]	$V_{RC2}$ [V]	$i_{C2}$ [mA]	$i_{B2}$ [μA]	$i_{E2}$ [mA]
2,258	11,683	1,508	0,58	10,175	3,317	1,507	8,86	1,508

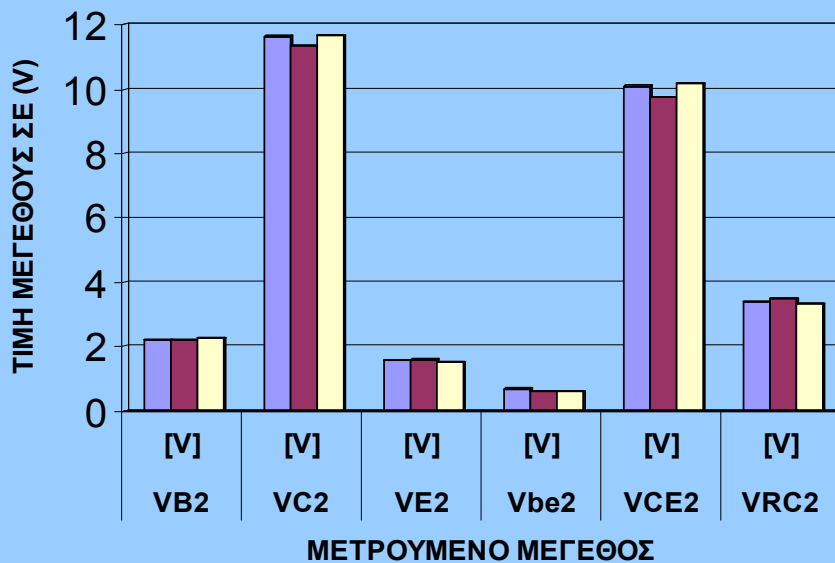
ΠΙΝΑΚΑΣ ΜΕΓΕΘΩΝ DC ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

**ΑΚΡΙΒΕΙΑ DC ΤΑΣΕΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ  
ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΒΡΟΧΟ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ  
ΚΑΙ  $R_F=10K$**



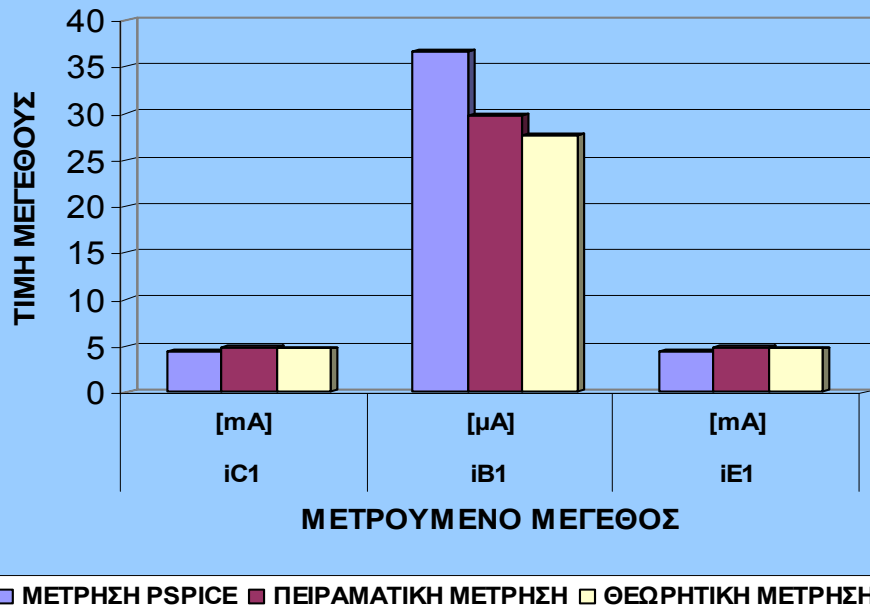
■ ΜΕΤΡΗΣΗ PSPACE ■ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΤΡΗΣΗ ■ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΜΕΤΡΗΣΗ

**ΑΚΡΙΒΕΙΑ DC ΤΑΣΕΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ  
ΒΑΘΜΙΔΑΣ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ  
ΒΡΟΧΟ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ ΚΑΙ  $R_F=10K$**

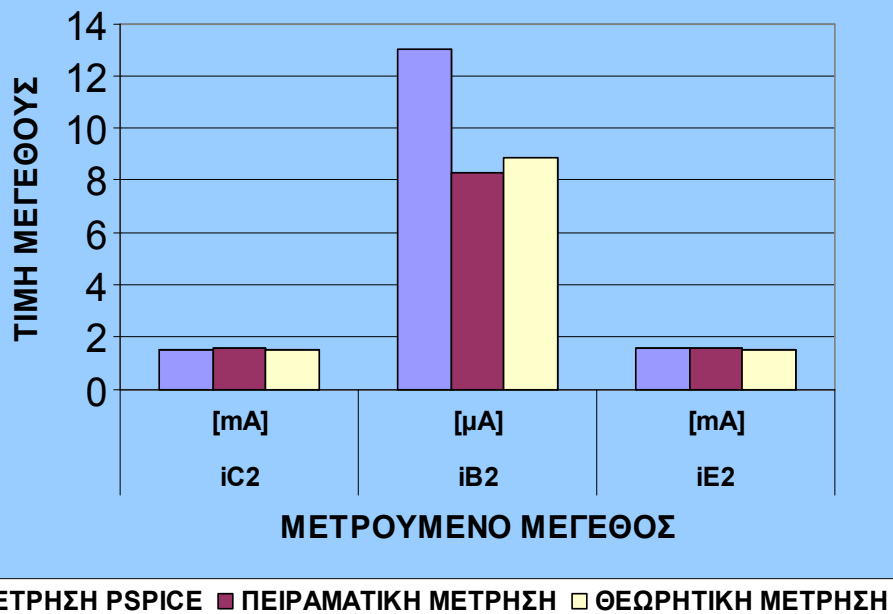


■ ΜΕΤΡΗΣΗ PSPACE ■ ΜΕΤΡΗΣΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ■ ΜΕΤΡΗΣΗ ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ

**ΑΚΡΙΒΕΙΑ DC ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ  
ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΩΡΙΣ ΒΡΟΧΟ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ**



**ΑΚΡΙΒΕΙΑ DC ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ  
ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΒΡΟΧΟ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ ΚΑΙ  
RF=10K**



Παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα αυτά έρχονται πολύ κοντά στις δικές μας μετρήσεις. Το κυρίαρχο μέγεθος στα δύο παραπάνω πινακάκια είναι σαφώς το  $\beta$ , το οποίο δυστυχώς δεν μπορεί να συγκριθεί με το datasheet, διότι το τελευταίο δίνει το

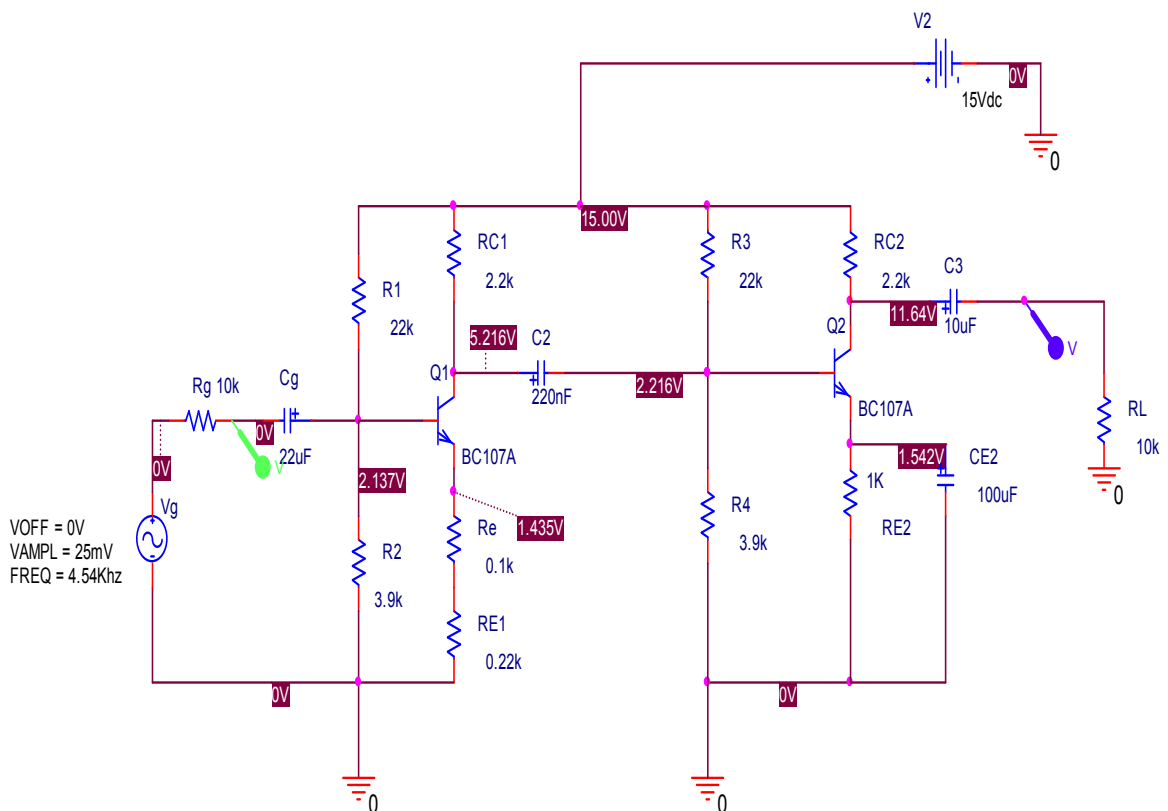
$\beta$  κάτω από κάποιες συγκεκριμένες συνθήκες. Πάντως οι τιμές που προκύπτουν από τα πινακάκια σαφώς και είναι στο εύρος τιμών που δίνονται στο datasheet. Αφού λοιπόν δεν μπορεί να γίνει ακριβής σύγκριση με το datasheet, θα γίνει σύγκριση με την θεωρία. Βάση κανόνα Kirchoff, από την βάση προς τον εκπομπό και μετά προς την γη έχουμε:  $i_B = 9.3 / (R_B + 100(\beta + 1))$  [1]. Η σχέση αυτή προέκυψε, λαμβάνοντας υπόψη ότι  $i_E = (\beta + 1)i_B$ . Έπειτα από την  $V_{CC}$  προς την βάση και με την εμπλοκή της [1], προκύπτει ότι  $V_B = 10 - 9.3R_B / (R_B + 100(\beta + 1))$  [2]. Τέλος δεδομένου της [1] και του τύπου  $i_C = \beta i_B$ , από τον νόμο Ohm  $V_C = V_{CC} - i_C R_C$ , προκύπτει ότι  $V_C = 10 - 9300\beta / (R_B + 100(\beta + 1))$  [3]. Για να περάσουμε από τον κόρο στην αποκοπή, πολώνεται ανάστροφα η ένωση βάσης-συλλέκτη και άρα πρέπει  $V_C > V_B$ . Στο οριακό σημείο όπου  $V_C = V_B$  ισχύει [2]=[3] =>  **$R_B = 1000\beta$** . Η τελευταία σχέση δηλώνει ότι στο οριακό σημείο που αναφέρθηκε παραπάνω, θα πρέπει η  $R_B$  να είναι χιλιαπλάσια του  $\beta$ , κάτι που επιβεβαιώνεται με πολύ μεγάλη ακρίβεια τόσο από τις μετρήσεις, όσο και από την προσομοίωση, όπου στην μέτρηση αυτή η αντίσταση βάσης είναι περίπου 110K και το  $\beta$  περίπου 110.

#### 2.5.4.2 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-BC107



## 2° ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ

Ως δεύτερο παράδειγμα σε σύγκριση με το πρώτο περνούμε τον ίδιο συνδυασμό αντιστάσεων από τους διακόπτες μονό που τώρα καταργούμε το βρόχο ανάδρασης και ο ενισχυτής μας παύει να έχει ανάδραση άρα αυτομάτως δεν θα έχουμε επιστροφή ποσοστού σήματος από την έξοδο πίσω στην είσοδο. Αυτή η αλλαγή θα επιφέρει αναμενομένη μεγάλη αύξηση στην απολαβή του ενισχυτή, δεν θα έχουμε αλλαγή στα dc μεγέθη κάτι το οποίο είναι λογικό εφόσον δεν αλλάζει η πόλωση των τρανζίστορ. Καταργώντας τον βρόχο ανάδρασης δεν μπορούμε να επιλέξουμε την απολαβή του ενισχυτή κάτι το οποίο είναι μειονέκτημα. Πολλές φορές συναντάμε την διάταξη του πρώτου παραδείγματος με μεταβλητή αντίσταση στο βρόχο ανάδρασης ώστε να μπορούμε να μεταβάλλουμε το ποσοστό ανάδρασης που επιστρέφει στη είσοδο του ενισχυτή κάτι το οποίο είναι πολύ ωφέλιμο διότι η απολαβή του ενισχυτή μπορεί αυτόματα να μεταβάλλεται. Ο διβάθμιος ενισχυτής είναι μια συχνή διάταξη προενισχυτή στις κεραίες λήψης επίγειου σήματος όπου το εισερχόμενο σήμα στην κεραία είναι πολύ μικρό της τάξεως των mV και πρέπει να ενισχυθεί ώστε να πάει στον δεκτή της τηλεόρασης.



Το επόμενο βήμα είναι να δούμε την συμπεριφορά του τρανζίστορ που δίνει το Spice. Οι πίνακες παρατίθεται παρακάτω:

### 1<sup>η</sup> ΒΑΘΜΙΔΑ

V <sub>B1</sub> [V]	V <sub>C1</sub> [V]	V <sub>E1</sub> [V]	V <sub>be1</sub> [V]	V <sub>CE1</sub> [V]	V <sub>RC1</sub> [V]
2,137	5,216	1,435	0,702	3,781	9,784

**ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ DC ΔΥΝΑΜΙΚΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ ΣΤΟ PSPICE**



$i_{C1}$ [mA]	$i_{B1}$ [μA]	$i_{E1}$ [mA]
4,447	36,76	4,484

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ DC ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ ΣΤΟ PSPICE

$V_{B1}$ [V]	$V_{C1}$ [V]	$V_{E1}$ [V]	$V_{be1}$ [V]	$V_{CE1}$ [V]	$V_{RC1}$ [V]
2,35	4,5	1,55	0,8	2,95	10,5

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ DC ΔΥΝΑΜΙΚΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

$i_{C1}$ [mA]	$i_{B1}$ [μA]	$i_{E1}$ [mA]
4,77	29,81	4,84

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ DC ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

$V_{B1}$ [V]	$V_{C1}$ [V]	$V_{E1}$ [V]	$V_{be1}$ [V]	$V_{CE1}$ [V]	$V_{RC1}$ [V]
2,258	4,63	1,508	0,75	3,122	10,37

ΠΙΝΑΚΑΣ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ DC ΔΥΝΑΜΙΚΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

$i_{C1}$ [mA]	$i_{B1}$ [μA]	$i_{E1}$ [mA]
4,712	27,71	4,712

ΠΙΝΑΚΑΣ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ DC ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΠΡΩΤΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

$V_{B2}$ [V]	$V_{C2}$ [V]	$V_{E2}$ [V]	$V_{be1}$ [V]	$V_{CE2}$ [V]	$V_{RC2}$ [V]
2,216	11,64	1,542	0,674	10,098	3,36

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ DC ΔΥΝΑΜΙΚΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

$i_{C2}$ [mA]	$i_{B2}$ [μA]	$i_{E2}$ [mA]
1,529	13,02	1,542

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ DC ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

$V_{B2}$ [V]	$V_{C2}$ [V]	$V_{E2}$ [V]	$V_{be2}$ [V]	$V_{CE2}$ [V]	$V_{RC2}$ [V]
2,2	11,36	1,59	0,61	9,76	3,49

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ DC ΔΥΝΑΜΙΚΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

$i_{C2}$ [mA]	$i_{B2}$ [μA]	$i_{E2}$ [mA]
1,58	8,31	1,59

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ DC ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

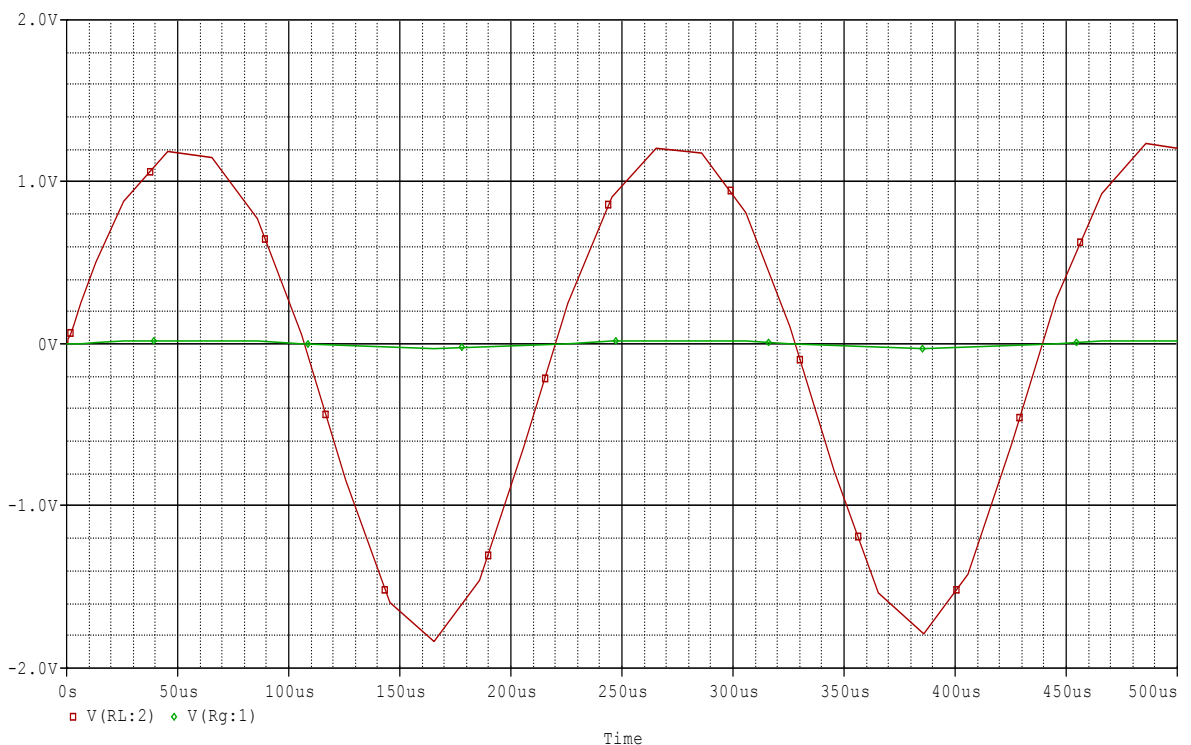
$V_{B2}$ [V]	$V_{C2}$ [V]	$V_{E2}$ [V]	$V_{be2}$ [V]	$V_{CE2}$ [V]	$V_{RC2}$ [V]
2,258	11,683	1,508	0,58	10,175	3,317

ΠΙΝΑΚΑΣ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ DC ΔΥΝΑΜΙΚΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

$i_{C2}$ [mA]	$i_{B2}$ [μA]	$i_{E2}$ [mA]
1,507	8,86	1,508

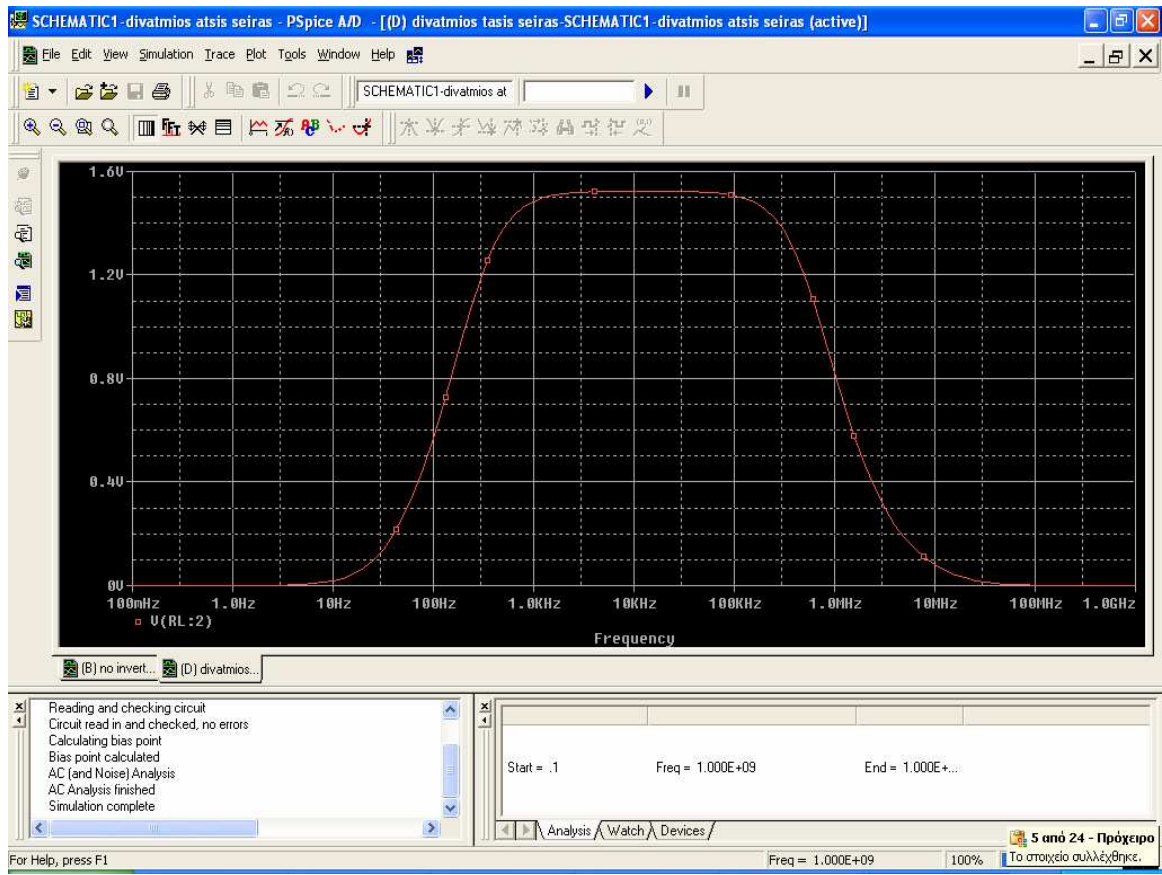
ΠΙΝΑΚΑΣ ΘΕΩΡΗΤΙΚΩΝ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ DC ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΔΕΥΤΕΡΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ

### Προσομοίωση κυκλώματος στο Spice σε σάρωση χρόνου:



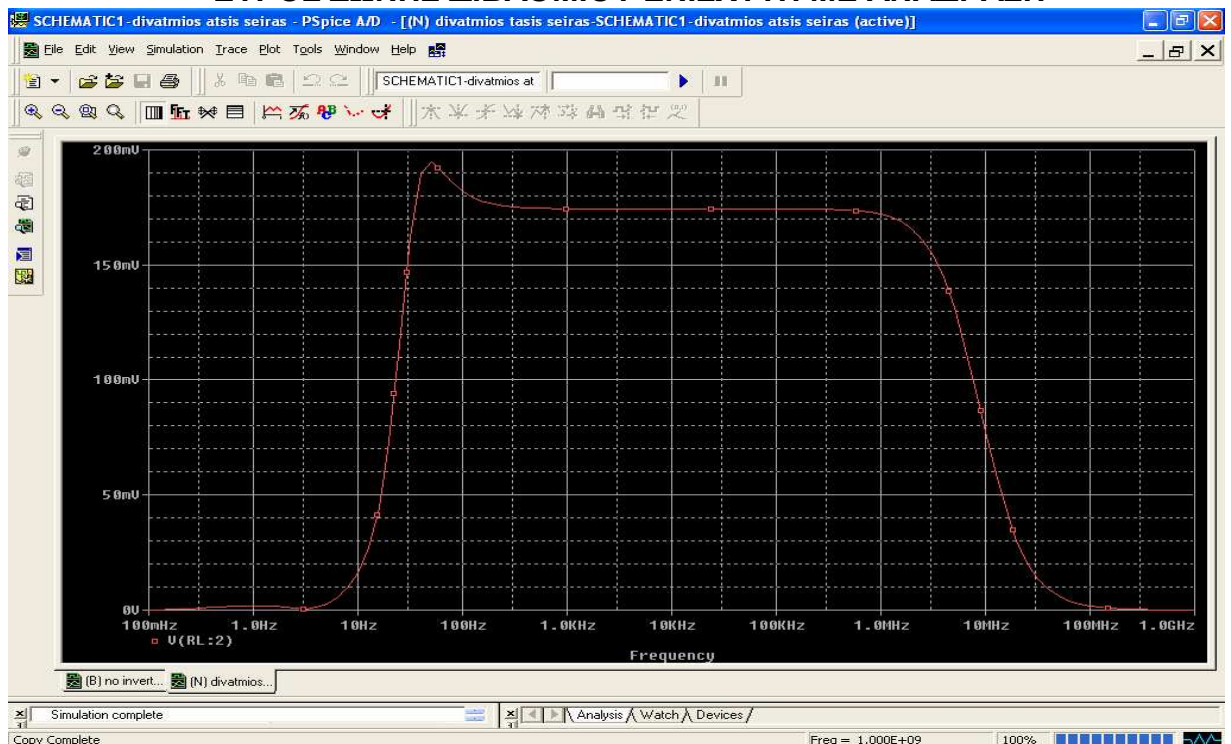
Παρατηρούμε ότι το σήμα εισόδου αυξήθηκε μετά την απομάκρυνση του βρόχου ανάδρασης κάτι το οποίο οφείλεται στην αύξηση της απολαβής του ενισχυτή.

## ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΩΡΙΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗ:



Από το σχήμα υπολογίζουμε την κάτω οριακή συχνότητα  $f_1=130\text{Hz}$  και την άνω οριακή  $f_2=1,1\text{MHz}$  οπότε το εύρος ζώνης είναι περίπου στο 1,1MHz. Οι οριακές συχνότητες υπολογίζονται στα σημεία μισής ισχύος δηλαδή στα σημεία όπου η τάση εξόδου φτάνει στο μισό της μέγιστης ισχύος.

## ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΔΙΒΑΘΜΙΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΕ ΑΝΑΔΡΑΣΗ



Από το σχήμα υπολογίζουμε την κάτω οριακή συχνότητα  $f_1=23\text{Hz}$  και την άνω οριακή  $f_2=9,2\text{MHz}$  οπότε το εύρος ζώνης είναι περίπου στο  $9,2\text{MHz}$ . Οι οριακές συχνότητες υπολογίζονται στα σημεία μισής ισχύος δηλαδή στα σημεία όπου η τάση εξόδου φτάνει στο μισό της μέγιστης ισχύος.

Πειραματικά δεν μπορούμε να βγάλουμε τη καμπύλη απολαβής του ενισχυτή γιατί δεν μας βοηθά η γεννήτρια. Η ελάχιστη συχνότητα που δίνει η γεννήτρια είναι στα  $4,54\text{kHz}$  και η μέγιστη στα  $500\text{kHz}$  κάτι το οποίο δεν μας βοηθά στο να βρούμε τις δυο οριακές συχνότητες.

## ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ—ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕ ΘΕΩΡΙΑ ΚΑΙ PSPICE— ΕΞΑΓΩΓΗ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ

### 1<sup>η</sup> ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ

Μετρήσαμε σε παράδειγμα διβάθμιου ενισχυτή είσοδο και έξοδο και βγάλαμε την ενίσχυση του παρακάτω, έχοντας επιλέξει από τους διακόπτες τους συνδυασμούς των αντιστάσεων  $R_1=22\text{K}$ ,  $R_1'=22\text{K}$ ,  $R_E=220\Omega$  και **βρόχο ανάδρασης  $R_F=10\text{K}$**

Έτσι οι μετρήσεις που κάναμε για τις παραπάνω τιμές παραμέτρων είναι:

Είσοδος 1<sup>ης</sup> βαθμίδας ενισχυτή :  **$U_{in}=12\text{mV}$**

Έξοδος 1<sup>ης</sup> βαθμίδας ενισχυτή—Είσοδος 2<sup>ης</sup> βαθμίδας ενισχυτή :  **$U_{out1}=12\text{mV}$ ,**

Έξοδος 2<sup>ης</sup> βαθμίδας ενισχυτή :  **$U_{out2}=350\text{mV}$**

Άρα  **$U_{out}(\text{μετρούμενο})=0,35\text{Vp-p}$** ,  **$V_{out}(\text{Spice})=0,321\text{Vp-p}$**  και από υπολογισμούς:

$$U_{out}(\text{θεωρ.})=0,385\text{Vp-p.}$$

Οπότε με τα παραπάνω δεδομένα που πήραμε στις μετρήσεις βγάζουμε τη συνολική του ενίσχυση:

$$AV=U_{out2}/U_{in}=350\text{mV}/12\text{mV}\Rightarrow AV=29,1 \text{ (πειραματική μέτρηση)}$$

Ενώ προέκυψε  $AV(\text{ολικό})=345\text{mV}/12\text{mV}\Rightarrow AV(\text{ολικό})=28,75 \text{ (μέτρηση PSPICE)}$

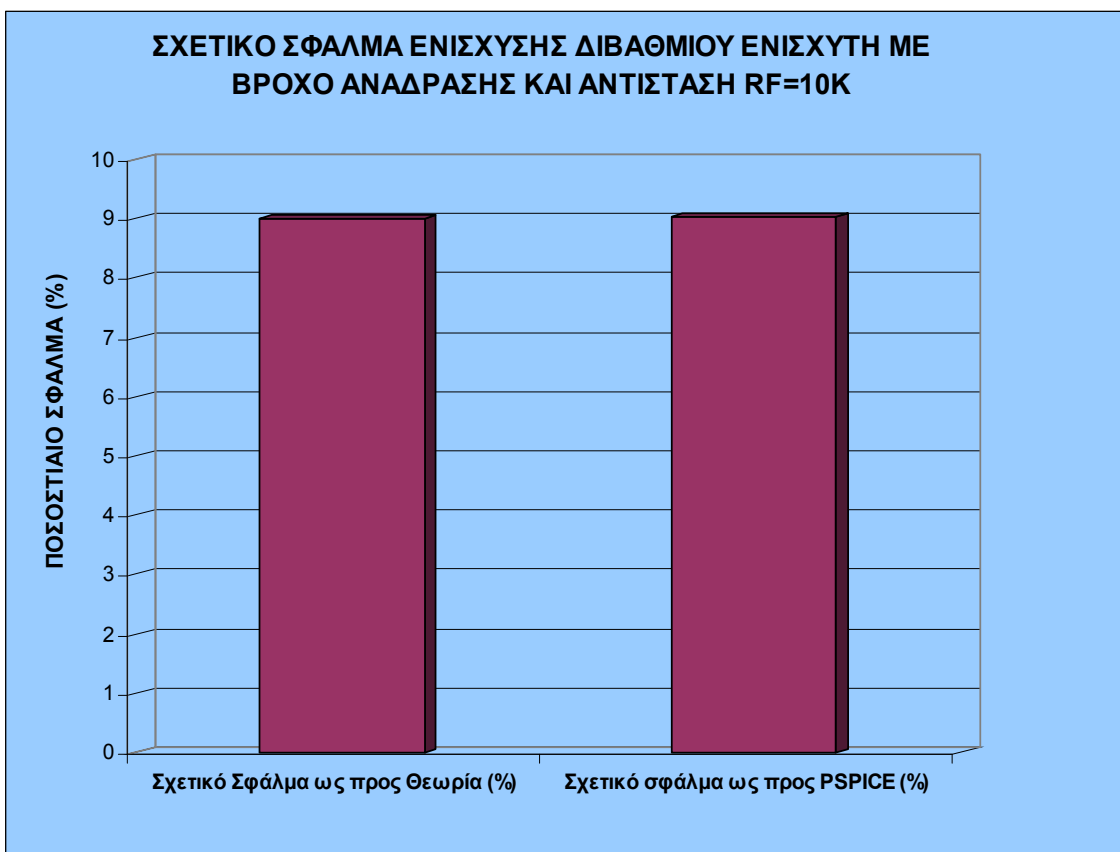
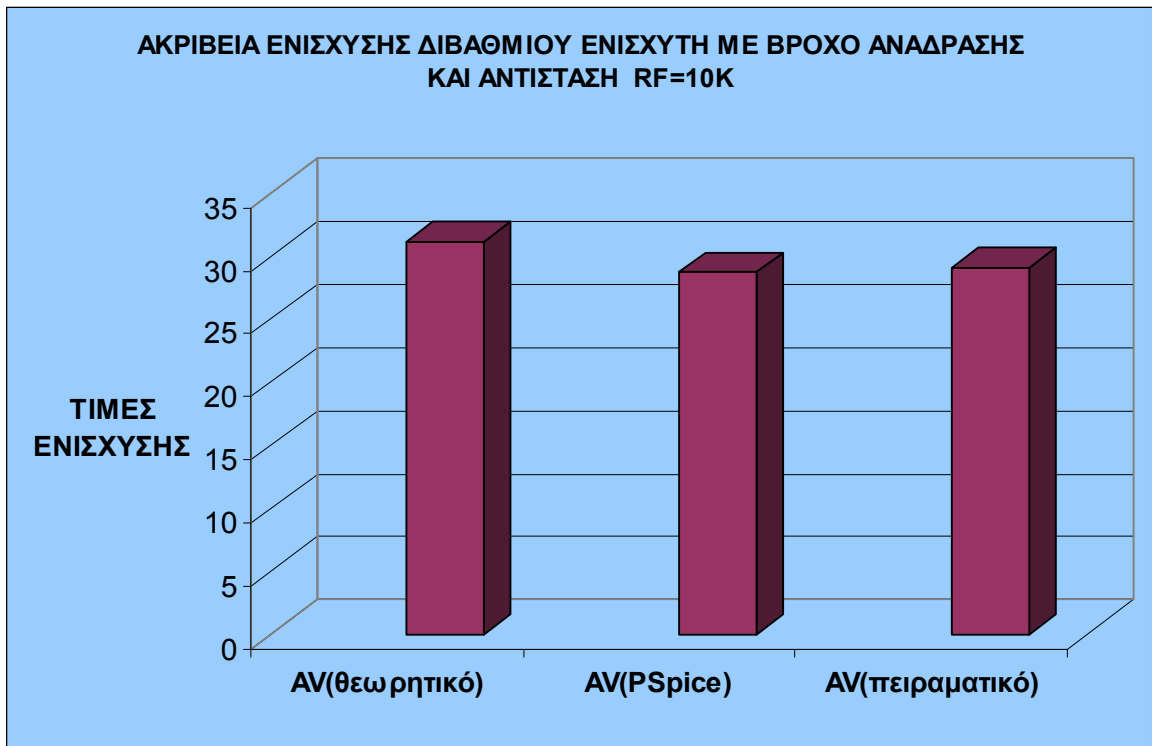
$$\text{και } AV(\text{ολικό})= 31,2 \text{ (θεωρητικά)}$$

Παρακάτω παραθέτουμε πίνακα με τις τιμές των απολαβών:

AV(θεωρητικό)	AV(PSpice)	AV(πειραματικό)	Σχετικό Σφάλμα ως προς τη θεωρία (%)	Σχετικό σφάλμα ως προς PSPICE (%)
<b>31,2</b>	<b>28,75</b>	<b>29,1</b>	<b>9</b>	<b>9,03</b>

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς θεωρία}(\%)=V_{out}(\text{θεωρ.})-V_{out}(\text{πειραμ.})/V_{out}(\text{θεωρ.})\cdot 100 = [0,385-0,35]/0,385\cdot 100=9\%$$

$$\text{Σχετικό σφάλμα ως προς PSpice}=9,03\%$$



Επίσης στο ίδιο παράδειγμα, με τις ίδιες τιμές παραμέτρων των αντιστάσεων επιλογής  $R_1$ ,  $R_1'$ ,  $R_{E1}$  που αναφέραμε παραπάνω, χωρίς τώρα να επιλέξουμε βρόχο ανάδρασης, βγάλαμε τις παρακάτω μετρήσεις:

Για  $U_g=50mV$ , μετρήσαμε  $U_{in}=12mV$ ,  $U_{out1}=35mV$ , και  $U_{out2(πειραμ.)}=3,3Vp-p$ .

Από τους υπολογισμούς, έχουμε **Vout(θεωρητικό)=3,11Vp-p**

Άρα, προκύπτει,  $AV1=Vout1/Vin=35mV/12mV \Rightarrow AV1=2,916$

Και  $AV2=Vout2/Vin=3300mV/35mV \Rightarrow AV2=94,28$

Συνεπώς  $AV(\text{ολικό})=AV1*AV2 \Rightarrow AV=274,92$  (πειραματική μέτρηση)

$AV(\text{ολικό})=Vout/Vin=3,1V/0,012V \Rightarrow AV=258,3$  (μέτρηση PSPICE)

Και το AV είναι **AV(ολικό)=280** (θεωρητικός υπολογισμός)

$Uout2=AV(\text{ολικό})*Uin=258,3*12 \Rightarrow Uout2$  (Spice)=3,099Vp-p

Και **Uin (Spice)=12mV**

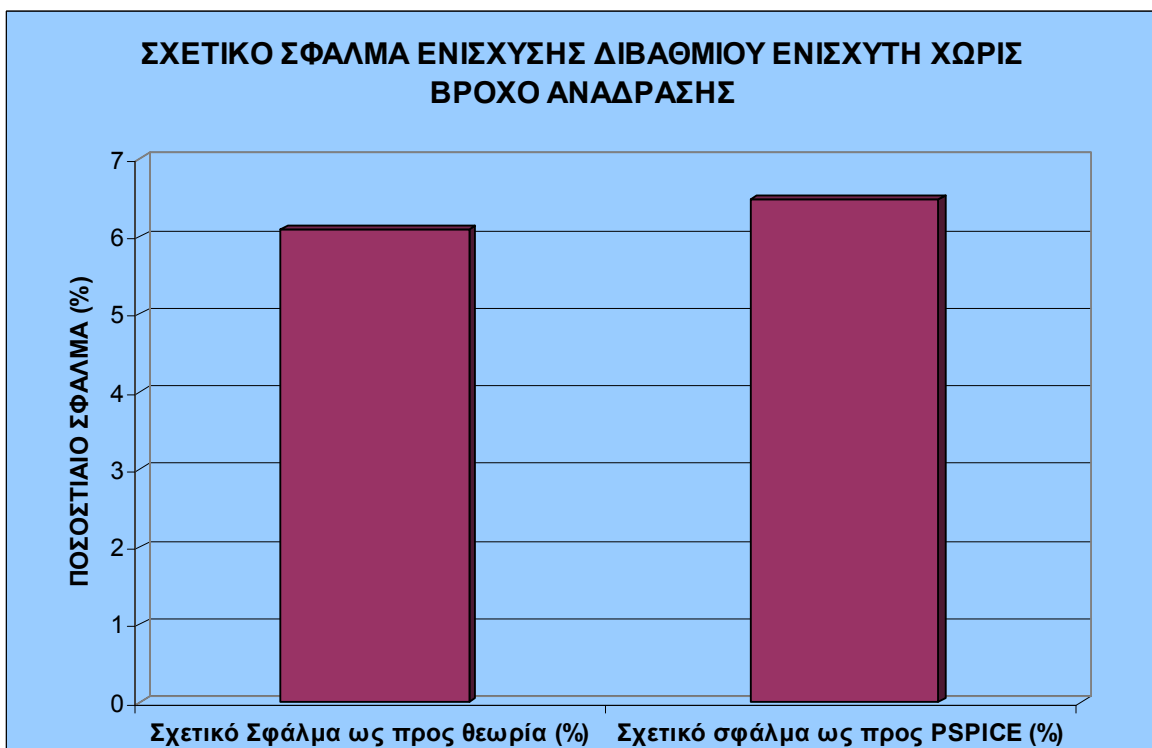
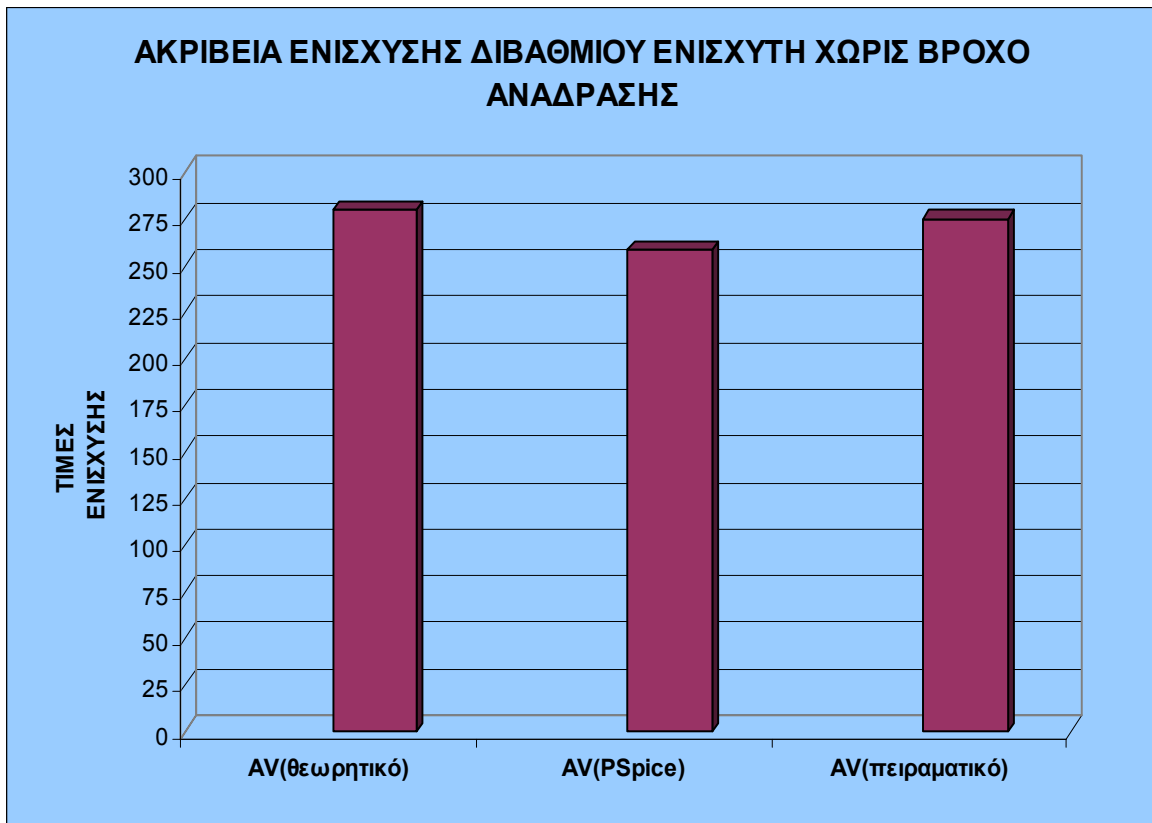
#### Πίνακας με τις τιμές απολαβών

AV(θεωρητικό)	AV(Spice)	AV(πειραματικό)	Σχετικό Σφάλμα ως προς θεωρία (%)	Σχετικό σφάλμα ως προς PSPICE (%)
<b>280</b>	<b>258,3</b>	<b>274,92</b>	<b>6,1</b>	<b>6,48</b>

Σχετικό σφάλμα ως προς θεωρία(%)= $Vout(\text{θεωρ.})/Vout(\text{πειραμ.})/Vout(\text{θεωρ.})*100=$

$$=/[ (3,11V-3,3)/3,11 ] * 100 = 6,1\%$$

Ομοίως, σχετικό σφάλμα ως προς PSpice(%)=6,48%



Για τη συνδεσμολογία του διβάθμιου με ανάδραση, σχετικά με τη μεταβολή συχνότητας ως προς την έξοδο του ενισχυτή συμπεραίνουμε ότι,

Για ελάχιστη συχνότητα η έξοδος του μετρήθηκε,  $U_o=3,5V_{p-p}$

Για μέγιστη συχνότητα ( $F_{max,οριακή}=500KHz$ ), μετρήσαμε η έξοδος να μειώνεται στα  $U_o=220mV$

Συνεπώς, συμπεραίνουμε ότι υπάρχει μια αντιστρόφως μεταβολή των τιμών συχνότητας που δίνουμε με την έξοδο που προκύπτει.

Εν συνεχεία, δε μπορούμε να πάρουμε την Φοριακή χαμηλή διότι η γεννήτρια μετράει από ΚΗz ελάχιστη συχνότητα ενώ έπρεπε να ξεκινάει από 0 ΚΗz.

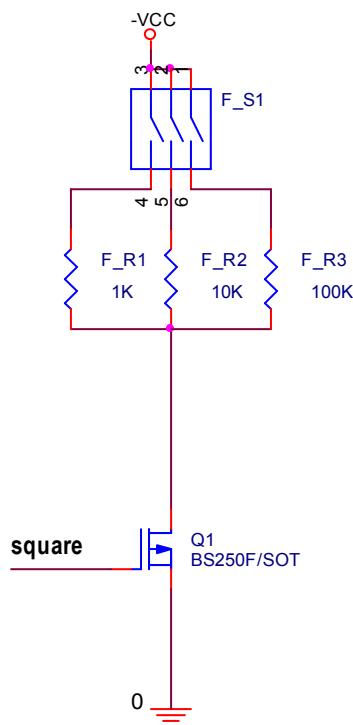
Παρατηρούμε λοιπόν ότι με βρόχο ανάδρασης μειώνεται το κέρδος και άρα και η έξοδος του ενισχυτή. Άρα με κατάλληλη αντίσταση στην ανάδραση, επιλέγοντας RF είτε 22K είτε 10K, μπορούμε να πετύχουμε το επιθυμητό κέρδος.

Ο βρόχος ανάδρασης δεν επιφέρει αλλαγές στα δυναμικά του ενισχυτή και οι τιμές δεν αλλάζουν σε σχέσεις με τις παραμέτρους (δυναμικά, ρεύματα) χωρίς ανάδραση.

## 2.6 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ MOSFET P-ΚΑΝΑΛΙΟΥ

Εδώ τελειώνει η λεπτομερής ανάλυση του διβάθμιου ενισχυτή και παρακάτω θα ολοκληρώσουμε την ανάλυση της σχεδίασης προσομοίωσης και υλοποίησης κυκλωμάτων με τη λειτουργία ενός κυκλώματος που περιέχει τρανζίστορ επίδρασης πεδίου(FET) και συγκεκριμένα χρησιμοποιούμε FET P-καναλιού τεχνολογίας CMOS, δηλαδή P-MOSFET και θα δώσουμε μια συνοπτική εξήγηση λειτουργίας του MOSFET στο κύκλωμα του παρακάτω σχήματος 6.

### MOSFET



**Σχήμα 6**

Όπως φαίνεται λοιπόν στο σχήμα 6, το MOSFET P-καναλιού (BS250) δέχεται ως είσοδο ένα τετραγωνικό παλμό για να διεγερθεί και εν συνεχεία συνδέεται στην είσοδο του με τρεις αντιστάσεις 1K, 10K και 100K εκ των οποίων η επιλογή της καθεμιάς που θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε για να βγάλουμε το κέρδος, γίνεται με χρήση του διακόπτη S1 που επιλέξαμε να είναι έξι θέσεων και ανάλογα με το κλείσιμο του, θα ενεργοποιείται η αντίστοιχη αντίσταση σε καθεμία από τις τρεις θέσεις που αντιστοιχούν οι τρεις αντιστάσεις, ενώ οι άλλες τρεις θέσεις του διακόπτη(1,2,3) συνδέονται απευθείας στη τροφοδοσία και δε χρησιμοποιούνται για την επιλογή των αντιστάσεων.



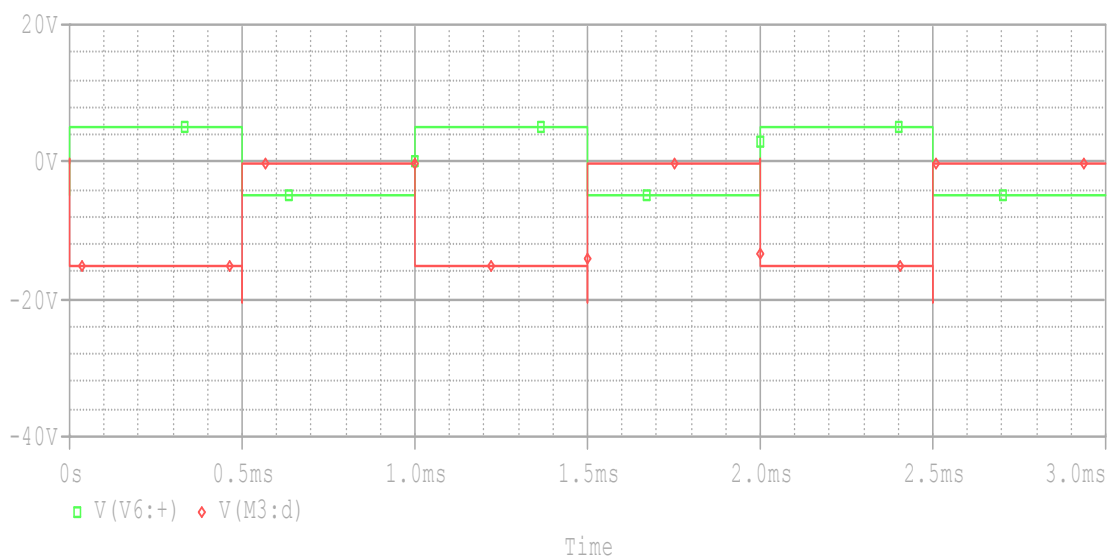
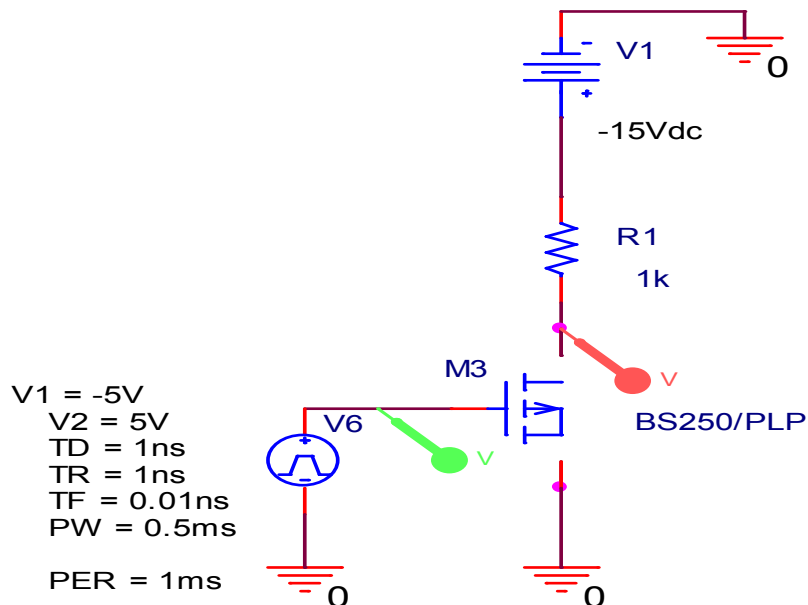
Επίσης το MOSFET δεν διαθέτει φορτίο (σε σύγκριση με το διπολικό τρανζίστορ BJT στο διαβάθμιο ενισχυτή όπου βάλαμε στην έξοδο του φορτίο 10K) και συνεπώς περιορίζεται σε προσομοίωση διακόπτη, και όχι σε προσομοίωση ενισχυτή, γι'αυτό και αποκαλείται διακοπτικό MOSFET. Εάν παρόλα αυτά είναι επιθυμητό να προστεθεί φορτίο, μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι θηλυκοί connectors που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Παρακάτω εξηγούμε λεπτομερώς τη λειτουργία των τελεστικών ενισχυτών σε διάφορες συνδεσμολογίες τους και συγχρόνως παραθέτουμε διάφορα χαρακτηριστικά.

## 2.6.1 MOSFET BS250

### 2.6.1.1 AC ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ-BS250

Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε στις μετρήσεις και στην προσομοίωση είναι το ακόλουθο:



Σύμφωνα με το παραπάνω σχέδιο του Mosfet στο Spice και το αντίστοιχο γράφημα του εξηγούμε παρακάτω τη λειτουργία του ως διακόπτης και είναι η εξής:

Δίνουμε ως είσοδο τετραγωνικό παλμό στι Gate του MOSFET με D.C=50%, και πλάτος 10Vp-p. Στο Source συνδέουμε μια αντίσταση 1KΩ που τροφοδοτείται με -15V και παρατηρούμε στην έξοδο του Source το σήμα του να βγαίνει αντιστραμμένο με πλάτος 100mVp-p. Επιπλέον χρησιμοποιούμε αρνητική τάση τροφοδοσίας διότι η Vds θα πρέπει να είναι μικρή ώστε η  $r_{DS}$  να μπορεί να προσεγγιστεί από τον νόμο Ohm ( $r_{DS}=V_{DS}/I_D$ ), χωρίς να χρειάζεται να εμπλακούν τύποι από τις φυσικές ιδιότητες του Mosfet.

Το σήμα με το πράσινο παλμό παριστάνει την είσοδο και με τον κόκκινο παλμό την έξοδο. Όταν ο παλμός στη πύλη Gate βρίσκεται στην αρνητική ημιπερίοδο, βλέπουμε ότι η έξοδος βρίσκεται στο 0 και αντίστροφα. Αυτό εξηγεί τη διακοπτική λειτουργία του Mosfet.

Όμως το πρόβλημα είναι ότι καθώς αυξάνουμε τη συχνότητα, αυξάνεται η καθυστέρηση (χρόνος καθυστέρησης  $t_d$ ). Παρολαυτά όμως, η καθυστέρηση αυτή στη λειτουργία του MOSFET είναι μικρότερη σχετικά με αυτή των διπολικών τρανζίστορ και γι'αυτό τα MOSFET χρησιμοποιούνται ευρέως σε πολλές εφαρμογές μικρού σήματος και σε κυκλώματα ισχύος.

Ενδεικτικά για συχνότητα ελάχιστη:  $F=4.54$  KHz δε μπορούμε να παρατηρήσουμε πειραματικά καθυστέρηση, ενώ για μεγαλύτερες συχνότητες πήραμε ενδεικτικά κάποιες τιμές καθυστέρησης όπως δείχνουμε παρακάτω:

Για  $F=29.441$  KHz έχουμε καθυστέρηση  $t_d=0.2\mu s$

Για  $F=149.253$  KHz υπάρχει καθυστέρηση  $t_d=0.6\mu s$

Και για συχνότητα  $F=166.6$  KHz η καθυστέρηση είναι  $t_d=0.8\mu s$

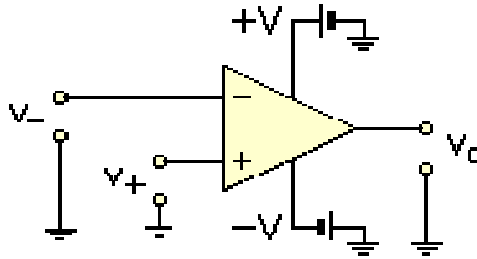
Συνεπώς, παρατηρούμε, ότι η μεταβολή της συχνότητας είναι ανάλογη με τη μεταβολή της καθυστέρησης. Δηλαδή, όσο αυξάνουμε τη συχνότητα, αυξάνεται και ο χρόνος καθυστέρησης ανάλογα. Επίσης βλέπουμε συγχρόνως ότι καθώς αυξάνουμε την αντίσταση που υπάρχει στην είσοδο του Mosfet από επιλογή του διακόπτη SW τριών θέσεων, τότε ανάλογα αυξάνεται και το πλάτος του σήματος που δίνει το MOSFET στην έξοδο του, στο άκρο Source.

## **2.7 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ**

### **2.7.1 ΟΡΙΣΜΟΣ--ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ**

#### ***Τελεστικοί Ενισχυτές***

Οι **τελεστικοί ενισχυτές** (TE) είναι διαφορικοί ενισχυτές άμεσης ζεύξης, μεγάλης σταθερότητας και υψηλής απολαβής (ενίσχυσης). Η άμεση ζεύξη, δηλ η σύνδεση των επιμέρους βαθμίδων ενίσχυσης χωρίς παρεμβολή πυκνωτών, επιτρέπει την πραγματοποίηση **μαθηματικών τελέσεων** σε σήματα μηδενικής συχνότητας (συνεχή σήματα) έως και συχνότητας αρκετών εκατοντάδων kHz. Ο συμβολισμός ενός TE δείχνεται στο Σχήμα 1.



**Σχήμα 1.** Συμβολισμός ενός τελεστικού ενισχυτή. Περιλαμβάνονται οι πηγές τροφοδοσίας και τα σύμβολα του κοινού του κυκλώματος, ως προς το οποίο αναφέρονται όλες οι τάσεις.

Υπάρχουν δύο είσοδοι, η **αναστρέφουσα** (-) και η **μη αναστρέφουσα** (+). Τα σύμβολα (+,-) δεν σχετίζονται με την πολικότητα των σημάτων εισόδου.

Το σήμα εξόδου  $v_o$  ενός ΤΕ παρέχεται από τη σχέση

$$v_o = A(v_+ - v_-)$$

όπου  $v_+$  και  $v_-$  είναι οι τάσεις που εφαρμόζονται αντιστοίχως στη μη αναστρέφουσα και στην αναστρέφουσα είσοδο και  $A$  είναι η **απολαβή** (ή **συντελεστής ενίσχυσης**) **ανοικτού βρόχου** του ΤΕ. Η απολαβή αυτή βρίσκεται στην περιοχή  $10^4$  έως  $10^6$  ανάλογα με τον τύπο του ΤΕ (για τον ιδανικό ΤΕ είναι  $A = \infty$ ).

Για τη λειτουργία των ΤΕ απαιτούνται δύο πηγές τάσης, η μία με θετική τιμή (+V) και η άλλη με αρνητική τιμή (-V) ως προς το κοινό (γείωση) του κυκλώματος. Η διπολική τροφοδοσία εξασφαλίζει δυνατότητα παραγωγής σήματος εξόδου ( $v_o$ ) επίσης διπολικού χαρακτήρα (θετικά ή αρνητικά σήματα εξόδου). Το σήμα εξόδου βρίσκεται πάντοτε μέσα στην περιοχή τάσεων τροφοδοσίας και συνήθως είναι κατά 1 έως 2 V (απολύτως) μικρότερο από αυτές, δηλαδή τροφοδοσία με -15 και +15 V, εξασφαλίζει μια περιοχή διακύμανσης του σήματος εξόδου, γνωστή ως **περιοχή τελέσεων**, από περίπου -13 έως +13 V.

Οι πηγές και οι γραμμές τροφοδοσίας, όπως και τα σύμβολα του κοινού (γείωσης) ως προς το οποίο αναφέρονται όλα τα σήματα και περιλαμβάνονται στο Σχήμα 1, για λόγους απλότητας θα παραλειφθούν από τα επόμενα σχήματα, αλλά η παρουσία τους θα εννοείται.

Λόγω της εξαιρετικά μεγάλης απολαβής ανοικτού βρόχου οι ΤΕ σχεδόν πάντοτε χρησιμοποιούνται με κάποια επιπλέον εξαρτήματα (κυρίως αντιστάσεις και πυκνωτές) που δημιουργούν ένα **βρόχο αρνητικής ανατροφοδότησης**. Μέσω του βρόχου ένα απειροελάχιστο κλάσμα του σήματος εξόδου επανέρχεται στην αναστρέφουσα είσοδο (δηλαδή με διαφορά φάσης  $180^\circ$ ), γεγονός που σταθεροποιεί το σήμα εξόδου στην περιοχή τελέσεων και εξασφαλίζεται μια μικρότερη, αλλά απόλυτα ελεγχόμενη απολαβή, γνωστή ως **απολαβή κλειστού βρόχου**.

Οι ΤΕ χρησιμοποιήθηκαν παλαιότερα σε συστήματα αναλογικών υπολογιστών και σήμερα χρησιμοποιούνται ευρύτατα για πραγματοποίηση μαθηματικών τελέσεων σε αναλογικά σήματα σε "πραγματικό χρόνο". Στο εμπόριο διατίθεται πλήθος ΤΕ σε μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μικρού κόστους.

Υπάρχει πληθώρα κυκλωμάτων ΤΕ, με τα οποία πραγματοποιούνται διάφορες μαθηματικές τελέσεις. Κάθε κύκλωμα χαρακτηρίζεται από τη **συνάρτηση μεταφοράς** του, δηλαδή την εξίσωση που παρέχει το σήμα εξόδου ως συνάρτηση του σήματος (ή σημάτων) εισόδου.

Γενικά, ο υπολογισμός της συνάρτησης μεταφοράς ενός κυκλώματος TE πραγματοποιείται με βάση τους κανόνες Kirchhoff και τις εξής δύο απλουστευτικές παραδοχές, που διέπουν τη λειτουργία τους:

#1. Το σήμα εξόδου  $v_o$  αποκτά τιμή, που ουσιαστικά (μέσω του κυκλώματος ανατροφοδότησης) πρακτικά εξισώνει τα σήματα στις δύο εισόδους, δηλαδή:  $v_+ \approx v_-$ .

#2. Η αντίσταση εισόδου των TE είναι εξαιρετικά μεγάλη (συνήθως στην περιοχή  $10^6$ - $10^{12}$   $\Omega$  και στον ιδανικό TE είναι άπειρη) γεγονός που εξασφαλίζει πρακτικώς μηδενικά ρεύματα στις εισόδους του.

#### ΙΔΑΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ TE

- ◆ Άπειρη αντίσταση εισόδου
- ◆ Μηδενική αντίσταση εξόδου
- ◆ Άπειρο κέρδος ανοιχτού βρόγχου
- ◆ Άπειρο εύρος ζώνης συχνοτήτων
- ◆ Μηδενικά ρεύματα εισόδων (λόγω της άπειρης αντίστασης)
- ◆ Εικονικό βραχυκύκλωμα (ίδιο δυναμικό) στις δύο εισόδους

#### ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ TE

Τα πραγματικά χαρακτηριστικά πλησιάζουν τα ιδανικά χαρακτηριστικά ανάλογα με την ποιότητα του TE:

- ◆ Αντίσταση εισόδου μεγαλύτερη από 2-3  $M\Omega$
- ◆ Αντίσταση εξόδου της τάξεως ολίγων δεκάδων  $\Omega$
- ◆ Κέρδος ανοιχτού βρόγχου μεγαλύτερο από 100.000
- ◆ Εύρος ζώνης συχνοτήτων μερικών MHz
- ◆ Ρεύματα εισόδων περί τα 100nA
- ◆ Πρακτικά ίδιο δυναμικό στις δύο εισόδους (ισχύει και στην πράξη το εικονικό βραχυκύκλωμα)

#### 2.7.2 ΙΔΑΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΙΑΦΟΡΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

ΤΥΠΟΣ	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ	Av(db)	Zin( $\Omega$ )	CMRR(db)	BW(db)	SR(V/us)
TL070	BiFET, χαμηλού θορύβου	106	$10^{12}$	86	3	13
TL080	BiFET, χαμηλής ισχύος	106	$10^{12}$	86	3	13
TLC277	CMOS	92	$10^{12}$	88	2,3	4,5
LM308	Υψηλής απόδοσης	110	$40 \cdot 10^6$	100	1	0.3
LM318	Υψηλής απόδοσης	106	$3 \cdot 10^6$	100	15	70
LM741	Γενικής χρήσης	106	$2 \cdot 10^6$	90	1	0.5
TLC27L7	CMOS, χαμηλής πόλωσης	114	$10^{12}$	88	0.1	0.04

### 2.7.3 Τυπικά παραδείγματα πραγματικών τελεστικών ενισχυτών

Τα χαρακτηριστικά ποιότητας μερικών τυπικών τελεστικών ενισχυτών κοινής χρήσης, που προσφέρονται στο εμπόριο ως ολοκληρωμένα κυκλώματα χαμηλού κόστους (τυπικά 1-10 ευρώ) δείχνονται στο παρακάτω **πίνακα 1**. Με αυτούς τους ΤΕ μπορούν να κατασκευαστούν όλα τα κυκλώματα τα οποία περιγράφονται στο κεφάλαιο αυτό.

Η εξωτερική εμφάνιση, η σύνδεση των ακίδων συνδέσεων, το εσωτερικό κύκλωμα και μια τυπική πλήρης καλωδίωση του ΤΕ 741, ως αναστρέφων ενισχυτή με απολαβή 10, δείχνονται στο **σχήμα 4**. Ο LM741 θεωρείται ως ένα από τα πλέον επιτυχημένα αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα και έχει χρησιμοποιηθεί (και χρησιμοποιείται ακόμη) για τη κατασκευή πλήθους χρήσιμων κυκλωμάτων στη χημική οργανολογία. Σε περιπτώσεις που επιζητείται η κατασκευή κυκλωμάτων με μεγαλύτερη σύνθετη αντίσταση (εμπέδηση) και με ταχύτερη απόκριση(SR), ο 741 μπορεί να αντικατασταθεί με πολλούς βελτιωμένους τύπους ΤΕ, οι οποίοι συνήθως έχουν πλήρη συμβατότητα ως προς τη διάταξη των ακίδων(pin-to-pin compatible), όπως π.χ με τον CA3140.

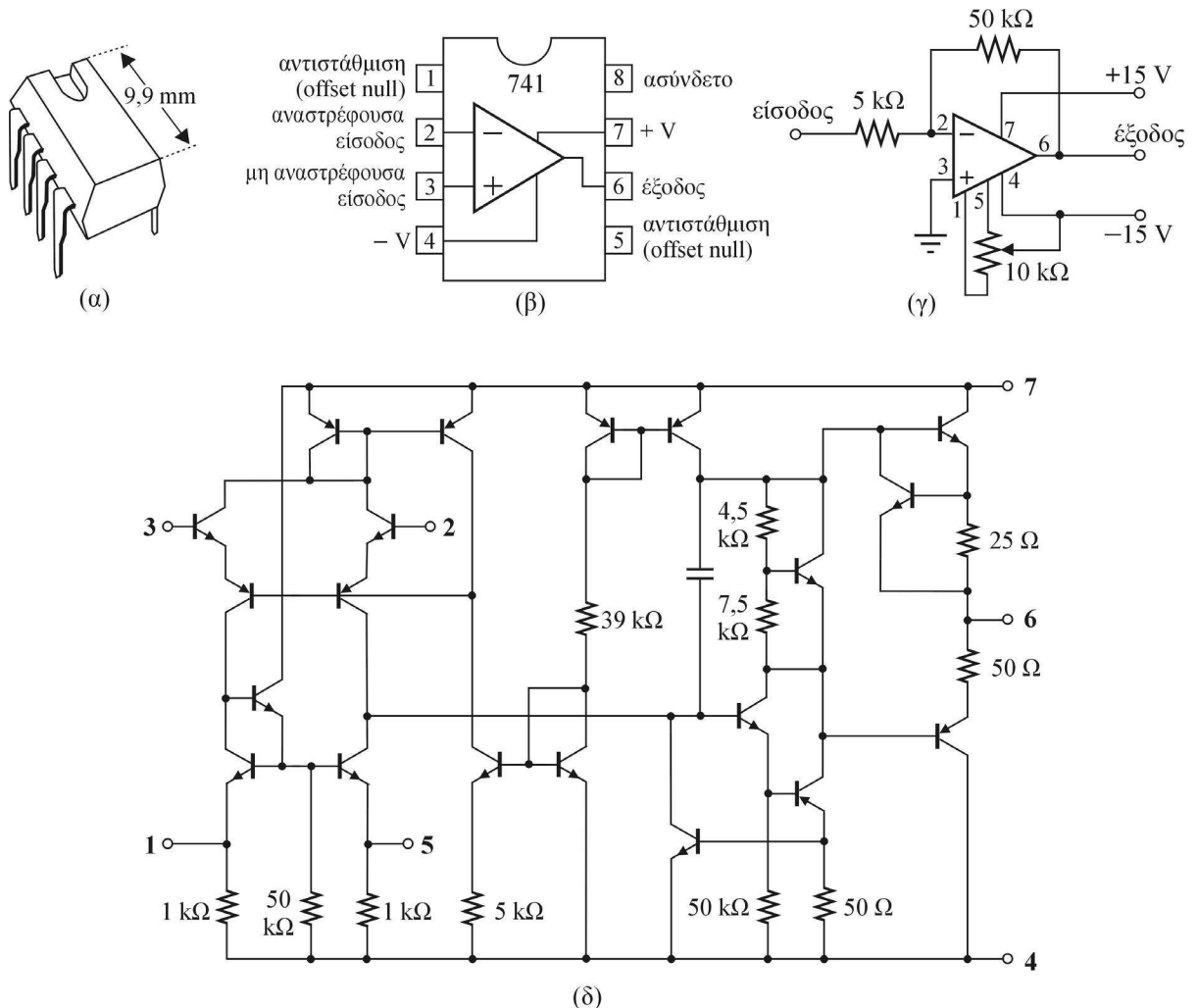
Εκτός από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα ΤΕ, στο εμπόριο διατίθενται ΤΕ κατασκευασμένοι με διακριτά ηλεκτρονικά εξαρτήματα, όπως επίσης και οι υβριδικοί τελεστικοί ενισχυτές(hybridic operational amplifiers), που συνδυάζουν ολοκληρωμένα κυκλώματα και διακριτά εξαρτήματα. Οι ΤΕ αυτού του τύπου έχουν εξαιρετικά χαρακτηριστικά ποιότητας και διακρίνονται για τη μεγάλη αξιοπιστία της λειτουργίας τους

Φυσικά, το κόστος τους είναι αρκετά μεγαλύτερο από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα

**Πίνακας 1: Χαρακτηριστικά ποιοτικών παραμέτρων μερικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων τελεστικών ενισχυτών κοινής χρήσης**

Χαρακτηριστικό ποιότητας	Εμπορική ονομασία τελεστικού ενισχυτή					
	709	741	318	308	536	CA3140
Σύνθετη αντίσταση εισόδου (ΜΩ)	0,4	2	3	40	10 <sup>8</sup>	10 <sup>6</sup>
Ρεύμα πόλωσης (na)	200	80	150	1,5	0,03	0,01
Απολαβή ανοιχτού βρόχου	4,5X10 <sup>4</sup>	2X10 <sup>5</sup>	2X10 <sup>5</sup>	3X10 <sup>5</sup>	1X10 <sup>5</sup>	1X10 <sup>5</sup>
Μέγιστο ρεύμα εξόδου (ma)	5	5	5	1	5	5
Εύρος ζώνης μοναδιαίας απολαβής (UGBW), MHZ	1	1	15	1	1	4,5
Αντισταθμιστική τάση, mV	1	2	4	2	30	8
Ταχύτητα απόκρισης (V/us)	0,3	0,5	70	0,3	6	9

Εξαιρετικής ποιότητας τελεστικοί ενισχυτές και μεγάλου (σχετικά) κόστους είναι οι **τελεστικοί ενισχυτές με τεμαχιστή** (chopper operational amplifiers). Τα επιμέρους τμήματα των τελεστικών ενισχυτών αυτού του τύπου λειτουργούν με ζεύξη AC. Η λειτουργία τους βασίζεται στην αλληλουχία διαδικασιών : διαμόρφωση σήματος (με τεμαχισμό) → συντονισμένη ενίσχυση → αποδιαμόρφωση ενισχυμένου σήματος. Είναι κατάλληλοι ως πρώτα στάδια ενίσχυσης ασθενών σημάτων και χαρακτηρίζονται από ουσιαστικά μηδαμινή ολίσθηση.



**Σχήμα 4 :** Ένας τυπικός τελεστικός ενισχυτής: ο 741.(α) εξωτερική εμφάνιση του ΤΕ. (β) Αντιστοιχία ακίδων και εσωτερικών συνδέσεων.(γ) Καλωδίωση του 741 με εξωτερικά εξαρτήματα για κατασκευή αντιστροφέα ενισχυτή με απολαβή 10, όπου περιλαμβάνεται και η σύνδεση ποτενσιομέτρου αντιστάθμισης. (δ) Εσωτερικό (ισοδύναμο) κύκλωμα του 741.

#### 2.7.4 ΜΕΛΕΤΗ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ

Οι τελεστικοί ενισχυτές (opamps) για την εσωτερική δομή λειτουργίας τους χρησιμοποιούν κάποια στάδια διαφορικής εισόδου. Κανένας ενισχυτής απλού σταδίου δε μπορεί να παρουσιάσει όλα τα χαρακτηριστικά που αναλύσαμε λεπτομερώς παραπάνω. Ουσιαστικά ένας τελεστικός ενισχυτής πρακτικά αποτελεί συνδυασμό μερικών ενισχυτικών σταδίων. Το πρώτο τμήμα του πολυβάθμιου ενισχυτή είναι ένας διαφορικός ενισχυτής. Οι διαφορικοί ενισχυτές έχουν ικανοποιητική απόρριψη κοινού σήματος (CMRR) και παρουσιάζουν υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου ( $Z_{in}$ ).

Μερικοί τελεστικοί ενισχυτές χρησιμοποιούν FET σε αυτό το πρώτο στάδιο για ακόμα υψηλότερη σύνθετη αντίσταση εισόδου. Τελεστικός ενισχυτής που συνδυάζει **διπολικά τρανζίστορ** και **FET** ονομάζεται **BIFET** τελεστικός ενισχυτής(**BIFET opamps**).

Το δεύτερο στάδιο λειτουργίας στη δομή του τελεστικού είναι πάλι διαφορικός ενισχυτής και αυτό επιτρέπει τη χρήση της διαφορικής εξόδου του πρώτου σταδίου. Έτσι έχουμε καλύτερο συντελεστή CMRR και υψηλή διαφορική ενίσχυση.

Το τρίτο στάδιο της δομής του είναι ένα στάδιο ενισχυτή κοινού συλλέκτη ή ακολούθου εκπομπού. Αυτό το στάδιο είναι γνωστό επειδή παρουσιάζει χαμηλή σύνθετη αντίσταση εξόδου. Αξίζει να αναφέρουμε εδώ ότι η έξοδος είναι συνήθως μη διαφορική, σαν ένας απλός ακροδέκτης και αναφέρεται σαν έξοδος απλού τερματισμού, αφού και τα περισσότερα ηλεκτρονικά κυκλώματα χρειάζονται αυτήν την έξοδο.

Οι περισσότεροι όμως από τους τελεστικούς είναι ολοκληρωμένοι και οι τεχνικοί δε μπορούν να δουν το εσωτερικό του ενισχυτή ούτε να κάνουν εσωτερικές μετρήσεις. Σήμερα διατίθεται μεγάλος αριθμός τελεστικών ενισχυτών με κατασκευή ολοκληρωμένου κυκλώματος. Μερικοί χρησιμοποιούν διπολικά τρανζίστορ και άλλοι συνδυασμό FET με διπολικά τρανζίστορ. Ειδικό τελεστικό διατίθενται με ανεπτυγμένα χαρακτηριστικά σε περιοχές όπως η υψηλή σύνθετη αντίσταση και οι υψηλές συχνότητες. Παρακάτω δίνουμε κάποια γενικά χαρακτηριστικά για τυπικές τιμές τελεστικών ενισχυτών:

--- **Ενίσχυση τάσης ανοιχτού βρόγχου:** 200000 (106 Db)

---**Σύνθετη αντίσταση εξόδου:** 75Ω

---**Σύνθετη αντίσταση εισόδου:** 2MΩ

---**CMRR:** 90dB

---**Περιοχή ρύθμισης μετατόπισης:** +\_13mV

---**Διακύμανση τάσης εξόδου:** +\_13V

---**Ζώνη μικρού σήματος:** 1MHz

---**Ρυθμός μεταβολής:** 0,5V/Us

## **Κεφάλαιο 3<sup>ο</sup>: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ- ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

### **3.1 ΤΕΛΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ**

#### **1<sup>ο</sup> ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑ—ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΗΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΜΑΣ**

Στο σύγγραμμα που ολοκληρώνεται με αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάστηκαν εργαστηριακές μετρήσεις και προσομοιώσεις στον Η/Υ των βασικών ηλεκτρονικών διατάξεων. **Σκοπός ήταν να μπορέσουμε αρχικά να κατασκευάσουμε εμπειριστατωμένα την συσκευή αναλογικής προσομοίωσης που περιγράψαμε στο 1<sup>ο</sup> κεφάλαιο και εν συνεχεία να συγκρίνουμε τις μετρήσεις μας με την προσομοίωση του Spice.**

Πρέπει επίσης να τονίσουμε ότι τα χαρακτηριστικά των συσκευών στο Spice δίνονται από τις ίδιες τις κατασκευάστριες εταιρίες και διαφέρουν άλλοτε περισσότερο και άλλοτε λιγότερο από την πραγματικότητα, κάτι το οποίο θέλαμε να διαπιστώσουμε.

## **2<sup>ο</sup> ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑ—ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΣΤΟΥΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥΣ--ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥΣ ΚΑΙ ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΜΕ PSpICE**

Αρχικά ξεκινήσαμε τις μετρήσεις με τους TE. Αυτό που μας ενδιέφερε να παρατηρήσουμε είναι τα προβλήματα λειτουργίας των πραγματικών TE και ταυτόχρονα κατά πόσο η συμπεριφορά τους πλησιάζει και ανταποκρίνεται με τις θεωρητικές τιμές. **Το μεγαλύτερο πρόβλημα από το οποίο πάσχουν οι TE, είναι η offset τάση.** Υπάρχει παρόλα ταύτα κατάλληλη τοπολογία η οποία χρησιμοποιείται για τον μηδενισμό ή την ελαχιστοποίηση τουλάχιστο της τάσεως αυτής. Μετά από κάποιο χρόνο λειτουργίας η τάση offset θα πρέπει να επανεξετάζεται, αφού μεταβάλλεται με την θερμοκρασία και ως γνωστό κατά την λειτουργία των ημιαγωγών αυξάνεται και η θερμοκρασία επάνω τους.

**Άλλο πρόβλημα λειτουργίας των TE είναι η τάση κορεσμού στην έξοδο, ότι δηλαδή η τάση εξόδου δεν μπορεί να φτάσει την τάση τροφοδοσίας.** Κάποιοι TE καταφέρνουν να φτάσουν πολύ κοντά στην τάση αυτή και εάν η εφαρμογή απαιτεί κάτι τέτοιο, θα πρέπει να επιλεγούν TE που προσφέρουν το πλεονέκτημα αυτό. Το πρόβλημα αυτό είναι δεδομένο, δίνεται από τον κατασκευαστή και δεν υπάρχει κάτι το οποίο μπορούμε να κάνουμε για να το ελαχιστοποιήσουμε. **Άλλο πρόβλημα που διαπιστώσαμε στις μετρήσεις μας ήταν το SR, το οποίο θεωρείται δεδομένο και το μέγεθός του δίνεται από τον κατασκευαστή. Επιπλέον προβλήματα που αναφέρθηκαν, και προσθέτουμε είναι το εύρος ζώνης BW και το εύρος ζώνης πλήρους ισχύος (FPBW).** Οι αντιστάσεις από την άλλη λόγω της ανοχής τους προσθέτουν σφάλμα στην έξοδο και ειδικά στις τοπολογίες με διαιρέτες όπως ο ενισχυτής διαφορών.

Η συμπεριφορά των TE πλησιάζει όντως κατά πολύ την θεωρητική, αφού το αποτέλεσμα στην έξοδο συμπίπτει πρακτικά με το θεωρητικώς αναμενόμενο. Βέβαια τα προβλήματα λειτουργίας των πραγματικών TE που αναφέρθηκαν παραπάνω έρχονται να μας προσγειώσουν κάπως ανώμαλα, θυμίζοντας μας ότι στον πραγματικό κόσμο τίποτα δεν μπορεί να δουλέψει όπως στην θεωρία. Αυτό συνέβη και με τα τρία μοντέλα που χρησιμοποιήσαμε και μάλιστα στο ακριβότερο από αυτά πήραμε τα μεγαλύτερα σφάλματα στις μετρήσεις μας.

Το Spice μας έδωσε ικανοποιητικά αποτελέσματα, με λίγο μεγάλες αποκλίσεις, αλλά πάντα μέσα στα όρια του ανεκτού σφάλματος. Το πρόγραμμα βέβαια είτε δεν λαμβάνει υπόψη την offset τάση ή αν κάνει κάτι τέτοιο, δεν λαμβάνει υπόψη την θερμοκρασία. Όχι φυσικά την θερμοκρασία ως απόλυτο μέγεθος, αφού η τελευταία ρυθμίζεται μέσα από κατάλληλες παραμέτρους του λογισμικού, αλλά την μεταβολή την θερμοκρασίας σε τυχαίες χρονικές στιγμές και κατά την διάρκεια ενδεχομένως της ίδιας μέτρησης, κάτι το οποίο μόνο σε πραγματικές μετρήσεις μπορεί να συμβεί. Τον κορεσμό στην τάση εξόδου και τον ρυθμό ανόδου τα προσομοιώνει ικανοποιητικά το πρόγραμμα, αλλά παρατηρήθηκαν κάπως πιο αυξημένα σφάλματα στους τομείς αυτούς και κυρίως στον κορεσμό της τάσεως εξόδου.

Το συνολικό σφάλμα που καταγράφηκε στις DC μετρήσεις του LM741 για τη συνδεσμολογία του αναστρέφων αθροιστή κυμαίνεται από **1-5%** ως προς τους θεωρητικούς υπολογισμούς και από **0,6-3%** ως προς τις μετρήσεις του PSpice για μεταβαλλόμενη ημιτονική τάση εισόδου ενώ για συνεχή τάση εισόδου



βρέθηκε στο 1,8% ως προς θεωρία και Spice. Για τη συνδεσμολογία του μη αναστρέφων διαφορικού ενισχυτή το σφάλμα κυμαίνεται από 4 ως 5,5% ως προς θεωρία και PSpice.

### **3° ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑ—ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΣΤΙΣ ΔΙΟΔΟΥΣ—ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΜΕ SPICE**

Στην συνέχεια ασχοληθήκαμε τις διόδους, έχοντας ως κύριο στόχο να δούμε τον τρόπο με τον οποίο συμπεριφέρονται κατά την ορθή και ανάστροφη πόλωση αλλά κυρίως κατά το μη γραμμικό φαινόμενο, όταν δηλαδή περνάμε από την ανάστροφη στην ορθή πόλωση. Παρατηρήσαμε την τάση στα άκρα της διόδου σε σχέση με το ρεύμα που την διαρρέει, καθώς επίσης και το πώς το ρεύμα “εκτοξεύεται” για πολύ μικρές αυξήσεις της τάσης στα άκρα της διόδου. Εάν η τάση αυξηθεί κατά πολύ και η διόδος μεταβεί βαθύτερα στην αγώγιμη περιοχή, τότε οι μεταβολές του ρεύματος είναι πολύ μικρότερες. Αυτό είναι λογικό αν σκεφτεί κανείς ότι σε συνθήκες πλήρους αγωγιμότητας η διόδος αφήνει όλο το ρεύμα να τη διαρρέυσει, έχοντας μια πτώση τάσης στα άκρα της, της τάξεως του 0.65V. Κατά την ανάστροφη πόλωση δεν μπορέσαμε να παρατηρήσουμε ανάστροφα ρεύματα, αν και από τα datasheets προκύπτει κάτι τέτοιο.

Όμως τα ρεύματα αυτά ήταν πολύ μικρά και δεν μπορέσαμε να τα παρακολουθήσουμε με το συμβατικό αμπερόμετρο που διαθέταμε, αλλά το Spice μας έδειξε ότι κάτι τέτοιο είναι αληθές.

Σε γενικές γραμμές το Spice μας έδωσε τα ίδια αποτελέσματα με τις μετρήσεις μας, ενώ η εικόνα για τα χαρακτηριστικά των διόδων που αποκομίσαμε από μετρήσεις και προσομοίωση, είναι σε συμφωνία με αυτά που προκύπτουν από τα datasheets. **Συγκεκριμένα στη συνδεσμολογία διόδων με την 1N4007 και φορτίο  $RL=1K$ , το σφάλμα τάσης κυμαίνεται από 0-2,5% στις μετρήσεις του PSpice και 0,9-3,5% με βάση τα θεωρητικά αποτελέσματα.**

Πρέπει να σημειώσουμε ότι όταν λέμε περιοριστές εννοούμε περιοριστές προστασίας και όχι σταθεροποιητές τάσης. Άρα θα πρέπει να επιλέγουμε διόδους κατάλληλης ισχύος, έτσι ώστε να μην κινδυνεύουμε από τέτοιου είδους φαινόμενα.

Τέλος με τη σύγκριση που πραγματοποιήθηκε μεταξύ των δύο διόδων μας προέκυψε το συμπέρασμα ότι για εφαρμογές γενικού σκοπού (π.χ μετρήσεις) δεν υπάρχει λόγος να ξοδέψουμε επιπλέον χρήματα για μια ποιοτική διόδο, αφού και η φθηνή διόδος μπορεί να εκτελέσει το ίδιο αποτελεσματικά την λειτουργία της, σε σχέση με κάποια άλλη ποιοτικότερη και συνεπώς ακριβότερη.

### **4° ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑ--ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΣΕ ΔΙΒΑΘΜΙΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ – ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΜΕ PSPICE**

Κατόπιν, μελετήσαμε τα τρανζίστορ τα οποία έχουν απεριόριστες εφαρμογές, αλλά μόνο δύο λειτουργίες: *του ενισχυτή και του διακόπτη*. Ως διακόπτης το τρανζίστορ λειτουργεί σαν πύλη NOT, δηλαδή με Vcc στην βάση παράγει λογικό ‘0’ στην έξοδο, ενώ με Vee στην βάση (γη στις μετρήσεις μας), παράγει λογικό ‘1’ στην έξοδο. Αυτό είναι εύκολο να αποδειχθεί, αν λάβουμε καταρχήν υπόψη ότι η έξοδος παίρνεται μεταξύ συλλέκτη εκπομπού. Όταν γειώσουμε την βάση, το τρανζίστορ πηγαίνει στην αποκοπή και δεν είναι αγώγιμο και άρα δεν υπάρχει πτώση τάσης στην αντίσταση συλλέκτη, συνεπώς η τάση συλλέκτη θα είναι ίση με Vcc. Παράλληλα η διόδος στην ένωση βάσης-εκπομπού δεν άγει και άρα ο εκπομπός θα είναι σε δυναμικό 0. Έτσι μεταξύ συλλέκτη-εκπομπού θα υπάρχει διαφορά δυναμικού ίση με Vcc, που ισοδυναμεί με λογικό

‘1’. Αν δώσουμε  $V_{cc}$  στην αντίσταση της βάσης, τότε το τρανζίστορ θα οδηγηθεί στον κόρο και θα γίνει πλήρως αγώγιμο κι έτσι δεν θα υπάρχει πτώση τάσης μεταξύ συλλέκτη εκπομπού. Άρα αφού οι δύο ακροδέκτες βρίσκονται στο ίδιο δυναμικό, αυτό ισοδυναμεί με λογικό ‘0’ στην έξοδο, αφού η τάση εξόδου θα είναι ίση με 0. Συνεπώς στην μη γραμμική περιοχή λειτουργίας πραγματοποιείται αντιστροφή του σήματος εισόδου στην έξοδο, λειτουργία που περιγράφει μια πύλη NOT. Κατά τον κόρο θα πρέπει να είμαστε προσεκτικοί στην αντίσταση πόλωσης, ώστε να μην οδηγεί το τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή. Η κατάλληλη επιλογή της  $R_b$  επιτυγχάνεται είτε από την μελέτη των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ, είτε με δοκιμές στην περίπτωση που τα χαρακτηριστικά δεν είναι διαθέσιμα.

Αντίθετα με τα διακοπτικά MOSFET που είναι ενισχυτές διαγωγιμότητας, καθώς μετατρέπουν την τάση εισόδου σε ρεύμα εξόδου. Συνεπώς δεν χρειάζεται αντίσταση πόλωσης στην πύλη η οποία είναι ο ακροδέκτης ελέγχου, αλλά μπορούμε να εφαρμόσουμε απευθείας τάση επάνω στον ακροδέκτη. Το ρεύμα που τραβάει η πύλη είναι μηδαμινό και για τον λόγο αυτόν τα FET χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπου θέλουμε η είσοδος να τραβάει πρακτικά μηδενικό ρεύμα. Επιπλέον δεν συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται FET ως ενισχυτές, αφού τα διπολικά έχουν πολύ καλύτερα χαρακτηριστικά ενισχυτή. Αντίθετα χρησιμοποιούνται ως διακόπτες.

Το Spice δεν μας έδειξε κάτι το θεαματικά διαφορετικό, αντιθέτως μάλιστα προσέγγισε με εκπληκτική ακρίβεια τις διάφορες τιμές της  $R_b$  που είχαμε προσδιορίσει εμείς στα διπολικά, κατά την αλλαγή από αποκοπή σε ενεργό περιοχή.

**Σε ότι αφορά τις αποκλίσεις στις DC μετρήσεις ενεργού περιοχής, το σφάλμα είναι της τάξης του 9% με βρόχο ανάδρασης  $R_f=10K$  και χωρίς ανάδραση κυμαίνεται από 6-6,5%, για θεωρία και Spice αντίστοιχα.**

## **5° ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑ—ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΣΕ MOSFET—ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΜΕ PSICE**

Στο τελευταίο στάδιο της μελέτης μας στην αναλογική συσκευή, βρήκαμε πεδίο εφαρμογής στα MOSFET, αν και τα χαρακτηριστικά τους είναι διαφορετικά από τα JFET. Τα δουλέψαμε αποκλειστικά ως διακόπτες και διαπιστώσαμε ότι τα MOSFET συγκεκριμένα χρειάζονται χαμηλές τάσεις μεταξύ πύλης-πηγής για να δουλέψουν αποτελεσματικά ως διακόπτες, κάτι προφανώς μη πρακτικό αφού το γεγονός αυτό περιορίζει κατά πολύ το πεδίο εφαρμογής τους. Θα λέγαμε ότι δεν μπορέσαμε να εξαγάγουμε ασφαλή συμπεράσματα σχετικά με την λειτουργία των MOSFET σε χαμηλές ισχύεις, αλλά εξαγάγαμε το συμπέρασμα ότι τα MOSFET ειδικά, κατασκευάζονται για να χρησιμοποιούνται ως διακόπτες ισχύος. Πάντως στις χαμηλές αυτές τάσεις τροφοδοσίας που δουλέψαμε, το τρανζίστορ ανταποκρίθηκε στην λειτουργία της πύλης NOT.

Σε ότι αφορά τώρα την συσκευή αναλογικής προσομοίωσης, μας έδωσε μια μοναδική ευκαιρία να δούμε τον τρόπο με τον οποίο από την σχεδίαση περνάμε στην εφαρμογή και πώς μπορούμε να επιλύσουμε προβλήματα που παρουσιάζονται κατά την υλοποίηση. Έτσι, μετά από ποικίλλους συλλογισμούς που κάναμε, καταλήξαμε και σχεδιάσαμε πλακέτες μέσω των οποίων οι επιθυμητές εφαρμογές των κυκλωμάτων γίνονται αντίστοιχα με επιλογή των διακοπών (DIPSWITCH), όπου επιλέγουμε την επιθυμητή τιμή αντίστασης ανάλογα με την εφαρμογή και το αποτέλεσμα που θέλουμε. Αυτή η σκέψη μας βοήθησε να μειώσουμε κατά πολύ τον εκτιμώμενο όγκο της πλακετών και όλης της κατασκευής. Συνεπώς η τελική σχεδίαση βελτιστοποιήθηκε κατά πολύ, με

αντικατάσταση των καλωδίων από βραχυκυκλωτήρες που αντιπροσωπεύουν τους αντίστοιχους διακόπτες που τίθενται σε κάθε κύκλωμα της κύριας πλακέτας για συγκεκριμένη εφαρμογή. Ο όγκος έτσι έγινε κατά το δυνατό μικρότερος, οι πλακέτες ενσωματώθηκαν μέσα σε ειδικό κουτί που δομεί την εξωτερική εμφάνιση της συσκευής, καθορίζει τη λειτουργία της, και έτσι η συσκευή αυτή έγινε πιο εύχρηστη, πιο εντυπωσιακή και πιο λειτουργική προς τον χρήστη.

# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

## ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ

<b>ENGLISH</b>	<b>ΕΛΛΗΝΙΚΑ</b>
A/D converter	μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό
adjustment	Προσαρμογή
amplifier	Ενισχυτής
base	Βάση
bias select	επιλογή πόλωσης
bipolar transistor	διπολικό τρανζίστορ
bypass capacitor	πυκνωτής παράκαμψης
capacitive coupling	χωρητική ζεύξη
closed loop	κλειστός βρόγχος
collector	Συλλέκτης
common	Κοινός
common base (CB)	κοινή βάση
common collector (CC)	κοινός συλλέκτης
common emitter (CE)	κοινός εκπομπός
converter	Μετατροπέας
current amplifier	ενισχυτής ρεύματος
D/A converter	μετατροπέας ψηφιακού σήματος σε αναλογικό
depletion region	περιοχή εκκένωσης
drain	υποδοχή (ελεύθερη μετάφραση)
emitter	Εκπομπός
emitter follower	ακόλουθος εκπομπού
figure	εικόνα-σχήμα
forward bias	ορθή πόλωση
gate	Πύλη
impedance	εμπέδηση-σύνθετη αντίσταση
input offset voltage	τάση εκτροπής εισόδου

input resistance	αντίσταση εισόδου
integrated circuit (IC)	ολοκληρωμένο κύκλωμα
integration	Ολοκλήρωση
leakage current	ρεύμα διαρροής
microchip	Μικροσίπ
n-type	τύπος n
open error	σφάλμα ανοιχτού βρόγχου
open loop	ανοιχτός βρόγχος
output resistance	αντίσταση εξόδου
pin	Ακροδέκτης
power supply	Τροφοδοσία
processor	Επεξεργαστής
p-type	τύπος p
rectifier	Ανορθωτής
regulator	Ρυθμιστής
reverse bias	ανάστροφη πόλωση
sample and hold	δειγματοληψία και συγκράτηση
saturation voltage	τάση κορεσμού
sence	Αίσθηση
signal diode	δίοδος σημάτων
simulation	Προσομοίωση
slew rate	ρυθμός ανόδου
source	Πηγή
switch	Διακόπτης
test current	ρεύμα δοκιμής
transconductance amplifier	ενισχυτής διαγωγιμότητας
unipolar transistor	μονοπολικό τρανζίστορ
vacuum tube	λυχνία κενού

voltage divider	διαίρετης τάσης
voltage gain	κέρδος τάσης
wire	Καλώδιο

<b>ΕΛΛΗΝΙΚΑ</b>	<b>ENGLISH</b>
Αίσθηση	Sence
ακόλουθος εκπομπού	emitter follower
ακροδέκτης	Pin
ανάστροφη πόλωση	reverse bias
ανοιχτός βρόγχος	open loop
ανορθωτής	Rectifier
αντίσταση εισόδου	input resistance
αντίσταση εξόδου	output resistance
Βάση	Base
δειγματοληψία και συγκράτηση	sample and hold
διαίρετης τάσης	voltage divider
διακόπτης	Switch
δίοδος σημάτων	signal diode
διπολικό τρανζίστορ	bipolar transistor
εικόνα-σχήμα	figure
εκπομπός	emitter
εμπέδωση-σύνθετη αντίσταση	impedance
ενισχυτής	amplifier
ενισχυτής διαγωγιμότητας	transconductance amplifier
ενισχυτής ρεύματος	current amplifier
επεξεργαστής	processor
Επιλογή πόλωσης	bias select
καλώδιο	wire
κέρδος τάσης	voltage gain

κλειστός βρόγχος	closed loop
κοινή βάση	common base (CB)
Κοινός	common
κοινός εκπομπός	common emitter (CE)
κοινός συλλέκτης	common collector (CC)
λυχνία κενού	vacuum tube
μετατροπέας	converter
μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό	A/D converter
μετατροπέας ψηφιακού σήματος σε αναλογικό	D/A converter
μικροσίπ	microchip
μονοπολικό τρανζίστορ	unipolar transistor
ολοκληρωμένο κύκλωμα	integrated circuit (IC)
ολοκλήρωση	integration
ορθή πόλωση	forward bias
περιοχή εκκένωσης	depletion region
Πηγή	source
προσαρμογή	adjustment
προσομοίωση	simulation
πυκνωτής παράκαμψης	bypass capacitor
Πύλη	gate
ρεύμα διαρροής	leakage current
ρεύμα δοκιμής	test current
ρυθμιστής	regulator
Ρυθμός ανόδου	slew rate
συλλέκτης	collector
σφάλμα ανοιχτού βρόγχου	open error
τάση εκτροπής εισόδου	input offset voltage
τάση κορεσμού	saturation voltage
τροφοδοσία	power supply
τύπος n	n-type



τύπος p	p-type
υποδοχή (ελεύθερη μετάφραση)	drain
χωρητική ζεύξη	capacitive coupling

# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

## ΛΙΣΤΑ ΥΛΙΚΩΝ

## **ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ**

<b>ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ</b>	<b>ΟΝΟΜΑΣΙΑ-ΤΙΜΗ</b>	<b>ΤΕΜΑΧΙΑ</b>
D1, D2	1N4007	2
FS1	1A και βάση	1
SW1	μηχανικός	1
JP1	CON2	1
C1, C7	4700uf/35V	2
C5, C9, C13	330nF (κερ.)	3
C2, C11	330nF(κερ.)	2
U1	7824CT	1
C6, C8	100nF (κερ.)	2
C12, C4	100nF (κερ.)	2
LEDS	10mA	6
R12, R10	1K5	2
R13, R5, R2	1K5	3
R3, R8, R9	1K5	3
R11	3,3K	1
R1	1K8	1
R6, R7	1K	2
U3	LM317	1
P1	22K	1
C3, C10, C14	1uf/100V	3
U4	7915CT	1
U6	7909CT	1
JP2	CON6	1

<b>ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ</b>	<b>ΟΝΟΜΑΣΙΑ-ΤΙΜΗ</b>	<b>ΤΕΜΑΧΙΑ</b>
IC1	XR2206	1
JP2	CON2	1
C4, C2	1uf/ 100V	2
--	CON3	1
P1 (ΤΡΙΜΜΕΡ)	470K	1
U2	7815CT	1
U5	7809CT	1
--	5 ψύκτρες	--
--	10 βίδες	--
--	10 παξιμάδια	--
--	1 σιλικόνη	--

### **ΓΕΝΗΤΡΙΑ**

P3 (ΤΡΙΜΜΕΡ ΜΕ ΑΞΟΝΑ)	470K	1
R1	1K	1
P2 (ΤΡΙΜΜΕΡ)	100K	1
P4 (ΤΡΙΜΜΕΡ)	22K	1
R2	10KΩ	1
--	ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ ΜΗΧΑΝΙΚΟΣ	1

## **ΚΥΡΙΑ ΠΛΑΚΕΤΑ**

<b>ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ ΑΚΡΙΒΕΙΑΣ- ΤΙΜΕΣ</b>	<b>ΤΕΜΑΧΙΑ</b>
<b>1ΚΩ</b>	<b>10</b>
<b>1.5ΚΩ</b>	<b>5</b>
<b>5.1ΚΩ</b>	<b>2</b>
<b>100ΚΩ</b>	<b>10</b>
<b>330Ω</b>	<b>2</b>
<b>220Ω</b>	<b>2</b>
<b>100Ω</b>	<b>2</b>
<b>3.9ΚΩ</b>	<b>3</b>
<b>39ΚΩ</b>	<b>3</b>
<b>22ΚΩ</b>	<b>5</b>
<b>150ΚΩ</b>	<b>2</b>
<b>200ΚΩ</b>	<b>2</b>
<b>51ΚΩ</b>	<b>2</b>
<b>1ΜΩ</b>	<b>2</b>

<b>ΔΙΟΔΟΙ</b>	<b>ΤΕΜΑΧΙΑ</b>
<b>1N4001</b>	<b>8</b>

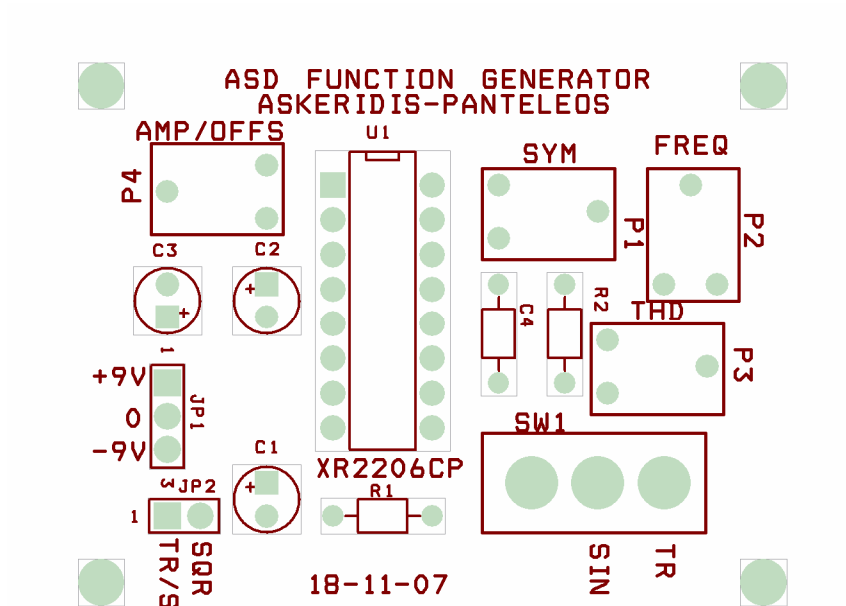
<b>ΛΟΙΠΑ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ-ΤΙΜΕΣ</b>	<b>ΤΕΜΑΧΙΑ</b>
<b>LM741A</b>	<b>5</b>
<b>BC107A</b>	<b>4</b>
<b>BS250</b>	<b>1</b>
<b>22uf/ 25V</b>	<b>6</b>
<b>100uf/ 25V</b>	<b>2</b>
<b>10uf/63V</b>	<b>7</b>

CON2	1
CON5	1
CON6	1
CON3	1
CON2	1
CON4	1
ΒΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΑ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ	5
ΒΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΑ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ	5
ΠΙΝΟΣΕΙΡΕΣ	--
ΛΟΥΡΑΚΙΑ ΓΙΑ ΚΑΛΩΔΙΑ	--
ΠΟΛΥΧΡΩΜΑ ΚΑΛΩΔΙΑ	1,5m/0,5mm 7 ΧΡΩΜΑΤΑ
ΠΛΑΣΤΙΚΕΣ ΒΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΛΑΚΕΤΕΣ	12
ΒΙΔΕΣ ΚΑΙ ΠΑΞΙΜΑΔΙΑ ΓΙΑ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΤΕΣ	--  20
ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ 220V/21Vrms(2A)	--
ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΒΟΛΤΟΜΕΤΡΟ	0-20V
ΦΩΤΕΙΝΟΣ ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ ΣΥΣΚΕΥΗΣ (ON-OFF)	--
2-SW	6
5-SW	2
3-SW	3
1-SW	10
ΘΕΡΜΟΣΥΣΤΕΛΩΜΕΝ ΟΙ ΑΓΩΓΟΙ	1m

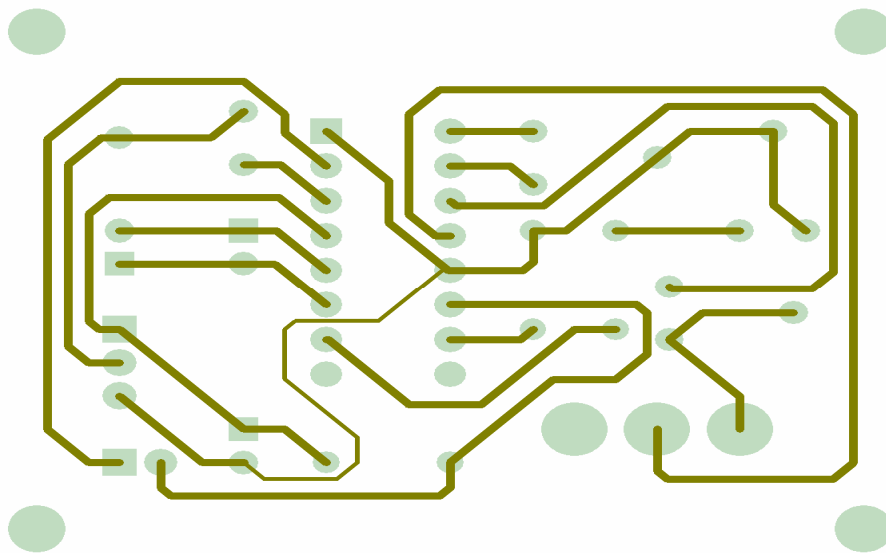
# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ

## ΦΙΛΜ-ΟΨΕΙΣ ΠΛΑΚΕΤΩΝ

## ΠΑΝΩ ΟΨΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

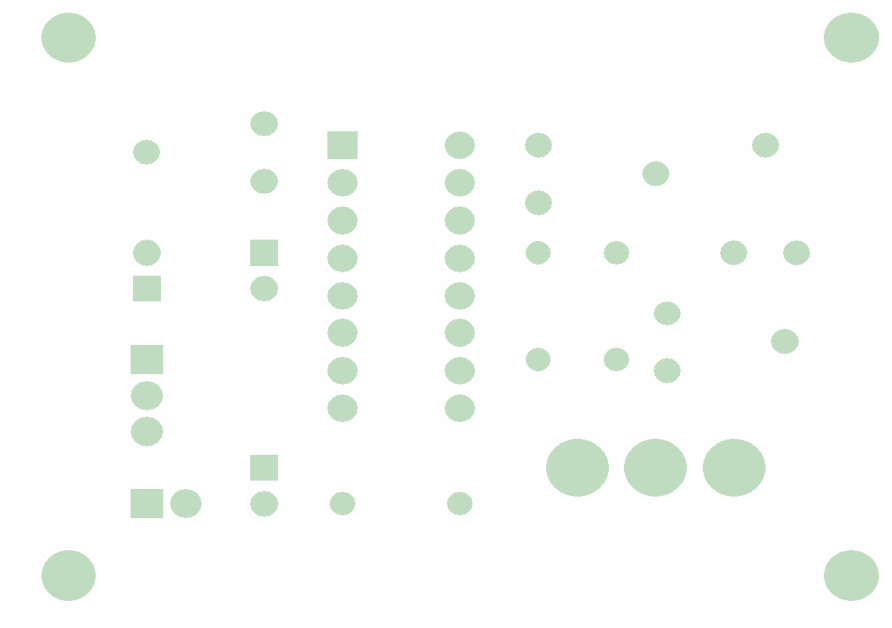


## ΚΑΤΩ ΟΨΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

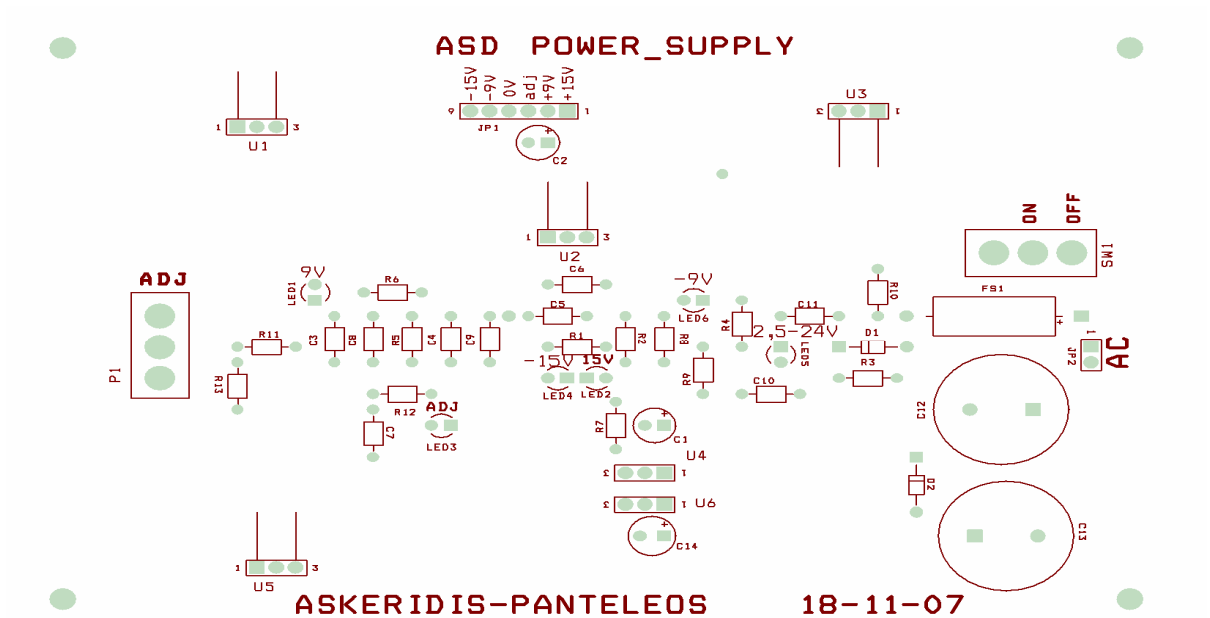




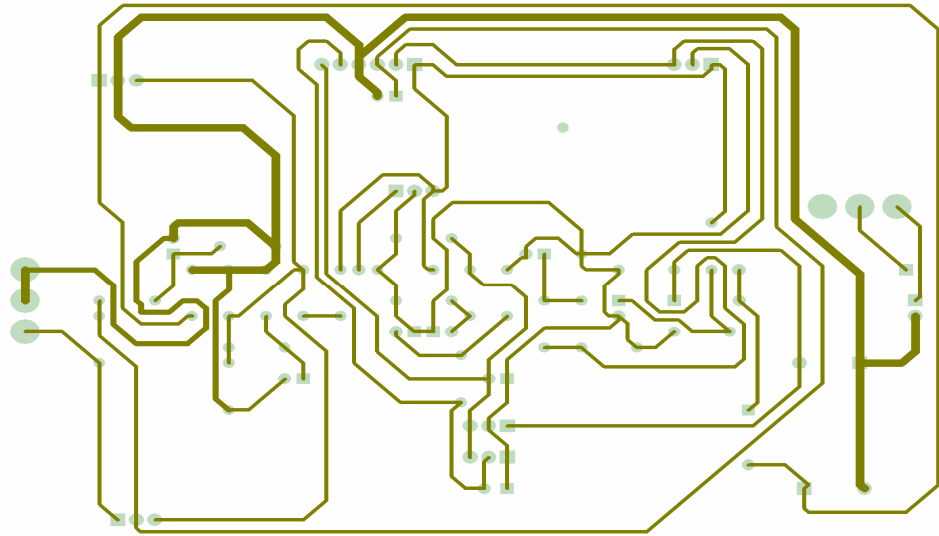
## PADS ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ



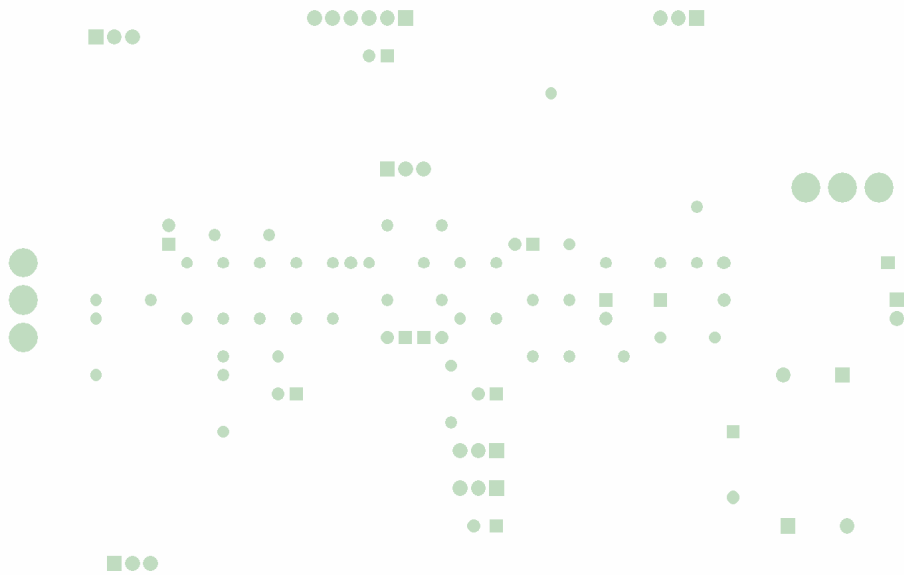
## ΠΑΝΩ ΟΨΗ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ



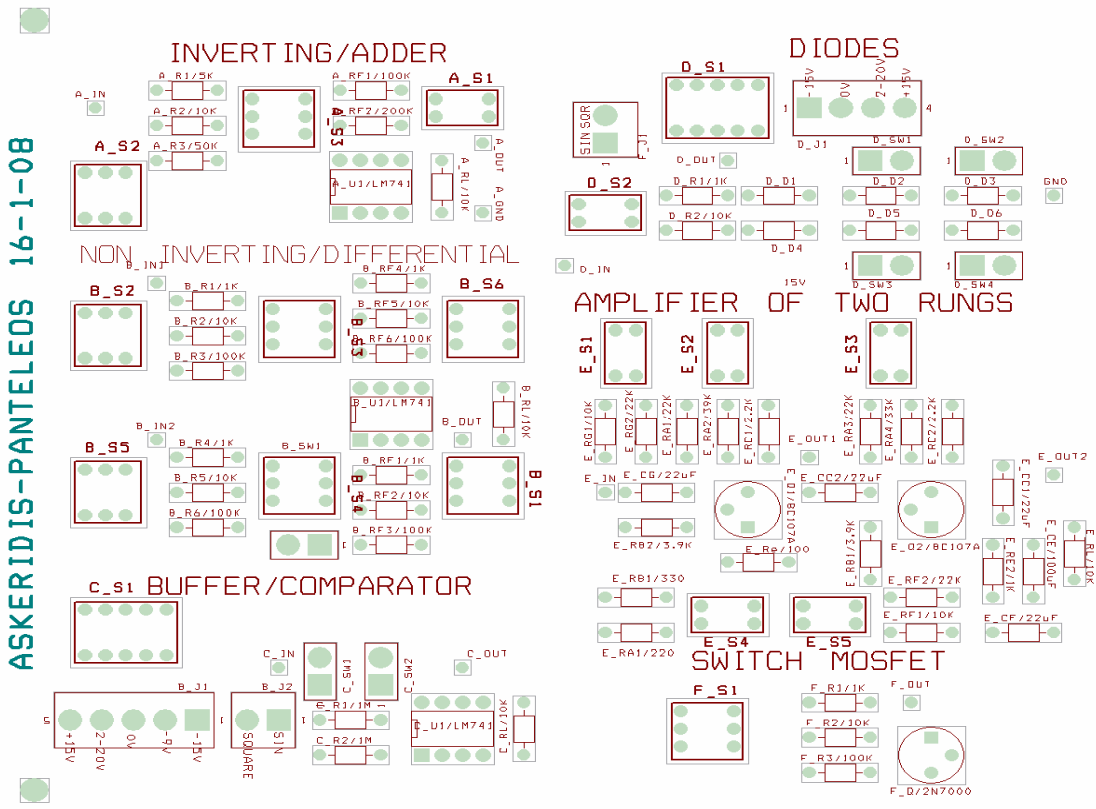
## ΚΑΤΩ ΟΨΗ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ



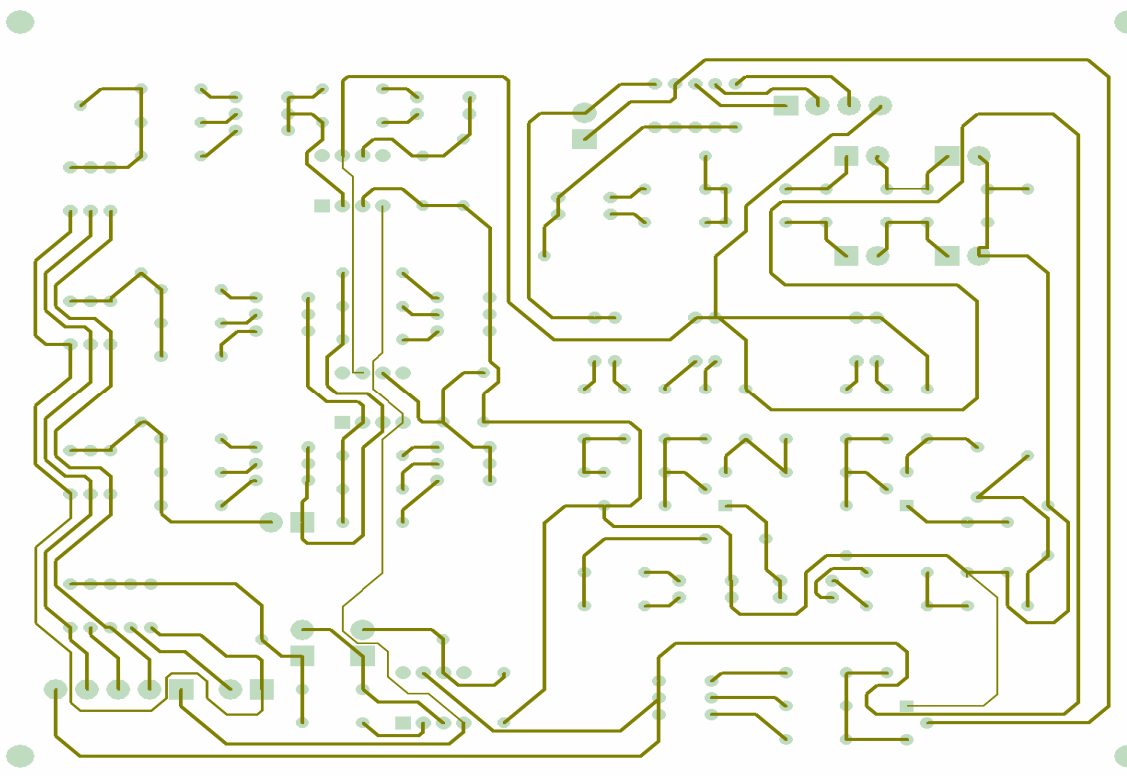
## ΡΑΔΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ



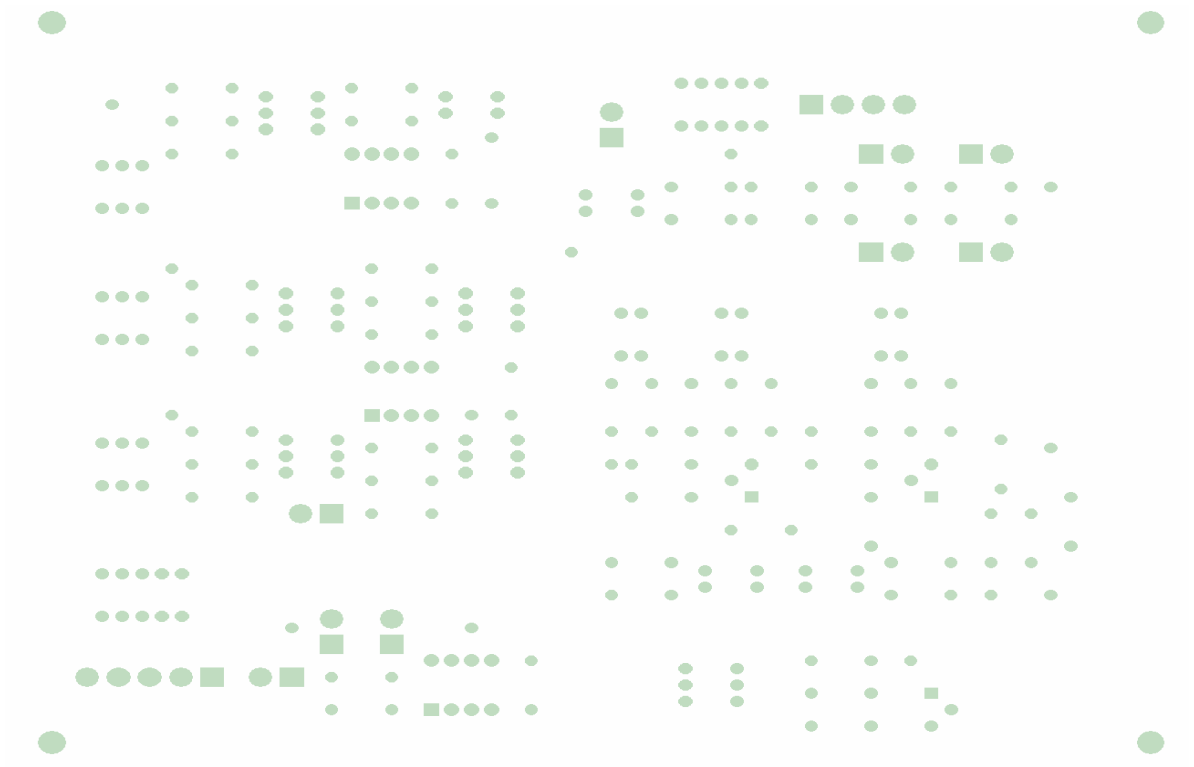
# ΠΑΝΩ ΟΨΗ ΚΥΡΙΑΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ



# ΚΑΤΩ ΟΨΗ ΚΥΡΙΑΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ



## PADS ΚΥΡΙΑΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ



# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ

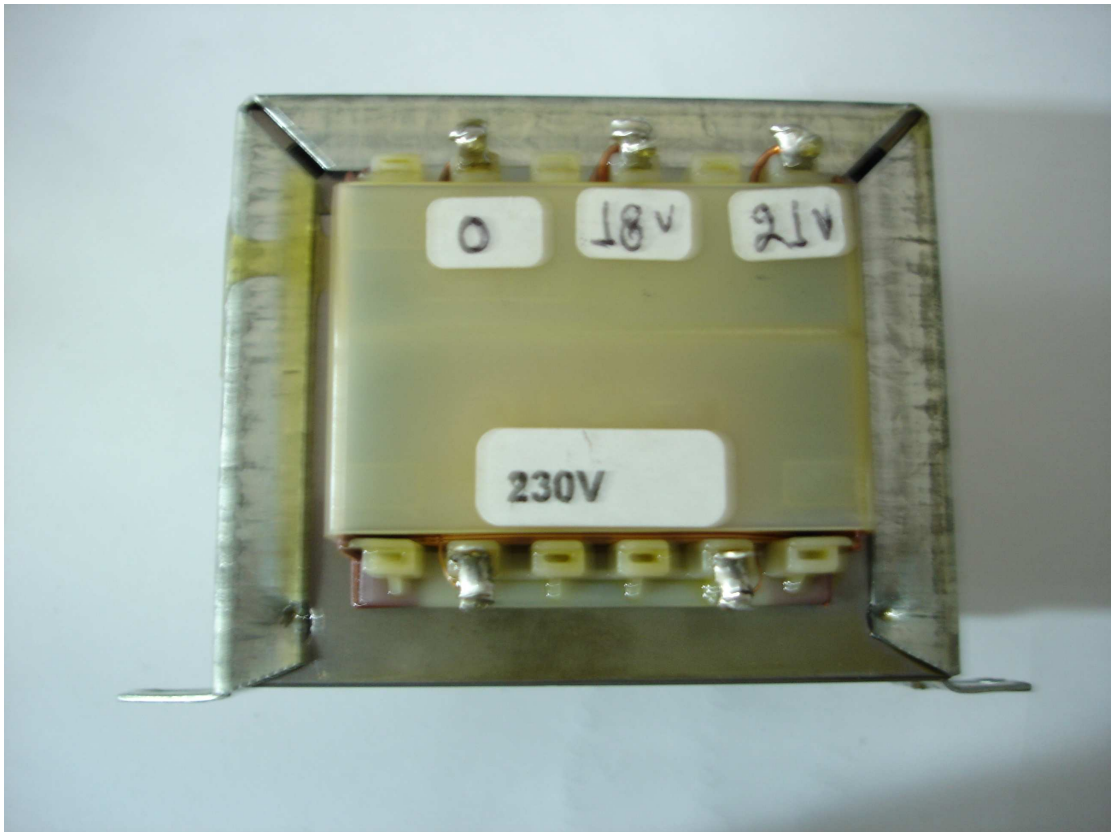
## ΦΩΤΟΓΡΑΦΙΕΣ ΣΥΣΚΕΥΗΣ



**ΘΕΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ**



**ΚΑΤΟΨΗ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ**



ΛΗΨΕΙΣ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ



ΕΠΑΝΩ ΟΨΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΒΑΣΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΣΕ ΑΥΤΟΝΟΜΗ ΣΥΣΚΕΥΗ





**ΕΠΑΝΩ ΟΨΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΒΑΣΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΑΠΟ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΗ ΛΗΨΗ**

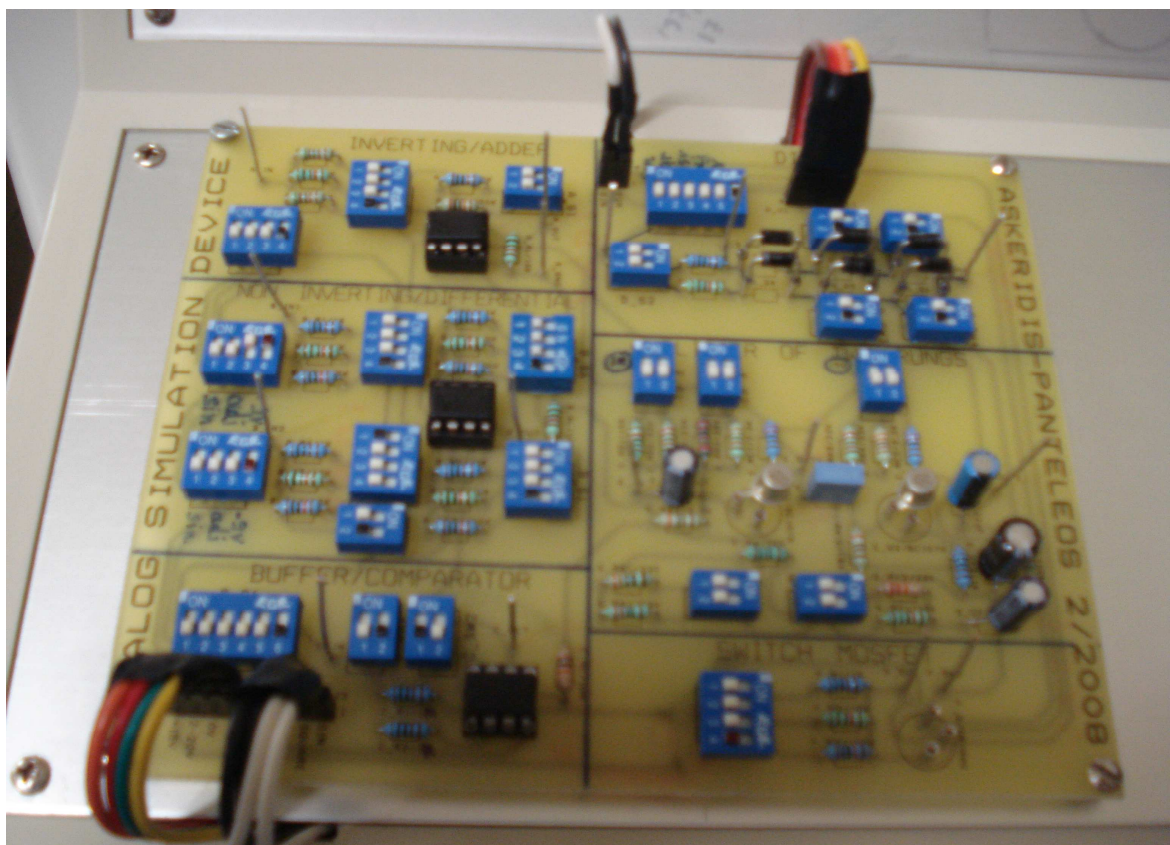


**ΠΟΤΕΝΣΙΟΜΕΤΡΑ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΕΣ ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΤΗΣ ΣΥΣΚΕΥΗΣ**



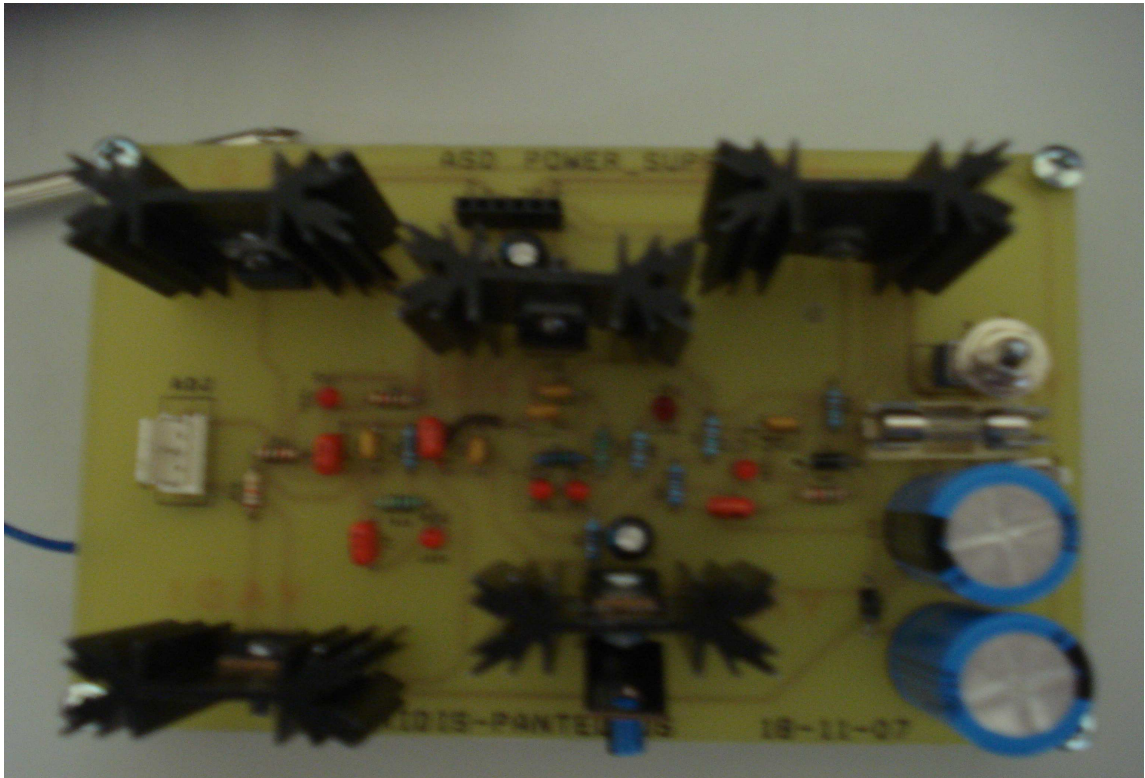


**ΒΑΣΙΚΗ ΠΛΑΚΕΤΑ ΟΠΟΥ ΓΙΝΟΝΤΑΙ ΟΛΕΣ ΟΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ**



**ΒΑΣΙΚΗ ΠΛΑΚΕΤΑ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ ΤΗΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΑΠΟ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΗ ΛΗΨΗ**





**ΕΠΑΝΩ ΟΨΗ ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ**



**ΕΠΑΝΩ ΟΨΗ ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ**

# ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

## INTERNET\_SOURCES(ΠΗΓΕΣ)

- 1) [www.national.com](http://www.national.com)
- 2) [www.texas.com](http://www.texas.com)
- 3) [www.apel.ee.upatras.gr/users/efstathiou/pk/download/doc/OPAMP.doc](http://www.apel.ee.upatras.gr/users/efstathiou/pk/download/doc/OPAMP.doc)
- 4) [www.ee.teihal.gr/labs/electronics/web/downloads/theory/11\\_tel\\_amp.pdf](http://www.ee.teihal.gr/labs/electronics/web/downloads/theory/11_tel_amp.pdf)
- 5) [www.chem.uoa.gr/applets/AppletOpamps/Text\\_OpAmps1.htm](http://www.chem.uoa.gr/applets/AppletOpamps/Text_OpAmps1.htm)
- 6) [www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM317.pdf](http://www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM317.pdf)
- 7) [www.purdueieee.org/mars/wiki/images/6/6c/LM7805.pdf](http://www.purdueieee.org/mars/wiki/images/6/6c/LM7805.pdf)
- 8) [www.aeromech.usyd.edu.au/MTRXLAB/ref/components/regulators/LM79xx.pdf](http://www.aeromech.usyd.edu.au/MTRXLAB/ref/components/regulators/LM79xx.pdf)
- 9) [www.futurlec.com/Transistors/BS250.shtml](http://www.futurlec.com/Transistors/BS250.shtml)
- 10) [www.datasheets4u.com/BS250-datasheet.html](http://www.datasheets4u.com/BS250-datasheet.html)
- 11) [www.digchip.com/datasheets/parts/bs/parts\\_bs.php](http://www.digchip.com/datasheets/parts/bs/parts_bs.php)
- 13) [www.chem.uoa.gr/courses/organologia/PDF/Ch03\\_1xxy.pdf](http://www.chem.uoa.gr/courses/organologia/PDF/Ch03_1xxy.pdf)
- 14) [users.sch.gr/jabatzo/circuits.htm](http://users.sch.gr/jabatzo/circuits.htm)
- 15) [users.sch.gr/jabatzo/files/circuits/full function generator \(XR2206\).pdf](http://users.sch.gr/jabatzo/files/circuits/full_function_generator_(XR2206).pdf)

# ΒΙΒΛΙΑ

1. **Α. ΣΑΜΕΛΗΣ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ ΙΙ, ΔΙΑΛΕΞΗ 1: " ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ", ΕΑΡΙΝΟ ΕΞΑΜΗΝΟ 2005-2006**
2. **ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΑΤΡΩΝ, ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ &ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ–" ΠΡΟΗΓΜΕΝΑ ΜΙΚΤΑ ΑΝΑΛΟΓΙΚΑ & ΨΗΦΙΑΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΚΑΙ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ", ΠΑΤΡΑ 1999**
3. **Γ.ΤΣΙΑΤΟΥΧΑΣ, ΛΕΚΤΟΡΑΣ –"OrCAD (ΤΟ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ)", ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΙΩΑΝΝΙΝΩΝ, ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ, ΙΩΑΝΝΙΝΑ 2003**
4. **ΣΠΥΡΙΔΩΝ ΝΙΝΟΣ, ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΟΣ ΜΗΧΑΝΙΚΟΣ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΟΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ –"ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ ΤΟ PSPICE", ΕΚΔΟΣΗ 2<sup>η</sup>, ΘΕΣ/ΝΙΚΗ ΝΟΕΜΒΡΗΣ 2006**
5. **ΑΙΚΑΤΕΡΙΝΗ ΡΑΜΜΟΓΙΑΝΝΟΠΟΥΛΟΥ, Μ.Sc. ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΑΤΡΩΝ "ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΜΕ ΤΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ORCAD PSPICE-LINE EDITION", ΤΜΗΜΑ ΦΥΣΙΚΗΣ, ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ, ΠΑΤΡΑ 2005**
6. **ΕΜΜ.ΔΡΗΣ, ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ ΦΥΣΙΚΗΣ, ΣΧΟΛΗ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΩΝ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΩΝ ΚΑΙ ΦΥΣΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ Ε.Μ.ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ – "ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ", ΑΘΗΝΑ 16/12/2002**
7. **MALVINO—ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ, ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑΣ (6<sup>η</sup> εκδοση), ΘΕΣ/ΝΙΚΗ 2006,**
8. **SCHULER—ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ, ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑΣ, (3<sup>η</sup> εκδοση) ΘΕΣ/ΝΙΚΗ 1994**
9. **Δ. ΡΗΓΑΣ—ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΕΣ, ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑΣ (2<sup>η</sup> εκδοση), ΘΕΣ/ΝΙΚΗ 1996**
10. **ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΣΑΡΑΝΤΙΔΗΣ—ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ, ΕΚΔΟΣΕΙΣ ΤΖΙΟΛΑΣ, ΘΕΣ/ΝΙΚΗ 1996**
11. **ΣΑΚΚΑΔΑΚΗΣ ΜΙΧΑΛΗΣ, ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΗΜΙΤΟΝΙΚΩΝ, ΤΡΙΓΩΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΩΝ, ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ 2005**



ΟΝΟΜΑΤΕΠΩΝΥΜΟ : ΑΣΚΕΡΙΔΗΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ  
ΟΝΟΜΑ ΠΑΤΡΟΣ : ΙΩΑΝΝΗΣ  
ΟΝΟΜΑ ΜΗΤΡΟΣ : ΜΑΡΙΑ  
ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΓΕΝΝΗΣΗΣ : 30/06/1984  
ΣΧΟΛΗ : Σ.Τ.ΕΦ.  
ΤΜΗΜΑ : ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ, Α.Τ.Ε.Ι ΘΕΣ/ΝΙΚΗΣ  
ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΕΓΓΡΑΦΗΣ : ΧΕΙΜΕΡΙΝΟ ΕΞΑΜΗΝΟ 2002  
Κ.Α.Σ : 502014  
ΤΥΠΙΚΟ ΕΞΑΜΗΝΟ : 12<sup>ο</sup>  
ΘΕΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ : ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΒΑΣΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ  
ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ : κ. ΠΑΠΑΚΩΣΤΑΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ  
ΚΩΔΙΚΟΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ : 06104ΥΜ  
ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΑΝΑΛΗΨΗΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ : 30/10/2007  
ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΠΕΡΑΤΩΣΗΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ : 12/06/2008

ΟΝΟΜΑΤΕΠΩΝΥΜΟ : ΠΑΝΤΕΛΑΙΟΣ ΠΑΝΑΓΙΩΤΑ  
ΟΝΟΜΑ ΠΑΤΡΟΣ : ΗΡΑΚΛΗΣ  
ΟΝΟΜΑ ΜΗΤΡΟΣ : ΠΑΝΑΓΙΩΤΑ  
ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΓΕΝΝΗΣΗΣ : 17/07/1985  
ΣΧΟΛΗ : Σ.Τ.ΕΦ.  
ΤΜΗΜΑ : ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ, Α.Τ.Ε.Ι ΘΕΣ/ΝΙΚΗΣ  
ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΕΓΓΡΑΦΗΣ : ΧΕΙΜΕΡΙΝΟ ΕΞΑΜΗΝΟ 2003  
Κ.Α.Σ : 503046  
ΤΥΠΙΚΟ ΕΞΑΜΗΝΟ : 10<sup>ο</sup>  
ΘΕΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ : ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΒΑΣΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ  
ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ : κ. ΠΑΠΑΚΩΣΤΑΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ  
ΚΩΔΙΚΟΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ : 06104ΥΜ  
ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΑΝΑΛΗΨΗΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ : 30/10/2007  
ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΠΕΡΑΤΩΣΗΣ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ : 12/06/2008

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

**Σκοπός** είναι η υλοποίηση και παρουσίαση των βασικότερων αναλογικών ηλεκτρονικών διατάξεων. Συγκεκριμένα πραγματοποιήσαμε ανάλυση λειτουργίας διακριτών ηλεκτρονικών εξαρτημάτων, διαφόρων εταιριών και τύπων. Αρχικά πραγματοποιήθηκε σύγκριση σε dc μεγέθη των αντίστοιχων κυκλωμάτων, ανάμεσα στους θεωρητικούς υπολογισμούς, με αυτά που διαπιστώθηκαν στις πειραματικές μας μετρήσεις. Κατόπιν έγινε προσομοίωση των κυκλωμάτων αυτών στο λογισμικό PSpice του πακέτου Orcad Family Release 9.2, προς διαπίστωση της αξιοπιστίας των μετρήσεων μας συγκριτικά με το πειραματικό και θεωρητικό μέρος. Οι πειραματικές μετρήσεις υλοποιήθηκαν αποκλειστικά σε ράστερ με τη συμβολή πολυμέτρου, παλμογράφου, ενώ οι μετρήσεις προσομοίωσης υλοποιήθηκαν με τη συμβολή ηλεκτρονικού υπολογιστή (H/Y). Στο τέλος της ανάλυσης μας, βγάλαμε αποκλίσεις ποσοστιαίων σφαλμάτων σε κατάλληλα γραφήματα από σύγκριση όλων των μετρήσεων και διατυπώσαμε τα συμπεράσματα μας σχετικά με την

ακρίβεια των μετρήσεων μας και την ορθότητα των αντίστοιχων σφαλμάτων σε κάθε κύκλωμα. Το τελικό αποτέλεσμα της υλοποίησης ήταν η ενοποίηση όλων των διατάξεων σε μια συσκευή κατάλληλη για επίδειξη και πειραματισμό.

Ξεκινήσαμε την ανάλυση με τους τελεστικούς ενισχυτές (TE) οι οποίοι ως ολοκληρωμένα κυκλώματα έχουν συγκεκριμένες ιδιότητες και ανάλογα με την εφαρμογή τους εκτελούν διάφορες λειτουργίες. Μερικά από τα χαρακτηριστικά που μετρήθηκαν είναι, ο ρυθμός ανόδου, η τάση κορεσμού εξόδου, εύρος ζώνης, εύρος ζώνης πλήρους ισχύος. Οι μετρούμενες συνδεσμολογίες είναι ο αναστρέφων και ο μη αναστρέφων ενισχυτής, ο αθροιστής, ο ενισχυτής διαφορών, ο απομονωτής και ο συγκριτής ενώ όλες οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με τον τελεστικό LM741.

Κατόπιν μελετήσαμε ως ημιαγωγό στοιχείο τη δίοδο πυριτίου και συγκεκριμένα την 1N4001. Οι εφαρμογές μας βρήκαν πεδίο στους περιοριστές-ψαλιδιστές και η βασική ανάλυση που έγινε, είναι η πραγματική πτώση τάσης επάνω στη δίοδο σε ορθή και ανάστροφη πόλωση.

Τέλος εξετάσαμε αφενός, τη λειτουργία διάταξης ενισχυτή δυο βαθμίδων με διπολικά τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή για την ορθή λειτουργία του, και αφετέρου, τη λειτουργία διακοπτικού τρανζίστορ MOSFET της κατηγορίας PMOS των FET, στο κόρο και αποκοπή. Το κύριο μέλημα για τον διβάθμιο ενισχυτή είναι η μελέτη της ενίσχυσης τάσης του με βρόχο και χωρίς βρόχο ανάδρασης, και για τη διάταξη του MOSFET, μελετήθηκε ο χρόνος καθυστέρησης κατά τη διακοπτική του λειτουργία.

## **ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ ΣΕ ΑΓΓΛΙΚΗ ΓΛΩΣΣΑ**

### **INTRODUCTION**

The purpose of this dissertation is to introduce an implementation along with a presentation of the basic analogue electronic layouts. In particular, we have realized an analysis in the function of discernible electronic equipment, deriving from different firms and of different types. Initially the resultant outcomes from the theoretical estimations as well as the experimental measurements in dc dimension, subjected to a thorough contrast. Thereinafter, the circuits had been simulated by the Pspice software of the Orcad Family Release 9.2 pack in order to verify the credibility of the measures resulted from the experimental and theoretical part of the aforementioned procedure. The experimental measurements have been achieved with the use of a raster along with an oscilloscope and a multimeter while a personal computer was exclusively used over the computer simulation. Completing our analysis, we created the applicable graphs depicting divergences of percentage errors issued from a comparison among the measurements. We have posted our inferences referring to the accuracy of the measurements and the soundness of the detected errors in each circuit. The final outcome was a unification of all layouts in one single device suitable for both presentation and experimentation.

To start with, the analysis includes a presentation of operational amplifiers which, as integrated circuits, have specific features and operate according to

their implementation. Among some of their features which have been estimated are slew rate (SR), saturation voltage of the output switch ( $V_{sat}$ ), bandwidth (BW) and full power bandwidth (FPBW). The configurations that were used over the procedure are: inverting and non inverting amplifier, summing amplifier, difference amplifier, voltage isolator (buffer) and comparator while all the measurements were realized with the use of the operational amplifier LM741. Furthermore, a rectifier diode was used as a surge suppressor (in particular 1N4001). The implementations were realized on restrictors/clippers and the primary part of our analysis was to detect the exact voltage drop which occurred at the terminals of the diode in right and reversed polarity.

Finally, we have tested the layout's operation of a two-stage amplifier with bipolar junction transistors within the active region in addition to recording the MOSFET's transistor function, PMOS of FET category. The focal point of the two-stage amplifier's study is to detect the enhancement of its voltage within or not feedback loop while in the MOSFET device we have recorded the delay over the switching operation.