



ΑΝΩΤΑΤΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΜΟΥΣΙΚΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ & ΑΚΟΥΣΤΙΚΗΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Κατασκευή και μελέτη εφέ τύπου distortion»



Σπουδαστής: Βλαχόπουλος Δημήτριος (Α.Μ.) 745

Επιβλέπων Καθηγητής : Καραδελόγλου Πρόδρομος

ΡΕΘΥΜΝΟ 2011

Αυτή η πτυχιακή εργασία εκπονήθηκε στο Τμήμα
«Μουσικής Τεχνολογίας και Ακουστικής».

Θερμές Ευχαριστίες στους:

Επιβλέποντα Καθηγητή μου κ. Καραδελόγλου Πρόδρομο για την βοήθεια του κατά την διάρκεια εκπόνησης της πτυχιακής αυτής, καθώς και για την εμπιστοσύνη την οποία μου έδειξε.

κ. Πιοτογιαννάκη Στέλιο για τις πολύτιμες συμβουλές του όσον αφορά το πρακτικό μέρος.

τους συμφοιτητές μου **Πολυχρονόπουλο Φώτη** και **Κωνσταντακόπουλο Νικόλα**, για τη βοήθεια στην ηχογράφηση των δειγμάτων στο Studio.

Καθώς και σε όλους εκείνους που με τον τρόπο τους έμμεσα ή άμεσα με στήριξαν για να φέρω εις πέρας την εργασία αυτή.

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1.....	5
Περίληψη.....	5
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2.....	6
Ιστορική αναδρομή και είδη παραμόρφωσης.....	6
2.1 Ιστορικά στοιχεία για τα εφέ κιθάρας τύπου παραμόρφωσης.....	6
2.2 Είδη εφέ τύπου παραμόρφωσης.....	7
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.....	9
Θεωρητική μελέτη του κυκλώματος.....	9
3.1 Διάγραμμα Ροής.....	9
3.2 Βαθμίδα εισόδου.....	9
3.2.1 Μαγνήτες ηλεκτρικής κιθάρας.....	10
3.2.2 Λίγα λόγια για το τρανζίστορ.....	12
3.2.3 Ανάλυση της βαθμίδας εισόδου.....	13
3.2.3.1 DC ανάλυση.....	13
3.2.3.2 AC ανάλυση.....	14
3.3 Σύνθετη αντίσταση πυκνωτή-αντίστασης, σε σειρά και παράλληλα.....	16
3.3.1 Βαθυπερατό φίλτρο RC.....	19
3.4 Δεύτερη βαθμίδα-Κύκλωμα Ψαλιδισμού “Clipping Stage”.....	21
3.4.1 Τελεστικός ενισχυτής.....	21
3.4.2 Ποιοτική ανάλυση του κυκλώματος ψαλιδισμού.....	23
3.5 Τρίτη βαθμίδα – Κύκλωμα συχνοτικού ελέγχου (ή ελέγχου τόνου).....	27
3.6 Βαθμίδα εξόδου.....	31
3.6.1 DC ανάλυση.....	31
3.6.2 AC ανάλυση.....	32
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....	33
Εξομοίωση του κυκλώματος στο λογισμικό Multisim.....	33
4.1 Σχεδίαση και προσομοίωση της βαθμίδας εισόδου.....	33
4.2 Σχεδίαση και προσομοίωση της βαθμίδας ψαλιδισμού.....	35
4.3 Σχεδίαση και προσομοίωση της βαθμίδας ρύθμισης τόνου.....	39
4.4 Σχεδίαση και προσομοίωση της βαθμίδας εξόδου.....	44

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	45
Υλοποίηση της κατασκευής	45
5.1 Περιγραφή του τρόπου δημιουργίας της πλακέτας του κυκλώματος	45
5.2 Το κύκλωμα Bypass.....	47
5.3 Κύκλωμα επιλογής για line και Mic σήμα	49
5.4 Ολοκλήρωση της κατασκευής.....	50
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	51
Πειραματικός έλεγχος ορθής λειτουργίας του κυκλώματος.....	51
6.1 Πειραματικός έλεγχος της βαθμίδας ψαλιδισμού	52
6.2 Πειραματικός έλεγχος της βαθμίδας ελέγχου τόνου	55
6.3 Πειραματική μέτρηση της αντίστασης εξόδου	56
Συμπεράσματα.....	59
Παράρτημα	60
Βιβλιογραφία	68

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Περίληψη

Στη παρούσα εργασία γίνεται θεωρητική μελέτη και στη συνέχεια υλοποίηση κυκλώματος εφέ παραμόρφωσης τύπου “distortion”.

Κάνοντας μια ιστορική αναδρομή, φαίνεται ο τρόπος που η παραμόρφωση άρχισε να γίνεται επιθυμητή στη μουσική και εξελίχθηκε στην κατασκευή κυκλωμάτων για χρήση κυρίως σε κιθάρα. Στη συνέχεια εξηγείτε η λειτουργία του κυκλώματος και προσομοιάζεται για την επιβεβαίωσή της σε ηλεκτρονικό υπολογιστή με τη βοήθεια του προγράμματος Multisim.

Το κύκλωμα χωρίζεται σε τρεις βαθμίδες, όπου στην πρώτη έχουμε τη προσαρμογή της αντίστασης εισόδου με την πηγή του σήματος και τον “χρωματισμό” (δημιουργία αρμονικών), χρησιμοποιώντας κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή. Στη δεύτερη βαθμίδα έχουμε τον έλεγχο του συχνοτικού περιεχομένου του σήματος με χρήση ενεργού φίλτρου συχνοτήτων, ενώ στην τρίτη βαθμίδα τον έλεγχο της έντασης (Volume) και την προσαρμογή της αντίστασης εξόδου.

Ακολουθείται η αναφορά στην υλοποίηση του κυκλώματος και ο έλεγχος λειτουργίας που έγιναν στο εργαστήριο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Ιστορική αναδρομή και είδη παραμόρφωσης

2.1 Ιστορικά στοιχεία για τα εφέ κιθάρας τύπου παραμόρφωσης

Η πρώιμη σκηνή ειδικά των εφέ, ήταν η τομή στη τεχνολογία και την πατέντα όπου πολλοί κόπιαζαν στα σκοτάδια. Μερικές φορές δημιουργούσαν εφέ εντελώς τυχαία κατά τη διάρκεια της δουλειάς τους. Όπως συνέβη στην περίπτωση με τον Glen Snotty, έναν μηχανικό ήχου στο Nashville ο οποίος έκανε μια τεράστια ανακάλυψη στον ήχο της κιθάρας ενώ προσπαθούσε να λύσει ένα πρόβλημα στο Studio.

Η ιστορία ειπώθηκε από τον Harold Bradley, πρόεδρο της ένωσης αμερικανών μουσικών του Nashville, και για πολύ καιρό session κιθαρίστα. Το 1951 ο Harold και ο αδερφός του Owen έφτιαξαν το διάσημο του Nashville, Quonset Hut Studio ηχογραφήσεων, με το οποίο συνεργάζονταν πολλοί star της country. Μουσικοί όπως η Patsy Cline, Loretta Lynn, Brenda Lee και Conway Twitty. Σύμφωνα με τον Harold, ένας session κιθαρίστας ο Martin Grady, ενώ εκτελούσε ένα σόλο για το κομμάτι “Don’t Worry” του Marty Robbins το 1961, ένα κανάλι της κονσόλας άρχισε να παραμορφώνει τον ήχο. Κανονικά ο μουσικός θα έπρεπε να σταματήσει ως ότου αποκατασταθεί η βλάβη, όμως αυτή τη φορά σε κάποιον άρεσε ο ήχος κι ο Grady συμφώνησε. Ο Harold Bradley είπε πως το αποτέλεσμα ήταν η πρώτη ηχογράφηση fuzz σόλο στο Nashville.

Αυτό θα μπορούσε να είναι για το studio μια κακή φήμη, όμως ο Bradley σχολίασε πως όταν άλλοι μουσικοί άκουσαν τον πρωτότυπο ήχο στο σόλο του Grady στο τελευταίο κομμάτι, ήθελαν κι αυτοί να δοκιμάσουν το “μαγικό” fuzz εφέ. Όμως αυτή τη φορά η κονσόλα μίξης είχε επισκευασθεί και ο ήχος ήταν όπως παλιά. Σε μερικούς πελάτες δεν άρεσε η εξήγηση πως η βλάβη αποκαταστάθηκε και υποψιαζόντουσαν μήπως ο Harold κρατούσε αυτόν τον ήχο για τους εκλεκτούς. Κουρασμένος από αυτές της διαμαρτυρίες ο Snotty “μαγείρεψε» ένα κύκλωμα με τρανζίστορ που ο ήχος του έμοιαζε στον fuzz αυτό ήχο της ηχογράφησης και η κατασκευή γρήγορα διαδόθηκε στο Nashville και έγινε ένα χρήσιμο εργαλείο.

Ο Harold είπε πως ο Glen αργότερα έδωσε το κύκλωμα σε κάποιον της Gibson και στη συνέχεια κυκλοφόρησε στην αγορά μια συσκευή παραμόρφωσης ήχου που ονομάστηκε Maestro Fuzz Tone. Στη συνέχεια χρησιμοποιήθηκε κατά κόρων από γνωστούς καλλιτέχνες όπως ο, Billy Gibbon των ZZtop, ο Keith Richard των Rolling Stones ο Steve Howe των Yes και πολλοί άλλοι.

Με την ανακάλυψη του Glen Snotty, μπορεί να αναμίχθηκαν ολόκληρες εταιρίες, όμως οι κιθαρίστες άρχισαν να χρησιμοποιούν διάφορα κόλπα για να παραμορφώσουν τον ήχο τους από τη δεκαετία του ’50. Λέγεται πως ο Roy Buchanan έσκιζε τα μεγάφωνα για να παραμορφώσει ο ήχος και υπάρχει και η

διάσημη ιστορία του Rock η Trios Paul Burlison, που κατά λάθος έριξε τον ενισχυτή του πριν μια περιοδεία, χάνοντας μια λυχνία στην τελική ενίσχυση σε σημείο όμως που να μην ενοχλεί περαιτέρω τη λειτουργία του κυκλώματος.

Του άρεσε ο παραμορφωμένος ήχος τόσο που το χρησιμοποίησε στο κλασικό "Train Kept A Rollin" το 1956 και "Honey Hush".

Ο θρύλος του Nashville και Memphis studio Reggie Young διηγείται την ιστορία με τις προσωπικές του συλλογές, όπου με πρόθεση να οδηγήσουν τον ήχο σε παραμόρφωση αφαιρούσαν τη μια λυχνία εξόδου ή τροφοδοτούσαν την έξοδο του μεγαφώνου στην είσοδο ενός άλλου ενισχυτή. Επίσης αναπολεί μια канаδέζικη "λαμπάτη" συσκευή που ονομαζόταν Herzog ότι σχεδιάστηκε για την υπέρ-οδήγηση της προενίσχυσης από τον ενισχυτή μιας κιθάρας.

"Ήταν ελάχιστα πιο μικρή από μια κεφαλή Fender ενισχυτή" ο Young είπε "κι έκανε τόσο θόρυβο που το χρησιμοποιούσα μαζί με ένα πεντάλ έντασης για να κρατήσω το σφύριγμα ως τη στιγμή που θα έπαιζα.

Ένας άλλος θρύλος του Nashville, Chet Atkins είπε πως χρησιμοποίησε "Overdrive" χρόνια πριν το project "Don't Worry"., στη δεκαετία του '50. "Είχα ένα τύπο που μου έφτιαξε ένα. Ήταν ένας μικρός προενισχυτής με τρανζίστορ. Ήταν περίπου στο μέγεθος ενός κουτιού από καπνό".

Η χρήση του εφέ "distortion" είχε όλο και μεγαλύτερη απήχηση και οι εταιρίες κατασκευής αυτών, έβγαζαν καινούρια μοντέλα στην αγορά με άλλα να θεωρούνται "σκληρά" στον ήχο και άλλα "μαλακά". Στο σημείο αυτό είναι καλό να προσέξουμε τις διαφορές ανάμεσα σε αυτά που χαρακτηρίζονται εφέ υπέρ-οδήγησης "overdrive" και εφέ παραμόρφωσης "distortion".

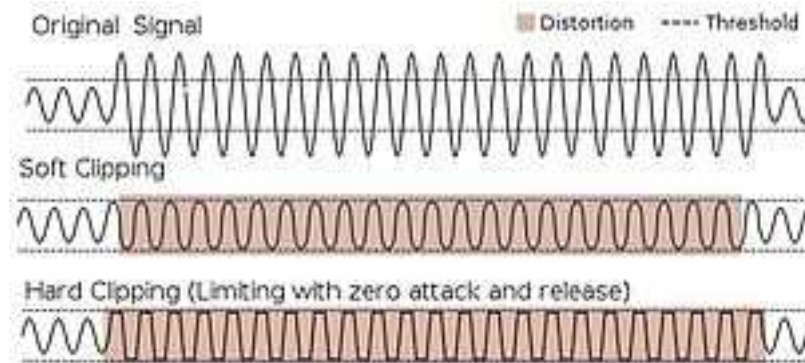
2.2 Είδη εφέ τύπου παραμόρφωσης

Τα εφέ παραμόρφωσης "**distortion effect**" δημιουργούν "ζεστό", "βρώμικο" και "θαμπό" ήχο κόβοντας ή συμπιέζοντας τις κορυφές τις κυματομορφής ενός μουσικού οργάνου και προσθέτοντας αρμονικούς. Οι τρεις κυριότερες κατηγορίες των εφέ παραμόρφωσης είναι τα **overdrive**, **distortion** και **fuzz**. Μερικές φορές καλούνται και εφέ ενίσχυσης "gain" effects, καθώς αρχικά για να παραμορφώσουν τον ήχο της κιθάρας υπεροδηγούσαν λυχνίες ενίσχυσης.

Τα "distortion" εφέ έχουν πλέον γίνει αναπόσπαστα στον ήχο της rock and roll μουσικής, και χρησιμοποιούνται αρκετά σε άλλα είδη μουσικής όπως η Blues και η jazz.

Οι όροι παραμόρφωση "distortion", υπεροδήγηση "overdrive" και θαμπάδα "fuzz" συχνά συγχέονται και εννοούνται το ίδιο, καθώς έχουν λεπτές διαφορές όμως σημαντικές. Το "overdrive", είναι το πιο ήπιο από τα τρία, παράγοντας "ζεστές" αρμονικές σε χαμηλές εντάσεις και σκληρότερη παραμόρφωση όσο το κέρδος "gain" αυξάνεται. Το "distortion" προσθέτει ακριβώς την ίδια παραμόρφωση σε κάθε ένταση και ακούγεται πιο έντονα.

Το “fuzz box” εναλλάσσει το σήμα έως ότου μοιάσει με τριγωνική κυματομορφή συνθέτοντας αρμονικές. Το “distortion” λοιπόν χαρακτηρίζεται από σκληρό ψαλιδισμό “hard clipping”, και το “overdrive” χαρακτηρίζεται από ομαλό “soft clipping”. Για να καταλάβουμε καλύτερα τους χαρακτηρισμούς αυτούς βλέπουμε το σχήμα 1.



Σχήμα1

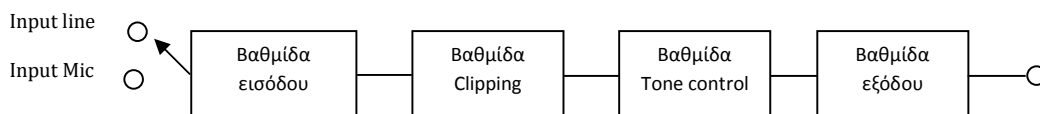
Παρατηρούμε στον ομαλό ψαλιδισμό “soft clipping”, πως οι κορυφές είναι στρογγυλεμένες. Αυτό σημαίνει πως υπάρχει κάποιος χρόνος μετάβασης “attack time” πάνω από την περιοχή οριοθέτησης “threshold”, αλλά και χρόνος “release time” για τη μετάβαση από τη περιοχή ψαλιδισμού προς τα κάτω. Στον σκληρό ψαλιδισμό “hard clipping” αυτοί οι χρόνοι μετάβασης δεν υπάρχουν και ο ψαλιδισμός γίνεται ακαριαία.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Θεωρητική μελέτη του κυκλώματος

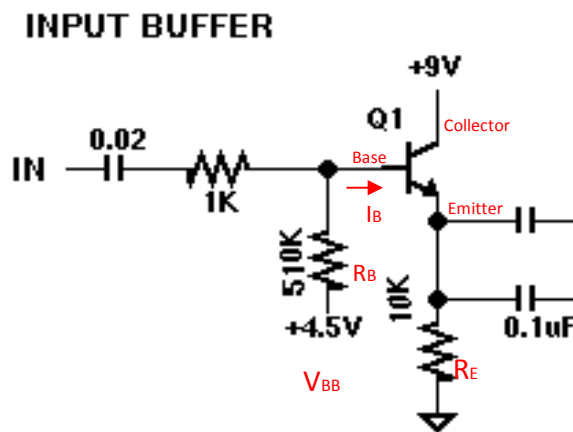
3.1 Διάγραμμα Ροής

Το σήμα που θα έρχεται από τη πηγή του ήχου είτε είναι σε επίπεδο line, είτε Mic, θα ακολουθεί το διάγραμμα ροής όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.



Σχήμα 2: Διάγραμμα ροής του κυκλώματος Overdrive

3.2 Βαθμίδα εισόδου



Σχήμα 3: Απομονωτής

Η πρώτη βαθμίδα που συναντά το σήμα καθώς εισέρχεται, είναι το κύκλωμά "Buffer" (απομονωτής) που φαίνεται στο σχήμα 3. Ονομάζεται έτσι καθ' ότι η λειτουργία του είναι να προσαρμόσει τις αντιστάσεις εισόδου-εξόδου μεταξύ κυκλωμάτων χωρίς την απώλεια σήματος. Ο ρόλος είναι συζευκτικός και δεν

έχουμε κέρδος τάσης. Η συνδεσμολογία στο κύκλωμα αναγνωρίζεται ως κοινού συλλέκτη "common collector". Αυτό το συμπεραίνουμε απ' το ότι ο συλλέκτης είναι γειωμένος στο AC, δηλαδή κοινός για την είσοδο και την έξοδο του κυκλώματος. Από τα χαρακτηριστικά του transistor στο datasheet, βλέπουμε πως η τυπική τιμή του h_{fe} είναι 300. Είναι ένα τρανζίστορ με υψηλή απολαβή, χαμηλό λόγο σήμα/θόρυβο και αρκετά φθινό, το BC549. Πριν ξεκινήσουμε την ανάλυση της βαθμίδας εισόδου, καλό είναι να αναφέρουμε κάποιες χρήσιμες πληροφορίες για τη συνήθη πηγή στην είσοδο του κυκλώματος, τους μαγνήτες.

3.2.1 Μαγνήτες ηλεκτρικής κιθάρας

Η αρχή λειτουργίας ενός μαγνήτη είναι η μετατροπή των μηχανικών δονήσεων απ' τις χορδές, σε ηλεκτρικό σήμα το οποίο ενισχύεται έπειτα από ένα ενισχυτή. Ένας μαγνήτης κιθάρας ή μπάσου κλπ, αποτελείται από έναν μαγνήτη (όπως ένα Alnico II, Alnico V, Ceramic κλπ), που τυλίγεται σε πηνίο, με μερικές χιλιάδες στροφές, από ένα λεπτό σμαλτωμένο καλώδιο χαλκού (οι τύποι καλωδίου και οι διατομές αυτών συμβάλλουν επίσης στο ηχητικό αποτέλεσμα και έχει να κάνει με τα υλικά που χρησιμοποιεί η κάθε εταιρία). Ένας μαγνήτης τοποθετείται στο σώμα του οργάνου σε διαφορετικές θέσεις (Γέφυρα-Bridge, Μέση-Middle, Μπράτσο-Neck).

Η δόνηση των χορδών διαμορφώνει τη μαγνητική ροή (flux) που μέσα απ' το πηνίο προκαλεί ένα εναλλασσόμενο ρεύμα. Η τάση εξόδου των μαγνητών ποικίλλει από περίπου 100mV μέχρι και πάνω από 1V για μερικούς μαγνήτες υψηλής εξόδου (High Output ή Hot Pickups), οι οποίοι επιτυγχάνουν αυτό με τη χρήση πολύ ισχυρών μαγνητών, δημιουργώντας κατά συνέπεια περισσότερη ροή και με αυτόν τον τρόπο περισσότερη έξοδο. Αυτό μπορεί να είναι πρόβλημα μερικές φορές στον τελικό ήχο, επειδή το τράβηγμα των μαγνητών στις χορδές μπορεί να προκαλέσει προβλήματα με την ρύθμιση του οργάνου (intonation) καθώς επίσης και να "μπουκώσει" τον ήχο ή και να μειώσει το κράτημα (sustain). Επίσης μεγάλης εξόδου μαγνήτες παράγονται με το να έχουν περισσότερες στροφές του καλωδίου για να αυξήσουν την τάση που παράγεται από τις χορδές. Εντούτοις, αυτό αυξάνει την σύνθετη αντίσταση εξόδου των μαγνητών, με αποτέλεσμα να έχουν επιπτώσεις στις υψηλές συχνότητες, εάν δεν συνδεθεί σε κατάλληλο για τον κάθε μαγνήτη (κιθάρας, μπάσου κλπ) ενισχυτή, προενισχυτή DI κλπ (εξού και η ύπαρξη διαφορετικών ενισχυτών-προενισχυτών για κάθε όργανο). Οι μαγνήτες μεταξύ άλλων αποτελούνται από τους πόλους (pole pieces) ή ράγες (rails βλ, hot rails κλπ) ή διπλούς πόλους (double/dual pole pieces). Τα pole piece πρέπει να είναι ευθυγραμμισμένα τέλεια με τις χορδές, αλλιώς ο ήχος θα είναι ασθενές δεδομένου ότι ο μαγνήτης θα έπαιρνε μόνο ένα μέρος της παλμικής ενέργειας της χορδής. Στην περίπτωση μαγνητών με ράγες (rails) αρκεί οι ράγες να καλύπτουν όλες τις χορδές με ίσες αποστάσεις στην πρώτη και

τελευταία χορδή. Επίσης υπάρχουν και μαγνήτες με ρυθμιζόμενα pole pieces, όπου εκεί μπορούμε να ρυθμίσουμε την ένταση εξόδου της κάθε χορδής ξεχωριστά, ώστε να επιτύχουμε μία τέλεια ισορροπία ανάμεσα σε όλες τις χορδές.

Ο ήχος του μαγνήτη καθορίζεται από τους εξής παράγοντες:

- A. Το είδος του καλωδίου (περιεκτικότητα σε οξυγόνο στο κράμα του χαλκού και διατομή (ειδική αντίσταση) του καλωδίου)
- B. Το είδος του μαγνήτη (Alnico I, Alnico II, Alnico V, Ceramic, Samarium Cobalt κλπ)
- Γ. Τον αριθμό περιελίξεων του πηνίου
- Δ. Η συσκευασία του μαγνήτη (πλαστικό, επιχρωμιωμένος ή επιχρυσωμένος χαλκός, αλουμίνιο, ξύλο κλπ)
- E. Το υλικό και το πάχος των Pole pieces.



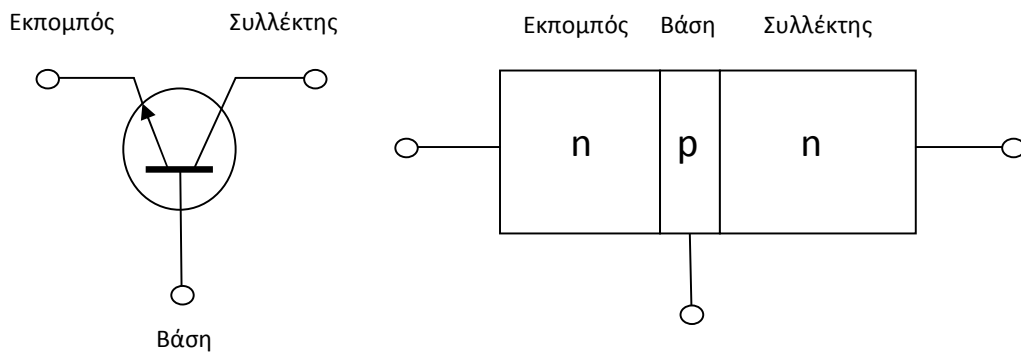
Εικόνα 1: Αριστερά Μονοπηνιακός μαγνήτης (Single Coil). Δεξιά Διπλοπηνιακοί μαγνήτες (Humbuckers).

Στην εικόνα 1 πάνω, φαίνονται δύο από τους συνηθέστερους τύπους μαγνητών που βρίσκονται σε ηλεκτρικές κιθάρες.

Οι μονοπηνιακοί μαγνήτες (Single Coil) αποτελούνται από ένα πηνίο και έχουν καθαρό και πρίμο ήχο μέτριας έντασης, αλλά με θόρυβο που προκαλείτε από εξωτερικούς παράγοντες όπως, ραδιοκύματα, λάμπες φθορισμού, οθόνες, μαγνητικά πεδία κλπ, μέχρι και την ύπαρξη συνδεδεμένων συσκευών στην ίδια παροχή ρεύματος του ενισχυτή όπως ψυγεία, μετασχηματιστές υψηλής τάσης λόγω της χαμηλής τους επαγωγικής αντίστασης. Οι Διπλοπηνιακοί μαγνήτες (Humbuckers) αποτελούνται από δύο πηνία και ξεκίνησαν να φτιάχνονται στα μέσα της δεκαετίας του 50' για την Gibson. Ο αρχικός σκοπός κατασκευής τους ήταν η εξάλειψη του θορύβου που υπήρχε μέχρι τότε απ' τους μονοπηνιακούς. Λόγω του ότι όμως τα δυο πηνία και η μεγαλύτερη επιφάνεια τους δημιούργησαν ένα πιο ισχυρό μαγνητικό πεδίο κατά συνέπεια και μεγαλύτερη ένταση σήματος άρχισαν να χρησιμοποιούνται ευρέως. Ηχητικά είναι αθόρυβοι και έχουν πλούσιο σε χαμηλές συχνότητες ήχο καθώς επίσης και μεγαλύτερη ευαισθησία και ένταση σε σχέση με τους μονοπηνιακούς.

Επειδή οι μαγνήτες της κιθάρας παρουσιάζουν υψηλή αντίσταση της τάξης των $50\text{ K}\Omega$, για την πλήρη απορρόφηση του σήματος απαιτείται μεγάλη αντίσταση εισόδου. Θα δούμε πως μπορεί να επιτευχθεί μια τέτοια μεγάλη αντίσταση, πολώνοντας κατάλληλα το ενεργό στοιχείο του κυκλώματος, το **transistor**.

3.2.2 Λίγα λόγια για το τρανζίστορ



Σχήμα 4: Αριστερά κυκλωματικό σύμβολο transistor, δεξιά οι τρεις περιοχές εμπλουτισμού.

Το transistor (σχήμα 4), είναι ένας κρύσταλλος με τρεις εμπλουτισμένες περιοχές. Αποτελείται από τον εκπομπό, τη βάση και τον συλλέκτη. Ο **εκπομπός** είναι μια έντονα εμπλουτισμένη περιοχή. Προορισμός του είναι να εκπέμπει ή να εισάγει ηλεκτρόνια στη βάση. Η **βάση** είναι μια λιγότερο εμπλουτισμένη και λεπτή περιοχή. Το πάχος της βάσης επιτρέπει στα περισσότερα ηλεκτρόνια, που εκπέμπονται από τον εκπομπό, να φτάνουν στο **συλλέκτη**. Το επίπεδο εμπλουτισμού του συλλέκτη βρίσκεται ανάμεσα σ' αυτό του εκπομπού και της βάσης. Η περιοχή του συλλέκτη είναι η μεγαλύτερη από τις τρεις περιοχές του transistor, επειδή πρέπει να καταναλώσει περισσότερη ισχύ από τον εκπομπό ή τη βάση. Σ' ένα transistor npn, φορείς πλειονότητας στον εκπομπό και το συλλέκτη είναι τα ελεύθερα ηλεκτρόνια.

3.2.3 Ανάλυση της βαθμίδας εισόδου

Θα γίνει ανάλυση στο “Dc” συνεχές και στο “Ac” εναλλασσόμενο ρεύμα, για να καταλάβουμε σε βάθος την πόλωση του transistor και το πώς πετυχαίνεται τόσο μεγάλη αντίσταση εισόδου και μικρή αντίσταση εξόδου.

3.2.3.1 DC ανάλυση

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE,ON}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$

Σχέση 3-1

Από τη σχέση 3-1 μπορούμε να βρούμε το ρεύμα που διαρρέει τη βάση. Η τάση μεταξύ της βάσης και του εκπομπού είναι περίπου 0,7 Volt, για transistor πυριτίου.

$$I_B = \frac{4,5 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{510 \text{ k} + (300 + 1)10 \text{ k}} = 1,08 \mu\text{A}$$

Η τάση στη βάση του transistor V_B , θα είναι ίση με $V_{BB} - V_{RB}$. Η τάση V_{BB} είναι τα 4,5 Volts που εφαρμόζονται στην αντίσταση R_B . Η V_{RB} είναι η πτώση τάσης λόγω της R_B . Οπότε:

$$V_B = V_{BB} - V_{RB} = 4,5 - (I_B \times R_B) = 4,5 - (0,00108 \text{ mA} \times 510 \text{ k}\Omega) = 4,5 - 0,55 = 3,95 \text{ V}$$

$$\text{Η τάση στον εκπομπό θα είναι: } V_E = V_B - V_{BE} = 3,95 - 0,7 = 3,25 \text{ V}$$

Το ρεύμα που διαρρέει τον εκπομπό είναι περίπου ίσο με αυτό του συλλέκτη, $I_E \cong I_C$.

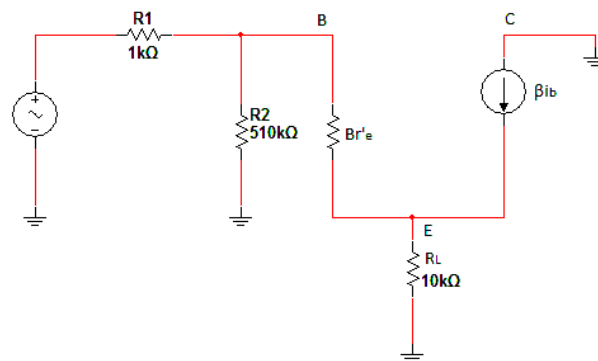
$$I_E = V_E / R_E = 3,27 \text{ V} / 10000 \Omega = 0,32 \text{ mA}$$

Επίσης αφού το ρεύμα εκπομπού είναι B φορές μεγαλύτερο του ρεύματος της βάσης:

$$I_E = (\beta + 1) I_B = (300 + 1) 1,12 \mu\text{A} = 0,33 \text{ mA}$$

3.2.3.2 AC ανάλυση

Παρακάτω (σχήμα 5) φαίνεται το AC ισοδύναμο κύκλωμα του Buffer, το οποίο μας διευκολύνει να κατανοήσουμε τη διαδρομή του σήματος. Έτσι μπορούμε να βρούμε τις σύνθετες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου που παρουσιάζει η βαθμίδα αυτή, καθώς και το κέρδος τάσης.



Σχήμα 5: AC ισοδύναμο του Buffer

Η AC αντίσταση της επαφής εκπομπού συμβολίζεται με r_e και η τιμή της προσεγγίζεται με τη σχέση

$$r_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

Σχέση 3-2

Όπως είναι γνωστό, το ρεύμα βάσης είναι πολύ μικρότερο από το ρεύμα εκπομπού. Επειδή ανάμεσα στη βάση και τον εκπομπό εμφανίζεται ένα ac κέρδος ρεύματος, κάθε αντίσταση στον εκπομπό εμφανίζεται στη βάση β φορές μεγαλύτερη. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο η ac αντίσταση εισόδου που φαίνεται από τη βάση είναι

$$r_{ac} = \beta r_e$$

Σχέση 3-3

Αυτή είναι η αντίσταση που “βλέπει” ένα ac σήμα που εφαρμόζεται στη βάση ενός transistor όταν ο εκπομπός είναι γειωμένος.

Η αντίσταση r_{ac} λέγεται **σύνθετη αντίσταση εισόδου της βάσης** και γράφεται

$$Z_{in(base)} = \beta r_e$$

Σχέση 3-4

Στην δική μας περίπτωση που ο εκπομπός δεν είναι γειωμένος αλλά υπάρχει η αντίσταση R_L , η σύνθετη αντίσταση εισόδου της βάσης θα είναι

$$Z_{in(base)} = \beta(R_L + r_e)$$

Σχέση 3-5

Εφ’ όσον έχουμε βρει το ρεύμα του εκπομπού και ξέρουμε την τιμή του β μπορούμε να προχωρήσουμε στην εύρεση της σύνθετης αντίστασης εισόδου της βάσης.

$$r_e = \frac{25 \text{ mV}}{0,33 \text{ mA}} = 75 \Omega$$

$$Z_{in(base)} = 300 \times (10000 + 75) = 3,0225 \text{ M}\Omega$$

Αυτή όμως δεν είναι η μόνη αντίσταση που “βλέπει” η πηγή σήματος στο ac. Υπάρχουν και οι αντιστάσεις πόλωσης που επιδρούν στην τελική σύνθετη αντίσταση εισόδου για το κύκλωμά μας.

$$Z_{in} = R1 + R2 // Z_{in(base)}$$

Σχέση 3-6

Έτσι σύμφωνα με τη σχέση 3-6 μπορούμε να υπολογίσουμε τελικά την αντίσταση που βλέπει η πηγή σήματος στο κύκλωμα

$$Z_{in} = 1k + (510k // 3.022k) = 437 \text{ k}\Omega$$

Βλέπουμε λοιπόν πως το κύκλωμά μας παρουσιάζει μια αρκετά μεγάλη αντίσταση εισόδου, περίπου 10 φορές μεγαλύτερη από τη τιμή ενός συνηθισμένου μαγνήτη. Αυτό είναι πολύ σημαντικό, γιατί έτσι μεταφέρεται σχεδόν το 90% της τάσης που δίνουν οι μαγνήτες στο κύκλωμα, ποσοστό ικανοποιητικό.

Η σύνθετη αντίσταση εξόδου είναι σημαντική, επειδή σ' αυτήν πέφτει ένα μέρος της ac τάσης. Αν είναι αρκετά μεγάλη, χάνεται ένα μεγάλο μέρος του σήματος και η τάση στο φορτίο είναι πολύ μικρή. Η σύνθετη αντίσταση εξόδου μπορεί εύκολα να υπολογιστεί από τη σχέση 3-7.

$$Z_{out} = r_s + \frac{R_2}{\beta} // R_L$$

Σχέση 3-7

$$Z_{out} = 75 + \frac{510000}{300} // 10000 = 1507 \Omega$$

Το κέρδος τάσης μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση 3-8

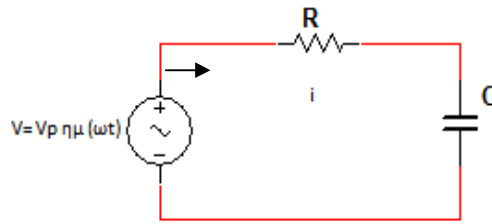
$$A = \frac{R_L}{R_L + r_s}$$

Σχέση 3-8

$$A = \frac{10000}{10000 + 75} = 0.9925$$

3.3 Σύνθετη αντίσταση πυκνωτή-αντίστασης, σε σειρά και παράλληλα

Η συμπεριφορά ενός κυκλώματος πυκνωτή-αντίστασης σε σειρά, όπως εκείνου του Σχήματος 6 εξαρτάται από τη συχνότητα του ημιτονικού σήματος της πηγής.

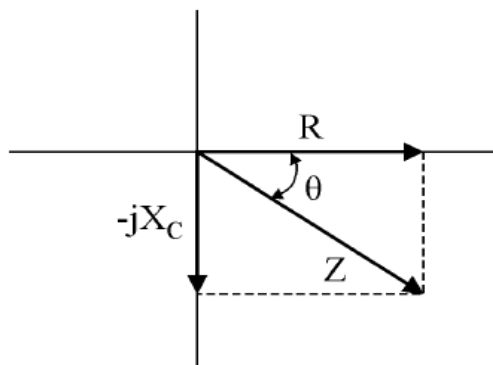


Σχήμα 6: Πυκνωτής-αντίσταση συνδεδεμένα σε σειρά με πηγή ημιτονικής τάσης.

Η συνθέτη αντίσταση (εμπέδηση) του κυκλώματος του Σχήματος 6, δεν μπορεί να βρεθεί με απλή πρόσθεση της ωμικής αντίστασης R και της χωρητικής αντίστασης $X_C = 1/\omega C$, γιατί παρόλο που και οι δυο εκφράζονται με τις ίδιες μονάδες και αντιπροσωπεύουν την αντίδραση του συγκεκριμένου εξαρτήματος στη διέλευση του ηλεκτρικού ρεύματος, εντούτοις δεν υπάρχει χρονική ταύτιση στη δράση τους.

Στην ωμική αντίσταση το ρεύμα είναι ανάλογο της τάσης που εφαρμόζεται στα άκρα της οποιαδήποτε χρονική στιγμή, δηλαδή βρίσκονται σε φάση (ή εμφανίζουν μηδενική διαφορά φάσης). Στην περίπτωση της χωρητικής αντίστασης, η τάση καθυστερεί σε φάση, ως προς το ρεύμα κατά 90° .

Για διευκόλυνση και ευκολότερη γενίκευση της μελέτης κυκλωμάτων με σύνθετες αντιστάσεις, η εμπέδηση μπορεί να θεωρηθεί ως μιγαδικό ή ανυσματικό μέγεθος. Συμβατικά, ως πραγματικό μέρος της μιγαδικής ποσότητας θεωρείται η ωμική αντίσταση και ως φανταστικό η χωρητική αντίσταση με αρνητικό πρόσημο (με θετικό λαμβάνεται η επαγωγική αντίσταση που δεν εξετάζεται εδώ). Στο πεδίο των μιγαδικών αριθμών θα έχουμε την παράσταση του Σχήματος 7.



Σχήμα 7: Μιγαδική (ανυσματική) παράσταση της εμπέδησης του κυκλώματος RC.

Η εμπέδηση Z θα είναι

$$\bar{Z} = \bar{R} - \bar{X}_C j \quad (3-9)$$

όπου j είναι η φανταστική μονάδα με τις γνωστές ιδιότητες της. Στην προκειμένη περίπτωση έχει την έννοια τελεστή. Όταν αυτός ο τελεστής δράσει σε ένα ανυσματικό μέγεθος, το περιστρέφει κατά 90° .

Το μέτρο της εμπέδησης ισοδυναμεί με το μέτρο του μιγαδικού αριθμού

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

Σχέση 3-10

Η γωνία θ αποδίδει τη διαφορά φάσης τάσης - ρεύματος και είναι

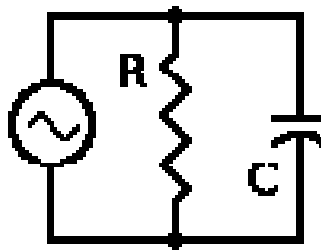
$$\varepsilon \phi \theta = -XC/R = -1/(2\pi f RC)$$

Σχέση 3-11

Στην περίπτωση **πυκνωτή αντίστασης παράλληλα** (σχήμα 8) ισχύει

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{-jX_C}$$

Σχέση 3-12



Σχήμα 8: RC παράλληλα.

Ισχύει λοιπόν από την 3-12

$$Z = \frac{R \times (-jX_C)}{R - jX_C}$$

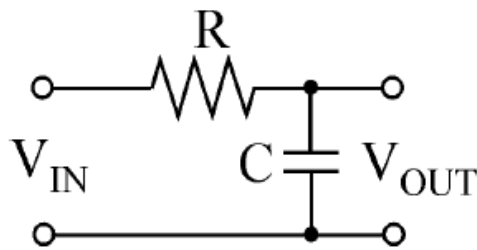
Χρησιμοποιώντας την ιδιότητα $(a + b)(a - b) = a^2 - b^2$, καταλήγουμε με απλοποιήσεις

$$Z = \frac{RX_C^2}{R^2 + RX_C^2} - j \frac{R^2 X_C}{R^2 + RX_C^2}$$

Σχέση 3-13

3.3.1 Βαθυπερατό φίλτρο RC

Το κύκλωμα του Σχήματος 9 μπορεί να θεωρηθεί ότι αντιπροσωπεύει ένα διαιρέτη τάσης που αποτελείται από μια ωμική και μια χωρητική αντίσταση σε σειρά.



Σχήμα 9: Κύκλωμα βαθυπερατού φίλτρου RC 1ης τάξης

Ενώ στους διαιρέτες τάσης με καθαρά ωμικές αντιστάσεις η μείωση του σήματος εισόδου είναι σταθερή και ανεξάρτητη της συχνότητας του σήματος, στην προκειμένη περίπτωση η παρουσία της χωρητικής αντίστασης προδικάζει μια τέτοια εξάρτηση. Η τάση εξόδου V_{OUT} παρέχεται από τη σχέση

$$V_{out} = i X_C$$

Σχέση 3-14

και επειδή εξ ορισμού είναι $i = V_{in} / |Z|$, θα είναι

$$V_{out} = V_{in} X_C / |Z|$$

Σχέση 3-15

και λαμβάνοντας υπόψη την Εξίσωση 3-14

$$V_{out} = V_{in} \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

Σχέση 3-16

ή

$$V_{out} = V_{in} \frac{X_C/R}{\sqrt{1 + (X_C/R)^2}}$$

Σχέση 3-17

αντικαθιστώντας την X_C με $\frac{1}{2\pi fC}$ έχουμε

$$V_{out} = V_{in} \frac{1/(2\pi fRC)}{\sqrt{1 + 1/(2\pi fRC)^2}}$$

Σχέση 3-18

Και τελικά

$$V_{out} = V_{in} \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi fRC)^2}}$$

Σχέση 3-19

Η συχνότητα που βρίσκεται στα όρια των περιοχών διέλευσης και αποκοπής συμβολίζεται με f_c . Στη συχνότητα f_c θεωρείται ότι το φίλτρο, έχει εισέλθει στην αποκοπή και εξασθενεί κατά 3 dB. Από τη σχέση 3-20 υπολογίζεται η f_c .

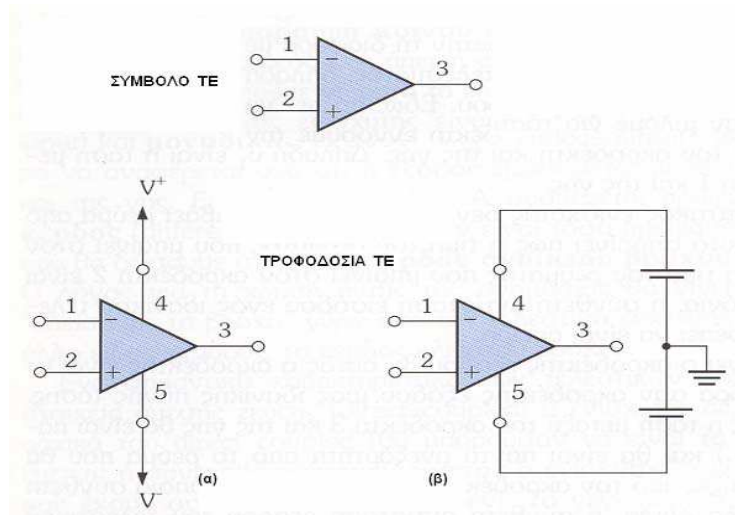
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Σχέση 3-20

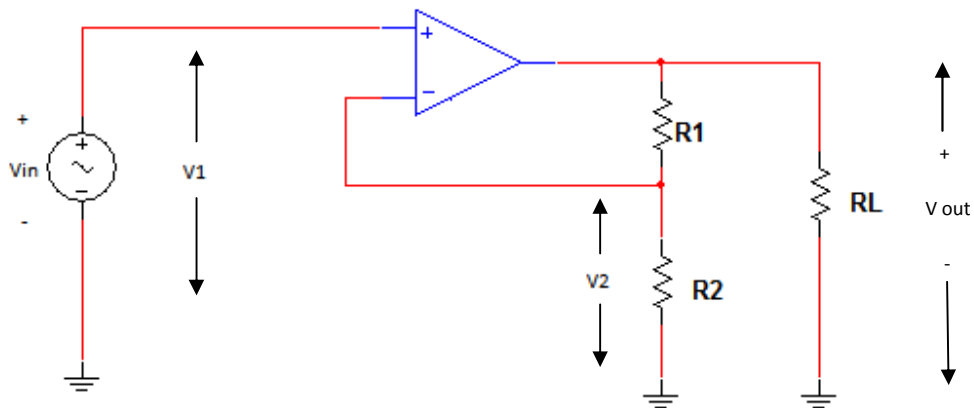
3.4 Δεύτερη βαθμίδα-Κύκλωμα Ψαλιδισμού “Clipping Stage”

3.4.1 Τελεστικός ενισχυτής

Το ενεργό μέρος αυτής της βαθμίδας είναι ο τελεστικός ενισχυτής. Ο τ.ε είναι ένας dc ενισχυτής με πολύ μεγάλο κέρδος. Η ζώνη διέλευσης συχνοτήτων επεκτείνεται συνήθως από 0 Hz μέχρι 1 MHz. Το κέρδος και η ζώνη διέλευσης συχνοτήτων μπορούν να ρυθμιστούν κατάλληλα με τη σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων. Από την άποψη των σημάτων, ο ΤΕ έχει τρεις ακροδέκτες. Δύο είναι οι ακροδέκτες εισόδου και ένας ο ακροδέκτης εξόδου. Το Σχήμα 10 εικονίζει το σύμβολο που θα χρησιμοποιήσουμε για την αναπαράσταση του τελεστικού. Οι ακροδέκτες 1 και 2 είναι οι ακροδέκτες εισόδου και ο ακροδέκτης 3 είναι ο ακροδέκτης εξόδου. Οι ενισχυτές όπως γνωρίζουμε χρειάζονται τάση DC για να λειτουργήσουν. Οι περισσότεροι ολοκληρωμένοι ΤΕ χρειάζονται δύο ακροδέκτες τροφοδοσίας dc, όπως φαίνεται στο Σχήμα 10(α), δύο ακροδέκτες, ο 4 και ο 5, βγαίνουν έξω από το πακέτο του IC και συνδέονται ο ένας σε θετική τάση V^+ και ο άλλος σε αρνητική τάση V^- . Στο Σχήμα 10(β) φαίνονται οι δύο τροφοδοσίες σαν μπαταρίες με κοινή γείωση. Είναι ενδιαφέρον να σημειωθεί πως η γείωση αναφοράς στα κυκλώματα ΤΕ είναι απλώς το κοινό σημείο των δύο τροφοδοσιών. Δηλαδή, κανείς ακροδέκτης του τελεστικού δε συνδέεται στην πραγματικότητα με τη γη. Εκτός από τους τρεις ακροδέκτες για τα σήματα, και τους δύο ακροδέκτες για την τροφοδοσία, ένας ΤΕ μπορεί να διαθέτει και άλλους ακροδέκτες για ειδικούς σκοπούς. Τέτοιοι ακροδέκτες μπορούν να περιλαμβάνουν ακροδέκτες για αντιστάθμιση συχνότητας και ακροδέκτες για μηδενισμό τάσης εκτροπής (offset).



Σχήμα 10 Κυκλωματικό Σύμβολο ΤΕ



Σχήμα 11 Μη αναστρέφουσα ανάδραση τάσης

Το κέρδος τάσης ανοικτού βρόχου είναι το κέρδος τάσης ενός ενισχυτή με ανάδραση, όταν η διαδρομή ανάδρασης είναι ανοικτή. Το κέρδος τάσης ανοικτού βρόχου είναι ίσο με το διαφορικό κέρδος τάσης A του τελεστικού ενισχυτή. Το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου A_{CL} είναι το κέρδος τάσης, όταν η διαδρομή ανάδρασης είναι κλειστή. Έτσι

$$A_{CL} = \frac{A}{1 + AB}$$

Σχέση 3-21

όπου A_{CL} το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου

A = το κέρδος τάσης ανοικτού βρόχου

B = ο λόγος ανάδρασης

Στους περισσότερους ενισχυτές με αρνητική ανάδραση, το κέρδος τάσης βρόχου AB είναι πολύ μεγαλύτερο από τη μονάδα και η σχέση 3-9 γίνεται

$$A_{CL} = \frac{1}{B}$$

Σχέση 3-22

Επειδή $B = R_2 / (R_1 + R_2)$ η σχέση 3-22 γράφεται με τη μορφή

$$A_{CL} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

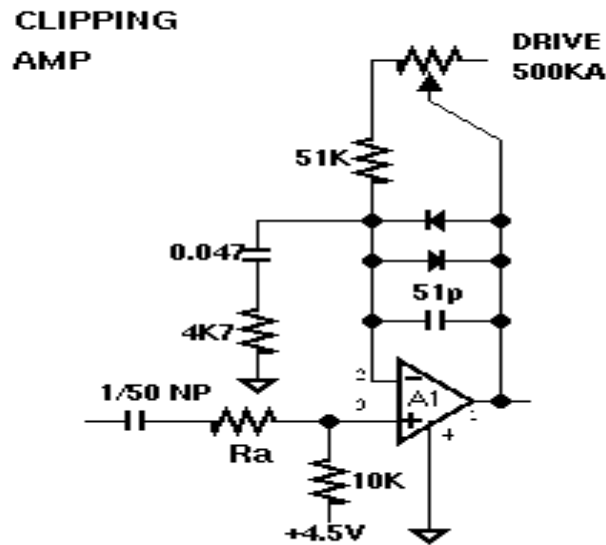
ή τη μορφή

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Σχέση 3-23

3.4.2 Ποιοτική ανάλυση του κυκλώματος ψαλιδισμού

Το στάδιο του ψαλιδισμού είναι μια αρκετά συνηθισμένη μέθοδος με δυνατότητα μεταβολής του κέρδους του ολοκληρωμένου. Γίνεται χρήση κάποιων τεχνικών για να διαμορφωθεί η υφή του ψαλιδισμού, 'πόσο ομαλός ή απότομος θα είναι' και τις συχνότητες στις οποίες επεμβαίνει. Σύμφωνα με το σχήμα 9 το σήμα από τη βαθμίδα προσαρμογής, οδηγείται στη μη αναστρέφουσα (+) είσοδο του ολοκληρωμένου. Έτσι η έξοδος είναι σε φάση με την είσοδο. Η είσοδος είναι πολωμένη στα 4.5 Volt μέσω της αντίστασης 10 kΩ λόγω της μιας τάσης τροφοδοσίας που είναι πολωμένος ο τελεστικός. Έτσι το ac σήμα μπορεί να κυμαίνεται πάνω και κάτω από αυτό το όριο των 4,5 volt. Το κέρδος ενός μη αναστρέφων ενισχυτή υπολογίζεται από τη σχέση 3-23. Στο σχήμα 11 όπου R_1 είναι η ισοδύναμη αντίσταση της ανατροφοδότησης από την έξοδο στην αναστρέφουσα είσοδο (-), και R_2 είναι η σύνθετη αντίσταση από την είσοδο (-) στη γείωση.



Σχήμα 12 Το κύκλωμα ψαλιδισμού

Όπως βλέπουμε στο κύκλωμά μας (σχήμα 12), αυτός ο συνδυασμός πυκνωτή 0,047μF και αντίστασης 4,7kΩ αποτελεί ένα φίλτρο συχνοτήτων, που σ' αυτό η αντίσταση του πυκνωτή είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας σύμφωνα με τη σχέση

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

Σχέση 3-24

Στο DC ο πυκνωτής είναι ανοιχτό κύκλωμα και η αντίσταση του ελαττώνεται όσο η συχνότητα αυξάνεται. Στις πολύ ψηλές συχνότητες ο πυκνωτής δρα ως βραχυκύκλωμα και για ότι απολαβή, ευθύνεται αποκλειστικά η αντίσταση. Η αντίσταση του πυκνωτή είναι αμελητέα σε σχέση με αυτή της αντίστασης. Με την 4,7 kΩ αντίσταση και τον 0,047 μF πυκνωτή σύμφωνα με τη σχέση 3-24 η συχνότητα υπολογίζεται στα 720 Hz. Σ' αυτή τη συχνότητα η χωρητική αντίσταση του πυκνωτή γίνεται ίση με την αντίσταση 4,7 kΩ.

Έτσι μόνον οι νότες και οι αρμονικές πάνω από αυτή τη συχνότητα δέχονται την πλήρη παραμόρφωση και οτιδήποτε κάτω από αυτή τη συχνότητα παίρνει λιγότερο gain και distortion. Αυτό δικαιολογεί το γεγονός του ότι αποφεύγεται η “μουντάδα” καθώς οι μπάσες συχνότητες παραμορφώνονται λιγότερο. Η αντίσταση R_2 αποτελείται από την παράλληλη συνδεσμολογία των διόδων ψαλιδισμού, του πυκνωτή 51 pF και η σε σειρά συνδεσμολογία μιας αντίστασης 51 kΩ και της μεταβλητής 500 kΩ.

Παραβλέποντας για τη στιγμή τις διόδους και τον πυκνωτή 51pF και θεωρώντας πως η συχνότητα του σήματος είναι πάνω από 720 Hz το κέρδος “gain” του τμήματος ψαλιδισμού είναι $(51k\Omega + \text{drive control})/4,7 k\Omega$. Αυτό σημαίνει πως με τη μεταβλητή αντίσταση μπορούμε να μεταβάλουμε σχεδόν πλήρως το gain του τμήματος αυτού, αφού με ρύθμιση στο ποτενσιόμετρο ώστε να δίδει όλη την αντίσταση δηλαδή 500 kΩ έχουμε $1+(551k\Omega/4,7k\Omega) = 107$ (περίπου 44 dB) και στη θέση του ποτενσιόμετρου με μηδενική έχουμε $1+(51k\Omega/4,7k\Omega)$ περίπου 12.

Γυρίζοντας τώρα στις διόδους ψαλιδισμού, πρέπει να πούμε πως οι δίοδοι δεν ενεργούν ούτως ώστε το σήμα εξόδου γίνει μεγαλύτερο από το όριο λειτουργίας των διόδων. Στο κύκλωμα οι δίοδοι 1N914 είναι τύπου σιλικόνης και ενεργοποιούνται μεταξύ 0,5Volt και 0,6Volt. Καθώς η δίοδος ενεργοποιείται η αντίστασή της ελαττώνεται. Έτσι υπάρχει μια μικρή περιοχή από τα 0,4Volt ως τα 0,7Volt όπου η αντίσταση από ανοιχτό κύκλωμα γίνεται αμελητέα της τάξεως των μερικών Ωm για τις διόδους σήματος. Έτσι καθώς οι δίοδοι ενεργοποιούνται το gain του ενισχυτή αλλάζει. Γίνεται πολύ μικρότερο αφού η αντίσταση της διόδου θεωρείται βραχυκύκλωμα συγκρινόμενη με την αντίσταση 4,7kΩ στην αναστρέφω εισοδο (-).

Κανονικά αν το gain ρυθμιστεί να είναι 100 τότε κάποιο μέρος του σήματος θα περάσει από τη δίοδο. Έτσι καθώς η τάση στα άκρα της θα αυξάνει κατά τη θετική ημιπερίοδο η αντίσταση θα μικραίνει, κι έτσι το gain του TE μειώνεται. Μ’ αυτή τη διαδικασία το σήμα υπόκειται σε παραμόρφωση καθώς έχουμε ψαλιδισμό “clipping” κατά τη συμβατική φορά. Αυτό συμβαίνει και για την αρνητική ημιπερίοδο αφού υπάρχει και μια άλλη δίοδος κατά την αντίθετη φορά.

Ένα τυπικό σήμα κιθάρας αναμένεται γύρω στα 30-100mV όπως είπαμε πιο πάνω, για τους περισσότερους μαγνήτες όταν οι χορδές δονούνται. Για αυτά τα σήματα και ειδικά στις χαμηλές νότες με το ρυθμιστή drive κλειστό, το σήμα στην έξοδο είναι αρκετά πιστό όπως στην είσοδο, καθώς είναι δύσκολο να περάσει από τις διόδους ψαλιδισμού.

Με το ρυθμιστή drive εντελώς ανοιχτό ακόμη και ένα σήμα 30mV στην είσοδο, μπορεί να ενισχυθεί στα 3Volts αν δε περάσει από τις διόδους. Έτσι υπάρχει αρκετό gain για να προκαλέσουμε παραμόρφωση σε κάθε ηλεκτρική κιθάρα. Η επίδραση του 51 pF πυκνωτή, είναι περισσότερο αισθητή στις υψηλές συχνότητες, όταν ο ρυθμιστής drive είναι προς τη μέγιστη θέση. Η εμπέδηση του

πυκνωτή χαμηλώνει καθώς αυξάνεται η συχνότητα. Έτσι αρχίζει να πέφτει το gain του τμήματος όταν η εμπέδηση του πυκνωτή γίνει ίση με την αντίσταση $51k+R_{drive}$. Μ' αυτό τον τρόπο αποφεύγονται να παραχθούν αρμονικές σε πολύ υψηλές συχνότητες που θα είναι ενοχλητικές.

Για να κατανοήσουμε καλύτερα τη λειτουργία του πυκνωτή σε συνδυασμό με τις αντιστάσεις, ας παραλείψουμε και πάλι για λίγο τις διόδους και τον πυκνωτή $0,047\mu F$. Θεωρούμε πως βάζουμε στην είσοδο του τμήματος αυτού δύο διαφορετικές συχνότητες 100Hz και 10000Hz . Τη μια φορά έχουμε το ποτενσιόμετρο $drive$ στη μέγιστη θέση όπου η αντίσταση του θα είναι $500k\Omega$ και την άλλη κάπου στη μέση με αντίσταση $250k\Omega$. Σύμφωνα με τη σχέση 3-24 για την εμπέδηση του πυκνωτή έχουμε τα εξής αποτελέσματα:

α) Για τα 100 Hz $31,22\text{ M}\Omega$

β) Για τα 10000 Hz $312,2\text{ k}\Omega$

Ο παραλληλισμός του πυκνωτή με τις αντιστάσεις, στην περίπτωση με το ποτενσιόμετρο στη μέγιστη θέση μας δίνει τα εξής αποτελέσματα σύμφωνα με τη σχέση 3-13

α) Για τα 100 Hz $550,9\text{ K}\Omega$

β) Για τα 10000 Hz $271,6\text{ k}\Omega$

Ο παραλληλισμός του πυκνωτή με τις αντιστάσεις, στην περίπτωση με το ποτενσιόμετρο στη μέση θέση μας δίνει τα εξής αποτελέσματα

α) Για τα 100 Hz $300,9\text{ K}\Omega$

β) Για τα 10000 Hz $216,7\text{ k}\Omega$

Σύμφωνα με τη σχέση 3-23 μπορούμε να υπολογίσουμε το κέρδος gain στην περίπτωση με το ποτενσιόμετρο στη μέγιστη θέση.

α) Για τα 100 Hz 118 41dB

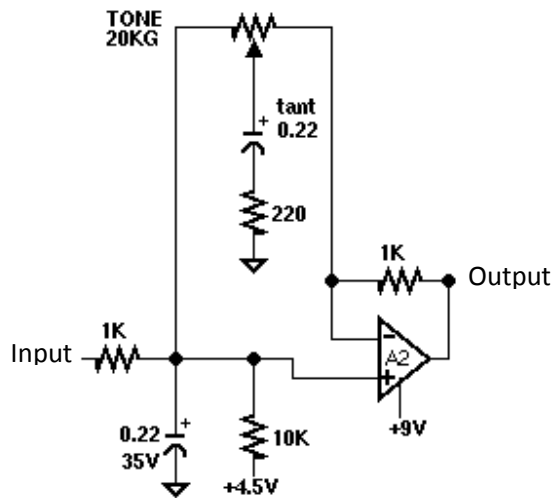
β) Για τα 10000 Hz 58 35dB

Με το ποτενσιόμετρο στη μέση θέση, το κέρδος gain θα είναι

- α) Για τα 100 Hz 65 36 dB
 β) Για τα 10000 Hz 47 33 dB

Από τις τιμές πάνω κατανοούμε το πώς επιδρά ο πυκνωτής στις διάφορες συχνότητες και τις μεταβολές του ποτενσιόμετρου drive.

3.5 Τρίτη βαθμίδα - Κύκλωμα συχνοτικού ελέγχου (ή ελέγχου τόνου)

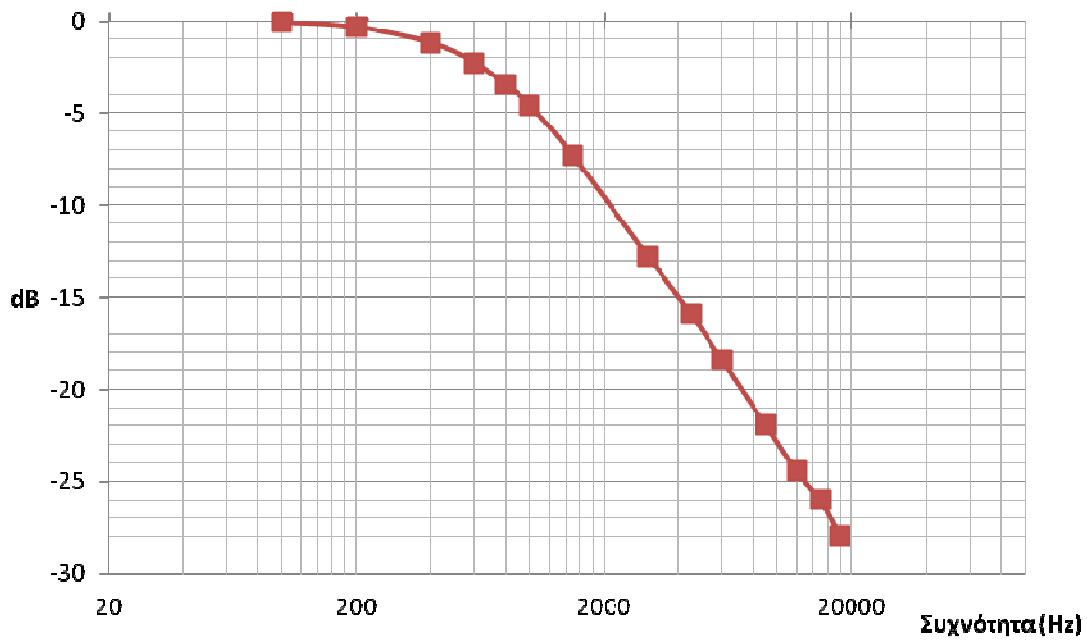


Σχήμα 13: Βαθμίδα ελέγχου τόνου

Στο σχήμα 13 φαίνεται το κύκλωμα ελέγχου τόνου “tone control”. Στην είσοδο του κυκλώματος βλέπουμε πως υπάρχει μια αντίσταση 1kΩ και ακολουθεί ένας πυκνωτής 0,22μF που οδηγείται στη γείωση. Αυτό είναι ένα απλό χαμηλοπερατό φίλτρο αντίστασης πυκνωτή RC. Μπορούμε να υπολογίσουμε τη συχνότητα αποκοπής (cut-off frequency) σύμφωνα με τη σχέση 3-20 και είναι 723 Hz. Γι αυτή τη συχνότητα το σήμα έχει πέσει 3 dB σε σχέση με αυτό στην είσοδο της βαθμίδας και από αυτό το σημείο αρχίζει η δράση του φίλτρου. Σύμφωνα με τη σχέση 3-19 μπορούμε να υπολογίσουμε τη δράση του φίλτρου για διάφορες συχνότητες.

Συχνότητα (Hz)	Έξοδος V out (mV)	dB
100	99	-0,09
200	96	-0,35
400	87	-1,21
600	77	-2,27
800	67	-3,47
1000	59	-4,58
1500	43	-7,33
3000	23	-12,76
4500	16	-15,91
6000	12	-18,41
9000	8	-21,93
12000	6	-24,43
15000	5	-26,02
18000	4	-27,95

Πίνακας 1



Γράφημα 1

Στον πίνακα 1 φαίνονται τα αποτελέσματα των υπολογισμών για τη δράση του φίλτρου στις διάφορες συχνότητες, για σήμα 100 mV στην είσοδο της βαθμίδας.

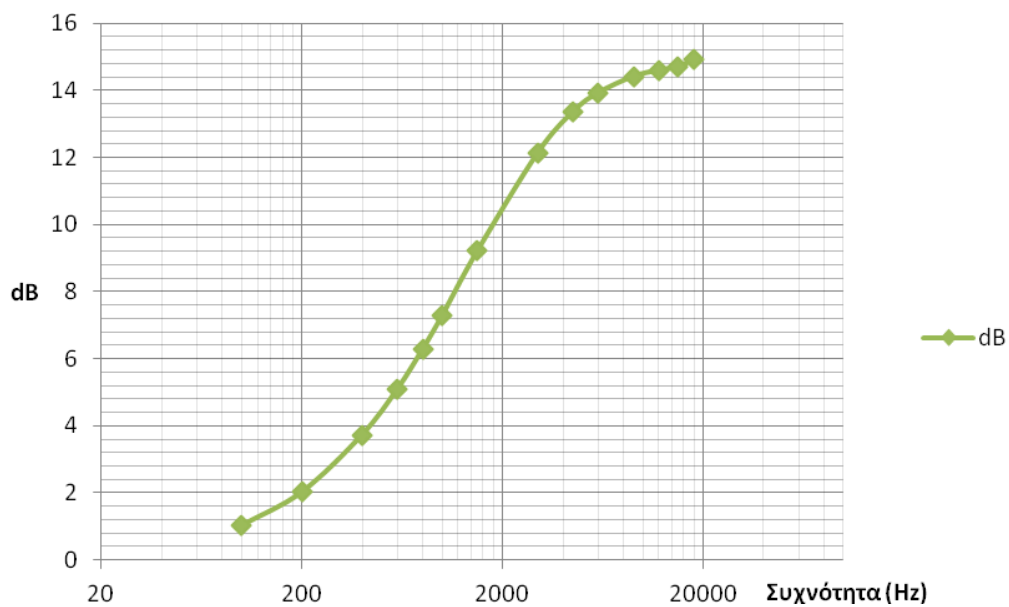
Μετά από αυτό το κύκλωμα RC, το σήμα οδηγείται στο ενεργό κύκλωμα ρύθμισης τόνου. Υπάρχει ένα ποτενσιόμετρο συνδεδεμένο μεταξύ της μη αναστρέφουσας και αναστρέφουσας εισόδου του δεύτερου τελεστικού ενισχυτή. Υπάρχει άλλο ένα κύκλωμα RC σε σειρά με το μεσαίο ακροδέκτη του ποτενσιόμετρου που οδηγείται στη γείωση. Σε συχνότητες πάνω από το σημείο όπου η χωρητική αντίσταση είναι μικρότερη από τα 220 Ωm, που σύμφωνα με τη σχέση 3-12 αυτό γίνεται από τα 3,2kHz και πάνω το κύκλωμα είναι σα να υπάρχει μόνο η αντίσταση 220 Ωm. Σε συχνότητες κάτω από αυτό το σημείο η αντίσταση του πυκνωτή γίνεται μεγαλύτερη όσο οι συχνότητες χαμηλώνουν μέχρι σε κάποιο σημείο όπου η αντίσταση του πυκνωτή είναι συγκρίσιμη με όλη την αντίσταση του ποτενσιόμετρου 20kΩ, αυτό συμβαίνει στα 36 Hz.

Είναι ευκολότερο να δούμε τη λειτουργία του ρυθμιστή συχνοτήτων αν μελετήσουμε τα δύο του άκρα. Όταν η ρύθμιση είναι τέρμα αριστερά, ο πυκνωτής διακλαδώνει τις συχνότητες πάνω από τα 3,2 kHz στη γείωση. Όταν είναι τέρμα δεξιά ο πυκνωτής ανατροφοδοτεί συχνότητες πάνω από τα 3,2 kHz. Αυτό σημαίνει πως στη πρώτη περίπτωση το σήμα υπόκειται σε υποβιβασμό πάνω από τα 3,2 kHz και στη δεύτερη περίπτωση το σήμα ενισχύεται πάνω από τα 3,2 kHz. Να σημειώσουμε πως η ενίσχυση στην ουσία αναπληρώνει το χαμένο σήμα από την εξασθένιση του κυκλώματος RC 1k και 0,22μF. Έτσι οι πρίμες συχνότητες δεν συνεχίζουν να είναι κομμένες.

Ας δούμε λοιπόν πως προκαλεί ενίσχυση σε διάφορες συχνότητες το ενεργό τμήμα του ρυθμιστή τόνου. Σύμφωνα με τη σχέση 3-24 για τη χωρητική αντίσταση του πυκνωτή, τη σχέση 3-10 για την εμπέδηση αντίσταση-πυκνωτή σε σειρά και σύμφωνα με τη σχέση 3-21 για το κέρδος κλειστού βρόχου του τελεστικού ενισχυτή, σχηματίζουμε τον παρακάτω πίνακα για είσοδο 80mV.

Συχνότητα (Hz)	Εμπέδηση RC	Έξοδος V out (mV)	dB
100	7240	90	1,02
200	3624	101	2,02
400	1822	123	3,73
600	1226	145	5,1
800	930	165	6,28
1000	756	185	7,28
1500	529	231	9,21
3000	326	324	12,14
4500	272	373	13,37
6000	251	398	13,93
9000	234	421	14,42
12000	228	430	14,60
15000	225	435	14,71
18000	223	446	14,92

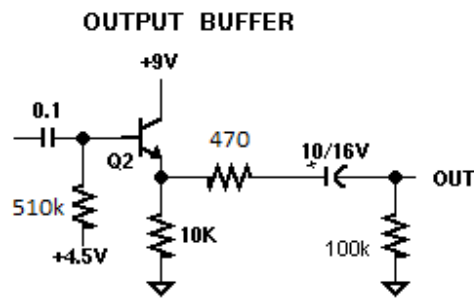
Πίνακας 2



Γράφημα 2

3.6 Βαθμίδα εξόδου

Στη βαθμίδα εξόδου έχουμε όπως και στη βαθμίδα εισόδου το τρανζίστορ BC549 σε συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη για την προσαρμογή του κυκλώματος με την επόμενη βαθμίδα που πιθανόν να είναι ενισχυτής κιθάρας ή κάποιο κανάλι κονσόλας μίξης. Παρακάτω στο σχήμα 14 φαίνεται το κύκλωμα.



Σχήμα 14: Βαθμίδα εξόδου

3.6.1 DC ανάλυση

Για την ανάλυση των ρευμάτων και των τάσεων έχουμε τα ίδια αποτελέσματα με αυτά της βαθμίδας εισόδου, αφού ο πυκνωτής 10μF δεν αφήνει το συνεχές ρεύμα να περάσει κι έτσι οι αντιστάσεις 100k και 470Ωμ δεν επεμβαίνουν.

$$I_B = 1,12 \mu\text{A}$$

$$V_B = 3,97\text{V}$$

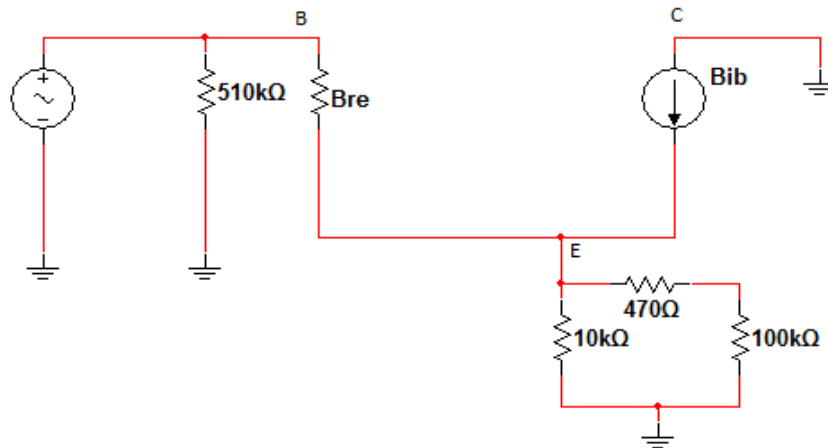
$$V_E = 3,27\text{V}$$

$$I_E = 0,32 \text{ mA}$$

$$I_E \cong I_C$$

3.6.2 AC ανάλυση

Στο σχήμα 15 φαίνεται το AC ισοδύναμο για τη βαθμίδα εξόδου.



Σχήμα 15: AC ισοδύναμο για τη βαθμίδα εξόδου

$$r_e = \frac{25 \text{ mV}}{0,33 \text{ mA}} = 75 \Omega$$

$$Z_{in(base)} = \beta(R_L + r_e)$$

$$R_L = (10k + 0,47k) // 100k = 9,47k$$

$$Z_{in(base)} = 300(9470 + 75) = 2,841M + 0,022M = 2,863M$$

$$Z_{in} = 510k // Z_{in(base)} = 2,863 // 0,51 = 433k$$

$$r_o = r_e + \frac{510k}{\beta}$$

$$r_o = 75 + \frac{510000}{300} = 1775 \Omega$$

$$Z_{out} = r_o // 10k + 470 // 100k = 1495 \Omega$$

$$A = \frac{R_L}{R_L + r_e} = 0,9921$$

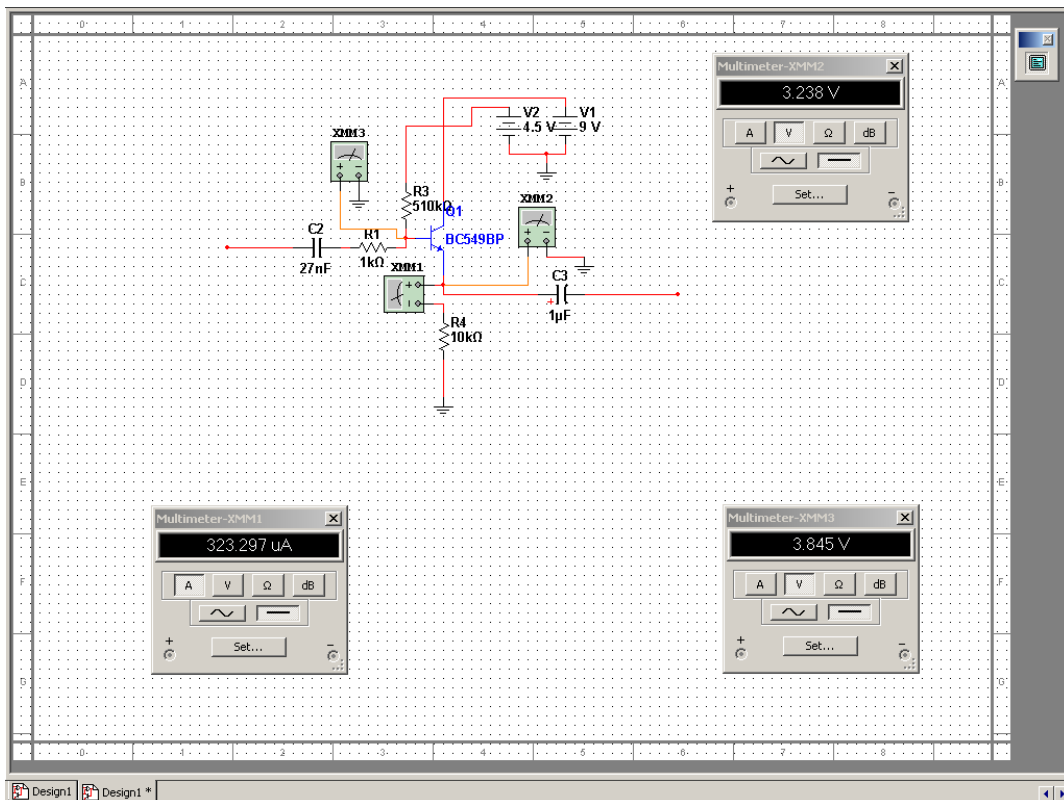
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Εξομοίωση του κυκλώματος στο λογισμικό Multisim

Το Multisim είναι ένα πρόγραμμα σχεδίασης και προσομοίωσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Δημιουργήθηκε αρχικά από μια εταιρεία που ονομάζεται Electronics Workbench και αποτελεί πλέον τμήμα της National Instruments. Επίσης περιλαμβάνει προσομοίωση μικροελεγκτή (γνωστή ως Multi MCU) καθώς και ολοκληρωμένη εισαγωγή και εξαγωγή χαρακτηριστικών των εξαρτημάτων.

Κατόπιν της θεωρητικής μελέτης σχεδιάσαμε και είδαμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για κάθε βαθμίδα χωριστά. Χρησιμοποιήσαμε την έκδοση 10.

4.1 Σχεδίαση και προσομοίωση της βαθμίδας εισόδου



Σχήμα 16: Μετρήσεις για τον έλεγχο λειτουργίας χωρίς σήμα εισόδου

Χωρίς σήμα εισόδου φαίνονται πάνω (σχήμα 16) οι μετρήσεις σε προσομοίωση για το δυναμικό στη βάση και στον εκπομπό, καθώς και το ρεύμα που διαρρέει τον εκπομπό.

XMM1 τάση βάσης 3,845 Volts

XMM2 τάση εκπομπού 3,238 Volts

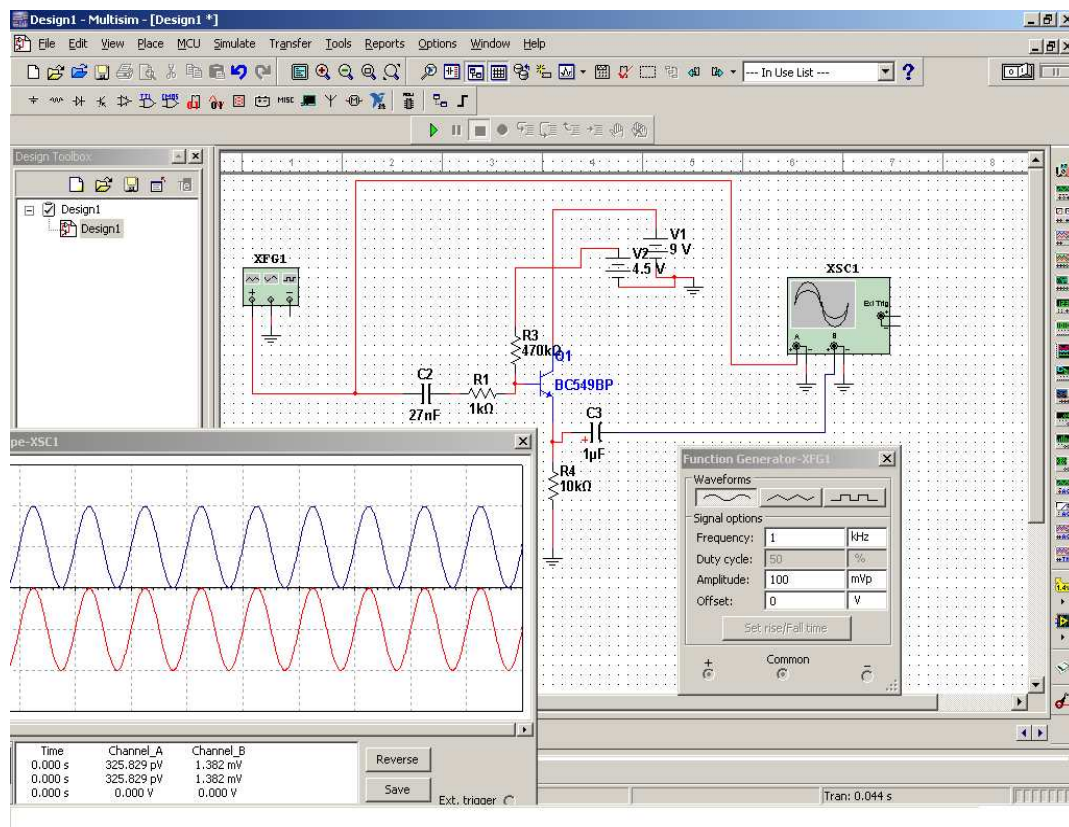
XMM3 ρεύμα εκπομπού 323 μ A

Παρατηρούμε πως οι τιμές στην προσομοίωση είναι αρκετά κοντά με αυτές που υπολογίσαμε,

τάση βάσης 3,95 Volts

τάση εκπομπού 3,25 Volts

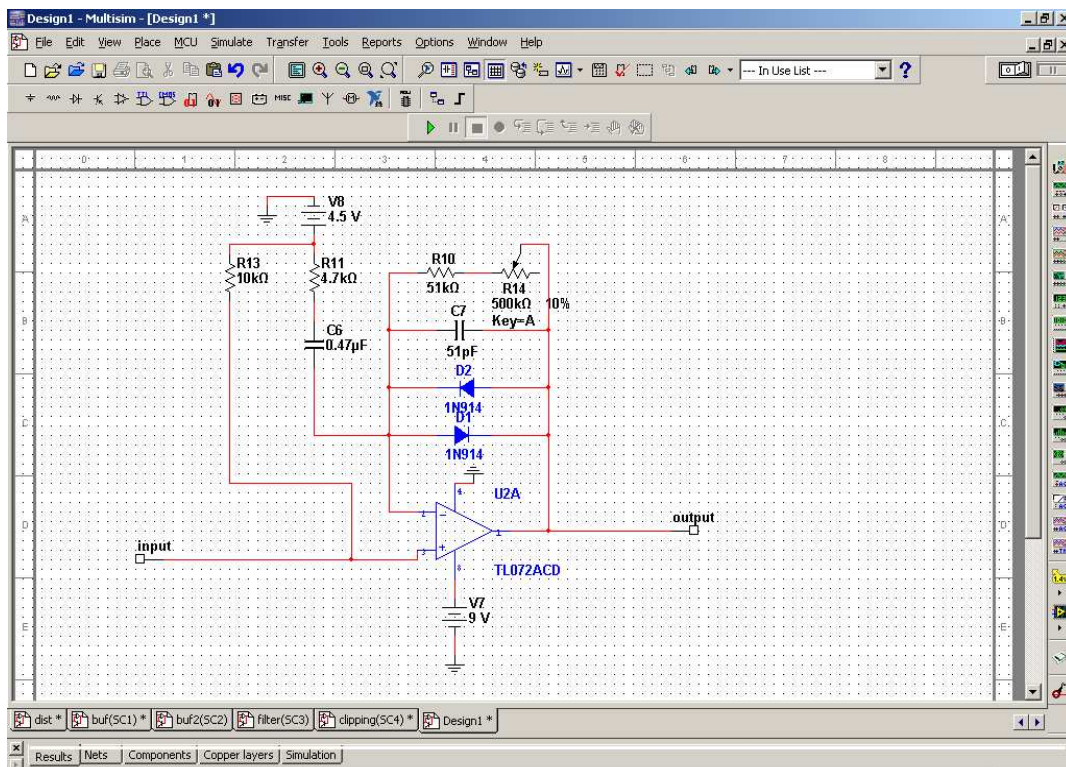
ρεύμα εκπομπού 0,32 mA ή 320 μ A



Σχήμα 17: Κυματομορφές εισόδου(κόκκινο) εξόδου (μπλε) για τη βαθμίδα εισόδου

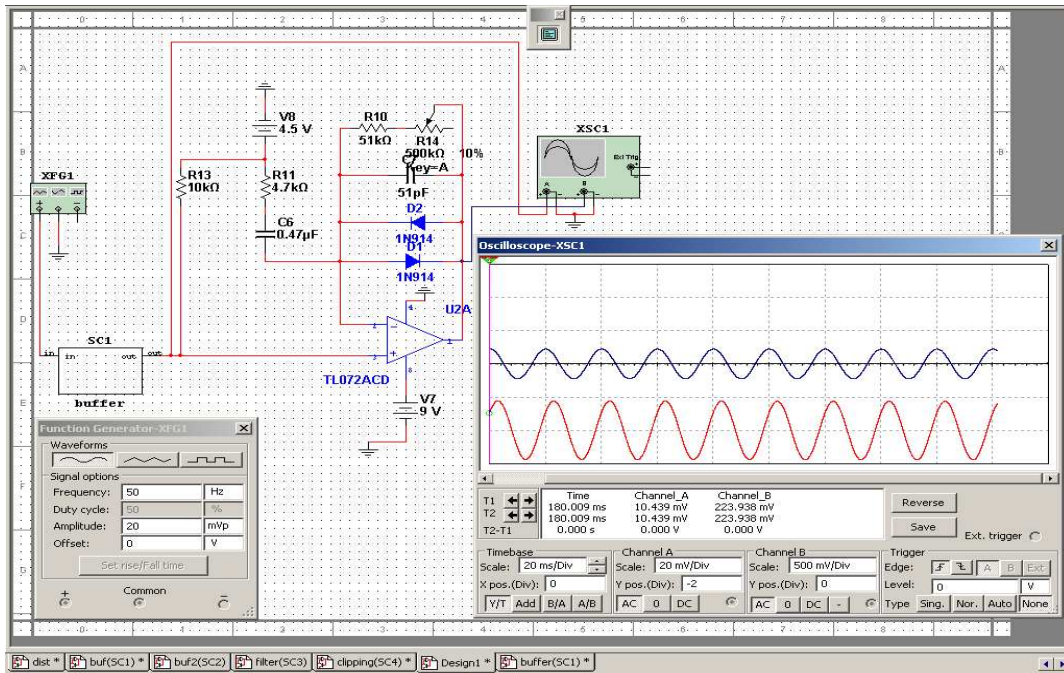
Μέσω της γεννήτριας στον προσομοιωτή, βάλαμε σήμα στην είσοδο της βαθμίδας ημίτονο 1kHz 100mV. Στον παλμογράφο του εξομοιωτή βλέπουμε το σήμα εισόδου (η κυματομορφή με κόκκινο χρώμα) και εξόδου (η κυματομορφή με μπλε χρώμα). Παρατηρούμε (στο σχήμα 17) πως το σήμα εξόδου δεν έχει εξασθενήσει ή ενισχυθεί και δεν υπάρχει διαφορά φάσης σε σχέση με το σήμα εισόδου.

4.2 Σχεδίαση και προσομοίωση της βαθμίδας ψαλιδισμού

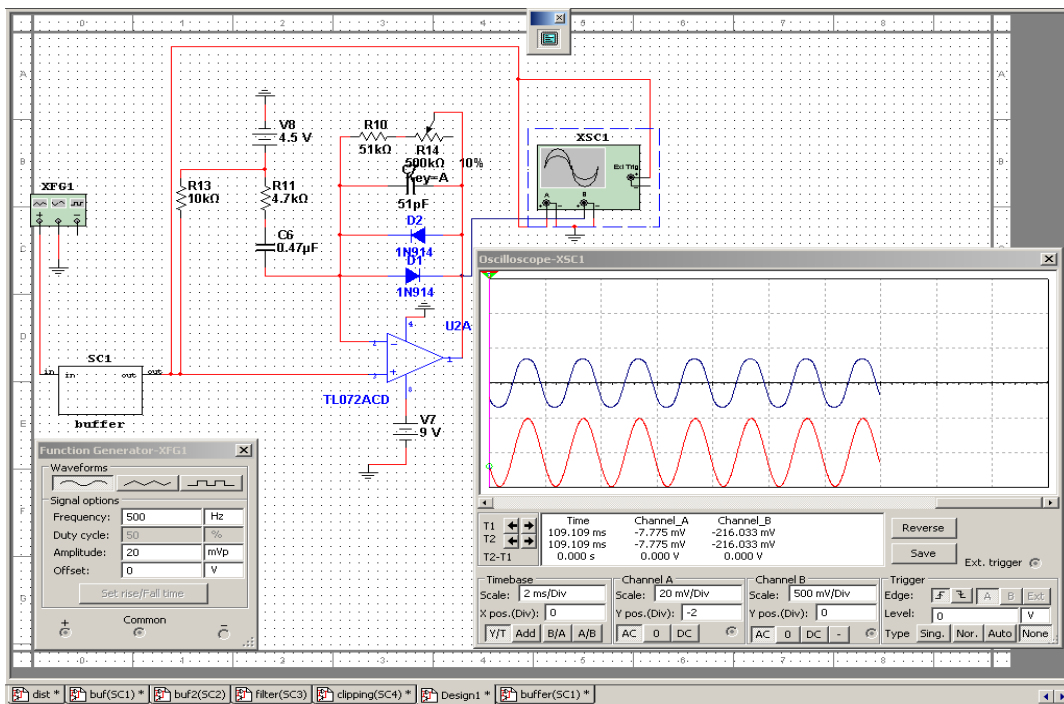


Σχήμα 18: Το κύκλωμα της βαθμίδας ψαλιδισμού σχεδιασμένο στη Multisim

Στο σχήμα 18 φαίνεται το κύκλωμα της βαθμίδας ψαλιδισμού όπως το σχεδιάσαμε στο Multisim.

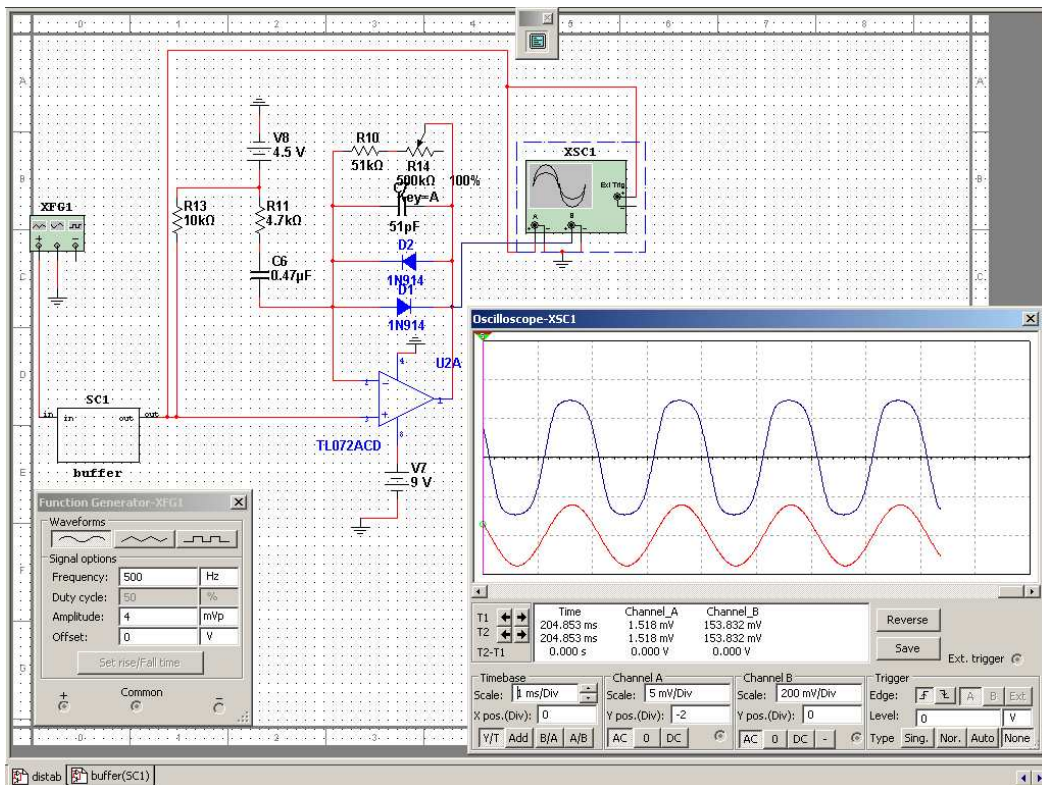


Σχήμα 19: Το κύκλωμα ψαλιδισμού με σήμα 20mV 50Hz στην είσοδο

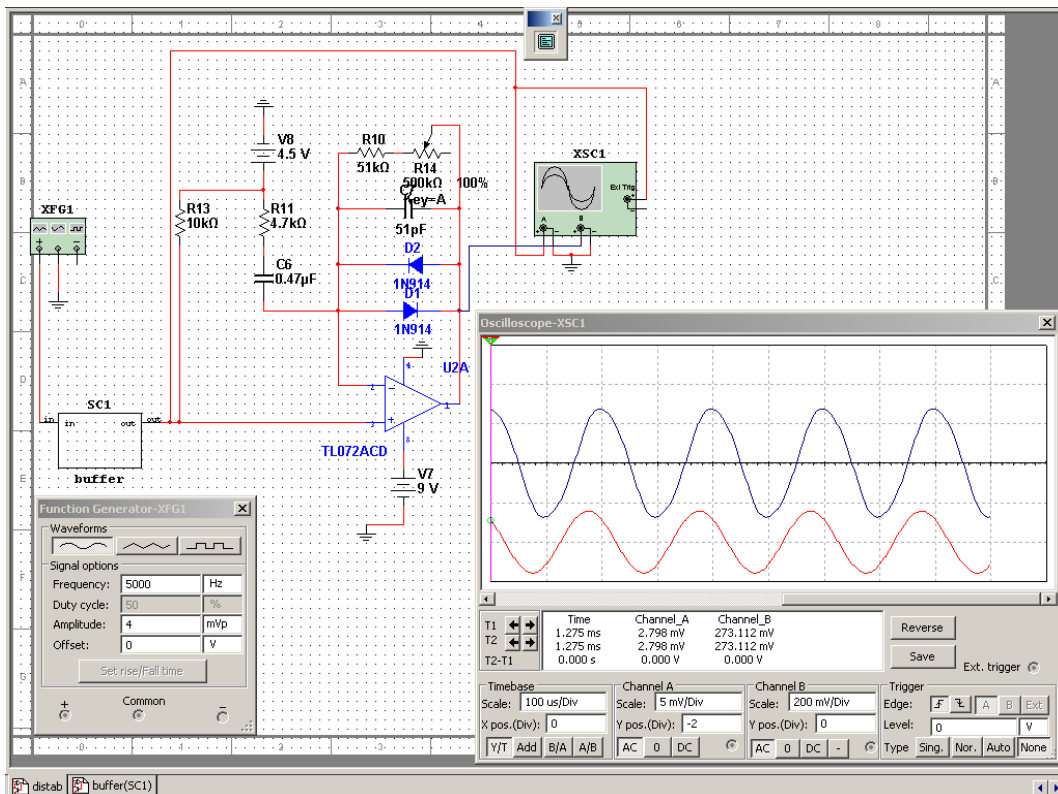


Σχήμα 20: Το κύκλωμα ψαλιδισμού με σήμα 20mV 500Hz στην είσοδο

Στα σχήματα 19 και 20 χρησιμοποιήσαμε το κύκλωμα “buffer” στην είσοδο του κυκλώματος ψαλιδισμού, για την πλήρη φόρτιση της βαθμίδας από το σήμα της γεννήτριας. Με ρυθμίσεις στη γεννήτρια (20mV) και στο ποτενσιόμετρο gain (10%) στα όρια ψαλιδισμού, στο σχήμα 19 παρατηρούμε πως το σήμα μένει απαραμόρφωτο και στην έξοδο του συνεχίζει να είναι ημίτονο. Στο σχήμα 20 παρατηρούμε πως αλλάζοντας μόνο τη συχνότητα στη γεννήτρια από 50 Hz σε 500 Hz το σήμα έχει ενισχυθεί περισσότερο στην έξοδό του και έχει υποστεί παραμόρφωση. Σ αυτό οφείλεται η επίδραση του φίλτρου που απαρτίζουν η 4,7kΩ αντίσταση με τον 0,47 μF πυκνωτή.



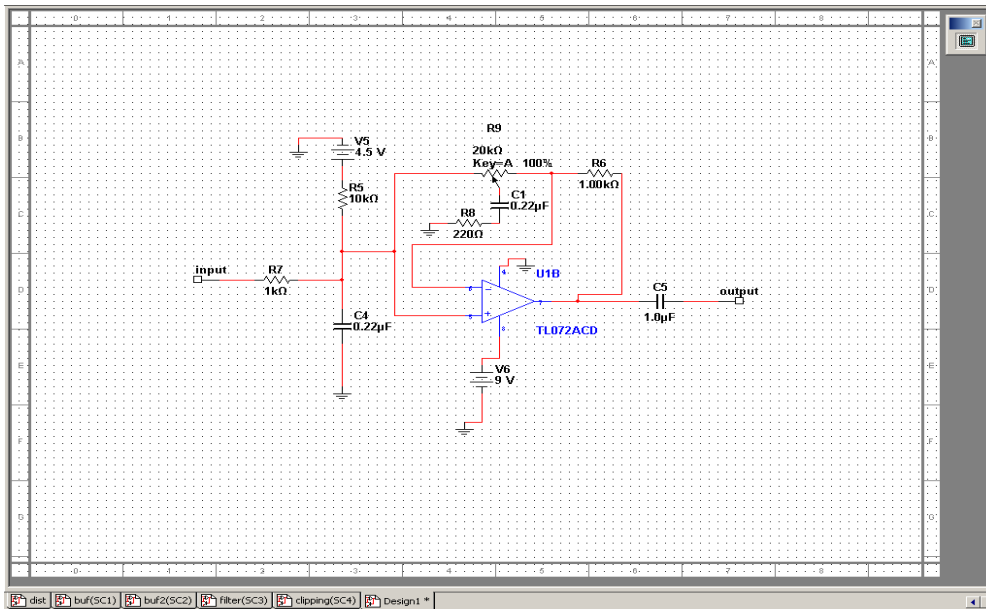
Σχήμα 21: Το κύκλωμα ψαλιδισμού με σήμα 4mV 500Hz στην είσοδο



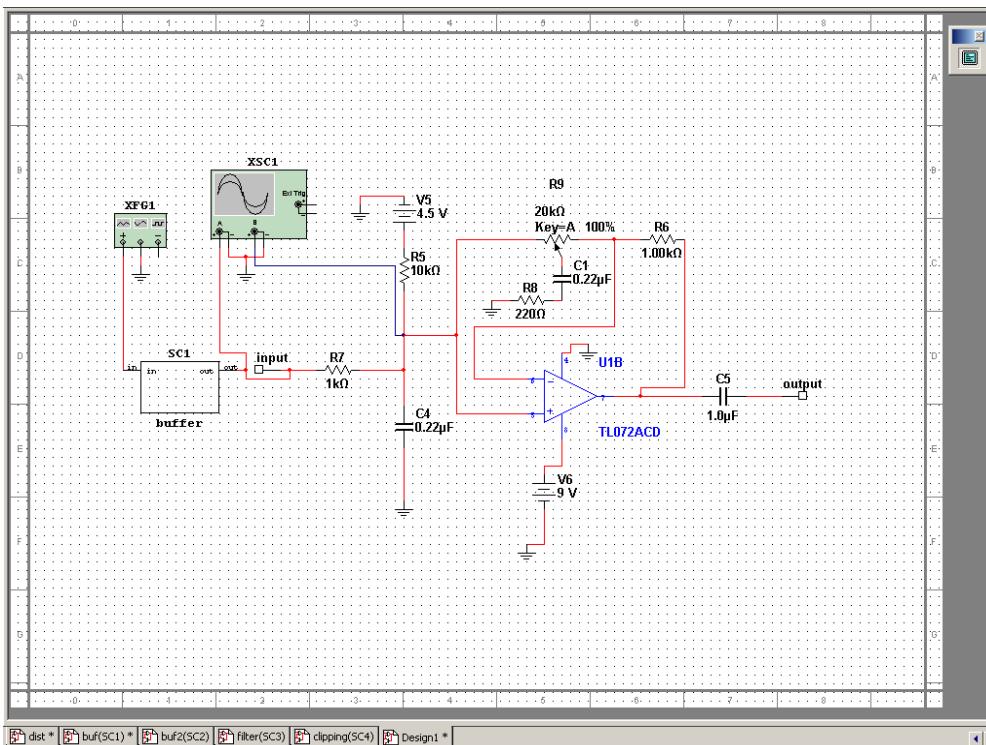
Σχήμα 22: Το κύκλωμα ψαλιδισμού με σήμα 4mV 5000Hz στην είσοδο

Βλέποντας τα σχήματα 21 και 22 παρατηρούμε πως δρα ο πυκνωτής 51pF. Στο σχήμα 21 στη γεννήτρια έχουμε ρυθμίσει το σήμα στα 500 Hz και το σήμα στην έξοδο παρουσιάζεται παραμορφωμένο, καθώς ένα μεγάλο ποσοστό του σήματος περνά από τις διόδους ψαλιδισμού και το υπόλοιπο από τον πυκνωτή. Στο σχήμα 22 με τη γεννήτρια ρυθμισμένη στα 5000Hz, η αντίσταση του πυκνωτή είναι πολύ μικρότερη από αυτή των διόδων και το μεγαλύτερο ποσοστό του σήματος περνά από αυτόν. Το σήμα στην έξοδο παρουσιάζεται σχεδόν απαραμόρφωτο.

4.3 Σχεδίαση και προσομοίωση της βαθμίδας ρύθμισης τόνου



Σχήμα 23: Το κύκλωμα της βαθμίδας ρύθμισης τόνου σχεδιασμένο στο Multisim

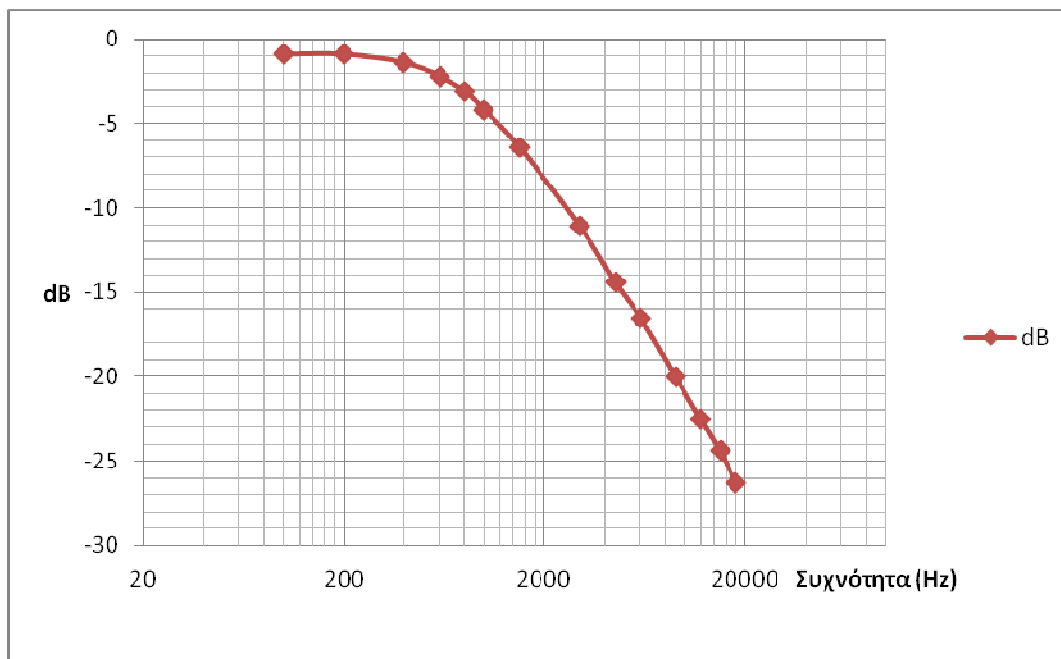


Σχήμα 24: Συνδεσμολογία παλμογράφου και γεννήτριας στο κύκλωμα για τη μέτρηση του φίλτρου

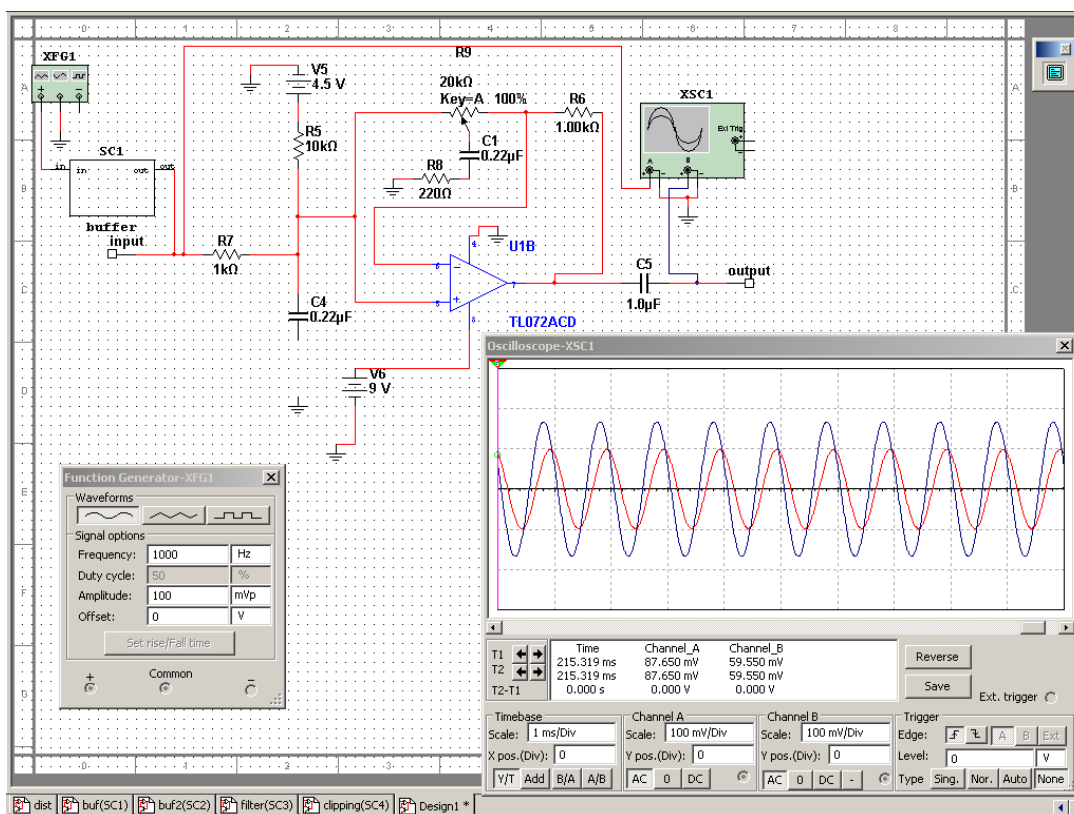
Στο σχήμα 23 φαίνεται το κύκλωμα ρύθμισης τόνου σχεδιασμένο στον εξομοιωτή της Multisim. Στο σχήμα 24 συνδέσαμε και πάλι τον απομονωτή για την πλήρη φόρτωση της βαθμίδας από το σήμα της γεννήτριας. Στο ένα κανάλι του παλμογράφου συνδέσαμε το σήμα που εισέρχεται στη βαθμίδα και στο άλλο το σήμα που φορτώνεται από τη μη αναστρέφωμ είσοδο, μετά την επίδραση δηλαδή του φίλτρου με την αντίσταση 1kΩ και 0,22μF. Μετρήσαμε τα σήματα για αρκετές συχνότητες στον εξομοιωτή με σταθερό πλάτος 100 mV(p-p) στην είσοδο και πήραμε τα παρακάτω αποτελέσματα.

Συχνότητα (Hz)	Έξοδος V out (mV)	dB
100	90,0	-0,9
200	90,0	-0,9
400	85,0	-1,4
600	78,0	-2,2
800	70,0	-3,1
1000	62,0	-4,2
1500	48,0	-6,4
3000	28,0	-11,1
4500	19,0	-14,4
6000	15,0	-16,5
9000	10,0	-20,0
12000	7,5	-22,5
15000	6,0	-24,4
18000	4,8	-26,3

Πίνακας 3



Γράφημα 3

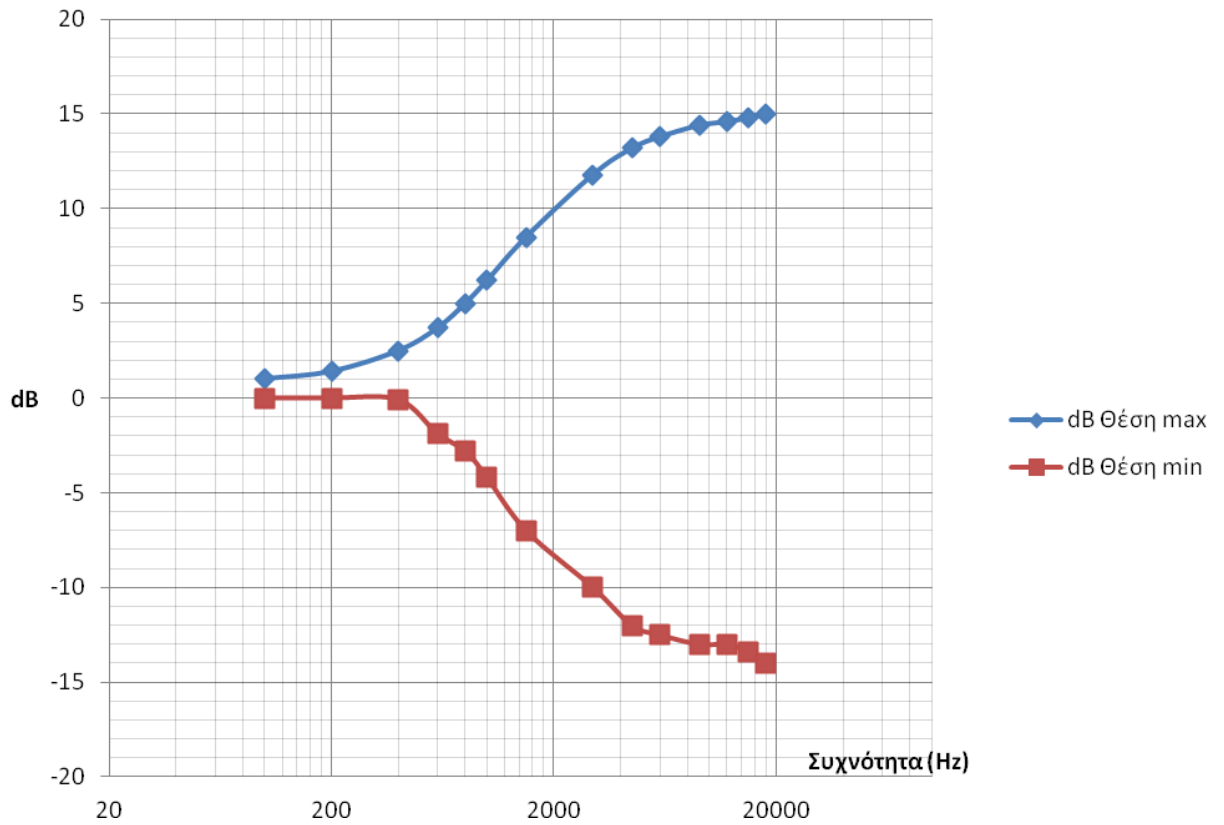


Σχήμα 25: Συνδεσμολογία για τη μέτρηση της ενίσχυσης της βαθμίδας ελέγχου τόνου

Στο σχήμα 25, αποσυνδέσαμε τον πυκνωτή από τη γείωση ώστε το Βαθυπερατό φίλτρο να μην λειτουργεί, και έτσι να πάρουμε μετρήσεις ώστε να δούμε τη δράση του ενεργού μέρους με τον Τ.Ε, σε θέσεις minimum και maximum στο ποτενσιόμετρο. Από τη γεννήτρια φορτώσαμε σήματα στο κύκλωμα με σταθερό πλάτος 80 mV σε διάφορες συχνότητες. Τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 4.

Συχνότητα Hz	Θέση max V out	Θέση min V out	dB για θέση max	dB για θέση min
100	90	80	1,0	0
200	94	80	1,4	0
400	107	79	2,5	-0,1
600	123	64	3,7	-1,9
800	143	58	5,0	-2,8
1000	165	49	6,2	-4,2
1500	215	36	8,5	-7,0
3000	312	24	11,8	-10,0
4500	369	20	13,2	-12,0
6000	395	19	13,8	-12,5
9000	423	18	14,4	-13,0
12000	431	18	14,6	-13,0
15000	440	17	14,8	-13,4
18000	450	16	15,0	-14,0

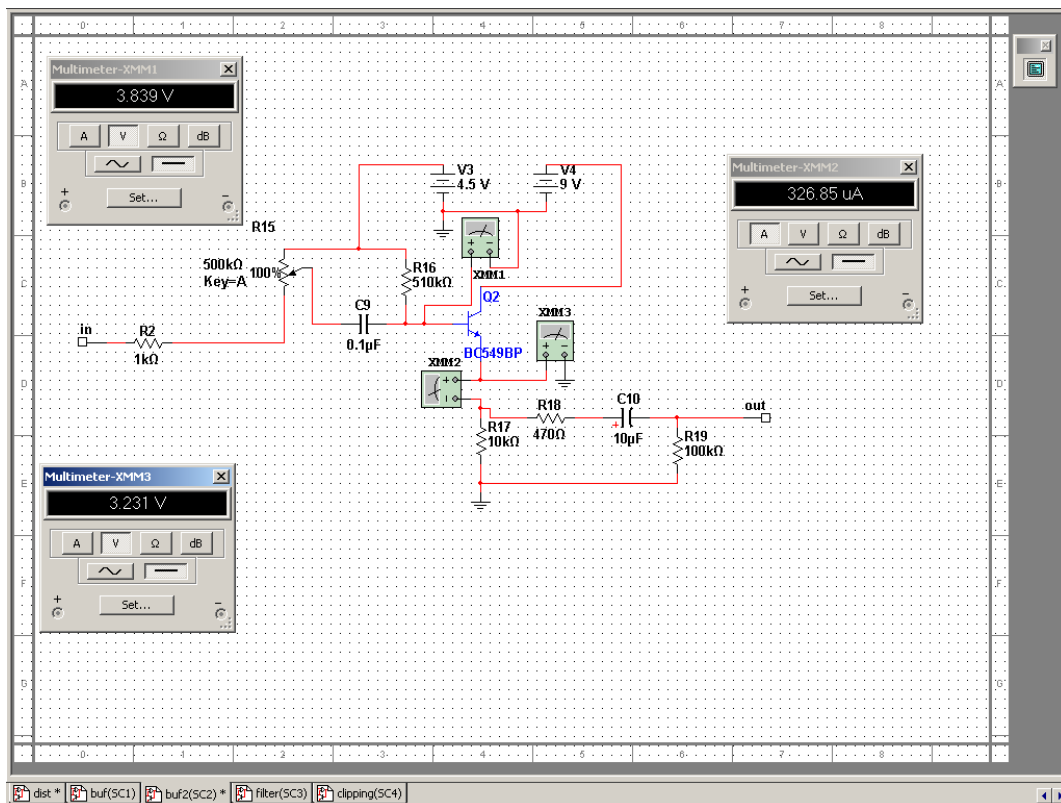
Πίνακας 4



Γράφημα 4

Συγκρίνοντας τους θεωρητικούς υπολογισμούς του πίνακα 1 και 2, με τις μετρήσεις στον εξομοιωτή του πίνακα 3 και 4 παρατηρούμε πως υπάρχουν μικρές διαφορές. Αυτό μας αποδεικνύει την εγκυρότητα λειτουργίας του κυκλώματος.

4.4 Σχεδίαση και προσομοίωση της βαθμίδας εξόδου



Σχήμα 26: Μετρήσεις για τον έλεγχο λειτουργίας χωρίς σήμα εισόδου

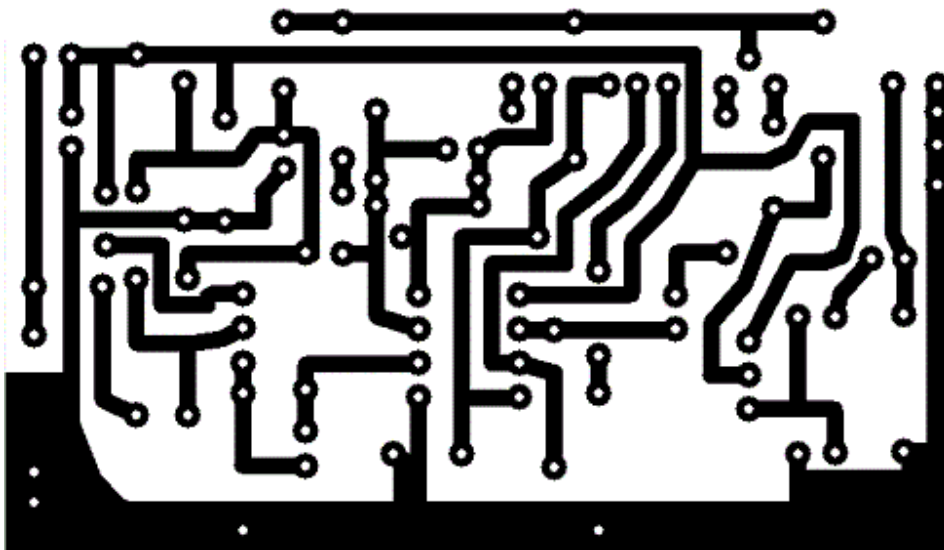
Οι τιμές των μετρήσεων στην προσομοίωση είναι σύμφωνες με αυτές που υπολογίσαμε στη θεωρία.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Υλοποίηση της κατασκευής

5.1 Περιγραφή του τρόπου δημιουργίας της πλακέτας του κυκλώματος

Εφόσον το κύκλωμα στην προσομοίωση λειτουργεί προχωρήσαμε στην υλοποίηση της πλακέτας. Αρχικά έγινε επιλογή του τρόπου δημιουργίας της. Υπάρχουν τρεις τρόποι για να φτιαχτεί μια πλακέτα. Ο πρώτος είναι με διάτρητη του εμπορίου, ο δεύτερος χρησιμοποιώντας πλακέτα με χαλκό και ο τρίτος με φωτοευαίσθητη επιφάνεια. Επέλεξα τον τρίτο τρόπο γιατί πετυχαίνουμε πολύ καλή ποιότητα και σταθερότητα στο κύκλωμα.



Σχήμα 27: Το PCB που χρησιμοποιήσαμε για τη δημιουργία της πλακέτας.

Τυπώσαμε το PCB του κυκλώματος σε ριζόχαρτο και το τοποθετήσαμε πάνω στην πλακέτα με τη φωτοευαίσθητη επιφάνεια αφού την κόψαμε στο κατάλληλο μέγεθος. Προσαρμόσαμε και ένα κομμάτι γυαλί ώστε να πιέζει το ριζόχαρτο πάνω στη πλακέτα για να μην υπάρχει κενό μεταξύ τους. Στη συνέχεια τα μεταφέραμε στο θάλαμο με υπεριώδη ακτινοβολία.



Σχήμα 28: Συνδεσμολογία των λαμπτήρων υπεριώδους ακτινοβολίας.

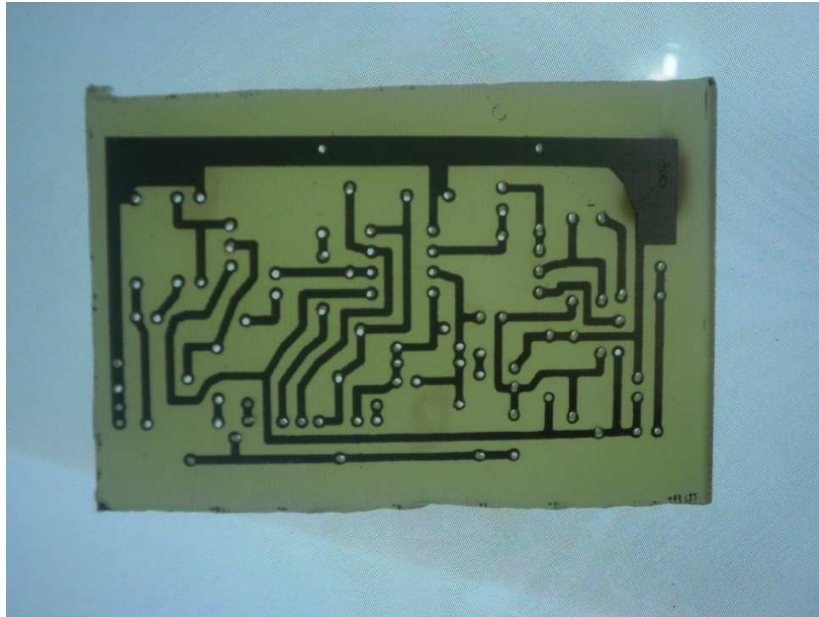


Εικόνα 2: Θάλαμος υπεριώδους ακτινοβολίας

Λόγω του ότι οι λάμπες ήταν μικρής ισχύος χρειάστηκε να αφήσουμε την πλακέτα γύρω στη μία ώρα εκτεθειμένη σε υπεριώδη ακτινοβολία ενώ προτείνεται πολύ λιγότερος χρόνος περίπου στα 15 λεπτά.

Η εμφάνιση του PCB στην πλακέτα έγινε με διάλυμα tuboflo. Διαλύθηκε όλη η φωτοευαίσθητη επιφάνεια που υπόκειται σε υπεριώδη ακτινοβολία και μείναν οι νηρίδες που αποτελούν το κύκλωμα.

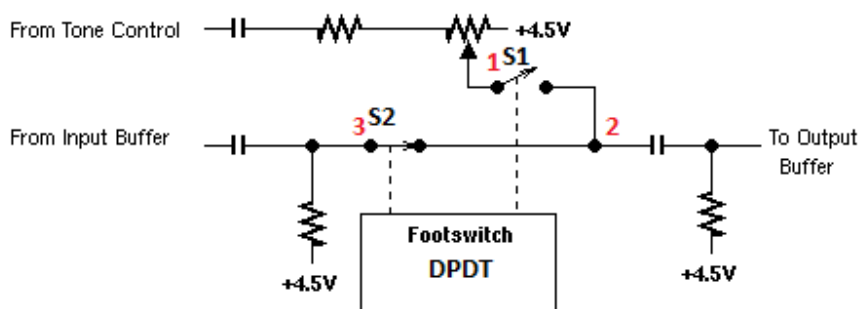
Στη συνέχεια έγινε η αποχάλκωση με διάλυμα υδροχλωρικού οξέος και Peridrol.



Εικόνα 3: Η πλακέτα έτοιμη να τοποθετηθούν τα εξαρτήματα

5.2 Το κύκλωμα Bypass

Με το κύκλωμα αυτό μπορούμε να επιλέξουμε αν το σήμα θα περάσει από τις βαθμίδες ψαλιδισμού και ρύθμισης τόνου ή αν θα περάσει μόνο από τους απομονωτές, δηλαδή το σήμα δε θα υποστεί αλλοίωση. Με αυτό το τρόπο δίνεται η δυνατότητα στο μουσικό που το χρησιμοποιεί να αλλάξει τα ηχοχρώματα με το πάτημα ενός διακόπτη.



Σχήμα 29: Το κύκλωμα Bypass

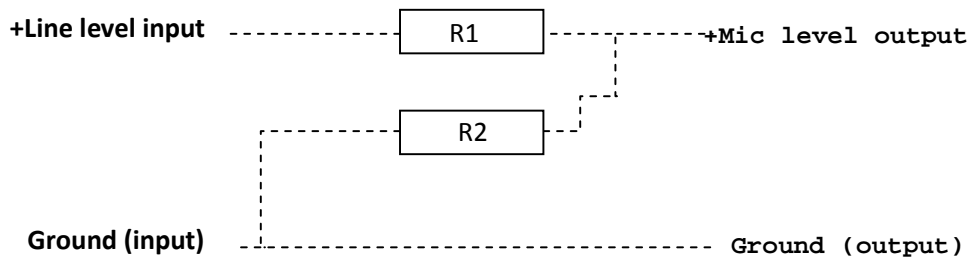


Εικόνα 4: Διακόπτης DPDT

Στο σχήμα 29 φαίνεται το κύκλωμα Bypass. Η λειτουργία του στηρίζεται σε ένα διακόπτη DPDT (εικόνα 4). Ο διακόπτης αυτός είναι τριών επαφών και μας δίδονται δύο επιλογές. Βλέποντας το σχήμα 29 η πρώτη επιλογή είναι η ύπαρξη μιας διαδρομής μεταξύ των επαφών 1 και 2, και μιας δεύτερης διαδρομής μεταξύ των επαφών 2 και 3. Έτσι σχηματίζονται δύο διακόπτες. Ο S1 μεταξύ των επαφών 1-2 και ο S2 μεταξύ των επαφών 2-3. Έτσι, όταν ο διακόπτης S1 είναι κλειστός (βραχυκύκλωμα), το σήμα ακολουθεί τη διαδρομή από όλες τις βαθμίδες (ψαλιδισμού και ρύθμισης τόνου) ενώ ο S2 είναι ανοικτό κύκλωμα. Όταν πατήσουμε τον διακόπτη DPDT, τότε ο S2 κλείνει (γίνεται βραχυκύκλωμα) και το σήμα ακολουθεί τη διαδρομή από την έξοδο του “input buffer” στην είσοδο του “output buffer” παρακάμπτοντας τις βαθμίδες ψαλιδισμού και ρύθμισης τόνου, ενώ ο S1 γίνεται ανοικτό κύκλωμα.

5.3 Κύκλωμα επιλογής για line και Mic σήμα

Τροποποιήσαμε έτσι τη κατασκευή αυτή, ώστε να μη προορίζεται μόνο για σήμα Mic (μικροφωνικό) όπως αυτό ενός κοινού μαγνήτη κιθάρας, αλλά και για line όπως αυτό ενός συνθεσάιζερ.



Σχήμα 30: Εξασθενητής σήματος

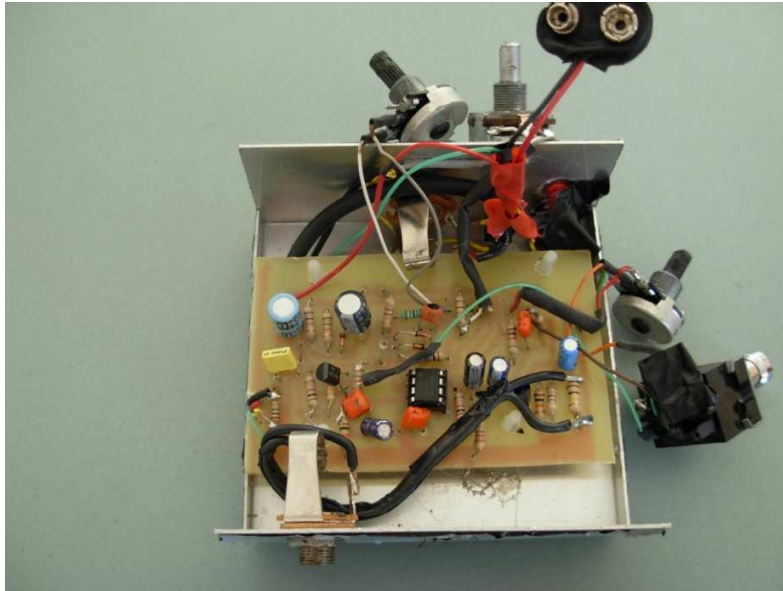
R1 = 10 kohm
R2 = 100 ohm

Εξασθένιση σε dB = $20 * \log_{10} ((R1 + R2) / R2)$

Στο σχήμα 30 βλέπουμε πως μπορούμε να εξασθενίσουμε το Line σήμα διαιρώντας το στην ουσία με τις αντιστάσεις R1 και R2. Σύμφωνα με την παραπάνω σχέση έχουμε εξασθένιση 40 dB, δηλαδή περίπου 100 φορές μικρότερο. Με ένα διακόπτη μπορούμε να παρεμβάλουμε το παραπάνω κύκλωμα στην είσοδο για line σήμα ή να το παρακάμψουμε για Mic σήμα.

5.4 Ολοκλήρωση της κατασκευής

Τοποθετήθηκαν τα ηλεκτρονικά στοιχεία που αποτελούν το κύκλωμα πάνω στην πλακέτα κι έπειτα προσαρμόστηκαν οι διακόπτες και τα ποτενσιόμετρα στο κουτί της κατασκευής.



Εικόνα 5: Τοποθετημένα τα ηλεκτρονικά στοιχεία και η πλακέτα προσαρμοσμένη στο κουτί

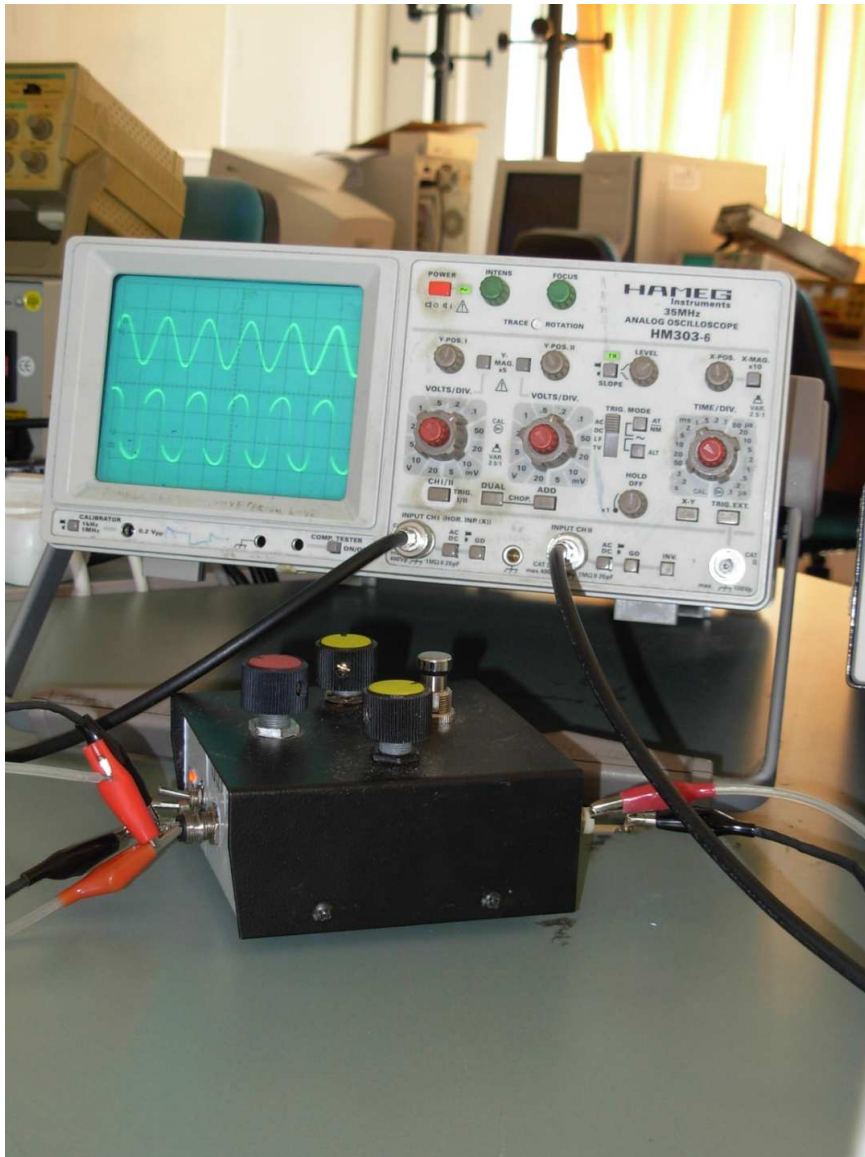


Εικόνα 6: Η κατασκευή έτοιμη

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Πειραματικός έλεγχος ορθής λειτουργίας του κυκλώματος

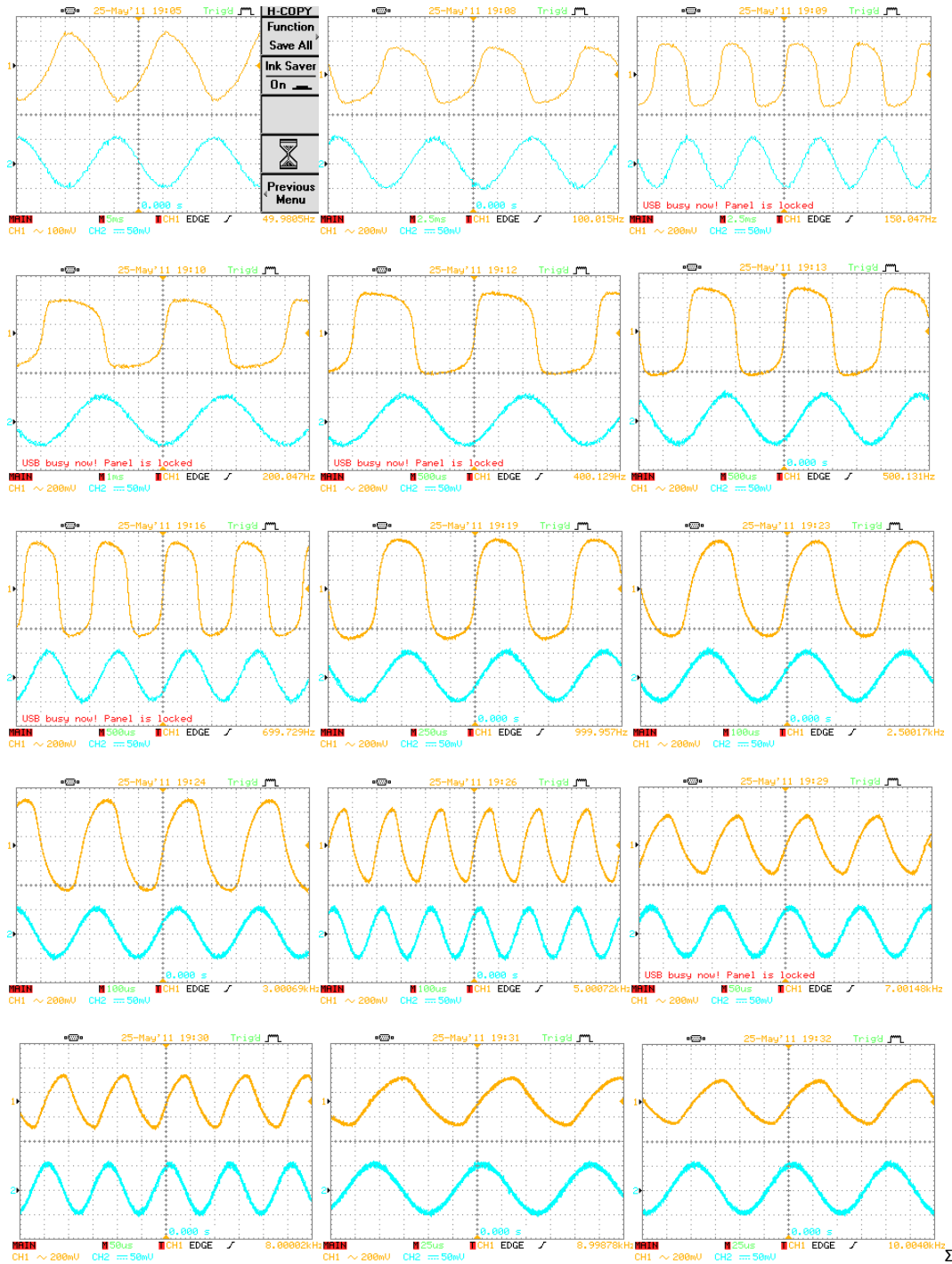
Αφού ολοκληρώθηκε η κατασκευή, το πρώτο βήμα ήταν να δούμε αν η συσκευή δουλεύει, δηλαδή αν παραμορφώνει το σήμα. Συνδέσαμε ένα ημιτονικό σήμα στην είσοδο και είδαμε τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου στον παλμογράφο.



Εικόνα 7: Στον παλμογράφο βλέπουμε την είσοδο και την παραμορφωμένη έξοδο

6.1 Πειραματικός έλεγχος της βαθμίδας ψαλιδισμού

Στη συνέχεια θέτοντας σήμα με σταθερό πλάτος 50 mV στην είσοδο (μπλε κυματομορφή) είδαμε για διάφορες συχνότητες την έξοδο (πορτοκαλί κυματομορφή) στον ψηφιακό παλμογράφο.



χίμα 31: Παραμόρφωση του σήματος για διάφορες συχνότητες με τη θέση των ποτενοσιόμετρων “drive” και “tone” στο maximum.

Επανάλαβαμε τη διαδικασία μεταβάλλοντας μόνο το ποτενσιόμετρο “tone” στη θέση “minimum” ώστε να παρατηρήσουμε το πώς μεταβάλλεται η κυματομορφή στην έξοδο.



Σχήμα 32: Παραμόρφωση του σήματος για διάφορες συχνότητες με τη θέση του ποτενσιομέτρου “drive” στο maximum και “tone” στο “minimum”.

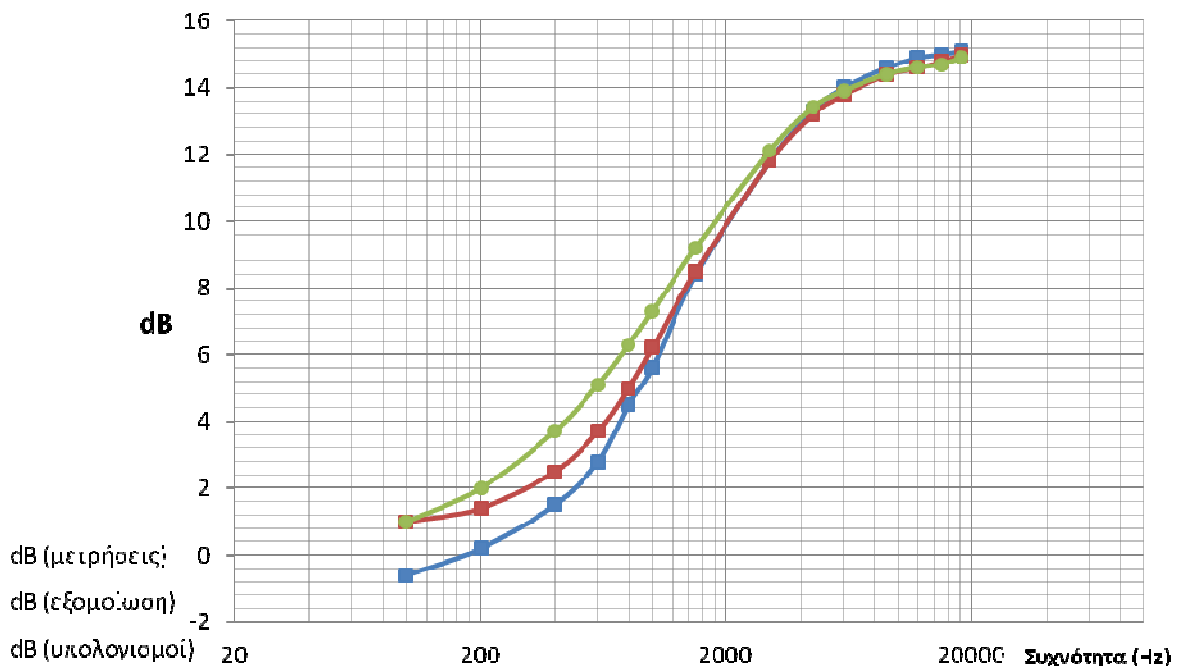
Από τα παραπάνω σχήματα επιβεβαιώνεται η θεωρητική ανάλυση, όσον αφορά το ποσοστό του σήματος που υπόκειται σε παραμόρφωση στις διάφορες συχνότητες. Βλέπουμε και στα δύο σχήματα πως λόγω των φίλτρων στη βαθμίδα ψαλιδισμού, στις μπάσες συχνότητες ως τα 150 Hz και στις πρίμες συχνότητες από τα 5 kHz και άνω, οι κυματομορφές στην έξοδο παρουσιάζονται λιγότερο παραμορφωμένες από ότι στο υπόλοιπο φάσμα. Συγκρίνοντας το σχήμα 31 με το σχήμα 32, παρατηρούμε πως στις χαμηλές συχνότητες μέχρι και τα 200 Hz, υπάρχουν μικρές διαφορές μεταξύ των κυματομορφών στις αντίστοιχες συχνότητες. Από τα 400 Hz ως και τα 3 kHz παρατηρούμε σημαντικές διαφορές στο σχήμα των κυματομορφών. Βλέποντας τη πορτοκαλί κυματομορφή στη συχνότητα 1 kHz του σχήματος 31 και την αντίστοιχη του σχήματος 32, παρατηρούμε πως στο σχήμα 31, η κυματομορφή μοιάζει περισσότερο με τετραγωνική ενώ στο σχήμα 32 με πριονωτή. Στο σχήμα 31 (tone control maximum) σ' αυτές τις συχνότητες παρατηρούμε μια καμπύλωση στις κορυφές, ενώ στο σχήμα 32 (tone control minimum) είναι πιο "τραχιές" απότομες. Από τα 5 kHz και έπειτα όσο η συχνότητα ανεβαίνει, τόσο οι κυματομορφές αρχίζουν και πάλι να γίνονται όμοιες. Συμπεραίνουμε λοιπόν, πόσο επηρεάζει η βαθμίδα "tone control" στη παραμόρφωση του σήματος στην έξοδο, καθώς εφ' όσον έχουν δημιουργηθεί οι αρμονικές από τη βαθμίδα ψαλιδισμού, στη συνέχεια μπορούν να ενισχυθούν ή να εξασθενίσουν.

6.2 Πειραματικός έλεγχος της βαθμίδας ελέγχου τόνου

Για να ελέγξουμε τη βαθμίδα ελέγχου τόνου “tone control” παρακάμψαμε τη βαθμίδα ψαλιδισμού “clipping stage”. Επίσης αποσυνδέσαμε τον πυκνωτή 0,22 μF από τη γείωση όπως το σχήμα 25 στην εξομοίωση, ώστε να μη λειτουργεί το Βαθυπερατό φίλτρο στην είσοδο της βαθμίδας. Η θέση του ποτενσιομέτρου “tone control” βρίσκεται σε όλες τις μετρήσεις στο “maximum”. Το σήμα στην είσοδο έχει σταθερό πλάτος 80 mV p-p.

Συχνότητα Hz	V out (Μέτρηση με παλμογράφο)	dB (Μέτρηση με παλμογράφο)	dB (Εξομοίωση στη Multisim)	dB (Θεωρητικοί υπολογισμοί)
100	75	-0,6	1,0	1,0
200	82	0,2	1,4	2,0
400	95	1,5	2,5	3,7
600	110	2,8	3,7	5,1
800	135	4,5	5,0	6,3
1000	153	5,6	6,2	7,3
1500	210	8,4	8,5	9,2
-3000	310	11,8	11,8	12,1
4500	372	13,3	13,2	13,4
6000	400	14,0	13,8	13,9
9000	430	14,6	14,4	14,4
12000	445	14,9	14,6	14,6
15000	450	15,0	14,8	14,7
18000	455	15,1	15,0	14,9

Πίνακας 5

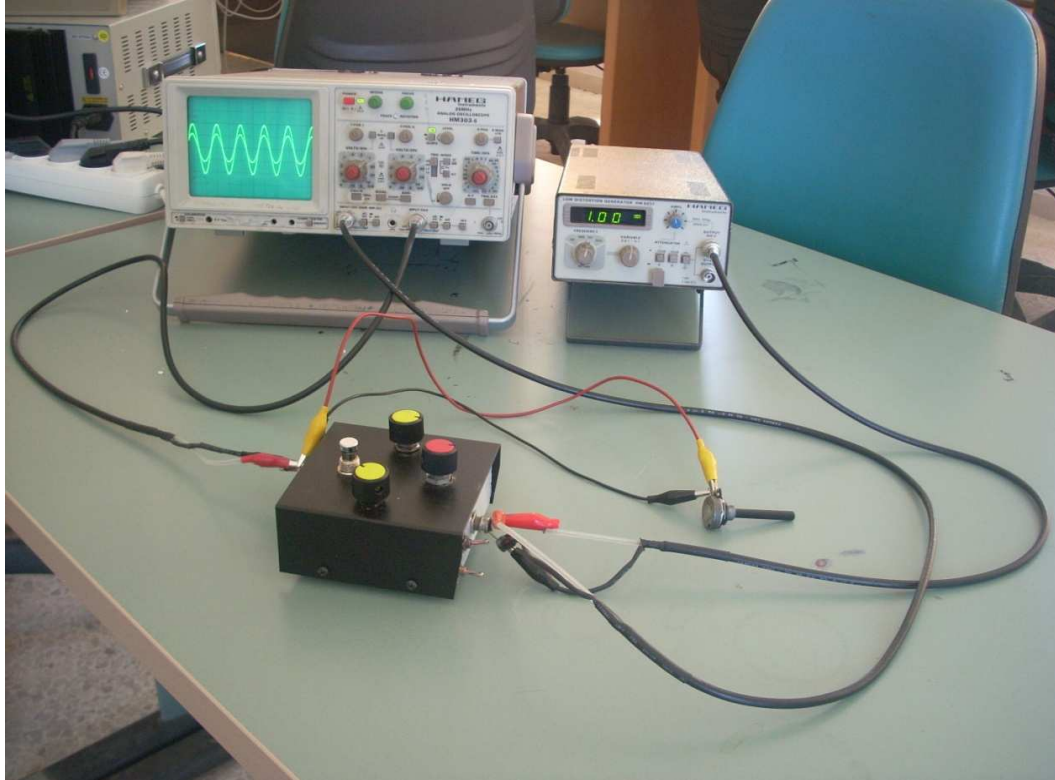


Γράφημα 5

Στο παραπάνω γράφημα βλέπουμε πόσο κοντά είναι οι τρεις καμπύλες, ειδικά στις υψηλές συχνότητες. Αυτό δείχνει πως οι θεωρητικοί υπολογισμοί και οι τιμές που βρέθηκαν στην εξομοίωση, είναι κατα βάσιν σωστές.

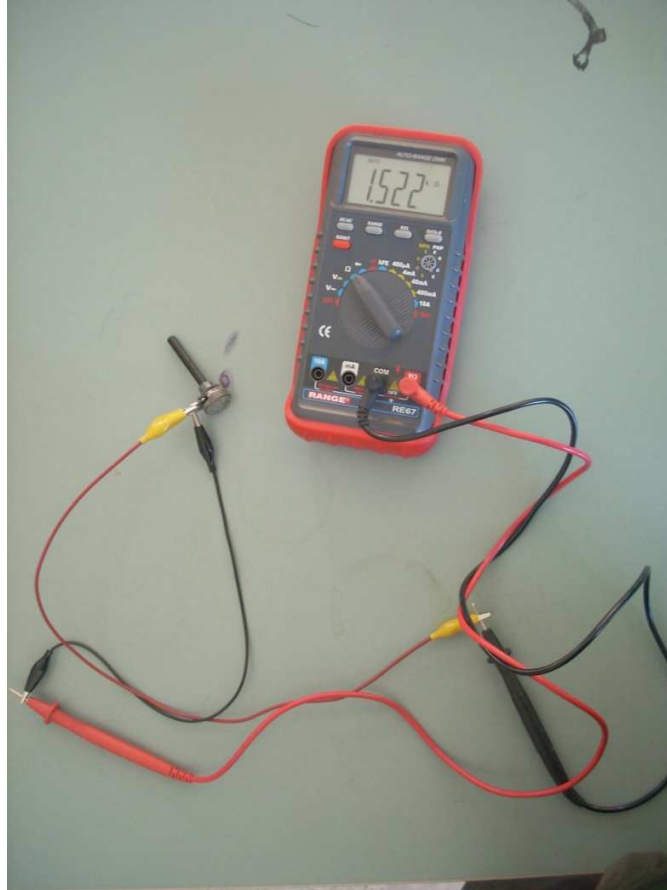
6.3 Πειραματική μέτρηση της αντίστασης εξόδου

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό που έχει άμεση σχέση με τη συμβατότητα του κυκλώματος με άλλες συσκευές όπως η κονσόλα μίξης, είναι η εμπέδηση εξόδου. Η αντίσταση αυτή δε μπορεί να μετρηθεί απ' ευθείας με ένα ωμόμετρο, γι' αυτό τη μετρήσαμε με τη παρακάτω τεχνική.



Εικόνα 8: Τεχνική για τη μέτρηση της αντίστασης εξόδου.

Όπως φαίνεται στην εικόνα 8, βάλουμε στην είσοδο της κατασκευής σήμα από τη γεννήτρια με συχνότητα 1 kHz και πλάτος 400 mV p-p. Το κύκλωμα βρίσκεται σε κατάσταση bypass, ώστε να μη παραμορφώνει το σήμα. Στη συνέχεια συνδέσαμε ένα ποτενσιόμετρο ως μεταβλητή αντίσταση (χρησιμοποιώντας το μεσαίο pin και κάποιο απ' τα ακριανά) παράλληλα στην έξοδο του κυκλώματος. Γυρίσαμε το δρομέα του ποτενσιόμετρου ώστε το πλάτος στην έξοδο να είναι το μισό, δηλαδή 200 mV p-p. Στη συνέχεια χωρίς να μεταβάλουμε τη θέση του δρομέα, αποσυνδέσαμε το ποτενσιόμετρο και μετρήσαμε την αντίσταση με ωμόμετρο, στις επαφές που ήταν συνδεδεμένο. Στην εικόνα 9, φαίνεται η σύνθετη αντίσταση εξόδου του κυκλώματος και είναι 1,52 kΩ. Θεωρητικά η τιμή που υπολογίσαμε είναι 1,49 kΩ.



Εικόνα 9: Το ωμόμετρο μας δείχνει την σύνθετη αντίσταση εξόδου του κυκλώματος.

Συμπεράσματα

Συμπερασματικά τα “Stompbox” (πετάλ εφέ), είναι μια υπόθεση που απασχολεί τόσο τους κατασκευαστές αυτών, όσο και τους μουσικούς για τους οποίους προορίζεται. Οι σχεδιαστές αυτών των κυκλωμάτων προσπαθούν με διάφορες τεχνικές να προσδώσουν το επιθυμητό αποτέλεσμα, α)στην αισθητική του ήχου και β)στον εύκολο χειρισμό. Η επιτυχία του αποτελέσματος κρίνεται σε μεγάλο βαθμό από την ισορροπία αυτών των δύο παραγόντων. Πολλές φορές οι σχεδιαστές θέλοντας να καλύψουν μεγάλη γκάμα ηχοχρωμάτων, ώστε να απευθύνονται σε όλο και περισσότερους μουσικούς, καταλήγουν σε πολύπλοκα κυκλώματα με πολλά ρυθμιστικά όπου καθιστούν το προϊόν απρόσιτο στο μουσικό. Άλλες πάλι φορές καταλήγουν σε κατασκευές με τόσο συγκεκριμένο χαρακτήρα στον ήχο, ώστε να καθίσταται “μονότονο”.

Στη δική μου κατασκευή είδαμε κάποιες τεχνικές χρησιμοποιώντας κυρίως φίλτρα, για να αποφύγουμε την επικάλυψη των συχνοτήτων “masking” στις μπάσες συχνότητες, και το “τσίριγμα” στις πρίμες συχνότητες. Επιπλέον είδαμε πως προσομοιάζεται το “overdrive” της λυχνίας ενίσχυσης, κάνοντας το κύκλωμα ψαλλιδισμού “αναίσθητο” στις χαμηλές συχνότητες και χρησιμοποιώντας T.E, όπου τα χαρακτηριστικά του μοιάζουν κατά πολύ με αυτά της λυχνίας. Επιπλέον είδαμε πως σε μεγάλες εντάσεις με το gain στο μέγιστο, οι πρίμες συχνότητες υπόκειντο σε λιγοστή παραμόρφωση σε σχέση με τη μεσαία περιοχή. Μ’ αυτό το τρόπο ο ήχος είναι αρκετά δυναμικός “άγριος”, χωρίς να είναι ενοχλητικός.

Από τη σύγκριση των μετρήσεων στη προσομοίωση και στα πρακτικά, είδαμε πόσο αξιόπιστο είναι το πρόγραμμα Multisim. Η σχεδίαση και προσομοίωση κυκλωμάτων σ’ αυτό, μας βοηθά να αποκτήσουμε μια αρκετά πιστή εικόνα σε σχέση με το πραγματικό, αποκλείοντας όμως τον παράγοντα θόρυβο, που μπορεί να προέρχεται από κακή κατασκευή ως και εξωγενής επιδράσεις.

Τέλος, έχοντας αποκτήσει μια στοιχειώδη εμπειρία και γνώση από αυτή την εργασία, και δεδομένου ότι τα Stompbox χρησιμοποιούνται κατά κόρων στις μέρες μας στη Popular μουσική, θέλω να επισημάνω το πόσο ουσιώδες είναι για ένα Μουσικό Τεχνολόγο η εμβάθυνση στον τομέα αυτό, καθώς γνωρίζοντας τους μηχανισμούς από τους οποίους αποτελείται ένα Stompbox, σε συνδιασμό με γνώσεις ηχοληψίας μπορούν να αποφευχθούν σημαντικά προβλήματα.

Παράρτημα

Παρακάτω φαίνονται τα ακριβή χαρακτηριστικά του τρανζίστορ, της διόδου ψαλιδισμού και του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιήσαμε στο κύκλωμα.

BC546 THRU BC549

Small Signal Transistors (NPN)

Dimensions in inches and (millimeters)

FEATURES			
•	NPN Silicon Epitaxial Planar Transistors		
•	These transistors are subdivided into three groups A, B and C according to their current gain. The type BC546 is available in groups A and B, however, the types BC547 and BC548 can be supplied in all three groups. The BC549 is a low-noise type and available in groups B and C. As complementary types, the PNP transistors BC556 ... BC559 are recommended.		
•	On special request, these transistors are also manufactured in the pin configuration TO-18.		

MECHANICAL DATA			
	Case: TO-92 Plastic Package		
	Weight: approx. 0.18 g		

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified

	Symbol	Value	Unit	
Collector-Base Voltage	BC546	V_{CB0}	80	V
	BC547	V_{CB0}	50	V
	BC548, BC549	V_{CB0}	30	V
Collector-Emitter Voltage	BC546	V_{CES}	80	V
	BC547	V_{CES}	50	V
	BC548, BC549	V_{CES}	30	V
Collector-Emitter Voltage	BC546	V_{CE0}	65	V
	BC547	V_{CE0}	45	V
	BC548, BC549	V_{CE0}	30	V
Emitter-Base Voltage	BC546, BC547	V_{EB0}	6	V
	BC548, BC549	V_{EB0}	5	V
Collector Current	I_C	100	mA	
Peak Collector Current	I_{CM}	200	mA	
Peak Base Current	I_{BM}	200	mA	
Peak Emitter Current	$-I_{EM}$	200	mA	
Power Dissipation at $T_{amb} = 25\text{ °C}$	P_{tot}	500 ¹⁾	mW	
Junction Temperature	T_J	150	°C	
Storage Temperature Range	T_S	-65 to +150	°C	

¹⁾ Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 2 mm from case

BC546 THRU BC549

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit	
h-Parameters at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $f = 1\text{ kHz}$, Small Signal Current Gain						
Current Gain Group	A	h_{fe}	220	–	–	
	B	h_{fe}	330	–	–	
	C	h_{fe}	600	–	–	
Input Impedance	A	h_{ie}	1.6	2.7	4.5	
	B	h_{ie}	3.2	4.5	8.5	
	C	h_{ie}	6	8.7	15	
Output Admittance	A	h_{oe}	–	18	30	
	B	h_{oe}	–	30	60	
	C	h_{oe}	–	60	110	
Reverse Voltage Transfer Ratio	A	h_{re}	–	$1.5 \cdot 10^{-4}$	–	
	B	h_{re}	–	$2 \cdot 10^{-4}$	–	
	C	h_{re}	–	$3 \cdot 10^{-4}$	–	
DC Current Gain						
at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 10\mu\text{A}$	A	h_{FE}	–	90	–	
	B	h_{FE}	–	150	–	
	C	h_{FE}	–	270	–	
at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$	A	h_{FE}	110	180	220	
	B	h_{FE}	200	290	450	
	C	h_{FE}	420	500	800	
at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 100\text{ mA}$	A	h_{FE}	–	120	–	
	B	h_{FE}	–	200	–	
	C	h_{FE}	–	400	–	
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	R_{thJA}	–	–	250 ¹⁾	K/W	
Collector Saturation Voltage	V_{CEsat}	at $I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = 0.5\text{ mA}$	–	80	200	mV
		at $I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 5\text{ mA}$	–	200	600	mV
Base Saturation Voltage	V_{BEsat}	at $I_C = 10\text{ mA}$, $I_B = 0.5\text{ mA}$	–	700	–	mV
		at $I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 5\text{ mA}$	–	900	–	mV
Base-Emitter Voltage	V_{BE}	at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$	580	660	700	mV
		at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$	–	–	720	mV
Collector-Emitter Cutoff Current	BC546	at $V_{CE} = 80\text{ V}$	–	0.2	15	nA
		at $V_{CE} = 50\text{ V}$	–	0.2	15	nA
	BC548, BC549	at $V_{CE} = 30\text{ V}$	–	0.2	15	nA
	BC546	at $V_{CE} = 80\text{ V}$, $T_J = 125\text{ °C}$	–	–	4	μA
BC547	at $V_{CE} = 50\text{ V}$, $T_J = 125\text{ °C}$	–	–	4	μA	

¹⁾ Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 2 mm from case

CentralTM Semiconductor Corp.

145 Adams Avenue, Hauppauge, NY 11788 USA
Tel: (631) 435-1110 • Fax: (631) 435-1824

Manufacturers of World Class Discrete Semiconductors

1N914
1N4148

SILICON SWITCHING DIODE

JEDEC DO-35 CASE

DESCRIPTION

The CENTRAL SEMICONDUCTOR 1N914, 1N4148 Silicon Planar Epitaxial Diode is characterized by its miniature size, ultra fast switching speed, low capacitance, low leakage, and high conductance. Accordingly, it is ideally suited for applications such as pulse applications, avalanche circuits, core drivers, and for any critical circuit requiring high conductance at power dissipation without sacrificing fast recovery capability. (Both devices have identical electrical and mechanical specifications.)

MAXIMUM RATINGS ($T_A=25^\circ\text{C}$)

	SYMBOL		UNIT
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}	100	V
Peak Working Reverse Voltage	V_{RWM}	75	V
Average Forward Current	I_D	150	mA
Forward Steady-State Current	I_F	200	mA
Peak Forward Surge Current (1.0 μ s pulse)	I_{FSM}	2000	mA
Power Dissipation	P_D	500	mW
Operating and Storage Junction Temperature	T_J, T_{STG}	-65 TO +200	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

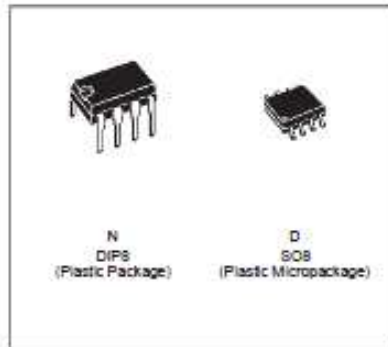
SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	MAX	UNIT
B_{VR}	$I_R=1.0\text{mA}$	100		V
B_{VR}	$I_R=100\mu\text{A}$	75		V
I_R	$V_R=20\text{V}$		25	nA
V_F	$I_F=10\text{mA}$		1.0	V
C_T	$V_R=0\text{V}$, $f=1.0\text{MHz}$		4.0	pF
t_{rr}	$V_R=6.0\text{V}$, $I_F=10\text{mA}$, $I_{rr}=1.0\text{mA}$, $R_L=100\Omega$		4.0	ns



TL072 TL072A - TL072B

LOW NOISE J-FET DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $16\text{V}/\mu\text{s}$ (typ)



DESCRIPTION

The TL072, TL072A and TL072B are high speed J-FET input dual operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

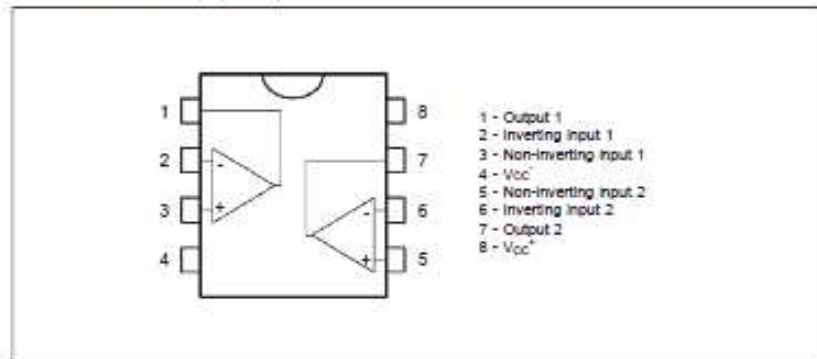
The devices feature high slew rates, low input bias and offset current, and low offset voltage temperature coefficient.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL072M/A/M/B/M	-55°C, +125°C	*	*
TL072I/A/I/B/I	-40°C, +105°C	*	*
TL072G/A/G/B/C	0°C, +70°C	*	*

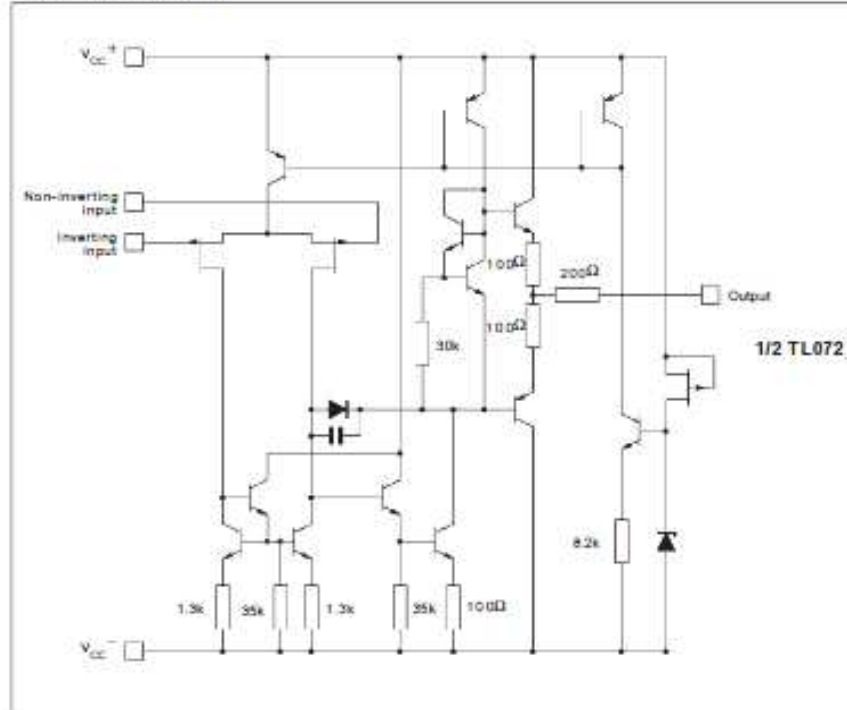
Example : TL072CN

PIN CONNECTIONS (top view)



TL072 - TL072A - TL072B

SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{CC}	Supply Voltage - (note 1)	± 18	V	
V_I	Input Voltage - (note 3)	± 15	V	
V_{ID}	Differential Input Voltage - (note 2)	± 30	V	
P_{tot}	Power Dissipation	680	mW	
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite		
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	TL072C, AC, BC TL072I, A, B, I TL072M, AM, BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$

- Notes:
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

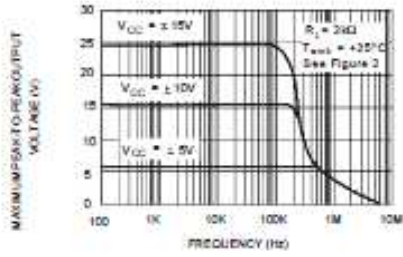
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

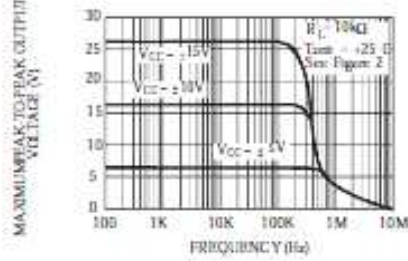
Symbol	Parameter	TL072LM,AC,AL, AM,BC,BI,BM			TL072C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _G = 50k) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3 13		mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			-10		µV/°C
I _o	Input Offset Current * T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		5	100 4		5 100 10		pA nA
I _b	Input Bias Current * T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		20	200 20		20 200 20		pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _G = 50k) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{cc}	Supply Current, per Amp, no Load T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		1.4	2.5 2.5		1.4 2.5 2.5		mA
V _{cm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _G = 50k) T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	10 10	40	60 60	10 10	40 60 60		mA
±V _{opp}	Output Voltage Swing T _{amb} = 25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}			R _L = 2kΩ 10 12 13.5 R _L = 10kΩ 10 10 12 R _L = 2kΩ 10 12 13.5 R _L = 10kΩ				V
SR	Slew Rate (V _o = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)	8	16		8	16		V/µs
t _r	Rise Time (V _o = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		0.1			0.1		µs
K _{ov}	Overshoot (V _o = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T _{amb} = 25°C, V _o = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)	2.5	4		2.5	4		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A _v = 20dB, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, V _O = 2V _{pp})		0.01			0.01		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R _G = 100k)		15			15		nV √Hz
φ _m	Phase Margin		45			45		Degrees
V _{OH} /V _{OL}	Channel Separation (A _v = 100)		120			120		dB

* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

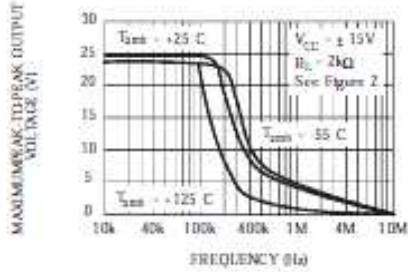
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



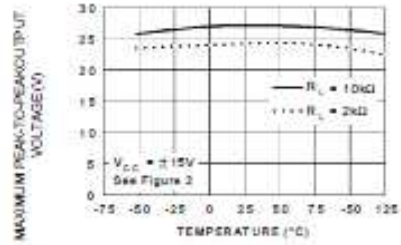
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



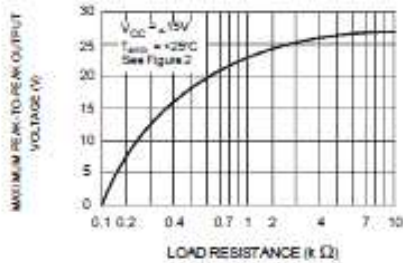
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREQUENCY



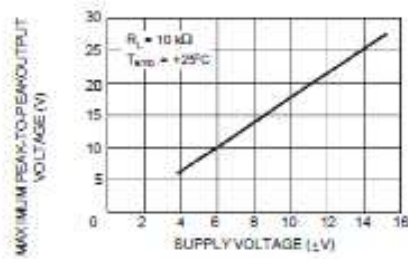
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS FREE AIR TEMP.



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS LOAD RESISTANCE



MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE VERSUS SUPPLY VOLTAGE



Βιβλιογραφία

1. Βασική Ηλεκτρονική, Albert Paul Malvino. Εκδόσεις Α. Τζιόλας.
2. Ηλεκτρονικές κατασκευές, Δημήτριος Ρήγας. Εκδόσεις Α. Τζιόλας.
3. Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηχητικά Συστήματα II, Κεχράκος Κώστας
4. The Stompbox: A History of Guitar Fuzzes, Flangers, Phasers, Echoes and Wahs. Art Thompson
5. Τι είναι και σε τι διαφέρουν οι μαγνήτες της κιθάρας.
http://www.musicorama.gr/blog/guitar/electric_guitar/guitar_pickup_analyzed
6. Effects Explained: Overdrive, Distortion, and Fuzz.
<http://www.gibson.com/en-us/Lifestyle/Features/effects-explained-overdrive-di/>
7. The Technology of the Tube Screamer.
http://www.geofex.com/article_folders/TStech/tsxfram.htm
8. Distortion effects.
[http://en.wikipedia.org/wiki/Distortion_\(music\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Distortion_(music))
9. NI Multisim.
http://en.wikipedia.org/wiki/NI_Multisim
10. Series RC circuits.
http://www.play-hookey.com/ac_theory/ac_rc_series.html
11. Parallel RC circuits.
http://www.play-hookey.com/ac_theory/ac_rc_parallel.html
12. Τυπωμένα κυκλώματα - Η διαδικασία από το Α έως το Ω.
http://www.electronics-lab.com/articles/eagle_tutorial/index2_gr.html