



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ



**Τμήμα: ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ & ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΠΡΟΕΝΙΣΧΥΤΗ ΜΙΚΡΟΦΩΝΟΥ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΓΚΙΖΕΛΗΣ ΔΗΜΗΤΡΗΣ

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ : ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΚΑΜΠΟΥΡΑΚΗΣ

ΛΕΚΤΟΡΑΣ.

ΑΘΗΝΑ ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ 2006

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η σχεδίαση ηλεκτρονικών κυκλωμάτων απαιτεί καλή θεωρητική γνώση της λειτουργίας τους και εμπειρία σχετικά με πρακτικά προβλήματα υλοποίησής τους. Στο κάτωθι δοκίμιο γίνεται εκτενείς αναφορά στην μελέτη, σχεδίαση και κατασκευή προενισχυτών σημάτων ακουστικών συχνοτήτων.

Οι προενισχυτές και εν γένει οι ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων αποτελούν ένα πολύ μεγάλο κεφάλαιο στο κόσμο της ηλεκτρονικής και απασχολεί πολλούς κατασκευαστές ηλεκτρονικών συσκευών. Οι επιλογές ως προς την σχεδίαση και κατασκευή τέτοιων συστημάτων είναι πάρα πολλές, αλλά πάντα γίνεται με γνώμονα τις απαιτήσεις της αγοράς και συνήθως έχει να κάνει με το κόστος κατασκευής, το μέγεθος της συσκευής, την πολυπλοκότητά της κλπ.

Στα κεφάλαια που ακολουθούν γίνεται αναφορά στο θεωρητικό υλικό πάνω στο οποίο βασίστηκε η σχεδίαση του προενισχυτή αλλά και πληροφορίες που σχετίζονται με τα τεχνικά προβλήματα που εμφανίζονται στην διαδικασία κατασκευής του. Το θεωρητικό μέρος της μελέτης ασχολείται με τις βασικές αρχές των ενισχυτών με τελεστικούς ενισχυτές, τα βασικά είδη ενισχυτικών διατάξεων που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ήχου και στην τροφοδοσία αυτών των συστημάτων. Γίνεται ιδιαίτερη αναφορά στους προενισχυτές ακριβείας χαμηλού θορύβου με τους οποίους ασχολείται η συγκεκριμένη κατασκευή. Οι περισσότερες πληροφορίες σχετίζονται με τη λειτουργία και τα είδη των Instrumentation Audio Preamplifiers, των TE που χρησιμοποιούνται στα στάδια οδήγησης των προενισχυτών audio αλλά και σε ειδικές τεχνικές διασύνδεσης με άλλα στάδια (ενισχυτές ισχύος).

Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι αρχικά η μελέτη της λογικής των προενισχυτών και κατόπιν η ανάπτυξη της δυνατότητας σχεδίασης και κατασκευής ενός τέτοιου ενισχυτή.

Η διπλωματική εργασία βοηθάει στο να έρθει σε επαφή ο αναγνώστης με την αγορά ηλεκτρονικών εξαρτημάτων προκειμένου να δώσει την βέλτιστη λύση σε κάθε πρόβλημα (οικονομικό, χωρικό κ.λ.π), αλλά και τις δυνατότητες που προσφέρονται μέσω της τεχνολογίας στη διαδικασία της κατασκευής όπως είναι η διαδικασία προσομοίωσης της λειτουργίας των διαφόρων κυκλωμάτων.

Επίσης μέσα από την διαδικασία ελέγχου και μετρήσεων ο αναγνώστης έρχεται σε επαφή με τα όργανα και τις μεθοδολογίες αξιολόγησης των προενισχυτών ήχου και εν γένει με τις audio συσκευές.

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον κ. Καμπουράκη Γεώργιο Λέκτορα του ΕΜΠ για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε με την ανάθεση της Διπλωματικής Εργασίας, αλλά και για την πολύτιμη βοήθεια και την στήριξη που μου προσέφερε κατά την

υλοποίησή της. Επίσης εκφράζω τις ευχαριστίες μου προς τον συμφοιτητή μου Πιπερίδη Δημήτριο για την βοήθεια που μου προσέφερε κατά την διαδικασία ελέγχου και μετρήσεων του προενισχυτή.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ	σελ. 8
1.1 Εισαγωγή	8

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ	σελ. 10
2.1 Εισαγωγή	10
2.2 Κατάταξη ενισχυτών	12
2.2.1 Κατάταξη ως προς την τάξη λειτουργίας	12
2.2.2 Κατάταξη ως προς την συχνότητα	16
2.2.3 Κατάταξη ως προς την ανάδραση	17
2.2.4 Κατάταξη ως προς το φορτίο	18
2.2.5 Κατάταξη ως προς την σύζευξη	18
2.3 Παραμόρφωση στους ενισχυτές	19
2.3.1 Παραμόρφωση πλάτους	19
2.3.2 Παραμόρφωση συχνότητας	19
2.3.3 Παραμόρφωση φάσης	20
2.3.4 Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης	20

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ	σελ. 21
3.1 Εισαγωγή	21
3.1.1 Οι ακροδέκτες του ΤΕ	21
3.2 Ιδανικός ΤΕ	22
3.3 Συνδεσμολογίες ΤΕ	24
3.3.1 Αναστρέφουσα συνδεσμολογία	24
3.3.2 Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία	29
3.3.3 Συνδεσμολογία Instrument Amplifier	32
3.3.4 Άλλες συνδεσμολογίες	37
3.4 Μη ιδανική συμπεριφορά ΤΕ	42

3.4.1	Εύρος ζώνης ΤΕ	43
3.4.2	Λειτουργία μεγάλου σήματος	45
3.4.3	Ρυθμός ανόδου ΤΕ	46
3.4.4	Απόρριψη κοινού σήματος	48
3.4.5	Προβλήματα λειτουργίας DC	49

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

AUDIO PREAMPLIFIERS σελ. 54

4.1	Εισαγωγή	54
4.2	Δομή προενισχυτή	55
4.3	Ενισχυτική μονάδα	56
4.4	Εισαγωγή στα στάδια εισόδου – εξόδου	57
4.5	Στάδια εισόδου	60
4.5.1	Μη ισοσταθμισμένα στάδια εισόδου	60
4.5.2	Ισοσταθμισμένα στάδια εισόδου	60
4.6	Στάδια εξόδου	65
4.6.1	Μη ισοσταθμισμένα στάδια εξόδου	65
4.6.2	Ισοσταθμισμένα στάδια εξόδου	67
4.7	Signal / Overload	71

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ σελ. 73

5.1	Εισαγωγή	73
5.2	Στάδιο εισόδου και ενίσχυσης	73
5.2.1	RFI Φίλτρο	80
5.3	Στάδιο εξόδου	84
5.4	Signal / Overload	89
5.5	Εναλλακτικές υλοποιήσεις	91

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ σελ. 93

6.1	Εισαγωγή	93
6.2	Κατάταξη ανορθωτών	94
6.2.1	Απλή ανόρθωση	95
6.2.2	Διπλή ανόρθωση	96
6.2.3	Πλήρης ανόρθωση με γέφυρα	97
6.3	Φίλτρο	99
6.4	Πολλαπλασιαστές τάσης	101
6.4.1	Διπλασιαστής τάσης πλήρους κύματος	101
6.4.2	Διπλασιαστής τάσης μισού κύματος	102
6.4.3	Τριπλασιαστής τάσης μισού κύματος	103
6.5	Σταθεροποιητές τάσης	103
6.5.1	Σταθεροποίηση με Zener	104
6.5.2	Διατάξεις σταθεροποίησης σειράς	106
6.5.3	Διατάξεις σταθεροποίησης τριών ακροδεκτών	109
6.6	Σχεδίαση τροφοδοτικού	111

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ σελ. 117

7.1	Εισαγωγή	117
7.2	Μετρήσεις Τάσεων DC	119
7.3	Μετρήσεις Κέρδους	119
7.3.1.	Μετρήσεις Τάσεων Εισόδου και Εξόδου	121
7.4	Μετρήσεις Απόκρισης (εύρους ζώνης)	122
7.5	Μετρήσεις Θορύβου	127
7.6	Μετρήσεις Παραμόρφωσης	128
7.7	Μετρήσεις CMRR	129

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ σελ. 132

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

LAYOUTS και φωτογραφικό υλικό _____ σελ. 133

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Datasheets εξαρτημάτων _____ σελ. 143

1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Την τελευταία δεκαετία έχουμε ραγδαίες εξελίξεις στον κόσμο της ηλεκτρονικής. Αυτό αφορά και τις συσκευές επεξεργασίας (ενίσχυσης) ήχου που είναι και αυτές ένα κομμάτι της ηλεκτρονικής. Το μέγεθος των συσκευών έχει μειωθεί δραματικά και οι δυνατότητες που προσφέρουν έχουν αυξηθεί σε μεγάλο βαθμό. Ο κύριος λόγος γι' αυτή την εξέλιξη είναι η διάθεση από τους κατασκευαστές IC's, ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μεγαλύτερης πολυπλοκότητας με χαρακτηριστικά τέτοια που να αντικαθιστούν ολόκληρα κυκλώματα διακριτών στοιχείων. Όμως οι συσκευές αυτές βασίζονται στην ίδια φιλοσοφία σχεδίασης που δεν είναι τίποτε άλλο από την ενίσχυση σε κατάλληλη προς επεξεργασία στάθμη, μικρών σημάτων που λαμβάνουν από διάφορους αισθητήρες. Αυτήν την λειτουργία την επιτελούν οι ενισχυτές μικρών σημάτων τους οποίους θα μελετήσουμε διεξοδικά στα επόμενα κεφάλαια. Αυτό γίνεται ώστε ο αναγνώστης να αποκτήσει εκτός από την κατάλληλη θεωρητική βάση, και την γνωριμία με ειδικές τοπολογίες και ολοκληρωμένα κυκλώματα ώστε να έχει την δυνατότητα να προβεί στην κατασκευή διαφόρων ενισχυτικών διατάξεων.

Ο ενισχυτής είναι μια συσκευή που αυξάνει σε χρήσιμη ισχύ την τάση ή την ισχύ που παράγουν τα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Το σήμα εξόδου μπορεί να είναι η ίδια ή διαφορετική κυματομορφή, αλλά σίγουρα η ισχύ ή το πλάτος του σήματος εξόδου είναι ενισχυμένο.

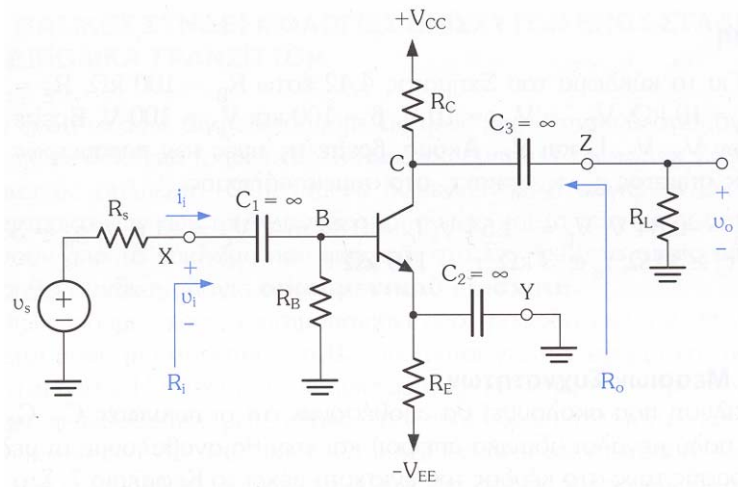
Οι ενισχυτές μπορούν να κατασκευαστούν είτε με λυχνίες κενού, είτε με στοιχεία στερεάς κατάστασης όπως είναι τα τρανζίστορ BJT, FET, MOSFET και οι Τελεστικοί Ενισχυτές (TE). Οι λυχνίες είναι ουσιαστικά αρχαιολογίας για τη σημερινή εποχή των ενισχυτών, αλλά έχουν ακόμα πολλούς υποστηρικτές ειδικά όσον αφορά τους ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ύπαρξη στο εμπόριο πολλών συσκευών audio που έχουν υλοποιηθεί με λυχνίες (προενισχυτές και ενισχυτές) με χαρακτηριστικά εφάμυλα αυτών που έχουν υλοποιηθεί με στοιχεία στερεάς κατάστασης.

Λόγω της μεγάλης διάδοσης των συσκευών εγγραφής ήχου τα οποία συνήθως ως μέσω καταγραφής χρησιμοποιούν το μικρόφωνο είναι επιβεβλημένη η χρησιμοποίηση των προενισχυτών ήχου. Αυτό γιατί τα σήματα τάσεων που παράγουν τα μικρόφωνα είναι της τάξης από μερικά έως λίγες δεκάδες mVolts, και τέτοια σήματα είναι ακατάλληλα προς επεξεργασία. Χαρακτηριστικό των προενισχυτών μικροφώνου είναι το μεγάλο κέρδος σε ένα αρκετά μεγάλο εύρος συχνοτήτων που εκτείνεται από DC έως και εκατοντάδες KHz, την πολύ μικρή παραμόρφωση του σήματος και την συγκράτηση του θορύβου σε πολύ χαμηλό επίπεδο.

Το δοκίμιο που ακολουθεί πραγματεύεται την μελέτη και την κατασκευή ενός τέτοιου προενισχυτή με στοιχεία στερεάς κατάστασης. Δίνονται διαφορετικοί τρόποι υλοποίησης των διαφόρων σταδίων του προενισχυτή και παρατίθενται τα προβλήματα που παρουσιάστηκαν κατά την διαδικασία υλοποίησης του και οι λύσεις τους.

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ένας ενισχυτής μικρού σήματος συνήθως αποτελείται από ένα ή περισσότερα τρανζίστορ κατάλληλα συνδεδεμένα μεταξύ τους. Στο σχήμα 2.1 παρουσιάζεται η πιο διαδεδομένη συνδεσμολογία ενισχυτή με τρανζίστορ που είναι ένας ενισχυτής σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

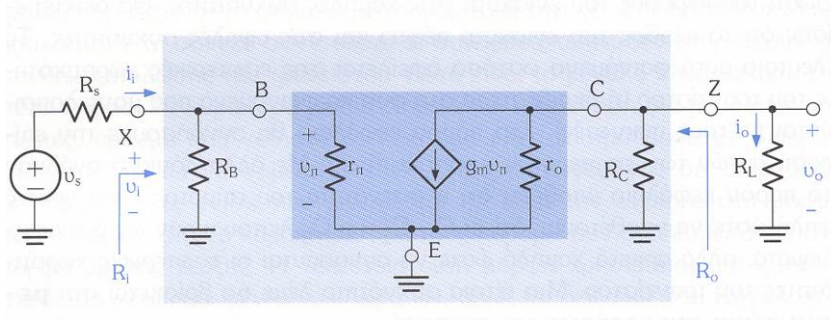


Σχήμα 2.1 Ενισχυτής σε συνδεσμολογία Κοινού Εκπομπού

Η DC πόλωση του συλλέκτη γίνεται από μια τάση V_{CC} , της βάσης με μία τάση V_{BB} και του εκπομπού από μια τάση V_{EE} . Οι αντιστάσεις πολώσεως είναι επιλεγμένες έτσι ώστε ο ενισχυτής να λειτουργεί στο μέσον της ευθείας φορτίου. Δηλαδή να έχει μεγάλα περιθώρια ενίσχυσης ac σήματος. Η είσοδος του σήματος γίνεται μεταξύ βάσης και γης και η έξοδος παίρνεται μέσω του πυκνωτή σύζευξης C_3 στον συλλέκτη του τρανζίστορ. Ο πυκνωτής C_2 είναι πυκνωτής παράκαμψης της R_E για τα ac σήματα. Το κέρδος στην διάταξη αυτή για ac σήματα μας δίνεται από την σχέση :

$$A_v = \frac{U_o}{U_s} = - \frac{\beta (R_C // R_L // r_o)}{r_{\pi} + R_s} \quad 2.1$$

όπου : β ο συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος, R_C είναι η αντίσταση συλλέκτη, R_L το φορτίο, r_{π} η ισοδύναμη αντίσταση μεταξύ εκπομπού και βάσης του τρανζίστορ και r_o η ισοδύναμη αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ. Η σχέση αυτή προκύπτει αν αντικαταστήσουμε το τρανζίστορ με το μοντέλο ασθενούς σήματος όπως στο σχήμα 2.2. Τα μεγέθη αυτά συνήθως δίνονται από τους κατασκευαστές των τρανζίστορ στα datasheets.



Σχήμα 2.2 AC Ισοδύναμο Ενισχυτή Κοινού Εκπομπού

Όταν δεν εφαρμόζεται τάση ac στην είσοδο, στο κύκλωμα έχουμε μόνο DC τάσεις και ρεύματα πολώσεως που δεν εμφανίζονται στο φορτίο λόγω του πυκνωτή ac σύζευξης. Όταν εφαρμόζεται μια τάση εισόδου U_s τότε στην αντίσταση φορτίου θα πάρουμε μια τάση με πλάτος πολλαπλάσιο κατά A_v της τάσης εισόδου (το A_v δίνεται από την σχέση 2.1). Η αντίσταση εισόδου είναι ίση με r_{π} , η αντίσταση εξόδου είναι ίση με $R_c // r_o$. Ο ενισχυτής έχει μεγάλο κέρδος τάσης και ρεύματος και παρουσιάζει σταθερότητα λόγω της αρνητικής ανάδρασης που προκαλεί η R_E αλλά έχει ως μειονέκτημα την περιορισμένη δυνατότητα ενίσχυσης στις υψηλές συχνότητες λόγω της χωρητικότητας συλλέκτη προς βάση αλλά και την βαθυπερατή συμπεριφορά στις χαμηλές συχνότητες λόγω των πυκνωτών σύζευξης με τα άλλα στάδια. Από τα παραπάνω γίνεται κατανοητό ότι για την σχεδίαση των ενισχυτών είναι απαραίτητη η ανάλυσή τους ώστε να είναι γνωστά τα χαρακτηριστικά που εμφανίζουν σε κάθε εφαρμογή.

Άρα τα απαραίτητα στοιχεία που πρέπει να μελετηθούν και να τεθούν ως βάση σχεδίασης των ενισχυτών είναι τα κάτωθι :

Ενίσχυση (Κέρδος).

Η ενίσχυση εκφράζεται ως ο λόγος του πλάτους του σήματος εξόδου με του σήματος εισόδου. Το κλάσμα αυτό ονομάζεται κέρδος τάσης (η ρεύματος όταν πρόκειται για σήματα ρεύματος). Συνήθως η τάση εξόδου αποδίδει περισσότερη ισχύ στο φορτίο από την ισχύ του σήματος εισόδου. Αυτή η ισχύς προέρχεται από το τροφοδοτικό του ενισχυτή.

Η Απόκριση Συχνότητας.

Ο ενισχυτής πρέπει να παρέχει σε όλα τα σήματα διαφορετικής συχνότητας την ίδια ενίσχυση. Αλλά οι περισσότεροι ενισχυτές παρέχουν το ίδιο κέρδος μόνο σε ένα περιορισμένο εύρος συχνοτήτων. Για σήματα μικρότερης ή μεγαλύτερης συχνότητας γύρω από αυτό το εύρος το κέρδος πέφτει απότομα. Είναι σημαντικό στις εφαρμογές των ενισχυτών να γνωρίζουμε το εύρος των συχνοτήτων όπου η απόκριση είναι επίπεδη και

πως αναμένεται να λειτουργήσει πέρα από αυτά τα όρια. Αυτό το χαρακτηριστικό των ενισχυτών ονομάζεται απόκριση συχνοτήτων.

Η Παραμόρφωση.

Οι ενισχυτές πρέπει να παράγουν στην έξοδο σήματα ίδιας μορφής με τα σήματα εισόδου συνήθως με ενισχυμένο πλάτος και πολλές φορές με διαφορά φάσης. Για να το πετύχει αυτό ο ενισχυτής πρέπει να έχει γραμμική απόκριση σε όλο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας. Σε περίπτωση που τα σήματα εισόδου εξόδου δεν είναι ίδιας μορφής με τα σήματα εισόδου τότε λέμε ότι ο ενισχυτής παρουσιάζει παραμόρφωση.

Η Απόδοση.

Η απόδοση του ενισχυτή είναι ο λόγος της ισχύος που καταναλώνεται στο φορτίο προς την συνολική ισχύς που καταναλώνεται στον ενισχυτή. Όταν οι ισχύς που καταναλώνεται είναι πολύ μεγάλη όπως σε ενισχυτές ισχύος ακουστικών συχνοτήτων, ενισχυτές video, πομπούς ραδιοσυχνοτήτων και άλλους ενισχυτές ισχύος η απόδοση του ενισχυτή παίζει πολύ σημαντικό ρόλο, αλλά σε συσκευές που η ισχύς που καταναλώνεται είναι μικρή (της τάξης του Watt) τότε η απόδοση δεν έχει την σημασία που έχουν το κέρδος η παραμόρφωση και η απόκριση συχνοτήτων .

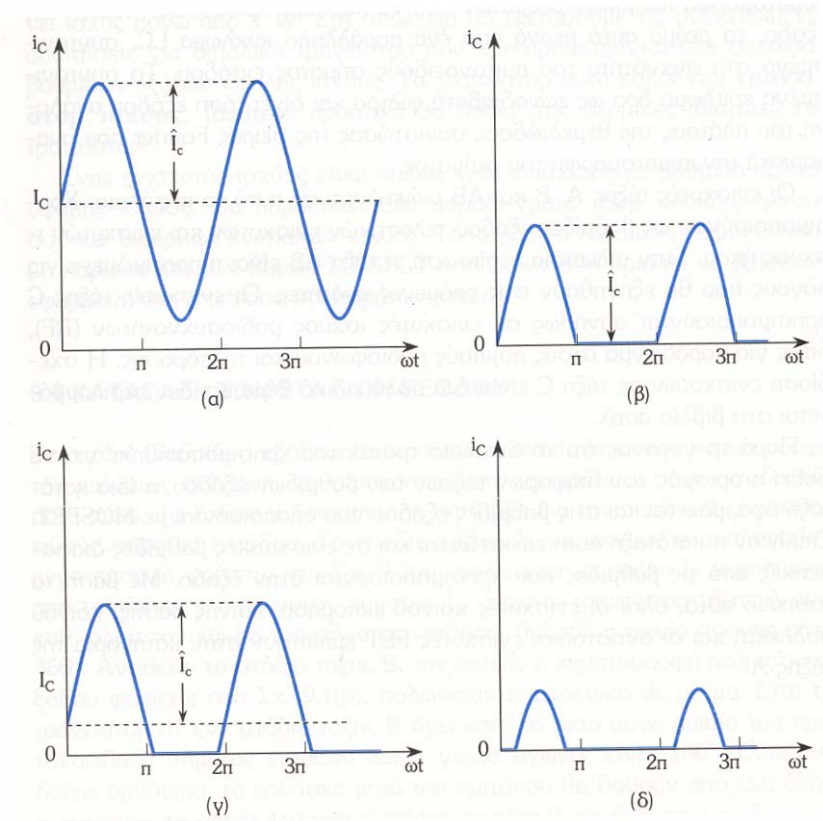
2.2 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Οι ενισχυτές κατατάσσονται συνήθως με βάση τα παρακάτω κριτήρια :

- A) κατάταξη σταδίων εξόδου,
- B) περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας,
- Γ) ανάδραση,
- Δ) τύπος φορτίου, και
- E) τρόπος ζεύξεως.

2.2.1 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΗΝ ΤΑΞΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Στο σχήμα 2.3 δίνονται τα ρεύματα συλλέκτη για τις βασικές τάξεις λειτουργίας των σταδίων εξόδου των ενισχυτών.



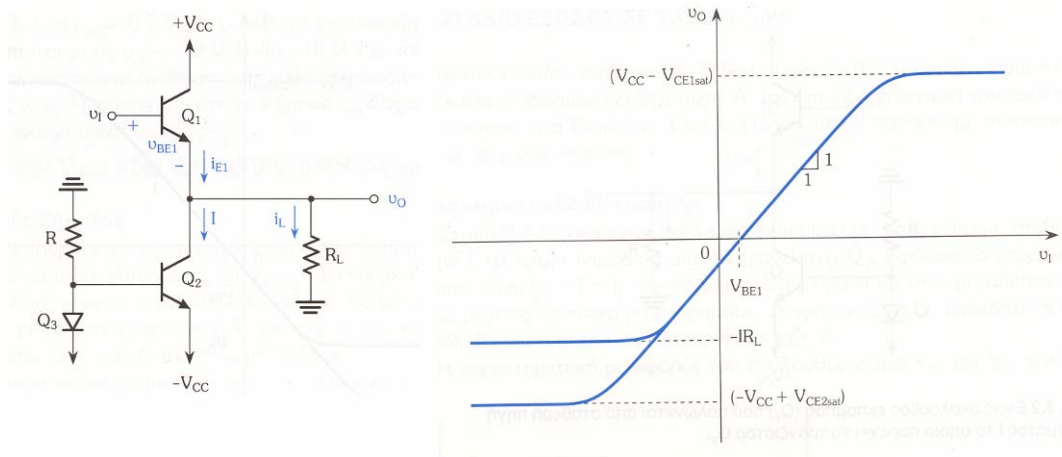
Σχήμα 2.3 Κυματομορφές Ρεύματος Εξόδου (Συλλέκτη) των Τάξεων Εξόδου Ενισχυτών Ισχύος : (α) Τάξης A, (β) Τάξης B, (γ) Τάξης AB και (δ) Τάξης C

Τάξη A.

Ενισχυτής τάξεως A είναι εκείνος του οποίου το σημείο λειτουργίας και το σήμα εισόδου είναι τέτοιο ώστε το ρεύμα να κυκλοφορεί στο κύκλωμα εξόδου καθ' όλη τη διάρκεια που το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στον ενισχυτή. Ένα τυπικό κύκλωμα ενισχυτή ισχύος τάξης A και η χαρακτηριστική του μεταφοράς δίνεται στο σχήμα 2.4. Το σήμα εξόδου δίνεται στο σχήμα 2.3 (α).

Το τρανζίστορ Q2 λειτουργεί ως πηγή ρεύματος για την πόλωση του Q1. Το ρεύμα στο φορτίο θα ρέει καθ' όλη την διάρκεια που θα εφαρμόζεται σήμα στην είσοδο του Q1.

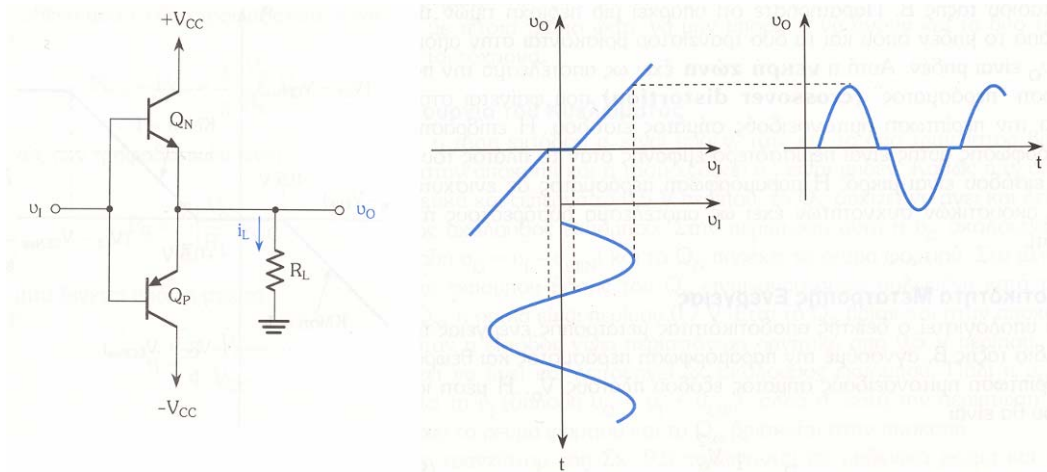
Οι ενισχυτές τάξης A έχουν μικρή απόδοση που θεωρητικά φτάνει στο 25% αλλά για λόγους παραμόρφωσης η τάση εξόδου κρατιέται σε μια τιμή μικρότερη από την μέγιστη και έτσι έχουμε συνήθως αποδώσεις της τάξεως 10 – 20%. Οι ενισχυτές τάξης A χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπου η ισχύς εξόδου δεν ξεπερνά το 1W.



Σχήμα 2.4 Ακόλουθος Εκπομπού και Χαρακτηριστική Μεταφοράς σε συνδεσμολογία Τάξης A

Τάξη B.

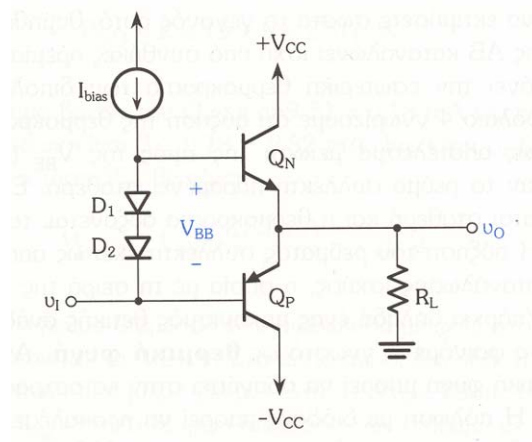
Ενισχυτές τάξης B είναι εκείνοι στους οποίους το σημείο λειτουργίας βρίσκεται σε ένα απόλυτο άκρο της χαρακτηριστικής καμπύλης, κατά τέτοιο τρόπο που είτε το ρεύμα ηρεμίας, είτε η τάση ηρεμίας να είναι περίπου μηδέν ώστε η ισχύς ηρεμίας να είναι ιδανικά μηδέν. Εάν το σήμα είναι ημιτονοειδούς τάσεως, η ενίσχυση λαμβάνει χώρα μόνο κατά το μισό του κύκλου όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3 (β). Η τάξη B παρουσιάζει υψηλή παραμόρφωση λόγω της διαφοράς της κυματομορφής του σήματος εισόδου από το σήμα εξόδου. Η παραμόρφωση μπορεί να περιοριστεί από την συνδεσμολογία (push –pull) δύο τρανζίστορ σε τάξη B όπως στο κύκλωμα του σχήματος 2.5, όπου το κάθε τρανζίστορ άγει στο μισό του κύκλου. Και σε αυτήν την περίπτωση έχουμε παραμόρφωση που οφείλεται στην πτώση τάσης της επαφής βάσης εκπομπού. Οι ενισχυτές τάξης B έχουν πολύ μεγάλη απόδοση που φτάνει το 90% αλλά δεν χρησιμοποιούνται στην πράξη λόγω των μεγάλων παραμορφώσεων που εισάγουν στην ενίσχυση του σήματος. Αντί αυτών χρησιμοποιούνται οι ενισχυτές τάξης AB που ως προς την λειτουργία βρίσκονται ανάμεσα στα στάδια τάξης A και B.



Σχήμα 2.5 Συνδεσμολογία και Χαρακτηριστική Μεταφοράς Push-Pull Ενισχυτή Τάξης B

Τάξη AB.

Οι ενισχυτές της τάξεως AB είναι εκείνοι οι οποίοι λειτουργούν μεταξύ των δύο άκρων που ορίζονται από τις τάξεις A και B. Το σήμα εξόδου είναι μηδενικό για λιγότερο από το μισό του κύκλου του ημιτονοειδούς σήματος εισόδου όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3 (γ). Δηλαδή η πόλωση είναι μεγαλύτερη από της τάξης A και μικρότερη από της B. Ένας τέτοιος ενισχυτής με πόλωση βάσεων με διόδους ώστε να εξαλείψουμε το πρόβλημα των τάσεων V_{BE} και να προσφέρουμε και θερμοκρασιακή αντιστάθμιση δίνεται στο σχήμα 2.6. Η απόδοση των ενισχυτών τάξης AB είναι της τάξης των 80% αλλά πολλές φορές παρουσιάζουν προβλήματα υψηλής θερμοκρασίας λόγω των ρευμάτων ηρεμίας του ενισχυτή. Έτσι κατά την σχεδίαση τέτοιων σταδίων πρέπει να λαμβάνεται μέριμνα για την αποβολή της θερμότητας που αναπτύσσεται. Τα χαρακτηριστικά αυτών των ενισχυτών είναι παρόμοια με της τάξης A αλλά έχουν μεγαλύτερη παραμόρφωση.

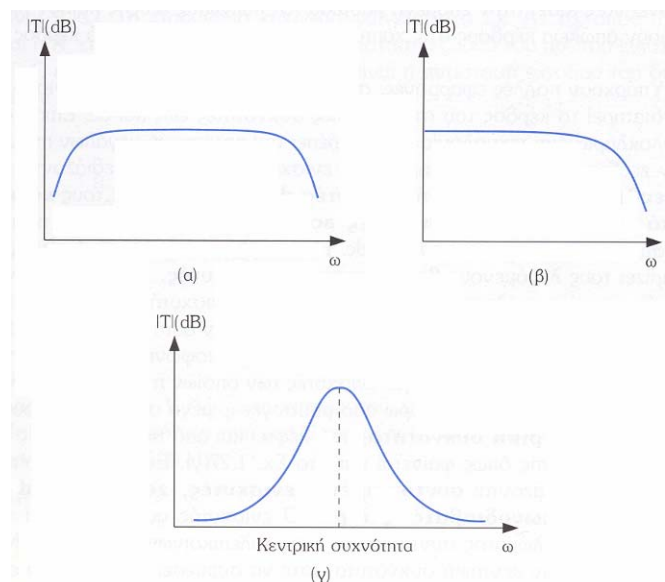


Σχήμα 2.6 Ενισχυτής Τάξης AB με Πόλωση με Διόδους

Τάξη C.

Ενισχυτές της τάξεως αυτής είναι εκείνοι στους οποίους το σημείο λειτουργίας ορίζεται κατά τρόπο ώστε το ρεύμα εξόδου να είναι μηδενικό για περισσότερο από το μισό του κύκλου του ημιτονοειδούς σήματος όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.3 (δ). Το αποτέλεσμα είναι μια σειρά από παλμούς ρεύματος. Για να πάρουμε ημιτονοειδές τάση στην έξοδο το ρεύμα εξόδου πρέπει να περάσει από ένα συντονισμένο κύκλωμα LC στη συχνότητα του σήματος εισόδου. Οι ενισχυτές αυτοί χρησιμοποιούνται σε διατάξεις πομπών ραδιοσημάτων.

2.2.2 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΗΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ



Σχήμα 2.7 Απόκριση Συχνότητας Ενισχυτών

Ως προς την συχνότητα λειτουργίας και την απόκρισή τους οι ενισχυτές κατατάσσονται στις κάτωθι κατηγορίες :

A) Ζωνοπερατοί ενισχυτές (σχήμα 2.7 (α)) στους οποίους ανήκουν οι ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων (20 Hz – 20 KHz), video με εύρος ζώνης έως λίγα MHz κλπ.

B) Ενισχυτές DC ή ενισχυτές απευθείας συζευγμένοι (σχήμα 2.7 (β)) στους οποίους ανήκουν οι ολοκληρωμένοι ενισχυτές με συχνότητα από 0 Hz έως μερικά MHz.

Γ) Συντονισμένοι ενισχυτές ή ζωνοδιαβατοί ενισχυτές (σχήμα 2.7 (γ)) στους οποίους ανήκουν οι ενισχυτές ραδιοσυχνοτήτων (από μερικά KHz έως εκατοντάδες MHz).

2.2.3 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΗΝ ΑΝΑΔΡΑΣΗ

Ως προς την ανάδραση οι ενισχυτές κατατάσσονται στους ενισχυτές αρνητικής και θετικής ανάδρασης.

Ενισχυτές αρνητικής ανάδρασης.

Στη σχεδίαση ενισχυτών η αρνητική ανάδραση χρησιμοποιείται για να πετύχουμε ένα από τα κάτωθι :

1. Απευαισθητοποίηση του κέρδους. Η τιμή του κέρδους γίνεται λιγότερο ευαίσθητη στις μεταβολές των τιμών των κυκλωματικών στοιχείων, μεταβολές που μπορεί να οφείλονται π.χ. σε αλλαγές της θερμοκρασίας κλπ.

2. Μείωση της μη γραμμικής παραμόρφωσης. Η έξοδος γίνεται ανάλογη της εισόδου (με άλλα λόγια, το κέρδος γίνεται σταθερό, ανεξάρτητο από το επίπεδο του σήματος).

3. Μείωση του θορύβου. Έτσι ελαχιστοποιείται η συνεισφορά στην έξοδο μη επιθυμητών ηλεκτρικών σημάτων που μπορεί να προέρχονται από τα στοιχεία του κυκλώματος ή και από εξωτερικές παρεμβολές.

4. Έλεγχος των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου. Μπορούμε να αυξήσουμε ή να μειώσουμε τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου με επιλογή της κατάλληλης τοπολογίας ανάδρασης.

5. Αύξηση του εύρους ζώνης ενός ενισχυτή.

Συνήθως όλες οι προηγούμενες επιθυμητές ιδιότητες επιτυγχάνονται με κόστος τη μείωση του κέρδους των ενισχυτικών διατάξεων.

Ενισχυτές θετικής ανάδρασης.

Κάτω από ορισμένες συνθήκες η αρνητική ανάδραση σε έναν ενισχυτή μπορεί να γίνει θετική και να έχει τέτοιο μέτρο που να προκαλέσει ταλαντώσεις και να τον οδηγήσει σε αστάθεια. Έτσι χρειάζεται προσοχή κατά την σχεδίαση κυκλωμάτων με θετική ανάδραση. Δεν πρέπει φυσικά να εννοηθεί ότι η θετική ανάδραση οδηγεί πάντα σε αστάθεια. Στην πραγματικότητα η θετική ανάδραση είναι αρκετά χρήσιμη σε ένα πλήθος εφαρμογών, όπως είναι η σχεδίαση ενεργών φίλτρων, οι ταλαντωτές και τα κυκλώματα δισταθών πολυδονητών

Με βάση την ποσότητα που πρόκειται να ενισχυθεί (τάση ή ρεύμα) και την επιθυμητή μορφή της εξόδου (τάση ή ρεύμα) οι ενισχυτές μπορούν να υπαχθούν σε 4 κατηγορίες

1- **ενισχυτής τάσεως** ,όπου παράγεται μια τάση εξόδου ανάλογη της τάσεως εισόδου. Έχει υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου και χαμηλή εξόδου. Η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία των ΤΕ είναι ένας ενισχυτής τάσης. Είναι γνωστή και ως ανάδραση σειράς-παράλληλα.

2- **ενισχυτής ρεύματος** ,όπου παράγεται ρεύμα εξόδου ανάλογο του ρεύματος εισόδου. Έχει χαμηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου και υψηλή εξόδου. Είναι γνωστή και ως ανάδραση παράλληλα - σειράς.

3- **ενισχυτής διαγωγιμότητας**, οπου παράγεται ρεύμα εξόδου ανάλογο της τάσεως εισόδου. Είναι γνωστή και ως ανάδραση σειράς - σειράς.

4- **ενισχυτής διαντιστάσεως**, όπου παράγεται τάση εξόδου ανάλογη του ρεύματος εισόδου. Είναι γνωστή και ως ανάδραση παράλληλα-παράλληλα.

2.2.4 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ

Ως προς το φορτίο που θα τροφοδοτηθεί με το ενισχυμένο μέγεθος έχουμε τους :
Ενισχυτής τάσεως και ρεύματος όπως είδη έχουμε αναφέρει και
Ενισχυτής ισχύος που χρησιμοποιείται για την απόδοση ισχύος στο κύκλωμα του φορτίου. Η ενίσχυση ισχύος είναι το κλάσμα ισχύος του σήματος εξόδου προς την ισχύ του σήματος εισόδου.

2.2.5 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΗΝ ΣΥΖΕΥΞΗ

Ως προς την σύζευξη των ενισχυτών με το φορτίο ή με το ακόλουθο στάδιο έχουμε τις κάτωθι μεθόδους :

- 1) Σύζευξη αντίστασης.
- 2) Σύζευξη με μετασχηματιστή.
- 3) Σύζευξη εμπέδησης.
- 4) Άμεση σύζευξη.

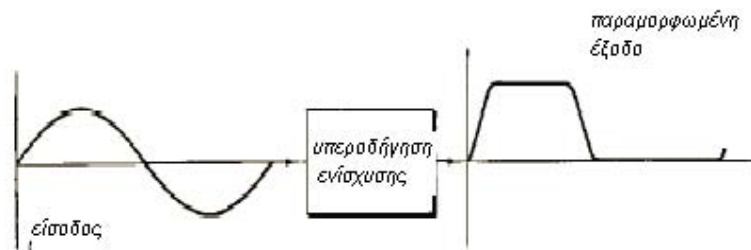
Σύζευξη αντίστασης χρησιμοποιούμε ώστε να πετύχουμε DC προσαρμογή των σταδίων, σύζευξη με μετασχηματιστή ώστε να έχουμε προσαρμογή ως προς την σύνθετη αντίσταση των σταδίων δηλαδή σταδίων που έχουν μεγάλες διαφορές αντιστάσεων εξόδου εισόδου, σύζευξη εμπέδωσης χρησιμοποιείται για την ac σύζευξη των σταδίων και άμεση σύζευξη όταν τα στάδια παρουσιάζουν προσαρμογή μεταξύ τους.

2.3 ΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΤΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

Η κυματομορφή κάθε σήματος εξαρτάται από την περιεκτικότητα της σε αρμονικές, το σχετικό πλάτος και τη φάση των αρμονικών. Οποιαδήποτε συσκευή αλλάζει το σχετικό πλάτος και τη φάση αυτών των αρμονικών παραμορφώνει το σήμα. Επίσης οποιαδήποτε συσκευή προσθέτει νέες συχνότητες που δεν υπάρχουν στο αρχικό σήμα το παραμορφώνει. Οι ενισχυτές προκαλούν και τις δύο παραμορφώσεις. Οι τύποι της παραμόρφωσης είναι :

2.3.1 ΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ

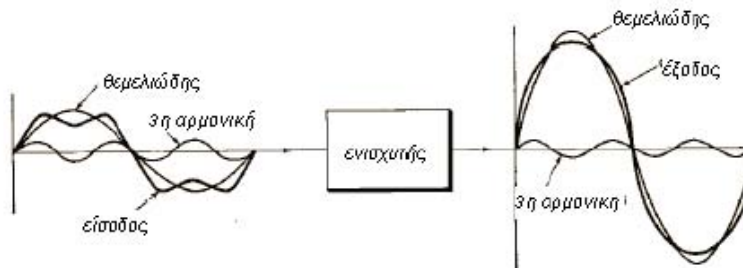
Αν ένας ενισχυτής λειτουργεί σε μία μη γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής του λειτουργίας, μια στιγμιαία αλλαγή στην τάση εισόδου επιφέρει μια αλλαγή στο ρεύμα που ρέει στο στοιχείο ενίσχυσης το οποία δεν είναι σε αναλογία με την τάση εξόδου με αποτέλεσμα την παραμόρφωση του πλάτους στο σήμα εξόδου. Αρμονικά στοιχεία παράγονται στον ενισχυτή και παρουσιάζονται στο σήμα εξόδου. Χαρακτηριστικά παραδείγματα παραμόρφωσης πλάτους είναι η λειτουργία των ενισχυτών στον κόρο.



Σχήμα 2.8 Παραμόρφωση Πλάτους

2.3.2 ΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

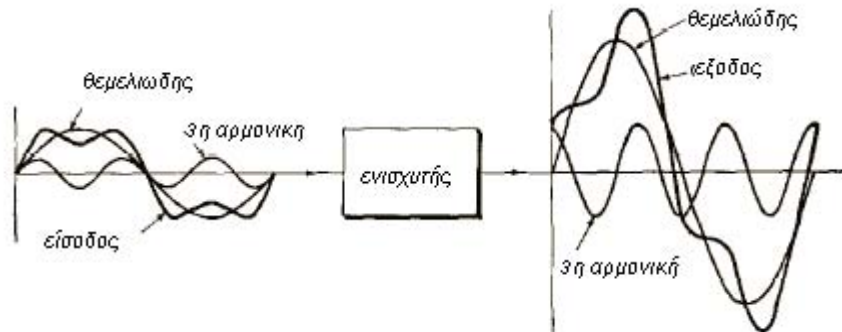
Συμβαίνει όταν κάποιες συχνότητες από ένα πολύπλοκο σήμα (πχ ο τετραγωνικός παλμός ο οποίος αποτελείται από πολλές αρμονικές) ενισχύονται περισσότερο από τις άλλες. Το αποτέλεσμα είναι στην έξοδο να έχουμε ένα εντελώς διαφορετικό σήμα από το σήμα εξόδου.



Σχήμα 2.9 Παραμόρφωση Συχνότητων

2.3.3 ΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗ ΦΑΣΗΣ

Όταν το σήμα περνάει από ένα ενισχυτή και καθυστερεί, προκαλείται μια παραμόρφωση γνωστή και ως καθυστέρηση φάσης. Συνήθως η καθυστέρηση φάσης μεταβάλλεται με την συχνότητα. Προκαλείται κυρίως από την αντίδραση των κυκλωμάτων ζεύξης μεταξύ των σταδίων ενός ενισχυτή. Λόγω της μικρής διαφοράς των συχνοτήτων στους ενισχυτές audio συνήθως η καθυστέρηση φάσης δεν δημιουργεί προβλήματα παραμόρφωσης. Αυτή η παραμόρφωση είναι έντονη στους ενισχυτές τηλεοπτικών σημάτων όπου υπάρχει μεγάλη καθυστέρηση στα σήματα audio και video.



Σχήμα 2.10 Παραμόρφωση Φάσης

2.3.4 ΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

Ένα πολύπλοκο σήμα όπως έχει αναφερθεί και παραπάνω, περιέχει παραπάνω από δύο στοιχεία συχνοτήτων. Αν ένα τέτοιο σήμα εφαρμοστεί σε ένα ενισχυτή που λειτουργεί στη μη γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής του λειτουργίας, τότε παρουσιάζεται ενδοδιαμόρφωση. Στην ενδοδιαμόρφωση προκαλούνται στην κυματομορφή εξόδου μη επιθυμητά αρμονικά στοιχεία που είναι το άθροισμα και η διαφορά σε κάθε ζευγάρι συχνοτήτων της κυματομορφής

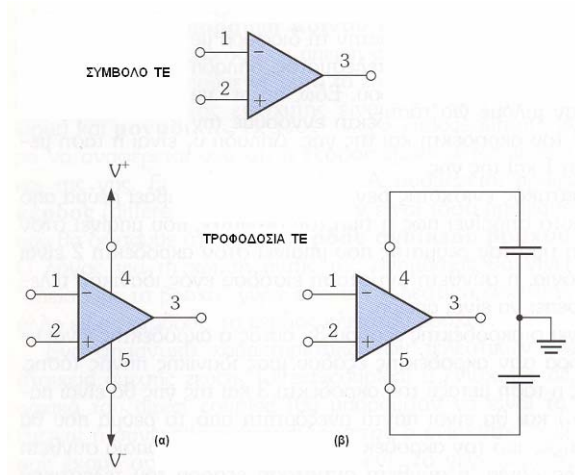
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ένα από τα βασικότερα κυκλώματα ενίσχυσης σήματος είναι ο Τελεστικός Ενισχυτής (TE) ή Operational Amplifier ή Opamp. Αρχικά οι εφαρμογές των TE περιορίζονταν στους τομείς του αναλογικού υπολογισμού και των οργάνων μετρήσεων. Οι πρώτοι TE ήταν κατασκευασμένοι από διακριτά στοιχεία (λυχνίες κενού, μετά τρανζίστορ και αντιστάσεις), και το κόστος τους ήταν απαγορευτικά μεγάλο. Στα μέσα της δεκαετίας του 1960 έγινε η παραγωγή του 1^{ου} ολοκληρωμένου TE. Η μονάδα αυτή (μΑ 709) απαρτιζόταν από ένα σχετικά μεγάλο αριθμό τρανζίστορ και αντιστάσεων, όλων στο ίδιο chip πυριτίου. Αν και τα χαρακτηριστικά του ήταν χαμηλής ποιότητας με τα σημερινά κριτήρια και η τιμή του ακόμη σχετικά υψηλή, η εμφάνισή του σηματοδότησε μια νέα εποχή στην ηλεκτρονική σχεδίαση. Η χρησιμοποίηση των TE σε μεγάλες ποσότητες είχε σαν αποτέλεσμα την δραματική μείωση της τιμής τους. Επίσης η απαίτηση για TE καλύτερης ποιότητας ώθησε τους κατασκευαστές ημιαγωγών στην παραγωγή TE υψηλής ποιότητας σε εξαιρετικά χαμηλές τιμές. Μια από τις αιτίες της μεγάλης δημοτικότητας των TE είναι η ευελιξία τους. Όπως αναλύεται στα παρακάτω κεφάλαια, μπορεί κανείς να κάνει σχεδόν τα πάντα με τους TE. Ίσης σημασίας είναι επίσης το γεγονός ότι ο ολοκληρωμένος TE έχει χαρακτηριστικά που πλησιάζουν πολύ τον ιδανικό. Αυτό συνεπάγεται πως είναι αρκετά εύκολο να σχεδιάζονται κυκλώματα χρησιμοποιώντας σαν δομική μονάδα τον TE. Επίσης, τα κυκλώματα με TE λειτουργούν σε επίπεδα πολύ κοντά στην προβλεπόμενη θεωρητική του συμπεριφορά. Στις εφαρμογές που θα παραθέσουμε θα χρησιμοποιήσουμε τον TE σαν βασική δομική μονάδα.

3.1.1 ΟΙ ΑΚΡΟΔΕΚΤΕΣ ΤΟΥ TE

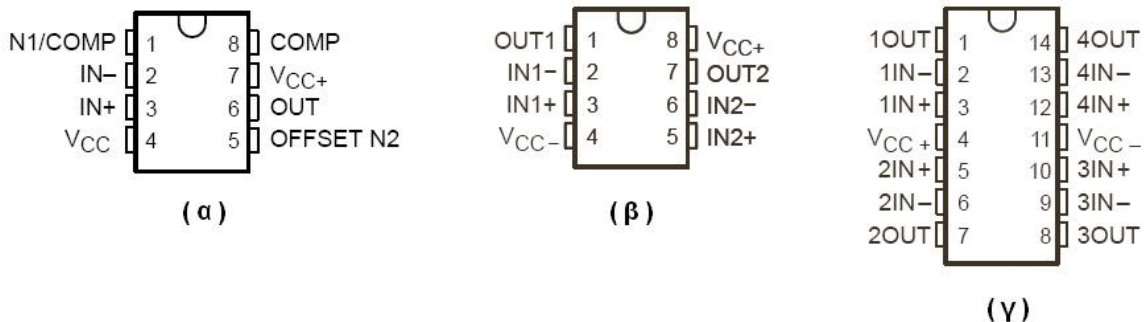
Από την άποψη των σημάτων, ο TE έχει τρεις ακροδέκτες. Δύο είναι οι ακροδέκτες εισόδου και ένας ο ακροδέκτης εξόδου. Το Σχήμα 3.1 εικονίζει το σύμβολο που θα χρησιμοποιήσουμε για την αναπαράσταση του τελεστικού. Οι ακροδέκτες 1 και 2 είναι οι ακροδέκτες εισόδου και ο ακροδέκτης 3 είναι ο ακροδέκτης εξόδου. Οι ενισχυτές όπως γνωρίζουμε χρειάζονται τάση DC για να λειτουργήσουν. Οι περισσότεροι ολοκληρωμένοι TE χρειάζονται δύο ακροδέκτες τροφοδοσίας dc, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1, 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 2.1 (β) φαίνονται οι δύο τροφοδοσίες σαν μπαταρίες με κοινή γείωση. Είναι ενδιαφέρον να σημειωθεί πως η γείωση αναφοράς στα κυκλώματα TE 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 TE 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 3.1 Κυκλωματικό Σύμβολο TE

Στην πράξη οι ακροδέκτες των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων διαφέρουν από κατασκευαστή σε κατασκευαστή και δίνονται από τα data sheets, αλλά έχουν επικρατήσει κάποια standards ως προς τα pins των ολοκληρωμένων με 1 (α), 2 (β) και 4 (γ) TE σε ένα chip όπως φαίνεται στο κάτωθι σχήμα :

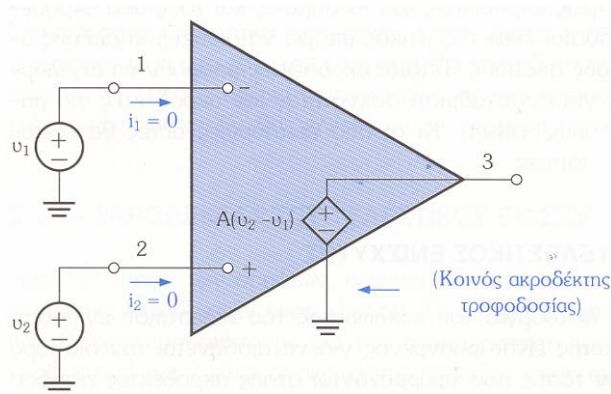


3.2 Ο ΙΔΑΝΙΚΟΣ TE

Θεωρούμε τώρα τη λειτουργία του κυκλώματος του τελεστικού ενισχυτή. Ο TE είναι κατασκευασμένος έτσι ώστε να αισθάνεται την διαφορά μεταξύ των σημάτων τάσης που εφαρμόζονται στους ακροδέκτες εισόδου του (δηλαδή την ποσότητα $U_2 - U_1$), να πολλαπλασιάζει αυτήν τη διαφορά με έναν αριθμό A , και να προκαλεί την εμφάνιση του αποτελέσματος, δηλαδή κάποιας τάσης με τιμή $A(U_2 - U_1)$ στον ακροδέκτη εξόδου. Εδώ,

πρέπει να τονιστεί πως όταν μια τάση σε κάποιο ακροδέκτη εννοείται η τάση μεταξύ αυτού του ακροδέκτη και της γης. Δηλαδή U_1 είναι η τάση μεταξύ του ακροδέκτη 1 και της γης. Ο ιδανικός ΤΕ δεν επιτρέπεται να τραβάει ρεύμα από την εισόδό του. Αυτό σημαίνει πως η τιμή του ρεύματος που μπαίνει στον ακροδέκτη 1 και η τιμή του ρεύματος που μπαίνει στον ακροδέκτη 2 είναι μηδέν. Με άλλα λόγια, η σύνθετη αντίσταση εισόδου ενός ιδανικού ΤΕ πρέπει να είναι άπειρη. Ο ακροδέκτης εξόδου 3 είναι υποχρεωμένος να δρα σαν ακροδέκτης εξόδου μιας ιδανικής πηγής τάσης. Αυτό σημαίνει πως η τάση μεταξύ του ακροδέκτη 3 και της γης θα είναι πάντα ίση με $A(U_2 - U_1)$ και θα είναι πάντα ανεξάρτητη από το ρεύμα που θα μπορούσε να τραβήξει από τον ακροδέκτη 3 ένα φορτίο με κάποια σύνθετη αντίσταση. Με άλλα λόγια, η σύνθετη αντίσταση εξόδου του τελειοτικού πρέπει να είναι μηδέν. Κάνοντας μια σύνθεση των παραπάνω, καταλήγουμε στο ισοδύναμο κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 3.2.

Η έξοδος του ΤΕ είναι "εν φάση" (έχει το ίδιο πρόσημο) με τη U_2 και αντίθετο πρόσημο από τη U_1 . Γι' αυτόν τον λόγο, ο ακροδέκτης εισόδου 1 ονομάζεται αναστρέφων ακροδέκτης εισόδου και διακρίνεται με το πρόσημο "-", ενώ ο ακροδέκτης εισόδου 2 ονομάζεται μη αναστρέφων ακροδέκτης εισόδου και διακρίνεται με το πρόσημο "+". Όπως φαίνεται από την παραπάνω περιγραφή, ο ΤΕ ανταποκρίνεται μόνο στο σήμα διαφοράς $U_2 - U_1$ και συνεπώς αγνοεί οποιοδήποτε σήμα κοινό και στις δύο εισόδους. Αυτό σημαίνει πως αν $U_1 = U_2$, τότε η έξοδος θα γίνει ιδανικά μηδέν. Ονομάζουμε αυτήν την ιδιότητα απόρριψη κοινού σήματος και συμπεραίνουμε πως ένας ιδανικός ΤΕ έχει άπειρη απόρριψη κοινού σήματος.



Σχήμα 3.2 Ισοδύναμο Κύκλωμα Ιδανικού ΤΕ

Ο ΤΕ είναι ένας ενισχυτής διαφορικής εισόδου (differential input) και μοναδικής εξόδου (single ended output), όπου η έξοδος εμφανίζεται μεταξύ του ακροδέκτη 3 και της γης. Επιπλέον το κέρδος A ονομάζεται διαφορικό κέρδος (differential gain), αλλά και κέρδος ανοικτού βρόχου (open - loop gain). Η χρήση αυτής της ονομασίας γίνεται για να

διαχωρίσουμε αυτό το κέρδος από το κέρδος κλειστού βρόχου στο οποίο γίνεται αναφορά παρακάτω.

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό των ΤΕ είναι ότι αποτελούν στοιχεία άμεσης ζεύξης (direct coupled) ή ενισχυτές dc. Το γεγονός ότι οι ΤΕ είναι στοιχεία άμεσης ζεύξης, επιτρέπει την χρησιμοποίησή τους σε πολλές σημαντικές εφαρμογές. Δυστυχώς όμως, η ιδιότητα της άμεσης ζεύξης μπορεί να δημιουργήσει και σοβαρά πρόβλημα τα οποία τα παρατίθενται στα επόμενα κεφάλαια.

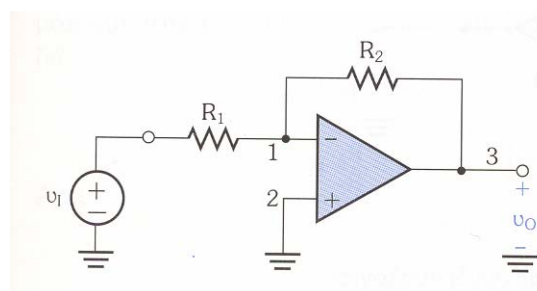
Όσο για το εύρος ζώνης ο ιδανικός ΤΕ έχει ένα κέρδος A , που μένει σταθερό από την συχνότητα μηδέν μέχρι τη συχνότητα άπειρο. Αυτό σημαίνει πως οι ιδανικοί ΤΕ ενισχύουν σήματα οποιασδήποτε συχνότητας, με το ίδιο κέρδος. Έχουν ήδη εξετάσει όλες οι ιδιότητες ενός ΤΕ εκτός από μια, η οποία, είναι για την ακρίβεια και η πιο σημαντική. Αυτή έχει να κάνει με την τιμή του A . Ο ιδανικός ΤΕ, πρέπει να έχει ένα κέρδος A του οποίου η τιμή είναι πολύ μεγάλη, ιδανικά άπειρη. Έτσι τίθεται το ερώτημα στο πως μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο ΤΕ αν το κέρδος είναι άπειρο. Η απάντηση βρίσκεται στο ότι σχεδόν σε όλες τις εφαρμογές ο ΤΕ δε θα χρησιμοποιηθεί σε συνδεσμολογία ανοικτού βρόχου. Αντίθετα, θα εφαρμοστεί ανάδραση, δηλαδή θα υπάρξει κλειστός βρόχος και πεπερασμένο κέρδος ενίσχυσης όπως αναλύεται στην ενότητα 3.3.

3.3 ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ ΤΕ

Ο ΤΕ χρησιμοποιείται σε πάρα πολλές εφαρμογές σε διάφορα κυκλώματα ενισχυτικών διατάξεων. Αυτό γίνεται βάσει ειδικών συνδεσμολογιών που έχουν συγκεκριμένα χαρακτηριστικά ως προς την λειτουργία τους. Παρακάτω θα αναλυθούν μερικές από τις πιο γνωστές και χρήσιμες συνδεσμολογίες με ΤΕ που είναι και οι συνδεσμολογίες που χρησιμοποιούνται στην κατασκευή του προενισχυτή μικροφώνου.

3.3.1 ΑΝΑΣΤΡΕΦΟΥΣΑ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ

Η αναστρέφουσα συνδεσμολογία δίνεται στο κύκλωμα του σχήματος 3.3

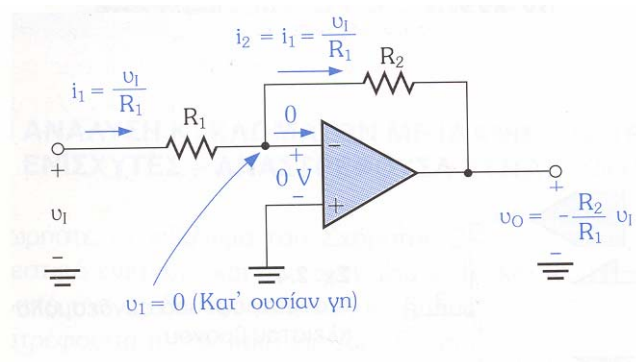


Σχήμα 3.3 Αναστρέφουσα Συνδεσμολογία ΤΕ

Το κύκλωμα της αναστρέφουσας συνδεσμολογίας αποτελείται από ένα ΤΕ και δύο αντιστάσεις R_1 και R_2 . Η αντίσταση R_2 συνδέεται από την έξοδο του ΤΕ, δηλαδή τον ακροδέκτη 3, πίσω στην αναστρέφουσα ή αρνητική είσοδο, δηλαδή τον ακροδέκτη 1. Έτσι η R_2 προκαλεί αρνητική ανάδραση. Αν η R_2 ήταν συνδεμένη μεταξύ των ακροδεκτών 3 και 2, τότε θα υπήρχε θετική ανάδραση. Σημειώνεται επίσης ότι η R_2 κλείνει τον βρόχο γύρω από τον ΤΕ. Εκτός από το ότι προστέθηκε η R_2 , γειώθηκε ο ακροδέκτης 2 και συνδέθηκε μια αντίσταση R_1 μεταξύ του ακροδέκτη 1 και μιας πηγής σήματος εισόδου με τάση U_1 . Η έξοδος ολόκληρου του κυκλώματος παίρνεται από τον ακροδέκτη 3 (δηλαδή μεταξύ του ακροδέκτη 3 και της γης). Ο ακροδέκτης 3 είναι το σημείο λήψης του σήματος έξοδου επειδή το επίπεδο σύνθετης αντίστασης εκεί είναι, ιδανικά, μηδέν. Αυτό σημαίνει πως η τάση U_0 δε θα εξαρτάται από την τιμή του ρεύματος που ενδέχεται να τροφοδοτεί μια σύνθετη αντίσταση φορτίου συνδεμένη μεταξύ ακροδέκτη 3 και γης.

Το Κέρδος Κλειστού Βρόχου.

Παρακάτω αναλύεται το κύκλωμα του Σχήματος 2.4 για να υπολογιστεί το κέρδος κλειστού βρόχου G , το οποίο ορίζεται ως : $G = \frac{U_0}{U_i}$. Ο υπολογισμός γίνεται θεωρώντας τον ΤΕ ιδανικό δηλαδή $A = \infty$.



Σχήμα 3.4 Ανάλυση της Αναστρέφουσας Συνδεσμολογίας του ΤΕ

Ας θεωρήθει ότι το κύκλωμα "δουλεύει" και παράγει μια πεπερασμένη τάση στον ακροδέκτη εξόδου 3, τότε η τάση μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου του ΤΕ θα πρέπει να είναι πολύ μικρή, σχεδόν αμελητέα. Συγκεκριμένα, αν ονομαστεί U_0 η τάση στην έξοδο τότε, εξ ορισμού θα έχουμε $U_2 - U_1 = \frac{U_0}{A} \cong 0$. Αυτό συνεπάγεται πως η τάση στον αναστρέφοντα ακροδέκτη (U_1) δίνεται από τη σχέση $U_1 \cong U_2$. Δηλαδή, επειδή το κέρδος A πλησιάζει στο άπειρο, το U_1 πλησιάζει στο U_2 . Αυτό το φαινόμενο αναφέρεται σαν το δυναμικό του ενός ακροδέκτη να παρακολουθεί το δυναμικό του άλλου. Επίσης το ίδιο φαινόμενο αναφέρεται και σαν "κατ' ουσίαν βραχυκύκλωμα" (virtual short) μεταξύ των δύο ακροδεκτών εισόδου.

Εδώ, πρέπει να δοθεί έμφαση στην έκφραση "καί' ουσίαν" και δεν πρέπει να γίνει το λάθος να βραχυκυκλωθούν πραγματικά οι ακροδέκτες 1 και 2, όταν αναλύει κάποιο κύκλωμα. Ένα καί' ουσίαν βραχυκύκλωμα σημαίνει πως όποια τάση υπάρχει στο 2 αυτόματα θα εμφανιστεί και στο 1, εξαιτίας του απείρου κέρδους A. Όμως ο ακροδέκτης 2 τυχαίνει να είναι συνδεδεμένος με τη γη, συνεπώς $U_2 = 0$, και $U_1 = 0$. Άρα γίνεται αναφορά στον ακροδέκτη 1 σαν καί' ουσίαν γη, δηλαδή το σημείο που έχει μεν τάση μηδέν, αλλά δεν είναι συνδεδεμένο στη γη. Τώρα που έγινε ο υπολογισμός της U_1 γίνεται εφαρμογή του νόμου του Ohm, και υπολογίζεται το ρεύμα I_1 που περνάει από την R_1 όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4 :

$$I_1 = \frac{U_1 - U_2}{R_1} \cong \frac{U_1}{R_1}. \text{ Το ρεύμα αυτό δεν μπορεί να πάει μέσα στον TE γιατί ο ιδανικός TE έχει}$$

άπειρη σύνθετη αντίσταση εισόδου, άρα δεν τραβάει ρεύμα. Προφανώς λοιπόν, το I_1 πρέπει να περάσει μέσα από την R_2 προς τον ακροδέκτη 3, που έχει χαμηλή σύνθετη αντίσταση. Εφαρμόζοντας τότε τον νόμο του Ohm στην R_2 υπολογίζεται η U_0 . Δηλαδή:

$$U_0 = U_1 - I_1 R_2 = 0 - \frac{U_1}{R_1} R_2, \text{ άρα :}$$

$$\frac{U_0}{U_1} = - \frac{R_2}{R_1} \quad 3.1$$

το οποίο είναι και το κέρδος κλειστού βρόχου που ήταν ουσιαστικά το ζητούμενο μέγεθος. Στο Σχήμα 3.4 φαίνονται μερικά βήματα αυτής της ανάλυσης. Το κέρδος κλειστού βρόχου είναι απλώς ο λόγος των δύο αντιστάσεων R_2 και R_1 . Το πρόσημο μείον σημαίνει πως ο TE σε συνδεσμολογία κλειστού βρόχου προκαλεί αναστροφή του σήματος. Συνεπώς, αν $R_2/R_1 = 10$, και εφαρμοστεί στην είσοδο (U_1) ένα σήμα ημιτονοειδές, $1 \text{ V}_p\text{-p}$, τότε η έξοδος U_0 θα είναι ένα σήμα ημιτονοειδές μεγέθους $10 \text{ V}_p\text{-p}$ και με διαφορά φάσης 180° από το σήμα εισόδου. Εξαιτίας του αρνητικού πρόσημου, που έχει σχέση με την συνδεσμολογία κλειστού βρόχου, η παραπάνω συνδεσμολογία ονομάζεται επίσης και αναστρέφουσα συνδεσμολογία. Το γεγονός ότι το κέρδος κλειστού βρόχου εξαρτάται εντελώς από εξωτερικά παθητικά στοιχεία (τις αντιστάσεις R_1 και R_2) είναι πολύ ενδιαφέρον, Σημάνει πως το κέρδος κλειστού βρόχου μπορεί να υπολογιστεί και να υλοποιηθεί με όση ακρίβεια απαιτείται επιλέγοντας παθητικά στοιχεία ανάλογης ακρίβειας. Σημάνει επίσης ότι το κέρδος κλειστού βρόχου είναι (ιδανικά) ανεξάρτητο από το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή. Αλλά αυτό είναι ένα ακραίο παράδειγμα αρνητικής ανάδρασης. Άρα η ανάλυση ξεκίνησε με έναν TE που είχε πολύ μεγάλο κέρδος A και εφαρμόζοντας αρνητική ανάδραση, αποκτήθηκε ένα κέρδος κλειστού βρόχου R_2/R_1 το οποίο είναι σταθερό και προβλέψιμο.

Επίδραση του Πεπερασμένου Κέρδους Ανοικτού Βρόχου.

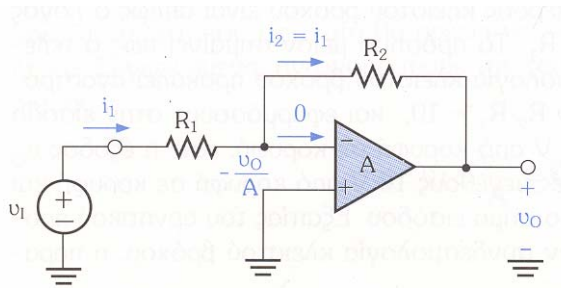
Στην πραγματικότητα το κέρδος A του TE δεν είναι άπειρο αλλά έχει μια πεπερασμένη τιμή. Παρακάτω υπολογίζεται το κέρδος κλειστού βρόχου της αναστρέφουσας

συνδεσμολογίας του ΤΕ για πεπερασμένο κέρδος. Το σχήμα 3.5 δείχνει την συνδεσμολογία και την ανάλυση. Ορίζοντας την τάση εξόδου ως U_o , η τάση μεταξύ των δύο ακροδεκτών εισόδου θα είναι U_o/A . Εφόσον ο θετικός ακροδέκτης εισόδου είναι γειωμένος, το δυναμικό του αρνητικού ακροδέκτη εισόδου πρέπει να είναι $-U_o/A$. Το ρεύμα I_1 που ρέει μέσα από την R_1 μπορεί να βρεθεί τώρα από τη σχέση :

$$I_1 = \frac{U_1 - (-U_o/A)}{R_1} = \frac{U_1 + U_o/A}{R_1} \quad 3.2$$

Η άπειρη σύνθετη αντίσταση εισόδου του ΤΕ αναγκάζει το ρεύμα I_1 να περάσει όλο μέσα από την R_2 . Η τάση εξόδου U_o μπορεί λοιπόν να υπολογιστεί από τη σχέση :

$$U_o = -\frac{U_o}{A} - I_1 R_2 = -\frac{U_o}{A} - \left(\frac{U_1 + U_o/A}{R_1}\right) R_2 \quad 3.3$$



Σχήμα 3.5 Ανάλυση της Αναστρέφουσας Συνδεσμολογίας λαμβάνοντας υπ' όψη το Πεπερασμένο Κέρδος

Έτσι προκύπτει το κέρδος κλειστού βρόχου :

$$G \cong \frac{U_o}{U_i} = \frac{-R_2/R_1}{1 + (1 + R_2/R_1)/A} \quad 3.4$$

Σημειώνεται πως καθώς το A τείνει στο άπειρο, το G τείνει στην ιδανική τιμή $-R_2/R_1$. Επίσης, από το Σχήμα 3.5 φαίνεται ότι καθώς το A τείνει στο άπειρο, η τάση στον αναστρέφοντα ακροδέκτη τείνει στο μηδέν. Αυτή είναι και η υπόθεση του "κατ' ουσίαν βραχυκυκλώματος" που χρησιμοποιήθηκε στην προηγούμενη ανάλυση, όπου υποτέθηκε πως ο ΤΕ είναι ιδανικός. Τέλος, σημειώνεται ότι η παραπάνω εξίσωση ουσιαστικά δείχνει πως για να ελαχιστοποιηθεί η εξάρτηση του κέρδους κλειστού βρόχου G από την τιμή του κέρδους ανοικτού βρόχου A , θα πρέπει να ισχύει :

$$1 + \frac{R_2}{R_1} \ll A \quad 3.5$$

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ ΕΞΟΔΟΥ

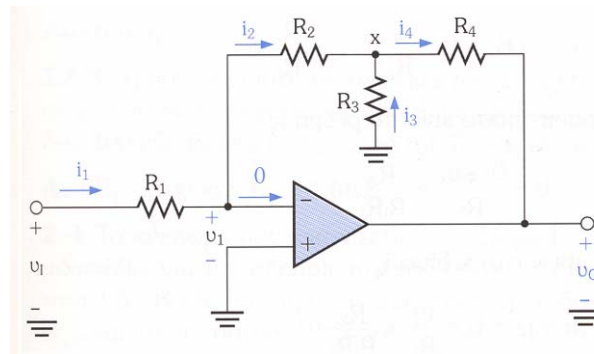
Έστω ότι υπάρχει ένας ιδανικός ΤΕ με άπειρο κέρδος ανοιχτού βρόχου. Τότε η αντίσταση εισόδου τού ενισχυτή κλειστού βρόχου σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία είναι απλώς ίση με R_1 . Αυτό φαίνεται καθαρά από το Σχήμα 3.4 (β) όπου :

$$R_{in} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_1}{U_1/R_1} = R_1 \quad 3.6$$

Συνεπώς, για να αυξηθεί η R_{in} πρέπει να επιλεγεί μια μεγάλη τιμή για την R_1 . Ωστόσο, αν το απαιτούμενο κέρδος R_2/R_1 είναι επίσης μεγάλο, τότε πρέπει και η R_2 να γίνει τόσο μεγάλη, ώστε να μην είναι πρακτική (π.χ. μερικά ΜΩ). Το συμπέρασμα είναι ότι η αναστρέφουσα συνδεσμολογία έχει πρόβλημα χαμηλής αντίστασης εισόδου. Μια λύση σ' αυτό το πρόβλημα δίνεται στο κύκλωμα του σχήματος 3.6 όπου το κέρδος του ενισχυτή δίνεται από την σχέση :

$$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad 3.7$$

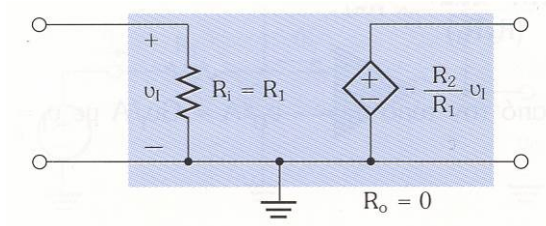
Άρα επιλέγοντας μόνο μια τιμή μεγάλης αντίστασης πχ την $R_1=1\text{M}\Omega$, $R_2=1\text{M}\Omega$, $R_3=10.2\text{K}\Omega$ και $R_4=1\text{M}\Omega$ τότε η αντίσταση εισόδου θα είναι $1\text{M}\Omega$ με κέρδος 100 που με το απλό κύκλωμα αναστρέφουσας συνδεσμολογίας θα έπρεπε να έχουμε $R_1=1\text{M}\Omega$ και $R_2=100\text{M}\Omega$.



**Σχήμα 3.6 Ειδική συνδεσμολογία για Μεγάλη Αντίσταση Εισόδου
Αναστρέφουσας Συνδεσμολογίας ΤΕ**

Πρέπει επίσης να αναφερθεί ότι το κέρδος ανοιχτού βρόχου A έχει αμελητέα επίδραση στην τιμή της αντίστασης εισόδου της αναστρέφουσας συνδεσμολογίας ενισχυτή. Εφόσον η έξοδος της αναστρέφουσας συνδεσμολογίας παίρνεται από τους ακροδέκτες της ιδανικής πηγής τάσης $A(U_2 - U_1)$ (βλέπε σχήμα 3.2) αυτό σημαίνει ότι η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή κλειστού βρόχου είναι μηδέν. Ο συνδυασμός των παραπάνω δίνει ως αποτέλεσμα το κύκλωμα του Σχήματος 3.7 για ισοδύναμο κύκλωμα της αναστρέφουσας

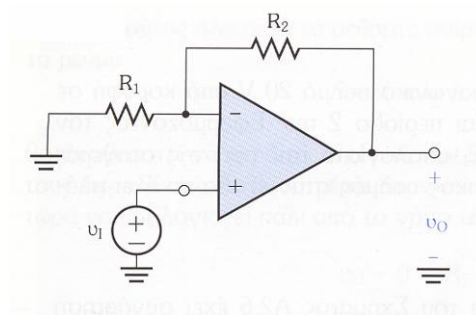
συνδεσμολογίας ενισχυτή που εικονίζεται στο Σχήμα 3.3 (με την προϋπόθεση ότι ο ΤΕ είναι ιδανικός).



Σχήμα 3.7 Ισοδύναμο Κύκλωμα του ΤΕ σε Αναστρέφουσα Συνδεσμολογία

3.3.2 ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΟΥΣΑ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ

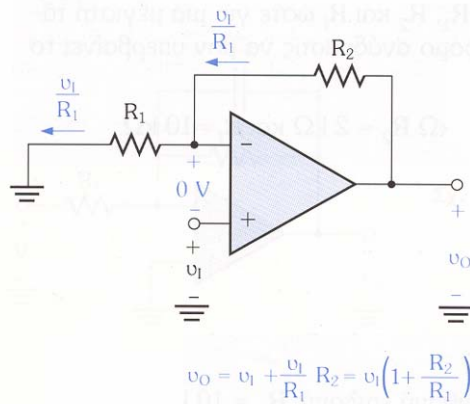
Η δεύτερη συνδεσμολογία κλειστού βρόχου που θα μελετηθεί είναι αυτή που εικονίζεται στο Σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8 Μη Αναστρέφουσα Συνδεσμολογία ΤΕ

Εδώ, το σήμα εισόδου U_i , εφαρμόζεται απευθείας στον θετικό ακροδέκτη εισόδου του τελεστικού ενισχυτή, ενώ ο άλλος ακροδέκτης συνδέεται στη γη μέσω μιας αντίστασης R_1 . Η ανάλυση του κυκλώματος αυτού για την εύρεση του κέρδους κλειστού βρόχου (U_o/U_i) εικονίζεται στο Σχήμα 3.9. Υποθέτοντας ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός με άπειρο κέρδος, έχουμε ένα κατ' ουσίαν βραχυκύκλωμα μεταξύ των δύο εισόδων του. Συνεπώς το διαφορικό σήμα εισόδου είναι :

$$U_2 - U_1 = \frac{U_o}{A} = 0 \quad \text{για } A = \infty \quad 3.8$$



Σχήμα 3.9 Ανάλυση της Μη Αναστρέφουσας Συνδεσμολογίας

Άρα η τάση στον αναστρέφοντα ακροδέκτη εισόδου θα ισούται με την τάση στο μη αναστρέφοντα ακροδέκτη εισόδου, που είναι η εφαρμοζόμενη τάση U_1 . Το ρεύμα μέσα από την R_1 βγαίνει ότι είναι U_1 / R_1 . Εξαιτίας της άπειρης σύνθετης αντίστασης εισόδου τού τελεστικού ενισχυτή, το ρεύμα αυτό θα περάσει μέσα από την R_2 , όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9. Τώρα, η τάση εξόδου υπολογίζεται από τη σχέση :

$$U_o = U_1 + \left(\frac{U_1}{R_1}\right) R_2 \quad 3.9$$

η οποία δίνει :

$$\frac{U_o}{U_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad 3.10$$

που είναι η εξίσωση κέρδους της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας.

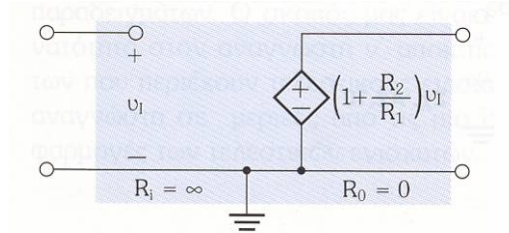
Η λειτουργία της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας μπορεί να κατανοηθεί καλύτερα θεωρώντας τα εξής: Ο διαιρέτης τάσης στο δρόμο της αρνητικής ανάδρασης προκαλεί την εμφάνιση ενός κλάσματος της τάσης εξόδου στον αναστρέφοντα ακροδέκτη εισόδου του ΤΕ. Αυτό σημαίνει ότι :

$$U_1 = U_o \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad 3.11$$

Τότε το άπειρο κέρδος του τελεστικού και η συνακόλουθη κατ' ουσίαν γη μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου τού ΤΕ, υποχρεώνει αυτήν την τάση να είναι ίση με εκείνη που εφαρμόζεται στο θετικό ακροδέκτη εισόδου. Συνεπώς, $U_1 = U_o \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)$ πράγμα που δίνει

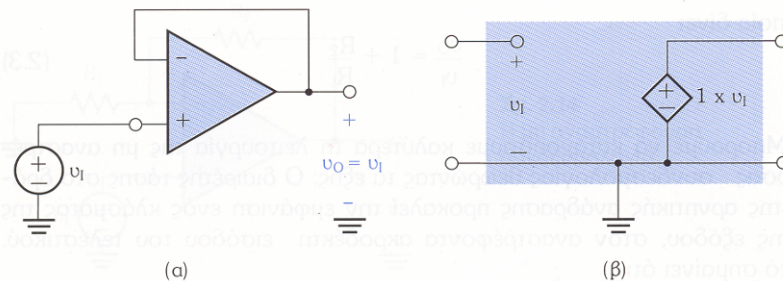
την εξίσωση κέρδους της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας. Το κέρδος της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας έχει θετικό πρόσημο, γεγονός που δικαιολογεί την ονομασία μη αναστρέφουσα. Η σύνθετη αντίσταση εισόδου αυτού του ενισχυτή κλειστού βρόχου είναι ιδανικά άπειρη, εφόσον δεν περνάει ρεύμα μέσα στο θετικό ακροδέκτη εισόδου του τελεστικού. Η έξοδος του μη αναστρέφοντος ΤΕ λαμβάνεται στους ακροδέκτες μιας

ιδανικής πηγής τάσης $A (U_2 - U_1)$ (δείτε ισοδύναμο κύκλωμα ΤΕ Σχήμα 3.10), οπότε η σύνθετη αντίσταση εξόδου της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας είναι μηδέν. Ο συνδυασμός των παραπάνω δίνει ως αποτέλεσμα το ισοδύναμο κύκλωμα της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας που φαίνεται στο Σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.10 Ισοδύναμο Κύκλωμα Μη Αναστρέφουσας Συνδεσμολογίας

Το ισοδύναμο κύκλωμα αυτό βγαίνει με την προϋπόθεση ότι ο τελεστικός είναι ιδανικός. Η ιδιότητα της μεγάλης αντίστασης εισόδου είναι ένα πολύ επιθυμητό χαρακτηριστικό της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας. Επιτρέπει την χρησιμοποίηση του κυκλώματος ως απομονωτή (buffer amplifier) για την σύνδεση μιας πηγής με μεγάλη σύνθετη αντίσταση σ' ένα φορτίο μικρής σύνθετης αντίστασης.



Σχήμα 3.11 (α) Απομονωτής Μοναδιαίου Κέρδους, ή Ακόλουθος Πηγής (β) Ισοδύναμο Κύκλωμα

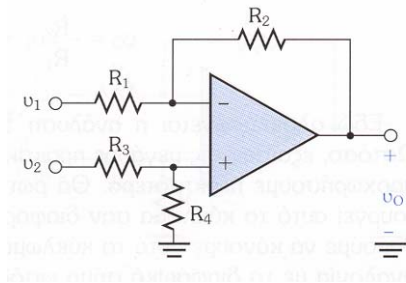
Σε πολλές εφαρμογές ο απομονωτής, δεν χρειάζεται να έχει κέρδος τάσης. Χρησιμοποιείται κυρίως σαν μετασχηματιστής σύνθετης αντίστασης ή σαν ενισχυτής ισχύος (power amplifier). Στις περιπτώσεις αυτές, μπορεί να ληφθεί η $R_2 = 0$, και η $R_1 = \infty$, που συνεπάγεται τον ενισχυτή μοναδιαίου κέρδους που εικονίζεται στο Σχήμα 3.11 (α). Το κύκλωμα αυτό έχει το όνομα ακόλουθος τάσης (voltage follower) εφόσον η έξοδος "ακολουθεί" την είσοδο. Στην ιδανική περίπτωση έχουμε $U_o = U_i$, $R_{in} = \infty$ και $R_{out} = 0$. Εφόσον η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία έχει κέρδος μεγαλύτερο ή ίσο της μονάδας, ανάλογα με την επιλογή του λόγου R_2/R_1 , η συνδεσμολογία αυτή πολλές φορές ονομάζεται και "ακόλουθος με κέρδος".

3.3.3 ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ INSTRUMENT AMPLIFIER

Έχοντας ήδη μελετηθεί οι δύο πιο συνηθισμένες συνδεσμολογίες κλειστού βρόχου για τελεστικούς ενισχυτές, παρακάτω γίνεται η παρουσίαση δύο πολύ σημαντικών συνδεσμολογιών.

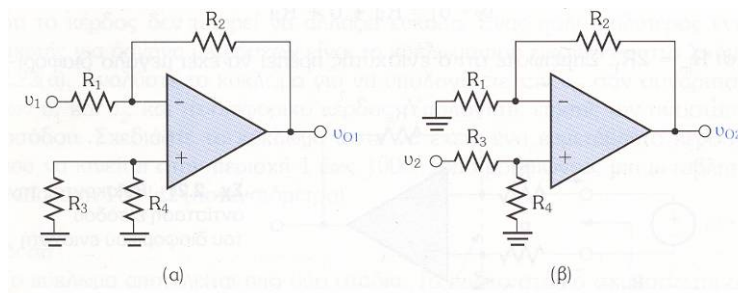
Ενισχυτής Διαφορών

Το κύκλωμα του ενισχυτή διαφορών δίνεται στο σχήμα 3.12



Σχήμα 3.12 Ενισχυτής Διαφορών

Ο υπολογισμός της σχέσης μεταξύ της τάσης εξόδου U_o και των τάσεων εισόδου U_1 και U_2 ο γίνεται με την χρησιμοποίηση της αρχής της υπέρθεσης. Αυτό είναι δυνατόν να γίνει επειδή το κύκλωμα είναι γραμμικό. Για να εφαρμοστεί υπέρθεση, πρώτα μειώνεται η U_2 στο μηδέν, δηλαδή γειώνεται ο ακροδέκτης όπου εφαρμόζεται η τάση U_2 και μετά υπολογίζεται η αντίστοιχη τάση εξόδου που οφείλεται αποκλειστικά στην U_1 . Ονομάζουμε την τάση αυτή U_{o1} .



Σχήμα 3.13 Ανάλυση Ενισχυτή Διαφορών

Η τιμή της βρίσκεται από το κύκλωμα του Σχήματος 3.13 (α), που όπως φαίνεται δεν είναι άλλο από την αναστρέφουσα συνδεσμολογία. Η ύπαρξη των R_3 και R_4 δεν επηρεάζει τη σχέση για το κέρδος, εφόσον δεν περνάει ρεύμα από αυτές, συνεπώς :

$$U_{O1} = - \frac{R_2}{R_1} U_1 \quad 3.12$$

Κατόπιν, μειώνεται η U_1 στο μηδέν, και υπολογίζεται η αντίστοιχη τάση εξόδου U_{o2} . Το κύκλωμά τώρα είναι αυτό που εικονίζεται στο Σχήμα 3.13 (β), το οποίο αναγνωρίζεται ως η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία, μαζί με ένα διαιρέτη τάσης, αποτελούμενο από τις αντιστάσεις R_3 και R_4 που συνδέονται στον ακροδέκτη όπου εφαρμόζεται η U_2 . Η τάση εξόδου U_{o2} είναι λοιπόν :

$$U_{o2} = U_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad 3.13$$

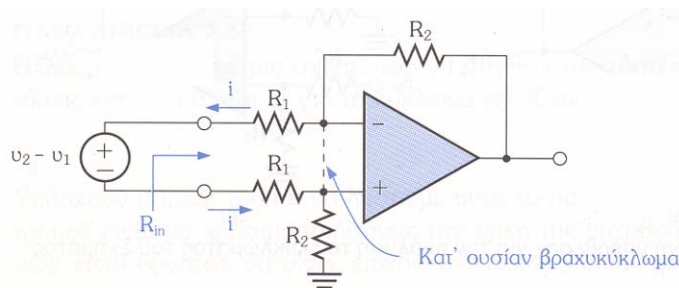
Η αρχή της υπέρθεσης μας λέει ότι η τάση εξόδου U_o ισούται με το άθροισμα των U_{o1} και U_{o2} . Έτσι :

$$U_o = -\frac{R_2}{R_1} U_1 + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} U_2 \quad 3.14$$

Η συνθήκη βάση της οποίας το κύκλωμα αυτό λειτουργεί ως ενισχυτής διαφορών είναι $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$. Αυτή η σχέση απορρέει από την σχέση για την U_o 3.14 αν θέσουμε $U_1=U_2$ και $U_o=0$. Αντικαθιστώντας στην σχέση για την U_o 3.14 παίρνουμε την παρακάτω τάση εξόδου :

$$U_o = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1) \quad 3.15$$

που είναι καθαρά η σχέση για τον διαφορικό ενισχυτή με κέρδος R_2/R_1 .



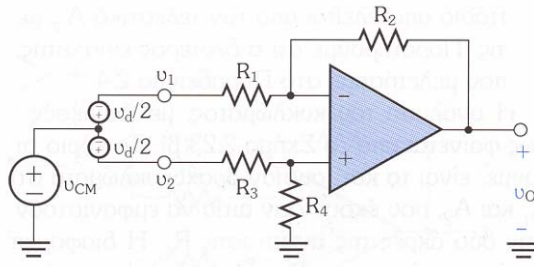
Σχήμα 3.14 Υπολογισμός Αντίστασης Εξόδου Ενισχυτή Διαφορών

Εφαρμόζοντας την συνθήκη $R_2/R_1 = R_4/R_3$ υπολογίζεται η αντίσταση εισόδου του Ενισχυτή Διαφορών. Και για να απλοποιηθούν περισσότερο τα πράγματα, τίθεται $R_3=R_1$ και $R_4=R_2$ για τον υπολογισμό της διαφορικής αντίστασης εισόδου R_{in} που ορίζεται ως :

$$R_{in} \equiv \frac{U_2 - U_1}{i} \quad 3.16$$

Επειδή οι δύο ακροδέκτες εισόδου του τελεστικού ενισχυτή ακολουθούν ο ένας τον άλλον σε δυναμικό, μπορεί να γραφτεί μια εξίσωση βρόχου που δίνει $U_2 - U_1 = R_1 i + 0 + R_1 i$. Έτσι $R_{in} =$

$2R_1$. Το ζητούμενο όμως είναι ο ενισχυτής να έχει μεγάλο διαφορικό κέρδος. Τότε η R_1 , αναγκαστικά, πρέπει να είναι σχετικά μικρή, οπότε η αντίσταση εισόδου θα είναι αντίστοιχα μικρή, πράγμα που κάνει το κύκλωμα όχι και τόσο καλό.

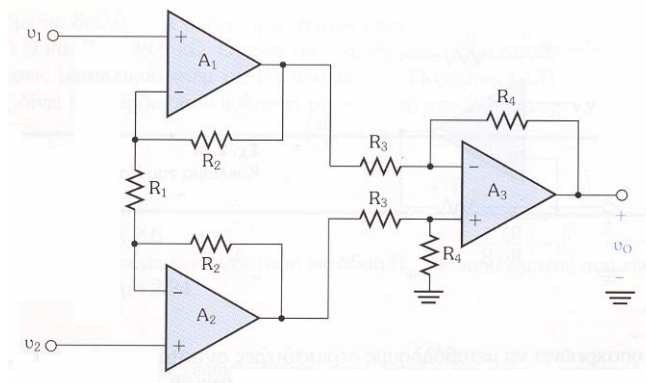


Σχήμα 3.15 Αναπαράσταση Κοινού Σήματος Ενισχυτή Διαφορών

Οι διαφορικοί ενισχυτές βρίσκουν εφαρμογή σε πολλούς τομείς, κυρίως στην κατασκευή οργάνων μετρήσεων. Για παράδειγμα, ας θεωρήσουμε την περίπτωση ενός μετατροπέα που παράγει μεταξύ των δύο ακροδεκτών εξόδου του, ένα σχετικά μικρό σήμα, ας πούμε 1 mV. Ωστόσο, μεταξύ του κάθε καλωδίου, που οδηγεί από τον μετατροπέα στο όργανο μέτρησης και γης, μπορεί να υπάρξει κάποια μεγάλη παρεμβολή, ας πούμε 1V. Ο ενισχυτής που απαιτείται, γνωστός και ως ενισχυτής οργάνου μέτρησης (instrumentation amplifier), πρέπει να απορρίψει αυτό το μεγάλο σήμα παρεμβολής, που είναι κοινό στα δύο καλώδια (common-mode signal) και να ενισχύσει τη μικρή διαφορά των σημάτων. Η κατάσταση εικονίζεται στο Σχήμα 3.15, όπου U_{CM} δηλώνει το κοινό σήμα, και U_d δηλώνει το διαφορικό σήμα και $U_1 = U_{CM} - U_d/2$ και $U_2 = U_{CM} + U_d/2$.

Ενισχυτής Οργάνων Μέτρησης (Instrumentation Amplifier)

Ο ενισχυτής διαφορών που μελετήσαμε στο προηγούμενο παράδειγμα δεν είναι ικανοποιητικός σαν ενισχυτής οργάνων μετρήσεων. Τα μεγαλύτερα μειονεκτήματά του είναι η χαμηλή αντίσταση εισόδου του, και το γεγονός ότι το κέρδος δεν μπορεί να αλλάξει εύκολα. Ένας πολύ καλύτερος ενισχυτής για όργανα μετρήσεων είναι το κύκλωμα που εικονίζεται στο Σχήμα 3.16.



Σχήμα 3.16 Κύκλωμα Ενισχυτή Οργάνων

Παρακάτω ακολουθεί η ανάλυση του κυκλώματος υποθέτοντας ιδανικούς ΤΕ. Το κύκλωμα αποτελείται από δύο στάδια. Το πρώτο στάδιο σχηματίζεται από τους ΤΕ Α1 και Α2 με τις αντιστάσεις R1 και R2, και το δεύτερο στάδιο αποτελείται από τον τελεστικό Α3, με τις αντίστοιχες αντιστάσεις επίσης. Ο δεύτερος ενισχυτής είναι ο διαφορικός ενισχυτής που αναλύσαμε πριν. Η ανάλυση του κυκλώματος, με ιδανικούς τελεστικούς, είναι απλή, όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.17. Τα κατ' ουσίαν βραχυκυκλώματα στις εισόδους των τελεστικών Α1 και Α2, έχουν σαν αιτία να εμφανιστούν οι τάσεις εισόδου U1 και U2 στις δύο άκρες της αντίστασης R1. Η διαφορική τάση εισόδου (U1 - U2) εμφανίζεται πάνω στην R1 και προκαλεί τη ροή ενός ρεύματος (U1 - U2)/R1 μέσα από την R1 και τις δύο αντιστάσεις τιμής R2. Αυτό το ρεύμα προκαλεί μια διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών εξόδου του Α1 και το Α2, που δίνεται από τη σχέση :

$$U_{O1} - U_{O2} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (U_1 - U_2) \quad 3.17$$

Ο ενισχυτής διαφορών που δημιουργείται από τον τελεστικό Α3 αντιλαμβάνεται τη διαφορά δυναμικού (U_{O1} - U_{O2}) και παρέχει μια ανάλογη τάση U_o :

$$U_o = - \frac{R_4}{R_3} (U_{O1} - U_{O2}) \quad 3.18$$

Συνδυάζοντας τις παραπάνω εξισώσεις παίρνουμε :

$$U_o = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (U_2 - U_1) \quad 3.19$$

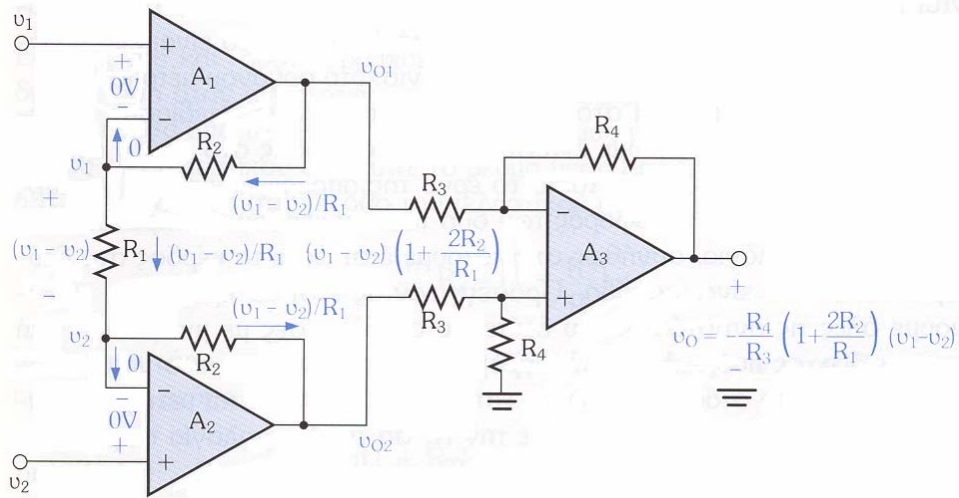
Άρα, ο ενισχυτής οργάνου μέτρησης έχει ένα διαφορικό κέρδος που δίνεται από την σχέση :

$$A_d \equiv \frac{U_o}{U_2 - U_1} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} \quad 3.20$$

Στους περισσότερους Ενισχυτές Οργάνων οι αντιστάσεις R3 και R4 τίθενται ίσες δηλαδή το κέρδος του Ενισχυτή Διαφορών είναι ένα. Τότε το Διαφορικό κέρδος του Ενισχυτή οργάνων γίνεται :

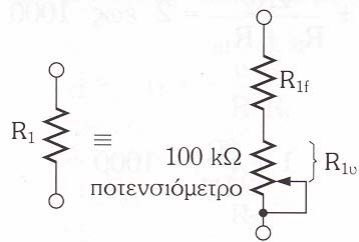
$$A_d = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad 3.21$$

Έτσι γίνεται εύκολη η μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή μεταβάλλοντας μόνο την αντίσταση R1.



Σχήμα 3.17 Ανάλυση Ενισχυτή Οργάνων

Συνήθως η αντίσταση R_1 επιλέγεται ως ένα ποτενσιόμετρο σε σειρά με μια αντίσταση η οποία αντίσταση καθορίζει την ελάχιστη τιμή του κέρδους.

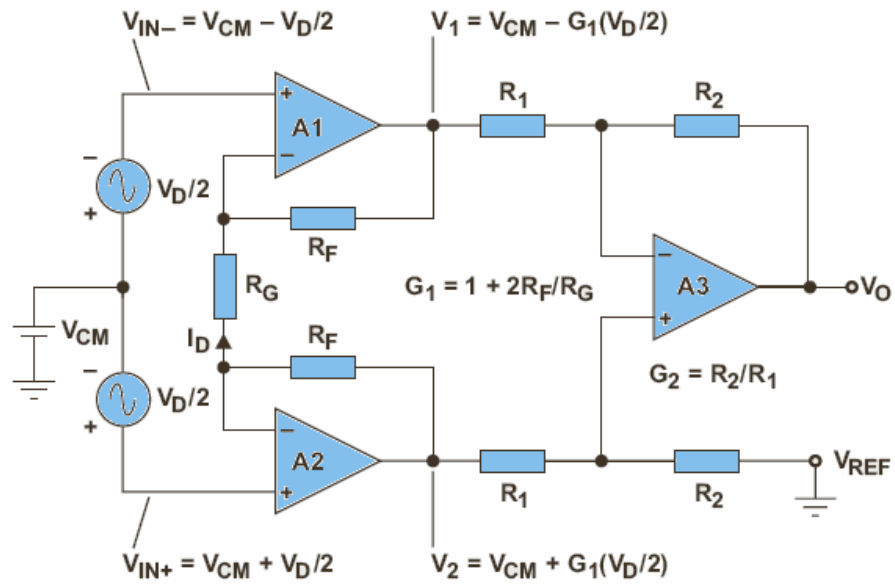


Σχήμα 3.18 Επιλογή Αντίστασης R_1

Μπορεί εύκολα να αποδειχθεί ότι ένα κοινό σήμα U_{CM} που εφαρμόζεται στους δύο ακροδέκτες (βλέπε Σχήμα 3.15) θα προχωρήσει μέσα από το πρώτο στάδιο, και θα δώσει σαν αποτέλεσμα $U_{O1} = U_{O2} = U_{CM}$ (υποθέτοντας ό $U_d=0$). Έτσι, αν ο διαφορικός ενισχυτής στο δεύτερο στάδιο είναι κατάλληλα εξισορροπημένος, θα παράγει στην έξοδο μηδενική τάση, σαν απόκριση στο κοινό σήμα U_{CM} αποδεικνύοντας ότι το κέρδος κοινού σήματος ενός ενισχυτή οργάνου μετρήσεως είναι ιδανικά μηδενικό.

Επειδή και τα δύο στάδια εισόδου των τελεστικών ενισχυτών συνδέονται με τη μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία, η συνθέτη αντίσταση εισόδου που βλέπουν η U_1 και η U_2 είναι ιδανικά άπειρη. Αυτό είναι ένα πραγματικό πλεονέκτημα της συνδεσμολογίας ενισχυτή οργάνου μέτρησης.

Αν στην είσοδο εφαρμόζονται ταυτόχρονα και U_{CM} και U_d η ανάλυση γίνεται όπως στο σχήμα 3.19 και τις εξισώσεις που ακολουθούν.



Σχήμα 3.19 Πλήρης Ανάλυση Ενισχυτή Οργάνων

$$V_{CM} = \frac{V_{IN+} + V_{IN-}}{2} \text{ και } V_D = V_{IN+} - V_{IN-} \quad (3.22)$$

$$V_{IN+} = V_{CM} + \frac{V_D}{2} \text{ και } V_{IN-} = V_{CM} - \frac{V_D}{2} \quad (3.23)$$

$$I_D = \frac{V_{IN+} + V_{IN-}}{R_G} = \frac{V_D}{R_G} \quad (3.24)$$

$$V_1 = V_{CM} - \frac{V_D}{2} - I_D R_F \text{ και } V_2 = V_{CM} + \frac{V_D}{2} + I_D R_F \quad (3.25)$$

$$V_1 = V_{CM} - \frac{V_D}{2} G_1 \text{ και } V_2 = V_{CM} + \frac{V_D}{2} G_1 \text{ όπου } G_1 = 1 + 2 \frac{R_F}{R_G} \quad (3.26)$$

$$V_O = (V_2 - V_1) G_2 \text{ όπου } G_2 = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.27)$$

$$\frac{V_O}{V_D} = G_1 G_2 = G_{TOT} \quad (3.28)$$

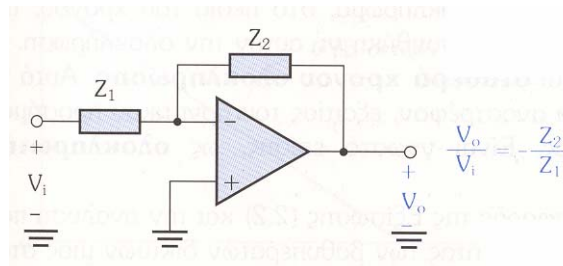
3.3.4 ΑΛΛΕΣ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ

Εκτός από τις συνδεσμολογίες που αναλύθηκαν παραπάνω υπάρχουν και άλλες πολύ χρήσιμες συνδεσμολογίες με την χρήση ΤΕ. Μερικές από αυτές είναι τα Δυναμικά Φίλτρα, Ολοκληρωτές Διαφοριστές, Μετατροπείς Τάσης σε Ρεύμα, Συγκριτές, Συγκριτές παράθυρο κλπ.

Στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία, αντί των δύο αντιστάσεων R_1 και R_2 , θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν δύο σύνθετες αντιστάσεις Z_1 και Z_2 όπως φαίνεται στο

Σχήμα 3.20. Το κέρδος κλειστού βρόχου, ή πιο σωστά, η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου, δίνεται από τη σχέση :

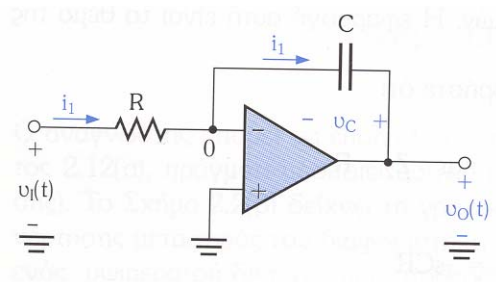
$$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad 3.29$$



Σχήμα 3.20 Αναστρέφουσα Συνδεσμολογία με χρήση Σύνθετων Αντιστάσεων

Ανάλογα με τις αντιστάσεις Z1 και Z2 διακρίνονται οι παρακάτω συνδεσμολογίες.

Ολοκληρωτής Miller.



Σχήμα 3.21 Ολοκληρωτής Miller

Αν $Z_1 = R$ και $Z_2 = \frac{1}{sC}$ τότε η συνάρτηση μεταφοράς γίνεται :

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{sCR} \quad 3.30$$

και για $s = j\omega$ η σχέση αυτή γίνεται :

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{j\omega CR} \quad 3.31$$

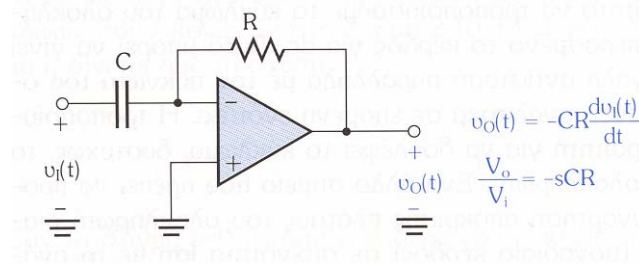
Αυτή η συνάρτηση μεταφοράς αντιστοιχεί στην πράξη της ολοκλήρωσης. Δηλαδή η $U_o(t)$ θα είναι το ολοκλήρωμα της $U_i(t)$. Αν την χρονική στιγμή $t=0$ η τάση στα άκρα του πυκνωτή είναι V_c τότε :

$$U_o(t) = V_c - \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t) dt = V_c - \frac{1}{CR} \int_0^t U_i(t) dt \quad 3.32$$

Η σταθερά χρόνου CR λέγεται σταθερά χρόνου ολοκλήρωσης. Αυτό το κύκλωμα ολοκληρωτή είναι αναστρέφον, εξαιτίας του αρνητικού πρόσημου στην συνάρτηση

μεταφοράς. Είναι γνωστό επίσης, ως ολοκληρωτής Miller. Η πιο σημαντική εφαρμογή του ολοκληρωτή Miller είναι η μετατροπή των τετραγωνικών παλμών σε κυματομορφές τριγωνικών παλμών.

Διαφοριστής.



Σχήμα 3.23 Διαφοριστής

Αν $Z_1 = \frac{1}{sC}$ και $Z_2=R$ τότε η συνάρτηση μεταφοράς γίνεται :

$$\frac{V_o}{V_i} = -sCR \quad 3.33$$

και για $s = j\omega$ η σχέση αυτή γίνεται :

$$\frac{V_o}{V_i} = -j\omega CR \quad 3.34$$

που αντιστοιχεί στην πράξη της διαφορίσης δηλαδή :

$$U_o(t) = -CR \frac{dU_i(t)}{dt} \quad 3.35$$

Η ίδια η φύση του κυκλώματος του διαφοριστή έχει σαν αποτέλεσμα να το κάνει "μεγεθυντή θορύβου". Αυτό οφείλεται στο σπινθήρα (spike) που παράγεται στην έξοδο, κάθε φορά που υπάρχει απότομη μεταβολή στην είσοδο $U_i(t)$. Γι' αυτόν το λόγο, αλλά και επειδή έχουν προβλήματα αστάθειας τα κυκλώματα διαφοριστών γενικά αποφεύγονται στην πράξη. Όταν χρησιμοποιείται το κύκλωμα του σχήματος 3.23, είναι συνήθως απαραίτητο να συνδέεται μια μικρή αντίσταση σε σειρά με έναν πυκνωτή. Αυτή η τροποποίηση, δυστυχώς κάνει το κύκλωμα μη ιδανικό διαφοριστή.

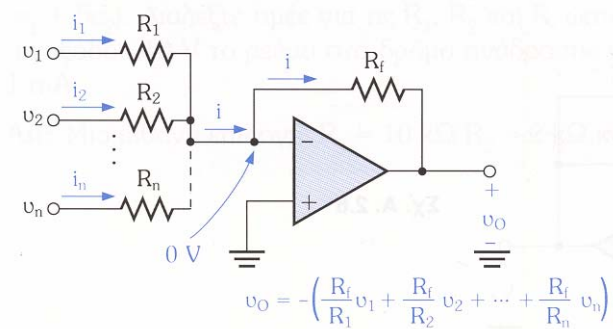
Αθροιστής Με Βάρη.

Το κύκλωμα του αθροιστή με βάρη δίνεται στο Σχήμα 3.24. Ως είσοδο έχουμε μερικά σήματα που μέσω κατάλληλων αντιστάσεων εφαρμόζονται στον αναστρέφοντα ακροδέκτη του ΤΕ. Το επιθυμητό αποτέλεσμα είναι η τάση εξόδου να είναι το άθροισμα αυτών των σημάτων.

Η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση :

$$U_0 = - \left(\frac{R_f}{R_1} U_1 + \frac{R_f}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} U_n \right)$$

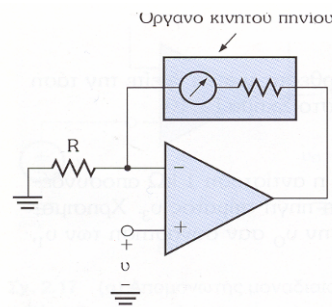
3.36



Σχήμα 3.24 Αθροιστής με βάρη

Δηλαδή η έξοδος είναι το άθροισμα των σημάτων εξόδου τα οποία πολλαπλασιάζονται με διαφορετικούς συντελεστές το καθένα.

Αναλογικό Βολτόμετρο

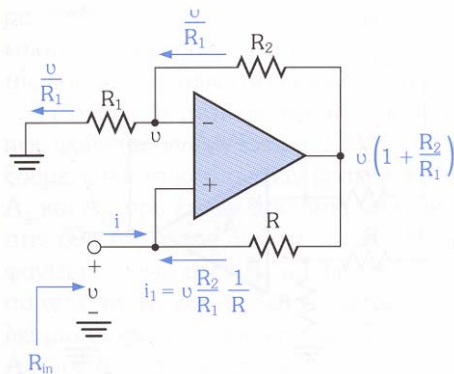


Σχήμα 3.25 Αναλογικό Βολτόμετρο

Στο σχήμα 3.25 εικονίζεται ένα κύκλωμα αναλογικού βολτόμετρου, πολύ υψηλής αντίστασης εισόδου, που χρησιμοποιεί ένα φτηνό όργανο κινητού πηνίου. Όπως φαίνεται στο σχήμα, το όργανο κινητού πηνίου είναι συνδεδεμένο στο δρόμο αρνητικής ανάδρασης του τελεστικού ενισχυτή. Το βολτόμετρο μετράει την τάση U που εφαρμόζεται μεταξύ του θετικού ακροδέκτη του ενισχυτή και της γης. Το βολτόμετρο αυτό θα παράγει ενδείξεις ανάλογες με την τιμή της U , ανεξάρτητες από την τιμή της εσωτερικής αντίστασης του οργάνου κινητού πηνίου, μια ιδιότητα πολύ επιθυμητή.

Μετατροπές Τάσης Σε Ρεύμα

Το βασικό κύκλωμα στο οποίο βασίζεται ο μετατροπές τάσης σε ρεύμα είναι ο μετατροπές αρνητικής σύνθετης αντίστασης που εικονίζεται στο σχήμα 3.26



Σχήμα 3.26 Μετατροπές αρνητικής σύνθετης αντίστασης

Η τάση στην έξοδο του κυκλώματος είναι :

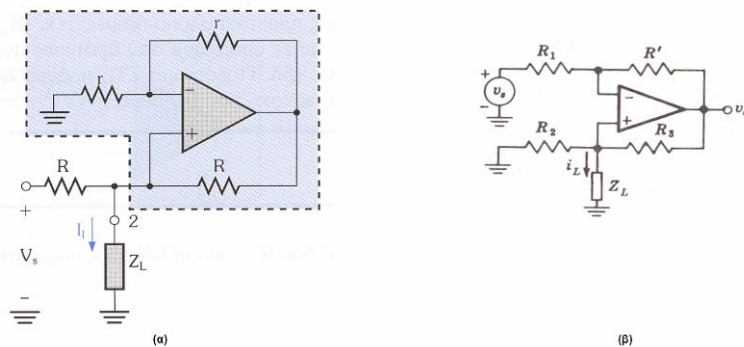
$$U_o = U \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R} \quad 3.37$$

και η αντίσταση εισόδου δίνεται από την σχέση :

$$R_{in} = -R \frac{R_2}{R_1} \quad 3.38$$

και αν θέσουμε $R_1 = R_2$ τότε $R_{in} = -R$.

Ο μετατροπές τάσης σε ρεύματος δίνεται από το κύκλωμα του σχήματος 3.27 (α). Ο μετατροπές αυτός εκμεταλλεύεται την ιδιότητα του μετατροπές αρνητικής σύνθετης αντίστασης και παράγει ένα ρεύμα πάνω στην αντίσταση φορτίου ανάλογο της τάσης εισόδου και ανεξάρτητο του φορτίου Z_L . $I_L = V_S / R$

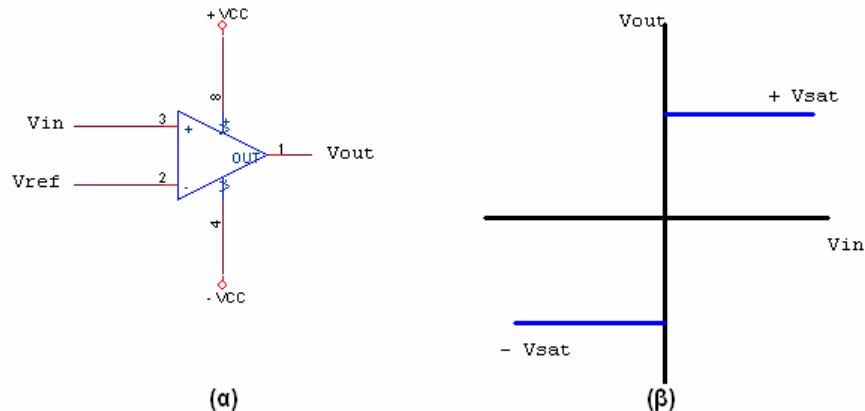


Σχήμα 3.27 Μετατροπές Τάσης σε Ρεύμα

Την ίδια λειτουργία κάνει και το κύκλωμα του σχήματος 3.27(β) με την διαφορά ότι το σήμα εφαρμόζεται στον αρνητικό ακροδέκτη του ΤΕ.

Συγκριτής

Το βασικό κύκλωμα του συγκριτή όπως και η χαρακτηριστική μεταφοράς του δίνεται στο σχήμα 3.28.



Σχήμα 3.28 Βασικό Κύκλωμα Συγκριτή

Όπως έχει αναφερθεί στην παράγραφο 3.2 η τάση εξόδου του ΤΕ δίνεται από την σχέση $U_o = A(U_2 - U_1)$ όπου στην περίπτωση του σχήματος 3.2 $U_2 = V_{in}$ και $U_1 = V_{ref}$. Αν η τάση V_{in} γίνει μεγαλύτερη από την V_{ref} τότε στην έξοδο του ΤΕ η τάση θα γίνει ίση με την θετική τάση κόρου ενώ αν η V_{in} γίνει μικρότερη από την V_{ref} τότε στην έξοδο η τάση θα γίνει ίση με την αρνητική τάση κόρου. Δηλαδή υπάρχει θετική τάση στην έξοδο για $V_{in} > V_{ref}$. Σε περίπτωση που η εφαρμογή απαιτεί να γίνεται το αντίθετο, δηλαδή να υπάρχει θετική τάση στην έξοδο αν $V_{in} < V_{ref}$ τότε συνδέεται στον μη αναστρέφοντα ακροδέκτη του ΤΕ την V_{ref} και στον αναστρέφοντα την V_{in} .

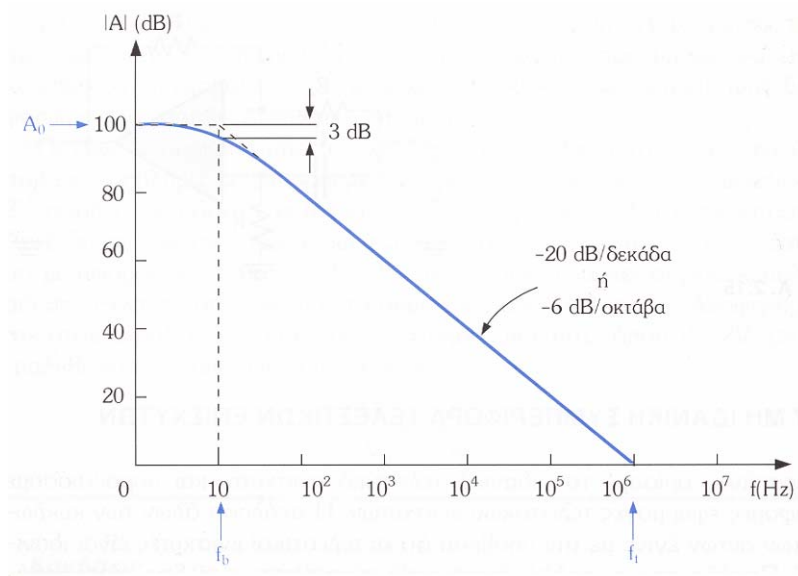
3.4 ΜΗ ΙΔΑΝΙΚΗ ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

Η ανάλυση όλων των κυκλωμάτων έγινε με την υπόθεση ότι οι ΤΕ είναι ιδανικοί. Παρόλο που σε πολλές εφαρμογές, η υπόθεση αυτή δεν είναι καθόλου αβάσιμη, ο σχεδιαστής κυκλωμάτων πρέπει να είναι εξοικειωμένος με τα χαρακτηριστικά των ΤΕ που συναντιούνται στην πράξη και τις επιπτώσεις των χαρακτηριστικών αυτών στην λειτουργία των κυκλωμάτων. Μόνον τότε θα μπορέσει ο σχεδιαστής, να χρησιμοποιήσει έξυπνα τον ΤΕ, ιδίως όταν η εφαρμογή δεν είναι συνηθισμένη. Φυσικά, η μη ιδανική συμπεριφορά των ΤΕ, θα περιορίσει το εύρος λειτουργίας των κυκλωμάτων που αναλύσαμε στα παραπάνω παραδείγματα. Παρακάτω θα μελετηθεί η μη ιδανική συμπεριφορά των τελεστικών.

3.4.1 ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΤΕ

Πεπερασμένο Κέρδος Ανοικτού Βρόχου και Εύρος Ζώνης

Το διαφορικό κέρδος ανοικτού βρόχου ενός τελεστικού ενισχυτή δεν είναι άπειρο. Αντίθετα, είναι πεπερασμένο και ελαττώνεται με την αύξηση της συχνότητας. Το Σχήμα 3.29 δείχνει τη γραφική παράσταση του $|A|$, με τιμές αρκετά τυπικές για τους περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές γενικής χρήσης (όπως ο ενισχυτής τύπου 741). Παρατηρείται πως ενώ το κέρδος είναι αρκετά υψηλό σε dc και στις χαμηλές συχνότητες, αρχίζει να πέφτει, σε μια μάλλον χαμηλή συχνότητα (10 HZ για παράδειγμα). Αυτή η ομοιόμορφη πτώση κατά 20 dB ανά δεκάδα, είναι τυπική για τους εσωτερικά αντισταθμισμένους ΤΕ.



Σχήμα 3.29 Κέρδος Ανοικτού Βρόχου ενός τυπικού, εσωτερικά αντισταθμισμένου, ΤΕ γενικής χρήσης

Οι ΤΕ είναι στοιχεία που περιέχουν ένα υποκύκλωμα (συνήθως ένα μόνο πυκνωτή) μέσα στο ίδιο ολοκληρωμένο κύκλωμα, το οποίο έχει τον ρόλο να προκαλεί στο κέρδος του ΤΕ συμπεριφορά ενός βαθυπερατού κυκλώματος μιας σταθεράς χρόνου (single time constant low pass). Η διαδικασία αυτή της μεταβολής του κέρδους ανοικτού βρόχου ονομάζεται αντιστάθμιση συχνότητας. Σκοπός της είναι να εξασφαλίσει ότι τα κυκλώματα ΤΕ θα είναι ευσταθή (σε αντίθεση με τα ταλαντωμένα).

Σε αναλογία με την απόκριση των βαθυπερατών κυκλωμάτων μιας σταθεράς χρόνου το κέρδος $A(s)$ ενός εσωτερικά αντισταθμισμένου τελεστικού ενισχυτή μπορεί να εκφραστεί ως εξής :

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s/\omega_b} \quad 3.39$$

το οποίο για φυσικές συχνότητες $s=j\omega$, γίνεται :

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_b} \quad 3.40$$

όπου A_0 είναι το κέρδος dc και ω_b είναι η συχνότητα 3 dB (ή συχνότητα "γωνάτου"). Στο παράδειγμα του Σχήματος 3.29 $A_0=10^5$ και $\omega_b = 2\pi \times 10$ rad/s. Για συχνότητες $\omega \gg \omega_b$ (περίπου 10 φορές μεγαλύτερες) η παραπάνω εξίσωση μπορεί να προσεγγιστεί από την :

$$A(j\omega) = \frac{A_0\omega_b}{j\omega} \quad 3.41$$

από την οποία φαίνεται ότι το κέρδος $|A|$ φτάνει την μονάδα (0dB) σε μια συχνότητα που ορίζουμε σαν ω_t , που δίνεται από την σχέση $\omega_t = A_0 \omega_b$ άρα :

$$A(j\omega) = \frac{\omega_t}{j\omega} \quad 3.42$$

όπου ω_t καλείται εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους (unity gain bandwidth). Το εύρος Ζώνης μοναδιαίου κέρδους $f_t = \omega_t / 2\pi$ ορίζεται συνήθως στα data sheets των TE.

Απόκριση Συχνότητας Ενισχυτών σε Συνδεσμολογία Κλειστού Βρόχου

Στη συνέχεια θεωρούμε την επίδραση του πεπερασμένου κέρδους και εύρους ζώνης του TE στις συναρτήσεις μεταφοράς κλειστού βρόχου των δύο βασικών συνδεσμολογιών : της αναστρέφουσας συνδεσμολογίας του Σχήματος 3.3 και της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογία του Σχήματος 3.8. Το κέρδος κλειστού βρόχου του αναστρέφοντα TE θεωρώντας πεπερασμένο το κέρδος ανοιχτού βρόχου που υπολογίστηκε στην Ενότητα 3.3.1 (Εξίσωση 3.4) :

$$G \cong \frac{U_o}{U_i} = \frac{-R_2/R_1}{1 + (1 + R_2/R_1)/A}$$

Αντικαθιστώντας το A από την Εξίσωση (3.39) και για $A_0 \gg 1 + R_2/R_1$, που είναι και η συνηθισμένη περίπτωση έχουμε :

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{s}{\omega_t/(1 + R_2/R_1)}} \quad 3.43$$

που είναι ίδιας μορφής με τη συνάρτηση μεταφοράς ενός βαθυπερατού δικτύου μιας σταθεράς χρόνου. Έτσι, ο αναστρέφων ενισχυτής έχει μια απόκριση βαθυπερατού δικτύου μιας σταθεράς χρόνου με κέρδος dc που έχει πλάτος ίσο με R_2/R_1 . Το κέρδος κλειστού βρόχου κατεβαίνει με κλίση 20 dB ανά δεκάδα με συχνότητα 3 dB (corner frequency) που δίνεται από τη σχέση :

$$\omega_{3dB} = \frac{\omega_t}{(1 + R_2/R_1)} \quad 3.44$$

Παρομοίως η ανάλυση του μη αναστρέφοντος ΤΕ δίνει τη συνάρτηση μεταφοράς κέρδους κλειστού βρόχου :

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + (1 + R_2/R_1)/A} \quad 3.45$$

Αντικαθιστώντας το Α από την Εξίσωση (3.39) και για $A_o \gg 1 + R_2/R_1$, που είναι και η συνηθισμένη περίπτωση έχουμε :

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{s}{\omega_t/(1 + R_2/R_1)}} \quad 3.46$$

Έτσι, ο μη αναστρέφων ενισχυτής έχει απόκριση βαθυπερατού δικτύου μίας σταθεράς χρόνου με κέρδος dc $(1 + R_2/R_1)$ και συχνότητα 3 dB που δίνεται από την εξίσωση 3.44.

Ερμηνεία με βάση την Ανάδραση

Στους ΤΕ γίνεται συμβιβασμός μεταξύ του κέρδους και του εύρους ζώνης. Η αναστρέφουσα και η μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία έχουν εντελώς ίδιους βρόχους ανάδρασης. Αυτό φαίνεται αν αφαιρέσουμε τη διέγερση, οπότε έχουμε σαν αποτέλεσμα και στις δύο περιπτώσεις, το ίδιο βρόχο ανάδρασης. Επειδή οι βρόχοι ανάδρασής τους είναι ολόιδιοι, οι δύο συνδεσμολογίες εξαρτώνται κατά τον ίδιο τρόπο από το πεπερασμένο κέρδος και το εύρος ζώνης (π.χ. ίδιες εκφράσεις για την f_{3dB}).

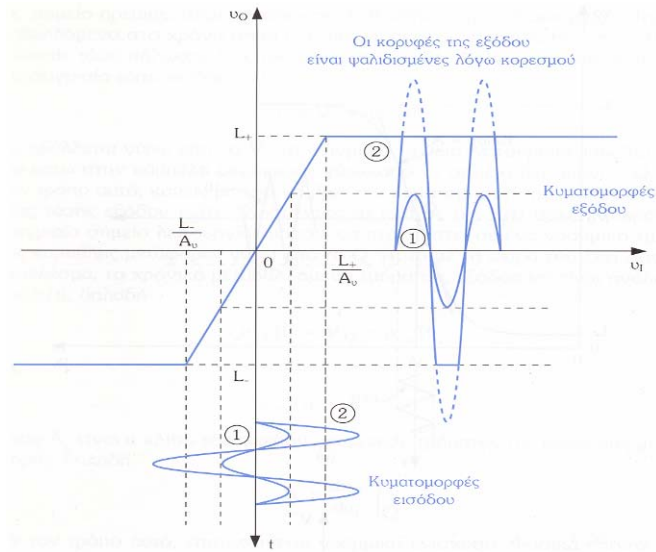
3.4.2 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕΓΑΛΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΤΕ

Όταν έχουμε μεγάλα σήματα εξόδου ο ΤΕ έχει περιορισμούς στις επιδόσεις του. Έτσι γίνεται δυσκολότερη η σχεδίαση διαφόρων κυκλωμάτων γιατί ο σχεδιαστής πρέπει να λάβει υπ' όψη αυτούς τους περιορισμούς. Μερικά από τα πιο γνωστά φαινόμενα είναι ο κορεσμός εξόδου που το συναντάμε σχεδόν σε όλες τις ενισχυτικές διατάξεις και ο ρυθμός ανόδου της εξόδου του ΤΕ.

Κορεσμός Εξόδου (Output Saturation)

Όπως όλοι οι ενισχυτές, έτσι και οι ΤΕ, λειτουργούν γραμμικά σε μια περιορισμένη κλίμακα τάσεων εξόδου. Ειδικότερα, η έξοδος του ΤΕ, έρχεται στον κορεσμό με τον τρόπο που εικονίζεται στο Σχήμα 3.30, με L_+ και L_- γύρω στο 1 με 3 Volts από τη θετική και αρνητική τάση τροφοδοσίας αντίστοιχα. Έτσι, ένας ΤΕ, που λειτουργεί με τροφοδοσία ± 15 V, θα έρθει στον κορεσμό όταν η τάση εξόδου φτάσει περίπου +13 V ανεβαίνοντας, και -13 V κατεβαίνοντας. Γι' αυτόν τον τελεστικό, η υπολογίσιμη τάση εξόδου (rated output voltage)

είναι περίπου $\pm 13 \text{ V}$. Για να αποφύγουμε τον ψαλιδισμό στην κυματομορφή εξόδου, και τη συνακόλουθη παραμόρφωση, πρέπει να κρατηθεί το σήμα εισόδου ανάλογα μικρό.



Σχήμα 3.30 Χαρακτηριστική Μεταφοράς Ενισχυτή που είναι Γραμμική Εκτός από την περιοχή Κορεσμού Εξόδου

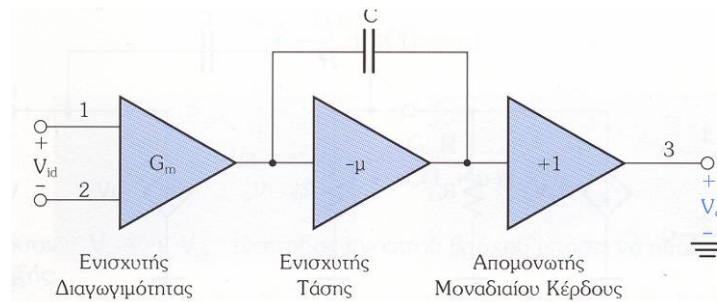
3.4.3 ΡΥΘΜΟΣ ΑΝΟΔΟΥ (SLEW RATE)

Άλλο φαινόμενο που μπορεί να προκαλέσει μη γραμμική παραμόρφωση όταν υπάρχουν μεγάλα σήματα εισόδου, είναι ο περιορισμένος ρυθμός ανόδου. Ο ρυθμός ανόδου του ΤΕ είναι ο μέγιστος δυνατός ρυθμός αλλαγής της τάσης εξόδου του τελεστικού, και δίνεται συνήθως στα datasheets του ενισχυτή σε $\text{V}/\mu\text{s}$.

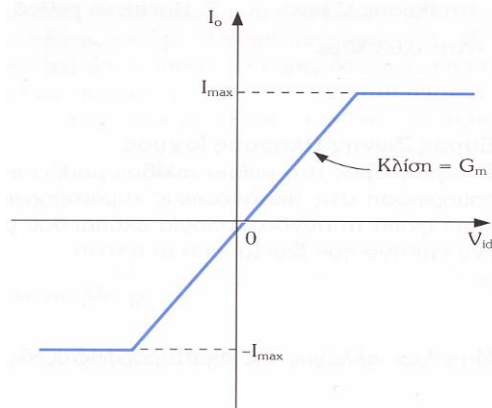
$$SR = \left. \frac{dU_o}{dt} \right|_{\max} \quad 3.47$$

Αυτό προκαλείται από την εσωτερική δομή του ΤΕ η μορφή της οποίας δίνεται στο σχήμα 3.31 και συγκεκριμένα από το τμήμα εισόδου του ΤΕ που είναι ένας ενισχυτής διαγωγιμότητας με χαρακτηριστική μεταφοράς όπως του σχήματος 3.32.

Άρα αν στην είσοδο εφαρμόσουμε μια βηματική κυματομορφή ο ΤΕ θα δώσει απόκριση με ρυθμό ανόδου μικρότερο από το ρυθμό ανόδου του σήματος εισόδου.



Σχήμα 3.31 Εσωτερική Δομή ΤΕ



Σχήμα 3.32 Χαρακτηριστική Μεταφοράς Ενισχυτή Διαγωγιμότητας TE

Την χρονική στιγμή $t=0$ καθώς η είσοδος ανεβαίνει σε μια τάση U_i volts στην έξοδο έχουμε 0 volts και όλο το μέγεθος του παλμού εισόδου εφαρμόζεται μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου του TE. Άρα η διαφορική τάση εισόδου θα είναι μεγάλη και ο ενισχυτής διαγωγιμότητας θα έρθει σε κορεσμό και θα παρέχει στο δεύτερο στάδιο του TE (που είναι ένας ενισχυτής τάσης) το μέγιστο ρεύμα εξόδου I_{max} . Το ρεύμα αυτό περνάει μέσα από τον πυκνωτή αντιστάθμισης C και προκαλεί την γραμμική άνοδο της εξόδου με κλίση I_{max}/C που είναι και ο ρυθμός ανόδου του TE.

Εύρος Ζώνης Πλήρους Ισχύος

Ο περιορισμός στο ρυθμό ανόδου μπορεί να προκαλέσει μη γραμμική παραμόρφωση στις ημιτονοειδείς κυματομορφές. Τα datasheets των TE συνήθως καθορίζουν μια συχνότητα f_M που ονομάζεται εύρος ζώνης πλήρους ισχύος (full-power bandwidth). Αυτή είναι η συχνότητα για την οποία μια ημιτονοειδής κυματομορφή εξόδου με πλάτος ίσο με την υπολογίσιμη τάση εξόδου του TE αρχίζει να παρουσιάζει παραμόρφωση που οφείλεται στον περιορισμένο ρυθμό ανόδου. Αυτή η συχνότητα δίνεται από την σχέση :

$$f_M = \frac{SR}{2\pi V_{OMAX}} \quad 3.48$$

Σε συχνότητα ω μεγαλύτερη από την ω_M το μέγιστο πλάτος της μη παραμορφωμένης ημιτονοειδούς κυματομορφής δίνεται από την σχέση :

$$V_o = V_{OMAX} \frac{\omega_M}{\omega}$$

3.4.4 ΑΠΟΡΡΙΨΗ ΚΟΙΝΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

Οι ΤΕ που χρησιμοποιούνται στην πράξη έχουν πεπερασμένο, μη μηδενικό κέρδος κοινού σήματος (common mode gain). Αυτό σημαίνει πως αν ενωθούν οι δύο ακροδέκτες, και εφαρμοστεί ένα σήμα U_{cm} στο κοινό αυτό σημείο, η έξοδος δεν θα είναι μηδέν. Ο λόγος της τάσης εξόδου U_o προς την κοινή τάση εισόδου U_{cm} λέγεται κέρδος κοινού σήματος A_{cm} . Για την ακρίβεια, ας θεωρηθεί ένας ΤΕ με σήματα U_1 και U_2 που να εφαρμόζονται στον αναστρέφοντα και τον μη αναστρέφοντα ακροδέκτη εισόδου αντίστοιχα. Η διαφορά μεταξύ των δύο αυτών σημάτων εισόδου είναι το διαφορικό σήμα εισόδου U_{id} :

$$U_{id} = U_2 - U_1 \quad 3.49$$

Ο μέσος όρος αυτών των δύο σημάτων εισόδου είναι το κοινό σήμα U_{cm} :

$$U_{cm} = \frac{U_1 + U_2}{2} \quad 3.50$$

Τώρα η τάση εξόδου μπορεί να εκφραστεί ως :

$$U_o = A U_{id} + A_{cm} U_{cm} \quad 3.51$$

όπου A είναι το διαφορικό κέρδος και A_{cm} το κέρδος κοινού σήματος. Η ικανότητα ενός ΤΕ να απορρίπτει κοινά σήματα καθορίζεται από το λόγο απόρριψης κοινού σήματος (common mode rejection ratio ή CMRR) που ορίζεται ως εξής :

$$CMRR = \frac{|A|}{|A_{cm}|} \quad 3.52$$

Συνήθως, ο CMRR εκφράζεται σε decibel :

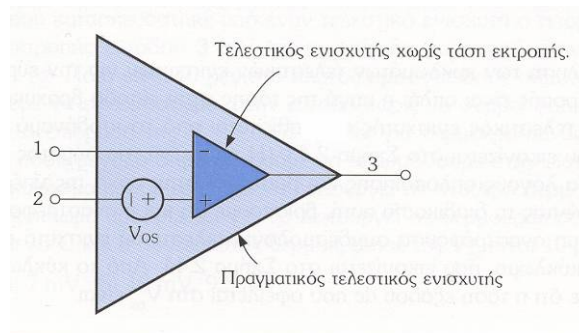
$$CMRR = 20 \log \frac{|A|}{|A_{cm}|} \quad 3.53$$

Ο CMRR είναι συνάρτηση της συχνότητας και ελαττώνεται καθώς αυξάνεται η συχνότητα. Οι τιμές για τον CMRR στις χαμηλές συχνότητες κυμαίνονται τυπικά μεταξύ 80 και 100 dB. Ο πεπερασμένος CMRR των ΤΕ δεν είναι σημαντικός στην περίπτωση της αναστρέφουσας συνδεσμολογίας, επειδή ο θετικός ακροδέκτης είναι γειωμένος, και έτσι το κοινό σήμα είναι περίπου μηδέν. Από την άλλη μεριά, στη μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία το κοινό σήμα είναι περίπου ίσο με το σήμα εισόδου, και έτσι ο πεπερασμένος CMRR του τελεστικού ενισχυτή πρέπει να ληφθεί υπόψη σε όλες τις εφαρμογές που απαιτούν μεγάλη ακρίβεια. Η συνδεσμολογία κλειστού βρόχου, που επηρεάζεται πιο αρνητικά από τον πεπερασμένο CMRR του τελεστικού, είναι ο διαφορικός ενισχυτής του Σχήματος 3.12.

3.4.5 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ DC

Τάση Εκτροπής

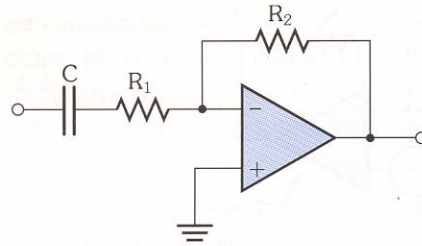
Επειδή οι TE είναι στοιχεία άμεσης ζεύξης με μεγάλα κέρδη σε DC, είναι επιρρεπείς σε προβλήματα DC. Ένα από τα προβλήματα είναι η τάση εκτροπής η οποία είναι μια πεπερασμένη σταθερή DC τάση που εμφανίζεται στην έξοδο αν βραχυκυκλωθούν οι ακροδέκτες εισόδου και συνδεθούν στη γη. Για την ακρίβεια, αν ο TE έχει μεγάλο κέρδος dc, η έξοδος θα είναι είτε στο θετικό, είτε στο αρνητικό επίπεδο κορεσμού. Η έξοδος του TE μπορεί να επανέλθει στην ιδανική τιμή της των 0 Volt, αν συνδέσουμε μια πηγή τάσης dc κατάλληλης πολικότητας και μεγέθους μεταξύ των δύο ακροδεκτών του ενισχυτή. Αυτή η εξωτερική πηγή, ισορροπεί την τάση εκτροπής στην είσοδο του TE. Συνεπάγεται λοιπόν ότι η τάση εκτροπής εισόδου (input offset voltage ή V_{os}) πρέπει να είναι ίση, και αντίθετου πρόσημου με την τάση που εφαρμόσαμε εξωτερικά. Η τάση εκτροπής εισόδου δημιουργείται σαν αποτέλεσμα των αναπόφευκτων μη ταιριασμάτων που υπάρχουν στο διαφορικό στάδιο μέσα στον TE. Οι γενικής χρήσης τελεστικοί ενισχυτές παρουσιάζουν τάσεις εκτροπής τάξης μεγέθους 1 έως 5 mV. Επίσης, η τιμή της V_{os} εξαρτάται από τη θερμοκρασία. Οι προδιαγραφές του TE συνήθως καθορίζουν τυπικές και μέγιστες τιμές για τη V_{os} σε θερμοκρασία δωματίου, καθώς και έναν συντελεστή θερμοκρασίας για την V_{os} (συνήθως σε $\mu V/^{\circ}C$). Παρόλο αυτά, δεν καθορίζουν την πολικότητα της V_{os} επειδή τα μη ταιριάσματα των στοιχείων που προκαλούν την V_{os} δεν είναι γνωστά εκ των προτέρων. Διαφορετικά κομμάτια από τον ίδιο τύπο ενισχυτή μπορούν να παρουσιάζουν είτε θετική είτε αρνητική V_{os} . Για να αναλυθεί η επίδραση της V_{os} στην λειτουργία των κυκλωμάτων TE, χρειάζεται ένα ισοδύναμο κύκλωμα TE με τάση εκτροπής εισόδου. Ένα τέτοιο ισοδύναμο κύκλωμα δίνεται στο σχήμα 3.33.



Σχήμα 3.33 Ισοδύναμο Κύκλωμα TE Με Τάση Εκτροπής

Αποτελείται από μια πηγή dc με τιμή V_{os} σε σειρά με το θετικό ακροδέκτη εισόδου ενός τελεστικού ενισχυτή χωρίς τάση εκτροπής. Ο λόγος επιλογής του ισοδυνάμου αυτού κυκλώματος συνεπάγεται από την παραπάνω περιγραφή.

Μερικοί ΤΕ, προσφέρονται με δύο πρόσθετους ακροδέκτες, στους οποίους μπορεί να ενωθεί ένα πρόσθετο κύκλωμα για τον περιορισμό της τάσης εξόδου που οφείλεται στη V_{os} . Το πρόβλημα πάντως παραμένει εξαιτίας της μεταβολής (ολίσθησης) της V_{os} με τη θερμοκρασία.

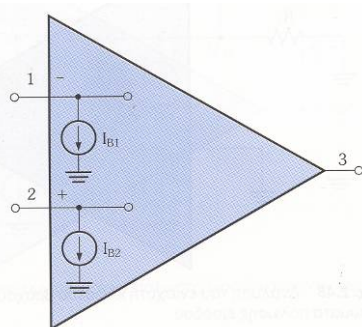


Σχήμα 3.34 Αναστρέφον Ενισχυτής Με Χωρητική Σύζευξη

Ένας τρόπος για να ξεπεραστεί το πρόβλημα της τάσης εκτροπής dc είναι η σύζευξη του ενισχυτή με χωρητικότητα. Αυτό όμως, είναι δυνατό μόνο σε εφαρμογές όπου ο ενισχυτής κλειστού βρόχου δεν πρόκειται να ενισχύει σήματα πάρα πολύ χαμηλών συχνοτήτων. Το Σχήμα 3.34 δείχνει έναν αναστρέφοντα ενισχυτή σε χωρητική σύζευξη. Ο πυκνωτής της σύζευξης θα προκαλέσει κέρδος μηδέν σε dc. Για την ακρίβεια, το κύκλωμα θα έχει απόκριση υψιπερατού δικτύου μιας σταθεράς χρόνου, με συχνότητα 3 dB $\omega_0=1/CR_1$, και το κέρδος του θα είναι $-R_2/R_1$ για συχνότητες $\omega > \omega_0$. Το πλεονέκτημα αυτής της τοποθέτησης είναι ότι δεν ενισχύεται η V_{os} . Έτσι η τάση εξόδου dc θα είναι ίση με V_{os} αντί για $V_{os}(1+R_2/R_1)$, που είναι η περίπτωση χωρίς πυκνωτή σύζευξης. Εφόσον ο πυκνωτής συμπεριφέρεται σαν ανοικτοκύκλωμα σε dc, εύκολα φαίνεται από το σχήμα 3.34 ότι η γεννήτρια V_{os} βλέπει έναν ακόλουθο μοναδιαίου κέρδους.

Ρεύματα Πόλωσης Εισόδου

Ένα άλλο πρόβλημα dc που παρουσιάζεται στους ΤΕ είναι τα ρεύματα πόλωσης εισόδου που δίνονται στο Σχήμα 3.35.



Σχήμα 3.35 Ρεύματα Πόλωσης Εισόδου του ΤΕ

Για να λειτουργήσει ο ενισχυτής, οι δύο ακροδέκτες εισόδου του πρέπει να τροφοδοτηθούν με ρεύματα dc, που λέγονται και ρεύματα πόλωσης εισόδου. Στο Σχήμα 3.35 τα δύο αυτά ρεύματα παριστάνονται από τις δύο πηγές ρεύματος I_{B1} και I_{B2} που είναι συνδεδεμένες στους ακροδέκτες εισόδου. Πρέπει να τονιστεί ότι τα ρεύματα εισόδου είναι ανεξάρτητα από το γεγονός ότι ο ΤΕ έχει πεπερασμένη αντίσταση εισόδου. Οι κατασκευαστές των ΤΕ συνήθως δίνουν προδιαγραφές για τη μέση τιμή των I_{B1} και I_{B2} καθώς και για την αναμενόμενη διαφορά τους. Η μέση τιμή I_B ονομάζεται ρεύμα πόλωσης εισόδου (**input bias current**) :

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad 3.54$$

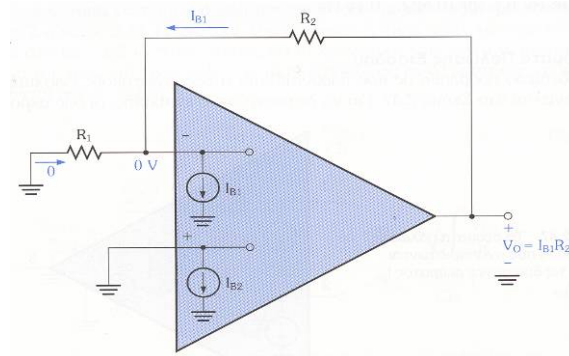
και η διαφορά τους ονομάζεται ρεύμα εκτροπής εισόδου (**input offset current**) και δίνεται από τη σχέση :

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad 3.55$$

Τυπικές τιμές για ΤΕ γενικής χρήσης που χρησιμοποιούν διπολικά τρανζίστορ είναι $I_B = 100 \text{ nA}$ και $I_{OS} = 10 \text{ nA}$. Οι ΤΕ που χρησιμοποιούν FET στο στάδιο εισόδου έχουν πολύ μικρότερα ρεύματα πόλωσης εισόδου (τάξη μεγέθους pA).

Για τον υπολογισμό της τάσης εξόδου dc του ενισχυτή κλειστού βρόχου που οφείλεται στα ρεύματα πόλωσης εισόδου, γειώνεται η πηγή σήματος και συνεπάγεται το κύκλωμα που εικονίζεται στο Σχήμα 3.36, και για την αναστρέφουσα, και για τη μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία. Όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.36 η τάση εξόδου dc δίνεται από τη σχέση :

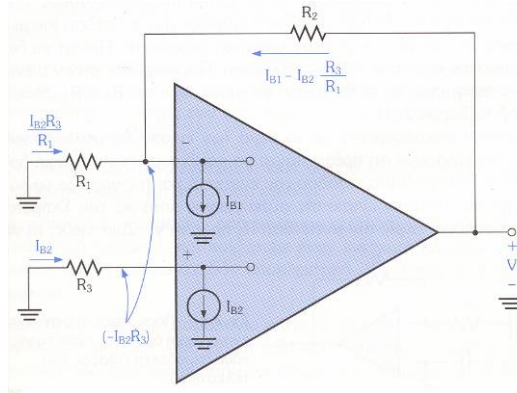
$$V_O = I_{B1} R_2 \cong I_B R_2 \quad 3.56$$



Σχήμα 3.36 Ανάλυση Ενισχυτή Κλειστού Βρόχου Λαμβάνοντας Υπόψη Τα Ρεύματα Πόλωσης Εισόδου

Όπως φαίνεται υπάρχει ανώτατο όριο για την τιμή της R_2 . Ευτυχώς όμως υπάρχει μια τεχνική για τον περιορισμό της τιμής της τάσης εξόδου που οφείλεται στα ρεύματα πόλωσης εισόδου. Η μέθοδος αυτή συνίσταται στο να εισάγουμε μία αντίσταση R_3 σε σειρά

με το μη αναστρέφοντα ακροδέκτη εισόδου, όπως εικονίζεται στο Σχήμα 2.49. Η επιρροή της R_3 στα σήματα είναι αμελητέα



Σχήμα 3.37 Ελάττωση Της Επιρροής Των Ρευμάτων Πόλωσης Εισόδου

Η κατάλληλη τιμή για την R_3 μπορεί να υπολογιστεί αναλύοντας το κύκλωμα του Σχήματος 2.49, όπου εικονίζονται οι λεπτομέρειες της ανάλυσης και η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση :

$$V_O = -I_{B2} R_3 + R_2 (I_{B1} - I_{B2} R_3 / R_1) \quad 3.57$$

Ας θεωρήσουμε πρώτα την περίπτωση $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ που δίνει σαν αποτέλεσμα :

$$V_O = I_B [R_2 - R_3 (1 + R_2 / R_1)] \quad 3.58$$

Η V_O μπορεί να ελαττωθεί στο μηδέν διαλέγοντας την R_3 έτσι ώστε :

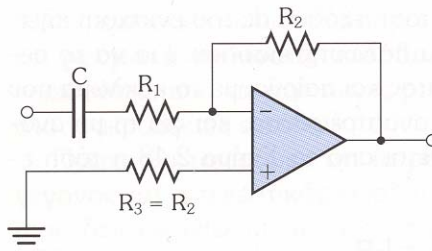
$$R_3 = \frac{R_2}{1 + R_2 / R_1} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad 3.59$$

Άρα η R_3 πρέπει να είναι ίση με τον εν παράλληλο συνδυασμό των R_1 και R_2 .

Έχοντας επιλέξει έτσι την R_3 , υπολογίζεται η επιρροή ενός πεπερασμένου ρεύματος εκτροπής I_{OS} . Έστω $I_{B1} = I_B + I_{OS}/2$ και $I_{B2} = I_B - I_{OS}/2$. Αντικαθιστώντας στην εξίσωση 3.57 το αποτέλεσμα είναι :

$$V_O = I_{OS} R_2 \quad 3.60$$

που είναι συνήθως μια τάξη μεγέθους μικρότερο από την τιμή που λαμβάνεται χωρίς την R_3 (Εξίσωση 3.56). το συμπέρασμα που βγαίνει είναι ότι για να ελαχιστοποιηθεί το αποτέλεσμα των ρευμάτων πόλωσης εισόδου, πρέπει να τοποθετηθεί στον θετικό ακροδέκτη εισόδου μια αντίσταση ίση με την αντίσταση dc που βλέπουμε στον αρνητικό ακροδέκτη. Πρέπει να δώσουμε έμφαση στον όρο dc σ' αυτήν τη δήλωση. Παρατηρούμε ότι αν ο ενισχυτής είναι συζευγμένος σε ac θα πρέπει να επιλέξουμε την $R_3 = R_2$, όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.38.



Σχήμα 3.38 Ενισχυτής συζευγμένος κατά AC

Εφόσον ασχολούμαστε με το θέμα των ενισχυτών συζευγμένων κατά ac, ας σημειωθεί ότι πρέπει πάντα να παρέχεται ένας συνεχής δρόμος dc μεταξύ κάθε ακροδέκτη εισόδου του ενισχυτή και της γης. Για το λόγο αυτό ο μη αναστρέφων ενισχυτής συζευγμένος κατά ac, του Σχήματος 3.38 δε θα δουλέψει χωρίς την αντίσταση R_3 προς τη γη. Δυστυχώς, το να περιληφθεί η R_3 , μειώνεται η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή κλειστού βρόχου.

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Πριν την εμφάνιση των ΤΕ η κατασκευή των προενισχυτών και εν γένει των ενισχυτών γινόταν με λυχνίες κενού, μια τεχνική η οποία εφαρμόζεται ακόμα και στις μέρες μας. Τα πλεονεκτήματα των ενισχυτών στερεών κατάστασης σε σχέση με τις λυχνίες είναι πολλά. Η κατανάλωση ισχύος για την λειτουργία των λυχνιών είναι πολύ μεγαλύτερη από την ισχύ που καταναλώνουν τα στοιχεία στερεάς κατάστασης. Οι λυχνίες απαιτούν πολλά επίπεδα τάσης για την πόλωση τους που κυμαίνεται από λίγα Volts για το νήμα θερμάνσεως έως εκατοντάδες Volts για την πόλωση της ανόδου. Ενώ ένα απλό τρανζίστορ (όπως και οι ΤΕ) μπορεί να λειτουργήσει ακόμα και με μερικά Volts στον συλλέκτη και στον εκπομπό για μια αξιόλογη τιμή ισχύος εξόδου. Επομένως η αποδοτικότητα των λυχνιών είναι μειωμένη. Ο όγκος επίσης των λυχνιών είναι κατά πολύ μεγαλύτερος από αυτό των τρανζίστορ και ΤΕ, με αποτέλεσμα ο συνολικός όγκος της ενισχυτικής διάταξης να είναι υπερβολικός. Ενώ με την χρήση ΤΕ ο όγκος περιορίζεται πάρα πολύ. Επίσης οι λυχνίες είναι εύθραυστες και το κόστος τους δεν είναι αμελητέο ώστε να θεωρηθεί μηδαμινό μειονέκτημα. Εν αντίθεση και πάλι με τα τρανζίστορ, τα MOSFET και τους ΤΕ όπου η τιμή τους μπορεί να είναι αμελητέα. Σημαντικό επίσης πρόβλημα είναι η μικρή διάρκεια ζωής των λυχνιών, που εξαναγκάζει την αλλαγή τους σε τακτά χρονικά διαστήματα ενώ τα στερεά στοιχεία έχουν απεριόριστη διάρκεια ζωής.

Μετά τις λυχνίες η κατασκευές των προενισχυτών γινόταν με τρανζίστορ. Τα μειονεκτήματα αυτών των συνδεσμολογιών είναι πολλά όπως : το μη ταίριασμα των στοιχείων ειδικά στα στάδια εισόδου στους διαφορικούς ενισχυτές το οποίο θέτει περιορισμούς ως προς το CMRR, η μεταβολή του σημείου λειτουργίας συναρτήσεως της θερμοκρασίας, η ύπαρξη πάρα πολλών διακριτών στοιχείων κάτι που προκαλεί παραμορφώσεις και θερμικό θόρυβο. Ειδικά για προενισχυτές ήχου ήταν επιβεβλημένη η χρησιμοποίηση μετασχηματιστών εισόδου και εξόδου για τις συνδεσμολογίες balanced input output. Σε σύγκριση με τα σημερινά δεδομένα αυτές οι κατασκευές είχαν περιορισμένες δυνατότητες ως προς την ενίσχυση, το εύρος ζώνης και τον θόρυβο.

Με την εμφάνιση των ΤΕ ξεκίνησαν και τα πρώτα βήματα εφαρμογής τους στην κατασκευή ενισχυτικών διατάξεων ήχου. Μέχρι πριν από μια δεκαετία η κατασκευή των προενισχυτών ήχου γινόταν από τελεστικούς ενισχυτές οι οποίοι συνδεόταν σε τοπολογία Instrumentation Amplifier. Μερικοί εξακολουθούν ακόμα και σήμερα να χρησιμοποιούν την

ίδια τοπολογία γιατί προσφέρει διατάξεις με αρκετά καλά χαρακτηριστικά με πολύ μικρό κόστος εξαρτημάτων. Οι κατασκευές αυτές έχουν ως μειονέκτημα τις πολλές εξωτερικές συνδέσεις που δυσκολεύει την σχεδίαση, την απόσταση μεταξύ των ολοκληρωμένων οι οποία προκαλεί καθυστερήσεις στην μετάδοση των σημάτων και παραμορφώσεις λόγω cross-talking και ringing, την χρησιμοποίηση διακριτών στοιχείων για την ρύθμιση του Gain (δηλαδή αντιστάσεις και πυκνωτές) η ανοχή των οποίων προκαλεί απόκλιση από τις επιθυμητές προδιαγραφές., κλπ. Οι πιο γνωστοί TE που χρησιμοποιούνται στην κατασκευή των προενισχυτών ήχου είναι οι : NE5534, NJM5532, MC33078, MC 33079, LM833, NJM2114, NJM4560, NJM4570, NJM4580, AD712, κλπ. Η χρησιμοποίηση των TE δεν έχει να κάνει μόνο με τα τυπικά χαρακτηριστικά που δίνει ο κατασκευαστής για το εύρος ζώνης, τον ρυθμό ανόδου, τον θόρυβο και την παραμόρφωση αλλά και με τον χρωματισμό του ήχου το οποίο είναι ένα πολύ μεγάλο κεφάλαιο στον κόσμο τις ακουστικής στο οποίο δεν θα εμβαθύνουμε παραπάνω.

Ανταποκρινόμενη στις απαιτήσεις των ηλεκτρονικών οι εταιρίες κατασκευής IC's διέθεσαν στο εμπόριο Instrumentation Amplifiers σε ολοκληρωμένη μορφή. Τα χαρακτηριστικά των In Amp ποικίλουν ανάλογα με τις εφαρμογές που χρησιμοποιούνται, γιατί ειδικά για τους ενισχυτές ήχου υπάρχουν πολλοί περιορισμοί ως προς την απόκριση των TE. Το 1^ο ολοκληρωμένο In Amp σχεδιασμένο ειδικά για εφαρμογές ήχου ήταν το SSM2017 της Analog Devices το οποίο χρησιμοποιήθηκε ευρέως σε κονσόλες ήχου. Δυστυχώς πριν από λίγα χρόνια η εταιρεία σταμάτησε την παραγωγή του συγκεκριμένου IC, αλλά στο εμπόριο υπάρχουν αρκετά In Amp self contained audio pre amp με πολύ καλά χαρακτηριστικά. Μερικά από τα πιο γνωστά είναι το SSM2019 της Analog Devices, Ina103, Ina217, Ina163 και Ina166 της Texas Instruments.

4.2 ΔΟΜΗ ΠΡΟΕΝΙΣΧΥΤΗ

Οι περισσότεροι προενισχυτές ήχου αποτελούνται από τα εξής στάδια :

Στάδιο εισόδου με το RFI φίλτρο.

Ενισχυτική μονάδα

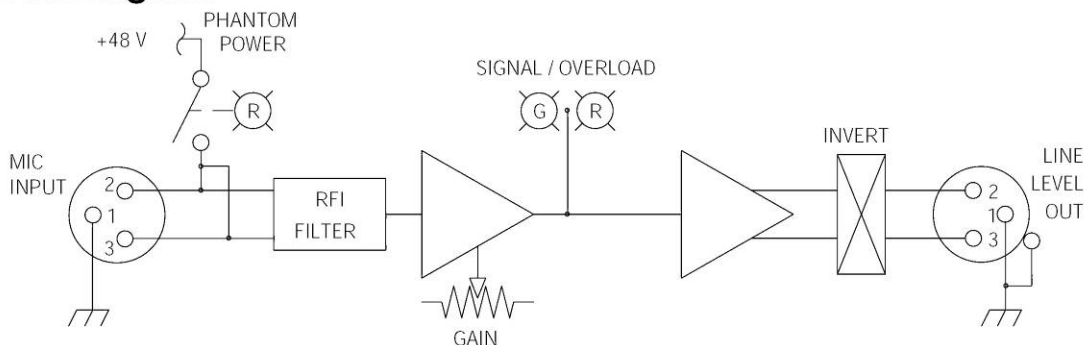
Μονάδα ένδειξης σήματος και υπερφόρτισης

Στάδιο εξόδου

Τροφοδοτικό

Η τυπική δομή ενός προενισχυτή ήχου δίνεται στο σχήμα 4.1

Block Diagram



Σχήμα 4.1 Block Διάγραμμα Προενισχυτή Ηχου

Η ανάλυση των σταδίων του προενισχυτή γίνεται στα παρακάτω κεφάλαια :

Η ενισχυτική μονάδα αναλύεται στο 3.3.3 και 4.3

Τα στάδια εισόδου και εξόδου στο 4.5 και 4.6

Το φίλτρο RFI στο κεφάλαιο 5.2.1

Και το τροφοδοτικό στο κεφάλαιο 6.

4.3 ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗ ΜΟΝΑΔΑ

Η πιο συνηθισμένη μορφή ενισχυτικής μονάδας στους προενισχυτές ήχου είναι η τοπολογία Instrumentation amplifier. Αυτό γιατί η τοπολογία αυτή έχει πάρα πολλά πλεονεκτήματα που έχουν αναλυθεί στο κεφάλαιο 3. Και τα πιο σημαντικά είναι :

μεγάλο CMRR

πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου

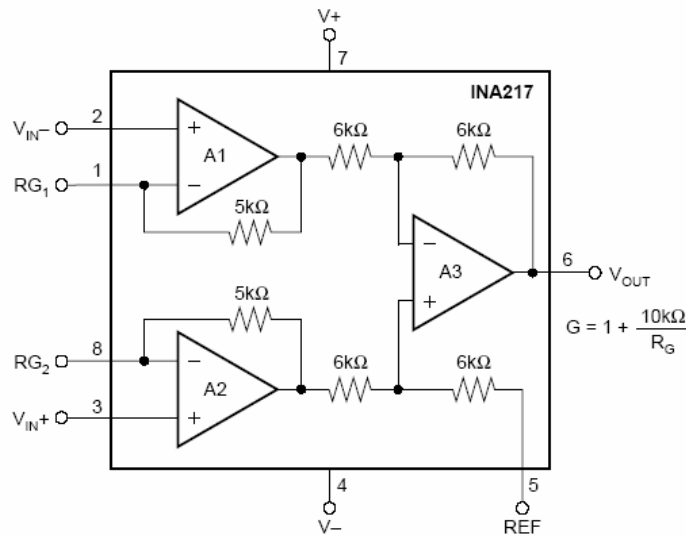
δυνατότητα ρύθμισης Gain με μόνο μία μεταβλητή αντίσταση εισόδου.

Η χρησιμοποίηση τριών ξεχωριστών TE για την δημιουργία της τοπολογίας In Amp δημιουργεί μερικά προβλήματα όπως ο περιορισμός του CMRR λόγω των ανοχών των αντιστάσεων που χρησιμοποιούνται, οι πολλές εξωτερικές συνδέσεις δημιουργούν χωρητικότητες και δυσχεραίνουν το θόρυβο, και οι αποστάσεις των αγωγών συνδέσεις επιδρούν αρνητικά στο ρυθμό ανόδου της διάταξης.

Έτσι για επαγγελματικά συστήματα ήχου χρησιμοποιούνται οι monolithic instrumentation amplifiers που είναι ολοκληρωμένα κυκλώματα που εμπεριέχουν την συνδεσμολογία ενισχυτών οργάνων σε ένα chip, με ένα μεγάλο εύρος τιμών ενίσχυσης. Το

μοναδικό μειονέκτημα των διατάξεων αυτών είναι το σχετικά υψηλό κόστος και η δυσκολία ανεύρεσής τους, ειδικά στην ελληνική αγορά.

Στο σχήμα 4.2 δίνεται η απλουστευμένη δομή του INA217. Οι αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται είναι πολύ μεγάλης ακρίβειας 0.1% και τα στοιχεία είναι ταιριασμένα ώστε η διάταξη να έχει μεγάλη ακρίβεια ως προς την ενίσχυση και πολύ μεγάλο CMRR. Το κέρδος της διάταξης (έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 3) δίνεται από τον τύπο $Gain = 1 + 10000/R_g$.



Σχήμα 4.2 Block Διάγραμμα Του INA217

4.4 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΤΑΔΙΑ ΕΙΣΟΔΟΥ - ΕΞΟΔΟΥ

Τα στάδια εισόδου και εξόδου χρησιμοποιούνται για την διασύνδεση του προενισχυτή με το μικρόφωνο ή άλλες πηγές σήματος στην είσοδο και με τους ενισχυτές audio ή κονσόλες ήχου στην έξοδο. Τα στάδια μπορεί να είναι ισοσταθμισμένα (balanced) ή μη (unbalanced) αλλά στα επαγγελματικά συστήματα ήχου έχουν επικρατήσει τα ισοσταθμισμένα στάδια εισόδου και εξόδου. Παρόλο που τα ισοσταθμισμένα στάδια εισόδου και εξόδου χρησιμοποιούνται για πάρα πολλά χρόνια στα επαγγελματικά συστήματα ήχου, ακόμα και σήμερα υπάρχουν πολλές λανθασμένες αντιλήψεις για την λειτουργία και την αποτελεσματικότητά τους. Σε πολλά θέματα της τεχνολογίας ήχου η συμβατική γνώση μερικές φορές είναι λανθασμένη. Μία ισοσταθμισμένη διασύνδεση δεν είναι πάντα εξολοκλήρου σωστή ειδικά για μερικές νέες παραλλαγές σταδίων εισόδου και εξόδου που έχουν εμφανιστεί στο προσκήνιο πρόσφατα. Για παράδειγμα μια συνδεσμολογία εξόδου "ground-canceling" όπως θα εξεταστεί παρακάτω δεν είναι ισοσταθμισμένη όμως έχει ένα ακροδέκτη εξόδου σε μορφή εισόδου κάτι που γεννά πολλές απορίες στον αναγνώστη. Παρά την μη ισοσταθμισμένη φύση της μία έξοδος σε συνδεσμολογία "ground-canceling" μπορεί και καθιστά ένα "βρόχο γης" αβλαβή ακόμα και όταν οδηγείται μια μη

ισοσταθμισμένη έξοδο. Αυτό θα γίνει αντιληπτό παρακάτω όπου παρατίθενται μερικοί συνδυασμοί εισόδων εξόδων όπως και τον τρόπο χρησιμοποίησης τους για το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα.

Σύγκριση ηλεκτρονικής ισοστάθμισης με την ισοστάθμιση μέσω μετασχηματιστή.

Η ηλεκτρονική ισοστάθμιση έχει πολλά πλεονεκτήματα όπως το χαμηλό κόστος το μικρό μέγεθος και βάρος, άριστη απόκριση συχνότητας και μεταβατικών φαινομένων (απόκριση σε τετραγωνικούς παλμούς), και γενικός δεν παρουσιάζει προβλήματα με την γραμμικότητα στις χαμηλές συχνότητες. Ίσως το μοναδικό του πρόβλημα είναι η απόρριψη των RF σημάτων. Καθώς η ηλεκτρονική ισοστάθμιση αναγνωρίζεται ευρέως ως πάρα πολύ καλή είναι περισσότερο από επαρκές για τις περισσότερες επαγγελματικές εφαρμογές. Και η ισοστάθμιση με μετασχηματιστή έχει αρκετά πλεονεκτήματα όπως η χρησιμοποίηση σε RF/EMC περιβάλλον, διατηρεί το CMRR για πάντα και δεν καταναλώνει ισχύ σε σήματα υψηλής στάθμης. Δυστυχώς όμως οι διατάξεις με μετασχηματιστές παράγουν παραμόρφωση στις χαμηλές συχνότητες, έχουν προβλήματα απόκρισης στις υψηλές συχνότητες λόγω της άεργης αντίστασης και κατανεμημένης χωρητικότητας και έχουν μεγάλο κόστος, όγκο και βάρος. Με μερικά ειδικά ηλεκτρονικά κυκλώματα τα προηγούμενα μειονεκτήματα μπορεί και να αντιμετωπιστούν αλλά τα τρία τελευταία όχι. Η ισοστάθμιση με μετασχηματιστή είναι σπάνια ακόμα και για τις εφαρμογές επαγγελματικού ήχου και δεν θα ασχοληθούμε παραπέρα με αυτό.

Τα βασικά της ισοστάθμισης.

Οι ισοσταθμισμένες συνδέσεις στα συστήματα ήχου έχουν σχεδιαστεί ώστε να απορρίπτουν το εξωτερικό θόρυβο και το κοινό σήμα από την τροφοδοσία, καθώς και το internal crosstalk από τα καλώδια μεταφοράς σήματος. Η βασική αρχή της ισοσταθμισμένης διασύνδεσης είναι να ληφθεί το επιθυμητό σήμα η μέρος του χρησιμοποιώντας τρία καλώδια διασύνδεσης. Στις περισσότερες περιπτώσεις το καλώδιο σήματος (hot or in-phase) είναι η πραγματική έξοδος του προηγούμενου σταδίου (sending unit) ενώ το άλλο καλώδιο (cold or phase-inverted) είναι το output-socket ground του προηγούμενου σταδίου και η διαφορά τους είναι το επιθυμητό σήμα. Κάθε σήμα θορύβου που εμφανίζεται ολόιδιο στις δύο γραμμές (common-mode signals) θεωρητικά εξαφανίζεται από την άθροιση των δύο σημάτων. Στην πραγματικότητα δεν έχουμε ίδιο σήμα θορύβου και στις δύο γραμμές αλλά και η ενίσχυση δεν είναι ακριβώς ίδια. Έτσι εμφανίζεται το φαινόμενο να έχουμε μη επιθυμητά σήματα στην έξοδο. Η δυνατότητα απόρριψης του θορύβου και των κοινών σημάτων είναι το γνωστό CMRR.

Από εδώ και στο εξής για συντομία τα καλώδια που μεταφέρουν το σήμα θα αναφέρονται τους όρου hot, cold και ground.

Ενώ τα hot και cold μεταφέρουν το σήμα το τρίτο καλώδιο είναι η γη που έχει ως αποστολή την γείωση της συσκευής αλλά και την ηλεκτροστατική προστασία των άλλων δύο όντας κατά μια έννοια τυλιγμένο γύρω τους.

Μερικά από τα πλεονεκτήματα της ισοστάθμισης είναι :

Παροχή προστασίας από τον θόρυβο και το crosstalk.

Μια ισοσταθμισμένη διασύνδεση παρέχει σήμα διπλάσιο (συν 6dB) στη γραμμή εισόδου.

Παρέχουν μη βλαβερές συνδέσεις ground-loops.

Ενώ μερικά από τα μειονεκτήματα είναι :

Η μη επαρκής προστασία έναντι των RF σημάτων γιατί και οι δύο είσοδοι πρέπει να αποδιαμορφώσουν με τον ίδιο ακριβώς τρόπο το σήμα κάτι το οποίο δεν γίνεται στη πράξη.

Υπάρχει η περίπτωση να γίνει λάθος κατά την διασύνδεση των συσκευών λόγω της μη γνώσης του pin hot και cold σε ένα XLR connector, το οποίο όμως δεν θέτει εκτός λειτουργίας την διάταξη. Αλλά σε ένα μη ισοσταθμισμένο σύστημα το ίδιο λάθος προκαλεί την διακοπή του σήματος.

Η χρησιμοποίηση περισσοτέρων εξαρτημάτων πράγμα που συνεπάγεται μεγαλύτερο κόστος.

Εκτός από τις απαιτήσεις τις ισοστάθμισης, μια γραμμή εισόδου καθώς συνδέεται με ένα μικρόφωνο πρέπει να έχει και μια μέτρια σύνθετη αντίσταση εισόδου (impedance) και έχει επικρατήσει για λόγους εσωτερικής αντίστασης μικροφώνου και γραμμών διασύνδεσης μικροφώνου συσκευής μια τιμή 10KΩ (5KΩ ανά κανάλι).

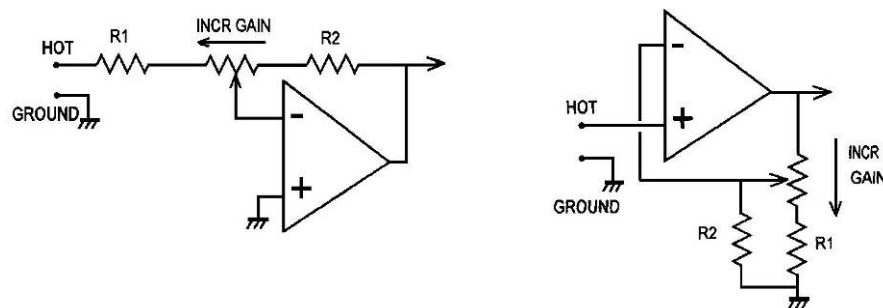
Μια άλλη παράμετρος που έχει επικρατήσει στην κατασκευή προενισχυτών είναι η ύπαρξη πραγματικής μεταβλητής ενίσχυσης στο στάδιο εισόδου. Δηλαδή εκτός από την ενίσχυση πολλές φορές είναι επιθυμητή η ύπαρξη εξασθένησης στην είσοδο για την αποφυγή υπερφόρτωσης.

4.5 ΣΤΑΔΙΑ ΕΙΣΟΔΟΥ

Υπάρχουν μόνο δύο τρόποι σύνδεσης των εισόδων μη ισοσταθμισμένη και ισοσταθμισμένη.

4.5.1 ΜΗ ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΗ ΕΙΣΟΔΟΣ (UNBALANCE INPUT)

Για τους ενισχυτές ανάδρασης σειράς η αντίσταση εισόδου μπορεί να ρυθμιστεί ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος. Οι δύο πιο διαδεδομένες συνδέσεις είναι αυτές του σχήματος 4.3 που είναι η αναστρέφουσα και μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία ΤΕ. Στην μη αναστρέφουσα η αντίσταση εισόδου είναι η R1 και το Gain και στις δύο περιπτώσεις ρυθμίζεται μέσω του ποτενσιόμετρου.

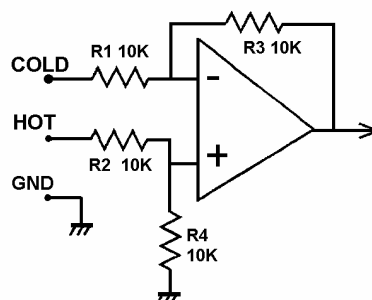


Σχήμα 4.3 Unbalanced Input

Εδώ αξίζει να προσθέσουμε ότι και ένας μη ισοσταθμισμένος ενισχυτής μπορεί να γίνει ισοσταθμισμένος απλά προσθέτοντας έναν μετασχηματιστή στην είσοδο με το ένα άκρο του δευτερεύοντος συνδεδεμένο στη γη.

4.5.2 ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΗ ΕΙΣΟΔΟΣ (BALANCED INPUT)

Μια συνηθισμένη μέθοδος με ένα ΤΕ δίνεται στο σχήμα 4.4. Είναι η γνωστή συνδεσμολογία ΤΕ διαφορικού ενισχυτή που έχουμε δει στο Κεφάλαιο 3.



Σχήμα 4.4 Balanced Input standard one-op-amp

Η συγκεκριμένη συνδεσμολογία με αντιστάσεις 1% δεν δίνει CMRR > 45 dB αλλά είναι συχνή η χρησιμοποίηση του ακόμα και σε high-quality audio projects. Η συγκεκριμένη

συνδεσμολογία μπορεί να δουλεύει και με το ένα από τις δύο εισόδους γειωμένους αλλά έτσι χάνεται η δυνατότητα απόρριψης κοινού σήματος που προσφέρει η ισοσταθμισμένη είσοδος. Η γείωση της μη αναστρέφοντος εισόδου γίνεται για να πάρουμε αναστραμμένη έξοδο η οποία θα διορθώσει μια λανθασμένη φάση σε άλλο σημείο της διασύνδεσης, αλλά η πρακτική αυτή δεν είναι σωστή.

Τεχνολογίες Ισοσταθμισμένης εισόδου.

Υπάρχουν πολλοί τρόποι υλοποίησης ισοσταθμισμένης εισόδου. Οι πιο γνωστές τοπολογίες στον χώρο των preamplifiers είναι οι κάτωθι :

- 1) Standard differential amplifier.
- 2) Switched-gain balanced amp.
- 3) Variable-gain balanced amp.
- 4) The "Super bal" amp.
- 5) Hi-Z balanced amp.
- 6) Microphone preamp plus attenuator (εξασθενητής).
- 7) Instrumentation amp.

Standard differential amplifier.

Η συνδεσμολογία διαφορικού ενισχυτή είναι πολύ διαδεδομένη αλλά η χρήση τις κρύβει μερικά "μυστικά" τα οποία θα τεθούν παρακάτω. Το κύκλωμα του σχήματος 4.4 έχει ένα κέρδος $R3/R1 = R4/R2$. Αλλά η σύνθετη αντίσταση εισόδου για κάθε γραμμή είναι διαφορετική. Αυτό γιατί η αντίσταση εισόδου του cold input εξαρτάται από το σήμα που εφαρμόζεται στο hot input. Υπάρχουν οι κάτωθι περιπτώσεις συνδεσμολογίες εισόδου του κυκλώματος και οι αντίστοιχες αντιστάσεις για την περίπτωση που έχουμε τέσσερις ίδιες αντιστάσεις των 10KΩ :

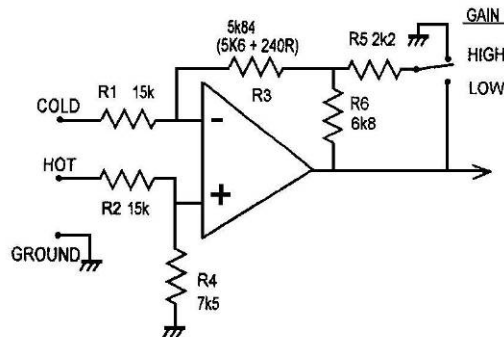
	Περίπτωση	hot input	cold input
1.	Hot only driven	20k	Grounded
2.	Cold only driven	Grounded	10k
3.	Both driven balanced	20k	6.7k
4.	Both driven CM, together	20k	20k

Μερικές από αυτές τις αντιστάσεις δεν είναι ακριβώς ότι περιμένουμε ειδικά η 3^η περίπτωση. Αλλά όπως έχουμε αναφέρει προηγουμένως αυτό που μετράει περισσότερο είναι η δυνατότητα απόρριψης κοινού σήματος και σε αυτή την περίπτωση οι αντιστάσεις εισόδου είναι ίδιες για τις δυο εισόδους. Το κρίσιμο σημείο σε αυτές τις περιπτώσεις είναι η

σύνθετη αντίσταση εξόδου η οποία συνήθως πρέπει να είναι μικρότερη από 100Ω. Στα συστήματα ήχου όταν χρησιμοποιείται διαφορικός ενισχυτής και ισοσταθμισμένη είσοδο αυτή η διαφορά στις αντιστάσεις εισόδου δεν είναι κρίσιμη.

Switched-gain balanced amp.

Η απαίτηση για ένα ισοσταθμισμένο στάδιο εισόδου με gain ρυθμιζόμενο από ένα διακόπτη εμφανίζεται πολύ συχνά στην πράξη. Η κλασική εφαρμογή ώστε να έχουμε μία έξοδο semi-pro-7.8 dBu και μία pro +4 dBu δίνεται στο σχήμα 4.5 και χρησιμοποιείται στις κονσόλες mixing όπου ο ενισχυτής πρέπει να κλειδώνει ανάμεσα σε ενίσχυση και εξασθένηση.

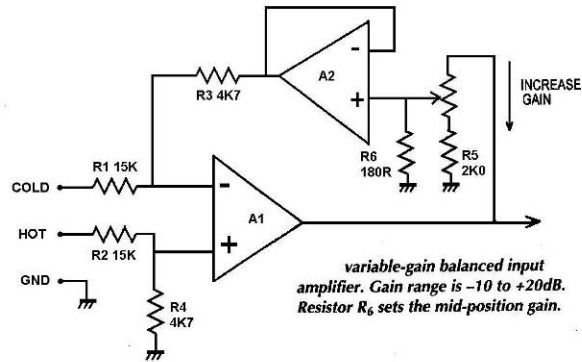


Σχήμα 4.5 Switched-gain balanced amp

Η διαφορική αντίσταση εισόδου είναι 11.25K για την cold και 22.5K για την hold είσοδο και για Common mode input η αντίσταση είναι 22.5K και για τις δύο εισόδους.

Variable-gain balanced amp.

Ένα ισοσταθμισμένο στάδιο εισόδου πρέπει να έχει συνήθως το δικό του Gain control ώστε να αποφεύγεται το overload. Είναι όμως δύσκολο να επιτευχθεί αυτό σε ένα διαφορικό στάδιο εισόδου γιατί είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση δύο ποτενσιόμετρων αλλά αυτή η υλοποίηση είναι αδέξια και προκαλεί διαταραχές στο CMRR καθώς θα μεταβάλλεται η τιμή των ποτενσιόμετρων. Μια καλύτερη υλοποίηση δίνεται στο σχήμα 4.6. Η αντίσταση του κλάδου ανάδρασης R3 είναι σταθερή και οδηγείται από ένα ακόλουθο τάσης A2. Αυτό εξαλείφει τις μεταβολές της αντίστασης εισόδου του A2 λόγω μεταβολής του ποτενσιόμετρου ρύθμισης κέρδους κάτι που θα προκαλούσε μεγάλες αλλαγές στο CMRR.

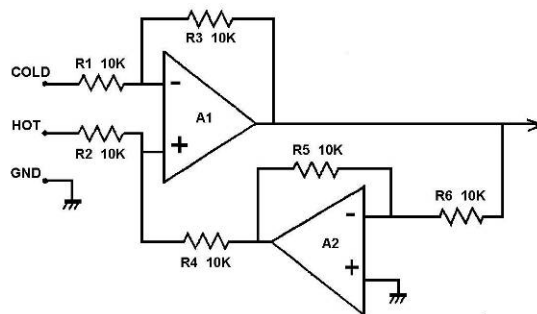


Σχήμα 4.6 Variable-gain balanced amp

Το στάδιο αυτό είναι πολύ χρήσιμο ως γενικό στάδιο εισόδου με ένα εύρος ως προς την ευαισθησία από -20dBu έως +10 dBu.

The "Superbal" amp.

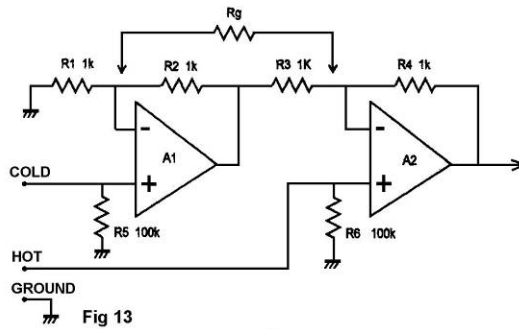
Η "Superbal" τοπολογία δίνει πού καλή συμμετρία ως προς την αντίσταση εισόδου σε σχέση με την απλή διαφορική είσοδο. Η αντίσταση εισόδου είναι 10KΩ και για τις δύο εισόδους και σε Common mode input η αντίσταση είναι 20KΩ. Η συγκεκριμένη τοπολογία έχει το μειονέκτημα ότι δεν μπορεί να τροποποιηθεί έτσι ώστε να έχουμε μεταβλητό κέρδος.



Σχήμα 4.7 The "Superbal" amp

Hi-Z balanced amp.

Οι μεγάλες αντιστάσεις εισόδου (άνω των 10KΩ) είναι χρήσιμες για διασυνδέσεις με συστήματα λυχνιών. Και ένα τέτοιο σύστημα δίνεται στο σχήμα 4.8

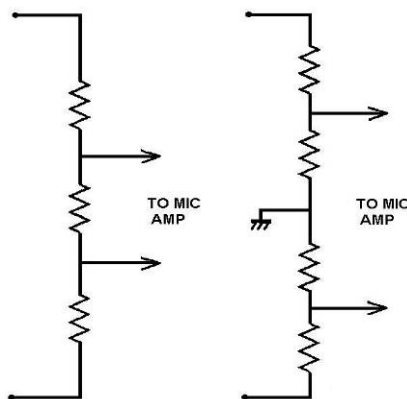


Σχήμα 4.8 Hi-Z balanced amp

Οι εισόδοι των ΤΕ έχουν άπειρή αντίσταση εισόδου και προσθέτοντας την R_g μπορούμε να αυξήσουμε το Gain αλλά διαταράσσει την ισοστάθμιση, και το κύκλωμα δεν ενδείκνυται για εξασθένηση σήματος.

Microphone preamp plus attenuator (εξασθενητής).

Πολύ συχνά στα συστήματα ήχου ο προενισχυτής χρησιμοποιείται και ως γραμμή εισόδου με την δυνατότητα εξασθένησης του σήματος κατά 20 dB (20db pad). Στο σχήμα 4.9 δίνονται δύο υλοποιήσεις του εξασθενητή. Η 1^η είναι λανθασμένη γιατί μπορεί το σήμα να εξασθενεί αλλά όχι και το κοινό σήμα οπότε προκαλείται μία αλλοίωση του CMRR ακόμα και με αντιστάσεις πολύ μεγάλης ακρίβειας άνω με το 2^ο τρόπο παρέχεται η ίδια εξασθένηση για το σήμα και για το κοινό σήμα και είναι η τοπολογία που συνήθως χρησιμοποιείται στα στάδια εισόδου των προενισχυτών ήχου..



Σχήμα 4.9 Microphone preamp plus attenuator (Εξασθενητής)

Instrumentation amp.

Η συνδεσμολογία In Amp έχει εξεταστεί διεξοδικά στο κεφάλαιο 3.3 και στο 4.4. Σε πρακτικές εφαρμογές με χρήση μεμονωμένων ΤΕ συνήθως το CMRR είναι μικρότερο από 45dB και εξαρτάται και από την ακρίβεια των αντιστάσεων που χρησιμοποιούνται στους

κλάδους ανάδρασης των ΤΕ. Υπάρχει η δυνατότητα να ληφθεί πολύ μεγάλο CMRR χρησιμοποιώντας monolithic In Amp που έχουν ένα εύρος από 80-110dB. Στα περισσότερα συστήματα ήχου δεν χρειάζεται τόσο μεγάλο CMRR. Αλλά στα επαγγελματικά συστήματα και ειδικά στους επαγγελματικούς προενισχυτές ήχου είναι επιβεβλημένη η χρησιμοποίηση διατάξεων με πολύ μεγάλο CMRR (ως standard στους κατασκευαστές έχει επικρατήσει CMRR>80dB). Η συνδεσμολογία in amp είναι από την φύση της ισοσταθμισμένη μονάδα εισόδου. Έτσι δεν χρειάζονται πολύπλοκα κυκλώματα για την υλοποίηση της. Με λίγα εξαρτήματα μπορούν να κατασκευαστούν υψηλής ποιότητας και πιστότητας στάδια εισόδου προενισχυτών ήχου. Αυτό εξετάζεται διεξοδικά στο κεφάλαιο 5 (5.2)

4.6 ΣΤΑΔΙΑ ΕΞΟΔΟΥ

Μια γραμμή εξόδου πρέπει να έχει την δυνατότητα να οδηγήσει σημαντικά φορτία εν μέρει λόγω της κλασικής απαίτησης να οδηγήσει 600Ω και εν μέρει να επιτρέψει την παράλληλη τροφοδότηση μερικών εξόδων. Μια άλλη απαίτηση είναι η μικρή σύνθετη αντίσταση εξόδου κάτω των 100Ω ώστε να θέσει το σήμα μη εξαρτώμενο από τα χωρητικά φαινόμενα cross-talk. Υπάρχουν πολλές συνδεσμολογίες σταδίων εξόδου αλλά εδώ θα εξεταστούν μόνο οι πιο σημαντικές που είναι τα ισοσταθμισμένα και μη στάδια εξόδου.

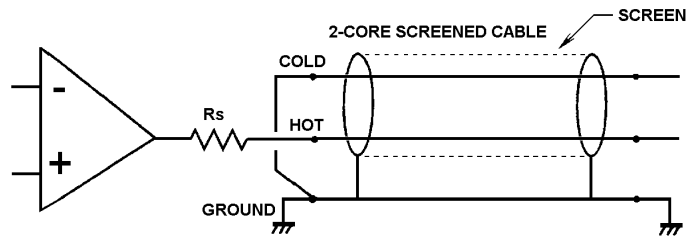
4.6.1 ΜΗ ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΑ ΣΤΑΔΙΑ ΕΞΟΔΟΥ

Οι πιο γνωστές τοπολογίες μη ισοσταθμισμένου σταδίου εξόδου είναι οι κάτωθι :

- 1) Unbalanced output.
- 2) Impedance-balanced output.
- 3) Ground-cancelling output (or ground-compensated output).

Unbalanced output.

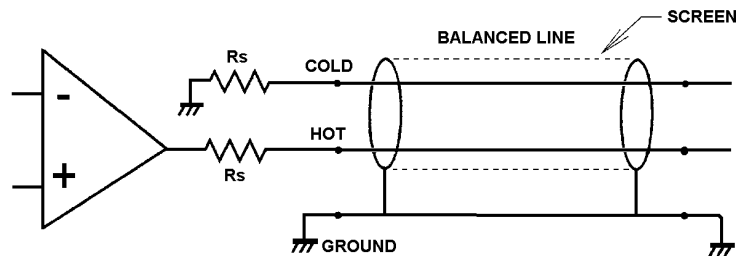
Μια μη ισοσταθμισμένη έξοδος δίνεται στο σχήμα 4.10. Υπάρχουν μόνο δύο καλώδια για την οδήγηση του επόμενου σταδίου. Το hot και το ground. Το cold συνδέεται στο ground ώστε να έχουμε την δυνατότητα οδήγησης από unbalanced to balanced. Ο ενισχυτής εξόδου πάντα προστατεύεται από την shunt-capacitance της γραμμής μέσω μια αντίσταση R_s με τιμή από 33 - 100Ω ώστε να σταθεροποιήσει την γραμμή αλλά αυτό δημιουργεί μη ισοσταθμισμένη σύνθετη αντίσταση γραμμής. Αν η R_s είναι 100Ω και το cold συνδεθεί στο ground τότε στην ισοσταθμισμένη είσοδο του επόμενου σταδίου προκαλείται μια πτώση του CMRR -46dB ακόμα και στην περίπτωση που έχουμε τέλειες ταιριασμένες αντιστάσεις.



Σχήμα 4.10 Μη ισοσταθμισμένη έξοδος (Unbalanced output)

Impedance-balanced output.

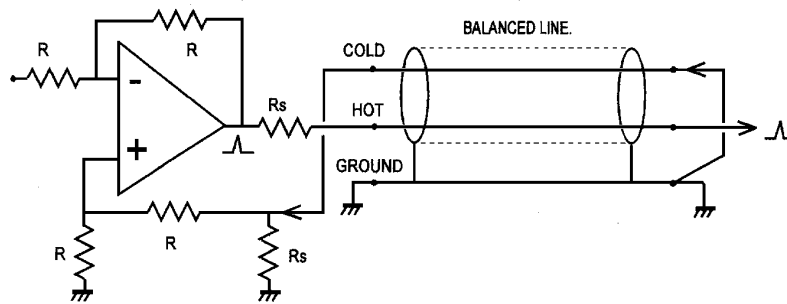
Μια συνδεσμολογία Impedance balanced output δίνεται στο σχήμα 4.11. Σ' αυτή την περίπτωση το cold τερματίζεται σε μία αντίσταση R_s προσφέροντας με αυτό τον τρόπο ίδια αντίσταση και στις δύο γραμμές ώστε να μην υπάρχει μεταβολή του CMRR στο επόμενο στάδιο. Δηλαδή δεν υπάρχει πραγματικά μια ισοσταθμισμένη έξοδος; αλλά μόνο ισοστάθμιση ως προς τις σύνθετες αντιστάσεις γραμμής. Αυτή η περίπτωση χρησιμοποιείται όταν απαιτείται η οδήγηση ισοσταθμισμένων εισόδων από μη ισοσταθμισμένες εξόδους. Σε περίπτωση οδήγησης μη ισοσταθμισμένης εισόδου τότε το άλλο άκρο cold μπορεί να γειωθεί.



Σχήμα 4.11 Impedance-balanced output

Ground-cancelling output (or ground-compensated output)

Μια συνδεσμολογία Ground-cancelling output ή διαφορετικά ground-compensated output δίνεται στο σχήμα 4.12. Η τοπολογία αυτή απορρίπτει την τάση που κατά λάθος μπορεί να έχει το καλώδιο ground από λανθασμένη συνδεσμολογία καλωδίων (miswiring) ακόμα και αν το επόμενο στάδιο έχει μη ισοσταθμισμένη είσοδο. Το καλώδιο cold λειτουργεί ως είσοδος και πρέπει να έχει μοναδιαίο κέρδος ανάδρασης όπως και μια πολύ μικρή αντίσταση εισόδου που είναι ίδια με την αντίσταση εξόδου του hot καλωδίου. Η συγκεκριμένη τοπολογία λειτουργεί ως μια οικονομική υλοποίηση μη επιβλαβών ground-loops εφαρμογών.



Σχήμα 4.12 Ground-cancelling output

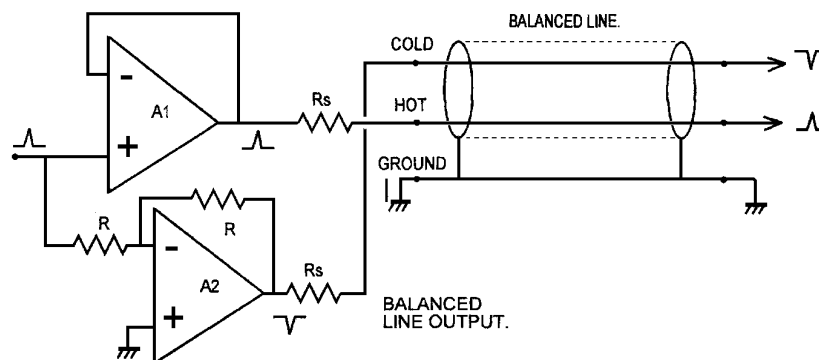
4.6.2 ΙΣΟΣΤΑΘΜΙΣΜΕΝΑ ΣΤΑΔΙΑ ΕΞΟΔΟΥ

Οι πιο γνωστές τοπολογίες ισοσταθμισμένου σταδίου εξόδου είναι οι κάτωθι :

- 1) Balanced output.
- 2) Quasi-floating output.
- 3) Cross-Coupled output.

Balanced output

Η τοπολογία ισοσταθμισμένης εξόδου ή Balanced output δίνεται στο σχήμα 4.13. Το cold τερματικό είναι τώρα ενεργή έξοδος παράγοντας ίδιο σήμα με του hot αλλά αναστραμμένης πολικότητας. Αυτό γίνεται απλά χρησιμοποιώντας την αναστρέφουσα συνδεσμολογία TE και το hot απλώς λαμβάνεται από έναν ακόλουθο τάσης. Σε περίπτωση όμως που στο επόμενο στάδιο υπάρχει μη ισοσταθμισμένη είσοδο; το τερματικό cold δεν πρέπει να γειωθεί απλώς δεν λαμβάνεται υπό όψη γιατί αν γειωθεί τότε ο TE θα βρεθεί σε κατάσταση γειωμένης εξόδου και το πιο πιθανό είναι να υπάρχουν παραμορφώσεις στο σύστημα γείωσης του προενισχυτή. Και τα δύο τερματικά hot και cold πρέπει να έχουν τις ίδιες αντιστάσεις εξόδου ώστε να κρατηθεί ισοσταθμισμένη η γραμμή εξόδου.



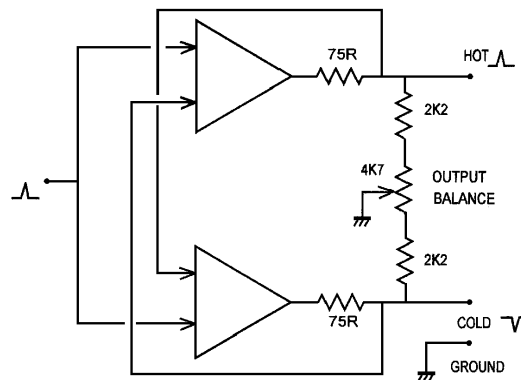
Σχήμα 4.13 Balanced Output

Η ισοσταθμισμένη έξοδος έχει το πλεονέκτημα να μην δημιουργεί παρεμβολές σε άλλες γραμμές και ας είναι και μη ισοσταθμισμένες καθώς το ρεύμα που διαχέεται δια των χωρητικοτήτων γραμμής θα εξουδετερωθούν στο τέλος της γραμμής. Ένα άλλο πλεονέκτημα είναι η αύξηση της στάθμης του σήματος στη γραμμή κατά 6dB που είναι πολύ χρήσιμο σε περιπτώσεις θορύβου. Όλες οι ισοσταθμισμένες εξοδοί παρέχουν την ευκολία διόρθωσης φάσης δια της σκόπιμης αντιμετάθεσης των hot και cold τερματικών.

Αυτή η μορφή της ισοσταθμισμένης εξόδου είναι η πιο συνηθισμένη σε hi-fi διασυνδέσεις αλλά δεν χρησιμοποιείται συχνά στις επαγγελματικές εφαρμογές ήχου όπου η συνδεσμολογία εξόδου quasi-floating δίνει μεγαλύτερη ευκαμψία ως προς την λειτουργία.

Quasi-floating output

Η τοπολογία quasi-floating output δίνεται στο σχήμα 4.14. Αυτή η τοπολογία, βασικά προσημειώνει έναν μετασχηματιστή που λειτουργεί εν κενό. Αν και τα δύο τερματικά hot και cold οδηγούν σήματα τότε έχουμε ισοσταθμισμένη έξοδο, σαν να έχουμε ένα μετασχηματιστή με μεσαία λήψη. Αν όμως το cold γειωθεί το hot διπλασιάζει το πλάτος του σήματος έτσι ώστε η συνολική στάθμη του σήματος να μείνει σταθερή. Αυτό γίνεται αντιληπτό από το κλάδο ανάδρασης ρεύματος από την έξοδο της αντίστασης 75Ω. Το ρεύμα αυτό είναι πολύ μικρό λόγω του TE και δεν δημιουργεί προβλήματα. Το ίδιο γίνεται και αν γειωθεί το hot τερματικό. Η τοπολογία αυτή έχει το πλεονέκτημα ότι δίνει στην έξοδο την ίδια στάθμη σήματος με η χωρίς ισοσταθμισμένη είσοδο επόμενου σταδίου. Αλλά σε αυτές τις περιπτώσεις το κέρδος των 6 dB συνήθως χάνεται λόγω των περιορισμών που θέτει η λειτουργία των TE δηλαδή η μέγιστη τάση εξόδου είναι λίγο μικρότερη από την τροφοδοσία.

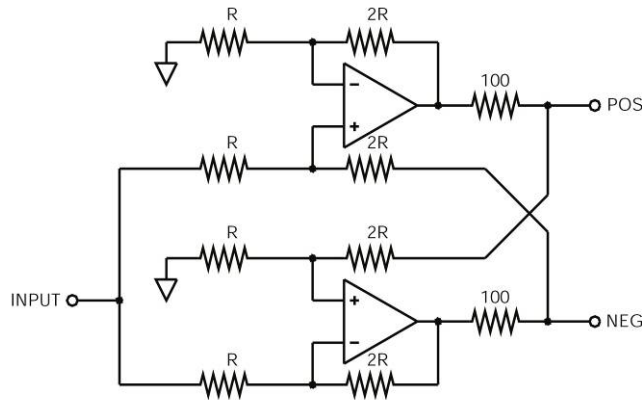


Σχήμα 4.14 Quasi-Floating Output

Cross-Coupled output

Μια πιο ειδική συνδεσμολογία quasi floating output είναι οι τοπολογίες cross-coupled output μερικές από τις οποίες δίνονται παρακάτω. Αυτές οι τοπολογίες κάνουν δύο πράγματα που τα ενεργά στάδια διαφορικής εξόδου δεν μπορούν. Διατηρούν το ίδιο gain είτε πρόκειται να οδηγήσουν ισοσταθμισμένα η μη στάδια εισόδου και παρέχουν προστασία

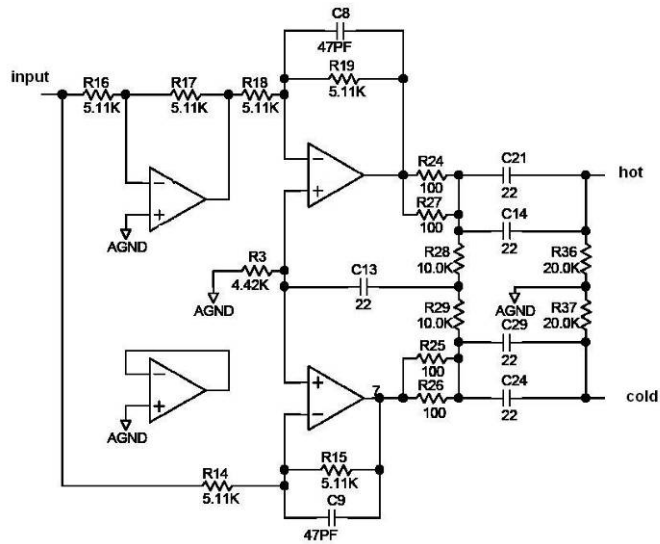
αν κάποιο από τους ακροδέκτες εξόδου βραχυκυκλωθεί. Και σε αυτές τις τοπολογίες όταν οδηγείται μη ισοσταθμισμένο επόμενο στάδιο το κέρδος των 6dB χάνεται λόγω περιορισμών των ΤΕ, κάτι που δεν γίνεται εύκολα αντιληπτό. Πολλοί νομίζουν ότι οι συνδεσμολογίες cross-coupled λειτουργούν όπως ακριβώς οι μετασχηματιστές αλλά δεν είναι πραγματικό. Έχουν και αυτά τα στάδια τους ίδιους περιορισμούς στο σήμα εξόδου με αυτούς που έχουν και οι ΤΕ λόγω τροφοδοσίας.



Σχήμα 4.15 MCI cross-coupled output

Το MCI's cross-coupled output stage δίνεται στο σχήμα 4.15. Κάθε κλάδος είναι συνδεδεμένο έτσι ώστε κάθε αντίθετη έξοδος να διαιρεί δια δύο το σήμα εισόδου (κάτι που με την πρώτη ματιά δεν είναι προφανές). Έτσι κάθε κλάδος είναι σαν ενισχυτής με κέρδος μονάδα για ισοσταθμισμένη λειτουργία. Αλλά όταν γειωθεί το ένα άκρο τότε η μονάδα παρέχει κέρδος διπλάσιο όπως στο Quasi-Floating. Καθώς τα cross-coupled και τα στάδια διαφορικής εισόδου έχουν τον ίδιο αριθμό ΤΕ τίθεται η ερώτηση γιατί τα cross-coupled δεν συναντιούνται τόσο συχνά στα συστήματα ήχου; Η απάντηση βρίσκεται στον κίνδυνο που επιφέρει η χρησιμοποίηση θετικής ανάδρασης στις τοπολογίες αυτές. Η διαδικασία της διαίρεσης του σήματος που προκαλείται από την αντίθετη έξοδο μπορεί να δημιουργήσει ένα ανεπιθύμητο αποτέλεσμα όπως η ολίσθηση φάσης και η δημιουργία ταλαντώσεων αν δεν χρησιμοποιούνται ταιριασμένοι ΤΕ, σωστές αναλογίες στους λόγους αντιστάσεων και αντιστάθμιση θερμοκρασίας.

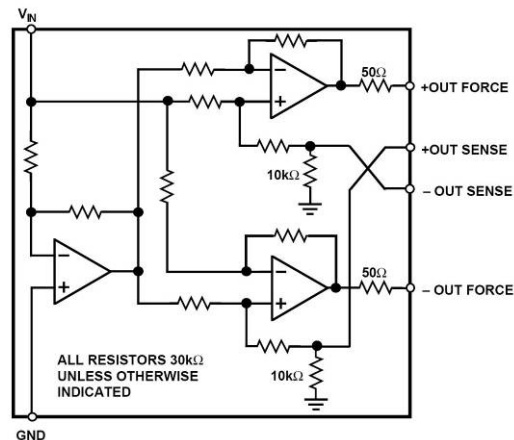
Αυτός είναι ο λόγος που συναντάμε πολλές παραλλαγές του σχήματος 4.15 όπως οι capacitive-coupled AC feedback, high-frequency gain roll off capacitors, offset trims κλπ. Μια από αυτές τις παραλλαγές δίνεται στο σχήμα 4.16 που είναι ένα στάδιο εξόδου cross-coupled που χρησιμοποιεί η RANE σε διάφορα επαγγελματικά συστήματα ήχου.



Σχήμα 4.16. Rane cross-coupled output

Η δυσκολία ελέγχου των παραμέτρων αυτών ωθεί τους περισσότερους κατασκευαστές στην μη χρησιμοποίηση αυτών των τοπολογιών.

Πρόσφατα η εταιρεία Analog Devices βοήθησε να λυθούν πολλά από αυτά τα προβλήματα παρουσιάζοντας ένα ολοκληρωμένο που περιλαμβάνει όλη την τοπολογία σε ένα chip το SSM2142. Το monolithic IC λειτουργεί με τις ίδιες αρχές που λειτουργεί και το MCI με την διαφορά ότι το SSM2142 χρησιμοποιεί τρεις TE ώστε να οδηγήσει την είσοδο διαφορικά. Με την χρησιμοποίηση αυτού του ολοκληρωμένου ανοίγονται νέοι δρόμοι ως προς την χρησιμοποίηση των σταδίων εξόδου cross-coupled. Το διάγραμμα λειτουργίας δίνεται στο σχήμα 4.17

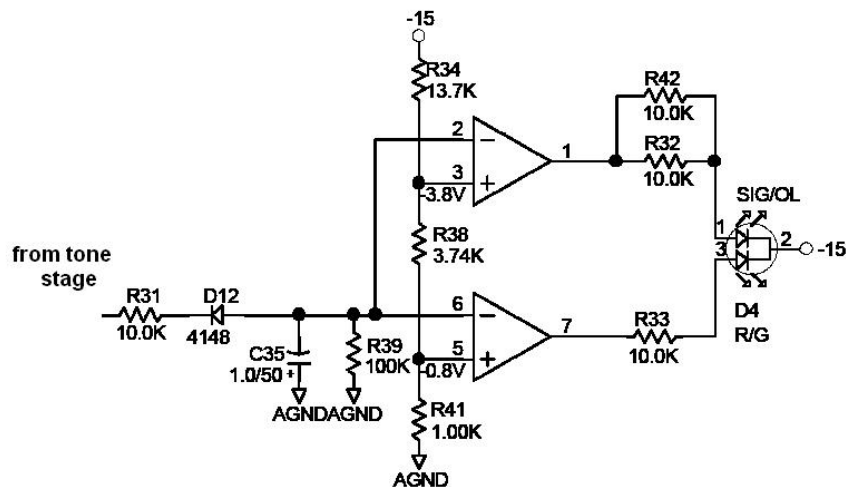


Σχήμα 4.17 Functional block diagram του SSM2142 Balanced Line Driver

4.7 SIGNAL / OVERLOAD

Στα περισσότερα επαγγελματικά συστήματα ήχου έχει επικρατήσει η χρησιμοποίηση κυκλωμάτων για την ένδειξη ύπαρξης σήματος όπως και για την υπερφόρτωση των σταδίων εξόδου. Η πιο απλή μέθοδος που χρησιμοποιείται βασίζεται στον συγκριτή που αναλύσαμε στο κεφάλαιο 3. Μια τέτοια τοπολογία δίνεται στο σχήμα 4.18.

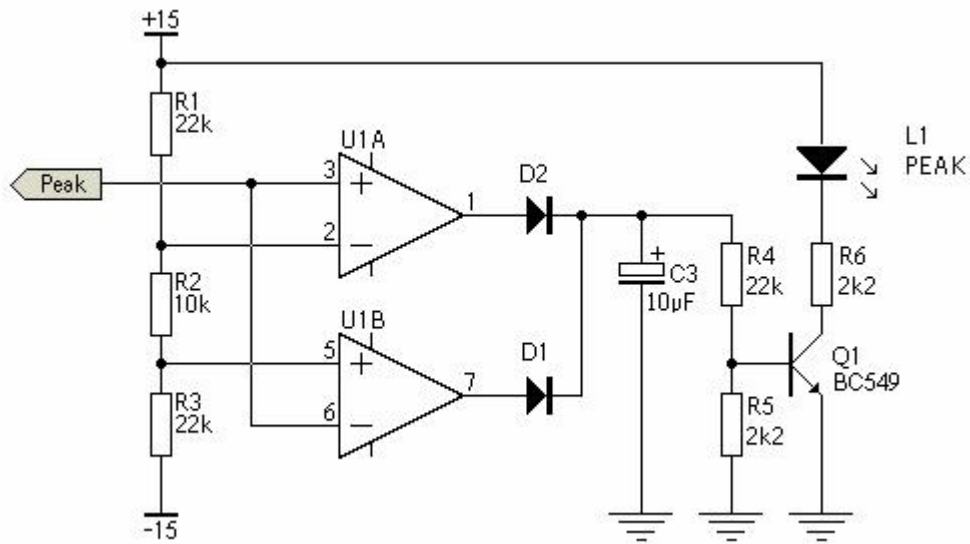
Ο κλάδος των αντιστάσεων R41, R38 και R34 δημιουργεί τις τάσεις αναφοράς για τους συγκριτές που είναι $-0.8V$ και $-3.8V$. Ως είσοδος χρησιμοποιείται η έξοδος από την μονάδα ενίσχυσης του προενισχυτή. Κατά την διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου η D12 άγει και φορτίζει το C35 με μία αρνητική τάση DC η οποία συγκρίνεται με τις τάσεις αναφοράς. Για να προλαβαίνει η διόδος να άγει και να αποκόπτει σε μεγάλες συχνότητες πρέπει να είναι high speed diode και ο πυκνωτής πρέπει να έχει σχετικά μικρή τιμή ώστε να προλαβαίνει να φορτίζεται στο peak του. Οι τιμές που έχει συνήθως σε τέτοιες τοπολογίες είναι $1\mu F$. Όταν η τάση γίνει μικρότερη από $-0.8V$ στην έξοδο του TE θα έχουμε την θετική τάση κορεσμού του και θα ανάψει το green led. Ενώ όταν θα γίνει μικρότερη από $-3.8V$ θα ανάψει και το red led με αποτέλεσμα να έχουμε οπτικό σήμα για το πότε έχουμε σήμα και πότε υπερφόρτωση. Η στάθμη των τάσεων είναι ενδεικτική και εξαρτάται από τον κατασκευαστή και από τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Η συγκεκριμένη τοπολογία δίνει ένδειξη για signal $V_p = 1.6V$ και για overload $V_p = 5.7V$. Οι τιμές προκύπτουν από την προσομοίωση με spice. Για να λειτουργεί και στις δύο ημιπεριόδους η τοπολογία παίρνει είσοδο από το στάδιο εξόδου όπως θα δούμε στο κεφάλαιο 5.



Σχήμα 4.18 Συγκριτής Αρνητικής Στάθμης

Μια άλλη διαδεδομένη μέθοδος είναι η τοπολογία Peak Level Detector που δίνεται στο σχήμα 4.19. Όπως και το προηγούμενο κύκλωμα η τοπολογία αυτή παίρνει είσοδο από την έξοδο της μονάδας ενίσχυσης του σήματος. Βασίζεται στην γνωστή τοπολογία συγκριτή παράθυρο και η λειτουργία του δεν εξαρτάται από την πολικότητα του σήματος εισόδου.

Όταν το σήμα εισόδου ξεπεράσει μία συγκεκριμένη στάθμη που στην περίπτωση μας είναι περίπου 2Vrms τότε άγει το τρανζίστορ και το ενδεικτικό led οπότε έχουμε οπτική ένδειξη για την ύπαρξη σήματος ικανοποιητικής στάθμης .



Σχήμα 4.18 Peak Level Detector

ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ AUDIO PREAMPLIFIER

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο προενισχυτής που θα κατασκευαστεί πρέπει να καλύπτει μερικές ελάχιστες απαιτήσεις ώστε να είναι συμβατό με τα περισσότερα επαγγελματικά συστήματα ήχου αλλά και με τα μικρόφωνα επαγγελματικής χρήσης. Μερικά από αυτά τα χαρακτηριστικά είναι :

1. Ύπαρξη Phantom Power 48Vdc για την τροφοδοσία πυκνωτικών μικροφώνων ή γενικώς μικροφώνων που χρειάζονται τροφοδοσία DC για την λειτουργία τους.
2. Ισοσταθμισμένη Είσοδο (Balanced Input) με XLR connector pin 2 = hot.
3. Ισοσταθμισμένη Έξοδο (Balanced Output) με XLR connector pin 2 = hot.
4. Invert output για προσαρμογή με τα επόμενα στάδια.
5. Continuous Gain 12 – 66 db Balanced output (ή 6 – 60 dB σταδίου ενίσχυσης)
6. Διακριτό Gain 10 – 60 db με δυνατότητα ρύθμισης ανά 1 db .
7. Ύπαρξη ενδείξεων με LED για
 - A) την τροφοδοσία.
 - B) για το Phantom Power.
 - Γ) για Signal.
 - Δ) για Overload.
8. Διακόπτες
 - A) για το Phantom Power.
 - B) για το Invert Output.
 - Γ) για την Τροφοδοσία.

5.2 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΣΤΑΔΙΟΥ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ

Η σημαντικότερη απόφαση στην κατασκευή του προενισχυτή ήταν η επιλογή της σχεδίασης της μονάδα ενίσχυσης. Τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των διαφόρων τοπολογιών τα έχουμε εξετάσει στα προηγούμενα κεφάλαια. Για λόγους οικονομίας χώρου αλλά και αποφυγή πολλών κολλήσεων και γραμμών διασύνδεσης αποφασίσθηκε η χρησιμοποίηση ενός monolithic in amp. Οι επιλογές ήταν πέντε και παρατίθενται παρακάτω :

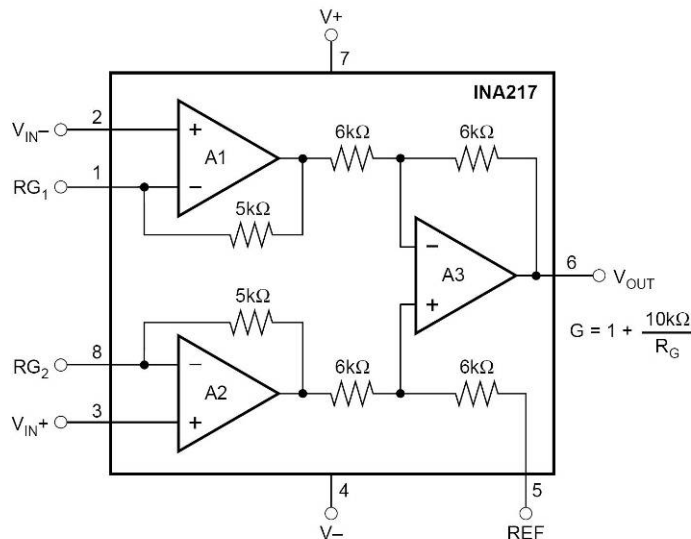
- 1) INA 103 Texas απορρίφθηκε λόγω της σχετικά μικρής ενίσχυσης 1000V/V.
- 2) INA 163 απορρίφθηκε λόγω της surface mount κατασκευής του.

3) INA 166 απορρίφθηκε λόγω της σχετικά μικρής ενίσχυσης 2000V/V αλλά και της surface mount κατασκευής του.

4) Η άλλη επιλογή μας, τα INA 217 και SSM2019 ήταν και τα ολοκληρωμένα που αποφασίσθηκαν να χρησιμοποιηθούν για την κατασκευή. Η επιλογή είχε να κάνει με την ευκολία ανεύρεσής τους. Κατά τα άλλα τα χαρακτηριστικά και των δύο είναι παραπλήσια και το μεν INA217 είναι ο αντικαταστάτης του SSM2017 και το SSM2019 είναι η εξέλιξη του από την Analog Device. Μετά από αρκετό ψάξιμο έγινε παραγγελία και μέσω ΗΠΑ αποκτήθηκαν δύο INA217 με συνολικό κόστος 20€ ποσό αρκετά μεγάλο για την εφαρμογή. Στο παράρτημα Β δίνονται τα χαρακτηριστικά του ολοκληρωμένου αλλά τα πιο βασικά είναι τα κάτωθι :

LOW NOISE:	1.3nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz
LOW THD+N:	0.004% at 1 kHz, G = 100
WIDE BANDWIDTH:	800 kHz at G = 100
WIDE SUPPLY RANGE:	$\pm 4.5\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$
HIGH CMRR:	> 100dB
SLEW RATE :	15V/ μs
GAIN SET WITH EXTERNAL RESISTOR	
GAIN EQUATION	$G = 1 + 10\text{K}/R_G$
GAIN RANGE	1 TO 10000 V/V

Στο σχήμα 5.1 δίνεται το Block διάγραμμα του ολοκληρωμένου.



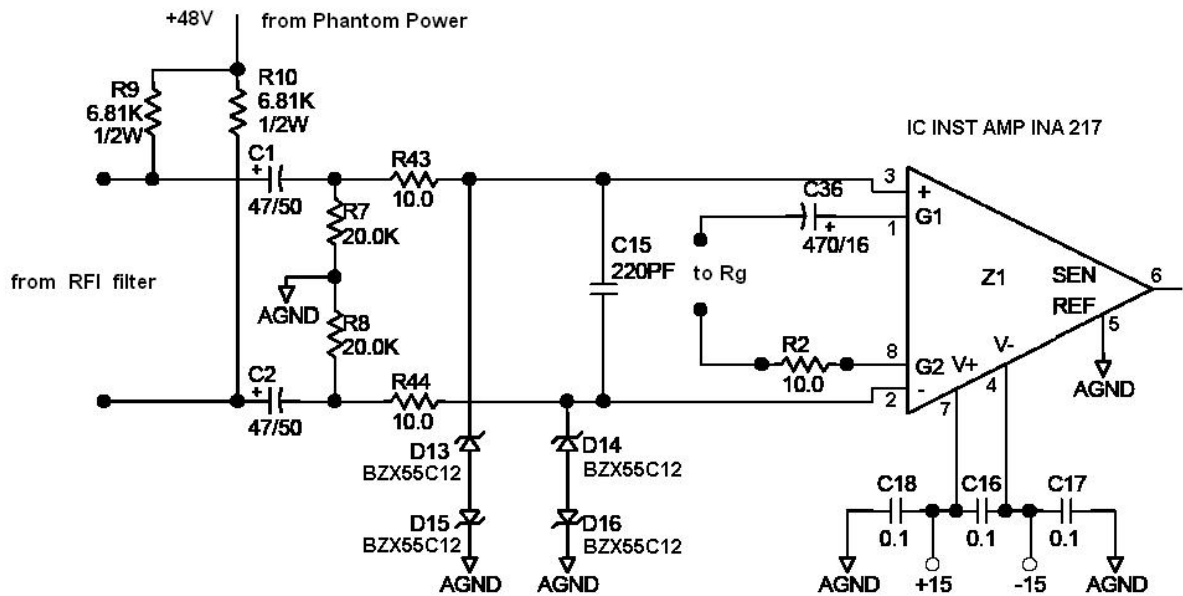
Σχήμα 5.1 Block Διάγραμμα Ina217

Από τα data sheets δίνεται ότι το ολοκληρωμένο έχει την καλύτερη απόδοση σε σχέση με το θόρυβο σε πηγή σήματος εσωτερικής σύνθετης αντίστασης 200Ω που είναι και η εσωτερική αντίσταση των περισσότερων επαγγελματικών μικροφώνων. Αλλά και πολύ

μεγάλη ενίσχυση που φτάνει στα 10.000 (V/V) (80dB) αλλά με ελάχιστο Gain to 1 (0dB). Πολύ σημαντική πληροφορία από τα data sheets αντλήθηκε και για την τοπολογία προενισχυτή μικροφώνου. Μια παραλλαγή αυτής της τοπολογίας δίνεται στο σχήμα 5.2 που είναι βελτιωμένο στα παρακάτω σημεία

Χρησιμοποίηση διόδων zener για προστασία από υπερτάσεις και ένα πυκνωτή 220pF για να μειώσει τον θόρυβο που προκαλούν οι zener και οι πυκνωτές C1 και C2.

Η τοπολογία αυτή χρησιμοποιεί ισοσταθμισμένη είσοδο με χρήση in amp που είδη έχει εξετάσει στα προηγούμενα κεφάλαια.



Σχήμα 5.2 Στάδιο Ενίσχυσης Προενισχυτή

Λόγω της απαίτησης ύπαρξης διακριτού και συνεχούς Gain αποφασίσθηκε η τοποθέτηση διακόπτη για την εναλλαγή ανάμεσα στις δύο λειτουργίες.

Συνεχές Gain.

Για το συνεχές gain η καλύτερη λύση είναι η χρησιμοποίηση ενός reverse log ποτενσιόμετρου ώστε να έχουμε μια σχεδόν γραμμική ενίσχυση σε σχέση με την αύξηση των στροφών του ποτενσιόμετρου. Αυτό όμως δεν κατέστη δυνατόν γιατί δεν υπάρχει στην Ελλάδα τέτοιο ποτενσιόμετρο. Έτσι καταλήξαμε στην χρησιμοποίηση ενός λογαριθμικού 2.2K το οποίο θέτει περιορισμούς για το ελάχιστο gain που θα είναι :

$$20\log(1+10000/2200)=15\text{dB.}$$

Το αποτέλεσμα αυτό δεν ήταν καθόλου ικανοποιητικό οπότε αποφασίσθηκε η αλλαγή με ένα μεγαλύτερης τιμής και συγκεκριμένα ένα λογαριθμικό 10K. Έτσι η ελάχιστη ενίσχυση θα είναι :

$$20\log(1+10000/10000)=6\text{dB}$$

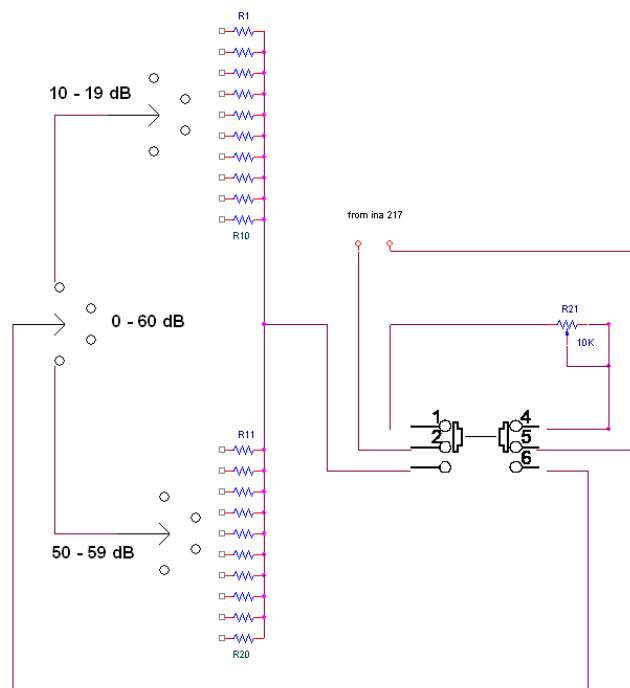
Η μέγιστη ενίσχυση του ενισχυτή περιορίζεται από την αντίσταση R2. Λόγω της απαίτησης ύπαρξης κέρδους 60 db από την μονάδα ενίσχυσης η αντίσταση έπρεπε να έχει τιμή :

$$R_g = \frac{10000}{10^{60/20} - 1} = 10\Omega$$

Άρα με την χρησιμοποίηση ποτενσιόμετρου τιμής 10KΩ παρέχεται από την μονάδα ενίσχυσης κέρδος 6 - 60dB.

Διακριτό Gain.

Εδώ τα πράγματα γίνονται πιο δύσκολα γιατί είναι επιβεβλημένη η χρησιμοποίηση πολλών αντιστάσεων. Υπήρχε η σκέψη χρησιμοποίησης 2 περιστροφικών διακοπών. Ένα για τις δεκάδες 4 – 54 dB ενίσχυση στην μονάδα ενίσχυσης που σημαίνει 10 – 60 dB στην έξοδο, και ένα για τις μονάδες 1 – 9dB. Παρ' όλες τις προσπάθειές μας δεν κατέστη δυνατή η εύρεση τοπολογίας ώστε να γίνει το ζητούμενο οπότε καταφύγαμε στην πιο απλή λύση την χρησιμοποίηση πολλών περιστρεφόμενων διακοπών όπως το παραθέτουμε στο σχήμα 5.3



**Σχήμα 5.3 Ενδεικτικό Διάγραμμα σύνδεσης Αντιστάσεων Ρύθμισης Gain
INA217**

Ο 1^{ος} περιστρεφόμενος διακόπτης είναι 7 θέσεων και ουσιαστικά ρυθμίζει τις δεκάδες τις ενίσχυσης δηλαδή σε κάθε θέση αντιστοιχεί και μία δεκάδα. Στην πραγματικότητα έχουμε

5 δεκάδες 10 – 19, έως 50 – 59dB. Η 1^η θέση 0dB είναι εν κενό, δηλαδή είναι σαν να έχουμε $R_g = \infty$ και ενίσχυση 0 dB, ενώ στην τελευταία 60dB απλώς βραχυκυκλώνεται η διαδρομή και έχουμε μόνο την R2 στο κύκλωμα και ενίσχυση 54 dB (60 dB στην έξοδο). Η έξοδος της 2^{ης} θέσης 10 – 19 dB πάει σε ένα άλλο περιστροφικό διακόπτη που ρυθμίζει ανά ένα dB την ενίσχυση. Το ίδιο γίνεται και με τους άλλους περιστροφικούς διακόπτες.

Οι περιστροφικοί διακόπτες που ρυθμίζουν το gain ανά 1dB είναι 10 θέσεων και συνολικά 5 των αριθμό (Ένα για κάθε δεκάδα).

Η τοπολογία έχει πολλά μειονεκτήματα όπως η χρησιμοποίηση πολλών αντιστάσεων (για κάθε ρύθμιση αντιστοιχούν δύο αντιστάσεις) και πολλών περιστρεφόμενων διακοπών.

Το πλεονέκτημα της τοπολογίας είναι η δυνατότητα που προσφέρει ώστε με κατάλληλη επιλογή των αντιστάσεων να ληφθεί με πολύ μεγάλη ακρίβεια το επιθυμητό gain.

Παρακάτω δίνεται ο πίνακας με τις αντιστάσεις που χρησιμοποιούμε για κάθε θέση καθώς και το θεωρητικά υπολογισμένο gain που δίνει η διάταξη με βάση αυτές τις τιμές.

Ενίσχυση INA217 (dB)	Αντίσταση	Τιμή Αντιστάσεων Και Συνολική Τιμή (Ohm)			Συνολική Αντίσταση RG (Ohm)	Πραγματική Ενίσχυση (dB)
4	R10	16000	1100	17100	17.110,0	4,00
5	R11	12000	820	12820	12.830,0	5,01
6	R12	10000	43	10043	10.053,0	6,00
7	R13	7500	560	8060	8.070,0	7,00
8	R14	6200	430	6630	6.640,0	7,98
9	R15	4700	750	5450	5.460,0	9,04
10	R16	4300	330	4630	4.640,0	9,98
11	R17	3900	15	3915	3.925,0	11,00
12	R18	3300	51	3351	3.361,0	11,99
13	R19	2700	180	2880	2.890,0	12,99
14	R20	2400	82	2482	2.492,0	14,00
15	R21	2000	150	2150	2.160,0	15,01
16	R22	1800	75	1875	1.885,0	15,99
17	R23	1600	33	1633	1.643,0	17,01
18	R24	1300	130	1430	1.440,0	18,00
19	R25	1200	51	1251	1.261,0	19,02
20	R26	1000	100	1100	1.110,0	20,01
21	R27	820	150	970	980,0	20,99
22	R28	820	33	853	863,0	22,00
23	R29	620	130	750	760,0	23,02

24	R30	620	43	663	673,0	24,01
25	R31	560	27	587	597,0	24,98
26	R32	510	6,8	516,8	526,8	26,01
27	R33	300	160	460	470,0	26,96
28	R34	390	15	405	415,0	27,99
29	R35	240	120	360	370,0	28,95
30	R36	300	16	316	326,0	30,01
31	R37	270	10	280	290,0	31,00
32	R38	240	7,5	247,5	257,5	32,01
33	R39	200	18	218	228,0	33,04
34	R40	180	13	193	203,0	34,02
35	R41	160	10	170	180,0	35,05
36	R42	150	1	151	161,0	36,00
37	R43	130	3,3	133,3	143,3	37,00
38	R44	110	7,5	117,5	127,5	38,00
39	R45	100	3,3	103,3	113,3	39,01
40	R46	82	9,1	91,1	101,1	39,99
41	R47	75	5,1	80,1	90,1	40,98
42	R48	68	2	70	80,0	42,01
43	R49	56	5,1	61,1	71,1	43,02
44	R50	51	2,4	53,4	63,4	44,01
45	R51	43	3,6	46,6	56,6	44,99
46	R52	39	1,3	40,3	50,3	46,01
47	R53	33	1,8	34,8	44,8	47,01
48	R54	20	10	30	40,0	47,99
49	R55	24	1,6	25,6	35,6	49,00
50	R56	20	1,8	21,8	31,8	49,98
51	R57	16	2,2	18,2	28,2	51,02
52	R58	10	5,1	15,1	25,1	52,03
53	R59	10	2,4	12,4	22,4	53,01
54	R60	10		10	20,0	54,00

Ως προς την υλοποίηση υπήρχαν δύο σκέψεις μία με πλακέτα PCB που εγκαταλείφθηκε λόγω μεγάλου κόστους κατασκευής, και η άλλη ήταν η τοποθέτηση των αντιστάσεων πάνω στους περιστροφικούς διακόπτες (μέθοδος αράχνης) που έχει μεν δυσκολία στην κατασκευή αλλά έχει και πολλά πλεονεκτήματα όπως η μείωση του θορύβου και μικρότερο μήκος αγωγών σύνδεσης. Έτσι επιλέχθηκε ο δεύτερος τρόπος υλοποίησης.

Ανάλυση κυκλώματος.

Ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής των 470 μ F τοποθετείται ώστε να κόψει την DC συνιστώσα από τον βρόχο ανάδρασης του ενισχυτή οργάνων. Αυτό γίνεται ώστε να έχουμε μόνο ac σήματα προς ενίσχυση και αποφυγή των βρόχων ανάδρασης με DC τάσεις.

Όπως έχουμε αναφέρει στο κεφάλαιο 3 είναι απαραίτητη για την λειτουργία των TE σε ac σήματα να υπάρχει βρόχος αυτών των σημάτων προς την γη. Αυτό πετυχαίνεται μέσω των αντιστάσεων R43 – R7 και R44 – R8 και για τις δύο εισόδους hot και cold. Η τιμή των αντιστάσεων δίνονται από την τοπολογία των data sheets και έχουν αυτή τη τιμή ώστε να ρυθμιστεί κατάλληλα η αντίσταση εισόδου όπως θα δούμε παρακάτω αλλά και να μειωθεί στο ελάχιστο η επίδραση των ρευμάτων πόλωσης (bias) εισόδου του INA217 που παίρνουν μια τιμή περίπου 2 μ A με μέγιστο 12 μ A. Η Vos είναι πολύ μικρή τυπικά 50 μ V με μέγιστη τιμή τα 250 μ V και επειδή χρησιμοποιείται ac σύζευξη του ενισχυτή αλλά και διαφορική έξοδος η επίδρασή της στην έξοδο θα είναι πολύ μικρή (ίση με την Vos).

Η DC τάση που αναπτύσσεται στα άκρα εισόδου 3 και 4 επειδή είναι ουσιαστική κοινό σήμα (έχουμε συμμετρικά φορτία) θα απορριφθεί από το INA. Αλλά αυτή η τάση δεν πρέπει να ξεπεράσει κάποιο ανώτερο όριο που συνήθως είναι λίγο μικρότερο από την τάση τροφοδοσίας. Αυτό το πετυχαίνουμε με τις διόδους zener που κρατάνε αυτήν την τάση κάτω από περίπου 12.7 Volts. Λόγω των σχετικά μικρών τάσεων και ρευμάτων που αναπτύσσονται στο κύκλωμα οι zener που χρησιμοποιήθηκαν καλύπτουν πλήρως τις απαιτήσεις. Οι zener έχουν μέγιστο ανάστροφο ρεύμα 32mA που ουσιαστικά ποτέ δεν θα περάσει από την zener αλλά για ακόμα μεγαλύτερη προστασία, η χρησιμοποίηση των δύο αντιστάσεων 10 Ω μας δίνει μεγαλύτερα περιθώρια διαχείρισης ρεύματος.

Όπως έχει αναφερθεί, πολλά μικρόφωνα για να λειτουργήσουν θέλουν μια τάση 48V DC. Έχει επικρατήσει ως standard η τροφοδοτήσή τους με δύο αντιστάσεις 6,81K Ω ½ Watt όπως δίνεται στο σχήμα 5.2. Το ac σήμα αυτές τις δύο αντιστάσεις R9 και R10 τις βλέπει ως αντιστάσεις παράλληλες με τις R7 και R8. Και λόγω του ότι ως αντίσταση εισόδου σε αυτές τις διατάξεις έχει επικρατήσει μια τιμή τις τάξης των 5K Ω ανά είσοδο η 10K Ω συνολικά η τιμή των 20K Ω μας δίνει ακριβώς αυτή την τιμή.

Οι πυκνωτές C1 και C2 είναι ηλεκτρολυτικοί και χρησιμοποιούνται για να αποκόψουν την DC τάση από την είσοδο του INA. Και επειδή η απαίτηση να υπάρχει στην είσοδο ο λιγότερο δυνατός θόρυβος και επειδή γενικώς οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές είναι θορυβώδεις χρησιμοποιείται ένας πυκνωτής C15 220pF για να αποκόψει αυτούς τους θορύβους. Σε περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται τροφοδοσία για τα μικρόφωνα οι πυκνωτές αυτοί δεν πρέπει να είναι ηλεκτρολυτικοί.

Άρα ανακεφαλαιώνοντας έχουμε :

Η τροφοδοσία των Μικροφώνων από το phantom power γίνεται μέσω των αντιστάσεων R9 και R10 με τιμή standard 6.81K Ω .

Η προστασία των εισόδων του ενισχυτή από την τροφοδοσία γίνεται μέσω των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών C1 και C2 με τιμή 47μF 50V (ή 63V).

Η αντίσταση εισόδου είναι 5KΩ ανά είσοδο και είναι η εν παραλληλία σύνδεση των R9 και R10 με τις R7 και R8.

Οι αντιστάσεις R7 και R8 εκτός από την ρύθμιση της αντίστασης εισόδου έχουν ως ρόλο και την μείωση της επίδρασης των ρευμάτων πόλωσης εισόδου του ενισχυτή.

Οι διόδοι zener χρησιμοποιούνται για την προστασία της εισόδου του INA από υπερτάσεις και οι αντιστάσεις R43 – R44 αυξάνουν τα περιθώρια ρεύματος των διόδων.

Ο πυκνωτής C15 είναι πυκνωτής αποκοπής θορύβων που δημιουργούνται από τους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές.

Οι ακροδέκτες εισόδου του κυκλώματος θα μπορούσαν να συνδεθούν απευθείας στην είσοδο του κυκλώματος του σχήματος 5.2 αλλά έτσι θα υπήρχε ένα πολύ μεγάλο μειονέκτημα στην όλη τοπολογία την μη κατάλληλη προστασία από τα σήματα RF που μπορεί να παρεμβληθούν με διάφορους τρόπους στο σήμα εισόδου. Έτσι είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση του RFI (radio frequency interconnection) φίλτρου.

5.2.1 RFI ΦΙΛΤΡΟ

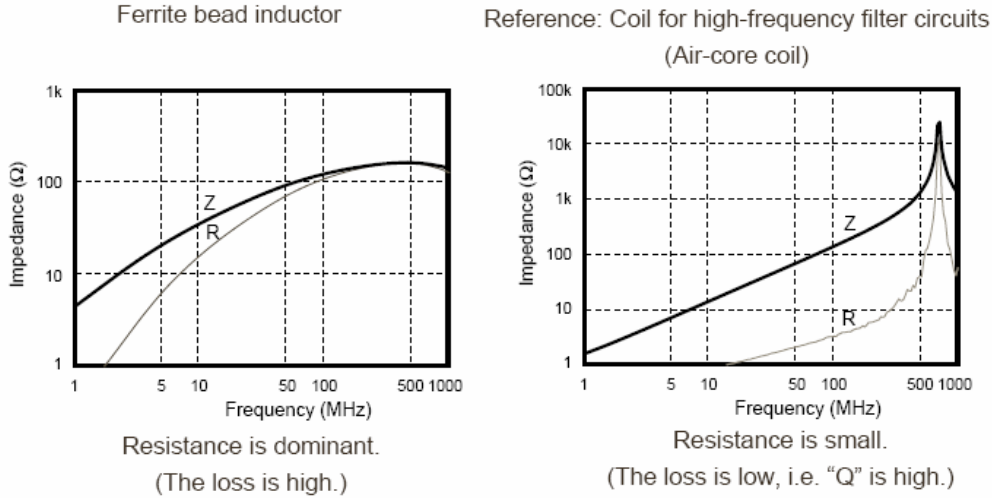
Η συνηθισμένη τοπολογία για την αποκοπή του θορύβου RF (υψηλών συχνοτήτων) είναι η χρησιμοποίηση παθητικών βαθυπερατών φίλτρων. Θα σκεφτόμασταν ότι μπορεί να είναι δικτυώματα RC ή LC με συχνότητα αποκοπής $f=1/2\pi RC$ ή $f=1/2\pi LC$. Αλλά η συγκεκριμένη τοπολογία παρουσιάζει προβλήματα που έχουν να κάνουν με το Q του δικτυώματος που παρουσιάζει συντονισμό σε μια συχνότητα $f=1/\sqrt{LC}$. Για την αποφυγή αυτών των προβλημάτων έχει επικρατήσει στα συστήματα εισόδου των προενισχυτών η χρησιμοποίηση ferrites bead που ουσιαστικά είναι πηνία τυλιγμένα γύρω από ένα φερρίτη. Το χαρακτηριστικό τους είναι η συμπεριφορά τους ως πηνίο στις χαμηλές συχνότητες και ως αντίστασης στις υψηλές συχνότητες. Αυτό επιφέρει πιο γραμμική συμπεριφορά και αποβολή του θορύβου σε μορφή θερμότητας εν αντιθέσει με τα κυκλώματα LC που δεν έχουν αυτή τη δυνατότητα.

Στο σχήμα 5.4 δίνεται μια τυπική εικόνα τις σύνθετης αντίστασης συναρτήσει της συχνότητας για το ferrite bead και για πηνίο αέρος :

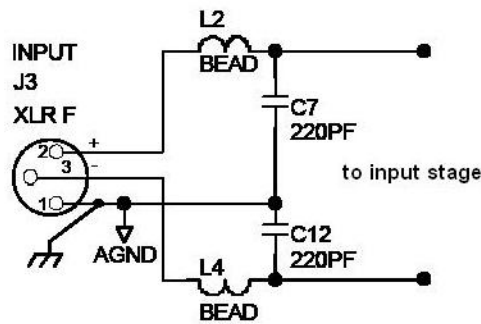
Έτσι η επιλογή μας ήταν η χρησιμοποίηση ενός μικρού ferrite bead (δεν υπήρχαν πληροφορίες για τα μεγέθη του, δηλαδή την αυτεπαγωγή του και την αντίσταση) σε συνδυασμό με έναν πυκνωτή μικρής χωρητικότητας 220pF που είναι μια τιμή που συναντάμε στα περισσότερα RFI φίλτρα, ώστε να γειωθούν μόνο οι πολύ υψηλές συχνότητες.

Το RFI φίλτρο που υλοποιήθηκε δίνεται στο σχήμα 5.5

Examples of impedance characteristic



Σχήμα 5.4 Σύνθετη Αντίσταση Ferrite Bead και Πηνίο Αέρος συναρτήσεως της συχνότητας



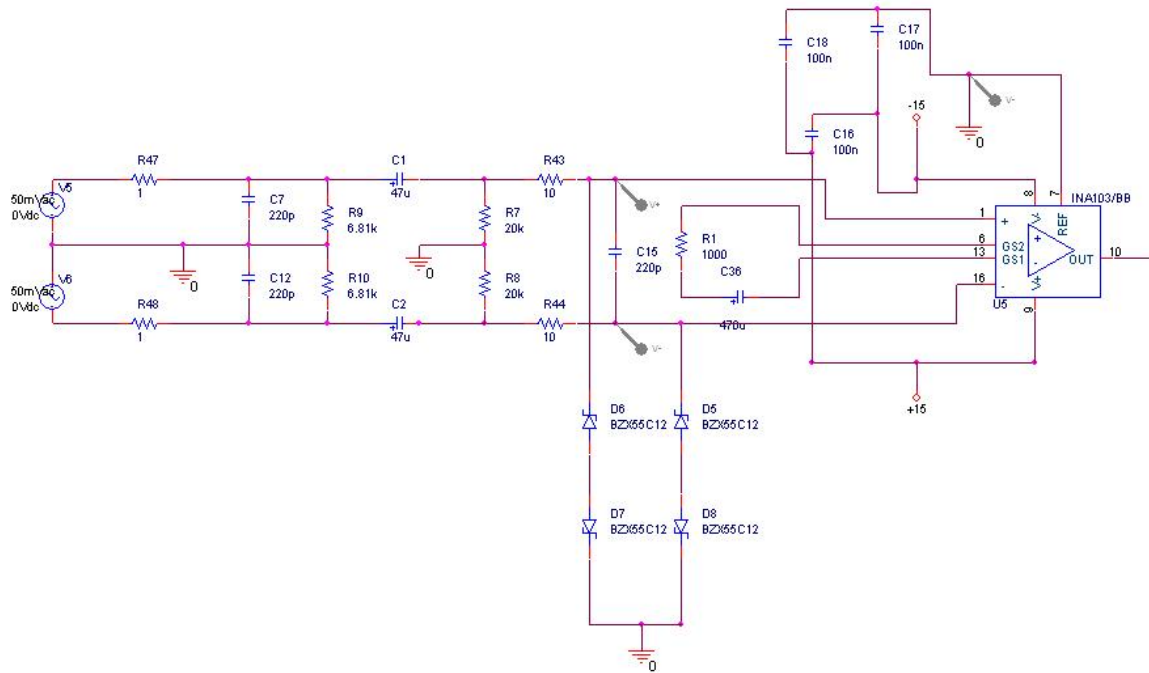
Σχήμα 5.5 RFI Φίλτρο

Μετά την σχεδίαση του κυκλώματος έπρεπε να γίνει και μια προσομοίωση με spice ώστε να υπήρχε μια εικόνα για την σωστή λειτουργία του κυκλώματος. Δυστυχώς δεν υπάρχει διαθέσιμο το μοντέλο spice για το INA217 αλλά και για ferrite bead έτσι για την προσομοίωση χρησιμοποιήθηκαν το INA103 που έχει σχεδόν τα ίδια χαρακτηριστικά με το INA 217 με ουσιαστική διαφορά την ενίσχυση που δίνεται από τον τύπο $1+6000/R_g$ αντί για $1+10000/R_g$ που έχει το INA217, και ένα πηνίο μικρής τιμής 1μH για το ferrite bead.

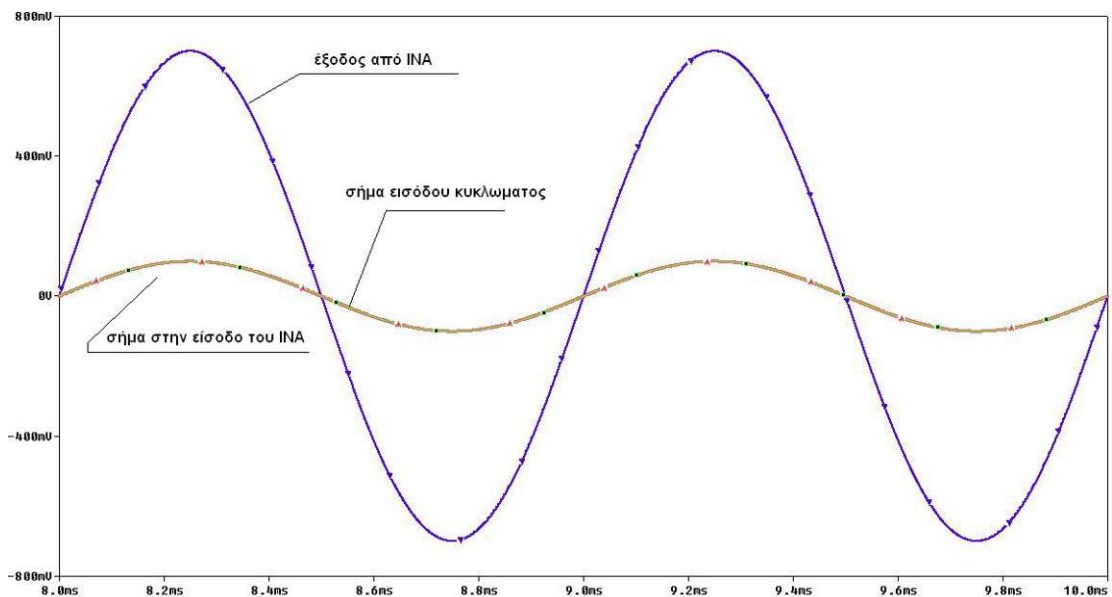
Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε δίνεται στο σχήμα 5.6 και τα αποτελέσματα τις transient ανάλυσης όπως και της απόκρισης συχνότητας πριν και μετά το INA 103 δίνονται στα σχήματα 5.7 – 5.9.

Η ενίσχυση του κυκλώματος είναι $1+6000/1000=7$ άρα με διαφορική είσοδο 100mVp η τάση στην έξοδο είναι 700mVp.

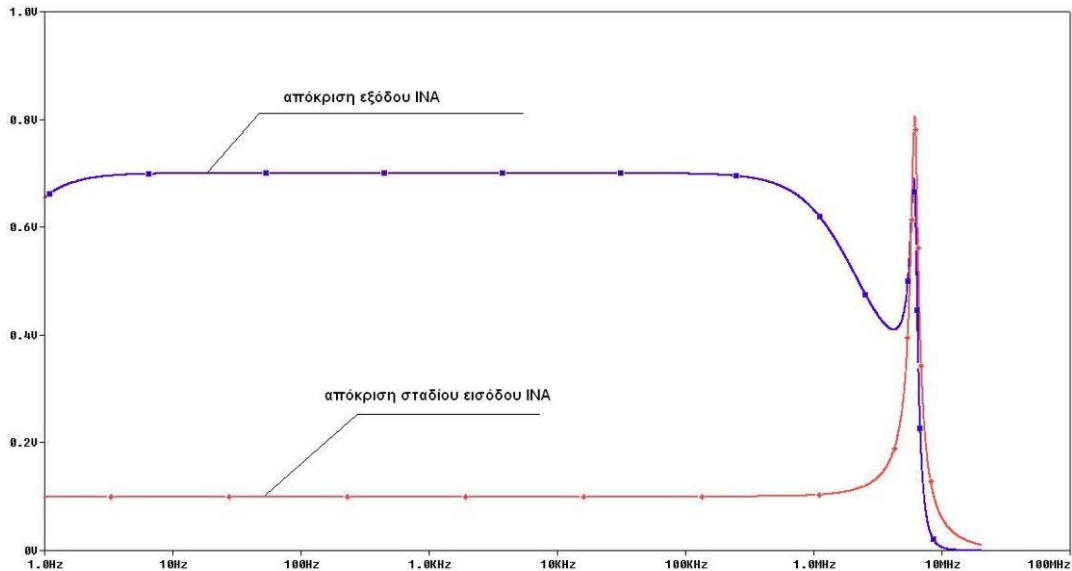
Για την προσομοίωση απόκρισης συχνότητας τίθεται ξανά ως διαφορική είσοδος 100mVp και προσομοιώνουμε την είσοδο για 2 περιπτώσεις μία με LC RFI φίλτρο και την άλλη με RC φίλτρο.



Σχήμα 5.6 Κύκλωμα προσομοίωσης σταδίου εισόδου

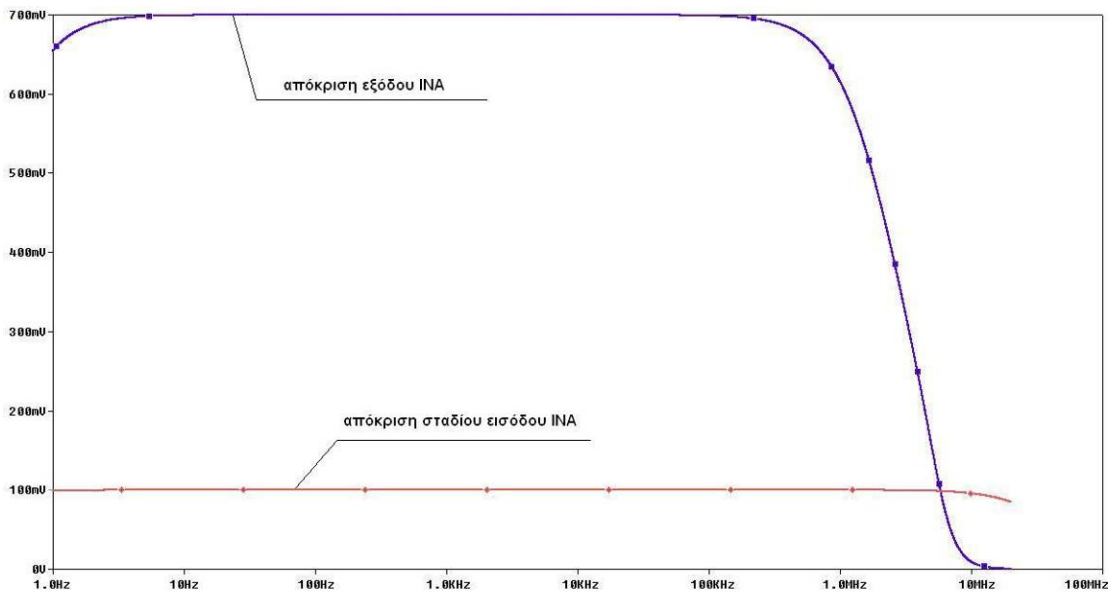


Σχήμα 5.7 προσομοίωση transient κυκλώματος εισόδου και ενίσχυσης



Σχήμα 5.8 Απόκριση Κυκλώματος Με LC RFI Φίλτρο

Από την προσομοίωση παρατηρείται συντονισμός σε υψηλές συχνότητες ενώ στις χαμηλές υπάρχει βαθυπερατή συμπεριφορά.



Σχήμα 5.9 Απόκριση Κυκλώματος Με RC RFI Φίλτρο

Και από την προσομοίωση γίνεται προφανές η ανάγκη χρησιμοποίησης ferrite bead για το RFI φίλτρο.

Ένα πολύ σημαντικό θέμα είναι η χρησιμοποίηση πυκνωτών στις γραμμές τροφοδοσίας των ΤΕ. Αυτό γίνεται με σκοπό την γείωση των θορύβων τροφοδοσίας. Αλλά

για να λειτουργήσει σωστά η διάταξη πρέπει οι πυκνωτές να είναι πολύ κοντά στα ολοκληρωμένα κυκλώματα.

Επίσης για την τοποθέτηση των ολοκληρωμένων ΤΕ στην πλακέτα χρησιμοποιήθηκαν επιχρυσωμένες βάσεις με σκοπό την εύκολη αλλαγή των ολοκληρωμένων σε περίπτωση βλάβης ή σε περίπτωση χρησιμοποίησης διαφορετικού τύπου ολοκληρωμένου.

Συνήθως οι ΤΕ που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ήχου είναι τεχνολογίας bjt και όχι fet γιατί παράγουν πολύ μικρό θόρυβο αλλά έχουν ως μειονέκτημα την μικρή αντίσταση εισόδου και τα μεγάλα ρεύματα πολώσεως προβλήματα που δεν έχουν τα fet τα οποία όμως είναι αρκετά πιο θορυβώδη από τα bjt.

5.3 ΣΤΑΔΙΟ ΕΞΟΔΟΥ

Για την κατασκευή του σταδίου εξόδου λόγω της απαίτησης για ισοσταθμισμένη έξοδο αποφασίσθηκε η χρησιμοποίηση cross-coupled τοπολογίας εξόδου λόγω των πλεονεκτημάτων που δίνει η συγκεκριμένη τοπολογία όπως τα έχουμε αναλύσει στο κεφάλαιο 4. Οι επιλογές μας ήταν δύο :

1^η επιλογή η χρησιμοποίηση της τοπολογίας MC1 με διακριτά στοιχεία που όμως θέλει πολύ καλό ταίριασμα των αντιστάσεων ή σε μορφή ολοκληρωμένου δηλαδή του SSM2142 το οποίο όμως δεν ήταν δυνατόν να βρεθεί στην αγορά οπότε απορρίφθηκαν και

2^η επιλογή ήταν η χρησιμοποίηση της τοπολογίας cross-coupled output της Rane που και αυτή έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 4. Έπρεπε όμως να επιλεγεί ο ΤΕ που θα χρησιμοποιηθεί. Ο ΤΕ πρέπει να καλύπτει μερικές βασικές απαιτήσεις όπως πολύ μεγάλο slew rate, μεγάλο unity gain, πολύ μικρό θόρυβο και πολύ μικρή παραμόρφωση. Επίσης ένα άλλο σημαντικό στοιχείο ήταν ο ΤΕ να είναι σχεδιασμένος για διατάξεις ήχου. Μερικούς ΤΕ που έχουν σχεδιαστεί για συστήματα ήχου έχουν αναφερθεί στο κεφάλαιο 4 αλλά δεν είναι εύκολο να βρεθούν όλα στην αγορά ηλεκτρονικών εξαρτημάτων. Μετά από σύγκριση διαφόρων τύπων ΤΕ αποφασίσθηκε η χρησιμοποίηση των MC33078 της Motorola που είναι bjt dual op-amp με πολύ καλά χαρακτηριστικά όπου τα βασικά δίνονται παρακάτω :

Dual-Supply Operation	$\pm 5 \text{ V to } \pm 18 \text{ V}$
Low Noise Voltage	$4.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Low Input Offset Voltage	0.15 mV
Low Total Harmonic Distortion	0.002%
High Slew Rate	$7 \text{ V}/\mu\text{s}$
High-Gain Bandwidth Product	16 MHz
High Open-Loop AC Gain	$800 @ 20 \text{ kHz}$

Εναλλακτική επιλογή είναι ο TE LM833 της National το οποίο έχει σχεδόν ίδια χαρακτηριστικά με το MC33078 και είναι ένα πολύ διαδεδομένο ολοκληρωμένο, έτσι η εύρεση του είναι εύκολη. Το μειονέκτημα του LM833 είναι η μη ικανοποιητική οδήγηση μικρών φορτίων. Ειδικά σε φορτία κάτω των 600Ω παρουσιάζει έντονη παραμόρφωση στο σήμα εξόδου εν αντιθέσει με το MC33078 που έχει πολύ καλά χαρακτηριστικά και στην οδήγηση φορτίων λίγο κάτω από 600Ω. Ως καλύτερη λύση προτείνεται το NE5532 το οποίο δεν βρέθηκε στην αγορά ώστε να δοκιμαστεί στην εφαρμογή.

Το κύκλωμα του σταδίου εξόδου δίνεται στο σχήμα 5.10.

Οι πυκνωτές C37 και C38 είναι πυκνωτές σύζευξης με το στάδιο ενίσχυσης. Συνηθισμένη τιμή πυκνωτή για σύζευξη σταδίων είναι 2,2μF οπότε η χρησιμοποίηση δύο 1μF παράλληλα δίνει την επιθυμητή τιμή.

Ο TE Z2A λειτουργεί ως buffer αλλά με μικρή αντίσταση εισόδου 5.11KΩ που είναι μια τιμή που επιλέγεται ευρέως στις ζεύξεις σταδίων ενίσχυσης - εξόδου. Έτσι οι δύο TE που ουσιαστικά αποτελούν την τοπολογία cross-coupled παίρνουν το ίδιο σήμα αλλά με ανεστραμμένη πολικότητα.

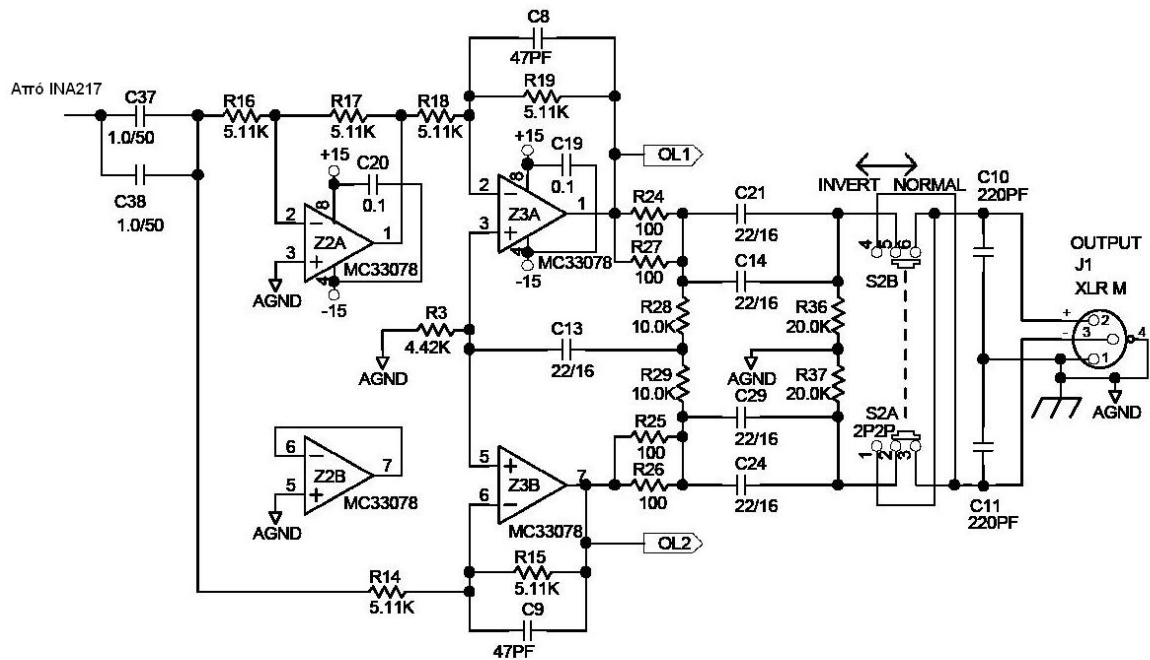
Οι πυκνωτές C8 και C9 έχουν δύο λειτουργίες η μία είναι η ac ζεύξη εισόδου εξόδου και η άλλη είναι να θέσει την συνδεσμολογία σε χαμηλοπερατό φίλτρο 1^{ου} βαθμού με συχνότητα αποκοπής $f=1/2\pi RC=660\text{MHz}$

Τα δύο μέρη του σταδίου είναι συμμετρικά οπότε η λειτουργία τους είναι ίδια.

Σε λειτουργία balanced output η έξοδος από τους TE είναι ουσιαστικά το αναστραμμένο σήμα εισόδου τους γιατί η συνδεσμολογία τους είναι η αναστρέφουσα με κέρδος ένα, και η τάση εξόδου του σταδίου που είναι το άθροισμα των δύο είναι η διπλάσια της τάσης εισόδου.

Στον κόμβο μεταξύ των αντιστάσεων R28 και R29 η τάση γίνεται 0 γιατί έχουμε πρόσθεση δύο ιδίων τάσεων με αντίστροφη πολικότητα.

Οι πυκνωτές C21 και C22 είναι non polarized πυκνωτές με συνολική τιμή 44μF και μαζί με την αντίσταση R36 αποτελούν ένα υψηλοπερατό φίλτρο με πολύ μικρή συχνότητα αποκοπής $f=1/2\pi RC=0.2\text{Hz}$ δηλαδή ουσιαστικά ολοπερατό φίλτρο. Αλλά περισσότερο λειτουργούν ως σύνθετη αντίσταση φορτίου σε συνδεσμολογία μεταρροπεία τάσης σε ρεύμα όπως έχουμε δει στο κεφάλαιο 3 με αποτέλεσμα την σταθεροποίηση του ρεύματος εξόδου ανεξαρτήτου φορτίου.



Σχήμα 5.10 Στάδιο Εξόδου Προενισχυτή

Η αντίσταση εξόδου του σταδίου είναι η συνολική αντίσταση των R24 και R27 δηλαδή 50Ω.

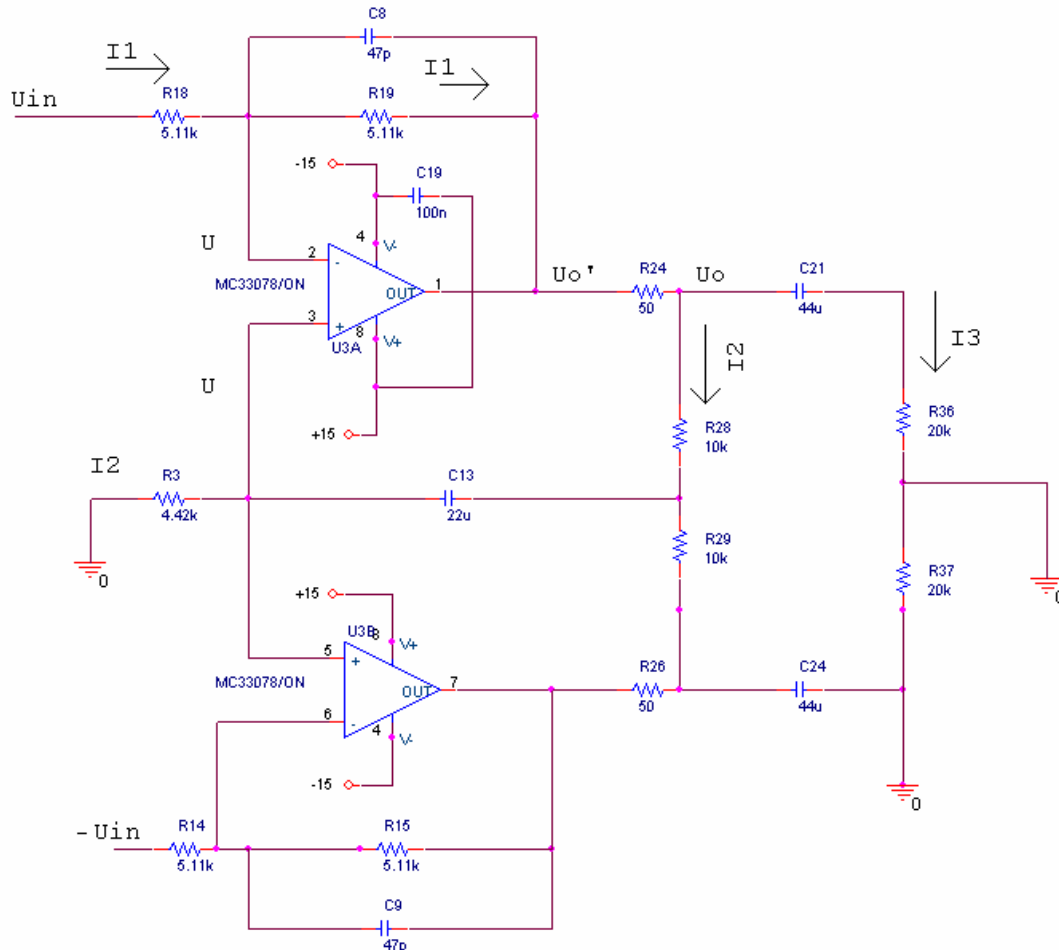
Λόγω της χρησιμοποίησης του MC33078 υπάρχουν περιορισμοί ως προς την αντίσταση εισόδου του επόμενου σταδίου και για σωστή λειτουργία πρέπει να είναι μεγαλύτερη από 600Ω ανά κανάλι που είναι και η κλασική αντίσταση των καλωδίων διασύνδεσης συσκευών ήχου. Από τα data sheets δίνεται ότι :

V _{OM} Maximum output voltage swing	V _{ID} = ±1 V	R _L = 600 Ω	V _{OM+}	10.7	V	
			V _{OM-}	-11.9		
		R _L = 2k Ω	V _{OM+}	13.2		13.8
			V _{OM-}	-13.2		-13.7
		R _L = 10k Ω	V _{OM+}	13.5		14.1
			V _{OM-}	-14		-14.6

Δηλαδή για μικρές τιμές αντίστασης φορτίου έχουμε μείωση της τάσης εξόδου. Η αντίσταση R3 έχει δύο λειτουργίες η μία είναι η ελάττωση της επίδρασης των ρευμάτων πόλωσης και η παροχή δρόμου για το ac σήμα προς τη γη, και η άλλη είναι η θετική ανάδραση που είναι απαραίτητη στις τοπολογίες cross-coupled. Η τιμή της πρέπει να είναι ίση η μικρότερη της αντίστασης εισόδου του σταδίου δηλαδή μικρότερη από 5.11KΩ. Επιλέγεται για λόγους ασφαλείας όπως θα δούμε στην παρακάτω ανάλυση μια τιμή 4.42KΩ. Σε περίπτωση που δεν είναι δυνατόν να βρεθούν αυτές οι τιμές μπορούν να

χρησιμοποιηθούν αντιστάσεις 1% της σειράς E24. Δηλαδή 5.1K και 4.3K όπως και για όλες τις αντιστάσεις των σταδίων εισόδου εξόδου.

Η αντίσταση R3 με τις αντιστάσεις R28 και R29 αποτελούν τους κλάδους θετικής ανάδρασης που είναι χρήσιμα για την περίπτωση που ένας από τους ακροδέκτες εξόδου (συνήθως ο cold ακροδέκτης) συνδεθεί με την γη οπότε έχουμε unbalance λειτουργία του σταδίου. Σε αυτή την περίπτωση η συγκεκριμένη τοπολογία δεν διπλασιάζει ακριβώς την τάση εισόδου αλλά την πολλαπλασιάζει με 1.86 και δίνει ένα κέρδος 5.4dB. Ο υπολογισμός γίνεται παρακάτω και με βάση το κύκλωμα του σχήματος 5.11.



Σχήμα 5.11 Υπολογισμός Σταδίου Εξόδου σε λειτουργία Unbalanced Output

Λόγω του ΤΕ στις εισόδους του έχουμε την ίδια τάση U. Το ρεύμα I1 είναι :

$$I1 = \frac{U_{in} - U}{5.11K} = \frac{U - U_o'}{5.11K} \rightarrow U_o' = 2U - U_{in}$$

Οι αντιστάσεις R3 και R29 είναι ουσιαστικά παράλληλες γιατί η αντίσταση των πυκνωτών είναι αμελητέα για ac. (πχ για f=1KHz και C=44μF έχουμε Xc=3.5Ω) οπότε η συνολική τους αντίσταση είναι 10K // 4.42K = 3.065K

Το ρεύμα I2 είναι:

$$I_2 = \frac{U}{3.065K} = \frac{U_0 - U}{10K} \rightarrow U = \frac{3.065}{13.065} U_0 \text{ και :}$$

$$I_2 = \frac{U_0 - U}{10K} \rightarrow I_2 = \frac{U_0}{13.065}$$

Αλλά το ρεύμα στην αντίσταση 50Ω είναι :

$$\frac{U_0' - U_0}{0.05K} = I_2 + \frac{U_0}{20K} = \frac{U_0}{13.065} + \frac{U_0}{20K} \rightarrow U_0' = 1.006 U_0$$

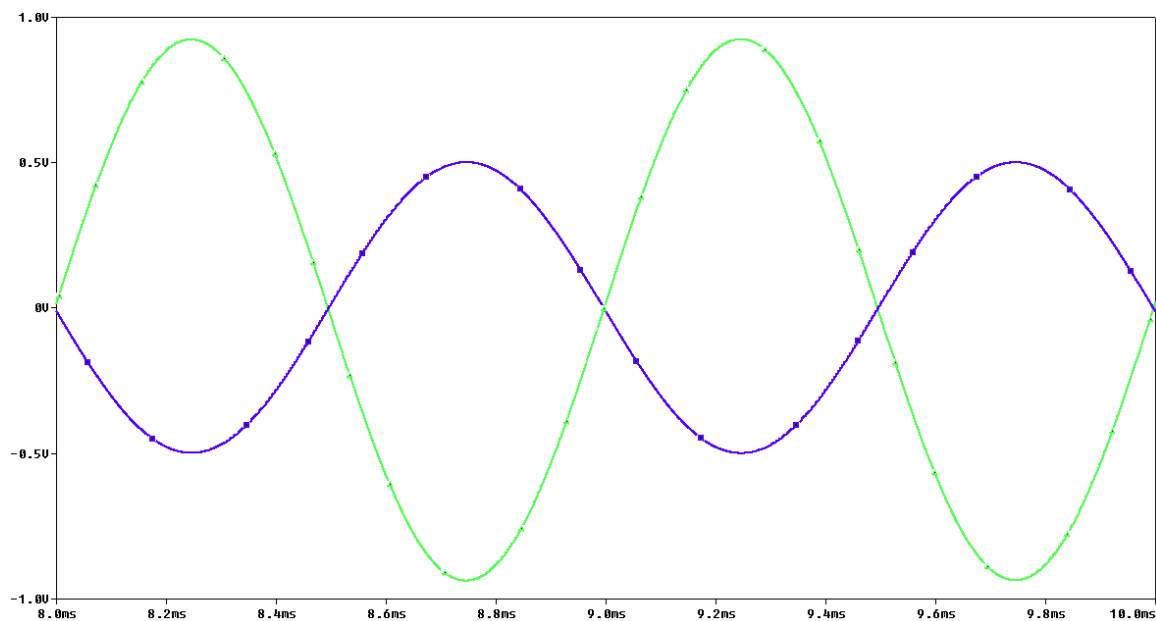
Έτσι έχουμε :

$$U_0' = 2U - U_{in} \rightarrow 1.006 U_0 = 2 \frac{3.065}{13.065} U_0 - U_{in}$$

$$\rightarrow U_0 = -1.86 U_{in} \text{ ή ενίσχυση } 5,4\text{dB}$$

Δηλαδή η συγκεκριμένη τοπολογία δίνει για unbalanced έξοδο 5.4dB και όχι 6dB που δίνουν οι άλλες συνδεσμολογίες cross-coupled output. Αυτό γίνεται για λόγους ασφαλείας ώστε να μην υπάρχουν τα προβλήματα που παρουσιάζονται σε αυτές τις τοπολογίες και που έχουν αναφερθεί στο κεφάλαιο 4.

Αυτό γίνεται αντιληπτό και από την προσομοίωση με spice που παρουσιάζεται στο σχήμα 5.12. Έχοντας δώσει ως είσοδο σήμα τάσης 0.5Vp στην έξοδο λαμβάνεται 0.922Vp δηλαδή ενίσχυση 5.3 dB



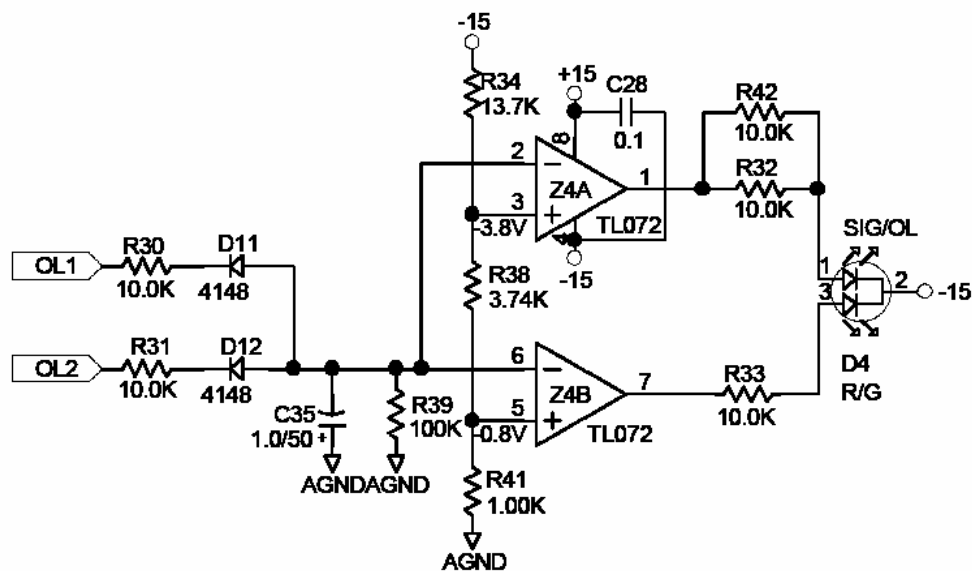
Σχήμα 5.13 Προσομοίωση Unbalanced λειτουργίας Σταδίου Εξόδου

Όπως φαίνεται και από το κύκλωμα του σχήματος 5.10 στην έξοδο του σταδίου έχει συνδεθεί κατάλληλα ένας διακόπτη δύο θέσεων που όταν βρίσκεται στην θέση normal βραχυκυκλώνονται οι ακροδέκτες 2 με 3 και 5 με 6 που έχει ως αποτέλεσμα το τερματικό hot (pin2) του XLR να συνδέεται με την έξοδο του TE Z3A και το τερματικό cold (pin3) του XLR

να συνδέεται με την έξοδο του TE Z3B. Έτσι παρέχεται κανονική ισοσταθμισμένη έξοδος. Σε περίπτωση που θέλουμε αναστροφή πολικότητας του σήματος εξόδου αρκεί να στρέψουμε τον διακόπτη στη θέση invert και τότε βραχυκυκλώνονται οι ακροδέκτες 1 με 2 και 4 με 5 που έχει ως αποτέλεσμα το τερματικό hot (pin2) του XLR να συνδέεται με την έξοδο του TE Z3B και το τερματικό cold (pin3) του XLR να συνδέεται με την έξοδο του TE Z3A.

5.4 SIGNAL OVERLOAD

Τις βασικές τοπολογίες signal overload και την λειτουργία τους τις είδαμε στο κεφάλαιο 4. Η τοπολογία peak detector απορρίφθηκε λόγω της δυνατότητας μόνο μιας ένδειξης. Έτσι η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε στη κατασκευή είναι αυτή του σχήματος 4.18 (συγκριτής παραθύρου) με μια μικρή διαφοροποίηση ως προς την είσοδο του κυκλώματος. Το κύκλωμα του σχήματος 4.18 λειτουργεί μόνο στην αρνητική ημιπερίοδο του σήματος εισόδου. Για να λειτουργεί το κύκλωμα και στις δύο ημιπεριόδους λαμβάνεται σήμα από την έξοδο των δύο TE του σταδίου εξόδου όπως φαίνεται στο σχήμα 5.10 (OL1 και OL2). Τα σήματα αυτά σε balanced output έχουν ίδιο πλάτος αλλά αντίστροφη πολικότητα. Το πλήρες κύκλωμα της τοπολογίας signal overload δίνεται στο σχήμα 5.11



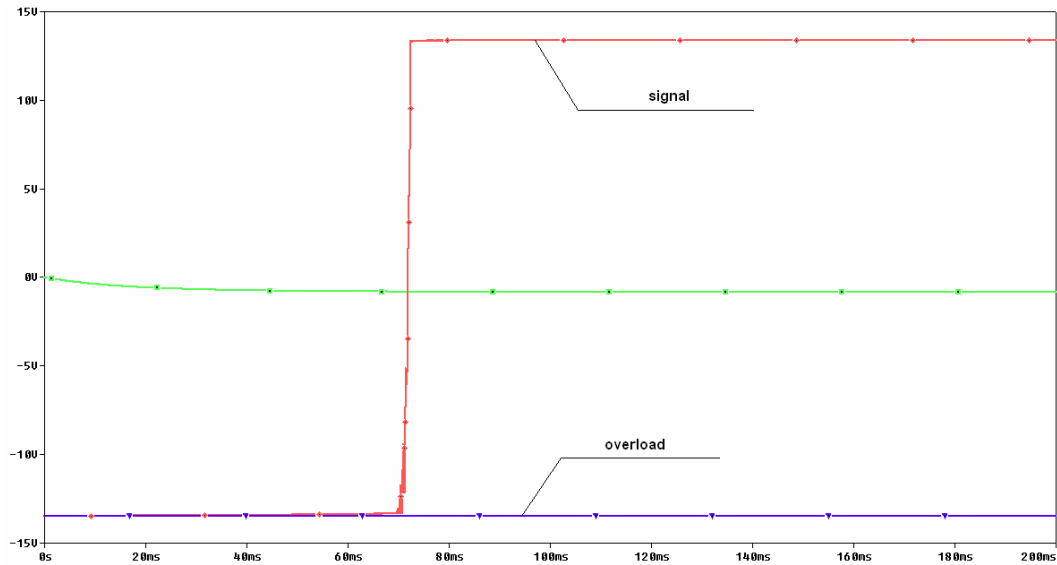
Σχήμα 5.11 Πλήρες Κύκλωμα Signal / Overload

Από την ανάλυση του κυκλώματος στο κεφάλαιο 4 φάνηκε ότι για να έχουμε ένδειξη signal πρέπει το σήμα εισόδου να έχει στάθμη 1.5Vp που σημαίνει ότι στη έξοδο έχουμε τάση 2Vrms που είναι συνήθως η χαμηλότερη στάθμη διέγερσης των σταδίων εισόδου των ενισχυτών ισχύος, και για την ένδειξη overload η τάση εισόδου είναι 5.7Vp που σημαίνει ότι στη έξοδο έχουμε τάση 8 Vrms που είναι η ανώτερη τάση εξόδου στα συστήματα ενίσχυσης ήχου.

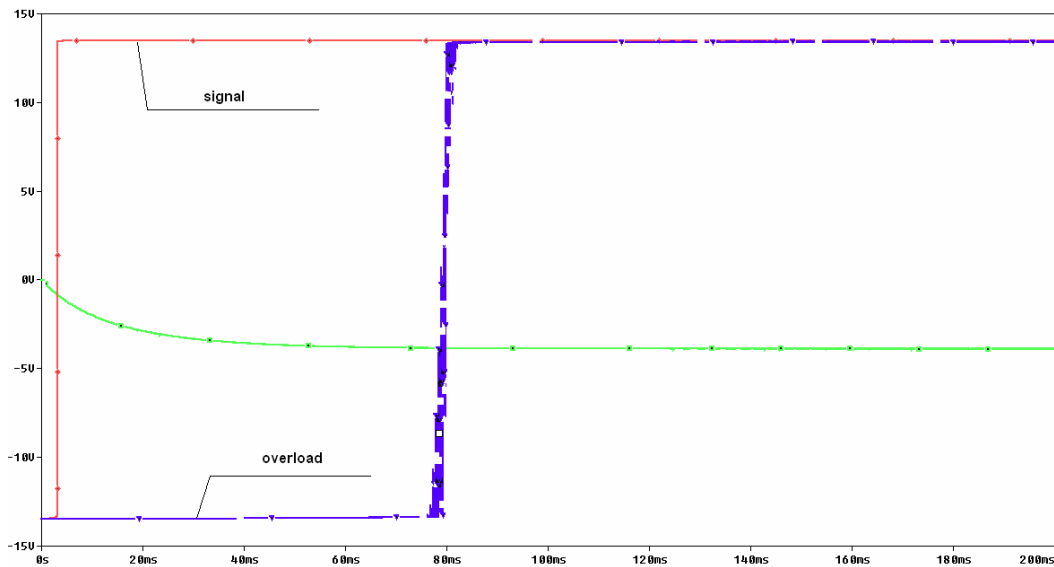
Τα παραπάνω αποτελέσματα φαίνονται και από την προσομοίωση του κυκλώματος με spice.

Οι κυματομορφές δίνονται στα σχήματα 5.12 και 5.13.

Οι πραγματικές τιμές όμως πολλές φορές έχουν απόκλιση από τις θεωρητικές γι' αυτό μετά την σχεδίαση και την κατασκευή πρέπει να γίνονται μετρήσεις που να επιβεβαιώνουν την σωστή λειτουργία του κυκλώματος.



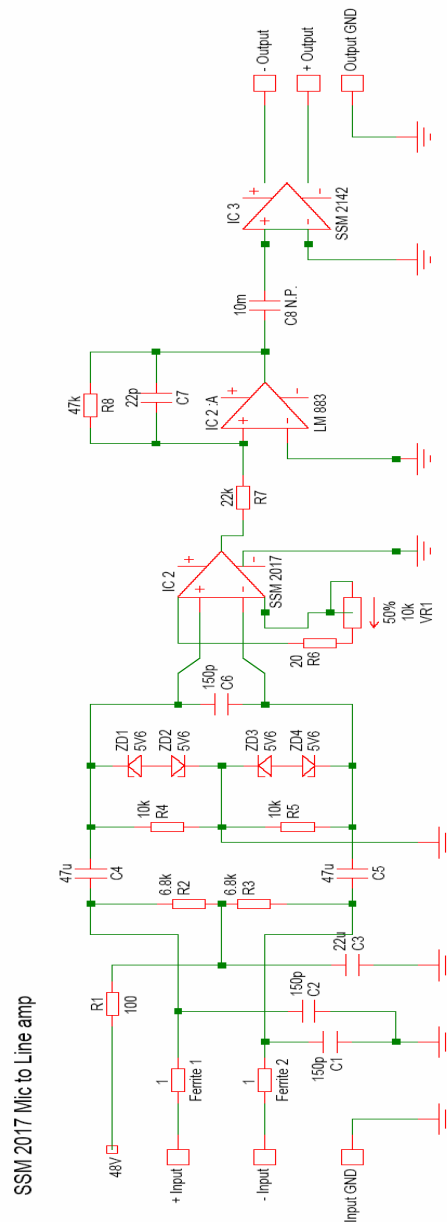
Σχήμα 5.12 Προσομοίωση Συγκριτή Παραθύρου Με Τάση Εισόδου 1.55Vp



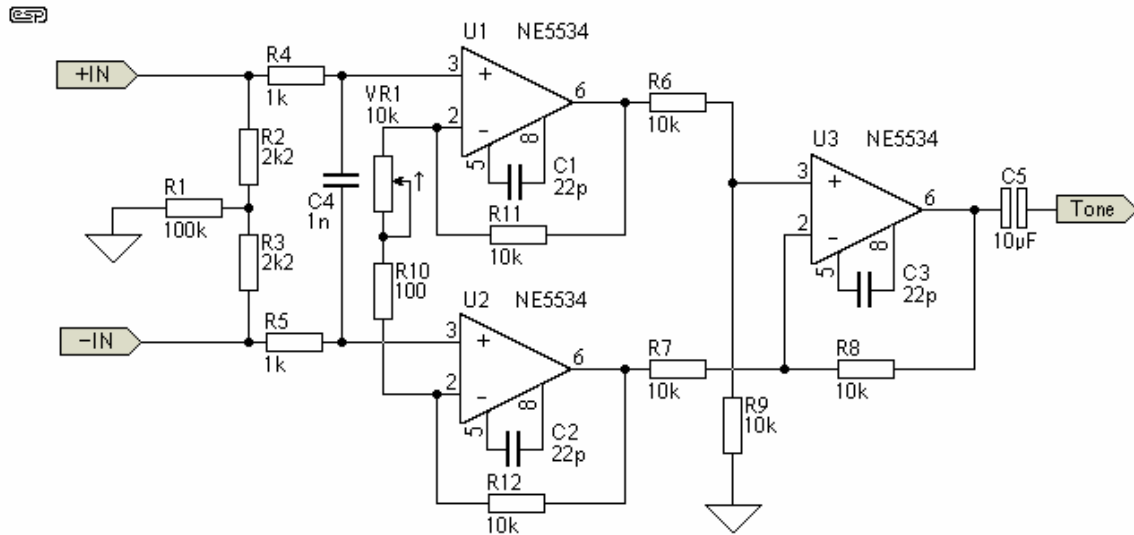
Σχήμα 5.12 Προσομοίωση Συγκριτή Παραθύρου Με Τάση Εισόδου 5.7Vp

5.5 ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΕΣ ΥΛΟΠΟΙΗΣΕΙΣ

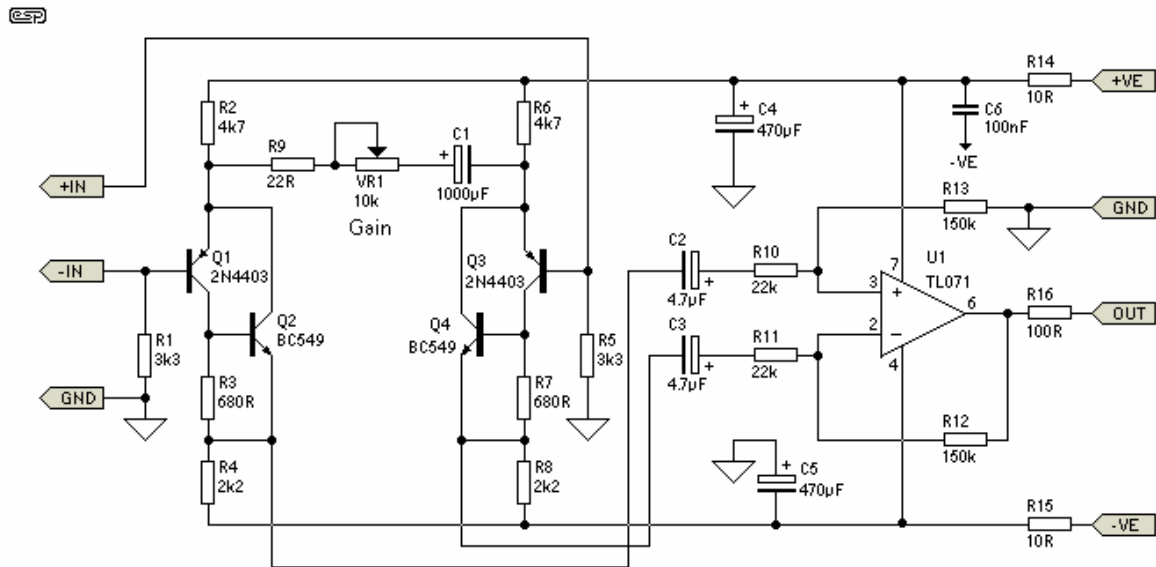
Στα παρακάτω σχήματα δίνονται χωρίς επεξήγηση μερικές τοπολογίες υλοποίησης audio προενισχυτών με την χρήση TE, In Amp, cross-couples output stages και τρανζίστορς. Η λειτουργία τους είναι παρόμοια με την λειτουργία του προενισχυτή που μελετήσαμε προηγουμένως.



Σχήμα 5.13 Πλήρες Κύκλωμα Προενισχυτή με χρήση των SSM217 και SSM2142 της Analog Device.



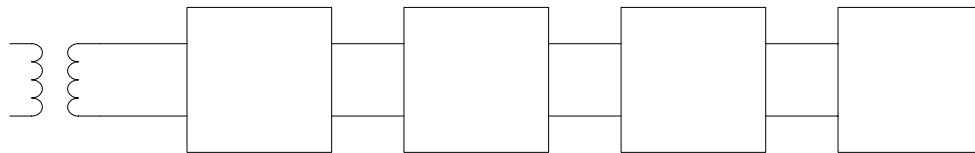
Σχήμα 5.14 Στάδιο Ενίσχυσης Με Χρήση ΤΕ NE5534 (ή NE5532)



Σχήμα 5.15 Στάδιο Ενίσχυσης Με Χρήση Τρανζίστορ Και ΤΕ

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα περισσότερα ηλεκτρονικά κυκλώματα χρειάζονται συνεχής τάση. Το δίκτυο παροχής (ΔΕΗ) παρέχει εναλλασσόμενη τάση 220V-50Hz Ευρώπη η 110V-60Hz Αμερική. Έτσι σκοπός του τροφοδοτικού είναι να μετατρέψει την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή και σε κατάλληλη τιμή.



Σχήμα 6.1 Σχηματικό διάγραμμα τροφοδοτικού DC ρυθμιζόμενης τάσης.

Στο σχήμα 6.1 δίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός τυπικού τροφοδοτικού DC. Το τροφοδοτικό τροφοδοτείται από μια ac γραμμή των 220V (rms) και 50 HZ, και παρέχει μια dc τάση V_o (συνήθως μεταξύ 5 και 20 V) σε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που το παριστάνουμε με τη βαθμίδα φορτίου. Υπάρχει η απαίτηση η τάση αυτή να είναι όσο σταθερή γίνεται παρά τις μεταβολές στη γραμμή ac και στο ρεύμα που τραβάει το φορτίο.

Η πρώτη βαθμίδα είναι ο μετασχηματιστής M/S . Αποτελείται από δύο χωριστά πηνία τυλιγμένα γύρω από ένα σιδηροπυρήνα που τα συνδέει μαγνητικά. Το πρωτεύον πηνίο, με N_1 στροφές, είναι συνδεδεμένο στην γραμμή τροφοδοσίας 220V. Το δευτερεύον πηνίο, με N_2 στροφές, συνδέεται στο κύκλωμα του τροφοδοτικού. Έτσι μια ac τάση $220 \times \frac{N_2}{N_1} V_{rms}$ αναπτύσσεται ανάμεσα στους ακροδέκτες του δευτερεύοντος πηνίου.

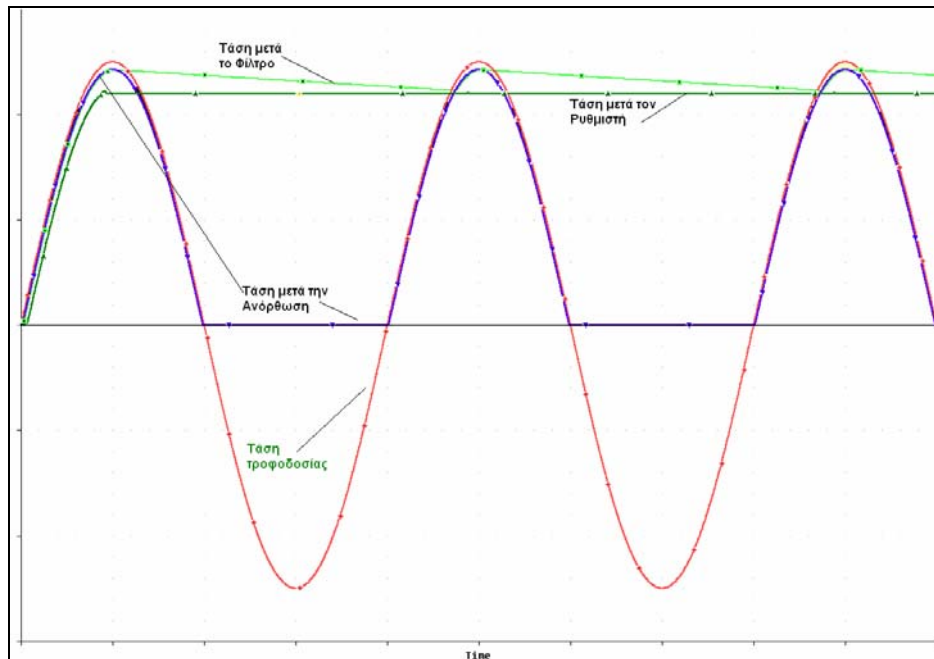
Επιλέγοντας κατάλληλα τον λόγο N_2/N_1 του μετασχηματιστή ο σχεδιαστής μπορεί να κατεβάσει την τάση της γραμμής στη τιμή που χρειάζεται για να προσφέρει την απαιτούμενη τάση εξόδου του τροφοδοτικού. Για παράδειγμα, προκειμένου να έχουμε μια dc τάση 5 V από το τροφοδοτικό, η τάση στο δευτερεύον πηνίο θα πρέπει συνήθως να είναι $8V_{rms}$. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με ένα λόγο στροφών 1 : 15. Εκτός από το ότι ο μετασχηματιστής παρέχει την απαιτούμενη τιμή της ημιτονοειδούς τάσης για το τροφοδοτικό, παράλληλα εξασφαλίζει και την ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ του ηλεκτρονικού εξοπλισμού και του

κυκλώματος της γραμμής μεταφοράς. Έτσι ελαχιστοποιείται ο κίνδυνος ηλεκτροπληξίας για τον άνθρωπο που τυχόν χρησιμοποιεί τον ηλεκτρονικό εξοπλισμό.

Ο ανορθωτής μετατρέπει την ημιτονοειδές τάση εισόδου V_s σε έξοδο μιας φοράς, που μπορεί να αποτελεί την παλλόμενη κυματομορφή του Σχ.6.2. Παρόλο που αυτή η κυματομορφή έχει μη μηδενική μέση τιμή, δηλαδή έχει μια dc συνιστώσα, η παλλόμενη φύση της την καθιστά ακατάλληλη για πηγή dc ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Εδώ ακριβώς εμφανίζεται η ανάγκη για κάποιου είδους φίλτρο. Οι διακυμάνσεις στο πλάτος εξόδου του ανορθωτή ελαττώνονται σημαντικά μετά τη βαθμίδα φίλτρου του Σχήματος 6.1.

Η έξοδος του ανορθωτή μετά το φίλτρο, αν και πολύ πιο σταθερή από όσο ήταν χωρίς το φίλτρο, περιέχει ακόμα έναν παράγοντα που μεταβάλλεται χρονικά και είναι γνωστός ως κυματισμός.

Για να σταθεροποιηθεί ακόμα περισσότερο το πλάτος της εξόδου απέναντι στον κυματισμό και τις αλλαγές του ρεύματος φορτίου, χρησιμοποιείται ένας ρυθμιστή τάσης.



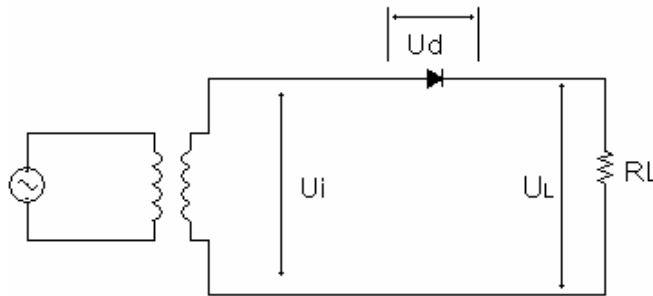
Σχήμα 6.2 Κυματομορφές Τάσεων Βαθμίδων Τροφοδοτικού

6.2 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΑΝΟΡΘΩΤΩΝ

Όπως οι περισσότεροι γνωρίζουν υπάρχουν δύο είδη ανορθώσεων ως προς την μορφή της τάσης εξόδου της ανορθωτικής διάταξης, η απλή και η πλήρης ανόρθωση. Η ανάλυση λειτουργίας τους δίνεται παρακάτω.

6.2.1 ΑΠΛΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ

Το βασικό κύκλωμα για την ημιανόρθωση ή απλή ανόρθωση φαίνεται στο σχήμα 6.3.



Σχήμα 6.3 Ανορθωτής Μισού Κύματος (Ημιανορθωτής)

Η τάση εισόδου $U_i = V_m \cdot \sin \omega t$ έχει μέγιστη τιμή V_m . Η τάση V_m είναι πολύ μεγάλη σε σύγκριση με την τάση αγωγής V_d της διόδου (υποθέτουμε $V_d = 0$). Η διάδος είναι ιδανική (στην κατάσταση ON έχει αντίσταση R_f ενώ στη κατάσταση OFF είναι ανοικτό κύκλωμα). Κατά τη διάρκεια της πρώτης ημιπεριόδου η διάδος είναι ON και υπάρχει ένα ρεύμα

$I_m = \frac{V_m}{R_f + R_L}$. Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου της τάσης U_i , η διάδος είναι OFF,

έτσι ώστε το ρεύμα στο φορτίο να είναι μηδέν. Επειδή υπάρχει ρεύμα μόνο για το μισό της περιόδου, το κύκλωμα ονομάζεται ανορθωτής μισού κύματος. Είναι σημαντικό ότι η μέση τιμή (συνεχής συνιστώσα) του ρεύματος για μια περίοδο δεν είναι μηδέν. Ο παράγοντας αυτός είναι η βάση των κυκλωμάτων ανόρθωσης, που χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές.

Παρακάτω δίνονται οι σχέσεις των ρευμάτων και των τάσεων του ανορθωτή μισού κύματος:

$$i = I_m \cdot \sin \omega t \quad \text{αν } 0 \leq \omega t \leq \pi \quad 6.1$$

$$i = 0 \quad \text{αν } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \quad 6.2$$

Το συνεχές ρεύμα είναι η μέση τιμή του ρεύματος στο φορτίο και δίνεται από την σχέση (ισχύει για κάθε κυματομορφή):

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \, d\omega t \quad 6.3$$

Για το κύκλωμα της απλής ανόρθωσης που η τάση και το ρεύμα στο φορτίο είναι μισό κύμα (μία ημιπερίοδος) το ρεύμα είναι (όπως και η τάση):

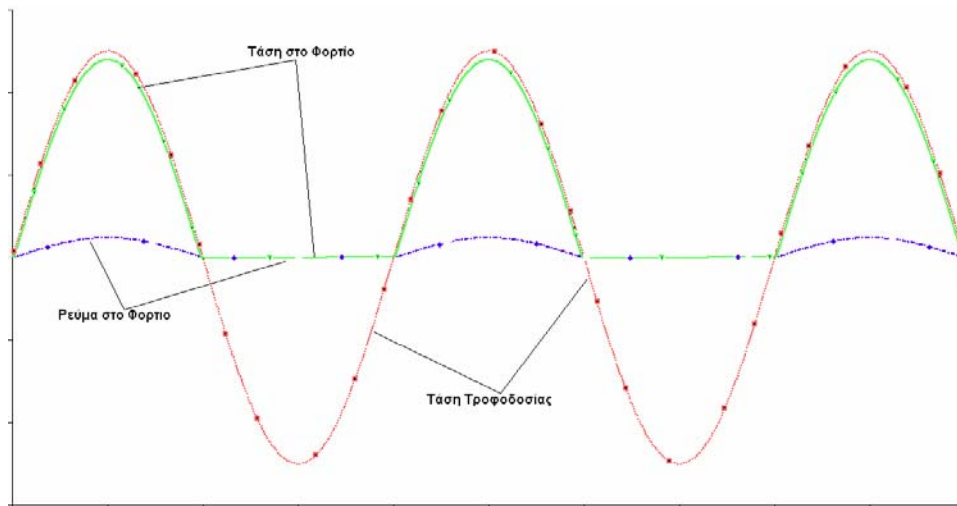
$$I_{dc} = \frac{I_m}{\pi} \quad 6.4$$

Η συνεχής τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$V_{dc} = I_{dc} \times R_L = \frac{I_m \times R_L}{\pi}$$

6.5

Στο σχήμα 5.4 δίνονται οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος στο φορτίο.



Σχήμα 6.4 Κυματομορφές Ρεύματος και Τάσης Απλής Ανόρθωσης

6.2.2 ΔΙΠΛΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ Η ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΠΛΗΡΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ

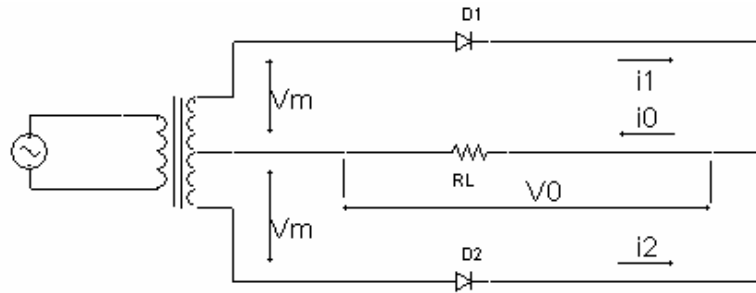
Το βασικό κύκλωμα για την ημιανόρθωση ή απλή ανόρθωση φαίνεται στο σχήμα 6.5.

Με τη χρησιμοποίηση δύο διόδων όπως δείχνει το σχήμα 6.5 μπορεί να γίνει διπλή ανόρθωση, στην οποία η μία διάδος άγει στη θετική ημιπερίοδο ενώ η άλλη άγει στην αρνητική ημιπερίοδο του σήματος εισόδου. Για να γίνει αυτό πρέπει τα σήματα στις ανόδους των δύο διόδων να έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης ίση με 180° , πράγμα που μπορεί να γίνει με τη χρησιμοποίηση ενός μετασχηματιστή που έχει μεσαία λήψη στο δευτερεύον .

Οι σχέσεις που δίνουν την τάση και το ρεύμα στο φορτίο είναι οι κάτωθι:

$$I_{dc} = \frac{2I_m}{\pi} \quad 6.6$$

$$V_{dc} = \frac{2I_m \times R_L}{\pi} \quad 6.7$$

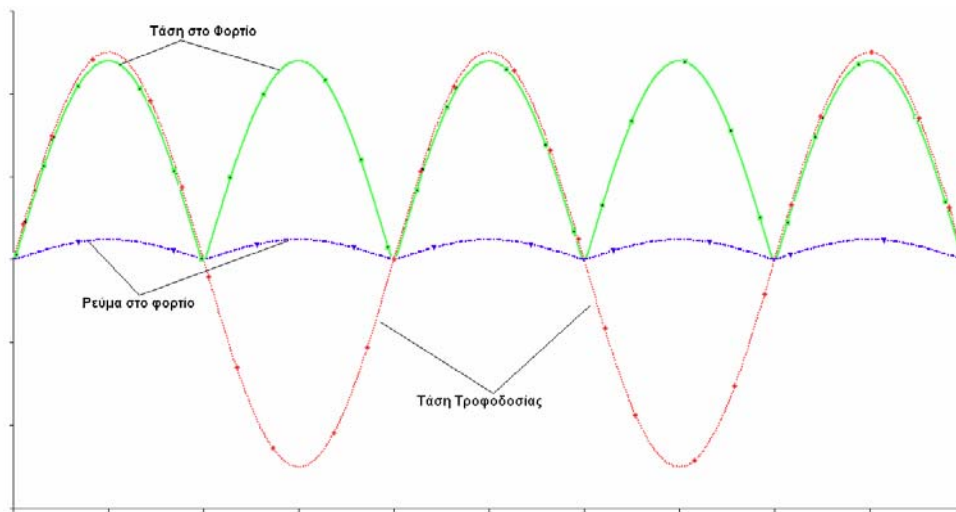


Σχήμα 6.5 Ανορθωτής Πλήρους Κύματος

Συγκρίνοντας τις σχέσεις (6.4, 6.5) και (6.6, 6.7) η συνεχής τάση εξόδου στη διπλή ανόρθωση είναι διπλάσια εκείνης της απλής ανόρθωσης.

Μέγιστη ανάστροφη τάση: Είναι η μέγιστη τάση στα άκρα της διόδου που μπορεί να αντέξει η διάδος, λέγεται μέγιστη ανάστροφη τάση γιατί εμφανίζεται στα άκρα της διόδου όταν η διάδος δεν άγει. Για την απλή ανόρθωση η μέγιστη τάση είναι V_m , ενώ για την πλήρη ανόρθωση είναι $2V_m$.

Στο σχήμα 6.6 δίνονται οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος στο φορτίο όταν έχουμε πλήρη ανόρθωση:

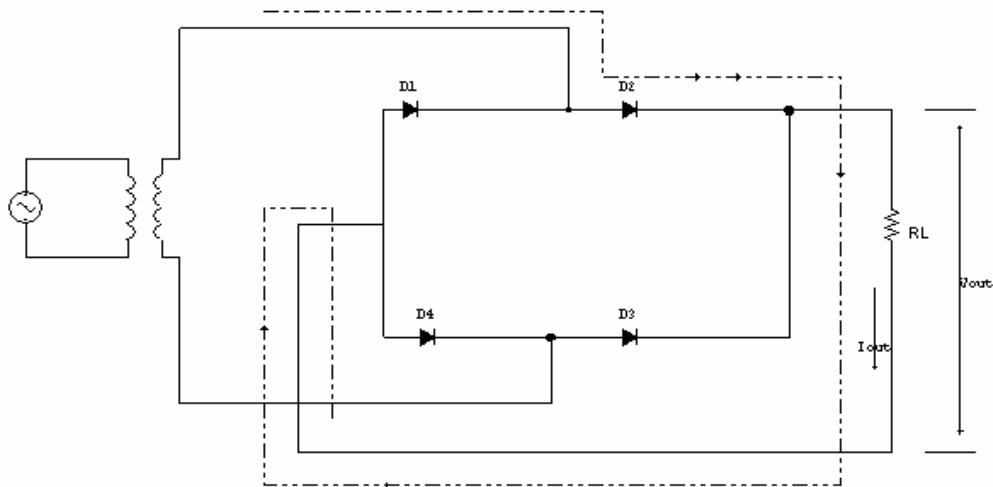


Σχήμα 6.6 Κυματομορφές Τάσης και Ρεύματος Φορτίου Πλήρης Ανόρθωσης

6.2.3 ΠΛΗΡΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΓΕΦΥΡΑ

Επειδή η πλήρης ανόρθωση με Μ/Σ μεσαίας λήψης έχει το μειονέκτημα του ακριβού Μ/Σ και της διπλής ανάστροφης τάσης που εφαρμόζεται στις διόδους έχει επικρατήσει μια διαφορετική συνδεσμολογία ανορθωτή πλήρους κύματος που χρησιμοποιεί Μ/Σ με ένα

τύλιγμα στο δευτερεύον και 4 διόδους σε κατάλληλη συνδεσμολογία. Το κύκλωμα του ανορθωτή γέφυρας δίνεται στο σχήμα 6.6.

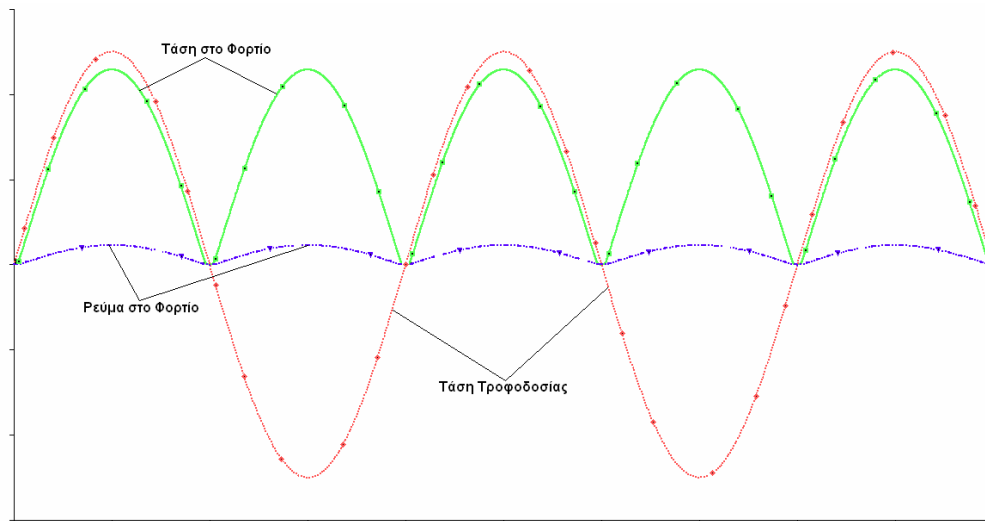


Σχήμα 6.6 Ανορθωτής Γέφυρας

Όταν η πολικότητα του μετασχηματιστή είναι τέτοια ώστε να έχουμε θετική τάση στην άνοδο της D2 τότε άγουν οι διόδους D2 και D4. Στην επόμενη ημιπερίοδο η τάση του Μ/Σ αλλάζει πολικότητα και άγουν οι διόδους D1 και D3.

Κάθε διόδος έχει στα άκρα της κατά την ανάστροφη περίοδο τη τάση του μετασχηματιστή.

Στο σχήμα 6.7 δίνονται η τάση και το ρεύμα φορτίου του ανορθωτή γέφυρας. Παρατηρούμε ότι η τάση στο φορτίο είναι κατά $2 \cdot V_d$ μικρότερη της τάσης τροφοδοσίας.



Σχήμα 6.7 Κυματομορφές Τάσης και Ρεύματος Ανορθωτή Γέφυρας

6.3 ΦΙΛΤΡΟ

Το φίλτρο απαιτείται για την εξομάλυνση ή και την εξάλειψη της κυμάτωσης της τάσης εξόδου του ανορθωτή, καθιστώντας το κατάλληλο για χρήση τροφοδοσίας στα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Η πιο κοινή τεχνική φιλτραρίσματος χρησιμοποιεί έναν ηλεκτρολυτικό πυκνωτή που συνδέεται παράλληλα με το φορτίο. Ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής είναι στοιχείο αποθήκευσης ενέργειας, μπορεί να φορτιστεί κατά την διάρκεια της περιόδου αγωγής και να αποδώσει την ενέργεια στο φορτίο κατά την διάρκεια της περιόδου μη αγωγής. Χαρακτηρίζεται από την χωρητικότητα και την τάση λειτουργίας. Χρησιμοποιούνται οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές γιατί μπορούν να κατασκευαστούν πυκνωτές με πολύ μεγάλη χωρητικότητα τάξης Farad. Η τάση λειτουργίας για λόγους προστασίας λαμβάνεται προσθέτοντας κάποια Volt (10-50) στην τιμή της τάσης που εφαρμόζεται θεωρητικά στα άκρα του πυκνωτή. Η μεταβολή της κυμάτωσης λοιπόν καθορίζεται από την ταχύτητα φόρτισης εκφόρτωσης του πυκνωτή κατά την αγωγή ή αποκοπή ρεύματος από τον ανορθωτή. Όσο διαρκεί η παροχή ρεύματος στο φορτίο διατηρείται η τάση στα άκρα του πυκνωτή. Όταν η τάση αποκόπτετε από τον ανορθωτή τότε ο πυκνωτής εκφορτίζεται μέσω του φορτίου. Η αποτελεσματικότητα των φίλτρων με πυκνωτή καθορίζεται από τρεις παράγοντες: το μέγεθος του πυκνωτή, την τιμή του φορτίου και το χρόνο μεταξύ των παλμών. Οι τρεις αυτοί παράγοντες σχετίζονται μεταξύ τους με τη σχέση της σταθεράς χρόνου $T = R \cdot C$.

6.8

όπου :

$T =$ χρόνος σε δευτερόλεπτα $R =$ η αντίσταση σε Ω και $C =$ η χωρητικότητα σε Farad

Μικρή κυμάτωση σημαίνει ότι ο πυκνωτής εκφορτίζεται πολύ λίγο μεταξύ των κορυφών των παλμών. Η σταθερά λοιπόν χρόνου θα πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερη σε σύγκριση με την περίοδο των παλμών. Για τους ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων η τροφοδοσία θεωρείται ικανοποιητική όταν η κυμάτωση βρίσκεται στο 1%. Η επιλογή λοιπόν της χωρητικότητας του πυκνωτή βασίζεται στην πιο κάτω εξίσωση.

$$C = I \cdot \frac{T}{V_{p-p}} \quad 6.9$$

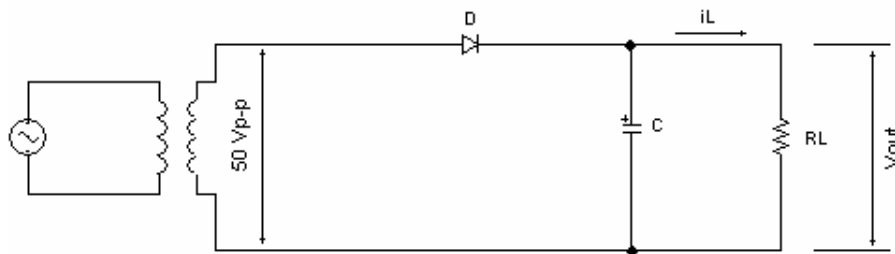
Όπου:

I το ρεύμα φορτίου σε A V_{p-p} : τάση κυμάτωσης από κορυφή σε κορυφή και T η περίοδος σε δευτερόλεπτα.

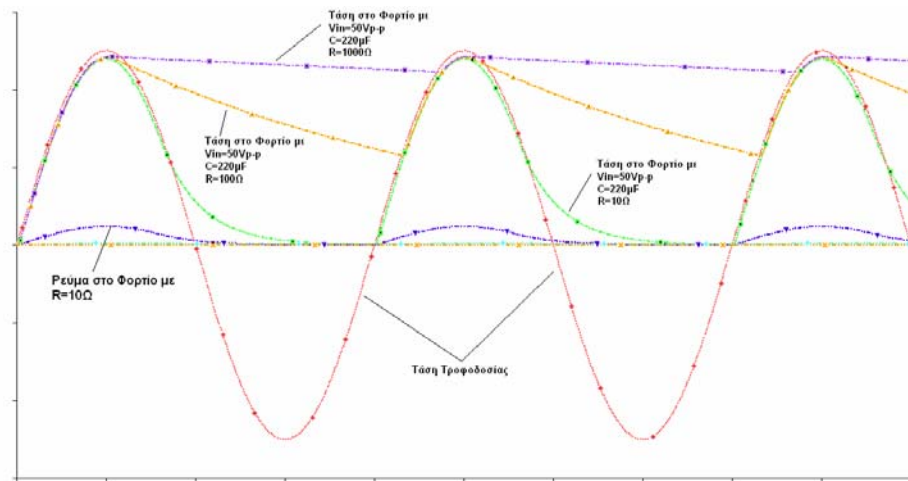
Παρατηρούμε από την σχέση ότι όσο αυξάνεται η συχνότητα τόσο μικραίνουν οι απαιτήσεις σε χωρητικότητα. Σε αυτό βασίζεται η τεχνική των διακοπτικών τροφοδοτικών, στα οποία αρχικά μετατρέπεται η συχνότητα του δικτύου σε πολύ υψηλότερη, έτσι μικραίνει η τιμή της χωρητικότητας των πυκνωτών. Επίσης όσο μικρότερη είναι η τιμή της αντίστασης

φορτίου τόσο μεγαλύτερη πρέπει να είναι η χωρητικότητα. Όμως η μεγάλη τιμή του πυκνωτή σε ένα φίλτρο μπορεί να προκαλέσει προβλήματα. Οι ανορθωτές δεν άγουν εωςότου η τάση έξοχου υπερβεί την τάση του πυκνωτή. Ο ανορθωτής γίνεται μη αγωγίμος, αμέσως μετά την διέλευση της κυματομορφής από την τιμή κορυφής, έτσι ο χρόνος αγωγής ρεύματος από τις διόδους είναι πολύ μικρός.

Παρατηρείται ότι υπάρχει μεγάλος λόγος ρεύματος κορυφής προς την μέση τιμή του ρεύματος. Αυτό σημαίνει ότι το ενεργό ρεύμα του ανορθωτή είναι πολλές φορές μεγαλύτερο από το ρεύμα φορτίου. Το ενεργό ρεύμα είναι αυτό που θερμαίνει τις διόδους. Εξηγείται λοιπόν η επιλογή των διόδων με προδιαγραφές ρεύματος πολύ μεγαλύτερες από το ρεύμα που προορίζεται να παρέχει το τροφοδοτικό στο φορτίο. Υπάρχει η δυνατότητα ελάττωσης του όγκου ενός πυκνωτή με την χρήση παράλληλων μικρότερων πυκνωτών (φίλτρα RC). Στα σχήματα 6.8 και 6.9 δίνονται το κύκλωμα και οι κυματομορφές του απλού ανορθωτή με φίλτρο πυκνωτή.



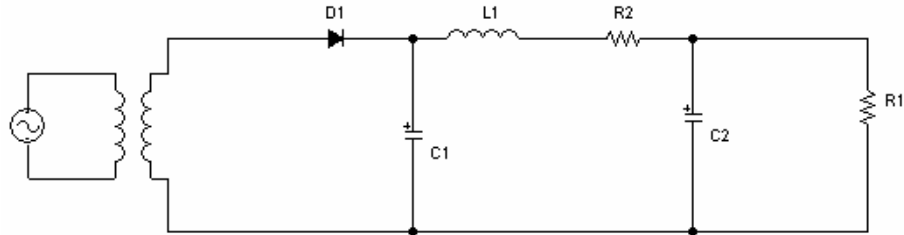
Σχήμα 6.8 Απλός Ανορθωτής με Φίλτρο Πυκνωτή



Σχήμα 6.9 Κυματομορφές Τάσης και Ρεύματος Φορτίου Απλού Ανορθωτή με Φίλτρο Πυκνωτή για διάφορες τιμές Σταθεράς Χρόνου RC

Άλλος τρόπος φιλτραρίσματος είναι το επαγωγικό φίλτρο με τη χρήση ενός αποπνικτικού πηνίου (choke). Το πηνίο έχει την ιδιότητα να αντιστέκεται σε οποιαδήποτε

μεταβολή του ρεύματος στο φορτίο. Αυτό έχει σαν συνέπεια την ελάττωση της κυμάτωσης του ρεύματος άρα και της τάσης που ρέει στο φορτίο. Τα επαγωγικά φίλτρα δεν χρησιμοποιούνται σε τροφοδοτικά που χρησιμοποιούν τάση δικτύου, γιατί τα chokes είναι ογκώδη και με μεγάλο κόστος. Χρησιμοποιούνται όμως στα διακοπτικά, όπου η συχνότητα είναι μεγάλη, με αποτέλεσμα να απαιτούνται μικρότερες αυτεπαγωγές, μειώνοντας έτσι το κόστος και το μέγεθος.



Σχήμα 6.10 Απλός Ανορθωτής με Φίλτρο Πυκνωτή – Πηνίο

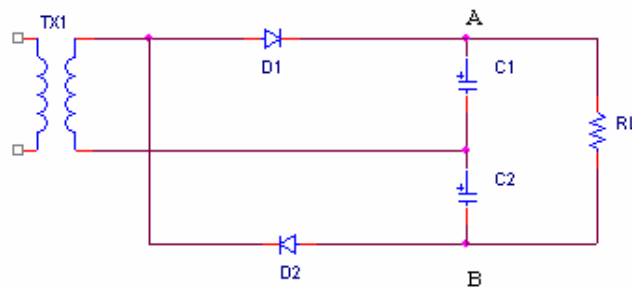
6.4 ΠΟΛΛΑΠΛΑΣΙΑΣΤΕΣ ΤΑΣΗΣ

Πολλές φορές είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση ενός μικρού μετασχηματιστή με μικρή τάση δευτερεύοντος. Οι τάσεις DC όμως που χρησιμοποιούνται είναι πολλές φορές μεγαλύτερες της τάσης εισόδου. Έτσι δημιουργείται η ανάγκη χρησιμοποίησης πολλαπλασιαστών τάσης. Η βασική αρχή των πολλαπλαστών τάσης είναι η ανίχνευση κορυφής της τάσης εισόδου και η παραγωγή μιας DC τάσης εξόδου ίσης με ένα πολλαπλάσιο της τάσης εισόδου. Τα κυκλώματα αυτά χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές που χρειάζεται μικρή ισχύς και μικρά ρεύματα αλλά μεγάλες τάσεις (καθοδικοί σωλήνες, phantom power κλπ).

Παρακάτω θα αναφερθούμε στις πιο γνωστές τοπολογίες πολλαπλασιαστών τάσης.

6.4.1 ΔΙΠΛΑΣΙΑΣΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ

Στο σχήμα 6.11 δίνεται ένας διπλασιαστής τάσης πλήρους κύματος.



Σχήμα 6.11 Διπλασιαστής Τάσης Πλήρους Κύματος

Η δίοδος D1 άγει στην μία ημιπερίοδο και η D2 στην άλλη. Σε κάθε ημιπερίοδο ο πυκνωτής C1 ή ο C2 φορτίζονται στη μέγιστη τιμή της τάσης εισόδου V_m . Κατά την θετική ημιπερίοδο η D1 είναι πολωμένη ορθά επομένως άγει, και ο C1 φορτίζεται. Κατά την αρνητική ημιπερίοδο άγει η D2 και φορτίζεται ο C2. Τώρα παρατηρούμε ότι ο C1 και ο C2 είναι σε σειρά. Άρα οι τάσεις τους είναι σε σειρά και προστίθενται. Την ολική τάση την παίρνουμε στα σημεία A και B.

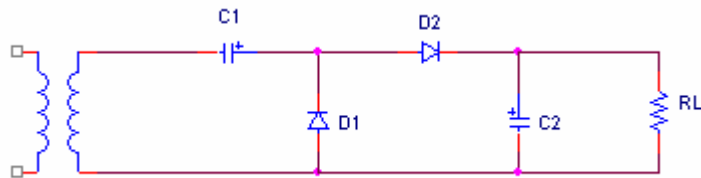
Οι πυκνωτές θα φορτίζονται στη μέγιστη τιμή της τάσης που εφαρμόζεται σε αυτούς. $V_{cap} = \sqrt{2} \cdot V_{rms} - V_f$ 6.10

όπου :

V_{cap} = είναι η τάση πάνω στο πυκνωτή, V_{rms} είναι η rms τάση εισόδου, και V_f = η τάση ορθής φοράς της διόδου.

6.4.2 ΔΙΠΛΑΣΙΑΣΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΜΙΣΟΥ ΚΥΜΑΤΟΣ

Στο σχήμα 6.12 δίνεται το κύκλωμα διπλασιαστή μισού κύματος.

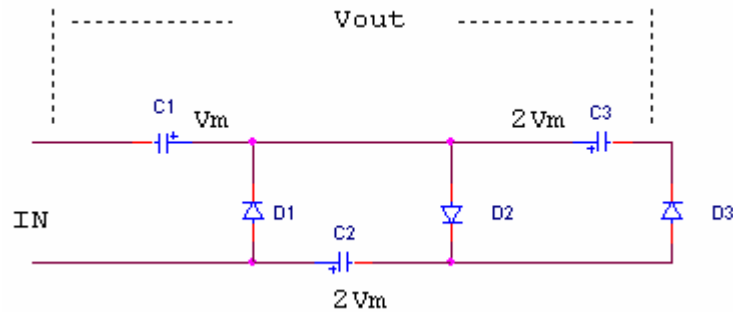


Σχήμα 6.12 Διπλασιαστής Τάσης Μισού Κύματος

Σ' αυτό το κύκλωμα την τάση εξόδου την παίρνουμε πάνω στο πυκνωτή C2. Κατά την διάρκεια της κορυφής της αρνητικής ημιπεριόδου η D1 είναι πολωμένη ορθά και η D2 ανάστροφα. Έτσι ο πυκνωτής C1 φορτίζεται στην τάση V_m . Κατά την διάρκεια της κορυφής της θετικής ημιπεριόδου η D1 είναι πολωμένη ανάστροφα και η D2 ορθά. Ο πυκνωτής C1 δρα σαν μπαταρία σε σειρά με τη πηγή τροφοδοσίας. Η δίοδος D2 (είναι ON σε αυτή την ημιπερίοδο και) έχει μια τάση $2 V_m$. Τώρα η τάση στον C2 είναι $2 V_m$. Σκοπός της D1 είναι να φορτίζει τον C1. Ο C2 φορτίζεται μόνο κατά την μία ημιπερίοδο όταν η D2 άγει. Αν η αντίσταση R_L είναι μεγάλη, η σταθερά χρόνου εκφόρτισης είναι μεγάλη σε σχέση με τη περίοδο του σήματος εισόδου. Η τάση εξόδου περίπου ίση με $2 V_m$.

6.4.3 ΤΡΙΠΛΑΣΙΑΣΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΜΙΣΟΥ ΚΥΜΑΤΟΣ

Στο σχήμα 6.13 δίνεται ένα κύκλωμα τριπλασιασμού τάσης.



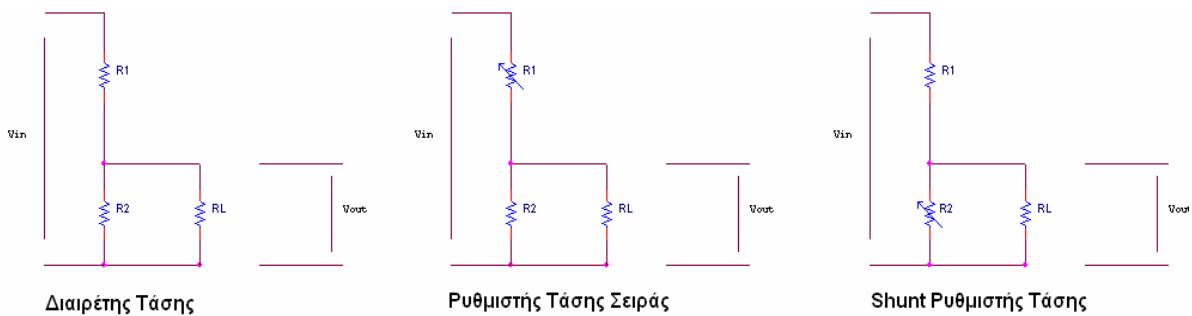
Σχήμα 6.13 Τριπλασιαστής Τάσης Μισού Κύματος

Οι δύο πρώτοι ανιχνευτές κορυφής αποτελούν ένα διπλασιαστή τάσης. Κατά την μία ημιπερίοδο (αρνητική) ο πυκνωτής C1 φορτίζεται στην μέγιστη τιμή της τάσης εισόδου από την δίοδο D1. Στην αντίθετη ημιπερίοδο (θετική) η D2 άγει και ο C2 φορτίζεται σε διπλάσια τιμή της τάσης εισόδου $2 V_m$. Στην επόμενη ημιπερίοδο (αρνητική) η δίοδος D3 άγει και ο C3 φορτίζεται σε τάση $2 V_m$. Η αντίσταση φορτίου συνδέεται στην τριπλασιασμένη έξοδο. Και εδώ η αντίσταση φορτίου πρέπει να είναι μεγάλη, ώστε να εξασφαλίζεται μια μεγάλη σταθερά χρόνου εκφόρτισης. Τότε η DC τάση εξόδου είναι περίπου ίση με $3 V_m$. Θεωρητικά μπορούμε να συνεχίζουμε να προσθέτουμε επιπλέον βαθμίδες ανιχνευτών κορυφής, για να έχουμε μεγαλύτερα πολλαπλάσια της τάσης εισόδου. Όμως, η κυμάτωση θα είναι χειρότερη, επειδή η εκφόρτιση ανάμεσα στις διαδοχικές κορυφές του σήματος θα είναι μεγαλύτερη. Γι' αυτό το λόγο ο διπλασιαστής και ο τριπλασιαστής είναι οι πιο κοινοί πολλαπλασιαστές τάσης.

6.5 ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΤΕΣ ΤΑΣΗΣ

Πολλές φορές ακόμα και μετά το φίλτρο η κυμάτωση είναι αρκετά μεγάλη για να χρησιμοποιηθεί σε ηλεκτρονικό κύκλωμα. Για την βελτίωση λοιπόν του τροφοδοτικού χρησιμοποιούνται σταθεροποιητές τάσης σε μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ή διατάξεις σταθεροποίησης τάσης. Αυτό που θέλουμε να εξασφαλίσουμε με αυτές τις διατάξεις είναι η ανεξαρτησία της τάσης εξόδου από τις αλλαγές της τάσης εισόδου, του ρεύματος φορτίου και της θερμοκρασίας. Οι σταθεροποιητές τάσης έχουν καθορισμένη τάση εξόδου ρυθμιζόμενη ή μη (fix), και εμπέδηση εξόδου που πλησιάζει το μηδέν και οι πλειοψηφία αυτών βασίζονται στο διαιρέτη τάσης σχήμα 6.14. Είτε η R1, είτε η R2 του διαιρέτη συνήθως είναι μεταβλητές παρέχοντας με αυτό τον τρόπο ποικίλες τιμές της τάσης

εξόδου η οποία δίνεται από την σχέση : $V_{out} = \frac{R_L // R_2}{R_L // R_2 + R_1} V_{in}$. Στο σχήμα 6.14 δίνονται οι μορφές του διαιρέτη τάσης όπως το συναντάμε σε διάφορους σταθεροποιητές.



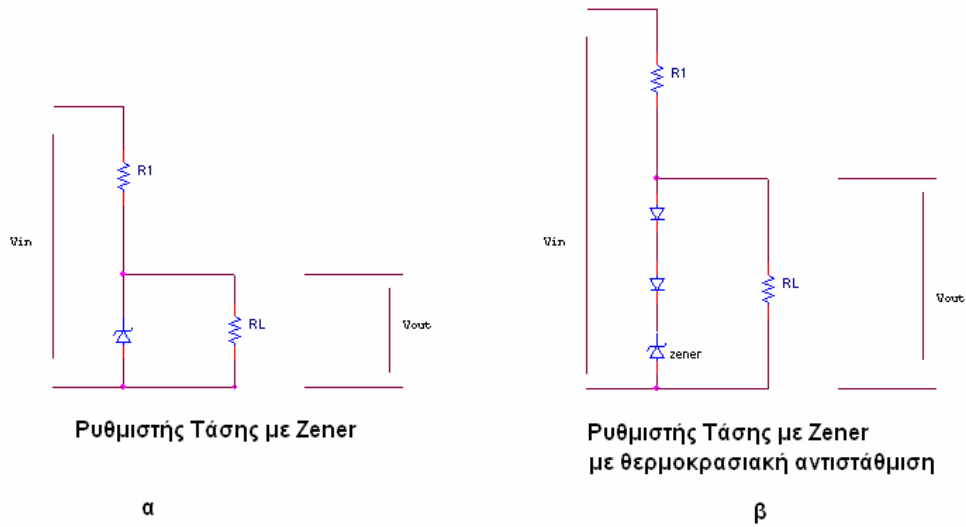
Σχήμα 6.14 Συνδεσμολογία Εξόδου Ρυθμιστή Τάσης

Όταν μεταβάλλεται η R1 ο σταθεροποιητής είναι γνωστός ως σειριακός, επειδή το μεταβλητό τμήμα είναι σε σειρά με το φορτίο. Ενώ όταν μεταβάλλεται η R2 ονομάζεται (αλλαγής γραμμής) shunt (η παράλληλης), επειδή το μεταβλητό τμήμα είναι shunted (μετατόπισης) από το φορτίο. Οι shunt σταθεροποιητές είναι αναποτελεσματικοί σε σχέση με τους σειριακούς και πρέπει να σχεδιάζονται προσεκτικά. Για το λόγω αυτό οι σειριακοί είναι πιο διαδεδομένοι. Παρακάτω δίνονται παραδείγματα υλοποίησης ρυθμιστών τάσης διάταξης shunt όπως είναι οι διατάξεις των 6.5.1 και διατάξεις σειράς όπως των 6.5.2.

6.5.1 ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕ ZENER

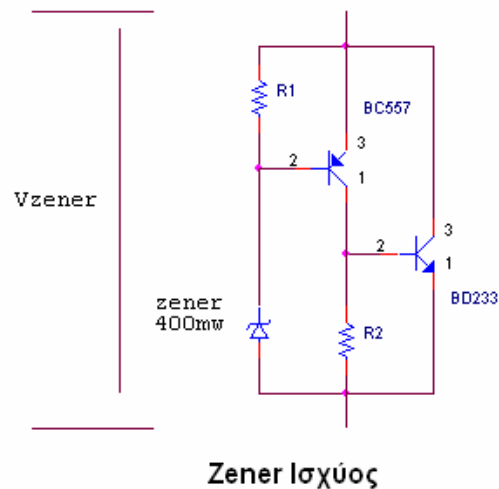
Η πιο απλή, οικονομική και εύκολη υλοποίηση σταθεροποιητή είναι αυτή με Zener. Βασισμένη στην ιδιότητα της διόδου Zener να κρατά σταθερή την τάση στα άκρα της όταν πολωθεί ανάστροφα πέραν μιας ορισμένης τάσης μπορούμε, θέτοντας το φορτίο παράλληλα με την zener, να κατασκευάσουμε ρυθμιστές τάσης, αλλά με τον περιορισμό ότι η τάση θα είναι μικρή (έως περίπου 12V). Μια πολύ απλή διάταξη παρουσιάζεται στο σχήμα 6.15.α. Η τάση V_{in} και η αντίσταση R1 επιλέγονται έτσι ώστε αρχικά η διόδος να δουλεύει στην περιοχή διάσπασης. Η τάση στα άκρα του φορτίου είναι η τάση V_z η οποία παραμένει σχεδόν σταθερή παρά της αυξομειώσεως της τάσης V_{in} και του ρεύματος που τραβά το φορτίο. Ένα μεγάλο μειονέκτημα της συγκεκριμένης τοπολογίας είναι ή αυξομείωση της τάσης διάσπασης συναρτήσει της θερμοκρασίας. Η zener (συνήθως) έχει αρνητικό συντελεστή θερμοκρασίας μέχρι 5 Volts τάση διάσπασης και πάνω από 8 Volts έχει θετικό συντελεστή. Αυτές οι μεταβολές στην τάση διάσπασης εμφανίζονται στην έξοδο του κυκλώματος σταθεροποίησης. Για να τις ελαττώσουμε στο ελάχιστο αυτές τις επιδράσεις τοποθετούμε εν σειρά με την zener σχήμα 6.15.β, διόδους ορθά πολωμένες οι οποίες έχουν

αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Η σταθεροποίηση που πετυχαίνουμε με αυτή τη μέθοδο δεν ισχύει για μεγάλες μεταβολές ρεύματος.



Σχήμα 6.15 Απλά Κυκλώματα Σταθεροποίησης με Zener

Για μεγαλύτερα ρεύματα είναι αναγκαία η χρήση τρανζίστορ ισχύος όπως στο σχήμα 6.16. Η τοπολογία αυτή αντικαθιστά την Zener του σχήματος 6.15.



Σχήμα 6.16 Εξομοιωτής Zener Ισχύος

Το κύκλωμα είναι ένας εξομοιωτής διόδου zener ισχύος. Βασικά αποτελείται από ένα ενισχυτή ρεύματος δύο βαθμίδων μαζί με μια δίοδο zener χαμηλής ισχύος (400mW), και μπορεί να χειρισθεί ρεύματα μέχρι 500mA και τάσεις μέχρι 25V, που είναι σχετικά δύσκολο να επιτύχει μια κοινή zener του εμπορίου, εκτός από μερικούς τύπους με υψηλό κόστος. Η

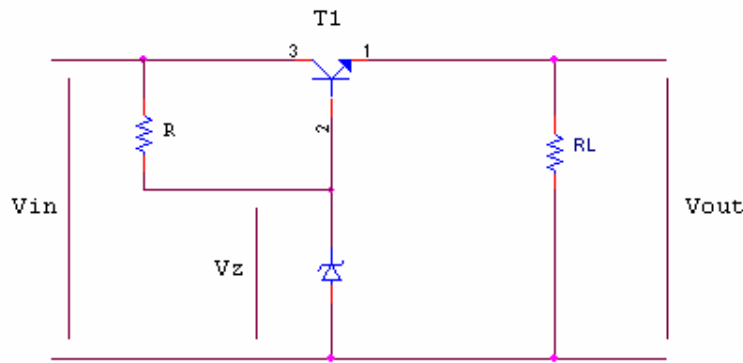
πραγματική τάση zener που εμφανίζει το κύκλωμα είναι υψηλότερη κατά 0, 7V περίπου από τη τάση του στοιχείου αναφοράς (zener). Ο τρόπος λειτουργίας του κυκλώματος είναι απλός. Όταν η τάση στα άκρα του κυκλώματος αυξάνει πάνω από τη καθορισμένη τιμή τάσης zener, το τρανζίστορ BC557 αρχίζει να γίνεται αγώγιμο και παρέχει ένα ρεύμα στη βάση του T2. Το τρανζίστορ ισχύος αναλαμβάνει όλο το ρεύμα που μπορεί να διευθετήσει η δίοδος zener και γι' αυτό καταναλίσκει αρκετή ισχύ. Έτσι το BD233 πρέπει να τοποθετηθεί σε μια ψήκτρα. Το τρανζίστορ BC557 πρέπει να έχει σχετικά υψηλό κέρδος ρεύματος. Το T2 μπορεί να είναι οποιοδήποτε ηρη μέσης ή υψηλής ισχύος (2N3055, TIP31).

Το προφανές πρόβλημα αυτής της διάταξης είναι ότι για να λειτουργήσει πρέπει να υπάρχει ένα συνεχές ρεύμα κατά μήκος του τρανζίστορ, που είναι κατά πολύ μεγαλύτερο από το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να τραβήξει το φορτίο. Άρα έχουμε πολλές απώλειες. Το κύριο πλεονέκτημά του είναι ότι παραείναι απλό, και μπορεί να χρησιμοποιηθεί ακόμα και όταν η διαθέσιμη τάση τροφοδοσίας είναι λίγο μεγαλύτερη από την απαιτούμενη τάση εξόδου. Δυστυχώς όμως οι κοινές δίοδοι και οι Zener είναι ηλεκτρικά θορυβώδης, προκαλώντας έτσι προβλήματα στην έξοδο. Ο θόρυβος αυτός μπορεί να ελαττωθεί προσθέτοντας ένα μικρό ac πυκνωτή (220pF) παράλληλα με την δίοδο zener.

6.5.2 ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗΣ ΣΕΙΡΑΣ

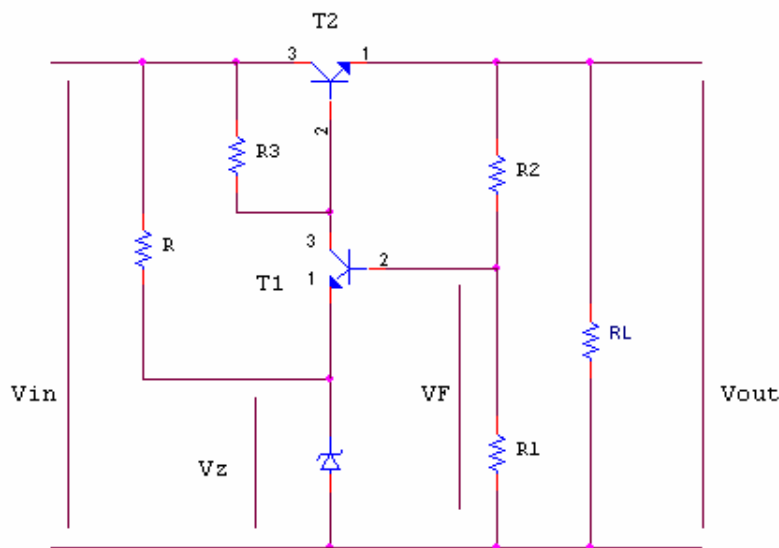
Στα σχήματα 6.17, 6.18 και 6.19 δίνονται 3 τοπολογίες σταθεροποιητών σειράς που χρησιμοποιούν zener και τρανζίστορ.

Το κύκλωμα του σχήματος 6.17 είναι ένα παράδειγμα σταθεροποίησης τάσης σειράς. Η DC τάση εξόδου είναι $V_{out} = V_z - V_{be}$. Αυτή η τάση είναι σταθερή ίση με την τάση Zener μείον την τάση V_{BE} του τρανζίστορ. Αν η τάση V_{in} μεταβληθεί η τάση Zener παραμένει σχεδόν σταθερή και κατά συνέπεια σταθερή παραμένει και η τάση εξόδου. ρεύμα Zener : $I_z = I_R - I_B$ όπου I_R =ρεύμα της προστατευτικής αντίστασης. Επειδή $I_B = I_L/\beta$, σ' αυτό το κύκλωμα απαιτείται δίοδος zener με μικρότερο περιορισμό ρεύματος σχετικά με τον κανονικό σταθεροποιητή zener ($I_z = I_R - I_B$ για μεγάλα ρεύματα φορτίου ο σχεδιαστής πρέπει να χρησιμοποιήσει μια δίοδο Zener με μεγάλο ρεύμα). Το τρανζίστορ T1 λέγεται τρανζίστορ διάβασης, γιατί το ρεύμα του φορτίου διέρχεται από το τρανζίστορ και $V_{CE} = V_{in} - V_{out}$ και η ισχύς που καταναλώνεται : $PD = (V_{in} - V_{out}) I_L$



Σχήμα 6.17 Δίοδος Zener Και Ακόλουθος Εκπομπού

Μειονέκτημα του σταθεροποιητή τάσης σειράς είναι η κατανάλωση ισχύος του τρανζίστορ διάβασης. Όσο το ρεύμα φορτίου είναι μικρό το τρανζίστορ διάβασης δεν θερμαίνεται. Όταν όμως το ρεύμα φορτίου είναι μεγάλο το τρανζίστορ καταναλώνει μεγάλη ισχύ με αποτέλεσμα να αυξάνει η εσωτερική θερμοκρασία της συσκευής.

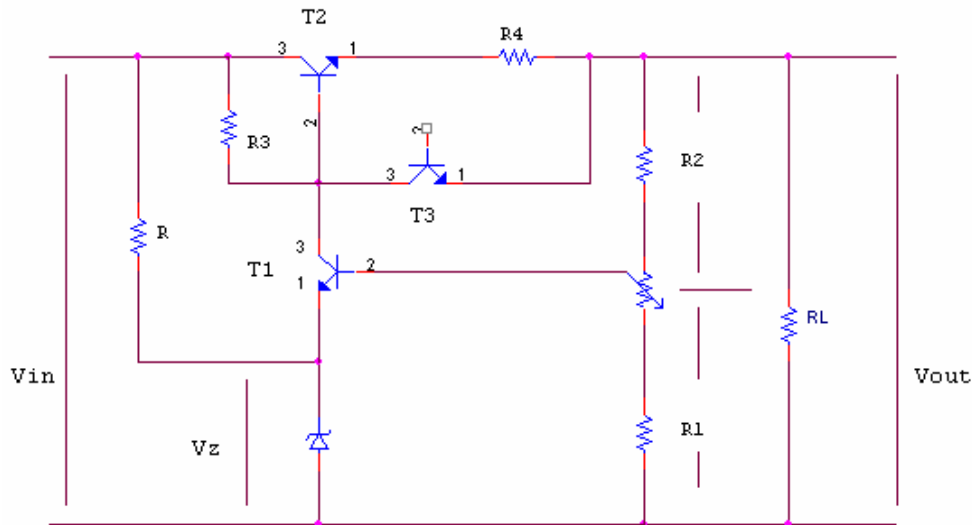


Σχήμα 6.18 Σταθεροποιητής Αρνητικής Ανάδρασης

Στο σχήμα 6.18 δίνεται ένα κύκλωμα σταθεροποιητή σειράς αρνητικής ανάδρασης. Το τρανζίστορ T2 ενεργεί σαν ακόλουθος εκπομπού. Το τρανζίστορ T1 παρέχει το κέρδος τάσης με το βρόχο αρνητικής ανάδρασης. Εδώ μέρος της τάσης εξόδου VF συγκρίνεται με την τάση αναφορά Vz. Το T1 ενισχύει τη διαφορά VF- VR. Υποθέτουμε ότι η τάση φορτίου αυξάνει. Η τάση αρνητικής ανάδρασης VF θα αρχίσει να αυξάνει. Ενώ η τάση εκπομπού του T1 κρατείται σταθερή από την δίοδο Zener, περισσότερο ρεύμα περνάει μέσα από το T1 και από την αντίσταση R3. Αυτό μειώνει την τάση βάσης του T2. Σαν αποτέλεσμα έχουμε μείωση της τάσης εκπομπού του T2 αντισταθμίζοντας έτσι την αύξηση στην τάση φορτίου.

Εάν η τάση φορτίου ελαττώνεται η τάση ανάδρασης V_F ελαττώνεται. Αυτό περιορίζει το ρεύμα μέσα από το T_1 και R_3 . Η υψηλότερη τάση στη βάση του T_2 αυξάνει την τάση εκπομπού του T_2 και στη συνέχεια αντισταθμίζει την πραγματική ελάττωση στη τάση φορτίου. Ρυθμίζοντας τις R_2 , R_1 μπορούμε να έχουμε σταθεροποιημένη τάση εξόδου με την ίδια σταθερότητα όπως η δίοδος Zener. Η τάση εισόδου πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την τάση εξόδου. Η V_{in} πρέπει να είναι τουλάχιστο 1 ή 2 Volts μεγαλύτερη από την V_{out} .

Αν στο κύκλωμα του σχήματος 6.18 βάλουμε ένα βραχυκύκλωμα κατά μήκος του φορτίου R_L θα έχουμε ένα τεράστιο ρεύμα μέσα από το T_2 . Το T_2 ή η δίοδος ή και τα δύο θα καταστραφούν. Για να αποφύγουμε αυτές τις πιθανότητες χρησιμοποιούμε το κύκλωμα του σχήματος 6.19. Για φυσιολογικά ρεύματα η τάση στην αντίσταση R_4 είναι μικρή και το τρανζίστορ T_3 δεν άγει. Με αυτές τις συνθήκες ο σταθεροποιητής δουλεύει όπως περιγράψαμε στο σχήμα 6.18. Αν όμως έχουμε υπερβολικό ρεύμα φορτίου τότε η τάση κατά μήκος της R_4 γίνεται αρκετά μεγάλη οπότε άγει το τρανζίστορ T_3 . Το ρεύμα συλλέκτη του T_2 περνά μέσα από την R_3 . Αυτό ελαττώνει την τάση βάσης του T_2 και το κάνει σχεδόν μη αγωγίμο για να προλάβει τη βλάβη. Στο σχήμα 6.16 ο περιοριστής ρεύματος αρχίζει να λειτουργεί όταν η τάση κατά μήκος της R_4 γίνει περίπου 0,6 ή 0,7 Volts. Σ' αυτό το σημείο το τρανζίστορ T_3 ανοίγει και ελαττώνει την τάση του T_2 . Αν $R_4 = 1\Omega$ ο περιοριστής ρεύματος αρχίζει όταν το ρεύμα φορτίου είναι 600 ή 700 mA. Διαλέγοντας άλλες τιμές για την R_4 μπορούμε να αλλάξουμε το επίπεδο του περιοριστή ρεύματος.



Σχήμα 6.16 Σταθεροποιητής Τάσης με Περιοριστή Ρεύματος

6.5.3 ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΡΙΩΝ ΑΚΡΟΔΕΚΤΩΝ (IC)

Η χρήση ολοκληρωμένων σταθεροποιητών τάσεως επιτρέπει τη κατασκευή μικρών αξιόπιστων σταθεροποιημένων τροφοδοτικών. Τα datasheets των στοιχείων βοηθούν στην επιλογή του κατάλληλου τύπου σταθεροποιητή για την επιθυμητή λειτουργία. Διαθέσιμοι είναι πολλοί τύποι ολοκληρωμένων σταθεροποιητών τάσεως αλλά πιο συχνά χρησιμοποιούνται οι παρακάτω:

τριών ακροδεκτών και καθορισμένης (fixed) τάσης εξόδου και

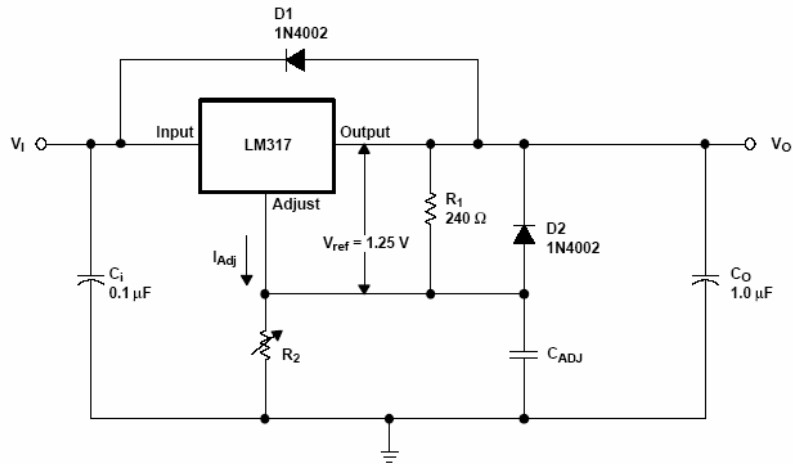
τριών ακροδεκτών και καθορισμένης πολικότητας και μεταβλητής τάσης εξόδου.

Από τα φύλλα προδιαγραφών πρέπει να λαμβάνουμε υπόψη μας τις επιτρεπτές τιμές απωλειών, μέγιστου ρεύματος φορτίου, μέγιστης τάσης εισόδου, τιμές εισόδου του φορτίου του σταθεροποιητή, ρεύματος ηρεμίας, απόρριψη κυμάτωσης τάσης, το κόστος και την ευκολία χρήσης.

Τα ολοκληρωμένα έχουν την ίδια συμπεριφορά λειτουργίας όπως τα διακριτά ισοδύναμα του. Από την άλλη πάλι μπορεί να έχουν τελείως διαφορετική σχεδίαση. Για να επιλέγει κάποιος από τους υπάρχοντες τύπους πρέπει πρώτα να έχουν υπολογιστεί όλα τα στοιχεία που περιλαμβάνονται στο σχεδιασμό. Τα ολοκληρωμένα τριών ακροδεκτών απαιτούν μικρό αριθμό εξωτερικών στοιχείων.

Άλλοι τύποι από την άλλη απαιτούν πολύ μεγάλο αριθμό εξωτερικών στοιχείων όπως μεγάλης ισχύος τρανζίστορ για ρεύματα που ξεπερνούν το μέγιστο ρεύμα φορτίου, ποτενσιόμετρα ή διαιρέτες τάσης που ρυθμίζουν την τάση εξόδου, πυκνωτές που απαιτούνται για την βελτίωση των χαρακτηριστικών της σταθεροποίησης, τελεστικούς ενισχυτές, εξωτερικά στοιχεία αναφοράς που υποκαθιστούν τα εσωτερικά στοιχεία αναφοράς, για να ρυθμίζουν την τάση ψηλότερα ή χαμηλότερα από τη καθορισμένη ή για βελτίωση της σταθερότητας.

Στο σχεδιασμό του τροφοδοτικού της εργασίας προτιμήθηκαν τα πιο γνωστά IC τα LM317T (για μικρές τάσεις DC) και 317L (για μεγαλύτερες τάσεις) για της θετικές τάσεις και το LM337T για τις αρνητικές γι' αυτό και θα αναφερθούμε εκτενέστερα στα χαρακτηριστικά και στη λειτουργία τους. Και τα τρία είναι ολοκληρωμένα τριών ακροδεκτών με μεταβλητή τάση εξόδου. Η συνήθης τοπολογία τους παρουσιάζεται στο σχήμα 6.17.



Σχήμα 6.17 Συνήθης Τοπολογία Ρυθμιστή Τάσης με το LM317

Κατά την λειτουργία το LM317 αναπτύσσει μια τυπική τάση $V_{ref}=1.25V$, μεταξύ του ακροδέκτη εξόδου και του ακροδέκτη ρύθμισης. Η σταθερή τάση αναφοράς αναπτύσσεται κατά μήκος της αντίστασης R_1 , και ένα σταθερό ρεύμα διέρχεται από την R_1 άρα και R_2

δίνοντας μια τάση εξόδου ίση με $V_{out}=V_{ref}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+I_{ADJ} \cdot R_2$

Εφόσον το ρεύμα του ακροδέκτη Adj (100μΑ) παριστάνει ένα λανθάνον όρο το LM317 έχει σχεδιαστεί για να ελαχιστοποιήσει αυτό το ρεύμα και να το διατηρεί πολύ σταθερό με τις αλλαγές της γραμμής και του φορτίου. Για τον υπολογισμό της τάσης εξόδου η τιμή $I_{ADJ} \cdot R_2$ μπορεί να αγνοηθεί λόγω της πολύ μικρής τιμής που παίρνει. Για να επιτευχθεί η προηγούμενη απαίτηση πρέπει όλο το ρεύμα ηρεμίας του ρυθμιστή να επιστρέφεται στον ακροδέκτη εξόδου, επιβάλλοντας συνθήκες ρεύματος φορτίου. Αν το φορτίο είναι ανεπαρκές η τάση εξόδου θα αυξηθεί. Οποιαδήποτε αύξηση ή μείωση του ρεύματος ηρεμίας προκαλεί μεταβολή στην πτώση τάσης στην R_2 που με την σειρά της θα επιδράσει στην τάση εξόδου. Το ρεύμα ηρεμίας επηρεάζεται από τη μη σταθεροποιημένη είσοδο το ρεύμα φορτίου και την θερμοκρασία. Εφόσον ο ρυθμιστής δεν έχει σταθερή τιμή εξόδου και βλέπει μόνο την διαφορά δυναμικού μεταξύ εισόδου και εξόδου, μπορούν να κατασκευαστούν τροφοδοτικά πολύ υψηλής τάσης με αναφορά προς την γη αρκεί να μην ξεπερνιέται η μέγιστη διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου και εξόδου που αντιστοιχεί στα 40V. Το μειονέκτημα του LM317 ως σταθεροποιητής υψηλών τάσεων είναι η μείωση του ρεύματος εξόδου σε επίπεδα της τάξης των μερικών mA. Το πρόβλημα αυτό έρχεται να μας το επιλύσει το LM317L το οποίο δίνει ένα εγγυημένο ρεύμα εξόδου 100mA ανεξάρτητο της τάσης εξόδου. Για να βελτιώσουμε την τοπολογία η αντίσταση R_1 πρέπει να είναι κοντά στο ολοκληρωμένο, ενώ το γειωμένο άκρο της R_2 πρέπει να είναι κοντά στη γη του φορτίου και να παρέχει χειρισμό γείωσης. Σε περίπτωση που ο ρυθμιστής είναι αρκετά μακριά από το φίλτρο του τροφοδοτικού τότε η συμπεριφορά του σταθεροποιητή μπορεί να βελτιωθεί

προσθέτοντας ένα πυκνωτής C_i 0,1 μF μεταξύ του ακροδέκτη εισόδου και της γης για την σύζευξη με το προηγούμενο στάδιο. Για την βελτίωση της απόρριψης της κυμάτωσης χρησιμοποιούμε έναν πυκνωτή C_{ADJ} 10 μF . Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και έναν πυκνωτή 1 μF στην έξοδο για την βελτίωση της χρονικής απόκρισης. Οι δίοδοι είναι προστατευτικές δίοδοι η μεν D1 από βραχυκύκλωμα εισόδου και η D2 βοηθάει στην αποφόρτιση του πυκνωτή σε περίπτωση βραχυκυκλώματος εξόδου. Το LM337T παρέχει ακριβώς τις ίδιες δυνατότητες με το LM317T αλλά στην αρνητική τάση.

6.6 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ

Οι DC τάσεις που πρέπει να παραχθούν για την λειτουργία του κυκλώματος είναι +15V για τις θετικές και -15V για τις αρνητικές τάσεις τροφοδοσίας των TE και του INA217 και 48V για το Phantom Power.

Η κατασκευή του τροφοδοτικού περιλαμβάνει την επιλογή του τρόπου υλοποίησης του κάθε σταδίου όπως και την επιλογή των κατάλληλων εξαρτημάτων για κάθε στάδιο.

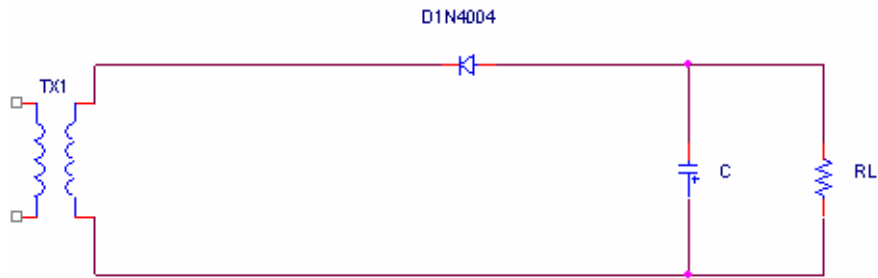
Ως προς τον Μ/Σ :

υπήρχαν 2 επιλογές. 1^η επιλογή Μ/Σ με δύο τυλίγματα εξόδου, ένα με τάση εξόδου άνω των 50V rms ώστε να είναι κατάλληλη για το Phantom Power και ένα δεύτερο τύλιγμα με τάση εξόδου άνω των 18V rms για τα $\pm 15\text{V dc}$. 2^η επιλογή ένα Μ/Σ με ένα τύλιγμα και τάση εξόδου 18V rms όπου για την παραγωγή της τάσης του Phantom Power θα χρησιμοποιηθεί πολλαπλασιαστής τάσης. Η 1^η επιλογή απορρίφθηκε ως μη συμφέρουσα οικονομικά και αλλά και μεγέθους. Οπότε επιλέχθηκε ο 2^{ος} τρόπος υλοποίησης. Έτσι επιλέχθηκε μετασχηματιστής 220V/18V 0,8 A ονομαστικά μεγέθη (δηλ τάση δευτερεύοντος = 50Vp-p).

Για την κατασκευή του κυκλώματος παραγωγής των $\pm 15\text{V dc}$.

Ως προς την ανόρθωση :

υπήρχαν δύο εναλλακτικοί τρόποι σχεδίασης. Η πλήρη ανόρθωση, ή η απλή ανόρθωση (μισού κύματος). Λόγω της χρησιμοποίησης των ρυθμιστών τάσης δεν κρίθηκε απαραίτητη η χρησιμοποίηση πλήρους ανόρθωσης. Οπότε επιλέχθηκε ως μέθοδος η απλή ανόρθωση. Για τις Θετικές τάσεις χρησιμοποιήθηκε το κύκλωμα του σχήματος 6.3 ενώ για την παραγωγή των Αρνητικών τάσεων χρησιμοποιήθηκε το κύκλωμα του σχήματος 6.18.



Σχήμα 6.18 Απλή Ανόρθωση για Αρνητικές DC Τάσεις

Ως προς τις διόδους χρησιμοποιήθηκαν οι γνωστές 1N4005 με τυπικά χαρακτηριστικά (Βλέπε Παράρτημα Α) :

Μέγιστη Τάση Τροφοδοσίας 420V rms

Μέγιστη Ανάστροφη Τάση (Peak) 600V

Μέγιστη DC Ανάστροφη Τάση 600V

Ρεύμα Διέλευσης 1A

Θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν οι 1N4004 με ίδια χαρακτηριστικά (μικρότερο επίπεδο τάσεων) αλλά δεν υπήρχαν διαθέσιμες κατά την αγορά των εξαρτημάτων.

Πριν τις διόδους χρησιμοποιήθηκαν δύο μικρά πηνία 3-T για την εξομάλυνση του ρεύματος και δύο κεραμικοί πυκνωτές ως προς το σασί για την γείωση των τυχών παρασιτικών ταλαντώσεων που μπορεί να προκαλέσει η χρησιμοποίηση των πυκνωτών μεγάλης τιμής.

Ως Φίλτρο :

χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές 470μF/35V, με μέγιστη τάση στα άκρα τους 25Vp-p. Θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν και 330μF αλλά προτιμήθηκαν οι εν λόγω πυκνωτές για μικρότερο κυματισμό. Από την ανάλυση με Spice παρατηρήθηκαν καλύτερα αποτελέσματα ως προς τον κυματισμό με την χρησιμοποίηση των 470μF.

Για το κύκλωμα του σταθεροποιητή :

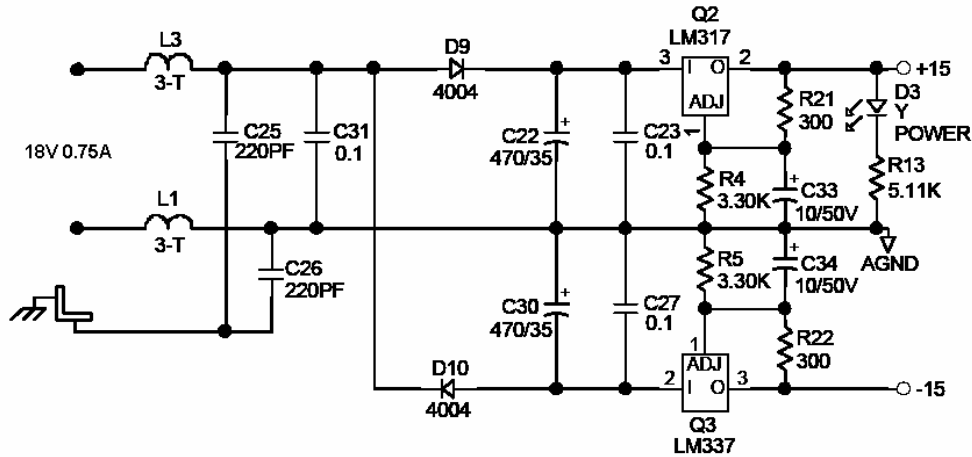
χρησιμοποιήθηκε το κύκλωμα του σχήματος 6.17 με τιμές εξαρτημάτων : πυκνωτές $C_i=0.1\mu F$ κεραμικός και $C_{ADJ}=10\mu F$ ηλεκτρολυτικός, αντιστάσεις 1% $R_1=3,3K\Omega$ και $R_2=300\Omega$. Έτσι η τάση εξόδου θεωρητικά θα είναι

$$V_{out}=1.25 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = 1.25 \cdot \left(1 + \frac{3300}{300}\right) = 15V$$

Η επιλογή των αντιστάσεων έγινε με την λογική ότι για να έχουμε 15V τάση εξόδου θα πρέπει ο λόγος R_1 προς R_2 να είναι 11 και η R_2 θα πρέπει να είναι κοντά στην τιμή των 240Ω (προτεινόμενη τιμή από κατασκευαστή). Οι διαθέσιμες αντιστάσεις 1% με τιμές που να

μας δώσουν αυτό το λόγο είναι 3,3KΩ και 300Ω. Για τις θετικές τάσεις χρησιμοποιήθηκε ο LM317T και για τις αρνητικές ο LM337T.

Δεν κρίθηκε απαραίτητη η χρησιμοποίηση των διόδων προστασίας λόγω των μικρών τάσεων (για τάσεις εξόδου <25V δεν χρειάζονται διόδοι προστασίας) του κυκλώματος. Το πλήρες κύκλωμα του τροφοδοτικού δίνεται στο σχήμα 6.19.



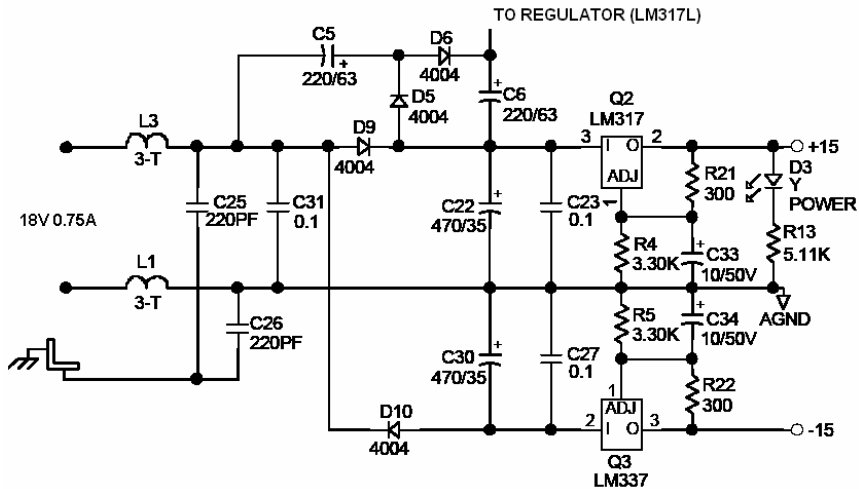
Σχήμα 6.19 Κύκλωμα παραγωγής σταθεροποιημένης τάσης ±15V DC

Στην έξοδο των +15V DC χρησιμοποιούμε ένα Led (Yellow) χαμηλής κατανάλωσης (~2V πτώση τάσης) σε σειρά με μία αντίσταση 5.11KΩ που περιορίζει το ρεύμα σε 2-3 mA.

Για την κατασκευή του Phantom Power των +48V dc

Ως προς τον πολλαπλασιαστή τάσης :

Υπήρχαν δύο επιλογές : 1^η επιλογή ήταν η χρησιμοποίηση ως πηγή τάσης το δευτερεύον του Μ/Σ και τριπλασιαστή τάσης όπως το κύκλωμα του σχήματος 6.13. Το κύκλωμα αυτό έχει ως μειονέκτημα την χρησιμοποίηση πολλών εξαρτημάτων και την μεγάλη κυμάτωση στην έξοδο. Η 2^η επιλογή ήταν η χρησιμοποίηση ως πηγή τάσης, την τάση στα άκρα τις D9 όπως στο σχήμα 6.20.



Σχήμα 6.20 Πολλαπλασιαστής τάσης του Phantom Power

Η τάση στα άκρα της D9 είναι αυτή της τροφοδοσίας με ένα Offset 25Vdc που είναι η τάση στα άκρα του πυκνωτή C22. Η λειτουργία του κυκλώματος είναι όπως παρακάτω. Κατά την διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου άγει η διόδος και φορτίζει ο πυκνωτής. Σε κατάσταση μόνιμου λειτουργίας, δηλ ο πυκνωτής είναι φορτισμένος, κατά την θετική ημιπερίοδο η διόδος άγει όταν η τάση τροφοδοσίας είναι μεγαλύτερη από την τάση στα άκρα του πυκνωτή και η τάση στα άκρα της είναι 0,7V, όταν η τάση τροφοδοσίας είναι μικρότερη από την τάση του πυκνωτή η τάση στα άκρα της διόδου είναι αυτή της τροφοδοσίας με ένα OFFSET περίπου -25V DC που είναι η τάση στα άκρα του πυκνωτή C22. Άρα έχουμε να διπλασιάσουμε ουσιαστικά την τάση τροφοδοσίας όπως έχουμε αναφέρει στο 6.4.2 και η τάση στα άκρα του C6 θα είναι περίπου 50V DC και η τάση προς τον ρυθμιστή τάσης ως προς την γη, είναι η τάση στα άκρα του C6 συν την τάση στα άκρα του C22 δηλ περίπου 75V DC. Αυτό γιατί οι δύο πυκνωτές είναι εν σειρά ως προς γη και οι τάσεις τους προστίθενται.

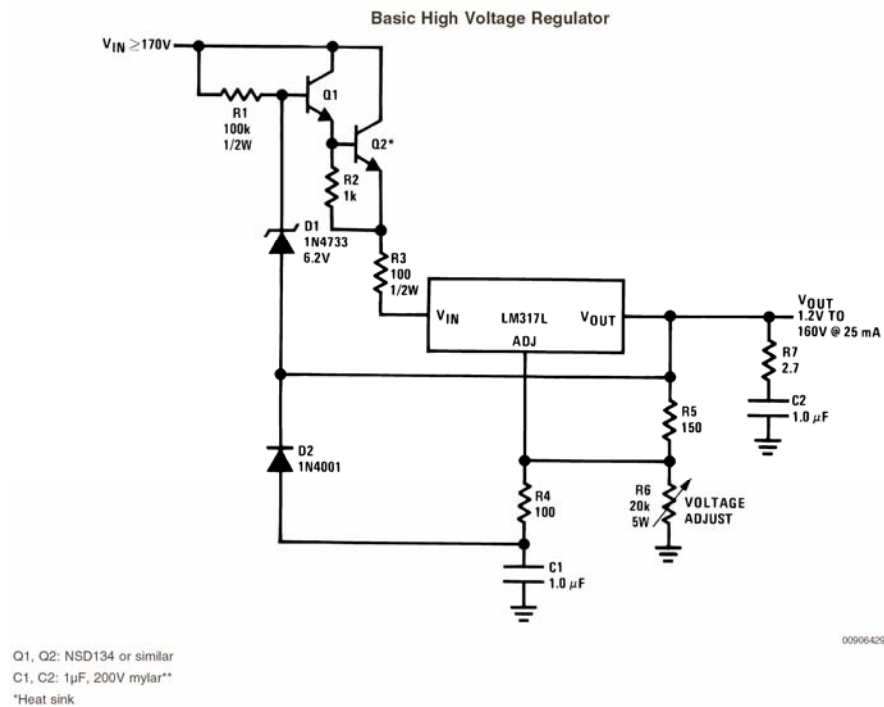
Για τον ρυθμιστή τάσης όπως έχουμε αναφέρει πιο πάνω 6.5.3 θα χρησιμοποιήσουμε τον LM317L. Από τα datasheets του κατασκευαστή επιλέγουμε την τυπική συνδεσμολογία σταθεροποίησης υψηλής τάσης όπως δίνεται στο σχήμα 6.21.

Για την αποφυγή χρησιμοποίησης δυο τρανζίστορ χρησιμοποιούμε σχεδόν την ίδια συνδεσμολογία με μόνη διαφορά την χρησιμοποίηση του τρανζίστορ ηρη MPSA42 της Fairchild Semiconductors που είναι τρανζίστορ υψηλής τάσης (βλέπε παράρτημα Γ) με τυπικά χαρακτηριστικά :

Μέγιστες τάσεις και ρεύματα :

V_{CES}	Collector-Emitter Voltage	300 V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	300 V

V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	6.0 V
I_C	Collector Current - Continuous	500 mA



Σχήμα 6.21 Βασικό κύκλωμα σταθεροποίησης υψηλών τάσεων με το LM317L

Το πλήρες κύκλωμα του τροφοδοτικού δίνεται στο σχήμα 6.22.

Η τάση εξόδου του LM317L με την προϋπόθεση ότι $V_{IN} - V_{out} < 40V$ επιλέγεται να είναι 48V. Επιλέγουμε την R12 243Ω 1% από τη σειρά E196 και την R23 9.09k 0.6w από την ίδια σειρά ώστε η τάση να είναι $V_{out} = 1.25 \cdot \left(1 + \frac{9.09k}{243}\right) = 48V$. Χρησιμοποιήθηκε αντίσταση

0.6w γιατί το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση είναι $I_{R23} = \frac{48}{243 + 9.09k} = 5.143mA$ και η

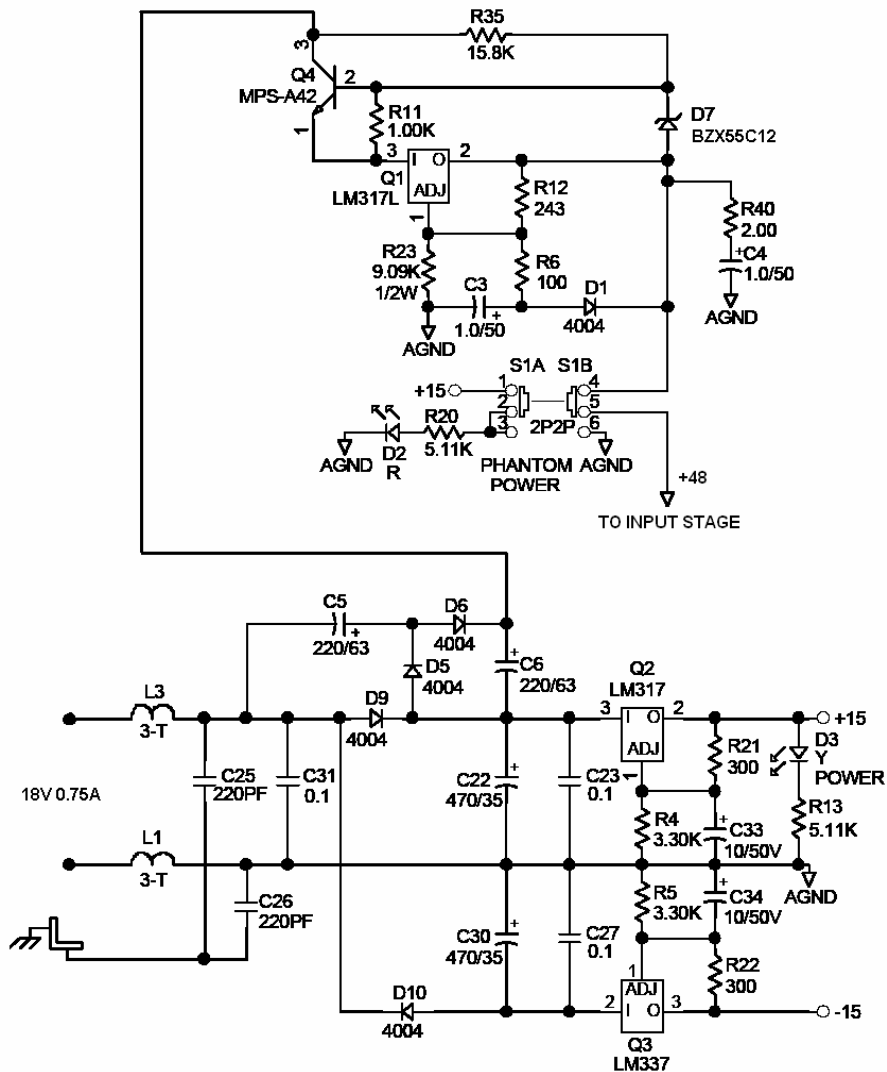
ισχύς που καταναλώνει είναι 240mw που είναι οριακή για τις συνηθισμένες 1/4w. Η D1 είναι δίοδος προστασίας για βραχυκύκλωμα εξόδου ώστε ο πυκνωτής C3 να μην εκφορτίζεται μέσω του LM317L. Ο κλάδος R40, C4 χρησιμοποιείται για την εξάλειψη τυχών κυμάτων της τάσης εξόδου.

Το τρανζίστορ υψηλής τάσης MPSA42 λειτουργεί ως ακόλουθος εκπομπού. Θεωρητικά η zener κρατάει την τάση στον εκπομπό σε μια τιμή 60.7V DC και το τρανζίστορ είναι πολωμένο στην ενεργό περιοχή. Η αντίσταση R35 επιλέχθηκε 15.8KΩ 1/4w 1% ώστε να κρατάει το ρεύμα στη zener σε μια τιμή περίπου 1mA και οι απώλειες πάνω της να είναι μικρές(14mW).

$$I_{zener} = \frac{V_{R35}}{R35} = \frac{75-60}{15.8k} = 0.94mA$$

Με την χρησιμοποίηση της zener υλοποιείται και μια απαίτηση του LM317L για ελάχιστο ρεύμα φορτίου 100mA γιατί $V_{IN} - V_{out} = 12.7V$. Για $V_{IN} - V_{out} < 13V$ η ελάχιστη τιμή ρεύματος είναι 100mA

Σε περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται η τροφοδοσία phantom power τότε το σήμα πρέπει να βλέπει το κοινό σημείο των αντιστάσεων R9 και R10 του σταδίου εισόδου του σχήματος 5.2 γειωμένο. Αυτό μας το εξασφαλίζει ο διακόπτης του σχήματος 6.22 που όταν είναι σε θέση on δηλαδή οι ακροδέκτες 1 με 2 και 4 με 5 βραχυκυκλωμένοι τότε τροφοδοτείται το μικρόφωνο και ανάβει και το ενδεικτικό led. Όταν είναι off το κοινό άκρο των αντιστάσεων γειώνεται μέσω του ακροδέκτη 6 και το ενδεικτικό led δεν ανάβει γιατί το ένα του άκρο είναι στο κενό (ακροδέκτες 2 και 3 βραχυκυκλωμένοι).



Σχήμα 6.22 Πλήρες κύκλωμα τροφοδοτικού

7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Με την ολοκλήρωση τις κατασκευής είναι απαραίτητη η πραγματοποίηση μετρήσεων ώστε να γίνει επιβεβαίωση των χαρακτηριστικών λειτουργίας που τέθηκαν κατά την διάρκεια της μελέτης του προενισχυτή. Παρακάτω παραθέτουμε τα επιθυμητά χαρακτηριστικά όπως προέκυψαν από την μελέτη. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων τα εκφράζουμε σε dBu όπου το U σημαίνει ότι η σύνθετη αντίσταση φορτίου είναι απροσδιόριστη, μη τερματισμένη, και πιθανώς να έχει πολύ μεγάλη τιμή. (0 dBu = 0.775Vrms)

Αντίσταση Εισόδου (Input Impedance)::

5KΩ ανά είσοδο (Balanced input)

Αντίσταση Εξόδου (Output Impedance)::

50Ω

Κλίμακα ενίσχυσης (Gain Range):

Συνεχές Gain από 12 έως 66 dB

Δυνατότητα Ρύθμισης Gain από 10 έως 60 dB ανά 1 dB

Τάσεις DC:

Phantom Power	+48V
Τροφοδοσία ολοκληρωμένων θετικές τάσεις	+15V
αρνητικές τάσεις	-15V

Τάσεις εισόδου:

Μέγιστη τάση εισόδου για balanced output

Gain 10 dB	8.4 Vp-p	ή	11.65 dBu
Gain 60 dB	25mVp-p	ή	-32.8 dBu

CMRR: >80 dB
(Gain 60 dB, $R_s = 150\Omega$, $f = 120$ Hz)

Τάσεις εξόδου:

Ένδειξη Signal	Balanced output	2Vrms	ή	8.2 dBu
Ένδειξη Overload	Balanced output	8Vrms	ή	20.3 dBu

Μέγιστη τάση εξόδου (με $R_L=2K\Omega$):
Balanced output 13.75 x 4 Vp-p ή 28 dBu

Θόρυβος:

Θόρυβος ενισχυτή < $2\mu V/\sqrt{Hz}$
(Gain 60 dB, $R_s = 150\Omega$, BW = 20 KHz, $R_L=4K\Omega$)

SNR (Gain 20 dB, $R_s = 150\Omega$, BW = 20 KHz) >80 dB

THD% + Noise (Gain 10 dB, $R_L = 4K\Omega$, BW = 20 KHz) < 0.01%
(για balanced έξοδο 22Vp-p ή 20dBu)

THD% + Noise (Gain 60 dB, $R_L = 4K\Omega$, BW = 20 KHz) <0.03%
(για balanced έξοδο 22Vp-p ή 20dBu)

Απόκριση Συχνότητας:

Gain 10 dB	$f_L=30$ Hz (-3 dB)	$f_H=200$ KHz (-3 dB)
Gain 60 dB	$f_L=30$ Hz (-3 dB)	$f_H=200$ KHz (-3 dB)

7.2 ΜΕΤΡΗΣΗ ΤΑΣΕΩΝ DC

Με χρήση πολύμετρου έγιναν οι μετρήσεις των DC τάσεων ως προς γη (analog ground). Τα αποτελέσματα που λάβαμε είναι τα κάτωθι:

$$+V_{CC} = 15.08V$$

$$-V_{CC} = -15.12V$$

Οι τάσεις αυτές είναι ικανοποιητικές για την τροφοδοσία των ολοκληρωμένων και δεν χρειάζονται αλλαγές.

$$\text{Phantom Power } V = 48.9V$$

Η τάση αυτή πρέπει να είναι $\leq 48V$. Για να ρυθμίσουμε την τάση στην κατάλληλη τιμή τοποθετήθηκαν εν σειρά με την αντίσταση $R_{12} = 243\Omega$ αντιστάσεις τιμών από 1.5 έως 3.3 Ω και μετρήθηκε η τάση εξόδου έως την λήψη της επιθυμητής τιμής. Με συνολική ονομαστική αντίσταση $R_{12} = 246,6 \Omega$ λάβαμε τάση εξόδου ακριβώς 48 V.

7.3 ΜΕΤΡΗΣΗ ΚΕΡΔΟΥΣ

Για την μέτρηση του κέρδους χρησιμοποιήθηκε μια γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων με εσωτερική αντίσταση 50Ω για την είσοδο εν σειρά με μια αντίσταση 150Ω 1% ώστε να υπάρχει η καλύτερη προσαρμογή με το στάδιο εισόδου του προενισχυτή όπως δίνεται και από την Texas Instruments για το INA217. Η έξοδος της γεννήτριας συνδέθηκε στους ακροδέκτες 2 και 3 του XLR εισόδου δηλαδή δόθηκε Balanced Input. Εφαρμόστηκε τάση εισόδου $V_{in} = 10mV_{p-p}$. Στην έξοδο με την βοήθεια παλμογράφου ανάλογα με το Gain έγινε η καταγραφή της τάσης εξόδου $V_{out} V_{p-p}$. Η ενίσχυση δίνεται από τον τύπο

$$\text{Gain} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \text{ και σε dB } \text{Gain(dB)} = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}}.$$

Στον κάτωθι πίνακα καταγράφονται οι τιμές που μετρήθηκαν και γίνεται η σύγκριση με τις θεωρητικές τιμές ενίσχυσης. Αντί για Gain από 10 έως 60dB, επειδή η μέτρηση της τάσης εξόδου γίνεται μεταξύ του ακροδέκτη 2 και της γης (1) του XLR (Male) εξόδου και όχι μεταξύ των 2 και 3 που είναι η balanced τάση εξόδου, έχουμε Gain από 4 έως 54 dB δηλαδή -6dB σε σχέση με τις τιμές που δίνονται για Balanced έξοδο. Δηλαδή αντί να μετράμε V_{p-p} της τάσης εξόδου μετράμε το V_p της. Αυτό έγινε λόγω της μη ύπαρξης δυνατότητας τριγκαρίσματος του παλμογράφου στην περίπτωση λήψης τάσης από τους ακροδέκτες 2 και 3 του XLR.

Παρατηρούμε ότι έχουμε κατά μέσο όρο μια απόκλιση της τάξης του 0.5 dB. Για την συγκεκριμένη εφαρμογή αυτή η διαφορά κρίνεται ικανοποιητική. Περιθώρια βελτίωσης υπάρχουν με την ρύθμιση των αντιστάσεων που ρυθμίζουν το Gain. Μπορούμε να φτάσουμε με αυτό τον τρόπο σε απόκλιση της τάξης του 0.05 dB. (Δεν έγινε λόγω του μεγάλου χρόνου που χρειάζεται η συγκεκριμένη διαδικασία).

Πίνακας 7.1 Αποτελέσματα μετρήσεων κέρδους Προενισχυτή

Θεωρητική Ενίσχυση με βάση τις Αντιστάσεις που χρησιμοποιήσαμε (dB)	Διαφορά Θεωρητικό από Ιδανικό Κέρδος (dB)	Θεωρητική Ενίσχυση (Unbalanced Output)	Μέτρηση Κέρδους Vout / Vin	Κέρδος (dB)	Διαφορά Θεωρητικού από Πραγματικό Κέρδος (dB)
4,00	-0,002	1,584	1,56	3,862	0,135
5,01	0,006	1,779	1,88	5,483	-0,478
6,00	-0,002	1,995	2,19	6,809	-0,811
7,00	0,002	2,239	2,34	7,384	-0,383
7,98	-0,020	2,506	2,50	7,959	0,021
9,04	0,040	2,832	2,96	9,426	-0,385
9,98	-0,020	3,155	3,28	10,317	-0,337
11,00	-0,001	3,548	3,43	10,706	0,293
11,99	-0,013	3,975	4,06	12,171	-0,183
12,99	-0,013	4,460	4,38	12,829	0,158
14,00	0,002	5,013	4,84	13,697	0,305
15,01	0,010	5,630	5,47	14,760	0,250
15,99	-0,006	6,305	6,10	15,707	0,287
17,01	0,009	7,086	6,88	16,752	0,257
18,00	0,001	7,944	7,66	17,685	0,317
19,02	0,017	8,930	8,59	18,680	0,337
20,01	0,008	10,009	9,69	19,726	0,281
20,99	-0,012	11,204	10,93	20,772	0,215
22,00	-0,001	12,587	12,18	21,713	0,286
23,02	0,020	14,158	13,75	22,766	0,254
24,01	0,005	15,859	15,31	23,700	0,306
24,98	-0,016	17,750	17,03	24,624	0,360
26,01	0,013	19,983	19,22	25,675	0,338
26,96	-0,043	22,277	21,25	26,547	0,410
27,99	-0,008	25,096	24,20	27,676	0,316
28,95	-0,048	28,027	26,70	28,530	0,421
30,01	0,014	31,675	30,30	29,629	0,385
31,00	0,000	35,483	33,75	30,565	0,435
32,01	0,005	39,835	37,75	31,538	0,467

33,04	0,037	44,860	42,95	32,659	0,378
34,02	0,025	50,261	49,00	33,804	0,221
35,05	0,050	56,556	53,50	34,567	0,482
36,00	0,002	63,112	60,00	35,563	0,439
37,00	-0,001	70,784	67,00	36,521	0,477
38,00	0,000	79,431	75,75	37,588	0,412
39,01	0,013	89,261	84,75	38,563	0,450
39,99	-0,008	99,912	94,50	39,509	0,484
40,98	-0,017	111,988	106,25	40,527	0,457
42,01	0,007	126,000	119,50	41,547	0,460
43,02	0,024	141,647	134,25	42,558	0,466
44,01	0,013	158,729	150,00	43,522	0,491
44,99	-0,007	177,678	167,75	44,493	0,499
46,01	0,012	199,807	187,50	45,460	0,552
47,01	0,013	224,214	212,50	46,547	0,466
47,99	-0,007	251,000	237,50	47,513	0,480
49,00	0,002	281,899	264,00	48,432	0,570
49,98	-0,021	315,465	293,00	49,337	0,642
51,02	0,019	355,610	337,50	50,565	0,454
52,03	0,028	399,406	378,00	51,550	0,478
53,01	0,014	447,429	418,00	52,424	0,591
54,00	-0,003	501,000	468,00	53,405	0,592

7.3.1 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΑΣΕΩΝ ΕΙΣΟΔΟΥ ΚΑΙ ΕΞΟΔΟΥ

Δίνοντας με μια γεννήτρια ακουστικών συχνοτήτων σήμα κατάλληλο στην είσοδο και μεταβάλλοντας το Gain παρατηρούμε το πότε ανάβει το led signal και overload. Με την βοήθεια παλμογράφου μετράμε την τάση εξόδου και καταγράφουμε αυτές τις τιμές. Οι μετρήσεις γίνονται για Balanced έξοδο.

Ένδειξη Signal $V_{out} = 2.94 \times 2 = 5.88V_{p-p}$ ή $2.08V_{rms}$ 8.6dBu

Ένδειξη Overload $V_{out} = 12.9 \times 2 = 25.8V_{p-p}$ ή $9.12V_{rms}$ 21.4dBu

Με φορτίο στην έξοδο 2 ΚΩ και θέτοντας το Gain 10 dB Balanced και μεταβάλλοντας την τάση εισόδου έως ότου πάρουμε την μέγιστη έξοδο, καταγράφουμε αυτές τις τιμές που αποτελούν τις μέγιστες τιμές εισόδου και εξόδου

Μέγιστη τάση εξόδου 13.12 Vp-p ή 21.56 dBu με τάση εισόδου 8.5 Vp-p

Επαναλαμβάνουμε τα παραπάνω με Gain 60 dB Balanced

Μέγιστη τάση εξόδου 12.97 V_{p-p} ή 21.47 dBu με τάση εισόδου 27 mV_{p-p}

7.4 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ (ΕΥΡΟΥΣ ΖΩΝΗΣ)

Με χρήση ψηφιακής γεννήτριας και παλμογράφου πραγματοποιούμε μετρήσεις για την μέτρηση της απόκρισης (εύρος ζώνης) του προενισχυτή.

Πραγματοποιήσαμε δυο σειρές μετρήσεων ώστε να έχουμε μια εικόνα για την ελάχιστη και μέγιστη ενίσχυση με τάση εξόδου (μη παραμορφωμένη) περίπου V_{out} 12V_p.

Με Gain = 26dB Balanced και ρυθμίζοντας την τάση εισόδου στα 620mV_{p-p} έχουμε στο 1KHz τάση εξόδου 11,9 V_p τάση εξόδου (λίγο πριν το Overload). Με αυτή την τάση εισόδου και μεταβάλλοντας την συχνότητα από 30 Hz έως 350 MHz μετράμε την τάση εξόδου και τα αποτελέσματα τα καταγράφουμε στον πίνακα 7.2. Μετά κανονικοποιούμε τις μετρήσεις μας σε σχέση με την μέγιστη τάση εξόδου που μετρήσαμε και τις εκφράζουμε σε

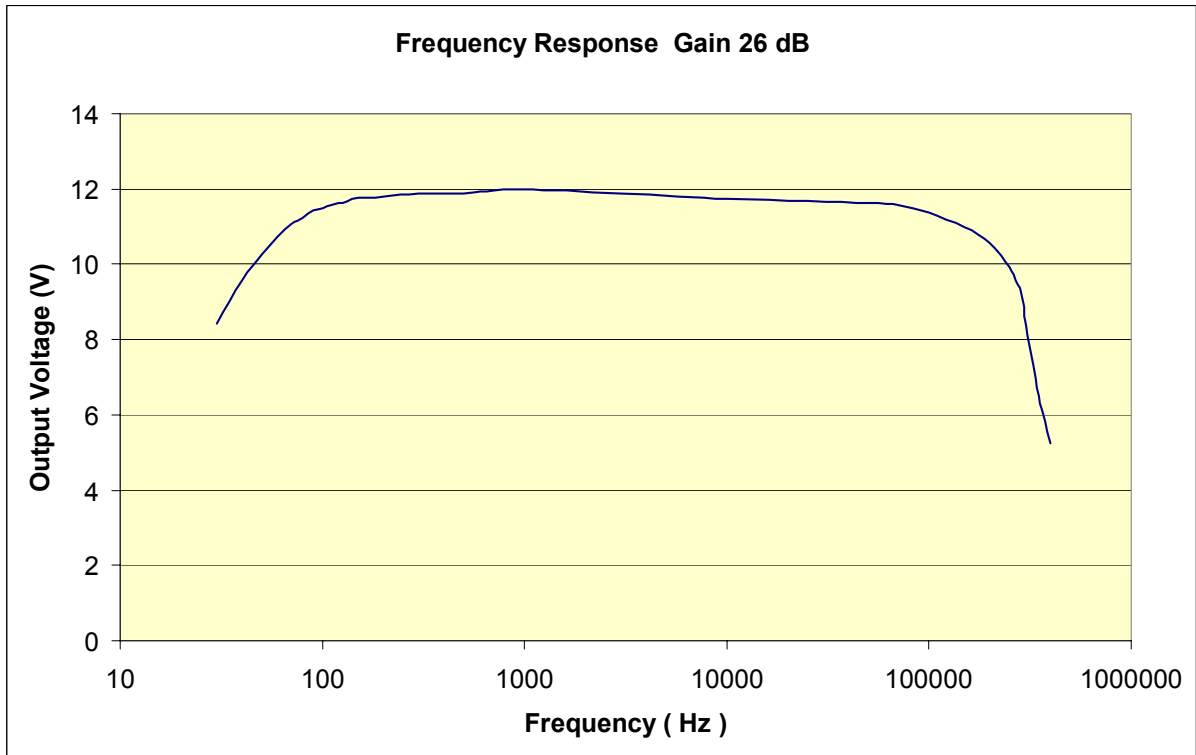
dBV με βάση την σχέση $V(\text{dBV})=20 \cdot \log \frac{V(\text{Volts})}{1\text{Volt}}$. Με βάση τα δεδομένα του πίνακα

μετρήσεων χαράζουμε τα διαγράμματα (κέρδους τάσης) απόκρισης συχνότητας τα οποία δίνονται στα σχήματα 7.1 και 7.2. Από τα διαγράμματα και τις μετρήσεις υπολογίζουμε το εύρος ζώνης -3dB το οποίο είναι $f_{(\text{low} - 3\text{dB})} = 30\text{Hz}$ και $f_{(\text{high} - 3\text{dB})} = 310\text{KHz}$ το οποίο είναι πολύ ικανοποιητικό και καλύπτει πλήρως τις απαιτήσεις που έχουμε από τον προενισχυτή.

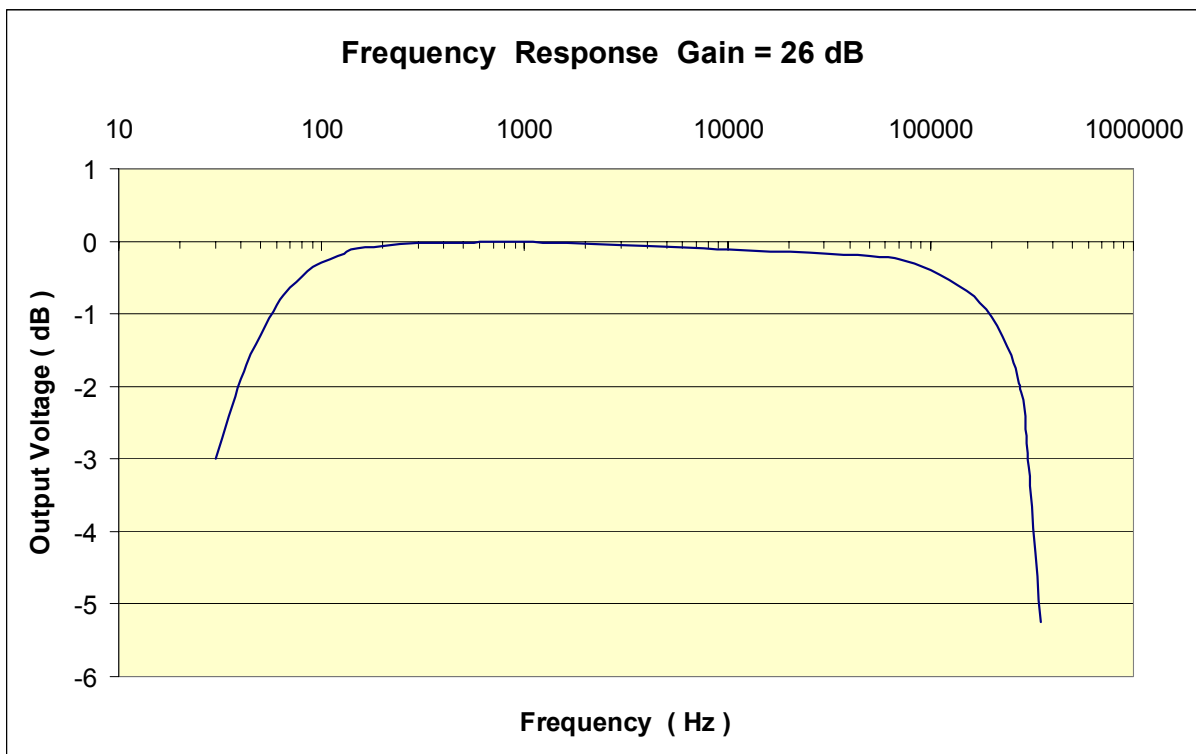
Πίνακας 7.2 Πίνακας Μετρήσεων Απόκρισης Προενισχυτή Gain = 26 dB

Frequency (Hz)	Vout (Vp)	Normalized Vout (dBV)
30	8,43	-2,99
40	9,56	-1,90
50	10,25	-1,30
60	10,75	-0,88
70	11,06	-0,64
80	11,25	-0,49
90	11,43	-0,35
100	11,50	-0,30
110	11,56	-0,25
120	11,62	-0,21
130	11,67	-0,17
140	11,75	-0,11
200	11,81	-0,07
300	11,87	-0,02
500	11,88	-0,02
1000	11,90	0,00
10000	11,75	-0,11
50000	11,62	-0,21
70000	11,56	-0,25
100000	11,37	-0,40
150000	11,00	-0,68
200000	10,56	-1,04
250000	9,93	-1,57
270000	9,56	-1,90
280000	9,37	-2,08
290000	9,12	-2,31
295000	8,87	-2,55
300000	8,50	-2,92
350000	6,50	-5,25

Στο σχήμα 7.1 δίνεται το εύρος ζώνης του προενισχυτή με την έξοδο εκφρασμένη σε Volts και στο σχήμα 7.2 η έξοδος δίνεται εκφρασμένη σε dBV. Και από τα διαγράμματα είναι φανερό η πολύ καλή απόκριση συχνότητας του προενισχυτή.



Σχήμα 7.1 Απόκριση Συχνότητας Gain = 26 dB (Vout σε Volts)



Σχήμα 7.2 Απόκριση Συχνότητας Gain = 26 dB (Vout σε dBV)

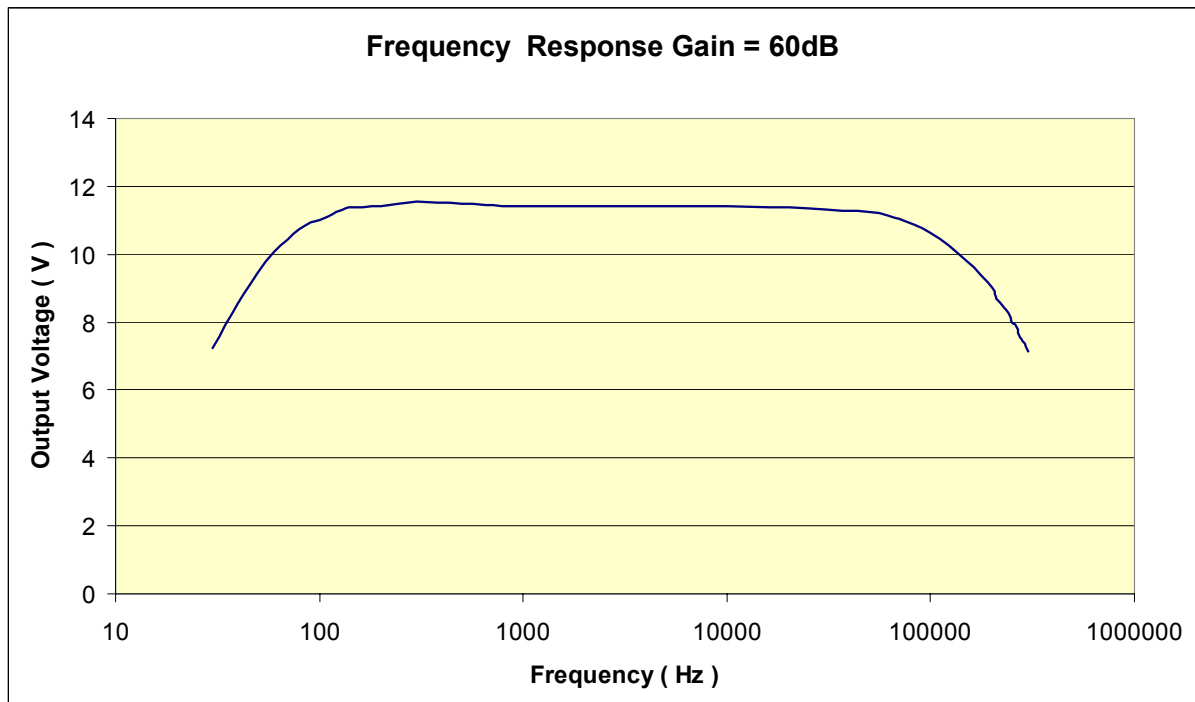
Με Gain = 60dB Balanced και ρυθμίζοντας την τάση εισόδου στα 12,3mVp-p έχουμε στο 1KHz τάση εξόδου 11,5 Vp τάση εξόδου (λίγο πριν το Overload). Με βάση τα δεδομένα του πίνακα μετρήσεων χαράζουμε τα διαγράμματα (κέρδους τάσης) απόκρισης συχνότητας τα οποία δίνονται στα σχήματα 7.1 και 7.2. Από τα διαγράμματα και τις μετρήσεις υπολογίζουμε το εύρος ζώνης -3dB το οποίο είναι $f_{(low-3dB)} = 35\text{Hz}$ και $f_{(high-3dB)} = 245\text{KHz}$ το οποίο είναι πολύ ικανοποιητικό και καλύπτει πλήρως τις απαιτήσεις που έχουμε από τον προενισχυτή.

Πίνακας 7.2 Πίνακας Μετρήσεων Απόκρισης Προενισχυτή Gain = 60 dB

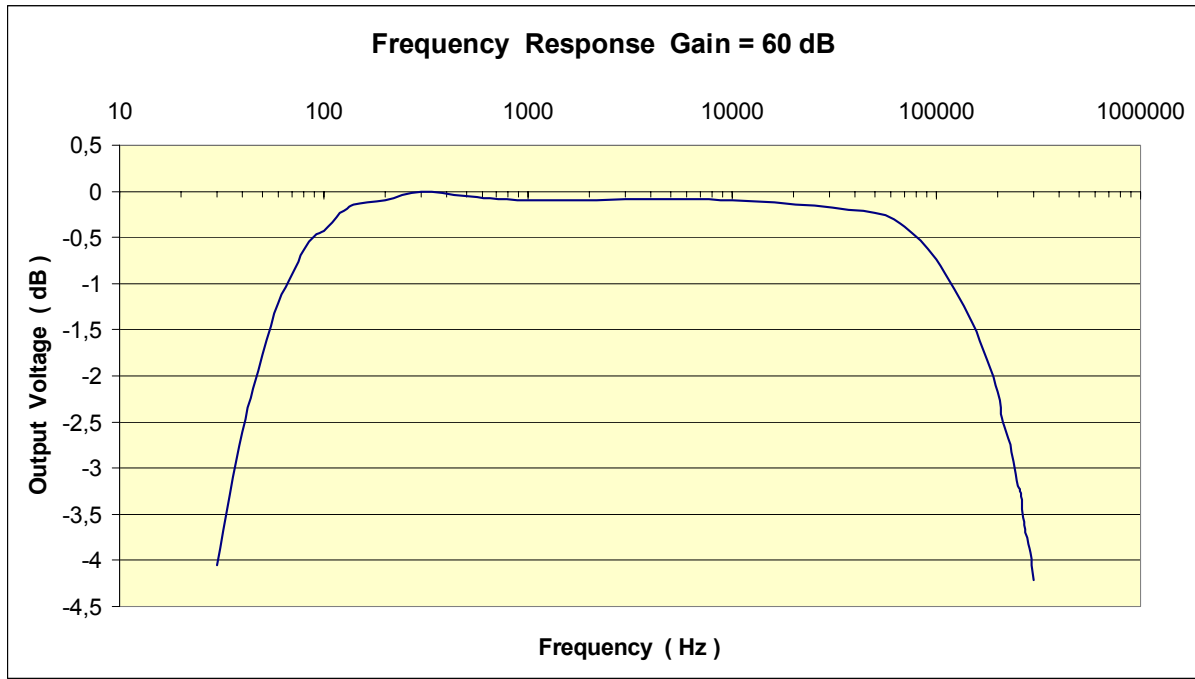
Frequency (Hz)	Vout (Vp)	Normalized Vout (dBV)
30	7,25	-4,05
40	8,56	-2,61
50	9,43	-1,77
60	10,06	-1,21
70	10,43	-0,89
80	10,75	-0,63
90	10,93	-0,49
100	11,00	-0,43
110	11,13	-0,33
120	11,25	-0,24
130	11,31	-0,19
140	11,37	-0,14
200	11,43	-0,10
300	11,56	0,00
500	11,50	-0,05
1000	11,43	-0,10
10000	11,43	-0,10
50000	11,25	-0,24
70000	11,06	-0,38
100000	10,62	-0,74
150000	9,81	-1,43
200000	9,00	-2,17
210000	8,71	-2,46
220000	8,56	-2,61
230000	8,43	-2,74
240000	8,25	-2,93
250000	8,00	-3,20

260000	7,93	-3,27
270000	7,62	-3,62
280000	7,50	-3,76
290000	7,37	-3,91
300000	7,12	-4,21

Στο σχήμα 7.3 δίνεται το εύρος ζώνης του προενισχυτή με την έξοδο εκφρασμένη σε Volts και στο σχήμα 7.4 η έξοδος δίνεται εκφρασμένη σε dB. Και από τα διαγράμματα είναι φανερή η πολύ καλή απόκριση συχνότητας του προενισχυτή.



Σχήμα 7.3 Απόκριση Συχνότητας Gain = 60 dB (Vout σε Volts)



Σχήμα 7.4 Απόκριση Συχνότητας Gain = 60 dB (Vout σε dBV)

7.5 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΘΟΡΥΒΟΥ

Οι μετρήσεις θορύβου είναι δύο. Θόρυβος εξόδου και SNR. Αυτές πραγματοποιούνται με την χρήση γεννήτριας ακουστικών συχνοτήτων και Αναλυτή Φάσματος. Ο αναλυτής φάσματος είχε εύρος ζώνης από 50 Hz έως 150 MHz.

Τις μετρήσεις με τον αναλυτή τις κάναμε θέτοντας εύρος ζώνης από 50Hz έως 20KHz.

Το 1^ο βήμα ήταν η ανάλυση του σήματος της γεννήτριας στον Αναλυτή Φάσματος. Παρατηρήθηκε ότι η γεννήτρια είχε 5 αρμονικές στα 3050, 8700, 9700, 10700 και 18700 Hz. Λόγω μη ύπαρξης καλύτερης γεννήτριας στο εργαστήριο οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με την συγκεκριμένη μη λαμβάνοντας υπ' όψη τις συγκεκριμένες αρμονικές.

Με αντίσταση γεννήτριας στα 50 Ω, συχνότητα 1KHz, $V_{out} = 23.2mV_{p-p}$ και εσωτερική αντίσταση του αναλυτή φάσματος στα 50Ω το αποτέλεσμα που λάβαμε ήταν

-132.91dBm/Hz. Το αποτέλεσμα αυτό είναι σε μορφή ισχύος $\frac{V^2/R}{Hz}$ και η αντιστοιχία είναι

143nV/ \sqrt{Hz} .

Το 2^ο βήμα ήταν η μέτρηση θορύβου του ενισχυτή

Με Balanced είσοδο και έξοδο δίνοντας είσοδο με την γεννήτρια, την οποία έχουμε ρυθμίσει να έχει αντίσταση εξόδου 50Ω, συχνότητα 1kHz, 23.2mVp-p τάση και θέτοντας

60dB Gain με φορτίο στην έξοδο 4KΩ ($V_{out}=22V_{p-p}$) συνδέουμε τον αναλυτή για την μέτρηση του θορύβου στην έξοδο. Το αποτέλεσμα που λάβαμε είναι $-113.29dBm/Hz$ ή αντίστοιχα $1.369\mu V/\sqrt{Hz}$. Το σήμα το μετρήσαμε στα $-29.24dBm/Hz$. Έτσι το SNR του προενισχυτή είναι 84.04dB.

Άρα το SNR > 80 dB

7.6 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

Για να μετρήσουμε την παραμόρφωση που εισάγει στο σήμα εισόδου ο προενισχυτής τροφοδοτούμε το κύκλωμα με Balanced είσοδο ημιτονοειδές κυματομορφή μέσω της γεννήτριας ακουστικών συχνοτήτων ρυθμιζόμενης να έχει $R_s=50\Omega$ εν σειρά με μία αντίσταση 150Ω ώστε να προσομοιώσουμε με σχετική ακρίβεια το μικρόφωνο (ως προς την αντίσταση).

Συνδέουμε την έξοδο του προενισχυτή μέσω αντίστασης φορτίο $2K\Omega$ ανά κανάλι ($4K\Omega$ συνολική αντίσταση φορτίου) στον αναλυτή φάσματος ο οποίος έχει αντίσταση εισόδου 50Ω και είναι ρυθμισμένος ώστε να σαρώσει ένα εύρος ζώνης 50Hz έως 20KHz. Αυτό γίνεται ώστε να μην έχουμε υπερφόρτωση του σταδίου εξόδου λόγω χαμηλής αντίστασης φορτίου.

Πραγματοποιούμε δύο μετρήσεις :

1^η μέτρηση Gain=10 db Balanced output

2^η μέτρηση Gain=60 db Balanced output

Gain=10 db

Θέτουμε ημιτονοειδές σήμα $6.6V_{p-p}$ συχνότητας 1KHz στην είσοδο με έξοδο στα $20.47V_{p-p}$ και αναλύουμε το σήμα εξόδου με τον αναλυτή φάσματος. Θέτουμε την 1^η αρμονική στα 0dB και μετράμε τις άλλες αρμονικές πόσα dB κάτω από την 1^η είναι. Τα αποτελέσματα τα παραθέτουμε παρακάτω.

Για να υπολογίσουμε την αρμονική παραμόρφωση %THD + Noise ακολουθούμε τα παρακάτω βήματα:

Το αποτέλεσμα που παίρνουμε για κάθε αρμονική το εκφράζουμε στην μορφή :

$$10^{h/10} = v \text{ όπου } h \text{ είναι το αποτέλεσμα σε dB}$$

$$\text{Προσθέτουμε τα } v \text{ όλων των αρμονικών} \quad v_2 + v_3 + v_n = s$$

$$\text{Μετά το εκφράζουμε σε} \quad \text{dB } 10 \log(s) = d$$

Και η συνολική παραμόρφωση δίνεται από τον τύπο :

$$\%THD + Noise = 100 \times 10^{d/20}$$

Ουσιαστικά δεν υπήρχαν αρμονικές πέραν τις 1^{ης}. Έτσι μέσω του μάρκερ του αναλυτή μετρήθηκε το επίπεδο αρμονικών και θορύβου στις συχνότητες που αντιστοιχούν σε αυτές τις αρμονικές.

3^η αρμονική -82.31db συχνότητα 3050Hz

5^η αρμονική -83,59db στα 5037Hz που ουσιαστικά είναι θόρυβος.

Οι άλλες αρμονικές ουσιαστικά δεν υπάρχουν και υπάρχει μόνο θόρυβος στα επίπεδα του -83.5 dB

Και το αποτέλεσμα που βγαίνει είναι **%THD + Noise = 0.01**

Αν δεν λάβουμε υπ' όψη την 5^η αρμονική στους υπολογισμούς όπως θα έπρεπε κανονικά λόγω της ύπαρξης μόνο θορύβου από την 3^η αρμονική και μετά η παραμόρφωση είναι **%THD + Noise = 0.00766**

Gain = 60 dB

Επαναλαμβάνουμε την ίδια διαδικασία με $V_{in} = 20\text{mVp-p}$ και $V_{out} = 9.31\text{Vp}$ και τα αποτελέσματα που παίρνουμε είναι :

3^η αρμονική -74.31db στα 3045Hz

5^η αρμονική -76.99db στα 5034Hz που ουσιαστικά είναι θόρυβος.

Και το αποτέλεσμα που βγαίνει είναι **%THD + Noise = 0.0239**

Αν δεν λάβουμε υπ' όψη την 5^η αρμονική στους υπολογισμούς όπως θα έπρεπε κανονικά λόγω της ύπαρξης μόνο θορύβου από την 3^η αρμονική και μετά η παραμόρφωση είναι **%THD + Noise = 0.0193**

7.7 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ CMRR

Για να μετρήσουμε το CMRR θέτουμε το κέρδος του ενισχυτή στα 60dBu και δίνουμε στην είσοδο κοινό σήμα 25mVp-p ώστε σε συνθήκες διαφορικής εισόδου να έχουμε τάση εξόδου 13.2Vp δηλαδή μέγιστη έξοδο. Μετράμε την τάση στην έξοδο μέσω ψηφιακού παλμογράφου αλλά τις περισσότερες φορές το αποτέλεσμα ήταν πολύ μικρό και δεν υπήρχε η δυνατότητα να το μετρήσουμε με τους παλμογράφους που είχαμε γιατί μας δίνανε θόρυβο τις τάξης των 2-3 mV. Υποθέτοντας τάση εξόδου κάτω του 1mV έχουμε CMRR>75dB

Άρα για Gain=60 db έχουμε **CMRR >75 dB**

Τα ίδια αποτελέσματα έχουμε και για gain 10 και τάση εισόδου 6.6Vp-p.

Έχοντας τελειώσει με τις μετρήσεις παραθέτουμε τις τιμές συγκεντρωτικά

Αντίσταση Εισόδου (Input Impedance)::

5.09KΩ ανά είσοδο (Balanced input)

Αντίσταση Εξόδου (Output Impedance)::

50Ω

Κλίμακα ενίσχυσης (Gain Range):

12 έως 66 dB

Δυνατότητα Ρύθμισης Gain από 10 έως 60 dB ανά 1 dB μέγιστο σφάλμα +0.5dB

Τάσεις DC:

Phantom Power	+48V
Τροφοδοσία ολοκληρωμένων θετικές τάσεις	+15.08V
αρνητικές τάσεις	-15.12V

Τάσεις εισόδου:

Μέγιστη τάση εισόδου	Gain 10 dB	8.5 Vp-p	ή	11.7 dBu
	Gain 60 dB	52 mVp-p	ή	-32.17 dBu

CMRR: > 75dB

(Gain 60 dB, Rs = 150Ω, f = 150 Hz)

Τάσεις εξόδου:

Ένδειξη Signal	Balanced output	2.08 Vrms	ή	8.6 dBu
Ένδειξη Overload	Balanced output	9.12 Vrms	ή	21.4 dBu

Μέγιστη τάση εξόδου (με φορτίο εξόδου 2KΩ):

Balanced output	18.55 Vrms	ή	27.6 dBu
-----------------	------------	---	----------

Θόρυβος:

$$\text{Ισοδύναμο Θορύβου Εισόδου (θόρυβος γεννήτριας)} = 143 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\text{Θόρυβος ενισχυτή} = 1.369 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

(Gain 60 dB, $R_s = 150\Omega$, BW = 20 KHz, $R_L=4\text{K}\Omega$)

$$\text{SNR (Gain 60 dB, } R_s = 150\Omega, \text{ BW = 20 KHz, } R_L=4\text{K}\Omega) > 80\text{dB}$$

$$\text{THD\% + Noise Gain 10 dB, } R_L = 4\text{K}\Omega, \text{ BW = 20 KHz} \quad \mathbf{0.01}$$

(για έξοδο 10.23Vp ή 19dBu)

$$\text{THD\% + Noise Gain 60 dB, } R_L = 4\text{K}\Omega, \text{ BW = 20 KHz} \quad \mathbf{0.0239}$$

(για έξοδο 9.31Vp ή 18.6dBu)

Απόκριση Συχνότητας:

Gain 26 dB $f_L=30 \text{ Hz (-3 dB)}$ $f_H=310 \text{ KHz (-3 dB)}$

Gain 60 dB $f_L=35 \text{ Hz (-3 dB)}$ $f_H=245 \text{ KHz (-3 dB)}$

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

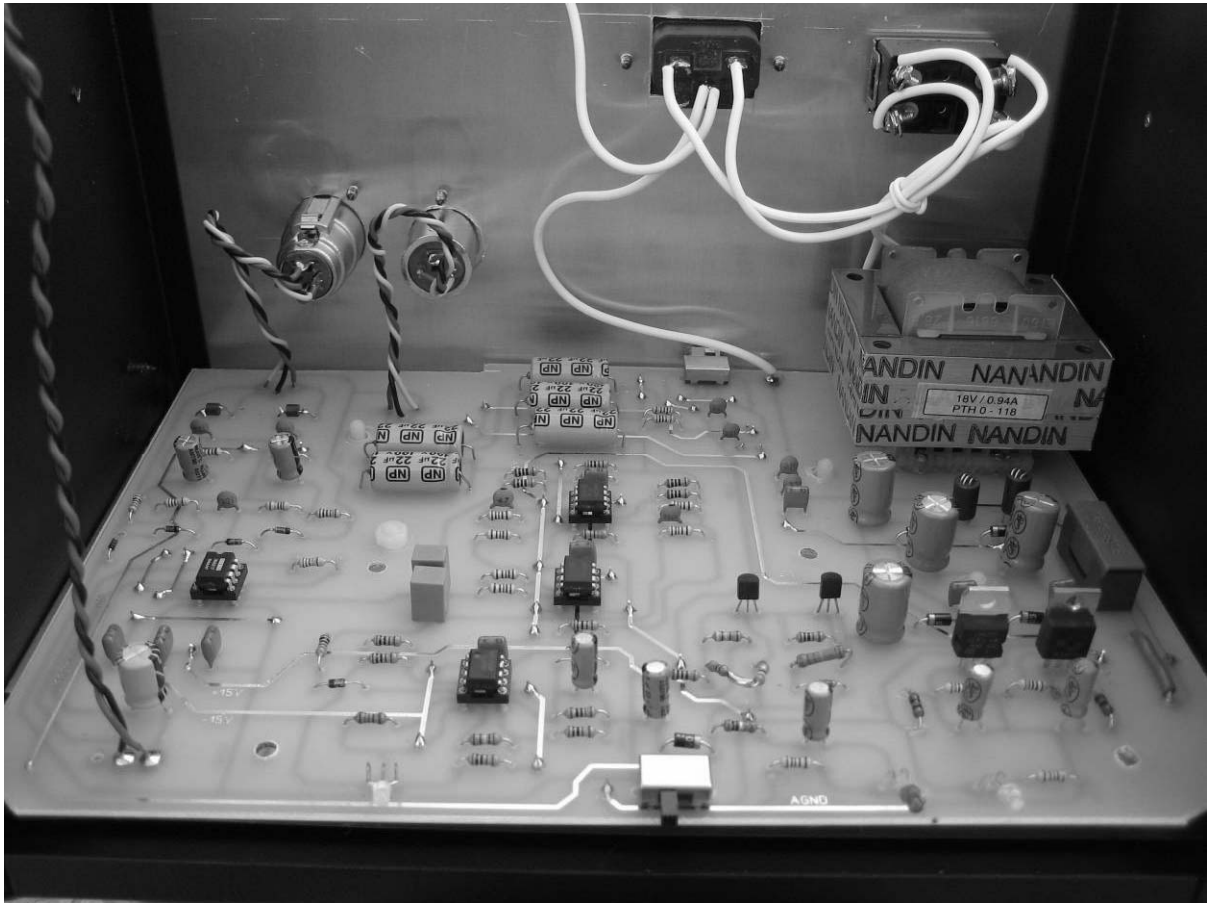
- 1) Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα Sedra Smith τόμος Α Κεφάλαια 2, 3 και 6.
- 2) Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα Sedra Smith τόμος Β Κεφάλαια 8, 8 1 και 10.
- 3) Ολοκληρωμένη Ηλεκτρονική Millman Χαλκιά τόμος Α Κεφάλαιο 4.
- 4) Ολοκληρωμένη Ηλεκτρονική Millman Χαλκιά τόμος Β Κεφάλαια 13, 14, 15, 16 και 18.
- 5) Ηλεκτρονικά Κυκλώματα 2 και εφαρμογές Μαγγανά Φωτούλα όλα τα κεφάλαια.
- 6) Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρονικών Συστημάτων Καγιάφα Ε. και Κουκούτση Η.
- 7) Ειδική αναφορά χρήζει το περιεχόμενο της σελίδας <http://sound.westhost.com/p-list.htm> όπου έχει συγκεντρωμένα πολλές χρήσιμες εφαρμογές πάνω στα συστήματα ήχου.

Επίσης έχει γίνει χρήση των περιεχομένων των κάτωθι σελίδων :

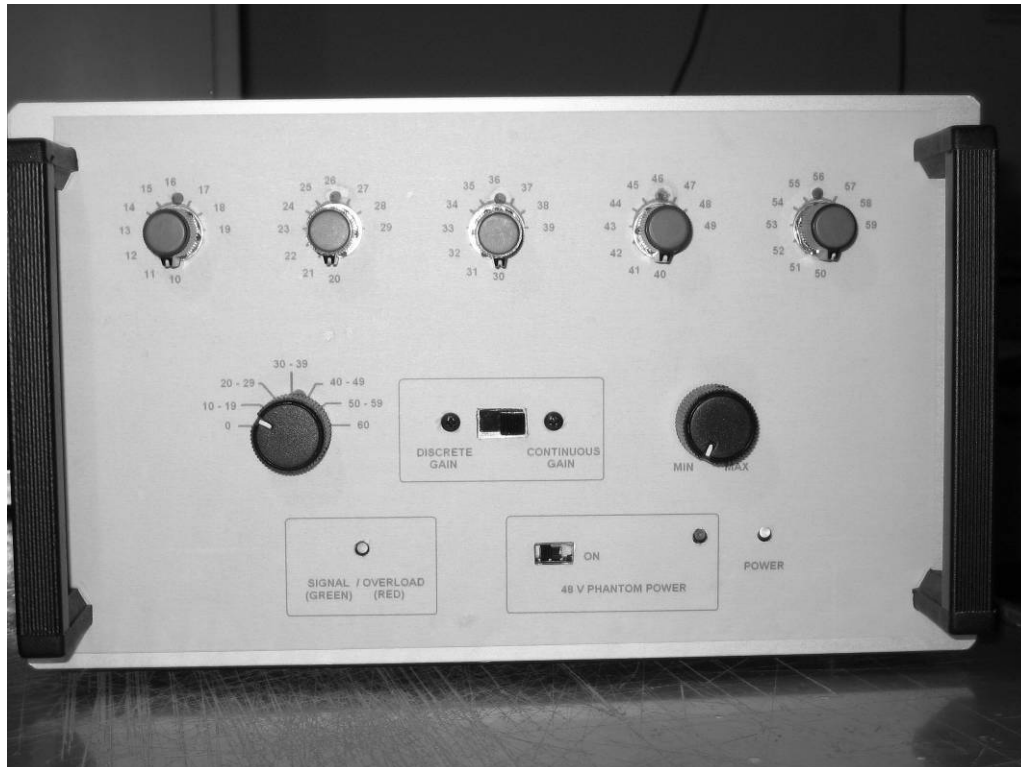
- 8) <http://www.shure.com/support/technotes/default.htm>
- 9) <http://www.dself.dsl.pipex.com/ampins/balanced/balanced.htm>
- 10) <http://www.dself.dsl.pipex.com/ampins/webbop/opamp.htm#theo>
- 11) http://www.allaboutcircuits.com/vol_3/chpt_8/1.html
- 12) <http://www.rane.com/library.html>
- 13) <http://www.rane.com/note110.html>
- 14) <http://www.rane.com/note124.html>

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Παρακάτω τίθενται τα layouts του προενισχυτή δηλαδή το cooper up layer, το down layer καθώς και η τοπολογία των εξαρτημάτων. Επίσης δίνεται ο κατάλογος των εξαρτημάτων και το στάδιο χρησιμοποίησής τους. **Προσοχή!!! Η απεικόνιση των layouts δεν είναι ακριβώς σε κλίμακα 1:1.** Επίσης δίνονται και μερικές φωτογραφίες του εσωτερικού και εξωτερικού του προενισχυτή.



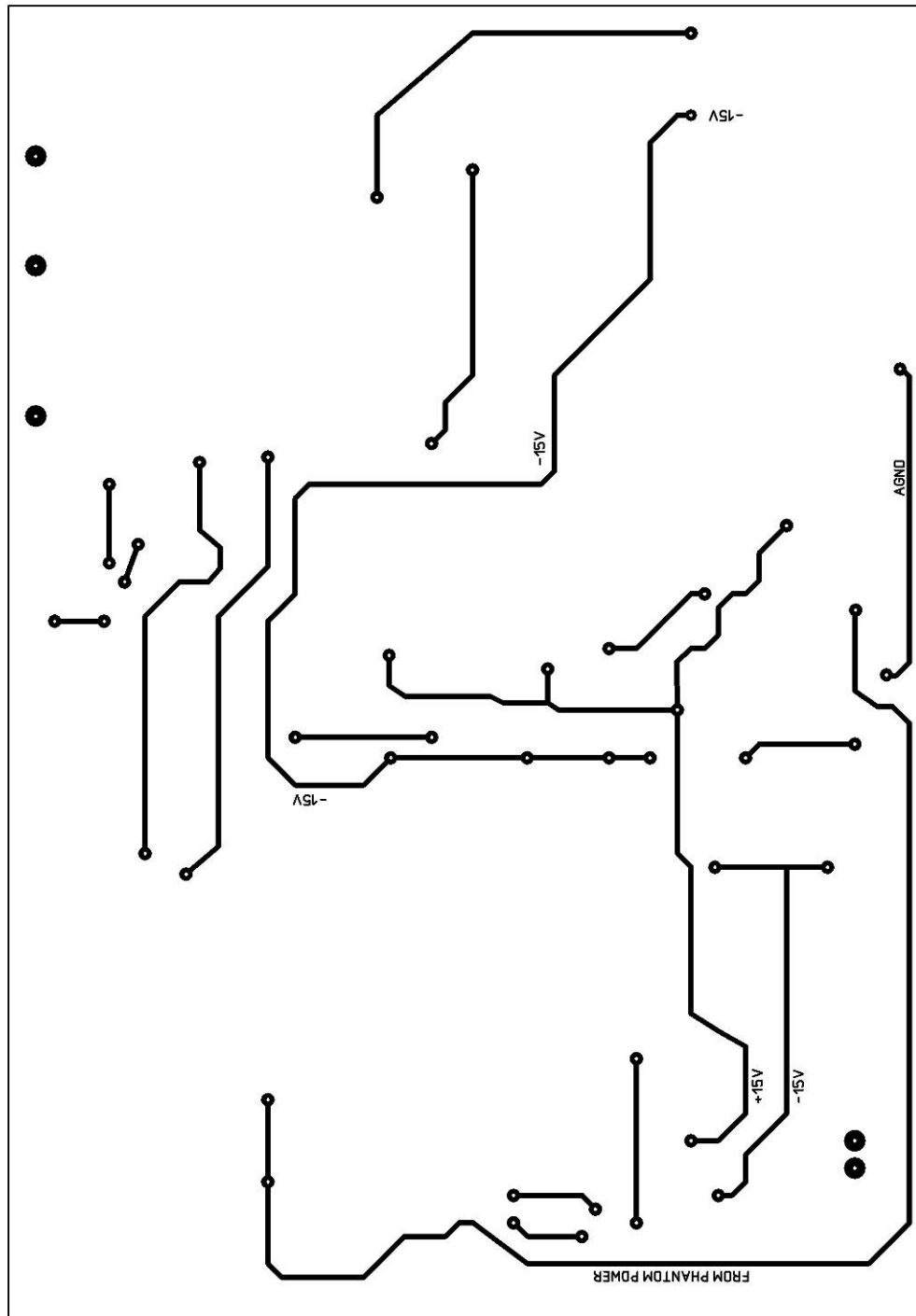
Εσωτερικό της κατασκευής



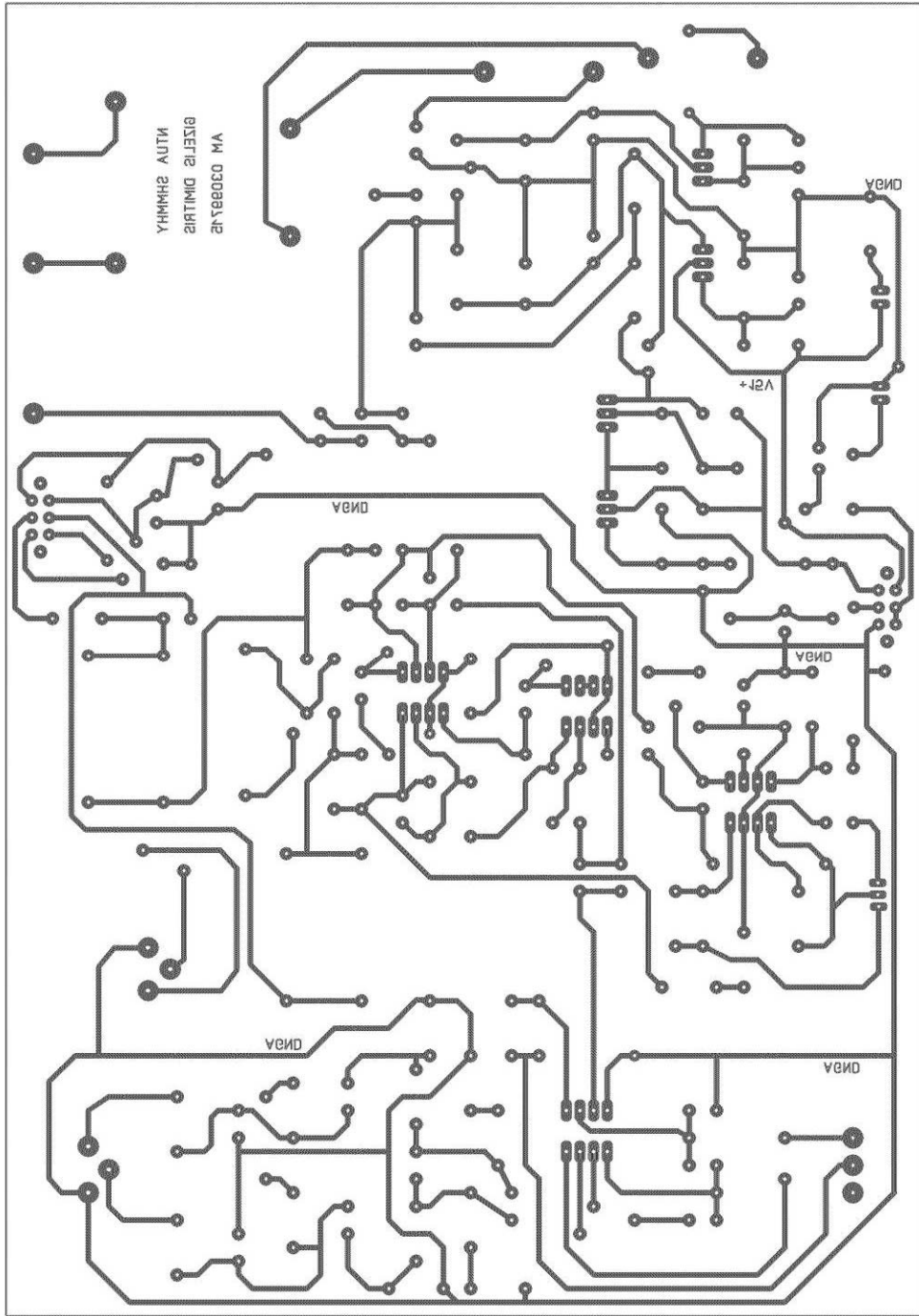
Πρόσψη κατασκευής



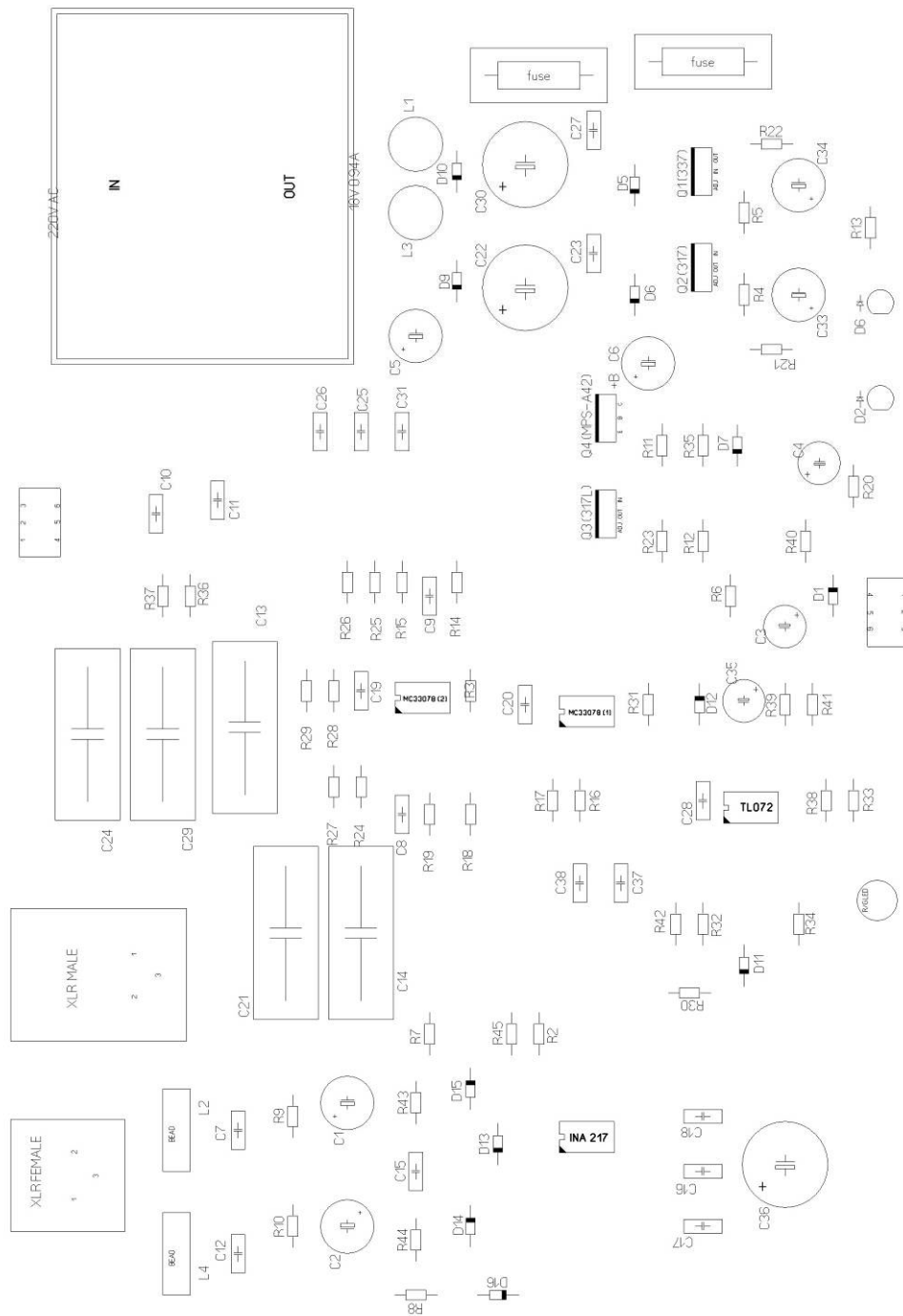
Πίσω όψη κατασκευής



Up layout



Down layout



Τοπολογία εξαρτημάτων

Κατάλογος εξαρτημάτων

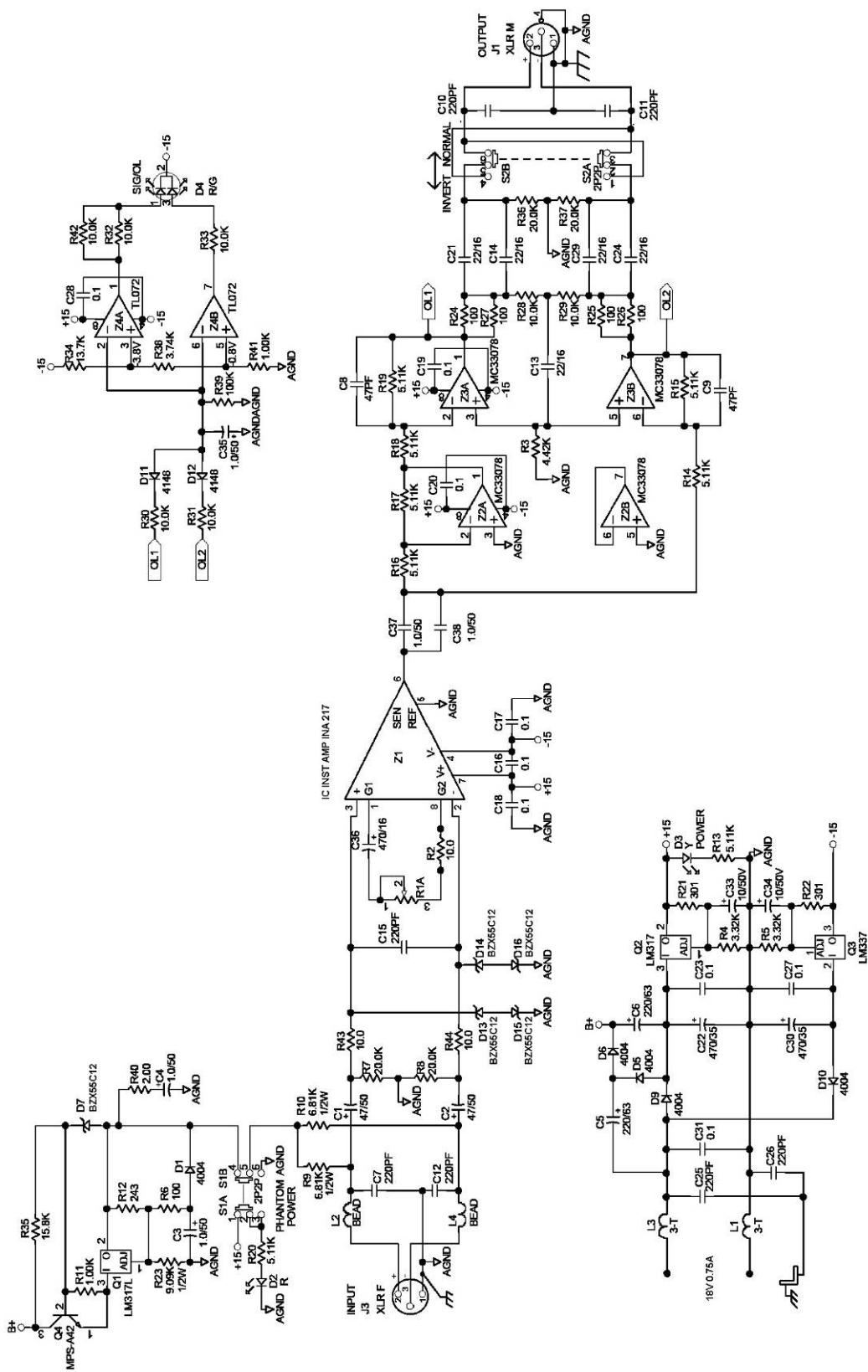
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

A/A	Είδος	Τιμή	Περιοχή
1	INA217		Ενισχυτής
2	LM317		Τροφοδοτικό
3	LM317L		POWER PHANTOM
4	LM337		Τροφοδοτικό
5	MC33078	Διπλός	Στάδιο Εξόδου
6	MPSA42		POWER PHANTOM
7	SWITCH 2P2P		POWER PHANTOM
8	SWITCH 2P2P		Στάδιο Εξόδου
9	TL072	Διπλός	OVERLOAD
	TRANSFORMER		
10	230V~-50HZ-20W- 80mA 18V~-0.75A		Τροφοδοτικό
RESISTORS			
1	R	2 10.0	Ενισχυτής
2	R	3 4.42K	Στάδιο Εξόδου
3	R	4 3.32K	Τροφοδοτικό
4	R	5 3.32K	Τροφοδοτικό
5	R	6 100	POWER PHANTOM
6	R	7 20.0K	RFI
7	R	8 20.0K	RFI
8	R	9 6.81K	1/2w POWER PHANTOM
9	R	10 6.81K	1/2w POWER PHANTOM
10	R	11 1.00K	POWER PHANTOM
11	R	12 243	POWER PHANTOM
12	R	13 5.11K	Τροφοδοτικό
13	R	14 5.11K	Στάδιο Εξόδου
14	R	15 5.11K	Στάδιο Εξόδου
15	R	16 5.11K	Στάδιο Εξόδου
16	R	17 5.11K	Στάδιο Εξόδου
17	R	18 5.11K	Στάδιο Εξόδου
18	R	19 5.11K	Στάδιο Εξόδου
19	R	20 5.11K	POWER PHANTOM
20	R	21 301	Τροφοδοτικό
21	R	22 301	Τροφοδοτικό

22	R	23	9.09K	1/2w	POWER PHANTOM
23	R	24	100		Στάδιο Εξόδου
24	R	25	100		Στάδιο Εξόδου
25	R	26	100		Στάδιο Εξόδου
26	R	27	100		Στάδιο Εξόδου
27	R	28	10.0K		Στάδιο Εξόδου
28	R	29	10.0K		Στάδιο Εξόδου
29	R	30	10.0K		OVERLOAD
30	R	31	10.0K		OVERLOAD
31	R	32	10.0K		OVERLOAD
32	R	33	10.0K		OVERLOAD
33	R	34	13.7K		OVERLOAD
34	R	35	15.8K		POWER PHANTOM
35	R	36	20.0K		Στάδιο Εξόδου
36	R	37	20.0K		Στάδιο Εξόδου
37	R	38	3.74K		OVERLOAD
38	R	39	100K		OVERLOAD
39	R	40	2.00		POWER PHANTOM
40	R	41	1.00K		OVERLOAD
41	R	42	10.0K		OVERLOAD
42	R	43	10.0		RFI
43	R	44	10.0		RFI
44	R	45	10.0		Ενισχυτής
45	R	1A	2KRD	Ποτενσιόμετρο	Ενισχυτής
CAPACITORS					
1	C	1	47/50 EL		RFI
2	C	2	47/50 EL		RFI
3	C	3	1.0/50 EL		POWER PHANTOM
4	C	4	1.0/50 EL		POWER PHANTOM
5	C	5	220/63 EL		Τροφοδοτικό
6	C	6	220/63 EL		Τροφοδοτικό
7	C	7	220P		RFI
8	C	8	47P		Στάδιο Εξόδου
9	C	9	47P		Στάδιο Εξόδου
10	C	10	220P		Στάδιο Εξόδου
11	C	11	220P		Στάδιο Εξόδου
12	C	12	220P		RFI
13	C	13	22/16	NP	Στάδιο Εξόδου
14	C	14	22/16	NP	Στάδιο Εξόδου
15	C	15	220P		RFI

16	C	16	0.1		Ενισχυτής
17	C	17	0.1		Ενισχυτής
18	C	18	0.1		Ενισχυτής
19	C	19	0.1		Στάδιο Εξόδου
20	C	20	0.1		Στάδιο Εξόδου
21	C	21	22/16	NP	Στάδιο Εξόδου
22	C	22	470/35 EL		Τροφοδοτικό
23	C	23	0.1		Τροφοδοτικό
24	C	24	22/16	NP	Στάδιο Εξόδου
25	C	25	220P		Τροφοδοτικό
26	C	26	220P		Τροφοδοτικό
27	C	27	0.1		Τροφοδοτικό
28	C	28	0.1		OVERLOAD
29	C	29	22/16	NP	Στάδιο Εξόδου
30	C	30	470/35 EL		Τροφοδοτικό
31	C	31	0.1		Τροφοδοτικό
32	C	33	10/50 EL		Τροφοδοτικό
33	C	34	10/50 EL		Τροφοδοτικό
34	C	35	1.0/50 EL		OVERLOAD
35	C	36	470/16 EL		Ενισχυτής
36	C	37	1.0/50	NP	Στάδιο Εξόδου
37	C	38	1.0/50	NP	Στάδιο Εξόδου
DIODE					
1	D	1	4004		POWER PHANTOM
2	D	2	LED	RED	POWER PHANTOM
3	D	3	LED	Y	Τροφοδοτικό
4	D	4	LED	RED/GREEN	OVERLOAD
5	D	5	4004		Τροφοδοτικό
6	D	6	4004		Τροφοδοτικό
7	D	7	BZX55C12		POWER PHANTOM
8	D	9	4004		Τροφοδοτικό
9	D	11	4148		OVERLOAD
10	D	12	4148		OVERLOAD
11	D	13	BZX55C12		RFI
12	D	14	BZX55C12		RFI
13	D	15	BZX55C12		RFI
14	D	16	BZX55C12		RFI
INDUCTORS					
1	L	1	3-T		Τροφοδοτικό
2	L	2	BEAD		RFI

3	L	3	3-T	Τροφοδοτικό
4	L	4	BEAD	RFI



Πλήρες Σχέδιο Προενισχυτή

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

DATASHEETS ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ

INA217 _____

MC33078 _____

TL072 _____

LM317 _____

LM317L _____

LM337 _____

MPSA42 _____

1N4005 _____

1N4148 _____

BZX55C12 _____



Low-Noise, Low-Distortion INSTRUMENTATION AMPLIFIER Replacement for SSM2017

FEATURES

- **LOW NOISE:** $1.3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ at 1kHz
- **LOW THD+N:** 0.004% at 1kHz, $G = 100$
- **WIDE BANDWIDTH:** 800kHz at $G = 100$
- **WIDE SUPPLY RANGE:** $\pm 4.5\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$
- **HIGH CMR:** $> 100\text{dB}$
- **GAIN SET WITH EXTERNAL RESISTOR**
- **DIP-8 AND SOL-16 WIDEBODY PACKAGES**

APPLICATIONS

- **PROFESSIONAL MICROPHONE PREAMPS**
- **MOVING-COIL TRANSDUCER AMPLIFIERS**
- **DIFFERENTIAL RECEIVERS**
- **BRIDGE TRANSDUCER AMPLIFIERS**

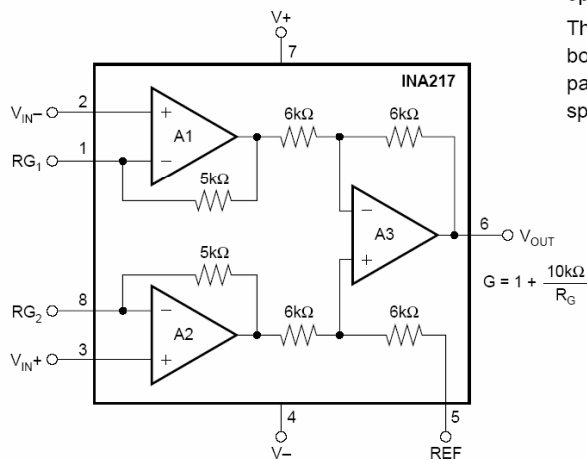
DESCRIPTION

The INA217 is a low-noise, low-distortion, monolithic instrumentation amplifier. Current-feedback circuitry allows the INA217 to achieve wide bandwidth and excellent dynamic response over a wide range of gain. The INA217 is ideal for low-level audio signals such as balanced low-impedance microphones. Many industrial, instrumentation, and medical applications also benefit from its low noise and wide bandwidth.

Unique distortion cancellation circuitry reduces distortion to extremely low levels, even in high gain. The INA217 provides near-theoretical noise performance for 200Ω source impedance. The INA217 features differential input, low noise, and low distortion that provides superior performance in professional microphone amplifier applications.

The INA217 features wide supply voltage, excellent output voltage swing, and high output current drive, making it an optimal candidate for use in high-level audio stages.

The INA217 is available in the same DIP-8 and SOL-16 wide body packages and pinouts as the SSM2017. For a smaller package, see the INA163 in SO-14 narrow. The INA217 is specified over the temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 2002-2005, Texas Instruments Incorporated

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage, $V+$ to $V-$	$\pm 18V$
Signal Input Terminals, Voltage ⁽²⁾ ($V-$) – 0.5V to ($V+$) + 0.5V	
Current ⁽²⁾	10mA
Output Short-Circuit ⁽³⁾	Continuous
Operating Temperature.....	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$
Storage Temperature.....	$-55^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Junction Temperature.....	$+150^{\circ}C$
Lead Temperature (soldering, 10s).....	$+300^{\circ}C$

NOTES: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may degrade device reliability. (2) Input terminals are diode-clamped to the power-supply rails. Input signals that can swing more than 0.5V beyond the supply rails should be current limited to 10mA or less. (3) Short-circuit to ground, one amplifier per package.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

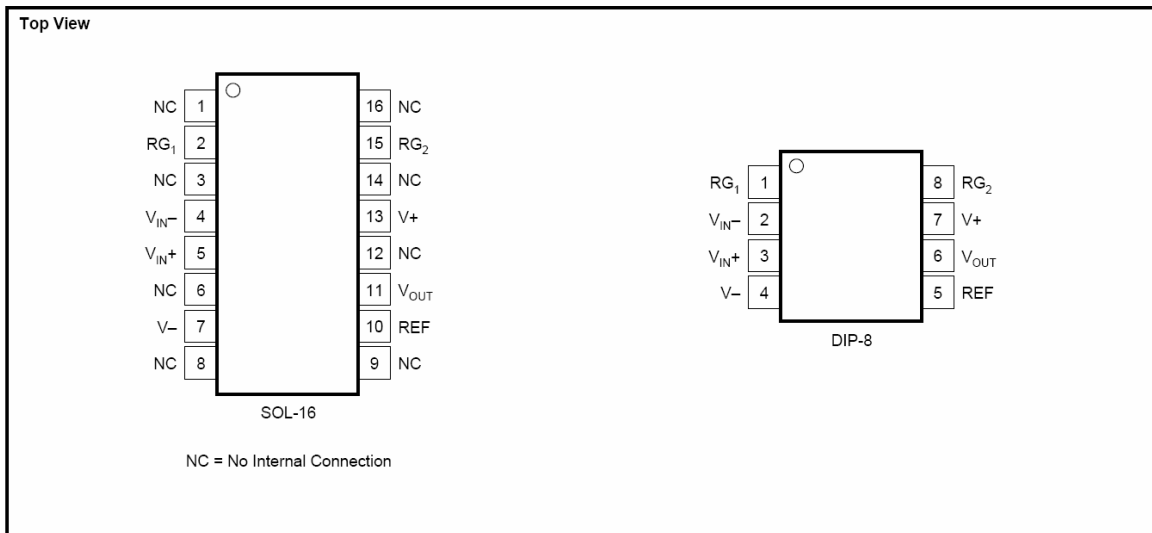
ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION⁽¹⁾

PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR	PACKAGE MARKING
INA217	SOL-16	DW	INA217
INA217	DIP-8	P	INA217

NOTES: (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum at the end of this document, or see the TI website at www.ti.com.

PIN CONFIGURATIONS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 15V$

Boldface limits apply over the specified temperature range, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$.

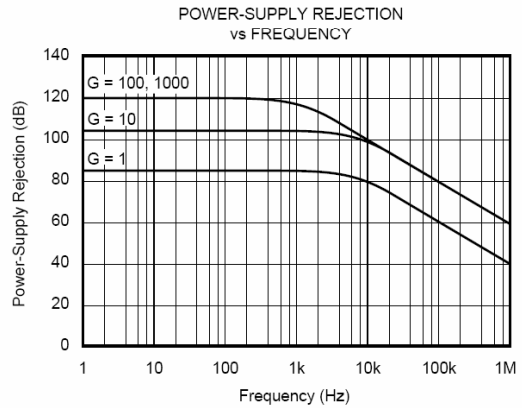
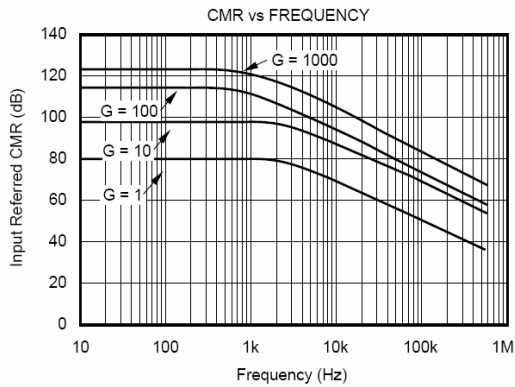
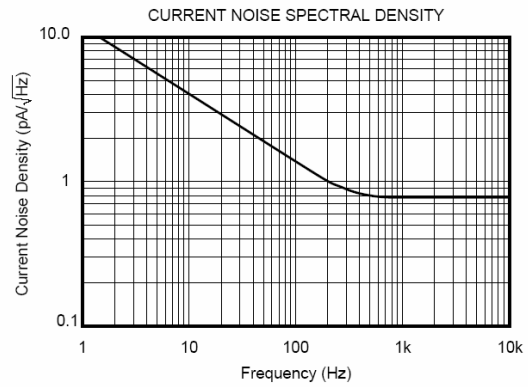
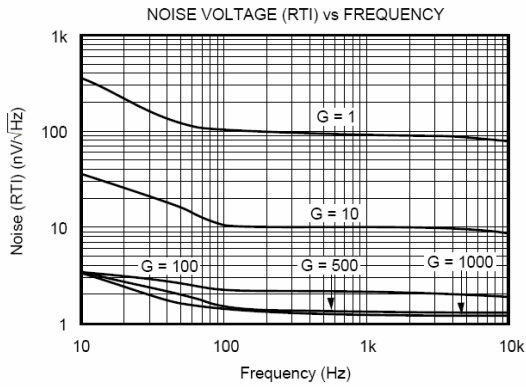
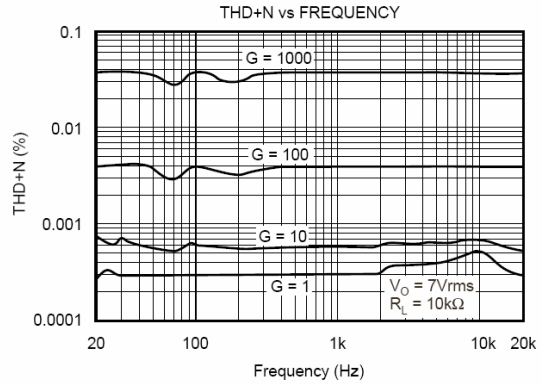
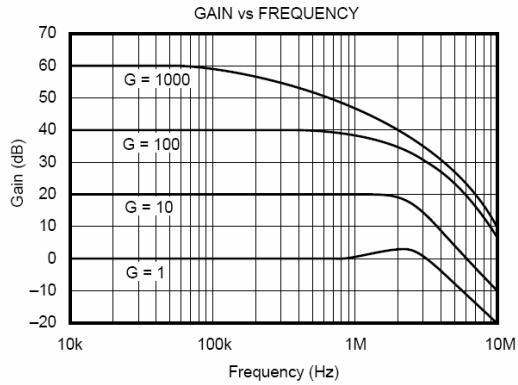
$T_A = +25^{\circ}C$, $R_L = 2k\Omega$, $V_S = \pm 15V$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA217			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
GAIN EQUATION Range Gain Error, $G = 1$ $G = 10$ $G = 100$ $G = 1000$ Gain Temp Drift Coefficient, $G = 1$ $G > 10$ Nonlinearity, $G = 1$ $G = 100$			$G = 1 + 10k/R_G$ 1 to 10000 ± 0.1 ± 0.2 ± 0.2 ± 0.5 ± 3 ± 40 ± 0.0003 ± 0.0006	± 0.25 ± 0.7 ± 10 ± 100	V/V % % % % ppm/ $^{\circ}C$ ppm/ $^{\circ}C$ % of FS % of FS
INPUT STAGE NOISE Voltage Noise $f_O = 1kHz$ $f_O = 100Hz$ $f_O = 10Hz$ Current Noise $f_O = 1kHz$	$R_{SOURCE} = 0\Omega$		1.3 1.5 3.5 0.8		nV/ \sqrt{Hz} nV/ \sqrt{Hz} nV/ \sqrt{Hz} pA/ \sqrt{Hz}
OUTPUT STAGE NOISE Voltage Noise, $f_O = 1kHz$			90		nV/ \sqrt{Hz}
INPUT OFFSET VOLTAGE Input Offset Voltage vs Temperature vs Power Supply	$V_{CM} = V_{OUT} = 0V$ $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} $V_S = \pm 4.5V$ to $\pm 18V$		$50 + 2000/G$ $1 + 20/G$ $1 + 50/G$	$250 + 5000/G$ $3 + 200/G$	μV $\mu V/^{\circ}C$ $\mu V/V$
INPUT VOLTAGE RANGE Common-Mode Voltage Range Common-Mode Rejection, $G = 1$ $G = 100$	$V_{IN+} - V_{IN-} = 0V$ $V_{IN+} - V_{IN-} = 0V$ $V_{CM} = \pm 11V$, $R_{SRC} = 0\Omega$	$(V+) - 4$ $(V-) + 4$ 70 100	$(V+) - 3$ $(V-) + 3$ 80 116		V V dB dB
INPUT BIAS CURRENT Initial Bias Current vs Temperature Initial Offset Current vs Temperature			2 10 0.1 0.5	12 1	μA $nA/^{\circ}C$ μA $nA/^{\circ}C$
INPUT IMPEDANCE	Differential Common-Mode		60 2 60 2		M Ω pF M Ω pF
DYNAMIC RESPONSE Bandwidth, Small Signal, -3dB, $G = 1$ $G = 100$ Slew Rate THD+Noise, $f = 1kHz$ Settling Time, 0.1% 0.01% Overload Recovery	$G = 100$ $G = 100$, 10V Step $G = 100$, 10V Step 50% Overdrive		3.4 800 15 0.004 2 3.5 1		MHz kHz V/ μs % μs μs μs
OUTPUT Voltage Load Capacitance Stability Short-Circuit Current	R_L to GND Continuous-to-Common	$(V+) - 2$ $(V-) + 2$	$(V+) - 1.8$ $(V-) + 1.8$ 1000 ± 60		V V pF mA
POWER SUPPLY Rated Voltage Voltage Range Current, Quiescent	$I_O = 0mA$	± 4.5	± 15 ± 10	± 18 ± 12	V V mA
TEMPERATURE RANGE Specification Operating Thermal Resistance DIP-8 SOL-16	θ_{JA}	-40 -40	$+85$ $+90$	$+85$ $+125$	$^{\circ}C$ $^{\circ}C$ $^{\circ}C/W$ $^{\circ}C/W$

NOTE: (1) Gain accuracy is a function of external R_G .

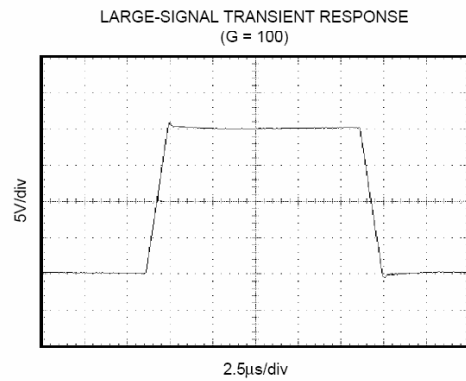
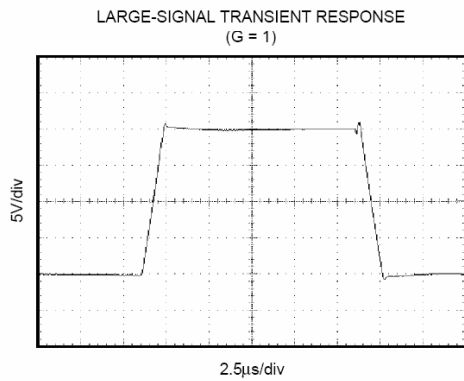
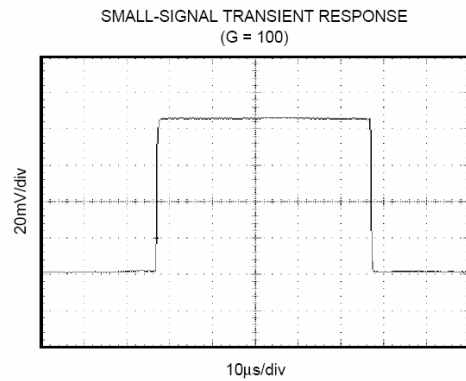
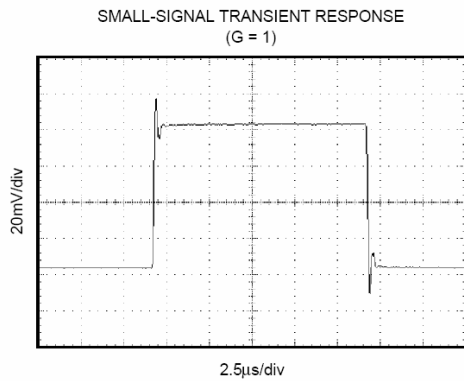
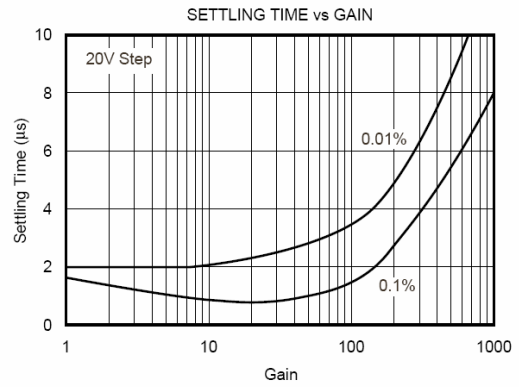
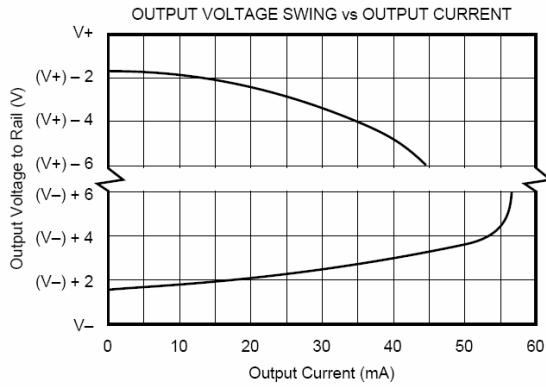
TYPICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.



TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.



APPLICATIONS INFORMATION

Figure 1 shows the basic connections required for operation. Power supplies should be bypassed with 0.1µF tantalum capacitors near the device pins. The output Reference (pin 5) should be a low-impedance connection. Resistance of a few ohms in series with this connection will degrade the common-mode rejection of the INA217.

GAIN-SET RESISTOR

Gain is set with an external resistor, R_G , as shown in Figure 1. The two internal 5kΩ feedback resistors are laser-trimmed to 5kΩ within approximately ±0.2%. The gain equation for the INA217 is:

$$G = 1 + \frac{10,000}{R_G}$$

The temperature coefficient of the internal 5kΩ resistors is approximately ±25ppm/°C. Accuracy and TCR of the external R_G will also contribute to gain error and temperature drift. These effects can be inferred from the gain equation. Make a short, direct connection to the gain set resistor, R_G . Avoid running output signals near these sensitive input nodes.

NOISE PERFORMANCE

The INA217 provides very low noise with low-source impedance. Its 1.3nV/√Hz voltage noise delivers near-theoretical noise performance with a source impedance of 200Ω. The input stage design used to achieve this low noise results in

relatively high input bias current and input bias current noise. As a result, the INA217 may not provide the best noise performance with a source impedance greater than 10kΩ. For source impedance greater than 10kΩ, other instrumentation amplifiers may provide improved noise performance.

INPUT CONSIDERATIONS

Very low source impedance (less than 10Ω) can cause the INA217 to oscillate. This depends on circuit layout, signal source, and input cable characteristics. An input network consisting of a small inductor and resistor, as shown in Figure 2, can greatly reduce any tendency to oscillate. This is especially useful if a variety of input sources are to be connected to the INA217. Although not shown in other figures, this network can be used as needed with all applications shown.

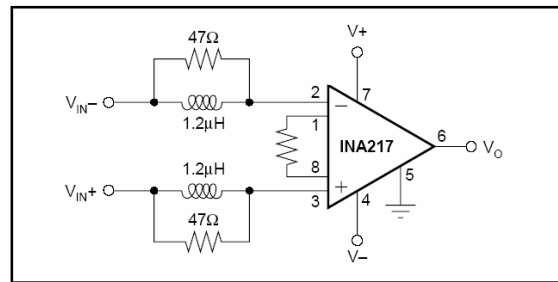


FIGURE 2. Input Stabilization Network.

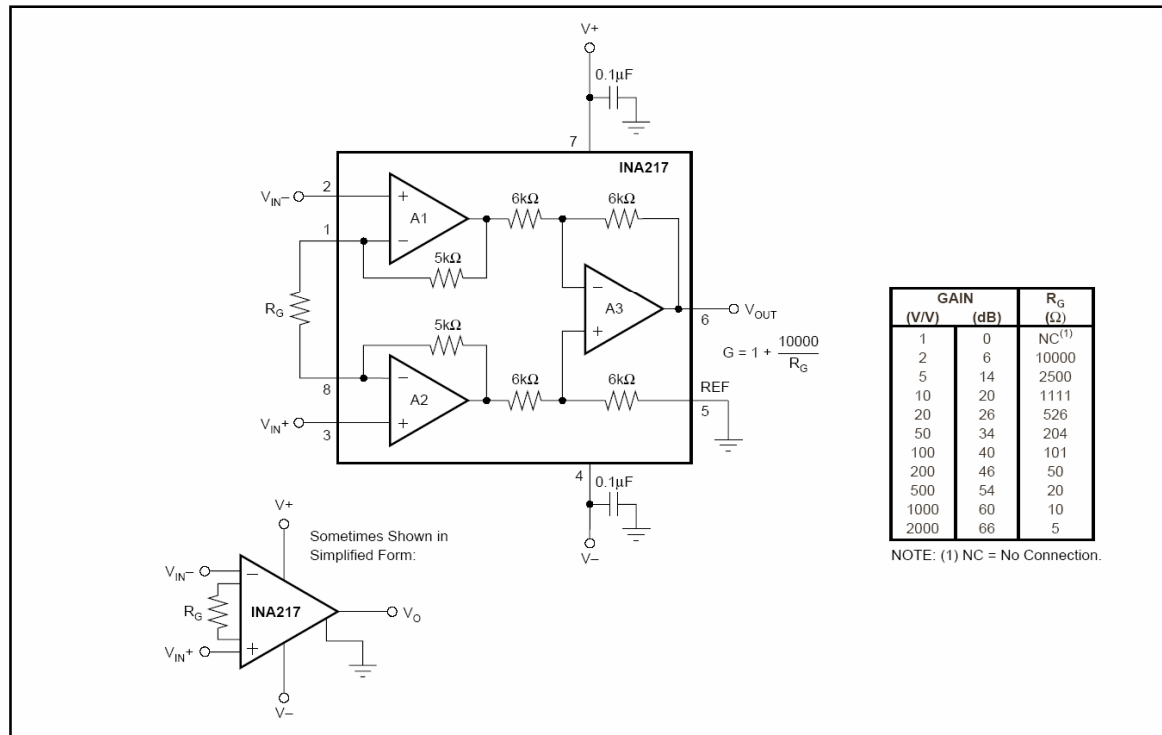


FIGURE 1. Basic Circuit Connections.

OFFSET VOLTAGE TRIM

A variable voltage applied to pin 5, as shown in Figure 3, can be used to adjust the output offset voltage. A voltage applied to pin 5 is summed with the output signal. An op amp connected as a buffer is used to provide a low impedance at pin 5 to assure good common-mode rejection.

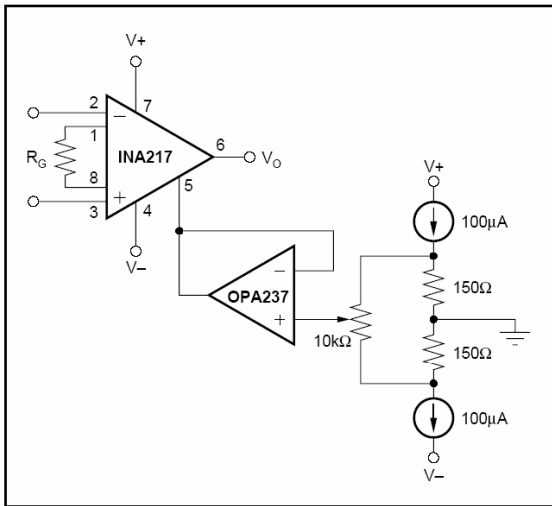


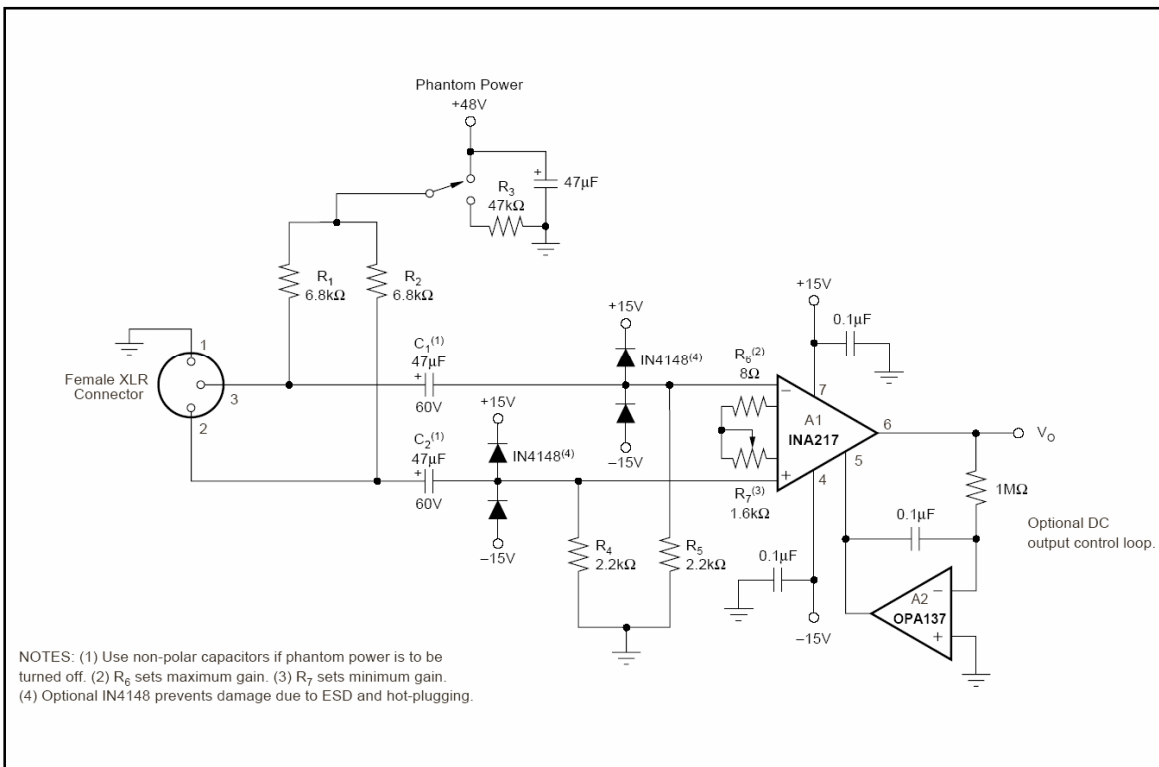
FIGURE 3. Offset Voltage Adjustment Circuit.

MICROPHONE AMPLIFIER

Figure 4 shows a typical circuit for a professional microphone input amplifier. R_1 and R_2 provide a current path for conventional 48V phantom power source for a remotely located microphone. An optional switch allows phantom power to be disabled. C_1 and C_2 block the phantom power voltage from the INA217 input circuitry. Non-polarized capacitors should be used for C_1 and C_2 if phantom power is to be disabled. For additional input protection against ESD and hot-plugging, four IN4148 diodes may be connected from the input to supply lines.

R_4 and R_5 provide a path for input bias current of the INA217. Input offset current (typically 100nA) creates a DC differential input voltage that will produce an output offset voltage. This is generally the dominant source of output offset voltage in this application. With a maximum gain of 1000 (60dB), the output offset voltage can be several volts. This may be entirely acceptable if the output is AC-coupled into the subsequent stage. An alternate technique is shown in Figure 4. An inexpensive FET-input op amp in a feedback loop drives the DC output voltage to 0V. A2 is not in the audio signal path and does not affect signal quality.

Gain is set with a variable resistor, R_7 , in series with R_6 . R_6 determines the maximum gain. The total resistance, $R_6 + R_7$, determines the lowest gain. A special reverse-log taper potentiometer for R_7 can be used to create a linear change (in dB) with rotation.



NOTES: (1) Use non-polar capacitors if phantom power is to be turned off. (2) R_6 sets maximum gain. (3) R_7 sets minimum gain. (4) Optional IN4148 prevents damage due to ESD and hot-plugging.

FIGURE 4. Phantom-Powered Microphone Preamp.

MC33078, MC33079

Low Noise Dual/Quad Operational Amplifiers

The MC33078/9 series is a family of high quality monolithic amplifiers employing Bipolar technology with innovative high performance concepts for quality audio and data signal processing applications. This family incorporates the use of high frequency PNP input transistors to produce amplifiers exhibiting low input voltage noise with high gain bandwidth product and slew rate. The all NPN output stage exhibits no deadband crossover distortion, large output voltage swing, excellent phase and gain margins, low open loop high frequency output impedance and symmetrical source and sink AC frequency performance.

The MC33078/9 family offers both dual and quad amplifier versions and is available in the plastic DIP and SOIC packages (P and D suffixes).

Features

- Dual Supply Operation: ± 5.0 V to ± 18 V
- Low Voltage Noise: $4.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Low Input Offset Voltage: 0.15 mV
- Low T.C. of Input Offset Voltage: $2.0 \text{ } \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Low Total Harmonic Distortion: 0.002%
- High Gain Bandwidth Product: 16 MHz
- High Slew Rate: $7.0 \text{ V}/\mu\text{s}$
- High Open Loop AC Gain: $800 @ 20 \text{ kHz}$
- Excellent Frequency Stability
- Large Output Voltage Swing: $+14.1 \text{ V}/-14.6 \text{ V}$
- ESD Diodes Provided on the Inputs
- Pb-Free Packages are Available

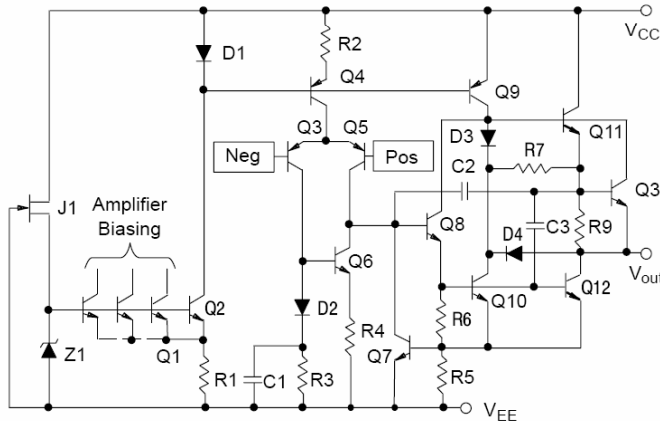


Figure 1. Representative Schematic Diagram
(Each Amplifier)

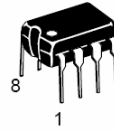


ON Semiconductor®

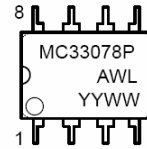
<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS

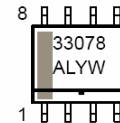
DUAL



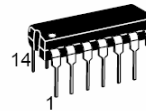
PDIP-8
P SUFFIX
CASE 626



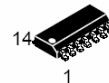
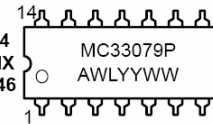
SOIC-8
D SUFFIX
CASE 751



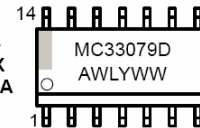
QUAD



PDIP-14
P SUFFIX
CASE 646



SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



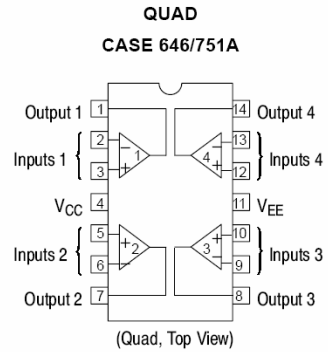
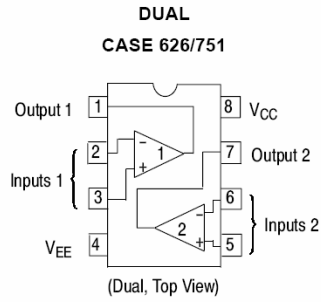
- A = Assembly Location
- WL, L = Wafer Lot
- YY, Y = Year
- WW, W = Work Week
- = Pb-Free Package

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 10 of this data sheet.

MC33078, MC33079

PIN CONNECTIONS



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage (V_{CC} to V_{EE})	V_S	+36	V
Input Differential Voltage Range	V_{IDR}	Note 1	V
Input Voltage Range	V_{IR}	Note 1	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t_{SC}	Indefinite	sec
Maximum Junction Temperature	T_J	+150	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-60 to +150	°C
ESD Protection at any Pin	V_{esd}		V
MC33078	- Human Body Model - Machine Model	600 200	
MC33079	- Human Body Model - Machine Model	550 150	
Maximum Power Dissipation	P_D	Note 2	mW
Operating Temperature Range	T_A	-40 to +85	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Either or both input voltages must not exceed the magnitude of V_{CC} or V_{EE} .
2. Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature (T_J) is not exceeded (see Figure 2).

MC33078, MC33079

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input Offset Voltage ($R_S = 10\ \Omega$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$) (MC33078) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{ to }+85^\circ\text{C}$ (MC33079) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{ to }+85^\circ\text{C}$	$ V_{IO} $	-	0.15	2.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $R_S = 10\ \Omega$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	2.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current ($V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{ to }+85^\circ\text{C}$	I_{IB}	-	300	750	nA
Input Offset Current ($V_{CM} = 0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{ to }+85^\circ\text{C}$	I_{IO}	-	25	150	nA
Common Mode Input Voltage Range ($\Delta V_{IO} = 5.0\text{ mV}$, $V_O = 0\text{ V}$)	V_{ICR}	± 13	± 14	-	V
Large Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{ to }+85^\circ\text{C}$	A_{VOL}	90	110	-	dB
Output Voltage Swing ($V_{ID} = \pm 1.0\text{ V}$) $R_L = 600\ \Omega$ $R_L = 600\ \Omega$ $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{O+} V_{O-} V_{O+} V_{O-} V_{O+} V_{O-}	-	+10.7	-	V
Common Mode Rejection ($V_{in} = \pm 13\text{ V}$)	CMR	80	100	-	dB
Power Supply Rejection (Note 3) $V_{CC}/V_{EE} = +15\text{ V}/-15\text{ V to }+5.0\text{ V}/-5.0\text{ V}$	PSR	80	105	-	dB
Output Short Circuit Current ($V_{ID} = 1.0\text{ V}$, Output to Ground) Source Sink	I_{SC}	+15	+29	-	mA
Power Supply Current ($V_O = 0\text{ V}$, All Amplifiers) (MC33078) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{ to }+85^\circ\text{C}$ (MC33079) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = -40^\circ\text{ to }+85^\circ\text{C}$	I_D	-	4.1	5.0	mA

3. Measured with V_{CC} and V_{EE} differentially varied simultaneously.

MC33078, MC33079

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Slew Rate ($V_{in} = -10\text{ V}$ to $+10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, $A_V = +1.0$)	SR	5.0	7.0	-	V/ μs
Gain Bandwidth Product ($f = 100\text{ kHz}$)	GBW	10	16	-	MHz
Unity Gain Bandwidth (Open Loop)	BW	-	9.0	-	MHz
Gain Margin ($R_L = 2.0\text{ k}\Omega$) $C_L = 0\text{ pF}$ $C_L = 100\text{ pF}$	A_m	-	-11	-	dB
Phase Margin ($R_L = 2.0\text{ k}\Omega$) $C_L = 0\text{ pF}$ $C_L = 100\text{ pF}$	ϕ_m	-	55	-	Deg
Channel Separation ($f = 20\text{ Hz}$ to 20 kHz)	CS	-	-120	-	dB
Power Bandwidth ($V_O = 27\text{ V}_{pp}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, THD $\pm 1.0\%$)	BW_p	-	120	-	kHz
Total Harmonic Distortion ($R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $f = 20\text{ Hz}$ to 20 kHz , $V_O = 3.0\text{ V}_{rms}$, $A_V = +1.0$)	THD	-	0.002	-	%
Open Loop Output Impedance ($V_O = 0\text{ V}$, $f = 9.0\text{ MHz}$)	$ Z_O $	-	37	-	Ω
Differential Input Resistance ($V_{CM} = 0\text{ V}$)	R_{in}	-	175	-	k Ω
Differential Input Capacitance ($V_{CM} = 0\text{ V}$)	C_{in}	-	12	-	pF
Equivalent Input Noise Voltage ($R_S = 100\ \Omega$, $f = 1.0\text{ kHz}$)	e_n	-	4.5	-	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current ($f = 1.0\text{ kHz}$)	i_n	-	0.5	-	fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

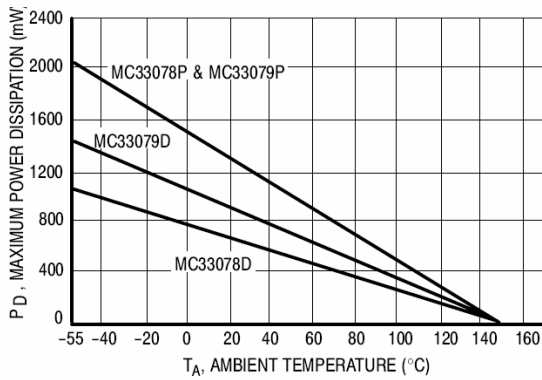


Figure 2. Maximum Power Dissipation versus Temperature

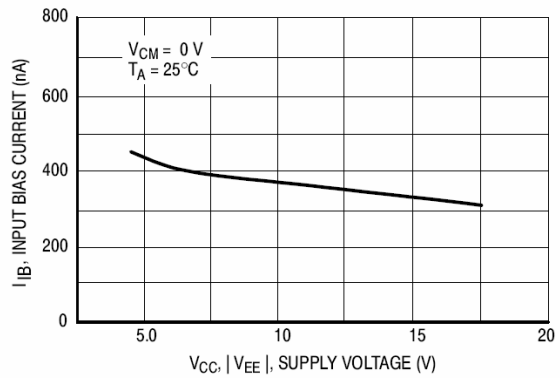


Figure 3. Input Bias Current versus Supply Voltage

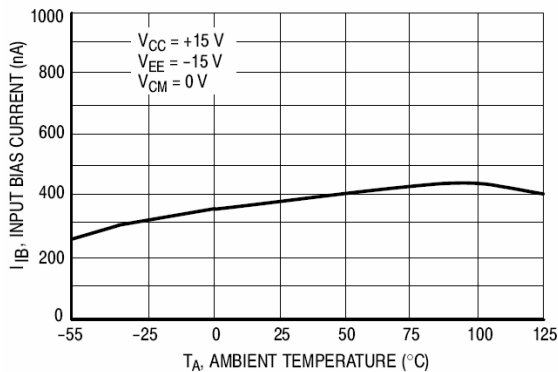


Figure 4. Input Bias Current versus Temperature

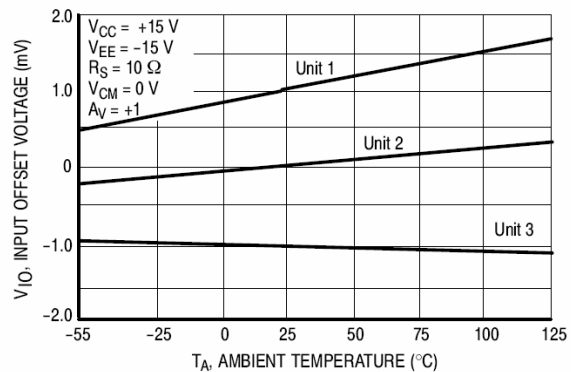


Figure 5. Input Offset Voltage versus Temperature

MC33078, MC33079

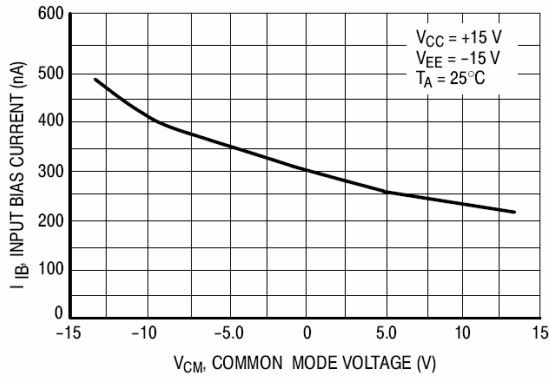


Figure 6. Input Bias Current versus Common Mode Voltage

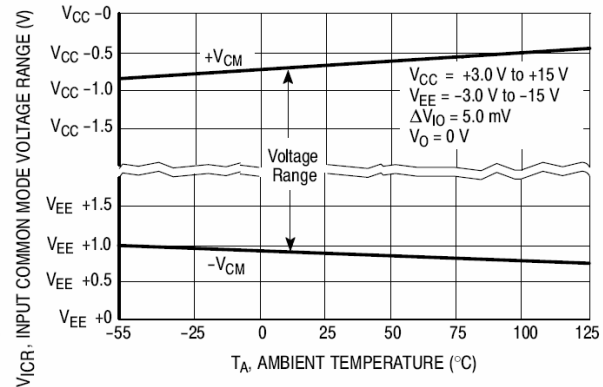


Figure 7. Input Common Mode Voltage Range versus Temperature

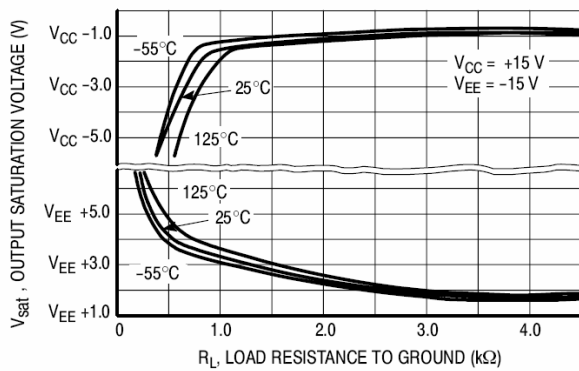


Figure 8. Output Saturation Voltage versus Load Resistance to Ground

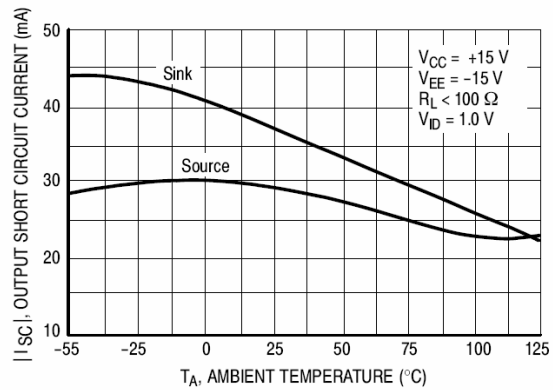


Figure 9. Output Short Circuit Current versus Temperature

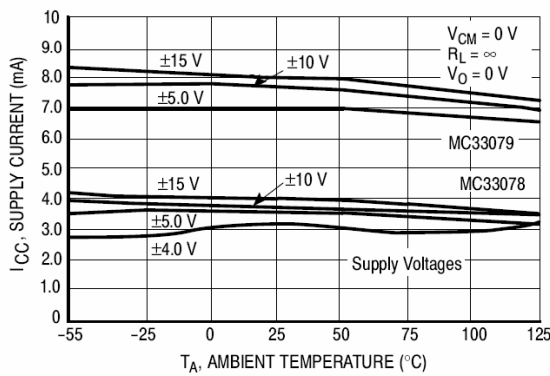


Figure 10. Supply Current versus Temperature

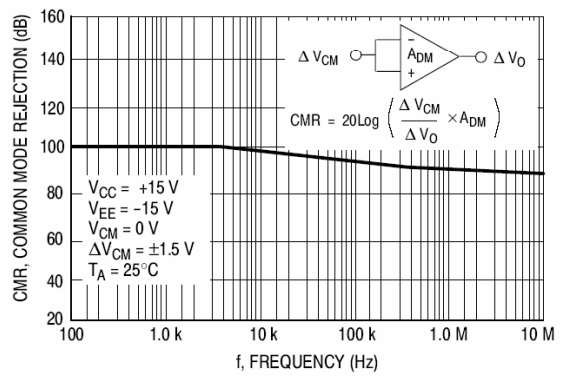


Figure 11. Common Mode Rejection versus Frequency

MC33078, MC33079

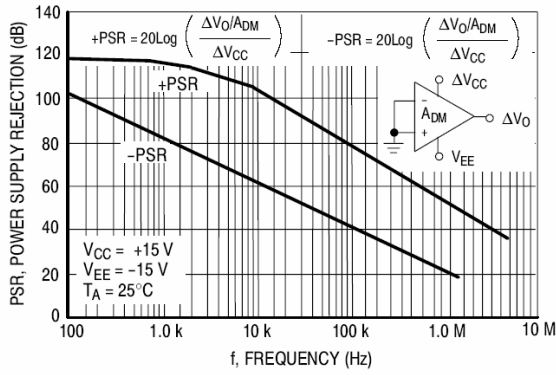


Figure 12. Power Supply Rejection versus Frequency

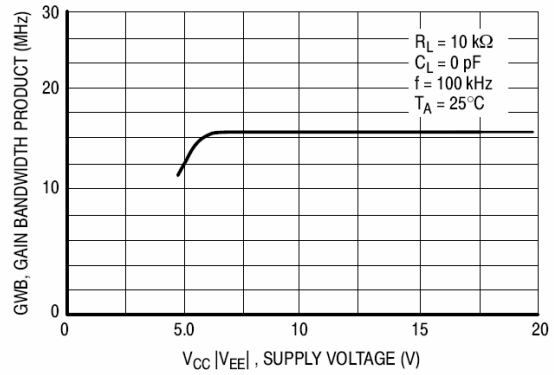


Figure 13. Gain Bandwidth Product versus Supply Voltage

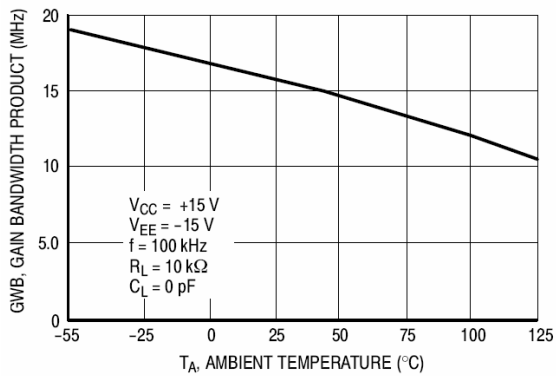


Figure 14. Gain Bandwidth Product versus Temperature

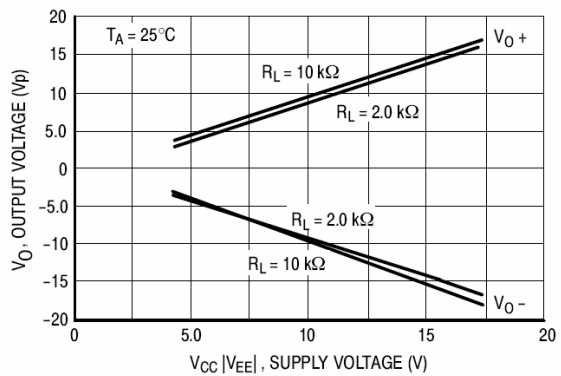


Figure 15. Maximum Output Voltage versus Supply Voltage

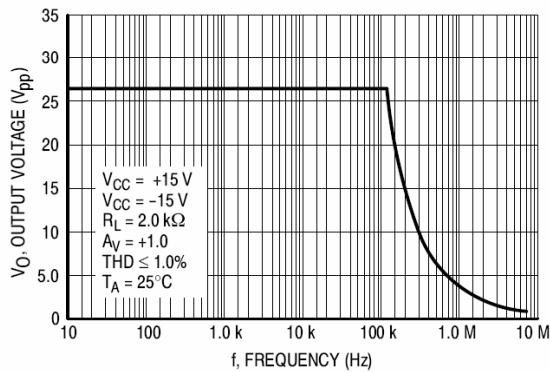


Figure 16. Output Voltage versus Frequency

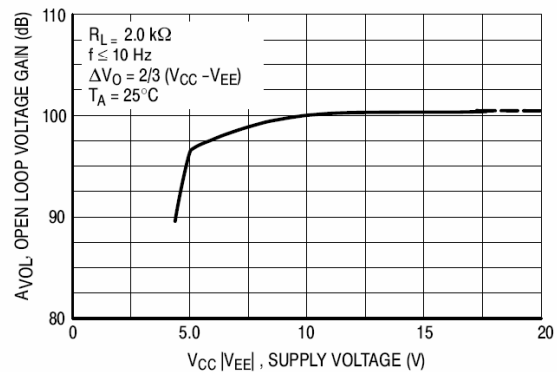


Figure 17. Open Loop Voltage Gain versus Supply Voltage

MC33078, MC33079

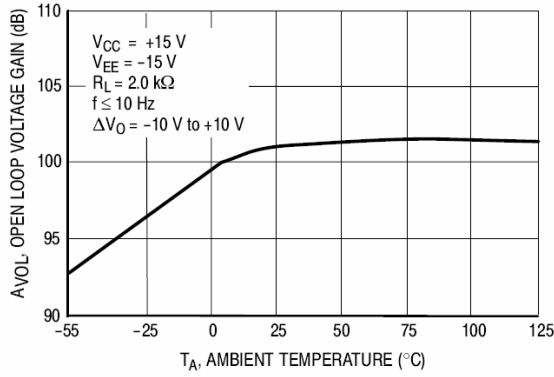


Figure 18. Open Loop Voltage Gain versus Temperature

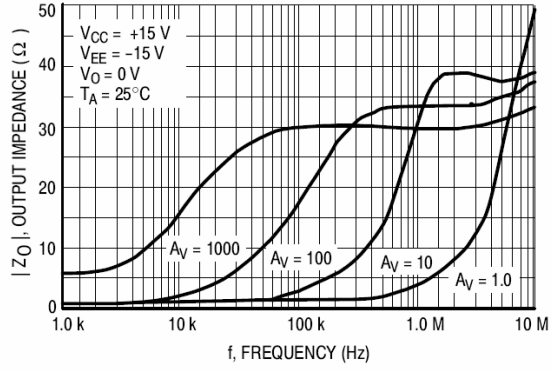


Figure 19. Output Impedance versus Frequency

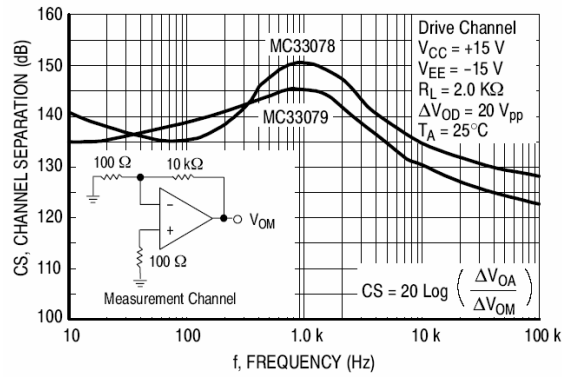


Figure 20. Channel Separation versus Frequency

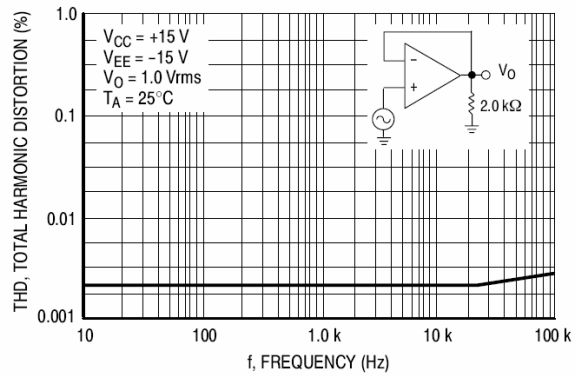


Figure 21. Total Harmonic Distortion versus Frequency

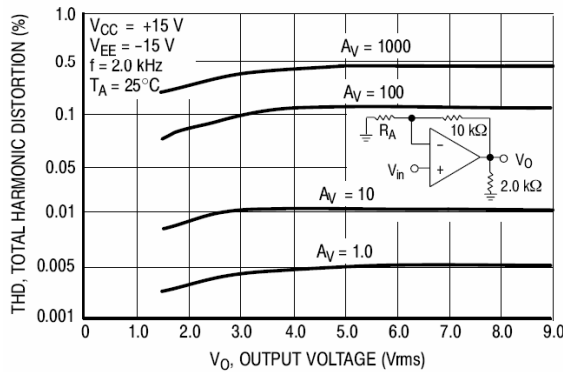


Figure 22. Total Harmonic Distortion versus Output Voltage

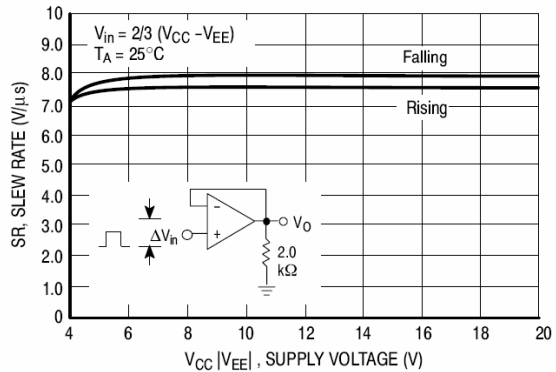


Figure 23. Slew Rate versus Supply Voltage

MC33078, MC33079

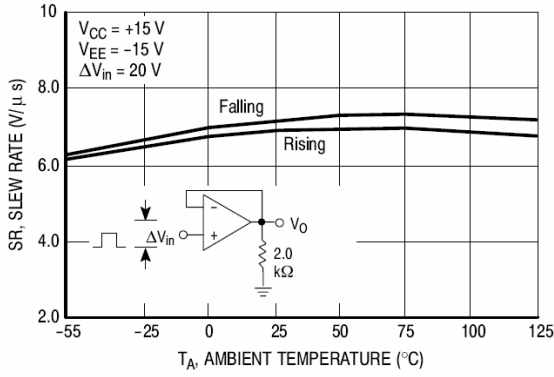


Figure 24. Slew Rate versus Temperature

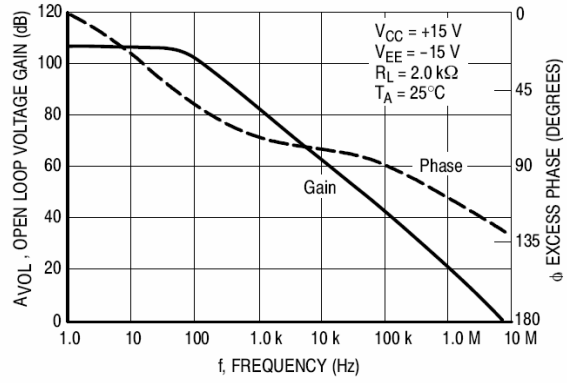


Figure 25. Voltage Gain and Phase versus Frequency

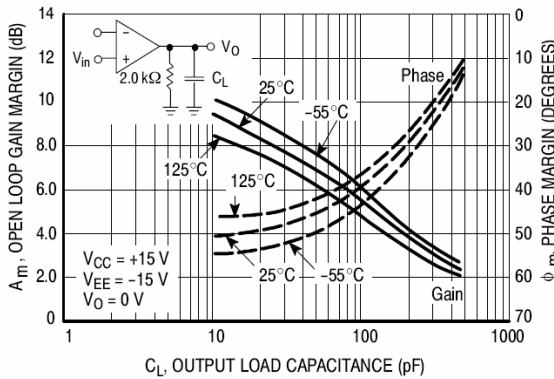


Figure 26. Open Loop Gain Margin and Phase Margin versus Load Capacitance

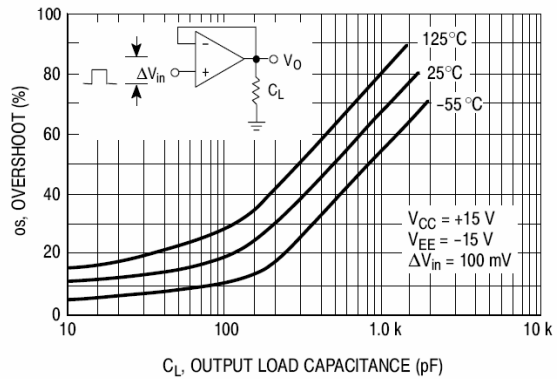


Figure 27. Overshoot versus Output Load Capacitance

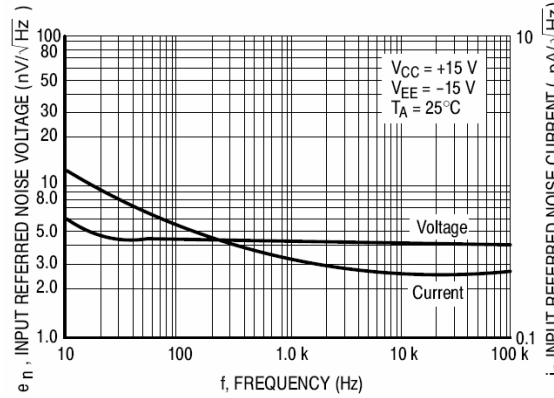


Figure 28. Input Referred Noise Voltage and Current versus Frequency

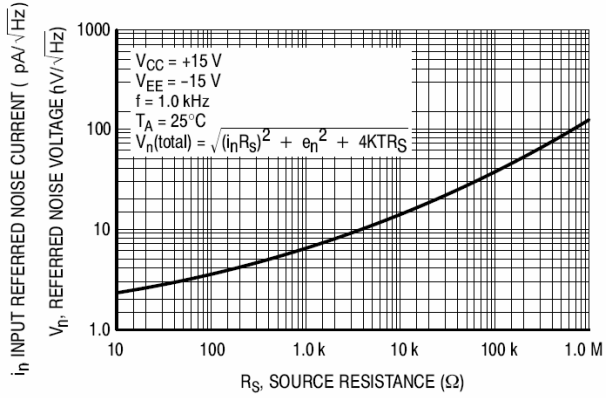


Figure 29. Total Input Referred Noise Voltage versus Source Resistance

MC33078, MC33079

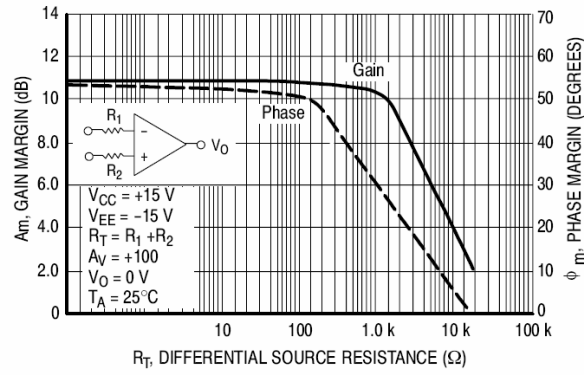


Figure 30. Phase Margin and Gain Margin versus Differential Source Resistance

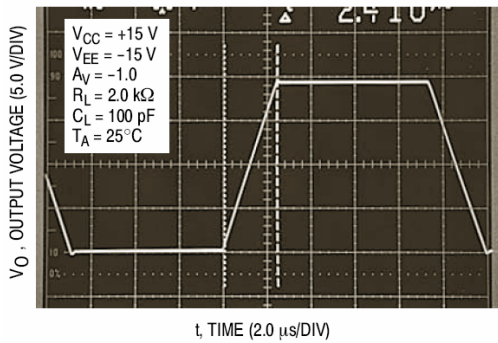


Figure 31. Inverting Amplifier Slew Rate

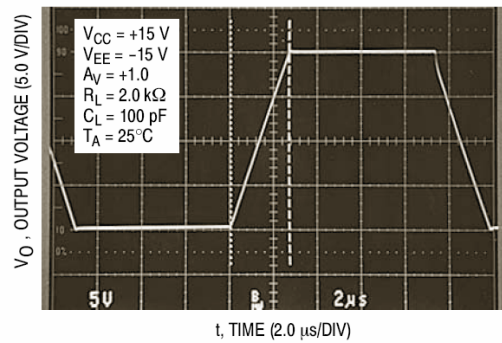


Figure 32. Non-inverting Amplifier Slew Rate

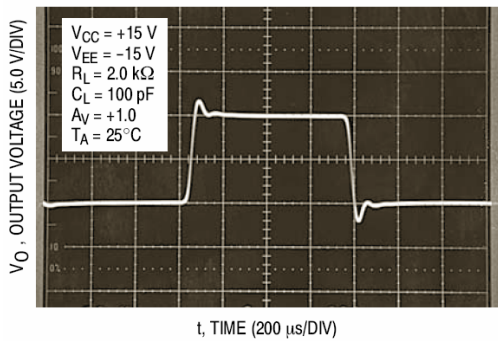


Figure 33. Non-inverting Amplifier Overshoot

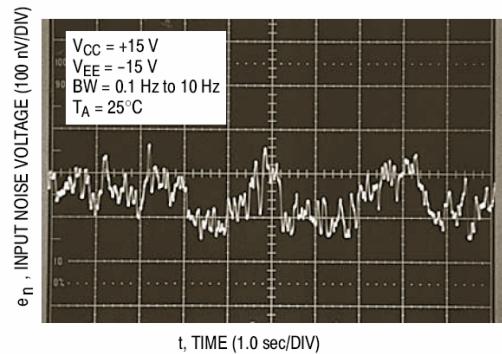
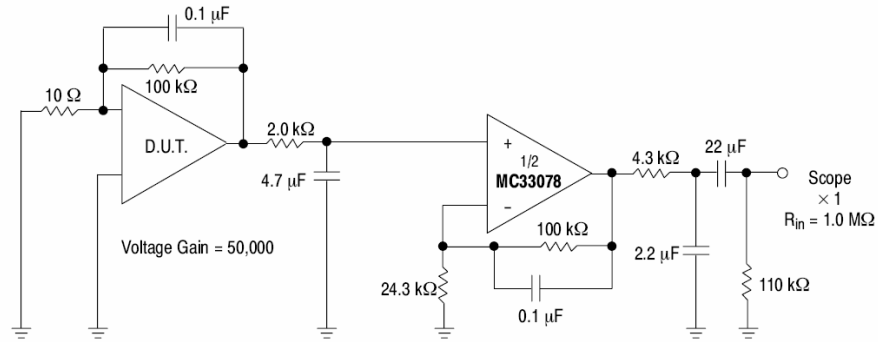


Figure 34. Low Frequency Noise Voltage versus Time

MC33078, MC33079



Note: All capacitors are non-polarized.

Figure 35. Voltage Noise Test Circuit
(0.1 Hz to 10 Hz_{p-p})

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping [†]
MC33078D	SOIC-8	98 Units / Rail
MC33078DG	SOIC-8 (Pb-Free)	
MC33078DR2	SOIC-8	2500 Tape & Reel
MC33078DR2G	SOIC-8 (Pb-Free)	
MC33078P	PDIP-8	50 Units / Rail
MC33078PG	PDIP-8 (Pb-Free)	
MC33079D	SOIC-14	55 Units / Rail
MC33079DG	SOIC-14 (Pb-Free)	
MC33079DR2	SOIC-14	2500 Tape & Reel
MC33079DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	
MC33079P	PDIP-14	25 Units / Rail
MC33079PG	PDIP-14 (Pb-Free)	

[†]For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion
0.003% Typ
- Low Noise
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at $f = 1 \text{ kHz}$
- High Input Impedance . . . JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ μs Typ
- Common-Mode Input Voltage Range
Includes V_{CC+}

description

The JFET-input operational amplifiers in the TL07_ series are designed as low-noise versions of the TL08_ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07_ series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from –40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of –55°C to 125°C.

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE							
		SMALL OUTLINE (D)†	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP PACKAGE (PW)	FLAT PACKAGE (W)
0°C to 70°C	10 mV	TL071CD	—	—	—	—	TL071CP	TL071CPWLE	—
	6 mV	TL071ACD	—	—	—	—	TL071ACP	—	—
	3 mV	TL071BCD	—	—	—	—	TL071BCP	—	—
0°C to 70°C	10 mV	TL072CD	—	—	—	—	TL072CP	TL072CPWLE	—
	6 mV	TL072ACD	—	—	—	—	TL072ACP	—	—
	3 mV	TL072BCD	—	—	—	—	TL072BCP	—	—
0°C to 70°C	10 mV	TL074CD	—	—	—	TL074CN	—	TL074CPWLE	—
	6 mV	TL074ACD	—	—	—	TL074ACN	—	—	—
	3 mV	TL074BCD	—	—	—	TL074BCN	—	—	—
–40°C to 85°C	6 mV	TL071ID TL072ID TL074ID	—	—	—	— — TL074IN	TL071IP TL072IP —	—	—
–55°C to 125°C	6 mV	—	TL071MFK	—	TL071MJG	—	—	—	—
	6 mV	—	TL072MFK	—	TL072MJG	—	TL072MP	—	—
	9 mV	—	TL074MFK	TL074MJ	—	TL074MN	—	—	TL074MW

† The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., TL071CDR). The PW package is only available left-ended taped and reeled (e.g., TL072CPWLE).



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

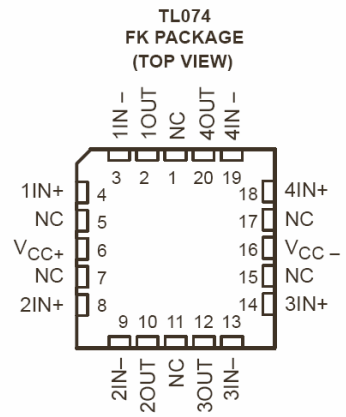
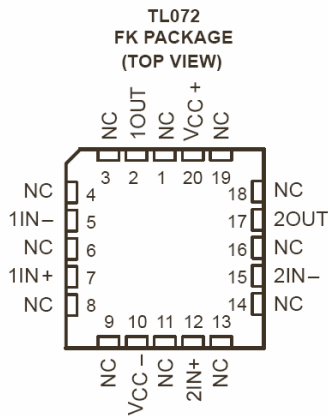
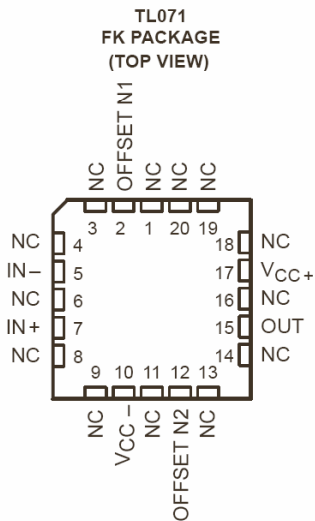
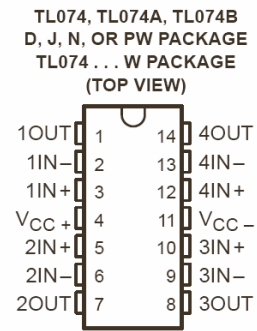
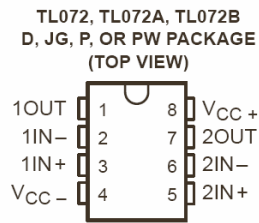
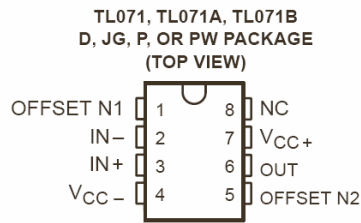
PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated

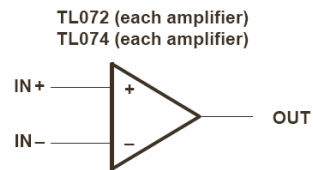
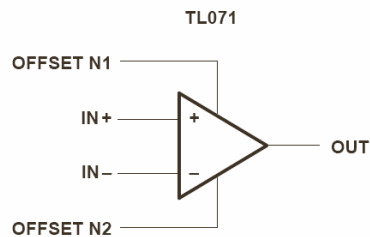
TL071, TL071A, TL071B, TL072 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996



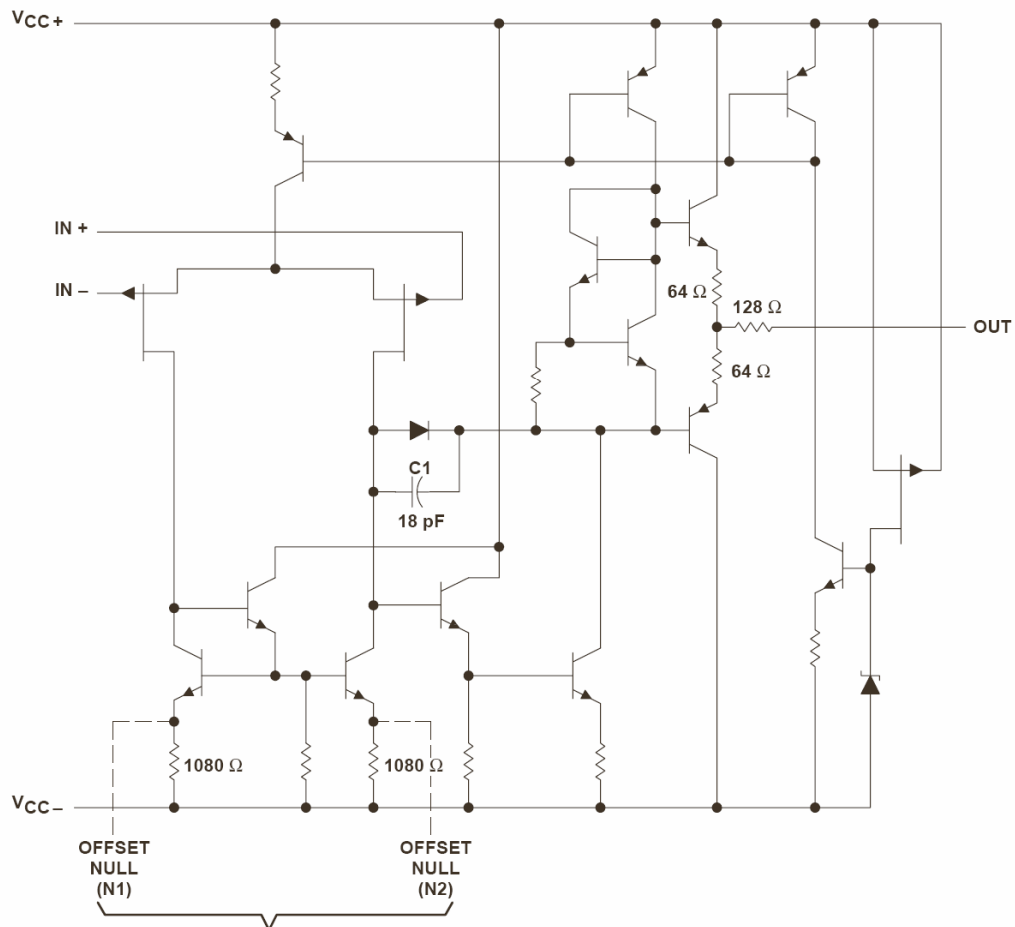
NC – No internal connection

symbols



TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

schematic (each amplifier)



TL071 Only

All component values shown are nominal.

COMPONENT COUNT†			
COMPONENT TYPE	TL071	TL072	TL074
Resistors	11	22	44
Transistors	14	28	56
JFET	2	4	6
Diodes	1	2	4
Capacitors	1	2	4
epi-FET	1	2	4

† Includes bias and trim circuitry



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	18 V
Supply voltage, V_{CC-} (see Note 1)	-18 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 30 V
Input voltage, V_I (see Notes 1 and 3)	± 15 V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range, T_A : C suffix	0°C to 70°C
I suffix	-40°C to 85°C
M suffix	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: J, JG, or W package	300°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, N, P, or PW package	260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, 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.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D (8 pin)	680 mW	5.8 mW/°C	33°C	465 mW	378 mW	N/A
D (14 pin)	680 mW	7.6 mW/°C	60°C	604 mW	490 mW	N/A
FK	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
J	680 mW	11.0 mW/°C	88°C	680 mW	680 mW	273 mW
JG	680 mW	8.4 mW/°C	69°C	672 mW	546 mW	210 mW
N	680 mW	9.2 mW/°C	76°C	680 mW	597 mW	N/A
P	680 mW	8.0 mW/°C	65°C	640 mW	520 mW	N/A
PW (8 pin)	525 mW	4.2 mW/°C	70°C	525 mW	N/A	N/A
PW (14 pin)	700 mW	5.6 mW/°C	70°C	700 mW	N/A	N/A
W	680 mW	8.0 mW/°C	65°C	640 mW	520 mW	200 mW



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T _A ‡	TL071C TL072C TL074C			TL071AC TL072AC TL074AC			TL071BC TL072BC TL074BC			TL071I TL072I TL074I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IO}	V _O = 0, R _S = 50 Ω	25°C Full range	3	10	6	3	10	6	2	3	3	6	6	mV	
α _{VIO}	V _O = 0, R _S = 50 Ω	Full range	18	13	7.5	18	13	7.5	18	13	7.5	18	13	μV/°C	
I _{IO}	V _O = 0	25°C Full range	5	100	10	5	100	10	5	100	5	100	pA		
I _{IB}	V _O = 0	25°C Full range	65	200	7	65	200	7	65	200	65	200	pA		
V _{ICR}	Common-mode input voltage range	25°C	-12 to 15	±13.5	±10	-12 to 15	±13.5	±10	-12 to 15	±13.5	±10	-12 to 15	±13.5	V	
V _{OM}	Maximum peak output voltage swing	25°C Full range	±12	±13.5	±10	±12	±13.5	±10	±12	±13.5	±10	±12	±13.5	V	
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	25°C Full range	25	200	15	25	200	15	25	200	25	200	25	V/mV	
B ₁	Unity-gain bandwidth	25°C	3	10 ¹²	3	3	10 ¹²	3	3	10 ¹²	3	10 ¹²	3	MHz	
f _i	Input resistance	25°C	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	10 ¹²	Ω	
CMRR	Common-mode rejection ratio	25°C	70	100	70	75	100	75	75	100	75	100	75	dB	
k _{SVR}	Supply-voltage rejection ratio (ΔV _{CC±} /ΔV _{IO})	25°C	70	100	70	80	100	80	80	100	80	100	80	dB	
I _{CC}	Supply current (each amplifier)	25°C	1.4	2.5	1.4	1.4	2.5	1.4	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	mA	
V _{O1} /V _{O2}	Crosstalk attenuation	25°C	120	120	120	120	120	120	120	120	120	120	120	dB	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.

‡ Full range is T_A = 0°C to 70°C for TL07_C, TL07_AC, TL07_BC and is T_A = -40°C to 85°C for TL07_I.

§ Input bias currents of a JFET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	$T_A\ddagger$	TL071M TL072M			TL074M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	3	6		3	9	mV	
		Full range			9		15		
α_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	Full range	18			18			$\mu V/^\circ C$
I_{IO} Input offset current	$V_O = 0$	25°C	5	100		5	100	pA	
		Full range	20			20			nA
I_{IB} Input bias current‡	$V_O = 0$	25°C	65	200		65	200	pA	
		Full range	50			50			nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range		25°C	± 11	-12 to 15		± 11	-12 to 15	V	
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10 k\Omega$	25°C	± 12	± 13.5		± 12	± 13.5	V	
	$R_L \geq 10 k\Omega$	Full range	± 12			± 12			
	$R_L \geq 2 k\Omega$		± 10			± 10			
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10$ V, $R_L \geq 2 k\Omega$	25°C	35	200		35	200	V/mV	
		Full range	15			15			
B_1 Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ C$		3			3			MHz
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ C$		10^{12}			10^{12}			Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	80	86		80	86	dB	
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 9$ V to ± 15 V, $V_O = 0, R_S = 50 \Omega$	25°C	80	86		80	86	dB	
I_{CC} Supply current (each amplifier)	$V_O = 0, \text{No load}$	25°C	1.4	2.5		1.4	2.5	mA	
V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120			120			dB

† Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

‡ All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified. Full range is $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL07xM			ALL OTHERS			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR	Slew rate at unity gain $V_I = 10\text{ V}$, $C_L = 100\text{ pF}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, See Figure 1	5	13		8	13		$\text{V}/\mu\text{s}$
t_r	Rise time overshoot factor $V_I = 20\text{ mV}$, $C_L = 100\text{ pF}$, See Figure 1	0.1			0.1			μs
		20%			20%			
V_n	Equivalent input noise voltage $R_S = 20\ \Omega$	$f = 1\text{ kHz}$			18			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ Hz to }10\text{ kHz}$			4			μV
I_n	Equivalent input noise current $R_S = 20\ \Omega$, $f = 1\text{ kHz}$	0.01			0.01			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total harmonic distortion $V_{I\text{rms}} = 6\text{ V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$, $A_{VD} = 1$, $R_S \leq 1\text{ k}\Omega$,	0.003%			0.003%			

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

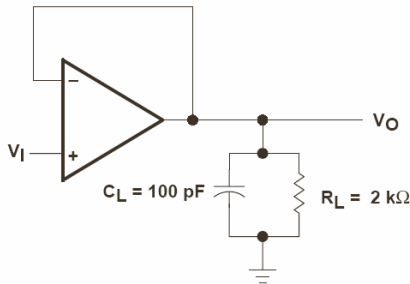


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

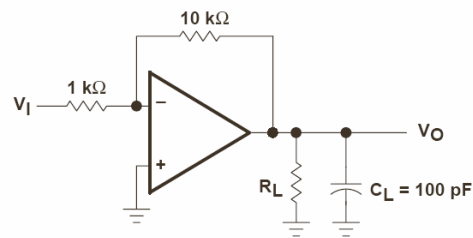


Figure 2. Gain-of-10 Inverting Amplifier

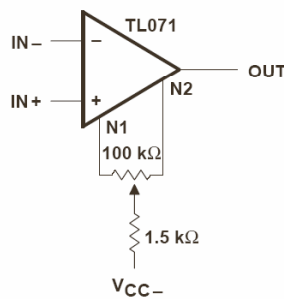


Figure 3. Input Offset Voltage Null Circuit



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

TYPICAL CHARACTERISTICS

Table of Graphs

			FIGURE
I_{IB}	Input bias current	vs Free-air temperature	4
V_{OM}	Maximum output voltage	vs Frequency	5, 6, 7
		vs Free-air temperature	8
		vs Load resistance	9
		vs Supply voltage	10
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification	vs Free-air temperature	11
		vs Frequency	12
	Phase shift	vs Frequency	12
	Normalized unity-gain bandwidth	vs Free-air temperature	13
	Normalized phase shift	vs Free-air temperature	13
CMRR	Common-mode rejection ratio	vs Free-air temperature	14
I_{CC}	Supply current	vs Supply voltage	15
		vs Free-air temperature	16
P_D	Total power dissipation	vs Free-air temperature	17
		Normalized slew rate	vs Free-air temperature
V_n	Equivalent input noise voltage	vs Frequency	19
THD	Total harmonic distortion	vs Frequency	20
		Large-signal pulse response	vs Time
V_O	Output voltage	vs Elapsed time	22



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

TYPICAL CHARACTERISTICS†

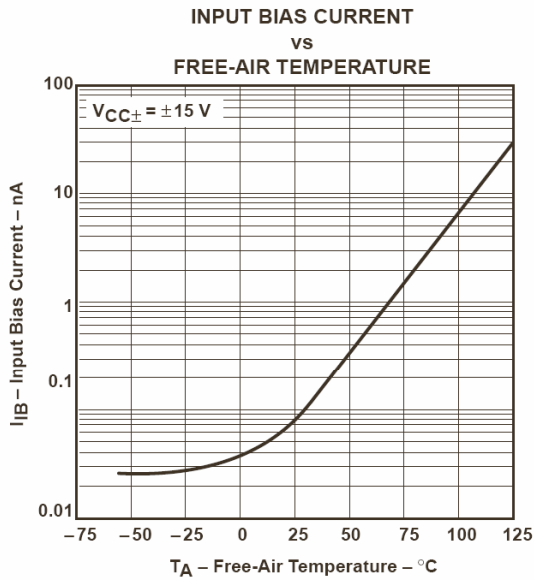


Figure 4

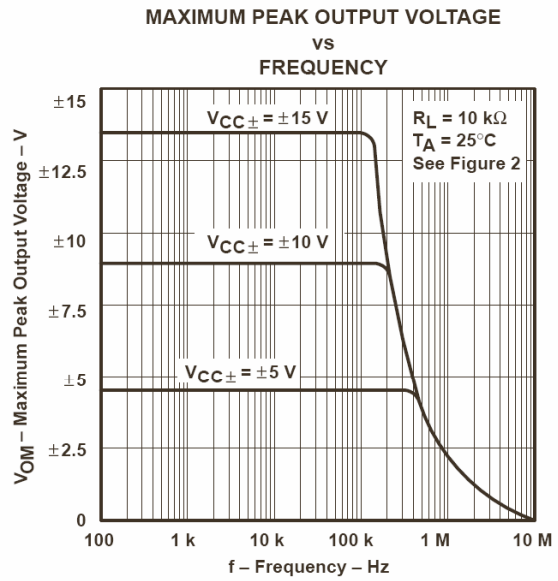


Figure 5

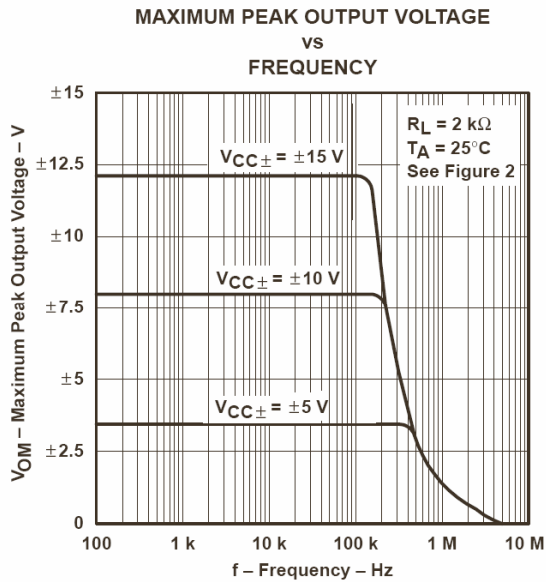


Figure 6

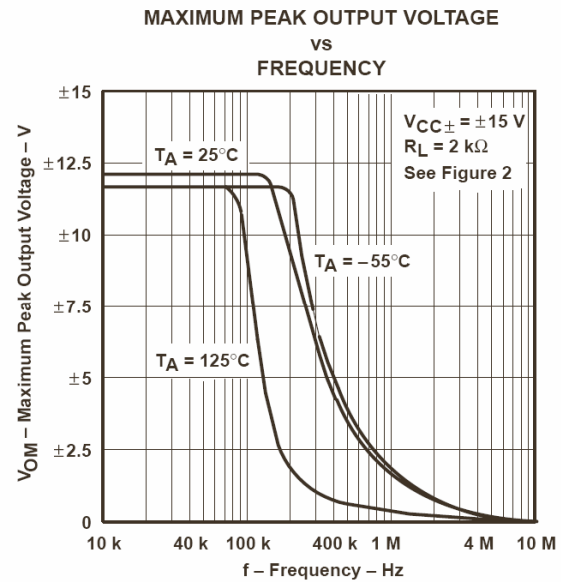
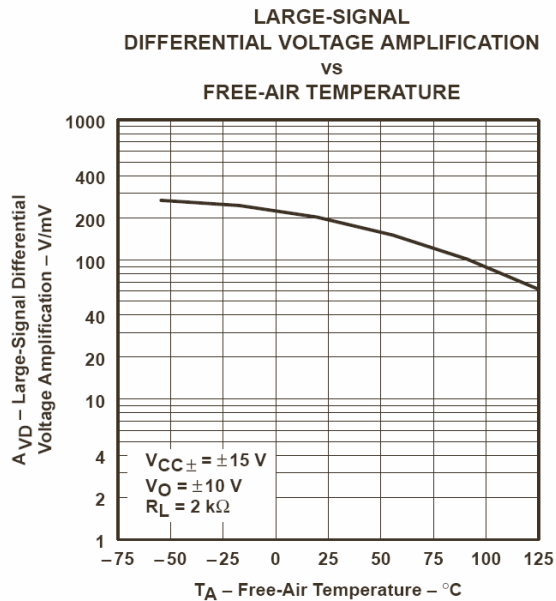
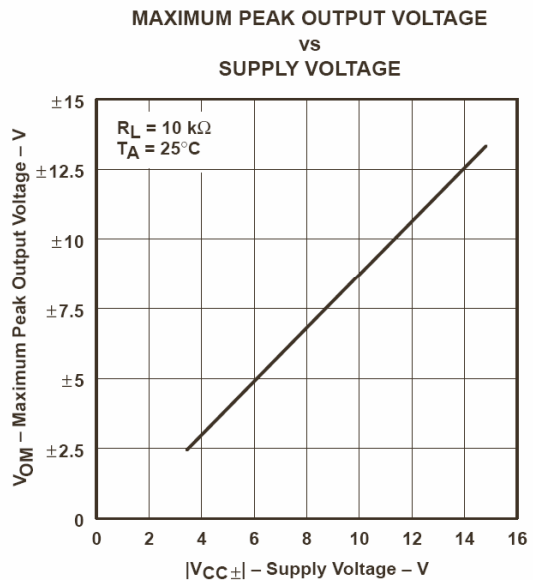
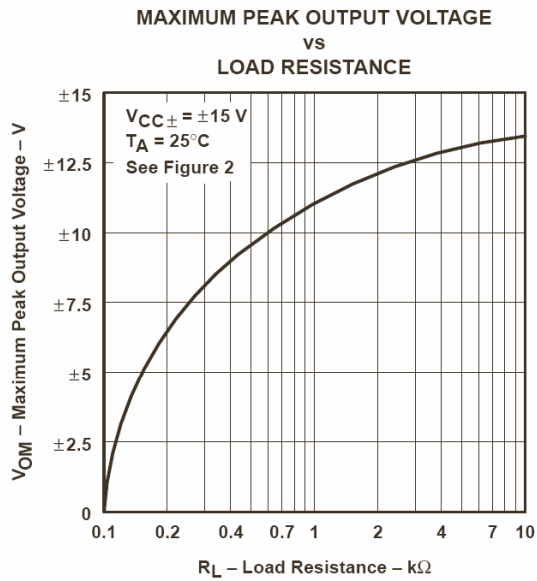
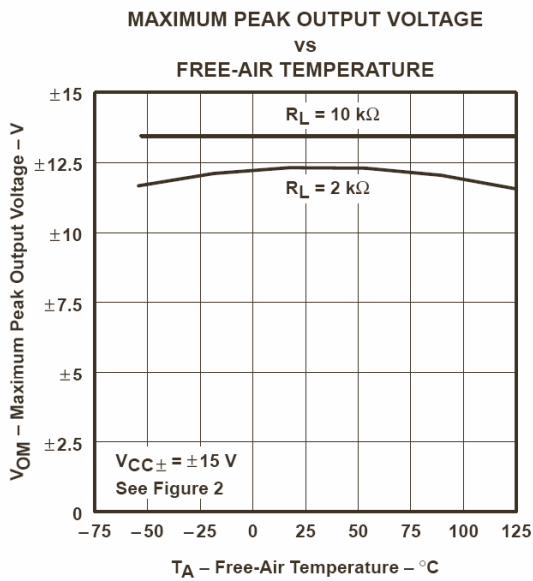


Figure 7

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

TYPICAL CHARACTERISTICS†



† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

TYPICAL CHARACTERISTICS†

**LARGE-SIGNAL
 DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION
 AND PHASE SHIFT
 vs
 FREQUENCY**

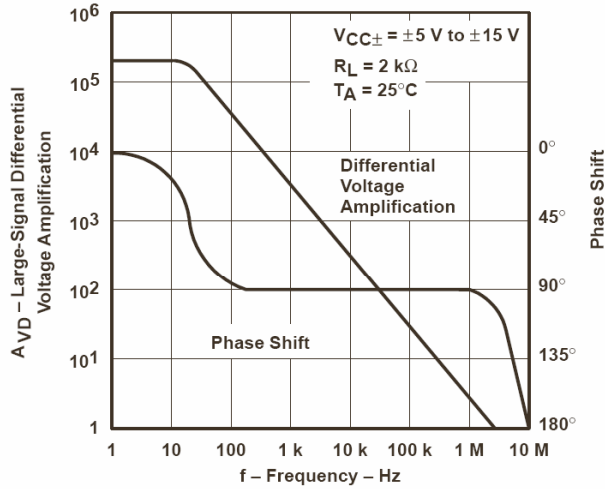


Figure 12

**NORMALIZED UNITY-GAIN BANDWIDTH
 AND PHASE SHIFT
 vs
 FREE-AIR TEMPERATURE**

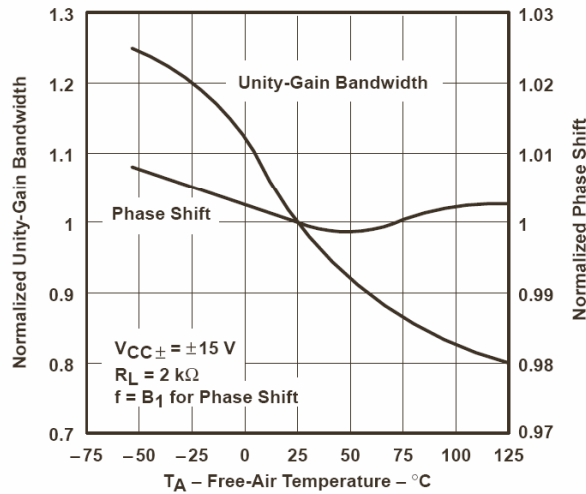


Figure 13

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



TYPICAL CHARACTERISTICS†

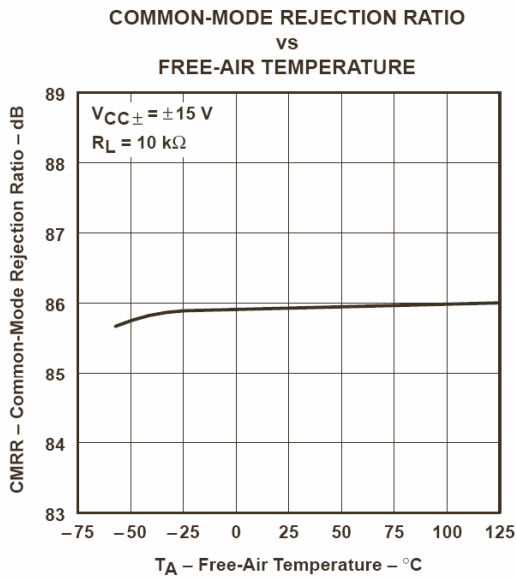


Figure 14

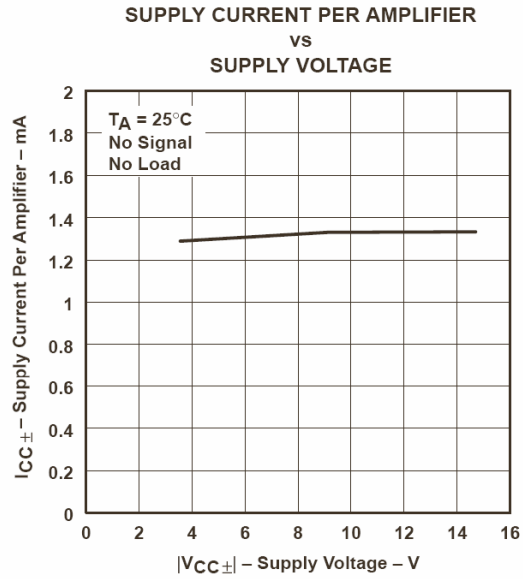


Figure 15

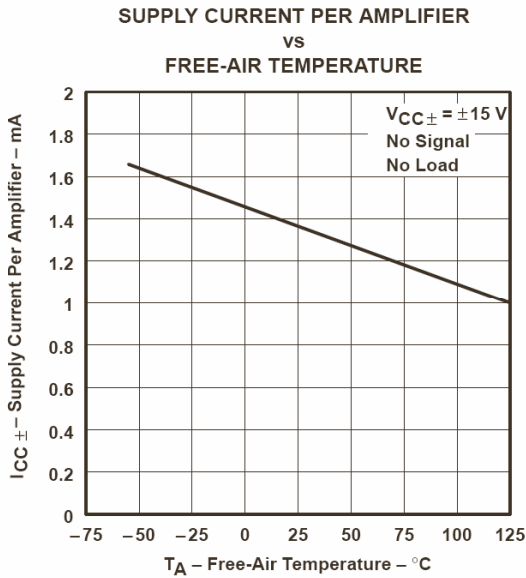


Figure 16

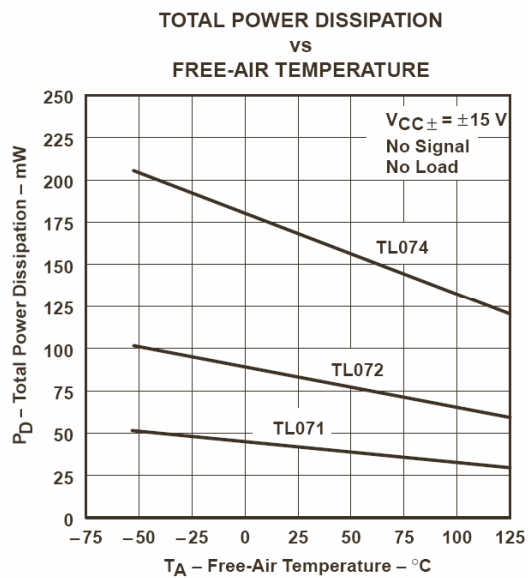


Figure 17

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



TYPICAL CHARACTERISTICS

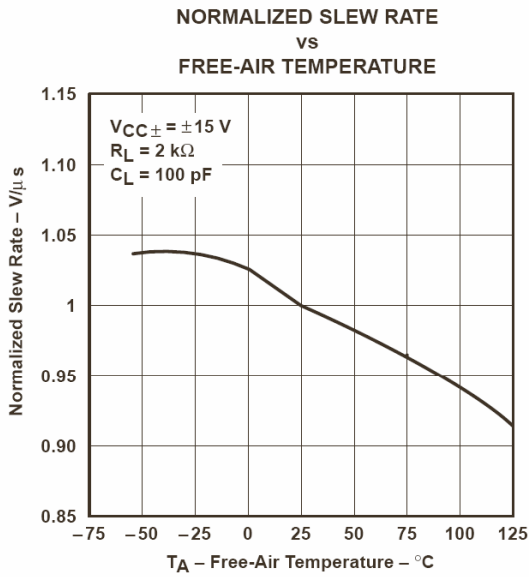


Figure 18

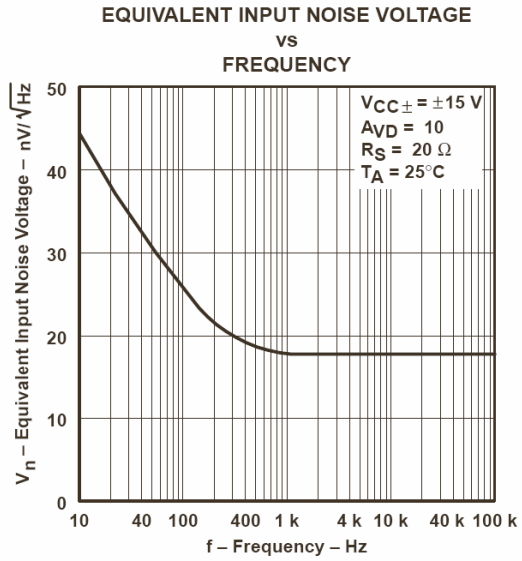


Figure 19

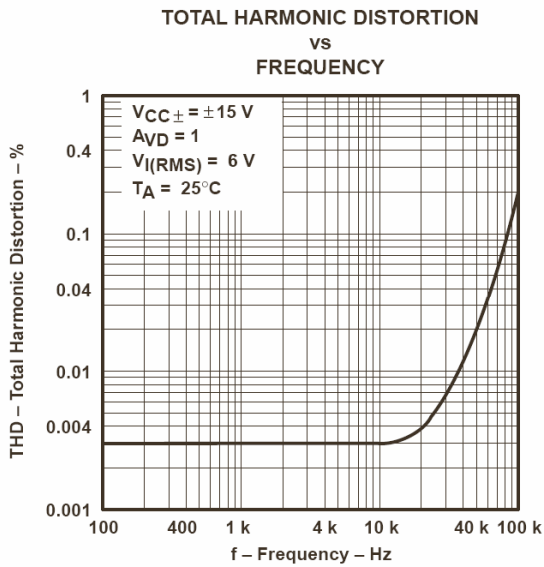


Figure 20

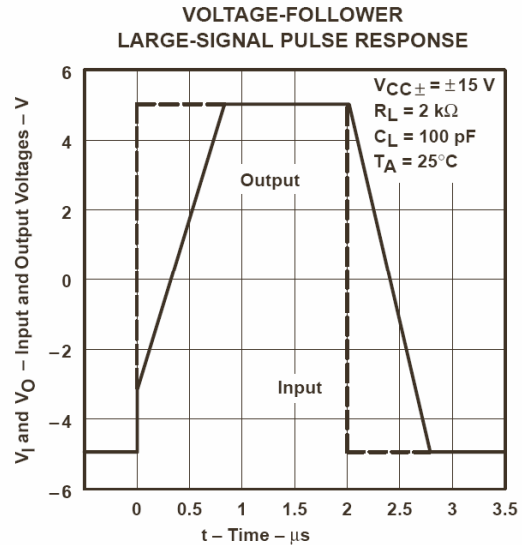


Figure 21

TYPICAL CHARACTERISTICS

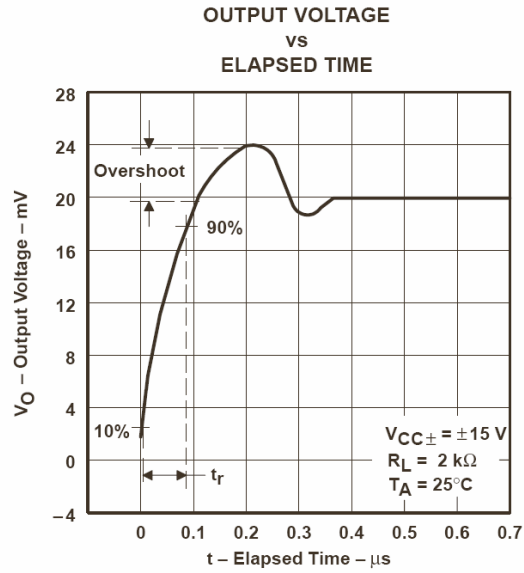


Figure 22

APPLICATION INFORMATION

Table of Application Diagrams

APPLICATION DIAGRAM	PART NUMBER	FIGURE
0.5-Hz square-wave oscillator	TL071	23
High-Q notch filter	TL071	24
Audio-distribution amplifier	TL074	25
100-kHz quadrature oscillator	TL072	26
AC amplifier	TL071	27

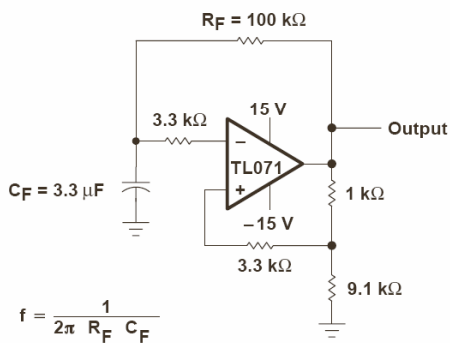


Figure 23. 0.5-Hz Square-Wave Oscillator

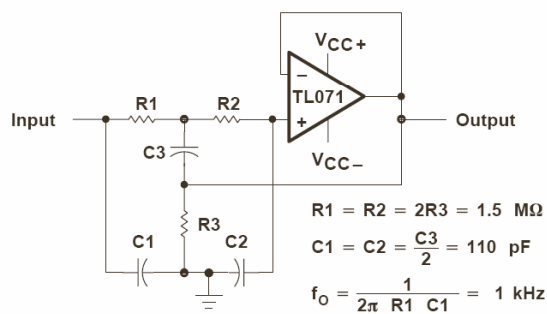


Figure 24. High-Q Notch Filter

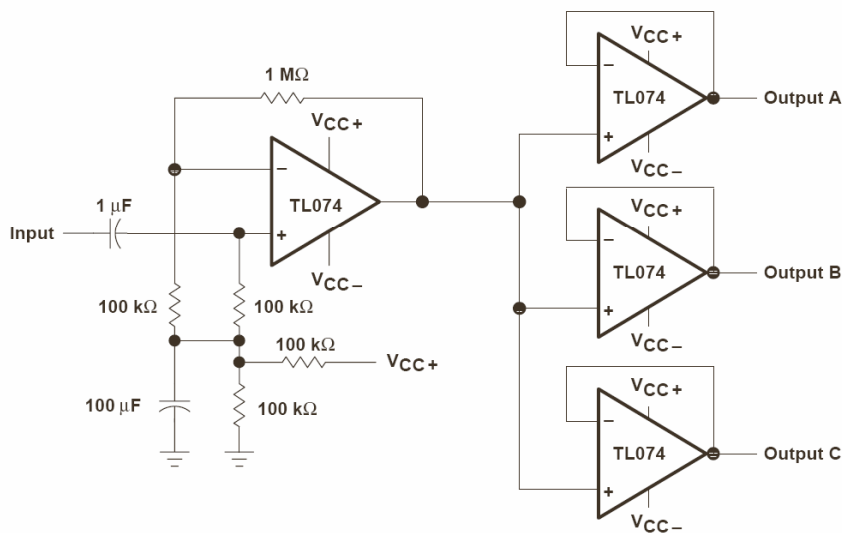
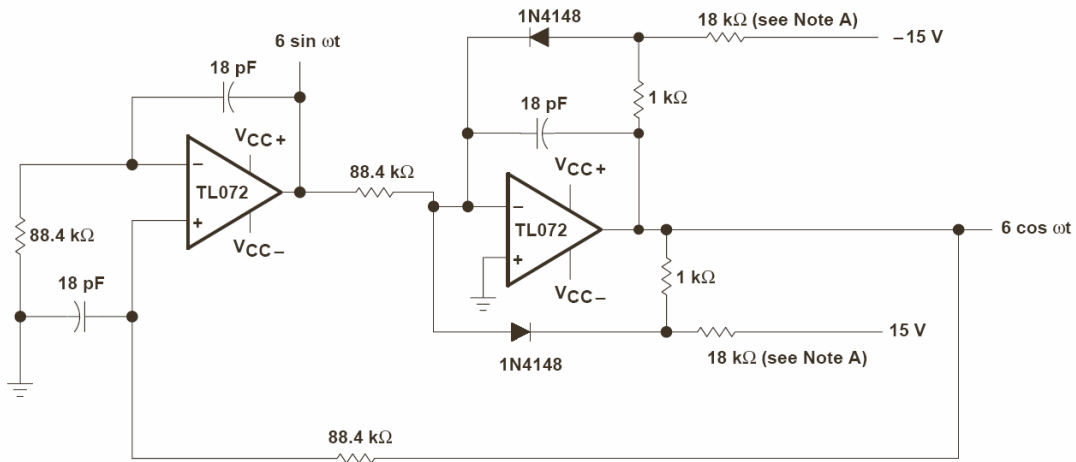


Figure 25. Audio-Distribution Amplifier

TL071, TL071A, TL071B, TL072
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

APPLICATION INFORMATION



NOTE A: These resistor values may be adjusted for a symmetrical output.

Figure 26. 100-kHz Quadrature Oscillator

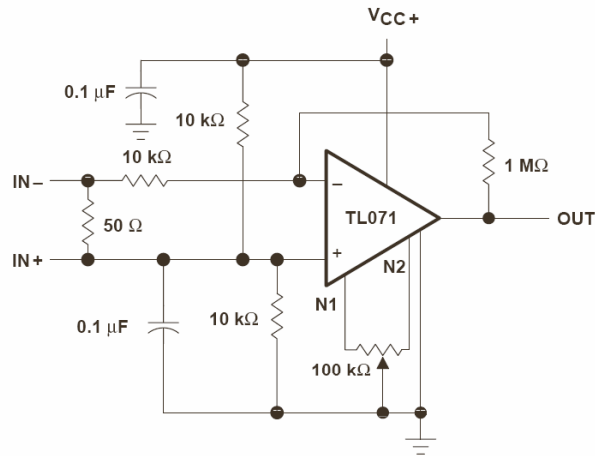


Figure 27. AC Amplifier

LM117/LM317A/LM317

3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential volt-

age, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

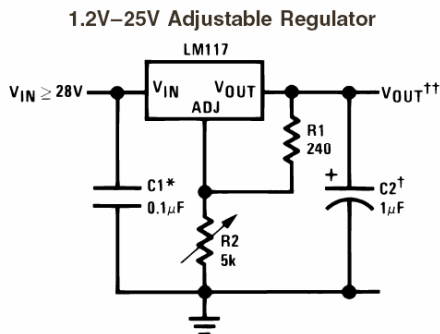
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P+ Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications



00906301

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

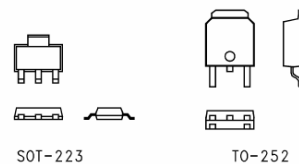
†Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1μF to 1000μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$\dagger\dagger V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

LM117 Series Packages

Part Number Suffix	Package	Design Load Current
K	TO-3	1.5A
H	TO-39	0.5A
T	TO-220	1.5A
E	LCC	0.5A
S	TO-263	1.5A
EMP	SOT-223	1A
MDT	TO-252	0.5A

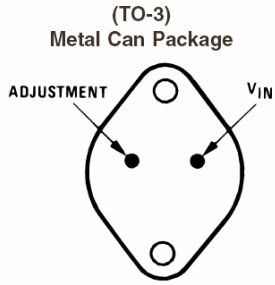
SOT-223 vs. D-Pak (TO-252) Packages



Scale 1:1

00906354

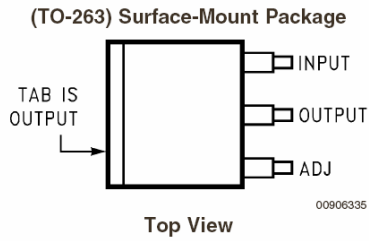
Connection Diagrams



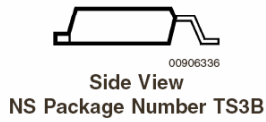
CASE IS OUTPUT

00906330

Bottom View
Steel Package
NS Package Number K02A or K02C

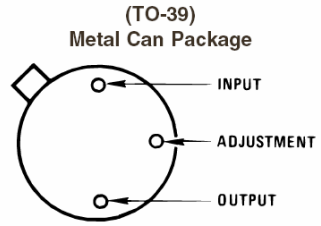


00906335



00906336

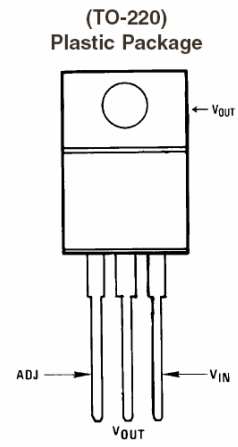
NS Package Number TS3B



CASE IS OUTPUT

00906331

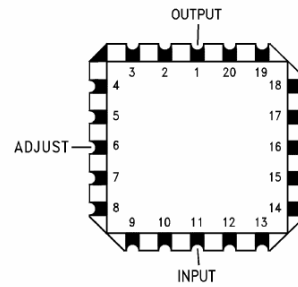
Bottom View
NS Package Number H03A



00906332

Front View
NS Package Number T03B

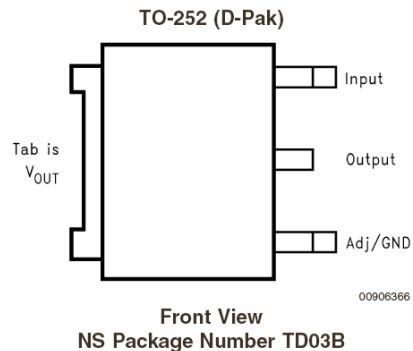
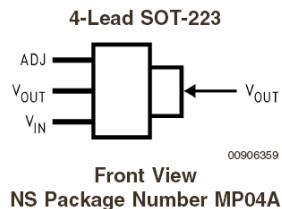
Ceramic Leadless
Chip Carrier



00906334

Top View
NS Package Number E20A

Connection Diagrams (Continued)



Ordering Information

Package	Temperature Range	Part Number	Package Marking	Transport Media	NSC Drawing
Metal Can (TO-3)	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117K STEEL	LM117K STEEL P+	50 Per Bag	K02A
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317K STEEL	LM317K STEEL P+	50 Per Bag	
	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117K/883	LM117K/883	50 Per Bag	K02C
Metal Can (TO-39)	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117H	LM117H P+	500 Per Box	H03A
	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117H/883	LM117H/883	20 Per Tray	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AH	LM317AH P+	500 Per Box	
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317H	LM317H P+	500 Per Box	
TO-220 3- Lead	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AT	LM317AT P+	45 Units/Rail	T03B
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317T	LM317T P+	45 Units/Rail	
TO-263 3- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317S	LM317S P+	45 Units/Rail	TS3B
		LM317SX		500 Units Tape and Reel	
LCC	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117E/883	LM117E/883	50 Units/Rail	E20A
SOT-223 4- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317EMP	N01A	1k Units Tape and Reel	MP04A
		LM317EMPX		2k Units Tape and Reel	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AEMP	N07A	1k Units Tape and Reel	
		LM317AEMPX		2k Units Tape and Reel	
D- Pack 3- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317MDT	LM317MDT	75 Units/Rail	TD03B
		LM317MDTX		2.5k Units Tape and Reel	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AMDT	LM317AMDT	75 Units/Rail	
		LM317AMDTX		2.5k Units Tape and Reel	

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C

ESD Tolerance (Note 5)

3 kV

Operating Temperature Range

LM117	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C
LM317A	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C
LM317	0°C ≤ T _J ≤ +125°C

Preconditioning

Thermal Limit Burn-In All Devices 100%

Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with **boldface type** apply over **full Operating Temperature Range**. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA.

Parameter	Conditions	LM117 (Note 2)			Units
		Min	Typ	Max	
Reference Voltage					V
	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$, $10 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$ (Note 4)		0.01	0.02	%/V
			0.02	0.05	%/V
Load Regulation	$10 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.3	%
			0.3	1	%
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03	0.07	%/W
Adjustment Pin Current			50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$10 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$		0.2	5	μA
Temperature Stability	T _{MIN} ≤ T _J ≤ T _{MAX}		1		%
Minimum Load Current	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V		3.5	5	mA
Current Limit	(V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 15V				
	K Package	1.5	2.2	3.4	A
	H Package	0.5	0.8	1.8	A
	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V				
	K Package	0.3	0.4		A
	H Package	0.15	0.2		A
RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003		%
Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65		dB
	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	66	80		dB
Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package		2.3	3	°C/W
	H Package		12	15	°C/W
	E Package				°C/W
Thermal Resistance, Junction- to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W
	H Package		140		°C/W
	E Package				°C/W

Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with **boldface type** apply over **full Operating Temperature Range**. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{ mA}$.

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			0.01	0.02		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			0.3	1		0.3	1.5	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T, S Packages		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
		H Package	0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
		MP Package	1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages		0.15	0.4		0.15	0.4		A
		H Package	0.075	0.2		0.075	0.2		A
		MP Package	0.15	0.4		0.15	0.4		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$		66	80		66	80	dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package					5		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C/W}$	
	MP Package		23.5			23.5		$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package (Note 6)					92		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C/W}$	
	S Package (Note 6)		50			50		$^\circ\text{C/W}$	

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 and 20W for the TO-3, TO-220, and TO-263. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, TO-220, and TO-263 packages, 0.5A for the TO-39 package and 1A for the SOT-223 Package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

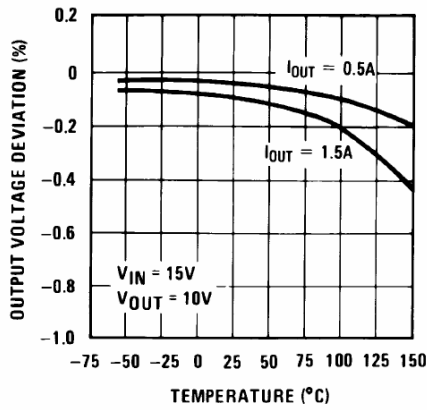
Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: If the TO-263 or TO-252 packages are used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is 50 $^\circ\text{C/W}$; with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is 37 $^\circ\text{C/W}$; and with 1.6 or more square inches of copper area, θ_{JA} is 32 $^\circ\text{C/W}$. If the SOT-223 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area (see applications hints for heatsinking).

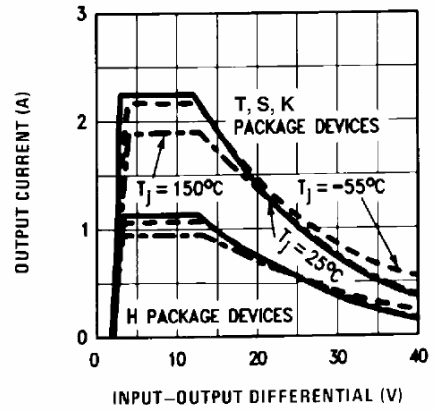
Typical Performance Characteristics Output Capacitor = 0 μ F unless otherwise noted

Load Regulation



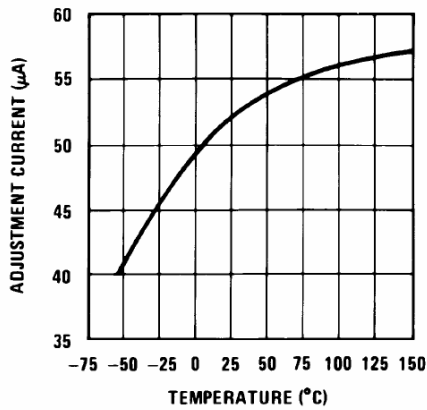
00906337

Current Limit



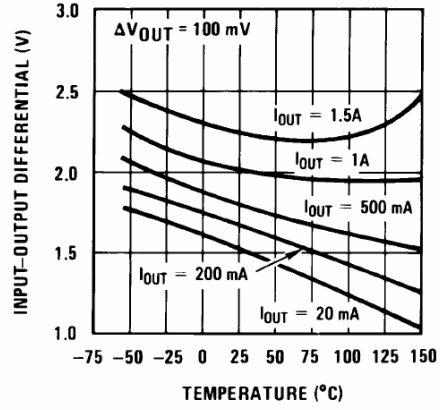
00906338

Adjustment Current



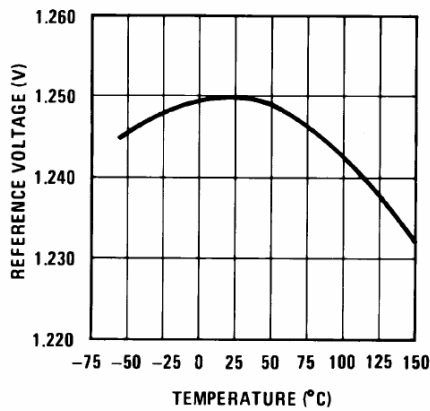
00906339

Dropout Voltage



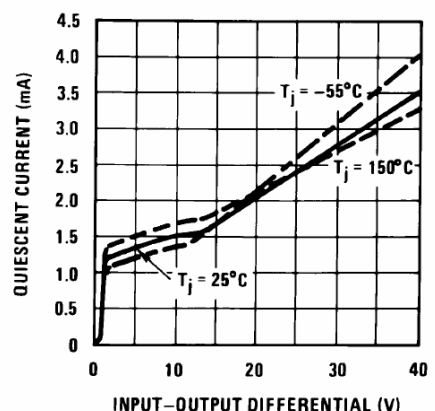
00906340

Temperature Stability



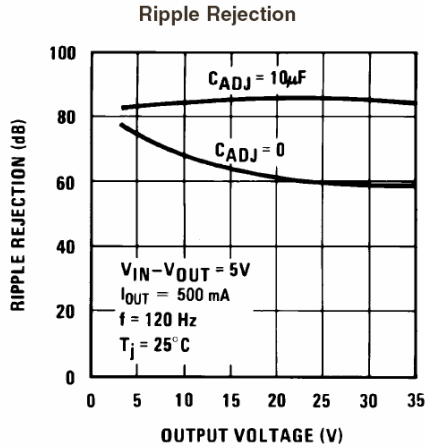
00906341

Minimum Operating Current

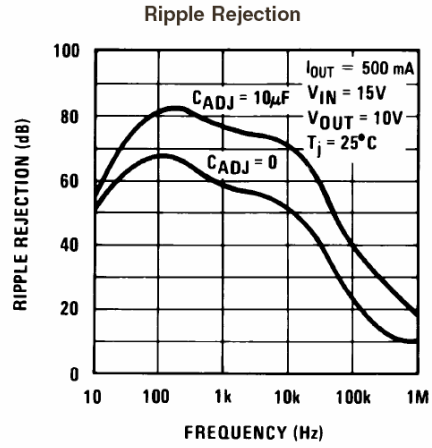


00906342

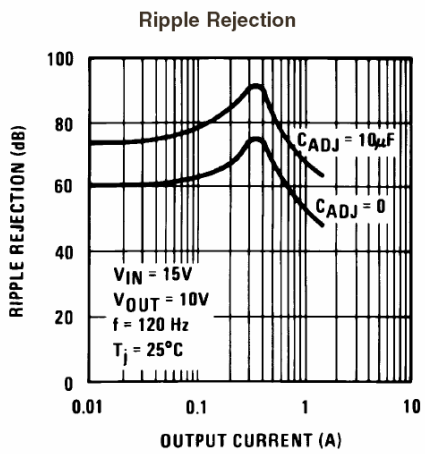
Typical Performance Characteristics Output Capacitor = 0 μ F unless otherwise noted (Continued)



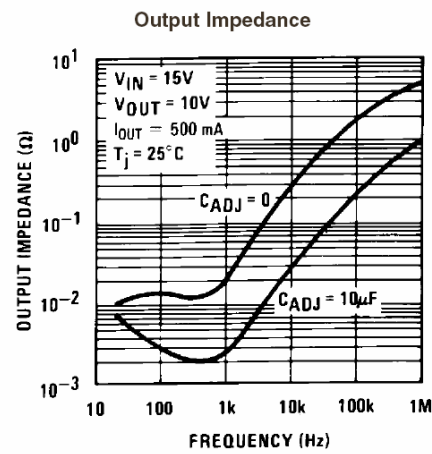
00906343



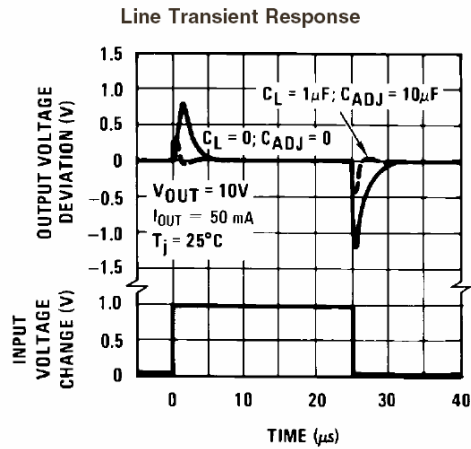
00906344



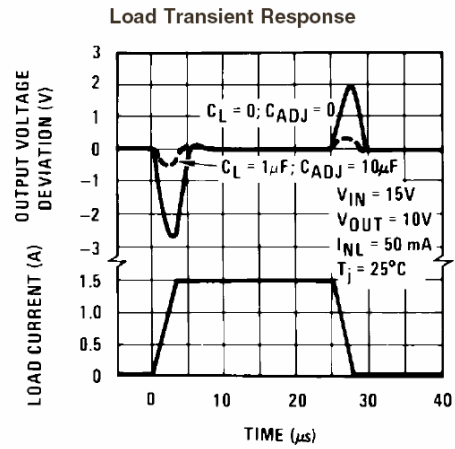
00906345



00906346



00906347



00906348

Application Hints

In operation, the LM117 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor $R1$ and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor $R2$, giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}R2$$

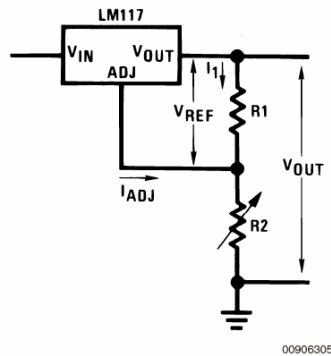


FIGURE 1.

Since the 100 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM117 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

EXTERNAL CAPACITORS

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM117 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 80dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use is solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5MHz. For this reason, 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM117 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance

can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability. Any increase of the load capacitance larger than 10 μ F will merely improve the loop stability and output impedance.

LOAD REGULATION

The LM117 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output (case) of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 Ω \times I_L . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 Ω (1 + $R2/R1$) or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

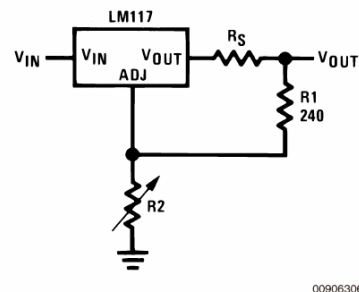


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. However, with the TO-39 package, care should be taken to minimize the wire length of the output lead. The ground of $R2$ can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

PROTECTION DIODES

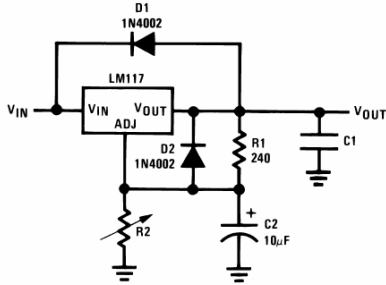
When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM117, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 15A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25 μ F or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs

Application Hints (Continued)

when *either* the input or output is shorted. Internal to the LM117 is a 50Ω resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10μF capacitance. *Figure 3* shows an LM117 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.



00906307

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}R_2$$

D1 protects against C1

D2 protects against C2

FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

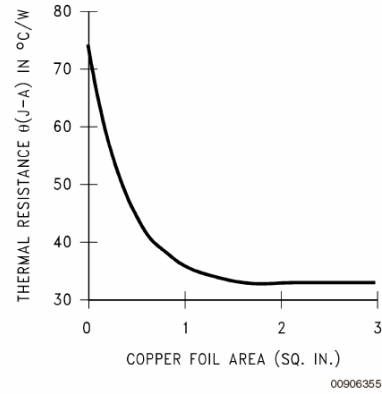
When a value for $\theta_{(H-A)}$ is found using the equation shown, a heatsink must be selected that has a value that is less than or equal to this number.

$\theta_{(H-A)}$ is specified numerically by the heatsink manufacturer in the catalog, or shown in a curve that plots temperature rise vs power dissipation for the heatsink.

HEATSINKING TO-263, SOT-223 AND TO-252 PACKAGE PARTS

The TO-263 ("S"), SOT-223 ("MP") and TO-252 ("DT") packages use a copper plane on the PCB and the PCB itself as a heatsink. To optimize the heat sinking ability of the plane and PCB, solder the tab of the package to the plane.

Figure 4 shows for the TO-263 the measured values of $\theta_{(J-A)}$ for different copper area sizes using a typical PCB with 1 ounce copper and no solder mask over the copper area used for heatsinking.

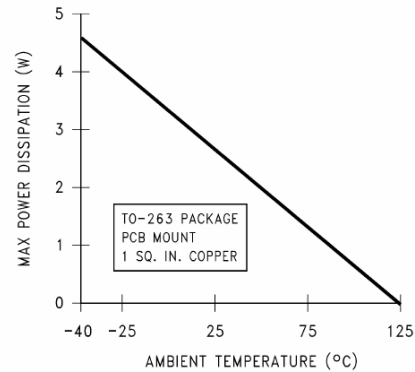


00906355

FIGURE 4. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (1 ounce) Area for the TO-263 Package

As shown in the figure, increasing the copper area beyond 1 square inch produces very little improvement. It should also be observed that the minimum value of $\theta_{(J-A)}$ for the TO-263 package mounted to a PCB is 32°C/W.

As a design aid, *Figure 5* shows the maximum allowable power dissipation compared to ambient temperature for the TO-263 device (assuming $\theta_{(J-A)}$ is 35°C/W and the maximum junction temperature is 125°C).



00906356

FIGURE 5. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the TO-263 Package

Figure 6 and *Figure 7* show the information for the SOT-223 package. *Figure 7* assumes a $\theta_{(J-A)}$ of 74°C/W for 1 ounce copper and 51°C/W for 2 ounce copper and a maximum junction temperature of 125°C.

Application Hints (Continued)

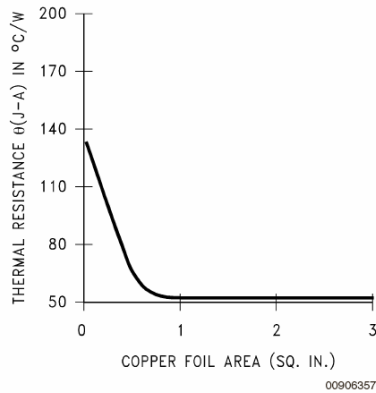


FIGURE 6. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (2 ounce) Area for the SOT-223 Package

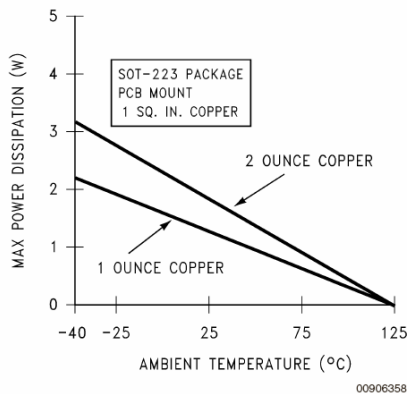


FIGURE 7. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the SOT-223 Package

The LM317 regulators have internal thermal shutdown to protect the device from over-heating. Under all possible operating conditions, the junction temperature of the LM317 must be within the range of 0°C to 125°C. A heatsink may be required depending on the maximum power dissipation and maximum ambient temperature of the application. To deter-

mine if a heatsink is needed, the power dissipated by the regulator, P_D , must be calculated:

$$I_{IN} = I_L + I_G$$

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) I_L + V_{IN} I_G$$

Figure 8 shows the voltage and currents which are present in the circuit.

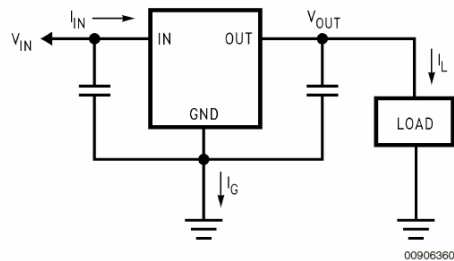


FIGURE 8. Power Dissipation Diagram

The next parameter which must be calculated is the maximum allowable temperature rise, $T_R(max)$:

$$T_R(max) = T_J(max) - T_A(max)$$

where $T_J(max)$ is the maximum allowable junction temperature (125°C), and $T_A(max)$ is the maximum ambient temperature which will be encountered in the application.

Using the calculated values for $T_R(max)$ and P_D , the maximum allowable value for the junction-to-ambient thermal resistance (θ_{JA}) can be calculated:

$$\theta_{JA} = T_R(max)/P_D$$

If the maximum allowable value for θ_{JA} is found to be $\geq 92^\circ\text{C/W}$ (Typical Rated Value) for TO-252 package, no heatsink is needed since the package alone will dissipate enough heat to satisfy these requirements. If the calculated value for θ_{JA} falls below these limits, a heatsink is required.

As a design aid, Table 1 shows the value of the θ_{JA} of TO-252 for different heatsink area. The copper patterns that we used to measure these θ_{JA} s are shown at the end of the Application Notes Section. Figure 9 reflects the same test results as what are in the Table 1

Figure 10 shows the maximum allowable power dissipation vs. ambient temperature for the TO-252 device. Figure 11 shows the maximum allowable power dissipation vs. copper area (in²) for the TO-252 device. Please see AN1028 for power enhancement techniques to be used with SOT-223 and TO-252 packages.

TABLE 1. θ_{JA} Different Heatsink Area

Layout	Copper Area		Thermal Resistance (θ_{JA} °C/W) TO-252
	Top Side (in ²)*	Bottom Side (in ²)	
1	0.0123	0	103
2	0.066	0	87
3	0.3	0	60
4	0.53	0	54
5	0.76	0	52
6	1	0	47
7	0	0.2	84
8	0	0.4	70
9	0	0.6	63

Application Hints (Continued)

TABLE 1. θ_{JA} Different Heatsink Area (Continued)

Layout	Copper Area		Thermal Resistance
10	0	0.8	57
11	0	1	57
12	0.066	0.066	89
13	0.175	0.175	72
14	0.284	0.284	61
15	0.392	0.392	55
16	0.5	0.5	53

Note: * Tab of device attached to topside of copper.

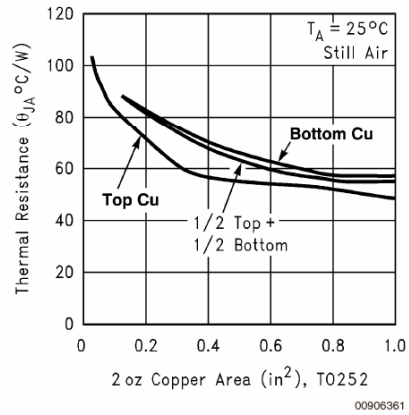


FIGURE 9. θ_{JA} vs 2oz Copper Area for TO-252

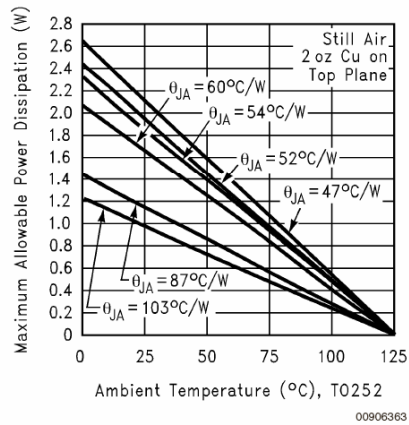
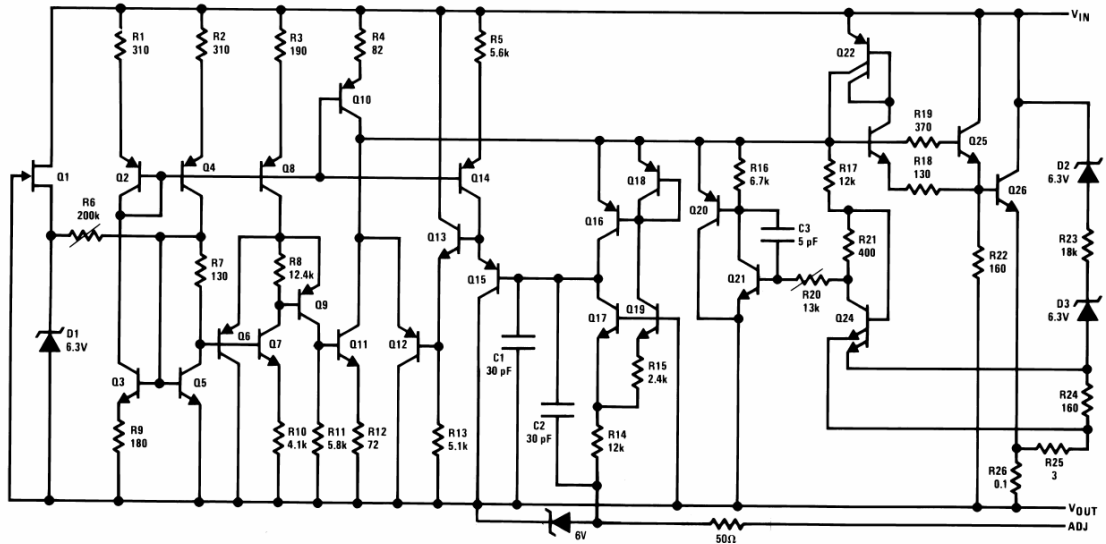


FIGURE 10. Maximum Allowable Power Dissipation vs. Ambient Temperature for TO-252

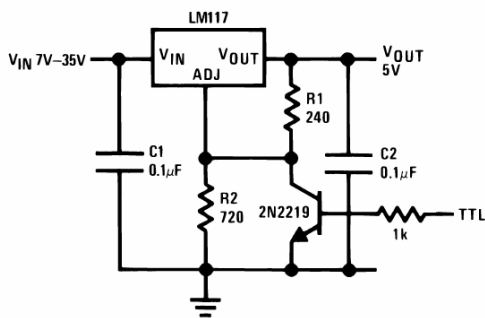
Schematic Diagram



00906308

Typical Applications

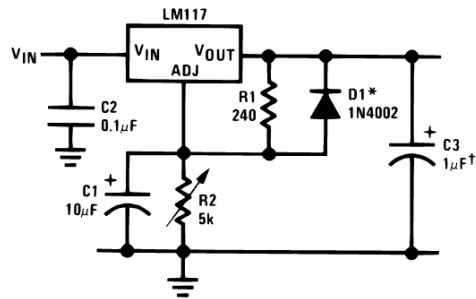
5V Logic Regulator with Electronic Shutdown*



00906303

*Min. output \approx 1.2V

Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

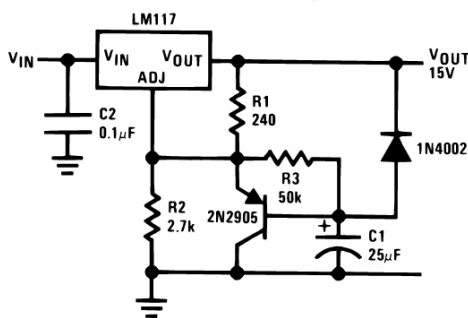


00906310

†Solid tantalum

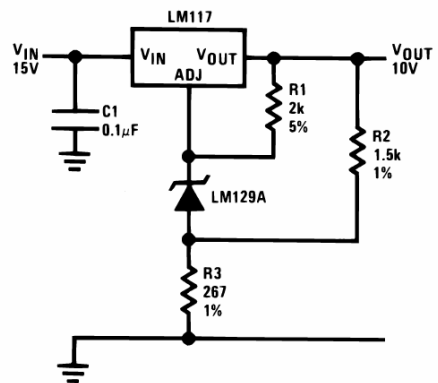
*Discharges C1 if output is shorted to ground

Slow Turn-On 15V Regulator



00906309

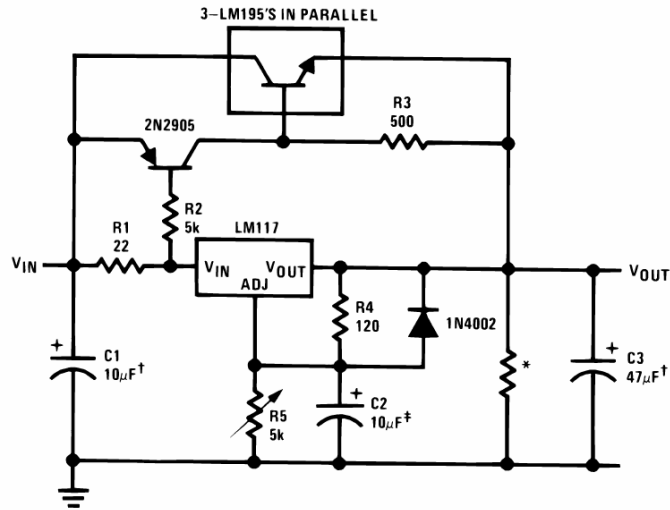
High Stability 10V Regulator



00906311

Typical Applications (Continued)

High Current Adjustable Regulator



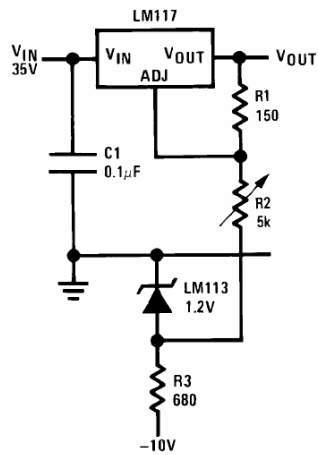
00906312

‡Optional—improves ripple rejection

†Solid tantalum

*Minimum load current = 30 mA

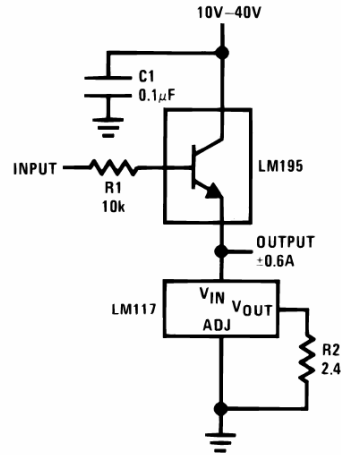
0 to 30V Regulator



00906313

Full output current not available at high input-output voltages

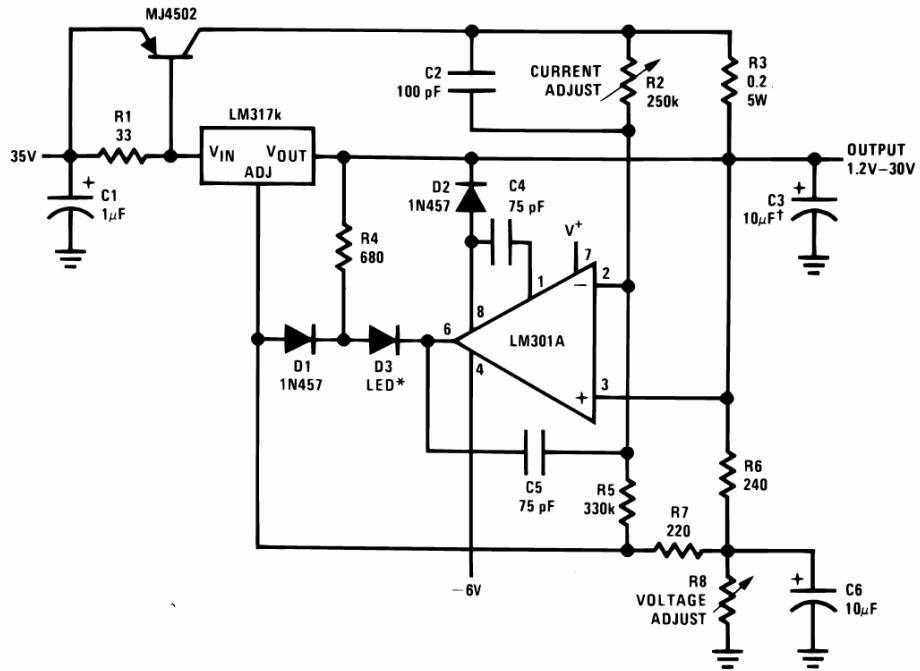
Power Follower



00906314

Typical Applications (Continued)

5A Constant Voltage/Constant Current Regulator

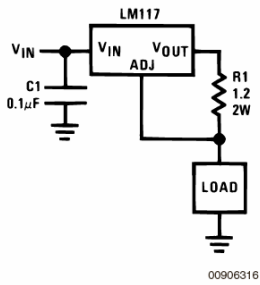


00906315

†Solid tantalum

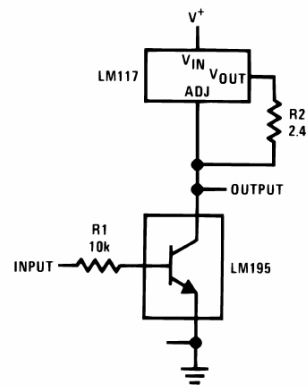
*Lights in constant current mode

1A Current Regulator



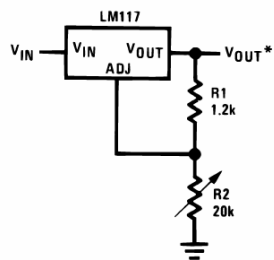
00906316

High Gain Amplifier



00906318

1.2V-20V Regulator with Minimum Program Current

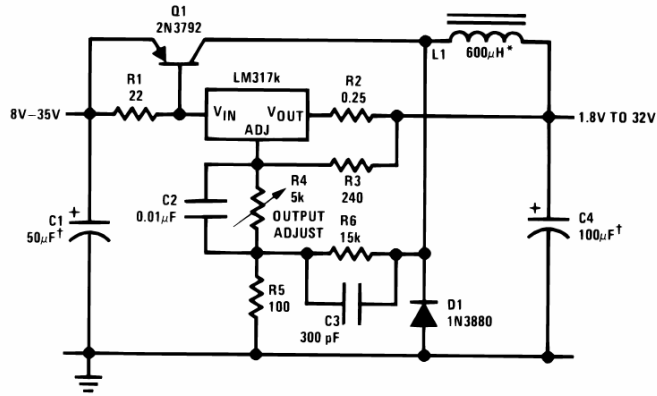


00906317

*Minimum load current \approx 4 mA

Typical Applications (Continued)

Low Cost 3A Switching Regulator

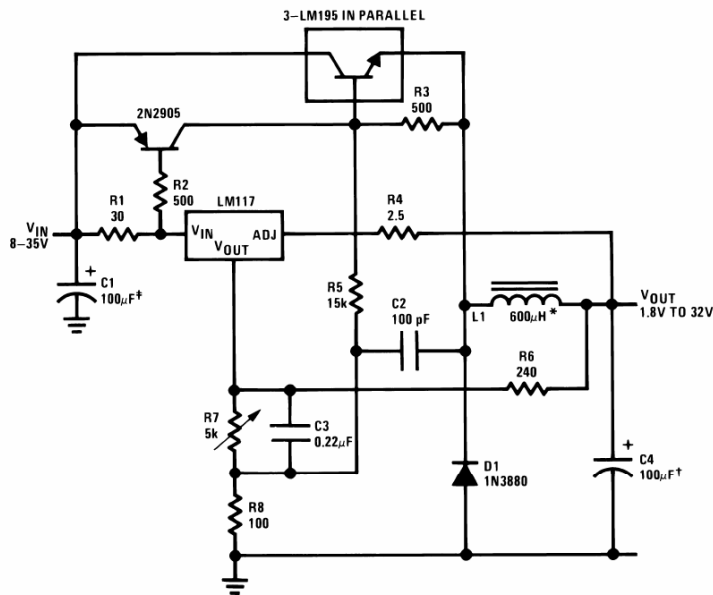


00906319

†Solid tantalum

*Core—Arnold A-254168-2 60 turns

4A Switching Regulator with Overload Protection

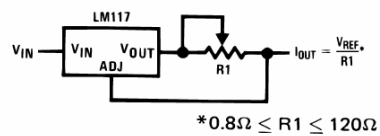


00906320

†Solid tantalum

*Core—Arnold A-254168-2 60 turns

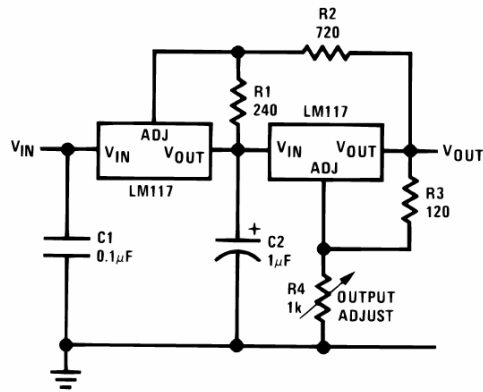
Precision Current Limiter



00906321

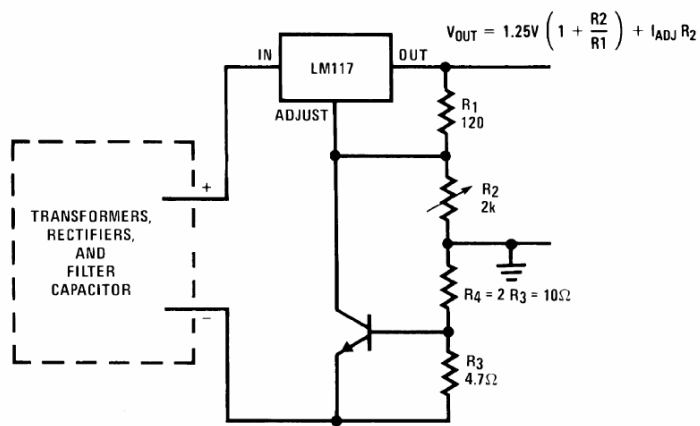
Typical Applications (Continued)

Tracking Preregulator



00906322

Current Limited Voltage Regulator



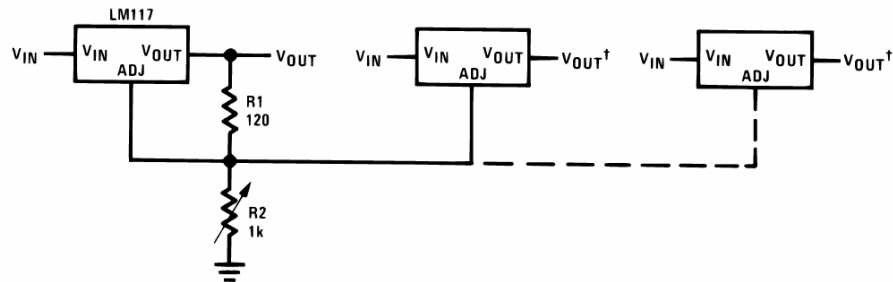
00906323

— Short circuit current is approximately $\frac{600 \text{ mV}}{R_3}$, or 120 mA

(Compared to LM117's higher current limit)

— At 50 mA output only $\frac{3}{4}$ volt of drop occurs in R_3 and R_4

Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control*



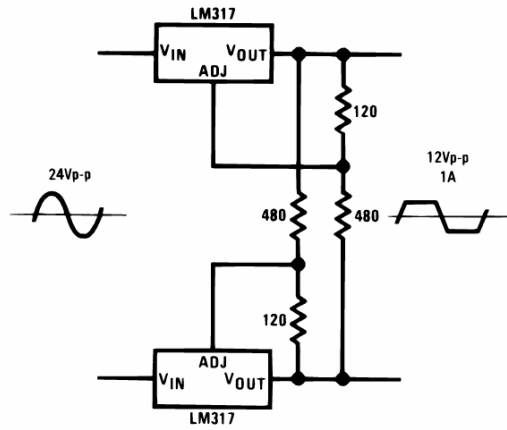
00906324

*All outputs within $\pm 100 \text{ mV}$

†Minimum load — 10 mA

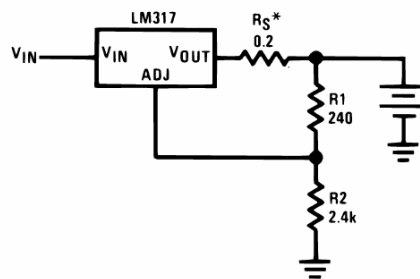
Typical Applications (Continued)

AC Voltage Regulator



00906325

12V Battery Charger

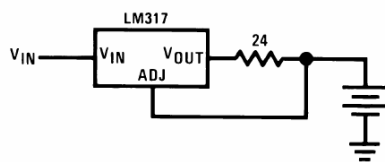


00906326

* R_S —sets output impedance of charger: $Z_{OUT} = R_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

Use of R_S allows low charging rates with fully charged battery.

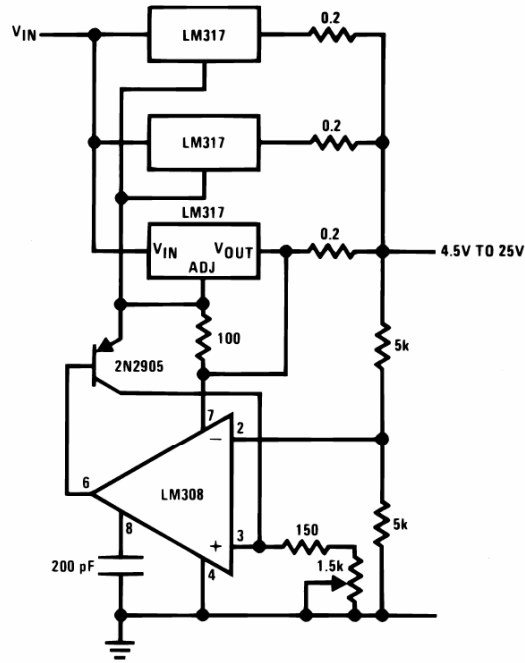
50mA Constant Current Battery Charger



00906327

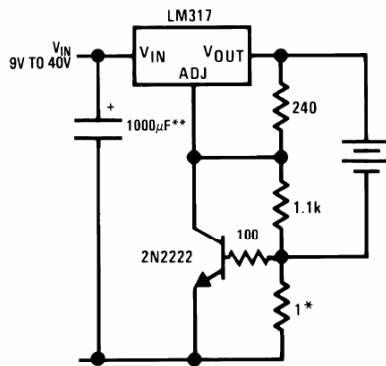
Typical Applications (Continued)

Adjustable 4A Regulator



00906328

Current Limited 6V Charger

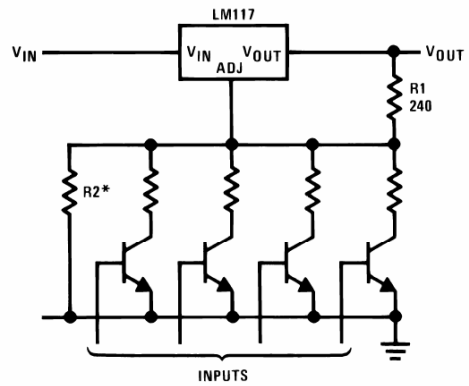


00906329

*Sets peak current (0.6A for 1Ω)

**The 1000µF is recommended to filter out input transients

Digitally Selected Outputs



00906302

*Sets maximum V_{OUT}

LM317L

LM317L 3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM317L is an adjustable 3-terminal positive voltage regulator capable of supplying 100mA over a 1.2V to 37V output range. It is exceptionally easy to use and requires only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM317L is available packaged in a standard TO-92 transistor package which is easy to use.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM317L offers full overload protection. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM317L is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input-to-output differential is not exceeded.

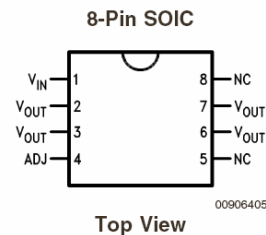
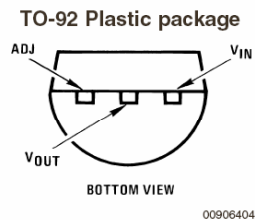
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment and output, the LM317L can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

The LM317L is available in a standard TO-92 transistor package, the SO-8 package, and 6-Bump micro SMD package. The LM317L is rated for operation over a -25°C to 125°C range.

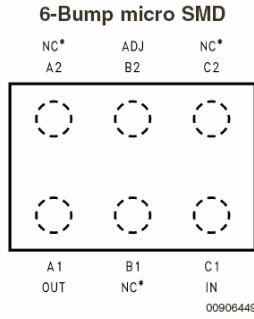
Features

- Adjustable output down to 1.2V
- Guaranteed 100mA output current
- Line regulation typically 0.01%V
- Load regulation typically 0.1%
- Current limit constant with temperature
- Eliminates the need to stock many voltages
- Standard 3-lead transistor package
- 80dB ripple rejection
- Available in TO-92, SO-8, or 6-Bump micro SMD package
- Output is short circuit protected
- See AN-1112 for micro SMD considerations

Connection Diagrams



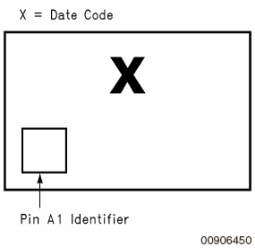
Connection Diagrams (Continued)



*NC = Not Internally connected.

**Top View
(Bump Side Down)**

micro SMD Laser Mark



Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
TO-92	LM317LZ	LM317LZ	1.8k Units per Box	Z03A
8-Pin SOIC	LM317LM	LM317LM	Rails	M08A
6-Bump micro SMD	* LM317LIBP	—	250 Units Tape and Reel	BPA06HPB
	* LM317LIBPX	—	3k Units Tape and Reel	

Note: The micro SMD package marking is a single digit manufacturing Date Code only.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	40V
Operating Junction Temperature Range	-40°C to +125°C

Storage Temperature	-55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 4 seconds)	260°C
Output is Short Circuit Protected	
ESD Susceptibility Human Body Model (Note 5)	2kV

Electrical Characteristics (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$, $I_L \leq 20\text{mA}$ (Note 3)		0.01	0.04	%/V
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $5\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq I_{\text{MAX}}$, (Note 3)		0.1	0.5	%
Thermal Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, 10ms Pulse		0.04	0.2	%/W
Adjustment Pin Current			50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	$5\text{mA} \leq I_L \leq 100\text{mA}$ $3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$, $P \leq 625\text{mW}$		0.2	5	μA
Reference Voltage	$3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$, (Note 4) $5\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq 100\text{mA}$, $P \leq 625\text{mW}$	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$, $I_L \leq 20\text{mA}$ (Note 3)		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$5\text{mA} \leq I_{\text{OUT}} \leq 100\text{mA}$, (Note 3)		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{\text{MIN}} \leq T_J \leq T_{\text{MAX}}$		0.65		%
Minimum Load Current	$(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 40\text{V}$ $3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 15\text{V}$		3.5 1.5	5 2.5	mA
Current Limit	$3\text{V} \leq (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) \leq 13\text{V}$ $(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) = 40\text{V}$	100 25	200 50	300 150	mA mA
Rms Output Noise, % of V_{OUT}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		0.003		%
Ripple Rejection Ratio	$V_{\text{OUT}} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$, $C_{\text{ADJ}} = 0$ $C_{\text{ADJ}} = 10\mu\text{F}$	66	65 80		dB dB
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 Hours		0.3	1	%
Thermal Resistance Junction to Ambient	Z Package 0.4" Leads Z Package 0.125 Leads SO-8 Package 6-Bump micro SMD		180 160 165 290		$^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Note 2: Unless otherwise noted, these specifications apply: $-25^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ for the LM317L; $V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$ and $I_{\text{OUT}} = 40\text{mA}$. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations up to 625mW. I_{MAX} is 100mA.

Note 3: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specification for thermal regulation.

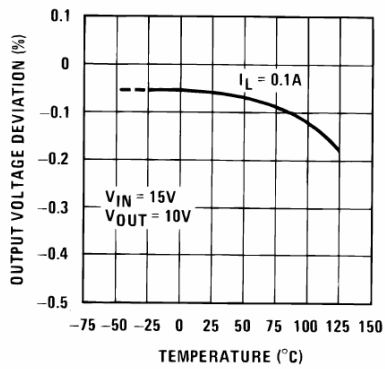
Note 4: Thermal resistance of the TO-92 package is 180°C/W junction to ambient with 0.4" leads from a PC board and 160°C/W junction to ambient with 0.125" lead length to PC board.

Note 5: The human body model is a 100pF capacitor discharged through a 1.5k Ω resistor into each pin.

Typical Performance Characteristics

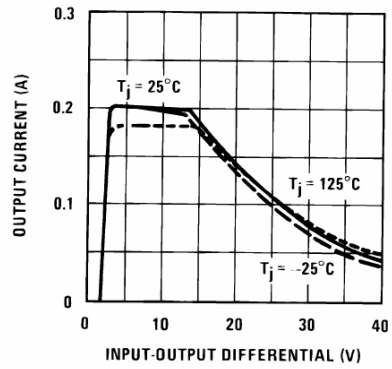
(Output capacitor = 0 μ F unless otherwise noted.)

Load Regulation



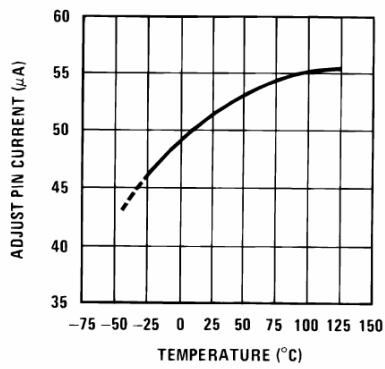
00906434

Current Limit



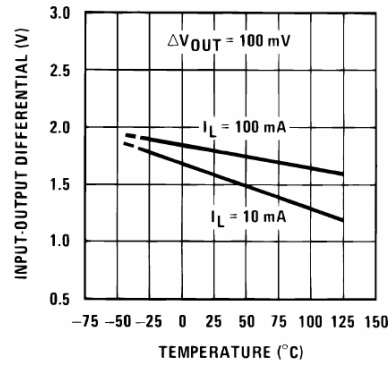
00906435

Adjustment Current



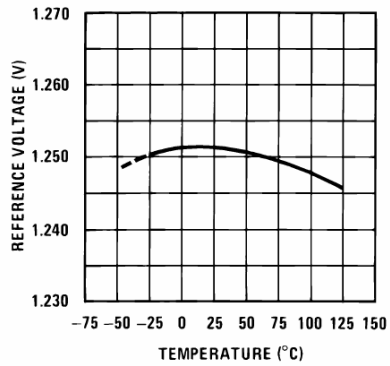
00906436

Dropout Voltage



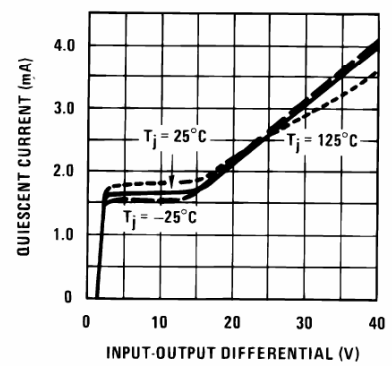
00906437

Reference Voltage Temperature Stability



00906438

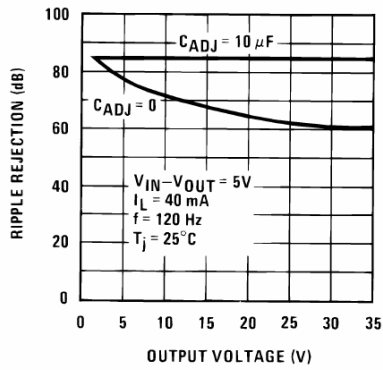
Minimum Operating Current



00906439

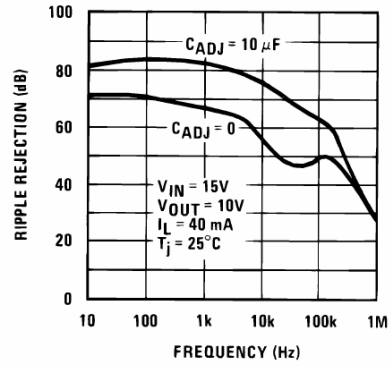
Typical Performance Characteristics (Output capacitor = 0 μ F unless otherwise noted.) (Continued)

Ripple Rejection



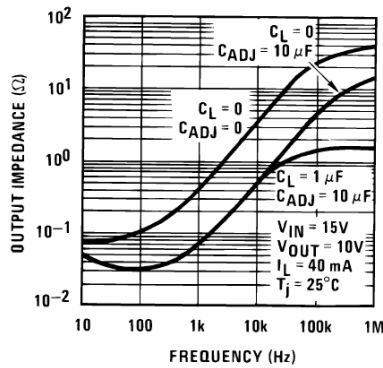
00906440

Ripple Rejection



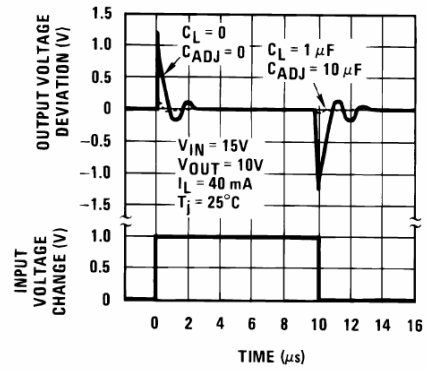
00906441

Output Impedance



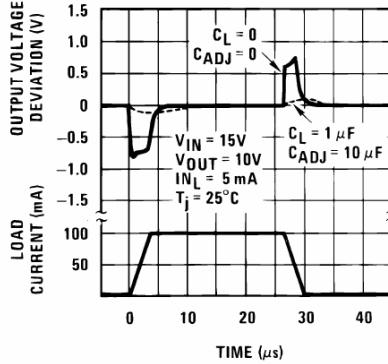
00906442

Line Transient Response



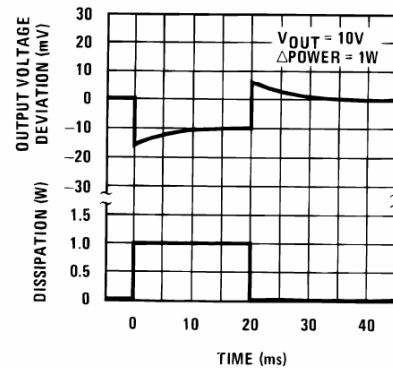
00906443

Load Transient Response



00906444

Thermal Regulation



00906445

Application Hints

In operation, the LM317L develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor $R1$ and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor $R2$, giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}(R2)$$

Since the 100 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM317L was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

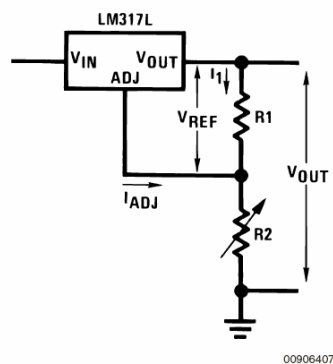


FIGURE 1.

EXTERNAL CAPACITORS

An input bypass capacitor is recommended in case the regulator is more than 6 inches away from the usual large filter capacitor. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used, but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM317L to improve ripple rejection and noise. This bypass capacitor prevents ripple and noise from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 80dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use is solid tantalum. *Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies.* Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5MHz. For this reason, a 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM317L is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values between 500pF and 5000pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability.

LOAD REGULATION

The LM317L is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 Ω \times I_L . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 Ω (1 + $R2/R1$) or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

With the TO-92 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the output pin. The ground of $R2$ can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

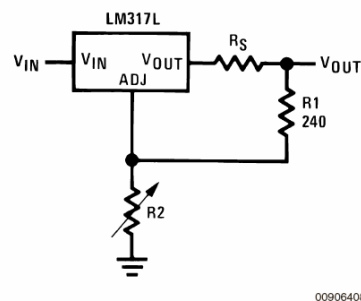


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

THERMAL REGULATION

When power is dissipated in an IC, a temperature gradient occurs across the IC chip affecting the individual IC circuit components. With an IC regulator, this gradient can be especially severe since power dissipation is large. Thermal regulation is the effect of these temperature gradients on output voltage (in percentage output change) per watt of power change in a specified time. Thermal regulation error is independent of electrical regulation or temperature coefficient, and occurs within 5ms to 50ms after a change in power dissipation. Thermal regulation depends on IC layout as well as electrical design. The thermal regulation of a voltage regulator is defined as the percentage change of V_{OUT} , per watt, within the first 10ms after a step of power is applied. The LM317L specification is 0.2%/W, maximum.

In the Thermal Regulation curve at the bottom of the Typical Performance Characteristics page, a typical LM317L's output changes only 7mV (or 0.07% of $V_{OUT} = -10V$) when a 1W pulse is applied for 10ms. This performance is thus well inside the specification limit of 0.2%/W \times 1W = 0.2% maxi-

Application Hints (Continued)

mum. When the 1W pulse is ended, the thermal regulation again shows a 7mV change as the gradients across the LM317L chip die out. Note that the load regulation error of about 14mV (0.14%) is additional to the thermal regulation error.

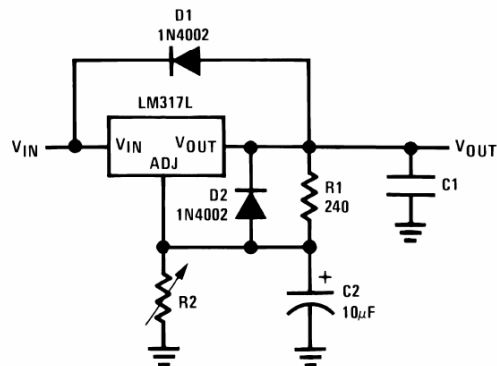
PROTECTION DIODES

When external capacitors are used with *any* IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into

the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM317L, this discharge path is through a large junction that is able to sustain a 2A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25 μ F or less, the LM317L's ballast resistors and output structure limit the peak current to a low enough level so that there is no need to use a protection diode.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs when *either* the input or output is shorted. Internal to the LM317L is a 50 Ω resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10 μ F capacitance. *Figure 3* shows an LM317L with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.



00906409

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) I_{ADJ} R2$$

D1 protects against C1
D2 protects against C2

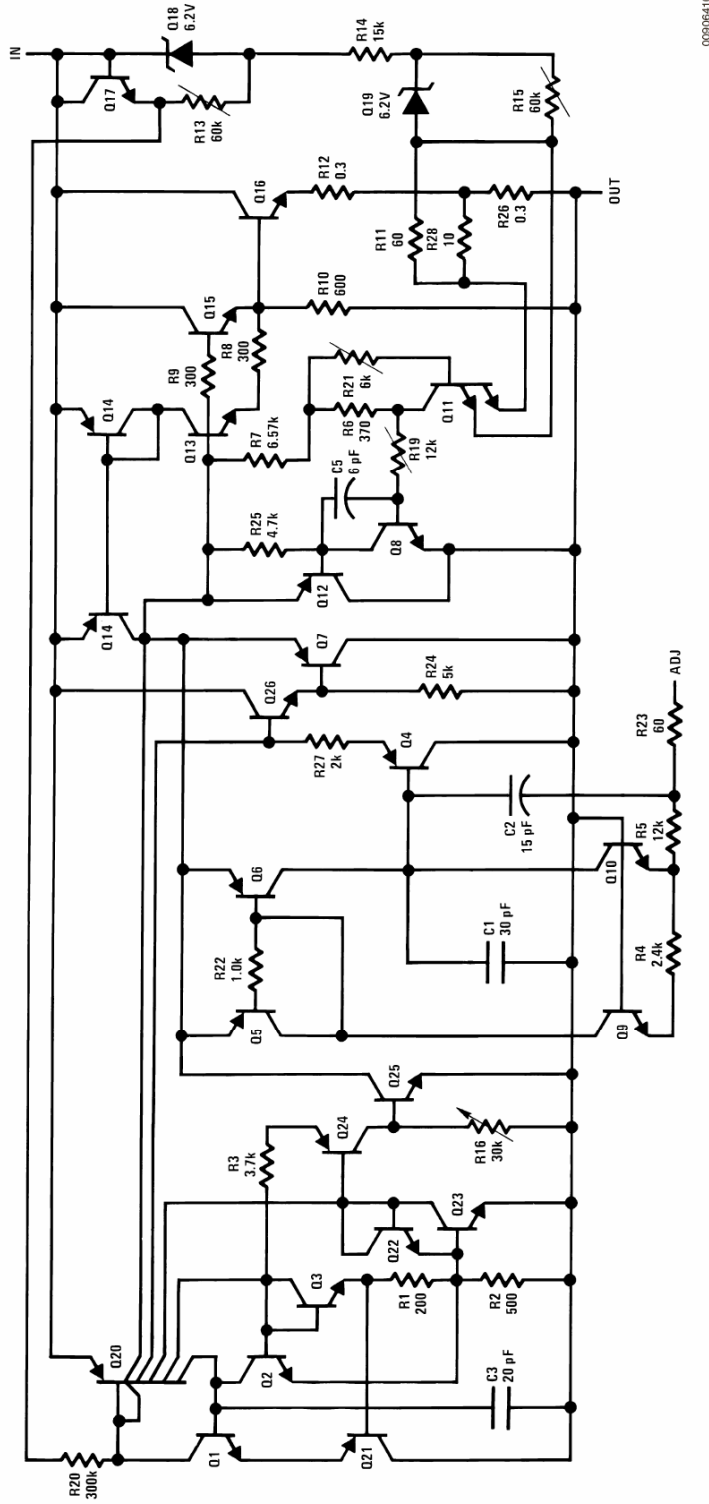
FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

LM317L micro SMD Light Sensitivity

Exposing the LM317L micro SMD package to bright sunlight may cause the V_{REF} to drop. In a normal office environment of fluorescent lighting the output is not affected. The LM317

micro SMD does not sustain permanent damage from light exposure. Removing the light source will cause LM317L's V_{REF} to recover to the proper value.

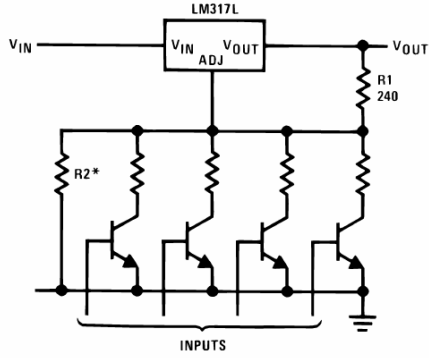
Schematic Diagram



00906410

Typical Applications

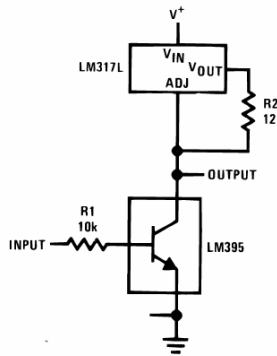
Digitally Selected Outputs



00906411

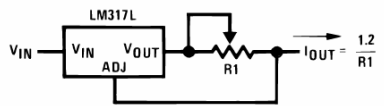
*Sets maximum V_{OUT}

High Gain Amplifier



00906412

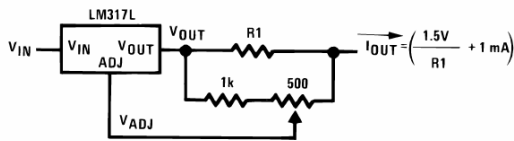
Adjustable Current Limiter



00906413

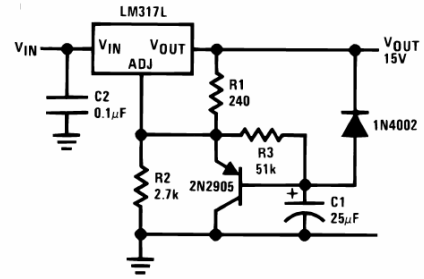
$12 \leq R1 \leq 240$

Precision Current Limiter



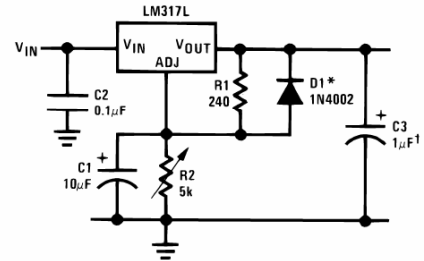
00906414

Slow Turn-On 15V Regulator



00906415

Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

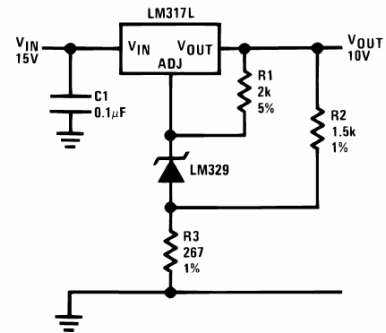


00906416

†Solid tantalum

*Discharges C1 if output is shorted to ground

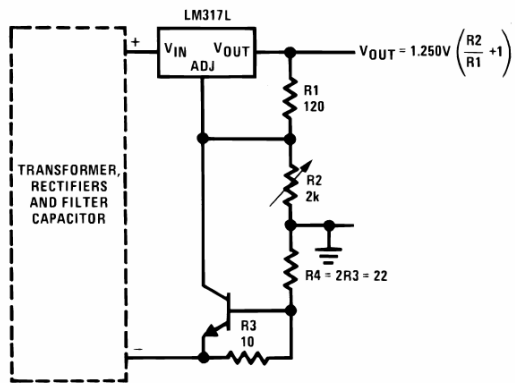
High Stability 10V Regulator



00906417

Typical Applications (Continued)

Adjustable Regulator with Current Limiter

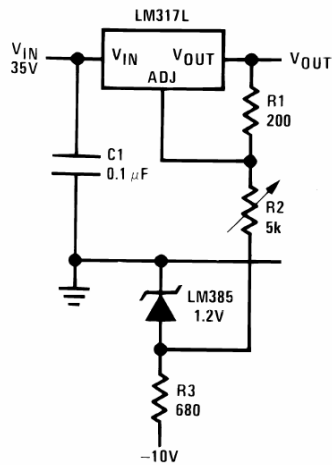


00906418

Short circuit current is approximately $600 \text{ mV}/R_3$, or 60mA (compared to LM317LZ's 200mA current limit).

At 25mA output only 3/4V of drop occurs in R3 and R4.

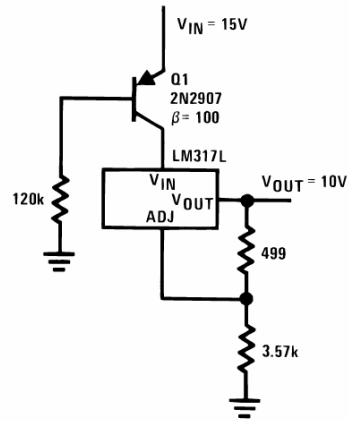
0V–30V Regulator



00906419

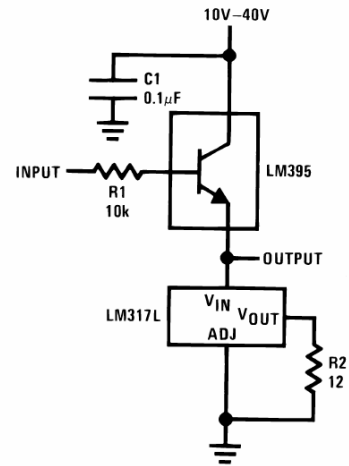
Full output current not available at high input-output voltages

Regulator With 15mA Short Circuit Current



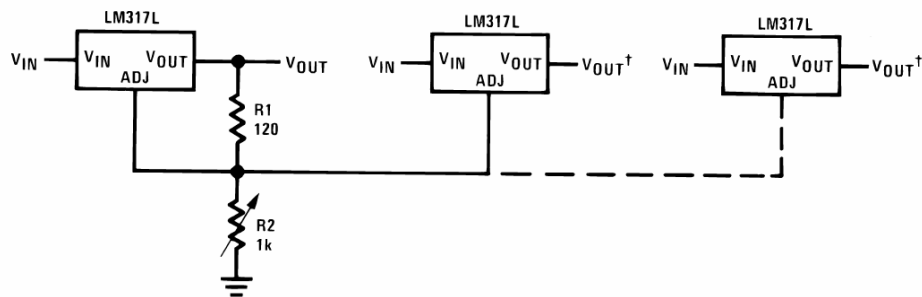
00906420

Power Follower



00906421

Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control*

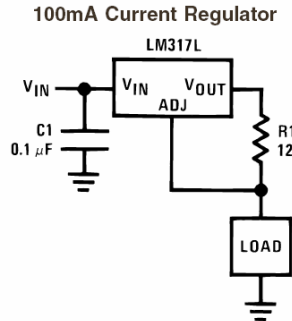


00906422

*All outputs within $\pm 100\text{mV}$

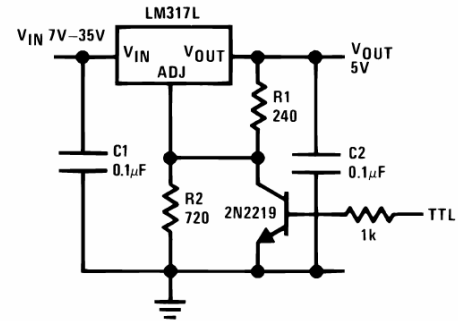
†Minimum load –5mA

Typical Applications (Continued)



00906423

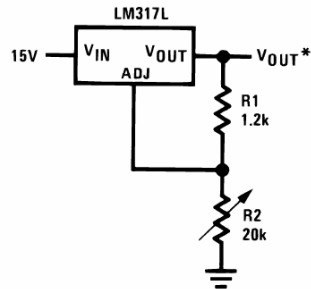
5V Logic Regulator with Electronic Shutdown*



00906426

*Minimum output = 1.2V

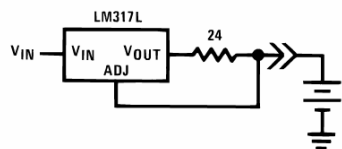
1.2V-12V Regulator with Minimum Program Current



00906424

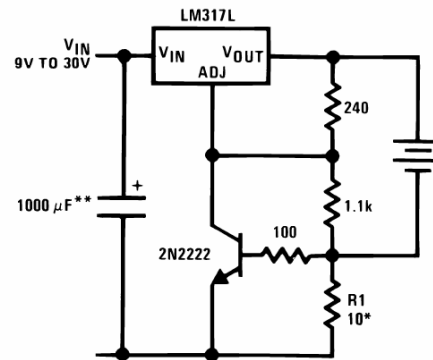
*Minimum load current = 2 mA

50mA Constant Current Battery Charger for Nickel-Cadmium Batteries



00906425

Current Limited 6V Charger



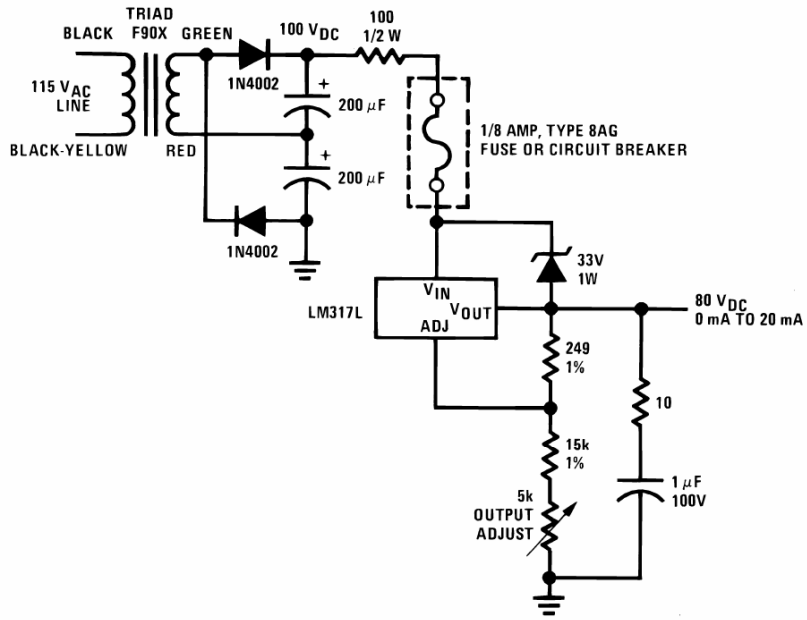
00906427

*Sets peak current, $I_{PEAK} = 0.6V/R1$

**1000μF is recommended to filter out any input transients.

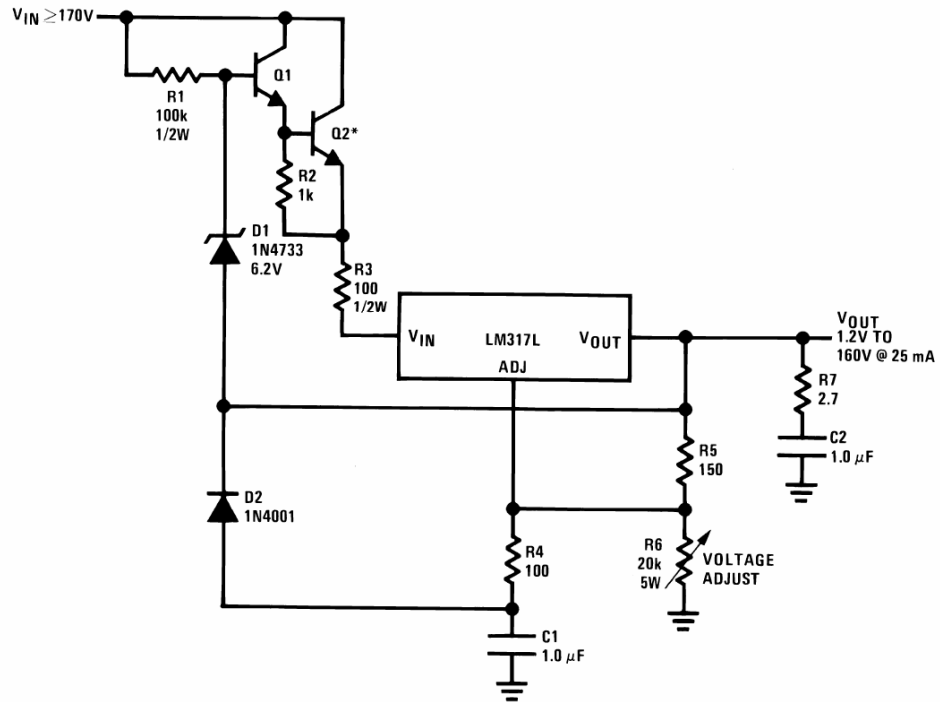
Typical Applications (Continued)

Short Circuit Protected 80V Supply



00906428

Basic High Voltage Regulator

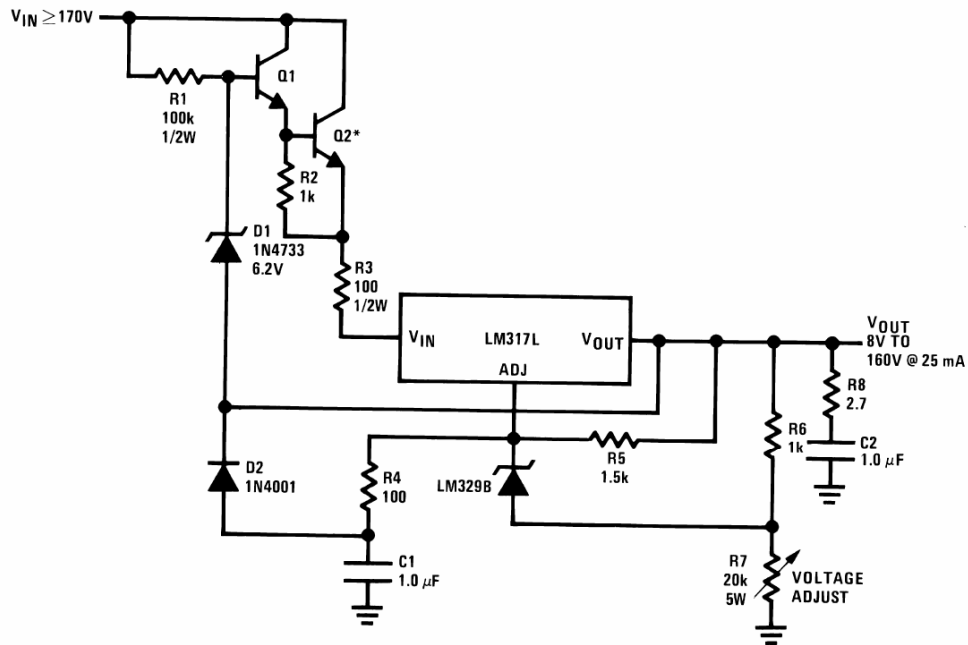


Q1, Q2: NSD134 or similar
 C1, C2: 1µF, 200V mylar**
 *Heat sink

00906429

Typical Applications (Continued)

Precision High Voltage Regulator



00906430

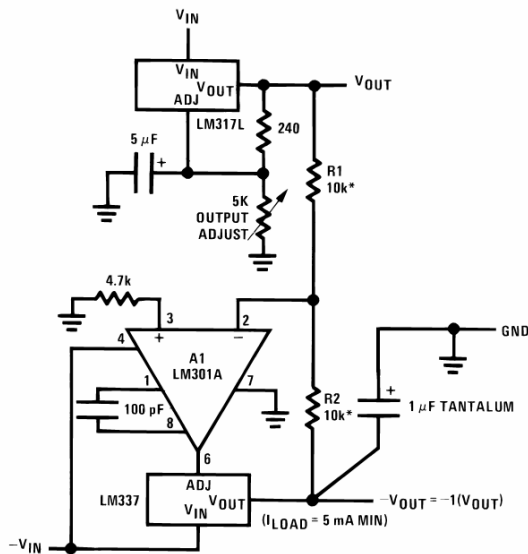
Q1, Q2: NSD134 or similar

C1, C2: 1 μ F, 200V mylar**

*Heat sink

**Mylar is a registered trademark of DuPont Co.

Tracking Regulator

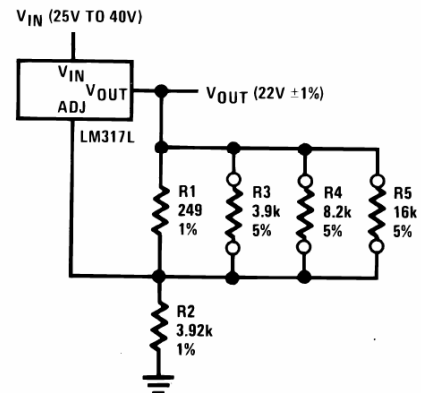


00906431

A1 = LM301A, LM307, or LF13741 only

R1, R2 = matched resistors with good TC tracking

Regulator With Trimmable Output Voltage



00906432

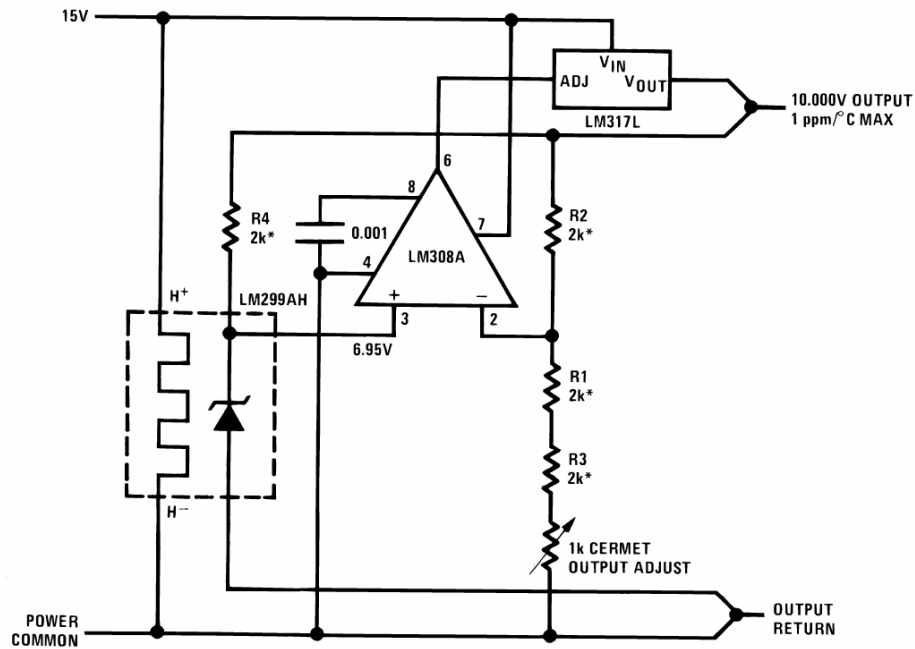
Trim Procedure:

- If V_{OUT} is 23.08V or higher, cut out R3 (if lower, don't cut it out).
- Then if V_{OUT} is 22.47V or higher, cut out R4 (if lower, don't).
- Then if V_{OUT} is 22.16V or higher, cut out R5 (if lower, don't).

This will trim the output to well within $\pm 1\%$ of $22.00 V_{DC}$, without any of the expense or uncertainty of a trim pot (see LB-46). Of course, this technique can be used at any output voltage level.

Typical Applications (Continued)

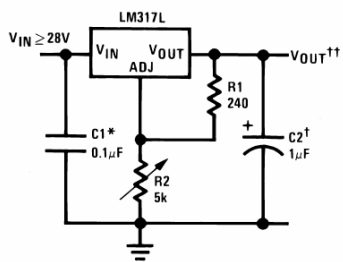
Precision Reference with Short-Circuit Proof Output



00906433

*R1–R4 from thin-film network,
Beckman 694-3-R2K-D or similar

1.2V-25 Adjustable Regulator



00906401

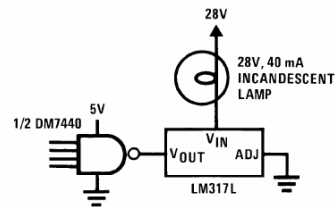
Full output current not available at high input-output voltages

†Optional—improves transient response

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors

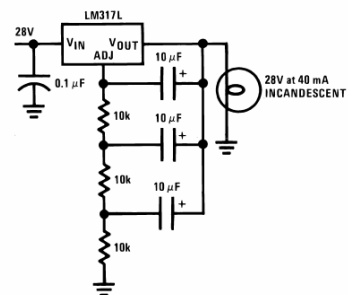
$$\dagger\dagger V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

Fully Protected (Bulletproof) Lamp Driver



00906402

Lamp Flasher



00906403

Output rate—4 flashes per second at 10% duty cycle

LM137/LM337

3-Terminal Adjustable Negative Regulators

General Description

The LM137/LM337 are adjustable 3-terminal negative voltage regulators capable of supplying in excess of $-1.5A$ over an output voltage range of $-1.2V$ to $-37V$. These regulators are exceptionally easy to apply, requiring only 2 external resistors to set the output voltage and 1 output capacitor for frequency compensation. The circuit design has been optimized for excellent regulation and low thermal transients. Further, the LM137 series features internal current limiting, thermal shutdown and safe-area compensation, making them virtually blowout-proof against overloads.

The LM137/LM337 serve a wide variety of applications including local on-card regulation, programmable-output voltage regulation or precision current regulation. The LM137/LM337 are ideal complements to the LM117/LM317 adjustable positive regulators.

Features

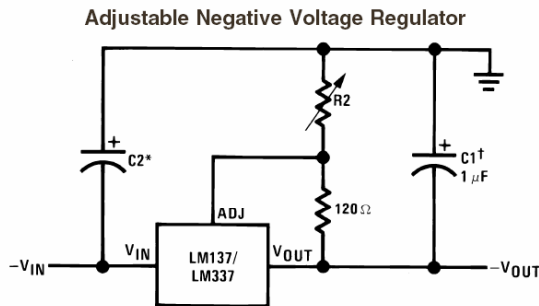
- Output voltage adjustable from $-1.2V$ to $-37V$
- 1.5A output current guaranteed, $-55^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
- Line regulation typically 0.01%/V
- Load regulation typically 0.3%

- Excellent thermal regulation, 0.002%/W
- 77 dB ripple rejection
- Excellent rejection of thermal transients
- 50 ppm/ $^{\circ}C$ temperature coefficient
- Temperature-independent current limit
- Internal thermal overload protection
- P+ Product Enhancement tested
- Standard 3-lead transistor package
- Output is short circuit protected

LM137 Series Packages and Power Capability

Device	Package	Rated Power Dissipation	Design Load Current
LM137/337	TO-3 (K) TO-39 (H)	20W 2W	1.5A 0.5A
LM337	TO-220 (T)	15W	1.5A
LM337	SOT-223 (MP)	2W	1A

Typical Applications



Full output current not available at high input-output voltages

00906701

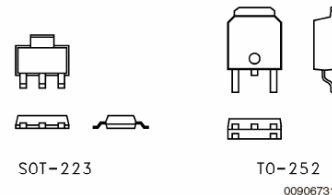
$$-V_{OUT} = -1.25V \left(1 + \frac{R2}{120} \right) + (-I_{ADJ} \times R2)$$

†C1 = 1 μF solid tantalum or 10 μF aluminum electrolytic required for stability

*C2 = 1 μF solid tantalum is required only if regulator is more than 4" from power-supply filter capacitor

Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients

Comparison between SOT-223 and D-Pak (TO-252) Packages



Scale 1:1

Absolute Maximum Ratings (Notes 1, 4)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	40V
Operating Junction Temperature Range	
LM137	-55°C to +150°C

LM337	0°C to +125°C
LM337I	-40°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 sec.)	260°C
ESD Rating	2k Volts

Electrical Characteristics (Note 1)

Parameter	Conditions	LM137			LM337			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Line Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 40\text{V}$ (Note 2) $I_L = 10\text{ mA}$		0.01	0.02		0.01	0.04	%/V
Load Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$		0.3	0.5		0.3	1.0	%
Thermal Regulation	$T_j = 25^\circ\text{C}$, 10 ms Pulse		0.002	0.02		0.003	0.04	%/W
Adjustment Pin Current			65	100		65	100	μA
Adjustment Pin Current Charge	$10\text{ mA} \leq I_L \leq I_{MAX}$ $3.0\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 40\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		2	5		2	5	μA
Reference Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$ (Note 3) $3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 40\text{V}$, (Note 3) $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	-1.225	-1.250	-1.275	-1.213	-1.250	-1.287	V
		-1.200	-1.250	-1.300	-1.200	-1.250	-1.300	V
Line Regulation	$3\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 40\text{V}$, (Note 2)		0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, (Note 2)		0.3	1		0.3	1.5	%
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_j \leq T_{MAX}$		0.6			0.6		%
Minimum Load Current	$ V_{IN} - V_{OUT} \leq 40\text{V}$ $ V_{IN} - V_{OUT} \leq 10\text{V}$		2.5	5		2.5	10	mA
			1.2	3		1.5	6	mA
Current Limit	$ V_{IN} - V_{OUT} \leq 15\text{V}$ K, MP and T Package H Package $ V_{IN} - V_{OUT} = 40\text{V}$, $T_j = 25^\circ\text{C}$ K, MP and T Package H Package	1.5	2.2	3.5	1.5	2.2	3.7	A
		0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.9	A
		0.24	0.4		0.15	0.4		A
		0.15	0.17		0.10	0.17		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$T_j = 25^\circ\text{C}$, 10 Hz $\leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = -10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$ $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$		60			60		dB
		66	77		66	77		dB
Long-Term Stability	$T_j = 125^\circ\text{C}$, 1000 Hours		0.3	1		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$
	K Package		2.3	3		2.3	3	$^\circ\text{C/W}$
	T Package					4		$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$
	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$
	T Package					50		$^\circ\text{C/W}$
	MP Package					170		$^\circ\text{C/W}$

Note 1: Unless otherwise specified, these specifications apply $-55^\circ\text{C} \leq T_j \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM137, $0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$ for the LM337; $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$; and $I_{OUT} = 0.1\text{A}$ for the TO-39 package and $I_{OUT} = 0.5\text{A}$ for the TO-3, SOT-223 and TO-220 packages. Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 (see Application Hints), and 20W for the TO-3, and TO-220. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, SOT-223 and TO-220 packages, and 0.2A for the TO-39 package.

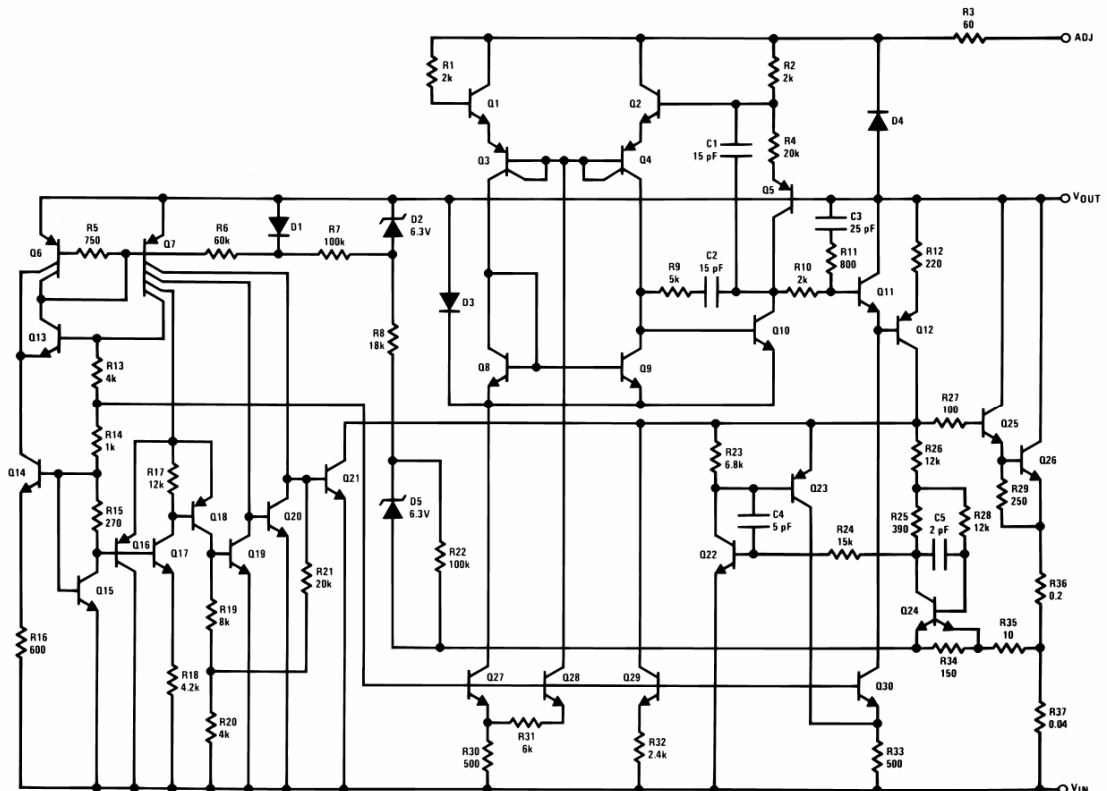
Note 2: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specification for thermal regulation. Load regulation is measured on the output pin at a point $1/8"$ below the base of the TO-3 and TO-39 packages.

Note 3: Selected devices with tightened tolerance reference voltage available.

Electrical Characteristics (Note 1) (Continued)

Note 4: Refer to RETS137H drawing for LM137H or RETS137K drawing for LM137K military specifications.

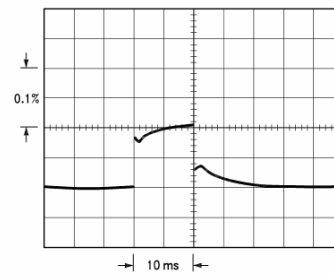
Schematic Diagram



00906702

Thermal Regulation

When power is dissipated in an IC, a temperature gradient occurs across the IC chip affecting the individual IC circuit components. With an IC regulator, this gradient can be especially severe since power dissipation is large. Thermal regulation is the effect of these temperature gradients on output voltage (in percentage output change) per Watt of power change in a specified time. Thermal regulation error is independent of electrical regulation or temperature coefficient, and occurs within 5 ms to 50 ms after a change in power dissipation. Thermal regulation depends on IC layout as well as electrical design. The thermal regulation of a voltage regulator is defined as the percentage change of V_{OUT} , per Watt, within the first 10 ms after a step of power is applied. The LM137's specification is 0.02%/W, max.



00906703

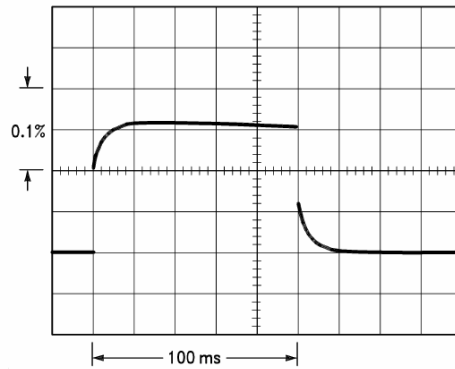
LM137, $V_{OUT} = -10V$
 $V_{IN} - V_{OUT} = -40V$
 $I_{IL} = 0A \rightarrow 0.25A \rightarrow 0A$
 Vertical sensitivity, 5 mV/div

FIGURE 1.

Thermal Regulation (Continued)

In *Figure 1*, a typical LM137's output drifts only 3 mV (or 0.03% of $V_{OUT} = -10V$) when a 10W pulse is applied for 10 ms. This performance is thus well inside the specification limit of $0.02\%/W \times 10W = 0.2\%$ max. When the 10W pulse is

ended, the thermal regulation again shows a 3 mV step at the LM137 chip cools off. Note that the load regulation error of about 8 mV (0.08%) is additional to the thermal regulation error. In *Figure 2*, when the 10W pulse is applied for 100 ms, the output drifts only slightly beyond the drift in the first 10 ms, and the thermal error stays well within 0.1% (10 mV).

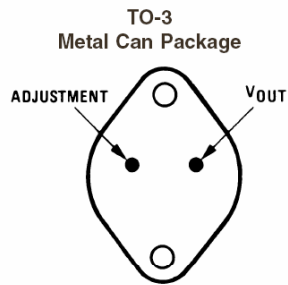


00906704

LM137, $V_{OUT} = -10V$
 $V_{IN} - V_{OUT} = -40V$
 $I_L = 0A \rightarrow 0.25A \rightarrow 0A$
 Horizontal sensitivity, 20 ms/div

FIGURE 2.

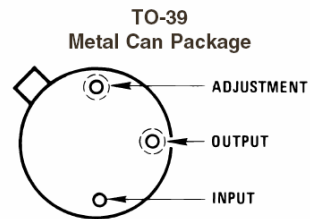
Connection Diagrams



00906705

Case is Input

Bottom View
 Order Number LM137K/883
 LM137KPQML and LM137KPQMLV(Note 5)
 See NS Package Number K02C
 Order Number LM337K STEEL
 See NS Package Number K02A



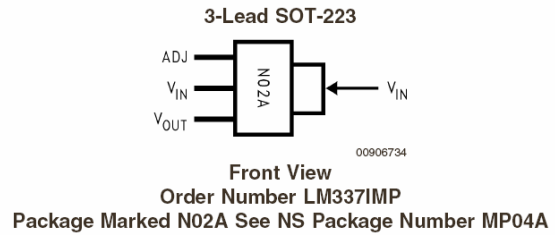
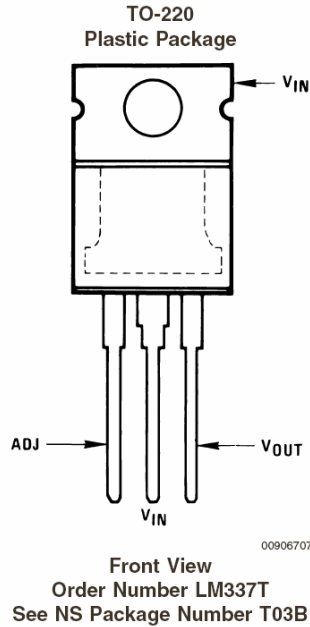
00906706

Case Is Input

Note 5: See STD Mil DWG 5962P99517 for Radiation Tolerant Devices

Bottom View
 Order Number LM137H, LM137H/883 or LM337H
 LM137HPQML and LM137HPQMLV(Note 5)
 See NS Package Number H03A

Connection Diagrams (Continued)



Application Hints

When a value for $\theta_{(H-A)}$ is found using the equation shown, a heatsink must be selected that has a value that is less than or equal to this number.

HEATSINKING SOT-223 PACKAGE PARTS

The SOT-223 ("MP") packages use a copper plane on the PCB and the PCB itself as a heatsink. To optimize the heat sinking ability of the plane and PCB, solder the tab of the package to the plane.

Figures 3, 4 show the information for the SOT-223 package. Figure 4 assumes a $\theta_{(J-A)}$ of 75°C/W for 1 ounce copper and 51°C/W for 2 ounce copper and a maximum junction temperature of 125°C.

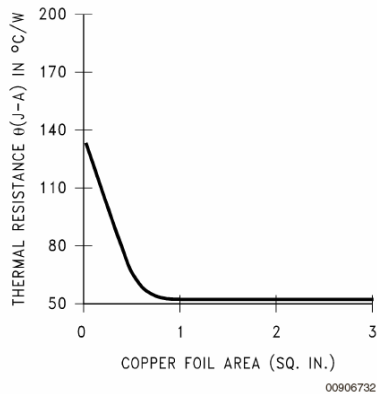


FIGURE 3. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (2 ounce) Area for the SOT-223 Package

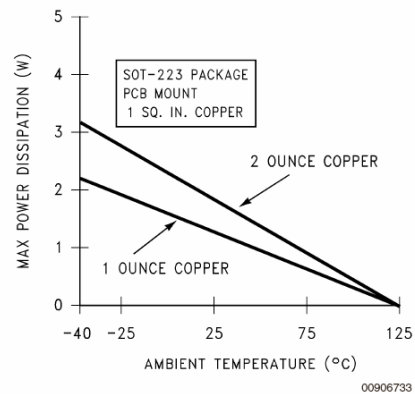
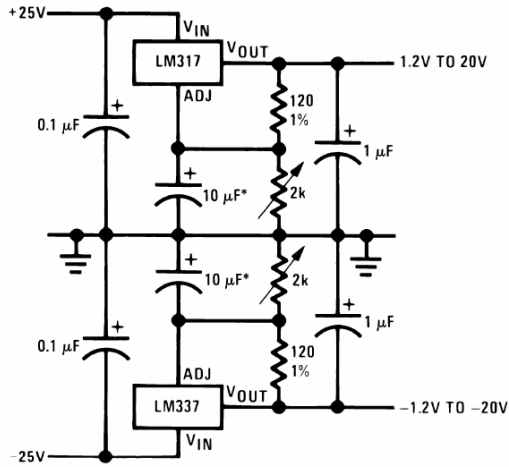


FIGURE 4. Maximum Power Dissipation vs. T_{AMB} for the SOT-223 Package

Please see AN1028 for power enhancement techniques to be used with the SOT-223 package.

Typical Applications

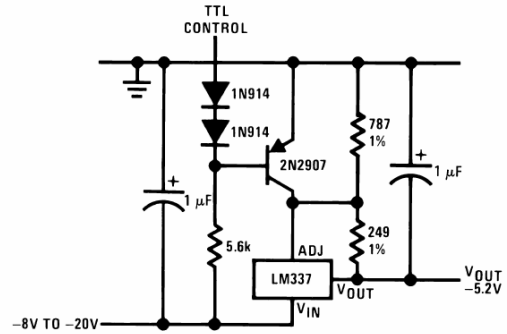
Adjustable Lab Voltage Regulator



Full output current not available at high input-output voltages
 *The 10 μF capacitors are optional to improve ripple rejection

00906709

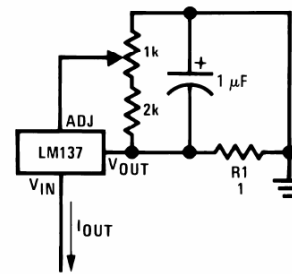
-5.2V Regulator with Electronic Shutdown*



*Minimum output = -1.3V when control input is low

00906710

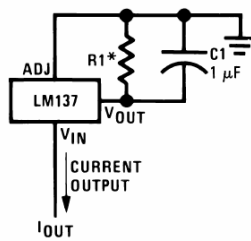
Adjustable Current Regulator



00906712

$$I_{OUT} = \left(\frac{1.5V}{R1} \right) \pm 15\% \text{ adjustable}$$

Current Regulator

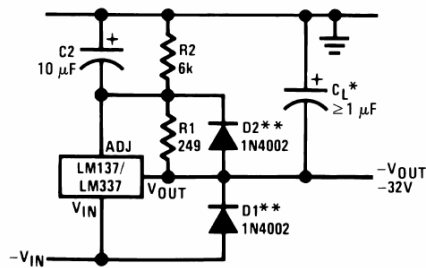


00906711

$$I_{OUT} = \frac{1.250V}{R1}$$

* $0.8\Omega \leq R1 \leq 120\Omega$

Negative Regulator with Protection Diodes

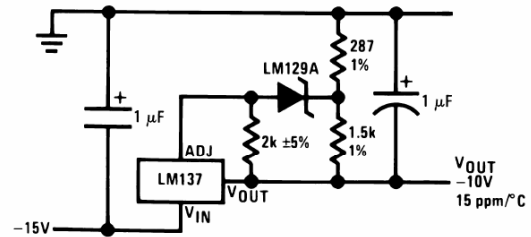


00906713

*When C_L is larger than 20 μF, D1 protects the LM137 in case the input supply is shorted

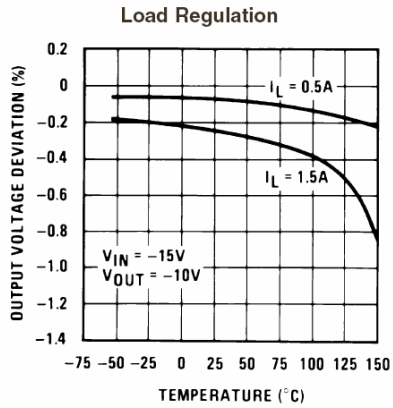
**When $C2$ is larger than 10 μF and $-V_{OUT}$ is larger than -25V, D2 protects the LM137 in case the output is shorted

High Stability -10V Regulator

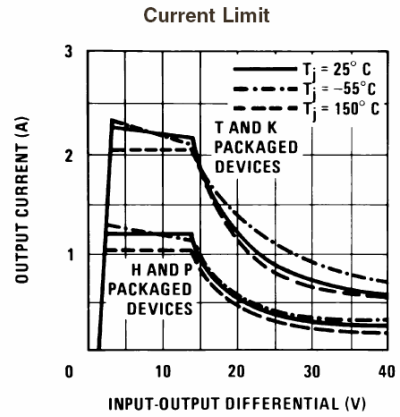


00906714

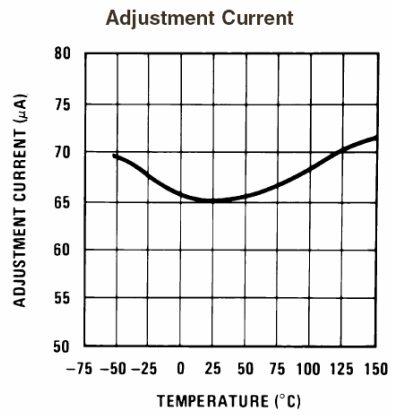
Typical Performance Characteristics (K Steel and T Packages)



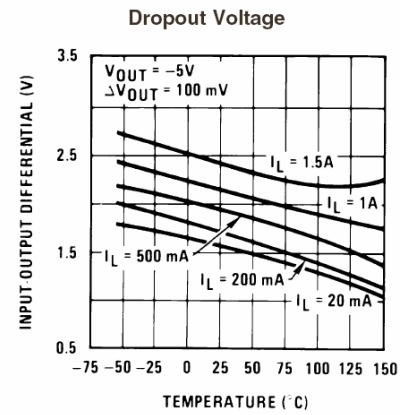
00906716



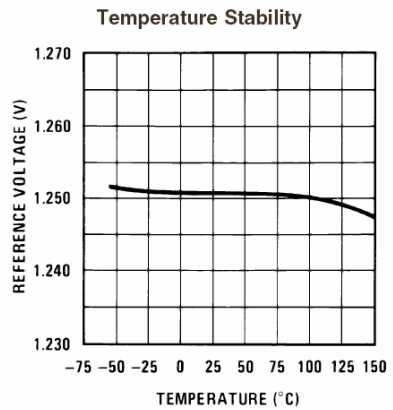
00906717



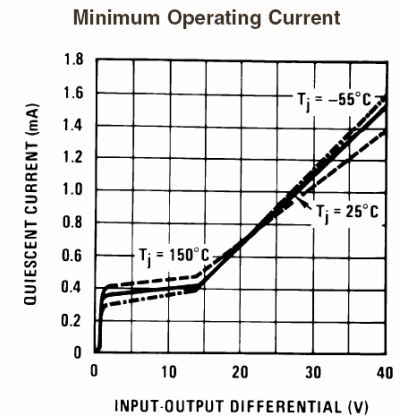
00906718



00906719

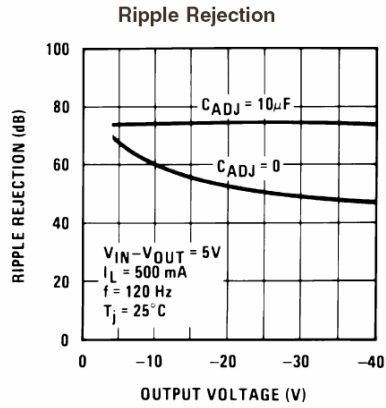


00906720

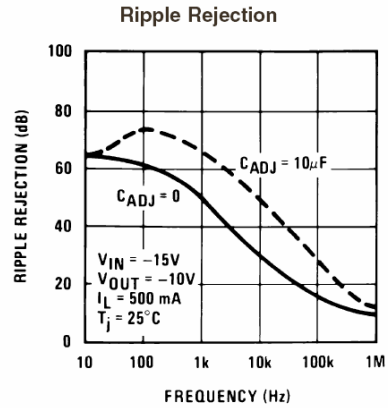


00906721

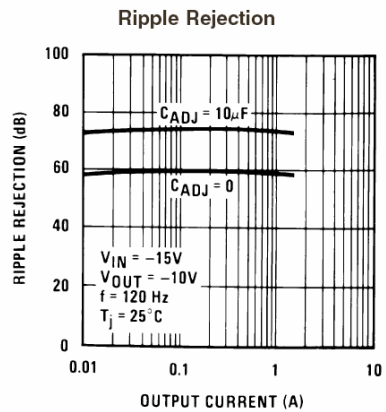
Typical Performance Characteristics (K Steel and T Packages) (Continued)



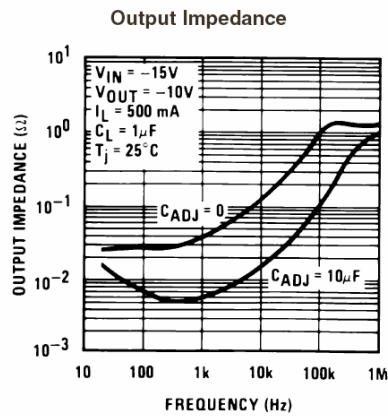
00906722



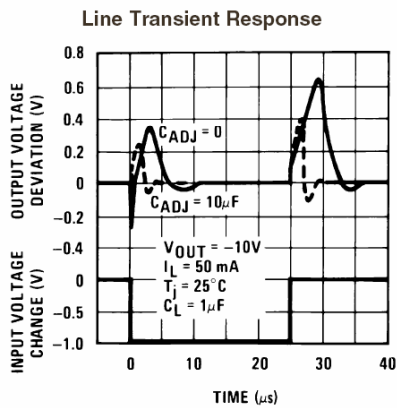
00906723



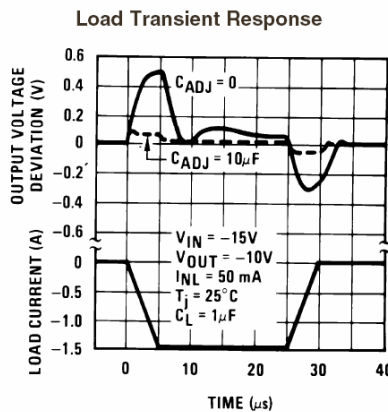
00906724



00906725

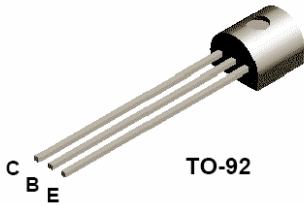


00906726

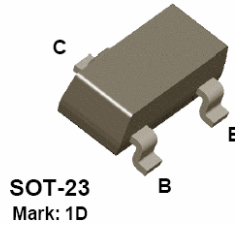


00906727

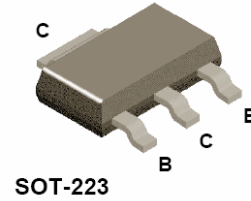
MPSA42



MMBTA42



PZTA42



NPN High Voltage Amplifier

This device is designed for application as a video output to drive color CRT and other high voltage applications. Sourced from Process 48.

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V _{CES}	Collector-Emitter Voltage	300	V
V _{CB0}	Collector-Base Voltage	300	V
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I _C	Collector Current - Continuous	500	mA
T _J , T _{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max			Units
		MPSA42	*MMBTA42	**PZTA42	
P _D	Total Device Dissipation	625	350	1,000	mW
	Derate above 25°C	5.0	2.8	8.0	mW/°C
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3			°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	125	°C/W

* Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

** Device mounted on FR-4 PCB 36 mm X 18 mm X 1.5 mm; mounting pad for the collector lead min. 6 cm².

NPN High Voltage Amplifier

(continued)

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage*	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	300		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \text{ } \mu\text{A}, I_E = 0$	300		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 100 \text{ } \mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
I_{CBO}	Collector-Cutoff Current	$V_{CB} = 200 \text{ V}, I_E = 0$		0.1	μA
I_{EBO}	Emitter-Cutoff Current	$V_{EB} = 6.0 \text{ V}, I_C = 0$		0.1	μA

ON CHARACTERISTICS*

h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$ $I_C = 30 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	25 40 40		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 20 \text{ mA}, I_B = 2.0 \text{ mA}$		0.5	V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 20 \text{ mA}, I_B = 2.0 \text{ mA}$		0.9	V

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

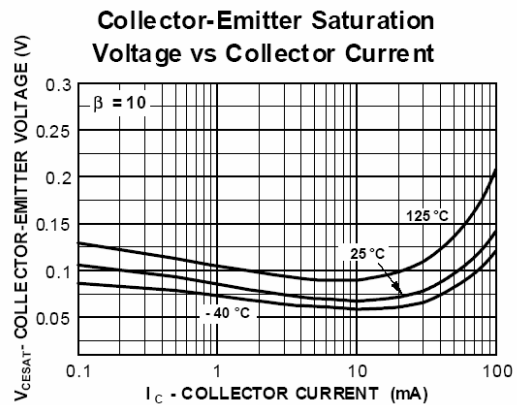
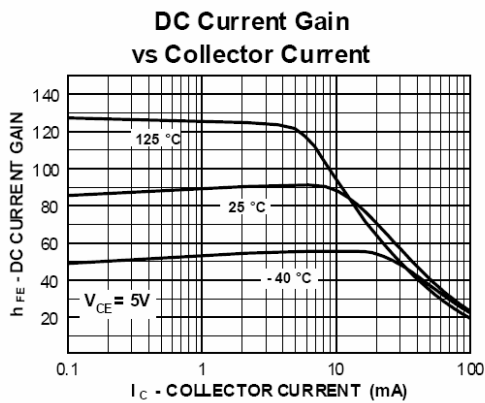
f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 20 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	50		MHz
C_{cb}	Collector-Base Capacitance	$V_{CB} = 20 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$		3.0	pF

*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \text{ } \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

Spice Model

NPN (Is=34.9f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=2.65K Ne=1.708 Ise=16.32p Ikf=23.79m Xtb=1.5 Br=9.769 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=7 Cjc=14.23p Mjc=.5489 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=49.62p Mje=.4136 Vje=.75 Tr=934.3p Tf=1.69n Itf=5 Vtf=20 Xtf=150 Rb=10)

Typical Characteristics

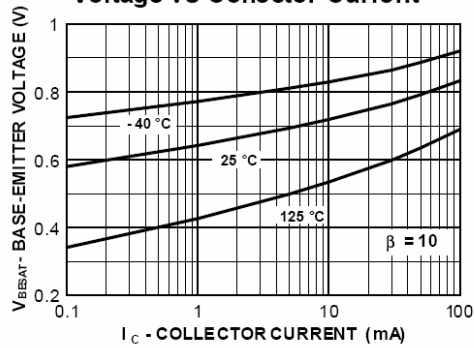


NPN High Voltage Amplifier

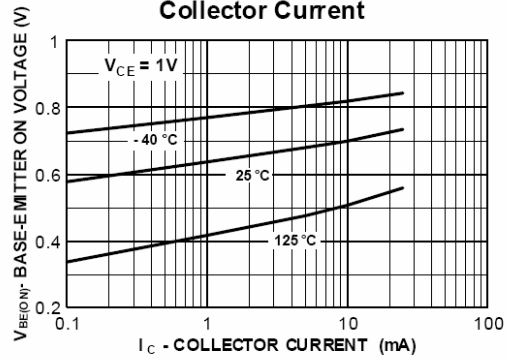
(continued)

Typical Characteristics (continued)

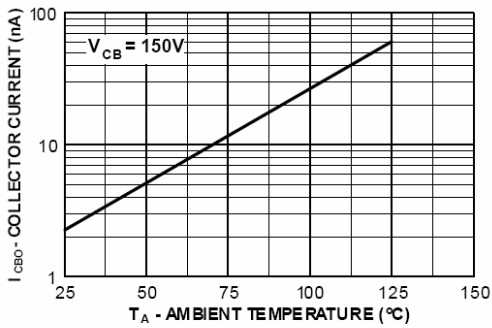
Base-Emitter Saturation Voltage vs Collector Current



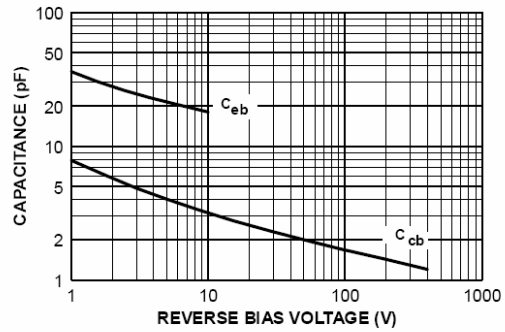
Base-Emitter ON Voltage vs Collector Current



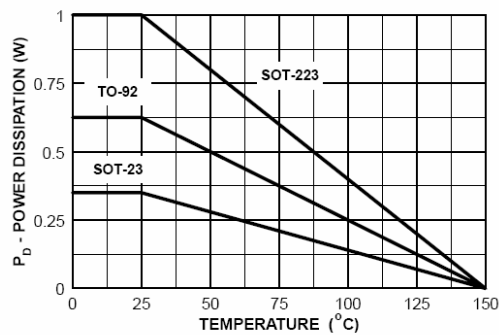
Collector-Cutoff Current vs Ambient Temperature



Collector-Base and Emitter-Base Capacitance vs Reverse Bias Voltage



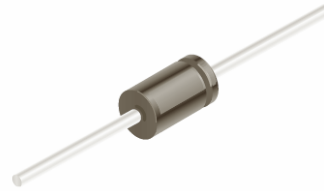
Power Dissipation vs Ambient Temperature



1N4001GP - 1N4007GP

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.
- High reliability.
- High current capability.



DO-41

COLOR BAND DENOTES CATHODE

1.0 Ampere Glass Passivated Rectifiers

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
I _{F(AV)}	Average Rectified Current .375 " lead length @ T _A = 75°C	1.0	A
I _{FSM}	Non-repetitive Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half-sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC method)	30	A
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	3.0 20	W mW/°C
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to ambient	50	°C/W
T _{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +175	°C
T _J	Operating Junction Temperature	-65 to +175	°C

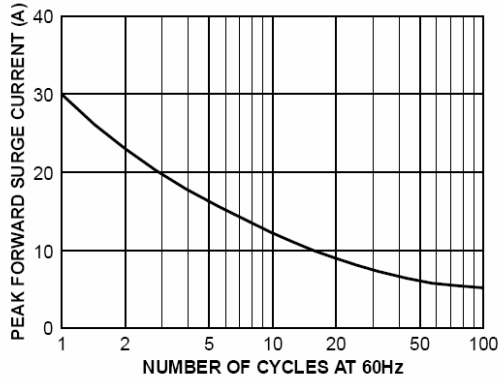
*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

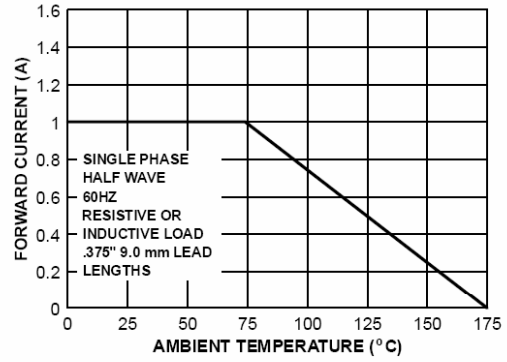
Symbol	Parameter	Device							Units
		4001GP	4002GP	4003GP	4004GP	4005GP	4006GP	4007GP	
V _{RRM}	Maximum Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
V _{RMS}	Maximum RMS Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V
V _R	DC Reverse Voltage (Rated V _R)	50	100	200	400	600	800	1000	V
I _{RM}	Maximum Instantaneous Reverse Current @ rated V _R T _A = 25°C T _A = 125°C	5.0 50							μA μA
V _{FM}	Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 1.0 A	1.1							V
C	Typical Junction Capacitance V _R = 4.0 V, f = 1.0 MHz	8.0							pF

Typical Characteristics

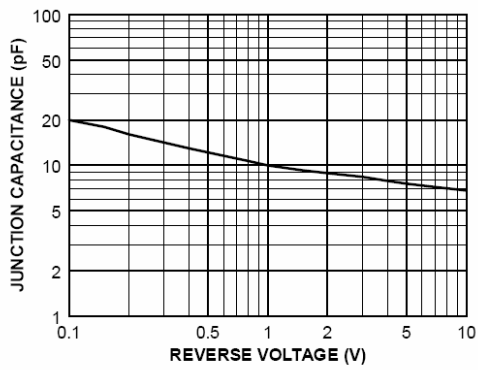
Non-Repetitive Surge Current



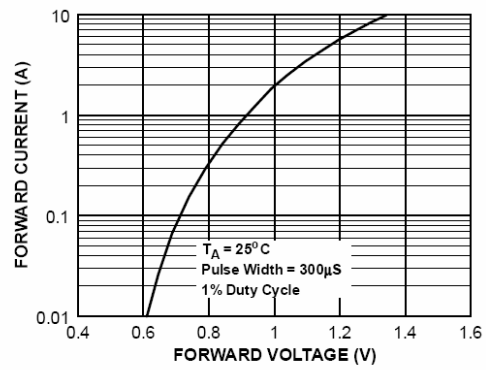
Forward Current Derating Curve



Typical Junction Capacitance



Forward Characteristics



Diodes

Switching diode

1N4531 / 1N4148 / 1N4150 / 1N4448

*This product is available only outside of Japan.

●Application

High-speed switching

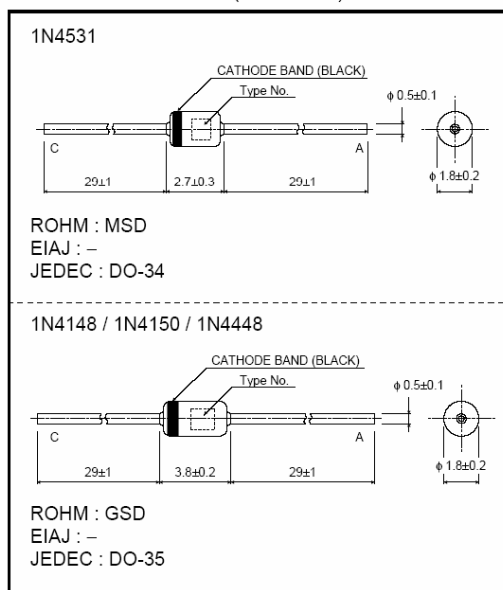
●Features

- 1) Glass sealed envelope. (MSD, GSD)
- 2) High speed.
- 3) High reliability.

●Construction

Silicon epitaxial planar

●External dimensions (Units : mm)



●Absolute maximum ratings (Ta = 25°C)

Type	V _{RM} (V)	V _R (V)	I _{FM} (mA)	I _o (mA)	I _F (mA)	I _{FSM} 1μs (A)	P (mW)	T _j (°C)	T _{opr} (°C)	T _{stg} (°C)
1N4531	100	75	450	150	200	2	500	200	-65~+200	-65~+200
1N4148	100	75	450	150	200	2	500	200	-65~+200	-65~+200
1N4150	50	50	600	200	250	4	500	200	-65~+200	-65~+200
1N4448	100	75	450	150	200	2	500	200	-65~+200	-65~+200

●Electrical characteristics (Ta = 25°C)

Type	V _F (V)												BV (V) Min.		I _r (μA) Max.		C _r (pF) V _R =0 f=1MHz	t _r (ns) V _R =6V I _F =10mA R _L =100Ω		
	@ 0.1mA	@ 0.25mA	@ 1mA	@ 2mA	@ 5mA	@ 10mA	@ 20mA	@ 30mA	@ 50mA	@ 100mA	@ 200mA	@ 250mA	@ 5μA	@ 100μA	@25°C V _R (V)	@150°C V _R (V)				
	1N4531	/	/	/	/	/	1.0	/	/	/	/	/	/	75	100	0.025 5.0	20 75	50.0	20	4
1N4148	/	/	/	/	/	1.0	/	/	/	/	/	/	75	100	0.025 5.0	20 75	50.0	20	4	4
1N4150	/	/	0.54	/	/	0.66	/	0.76	0.82	0.87	/	/	-	50	0.1	50	100.0	50	2.5	4
1N4448	/	/	0.62	/	0.62	0.74	/	0.86	0.92	1.0	/	/	-	100	0.025 5.0	20 75	50.0	20	4	4

The upper figure is the minimum V_F and the lower figure is the maximum V_F value.

Diodes

● Electrical characteristic curves ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

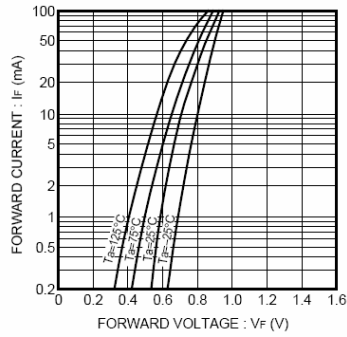


Fig. 1 Forward characteristics

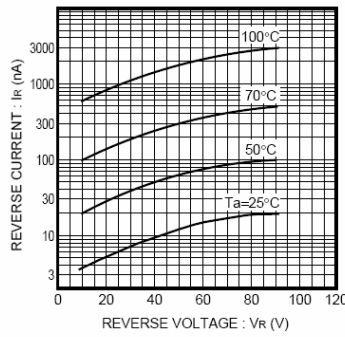


Fig. 2 Reverse characteristics

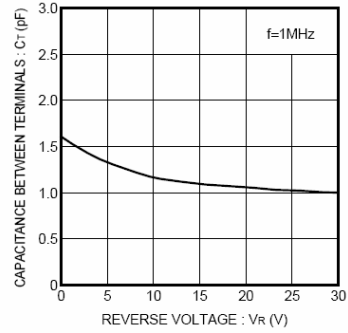


Fig. 3 Capacitance between terminals characteristics

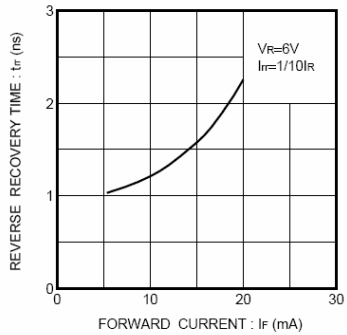


Fig. 4 Reverse recovery time characteristics

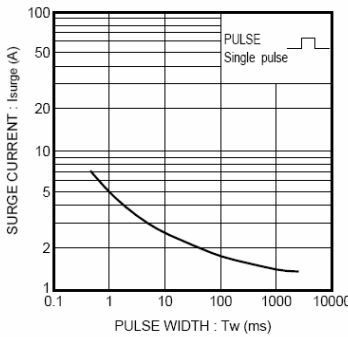


Fig. 5 Surge current characteristics

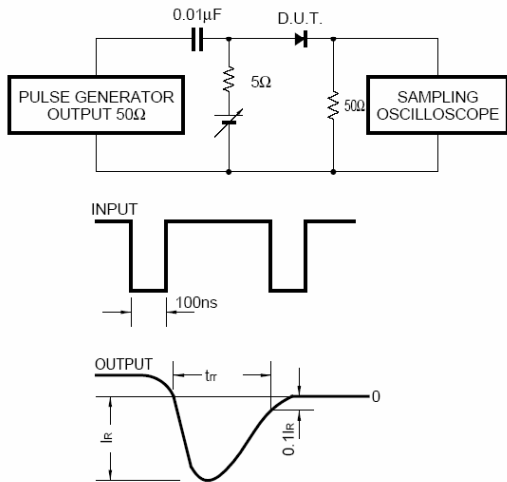


Fig. 6 Reverse recovery time (t_r) measurement circuit

Zeners

BZX55C 3V3 - BZX55C 33

Absolute Maximum Ratings*

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

Symbol	Parameter	Value	Units
P_D	Power Dissipation	500	mW
T_{STG}	Storage Temperature Range	-65 to +200	$^\circ\text{C}$
T_J	Maximum Junction Operating Temperature	+ 200	$^\circ\text{C}$
	Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	+ 230	$^\circ\text{C}$
	Surge Power**	30	W

Tolerance: C = 5%



*These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

**Non-recurrent square wave PW= 8.3 ms, TA= 50 degrees C.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

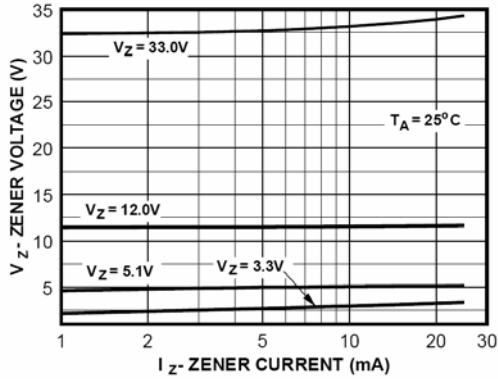
Electrical Characteristics

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

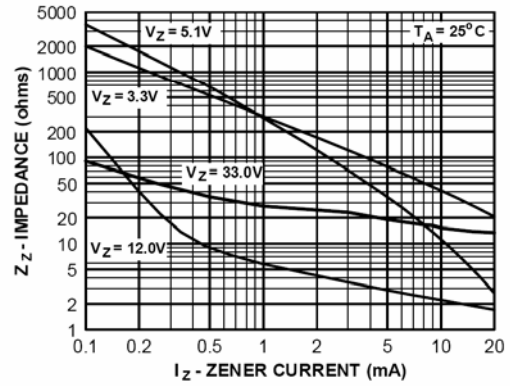
Device	$V_Z(V)$		$Z_Z(\Omega) @ I_Z(mA)$		$Z_{ZK}(\Omega) @ I_{ZK}(mA)$		$I_{R1}(\mu A) @ V_R(V)$		$I_{R2}(\mu A) @ V_R(V)$		T_C (%/°C)	I_{ZRM} (mA)
	MIN	MAX							$T_A = 150^\circ\text{C}$			
BZX55C 3V3	3.1	3.5	85	5.0	600	1.0	2.0	1.0	40	1.0	- 0.060	115
BZX55C 3V6	3.4	3.8	85	5.0	600	1.0	2.0	1.0	40	1.0	- 0.055	105
BZX55C 3V9	3.7	4.1	85	5.0	600	1.0	2.0	1.0	40	1.0	- 0.050	95
BZX55C 4V3	4.0	4.6	75	5.0	600	1.0	1.0	1.0	20	1.0	- 0.040	90
BZX55C 4V7	4.4	5.0	60	5.0	600	1.0	0.5	1.0	10	1.0	- 0.020	85
BZX55C 5V1	4.8	5.4	35	5.0	550	1.0	0.1	1.0	2.0	1.0	+0.010	80
BZX55C 5V6	5.2	6.0	25	5.0	450	1.0	0.1	1.0	2.0	1.0	+0.025	70
BZX55C 6V2	5.8	6.6	10	5.0	200	1.0	0.1	2.0	2.0	2.0	+0.032	64
BZX55C 6V8	6.4	7.2	8.0	5.0	150	1.0	0.1	3.0	2.0	3.0	+0.040	58
BZX55C 7V5	7.0	7.9	7.0	5.0	50	1.0	0.1	5.0	2.0	5.0	+0.045	53
BZX55C 8V2	7.7	8.7	7.0	5.0	50	1.0	0.1	6.2	2.0	6.2	+0.048	47
BZX55C 9V1	8.5	9.6	10	5.0	50	1.0	0.1	6.8	2.0	6.8	+0.050	43
BZX55C 10	9.4	10.6	15	5.0	70	1.0	0.1	7.5	2.0	7.5	+0.055	40
BZX55C 11	10.4	11.6	20	5.0	70	1.0	0.1	8.2	2.0	8.2	+0.060	36
BZX55C 12	11.4	12.7	20	5.0	90	1.0	0.1	9.1	2.0	9.1	+0.065	32
BZX55C 13	12.4	14.1	26	5.0	110	1.0	0.1	10	2.0	10	0.070	29
BZX55C 15	13.8	15.6	30	5.0	110	1.0	0.1	11	2.0	11	0.070	27
BZX55C 16	15.3	17.1	40	5.0	170	1.0	0.1	12	2.0	12	0.075	24
BZX55C 18	16.8	19.1	50	5.0	170	1.0	0.1	13	2.0	13	0.075	21
BZX55C 20	18.8	21.1	55	5.0	220	1.0	0.1	15	2.0	15	0.080	20
BZX55C 22	20.8	23.3	55	5.0	220	1.0	0.1	16	2.0	16	0.080	18
BZX55C 24	22.8	25.6	80	5.0	220	1.0	0.1	18	2.0	18	0.080	16
BZX55C 27	25.1	28.9	80	5.0	220	1.0	0.1	20	2.0	20	0.085	14
BZX55C 30	28.0	32.0	80	5.0	220	1.0	0.1	22	2.0	22	0.085	13
BZX55C 33	31.0	35.0	80	5.0	220	1.0	0.1	24	2.0	24	0.085	12

V_F Forward Voltage = 1.0 V Maximum @ $I_F = 100$ mA for all BZX 55 series

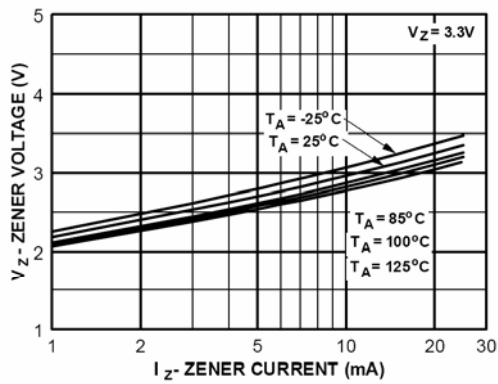
Typical Characteristics



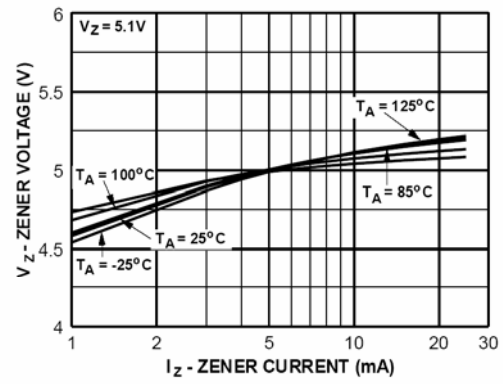
Zener Current vs. Zener Voltage



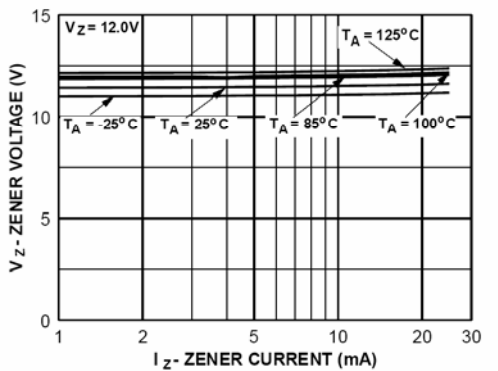
Zener Current vs. Zener Impedance



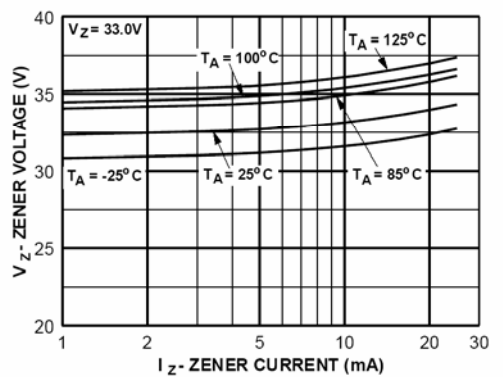
3.3 Zener Voltage vs. Temperature



5.1 Zener Voltage vs. Temperature



12 Zener Voltage vs. Zener Temperature



33 Zener Voltage vs. Zener Temperature

FEATURES

- Excellent Noise Performance: 950 pV/√Hz or 1.5 dB Noise Figure**
- Ultralow THD: < 0.01% @ G = 100 Over the Full Audio Band**
- Wide Bandwidth: 1 MHz @ G = 100**
- High Slew Rate: 17 V/μs typ**
- Unity Gain Stable**
- True Differential Inputs**
- Subaudio 1/f Noise Corner**
- 8-Pin Mini-DIP with Only One External Component Required**
- Very Low Cost**
- Extended Temperature Range: -40°C to +85°C**

APPLICATIONS

- Audio Mix Consoles
- Intercom/Paging Systems
- Two-Way Radio
- Sonar
- Digital Audio Systems

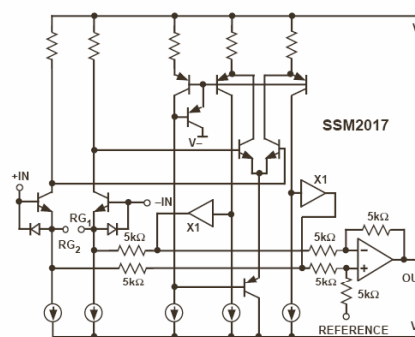
GENERAL DESCRIPTION

The SSM2017 is a latest generation audio preamplifier, combining SSM preamplifier design expertise with advanced processing. The result is excellent audio performance from a self-contained 8-pin mini-DIP device, requiring only one external gain set resistor or potentiometer. The SSM2017 is further enhanced by its unity gain stability.

Key specifications include ultralow noise (1.5 dB noise figure) and THD (<0.01% at G = 100), complemented by wide bandwidth and high slew rate.

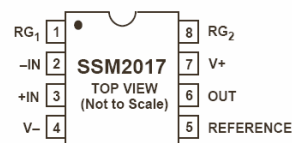
Applications for this low cost device include microphone preamplifiers and bus summing amplifiers in professional and consumer audio equipment, sonar, and other applications requiring a low noise instrumentation amplifier with high gain capability.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

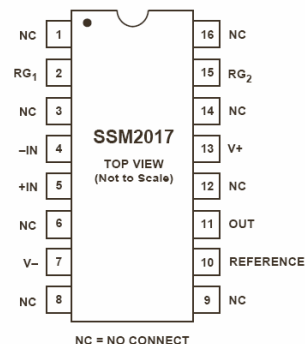


PIN CONNECTIONS

Epoxy Mini-DIP (P Suffix)



16-Pin Wide Body SOL (S Suffix)



REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 617/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1997

SSM2017–SPECIFICATIONS

($V_S = \pm 15\text{ V}$ and $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, unless otherwise noted. Typical specifications apply at $T_A = +25^\circ\text{C}$.)

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Units
DISTORTION PERFORMANCE						
Total Harmonic Distortion Plus Noise	THD+N	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $V_O = 7\text{ V rms}$ $R_L = 5\text{ k}\Omega$ $C = 1000, f = 1\text{ kHz}$ $G = 100, f = 1\text{ kHz}$ $G = 10, f = 1\text{ kHz}$ $G = 1, f = 1\text{ kHz}$		0.012 0.005 0.004 0.008		% % % %
NOISE PERFORMANCE						
Input Referred Voltage Noise Density	e_n	$f = 1\text{ kHz}, C = 1000$ $f = 1\text{ kHz}; G = 100$ $f = 1\text{ kHz}; G = 10$ $f = 1\text{ kHz}; G = 1$		0.95 1.95 11.83 107.14		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Input Current Noise Density	i_n	$f = 1\text{ kHz}, G = 1000$		2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
DYNAMIC RESPONSE						
Slew Rate	SR	$G = 10$ $R_L = 4.7\text{ k}\Omega$ $C_L = 50\text{ pF}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$	10	17		$\text{V}/\mu\text{s}$
Small Signal Bandwidth	$BW_{-3\text{ dB}}$	$G = 1000$ $C = 100$ $G = 10$ $G = 1$		200 1000 2000 4000		kHz kHz kHz kHz
INPUT						
Input Offset Voltage	V_{Ios}			0.1	1.2	mV
Input Bias Current	I_B	$V_{CM} = 0\text{ V}$		6	25	μA
Input Offset Current	I_{os}	$V_{CM} = 0\text{ V}$		± 0.002	± 2.5	μA
Common-Mode Rejection	CMR	$V_{CM} = \pm 8\text{ V}$ $G = 1000$ $G = 100$ $G = 10$ $G = 1, T_A = +25^\circ\text{C}$ $G = 1, T_A = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$	80 60 40 26 20	112 92 74 54 54		dB dB dB dB dB
Power Supply Rejection	PSR	$V_S = \pm 6\text{ V to } \pm 18\text{ V}$ $G = 1000$ $G = 100$ $G = 10$ $G = 1$	80 60 40 26 ± 8	124 118 101 82		dB dB dB dB V
Input Voltage Range	IVR			1		M Ω
Input Resistance	R_{IN}	Differential, $G = 1000$ $G = 1$ Common Mode, $G = 1000$ $G = 1$		30 5.3 7.1		M Ω M Ω M Ω
OUTPUT						
Output Voltage Swing	V_O	$R_L = 2\text{ k}\Omega; T_A = +25^\circ\text{C}$	± 11.0	± 12.3		V
Output Offset Voltage	V_{Oos}			-40	500	mV
Minimum Resistive Load Drive		$T_A = +25^\circ\text{C}$		2		k Ω
Maximum Capacitive Load Drive		$T_A = -40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$		4.7		k Ω
Short Circuit Current Limit	I_{SC}	Output-to-Ground Short		50		pF
Output Short Circuit Duration				± 50	10	mA sec
GAIN						
Gain Accuracy	$R_G = \frac{10\text{ k}\Omega}{G-1}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $R_G = 10\text{ }\Omega, G = 1000$ $R_G = 101\text{ }\Omega, G = 100$ $R_G = 1.1\text{ k}\Omega, G = 10$ $R_G = \infty, G = 1$		0.25 0.20 0.20 0.05	1 1 1 0.5	dB dB dB dB
Maximum Gain	G			70		dB
REFERENCE INPUT						
Input Resistance				10		k Ω
Voltage Range				± 8		V
Gain to Output				1		V/V
POWER SUPPLY						
Supply Voltage Range	V_S		± 6		± 22	V
Supply Current	I_{SY}	$V_{CM} = 0\text{ V}, R_L = \infty$		± 10.6	± 14.0	mA

Specifications subject to change without notice.

Typical Performance Characteristics

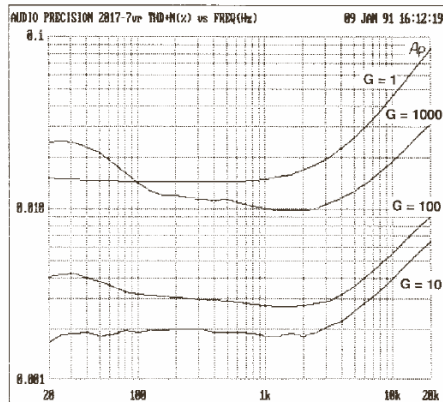


Figure 1. Typical THD+Noise* at $G = 1, 10, 100, 1000$;
 $V_O = 7 \text{ V rms}$, $V_S = \pm 15 \text{ V}$, $R_L = 5 \text{ k}\Omega$; $T_A = +25^\circ\text{C}$

*80 kHz low-pass filter used for Figures 1-2.

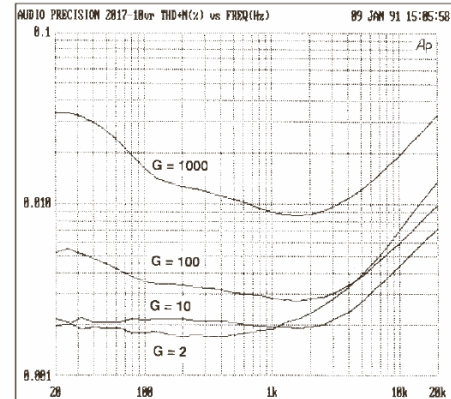


Figure 2. Typical THD+ Noise * at $G = 2, 10, 100, 1000$;
 $V_O = 10 \text{ V rms}$, $V_S = \pm 18 \text{ V}$, $R_L = 5 \text{ k}\Omega$; $T_A = +25^\circ\text{C}$

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	$\pm 22 \text{ V}$
Input Voltage	Supply Voltage
Output Short Circuit Duration	10 sec
Storage Temperature Range (P, Z Packages)	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Junction Temperature (T_J)	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering, 60 sec)	300°C
Operating Temperature Range	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
Thermal Resistance*	
8-Pin Hermetic DIP (Z): $\theta_{JA} = 134$; $\theta_{JC} = 12$	$^\circ\text{C/W}$
8-Pin Plastic DIP (P): $\theta_{JA} = 96$; $\theta_{JC} = 37$	$^\circ\text{C/W}$
16-Pin SOIC (S): $\theta_{JA} = 92$; $\theta_{JC} = 27$	$^\circ\text{C/W}$

* θ_{JA} is specified for worst case mounting conditions, i.e., θ_{JA} is specified for device in socket for cerdip and plastic DIP; θ_{JA} is specified for device soldered to printed circuit board for SOL package.

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range*	Package Description	Package Option
SSM2017P	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	8-Pin Plastic DIP	N-8
SSM2017S	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	16-Lead SOL	R-16
SSM2017S-REEL	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	16-Lead SOL	R-16

*XIND = -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the SSM2017 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



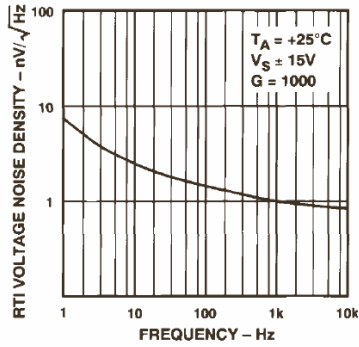


Figure 3. Voltage Noise Density vs. Frequency

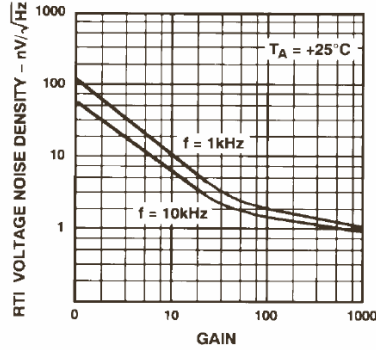


Figure 4. RTI Voltage Noise Density vs. Gain

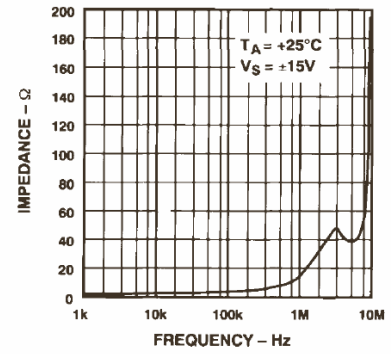


Figure 5. Output Impedance vs. Frequency

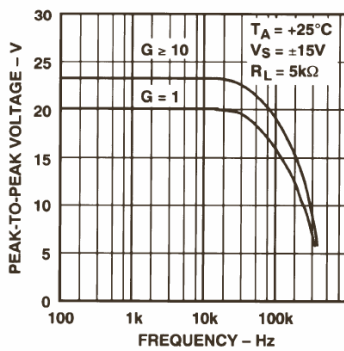


Figure 6. Maximum Output Swing vs. Frequency

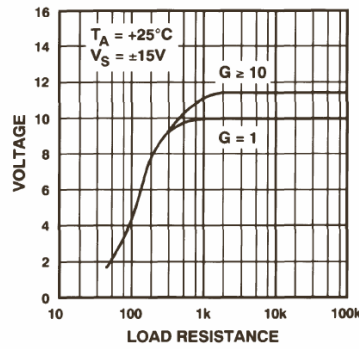


Figure 7. Maximum Output Voltage vs. Load Resistance

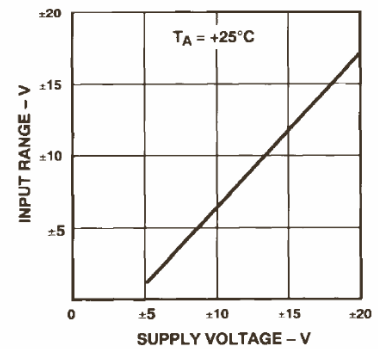


Figure 8. Input Voltage Range vs. Supply Voltage

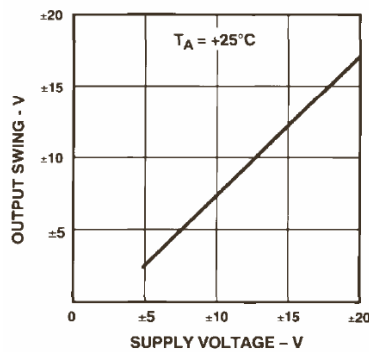


Figure 9. Output Voltage Range vs. Supply Voltage

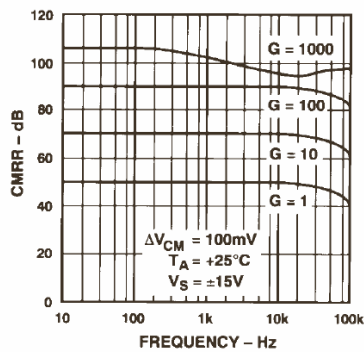


Figure 10. CMRR vs. Frequency

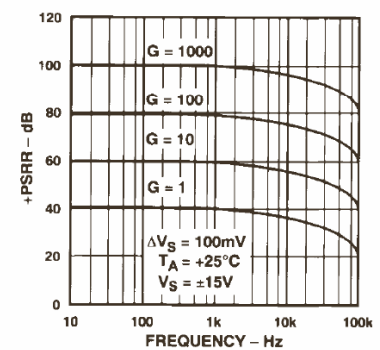


Figure 11. +PSRR vs. Frequency

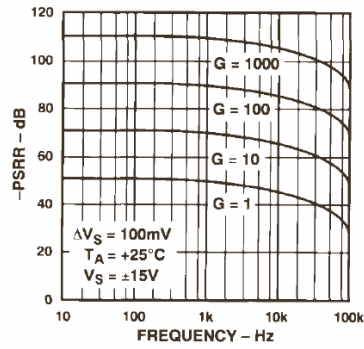


Figure 12. -PSRR vs. Frequency

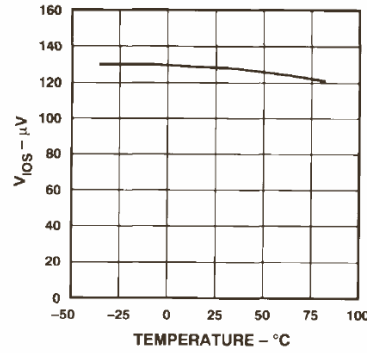


Figure 13. V_{IOS} vs. Temperature

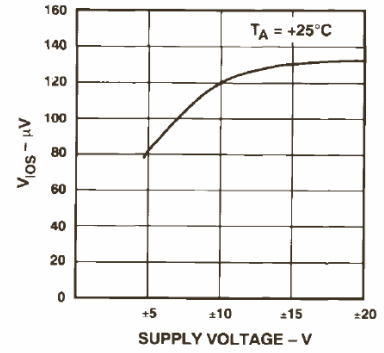


Figure 14. V_{IOS} vs. Supply Voltage

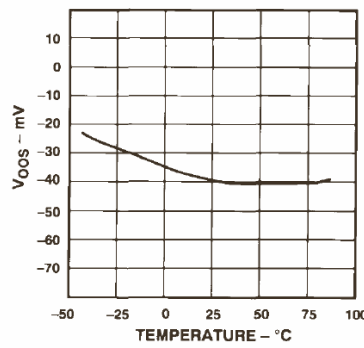


Figure 15. V_{OOS} vs. Temperature

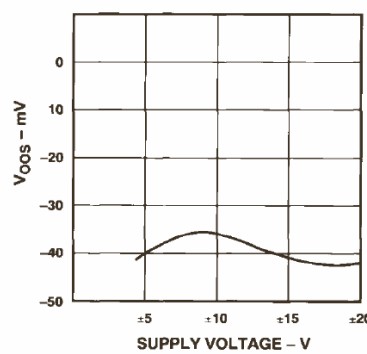


Figure 16. V_{OOS} vs. Supply Voltage

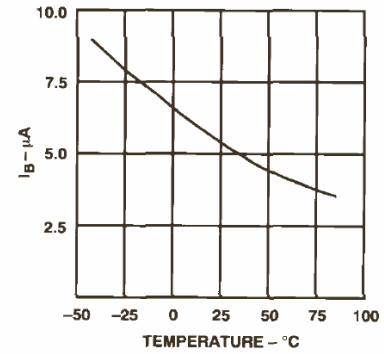


Figure 17. I_B vs. Temperature

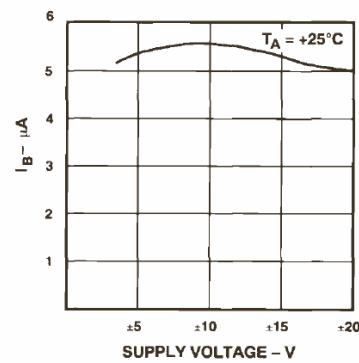


Figure 18. I_B vs. Supply Voltage

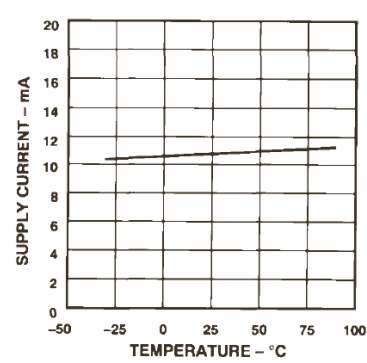


Figure 19. I_{SY} vs. Temperature

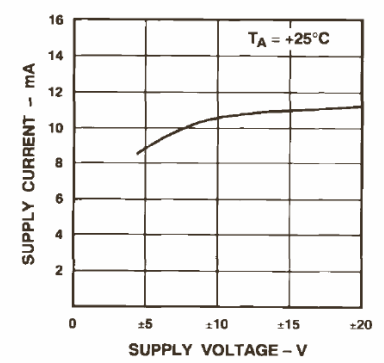
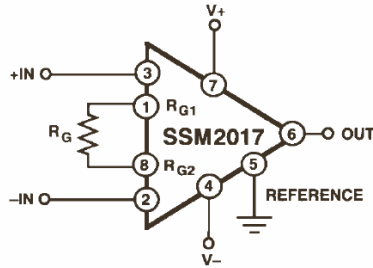


Figure 20. I_{SY} vs. Supply Voltage

SSM2017



$$G = \frac{V_{OUT}}{(+IN) - (-IN)} = \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{R_G} \right) + 1$$

Basic Circuit Connections

GAIN

The SSM2017 only requires a single external resistor to set the voltage gain. The voltage gain, G , is:

$$G = \frac{10 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

and

$$R_G = \frac{10 \text{ k}\Omega}{G - 1}$$

For convenience, Table I lists various values of R_G for common gain levels.

Table I. Values of R_G for Various Gain Levels

A_V	dB	R_G
1	0	NC
3.2	10	4.7k
10	20	1.1k
31.3	30	330
100	40	100
314	50	32
1000	60	10

The voltage gain can range from 1 to 3500. A gain set resistor is not required for unity gain applications. Metal-film or wire-wound resistors are recommended for best results.

The total gain accuracy of the SSM2017 is determined by the tolerance of the external gain set resistor, R_G , combined with the gain equation accuracy of the SSM2017. Total gain drift combines the mismatch of the external gain set resistor drift with that of the internal resistors (20 ppm/°C typ).

Bandwidth of the SSM2017 is relatively independent of gain as shown in Figure 21. For a voltage gain of 1000, the SSM2017 has a small-signal bandwidth of 200 kHz. At unity gain, the bandwidth of the SSM2017 exceeds 4 MHz.

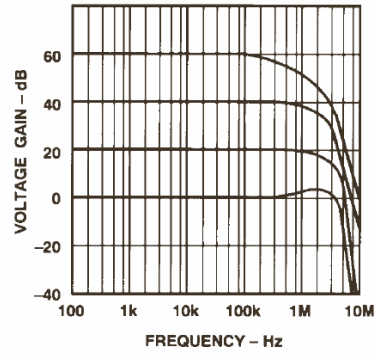


Figure 21. Bandwidth of the SSM2017 for Various Values of Gain

NOISE PERFORMANCE

The SSM2017 is a very low noise audio preamplifier exhibiting a typical voltage noise density of only 1 nV/√Hz at 1 kHz. The exceptionally low noise characteristics of the SSM2017 are in part achieved by operating the input transistors at high collector currents since the voltage noise is inversely proportional to the square root of the collector current. Current noise, however, is directly proportional to the square root of the collector current. As a result, the outstanding voltage noise performance of the SSM2017 is obtained at the expense of current noise performance. At low preamplifier gains, the effect of the SSM2017's voltage and current noise is insignificant.

The total noise of an audio preamplifier channel can be calculate by:

$$E_n = \sqrt{e_n^2 + (i_n R_S)^2 + e_t^2}$$

where:

E_n = total input referred noise

e_n = amplifier voltage noise

i_n = amplifier current noise

R_S = source resistance

e_t = source resistance thermal noise.

For a microphone preamplifier, using a typical microphone impedance of 150 Ω the total input referred noise is:

$e_n = 1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} @ 1 \text{ kHz}$, SSM2017 e_n

$i_n = 2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} @ 1 \text{ kHz}$, SSM2017 i_n

$R_S = 150 \text{ }\Omega$, microphone source impedance

$e_t = 1.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} @ 1 \text{ kHz}$, microphone thermal noise

$$E_n = \sqrt{(1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + 2 (2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}} \times 150 \text{ }\Omega)^2 + (1.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2} = 1.93 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} @ 1 \text{ kHz}.$$

This total noise is extremely low and makes the SSM2017 virtually transparent to the user.

INPUTS

The SSM2017 has protection diodes across the base emitter junctions of the input transistors. These prevent accidental avalanche breakdown, which could seriously degrade noise performance. Additional clamp diodes are also provided to prevent the inputs from being forced too far beyond the supplies.

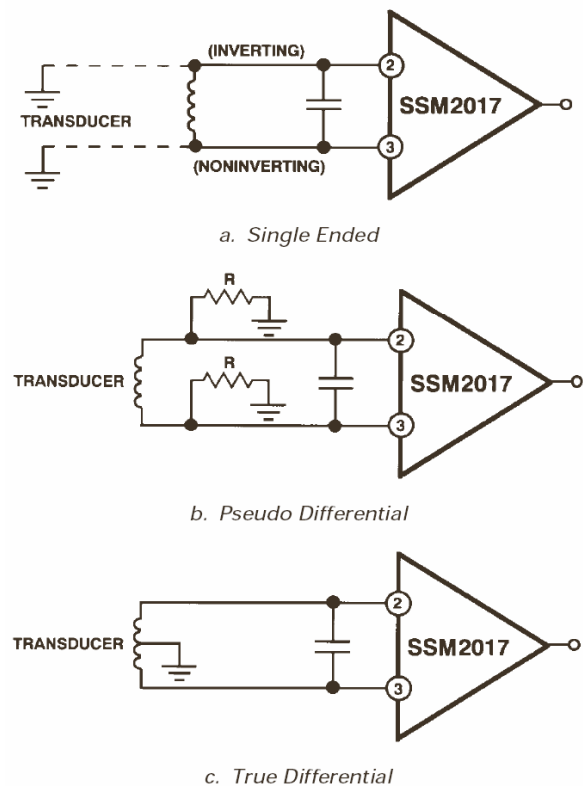


Figure 22. Three Ways of Interfacing Transducers for High Noise Immunity

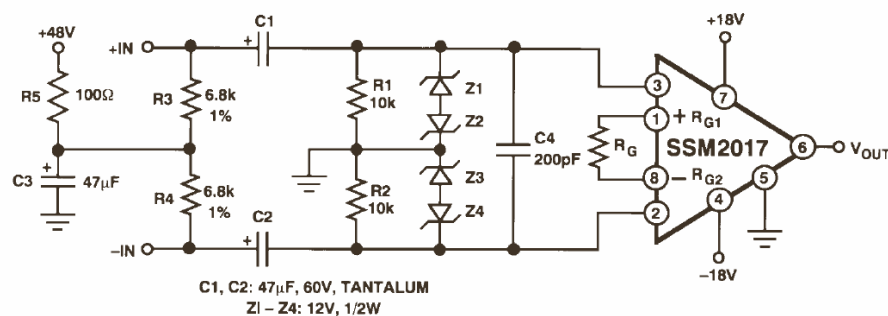


Figure 23. SSM2017 in Phantom Powered Microphone Circuit

Although the SSM2017's inputs are fully floating, care must be exercised to ensure that both inputs have a dc bias connection capable of maintaining them within the input common-mode range. The usual method of achieving this is to ground one side of the transducer as in Figure 22a, but an alternative way is to float the transducer and use two resistors to set the bias point as in Figure 22b. The value of these resistors can be up to 10 k Ω , but they should be kept as small as possible to limit common-mode pickup. Noise contribution by resistors themselves is negligible since it is attenuated by the transducer's impedance. Balanced transducers give the best noise immunity and interface directly as in Figure 22c.

REFERENCE TERMINAL

The output signal is specified with respect to the reference terminal, which is normally connected to analog ground. The reference may also be used for offset correction or level shifting. A reference source resistance will reduce the common-mode rejection by the ratio of 5 k Ω / R_{REF} . If the reference source resistance is 1 Ω , then the CMR will be reduced to 74 dB (5 k Ω /1 Ω = 74 dB).

COMMON-MODE REJECTION

Ideally, a microphone preamplifier responds only to the difference between the two input signals and rejects common-mode voltages and noise. In practice, there is a small change in output voltage when both inputs experience the same common-mode voltage change; the ratio of these voltages is called the common-mode gain. Common-mode rejection (CMR) is the logarithm of the ratio of differential-mode gain to common-mode gain, expressed in dB.

PHANTOM POWERING

A typical phantom microphone powering circuit is shown in Figure 23. Z₁ through Z₄ provide transient overvoltage protection for the SSM2017 whenever microphones are plugged in or unplugged.

SSM2017

BUS SUMMING AMPLIFIER

In addition to its use as a microphone preamplifier, the SSM2017 can be used as a very low noise summing amplifier. Such a circuit is particularly useful when many medium impedance outputs are summed together to produce a high effective noise gain.

The principle of the summing amplifier is to ground the SSM2017 inputs. Under these conditions, Pins 1 and 8 are ac virtual grounds sitting about 0.55 V below ground.

To remove the 0.55 V offset, the circuit of Figure 24 is recommended.

A₂ forms a "servo" amplifier feeding the SSM2017's inputs. This places Pins 1 and 8 at a true dc virtual ground. R₄ in conjunction with C₂ remove the voltage noise of A₂, and in fact just about any operational amplifier will work well here since it is removed from the signal path. If the dc offset at Pins 1 and 8 is not too critical, then the servo loop can be replaced by the diode biasing scheme of Figure 24. If ac coupling is used throughout, then Pins 2 and 3 may be directly grounded.

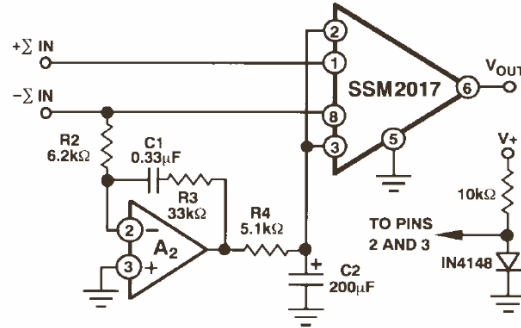
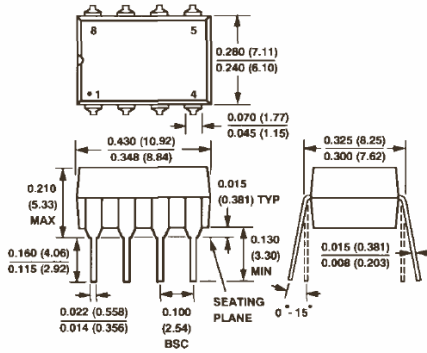


Figure 24. Bus Summing Amplifier

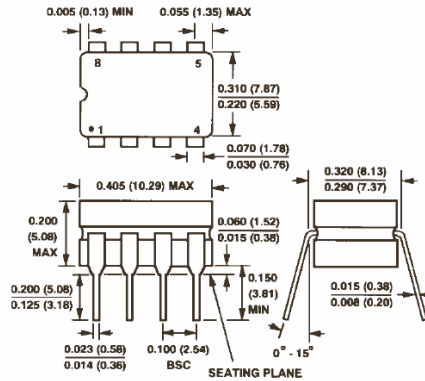
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

8-Pin Plastic DIP (P) Package



8-Pin Hermetic DIP (Z) Package



16-Pin SOIC (S) Package

