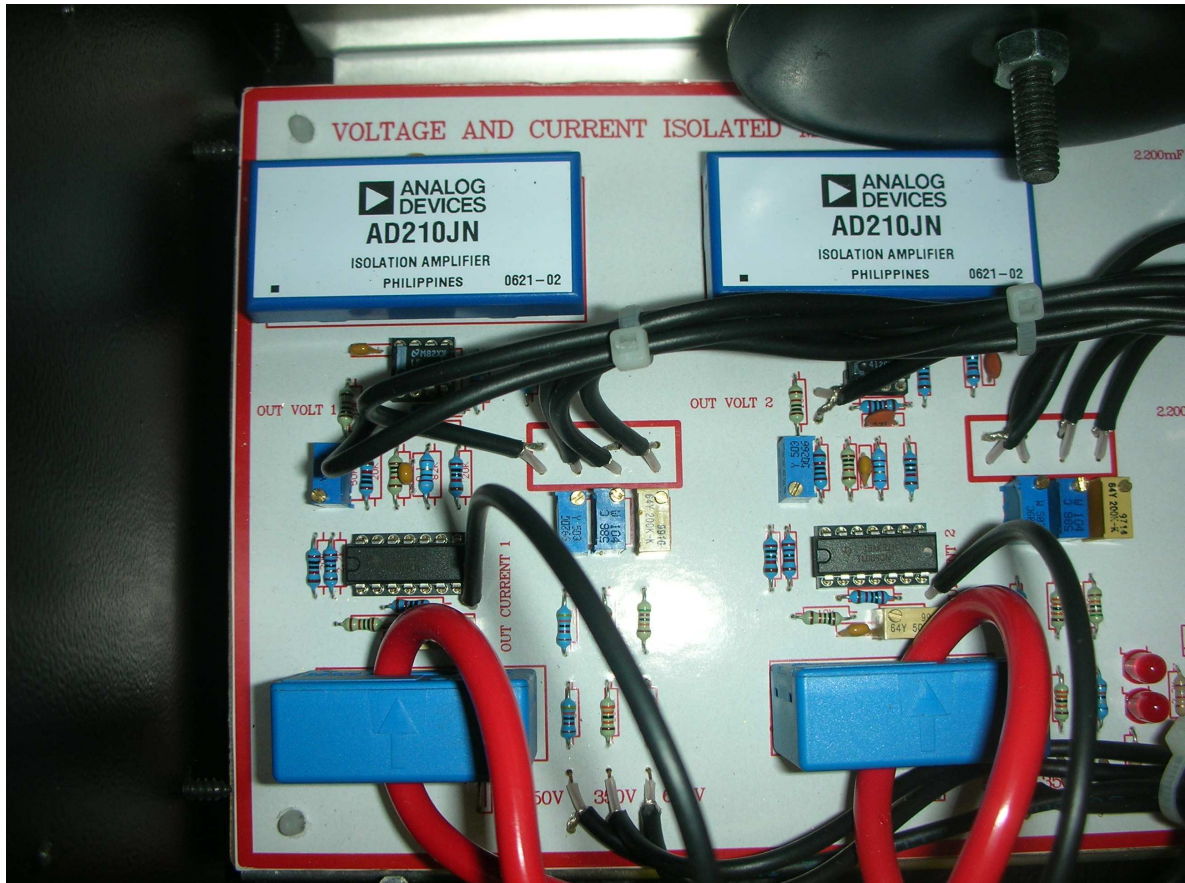


Α.Τ.Ε.Ι. ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
Σ.Τ.ΕΦ. - ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

Τίτλος Πτυχιακής Εργασίας:

ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΤΑΣΕΩΝ ΚΑΙ ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΜΕ
ΓΑΛΒΑΝΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ



Όνομα Σπουδαστή: ΠΑΠΩΤΗΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ

Κ.Α.Σ: 500609

Επιβλέπων Καθηγητής: Ι. ΚΙΟΣΚΕΡΙΔΗΣ

Θεσσαλονίκη
Φεβρουάριος 2008

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

ΚΕΦ.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

- 1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ
- 1.2 ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

ΚΕΦ.2 ΜΕΤΡΗΣΗ ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΜΕ ΓΑΛΒΑΝΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

- 2.1 ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ HALL
- 2.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΗ ΑΝΟΙΚΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ
 - 2.2.1 Πλεονεκτήματα διάταξης ανοικτού βρόχου
 - 2.2.2 Μειονεκτήματα διάταξης ανοικτού βρόχου
- 2.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΗ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ
 - 2.3.1 Πλεονεκτήματα διάταξης κλειστού βρόχου
 - 2.3.2 Μειονεκτήματα διάταξης κλειστού βρόχου
- 2.4 ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ Eta
 - 2.4.1 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ Eta
- 2.5 ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΜΕΤΡΗΣΗΣ R_M
- 2.6 ΟΝΟΜΑΣΤΙΚΑ ΡΕΥΜΑΤΑ ΚΑΙ ΡΕΥΜΑΤΑ ΥΠΕΡΦΟΡΤΙΣΗΣ ΣΤΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ
- 2.7 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΠΥΡΗΝΑ
- 2.8 ΜΑΓΝΗΤΙΚΗ ΑΣΥΜΜΕΤΡΙΑ (MAGNETIC OFFSET)
- 2.9 ΑΠΟΜΑΓΝΗΤΙΣΜΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΞΑΛΕΙΨΗ ΤΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΣΥΜΜΕΤΡΙΑΣ
- 2.10 ΑΚΡΙΒΕΙΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ
- 2.11 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ ΤΗΣ ΑΚΡΙΒΕΙΑΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ
- 2.12 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ LA 55-P
- 2.13 ΔΥΝΑΜΙΚΟΙ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ
- 2.14 ΤΥΠΙΚΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

ΚΕΦ.3 ΜΕΤΡΗΣΗ ΤΑΣΕΩΝ ΜΕ ΓΑΛΒΑΝΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

- 3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ
- 3.2 ΔΟΜΗ ΚΑΙ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗΣ.
- 3.3 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ AD210JN
- 3.4 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ AD210
 - 3.4.1 Καμπύλη Απόκρισης του AD210

ΚΕΦ.4 ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΡΗΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

- 4.1 ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ LA55-P ΓΙΑ ΤΗΝ ΜΕΤΡΗΣΗ ΥΨΗΛΩΝ ΡΕΥΜΑΤΩΝ
- 4.2 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΟΥ ΜΕΤΡΟΥΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 4.3 ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΗΣ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ ΚΑΙ ΤΟΥ OFFSET
- 4.4 ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ AD210 ΓΙΑ ΤΗΝ ΜΕΤΡΗΣΗ ΥΨΗΛΩΝ ΤΑΣΕΩΝ
- 4.5 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ AD210 ΚΑΙ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗΣ.
- 4.6 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΜΕΤΡΟΥΜΕΝΗΣ ΤΑΣΗΣ
- 4.7 ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΩΝ ΤΡΙΩΝ ΚΛΙΜΑΚΩΝ ΣΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ
- 4.8 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ
- 4.9 ΠΟΡΕΙΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ
- 4.10 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ
- 4.11 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΠΟΥ ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΑ
- 4.12 ΥΛΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

ABSTRACT

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

DATASHEET

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το κύκλωμά μας προορίζεται για την μέτρηση υψηλών τάσεων και ρευμάτων και παρέχει γαλβανική απομόνωση ανάμεσα στο κύκλωμα ισχύος και στο σύστημα μέτρησης. Περιλαμβάνει το τροφοδοτικό, δυο κυκλώματα για την μέτρηση του ρεύματος και δυο κυκλώματα για την μέτρηση της τάσης.

Για την μέτρηση του ρεύματος χρησιμοποιούμε τον μετατροπέα κλειστού βρόχου LA 55-P της εταιρείας LEM και ένα κύκλωμα προσαρμογής με τελεστικούς ενισχυτές

Στα κυκλώματα της τάσης έχουμε τρεις κλίμακες μέτρησης (50V, 350V και 650V) και με την βοήθεια ενός περιστροφικού διακόπτη επιλέγουμε την επιθυμητή κλίμακα και οδηγούμε την κατάλληλη είσοδο στον ενισχυτή απομόνωσης AD210JN που αποτελεί το αισθητήριο τάσης. Στην έξοδο του AD210JN συνδέεται ένα κύκλωμα προσαρμογής με τελεστικούς ενισχυτές.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η μέτρηση έχει ως σκοπό να δημιουργήσει μια αντιστοιχία μεταξύ του φυσικού μεγέθους που θέλουμε να μελετήσουμε και ενός άλλου μεγέθους, το οποίο μπορούμε να επεξεργαστούμε με εύκολο και αποδοτικό τρόπο. Σε πολλές περιπτώσεις η τιμή του μετρούμενου μεγέθους πρέπει να μεταφερθεί σε μεγάλες αποστάσεις ή να χρησιμοποιηθεί σ' ένα σύστημα αυτομάτου ελέγχου κάποιας παραγωγικής διαδικασίας. Επομένως, στις μέρες μας το μετρούμενο φυσικό μέγεθος μετατρέπεται σχεδόν πάντα σε ηλεκτρικό, καθώς η μορφοποίηση, η μετάδοση και η επεξεργασία των ηλεκτρικών σημάτων γίνεται πολύ αποτελεσματικά.

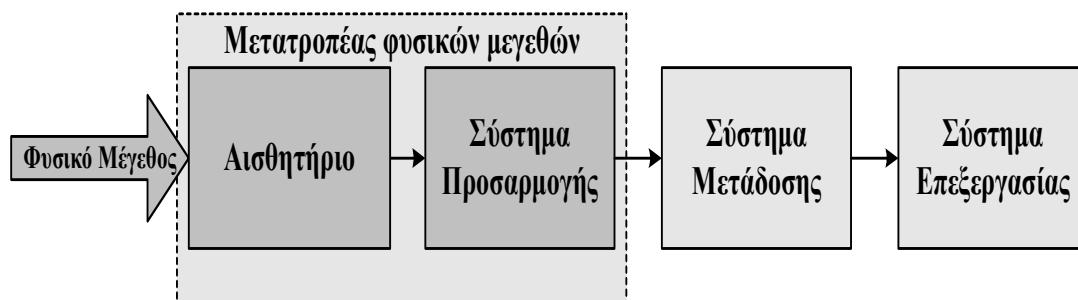
Η μετατροπή του φυσικού μεγέθους σε ηλεκτρικό γίνεται από το *αισθητήριο*. Η πρόοδος στην κατασκευή των αισθητηρίων είναι πολύ μεγάλη, καθώς οι απαιτήσεις από αυτά αυξάνονται συνεχώς. Από τις πιο απαιτητικές εφαρμογές είναι η αεροδιαστημική και η ιατρική, όπου απαιτούνται αισθητήρια μικρού όγκου, βάρους, υψηλής ακρίβειας και αξιοπιστίας. Σε άλλες εφαρμογές τα αισθητήρια πρέπει να λειτουργούν σε εξαιρετικά δυσμενείς συνθήκες θερμοκρασίας, υγρασίας, κραδασμών, ακτινοβολίας ή σκόνης.

Ο συνδυασμός των αισθητηρίων με τις σύγχρονες ηλεκτρονικές διατάξεις επιτρέπει:

- Την ανίχνευση εξαιρετικά μικρών μεταβολών στο μετρούμενο φυσικό μέγεθος, δηλαδή μεγάλη ευαισθησία.
- Μεγάλη ταχύτητα απόκρισης, που σημαίνει την παρακολούθηση γρήγορων μεταβολών του φυσικού μεγέθους.

- Μεγάλη αξιοπιστία.
- Μετάδοση του μετρούμενου μεγέθους σε μεγάλες αποστάσεις είτε ενσύρματα ή ασύρματα.
- Μεγάλη ποικιλία μεθόδων μέτρησης.

Η τάση στα σύγχρονα συστήματα μέτρησης είναι η χρησιμοποίηση ψηφιακών μεθόδων για την επεξεργασία της πληροφορίας, μέσω ισχυρών μικροεπεξεργαστών και αποδοτικών μαθηματικών μεθόδων. Έτσι, είναι δυνατή η μέτρηση του επιθυμητού μεγέθους με έμμεσο τρόπο, δηλαδή μετρώντας κάποιο άλλο μέγεθος ή μεγέθη, από τα οποία με την κατάλληλη επεξεργασία ανακτάται η πληροφορία για το επιθυμητό μέγεθος. Ως παράδειγμα αναφέρουμε τη μέτρηση της τάσης μέσω της συχνότητας και της ενεργού-άεργης ισχύος από τα ρεύματα και τις τάσεις.



Σχ. 1.1 Γενική δομή του συστήματος μέτρησης

1.2 ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

Η γενική δομή ενός συστήματος μέτρησης εικονίζεται στο Σχ.1.1 Το ηλεκτρικό σήμα που αντιστοιχεί στη μετρούμενη φυσική ποσότητα παρέχεται από το *αισθητήριο (sensor)* ή *μετατροπέα φυσικών μεγεθών (transducer)*. Στη βιβλιογραφία οι δύο όροι χρησιμοποιούνται ελεύθερα για να περιγράψουν τη διάταξη μετατροπής του φυσικού μεγέθους. Εντούτοις, ένας ποιο αυστηρός ορισμός θεωρεί ως αισθητήριο αποκλειστικά τη διάταξη ανίχνευσης του φυσικού μεγέθους και μετατροπέα ένα πλήρες σύστημα που περιλαμβάνει εκτός από τη συσκευή ανίχνευσης πρόσθετα ηλεκτρονικά κυκλώματα

προσαρμογής και μορφοποίησης του σήματος από το αισθητήριο. Η τάση των κατασκευαστών σήμερα είναι να παρέχουν ολοκληρωμένα μετρητικά στοιχεία, τα οποία περιλαμβάνουν τη διάταξη ανίχνευσης του φυσικού μεγέθους μαζί με ηλεκτρονικά κυκλώματα μορφοποίησης του ηλεκτρικού σήματος. Έτσι, τα δύο πρώτα μέρη στο γενικό σύστημα μέτρησης τείνουν να ενοποιηθούν.

Το **σύστημα προσαρμογής** (*conditioner*) είτε είναι ενσωματωμένο με το αισθητήριο ή ανεξάρτητο, συνδέεται από την πλευρά της εισόδου με το αισθητήριο και παρέχει στην πλευρά της εξόδου ένα ηλεκτρικό σήμα κατάλληλο για τη μετάδοση στο σύστημα επεξεργασίας. Ένα σύστημα προσαρμογής περιλαμβάνει κυκλώματα ενίσχυσης, φιλτραρίσματος, μείωσης του θορύβου, γραμμικοποίησης και ακόμη διατάξεις μετατροπής της τάσης σε ρεύμα, σε συχνότητα ή σε ψηφιακή μορφή.

Το ηλεκτρικό σήμα σε αναλογική ή ψηφιακή μορφή από το σύστημα προσαρμογής μεταδίδεται στο σταθμό επεξεργασίας. Η **μετάδοση** γίνεται είτε ενσύρματα, με διάφορα είδη αγωγών ανάλογα με τη μορφή του σήματος, είτε ασύρματα.

Το **σύστημα επεξεργασίας** στην πιο απλή μορφή είναι μια αναλογική διάταξη παρουσίασης και καταγραφής των μετρούμενων μεγεθών. Στις σύγχρονες εφαρμογές το σύστημα επεξεργασίας περιλαμβάνει ένα υπολογιστή, ο οποίος χρησιμοποιεί τα μετρούμενα φυσικά μεγέθη στον αυτόματο έλεγχο κάποιας διεργασίας. Στην περίπτωση χρήσης ψηφιακού συστήματος επεξεργασίας είναι αναγκαία η μετατροπή των αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά. Αν η μετατροπή αυτή δεν γίνει από το σύστημα προσαρμογής πριν τη μετάδοση, γίνεται από μετατροπείς αναλογικού σε ψηφιακό (*Analog to Digital converters A/D*) στον υπολογιστή επεξεργασίας.

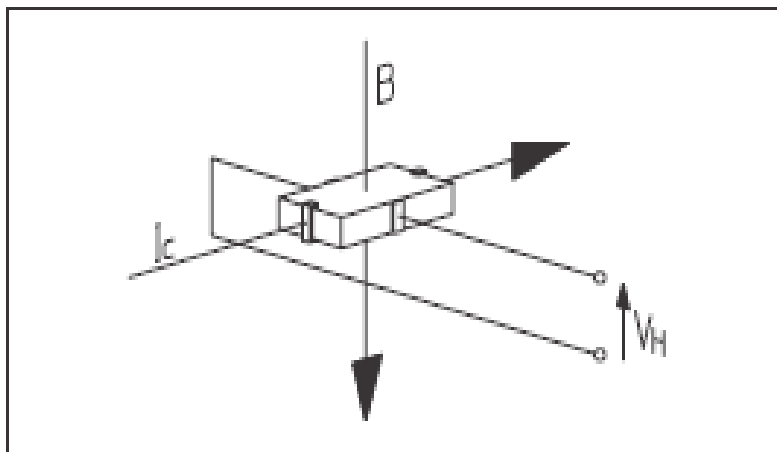
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΜΕΤΡΗΣΗ ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΜΕ ΓΑΛΒΑΝΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

2.1 ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ HALL

Όταν ένα τεμάχιο υλικού από ημιαγωγό ή μέταλλο διαρρέετε από ρεύμα με ένταση I και βρίσκεται εντός μαγνητικού πεδίου με μαγνητική επαγωγή B , η οποία σχηματίζει γωνία δ ως προς το ρεύμα, αναπτύσσεται στις κάθετες πλευρές του υλικού ως προς τα I και B μια ηλεκτρεγερτική δύναμη e_H (Σχ. 2.1). Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως **φαινόμενο Hall**. Η e_H ονομάζεται **τάση Hall** και ορίζεται από τη σχέση

$$e_H = K_H \cdot I \cdot B \cdot \sin \delta$$



Σχ.2.1 Αισθητήριο τύπου Hall

όπου, K_H είναι η σταθερά Hall. Θεωρούμε ότι η γωνία δ είναι 90 μοίρες, δηλαδή το μαγνητικό πεδίο προσπίπτει κάθετα στο υλικό.

Η ανάπτυξη της τάσης Hall οφείλεται στις **δυνάμεις Laplace** που ασκούνται από το μαγνητικό πεδίο στα φορτισμένα σωματίδια που διαρρέουν το υλικό.

Η δύναμη Laplace που αναπτύσσεται σ' ένα ηλεκτρικό φορτίο q , όταν κινείται με ταχύτητα v εντός μαγνητικού πεδίου με επαγωγή B , δίνεται από τη σχέση

$$F = q \cdot v \cdot B \cdot \sin \alpha$$

όπου, α είναι η γωνία που σχηματίζουν τα ανύσματα της ταχύτητας και της μαγνητικής επαγωγής, επομένως $\alpha = \delta$.

Τα φορτισμένα σωματίδια λοιπόν εκτρέπονται λόγω των δυνάμεων Laplace που ασκεί το μαγνητικό πεδίο σ' αυτά και συγκεντρώνονται στη μια πλευρά του αγώγιμου υλικού δημιουργώντας μια **διαφορά δυναμικού** που είναι η **τάση Hall**. Η τάση Hall ακολουθεί τη διεύθυνση της δύναμης Laplace, η οποία είναι κάθετη προς τη διεύθυνση του ρεύματος και του μαγνητικού πεδίου. Με άλλα λόγια, το μαγνητικό πεδίο, το ρεύμα και η τάση Hall είναι **αμοιβαίως κάθετα** μεταξύ τους. (Σχ.2.1).

Με τα αισθητήρια τύπου Hall είναι δυνατή η μέτρηση του ρεύματος I , της μαγνητικής επαγωγής B , αλλά και της ισχύος.

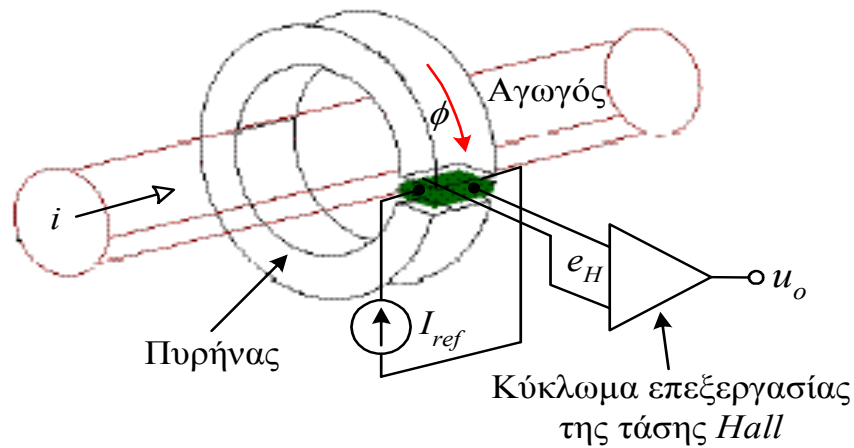
Τρεις τεχνολογίες μετατροπών της LEM βασίζονται στο φαινόμενο Hall. Αυτές είναι οι τεχνολογίες κλειστού βρόχου, ανοικτού βρόχου και τύπου Eta.

2.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΗ ΑΝΟΙΚΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Η δομή ενός μετατροπέα μέτρησης ρεύματος με γαλβανική απομόνωση, μέσω ενός αισθητηρίου Hall σε διάταξη ανοικτού βρόχου εικονίζεται στο Σχ. 2.2. Το μετρούμενο ρεύμα κατά τη διέλευση του δημιουργεί μαγνητικό πεδίο, το οποίο συγκεντρώνεται σε ένα πυρήνα. Στο διάκενο αέρα του πυρήνα τοποθετείται ένα γραμμικό αισθητήριο Hall, το οποίο τροφοδοτείται με ένα

σταθερό ρεύμα I_{ref} και ανιχνεύει το μαγνητικό πεδίο, που είναι ανάλογο του μετρούμενου ρεύματος. Η τάση Hall που παράγει στη συνέχεια το αισθητήριο είναι ανάλογη του μαγνητικού πεδίου και επομένως ανάλογη του μετρούμενου ρεύματος. Αυτή η τάση, αφού υποστεί φιλτράρισμα και ενισχυθεί, αποτελεί την τάση εξόδου του μετατροπέα (U_o) και είναι πιστό αντίγραφο του μετρούμενου ρεύματος.

Η διαφορική ενίσχυση της τάσης Hall και το σταθερό ρεύμα I_{ref} παρέχονται από ηλεκτρονικά κυκλώματα που βρίσκονται στο εσωτερικό του μετατροπέα.



Σχ.2.2 Δομή του μετατροπέα μέτρησης ρεύματος με γαλβανική απομόνωση σε διάταξη ανοικτού βρόχου.

2.2.1 Πλεονεκτήματα διάταξης ανοικτού βρόχου

Ένας μετατροπέας ανοικτού βρόχου μετράει ρεύματα συνεχής (DC), εναλλασσόμενα (AC) και σύνθετες κυματομορφές ενώ παράλληλα παρέχει γαλβανική απομόνωση.

Τα πλεονεκτήματα που έχουμε με μια τέτοια διάταξη είναι :

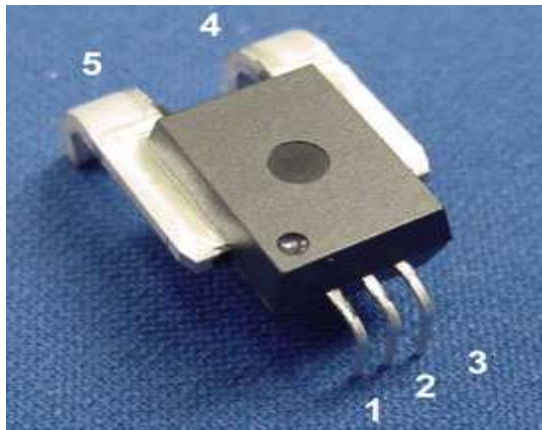
- χαμηλό κόστος
- μικρό μέγεθος
- μικρό βάρος
- μικρή κατανάλωση ισχύος

- πολύ μικρές απώλειες παρεμβολών, όπως και οι περισσότερες τεχνικές μέτρησης που βασίζονται στο μαγνητισμό.

2.2.2 Μειονεκτήματα διάταξης ανοικτού βρόχου

Σε σύγκριση με άλλες τεχνολογίες τα μειονεκτήματα των μετατροπέων ανοικτού βρόχου είναι :

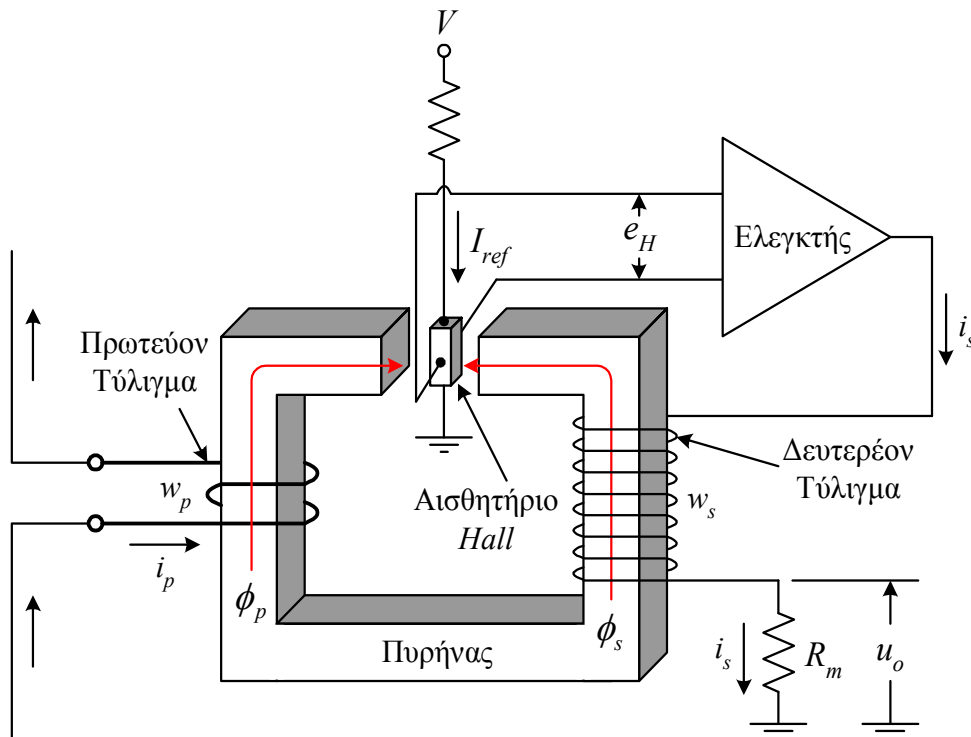
- μέτριο εύρος ζώνης
- μέτριος χρόνος απόκρισης
- η ολίσθηση κέρδους λόγω της θερμοκρασίας, είναι μεγαλύτερη



Σχ. 2.3 Πρακτικός μετατροπέας ανοικτού βρόχου της εταιρείας *Allegro* για τη μέτρηση ρευμάτων έως $\pm 100\text{A}$ με γαλβανική απομόνωση (α). Από τους ακροδέκτες 4, 5 διέρχεται το μετρούμενο ρεύμα. Η μονοπολική τάση τροφοδοσίας (5V) εφαρμόζεται στους ακροδέκτες 1, 2 και η τάση εξόδου, η οποία είναι ανάλογη με το μετρούμενο ρεύμα, λαμβάνεται από το άκρο 3.

2.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΔΙΑΤΑΞΗ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Στο Σχ. 2.4 εικονίζεται η δομή ενός πλήρη μετατροπέα μέτρησης του ρεύματος με οποιαδήποτε κυματομορφή. Ο μετατροπέας λειτουργεί σε κλειστό βρόχο και παρέχει γαλβανική απομόνωση μεταξύ του σήματος εξόδου U_o και του μετρούμενου ρεύματος I_p .



Σχ.2.4 Μετατροπέας με αισθητήριο Hall για τη μέτρηση ρεύματος με γαλβανική απομόνωση σε τοπολογία κλειστού βρόχου. Το μετρούμενο ρεύμα μπορεί να είναι συνεχές είτε μεταβαλλόμενο με οποιαδήποτε μορφή και ορισμένο εύρος ζώνης

Η λειτουργία του μετατροπέα στις **χαμηλές συχνότητες** στηρίζεται σ' ένα αισθητήριο τύπου Hall, το οποίο τροφοδοτείται με το σταθερό ρεύμα I_{ref} και τοποθετείται στο διάκενο αέρα του πυρήνα. Στον πυρήνα συγκεντρώνεται το μαγνητικό πεδίο ϕ_p που παράγει το μετρούμενο ρεύμα I_p κατά τη διέλευση του από το πρωτεύον τύλιγμα καθώς και το μαγνητικό πεδίο ϕ_s που παράγει το δευτερεύον ρεύμα I_s κατά τη διέλευση του από το δευτερεύον τύλιγμα.

Το αισθητήριο Hall ανιχνεύει τα δύο μαγνητικά πεδία και παράγει την τάση Hall. Στη συνέχεια ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα ελέγχου επεξεργάζεται την τάση Hall και ρυθμίζει το ρεύμα I_s στο δευτερεύον τύλιγμα έτσι ώστε η μαγνητική ροή ϕ_s που προκαλεί να αντισταθμίζει πλήρως τη ροή ϕ_p που δημιουργεί το μετρούμενο ρεύμα στο πρωτεύον τύλιγμα. Με άλλα λόγια, η τιμή του δευτερεύοντος ρεύματος I_s ρυθμίζεται κατάλληλα ώστε να δημιουργεί μαγνητικό πεδίο ίσο σε ένταση αλλά αντίθετο σε φορά από το πεδίο που δημιουργεί το πρωτεύον ρεύμα. Έτσι η ολική μαγνητική ροή στο κύκλωμα

είναι μηδενική. Με τον τρόπο αυτό το δευτερεύον ρεύμα I_S είναι πανομοιότυπο με το μετρούμενο ρεύμα I_P και κανονικοποιημένο ανάλογα με τον λόγο σπειρών των δύο τυλιγμάτων :

$$\frac{I_P}{I_S} = \frac{N_S}{N_P}$$

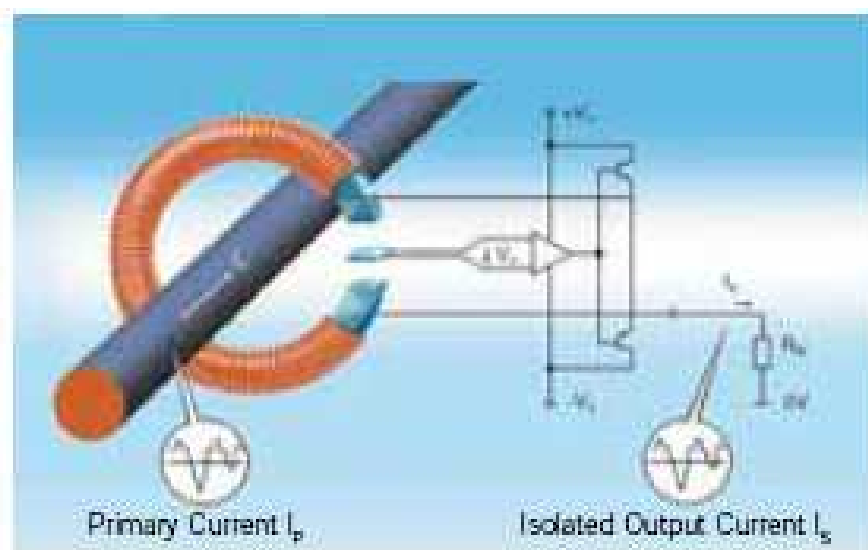
Στις **υψηλές συχνότητες** ο μετατροπέας κλειστού βρόχου έχει το πλεονέκτημα να λειτουργεί σαν **μετασχηματιστής ρεύματος**.

Στην περίπτωση αυτή το μετρούμενο ρεύμα I_P κατά τη διέλευση του από το πρωτεύον τύλιγμα μιας σπείρας δημιουργεί μαγνητικό πεδίο. Αυτό το μαγνητικό πεδίο **επάγει** ρεύμα στο δευτερεύον τύλιγμα 1000 σπειρών τέτοιο ώστε το μαγνητικό δυναμικό των δύο πηνίων να είναι ακριβώς το ΙΔΙΟ.

Και στις δυο περιπτώσεις έχουμε **αντιστάθμιση** των μαγνητικών πεδίων των δυο πηνίων και ισχύει

$$I_P \cdot N_P = I_S \cdot N_S \quad \text{άρα} \quad I_S = I_P \cdot \frac{N_P}{N_S}$$

Συνεπώς το ρεύμα I_S είναι πανομοιότυπο με το μετρούμενο ρεύμα I_P και κανονικοποιημένο ανάλογα με τον λόγο σπειρών των δύο τυλιγμάτων.



Σχ. 2.5 Μετατροπέας μέτρησης ρεύματος σε τοπολογία κλειστού βρόχου, της εταιρείας *LEM*.

Για παράδειγμα, αν το ρεύμα στο πρωτεύον τύλιγμα με 1 σπείρα έχει στιγμιαία τιμή 100Α, τότε το ρεύμα στο δευτερεύον τύλιγμα με 1000 σπείρες θα είναι στιγμιαία ίσο με 100mA. Συχνά ως πρωτεύον τύλιγμα στο μετατροπέα χρησιμοποιείται ο αγωγός από τον οποίο διέρχεται το μετρούμενο ρεύμα, όπως εικονίζεται στο Σχ. 2.5.

Τοποθετώντας μια **αντίσταση R_M** , σε σειρά με το δευτερεύον τύλιγμα δημιουργείται στην έξοδο του μετατροπέα ένα σήμα τάσης ($U_O = R_M * I_s$) που ακολουθεί την κυματομορφή του μετρούμενου ρεύματος I_p . Το μετρούμενο ρεύμα μπορεί να είναι τόσο συνεχές όσο και μεταβαλλόμενο, με εύρος ζώνης συνήθως έως 200KHz.

2.3.1 Πλεονεκτήματα διάταξης κλειστού βρόχου

Το κύκλωμα αντιστάθμισης του μαγνητικού πεδίου που διαθέτει η διάταξη κλειστού βρόχου, βελτιώνει σημαντικά την **απόδοση** του μετατροπέα.

Έτσι έχουμε :

- εξαιρετική **ακρίβεια** και **γραμμικότητα**
- μικρό **χρόνο απόκρισης**
- εξαιρετικά μεγάλο **εύρος ζώνης**, τυπικά από DC έως 200KHz.
- πολύ μικρές **απώλειες παρεμβολών**, όπως και οι περισσότερες τεχνικές μέτρησης που βασίζονται στο μαγνητισμό.
- υψηλή **μεταβατική απόκριση** (di/dt following),
- η θερμική **ολίσθηση κέρδους** είναι πολύ μικρή
- καλή απόδοση σε περιβάλλον υψηλού θορύβου
- ακόμη στη διάταξη κλειστού βρόχου μπορούμε εύκολα να μετατρέψουμε το ρεύμα εξόδου σε **τάση εξόδου**.

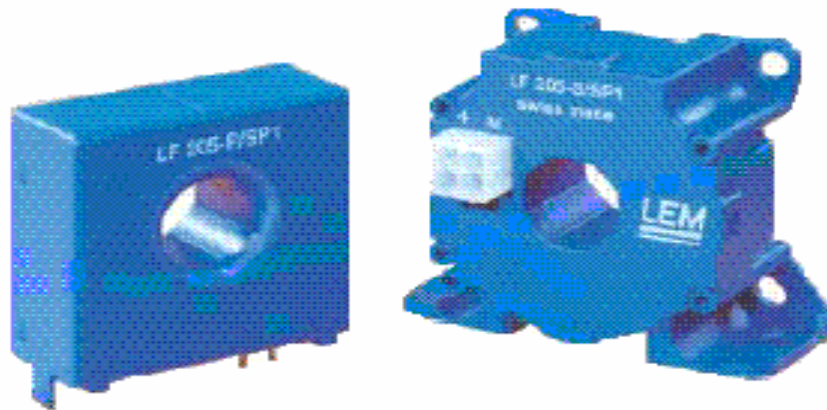
2.3.2 Μειονεκτήματα διάταξης κλειστού βρόχου

Τα κύρια μειονεκτήματα της τεχνολογίας κλειστού βρόχου είναι :

- η **υψηλή κατανάλωση ρεύματος** στο δευτερεύον κύκλωμα (το οποίο πρέπει να παρέχει και το δευτερεύον ρεύμα αντιστάθμισης και το ρεύμα πόλωσης)
- μεγαλύτερες **διαστάσεις** και πιο **ακριβή κατασκευή** σε σύγκριση με την διάταξη ανοικτού βρόχου
- **περιορισμένη τάση εξόδου**, εξαιτίας των πτώσεων τάσης στην βαθμίδα ενίσχυσης και στην αντίσταση του δευτερεύοντος τυλίγματος

Με βάση τις απαιτήσεις των διάφορων εφαρμογών αξιολογούμε συχνά πως τα πλεονεκτήματα υπερτερούν των μειονεκτημάτων.

Επίσης η ακρίβεια, η απόκριση και η απόδοση μιας διάταξης κλειστού βρόχου είναι πιο επιθυμητές από κάποια άλλη εναλλακτική.



Σχ.2.6 Μετατροπείς κλειστού βρόχου της εταιρείας *LEM*, για τη μέτρηση ρευμάτων έως $\pm 400\text{A}$ με γαλβανική απομόνωση. Η τάση τροφοδοσίας είναι συμμετρική $\pm 15\text{V}$, ο λόγος σπειρών 1:2000 και το εύρος ζώνης DC–100kHz

2.4 ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ Eta

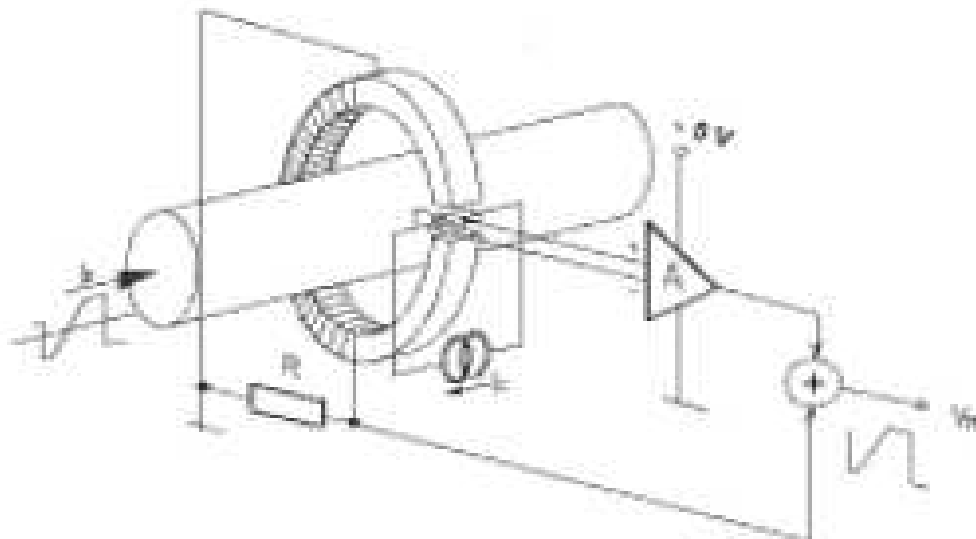
Άλλη μια τεχνολογία που βασίζεται στο φαινόμενο Hall είναι η **τεχνολογία Eta**. Το όνομα Eta προέρχεται από το ελληνικό γράμμα “η” και αντιπροσωπεύει την αποδοτικότητα. Αυτή η οικογένεια μετατροπέων απαιτεί **πολύ μικρή κατανάλωση ισχύος** στο δευτερεύον κύκλωμα ενώ ταυτόχρονα παρουσιάζει **πολύ καλή απόδοση**. Η τεχνολογία Eta, από άποψη απόδοσης βρίσκεται ανάμεσα στις τεχνολογίες ανοικτού και κλειστού βρόχου.

2.4.1 ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ Eta

Οι μετατροπείς Eta (Σχ. 2.7) έχουν παρόμοια δομή με τους μετατροπείς κλειστού βρόχου παρουσιάζοντας την ίδια γεωμετρία στο μαγνητικό κύκλωμα και έχοντας αισθητήριο Hall και δευτερεύον τύλιγμα. Διαφορές υπάρχουν στο μαγνητικό πυρήνα και στο ηλεκτρονικό σχέδιο. Ο μετατροπέας Eta είναι ένας συνδυασμός **τεχνολογίας ανοικτού βρόχου** και **μετασχηματιστή ρεύματος** και παρουσιάζει τα παρακάτω χαρακτηριστικά :

- Στις χαμηλές συχνότητες (έως 2...10KHz ανάλογα με τον σχεδιασμό του μετατροπέα) λειτουργεί όπως ένας **μετατροπέας ανοικτού βρόχου**, όπου το αισθητήριο Hall παράγει ένα σήμα τάσης που είναι ανάλογο του μετρούμενου ρεύματος στο πρωτεύον.
- Στις υψηλές συχνότητες λειτουργεί σαν **μετασχηματιστής ρεύματος**, όπου το ρεύμα εξόδου στο δευτερεύον είναι ανάλογο του εναλλασσόμενου ρεύματος στο πρωτεύον βάση του τύπου

$$\frac{I_P}{I_S} = \frac{N_S}{N_P}$$



Σχ. 2.7 Δομή του μετατροπέα ρεύματος τεχνολογίας Eta.

Τέλος το σήμα του αισθητηρίου Hall και το σήμα του μετασχηματιστή ρεύματος προσθέτονται ηλεκτρονικά και σχηματίζουν το σήμα εξόδου.

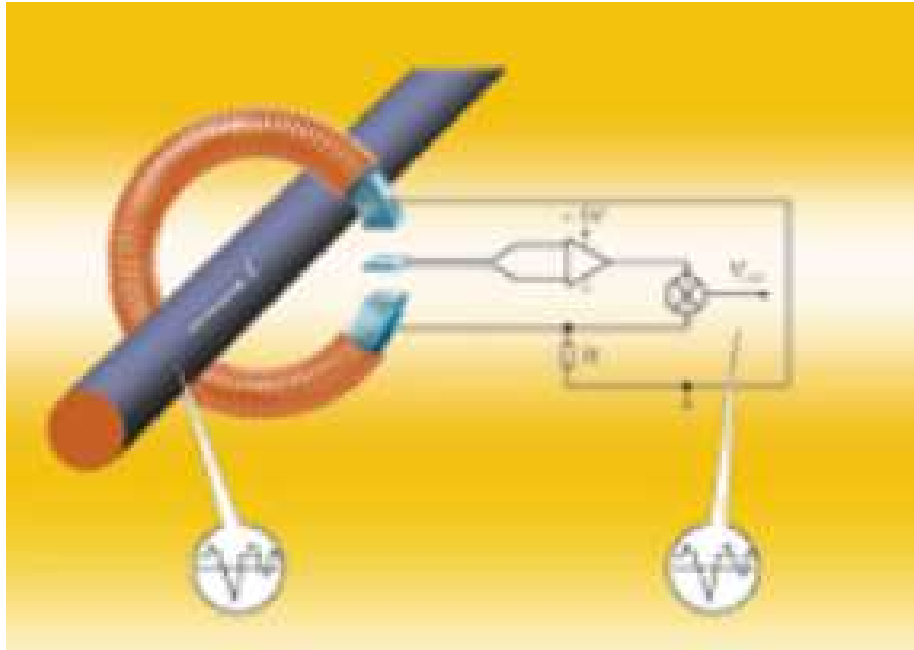
Η τεχνολογία Eta είναι καλύτερη από άλλες όταν απαιτούνται τα παρακάτω:

- μεγάλο εύρος ζώνης - από DC έως 100KHz
- μικρή κατανάλωση ισχύος
- μικρή τάση τροφοδοσίας στο δευτερεύον κύκλωμα (π.χ. +5V)

Οι μετατροπείς Eta μετρούν ρεύματα DC, AC και σύνθετες κυματομορφές ενώ παράλληλα εξασφαλίζουν γαλβανική απομόνωση και μικρές απώλειες παρεμβολών. Στην έξοδο δίνουν τάση.

Τα **πλεονεκτήματα** της τεχνολογίας αυτής είναι η μικρή κατανάλωση ισχύος που οφείλεται στο ότι το δευτερεύον κύκλωμα δεν παράγει ρεύμα αντιστάθμισης στο δευτερεύον τύλιγμα, όπως συμβαίνει στους μετατροπείς κλειστού βρόχου. Έτσι χρησιμοποιούν μικρή τάση τροφοδοσίας, συνήθως μονοπολική τροφοδοσία +5V.

Τα **μειονεκτήματα** που παρουσιάζουν οι μετατροπείς ανοικτού βρόχου εμφανίζονται και εδώ. Έτσι στις **χαμηλές συχνότητες** έχουμε ολίσθηση κέρδους και ασυμμετρίας λόγω της θερμοκρασίας, **μέτρια ακρίβεια**. Στις **υψηλές συχνότητες** ($> 2...10\text{KHz}$) ο μετασχηματιστής ρεύματος εξασφαλίζει **πολύ καλή ακρίβεια** και αμελητέα θερμική ολίσθηση. Ακόμη έχει **μεγαλύτερο μέγεθος** και πιο **ακριβή κατασκευή** σε σχέση με έναν μετατροπέα κλειστού βρόχου ανάλογης κατηγορίας.



Σχ. 2.8 Μετατροπέας μέτρησης ρεύματος τεχνολογίας Eta της εταιρείας *LEM*.

Στο **εμπόριο** κυκλοφορούν μετατροπείς Eta της LEM με ονομαστικές τιμές ρευμάτων I_{PN} από 25A έως 150A. κατασκευάζονται για μικρή περιοχή ρευμάτων , όχι γιατί υστερούν τεχνολογικά αλλά επειδή στην αγορά προτιμάτε η τεχνολογία κλειστού βρόχου που παρουσιάζει υψηλότερες αποδόσεις.

Στον **Πίνακα 1** παραθέτονται τα γενικά χαρακτηριστικά των τριών τεχνολογιών που βασίζονται στο φαινόμενο Hall.

Πίνακας 1

	ΑΝΟΙΚΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ	Eta	ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ
ΠΕΡΙΟΧΗ ΜΕΤΡΗΣΗΣ	0 – 15 kA	25 – 150 A	0 – 15 kA
ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ	0...25KHz	0...100KHz	0...200KHz
ΧΡΟΝΟΣ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ	< 3-7μs	< 1μs	< 1μs
ΑΚΡΙΒΕΙΑ (25°C)	± 1.5%	± 1.5% (DC) ± 0.5% (AC)	± 0.5%
ΓΡΑΜΜΙΚΟΤΗΤΑ	± 0.5%	± 0.5% (DC) ± 0.1% (AC)	± 0.1%
ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ	Μικρό βάρος, Χαμηλό κόστος, Μικρή κατανάλωση ισχύος	Ταχύτητα, Μικρή κατανάλωση ισχύος, Μικρή τάση τροφοδοσίας	Ταχύτητα, Ακρίβεια, Απόδοση

2.5 ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΜΕΤΡΗΣΗΣ R_M

Η πλειοψηφία των μετατροπέων κλειστού βρόχου δίνουν ρεύμα στην έξοδο.

Για να μετατρέψουμε το ρεύμα εξόδου σε τάση εξόδου, τοποθετούμε μια αντίσταση R_M **σε σειρά** με το δευτερεύον τύλιγμα.

Υπάρχει μια περιοχή τιμών για την R_M που εξαρτάται από τις παραμέτρους λειτουργίας της εφαρμογής.

- η **μέγιστη** τιμή της R_M (R_{Mmax}) περιορίζεται από τη διαθέσιμη τάση τροφοδοσίας.

- η **ελάχιστη** τιμή της R_M (R_{Mmin}) είναι απαραίτητη για να περιορίζει τις εσωτερικές απώλειες ισχύος.

R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$			
		R_{Mmin}	R_{Mmaxi}	R_{Mmin}	R_{Mmaxi}		
	with $\pm 12\text{ V}$	@ $\pm 50\text{ A}_{maxi}$	10	100	60	95	Ω
		@ $\pm 70\text{ A}_{maxi}$	10	50	60 ¹⁾	60 ¹⁾	Ω
	with $\pm 15\text{ V}$	@ $\pm 50\text{ A}_{maxi}$	50	160	135	155	Ω
		@ $\pm 70\text{ A}_{maxi}$	50	90	135 ²⁾	135 ²⁾	Ω

2.6 ΟΝΟΜΑΣΤΙΚΑ ΡΕΥΜΑΤΑ ΚΑΙ ΡΕΥΜΑΤΑ ΥΠΕΡΦΟΡΤΙΣΗΣ ΣΤΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Στο εμπόριο κυκλοφορούν μετατροπείς κλειστού βρόχου με ονομαστικές τιμές ρευμάτων από 2A έως 20KA. Ειδικά κατασκευασμένοι μετατροπείς μπορούν να μετρήσουν ρεύματα της τάξης των 500KA. Το μέγιστο ρεύμα κορυφής που μπορούμε να μετρήσουμε με αυτήν την τεχνολογία είναι 1,5 με 3 φορές μεγαλύτερο από το ονομαστικό ρεύμα. Για να προσδιορίσουμε το μέγιστο ρεύμα κορυφής που μπορεί να μετρήσει ένας δεδομένος μετατροπέας κλειστού βρόχου πρέπει να λάβουμε υπ' όψη τρεις διαφορετικές περιπτώσεις :

Στην περιοχή από DC έως τις μεσαίες συχνότητες του εύρους ζώνης λειτουργίας, ο μετατροπέας λειτουργεί με βάση το αισθητήριο Hall (και το κύκλωμα αντιστάθμισης του μαγνητικού πεδίου). Η ικανότητα που έχουν τα ηλεκτρονικά κυκλώματα του μετατροπέα να αποδίδουν όλο και μεγαλύτερο ρεύμα στο δευτερεύον τύλιγμα ώστε να αντισταθμίζεται το πεδίο που δημιουργεί το όλο και υψηλότερο ρεύμα στο πρωτεύον, περιορίζεται από την **διαθέσιμη τάση τροφοδοσίας**, τις **εσωτερικές πτώσεις τάσεις** και την **ολική αντίσταση σειράς**. Έτσι εάν το ρεύμα στο πρωτεύον ξεπεράσει μια οριακή τιμή, το ρεύμα στο δευτερεύον δεν θα μπορέσει να ακολουθήσει καθώς τα

ηλεκτρονικά κυκλώματα που αποδίδουν το δευτερεύον ρεύμα αντιστάθμισης οδηγούνται στον **κόρο (ηλεκτρονικός κορεσμός)**.

Συνεπώς στις χαμηλές συχνότητες ο μετατροπέας μπορεί να μετρήσει υψηλά ρεύματα μέχρι μια οριακή τιμή που καθορίζεται από τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του.

Ακόμη, κάθε μετατροπέας είναι κατασκευασμένος να λειτουργεί σε μια συγκεκριμένη περιοχή ρευμάτων και όταν υπερβαίνουμε την περιοχή αυτή υπάρχει κίνδυνος να προκληθούν ανεπιθύμητες μαγνητικές επιδράσεις (**μαγνητικός κορεσμός**) που έχουν σαν αποτέλεσμα την μη ομαλή λειτουργία του μαγνητικού κυκλώματος αντιστάθμισης.

Στις υψηλές συχνότητες ο μετατροπέας λειτουργεί σαν **μετασηματιστής ρεύματος** με αποτέλεσμα το ρεύμα να μπορεί να πάρει μεγάλες τιμές, όχι όμως πολύ μεγάλες λόγω μαγνητικών και θερμικών (απώλειες πυρήνα που οφείλονται σε μεγάλα ρεύματα υψηλής συχνότητας) περιορισμών.

- Προσοχή στα υψηλά ρεύματα υψηλής συχνότητας, όταν μετράμε για πολύ ώρα, μπορεί να **υπερθερμάνουν** τα στοιχεία του μετατροπέα.

2.7 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΠΥΡΗΝΑ

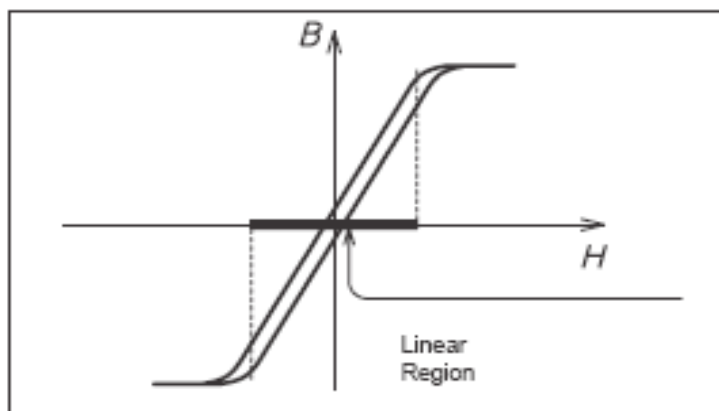
Θεωρητικά οι μετατροπείς κλειστού βρόχου λειτουργούν εξασφαλίζοντας μηδενική ροή στο μαγνητικό κύκλωμα. Στην πραγματικότητα όμως διάφορες **μαγνητικές ατέλειες** (διαρροή μαγνητικής ροής, όχι καλή σύζευξη) δημιουργούν στον πυρήνα **παραμένων μαγνητισμό** και προκαλούν **απώλειες πυρήνα**.

Το **μαγνητικό υλικό** του πυρήνα, ο **σχεδιασμός** του, η **ένταση του ρεύματος** και το **φάσμα των συχνοτήτων** είναι παράγοντες που καθορίζουν το επίπεδο των απωλειών του πυρήνα.

Το μαγνητικό πεδίο που προκαλεί το εναλλασσόμενο ρεύμα δημιουργεί **δινορεύματα** στον πυρήνα. Οι **απώλειες δινορευμάτων** είναι **ανάλογες** με το τετράγωνο των τριών παρακάτω παραμέτρων:

- της κορυφής της πυκνότητας της μαγνητικής ροής
- της συχνότητας
- και του πάχους των δυναμοελασμάτων του πυρήνα.

Το εμβαδόν του **βρόχου υστέρησης** (Σχ. 2.9) του μαγνητικού υλικού του πυρήνα, καθορίζει πόσο μεγάλες θα είναι οι απώλειες υστέρησης. Οι απώλειες υστέρησης είναι ανάλογες της συχνότητας, του όγκου του πυρήνα και του τετραγώνου της κορυφής της πυκνότητας της μαγνητικής ροής (απώλειες υστέρησης = B^2).



Σχ. 2.9 Βρόχος υστέρησης του μαγνητικού υλικού του πυρήνα.

Επίσης η **θερμότητα** που αναπτύσσεται στον μαγνητικό πυρήνα, οφείλεται στις **απώλειες πυρήνα** που προκαλούνται από τα **δινορεύματα** και τις **απώλειες υστέρησης**.

Για τους **μετατροπείς LEM** επισημαίνουμε τα ακόλουθα :

Στις **υψηλές συχνότητες** οι απώλειες πυρήνα αυξάνονται σημαντικά. Για να μπορέσουμε να διατηρήσουμε σε **σταθερό επίπεδο** τις απώλειες πυρήνα, η τιμή του ρεύματος πρέπει να μειώνεται όταν η συχνότητα αυξάνεται.

Όταν ο μετατροπέας κλειστού βρόχου λειτουργεί σαν μετασχηματιστής ρεύματος αποδίδει πολύ καλά στις υψηλές συχνότητες, όμως εξακολουθούν να υφίστανται **απώλειες πυρήνα** (που οφείλονται στις απώλειες υστέρησης και στις απώλειες δινορευμάτων).

2.8 ΜΑΓΝΗΤΙΚΗ ΑΣΥΜΜΕΤΡΙΑ (MAGNETIC OFFSET)

Σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας, ένας **μετατροπέας κλειστού βρόχου** εξασφαλίζει σχεδόν μηδενική μαγνητική ροή είτε εργάζεται με βάση το αισθητήριο Hall είτε εργάζεται σαν μετασχηματιστής ρεύματος. Αυτό όμως δεν σημαίνει ότι δεν υπάρχει κίνδυνος να παρουσιάσει μόνιμη **μαγνητική ασυμμετρία** (magnetic offset).

- Αν ένα πρωτεύον ρεύμα χαμηλής ή μεσαίας συχνότητας πάρει μεγάλη τιμή υπερβαίνοντας την περιοχή μετρήσεων του μετατροπέα (που βασίζεται στην διαθέσιμη τάση τροφοδοσίας, στις παραμέτρους του μετατροπέα και στην τιμή του αντιστάτη μέτρησης R_M) τότε τα ηλεκτρονικά κυκλώματα οδηγούνται στον **κόρο** και δεν μπορούν να αποδώσουν το απαιτούμενο ρεύμα αντιστάθμισης στο δευτερεύον πηνίο (ηλεκτρονικός κορεσμός) με αποτέλεσμα να μην επιτυγχάνεται η μηδενική ροή στο μαγνητικό κύκλωμα.
- Αν διακοπεί η μία ή και οι δύο **τάσεις τροφοδοσίας** του δευτερεύοντος κυκλώματος, σταματάει η διαδικασία αντιστάθμισης και δεν υπάρχει μηδενική ροή στο μαγνητικό κύκλωμα.
- Όταν ένας εξωτερικός αγωγός δημιουργεί **τοπικό μαγνητισμό** στον πυρήνα, που δεν μπορεί να ανιχνευθεί πλήρως από το αισθητήριο Hall και επομένως να αντισταθμιστεί από τα ηλεκτρονικά κυκλώματα, τότε η μαγνητική ροή είναι μη μηδενική σε διάφορες περιοχές του πυρήνα.

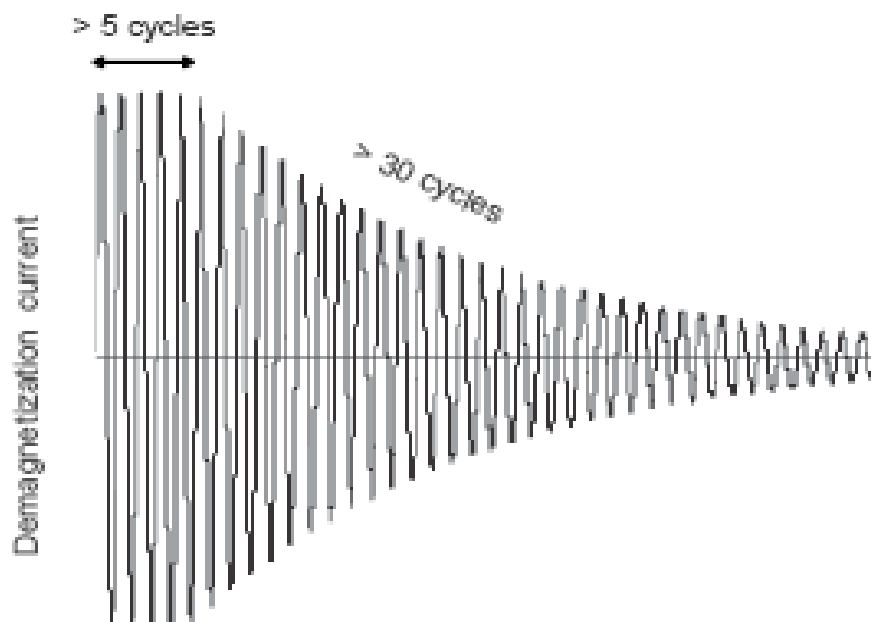
Στις παραπάνω περιπτώσεις έχουμε **σφάλμα στην έξοδο** εξαιτίας του **παραμένοντα μαγνητισμού** στο μαγνητικό υλικό του πυρήνα. Αυτό λέγεται **σφάλμα μαγνητικής ασυμμετρίας** (magnetic offset).

Χρειάζεται **απομαγνητισμός** ώστε το μαγνητικό υλικό του πυρήνα να επιστρέψει στην αρχική του κατάσταση δηλαδή σε **μηδενική ολική μαγνητική ροή**.

2.9 ΑΠΟΜΑΓΝΗΤΙΣΜΟΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΞΑΛΕΙΨΗ ΤΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΣΥΜΜΕΤΡΙΑΣ

Το **σφάλμα μαγνητικής ασυμμετρίας** (magnetic offset), δηλαδή ο παραμένων μαγνητισμός, εξαλείφεται με **απομαγνητισμό**. Ιδιαίτερη προσοχή χρειάζεται στις διατάξεις κλειστού βρόχου ώστε το δευτερεύον πηνίο αντιστάθμισης να μην αναιρεί την διαδικασία απομαγνητισμού. Για να μην συμβεί αυτό αποσυνδέεται η έξοδος ώστε ο βρόχος αντιστάθμισης να είναι ανοικτός. Εάν αυτό δεν είναι εφικτό αποσυνδέεται η τάση τροφοδοσίας, αρκεί το σήμα απομαγνητισμού να είναι χαμηλής συχνότητας κι όχι υψηλής ώστε να μην λειτουργήσει ο μετατροπέας σαν μετασχηματιστής ρεύματος.

Το σήμα που φαίνεται στο σχήμα 2.10 είναι το **σήμα απομαγνητισμού**. Η συχνότητά του είναι **60Hz**. Ξεκινάει το λιγότερο με 5 κύκλους σε πλήρη ένταση και στην συνέχεια 30 κύκλους με την ένταση να μειώνεται βαθμιαία κατά 4% ανά κύκλο. Εφαρμόζοντας στον μετατροπέα αυτό το **φθίνων εναλλασσόμενο σήμα** σαν σήμα προς μέτρηση, απομαγνητίζεται ο πυρήνας και επιστρέφει στην αρχική του κατάσταση δηλαδή σε **μηδενική μαγνητική ροή**, χωρίς παραμένων μαγνητισμό.



Σχ. 2.10 Σήμα απομαγνητισμού.

Εναλλακτικά, μια μερική απομαγνήτιση του πυρήνα είναι δυνατή, παρέχοντας ένα κατάλληλο σήμα με πολικότητα αντίθετη από αυτή του σήματος που προκάλεσε τον υπάρχοντα μαγνητισμό.

Το δύσκολο είναι να προσδιοριστεί η ακριβής ένταση και διάρκεια που χρειάζεται να έχει το σήμα αυτό ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα.

2.10 ΑΚΡΙΒΕΙΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Η λειτουργία του μετατροπέα σε κλειστό βρόχο εξασφαλίζει σχεδόν μηδενική ροή στο μαγνητικό κύκλωμα (ένα ποσό ροής παραμένει και οφείλεται στον βρόχο κέρδους του συστήματος και σε φαινόμενα μαγνητικής διαρροής) με αποτέλεσμα η **γραμμικότητα** να είναι εξαιρετική και η **ολίσθηση κέρδους** πολύ μικρή για μια μεγάλη περιοχή μετρήσεων και θερμοκρασιών. Σε όλο αυτό το πεδίο μετρήσεων η **ακρίβεια** είναι μικρότερη από 1%.

Σε θερμοκρασία περιβάλλοντος η **ακρίβεια** προσδιορίζεται από τον συνδυασμό των παρακάτω παραγόντων :

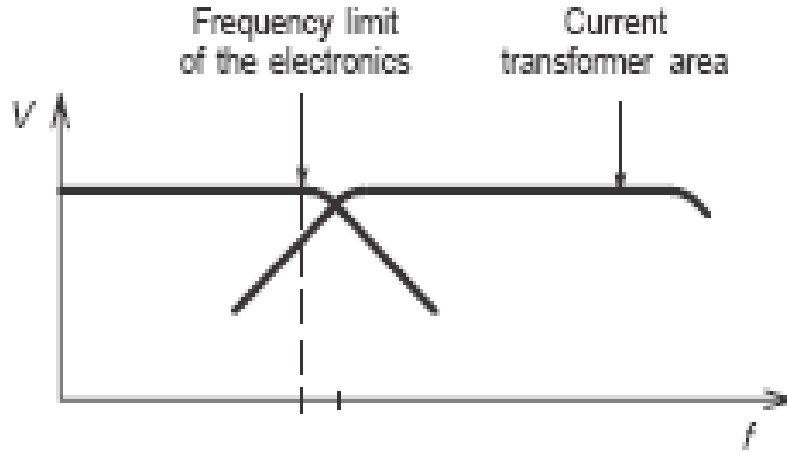
- από την ασυμμετρία εξόδου με μηδενικό ρεύμα στο πρωτεύον ($I_p = 0$)
- από την μη γραμμικότητα του αισθητηρίου Hall, των ηλεκτρονικών και των μαγνητικών κυκλωμάτων
- από την ανοχή της αντίστασης μέτρησης R_M (εσωτερικής ή εξωτερικής).

Επίσης οι αλλαγές θερμοκρασίας προκαλούν :

- ολίσθηση του ρεύματος ασυμμετρίας I_0
- ολίσθηση της τιμής της αντίστασης R_M .

Οι παράγοντες αυτοί μπορούν εύκολα να προσδιοριστούν στο συνεχές ρεύμα. Όταν όμως έχουμε εναλλασσόμενο σήμα και σύνθετες κυματομορφές η

ακρίβεια μπορεί να επηρεαστεί από εκείνες τις συχνότητες που σύμφωνα με την καμπύλη απόκρισης του μετατροπέα (Σχ. 2.11) μειώνουν λίγο την απόδοση.

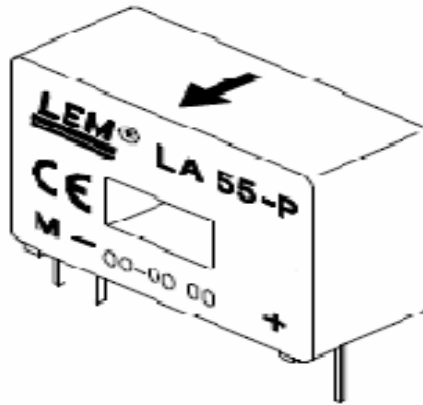


Σχ. 2.11 Εύρος ζώνης λειτουργίας του αισθητηρίου Hall και του μετασχηματιστή ρεύματος.

Σημαντική προϋπόθεση για την καλή λειτουργία του μετατροπέα είναι η βέλτιστη μαγνητική σύζευξη του πρωτεύοντος με το δευτερεύον. Επίσης ο κατασκευαστής πρέπει να δίνει ιδιαίτερη προσοχή στη θέση και στην διαδρομή των αγωγών και των καλωδίων του μετατροπέα ώστε να μην δημιουργούνται χωρητικές συζεύξεις και να αποφεύγονται οι παρεμβολές από εξωτερικούς αγωγούς.

Όσον αφορά τον μετατροπέα της εφαρμογής μας LA 55-P της LEM :

Όταν περάσουμε τον πρωτεύον αγωγό πολλές φορές μέσα από το διάκενο του μετατροπέα τυλίγοντας τον σε σπείρες στο πάνω μέρος του, τότε πετυχαίνουμε την βέλτιστη μαγνητική σύζευξη πρωτεύοντος – δευτερεύοντος και αυξάνεται η **ευαισθησία** του μετατροπέα.



Σχ. 2.12 Ο μετατροπέας LA 55-P της LEM.

2.11 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ ΤΗΣ ΑΚΡΙΒΕΙΑΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ

Παραθέτουμε υπολογισμούς που μας δείχνουν ποιο είναι το **μέγιστο σφάλμα** που μπορεί να κάνει ένας μετατροπέας κλειστού βρόχου. Σημειώνουμε ότι υπάρχουν 4 περιοχές λειτουργίας :

- η περιοχή όπου το ρεύμα στο πρωτεύον είναι μηδενικό ή σχεδόν μηδενικό, χαρακτηρίζεται από τον παράγοντα **offset**
- η περιοχή όπου το πρωτεύον διαρρέεται από το ονομαστικό ρεύμα και χαρακτηρίζεται από τον παράγοντα **ακρίβεια**
- η περιοχή που βρίσκεται μεταξύ των δυο προηγούμενων περιοχών και χαρακτηρίζεται από τον παράγοντα **γραμμικότητα**
- η περιοχή όπου ο μετατροπέας λειτουργεί κοντά στα όρια της περιοχής μέτρησης εκεί όπου ξεκινούν οι συνθήκες κόρου.

Για να υπολογίσουμε το **μέγιστο σφάλμα** σε έναν μετατροπέα χρησιμοποιούμε μια μέθοδο σύμφωνα με την οποία στην τιμή κάθε παραμέτρου συμπεριλαμβάνεται και το μεγαλύτερο σφάλμα που μπορεί να παρουσιάσει.

LA 55-P Μετατροπέας ρεύματος κλειστού βρόχου (βλ. datasheet)

Στο παράδειγμα αυτό μετρούμε ένα συνεχές ρεύμα (DC) με τον μετατροπέα ρεύματος LA 55-P, που τροφοδοτείται με $\pm 15V$.

Τα **datasheet** δίνουν τις παρακάτω πληροφορίες :

$$I_{PN} = 50A, \quad I_{SN} = 50mA$$

Η ακρίβεια (στους $25^{\circ}C$ και στα $\pm 15V$) είναι 0.65% στο I_{PN}

Η ακρίβεια συνδέεται με πολλές παραμέτρους στις οποίες συμπεριλαμβάνονται και οι παρακάτω

- γραμμικότητα $< 0.15\%$,
- σφάλμα ρεύματος ασυμμετρίας $I_o = \pm 0.2mA$ (offset current),
- ολίσθηση ρεύματος ασυμμετρίας λόγω θερμοκρασίας

$I_{OT} = \pm 0.6mA$ για $-25 \dots +85^{\circ}C$ (Thermal drift of I_o).

- 1) Όταν μετράμε ένα ρεύμα των 50A (μια σπείρα στο πρωτεύον) το ρεύμα εξόδου είναι 50mA και τα σφάλματα είναι :

Ακρίβεια στους $25^{\circ}C$ $\pm 0.65\%$ στο I_{PN} $\pm 0.65\%$

Θερμική ολίσθηση ασυμμετρίας $\pm 0.6mA/50mA$ $\pm 1.20\%$

Μέγιστο σφάλμα ($+85^{\circ}C$) $\pm 1.85\%$

Συνεπώς όταν μετράμε ένα ρεύμα των 50A το μέγιστο σφάλμα του οργάνου είναι ίσο με :

$$\pm 1.85\% * 50A = \pm 1.85/100 * 50A = \pm 0.93A.$$

- 2) Όταν μετράμε ένα ρεύμα των 40A, το ρεύμα εξόδου είναι 40mA και τα σφάλματα είναι :

Ακρίβεια στους $25^{\circ}C$ $\pm 0.65\%$ στο I_{PN} $\pm 0.81\%$

Θερμική ολίσθηση ασυμμετρίας $\pm 0.6mA/40mA$ $\pm 1.50\%$

Μέγιστο σφάλμα ($+85^{\circ}C$) $\pm 2.31\%$

Συνεπώς όταν μετράμε ένα ρεύμα των 40Α το μέγιστο σφάλμα του οργάνου είναι ίσο με :

$$\pm 2.31\% * 40\text{A} = \pm 2.31/100 * 40\text{A} = \pm 0.93\text{A}.$$

Από τους παραπάνω υπολογισμούς παρατηρούμε ότι όταν μετράμε μικρότερα ρεύματα, τα σφάλματα είναι μεγαλύτερα σαν ποσοστό (%).

Αυτό συμβαίνει διότι καθώς το ρεύμα εξόδου μειώνεται, τα ρεύματα ασυμμετρίας που είναι σταθερά φαίνονται μεγαλύτερα.

Όταν το ρεύμα στην είσοδο είναι 0Α, η έξοδος λόγω του ρεύματος ασυμμετρίας είναι $\pm 0,2\text{mA}$ (άρα είναι σαν να έχω $\pm 0,2\text{A}$ είσοδο, δηλαδή σφάλμα $\pm 0,4\%$ στο I_{PN} [$I_{PN} = 50\text{A}$]). Εάν εμφανιστεί για λίγο κι ένα ρεύμα υπερφόρτισης 3 φορές μεγαλύτερο του ονομαστικού ρεύματος (δηλ. 150Α) θα υπάρξει και το σφάλμα των $\pm 0,3\text{mA}$, δηλ. συνολικά $\pm 0,5\text{mA}$ (άρα είναι σαν να έχω $\pm 0,5\text{A}$ στην είσοδο, δηλ. σφάλμα $\pm 1\%$ στο I_{PN} [$I_{PN} = 50\text{A}$]).



Σχ. 2.13 Ποικιλία μετατροπέων ρεύματος.

2.12 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ LA 55-P

Τα παρακάτω παραδείγματα μας βοηθούν να υπολογίσουμε μέσα σε ποια **όρια τιμών** μπορεί να λειτουργήσει ένας μετατροπέας κλειστού βρόχου. Για να προσδιορίσουμε την κατάλληλη τιμή του **αντιστάτη μέτρησης R_M** χρησιμοποιούμε δυο προσεγγίσεις, **1^{ον}** βασιζόμαστε στην **περιοχή τιμών** που

μας δίνουν τα datasheet (Παράδειγμα 1) ή 2^{ον} βασιζόμαστε σε **αποδεκτές τιμές λειτουργίας** που δεν αναγράφονται στα datasheet (Παράδειγμα 2). Σε κάποιες περιπτώσεις είναι δυνατό να μετρήσουμε ρεύματα μεγαλύτερα του μέγιστου ρεύματος που μας δίνουν τα datasheet (Παράδειγμα 3).

Παράδειγμα 1] Λειτουργία του LA 55-P με βάση τις ονομαστικές τιμές των datasheet (βλ. Datasheet)

α) Ποια είναι η **μέγιστη μετρούμενη τάση V_M** στην έξοδο του μετατροπέα με βάση τις παρακάτω παραμέτρους ;

$$I_P = 70A, \quad T_A = 70^\circ C, \quad V_C = \pm 15V$$

Οι σπείρες του δευτερεύοντος πηνίου είναι 1000 και καθορίζουν το δευτερεύον ρεύμα. $I_S = I_P \cdot \frac{N_P}{N_S} = 70mA$

Για αυτές τις συνθήκες τα datasheet των LEM δίνουν $R_{Mmax} = 90\Omega$. έτσι η μέγιστη μετρούμενη τάση V_M στην έξοδο είναι :

$$V_M = R_M \cdot I_S = 90\Omega \cdot 70mA = 6.3V$$

β) Με βάση τις παρακάτω παραμέτρους, κι έχοντας στο πρωτεύον το ονομαστικό ρεύμα (50A), τι τιμή πρέπει να έχει ο **αντιστάτης μέτρησης R_M** , ώστε η **μετρούμενη τάση V_M** στην έξοδο να είναι **3,3V** ;

$$I_{PN} = 50A, \quad T_A = 85^\circ C, \quad V_C = \pm 12V, \quad I_{SN} = I_{PN} \cdot \frac{N_P}{N_S} = 50mA$$

Έχουμε $R_M = \frac{V_M}{I_S} = \frac{3.3V}{50mA} = 66\Omega$

Η τιμή που μας δίνουν τα **datasheet** για την R_M κυμαίνεται σε μια περιοχή από $R_{Mmin} = 60\Omega$ έως $R_{Mmax} = 95\Omega$. Επομένως η αντίσταση των 66Ω που υπολογίσαμε μπορεί να χρησιμοποιηθεί.

γ) Για τις ίδιες παραμέτρους (με το β) είναι δυνατόν **η μετρούμενη τάση V_M** στην έξοδο να είναι **6V** ;

$$R_M = \frac{V_M}{I_S} = \frac{6V}{50mA} = 120\Omega$$

Για να έχουμε στην έξοδο τάση 6V, **η αντίσταση μέτρησης R_M** πρέπει να είναι 120Ω . Με αυτήν την αντίσταση δεν θα μπορέσουμε να μετρήσουμε τα 50A διότι η τιμή της υπερβαίνει την $R_{Mmax} = 95\Omega$ που ορίζουν τα **datasheet**.

Χρησιμοποιώντας την $R_{Mmax} = 95\Omega$ έχουμε και την μέγιστη μετρούμενη τάση στην έξοδο που είναι

$$50mA \cdot 95\Omega = 4.75V$$

Αν χρησιμοποιήσουμε την αντίσταση των 120Ω , οι μετρήσεις μας θα είναι σωστές μόνο για ρεύματα πρωτεύοντος μικρότερα των 50A (συγκεκριμένα μέχρι 43,9A και 5,25V).

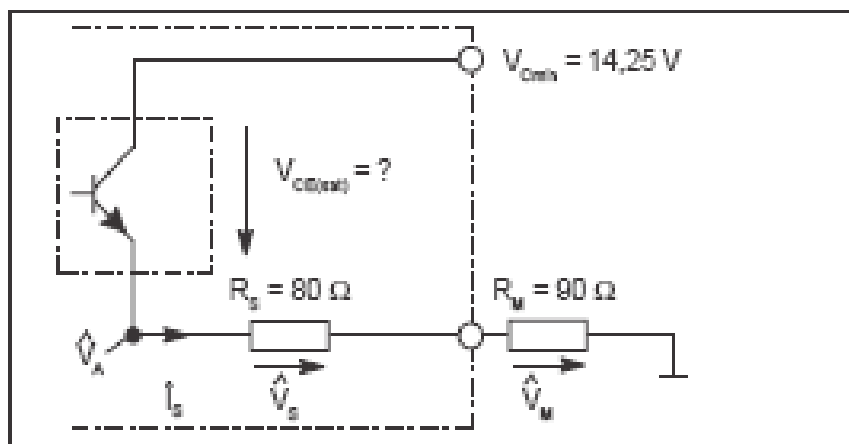
[Παράδειγμα 2] Λειτουργία του LA 55-P έξω από τις ονομαστικές τιμές των **datasheet**

- Αν πρόκειται να μετράμε ρεύματα μικρότερα της ονομαστικής τιμής χρησιμοποιούμε μεγαλύτερη R_M από αυτήν που ορίζουν τα **datasheet** κι έτσι πετυχαίνουμε μεγαλύτερη τάση στην έξοδο.

- Όταν οι τάσεις τροφοδοσίας που χρησιμοποιούμε είναι διαφορετικές από αυτές που ορίζουν τα datasheet τότε η περιοχή μετρήσεων μπορεί να περιοριστεί.

α) Ποια είναι η μέγιστη διαθέσιμη τάση V_A στην έξοδο του κυκλώματος ενίσχυσης;

Στο σχ. 2.14 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα της τελικής βαθμίδας ενός τυπικού μετατροπέα ρεύματος κλειστού βρόχου.



Σχ. 2.14 Τελική βαθμίδα ενός τυπικού μετατροπέα ρεύματος κλειστού βρόχου.

Η τάση εξόδου περιορίζεται από τις πτώσεις τάσεις που έχουμε πάνω στα στοιχεία της τελικής βαθμίδας:

Έχουμε πτώση τάσης στο **τρανζίστορ (V_{CE})** κι έτσι μειώνεται η διαθέσιμη τάση V_A στην έξοδο του κυκλώματος ενίσχυσης.

Ακολουθεί η αντίσταση του **δευτερεύοντος πηνίου (R_S)** και τέλος η **αντίσταση μέτρησης R_M** .

Εάν γνωρίζουμε την μέγιστη τάση στην έξοδο του κυκλώματος ενίσχυσης (V_A), μπορούμε να προσδιορίσουμε την **περιοχή ρευμάτων** που μπορούμε να μετρήσουμε.

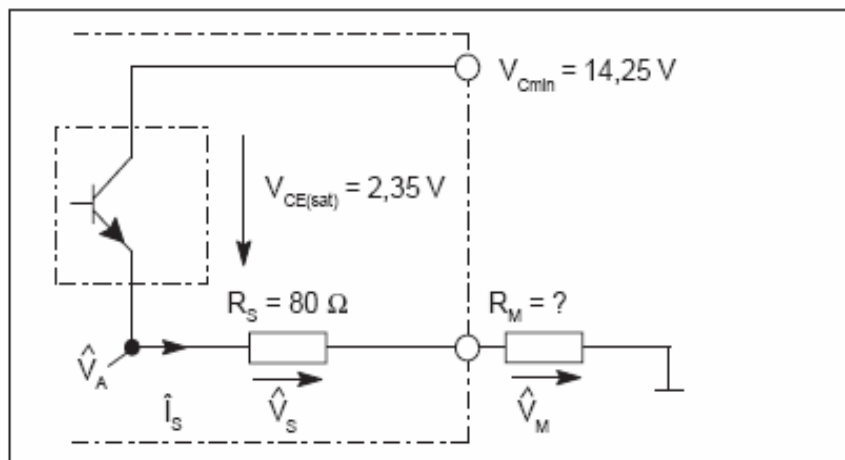
Με βάση τα datasheet οι τιμές είναι:

- ρεύμα κορυφής $I_p = 70A$
- αντίσταση δευτερεύοντος πηνίου $R_s = 80\Omega$ (στους $70^\circ C$)
- μέγιστη αντίσταση μέτρησης $R_{Mmax} = 90\Omega$ (στους $70^\circ C$ με $\pm 15V$)

Έχουμε :

$$V_A = I_S \cdot (R_S + R_M) = 0.07A \cdot (80 + 90)\Omega = 11.9V$$

β) Ποια είναι η μέγιστη τάση εξόδου V_M με $I_p = 60A$, $T_A = 70^\circ C$, $V_C = \pm 15V \pm 5\% = 14,25V$, $I_s = 60mA$; (βλέπε σχ. 2.15)



Σχ. 2.15 Ισοδύναμο διάγραμμα της τελικής βαθμίδας του μετατροπέα ρεύματος κλειστού βρόχου για τον υπολογισμό της R_M .

Χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα του (α) η μέγιστη τάση στην έξοδο του κυκλώματος ενίσχυσης (V_A), υπό τις ίδιες συνθήκες, με ελάχιστη τάση τροφοδοσίας $14,25V$, είναι $11,9V$. Μπορούμε τώρα να υπολογίσουμε τις V_{Mmax} και R_{Mmax} .

Με $V_A = 11,9V$ η μέγιστη τάση εξόδου V_M είναι :

$$V_A = V_S + V_M$$

$$\Leftrightarrow V_M = V_A - V_S$$

$$\Leftrightarrow V_M = V_A - R_S \cdot I_S = 11.9V - 80\Omega \cdot 60mA = 7.1V$$

$$\text{Άρα } R_{Mmax} = \frac{V_M}{I_S} = \frac{7.1V}{60mA} = 118\Omega$$

Παράδειγμα 3] Μέτρηση ρευμάτων που ξεπερνούν την μέγιστη τιμή που δίνουν τα datasheet

Ακολουθώντας τις υποδείξεις των **datasheet** της LEM μπορούμε να μετρήσουμε ρεύματα μέχρι και 2 φορές μεγαλύτερα της ονομαστικής τιμής (I_{PN}), αρκεί να τηρούμε τις δυο παρακάτω παραμέτρους :

- Η **αντίσταση μέτρησης R_M** δεν πρέπει να είναι μικρότερη από την **ελάχιστη τιμή R_{Mmin}** που δίνουν τα datasheet. Η R_{Mmin} είναι απαραίτητη για να περιορίζει τις **απώλειες ισχύος** στην τελική βαθμίδα του μετατροπέα. (Σε κάποιους τύπους μετατροπέων η R_{Mmin} μπορεί να είναι ίση με το μηδέν).
- Η **θερμοκρασία του πρωτεύοντος αγωγού** δεν πρέπει να ξεπερνά την τιμή που αναγράφεται στα datasheet π.χ. 90°C , ώστε να εξασφαλίζεται η ομαλή λειτουργία του μετατροπέα στα επιτρεπτά επίπεδα θερμοκρασίας και να μην υπάρχει κίνδυνος μόνιμης βλάβης.

Στα παρακάτω παραδείγματα γίνονται υπολογισμοί για να βρεθεί το **μέγιστο μετρούμενο ρεύμα**.

α) Τα datasheet ορίζουν **R_{Mmin} μεγαλύτερη του μηδενός**.

Για τον μετατροπέα **LA 55-P** έχουμε : $V_C = \pm 15\text{V} \pm 5\%$, $T_A = 70^{\circ}\text{C}$, $R_S = 80\Omega$, $R_{Mmin} = 50\Omega$, $V_A = 11,9\text{V}$ (βλ. Παράδειγμα 2,α)

$V_A = I_S \cdot (R_S + R_M)$ Η R_M είναι **μικρή** ($R_{Mmin} = 50\Omega$), άρα το **μέγιστο ρεύμα** στο δευτερεύον (ρεύμα κόρου) μπορεί να γίνει πολύ μεγάλο :

$$I_S = \frac{V_A}{(R_S + R_{Mmin})} = \frac{11,9\text{V}}{(80 + 50)\Omega} = 91,5\text{mA}$$

Επομένως το **μέγιστο μετρούμενο ρεύμα** στο πρωτεύον μπορεί να φτάσει τα **91,5A** .

β) Τα datasheet ορίζουν R_{Mmin} ίση με το μηδέν.

Για τον μετατροπέα **LA 305-S** έχουμε : $V_C = 15V \pm 5\%$, $T_A = 70^\circ C$,
 $I_p = 300A$, $R_s = 35\Omega$ (στους $70^\circ C$), $R_{Mmin} = 0\Omega$, $N_p : N_s = 1 : 2500$.

Εδώ η R_{Mmin} μπορεί να είναι μηδέν και εξαρτάται από τον χρήστη τι τιμή θα της δώσει. Όσο μικρότερη είναι η τιμή της R_{Mmin} , τόσο μεγαλύτερο είναι το μετρούμενο ρεύμα αλλά και τόσο μικρότερη η τάση (V_M) στην έξοδο.

Βρίσκουμε την V_A :

$R_{Mmax} = 75\Omega$ στα $300A$ με $V_C = 15V$

$$I_S = I_P \cdot \frac{N_P}{N_S} = \frac{300A}{2500} = 120mA$$

Έτσι $V_A = I_S \cdot (R_S + R_{Mmax}) = 0.12A \cdot (35 + 75)\Omega = 13.2V$

Η μέγιστη τιμή του δευτερεύοντος ρεύματος εξαρτάται από την τιμή της R_M .

Για παράδειγμα με $R_M = 5\Omega$ έχουμε:

$$I_S = \frac{V_A}{(R_S + R_M)} = \frac{13.2V}{(35 + 5)\Omega} = 330mA$$

Άρα το **μέγιστο μετρούμενο ρεύμα** στο πρωτεύον είναι ίσο με
 $330mA \cdot 2500 = 825A$ ($2.75 \cdot I_{PN}$)

Η τάση στην έξοδο είναι $V_M = 330mA \cdot 5\Omega = 1.65V$.

με $R_M = 2\Omega$ έχουμε: $I_S = 357mA$

Τώρα το **μέγιστο μετρούμενο ρεύμα** στο πρωτεύον είναι μεγαλύτερο,
 $892A$ ($3 \cdot I_{PN}$) και η τάση στην έξοδο μικρότερη, $V_M = 0,71V$.

με $R_M = 0\Omega$ έχουμε: $I_S = 377mA$

Το **μέγιστο μετρούμενο ρεύμα** στο πρωτεύον είναι $943A$ ($3.14 \cdot I_{PN}$)

Δεν έχουμε σήμα τάσης στην έξοδο.

2.13 ΔΥΝΑΜΙΚΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ

1) Μεταβατική απόκριση (di/dt following) :

Είναι η **ικανότητα** του μετατροπέα να ακολουθεί τις απότομες αλλαγές του πρωτεύοντος ρεύματος και να τις αναπαραγάγει πιστά στην έξοδο.

Η **μεταβατική απόκριση** των μετατροπέων κλειστού βρόχου εξαρτάται από τη σύζευξη μεταξύ των δύο τυλιγμάτων καθώς και από την ποιότητα της εσωτερικής τους κατασκευής και κυμαίνεται από 50 έως 400A/μs.

2) Χρόνος απόκρισης (Response time) :

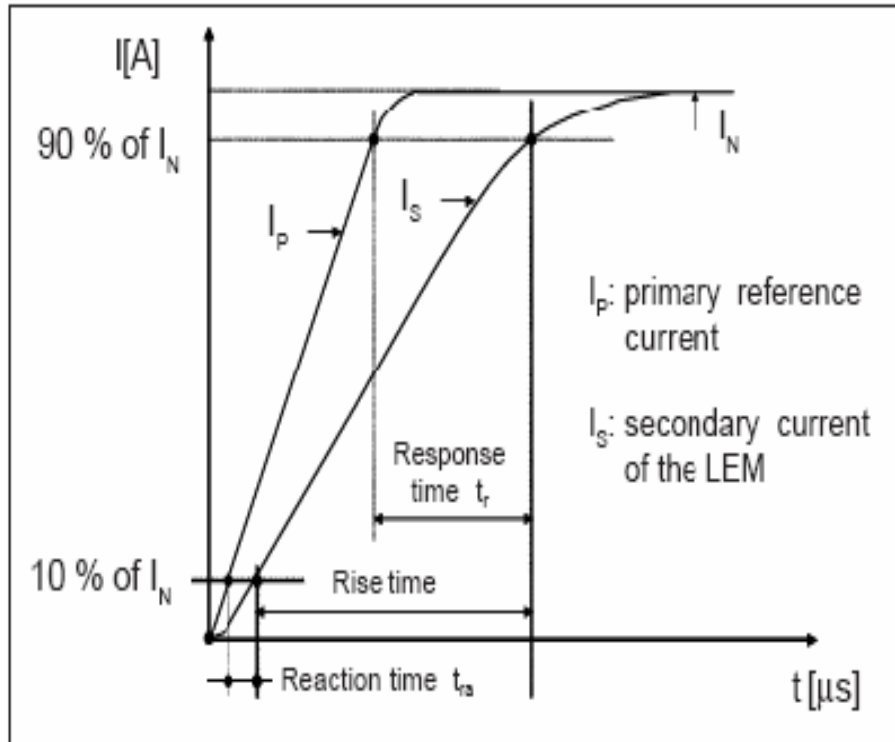
Χρόνος απόκρισης ονομάζεται το χρονικό διάστημα που μεσολαβεί από τη στιγμή που το μετρούμενο σήμα φθάσει στο 90% της τελικής του τιμής μέχρι τη στιγμή που το σήμα εξόδου του μετατροπέα φθάσει κι αυτό στο 90% της τελικής του τιμής (σχήμα 2.16).

Οι μετατροπείς κλειστού βρόχου διαθέτουν **πολύ καλό χρόνο απόκρισης**, που βελτιώνεται στις υψηλές συχνότητες όπου έχουν το πλεονέκτημα να λειτουργούν όπως ένας μετασχηματιστής ρεύματος.

3) Χρόνος αντίδρασης (Reaction time) :

Χρόνος αντίδρασης ονομάζεται η χρονική διαφορά που υπάρχει ανάμεσα στο μετρούμενο σήμα και στο σήμα εξόδου του μετατροπέα καθώς βρίσκονται και τα δυο στο 10% της τελικής τους τιμής (σχήμα 2.16).

Οι μετατροπείς κλειστού βρόχου έχουν μικρό χρόνο αντίδρασης, τυπικά μικρότερο από 1μs.



Σχ. 2.16 Δυναμικές παράμετροι των μετατροπέων.

4) **Χρόνος ανόδου (Rise time):**

Ο χρόνος που χρειάζεται ένα σήμα για να φθάσει από το 10% της τελικής του τιμής στο 90% (σχήμα 2.16).

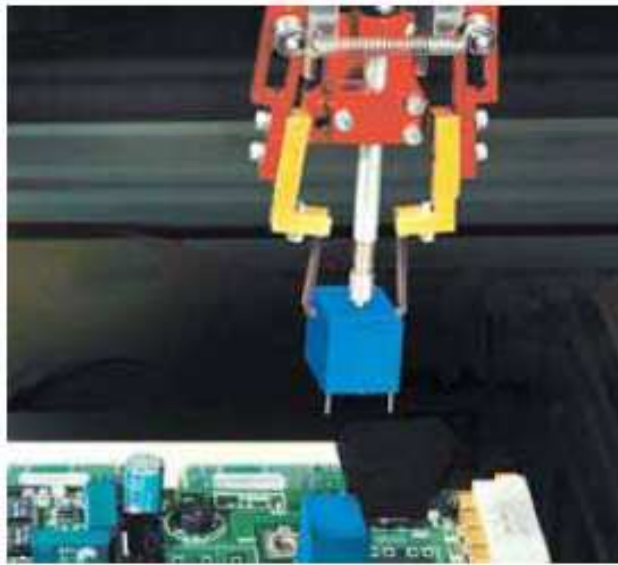
5) **Εύρος ζώνης (Bandwidth):**

Οι μετατροπείς κλειστού βρόχου έχουν το πλεονέκτημα στις υψηλές συχνότητες να λειτουργούν όπως ένας μετασχηματιστής ρεύματος με αποτέλεσμα να διαθέτουν εξαιρετικά μεγάλο εύρος ζώνης, που τυπικά κυμαίνεται από DC έως 200KHz.

Ειδικά σχεδιασμένοι μετατροπείς (όπως η οικογένεια LB της εταιρίας LEM) διαθέτουν εύρος ζώνης από DC έως 300KHz.

2.14 ΤΥΠΙΚΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

Οι μετατροπείς κλειστού βρόχου χρησιμοποιούνται σε πολλές **βιομηχανικές εφαρμογές** που απαιτούν υψηλή ακρίβεια, μεγάλο εύρος ζώνης και μικρό χρόνο απόκρισης. Συχνά χρησιμοποιούνται για την μέτρηση του ρεύματος σε συστήματα αυτομάτου ελέγχου κλειστού βρόχου καθώς και για την προστασία ημιαγωγών διακοπών.



Σχ. 2.17 Χρήση των LEM σε τυπωμένα κυκλώματα.

Τυπικές εφαρμογές αναφέρονται παρακάτω:

- χρησιμοποιούνται σε τροφοδοτικά με εξαιρετικά μεγάλο εύρος ζώνης για ειδικές συσκευές, όπως τα ραντάρ.
- σε μετατροπείς για σέρβο-κινητήρες που χρησιμοποιούνται στην ρομποτική
- για τον έλεγχο της εξόδου σε 3φασικούς και μονοφασικούς αντιστροφής συχνότητας
- για τον έλεγχο του συνεχούς ρεύματος εισόδου
- για την προστασία ημιαγωγών διακοπών από σφάλματα, όπως βραχυκυκλώματα στην έξοδο.

Άλλες εφαρμογές περιλαμβάνουν συστήματα διαχείρισης ενέργειας, διακοπικά τροφοδοτικά και UPS, εξοπλισμό ηλεκτρόλυσης, σε κυκλώματα τροφοδότησης συσκευών λέιζερ.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΜΕΤΡΗΣΗ ΤΑΣΕΩΝ ΜΕ ΓΑΛΒΑΝΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η τάση κοινού σήματος στο διαφορικό ενισχυτή, όπως και στον ενισχυτή οργανολογίας δεν επιτρέπεται να υπερβεί την τάση τροφοδοσίας του τελεστικού ενισχυτή, η οποία στα συστήματα μέτρησης είναι συνήθως $\pm 15V$. Όμως, σε εφαρμογές όπου απαιτείται η μέτρηση μεγεθών σε ενεργειακά συστήματα και σε συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος, η τάση κοινού σήματος είναι εξαιρετικά υψηλή, φθάνει τα μερικά kV. Στις περιπτώσεις αυτές χρησιμοποιούνται οι *ενισχυτές απομόνωσης* (*isolation amplifiers*), όπως και σε εφαρμογές όπου απαιτείται η γαλβανική απομόνωση του αισθητηρίου από το σύστημα μέτρησης, όπως είναι οι βιοϊατρικές συσκευές.

3.2 ΔΟΜΗ ΚΑΙ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗΣ.

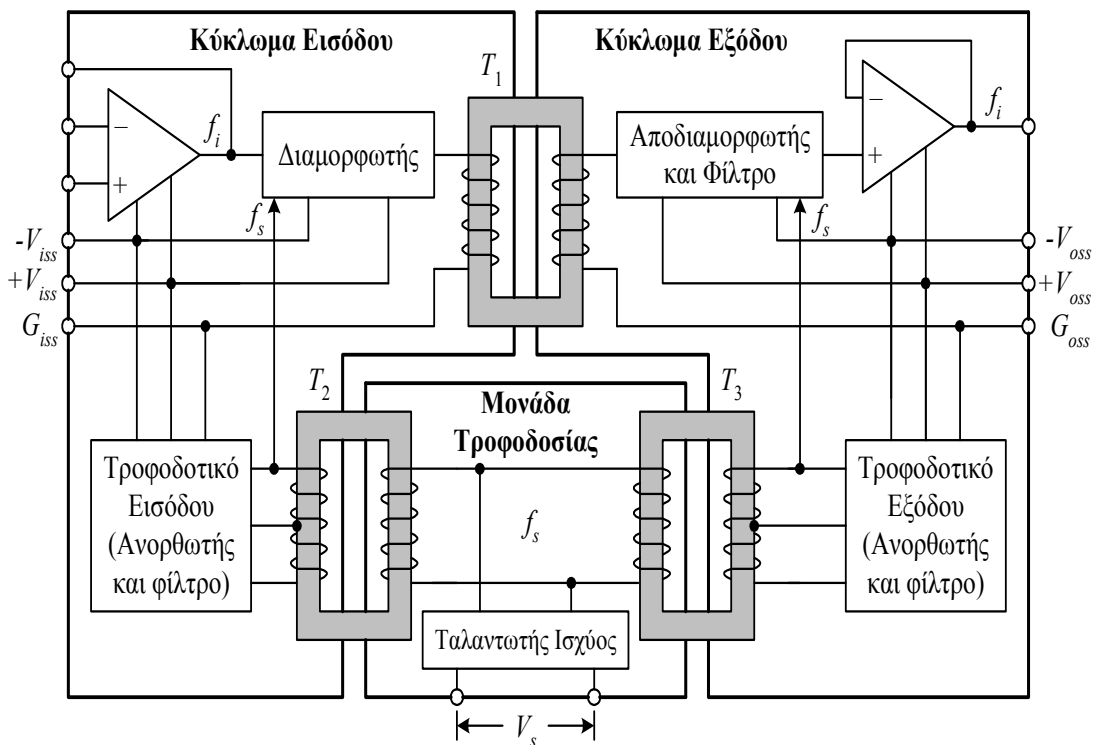
Η γενική δομή των ενισχυτών απομόνωσης εικονίζεται στο Σχ. 3.1. Ο ενισχυτής αποτελείται από το κύκλωμα εισόδου, το οποίο είναι γαλβανικά απομονωμένο μέσω μετασχηματιστή από το κύκλωμα εξόδου και τη μονάδα τροφοδοσίας. Αυτή η δομή ονομάζεται *τριών θυρών* (*three port*), καθώς τα τρία επιμέρους τμήματα του ενισχυτή είναι απομονωμένα μεταξύ τους. Στη δομή *δύο θυρών* (*two port*) το κύκλωμα εξόδου και η μονάδα τροφοδοσίας συνδέονται γαλβανικά, δηλαδή δεν χρησιμοποιείται ο μετασχηματιστής T_3 .

Η μονάδα τροφοδοσίας του ενισχυτή απομόνωσης περιλαμβάνει ένα ταλαντωτή ισχύος, ο οποίος μετατρέπει τη συνεχή τάση V_s σε εναλλασσόμενη τάση με συχνότητα στην περιοχή των 10δων έως 100δων kHz. Η εναλλασσόμενη τάση μέσω των μετασχηματιστών T_2 και T_3 μεταφέρεται στα κυκλώματα εισόδου και εξόδου,

όπου μετατρέπεται σε συνεχής $\pm V_{iss}$ και $\pm V_{oss}$ από τα αντίστοιχα τροφοδοτικά. Τα τροφοδοτικά εισόδου και εξόδου αποτελούνται από ένα ανορθωτή και ένα φίλτρο.

Η τάση $\pm V_{iss}$ χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία του τελεστικού ενισχυτή εισόδου και του διαμορφωτή. Επίσης, είναι διαθέσιμη στο χρήστη για την τροφοδοσία επιπλέον εξωτερικών κυκλωμάτων. Αντίστοιχα, η τάση $\pm V_{oss}$ τροφοδοτεί τον αποδιαμορφωτή και τον τελεστικό ενισχυτή της εξόδου και αν απαιτείται άλλες εξωτερικές διατάξεις.

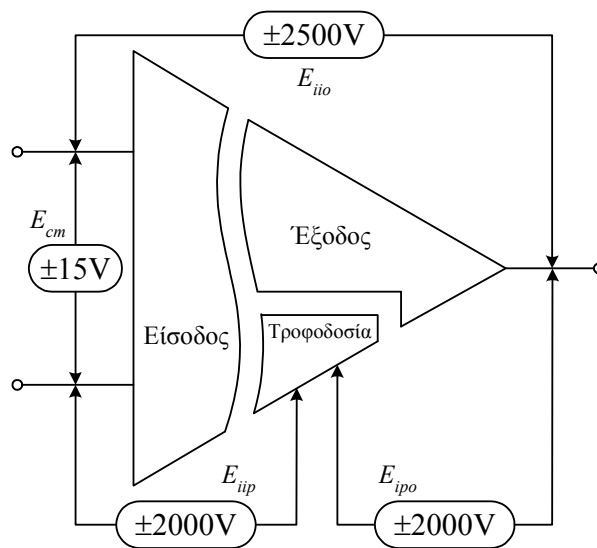
Το εναλλασσόμενο σήμα από το μετασχηματιστή T_2 οδηγείται στο διαμορφωτή, όπου διαμορφώνεται από το σήμα του τελεστικού ενισχυτή εισόδου. Το διαμορφωμένο σήμα υψηλής συχνότητας μέσω του μετασχηματιστή T_1 οδηγείται στον αποδιαμορφωτή του κυκλώματος εξόδου. Εκεί το σήμα αποδιαμορφώνεται, φιλτράρεται και οδηγείται στην έξοδο μέσω ενός ακόλουθου τάσης. Έτσι, το σήμα πληροφορίας που εφαρμόζεται στην είσοδο του ενισχυτή απομόνωσης, αναπαράγεται στην έξοδο.



Σχ. 3.1 Δομή του ενισχυτή απομόνωσης με τρεις θύρες

Το εύρος ζώνης του ενισχυτή απομόνωσης είναι περιορισμένο, σε σχέση μ' εκείνο ενός τυπικού τελεστικού ενισχυτή, καθώς η μέγιστη συχνότητα του σήματος εισόδου f_i πρέπει να είναι αρκετά μικρότερη από τη συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή ισχύος f_s .

Στο Σχ.3.2 εικονίζεται το κυκλωματικό σύμβολο του ενισχυτή απομόνωσης, καθώς και οι τυπικές τιμές των τάσεων κοινού σήματος μεταξύ των επιμέρους τριών θυρών.



Σχ. 3.2 Κυκλωματικό σύμβολο και τυπικές τιμές των τάσεων κοινού σήματος στον ενισχυτή απομόνωσης με τρεις θύρες.

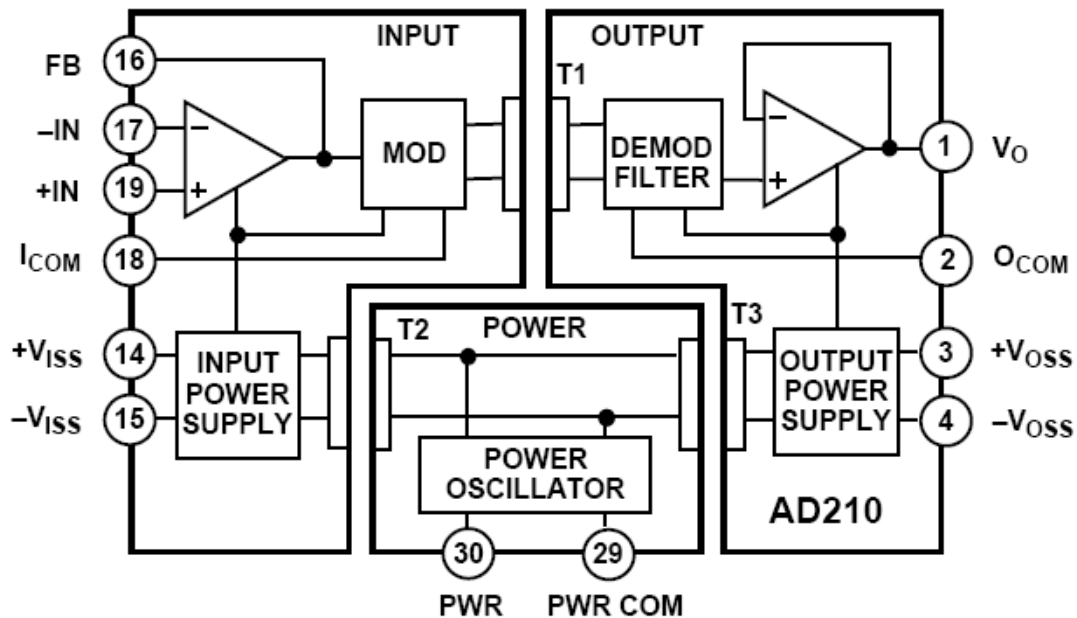
Η τάση κοινού σήματος του ενισχυτή εισόδου αντιστοιχεί στην τάση τροφοδοσίας του, επομένως είναι μικρή $E_{cm} = \pm 15V$. Οι τάσεις κοινού σήματος μεταξύ των επιμέρους θυρών του ενισχυτή είναι πολύ υψηλές και ονομάζονται *τάσεις απομόνωσης* E_i . Στην περίπτωση που τα κοινά άκρα της μονάδας τροφοδοσίας και του κυκλώματος εξόδου ενωθούν, η τάση απομόνωσης μεταξύ της εισόδου και της εξόδου περιορίζεται από την τιμή E_{iio} στην τιμή E_{iip} .

3.3 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ AD210JN

Ο ενισχυτής απομόνωσης AD210 που χρησιμοποιούμε στην κατασκευή μας ανήκει σε μια νέα γενιά ενισχυτών και παρουσιάζει **υψηλή απόδοση** και **χαμηλό κόστος**.

Τροφοδοτείται με συνεχή τάση +15V και διαθέτει **τρεις θύρες**, το κύκλωμα εισόδου, το κύκλωμα εξόδου και την μονάδα τροφοδοσίας, τα οποία είναι γαλβανικά απομονωμένα μεταξύ τους με τη βοήθεια μετασχηματιστών.

Επίσης παρέχει **υψηλή ακρίβεια** και **πλήρη γαλβανική απομόνωση** ώστε να προστατεύεται από τυχόν σφάλματα που μπορεί να προκαλέσουν ζημιά στο κύκλωμα μέτρησης.



Σχ. 3.3 Μπλοκ διάγραμμα του AD210

3.4 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ AD210

Τα χαρακτηριστικά του AD210 παρουσιάζουν πολλά **πλεονεκτήματα** και αναφέρονται παρακάτω :

1) Μεγάλο εύρος ζώνης (BW).

Το εύρος ζώνης πλήρους ισχύος του AD210 φθάνει τα 20KHz και το καθιστά χρήσιμο σε μετρήσεις και εφαρμογές όπου απαιτείται μεγάλο εύρος ζώνης.

2) Υψηλή Ακρίβεια.

Το AD210 παρέχει υψηλή ακρίβεια καθώς παρουσιάζει μικρό σφάλμα γραμμικότητας με μέγιστη τιμή $\pm 0.012\%$, μικρή θερμική ολίσθηση κέρδους με μέγιστη τιμή $\pm 25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ και μικρή ολίσθηση του σφάλματος ασυμμετρίας εισόδου $(\pm 10 \pm 30/\text{C}) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Έτσι εξασφαλίζει την ακεραιότητα του σήματος, ενώ παράλληλα παρέχει απομόνωση υψηλού επιπέδου.

3) Δομή τριών θυρών

Η μονάδα τροφοδοσίας, το κύκλωμα εισόδου και το κύκλωμα εξόδου του AD210 είναι γαλβανικά απομονωμένα μεταξύ τους με τη βοήθεια μετασχηματιστών.

Χάρη στη δομή του αυτή αποτελεί σύστημα προστασίας από τυχόν σφάλματα στη μονάδα τροφοδοσίας.

4) Απομονωμένη τροφοδοσία.

Τα τμήματα εισόδου και εξόδου του ενισχυτή απομόνωσης διαθέτουν τάση τροφοδοσίας $\pm 15\text{V}$ και $\pm 5\text{mA}$. Έτσι ο AD210 μπορεί να τροφοδοτεί τα εσωτερικά του στοιχεία αλλά και άλλες εξωτερικές διατάξεις.

5) Ευελιξία εισόδου.

Στην είσοδο του AD210 υπάρχει ένας τελεστικός ενισχυτής που μπορεί να χρησιμοποιηθεί με πολλούς τρόπους ανάλογα με την εφαρμογή και το σήμα πληροφορίας.

6) Μικρό μέγεθος.

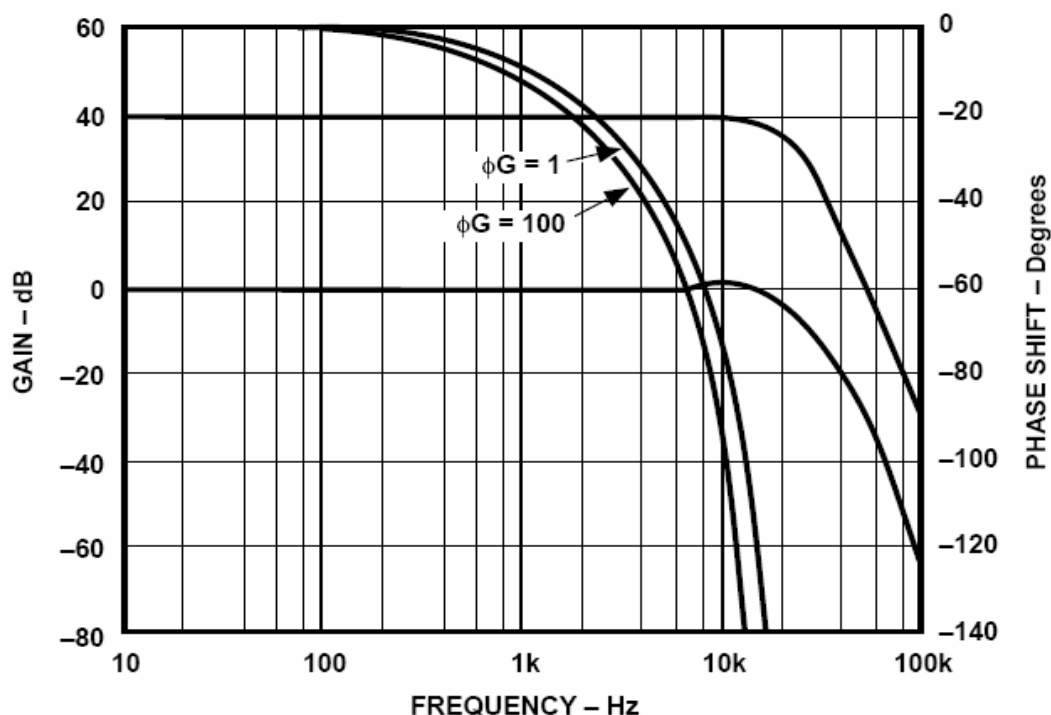
Το AD210 είναι ένα πολύ εύχρηστο εξάρτημα με μικρές διαστάσεις. Τα pin βρίσκονται σε τέτοια θέση ώστε να διαχωρίζονται οι θύρες μεταξύ τους και να διευκολύνεται ο σχεδιασμός του τυπωμένου.

7) Υψηλή τάση απομόνωσης κοινού σήματος.

Η τάση απομόνωσης κοινού σήματος CMV μεταξύ δυο οποιονδήποτε θυρών του AD210 είναι πολύ υψηλή και φτάνει τα 1500Vrms και $\pm 2000V_{peak}$. Ακόμη η απόρριψη κοινού σήματος CMR φτάνει τα 120dB.

3.4.1 Καμπύλη Απόκρισης του AD210

Το Σχήμα 3.4 μας δείχνει την καμπύλη απόκρισης του AD210 καθώς και την μετατόπιση της φάσης σε σχέση με την συχνότητα. Το AD210 παρουσιάζει μικρή μετατόπιση φάσης και ικανοποιητικό εύρος ζώνης, πράγμα που το καθιστά κατάλληλο για εφαρμογές μέτρησης σε κυκλώματα ισχύος.



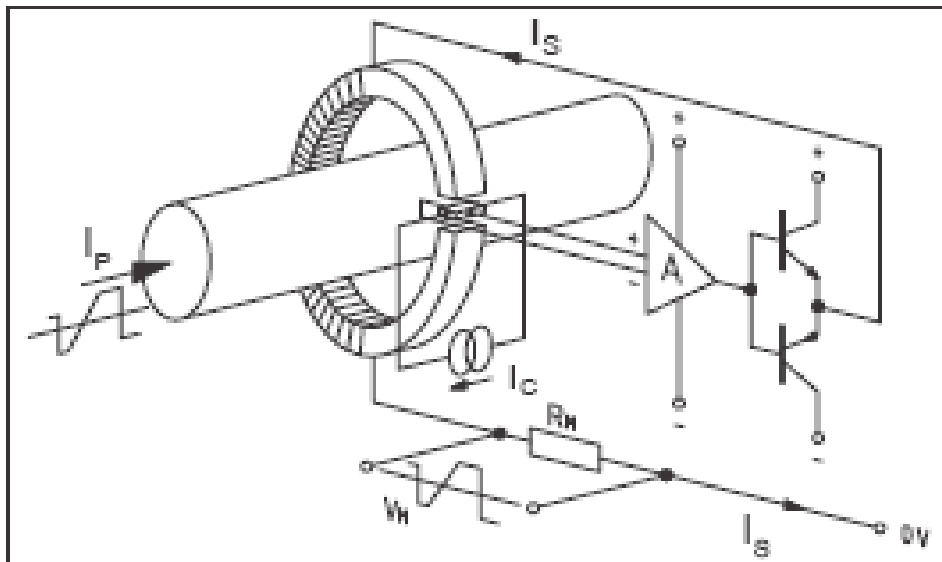
Σχ. 3.4 Μεταβολή του μέτρου και της φάσης της απόκρισης του AD210 ως συνάρτηση της συχνότητας

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΗ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΡΗΤΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

4.1 ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ LA55-P ΓΙΑ ΤΗΝ ΜΕΤΡΗΣΗ ΥΨΗΛΩΝ ΡΕΥΜΑΤΩΝ

Στο κύκλωμά μας χρησιμοποιούμε τον μετατροπέα κλειστού βρόχου LA55-P της εταιρείας LEM σαν αισθητήριο, που ανιχνεύει υψηλά ρεύματα και παρέχει γαλβανική απομόνωση μεταξύ του σήματος εξόδου και του μετρούμενου ρεύματος. Είναι κατασκευασμένος να μετρά ρεύματα μέχρι **50A rms** και **±70A peak**.



Σχ. 4.1 Γενική δομή του μετατροπέα ρεύματος κλειστού βρόχου της εταιρείας LEM.

Το κύκλωμά μας τροφοδοτείται με συμμετρική τάση $\pm 15V$, κι επειδή θέλουμε να μετράμε ρεύματα έως $\pm 70A$ peak η τιμή του **αντιστάτη μέτρησης** R_M που θα επιλέξουμε βάση των datasheet κυμαίνεται στην περιοχή από 50Ω έως 90Ω .

Με μια αντίσταση **82Ω** πληρούμε τις προδιαγραφές των datasheet και το μέγιστο ρεύμα που μπορούμε να έχουμε στο δευτερεύον είναι :

(Όπως υπολογίσαμε στο Παραδ.2)α) η μέγιστη διαθέσιμη τάση στην έξοδο του κυκλώματος ενίσχυσης είναι $V_A = 11,9V$).

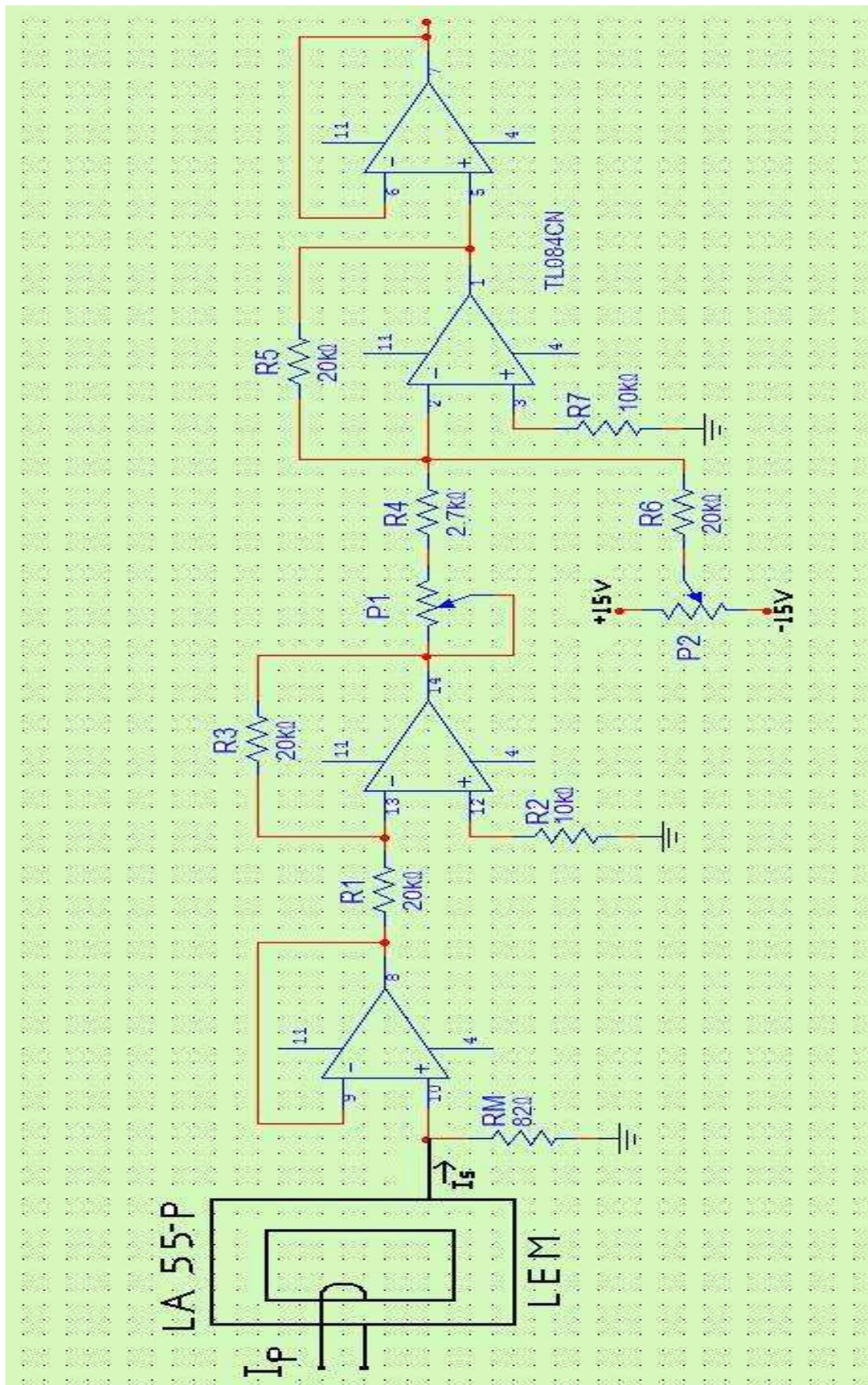
$$\begin{aligned}V_A &= I_S \cdot (R_S + R_M) \\ \Leftrightarrow 11.9V &= I_S \cdot (80 + 82)\Omega \\ \Leftrightarrow I_S &= \frac{11.9V}{162\Omega} \\ \Leftrightarrow I_S &= 73mA\end{aligned}$$

Επομένως μπορούμε να μετρήσουμε στο πρωτεύον ρεύμα των $70A$ peak.

Με βάση τις παραπάνω παραμέτρους, η μέγιστη τάση που μπορούμε να πάρουμε στην έξοδο του μετατροπέα (πάνω στην R_M) είναι :

$$V_{M\max} = I_S \cdot R_M = 70mA \cdot 82\Omega = 5.74V$$

Ακολουθεί το **κύκλωμα προσαρμογής** που αποτελείται από 4 τελεστικούς ενισχυτές και τροφοδοτείται με συμμετρική τάση $\pm 15V$ (Σχ.4.2).



Σχ.4.2 Ηλεκτρονικό σχέδιο του κυκλώματος μέτρησης του ρεύματος.

Ο **ακόλουθος τάσης** (buffer) προσαρμόζει την τάση εξόδου του LEM (που κυμαίνεται από 0 έως 5,74V) στον αναστρέφων ενισχυτή που ακολουθεί. Χωρίς αυτόν το ρεύμα εξόδου I_s του LEM θα μοιραζόταν ανάμεσα στον αντιστάτη μέτρησης R_M και στις αντιστάσεις R_F και R_{IN} του αναστρέφων ενισχυτή.

Μετά το buffer το σήμα οδηγείται σε **2 αναστρέφων τελεστικούς ενισχυτές**. Ο 1^{ος} έχει μοναδιαίο κέρδος καθώς $\frac{R_F}{R_{IN}} = \frac{20K\Omega}{20K\Omega} = 1$ και σκοπός

του είναι να προκαλέσει την αναστροφή του σήματος εξόδου του LEM. Με τον 2^ο αναστρέφων ενισχυτή επαναφέρουμε το σήμα στην αρχική του πολικότητα και ρυθμίζοντας κατάλληλα το ποτενσιόμετρο των 50KΩ που διαθέτει στην είσοδό του ενισχύουμε το σήμα κατά 1,74 φορές ώστε να επιτύχουμε μέγιστη τάση εξόδου ίση με 10V. Προτιμάμε την συνδεσμολογία των 2 αναστρέφων Τ.Ε. για να έχουμε την δυνατότητα να τους χρησιμοποιήσουμε και σαν βαθυπερατά φίλτρα συνδέοντας πυκνωτές κατάλληλης τιμής παράλληλα με την αντίσταση ανάδρασης R_F .

Η **αντίσταση των 10KΩ** στην μη αναστρέφουσα είσοδο των τελεστικών ενισχυτών αντισταθμίζει την επίδραση των ρευμάτων πόλωσης.

Με το **offset** εξασφαλίζουμε τον μηδενισμό της τάσης εξόδου όταν δεν υπάρχει σήμα στην είσοδο του κυκλώματος.

Τέλος μέσω ενός **ακόλουθου τάσης (buffer)**, παίρνουμε την τάση εξόδου της μετρητικής διάταξης ρεύματος.

4.2 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΟΥ ΜΕΤΡΟΥΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Για να υπολογίσουμε την **τιμή του μετρούμενου ρεύματος** με βάση την τάση εξόδου σκεφτόμαστε ως εξής :

Η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου είναι 10V.

Η μέγιστη τιμή του μετρούμενου ρεύματος είναι 70A.

Δηλαδή το ρεύμα εισόδου είναι **7 φορές** μεγαλύτερο από την τάση εξόδου.

Έτσι πολλαπλασιάζοντας κάθε φορά την τιμή της τάσης εξόδου με τον **αριθμό 7**, παίρνουμε την τιμή του μετρούμενου ρεύματος.

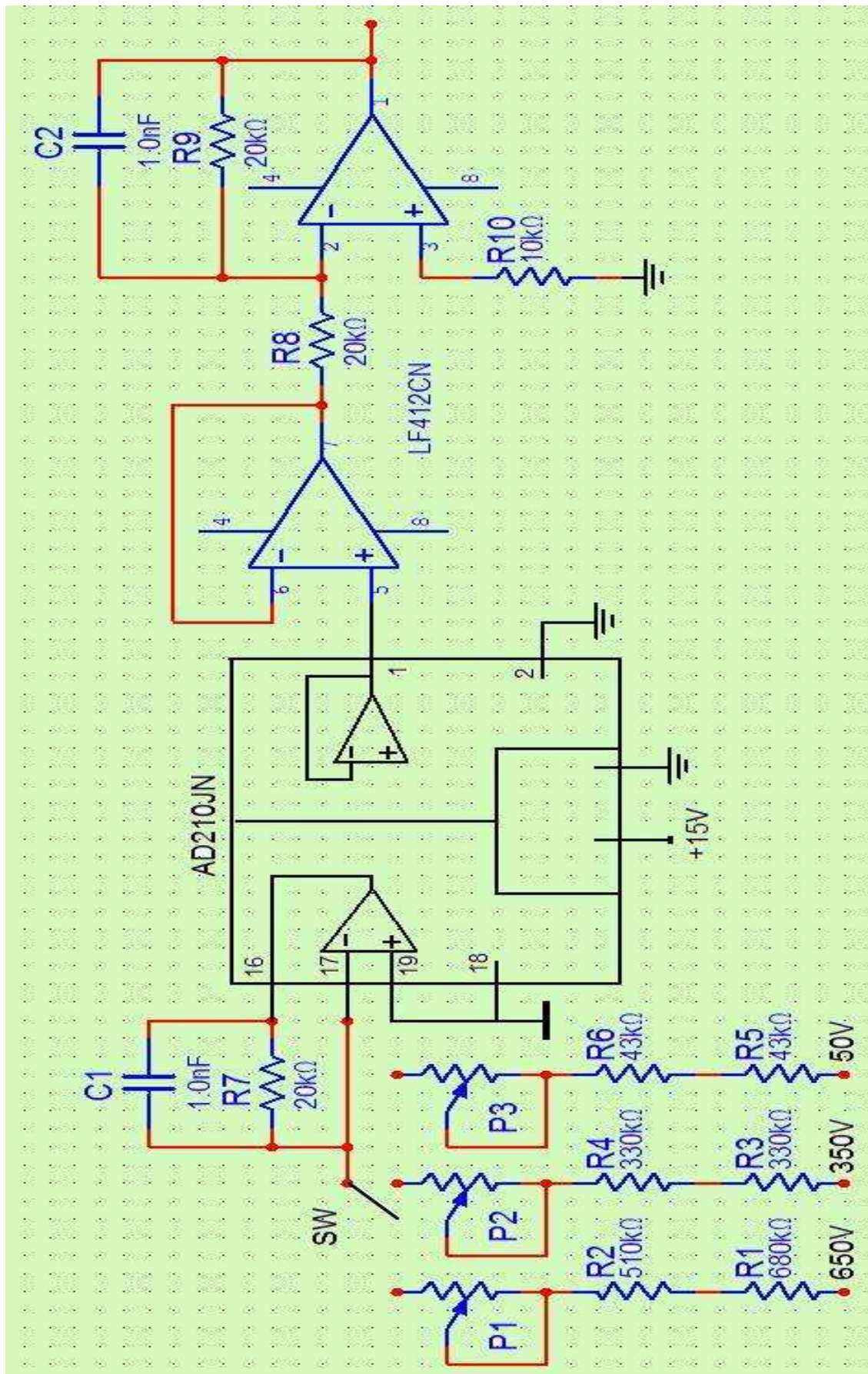
4.3 ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΗΣ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ ΚΑΙ ΤΟΥ OFFSET

Στο κύκλωμα του ρεύματος πρέπει να γίνει η ρύθμιση του **offset** καθώς και της **ενίσχυσης του σήματος** που παίρνουμε από το LEM.

- Η ρύθμιση του **offset** γίνεται χωρίς να έχουμε σήμα στην είσοδο του κυκλώματος. Περιστρέφουμε το ποτενσιόμετρο ακριβείας των 50KΩ μέχρι να πετύχουμε τον μηδενισμό της τάσης στην έξοδο. Επαναλαμβάνουμε την ίδια διαδικασία άλλη μια φορά, μετά την ρύθμιση της ενίσχυσης του σήματος εξόδου του LEM, η οποία μπορεί να προκαλέσει μια μικρή ολίσθηση στην αρχική ρύθμιση του offset.
- Η ρύθμιση της **ενίσχυσης του σήματος** του LEM γίνεται για να πετύχουμε στην έξοδο του κυκλώματος μέτρησης μέγιστη τάση ίση με 10V. Αν στην είσοδο περάσει το μέγιστο ρεύμα των 70A το σήμα τάσης στην έξοδο του LEM θα είναι 5,74V ($70\text{mA} \cdot 82\Omega$). Για να πετύχουμε μέγιστη έξοδο ίση με 10V, ενισχύουμε τα 5,74V κατά 1,74 φορές. Εμείς στο εργαστήριο έχουμε την δυνατότητα να δώσουμε από το τροφοδοτικό μας μέχρι 2A στην είσοδο του LEM. Έτσι το σήμα τάσης στην έξοδο του LEM θα είναι 0,164V ($2\text{mA} \cdot 82\Omega$). Ρυθμίζουμε το ποτενσιόμετρο ακριβείας των 50KΩ μέχρι να πάρουμε στην έξοδο τάση ίση με : $0,164 \cdot 1,74 \text{ φορές} = \mathbf{0,285V}$.
Τώρα το offset και η ενίσχυση είναι σωστά ρυθμισμένα και η διάταξη μπορεί να λειτουργεί αξιόπιστα.

4.4 ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ AD210 ΓΙΑ ΤΗΝ ΜΕΤΡΗΣΗ ΥΨΗΛΩΝ ΤΑΣΕΩΝ

Στην κατασκευή μας για την μέτρηση υψηλών τάσεων χρησιμοποιούμε τον ενισχυτή απομόνωσης AD210JN της εταιρίας Analog Devices, που παρέχει γαλβανική απομόνωση μεταξύ του σήματος εξόδου και της μετρούμενης τάσης του κυκλώματος ισχύος. Τροφοδοτείται με συνεχή τάση +15V μεταξύ των PIN 29 και 30.



Σχ.4.3 Ηλεκτρονικό σχέδιο του κυκλώματος μέτρησης της τάσης.

Ο τελεστικός ενισχυτής του κυκλώματος εισόδου χρησιμοποιείται σαν **αναστρέφων ενισχυτής**. Έτσι γειώνουμε την μη αναστρέφουσα είσοδο (PIN 19) και το κοινό της εισόδου (PIN 18), συνδέουμε την αντίσταση ανάδρασης στα PIN 16 και 17 και στην αναστρέφουσα είσοδο PIN 17 τοποθετούμε ένα δικτύωμα αντιστάσεων ώστε να μας εξασφαλίζει **τρεις κλίμακες μέτρησης**.

Η 1^η κλίμακα θέλουμε να μετρά τάσεις μέχρι **50Vmax**.

Η 2^η κλίμακα θέλουμε να μετρά τάσεις μέχρι **350Vmax**.

Η 3^η κλίμακα θέλουμε να μετρά τάσεις μέχρι **650Vmax**.

Με βάση τον τύπο του αναστρέφων τελεστικού ενισχυτή

$$V_O = \frac{R_F}{R_{IN}} \cdot V_{IN}$$

υπολογίζουμε την τιμή που πρέπει να έχει η αντίσταση εισόδου R_{IN} για κάθε κλίμακα μέτρησης. Καθώς ο τελεστικός ενισχυτής εισόδου τροφοδοτείται με $\pm 15V$, θέτουμε σαν μέγιστη τάση εξόδου τα $\pm 10V$, ώστε να μην ξεπερνά την τάση τροφοδοσίας του.

Για την 1^η κλίμακα

Θέτοντας $R_F = 20K\Omega$, η τιμή που πρέπει να έχει η αντίσταση εισόδου R_{IN} ώστε για μέγιστη τάση εισόδου $V_{IN} = 50V$ να έχουμε μέγιστη έξοδο $V_O = 10V$ είναι :

$$\begin{aligned} V_O &= \frac{R_F}{R_{IN}} \cdot V_{IN} \\ \Leftrightarrow 10V &= \frac{20K}{R_{IN}} \cdot 50V \\ \Leftrightarrow R_{IN} &= \frac{20K \cdot 50V}{10V} \\ \Leftrightarrow R_{IN} &= 100K\Omega \end{aligned}$$

Για την 2^η κλίμακα

Θέτοντας $R_F = 20K\Omega$, η τιμή που πρέπει να έχει η αντίσταση εισόδου R_{IN} ώστε για μέγιστη τάση εισόδου $V_{IN} = 350V$ να έχουμε μέγιστη έξοδο $V_O = 10V$ είναι :

$$\begin{aligned}V_O &= \frac{R_F}{R_{IN}} \cdot V_{IN} \\ \Leftrightarrow 10V &= \frac{20K}{R_{IN}} \cdot 350V \\ \Leftrightarrow R_{IN} &= \frac{20K \cdot 350V}{10V} \\ \Leftrightarrow R_{IN} &= 700K\Omega\end{aligned}$$

Για την 3^η κλίμακα

Θέτοντας $R_F = 20K\Omega$, η τιμή που πρέπει να έχει η αντίσταση εισόδου R_{IN} ώστε για μέγιστη τάση εισόδου $V_{IN} = 650V$ να έχουμε μέγιστη έξοδο $V_O = 10V$ είναι :

$$\begin{aligned}V_O &= \frac{R_F}{R_{IN}} \cdot V_{IN} \\ \Leftrightarrow 10V &= \frac{20K}{R_{IN}} \cdot 650V \\ \Leftrightarrow R_{IN} &= \frac{20K \cdot 650V}{10V} \\ \Leftrightarrow R_{IN} &= 1.3M\Omega\end{aligned}$$

Με έναν **περιστροφικό διακόπτη** μπορούμε να επιλέγουμε κάθε φορά την επιθυμητή κλίμακα.

Για να αποκόψουμε τις **υψηλές συχνότητες** συνδέουμε παράλληλα με την αντίσταση ανάδρασης R_F στα PIN 16 και 17 έναν **πυκνωτή** που αποκόπτει τις συχνότητες άνω των 10KHz. Η τιμή του πυκνωτή υπολογίζεται ως εξής :

$$\text{Θέλω } f_C \leq 10KHz$$

Επομένως:

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

$$\Leftrightarrow RC \leq \frac{1}{2\pi f_c}$$

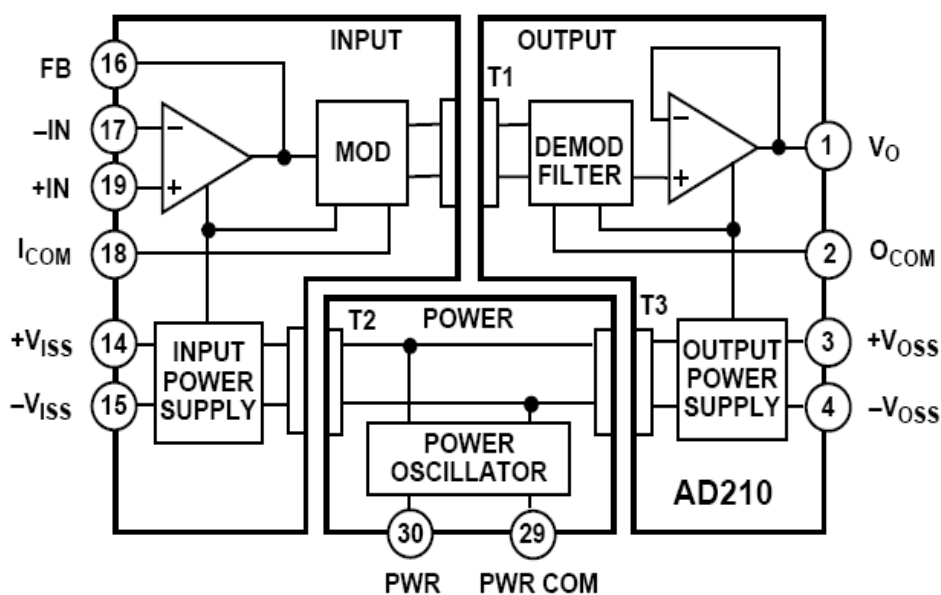
$$\Leftrightarrow C \leq \frac{1}{2\pi f_c R}$$

$$\Leftrightarrow C \leq \frac{1}{6.28 \cdot 10 \text{ KHz} \cdot 20 \text{ K}\Omega}$$

$$\Leftrightarrow C \leq 0.8 \text{ nF}$$

4.5 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΤΟΥ AD210 ΚΑΙ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗΣ.

Η τάση των 0 έως 10V από την έξοδο του τελεστικού ενισχυτή εισόδου οδηγείται στον διαμορφωτή, όπου διαμορφώνει την φέρουσα συχνότητα των 50KHz που παρέχει ο ταλαντωτής ισχύος της μονάδας τροφοδοσίας μέσω του μετασχηματιστή T2. Στη συνέχεια το διαμορφωμένο σήμα μέσω του μετασχηματιστή T1 οδηγείται στον αποδιαμορφωτή του κυκλώματος εξόδου. Εκεί το σήμα αποδιαμορφώνεται, φιλτράρεται από τον θόρυβο και την κυμάτωση και μέσω ενός ακόλουθου τάσης οδηγείται στην έξοδο του AD210 (PIN 1 και 2).



Σχ. 4.4 Μπλοκ διάγραμμα του AD210

Ακολουθεί το **κύκλωμα προσαρμογής** που αποτελείται από έναν ακόλουθο τάσης, έναν αναστρέφων ενισχυτή και τροφοδοτείται με συμμετρική τάση $\pm 15V$.

Ο **ακόλουθος τάσης** έχει σκοπό να προστατέψει τα εσωτερικά κυκλώματα του AD210 σε περίπτωση βραχυκυκλώματος.

Ο **αναστρέφων ενισχυτής** με $R_F = R_{IN} = 20K\Omega$ έχει μοναδιαίο κέρδος και χρησιμοποιείται για να αναστρέψει το σήμα εξόδου του AD210 ώστε να συμβαδίζει με την πολικότητα της μετρούμενης τάσης. Συνδέοντας έναν πυκνωτή κατάλληλης τιμής παράλληλα με την R_F δημιουργούμε ένα βαθυπερατό φίλτρο 1^{ης} τάξης που επιτρέπει τη διέλευση των συχνοτήτων που επιθυμούμε. Η αντίσταση των $10K\Omega$ στην μη αναστρέφουσα είσοδο, αντισταθμίζει την επίδραση των ρευμάτων πόλωσης. Η τιμή της πρέπει να είναι ίση με τον παράλληλο συνδυασμό των αντιστάσεων R_F και R_{IN} .

4.6 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΜΕΤΡΟΥΜΕΝΗΣ ΤΑΣΗΣ

Η έξοδος του αναστρέφων τελεστικού ενισχυτή του κυκλώματος προσαρμογής αποτελεί και την έξοδο της διάταξης μέτρησης της τάσης. Στην έξοδο αυτή εμφανίζονται τάσεις από 0 έως $\pm 10V$.

Για να υπολογίσουμε την τιμή της μετρούμενης τάσης με βάση την τάση εξόδου σκεφτόμαστε ως εξής :

Η μέγιστη τιμή της **τάσης εξόδου** είναι **πάντα 10V**.

Η μέγιστη μετρούμενη τάση στην 1^η κλίμακα είναι 50V, δηλαδή είναι κατά 5 φορές μεγαλύτερη. Έτσι, όταν χρησιμοποιούμε την 1^η κλίμακα πολλαπλασιάζουμε την τιμή της τάσης εξόδου με τον αριθμό **5** και παίρνουμε την τιμή της μετρούμενης τάσης.

Στην 2^η κλίμακα η μέγιστη μετρούμενη τάση είναι 350V. Έτσι για να καταλάβουμε την τιμή της μετρούμενης τάσης πολλαπλασιάζουμε την τιμή της τάσης εξόδου με τον αριθμό **35**.

Τέλος, όταν χρησιμοποιούμε την 3^η κλίμακα, όπου η μέγιστη μετρούμενη τάση είναι 650V, πολλαπλασιάζουμε την τιμή της τάσης εξόδου με τον αριθμό **65**.

Αν εφαρμόσω στις κλίμακες μέτρησης μεγαλύτερες τάσης από τις προβλεπόμενες θα πάρω λανθασμένη ένδειξη καθώς ο τελεστικός ενισχυτής εισόδου του AD210 θα έρθει στον **κόρο**.

4.7 ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΩΝ ΤΡΙΩΝ ΚΛΙΜΑΚΩΝ ΣΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ

Στο κύκλωμα της τάσης πρέπει να **ρυθμιστούν** οι τρεις κλίμακες μέτρησης ώστε οι τάσεις που εφαρμόζονται σ' αυτές να αποδίδουν την σωστή έξοδο.

Έχουμε ήδη υπολογίσει τις τιμές των αντιστάσεων εισόδου και για τις τρεις κλίμακες και είναι τέτοιες ώστε όταν εφαρμόζουμε την μέγιστη μετρούμενη τάση σε κάθε κλίμακα να παίρνουμε μέγιστη τάση εξόδου 10V. Για να πετύχουμε καλύτερη ακρίβεια χρησιμοποιούμε αντιστάσεις σε σειρά με ποτενσιόμετρα ακριβείας.

Σε κάθε κλίμακα εφαρμόζουμε διάφορες τάσεις. Με την πρώτη τάση ρυθμίζουμε το ποτενσιόμετρο ώστε να πάρουμε την επιθυμητή έξοδο και με τις υπόλοιπες επαληθεύουμε και βελτιώνουμε, αν χρειάζεται, την ακρίβεια της αρχικής ρύθμισης.

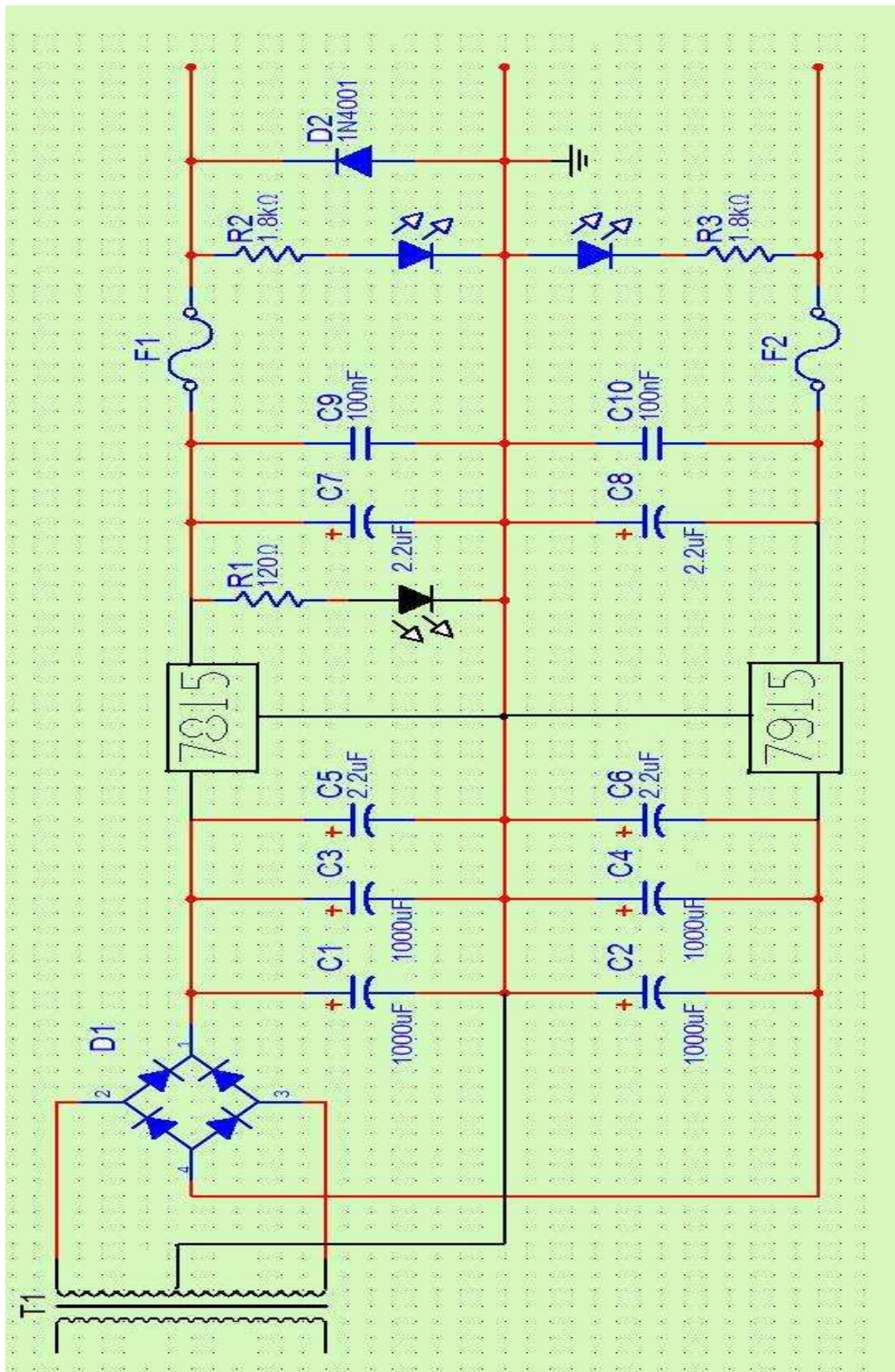
Π.χ. όταν χρησιμοποιούμε την **πρώτη κλίμακα**, η τάση στην έξοδο πρέπει να είναι **5 φορές** μικρότερη από την μετρούμενη τάση στην είσοδο. Έτσι εφαρμόζουμε 25V στην είσοδο και ρυθμίζουμε το ποτενσιόμετρο μέχρι να πάρουμε 5V στην έξοδο. Στην συνέχεια εφαρμόζουμε 10V στην είσοδο και επαληθεύουμε την αρχική ρύθμιση παίρνοντας 2V στην έξοδο κ.ο.κ.

Την ίδια διαδικασία ακολουθούμε και για την ρύθμιση των άλλων δυο κλιμάκων, έχοντας υπόψη ότι στην **δεύτερη κλίμακα** η τάση εξόδου πρέπει να είναι **35 φορές** μικρότερη από την τάση εισόδου και στην **τρίτη κλίμακα** **65 φορές** μικρότερη από την τάση εισόδου.

4.8 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ

Το τροφοδοτικό της διάταξης μέτρησης φαίνεται στο σχήμα 4.5 και παρέχει την συμμετρική τάση των $\pm 15V$ που απαιτούν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και τα αισθητήρια για την λειτουργία τους.

Αποτελείται από έναν τοροειδή μετασχηματιστή με μεσαία λήψη που μειώνει την επίδραση των δεινορευμάτων, γέφυρα ανόρθωσης, τους σταθεροποιητές LM7815, LM7915 και φίλτρα εξομάλυνσης με πυκνωτές. Ένα LED στην έξοδο κάθε σταθεροποιητή μας πληροφορεί για την κατάσταση λειτουργίας (ON/OFF) του τροφοδοτικού.



Σχ. 4.5 Τροφοδοτικό διάταξης μέτρησης

4.9 ΠΟΡΕΙΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Το κύκλωμα της πτυχιακής το σχεδιάσα στο **protel** και για την υλοποίηση του χρησιμοποίησα **φωτοευαίσθητη πλακέτα**. Εμφάνισα το PCB σε **διαφάνεια** (με έναν εκτυπωτή laser), την στερέωσα στην φωτοευαίσθητη πλακέτα και τα έβαλα κάτω από την ειδική λάμπα για 4 με 5 λεπτά περίπου. Στην συνέχεια βούτηξα την πλακέτα σε **καυστική σόδα** για να φύγει το καμένο φιλμάκι της φωτοευαίσθητης επιφάνειας και να εμφανιστεί το σχέδιο. Τέλος χρησιμοποίησα **τριχλωριούχο σίδηρο** για να φύγει ο χαλκός και καθάρισα με **οινόπνευμα** το φιλμάκι που παραμένει στο σχέδιο που αποτυπώθηκε στην πλακέτα.

Ύστερα τρύπησα την πλακέτα, επικόλλησα την μεταξοτυπία και κόλλησα τα εξαρτήματα με το κολλητήρι.

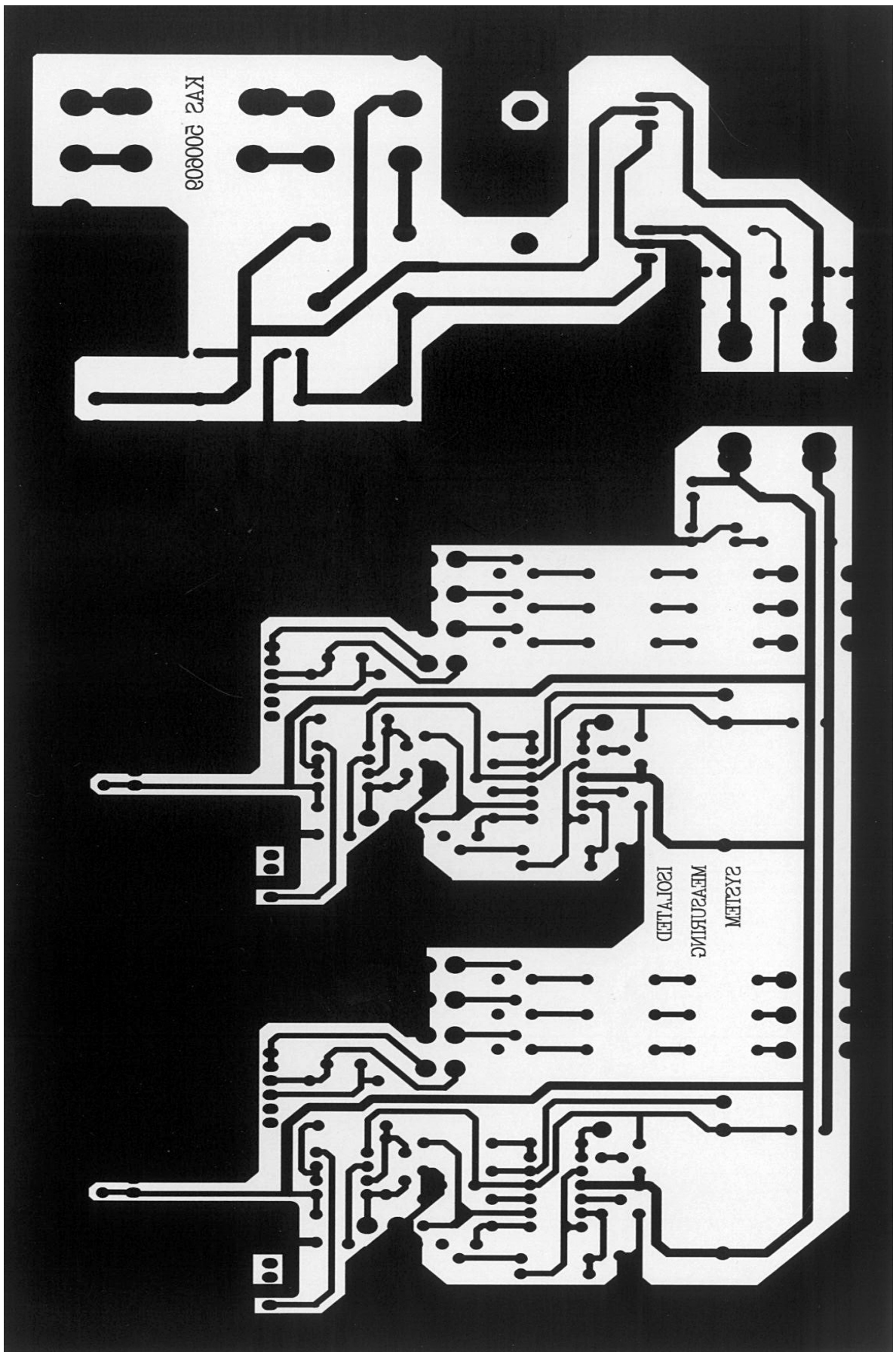
Η **μεταξοτυπία** της πλακέτας δημιουργήθηκε εκτυπώνοντας σε αυτοκόλλητο χαρτί το επίπεδο του PCB που περιέχει μόνο τα υλικά.

Στην **πρόσοψη** του κουτιού, όπου βρίσκονται τα βύσματα των εισόδων και εξόδων του κυκλώματος, τοποθέτησα μια **απλή πλακέτα** διότι η μεταλλική πρόσοψη δεν μου επέτρεπε να δημιουργήσω τις δυο ξεχωριστές γειώσεις που απαιτούν οι είσοδοι των δυο κυκλωμάτων τάσης.

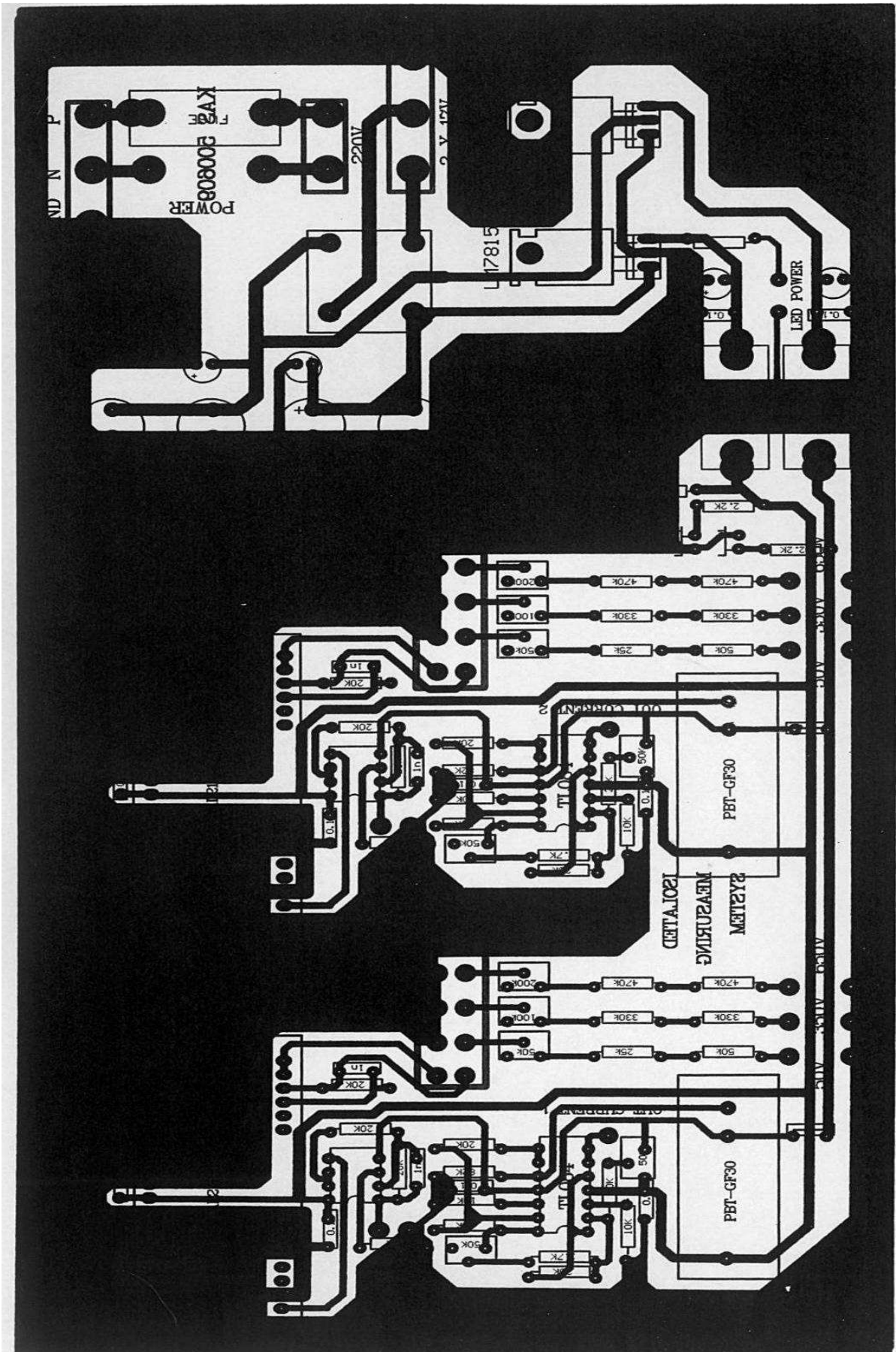
Με την βοήθεια του **παχύμετρου** υπολόγισα τις διαστάσεις των βυσμάτων και με το κατάλληλο τρυπάνι άνοιξα τις τρύπες στην πλακέτα της πρόσοψης.

Την **μεταξοτυπία** της πρόσοψης την σχεδίασα στο PCB του protel και την εκτύπωσα σε αυτοκόλλητο χαρτί.

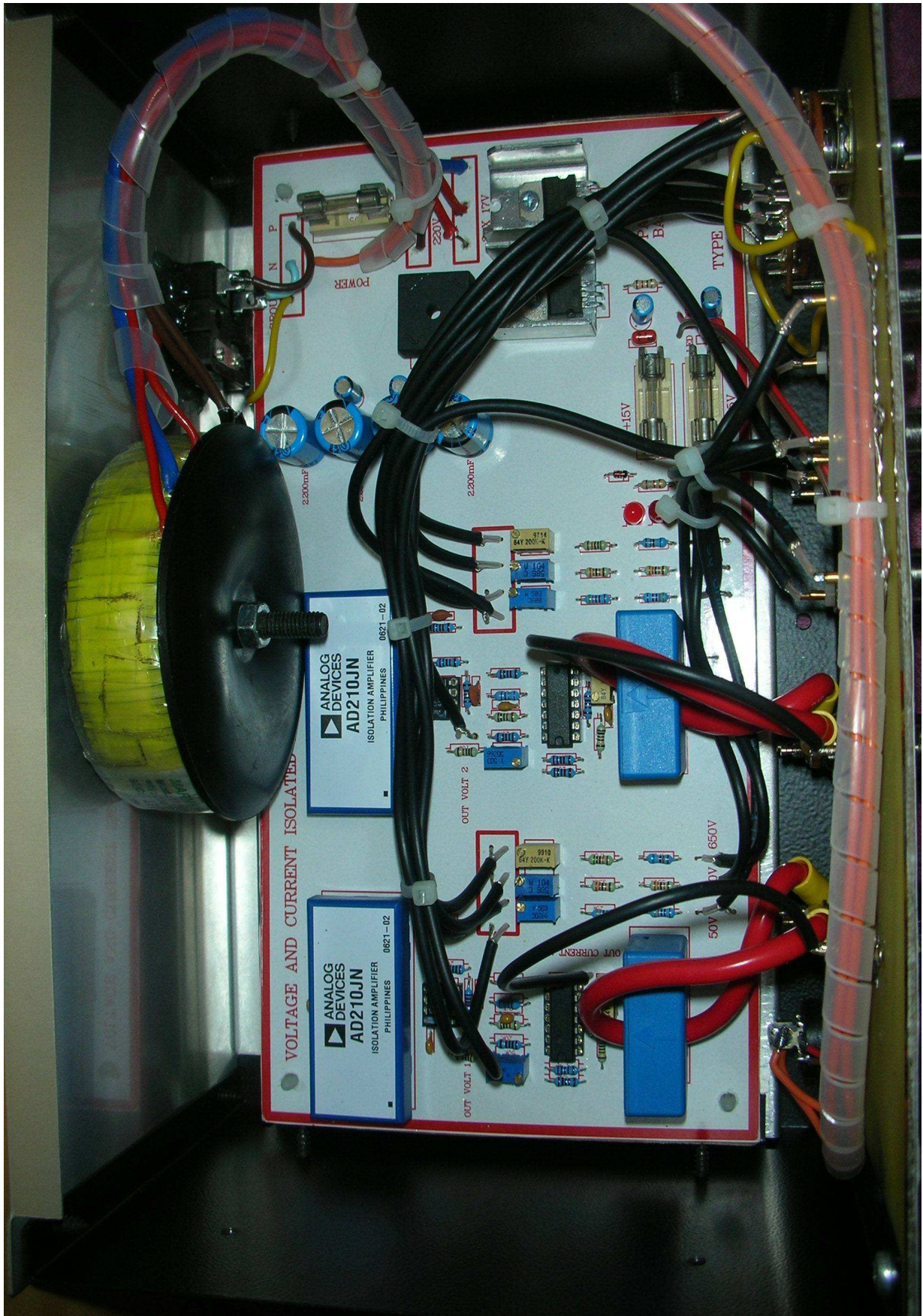
Τέλος επικόλλησα την μεταξοτυπία στην πρόσοψη, βίδωσα τα βύσματα BNC, τους διακόπτες και τις μπόρνες στις θέσεις τους, κόλλησα τα καλώδια που συνδέουν τα βύσματα της πρόσοψης με το κύκλωμα και συναρμολόγησα το κουτί.



Σχ. 4.6 Σχέδιο της τυπωμένης πλακέτας



Σχ. 4.7 Τυπωμένη πλακέτα με την τοποθέτηση των εξαρτημάτων



Σχ. 4.8 Ηλεκτρονικό κύκλωμα διάταξης μέτρησης



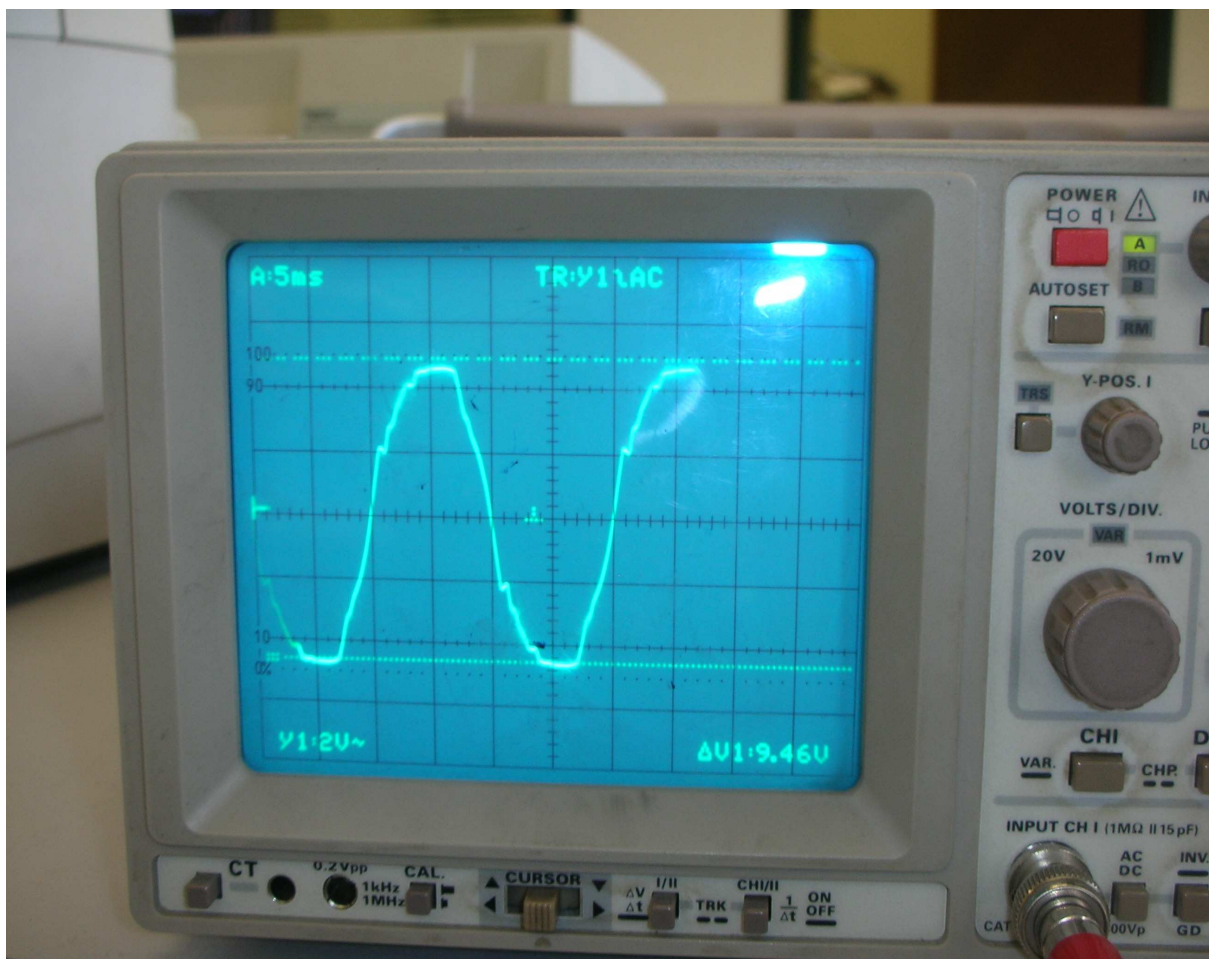
Σχ. 4.9 Πρόσωση διάταξης μέτρησης

4.10 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

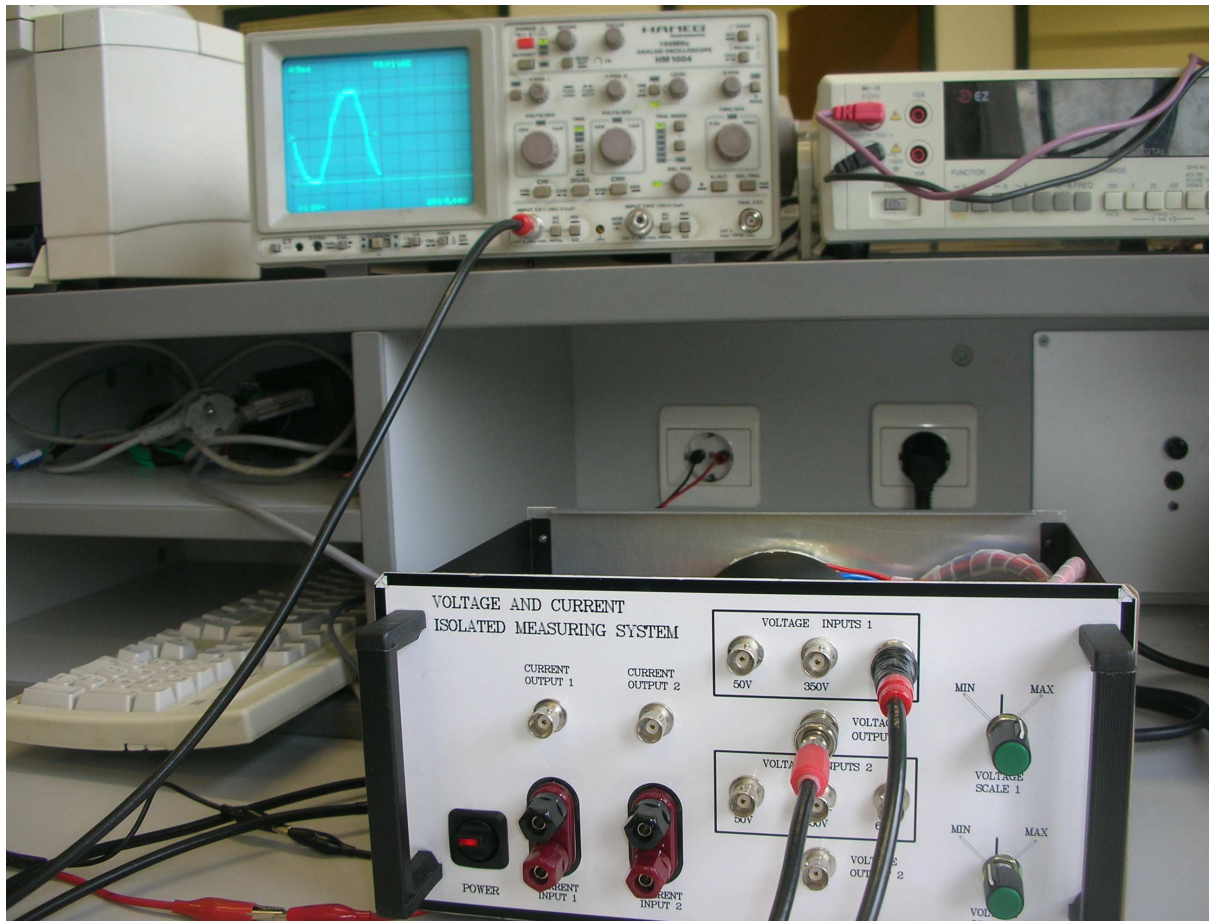
Με την διάταξη μέτρησης εκτέλεσα και φωτογράφισα κάποιες πειραματικές μετρήσεις που έλαβαν χώρα στο εργαστήριο των Ηλεκτρονικών Ισχύος.

Στο κύκλωμα της τάσης εφάρμοσα στην 3^η κλίμακα (650V_{max}) την τάση του δικτύου (220V/311V_{peak}) σαν σήμα προς μέτρηση. Το σήμα εξόδου απεικονίζεται στον παλμογράφο (Σχ. 4.10.), απ' όπου μπορούμε να υπολογίσουμε την μετρούμενη τάση κάνοντας τον πολλαπλασιασμό $V_{\text{peak}} * 65$.

Το σήμα εξόδου που αντιστοιχεί στην τάση δικτύου εμφανίζεται ελαφρώς παραμορφωμένο λόγω του μετασχηματιστή 1:1 που χρησιμοποιείται στο εργαστήριο για λόγους προστασίας.

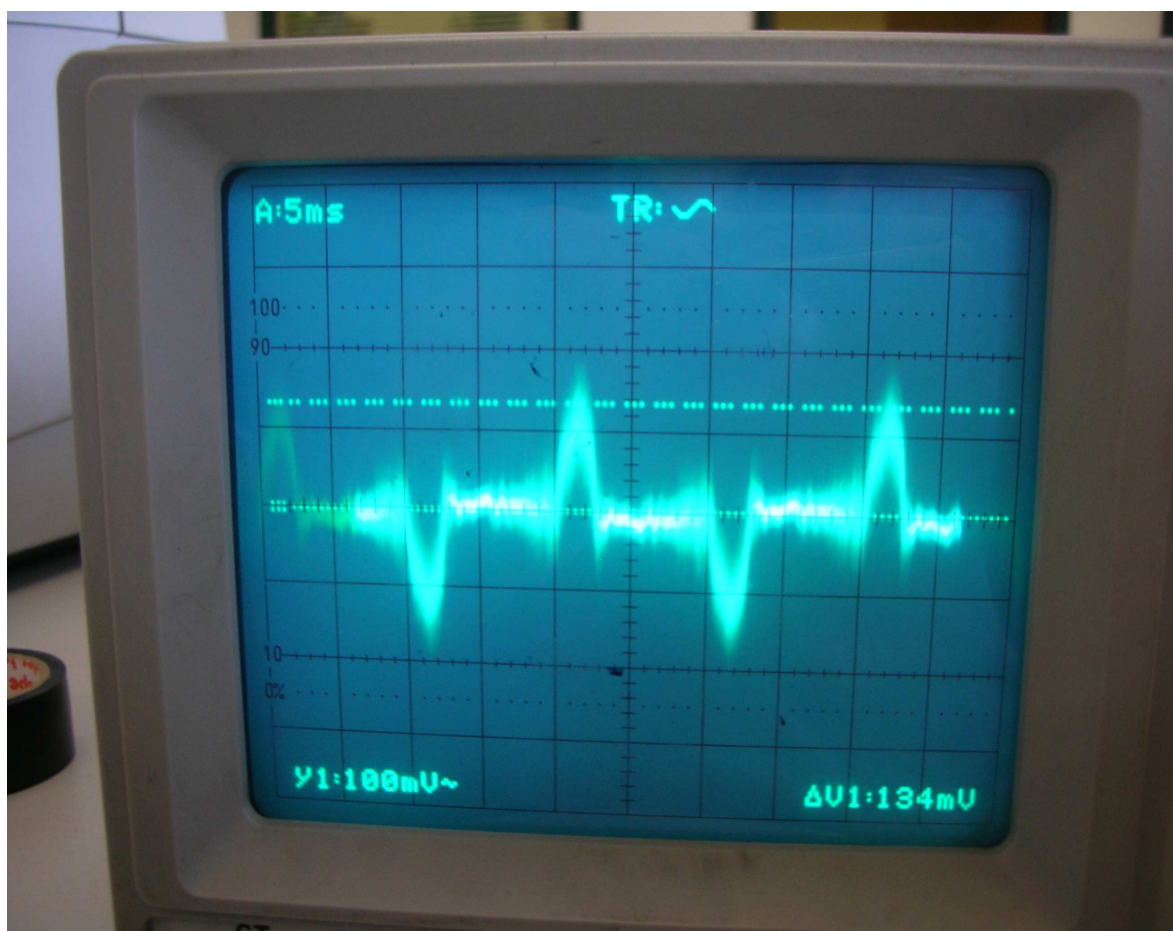


Σχ. 4.10 Απεικόνιση της εξόδου του κυκλώματος μέτρησης της τάσης

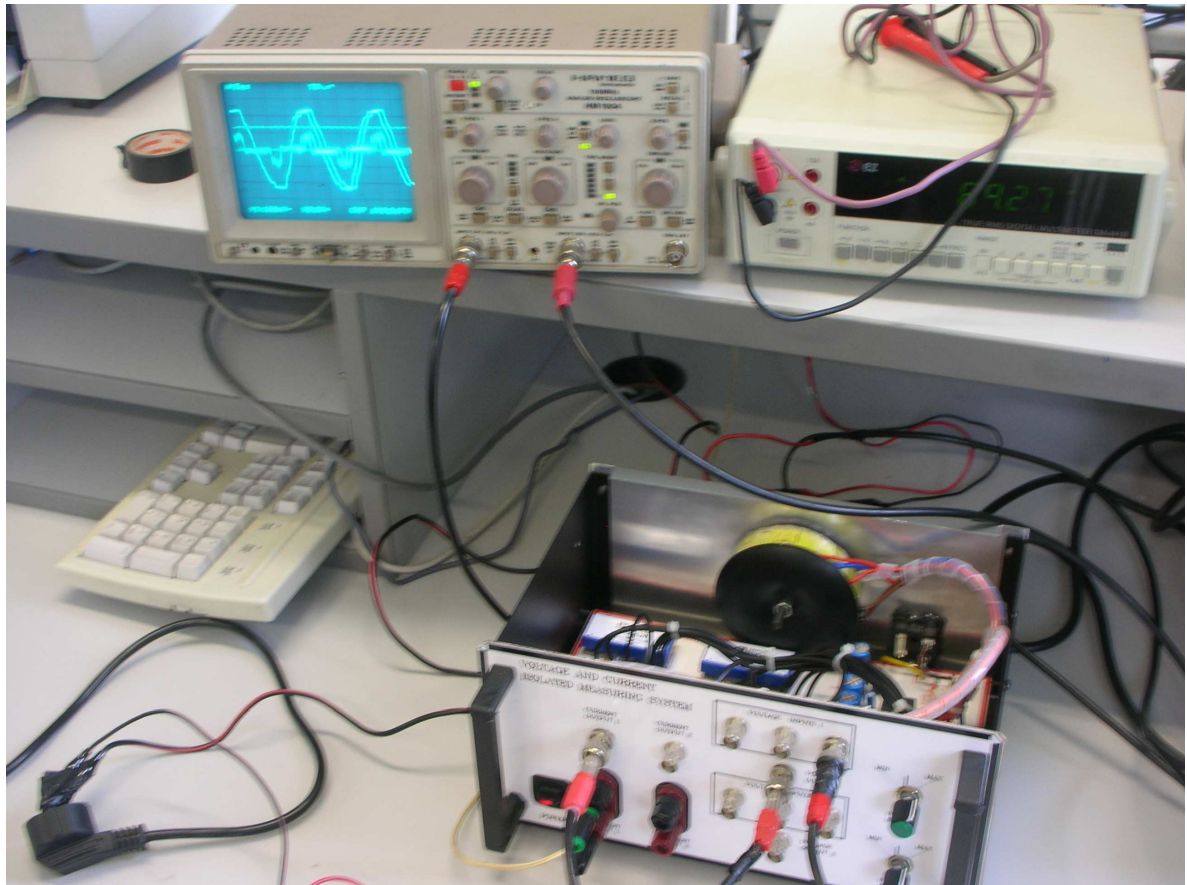


Σχ. 4.11 Μέτρηση της τάσης του δικτύου στο εργαστήριο

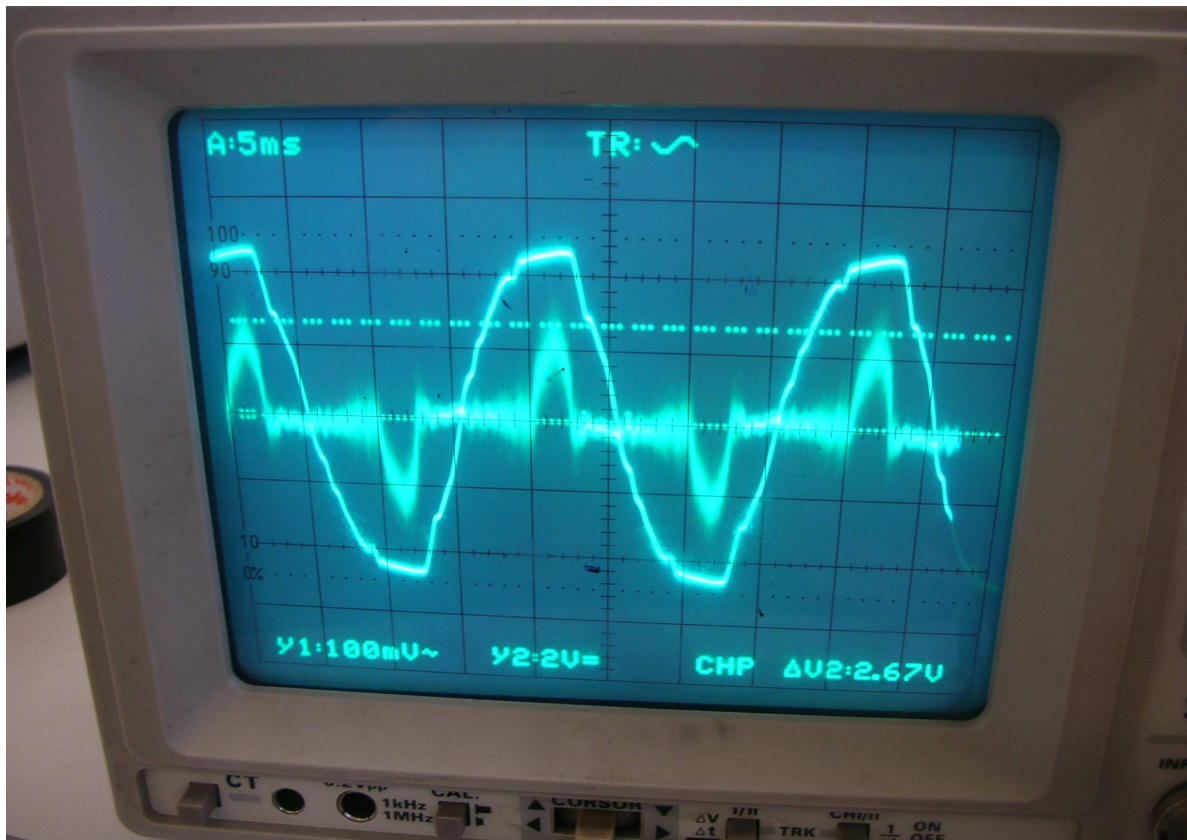
Στο κύκλωμα του ρεύματος εφάρμοσα το ρεύμα τροφοδοσίας που τραβάει ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής. Το σύνθετο σήμα τάσης που παίρνω στην έξοδο και απεικονίζεται στον παλμογράφο (Σχ. 4.12) είναι πιστό αντίγραφο του μετρούμενου ρεύματος. Με έναν εύκολο υπολογισμό $V_{\text{peak}} * 7$ υπολογίζω το μετρούμενο ρεύμα στην είσοδο, που βρέθηκε να είναι περίπου ίσο με 1Α.



Σχ. 4.12 Απεικόνιση της εξόδου του κυκλώματος μέτρησης του ρεύματος



Σχ. 4.13 Πειραματικές μετρήσεις στο εργαστήριο



4.11 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΠΟΥ ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΑ

Κατά την υλοποίηση του κυκλώματος αντιμετώπισα τα παρακάτω προβλήματα:

1. **Πρόβλημα:** Ψυχρές κολλήσεις στο τμήμα τροφοδοσίας, με αποτέλεσμα να μην τροφοδοτούνται τα κυκλώματα με τα +15V της συμμετρικής τάσης και να μην λειτουργούν σωστά τα ολοκληρωμένα

Αντιμετώπιση: Εντοπίστηκαν οι ψυχρές κολλήσεις και αντικαταστάθηκαν.

2. **Πρόβλημα:** Στο κύκλωμα του ρεύματος η ρύθμιση της ενίσχυσης του σήματος του LEM προκαλεί μια μικρή ολίσθηση στην αρχική ρύθμιση του offset.

Αντιμετώπιση: Μετά την ρύθμιση της ενίσχυσης επαναλαμβάνουμε την διαδικασία ρύθμισης του offset.

4.12 ΥΛΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ

82Ω	*2
120Ω	*1
1.8KΩ	*2
2.7KΩ	*2
10KΩ	*6
20KΩ	*14
43KΩ	*4
330KΩ	*4
510KΩ	*2
680KΩ	*2

ΠΟΤΕΝΣΙΟΜΕΤΡΑ

50KΩ	*6
100KΩ	*2
200KΩ	*2

ΠΥΚΝΩΤΕΣ

100nF	*10
1 nF	*4
2.2μF/50V	*4
1000μF/35V	*4

ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ

Μετασχηματιστής 2*17V/2A	*1
Γέφυρα 80V/3A	*1
Regulator LM7815	*1
Regulator LM7915	*1
Ψήκτρες	*2
Δίοδος 1N4001	*1
LED (κόκκινο)	*2

Διακόπτης τροφοδοσίας	*1
Υποδοχή πρίζας 220V	*1
Ασφάλειες 300mA	*3

ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

TL084	*2
LF412	*2
AD210JN	*2
LA 55-P	*2

ΆΛΛΑ ΥΛΙΚΑ

Φωτοευαίσθητη πλακέτα	*1
Θωρακισμένο καλώδιο	*4μέτρα
Βύσματα BNC ultimax	*10
Μπόρνες (ζεύγος)	*2
Περιστροφικός διακόπτης	*2
Κουτί	*1

ABSTRACT

This project is a current and voltage isolated measuring system. It includes the power supply, two circuits for current measuring and two circuits for voltage measuring.

At the current circuit we use the LEM closed loop transducer LA 55-P in combination with four operational amplifiers.

The voltage circuit uses the isolation amplifier AD210JN in combination with two operational amplifiers. There are three voltage scales (50V, 350V, 650V) and we choose one of them according to the input voltage.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

I. N. ΚΙΟΣΚΕΡΙΔΗΣ “ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ” 2004

I. N. ΚΙΟΣΚΕΡΙΔΗΣ “ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ” 2004

www.lem.com

www.lemusa.com

www.rsgreece.com

www.datasheetcatalog.com

DATASHEET



Precision, Wide Bandwidth 3-Port Isolation Amplifier

AD210*

FEATURES

- High CMV Isolation: 2500 V rms Continuous
±3500 V Peak Continuous
- Small Size: 1.00" × 2.10" × 0.350"
- Three-Port Isolation: Input, Output, and Power
- Low Nonlinearity: ±0.012% max
- Wide Bandwidth: 20 kHz Full-Power (-3 dB)
- Low Gain Drift: ±25 ppm/°C max
- High CMR: 120 dB (G = 100 V/V)
- Isolated Power: ±15 V @ ±5 mA
- Uncommitted Input Amplifier

APPLICATIONS

- Multichannel Data Acquisition
- High Voltage Instrumentation Amplifier
- Current Shunt Measurements
- Process Signal Isolation

GENERAL DESCRIPTION

The AD210 is the latest member of a new generation of low cost, high performance isolation amplifiers. This three-port, wide bandwidth isolation amplifier is manufactured with surface-mounted components in an automated assembly process. The AD210 combines design expertise with state-of-the-art manufacturing technology to produce an extremely compact and economical isolator whose performance and abundant user features far exceed those offered in more expensive devices.

The AD210 provides a complete isolation function with both signal and power isolation supplied via transformer coupling internal to the module. The AD210's functionally complete design, powered by a single +15 V supply, eliminates the need for an external DC/DC converter, unlike optically coupled isolation devices. The true three-port design structure permits the AD210 to be applied as an input or output isolator, in single or multichannel applications. The AD210 will maintain its high performance under sustained common-mode stress.

Providing high accuracy and complete galvanic isolation, the AD210 interrupts ground loops and leakage paths, and rejects common-mode voltage and noise that may otherwise degrade measurement accuracy. In addition, the AD210 provides protection from fault conditions that may cause damage to other sections of a measurement system.

PRODUCT HIGHLIGHTS

The AD210 is a full-featured isolator providing numerous user benefits including:

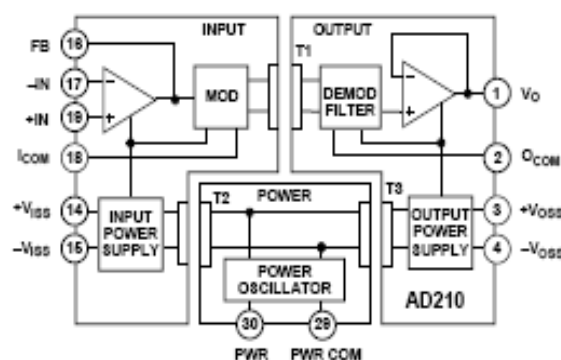
High Common-Mode Performance: The AD210 provides 2500 V rms (Continuous) and ±3500 V peak (Continuous) common-

*Covered by U.S. Patent No. 4,703,283.

REV. A

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.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



mode voltage isolation between any two ports. Low input capacitance of 5 pF results in a 120 dB CMR at a gain of 100, and a low leakage current (2 µA rms max @ 240 V rms, 60 Hz).

High Accuracy: With maximum nonlinearity of ±0.012% (B Grade), gain drift of ±25 ppm/°C max and input offset drift of (±10 ±30/G) µV/°C, the AD210 assures signal integrity while providing high level isolation.

Wide Bandwidth: The AD210's full-power bandwidth of 20 kHz makes it useful for wideband signals. It is also effective in applications like control loops, where limited bandwidth could result in instability.

Small Size: The AD210 provides a complete isolation function in a small DIP package just 1.00" × 2.10" × 0.350". The low profile DIP package allows application in 0.5" card racks and assemblies. The pinout is optimized to facilitate board layout while maintaining isolation spacing between ports.

Three-Port Design: The AD210's three-port design structure allows each port (Input, Output, and Power) to remain independent. This three-port design permits the AD210 to be used as an input or output isolator. It also provides additional system protection should a fault occur in the power source.

Isolated Power: ±15 V @ 5 mA is available at the input and output sections of the isolator. This feature permits the AD210 to excite floating signal conditioners, front-end amplifiers and remote transducers at the input as well as other circuitry at the output.

Flexible Input: An uncommitted operational amplifier is provided at the input. This amplifier provides buffering and gain as required and facilitates many alternative input functions as required by the user.

AD210—SPECIFICATIONS (typical @ +25°C, and $V_S = +15$ V unless otherwise noted)

Model	AD210AN	AD210BN	AD210JN
GAIN			
Range	1 V/V - 100 V/V	*	*
Error	±2% max	±1% max	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	+25 ppm/°C max	*	*
(-25°C to +85°C)	±50 ppm/°C max	*	*
vs. Supply Voltage	±0.002%/V	*	*
Nonlinearity ¹	±0.025% max	±0.012% max	*
INPUT VOLTAGE RATINGS			
Linear Differential Range	±10 V	*	*
Maximum Safe Differential Input	±15 V	*	*
Max. CMV Input-to-Output	*	*	*
ac, 60 Hz, Continuous	2500 V rms	*	1500 V rms
dc, Continuous	±3500 V peak	*	±2000 V peak
Common-Mode Rejection	*	*	*
60 Hz, $G = 100$ V/V	*	*	*
$R_L \leq 500 \Omega$ Impedance Imbalance	120 dB	*	*
Leakage Current Input-to-Output	*	*	*
@ 240 V rms, 60 Hz	2 μ A rms max	*	*
INPUT IMPEDANCE			
Differential	$10^{12} \Omega$	*	*
Common Mode	5 G Ω 5 pF	*	*
INPUT BIAS CURRENT			
Initial, @ +25°C	30 pA typ (400 pA max)	*	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	10 nA max	*	*
(-25°C to +85°C)	30 nA max	*	*
INPUT DIFFERENCE CURRENT			
Initial, @ +25°C	5 pA typ (200 pA max)	*	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	2 nA max	*	*
(-25°C to +85°C)	10 nA max	*	*
INPUT NOISE			
Voltage (1 kHz)	19 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	*	*
(10 Hz to 10 kHz)	4 μ V rms	*	*
Current (1 kHz)	0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	*	*
FREQUENCY RESPONSE			
Bandwidth (-3 dB)	*	*	*
$G = 1$ V/V	20 kHz	*	*
$G = 100$ V/V	15 kHz	*	*
Settling Time (± 10 mV, 20 V Step)	*	*	*
$G = 1$ V/V	150 μ s	*	*
$G = 100$ V/V	500 μ s	*	*
Slew Rate ($G = 1$ V/V)	1 V/ μ s	*	*
OFFSET VOLTAGE (RTI)²			
Initial, @ +25°C	±15 ±45(G) mV max	(±5 ±15(G) mV max)	*
vs. Temperature (0°C to +70°C)	(±10 ±30(G) μ V/°C)	*	*
(-25°C to +85°C)	(±10 ±50(G) μ V/°C)	*	*
RATED OUTPUT³			
Voltage, 2 k Ω Load	±10 V min	*	*
Impedance	1 Ω max	*	*
Ripple (Bandwidth = 100 kHz)	10 mV p-p max	*	*
ISOLATED POWER OUTPUTS⁴			
Voltage, No Load	±15 V	*	*
Accuracy	±10%	*	*
Current	±5 mA	*	*
Regulation, No Load to Full Load	See Text	*	*
Ripple	See Text	*	*
POWER SUPPLY			
Voltage, Rated Performance	+15 V dc ± 5%	*	*
Voltage, Operating	+15 V dc ± 10%	*	*
Current, Quiescent	50 mA	*	*
Current, Full Load - Full Signal	80 mA	*	*
TEMPERATURE RANGE			
Rated Performance	-25°C to +85°C	*	*
Operating	-40°C to +85°C	*	*
Storage	-40°C to +85°C	*	*
PACKAGE DIMENSIONS			
Inches	1.00 × 2.10 × 0.350	*	*
Millimeters	25.4 × 53.3 × 8.9	*	*

NOTES

*Specifications same as AD210AN.

¹Nonlinearity is specified as a % deviation from a best straight line.

²RTI - Referred to Input.

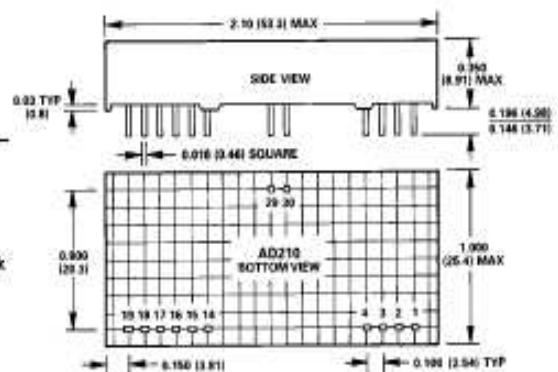
³A reduced signal swing is recommended when both $\pm V_{ISS}$ and $\pm V_{OSS}$ supplies are fully loaded, due to supply voltage reduction.

⁴See text for detailed information.

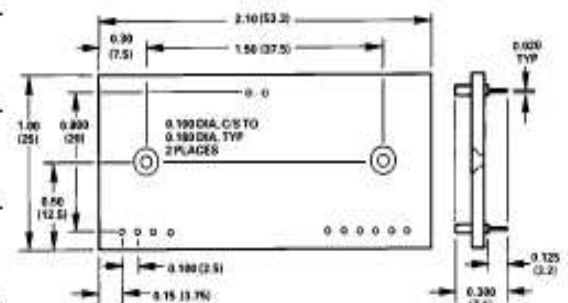
Specifications subject to change without notice.

OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).



AC1059 MATING SOCKET



AD210 PIN DESIGNATIONS

Pin	Designation	Function
1	V_O	Output
2	O_{COM}	Output Common
3	$+V_{OSS}$	+ Isolated Power @ Output
4	$-V_{OSS}$	- Isolated Power @ Output
14	$+V_{ISS}$	+ Isolated Power @ Input
15	$-V_{ISS}$	- Isolated Power @ Input
16	FB	Input Feedback
17	-IN	-Input
18	I_{COM}	Input Common
19	+IN	+Input
29	Pwr Com	Power Common
30	Pwr	Power Input



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 AD210 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.

INSIDE THE AD210

The AD210 basic block diagram is illustrated in Figure 1. A +15 V supply is connected to the power port, and ± 15 V isolated power is supplied to both the input and output ports via a 50 kHz carrier frequency. The uncommitted input amplifier can be used to supply gain or buffering of input signals to the AD210. The fullwave modulator translates the signal to the carrier frequency for application to transformer T1. The synchronous demodulator in the output port reconstructs the input signal. A 20 kHz, three-pole filter is employed to minimize output noise and ripple. Finally, an output buffer provides a low impedance output capable of driving a 2 k Ω load.

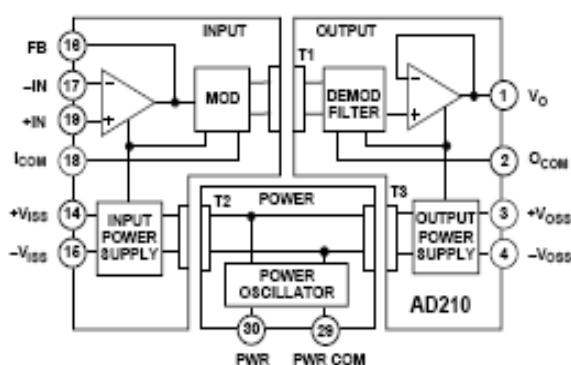


Figure 1. AD210 Block Diagram

USING THE AD210

The AD210 is very simple to apply in a wide range of applications. Powered by a single +15 V power supply, the AD210 will provide outstanding performance when used as an input or output isolator, in single and multichannel configurations.

Input Configurations: The basic unity gain configuration for signals up to ± 10 V is shown in Figure 2. Additional input amplifier variations are shown in the following figures. For smaller signal levels Figure 3 shows how to obtain gain while maintaining a very high input impedance.

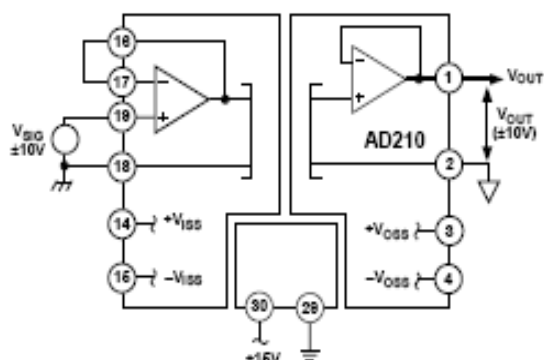


Figure 2. Basic Unity Gain Configuration

The high input impedance of the circuits in Figures 2 and 3 can be maintained in an inverting application. Since the AD210 is a three-port isolator, either the input leads or the output leads may be interchanged to create the signal inversion.

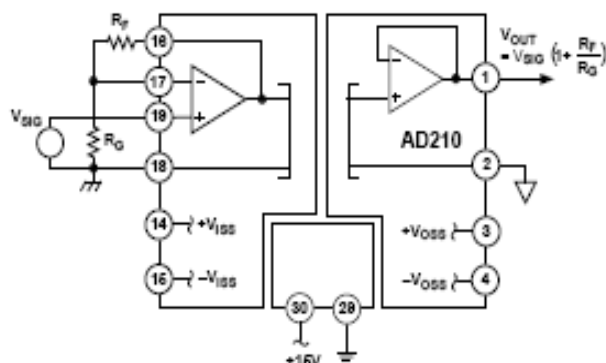
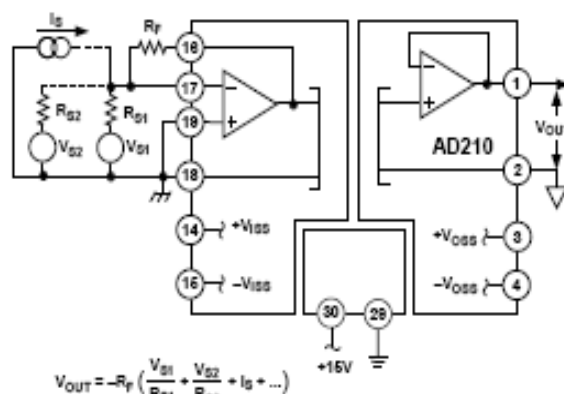


Figure 3. Input Configuration for $G > 1$

Figure 4 shows how to accommodate current inputs or sum currents or voltages. This circuit configuration can also be used for signals greater than ± 10 V. For example, a ± 100 V input span can be handled with $R_f = 20$ k Ω and $R_{S1} = 200$ k Ω .



$$V_{OUT} = -R_f \left(\frac{V_{S1}}{R_{S1}} + \frac{V_{S2}}{R_{S2}} + I_S + \dots \right)$$

Figure 4. Summing or Current Input Configuration

Adjustments

When gain and offset adjustments are required, the actual circuit adjustment components will depend on the choice of input configuration and whether the adjustments are to be made at the isolator's input or output. Adjustments on the output side might be used when potentiometers on the input side would represent a hazard due to the presence of high common-mode voltage during adjustment. Offset adjustments are best done at the input side, as it is better to null the offset ahead of the gain.

Figure 5 shows the input adjustment circuit for use when the input amplifier is configured in the noninverting mode. This offset adjustment circuit injects a small voltage in series with the

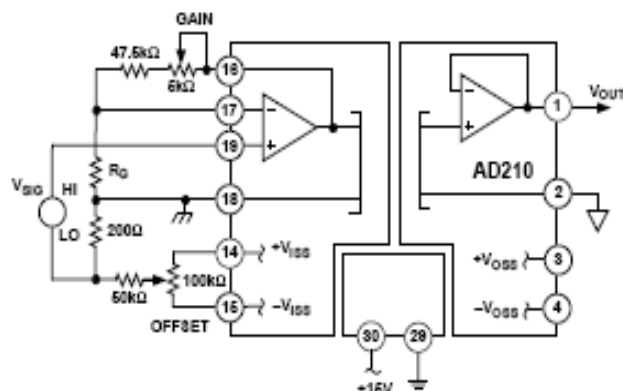


Figure 5. Adjustments for Noninverting Input

AD210

low side of the signal source. This will not work if the source has another current path to input common or if current flows in the signal source LO lead. To minimize CMR degradation, keep the resistor in series with the input LO below a few hundred ohms.

Figure 5 also shows the preferred gain adjustment circuit. The circuit shows R_F of 50 k Ω , and will work for gains of ten or greater. The adjustment becomes less effective at lower gains (its effect is halved at $G = 2$) so that the pot will have to be a larger fraction of the total R_F at low gain. At $G = 1$ (follower) the gain cannot be adjusted downward without compromising input impedance; it is better to adjust gain at the signal source or after the output.

Figure 6 shows the input adjustment circuit for use when the input amplifier is configured in the inverting mode. The offset adjustment nulls the voltage at the summing node. This is preferable to current injection because it is less affected by subsequent gain adjustment. Gain adjustment is made in the feedback and will work for gains from 1 V/V to 100 V/V.

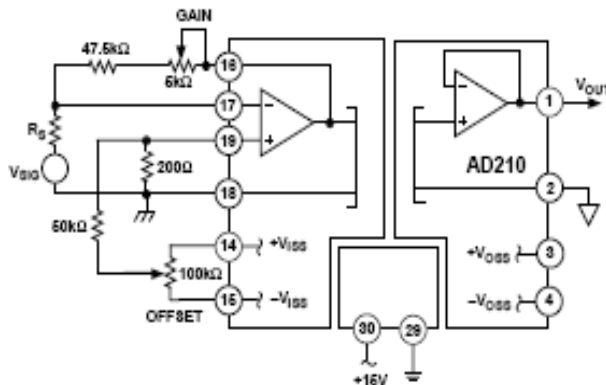


Figure 6. Adjustments for Inverting Input

Figure 7 shows how offset adjustments can be made at the output, by offsetting the floating output port. In this circuit, ± 15 V would be supplied by a separate source. The AD210's output amplifier is fixed at unity, therefore, output gain must be made in a subsequent stage.

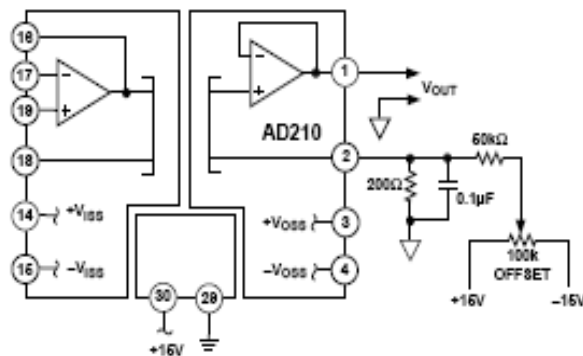


Figure 7. Output-Side Offset Adjustment

PCB Layout for Multichannel Applications: The unique pinout positioning minimizes board space constraints for multichannel applications. Figure 8 shows the recommended printed circuit board layout for a noninverting input configuration with gain.

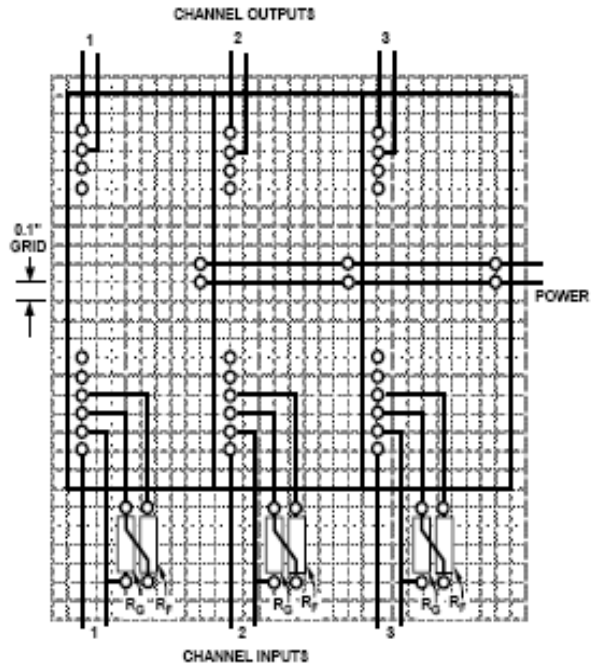


Figure 8. PCB Layout for Multichannel Applications with Gain

Synchronization: The AD210 is insensitive to the clock of an adjacent unit, eliminating the need to synchronize the clocks. However, in rare instances channel to channel pick-up may occur if input signal wires are bundled together. If this happens, shielded input cables are recommended.

PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Common-Mode Rejection: Figure 9 shows the common-mode rejection of the AD210 versus frequency, gain and input source resistance. For maximum common-mode rejection of unwanted signals, keep the input source resistance low and carefully lay out the input, avoiding excessive stray capacitance at the input terminals.

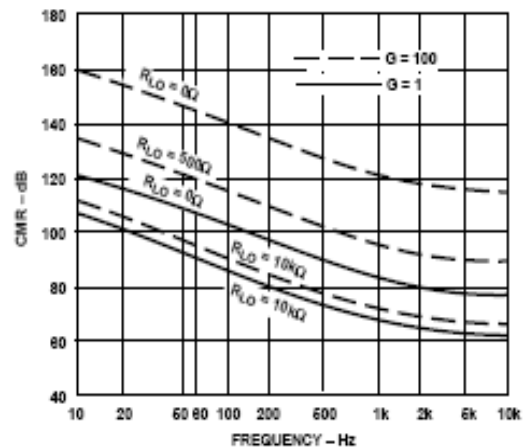


Figure 9. Common-Mode Rejection vs. Frequency

Phase Shift: Figure 10 illustrates the AD210's low phase shift and gain versus frequency. The AD210's phase shift and wide bandwidth performance make it well suited for applications like power monitors and controls systems.

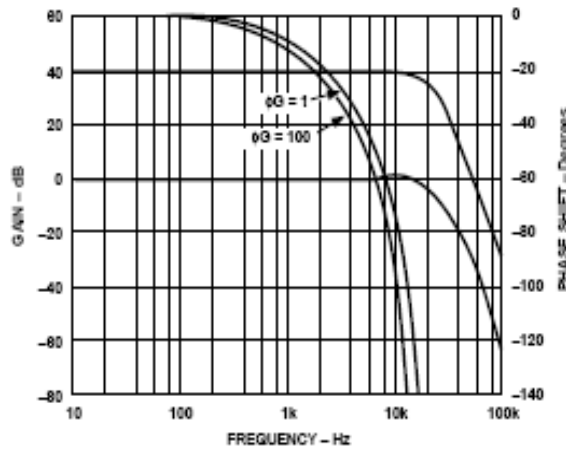


Figure 10. Phase Shift and Gain vs. Frequency

Input Noise vs. Frequency: Voltage noise referred to the input is dependent on gain and signal bandwidth. Figure 11 illustrates the typical input noise in nV/√Hz of the AD210 for a frequency range from 10 to 10 kHz.

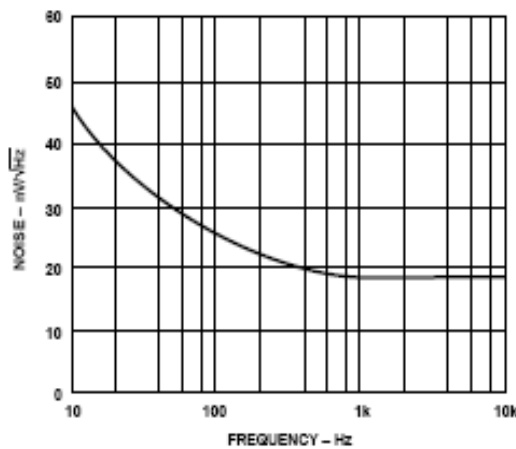


Figure 11. Input Noise vs. Frequency

Gain Nonlinearity vs. Output: Gain nonlinearity is defined as the deviation of the output voltage from the best straight line, and is specified as % peak-to-peak of output span. The AD210B provides guaranteed maximum nonlinearity of $\pm 0.012\%$ with an output span of ± 10 V. The AD210's nonlinearity performance is shown in Figure 12.

Gain Nonlinearity vs. Output Swing: The gain nonlinearity of the AD210 varies as a function of total signal swing. When the output swing is less than 20 volts, the gain nonlinearity as a fraction of signal swing improves. The shape of the nonlinearity remains constant. Figure 13 shows the gain nonlinearity of the AD210 as a function of total signal swing.

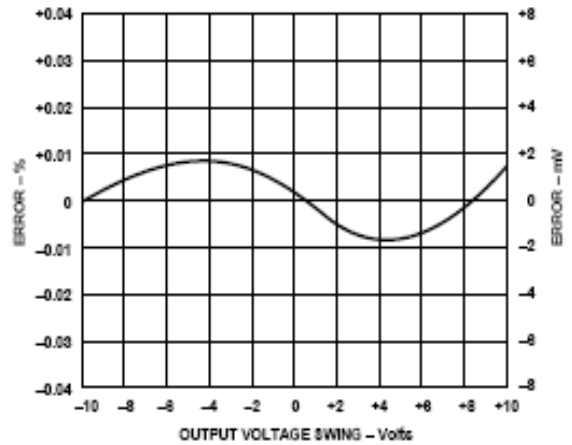


Figure 12. Gain Nonlinearity Error vs. Output

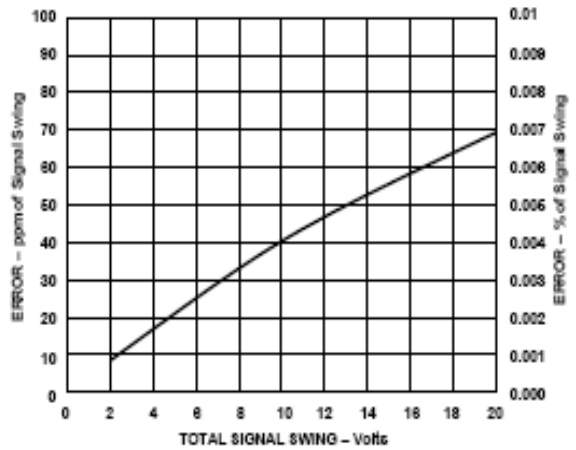


Figure 13. Gain Nonlinearity vs. Output Swing

Gain vs. Temperature: Figure 14 illustrates the AD210's gain vs. temperature performance. The gain versus temperature performance illustrated is for an AD210 configured as a unity gain amplifier.

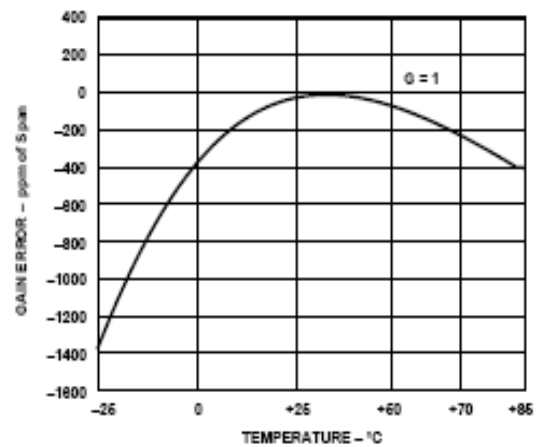


Figure 14. Gain vs. Temperature

AD210

Isolated Power: The AD210 provides isolated power at the input and output ports. This power is useful for various signal conditioning tasks. Both ports are rated at a nominal $\pm 15\text{ V}$ at 5 mA .

The load characteristics of the isolated power supplies are shown in Figure 15. For example, when measuring the load rejection of the input isolated supplies V_{ISS} , the load is placed between $+V_{ISS}$ and $-V_{ISS}$. The curves labeled V_{ISS} and V_{OSS} are the individual load rejection characteristics of the input and the output supplies, respectively.

There is also some effect on either isolated supply when loading the other supply. The curve labeled CROSSLOAD indicates the sensitivity of either the input or output supplies as a function of the load on the opposite supply.

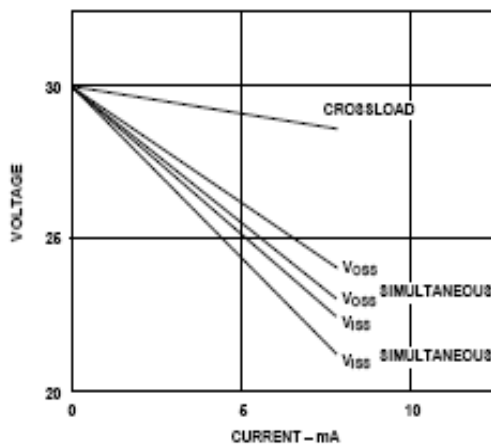


Figure 15. Isolated Power Supplies vs. Load

Lastly, the curves labeled V_{OSS} simultaneous and V_{ISS} simultaneous indicate the load characteristics of the isolated power supplies when an equal load is placed on both supplies.

The AD210 provides short circuit protection for its isolated power supplies. When either the input supplies or the output supplies are shorted to input common or output common, respectively, no damage will be incurred, even under continuous application of the short. However, the AD210 may be damaged if the input and output supplies are shorted simultaneously.

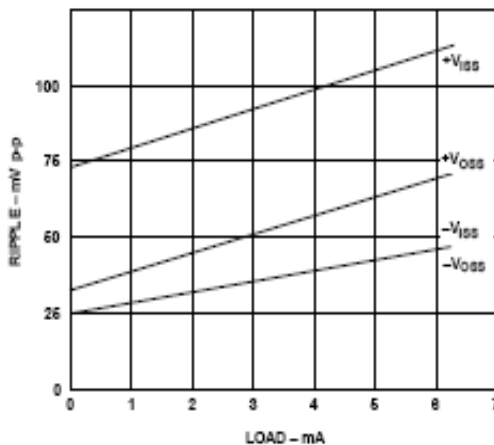


Figure 16a. Isolated Supply Ripple vs. Load (External $4.7\ \mu\text{F}$ Bypass)

Under any circumstances, care should be taken to ensure that the power supplies do not accidentally become shorted.

The isolated power supplies exhibit some ripple which varies as a function of load. Figure 16a shows this relationship. The AD210 has internal bypass capacitance to reduce the ripple to a point where performance is not affected, even under full load.

Since the internal circuitry is more sensitive to noise on the negative supplies, these supplies have been filtered more heavily. Should a specific application require more bypassing on the isolated power supplies, there is no problem with adding external capacitors. Figure 16b depicts supply ripple as a function of external bypass capacitance under full load.

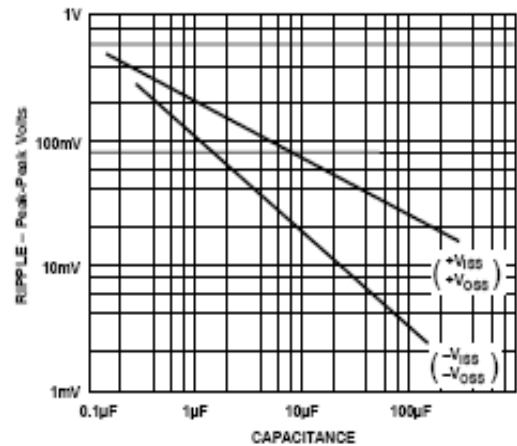


Figure 16b. Isolated Power Supply Ripple vs. Bypass Capacitance (Volts p-p, 1 MHz Bandwidth, 5 mA Load)

APPLICATIONS EXAMPLES

Noise Reduction in Data Acquisition Systems: Transformer coupled isolation amplifiers must have a carrier to pass both ac and dc signals through their signal transformers. Therefore, some carrier ripple is inevitably passed through to the isolator output. As the bandwidth of the isolator is increased more of the carrier signal will be present at the output. In most cases, the ripple at the AD210's output will be insignificant when compared to the measured signal. However, in some applications, particularly when a fast analog-to-digital converter is used following the isolator, it may be desirable to add filtering; otherwise ripple may cause inaccurate measurements. Figure 17 shows a circuit that will limit the isolator's bandwidth, thereby reducing the carrier ripple.

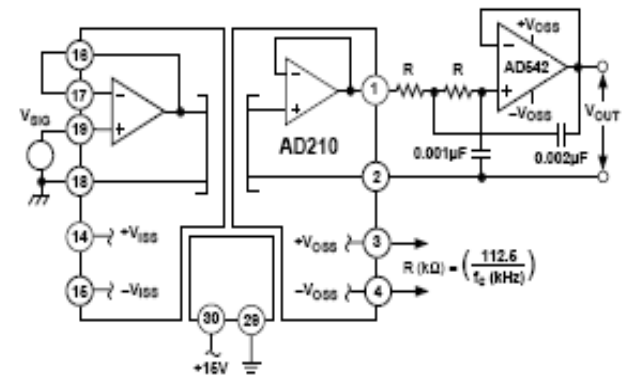


Figure 17. 2-Pole, Output Filter

Self-Powered Current Source

The output circuit shown in Figure 18 can be used to create a self-powered output current source using the AD210. The $2\text{ k}\Omega$ resistor converts the voltage output of the AD210 to an equiva-

lent current $V_{OUT}/2\text{ k}\Omega$. This resistor directly affects the output gain temperature coefficient, and must be of suitable stability for the application. The external low power op amp, powered by $+V_{OSS}$ and $-V_{OSS}$, maintains its summing junction at output common. All the current flowing through the $2\text{ k}\Omega$ resistor flows through the output Darlington pass devices. A Darlington configuration is used to minimize loss of output current to the base.

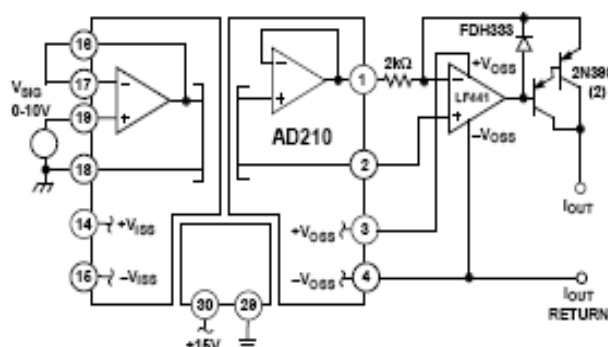


Figure 18. Self-Powered Isolated Current Source

The low leakage diode is used to protect the base-emitter junction against reverse bias voltages. Using $-V_{OSS}$ as a current return allows more than 10 V of compliance. Offset and gain control may be done at the input of the AD210 or by varying the $2\text{ k}\Omega$ resistor and summing a small correction current directly into the summing node. A nominal range of 1 mA–5 mA is recommended since the current output cannot reach zero due to reverse bias and leakage currents. If the AD210 is powered from the input potential, this circuit provides a fully isolated, wide bandwidth current output. This configuration is limited to 5 mA output current.

Isolated V-to-I Converter

Illustrated in Figure 19, the AD210 is used to convert a 0 V to +10 V input signal to an isolated 4–20 mA output current. The AD210 isolates the 0 V to +10 V input signal and provides a proportional voltage at the isolator's output. The output circuit converts the input voltage to a 4–20 mA output current, which in turn is applied to the loop load R_{LOAD} .

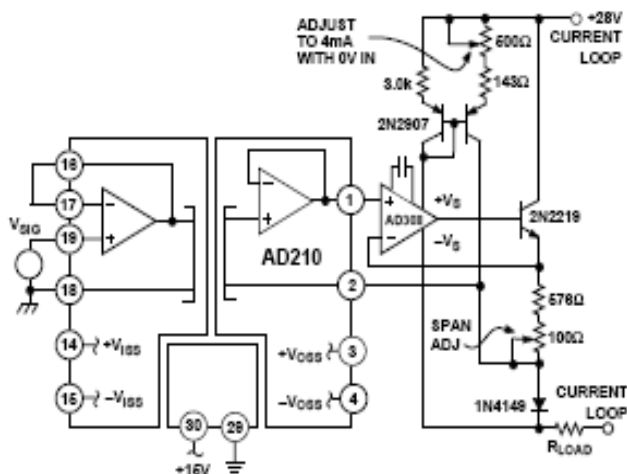


Figure 19. Isolated Voltage-to-Current Loop Converter

Isolated Thermocouple Amplifier

The AD210 application shown in Figure 20 provides amplification, isolation and cold-junction compensation for a standard J type thermocouple. The AD590 temperature sensor accurately

monitors the input terminal (cold-junction). Ambient temperature changes from 0°C to $+40^\circ\text{C}$ sensed by the AD590, are cancelled out at the cold junction. Total circuit gain equals 183; 100 and 1.83, from A1 and the AD210 respectively. Calibration is performed by replacing the thermocouple junction with plain thermocouple wire and a millivolt source set at 0.0000 V (0°C) and adjusting R_O for E_{OUT} equal to 0.000 V. Set the millivolt source to +0.02185 V (400°C) and adjust R_G for V_{OUT} equal to +4.000 V. This application circuit will produce a nonlinearized output of about $+10\text{ mV}/^\circ\text{C}$ for a 0°C to $+400^\circ\text{C}$ range.

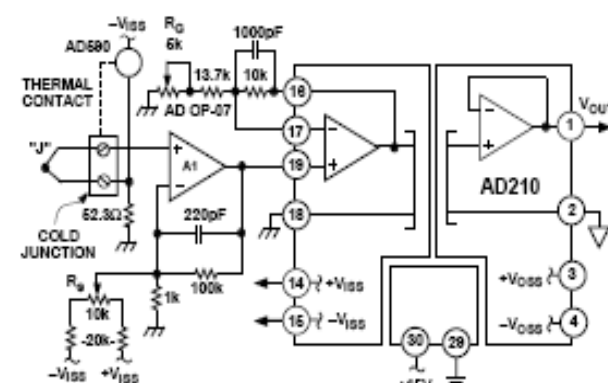


Figure 20. Isolated Thermocouple Amplifier

Precision Floating Programmable Reference

The AD210, when combined with a digital-to-analog converter, can be used to create a fully floating voltage output. Figure 21 shows one possible implementation.

The digital inputs of the AD7541 are TTL or CMOS compatible. Both the AD7541 and AD581 voltage reference are powered by the isolated power supply $+V_{ISS}$. I_{COM} should be tied to input digital common to provide a digital ground reference for the inputs.

The AD7541 is a current output DAC and, as such, requires an external output amplifier. The uncommitted input amplifier internal to the AD210 may be used for this purpose. For best results, its input offset voltage must be trimmed as shown.

The output voltage of the AD210 will go from 0 V to -10 V for digital inputs of 0 and full scale, respectively. However, since the output port is truly isolated, V_{OUT} and O_{COM} may be freely interchanged to get 0 V to +10 V.

This circuit provides a precision 0 V–10 V programmable reference with a $\pm 3500\text{ V}$ common-mode range.

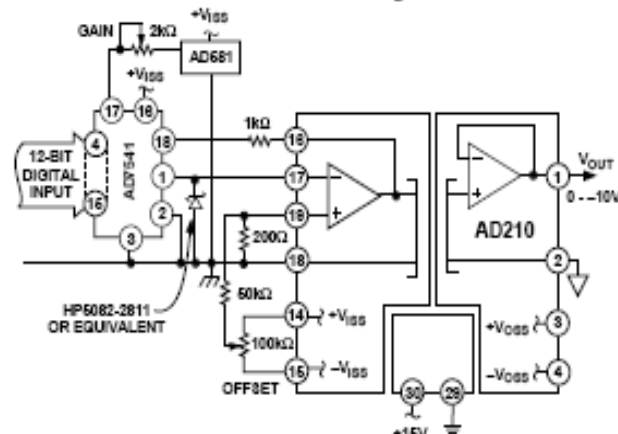


Figure 21. Precision Floating Programmable Reference

AD210

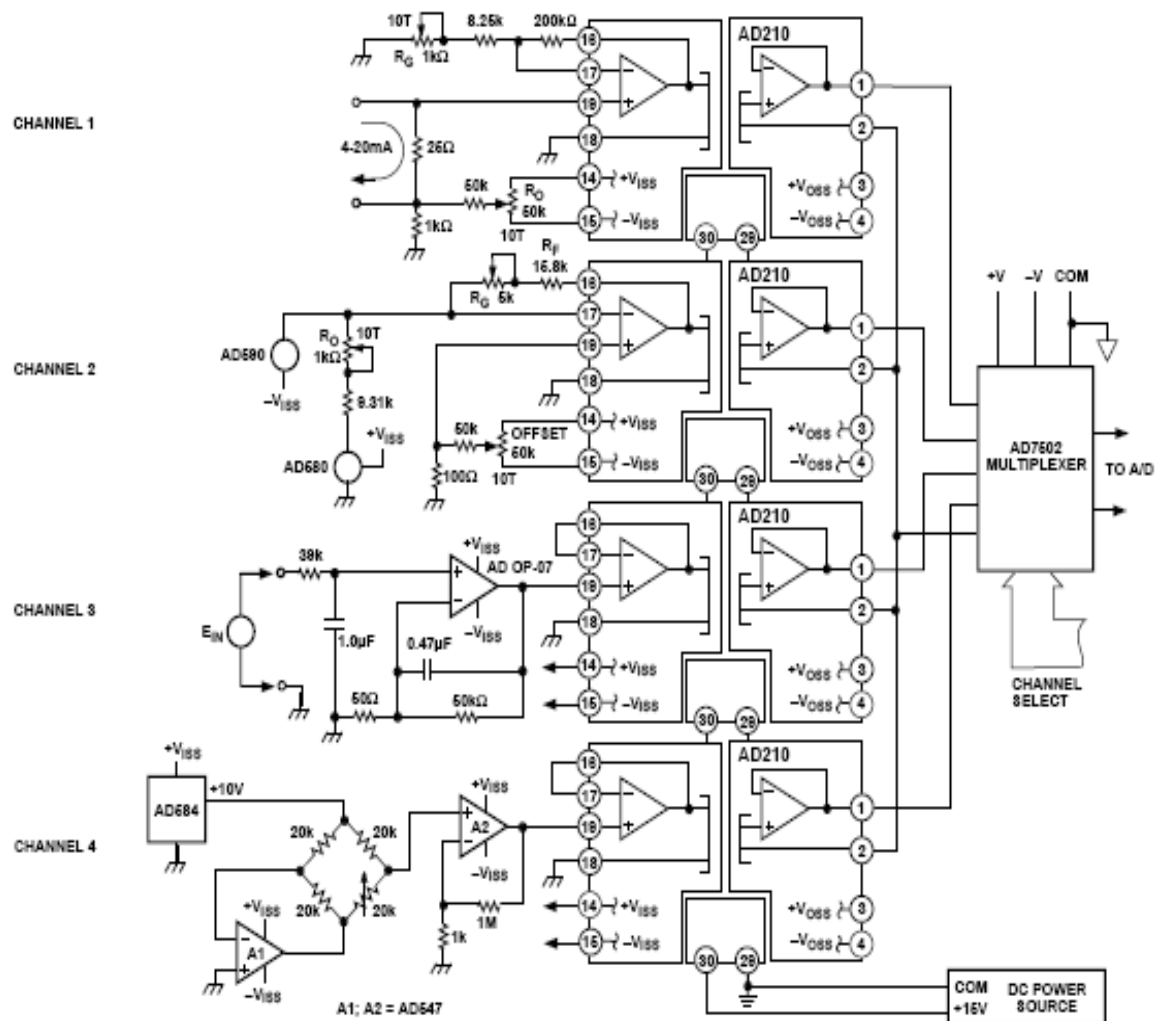


Figure 22. Multichannel Data Acquisition Front-End

MULTICHANNEL DATA ACQUISITION FRONT-END

Illustrated in Figure 22 is a four-channel data acquisition front-end used to condition and isolate several common input signals found in various process applications. In this application, each AD210 will provide complete isolation from input to output as well as channel to channel. By using an isolator per channel, maximum protection and rejection of unwanted signals is obtained. The three-port design allows the AD210 to be configured as an input or output isolator. In this application the isolators are configured as input devices with the power port providing additional protection from possible power source faults.

Channel 1: The AD210 is used to convert a 4–20 mA current loop input signal into a 0 V–10 V input. The 25 Ω shunt resistor converts the 4–20 mA current into a +100 mV to +500 mV signal. The signal is offset by –100 mV via R_O to produce a 0 mV to +400 mV input. This signal is amplified by a gain of 25 to produce the desired 0 V to +10 V output. With an open circuit, the AD210 will show –2.5 V at the output.

Channel 2: In this channel, the AD210 is used to condition and isolate a current output temperature transducer, Model AD590. At +25°C, the AD590 produces a nominal current of 298.2 μA. This level of current will change at a rate of 1 μA/°C. At –17.8°C (0°F), the AD590 current will be reduced by 42.8 μA to +255.4 μA. The

AD580 reference circuit provides an equal but opposite current, resulting in a zero net current flow, producing a 0 V output from the AD210. At +100°C (+212°F), the AD590 current output will be 373.2 μA minus the 255.4 μA offsetting current from the AD580 circuit to yield a +117.8 μA input current. This current is converted to a voltage via R_F and R_G to produce an output of +2.12 V. Channel 2 will produce an output of +10 mV/°F over a 0°F to +212°F span.

Channel 3: Channel 3 is a low level input channel configured with a high gain amplifier used to condition millivolt signals. With the AD210's input set to unity and the input amplifier set for a gain of 1000, a ±10 mV input will produce a ±10 V at the AD210's output.

Channel 4: Channel 4 illustrates one possible configuration for conditioning a bridge circuit. The AD584 produces a +10 V excitation voltage, while A1 inverts the voltage, producing negative excitation. A2 provides a gain of 1000 V/V to amplify the low level bridge signal. Additional gain can be obtained by reconfiguration of the AD210's input amplifier. ± V_{ISS} provides the complete power for this circuit, eliminating the need for a separate isolated excitation source.

Each channel is individually addressed by the multiplexer's channel select. Additional filtering or signal conditioning should follow the multiplexer, prior to an analog-to-digital conversion stage.

Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms	50	A
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A
R_M	Measuring resistance @		
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\text{max}}$ @ $\pm 70 \text{ A}_{\text{max}}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ $R_{\text{Mmin}} \quad R_{\text{Mmax}}$ 10 100 60 95 Ω 10 50 60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\text{max}}$ @ $\pm 70 \text{ A}_{\text{max}}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$ $R_{\text{Mmin}} \quad R_{\text{Mmax}}$ 50 160 135 155 Ω 50 90 135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω
I_{SN}	Secondary nominal current rms	50	mA
K_N	Conversion ratio	1 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_0	mA
V_d	Rms voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$ @ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.65 ± 0.90	%
ϵ_L	Linearity error		< 0.15	%
I_0	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ ± 0.2	mA
I_{0M}	Magnetic offset current ³⁾ @ $I_p = 0$ and specified R_M after an overload of $3 \times I_{PN}$		Maxi ± 0.3	mA
I_{0T}	Temperature variation of I_0	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$ $-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1 ± 0.1	± 0.5 ± 0.6 mA
t_n	Reaction time @ 10 % of I_{PN}		< 500	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{PN} Step		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	$-25 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-40 \dots +90$	$^\circ\text{C}$
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$	80 85 Ω
m	Mass	18	g
	Standards	EN 50178: 1997	

Notes: ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{\text{max}}$
²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{\text{max}}$
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit.

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

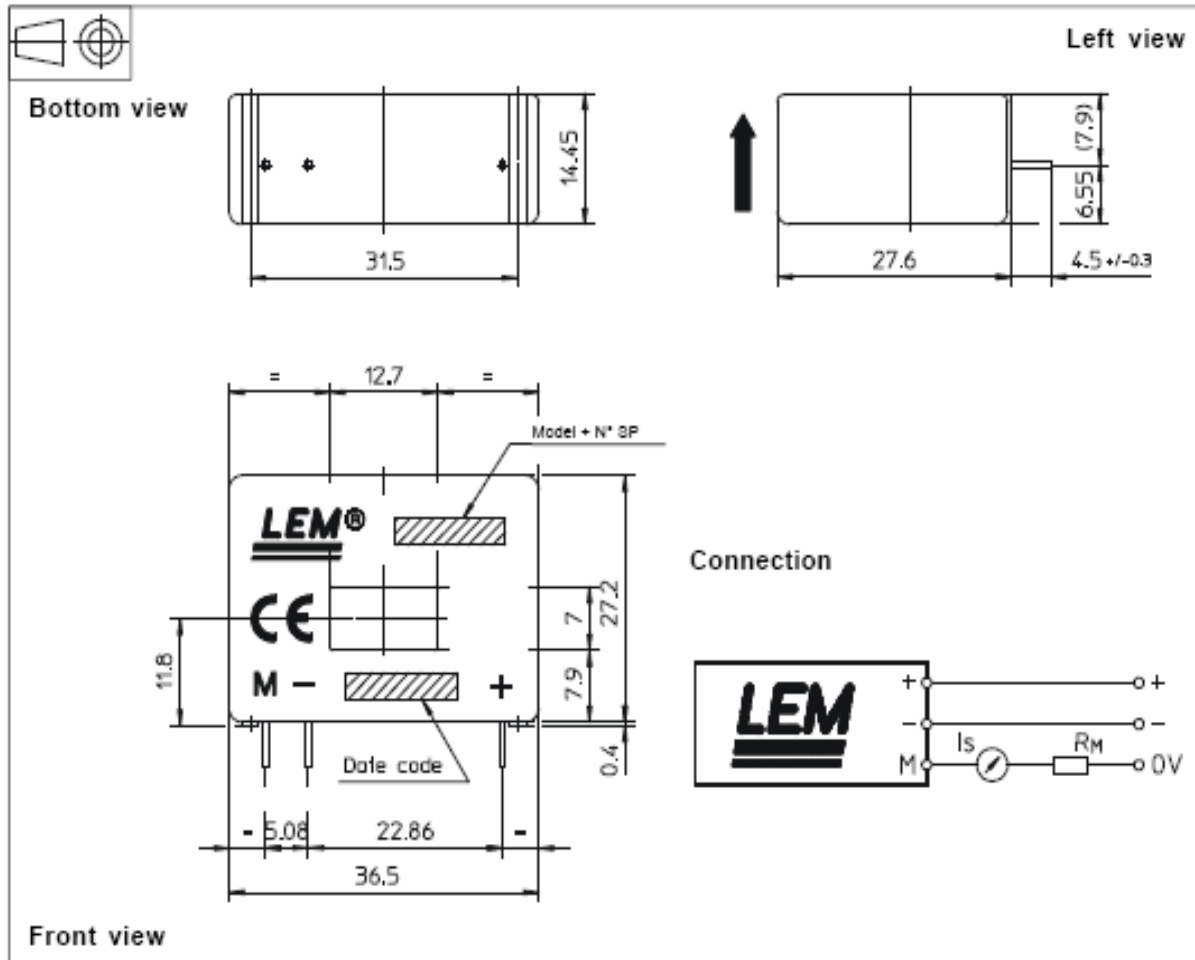
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application Domain

- Industrial.

Dimensions LA 55-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7 x 7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins
- Recommended PCB hole 0.63 x 0.56 mm
- 0.9 mm

Remarks

- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Safety


This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a built-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation. A protective housing or additional shield could be used. Main supply must be able to be disconnected.

LF412

Low Offset, Low Drift Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

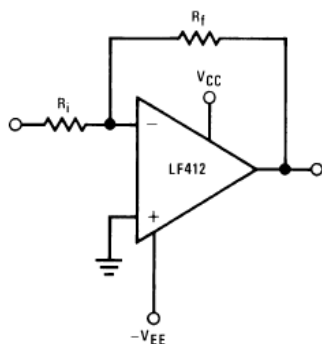
These devices are low cost, high speed, JFET input operational amplifiers with very low input offset voltage and guaranteed input offset voltage drift. They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF412 dual is pin compatible with the LM1558, allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage and drift, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth.

Features

- Internally trimmed offset voltage: 1 mV (max)
- Input offset voltage drift: $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (max)
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise current: $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth: 3 MHz (min)
- High slew rate: $10\text{V}/\mu\text{s}$ (min)
- Low supply current: 1.8 mA/Amplifier
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion $\leq 0.02\%$
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Typical Connection



00565641

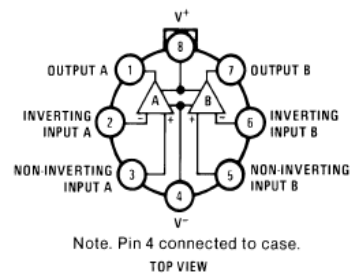
Ordering Information

LF412XYZ

- X indicates electrical grade
- Y indicates temperature range
- “M” for military
- “C” for commercial
- Z indicates package type
- “H” or “N”

Connection Diagrams

Metal Can Package

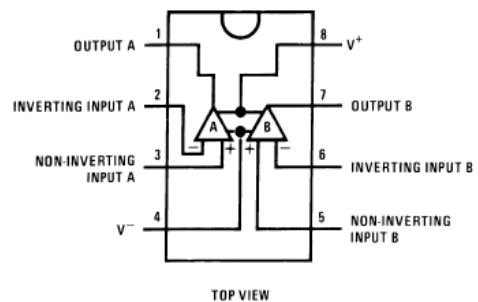


Note. Pin 4 connected to case.
TOP VIEW

00565642

Order Number LF412MH, LF412CH
or LF412MH/883 (Note 1)
See NS Package Number H08A

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

00565644

Order Number LF412ACN, LF412CN
or LF412MJ/883 (Note 1)
See NS Package Number J08A or N08E

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

(Note 11)

	LF412A	LF412
Supply Voltage	±22V	±18V
Differential Input Voltage	±38V	±30V
Input voltage Range (Note 3)	±19V	±15V
Output Short Circuit Duration (Note 4)	Continuous	Continuous

H Package N Package

Power Dissipation

	H Package (Note 5)	N Package (Note 6)
(Note 12)		
T_j max	150°C	115°C
θ_{JA} (Typical)	152°C/W	115°C/W
Operating Temp. Range		
Storage Temp. Range	-65°C ≤ T_A ≤ 150°C -65°C ≤ T_A ≤ 150°C	
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C	260°C
ESD Tolerance (Note 13)	1700V	1700V

DC Electrical Characteristics

(Note 7)

Symbol	Parameter	Conditions	LF412A			LF412			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S=10\text{ k}\Omega$, $T_A=25^\circ\text{C}$		0.5	1.0		1.0	3.0	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S=10\text{ k}\Omega$ (Note 8)		7	10		7	20	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Input Offset Current	$V_S=\pm 15\text{V}$ (Notes 7, 9)	$T_j=25^\circ\text{C}$	25	100		25	100	pA
			$T_j=70^\circ\text{C}$		2			2	nA
			$T_j=125^\circ\text{C}$		25			25	nA
I_B	Input Bias Current	$V_S=\pm 15\text{V}$ (Notes 7, 9)	$T_j=25^\circ\text{C}$	50	200		50	200	pA
			$T_j=70^\circ\text{C}$		4			4	nA
			$T_j=125^\circ\text{C}$		50			50	nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j=25^\circ\text{C}$		10^{12}		10^{12}		Ω	
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S=\pm 15\text{V}$, $V_O=\pm 10\text{V}$, $R_L=2\text{k}$, $T_A=25^\circ\text{C}$	50	200		25	200		V/mV
		Over Temperature	25	200		15	200		V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S=\pm 15\text{V}$, $R_L=10\text{k}$	±12	±13.5		±12	±13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range		±16	+19.5		±11	+14.5		V
				-16.5			-11.5		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S\leq 10\text{k}$	80	100		70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 10)	80	100		70	100		dB
I_S	Supply Current	$V_O = 0\text{V}$, $R_L = \infty$		3.6	5.6		3.6	6.5	mA

Note 2: "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.

AC Electrical Characteristics

(Note 7)

Symbol	Parameter	Conditions	LF412A			LF412			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A=25^\circ\text{C}$, $f=1\text{ Hz}-20\text{ kHz}$ (Input Referred)		-120			-120		dB
SR	Slew Rate	$V_S=\pm 15\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$	10	15		8	15		V/ μs
GBW	Gain-Bandwidth Product	$V_S=\pm 15\text{V}$, $T_A=25^\circ\text{C}$	3	4		2.7	4		MHz

AC Electrical Characteristics (Continued)

(Note 7)

Symbol	Parameter	Conditions	LF412A			LF412			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
THD	Total Harmonic Dist	$A_V=+10$, $R_L=10k$, $V_O=20$ Vp-p, $BW=20$ Hz-20 kHz		≤ 0.02			≤ 0.02		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A=25^\circ\text{C}$, $R_S=100\Omega$, $f=1$ kHz		25			25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_A=25^\circ\text{C}$, $f=1$ kHz		0.01			0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$

Note 3: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 4: Any of the amplifier outputs can be shorted to ground indefinitely, however, more than one should not be simultaneously shorted as the maximum junction temperature will be exceeded.

Note 5: For operating at elevated temperature, these devices must be derated based on a thermal resistance of θ_{jA} .

Note 6: These devices are available in both the commercial temperature range $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ and the military temperature range $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$. The temperature range is designated by the position just before the package type in the device number. A "C" indicates the commercial temperature range and an "M" indicates the military temperature range. The military temperature range is available in "H" package only. In all cases the maximum operating temperature is limited by internal junction temperature T_j max.

Note 7: Unless otherwise specified, the specifications apply over the full temperature range and for $V_S = \pm 20\text{V}$ for the LF412A and for $V_S = \pm 15\text{V}$ for the LF412. V_{OS} , I_B , and I_{OS} are measured at $V_{CM}=0$.

Note 8: The LF412A is 100% tested to this specification. The LF412 is sample tested on a per amplifier basis to insure at least 85% of the amplifiers meet this specification.

Note 9: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j . Due to limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_j = T_A + \theta_{jA} P_D$ where θ_{jA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

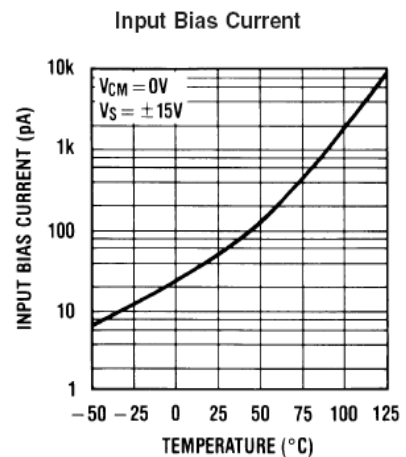
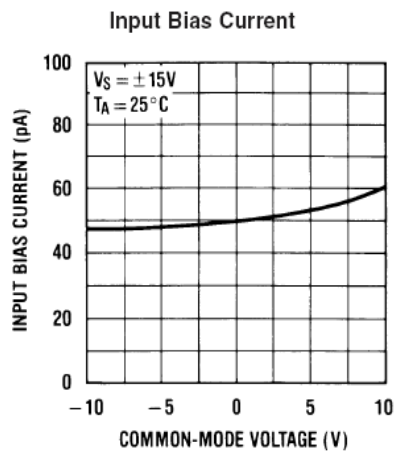
Note 10: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. $V_S = \pm 6\text{V}$ to $\pm 15\text{V}$.

Note 11: Refer to RETS412X for LF412MH and LF412MJ military specifications.

Note 12: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

Note 13: Human body model, $1.5\text{ k}\Omega$ in series with 100 pF .

Typical Performance Characteristics



**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL084, TL084A, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**
SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

- 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
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ μ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

description/ordering information

The TL08x JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08x family.

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

ORDERING INFORMATION

T _J	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	15 mV	PDIP (P)	Tube of 50	TL081CP	TL081CP
			Tube of 50	TL082CP	TL082CP
		PDIP (N)	Tube of 25	TL084CN	TL084CN
			SOIC (D)	Tube of 75	TL081CD
		Reel of 2500		TL081CDR	
		Tube of 75		TL082CD	TL082C
		Reel of 2500		TL082CDR	
		Tube of 50		TL084CD	TL084C
		Reel of 2500		TL084CDR	
		SOP (PS)	Reel of 2000	TL081CPSR	T081
			Reel of 2000	TL082CPSR	T082
		SOP (NS)	Reel of 2000	TL084CNSR	TL084
		TSSOP (PW)	Tube of 150	TL082CPW	T082
			Reel of 2000	TL082CPWR	
			Tube of 90	TL084CPW	T084
			Reel of 2000	TL084CPWR	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



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.



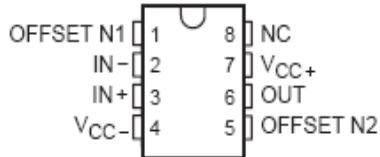
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B TL084, TL084A, TL084B JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

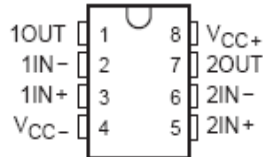
SLOS081G - FEBRUARY 1977 - REVISED SEPTEMBER 2004

TL081, TL081A, TL081B
D, P, OR PS PACKAGE
(TOP VIEW)

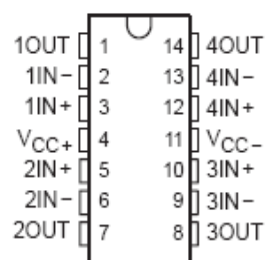


NC - No internal connection

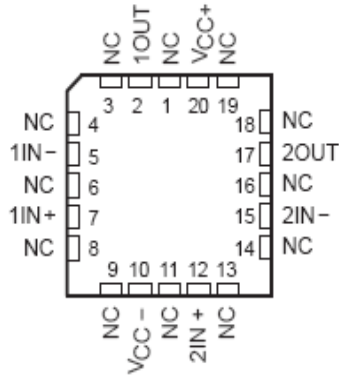
TL082, TL082A, TL082B
D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



TL084, TL084A, TL084B
D, J, N, NS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

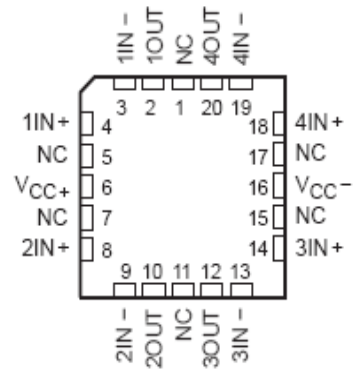


TL082M . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



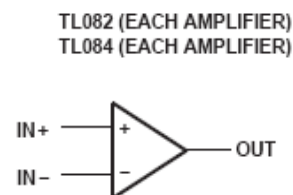
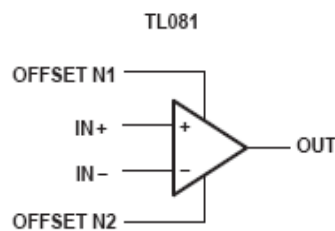
NC - No internal connection

TL084M . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

symbols



**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL084, TL084A, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS081G – FEBRUARY 1977 – REVISED SEPTEMBER 2004

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

	TL08_C TL08_AC TL08_BC	TL08_I	TL084Q	TL08_M	UNIT
Supply voltage, V_{CC+} (see Note 1)	18	18	18	18	V
Supply voltage V_{CC-} (see Note 1)	-18	-18	-18	-18	V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 30	± 30	± 30	± 30	V
Input voltage, V_I (see Notes 1 and 3)	± 15	± 15	± 15	± 15	V
Duration of output short circuit (see Note 4)	Unlimited	Unlimited	Unlimited	Unlimited	
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table				
Operating free-air temperature range, T_A	0 to 70	-40 to 85	-40 to 125	-55 to 125	°C
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 5 and 6)	D package (8-pin)	97	97		°C/W
	D package (14-pin)	86	86		
	N package (14-pin)	76	76		
	NS package (14-pin)	80			
	P package (8-pin)	85	85		
	PS package (8-pin)	95	95		
	PW package (8-pin)	149			
PW package (14-pin)	113	113			
Operating virtual junction temperature	150	150	150	150	°C
Case temperature for 60 seconds, T_C	FK package			260	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or JG package			300	°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°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:
- All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .
 - Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 - The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
 - 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.
 - Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 - The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

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 (14 pin)	680 mW	7.6 mW/°C	60°C	604 mW	490 mW	186 mW
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



**TL081, TL081A, TL081B, TL082, TL082A, TL082B
TL084, TL084A, TL084B
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS081G - FEBRUARY 1977 - REVISED SEPTEMBER 2004

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	T_A †	TL081C TL082C TL084C			TL081AC TL082AC TL084AC			TL081BC TL082BC TL084BC			TL081I TL082I TL084I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO}	Input offset voltage $V_O = 0$ $R_S = 50\ \Omega$	25°C Full range	3	15	20	3	6	7.5	2	3	5	3	6	9	mV
α_{VIO}	Temperature coefficient of input offset voltage $V_O = 0$ $R_S = 50\ \Omega$	Full range	18			18			18			18			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO}	Input offset current‡ $V_O = 0$	25°C Full range	5	200	2	5	100	2	5	100	5	100	10	pA	
I_{IB}	Input bias current‡ $V_O = 0$	25°C Full range	30	400	10	30	200	7	30	200	30	200	20	nA	
V_{ICR}	Common-mode input voltage range	25°C	-12 to 15			-12 to 15			-12 to 15			-12 to 15		V	
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing $R_L = 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C Full range	± 12 ± 12 ± 10	± 13.5 ± 13.5 ± 12		± 12 ± 12 ± 10	± 13.5 ± 13.5 ± 12		± 12 ± 12 ± 10	± 13.5 ± 13.5 ± 12		± 12 ± 12 ± 10	± 13.5 ± 13.5 ± 12	V	
A_{VD}	Large-signal differential voltage amplification $V_O = \pm 10\ \text{V}$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$ $V_O = \pm 10\ \text{V}$, $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C Full range	25	200	15	25	200	25	50	200	25	50	200	V/mV	
B_1	Unity-gain bandwidth	25°C	3			3			3		3			MHz	
r_i	Input resistance	25°C	10 ¹²			10 ¹²			10 ¹²		10 ¹²			Ω	
CMRR	Common-mode rejection ratio $V_{IC} = V_{ICRmin}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	25°C	70	86		75	86		75	86	75	86		dB	
kSVR	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$) $V_{CC} = \pm 15\ \text{V}$ to $\pm 9\ \text{V}$, $V_O = 0$, $R_S = 50\ \Omega$	25°C	70	86		80	86		80	86	80	86		dB	
I_{CC}	Supply current (per amplifier) $V_O = 0$, No load	25°C	1.4	2.8		1.4	2.8		1.4	2.8	1.4	2.8		mA	
V_{O1}/V_{O2}	Crosstalk attenuation $A_{VD} = 100$	25°C	120			120			120		120			dB	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified. Full range for T_A is 0°C to 70°C for TL08_C, TL08_AC, TL08_BC and -40°C to 85°C for TL08_I.

‡ Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 17. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.



Electrical Characteristics (LM7815)

(Refer to the test circuits. $-40^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 500\text{mA}$, $V_I = 23\text{V}$, $C_I = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	14.4	15.0	15.6	V	
		$5\text{mA} \leq I_O \leq 1\text{A}$, $P_O \leq 15\text{W}$, $V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	14.25	15.0	15.75		
Line Regulation (Note 14)	Regline	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	-	11.0	300	mV
			$V_I = 20\text{V to } 26\text{V}$	-	3.0	150	
Load Regulation (Note 14)	Regload	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	$I_O = 5\text{mA to } 1.5\text{mA}$	-	12.0	300	mV
			$I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$	-	4.0	150	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	5.2	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5\text{mA to } 1\text{A}$ $V_I = 17.5\text{V to } 30\text{V}$	-	-	0.5	mA	
			-	-	1.0		
Output Voltage Drift (Note 15)	$\Delta V_O/\Delta T$	$I_O = 5\text{mA}$	-	-1.0	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10\text{Hz to } 100\text{kHz}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	90.0	-	$\mu\text{V}/V_O$	
Ripple Rejection (Note 15)	RR	$f = 120\text{Hz}$, $V_I = 18.5\text{V to } 28.5\text{V}$	54.0	70.0	-	dB	
Dropout Voltage	V_{DROP}	$I_O = 1\text{A}$, $T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2.0	-	V	
Output Resistance (Note 15)	r_O	$f = 1\text{kHz}$	-	19.0	-	$\text{m}\Omega$	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35\text{V}$, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$	-	250	-	mA	
Peak Current (Note 15)	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}\text{C}$	-	2.2	-	A	

Note 14: Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

Note 15: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Electrical Characteristics

Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500\text{mA}$, $C_{IN} = 2.2\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, Power Dissipation $\leq 1.5\text{W}$.

Part Number			LM7912C			LM7915C			Units	
Output Voltage			-12V			-15V				
Input Voltage (unless otherwise specified)			-19V			-23V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-11.5	-12.0	-12.5	-14.4	-15.0	-15.6	V	
		$5\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$,	-11.4		-12.6	-14.25		-15.75	V	
		$P \leq 15\text{W}$	$(-27 \leq V_{IN} \leq -14.5)$			$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$			V	
ΔV_O	Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 3)		5	80		5	100	mV	
				$(-30 \leq V_{IN} \leq -14.5)$			$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$			V
				3	30		3	50	mV	
				$(-22 \leq V_{IN} \leq -16)$			$(-26 \leq V_{IN} \leq -20)$			V
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 3)								

Electrical Characteristics (Continued)

Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 500\text{mA}$, $C_{IN} = 2.2\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 1\mu\text{F}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, Power Dissipation $\leq 1.5\text{W}$.

Part Number			LM7912C			LM7915C			Units
Output Voltage			-12V			-15V			
Input Voltage (unless otherwise specified)			-19V			-23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
		$5\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{A}$		15	200		15	200	mV
		$250\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 750\text{mA}$		5	75		5	75	mV
I_Q	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1.5	3		1.5	3	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	With Line			0.5			0.5	mA
			$(-30 \leq V_{IN} \leq -14.5)$			$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$			V
		With Load, $5\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 1\text{A}$			0.5			0.5	mA
V_n	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{Hz} \leq f \leq 100\text{Hz}$		300			375		μV
	Ripple Rejection	$f = 120\text{Hz}$	54	70		54	70		dB
			$(-25 \leq V_{IN} \leq -15)$			$(-30 \leq V_{IN} \leq -17.5)$			V
	Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{OUT} = 1\text{A}$		1.1			1.1		V
$I_{O\text{MAX}}$	Peak Output Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$		2.2			2.2		A
	Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 5\text{mA}$, $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 100^\circ\text{C}$		-0.8			-1.0		$\text{mV}/^\circ\text{C}$