



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΑΡΟΧΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΠΟ Η/Υ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Λουκάς Γ. Κορακίτης

Επιβλέπων : Παναγιώτης Θ. Τσαραμπάρης
Λέκτορας ΕΜΠ

Αθήνα , Νοέμβριος 2011



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

ΔΙΑΤΑΞΗ ΠΑΡΟΧΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΠΟ Η/Υ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Λουκάς , Γ. Κορακίτης

Επιβλέπων : Παναγιώτης Θ. Τσαραμπάρης

Λέκτορας ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή το Νοέμβριο 2011.

.....
Παναγιώτης Θ. Τσαραμπάρης
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

.....
Νικόλαος Ι. Θεοδώρου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κων/νος Γ. Καραγιαννόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα , Νοέμβριος 2011

.....
Λουκάς, Γ. Κορακίτης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Λουκάς, Κορακίτης, 2011.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	8
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ	10

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο : Εισαγωγή

1.1 Εισαγωγή	11
1.2 Είδη τροφοδοτικών.....	11
1.2.1 Γραμμικό τροφοδοτικό	11
1.2.2 Παλμοτροφοδοτικά	16
1.2.2.1 Μετατροπέας επιστροφής (flyback converter)	16
1.2.2.2 Μετατροπέας ορθής φοράς (Forward converter)	17
1.2.2.3 Μετατροπέας Εναλλαγής (Push pull converter)	18
1.2.2.4 Μετατροπέας Ημιγέφυρας (Half Bridge converter)	19
1.2.2.5 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας (Full bridge converter)	19
1.2.3 Χαρακτηριστικά τροφοδοτικών	20
1.3 Τελεστικοί Ενισχυτές	21
1.3.1 Ακόλουθος τάσης	22
1.3.2 Διαφορικός ενισχυτής	22
1.3.3 Ενισχυτής οργάνων	23
1.3.4 Συγκριτής	24
1.4 Υπολογισμός ψυκτρών	24

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο : ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΠΑΡΟΧΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΠΡΑΓΜΑΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΕΞΟΔΟΥ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΜΕ Η/Υ

2.1 Εισαγωγή	28
2.2 Αναλογικό Κύκλωμα	30
2.2.1 Κύκλωμα Ισχύος	30
2.2.2 Κύκλωμα Ελέγχου και Μέτρησης τάσης	35
2.2.3 Κύκλωμα Μέτρησης Ρεύματος Εξόδου	40

2.2.3.1	Κύκλωμα δημιουργίας σήματος	42
2.2.3.2	Κύκλωμα ενίσχυσης	45
2.2.3.3	Κύκλωμα τροφοδότησης του ενισχυτή οργάνων AD620	46
2.2.3.4	Κύκλωμα επιλογής κλίμακας	48
2.2.4	Κυκλώματα Παραγωγής Διαφόρων Τάσεων	50
2.2.4.1	Κυκλώματα παραγωγής 32V και 12V	50
2.2.4.2	Κύκλωμα παραγωγής -2.5V	53
2.2.5	Σχεδιασμός Χειροκίνητης Λειτουργίας	55

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο : ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΜΕΣΩ Η/Υ

3.1	Εισαγωγή	60
3.2	Πρόγραμμα οδήγησης	60
3.2.1	Διαδικασία ρύθμισης τάσης	60
3.2.2	Διαδικασία ρύθμισης ρεύματος , αυτόματη επιλογή κλίμακας και επιλογή ορίου ρεύματος.....	61
3.3	Διαδικασία εκκίνησης της διάταξης και οδηγός χρήσης προγράμματος	63

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο : ΒΑΘΜΟΝΟΜΗΣΗ

4.1	Εισαγωγή	64
4.2	Θεωρία μεθόδου προσέγγισης μετρήσεων	64
4.3	Βαθμονόμηση τάσης	65
4.4	Βαθμονόμηση Ρεύματος	68

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5ο : ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ

5.1	Εισαγωγή	73
5.2	Μέτρηση ρύθμισης γραμμής	73
5.3	Μέτρηση ρύθμισης φορτίου	74
5.4	Μέτρηση κυμάτωσης	76
5.5	Μέτρηση απόδοσης	76
5.6	Σχολιασμός των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του τροφοδοτικού	78

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6ο : ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ

6.1 Εισαγωγή	79
6.2 Κυκλώματα πλακετών	79

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: ΣΥΣΚΕΥΗ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ ΝΙ USB-6008	86
------------------------------------------------------------	----

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΥΛΙΚΩΝ	87
--------------------------------------------	----

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	90
---------------------------	----

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και κατασκευή μιας διάταξης παροχής συνεχούς τάσης 0-30V, 2A η οποία θα συνδέεται με Η/Υ και μέσω λογισμικού ο χρήστης θα ελέγχει την τάση και το ρεύμα εξόδου. Στο 1^ο κεφάλαιο της εργασίας αναφέρονται τα θεωρητικά στοιχεία που απαιτούνται για την σχεδίαση. Ακολούθως, αναλύονται τα μέρη του τροφοδοτικού, η επιλογή των κυκλωμάτων καθώς και ο υπολογισμός των στοιχείων. Το 3^ο κεφάλαιο ασχολείται με την δημιουργία του προγράμματος ελέγχου. Ο χρήστης θα επιλέγει την επιθυμητή τάση εξόδου καθώς και ένα όριο ρεύματος το οποίο εάν ξεπεραστεί, η τάση θα μηδενίζεται. Στη συνέχεια παρατίθεται η μεθοδολογία για την βαθμονόμηση της συσκευής καθώς και οι μετρήσεις που έγιναν για το σκοπό αυτό. Στο 5^ο κεφάλαιο, αναφέρονται οι μετρητικές διατάξεις καθώς επίσης και οι μετρήσεις που διεξήχθησαν για τον υπολογισμό των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του τροφοδοτικού. Και τέλος, στο 6^ο κεφάλαιο, γίνεται μια σύντομη περιγραφή της ολοκληρωμένης κατασκευής.

Λέξεις κλειδιά : Τροφοδοτικό , Τροφοδοτικό ελεγχόμενο από υπολογιστή ,Σχεδίαση τροφοδοτικού , Μετατροπείας τάσης , Όριο ρεύματος

ABSTRACT

The purpose of this thesis is the design and construction of a power supply 0-30V, 2A which will be connected to a PC and via a software the user will be able to control the voltage and the current. In the first chapter of this work, there is all the theoretical information needed by the design. Afterwards, the parts of the power supply, the choice of circuits as well as the calculation of electronic accessories are analyzed. The third chapter deals with the creation of the control program. User will select the desire output voltage and a current limit, which if is exceeded then the output voltage will be zero. Thereafter, the methodology for the device calibration and the measurements which were taken for this reason are presented. The fifth chapter refers to the measurement circuits which were used for the calculation of electrical characteristics of the power supply. Finally, in the sixth chapter, the whole construction of this device is described.

Keywords: Power supply, Power supply is controlled from PC, Power supply design, Voltage converter, Current limit

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Για την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέπων, Λέκτορα Παναγιώτη Τσαραμπάρη για την βοήθεια του καθώς και για την παραχώρηση του εργαστηρίου με πλήρη εξοπλισμό για τις διάφορες μετρήσεις και δοκιμές που χρειάστηκαν. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου για την συμπαράσταση της καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

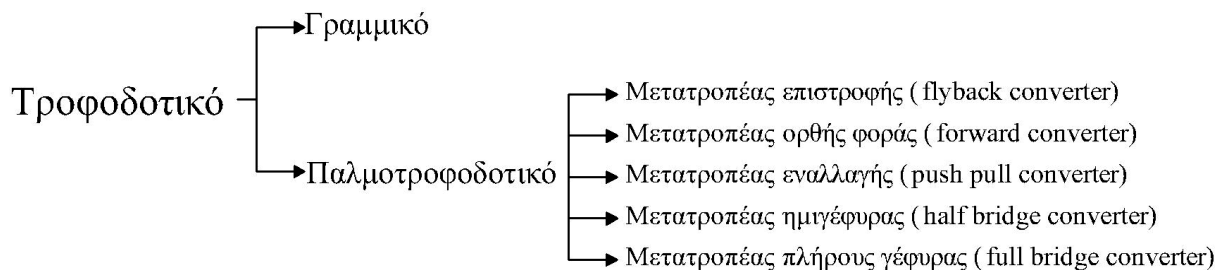
ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται αναφορά στη θεωρία που χρησιμοποιήθηκε κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων. Στην 2^η παράγραφο αναφέρονται τα είδη των τροφοδοτικών ώστε να γίνει κατανοητό η τοπολογία που επιλέχθηκε να εφαρμοστεί. Στην συνέχεια παρατίθενται βασικά κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών και τέλος, αναλύεται ο τρόπος ψύξης των τρανζίστορ ισχύος.

1.2 Είδη τροφοδοτικών

Τα τροφοδοτικά μετατρέπουν την εναλλασσόμενη (ac) τάση σε συνεχή (dc). Επίσης έχουν τη δυνατότητα να παράγουν σταθεροποιημένη αλλά και ρυθμιζόμενη dc τιμή τάσης. Μια κατάταξη των διαφόρων τροφοδοτικών δίδεται στο σχήμα 1.2-1 οι οποίες και αναλύονται στις επόμενες παραγράφους.



Σχήμα 1.2-1: Είδη τροφοδοτικών

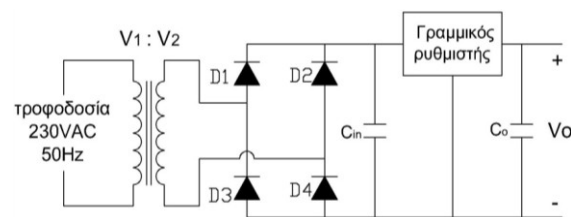
1.2.1 Γραμμικό τροφοδοτικό

Στο σχήμα 1.2.1-1 φαίνονται δύο συνηθισμένες τοπολογίες γραμμικού τροφοδοτικού. Και τα δύο κυκλώματα υλοποιούν την πλήρη ανόρθωση της τάσης με τις διόδους και την μείωση της κυμάτωσης μέσω του πυκνωτή. Το κύκλωμα με την μεσαία λήψη του μετασχηματιστή προτιμάται για χαμηλές τιμές της τάσης εξόδου λόγω της πτώσης τάσης μόνο μιας διόδου. Για 5

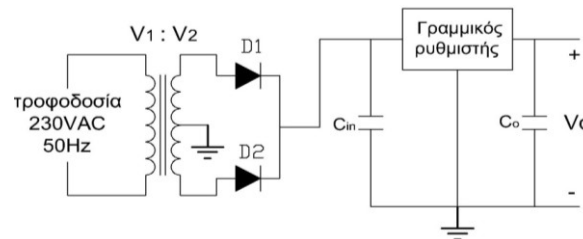
και 12V συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται διόδοι schottky επειδή παρουσιάζουν μικρότερη πτώση τάσης στα άκρα τους από τις διόδους υψηλής ταχύτητας. Με αυτό τον τρόπο αυξάνεται η απόδοση της μετατροπής ισχύος. Όμως κάθε διόδος θα πρέπει να αντέχει δύο φορές την τάση που θα εφαρμοζόταν σε μια διόδο σε συνδεσμολογία γέφυρας διόδων για την ίδια τάση εισόδου. Οι γραμμικοί ρυθμιστές τάσης συμπεριφέρονται σαν μια μεταβλητή αντίσταση μεταξύ της εισόδου και εξόδου. Ένας από τους περιορισμούς στην απόδοση οφείλεται στο ότι το γραμμικό τρανζίστορ που ρυθμίζει την τάση πρέπει να κόβει την διαφορά στην τάση εισόδου και εξόδου. Συνεπώς, η ισχύς που καταναλώνεται πάνω στο τρανζίστορ δίνεται από την σχέση 1.2.1-1

$$P_D = (V_{in} - V_o) \cdot I_o . \quad (1.2.1-1)$$

Όπου, P_D η καταναλισκόμενη ισχύς πάνω στο τρανζίστορ, V_{in} η τάση εισόδου του τρανζίστορ, V_o η τάση εξόδου του τρανζίστορ και I_o το ρεύμα εξόδου του τρανζίστορ.



(α)

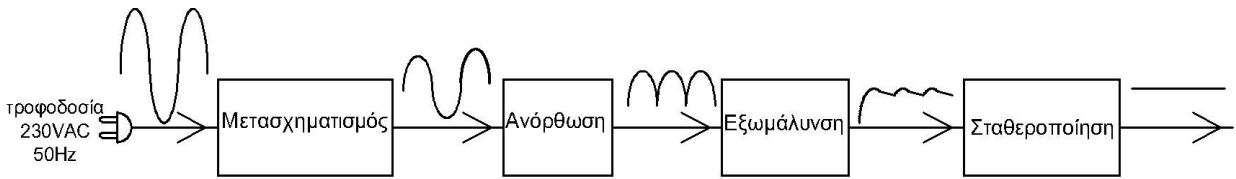


(β)

Σχήμα 1.2.1-1: Τοπολογίες γραμμικών τροφοδοτικών. (α): με γέφυρα διόδων. (β) : με μετασχηματιστή μεσαίας λήψης. $D1-D4$: διόδοι. C_{in} , C_o : πυκνωτές. V_1 : τάση πρωτεύοντος μετασχηματιστή. V_2 : τάση δευτερεύοντος μετασχηματιστή

Στη συνέχεια αναλύονται οι λειτουργίες μετασχηματισμού, ανόρθωσης, εξομάλυνσης και σταθεροποίησης των γραμμικών τροφοδοτικών.

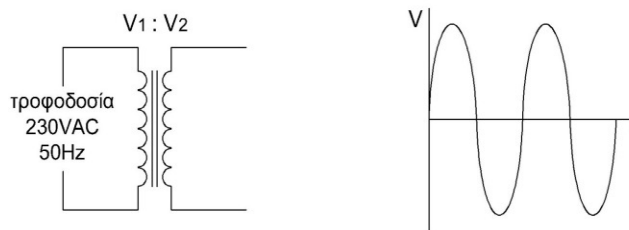
Τα κύρια μέρη ενός γραμμικού τροφοδοτικού φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 1.2.1-2: Σχηματικό διάγραμμα ενός γραμμικού τροφοδοτικού

Μετασχηματισμός

Ο μετασχηματισμός της τάσης επιτυγχάνεται με έναν μετασχηματιστή, ο οποίος μπορεί να είναι υποβιβασμού ή ανύψωσης, (βλ. σχήμα 1.2.1-3).

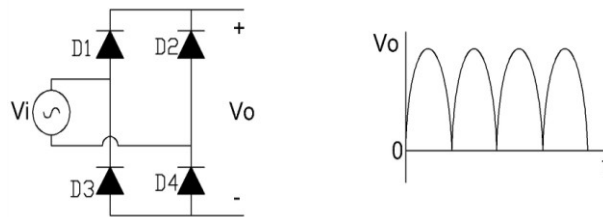


Σχήμα 1.2.1-3: Μετασχηματισμός τάσης. V_1 : τάση πρωτεύοντος μετασχηματιστή. V_2 : τάση δευτερεύοντος μετασχηματιστή. t : χρόνος

Η τάση στην έξοδο του μετασχηματιστή είναι ίδιας μορφής με αυτής στο πρωτεύον αλλά μικρότερου πλάτους.

Ανόρθωση

Η πιο αποδοτική ανόρθωση τάσης είναι η πλήρης ανόρθωση η οποία επιτυγχάνεται συνήθως με μια γέφυρα διόδων, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.2.1-4.

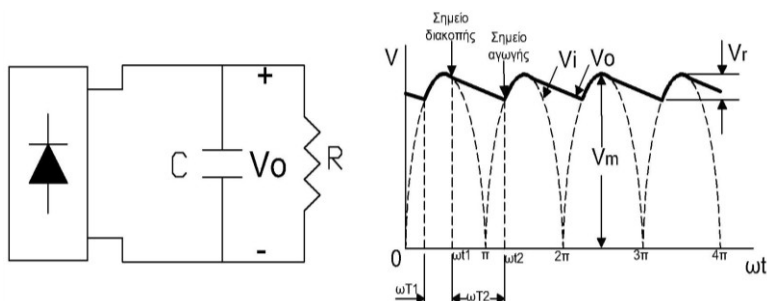


Σχήμα 1.2.1-4: Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης και κυματομορφή της τάσης εξόδου. $D1-D4$: δίοδοι. V_i : εναλλασσόμενη τάση εισόδου. V_o : τάση εξόδου ανόρθωσης. t : χρόνος

Πάντα άγουν δύο δίοδοι ταυτόχρονα και ποτέ και οι τέσσερεις. Στη θετική ημιπερίοδο της τάσης άγουν οι $D1$, $D4$ ενώ στην αρνητική οι $D2$, $D3$. Το αποτέλεσμα της ανόρθωσης είναι μια τάση σταθερής πολικότητας.

Εξομάλυνση

Εξομάλυνση είναι η διαδικασία μείωσης σε μεγάλο βαθμό της κυμάτωσης της τάσης. Αυτό γίνεται συνήθως τοποθετώντας έναν πυκνωτή παράλληλα στην έξοδο της ανόρθωσης. Το αποτέλεσμα της εξομάλυνσης φαίνεται στο επόμενο σχήμα:



Σχήμα 1.2.1-4: Εξομάλυνσης τάσης. C : πυκνωτής. R : αντίσταση. V : άξονας τάσεων. V_o : τάση εξόδου εξομάλυνσης. V_i : τάση εξόδου ανόρθωσης χωρίς εξομάλυνση. V_m : πλάτος τάσης V_o . V_r : κυμάτωση της τάσης V_o . ω : κυκλική συχνότητα ($\omega=2\pi f$). t : χρόνος

Όταν η τάση του πυκνωτή (V_o) είναι μεγαλύτερη από αυτή του μετασχηματιστή (V_i) τότε οι δίοδοι δεν άγουν διότι είναι ανάστροφα πολωμένες, ενώ όταν η τάση του πυκνωτή γίνει μικρότερη από αυτή του μετασχηματιστή τότε άγουν οι δίοδοι, για αυτό και ο χρόνος t_1 ονομάζεται χρόνος αγωγής και ο t_2 χρόνος διακοπής, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.2.1-4. Ακολουθεί μια προσεγγιστική ανάλυση για την εύρεση της κυμάτωσης (V_r) η οποία ισχύει για μεγάλες χωρητικότητες ώστε να εξασφαλίζεται η σχέση : $\omega CR \gg 1$.

Κατά προσέγγιση η μέση τιμή της τάσης του πυκνωτή (V_{dc}) είναι ίση με :

$$V_{dc} = V_m - \frac{V_r}{2} \quad (1.2.1-2)$$

Όπου, V_{dc} η μέση τιμή της τάσης του πυκνωτή (V_o) του σχήματος 1.2.1-4, V_m το πλάτος της τάσης V_o και V_r η κυμάτωση της τάσης V_o .

Κατά το χρόνο μη αγωγής (T_2) το φορτίο τροφοδοτείται μέσω της εκφόρτισης του πυκνωτή. Αν υποθεθεί πως ο πυκνωτής εκφορτίζεται με σταθερό ρυθμό ρεύματος I_{dc} το φορτίο που θα χάσει ο πυκνωτής μπορεί να υπολογιστεί από τον ορισμό του ηλεκτρικού ρεύματος ($I = \frac{Q}{t}$) σύμφωνα με την εξίσωση:

$$Q = I_{dc} * T_2 \quad (1.2.1-3)$$

Όπου, Q το φορτίο που χάνεται κατά την εκφόρτιση του πυκνωτή, I_{dc} το ρεύμα πυκνωτή C και T_2 η διάρκεια εκφόρτισης.

Η μεταβολή της τάσης του πυκνωτή, δηλαδή η κυμάτωση θα είναι ($V = \frac{Q}{C}$) :

$$V_r = \frac{I_{dc} T_2}{C} \quad (1.2.1-4)$$

Όπου, V_r η κυμάτωση της τάσης V_0 , I_{dc} το ρεύμα του πυκνωτή C , T_2 η διάρκεια εκφόρτισης και C η χωρητικότητα του πυκνωτή.

Όσο μεγαλύτερη είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή τόσο μικρότερη γίνεται η κυμάτωση, οπότε με βάση το σχήμα 1.2.1-4 προκύπτει ότι $\omega T_2 \rightarrow \pi/2$ και θεωρώντας ότι $T_2 = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$ η σχέση 1.2.1-4 γίνεται :

$$V_r = \frac{I_{dc}}{2fC} \quad (1.2.1-5)$$

Όπου, V_r η κυμάτωση της τάσης V_0 , I_{dc} το ρεύμα του πυκνωτή C , f η συχνότητα της τάσης V_0 και C η χωρητικότητα του πυκνωτή.

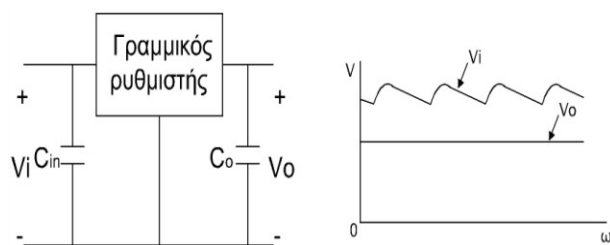
Η μέση τιμή της τάσης του πυκνωτή με βάση τις σχέσεις 1.2.1-2 και 1.2.1-5 θα είναι:

$$V_{dc} = V_m - \frac{I_{dc}}{4fC} \quad (1.2.1-6)$$

Όπου, V_{dc} η μέση τιμή τάσης τάσης του πυκνωτή (V_0), V_m το πλάτος τάσης V_0 , I_{dc} το ρεύμα πυκνωτή C , f η συχνότητα τάσης V_0 και C η χωρητικότητα πυκνωτή.

Σταθεροποίηση

Όπως φαίνεται από την σχέση 1.2.1-6 η μέση τιμή της τάσης μετά την εξομάλυνση εξαρτάται από το ρεύμα εξόδου. Το τροφοδοτικό όμως πρέπει να προσφέρει σταθεροποιημένη και χωρίς κυμάτωση τάση ανεξαρτήτως φορτίου. Αυτό θα μπορούσε να επιτευχθεί με μία δίοδο zener αλλά η τοπολογία αυτή έχει πολλά μειονεκτήματα όπως η χαμηλή απόδοση και το μεγάλο ρεύμα με το οποίο καταπονείται η δίοδος. Η καλύτερη λύση είναι η χρησιμοποίηση σταθεροποιητών τριών σημείων ή γραμμικών ρυθμιστών, όπου συνήθως τα τρανζίστορ αυτά διαθέτουν υποκυκλώματα προστασίας από υπερφόρτιση και υπερθέρμανση.



Σχήμα 1.2.1-5: Κύκλωμα σταθεροποιητή και τάση εξόδου. C_{in} , C_o : πυκνωτές. V : άξονας τάσεων. V_i : τάση εισόδου. V_o : τάση εξόδου. ω : κυκλική συχνότητα ($\omega=2\pi f$). t : χρόνος

Για την περαιτέρω μείωση της κυμάτωσης, τοποθετούνται συνήθως πυκνωτές τόσο στην είσοδο, όσο και στην έξοδο.

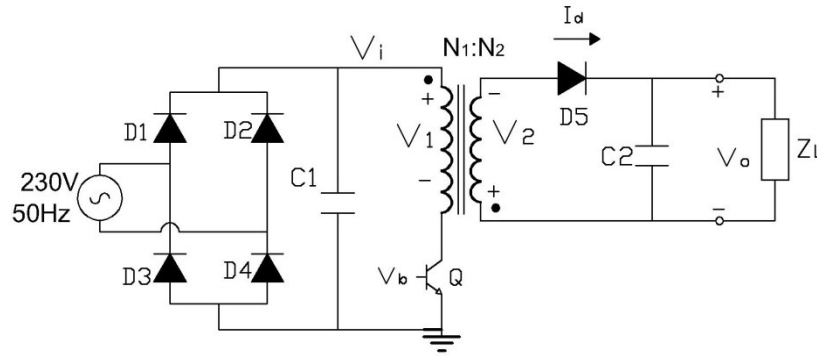
Συμπερασματικά, η γραμμική ρύθμιση τάσης έχει πολλά πλεονεκτήματα όπως, απλό κύκλωμα, χαμηλή κυμάτωση στην τάση εξόδου, τέλεια ρύθμιση φορτίου ($\Delta V_o/V_o$), γρήγορη απόκριση σε μεταβολές του φορτίου ή της τάσης εισόδου και πολύ χαμηλή ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή. Όμως υπάρχει ένα σημαντικό μειονέκτημα, η χαμηλή απόδοση και ο μεγάλος όγκος του μετασχηματιστή. Οι επόμενες κατηγορίες (παλμοτροφοδοτικά) δημιουργήθηκαν για να δώσουν λύση σε αυτά τα προβλήματα.

1.2.2 Παλμοτροφοδοτικά

Η μεγαλύτερη διαφορά των παλμοτροφοδοτικών με των γραμμικών τροφοδοτικών είναι η θέση του μετασχηματιστή. Στα γραμμικά τροφοδοτικά ο μετασχηματιστής τοποθετείται στην αρχή του κυκλώματος και η συχνότητα της τάσης που δέχεται είναι αυτή του δικτύου (50Hz), ενώ στα παλμοτροφοδοτικά η τάση του δικτύου γίνεται αρχικά συνεχής και ύστερα μετατρέπεται σε παλμοσειρά υψηλής συχνότητας (20KHz-300KHz), όπου ακολούθως τοποθετείται ο μετασχηματιστής που δέχεται τον τετραγωνικό παλμό υψηλής συχνότητας και τον υποβιβάζει στην επιθυμητή τιμή. Το ότι ο μετασχηματιστής δέχεται τάση υψηλής συχνότητας μειώνει πάρα πολύ τον όγκο, το βάρος και το κόστος του. Γενικά ισχύει πως ο όγκος του μετασχηματιστή είναι αντιστρόφως ανάλογος με την συχνότητα. Για αυτό το λόγο τα παλμοτροφοδοτικά επιβάλλεται να χρησιμοποιηθούν για μεγάλες τιμές ισχύος ή όπου υπάρχει η ανάγκη για μικρό όγκο και βάρος κατασκευής. Στις επόμενες παραγράφους αναφέρονται τα κυριότερα είδη των παλμοτροφοδοτικών.

1.2.2.1 Μετατροπέας επιστροφής (flyback converter)

Το κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 1.2.2.1-1 είναι ευρέως διαδεδομένο για ισχύς μέχρι 150W. Η τιμή αυτή της ισχύος είναι ικανοποιητική για τους περισσότερους φορητούς υπολογιστές, καθώς και για πολλά όργανα δοκιμών, συσκευές βίντεο και άλλες παρόμοιες συσκευές.



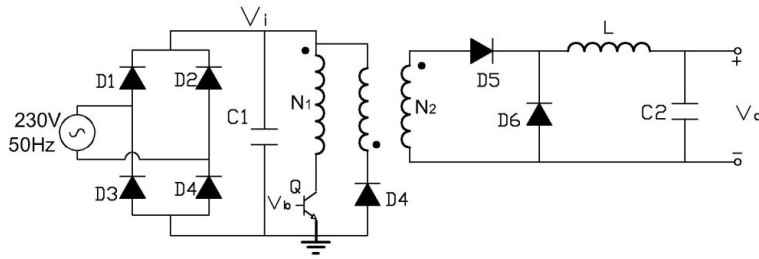
Σχήμα 1.2.2.1-1: Βασικό κύκλωμα μετατροπέα επιστροφής. V_i : τάση εξόδου ανορθωτή. V_1 : τάση πρωτεύοντος μετασχηματιστή. V_b : παλμοί έναυσης τρανζίστορ Q . V_2 : τάση δευτερεύοντος μετασχηματιστή. $N_1:N_2$ λόγος σπειρών μετασχηματιστή. I_a : ρεύμα εξόδου μετασχηματιστή. V_o : τάση εξόδου. Q : transistor. C_1, C_2 : πυκνωτές. D_1-D_5 : δίοδοι. Z_L : αντίσταση φορτίου

Ο μετατροπέας επιστροφής είναι κατάλληλος για πολλαπλές τάσεις εξόδου καθώς και για τροφοδοσία υψηλής τάσης επειδή η αυτεπαγωγή του μετασχηματιστή αντικαθιστά τα φίλτρα πηνίων. Τα κυριότερα μειονεκτήματα τα οποία περιορίζουν την χρησιμοποίηση του σε χαμηλές σχετικά τιμές ισχύος είναι :

- 1) Η κυμάτωση εξόδου η οποία είναι μεγάλη εξαιτίας της φόρτισης του πυκνωτή C_2 μέσω ημιανορθωμένης τάσης.
- 2) Το τρανζίστορ Q λόγω των υπερτάσεων που δημιουργούνται καταπονείται με τιμή τάσης περίπου $2 \cdot V_i$ (βλ. σχήμα 1.2.2.1-1).
- 3) Ο τύπος του μετασχηματιστή είναι μίας διεύθυνσεως και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο πυρήνας να έχει μεγαλύτερο όγκο και πιο ακριβό από ένα ισοδύναμο τροφοδοτικό διάταξης ορθής φοράς ή εναλλαγής

1.2.2.2 Μετατροπέας ορθής φοράς (Forward converter)

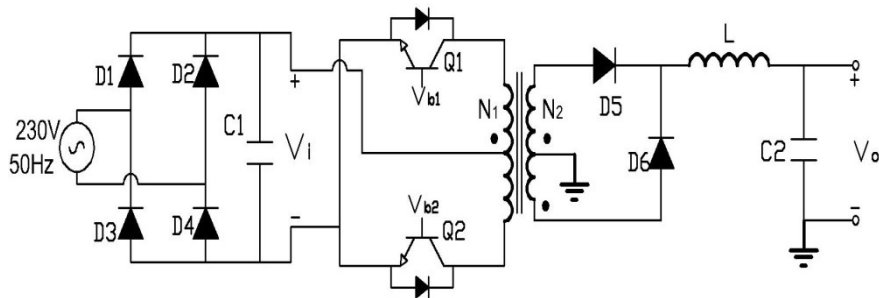
Αν και ο μετατροπέας ορθής φοράς δεν είναι τόσο διαδεδομένος όσο ο μετατροπέας επιστροφής, ωστόσο γίνεται ολοένα και πιο δημοφιλής για διατάξεις τροφοδοσίας στο εύρος 100W-350W. Στο σχήμα 1.2.2.2-1 φαίνεται το βασικό κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα.



Σχήμα 1.2.2.2-1: Βασικό κύκλωμα μετατροπέα ορθής φοράς. V_i : τάση εξόδου ανορθωτή. V_b :παλμοί έναυσης τρανζίστορ Q . N_1, N_2 αριθμός σπειρών μετασχηματιστή. V_o : τάση εξόδου. Q : transistor. C_1, C_2 : πυκνωτές. L : πηνίο. D_1-D_6 : δίοδοι

1.2.2.3 Μετατροπέας Εναλλαγής (Push pull converter)

Αυτό το είδος μετατροπέα χρησιμοποιείται πάρα πολύ συχνά σε διατάξεις τροφοδοσίας στο εύρος των 800W-5KW. Το κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα φαίνεται στο σχήμα 1.2.2.3-1 που ακολουθεί.

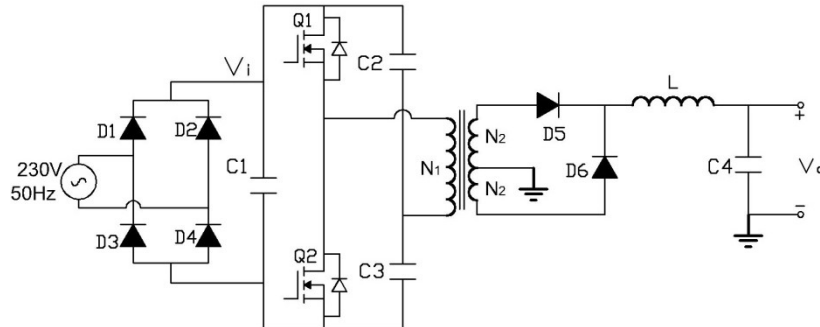


Σχήμα 1.2.2.3-1: Βασικό κύκλωμα μετατροπέα εναλλαγής. V_i : τάση εξόδου ανορθωτή. V_b, V_{b2} : παλμοί έναυσης τρανζίστορ Q_1 και Q_2 . N_1, N_2 αριθμός σπειρών μετασχηματιστή. V_o : τάση εξόδου. Q_1, Q_2 : transistor με προστατευτική δίοδο. C_1, C_2 : πυκνωτές. L : πηνίο. D_1-D_6 : δίοδοι

Συγκρίνοντας τον μετατροπέα εναλλαγής με τους επόμενους συμμετρικούς μετατροπέις, αυτό το κύκλωμα έχει το πλεονέκτημα ότι το τρανζίστορ μοιράζεται μια κοινή γραμμή επιστροφής σήματος. Το κύριο μειονέκτημα είναι ότι ο μετασχηματιστής πρέπει να έχει μεσαίες λήψεις στο πρωτεύων και στο δευτερεύων, αυτό κάνει την σχεδίαση του μετασχηματιστή πιο περίπλοκη, επίσης το τύλιγμα στο πρωτεύων πρέπει να είναι προσεκτικά κατασκευασμένο, να ακολουθεί απόλυτα την σχεδίαση ώστε να αποφευχθούν υπερτάσεις κάθε φορά που ένα τρανζίστορ θα μεταβαίνει στην αποκοπή.

1.2.2.4 Μετατροπέας Ημιγέφυρας (Half Bridge Converter)

Αυτός ο μετατροπέας λειτουργεί σχεδόν παρόμοια με τον μετατροπέα εναλλαγής και χρησιμοποιείται για τιμές ισχύος από 350W έως 800W. Στο σχήμα 1.2.2.4-1 παρουσιάζεται η βασική διάταξη του μετατροπέα ημιγέφυρας.



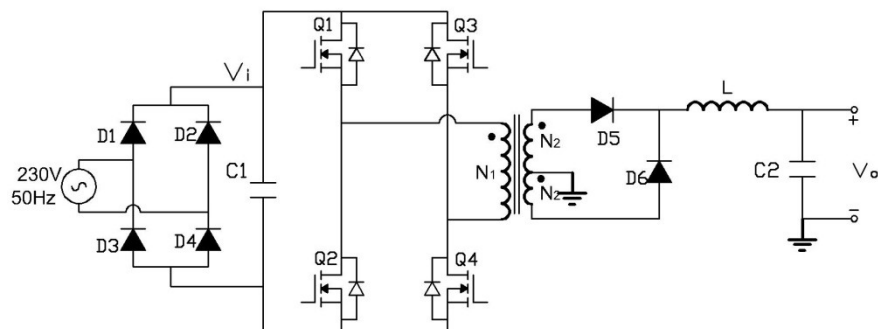
Σχήμα 1.2.2.4-1: Βασικό κύκλωμα μετατροπέα ημιγέφυρας. V_i : τάση εξόδου ανορθωτή. N_1, N_2 αριθμός σπειρών μετασχηματιστή. V_o : τάση εξόδου. $Q1, Q2$: mosfet με προστατευτική δίοδο. $C1-C4$: πυκνωτές. L : πηνίο. $D1-D6$: δίοδοι

Οι πυκνωτές εισόδου $C1$ και $C2$ υποβιβάζουν την τάση εξόδου του ανορθωτή (V_i) στο μισό έτσι ώστε κάθε φορά που άγει ένα τρανζίστορ η τάση που εφαρμόζεται στον μετασχηματιστή να είναι $V_i/2$.

Επειδή τα δύο τρανζίστορ είναι συνδεδεμένα σε σειρά ποτέ δεν εφαρμόζεται σε αυτά τάση μεγαλύτερη από την τάση εισόδου συν την αναπόφευκτη μεταβατική τάση διακοπής. Η αναγκαιότητα του χρονικού διαστήματος που δεν άγει κανένα τρανζίστορ (νεκρός χρόνος) είναι απολύτως φανερή. Μια πιθανή ταυτόχρονη αγωγή και των δύο τρανζίστορ θα σήμαινε ένα καταστροφικό βραχυκύκλωμα στην τάση εισόδου. Αυτό το κύκλωμα έχει το μειονέκτημα, ότι για να οδηγηθεί το $Q1$ πρέπει να απομονωθεί η βάση του, δεδομένου όμως ότι τα πρακτικά κυκλώματα οδήγησης χρησιμοποιούν μετασχηματιστή για απομόνωση, αυτό το μειονέκτημα δεν είναι αξιοσημείωτο.

1.2.2.5 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας (Full bridge converter)

Εξαιτίας της πολυπλοκότητας και του κόστους, ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας (σχήμα 1.2.2.5-1) χρησιμοποιείται σε διατάξεις τροφοδοσίας μεγάλης ισχύος 800W-5KW. Σε ένα ιδανικό κύκλωμα μετατροπέα πλήρους γέφυρας η τάση που εφαρμόζεται σε δύο κάθε φορά τρανζίστορ είναι η μισή της τάσης εισόδου έτσι ώστε η μέγιστη τάση του μετατροπέα να μπορεί πλησιάσει την τάση εισόδου.



Σχήμα 1.2.2.5-1: Βασικό κύκλωμα μετατροπέα πλήρους γέφυρας. V_i : τάση εξόδου ανορθωτή. N_1, N_2 αριθμός σπειρών μετασχηματιστή. V_o : τάση εξόδου. $Q1 - Q4$: mosfet με προστατευτική δίοδο. $C1, C2$: πυκνωτές. L : πηνίο. $D1-D6$: δίοδοι

1.2.3 Χαρακτηριστικά τροφοδοτικών

Τα κυριότερα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των τροφοδοτικών είναι η ρύθμιση γραμμής, η ρύθμιση φορτίου, η κυμάτωση της τάσης εξόδου και η απόδοση. Στη συνέχεια αναλύονται εκτενέστερα το καθένα από αυτά.

- Ρύθμιση γραμμής: Είναι η μεταβολή της τάσης εξόδου (%) για συγκεκριμένη μεταβολή της τάσης εισόδου και δίνεται από τον μαθηματικό τύπο :

$$LNR\% = \frac{V_o (για V_{in,max}) - V_o (για V_{in,min})}{V_o (για V_{in,nom})} 100 \quad (1.2.3-1)$$

Όπου, LNR% η ρύθμιση γραμμής, V_o η τάση εξόδου τροφοδοτικού και $V_{in,max}$, $V_{in,min}$, $V_{in,nom}$ η μέγιστη, ελάχιστη και ονομαστική τάση εισόδου αντίστοιχα.

Το μέγεθος αυτό δείχνει πως επηρεάζεται η τάση εξόδου σε αλλαγές της τάσεις εισόδου.

- Ρύθμιση φορτίου : Είναι η μεταβολή της τάσης εξόδου (%) για συγκεκριμένη μεταβολή του ρεύματος εξόδου. Δίνεται από τον μαθηματικό τύπο :

$$LOR\% = \frac{V_o (για I_{o,max}) - V_o (για I_{o,min})}{V_o (για I_{o,nom})} 100 \quad (1.2.3-2)$$

Όπου, LOR% η ρύθμιση φορτίου, V_o η τάση εξόδου τροφοδοτικού και $I_{o,max}$, $I_{o,min}$, $I_{o,nom}$ το μέγιστο, ελάχιστο και ονομαστικό ρεύμα αντίστοιχα.

- Κυμάτωση : Είναι η διαφορά που έχουν η μέγιστη και η ελάχιστη τιμή της τάσης εξόδου.

$$V_r = V_{max} - V_{min} \quad (1.2.3-3)$$

Όπου, V_T η κυμάτωση, V_{\max} η μέγιστη τιμή της τάσης και V_{\min} η ελάχιστη τιμή της τάσης.

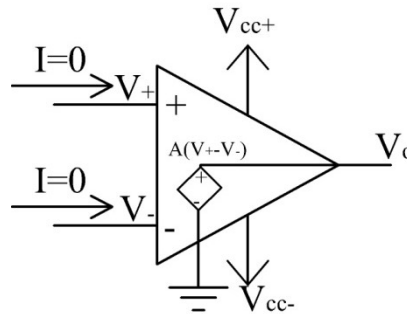
- Απόδοση : Είναι το πηλίκο της ισχύς εξόδου προς την ισχύ εισόδου.

$$\alpha = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.2.3-4)$$

Όπου, α η απόδοση, P_{out} η ισχύς εξόδου και P_{in} η ισχύς εισόδου.

1.3 Τελεστικοί ενισχυτές

Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής μοντελοποιείται συνήθως ως μια εξαρτημένη πηγή τάσης από τάση και πιο συγκεκριμένα από την διαφορά των τάσεων που εφαρμόζονται στην είσοδό του. Από άποψη ενίσχυσης σήματος ο τελεστικός ενισχυτής έχει πέντε ακροδέκτες όπως φαίνεται στο σχήμα 1.3-1.



Σχήμα 1.3-1: Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής. V_o : τάση εξόδου τελεστικού ενισχυτή. V_+ , V_- : τάσεις εισόδου. V_{cc+} , V_{cc-} : τάσεις τροφοδοσίας. I : Ρεύμα εισόδου. A : κέρδος ανοικτού βρόχου

Η έξοδος του είναι ίση με

$$V_o = A(V_+ - V_-) \quad (1.3-1)$$

Όπου, V_o η τάση εξόδου τελεστικού ενισχυτή, V_+ , V_- οι τάσεις εισόδου, I το ρεύμα εισόδου και A το κέρδος ανοικτού βρόχου.

Οι τάσεις τροφοδοσίας (V_{cc}) καθορίζουν τα όρια της τάσης εξόδου, δηλαδή:

$$V_{cc-} \leq V_o \leq V_{cc+} \quad (1.3-2)$$

Όπου, V_o η τάση εξόδου τελεστικού ενισχυτή και V_{cc+} , V_{cc-} οι τάσεις τροφοδοσίας.

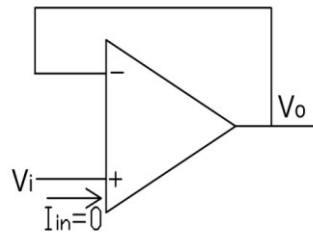
Τα χαρακτηριστικά που έχει ένας ιδανικός τελεστικός ενισχυτής είναι τα εξής:

- Άπειρη αντίσταση εισόδου , με αποτέλεσμα το ρεύμα στους ακροδέκτες εισόδου να είναι πρακτικά μηδέν
- Μηδενική αντίσταση εξόδου , που σημαίνει πως η τάση εξόδου δεν εξαρτάται από το ρεύμα εξόδου
- Άπειρο κέρδος ανοικτού βρόχου (A) , οπότε έχοντας μια πεπερασμένη τάση εξόδου από την σχέση 1.3-1 συνεπάγεται: $V_+ - V_- = \frac{V_o}{A} = \frac{V_o}{\infty} = 0 \Rightarrow V_+ = V_-$. Οι τάσεις εισόδου (V_+ και V_-) είναι πάντα ίσες, χωρίς όμως να είναι συνδεδεμένες ηλεκτρικά, η ιδιότητα αυτή ονομάζεται κατ' ουσίαν βραχυκύκλωμα .

Στη συνέχεια παρατίθενται κάποια βασικά κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών.

1.3.1 Ακόλουθος τάσης

Η τοπολογία του ακόλουθου τάσης φαίνεται στο σχήμα 1.3.1-1 .



Σχήμα 1.3.1-1: Ακόλουθος Τάσης. V_i, V_o : τάσεις εισόδου και εξόδου αντίστοιχα. I_{in} : Ρεύμα εισόδου

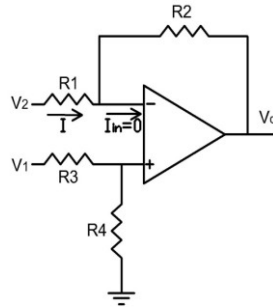
Εξαιτίας του κατ' ουσίαν βραχυκυκλώματος στην είσοδο του τελεστικού ισχύει :

$$V_o = V_i \quad (1.3.1-1)$$

Το κύριο χαρακτηριστικό του είναι πως το ρεύμα που δίνει η πηγή του σήματος είναι μηδέν. Οπότε όταν η πηγή του σήματος δεν πρέπει να τροφοδοτεί με ρεύμα, ο ακόλουθος τάσης βρίσκει εφαρμογή.

1.3.2 Διαφορικός ενισχυτής

Το κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 1.3.2-1.



Σχήμα 1.3.2-1: Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή. V_1, V_2 : τάσεις εισόδου διαφορικού ενισχυτή. V_o : τάση εξόδου. I : ρεύμα εισόδου διαφορικού ενισχυτή. I_{in} : Ρεύμα εισόδου τελεστικού ενισχυτή. $R1-R4$: αντιστάσεις

Η σχέση που συνδέει τις τάσεις εισόδου και εξόδου δίνεται από την σχέση :

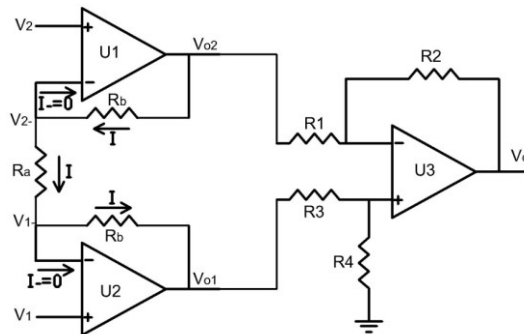
$$V_o = -\frac{R_2}{R_1}V_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4}V_1 \quad (1.3.2-1)$$

Συνήθως όμως οι αντιστάσεις επιλέγονται ώστε να ισχύει: $R_1=R_3$ και $R_2=R_4 \Rightarrow$

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) \quad (1.3.2-2)$$

1.3.3 Ενισχυτής Οργάνων

Ο ενισχυτής οργάνων (βλ. σχήμα 1.3.3-1) αποτελείται από δύο ακόλουθους τάσης και έναν διαφορικό ενισχυτή. Χρησιμοποιείται για ενίσχυση ασθενών σημάτων χωρίς να απορροφάται ρεύμα από την πηγή του σήματος.



Σχήμα 1.3.3-1: Κύκλωμα ενισχυτή οργάνων. V_1, V_2 : τάσεις εισόδου ενισχυτή οργάνων. V_o : τάση εξόδου. V_1, V_2, V_{o1}, V_{o2} : τάσεις διάφορων κόμβων. I : ρεύμα αντίστασης R_a . I : ρεύμα εισόδου τελεστικών ενισχυτών. $U1-U3$: τελεστικοί ενισχυτές. $R_a, R_b, R1-R4$: αντιστάσεις

Ο τύπος που συνδέει τις τάσεις εισόδου – εξόδου δίνεται από την σχέση :

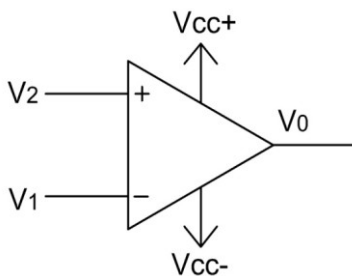
$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} \left(V_2 + \frac{V_2 - V_1}{R_a} R_b \right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(V_1 - \frac{V_2 - V_1}{R_a} R_b \right) \quad (1.3.3-1)$$

Και θεωρώντας : $R_1=R_3$ και $R_2=R_4$ προκύπτει:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R_B}{R_A}\right) (V_1 - V_2) \quad (1.3.3-2)$$

1.3.4 Συγκριτής

Στο σχήμα 1.3.4-1, που ακολουθεί, φαίνεται η διάταξη ενός συγκριτή.



Σχήμα 1.3.4-1: Κύκλωμα συγκριτή. V_1, V_2 : τάσεις εισόδου συγκριτή. V_o : τάση εξόδου. $V_{1-}, V_{2-}, V_{o1}, V_{o2}$: τάσεις διάφορων κόμβων. V_{cc+}, V_{cc-} : τάσεις τροφοδοσίας

Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος είναι:

$$V_0 = \begin{cases} V_{cc+} & \text{όταν } V_2 > V_1 \\ V_{cc-} & \text{όταν } V_2 < V_1 \end{cases} \quad (1.3.4-1)$$

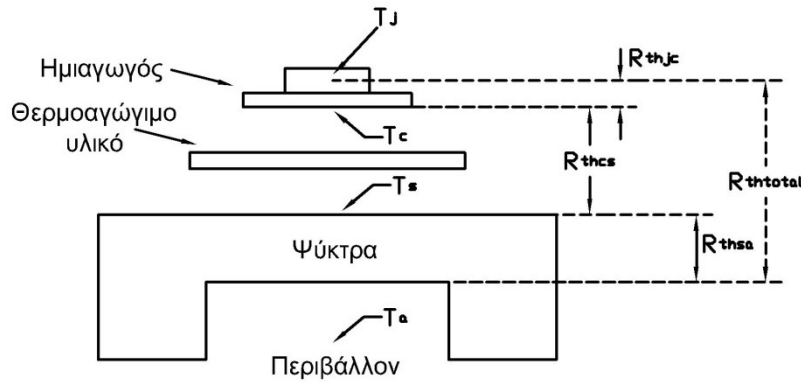
1.4 Υπολογισμός ψηκτρών

Η θερμότητα μεταδίδεται μέσω των υλικών, ανάλογα όμως το υλικό η μετάδοση γίνεται εύκολα ή δύσκολα. Η ιδιότητα αυτή των υλικών, στην ορολογία της ηλεκτρονικής, ονομάζεται θερμική αντίσταση (R_{th}) και δίνεται από την σχέση:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\Delta P} \quad (1.4-1)$$

Όπου, R_{th} η θερμική αντίσταση σε θερμικά Ohm (K/W), ΔT η διαφορά θερμοκρασίας του υλικού και του περιβάλλοντος και ΔP η καταναλισκόμενη ισχύς (σε W) πάνω στο ηλεκτρονικό στοιχείο.

Κατά την ψύξη των ηλεκτρονικών στοιχείων αυτό που πρέπει να επιτευχθεί είναι η θερμότητα που παράγεται να διαφεύγει εύκολα και γρήγορα στο περιβάλλον, αυτό γίνεται πετυχαίνοντας μια μικρή θερμική αντίσταση ανάμεσα στον ημιαγωγό και το περιβάλλον. Η συνολική θερμική αντίσταση είναι το άθροισμα των επιμέρους θερμικών αντιστάσεων των υλικών που βρίσκονται ανάμεσα στον ημιαγωγό και το περιβάλλον. Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.4-1, υπάρχουν τρεις επιμέρους αντιστάσεις.



Σχήμα 1.4-1: Οι επιμέρους θερμικές αντιστάσεις ανάμεσα στον ημιαγωγό και το περιβάλλον (οι αποστάσεις είναι σε μεγέθυνση). R_{thjc} : Θερμική αντίσταση ανάμεσα του σημείου κόλλησης (j) του ημιαγωγού και του σημείου στήριξης (c). R_{thcs} : Θερμική αντίσταση μεταξύ του σημείου στήριξης (c) και του ψύκτη (s). R_{thsa} : Θερμική αντίσταση μεταξύ του ψύκτη (s) και του περιβάλλοντος (a). $R_{thtotal}$: Συνολική θερμική αντίσταση μεταξύ του ημιαγωγού (j) και του περιβάλλοντος (a). T_j , T_c , T_s , T_a : Θερμοκρασίες ημιαγωγού, του σημείου στήριξης, του ψύκτη και του περιβάλλοντος αντίστοιχα

Όπως προκύπτει από το σχήμα 1.4-1 η συνολική θερμική αντίσταση θα ισούται με

$$R_{thtotal} = R_{thjc} + R_{thcs} + R_{thsa} \quad (1.4-2)$$

Για τη θερμική αντίσταση της ψύκτρας (R_{thsa}), με βάση τις σχέσεις 1.4-1 και 1.4-2 θα ισχύει:

$$R_{thsa} = \frac{T_j - T_a}{\Delta P} - R_{thjc} - R_{thcs} \quad (1.4-3)$$

Όπου, R_{thsa} η θερμική αντίσταση μεταξύ του ψύκτη (s) και του περιβάλλοντος (a), R_{thjc} η θερμική αντίσταση ανάμεσα του σημείου κόλλησης (j) του ημιαγωγού και του σημείου στήριξης (c), R_{thcs} η θερμική αντίσταση ανάμεσα του σημείου κόλλησης (j) του ημιαγωγού και του σημείου στήριξης (c), T_j , T_a οι θερμοκρασίες ημιαγωγού και του περιβάλλοντος αντίστοιχα και ΔP η καταναλισκόμενη ισχύς (σε W) πάνω στο ηλεκτρονικό στοιχείο.

Η θερμική αντίσταση R_{thjc} εξαρτάται από την συσκευασία του ημιαγωγού. Στον πίνακα 1.4-1 δίνονται ενδεικτικές τιμές για ορισμένες συσκευασίες.

Πίνακας 1.4-1: Ενδεικτικές τιμές θερμικών αντιστάσεων ημιαγωγών. Η R_{thja} είναι η θερμική αντίσταση ανάμεσα στον ημιαγωγό και το περιβάλλον και χρησιμοποιείται μόνον όταν δεν υπάρχει ψύκτρα.

Συσκευασία	R_{thja} (K/W)	R_{thjc} (K/W)
TO-18	500	200
TO-92	250	150
TO-39	200	12.5
TO-126	100	5
TO-220	70	2
TO-3	40	1.5

Η θερμική αντίσταση (R_{thcs}) εξαρτάται από το υλικό που παρεμβάλλεται ανάμεσα στον ημιαγωγό και τον ψύκτη. Στον πίνακα 1.4-2 δίδονται ενδεικτικές τιμές της θερμικής αντίστασης για ορισμένα υλικά που χρησιμοποιούνται για μόνωση καθώς και για καλύτερη απαγωγή θερμότητας.

Πίνακας 1.4-2: Ενδεικτικές τιμές της θερμικής αντίστασης (R_{thcs}) υλικών που τοποθετούνται ανάμεσα στον ημιαγωγό και την ψύκτρα

Υλικά μόνωσης	R_{thcs} (K/W)
Αέρας	0.05-2
Θερμοαγώγιμη πάστα	0.005-0.1
Οξείδιο του αργιλίου και πάστα	0.2-0.6
Μίκα (0.05 mm) και πάστα	0.4-0.9
Ελαστικό πυρίτιο	0.84-0.88

Γνωρίζοντας όλους τους αγνώστους της σχέσης 1.4-3 μπορεί κανείς να υπολογίσει τη θερμική αντίσταση της ψύκτρας (R_{thsa}). Η τιμή που θα υπολογιστεί θα πρέπει να είναι η μέγιστη επιτρεπτή, δηλαδή η ψύκτρα που θα επιλεγεί θα πρέπει να έχει θερμική αντίσταση ίση ή μικρότερη από την υπολογισθείσα. Στον πίνακα 1.4-3 δίδονται ενδεικτικές τιμές θερμικής αντίστασης διαφόρων ψυκτρών.

Πίνακας 1.4-3: Ενδεικτικές τιμές θερμικής αντίστασης ψυκτρών (R_{thsa})

Τύπος	Μήκος (mm)	R_{thsa} (K/W)	Τύπος	Μήκος (mm)	R_{thsa} (K/W)
SK88	125	0.75	SK59/SL75	1*75	1.5
SK88	150	0.6	FK201/SA		6
SK88	60	1	SK104/SA35	1*35	11
SK64/ SK75	1*75	1.7	ICKL35/SA		29
SK71/ SK75	1*75	1.2	SKKKS10/AL		44
SK01/AL75	1*75	2.25			

AL: Αλουμίνιο, SA: μαύρο βαμμένο αλουμίνιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΠΑΡΟΧΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΠΡΑΓΜΑΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΕΞΟΔΟΥ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΜΕ Η/Υ

2.1 Εισαγωγή

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και η κατασκευή διάταξης παροχής τάσης και πραγματοποίησης μετρήσεων τάσης και ρεύματος εξόδου. Σε αυτό το κεφάλαιο αναπτύσσεται βήμα-βήμα η σχεδίαση και η επιλογή των υλικών των κυκλωμάτων. Τα χαρακτηριστικά εξόδου είναι τα ακόλουθα :

- Τάση εξόδου: $V_{out} = 0-30V$
- Μέγιστο ρεύμα εξόδου: $I_{outmax} = 2A$

Για την επιλογή του είδους της τοπολογίας παρατίθεται μια σύντομη σύγκριση ανάμεσα στα παλμοτροφοδοτικά και στα γραμμικά τροφοδοτικά.

Πίνακας 2.1-1: Τυπικά χαρακτηριστικά γραμμικών τροφοδοτικών και παλμοτροφοδοτικών.

Χαρακτηριστικό	Γραμμικό τροφοδοτικό	Παλμοτροφοδοτικό
Ρύθμιση γραμμής	0.02%-0.05%	0.05%-0.1%
Ρύθμιση φορτίου	0.02%-0.1%	0.1%-1%
Κυμάτωση εξόδου	0.5mV – 2mV rms	10mV – 100mV p-p
Εύρος τάσης εισόδου	±10%	±10%
Απόδοση	40%-55%	60%-95%
Πυκνότητα Ισχύος	0.5 W/cu in	2-10 W/cu in
Μεταβατικά φαινόμενα	50 μs	300 as
Χρόνος απόκρισης	2 ms	34 ms

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή είναι επιθυμητό να δοθεί έμφαση στα μεγέθη εξόδου, όπως είναι η ρύθμιση γραμμής, η ρύθμιση φορτίου και η κυμάτωση, διότι η παρούσα διάταξη θα

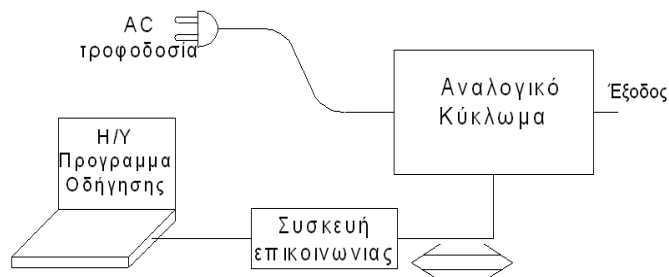
χρησιμοποιηθεί περισσότερο για ερευνητικούς παρά για βιομηχανικούς σκοπούς. Όπως παρατηρείται το γραμμικό τροφοδοτικό υπερτερεί. Επίσης εξαιτίας του ότι είναι ρυθμιζόμενο, η γραμμικότητα στην τάση εξόδου θα είναι ένα επιπλέον πλεονέκτημα.

Η ολική κατασκευή θα μπορούσε να χωριστεί σε τρία κύρια μέρη :

- 1) Το ηλεκτρονικό αναλογικό κύκλωμα
- 2) Το σύστημα επικοινωνίας μεταξύ της συσκευής και του Η/Υ (A/D και D/A converter)
- 3) Το πρόγραμμα οδήγησης του αναλογικού κυκλώματος.

Σε αυτό το κεφάλαιο αναπτύσσεται μόνο το πρώτο μέρος ενώ τα υπόλοιπα θα αναπτυχθούν σε επόμενα κεφάλαια.

Συνοπτικά ένα διάγραμμα λειτουργίας της διάταξης δίνεται στο σχήμα 2.1-1.



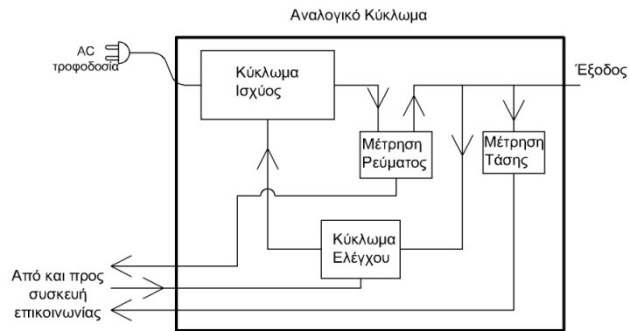
Σχήμα 2.1-1: Διάγραμμα λειτουργίας διάταξης

Ο υπολογιστής δίνει την εντολή για την ρύθμιση της τάση εξόδου. Μέσω της συσκευής επικοινωνίας, η οποία μετατρέπει το ψηφιακό σήμα σε αναλογικό και το αντίστροφο, η εντολή του υπολογιστή μεταφέρεται ως αναλογικό σήμα (dc τάση) στο ηλεκτρονικό κύκλωμα. Παράλληλα το ηλεκτρονικό κύκλωμα στέλνει την τιμή της τάσης και του ρεύματος εξόδου μέσω της συσκευής επικοινωνίας στον υπολογιστή. Επομένως, ο Η/Υ όχι μόνο στέλνει δεδομένα αλλά και λαμβάνει γι' αυτό το βέλος στο σχήμα 2.1-1 έχει διπλή κατεύθυνση.

Το αναλογικό κύκλωμα θα μπορούσε να χωριστεί στα εξής υποκυκλώματα:

- 1) κύκλωμα ισχύος
- 2) κύκλωμα ελέγχου
- 3) κύκλωμα μέτρησης τάσης
- 4) κύκλωμα μέτρησης ρεύματος

Ένα σχηματικό διάγραμμα του αναλογικού κυκλώματος παρουσιάζεται στο σχήμα 2.1-2.



Σχήμα 2.1-2: Μπλοκ διάγραμμα αναλογικού κυκλώματος

Η εντολή του Η/Υ για την τάση εξόδου διαμέσου της συσκευής επικοινωνίας πηγαίνει στο κύκλωμα ελέγχου, το οποίο με τη σειρά του δίνει το κατάλληλο σήμα στο κύκλωμα ισχύος. Το κύκλωμα ελέγχου χρησιμοποιεί ανάδραση, λαμβάνοντας σήμα και από την έξοδο προσφέροντας ευστάθεια στο σύστημα. Το κύκλωμα ισχύος δεν συνδέεται απευθείας στην έξοδο, μεσολαβεί σε σειρά το κύκλωμα μέτρησης του ρεύματος εξόδου, το οποίο στέλνει την μέτρηση στον υπολογιστή μέσω της συσκευής επικοινωνίας. Τέλος στην έξοδο του κυκλώματος υπάρχει η διάταξη που μετράει την τάση εξόδου και στέλνει το κατάλληλο σήμα στην συσκευή επικοινωνίας. Τα βέλη στο σχήμα 2.1-2 δείχνουν την κατεύθυνση των σημάτων.

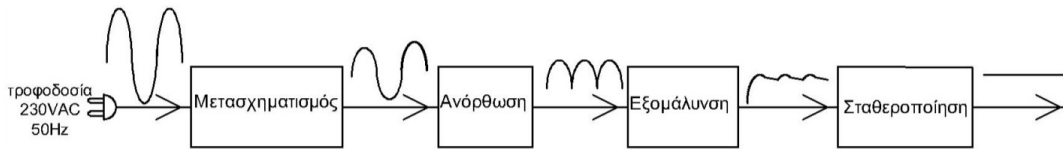
Η συσκευή επικοινωνίας ανάμεσα στον Η/Υ και στο αναλογικό κύκλωμα μετατρέπει τα ψηφιακά σήματα του υπολογιστή σε αναλογική τάση, ενώ τις μετρήσεις που στέλνει το αναλογικό κύκλωμα τις μετατρέπει σε ψηφιακό σήμα. Η συσκευή που επιλέχθηκε είναι η NI-USB 6008 η οποία διαθέτει δύο κανάλια εξόδων 0-5V και 8 κανάλια εισόδων -10 έως 10V. Περισσότερα στοιχεία για αυτή τη συσκευή υπάρχουν στο παράρτημα Α. Οπότε στο σημείο αυτό, οι έξοδοι του Η/Υ θεωρούνται ως δύο πηγές συνεχούς τάσης 0-5V με μέγιστο ρεύμα 5mA και τα σήματα εισόδου πρέπει να έχουν εύρος τιμών -10 έως 10V ενώ το εισερχόμενο ρεύμα δεν πρέπει ξεπερνά τα 50μΑ .

2.2 Αναλογικό Κύκλωμα

Το κύκλωμα συνίσταται κυρίως από τη διάταξη τροφοδοσίας, το κύκλωμα ισχύος και ελέγχου, καθώς και από τα κυκλώματα μέτρησης της τάσης και του ρεύματος εξόδου.

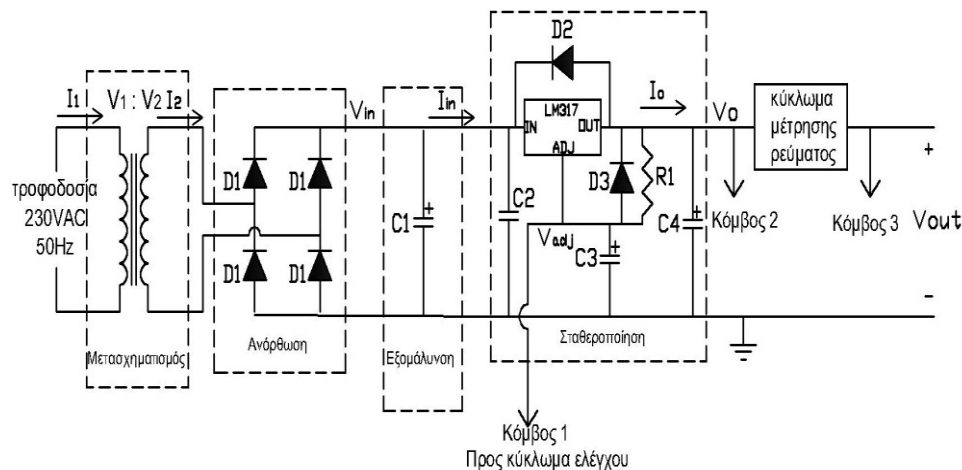
2.2.1 Κύκλωμα Ισχύος

Το κύκλωμα ισχύος αναλαμβάνει τη μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου σε συνεχή. Τα βήματα μετατροπής φαίνονται στο σχήμα 2.2.1-1.



Σχήμα 2.2.1-1: Μπλοκ διάγραμμα κυκλώματος ισχύος

Για το στάδιο της σταθεροποίησης έχει επιλεγεί ο σταθεροποιητής τριών σημείων LM317 (σε συσκευασία TO-220). Το κύκλωμα που υλοποιεί τις διαδικασίες του σχήματος 2.2.1-1 δίδεται στο σχήμα 2.2.1-2 που ακολουθεί:



Σχήμα 2.2.1-2: Το κύκλωμα ισχύος. V_1, V_2 : τάσεις πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. I_1, I_2 : ρεύμα πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. V_{in}, V_o : τάση εισόδου και εξόδου σταθεροποιητή. I_{in}, I_o : ρεύμα εισόδου και εξόδου σταθεροποιητή. V_{out} : τάση εξόδου κυκλώματος. V_{adj} : τάση στο σημείο ελέγχου του ρυθμιστή τάσης. $D1-D3$: δίοδοι. $C1-C4$: πυκνωτές. $R1$: αντίσταση

Σταθεροποιητής-Ρυθμιστής

Η σχεδίαση του ρυθμιστή, όπως συνηθίζεται, γίνεται από το τέλος προς την αρχή. Το τρανζίστορ LM317 μειώνει την κυμάτωση και ανάλογα με την τάση που θα εφαρμοστεί στον ακροδέκτη ADJ (σχήμα 2.2.1-2) δίνει και την ανάλογη τάση εξόδου. Από το φύλλο προδιαγραφών (datasheet) του σταθεροποιητή προκύπτει ότι το ολοκληρωμένο LM317 αντέχει μέγιστο ρεύμα εξόδου 1.5 A (έχοντας και την κατάλληλη ψύκτρα) και μέγιστη τάση εξόδου 37V. Όσον αφορά την τάση εξόδου ο σταθεροποιητής καλύπτει τις ανάγκες της εργασίας, το επιθυμητό ρεύμα του τροφοδοτικού (2A) όμως ξεπερνάει το μέγιστο ρεύμα εξόδου του ολοκληρωμένου LM317. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η τοποθέτηση περισσότερων από ένα ολοκληρωμένα παράλληλα έτσι ώστε το ρεύμα να διαμοιράζεται σε αυτά. Επιλέχθηκε να

τοποθετηθούν παράλληλα τρία ολοκληρωμένα LM317 ώστε να υπάρχει αρκετό περιθώριο ρεύματος για αντοχή σε πιθανά βραχυκυκλώματα. Επίσης από το φύλλο προδιαγραφών προκύπτει ότι η μέγιστη τάση εισόδου του LM317 πρέπει είναι 40V, καθώς επίσης και η διαφορά ανάμεσα στην τάση εισόδου και εξόδου πρέπει να είναι μεγαλύτερη των 3V. Η τάση εισόδου θα πρέπει να είναι η μεγαλύτερη δυνατή, δηλαδή 40V, ώστε να υπάρχει αρκετή ανοχή στην πτώση τάσης που θα υποστεί η τάση εισόδου κατά την αύξηση του ρεύματος.

Ο πυκνωτής C_3 όπως προτείνεται από το φύλλο προδιαγραφών του σταθεροποιητή για μείωση της κυμάτωση θα πρέπει να είναι ίσος με 10 μ F, επειδή όμως σε αυτό το κύκλωμα είναι τρεις οι σταθεροποιητές εκλέγεται τιμή ίση με 33 μ F (3x10 μ F). Αν ο πυκνωτής C_1 βρίσκεται σχετικά μακριά από τον σταθεροποιητή τοποθετείται συνήθως ένας πυκνωτής (C_2) μικρής χωρητικότητας για μείωση του θορύβου που οφείλεται στην απόσταση του C_1 από τον σταθεροποιητή. Για την περίπτωση αυτή με βάση το φύλλο προδιαγραφών του LM317 προτείνεται πυκνωτής $C_2=100$ nF.

Ο πυκνωτής C_4 τοποθετείται για μείωση των μεταβατικών φαινομένων αλλά και για περαιτέρω εξομάλυνση στην τάση εξόδου. Ο πυκνωτής πρέπει να εκφορτίζεται αργά, που σημαίνει πως η σταθερά χρόνου $\tau = RC$ πρέπει να είναι μεγάλη, επομένως όσο μεγαλύτερος είναι ο πυκνωτής τόσο μειώνεται η κυμάτωση. Με βάση τα παραπάνω επιλέγεται πυκνωτής C_4 ίσος με 2200 μ F .

Όπως προκύπτει από το φύλλο προδιαγραφών, το ελάχιστο ρεύμα ($I_{o(min)}$) που πρέπει να δίνει ο σταθεροποιητής είναι 3.5 mA καθώς επίσης και η τάση στα άκρα της R_1 (σχήμα 2.2.1-2) μένει σταθερή και ίση με 1.25V. Άρα η τιμή της R_1 θα δίνεται από την σχέση :

$$R_1 < \frac{1.25 V}{3.5mA} = 357 \Omega \text{ και τελικά } R_1 = 220 \Omega, \text{ έτσι ώστε το ελάχιστο ρεύμα να είναι:}$$

$$I_{o(min)} = \frac{1.25}{220} = 5.7mA.$$

Οι δίοδοι D_2 και D_3 προστατεύουν τον σταθεροποιητή από πιθανή εκφόρτιση του φορτίου όταν το τροφοδοτικό είναι εκτός λειτουργίας και πρέπει να έχουν ανάστροφη τάση διάσπασης μεγαλύτερη των 40V .

Εξομάλυνση

Η τιμή του πυκνωτή εξομάλυνσης εξαρτάται από την τιμή του ρεύματος I_{in} (σχήμα 2.2.1-2), την κυμάτωση και την συχνότητα της τάσης. Ο τύπος με τον οποίο υπολογίζεται η χωρητικότητα του πυκνωτή προκύπτει από την σχέση 1.2.1-5 και είναι:

$$C = \frac{I_{in}}{2fV_r} \quad (2.2.1-1)$$

Όπου, C η χωρητικότητα του πυκνωτή, I_{in} το ρεύμα εισόδου στον σταθεροποιητή, f η συχνότητα της τάσης δικτύου και V_r η κυμάτωση της τάσης ($V_r = V_{max} - V_{min}$).

Το ρεύμα εισόδου του σταθεροποιητή θεωρείται 2A δηλαδή $I_{in} = 2A$. Για την συχνότητα του δικτύου προφανώς ισχύει $f = 50Hz$. Με βάση τις προδιαγραφές της διάταξης τροφοδοσίας που ορίστηκαν η τάση εξόδου θα είναι 30V, πρέπει όμως η τάση εισόδου του σταθεροποιητή να είναι τουλάχιστον 3V μεγαλύτερη, οπότε για να υπάρχει και ένα ποσοστό ανοχής η ελάχιστη τάση του πυκνωτή θα είναι 35V. Η μέγιστη τάση χωρίς φορτίο θα είναι ίση με αυτή που αντέχει το ολοκληρωμένο LM317 δηλαδή 40V. Ως γνωστόν οι διόδους έχουν μια πτώση τάσης που κυμαίνεται από 0.6-0.7 V, όμως αυτή η πτώση τάσης εξαρτάται και από το ρεύμα που τις διαρρέει η οποία σε ρεύμα 2 A μπορεί να κυμαίνεται από 1 έως 2V, η πληροφορία αυτή αναγράφεται στο φύλλο προδιαγραφών της διόδου. Για την γέφυρα διόδων που έχει επιλέξει (RS406) η πτώση τάσης σε ρεύμα 2A είναι 2V, επομένως η μέγιστη τάση του πυκνωτή στο μέγιστο ρεύμα θα είναι 38V. Αυτό σημαίνει πως η τάση του πυκνωτή θα πρέπει να κυμαίνεται ανάμεσα στα 38 και 35V, δηλαδή να έχει μια κυμάτωση της τάξης των 3V. Για μεγαλύτερη αυστηρότητα θα θεωρηθεί σαν επιθυμητή κυμάτωση τα 2.5V. Από την σχέση 2.2.1-1 προκύπτει:

$$C_1 > \frac{2A}{2 \cdot 50Hz \cdot 2.5V} \Rightarrow C_1 > 0.08 F \text{ ή } C_1 > 8000 \mu F.$$

Λαμβάνοντας υπ' όψιν τις τιμές του εμπορίου στην θέση του πυκνωτή C_1 θα τοποθετηθούν τέσσερις παράλληλοι πυκνωτές των 2200μF ($C_1 = 4 \cdot 2200\mu F = 8800 \mu F$). Η τάση που πρέπει να αντέχει ο πυκνωτής είναι τα 40 V.

Ανόρθωση

Ως πιο αποδοτική ανορθωτική μονοφασική διάταξη επιλέγεται η πλήρης γέφυρα. Αυτό που πρέπει να σημειωθεί για την γέφυρα διόδων είναι οι προδιαγραφές για την ανάστροφη τάση και το διερχόμενο ρεύμα. Το μέγιστο ρεύμα που θα τις διαρρέει θα πρέπει να είναι περίπου 2A και η μέγιστη τάση 40V. Η γέφυρα διόδων που έχει επιλεγεί είναι η RS406 η οποία στην είσοδό της αντέχει 420V ενεργό τιμή (rms) και ανάστροφη dc τάση 400V. Το μέγιστο ρεύμα είναι 4 A. Επίσης η πτώση τάσης σε ρεύμα 2A είναι 2V.

Μετασηματιστής

Η διαστασιολόγηση του μετασηματιστή αφορά τις τάσεις πρωτεύοντος, δευτερεύοντος και την φαινόμενη ισχύ του. Η τάση στο πρωτεύον είναι η τάση του δικτύου 230V. Η συνεχής τάση μετά την ανόρθωση και την εξομάλυνση είναι ίση με την μέγιστη τιμή της εναλλασσόμενης

τάσης στο δευτερεύων του μετασχηματιστή. Όπως έχει ειπωθεί η συνεχής τάση μετά την ανόρθωση πρέπει να είναι 40V. Λαμβάνοντας υπόψη και την πτώση τάσης στις διόδους (0.7V) στο κενό φορτίο η ενεργός τιμή (rms) της τάσης στο δευτερεύων θα είναι :

$$V_{2rms} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} + 2 \cdot 0.7 \quad (2.2.1-2)$$

Όπου, V_{2rms} η rms τιμή της τάσης στο δευτερεύοντος του μετασχηματιστή και V_{dc} η μέση τιμή της τάσης στο δευτερεύοντος του μετασχηματιστή. Οπότε $V_{2rms} = \frac{40}{\sqrt{2}} + 2 \cdot 0.7 = 29.7 \text{ V} \Rightarrow V_{2rms} = 30\text{V}$.

Εξαιτίας της πτώσης τάσης των 2V στη γέφυρα διόδων όταν το ρεύμα είναι 2A, η μέγιστη τάση στο μέγιστο φορτίο θα είναι 38V επομένως η ισχύς στην είσοδο του σταθεροποιητή θα είναι ίση με $P_{inmax} = 2\text{A} \cdot 38\text{V} = 76\text{W}$. Η ισχύς στο δευτερεύων του μετασχηματιστή θα είναι ίση με την ισχύ εισόδου στον σταθεροποιητή προσθέτοντας και τις απώλειες που έχει η γέφυρα διόδων. Το μέγιστο ρεύμα που διαρρέει τον ανορθωτή θα είναι 2A και η πτώση τάσης 2V σε κατάσταση πλήρους φορτίου οπότε οι απώλειες της γέφυρας θα είναι $P_{br} = 2\text{A} \cdot 2\text{V} = 4\text{W}$. Συνεπώς η ισχύς εξόδου του μετασχηματιστή πρέπει να είναι :

$$P_{M\Sigma} = P_{inmax} + P_{br} = 76\text{W} + 4\text{W} = 80\text{W} \quad (2.2.1-3)$$

Όπου, $P_{M\Sigma}$ η ισχύς εξόδου του μετασχηματιστή, P_{inmax} η ισχύς εισόδου στον σταθεροποιητή και P_{br} οι απώλειες της γέφυρας διόδων.

Επειδή η σταθεροποίηση της τάσης του μετασχηματιστή παίζει καθοριστικό ρόλο στην σταθερότητα της τάσης εξόδου, πρέπει να υπάρχει μεγάλο περιθώριο στο ρεύμα που μπορεί να δώσει. Στο πλήρες φορτίο ο μετασχηματιστής έχει μια πτώση τάσης της τάξης των 1 έως 2V, που μπορεί να προκαλέσει και πτώση τάσης στην έξοδο. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκε ο μετασχηματιστής να έχει φαινόμενη ισχύ ίση με 150 VA. Τελικά οι προδιαγραφές του μετασχηματιστή είναι : 230:30V, 150VA. Για μεγαλύτερη αξιοπιστία και μείωση όγκου και βάρους επιλέγεται τοροειδής μετασχηματιστής.

Ψύξη των LM317

Η θεωρία υπολογισμού της ψύκτρας αναλύεται στην παράγραφο 1.3 επομένως τώρα απλά θα εφαρμοστούν οι εξισώσεις.

Σαν μονωτικό μέσο θα χρησιμοποιηθεί μίκα και πάστα, λαμβάνοντας την χειρότερη περίπτωση ισχύει $R_{thcs} = 0.9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ (βλ πίνακα 1.4-2). Από το φύλλο προδιαγραφών του

ολοκληρωμένου LM317 λαμβάνεται η τιμή $R_{thjC} = 3 \text{ K/W}$. Η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας του ολοκληρωμένου είναι $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ (πληροφορία από το φύλλο προδιαγραφών). Η θερμοκρασία περιβάλλοντος θεωρείται $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.

Η ισχύς που καταναλώνεται πάνω σε κάθε ολοκληρωμένο υπολογίζεται ως εξής:

Στο μέγιστο φορτίο ($I_{omax} = 2\text{A}$) το ρεύμα ισομοιράζεται στα τρία ολοκληρωμένα LM317 οπότε θα ισχύει: $I_i = \frac{I_{omax}}{3} = \frac{2\text{A}}{3} \cong 0.7\text{A}$, με I_i : το ρεύμα εξόδου κάθε σταθεροποιητή και I_{omax} : το μέγιστο ρεύμα εξόδου του κυκλώματος ισχύος.

Η μέγιστη ισχύς που καταναλώνεται πάνω στο ολοκληρωμένο (P_D) δίνεται από τον τύπο:

$$P_{Dmax} = P_{inmax} - P_{omax} \quad (2.2.1-4)$$

Όπου, P_{Dmax} η μέγιστη καταναλισκόμενη ισχύς στον σταθεροποιητή, P_{inmax} η απορροφούμενη ισχύς από τον σταθεροποιητή και P_{omax} η αποδιδόμενη ισχύς του σταθεροποιητή.

$$\text{Άρα η μέγιστη ισχύς θα είναι : } P_{Dmax} = 38 \cdot 0.7 - 30 \cdot 0.7 \Rightarrow P_{Dmax} = 5.6\text{W}$$

Οπότε η συνολική θερμική αντίσταση θα είναι ($R_{thtotal}$) θα είναι :

$$R_{thtotal} = \frac{T_j - T_a}{P_D} = \frac{150 - 25}{5.6} = 22.32 \text{ K/W}$$

Τώρα μπορεί να υπολογιστεί η θερμική αντίσταση που παρουσιάζεται ανάμεσα στον ψύκτη και το περιβάλλον (R_{thSa}) ως ακολούθως:

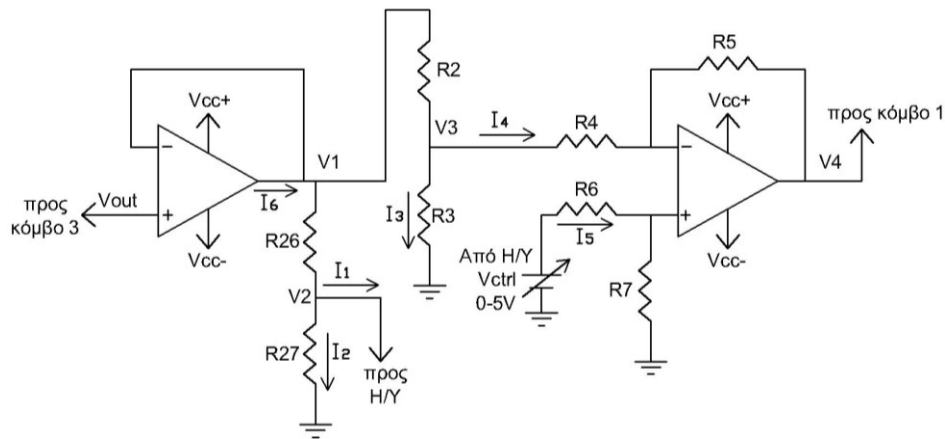
$R_{thSa} = R_{thja} - R_{thjc} - R_{thSC} = 22.32 - 3 - 0.9 = 18.4 \text{ K/W}$. Βέβαια η τιμή αυτή είναι για το ένα ολοκληρωμένο, αφού πάνω στην ίδια ψύκτρα θα τοποθετηθούν και τα τρία τότε η συνολική θερμική αντίσταση και των τριών θα είναι: $R_{thSatot} = R_{thSa}/3 = 6.14 \text{ K/W}$. Η R_{thSa} της ψύκτρας πρέπει να είναι μικρότερη της $R_{thSatot}$.

Όπως παρατηρείται από τον πίνακα 1.4-3 μια ψύκτρα 75mm θα ήταν κατάλληλη. Η ψύκτρα που ήταν διαθέσιμη στο εμπόριο είναι 100mm με βαμμένο μαύρο αλουμίνιο.

2.2.2 Κύκλωμα Ελέγχου και Μέτρησης τάσης

Ο έλεγχος του κυκλώματος ισχύος βασίζεται στο γεγονός πως η τάση εξόδου του σταθεροποιητή LM317 εξαρτάται από την τάση που εφαρμόζεται στο σημείο ADJ (βλ. σχήμα 2.2.1-1). Εφαρμόζοντας κάθε φορά την κατάλληλη τάση στο σημείο ADJ, θα εμφανίζεται στην έξοδο η επιθυμητή τάση.

Το κύκλωμα ελέγχου και μέτρησης τάσης φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 2.2.2-1: Το κύκλωμα ελέγχου και μέτρησης τάσης εξόδου. V_{out} : τάση εξόδου του κυκλώματος ισχύος (σχήμα 2.2.1-1). V_{ctrl} : τάση που προέρχεται από την συσκευή επικοινωνίας. V_{cc+} , V_{cc-} : τάσεις τροφοδοσίας τελεστικών ενισχυτών. V_1-V_4 : τάσεις διάφορων κόμβων. I_1-I_6 : ρεύματα διάφορων κλάδων. R_2-R_{27} : αντιστάσεις

Η ιδέα του ελέγχου είναι η ενίσχυση της τάσης που θα δίνει ο Η/Υ από 0-5V, που προσομοιώνεται με την πηγή τάσης V_{ctrl} , του σχήματος 2.2.2-1, στην κατάλληλη τάση. Ο πρώτος τελεστικός ενισχυτής είναι σε συνδεσμολογία ακόλουθου τάσης και ο μη αναστρέφων ακροδέκτης συνδέεται με την τάση εξόδου του τροφοδοτικού, οπότε θα ισχύει: $V_1=V_{out}$ και είναι η ανάδραση στο σύστημα ελέγχου. Ο ακόλουθος τάσης τοποθετήθηκε ώστε να μην απορροφάται ρεύμα από τον κόμβο που είναι συνδεδεμένος. Θεωρητικά το ρεύμα εισόδου του είναι μηδέν, πρακτικά όμως είναι μερικά nA. Ο δεύτερος τελεστικός ενισχυτής είναι σε συνδεσμολογία διαφορικού ενισχυτή. Στην μη αναστρέφουσα είσοδό του (+) δέχεται την τάση από τον Η/Υ και στην αναστρέφουσα (-) υποβιβασμένη την τάση εξόδου του τροφοδοτικού. Η διαφορά τους ενισχύεται και παράγεται η τάση $V_4=V_{adj} = K(V_{ctrl}-V_3)$, όπου K το κέρδος του διαφορικού ενισχυτή. Με την συνδεσμολογία του δεύτερου τελεστικού επιτυγχάνεται η σταθεροποίηση της τάσης εξόδου ως εξής: η τάση εξόδου του διαφορικού ενισχυτή είναι : $V_{adj} = K(V_{ctrl}-V_3)$, όταν λοιπόν η τάση εξόδου μειωθεί λόγω αύξησης του ρεύματος θα μειωθεί και η τάση V_3 , οπότε η διαφορά $V_{ctrl}-V_3$ θα αυξηθεί κατά συνέπεια θα αυξηθεί η V_{adj} άρα και η τάση εξόδου ώστε να επανέλθει στην αρχική της τιμή. Με το ίδιο σκεπτικό θα λειτουργήσει και όταν η τάση εξόδου αυξηθεί, η τάση V_{adj} θα μειωθεί ώστε να σταθεροποιηθεί η τιμή. Τέλος η μέτρηση της τάσεως εξόδου γίνεται μέσω του διαιρέτη τάσης R_{26} , R_{27} , ο οποίος υποβιβάζει την τάση και την στέλνει στον Η/Υ.

Επιλογή τάσεων τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών

Το ολοκληρωμένο LM317 εμφανίζει στην έξοδο του την τάση που δέχεται στο σημείο ADJ προστιθέμενο με 1.25V, δηλαδή

$$V_o = V_{adj} + 1.25 \quad (2.2.2-1)$$

Όπου, V_o η τάση εξόδου του σταθεροποιητή LM317 και V_{adj} η τάση του ακροδέκτη ADJ του σταθεροποιητή LM317 (σχήμα 2.2.1-1).

Επομένως, θα ισχύει $V_{adjmax} = V_{omax} - 1.25 = 30 - 1.25 = 28.75 \approx 29V$. Για να μπορεί ο τελεστικός ενισχυτής που συνδέεται με το σημείο ADJ να παράγει αυτήν την τάση θα πρέπει η θετική τροφοδοσία (V_{cc+}) να είναι τουλάχιστον 30V. Για την ελάχιστη τάση εξόδου του τροφοδοτικού η τάση V_{adj} πρέπει να γίνεται μηδέν ή και λιγότερο αν πρέπει η V_o να είναι μικρότερη των 1.25V. Θεωρητικά θα έπρεπε η αρνητική τάση τροφοδοσίας (V_{cc-}) να συνδεόταν στη γείωση αλλά επειδή στην πραγματικότητα η ελάχιστη τάση κόρου μπορεί να είναι και 1V για να επιτευχθεί $V_{adj}=0$ η τάση V_{cc-} πρέπει να είναι μικρότερη των -2V.

Η τάση V_1 που είναι ίση με την V_{out} έχει σαν μέγιστη τιμή τα 30V, οπότε η θετική τάση τροφοδοσία του πρώτου τελεστικού θα πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με 32V. Τελικά επιλέχθηκαν οι εξής τάσεις τροφοδοσίας :

- $V_{cc+} = 32V$
- $V_{cc-} = -2.5V$

Επιλογή διαφορικού ενισχυτή – ανάδρασης

Για τελεστικούς ενισχυτές επιλέχθηκε το ολοκληρωμένο LF412 το οποίο περιλαμβάνει στην ίδια συσκευασία δύο τελεστικούς ενισχυτές. Ο ένας (A) θα χρησιμοποιηθεί για τον ακόλουθο τάσης και ο άλλος (B) για τον διαφορικό ενισχυτή του σχήματος 2.2.2-1.

Η επιλογή έγινε χάρις των καλών χαρακτηριστικών του όπως :

- Πολύ μικρό ρεύμα εισόδου (50pA)
- Μικρό ρεύμα τροφοδοσίας (1.8mA)
- Η διαφορά των τάσεων τροφοδοσίας μπορεί να είναι μέχρι $V_{cc+} - V_{cc-} = 36V$. Στο κύκλωμά (βλ. σχήμα 2.2.2-1) ισχύει $V_{cc+} - V_{cc-} = 34.5V$ οπότε δεν υπάρχει πρόβλημα.

Επίσης πρέπει να αναφερθεί πως το ρεύμα που απορροφά το ολοκληρωμένο LM317 από το σημείο ADJ δεν ξεπερνά τα 100μΑ. Συνολικά επειδή υπάρχουν 3 παράλληλα LM317 το μέγιστο

ρεύμα εξόδου του διαφορικού ενισχυτή θα είναι 300μΑ, το οποίο είναι αρκετά μικρό, Οι πιο συνηθισμένοι τελεστικοί ενισχυτές μπορούν να δώσουν μέγιστο ρεύμα 20 mA.

Γίνεται η υπόθεση πως για $V_{ctrl} = 4\text{ V}$ (σχήμα 2.2.2-1) η τάση εξόδου να είναι $V_{out} = 30\text{ V}$ και η διαφορά τάσης στην είσοδο του διαφορικού ενισχυτή να είναι 0.01 V όταν ισχύουν οι παραπάνω συνθήκες. Η διαφορά της τάσης επιλέγεται μικρή έτσι ώστε να υπάρχει μεγάλη ευαισθησία στο κύκλωμα, δηλαδή μια μικρή μεταβολή της τάσης να γίνεται αντιληπτή και να επιδρά ο διαφορικός ενισχυτής. Συγκεντρωτικά ισχύουν τα ακόλουθα :

- $V_{ctrl} = 4\text{ V}$
- $V_{out} = 30\text{ V} \xrightarrow{(2.2.2-1)} V_{adj} = 29\text{ V}$
- $\Delta V = V_{ctrl} - V_3 = 0.01\text{ V}$

Για μείωση του κέρδους κοινού σήματος πρέπει να ισχύει :

$R_4 = R_6$ και $R_5 = R_7$. Το κέρδος (K) του διαφορικού ενισχυτή θα είναι:

$$K = \frac{V_{adj}}{V_{ctrl} - V_3} \Leftrightarrow \frac{V_{adj}}{\Delta V} = \frac{R_5}{R_4} \Leftrightarrow \frac{29}{0.01} = \frac{R_5}{R_4} \Rightarrow R_5 = 2900R_4$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις τυποποιημένες τιμές των αντιστάσεων και πως δεν υπάρχει ιδιαίτερος λόγος για μεγάλη ακρίβεια στο κέρδος ισχύει: $R_4 = 3.3\text{ K}\Omega \Rightarrow R_5 = 9570\text{ K}\Omega \approx 10\text{ M}\Omega$ με τις τιμές αυτές το κέρδος θα είναι : $K = \frac{R_5}{R_4} = \frac{10000}{3.3} = 3030$, συνοπτικά:

- $R_4 = R_6 = 3.3\text{ K}\Omega$
- $R_5 = R_7 = 10\text{ M}\Omega$

Αφού υπολογίστηκαν οι αντιστάσεις θα πρέπει να ελεγχθεί αν το ρεύμα που δίνει η dc πηγή, η οποία προσομοιώνει την έξοδο της συσκευής επικοινωνίας, είναι μέσα στα επιτρεπόμενα όρια δηλαδή μικρότερο από 5mA .

Στο κύκλωμα του σχήματος 2.2.2.-1 το ρεύμα εισόδου στον τελεστικό είναι πολύ μικρό (50pA) και θεωρείται αμελητέο, οπότε το μέγιστο ρεύμα της πηγής θα είναι :

$$I_{5max} = \frac{V_{ctrlmax}}{R_6 + R_7} = \frac{5\text{ V}}{3.3\text{ K}\Omega + 10\text{ M}\Omega} \Rightarrow I_{5max} = 499.8\text{ nA} \ll 5\text{ mA}.$$

Οι αντιστάσεις R_2 , R_3 αποτελούν έναν διαιρέτη τάσης που υποβιβάζουν την τάση εξόδου. Σύμφωνα με τα παραπάνω θα ισχύει: $\Delta V = V_{ctrl} - V_3 = 0.01\text{ V}$, για

$V_{ctrl} = 4\text{ V} \Rightarrow V_3 = 3.99\text{ V}$, ενώ η V_1 θα είναι 30V, επομένως θα ισχύει

$$V_3 = \frac{R_3}{R_3 + R_2} V_1 \Leftrightarrow 3.99 = \frac{R_3}{R_3 + R_2} 30 \Rightarrow$$

$$R_2 = 6.52 R_3 \quad (2.2.2-2)$$

Για τον υπολογισμό των αντιστάσεων θα πρέπει να βρεθεί το I_4 , ώστε να γίνει γνωστό πόσο ρεύμα θα διαρρέει τον διαιρέτη τάσης (I_3) διότι για να λειτουργεί σωστά θα πρέπει να ισχύει $I_3 > 10 I_4$ και μάλιστα όσο μεγαλύτερο είναι το I_3 σε σχέση με το I_4 τόσο μικρότερο θα είναι το σφάλμα στους υπολογισμούς.

$$\text{Η τάση στην αντίσταση } R_7 \text{ για } V_{\text{ctrl}} = 4\text{V} \text{ θα είναι } V_{R7} = \frac{R7}{R7+R6} 4 = 3.999 \text{ V}$$

Στην είσοδο του τελεστικού υπάρχει κατ'ουσίαν βραχυκύκλωμα οπότε η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο θα είναι 3.999V. Επομένως το ρεύμα I_4 προκύπτει:

$$I_4 = \frac{V_3 - 3.999}{R_3} = \frac{3.99 - 3.999}{3300} \Rightarrow I_4 = 2.7 \mu\text{A}$$

$$\text{Άρα πρέπει να ισχύει : } I_3 > 10I_4 \Rightarrow I_3 > 27 \mu\text{A} . I_3 = \frac{30}{R_2+R_3} > 27 \mu\text{A} \Rightarrow$$

$$R_2 + R_3 < 1.1 \text{M}\Omega \quad (2.2.2-3)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τις σχέσεις 2.2.2-2 και 2.2.2-3 υπολογίζονται οι αντιστάσεις :

- $R_2 = 68\text{K}\Omega \Rightarrow R_3 = \frac{68\text{K}\Omega}{6.52} \Rightarrow$
- $R_3 = 10.4 \text{K}\Omega$

Προφανώς η τιμή της R_3 δεν υπάρχει τυποποιημένη στο εμπόριο αλλά μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας ένα πολύστροφο ποτενσιόμετρο 20KΩ .

Το ρεύμα I_3 που προκύπτει με αυτές τις αντιστάσεις είναι :

$$I_3 = \frac{30\text{V}}{68\text{K}\Omega + 10.4\text{K}\Omega} = 383 \mu\text{A} \gg 27 \mu\text{A}$$

Κύκλωμα μέτρησης τάσης

Όπως έχει ειπωθεί στην παράγραφο 2.1 η είσοδος της συσκευής επικοινωνίας πρέπει να έχει εύρος τιμών $\pm 10\text{V}$ και να απορροφά μέγιστο ρεύμα 50μΑ για εφαρμοζόμενη τάση 10V. Επομένως η τάση εξόδου του τροφοδοτικού πρέπει να υποβιβαστεί έτσι ώστε να είναι δυνατή η μέτρησή της μέσω H/Y. Την λειτουργία αυτή την κάνει ο διαιρέτης τάσης R_{26}, R_{27} (σχήμα 2.2.2-1). Για τάση εξόδου 30V η έξοδος του διαιρέτη τάσης (V_2) θα είναι 8.5V. Οπότε θα ισχύει:

$$V_2 = \frac{R_{27}}{R_{27} + R_{26}} 30\text{V} \Rightarrow 8.5\text{V} = \frac{R_{27}}{R_{27} + R_{26}} 30\text{V} \Rightarrow$$

$$R_{27} = 0.395R_{26} \quad (2.2.2-4)$$

$$I_2 = \frac{30}{R_{27} + R_{26}} > 10 * 50\mu A \Rightarrow \quad (2.2.2-5)$$

$$R_{27} + R_{26} < 60K\Omega \quad (2.2.2-6)$$

Θεωρώντας $R_{26} = 8.2K\Omega$ από την σχέση 2.2.2-4 προκύπτει $R_{27} = 3.2K\Omega$. Συνεπώς για R_{26} και R_{27} εκλέγονται οι τυποποιημένες αντιστάσεις 8.2 και 3.3KΩ αντίστοιχα.

Από την σχέση 2.2.2-5 προκύπτει:

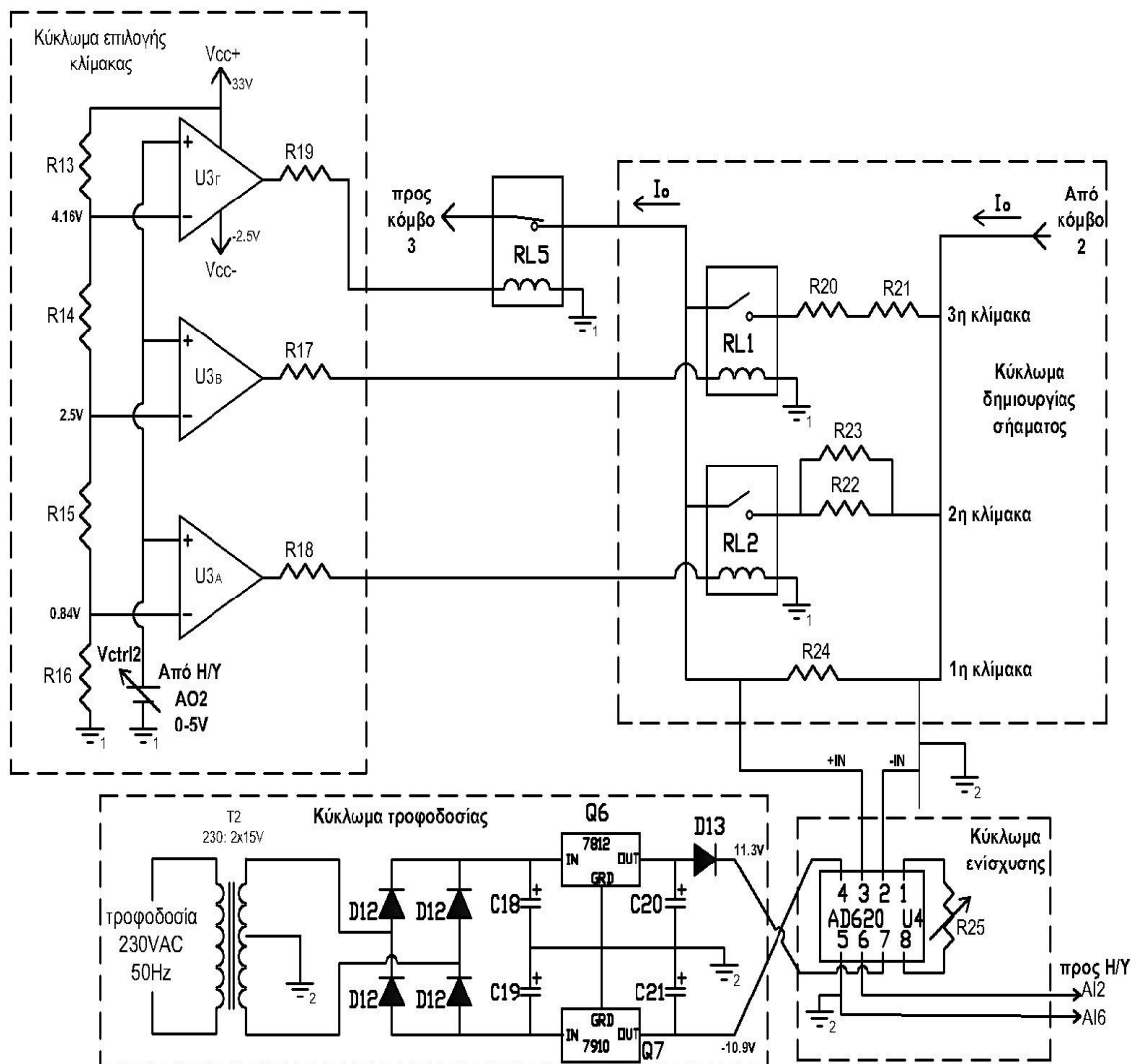
$$I_2 = \frac{30}{R_{27} + R_{26}} = \frac{30}{3.3K\Omega + 8.2K\Omega} = 2.6mA > 0.5mA$$

2.2.3 Κύκλωμα Μέτρησης Ρεύματος Εξόδου

Το κύκλωμα που μετράει το ρεύμα εξόδου του τροφοδοτικού, βασίζεται στο γεγονός πως όταν περνάει ρεύμα από μια αντίσταση εμφανίζει πτώση τάση στα άκρα της. Τοποθετώντας μια αντίσταση σε σειρά με την έξοδο του τροφοδοτικού, το ρεύμα εξόδου θα προκαλεί πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση ανάλογη του ρεύματος. Ενισχύοντας αυτή την πτώση τάσης μπορεί να δημιουργηθεί μια τάση από 0-10V ανάλογη του ρεύματος εξόδου. Η τάση αυτή οδηγείται μέσω κατάλληλων κυκλωμάτων στον Η/Υ και μέσω της κατάλληλης βαθμονόμησης γίνεται η μέτρηση του ρεύματος. Κάτι που πρέπει να αναφερθεί είναι πως με την τοποθέτηση μιας μόνο αντίστασης δεν είναι δυνατό να μετρηθεί το ρεύμα σε όλο το εύρος τιμών δηλαδή από 0-2A, διότι πχ σε μια αντίσταση 10Ω, με ρεύμα 10μΑ η πτώση τάσης είναι $V=IR=0.1mV$ ενώ για ρεύμα 2 A είναι 20V. Οπότε πρέπει με κάποιο τρόπο ανάλογα με το ρεύμα εξόδου να τοποθετείται η κατάλληλη αντίσταση. Επειδή η ενίσχυση της πτώσης τάσης που δημιουργείται στην αντίσταση θα γίνει με χρήση τελεστικών ενισχυτών αυτό σημαίνει πως όταν το τροφοδοτικό κατά την μέγιστη τάση εξόδου, στην είσοδο των τελεστικών θα εφαρμόζεται περίπου 30 V, αυτό δεν είναι εφικτό σε πολλούς τελεστικούς. Γι' αυτό το λόγο το κύκλωμα μέτρησης του ρεύματος θα πρέπει να έχει ξεχωριστή τροφοδοσία από το υπόλοιπο κύκλωμα με χρήση δεύτερου μετασχηματιστή για απομόνωση. Το κύκλωμα αυτό αποτελείται κυρίως από τα εξής μέρη:

- 1) Το κύκλωμα δημιουργίας τάσεων τροφοδοσίας
- 2) Το κύκλωμα των αντιστάσεων σε σειρά με την έξοδο στο οποίο δημιουργείται το σήμα προς μέτρηση
- 3) Το κύκλωμα ενίσχυσης του σήματος
- 4) Το κύκλωμα μέσω του οποίου επιλέγεται η κατάλληλη κλίμακα

Στο σχήμα 2.2.3-1 φαίνεται το σχέδιο του ανωτέρω κυκλώματος :



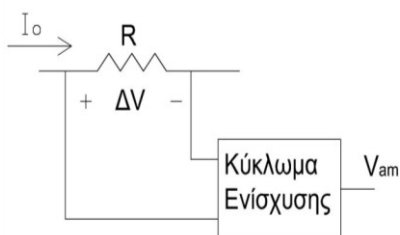
Σχήμα 2.2.3-1: Κύκλωμα μέτρησης ρεύματος. V_{ctrl2} : τάση που προέρχεται από την συσκευή επικοινωνίας. V_{cc+}, V_{cc-} : τάσεις τροφοδοσίας τελεστικών ενισχυτών. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού. $R13-R24$: αντιστάσεις. $D12, D13$: δίοδοι. $C20, C21$: πυκνωτές. $Q6, Q7$: σταθεροποιητές τάσης. $U3$: τελεστικοί ενισχυτές στην ίδια συσκευασία. $U4$: ενισχυτής οργάνων. $RL1-RL5$: ρελέ

Η συνοπτική λειτουργία του κυκλώματος του ανωτέρου σχήματος είναι η εξής: το ρεύμα εξόδου διαρρέει ουσιαστικά μια ισοδύναμη αντίσταση στο κύκλωμα δημιουργίας σήματος με αποτέλεσμα να παρουσιάζεται μία πτώση τάσης, αυτή ενισχύεται από το κύκλωμα ενίσχυσης που αποτελείται από έναν ενισχυτή οργάνων, και στέλνεται στον υπολογιστή για καταγραφή. Η κλίμακα, δηλαδή η τοποθέτηση της σωστής αντίστασης, γίνεται αυτόματα χρησιμοποιώντας συγκριτές οι οποίοι ανοιγοκλείνουν τα κατάλληλα ρελέ. Ο χρήστης του τροφοδοτικού θα έχει τη

δυνατότητα να επιλέγει ένα μέγιστο όριο ρεύματος εξόδου, όταν λοιπόν ξεπεραστεί αυτό το όριο ενεργοποιείται το ρελέ RL5 και ανοικτοκυκλώνει την έξοδο.

2.2.3.1 Κύκλωμα δημιουργίας σήματος

Θεωρήθηκε ικανοποιητικό να υπάρχουν 3 διαφορετικές κλίμακες, δηλαδή θα υπάρχουν τρεις ισοδύναμες αντιστάσεις όπου μία κάθε φορά θα εφαρμόζεται σε σειρά. Η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο μικρή όσον αφορά την σταθεροποίηση της τάσης εξόδου αλλά όσο το δυνατόν μεγαλύτερη όσον αφορά το κύκλωμα ενίσχυσης για να έχει μικρό κέρδος. Η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση δεν θα ξεπερνάει τα 100mV αλλά και η τάση εξόδου του κυκλώματος ενίσχυσης τα 9V. Σε κάθε περίπτωση κλίμακας θα ισχύει το ακόλουθο ισοδύναμο σχήμα:



Σχήμα 2.2.3.1-1: Δημιουργία σήματος για μέτρηση ρεύματος. V_{am} : τάση εξόδου κυκλώματος ενίσχυσης που θα στέλνεται στον H/Y για την μέτρηση του ρεύματος. ΔV : πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση. R : αντίσταση κατάλληλης κλίμακας. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού

Επίσης εξαιτίας του κέρδους κοινού σήματος του κυκλώματος ενίσχυσης, δηλαδή $V_{am} \neq 0$ όταν $\Delta V = 0$, το κέρδος του ενισχυτή πρέπει να είναι μικρό ώστε να μην εμφανίζεται μεγάλη τιμή τάσης εξόδου όταν $\Delta V = 0$. Στη συνέχεια ακολουθεί ο υπολογισμός των αντιστάσεων για κάθε κλίμακα που θα επιλέγεται. Ο υπολογισμός γίνεται από την 3^η κλίμακα προς την 1^η διότι πρέπει να εξασφαλιστεί η μέτρηση του μέγιστου ρεύματος εξόδου και ύστερα σύμφωνα με τους υπολογισμούς θα προκύψει και το ελάχιστο ρεύμα που δύναται να μετρηθεί.

- 3η κλίμακα

Επιλέγεται $\Delta V_{max} = 100\text{mV}$ και $V_{am_{max}} = 9\text{V}$, οπότε το κέρδος του κυκλώματος ενίσχυσης θα είναι $K = \frac{9}{0.1} \Rightarrow K = 90$

Το μέγιστο ρεύμα που επιλέγεται να μπορεί να μετρηθεί στην κλίμακα αυτή είναι λίγο παραπάνω από το μέγιστο ρεύμα εξόδου, $I_{\text{omax}} = 2.2\text{A}$ οπότε η αντίσταση R της 3ης κλίμακας υπολογίζεται ως εξής: $R_{3\eta} = \frac{\Delta V_{\text{max}}}{I_{\text{omax}}} = \frac{100\text{mV}}{2.2\text{A}} \Rightarrow R_{3\eta} = 0.045 \Omega$

Η συσκευή επικοινωνίας μπορεί να μετρήσει με ακρίβεια τάσεις μεγαλύτερες των 50mV επομένως η ελάχιστη τάση που πρέπει να δημιουργείται πάνω στην αντίσταση είναι $\Delta V_{\text{min}} = 50\text{mV}/90 = 0.56\text{mV}$. Το ελάχιστο ρεύμα μέτρησης σε αυτήν την κλίμακα θα είναι :

$$I_{\text{omin}} = \frac{\Delta V_{\text{min}}}{R} = \frac{0.56\text{mV}}{0.045} = 12.4\text{mA}$$

Όπως παρατηρείται η αντίσταση σειράς για αυτήν την κλίμακα πρέπει να είναι πολύ μικρή. Οι μικρότερες τιμές αντιστάσεων που κυκλοφορούν στο εμπόριο είναι οι 0 Ω, 0.25W και 0 Ω, 0.5W. Οι τιμές των αντιστάσεων 0Ω είναι αυτές που δίνει ο κατασκευαστής, στην πραγματικότητα όμως έχουν και αυτές κάποια τιμή αντίστασης. Μετά από μια σειρά μετρήσεων, κατά τις οποίες εφαρμόστηκαν διάφορες τάσεις στις αντιστάσεις 0Ω και μετρώντας το ρεύμα, βρέθηκαν οι ακριβείς τιμές των αντιστάσεων. Τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 3.3.3.1.1:

Πίνακας 2.2.3.1-1: Πίνακας μετρήσεων για αντιστάσεις 0 Ω

R = 0 Ω , 0.25W			R = 0 Ω , 0.5W		
ΔV (mV)	I (A)	R (mΩ)	ΔV (mV)	I (A)	R (mΩ)
35.86	2.2	16.3	22.54	2.3	9.8
31.4	2	15.7	19.57	1.9	10.3
28.62	1.8	15.9	18	1.8	10

Συνεπώς η αντίσταση 0Ω ,0.25W θεωρείται ότι είναι 16mΩ και η 0 Ω , 0.5W 10 mΩ. Εξαιτίας της πολύς μικρής αντίστασης που πρέπει να επιτευχθεί θα ληφθεί υπόψη και η αντίσταση επαφής του ρελέ RL1 (σχήμα 2.2.3-1). Έγιναν μετρήσεις σε αρκετούς τύπους ρελέ, αυτό που βρέθηκε πιο κοντά στην επιθυμητή τιμή είναι ο τύπος SYSIK-S-124L με αντίσταση επαφής $R_{\text{RL}} = 17\text{m}\Omega$. Τοποθετώντας μια αντίσταση 0Ω, 0.25W σε σειρά με μια 0 Ω, 0.5W και λαμβάνοντας υπόψη και την αντίσταση επαφής του ρελέ επιτυγχάνεται αντίσταση $R_{3\eta} = 16 \text{ m}\Omega + 10 \text{ m}\Omega + 17\text{m}\Omega = 43 \text{ m}\Omega$ που είναι πολύ κοντά στην επιθυμητή (45mΩ). Δηλαδή για το σχήμα 2.2.3-1 ισχύει: $R_{20} = 0\Omega , 0.25\text{W}$, $R_{21} = 0 \Omega , 0.5\text{W}$ όπου το ρελέ RL1 είναι τύπου SYSIK-S-124L .

- 2η κλίμακα

Το μέγιστο ρεύμα αυτής της κλίμακας επιλέγεται να είναι $I_{0max} = 16mA$ ώστε να επικαλύπτεται με την 3^η κλίμακα. Όπως έχει προαναφερθεί η μέγιστη πτώση τάσης είναι $\Delta V_{max} = 100 mV$, οπότε

$$R_{2\eta} = \frac{\Delta V_{max}}{I_{0max}} = \frac{100mV}{16mA} \Rightarrow R_{2\eta} = 6.25\Omega$$

Το ελάχιστο ρεύμα που θα μετράται σε αυτήν την κλίμακα, θεωρώντας ως ελάχιστη πτώση τάσης $\Delta V_{min} = 0.56mV$, θα είναι: $I_{0min} = \frac{\Delta V_{min}}{R_{2\eta}} = \frac{0.56mV}{6.25} = 89.6\mu A$

- 1η κλίμακα

Το μέγιστο ρεύμα αυτής της κλίμακας θα είναι λίγο μεγαλύτερο από το ελάχιστο ρεύμα της 2ης κλίμακας, $I_{0max} = 100\mu A$. Για $\Delta V_{max} = 100 mV$, προκύπτει :

$$R_{1\eta} = \frac{\Delta V_{max}}{I_{0max}} = \frac{100mV}{100\mu A} \Rightarrow R_{1\eta} = R_{2\eta} = 1K\Omega$$

Το ελάχιστο ρεύμα που θα μετράται σε αυτήν την κλίμακα, θεωρώντας ως ελάχιστη πτώση τάσης $\Delta V_{min} = 0.56mV$, θα είναι: $I_{0min} = \frac{\Delta V_{min}}{R_{1\eta}} = \frac{0.56mV}{1K\Omega} = 0.56\mu A$

Θα πρέπει να σημειωθεί πως κάθε φορά που επιλέγεται η 2η ή η 3η κλίμακα τότε η αντίσταση της κλίμακας αυτής παραλληλίζεται με της προηγούμενης, οπότε οι τιμές που υπολογίστηκαν παραπάνω είναι η ισοδύναμη τιμή που θα πρέπει να προκύπτει.

Για την 3η κλίμακα που η αντίσταση είναι πολύ μικρή δεν επηρεάζεται από τον παραλληλισμό με τις άλλες αντιστάσεις. Όταν ενεργοποιείται η δεύτερη κλίμακα η συνολική αντίσταση, θεωρώντας $R_{2\eta}'$ την αντίσταση που θα μπει σε σειρά με το ρελέ RL2 θα είναι:

$$R_{2\eta} = R_{2\eta}' // R_{1\eta} = 6.25\Omega \Rightarrow R_{2\eta} = \frac{R_{2\eta}' R_{1\eta}}{R_{2\eta}' + R_{1\eta}} \Rightarrow R_{2\eta}' = \frac{R_{2\eta} R_{1\eta}}{R_{1\eta} - R_{2\eta}} = \frac{6.25 \cdot 1000}{1000 - 6.25} = 6.29\Omega. \text{ Η τιμή}$$

αυτή μπορεί να επιτευχθεί συνδέοντας παράλληλα δύο αντιστάσεις, λαμβάνοντας υπόψη και την αντίσταση του ρελέ, δηλαδή: $R_{2\eta}' = R_{23} // R_{22} + R_{RL}$. Επιλέγοντας για ρελέ όπως και πριν τον τύπο SYSIK-S-124L και αντιστάσεις $R_{22} = 75\Omega$ και $R_{23} = 6.8\Omega$ (όπως αυτές είναι διαθέσιμες στο εμπόριο) προκύπτει:

$R_{2\eta} = R_{2\eta}' // R_{1\eta} = (R_{23} // R_{22} + R_{RL}) // R_{1\eta} = (75\Omega // 6.8 + 17m\Omega) // 1K\Omega = 6.21\Omega$ που είναι πολύ κοντά στην θεωρητική τιμή 6.25Ω .

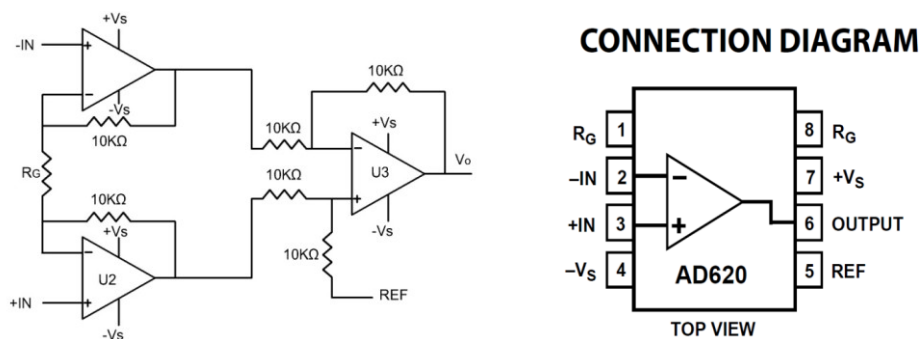
Παρακάτω φαίνεται ένας συνοπτικός πίνακας με τους υπολογισμούς της κάθε κλίμακας:

Πίνακας 2.2.3.1-1: Κλίμακες μέτρησης ρεύματος. I_{omax} : μέγιστο ρεύμα εξόδου, I_{omin} : ελάχιστο ρεύμα εξόδου

Κλίμακα	I_{omin}	I_{omax}	R
1	0.56μA	100μA	$R_{24}=1K\Omega, 0.25W$
2	89.6μA	16mA	$R_{22}=6.8\Omega, 0.25W$ $R_{23}=75\Omega, 0.25W$
3	13mA	2.2A	$R_{20}=0\Omega, 0.25W,$ $R_{21}=0\Omega, 0.5W$

2.2.3.2 Κύκλωμα ενίσχυσης

Ο καλύτερος ενισχυτής τάσης θεωρείται ο ενισχυτής οργάνων διότι έχει πάρα πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου, δηλαδή το εισερχόμενο ρεύμα είναι ελάχιστο (μερικά nA) και μικρό κέρδος κοινού σήματος (CMRR). Ο ενισχυτής που χρησιμοποιήθηκε στο κύκλωμα είναι ο τύπος AD620, ο οποίος παρέχει την δυνατότητα να ρυθμίζεται το κέρδος του μεταβάλλοντας μια μόνο αντίσταση. Στο σχήμα 3.3.3.2.1 φαίνεται το κυκλωματικό διάγραμμα του ενισχυτή AD620.



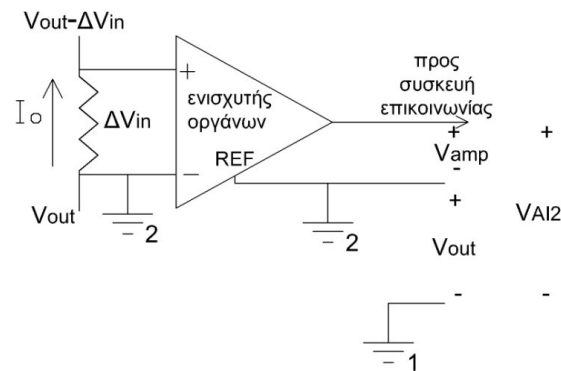
Σχήμα 2.2.3.2-1: Σχεδιάγραμμα κυκλώματος και ακροδεκτών του AD620. Το κέρδος καθορίζεται μέσω της αντίστασης R_G

Ο ακροδέκτης REF είναι η τάση αναφοράς για την έξοδο, συνήθως συνδέεται στη γείωση. Το κέρδος του ενισχυτή όπως υπολογίστηκε παραπάνω θα είναι $K=90$. Σύμφωνα με το φύλλο προδιαγραφών του ενισχυτή AD620 η αντίσταση R_G υπολογίζεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$R_G = \frac{49.4K\Omega}{G - 1}$$

Όπου G είναι το κέρδος. Για $G=90$ θα ισχύει: $R_G = \frac{49.4K\Omega}{90 - 1} = 555 \Omega \Rightarrow R_{25} = 555 \Omega$ (σχήμα 2.2.3-1). Η τιμή αυτή επιτυγχάνεται τοποθετώντας ένα πολύστροφο τρίμμερ $1K\Omega$. Για να λειτουργήσει γραμμικά ο συγκεκριμένος ενισχυτής οργάνων χρειάζεται να έχει συμμετρική

τροφοδοσία. Η μέγιστη τάση εξόδου δεν πρέπει να υπερβαίνει τα 10V οπότε η τροφοδοσία θα είναι περίπου $\pm 10V$. Η έξοδος του κυκλώματος ενίσχυσης συνδέεται με δύο αναλογικές εισόδους της συσκευής επικοινωνίας USB NI-6008 ώστε να υπάρχει μια διαφορική είσοδος αφού η έξοδος του ενισχυτή δεν έχει κοινή γείωση με το υπόλοιπο κύκλωμα. Όλες οι θύρες της συσκευής επικοινωνίας έχουν κοινή γείωση η οποία είναι συνδεδεμένη με την γείωση 1, αυτό σημαίνει πως ακόμα και στην διαφορική είσοδο η συσκευή δέχεται δύο τάσεις ως προς τη γείωση 1 και τις αφαιρεί. Θα πρέπει λοιπόν να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή έτσι ώστε οι εξοδοί του ενισχυτή να μην υπερβαίνουν κάποιο όριο τάσης ως προς τη γείωση 1.

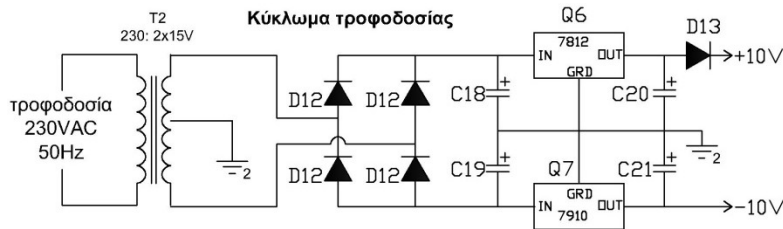


Σχήμα 2.2.3.2-2: Τάση εξόδου ενισχυτή ως προς την γείωση 1. V_{out} : τάση εξόδου τροφοδοτικού. ΔV_{in} : πτώση τάσης στην αντίσταση. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού. V_{amp} : τάση εξόδου κυκλώματος ενίσχυσης που στέλνεται στον H/Y για την μέτρηση του ρεύματος. V_{AI2} : τάση μιας θύρας της συσκευής επικοινωνίας

Επειδή η τάση αναφοράς του ενισχυτή (γείωση) είναι συνδεδεμένη στην τάση εξόδου του τροφοδοτικού (V_{out}) θα ισχύει $V_{out}=V_{REF}$. Η έξοδος του ενισχυτή συνδέεται με την αναλογική θύρα AI2 της συσκευής επικοινωνίας και όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2.3.2-2 θα είναι ίση με: $V_{AI2}=V_{out}+V_{amp}$. Συνεπώς για μέγιστες τιμές $V_{outmax}=30V$ και $V_{ampmax}=10V$ η συσκευή επικοινωνίας θα δεχτεί 40V, όμως η τάση αυτή είναι πολύ μεγάλη ώστε να μετρηθεί από τη συσκευή επικοινωνίας. Για το λόγο αυτό επιλέγεται η έξοδος του ενισχυτή να είναι αρνητική, τοποθετώντας κατάλληλα τη φορά του ρεύματος εξόδου (I_o) έτσι ώστε η τάση V_{AI2} να μην φτάνει σε υψηλά επίπεδα. Δηλαδή η τάση V_{amp} θα κινείται ανάμεσα σε 0V και -10V.

2.2.3.3 Κύκλωμα τροφοδότησης του ενισχυτή οργάνων AD620

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως θα πρέπει το ολοκληρωμένο AD620 να τροφοδοτηθεί με τάση $\pm 10V$. Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα 2.2.3.3-1.



Σχήμα 2.2.3.3-1: Κύκλωμα τροφοδότησης AD620. D12, D13: δίοδοι. C20, C21: πυκνωτές. Q6, Q7: σταθεροποιητές τάσης. T2 : μετασχηματιστή με μεσαία λήψη

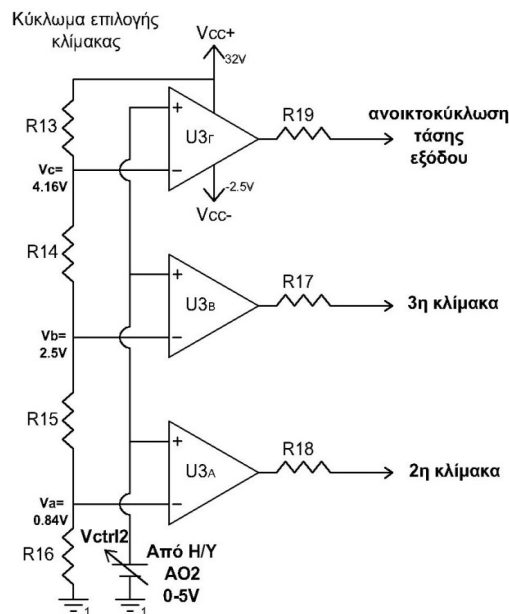
Για σταθεροποίηση χρησιμοποιήθηκαν οι σταθεροποιητές τριών σημείων LM7812 και LM7910, ο πρώτος δέχεται στην είσοδο θετική τάση και την σταθεροποιεί στα +12V, ενώ ο δεύτερος δέχεται αρνητική τάση και την σταθεροποιεί στα -10V. Θεωρητικά θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί ο LM7810 που σταθεροποιεί στα +10V, όμως στην πράξη λόγω του ότι δεν δίνουν τις θεωρητικές τιμές εξόδου επιτευχθεί καλύτερη συμμετρία στις τάσεις χρησιμοποιώντας τον LM7812 σε σειρά με μία δίοδο που παρουσιάζει πτώση τάσης 0.7V. Στην πράξη οι τιμές εξόδου μετρήθηκαν +11.3V και -10.9V. Η τάση εισόδου του σταθεροποιητή πρέπει να είναι τουλάχιστον 3V μεγαλύτερη από την έξοδο, δηλαδή περίπου 14.53V (11.3V+3V). Η σχέση που συνδέει την εναλλασσόμενη τάση εισόδου στην γέφυρα διόδων και την συνεχή τάση εξόδου μετά την ανόρθωση-εξομάλυνση, λαμβάνοντας υπόψη και την πτώση τάσης στις διόδους σύμφωνα με την σχέση 2.2.1-2, θα είναι : $V_{2rms} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} + 2 \cdot 0.7V \Rightarrow V_{2rms} = \frac{14.3}{\sqrt{2}} + 1.4 = 11.5V$. Συνεπώς ο μετασχηματιστής θα πρέπει να είναι 230:12V. Επιλέχθηκε μετασχηματιστής 230:15V λόγω των τυποποιημένων τιμών του εμπορίου. Αφού θα υπάρχει και αρνητική τάση ο μετασχηματιστής θα έχει και μεσαία λήψη. Ο μετασχηματιστής δίνει 15V τάση εξόδου, οπότε η τάση εισόδου στους σταθεροποιητές θα είναι σύμφωνα με την σχέση 2.2.1-2: $V_{dc} = (V_{2rms} - 2 \cdot 0.7)\sqrt{2} = (15 - 1.4)\sqrt{2} = 19.23V$. Η διαφορά τάσης εισόδου και τάσης εξόδου του σταθεροποιητή είναι αρκετά μεγαλύτερη από 3V. Για την αρνητική τάση ισχύουν ακριβώς τα ίδια με την διαφορά ότι η τάση εισόδου στον σταθεροποιητή θα είναι -19.23V. Το κύκλωμα αυτό θα τροφοδοτεί τον ενισχυτή οργάνων AD620 ο οποίος σύμφωνα με το φύλλο προδιαγραφών απορροφά ρεύμα $I_{cc} = 1.3mA$, δηλαδή η ισχύς που απορροφά είναι περίπου $P = 2 \cdot V_{cc} \cdot I_{cc} = 2 \cdot 10V \cdot 1.3mA = 26mW$. Ο μετασχηματιστής με την μικρότερη ισχύ που βρέθηκε διαθέσιμος είναι 3W. Επομένως, ο μετασχηματιστής είναι 230:2x15V, 3W. Όπως έχει ήδη αναφερθεί το ρεύμα εξόδου του κυκλώματος είναι αρκετά μικρό οπότε οι πυκνωτές για την μείωση της κυμάτωσης δεν χρειάζεται να είναι μεγάλης χωρητικότητας. Επιλέγοντας $C_{18} = C_{19} = 100\mu F$ (μέγιστη τάση αντοχής 35V) η κυμάτωση (V_T) της τάσης εισόδου του σταθεροποιητή με βάση τη σχέση 1.2.1-5 θα είναι:

$$V_r = \frac{I_{in}}{2Cf} = \frac{1.3mA}{2 \cdot 100\mu F \cdot 50Hz} = 130mV.$$

Όπως προκύπτει είναι πολύ μικρή και μετά τον σταθεροποιητή εξαλείφεται τελείως. Οι πυκνωτές C_{20} , C_{21} τοποθετήθηκαν για την μείωση των μεταβατικών φαινομένων καθώς και για την περαιτέρω μείωση της κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Επιλέγονται $C_{20}=C_{21}=4.7\mu F$, $25V$.

2.2.3.4 Κύκλωμα επιλογής κλίμακας

Η κλίμακα θα πρέπει να ρυθμίζεται αυτόματα. Η συσκευή επικοινωνίας USB NI-6008 διαθέτει δύο αναλογικές εξόδους, η μια έχει χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο της τάσης εξόδου του τροφοδοτικού, ενώ η δεύτερη (V_{ctrl2}) θα χρησιμοποιηθεί ώστε να δίνει εντολή για το ποια αντίσταση θα εφαρμόζεται ανάλογα με το ρεύμα εξόδου. Αυτό γίνεται μέσω των δύο συγκριτών U_{3A} και U_{3B} , όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2.3.4-1. Μια δυνατότητα του τροφοδοτικού θα είναι να μπορεί ο χρήστης να επιλέξει ένα μέγιστο όριο ρεύματος εξόδου και όταν ξεπεραστεί, η τάση να μηδενίζεται. Ο συγκριτής $U_{3Γ}$ κάνει αυτή ακριβώς τη δουλειά, ενεργοποιεί το ρελέ RL5 το οποίο ανοικτοκυκλώνει την έξοδο.



Σχήμα 2.2.3.4-1: Κύκλωμα ρύθμισης κλίμακας. V_{ctrl2} : τάση που προέρχεται από την συσκευή επικοινωνίας. V_{cc+} , V_{cc-} : τάσεις τροφοδοσίας τελεστικών ενισχυτών. V_a , V_b , V_c : τάσεις διάφορων κόμβων. R_{13} - R_{19} : αντιστάσεις. U_{3A} - $Γ$: τελεστικοί ενισχυτές στην ίδια συσκευασία

Όταν η τάση V_{ctrl2} γίνει μεγαλύτερη από την V_a τότε η έξοδος του συγκριτή U_{3A} γίνεται ίση με την τάση τροφοδοσίας του $V_{cc+}=32V$ οπλίζοντας το ρελέ RL1 και τότε εφαρμόζεται η αντίσταση της 2^{ης} κλίμακας, παρομοίως και για τον U_{3B} . Οι τάσεις τροφοδοσίας είναι οι εξής:

$V_{cc+}=32V$ και $V_{cc-}=-2.5V$. Οι τάσεις V_a , V_b και V_c επιλέγονται ως εξής: $V_a=0.84V$, $V_b=2.5V$ και $V_c=4.16V$. Το ρεύμα που εισέρχεται στους συγκριτές θεωρητικά είναι μηδέν αλλά στην πράξη δεν ξεπερνά τα $10nA$ που σημαίνει πως για να ισχύουν οι σχέσεις για τον διαιρέτη τάσης το ρεύμα που θα διαρρέει τις αντιστάσεις R_{13} , R_{14} , R_{15} , R_{16} πρέπει να ξεπερνά τουλάχιστον κατά 10 φορές το ρεύμα αυτό, δηλαδή για τρεις τελεστικούς ενισχυτές θα είναι: $I=10 \cdot 10nA \cdot 3=300nA$. Οι αντιστάσεις υπολογίζονται ως εξής: Θέτοντας $R_{14,15,16}=R_{14}+R_{15}+R_{16}$ και $R_{15,16}=R_{15}+R_{16}$ προκύπτει:

$$V_c = \frac{R_{14,15,16}}{R_{13} + R_{14,15,16}} V_{cc} \Rightarrow 4.16 = \frac{R_{14,15,16}}{R_{13} + R_{14,15,16}} 32 \Rightarrow$$

$$R_{13} = 6.69 R_{14,15,16}$$

$$I = \frac{32}{R_{13} + R_{14,15,16}} > 300nA \Rightarrow$$

$$R_{13} + R_{14,15,16} < 107M\Omega \quad (2.2.3.4-1)$$

Επιλέγοντας $R_{13} = 2.7M\Omega$ προκύπτει $R_{14,15,16} = 403.6K\Omega$.

Συνεχίζοντας με την ίδια διαδικασία θα ισχύει:

$$V_b = \frac{R_{15,16}}{R_{14} + R_{15,16}} V_c \Rightarrow 2.5 = \frac{R_{15,16}}{R_{14} + R_{15,16}} 4.16 \Rightarrow$$

$$R_{14} = 0.664 R_{15,16}$$

Αντικαθιστώντας στην σχέση 2.2.3.4-1 προκύπτει:

$$R_{13} + R_{14,15,16} < 107M\Omega \Rightarrow 2.7M\Omega + R_{14} + R_{15,16} < 107M\Omega \Rightarrow$$

$$R_{14} + R_{15,16} < 104.3M\Omega$$

Επιλέγοντας $R_{14} = 160K\Omega$ υπολογίζεται: $R_{15,16} = 243.6K\Omega$. Ομοίως:

$$V_a = \frac{R_{16}}{R_{15} + R_{16}} V_b \Rightarrow 0.84 = \frac{R_{16}}{R_{15} + R_{16}} 2.5 \Rightarrow$$

$$R_{15} = 1.98 R_{16}$$

Ισχύει:

$$R_{15,16} = 243.6K\Omega \Rightarrow R_{15} + R_{16} = 243.6K\Omega \Rightarrow 1.98 R_{16} + R_{16} = 243.6K\Omega \Rightarrow R_{16} = 81.8K\Omega$$

και $R_{15} = 162K\Omega$, οι πιο κοντινές τιμές αντιστάσεων είναι: $R_{16} = 82K\Omega$ και $R_{15} = 160K\Omega$. Το ρεύμα του διαιρέτη τάσεως θα είναι:

$$I = \frac{32}{2.7M\Omega + 160K\Omega + 160K\Omega + 82K\Omega} = 10.3\mu A \gg 300nA$$

Οπότε συνοπτικά η λειτουργία του κυκλώματος φαίνεται με τις παρακάτω σχέσεις:

- Για $V_{ctrl2} < 0.84V$ λειτουργεί η 1η κλίμακα
- Για $0.84 < V_{ctrl2} < 2.5V$ λειτουργεί η 2η κλίμακα
- Για $2.5 < V_{ctrl2} < 4.16V$ λειτουργεί η 3η κλίμακα
- Για $V_{ctrl2} > 4.16V$ η τάση εξόδου του τροφοδοτικού μηδενίζεται

Τα ρελέ RL1, RL2 και RL3 είναι τύπου SYSIK-S-124L και σύμφωνα με τις προδιαγραφές τους η τάση που πρέπει να εφαρμοστεί στο πηνίο τους είναι 24V για αυτό ακριβώς τον λόγο τοποθετήθηκαν οι αντιστάσεις R_{17} , R_{18} και R_{19} ώστε λόγω της πτώσης τάσης που θα παρουσιάζουν να εξασφαλίζεται η κατάλληλη τάση των ρελέ. Η τιμή τους προσδιορίστηκε πειραματικά ώστε το ρεύμα που θα δίνει ο κάθε συγκριτής να μην ξεπερνάει το μέγιστο επιτρεπόμενο, τα 20mA. Για $R_{17} = R_{18} = R_{19} = 750\Omega$ με την οποία στο ρελέ εφαρμόζονται 23.4V και απορροφάται ρεύμα 7.9mA από κάθε συγκριτή.

Για τους τελεστικούς ενισχυτές U3A,B,Γ χρησιμοποιήθηκε το ολοκληρωμένο TL084 το οποίο περιλαμβάνει στην ίδια συσκευασία 4 τελεστικούς ενισχυτές.

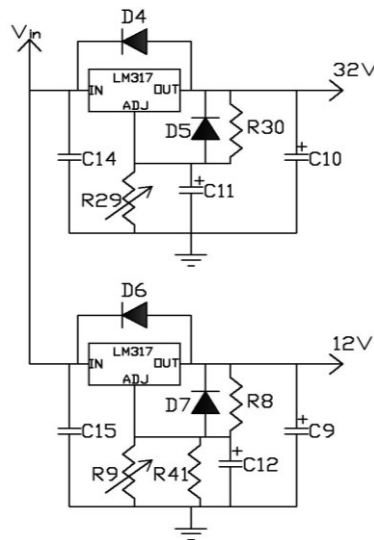
2.2.4 Κυκλώματα Παραγωγής Διαφόρων Τάσεων

Όπως έγινε αντιληπτό χρειάζεται να δημιουργηθούν οι τάσεις 32V και -2.5V για την τροφοδοσία των τελεστικών. Για την παραγωγή όμως των -2.5V όπως θα εξηγηθεί παρακάτω θα χρειαστεί να δημιουργηθούν πρώτα 12V.

2.2.4.1 Κυκλώματα Παραγωγής 32V και 12V

Για τα 32 και 12V θα χρησιμοποιηθεί ο γραμμικός ρυθμιστής LM317, σύμφωνα με την συνδεσμολογία που φαίνεται στο σχήμα 2.2.4.1-1. Η τάση $V_{in}=40V$ είναι η τάση εξόδου της ανόρθωσης-εξομάλυνσης στο κύκλωμα ισχύος (σχήμα 2.2.1-1). Η σχεδίαση είναι παρόμοια με αυτή του κυκλώματος ισχύος. Οι πυκνωτές C_{14} και C_{15} είναι ίσοι με 100nF και πρέπει να είναι τοποθετημένοι κοντά στο LM317 για μείωση του θορύβου. Επίσης οι πυκνωτές C_{11} και C_{12} επιλέχθηκαν να είναι ίσοι με 10μF ώστε να μειωθεί η κυμάτωση στην τάση εξόδου. Επειδή τα ρεύματα εξόδου δεν θα είναι πολύ μεγάλα αλλά μερικών δεκάδων mA οι πυκνωτές C_9 και C_{10} δεν απαιτείται να είναι ιδιαίτερα μεγάλοι, οπότε επιλέγονται ίσοι με 22μF. Οι αντιστάσεις R_8 και

R_{30} θα είναι 220Ω για να εξασφαλίζουν το ελάχιστο ρεύμα εξόδου 3.5mA . Οι δίοδοι D4, D5, D6 και D7, απλά πρέπει να έχουν ανάστροφη τάση μεγαλύτερη των 40V .



Σχήμα 2.2.4.1-1: Κύκλωμα δημιουργίας 32 και 12V. V_{in} : τάση εισόδου σταθεροποιητή. D4-D7: δίοδοι. C9-C15: πυκνωτές. R8-R30: αντιστάσεις

Η τάση εξόδου δίνεται από τον προσεγγιστικό τύπο, που υπάρχει στο φύλλο προδιαγραφών του σταθεροποιητή:

$$V_o = 1.25 \left(1 + \frac{R_b}{220} \right) \quad (2.2.4.1-1)$$

Όπου, V_o η τάση εξόδου του σταθεροποιητή και R_b η αντίσταση ανάμεσα στο σημείο ADJ και την γείωση.

Οπότε χρησιμοποιώντας για το κύκλωμα των 32V την σχέση 2.2.4.1-1 προκύπτει:

$$R_b = 220 \left(\frac{V_o}{1.25} - 1 \right) = 220 \left(\frac{32}{1.25} - 1 \right) \Rightarrow R_b = R_{29} = 5.4\text{K}\Omega$$

Επειδή δεν υπάρχει τέτοια αντίσταση θα χρησιμοποιηθεί πολύστροφο τρίμμερ $10\text{K}\Omega$ ώστε να υπάρχει η δυνατότητα της μικρορύθμισης αν προκύψει κάποια απόκλιση από την επιθυμητή τιμή.

Εφαρμόζοντας την ίδια σχέση για το κύκλωμα των 12V ισχύει :

$$R_b = 220 \left(\frac{V_o}{1.25} - 1 \right) = 220 \left(\frac{12}{1.25} - 1 \right) \Rightarrow R_b = 1.9\text{K}\Omega$$

Επειδή τα 12V θα τροφοδοτούν ένα ολοκληρωμένο το οποίο σαν μέγιστη τάση τροφοδοσίας δέχεται 15V και στην θέση της R_b θα τοποθετηθεί ένα τρίμμερ, υπάρχει περίπτωση κατά την ρύθμιση του, η τάση εξόδου να ξεπεράσει τα 15V με αποτέλεσμα να προκληθεί βλάβη στο ολοκληρωμένο 555 που θα χρησιμοποιηθεί παρακάτω, γι' αυτό το λόγο θα τοποθετηθεί μια

αντίσταση παράλληλα στην R_9 έτσι ώστε να μην μπορεί η τάση εξόδου να ξεπεράσει τα 15 V. Η μέγιστη συνολική αντίσταση ανάμεσα στο σημείο ADJ του LM317 και την γείωση έτσι ώστε η τάση να μην ξεπερνάει τα 15V προκύπτει από τη σχέση 2.2.4.1-1 (λύνοντας ως προς την αντίσταση R_b) ως εξής:

$$R_{bmax} = 220 \left(\frac{V_o}{1.25} - 1 \right) = 220 \left(\frac{15}{1.25} - 1 \right) \Rightarrow R_{bmax} = 2.4K\Omega$$

Ως R_9 θα χρησιμοποιηθεί ένα πολύστροφο ποτενσιόμετρο των 10KΩ οπότε η τιμή της αντίστασης R_{41} μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$R_{bmax} = R_9 // R_{41} \Rightarrow R_{bmax} = \frac{R_9 R_{41}}{R_9 + R_{41}} \Rightarrow 2.4K\Omega = \frac{10K\Omega R_{41}}{10K\Omega + R_{41}} \Rightarrow R_{41} = \frac{10K\Omega \cdot 2.4K\Omega}{10K\Omega - 2.4K\Omega} \Rightarrow$$

$$R_{41} = 3.2K\Omega \Rightarrow R_{41} = 3.3K\Omega$$

Η επιθυμητή τιμή της αντίστασης R_9 προκύπτει από την σχέση : $R_b = R_9 // R_{41} \Rightarrow 1.9K\Omega = R_9 // 3.3K\Omega$ $R_9 = 4.48K\Omega$

Ψύξη

Το ρεύμα εξόδου του κυκλώματος των 32V τροφοδοτεί μόνο πέντε τελεστικούς. Επομένως το ρεύμα εξόδου δεν πρόκειται να ξεπερνά τα 100mA ή αλλιώς η ισχύς που θα καταναλώνεται πάνω στο ολοκληρωμένο δεν θα ξεπερνά τα 700mW ($P=40 \cdot 0.1 \cdot 32 \cdot 0.1$) οπότε δεν κρίνεται απαραίτητο η χρησιμοποίηση ψύκτρας για απαγωγή της θερμότητας.

Το κύκλωμα των 12V τροφοδοτεί το κύκλωμα παραγωγής των -2.5V. Επομένως θα έχει ικανοποιητικό ρεύμα εξόδου το οποίο μπορεί να φτάσει έως και τα 200mA, διότι επωμίζεται και το ρεύμα εξόδου των -2.5V. Άρα η ισχύς που καταναλώνεται πάνω στο ολοκληρωμένο είναι σύμφωνα με την σχέση 2.2.1-4 θα είναι:

$$P_{Dmax} = P_{inmax} - P_{omax} = 40 \cdot 0.2 - 12 \cdot 0.2 \Rightarrow P_{Dmax} = 5.6W .$$

Ως μονωτικό μέσο χρησιμοποιείται η μίκα και η πάστα. Λαμβάνοντας την χειρότερη περίπτωση σύμφωνα με τον πίνακα 1.3-2 θα είναι $R_{thCS} = 0.9K/W$. Σύμφωνα με το φύλλο προδιαγραφών του LM317 ισχύει $R_{thjc} = 3K/W$. Η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας του ολοκληρωμένου είναι $T_j = 150^\circ C$ (πληροφορία από το φύλλο προδιαγραφών). Η θερμοκρασία περιβάλλοντος είναι $T_a = 25^\circ C$.

Με βάση τα παραπάνω η συνολική θερμική αντίσταση, σύμφωνα με την σχέση 1.3-1 θα είναι:

$$R_{thtotal} = \frac{T_j - T_a}{P_D} = \frac{150 - 25}{5.6} = 22.32 K/W$$

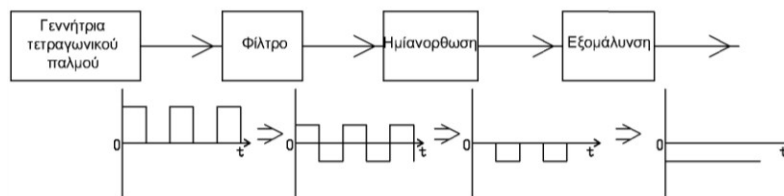
Η θερμική αντίσταση που παρουσιάζεται ανάμεσα στον ψύκτη και το περιβάλλον (R_{thSa}), με βάση τη σχέση 1.3-2 θα είναι:

$$R_{thSa} = R_{thja} - R_{thjc} - R_{thSC} = 22.32 - 3 - 0.9 = 18.4 \text{ K/W.}$$

Η ψύκτρα θα πρέπει να έχει μικρότερη R_{thSa} οπότε σύμφωνα με τον πίνακα 1.3-3 μια ψύκτρα των 35mm ($R_{thSa} = 11 \text{ K/W}$) θα κάλυπτε τις ανάγκες ψύξης. Η ψύκτρα που επιλέχθηκε είναι 30mm που σημαίνει πως η θερμική αντίσταση R_{thSa} θα είναι λίγο μεγαλύτερη από 11 K/W αλλά σίγουρα αρκετά μικρότερη από τα 18.4 K/W.

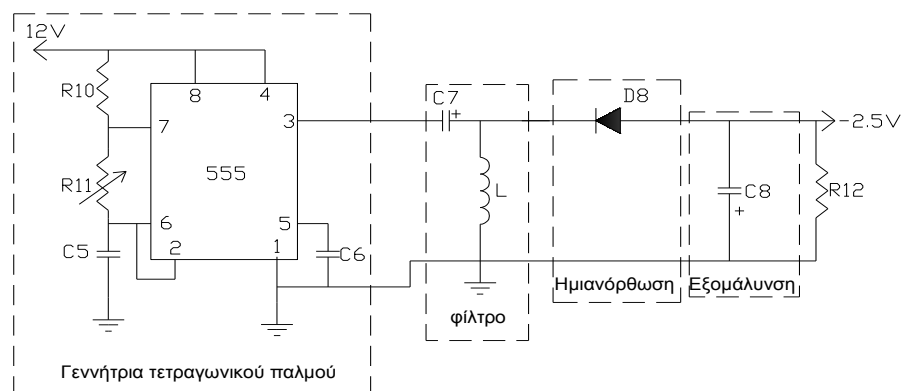
2.2.4.2 Κύκλωμα Παραγωγής -2.5V

Σε όλα τα κυκλώματα μέχρι στιγμής υπάρχουν θετικές τάσεις, οπότε η δημιουργία αρνητικής τάσης από θετική δεν είναι τόσο απλή. Η ιδέα στην οποία βασίζεται το κύκλωμα είναι αρχικά η παραγωγή μιας εναλλασσόμενης τάσης (τετραγωνικός παλμός), στη συνέχεια με ένα φίλτρο θα αφαιρείται η dc συνιστώσα ώστε να δημιουργείται μια εναλλασσόμενη τάση που θα έχει και θετικές και αρνητικές τιμές. Ύστερα με μια δίοδο θα αποκόπτονται οι θετικές τιμές της τάσης και θα παραμένουν μόνο οι αρνητικές και τέλος με έναν πυκνωτή εξομάλυνσης η τάση θα μετατραπεί σε συνεχή αρνητική με πολύ μικρή κυμάτωση όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.2.4.2-1.



Σχήμα 2.2.4.2-1: Μπλοκ διάγραμμα του κυκλώματος παραγωγής -2,5V

Το κύκλωμα που υλοποιεί τα παραπάνω είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 2.2.4.2-2: Κύκλωμα παραγωγής -2.5V. D8: δίοδος. C5-C8: πυκνωτές. R10-R12: αντιστάσεις. L: πηνίο

Στη συνέχεια αναλύονται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια τα κυριότερα μέρη του ανωτέρω κυκλώματος

Γεννήτρια τετραγωνικού παλμού

Για την δημιουργία τετραγωνικού παλμού χρησιμοποιήθηκε το ολοκληρωμένο 555 σε ασταθή λειτουργία. Η παλμοσειρά που παράγει έχει θεωρητικά μέγιστη τιμή την τάση τροφοδοσίας του (12 V) και ελάχιστη μηδέν. Επίσης η μέγιστη δυνατή τάση τροφοδοσίας του είναι τα 15V. Ο πυκνωτής C_6 τοποθετείται για την απομάκρυνση διαφόρων θορύβων και είναι ίσος με 10nF. Η συχνότητα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τις ακουστικές συχνότητες, δηλαδή πάνω από 20KHz διότι διαφορετικά θα παράγεται κάποιος συνεχόμενος ήχος από το πηνίο του φίλτρου.

Για την γεννήτρια τετραγωνικού παλμού της παρούσας εφαρμογής επιλέχθηκαν τα εξής:

- Συχνότητα τετραγωνικού παλμού : $f=60$ KHz
- Βαθμός χρησιμοποίησης (Duty cycle): $D = 0.7$

Οι εξισώσεις υπολογισμού των αντιστάσεων και των R_{10} , R_{11} και του πυκνωτή C_5 είναι οι εξής (πληροφορία από το φύλλο προδιαγραφών του 555):

$$\left. \begin{aligned} \bullet \quad f &= \frac{1}{T} = \frac{1.443}{(R_{10}+2R_{11})C_5} \Rightarrow R_{10} = \frac{1.443T-2C_5R_{11}}{C_5} \\ \bullet \quad D &= \frac{R_{10}+R_{11}}{R_{10}+2R_{11}} \Rightarrow R_{11} = R_{10} \frac{1-D}{2D-1} \end{aligned} \right\} R_{10} = \frac{1.443(2D-1)T}{C_5}$$

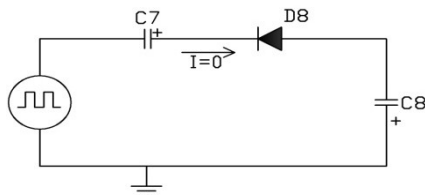
Επιλέγοντας τον πυκνωτή C_5 ίσο με 4.7nF θα ισχύει:

$$\begin{aligned} \bullet \quad R_{10} &= \frac{1.443(2D-1)T}{C_5} = \frac{1.443(2 \times 0.7 - 1)16.7 \times 10^{-6}}{4.7 \times 10^{-9}} = 2.05K\Omega \Rightarrow \text{επιλέγεται } R_{10} = 2.2K\Omega \\ \bullet \quad R_{11} &= R_{10} \frac{1-D}{2D-1} = 2.2K\Omega \frac{1-0.7}{2 \times 0.7 - 1} = 1.65K\Omega \end{aligned}$$

Ως αντίσταση R_{11} θα επιλεγεί ποτενσιόμετρο 5KΩ ώστε να υπάρχει η δυνατότητα ρύθμισης της τάσης εξόδου αν υπάρχει απόκλιση από την επιθυμητή τιμή.

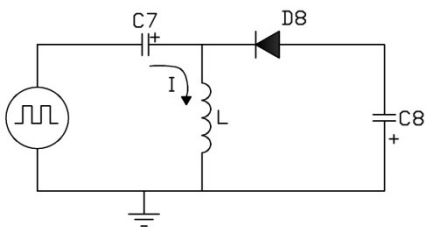
Φίλτρο

Ο πυκνωτής C_7 θα ήταν δυνατό να αφαιρέσει την dc συνιστώσα του τετραγωνικού παλμού, όμως για να γίνει αυτό θα πρέπει να διαρρέεται από ρεύμα, η διόδος όμως το απαγορεύει σύμφωνα με τον τρόπο που έχει τοποθετηθεί όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2.4.2-3.



Σχήμα 2.2.4.2-3: Αποκοπή της *dc* συνιστώσας χρησιμοποιώντας έναν πυκνωτή. *D8*: δίοδος. *C7, C8*: πυκνωτές. *I*: ρεύμα κυκλώματος

Το πρόβλημα αυτό μπορεί να επιλυθεί με την τοποθέτηση του πηνίου (*L*), με αυτόν τον τρόπο διαπερνά ρεύμα τον πυκνωτή και κλείνει κύκλωμα μέσω του πηνίου .



Σχήμα 2.2.4.2-4: Αποκοπή της *dc* συνιστώσας χρησιμοποιώντας έναν πυκνωτή και πηνίο. *D8* : δίοδος. *C7, C8* : πυκνωτές. *L* : πηνίο. *I* : ρεύμα κυκλώματος

Επιλέγοντας το πηνίο *L* ίσο με 1.5mH, πειραματικά βρίσκεται και ο πυκνωτής έτσι ώστε στην έξοδο να εμφανίζονται -2.5V. Η τιμή του πυκνωτή *C7* που ικανοποιεί τις απαιτήσεις είναι τα 1μF.

Ανόρθωση

Η δίοδος *D8* (βλ. σχήμα 2.2.4.2-2) άγει όταν η τάση στην κάθοδό είναι αρνητική ενώ δεν άγει όταν είναι θετική. Με αυτόν τον τρόπο στην έξοδο εμφανίζονται μόνο τα αρνητικά κομμάτια της τάσης.

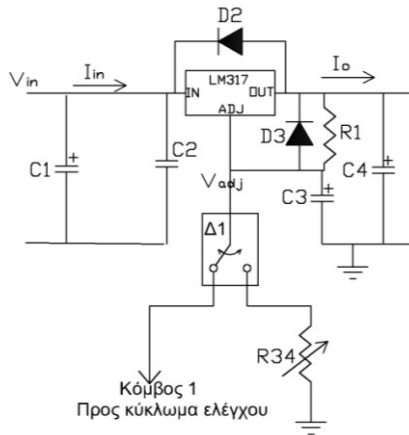
Εξομάλυνση

Ο πυκνωτής *C8* (βλ. σχήμα 2.2.4.2-2) μειώνει την κυμάτωση της τάσης και την σταθεροποιεί. Η τιμή του επιλέχθηκε ίση με 470 μF. Επειδή δεν υπάρχει σταθεροποιητής, η τάση εξόδου θα μεταβάλλεται ανάλογα με το ρεύμα εξόδου. Για να υπάρχει μια μέγιστη τιμή περίπου 3V έχει τοποθετηθεί η αντίσταση *R12* η οποία ισούται με 220Ω.

2.2.5 Σχεδιασμός Χειροκίνητης Λειτουργίας

Με την μέχρι τώρα σχεδίαση το τροφοδοτικό χρειάζεται να είναι πάντα συνδεδεμένο με τον Η/Υ, κρίθηκε σκόπιμο το αναλογικό κύκλωμα να λειτουργεί και αυτόνομα σε χειροκίνητη

βέβαια λειτουργία. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί τοποθετώντας μια μεταβλητή αντίσταση (R34) αντί για το κύκλωμα ελέγχου ανάμεσα στο σημείο ADJ (σχήμα 2.2.5-1) και την γείωση, λειτουργώντας ως διαιρέτης τάσης μαζί με την αντίσταση R1. Με ένα διακόπτη (Δ1) θα μπορεί να εναλλάσσεται η λειτουργία του τροφοδοτικού από χειροκίνητη σε ελεγχόμενη μέσω Η/Υ λειτουργία και αντίστροφα, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2.5-1.



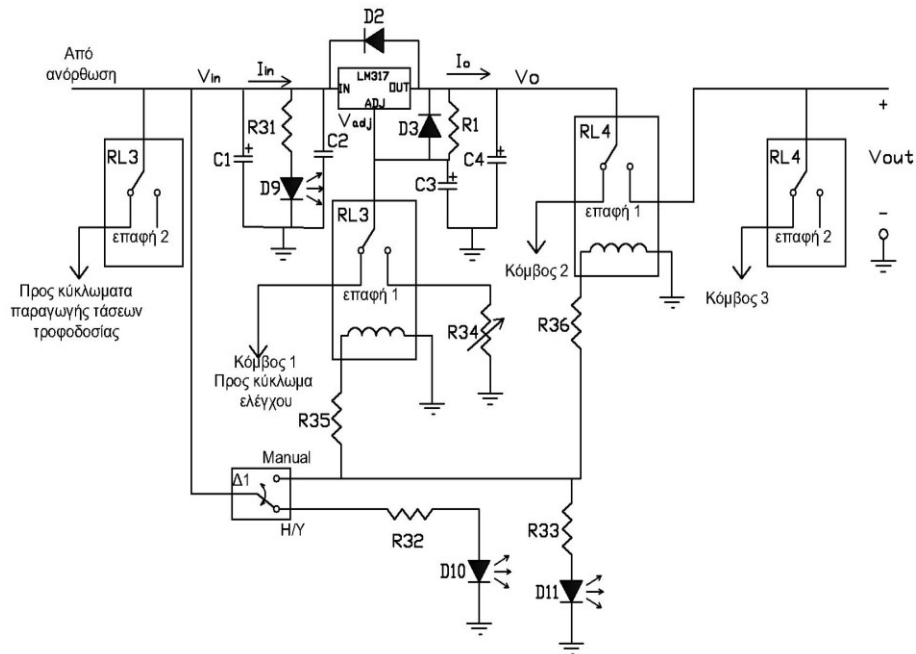
Σχήμα 2.2.5-1: Εναλλαγή χειροκίνητης και μέσω Η/Υ λειτουργίας. I_{in} , I_o : ρεύμα εισόδου και εξόδου σταθεροποιητή . V_{adj} : τάση στο σημείο ελέγχου του ρυθμιστή τάσης. $D1, D2$: δίοδοι. $C1-C4$: πυκνωτές. $R1, R34$: αντιστάσεις. $\Delta 1$: διακόπτης

Η τάση εξόδου του ολοκληρωμένου LM317 κατά τη χειροκίνητη λειτουργία προκύπτει από την σχέση 2.2.4.1-1 ως εξής: $V_o = 1.25 \left(1 + \frac{R_{34}}{220} \right)$ και θεωρώντας μέγιστη τάση εξόδου 30V, θα είναι:

$$R_{34} = 220 \left(\frac{V_{o_{max}}}{1.25} - 1 \right) = 220 \left(\frac{30}{1.25} - 1 \right) = 5K\Omega$$

Επειδή δεν υπάρχει διαθέσιμο ποτενσιόμετρο 5KΩ επιλέγεται ένα των 10KΩ τοποθετώντας μια αντίσταση 5KΩ παράλληλα.

Κατά την χειροκίνητη λειτουργία θα πρέπει τα κυκλώματα ελέγχου και μέτρησης ρεύματος να βγαίνουν εκτός λειτουργίας. Αυτό μπορεί να γίνει με την χρήση κάποιων ρελέ, αλλάζοντας την θέση του διακόπτη Δ1 να ανοίγουν ή να κλείνουν κάποια ρελέ ώστε να επιτυγχάνεται η απενεργοποίηση των κυκλωμάτων. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται δύο ρελέ δύο επαφών το καθένα. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται η διάταξη τοποθέτησης των ρελέ. Επίσης κρίνεται σκόπιμο να τοποθετηθούν κάποια LED ως οπτικές ενδείξεις λειτουργίας.



Σχήμα 2.2.5-2: Πλήρες κύκλωμα εναλλαγής χειροκίνητης και μέσω H/Y λειτουργίας ρελέ και ο διακόπτης Δ1 βρίσκονται στην θέση που το τροφοδοτικό λειτουργεί μέσω του H/Y. V_{in} , V_o : τάση εισόδου και εξόδου σταθεροποιητή. I_{in} , I_o : ρεύμα εισόδου και εξόδου σταθεροποιητή. V_{out} : τάση εξόδου κυκλώματος. V_{adj} : τάση στο σημείο ελέγχου του ρυθμιστή τάσης. D2, D3: δίοδοι. D9-D11: φωτοдиодοι (led). C1-C4: πυκνωτές. R1-R36: αντιστάσεις. RL3, RL4: ρελέ 2 επαφών

Η επαφή 1 του ρελέ RL3 είναι ουσιαστικά εκείνη μέσω της οποίας γίνεται η επιλογή ανάμεσα στις δύο λειτουργίες. Όταν ο διακόπτης Δ1 τοποθετηθεί στη θέση MANUAL τότε οπλίζει το ρελέ και η τάση V_{adj} ρυθμίζεται μέσω της μεταβλητής αντίστασης R34. Η επαφή 2 του ρελέ RL3 είναι εκείνη μέσω της οποίας συνδέεται η τάση V_{in} με τα κυκλώματα που παράγουν τις τάσεις τροφοδοσίας. Όταν λοιπόν μέσω του Δ1 επιλεγεί η χειροκίνητη λειτουργία τότε αυτός οπλίζει και αφαιρεί την V_{in} ώστε να μηδενιστούν οι τάσεις τροφοδοσίας στους τελεστικούς ενισχυτές.

Η πρώτη επαφή του ρελέ RL4 όταν οπλίζει, στην θέση MANUAL του διακόπτη Δ1, στέλνει την τάση V_o στην έξοδο, δηλαδή $V_o = V_{out}$ παρακάμπτοντας έτσι το κύκλωμα μέτρησης του ρεύματος. Κάτι παρόμοιο κάνει και η δεύτερη επαφή του ίδιου ρελέ, αποσυνδέει την τάση εξόδου από το κύκλωμα μέτρησης της τάσης και του ρεύματος. Οι τύποι των ρελέ που χρησιμοποιήθηκαν είναι οι ακόλουθοι:

- RL3 : DSY2Y-224L
- RL4 : RT424024

Όσον αφορά τα LED, το D9 ανάβει όταν η συσκευή είναι σε λειτουργία. Το D10 ανάβει όταν ο διακόπτης Δ1 βρίσκεται σε λειτουργία χειρισμού μέσω του Η/Υ και το D11 όταν είναι σε χειροκίνητη λειτουργία.

Ρελέ

Το ρελέ RL3 δέχεται στο πηνίο ελέγχου 24V συνεχή τάση, για αυτό τοποθετείται μια αντίσταση ανάμεσα στην τροφοδοσία και στο πηνίο τέτοια ώστε να εφαρμόζονται 24V. Από το φύλλο προδιαγραφών του ρελέ προκύπτει πως η αντίσταση του πηνίου είναι 2880Ω και συνεπώς για την αντίσταση R_{35} θα ισχύει

$$V_{coil} = 40 \frac{2880}{R_{35} + 2880} = 24 \Rightarrow R_{35} = \frac{2880 \cdot 40}{24} - 2880 = 1.9K\Omega, \text{ όπου } V_{coil} \text{ η τάση στο πηνίο}$$

του ρελέ, επιλέγεται λοιπόν σύμφωνα με τις τιμές του εμπορίου αντίσταση R_{35} ίση με **2.2KΩ**.

Το ρελέ RL4 δέχεται και αυτό 24V συνεχή τάση στο πηνίο του. Το ρελέ RL4 επιλέχθηκε διαφορετικού τύπου από το RL3 επειδή έχει μικρότερη αντίσταση επαφής έτσι ώστε να μην υπάρχει μεγάλη πτώση τάσης στην έξοδο λόγω του ρελέ.

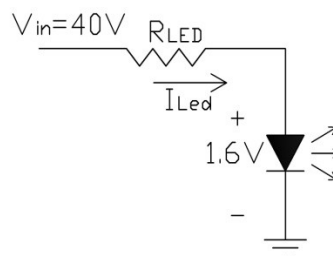
Από το φύλλο προδιαγραφών η αντίσταση του πηνίου προκύπτει ότι είναι 1440 Ω, οπότε η αντίσταση R_{36} μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$V_{coil} = 40 \frac{1440}{R_{36} + 1440} = 24 \Rightarrow R_{36} = \frac{1440 \cdot 40}{24} - 1440 = 0.96K\Omega, \text{ όπου } V_{coil} \text{ η τάση στο πηνίο}$$

του ρελέ. Επιλέγεται σύμφωνα με τις τιμές του εμπορίου αντίσταση R_{36} ίση με **1KΩ**.

LED

Τα LED που έχουν τοποθετηθεί στο κύκλωμα είναι διαμέτρου 5mm και η πτώση τάση στα άκρα τους είναι 1.6V. Επίσης το ρεύμα λειτουργία τους είναι περίπου τα 15mA με μέγιστο τα 20mA. Αν τεθεί σαν ρεύμα λειτουργίας τα 14mA θα ισχύει:



Σχήμα 2.2.5-3: Το κύκλωμα του LED. V_{in} , τάση εισόδου σταθεροποιητή (σχήμα 2.2.1-1). I_{led} : ρεύμα που διαρρέει την φωτοδίοδο. R_{led} : αντίσταση για περιορισμό ρεύματος

$$R_{LED} = \frac{40-1.6}{14 \cdot 10^{-3}} = 2.7K\Omega \text{ οπότε : } R_{31} = R_{32} = R_{33} = 2.8K\Omega .$$

Η ισχύς που θα καταναλώνεται πάνω στις αντιστάσεις θα είναι:

$$P_R = I_{LED}^2 R = (13.7 \cdot 10^{-3})^2 2800 = 0.53W \text{ άρα η ισχύς των } R_{31} , R_{32} , R_{33} \text{ θα είναι } 1W .$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΜΕΣΩ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΗ

3.1 Εισαγωγή

Δεδομένο ότι το τροφοδοτικό ελέγχεται από τον Η/Υ μέσω ενός λογισμικού κρίνεται σκόπιμο σε αυτό το κεφάλαιο να αναλυθεί η διαδικασία υλοποίησης αυτού. Για τη δημιουργία του προγράμματος οδήγησης επιλέχθηκε το λογισμικό Labview στην έκδοση “Labview 8.5 trial version”. Το πρόγραμμα θα πρέπει να εξασφαλίζει τα ακόλουθα:

- 1.Επιλογή της τάσης εξόδου
- 2.Μέτρηση της τάσης εξόδου
3. Μέτρηση του ρεύματος εξόδου
- 4.Επιλογή ενός ορίου ρεύματος εξόδου έτσι ώστε αν αυτό ξεπεραστεί να μηδενίζεται η τάση εξόδου.

3.2 Πρόγραμμα οδήγησης

Ακολουθώς παρουσιάζεται το πρόγραμμα μέσω του οποίου γίνεται ο έλεγχος του τροφοδοτικού. Το πρόγραμμα μπορεί να χωριστεί σε τέσσερις ενότητες οι οποίες είναι:

- 1) Διαδικασία ρύθμισης τάσης
- 2) Διαδικασία ρύθμισης ρεύματος
- 3) Αυτόματη επιλογής κλίμακας για την μέτρηση του ρεύματος
- 4) Επιλογή ορίου ρεύματος εξόδου

3.2.1 Διαδικασία ρύθμισης τάσης

Για τον έλεγχο της τάσης εξόδου δημιουργήθηκε μια αναλογική έξοδος η οποία στη συσκευή επικοινωνίας είναι το κανάλι με όνομα Α00. Ο χρήστης πληκτρολογεί την επιθυμητή τάση και μέσω της διαδικασίας ρύθμισης η τάση αυτή μετατρέπεται σε τάση στο διάστημα 0-5V που δίνει

η αναλογική έξοδος. Η διαδικασία ρύθμισης είναι ένα πολυώνυμο το οποίο έχει βρεθεί με μια αριθμητική μέθοδο ύστερα από σειρές μετρήσεων που αναλύονται στο κεφάλαιο 4.

Παρομοίως για την μέτρηση της τάσης έχει δημιουργηθεί μια αναλογική είσοδος (AI7) η οποία έχει τιμές από 0-10V, μέσω ενός πολυωνύμου ανάγεται η μέτρηση στην τάση εξόδου του τροφοδοτικού.

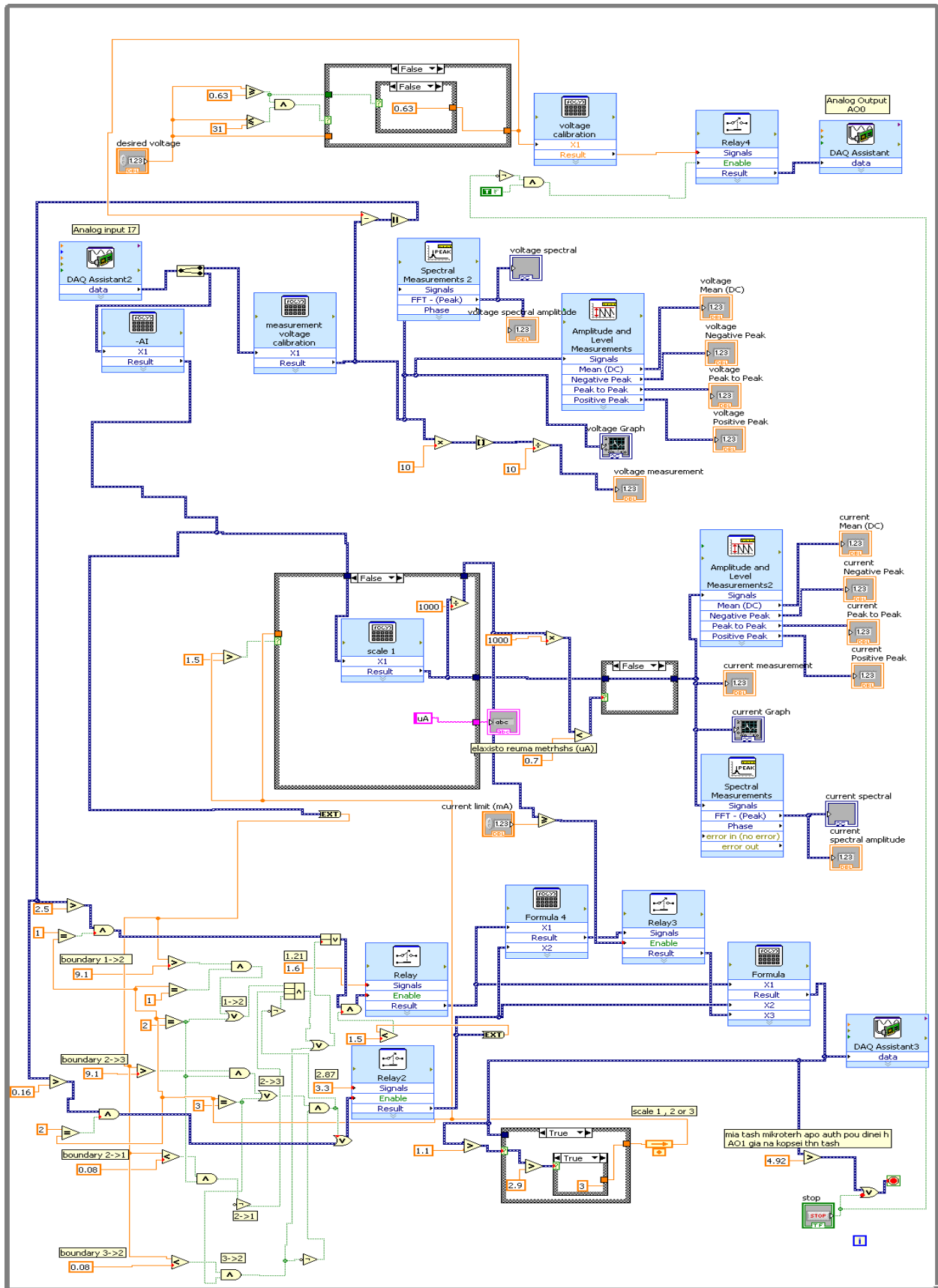
3.2.2 Διαδικασία ρύθμισης ρεύματος , αυτόματη επιλογή κλίμακας και επιλογή ορίου ρεύματος

Η μέτρηση του ρεύματος γίνεται μέσω μιας δεύτερης διαφορικής αναλογικής εισόδου (AI2-AI6). Η διαδικασία ρύθμισης είναι λίγο πιο περίπλοκη στη συγκεκριμένη περίπτωση διότι υπάρχουν τρεις κλίμακες για την μέτρηση του ρεύματος. Ο κώδικας ελέγχει ποια κλίμακα εφαρμόζεται κάθε χρονική στιγμή και ανάλογα εφαρμόζει και το κατάλληλο πολυώνυμο που αποκωδικοποιεί την τάση της αναλογικής εισόδου στις τιμές του ρεύματος. Επίσης ανάλογα με την κλίμακα ενημερώνει τον χρήστη για το ποια είναι η μονάδα μέτρησης του ρεύματος που εμφανίζει (μA , mA ή A).

Το πιο δύσκολο ίσως κομμάτι του προγράμματος είναι ο έλεγχος για την καταλληλότερη κλίμακα που πρέπει να εφαρμοστεί για την μέτρηση του ρεύματος. Η λογική ελέγχου είναι η εξής: για κάθε κλίμακα υπάρχουν ένα άνω και ένα κάτω όριο τάσης τα οποία αν περάσει η τιμή που προέρχεται από το κανάλι της συσκευής επικοινωνίας αλλάζει η κλίμακα, είτε πάει στην επόμενη είτε στην προηγούμενη ανάλογα με το ποιο όριο, το άνω ή το κάτω, ξεπεράστηκε. Επίσης λαμβάνει υπόψη και την κλίμακα που εφαρμόζεται την τωρινή στιγμή. Δηλαδή αν πχ εφαρμόζεται η 2η κλίμακα και η τάση από την αναλογική είσοδο γίνει μικρότερη από το κάτω όριο της 2ης κλίμακας τότε το πρόγραμμα δίνει εντολή να εφαρμοστεί η 1η κλίμακα.

Ο χρήστης πληκτρολογεί το επιθυμητό όριο ρεύματος και το πρόγραμμα συγκρίνοντας την τιμή του ρεύματος με την τιμή του ορίου μπορεί να δώσει εντολή για ενεργοποίηση του ρελέ RL5 (σχήμα 2.2.3-1) έτσι ώστε να ανοικτοκυκλωθεί η έξοδος.

Ολόκληρο το μπλοκ διάγραμμα του προγράμματος δίδεται στο σχήμα 3.2.2-1

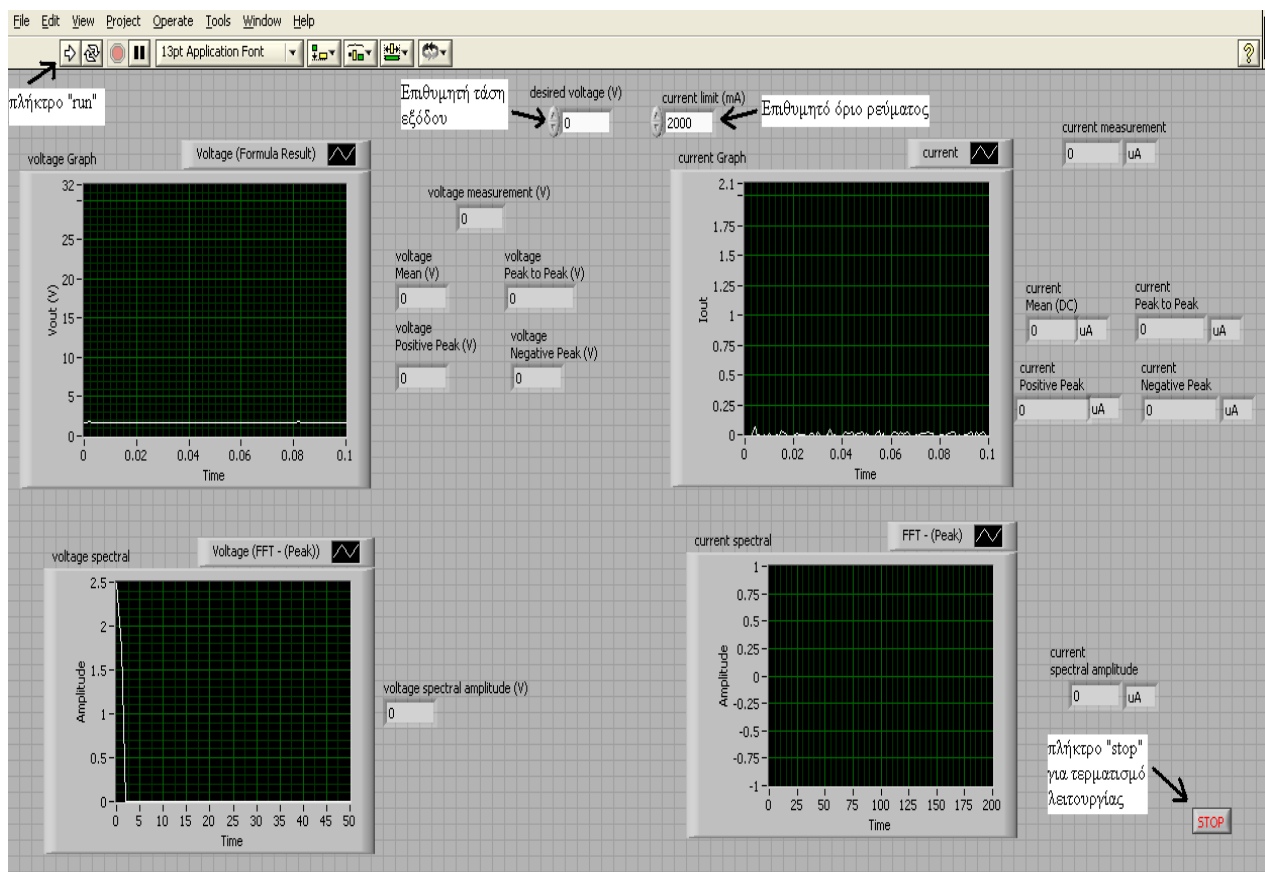


Σχήμα 3.2.2-1: Ολόκληρο το μπλοκ διάγραμμα του προγράμματος

3.3 Διαδικασία εκκίνησης της διάταξης και οδηγός χρήσης προγράμματος

Για να μπορέσει να λειτουργήσει το τροφοδοτικό μέσω ενός Η/Υ απαραίτητη προϋπόθεση είναι ο υπολογιστής να έχει εγκατεστημένο το λογισμικό Labview 8.0 ή νεότερη έκδοση καθώς επίσης και την συσκευή επικοινωνίας USB NI-6008. Τα βήματα εκκίνησης και λειτουργίας της διάταξης είναι τα ακόλουθα:

1. Σύνδεση της διάταξης με την παροχή 230V και με τον υπολογιστή μέσω καλωδίου USB τύπου A/B.
2. Ενεργοποίηση του προγράμματος ελέγχου της διάταξης
3. Τοποθέτηση του διακόπτη που βρίσκεται στο τροφοδοτικό στη θέση λειτουργίας “PC”.
4. Ρύθμιση του διακόπτη on-off της διάταξης παροχής τάσης στη θέση on.
5. Για την εκκίνηση λειτουργίας της διάταξης θα πρέπει να πατηθεί το πλήκτρο “run” αφού προηγουμένως γίνουν οι απαραίτητες ρυθμίσεις (επιλογή τάσης και ορίου ρεύματος) σύμφωνα με το σχήμα 3.3-1 που ακολουθεί.



Σχήμα 3.3-1: Παράθυρο χρήστη

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΒΑΘΜΟΝΟΜΗΣΗ

4.1 Εισαγωγή

Όπως έχει ήδη αναφερθεί οι αναλογικές είσοδοι έχουν εύρος τιμών -10 έως 10V και οι αναλογικές έξοδοι 0-5V, αυτό σημαίνει πως θα πρέπει να υπάρχει αντιστοίχιση των τάσεων που θα λαμβάνει ή θα δίνει το πρόγραμμα με τις αντίστοιχες φυσικές τιμές. Η διαδικασία της βαθμονόμησης έγινε ύστερα από σειράς μετρήσεων. Στην βαθμονόμηση χρησιμοποιήθηκε μια μέθοδος κατά την οποία έχοντας μια σειρά μετρήσεων υπολογίζει ένα πολυώνυμο που προσεγγίζει τις μετρήσεις. Η μέθοδος αναφέρεται συνοπτικά παρακάτω.

4.2 Θεωρία μεθόδου προσέγγισης μετρήσεων

Έστω πως υπάρχει μια σειρά μετρήσεων δύο μεγεθών y και x . Η μέθοδος συνίσταται στον υπολογισμό ενός πολυωνύμου n -βαθμού, $y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n$, το οποίο αντιπροσωπεύει την καλύτερη καμπύλη που διέρχεται από τις μετρήσεις. Ο βαθμός του πολυωνύμου δεν υπολογίζεται αλλά επιλέγεται ανάλογα με την εφαρμογή. Έστω οι N στον αριθμό μετρήσεις:

y	x
y_1	X_1
y_2	X_2
\cdot	\cdot
\cdot	\cdot
\cdot	\cdot
y_N	X_N

Θέτονται οι παρακάτω πίνακες:

$$a = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_n \end{bmatrix}, \text{ πίνακας συντελεστών πολυωνύμου}$$

$$f = \begin{bmatrix} 1 \\ x \\ x^2 \\ \vdots \\ x^n \end{bmatrix}, \text{ πίνακας μεταβλητών}$$

$$Z = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} \text{ πίνακας μετρήσεων}$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & \chi_1 & \chi_1^2 & \dots & \chi_1^n \\ 1 & \chi_2 & \chi_2^2 & \dots & \chi_2^n \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & \chi_N & \chi_N^2 & \dots & \chi_N^n \end{bmatrix}, \text{ όπου } \chi_i \text{ είναι οι μετρήσεις}$$

$$R^{-1} = \begin{bmatrix} \omega^2(\chi_1) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \omega^2(\chi_2) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \omega^2(\chi_N) \end{bmatrix}, \text{ όπου } \omega^2(x) = \beta^{N-x}, \text{ N είναι ο αριθμός των μετρήσεων}$$

και β είναι ένας συντελεστής βάρους που παίρνει τιμές 0-1. Στη συγκεκριμένη περίπτωση όλες οι μετρήσεις είναι ισοδύναμες οπότε : $\beta=1 \Rightarrow \omega=1 \Rightarrow$

$$R^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}.$$

Το ζητούμενο πολυώνυμο γράφεται σε μορφή πινάκων:

$$y = a^T \cdot f \quad (4.2-1)$$

Όπου, y το πολυώνυμο, a ο πίνακας συντελεστών και f ο πίνακας μεταβλητών.

Ο άγνωστος είναι ο πίνακας a , δηλαδή οι συντελεστές του πολυωνύμου και δίνεται από τον εξής τύπο :

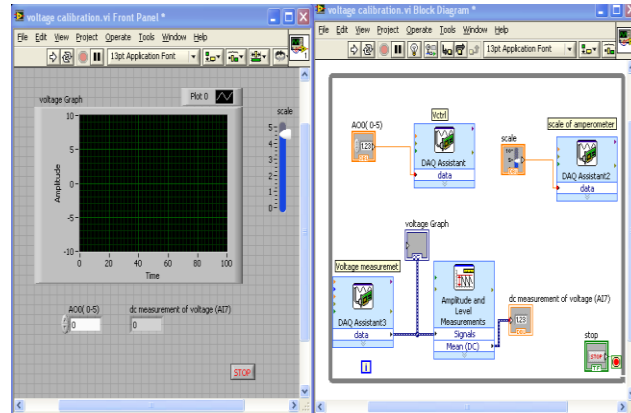
$$a = G^{-1} H^T R^{-1} Z \quad (4.2-2)$$

$$G = H^T R^{-1} H \quad (4.2-3)$$

4.3 Βαθμονόμηση τάσης

Ο χρήστης του προγράμματος θα πληκτρολογεί την επιθυμητή τάση από 0-30V, όμως η έξοδος του υπολογιστή μπορεί να δώσει τιμές τάσης 0-5V, αυτό σημαίνει πως η τιμή της επιθυμητής τάσης που θα εισάγει ο χρήστης πρέπει να ανάγεται στο διάστημα τιμών 0-5. Για

αυτό το λόγο εφαρμόστηκαν τιμές στην έξοδο του υπολογιστή από 0-5V με βήμα 0.1 και μετρήθηκε η τάση εξόδου του τροφοδοτικού με πολύμετρο. Επίσης η αναλογική είσοδος (AI7) που θα δίνει την μέτρηση της τάσης εξόδου θα εμφανίζει τιμές από 0-10V οι οποίες θα πρέπει να αναχθούν στην πραγματική τιμή της τάσης εξόδου. Ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα 4.3-1.



Σχήμα 4.3-1: Πρόγραμμα που χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις της βαθμονόμησης της τάσης

Στον πίνακα 4.3-1 φαίνονται οι μετρήσεις που έγιναν.

Πίνακας 4.3-1: Πίνακας μετρήσεων για εύρεση πολωνώνιμου βαθμονόμησης τάσης εξόδου και μέτρηση τάσης εξόδου

α/α	AO0	Vout (V)	V _{AI7} (V)	α/α	AO0	Vout (V)	V _{AI7} (V)
1	0.1	0.801	0.2527	23	2.3	17.23	4.911
2	0.2	1.554	0.467	24	2.4	18	5.129
3	0.3	2.313	0.681	25	2.5	18.74	5.343
4	0.4	3.059	0.8946	26	2.6	19.49	5.554
5	0.5	3.805	1.1071	27	2.7	20.26	5.771
6	0.6	4.55	1.3192	28	2.8	21.01	5.986
7	0.7	5.3	1.527	29	2.9	21.765	6.2
8	0.8	6.04	1.738	30	3	22.52	6.414
9	0.9	6.77	1.948	31	3.1	23.275	6.628
10	1	7.53	2.161	32	3.2	24.02	6.836
11	1.1	8.27	2.373	33	3.3	24.75	7.044
12	1.2	9.02	2.585	34	3.4	25.5	7.259
13	1.3	9.76	2.794	35	3.5	26.235	7.467
14	1.4	10.5	3.002	36	3.6	26.975	7.678
15	1.5	11.24	3.214	37	3.7	27.72	7.887
16	1.6	11.98	3.426	38	3.8	28.46	8.096
17	1.7	12.73	3.636	39	3.9	29.22	8.313
18	1.8	13.47	3.8465	40	4	29.98	8.528
19	1.9	14.22	4.06	41	4.1	30.73	8.739
20	2	14.97	4.2715	42	4.2	31.47	8.951
21	2.1	15.72	4.485	43	4.3	32.22	9.163
22	2.2	16.47	4.7				

Όπου, A00 η αναλογική έξοδος της συσκευής επικοινωνίας, Vout η τάση εξόδου τροφοδοτικού και V_{A17} η τάση αναλογικής εισόδου που χρησιμοποιείται για την μέτρηση της τάσης.

Αυτό που πρέπει να καθοριστεί είναι μια μαθηματική σχέση (πολυώνυμο) ανάμεσα στις τιμές Vout – A00 και μία σχέση ανάμεσα στις τιμές V_{A17} - Vout. Μια ακόμη παράμετρος που πρέπει να καθοριστεί για να υπολογιστεί η σχέση είναι ο βαθμός του πολυωνύμου. Η επιλογή του βαθμού έγινε έτσι ώστε να υπάρχει το ελάχιστο σφάλμα ανάμεσα στις τιμές του πολυωνύμου και τις μετρήσεις. Για αυτό το λόγο κατασκευάστηκε ένα πρόγραμμα σε περιβάλλον Matlab (δοκιμαστική έκδοση Matlab 2011) όπου χρησιμοποιώντας σαν είσοδο τις μετρήσεις και εφαρμόζοντας την μέθοδο που αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.2, να υπολογίζει τα πολυώνυμα για κάθε βαθμό από 1-10, στη συνέχεια να συγκρίνει τα πολυώνυμα με τις μετρήσεις και να υπολογίζει για κάθε βαθμό το μέγιστο σφάλμα και την μέση τιμή του σφάλματος. Με αυτό το κριτήριο γίνεται η επιλογή του βέλτιστου βαθμού του πολυωνύμου. Για τον έλεγχο της τάσης θεωρείται σαν μεταβλητή χ η τάση Vout και Y οι τιμές της αναλογικής εξόδου A00.

Το μέγιστο και μέσο σφάλμα δίδονται στον πίνακα 4.3-2 που ακολουθεί.

Πίνακας 4.3-2: Μέγιστο και μέσο σφάλμα ανάλογα με τον βαθμό του πολυωνύμου για την συνάρτηση A00-Vout. (Σφάλμα = $|Y_{\text{μέτρησης}} - Y_{\text{πολυωνύμου}}|$ με $Y \rightarrow A00$)

Βαθμός Πολυωνύμου	Μέγιστο σφάλμα (V)	Μέσο σφάλμα (V)
1	0.005369	0.00234
2	0.005639	0.002103
3	0.004201	0.001842
4	0.004339	0.001633
5	0.002461	0.001091
6	0.00249	0.00089
7	0.002527	0.000807
8	0.001874	0.000515
9	0.001998	0.000488
10	0.01976	0.00291

Λαμβάνοντας υπόψη το μέγιστο και το μέσο σφάλμα ο βέλτιστος βαθμός πολυωνύμου είναι ο όγδοος, δηλαδή στις εξισώσεις της παραγράφου 4.2 ισχύει n =8. Το πολυώνυμο που προκύπτει από την παραπάνω μέθοδο είναι:

$$Y = -0.0018416 - 0.0018416X + 0.0037432X^2 - 0.00079154X^3 + 9.3351 \cdot 10^{-5}X^4 - 6.2549 \cdot 10^{-6}X^5 + 2.343 \cdot 10^{-7}X^6 - 4.5594 \cdot 10^{-9}X^7 + 3.5835 \cdot 10^{-11}X^8 \quad (4.3-1)$$

Όπου Y η τιμή της αναλογικής εξόδου ΑΟ0 (V) και X η επιθυμητή τάση εξόδου (V_{out}) που θα πληκτρολογεί ο χρήστης.

Όπως παρατηρείται το μέγιστο σφάλμα δεν ξεπερνάει τα 0.002V, που είναι αρκετά μικρό, λαμβάνοντας υπόψη πως η ακρίβεια της τάσης εξόδου είναι 0.1V.

Παρομοίως για το σύστημα που μετράει την τάση εξόδου θα πρέπει να βρεθεί το ανάλογο πολυώνυμο με τη διαφορά πως στη σειρά των μετρήσεων σαν μεταβλητή X θεωρούνται οι τιμές της αναλογικής εισόδου ΑΙ7 και Y οι τιμές της τάσεις εξόδου V_{out} .

Για την επιλογή του βαθμού του πολυωνύμου προκύπτουν τα εξής αποτελέσματα:

Πίνακας 4.3-3: Μέγιστο και μέσο σφάλμα ανάλογα με τον βαθμό του πολυωνύμου για την συνάρτηση

$V_{out-AI7}$. (Σφάλμα = $|Y_{μέτρησης} - Y_{πολυωνύμου}|$ με $Y \rightarrow V_{out}$)

Βαθμός Πολυωνύμου	Μέγιστο σφάλμα (V)	Μέσο σφάλμα (V)
1	0.010102	0.004161
2	0.009471	0.003982
3	0.009418	0.003981
4	0.009291	0.003988
5	0.009933	0.003829
6	0.010053	0.003827
7	0.009538	0.003803
8	0.009575	0.003806
9	0.009482	0.003825
10	0.090074	0.01657

Για βέλτιστα αποτελέσματα ο βαθμός του πολυωνύμου πρέπει να είναι τέσσερα. Το πολυώνυμο που υπολογίστηκε είναι :

$$Y = -0.087722 + 3.5195X + 0.0024165X^2 + 0.00035785X^3 + 1.8844 \cdot 10^{-5}X^4 \quad (4.3-2)$$

Όπου Y η τιμή της τάσης εξόδου V_{out} (V) και X η αναλογική είσοδος ΑΙ7 .

4.4 Βαθμονόμηση Ρεύματος

Για την βαθμονόμηση του ρεύματος έγιναν τρεις σειρές μετρήσεων, μία για κάθε κλίμακα. Οι μετρήσεις έγιναν ως εξής, διατηρήθηκε σταθερή η τάση εξόδου του τροφοδοτικού στα 30V και τοποθετώντας διάφορες αντιστάσεις στην έξοδο καθώς και ένα αμπερόμετρο σε σειρά καταγραφόταν το ρεύμα εξόδου και οι τιμές της διαφορικής αναλογικής εισόδου (ΑΙ2-ΑΙ6) .

1η κλίμακα

Εφαρμόζοντας την ανωτέρω μέθοδο για την 1^η κλίμακα προκύπτουν οι ακόλουθες μετρήσεις όπως αυτές παρουσιάζονται στον πίνακα 4.4-1.

Πίνακας 4.4-1: Μετρήσεις για την βαθμονόμηση της 1η κλίμακας ρεύματος. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού

a/a	I_o (μA)	Αναλογική είσοδος $V_{AI2-AI6}$ (V)	a/a	I_o (μA)	Αναλογική είσοδος $V_{AI2-AI6}$ (V)
1	0	0.02	16	29.9	2.72
2	2.9	0.29	17	32.5	2.97
3	4.1	0.39	18	37.3	3.35
4	5.3	0.53	19	45.7	4.16
5	6.95	0.65	20	55.7	5.04
6	8.9	0.83	21	60.8	5.53
7	11.45	1.1	22	66.6	6.08
8	13.6	1.25	23	75.3	6.83
9	16.4	1.5	24	82.8	7.52
10	19.8	1.82	25	86.55	7.82
11	20	1.83	26	94.2	8.52
12	21.4	1.98	27	95.8	8.64
13	24.5	2.26	28	98.9	8.95
14	25.3	2.3	29	101.8	9.22
15	27.2	2.5	30	104.6	9.42

Το μέγιστο και μέσο σφάλμα δίδονται στον πίνακα 4.4-2 που ακολουθεί.

Πίνακας 4.4-2: Μέγιστο και μέσο σφάλμα ανάλογα με τον βαθμό του πολωνύμου για την συνάρτηση $AI2-I_o$. (Σφάλμα = $|Y_{μέτρησης} - Y_{πολυνόμου}|$ με $Y \rightarrow I_o$)

Βαθμός Πολυωνύμου	Μέγιστο σφάλμα (μA)	Μέσο σφάλμα (μA)
1	0.5003	0.1759
2	0.5684	0.1612
3	0.5379	0.1608
4	0.4941	0.1621
5	0.4241	0.1640
6	0.4186	0.1643
7	0.3369	0.1604
8	0.3671	0.1456
9	0.3872	0.1415
10	0.3648	0.1552

Ο βαθμός του πολωνύμου θα είναι 8 αν και με αυτόν δεν θα έχει το μικρότερο μέγιστο σφάλμα όμως η μέση τιμή των σφαλμάτων θα είναι η μικρότερη. Το πολωνύμο που προκύπτει είναι :

$$Y = -0.17146 + 10.119X + 1.7627X^2 - 1.5772X^3 + 0.7406X^4 - 0.18823X^5 + 0.025991X^6 - 0.0018324X^7 + 5.165 \cdot 10^{-5}X^8 \quad (4.4-1)$$

Όπου Y το I_o (μΑ) ρεύμα εξόδου του τροφοδοτικού και X η διαφορική αναλογική είσοδος V_{A12-A16} (V).

Το μέγιστο σφάλμα που προκύπτει είναι 0.37μΑ .

2η κλίμακα

Εφαρμόζοντας την ανωτέρω μέθοδο για την 2^η κλίμακα προκύπτουν οι ακόλουθες μετρήσεις όπως αυτές παρουσιάζονται στον πίνακα 4.4-3.

Πίνακας 4.4-3: Μετρήσεις για την βαθμονόμηση της 2η κλίμακας ρεύματος. I_o: ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού

a/a	I _o (mA)	Αναλογική είσοδος V _{A12-A16} (V)	a/a	I _o (mA)	Αναλογική είσοδος V _{A12-A16} (V)
1	0.1090	0.1003	15	4.4200	2.5315
2	0.1240	0.1104	16	5.3600	3.0605
3	0.1360	0.1155	17	5.9000	3.3678
4	0.1480	0.1257	18	6.3600	3.6302
5	0.1860	0.1460	19	6.9900	3.9811
6	0.2300	0.1664	20	7.7000	4.3829
7	0.3000	0.2126	21	8.3400	4.7490
8	0.3650	0.2478	22	9.1200	5.1866
9	0.4420	0.2884	23	10.0100	5.6850
10	0.8330	0.5122	24	11.2100	6.3620
11	1.6600	0.9801	25	13.6500	7.7348
12	3.0700	1.7686	26	14.9200	8.4500
13	3.6600	2.1026	27	15.9600	9.0380
14	4.0100	2.3026			

Ακολουθεί ο πίνακας για την επιλογή του βαθμού του πολωνύμου.

Πίνακας 4.4-4: Μέγιστο και μέσο σφάλμα ανάλογα με τον βαθμό του πολυωνύμου για την συνάρτηση AI2-Io. (Σφάλμα = $|Y_{\text{μέτρησης}} - Y_{\text{πολυωνύμου}}|$ με $Y \rightarrow I_o$)

Βαθμός Πολυωνύμου	Μέγιστο σφάλμα (mA)	Μέσο σφάλμα (mA)
1	0.0105	0.0035
2	0.0089	0.0033
3	0.0081	0.0033
4	0.0081	0.0031
5	0.0067	0.0029
6	0.0066	0.0026
7	0.0066	0.0025
8	0.0065	0.0025
9	0.0066	0.0025
10	0.0117	0.0032

Ο βαθμός του πολυωνύμου θα είναι 8 διότι με αυτόν τον βαθμό προκύπτουν τα μικρότερα σφάλματα.

Το πολυώνυμο είναι :

$$Y = -0.067801 + 1.746X + 0.027461X^2 - 0.0077378X^3 - 0.00059703X^4 - 0.00066538X^5 - 0.00012599X^6 - 1.0118 \cdot 10^{-5}X^7 - 3.0544 \cdot 10^{-7}X^8 \quad (4.4-2)$$

Όπου Y το Io (μΑ) ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού και X η διαφορική αναλογική είσοδος V_{AI2-AI6} (V).

Προκύπτει ότι το μέγιστο σφάλμα είναι περίπου 6.5μΑ .

3η κλίμακα

Εφαρμόζοντας την ανωτέρω μέθοδο για την 3^η κλίμακα προκύπτουν οι ακόλουθες μετρήσεις όπως αυτές παρουσιάζονται στον πίνακα 4.4-5.

Πίνακας 4.4-5: Μετρήσεις για την βαθμονόμηση της 3ης κλίμακας ρεύματος. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού

α/α	I_o (A)	Αναλογική είσοδος $V_{AI2-AI6}$ (V)	α/α	I_o (A)	Αναλογική είσοδος $V_{AI2-AI6}$ (V)
1	0.0169	0.1053	13	0.1482	0.6191
2	0.0187	0.1104	14	0.2900	1.1836
3	0.0259	0.1409	15	0.3500	1.4330
4	0.0303	0.1562	16	0.5500	2.2110
5	0.0332	0.1664	17	0.8400	3.3504
6	0.0369	0.1830	18	1.1200	4.5335
7	0.0393	0.1918	19	1.4000	5.6341
8	0.0401	0.1969	20	1.6800	6.7686
9	0.0500	0.2325	21	1.8600	7.4854
10	0.0599	0.2732	22	1.9600	7.9174
11	0.0748	0.3291	23	2.1500	8.7185
12	0.0995	0.4300			

Ακολουθεί ο πίνακας για την επιλογή του βαθμού του πολωνύμου.

Πίνακας 4.4-6: Μέγιστο και μέσο σφάλμα ανάλογα με τον βαθμό του πολωνύμου για την συνάρτηση $A17-I_o$. (Σφάλμα = $|Y_{μέτρησης} - Y_{πολωνύμου}|$ με $Y \rightarrow I_o$ το ρεύμα εξόδου της διάταξης)

Βαθμός Πολωνύμου	Μέγιστο σφάλμα (A)	Μέσο σφάλμα (A)
1	0.0132	0.0031
2	0.0083	0.0015
3	0.0085	0.0015
4	0.0078	0.0014
5	0.0060	0.0013
6	0.0055	0.0014
7	0.0044	0.0010
8	0.0033	0.0012
9	0.0033	0.0010
10	0.0015	0.0006

Όπως φαίνεται από τον πίνακα 4.4-6 ο βαθμός του πολωνύμου θα είναι 10 και το πολωνύμο είναι:

$$Y = -0.0045609 + 0.19297X + 0.23416X^2 - 0.37098X^3 + 0.29445X^4 - 0.13195X^5 + 0.035531X^6 - 0.0058728X^7 + 0.00058379X^8 - 3.2044 \cdot 10^{-5}X^9 + 7.4657 \cdot 10^{-7}X^{10} \quad (4.4-3)$$

Όπου Y το I_o (μA) ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού και X η διαφορική αναλογική είσοδος $V_{AI2-AI6}$ (V).

Το μέγιστο σφάλμα όπως προκύπτει είναι περίπου 1.5mA .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

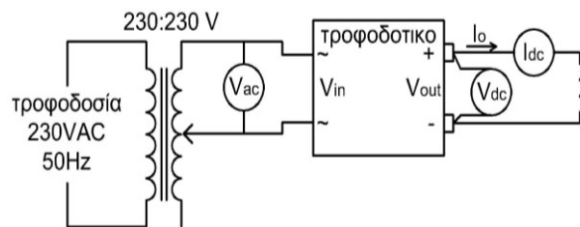
ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ

5.1 Εισαγωγή

Τα χαρακτηριστικά που πρέπει να μετρηθούν σε μια διάταξη παροχής συνεχούς τάσης είναι η ρύθμιση γραμμής, η ρύθμιση φορτίου, η κυμάτωση και η απόδοση. Οι μαθηματικές σχέσεις από τις οποίες υπολογίζονται τα παραπάνω αναλύονται στην παράγραφο 1.2.3. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι μετρήσεις και ο υπολογισμός των μεγεθών αυτών.

5.2 Μέτρηση ρύθμισης γραμμής

Η ρύθμιση γραμμής είναι γενικά ανεξάρτητη από την τάση και το ρεύμα εξόδου για αυτό το λόγο η επιλογή τους γίνεται κατά βούληση. Κατά την μέτρηση μεταβάλλεται η τάση εισόδου από 230V σε 210 V και μετράται η μεταβολή της τάσης εξόδου. Οι μετρήσεις του ρεύματος και της τάσης εξόδου ελήφθησαν από τις ενδείξεις του τροφοδοτικού στο πρόγραμμα οδήγησης. Η διάταξη φαίνεται στο σχήμα 5.2-1



Σχήμα 5.2-1: Διάταξη για την μέτρηση της ρύθμισης γραμμής. V_{ac} , βολτόμετρο εναλλασσόμενης τάσης. V_{in} , V_{out} : τάσεις εισόδου και εξόδου του τροφοδοτικού. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού. V_{dc} : βολτόμετρο συνεχούς τάσης. I_{dc} : αμπερόμετρο συνεχούς τάσης

Στον πίνακα 5.2-1 που ακολουθεί εμφανίζονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων που έγιναν για τον υπολογισμό της ρύθμισης γραμμής.

Πίνακας 5.2-1: Μετρήσεις για τον υπολογισμό της ρύθμισης γραμμής. V_{in} : εναλλασσόμενη τάση εισόδου, I_o : ρεύμα εξόδου, V_{out} : συνεχής τάση εξόδου

Λειτουργία μέσω H/Y		
V_{in} (V)	I_o (A)	V_{out} (V)
229	0.645	19.9603
210	0.645	19.9542
Χειροκίνητη λειτουργία		
V_{in} (V)	I_o (A)	V_{out} (V)
229	0.76	30.003
	0.76	28.876

Η ρύθμιση γραμμής σύμφωνα με τον τύπο 1.2.3-1 θα είναι:

$$LNR\% = \frac{V_o (\text{για } V_{in} = 230V) - V_o (\text{για } V_{in} = 210V)}{V_o (\text{για } V_{in} = 230V)} 100$$

- Για λειτουργία μέσω H/Y θα είναι:

$$LNR\% = \frac{19.9603 - 19.9542}{19.9603} 100 \Rightarrow$$

$$LNR\% = 0.031\%$$

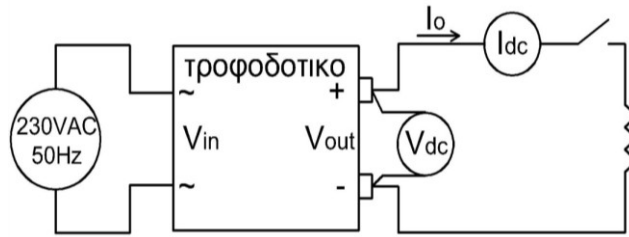
- Για την χειροκίνητη λειτουργία θα είναι:

$$LNR\% = \frac{30.003 - 28.876}{30.003} 100 \Rightarrow$$

$$LNR\% = 3.76\%$$

5.3 Μέτρηση ρύθμισης φορτίου

Για την μέτρηση της ρύθμισης φορτίου διατηρείται σταθερή η εναλλασσόμενη τάση εισόδου και εφαρμόζεται η μέγιστη τάση εξόδου με το ελάχιστο ρεύμα ($I_o=0A$), στη συνέχεια εφαρμόζεται φορτίο ώστε το ρεύμα εξόδου να γίνει μέγιστο (2A) και καταγράφεται η τάση εξόδου. Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για το σκοπό αυτό φαίνεται στο σχήμα 5.3-1.



Σχήμα 5.3-1: Μέτρηση της ρύθμισης φορτίου. V_{in} , V_{out} : τάσεις εισόδου και εξόδου του τροφοδοτικού. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού. V_{dc} : βολτόμετρο συνεχούς τάσης. I_{dc} : αμπερόμετρο συνεχούς τάσης

Στον πίνακα 5.3-1 που ακολουθεί παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων που έγιναν για τον υπολογισμό της ρύθμισης φορτίου:

Πίνακας 5.3-1: Μετρήσεις για τον υπολογισμό της ρύθμισης φορτίου. I_o : ρεύμα εξόδου, V_{out} : τάση εξόδου

Λειτουργία μέσω H/Y	
I_o (A)	V_{out} (V)
0	30.0043
2	29.9675
Χειροκίνητη λειτουργία	
I_o (A)	V_{out} (V)
0	30.002
2	29.657

Η ρύθμιση γραμμής υπολογίζεται από τον τύπο 1.2.3-2 ως εξής:

$$LOR\% = \frac{V_o(\text{για } I_o = 0) - V_o(\text{για } I_o = 2A)}{V_o(\text{για } I_o = 0)} 100$$

- Για λειτουργία μέσω H/Y θα είναι:

$$LOR\% = \frac{30.0043 - 29.9675}{30.0043} 100 \Rightarrow$$

$$LOR\% = 0.12 \%$$

- Για την χειροκίνητη λειτουργία θα είναι:

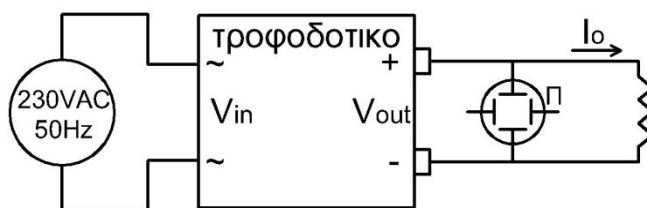
$$LOR\% = \frac{30.002 - 29.657}{30.002} 100 \Rightarrow$$

$$LOR\% = 1.15 \%$$

5.4 Μέτρηση κυμάτωσης

Γενικά η κυμάτωση είναι ανάλογη του ρεύματος για το λόγο αυτό κατά τη μέτρηση της κυμάτωσης εφαρμόζονται στο τροφοδοτικό η μέγιστη τάση και ρεύμα εξόδου και μετράται με έναν παλμογράφο η μέγιστη και ελάχιστη τιμή της τάσης.

Η διάταξη μέτρησης που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα 5.4-1.



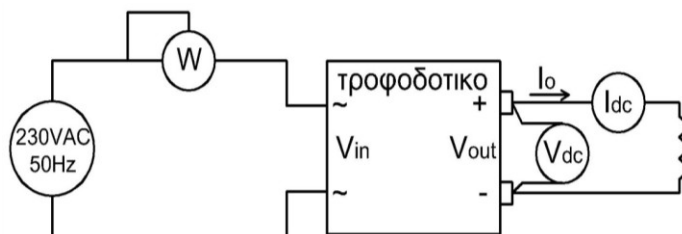
Σχήμα 5.4-1: Διάταξη για την μέτρηση της κυμάτωσης. V_{in} , V_{out} : τάσεις εισόδου και εξόδου του τροφοδοτικού. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού. Π: παλμογράφος

Τα αποτελέσματα της μέτρησης είναι:

- Για λειτουργία μέσω H/Y θα είναι:
Για $V_{out} = 30V$, $I_o = 2A \Rightarrow V_r = 183mV$
- Για την χειροκίνητη λειτουργία θα είναι:
Για $V_{out} = 29.7V$, $I_o = 2.02A \Rightarrow V_r = 696mV$

5.5 Μέτρηση απόδοσης

Για την μέτρηση της απόδοσης θα πρέπει να υπολογιστεί η ισχύς εισόδου και εξόδου. Στο σχήμα 5.5-1 παρουσιάζεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την πραγματοποίηση των μετρήσεων.



Σχήμα 5.5-1: Διάταξη για την μέτρηση απόδοσης. V_{in} , V_{out} : τάσεις εισόδου και εξόδου του τροφοδοτικού. I_o : ρεύμα εξόδου τροφοδοτικού. V_{dc} : βολτόμετρο συνεχούς τάσης. I_{dc} : αμπερόμετρο συνεχούς τάσης. W : βατόμετρο εναλλασσόμενης τάσης

Ακολουθούν οι μετρήσεις καθώς και ο υπολογισμός της απόδοσης
 Στον πίνακα 5.5-1 δίνονται τα αποτελέσματα των μετρήσεων καθώς και οι αντίστοιχες τιμές απόδοσης ($\alpha\% = 100 \frac{I_{out} V_{out}}{P_{in}}$) για χειροκίνητη και μέσω H/Y λειτουργία.

Πίνακας 5.5-1: Μετρήσεις ισχύος εισόδου εξόδου και υπολογισμός της απόδοσης. P_{in} : ισχύς εισόδου, V_{out} : τάση εξόδου, I_{out} : ρεύμα εξόδου, α : απόδοση

Λειτουργία μέσω H/Y			
P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	α %
8	30	0	0
28.6	30	0.48	50.3
50.2	30	1	59.8
69.2	30	1.47	63.7
92.3	30	2.01	65.3
Χειροκίνητη λειτουργία			
P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	α %
5.4	30.1	0	0
24.7	30	0.48	58.3
46.5	30	1	64.5
65.6	30	1.46	66.8
87.2	29.9	2.01	68.9

Ως απόδοση λαμβάνεται ως ο μέσος όρος, των ανωτέρω τιμών, δηλαδή :

- Για λειτουργία μέσω H/Y θα είναι:

$$\alpha = \frac{50.3 + 59.8 + 63.7 + 65.3}{4} \Rightarrow$$

$$\alpha = 59.8\%$$

- Για την χειροκίνητη λειτουργία θα είναι:

$$\alpha = \frac{58.3 + 64.5 + 66.8 + 68.9}{4} \Rightarrow$$

$$\alpha = 64.6\%$$

Συγκεντρωτικά τα χαρακτηριστικά του τροφοδοτικού είναι τα εξής :

Για λειτουργία μέσω H/Y θα είναι:

- Ρύθμιση γραμμής : $LNR\% = 0.031\%$
- Ρύθμιση φορτίου : $LOR\% = 0.12\%$
- Κυμάτωση : $\Delta V_{peak-peak(max)} = 183mV$

- Απόδοση : $\alpha = 59.8 \%$

Για την χειροκίνητη λειτουργία θα είναι:

- Ρύθμιση γραμμής : $LNR\% = 3.76\%$
- Ρύθμιση φορτίου : $LOR\% = 1.15 \%$
- Κυμάτωση : $\Delta V_{\text{peak-peak(max)}} = 696\text{mV}$
- Απόδοση : $\alpha = 64.6\%$

5.6 Σχολιασμός των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του τροφοδοτικού

Τα χαρακτηριστικά του τροφοδοτικού σε λειτουργία μέσω H/Y είναι αρκετά καλύτερα από αυτά της χειροκίνητης λειτουργίας, αυτό συμβαίνει διότι κύριος στόχος της παρούσας εργασίας ήταν η κατασκευή διάταξης παροχής τάσης ελεγχόμενης από H/Y και όχι ο σχεδιασμός για χειροκίνητη λειτουργία με αποτέλεσμα να μην δοθεί μεγάλη έμφαση στο κομμάτι αυτό. Η απόδοση είναι καλύτερη στην δεύτερη περίπτωση λόγω της απλότητας του κυκλώματος. Στην λειτουργία μέσω H/Y υπάρχουν κυκλώματα δημιουργίας τάσεων τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών τα οποία καταναλώνουν ισχύ.

Στη συνέχεια ακολουθεί ένας πίνακας σύγκρισης των χαρακτηριστικών του τροφοδοτικού με τυπικές τιμές τροφοδοτικών του εμπορίου. Στην λειτουργία του τροφοδοτικού μέσω H/Y τα χαρακτηριστικά κρίνονται ικανοποιητικά εκτός από τη μέγιστη κυμάτωση της τάσης. Η σχετικά μεγάλη τιμή της κυμάτωσης εξόδου ίσως οφείλεται στο κύκλωμα ελέγχου, συγκεκριμένα στην τάση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή που δίνει την εντολή στον ρυθμιστή τάσης διότι παρουσιάζει μια μικρή μεταβολή. Επίσης θα μπορούσε να οφείλεται στην κυμάτωση της τάσης εισόδου του ρυθμιστή τάσης. Προτεινόμενες λύσεις στο πρόβλημα αυτό θα ήταν η χρησιμοποίηση ενός τελεστικού ενισχυτή με πολύ μικρή αστάθεια τάσης ή η τοποθέτηση και άλλων πυκνωτών στην είσοδο και στην έξοδο του ρυθμιστή.

Πίνακας 5.6-1: Πίνακας σύγκρισης των χαρακτηριστικών του τροφοδοτικού με τυπικές τιμές του εμπορίου

Χαρακτηριστικό	Τιμές τροφοδοτικού (λειτουργία μέσω H/Y)	Τυπικές τιμές Γραμμικού τροφοδοτικού
Ρύθμιση γραμμής	0.031%	0.02%-0.05%
Ρύθμιση φορτίου	0.12 %	0.02%-0.1%
Κυμάτωση εξόδου	183mV	0.5mV – 2mV
Απόδοση	59.8%	40%-55%

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ

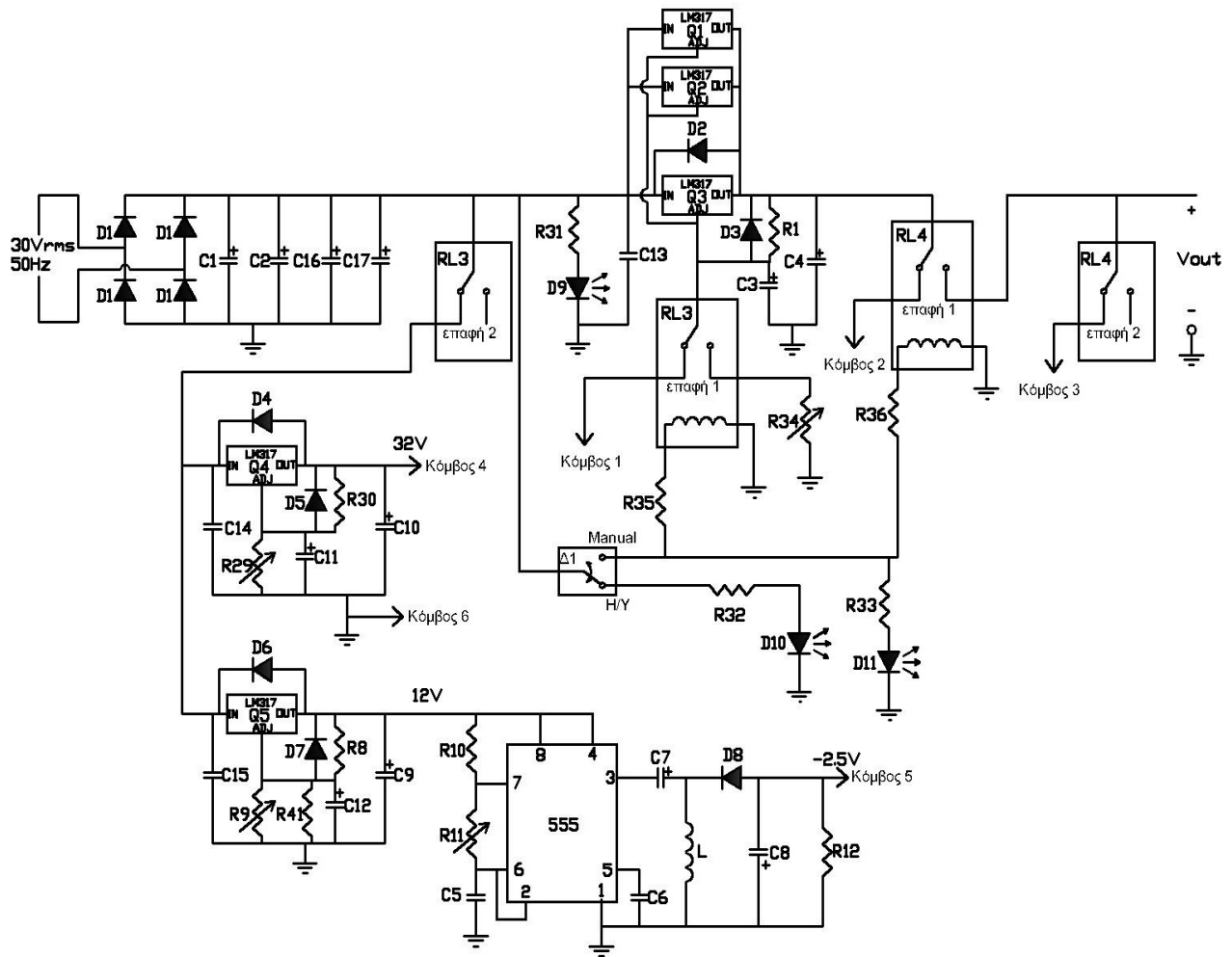
6.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα σχέδια των πλακετών και των κυκλωμάτων που υλοποιήθηκαν. Θα ήταν ίσως πιο εύκολο κατασκευαστικά όλα τα κυκλώματα να γίνουν σε μια μεγάλη ενιαία πλακέτα, όμως σε περίπτωση βλάβης ή αλλαγής κάποιου εξαρτήματος θα ήταν πολύ δύσκολο να γίνει αποκατάσταση, για αυτό το λόγο το τροφοδοτικό αποτελείται από τρεις πλακέτες. Η μια πλακέτα περιλαμβάνει το κύκλωμα ισχύος και τα κυκλώματα δημιουργίας τάσεων τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών, η δεύτερη το κύκλωμα ελέγχου και το κύκλωμα μέτρησης της τάσης εξόδου και τέλος η τρίτη πλακέτα το κύκλωμα μέτρησης του ρεύματος εξόδου.

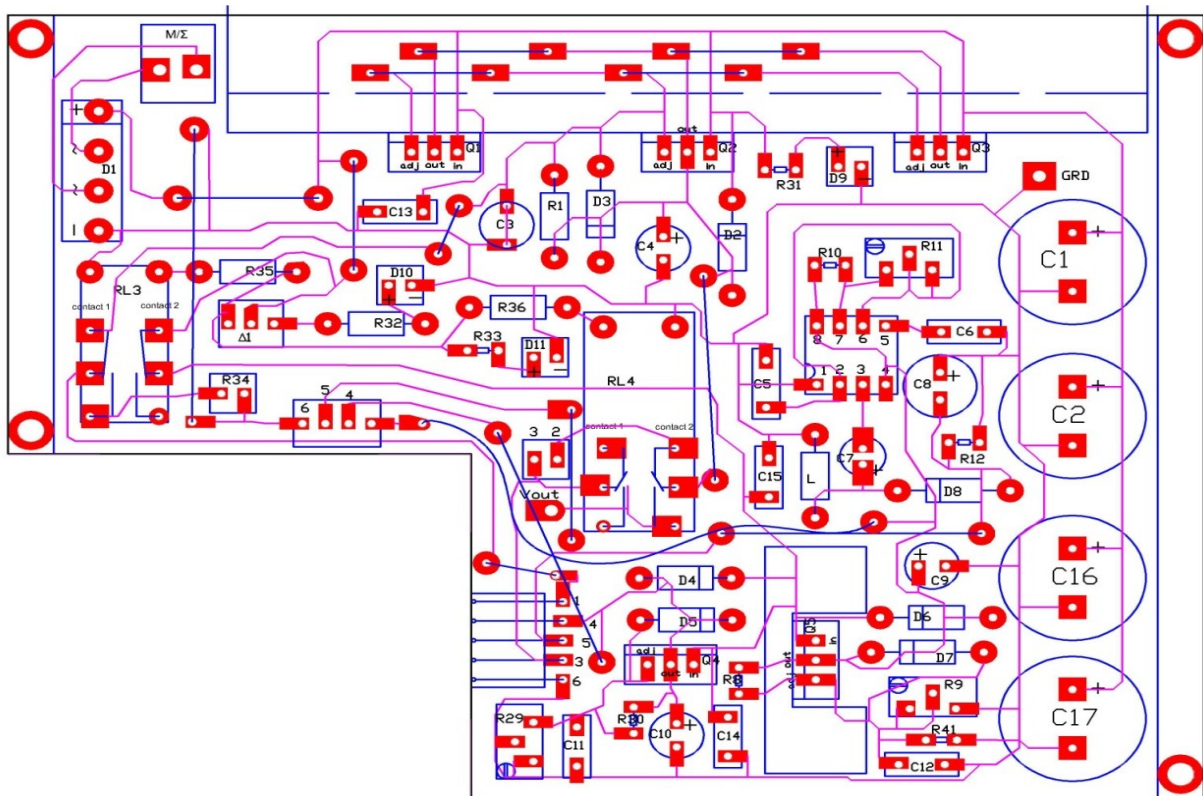
6.2 Κυκλώματα πλακετών

Στη συνέχεια φαίνονται τα κυκλώματα των πλακετών καθώς και τα σχέδια των τυπωμένων κυκλωμάτων.

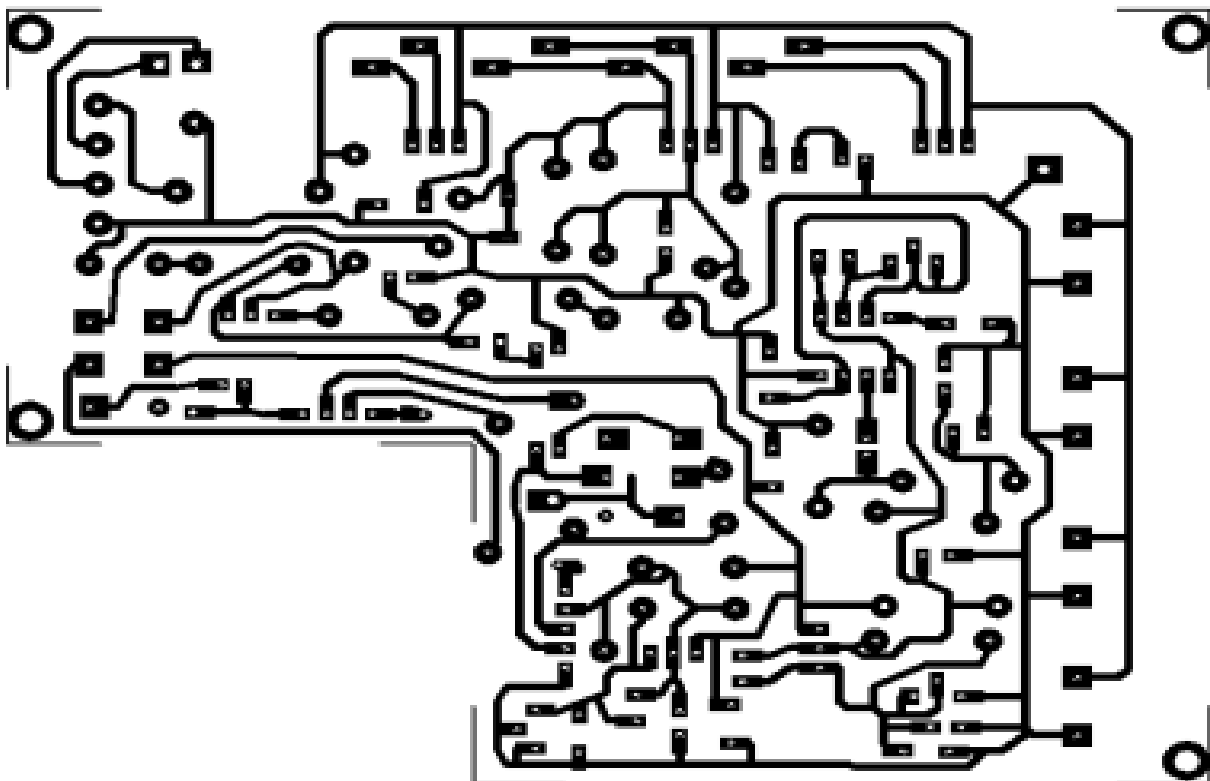
Πλακέτα ισχύος – τάσεων τροφοδοσίας τελεστικών ενισχυτών



Σχήμα 6.2-1: Κύκλωμα πλακέτας ισχύος. V_{out} : τάση εξόδου τροφοδοτικού. Q1-5 : ρυθμιστές τάσεις LM317. D1-D11 : δίοδοι. C1-C17 : πυκνωτές. R1-R41 : αντιστάσεις. D9-D11 : φωτοδίοδοι (led). RL3,RL4 : ρελέ 2 επαφών. L: πηνίο

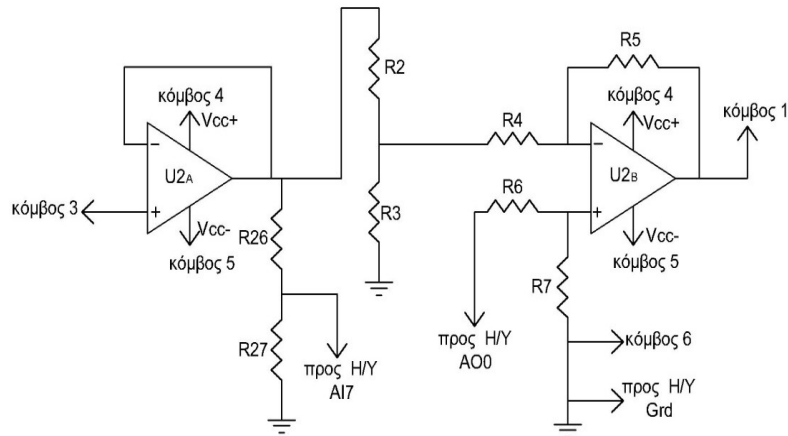


Σχήμα 6.2-2: Πλακέτα ισχύος με τα στοιχεία-πάνω όψη

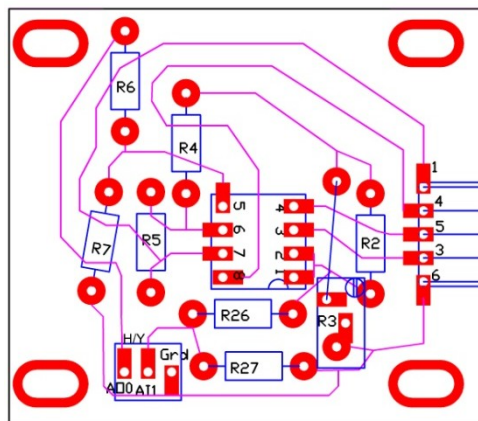


Σχήμα 6.2-3: Πλακέτα ισχύος – σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος

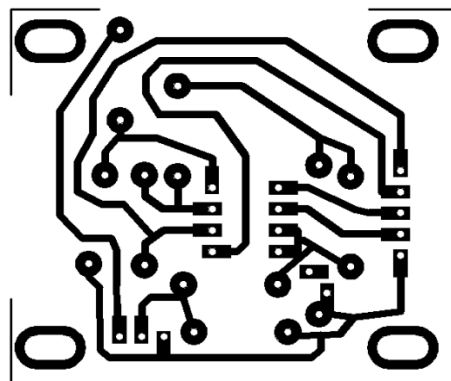
Πλακέτα ελέγχου-μέτρησης τάσης



Σχήμα 6.2-4: Κύκλωμα πλακέτας ελέγχου. GRD : γείωση που συνδέεται με την συσκευή επικοινωνίας. V_{cc+} , V_{cc-} : τάσεις τροφοδοσίας τελεστικών ενισχυτών. V_1-V_4 : τάσεις διάφορων κόμβων. U_{2A} , U_{2B} : τελεστικός ενισχυτής LF412. R2-R27 : αντιστάσεις

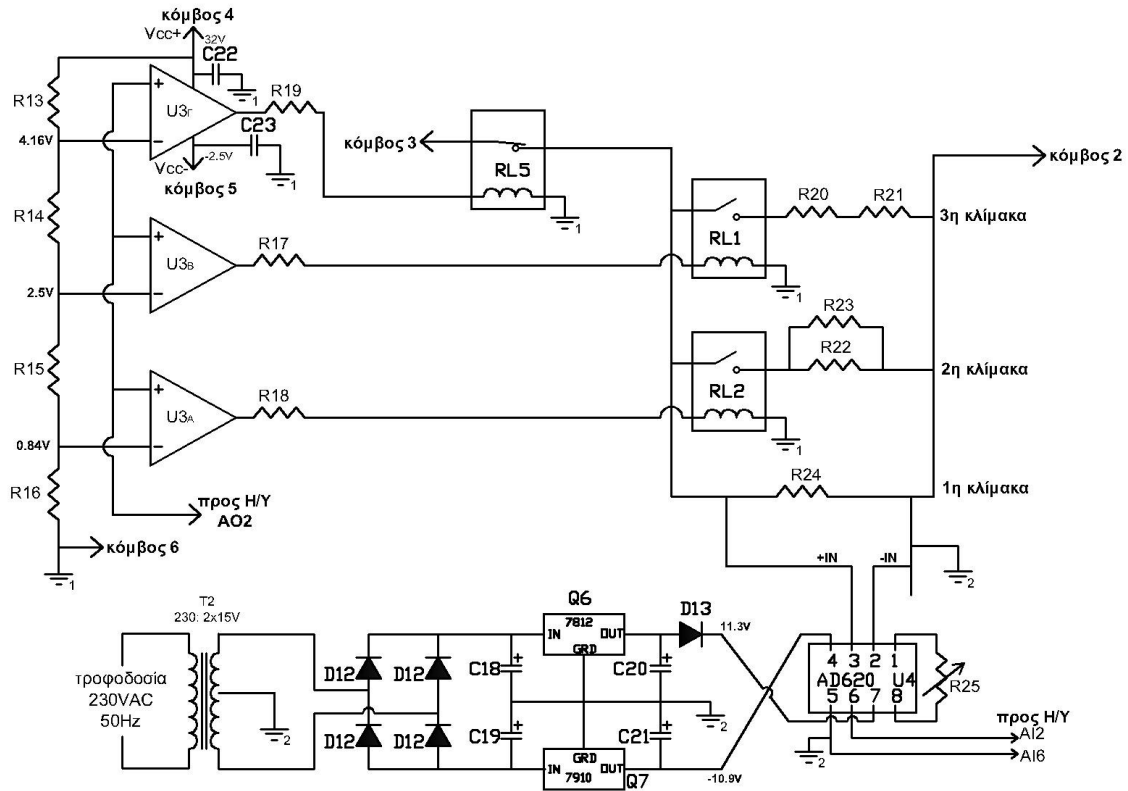


Σχήμα 6.2-5: Πλακέτα ελέγχου-μέτρησης τάσης

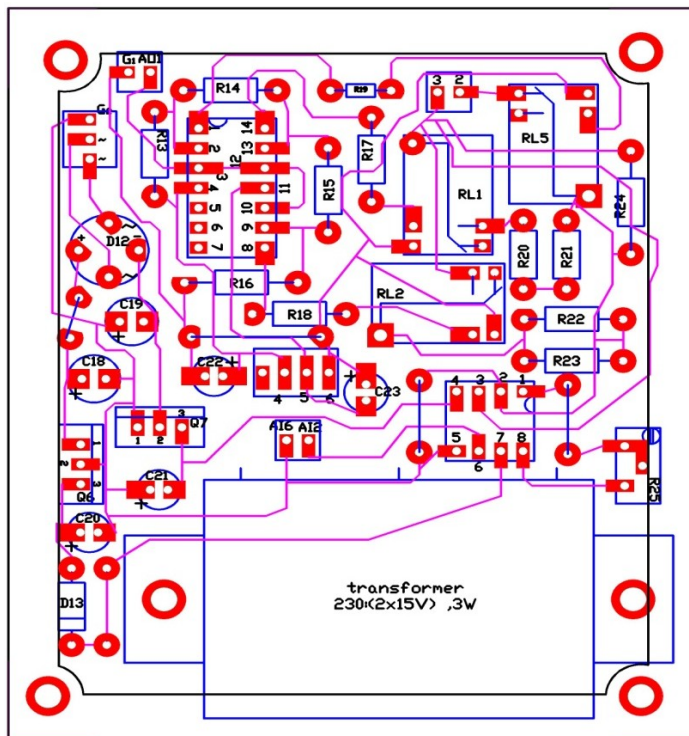


Σχήμα 6.2-6: Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος πλακέτας ελέγχου-μέτρησης τάσης

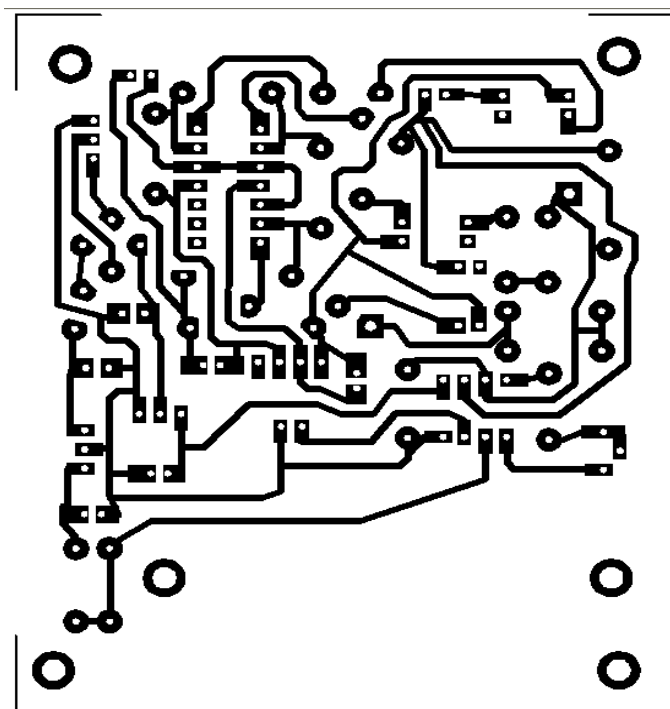
Πλακέτα μέτρησης ρεύματος



Σχήμα 6.2-7: Κύκλωμα πλακέτας μέτρησης ρεύματος. V_{cc+} , V_{cc-} : τάσεις τροφοδοσίας τελεστικών ενισχυτών. $R13$ - $R24$: αντιστάσεις. $D12, D13$: δίοδοι. $C20$ - $C23$: πυκνωτές. $Q6, Q7$: σταθεροποιητές τάσης. $U3$: τελεστικοί ενισχυτές στην ίδια συσκευασία. $U4$: ενισχυτής οργάνων. $RL1$ - $RL5$: ρελέ 1 επαφής. $T2$: μετασχηματιστής

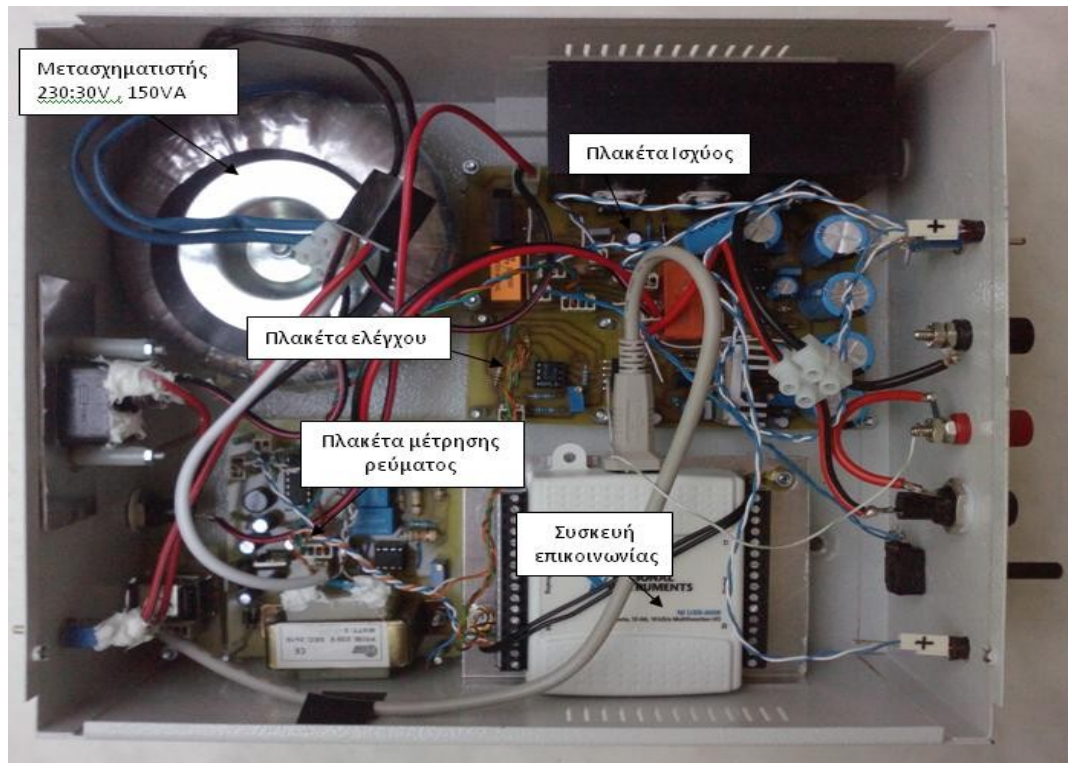
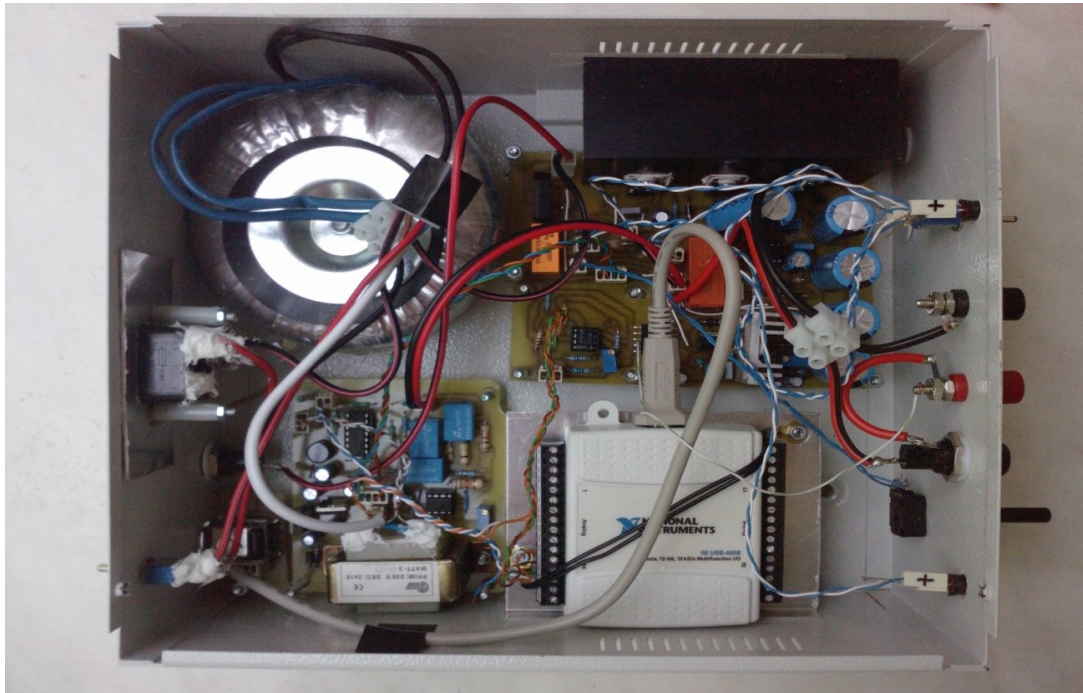


Σχήμα 6.2-8: Πλακέτα μέτρησης ρεύματος



Σχήμα 6.2-9: Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος πλακέτας μέτρησης ρεύματος

Στη συνέχεια ακολουθούν φωτογραφίες της ολοκληρωμένης κατασκευής.



Εικόνα 6.2-10: Η ολοκληρωμένη κατασκευή του τροφοδοτικού

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΣΥΣΚΕΥΗ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ NI USB-6008

Η συσκευή NI USB-6008, εικόνα Α-1, είναι μία κάρτα εισόδου – εξόδου που παρέχει λειτουργίες ανάκτησης και καταγραφή δεδομένων. Επίσης είναι συμβατή με αρκετά δημοφιλή λογισμικά όπως το Labview, το Matlab, C, Measurement studio κ.α. καθώς επίσης και με τα εξής λειτουργικά συστήματα : Windows , Linux ,Mac OS και Pocket PC.



Εικόνα Α-1: Η συσκευή NI USB-6008

Τα τεχνικά χαρακτηριστικά της κάρτας φαίνονται στον πίνακα Α-1 που ακολουθεί.

Πίνακας Α-1: Τεχνικά χαρακτηριστικά της συσκευής επικοινωνίας NI USB-6008

<u>Αναλογικές Είσοδοι</u>		<u>Αναλογικές Έξοδοι</u>	
Μονοπολικά κανάλια	8	Κανάλια	2
Διαφορικά κανάλια	4	Ανάλυση	12bits
Ανάλυση	12bits	Μέγιστη τάση	5V
Ρυθμός δειγματοληψίας	10KS/s	Μέγιστο εύρος τάσης	0 έως 5V
Δειγματοληψία εξόδου	10KS/s	Μέγιστη ακρίβεια εύρους τάσης	7mV
Μέγιστο εύρος τάσης	-10έ ως 10V	Ελάχιστο εύρος τάσης	0 έως 5V
Μέγιστη ακρίβεια εύρους τάσης	138mV	Ελάχιστη ακρίβεια εύρους τάσης	7mV
Ελάχιστο εύρος τάσης	-1 έως 1V	Ρυθμός ανανέωσης	150S/s
Ελάχιστη ακρίβεια εύρους τάσης	37.5 mV	Μέγιστο ρεύμα εξόδου ανά κανάλι	5mA
Μνήμη κάρτας	512B	Μέγιστο συνολικό ρεύμα εξόδου	10mA

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΥΛΙΚΩΝ

Σε αυτό το σημείο δίδεται ο κατάλογος των υλικών που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή της διάταξης.

Πλακέτα ισχύος – Δημιουργία τάσεων τροφοδοσίας

Αντιστάσεις			
Ονομασία	Τιμή	Ισχύς	Παρατηρήσεις
R1	220 Ω	1/4 W	
R8	220 Ω	1/4 W	
R9	4.48 ΚΩ		10ΚΩ Πολύστροφο trimmer
R10	2.2 ΚΩ	1/4 W	
R11	1.45 ΚΩ	1/4 W	50ΚΩ Πολύστροφο trimmer
R12	220 Ω	1/4 W	
R29	5.4 ΚΩ		10ΚΩ Πολύστροφο trimmer
R30	220 Ω	1/4 W	
R31	2.8 ΚΩ	1 W	
R32	2.8 ΚΩ	1 W	
R33	2.8 ΚΩ	1 W	
R34	10 ΚΩ		Πολύστροφο trimmer
R35	2.2 ΚΩ	1/4 W	
R36	1 ΚΩ	1/4 W	
R41	3.3 ΚΩ	1/4 W	
Πυκνωτές			
Ονομασία	Τιμή	Τάση	Παρατηρήσεις
C1	2200 μF	50V	ηλεκτρολυτικός
C2	2200 μF	50V	ηλεκτρολυτικός
C3	33 μF	63V	ηλεκτρολυτικός
C4	2200 μF	50V	ηλεκτρολυτικός
C5	4.7 nF	100V	
C6	10 nF	63V	
C7	1 μF	63V	ηλεκτρολυτικός
C8	470 μF	16V	ηλεκτρολυτικός
C9	22 μF	63V	ηλεκτρολυτικός
C10	22 μF	63V	ηλεκτρολυτικός
C11	10 μF	63V	ηλεκτρολυτικός
C12	10 μF	63V	ηλεκτρολυτικός
C13	100 nF	63V	
C14	100 nF	63V	
C15	100 nF	63V	
C16	2200 μF	50V	ηλεκτρολυτικός
C17	2200 μF	50V	ηλεκτρολυτικός

Δίοδοι		
Ονομασία	Τύπος	Παρατηρήσεις
D1	RS406	Γέφυρα διόδων
D2	1N4007	
D3	1N4007	
D4	1N4007	
D5	1N4007	
D6	1N4007	
D7	1N4007	
D8	1N4007	
D9	LED 5mm	
D10	LED 5mm	
D11	LED 5mm	
Διάφορα		
Ονομασία	Τύπος	Παρατηρήσεις
U1	NE555	ολοκληρωμένο
Q1	LM317	transistor
Q2	LM317	transistor
Q3	LM317	transistor
Q4	LM317	transistor
Q5	LM317	transistor
RL3	DSY2Y-224L	ρελέ
RL4	RT424024	ρελέ
L	1.5 mH	πηνίο

Πλακέτα ελέγχου

Αντιστάσεις			
Ονομασία	Τιμή	Ισχύς	Παρατηρήσεις
R2	68 KΩ	1/4 W	
R3	10.4 KΩ	1/4 W	20KΩ Πολύστροφο trimmer
R4	3.3 KΩ	1/4 W	
R5	10 MΩ	1/4 W	
R6	3.3 KΩ	1/4 W	
R7	10 MΩ	1/4 W	
R26	8.2 KΩ	1/4 W	
R27	3.3 KΩ	1/4 W	
Διάφορα			
Ονομασία	Τύπος	Παρατηρήσεις	
U2	LF412	ολοκληρωμένο	

Πλακέτα μέτρησης ρευματος

Αντιστάσεις			
Ονομασία	Τιμή	Ισχύς	Παρατηρήσεις
R13	2.7 MΩ	1/4 W	
R14	160 KΩ	1/4 W	
R15	160 KΩ	1/4 W	
R16	82 KΩ	1/4 W	
R17	750 Ω	1/4 W	
R18	750 Ω	1/4 W	
R19	750 Ω	1/4 W	
R20	0 Ω	1/4 W	
R21	0 Ω	1/2 W	
R22	75 Ω	1/4 W	
R23	6.8 Ω	1 W	
R24	1 KΩ	2 W	
R25	555 Ω		1KΩ Πολύστροφο trimmer
Πυκνωτές			
Ονομασία	Τιμή	Τάση	Παρατηρήσεις
C18	100 μF	35V	ηλεκτρολυτικός
C19	100 μF	35V	ηλεκτρολυτικός
C20	4.7 μF	25V	ηλεκτρολυτικός
C21	4.7 μF	25V	ηλεκτρολυτικός
C22	4.7 μF	63V	ηλεκτρολυτικός
C23	4.7 μF	25V	ηλεκτρολυτικός
C18	100 μF	35V	ηλεκτρολυτικός
C19	100 μF	35V	ηλεκτρολυτικός
C20	4.7 μF	25V	ηλεκτρολυτικός
C21	4.7 μF	25V	ηλεκτρολυτικός
C22	4.7 μF	63V	ηλεκτρολυτικός
C23	4.7 μF	25V	ηλεκτρολυτικός
Δίοδοι			
Ονομασία	Τύπος	Παρατηρήσεις	
D12	W06M	Γέφυρα διόδων	
D13	1N4007		
Διάφορα			
Ονομασία	Τύπος	Παρατηρήσεις	
U3	TL084	ολοκληρωμένο	
U4	AD620	ολοκληρωμένο	
Q6	LM7812	transistor	
Q7	MC7910	transistor	
RL1	SYSIK-S-124L	ρελέ	
RL2	SYSIK-S-124L	ρελέ	
RL5	SYSIK-S-124L	ρελέ	
T2	230:(2x)15V ,3W	μετασχηματιστής	

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1]: National semicondactor: “Introduction to Power Supplies”, application note 556, September, 2002. (<http://www.national.com/an/AN/AN-556.pdf>)
- [2] : Σ. Ν. Μανιάς: “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, 6η Έκδοση, Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα, 2007
- [3]: Dr. Z. Salam: “Power Electronics and Drives”, Version 2
(<http://www.scribd.com/doc/46903272/MSc-Chopper>)
- [4] : J. Milman, X. Χαλκιά: “ωλοκληρωμένη ηλεκτρονική”, Τόμος Α, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα, 2007
- [5] : A. S. Sedra, K. C. Smith: “Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα” ,Ελληνική έκδοση τόμος Α, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1994
- [6] : Σ. Ν. Μανιάς, Α. Καλετσάνος: “Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά” , Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα, 2003
- [7] : Ε.Καγιάφας, Η.Κουκούτσης: “Εργαστήριο Αναλογικών Ηλεκτρονικών Συστημάτων”, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα 2008
- [8] : National semicondactor: “LF412 Low Offset, Low Drift Dual JFET Input Operational Amplifier”, January, 2010 (<http://www.national.com/ds/LF/LF412.pdf>)
- [9] : J. Milman, X. Χαλκιά: “ωλοκληρωμένη ηλεκτρονική”, Τόμος Β, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα, 2007
- [10] : National Instruments: “A quick guide to National Instruments USB-6009 and USB-6008 multifunction I/O devices” , 2009, (<http://teach.no/tekdoc/usb6009/index.htm>)
- [11]: Analog devices: “Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier AD620”, U.S.A, 2004
(http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD620.pdf)

- [12] : Β. ΠΑΠΑΔΙΑΣ, Γ. ΚΟΝΤΑΞΗΣ: “ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΟΙΚΟΝΟΜΙΑ”, Εκδόσεις Ε.Μ.Π., Αθήνα, 2003
- [13]: HARRISON LABORATORIES: “MEASUREMENT OF LINE AND LOAD REGULATION OF DC POWER SUPPLIES”, TECH LETTER #3, HEWLETT-PACKARD COMPANY, New Jersey, 1964
(http://www.hparchive.com/Application_Notes/Harris-Tech-Letter-03.pdf)
- [14] : Rantec : “MEASURING LINE AND LOAD REGULATION”, Application Note HDMA-105, U.S.A, 2005
(http://www.rantec.com/L2A_Prod/LowVoltage/LVAN/LVAN_HDMA105.pdf)
- [15] : RO Associates , Inc: “MEASURING LINE AND LOAD REGULATION”, Application Note 7 ,September, 1994
(<http://www.xceljapan.com/images/RO%20Associates/application%20note/ap07.pdf>)
- [16] : C. Calwell, S. Foster, T. Reeder: “Test Method for Calculating the Energy Efficiency of Single-Voltage External Ac-Dc Power Supplies”, February, 2004
(http://www.efficientpowersupplies.org/pages/External_Power_Supply_Efficiency_Test_Method.pdf)