



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διατμηματικό πρόγραμμα μεταπτυχιακών σπουδών
«Συστήματα αυτοματισμού».

**Διάταξη γραμμικής τροφοδοσίας με δυνατότητα ρύθμισης της
παρεχόμενης συνεχούς τάσης (0 – 400 Volt).**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντόπουλος Χ. Σπυρίδων

Επιβλέπων : Τσαραμπάρης Παναγιώτης

Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2011

Πίνακας περιεχομένων

1.	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	5
1.1	Γενικά.....	5
1.2	Τυπικές διατάξεις τροφοδοσίας.....	8
1.3	Αρχή λειτουργίας & τύποι μετασχηματιστών.....	10
1.4	Λειτουργία & διατάξεις ανόρθωσης.....	14
1.5	Λειτουργία & διατάξεις εξομάλυνσης.....	17
1.6	Λειτουργία & διατάξεις σταθεροποίησης.....	19
1.6.1	Ρύθμιση τάσης εξόδου.....	22
1.6.2	Βοηθητικοί πυκνωτές.....	23
2.	ΒΑΣΙΚΗ ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ.....	25
2.1	Επιλογή τύπου μετασχηματιστή.....	26
2.2	Επιλογή διάταξης ανόρθωσης.....	28
2.2.1	Παράμετροι επίδοσης ανορθωτικών συστημάτων.....	28
2.2.2	Επίδραση παραμέτρων στην επιλογή ανόρθωσης.....	30
2.3	Επιλογή τεχνικής εξομάλυνσης.....	32
2.3.1	Αξιολόγηση φίλτρου C.....	32
2.3.1.1	Διοδικό ρεύμα (surge current).....	32
2.3.1.2	Το πρόβλημα της απότομης παροχής.....	35
2.3.1.3	Συντελεστής κυμάτωσης r_c (ripple).....	36
2.3.1.4	Συνεχής τάση εξόδου (V_{dc}).....	37
2.3.2	Αξιολόγηση φίλτρου L.....	39
2.3.2.1	Συνεχής τάση εξόδου (V_{dc}).....	39
2.3.2.2	Συντελεστής κυμάτωσης r_L (ripple).....	40
2.4	Επιλογή συστήματος σταθεροποίησης.....	41

2.4.1 Σύγκριση σειριακού και παρακαμπτήριου σταθεροποιητή..	41
2.4.2 Παράμετροι επίδοσης σταθεροποιητών προς ελαχιστοποίηση.	43
3. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	46
3.1 Προβλήματα προσομοίωσης και αντιμετώπιση.	46
3.2 Κύκλωμα προσομοίωσης.	48
3.2.1 Δημιουργία μοντέλου σταθεροποιητή.	50
3.2.2 Επιλογή μοντέλων προσομοίωσης.	54
3.2.2.1 Στοιχεία συνδεδεμένα στο σταθεροποιητή (R_1, R_2, C_2) .	54
3.2.2.2 Μετασχηματιστής.	54
3.2.2.3 Πυκνωτής φίλτρου.	55
3.2.2.4 Γέφυρα διόδων.	55
3.2.2.5 Τάση δικτύου.	56
3.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης.	56
3.3.1 Λειτουργία σταθεροποίησης.	56
3.3.2 Λειτουργία εξομάλυνσης.	60
3.3.3 Λειτουργία ανόρθωσης.	65
3.3.4 Λειτουργία μετασχηματισμού τάσης δικτύου.	67
4. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ.	69
4.1 Διαδικασία επιλογής στοιχείων.	70
4.1.1 Μετασχηματιστής.	71
4.1.2 Πυκνωτής φίλτρου.	73
4.1.3 Επιλογή θέσης μεταβλητής αντίστασης.	75
4.1.3.1 Μελέτη συστήματος μεταβλητής R_1 .	75

4.1.3.2	Μελέτη συστήματος μεταβλητής R_2	81
4.1.3.1	Συμπέρασμα.	85
4.1.4	Επιλογή τιμής αντιστάσεων σταθεροποιητή.	86
4.1.5	Επιλογή αντίστασης φόρτου.	88
4.2	Επιβεβαίωση λειτουργίας.	89
	Βιβλιογραφία.....	94
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι : Φύλλο προδιαγραφών σταθεροποιητή LR8 - Supertex.	
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ : Φύλλο προδιαγραφών trimmer 3296 - Electron.	
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ : Φύλλο προδιαγραφών διόδων 6A06 - Rectron.	

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Γενικά.

Σε όλα τα ηλεκτρονικά συστήματα αλλά και στα απλούστερα δομικά ηλεκτρονικά λειτουργικά κυκλώματα που τα συνθέτουν, η ενεργειακή παροχή για τη λειτουργία τους γίνεται με τη μορφή συνεχούς τάσης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι ηλεκτρονικές διατάξεις που αποτελούν τους θεμέλιους λίθους των κυκλωμάτων χρειάζονται σταθερή παροχή τάσης προκειμένου να λειτουργήσουν ως διαχειριστές σημάτων ή γενικότερα ως εκτελεστές ηλεκτρονικών λειτουργιών. Ο λόγος αυτής της αναγκαιότητας είναι ότι ως διατάξεις διαχείρισης/ελέγχου ροής φορτίων που είναι ουσιαστικά, απαιτούν πρώτα απ'όλα να τους διοχετεύεται μια σταθερή ροή φορτίων.

Η πηγή συνεχούς τάσης ή πηγή *dc* ισχύος (*dc power supply*) όπως είναι ο δόκιμος όρος στην ηλεκτρονική ορολογία, αποτελεί ουσιαστικά το «σύστημα αναφοράς» μιας ηλεκτρονικής λειτουργίας η χρονική σταθερότητα του οποίου αντιλαμβάνεται κανείς εύκολα πόσο διευκολύνει τον έλεγχο της χρονικά εξελισσόμενης επεξεργασίας χρονικά μεταβαλλόμενων σημάτων και γενικότερα τις λειτουργικές διαδικασίες που συντελούνται σε ένα σύστημα.

Η απαίτηση της παροχής σταθερής ισχύος (με τη μορφή για παράδειγμα κατάλληλης συνεχούς τάσης) οδηγεί στην αναζήτηση κάποιου συστήματος που θα μπορεί να διαθέσει σε κύκλωμα ηλεκτρικό φορτίο με όσο το δυνατόν σταθερότερη ροή. Το σύστημα αυτό λοιπόν, αν πρόκειται να παρέχει ικανό φορτίο και διαρκώς, θα πρέπει φυσικά και να μπορεί και να το προσλαμβάνει/αποθηκεύει διαρκώς. Για τη δουλειά αυτή έρχεται αμέσως στο νου ο πυκνωτής ο οποίος εκφορτιζόμενος παρέχει ρεύμα. Ωστόσο, ούτε το ρεύμα ούτε η τάση στα άκρα του παραμένουν σταθερά κατά την εκφόρτιση κάτι που μας προσανατολίζει

στην αναζήτηση τρόπων σταθεροποίησης. Μια ιδέα είναι να επιβληθούν συχνότερες φορτίσεις/εκφορτίσεις, τόσο συχνές ώστε κατά τη διάρκειά τους να μην υπάρχει σημαντική μεταβολή στην τάση ή το ρεύμα.

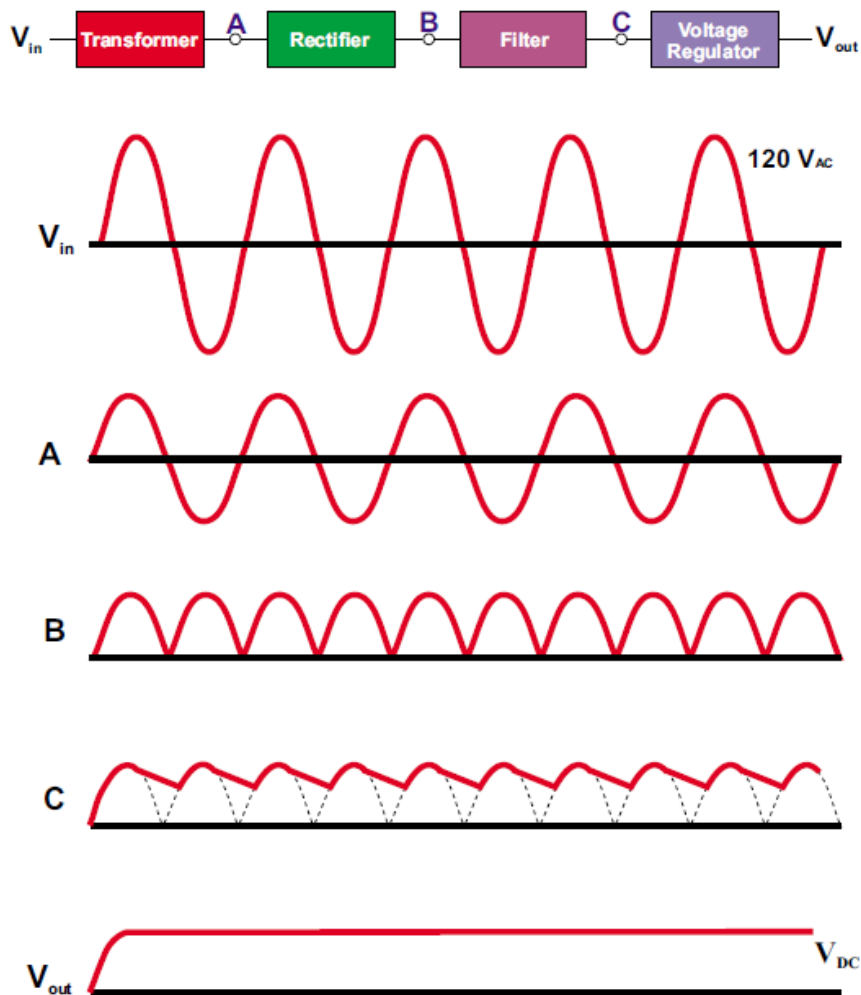
Συνεχίζοντας τον προηγούμενο συλλογισμό, η συχνή φόρτιση του πυκνωτή για να πραγματοποιηθεί απαιτεί ένα συχνό «παλμικό» ρεύμα, προφανώς της ίδιας φοράς το οποίο έχοντας κατά νου τη διαθέσιμη εναλασσόμενη κυματομορφή του δικτύου θα μπορούσε να προκύψει με αποκοπή των ημιπεριόδων ίδιας πολικότητας του σήματος αυτού. Έτσι παρουσιάζεται η αναγκαιότητα χρήσης των διόδων κατά την προαναφερθείσα προσαρμογή.

Τέλος, επειδή η τάση του δικτύου (230 volt rms δηλαδή 322 volt peak) είναι υπερβολική για τις ανάγκες φόρτισης των περισσότερων πυκνωτών, συνήθως χρησιμοποιείται και μετασχηματιστής υποβιβασμού τάσης πριν την οποιαδήποτε διαδικασία φόρτισης. Ωστόσο επειδή στην εργασία ανά χείρας πραγματεύεται τροφοδοσία ύψους έως και 400 volt, θα χρησιμοποιηθεί μετασχηματιστής ανύψωσης της τάσης του δικτύου με ότι αυτό συνεπάγεται για την επιλογή πυκνωτή.

Τα παραπάνω αποτελούν το σκεπτικό οργάνωσης της ηλεκτρονικής λειτουργίας που αποκαλείται *μετατροπή ισχύος* ή *power conversion* (από εναλασσόμενη ισχύ του δικτύου παροχής σε σταθερή ισχύ τροφοδότησης). Φυσικά το σύστημα που πραγματοποιεί αυτή τη μετατροπή είναι, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, εκ των «ουκ άνευ». Πρόκειται για το *dc τροφοδοτικό ισχύος* (*dc power supply*) ή απλώς *τροφοδοτικό*. Οι επιμέρους λειτουργίες που περιλαμβάνει ένα τροφοδοτικό είναι :

- Ο **μετασχηματισμός της τάσης** (voltage transformation) του δικτύου σε επιθυμητά επίπεδα (Σχήμα 1-1: $V_{in} \rightarrow A$).

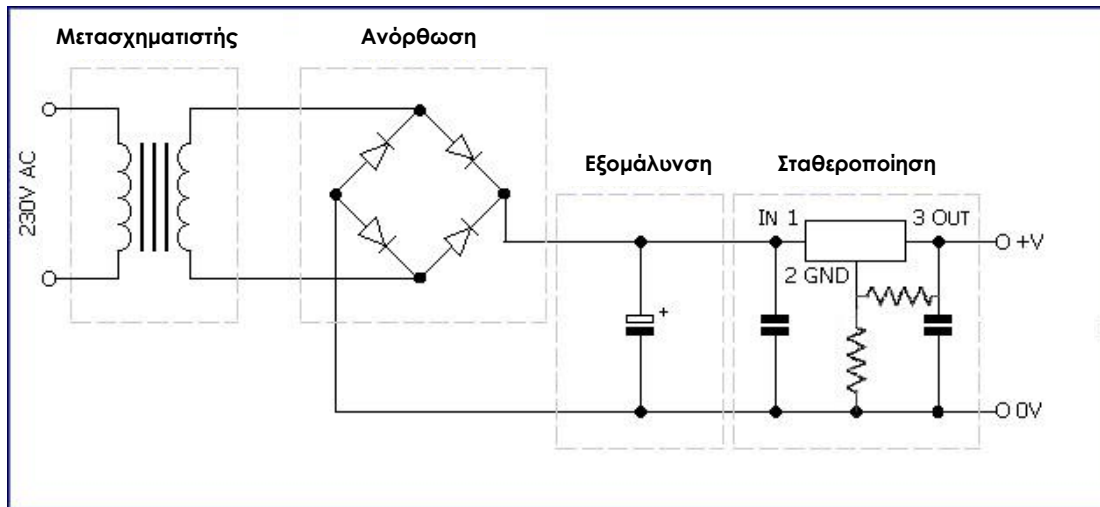
- Η **ανόρθωση** (rectification) δηλαδή η μετατροπή του σήματος εξόδου του μετασχηματιστή σε μονοπολικό σήμα (Σχήμα 1-1: A→B).
- Η **εξομάλυνση** (smoothing) της ανορθωμένης τάσης που αφορά τη συχνότατη φόρτιση/εκφόρτιση του πυκνωτή (Σχήμα 1-1: B→C).
- Η **ηλεκτρονική σταθεροποίηση** (regulation) που σχετίζεται με την περαιτέρω ρύθμιση και σταθεροποίηση του παραγόμενου σταθερού σήματος (Σχήμα 1-1: C→V_{out}).



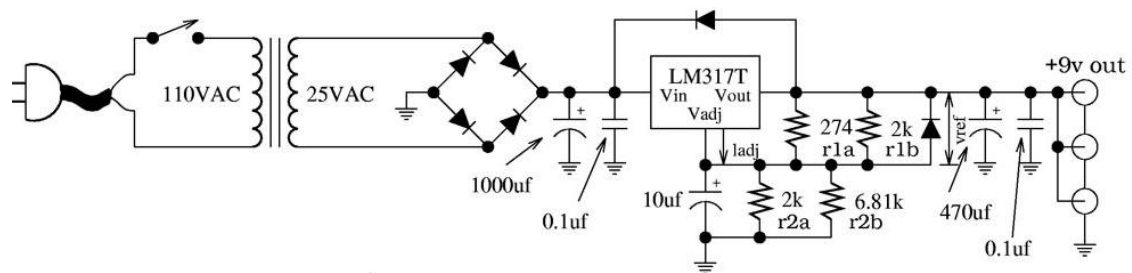
Σχήμα 1-1 : Στάδια συστήματος τροφοδοσίας.

1.2 Τυπικές διατάξεις τροφοδοσίας.

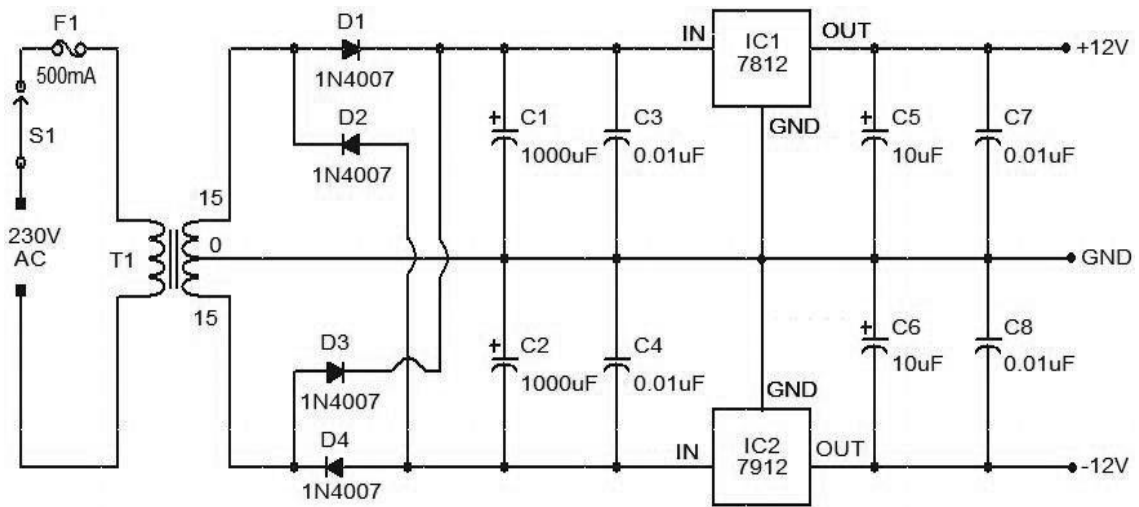
Στη συνέχεια, παρουσιάζονται μερικές παραλλαγές συστημάτων τροφοδοσίας οι οποίες βασίζονται στο πρότυπο και τη λογική πορεία του γενικευμένου μοντέλου που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο (Σχήμα 1-1).



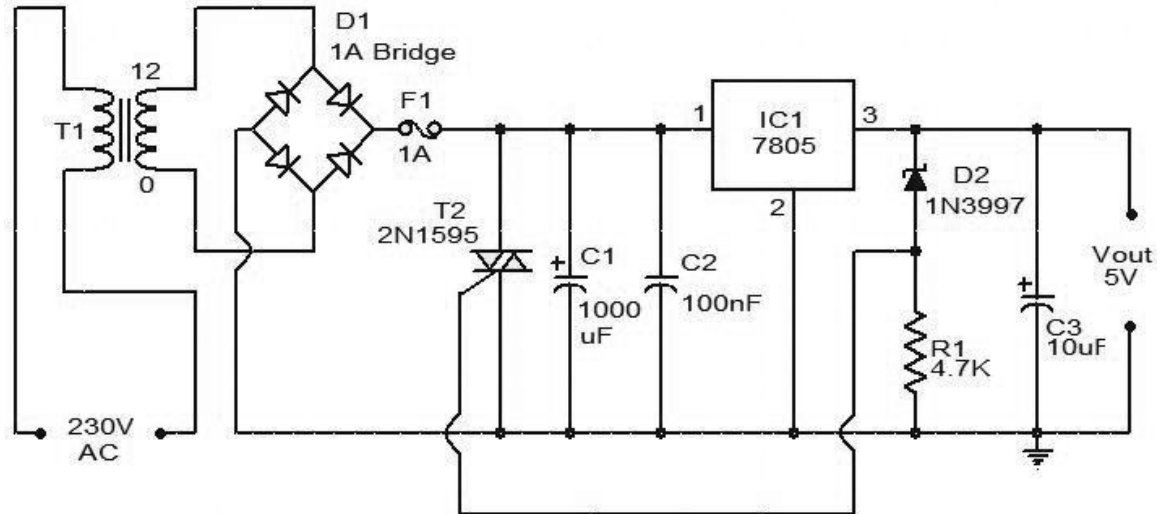
Σχήμα 1-2 - Η γενική μορφή διάταξης τροφοδοσίας.



Σχήμα 1-3 : Τροφοδοτικό 9Vdc υψηλής καθαρότητας.



Σχήμα 1-4 : Συμμετρικό τροφοδοτικό $\pm 12V_{dc}$.

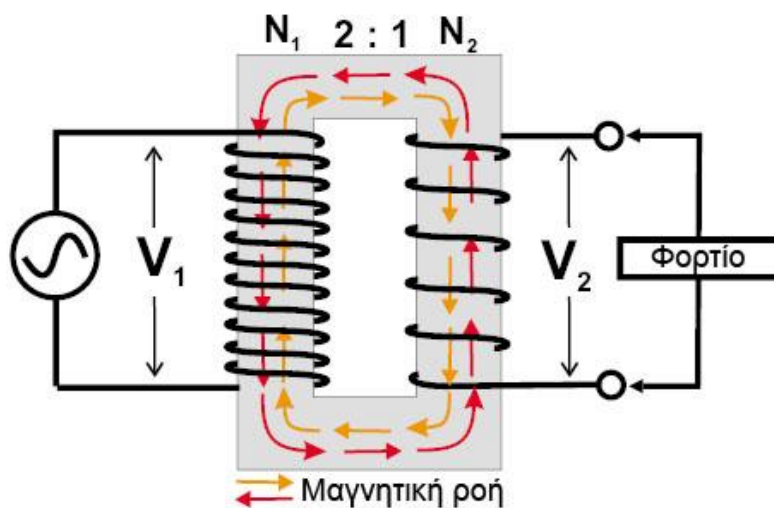


Σχήμα 1-5 : Τροφοδοτικό $5V_{dc}$ με προστασία υπέρτασης.

1.3 Αρχή λειτουργίας & τύποι μετασχηματιστών.

Ο μετασχηματιστής είτε ανυψώνει είτε υποβιβάζει την εισερχόμενη σε αυτόν τάση (τάση πρωτεύοντος του μετασχηματιστή) δίνοντάς της έτσι κατάλληλη μέγιστη τιμή (τάση δευτερεύοντος μετασχηματιστή) για την εφαρμογή που πρόκειται να τροφοδοτηθεί με συνεχή τάση. Αυτό επιτυγχάνεται ως εξής :

Το σήμα του πρωτεύοντος καταλήγει σε σπειρώματα γύρω από ένα πυρήνα καθορισμένου υλικού. Όμοια το σήμα του δευτερεύοντος προκύπτει από σπειρώματα στον ίδιο πυρήνα. Δεν υπάρχει καμία σύνδεση μεταξύ των σπειρωμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. (Σχήμα 1-6).

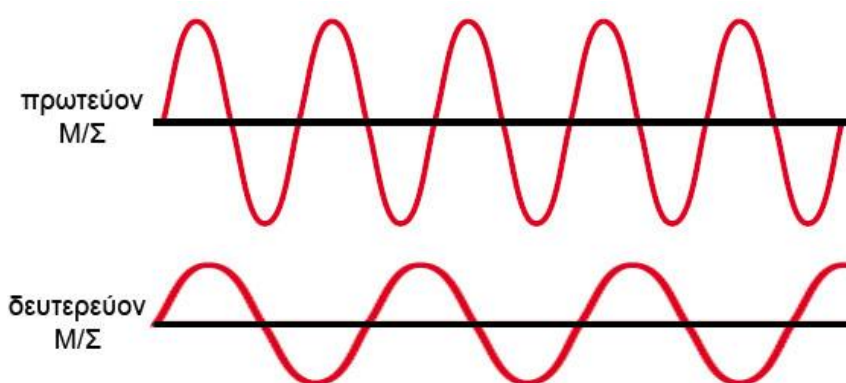


Σχήμα 1-6 : Βασική διάταξη μετασχηματισμού τάσης.

Αν εφαρμοσθεί εναλλασσόμενη τάση (V_1) στο πρωτεύον του μετασχηματιστή, δημιουργείται μαγνητική ροή στον πυρήνα η οποία μεταφέρεται στα σπειρώματα του δευτερεύοντος. Εκεί, λόγω επαγωγής, δημιουργεί εναλλασσόμενη τάση (V_2) η τιμή της οποίας σχετίζεται με το λόγο του πλήθους σπειρωμάτων του πρωτεύοντος (N_1) και του δευτερεύοντος (N_2):

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 \quad (1.1)$$

Το σήμα που παράγεται (τάση δευτερεύοντος του μετασχηματιστή) διατηρεί την αρχική του μορφολογία (ημιτονοειδής καμπύλη) με τη διαφορά ότι αλλάζει η περίοδος αυτής (Σχήμα 1-7). Η αλλαγή της περιόδου σε σχέση με το αρχικό σήμα είναι αποτέλεσμα της διατήρησης της ενέργειας. Αν αυξανόταν η από κορυφή σε κορυφή τάση της ημιτονοειδούς ενώ παρέμενε ίδια συχνότητα, θα υπήρχε ενίσχυση και όχι μετασχηματισμός σήματος.



Σχήμα 1-7 : Τάσεις πρωτεύοντος και δευτερεύοντος ενός μετασχηματιστή περιορισμού τάσης. Μειώνεται το πλάτος του σήματος ενώ ταυτόχρονα μειώνεται και η συχνότητά του.

Η διατήρηση της ενέργειας στο μετασχηματιστή εκφράζεται με διατήρηση της ισχύος των σημάτων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος:

$$P_1 = P_2 \Rightarrow V_1 I_1 = V_2 I_2 \stackrel{(1.1)}{\implies} I_2 = \frac{N_2}{N_1} I_1 \quad (1.2)$$

Οι σχέσεις (1.1) και (1.2) δείχνουν την αντίστροφη αναλογία μεταξύ V και I . Στην πράξη, όσο αυξάνεται η τάση του δευτερεύοντος, μειώνεται το ρεύμα που το διαρρέει. Επομένως ένα σημείο που χρειάζεται προσοχή στη χρήση του μετασχηματιστή είναι να επιτευχθεί η αναγκαία ισορροπία μεταξύ τάσης και ρεύματος καθώς τα δυο αυτά μεγέθη είναι άρρηκτα συνδεδεμένα.

Οι μετασχηματιστές χωρίζονται στις εξής κατηγορίες:

α) μετασχηματιστές τροφοδοσίας.

Οι μετασχηματιστές τροφοδοσίας χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα τροφοδοτικών σε ηλεκτρονικές συσκευές, οι οποίοι συνήθως υποβιβάζουν την υψηλή τάση του δικτύου σε χαμηλές τάσεις για τα κυκλώματα των συσκευών. Παράλληλα παρέχουν γαλβανική απομόνωση των κυκλωμάτων των συσκευών για προστασία από κινδύνους ηλεκτροπληξίας.

Πολλοί μετασχηματιστές χρησιμοποιούν περισσότερες από μία εξόδους για διάφορες τάσεις και ρεύματα σε ηλεκτρονικές συσκευές ενώ σε κυκλώματα παλμοτροφοδοτικών οι μετασχηματιστές είναι κατασκευασμένοι για υψηλότερες συχνότητες από τα 50Hz, με εντελώς διαφορετικά κατασκευαστικά χαρακτηριστικά από τους απλούς μετασχηματιστές των 50 - 60 Hz.

β) μετασχηματιστές χαμηλών συχνοτήτων.

Οι μετασχηματιστές χαμηλών συχνοτήτων χρησιμοποιούνται για να λειτουργούν σωστά σε όλο το ακουστικό φάσμα από 16Hz έως 16KHz. Χρησιμοποιούνται συνήθως ως μετασχηματιστές εξόδου σε ενισχυτές τάξης A μεγάλης ισχύος, ενώ σε πολύ μικρές τιμές ισχύος συναντώνται μικροί μετασχηματιστές σε ραδιόφωνα με ενισχυτή push pull για προσαρμογή της χαμηλής αντίστασης του μεγαφώνου. Η κατασκευή ενός μετασχηματιστή ήχου είναι ιδιαίτερα δύσκολη, καθώς λαμβάνονται πολλοί παράγοντες, όπως όρια συχνοτήτων, παρασιτικές χωρητικότητες, μαγνητικές διαφυγές.

γ) μετασχηματιστές μετρήσεων ρεύματος.

Η χρήση των μετασχηματιστών ρεύματος είναι κυρίως στα αμπερόμετρα καθώς με αυτόν τον τρόπο αυξάνεται η ευαισθησία τους.

Αποτελούνται από δύο πηνία, το πρωτεύον και το δευτερεύον και έναν σιδηροπυρήνα, όπως και οι μετασχηματιστές τάσης. Η διαφορά μεταξύ τους είναι ότι οι μετασχηματιστές ρεύματος έχουν λίγες σπείρες στο πρωτεύον τους και το χάλκινο σύρμα που χρησιμοποιείται είναι πολύ χοντρό. Το δευτερεύον πηνίο τους έχει περισσότερες σπείρες και το σύρμα που χρησιμοποιείται είναι μικρότερης διατομής. Στο δευτερεύον πηνίο συνδέεται ένα αμπερόμετρο σαν φορτίο για την μέτρηση του ρεύματος.

δ) αυτομετασχηματιστές.

Οι αυτομετασχηματιστές αποτελούνται από ένα πηνίο με σιδηροπυρήνα, το οποίο διαθέτει μία ή περισσότερες λήψεις. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η τάση που λαμβάνεται ανάμεσα σε μία λήψη και ένα κοινό σημείο να είναι μικρότερη από την τάση εισόδου. Έτσι επιτυγχάνεται υποβιβασμός τάσης. Για ανύψωση τάσης πραγματοποιείται η αντίστροφη διαδικασία. Τροφοδοτείται ο αυτομετασχηματιστής από το τύλιγμα λήψης και ένα κοινό σημείο και λαμβάνεται μεγαλύτερη τάση στα δύο άκρα του.

Αν η λήψη του αυτομετασχηματιστή είναι μεταβλητή, τότε θα λαμβάνονται διάφορες τάσεις στην έξοδό του. Το πλεονέκτημα που έχει αυτός ο μετασχηματιστής είναι ότι έχει μικρότερο κόστος διότι διαθέτει μόνο ένα τύλιγμα άρα λιγότερος χαλκός, καθώς επίσης και λιγότερο σιδηρομαγνητικό υλικό.

Επίσης ένα από τα μεγάλα πλεονεκτήματά του είναι ο υψηλός βαθμός απόδοσης που έχει. Η χρήση του όμως είναι πάρα πολύ περιορισμένη διότι δεν παρέχει γαλβανική απομόνωση και υπάρχει κίνδυνος εμφάνισης της φάσης στην έξοδό του. Το μεγάλο αυτό μειονέκτημα που έχει τον καθιστά κατάλληλο σε πολύ ειδικές εφαρμογές.

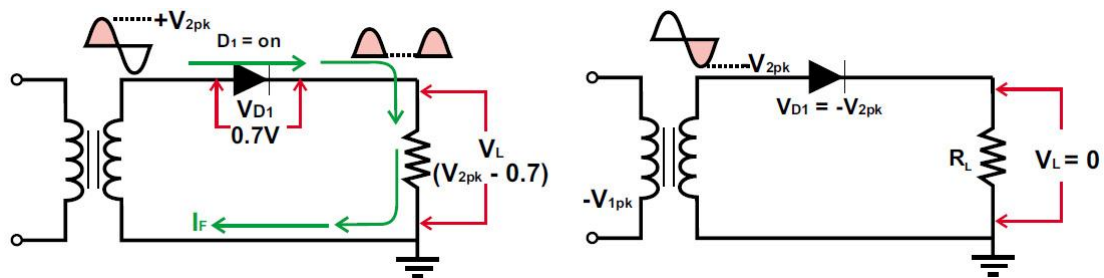
1.4 Λειτουργία & διατάξεις ανόρθωσης.

Υπάρχουν τρεις βασικές ανορθωτικές διατάξεις. Η ημιανόρθωση, η πλήρης ανόρθωση και η ανόρθωση γέφυρας οι οποίες παρουσιάζονται στο σχήμα που ακολουθεί.

	Ημιανόρθωση	Πλήρης ανόρθωση	Ανόρθωση γέφυρας
Τοπολογία			
Κυματομορφή εξόδου			

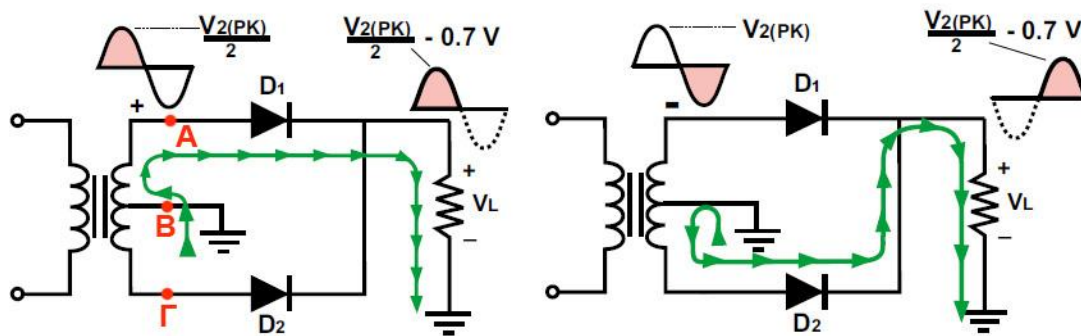
Σχήμα 1-8 : Βασικές μέθοδοι ανόρθωσης με τις κυματομορφές που παρουσιάζονται στην έξοδό τους.

Στην ημιανόρθωση, η δίοδος επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος της θετικής ημιπεριόδου, ενώ λειτουργεί σαν ανοικτοκύκλωμα κατά την αρνητική (Σχήμα 1-9).



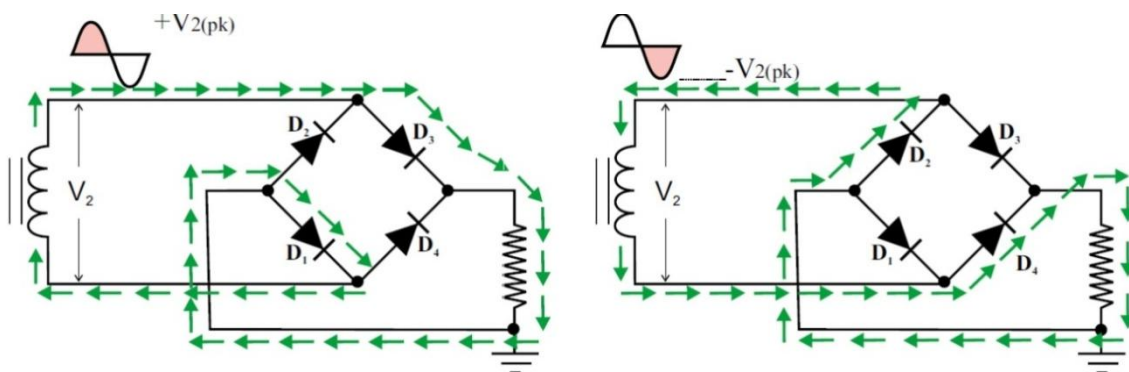
Σχήμα 1-9 : Θετική και αρνητική ημιπερίοδος ημιανόρθωσης.

Στην πλήρη ανόρθωση, κατά τη θετική ημιπερίοδο το ρεύμα περνά από τη δίοδο D_1 και κατά την αρνητική από τη δίοδο D_2 . Και στις δύο περιπτώσεις όμως διοχετεύεται στη θετική πολικότητα της αντίστασης φόρτου αξιοποιώντας έτσι τη «χαμένη» στην ημιανόρθωση αρνητική ημιπερίοδο (Σχήμα 1-10).



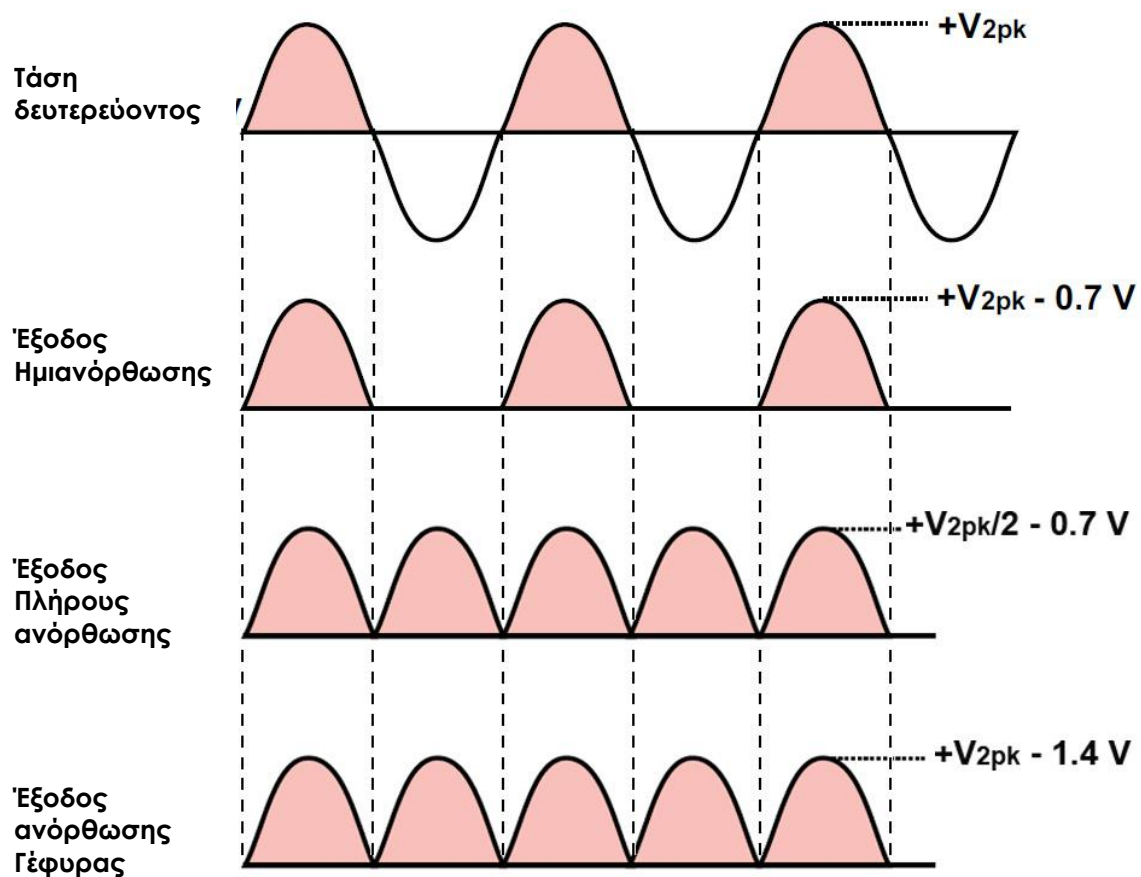
Σχήμα 1-10 : Θετική και αρνητική ημιπερίοδος πλήρους ανόρθωσης, όπου $V_2(pk)$ η μέγιστη τάση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή.

Η αξιοποίηση της αρνητικής ημιπεριόδου πραγματοποιείται και στον ανορθωτή γέφυρας με έναν διαφορετικό τρόπο. Κατά τη θετική ημιπερίοδο το ρεύμα διέρχεται από τις D_1, D_3 ενώ κατά την αρνητική από τις D_2, D_4 (Σχήμα 1-11).



Σχήμα 1-11 : Θετική και αρνητική ημιπερίοδος ανόρθωσης γέφυρας.

Στο παρακάτω συγκριτικό διάγραμμα (Σχήμα 1-12) απεικονίζονται οι κυματομορφές εξόδου των τεχνικών ανόρθωσης. Κανείς παρατηρεί αφενός ότι στην ημιανόρθωση παρουσιάζονται χρονικά κενά που ενδεχομένως αργότερα να δώσουν κακή ποιότητα εξομάλυνσης και αφετέρου ότι σε καμιά από τις τρεις περιπτώσεις οι κυματομορφές εξόδου δεν έχουν το ίδιο πλάτος αλλά μικρότερο. Η παρατηρούμενη πτώση τάσης σε σχέση με τη μέγιστη τιμή τάσης του δευτερεύοντος (0,7V στην ημιανόρθωση και στην πλήρη ανόρθωση, και 1,4V στην ανόρθωση γέφυρας) οφείλεται στην τάση που απαιτεί μια δίοδος στα άκρα της προκειμένου να άγει (0,7V).



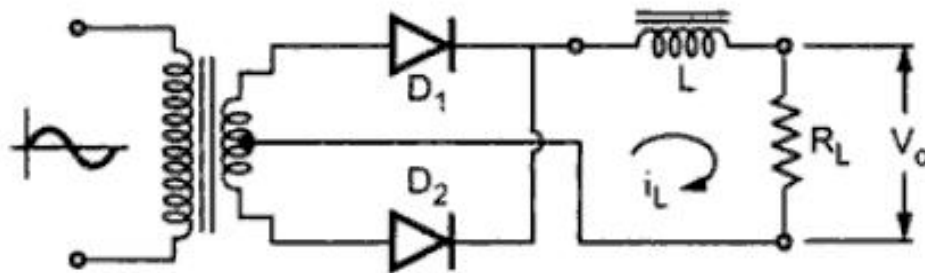
Σχήμα 1-12 : Παρατηρούμενες κυματομορφές εξόδου ανορθωτικών συστημάτων όπου $V_2(pk)$ η μέγιστη τάση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή.

1.5 Λειτουργία & διατάξεις εξομάλυνσης.

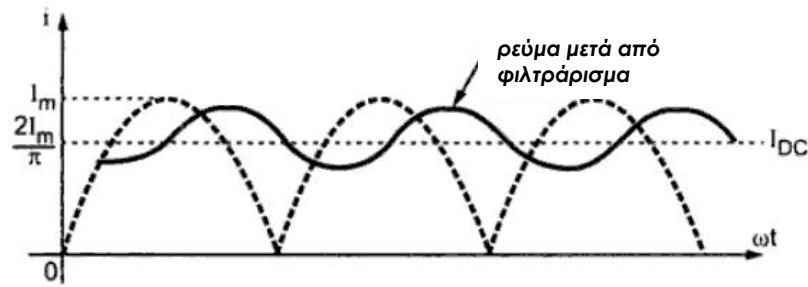
Το υψηλό εναλλασσόμενο περιεχόμενο του σήματος εξόδου ενός συστήματος ανόρθωσης δεν είναι ανεκτό στις περισσότερες εφαρμογές. Είναι λοιπόν αναγκαίο να εξομαλυνθεί περισσότερο αυτή η κυμάτωση. Αυτή η επιπρόσθετη αλλά αναγκαία λειτουργία της εξομάλυνσης σημαίνει πως μεταξύ ανορθωτή και φόρτου πρέπει να ενταχθεί δομική λειτουργική μονάδα μείωσης της κυμάτωσης που ονομάζεται *φίλτρο εξομάλυνσης*.

Η λειτουργική απαίτηση από μια τέτοια μονάδα είναι να αφαιρεί τις συνιστώσες εναλλασσόμενης τάσης χωρίς να επηρεάζει τη συνεχή τάση. Αυτό μπορεί να γίνει με δυο τρόπους. Είτε συνδέοντας σε σειρά προς το φόρτο κάποιο στοιχείο που θα δρα σαν ανοιχτό κύκλωμα στην εναλλασσόμενη και σαν βραχυκύκλωμα στη συνεχή τάση, είτε συνδέοντας παράλληλα στο φόρτο κάποιο στοιχείο που θα δρα σαν ανοιχτό κύκλωμα στη σταθερή και βραχυκύκλωμα στην εναλλασσόμενη τάση. Το πηνίο είναι το στοιχείο της πρώτης επιλογής, και ο πυκνωτής της δεύτερης.

Οι βασικές μέθοδοι εξομάλυνσης είναι είτε σύνδεση πηνίου σε σειρά, είτε σύνδεση πυκνωτή παράλληλα στο φόρτο. Υβριδικές μορφές φίλτρων που περιλαμβάνουν και πηνίο και πυκνωτή είναι χρήσιμες σε πολλές εφαρμογές, ωστόσο εδώ θα παρουσιαστούν μόνο οι βασικές τεχνικές.



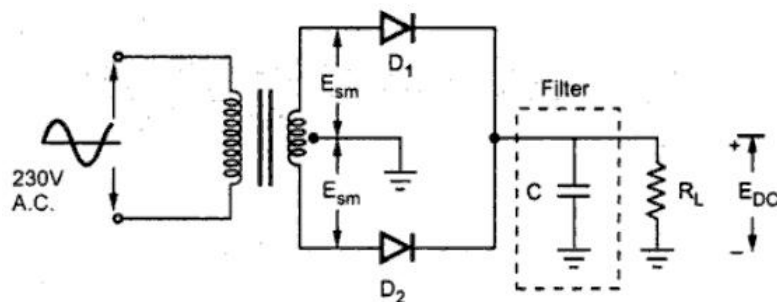
Σχήμα 1-13 : Φίλτρο πηνίου σε πλήρη ανορθωτή (*choke filter*).



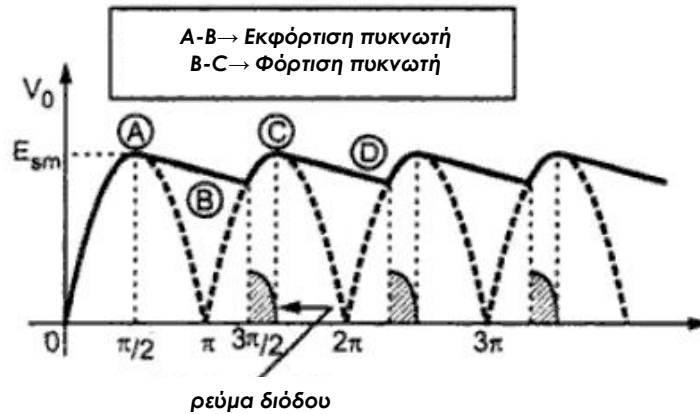
Σχήμα 1-14 : Κυματομορφές εισόδου - εξόδου ενός φίλτρου πηνίου σε πλήρη ανόρθωση.

Το πηνίο συνδεδεμένο σε σειρά με το φόρτο (Σχήμα 1-13) λόγω επαγωγής αντιτίθεται σε αλλαγές στην τιμή του ρεύματος. Συνεπώς, επειδή ακριβώς η παράμετρος επίδοσης την οποία το φίλτρο καλείται να βελτιώσει δραστικά, (η κυμάτωση) δεν είναι τίποτε άλλο από διακύμανση στην τιμή του ρεύματος και της τάσης, το πηνίο βελτιώνει την κυμάτωση (Σχήμα 1-14).

Το φίλτρο πυκνωτή σε πλήρη ανορθωτή (Σχήμα 1-15) έχει εντελώς διαφορετική συμπεριφορά. Όταν το κύκλωμα τεθεί σε λειτουργία, ο πυκνωτής φορτίζεται κατά τη διάρκεια της μισής ημιπεριόδου από την ορθά πολωμένη δίοδο D_1 στη μέγιστη τάση E_{sm} . Στην αρχή του δεύτερου μισού της ημιπεριόδου ($\pi/2$ έως π) η δίοδος D_1 πολώνεται ανάστροφα και σταματά να άγει. Στο διάστημα αυτό, ο πυκνωτής εκφορτιζόμενος από το φόρτο, του παρέχει ρεύμα. Η εκφόρτιση πραγματοποιείται έως το σημείο B (Σχήμα 1-16) το οποίο είναι τοποθετημένο στο τέταρτο από π μέχρι $3\pi/2$. Στο B, η τάση εισόδου ξεπερνά την τάση του πυκνωτή πολώνοντας έτσι ορθά τη δίοδο D_2 .



Σχήμα 1-15 : Φίλτρο πυκνωτή σε πλήρη ανόρθωση.



Σχήμα 1-16 : Κυματομορφές εισόδου - εξόδου φίλτρου πυκνωτή σε πλήρη ανόρθωση.

1.6 Λειτουργία & διατάξεις σταθεροποίησης.

Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, η διάταξη που διαδέχεται το φίλτρο σε ένα σύστημα τροφοδοσίας είναι ο ηλεκτρονικός σταθεροποιητής (regulator). Η δουλειά του είναι να εξαφανίζει την όποια εναπομένουσα κυμάτωση διέφυγε του φίλτρου, αλλά και να διατηρεί σταθερό το σήμα στην έξοδό του ανεξάρτητα από τυχόν μεταβολές του σήματος εισόδου του. Οι μεταβολές αυτές μπορεί να είναι μεταξύ άλλων :

- Μεταβολή στο ρεύμα φόρτου : Σε τροφοδοτικό χωρίς σταθεροποιητή, μεταβολή στο ρεύμα φόρτου θα προκαλούσε μεταβολή στην τάση φόρτου καθώς υπάρχει αντίστροφη αναλογία μεταξύ τους ($R=V/I$).
- Μεταβολή στην τάση του δικτύου : Η είσοδος στην ανόρθωση που είναι η τάση του δικτύου καθορίζει και την τελική τιμή της συνεχούς τάσης. Συνεπώς διακυμάνσεις στην τάση του δικτύου προκαλούν ανεπιθύμητες αναταράξεις και στο τελικό (συνεχούς τάσης) σήμα.
- Μεταβολές στη θερμοκρασία : Οι δίοδοι που χρησιμοποιούνται στην ανόρθωση, αλλά και άλλα ημιαγωγικά στοιχεία του τροφοδοτικού έχουν ευαισθησία στις αλλαγές της θερμοκρασίας που τελικά είναι ικανές να προκαλέσουν μεταβολές στο σήμα εξόδου.

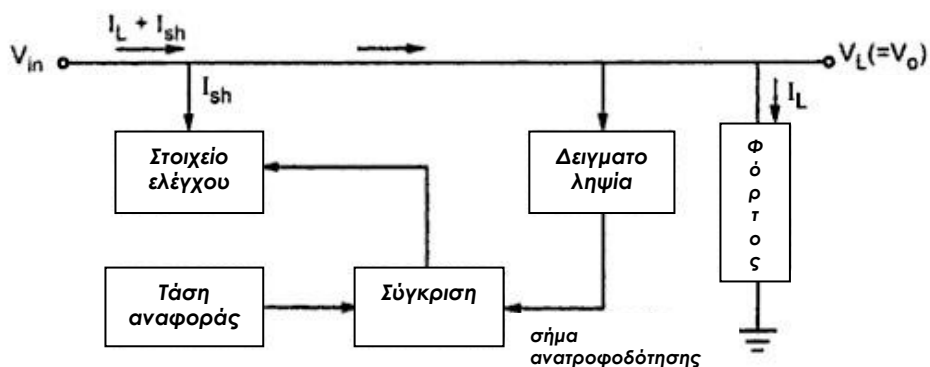
Η αναγκαιότητα του σταθεροποιητή προέκυψε λοιπόν από την ύπαρξη των προηγούμενων παραγόντων μεταβολής της τάσης την επίδραση των οποίων επιχειρεί να εξαλείψει.

Το κύκλωμα ενός σταθεροποιητή στην απλούστερη μορφή του, αποτελείται από :

- Τάση αναφοράς (V_R).
- Ενισχυτή σφάλματος.
- Ανατροφοδότηση.
- Ενεργό σειριακό ή παρακαμπτήριο στοιχείο ελέγχου.

Η τάση αναφοράς εξασφαλίζει ένα επίπεδο τάσης που εφαρμόζεται στο κύκλωμα ενός συγκριτή που γενικά αναφέρεται ως ενισχυτής σφάλματος. Η δεύτερη είσοδος του ενισχυτή σφάλματος λαμβάνεται από τον κλάδο ανατροφοδότησης. Γενικά, το ανατροφοδοτούμενο σήμα παράγεται με δειγματοληψία της τάσης εξόδου. Ο ενισχυτής σφάλματος μετατρέπει τη διαφορά ανάμεσα στο σήμα της ανατροφοδότησης και της τάσης αναφοράς σε ένα σήμα σφάλματος. Αυτό το σήμα σφάλματος με τη σειρά του ελέγχει το ενεργό στοιχείο (το ενεργό στοιχείο γενικά είναι ένα τρανζίστορ) του σταθεροποιητή έτσι ώστε να αντισταθμίσει τη μεταβολή στην τάση εξόδου. Επομένως, η τάση εξόδου του σταθεροποιητή έχει παραμείνει σταθερή.

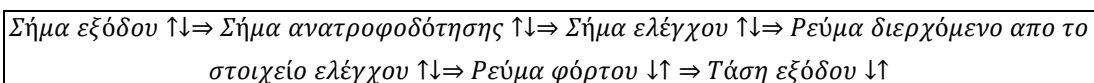
Η καρδιά ενός κυκλώματος σταθεροποίησης είναι το ενεργό στοιχείο ελέγχου. Αν το στοιχείο αυτό είναι συνδεδεμένο σε παρακαμπτήριο κλάδο σε σχέση με το φόρτο, το κύκλωμα ονομάζεται *σταθεροποιητής παράκαμψης (shunt regulator)*. Αν είναι συνδεδεμένο σε σειρά με το φόρτο, ονομάζεται *σειριακός σταθεροποιητής (series regulator)*.



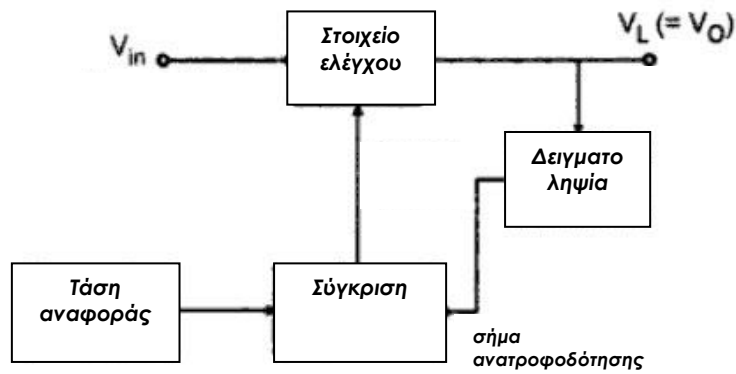
Σχήμα 1-17 : Block διάγραμμα σταθεροποιητή παράκαμψης (shunt regulator).

Στο σταθεροποιητή παράκαμψης (Σχήμα 1-17), η μη σταθεροποιημένη τάση εισόδου V_{in} παρέχει ρεύμα στο φόρτο. Ωστόσο, ένα μέρος αυτού του ρεύματος εκτρέπεται προς το στοιχείο ελέγχου (control element) το οποίο προσπαθεί να διατηρήσει σταθερή την τάση στο φόρτο. Με αλλαγή στην τάση φόρτου, ο κλάδος ανατροφοδότησης δειγματοληπτεί την τάση αυτή (sampling circuit) και στέλνει το δείγμα στο συγκριτή (comparator circuit). Έχοντας ως δεύτερη είσοδο μια τάση αναφοράς, ο συγκριτής στέλνει τη διαφορά των δυο εισόδων του στο στοιχείο ελέγχου το οποίο με βάση αυτή την πληροφορία αποφασίζει την τιμή του ρεύματος που εκτρέπεται έτσι ώστε η τάση φόρτου να παραμείνει σταθερή.

Διάγραμμα ροής ενός σταθεροποιητή παράκαμψης :



Στο σειριακό σταθεροποιητή (Σχήμα 1-18) η είσοδος είναι η μη σταθεροποιημένη τάση εισόδου V_{in} . Το στοιχείο ελέγχου ελέγχει το ποσό της τάσης εισόδου που φθάνει στην έξοδο. Ο κλάδος της ανατροφοδότησης παρέχει και πάλι μέσω δειγματοληψίας πληροφορίες του σήματος εξόδου στο συγκριτή ο οποίος συγκρίνει τα δείγματα αυτά



Σχήμα 1-18 : Block διάγραμμα σειριακού σταθεροποιητή (series regulator).

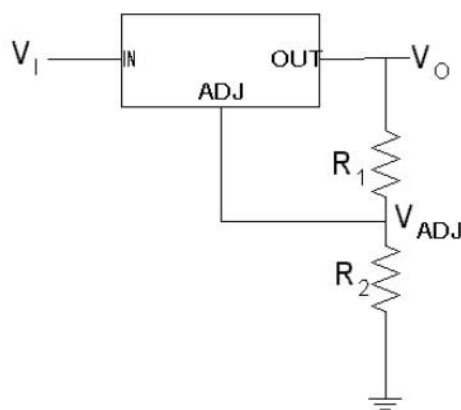
με μια προκαθορισμένη τάση αναφοράς. Στη συνέχεια διοχετεύει το αποτέλεσμα της σύγκρισης στο στοιχείο ελέγχου όπου αποφασίζεται ανάλογα η μεταβολή του εισερχόμενου σήματος.

Διάγραμμα ροής ενός σειριακού σταθεροποιητή :

Σήμα εξόδου $\uparrow \downarrow \Rightarrow$ Σήμα ανατροφοδότησης $\uparrow \downarrow \Rightarrow$ Σήμα ελέγχου $\uparrow \downarrow \Rightarrow$ Εφαρμοζόμενη τάση στα άκρα του στοιχείου ελέγχου $\uparrow \downarrow \Rightarrow$ Τάση εξόδου $\downarrow \uparrow$

1.6.1 Ρύθμιση τάσης εξόδου.

Η ακόλουθη τοπολογία, επιτρέπει τη ρύθμιση της τάσης εξόδου του σταθεροποιητή:



Σχήμα 1-19 : Τοπολογία ρύθμισης της τάσης εξόδου σταθεροποιητή.

Η ρύθμιση της τάσης εξόδου στους σταθεροποιητές πραγματοποιείται λαμβάνοντας υπ' όψη τα παρακάτω:

- Η τάση εισόδου του σταθεροποιητή πρέπει να είναι η μέγιστη δυνατή που θα προκύψει στην έξοδο του, μετά από τη ρύθμιση.
- Η αντίσταση ρύθμισης R_1 παραμένει σταθερή.
- Η αντίσταση ρύθμισης R_2 μεταβάλλεται εντός ενός διαστήματος στο άνω όριο του οποίου η έξοδος είναι η μέγιστη δυνατή (ίση με την είσοδο) ενώ στο κάτω όριο μηδενίζεται.

Εν συνεχεία εξετάζεται ποιά μαθηματική σχέση διέπει τη ρύθμιση. Με δεδομένο ότι η τάση $V_o - V_{adj}$ ή τάση αναφοράς (V_{ref}) στους σταθεροποιητές είναι μια σταθερή ποσότητα όπως είναι και το ρεύμα που διαρρέει τον ακροδέκτη ρύθμισης (I_{adj}), στο κύκλωμα του Σχήμα 1-19 ισχύει :

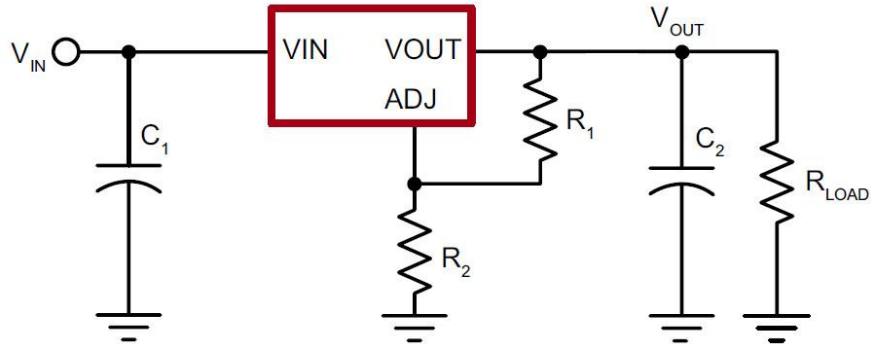
$$V_o = V_{R1} + V_{R2} = V_{ref} + (I_{adj} + I_{R1})R_2 = V_{ref} + \left(I_{adj} + \frac{V_{ref}}{R_1}\right)R_2 \Leftrightarrow$$

$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{adj} R_2 \quad (1.3)$$

1.6.2 Βοηθητικοί πυκνωτές.

Στη διαδικασία της ρύθμισης συνήθως είναι απαραίτητοι δύο πυκνωτές, ένας στην είσοδο του σταθεροποιητή και ένας στην έξοδο (Σχήμα 1-20).

Ο πυκνωτής εισόδου (C_1) είναι αναγκαίος μόνο όταν η σταθεροποίηση απέχει σημαντική απόσταση (πάνω από 30cm) από το φίλτρο πυκνωτή και προορίζεται να εξαλείψει ανεπιθύμητες συνιστώσες εναλασσόμενης τάσης που δημιουργούνται. Χωρητικότητες κατάλληλες για την εν λόγω λειτουργία είναι της τάξης των 0,1 μF .



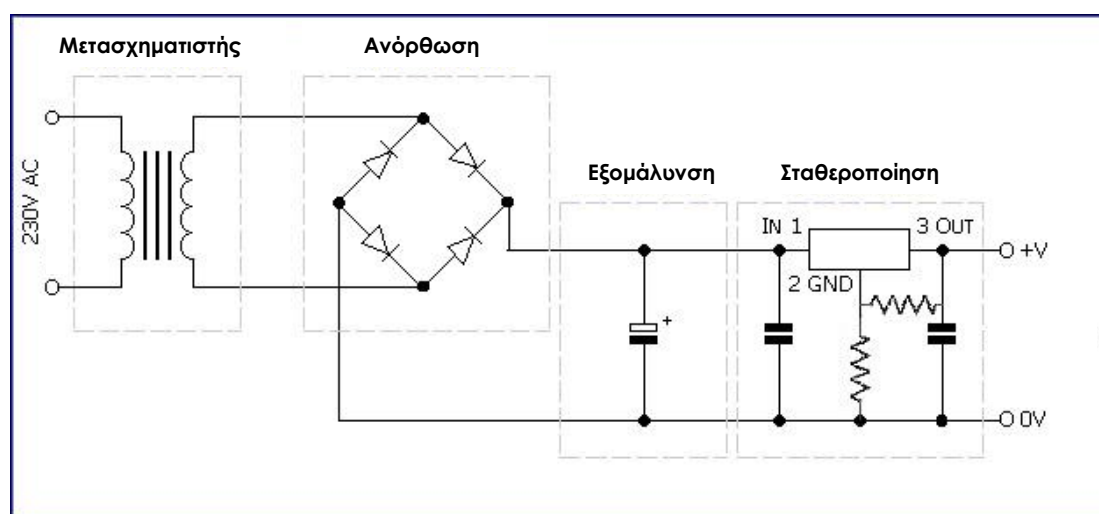
Σχήμα 1-20 : Σταθεροποιητής με βοηθητικούς πυκνωτές απόστασης και επιτάχυνσης.

Ο πυκνωτής εξόδου (C_2) είναι απολύτως απαραίτητος σε κάθε κύκλωμα τροφοδοσίας. Ο ρόλος του είναι να δημιουργεί παρακαμπτήρια οδό για τις ανεπιθύμητες υψηλές συχνότητες βελτιώνοντας έτσι το χρόνο σταθεροποίησης στο φόρτο. Η χωρητικότητά του πρέπει να έχει τάξη μεγέθους $1\mu\text{F}$.

2. ΒΑΣΙΚΗ ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ.

Στις επόμενες παραγράφους θα γίνει μια επιλογή ανάμεσα στις διατάξεις ανόρθωσης, εξομάλυνσης και σταθεροποίησης που παρουσιάσθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, προκειμένου να συντεθεί μια συγκεκριμένη τοπολογία η οποία εξυπηρετεί κατά το βέλτιστο τρόπο την περίπτωση της εργασίας ανα χείρας. Η τοπολογία αυτή παρουσιάζεται εξαρχής (Σχήμα 2-1) και στη συνέχεια του κεφαλαίου θα τεκμηριωθεί αναλυτικά κάθε επιλογή που έγινε προκειμένου να αυτή να προκύψει.

Αξίζει να αναφερθεί ότι το κύκλωμα του Σχήματος 2-1 αποτελεί τη βασική δομή, το «σκελετό» ενός κυκλώματος τροφοδοσίας πάνω στον οποίο μπορούν να γίνουν απεριόριστες βελτιώσεις ή τροποποιήσεις ικανές να το προσαρμόσουν καλύτερα στις απαιτήσεις του προς τροφοδότηση συστήματος.



Σχήμα 2-1 : Η βασική τοπολογία ρυθμιζόμενου γραμμικού τροφοδοτικού συστήματος.

2.1 Επιλογή τύπου μετασχηματιστή.

Από τους τύπους μετασχηματιστών που παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 1.3, είναι φανερό ότι ο κατάλληλος για την περίπτωση τροφοδοσίας που πραγματεύεται η εργασία ανά χείρας είναι ο ομώνυμος μετασχηματιστής (μετασχηματιστής τροφοδοσίας). Υπάρχουν ωστόσο κάποια κατασκευαστικά χαρακτηριστικά που διαφοροποιούν τους μετασχηματιστές αυτής της ομάδας. Το κυριότερο από αυτά είναι η απώλεια ενέργειας που παρουσιάζει κάθε μετασχηματιστής.

Όπως είναι γνωστό, ιδανικός μετασχηματιστής δεν υπάρχει, με αποτέλεσμα ένα μέρος της ενέργειάς του να μετατρέπεται στον σιδηροπυρήνα σε θερμότητα. Έτσι η ισχύς που αποδίδεται στην έξοδο είναι μικρότερη της ισχύος εισόδου. Τα αίτια των απωλειών σε ένα μετασχηματιστή είναι τα εξής:

α) Απώλειες σιδήρου : Οφείλονται στο υλικό του πυρήνα του μετασχηματιστή και προέρχονται από τα ρεύματα Φουκώ και την μαγνητική υστέρηση.

β) Απώλειες χαλκού : Το σύρμα που χρησιμοποιείται για την κατασκευή των πηνίων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, έχει μεγάλο μήκος και κατά συνέπεια κάποια υπολογίσιμη ωμική αντίσταση. Οι ωμικές αντιστάσεις των πηνίων σχηματίζουν μια επιπλέον απώλεια ισχύος στα τυλίγματα των πηνίων.

Οι προαναφερθείσες απώλειες ενός σιδηροπυρήνα μπορούν να περιοριστούν με :

- Την επιλογή κατάλληλου υλικού το οποίο έχει κύκλο υστέρησης με μικρό εμβαδόν.
- Επίτευξη μεγάλης ειδικής αντίστασης ρ για τον περιορισμό των δινορευμάτων. Οι απώλειες αυτές περιορίζονται κατασκευάζοντας

τον πυρήνα από λεπτά πυριτιούχα ελάσματα, πάχους 0,3 - 0,5 cm ή από μίγμα σκόνης σιδήρου με μονωτικό υλικό που είναι μονωμένα από την μία όψη τους.

- Οι συνδέσεις ενός σιδηροπυρήνα γίνονται με συνδετήρες ή βίδες. Οι καλές συνδέσεις περιορίζουν τον μαγνητικό θόρυβο.
- Καλής ποιότητας μονωτικά υλικά (που εκτός θα συμβάλλουν και στην αύξηση της διάρκειας ζωής του μετασχηματιστή). Τα μονωτικά υλικά που συνήθως χρησιμοποιούνται είναι το εμποτισμένο χαρτί, η μίκα καθώς και ειδικό λάδι.
- Ειδικές μονώσεις στις περιελίξεις του σύρματος των πηνίων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος. Τα τυλίγματα του μετασχηματιστή πρέπει να γίνονται με σύρμα κυκλικής διατομής, για να συγκρατεί τη μόνωση.
- Γέμισμα των κενών που δημιουργούνται στην περιέλιξη κατά το τυλίγμα με ειδικό σκληρυντικό βερνίκι.

Εφόσον έχουν προβλεφθεί τα παραπάνω κατασκευαστικά χαρακτηριστικά ο μετασχηματιστής τροφοδοσίας θα θεωρείται καλής ποιότητας. Ωστόσο η κατασκευή μετασχηματιστών κάθε άλλο παρά τυποποιημένη διαδικασία είναι, καθώς κάθε κατασκευαστής πραγματοποιεί μονώσεις διαφορετικού τύπου και με διαφορετικά υλικά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μην είναι εύκολος ο έλεγχος των προδιαγραφών εξάλειψης των απωλειών ενέργειας. Στα πλαίσια της εργασίας δεν κρίνεται απαραίτητη τέτοια εμπάθυνση στα χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή. Θα χρησιμοποιηθεί απλώς μετασχηματιστής τροφοδοσίας του εμπορίου.

2.2 Επιλογή διάταξης ανόρθωσης.

2.2.1 Παράμετροι επίδοσης ανορθωτικών συστημάτων.

Εκτός από τις εμφανείς διαφορές μεταξύ των διατάξεων ανόρθωσης που αποκαλύπτει το Σχήμα 1-12, υπάρχουν και άλλες, ιδιαίτερα σημαντικές, που σχετίζονται με τις παραμέτρους επίδοσης κάθε διάταξης. Οι παράμετροι αυτές είναι :

- **Τάση δευτερεύοντος** : Είναι η τάση που απαιτεί η είσοδος του συστήματος ανόρθωσης προκειμένου η κυματομορφή εξόδου να παρουσιάζει ίδια μέγιστη τιμή και στις τρεις περιπτώσεις.
- **Μέγιστη ανάστροφη τάση (peak inverse voltage – PIV)**: Η μέγιστη ανάστροφη τάση που παρουσιάζεται (και επομένως πρέπει να επιλεγεί έτσι ώστε να την αντέχει) στα άκρα μιας διόδου.
- **Συνεχής τάση εξόδου** : Είναι η αναμενόμενη συνεχής τάση στα άκρα της εξόδου του ανοικτού (χωρίς φόρτο) ανορθωτικού συστήματος. Χρησιμεύει στην επιβεβαίωση με βολτόμετρο (όχι με παλμογράφο) της σωστής λειτουργίας του συστήματος.
- **Συντελεστής κυμάτωσης (ripple factor)**: Μέτρο εκτίμησης του εναλασσόμενου περιεχομένου της εξόδου. Ορίζεται ως $r = (\text{rms τιμή των ac συνιστωσών της τάσης φόρτου}) / (\text{dc συνιστώσα της τάσης φόρτου})$.
- **Απόδοση μετατροπής ισχύος** : Μέτρο εκτίμησης της αξιοποίησης της διαθέσιμης ισχύος στην είσοδο του ανορθωτικού συστήματος. Ορίζεται ως $\eta = (\text{dc ισχύς εξόδου} / \text{ac ισχύς εισόδου}) \times 100\%$.
- **Σταθεροποίηση τάσης (voltage regulation)**: Είναι το μέτρο εκτίμησης των αλλαγών της τάσης εξόδου με αλλαγές στην τιμή της αντίστασης φόρτου. Ορίζεται ως $[(V_{\text{χωρίς φόρτο}} - V_{\text{με φόρτο}}) / V_{\text{με φόρτο}}] \times 100\%$.

- **Συντελεστής εκμετάλλευσης του μετασχηματιστή (transformer utilization factor – TUF):** Λόγω μη ημιτονοειδούς ρεύματος, οι σπείρες ενός μετασχηματιστή μπορούν να αντέξουν μόνο ένα ποσοστό του ημιτονοειδούς ρεύματος που κανονικά θα άντεχαν. Το ποσοστό αυτό είναι ο συντελεστής TUF. Με αναφορά το δευτερεύον, ορίζεται ως $TUFs = (\text{αποδιδόμενη dc ισχύς φόρτου}) / (\text{προδιαγραφόμενη ac ισχύς δευτερεύοντος})$.
- **Θεμελιώδης συχνότητα κυμάτωσης :** η συχνότητα του ανορθωμένου σήματος. Είναι επιθυμητή η μέγιστη δυνατή καθώς όσο μεγαλώνει τόσο διευκολύνεται το φιλτράρισμα.

Οι τιμές των παραμέτρων επίδοσης που αποδεικνύεται ότι έχει κάθε τεχνική ανόρθωσης, παρατίθενται στον πίνακα που ακολουθεί :

Πίνακας 1 - Παράμετροι επίδοσης πρακτικών ανορθωτικών συστημάτων.

Παράμετρος επίδοσης	Ημιανορθωτής	Πλήρης ανορθωτής	Γέφυρα
Τάση δευτερεύοντος	$V_m/\sqrt{2}$	$2V_m/\sqrt{2}$	$V_m/\sqrt{2}$
PIV	V_m	$2V_m$	V_m
Dc τάση (χωρίς φόρτο)	V_m/π	$2V_m/\pi$	$2V_m/\pi$
Συντελεστής κυμάτωσης	1,21	0,482	0,482
% Απόδοση	40,6	81,2	81,2
% Σταθεροποίηση	$\frac{R_f+R_s}{R_L}$	$\frac{R_f+R_s}{R_L}$	$\frac{2R_f+R_s}{R_L}$
TUF	0,287	0,693	0,812
Συχνότητα κυμάτωσης	f	2f	2f

όπου :

R_f η αντίσταση ορθής φοράς κάθε διόδου.

R_s η αντίσταση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή.

R_L η αντίσταση φόρτου.

V_m τάση κορυφής του δευτερεύοντος.

f η συχνότητα του δικτύου.

2.2.2 Επίδραση παραμέτρων στην επιλογή ανόρθωσης.

- **Τάση δευτερεύοντος:** Στη διάταξη πλήρους ανορθωτή (Σχήμα 1-10), λόγω της μεσαίας λήψης του μετασχηματιστή, παρουσιάζονται τρία διαφορετικά ζεύγη ακροδεκτών εισερχόμενης εναλασσόμενης τάσης. (V_{AB} , V_{BF} , V_{AF}). Το ένα ζεύγος (V_{AB}) παρέχει τάση στη θετική, και το δεύτερο (V_{BF}) στην αρνητική ημιπερίοδο. Είναι φανερό ότι και οι δυο αυτές τάσεις πρέπει να είναι ίσες (κατά απόλυτη τιμή) με τη μέγιστη επιθυμητή συνεχή τάση κάτι το οποίο απαιτεί διπλάσια τάση στο τρίτο ζεύγος (V_{AF}) που ουσιαστικά είναι και η συνολική τάση του δευτερεύοντος. Συμπερασματικά, στον πλήρη ανορθωτή απαιτείται πιο ακριβός μετασχηματιστής καθώς όχι μόνο έχει μεσαία λήψη, αλλά και περισσότερα σπειρώματα στον πυρήνα που ανεβάζουν το κόστος.
- **Μέγιστη ανάστροφη τάση:** Λόγω της προηγούμενης παραμέτρου, καθεμιά από τις δύο διόδους του πλήρους ανορθωτή πρέπει να αντέχει στα άκρα της τάση διπλάσια από αυτήν των άλλων μεθόδων ανόρθωσης, κάτι που συνιστά άλλον ένα παράγοντα αύξησης του κόστους στην πλήρη ανόρθωση.
- **Συνεχής τάση εξόδου:** Ο μέσος όρος των παλμών συνεχούς τάσης που μετρά ένα βολτόμετρο είναι ο μισός στην ημιανόρθωση σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση και τη γέφυρα. Αυτό αποτελεί μια πρώτη ένδειξη της κακής προσαρμογής σε συνεχή τάση που προκαλούν τα χρονικά κενά της ημιανόρθωσης.
- **Συντελεστής κυμάτωσης:** Άλλη μια ένδειξη κακής προσαρμογής σε συνεχή τάση στην ημιανόρθωση η οποία οδηγεί σε αύξηση της κυμάτωσης στην έξοδο. Η αιτία είναι και πάλι η μη εκμετάλλευση των αρνητικών ημιπεριόδων και υποβόσκει αύξηση του κόστους λόγω απαίτησης εντατικότερης εξομάλυνσης κατά το φιλτράρισμα.

- **Απόδοση:** Είναι η παράμετρος που μαρτυρά με τον καταφανέστερο τρόπο τη σπατάλη των αρνητικών ημιπεριόδων στην ημιανόρθωση. Χρησιμοποιείται λιγότερη από τη μισή της διαθέσιμης ισχύος κάτι μη αποδεκτό μιλώντας τόσο ενεργειακά όσο και κατασκευαστικά.
- **Σταθεροποίηση:** Είναι η μόνη παράμετρος επίδοσης στην οποία υστερεί η γέφυρα. Παρουσιάζει μεγαλύτερη σταθεροποίηση ενώ στην πράξη είναι επιθυμητή η μικρότερη δυνατή, έτσι ώστε να μην παρουσιάζεται σημαντική διακύμανση στη συνεχή τάση λόγω αλλαγής φόρτου. Το πρόβλημα είναι μικρό όμως αν αναλογιστεί κανείς ότι η αντίσταση φόρτου είναι σταθερή στις περισσότερες περιπτώσεις τροφοδοτούμενων συστημάτων.
- **TUF:** Το μη ημιτονοειδές ρεύμα που εμποδίζει την ιδανική λειτουργία του μετασχηματιστή είναι μικρότερο στην ανόρθωση γέφυρας κάτι το οποίο επιτρέπει τη χρήση λιγότερο εξειδικευμένων τεχνικών και υλικών στην κατασκευή του μετασχηματιστή γέφυρας. Αντίθετα, στις άλλες δύο τεχνικές, προκειμένου να προκύπτουν ίδια αποτελέσματα πρέπει να χρησιμοποιηθούν μετασχηματιστές είτε με εξειδικευμένα υλικά είτε με υψηλότερες παραμέτρους επίδοσης, που και τα δύο συνεπάγονται αύξηση του κόστους.
- **Συχνότητα:** Όσο μεγαλύτερη η συχνότητα της κυματομορφής, τόσο πιο μικρά τα χρονικά διαστήματα της εκφόρτισης των πυκνωτών εξομάλυνσης. Με μείωση του χρόνου αυτού όμως, μειώνεται και η πτώση τάσης, παράμετρος επίδοσης την οποία μετριέται με το συντελεστή διακύμανσης (ripple). Θα μπορούσε λοιπόν κάποιος να ισχυριστεί ότι η παράμετρος της συχνότητας καθορίζει σε μεγάλο βαθμό την παράμετρο της κυμάτωσης. Προφανώς είναι επιθυμητή η μέγιστη δυνατή για να επιτευχθεί η βέλτιστη προσαρμογή σε συνεχή τάση, δηλαδή μικρότερες απαιτήσεις σε υλικά και κόστος και καλύτερες παραμέτρους επίδοσης.

Συμπερασματικά :

Από την ανάλυση που προηγήθηκε, ως καταλληλότερη μέθοδος ανόρθωσης κρίνεται η ανόρθωση γέφυρας καθώς συνδυάζει τα εξής πλεονεκτήματα:

- Έχει μικρές ενεργειακές απαιτήσεις.
- Παρουσιάζει την καλύτερη dc προσαρμογή.
- Έχει μικρό κόστος κατασκευής.

2.3 Επιλογή τεχνικής εξομάλυνσης.

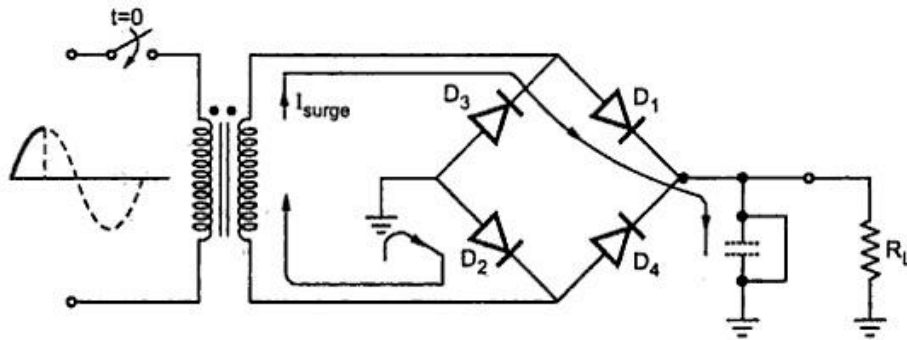
Στη συνέχεια, θα εξεταστούν οι παράμετροι που συντελούν στην επιλογή διάταξης εξομάλυνσης τόσο για την περίπτωση φίλτρου πυκνωτή, όσο και για την περίπτωση φίλτρου πηνίου όπως αυτές αναπτύχθηκαν στην παράγραφο 1.5.

2.3.1 Αξιολόγηση φίλτρου C.

2.3.1.1 Διοδικό ρεύμα (surge current).

Στον ανορθωτή γέφυρας του Σχήμα 2-2, ο διακόπτης τη χρονική στιγμή $t=0$ είναι κλειστός. Έτσι, οι διόδους D_1 και D_2 πολώνονται ορθά και άγουν. Αρχικά, ο πυκνωτής δρα σαν βραχυκύκλωμα, οπότε τις πρώτες στιγμές δεν προσφέρει κάποια αντίσταση στο αρχικό ρεύμα.

Η ορθή αντίσταση των διόδων είναι πολύ μικρή οπότε ένα υψηλό ρεύμα διαρρέει στιγμιαία τις ορθά πολωμένες διόδους D_1 και D_2 . Το ρεύμα αυτό ονομάζεται διοδικό ρεύμα. Αν υποθεθεί ότι ο διακόπτης κλείνει τη στιγμή που το δευτερεύον του μετασχηματιστή λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του, θα μεγιστοποιηθεί ανάλογα και το διοδικό ρεύμα. Ένα τέτοιο διοδικό ρεύμα κορυφής μπορεί να καταστρέψει τις διόδους.



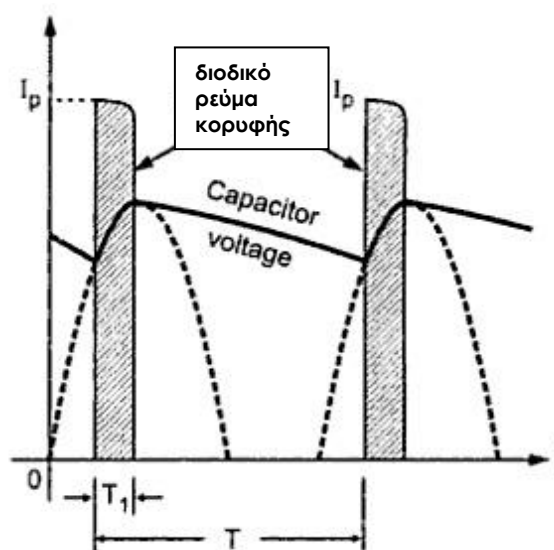
Σχήμα 2-2 : Ο πυκνωτής δρα στιγμιαία ως βραχυκύκλωμα δημιουργώντας έτσι το διοδικό ρεύμα κορυφής.

Αποδεικνύεται, ότι μια έκφραση του διοδικού ρεύματος δίνεται από τη σχέση :

$$I_{p(surge)} = I_{DC} \left[\frac{T}{T_1 \left(\frac{1}{C} \right)} \right] \quad (2.1)$$

όπου

- I_{DC} το μέσο σταθερό ρεύμα.
- T η περίοδος του ανορθωμένου σήματος.
- $T_1(1/C)$ ο χρόνος φόρτισης ο οποίος γράφεται έτσι ως υπενθύμιση του ότι είναι αντιστρόφως ανάλογος της χωρητικότητας.



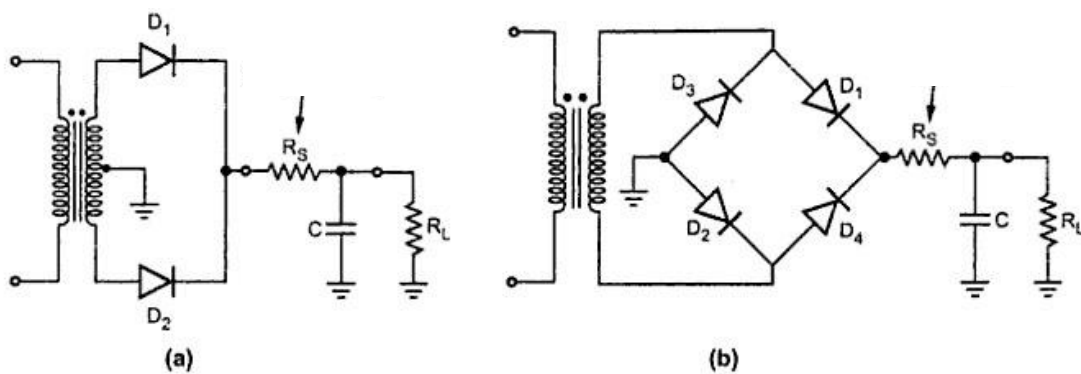
Σχήμα 2-3 : Διοδικό ρεύμα σε ημιανορθωτή με φίλτρο πυκνωτή.

Πράγματι, αύξηση της χωρητικότητας προκαλεί μικρή πτώση τάσης κατά την εκφόρτιση. Όσο μικρότερη όμως η πτώση τάσης τόσο λιγότερος χρόνος απαιτείται για την επαναφόρτιση του πυκνωτή. Και φυσικά με μικρότερες τιμές του χρόνου T_1 μεγαλώνει το διοδικό ρεύμα κορυφής.

$$C \uparrow \Leftrightarrow \Delta V \downarrow \Leftrightarrow T_1 \downarrow \Leftrightarrow I_{p(surge)} \uparrow$$

Συμπερασματικά, αύξηση της χωρητικότητας συνεπάγεται αύξηση στο διοδικό ρεύμα κορυφής το οποίο μπορεί να είναι καταστρεπτικό για τις διόδους καθώς θεωρώντας ότι $T_1 \ll T$ το ρεύμα αυτό μπορεί να είναι πολλές φορές μεγαλύτερο από το μέσο σταθερό ρεύμα που παρέχεται στο φόρτο. Το πρόβλημα αντιμετωπίζεται με δυο τρόπους :

- Επιλέγονται ανθεκτικότερες (και κατά συνέπεια ακριβότερες) διόδους με τιμή ανοχής ρεύματος ορθής φοράς ίση τουλάχιστον με το διοδικό ρεύμα κορυφής.
- Περιορίζεται το διοδικό ρεύμα κορυφής τοποθετώντας μια αντίσταση R_s στην έξοδο της ανόρθωσης (Σχήμα 1.18).



Σχήμα 2-4 : Περιορισμός διοδικού ρεύματος (α) σε πλήρη ανόρθωση και (β) σε ανόρθωση γέφυρας.

Η τιμή της R_S πρέπει να είναι μικρή σε σχέση με την αντίσταση φόρτου, καθώς μειώνει τη συνεχή τάση εξόδου. Αν έχουν επιλεγεί δίοδοι με τιμή ανοχής ρεύματος ορθής φοράς I_{FSM} , και το ανορθωμένο σήμα έχει μέγιστη τάση E_{sm} , οι ενδεικνυόμενη τιμή της R_S δίνεται από τις σχέσεις:

$$R_S = \frac{E_{sm} - 1,4}{I_{FSM}} \quad (2.2) \quad (\text{για ανόρθωση γέφυρας})$$

$$R_S = \frac{E_{sm} - 0,7}{I_{FSM}} \quad (2.3) \quad (\text{για άλλη ανόρθωση})$$

2.3.1.2 Το πρόβλημα της απότομης παροχής.

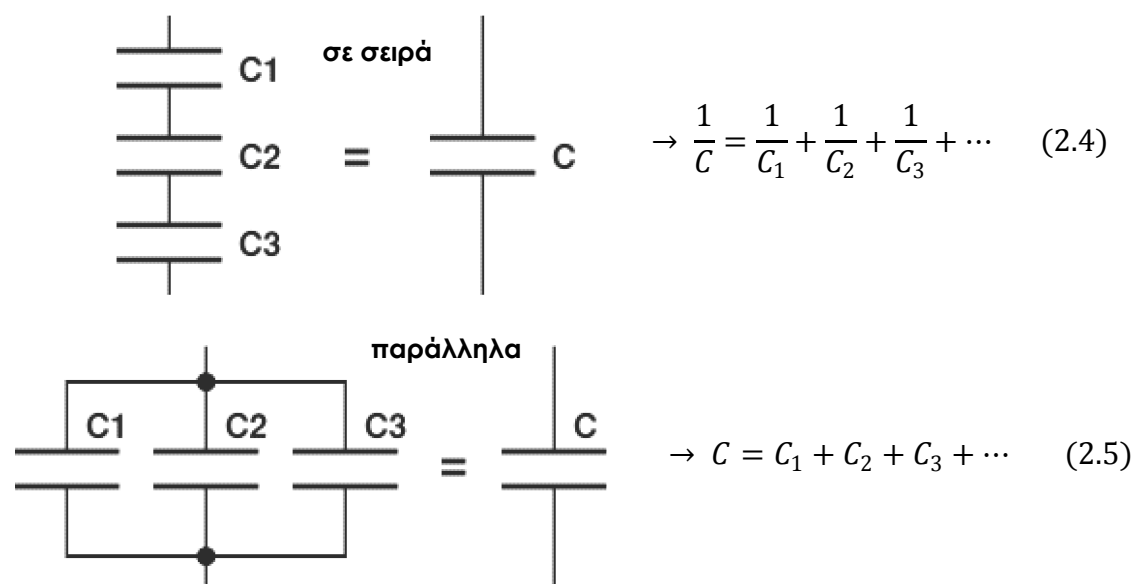
Υπάρχει ακόμα ένας πολύ σημαντικός περιορισμός στη χρήση του πυκνωτή. Αυτός είναι η αδυναμία πυκνωτών υψηλής χωρητικότητας να καλύψουν τις απαιτήσεις του φόρτου σε μεταβατικά ρεύματα (οξείες, απότομες αιχμές ρεύματος).

Η αναπόφευκτα υψηλή σταθερά χρόνου εκφόρτισης (RC) στους πυκνωτές μεγάλης χωρητικότητας, αν και βελτιώνει την παράμετρο επίδοσης της κυμάτωσης, σημαίνει ταυτόχρονα «επαγωγική» αδράνεια εκφόρτισης του πυκνωτή. Με άλλα λόγια ο ίδιος ο πυκνωτής αντιτίθεται στην ελεύθερη ροή του ρεύματος εκφόρτισης του δρώντας έτσι αυτεπαγωγικά. Αποτέλεσμα της συμπεριφοράς αυτής, είναι ο μεγάλος πυκνωτής να αδυνατεί να παράσχει στο φόρτο με πιστότητα κάποιον απότομο παλμό ρεύματος που πιθανόν να ζητηθεί από το φόρτο.

Υπάρχει βέβαια, πρακτικός τρόπος αντιμετώπισης του προβλήματος αυτού, που στηρίζεται στο γεγονός ότι αυτές οι απότομες μεταβατικές απαιτήσεις ρεύματος μπορεί να είναι μεγάλης τιμής, αλλά συνήθως είναι μικρής διάρκειας και επομένως μικρής σχετικά συνολικής ενέργειας. Έτσι, αυτού του τύπου τις απαιτήσεις (του όποιου φόρτου) θα μπορούσε να τις καλύψει κάλλιστα ένας μικρότερος πυκνωτής, που αποθηκεύει μεν μικρότερη ενέργεια, αλλά λόγω της μικρής σταθεράς

χρόνου εκφόρτισης μπορεί να αποδώσει ταχύτερα – και άρα πιστότερα – έναν οξύ παλμό ρεύματος που θα ζητηθεί από το φόρτο.

Γι' αυτό συχνά σε συστήματα τροφοδοτικών, υπάρχει παράλληλα στο μεγάλο πυκνωτή εξομάλυνσης και άλλος μικρότερης τιμής. Αυτή η συμπεριφορά των μεγάλων πυκνωτών μπορεί να οδηγήσει έναν σχεδιαστή τροφοδοτικού στη σύνθεση φίλτρου εξομάλυνσης από μεγάλο αριθμό μικρών πυκνωτών, παράλληλα συνδεδεμένων, για να πετύχει ποιοτικότερη εξομάλυνση.



Σχήμα 2-5 : Συνδεσμολογίες συνδυαστικής χρήσης πυκνωτών.

2.3.1.3 Συντελεστής κυμάτωσης r_c (ripple).

Είναι η βασικότερη παράμετρος επίδοσης κάθε φίλτρου και αποτελεί τον κυριότερο παράγοντα σύγκρισης μεταξύ των συστημάτων εξομάλυνσης εφόσον το ζητούμενο ενός φίλτρου είναι προφανώς να μειώνει την κυμάτωση.

Για το φίλτρο πυκνωτή πάνω σε πλήρη ανόρθωση συνδεδεμένη σε δίκτυο συχνότητας f , αποδεικνύεται ότι η τάση κυμάτωσης (peak to peak) δίνεται από τη σχέση :

$$V_r = \frac{4V_m}{4fCR_L + 1} \quad (2.6)$$

ενώ ο συντελεστής κυμάτωσης που αντιστοιχεί στη διακύμανση τάσης της σχέσης 2.6 παίρνει την τιμή :

$$r_c = \frac{1}{4\sqrt{3}fCR_L} \quad (2.7)$$

Η προηγούμενη σχέση δηλώνει ότι όσο μεγαλύτερη η χωρητικότητα C του πυκνωτή, τόσο μειώνεται η κυμάτωση. Ωστόσο στην αύξηση της χωρητικότητας υπάρχουν οι περιορισμοί που συζητήθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους.

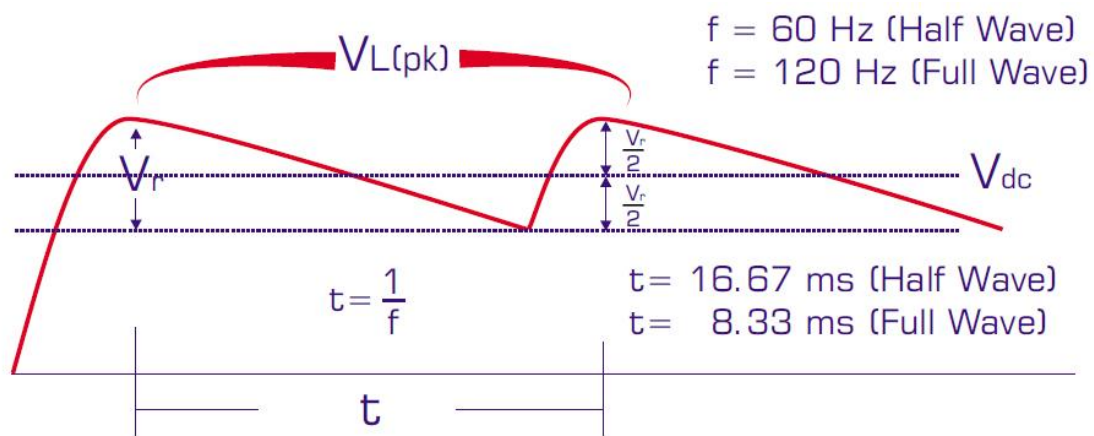
Στην παραπάνω σχέση παρατηρεί κανείς αντίστροφη αναλογία του συντελεστή κυμάτωσης r_c και με την αντίσταση φόρτου, κάτι που καταδεικνύει το φίλτρο πυκνωτή ως κατάλληλο φίλτρο για συστήματα υψηλού φόρτου καθώς τότε θα ελαχιστοποιείται η κυμάτωση.

2.3.1.4 Συνεχής τάση εξόδου (V_{dc}).

Η συνεχής τάση εξόδου είναι η τιμή που θα δει κάποιος στο πολύμετρο αν μετρήσει την τάση στα άκρα του πυκνωτή εξομάλυνσης. Στην πραγματικότητα είναι η μέση τιμή μεταξύ της μέγιστης και της ελάχιστης του κυμαινόμενου σήματος εξόδου, V_r (Σχήμα 2-6).

Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό ενδιαφέρει γιατί προφανώς σε οποιαδήποτε εφαρμογή είναι επιθυμητή η επίτευξη της μέγιστης δυνατής συνεχούς τάσης ενώ παράλληλα η τιμή της να μη μεταβάλλεται με αλλαγές στο φόρτο. Αποδεικνύεται ότι για φίλτρο πυκνωτή σε πλήρη ανόρθωση με μέγιστη τάση ανορθωμένου σήματος (V_m), η συνεχής τάση εξόδου είναι :

$$V_{dc} = \frac{4fCR_L}{4fCR_L + 1} V_m \quad (2.8)$$



Σχήμα 2-6 : Η κυμάτωση (ripple voltage) απο φίλτρο πυκνωτή.

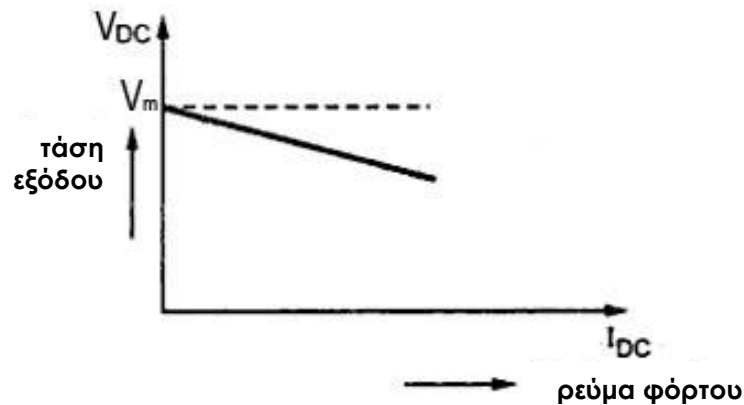
Μελετώντας την προηγούμενη σχέση οριακά, προκύπτει :

- $\lim_{CR_L \rightarrow 0} V_{dc} = \frac{0}{1} = 0$
- $\lim_{CR_L \rightarrow \infty} V_{dc} = \frac{\infty}{\infty} = \frac{\frac{d(4fCR_LV_m)}{d(CR_L)}}{\frac{d(4fCR_L+1)}{d(CR_L)}} = \frac{4fV_m}{4f} = V_m$

Επομένως, αύξηση της σταθεράς χρόνου (RC) σημαίνει αύξηση και στη συνεχή τάση εξόδου με πάνω όριο τη μέγιστη τάση του ανορθωμένου σήματος και κάτω όριο το μηδέν. Το συμπέρασμα αυτό εμπεριέχει δυο διαπιστώσεις :

- Εφόσον $C \uparrow \Rightarrow R_L C \uparrow \Rightarrow V_m \uparrow$, πυκνωτές υψηλότερης χωρητικότητας μεγιστοποιούν αναλόγως και τη συνεχή τάση εξόδου. Θετική παράμετρος επίδοσης εφόσον η αύξηση της χωρητικότητας δεν βγάζει εκτός κάποιων αποδεκτών ορίων τις «παρενέργειες» της υψηλής χωρητικότητας όπως αυτές αναλύθηκαν νωρίτερα.
- Εφόσον $R_L \uparrow \Rightarrow R_L C \uparrow \Rightarrow V_m \uparrow$, αλλαγές στην αντίσταση φόρτου δημιουργούν αντίστοιχες μεταβολές στη συνεχή τάση εξόδου (Σχήμα 1.20). Η συμπεριφορά αυτή αντιτίθεται στην αρχική απαίτηση ενός τροφοδοτικού να διατηρεί συνεχή τάση στην έξοδό του ανεξαρτήτως

των όποιων αλλαγών. Επομένως είναι αρνητική παράμετρος επίδοσης και καθιστά το φίλτρο πυκνωτή φίλτρο κακής προσαρμογής σε συνεχή τάση (poor regulation).



Σχήμα 2-7 : Εξάρτηση της συνεχούς τάσης εξόδου από το ρεύμα (που εξαρτάται από το φόρτο). Ένδειξη κακής dc προσαρμογής.

2.3.2 Αξιολόγηση φίλτρου L.

2.3.2.1 Συνεχής τάση εξόδου (V_{dc}).

Αποδεικνύεται ότι η έξοδος ενός εξομαλυμένου με πηνίο πλήρους ανορθωτή, προσεγγίζεται από τη σχέση :

$$V_{dc} = \frac{2R_L}{\pi[R_L + R_f + R_s + R_{\pi\eta\nu\iota\omicron\nu}(\sim L)]} V_m \quad (2.9)$$

όπου :

- R_f η αντίσταση ορθής φοράς κάθε διόδου.
- R_s η αντίσταση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή.
- $R_{\pi\eta\nu\iota\omicron\nu}$ η ωμική dc αντίσταση που παρουσιάζει το πηνίο η οποία είναι ανάλογη του συντελεστή αυτεπαγωγής L.

Από την ανωτέρω σχέση, προκύπτει :

$$\bullet \lim_{R_L \rightarrow 0} V_{dc} = \frac{0}{\pi[R_f + R_s + R_{\pi\eta\nu\iota\omicron\nu}(\sim L)]} = 0$$

$$\bullet \lim_{R_L \rightarrow \infty} V_{dc} = \frac{\infty}{\infty} = \frac{\frac{d(2R_L V_m)}{d(R_L)}}{\frac{d(\pi R_L + \pi R_f + \pi R_s + \pi R_{\pi\eta\nu \text{ ίου}})}{d(R_L)}} = \frac{2V_m}{\pi}$$

Επομένως, αύξηση της αντίστασης φόρτου σημαίνει αύξηση και στη συνεχή τάση εξόδου με πάνω όριο τα 2/3 περίπου της μέγιστη τάσης του ανορθωμένου σήματος και κάτω όριο το μηδέν.

Επιπλέον η εξάρτηση της $R_{\pi\eta\nu \text{ ίου}}$ από το συντελεστή L επιβάλλει έναν πρακτικό περιορισμό στο μέγεθος του συντελεστή αυτεπαγωγής που θα επιλεγεί καθώς όπως είναι φανερό, αύξηση του L αυξάνει την $R_{\pi\eta\nu \text{ ίου}}$ η οποία με τη σειρά της, ως αντιστρόφως ανάλογη της V_{dc} , τη μειώνει.

2.3.2.2 Συντελεστής κυμάτωσης r_L (ripple).

Για το φίλτρο πηνίου πάνω σε πλήρη ανόρθωση συνδεδεμένη σε δίκτυο συχνότητας f , αποδεικνύεται ότι ο συντελεστής κυμάτωσης παίρνει την τιμή :

$$r_L = \frac{R_L}{6\sqrt{2}\pi f L} \quad (2.10)$$

Τα συμπεράσματα που δίνει η προηγούμενη έκφραση της κυμάτωσης είναι δυο :

Όσο μεγαλύτερος ο συντελεστής αυτεπαγωγής L του πηνίου, τόσο μειώνεται η κυμάτωση. Ωστόσο στην αύξηση του L υπάρχει περιορισμός καθώς όπως συζητήθηκε νωρίτερα, την αύξηση του L ακολουθεί η μείωση της συνεχούς τάσης εξόδου.

Το δεύτερο που παρατηρεί κανείς στη σχέση της κυμάτωσης, είναι η αναλογία του συντελεστή κυμάτωσης r_L με την αντίσταση φόρτου, κάτι που καταδεικνύει το φίλτρο πηνίου ως κατάλληλο φίλτρο για συστήματα χαμηλού φόρτου καθώς τότε θα ελαχιστοποιείται η κυμάτωση.

Συμπερασματικά :

Από την ανάλυση που προηγήθηκε, ως καταλληλότερη μέθοδος εξομάλυνσης κρίνεται η εξομάλυνση πυκνωτή καθώς συνδυάζει τα εξής πλεονεκτήματα:

- Είναι στοιχείο που διατίθεται στην αγορά σε μεγάλη ποικιλία, με μικρό κόστος.
- Έχει μικρότερες ενεργειακές απαιτήσεις από το φίλτρο πηνίου (Αποδίδει μεγαλύτερη μέγιστη τάση εξόδου).
- Λειτουργεί στο έπακρο των δυνατοτήτων του για υψηλό φόρτο και στη δική μας περίπτωση ο φόρτος προβλέπεται να είναι υψηλός λόγω υψηλής ισχύος σήματος εξόδου.

2.4 Επιλογή συστήματος σταθεροποίησης.

2.4.1 Σύγκριση σειριακού και παρακαμπτήριου σταθεροποιητή.

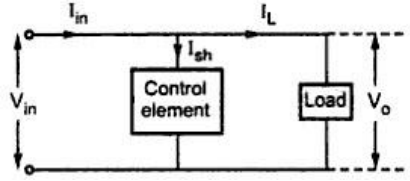
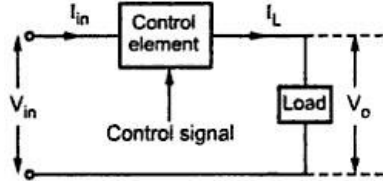
Η βασική διαφορά μεταξύ των δυο διατάξεων σταθεροποίησης είναι έχει να κάνει με τη φύση του σήματος που τελικά διέρχεται από το στοιχείο ελέγχου.

Στο σταθεροποιητή παράκαμψης, (Σχήμα 1-17) από το στοιχείο ελέγχου διέρχεται ένα μέρος του ρεύματος φόρτου. Επομένως είναι ασφαλές το στοιχείο ελέγχου να θεωρηθεί ως ένα στοιχείο χαμηλού ρεύματος και κατά συνέπεια υψηλής τάσης. Η αποδοτικότητά του κατά τον έλεγχο είναι απόλυτα εξαρτημένη από την τιμή του ρεύματος φόρτου, και επειδή η τιμή αυτή είναι συνάρτηση της αντίστασης φόρτου, η σταθεροποίηση παράκαμψης δεν ενδείκνυται για συστήματα μεταβαλλόμενου φόρτου.

Στο σειριακό σταθεροποιητή (Σχήμα 1-18) όλο το ρεύμα περνά από το στοιχείο ελέγχου που σημαίνει ότι εδώ το στοιχείο αυτό πρέπει να είναι στοιχείο υψηλής τάσης και χαμηλού ρεύματος. Εφόσον το ρεύμα εισόδου ταυτίζεται με το ρεύμα φόρτου, η αποδοτικότητά του στον

έλεγχος εξαρτάται από την τάση εξόδου. Η τάση αυτή είναι ανεξάρτητη της αντίστασης φόρτου (το εγχείρημα είναι η κατασκευή συστήματος παροχής συνεχούς τάσης) επομένως αυτού του τύπου η σταθεροποίηση είναι κατάλληλη τόσο για συστήματα σταθερού, όσο και για μεταβαλλόμενου φόρτου.

Πίνακας 2 - Σύγκριση σταθεροποιητή παράκαμψης με σειριακό σταθεροποιητή.

	Σταθεροποιητής παράκαμψης	Σειριακός σταθεροποιητής
1	<p>Το στοιχείο ελέγχου είναι συνδεδεμένο παράλληλα στο φόρτο:</p> 	<p>Το στοιχείο ελέγχου είναι σε σειρά με το φόρτο:</p> 
2	Μικρό ρεύμα διέρχεται από το στοιχείο ελέγχου, εκτροπή που απαιτείται για να παραμείνει σταθερή η τάση εξόδου.	Ολόκληρο το ρεύμα διέρχεται από το στοιχείο ελέγχου.
3	Αλλαγές στην τάση εξόδου αντισταθμίζονται με αλλαγές της τιμής του ρεύματος που εκτρέπεται προς το στοιχείο ελέγχου.	Αλλαγές στην τάση εξόδου αντισταθμίζονται με απευθείας ρύθμιση της εισερχόμενης τάσης από το στοιχείο ελέγχου.
4	Το στοιχείο ελέγχου είναι στοιχείο χαμηλού ρεύματος & υψηλής τάσης.	Το στοιχείο ελέγχου είναι στοιχείο χαμηλής τάσης & υψηλού ρεύματος.
5	Φτωχή σταθεροποίηση.	Καλή σταθεροποίηση.
6	Η αποδοτικότητα εξαρτάται από το ρεύμα φόρτου.	Η αποδοτικότητα εξαρτάται από την τάση εξόδου.
7	Ακατάλληλο για συστήματα μεταβλητού φόρτου.	Κατάλληλο για συστήματα είτε σταθερού είτε μεταβλητού φόρτου.
8	Εύκολο στη σχεδίαση.	Περίπλοκο στη σχεδίαση.
9	<p>Εφαρμογές :</p> <ul style="list-style-type: none"> Σταθεροποιητής παράκαμψης Zener. Σταθεροποιητής παράκαμψης με τρανζίστορ. 	<p>Εφαρμογές :</p> <ul style="list-style-type: none"> Σειριακός σταθεροποιητής ανατροφοδότησης. Σειριακός σταθεροποιητής με στάδιο προ-σταθεροποίησης και περιορισμό πτώσης.

Ο σειριακός σταθεροποιητής εκτός από την ευελιξία στο φόρτο που παρέχει στο σχεδιαστή, έχει λόγω κυκλωμάτωσης μια εν γένει καλύτερης ποιότητας σταθεροποίηση. Τέτοια που κάνει τη σταθεροποίηση παράκαμψης να φαίνεται φτωχή συγκριτικά. Αυτά τα θετικά όμως δε θα μπορούσαν να μην εμπεριέχουν κάποια δυσκολία. Για την περίπτωση του σειριακού σταθεροποιητή, η δυσκολία έγκειται στην πολυπλοκότητα στη σχεδίαση και την υλοποίηση (συγκριτικά πάντα με το σταθεροποιητή παράκαμψης). Η σύγκριση των δυο σταθεροποιητών συγκεντρώνεται στον Πίνακα 1 που προηγήθηκε.

2.4.2 Παράμετροι επίδοσης σταθεροποιητών προς ελαχιστοποίηση.

Εκτός της επισήμανσης της διαφοράς των σταθεροποιητών παράκαμψης με τους σειριακούς που πραγματοποιήθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, από την πληθώρα των στοιχείων αυτών στο εμπόριο προκύπτει η ανάγκη σύγκρισης σταθεροποιητών του ίδιου είδους. Σύγκριση η οποία επιτυγχάνεται μελετώντας τα εξής χαρακτηριστικά, τις μαθηματικές εκφράσεις των οποίων ένας καλός σταθεροποιητής αν όχι να εξαλείφει πλήρως, οφείλει να ελαχιστοποιεί:

- **Σταθεροποίηση φόρτου (Load regulation):**

Η τάση εξόδου τείνει να παρουσιάζει πτώση όσο η αντίσταση φόρτου αυξάνει. Αν η μέγιστη τάση (που αντιστοιχεί σε μηδενικό φόρτο) είναι η $V_{\text{χωρίς φόρτο}}$ και η ελάχιστη (που παρουσιάζεται στη μέγιστη τιμή του φόρτου) είναι η $V_{\text{πλήρους φόρτου}}$, ως σταθεροποίηση φόρτου (LR) ορίζεται το ποσοστό αυτής της πτώσης και δίνεται από τη σχέση :

$$\%LR = \frac{V_{\text{χωρίς φόρτο}} - V_{\text{πλήρους φόρτου}}}{V_{\text{πλήρους φόρτου}}} \times 100 \quad (2.11)$$

Προφανώς όσο καλύτερος ο σταθεροποιητής, τόσο μικρότερο θα είναι και το ποσοστό της πτώσης.

- **Σταθεροποίηση δικτύου (Line regulation):**

Η τάση εξόδου είναι άμεσα εξαρτημένη από την τάση που παρέχει το δίκτυο. Διακυμάνσεις στην τάση δικτύου αναπόφευκτα προκαλούν αντίστοιχες μεταβολές στην έξοδο του σταθεροποιητή, ο οποίος εδώ κρίνεται από την ικανότητά του να τις ελαχιστοποιήσει. Αν η μέγιστη τάση στο φόρτο λόγω μιας διακύμανσης του δικτύου είναι η V_{high} , η ελάχιστη είναι η V_{low} , και η επιθυμητή είναι η V_{nom} , ως σταθεροποίηση δικτύου (SR) ορίζεται το ποσοστό :

$$\%SR = \frac{V_{high} - V_{low}}{V_{nom}} \times 100 \quad (2.12)$$

- **Σταθεροποίηση θερμοκρασίας (Temperature regulation):**

Τα ημιαγωγικά στοιχεία που περιλαμβάνει το τροφοδοτικό είναι ευαίσθητα σε μεταβολές της θερμοκρασίας. Τέτοιες μεταβολές είναι ικανές να αλλάξουν τις τιμές των ηλεκτρικών μεγεθών ένα από τα οποία είναι και η τάση εξόδου. Ένας σταθεροποιητής στοχεύει στην εξάλειψη της επίδρασης των μεταβολών αυτών στην τάση εξόδου (ΔV_{out}), και η ικανότητά του να το επιτύχει εκφράζεται μαθηματικά με ελαχιστοποίηση της σχέσης :

$$\%TR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta T} \times 100 \quad (2.13)$$

- **Απόρριψη κυμάτωσης (Ripple rejection):**

Το σήμα εισόδου ενός σταθεροποιητή είναι σήμα ανορθωμένο και εξομαλυμένο. Από την εξομάλυνση ωστόσο έχει διαφύγει μια μικρής κλίμακας κυμάτωση την οποία ο σταθεροποιητής πρέπει να ελαχιστοποιήσει. Αν η τάση της κυμάτωσης πριν τη σταθεροποίηση είναι $V_{R(in)}$ και μετά $V_{R(out)}$, η ικανότητα του σταθεροποιητή να καταστέλλει ή να απορρίπτει την κυμάτωση δίνεται σε decibel από τη σχέση :

$$RR = 20 \log_{10} \frac{V_{R(out)}}{V_{R(in)}} \text{ dB} \quad (2.14)$$

Είναι φανερό, όπως άλλωστε και στις προηγούμενες παραμέτρους επίδοσης, ότι επιδιώκεται η ελαχιστοποίηση του αποτελέσματος της προηγούμενης σχέσης.

Συμπερασματικά :

Από την ανάλυση που προηγήθηκε, ως καταλληλότερο σύστημα σταθεροποίησης κρίνεται ο σειριακός σταθεροποιητής καθώς συνδυάζει τα εξής πλεονεκτήματα:

- Είναι πιο προσαρμοστικό σύστημα καθώς είναι κατάλληλος για σταθερό ή μεταβλητό φόρτο.
- Πραγματοποιεί πιο ποιοτική σταθεροποίηση.

3. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.

3.1 Προβλήματα προσομοίωσης και αντιμετώπιση.

Στο κεφάλαιο αυτό θα εξετασθεί το τροφοδοτικό από την οπτική που προσφέρει το πρόγραμμα προσομοίωσης κυκλωμάτων P-SPICE. Η προσομοίωση είναι εξαιρετικά χρήσιμο εργαλείο κατά τη σχεδίαση και ανάπτυξη οποιουδήποτε κυκλώματος. Χάρη στην υψηλής ακρίβειας αναπαραγωγή της συμπεριφοράς των πραγματικών στοιχείων, τα μαθηματικά μοντέλα προσομοίωσης προσφέρουν μια ασφαλή πρόβλεψη για τη συμπεριφορά του κυκλώματος προς κατασκευή. Επιπλέον, γίνεται εύκολος ο πειραματισμός σε θέματα σχεδιασμού καθώς ποιος ο λόγος να πειραματιστεί κανείς με φειδώ όταν είναι ανέξοδο, ακίνδυνο και πολύ γρήγορο;

Η προσομοίωση ωστόσο παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα. Το κυριότερο είναι ότι ενώ αντιγράφει προγραμματιστικά τα πραγματικά στοιχεία με ικανοποιητική ακρίβεια, αδυνατεί να αναπαράγει με ανάλογη ακρίβεια τις συνθήκες του πραγματικού κυκλώματος. Με τη λέξη «συνθήκες» εννοούμε εξωγενείς αλλά και ενδογενείς παράγοντες που επηρεάζουν την ιδανική συμπεριφορά του κυκλώματος. Τέτοιοι παράγοντες είναι :

- Η θερμοκρασία του χώρου αλλά και αυτή που αναπτύσσεται ενδογενώς σε στοιχεία που θερμαίνονται λόγω της ροής του ρεύματος. Τα ευαίσθητα σε θερμοκρασιακές μεταβολές ημιαγωγικά στοιχεία μπορούν λόγω τέτοιων διακυμάνσεων να αποκλίνουν σημαντικά από την αναμενόμενη συμπεριφορά τους.
- Στιγμιαίες μεταβολές στην τάση του δικτύου που τροφοδοτεί το κύκλωμα προκαλώντας αλυσιδωτές ανάλογες διακυμάνσεις στα μεγέθη του κυκλώματος. Τέτοιες μεταβολές είναι ικανές να

καταστρέψουν ένα στοιχείο για το οποίο ο σχεδιαστής δεν προνόησε να έχει την απαραίτητη ανοχή στο σήμα εισόδου του.

- Παρασιτικές χωρητικότητες που μπορούν πολύ εύκολα να ευνοηθούν λόγω της αλόγιστης κυκλωμάτωσης οι οποίες επηρεάζουν δραστικά τη συμπεριφορά του κυκλώματος.

Ένα άλλο μειονέκτημα της προσομοίωσης είναι ότι επειδή κάθε κατασκευαστής δίνει διαφορετικά χαρακτηριστικά στα προϊόντα που κατασκευάζει, η προσομοίωση οφείλει να παρακολουθεί αυτές τις διαφορές (που κάνουν πιο έντονη την παρουσία τους στα πιο σύνθετα στοιχεία όπως ενισχυτές και σταθεροποιητές). Δεν είναι λοιπόν δυνατόν να προσομοιωθεί η λειτουργία καθενός σταθεροποιητή με ένα μόνο μοντέλο στο PSPICE. Ιδανικά θα έπρεπε να κάθε προϊόν που βγαίνει στην παραγωγή να συνοδεύεται με το μοντέλο προσομοίωσής του, η πραγματικότητα όμως διαφέρει πολύ καθώς λίγες μόνο εταιρίες πραγματοποιούν ανάλογες μελέτες.

Η απάντηση στις προαναφερθείσες δυσκολίες, συναντάται στο κυριότερο χαρακτηριστικό των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, την ευελιξία. Η προσαρμοστικότητα των πραγματικών κυκλωμάτων εμπεριέχεται έμφυτα και σε ένα πρόγραμμα προσομοίωσης καθώς αυτό αντιγράφει την πραγματικότητα. Σε οποιαδήποτε διαφοροποίηση μπορεί κανείς να σχεδιάσει το «ανάλογο» κύκλωμα που θα ενσωματώνει την απόκλιση κάνοντάς την αναμενόμενη. Για παράδειγμα οι επιπτώσεις μιας παρασιτικής χωρητικότητας μπορούν να προβλεφθούν τοποθετώντας έναν πυκνωτή σε κατάλληλη θέση.

Επιπλέον, το πρόβλημα των κατασκευαστικών διαφορών παρόμοιων στοιχείων αντιμετωπίζεται με το βοηθητικό πρόγραμμα κατασκευής μοντέλων προσομοίωσης που παρέχεται με το κεντρικό πρόγραμμα του P-SPICE. Στο εν λόγω πρόγραμμα μπορεί κανείς να κατασκευάσει το μαθηματικό/προγραμματιστικό μοντέλο για

οποιοδήποτε στοιχείο χρησιμοποιώντας μόνο μερικά δεδομένα από το φύλλο προδιαγραφών του.

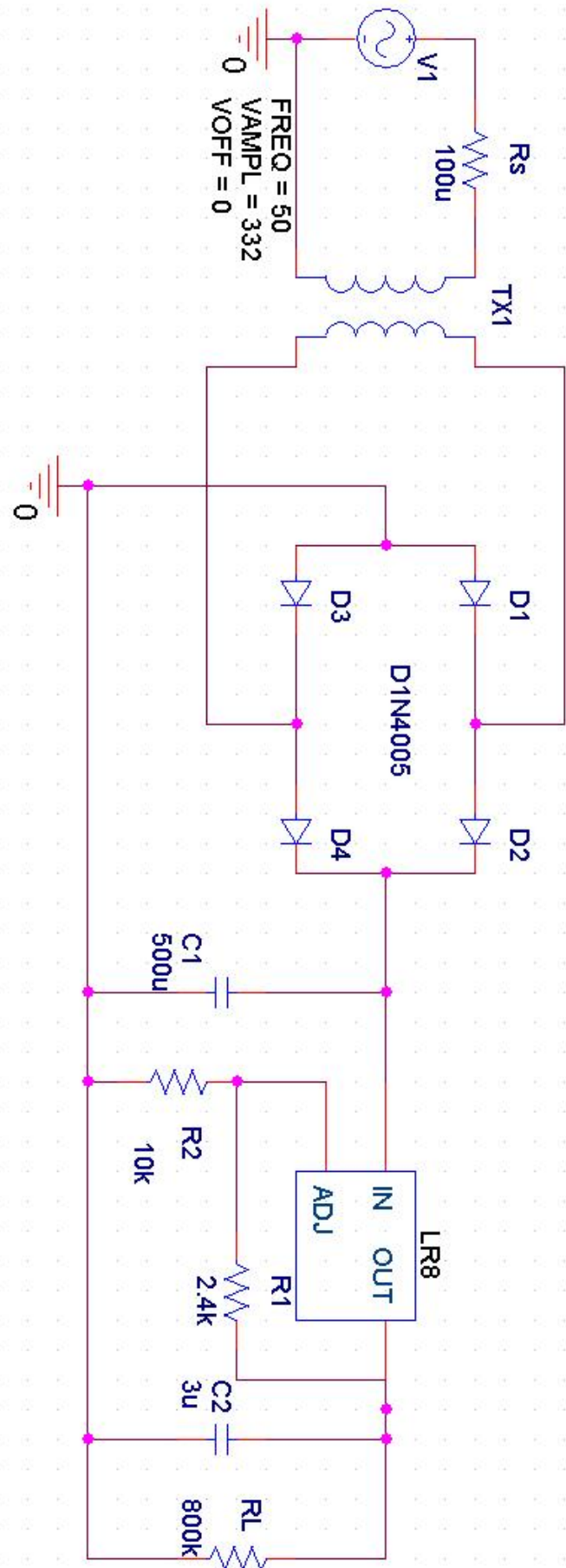
3.2 Κύκλωμα προσομοίωσης.

Στον πίνακα που ακολουθεί αντιστοιχίζονται τα πραγματικά στοιχεία με τα μοντέλα που τους αναλογούν στην προσομοίωση :

Πίνακας 3 - Μοντέλα προσομοίωσης.

Στάδιο κυκλώματος	Στοιχείο προσομοίωσης
Σήμα δικτύου ΔΕΗ (230V rms, 50Hz)	Πηγή ημιτονικού σήματος 332V peak, 50Hz με σειριακό αντιστάτη $R_s=100\mu\Omega$.
Μετασχηματιστής	Γραμμικός ιδανικός μετασχηματιστής με $L_1/L_2=0,6$ που αποδίδει $V_2=415V$ peak.
Ανόρθωση γέφυρας	Γέφυρα από διόδους D1N4005 ανοχής 600V στα άκρα τους.
Φίλτρο	Πυκνωτής χωρητικότητας $C_1=500\mu F$.
Σταθεροποίηση	Σταθεροποιητής : LR8 (ιδιομοντελοποιημένος) με μέγιστη έξοδο 440V dc.
	Σταθερή αντίσταση ρύθμισης: $R_1=2.4k\Omega$
	Μεταβλητή αντίσταση ρύθμισης: $0 < R_2 < 782k\Omega$
	Πυκνωτής επιτάχυνσης: $C_2=3\mu F$
	Αντίσταση φόρτου: $R_L=500k\Omega$

Το σύστημα που πρόκειται να κατασκευαστεί έχει δεδομένο εύρος τάσης στην έξοδό του (0-400V). Επειδή ακριβώς το επιθυμητό χαρακτηριστικό είναι στην έξοδο, κατά τον προσδιορισμό των μοντέλων-στοιχείων που θα χρησιμοποιηθούν θα τηρηθεί η φαινομενικά ανάποδη πορεία από την έξοδο προς την είσοδο.



Σχήμα 3-1 - Το κύκλωμα προσομοίωσης.

3.2.1 Δημιουργία μοντέλου σταθεροποιητή.

Το στοιχείο που πρέπει να επιλεγεί πρώτο (καθώς βρίσκεται πριν την έξοδο) είναι ο σταθεροποιητής. Το PSPICE έχει μια σεβαστή συλλογή διαφορετικών σταθεροποιητών στη βιβλιοθήκη `orapwr.lib` (τους καταχωρεί στην ίδια βιβλιοθήκη με τους τελεστικούς ενισχυτές). Ωστόσο, το στοιχείο που αναζητείται είναι πιο εξεζητημένο λόγω της υψηλής τάσης που θα πρέπει να διαχειρίζεται. Με έρευνα που πραγματοποιήθηκε διαδικτυακά διαπιστώθηκε η αρχική υποψία ότι τα μοντέλα που διαθέτει το πρόγραμμα αντιστοιχούν όλα σε σταθεροποιητές μικρών τάσεων. Επομένως αξιοποιείται η λύση του υποπρογράμματος `model editor` του PSPICE όπου θα δημιουργηθεί ένα μοντέλο σταθεροποιητή που να ικανοποιεί τις απαιτήσεις της εργασίας.

Το πρώτο και βασικότερο βήμα στην κατασκευή του μοντέλου αποτελεί η εύρεση ενός προϊόντος στην αγορά που να έχει το βασικό επιθυμητό χαρακτηριστικό, δηλαδή τη δυνατότητα ρυθμιζόμενης τάσης εξόδου έως περίπου τα 400V. Μετά από διερεύνηση βρέθηκε ο σταθεροποιητής LR8 της Supertex που δύναται να δώσει τάση έως και 440V¹.

Στη συνέχεια χρησιμοποιείται το φύλλο προδιαγραφών του LR8 (επισυνάπτεται στο παράρτημα I) προκειμένου να υπάρχει εποπτεία όλων των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του προϊόντος. Κάποια από αυτά είναι απαραίτητα κατά την κατασκευή του μοντέλου στο `model`

¹Αν και στην υλοποίηση του τροφοδοτικού που ακολουθεί στο επόμενο κεφάλαιο, διαπιστώνει κανείς ότι τελικά χρησιμοποιήθηκε ο LR8, στην προσομοίωση δεν ενδιαφέρει να χρησιμοποιηθεί αυτούσιο το μοντέλο που τελικά χρησιμοποιήθηκε και στην υλοποίηση. Αρκεί να χρησιμοποιήσουμε ένα μοντέλο με παρόμοια χαρακτηριστικά. Ωστόσο λόγω της πολύ μικρής ποικιλίας σταθεροποιητών σε τέτοιες τάσεις τελικά κατά την υλοποίηση έτυχε και χρησιμοποιήθηκε το ίδιος σταθεροποιητής.

editor. Συγκεκριμένα, το πρόγραμμα κατά τη δημιουργία μοντέλου σταθεροποιητή απαιτεί να είναι γνωστά τα ακόλουθα :

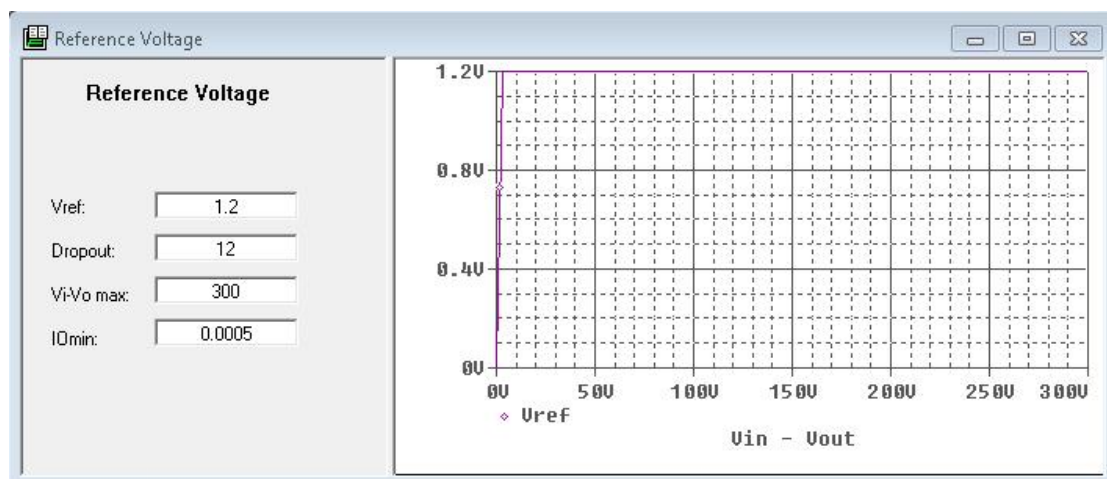
- **V_{ref}** : Τάση αναφοράς. Ορίζεται ως η τάση ανάμεσα στον ακροδέκτη ρύθμισης και τον ακροδέκτη εξόδου ($V_{ref}=V_{adj}-V_o$). Για τον LR8 η τιμή της τάσης αυτής διατηρείται σταθερή² στα 1,2V.
- **Dropout** : Η πτώση τάσης ανάμεσα σε σήμα εισόδου και σήμα εξόδου του σταθεροποιητή. Ανέρχεται στα 12V για τον LR8.
- **(V_i-V_o)_{max}** : Η μέγιστη διαφορά μεταξύ τάσης εισόδου και εξόδου. Ενώ στον LR8 είναι ίση με 448V, στο πρόγραμμα συμπληρώθηκαν μόνο 300V καθώς τόση είναι η μέγιστη τιμή που δέχεται το πεδίο. Αναφέρει όμως ρητά ότι το χαρακτηριστικό αυτό δεν θα επηρεάσει σε καμία περίπτωση τη συμπεριφορά του μοντέλου. Δίδεται προς συμπλήρωση μόνο για να γίνει το ενδεικτικό γράφημα δίπλα στο πεδίο.
- **I_{o(min)}** : Το ελάχιστο ρεύμα εξόδου προκειμένου να διατηρηθεί η σταθεροποίηση. Ανέρχεται στα 0,3mA για τον LR8.
- **I_{adj}** : Το ρεύμα που διαρρέει τον ακροδέκτη ρύθμισης του σταθεροποιητή. Όπως αναλύθηκε στο πρώτο κεφάλαιο συνήθως είναι αρκετά μικρό (10μΑ στον LR8) ώστε να αποτελεί ουσιαστικά έναν όρο σφάλματος στην εξίσωση της τάσης εξόδου του ρυθμιζόμενου μέσω R1 και R2 σταθεροποιητή (σχέση 1.1).
- **Ripple rejection** : Η μέγιστη σχετική³ κυμάτωση (σε dB) που μπορεί να δεχθεί ο σταθεροποιητής στην είσοδό του ούτως ώστε να την αντιμετωπίσει αποτελεσματικά. Για την ακριβή προσομοίωση απαιτείται να συμπληρωθούν η συχνότητα και το ρεύμα εξόδου υπό

²Οποιαδήποτε μεταβολή στην αντίσταση R1 προκαλεί αποσταθεροποίηση της τάσης αναφοράς.

³Σχετική κυμάτωση : V_{out}/V_{in}

τα οποία λαμβάνεται η μέτρηση του RR. Υπολογίζεται στα 60 dB για τον LR8.

- **$I_{o(max)}$** : Το μέγιστο ρεύμα εξόδου που μπορεί να αποδώσει ο σταθεροποιητής. Για την παράμετρο αυτή, στο φύλλο προδιαγραφών δίνονται δυο τιμές. Η μια λαμβάνεται σε συνθήκες $T_{ένωσης} < 85\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_i - V_o = 12\text{V}$, και η άλλη για $T_{ένωσης} > 125\text{ }^{\circ}\text{C}$, $V_i - V_o = 450\text{V}$ (ουσιαστικά πρόκειται για τις δυο ακραίες περιπτώσεις $V_i - V_o$). Τελικά συμπληρώνεται στο πεδίο η τιμή του ρεύματος που αντιστοιχεί στην πρώτη περίπτωση (30mA) γιατί είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη της δεύτερης (0,5mA).⁴



Σχήμα 3-2 : Μια από τις καρτέλες συμπλήρωσης χαρακτηριστικών για το δημιουργούμενο μοντέλο σταθεροποιητή.

Εκτός από τα προαναφερθέντα μεγέθη, το model editor απαιτεί να είναι γνωστά και κάποια άλλα, πιο εξειδικευμένα τα οποία δεν αναγράφονται στο φύλλο προδιαγραφών. Αυτά είναι τα ακόλουθα:

⁴Εφόσον και οι δύο περιπτώσεις είναι ενδεχόμενες κατά τη λειτουργία του κυκλώματος, χρησιμοποιούμε το υψηλότερο ρεύμα που εμφανίζεται.

- Συντελεστής εκπομπής.
- Αγωγιμότητα JFET transistor.
- Ρεύμα υποχώρησης συναρτήσει της (V_i-V_o).
- Εμπέδηση εξόδου χαμηλών συχνοτήτων.
- Επικρατούσα συχνότητα μηδενισμού εμπέδησης εξόδου.
- Τάση ασταθούς κατάστασης του τρανζίστορ διέλευσης εξόδου.
- Χωρητικότητα πυκνωτή μηδενισμού εμπέδησης εξόδου.
- Αντίσταση βάσης του τρανζίστορ διέλευσης εξόδου.
- Συντελεστής οριακού ρεύματος της πηγής τάσης.
- Συντελεστής ρεύματος υποχώρησης της πηγής τάσης.
- Συντελεστής ενίσχυσης τάσης πρώτου σταδίου.

Για τις τιμές των παραπάνω μεγεθών ελλείψει των πραγματικών χρησιμοποιήθηκαν προεπιλεγμένες τιμές (default values) που έχει προβλέψει το PSPICE. Αναμένεται ότι αυτή η έλλειψη δεδομένων θα δημιουργήσει μια προσέγγιση του σταθεροποιητή και όχι μια ακριβή προσομοίωση.

Αφού συμπληρώθηκαν οι υπάρχουσες τιμές στο πρόγραμμα, επιλέχθηκε η εντολή *File→Create capture parts* προκειμένου να δημιουργηθεί και σχηματικό αντίστοιχο του μοντέλου στο υποπρόγραμμα γραφικής απεικόνισης Capture CIS του PSPICE.

3.2.2 Επιλογή μοντέλων προσομοίωσης.

3.2.2.1 Στοιχεία συνδεδεμένα στο σταθεροποιητή (R_1, R_2, C_2).

Για τα στοιχεία αυτά, εφόσον λειτουργούν στο στάδιο της σταθεροποίησης ακολουθείται η πρόταση της κατασκευάστριας εταιρίας του σταθεροποιητή (Supertex) που προτείνει τις ακόλουθες τιμές:

- Πυκνωτής επιτάχυνσης: $C_2 > 1\mu\text{F}$.
- Σταθερή αντίσταση ρύθμισης: $R_2 = 2,4\text{k}\Omega$
- Μεταβλητή αντίσταση ρύθμισης: $0 < R_1 < 782\text{k}\Omega$

3.2.2.2 Μετασχηματιστής.

Η προσομίωση ενός μετασχηματιστή, λόγω του επαγωγικού τρόπου λειτουργίας του μπορεί να είναι αρκετά πολύπλοκη. Το PSPICE δίνει τη δυνατότητα κατασκευής εξαρχής μοντέλου μετασχηματιστή όπου θα επιλεγεί αναλυτικά κάθε παράμετρος (υλικό πυρήνα, γραμμικό ή μη μετασχηματισμό, κλπ). Σε αυτή τη φάση όμως και για τις ανάγκες της προσομοίωσης είναι κατάλληλα και τα υπάρχοντα μοντέλα. Έτσι, τελικά χρησιμοποιήθηκε ένα σχετικά απλό μοντέλο γραμμικού μετασχηματιστή που διαθέτει το PSPICE, όπου συμπληρώθηκαν οι κατάλληλες τιμές στους συντελεστές αυτεπαγωγής των τυλιγμάτων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος.

Η επιλογή των τιμών αυτών γίνεται με κριτήριο τη λογική του γραμμικού τροφοδοτικού που απαιτεί η συνεχής τάση που παρέχεται στο σταθεροποιητή να έχει τη μέγιστη τιμή της επιθυμητής τάσης εξόδου. Επομένως, το πλάτος της τάσης του δευτερεύοντος πρέπει να είναι της τάξης των 400V. Στην τιμή αυτή όμως πρέπει να προστεθεί:

- το dropout (απαραίτητη διαφορά εξόδου από την είσοδο) του σταθεροποιητή που είναι 12V.
- την πτώση τάσης λόγω της γέφυρας διόδων που είναι ίση με 1,4 V.

Άρα τελικά επιδιώκεται τάση δευτερεύοντος μετασχηματιστή περίπου 415V που αντιστοιχεί σε λόγο συντελεστών αυτεπαγωγής πρωτεύοντος και δευτερεύοντος $L_1/L_2=0,6$.

3.2.2.3 Πυκνωτής φίλτρου.

Ο πυκνωτής καλείται να παράσχει ένα εξομαλυμένο σήμα στο σταθεροποιητή. Πόσο εξομαλυμένο όμως; Αυτό εξαρτάται από το πλιό περιθώριο κυμάτωσης είναι ανεκτό απο το σταθεροποιητή. Μελετώντας και πάλι τα χαρακτηριστικά του σταθεροποιητή διαπιστώνεται Ripple Rejection της τάξης των 60dB. Επομένως, είναι απαραίτητος ένας πυκνωτής με τιμή χωρητικότητας τέτοια, που σε συνδυασμό με την αντίσταση φόρτου (που και αυτή επηρεάζει την κυμάτωση), να δίνουν μια κυμάτωση εντός του ορίου των 60dB. Αποδεικνύεται ότι κατάλληλη για προσομοίωση είναι μια χωρητικότητα της τάξης των 500μF.

Κατά την υλοποίηση, θα εξετασθεί εκτός από την κυμάτωση και η τάση που πρέπει να αντέχει ο πυκνωτής στα άκρα του. Όπως δείχθηκε στο μοντέλο του μετασχηματιστή αυτή ανέρχεται στα 415V, τάση που κατασκευαστικά είναι πολύ υψηλή για χωρητικότητες 500μF. Το μοντέλο του πυκνωτή στην προσομοίωση όμως είναι γενικευμένο και επομένως χωρίς περιορισμό ως προς την τάση ανοχής.

3.2.2.4 Γέφυρα διόδων.

Εφόσον όπως αναφέρθηκε νωρίτερα το δευτερεύον θα έχει τάση 415V είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν διόδοι που αντέχουν την εν λόγω τάση. Έτσι επιλέγεται γέφυρα διόδων 1N4005 που αντέχουν στα άκρα τους εως και 600V.

Ο συγκεκριμένος τύπος διόδου έχει ανοχή στο διοδικό ρεύμα κορυφής (βλ. παράγραφο 2.2.1.1) της τάξης των 30 A ωστόσο μένει να φανεί κατά την υλοποίηση αν είναι αρκετή. Για τις ανάγκες της προσομοίωσης παρόλα αυτά είναι κατάλληλη.

3.2.2.5 Τάση δικτύου.

Την τάση δικτύου (230V rms ή 322V peak, συχνότητας 50Hz) προσομοιώνει μια πηγή ημιτονικού σήματος με πλάτος 330V, συχνότητας 50 Hz στην οποία συνδέεται σειριακά μια αντίσταση 100μΩ . Η αντίσταση αυτή αναπαριστά την εσωτερική αντίσταση της πραγματικής πηγής και η τάση στα άκρα της (8V) είναι όση απαιτείται προκειμένου η τάση που καταλήγει στο μετασχηματιστή να είναι 322V.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η επιλογή που έγινε στην τιμή της εσωτερικής αντίστασης της πηγής είναι ενδεικτική και δεν είναι της ίδιας τάξης μεγέθους με μια αντίστοιχη πραγματική. Το γεγονός αυτό όμως ουδόλως επηρεάζει την προσομοίωση καθώς αυτό που ενδιαφέρει και μόνο, είναι στο πρωτεύον του μετασχηματιστή να φθάσει τάση 230V rms ή 322V peak. Εφόσον αυτή η συνθήκη ικανοποιείται δεν ενδιαφέρει με ποιά αναλογία τιμής τάσης ιδανικής πηγής και εσωτερικής αντίστασης συμβαίνει αυτό.

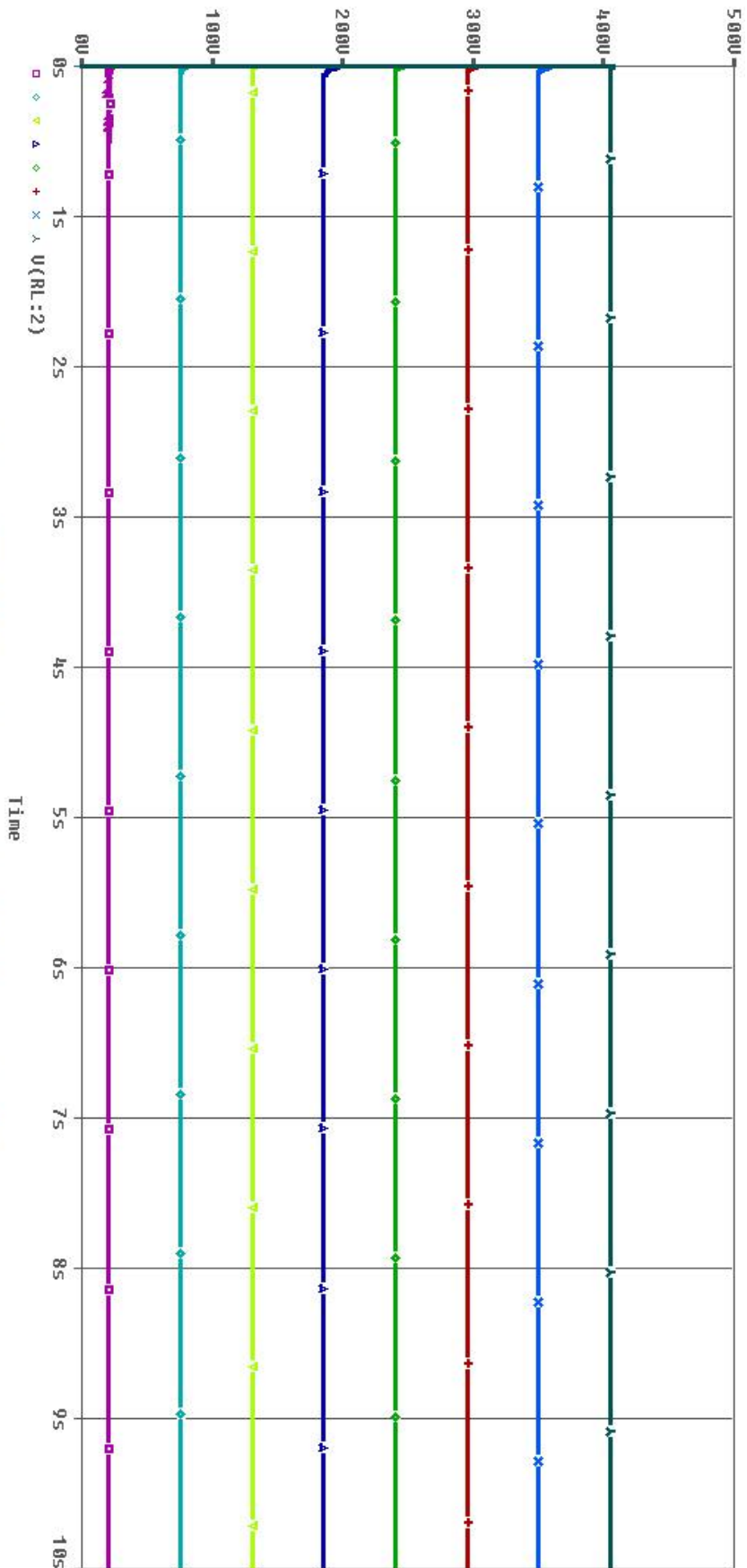
3.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης.

3.3.1 Λειτουργία σταθεροποίησης.

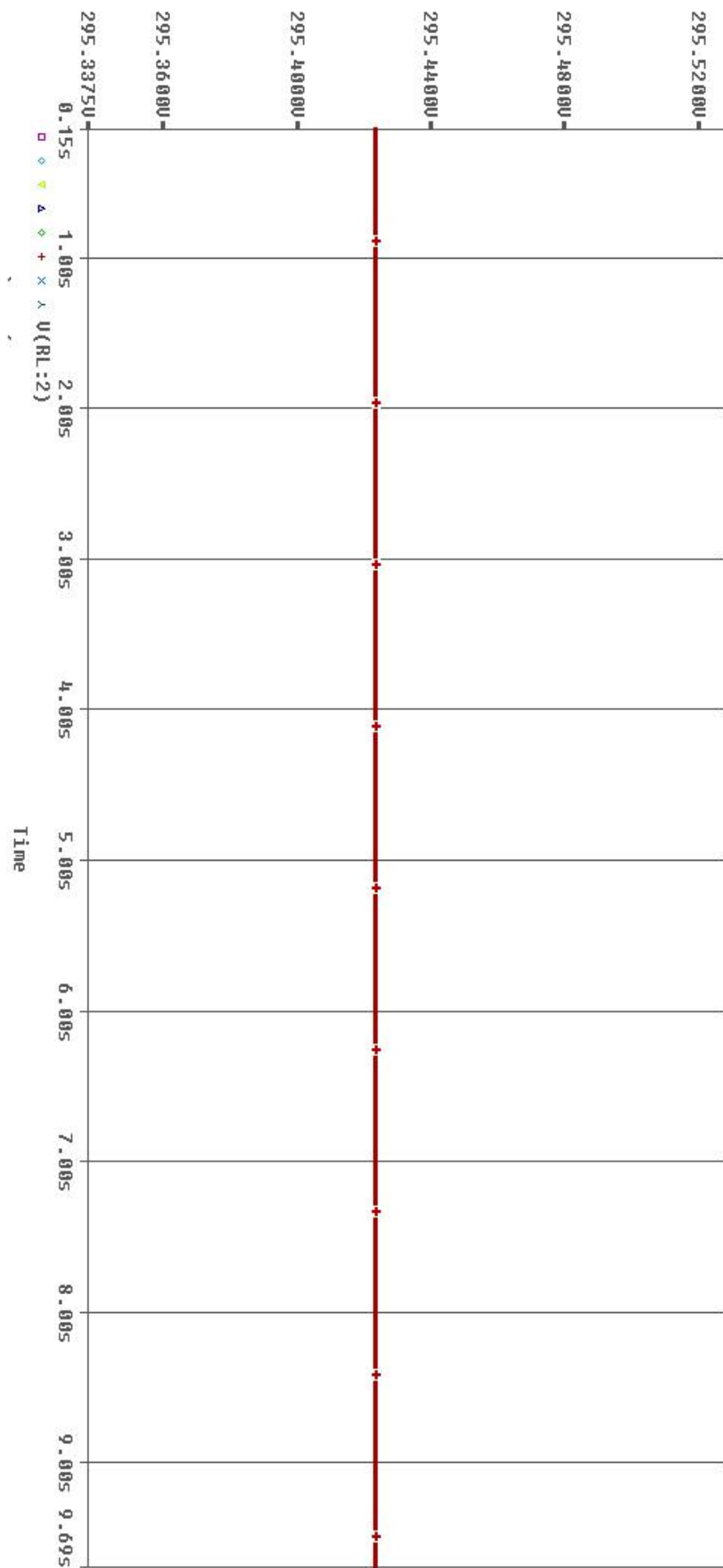
Για επιβεβαίωση ότι πράγματι με μεταβολή της αντίστασης R_2 μεταβάλλεται με τρόπο που αναλύθηκε στην παράγραφο 1.6.1 και η τάση εξόδου, πραγματοποιούνται πολλαπλές προσομοιώσεις που συνοδεύονται από κυματομορφές της τάσης εξόδου, μια για κάθε τιμή της R_2 .

Το PSPICE έχει τη λειτουργία της “Parametric sweep” προσομοίωσης για τέτοιες περιπτώσεις όπου είναι επιθυμητά πολλαπλά διαγράμματα για διαφορετικές τιμές κάποιου ή κάποιων στοιχείων. Για να δημιουργηθεί προσομοίωση πολλαπλών τιμών πραγματοποιούνται τα παρακάτω βήματα:

- Προστίθεται στο schematics το στοιχείο PARAM με διαδρομή ...\\capture\\library\\pspice\\special.olb.
- Με διπλό κλικ στο εικονίδιο του στοιχείου εμφανίζεται η καρτέλα ιδιοτήτων του όπου επιλέγεται “New column”.
- Στο παράθυρο που εμφανίζεται συμπληρώνεται ένα όνομα (π.χ Res) και μια τιμή (π.χ 50k).
- Στην τιμή της R_2 στο διάγραμμα συμπληρώνεται μέσα σε αγκύλες το όνομα του προηγούμενου βήματος (στο προηγούμενο παράδειγμα, {Res})
- Στο προφίλ της προσομοίωσης (Menu → Pspice → Edit simulation profile → Analysis → parametric sweep) επιλέγεται *global parameter* και στο πεδίο *parameter name* συμπληρώνεται το όνομα που χρησιμοποιήθηκε νωρίτερα (Res).
- Ακριβώς από κάτω συμπληρώνεται τιμή έναρξης (start value), τερματισμού (end value) και βήμα (increment) της πολλαπλής προσομοίωσης.



Σχήμα 3-3: Τάση εξόδου σταθεροποιητή (τελική τάση τροφοδοσίας) συναρτήσει του χρόνου για διαφορετικές τιμές της R_2 .



Σχήμα 3-4: Κανένα ίχνος ripple σε υπέρ-μεγέθυνση της ευθείας των 300V.

Με τιμή έναρξης $35\text{k}\Omega$, τερματισμού $750\text{k}\Omega$ και βήμα $100\text{k}\Omega$, προέκυψαν οι καμπύλες του σχήματος 3-3. Η τιμή έναρξης επιλέχθηκε στα $35\text{k}\Omega$ καθώς για μικρότερες τιμές η προσομοίωση παρουσιάζει πρόβλημα σύγκλισης που ενδεχομένως να οφείλεται στο πρόβλημα της έλλειψης κάποιων δεδομένων που αναφέρθηκε κατά τη μοντελοποίηση του σταθεροποιητή. Αναμένεται στο πραγματικό κύκλωμα να μην υπάρχει ανάλογο πρόβλημα, και η τιμή της R_2 να μπορεί ακόμη και να μηδενίζεται δίνοντας χωρίς πρόβλημα όλες τις τάσεις εξόδου κάτω των 20V οι οποίες χάνονται στην προσομοίωση.

Εκτός όμως από τη ρύθμιση της τάξης μεγέθους της τάσης εξόδου, απαιτείται από το σταθεροποιητή να εξομαλύνει απόλυτα το μερικώς εξομαλυμένο σήμα που δέχεται. Αυτό σημαίνει ότι αν η προσομοίωση λειτούργησε σωστά, δεν πρέπει να υπάρχει ίχνος κυμάτωσης στην έξοδο του σταθεροποιητή. Πράγματι, με μεγέθυνση των ευθειών του σχήματος 3-3 προκύπτει το σχήμα 3-4⁵ όπου είναι φανερό ότι το σήμα είναι απολύτως αδιατάρακτο.

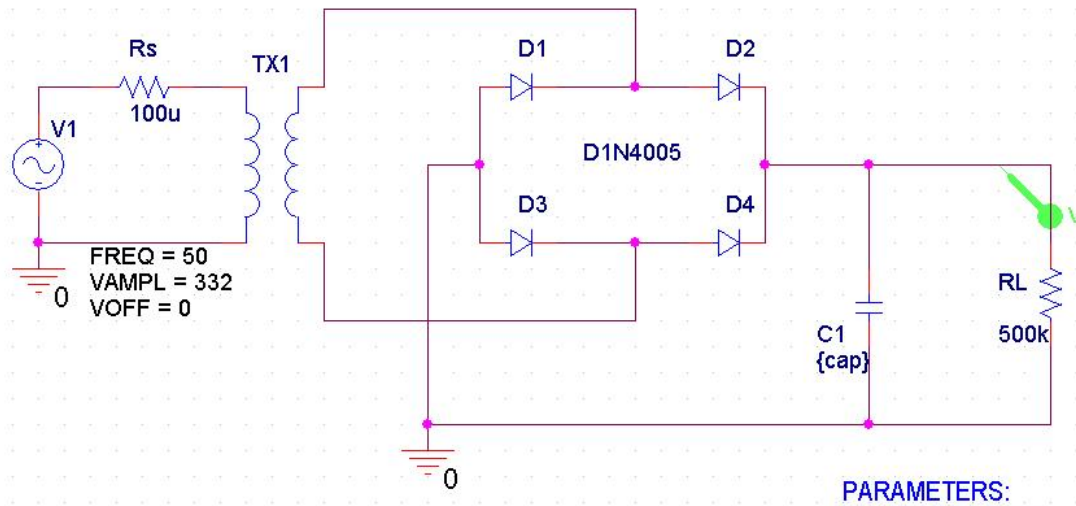
3.3.2 Λειτουργία εξομάλυνσης.

Από την προσομοίωση της λειτουργίας του φίλτρου, ενδιαφέρει να επιβεβαιωθεί η ισχύς της σχέσης της κυμάτωσης (σχέση 2.6) που έχει το σήμα εξόδου του φίλτρου. Για το λόγο αυτό, εδώ θα πραγματοποιηθούν δυο πολλαπλές προσομοιώσεις.

Στην πρώτη, θα σχεδιασθεί η κυματομορφή εξόδου του φίλτρου για διάφορες τιμές της χωρητικότητας του πυκνωτή εξομάλυνσης, με σκοπό να φανεί πως με αύξησή της μειώνεται η κυμάτωση. Στη δεύτερη θα επαναληφθεί η διαδικασία για διάφορες τιμές της αντίστασης φόρτου καταδεικνύοντας έτσι την αντίστοιχη εξάρτηση R_L και r_c (αντίστροφη αναλογία).

⁵Η μεγέθυνση ανήκει στην τάση των 300V . Παρόμοια σταθερότητα υπάρχει σε όλες υπόλοιπες ευθείες του σχήματος 3-3.

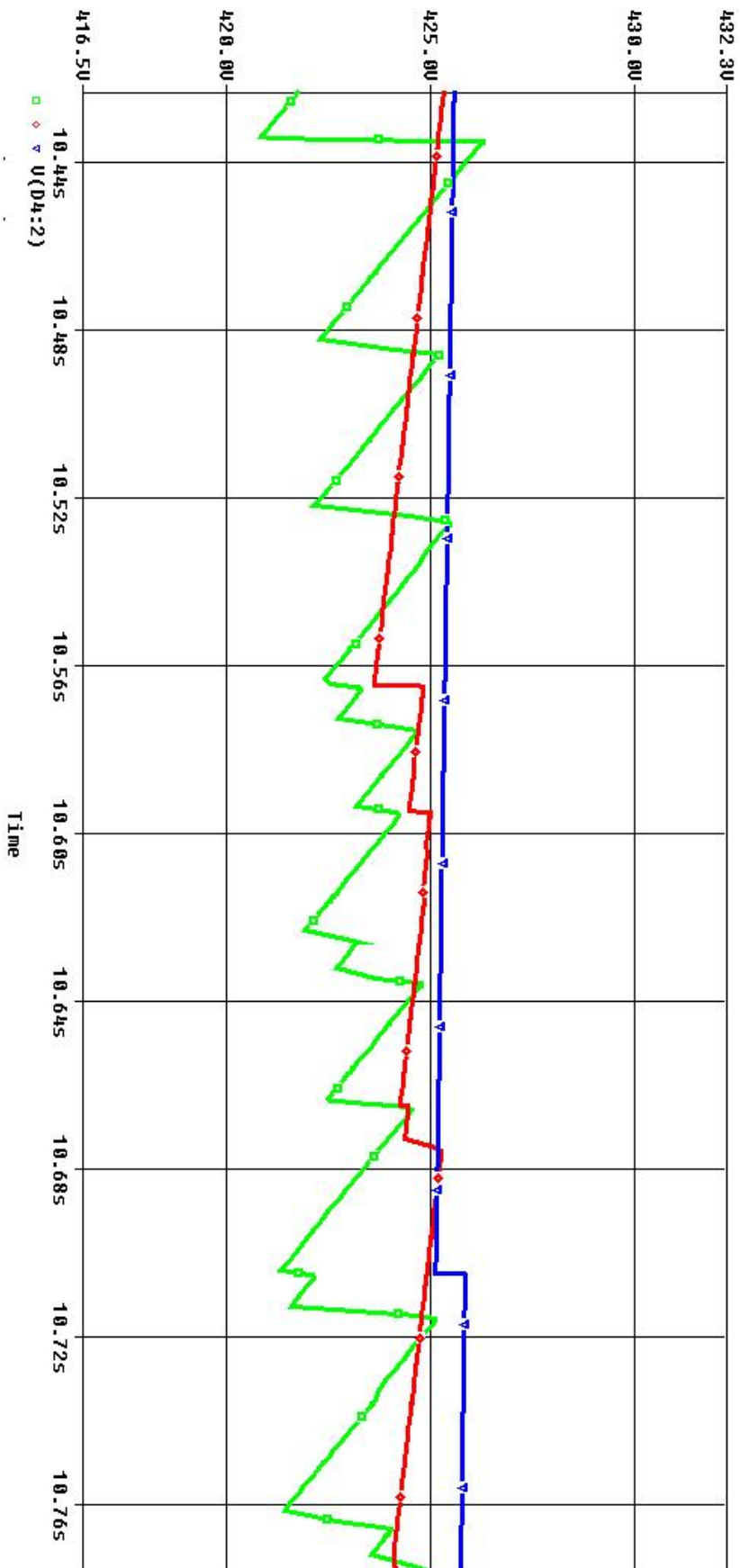
Πριν πραγματοποιηθούν οι μετρήσεις, πρέπει να μετατραπεί το κύκλωμα ανάλογα. Αφαιρείται ο σταθεροποιητής καθώς εμποδίζει την επίδραση της αντίστασης φόρτου στην εξομάλυνση, και τοποθετείται μετρητής τάσης στην έξοδο του φίλτρου:



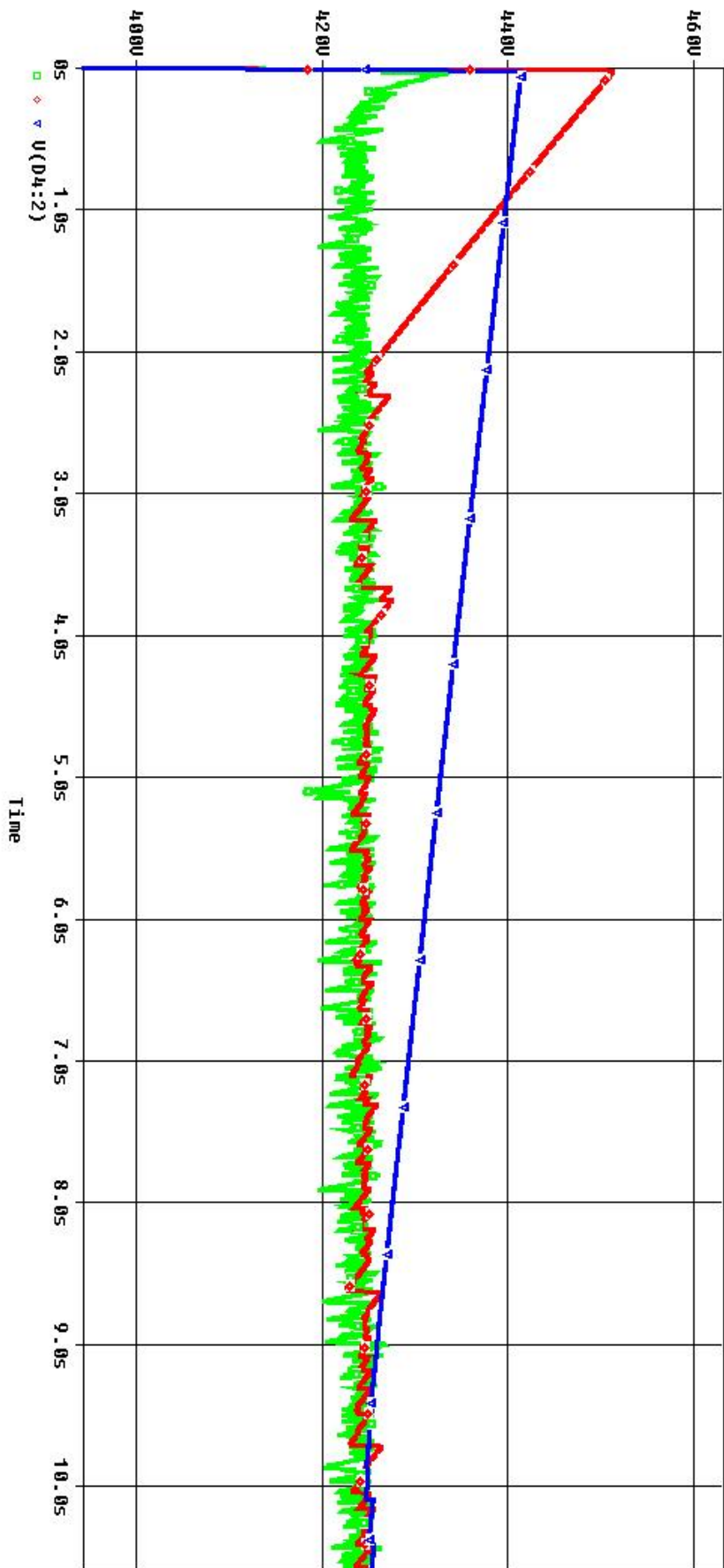
Σχήμα 3-5 : Κύκλωμα μετρήσεων για την προσομοίωση του φίλτρου.

Η προσομοίωση με παράμετρο τη χωρητικότητα, έγινε με σταθερή $R_L=500k\Omega$ για τρεις διαφορετικές χωρητικότητες, $10\mu F$, $70\mu F$ και $500\mu F$. Πράγματι παρατηρεί κανείς ότι όσο ανεβαίνει η χωρητικότητα υπάρχει αισθητή μείωση της κυμάτωσης (Σχήμα 3-6).

Εκτός όμως από αυτό, παρατηρείται ότι οι μεγαλύτερες χωρητικότητες έχουν αισθητά μεγαλύτερο χρόνο επίτευξης της σταθερής κατάστασης (Σχήμα 3-7). Αθροίζεται λοιπόν άλλο ένα, στη λίστα με τα μειονεκτήματα των υψηλών χωρητικοτήτων όπως αυτά αναλύθηκαν στο πρώτο κεφάλαιο.

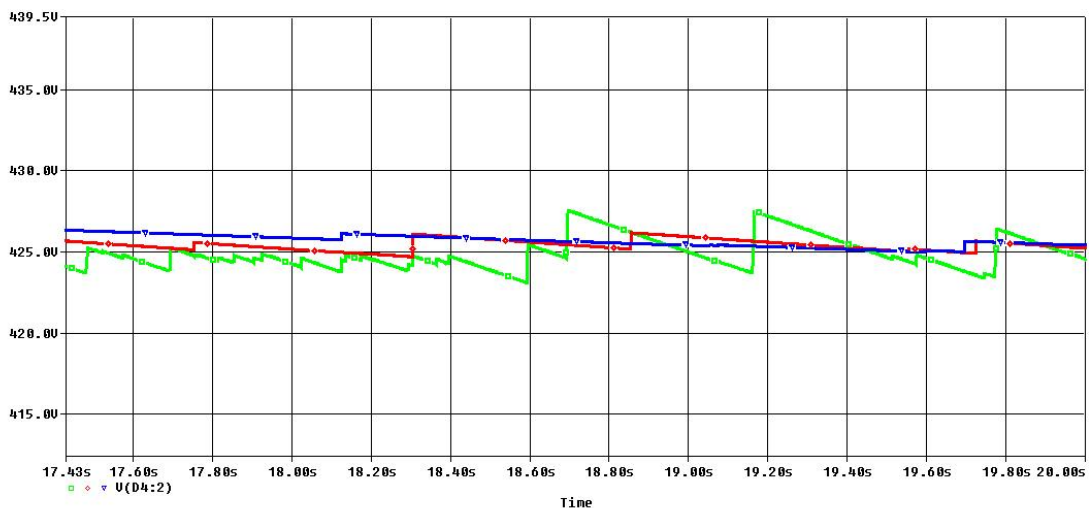


Σχήμα 3-6: Μείωση της κυμάτωσης με αύξηση της χωρητικότητας.
 (Μπλε : 500μF, Κόκκινο : 70μF, Πράσινο : 10μF)

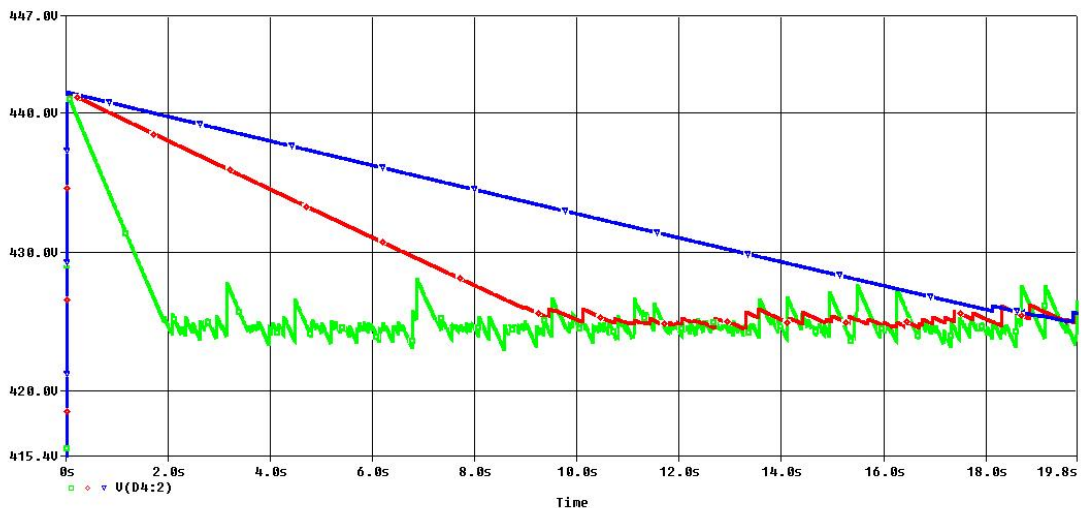


Σχήμα 3-7: Αύξηση του χρόνου αποκατάστασης με αύξηση της χωρητικότητας.
(Μπαλέ : 500μF , κόκκινο : 70μF , Πράσινο : 10μF.)

Παρόμοια συμπεριφορά παρατηρείται και στη δεύτερη πολλαπλή προσομοίωση όπου επιβεβαιώνεται ότι η μείωση της κυμάτωσης με ταυτόχρονη αύξηση του χρόνου αποκατάστασης επιτυγχάνεται με αύξηση της αντίστασης φόρτου (σχήματα 3-8 & 3-9).



Σχήμα 3-8: Μείωση της κυμάτωσης με αύξηση της αντίστασης φόρτου.
(Μπλέ : 1MΩ , Κόκκινο : 500kΩ , Πράσινο : 100kΩ.)

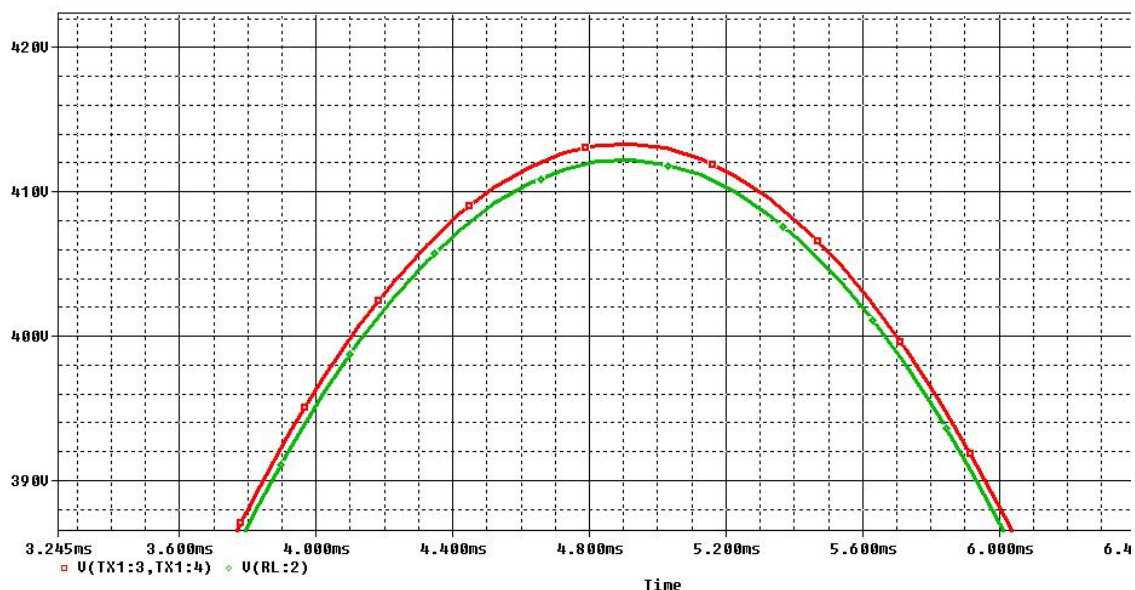


Σχήμα 3-9: Αύξηση του χρόνου αποκατάστασης με αύξηση της αντίστασης φόρτου.
(Μπλέ : 1MΩ , Κόκκινο : 500kΩ , Πράσινο : 100kΩ.)

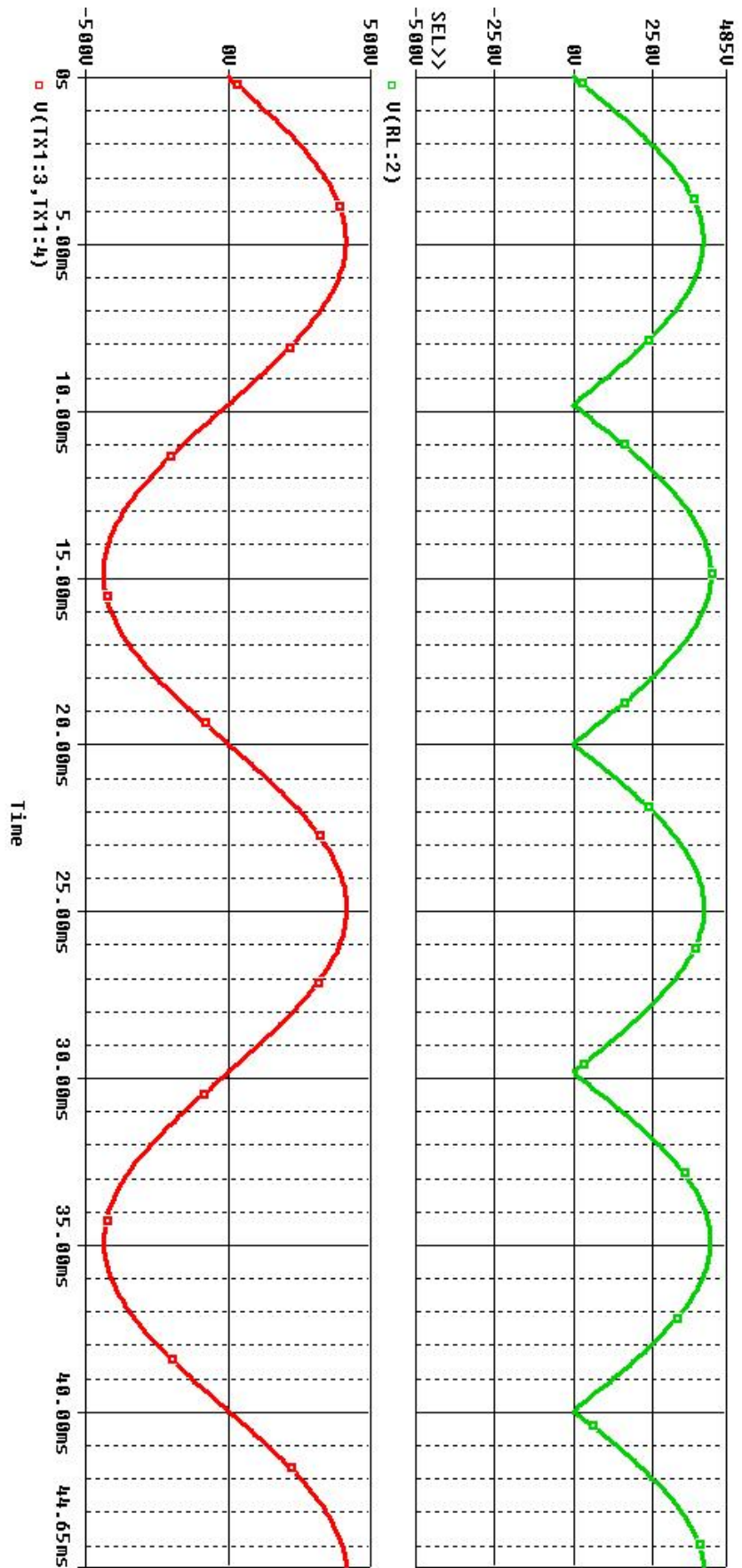
3.3.3 Λειτουργία ανόρθωσης.

Για να διακριβωθεί η αποκοπή των αρνητικών ημιπεριόδων και την υπέρθεσή τους στο θετικό ημιάξονα αφαιρείται ο πυκνωτής φίλτρου από το κύκλωμα του σχήματος 3-5 και εκτελείται η προσομοίωση. Στην έξοδο της ανόρθωσης προκύπτει η κυματομορφή του σχήματος 3-11.

Στο επόμενο σχήμα (Σχήμα 3-10) μεγεθύνθηκε κοινό διάγραμμα των τάσεων δευτερεύοντος του μετασχηματιστή και εξόδου της γέφυρας διόδων στην κορυφή των κυματομορφών. Η διαφορά που παρατηρείται (περίπου 1,5V) οφείλεται στην τάση κατωφλίου που απαιτεί η κάθε διάδος στα άκρα της προκειμένου να άγει. Η τάση αυτή είναι 0,7V αλλά επειδή όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 1.4 κατά τη διάρκεια κάθε ημιπεριόδου στην ανόρθωση γέφυρας το ρεύμα διέρχεται από συνολικά δυο διόδους, η πτώση τάσης είναι 1,4V.



Σχήμα 3-10 : Πτώση τάσης 1.4V στο ανορθωμένο σήμα λόγω της τάσης κατωφλίου των διόδων.



Σχήμα 3-11:Κυματομορφές εισόδου (κόκκινη) και εξόδου της ανόρθωσης γέφυρας.

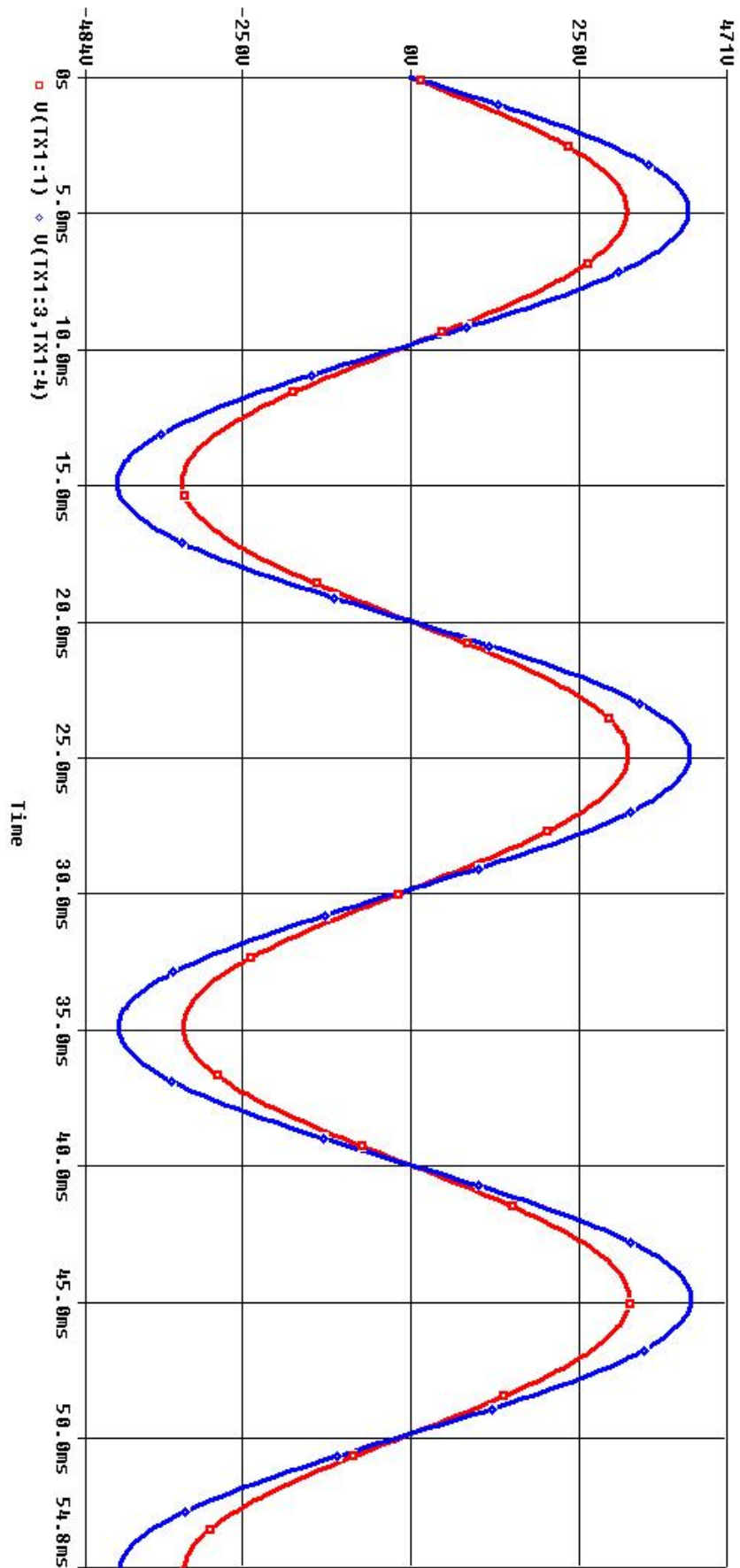
3.3.4 Λειτουργία μετασχηματισμού τάσης δικτύου.

Όπως ήταν αναμενόμενο, το μοντέλο μετασχηματιστή της προσομοίωσης απέδωσε τάση εξόδου πλάτους περίπου 415V ίδιας φάσης με το εισερχόμενο σήμα δικτύου πλάτους 322V (Σχήμα 3-12).

Στο σημείο αυτό πρέπει να αναφερθεί ότι ο μετασχηματισμός κρύβει ένα σημείο κλειδί όλου του τροφοδοτικού. Η ισχύς του μετασχηματιστή είναι ένα από τα σπουδαιότερα μεγέθη του συστήματος καθώς από αυτό εξαρτάται η μέγιστη ένταση του ρεύματος που μπορεί ο μετασχηματιστής να αποδώσει στο δευτερεύον. Επειδή λοιπόν συνήθως είναι επιθυμητή η μέγιστη ένταση ρεύματος στο φόρτο είναι επόμενο κανείς να θεωρήσει ότι θα πετύχει κάτι τέτοιο επιλέγοντας ισχυρό μετασχηματιστή.

Ωστόσο μια τέτοια θεώρηση δεν θα ήταν απόλυτα ακριβής. Υψηλή ένταση στο δευτερεύον δεν σημαίνει υποχρεωτικά και ανάλογα υψηλή ένταση στο φόρτο. Μπορεί να συμβεί, αλλά με προϋποθέσεις, μια εκ των οποίων είναι να μην παρεμβάλλονται στοιχεία περιορισμού της έντασης ανάμεσα σε δευτερεύον και φόρτο, κάτι που συμβαίνει στη δεδομένη περίπτωση. Ο σταθεροποιητής ρυθμίζει την τάση στην έξοδό του, αλλά διατηρεί σταθερή τάξη μεγέθους στην ένταση (μεταξύ 1 και 30 mA όπως μπορεί κανείς να διαπιστώσει και στο φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα I).

Το συμπέρασμα όλων αυτών είναι ότι ενώ το μοντέλο του PSPICE για το μετασχηματιστή είναι ένα απλοϊκό γενικευμένο γραμμικό μοντέλο που δεν εμπεριέχει πληροφορία για την ισχύ (και κατά συνέπεια για το ρεύμα) που αποδίδει, το γεγονός αυτό δεν ενοχλεί γιατί πολύ απλά ότι ρεύμα και να αποδίδει ο μετασχηματιστής, τελικά θα περιοριστεί λόγω του σταθεροποιητή το μοντέλο του οποίου περιλαμβάνει την ανάλογη πληροφορία του ρεύματος που αποδίδεται στη δική του έξοδο, όπως έχει αναφερθεί αναλυτικότερα στην παράγραφο 3.2.1.



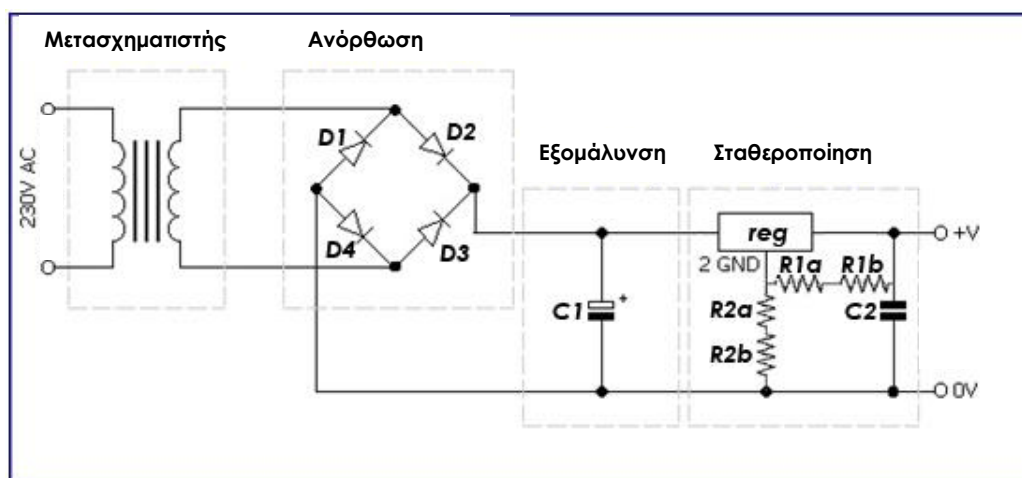
Σχήμα 3-12: Κυματομορφές εισόδου (κόκκινη) και εξόδου (μπλε) του μετασχηματιστή.

4. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ.

Στο κεφάλαιο αυτό θα πραγματοποιηθεί βήμα βήμα η κατασκευή του συστήματος τροφοδοσίας χρησιμοποιώντας πια συγκεκριμένα εξαρτήματα, με γνώμονα τα συμπεράσματα που προηγήθηκαν στη θεωρητική προσέγγιση αλλά και την προσομοίωση.

Η δυσκολία που κρύβει πάντα η υλοποίηση είναι η απόκλιση της από όποια θεωρητική ανάλυση λόγω της διαφοροποίησης των πρακτικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται από τα θεωρητικώς βέλτιστα. Στο πρόβλημα εισβάλλουν θα έλεγε κανείς πλέον και παράγοντες που σχετίζονται με διαθεσιμότητα υλικού στην αγορά.

Στη δεδομένη περίπτωση, τέτοιες διαφοροποιήσεις περιορίζονται σε χρήση περισσότερων αντιστάσεων (για λόγους αύξησης ανοχής ισχύος) ή πυκνωτών με μικρή διαφορά στην τιμή χωρητικότητας από την επιθυμητή. Το κεντρικό στοιχείο του κυκλώματος, ο σταθεροποιητής είναι ο ίδιος που χρησιμοποιήθηκε και στη θεωρητική ανάλυση/προσομοίωση και έτσι αποφεύχθηκαν «επικίνδυνες» για την πραγμάτωση αλλαγές υλικού.



Σχήμα 4-1 : Το σχέδιο του κυκλώματος που πραγματώθηκε.

4.1 Διαδικασία επιλογής στοιχείων.

Στον Πίνακα 4 που ακολουθεί δίνονται τα στοιχεία που αποτελούν τη διάταξη τροφοδοσίας που πραγματώθηκε (Σχήμα 4-1) και στη συνέχεια αναλύεται η επιλογή του εκάστοτε στοιχείου.

Πίνακας 4 : Λίστα των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν.

Στοιχείο	Μοντέλο	Βασικά χαρακτηριστικά
Μετασχηματιστής	Ιδιοκατασκευή	τάση εισόδου (peak) : 322V τάση εξόδου (peak) : 418V Ισχύς : 3 W.
Δίοδοι D1- D4	Rectron 6A06	Ανοχή ρεύματος ορθής φοράς : 6A Μέγιστη ανάστροφη τάση : 600V
Πυκνωτής φίλτρου C1	Lelon H901 LS	Τύπος : Ηλεκτρολυτικός Χωρητικότητα : 470μF Ανοχή τάσης: 450 V
Σταθεροποιητής	Supertex LR8 package TO-92	Τύπος : Σειριακός, γραμμικός Μέγιστη τάση εισόδου : 450V Τάση εξόδου : Ρυθμιζόμενη $1,2 < V_o < 440V$
Αντίσταση R1a	Vishay (UNR)	Τιμή αντίστασης : 2,7kΩ Μέγιστη ισχύς : 0,25W
Αντίσταση R1b		Τιμή αντίστασης : 330Ω Μέγιστη ισχύς : 0,25W
trimmer R2a	Electron 3296 (multiturn)	Τιμή αντίστασης : 1MΩ Μέγιστη ισχύς : 0,5W Ανοχή τάσης: 300V
trimmer R2b		Τιμή αντίστασης : 500kΩ Μέγιστη ισχύς : 0,5W Ανοχή τάσης: 300V
Πυκνωτής επιτάχυνσης C2	Lelon A627(M)	Τύπος : Ηλεκτρολυτικός Χωρητικότητα : 2,2μF Ανοχή τάσης: 450 V

Άλλα βοηθητικά εξαρτήματα:

- Πλακέτα δοκιμών (breadboard) με καλωδιάκια χαλκού διαμέτρου 1mm που εξασφαλίζουν καλή επαφή με τους υποδοχείς της πλακέτας και ταυτόχρονα δεν κόβονται εύκολα.
- Κολλητήρι και καλαί για την προέκταση των κοντών (5mm) ακροδεκτών του πυκνωτή φίλτρου καθώς και τις συνδέσεις του μετασχηματιστή με το κύκλωμα και το δίκτυο.
- Ψηφιακό πολύμετρο με κατάλληλους ακροδέκτες έτσι ώστε να είναι δυνατές οι απαραίτητες μετρήσεις σε όποιο ζεύγος υποδοχέων της πλακέτας χρειάστηκε.
- Καλώδιο τριχοειδές με ακροδέκτη πρίζας για τη σύνδεση του μετασχηματιστή με το δίκτυο.

4.1.1 Μετασχηματιστής.

Το πρώτο πράγμα που διαπιστώνει κανείς σχετικά με τους πραγματικούς μετασχηματιστές, είναι ότι σε αντίθεση με τα αντίστοιχα μοντέλα προσομοίωσης, λειτουργούν κανονικά εντός ορίου ισχύος. Τα σπειρώματα στον πυρήνα του μετασχηματιστή δηλαδή είναι ικανά να μεταδώσουν τάση συγκεκριμένης μέγιστης ισχύος στο δευτερεύον. Κατά συνέπεια πρέπει να αποφασισθεί όχι μόνο το πλάτος της τάσης του δευτερεύοντος, αλλά και η ισχύ που σε αυτό τελικά θα καταναλωθεί.

Σχετικά με την τάση του δευτερεύοντος, λαμβάνοντας υπόψη την πτώση τάσης μεταξύ εισόδου – εξόδου του σταθεροποιητή (12V) αλλά και λόγω του ζεύγους διόδων που συναντά το ανορθωμένο με γέφυρα ρεύμα σε κάθε ημιπερίοδο (1,4V) συμπεραίνει κανείς ότι για να υπάρξουν στην έξοδο του σταθεροποιητή 400V απαιτούνται περίπου 415V peak στην είσοδο της ανόρθωσης.

Όσον αφορά την ισχύ του μετασχηματιστή, κανείς πρέπει να αναλογιστεί ποια είναι η επιθυμητή ένταση ρεύματος στο φόρτο και να επιλέξει ανάλογα. Είναι επιθυμητό το μέγιστο δυνατό ρεύμα στο φόρτο γιατί όσο αυξάνει η τιμή του, τόσες περισσότερες εφαρμογές μπορεί να τροφοδοτήσει το σύστημα. Φυσικά, το υψηλό ρεύμα στο φόρτο συνοδεύεται από την επιπλοκή του υψηλότερου διοδικού ρεύματος που δέχονται οι δίοδοι πριν την επίτευξη της σταθερής κατάστασης (βλ. παράγραφο 2.2.1.1) αλλά ακόμη και αν υποθεθεί ότι μειώνεται με μια αντίσταση στην έξοδο της ανόρθωσης (Σχήμα 2-4) υπάρχει ένα ζήτημα η αντιμετώπιση του οποίου πρέπει να προηγηθεί.

Ο σταθεροποιητής όπως μπορεί να δει κανείς στο φύλλο προδιαγραφών του, δίνει ρεύμα στην έξοδό του εντός συγκεκριμένων ορίων. Το μέγιστο έχει σχετικά μικρή τιμή (30mA) πράγμα που σημαίνει ότι όποιο ρεύμα και να διαρρέει το δευτερεύον τελικά θα περιοριστεί λόγω της λειτουργίας της σταθεροποίησης. Επομένως στη δεδομένη περίπτωση, είναι κατάλληλος ένας μετασχηματιστής μικρής ισχύος οπότε επιλέγεται ένας των 3 Watts.

Αξίζει να σημειωθεί ότι αυτή η αποτρεπτική συμπεριφορά του σταθεροποιητή δεν υφίσταται πάντα. Σταθεροποιητές μικρότερων τάσεων επιτρέπουν στην έξοδό τους αρκετά υψηλότερα ρεύματα. Κατά συνέπεια σε τέτοιες περιπτώσεις πράγματι οδηγείται κανείς στη λύση ενός ισχυρού (και ακριβού) μετασχηματιστή. Η ειδοποιός διαφορά στη δεδομένη περίπτωση είναι ότι θα σταθεροποιηθεί ένα σήμα έως και 400V και σε αυτά τα ύψη ο γραμμικός σταθεροποιητής εκ κατασκευής μπορεί να αποδώσει μικρά ρεύματα εξόδου. Αυτός είναι ένας από τους λόγους άλλωστε που στα τροφοδοτικά υψηλών τάσεων προτιμώνται άλλες τεχνικές τροφοδοσίας που δεν διέπονται από αυτόν τον περιορισμό (switching regulators). Πράγματι με τέτοια τιμή στη μέγιστη σταθεροποιημένη τάση ο σταθεροποιητής "ακροβατεί" στα όρια της σωστής λειτουργίας του. Το γεγονός όμως ότι υπάρχουν προϊόντα στην αγορά ανάλογα, σημαίνει ότι βρίσκεται εντός ορίων.

4.1.2 Πυκνωτής φίλτρου.

Όπως προέκυψε από την προσομοίωση, για τιμή χωρητικότητας περίπου 0,5μF, ο πυκνωτής εξομαλύνει ικανοποιητικά το ανορθωμένο σήμα. Πράγματι, χρησιμοποιώντας τη σχέση 2.6 όπου η συχνότητα (f) είναι 100Hz⁶, το πλάτος του ανορθωμένου σήματος τάσης (V_m) είναι 415V, και η αντίσταση φόρτου (R_L) είναι 500kΩ, προκύπτει ικανοποιητικά μικρή κυμάτωση για χωρητικότητα μισό Farad:

$$V_r(C = 500\mu F) = \frac{4 \cdot 415}{4 \cdot 100 \cdot 5 \cdot 10^{-4} \cdot 5 \cdot 10^5 + 1} = \frac{1660}{100001} = 0,016V$$

Όμως και εδώ υπάρχει το ζήτημα της μέγιστης τάσης που μπορεί ο πυκνωτής να δεχθεί στα άκρα του. Εφόσον όπως έχει αναφερθεί προηγουμένως στον πυκνωτή θα φθάνει τάση πλάτους 415V, είναι επιθυμητή μια ανοχή τάσης για τον πυκνωτή τουλάχιστον 430V. Η μικρή διαφορά των 15V προορίζεται ώστε:

- Να προστατέψει τον πυκνωτή από υπερτάσεις του δικτύου.
- Να αποφευχθεί η λειτουργία του πυκνωτή στα όρια ανοχής τάσης καθώς κάτι τέτοιο θα μείωνε το χρόνο ζωής του.

Το δεύτερο ζήτημα που τίθεται στο φίλτρο είναι τελικά πόσοι πυκνωτές θα το αποτελούν καθώς συνήθως η επιθυμητή χωρητικότητα και η ανοχή τάσης μπορούν να επιτευχθούν με περισσότερους του ενός πυκνωτές. Στις περισσότερες περιπτώσεις μάλιστα, αυτός ο διαχωρισμός της συνολικής χωρητικότητας σε περισσότερους του ενός πυκνωτές είναι απαραίτητος λόγω των προβλημάτων που παρουσιάζουν οι πυκνωτές υψηλής χωρητικότητας (βλ. παράγραφο 2.2.1). Μερικά από τα προβλήματα αυτά είναι :

⁶ Η συχνότητα του ανορθωμένου σήματος είναι διπλάσια της συχνότητας δικτύου.

- Η αδυναμία επαρκούς παροχής μεταβατικών ρευμάτων.
- Η μεγάλη σταθερά χρόνου φόρτισης που καθιστά αδύνατη την πλήρη φόρτιση του πυκνωτή.

Στο σύστημα υπο κατασκευή, η χρήση πολλαπλών πυκνωτών σε σειρά δεν είναι δυνατή. Ο λόγος είναι ότι για σύνδεση σε σειρά να μειώνεται η ανοχή ανά πυκνωτή καθώς μοιράζονται την τάση των 415V αλλά παράλληλα μειώνεται η χωρητικότητα σύμφωνα με τη σχέση 2.4.

Η σχέση 2.4 δίνει συνολική χωρητικότητα μικρότερη από όλες τις επιμέρους χωρητικότητες. Για την ποσοτικοποίηση του προβλήματος, αν χρησιμοποιηθούν δύο όμοιοι πυκνωτές με ανοχή 215V έκαστος (έτσι ώστε αθροιστικά να φθάνουν τα 430V), απαιτείται τιμή χωρητικότητας έκαστου ίση με 1mF ώστε να προκύψει συνολική 500μF. Όμως ένας τέτοιος συνδυασμός χωρητικότητας και ανοχής είναι εξαιρετικά δυσεύρετος καθώς συνήθως εκ κατασκευής σε ένα πυκνωτή, όσο μεγαλώνει η χωρητικότητα τόσο μειώνεται η ανοχή.

Σε αντίθεση με τη σύνδεση σε σειρά, πολλαπλοί παράλληλοι πυκνωτές θα ήταν δυνατόν να χρησιμοποιηθούν καθώς τότε η συνολική χωρητικότητα δίνεται από τη σχέση 2.5.

Επομένως θα ήταν δυνατόν λόγω χάρη να χρησιμοποιηθούν 2 πυκνωτές των 250μF (ώστε να προκύψει συνολική χωρητικότητα 500μF) αρκεί έκαστος να είχε ανοχή 430V.

Στη δεδομένη περίπτωση όμως, η χρήση πολλαπλών πυκνωτών σε παραλληλία δεν ήταν σημαντική. Επιλέγεται ένας με χαρακτηριστικά πολύ κοντά στα επιθυμητά (470μF,450V) καθώς η χωρητικότητα των 470μF δεν είναι αρκετά μεγάλη για να κάνει αισθητά τα προαναφερθέντα προβλήματα :

- Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αποδεικνύουν ότι ο πυκνωτής προλαβαίνει να επαναφορτιστεί πριν η ανορθωμένη κυματομορφή φθάσει στην κορυφή της.
- Το πρόβλημα της απότομης παροχής γίνεται έντονο σε χωρητικότητες άνω του ενός mF.

4.1.3 Επιλογή θέσης μεταβλητής αντίστασης.

Όπως αναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο, η ρύθμιση της τάσης εξόδου του σταθεροποιητή επιτυγχάνεται από την συνδεσμολογία του σχήματος 1-17, ενώ η σχέση που τη διέπει είναι η (1.3).

Από τη σχέση αυτή είναι φανερό η εξάρτηση της V_o τόσο από την R_1 όσο και από την R_2 , οπότε προκύπτει το ζήτημα ποια από τις δύο θα προτιμηθεί να είναι μεταβλητή έτσι ώστε να ρυθμίζεται η τάση εξόδου. Προκειμένου να αποφασισθεί, πραγματοποιήθηκαν δύο πειράματα.

4.1.3.1 Μελέτη συστήματος μεταβλητής R_1 .

A) Διαδικασία.

Βήμα 1. Αρχικά έγινε μέτρηση της τάσης αναφοράς V_{ref} (τάση στα άκρα της R_1) για $R_1 \gg$ (ανοικτοκύκλωμα). Προέκυψε ότι για οποιαδήποτε R_2 τιμή αυτή είναι $8mV \leq V_{ref(min)} \leq 12mV$.

Βήμα 2. Γίνεται μια εκτίμηση του εύρους της V_o . Το πάνω όριο είναι σίγουρα η κορυφή της εξομαλυμένης κυματομορφής (413,6V) πλην την πτώση τάσης λόγω σταθεροποιητή (12V) δηλαδή ~402V. Σχετικά όμως με το κάτω όριο :

$$\lim_{R_1 \rightarrow \infty} V_o = V_{ref} (1 + 0) + I_{adj} R_2 = \overline{V_{ref(min)}} + I_{adj} R_2 \Rightarrow$$

$$\lim_{R_1 \rightarrow \infty} V_o = 10^{-2} + 10^{-5} R_2 \quad (4.1)$$

(Όπου $V_{ref(min)}$ χρησιμοποιήθηκε η μέση τιμή της, δηλαδή 10mV)

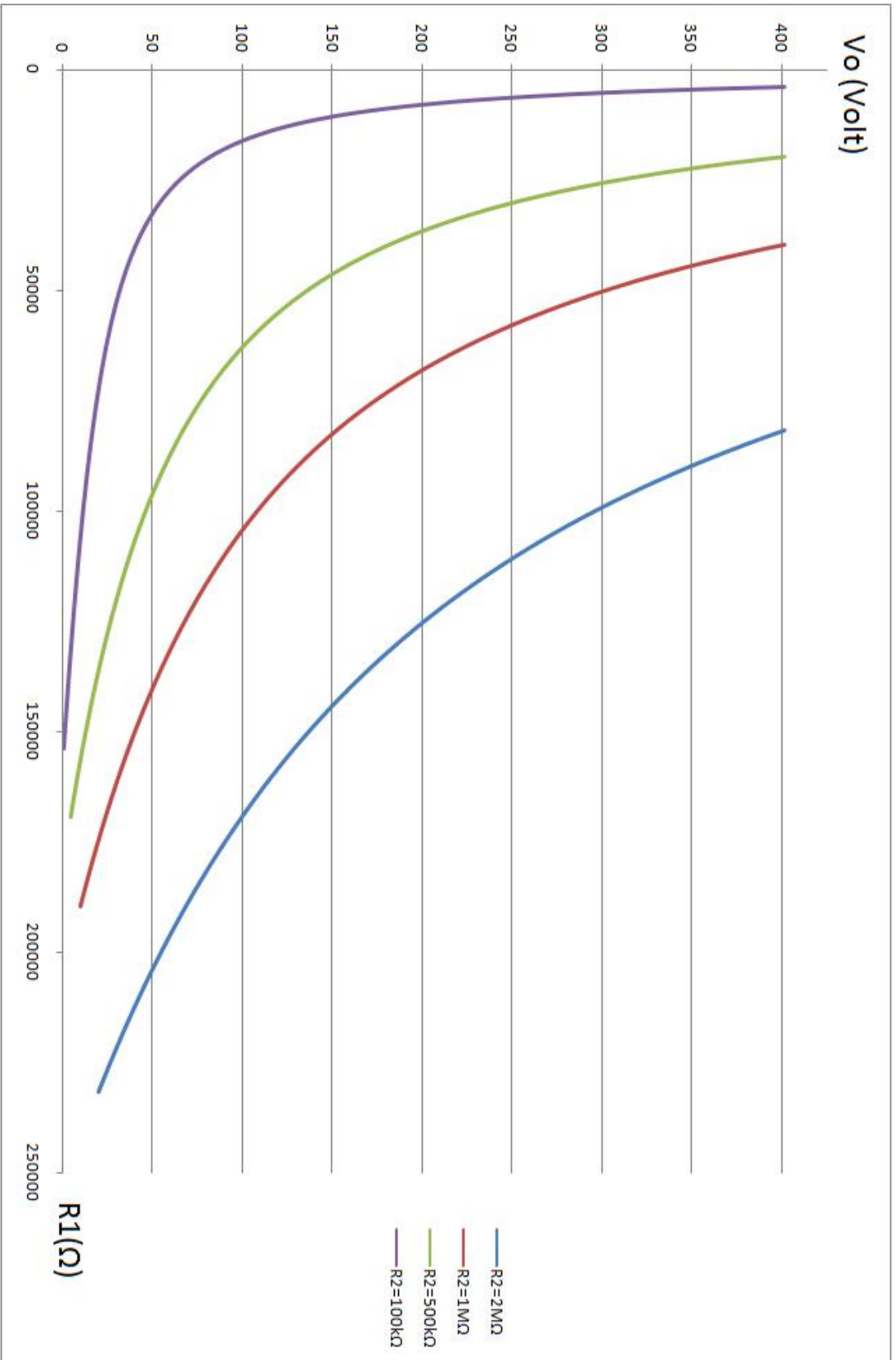
Επομένως $V_{o(min)} = 10^{-2} + 10^{-5} R_2$ και $V_{o(max)} = 402V$.

Βήμα 3. Υπολογισμός της αντίστασης R_1 χρήσει της σχέσης (1.3) για $V_O=V_{O(\min)}$ και $V_O=V_{O(\max)}$ σε τέσσερις ενδεικτικές περιπτώσεις R_2 . Τα αποτελέσματα παρατίθενται στον πίνακα που ακολουθεί :

Πίνακας 5 - Όρια R_1 σε 4 περιπτώσεις R_2 .

	$R_1 V_{O(\max)} (\Omega)$	$R_1 V_{O(\min)} (\Omega)$
$R_2=100k\Omega$	3886,01	153786
$R_2=500k\Omega$	19633,5	169534
$R_2=1M\Omega$	39787,8	189688
$R_2=2M\Omega$	81743,9	231644

Βήμα 4. Λαμβάνονται μετρήσεις της τάσης εξόδου V_O για διαφορετικές τιμές της R_1 όπου $R_2=100k\Omega$ και οι τιμές της R_1 βρίσκονται εντός του διαστήματος $[R_1 | V_{O(\max)} , R_1 | V_{O(\min)}]$ που αντιστοιχεί στην R_2 , όπως το υπολογίσθηκε στο προηγούμενο βήμα. Επαναλαμβάνεται η διαδικασία για $R_2=500k\Omega, 1M\Omega, 2M\Omega$. Οι τιμές της V_O που προέκυψαν ανά περίπτωση χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του ακόλουθου διαγράμματος:



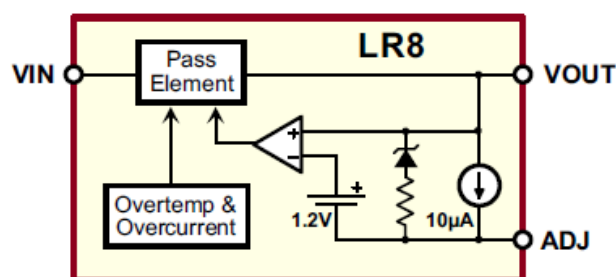
Σχήμα 4.2: Τάση εξόδου σταθεροποιητή συναρτήσει της μεταβλητής R_1 για διάφορες τιμές της R_2 .

B) Συμπεράσματα.

1. Στο βήμα 1 της διαδικασίας παρατηρείται μια διαφοροποίηση από τα χαρακτηριστικά του σταθεροποιητή LR8 όπως αυτά αναφέρονται στο φύλλο προδιαγραφών στο παράρτημα I. Αναμενόταν σταθερή $V_{ref}=1,2V$ αλλά αντί αυτού προέκυψε 8 με 12 mV. Με περαιτέρω διερεύνηση της V_{ref} διαπιστώθηκε ότι αυξάνεται γραμμικά από μηδέν έως 15V με αύξηση της τάσης εξόδου από $V_{O(min)}$ έως 402V. Στη συνέχεια, επαναλήφθηκε η διαδικασία για άλλες τιμές της σταθερής R_2 όπου διαπιστώθηκε μεταβολή ίδιου εύρους ($10mV-15V$) στη V_{ref} .

Στην πραγματικότητα, η συμπεριφορά αυτή δεν αντιτίθεται στο φύλλο προδιαγραφών καθώς προβλέπεται σταθερή $V_{ref}=1,2V$ μόνο αν μεταβλητή αντίσταση είναι η R_2 . Πράγματι, δοκιμάζοντας δεύτερο σταθεροποιητή LR8 που αποκτήθηκε για τέτοιου είδους δοκιμές, διαπιστώθηκε ότι διατηρεί σταθερή $V_{ref}=1,2V$ με αλλαγές στην R_2 αλλά αλλάζει εντελώς τη συμπεριφορά του κατά τον τρόπο που αναφέρθηκε όταν μεταβλητή είναι η R_1 .

Αξίζει να αναφερθεί ότι η εξέλιξη αυτή στην τιμή της V_{ref} είναι μη αναστρέψιμη καθώς επαναφέροντας σταθερή την R_1 και μεταβλητή την R_2 ο σταθεροποιητής έχει απορυθμιστεί και δεν αποδίδει την προβλεπόμενη V_{ref} . Προφανώς το φαινόμενο έχει να κάνει με την εσωτερική κυκλωμάτωση του σταθεροποιητή (Σχήμα 4-3) αλλά η αναλυτική μελέτη και ερμηνεία του δεν είναι της παρούσης.



Σχήμα 4-3 : Λειτουργικό μπλόκ διάγραμμα της εσωτερικής λειτουργίας του σταθεροποιητή LR8.

2. Στις καμπύλες του σχήματος 4-2 παρατηρεί κανείς τις ακόλουθες συμπεριφορές :

- Αύξηση της R_2 προκαλεί υψηλότερη τιμή στο κάτω όριο της τάσης εξόδου (κάτι που επιβεβαιώνει τη σχέση (4.1) που αποδείχθηκε νωρίτερα). Επειδή όμως γενικότερα ενδιαφέρει ένα τροφοδοτικό να μπορεί να κινείται και σε χαμηλές τάσεις (0-30V) πρέπει κανείς να αποφεύγει υψηλές τιμές της R_2 που οδηγούν σε φαινόμενα όπως της καμπύλης για $R_2=2M\Omega$ όπου η ελάχιστη τάση εξόδου τείνει ασυμπτωτικά στα 20V.
- Αύξηση της R_2 κανονικοποιεί την καμπύλη, δηλαδή μειώνει το ρυθμό μεταβολής της. Αυτό είναι πολύ σημαντικό γιατί ένας υψηλός ρυθμός μεταβολής (βλ καμπύλη για $R_2=100k\Omega$) σημαίνει πρακτικά ότι πολύ μικρή μεταβολή στη μεταβλητή αντίσταση οδηγεί σε μεγάλη διαφορά της τάσης εξόδου. Ένα τέτοιο χαρακτηριστικό όμως είναι ανεπιθύμητο γιατί μπορεί να μειώσει δραματικά την ακρίβεια στη ρύθμιση.

Υπάρχουν επομένως δύο εξίσου σημαντικοί αλλά αντικρουόμενοι παράγοντες στην επιλογή τιμής της σταθερής αντίστασης R_2 . Προκειμένου να ικανοποιηθούν και οι δύο εν μέρει, κανείς είναι υποχρεωμένος να επιλέξει μια μέση τιμή στην R_2 . Στις καμπύλες του σχήματος 4-2 αυτή η μέση λύση δίνεται από την καμπύλη για $R_2=1M\Omega$ όπου η ελάχιστη τάση εξόδου τείνει στα 10V περίπου, ενώ η κλίση της καμπύλης δεν επιβάλλει εξαιρετικά απότομες μεταβολές.

3. Επειδή οι πρακτικές αντιστάσεις έχουν κατασκευαστικό όριο μέγιστης καταναλισκόμενης ισχύος, δεν μπορεί από την ανάλυση που πραγματοποιείται να λείπει μια εκτίμηση των ορίων ισχύος που απαιτεί ένα τέτοιο σύστημα ρύθμισης :

- Σχετικά με τη (σταθερή) R_2 :

Η ισχύς που καταναλώνει κάθε στιγμή είναι $P_2=(V_O-V_{ref})^2/R_2$. Όμως παρατηρείται ότι η σχέση αυτή μεγιστοποιείται για $V_O=V_{Omax}=402V$, καθώς τότε η διαφορά του αριθμητή μεγιστοποιείται. Συνεπώς υπολογίζοντας την ισχύ για κάθε R_2 στα 402V προκύπτει η μέγιστη ισχύς που θα χρειαστεί να καταναλωθεί στην R_2 :

Πίνακας 6 - Απαιτηση ισχύος της R_2 για μεταβλητή R_1 .

	$P_{2(max)} (W)$
$R_2=100k\Omega$	1,49
$R_2=500k\Omega$	0,29
$R_2=1M\Omega$	0,14
$R_2=2M\Omega$	0,07

- Σχετικά με τη (μεταβλητή) R_1 :

Η ισχύς που καταναλώνει κάθε στιγμή είναι $P_1= V_{ref}^2/R_1$. Εδώ υπάρχει μεγιστοποίηση για $V_{ref(max)}=15V$ η οποία αντιστοιχεί στην ελάχιστη R_1 . Επειδή όμως η ελάχιστη R_1 διαφέρει από R_2 σε R_2 (βλ. πείραμα 1 βήμα 3) προκύπτουν τέσσερις τιμές και για την P_1 :

Πίνακας 7 - Απαιτηση ισχύος της (μεταβλητής) R_1 .

	$P_{1(max)} (W)$
$R_2=100k\Omega$	0,058
$R_2=500k\Omega$	0,011
$R_2=1M\Omega$	0,005
$R_2=2M\Omega$	0,003

Παρατηρείται ότι δεν υπάρχει κάποια υπερβολική απαίτηση ισχύος. Λαμβάνοντας ως δεδομένο ότι η τυπική ανοχή ισχύος είναι 0,25W, η περίπτωση $R_2=1M\Omega$ που κρίνεται καταλληλότερη για λόγους

εύρους και ακρίβειας είναι και ως προς την ισχύ εντός του επιθυμητού ορίου.

4.1.3.2 Μελέτη συστήματος μεταβλητής R_2 .

A) Διαδικασία.

Βήμα 1. Επιβεβαιώνεται και στην πράξη ότι η τάση αναφοράς αποτελεί μια σταθερή ποσότητα ($V_{ref}=1,2V$) για οποιονδήποτε συνδυασμό R_1 , R_2 κάνοντας μερικές δοκιμές.

Βήμα 2. Υπολογισμός των ορίων της τάσης εξόδου V_o . Και πάλι το πάνω όριο είναι το μέγιστο διαθέσιμο ($402V$). Σχετικά με το κάτω :

$$\lim_{R_2 \rightarrow 0} V_o = V_{ref}(1 + 0) + 0 = 1,2V \quad (4.2)$$

Επομένως εδώ σε αντίθεση με το πρώτο πείραμα υπάρχουν σταθερά όρια στην τάση εξόδου, $V_{o(min)}=1,2V$ και $V_{o(max)}=402V$.

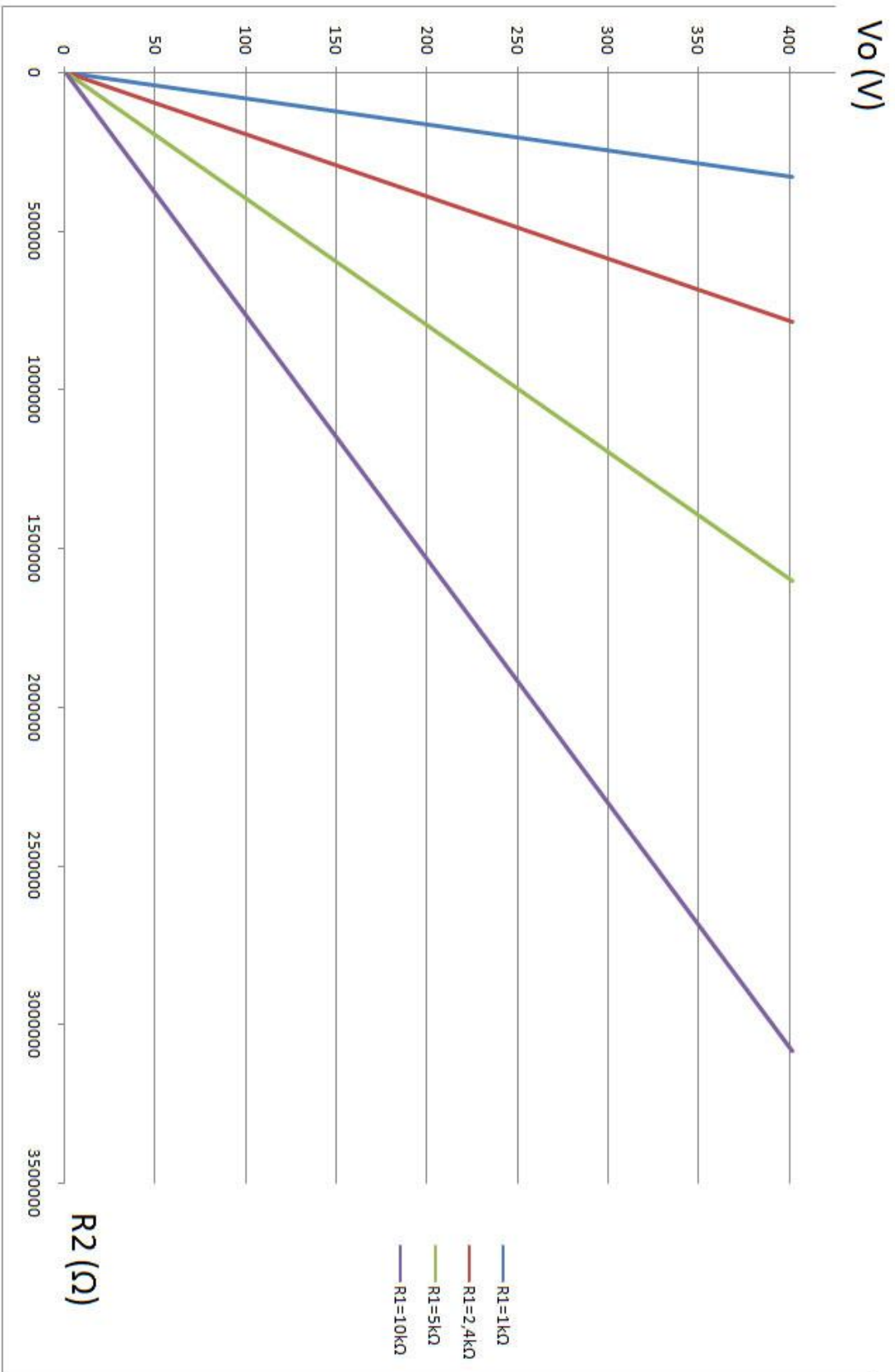
Βήμα 3. Υπολογισμός των οριακών τιμών της μεταβλητής R_2 για τέσσερις ενδεικτικές τιμές⁷ της R_1 :

Πίνακας 8 - Όρια R_2 σε 4 περιπτώσεις R_1 .

	$R_2 V_{o(min)} (\Omega)$	$R_2 V_{o(max)} (\Omega)$
$R_1=1k\Omega$	0	331240
$R_1=2,4k\Omega$	0	785882
$R_1=5k\Omega$	0	1603200
$R_1=10k\Omega$	0	3083077

Βήμα 4. Για κάθε περίπτωση R_1 μεταβάλλεται η R_2 (χρησιμοποιήθηκε δοκιμαστικό γραμμικό ποτενσιόμετρο $4,7M\Omega$ 10 στροφών ισχύος $0,25W$) εντός των διαστημάτων που καθορίστηκαν στο προηγούμενο βήμα. Οι μετρήσεις απεικονίζονται στην ακόλουθη γραφική παράσταση.

⁷ Δεν έχει νόημα να πάρουμε R_1 άνω των $10k\Omega$ γιατί η R_2 μεγαλώνει σε υπερβολικά επίπεδα. Ήδη $R_2 |_{R_1=10k} \sim 3M\Omega$.



Σχήμα 4.4 : Τάση εξόδου του σταθεροποιητή συναρτήσει της μεταβλητής R_2 για τέσσερις τιμές της R_1 .

B) Συμπεράσματα.

1. Η γραμμική σχέση μεταξύ R_2 και V_O καθιστά τη ρύθμιση εύκολη διαδικασία χωρίς τα προβλήματα ακρίβειας που δημιουργούσαν οι απότομες μεταπτώσεις τάσης στις μη γραμμικές καμπύλες της προηγούμενης περίπτωσης. Επιπλέον, δεν υπάρχει πλέον κυμαινόμενο κάτω όριο στην τάση εξόδου. Εδώ η ελάχιστη V_O (που προκύπτει πάντα για $R_2=0$) είναι 1,2V όπως άλλωστε αποδείχθηκε νωρίτερα στη σχέση (4.2).

Ωστόσο παρατηρείται μια διαφορά στην κλίση των ευθειών για τις διάφορες R_1 οπότε προκύπτει το θέμα ποιά κλίση είναι η βέλτιστη. Συγκεκριμένα, παρατηρεί κανείς ότι αύξηση της R_1 δίνει μικρότερη κλίση. Όμως μικρότερη κλίση σημαίνει μείωση του ρυθμού μεταβολής οπότε στην πράξη αυτό μεταφράζεται ως αύξηση της ακρίβειας στη ρύθμιση. Προφανώς δεν είναι επιθυμητή μικρή ακρίβεια αλλά ούτε και πολύ μεγάλη γιατί υπάρχει κίνδυνος να ξεπερνά τη δυνατότητα ακρίβειας του ποτενσιομέτρου R_2 .

Πράγματι, όσο μεγαλώνει η R_1 τόσες περισσότερες περιστροφές πρέπει να πραγματοποιηθούν προκειμένου να επιτευχθεί η $V_{O(max)}=402V$. Επομένως πρέπει να επιλεγεί μια R_1 η οποία απαιτεί έναν αριθμό στροφών μικρότερο ή ίσο με τον αριθμό στροφών ενός ποτενσιομέτρου (ένα τυπικό ποτενσιόμετρο έχει 10 στροφές). Παράλληλα, δεν πρέπει να πάει κανείς στο άλλο άκρο της χαμηλής ακρίβειας οπότε επιλέγεται η ευθεία της $R_1=2,4k\Omega$ ως καταλληλότερη για την παρούσα περίπτωση.

2. Όπως και πριν, πραγματοποιείται ένας υπολογισμός της απαίτησης ισχύος του συστήματος :

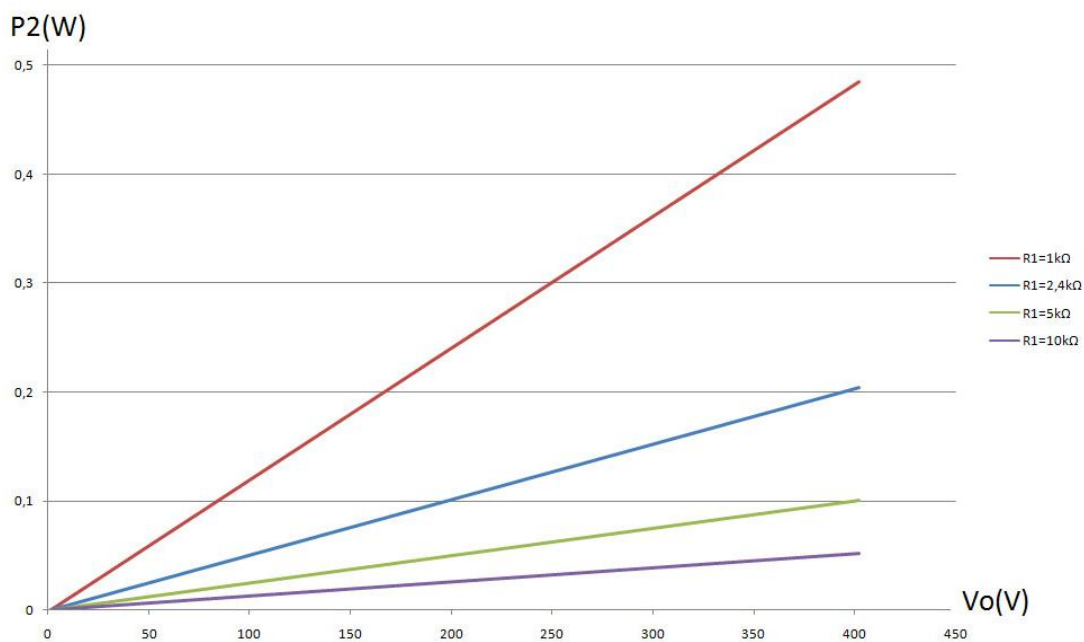
- Σχετικά με τη (σταθερή) R_1 :

Η τάση στα άκρα της είναι σταθερά $V_{ref}=1,2V$. Επομένως για οποιαδήποτε από τις τέσσερις τιμές της R_1 η ισχύς που καταναλώνει

η εν λόγω αντίσταση (όπως υπολογίζεται από τη σχέση $P_1=V_{ref}^2/R_1$) θα είναι της τάξης των 10^{-4} W.

- Σχετικά με τη (μεταβλητή) R_2 :

Η ισχύς που καταναλώνει κάθε στιγμή είναι $P_2=(V_O-V_{ref})^2/R_2$. Εδώ όμως δεν είναι εύκολο να εργασθεί κανείς υπολογίζοντας τη μέγιστη ισχύ γιατί στο μέγιστο αριθμητή μεγιστοποιείται παράλληλα και ο παρανομαστής. Είναι λοιπόν ασφαλέστερο να εργασθεί κανείς διαγραμματικά οπότε πραγματοποιείται το διάγραμμα της V_O συναρτήσει της ισχύος P_2 . Ο υπολογισμός της ισχύος για κάθε V_O πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια της προαναφερθείσας σχέσης όπου R_2 η αντίσταση που αντιστοιχεί στη συγκεκριμένη V_O όπως προκύπτει από το προηγούμενο διάγραμμα (Σχήμα 4-4):



Σχήμα 4-5 : Η ισχύς της μεταβλητής R_2 συναρτήσει της τάσης εξόδου του σταθεροποιητή.

Παρατηρείται ότι με αύξηση της V_O (άρα μείωση της R_1) υπάρχει αύξηση στην απαίτηση ισχύος. Οι μέγιστες ισχύεις (για $V_O=402V$) είναι $P_2|_{R_1=1k\Omega}=0.5W$ ενώ $P_2|_{R_1=2.4k\Omega}=0.2W$ και αυτός είναι άλλος ένας λόγος εκτός της μικρής ακρίβειας για τον οποίο πρέπει να αποφευχθούν οι μικρές τιμές στην R_1 . Είναι προτιμότερο να κινηθεί κανείς σε τιμές ισχύος

κάτω του τυπικού που είναι τα 0,25W έτσι ώστε κατά τη αγορά του ποτενσιόμετρου να μη χρειαστεί κάποιο εξεζητημένο στοιχείο υψηλής ισχύος το οποίο θα είναι και ακριβό και δυσεύρετο.

4.1.3.1 Συμπέρασμα.

Συγκρίνοντας τη βέλτιστη περίπτωση μεταβλητής R_1 (όπου $R_2=1M\Omega$) με την αντίστοιχη βέλτιστη για μεταβλητή R_2 (όπου $R_1=2,4k\Omega$) είναι φανερό ότι η περίπτωση της μεταβλητής R_1 μειονεκτεί σημαντικά. Η μη γραμμική σχέση μεταξύ V_0 και R_1 δημιουργεί δυσκολίες στην ακρίβεια και μειώνει το εύρος της V_0 αποκλείοντας τις μικρές τάσεις. Βέβαια, το πρόβλημα της ακρίβειας θα μπορούσε με αντιμετωπισθεί με λογαριθμικό ποτενσιόμετρο το οποίο τελικά θα δημιουργούσε γραμμική μεταβολή της V_0 κατά τη ρύθμιση αλλά το πρόβλημα των αποκλεισμένων μικρών τάσεων (0-25V) παραμένει. Τα μειονεκτήματα αυτά δεν υφίστανται στην περίπτωση που μεταβλητή είναι η R_2 καθώς εκεί η γραμμικότητα είναι έμφυτη και το εύρος είναι πλήρες (1,2-402V) ούτως ή άλλως αλλά υπάρχει και άλλος λόγος που θα προτιμηθεί μεταβλητή R_2 .

Η συμπεριφορά που παρατηρήθηκε στην τάση αναφοράς στην περίπτωση της μεταβλητής R_1 (γραμμική μεταβολή εντός του διαστήματος [10mV ,15V]) είναι ανεπιθύμητο χαρακτηριστικό. Ο κατασκευαστής δεν το προβλέπει επομένως είναι ένας εν δυνάμει παράγων αστάθειας για το σύστημα. Η γραμμικότητα της μεταβολής αυτής μπορεί για παράδειγμα να είναι ευάλωτη σε αλλαγές ή τα όρια της μεταβολής να εξαρτώνται από τις τιμές των διαφόρων παραμέτρων τη στιγμή του πειράματος.

Αξίζει να αναφερθεί ότι παρά τα όποια μειονεκτήματα της μεταβλητής R_1 , είναι μια περίπτωση άξια της προσοχής μας και ο λόγος είναι ότι δημιουργεί εντός ενός κυκλώματος υψηλής τάσης ένα κλάδο ρυθμιστικό μέγιστης τάσης 15 V. Το χαρακτηριστικό είναι άξιο

διερεύνησης στην περίπτωση που θέλει κανείς να εισάγει στο σύστημα έλεγχο μέσω υπολογιστή (να ρυθμίζει για παράδειγμα το ποτενσιόμετρο του κλάδου και κατά συνέπεια τη V_o ψηφιακά) καθώς ο υπολογιστής τυπικά αδυνατεί να συνδεθεί με τάσεις που ξεπερνούν τα 5V αλλά πιο εξειδικευμένα εργαλεία του επιτρέπουν σύνδεση το πολύ έως και 30V (για παράδειγμα το ψηφιακό ποτενσιόμετρο AD5290 της Analog devices ή τα MAX5436-39 της Maxim). Επομένως ο ρυθμιστικός κλάδος για μεταβλητή R_1 μπορεί έστω και με τη μέγιστη τάση του (15V) να συνδεθεί με υπολογιστή, σε αντίθεση με την περίπτωση μεταβλητής R_2 όπου ο ρυθμιστικός κλάδος με εύρος [1,2 ,400V] καθιστά αδύνατη μια τέτοια σύνδεση.

4.1.4 Επιλογή τιμής αντιστάσεων σταθεροποιητή.

Όπως συζητήθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, δύο είναι οι παράμετροι που θα διερευνηθούν στην επιλογή αντιστάσεων. Η ακρίβεια που θα έχει τελικά η ρύθμιση και η ισχύς τους.

Για να επιτευχθεί υψηλή ακρίβεια, αποφασίσθηκε για τη μεταβλητή αντίσταση R_2 να χρησιμοποιηθεί trimmer πολλαπλών (~28) στροφών. Τα trimmer αυτά όπως μπορεί κανείς να δει στο φύλλο προδιαγραφών τους στο παράρτημα II έχουν ισχύ 0,5W, αλλά υπάρχει περιορισμός ως προς την τάση στα άκρα τους. Μπορεί να είναι το πολύ 300V. Έτσι προκειμένου να υπάρχει δυνατότητα ανόδου μέχρι τα 400V κατά τη ρύθμιση χρησιμοποιούνται δυο trimmer σε σειρά έτσι ώστε σε κατάσταση $V_{O(max)}$ το καθένα να έχει τάση στα άκρα του ίση με ένα μέρος των 400V.

Η προαναφερθείσα σε σειρά συνδεσμολογία όμως δεν είναι ικανή συνθήκη προκειμένου να αποφευχθεί η υπέρβαση των 300V ανά trimmer⁸. Για να διασφαλισθεί η ορθή λειτουργία, πρέπει να μεταβάλλεται

⁸Μπορεί για παράδειγμα όταν η αντίσταση του ενός είναι μηδέν και $V_o > 300V$ το άλλο να δέχεται τάση υψηλότερη της αποδεκτής.

κάθε trimmer με συγκεκριμένο τρόπο. Η προσέγγιση που επιλέγεται στο πρόβλημα είναι να σταματά η ρύθμιση στο κάθε trimmer και να συνεχίζει στο άλλο κάθε φορά που η τάση εξόδου αγγίζει τα 200V. Έτσι επιτυγχάνεται η επιθυμητή εντός ορίων λειτουργία, καθώς τότε βάσει του νόμου τάσεων του Kirchoff, το πολύ που μπορεί να έχει στα άκρα του κάθε trimmer είναι 200V.

Η διάσπαση όμως της R_2 εξυπηρετεί και άλλο σκοπό. Ο κλάδος θα έχει πλέον συνολικά 1 Watt ανοχή στην ισχύ που καταναλώνεται σε αυτόν κάτι που σημαίνει ότι μπορεί να επιλεγεί ακόμη μεγαλύτερη σταθερή αντίσταση R_1 προκειμένου να επιτευχθεί υψηλότερη ακρίβεια. Από τη προτεινόμενη τιμή της R_1 (2,4k Ω) όπως παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο έφθασε στα 3,03k Ω ⁹ εφόσον ως προς την απαίτηση ισχύος δίνεται πια η δυνατότητα, και λύνεται η σχέση (1.3) ως προς R_2 για V_{Omax} προκειμένου να βρεθεί η τιμή του κατάλληλου ποτενσιομέτρου:

$$(1.1) \Rightarrow R_2 = \frac{V_0 - V_{ref}}{V_{ref} + I_{adj} R_1} R_1 = \frac{402 - 1,2}{1,2 + 10^{-5} 3030} 3030 = 987096\Omega$$

Χρειάζονται επομένως δυο trimmer συνολικής αντίστασης περίπου 1M Ω . Θα θέλαμε να είναι όμοια έτσι ώστε να υπάρχει συμμετρική διάσπαση σε ισχύ και τάση. Ελλείψει όμως όμοιων στοιχείων μπορούν να χρησιμοποιηθούν δυο διαφορετικά trimmer που είναι επίσης κατάλληλα, με τιμές 1M Ω και 500k Ω (η μεγαλύτερη τιμή στη συνολική R_2 δεν επηρεάζει καθώς επειδή αύξηση της R_2 σημαίνει αύξηση της V_0 , η V_0 απλά θα σταματήσει να αυξάνεται όταν μεγιστοποιηθεί για $R_2=1M\Omega$).

⁹ Προκύπτει ως άθροισμα των συνδεδεμένων σε σειρά R_{1a} και R_{1b} που δίνονται στη λίστα στοιχείων (Πίνακας 4).

4.1.5 Επιλογή αντίστασης φόρτου.

Η αντίσταση φόρτου μπορεί να είναι οσοδήποτε μεγάλη, όμως δεν μπορεί να είναι μικρότερη από μια συγκεκριμένη τιμή (διαφορετική ανά περίπτωση) κάτω από την οποία η απαίτηση ισχύος υπερβαίνει την ανοχή ισχύος του φόρτου. Για τη δεδομένη περίπτωση, ο υπολογισμός αυτής της τιμής θα γίνει με τη βοήθεια της παραμέτρου επίδοσης που παρουσιάστηκε αναλυτικά στην παράγραφο 1.3.2.2, «Σταθεροποίηση φόρτου» (Load regulation ή %LR).

Όπως διαπιστώνει κανείς στο φύλλο προδιαγραφών του LR8, δίνεται μέγιστη τιμή %LR ίση με 3%. Στην πράξη, αυτό σημαίνει ότι μείωση της τάσης εξόδου κατά 3% (που προκαλείται από μείωση της αντίστασης φόρτου) έχει ως αποτέλεσμα η καταναλισκόμενη ισχύς στο φόρτο να αγγίζει την τυπική τιμή των 0,25W.

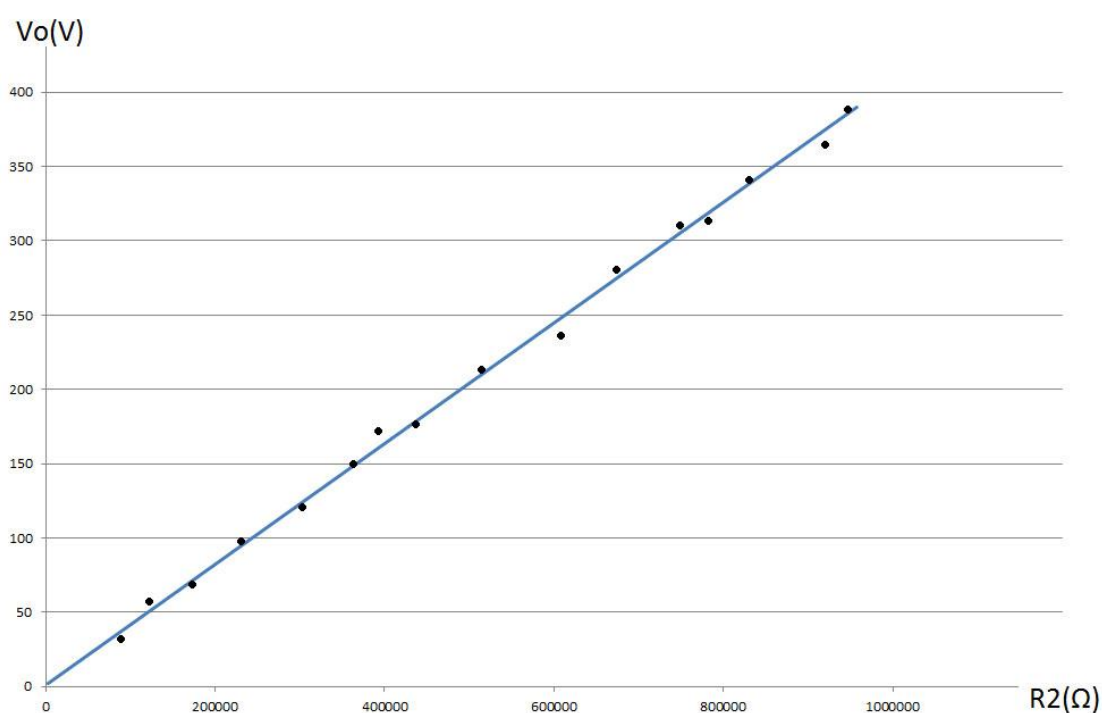
Η αντίσταση φόρτου που βρίσκεται στο όριο των 0,25W υπολογίζεται ως εξής :

$$\begin{aligned} \%LR &= \frac{V_{\chi\omega\rho\ \acute{\iota}\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron} - V_{\pi\lambda\acute{\eta}\rho\omicron\upsilon\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron}}{V_{\pi\lambda\acute{\eta}\rho\omicron\upsilon\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron}} \times 100 \Rightarrow \\ V_{\pi\lambda\acute{\eta}\rho\omicron\upsilon\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron} &= \frac{100V_{\chi\omega\rho\ \acute{\iota}\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron}}{\%LR + 100} \xrightarrow{V_{\chi\omega\rho\ \acute{\iota}\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron} = 402V} \\ V_{\pi\lambda\acute{\eta}\rho\omicron\upsilon\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron} &= 390,3V \quad (1) \\ P_{L(max)} &= \frac{V_{\pi\lambda\acute{\eta}\rho\omicron\upsilon\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron}^2}{R_{L(min)}} \Rightarrow R_{L(min)} = \frac{V_{\pi\lambda\acute{\eta}\rho\omicron\upsilon\varsigma\ \phi\acute{o}\rho\tau\omicron}^2}{P_{L(max)}} \quad (1) \\ R_{L(min)} &= \frac{390^2}{0,25} = 608400\Omega \end{aligned}$$

Επειδή όμως όπως γίνεται φανερό στη συνέχεια όσο μικραίνει η R_L τόσο αυξάνεται το ρεύμα εξόδου, αξίζει κανείς να κατέβει από το όριο των 608kΩ. Αν και κάτι τέτοιο θα δοκίμαζε την ανοχή της αντίστασης, μια μικρή διαφορά της τάξης των 50kΩ δε θα έκαιγε το στοιχείο γιατί εργοστασιακά αντέχουν κάτι περισσότερο από 0,25W. Επιλέγεται τελικά $R_L = 560k\Omega$.

4.2 Επιβεβαίωση λειτουργίας.

Αφού συνδέθηκαν η επιλεγμένη αντίσταση στο φόρτο ($R_L=560k\Omega$) και οι ακροδέκτες του βολτομέτρου στην τάση εξόδου, αυξήθηκε η αντίσταση των ρυθμιστικών trimmer με τρόπο που όπως αναλύθηκε σε προηγούμενη παράγραφο διασφαλίζει την ασφαλή τους λειτουργία. Δηλαδή κάθε φορά που η τάση εξόδου αγγίζει τα 200V παύει η ρύθμιση στο ένα trimmer και τη συνεχίζει στο άλλο (είτε αυξάνεται είτε μειώνεται η V_o). Προέκυψε η ευθεία :

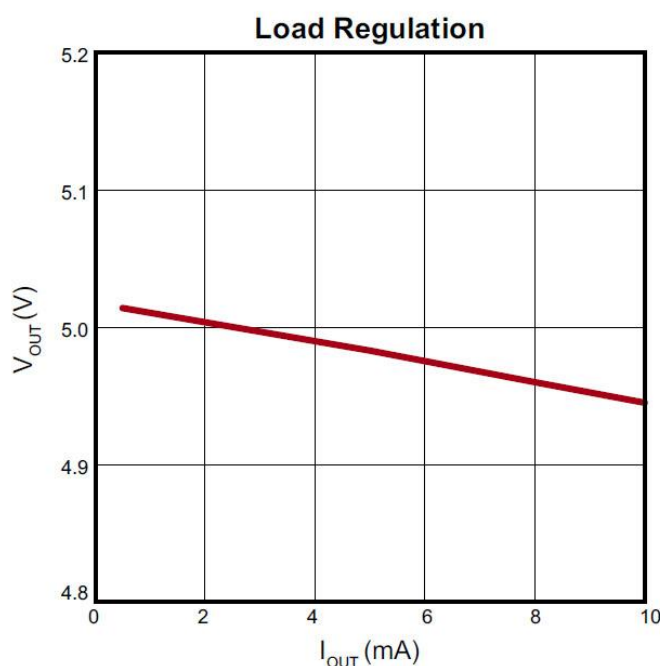


Σχήμα 4-6 : Τάση εξόδου συναρτήσει της μεταβλητής R2 ενώ υπάρχει αντίσταση φόρτου.

Η διαδικασία της προηγούμενης μέτρησης έχει γίνει και νωρίτερα, κατά την επιλογή θέσης της μεταβλητής αντίστασης, με τη διαφορά (εκτός της αλλαγής τιμής της R_1) ότι τότε δεν υπήρχε αντίσταση φόρτου (σχήμα 4-4). Στο γεγονός αυτό οφείλεται και το «ψαλίδισμα» των τελευταίων 12V (στο προηγούμενο διάγραμμα η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου αγγίζει τα 390V ενώ στο σχήμα 4-4 έφθανε τα 402). Το φαινόμενο είναι απολύτως φυσιολογικό και αναμενόμενο και έχει αναλυθεί στη θεωρητική προσέγγιση των χαρακτηριστικών των σταθεροποιητών.

Γενικά, στη λειτουργία κάθε γραμμικού σταθεροποιητή προβλέπεται πτώση της μέγιστης V_o με αύξηση του ρεύματος φόρτου (Σχήμα 2-7). Η αύξηση του ρεύματος προκαλείται από μείωση της αντίστασης φόρτου και στην προκειμένη περίπτωση, από άπειρη (ανοικτοκύκλωμα) στο σχήμα 4-4 έγινε πεπερασμένη ($R_L=560k\Omega$) στο σχήμα 4-5. Συγκεκριμένα για τον LR8 η μέγιστη τάση εξόδου (δηλαδή για μέγιστη R_2) πέφτει γραμμικά με μείωση του φόρτου σύμφωνα με το διάγραμμα :

Σταθεροποίηση φόρτου.



Σχήμα 4-7 : Σταθεροποίηση φόρτου LR8 για $V_{in}=17V$, $V_o=5V$, $LR=1,4\%$.

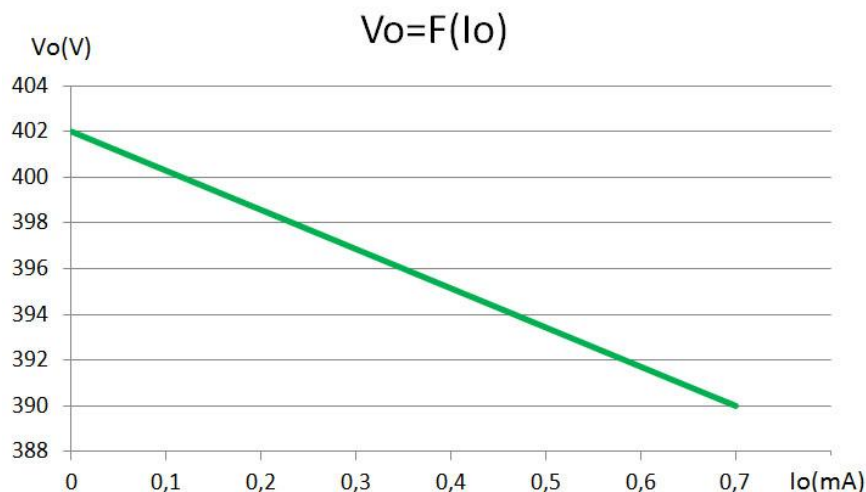
Η προηγούμενη ευθεία όμως προέκυψε υπό διαφορετικές συνθήκες από τις δεδομένες όπως αναφέρεται ρητά στο φύλλο προδιαγραφών ($V_{in}=17V$, $V_o=5V$). Όπως διαπιστώθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, η πτώση τάσης στο υπο μελέτη σύστημα είναι από 402 σε 390 V¹⁰. Προκειμένου να βρεθεί η σωστή ευθεία για τη παρούσα περίπτωση πραγματοποιήθηκε μια μέτρηση του ρεύματος

¹⁰ και μάλιστα με μεγαλύτερο ρυθμό (μεγαλύτερη κλίση στην ευθεία) καθώς ο υπολογισμός των 390,3 V που προγήθηκε έγινε για $\%LR_{max}=3\%$ ενώ στο σχήμα 4-7 εύκολα διαπιστώνει κανείς ότι αντιστοιχεί στην τυπική τιμή $\%LR=1,4\%$.

εξόδου σε συνθήκες πλήρους φόρτου και μέγιστης τάσης εξόδου.
Προκύπτει :

$$I_O |_{R_L=560\Omega, V_O=390V} = 0,7mA$$

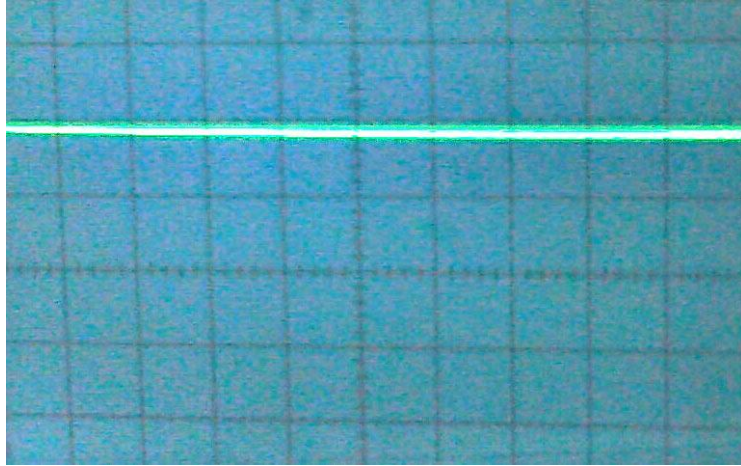
Επομένως το αντίστοιχο διάγραμμα $V_O(I_O)$ για την παρούσα περίπτωση θα είναι :



Σχήμα 4-8 : Σταθεροποίηση φόρτου LR8 για $V_{in}=402V$, $V_o=390V$, $LR=3\%$.

Αναφορικά τώρα με την ακρίβεια της ρύθμισης, μεταβολή τάσης $\Delta V=50V$ αντιστοιχεί κατά μέσο όρο σε 3,5 στροφές για το trimmer των 500k και 3 στροφές για το trimmer του 1M. Η μικρή αυτή διαφορά οφείλεται προφανώς στη διαφορά μεγέθους των δυο trimmer. Εφόσον δηλαδή και τα δύο έχουν ρύθμιση περίπου 28 στροφών, το μεγάλο trimmer προκαλεί μεταβολή μεγαλύτερου ρυθμού στην αντίστασή του. Πάραυτα, η διαφορά είναι πολύ μικρή συνεπώς και στις δύο περιπτώσεις η ακρίβεια της ρύθμισης κρίνεται ικανοποιητική.

Τέλος, για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του συστήματος και από μια άλλη οπτική, συνδέθηκε η τάση εξόδου σε παλμογράφο. Εκεί επιβεβαιώθηκαν τα αποτελέσματα της μέτρησης με βολτόμετρο. Ένα πλήρως σταθεροποιημένο dc σήμα το ύψος του οποίου μεταβαλλόταν γραμμικά με ρύθμιση των trimmers.



Σχήμα 4-9 : Ένδειξη παλμογράφου για την τάση εξόδου V_o .

Βιβλιογραφία

1. Irving M. Gottlieb (1998). *Practical transformer handbook*. Oxford: Newnes. ISBN 0-7506-3992-X.
2. Robert Diffenderfer (2005). *Electronic devices: systems and applications*. New York: Thomson Delmar learning. ISBN 1401835147.
3. M. H. Rashid (2007). *Devices, circuits, and applications*. Burlington: Academic Press. ISBN 0-12-088479-8.
4. Αλεξιάκης Γεώργιος (2000). *Ηλεκτρονικές λειτουργίες, κυκλώματα, συστήματα*. Σημειώσεις μαθήματος (Τμήμα Φυσικής Αθηνών).
5. U.A.Bakshi & A.P.Godse (2008). *Electronics Engineering*. Pune : Technical publications Pune. ISBN 9788184313543.
6. National semiconductor (12 Μαΐου, 2005). "Linear and switching regulator fundamentals". Δελτίο τύπου. Ανακτήθηκε 19/2/2011.
7. National semiconductor (30 Οκτωβρίου, 2002). "Focus on voltage regulators". Δελτίο τύπου. Ανακτήθηκε 19/2/2011.
8. On semiconductor (4 Φεβρουαρίου, 2002). "Linear & switching voltage regulator handbook". Δελτίο τύπου. Ανακτήθηκε 17/1/2011.
9. Orcad (Ιούλιος 2003). "P Spice Convergence guide". Δελτίο τύπου. Ανακτήθηκε 04/12/2010.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

Φύλλο προδιαγραφών σταθεροποιητή LR8 - Supertex

High Input Voltage, Adjustable 3-Terminal Linear Regulator

Features

- ▶ 13.2 - 450V input voltage range
- ▶ Adjustable 1.20 - 440V output regulation
- ▶ 5% output voltage tolerance
- ▶ Output current limiting
- ▶ 10 μ A typical ADJ current
- ▶ Internal junction temperature limiting

Applications

- ▶ Off-line SMPS startup circuits
- ▶ Adjustable high voltage constant current source
- ▶ Industrial controls
- ▶ Motor controls
- ▶ Battery chargers
- ▶ Power supplies

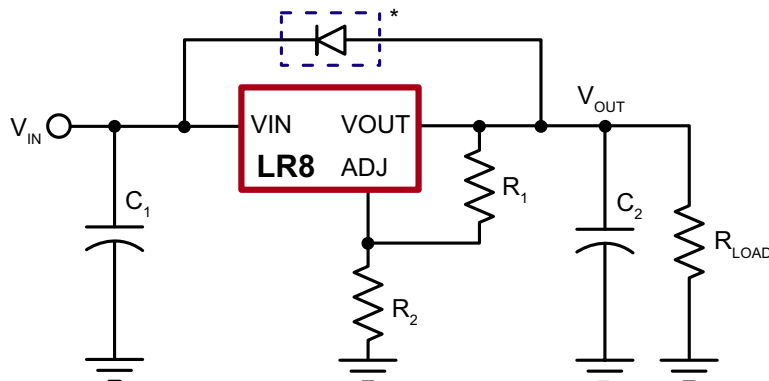
General Description

The Supertex LR8 is a high voltage, low output current, adjustable linear regulator. It has a wide operating input voltage range of 13.2 - 450V. The output voltage can be adjusted from 1.20 - 440V provided that the input voltage is at least 12V greater than the output voltage. The output voltage can be adjusted by means of two external resistors R1 and R2 as shown in the typical application circuits. The LR8 regulates the voltage difference between VOUT and ADJ pins to a nominal value of 1.20V. The 1.20V is amplified by the external resistor ratio R1 and R2. An internal constant bias current of typically 10 μ A is connected to the ADJ pin. This increases V_{OUT} by a constant voltage of 10 μ A times R2.

The LR8 has current limiting and temperature limiting. The output current limit is typically 20mA and the minimum temperature limit is 125°C. An output short circuit current will therefore be limited to 20mA. When the junction temperature reaches its temperature limit, the output current and/or output voltage will decrease to keep the junction temperature from exceeding its temperature limit. For SMPS start-up circuit applications, the LR8 turns off when an external voltage greater than the output voltage of the LR8 is applied to VOUT of the LR8. To maintain stability, a bypass capacitor of 1.0 μ F or larger and a minimum DC output current of 500 μ A are required.

The device is available in TO-243AA (SOT-89), TO-252 (D-PAK), and TO-92 packages.

Typical Application Circuit



* Required for conditions where V_{IN} is less than V_{OUT}

Ordering Information

Device	Package Options		
	TO-252 (D-PAK)	TO-92	TO-243AA (SOT-89)
LR8	LR8K4-G	LR8N3-G	LR8N8-G

-G indicates package is RoHS compliant ("Green")



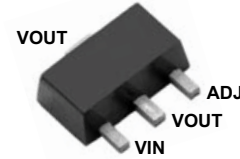
Pin Configurations



TO-252 (K4)



TO-92 (N3)



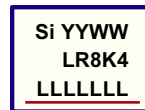
TO-243AA (SOT-89) (N8)

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Value
V_{IN} input voltage (volts ref to ADJ)	-0.5V to +480V
Output voltage range	-0.5V to +470V
Operating ambient temperature range	-40°C to +85°C
Operating junction temperature range	-40°C to +125°C
Storage temperature range	-65°C to +150°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Product Marking



YY = Year Sealed
WW = Week Sealed
L = Lot Number
— = "Green" Packaging

Package may or may not include the following marks: Si or

TO-252 (K4)



Y = Last Digit of Year Sealed
W = Code for Week Sealed
L = Lot Number
— = "Green" Packaging

Package may or may not include the following marks: Si or

TO-92 (N3)



W = Code for Week Sealed
— = "Green" Packaging

Package may or may not include the following marks: Si or

TO-243AA (SOT-89) (N8)

Electrical Characteristics

(Test conditions unless otherwise specified: $-40^{\circ}\text{C} < T_A < 85^{\circ}\text{C}$.)

Sym	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
$V_{IN} - V_{OUT}$	Input to output voltage difference	12	-	450	V	---
V_{OUT}	Overall output voltage regulation	1.14	1.20	1.26	V	$13.2\text{V} < V_{IN} < 400\text{V}$, $R1 = 2.4\text{K}\Omega$, $R2 = 0$
V_{OUT}	Overall output voltage regulation	375	400	425	V	$R1 = 2.4\text{K}\Omega$, $R2 = 782\text{K}\Omega$
ΔV_{OUT}	Line regulation	-	0.003	0.01	%/V	$17\text{V} < V_{IN} < 400\text{V}$, $V_{OUT} = 5\text{V}$, $I_{OUT} = 0.5\text{mA}$
ΔV_{OUT}	Load regulation	-	1.4	3.0	%	$V_{IN} = 17\text{V}$, $V_{OUT} = 5\text{V}$, $0.5\text{mA} < I_{OUT} < 10\text{mA}$
ΔV_{OUT}	Temperature regulation	-1	-	+1	%	$V_{IN} = 17\text{V}$, $V_{OUT} = 5\text{V}$, $I_{OUT} = 10\text{mA}$, $-40^{\circ}\text{C} < T_A < 85^{\circ}\text{C}$
I_{OUT}	Output current limit	10	-	30	mA	$T_J < 85^{\circ}\text{C}$, $V_{IN} - V_{OUT} = 12\text{V}$
I_{OUT}	Output current limit	-	-	0.5	mA	$T_J > 125^{\circ}\text{C}$, $V_{IN} - V_{OUT} = 450\text{V}$

Electrical Characteristics (cont.)

(Test conditions unless otherwise specified: $-40^{\circ}\text{C} < T_A < 85^{\circ}\text{C}$.)

Sym	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
I_{OUT}	Minimum output current	-	0.3	0.5	mA	Includes R1 and load current
I_{ADJ}	Adjust output current	5.0	10	15	μA	---
C2	Minimum output load capacitance	1.0	-	-	μF	---
DV_{OUT}/DV_{IN}	Ripple rejection ratio	50	60	-	dB	120Hz, $V_{OUT} = 5\text{V}$
T_{LIMIT}	Junction temperature limit	125	-	-	$^{\circ}\text{C}$	---

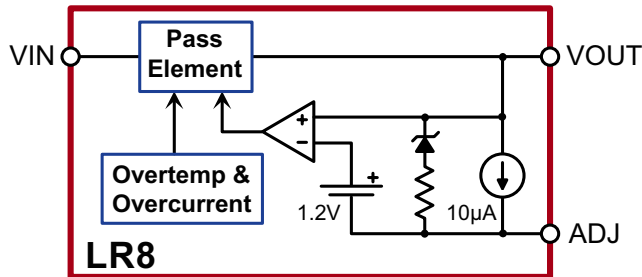
Thermal Characteristics

Package	Power Dissipation @ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	θ_{jc} $^{\circ}\text{C}/\text{W}$	θ_{ja} $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
TO-92	0.74W	125	170
TO-243AA	1.6W	15	78†
TO-252	2.5W	6.25	50†

Note:

† Mounted on FR4 board, 25mm x 25mm x 1.57mm.

Functional Block Diagram



Typical Application Circuits

Figure 1: High Input Voltage, 5.0V Output Linear Regulator

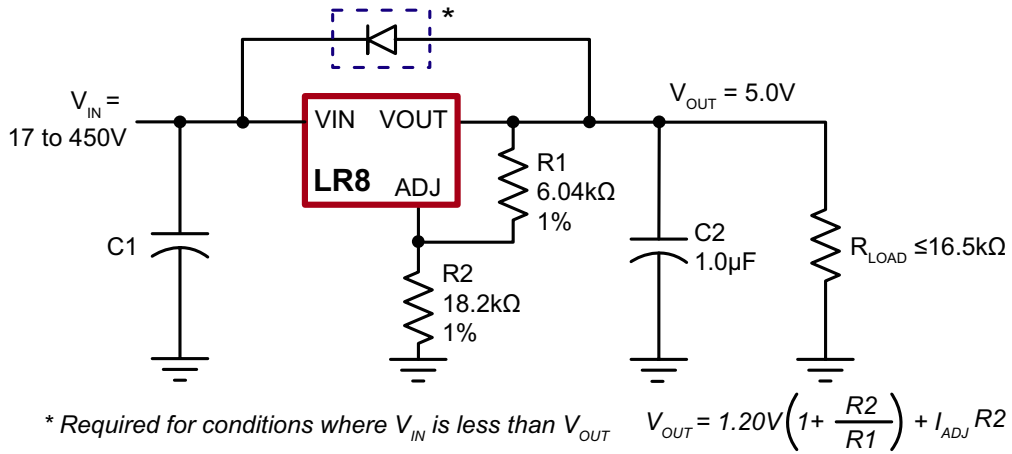


Figure 2: SMPS Start-Up Circuit

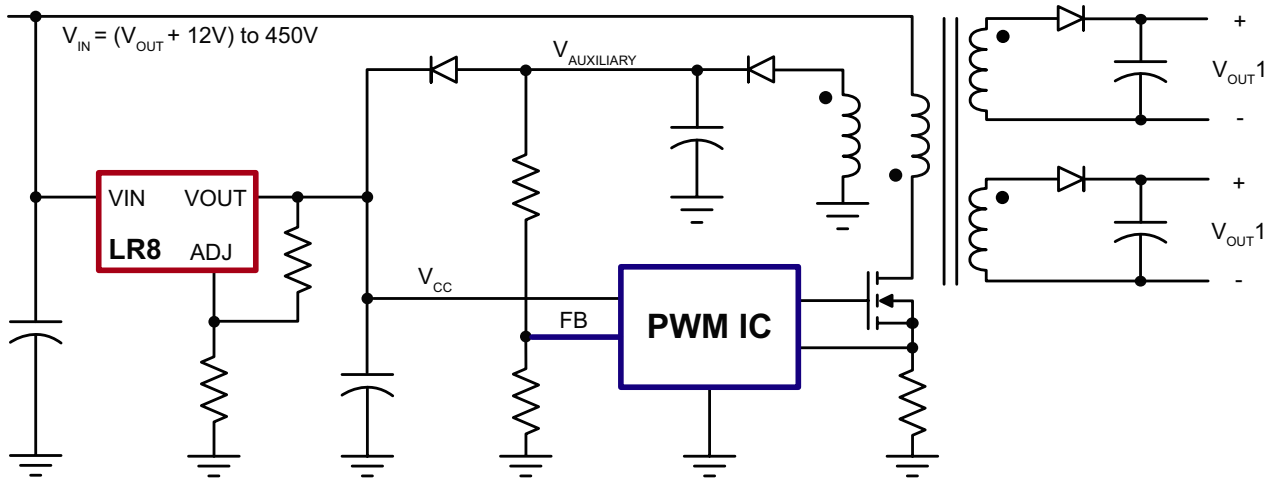
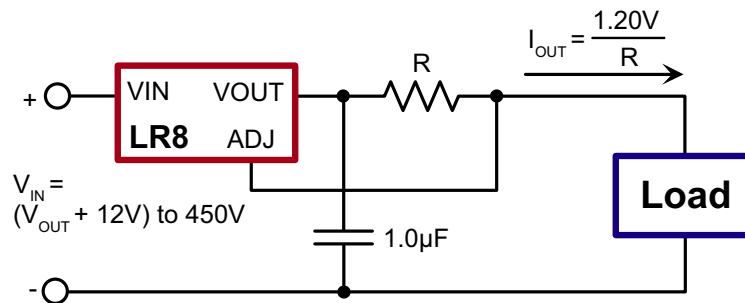
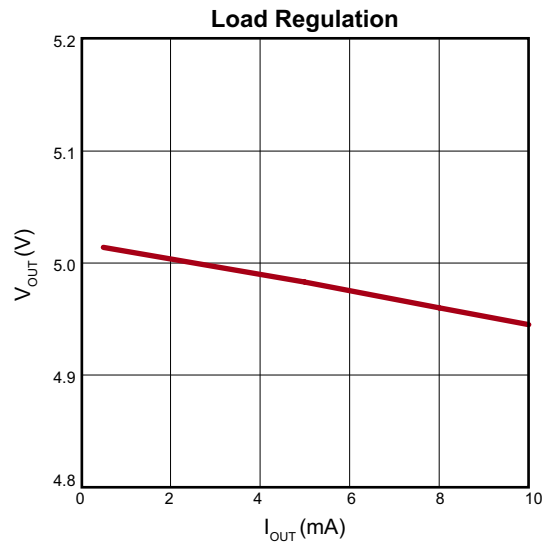
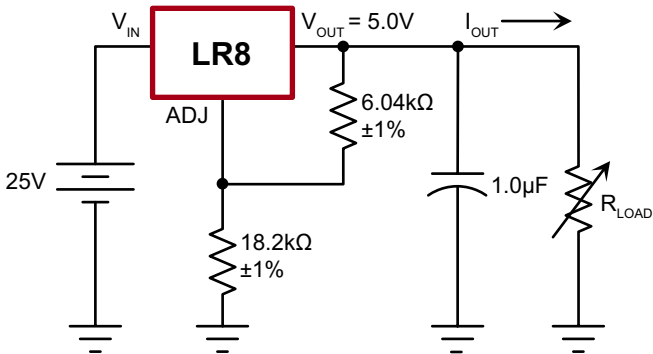
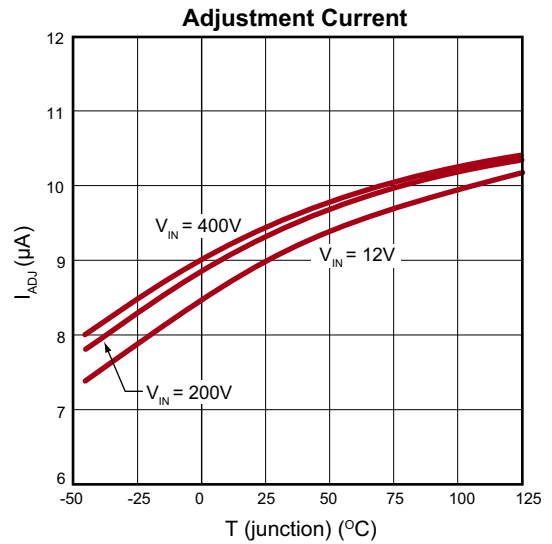
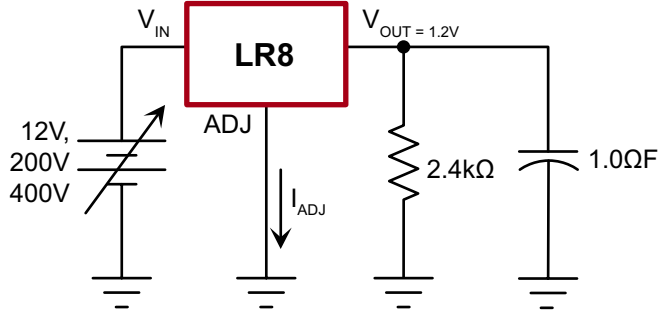
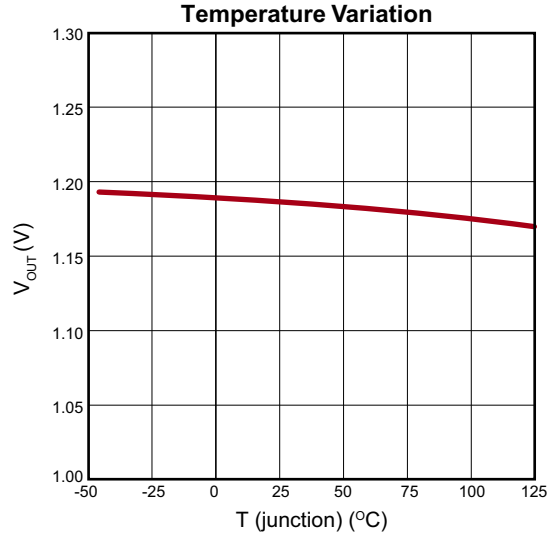
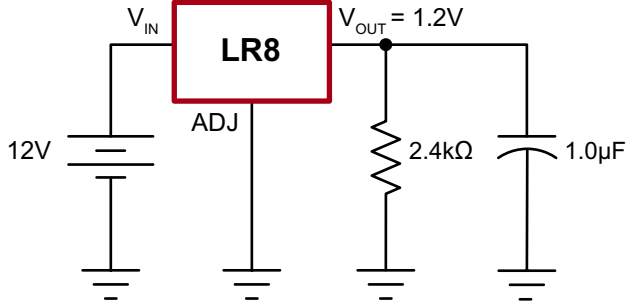


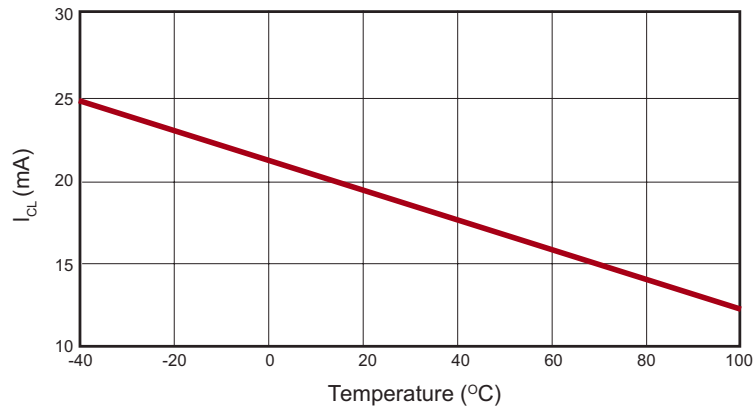
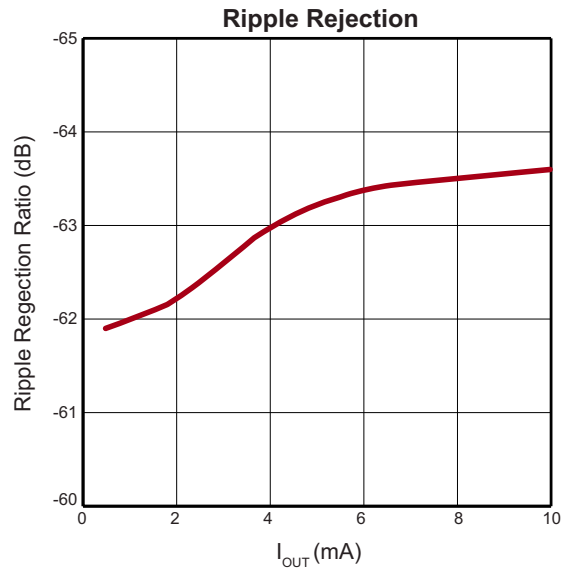
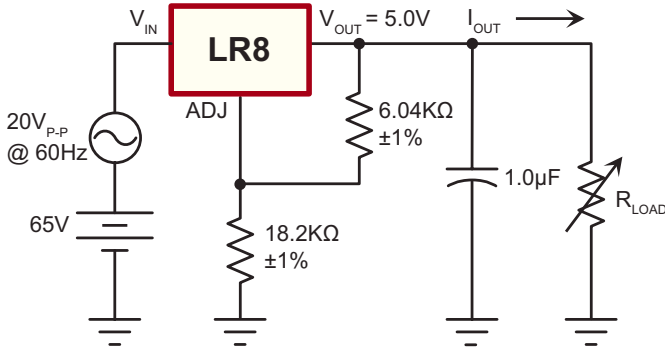
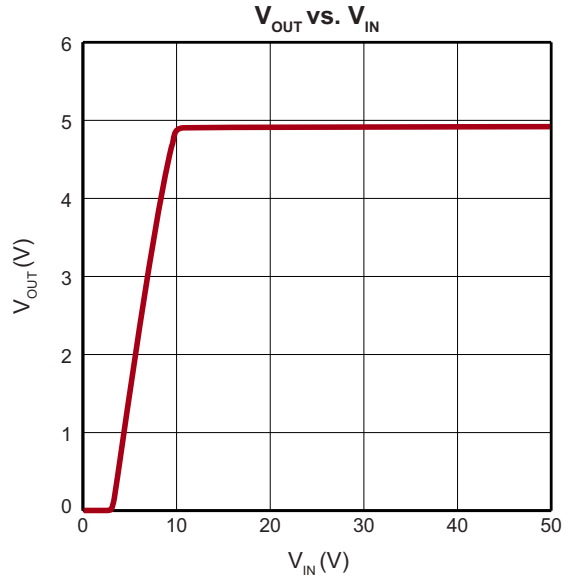
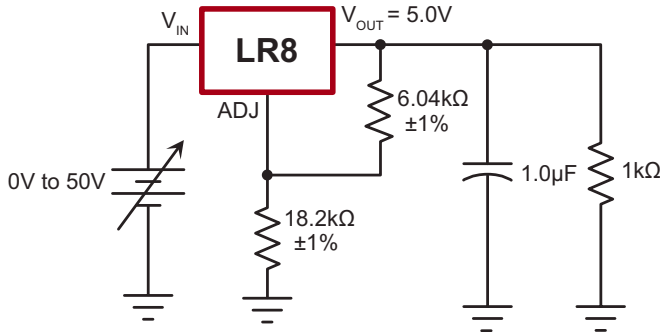
Figure 3: High Voltage Adjustable Constant Current Source



Typical Performance Curves

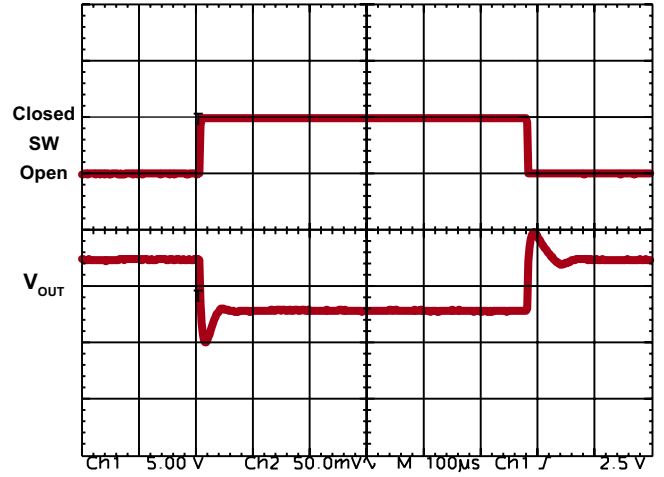
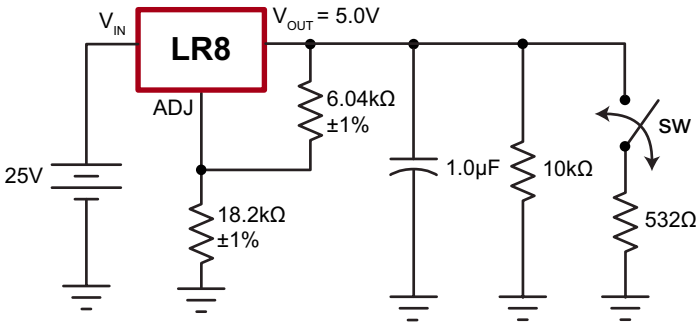


Typical Performance Curves (cont.)



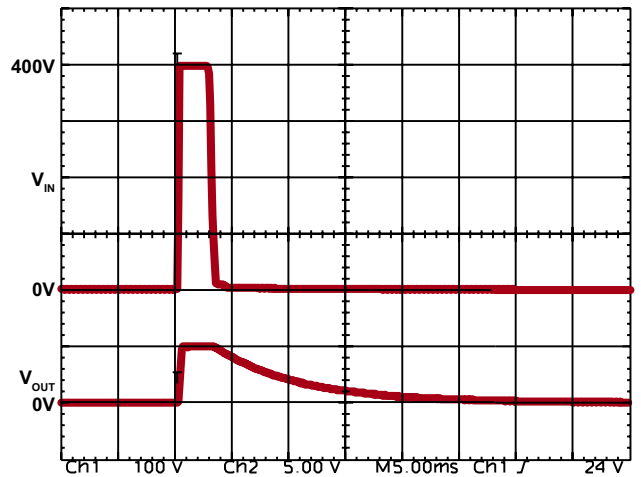
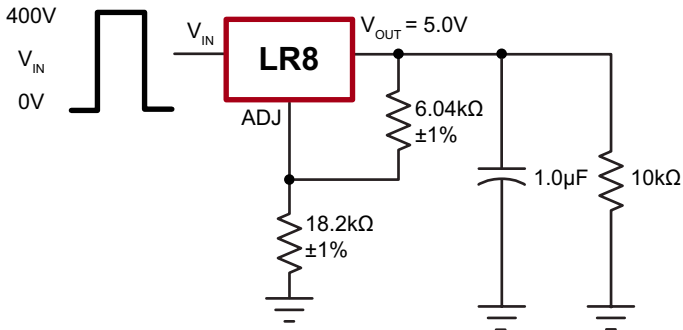
Typical Performance Curves (cont.)

Load Transient Response

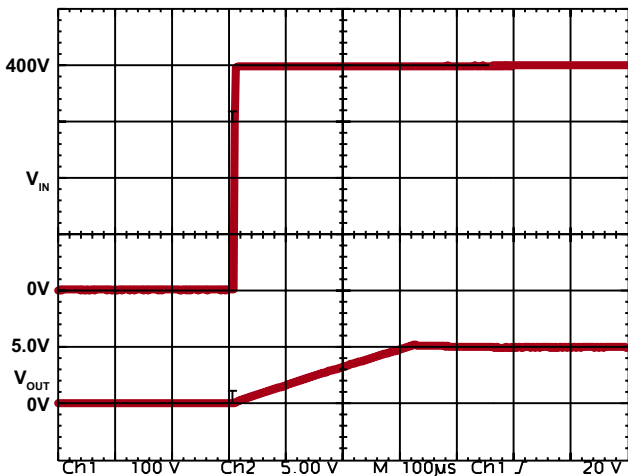


Load Transient Response

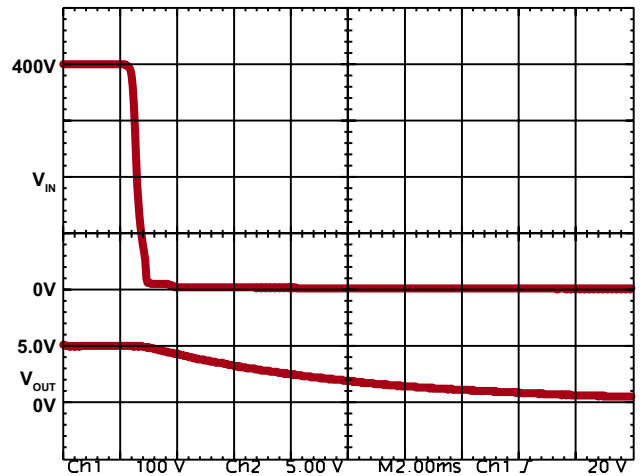
Line Transient Response



Line Transient Response

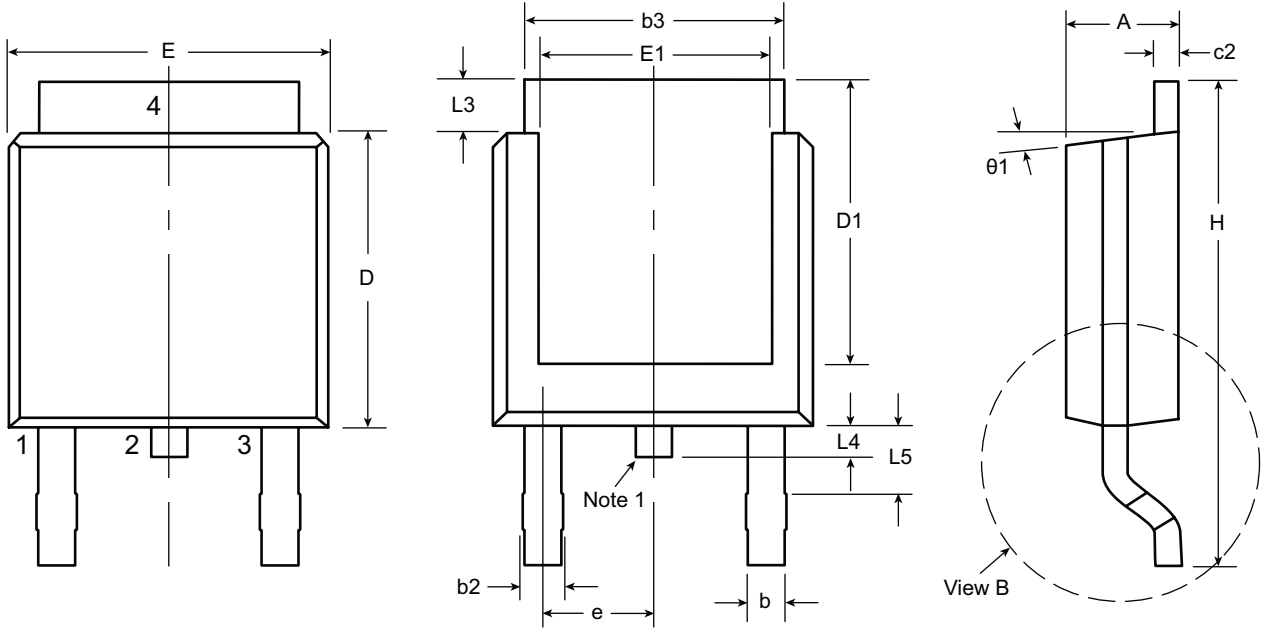


Line Power Up Transient



Line Power Down Transient

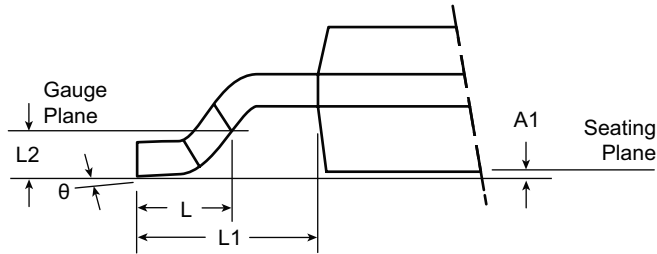
3-Lead TO-252 D-PAK Package Outline (K4)



Front View

Rear View

Side View



View B

Note:

1. Although 4 terminal locations are shown, only 3 are functional. Lead number 2 was removed.

Symbol	A	A1	b	b2	b3	c2	D	D1	E	E1	e	H	L	L1	L2	L3	L4	L5	θ	$\theta1$		
Dimension (inches)	MIN	.086	.000*	.025	.030	.195	.018	.235	.205	.250	.170	.370	.055	.108 REF	.020 BSC	.035	.025*	.035 [†]	0°	0°		
	NOM	-	-	-	-	-	-	.240	-	-	-	-	.060			-	-	-	-	-	-	-
	MAX	.094	.005	.035	.045	.215	.035	.245	.217*	.265	.200*	.410	.070			.050	.040	.060	10°	15°		

JEDEC Registration TO-252, Variation AA, Issue E, June 2004.

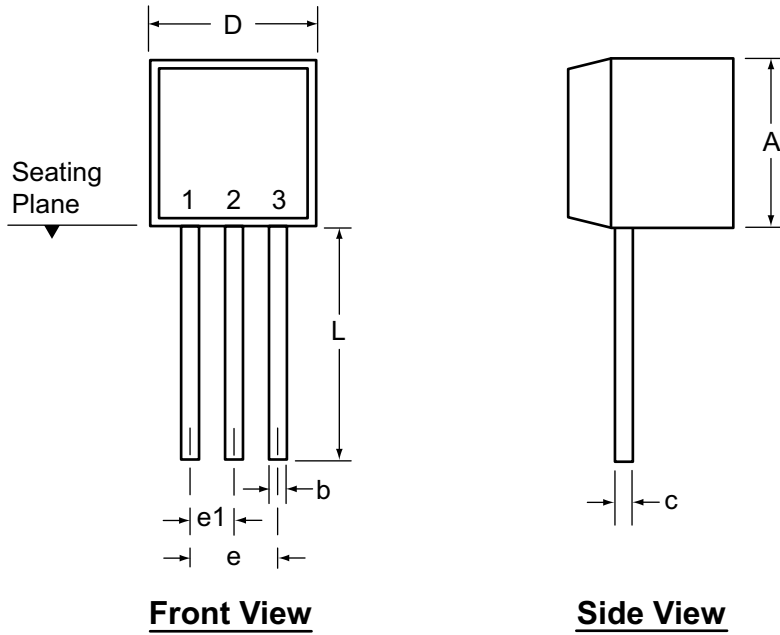
* This dimension is not specified in the JEDEC drawing.

† This dimension differs from the JEDEC drawing.

Drawings not to scale.

Supertex Doc. #: DSPD-3TO252K4, Version F040910.

3-Lead TO-92 Package Outline (N3)



Symbol	A	b	c	D	E	E1	e	e1	L	
Dimensions (inches)	MIN	.170	.014†	.014†	.175	.125	.080	.095	.045	.500
	NOM	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	MAX	.210	.022†	.022†	.205	.165	.105	.105	.055	.610*

JEDEC Registration TO-92.

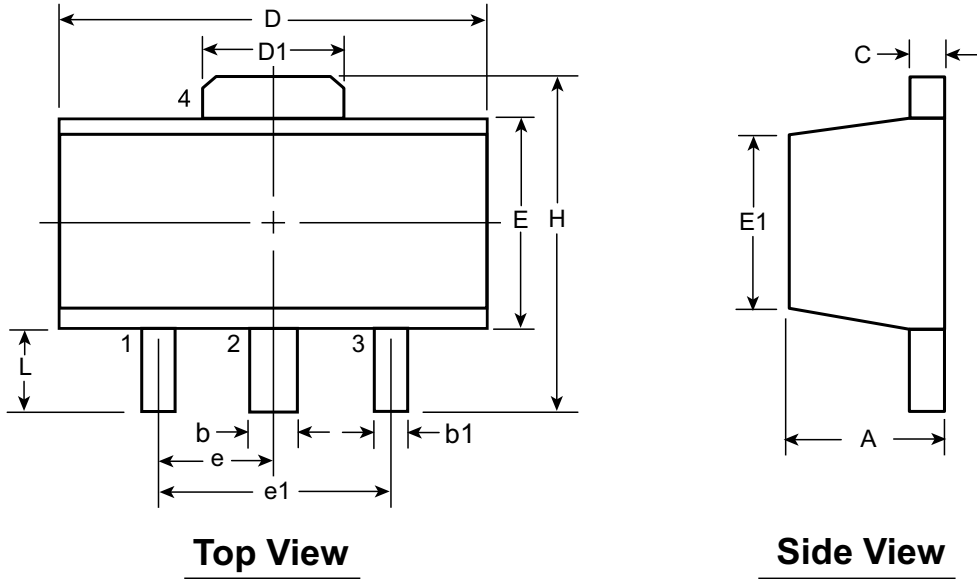
* This dimension is not specified in the JEDEC drawing.

† This dimension differs from the JEDEC drawing.

Drawings not to scale.

Supertex Doc.#: DSPD-3TO92N3, Version E041009.

3-Lead TO-243AA (SOT-89) Package Outline (N8)



Symbol	A	b	b1	C	D	D1	E	E1	e	e1	H	L		
Dimensions (mm)	MIN	1.40	0.44	0.36	0.35	4.40	1.62	2.29	2.00 [†]	1.50 BSC	3.00 BSC	3.94	0.73 [†]	
	NOM	-	-	-	-	-	-	-	-			-	-	-
	MAX	1.60	0.56	0.48	0.44	4.60	1.83	2.60	2.29			4.25	1.20	

JEDEC Registration TO-243, Variation AA, Issue C, July 1986.

[†] This dimension differs from the JEDEC drawing

Drawings not to scale.

Supertex Doc. #: DSPD-3TO243AAN8, Version F111010.

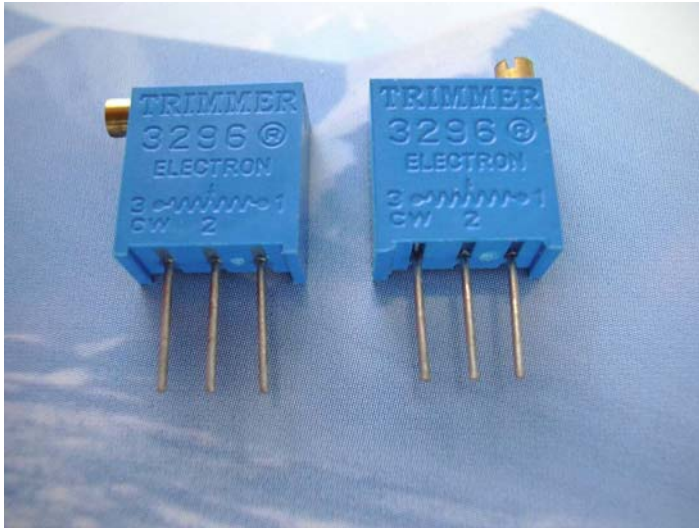
(The package drawing(s) in this data sheet may not reflect the most current specifications. For the latest package outline information go to <http://www.supertex.com/packaging.html>.)

Supertex inc. does not recommend the use of its products in life support applications, and will not knowingly sell them for use in such applications unless it receives an adequate "product liability indemnification insurance agreement." **Supertex inc.** does not assume responsibility for use of devices described, and limits its liability to the replacement of the devices determined defective due to workmanship. No responsibility is assumed for possible omissions and inaccuracies. Circuitry and specifications are subject to change without notice. For the latest product specifications refer to the **Supertex inc.** (website: <http://www.supertex.com>)

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ

Φύλλο προδιαγραφών trimmer 3296 - Electron

MULTITURN 9 mm CERMET TRIMMERS



LIST OF PART NUMBERS

Adjustment position	Shape of terminal (Top view)	Form of packaging Rail Tube	Piece in package
Top adjustment 		3296W	50 pcs./pack
Side adjustment (↑ adjustment Direction) 		3296X	
Side adjustment (↑ adjustment Direction) 		3296P	
Top adjustment 		3296Y	

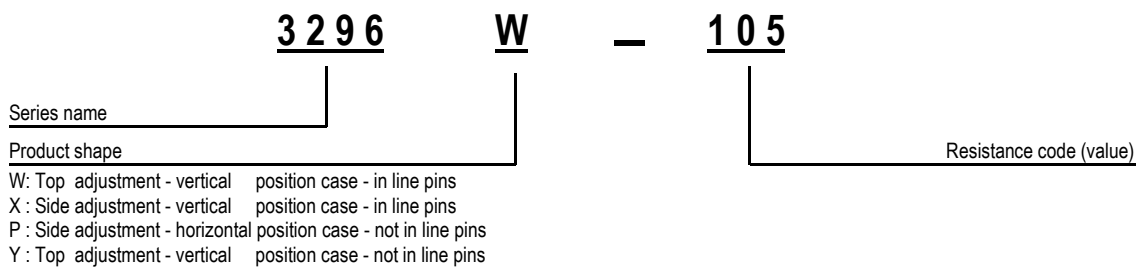
FEATURES

- MULTITURN / CERMET / INDUSTRIAL / SEALED
- WIDE OPERATING TEMPERATURE RANGE
- GOOD STABILITY
- LOW TEMPERATURE COEFFICIENT
- WIDE OHMIC RANGE

COMPLIANCE APPROVAL

National standard= GB/T15298-94
 Enterprise Standard= Q/R Y256-2000
 National Military Standard= GJB918-90
 WI Cermet Trimming Potentiometer Military Production Line
 Certificate No.= COC-L-136-2000
 Quality Standard = idt ISO 9001:2000 - GB/T 19001-2000

PART NUMBER DESIGNATION



Electron is a brand of
Lievore Giovanni Electronics Co.

Via Lago di Trasimeno, 21 I-36015 Schio VI Italy
 Phone +39 0445 579035 Fax +39 0445 575708
 Email: info@lievore.com

Specifications are subject to change without notice. Specifications in this data sheet are for reference.

MULTITURN 9 mm CERMET TRIMMERS

■ ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Nominal resistance range	10 Ω ~ 2 MΩ
Nominal resistance tolerance	±10% (Tighter tolerance available)
Power ratings	0.5 W (70°C)
Resistance law	Linear law
Maximun input voltage	DC 300 V
Maximun wiper current	100 mA
Effective electrical turn	28 TURNS + / - 2
End resistance	≤1% or 2Ω max
C.R.V.	≤3% or 3Ω max
Operating temp. range	-55 ~ + 125 °C
Temp. coefficent	10 Ω ~ 20Ω ± 250 ppm/°C 50 Ω ~ 2MΩ ± 100 ppm/°C
Insulation resistance	1000 MΩ minimun (DC 500V)
Dielectric strenght	101,3kpa,600Vac;8,5kpa,360Vac
Net Weight	Approx. 0,93 gr.

■ MECHANICAL CHARACTERISTICS

Mechanical turn	28 ± 2 TURNS
Operating torque	36 mN . m(357 gf.cm) max
Mechanical stop	Clutch action
Rotational life	200 cycles[ΔR/R ≤ 3 %]
Terminal Strenght	8 N minimun tensile strenght
Thrust to shaft	8 N maximun
Solderability	235 °C for 2 sec.

<Nominal resistance values>

10Ω	20Ω	50Ω	100Ω	200Ω	500Ω	1KΩ	2KΩ	5KΩ
10KΩ	20KΩ	50KΩ	100KΩ	200KΩ	500KΩ	1MΩ	2MΩ	

■ ENVIROMENTAL CHARACTERISTICS

Test item	Test condicions	Specifications
Thermal shock	-55 ~ 125 ° C (0,5 h) , 5 cycles	ΔR/R≤±2% S.S ≤±1%
Humidity	-10~65°C(-80~98 RH) 10 cycles , 240 h	ΔR/R ≤±3% S.S ≤±1%
Shock	490 m/ s, 6ms 6 direction for 3 times each	ΔR/R≤±1%R S.S ≤±2%
Vibration	Amplitude of 1,52mm or Acceleration of 98 m/s, 10~2000 hz, 3 direction.	
Load life	70°C, 0.5W, 1000 h	ΔR/R ≤ 3% S.S ≤ 3%
Low temp.operation	- 55° C 2 h	ΔR/R≤±2% S.S ≤±1%
High temp.operation	125° C 250 h	ΔR/R≤±2% S.S ≤±1%
Immersion seal	85° C 60 s	No leaks
Soldering heat	350° C 3 s	ΔR/R≤±3%

Electron is a brand of

Lievore Giovanni Electronics Co.

Via Lago di Trasimeno, 21 I-36015 Schio VI Italy

Phone +39 0445 579035 Fax +39 0445 575708

Email: info@lievore.com

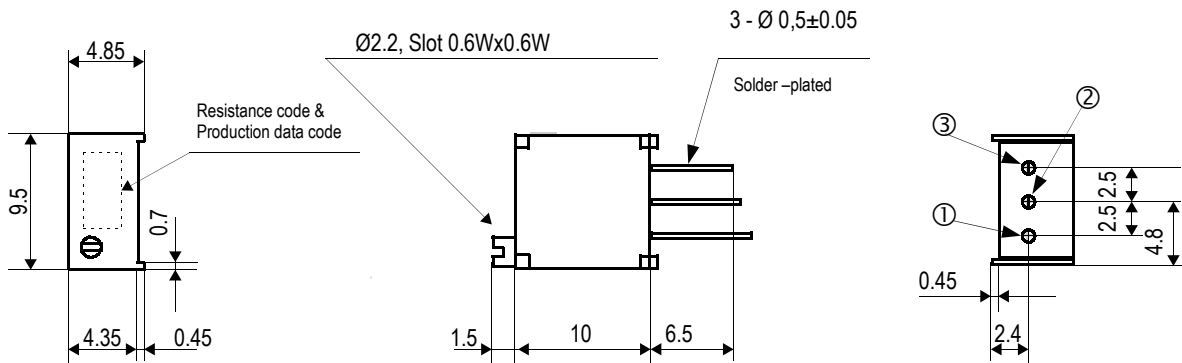
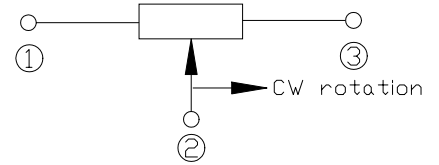
Specifications are subject to change without notice. Specifications in this data sheet are for reference .

MULTITURN 9 mm CERMET TRIMMERS

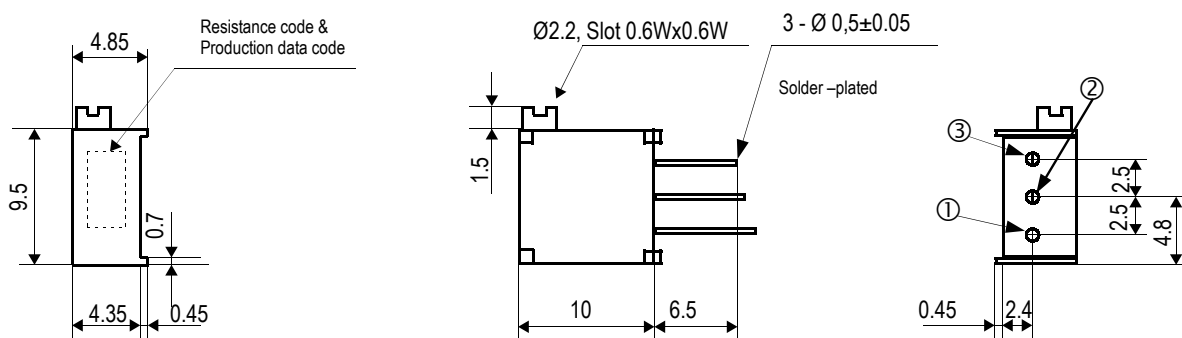
■ OUTLINE DIMENSIONS

3296W Top adjustment

Unless otherwise specified, tolerance:0,3



3296X Side adjustment



Electron is a brand of
Lievore Giovanni Electronics Co.

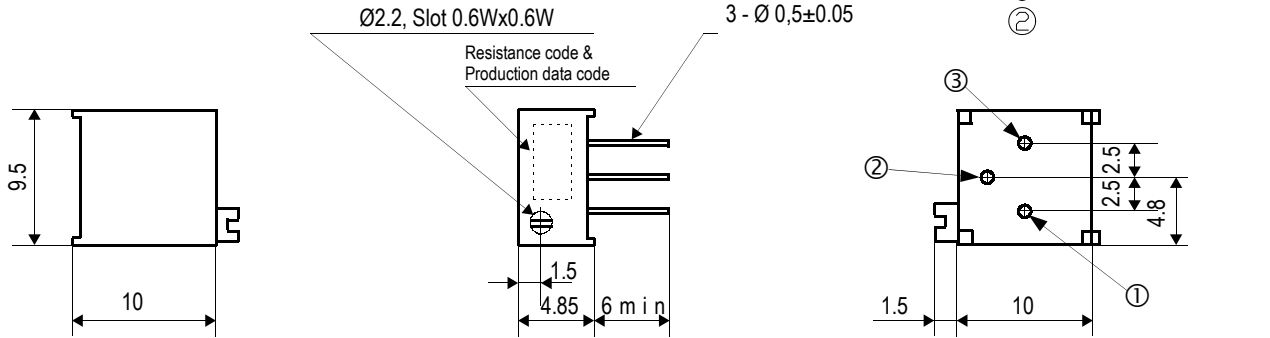
Via Lago di Trasimeno, 21 I-36015 Schio VI Italy
Phone +39 0445 579035 Fax +39 0445 575708
Email: info@lievore.com

Specifications are subject to change without notice. Specifications in this data sheet are for reference.

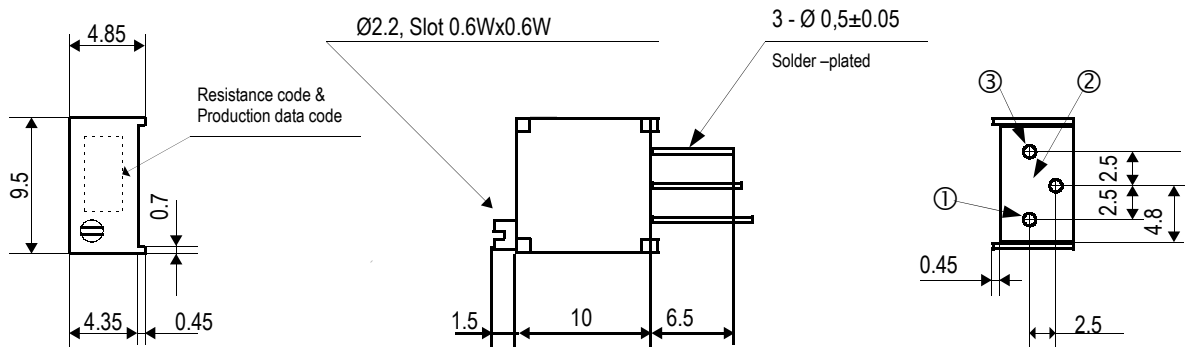
MULTITURN 9 mm CERMET TRIMMERS

OUTLINE DIMENSIONS

3296P Side adjustment



3296Y Top adjustment



PACKAGING SPECIFICATIONS

UNIT OF TUBE EACH 50 PCS
 UNIT OF BOX 1000 PCS
 UNIT OF CARTON 10.000 PCS

Electron is a brand of
Lievore Giovanni Electronics Co.

Via Lago di Trasimeno, 21 I-36015 Schio VI Italy
 Phone +39 0445 579035 Fax +39 0445 575708
 Email: info@lievore.com

Specifications are subject to change without notice. Specifications in this data sheet are for reference.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ

Φύλλο προδιαγραφών διόδων 6A06 - Rectron

SILICON RECTIFIER

VOLTAGE RANGE 50 to 1000 Volts CURRENT 6.0 Amperes

FEATURES

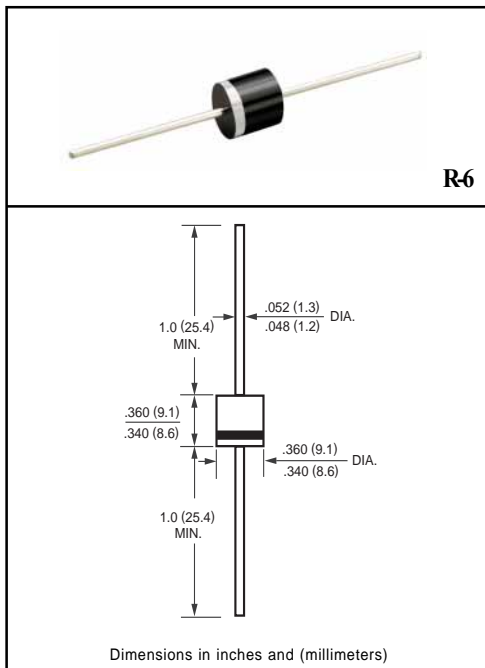
- * Low cost
- * Low leakage
- * Low forward voltage drop
- * High current capability
- * High surge current capability

MECHANICAL DATA

- * Case: Molded plastic
- * Epoxy: Device has UL flammability classification 94V-0
- * Lead: MIL-STD-202E method 208C guaranteed
- * Mounting position: Any
- * Weight: 2.08 grams

MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Ratings at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified.
 Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.
 For capacitive load, derate current by 20%.



Dimensions in inches and (millimeters)

MAXIMUM RATINGS (At TA = 25°C unless otherwise noted)

RATINGS	SYMBOL	6A05	6A1	6A2	6A4	6A6	6A8	6A10	UNITS
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	VRRM	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum RMS Voltage	VRMS	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	VDC	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
Maximum Average Forward Rectified Current at TA = 60°C	IO	6.0							Amps
Peak Forward Surge Current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC method)	IFSM	400							Amps
Typical Junction Capacitance (Note)	CJ	150							pF
Typical Thermal Resistance	RθJA	10							°C/W
Operating and Storage Temperature Range	TJ, TSTG	-65 to + 175							°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (At TA = 25°C unless otherwise noted)

CHARACTERISTICS	SYMBOL	6A05	6A1	6A2	6A4	6A6	6A8	6A10	UNITS
Maximum Instantaneous Forward Voltage at 6.0A DC	VF	1.1							Volts
Maximum DC Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage	@ TA = 25°C	10							uAmps
	@ TA = 100°C	100							
Maximum Full Load Reverse Current Average Full Cycle .375" (9.5mm) lead length at TL = 75°C	IR	50							uAmps

NOTES : Measured at 1 MHz and applied reverse voltage of 4.0 volts

RATING AND CHARACTERISTIC CURVES (6A05 THRU 6A10)

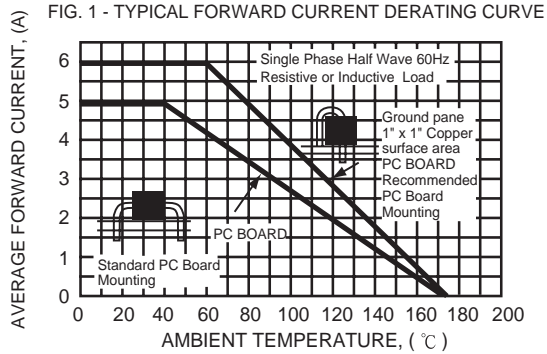


FIG. 2 - TYPICAL INSTANTANEOUS FORWARD CHARACTERISTICS

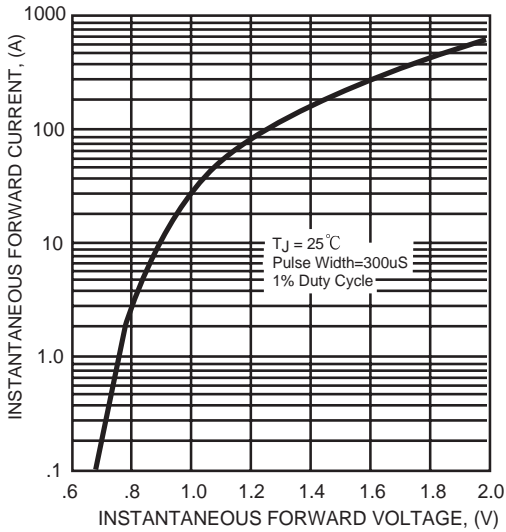


FIG. 3 - TYPICAL REVERSE CHARACTERISTICS

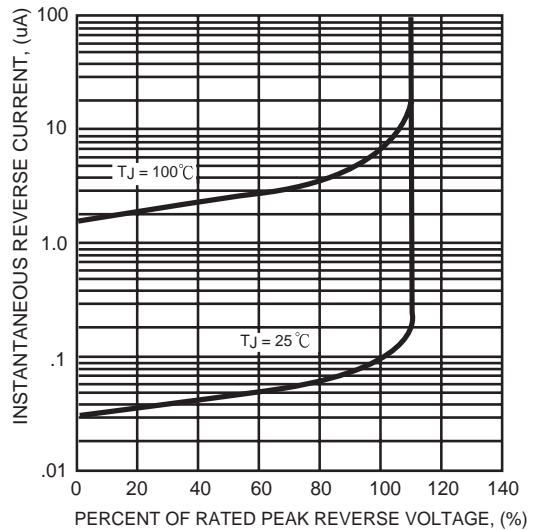


FIG. 3 - MAXIMUM NON-REPETITIVE FORWARD SURGE CURRENT

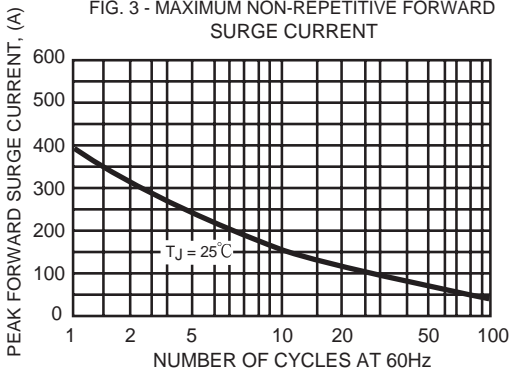


FIG. 5 - TYPICAL THERMAL RESISTANCE VS LEAD LENGTH

