



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΟΠΤΙΚΗΣ ΚΑΙ  
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΛΙΚΩΝ

**Σχεδιασμός και κατασκευή ψηφιακού-αναλογικού  
συστήματος για σταθεροποίηση θερμοκρασίας σε  
κυτταρική κυψέλη**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**  
ΤΩΝ  
**Αντώνιου Αδρακτά, Αναστάσιου Μπαρδάκου**

**Επιβλέπων:** Κώστας Πολιτόπουλος  
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2013





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΟΠΤΙΚΗΣ ΚΑΙ  
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΛΙΚΩΝ

**Σχεδιασμός και κατασκευή ψηφιακού-αναλογικού  
συστήματος για σταθεροποίηση θερμοκρασίας σε  
κυτταρική κυψέλη**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**  
ΤΩΝ  
**Αντώνιο Αδρακτά, Αναστάσιο Μπαρδάκο**

**Επιβλέπων:** Κώστας Πολιτόπουλος  
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15<sup>η</sup> Ιουλίου 2013.

(Υπογραφή)

.....  
Κώστας Πολιτόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....  
Ηλίας Κουκούτσος

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....  
Διδώ Γιόβα

Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2013

.....

Αντώνιος Αδρακτάς

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

.....

Αναστάσιος Μπαρδάκος

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

Copyright © Αντώνιος Αδρακτάς, Αναστάσιος Μπαρδάκος, 2013

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική σχεδιάστηκε ένα ψηφιακό-αναλογικό σύστημα, το οποίο διατηρεί σε σταθερή θερμοκρασία βιολογικά δείγματα για τις ανάγκες του εργαστηρίου Βιοϊατρικής Οπτικής και Εφαρμοσμένης Βιοφυσικής.

Το σύστημα που σχεδιάστηκε στηρίζεται σε ένα θερμοηλεκτρικό στοιχείο, το οποίο δίνει τη δυνατότητα διατήρησης της θερμοκρασίας με έλεγχο του ρεύματος που το διαρρέει. Για τον έλεγχο του ρεύματος κατασκευάστηκε ένας dc σε dc παλμικός μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (buck converter).

Το κύκλωμα του ελέγχου κλείνει μέσω ενός αισθητήρα RTD συνδεδεμένου σε ένα αναλογικό κύκλωμα που ως έξοδο δίνει διαφορά τάσης. Για την μετατροπή αυτής της τάσης σε θερμοκρασία και τον έλεγχο του duty cycle του παλμικού τροφοδοτικού χρησιμοποιήθηκε ο μικροεπεξεργαστής C8051F411. Ο χρήστης της εφαρμογής που κατασκευάσαμε έχει την δυνατότητα να επικοινωνεί με τον μικροεπεξεργαστή μέσω μιας οθόνης αφής (ulcd32pt\_gfx2). Μέσω της οθόνης, ο χρήστης λαμβάνει δεδομένα σε μορφή γραφικής παράστασης και εισάγει την επιθυμητή θερμοκρασία. Επομένως δεν απαιτείται σύνδεση του συστήματος με υπολογιστή στοιχείο που καθιστά την εφαρμογή εύχρηστη και αυτόνομη.

Ο μικροεπεξεργαστής C8051F411 προγραμματίστηκε ώστε να συγχρονίζει τα επιμέρους κυκλώματα, να επικοινωνεί με την οθόνη αφής μέσω του UART και να πραγματοποιεί τον έλεγχο της θερμοκρασίας. Ο έλεγχος της γίνεται με έναν ευριστικό αλγόριθμο κατάλληλο για τον 8-bit μικροεπεξεργαστή μας. Απεδείχθη με βάση τις μετρήσεις που έγιναν, ότι η ακρίβεια της θερμοκρασίας είναι της τάξης του 0,3°C.

Τέλος αξίζει να αναφερθεί ότι ο μικροεπεξεργαστής προγραμματίστηκε σε γλώσσα c και η οθόνη αφής στην γλώσσα που την συνόδευε.

Λέξεις κλειδιά: μετατροπέας υποβιβασμού τάσης, αισθητήρας θερμοκρασίας, peltier, έλεγχος θερμοκρασίας, οθόνη αφής, μικροεπεξεργαστής 8051



## ABSTRACT

The main object of the present thesis was the design of a digital-analog system, which keeps biological samples at a constant temperature for the needs of the Biomedical Optics and Applied Biophysics Laboratory.

The designed system is based on a thermoelectric module, which has the ability to adjust the temperature according to the current that flows through it. A dc-dc switch mode power supply was used for the control of the current.

The control circuit is completed through an RTD sensor, which is connected to an analog circuit which has voltage as output. The microprocessor C8051F411 is used for the conversion of this voltage to temperature and the control of the duty cycle of the switch mode power supply. The user has the ability to communicate with the microprocessor via a touch screen (ulcd32pt\_gfx2). Through the screen, the user receives data in graphical form and enters the desired temperature. Therefore a connection to the computer is not required. That makes the application easy to use.

The microprocessor C8051F411 was programmed to synchronize the individual analog circuits, to communicate with the touch screen via the UART and to control the temperature. The control of the temperature is accomplished through a suitable algorithm for our 8-bit microprocessor. According to the measurements that took place, the accuracy of the temperature is  $0,3^{\circ}\text{C}$ .

Finally, it is worth mentioning that the microprocessor was programmed in c and the touchscreen in its programming language.

Key words: buck converter, peltier, temperature sensor, gradient control, touch screen, microcontroller 8051





## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε κατά το ακαδημαϊκό έτος 2012-2013 στο Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο. Ευχαριστούμε τις οικογένειες αλλά και όλους τους φίλους μας για την υπομονή και τη συμπαράστασή τους. Επίσης, ευχαριστούμε τον συμφοιτητή μας Γιώργο Παππά για την βοήθεια που μας παρείχε στα διάφορα προβλήματα που συναντήσαμε. Τέλος και πάνω απ' όλους πρέπει να ευχαριστήσουμε τον επιβλέποντα καθηγητή Κώστα Πολιτόπουλο που μέσα στο δικό του πόλεμο αυτός έδινε και τις δικές μας μάχες, προσφέροντάς μας πέρα από την στιβαρή επιστημονική του καθοδήγηση και ένα απaráμιλλο παράδειγμα για τη δική μας ζωή.



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περιεχόμενα.....	11
Κεφάλαιο 1 .....	15
Εισαγωγή .....	15
Κεφάλαιο 2 .....	17
Μετατροπείς Συνεχούς Τάσης Σε Συνεχή Τάση (Dc-To-Dc Converters).....	17
2.1 Αναλογικοί Μετατροπείς .....	17
2.2 Παλμικοί Μετατροπείς .....	18
2.2.1 Παλμικοί μετατροπείς Flyback .....	18
2.2.2 Παλμικοί μετατροπείς Forward .....	20
Κεφάλαιο 3 .....	22
Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης.....	22
3.1 Ιδανικός Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης.....	22
3.2 Σχεδιασμός του Μετατροπέα Υποβιβασμού Τάσεως.....	26
3.3 Εξομοίωση του κυκλωματικού μοντέλου που σχεδιάστηκε.....	38
3.3.1 Ανάλυση σε duty cycle 50% .....	40
3.3.2 Απώλειες του κυκλώματος .....	41
3.4 Απαγωγή Θερμότητας.....	43
Κεφάλαιο 4 .....	47
Κυκλώματα Ελέγχου Και Ανάγνωσης.....	47
4.1 Εισαγωγή .....	47
4.2 Μικροεπεξεργαστής.....	48
4.2.1 Αναλογικός σε ψηφιακό μετατροπέα (ADC) .....	49
4.2.2 Ψηφιακός σε αναλογικό μετατροπέα (DAC).....	51
4.2.3 Διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM).....	52
4.2.4 Σειριακή επικοινωνία.....	55
4.3 Το κύκλωμα και ο αισθητήρας μέτρησης της θερμοκρασίας.....	56
4.3.1 Θερμόμετρο .....	56
4.3.2 Ενισχυτής οργάνου (Instrumentation amplifier).....	58
4.3.3 Κύκλωμα προσομοίωσης.....	59

4.3.4 Τελικό Κύκλωμα.....	62
4.4 Ο ενισχυτής οργάνου LMP8358 και η ρύθμισή του.....	63
4.5 Κύκλωμα σειριακής επικοινωνίας .....	65
4.6 Κύκλωμα RELAY .....	66
4.7 Το τελικό κύκλωμα.....	68
Κεφάλαιο 5 .....	69
Σχεδίαση Του PCB (Τυπωμένη Πλακέτα).....	69
5.1 Γενικοί κανόνες σχεδίασης .....	69
5.2 Σχεδίαση του κυκλώματος.....	70
Κεφάλαιο 6 .....	73
Η Οθόνη Αφής LCD-32PT(GFX) 3.2” .....	73
6.1 Εισαγωγή .....	73
6.2. Προγραμματισμός της οθόνης και ανάλυση των αλγοριθμικών διαδικασιών που αναπτύχθηκαν .....	75
Κεφάλαιο 7 .....	81
Προγραμματισμός του μικροεπεξεργαστή .....	81
7.1 Εισαγωγή .....	81
7.2 Ρουτίνα αρχικοποίησης.....	81
7.3 Διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM).....	82
7.4 Μέτρηση της θερμοκρασίας .....	84
7.5 Σειριακή επικοινωνία.....	85
7.6 Συνάρτηση ελέγχου του συστήματος.....	86
7.6.1 Εισαγωγή .....	86
7.6.2 PID ελεγκτής.....	88
7.6.3 Αλγόριθμος ελέγχου .....	89
Κεφάλαιο 8 .....	92
Επεξεργασία Δεδομένων Και Τροποποιήσεις Στην Σχεδίαση .....	92
8.1 Μετρήσεις θερμοκρασίας .....	92
8.1.1 Μείωση θορύβου .....	92
8.1.2 Βαθμονόμηση του ADC μετατροπέα .....	93
8.2 Τροποποιήσεις στον μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.....	95

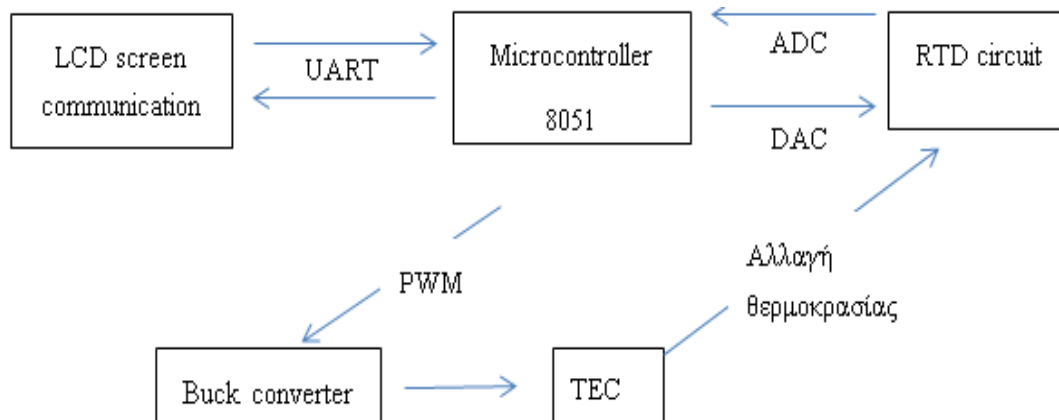
8.2.1 Προσθήκες στο κύκλωμα οδήγησης του MOSFET.....	95
8.3 Απόκριση του συστήματος στην συνάρτηση ελέγχου.....	97
Κεφάλαιο 9 .....	100
Εφαρμογές Στο Εργαστήριο, Συμπεράσματα Και Προοπτικές Βελτίωσης.....	100
9.1 Εφαρμογή στο εργαστήριο .....	100
9.2 Συμπεράσματα .....	102
9.3 Προοπτικές βελτίωσης.....	102
Κεφάλαιο 10 .....	104
Εγχειρίδιο Χρήσης.....	104
10.1 Οθόνη αφής.....	104
10.2 Κώδικας προγραμματισμού .....	106
Παράρτημα Α.....	108
Μαγνητισμός.....	108
A.1 Περιγραφή και μεγέθη του μαγνητικού πεδίου .....	108
A.2 Μαγνητική αντίσταση - Μαγνητικό κύκλωμα.....	110
A.3 Καμπύλη μαγνήτισης.....	111
A.4 Βρόχος υστέρησης .....	112
Παράρτημα Β.....	115
Το Θερμοηλεκτρικό Φαινόμενο Και Τα Θερμοηλεκτρικά Υλικά.....	115
B.1 Εισαγωγή.....	115
B.2 Το φαινόμενο Seebeck .....	115
B.2.1 Μακροσκοπική Περιγραφή .....	115
B.2.2 Μικροσκοπική Περιγραφή.....	116
B.3 Φαινόμενο Peltier.....	117
B.4 Θερμοηλεκτρικές Συσκευές .....	119
Παράρτημα Γ .....	120
Λογισμικό Του Μικροεπεξεργαστή.....	120
Παράρτημα Δ .....	128
Λογισμικό Της Οθόνης Uled 32pt.....	128
Βιβλιογραφία – Αναφορές .....	148
Datasheets .....	150



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην παρούσα διπλωματική σχεδιάστηκε ένα ψηφιακό-αναλογικό σύστημα, το οποίο διατηρεί σε σταθερή θερμοκρασία βιολογικά δείγματα για τις ανάγκες του εργαστηρίου Βιοϊατρικής Οπτικής και Εφαρμοσμένης Βιοφυσικής.



Εικόνα 1.1: Περιγραφικό διάγραμμα του συστήματος

Σ' αυτό το κεφάλαιο θα γίνει μια συνοπτική παρουσίαση του συστήματος, του οποίου τα επί μέρους κυκλώματα θα αναλυθούν εκτενώς στα επόμενα κεφάλαια.

Το σύστημα που σχεδιάστηκε στηρίζεται σε ένα θερμοηλεκτρικό στοιχείο (peltier). Το peltier ανάλογα με την τιμή και την φορά του ρεύματος που το διαρρέει, θερμαίνει ανάλογα την μία επιφάνεια του και ψύχει την άλλη. Για τον έλεγχο του ρεύματος στο θερμοηλεκτρικό στοιχείο κατασκευάστηκε ένας dc σε dc παλμικός μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (buck converter). Το κύκλωμα του ελέγχου κλείνει μέσω ενός αισθητήρα RTD (Resistance Temperature detector) που χρησιμοποιείται για την μέτρηση της θερμοκρασίας. Το RTD είναι μια αντίσταση, η οποία αλλάζει τιμή ανάλογα με την θερμοκρασία. Συνδέεται μέσω ενός αναλογικού κυκλώματος στον 8-bit μικροεπεξεργαστή C8051F411. Το κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας χρησιμοποιεί, τόσο τον DAC μετατροπέα του μικροεπεξεργαστή (Digital to Analog Converter), ως πηγή ρεύματος, όσο και τον ADC μετατροπέα (Analog to Digital Converter), που διαβάζει την τάση στην έξοδο του κυκλώματος. Η τάση αυτή μετατρέπεται σε θερμοκρασία με την χρήση κατάλληλης συνάρτησης βαθμονόμησης.

Ο μικροεπεξεργαστής παράγει τον παλμό (PWM) που οδηγεί το MOSFET του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Για τον έλεγχο της θερμοκρασίας υλοποιήθηκε ένας αλγόριθμος, ο οποίος μεταβάλλει το duty cycle, ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή απ' τον χρήστη θερμοκρασία. Ο μικροεπεξεργαστής επικοινωνεί σειριακά (UART) με την οθόνη αφής ulcd32pt\_gfx2. Η οθόνη αφής λειτουργεί ως συσκευή

εισόδου/εξόδου του συστήματος. Σ' αυτήν φαίνεται η θερμοκρασία της επιφάνειας που θερμαίνεται και μπορεί να προσδιοριστεί η επιθυμητή απ' τον χρήστη θερμοκρασία. Επιπλέον, υπάρχει η δυνατότητα για τον χρήστη, να ξεκινήσει ή να σταματήσει την συσκευή και να δει το duty cycle την εκάστοτε χρονική στιγμή. Επίσης, εμφανίζεται στην οθόνη η γραφικής παράστασης της θερμοκρασίας ως προς τον χρόνο (σε δευτερόλεπτα, λεπτά και ώρες).

Τέλος, το σύστημα έχει την δυνατότητα τόσο θέρμανσης όσο και ψύξης με την τοποθέτηση ενός relay στην έξοδο του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να αλλάζει η πολικότητα της τάσης στα άκρα του peltier.



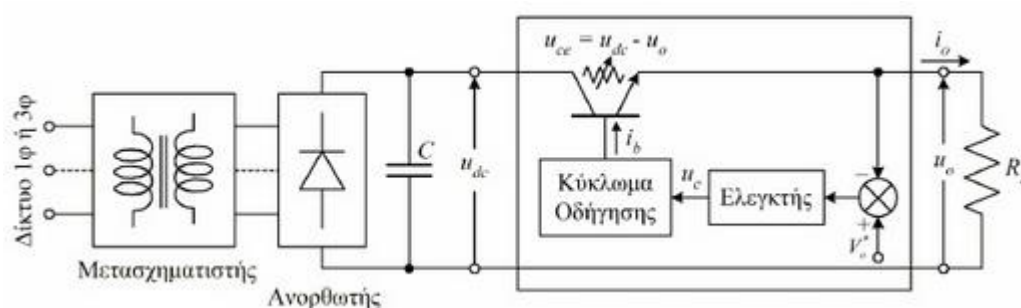
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ

#### (DC-TO-DC CONVERTERS)

Μετατροπείς συνεχούς ρεύματος είναι εκείνες οι διατάξεις που επιτελούν τη μετατροπή μιας τάσης συνεχούς μορφής, σε μια άλλη συνεχή τάση. Τα τροφοδοτικά αυτά χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες: στα αναλογικά και στα παλμικά.

#### 2.1 Αναλογικοί Μετατροπείς



Εικόνα 02.1: Κυκλωματικό διάγραμμα αναλογικού μετατροπέα

Για την επίτευξη ηλεκτρικής απομόνωσης μεταξύ εισόδου και εξόδου σε έναν αναλογικό μετατροπέα χρησιμοποιείται ένας μετασχηματιστής, που παρεμβάλλεται μεταξύ του δικτύου και της ανορθωτικής διάταξης. Στη συνέχεια, η τάση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή ανορθώνεται με τη χρήση μιας γέφυρας πλήρους ανόρθωσης με διόδους και εξομαλύνεται με τη χρήση ενός πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας. Κατόπιν, συνδέεται σε σειρά ένα διπολικό τρανζίστορ, το οποίο λειτουργεί πάντα στη γραμμική περιοχή. Συγκρίνοντας την τάση εξόδου  $u_o$  με την επιθυμητή τάση εξόδου  $V_o'$ , δημιουργείται ένα σφάλμα που καθορίζει το ρεύμα βάσης του ημιαγωγικού στοιχείου και άρα και την τελική τιμή της τάσης εξόδου  $u_o = u_{dc} - u_{ce}$ . Επομένως, γίνεται αντιληπτό πως η διαφορά δυναμικού μεταξύ της τάσης εισόδου και της τάσης εξόδου εμφανίζεται στα άκρα του ημιαγωγικού στοιχείου μ' αποτέλεσμα να εμφανίζονται απώλειες ισχύος που είναι ανάλογες αυτής της διαφοράς δυναμικού. Η σταθεροποίηση της τάσης οφείλεται στην λειτουργία του διπολικού τρανζίστορ στην γραμμική περιοχή. Άρα, τα αναλογικά τροφοδοτικά μπορούν να χρησιμοποιηθούν για υποβιβασμό και σταθεροποίηση της τάσης. Αυτά τα τροφοδοτικά έχουν απόδοση μεταξύ 60-70%.

Στα πλεονεκτήματά τους βρίσκεται η απλή και οικονομική σχεδίαση τους, αφού απαιτούνται λίγα εξαρτήματα για την κατασκευή τους. Επίσης, δεν παρουσιάζουν τον θόρυβο που προκαλείται στην λειτουργία σε υψηλές συχνότητες των παλμικών τροφοδοτικών ούτε και ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI) που μπορούν να δημιουργήσουν προβλήματα στη λειτουργία γειτονικών συσκευών.

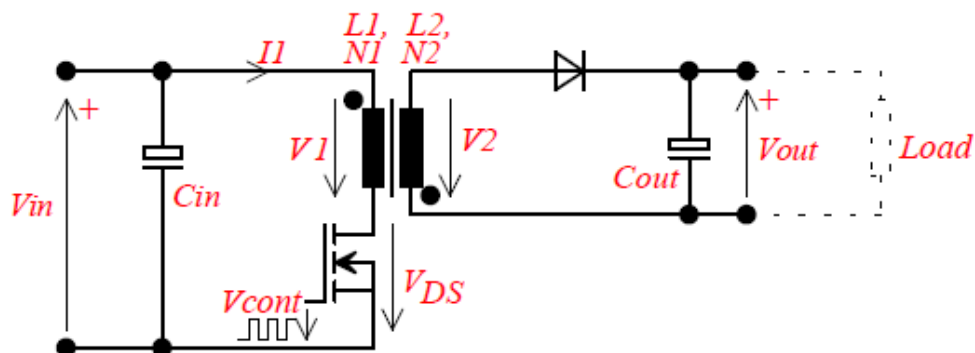
## 2.2 Παλμικοί Μετατροπείς

Η λειτουργία των παλμικών τροφοδοτικών βασίζεται στον έλεγχο της τάσης μέσω ενός διακόπτη ισχύος (που είναι συνήθως ένα MOSFET) μεταξύ της περιοχής αποκοπής και της περιοχής του κόρου. Ουσιαστικά, το τρανζίστορ δημιουργεί μία διακοπτόμενη τάση από την συνεχή τάση εισόδου. Στην συνέχεια η τάση αυτή υποβιβάζεται ή ανυψώνεται με την χρήση μετασχηματιστών και μετατρέπεται πάλι σε συνεχή με κατάλληλα φίλτρα.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου  $V_{out}$  διατηρείται σταθερή στην επιθυμητή τιμή ανεξάρτητα από τις μεταβολές της τάσης εισόδου και του φορτίου, με έλεγχο της σχετικής διάρκειας αγωγής του διακόπτη (duty cycle)  $D$ , ενώ η συχνότητα μετάβασης (switching frequency)  $f_s$  παραμένει σταθερή. Το duty cycle ορίζεται από τη σχέση  $D = t_{on}/T_s$  όπου  $T_s$  είναι η περίοδος μετάβασης δηλαδή  $T_s = t_{on} + t_{off} = 1/f_s$ . Αυτή η τεχνική ελέγχου του διακόπτη ονομάζεται Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM). Τα παλμικά τροφοδοτικά έχουν λιγότερες απώλειες σε σχέση με τα αναλογικά, με απόδοση μεταξύ 80 – 95%.

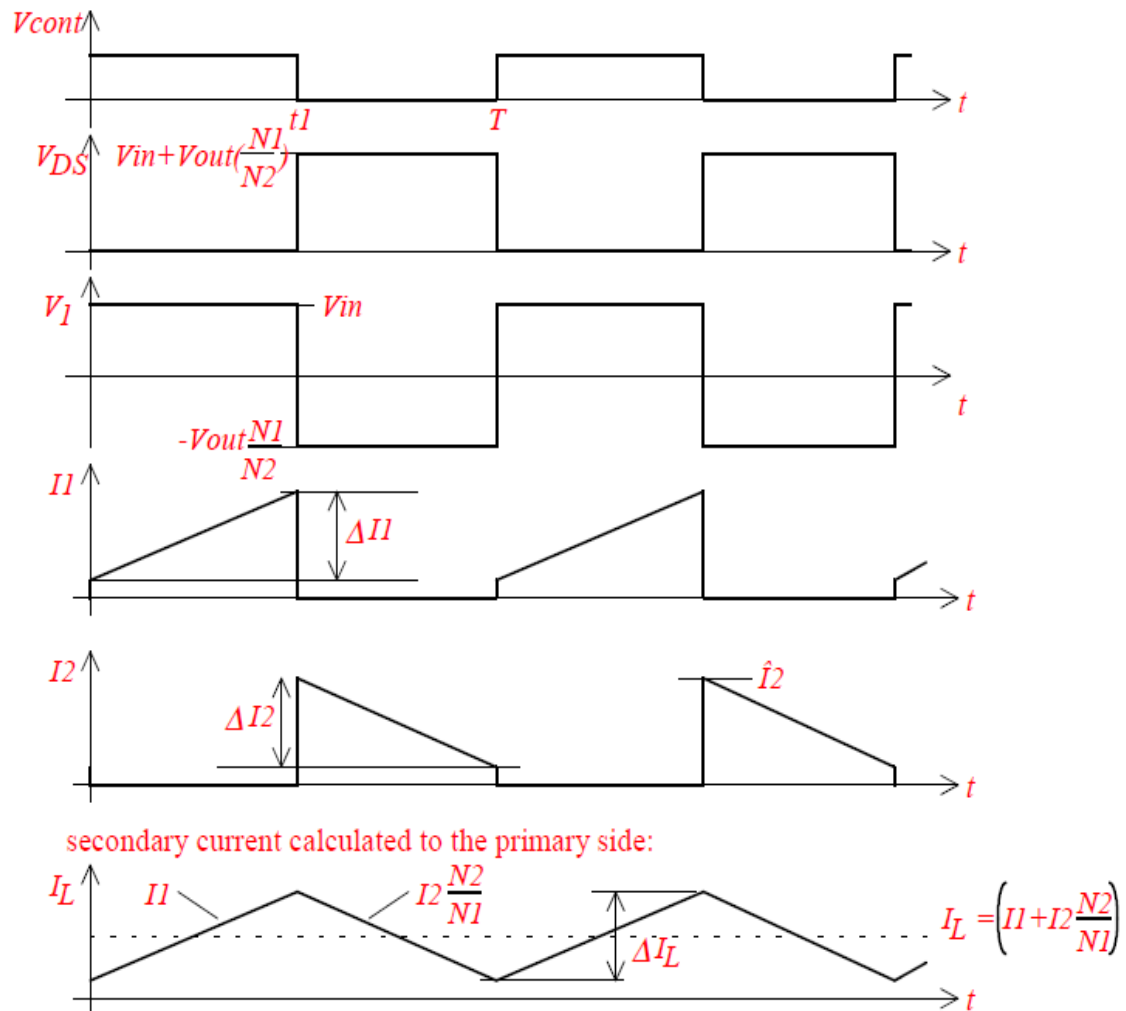
### 2.2.1 Παλμικοί μετατροπείς Flyback

Η επόμενη εικόνα δείχνει το βασικό κύκλωμα ενός flyback μετατροπέα. Το



Εικόνα 2.2: Κυκλωματικό διάγραμμα του flyback converter

τρανζίστορ λειτουργεί σαν διακόπτης, που ανοιγοκλείνει από την παλμική τάση ελέγχου  $V_{cont}$ . Όταν το τρανζίστορ άγει η τάση  $V_1$  στο πρωτεύον του μετασχηματιστή είναι ίση με την τάση εισόδου  $V_{in}$ , έχοντας σαν αποτέλεσμα το ρεύμα  $I_1$  να αυξάνεται γραμμικά. Κατά την φάση αυτή η ενέργεια αποθηκεύεται στον πυρήνα του μετασχηματιστή. Το ρεύμα στο δευτερεύον του είναι μηδενικό,  $I_2 = 0$ , αφού η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη.



Εικόνα 2.3: Τάσεις και Ρεύματα σε έναν flyback converter

Όταν το τρανζίστορ αποκόπτεται το  $I_1$  μηδενίζεται. Η τάση  $V_2$  στον μετασχηματιστή αντιστρέφεται εξαιτίας του νόμου αυτεπαγωγής του Faraday, η δίοδος άγει και η ενέργεια μεταφέρεται από τον πυρήνα του μετασχηματιστή μέσω της δίοδου στον πυκνωτή  $C_{out}$ .

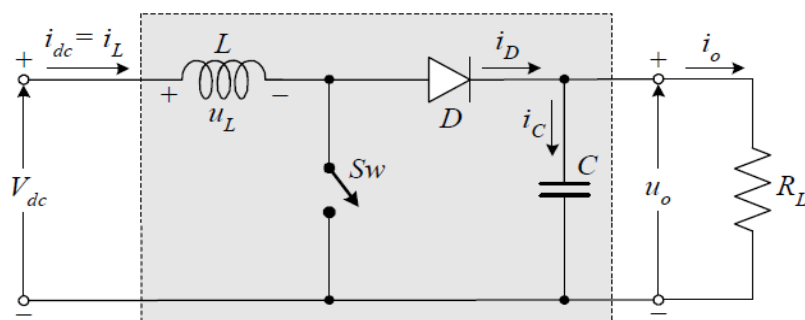
Κατά την διάρκεια που το τρανζίστορ άγει η τάση  $V_{ds}$  είναι μηδενική, ενώ όταν αποκόπτεται η τάση εξόδου  $V_{out}$  ανοιγμένη στο πρωτεύον θα αυξήσει την  $V_{ds}$ . Έτσι έχουμε  $V_{ds} = V_{in} + V_{out} \cdot N_1/N_2$ . Στην πράξη η  $V_{ds}$  θα αυξηθεί ακόμη περισσότερο λόγω παρασιτικών επαγωγών. Άρα η τάση κατάρρευσης της  $V_{ds}$  του τρανζίστορ πρέπει να είναι πολλαπλάσια της τάσης εισόδου.

Ο μετασχηματιστής χρησιμοποιείται ως αποθηκευτικό μέσο ενέργειας ( $W = \frac{1}{2}Li^2$ ) κατά τη διάρκεια της αγωγής του τρανζίστορ. Η ενέργεια μεταφέρεται κατά τη διάρκεια της αποκοπής μέσω της διόδου στον πυκνωτή. Τελικά, ο μετασχηματιστής είναι ένα πηνίο αποθήκευσης (συντά καλείται και choke) με δύο τυλίγματα, το πρωτεύον και το δευτερεύον. Επίσης πρέπει να σχεδιαστούν τα δύο τυλίγματα προσεκτικά, σε στενή σύζευξη, ώστε να μειωθούν στο ελάχιστο οι παρασιτικές επαγωγές, δηλαδή να μειωθεί η ενέργεια που δεν μεταφέρεται. Βασικό πλεονέκτημα του συγκεκριμένου μετατροπέα είναι το μεγάλο εύρος τάσης εξόδου που μπορεί να δώσει.

## 2.2.2 Παλμικοί μετατροπείς Forward

Οι δύο κύριες τοπολογίες μετατροπέων forward συνεχούς ρεύματος είναι ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step-down ή buck converter) και ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης (step-up ή boost converter). Παραλλαγές των μετατροπέων αυτών είναι οι μετατροπείς υποβιβασμού – ανύψωσης τάσης (buck-boost converter) με ένα ή δύο διακόπτες ελέγχου. Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας (full bridge converter) έχει μια τοπολογία από τέσσερις διακόπτες και μπορεί να επιτελέσει, ανάλογα με τον τρόπο ελέγχου των διακοπών του, κάθε είδους μετατροπή.

- boost converter

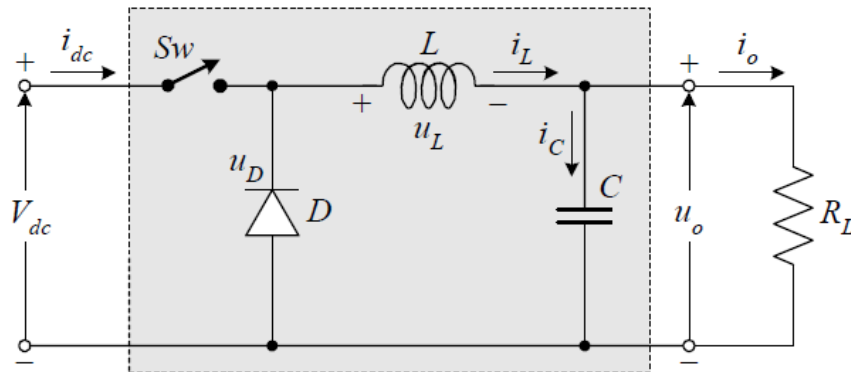


Εικόνα 2.4: Κυκλωματικό διάγραμμα του boost converter

Κατά την περίοδο που ο διακόπτης είναι κλειστός η τάση του πηνίου είναι ίση με την τάση της πηγής, καθώς ο διακόπτης δημιουργεί βραχυκύκλωμα οπότε δεν περνάει ρεύμα από την διόδο (είναι ανάστροφα πολωμένη). Το ρεύμα αυξάνεται απότομα εξαρτώμενο από την τάση της πηγής και την αυτεπαγωγή του πηνίου μέχρι να πάρει μέγιστη τιμή. Η ενέργεια αποθηκεύεται στο πηνίο με την μορφή μαγνητικού πεδίου. Μόλις ο διακόπτης ανοίξει το ρεύμα ρέει προς το φορτίο μέσω της διόδου D. Το ρεύμα τείνει να μειωθεί οπότε το πηνίο σύμφωνα με τον νόμο του Faraday και τον κανόνα του Lenz ( $E = -d\Phi/dt$ ) λειτουργεί σαν πηγή. Η τάση εξόδου αυξάνεται

καθώς γίνεται το άθροισμα της τάσης της πηγής και του πηνίου. Ο πυκνωτής χρησιμοποιείται για εξομάλυνση της τάσης εξόδου και επιλέγεται κατάλληλα ώστε να μειωθεί η κυμάτωση. Ο boost converter χρησιμοποιείται για ανύψωση της τάσης.

- buck converter



**Εικόνα 2. 5: Κυκλωματικό διάγραμμα του buck converter**

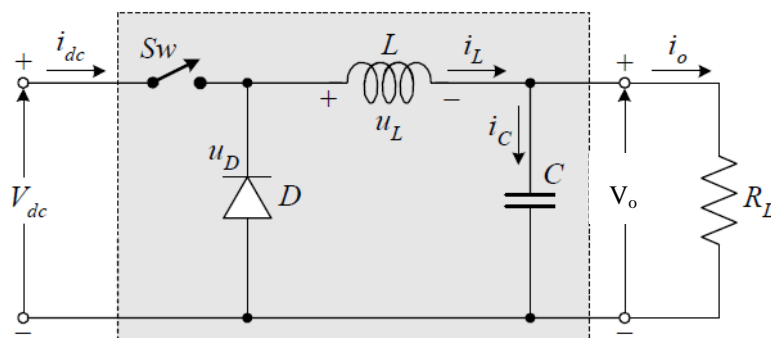
Στην εικόνα 2.5 φαίνεται το βασικό κυκλωματικό διάγραμμα του μετατροπέα υποβιβασμού της τάσης, όπου το  $S_w$  είναι ο διακόπτης ισχύος, ένα τρανζίστορ δηλαδή. Κατά την περίοδο που ο διακόπτης είναι κλειστός, δηλαδή το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή κορεσμού, το ρεύμα θα διαπερνάει το πηνίο. Σύμφωνα με τον κανόνα του Lenz το ρεύμα δεν παίρνει κατευθείαν την μέγιστη τιμή του καθώς το πηνίο αντιστέκεται στο αίτιο που μεταβάλλει την μαγνητική του ροή. Η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και δεν διαρρέεται από ρεύμα. Σε αυτό το χρονικό διάστημα έχουμε αποθήκευση ενέργειας στο μαγνητικό πεδίο του πηνίου.

Μόλις ο διακόπτης ανοίξει (το τρανζίστορ μεταβαίνει στην περιοχή αποκοπής) η πηγή τάσης  $V_{dc}$ , δεν επιδρά στο φορτίο και η δίοδος πολώνεται ορθά. Το πηνίο σύμφωνα με τον νόμο του Faraday λειτουργεί πλέον σαν πηγή και δίνει ρεύμα στο φορτίο. Σε αυτό το χρονικό διάστημα η ενέργεια του μαγνητικού πεδίου μεταφέρεται και καταναλώνεται στο φορτίο. Ο πυκνωτής τοποθετείται παράλληλα με το φορτίο ώστε να εξομαλύνεται και να σταθεροποιείται η τάση του φορτίου. Η τιμή του επιλέγεται πολύ μεγάλη ώστε να μειώνεται όσο το δυνατόν περισσότερο η κυμάτωση της τάσης στο φορτίο.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ

#### 3.1 Ιδανικός Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης



Εικόνα 3.1: Κυκλωματικό διάγραμμα του buck converter

Το κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης παρουσιάστηκε προηγουμένως. Για μια πιο λεπτομερή ανάλυση του τρόπου λειτουργίας του μπορούμε να χωρίσουμε την λειτουργία του σε δύο περιόδους: την περίοδο που το τρανζίστορ άγει, δηλαδή ο διακόπτης ισχύος είναι κλειστός και στην περίοδο που βρίσκεται στην αποκοπή, δηλαδή ο διακόπτης είναι ανοιχτός. Στο πρώτο χρονικό διάστημα η πηγή εισόδου παρέχει ενέργεια στο πηνίο και το φορτίο, ενώ η διάδος είναι ανάστροφα πολωμένη και δεν άγει. Κατά τη σβέση του διακόπτη το επαγωγικό ρεύμα του πηνίου κυκλοφορεί μέσω της διάδου. Η ανάλυση του μετατροπέα γίνεται στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Στην ισορροπία, οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων επαναλαμβάνονται όμοιες σε κάθε περίοδο λειτουργίας  $T_s$ . Για την εξήγηση της λειτουργίας, οι διακόπτες των μετατροπέων θεωρούνται ιδανικοί, δηλαδή με μηδενική αντίσταση αγωγιμότητας και μηδενικούς χρόνους έναυσης και σβέσης. Θεωρούμε το πηνίο ιδανικό δηλαδή δεν έχουμε παρασιτικές επαγωγές. Ο πυκνωτής C θεωρείται αρκετά μεγάλος ώστε η μεταβολή της τάσης εξόδου να θεωρείται μηδενική, δηλαδή το  $V_o$  να διατηρείται σταθερό.

- Συνεχής αγωγή ρεύματος

Ο μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης (Εικόνα 3.1) λειτουργεί με συνεχή αγωγή του ρεύματος, όταν το ρεύμα ρέει συνεχώς μέσω του πηνίου  $L$  σ' όλη την περίοδο λειτουργίας  $T_s$ , δηλαδή  $i_L > 0$ . Στην περίπτωση αυτή οι κυματομορφές της τάσης στα άκρα της διάδου, της τάσης και του ρεύματος στο πηνίο, παρουσιάζονται στην

Εικόνα 3.2. Η τάση στα άκρα της επαγωγής είναι ίση με  $V_{dc} - V_o$  στο διάστημα αγωγής του διακόπτη. Ο διακόπτης άγει για χρόνο ίσο με  $t_{on} = DT_s$  και βρίσκεται σε αποκοπή για χρονικό διάστημα  $t_{off} = (1 - D)T_s$ . Στο διάστημα αποκοπής του διακόπτη το ρεύμα του πηνίου  $i_L$  ρέει μέσω της διόδου. Το ρεύμα  $i_L$  μειώνεται γραμμικά και η τάση του πηνίου είναι ίση με την τάση εξόδου  $-V_o$ . Επειδή η επαγωγή δεν καταναλώνει ενέργεια, η μέση τιμή της τάσης  $u_L$  πρέπει να είναι μηδέν. Επομένως, από την ισότητα των εμβαδών της τάσης  $u_L$  στην Εικόνα 3.2 έχουμε

$$(V_{dc} - V_o)DT_s \frac{\Delta I}{2} = V_o(1 - D)T_s \frac{\Delta I}{2} \quad (3.1)$$

Από την Εξ. (3.1) προκύπτει ο λόγος της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου

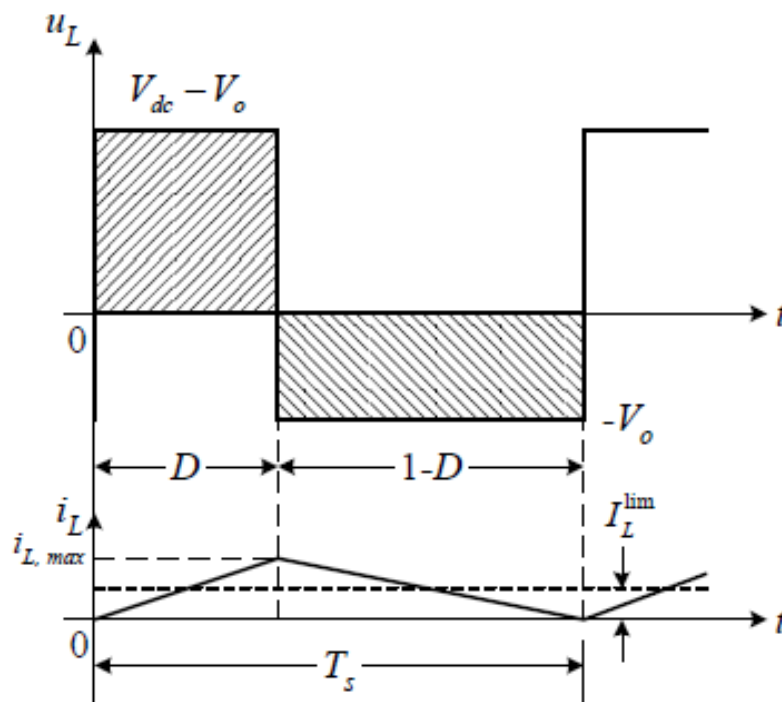
$$V_o/V_{dc} = D \quad (3.2)$$

Από την Εξ. (3.2) είναι φανερό ότι η τάση εξόδου εξαρτάται μόνο από το *duty cycle* και είναι ανεξάρτητη από το ρεύμα του φορτίου  $I_o$ . Ακόμη, η τάση εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με το *duty cycle*. Καθώς τα στοιχεία του μετατροπέα θεωρούνται ιδανικά, η ισχύς εισόδου είναι ίση με την ισχύ εξόδου. Επομένως,

$$V_{dc}I_{dc} = V_oI_o \quad (3.3)$$

από την οποία έχουμε

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{I_{dc}}{I_o} = D \quad (3.4)$$



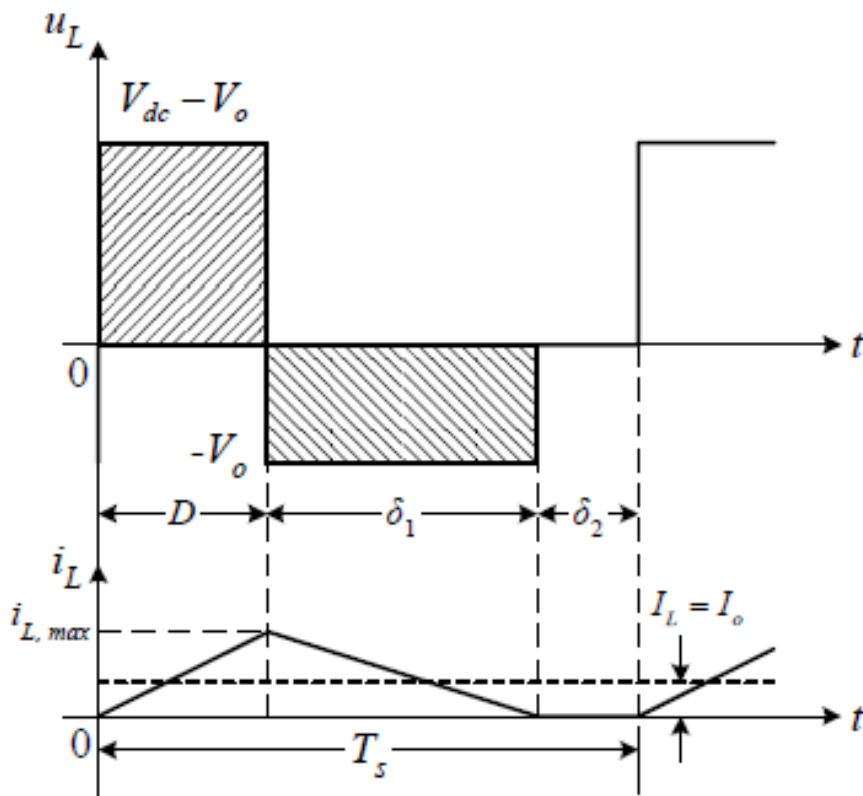
Εικόνα 3.2: Κυματομορφές στο buck converter, όταν λειτουργεί με συνεχή αγωγή του ρεύματος

Η Εξ. (3.4) δείχνει ότι ο μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης συμπεριφέρεται ως μετασχηματιστής συνεχούς ρεύματος με ηλεκτρονικά ρυθμιζόμενο λόγο μετασχηματισμού  $D$ . Το ρεύμα της επαγωγής  $i_L$  εξαρτάται από την ένταση του ρεύματος που απαιτεί το φορτίο. Καθώς η αντίσταση του φορτίου αυξάνεται, το ρεύμα  $I_o$  μειώνεται. Το ρεύμα εξόδου  $I_o$  είναι ίσο με τη μέση τιμή του ρεύματος στο πηνίο, δηλαδή  $I_L = I_o$ .

ο Ασυνεχής Αγωγή του Ρεύματος

Για δεδομένη τάση εισόδου και εξόδου στο μετατροπέα, αν το ρεύμα του φορτίου  $I_o$  μειωθεί παραπέρα από ένα όριο, το ρεύμα στην επαγωγή γίνεται ασυνεχές (Εικόνα 3.3). Στο χρονικό διάστημα  $\delta_2$  η τάση και το ρεύμα στο πηνίο είναι μηδέν. Ο πυκνωτής του φίλτρου παρέχει το ρεύμα στο φορτίο. Η μέση τιμή της τάσης στην επαγωγή είναι και πάλι μηδέν,

$$(V_{dc} - V_o)DT_s - V_o\delta_1T_s = 0 \quad (3.5)$$



Εικόνα 3.3: Κυματομορφές στο buck converter, όταν λειτουργεί με ασυνεχή αγωγή του ρεύματος

Από την Εξ. (3.5) υπολογίζουμε το λόγο της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{D}{D + \delta_1} \quad (3.6)$$

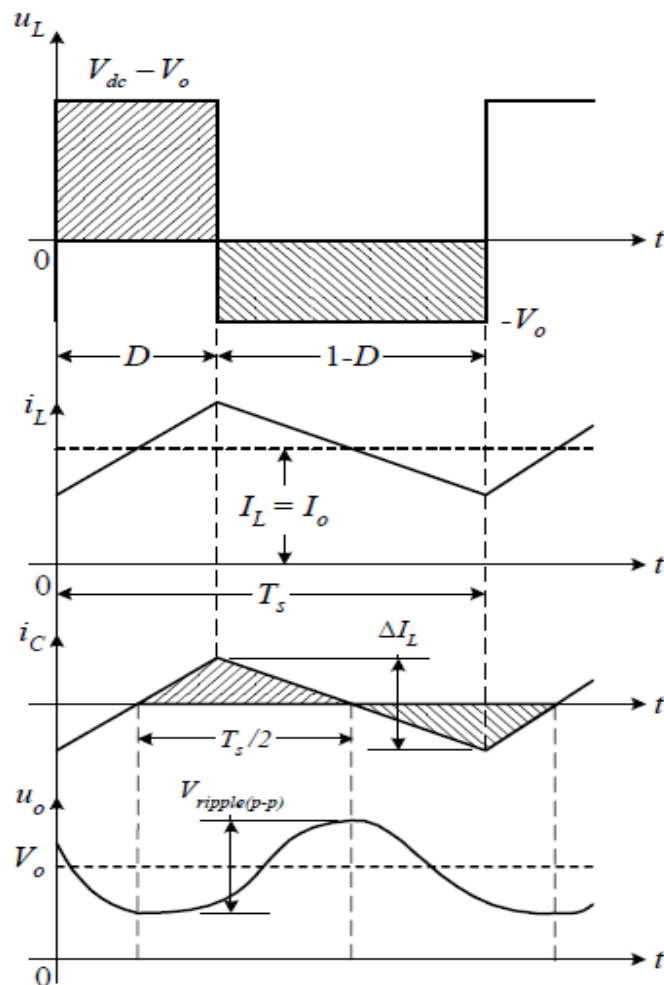
Η μέση τιμή του ρεύματος στο πηνίο είναι ίσο με το ρεύμα στο φορτίο.



ο Κυμάτωση της Τάσης Εξόδου

Σ' ένα πρακτικό μετατροπέα, η τάση εξόδου  $V_o$  δεν είναι απόλυτα σταθερή, αλλά μεταβάλλεται γύρω από τη μέση τιμή της  $V_o$ . Η μεταβολή της τάσης εξόδου ονομάζεται κυμάτωση (ripple). Στην Εικόνα 3.4 εικονίζεται η κυμάτωση της τάσης εξόδου, όταν ο μετατροπέας λειτουργεί με συνεχή αγωγή του ρεύματος. Η κυμάτωση της τάσης εξόδου οφείλεται στο μεταβαλλόμενο ρεύμα με μηδενική μέση τιμή που ρέει μέσω του πυκνωτή, σύμφωνα με τη σχέση

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{\Delta Q}{C} \quad (3.7)$$



Εικόνα 3.4: Κυμάτωση της τάσης εξόδου όταν ο μετατροπέας λειτουργεί με συνεχή αγωγή του ρεύματος

Η διακύμανση του ρεύματος στο πηνίο είναι

$$\Delta I_L = \frac{V_o(1-D)T_s}{L} \quad (3.8)$$

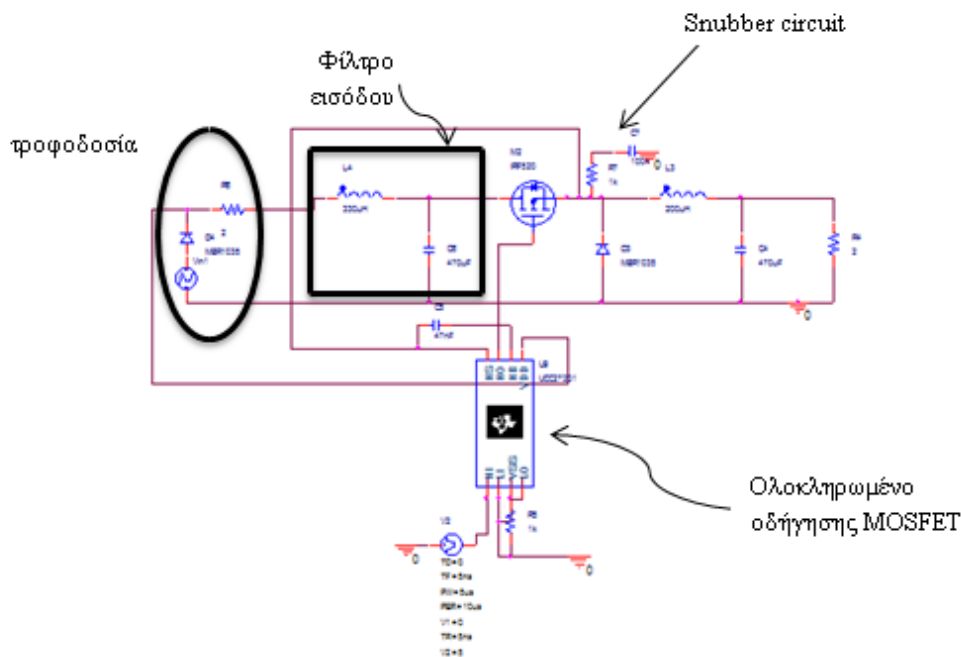
Η συχνότητα αποκοπής του LC φίλτρου είναι

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.9)$$

Η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι τόσο μικρότερη, όσο μικρότερη είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, σε σχέση με τη συχνότητα μετάβασης  $f_s$ .

### 3.2 Σχεδιασμός του Μετατροπέα Υποβιβασμού Τάσεως

Στην εφαρμογή μας, επιλέχθηκε ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσεως με συνεχή αγωγή ρεύματος. Στη συνέχεια φαίνεται το κυκλωματικό διάγραμμα του μετατροπέα και ακολουθεί μια λεπτομερή περιγραφή των επιμέρους στοιχείων του.



Εικόνα 3.5: Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης

- ο Τροφοδοσία μετατροπέα:

Η είσοδος στον μετατροπέα παρέχεται από ένα τροφοδοτικό που δίνει  $V_{in} = 12V$ . Όπως φαίνεται και στην εικόνα αμέσως μετά την πηγή που παρέχει την τάση στο κύκλωμά μας έχει τοποθετηθεί μία διόδος. Η διόδος χρησιμοποιείται για προστατευτικούς λόγους. Σε περίπτωση που από λάθος του χρήστη συνδεθεί το εξωτερικό τροφοδοτικό ανάποδα, η αρνητική τάση που θα εμφανιζόταν (σε σχέση πάντα με τη γείωση), θα μπορούσε να καταστρέψει όλα τα στοιχεία του κυκλώματος. Εμφανίζεται μία πτώση τάσης 0,7V στους ακροδέκτες της. Η αντίσταση που εμφανίζεται στην εικόνα δεν υπάρχει στην πραγματικότητα στο σχέδιο της εφαρμογής μας αλλά προκύπτει από το γεγονός ότι το τροφοδοτικό δεν είναι ιδανικό, αλλά μία μικρή ισχύς καταναλώνεται για την λειτουργία του μέσω μιας ωμικής αντίστασης.

ο Επιλογή πηνίων:

Ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης περιέχει δύο φίλτρα LC τα οποία θα αναφερθούν στην συνέχεια. Η επιλογή των πηνίων για τα φίλτρα αυτά είναι μια σημαντική παράμετρος της σχεδίασης του κυκλώματος, καθώς θα πρέπει να ανταποκρίνονται στις προδιαγραφές του. Οι πιο σημαντικοί παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπόψη είναι οι εξής:

1. Η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου  $L$  πρέπει να είναι μεγάλη. Ισχύει ότι όσο μεγαλύτερη είναι η αυτεπαγωγή τόσο μικρότερη η συχνότητα αποκοπής του βαθυπερατού φίλτρου LC που δημιουργούμε, επομένως και η κυμάτωση που εμφανίζεται τελικά θα είναι πιο μικρή, δηλαδή η κυματομορφή του ρεύματος θα είναι ομαλότερη.
2. Το μέγιστο ρεύμα διέλευσης του πηνίου ώστε να μην οδηγηθεί το πηνίο σε μαγνητικό κορεσμό, δηλαδή  $B < B_{sat}$ .

Η αύξηση της τιμής του  $L$  οδηγεί σε αύξηση του όγκου του πηνίου, που το καθιστά δύσχρηστο.

Για να μην φτάσει το πηνίο στον κορεσμό πρέπει  $B < B_{sat} \approx 0,3T$ . Η μαγνητική επαγωγή δίνεται απ' τον τύπο

$$B = \mu \times H \quad (3.10)$$

όπου  $\mu$  η μαγνητική διαπερατότητα και  $H$  η ένταση του μαγνητικού πεδίου.

Για να περιγράψουμε ένα ιδανικό τοροειδές πηνίο με πυρήνα φερίτη αναφερόμαστε στην γεωμετρικά χαρακτηριστικά του: στη διατομή  $A$ , στον όγκο  $V$ , και το μήκος  $l$ . Τα χαρακτηριστικά αυτά παρέχονται από τον κατασκευαστή.

Σε περίπτωση που το πηνίο δεν είναι ιδανικό αναφερόμαστε στις ισοδύναμες (effective) διαστάσεις  $A_e$ ,  $V_e$ ,  $l_e$  τις οποίες θα είχε ένα υποθετικό θεωρητικό ομογενές πηνίο που θα προκαλούσε το ίδιο αποτέλεσμα με το προς εξέταση πηνίο.

Η αυτεπαγωγή του πηνίου δίνεται από την εξίσωση

$$L = \mu_o N^2 / \sum \frac{l}{\mu A} \quad (3.11)$$

με  $\mu_o$  η μαγνητική διαπερατότητα του κενού,  $N$  τα ελίγματα του πηνίου και ο παρανομαστής είναι το άθροισμα των στοιχειωδών μαγνητικών αντιστάσεων  $R_m$  του πηνίου. Το άθροισμα αυτό είναι η ισοδύναμη μαγνητική αντίσταση του πηνίου

$$\frac{l_e}{\mu A_e} = \sum \frac{l}{\mu A} \quad (3.12)$$

Άρα η αυτεπαγωγή γράφεται,

$$L = \mu_o \mu N^2 A_e / l_e \quad (3.13)$$

Η μαγνητική διαπερατότητα των πυρήνων φερίτη είναι περίπου 3000-4000. Η τιμή αυτή είναι αρκετά μεγάλη και μπορεί να οδηγήσει το πηνίο σε μαγνητικό κορεσμό.

Η εισαγωγή κενού δίνει τη δυνατότητα να αυξηθεί πολύ παραπάνω η ένταση του μαγνητικού πεδίου χωρίς να οδηγηθεί το πηνίο στον κορεσμό. Εισάγοντας το κενό στο πηνίο η αυτεπαγωγή του μεταβάλλεται ως εξής:

$$L' = \frac{\mu_0 N^2}{\frac{l_g}{A_g} - \frac{l_e - l_g}{\mu A_e}} \quad (3.14)$$

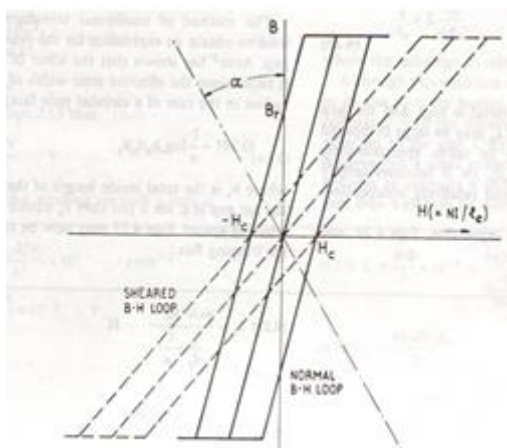
Όπου  $A_g$  η διατομή του κενού και  $l_g$  το μήκος του. Θεωρώντας το μήκος του κενού  $l_g$  πολύ μικρότερο από το μήκος του πυρήνα έχουμε  $l_e - l_g = l_e$  και η αυτεπαγωγή γίνεται

$$L' = \mu_0 \mu_e N^2 A_e / l_e \quad (3.15)$$

Δηλαδή όλα τα δεδομένα που μεταβλήθηκαν με την εισαγωγή του κενού, θεωρούμε ότι επηρέασαν μόνο την μαγνητική διαπερατότητα του πυρήνα και όλα τα υπόλοιπα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του πηνίου παραμένουν ίδια. Ο πυρήνας τώρα συμπεριφέρεται σαν να έχει ισοδύναμη μαγνητική διαπερατότητα  $\mu_e$  η οποία είναι

$$\mu_e = \frac{l_e / A_e}{\frac{l_g}{A_g} + \frac{l_e}{\mu A_e}} \quad (3.16)$$

Με αυτόν τον τρόπο καταφέραμε να μειώσουμε την μαγνητική διαπερατότητα του πυρήνα ώστε να αποτρέψουμε το πηνίο να μπει στην περιοχή κορεσμού.

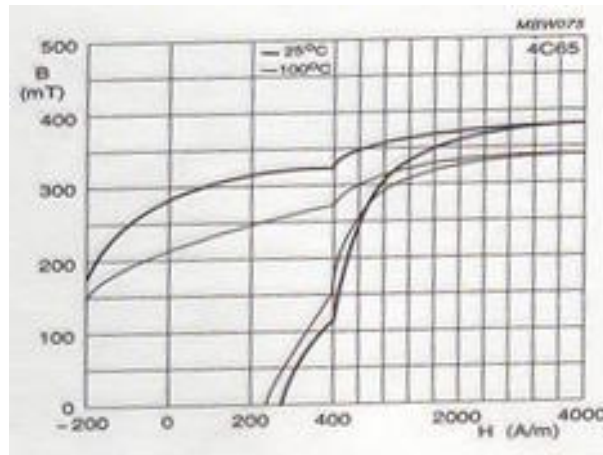


**Εικόνα 3.6: Βρόχος υστέρησης με και χωρίς κενό**

Στην πραγματικότητα όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.6 ο βρόχος υστέρησης του συγκεκριμένου πυρήνα στράφηκε έτσι ώστε στην ίδια ένταση  $H$  να παράγεται μικρότερη μαγνητική επαγωγή  $B$ .

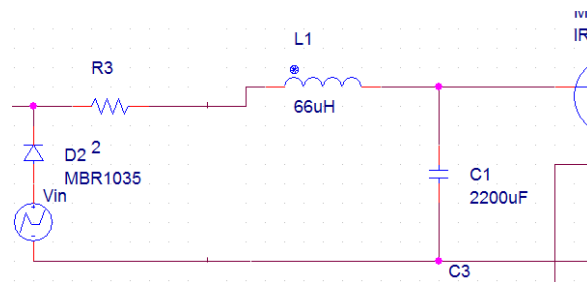
Στο παράρτημα Α εμφανίζονται πιο αναλυτικά τα διάφορα μαγνητικά μεγέθη και τα μαγνητικά φαινόμενα που διέπουν τη λειτουργία του πηνίου.

Στην κατασκευή μας επιλέχθηκε πηνίο με τοροειδές πυρήνα, ο οποίος έχει ενσωματωμένα κενά. Οι διαστάσεις του είναι 23mm εξωτερική διάμετρος, 14mm εσωτερική και 7mm ύψος. Η ισοδύναμη μαγνητική διαπερατότητα είναι  $\mu_e = 125$ , το ισοδύναμο μήκος του μαγνητικού κυκλώματος είναι  $l_e = 55.8mm$ , έχει 28 ελίγματα και η αυτεπαγωγή του είναι  $L = 66\mu H$ .



Εικόνα 3.7: Καμπύλη μαγνήτισης του πυρήνα

- ο Παθητικό φίλτρο εισόδου:



Εικόνα 3.8: LC φίλτρο εισόδου

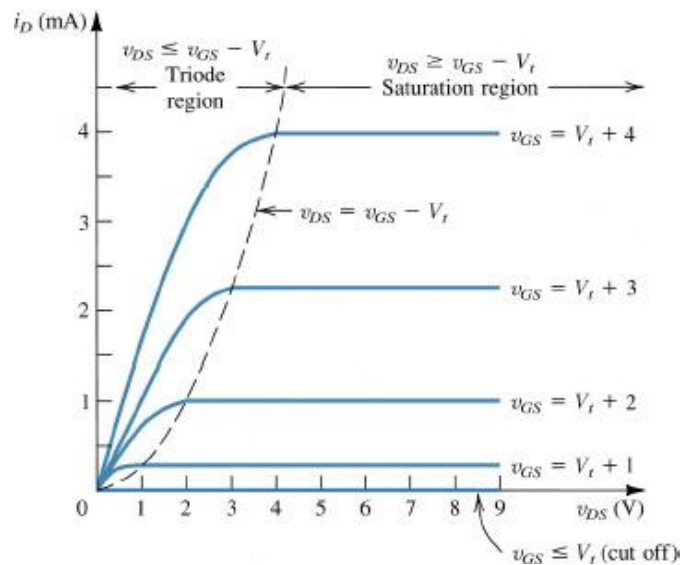
Θεωρητικά, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3.1, στο κύκλωμα μετά την είσοδο συνδέεται ο διακόπτης ισχύος. Στην πράξη όμως, είναι απαραίτητο να παρεμβληθεί ένα φίλτρο εισόδου ανάμεσα στην πηγή και στον διακόπτη ισχύος. Το φίλτρο εισόδου έχει σκοπό να αποτρέψει ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, που παράγονται από τον διακόπτη ισχύος, να φθάσουν στην γραμμή ρεύματος και στην τροφοδοσία. Παράλληλα, υπάρχει πιθανότητα κατά τις μεταβατικές καταστάσεις το MOSFET να απαιτήσει από την τροφοδοσία ένταση ρεύματος μεγαλύτερη από την επιτρεπόμενη μέγιστη ένταση λειτουργίας του τροφοδοτικού με αποτέλεσμα πιθανή βλάβη.

Ένα παθητικό φίλτρο LC, αποτελεί την ιδανικότερη λύση για τις απαιτήσεις φιλτραρίσματος, συνδυάζοντας επίσης το χαμηλό κόστος κατασκευής και την απλότητα στο σχεδιασμό. Το βαθυπερατό αυτό φίλτρο εξομαλύνει το ρεύμα που απαιτείται από την τροφοδοσία με αποτέλεσμα να υπάρχει μία κυμάτωση γύρω από

την μέση ένταση του ρεύματος που παρέχεται από το τροφοδοτικό. Το πηνίο έχει  $L = 66\mu H$  και ο πυκνωτής που επιλέχθηκε  $C = 2200\mu F$ . Άρα η συχνότητα αποκοπής του πρωτοβάθμιου φίλτρου είναι  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 418Hz$ . Η συχνότητα μετάβασης του MOSFET είναι πολύ μεγαλύτερη, αφού το MOSFET θα λειτουργεί σε συχνότητα της τάξης των kHz.

ο MOSFET:

Το τρανζίστορ φαινομένου πεδίου με δομή μέταλλο-οξειδίο-ημιαγωγός (MOSFET) παρουσιάζει μεγάλη ικανότητα μεταφοράς ρεύματος και αποκοπής της τάσης στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής αντίστοιχα. Χρησιμοποιείται πολύ σε εφαρμογές που οι ταχύτητες μετάβασης πρέπει να είναι μεγάλες. Το MOSFET είναι ένα στοιχείο με τρεις ακροδέκτες στο οποίο η είσοδος, που στην ουσία είναι η πύλη (gate), ελέγχει τη ροή του ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου, που είναι ο απαγωγός (drain) και η πηγή (source). Στην εικόνα 3.9 φαίνονται τα χαρακτηριστικά μεγέθη εξόδου, δηλαδή το ρεύμα απαγωγού  $i_D$  ως συνάρτηση της τάσης  $v_{DS}$  απαγωγού-πηγής με παράμετρο την τάση  $V_{GS}$  πύλης-πηγής σε MOSFET καναλιού  $n$ . Το MOSFET χρησιμοποιείται κυρίως ως διακόπτης στις εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος που ελέγχει τη διέλευση ρεύματος προς το φορτίο. Στις εφαρμογές αυτές



Εικόνα 3.9: Χαρακτηριστική καμπύλη MOSFET

διατρέχει τις χαρακτηριστικές  $i_D-v_{DS}$  από την αποκοπή μέσα από την ενεργό περιοχή προς τον κορεσμό καθώς το στοιχείο άγει και αντίστροφα καθώς αποκόπτεται.

Το MOSFET βρίσκεται σε αποκοπή, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου  $V_{GS_{th}}$ . Το στοιχείο λειτουργεί σαν ανοικτός διακόπτης. Αυτό σημαίνει ότι η τάση διάσπασης απαγωγού-πηγής πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερη από την εφαρμοζόμενη τάση. Στην πραγματικότητα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από

κάθε τάση τροφοδοσίας που υπάρχει στο κύκλωμα, ώστε να αποφευχθούν πιθανές επαγωγικές τάσεις να καταστρέψουν το στοιχείο. Όταν το στοιχείο οδηγείται από μεγάλη τάση πύλης-πηγής, τότε βρίσκεται στην περιοχή κορεσμού όπου η τάση απαγωγού-πηγής είναι μικρή. Στην περιοχή αυτή η κατανάλωση ισχύος εξαρτάται μόνο από την εσωτερική αντίσταση  $R_{DS(on)}$ . Το MOSFET βρίσκεται σε αυτήν την περιοχή, όταν ισχύει η σχέση

$$v_{GS} - V_{GS(th)} > v_{DS} > 0 \quad (3.17)$$

Στην ενεργό περιοχή το ρεύμα απαγωγού είναι ανεξάρτητο από την τάση απαγωγού-πηγής και εξαρτάται μόνο από την τάση πύλης-πηγής.

Το MOSFET που χρησιμοποιήθηκε στην εφαρμογή μας είναι το IRF520n της International Rectifier. Η τάση διάσπασης είναι πολύ μεγαλύτερη από την τάση τροφοδοσίας του τρανζίστορ,  $V_{DSS}=100V$ . Η τιμή της μέσης μέγιστης τιμής ρεύματος του απαγωγού είναι  $I_D=9.7A$  στους  $25^\circ C$ . Όταν βρίσκεται στην περιοχή κορεσμού η αντίσταση  $R_{DS(on)}$  είναι  $0.20\Omega$ . Η τάση καταφλίου κυμαίνεται από 2 έως 4 Volt κάτι που θα πρέπει να έχουμε υπόψη για την σωστή οδήγηση της πύλης του. Τέλος αναφέρεται ότι μπορεί να λειτουργήσει έως και τους  $175^\circ C$ , αν και με μειωμένες ηλεκτρικές αντοχές. Στο MOSFET, όταν αυτό λειτουργεί, καταναλώνεται ενέργεια με μορφή θερμότητας και η θερμοκρασία του αυξάνεται. Γι' αυτό το λόγο πρέπει να χρησιμοποιηθεί κατάλληλη ψήκτρα για την απομάκρυνση της θερμότητας που παράγεται από το MOSFET.

#### ο Snubber Circuit

Ο ρόλος ενός κυκλώματος εξωτερικής προστασίας (snubber circuit) είναι να μειώσει τις ηλεκτρικές καταπονήσεις, που επιβάλλονται σε ένα στοιχείο από τον μετατροπέα ισχύος κατά τη διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων, σε επίπεδα που βρίσκονται κάτω από τις μέγιστες ηλεκτρικές προδιαγραφές του στοιχείου. Δεν αποτελούν θεμελιώδες τμήμα του μετατροπέα ισχύος, αλλά προσθήκη. Η πολυπλοκότητα αλλά και το κόστος με το οποίο επιβαρύνεται ο σχεδιασμός του μετατροπέα με τη προσθήκη του snubber εξισορροπείται από τα οφέλη της μείωσης των ηλεκτρικών καταπονήσεων σε κρίσιμα στοιχεία του κυκλώματος. Ένα κύκλωμα snubber μειώνει τις καταπονήσεις μετάβασης σε ασφαλή όρια με τους εξής τρόπους:

1. Μειώνει τις τάσεις που εφαρμόζονται στα στοιχεία κατά τη διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων σβέσης.
2. Μειώνει τα ρεύματα που εφαρμόζονται στα στοιχεία κατά τη διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων έναυσης.
3. Μειώνει τον ρυθμό αύξησης του ρεύματος ( $di/dt$ ) στα στοιχεία τη στιγμή έναυσης.

4. Μειώνει τον ρυθμό αύξησης των τάσεων ( $dv/dt$ ) στους ακροδέκτες του στοιχείου κατά τη διάρκεια της σβέσης ή κατά τη διάρκεια επανεφαρμοζόμενων ορθών τάσεων αποκοπής.
5. Διαμορφώνει τη διαδρομή μετάβασης του στοιχείου, καθώς αυτό ανοίγει και κλείνει.

Από την άποψη της τοπολογίας του κυκλώματος υπάρχουν τρεις μεγάλες κατηγορίες κυκλωμάτων snubber. Αυτές είναι:

1. Μη πολωμένα κυκλώματα σειράς R-C, τα οποία χρησιμοποιούνται για να προστατεύσουν διόδους με περιορισμό της μέγιστης τάσης και του ρυθμού  $dv/dt$  κατά την ανάστροφη αποκατάσταση
2. Πολωμένα R-C snubber. Αυτά χρησιμοποιούνται για να διαμορφώσουν την τροχιά αποκοπής της διαδρομής μετάβασης, για να συγκρατήσουν τις τάσεις που εφαρμόζονται στα στοιχεία σε ασφαλή επίπεδα, ή για να περιορίσουν τον ρυθμό μεταβολής  $dv/dt$  κατά την αποκοπή του στοιχείου
3. Πολωμένα L-R snubber. Ο ρόλος τους είναι να διαμορφώσουν τη διαδρομή έναυσης ελεγχόμενων διακοπών και/ή να περιορίσουν το ρυθμό μεταβολής του ρεύματος  $di/dt$  κατά την έναυση του στοιχείου.

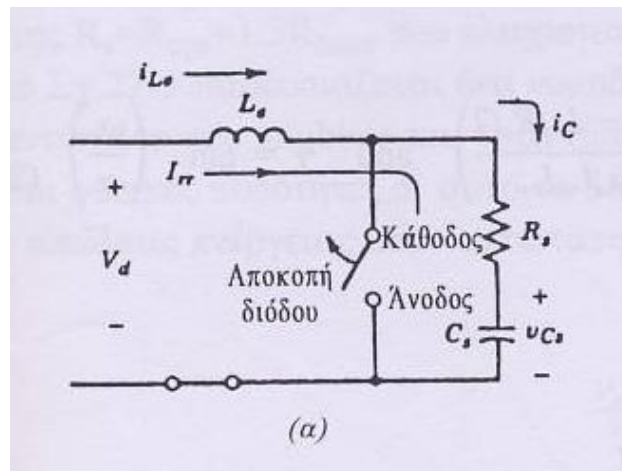
Πρώτη εκτίμηση είναι ότι θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ένα snubber circuit για την προστασία του MOSFET κατά τα μεταβατικά φαινόμενα. Η μέγιστη τάση τροφοδοσίας είναι τα 12Volt και η τάση σε συνθήκες ισορροπίας δεν θα υπερβαίνει αυτή τη μέγιστη τιμή. Γνωρίζουμε ότι πιθανές υπερτάσεις και spikes στους ακροδέκτες του MOSFET μπορούν να έχουν έως και τριπλάσιο μέτρο από τη μέγιστη τάση που εφαρμόζεται σε αυτό. Επιλέξαμε κατάλληλο MOSFET με την μέγιστη τάση, που να μπορεί να εφαρμοστεί στα άκρα του για μικρό χρονικό διάστημα, να είναι  $V_{max} = 100V$ , ένα όριο ασφαλείας πολύ μεγαλύτερο από τις πιθανές υπερτάσεις. Επομένως δεν κρίθηκε απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί snubber κύκλωμα για την προστασία του διακόπτη ισχύος.

Αντίθετα, χρειάστηκε να τοποθετηθεί ένα κύκλωμα RC snubber παράλληλα στην διόδο για την προστασία της. Οι υπερτάσεις στην διόδο του μετατροπέα υποβιβασμού τάσεως οφείλονται στην παρασιτική επαγωγή  $L_{\sigma}$ , που βρίσκεται σε σειρά με τη διόδο. Οι παρασιτικές επαγωγές εμφανίζονται από την απότομη πτώση του ρεύματος ανάστροφης πόλωσης της διόδου κατά το κλείσιμο του διακόπτη ισχύος  $T$ . Το φορτίο είναι επαγωγικό και υποθέτουμε ότι το ρεύμα του φορτίου  $I_o$  διατηρείται σταθερό κατά την μετάβαση του διακόπτη  $T$ , ο οποίος θεωρείται ιδανικός, πράγμα που αποτελεί και την χειρότερη περίπτωση ανάλυσης του κυκλώματος. Το κύκλωμα που προκύπτει φαίνεται στην εικόνα 3.10.

Κατά την μετάβαση μεταξύ των καταστάσεων αγωγής και μη αγωγής της διόδου μπορεί να δημιουργηθεί απότομα μεγάλη τάση στα άκρα της διόδου, που μπορεί να την καταστρέψει. Αυτός ο σπινθήρας θα δημιουργηθεί κατά τον χρόνο ανόδου (ή καθόδου) της διόδου. Η συχνότητα του φαινομένου θα είναι  $f \geq 1 \div t_{rise}$ . Σκοπός



του κυκλώματος snubber είναι να αποκόψει αυτές τις συχνότητες χωρίς παράλληλα να αποκόπτει συχνότητες του παλμικού τροφοδοτικού.



**Εικόνα 3.10: Κύκλωμα snubber σε δίοδο**

Η συχνότητα του τροφοδοτικού είναι 47,8kHz. Όπως θα αναφερθεί στο έβδομο κεφάλαιο το μικρότερο duty cycle που μπορεί να επιτευχθεί είναι 5%, δηλαδή ένας παλμός συχνότητας  $f = 47,8kHz \times (100 \div 5) \cong 956kHz$ . Καθώς οι χρόνοι ανόδου είναι συνήθως της τάξης των nanoseconds (συχνότητες της τάξης GHz) μπορούμε με ασφάλεια να επιλέξουμε μια συχνότητα αποκοπής για το φίλτρο RC γύρω στα 10MHz. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου δίνεται απ' την εξίσωση  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ . Με αυτόν τον τρόπο επιλέχθηκαν οι τιμές  $R=150\Omega$  και  $C=100pF$  που δίνουν συχνότητα αποκοπής  $f=10,6MHz$ .

- Οδήγηση του MOSFET:

Η πρωταρχική λειτουργία ενός κυκλώματος οδήγησης είναι να προκαλεί την μετάβαση του MOSFET από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα. Πρέπει να ελαχιστοποιούνται οι χρόνοι έναυσης και σβέσης ώστε το στοιχείο ισχύος να διέρχεται ταχύτατα από την ενεργό περιοχή, όπου η κατανάλωση της στιγμιαίας ενέργειας είναι μεγάλη. Επιπρόσθετα στην κατάσταση αγωγιμότητας το κύκλωμα οδήγησης πρέπει να παρέχει επαρκή τάση πύλης-πηγής στο MOSFET ώστε να κρατά τον διακόπτη ισχύος σε αυτή τη κατάσταση.

Προφανώς, το κύκλωμα οδήγησης αποτελεί το ενδιάμεσο στάδιο ανάμεσα στον μικροεπεξεργαστή που δημιουργεί τα λογικά σήματα που χρησιμοποιούνται για την μετάβαση του διακόπτη και του ίδιου του διακόπτη ισχύος. Το κύκλωμα οδήγησης ενισχύει τα λογικά σήματα ελέγχου στα επίπεδα που απαιτούνται για την οδήγηση του διακόπτη ισχύος και όταν απαιτείται παρέχει ηλεκτρική απομόνωση ανάμεσα στον διακόπτη ισχύος και στα κυκλώματα επεξεργασίας/ελέγχου των λογικών

σημάτων. Ειδικότερα το κύκλωμα οδήγησης για MOSFET πρέπει να παρέχει ένα μεγάλο αρχικό ρεύμα, όσο χρόνο διαρκεί η μετάβαση του στοιχείου στην κατάσταση αγωγιμότητας και κατά την υπόλοιπη διάρκεια της κατάστασης αγωγιμότητας να παρέχει μια μεγάλη τάση ανάμεσα στην πύλη και την πηγή με χαμηλό επίπεδο ρεύματος

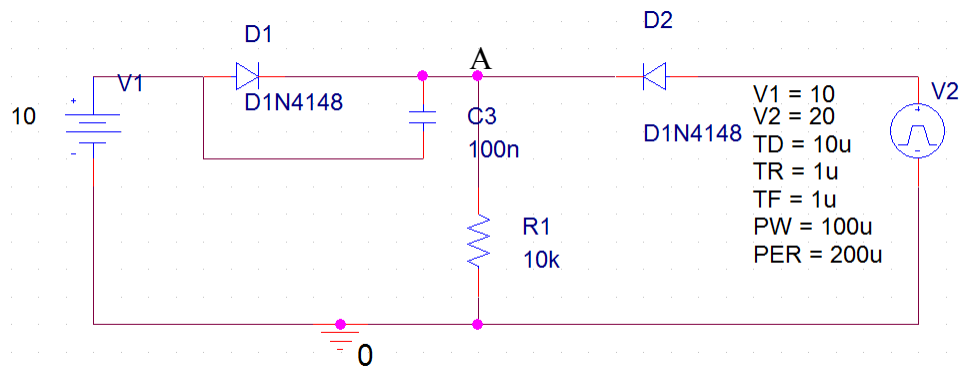
Υπάρχουν αρκετοί τρόποι οδήγησης ενός MOSFET με σχεδιασμό περίπλοκων κυκλωμάτων με αρκετά στοιχεία. Όμως η οδήγηση με ολοκληρωμένο κύκλωμα αποτελεί ιδανικότερη επιλογή τόσο λόγω του πολύ μικρότερου χώρου που καταλαμβάνει όσο και της ευκολίας στην χρήση. Δηλαδή όλες οι σημαντικές παράμετροι που χρειάζονται, υπάρχουν ήδη και δεν χάνεται χρόνος στον προσδιορισμό, σχεδιασμό και δοκιμή των κυκλωμάτων οδήγησης.

Για την ασφαλή οδήγηση και απομόνωση του διακόπτη ισχύος από το κύκλωμα που παράγει τα λογικά σήματα ευρέως διαδεδομένες είναι δύο τεχνικές. Η πρώτη είναι η χρησιμοποίηση μετασχηματιστή, μια τεχνική που μπορεί να καταστεί ιδιαίτερα αποτελεσματική για συγκεκριμένες τιμές συχνότητας και ισχύος. Ο μετασχηματιστής οδήγησης της πύλης μεταφέρει μικρή ποσότητα μέσης ισχύος αλλά μπορεί να δημιουργήσει υψηλές τιμές ρεύματος κατά την έναυση και τη σβέση του MOSFET. Το βασικό μειονέκτημά τους είναι ότι πρέπει να δίνουν στην έξοδό τους παλμούς και όχι ημιτονικά σήματα, πράγμα δύσκολο να υλοποιηθεί. Η δεύτερη τεχνική είναι η χρήση οπτικού ζεύκτη. Ο οπτικός ζεύκτης αποτελείται από μία δίοδο εκπομπής φωτός (LED), και ένα φωτο-τρανζίστορ με οπτικά ευαίσθητη βάση στην έξοδο. Η φωτο-δίοδος εκπέμπει τα λογικά σήματα προς την βάση του τρανζίστορ. Άμεσα πλεονεκτήματα αυτής της τεχνικής είναι η πολύ υψηλή απομόνωση τάσεως που παρέχει (μέχρι και 5000 Volt), η δυνατότητα λειτουργίας σε πολύ υψηλές συχνότητες και η ευκολία μετατροπής του λογικού σήματος σε πραγματικό. Από την άλλη αυξάνεται η διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων, καθώς προστίθεται στο συνολικό χρόνο μετάβασης και η καθυστέρηση των ημιαγωγίων αυτών στοιχείων.

Τέλος, η οδήγηση του MOSFET μπορεί να επιτευχθεί και με την τεχνική bootstrap. Απαραίτητη προϋπόθεση για την εκκίνηση του n-MOSFET είναι η πύλη να βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό από την πηγή του MOSFET, δηλαδή  $V_{GS} > V_{DS}$ . Στη συνέχεια παρουσιάζεται ένα κύκλωμα ώστε να περιγραφεί η λειτουργία του κυκλώματος bootstrap. Το ένα άκρο του πυκνωτή bootstrap συνδέεται στην γραμμή τροφοδοσίας και το άλλο στη έξοδο του κυκλώματος. Για την περιγραφή της τεχνικής η έξοδος στο κύκλωμά μας είναι η αντίσταση R1, αλλά στην πραγματικότητα εκεί βρίσκεται η πύλη του τρανζίστορ.

Στην κατάσταση ισορροπίας ο πυκνωτής φορτίζεται όταν η παλμική τάση αυξάνεται και γίνεται μεγαλύτερη από την τάση τροφοδοσίας καθώς έχει διαφορά δυναμικού στα άκρα του. Όταν η παλμική τάση μειώνεται τότε ο πυκνωτής παρέχει την ενέργειά του στο κύκλωμα και η τάση στο σημείο A που στο μοντέλο μας αντιστοιχεί στην τάση της πύλης παραμένει υψηλή πάνω από την τάση τροφοδοσίας. Πετύχαμε να

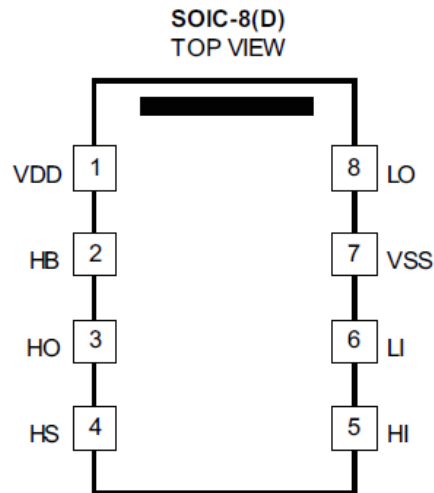
υψώσουμε το σημείο A σε τάση πολλαπλάσια και επομένως να οδηγήσουμε την πύλη του τρανζίστορ.



**Εικόνα 3.11: Κυκλωματικό μοντέλο της τεχνικής bootstrap**

Για την εφαρμογή μας επιλέχθηκε το ολοκληρωμένο *UCC27200*, καθώς παρουσιάζει τα τεχνικά χαρακτηριστικά που ταιριάζουν πλήρως στην εφαρμογή μας, ενώ ταυτόχρονα αποτελεί οικονομική και αξιόπιστη λύση. Τα χαρακτηριστικά τα οποία το καθιστούν ιδανικό είναι η μέγιστη τάση λειτουργίας του στην κατάσταση ισορροπίας  $V_{max} = 20Volt$ . Η διόδος για την bootstrap οδήγηση που έχει ενσωματωμένη αντέχει μέχρι και  $120Volt$  στους ακροδέκτες της, ενώ το ολοκληρωμένο μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο σε high-side όσο και σε low-side συνδεσμολογία, αν και στην εφαρμογή μας επιλέχθηκε για high-side οδήγηση. Το μέγιστο ρεύμα που το διαρρέει είναι τα  $I_{max}=3A$ , ενώ παρουσιάζει χρόνο ανόδου κατά τη μετάβαση  $t_{rise}=8ns$  και  $t_{fall}=7ns$  πολύ μικρούς χρόνους μετάβασης δηλαδή.

Παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο καθώς και πληροφορίες για τους ακροδέκτες του.



ΑΚΡΟΔΕΚΤΗΣ		
όνομα	Νούμερο	Περιγραφή
VDD	1	Positive supply to the lower gate driver. De-couple this pin to VSS (GND). Typical decoupling capacitor range is 0.22 mF to 1.0 mF.
HB	2	High-side bootstrap supply. The bootstrap diode is on-chip but the external bootstrap capacitor is required. Connect positive side of the bootstrap capacitor to this pin.
HO	3	High-side output. Connect to the gate of the high-side power MOSFET.
HS	4	High-side source connection. Connect to source of high-side power MOSFET. Connect negative side of bootstrap capacitor to this pin.
HI	5	High-side input.
LI	6	Low-side input.
VSS	7	Negative supply terminal for the device which is generally grounded.
LO	8	Low-side output. Connect to the gate of the low-side power MOSFET.

Εικόνα 3.12 Οι ακροδέκτες και η λειτουργία τους του UCC27200

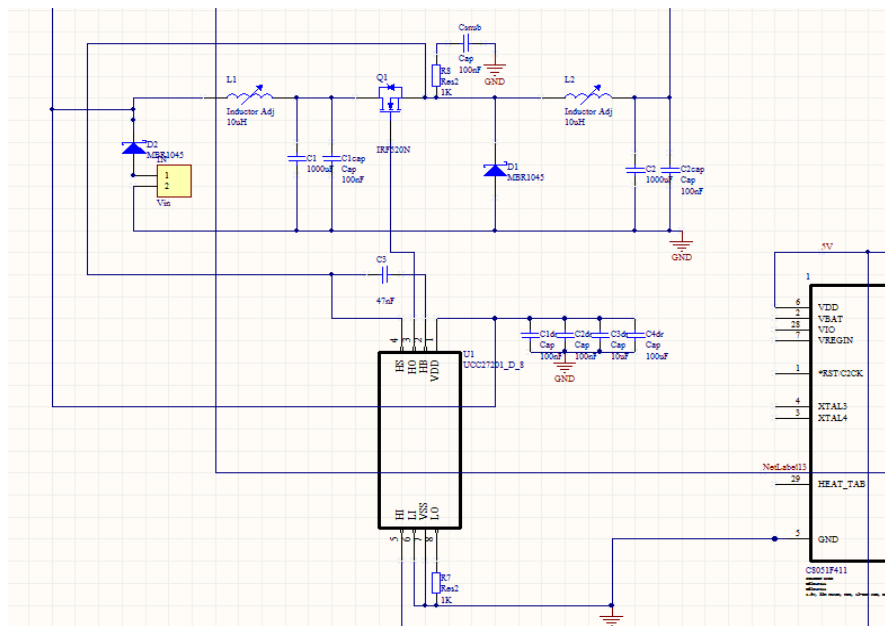
Στο ολοκληρωμένο πρέπει να συνδεθεί ένας πυκνωτής bootstrap. Το φυλλάδιο λειτουργίας περιορίζει την χωρητικότητά του από 0.022 έως 0.1μF. Η ακριβής χωρητικότητά του εξαρτάται και από την χωρητικότητα της πύλης του MOSFET.

Μετά από μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε πυκνωτής χωρητικότητας  $C=47nF$  που συνδέθηκε το θετικό του άκρο στο pin 2 και το αρνητικό του στο pin 4 σύμφωνα με τον παραπάνω πίνακα.

- ο Βασικό κύκλωμα υποβιβασμού τάσης:

Το τελικό κομμάτι του σχεδιασμού μας αποτελείται από μία δίοδο και ένα βαθυπερατό φίλτρο, όπως έχει περιγραφεί και στη θεωρητική προσέγγιση του buck converter. Ο μετατροπέας λειτουργεί σε συνεχή αγωγή ρεύματος και τροφοδοτεί φορτίο που απαιτεί μέγιστη ένταση ρεύματος  $I_{max} = 7.9A$  και μέγιστη τάση  $V_{max} = 14,4Volt$  στους  $25^{\circ}C$ . Αντιλαμβανόμαστε ότι αυτές είναι και οι μέγιστες τιμές που πρέπει να παράγει ο μετατροπέας και μάλιστα να διασφαλίσουμε ότι δεν θα ξεπερνά αυτές τις τιμές.

Καθώς το κύκλωμά μας δημιουργεί συνεχώς βίαιες μεταβολές της τάσης και του ρεύματος είναι απαραίτητο να προσθέσουμε παράλληλα στους δύο πυκνωτές των φίλτρων και όσο πιο κοντά στις γραμμές ισχύος γίνεται, πυκνωτές μικρούς σε χωρητικότητα. Οι μικροί χωρητικότητας πυκνωτές λόγω των διαστάσεων τους παρουσιάζουν μικρή επαγωγή και αποκρίνονται γρήγορα σε υψηλές συχνότητες. Έτσι, όταν απαιτηθεί ενέργεια λόγω μεταβολής σε μικρό χρόνο, οι πυκνωτές αυτοί θα δώσουν την απαιτούμενη απ' το κύκλωμα ενέργεια. Οι μεγαλύτερης χωρητικότητας πυκνωτές θα δώσουν περισσότερη ενέργεια αλλά δεν αποκρίνονται σε πολύ μικρά χρονικά διαστήματα. Το τελικό κύκλωμα όπως σχεδιάστηκε στην πλακέτα όσον αφορά τον buck converter είναι το ακόλουθο.



Εικόνα 3.13: Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης

Στην εικόνα φαίνεται και ο micro-controller που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή των λογικών σημάτων και τον έλεγχο του duty cycle του μετατροπέα.

- Έξοδος του μετατροπέα

Στην έξοδο του μετατροπέα συνδέεται ένα θερμοηλεκτρικό στοιχείο (Peltier). Το στοιχείο αυτό ανάλογα με το ρεύμα που το διαρρέει θερμαίνει την μία επιφάνειά του και ψύχει την άλλη. Τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

PERFORMANCE SPECIFICATIONS		
Hot side temperature (°C)	25	50
Qmax (watts)	69	75
Delta Tmax (°C)	69	79
I <sub>max</sub> (amps)	7.9	7.99
V <sub>max</sub> (volts)	14.4	16.2
Module resistance (ohms)	1.678	1.892

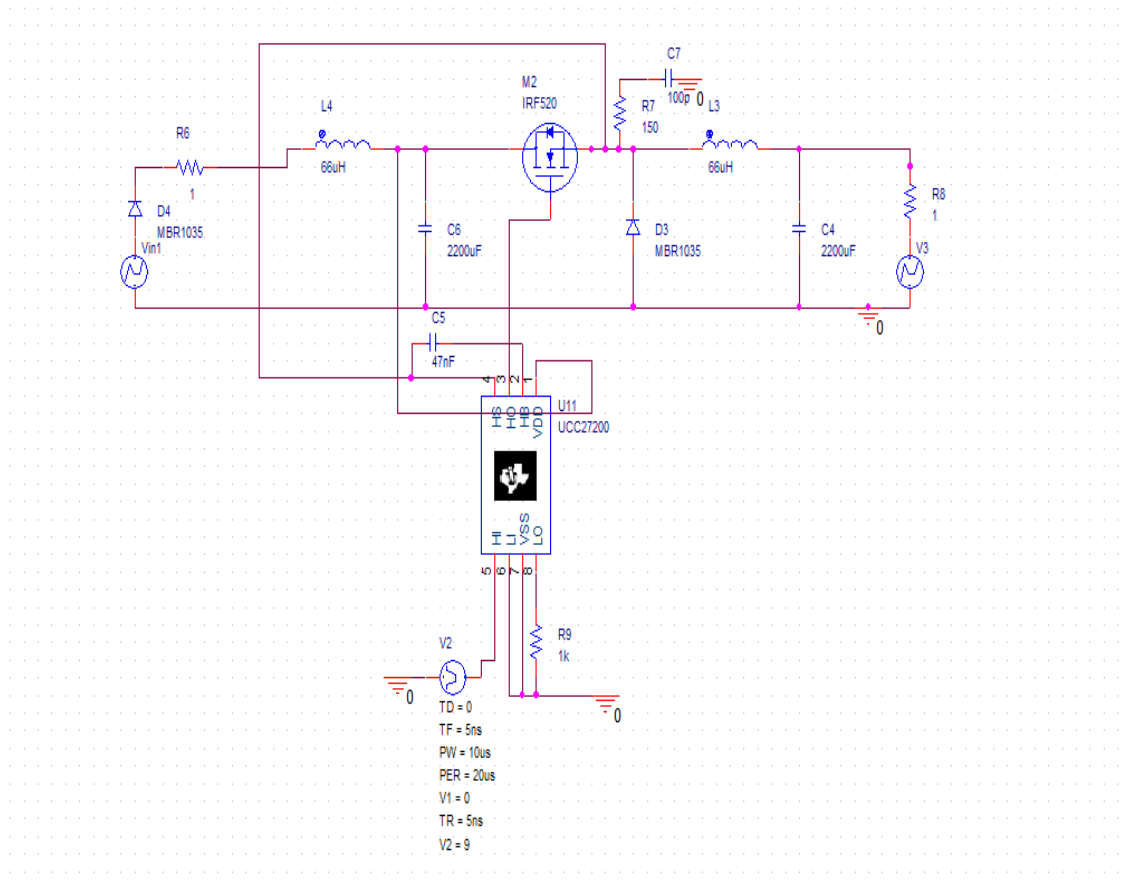
**Πίνακας 3.1: Προδιαγραφές λειτουργίας του Peltier**

Το φαινόμενο που περιγράφει τον τρόπο λειτουργίας του θερμοηλεκτρικού στοιχείου Peltier παρουσιάζεται στο παράρτημα Β

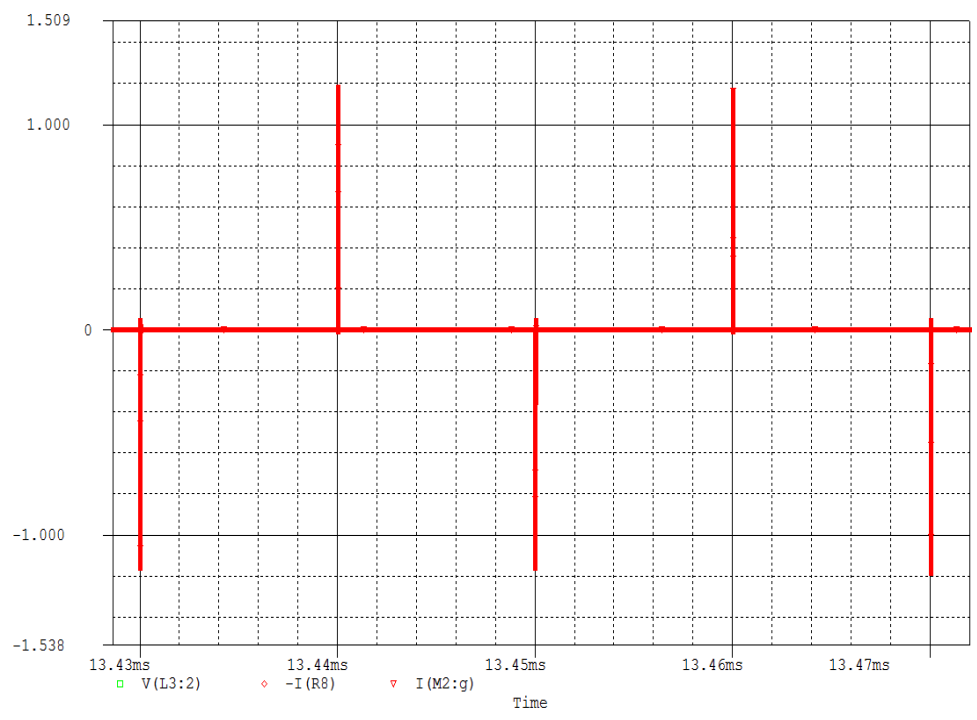
### 3.3 Εξομοίωση του κυκλωματικού μοντέλου που σχεδιάστηκε

Το κύκλωμα προσομοίωσης της λειτουργίας του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης φαίνεται στην εικόνα 3.14. Η αντίσταση  $R_6$  δεν υπάρχει στο πραγματικό κύκλωμα και τοποθετήθηκε για λόγους της προσομοίωσης. Το θερμοηλεκτρικό στοιχείο, που είναι η έξοδος του κυκλώματος, προσομοιώθηκε με μια αντίσταση  $1\Omega$  και μια πηγή τάσης  $1V$ . Η τάση τροφοδοσίας τέθηκε στα  $12V$  και η συχνότητα στα  $50kHz$ , που έχει μικρή διαφορά σε σχέση με την πραγματική ( $48,7kHz$ ) και δεν επηρεάζει τις μετρήσεις.

Αρχικά απεικονίζεται το ρεύμα που διαρρέει το ολοκληρωμένο για την οδήγηση του τρανζίστορ, το οποίο δεν εξαρτάται απ' το duty cycle.



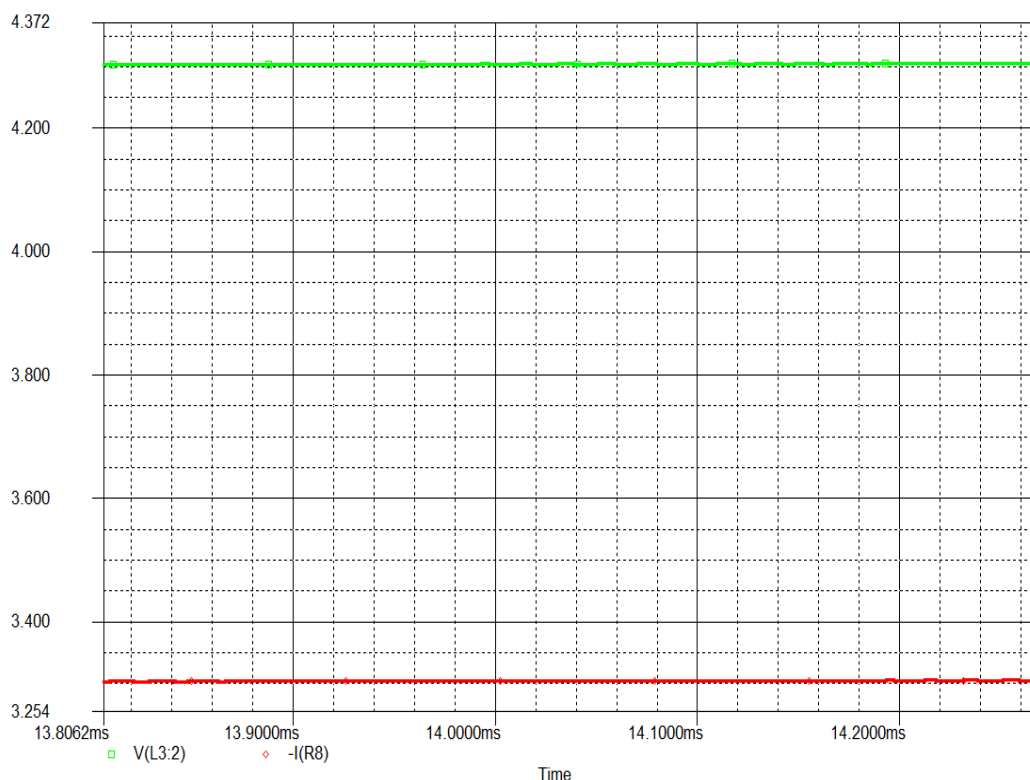
**Εικόνα 3.14: Κύκλωμα προσομοίωσης**



**Εικόνα 3.15: Ένταση ρεύματος στην έξοδο του driver**

Η ένταση του ρεύματος στον driver φτάνει τα 1,2A, το οποίο καλύπτεται απ' το UCC27201.

### 3.3.1 Ανάλυση σε duty cycle 50%



**Εικόνα 3.16: Ρεύμα και τάση στην έξοδο duty cycle 50%**

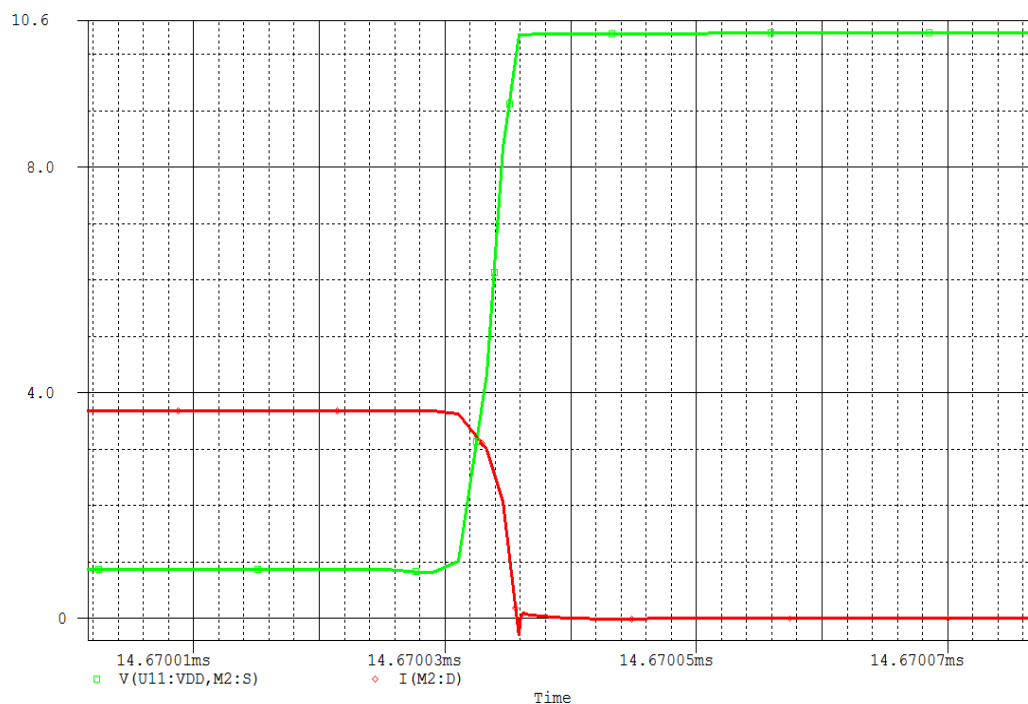
Παρατηρούμε ότι το ρεύμα και η τάση παραμένουν σταθερά στην έξοδο του κυκλώματος, που είναι και το αναμενόμενο απ' τη λειτουργία του dc-dc παλμικού τροφοδοτικού. Το ρεύμα είναι  $I_{out} = 3,3A$  και η τάση  $V_{out} = 4,3V$ . Η ισχύς στο φορτίο είναι  $P_L = I_{out} \times V_{out} = 14,19W$ . Στην ιδανική περίπτωση ισχύει  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{2}$  για duty cycle 50%. Αυτό δεν συμβαίνει για τα 12V της εισόδου, αφού έχουμε πτώση τάσης τόσο στην δίοδο προστασίας όσο και στην αντίσταση  $R_6$ . Η τάση πριν το πηνίο  $L_4$  είναι  $V_L = 9,8V$ , που είναι η τάση εισόδου για το κύκλωμα απ' το οποίο εξάχθηκε η παραπάνω εξίσωση. Γι' αυτήν την τάση έχουμε  $\frac{V_L}{V_{in}} = 0,43$ . Η απόκλιση αυτή είναι πολύ μικρότερη σε σχέση με τα 12V και οφείλεται στις απώλειες που εμφανίζουν τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος.

Οι τιμές απ' τις προσομοιώσεις αυτές χρησιμοποιήθηκαν για τον καθορισμό των διάφορων εξαρτημάτων που επιλέχθηκαν στην σχεδίαση του κυκλώματος.



### 3.3.2 Απώλειες του κυκλώματος

Αρχικά, θα υπολογιστούν οι απώλειες στο MOSFET, που είναι το παλμικό στοιχείο του κυκλώματος, και είναι δύο ειδών. Οι απώλειες κατά την διάρκεια της μετάβασης (switching losses) και οι απώλειες κατά την on περίοδο του MOSFET που οφείλονται στην αντίσταση  $R_{DS(on)}$  (Static Drain-to-Source On-Resistance). Απ' το datasheet του IRF520N έχουμε  $R_{DS(on)} = 0,2\Omega$ . Παρακάτω θα γίνει υπολογισμός των απωλειών σε duty cycle 50%.



Εικόνα 3.17: Χρόνος ανόδου της τάσης και του ρεύματος στο MOSFET

Οι απώλειες μετάβασης εξαρτώνται απ' τον χρόνο ανόδου και καθόδου του MOSFET. Στην προσομοίωση οι χρόνοι αυτοί βρέθηκαν να είναι περίπου 7ns. Η ενέργεια του παλμού ισούται με το γινόμενο της τάσης  $V_{DS}$  επί το ρεύμα που διαρρέει το MOSFET κατά τον χρόνο μετάβασης. Το ρεύμα (κόκκινο) και η τάση (πράσινο) στην μετάβαση από on σε off φαίνονται στην επόμενη εικόνα. Για λόγους απλοποίησης θεωρούμε ότι η μετάβαση γίνεται σε ευθεία γραμμή. Δηλαδή το ρεύμα μεταβαίνει γραμμικά από 3,67A σε 0A και η τάση από 0,868V σε 10,03V σε χρόνο 7ns. Άρα, η ισχύς του παλμού είναι περίπου

$$P_p = \frac{I_M}{2} \times \frac{V_{DS}}{2} = 3,67 \times (10,03 - 0,868) \div 4 = 8,406W \quad (3.18)$$

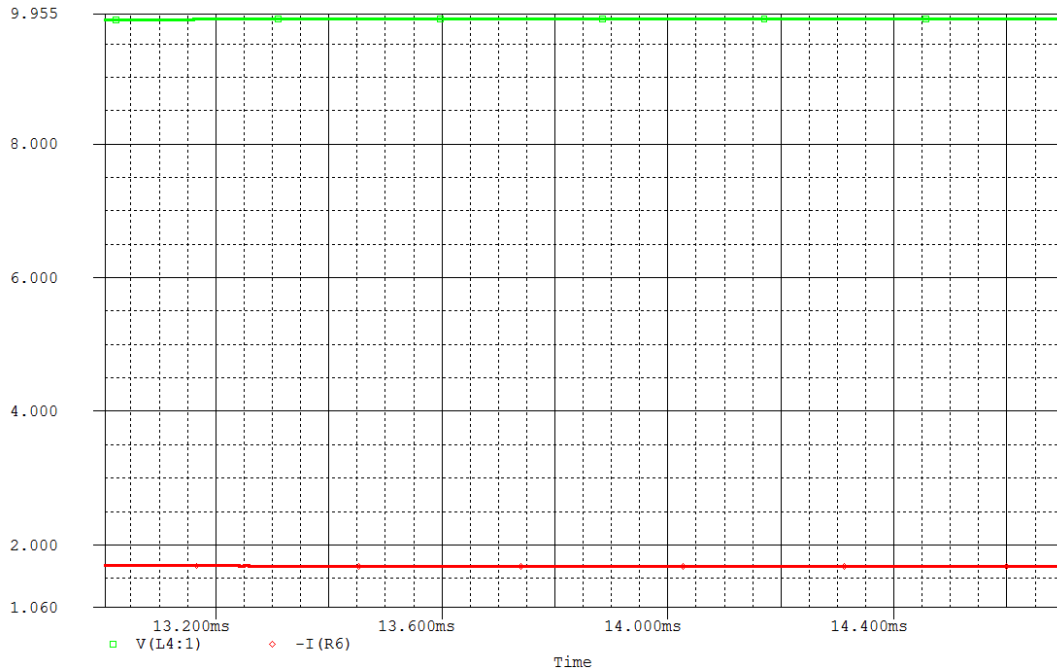
Με όμοιο τρόπο συμβαίνει και η μετάβαση από off σε on. Η περίοδος του συστήματος είναι  $t_{per} = 1 \div f = \frac{1}{48,7kHz} \approx 20,5\mu s$ . Σε μια περίοδο συμβαίνουν δύο μεταβάσεις. Οπότε, οι απώλειες μετάβασης είναι

$$P_{Msw} = P_p \times \frac{t_{sw}}{t_{per}} = 8,406 \times \frac{2 \times 7ns}{20,5\mu s} = 5,74mW \quad (3.19)$$

Με duty cycle 50% το MOSFET είναι on κατά τον μισό χρόνο, οπότε οι απώλειες της on περιόδου είναι

$$P_{Mon} = \frac{1}{2} \times I^2 R_{DS} = \frac{1}{2} \times 3,67^2 \times 0,2 = 1,347W \quad (3.20)$$

Όμοια, μπορούν να υπολογιστούν οι απώλειες στην δίοδο D3 τόσο στην μετάβαση όσο και στην περίοδο αγωγής. Απώλειες εμφανίζονται και στα πηνία, αφού έχουν και αυτά κάποια αντίσταση. Στην δίοδο προστασίας στην πηγή του κυκλώματος έχουμε απώλειες  $V_{Drop} \times I_{in} = 0,448V \times 1,688A = 0,756W$ . Στο πραγματικό κύκλωμα υπάρχουν παρασιτικές επαγωγές, οι οποίες δεν συμπεριλαμβάνονται στο μοντέλο προσομοίωσης και προκαλούν επιπλέον απώλειες. Οι χρόνοι ανόδου και καθόδου αναμένεται να είναι αρκετά μεγαλύτεροι στην πραγματικότητα, λόγω αυτών των επαγωγών.



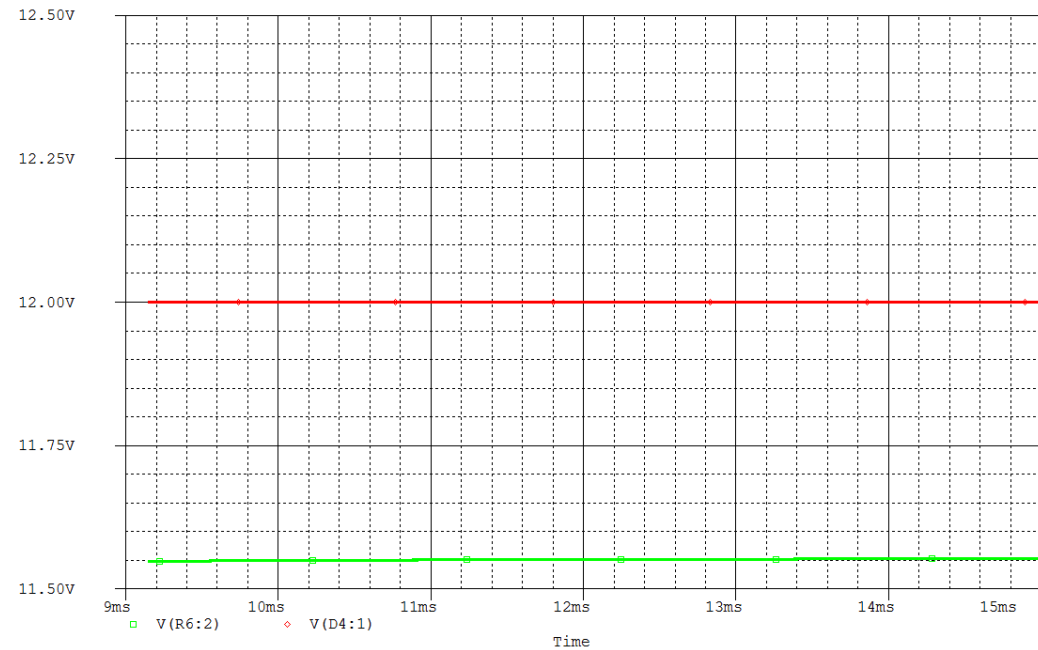
**Εικόνα 3.18: Τάση και ρεύμα μετά την αντίσταση R<sub>6</sub>**

Η ισχύς που προσφέρεται στο κύκλωμα μετά την αντίσταση R<sub>6</sub> είναι

$$P_A = V \times I = 9,875 \times 1,67 = 16,49W \quad (3.21)$$

Ο συντελεστής απόδοσης του κυκλώματος γι' αυτήν την ισχύ εισόδου είναι

$$\sigma_\alpha = \frac{P_L}{P_A} = \frac{14,19}{16,49} \approx 0,86 \quad (3.22)$$



**Εικόνα 3.19: Πτώση τάσης στη διόδο**

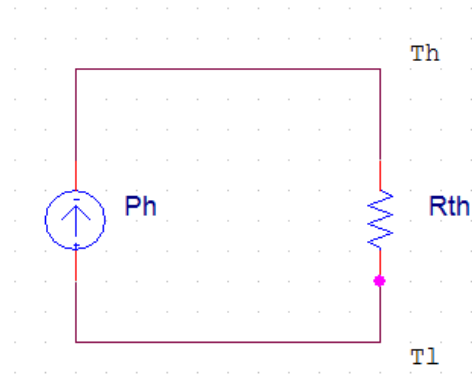
Αν συμπεριλάβουμε και τις απώλειες την διόδου προστασίας έχουμε

$$\sigma = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{14,19}{16,49+0,756} \approx 0,84 \quad (3.23)$$

### 3.4 Απαγωγή Θερμότητας

Στα ενεργά στοιχεία ισχύος του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης (στις δύο διόδους και το MOSFET) θα υπάρχουν απώλειες με τη μορφή θερμικής ισχύος. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα την υπερθέρμανση αυτών των στοιχείων που μπορεί να οδηγήσει σε δυσλειτουργία ή ακόμα και καταστροφή τους. Γι' αυτό το λόγο θα πρέπει να τοποθετηθεί κατάλληλη ψήκτρα ώστε να αποφευχθεί η υπερθέρμανση των εξαρτημάτων.

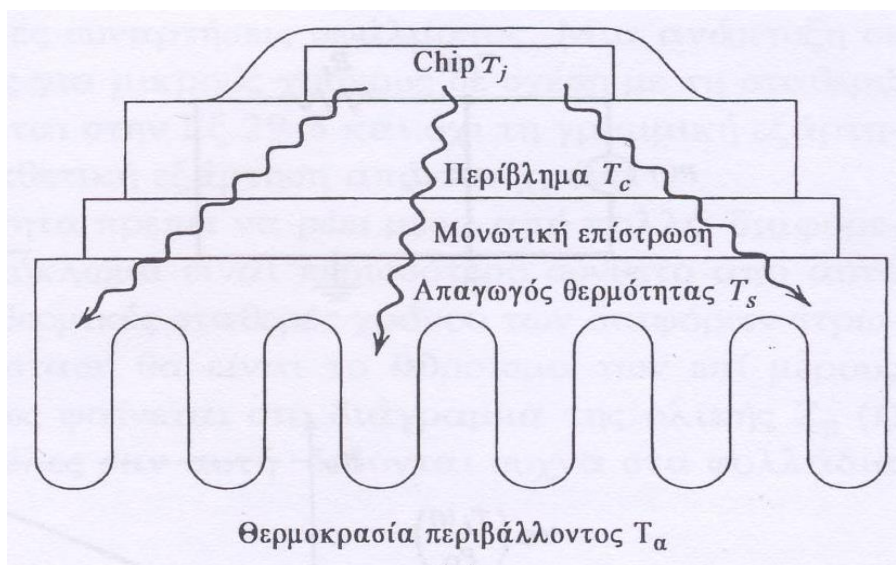
Παρακάτω φαίνεται το ηλεκτρικό ισοδύναμο του θερμικού κυκλώματος το οποίο θα μας βοηθήσει στους υπολογισμούς. Στην εικόνα το Ph είναι σταθερή πηγή ρεύματος που ισοδυναμεί στην θερμότητα που εκλύεται. Το Rth ισοδυναμεί στην θερμική αντίσταση του στοιχείου που εξετάζεται και η τάση στα άκρα της Rth ισοδυναμεί στην διαφορά της θερμοκρασίας  $T_h - T_1$ .



**Εικόνα 3.20: Ηλεκτρικό ισοδύναμο θερμικού κυκλώματος**

Στην προηγούμενη ενότητα υπολογίστηκαν οι θερμικές απώλειες στο MOSFET σε duty cycle 50% και βρέθηκαν  $Q = P_{Msw} + P_{Mon} = 1,353W$ . Όπως θα αναφερθεί σε επόμενο κεφάλαιο το 50% είναι το μέγιστο που χρησιμοποιείται. Οπότε, οι απώλειες αυτές είναι υπολογισμένες στην χειρότερη περίπτωση. Προτού προχωρήσουμε στους υπολογισμούς θα αναφερθούμε συνοπτικά στην θερμική αντίσταση του MOSFET.

Η θερμότητα παράγεται στην ένωση του ημιαγωγικού στοιχείου ισχύος. Για να αποφευχθεί η υπερθέρμανση του στοιχείου πρέπει αυτή η θερμότητα να διοχετευθεί στο περιβάλλον. Η μεταφορά αυτή μοντελοποιείται μέσω του ισοδύναμου κυκλώματος της εικόνας 3.20. Όσο πιο δύσκολη είναι η απαγωγή της θερμότητας τόσο πιο μεγάλη είναι η θερμική αντίσταση. Η συνολική θερμική αντίσταση αποτελείται απ' τις επί μέρους αντιστάσεις του κάθε στρώματος που μεσολαβεί απ' την ένωση μέχρι το περιβάλλον όπως φαίνεται στο απλοποιημένο κύκλωμα της εικόνας 3.24.



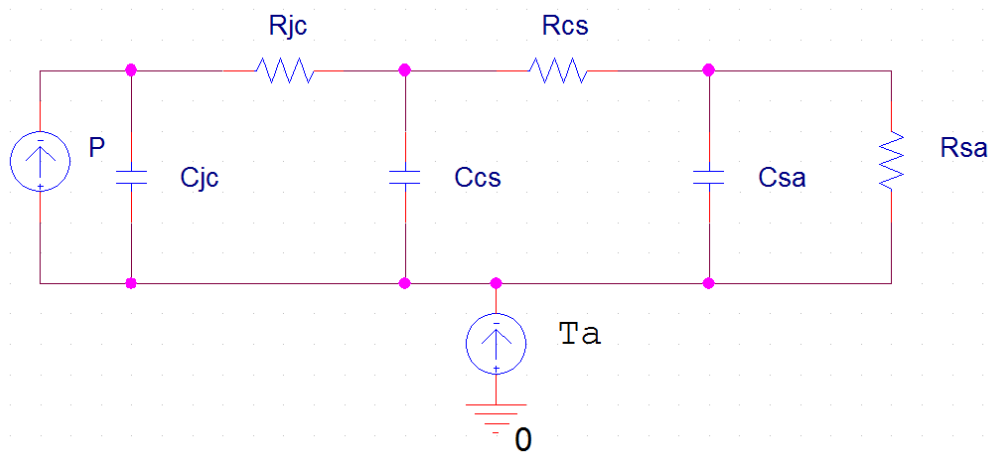
**Εικόνα 3.21: Θερμική αντίσταση δομής πολλών στρωμάτων**

Απ' το φύλλο δεδομένων του IRF 520N έχουμε τις παρακάτω τιμές για τις θερμικές αντιστάσεις.

### Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	3.1	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

Εικόνα 3.22: Θερμικές αντιστάσεις του IRF 520N

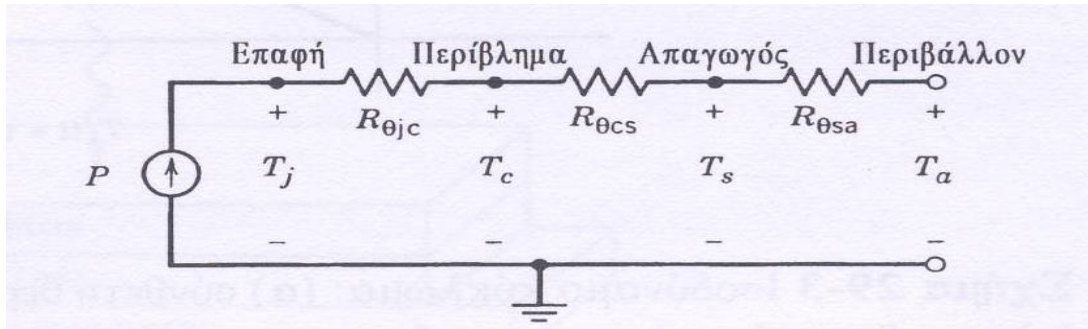


Εικόνα 3.23: Πλήρες θερμικό κύκλωμα του MOSFET

Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα της εικόνας 3.22 είναι το παραπάνω. Κάθε στρώμα αποτελείται από μια αντίσταση και έναν πυκνωτή. Ο πυκνωτής μοντελοποιεί τον χρόνο θερμικής φόρτισης του κάθε στρώματος. Η πηγή τάσης  $T_a$  αντιπροσωπεύει το περιβάλλον, που βρίσκεται σε θερμοκρασία  $T_a$ . Ο χρόνος στον οποίο θα φτάσει η ένωση στην τελική θερμοκρασία δεν είναι το κομβικό στοιχείο στην ανάλυση μας, αλλά το πόση θα είναι η αύξηση της θερμοκρασίας σε σχέση με το περιβάλλον. Γι' αυτό μπορούν να παραληφθούν οι πυκνωτές στο κύκλωμα και να οδηγηθούμε στο απλοποιημένο κύκλωμα της εικόνας 3.24.

Σύμφωνα με το κύκλωμα της Εικόνας 3.20 έχουμε  $\Delta T = P_h \cdot R_{th}$ , όπου  $\Delta T$  η διαφορά θερμοκρασίας που δημιουργείται ανάμεσα στο περιβάλλον και στο στοιχείο,  $P_h$  η θερμική ισχύς και  $R_{th}$  η θερμική αντίσταση. Οι λειτουργικές θερμοκρασίες είναι από  $-55\text{ }^\circ\text{C}$  έως  $175\text{ }^\circ\text{C}$ .

Αν δεν τοποθετηθεί ψήκτρα η θερμική αντίσταση θα είναι (εικόνα 3.20)  $R_{th} = R_{\theta JA} = 62\text{ }^\circ\text{C} / \text{W}$  οπότε  $\Delta T = 1,353 \cdot 62 \approx 84\text{ }^\circ\text{C}$ , που είναι μια υπερθέρμανση που δεν είναι επιθυμητή., παρόλο που δεν καταστρέφει το MOSFET. Εφόσον τοποθετηθεί θα έχουμε το παρακάτω κύκλωμα.



Εικόνα 3.24: Απλοποιημένο θερμικό κύκλωμα του MOSFET

όπου  $R_{JC}$ ,  $R_{CS}$ ,  $R_S$  είναι οι θερμικές αντιστάσεις της ένωσης με τη θήκη (junction to case), της θήκης με την ψήκτρα (case to sink) και της ψήκτρας αντίστοιχα.

Οι συνήθεις ψήκτρες που διατίθενται στο εμπόριο έχουν θερμική αντίσταση  $10 - 20$   $^{\circ}C/W$ . Στην περίπτωση μιας ψήκτρας με θερμική αντίσταση  $20^{\circ}C/W$  θα είχαμε

$$\Delta T = 1,353 \cdot (3,1 + 0,5 + 20) \approx 32 \text{ }^{\circ}C \quad (3.24)$$

που είναι αποδεκτή. Στην περίπτωση που η θερμική αντίσταση είναι  $5^{\circ}C/W$ , τότε για την διαφορά θερμοκρασίας έχουμε

$$\Delta T = 1,353 \cdot (3,1 + 0,5 + 5) \approx 11,6 \text{ }^{\circ}C \quad (3.25)$$

Η υπερθέρμανση είναι μικρότερη σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση, όμως το μειονέκτημα μ' αυτές τις ψήκτρες είναι ότι είναι μεγάλες σε όγκο και δημιουργούν προβλήματα στην υλοποίηση του κυκλώματος.

Τελικά, επιλέχθηκε η τοποθέτηση ψήκτρας με θερμική αντίσταση περίπου  $20^{\circ}C/W$ .

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΙ ΑΝΑΓΝΩΣΗΣ

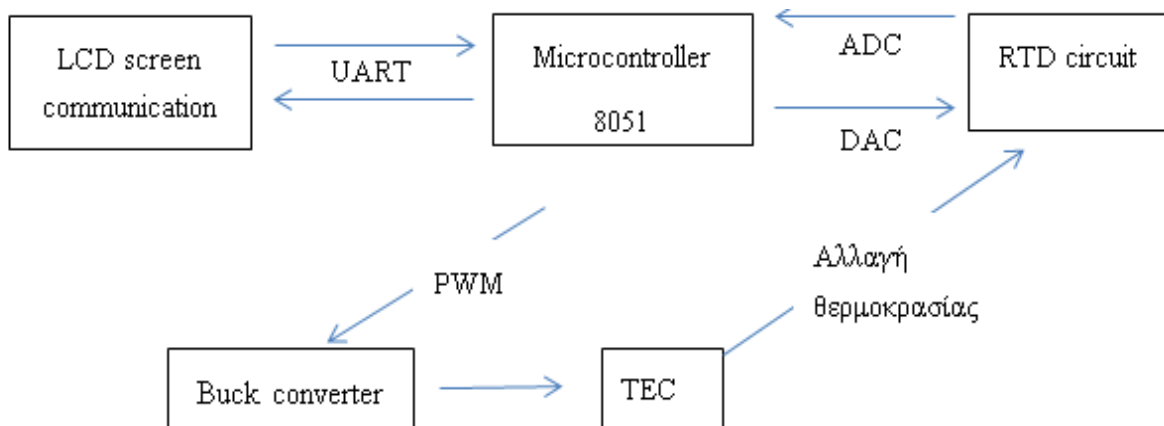
#### 4.1 Εισαγωγή

Η εφαρμογή μας αποτελείται από αρκετά επιμέρους κυκλώματα τα οποία είναι: το κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας, ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης, καθώς και το θερμοηλεκτρικό στοιχείο που συνδέεται ως έξοδος του μετατροπέα. Όλα αυτά τα κυκλώματα πρέπει να λειτουργούν συγχρονισμένα και να ελέγχονται μέσα από ένα ειδικά διαμορφωμένο κύκλωμα που θα συνδέει επίσης και τον αισθητήρα με την οθόνη LCD που θα χρησιμοποιήσουμε για συσκευή εξόδου. Για να επιτευχθεί αυτό πρέπει ο μικροεπεξεργαστής που θα χρησιμοποιήσουμε να παρέχει:

- α) Μετατροπέα πολλαπλών καναλιών αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog-to-Digital Converter - ADC)
- β) Μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC)
- γ) Κύκλωμα Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation - PWM device)
- δ) σειριακή επικοινωνία μέσω της θύρας RS232
- ε) εύκολα προγραμματιζόμενος σε υπολογιστή μέσω USB σε γλώσσα C ή assembly.

Έτσι, επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε τον μικροεπεξεργαστή C8051F411 της SILICON LABS, που καλύπτει τις απαιτήσεις μας και ήταν διαθέσιμος στο εργαστήριο. Ο επεξεργαστής θα διαδραματίσει σπουδαίο ρόλο στην εφαρμογή μας, καθώς θα είναι υπεύθυνος για τον έλεγχο και συγχρονισμό των επιμέρους κυκλωμάτων, τα οποία θα συνδέονται σε αυτόν.

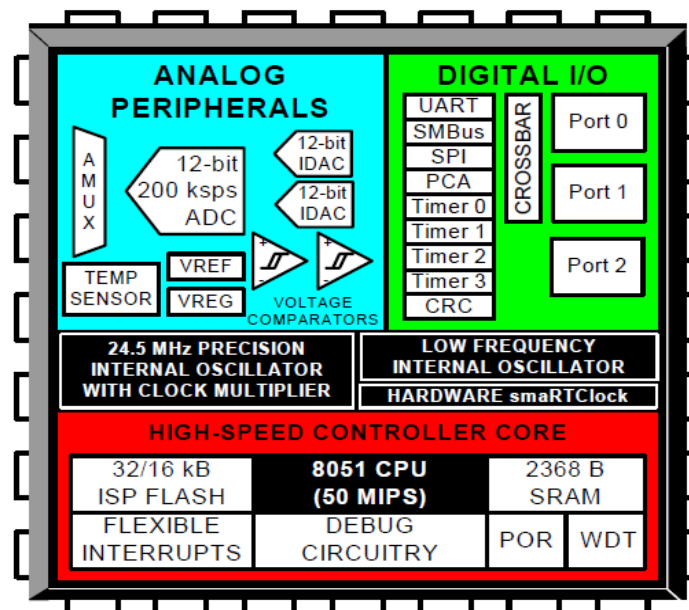
Τα βασικά κυκλώματα που θα αναλυθούν παρακάτω είναι τα εξής: Το κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας το οποίο θα συνδεθεί σε δύο ADC και δύο DAC θύρες, η γεννήτρια παλμών του μικροεπεξεργαστή, η οποία συνδέεται με το κύκλωμα οδήγησης του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Η σειριακή επικοινωνία με την οθόνη αφής που θα συνδεθεί με την μονάδα UART του μικροεπεξεργαστή και τέλος, το κύκλωμα οδήγησης του Relay



Εικόνα 4.1: Μια σύντομη περιγραφή των διασυνδέσεων των υποκυκλωμάτων

## 4.2 Μικροεπεξεργαστής

Ο C8051 είναι ένας 8-bit μικροεπεξεργαστής με 50MIPS διεκπεραιωτική ικανότητα σε συχνότητα ρολογιού 50MHz και οι περισσότερες εντολές του εκτελούνται σε έναν κύκλο ρολογιού. Τα κύρια χαρακτηριστικά του



Εικόνα 4.2: Σύνοψη του C8051F411

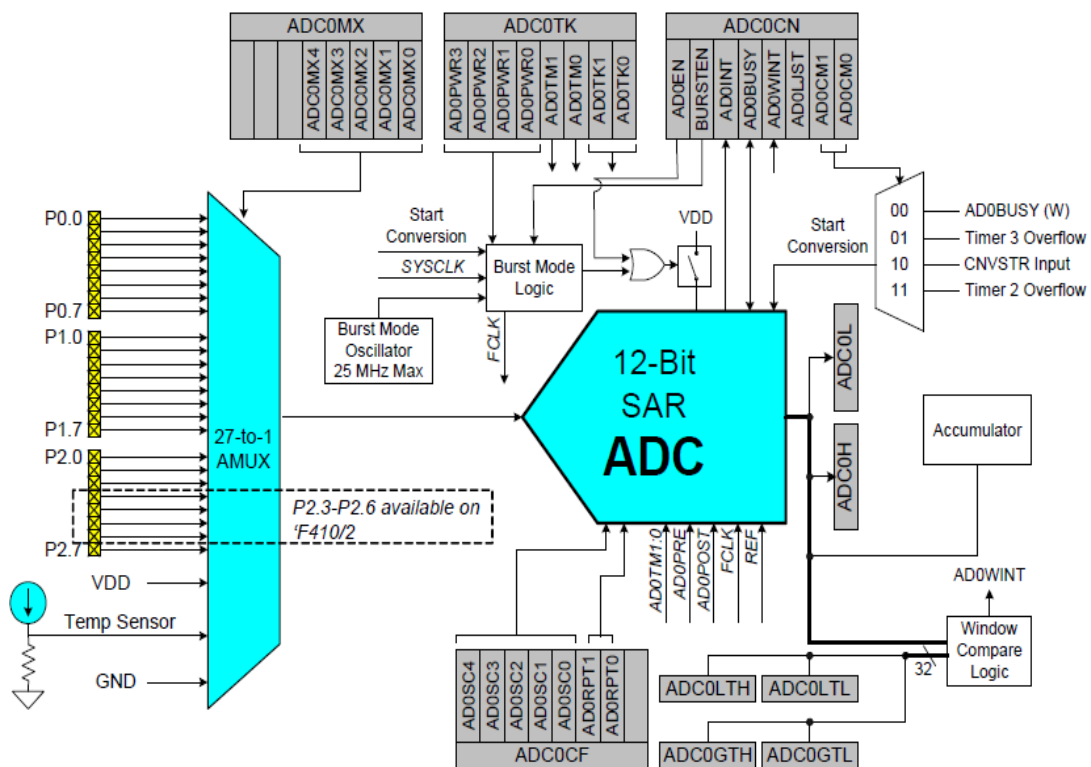
που χρησιμοποιήθηκαν στην εφαρμογή μας είναι ο αναλογικός σε ψηφιακό μετατροπέα (ADC), ο ψηφιακός σε αναλογικό μετατροπέα (DAC), τους μετρητές (timers), την 8-bit γεννήτρια παλμών και την θύρα σειριακής επικοινωνίας (UART). Για τον προγραμματισμό της συσκευής την συνδέσαμε με καλώδιο usb μέσω μιας συσκευής (toolstick) και χρησιμοποιήσαμε λογισμικό της SILABS( SILABS IDE) για προγραμματισμό βασισμένο σε γλώσσα C.



Μια σύντομη περιγραφή των περιφερειακών του μικροεπεξεργαστή είναι απαραίτητη για να γίνουν κατανοητά τόσο η χρησιμοποίησή τους στα διάφορα κυκλώματα όσο και το λογισμικό που αναπτύχθηκε. Για παραπάνω πληροφορίες μπορείτε να ανατρέξετε στο φύλλο δεδομένων της συσκευής.

#### 4.2.1 Αναλογικός σε ψηφιακό μετατροπέα (ADC)

Το σύστημα του ADC μετατροπέα αποτελείται από έναν πολυπλέκτη 27 εισόδων, έναν 200ksps (kilo samples per second) - 12-bit καταχωρητή διαδοχικής προσέγγισης και έναν συσσωρευτή υλικού.



Εικόνα 4.3: Λειτουργικό διάγραμμα ADC

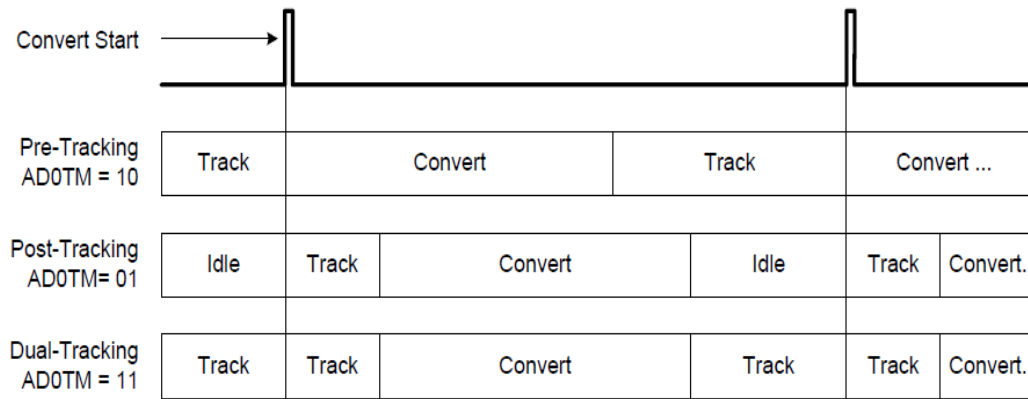
Ως είσοδο του μετατροπέα μπορούμε να έχουμε μέσω του πολυπλέκτη τις θύρες P0.0 έως P2.7, την έξοδο του αισθητήρα θερμοκρασίας, την τάση τροφοδοσίας και την γείωση. Όλα τα σήματα μετριοούνται σε σχέση με τη γείωση και μια τάση αναφοράς  $V_{ref}$ . Οι τάσεις αναφοράς που παρέχονται απ' τον μικροεπεξεργαστή είναι

$$V_{ref} = 1.5V \text{ ή } 2.2V. \quad (4.1)$$

Ο μετατροπέας κάνει διαδοχικές συγκρίσεις μεταξύ του σήματος εισόδου και τάσεων που βρίσκονται μεταξύ των GND και  $V_{ref}$  για να προσδιορίσει την τιμή του σε σχέση με τις τάσεις αυτές (εφόσον το σήμα είναι μεταξύ των τάσεων αυτών). Έχει ανάλυση

12bit και το αποτέλεσμα αποθηκεύεται στους καταχωρητές *ADCOH* και *ADCOL*. Το τυπικό σφάλμα πλήρης κλίμακας του μετατροπέα είναι 3LSB, δηλαδή τα 3 λιγότερο σημαντικά ψηφία.

Ο μετατροπέας μπορεί να χρησιμοποιήσει τρεις διαφορετικούς τρόπους παρακολούθησης του σήματος, οι οποίοι φαίνονται συνοπτικά στο παρακάτω σχήμα.



**Εικόνα 4.4: ADC tracking modes**

Για να γίνει μια ακριβής μετατροπή απαιτείται ένας ελάχιστος χρόνος παρακολούθησης του σήματος. Ο χρόνος αυτός εξαρτάται απ' την αντίσταση του πολυπλέκτη, την χωρητικότητα που δημιουργείται απ' την δειγματοληψία, κάθε εξωτερική αντίσταση και την ακρίβεια της μετατροπής. Η εξίσωση που δίνει τον ελάχιστο χρόνο είναι

$$t = \ln \frac{2^n}{SA} \times R_{TOTAL} C_{SAMPLE} \quad (4.2)$$

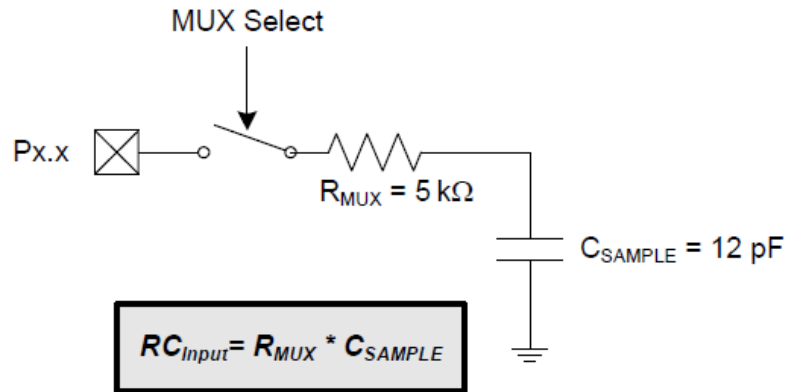
όπου: *SA* είναι η ακρίβεια, δοσμένη σαν μέρος του λιγότερου σημαντικού ψηφίου (για παράδειγμα  $SA = 0.25$  για ακρίβεια  $\frac{1}{4} LSB$ ),

*t* ο απαιτούμενος χρόνος σε seconds,

*R<sub>TOTAL</sub>* είναι το άθροισμα της αντίστασης του πολυπλέκτη και κάθε εξωτερικής αντίστασης,

*n* είναι η ανάλυση της μετατροπής σε bits (σε 12).

Παρακάτω φαίνεται το αντίστοιχο κύκλωμα εισόδου του μετατροπέα



Εικόνα 4.5: Ισοδύναμο κύκλωμα εισόδου ADC

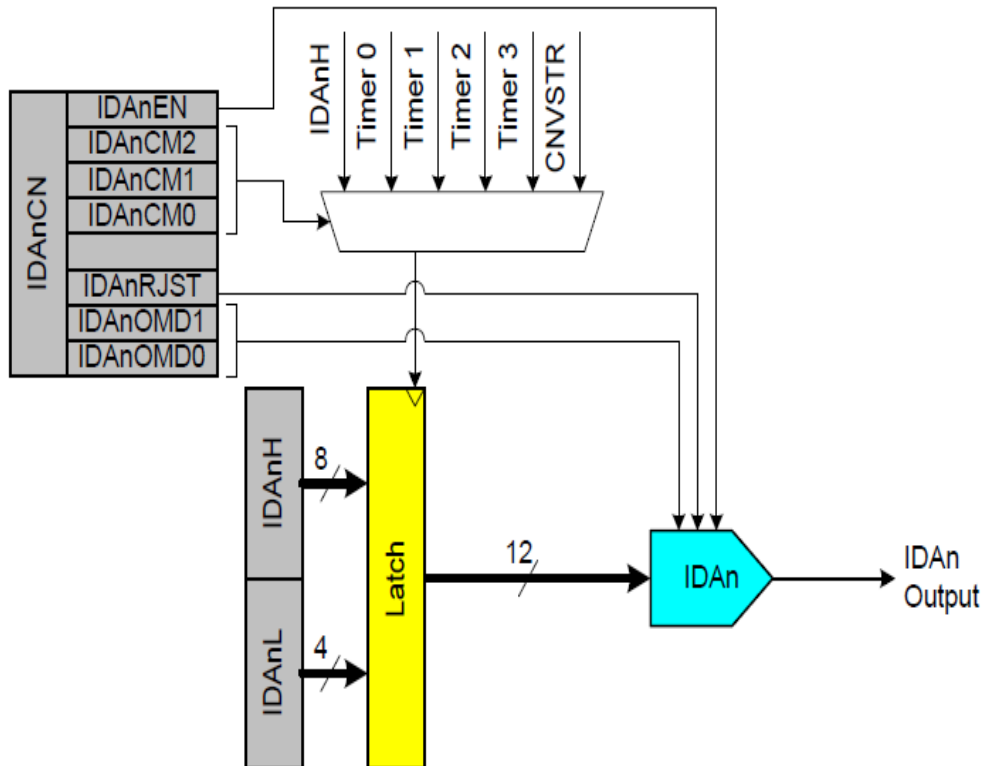
#### 4.2.2 Ψηφιακός σε αναλογικό μετατροπέα (DAC)

Η συσκευή C8051F411 συμπεριλαμβάνει δύο ψηφιακούς σε αναλογικούς μετατροπείς (IDACs) τύπου ρεύματος, δηλαδή η έξοδός τους είναι πηγή ρεύματος. Η μέγιστη τιμή του ρεύματος μπορεί να ρυθμιστεί και να πάρει τέσσερις διαφορετικές τιμές:  $0,25mA$ ,  $0,5mA$ ,  $1mA$  και  $2mA$ . Καθένας απ' τους μετατροπείς μπορεί να ενεργοποιηθεί ή απενεργοποιηθεί ξεχωριστά μέσω των καταχωρητών ελέγχου τους ( $IDA0CN$  και  $IDA1CN$  αντίστοιχα). Τα pins που χρησιμοποιούνται ως έξοδοι των IDACs είναι υποχρεωτικά τα P0.0 και P0.1. Η έξοδος του μετατροπέα μπορεί να αλλάζει με τρεις τρόπους:

- 1) Γράφοντας στον καταχωρητή δεδομένων του μετατροπέα ( $IDAnH$ )
- 2) Με την υπερχειλίση ενός μετρητή του μικροεπεξεργαστή
- 3) Στις ακμές μιας εξωτερικής πηγής

Η τιμή της εξόδου καθορίζεται απ' τους καταχωρητές  $IDAnH$  και  $IDAnL$  σε σχέση με την έξοδο πλήρης κλίμακας.

Παρακάτω φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα του ψηφιακού σε αναλογικό μετατροπέα.



Εικόνα 4.6: Λειτουργικό διάγραμμα DAC

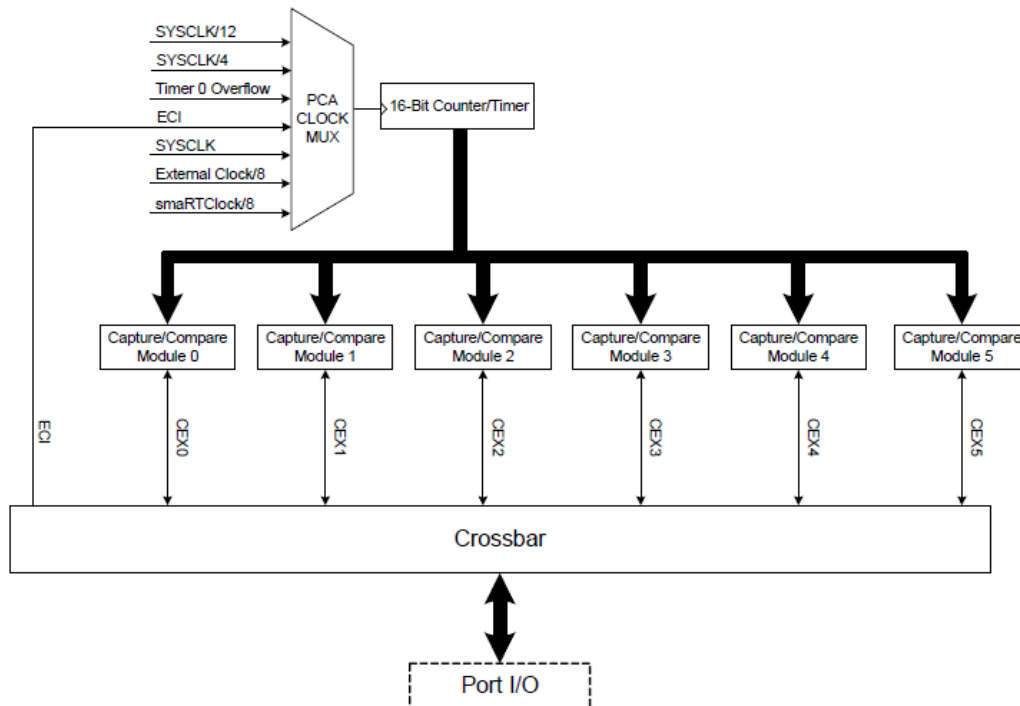
### 4.2.3 Διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM)

Η διαμόρφωση εύρους παλμού είναι μια τεχνική διαμόρφωσης σήματος όπου μεταβάλλεται το duty cycle ενός παλμικού κύματος. Είναι ένας εύκολος και αποδοτικός τρόπος για να μετατρέψουμε ψηφιακά σε αναλογικά σήματα. Μεταβάλλοντας το duty cycle του σήματος μπορούμε να δημιουργήσουμε ενδιάμεσα επίπεδα ισχύος μεταξύ των δύο ψηφιακών λογικών καταστάσεων. Στην εφαρμογή μας το παλμικό κύμα θα χρησιμοποιηθεί για να οδηγεί το MOSFET στον κόρο και στην αποκοπή (λειτουργία διακόπτη) και αλλάζοντας το duty cycle ρυθμίζουμε την ισχύ στην έξοδο του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Πριν συνεχίσουμε θα δώσουμε έναν σύντομο ορισμό του μετρητή (timer).

**Timer:** Μια προγραμματιζόμενη μετρητική μονάδα δύο κατευθύνσεων, που μπορεί να χρονιστεί εσωτερικά ή εξωτερικά, μέσω ενός prescaler. Ο μετρητής ελέγχεται μέσω των αντίστοιχων καταχωρητών ελέγχου του. Ανάλογα με τον τρόπο λειτουργίας του μπορεί να μηδενίζεται, να αυξάνεται ή να μειώνεται σε κάθε κύκλο ρολογιού.

Το C8051F411 διαθέτει την λειτουργία PCA (Programmable Counter Array), του οποίου μια απ' τις υπολειτουργίες του είναι η διαμόρφωση εύρους παλμού. Η λειτουργία PCA παρέχει ένα μετρητή (counter/timer) με ενισχυμένες ικανότητες απαιτώντας λιγότερη παρέμβαση απ' τον επεξεργαστή (CPU). Ο PCA αποτελείται

από έναν 16-bit μετρητή και έξι 16-bit μονάδες καταγραφής-σύγκρισης. Κάθε μία μονάδα έχει την δική της έξοδο και μπορεί να ρυθμιστεί να λειτουργεί ανεξάρτητα σε έναν απ' τους έξι τρόπους λειτουργίας. Η λειτουργία διαμόρφωσης παλμού του PCA δοκιμάστηκε και διαπιστώθηκε ότι παρουσιάζει προβλήματα σε συχνότητες άνω των 20KHz. Στον παλμογράφο φάνηκε ο παλμός να κόβεται, λόγω της πιθανής ύπαρξης ενός βαθυπερατού φίλτρου στο κύκλωμα του PCA.



**Εικόνα 4.7:** Λειτουργικό διάγραμμα PCA

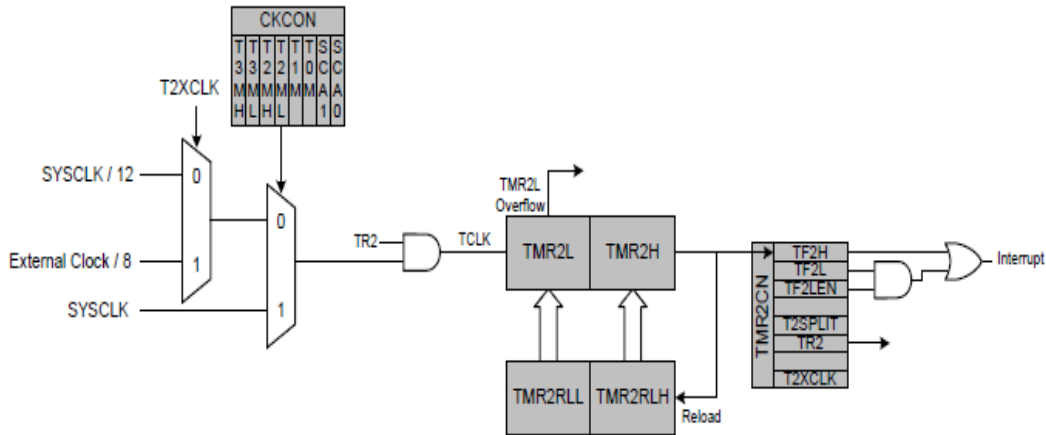
Γι' αυτό το λόγο αποφασίστηκε να κατασκευαστεί ο παλμός με έναν απ' τους timers του μικροεπεξεργαστή. Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται οι τρόποι λειτουργίας των 4 timers που έχει ο C8051.

Timer 0 and Timer 1 Modes:	Timer 2 Modes:	Timer 3 Modes:
13-bit counter/timer	16-bit timer with auto-reload	16-bit timer with auto-reload
16-bit counter/timer		
8-bit counter/timer with auto-reload	Two 8-bit timers with auto-reload	Two 8-bit timers with auto-reload
Two 8-bit counter/timers (Timer 0 only)		

**Εικόνα 4.8:** Τρόποι λειτουργίας των timers

Αν η συχνότητα του ρολογιού του επεξεργαστή είναι 24,5MHz τότε ένας 8-bit timer θα υπερχειλίζει με συχνότητα  $24,5MHz \div 256 \cong 95,7kHz$  που είναι μια κατάλληλη συχνότητα για την εφαρμογή μας. Για λόγους που θα αναλυθούν στο κεφάλαιο 7 επιλέχθηκε τελικά η συχνότητα 47,8kHz. Στην συχνότητα αυτή πρέπει ο timer να χρησιμοποιεί 9 bit, δηλαδή να μετράει 512 κύκλους ρολογιού μέχρι να υπερχειλίσει.

Για την δημιουργία του παλμού χρειάζεται ένας timer να διατηρεί τη συχνότητα που παραμένει σταθερή και ένας άλλος να ελέγχει τον χρόνο που ο παλμός βρίσκεται σε υψηλό λογικό επίπεδο. Αυτό μπορεί να υλοποιηθεί με τους timer 2 και 3 στο τρόπο λειτουργίας του 16-bit μετρητή (mode 3).



**Εικόνα 4.9:** Λειτουργικό διάγραμμα του timer 2 στο mode 16-bit timer with auto-reload

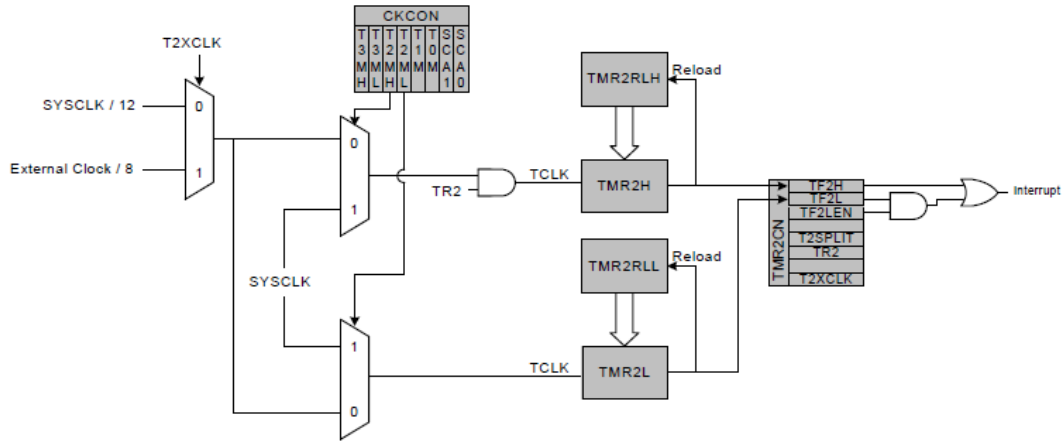
Μέσω του Timer3 ρυθμίζεται η συχνότητα και του Timer2 το duty cycle. Για να έχουμε συχνότητα 47,8kHz πρέπει ο καταχωρητής *TMR3RL* να πάρει την τιμή 0xFE00 που αντιστοιχεί στην τιμή  $65536 - 512 = 65024$ . Το duty cycle ελέγχεται απ' το καταχωρητή *TMR2RL*, που θέτει την τιμή απ' όπου ξεκινάει ο timer όταν υπερχειλίσει, και δίνεται απ' τον τύπο

$$duty\ cycle = \frac{512 - TMR2RL}{512} \quad (4.3)$$

Απ' τον τύπο φαίνεται ότι το μεγαλύτερο duty cycle είναι 100% ( $TMR2RLH = 0x00$ ) και ο μικρότερος 0.195% ( $TMR2RLH = 0xFF$ ).

Κάθε φορά που υπερχειλίζει ένας απ' τους δύο timers αλλάζει η κατάσταση του pin 1.7. Μ' αυτόν τον τρόπο δημιουργείται ο επιθυμητός παλμός που οδηγείται στον driver και κατ' επέκταση και στο MOSFET.

Η υλοποίηση της συχνότητας 95,7kHz μπορεί να γίνει με έναν timer (2 ή 3) στο τρόπο λειτουργίας των δύο 8-bit auto-reload timers με ανάλογο τρόπο, χρησιμοποιώντας τους δύο ξεχωριστούς 8-bit μετρητές.

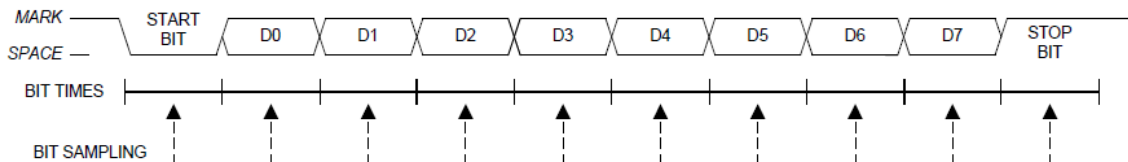


**Εικόνα 4.10: Λειτουργικό διάγραμμα του timer 2 στο mode two 8-bit auto-reload timers**

#### 4.2.4 Σειριακή επικοινωνία

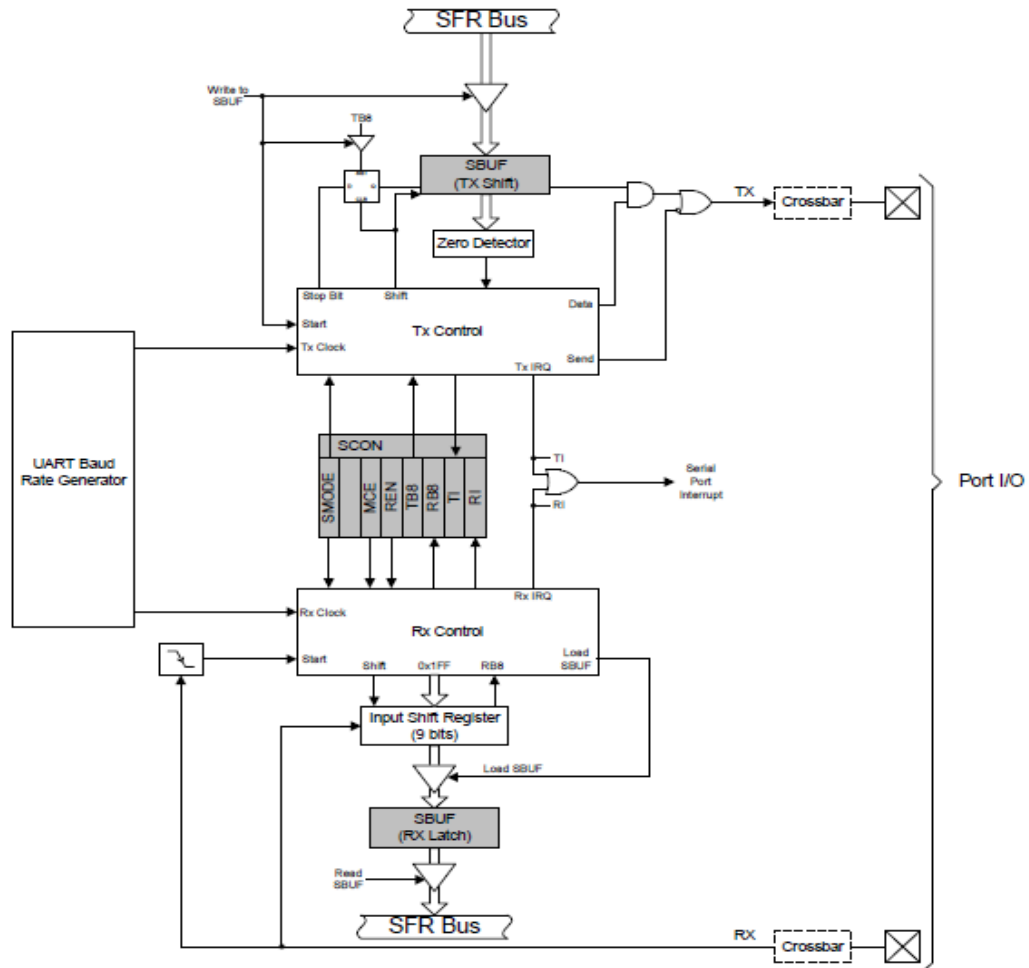
Ο C8051F411 παρέχει ένα σύστημα σειριακής επικοινωνίας με όνομα UART0 (Universal asynchronous receiver and transmitter). Το UART0 είναι μια ασύγχρονη, διπλής κατεύθυνσης σειριακή θύρα. Παρέχει ευκολία για την επίτευξη των συνηθισμένων ταχυτήτων μετάδοσης (baud rate) μέσω διαφορετικών πηγών χρονισμού. Έχει δύο σχετικούς καταχωρητές, έναν καταχωρητή ελέγχου (*SCON0*) και έναν καταχωρητή δεδομένων (*SBUF0*). Ο *SBUF0* παρέχει πρόσβαση τόσο στον καταχωρητή μετάδοσης όσο και στον καταχωρητή λήψης. Οι εγγραφές στον *SBUF0* έχουν πρόσβαση στον καταχωρητή μετάδοσης ενώ οι αναγνώσεις στον καταχωρητή λήψης. Όταν ολοκληρώνεται μια μετάδοση ή λήψη δημιουργείται μια διακοπή (interrupt).

Το UART0 έχει δύο τρόπους λειτουργίας, τον 8-bit και τον 9-bit. Ο 8-bit χρησιμοποιεί 10 bits ανά byte δεδομένων, ένα bit εκκίνησης, 8 bit δεδομένων και ένα bit τερματισμού. Ο 9-bit χρησιμοποιεί 11 bits ανά byte δεδομένων, ένα bit εκκίνησης, 8 bit δεδομένων, ένα προγραμματιζόμενο bit (ανιχνευτής λαθών ή για την



**Εικόνα 4.11: 8-bit UART0 διάγραμμα χρονισμού**

επικοινωνία πολλών επεξεργαστών) και ένα bit τερματισμού. Η ταχύτητα μετάδοσης του UART ελέγχεται απ' τον timer 1 και μπορεί να λάβει διάφορες τιμές ανάλογα με τις ανάγκες της εφαρμογής.



Εικόνα 4.12: Λειτουργικό διάγραμμα UART0

### 4.3 Το κύκλωμα και ο αισθητήρας μέτρησης της θερμοκρασίας

#### 4.3.1 Θερμόμετρο

Οι κύριοι τύποι αισθητήρων που χρησιμοποιούνται για μετρήσεις θερμοκρασίας είναι τα RTDs(Resistance Temperature detector), τα θερμίστορ και τα θερμοζεύγη. Στην



εργασία μας αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε ένα RTD, που ήταν διαθέσιμο στο εργαστήριο, ως ένα ακριβές, γρήγορο, μικρό και γραμμικό θερμόμετρο.

Το RTD είναι μια μεταβλητή αντίσταση, που αλλάζει τιμή ανάλογα με την θερμοκρασία. Η σχέση που περιγράφει αυτή την μεταβολή για θερμοκρασίες  $-50 < T < 100$  είναι:

$$R_T = R_0(1 + aT + bT^2) \quad (4.4)$$

όπου  $R_T$  η αντίσταση σε  $\Omega$ ,

$R_0$  η αντίσταση του RTD στους  $0^\circ\text{C}$  ( $100\Omega$  στην περίπτωση μας),

$T$  η θερμοκρασία σε  $^\circ\text{C}$ ,

$a$  συντελεστής θερμοκρασίας  $a = 3.9083 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}$ ,

$b$  συντελεστής θερμοκρασίας  $b = -5.775 \cdot 10^{-7} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$ .

Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την γραμμική προσέγγιση της συνάρτησης, δηλαδή

$$R_T = R_0(1 + aT) \quad (4.5)$$

με  $a \approx 4 \times 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}$

Για θερμοκρασίες  $0 < T < 100 \text{ }^\circ\text{C}$ , που θα έχουμε στην εφαρμογή μας, η τιμή της αντίστασης μεταβάλλεται από  $100\Omega < R_T < 140\Omega$ . Δηλαδή, έχω μεταβολή  $0,4\Omega$  ανά βαθμό Κελσίου.

Για να επιτύχουμε όσο δυνατόν μεγαλύτερη ακρίβεια, πρέπει να φτιάξουμε ένα κύκλωμα, ώστε η γραμμική μεταβολή της αντίστασης του RTD να μετατραπεί σε τάση για να διαβαστεί απ' τον ADC (Analog to digital converter) μετατροπέα του επεξεργαστή μας. Ένα σημαντικό ζήτημα για τις μετρήσεις θερμοκρασίας είναι η θερμότητα που εκπέμπει το RTD. Σύμφωνα με τις προδιαγραφές το ρεύμα που διαρρέει το RTD δεν πρέπει να ξεπερνά το  $1\text{mA}$ . Αυτό συμβαίνει γιατί το ρεύμα που διαρρέει το RTD μπορεί να προκαλέσει υπερθέρμανση του ίδιου του RTD και θα εισάγει σφάλμα στις μετρήσεις θερμοκρασίας. Γι' αυτό πρέπει να είναι σε ένα επίπεδο που είναι ανιχνεύσιμο ώστε να αποφεύγεται το παραπάνω πρόβλημα. Μια συνήθης τιμή για το ρεύμα αυτό είναι τα  $100\mu\text{A}$ .

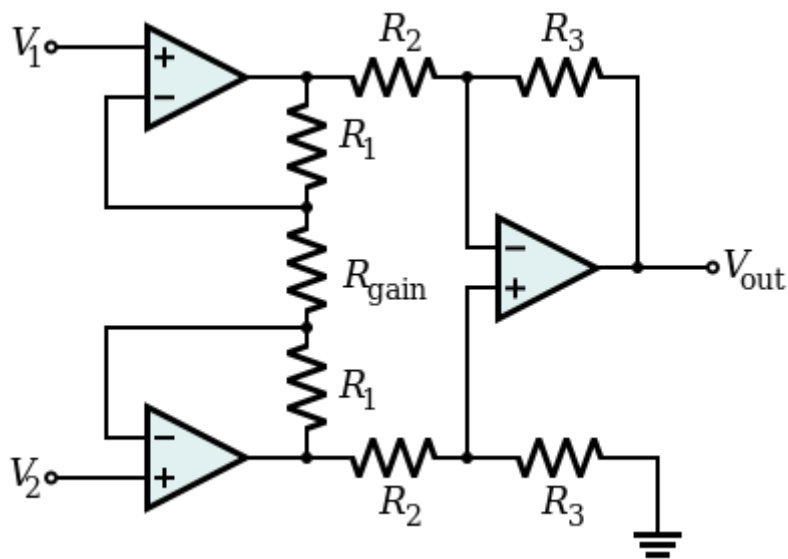
Αν  $100\mu\text{A}$  διαρρέουν το RTD τότε η μεταβολή της τάσης ανά βαθμό Κελσίου είναι

$$100 \times 10^{-6} \cdot 100 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 40\mu\text{V}/\text{C}.$$

Στους  $100^\circ\text{C}$  η τάση θα είναι  $100\mu\text{A} \times 140\Omega = 14\text{mV}$ . Η τάση αναφοράς είναι τα  $10\text{mV}$  (στους  $0^\circ\text{C}$ ). Είναι προφανές ότι αυτή η μεταβολή της τάσης είναι πολύ μικρή και γι' αυτό πρέπει να ενισχυθεί. Η ανάγκη να μετρηθεί η μεταβολή της τάσης σε σχέση με την τάση αναφοράς και να πολλαπλασιαστεί μας οδήγησε στην χρησιμοποίηση ενός ενισχυτή οργάνου.

### 4.3.2 Ενισχυτής οργάνου (Instrumentation amplifier)

Ο ενισχυτής οργάνου μας είναι ένα είδος διαφορικού ενισχυτή. Παρόλο που σχηματικά απεικονίζεται σαν ένας ιδανικός τελεστικός ενισχυτής στην πραγματικότητα αποτελείται από τρεις. Δύο ενισχυτές για κάθε είσοδο και έναν αφαιρέτη που μας δίνει την επιθυμητή έξοδο. Οι αντιστάσεις επιλέγονται για τον προσδιορισμό του κέρδους. Ένας τυπικός ενισχυτής οργάνου φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 4.13: Τυπικός ενισχυτής οργάνου

Το κέρδος αυτού του κυκλώματος είναι

$$\frac{V_{out}}{V_2 - V_1} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_{gain}}\right) \frac{R_3}{R_2} \quad (4.6)$$

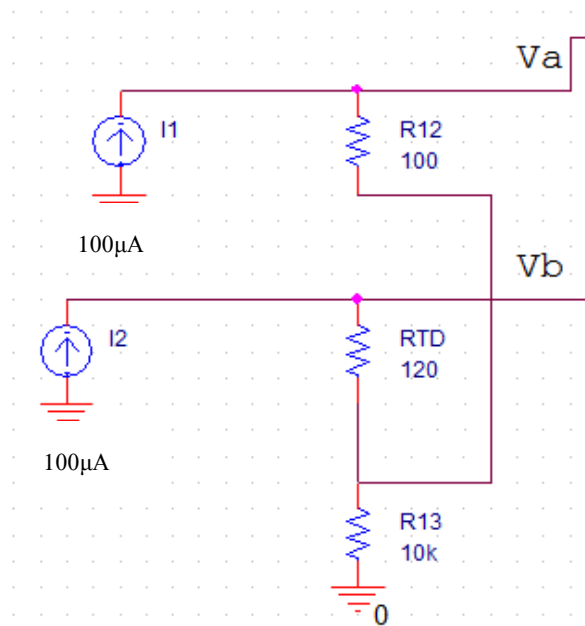
Ο τελεστικός ενισχυτής στα δεξιά είναι ένας αφαιρέτης με κέρδος  $R_3/R_2$ . Οι δύο ενισχυτές στα αριστερά ενισχύουν τις τάσεις  $V_1, V_2$  και απορρίπτουν το κοινό σήμα. Αυτός ο σχεδιασμός δίνει στους ενισχυτές οργάνου τα εξής χαρακτηριστικά: α) μεγάλο συντελεστή απόρριψης κοινού σήματος, β) χαμηλό θόρυβο, γ) δυνατότητα επιλογής διάφορων κερδών στο ίδιο κύκλωμα με την χρήση διακοπών για την επιλογή των κατάλληλων αντιστάσεων και τέλος δ) πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου. Αυτά τα χαρακτηριστικά σε συνδυασμό με το ότι παρέχεται σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα το έκαναν ιδανικό για την περίπτωση μας.

### 4.3.3 Κύκλωμα προσομοίωσης

Ο ADC μετατροπέας του επεξεργαστή έχει τάση αναφοράς 2.25V. Επομένως, η έξοδος του κυκλώματος πρέπει να κυμαίνεται από 0V έως μια τιμή χαμηλότερη απ' τα 2.25V που να αντιστοιχεί από 0 έως 100 °C. Ο ενισχυτής οργάνου θα πρέπει να έχει εισόδους την τάση του RTD και την τάση μιας αντίστασης 100Ω, που είναι η τιμή του RTD στους 0 °C. Γι' αυτό το λόγο οδηγηθήκαμε στην χρησιμοποίηση της διάταξης της εικόνας 4.14. Ως πηγές ρεύματος, χρησιμοποιήθηκαν οι δύο που παρέχονται απ' τον DAC μετατροπέα του μικροεπεξεργαστή και ρυθμίστηκαν ώστε  $I_1 = I_2 = 100\mu A$ . Ο ενισχυτής οργάνου δεν λειτουργεί σωστά σε τάσεις κοντά στα 0V, οπότε χρειάζεται να ανυψωθούν οι δύο τάσεις σε μια τιμή πάνω απ' τα 1V. Γι' αυτό τοποθετήθηκε η αντίσταση  $R_{13}=10k\Omega$ . Οι τάσεις  $V_a$ ,  $V_b$  είναι οι εισοδοί του ενισχυτή οργάνου. Στην παρούσα διάταξη ισχύουν οι εξισώσεις

$$V_a = I_1 R_{12} + (I_1 + I_2) R_{13} = I_1 R_{12} + 2I_1 R_{13} \quad (4.7)$$

$$V_b = I_1 RTD + (I_1 + I_2) R_{13} = I_1 RTD + 2I_1 R_{13} \quad (4.8)$$

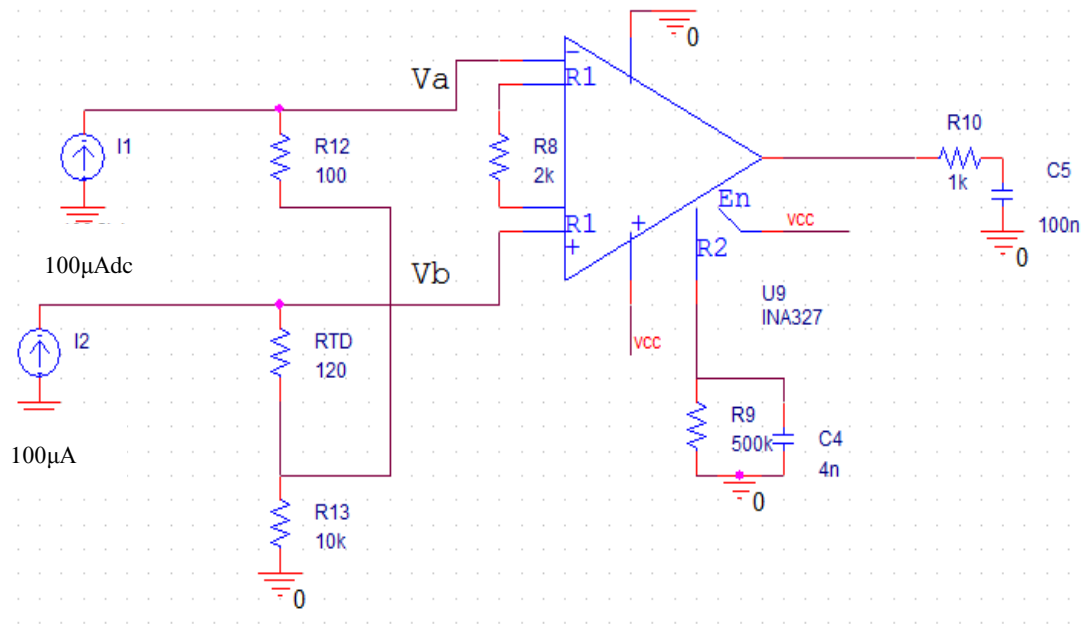


Εικόνα 4.14: Διάταξη αντιστάσεων στο κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας

Στην εικόνα 4.15 φαίνεται το κύκλωμα προσομοίωσης. Η τάση στην έξοδο του κυκλώματος είναι

$$V_{out} = G \times (V_b - V_a) = G \times (I_1 RTD + 2I_1 R_{13} - I_1 R_{12} - 2I_1 R_{13}) = GI_1 (RTD - R_{12}) \quad (4.9)$$

όπου  $G$  το κέρδος που επιλέγεται στον ενισχυτή οργάνου. Το κοινό σήμα της τάσης στην αντίσταση των  $10k\Omega$  ( $200\mu A \times 10k\Omega = 2V$ ) απορρίπτεται. Ο ενισχυτής ενισχύει μόνο την διαφορά τάσης που προκαλείται απ' την μεταβολή της αντίστασης του RTD σε σχέση με την  $R_{12}=100\Omega$  (αντίσταση του RTD στους  $0^\circ C$ ). Η έξοδος του ενισχυτή οργάνου συνδέεται με τον ADC μετατροπέα για να μετρηθεί η τάση. Η διαφορά των τάσεων  $V_a$ ,  $V_b$  στους  $100^\circ C$  θα είναι  $4mV$  ( $I_1(RTD - R_{12}) = 100\mu A \times (140 - 100) = 4mV$ ). Για να εκμεταλλευτούμε όσο γίνεται περισσότερο το εύρος του ADC μετατροπέα, ώστε να έχουμε μεγαλύτερη ακρίβεια, επιλέξαμε το κέρδος του ενισχυτή οργάνου να είναι  $500$ .



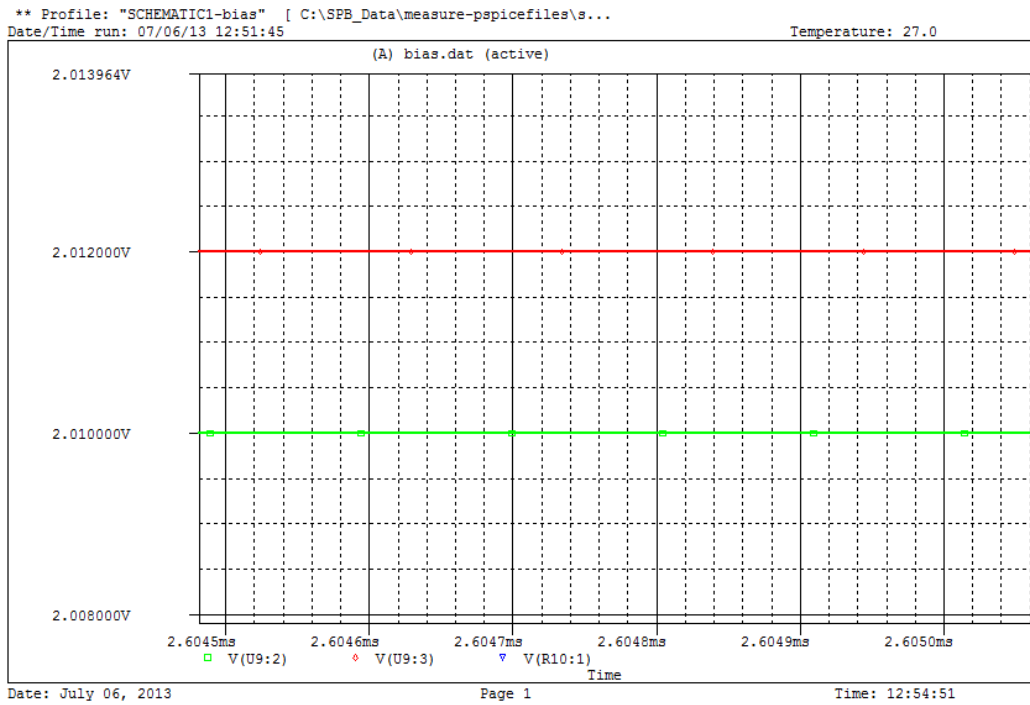
Εικόνα 4.15: Κύκλωμα προσομοίωσης

Στην έξοδο η μεταβολή της τάσης ανά βαθμό Κελσίου είναι

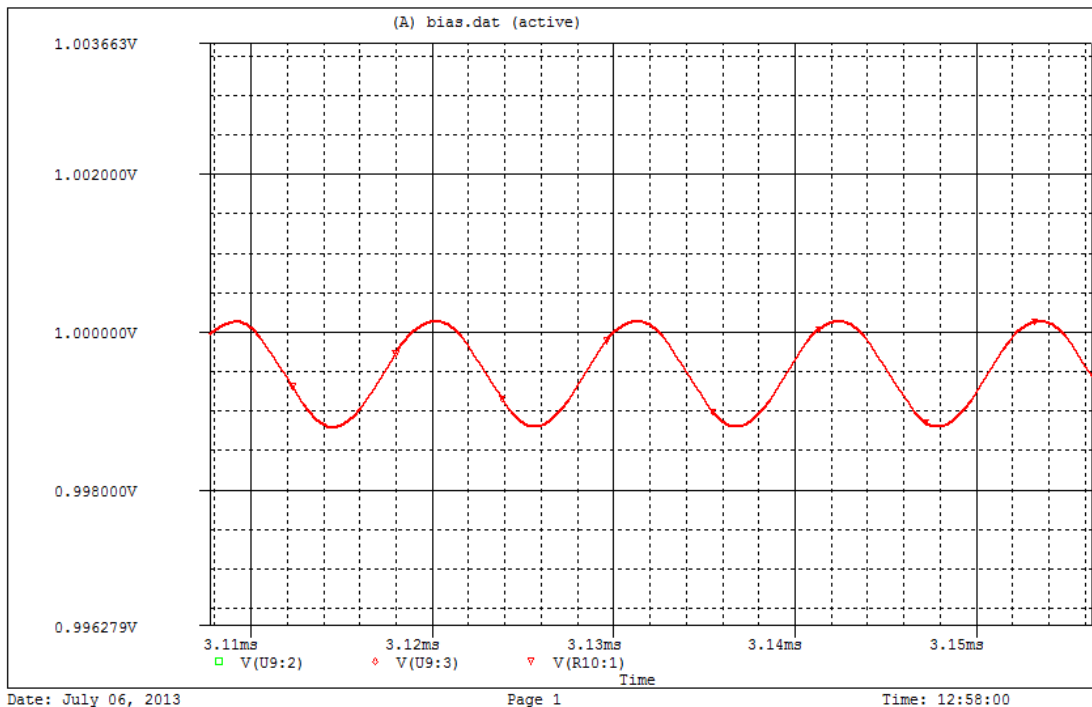
$40 \mu V / ^\circ C \times 500 = 20 mV / ^\circ C$ . Για θερμοκρασίες  $0^\circ C < T < 100^\circ C$  η τάση εξόδου

θα είναι από  $0V$  έως  $2V$ , εκμεταλλευόμενοι σχεδόν όλο το εύρος του ADC μετατροπέα.

Στο συγκεκριμένο παράδειγμα που φαίνεται στην εικόνα έχουμε  $RTD = 120\Omega$ , δηλαδή μια τιμή που αντιστοιχεί στους  $50^\circ C$ . Σ' αυτήν την περίπτωση αναμένουμε η τάση εξόδου να είναι  $20mV / ^\circ C \times 50^\circ C = 1V$ . Παρακάτω παραθέτουμε το αποτέλεσμα της εξομοίωσης.



**Εικόνα 4.16: Τάσεις στις εισόδους του ενισχυτή οργάνου**



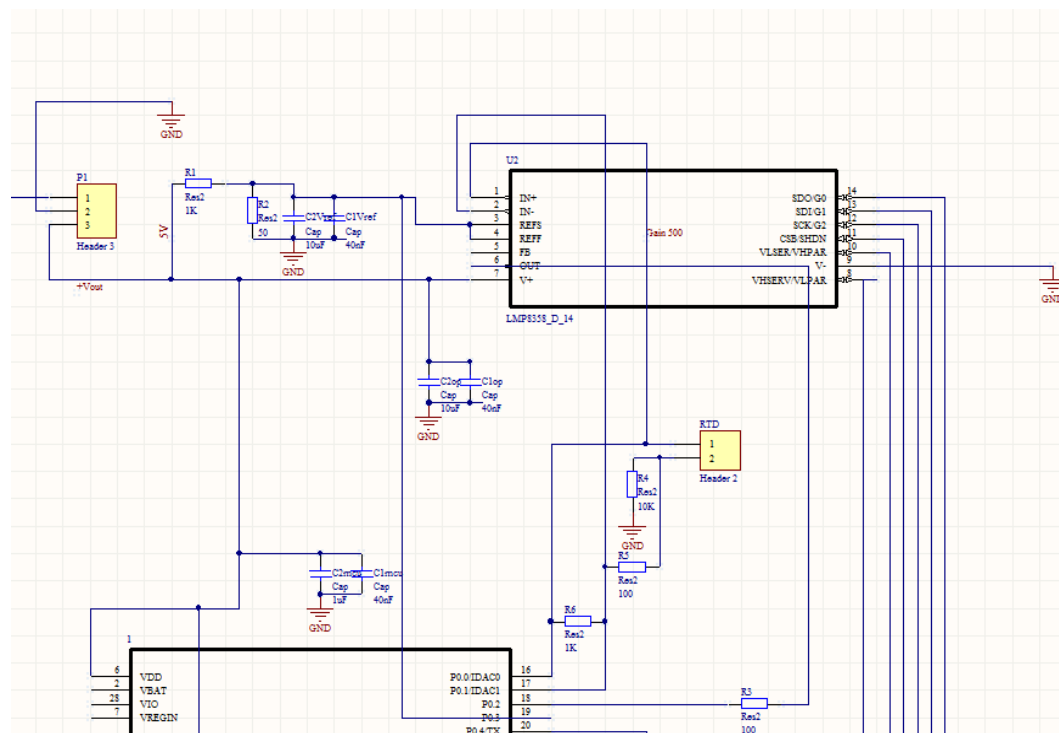
**Εικόνα 4.17: Τάση στην έξοδο του ενισχυτή οργάνου**

Όπως βλέπουμε η τάση στην έξοδο εμφανίζει μια μικρή κυμάτωση. Η απόκλιση απ' το  $1V$  είναι στην χειρότερη περίπτωση μικρότερη των  $2mV$ , δηλαδή το σφάλμα του κυκλώματος θα είναι μικρότερο του  $0.1^{\circ}C$ , το οποίο είναι αποδεκτό για την εφαρμογή μας. Προφανώς, υπάρχουν σφάλματα στην μέτρηση της θερμοκρασίας, τόσο απ' την

μεταβολή της αντίστασης του RTD, απ' τον ADC μετατροπέα, την μη ακρίβεια στις τιμές των αντιστάσεων, που διορθώνονται με την πειραματική διαδικασία της βαθμονόμησης του ADC.

#### 4.3.4 Τελικό Κύκλωμα

Παρακάτω φαίνεται το κομμάτι του τελικού σχεδιαγράμματος που αφορά την μέτρηση της θερμοκρασίας.



Εικόνα 4.18: Κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας

Τα pins 16 και 17 του επεξεργαστή αντιστοιχούν στις πηγές ρεύματος των 100μΑ, που τις παίρνουμε απ' το DAC (digital to analog converter) του επεξεργαστή. Χρησιμοποιήσαμε τον ενισχυτή οργάνου LMP8358 της Texas Instruments, επειδή μας δίνει την δυνατότητα για ψηφιακή ρύθμιση του κέρδους και όχι με εξωτερικές αντιστάσεις. Ο ενισχυτής οργάνου μπορεί να λειτουργήσει από 0V έως την τάση τροφοδοσίας. Σε τάσεις πολύ κοντά στα 0V, ο ενισχυτής οργάνου και ο ADC μετατροπέας παρουσιάζουν μεγάλα σφάλματα στην λειτουργία τους, καθώς βρίσκονται κοντά στα όρια λειτουργίας τους. Γι' αυτό χρησιμοποιήθηκε μια τάση αναφοράς στον ενισχυτή οργάνου περίπου 250mV, που μας απομακρύνει απ' αυτά τα όρια. Η τάση κατασκευάστηκε με ένα διαιρέτη τάσης και πηγαίνει στο pin REF του ενισχυτή (πάνω αριστερά μέρος της εικόνας). Οι αντιστάσεις της γέφυρας επιλέχθηκαν να είναι  $R_1 = 1k\Omega$ , που συνδέεται στα 5V και  $R_2 = 47\Omega$  που συνδέεται στο pin REF του ενισχυτή οργάνου. Η τάση αυτή αναμένεται να είναι

$$V_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V = \frac{47}{1000 + 47} \times 5V \approx 225mV. \quad (4.10)$$

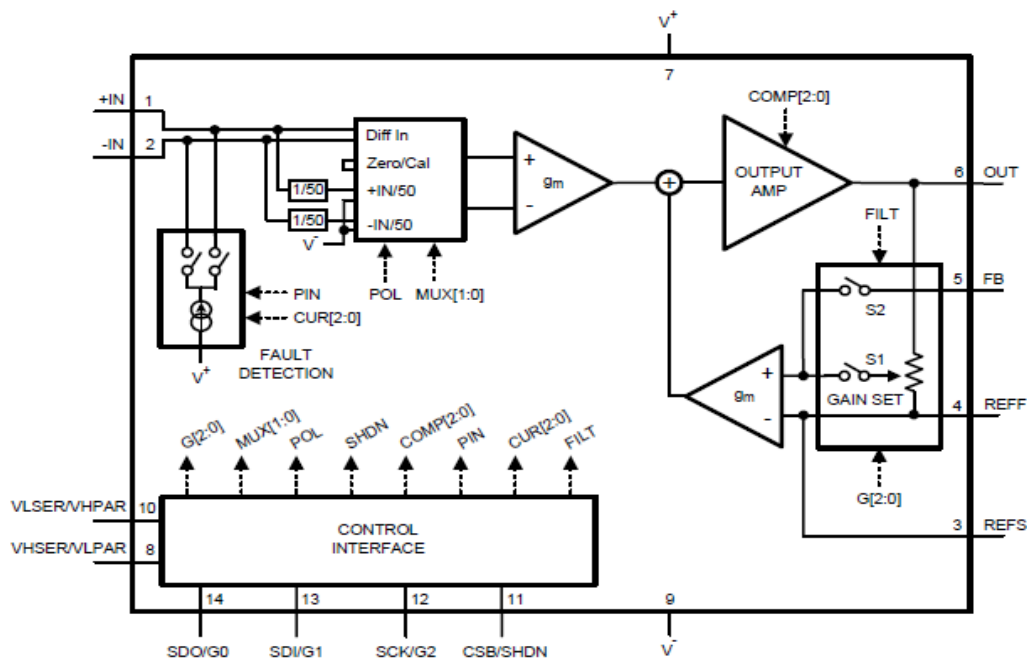
Όπως φαίνεται στην εικόνα 4.19, η τάση  $V_{ref}$  προστίθεται στην έξοδο του ενισχυτή οργάνου. Γι' αυτό το λόγο η έξοδος του ενισχυτή και του διαιρέτη τάσης οδηγούνται στα pins του επεξεργαστή, ώστε να μετρηθούν με τον ADC μετατροπέα και να αφαιρέσουμε την τάση αναφοράς απ' την έξοδο για να λάβουμε την σωστή τιμή της θερμοκρασίας.

Στην εικόνα φαίνονται ακόμα η τροφοδοσία του ενισχυτή, κάποιοι decoupling πυκνωτές και τα pins του ενισχυτή που ελέγχονται απ' τον επεξεργαστή και καθορίζουν το κέρδος του.

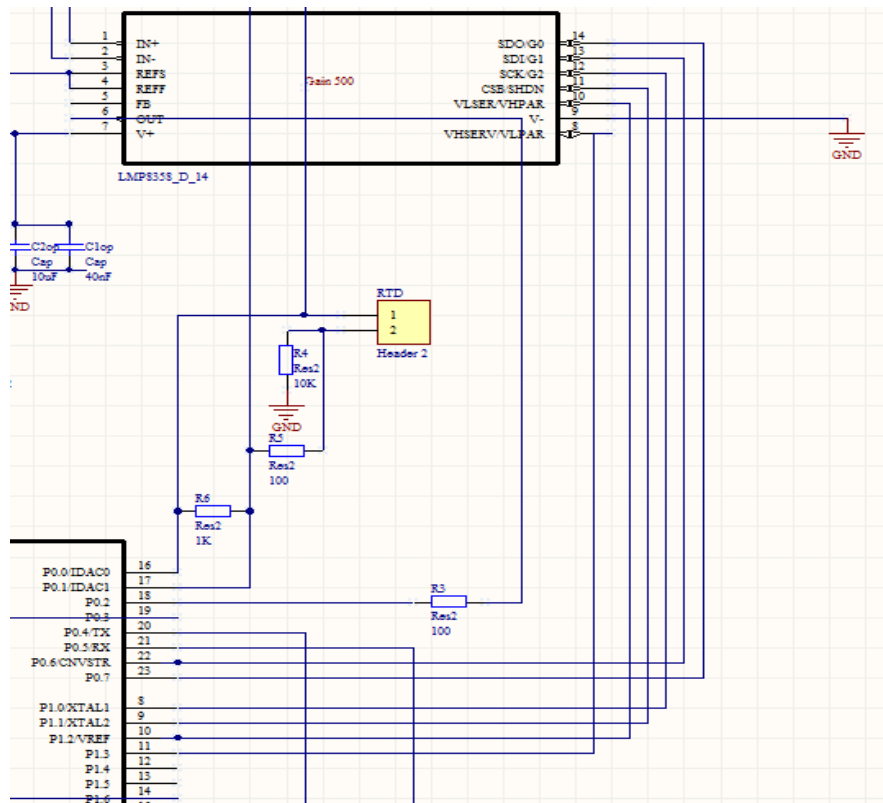
#### 4.4 Ο ενισχυτής οργάνου LMP8358 και η ρύθμισή του

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως χρησιμοποιήθηκε ο ενισχυτής οργάνου LMP8358 της Texas Instruments. Παρακάτω φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα του.

Επιλέχθηκε λόγω των καλών προδιαγραφών του (απόρριψη κοινού σήματος), της συμβατότητας της τροφοδοσίας του με τις τάσεις που είχαμε διαθέσιμες και κυρίως την δυνατότητα ψηφιακής ρύθμισης του κέρδους χωρίς την χρήση εξωτερικών αντιστάσεων. Η ψηφιακή ρύθμιση του ενισχυτή γίνεται μέσω των pins 8,10,11,12,13,14 που συνδέονται με τον μικροεπεξεργαστή, όπως φαίνεται στην εικόνα 4.20.



Εικόνα 4.19: Λειτουργικό διάγραμμα LMP8358



**Εικόνα 4.20: Διασύνδεση LMP8358 με μικροεπεξεργαστή**

Ο ενισχυτής οργάνου ρυθμίζεται δίνοντας στα pins του ελέγχου το κατάλληλο λογικό σήμα (0 ή 1, 0V ή 5V) μέσω του μικροεπεξεργαστή. Οι διάφορες επιλογές φαίνονται παρακάτω.

Pin Name	Description
G0	Gain setting (LSB)
G1	Gain setting
G2	Gain setting (MSB)
SHDN	Shutdown (Active High)
VHPAR	Positive logic level
VLPAR	Negative logic level

**Εικόνα 4.21: Λειτουργία των pins, σε παράλληλη επικοινωνία**

G2	G1	G0	Gain Setting	Bandwidth	Compensation Setting (Automatically Set)
0	0	0	10x (power-up default)	930 kHz	000b
0	0	1	20x	385 kHz	000b
0	1	0	50x	460 kHz	001b
0	1	1	100x	640 kHz	010b
1	0	0	200x	195 kHz	010b
1	0	1	500x	130 kHz	011b
1	1	0	1000x	89 kHz	011b
1	1	1	User defined	800 kHz	1xxb

**Εικόνα 4.22: Ρυθμίσεις για επιλογή κέρδους**



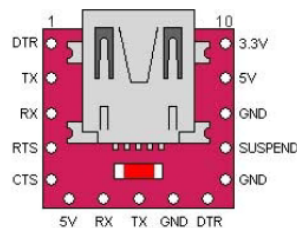
Άρα για κέρδος 500 στην παράλληλη επικοινωνία πρέπει να έχουμε  $G2 = 1$ ,  $G1 = 0$ ,  $G0 = 1$ ,  $VHPAR = 1$ ,  $VLPAR = 0$  και  $SHDN = 0$ . Οπότε πρέπει τα pins P1.0, P0.6, P0.7, P1.2, P1.3 και P1.1 του μικροεπεξεργαστή να ρυθμιστούν ανάλογα.

#### 4.5 Κύκλωμα σειριακής επικοινωνίας

Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 4.2.4 ο μικροεπεξεργαστής C8051F411 διαθέτει ενσωματωμένη μια συσκευή σειριακής ασύγχρονης επικοινωνίας η οποία χρησιμοποιήθηκε για την επικοινωνία του μικροεπεξεργαστή με την οθόνη LCD. Τα pins του μικροεπεξεργαστή που είναι οι έξοδοι του UART είναι υποχρεωτικά το P0.4 (TX = transmit) και το P0.5 (RX = receive). Στην είσοδο USB της οθόνης τοποθετήθηκε ο μετατροπέας μUSB-MB5, που δίνει την δυνατότητα χρησιμοποίησης του UART αλλά και του USB της οθόνης. Παρακάτω φαίνεται ο μετατροπέας και οι ρυθμίσεις των pin του.



Εικόνα 4.23: Μετατροπέας μUSB-MB5

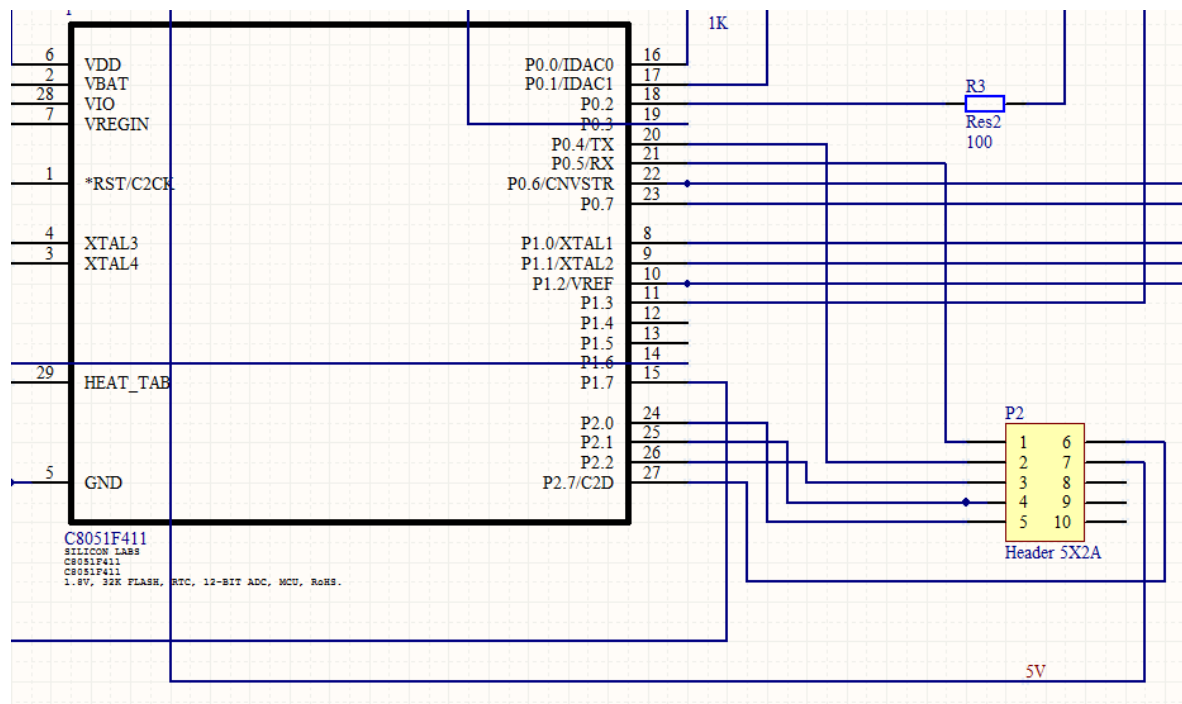


microUSB (μUSB-MB5) Pin Outs		
Pin	Symbol	Description
1	DTR	Data Terminal Ready Output (active low)
2	TX	Serial Data Output (μUSB Transmit)
3	RX	Serial Data Input (μUSB Receive)
4	RTS	Ready to Send Output (active low)
5	CTS	Clear to Send Input (active low)
6	GND	Ground
7	SUSPEND	USB Suspend State (active high)
8	GND	Ground
9	+5V	5V Power from USB (up to 500mA)
10	+3.3V	3.3V Power regulated (up to 100mA)

Εικόνα 4.24: Επεξήγηση των pin του μετατροπέα

Απ' το header P2 που φαίνεται στην εικόνα 4.25 θα συνδεθούν τα pins του μικροεπεξεργαστή και η τροφοδοσία με καλώδια στον μετατροπέα μUSB-MB5 ο οποίος με τη σειρά του είναι συνδεδεμένος στην οθόνη.

Οι γραμμές TX και RX απ' τον μικροεπεξεργαστή στο μUSB πρέπει να συνδεθούν σταυρωτά, δηλαδή το TX του 8051 με το RX του μετατροπέα και το RX του 8051 με το TX του μετατροπέα. Εκτός απ' τα TX, RX χρησιμοποιήθηκε το pin +5V για τροφοδοσία, η γείωση και το Suspend για να έχουμε την δυνατότητα να σταματήσουμε την σειριακή επικοινωνία και να χρησιμοποιηθεί το usb της οθόνης.



Εικόνα 4.25: Κύκλωμα σύνδεσης μικροεπεξεργαστή με μUSB

## 4.6 Κύκλωμα RELAY

Στην έξοδο του κυκλώματος του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης έχουμε το θερμοηλεκτρικό στοιχείο (Peltier), το οποίο ανάλογα με το ρεύμα που το διαρρέει θερμαίνει την μία επιφάνεια και ψύχει την άλλη. Για να έχουμε την δυνατότητα να έχουμε τόσο θέρμανση όσο και ψύξη στην μία επιφάνεια χρησιμοποιήθηκε ένα Relay, ώστε να μπορούμε να αναστρέφουμε την πολικότητα στα άκρα του θερμοηλεκτρικού στοιχείου.

Το Relay είναι ένας ηλεκτρικός διακόπτης. Αποτελείται συνήθως από ένα πηνίο με πυρήνα σιδήρου, ένα μεταλλικό ζυγό που παρέχει χαμηλής αντίστασης δρόμο για την μαγνητική ροή, ένα κινούμενο μεταλλικό σπλισμό και δύο ή παραπάνω επαφές. Όταν περάσει ρεύμα απ' το πηνίο τότε δημιουργείται μαγνητικό πεδίο, το οποίο μετακινεί

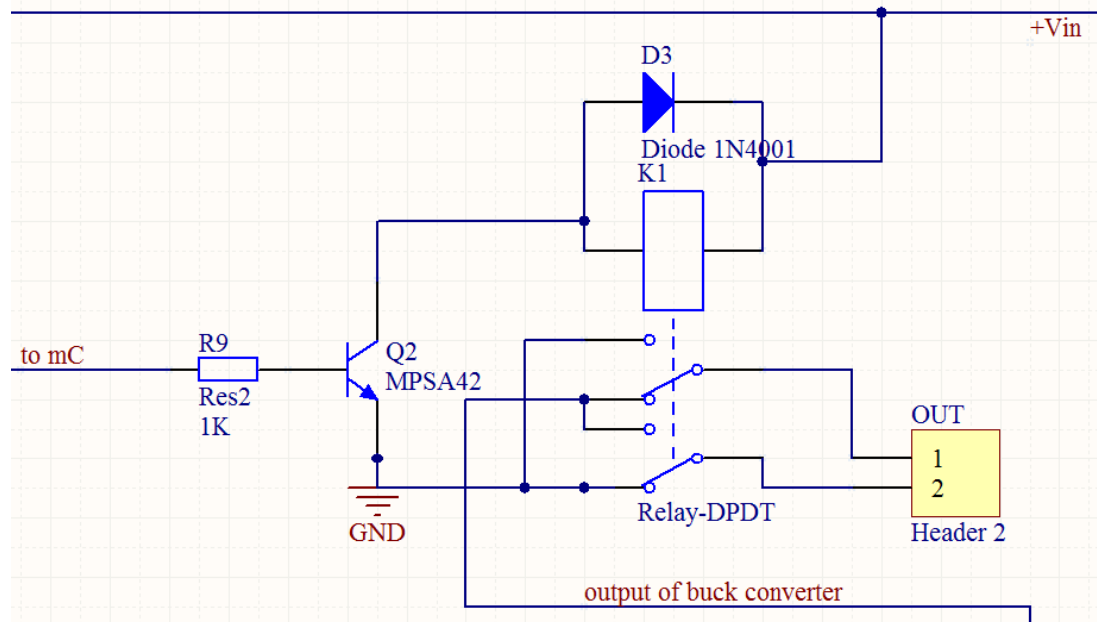
τον μεταλλικό σπλισμό απ' την μία επαφή στην άλλη. Όταν σταματήσει το ρεύμα ο σπλισμός επιστρέφει στην θέση ισορροπίας του. Συχνά τοποθετείται και μια διόδος στα άκρα του πηνίου, ώστε να καταναλώνεται η ενέργεια απ' το καταρρέων μαγνητικό πεδίο στην απενεργοποίησή του.

Στην περίπτωση μας χρησιμοποιήσαμε το *Relay 40.52* της *finder*, που είναι ένα Relay γενικού σκοπού κατάλληλο για τοποθέτηση σε PCB. Έχει δύο ζεύγη επαφών και η ικανότητά του σε ρεύμα είναι 5A. Ακόμα ελέγχθηκε στο εργαστήριο ότι η τάση των 12V είναι ικανή να μετακινήσει τον μεταλλικό σπλισμό. Αυτά τα χαρακτηριστικά του το καθιστούν κατάλληλο για την εφαρμογή μας.



**Εικόνα 4.26: Relay finder 40.52**

Παρακάτω φαίνεται το κύκλωμα οδήγησης του Relay στην εφαρμογή μας.



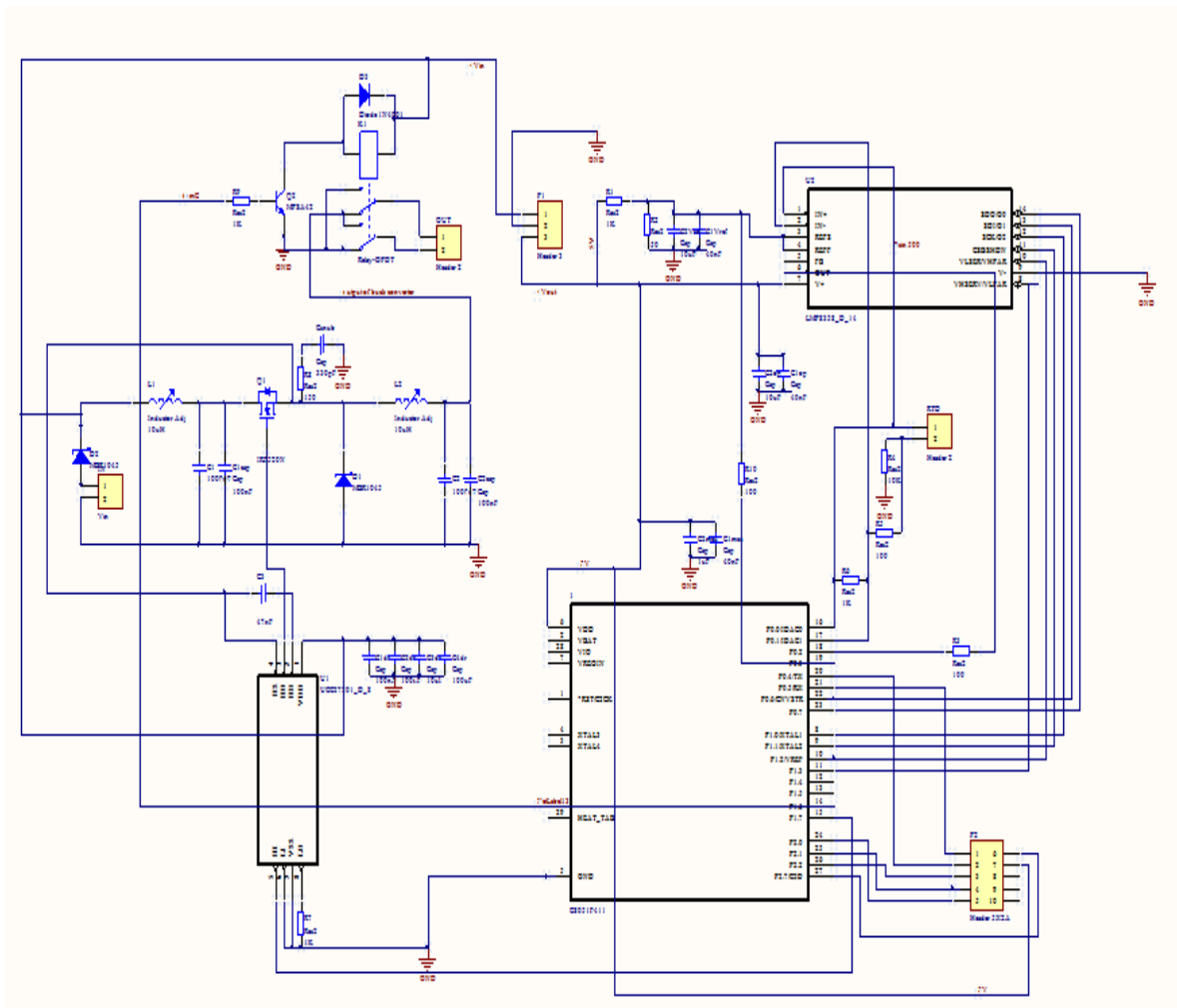
**Εικόνα 4.27: Κύκλωμα οδήγησης του Relay**

Για την οδήγηση του Relay χρησιμοποιήθηκε το BJT τρανζίστορ *MPSA42*, του οποίου η βάση συνδέθηκε μέσω μιας αντίστασης σε ένα pin του μικροεπεξεργαστή (συγκεκριμένα το P1.6). Όταν είναι ανενεργό το pin ( $V=0V$ ) τότε οι επαφές

βρίσκονται στη θέση που φαίνεται στην εικόνα και η πολικότητα του ρεύματος στο θερμοηλεκτρικό στοιχείο είναι τέτοια ώστε η επιφάνεια που θέλουμε να θερμαίνεται. Όταν ενεργοποιηθεί το pin ( $V=5V$ ), το τρανζίστορ θα δώσει ρεύμα στο πηνίο, οπότε οι επαφές θα αλλάξουν θέση και στην ίδια επιφάνεια θα έχουμε ψύξη. Η διάδος  $D_3$  τοποθετήθηκε, ώστε κατά την διακοπή λειτουργίας του τρανζίστορ, η μαγνητική ενέργεια του relay να εκφορτίζεται στην τροφοδοσία. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγονται τυχόν υπερτάσεις, που θα προκαλούσαν οι παρασιτικές επαγωγές του πηνίου του relay.

#### 4.7 Το τελικό κύκλωμα

Η εικόνα παρουσιάζει το τελικό κύκλωμα όπως παρουσιάστηκε λεπτομερώς σε αυτό το κεφάλαιο μαζί με το κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού τάσεως που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στη συνέχεια σχεδιάστηκε το κύκλωμα σε pcb (printed circuit board).



Εικόνα 4.28. Το τελικό κύκλωμα

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ PCB (ΤΥΠΩΜΕΝΗ ΠΛΑΚΕΤΑ)

#### 5.1 Γενικοί κανόνες σχεδίασης

Έχοντας ολοκληρώσει τη σχεδίαση του ηλεκτρικού κυκλώματος για την τελική κατασκευή του κυκλώματος απομένει η σχεδίαση του PCB. Παρακάτω θα παρουσιαστούν διάφοροι κανόνες που διέπουν αυτή την σχεδίαση αλλά και αυτοί που ακολουθήθηκαν και υλοποιήθηκαν εν τέλει στην εφαρμογή μας.

Καταρχήν, είναι απαραίτητο να βρεθεί και να επιλεγεί το σωστό αποτύπωμα (footprint) κάθε εξαρτήματος. Σε πολλά εξαρτήματα υπάρχουν διάφορες επιλογές εκ των οποίων επιλέγεται αυτή που ταιριάζει με τις προδιαγραφές του κυκλώματος και συντελεί στην απλότητα της σχεδίασης. Η ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ των γραμμών και το πλάτος των γραμμών εξαρτάται απ' τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος (τάση και ρεύμα που διαρρέει τις γραμμές). Στη συνέχεια παρατήθονται οι δύο σχετικοί πίνακες.

IPC Recommended Electrical Clearance

Voltage	Coated Board	Uncoated(Up to 10,000ft)	Uncoated(over 10,000ft)
0-50	0.13mm	0.64mm	0.64mm
51-100	0.13mm	0.64mm	1.50mm
101-150	0.40mm	0.64mm	3.18mm
151-250	0.40mm	1.27mm	3.18mm
251-500	0.75mm	2.54mm	12.7mm
>500	0.00305mm/V	0.005mm/V	0.0254mm/V

**Εικόνα 5.1: Προτεινόμενη ηλεκτρική απομόνωση**

Στην τοποθέτηση των εξαρτημάτων είναι σημαντικό τα εξαρτήματα των επί μέρους κυκλωμάτων να τοποθετούνται μαζί. Ιδιαίτερα σε κατασκευές που έχουμε μίξη αναλογικών και ψηφιακών σημάτων τα αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα πρέπει να τοποθετηθούν σε απόσταση μεταξύ τους και να είναι ηλεκτρικά απομονωμένα. Το ίδιο ισχύει και για τα υψηλής και χαμηλής συχνότητας σήματα. Επιπλέον οι γραμμές πρέπει να έχουν γωνίες 45° μόνο και το μήκος τους να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο. Τέλος, απ' την είσοδο προς την έξοδο πρέπει να διατηρείται μια κατεύθυνση στις γραμμές και να μην διασταυρώνονται τα σήματα. Αυτοί οι κανόνες

στοχεύουν κυρίως στην δυνατότητα του κυκλώματος να επιτελέσει τον σκοπό του και στην ελάττωση ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών και θορύβου στο σήμα που μπορεί να μειώσουν την αποτελεσματικότητα του κυκλώματος.

IPC Recommended Track Width For 1 oz cooper PCB and 10 °C Temperature Rise

Current/A	Track Width(mil)	Track Width(mm)
1	10	0.25
2	30	0.76
3	50	1.27
4	80	2.03
5	110	2.79
6	150	3.81
7	180	4.57
8	220	5.59
9	260	6.60
10	300	7.62

**Εικόνα 5.2: Προτεινόμενο πλάτος γραμμής**

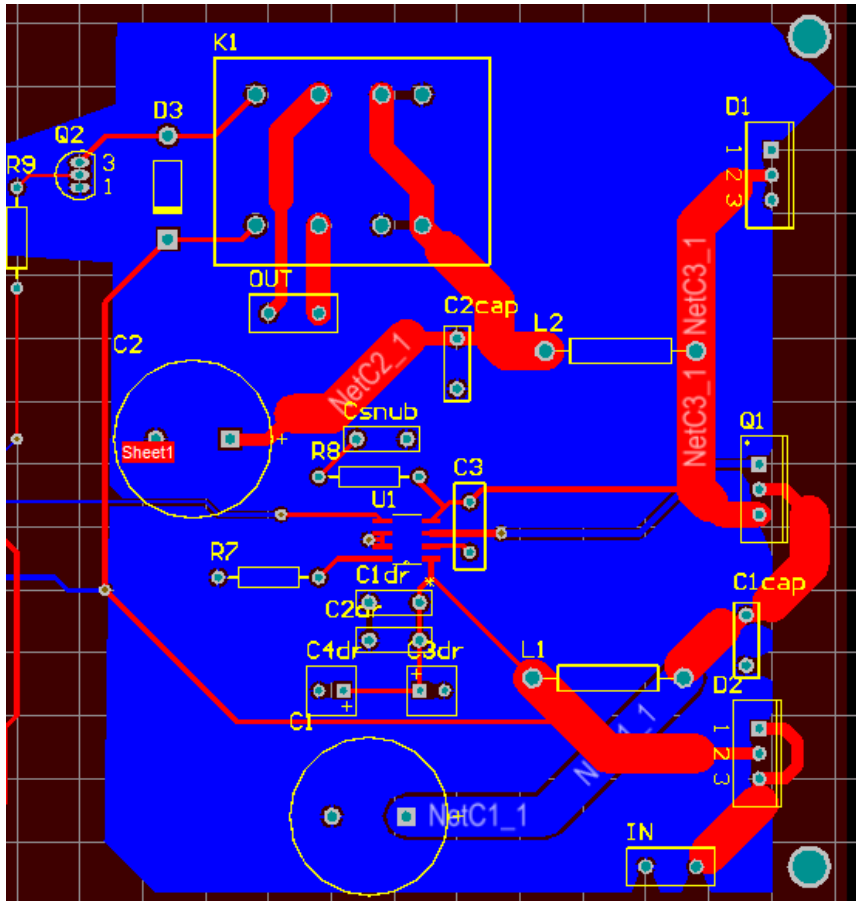
Προφανώς, υπάρχουν πολλοί άλλοι κανόνες που συμβάλλουν στην σχεδίαση ενός PCB τόσο από άποψης λειτουργικότητας αλλά και εμφάνισης του κυκλώματος, οι οποίοι όμως δεν κρίθηκαν αναγκαίο να αναφερθούν καθώς δεν χρησιμοποιήθηκαν στη σχεδίαση της εφαρμογής μας.

## 5.2 Σχεδίαση του κυκλώματος

Η πλακέτα που κατασκευάστηκε αποτελείται από δύο επιφάνειες. Τα περισσότερα εξαρτήματα επιλέχθηκαν να έχουν διάτрито αποτύπωμα, έτσι ώστε να είναι πιο εύκολη η κατασκευή της πλακέτας. Παρακάτω, θα παρουσιαστούν τα επι μέρους κυκλώματα και η συνολική κατασκευή.

Στην εικόνα 5.3 φαίνεται το σχέδιο PCB του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης που έχει αναλογικά σήματα και έτσι τοποθετήθηκε σε διαφορετικό σημείο απ' τα ψηφιακά κυκλώματα. Όπως φαίνεται στην εικόνα τα τρία στοιχεία ισχύος του κυκλώματος (δύο δίοδοι και το MOSFET) τοποθετήθηκαν στην άκρη του κυκλώματος. Παρόλο που δεν χρησιμοποιήθηκε η ψύκτρα με την μικρή θερμική αντίσταση, επιλέχθηκε μια τοποθέτηση των στοιχείων αυτών, ώστε να έχουμε την δυνατότητα για χρησιμοποίηση μιας πιο ογκώδους ψύκτρας. Αυτό έγινε σε περίπτωση που χρησιμοποιηθεί το κύκλωμα σε μεγαλύτερες ισχύεις, που θα προκαλούσαν μεγαλύτερες θερμικές απώλειες στα στοιχεία αυτά. Το κύκλωμα οδήγησης του MOSFET τοποθετήθηκε αναγκαστικά σε μια απόσταση απ' αυτό, που

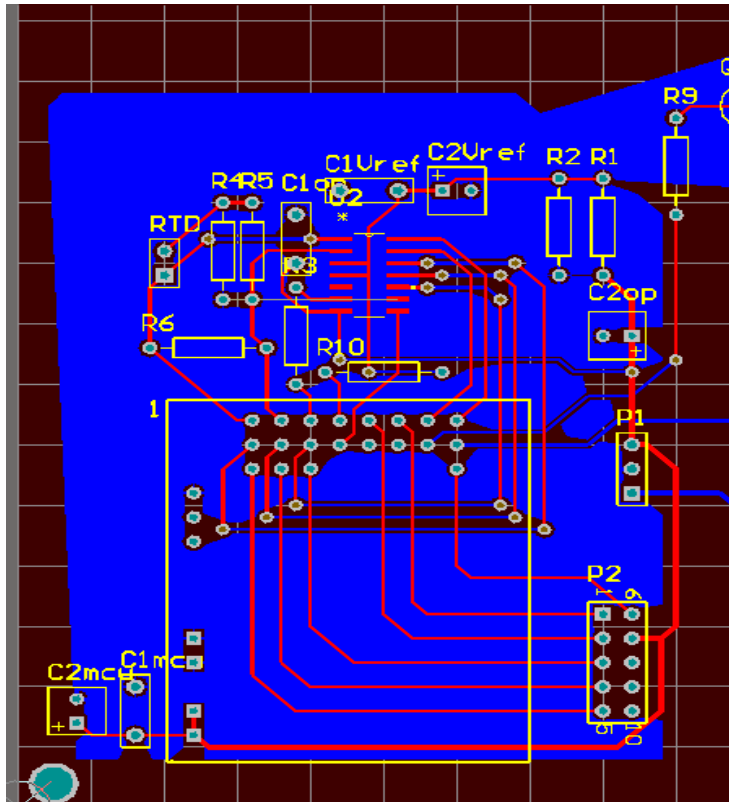
ήταν και ο συμβιβασμός που έγινε. Το πλάτος των γραμμών του μετατροπέα που διαρρέονται απ' το υψηλής έντασης ρεύμα επιλέχθηκε να είναι  $4mm$  και όπως φαίνεται απ' τον παραπάνω πίνακα καλύπτει τις προδιαγραφές του κυκλώματος (αφού είναι κατάλληλο για εντάσεις DC ρεύματος μέχρι και λίγο πάνω από  $I_{max} = 6A$ ). Με κόκκινο απεικονίζονται οι γραμμές που βρίσκονται στην πάνω επιφάνεια και με μπλε αυτές στην κάτω.



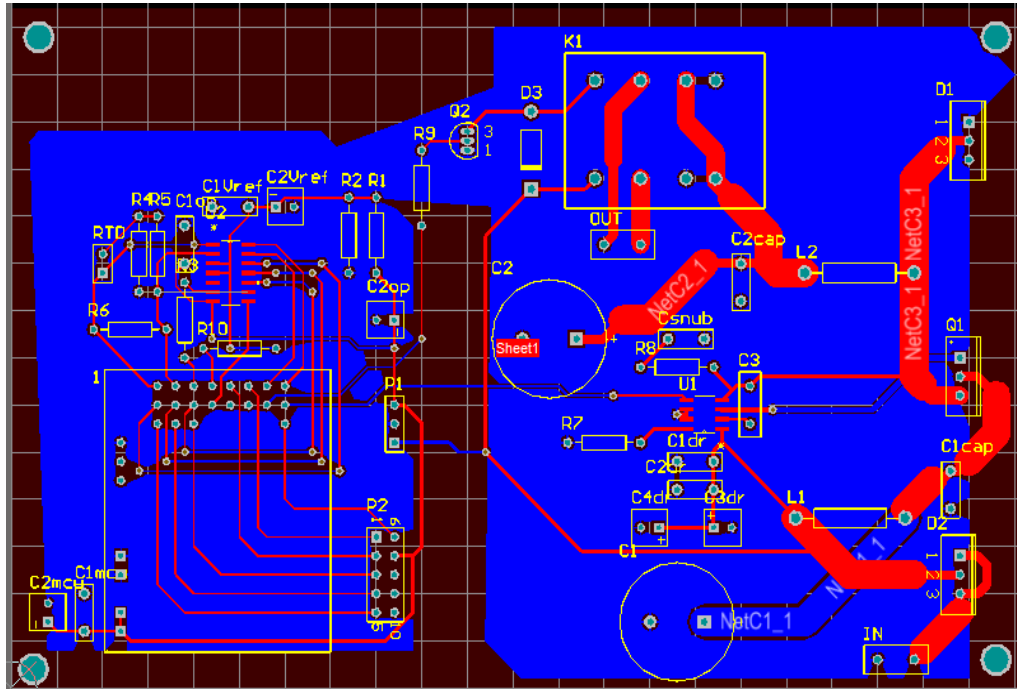
Εικόνα 5.3: Σχέδιο PCB του Buck Converter

Στην εικόνα 5.4 φαίνεται το ψηφιακό κύκλωμα της κατασκευής μας που τοποθετήθηκε στο αριστερό μέρος της πλακέτας. Αποτελείται απ' τον μικροεπεξεργαστή και τα κυκλώματα μέτρησης της θερμοκρασίας, σειριακής επικοινωνίας και οδήγησης του Relay. Οι γραμμές εδώ επιλέχθηκαν να είναι  $12mils$ , μιας και δεν εμφανίζονται μεγάλα ρεύματα.

Οι πυκνωτές decoupling που χρησιμοποιήθηκαν στις τροφοδοσίες των επί μέρους εξαρτημάτων τοποθετήθηκαν κοντά σε αυτά, καθώς αν βρίσκονται μακριά δεν θα ήταν ιδιαίτερα αποτελεσματικοί. Ως γείωση χρησιμοποιήθηκαν στο κύκλωμα μεγάλα πολύγωνα στην κάτω επιφάνεια, ξεχωριστά στο αναλογικό και ψηφιακό μέρος που ενώνονται σε ένα σημείο. Έτσι, η γείωση είναι μεγάλη σε επιφάνεια και ενιαία, καθιστώντας την πιο αποτελεσματική, και έχει και κάποια απομόνωση μεταξύ του ψηφιακού και αναλογικού κυκλώματος.



Εικόνα 5.4: Σχέδιο PCB ψηφιακού κυκλώματος



Εικόνα 5.5: Συνολικό σχέδιο PCB



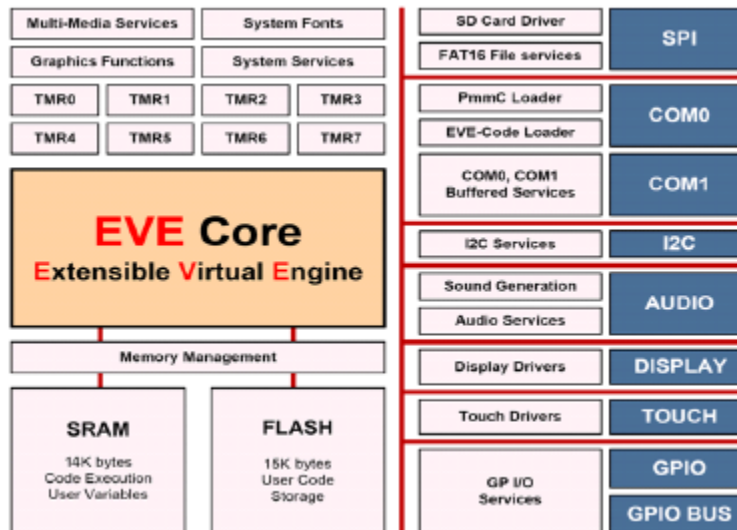
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### Η ΟΘΟΝΗ ΑΦΗΣ LCD-32PT(GFX) 3.2”

#### 6.1 Εισαγωγή

Επιλέξαμε να δώσουμε πλήρη αυτονομία στην εφαρμογή μας, γι’ αυτό και αποφασίσαμε να προγραμματίσουμε μία οθόνη αφής για την επικοινωνία του χρήστη με τις διάφορες λειτουργίες του μικροεπεξεργαστή. Η συσκευή απεικόνισης που διαθέτετε το εργαστήριο και χρησιμοποιήσαμε είναι η μLCD-32PT (GFX) της 4dSystems.

Η συγκεκριμένη συσκευή διαθέτει τον επεξεργαστή picaso-GFX2. Ο picaso-GFX2 είναι ένας προσαρμοσμένος ελεγκτής γραφικών της 4DGL σχεδιασμένος για την διασύνδεση με πολλές δημοφιλείς OLED ή LCD οθόνες. Προσφέρει ισχυρά γραφικά, κείμενο, εικόνα, κινούμενα σχέδια και αμέτρητες δυνατότητες. Όλα τα δεδομένα και τα σήματα ελέγχου παρέχονται στο τσιπ ώστε αυτό να διασυνδέεται απ’ ευθείας με την οθόνη. Αυτό προσφέρει τεράστιο πλεονέκτημα στον σχεδιαστή σε χρόνο και κόστος αφού αφαιρεί το σύνολο της επιβάρυνσης του χαμηλού επιπέδου προγραμματισμού. Ο picaso-GFX2 ανήκει σε μια οικογένεια επεξεργαστών που τροφοδοτούνται από ένα ιδιαίτερα βελτιστοποιημένο πυρήνα εικονικής μηχανής, την E.V.E. (Extensible Virtual Engine). Η EVE είναι ένας υψηλής απόδοσης εικονικός επεξεργαστής με ένα εκτεταμένο σετ εντολών. Η 4D γλώσσα γραφικών έχει αναπτυχθεί ειδικά για τον EVE πυρήνα. Είναι μια γλώσσα υψηλού επιπέδου, η οποία είναι αφενός εύκολη και απλή να μαθευτεί και αφετέρου αρκετά ισχυρή ώστε να επιτελέσει πολλές εφαρμογές γραφικών. Η συσκευή προσφέρει απλές αλλά περιεκτικές Input/Output δυνατότητες, καθώς μπορεί να διασυνδεθεί σειριακά, ψηφιακά, με I2C πρωτόκολλο, με κουμπιά, joystick και πολλά άλλα. Προβλέπεται επίσης μια PWM έξοδο ήχου που υποστηρίζει αρχεία ήχου WAV. Περιλαμβάνεται μια βασική γραμματοσειρά συστήματος, αλλά και απεριόριστες προσαρμόσιμες γραμματοσειρές, που μπορεί να δημιουργηθούν χρησιμοποιώντας το διαθέσιμο font-Tool. Στη συνέχεια φαίνεται το διάγραμμα του controller picaso-GFX2



Εικόνα 6.1: Μπλοκ διάγραμμα του picaso-GFX2

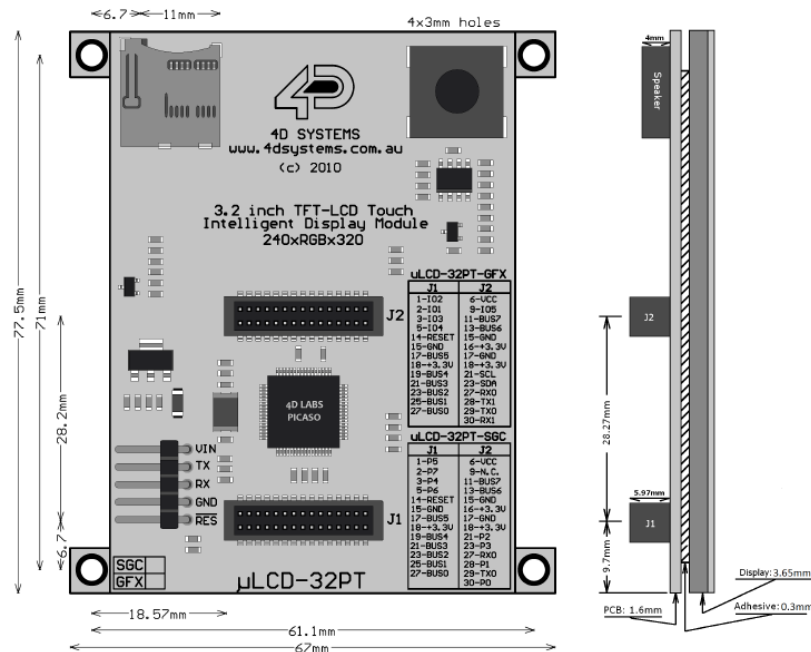
Εμείς εκμεταλλευτήκαμε συγκεκριμένα τις εξής δυνατότητες:

- Χαμηλού κόστους 3.2 "LCD-TFT οθόνη γραφικών
- 240 x 320 ανάλυση QVGA, RGB 65K ζωντανά χρώματα, οθόνη TFT.
- Ενσωματωμένη οθόνη αφής
- Διασύνδεση σε οποιαδήποτε συσκευή μέσω των 5 pins: VCC, TX, RX, GND, RESET.
- 14KB flash μνήμης για την αποθήκευση του κώδικα αλλά και μνήμη SRAM 14KB
- 2 ασύγχρονες σειριακές θύρες (COM0, COM1) με ταχύτητα από 300 baud έως 256K.
- 8 χρονόμετρα 16bit με ελάχιστο βήμα 1msec.
- 13 γενικής χρήσης I/O pins.
- Προσαρμογέας κάρτας μνήμης microSD για την αποθήκευση και καταγραφή δεδομένων. Διαμόρφωση της κάρτας μνήμης σε FAT16 format, που είναι συμβατό με DOS και Windows καθώς και χαμηλό επίπεδο πρόσβασης στην κάρτα μνήμης.
- Γλώσσα προγραμματισμού 4DGL. Ενσωματωμένες βιβλιοθήκες για την λειτουργία πολλών συναρτήσεων της 4DGL.
- Υποστήριξη όλων των διαθέσιμων γραμματοσειρών των Windows.
- Εύρος λειτουργίας από 4.0V έως 5.5V (single supply).
- 4 οπές των 3mm για μηχανική στήριξη

Όπως αναφέρθηκε όλες οι λειτουργίες του controller, συμπεριλαμβανομένων και των εντολών υψηλού επιπέδου, είναι ενσωματωμένες στο chip. Αυτή η διαμόρφωση στο επίπεδο του chip είναι διαθέσιμη ως ένα αρχείο PMMC (Personality module-micro-Code). Το PMMC αρχείο περιέχει όλες τις πληροφορίες για τον κώδικα του χαμηλού επιπέδου, που καθορίζει τα χαρακτηριστικά και τη λειτουργικότητα της συσκευής. Η δυνατότητα του προγραμματισμού της συσκευής με PMMC αρχείο παρέχει μια

εξαιρετικά ευέλικτη μέθοδο προγραμματισμού και τη δυνατότητα αναβάθμισης του σε μελλοντικές βελτιώσεις.

Το PMMC αρχείο μπορεί να προγραμματιστεί μόνο μέσω της COM0 σειριακής θύρας. Αυτό επιτυγχάνεται με τη βοήθεια ενός εργαλείου λογισμικού του «PMMC Loader». Η σύνδεση μεταξύ του υπολογιστή και του επεξεργαστή απαιτεί ένα USB-σε-Serial μετατροπέα. Στην περίπτωση μας χρησιμοποιήθηκε η συσκευή μSB-CE5 της 4D Systems. Η εικόνα δείχνει την πίσω και πλάγια όψη της οθόνης.



Εικόνα 6.2: Πίσω και πλάγια όψη της οθόνης

## 6.2. Προγραμματισμός της οθόνης και ανάλυση των αλγοριθμικών διαδικασιών που αναπτύχθηκαν

Αρχικά, πρέπει να αναλυθεί τι ακριβώς δυνατότητες θα έχει η οθόνη: ποιες ευκολίες θα παρέχει στον χρήστη, πώς θα απεικονίσει τις τιμές της θερμοκρασίας που λαμβάνει από τον επεξεργαστή 8051, αλλά και πώς ο χρήστης θα επικοινωνεί με τον 8051 μέσω της οθόνης επιλέγοντας διάφορες εντολές.

Το λογισμικό αναπτύχθηκε έτσι ώστε ο χρήστης:

- α) να μπορεί εύκολα να επιλέγει την θεμιτή θερμοκρασία. Την θερμοκρασία μπορεί να την επιλέξει είτε άμεσα μέσω ενσωματωμένου πληκτρολογίου είτε έμμεσα, αυξομειώνοντας την προηγούμενη επιλογή, πιέζοντας τα κουμπιά αύξησης και μείωσης της θερμοκρασίας κατά 0.5 °C.

β) να έχει εύκολη και άμεση εποπτεία της στιγμιαίας θερμοκρασίας που μετράται μέσω του κυκλώματος RTD, μέσω εικόνας θερμομέτρου αλλά και με LED ψηφία.

γ) να βλέπει την γραφική παράσταση θερμοκρασίας-χρόνου στο χρονικό διάστημα που ο ίδιος επιλέγει (δευτερόλεπτα, λεπτά, ώρες), μέχρι και για διάστημα 40 ωρών.

δ) να μπορεί να βλέπει το duty cycle στο οποίο λειτουργεί ο μετατροπέας. Αν και υπήρχε η δυνατότητα να μπορεί να επιλέγει και το ακριβές duty cycle, αυτό εν τέλει αφαιρέθηκε ως επιλογή του χρήστη, καθώς η επιλογή της θερμοκρασίας και μόνο είναι αναγκαία. Το περιβάλλον της οθόνης υπήρχε περίπτωση να γίνει δυσλειτουργικό και δυσνόητο αν έδινε την δυνατότητα ελέγχου του duty cycle αφού ο χρήστης δεν έχει άμεση εποπτεία τι σημαίνει η επιλογή του αυτή.

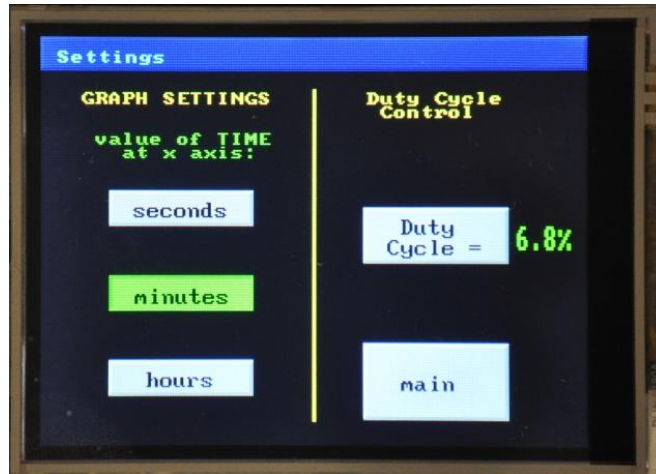
ε) φυσικά υπάρχει και η δυνατότητα εκκίνησης και παύσης του μετατροπέα μέσω της επιλογής του ειδικού κουμπιού start-stop.

Η επιλογή του χρήστη έχει σαν αποτέλεσμα την εμφάνιση διαφορετικών παραθύρων της οθόνης. Τα παράθυρα που εμφανίζονται είναι: α) το κεντρικό μενού, β) οι ρυθμίσεις, γ) η γραφική παράσταση και δ) το αριθμητικό πληκτρολόγιο. Ποιο παράθυρο θα προβληθεί κάθε φορά εξαρτάται από το προηγούμενο παράθυρο και το κουμπί που επιλέχθηκε από τον χρήστη.



Εικόνα 6.3: Το κεντρικό παράθυρο (main) της οθόνης

Το καθένα παράθυρο προγραμματιστικά σχεδιάζεται με δύο συναρτήσεις: την συνάρτηση αρχικοποίησης (Initialize) και την συνάρτηση ανίχνευσης αλλαγής (Scan). Στην πρώτη σχεδιάζονται τα γραφικά του παραθύρου, ενώ η δεύτερη ανιχνεύει τις αλλαγές που γίνονται από τον χρήστη. Στην ουσία ανιχνεύει το touch\_screen της οθόνης.



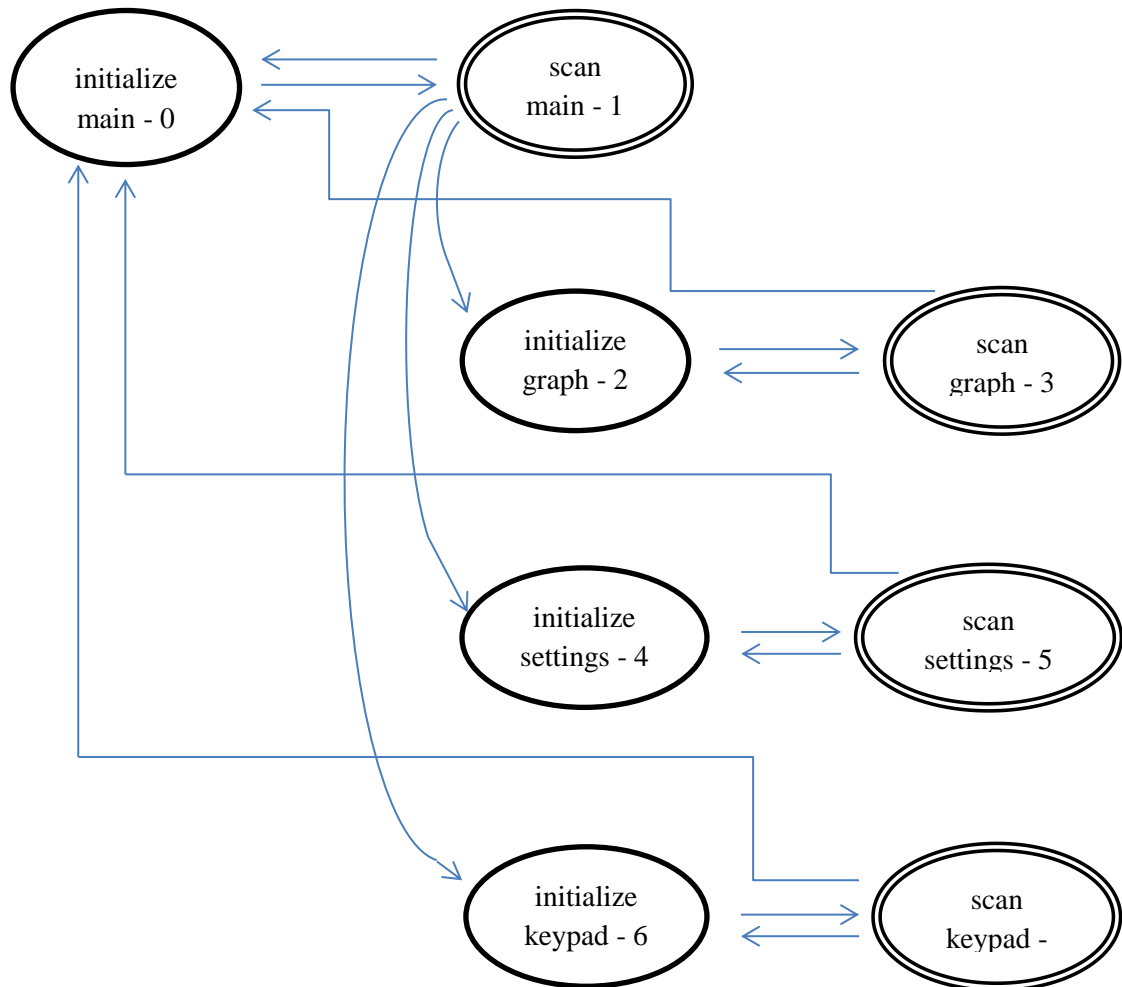
Εικόνα 6.4: Το παράθυρο ρυθμίσεων (settings) της οθόνης

Επομένως μπορούμε να παρουσιάσουμε την οθόνη σαν ένα αυτόματο με ορισμένες εσωτερικές καταστάσεις. Οι καταστάσεις αυτές είναι το Initialize και το Scan κάθε διαφορετικού παραθύρου. Επομένως έχουμε οχτώ καταστάσεις. Η κάθε κατάσταση της οθόνης αντιστοιχεί σε διαφορετική τιμή σε μια μεταβλητή (screen\_flag) που έχει σαν αποτέλεσμα την εκτέλεση της κατάλληλης συνάρτησης. Επομένως στην συνάρτηση main του προγράμματός μας μία εντολή ελέγχου if ... else if ... else ... endif καθορίζει μέσω της τιμής του screen\_flag την κατάλληλη συνάρτηση που θα εκτελεστεί και την τιμή που θα πάρει το screen\_flag την επόμενη φορά.



Εικόνα 6.5: Το παράθυρο της γραφικής παράστασης της οθόνης

Το διάγραμμα ροής του ελέγχου που πραγματοποιείται στη κύρια συνάρτηση φαίνεται παρακάτω. Το νούμερο είναι η τιμή της μεταβλητής που αντιστοιχεί σε κάθε κατάσταση και τα βέλη δηλώνουν από ποια κατάσταση μπορεί να οδηγηθεί η συσκευή μας στην επόμενη.



**Εικόνα 6.6:** Εσωτερικές καταστάσεις της οθόνης και οι πιθανές μεταβάσεις

Επιπρόσθετα, χρησιμοποιήθηκαν και άλλες μεταβλητές-flags που όμως δεν οδηγούν σε διαφορετικές συναρτήσεις και παράθυρα, αλλά σε επιμέρους τροποποιήσεις αυτών των παραθύρων. Για παράδειγμα αναφέρεται η μεταβλητή `per_flag` που ορίζει την μονάδα μέτρησης του χρόνου (`sec`, `min`, `hour`) στον οριζόντιο άξονα στο παράθυρο της γραφικής παράστασης.

Αυτή η εντολή ελέγχου, που περιγράφηκε παραπάνω βρίσκεται εσωτερικά σε έναν βρόγχο επανάληψης `repeat...forever`. Αυτό είναι απαραίτητο ώστε το πρόγραμμα να βρίσκεται σε μια κατάσταση αναμονής χωρίς να τερματίζει. Με την εντολή `repeat` το πρόγραμμα επιστρέφει συνεχώς στην εντολή ελέγχου που επιλέγει τις εσωτερικές καταστάσεις της οθόνης, δηλαδή ποιες συναρτήσεις εκτελούνται. Κατά την έναρξη της λειτουργίας της οθόνης γίνεται και η αρχικοποίηση της. Εκτός από την εντολή ελέγχου μέσα στον βρόγχο βρίσκεται και η απαραίτητη διαδικασία για την συνεχή σειριακή λήψη των τιμών της θερμοκρασίας από τον μικροεπεξεργαστή.

Η `μLCD-32PT(GFX)` παρέχει μία συνάρτηση που αρχικοποιεί μία υπηρεσία λήψης δεδομένων. Τα δεδομένα αποθηκεύονται σε πίνακα-buffer σε μορφή ουράς (FIFO),

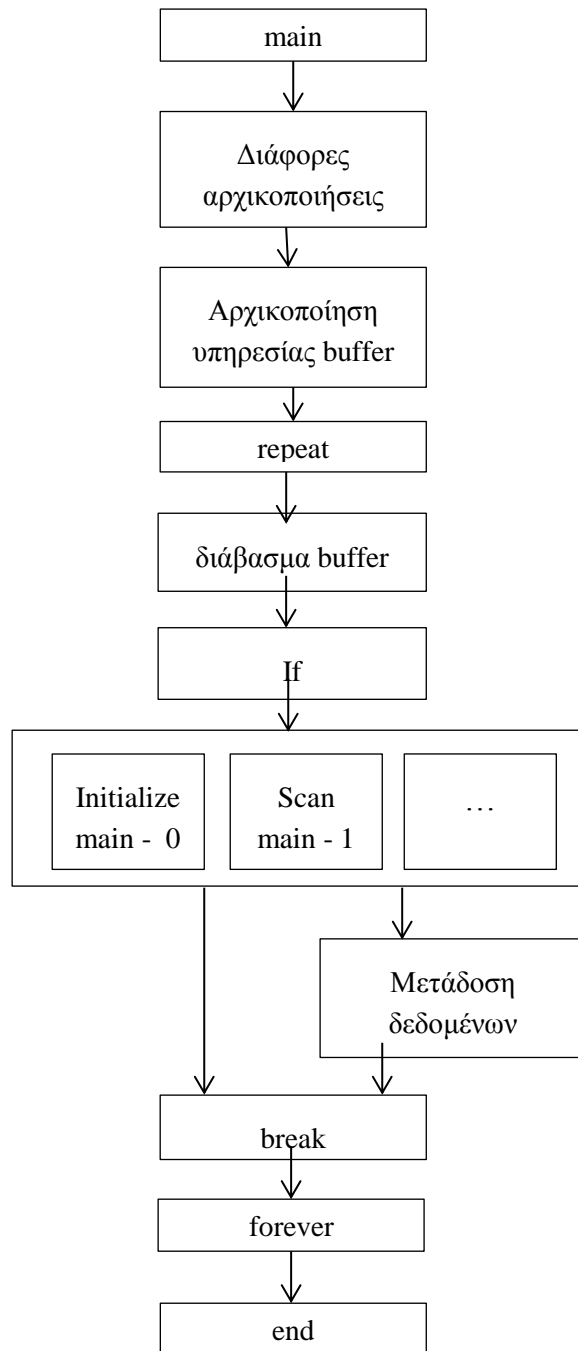
Στη συνέχεια η υπηρεσία εκτελείται στο παρασκήνιο λαμβάνοντας κάθε δεδομένο οποιαδήποτε χρονική στιγμή χωρίς να χρειάζεται παραπάνω επεξεργασία. Επομένως το πρώτο βήμα είναι η αρχικοποίηση της υπηρεσίας αυτής κατά την έναρξη της λειτουργίας της οθόνης. Αυτό επιτυγχάνεται με την εσωτερική συνάρτηση που παρέχεται από το λογισμικό της οθόνης “ com\_Init(decBuff, 36, 0); ”, όπου ο πίνακας decBuff έχει μήκος 36 και αποτελεί το buffer που γίνεται η αποθήκευση.

Το επόμενο βήμα είναι μία εντολή που θα ελέγχει τον buffer και θα τον αδειάζει από τα δεδομένα του κατά την έναρξη του βρόγχου επανάληψης. Αυτό γίνεται με τη συνάρτηση που φαίνεται παρακάτω:

```
while (com_Count() >= 3)    // data are transmitting in format of three bytes
    cmd := serin() ;        // first byte is control of what data is sent
    if (cmd == 0x04)
        realtemp := serin() << 8 | serin() ;
    else
        duty_cycle := serin() << 8 | serin()
    endif
wend
```

Δηλαδή το πρώτο byte ελέγχει τι δεδομένα στέλνει ο 8051, είτε την θερμοκρασία είτε το duty cycle του μετατροπέα και τα επόμενα δύο byte αποτελούν τον 16bit integer που δίνει το νέο δεδομένο.

Τέλος, είναι προφανές ότι κατά την έναρξη της λειτουργίας της οθόνης γίνονται ορισμένες αρχικοποιήσεις που δεν βρίσκονται στον βρόγχο επανάληψης καθώς χρειάζεται να εκτελεστούν μόνο μία φορά κατά την έναρξη, για παράδειγμα η οθόνη να έχει προσανατολισμό τοπίου και όχι πορτρέτου. Επίσης υπάρχει και η διαδικασία μετάδοσης δεδομένων από την οθόνη στον μικροεπεξεργαστή, που όμως εκτελείται όταν ο χρήστης αλλάξει την επιθυμητή θερμοκρασία. Άρα το συνολικό διάγραμμα ροής φαίνεται παρακάτω.



**Εικόνα 6.7:** Διάγραμμα ροής ης συνάρτησης main

Στο παράρτημα Δ βρίσκεται όλος ο κώδικας που αναπτύχθηκε για την λειτουργία της οθόνης.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

### ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΟΣ ΤΟΥ ΜΙΚΡΟΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗ

#### 7.1 Εισαγωγή

Όπως περιγράφηκε σε προηγούμενα κεφάλαια η κεντρική μονάδα του συστήματος ελέγχου και ανάγνωσης είναι ο μικροεπεξεργαστής C8051F411. Κάθε υποκύκλωμα συνδέεται στις εισόδους ή εξόδους, επιτρέποντας στην συσκευή να κάνει τον αναλογικό, ψηφιακό έλεγχο και την επικοινωνία με την οθόνη αφής. Το ανεπτυγμένο λογισμικό θα πρέπει να υλοποιεί τα ακόλουθα:

1. Μέτρηση της θερμοκρασίας στην επιφάνεια του peltier
2. Δημιουργία του τετραγωνικού παλμού που οδηγεί το MOSFET
3. Επικοινωνία με την οθόνη αφής για αποστολή και λήψη δεδομένων
4. Σταθεροποίηση της θερμοκρασίας στην επιφάνεια του peltier ανάλογα με την επιθυμία του χρήστη

Για να υλοποιηθούν τα παραπάνω χρειάζεται μια ρουτίνα αρχικοποίησης, όπου θα αρχικοποιούνται επιμέρους κυκλώματα του μικροεπεξεργαστή, τα οποία θα χρησιμοποιηθούν απ' τις υπόλοιπες συναρτήσεις. Παρακάτω θα αναλυθούν τα παρακάτω βήματα.

#### 7.2 Ρουτίνα αρχικοποίησης

Αυτή η συνάρτηση που καλείται στην αρχή του προγράμματος και υλοποιεί τα ακόλουθα

- Ρύθμιση του τρόπου λειτουργίας (analog-digital, push-pull open-drain) και ανάθεση των pins στα περιφερειακά ανάλογα με το σκοπό που επιτελούν. Τα pins του DAC και ADC πρέπει να τεθούν αναλογικά και να παραλειφθούν απ' το ψηφιακό διάγραμμα (digital crossbar). Τα pins που ελέγχουν μέσω λογικού σήματος κάποιο εξωτερικό στοιχείο θέτονται push-pull και παίρνουν την κατάλληλη τιμή (0 ή 1), όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 3. Το Tx και Rx της σειριακής επικοινωνίας τίθενται push-pull και open-drain αντίστοιχα. Τέλος, τα pins που δεν χρησιμοποιούνται είναι από προεπιλογή σε open-drain και σε υψηλό λογικό σήμα για λόγους ασφαλείας
- Η ρύθμιση της συχνότητας του επεξεργαστή στα 24.5MHz
- Θέτει τον τρόπο λειτουργίας στους timer 0,1,2 και τους ξεκινάει
- Ρυθμίζει τον DAC (Digital to Analog Converter) ως πηγές ρεύματος των 100μΑ στα pins 0.0 και 0.1

- Αρχικοποιεί τον ADC ( Analog to Digital Converter)
- Ενεργοποιεί το UART και θέτει το baud rate στα 9600 bps που ελέγχεται απ' τον timer 1
- Ενεργοποιεί τα interrupts των UART, timer 0, timer 2, timer 3, ADC και θέτει αυτά των timers 2,3 που δημιουργούν τον παλμό οδήγησης σε υψηλή προτεραιότητα

### 7.3 Διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM)

Όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 3 η διαμόρφωση εύρους παλμού έγινε με τους timer 2 και 3 σε λειτουργία 16-bit auto reload. Σ' αυτό τον τρόπο λειτουργίας υπάρχει η δυνατότητα να ξεκινήσεις ή σταματήσεις τους timers μέσω των καταχωρητών TMR2CN και TMR3CN αντίστοιχα. Η υλοποίηση του PWM έγινε με τη χρήση των interrupts των timer 2 και 3. Κάθε φορά που υπερχειλίζει είτε ο timer2 είτε ο timer3 το πρόγραμμα πηγαίνει στις συναρτήσεις Timer2\_ISR και Timer3\_ISR. Ο timer3 κρατά την συχνότητα του παλμού που είναι  $f = 24,5MHz \div 512 \cong 47,8kHz$ . Ο timer2 προσδιορίζει το χρόνο που ο παλμός είναι on (υψηλό λογικό σήμα). Έτσι, όταν υπερχειλίζει ο timer3, πρέπει να τίθεται το pin 1.7 σε υψηλό λογικό σήμα και να ξεκινάει ο timer2. Αντίστοιχα, όταν υπερχειλίζει ο timer2, τίθενται το pin 1.7 σε χαμηλό λογικό σήμα και σταματάει ο timer2.

Θεωρητικά, το μικρότερο duty cycle που μπορούμε να επιτύχουμε με αυτόν τον τρόπο είναι  $1/512 \times 100\% \cong 0.195\%$ . Στην πραγματικότητα, παρατηρήθηκε στον παλμογράφο ότι το duty cycle δεν μπορεί να είναι μικρότερο από περίπου 5%. Αυτό συμβαίνει λόγω της περιορισμένης ικανότητας του CPU. Η συχνότητα του επεξεργαστή είναι 24.5MHz. Είναι προφανές ότι ο επεξεργαστής δεν προλαβαίνει να εκτελέσει όλες τις εντολές του προγράμματος για την υλοποίηση του ελάχιστου duty cycle, το οποίο αντιστοιχεί σε έναν κύκλο ρολογιού, στον χρόνο αυτό. Ο ελάχιστος χρόνος που απαιτείται βρέθηκε να είναι περίπου 1μs, που αντιστοιχεί σε 5% duty cycle σε αυτήν την συχνότητα, όπως ειπώθηκε παραπάνω.

Παρατηρήθηκε επιπλέον ότι οι παλμοί δεν παρέμεναν σταθεροί στον χρόνο. Μεταβάλλονταν απ' την επιθυμητή τιμή σε διάφορες κοντινές τιμές. Το φαινόμενο αυτό ήταν εντονότερο στα μικρά duty cycle (κάτω από 20%). Το πρόβλημα αυτό οφείλεται πιθανόν στην μη ολοκλήρωση των προηγούμενων ενεργειών του προγράμματος την στιγμή που πρέπει να καλεστεί το νέο interrupt. Ο κώδικας της υλοποίησης είναι

```
void Timer2_ISR (void) interrupt 5
{
    TR2 = 0;
    P17 = 0;
    TF2H = 0;
```

```
}
```

```
void Timer3_ISR (void) interrupt 14
```

```
{
```

```
    TR2 = 1;
```

```
    P17 = 1 ;
```

```
    TMR3CN &= 0x7F;
```

```
}
```

Αρχικά είχε επιλεγεί μια υλοποίηση με συχνότητα 95,7kHz με την χρήση του timer 2 σε λειτουργία 8-bit auto reload, όπου ο timer2L και ο timer2H έχουν τον ρόλο των timers 3 και 2 αντίστοιχα. Σ' αυτό τον τρόπο λειτουργίας ο timer2L λειτουργεί συνεχώς ενώ υπάρχει η δυνατότητα να ξεκινήσεις ή σταματήσεις τον timer2H μέσω του bit TR2. Επίσης, ο timer 2 διαθέτει ξεχωριστά flags για τον timer2L και timer2H, οπότε γνωρίζουμε κάθε φορά ποιος απ' τους δύο υπερχειλίσε. Ο αρχικός κώδικας σε αυτήν την περίπτωση ήταν

```
void Timer2_ISR (void) interrupt 5
```

```
{
```

```
if (TF2H == 1)
```

```
    {
```

```
        TF2H = 0;
```

```
        P17 = 0;
```

```
        TR2 = 0;
```

```
    }
```

```
else
```

```
    {
```

```
        TF2L = 0;
```

```
        P17 = 1;
```

```
        TR2 = 1;
```

```
    }
```

```
}
```

Η υλοποίηση αυτή μεταφραζόταν σε μεγάλο αριθμό εντολών σε γλώσσα μηχανής, δυσχεραίνοντας το φαινόμενο των μη σταθερών παλμών στο χρόνο. Καθώς η γρήγορη εκτέλεση αυτής της συνάρτησης ήταν σημαντική σε αυτήν την περίπτωση επιλέχθηκε ο παρακάτω εναλλακτικός κώδικας

```
void Timer2_ISR (void) interrupt 5
```

```
{
```

```
    P17 = TR2 = ~TF2H;
```

```
    TF2L = 0;
```

```
    TF2H = 0;
```

```
}
```

Με αυτήν την υλοποίηση μειώθηκαν αισθητά οι εντολές στη γλώσσα μηχανής επομένως και ο χρόνος εκτέλεσης του προγράμματος, που είχε ως αποτέλεσμα την μείωση της μεταβολής του duty cycle. Το εύρος του παλμού μεταβάλλεται μεταξύ των ίδιων τιμών οπότε η μέση τιμή παραμένει σταθερή. Γι' αυτό η τάση στην έξοδο του μετατροπέα παραμένει σταθερή, όπως και παρατηρήθηκε.

Η επιλογή της μείωσης της συχνότητας στα 47,8kHz έχει το μειονέκτημα ότι χρησιμοποιεί 2 timers αντί για 1, αλλά προτιμήθηκε για τους παρακάτω λόγους. Πρώτον, το ελάχιστο duty cycle που μπορεί να υλοποιήσει ο μικροεπεξεργαστής είναι 5%, ενώ στην διπλάσια συχνότητα είναι 10%. Αυτό μας δίνει την δυνατότητα να έχουμε χαμηλότερα επίπεδα ισχύος, τα οποία μας επιτρέπουν να έχουμε καλύτερο έλεγχο στην θερμοκρασία. Επιπλέον, το ελάχιστο βήμα στο duty cycle είναι το μισό (0,195% στα 47,8kHz και 0,39% στα 95,7kHz), το οποίο μας επιτρέπει μικρότερες μεταβάσεις στα επίπεδα ισχύος. Τέλος, το φαινόμενο των μη σταθερών παλμών ήταν πολύ εντονότερο στην μεγάλη συχνότητα, όπου παρατηρήθηκε η ύπαρξη παλμού σχεδόν διπλάσιου απ' τον επιθυμητό. Τα προβλήματα αυτά οφείλονται στην χαμηλή υπολογιστική ικανότητα του μικροεπεξεργαστή, γι' αυτό και επιλέχθηκε η χαμηλότερη συχνότητα, ώστε οι μεταβάσεις να γίνονται σε μεγαλύτερους χρόνους. Βέβαια, η μείωση της συχνότητας επιβαρύνει περισσότερο τα πηνία του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης και σε καμία περίπτωση δεν μπορεί να φτάσει στις ακουστικές συχνότητες, καθώς αυτό θα εισήγαγε θόρυβο στο κύκλωμα. Η συχνότητα που επιλέχθηκε είναι κοντά στην ελάχιστη που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε διακοπτικούς μετατροπείς.

## 7.4 Μέτρηση της θερμοκρασίας

Η μέτρηση της θερμοκρασίας γίνεται μέσω μιας αντίστασης RTD. Το αναλογικό κύκλωμα της μέτρησης της θερμοκρασίας έχει αναλυθεί εκτενώς στο κεφάλαιο 3. Ο ADC μετατροπέας χρησιμοποιείται για την μέτρηση της τάσης της εξόδου του ενισχυτή οργάνου, αλλά και του  $V_{ref}$  αυτού. Οι τάσεις αυτές οδηγούνται στα pins 0.2 και 0.3 του μικροεπεξεργαστή αντίστοιχα. Μια μετατροπή ξεκινάει ενεργοποιώντας το bit AD0BUSY, το οποίο γίνεται περίπου ανά ένα δευτερόλεπτο με την ενεργοποίηση ενός flag. Κάθε φορά που ολοκληρώνεται μια μετατροπή καλείτε το interrupt του ADC και το πρόγραμμα μεταβαίνει στην αντίστοιχη υποσυνάρτηση. Εκεί, ανάλογα με το pin που έχει οριστεί να γίνει η μετατροπή, παίρνει η αντίστοιχη μεταβλητή την τιμή του καταχωρητή ADC0 που περιέχει την 12-bit τιμή της μετατροπής. Η πρώτη μετατροπή έχει οριστεί να γίνει στο pin 0.3 για να μετρηθεί η  $V_{ref}$  και στη συνέχεια αλλάζει το pin της μετατροπής. Την επόμενη φορά μετράται το pin 0.2, απ' όπου αφαιρείται η τιμή του  $V_{ref}$  και αλλάζει πάλι το pin. Με αυτόν τον τρόπο μετριοούνται εναλλάξ οι δύο τάσεις και έχουμε κάθε φορά την σωστή τιμή για την θερμοκρασία.

Η τιμή της τάσης του pin 0.2 αφού αφαιρεθεί η  $V_{ref}$  πρέπει να μεταφραστεί σε μια τιμή, που θα σταλεί στην οθόνη και να απεικονίσει σωστά την θερμοκρασία. Η οθόνη δέχεται ακεραίους από 0 έως 1000 και τους αντιστοιχεί σε θερμοκρασίες 0 έως 100°C με ένα δεκαδικό ψηφίο. Ο ADC μετατροπέας μετράει τάσεις από 0 έως 2.25V και τις μετατρέπει σε 12-bit αριθμό, δηλαδή απ' το 0 έως το 4095. Το αναλογικό κύκλωμα έχει ρυθμιστεί ώστε τάση εξόδου 0V να αντιστοιχεί σε 0 °C και τάση 2V σε 100 °C. Πρέπει οι κλίμακες οθόνης και επεξεργαστή να αντιστοιχηθούν ως προς τις ίδιες θερμοκρασίες. Η τάση 2V αντιστοιχεί στην τιμή  $\frac{2}{2.25} \times 4095 = 3640$  του μετατροπέα. Οι τιμές 0 έως 3640 πρέπει να αντιστοιχηθούν με τις τιμές 0 έως 1000. Γι' αυτό χρησιμοποιήθηκε η εξίσωση

$$real\_temperature = (ADC0 - V_{ref}) * 0.274725 + 0.5 \quad (7.1)$$

όπου ο ADC0 περιέχει την τιμή του pin 0.2,  $V_{ref}$  είναι η τιμή του pin 0.3 και 0.274725 ( $1000/3640$ ) είναι ο συντελεστής με τον οποίον πρέπει να πολλαπλασιάσουμε. Η *real\_temperature* είναι η μεταβλητή τύπου integer στην οποία ανατίθεται η τιμή. Οι μεταβλητές αυτές χρησιμοποιούν αυτόματα την συνάρτηση αποκοπής αν το αποτέλεσμα δεν είναι ακέραιος, γι' αυτό και προστέθηκε το 0.5 για να γίνει στρογγυλοποίηση στον κοντινότερο ακέραιο.

## 7.5 Σειριακή επικοινωνία

Η επικοινωνία μεταξύ του μικροεπεξεργαστή και της οθόνης αφής γίνεται με το πρωτόκολλο UART0 στον τρόπο λειτουργίας των 8-bit και η ταχύτητα μετάδοσης, που ελέγχεται απ' τον timer 1, ορίζεται στην ρουτίνα αρχικοποίησης να είναι 9600 bps. Η λειτουργία UART0 διαθέτει τα flags TIO και RIO για την αποστολή και την παραλαβή δεδομένων αντίστοιχα. Όταν ολοκληρωθεί η αποστολή ή παραλαβή ενός byte δεδομένων σηκώνεται το αντίστοιχο flag απ' το υλικό και εφόσον έχει ενεργοποιηθεί το interrupt του UART0, ο έλεγχος πηγαίνει στην αντίστοιχη ρουτίνα.

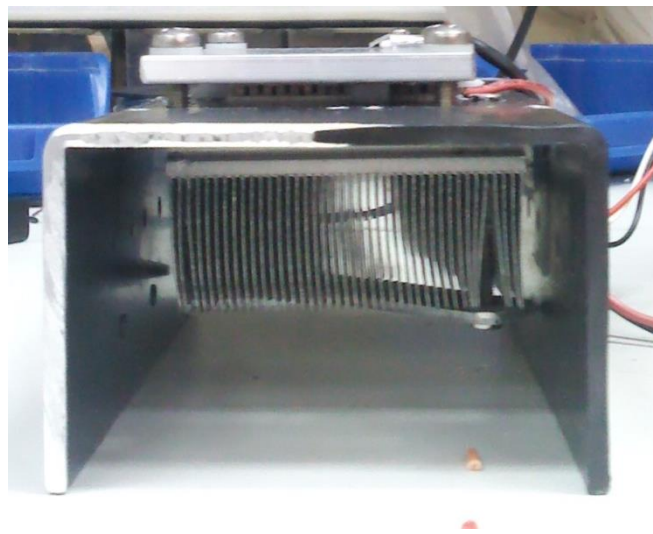
Αυτά τα στοιχεία της λειτουργίας UART0 εκμεταλλευτήκαμε για την υλοποίηση της επικοινωνίας στην εφαρμογή μας. Οι μεταβλητές που χρειάζεται να στέλνονται απ' τον μικροεπεξεργαστή στην οθόνη και αντίστροφα έχουν μέγεθος 16 bit ή αλλιώς 2 byte. Για την μεταφορά κάθε μεταβλητής απαιτούνται τρία byte, δύο για τα δεδομένα και ένα ως κωδικός που καθορίζει ποια μεταβλητή στέλνεται κάθε φορά. Η αποστολή των δεδομένων γίνεται μέσω ενός buffer με μέγεθος πολλαπλάσιο του 3, το οποίο εξαρτάται απ' το πόσες μεταβλητές θέλουμε να αποσταλούν. Όταν αποσταλεί ένα byte, το πρόγραμμα μεταβαίνει στην ρουτίνα UART0\_Interrupt, όπου αυξάνεται ένας δείκτης, ώστε να τοποθετηθεί στον καταχωρητή SBUF0 το επόμενο byte του buffer και να αποσταλεί. Ανάλογα με το πρώτο byte απ' τα τρία, που είναι ο κωδικός, η οθόνη τοποθετεί τα δεδομένα στην κατάλληλη μεταβλητή. Για την παραλαβή δεδομένων κατασκευάστηκε ένας buffer μεγέθους τριών byte. Όταν παραληφθεί ένα byte το πρόγραμμα μεταβαίνει στην ρουτίνα UART0\_Interrupt, όπου διαβάζεται και

τοποθετείται η τιμή του καταχωρητή SBUF0 στον buffer παραλαβής. Στην συνέχεια αυξάνεται η τιμή ενός δείκτη, ώστε την επόμενη φορά να τοποθετηθεί ο SBUF0 στην επόμενη θέση του buffer. Όταν ολοκληρωθεί η αποστολή τριών byte, ανάλογα με την τιμή του πρώτου, τοποθετούνται τα άλλα δύο στην κατάλληλη μεταβλητή και μηδενίζεται ο δείκτης για να είναι έτοιμος ο buffer για την παραλαβή των επόμενων τριών byte. Με την αποστολή κατάλληλου κωδικού απ' την οθόνη, που γίνεται με το πάτημα του κουμπιού start/stop, υπάρχει η δυνατότητα να σταματάει και να ξεκινάει η διαμόρφωση εύρους παλμού.

## 7.6 Συνάρτηση ελέγχου του συστήματος

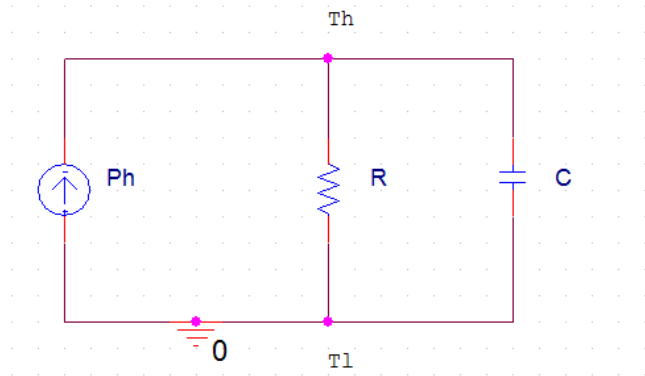
### 7.6.1 Εισαγωγή

Το θερμοηλεκτρικό στοιχείο (peltier), που είναι η έξοδος του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, είναι η συσκευή που ψύχει η θερμαίνει την επιφάνεια που επιθυμούμαι. Το θερμοηλεκτρικό στοιχείο έχει τοποθετηθεί πάνω σε μεταλλική βάση, στην οποία έχει τοποθετηθεί ψήκτρα. Από πάνω του έχει τοποθετηθεί αλουμινένια επιφάνεια στην οποία τοποθετούνται τα δείγματα που επιθυμούμαι να θερμάνουμε.



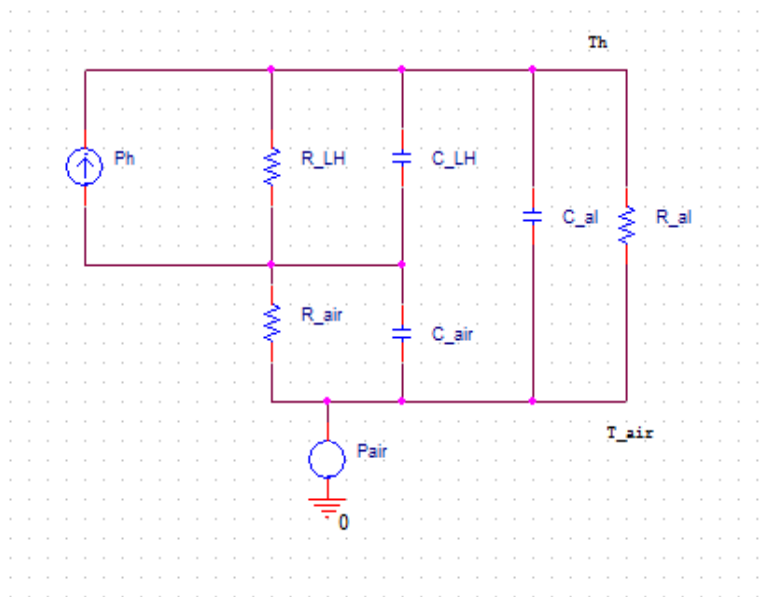
**Εικόνα 7.1: Τοποθέτηση του θερμοηλεκτρικού στοιχείου**

Το ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα για τη θερμότητα σε μια επιφάνεια φαίνεται παρακάτω.



**Εικόνα 7.2: Ηλεκτρικά ισοδύναμο κύκλωμα της θερμότητας**

Η πηγή ρεύματος είναι η θερμική ισχύς που προσφέρεται στο κύκλωμα, η αντίσταση αντιπροσωπεύει την θερμοχωρητικότητα, η τάση στα άκρα της αντίστασης την διαφορά θερμοκρασίας και ο πυκνωτής τον χρόνο που απαιτείται για την φόρτιση του συστήματος. Καθώς το σύστημα μας αποτελείται από αρκετές επιφάνειες, είναι πιο πολύπλοκο απ' το παραπάνω και φαίνεται στην επόμενη εικόνα.



**Εικόνα 7.3: Θερμικό κύκλωμα του συστήματος**

Τα  $R_{LH}$ ,  $C_{LH}$  είναι τα χαρακτηριστικά της ψήκτρας που έχει τοποθετηθεί στην βάση, τα  $R_{al}$ ,  $C_{al}$  της αλουμινένιας επιφάνειας και τα  $R_{air}$ ,  $C_{air}$  του περιβάλλοντος. Τα διάφορα  $R$ ,  $C$  αυτού του κυκλώματος, αλλά και η θερμική ισχύς δεν είναι δυνατόν να προσδιοριστούν ακριβώς στο υπάρχον κύκλωμα. Η θερμική ισχύς του peltier εξαρτάται απ' το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, το οποίο και ελέγχεται απ' το duty cycle του παλμού, χωρίς όμως να είναι γνωστή η ακριβής διαδικασία. Επιπλέον, το σύστημα εξαρτάται απ' την θερμοκρασία περιβάλλοντος, η οποία προφανώς αλλάζει κατά την διάρκεια του έτους. Γι' αυτό το λόγο δεν γίνεται να έχουμε άμεσο προσδιορισμό του duty cycle ανάλογα με την

επιθυμητή θερμοκρασία, αλλά ο έλεγχος να γίνεται σε σχέση με την επιθυμητή και τωρινή θερμοκρασία.

## 7.6.2 PID ελεγκτής

Ο PID έλεγχος είναι απ' τις πιο συχνά χρησιμοποιούμενες μεθόδους και θεωρείται η καλύτερη σε περιπτώσεις όπου η υποκείμενη διαδικασία δεν είναι γνωστή. Παρακάτω θα αναφερθούμε συνοπτικά σε αυτόν, καθώς ήταν η αρχική μας επιλογή για τον έλεγχο του συστήματος.

Ο ελεγκτής υπολογίζει το σφάλμα ανάμεσα στην επιθυμητή και την τωρινή τιμή της παραμέτρου και προσπαθεί να το ελαχιστοποιήσει ρυθμίζοντας τις παραμέτρους εισόδου του συστήματος. Αποτελείται από τρεις ξεχωριστές, σταθερές παραμέτρους: την αναλογική P, την ολοκληρωτική I και τη διαφορική D. Αυτές οι παράμετροι μπορούν να ερμηνευτούν με βάση τον χρόνο. Η αναλογική αντιπροσωπεύει το παρών σφάλμα, η ολοκληρωτική έναν υπολογισμό παρελθόντων σφαλμάτων και η διαφορική πρόβλεψη μελλοντικών σφαλμάτων, βασισμένο στον τωρινό ρυθμό αλλαγής. Το σταθμισμένο άθροισμα των τριών παραμέτρων χρησιμοποιείται για να ρυθμίσει, στην περίπτωση μας, το duty cycle του παλμού. Οι τρεις παράμετροι ρυθμίζονται ανάλογα με τις απαιτήσεις της εκάστου διαδικασίας. Η μαθηματική εξίσωση του PID ελέγχου είναι

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (7.2)$$

όπου  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  είναι το αναλογικό, ολοκληρωτικό, διαφορικό κέρδος αντίστοιχα,  $e$  το σφάλμα ανάμεσα στην επιθυμητή και την παρούσα τιμή και  $t$  η παρούσα χρονική στιγμή. Το κλειδί στην υλοποίηση του PID ελέγχου είναι η ρύθμιση των τριών παραμέτρων, ώστε να έχουμε την βέλτιστη απόκριση του συστήματος. Πολύ σημαντική είναι και η επιλογή του χρόνου στον οποίο υπολογίζονται τα σφάλματα και εξαρτάται απ' το πόσο γρήγορα μπορεί να αλλάζει τιμές η παράμετρος ελέγχου στο σύστημά μας. Στον παρακάτω πίνακα φαίνεται η επίδραση των τριών παραμέτρων στην απόκριση του συστήματος.

Effects of increasing a parameter independently<sup>[11]</sup>

Parameter	Rise time	Overshoot	Settling time	Steady-state error	Stability <sup>[9]</sup>
$K_p$	Decrease	Increase	Small change	Decrease	Degrade
$K_i$	Decrease	Increase	Increase	Eliminate	Degrade
$K_d$	Minor change	Decrease	Decrease	No effect in theory	Improve if $K_d$ small

Εικόνα 7.4: Επίδραση της αύξησης μιας παραμέτρου του PID ελέγχου

Υπάρχουν διάφοροι μέθοδοι προσδιορισμού των παραμέτρων, που έχουν πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, και οι οποίες παρουσιάζονται επιγραμματικά στον επόμενο πίνακα.



Choosing a tuning method

Method	Advantages	Disadvantages
Manual tuning	No math required; online.	Requires experienced personnel. [citation needed]
Ziegler-Nichols	Proven method; online.	Process upset, some trial-and-error, very aggressive tuning. [citation needed]
Software tools	Consistent tuning; online or offline - can employ computer-automated control system design (CAutoD) techniques; may include valve and sensor analysis; allows simulation before downloading; can support non-steady-state (NSS) tuning.	Some cost or training involved. [10]
Cohen-Coon	Good process models.	Some math; offline; only good for first-order processes. [citation needed]

Εικόνα 7.5: Επιλογή του τρόπου ρύθμισης του PID ελέγχου

Καθώς ο μικροεπεξεργαστής της εφαρμογής μας είναι 8-bit και οι υπολογισμοί για τον PID έλεγχο απαιτούν πολλές φορές χρήση μεταβλητών real με μεγάλη ακρίβεια, που απαιτούν μεγάλη υπολογιστική ισχύ, προτιμήθηκε η υλοποίηση μιας πιο απλής συνάρτησης ελέγχου.

### 7.6.3 Αλγόριθμος ελέγχου

Για την συνάρτηση του ελέγχου υλοποιήθηκε ένας αλγόριθμος ο οποίος βασίζεται στον υπολογισμό των μελλοντικών τιμών της παραμέτρου ελέγχου και ρυθμίζει ανάλογα τις παραμέτρους εισόδου του συστήματος. Οι μελλοντικές τιμές υπολογίζονται με βάση την παρούσα κλίση και ανάλογα με το αν είναι μεγαλύτερες ή μικρότερες απ' την επιθυμητή, ρυθμίζεται η παράμετρος εισόδου.

Στο σύστημά μας, παράμετρος εισόδου είναι το duty cycle του παλμού και παράμετρος ελέγχου η θερμοκρασία στην αλουμινένια επιφάνεια. Οι καμπύλες φόρτισης και εκφόρτισης ενός πυκνωτή είναι εκθετικής μορφής. Με δεδομένη την ισχύ, ίδιας μορφής θα είναι και η συνάρτηση της θερμοκρασίας, αφού υπάρχει ευθεία αναλογία απ' το θερμικό κύκλωμα. Ο αλγόριθμος βασίζεται στον υπολογισμό των μελλοντικών τιμών και καλείται ανά σταθερά χρονικά διαστήματα  $\Delta t$ , το οποίο είναι πολύ μικρότερο απ' τη σταθερά χρόνου του θερμικού κυκλώματος όπως θα δούμε στο επόμενο κεφάλαιο. Αν  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  είναι η προηγούμενη, τωρινή και επόμενη θερμοκρασία με βάση τον τωρινό ρυθμό αλλαγής τότε

$$\theta_3 = \theta_2 + \frac{\theta_2 - \theta_1}{e^{-\kappa \Delta t}} \quad (7.3)$$

όπου  $1/\kappa$  η σταθερά χρόνου του κυκλώματος. Η δειγματοληψία γίνεται σε χρόνο πολύ μικρότερο απ' το  $1/\kappa$ , οπότε ο όρος  $e^{-\kappa \Delta t} \approx 1$ . Άρα η μελλοντική θερμοκρασία είναι

$$\theta_3 \approx 2\theta_2 - \theta_1 \quad (7.4)$$

Όμοια μπορούν να υπολογιστούν και επόμενες μελλοντικές τιμές (π.χ.  $\theta_5 \approx 4\theta_2 - 3\theta_1$ )

Αν  $w$  είναι το πλάτος του παλμού ως προς την τιμή του timer που κρατάει την συχνότητα του παλμού, τότε η βασική ιδέα του ελέγχου φαίνεται παρακάτω

$$\text{if } \theta_3 \geq \theta_{\text{στόχος}} \rightarrow w := w - (\theta_3 - \theta_{\text{στόχος}}) \cdot k$$

$$\text{if } \theta_3 \leq \theta_{\text{στόχος}} \rightarrow w := w + (\theta_{\text{στόχος}} - \theta_3) \cdot k$$

$$\text{if } w > \text{max}w \rightarrow w := \text{max}w$$

$$\text{if } w < \text{min}w \rightarrow w := \text{min}w$$

όπου  $\text{min}w$  είναι η ελάχιστη τιμή που μπορεί να επιτευχθεί και  $\text{max}w$  η μέγιστη τιμή που θέτουμε, ώστε να μην παρουσιαστούν επιπλοκές στο σύστημα και  $k$  μια σταθερά. Το  $k$  είναι μία σταθερά ώστε το βήμα μεταβολής να μην προκαλεί ταλαντώσεις στο σύστημα. Ο παραπάνω αλγόριθμος συγκλίνει αν θεωρήσουμε ότι δεν υπάρχει θόρυβος και ότι η ακρίβεια του υπολογισμού είναι άπειρη, δηλαδή σε ιδανικές καταστάσεις.

Στην πραγματικότητα, έχουμε κβαντισμό λόγω περιορισμένου μήκους λέξης, σφάλμα λόγω θορύβου και σφάλμα λόγω του μήκους λέξης του A-to-D. Συνέπεια των ανωτέρω είναι ότι χρειάζεται να ληφθούν υπόψη οι μικρότερες ανιχνεύσιμες τιμές που έχει την δυνατότητα να παράγει το υλικό μας. Επίσης το  $w$  αν και στον αλγόριθμο αποτελεί το ποσοστό του duty cycle, στην πράξη η τιμή του είναι η τιμή του register TMR2CN, του timer δηλαδή που είναι on το τρανζίστορ. Δεν αντιστοιχεί σε ποσοστό, αλλά σε ακέραιο αριθμό.

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω δεδομένα και μετά από πειράματα και μετρήσεις καταλήξαμε ότι ο αλγόριθμος λειτουργεί καλύτερα στο σύστημά μας με τις εξής μετατροπές:

- 1) Αλλάξαμε την μελλοντική τιμή που υπολογίζει ο έλεγχος και αντί για  $\theta_3$  θέσαμε  $\theta_4 = 8\theta_2 - 7\theta_1$  δηλαδή πρόβλεψη μετά από 7 τιμές. Αυτή η διόρθωση προκύπτει από το γεγονός ότι η χρονική σταθερά του ελέγχου είναι περίπου 91 sec, ενώ η δειγματοληψία γίνεται ανά 5sec.
- 2) Θέσαμε όπου  $k = m \div b$ , όπου  $m = \frac{w}{32} + 1$  και  $b = 8$ .

Άρα οι βασικές εξισώσεις του ελέγχου είναι

$$\text{if } \theta_3 \geq \theta_{\text{στόχος}} \rightarrow w := w - (\theta_4 - \theta_{\text{στόχος}}) \times m \div b$$

$$\text{if } \theta_3 \leq \theta_{\text{στόχος}} \rightarrow w := w + (\theta_{\text{στόχος}} - \theta_4) \times m \div b$$

Στην ρουτίνα του ελέγχου υπάρχει μια αρχικοποίηση, όπου λαμβάνουν τιμές οι μεταβλητές της τωρινής και προηγούμενης θερμοκρασίας και ξεκινάει τον έλεγχο απ' το ελάχιστο  $w$ .

Το σύστημα έχει την δυνατότητα τόσο για θέρμανση όσο και για ψύξη, αλλάζοντας την πολικότητα στα άκρα του peltier. Αυτό γίνεται αλλάζοντας το λογικό σήμα του pin 1.6 του μικροεπεξεργαστή που οδηγεί το relay, η προεπιλογή του οποίου είναι για θέρμανση. Τελευταίο βήμα στην ρουτίνα ελέγχου είναι ο καθορισμός του τρόπου με τον οποίο μεταβαίνουμε από θέρμανση σε ψύξη και αντίστροφα. Αν επιλεγεί μια θερμοκρασία χαμηλότερη απ' αυτήν του περιβάλλοντος, ο έλεγχος θα μειώσει το  $w$  στην ελάχιστη τιμή του. Προφανώς, η θερμοκρασία δεν θα μπορεί να φτάσει την

επιθυμητή αφού είμαστε στην λειτουργία της θέρμανσης. Η υλοποίηση της μετάβασης από θέρμανση σε ψύξη γίνεται με μια εντολή if της μορφής

$if (w = minw \ \& \ \theta_2 > \theta_{στόχος} \ \& \ \theta_4 > \theta_{στόχος}) \rightarrow \psiύξη$

Αντίστοιχα, η αντίστροφη μετάβαση γίνεται με την εντολή

$if (w = minw \ \& \ \theta_2 < \theta_{στόχος} \ \& \ \theta_4 < \theta_{στόχος}) \rightarrow \thetaέρμανση$

Ο πλήρης κώδικας της συνάρτησης ελέγχου βρίσκεται στο παράρτημα Γ.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

### ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΤΡΟΠΟΠΟΙΗΣΕΙΣ

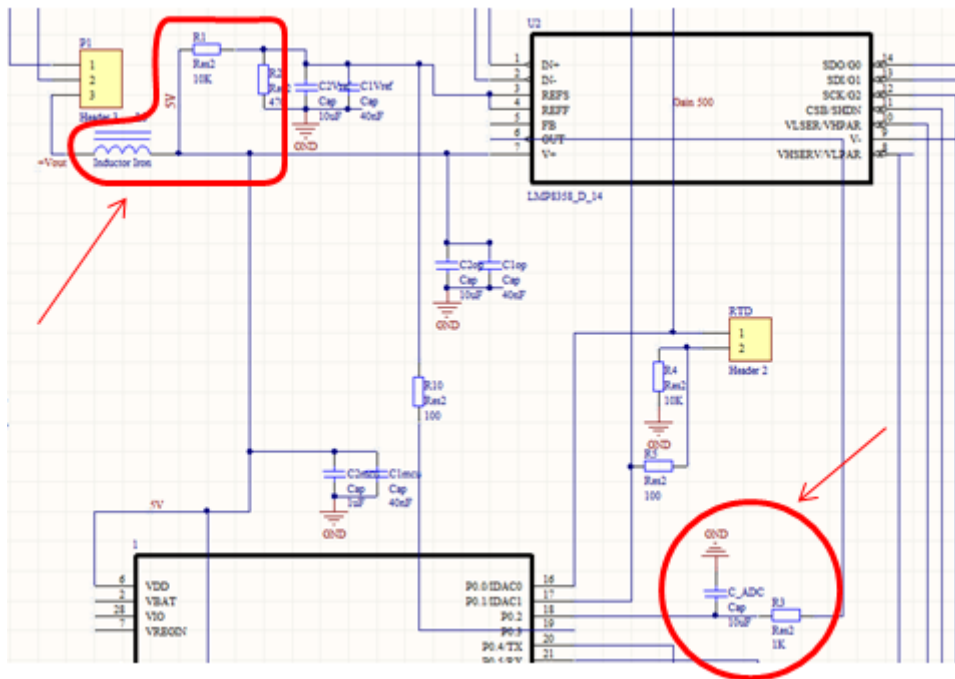
#### ΣΤΗΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗ

#### 8.1 Μετρήσεις θερμοκρασίας

##### 8.1.1 Μείωση θορύβου

Στο κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας παρατηρήθηκε η ύπαρξη θορύβου, η οποία προκαλούσε αυξομειώσεις στην τιμή της θερμοκρασίας της τάξης των 4-5°C. Η πηγή του θορύβου εντοπίστηκε στο τροφοδοτικό μετατροπής της τάσης τροφοδοσίας σε τάση 5V. Ο θόρυβος αυτός μετρήθηκε με τον παλμογράφο και βρέθηκε να είναι 100-150 mV σε συχνότητα περίπου 150kHz, ο οποίος επηρεάζει την δειγματοληψία του ADC μετατροπέα που γίνεται με ταχύτητα 200ksps. Καθώς 20mV αντιστοιχούν σε 1°C ο θόρυβος αυτός προκαλεί μεγάλα σφάλματα στις μετρήσεις θερμοκρασίας.

Για την μείωση του θορύβου ακολουθήθηκαν οι παρακάτω ενέργειες. Η αντίσταση 100Ω, που συνδέει την έξοδο του ενισχυτή οργάνου με το pin του ADC μετατροπέα, αντικαταστάθηκε με μία του 1kΩ και προστέθηκε ένας πυκνωτής 15μF παράλληλα στην γραμμή προς την γείωση, ώστε να δημιουργηθεί φίλτρο που αποκόβει τις υψηλές συχνότητες. Επιπλέον, οι αντιστάσεις της γέφυρας, που δημιουργεί το σήμα  $V_{ref}$ , αντικαταστάθηκαν με αντιστάσεις δεκαπλάσιας τιμής, δηλαδή 10k και 470Ω αντίστοιχα. Τέλος, τοποθετήθηκε στην γραμμή των 5V ένα πηνίο, το οποίο με τους ήδη υπάρχοντες πυκνωτές, δημιουργεί LC φίλτρο, το οποίο παρατηρήθηκε ότι μειώνει δραστικά τον θόρυβο που εισάγει η τροφοδοσία των 5V. Μετά από αυτές τις ενέργειες ο θόρυβος μετρήθηκε με τον παλμογράφο στα 20-30mV. Το τελικό κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας φαίνεται παρακάτω.



Εικόνα 8.1: Τελικό κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας όπου εμφανίζονται οι αλλαγές που έγιναν σε σχέση με την αρχική σχεδίαση

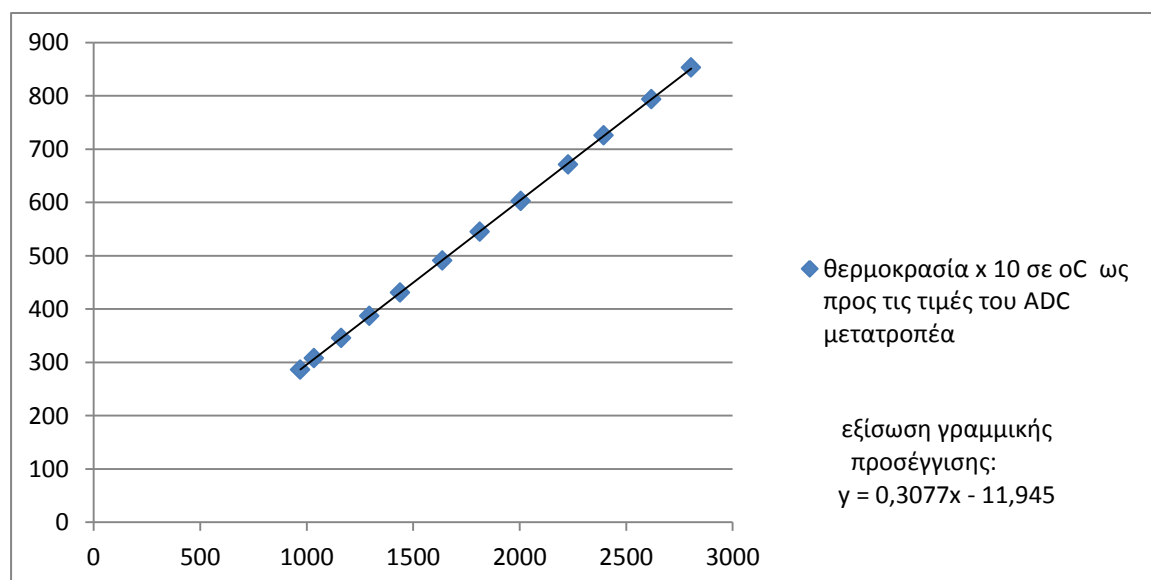
### 8.1.2 Βαθμονόμηση του ADC μετατροπέα

Στην αντιστοίχιση της τάσης του ADC μετατροπέα σε θερμοκρασία υπάρχουν σφάλματα λόγω μη ακρίβειας των τιμών αντιστάσεων, απλοποίησης της συνάρτησης μεταβολής της αντίστασης του RTD αλλά και άλλων μεταβολών που συμβαίνουν στο πραγματικό κύκλωμα. Έτσι, οι τιμές της θερμοκρασίας είχαν σφάλμα που έφτανε τους 4 °C σε σχέση με τις τιμές θερμοκρασίας που παίρναμε από το ψηφιακό θερμόμετρο thandar th302 του εργαστήριου. Για να μειωθεί το σφάλμα ακολουθήσαμε τις παρακάτω ενέργειες. Αντί για μία μέτρηση σε κάθε pin, έγιναν 8 διαδοχικές σε κάθε pin και πάρθηκε ο μέσος όρος της αφαίρεσης των τιμών αυτών, ώστε να μειωθεί η επίδραση του θορύβου που υπάρχει στο κύκλωμα. Οι μεταβολές της θερμοκρασίας σε σταθερή κατάσταση ήταν σε αυτήν την περίπτωση μικρότερες από 0,2 °C. Για να μειωθεί το σφάλμα λόγω της διαφοράς του πραγματικού και ιδανικού κυκλώματος ανάλυσης έγινε μια βαθμονόμηση του ADC μετατροπέα με βάση το ψηφιακό θερμόμετρο του εργαστηρίου. Καταγράφηκαν οι τιμές του ADC μετατροπέα και οι αντίστοιχες θερμοκρασίες στην επιφάνεια που θερμαίνεται. Οι θερμοκρασίες πολλαπλασιάστηκαν επί 10 αφού αυτή είναι η τιμή που πρέπει να σταλεί στην οθόνη για να απεικονιστεί σωστά. Οι τιμές αυτές φαίνονται στον παρακάτω πίνακα

Τιμές του ADC	Θερμοκρασία σε °C ×10
970	286
1035	308
1162	346
1294	387
1438	431
1637	491
1813	545
2005	603
2227	671
2395	726
2618	794
2805	853

**Πίνακας 8.1:** Τιμές του ADC μετατροπέα και της θερμοκρασίας πολλαπλασιασμένες με τον παράγοντα 10

Για τις τιμές αυτές έγινε γραμμική προσέγγιση ώστε να βρεθεί η καλύτερη ευθεία που θα δίνει το μικρότερο σφάλμα σε όλο το εύρος των θερμοκρασιών. Παρακάτω φαίνεται το αντίστοιχο διάγραμμα.



**Εικόνα 8.2:** Διάγραμμα γραμμικής προσέγγισης των τιμών του πίνακα 8.1

Η εξίσωση που χρησιμοποιήθηκε τελικά είναι

$$real_{temperature_f} = (real_{temperature} - V_{ref_f}) * 0.125 * 0.3077 - 11.445 \quad (7.1)$$

Οι τιμές πολλαπλασιάζονται με 0.125 καθώς σε αυτές τις μεταβλητές έχουν αθροιστεί οκτώ τιμές και έτσι βρίσκουμε τον μέσο όρο τους. Οι συντελεστές πάρθηκαν απ' την εξίσωση που φαίνεται στο διάγραμμα. Σε αυτήν την περίπτωση παρατηρήθηκε ότι το σφάλμα στην χειρότερη περίπτωση ήταν 0.3 βαθμούς σε σχέση με το ψηφιακό θερμόμετρο. Το σφάλμα αυτό είναι αποδεκτό για την εφαρμογή μας.

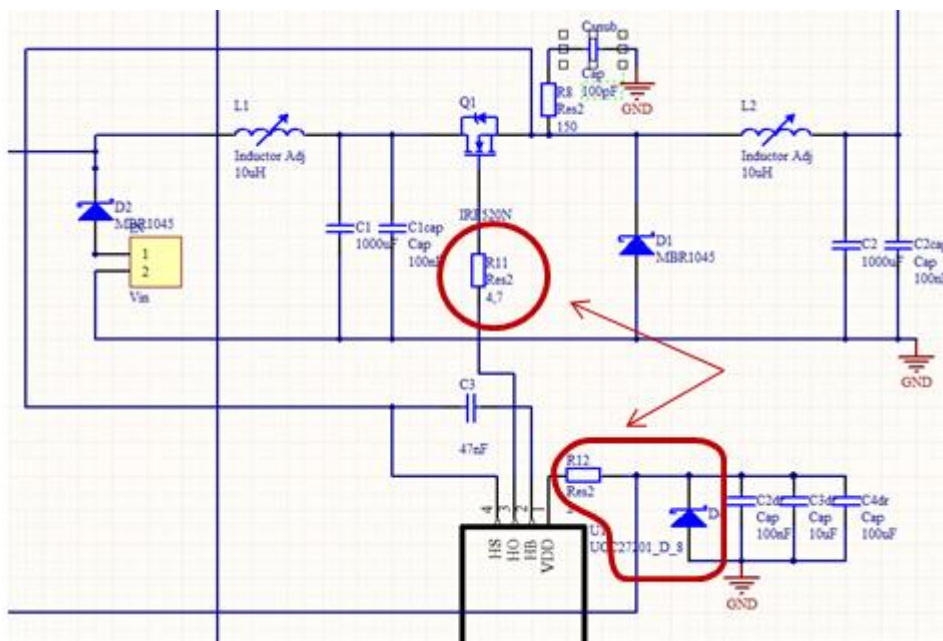
## 8.2 Τροποποιήσεις στον μετατροπέα υποβιβασμού τάσης

### 8.2.1 Προσθήκες στο κύκλωμα οδήγησης του MOSFET

Κατά την διάρκεια των μετρήσεων καταστράφηκε το ολοκληρωμένο κύκλωμα οδήγησης του MOSFET. Για την προστασία του από υπερτάσεις στην τροφοδοσία του ή spikes στο ρεύμα εξόδου του έγιναν οι παρακάτω τροποποιήσεις στο κύκλωμα.

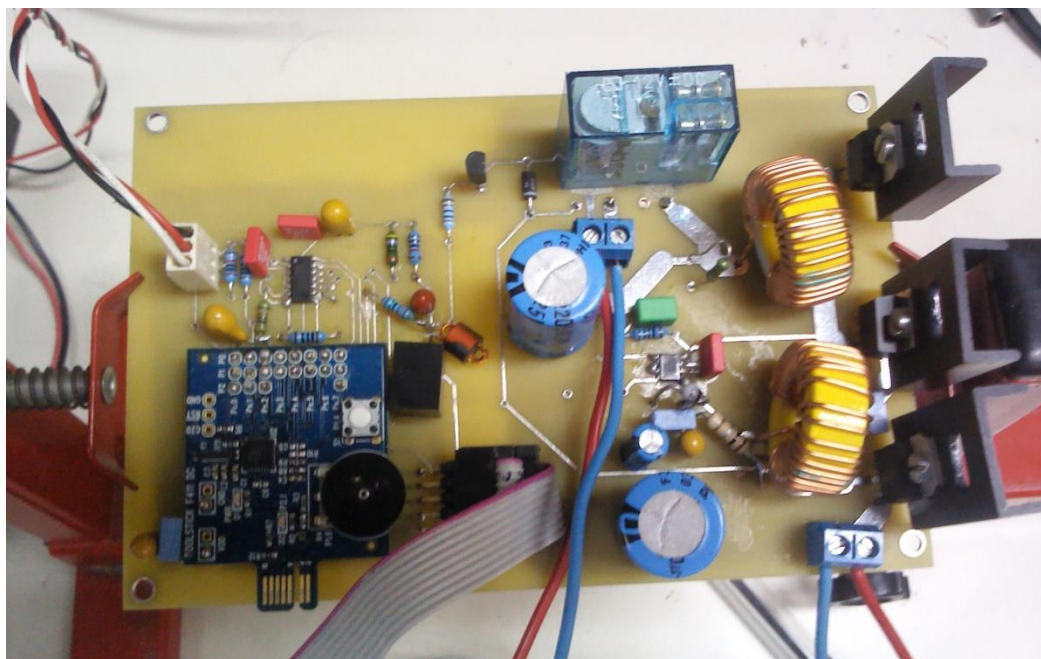
- Τοποθετήθηκε αντίσταση 4,7Ω μεταξύ της εξόδου του driver και της πύλης του MOSFET
- Τοποθετήθηκε πριν την τροφοδοσία του driver, αντίσταση ισχύος 2Ω και δίοδος Zener για την προστασία από υπερτάσεις.

Το κύκλωμα όπως διαμορφώθηκε φαίνεται στην επόμενη εικόνα.



Εικόνα 8.3: Τελικό κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης όπου σημειώνονται οι αλλαγές που έγιναν

Το τελικό κύκλωμα φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



**Εικόνα 8.4: Τελικό κύκλωμα**

Η συσκευή τοποθετήθηκε σε κουτί και φαίνεται στην τελική της μορφή στην παρακάτω εικόνα.

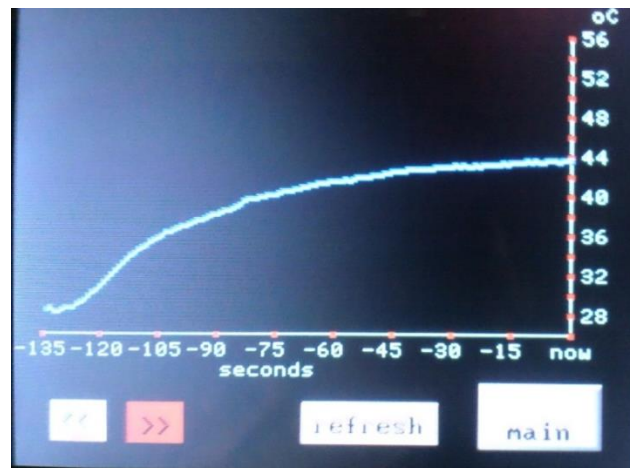


**Εικόνα 8.5: Τελική μορφή της συσκευής**



### 8.3 Απόκριση του συστήματος στην συνάρτηση ελέγχου

Για την απόκριση του συστήματος στην συνάρτηση ελέγχου, που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 7, πάρθηκαν μετρήσεις για διάφορες επιθυμητές θερμοκρασίες από 5 έως 85 °C. Το σύστημα παρουσιάζει overshoot λιγότερο από 0,4 °C και φτάνει στην επιθυμητή θερμοκρασία σε χρόνο περίπου δυόμιση λεπτά. Η μόνη περίπτωση όπου ο έλεγχος εμφανίζει μεγαλύτερο overshoot είναι όταν επιλεγθεί επιθυμητή θερμοκρασία που είναι πολύ κοντά στην θερμοκρασία περιβάλλοντος ( $\pm 2$  °C). Σε αυτήν την περίπτωση το σύστημα μεταβαίνει από θέρμανση σε ψύξη στην ελάχιστη ισχύ. Η θερμοκρασία ταλαντώνεται  $\pm 1$  °C γύρω απ' την επιθυμητή θερμοκρασία. Σε όλες τις υπόλοιπες θερμοκρασίες το σύστημα λειτουργεί πολύ ικανοποιητικά σε σχέση με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Παρακάτω φαίνεται η γραφική παράσταση στην οθόνη της θερμοκρασίας ως προς τον χρόνο, για επιθυμητή θερμοκρασία 44 °C. Στην εικόνα 8.6 επιβεβαιώνεται και η εκθετική μορφή της γραφικής παράστασης θερμοκρασίας ως προς τον χρόνο. Στην εικόνα 8.7 βλέπουμε ότι η θερμοκρασία αυξομειώνεται  $\pm 0,3$  °C γύρω απ' την επιθυμητή θερμοκρασία.



Εικόνα 8.6: Προσέγγιση της θερμοκρασίας στους 44°C



Εικόνα 8.7: Κατάσταση ισορροπίας στους 44°C

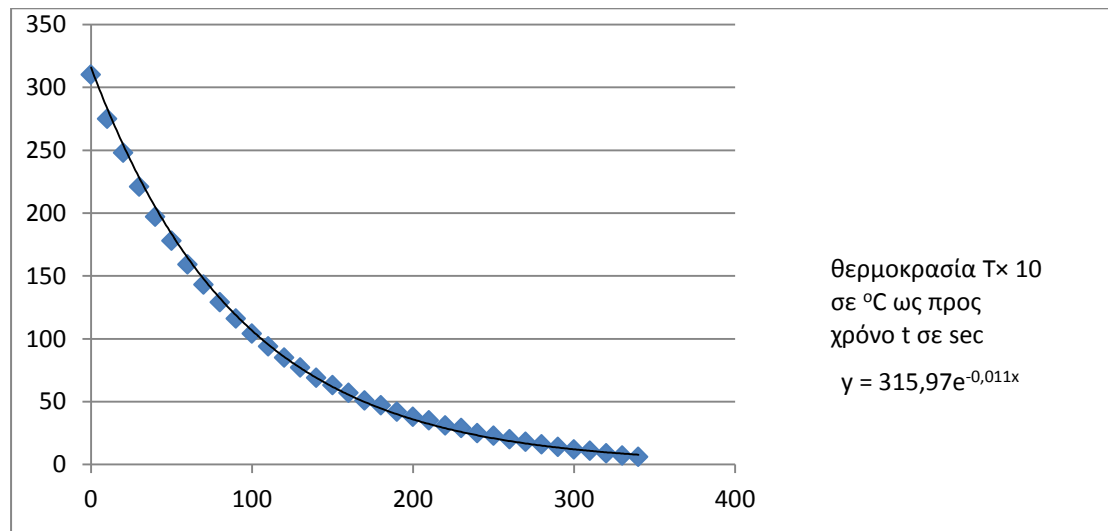
Υπολογίστηκε επίσης η καμπύλη εκφόρτισης του συστήματος. Η επιφάνεια θερμάνθηκε στους 71,4°C και μηδενίστηκε η παρεχόμενη θερμότητα. Πάρθηκαν μετρήσεις της θερμοκρασίας ανά 10 δευτερόλεπτα. Η θερμοκρασία της ψήκτρας που φαίνεται στην εικόνα 7.1 ήταν 37°C. Με αυτόν τον τρόπο υπολογίστηκε η σταθερά χρόνου του RC\_LH κυκλώματος της εικόνας 7.3. Οι μετρήσεις παρουσιάζονται στον επόμενο πίνακα

<b>Χρόνος (s)</b>	<b>Θερμοκρασία T×10 (°C)</b>	<b>Θερμοκρασία T×10 – 370 (°C)</b>
0	714	344
10	680	310
20	645	275
30	618	248
40	591	221
50	567	197
60	548	178
70	529	159
80	513	143
90	499	129
100	486	116
110	474	104
120	464	94
130	455	85
140	447	77
150	439	69
160	433	63
170	427	57
180	421	51
190	417	47
200	412	42
210	408	38
220	405	35
230	401	31
240	399	29
250	395	25

260	393	23
270	390	20
280	388	18
290	386	16
300	384	14
310	382	12
320	381	11
330	379	9
340	377	7
350	376	6

**Πίνακας 8.2:** Τιμές της θερμοκρασίας ως προς το χρόνο κατά την εκφόρτιση του θερμικού κυκλώματος

Η γραφική παράσταση της 1<sup>ης</sup> και 3<sup>ης</sup> στήλης φαίνεται στην συνέχεια.



**Εικόνα 8.8:** Διάγραμμα εκθετικής προσέγγισης των τιμών του πίνακα 8.2

Όπως φαίνεται απ' την εξίσωση της γραφικής παράστασης η σταθερά χρόνου του RC\_LH είναι  $\tau = \frac{1}{RC} = \frac{1}{0,011} \approx 90,9s$ . Ο χρόνος δειγματοληψίας της συνάρτησης ελέγχου είναι 5s, που είναι πολύ μικρότερος απ' την σταθερά χρόνου.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

# ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΟ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ, ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΟΠΤΙΚΕΣ ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ

### 9.1 Εφαρμογή στο εργαστήριο

Στο εργαστήριο της Βιοϊατρικής Οπτικής και Εφαρμοσμένης Βιοφυσικής γίνονται πειράματα στην θερμική αποδιαμόρφωση κολλαγόνου.

Τα κολλαγόνα είναι μια μεγάλη οικογένεια πρωτεϊνών, οι οποίες αποτελούν και τις πιο διαδεδομένες πρωτεΐνες στα σπονδυλωτά ζώα. Τα κολλαγόνα είναι πολύ διαδεδομένα στο ζωικό βασίλειο και στα θηλαστικά αποτελούν το 25-30% όλων των πρωτεϊνών και περίπου το 6% του συνολικού βάρους του σώματος. Το κολλαγόνο είναι η βασική πρωτεΐνη του δέρματος, των οστών, των τενόντων, του χόνδρου, των αγγείων και των δοντιών. Η χωροδιάταξη της βασικής δομικής μονάδας τροποποιείται ώστε να καλύπτει εξειδικευμένες ανάγκες ιστών, όπως τα οστά ή ο κερατοειδής χιτώνας. Επίσης το κολλαγόνο έχει και «καθοδηγητικό ρόλο» στους αναπτυσσόμενους ιστούς. Το ινώδες κολλαγόνο εμφανίζει την ιδιαιτερότητα να φτιάχνει μη διαλυτές ίνες με μεγάλη αντοχή στον εφελκυσμό. Είναι η πιο άφθονη πρωτεΐνη των θηλαστικών και αποτελεί το ένα τέταρτο της συνολικής πρωτεΐνης του οργανισμού. Λόγω αυτής της αφθονίας του στον ανθρώπινο οργανισμό και τις μοναδικές του ιδιότητες (π.χ. βιοσυμβατό, μεγάλη αντοχή) το κολλαγόνο έχει ευρέως χρησιμοποιηθεί ως βιοϋλικό και ως ικρίωμα για αποκατάσταση ιστών. Επιπλέον, πληθώρα είναι οι εφαρμογές στην κοσμητική χειρουργική, σαν μια θεραπευτική βοήθεια σε ασθενείς με εγκαύματα, για αποκατάσταση κοκάλων και μια ποικιλία οδοντιατρικών, ορθοπεδικών και χειρουργικών επεμβάσεων. Πολλές είναι και οι βιομηχανικές χρήσεις του κολλαγόνου και της ζελατίνης που παράγεται από αυτό, κυρίως σε φαρμακευτικές και κοσμητικές βιομηχανίες.

Το κολλαγόνο, όπως αναφέρθηκε, είναι αδιάλυτο στο νερό αλλά όταν θερμανθεί μετατρέπεται σε ένα ευδιάλυτο παρασκεύασμα, τη ζελατίνη. Αν θερμάνουμε διάλυμα κολλαγόνου, παρατηρούμε μεγάλες αλλαγές στις φυσικές του ιδιότητες σε μια χαρακτηριστική θερμοκρασία. Για παράδειγμα, το ιξώδες του διαλύματος ελαττώνεται απότομα, κάτι που αποτελεί ένδειξη για το ότι το μόριο έχει χάσει το σχήμα ράβδου. Επομένως, η θερμική ενέργεια υπερνικά τις δυνάμεις που σταθεροποιούν την έλικα των τριών αλυσίδων και έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία ζελατίνης. Η αλλαγή αυτή της δομής συμβαίνει ξαφνικά σε μια στενή περιοχή θερμοκρασιών, πράγμα που αποκαλύπτει ότι η ελικοειδής δομή είναι αποτέλεσμα

πολλών αλληλοενισχυόμενων δεσμών, ο καθένας από τους οποίους είναι σχετικά ασθενής. Η δημιουργία καθενός από αυτούς τους δεσμούς εξαρτάται κατά πολύ από το αν έχουν σχηματιστεί οι γειτονικοί του δεσμοί.

Επομένως με την αύξηση της θερμοκρασίας του κολλαγόνου σε αρκετά υψηλές τιμές, συνήθως από τους 40 °C παρατηρείται κάποια επίδραση, για δεδομένη χρονική περίοδο και η πρωτεΐνη σε διάλυμα αρχίζει να αποδιαμορφώνεται. Στις περισσότερες περιπτώσεις η διαδικασία είναι μη αναστρέψιμη, αρχικά εξαιτίας συσσωμάτωσης και καθίζησης της πρωτεΐνης.

Η χαρακτηριστική θερμοκρασία στην οποία χάνεται το μισό της ελικοειδούς δομής ονομάζεται θερμοκρασία τήξης και συμβολίζεται με  $T_m$ . Η  $T_m$  του κολλαγόνου είναι κριτήριο σταθερότητας της ελικοειδούς δομής. Για τις άθικτες ίνες κολλαγόνου, η αντίστοιχη συγκρίσιμη σταθερά είναι η θερμοκρασία συρρίκνωσης  $T_s$ , στην οποία μία ίνα κονταίνει ή συρρικνώνεται σημαντικά. Το κολλαγόνο από διαφορετικά είδη έχει διαφορετικές  $T_m$ . Οι σταθερές  $T_m$  και  $T_s$  του κολλαγόνου σχετίζονται με τη θερμοκρασία του σώματος του είδους από το οποίο προέρχεται το κολλαγόνο και αποτελούν κριτήρια της θερμικής σταθερότητας του κολλαγόνου. Όσο μεγαλύτερες είναι οι τιμές τους, τόσο πιο σταθερή είναι η έλικα.

Η θερμοκρασία στην οποία διαδραματίζεται ο σχηματισμός των ινιδίων αποτελεί σημαντική παράμετρο για το σχηματισμό ινών κολλαγόνου. Ινίδια τα οποία σχηματίζονται σε χαμηλές θερμοκρασίες (~20 °C) έχουν μεγαλύτερο διάμετρο από αυτά που σχηματίζονται σε υψηλότερες θερμοκρασίες (~34 °C), ενώ όταν η θερμοκρασία ανέβει περίπου στο φυσιολογικό, διαδραματίζεται αυθόρμητος σχηματισμός ινιδίων. Η σχεδόν κρυσταλλική δομή των μορίων του κολλαγόνου με την αύξηση της θερμοκρασίας καταρρέει σε τυχαίες αλυσίδες ζελατίνης. Τα κολλαγόνα των θηλαστικών αποδιαμορφώνονται περίπου στους 40 °C και οι διαφορές έχουν συσχετιστεί με την προλίνη και υδροξυπρολίνη που περιέχεται στο κολλαγόνο. Η σταθερότητα της τριπλής έλικας πιστεύεται ότι οφείλεται στους δεσμούς του υδρογόνου του νερού στα υδροξυπρολικά κατάλοιπα. Στην περίπτωση σχηματισμού λεπτών υμενίων κολλαγόνου η επίδραση του χρόνου σε υψηλή θερμοκρασία του διαλύματος πριν την επίστρωση είναι σημαντική καθώς η πυκνότητα και το πάχος των δομών μειώνεται με την αύξηση της συσσωμάτωσης στο διάλυμα.

Επομένως, προκειμένου να μελετηθεί η θερμική αποδιαμόρφωση του κολλαγόνου και να διερευνηθούν οι αλλοιώσεις που προκαλούνται στη δομή του εξαιτίας της αύξησης της θερμοκρασίας απαιτείται η χρήση ειδικής διάταξης ρύθμισης της θερμοκρασίας με υψηλή ακρίβεια. Αυτή η διάταξη που κατασκευάσαμε είναι κατάλληλη και θα επιτρέψει το σχηματισμό λεπτών υμενίων κολλαγόνου τα οποία θα δεχθούν θερμική αποδιαμόρφωση σε διάφορες θερμοκρασίες και στη συνέχεια οι αλλοιώσεις αυτές θα διερευνηθούν μέσω Μικροσκοπίας Ατομικής Δύναμης.

## 9.2 Συμπεράσματα

Η θερμοκρασία αποτελεί τον πιο σημαντικό παράγοντα για την περιγραφή του περιβάλλοντος. Υπάρχουν πολλοί τρόποι για να μετρήσεις την θερμοκρασία με ακρίβεια όπως και για να επιτύχεις την επιθυμητή θερμοκρασία. Σκοπός της παρούσας διπλωματικής ήταν η κατασκευή συσκευής που θα επιτυγχάνει την επιθυμητή θερμοκρασία. Η επιθυμητή θερμοκρασία έχει ένα μεγάλο εύρος τιμών, τόσο μικρότερο της θερμοκρασίας περιβάλλοντος όσο και μεγαλύτερο. Τελικά τα χαρακτηριστικά της κατασκευής μας είναι τα εξής:

α) υψηλή ακρίβεια ( $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$ )

β) μεγάλο εύρος επιλέξιμων από τον χρήστη θερμοκρασιών  $5^{\circ}\text{C} \leq T \leq 90^{\circ}\text{C}$

γ) πολύ μικρή υπέρβαση (overshoot) της θερμοκρασίας  $\leq 0.3^{\circ}\text{C}$

δ) αυτονομία και φορητότητα. Δεν χρειάζεται να συνδεθεί σε ηλεκτρονικό υπολογιστή για την λειτουργία της.

ε) δυνατότητα αναπαραγωγής της συσκευής

Ο αλγόριθμος που σχεδιάστηκε εξασφαλίζει ότι η θερμοκρασία που μετράει το RTD ακολουθεί πλήρως την πραγματική θερμοκρασία στην επιφάνεια του αλουμινίου. Η επιλογή παλμικού τροφοδοτικού σε σχέση με το γραμμικό κρίθηκε αναγκαία, καθώς επιτυγχάνεται μείωση του κόστους και καλύτερη απόδοση του μετατροπέα.

## 9.3 Προοπτικές βελτίωσης

Αρχικά η εφαρμογή μας χρησιμοποιεί ένα τροφοδοτικό AC-to-DC που δίνει στην έξοδό του τάση 12V. Αυτό το τροφοδοτικό θα μπορούσε να σχεδιαστεί και να ενσωματωθεί στην συσκευή μας έτσι ώστε αυτή να συνδέεται απευθείας στην παροχή τάσης. Παρατηρήσαμε ότι αν και το peltier μπορεί να δώσει διαφορά θερμοκρασίας στις επιφάνειές του μέχρι και  $75^{\circ}\text{C}$ , κατά την ψύξη δεν μπορεί να προσεγγίσει θερμοκρασίες μικρότερες των  $5^{\circ}\text{C}$ . Αυτό συμβαίνει γιατί η άλλη επιφάνειά του αποκτά υψηλή θερμοκρασία και θερμαίνει την μεταλλική βάση. Επομένως μεγαλύτερη ισχύ στο peltier, που ισοδυναμεί με αύξηση της διαφοράς θερμοκρασίας των δύο επιφανειών έχει σαν αποτέλεσμα αύξηση της θερμοκρασίας βάσης αντί για μείωση της ζητούμενης θερμοκρασίας. Αυτό μπορεί να βελτιωθεί με καλύτερη απαγωγή θερμότητας από την βάση. Η βελτίωση της απαγωγής θερμότητας μπορεί να γίνει με τοποθέτηση ανεμιστήρα κάτω από την βάση.

Τα χαρακτηριστικά απόκρισης του ελέγχου είναι ικανοποιητικά για τις ανάγκες της εφαρμογής μας. Όμως θα μπορούσε να βελτιωθεί ο χρόνος απόκρισης του συστήματος με την υλοποίηση άλλου είδους ελέγχου, πιθανότατα με έλεγχο pid.

Το αρχικό σχέδιο (pcb) στη διάρκεια της κατασκευής τροποποιήθηκε. Αυτές οι τροποποιήσεις θα μπορούσαν να ενσωματωθούν στο αρχικό σχέδιο ώστε να είναι πιο εύκολα υλοποιήσιμο σε περίπτωση αναπαραγωγής της συσκευής.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10

### ΕΓΧΕΙΡΙΔΙΟ ΧΡΗΣΗΣ

#### 10.1 Οθόνη αφής

Το βασικό παράθυρο της οθόνης αφής είναι το παρακάτω:



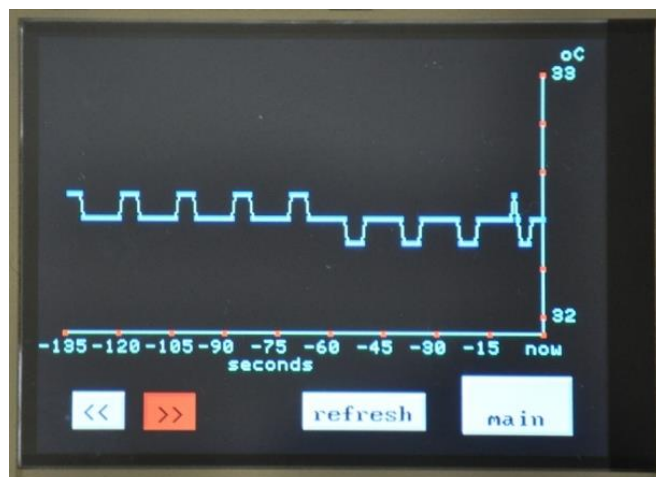
Εικόνα 10.1: Το κύριο παράθυρο της οθόνης

Στα δεξιά εμφανίζεται το θερμόμετρο που δείχνει την θερμοκρασία στο αλουμίνιο και οι πράσινοι LED αριθμοί που δείχνουν την ίδια θερμοκρασία με ακρίβεια  $0.1^{\circ}\text{C}$ . Στην κεντρική στήλη εμφανίζεται με γαλάζιους LED αριθμούς η θερμοκρασία που επιθυμεί ο χρήστης. Το παράθυρο περιέχει 6 κουμπιά. Το κουμπί **graph** μας οδηγεί στο παράθυρο της γραφικής παράστασης και το **settings** στο παράθυρο των ρυθμίσεων. Το κουμπί **START** ξεκινάει την λειτουργία του μετατροπέα και αλλάζει σε STOP. Επομένως αντιλαμβανόμαστε αμέσως αν ο μετατροπέας είναι σε λειτουργία. Προφανώς τα κουμπιά **+0.5 oC** και **-0.5 oC** αυξάνουν και μειώνουν την θερμοκρασία κατά  $0.5^{\circ}\text{C}$  αντίστοιχα. Επειδή η μεταβολή αυτή είναι πολύ μικρή ο χρήστης έχει την δυνατότητα να πατήσει το κουμπί **keypad** και να οδηγηθεί σε ένα αριθμητικό πληκτρολόγιο όπου επιλέγει την ακέραια τιμή της θερμοκρασίας που επιθυμεί.

Στο παράθυρο της γραφικής παράστασης βλέπουμε την εικόνα. Το παράθυρο αποτελείται από την γραφική παράσταση θερμοκρασίας-χρόνου και 4 κουμπιά. Τα κουμπιά **<<** και **>>** χρησιμοποιούνται για να μεταφερθεί ο χρήστης σε παλαιότερες και νεότερες τιμές χρόνου στον άξονα x'x. Σε περίπτωση που βρισκόμαστε ήδη σε

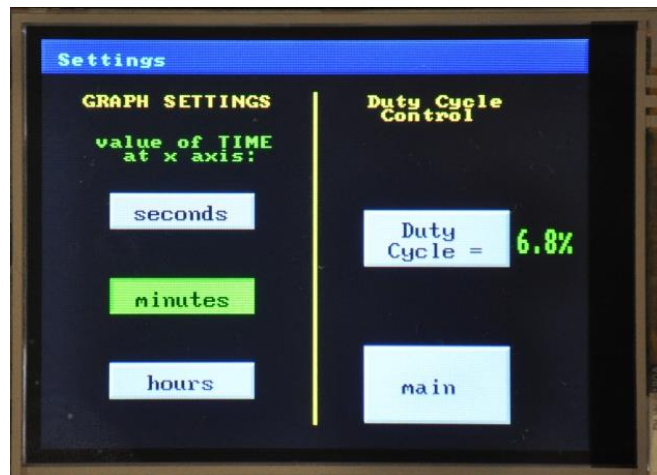


οριακή χρονική τιμή είτε στην αρχική είτε στην τελική δηλαδή, το κουμπί αποκτά χρώμα κόκκινο και δεν μπορεί να επιλεγεί. Το επόμενο κουμπί είναι το `refresh` που ανανεώνει την γραφική παράσταση και εμφανίζει την τελευταία τιμή της θερμοκρασίας που έχει δεχτεί η οθόνη από τον μικροεπεξεργαστή. Τέλος, για να επιστρέψουμε στο κεντρικό παράθυρο επιλέγουμε το `main`.

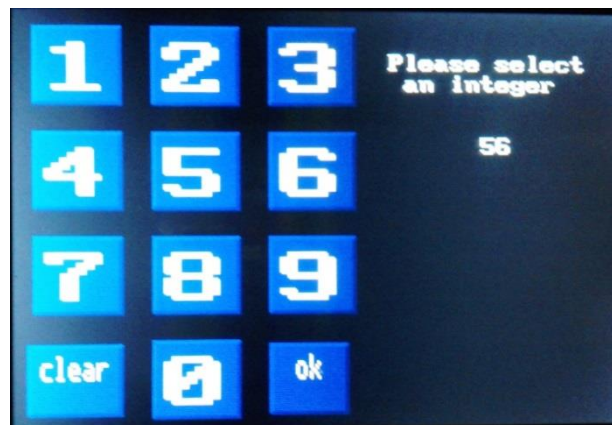


Εικόνα 10.2: Το παράθυρο της γραφικής παράστασης

Στο παράθυρο των ρυθμίσεων εμφανίζεται η εικόνα. Οι ρυθμίσεις αποτελούνται από δύο μέρη: τις ρυθμίσεις για την γραφική παράσταση και την τιμή του duty cycle. Για την γραφική παράσταση ο χρήστης έχει την δυνατότητα να επιλέξει την μονάδα μέτρησης του χρόνου στον x άξονα ανάμεσα σε `seconds`, `minutes` και `hours`. Η επιλογή που κάνει παίρνει πράσινο χρώμα. Στην δεξιά στήλη εμφανίζεται η τιμή που έχει το duty cycle. Το κουμπί `Duty Cycle =` δεν είναι επιλέξιμο και ο χρήστης δεν μπορεί να αλλάξει την τιμή του. Βέβαια ο κώδικας για να ξαναγίνει επιλέξιμο υπάρχει σε μορφή σχολίου και γι' αυτό δεν εκτελείται. Σε περίπτωση που ο χρήστης θέλει να το επαναφέρει, απλώς απομακρύνει το σχόλιο ώστε να εκτελεστεί ο κώδικας κανονικά. Τέλος, με την επιλογή `main` επιστρέφουμε στο κεντρικό παράθυρο.



Εικόνα 10.3: Το παράθυρο των ρυθμίσεων



Εικόνα 10.4: Το παράθυρο του αριθμητικού πληκτρολογίου

Στο παράθυρο του αριθμητικού πληκτρολογίου, ο χρήστης έχει την δυνατότητα να πατήσει το πολύ δύο αριθμούς από το 0 έως το 9, αφού η θερμοκρασία κυμαίνεται από 0 έως 99 °C. Σε περίπτωση που ο χρήστης πατήσει και τρίτο ψηφίο τότε αυτό παίρνει τη θέση του προηγούμενου ψηφίου που είχε επιλεχθεί. Υπάρχει το κουμπί “clear” που καθαρίζει την επιλογή του χρήστη σε περίπτωση λάθους και το “ok” που επιστρέφει στο κεντρικό παράθυρο την τιμή που επέλεξε.

## 10.2 Κώδικας προγραμματισμού

Ο σχεδιασμός του ελέγχου έγινε μέσω παρατηρήσεων και πειραμάτων και αναλύθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο. Ο έλεγχος κάνει μία πρόβλεψη για τις μελλοντικές τιμές της θερμοκρασίας. Παρατηρήσαμε ότι λειτουργεί καλύτερα όταν κάνει πρόβλεψη για την τιμή της θερμοκρασίας μετά από 8 χρονικά διαστήματα δειγματοληψίας. Αυτό εμφανίζεται στον κώδικα με την εξίσωση

$$\text{real\_temp\_fut2} = k * \text{real\_temp\_new} - (k - 1) * \text{real\_temp\_old}; \quad (10.1)$$

έχοντας θέσει το  $k = 8$ . Σε περίπτωση που θέλουμε να αλλάξουμε τον αριθμό αυτό, γίνεται αλλάζοντας την σταθερά  $k$ , που έχει δηλωθεί στην αρχή του προγράμματος

$$\#define \quad k \quad 8 \quad (10.2)$$

Ομοίως στην εξίσωση ελέγχου

$$\text{width} = \text{width} - (\text{real\_temp\_fut2} - \text{des\_temperature}) * m/b; \quad (10.3)$$

ο όρος  $b = 8$ , που σημαίνει ότι το γινόμενο  $(\text{real\_temp\_fut2} - \text{des\_temperature}) * m$  αποκτά ακέραια τιμή ικανή να αλλάξει το  $\text{width}$  όταν  $(\text{real\_temp\_fut2} - \text{des\_temperature}) * m > 8$ .

Δηλαδή το  $b$  δηλώνει το βαθμό ευαισθησίας του ελέγχου στη διαφορά  $\text{real\_temp\_fut2} - \text{des\_temperature}$ . Σε περίπτωση που θέλουμε να το αλλάξουμε πάλι στην έναρξη του προγράμματος ορίζεται η εντολή

$$\#define \quad b \quad 8 \quad (10.4)$$

την οποία και μπορούμε να μεταβάλλουμε.

Το μέγιστο  $\text{duty cycle}$  ορίζεται απ' την εντολή

$$\#define \quad \text{MAXWIDTH} \quad 255$$

$$\text{Με βάση την σχέση} \quad \text{maxduty cycle} = \frac{\text{MAXWIDTH}}{511}$$

Για να αυξηθεί το μέγιστο  $\text{duty cycle}$  πρέπει να αλλάξει η τιμή η σταθερά  $\text{MAXWIDTH}$ . Η αύξηση αυτή θα έχει ως αποτέλεσμα αύξηση των θερμικών απωλειών στο MOSFET και στις διόδους. Γι' αυτό μπορεί να χρειάζεται τοποθέτηση μεγαλύτερης ψήκτρας. Το μέγιστο  $\text{duty cycle}$  δεν πρέπει να αυξηθεί πάνω απ' το 80%, καθώς μπορεί να δημιουργηθούν προβλήματα στην λειτουργία του μετατροπέα.

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

### ΜΑΓΝΗΤΙΣΜΟΣ

#### A.1 Περιγραφή και μεγέθη του μαγνητικού πεδίου

Θεωρούμε ένα πηνίο με  $N$  σπείρες, το οποίο διαρρέετε από ηλεκτρικό ρεύμα με ένταση  $i$ . Το πηνίο είναι τυλιγμένο γύρω από ένα σιδηρομαγνητικό υλικό, το οποίο αποτελεί τον πυρήνα του (Εικόνα A.1). Στην περίπτωση αυτή, το μαγνητικό πεδίο που αναπτύσσεται από το πηνίο περιορίζεται σχεδόν αποκλειστικά στο εσωτερικό του πυρήνα. Ο νόμος του Ampere ορίζει την ένταση του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του πυρήνα, σύμφωνα με τη σχέση

$$Hl = Ni \quad (\text{A.1})$$

Στην Εξ. (A.1) με  $H$  συμβολίζεται το μέτρο ενός διανυσματικού μεγέθους, το οποίο ονομάζεται ένταση του μαγνητικού πεδίου  $\vec{H}$ . Η διεύθυνση και η φορά της  $\vec{H}$  ταυτίζονται με τη διεύθυνση και τη φορά των μαγνητικών γραμμών. Το μέτρο της έντασης του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του πυρήνα (Εικόνα A.1), από την Εξ. (A.1), είναι

$$H = Ni/l \quad (\text{A.2})$$

Ο αριθμητής στην Εξ. (A.2) ονομάζεται μαγνητεγερτική δύναμη  $M$  (magnetomotive force, MMF). Μονάδα μέτρησης της μαγνητεγερτικής δύναμης (ΜΕΔ) είναι οι αμπεροστροφές [At]. Η μαγνητεγερτική δύναμη είναι αντίστοιχη της ηλεκτρεγερτικής δύναμης στον ηλεκτρισμό. Όπως η ηλεκτρεγερτική δύναμη προκαλεί την κυκλοφορία του ηλεκτρικού ρεύματος, έτσι και η ΜΕΔ είναι η αιτία για τη δημιουργία του μαγνητικού πεδίου με ένταση  $H$ . Μονάδα μέτρησης της έντασης του μαγνητικού πεδίου είναι οι At/m. Η ένταση του μαγνητικού πεδίου εκφράζει το έργο του καταβάλλει το ηλεκτρικό ρεύμα  $i$  για τη δημιουργία του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό του πυρήνα. Η “ισχύς” του παραγόμενου μαγνητικού πεδίου εξαρτάται από το υλικό κατασκευής του πυρήνα και εκφράζεται από το διανυσματικό μέγεθος της μαγνητικής επαγωγής (flux density)  $\vec{B}$ . Η μαγνητική επαγωγή συνδέεται με την ένταση του μαγνητικού πεδίου με τη σχέση

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad (\text{A.3}).$$

Στην Εξ. (1.3), με  $\mu$  συμβολίζεται η μαγνητική διαπερατότητα (permeability) του υλικού κατασκευής του πυρήνα. Η μαγνητική διαπερατότητα των υλικών εκφράζεται ως προς αυτή του κενού. Η μαγνητική διαπερατότητα του κενού  $\mu_0$ , είναι σταθερή και ίση με

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \quad (\text{A.4})$$

Η μαγνητική διαπερατότητα οποιουδήποτε υλικού  $\mu$ , συνδέετε μ' εκείνη του κενού μέσω της σχετικής μαγνητικής διαπερατότητας  $\mu_r$

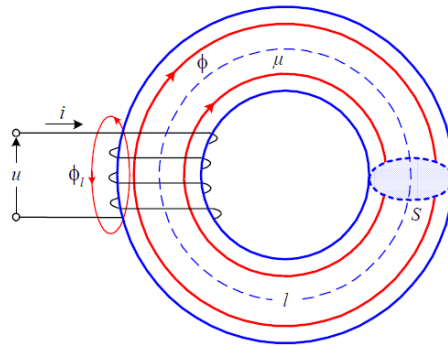
$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (\text{A.5})$$

Μονάδα μέτρησης της μαγνητικής επαγωγής είναι το *Tesla* [T]. Από τις Εξ. (A.3)-(A.4) προκύπτει ότι,

$$1T = 1 \text{ Vs}/m^2 \quad (\text{A.6})$$

Η μαγνητική επαγωγή εκφράζει τον αριθμό των μαγνητικών γραμμών που περνούν κάθετα από μια επιφάνεια  $1m^2$ . Ο ολικός αριθμός των μαγνητικών γραμμών που περνά από μια επιφάνεια  $S$ , εκφράζεται από το μέγεθος της μαγνητικής ροής  $\varphi$ , σύμφωνα με τη σχέση

$$\varphi = \int_S B \cdot ds \quad (\text{A.7})$$



**Εικόνα A.1:** Πηνίο με πυρήνα από σιδηρομαγνητικό υλικό

Αν το μέτρο της μαγνητικής επαγωγής είναι σταθερό σ' όλη την επιφάνεια  $S$  και το διάνυσμά της είναι κάθετο στην επιφάνεια, η Εξ. (A.7) απλοποιείται στην παρακάτω μορφή

$$\varphi = BS \quad (\text{A.8})$$

Η Εξ. (A.8) ισχύει στη διάταξη της Εικόνας A.1. Επομένως, η μαγνητική ροή που προκαλεί το ρεύμα  $i$  στον πυρήνα της Εικόνας A.1, με διατομή  $S$  και μέσο μήκος  $l$ , είναι ίση με

$$\varphi = \mu \frac{NiS}{l} \quad (\text{A.9})$$

Μονάδα μέτρησης της μαγνητικής ροής είναι το weber [Wb] ή ισοδύναμα το volt-second [Vs].

## A.2 Μαγνητική αντίσταση - Μαγνητικό κύκλωμα

Στην Εικόνα A.1, όταν το πηνίο διαρρέετε από ηλεκτρικό ρεύμα με ένταση  $i$ , δημιουργείται στον πυρήνα ένα μαγνητικό πεδίο με μαγνητική ροή  $\varphi$  και την εικονιζόμενη φορά. Η φορά της  $\varphi$  δεικνύετε από τον αντίχειρα του δεξιού χεριού, αν τυλίξουμε τα υπόλοιπα δάκτυλα κατά τη φορά του ρεύματος στο πηνίο. Το μέτρο της μαγνητικής ροής από την Εξ. (A.9), γράφεται στη μορφή

$$\varphi = \frac{Ni}{l/\mu S} \quad (\text{A.10})$$

Ο παρονομαστής στην Εξ. (A.10) εξαρτάται αποκλειστικά από τις διαστάσεις και το υλικό του πυρήνα και ονομάζεται μαγνητική αντίσταση (reluctance)  $R_m$ . Επομένως, η μαγνητική αντίσταση είναι ίση με

$$R_m = \frac{l}{\mu S} \quad (\text{A.11})$$

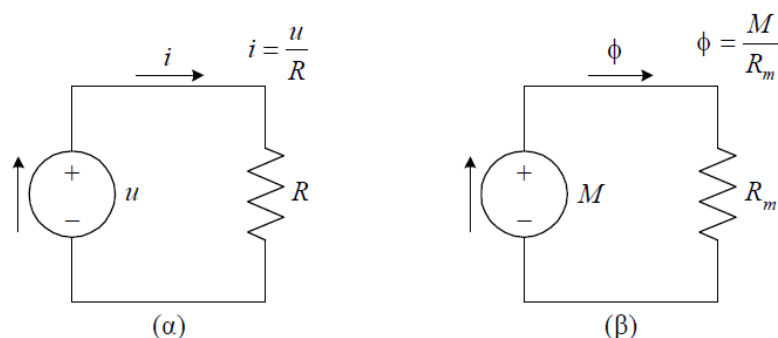
και η μαγνητική ροή εκφράζεται από τη σχέση

$$\varphi = \frac{Ni}{R_m} = \frac{M}{R_m} \quad (\text{A.12})$$

Μονάδα μέτρησης της μαγνητικής αντίστασης είναι,  $At/Vs = t/\Omega s = At/Wb$ .

Από την Εξ. (A.12) προκύπτει ότι, η διάταξη της Εικόνας A.1 αντιστοιχεί σ' ένα ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα, το οποίο περιγράφεται από σχέσεις ανάλογες μ' εκείνες των ηλεκτρικών κυκλωμάτων. Στο ηλεκτρικό κύκλωμα της Εικόνας A.2.α, η τάση της πηγής ή αλλιώς η ηλεκτρεγερτική δύναμη της πηγής  $u$ , προκαλεί τη ροή ενός ρεύματος  $i$  μέσω της αντίστασης  $R$ . Η ροή του ρεύματος είναι το αποτέλεσμα της ηλεκτρεγερτικής δύναμης και η μεταξύ τους σχέση ορίζεται από το νόμο του Ohm

$$i = \frac{u}{R} \quad (\text{A.13})$$



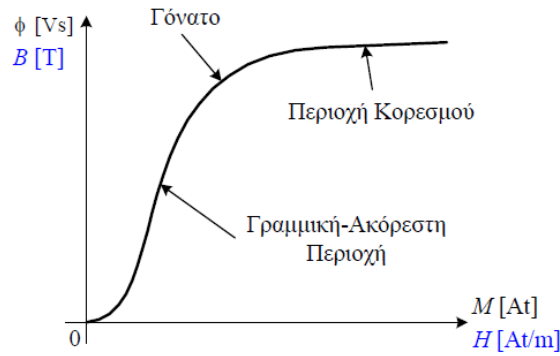
**Εικόνα A.2: (α) Ηλεκτρικό κύκλωμα. (β) Ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα του πηνίου με πυρήνα στην Εικόνα A.1**

Στην Εικόνα A.2.β εικονίζεται το ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα του πηνίου με σιδηροπυρήνα της Εικόνα A.1. Η μαγνητική ροή  $\varphi$  θεωρείται ως ένα μαγνητικό ρεύμα, το οποίο ρέει στον πυρήνα υπερνικώντας τη μαγνητική του αντίσταση  $R_m$ . Η μαγνητική ροή προκαλείται από τη μαγνητεγερτική δύναμη, η οποία είναι αντίστοιχη της ηλεκτρεγερτικής δύναμης στα ηλεκτρικά κυκλώματα. Επομένως, η Εξ. (A.12) αποτελεί το νόμο του Ohm στα μαγνητικά κυκλώματα. Στα ηλεκτρικά κυκλώματα ορίζεται η αγωγιμότητα ως το αντίστροφο της ηλεκτρικής αντίστασης. Αντίστοιχα, στα μαγνητικά κυκλώματα ορίζεται η μαγνητική αγωγιμότητα (permeance), ως το αντίστροφο της μαγνητικής αντίστασης.

### A.3 Καμπύλη μαγνήτισης

Τα υλικά διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες ανάλογα με τη μαγνητική τους συμπεριφορά: σε διαμαγνητικά, παραμαγνητικά και σιδηρομαγνητικά. Τα διαμαγνητικά υλικά έχουν σχετική μαγνητική διαπερατότητα ελάχιστα μικρότερη της μονάδος. Η μαγνητική διαπερατότητα των παραμαγνητικών υλικών είναι ελάχιστα μεγαλύτερη της μονάδος. Τα σιδηρομαγνητικά υλικά έχουν σχετική μαγνητική διαπερατότητα πολύ μεγαλύτερη της μονάδος. Τα σιδηρομαγνητικά υλικά που χρησιμοποιούνται στην κατασκευή των πηνίων έχουν  $\mu_r$  που φτάνει αρκετές χιλιάδες. Επομένως, για ορισμένη μαγνητεγερτική δύναμη, η μαγνητική ροή που αναπτύσσεται σ' ένα σιδηρομαγνητικό υλικό είναι πολλαπλάσια της ροής που παράγεται στον αέρα. Στην Εικόνα A.1 έχουμε θεωρήσει ότι η μαγνητική ροή είναι συγκεντρωμένη στον πυρήνα, επειδή η μαγνητική διαπερατότητα του πυρήνα είναι πολύ μεγαλύτερη από εκείνη του αέρα. Επομένως, η μαγνητική αντίσταση του πυρήνα είναι πολύ μικρότερη της αντίστασης του αέρα. Η μαγνητική διαπερατότητα του αέρα είναι περίπου ίση μ' εκείνη του κενού ( $\mu_r^{air} \approx 1$ ). Βέβαια, ένα πολύ μικρό τμήμα της ροής δεν ρέει στον πυρήνα, αλλά κυκλοφορεί μέσω του αέρα. Αυτή η ροή ονομάζεται ροή σκέδασης (leakage flux)  $\varphi_l$ .

Η μαγνητική διαπερατότητα των σιδηρομαγνητικών υλικών δεν είναι σταθερή. Η μαγνητική διαπερατότητα εξαρτάται έντονα από το μέγεθος της μαγνητικής ροής. Για να διευκρινίσουμε τη μεταβολή της μαγνητικής διαπερατότητας θεωρούμε ότι, ο πυρήνας στην Εικόνα A.1 είναι αρχικά απομαγνητισμένος και ότι μεταβάλουμε το συνεχές ρεύμα στο πηνίο από το μηδέν μέχρι μια μέγιστη τιμή. Αν σχεδιάσουμε σ' ένα διάγραμμα τη μεταβολή της παραγόμενης στον πυρήνα μαγνητικής ροής  $\varphi$ , ως προς την επιβαλλόμενη μαγνητεγερτική δύναμη  $M = Ni$ , προκύπτει η καμπύλη της Εικόνας A.3. Η καμπύλη της Εικόνας A.3 ονομάζεται καμπύλη μαγνήτισης (magnetization curve) του σιδηρομαγνητικού υλικού.



**Εικόνα Α.3: Τυπική καμπύλη μαγνήτισης των σιδηρομαγνητικών υλικών**

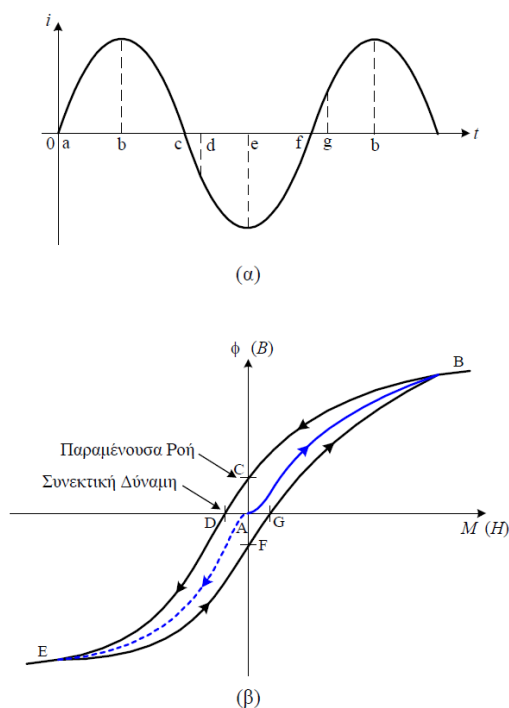
Από την καμπύλη μαγνήτισης παρατηρούμε ότι, η μαγνητική ροή αυξάνει αρχικά αργά με το ρεύμα. Κατόπιν, έχουμε μια σχεδόν γραμμική μεταβολή της ροής. Στη συνέχεια η μεταβολή της μαγνητικής ροής ως προς τη μαγνητεγερτική δύναμη περιορίζεται σταδιακά και τελικά πέρα από κάποια τιμή της μαγνητεγερτικής δύναμης η ροή παραμένει σχεδόν αμετάβλητη. Η περιοχή όπου η καμπύλη τείνει να γίνει οριζόντια ονομάζεται περιοχή κορεσμού. Στην περιοχή κορεσμού η μαγνητική ροή έχει φθάσει τη μέγιστη τιμή της και μεταβάλλεται ελάχιστα με την επιβαλλόμενη μαγνητεγερτική δύναμη. Η γραμμική περιοχή της καμπύλης ονομάζεται ακόρεστη περιοχή. Στην ακόρεστη περιοχή η ροή μεταβάλλεται γραμμικά με τη μαγνητεγερτική δύναμη. Η περιοχή μετάβασης από τη γραμμική περιοχή στην περιοχή κορεσμού, ονομάζεται γόνατο της καμπύλης. Από την Εξ. (Α.2) προκύπτει ότι, η ένταση του μαγνητικού πεδίου είναι ανάλογη με τη μαγνητεγερτική δύναμη. Από την Εξ. (Α.8), η μαγνητική επαγωγή είναι ανάλογη της μαγνητικής ροής. Επομένως, η καμπύλη της Εικόνας Α.3 δίνει υπό άλλη κλίμακα, τη μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής συναρτήσει της έντασης του μαγνητικού πεδίου  $B = f(H)$ . Όμως, από την Εξ. (Α.3) τα μεγέθη  $B$  και  $H$  συνδέονται με τη μαγνητική διαπερατότητα του υλικού. Έτσι, η καμπύλη της Εικόνας Α.3 απεικονίζει τη μεταβολή της μαγνητικής διαπερατότητας ανάλογα με την ένταση του πεδίου. Η κλίση της καμπύλης ορίζει τη μαγνητική διαπερατότητα του υλικού σε κάθε τιμή της έντασης του πεδίου. Είναι φανερό ότι, η μαγνητική διαπερατότητα λαμβάνει πολύ μικρές τιμές, όταν ο πυρήνας λειτουργεί με ισχυρό κορεσμό.

#### A.4 Βρόχος υστέρησης

Στην Εικόνα Α.1 θεωρούμε ότι ο πυρήνας είναι αρχικά απομαγνητισμένος και ότι το πηνίο τροφοδοτείται από εναλλασσόμενο ρεύμα (Εικόνα Α.4.α). Όταν το ρεύμα μεταβάλλεται στην περιοχή  $ab$ , λαμβάνουμε την καμπύλη μαγνήτισης του υλικού  $AB$ . Καθώς το ρεύμα μειώνεται, στο τμήμα  $bc$ , η μαγνητική ροή δεν ακολουθεί την καμπύλη μαγνήτισης. Η μεταβολή της ροής  $BC$ , είναι διαφορετική από εκείνη κατά



την αύξηση του ρεύματος  $ab$ . Στο τμήμα  $bc$  του ρεύματος, ο πυρήνας απομαγνητίζεται. Στο σημείο  $c$ , όπου το ρεύμα και η μαγνητεγερτική δύναμη μηδενίζονται, η μαγνητική ροή δεν είναι μηδέν αλλά έχει μια τιμή  $C$ . Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται μαγνητική υστέρηση. Η μαγνητική ροή στο σημείο  $C$  ονομάζεται παραμένουσα ροή (residual flux). Το μέγεθος του παραμένουσας ροής εξαρτάται από το είδος του σιδηρομαγνητικού υλικού. Για να απομαγνητίσουμε τον πυρήνα, δηλαδή για το μηδενισμό της ροής, πρέπει να αντιστραφεί η πολικότητα του ρεύματος, άρα και της μαγνητεγερτικής δύναμης. Η μαγνητεγερτική δύναμη που απομαγνητίζει τον πυρήνα  $D$  και η οποία αντιστοιχεί στο ρεύμα  $d$ , ονομάζεται συνεκτική (coercive) δύναμη. Ο πυρήνας μαγνητίζεται κατά την αντίθετη φορά καθώς το ρεύμα αυξάνεται σε αρνητικές τιμές, μέχρι την τιμή  $E$ , η οποία αντιστοιχεί στην περιοχή κορεσμού. Το σημείο  $E$  είναι συμμετρικό ως προς το  $B$ . Το ρεύμα μειώνεται προς το μηδέν στο τμήμα  $ef$  και μαζί του ελαττώνεται η μαγνητική ροή. Η παραμένουσα αρνητική μαγνητική ροή  $F$  μηδενίζεται, όταν το ρεύμα λάβει τη θετική τιμή  $g$ . Στο σημείο  $b$  του ρεύματος, η ροή έχει λάβει ξανά τη μέγιστη θετική τιμή της  $B$ . Έτσι ολοκληρώνεται ο βρόχος υστέρησης του πυρήνα, καμπύλη  $BCDEFGB$ . Ο κορεσμός των σιδηρομαγνητικών υλικών οφείλεται στον πλήρη προσανατολισμό των περιοχών Weiss, όταν η μαγνητεγερτική δύναμη έχει υψηλή τιμή. Οι αρχικά τυχαία προσανατολισμένες περιοχές Weiss του υλικού, έχουν την τάση να ακολουθούν τη διεύθυνση και τη φορά του εξωτερικά επιβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου. Αυτός είναι ο λόγος που τα σιδηρομαγνητικά υλικά έχουν πολύ μεγάλη μαγνητική διαπερατότητα.



**Εικόνα Α.4:** (α) Εναλλασσόμενο ρεύμα στο πηνίο της Εικόνας Α.4. (β) Τυπικός βρόχος υστέρησης του πυρήνα

Όταν όλες οι περιοχές Weiss προσανατολιστούν στο επιβαλλόμενο πεδίο, κάθε παραπέρα αύξηση της μαγνητεγερτικής δύναμης προκαλεί μια ασήμαντη αύξηση της ροής, όση θα είχαμε στον αέρα (κορεσμός). Με την απομάκρυνση της επιβαλλόμενης μαγνητεγερτικής δύναμης, οι περιοχές Weiss δεν ξαναπαίρνουν τις αρχικές τυχαίες κατευθύνσεις τους. Έτσι, το υλικό παραμένει μαγνητισμένο, δηλαδή γίνεται μόνιμος μαγνήτης. Για την πλήρη απομαγνήτιση του υλικού πρέπει να εφαρμοστεί μια μαγνητεγερτική δύναμη με την αντίθετη φορά. Επομένως, πρέπει να προσφερθεί στο υλικό ενέργεια για την απομαγνήτισή του, όπως έγινε και κατά τη διαδικασία της μαγνήτισης. Όσο μεγαλύτερη είναι η παραμένουσα ροή, τόσο μεγαλύτερη είναι η ενέργεια που απαιτείται για την απομαγνήτιση του υλικού (συνεκτική δύναμη). Η ενέργεια της απομαγνήτισης, εκτός από τη μαγνητεγερτική δύναμη, μπορεί να έχει τη μορφή θερμότητας ή μηχανικού χτυπήματος. Η απαίτηση παροχής ενέργειας στα σιδηρομαγνητικά υλικά για την απομαγνήτισή τους, προκαλεί τις απώλειες υστέρησης. Οι απώλειες υστέρησης ενός υλικού εξαρτώνται από το εμβαδόν του βρόχου υστέρησης. Όσο μικρότερο είναι το εμβαδόν του βρόχου υστέρησης, δηλαδή όσο μικρότερες είναι οι τιμές της παραμένουσας ροής και της συνεκτικής δύναμης, τόσο μικρότερες είναι οι απώλειες υστέρησης. Οι απώλειες υστέρησης μαζί με τις απώλειες εξαιτίας των δινορευμάτων, προκαλούν τη θέρμανση του πυρήνα. Οι απώλειες υστέρησης και δινορευμάτων ονομάζονται μαζί απώλειες σιδήρου ή πυρήνα (iron, core losses).

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

# ΤΟ ΘΕΡΜΟΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ ΚΑΙ ΤΑ ΘΕΡΜΟΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΥΛΙΚΑ

### B.1 Εισαγωγή

Ο όρος ‘Θερμοηλεκτρικό φαινόμενο’ αναφέρεται σε μια σειρά φαινομένων όπου μια διαφορά θερμοκρασίας δημιουργεί ηλεκτρικό δυναμικό ή το αντίστροφο, ένα ηλεκτρικό δυναμικό δημιουργεί διαφορά θερμοκρασίας.

### B.2 Το φαινόμενο Seebeck

Μια διαφορά θερμοκρασίας ανάμεσα σε δύο σημεία ενός αγωγού ή ημιαγωγού έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία μιας διαφοράς τάσης ανάμεσα σ’ αυτά τα σημεία. Διαφορετικά, μια θερμοκρασιακή κλίση σε ένα αγωγό ή ημιαγωγό αυξάνει ένα ενσωματωμένο ηλεκτρικό πεδίο. Ο συντελεστής Seebeck (η θερμοηλεκτρική τάση που αναπτύσσεται ανά μονάδα θερμοκρασιακής διαφοράς σε έναν αγωγό) είναι το μέτρο του μεγέθους αυτού του φαινομένου. Μόνο η καθαρή διαφορά τάσης Seebeck ανάμεσα σε διαφορετικά μέταλλα μπορεί να μετρηθεί. Η αρχή λειτουργίας του θερμοζεύγους βασίζεται σ’ αυτό το φαινόμενο.

#### B.2.1 Μακροσκοπική Περιγραφή

Το φαινόμενο Seebeck περιγράφει τους μακροσκοπικούς νόμους ενός συνδυασμού δύο μικροσκοπικών φαινομένων: την διάχυση φορέων και το phonon drag που θα εξηγηθούν παρακάτω. Για να περιγράψουμε το φαινόμενο Seebeck μακροσκοπικά θα χρησιμοποιήσουμε τον συντελεστή Seebeck.

$$S = \frac{dV}{dT} \quad (\text{B.1})$$

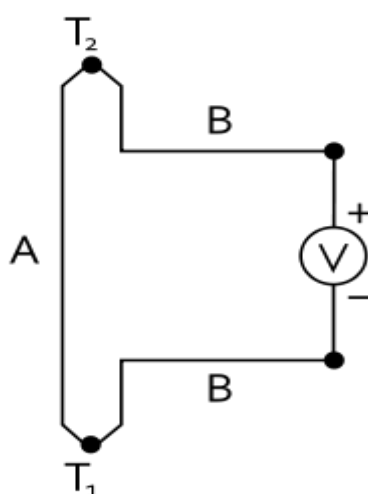
Από σύμβαση, το σύμβολο  $S$  αντιπροσωπεύει το δυναμικό της ψυχρής πλευράς σε σχέση με την ζεστή πλευρά. Αν τα ηλεκτρόνια διαχυθούν απ’ την ζεστή στην ψυχρή πλευρά, τότε η ψυχρή πλευρά θα έχει αρνητικό δυναμικό σε σχέση με την ζεστή πλευρά και ο συντελεστής Seebeck είναι αρνητικός. Σε έναν ημιαγωγό τύπου  $p$  απ’ την άλλη, οι οπές θα διαχέονταν απ’ την ζεστή στην ψυχρή πλευρά. Η ψυχρή πλευρά

θα ήταν θετική σε σχέση με την ζεστή, πράγμα που θα έκανε τον συντελεστή Seebeck θετικό.  $S=S(T)$  είναι μια ιδιότητα του υλικού που εξαρτάται απ' την θερμοκρασία και συνοψίζεται για πολλά υλικά ως μια συνάρτηση της θερμοκρασίας. Δοσμένου του συντελεστή Seebeck για ένα υλικό, η διαφορά δυναμικού ανάμεσα σε δύο σημεία με θερμοκρασίες  $T_A$  και  $T_B$  δίνεται από

$$dV = \int_{T_B}^{T_A} S(T)dT \quad (B.2)$$

Ένα τυπικό κύκλωμα που περιγράφει το φαινόμενο Seebeck παρουσιάζεται στο σχήμα1. Η εξίσωση που υπολογίζει την ηλεκτροκινητική δύναμη είναι

$$V = \int_{T_B}^{T_A} (S_B(T) - S_A(T))dT \quad (B.3)$$



Εικόνα B.1: Κύκλωμα φαινομένου Seebeck

## B.2.2 Μικροσκοπική Περιγραφή

Η προηγούμενη ενότητα μας έδειξε το μακροσκοπικό μοντέλο που περιγράφει το φαινόμενο Seebeck. Θα είναι όμως χρήσιμο να κατανοήσουμε τους μηχανισμούς που βρίσκονται από κάτω για να καταλάβουμε τις διαφορές που προκύπτουν στην απόκριση των υλικών.

- Διάχυση φορέων:

Οι ηλεκτρικοί φορείς( ηλεκτρόνια στα μέταλλα, ηλεκτρόνια και οπές στους ημιαγωγούς, ιόντα σε ιοντικούς αγωγούς) θα διαχυθούν όταν το ένα μέρος του αγωγού έχει διαφορετική θερμοκρασία απ' το άλλο. Οι ζεστοί φορείς διαχέονται απ' την ζεστή πλευρά στην ψυχρή με αποτέλεσμα να δημιουργείται διαφορά δυναμικού ανάμεσα στα γυμνά ιόντα στην ζεστή πλευρά και τους φορείς στην ψυχρή.

Το ηλεκτρικό πεδίο, που σχηματίζεται μέσα στο υλικό, αναγκάζει τους ψυχρούς φορείς να κινηθούν προς την ζεστή πλευρά, με αποτέλεσμα έναν συνεχές βρόχο. Σε

ένα σύστημα όπου οι δύο πλευρές διατηρούνται σε σταθερή θερμοκρασία, η διάχυση μέσα στο υλικό θα φτάσει σε θερμοδυναμική ισορροπία. Λόγω του ότι οι ζεστοί και ψυχροί φορείς έχουν διαφορετική ενέργεια οπότε και διαφορετική κινητικότητα, δημιουργείται μια διαφορά δυναμικού ανάμεσα στις δύο πλευρές. Το θέμα της κινητικότητας είναι το κλειδί για να εξηγηθεί η διαφορετική πολικότητα σε διάφορα υλικά, με άλλα λόγια το διαφορετικό πρόσημο του συντελεστή Seebeck. Όταν οι φορείς είναι ηλεκτρόνια το  $S$  αναμένεται να είναι αρνητικό, ενώ όταν οι φορείς είναι οπές να είναι θετικό. Αυτό περιγράφει αρκετά καλά την απόκριση ενός ημιαγωγού, όχι όμως και των μετάλλων, το οποίο όμως δεν είναι αντικείμενο της διπλωματικής μας.

- Phonon Drag

Αυτό το φαινόμενο είναι η αύξηση της αποτελεσματικής μάζας των ηλεκτρονίων αγωγιμότητας ή οπών σθένους λόγω των αλληλεπιδράσεων τους με το κρυσταλλικό πλέγμα στο οποίο κινούνται. Καθώς ένα ηλεκτρόνιο κινείται μέσα σε άτομα στο πλέγμα το φορτίο του στρεβλώνει ή πολώνει τους κοντινούς σχηματισμούς. Το φαινόμενο αυτό οδηγεί στη μείωση της κινητικότητας των ηλεκτρονίων( ή οπών), που με τη σειρά της οδηγεί σε μειωμένη αγωγιμότητα. Το μέγεθος αυτού του φαινομένου λαμβάνεται συνήθως υπόψη μόνο σε χαμηλές θερμοκρασίες (<200K).

Τα φωνόνια δεν βρίσκονται πάντα σε θερμική ισορροπία, κινούνται αντίθετα απ' την θερμική κλίση. Χάνουν την ορμή τους τόσο από αλληλεπιδράσεις με τους φορείς όσο και από κρυσταλλικές μετατοπίσεις. Αν η αλληλεπίδραση φωνονίων-ηλεκτρονίων είναι επικρατέστερη, τα φωνόνια τείνουν να σπρώξουν τα ηλεκτρόνια στην μια άκρη του υλικού, χάνοντας ορμή στην διάρκεια της διαδικασίας. Αυτό συνεισφέρει στο θερμοηλεκτρικό πεδίο που υπάρχει ήδη και γίνεται πιο σημαντικό στην θερμοκρασιακή περιοχή όπου η διασκόρπιση φωνονίων-ηλεκτρονίων είναι επικρατέστερη.

$$T \approx \frac{1}{5} \theta_D \quad (\text{B.4})$$

Όπου  $\theta_D$  είναι η θερμοκρασία Debye.

Σε χαμηλότερες θερμοκρασίες υπάρχουν λιγότερα μεταφερόμενα φωνόνια, ενώ σε υψηλότερες θερμοκρασίες χάνουν την ορμή τους σε συγκρούσεις φωνονίων-φωνονίων αντί για φωνονίων-ηλεκτρονίων.

### B.3 Φαινόμενο Peltier

Το φαινόμενο Peltier είναι το αντίστροφο του Seebeck και περιγράφει την μεταφορά θερμότητας σε μια ένωση όταν διαρρέεται από ρεύμα. Όταν ένα ρεύμα  $I$  διαρρέει ένα κύκλωμα, θερμότητα παράγεται στην μία πλευρά και απορροφάται στην άλλη. Για να ποσοτικοποιήσουμε αυτή την επίδραση μπορούμε να ορίσουμε τον συντελεστή

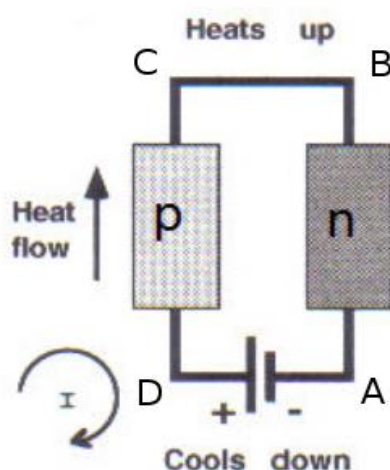
Peltier ενός υλικού A ( $\Pi_A$ ) ως το μέτρο της μεταφερόμενης ενέργειας ανά μονάδα ηλεκτρικού φορτίου. Είναι σημαντικό να τονίσουμε ότι το φαινόμενο Peltier είναι μετρήσιμο μόνο στην ένωση δύο διαφορετικών υλικών. Αφού το ρεύμα φορτίου πρέπει να είναι συνεχές στην ένωση, η μεταφορά θερμότητας θα έχει ασυνέχειες αν τα  $\Pi_A$  και  $\Pi_B$  είναι διαφορετικά. Αυτό προκαλεί μια μη μηδενική απόκλιση, όπου η θερμότητα στην ένωση πρέπει να συσσωρευτεί ή να μειωθεί ανάλογα με το πρόσημο του ρεύματος.

Η θερμική ισχύς που απορροφάται στην ψυχρή ένωση των υλικών A και B είναι

$$P_Q = \Pi_{AB}I = (\Pi_B - \Pi_A)I \quad (\text{B.5})$$

όπου  $\Pi_{AB}$  είναι ο συντελεστής Peltier ολόκληρου του συστήματος.

Το φαινόμενο Peltier μεταξύ δύο μετάλλων είναι αρκετά μικρό, λόγω του ότι τα ηλεκτρόνια αγωγιμότητας στα μέταλλα έχουν ενέργειες πολύ κοντά στην στάθμη Fermi, που είναι το υψηλότερο ενεργειακό επίπεδο που καταλαμβάνεται από ηλεκτρόνια στους 0 βαθμούς Kelvin. Απ' την άλλη οι ημιαγωγοί έχουν μεγαλύτερους συντελεστές Peltier, οπότε και καλύτερη απόδοση στην μεταφορά ενέργειας.



**Εικόνα Β.2:** μεταφορά θερμότητας σε μια διάταξη με p, n προσμίξεις

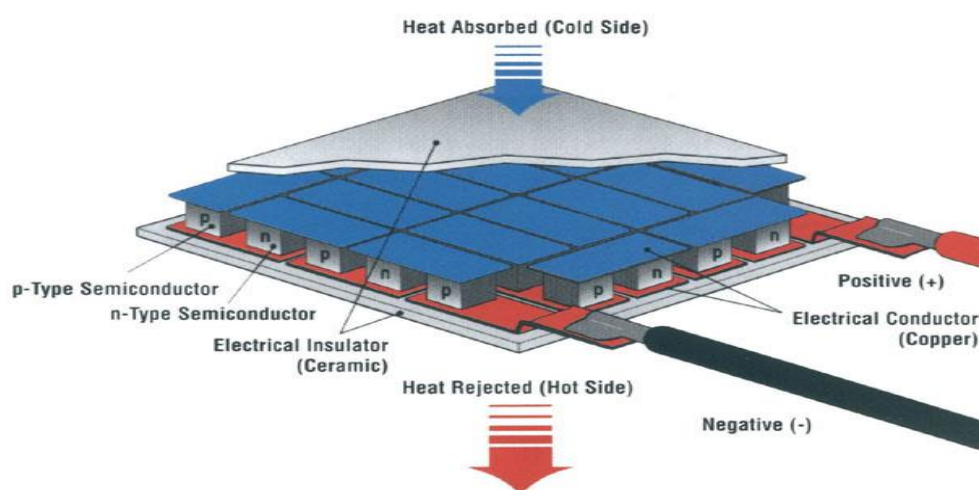
Η παραπάνω εικόνα απεικονίζει μια διάταξη, που χρησιμοποιεί ημιαγωγούς με p και n προσμίξεις, και δείχνει πως μεταφέρεται η θερμότητα απ' την μια πλευρά στην άλλη. Τα ηλεκτρόνια διεγείρονται σε υψηλότερη στάθμη στο σημείο A του n-ημιαγωγού. Στη συνέχεια κινούνται σε χαμηλότερες ενεργειακές περιοχές, αποδίδοντας θερμότητα στο B. Η ίδια λογική ισχύει και για τις οπές του p-ημιαγωγού, που πηγαίνουν σε υψηλότερες ενεργειακές στάθμες στο σημείο D και αποδίδουν θερμότητα στο C.

Τα πιο συχνά χρησιμοποιούμενα υλικά για συσκευές Peltier είναι τα  $\text{Bi}_2\text{Te}_3$  και  $\text{PbTe}$ .

## B.4 Θερμοηλεκτρικές Συσκευές

Οι θερμοηλεκτρικές ψυκτικές συσκευές βασίζονται στο φαινόμενο Peltier για να ψύξουν ή να θερμάνουν μια επιφάνεια. Μπορούν να περιγραφούν σαν ενεργές αντλίες θερμότητας στερεάς κατάστασης, που μεταφέρουν θερμότητα απ' την μία πλευρά της συσκευής στην άλλη αντίθετα απ' την φυσική ροή (απ' το κρύο στο ζεστό), με κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας.

Χρησιμοποιώντας πολλούς ημιαγωγούς p και n προσμίξεων στην σειρά μπορούμε να αυξήσουμε την θερμοκρασιακή διαφορά που επιτυγχάνεται ανάμεσα στις δύο πλευρές της συσκευής. Επιπλέον, η τοποθέτηση πολλών συσκευών σε στοίβα μπορεί να είναι ακόμα πιο αποτελεσματική



Εικόνα B.3: Θερμοηλεκτρική συσκευή Peltier

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ

### ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΤΟΥ ΜΙΚΡΟΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗ

```
// Includes

#include <compiler_defs.h>
#include <C8051F410_defs.h>          // SFR declarations
#include <MATH.h>
//-----

// Global CONSTANTS

void Control1 (void);
void Transmit (void);

#define    MAXWIDTH 255
#define    MINWIDTH 25
#define    b 8
#define    k 8

Int    UART_TBuffer[6],UART_RBuffer[3];
int    cold = 0;
int    run = 0;
int    counter_1=0;
int    counter_0=0;
int    counter_2=0;
int    counter_c=0;
int    T_sec = 0;
int    flag_c = 0;
int    serin, real_temperature_f, Vref_f,Byte, m;
int    real_temp_old = 0;
int    real_temp_new = 0;
int    real_temp_fut = 0;
int    real_temp_fut2 = 0;
int    real_temperature = 0;
int    des_temperature = 0;
int    Vref = 0;
int    rbufptr = 0;
int    tbufptr = 0;

unsigned int    width = 0;
unsigned int    duty_cycle = 0 ;

sbit LED = P2^1;          // LED='1' means ON
sbit P06 = P0^6;
sbit P07 = P0^7;
sbit P10 = P1^0;
sbit P11 = P1^1;
sbit P12 = P1^2;
sbit P13 = P1^3;
```



```

sbit P14 = P1^4;
sbit P15 = P1^5;
sbit P16 = P1^6;
sbit P17 = P1^7;
sbit P20 = P2^0;
sbit P22 = P2^2;
sbit P27 = P2^7;

void Port_IO_Init()
{
    // P0.0 - Skipped, Open-Drain, Analog
    // P0.1 - Skipped, Open-Drain, Analog
    // P0.2 - Skipped, Open-Drain, Analog
    // P0.3 - Skipped, Open-Drain, Analog
    // P0.4 - TX0 (UART0), Push-Pull, Digital
    // P0.5 - RX0 (UART0), Open-Drain, Digital
    // P0.6 - Unassigned, Push-Pull, Digital
    // P0.7 - Unassigned, Push-Pull, Digital

    // P1.0 - Unassigned, Push-Pull, Digital
    // P1.1 - Unassigned, Push-Pull, Digital
    // P1.2 - Unassigned, Push-Pull, Digital
    // P1.3 - Unassigned, Push-Pull, Digital
    // P1.4 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P1.5 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P1.6 - Unassigned, Push-Pull, Digital
    // P1.7 - Unassigned, Push-Pull, Digital

    // P2.0 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P2.1 - Unassigned, Push-Pull, Digital
    // P2.2 - Unassigned, Push-Pull, Digital
    // P2.3 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P2.4 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P2.5 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P2.6 - Unassigned, Open-Drain, Digital
    // P2.7 - Unassigned, Open-Drain, Digital

    P06 = 0;
    P07 = 1;
    P10 = 1;
    P11 = 0;
    P12 = 1;
    P13 = 0;    //gain 500//
    P14 = 1;
    P15 = 1;
    P16 = 0;    //relay//
    P17 = 0;    // duty cycle off
    P20 = 1;
    P22 = 0;    //screen activation//
    P27 = 1;
    LED = 0;
    POMDIN  = 0xF0;
    POMDOUT = 0xD0;
}

```

```

        P1MDOUT = 0xCF;
        P2MDOUT = 0x06;
        POSKIP  = 0x0F;
        XBR0    = 0x01;
        XBR1    = 0x40;
    }

void Oscillator_Init()
{
    OSCICN = 0x87; // 24.5MHz
}

void Timer_Init()
{
    CKCON = 0x50;
    TMR3RLH = 0xFE;
    TMR2RLH = 0xFF;
    TMR2RLL = 0xE8;
}

void DAC_Init()
{
    IDA0CN = 0xF0; // enable DAC, 0,25 full scale output current
    IDA1CN = 0xF0; // update source timer 0
    IDA0H  = 0x66; // 100uA output
    IDA0L  = 0x60;
    IDA1H  = 0x66;
    IDA1L  = 0x60;
}

void ADC_Init()
{
    ADCOMX = 0x03; // Pin 0.3 Vref select
    ADCOCN = 0x80; // conversion initiated on write 1 to ADOBUSY
}

void Voltage_Reference_Init()
{
    REF0CN = 0x13;
}

void UART_Init()
{
    SCON0 = 0x10;
    TMOD  = 0x21;
    TH1   = 0x96;
    TR0   = 1; //start timer 0
    TR1   = 1; // START Timer1
}

void Interrupts_Init()
{
    EIE1 = 0x88;
    IE   = 0xB2; // enable UART, Timer 0,2,3 ADC
}

```

```

        IP          = 0x20;          // timer 2 interrupt high priority
        EIP1        = 0x80;          // timer 3 interrupt high priority
    }

void Init_Device(void)
{
    Oscillator_Init();
    Port_IO_Init();
    Timer_Init();
    DAC_Init();
    ADC_Init();
    Voltage_Reference_Init();
    UART_Init();
    Interrupts_Init();
}

void main (void)
{
    PCA0MD &= ~0x40;      // WDTE = 0 (clear watchdog timer)
    Init_Device();
    TR2 = 0;

    while (1)
    {
        if (flag_c == 1 && des_temperature > 0 && run == 1)
        {
            flag_c = 0;
            Control1();
        }

        if (T_sec == 1)
        {
            T_sec = 0;
            Transmit();
        }
    }
}

void Timer2_ISR (void) interrupt 5
{
    TR2 = 0;
    P17 = 0;
    TF2H = 0;
}

void Timer3_ISR (void) interrupt 14
{
    TR2 = 1;
    P17 = 1;
    TMR3CN &= 0x7F;
}

void ADC_Conversion (void) interrupt 10
{

```

```

AD0INT = 0;
if (ADCOMX == 0x03)
{
    Vref = Vref + ADC0;
    counter_2++;
    if (counter_2 == 8)
    {
        ADCOMX = 0x02;
        counter_2 = 0;
        Vref_f = Vref;
        Vref = 0;
    }
    AD0BUSY = 1;
}
else
{
    real_temperature = real_temperature + ADC0;
    counter_2++;
    if (counter_2 < 8)
    {
        AD0BUSY = 1;
    }
    if (counter_2 == 8)
    {
        ADCOMX = 0x03;
        counter_2 = 0;
        real_temperature_f = (real_temperature - Vref_f) * 0.125 *
            0.3077 - 11.445;
        real_temperature = 0;
    }
}
}

```

```

void Transmit (void)
{
    duty_cycle = (65536-TMR2RL) * 1.953125 + 0.5;    // 1000/512= 1.953125
    tbufptr = 1;
    UART_TBuffer[0] = 0x04;
    UART_TBuffer[1] = real_temperature_f>>8;
    UART_TBuffer[2] = real_temperature_f;
    UART_TBuffer[3] = 0x05;
    UART_TBuffer[4] = duty_cycle>>8;
    UART_TBuffer[5] = duty_cycle;
    SBUF0 = UART_TBuffer[0];
}

```

```

void UART0_Interrupt (void) interrupt 4
{
    if (RI0 == 1)
    {
        RI0 = 0;
        Byte = SBUF0;
        if (rbufptr <= 1)
        {

```

```

        UART_RBuffer[rbufptr] = Byte;
        rbufptr++;
    }
    else
    {
        UART_RBuffer[rbufptr] = Byte;
        rbufptr = 0;
        serin = ((UART_RBuffer[1]<<8) | UART_RBuffer[2]);
        if (UART_RBuffer[0] == 0)
        {
            des_temperature = serin;
            real_temp_new = 0;
        }
        else if (UART_RBuffer[0] == 1)
        {
            duty_cycle = serin;
            TMR2RL = 65536.5 - duty_cycle * 0.512;    //512/1000
            des_temperature = 0;
        }
        else if (UART_RBuffer[0] == 2)
        {
            TMR3CN = 0x04;
            run = 1;
            LED = 1;
        }
        else if (UART_RBuffer[0] == 3)
        {
            TMR3CN = 0x00;
            run = 0;
            LED = 0;
            real_temp_new = 0 ;
        }
    }
}

if (TI0 == 1)    // Check if transmit flag is set
{
    TI0 = 0;    // Clear interrupt flag
    if (tbufptr <= 8)
    {
        SBUF0 = UART_TBuffer[tbufptr];
        tbufptr++;
    }
}

void Timer_0Int (void) interrupt 1
{
    counter_0++;
    ADOBUSY = 1;
    if (counter_0 == 31)
    {
        counter_0 = 0;
        T_sec = 1;
    }
}

```

```

        counter_c++;
        if (counter_c == 5)
        {
            counter_c = 0;
            flag_c = 1;
        }
    }
}

void Control1 (void)
{
    if ( TMR3CN == 0x00)
    {
        TMR3CN = 0x04;
    }
    real_temp_old = real_temp_new;
    real_temp_new = real_temperature_f;
    if ( real_temp_old == 0)
    {
        width = 25 ;
        TMR2RL = 0xFFFF - width;
        if (cold == 1)
            P16 = 1;
        else P16 = 0;
        return;
    }
    real_temp_fut = 2 * real_temp_new - real_temp_old;
    real_temp_fut2 = k * real_temp_new - (k - 1) * real_temp_old;
    if (cold == 0)
    {
        if ( width == MINWIDTH && real_temp_new > des_temperature +
            7 && real_temp_fut2 > des_temperature + 10)
        {
            cold = 1;
            TMR3CN = 0x00;
            real_temp_new = 0;
            return;
        }
        m = (width/32 + 1);
        if (des_temperature > real_temp_fut2 + 150)
        {
            width = width + 50;
            TMR2RL = 0xFFFF - width;
            return;
        }
        if (real_temp_fut >= des_temperature + 1)
        {
            width = width - (real_temp_fut2 - des_temperature) * m/b;
        }
        else if (real_temp_fut <= des_temperature - 2)
        {
            width = width + (des_temperature - real_temp_fut2) * m / b;
        }
        if (width > MAXWIDTH)

```

```

        {
            width = MAXWIDTH;
        }
        if (width < MINWIDTH)
        {
            width = MINWIDTH;
        }
        TMR2RL = 0xFFFF - width;
        return;
    }
    if (cold == 1)
    {
        if ( width == MINWIDTH && real_temp_new < des_temperature - 7
        && real_temp_fut2 < des_temperature - 10)
        {
            cold = 0;
            TMR3CN = 0x00;
            real_temp_new = 0;
            return;
        }
        m = (width/32 + 1);
        if (des_temperature < real_temp_fut2 - 100)
        {
            width = width + 50;
            TMR2RL = 0xFFFF - width;
            return;
        }
        if (real_temp_fut >= des_temperature + 2)
        {
            width = width + (real_temp_fut2 - des_temperature) * m / b;
        }
        else if (real_temp_fut <= des_temperature - 2)
        {
            width = width - (des_temperature - real_temp_fut2) * m / b;
        }
        if (width > MAXWIDTH)
        {
            width = MAXWIDTH;
        }
        if (width < MINWIDTH)
        {
            width = MINWIDTH;
        }
        TMR2RL = 0xFFFF - width;
    }
}

```

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ

### ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΤΗΣ ΟΘΟΝΗΣ ULCD 32PT

```
#platform "uLCD-32PT_GFX2"
#inherit "4DGL_16bitColours.fnc"
#inherit "VisualConst.inc"
#inherit "project_finalConst.inc"
#inherit "ledDigitsDisplay.inc"

#MODE RUNFLASH // this prog intended to be 'front end' and run from FLASH
#STACK 2000

#CONST //constants for graph window
YYHEIGHT 140
XXLENGTH 270
XOFFSET 285
YOFFSET 160
XXMAX 135
#END

#DATA
// button texts
word main_buttontexts graph, settings, increase, decrease, btnexit, temp_keypad
byte graph " graph \0"
byte settings "settings\0"
byte increase " +0.5 oC\0"
byte decrease " -0.5 oC\0"
byte btnexit "\n START \n \0"
byte temp_keypad " keypad \0"

word settings_buttontexts per_sec, per_min, per_hour, back, btn_duty_cycle
byte per_sec " seconds \0"
byte per_min " minutes \0"
byte per_hour " hours \0"
byte back "\n main \n \0"
byte btn_duty_cycle " Duty \n Cycle = \0"

word graph_buttontexts btnnext, btnprevious, btnrefresh, btnback
byte btnnext "<<\0"
byte btnprevious ">>\0"
byte btnrefresh "refresh\0"
byte btnback "\n main \0"

byte dL '0','1','2','3','4','5','6','7','8','9',0
word keypad_buttontexts btn_clear, btn_ok
byte btn_clear "clear\n \0"
byte btn_ok " ok \n \0"

// button positions
word main_button_positions B1, B2, B3, B4, B5, B6
```



```

word B1 10, 50 // graph
word B2 10, 120 // settings
word B3 107, 80 // increase
word B4 107, 160 // decrease
word B5 10, 190 // exit
word B6 107, 200 // keypad 210

word settings_button_positions C1, C2, C3, C4, C5
word C1 40, 90 // per_sec
word C2 40, 140 // per_min
word C3 40, 190 // per_hour
word C4 190, 180 // main
word C5 190, 100 // duty_cycle

word graph_button_positions D1, D2, D3, D4
word D1 20, 205 // btnnext
word D2 60, 205 // btnprevious
word D3 150, 205 // btnrefresh
word D4 240, 195 // btnback

word keypad_button_positions F0, F1, F2, F3, F4, F5, F6, F7, F8, F9, F10, F11
word F0 70, 190 // 0
word F1 10, 10 // 1
word F2 70, 10 // 2
word F3 130, 10 // 3
word F4 10, 70 // 4
word F5 70, 70 // 5
word F6 130, 70 // 6
word F7 10, 130 // 7
word F8 70, 130 // 8
word F9 130, 130 // 9
word F10 7, 192 // clear
word F11 130, 192 // ok
#END

var minut[1200],sec[1200],hour[1200];
var timeptr := 0;
var minptr := 0;
var hourptr := 0;
var secptr := 0;
var destemp := 0;
var realtemp := 0;
var ADCmux;

var scr_flag := 1; // flag for the modes of the screen
var per_flag := 0; // flag for the value of vertical axis in graph
var graph_flag := 0;
var hour_flag := 0;
var decval_flag := 0;
var rpt_flag_sec := 0;
var rpt_flag_min := 0;
var start_flag := 0;

var touchX1[12]; // touch regions for the buttons

```

```

var touchY1[12];
var touchX2[12];
var touchY2[12];

func arrays()
    var n;

    if (minptr < 135 && rpt_flag_min == 0)
        hourptr := minptr;
        for (n := 0; n < hourptr; n++) hour[n] := minut[n];
        hour_flag := 0;
    else if (minptr < 270 && rpt_flag_min == 0)
        hour_flag := 1;
        for (n := 0; n < hourptr; n++) hour[n] := (minut[2*n] + minut[2*n + 1]) / 2;
        hourptr := minptr/2;
    else
        hour_flag := 2;
        for (n := 0; n < 600; n++) hour[n] := minut[(2*n + minptr)%1200] + minut[(2*n
+ 1 + minptr)%1200];
        hourptr := 600;
    endif
endfunc

// function for transmitting data to 8051
func export_Binbuf (var decval, var flag)
    var temp[3], n;

    decval := decval;
    temp[0] := (flag);
    temp[1] := (decval)>>8;
    temp[2] := (0x00FF & decval);
    for (n := 0; n < 3; n++) serout(temp[n]);
endfunc

func main()
    var Wmsg, n, m, temp[4], decval, decptr, keyval;
    var private_duty_cycle := 0;
    var cmd, decBuff[36];

    //baudrate and initialise of receiving buffer
    setbaud(BAUD_9600);
    com_Init(decBuff, 36, 0);

    export_Binbuf (50, 1); //send an initial value of duty_cycle
    gfx_Set(SCREEN_MODE,LANDSCAPE);
    gfx_Cls();

    putstr("Mounting...\n");
    if (!(disk:=file_Mount()))
        while(!(disk:=file_Mount()))
            putstr("Drive not mounted...");
            pause(200);
            gfx_Cls();
            pause(200);

```

```

    wend
endif

gfx_TransparentColour(0x0020);
gfx_Transparency(ON);

hndl := file_LoadImageControl("project_.dat", "project_.gci", 1);

Initialise_Main();

repeat
    //while loop for checking if receiving buffer has data
    while (com_Count() >= 3)    //data are transmitting in format of three bytes
        cmd := serin() ;    //first byte is control of data

        if (cmd == 0x04)
            realtemp := serin() << 8 | serin() ;    //real temperature is being sent every
sec and is stored in sec[]
            if (scr_flag < 2) Draw_Real_Temperature (realtemp);
            sec[secptr] := realtemp;
            secptr++;

            if (secptr % 60 == 0 && secptr >0)    //upgrade minutes if 60 seconds are
sent
                minut[minptr] := 0;
                for (n := 0; n < 60; n++) minut[minptr] := minut[minptr] + sec[secptr - 1 -
n];

                minut[minptr] := minut[minptr] / 60;
                minptr++;
                if (minptr == 120)    //clear sec[] if 20 minutes have passed
                    minptr := 0;
                    rpt_flag_min := 1;
                endif
            endif

            if (secptr == 1200)    //clear sec[] if 20 minutes have passed
                secptr := 0;
                rpt_flag_sec := 1;
            endif

        else if (cmd == 0x05)
            duty_cycle := serin() << 8 | serin() ;
            if (scr_flag == 5 || scr_flag == 4)
                txt_FGcolour(LIME);
                txt_Set(TEXT_HEIGHT, 2);
                gfx_MoveTo(280, 111);
                print ((duty_cycle / 10), ".", (duty_cycle % 10), "% ");
            endif

        else
            cmd := (serin() + serin()) * 0; //problem with code bytes are thrown away
        endif
    wend

```

```

if (scr_flag == 0)
  Initialise_Main();
  scr_flag := 1;           //go to scan_main
  continue;

else if (scr_flag == 1)
  Wmsg := Scan_Main();    // scan for any changes in main
  if (Wmsg == 5)         // if it was the START-STOP button
    export_Binbuf( 0, start_flag + 2);
    start_flag := !start_flag;
    continue;

  else if (Wmsg == 1)
    scr_flag := 2;       //go to initialise_graph
    continue;

  else if (Wmsg == 2)
    scr_flag := 4;       //go to initialise_settings
    continue;

  else if (Wmsg == 3 || Wmsg == 4) //change destemp, transmits to 8051 and
redraw destemp

    if (Wmsg == 3) destemp := destemp + 5; else destemp := destemp - 5;

    if (destemp < 0) destemp := 995;
    if (destemp == 1000) destemp := 0;
    export_Binbuf (destemp, 0);
    Draw_Desirable_Temperature(destemp);

  else if (Wmsg == 6)
    decval_flag := 0;
    scr_flag := 6;
    continue;
endif

else if (scr_flag == 2)
  Initialise_Graph();
  scr_flag := 3;         // go to scan_graph
  continue;

else if (scr_flag == 3)
  Wmsg := Scan_Graph(); // scan for any changes in graph
  if (Wmsg == 4)
    scr_flag := 0;
    continue;

  else if (Wmsg == 3)
    graph_flag := 0;    // show graph from now to past
    scr_flag := 2;     // refresh graph
    continue;

  else if (Wmsg == 2) // show graph for time in the past

```

```

    if (graph_flag > 0) graph_flag--;
    scr_flag := 2;
    continue;

else if (Wmsg == 1)
    if (graph_flag < Initialise_Graph.l_div) graph_flag++;
    scr_flag := 2;
    continue;
endif

else if (scr_flag == 4)
    Initialise_Settings();
    scr_flag := 5;                // go to scan_settings
    continue;

else if (scr_flag == 5)
    Wmsg := Scan_Settings();      // scan for any changes in settings
    if (Wmsg == 4 )
        scr_flag := 0;          // go back to main
        continue;

    else if (Wmsg == 5)
        //decval_flag := 1;      // uncomment if you want to control
duty_cycle
        //scr_flag := 6;        // go to keypad for control of duty cycle
        scr_flag == 5;          // comment if you want to control duty_cycle
        continue;
    endif

else if (scr_flag == 6)
    decval := 0;
    Initialise_Keypad();
    scr_flag := 7;
    continue;

else if (scr_flag == 7)
    Wmsg := Scan_Keypad();
    if (Wmsg < 11 && Wmsg > 0)
        if (decptr == 2) decptr--; //takes at least 2 digits
        txt_MoveCursor(6, 30 + decptr);
        temp[decptr] := Wmsg - 1;
        print (temp[decptr]);
        if (temp[decptr] == 0 && decptr == 0) decptr--;
        decptr++;

    else if (Wmsg == 11)
        txt_MoveCursor(6, 30);
        print ("0 ");
        for (n := 0; n < decptr; n++) temp[decptr] := 0;
        decptr:= 0;
        txt_MoveCursor(6, 30);

else if (Wmsg == 12)
    decval := 0;

```

```

        if (decptr == 2)
            decval := temp[0] * 10 + temp[1];
        else decval := temp[0];
        decptr:= 0;
        temp[0] := 0;
        temp[1] := 0;
        if (decval_flag == 0)
            destemp := decval * 10;
            scr_flag := 0;
        else
            if (decval > 80) decval := 80;
            if (decval < 5) decval := 5;
            duty_cycle := decval * 10;
            scr_flag := 4;
            destemp := 0;
        endif
        export_Binbuf (decval * 10, decval_flag);
        continue;
    endif
endif

forever

endfunc

func Initialise_Main()

    var x, y, x1, y1, x2, y2, p, n, title;

    gfx_Cls();
    touch_Set(TOUCH_ENABLE);           // enable the touch screen
    gfx_Panel(PANEL_RAISED, 0, 0, 186, 20, NAVY); // draw title bar panel

    for(n := 0; n < 6; n++)             // draw the 4 push buttons
        Scan_Main.vButtonState[n] := UP; // reset the button states
        Scan_Main.vOldButtonState[n] := UP;

        p := main_button_positions[n];
        x1 := *p;
        y1 := *(p+2);

        if (start_flag == 1 && n == 4)
            gfx_Button( BUTTON_UP, x1, y1, LIGHTGREY, BLACK, FONT3, 1, 1, "\n STOP \n
"); // redraw the button
        else
            gfx_Button( BUTTON_UP, x1, y1, LIGHTGREY, BLACK, FONT3, 1, 1,
main_buttontexts[n] ); // redraw the button
        endif

        // get the bottom/right extent
        x2 := gfx_Get(RIGHT_POS);
        y2 := gfx_Get(BOTTOM_POS);

```

```

    // register the button position
    touchX1[n] := x1;
    touchY1[n] := y1;
    touchX2[n] := x2;
    touchY2[n] := y2;
next

gosub str_Desirable_Temperature;
Draw_Desirable_Temperature(destemp);
Draw_Real_Temperature(realtemp);
title := ( "Main" );
Draw_Title(title);           // set the title text
return;

str_Desirable_Temperature:
    txt_FontID(FONT1);
    txt_FGcolour(CYAN);
    txt_BGcolour(BLACK);
    txt_Set(TEXT_WIDTH, 1);
    txt_Set(TEXT_HEIGHT, 1);
    gfx_MoveTo(105, 48);
    putstr(" desirable \ntemperature" );
endsub;

endfunc

func Initialise_Settings()

    var private title;

    var x, y, x1, y1, x2, y2, p, n;

    gfx_Cls();
    touch_Set(TOUCH_ENABLE);           // enable the touch screen
    gfx_Panel(PANEL_RAISED, 0, 0, 320, 20, NAVY); // draw title bar panel
    title := ("Settings");
    Draw_Title(title);
    gosub STR_settings;

    for(n := 0; n < 5; n++)           // draw the 4 push buttons
        p := settings_button_positions[n];
        x1 := *p;
        y1 := *(p+2);
        if (n == per_flag)
            gfx_Button( BUTTON_DOWN, x1, y1, LIME, BLACK, FONT3, 1, 1,
settings_buttontexts[n] ); // place buttons
            else gfx_Button( BUTTON_UP, x1, y1, LIGHTGREY, BLACK, FONT3, 1, 1,
settings_buttontexts[n] );

        // get the bottom/right extent
        x2 := gfx_Get(RIGHT_POS);
        y2 := gfx_Get(BOTTOM_POS);

        // register the button position

```

```

        touchX1[n] := x1;
        touchY1[n] := y1;
        touchX2[n] := x2;
        touchY2[n] := y2;
    next

    return;
STR_settings:
    txt_FGcolour(YELLOW);
    txt_BGcolour(BLACK);
    txt_Set(TEXT_WIDTH, 1);
    txt_Set(TEXT_HEIGHT, 1);
    txt_MoveCursor(4, 3);
    putstr ( "GRAPH SETTINGS");
    txt_MoveCursor(4, 24);
    putstr( "Duty Cycle \n Control" );
    txt_FGcolour(LIME);
    txt_MoveCursor(7, 4);
    putstr( "value of TIME\n at x axis:\0" );
    gfx_Vline( 160, 30, 225 , YELLOW );
    gfx_Vline( 161, 30, 225 , YELLOW );
    txt_FGcolour(LIME);
    txt_Set(TEXT_HEIGHT, 2);
    gfx_MoveTo(280, 111);
    print (main.duty_cycle / 10, ".",main.duty_cycle % 10, "%");

endsub;

endfunc

func Initialise_Graph()

    var private l_div;
    var p, x1, x2, y1, y2;
    var l_mod, n, n1, n2;
    var k, quot_t, num_xx;
    var min_a, max_a, quot_a, gap_a, num_yy;
    var a[XXMAX], vx[XXMAX], vy[XXMAX];

    gfx_Cls();
    txt_FontID(FONT1);

    txt_BGcolour(BLACK);
    gfx_MoveTo(295, 5);
    print("oC");
    gfx_MoveTo(100, YOFFSET + 25);
    putstr(settings_buttontexts[per_flag]);

    if (per_flag == 0)
        if (rpt_flag_sec == 0)
            timeptr := secptr;
        else timeptr := 1200;

    else if (per_flag == 1)

```



```

    if (rpt_flag_min == 0)
        timeptr := minptr;
    else timeptr := 1200;
endif
arrays();
timeptr := hourptr;
endif

l_div := (timeptr - 1) / XXMAX;
l_mod := timeptr%XXMAX;
if (l_mod == 0) l_mod := 135;

gosub Draw_Grid;

if (l_div == 0 && per_flag < 2) //1st: (secptr or minptr) < XXMAX
    if (per_flag == 0)
        for (n := 0; n < timeptr; n++) a[n] := sec[n];
    else for (n := 0; n < timeptr; n++) a[n] := minut[n];

    k := 1;
    quot_t := XXLENGTH / timeptr; //the number of pixels for 1 "second" in x'x
    num_xx := quot_t; //initialization of the number of pixels for 1 step in x'x

    while (num_xx < 35)
        k := k+1; //the step in x'x
        num_xx := quot_t * k; //the number of pixels for 1 step in x'x
    wend

    for(n := 1; n < XXLENGTH/num_xx+1; n++)
        gfx_CircleFilled(XOFFSET-num_xx*n, YOFFSET + 10, 1, RED); // draw a red
circle of radius 1
        gfx_MoveTo(XOFFSET-num_xx*n - 15, YOFFSET + 15); //numbers of x'x
axis
        print (-k*n);

    next
gosub Print_now;

n2 := timeptr;
gosub Find_YY_Axis;
endif

if (l_div > 0 && per_flag < 2)

n2 := 0;
if (rpt_flag_sec == 1 && per_flag == 0) n2 := secptr;
if (rpt_flag_min == 1 && per_flag == 1) n2 := minptr;

n1 := n2;
if (graph_flag < l_div) n1 := timeptr - XXMAX * (graph_flag+1) + n2;

if (per_flag == 0)
    for (n := 0; n < XXMAX; n++) a[n] := sec[(n + n1)%1200];

```

```

else for (n := 0; n < XXMAX; n++) a[n] := minut[(n + n1)%1200];

if (graph_flag < l_div)
  n1 := XXMAX * (graph_flag);
else n1 := l_mod + XXMAX * (graph_flag - 1);

for(n := 0; n < 10; n++)
  gfx_CircleFilled(XOFFSET - 30*n, YOFFSET + 10, 1, RED); // draw a red circle
of radius 1

  if (n > 0 || graph_flag > 0)
    gfx_MoveTo(XOFFSET - 30*n - 15, YOFFSET + 15); //numbers of x'x
axis
    print (-15*n - n1);
  else
    gosub Print_now;
  endif
next
n2 := XXMAX;
quot_t := 2;
gosub Find_YY_Axis;
endif

if (per_flag == 2 && hour_flag == 0)

  for (n := 0; n < hourptr; n++) a[n] := hour[n];

  for(n := 1; n < 5; n++) gfx_CircleFilled(XOFFSET - 60*n, YOFFSET + 10, 1, RED);
// draw a red circle of radius 1
  for(n := 1; n < 3; n++)
    gfx_MoveTo(XOFFSET - 120*n - 5, YOFFSET + 15); //numbers of x'x axis
    print (-n);
  next
  gosub Print_now;

  n2 := hourptr;
  quot_t := 2;
  gosub Find_YY_Axis;
endif

if (per_flag == 2 && hour_flag == 1)

  for (n := 0; n < hourptr; n++) a[n] := hour[n];
  for(n := 1; n < 5; n++)
    gfx_CircleFilled(XOFFSET - 60*n, YOFFSET + 10, 1, RED); // draw a red circle
of radius 1
    gfx_MoveTo(XOFFSET - 60*n - 5, YOFFSET + 15); //numbers of x'x axis
    print (-n);
  next

  gosub Print_now;

  n2 := hourptr;

```

```

    quot_t := 2;
    gosub Find_YY_Axis;
endif

if (per_flag == 2 && hour_flag == 2)

    n1 := 0;

    if (graph_flag < l_div)
        n1 := timeptr - XXMAX * (graph_flag+1);
        for (n := 0; n < XXMAX; n++) a[n] := hour[n + n1];
    endif
    if (graph_flag == l_div)
        n1 := XXMAX - (60 - timeptr % 60)/2;
        for (n := 0; n < n1; n++) a[n] := hour[n];
    endif

    if (graph_flag < l_div) n2 := 4 * (graph_flag);
    if (graph_flag == l_div) n2 := timeptr/60 - 1;

    for(n := 0; n < 5; n++)
        gfx_CircleFilled(XOFFSET - 60*n, YOFFSET + 10, 1, RED); // draw a red circle
of radius 1

        if (n > 0 || graph_flag > 0)
            gfx_MoveTo(XOFFSET - 60*n - 5, YOFFSET + 15); //numbers of x'x axis
            print (-n - n2);
        else
            gosub Print_now;
        endif
    next

    if (l_div == graph_flag)
        n2 := n1;
    else n2 := XXMAX;
    quot_t := 2;
    gosub Find_YY_Axis;
endif

for(n := 0; n < 4; n++) // draw the 4 push buttons
    p := graph_button_positions[n];
    x1 := *p;
    y1 := *(p+2);
    if ((graph_flag == 0 && n == 1) || (per_flag == 2 && hour_flag < 2 && n == 1))
        gfx_Button( BUTTON_DOWN, x1, y1, RED, BLACK, FONT3, 1, 1,
graph_buttontexts[n] );
    else if ((graph_flag == l_div && n == 0) || (per_flag == 2 && hour_flag < 2 && n
== 0))
        gfx_Button( BUTTON_DOWN, x1, y1, RED, BLACK, FONT3, 1, 1,
graph_buttontexts[n] );
    else
        gfx_Button( BUTTON_UP, x1, y1, LIGHTGREY, BLACK, FONT3, 1, 1,
graph_buttontexts[n] );
    endif
next

```

```

// get the bottom/right extent
x2 := gfx_Get(RIGHT_POS);
y2 := gfx_Get(BOTTOM_POS);

// register the button position
touchX1[n] := x1;
touchY1[n] := y1;
touchX2[n] := x2;
touchY2[n] := y2;
next

return;

Find_YY_Axis:
min_a := a[0];
max_a := a[0];

for (n := 0; n < n2; n++) //find out the min and max of an array
  if (a[n] < min_a) min_a := a[n];
  if (a[n] > max_a) max_a := a[n];
next

k := min_a % 10;
if (k == 0) k := 10;
gap_a := max_a - min_a + k; //real gap between min and max temperature
if (gap_a % 10 > 0) gap_a := (gap_a/10 + 1)* 10;

if (gap_a < YYHEIGHT)

  quot_a := YYHEIGHT / gap_a; //the number of pixels for 0.1 oC in y'y
  if (gap_a > 30)
    for (n := 0; n < gap_a/5 + 1 ; n++) gfx_CircleFilled(XOFFSET, YOFFSET -
quot_a*5*n, 1, RED); //1 red circle per num_yy pixels
    for (n := 0; n < gap_a/10; n++)
      gfx_MoveTo(XOFFSET + 5, YOFFSET - 4 - quot_a*10*n); //numbers of
y'y axis
      print (n + (min_a - k)/10);
    next
  else
    for (n := 0; n < gap_a/2 + 1 ; n++) gfx_CircleFilled(XOFFSET, YOFFSET -
quot_a*2*n, 1, RED); //1 red circle per num_yy pixels
    for (n := 0; n < gap_a/10; n++)
      gfx_MoveTo(XOFFSET + 5, YOFFSET - 4 - quot_a*10*n); //numbers of
y'y axis
      print (n + (min_a - k)/10);
    next
  endif

  gfx_MoveTo(XOFFSET + 5, YOFFSET - 4 - quot_a*gap_a); //numbers of y'y
axis
  print ((gap_a + min_a - k)/10);

```

```

else
    quot_a := gap_a / YYHEIGHT + 1;
    for (n := 0; n < 15 ; n++)    gfx_CircleFilled(XOFFSET, YOFFSET - 10*n, 1, RED);
//1 red circle per num_yy pixels
    for (n := 0; n < 8; n++)
        gfx_MoveTo(XOFFSET + 5, YOFFSET - 20*n - 3);           //numbers of y'y axis
        print (n*quot_a*2 + min_a/10);
    next

endif

if (gap_a < YYHEIGHT)
    for (n := 0; n < n2; n++)
        vy[n] := YOFFSET - quot_a * (a[n2 - 1 - n] - min_a + k); //y'y coordinate for a[n]
        vx[n] := XOFFSET - quot_t*n;                               //x'x coordinate for a[n]
        gfx_CircleFilled(vx[n], vy[n], 1, BLUE);
    next
else
    for (n := 0; n < n2; n++)
        vy[n] := YOFFSET - (a[n2 - 1 - n] - min_a + min_a%10)/quot_a; //y'y coordinate
for a[n]
        vx[n] := XOFFSET - quot_t*n;                               //x'x coordinate for a[n]
        gfx_CircleFilled(vx[n], vy[n], 1, BLUE);
    next
endif
gfx_Polyline(n2, vx, vy, AQUA);

endsub;

Draw_Grid:
    gfx_Hline(YOFFSET + 10, XOFFSET - XXLENGTH, XOFFSET, AQUA );
    gfx_Vline( XOFFSET, YOFFSET + 10, YOFFSET - YYHEIGHT, AQUA );
    txt_BGcolour(BLACK);

endsub;

Print_now:
    gfx_CircleFilled(XOFFSET, YOFFSET + 10, 1, RED);
    gfx_MoveTo(XOFFSET - 10, YOFFSET + 15);
    print ("now");
endsub;

endfunc

func Initialise_Keypad()

    var x, y, x1, y1, x2, y2, p, n;

    gfx_Cls();
    for(n := 0; n < 12; n++)           // draw the 4 push buttons

        Scan_Keypad.vButtonState[n] := UP;           // reset the button states
        Scan_Keypad.vOldButtonState[n] := UP;

```

```

    p := keypad_button_positions[n];
    x1 := *p;
    y1 := *(p+2);

    if (n < 10)
        gfx_Button( BUTTON_UP, x1, y1, DARKBLUE, YELLOW, 2, 4, 3, &dL[n<<1]);
// place a button
    else
        gfx_Button( BUTTON_UP, x1, y1, DARKBLUE, YELLOW, 0, 1, 2,
keypad_buttontexts[n - 10]);

    // get the bottom/right extent
    x2 := gfx_Get(RIGHT_POS);
    y2 := gfx_Get(BOTTOM_POS);

    // register the button position
    touchX1[n] := x1;
    touchY1[n] := y1;
    touchX2[n] := x2;
    touchY2[n] := y2;
next

txt_Set(TEXT_OPACITY, OPAQUE);
txt_Set(TEXT_HIGHLIGHT, BLACK);
txt_Set(TEXT_COLOUR, WHITE);
txt_Set(FONT_SIZE , FONT3);
txt_MoveCursor(2, 24);
print ("Please select \n an integer ");
txt_MoveCursor(6, 24);
if (decval_flag == 2) print ("d_c =  %");
txt_MoveCursor(6, 30);

return;
endfunc

func Scan_Main()

var private vButtonState[6];    // button state flags (bit 0 = up:down state)
var private vOldButtonState[6]; // OLD button state flags (bit 0 = up:down state)
var private lastkey;

var private touchState, touchX, touchY;

var n, r, retval;

touchState := touch_Get(TOUCH_STATUS);    // save touchscreen status
touchX := touch_Get(TOUCH_GETX);          // and current position
touchY := touch_Get(TOUCH_GETY);

// if screen touched,
if(touchState == TOUCH_PRESSED)

    // scan the hot spots list
    while (n < 6 && !r)

```

```

        if (touchX >= touchX1[n] && touchX < touchX2[n] && touchY >= touchY1[n] &&
touchY < touchY2[n]) r := n+1;
        n++;
    wend

    // if any button was pressed
    if(r)
        lastkey := r;                // remeber the button
        vButtonState[r-1] := DOWN;    // set it to down state
        gosub Update;                // update the button action
    endif
endif

    if((touchState == TOUCH_RELEASED) && lastkey)    // if touch released and we
remember a previous button press,
        retval := lastkey;                // set return value with the button number
        vButtonState[lastkey-1] := UP;    // last button is now UP
        lastkey := 0;                    // clear button memory
        gosub Update;                    // update the button action
    endif

    //return retval;                    // exit the window function with result of method
goto exitfunc;

```

Update:

```

for( n:= 0; n < 6; n++)
    if ( vButtonState[n] != vOldButtonState[n])
        vOldButtonState[n] := vButtonState[n];
        if (start_flag == 0 && n == 4)
            gfx_Button( vButtonState[n], touchX1[n], touchY1[n], LIGHTGREY, BLACK,
FONT3, 1, 1, "\n STOP \n "); // redraw the button
        else
            gfx_Button( vButtonState[n], touchX1[n], touchY1[n], LIGHTGREY, BLACK,
FONT3, 1, 1, main_buttontexts[n] ); // redraw the button
        endif
    endif
next
endsub;

```

```

exitfunc:
    return retval;

```

endfunc

func Scan\_Settings()

```

var private vButtonState[8];    // button state flags (bit 0 = up:down state)
var private vOldButtonState[8]; // OLD button state flags (bit 0 = up:down state)
var private lastkey;

```

```

var private touchState, touchX, touchY;

```

```

var n, r, retval;

```

```

touchState := touch_Get(TOUCH_STATUS);           // save touchscreen status
touchX := touch_Get(TOUCH_GETX);                // and current position
touchY := touch_Get(TOUCH_GETY);

// if screen touched,
if(touchState == TOUCH_PRESSED)

    // scan the hot spots list
    while (n < 5 && !r)
        if (touchX >= touchX1[n] && touchX < touchX2[n] && touchY >= touchY1[n] &&
touchY < touchY2[n]) r := n+1;
        n++;
    wend

    // if any button was pressed
    if(r)
        lastkey := r;                            // remeber the button
        if (r < 4) per_flag := r-1;
        vButtonState[r-1] := DOWN;                // set it to down state
        gosub Update;

        for(n := 0; n < 3; n++)
            if (n == per_flag)
                gfx_Button( BUTTON_DOWN, touchX1[n], touchY1[n], LIME, BLACK, FONT3,
1, 1, settings_buttontexts[n] ); // redraw the button
            else gfx_Button( BUTTON_UP, touchX1[n], touchY1[n], LIGHTGREY, BLACK,
FONT3, 1, 1, settings_buttontexts[n] ); // redraw the button
            // if (r == 4) gfx_Button( BUTTON_DOWN, touchX1[3], touchY1[3], LIGHTGREY,
BLACK, FONT3, 1, 1, settings_buttontexts[3] ); // redraw the button
        next
    endif
endif

    if((touchState == TOUCH_RELEASED) && lastkey) // if touch released and we
remember a previous button press,
        retval := lastkey;                        // set return value with the button number
        vButtonState[lastkey-1] := UP;
        lastkey := 0;                             // clear button memory
        gosub Update;
    endif

    //return retval;                               // exit the window function with result of method
    goto exitfunc;

Update:
for(n := 4; n < 5; n++)
    if ( vButtonState[n] != vOldButtonState[n])
        vOldButtonState[n] := vButtonState[n];
        gfx_Button( vButtonState[n], touchX1[n], touchY1[n], LIGHTGREY, BLACK, FONT3,
1, 1, settings_buttontexts[n] );
    endif
next
endsub;

```



```

exitfunc:
    return retval;

endfunc

func Scan_Graph()

    var private vButtonState[4];    // button state flags (bit 0 = up:down state)
    var private vOldButtonState[4]; // OLD button state flags (bit 0 = up:down state)
    var private lastkey;

    var private touchState, touchX, touchY;

    var n, r, retval;

    touchState := touch_Get(TOUCH_STATUS);    // save touchscreen status
    touchX := touch_Get(TOUCH_GETX);         // and current position
    touchY := touch_Get(TOUCH_GETY);

    // if screen touched,
    if(touchState == TOUCH_PRESSED)

        // scan the hot spots list
        while (n < 4 && !r)
            if (touchX >= touchX1[n] && touchX < touchX2[n] && touchY >= touchY1[n] &&
touchY < touchY2[n])
                r := n+1;
                if ((r == 1 && graph_flag == Initialise_Graph.l_div) || (r == 2 && graph_flag
== 0)) r := 0;
            endif
            n++;
        wend

        // if any button was pressed
        if(r)
            lastkey := r;                // remeber the button
            vButtonState[r-1] := DOWN;    // set it to down state
            gosub Update;                // update the button action
        endif
    endif

    if((touchState == TOUCH_RELEASED) && lastkey)    // if touch released and we
remember a previous button press,
        retval := lastkey;                // set return value with the button number
        vButtonState[lastkey-1] := UP;    // last button is now UP
        lastkey := 0;                    // clear button memory
        gosub Update;                    // update the button action
    endif
    //return retval;                    // exit the window function with result of method
    goto exitfunc;

Update:
    for( n:= 0; n < 4; n++)
        if ( vButtonState[n] != vOldButtonState[n])

```

```

        vOldButtonState[n] := vButtonState[n];
        gfx_Button( vButtonState[n], touchX1[n], touchY1[n], LIGHTGREY, BLACK, FONT3,
1, 1, graph_buttontexts[n] ); // redraw the button
    endif
next
endsub;

exitfunc:
    return retval;

endfunc
func Scan_Keypad()

    var private vButtonState[12];    // button state flags (bit 0 = up:down state)
    var private vOldButtonState[12]; // OLD button state flags (bit 0 = up:down state)
    var private lastkey;

    var private touchState, touchX, touchY;

    var n, r, retval;

    touchState := touch_Get(TOUCH_STATUS);    // save touchscreen status
    touchX := touch_Get(TOUCH_GETX);         // and current position
    touchY := touch_Get(TOUCH_GETY);

    // if screen touched,
    if(touchState == TOUCH_PRESSED)

        // scan the hot spots list
        while (n < 12 && !r)
            if (touchX >= touchX1[n] && touchX < touchX2[n] && touchY >= touchY1[n] &&
touchY < touchY2[n]) r := n+1;
            n++;
        wend

        if(r)
            lastkey := r;                // remeber the button
            vButtonState[r-1] := DOWN;    // set it to down state
            gosub Update;                // update the button action
        endif
    endif

    if((touchState == TOUCH_RELEASED) && lastkey) // if touch released and we
remember a previous button press,
        retval := lastkey;                // set return value with the button number
        vButtonState[lastkey-1] := UP;    // last button is now UP
        lastkey := 0;                    // clear button memory
        gosub Update;                    // update the button action
    endif

    //return retval;                    // exit the window function with result of method
    goto exitfunc;

```

Update:

```

for( n:= 0; n < 12; n++)
    if ( vButtonState[n] != vOldButtonState[n])
        vOldButtonState[n] := vButtonState[n];
        if (n < 10)    gfx_Button( vButtonState[n], touchX1[n], touchY1[n], DARKBLUE,
YELLOW, 2, 4, 3, &dL[n<<1]);    // place a button
        if (n >= 10)    gfx_Button( vButtonState[n], touchX1[n], touchY1[n], DARKBLUE,
YELLOW, 1, 1, 2, keypad_buttontexts[n - 10]);
        endif
    next
endsub;

exitfunc:
    return retval;

endfunc

func Draw_Real_Temperature (var num)
    var frame;

    frame := num/10;
    if (frame < 0) frame := 0;
    if (frame > 100) frame := 100;

    // Thermometer1 1.0 generated 18/6/2013 11:01:12 µµ
    img_SetWord(hndl, iThermometer1, IMAGE_INDEX, frame) ; // where frame is 0 to
100 (for a displayed -1 to -1)
    img_Show(hndl,iThermometer1) ;

    // Leddigits1 1.0 generated 18/6/2013 11:03:24 µµ
    img_Show(hndl, iLeddigits1); // show all digits at 0, only do this once
ledDigitsDisplay(num, iLeddigits1+1, 210, 3, 1, 35, 0) ;

    return;
endfunc

func Draw_Title(var title)
    txt_FontID(FONT2);
    txt_FGcolour(CYAN);
    txt_BGcolour(NAVY);
    txt_Set(TEXT_WIDTH, 1);
    txt_Set(TEXT_HEIGHT, 1);
    gfx_MoveTo(10, 8);
    putstr( title) ;           // set the title text
return;
endfunc

func Draw_Desirable_Temperature(var num)

    // des_temp 1.0 generated 18/6/2013 11:06:10 µµ
    img_Show(hndl, ides_temp); // show all digits at 0, only do this once
ledDigitsDisplay(num, ides_temp+1, 105, 3, 1, 28, 0) ;
    return;
endfunc

```

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ – ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] N. Mohan, Undeland T.A., Robbins W., Ηλεκτρονικά Ισχύος, Εκδόσεις Τζιόλα
- [2] Switchmode Power Supply Reference Guide and Design Manual, ON Semiconductor
- [3] Keith Billings, Taylor Morey, Switchmode Power Supply Handbook, Third Edition
- [4] MOTOROLA, Linear/Switchmode voltage regulator handbook
- [5] Michael Tse, Switch Mode Power Supplies: From Circuit theory to the Workbench, <http://cktse.eie.polyu.edu.hk/NSR/presentation/SMPS-lecture-1.pdf>
- [6] B. Maurice, L. Wuidart, Drive Circuits for Power MOSFETs and IGBTs, <http://valvol.qrz.ru/articles/drvcirce.pdf>
- [7] E. C. Snelling, Soft Ferrites Properties and Applications, London iliffe books LTD
- [8] Laszlo Balogh, Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits, <http://www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf>
- [9] David L. Jones, PCB Design Tutorial, <http://alternatezone.com/electronics/files/PCBDesignTutorialRevA.pdf>
- [10] Vahid Yousefzadeh, Shamim Choudhury, Nonlinear Digital PID Controller for DC-DC Converters

- [11] Zach Zhang, Alpha & Omega Semiconductor, Inc. Buck Converter Control Cookbook, [http://www.aosmd.com/res/application\\_notes/power-ics/PIC-003.pdf](http://www.aosmd.com/res/application_notes/power-ics/PIC-003.pdf)
- [12] 4D LABS, PICASO-GFX2 Internal 4DGL Functions, <http://www.4dsystems.com.au/downloads/Semiconductors/PICASO-GFX2/Docs/PICASO-GFX2-4DGL-Internal-Functions-rev2.pdf>
- [13] 4D SYSTEMS, 4DGL Programmers Reference Manual, <http://www.4dsystems.com.au/downloads/Software/4D-Workshop4-IDE/Docs/Designer/4DGL-Programmers-Reference-Manual-REV5.1.pdf>
- [14] C8051F41x datasheet, <http://www.silabs.com/Support%20Documents/TechnicalDocs/C8051F41x.pdf>
- [15] Sedra, Smith, Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα Τόμος Α,Β , Εκδόσεις Παπασωτηρίου

## DATASHEETS

- [1] Irf520N, <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf520n.pdf>
  
- [2] UCC27201, <http://www.ti.com/lit/ds/slus746b/slus746b.pdf>
  
- [3] Lmp8358, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmp8358.pdf>
  
- [4] R-78E,  
[http://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Recom%20Power%20Inc%20PDFs/R-78E5.0-0.5\\_Preliminary\\_V2.pdf](http://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Recom%20Power%20Inc%20PDFs/R-78E5.0-0.5_Preliminary_V2.pdf)
  
- [5] 4D LABS, PICASO-GFX2 4DGL Graphics Controller Datasheet,  
<http://old.4dsystems.com.au/downloads/Semiconductors/PICASO-GFX2/Docs/PICASO-GFX2-DS-rev4.pdf>