



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΡΗΤΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ανάπτυξη ηλεκτρονικού συστήματος για την
αυτοματοποίηση του κουρδίσματος κιθάρας

ΒΑΡΔΑΚΗΣ ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ

A.M.: 3787

Επιβλέπων
Σφακιωτάκης Μιχάλης
Επίκουρος Καθηγητής

ΗΡΑΚΛΕΙΟ
ΑΠΡΙΛΙΟΣ 2012

© Εργαστήριο Μικροϋπολογιστών
Τμήμα Ηλεκτρολογίας
Σχολή Τεχνολογικών Εφαρμογών • ΤΕΙ Κρήτης

Απαγορεύεται η αναπαραγωγή ολόκληρου ή τμήματος του κειμένου χωρίς την έγγραφη άδεια του Εργαστηρίου.

Πρόλογος

Η πτυχιακή εργασία αναλήφθηκε τον Μάρτιο του 2010 και ολοκληρώθηκε όσο αφορά το κατασκευαστικό της κομμάτι τον Μάρτιο του 2011. Ένα διάστημα δύο περίπου μηνών αφιερώθηκε στην έρευνα περί του θέματος, ακολούθησαν επτά μήνες κατασκευαστικής υλοποίησης και εργαστηριακών δοκιμών και καθότι μεσολάβησε η στρατιωτική μου θητεία, έναν χρόνο αργότερα ήταν έτοιμο το παρών κείμενο της πτυχιακής.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω για τη συμβολή τους στην περάτωση της παρούσας πτυχιακής, τον επιβλέποντα Επίκουρο Καθηγητή Σφακιωτάκη Μιχάλη, τον υπεύθυνο του Εργαστηρίου Μικροϋπολογιστών και Ηλεκτρονικών Κατασκευών Καθηγητή Εφαρμογών Μηναδάκη Ιωάννη, καθώς και ορισμένους από τους συμφοιτητές μου που εργαζόταν το παραπάνω χρονικό διάστημα στον χώρο του Εργαστηρίου.

Βαρδάκης Ευάγγελος

Περίληψη

Στην εργασία αυτή παρουσιάζεται η ανάπτυξη μιας ηλεκτρονικής συσκευής κουρδίσματος κιθάρας. Η βασική λειτουργία της συσκευής είναι ο προσδιορισμός της θεμελιώδους συχνότητας του παραγόμενου από την κιθάρα ήχου, και η εμφάνιση της πληροφορίας αυτής σε μια οθόνη, έτσι ώστε ο μουσικός να μπορεί να κουρδίσει την κάθε χορδή στην επιθυμητή συχνότητα. Η συσκευή διαθέτει μια υποδοχή στην οποία μπορεί να συνδεθεί απευθείας η έξοδος από ηλεκτρική κιθάρα, αλλά μπορεί να προσαρμοστεί σε αυτήν και μικρόφωνο, για το κούρδισμα κλασσικής ή ακουστικής κιθάρας. Το σήμα εισόδου επεξεργάζεται κατάλληλα μέσω ηλεκτρονικών διατάξεων ενίσχυσης και φιλτραρίσματος, και στη συνέχεια οδηγείται σε έναν μικροελεγκτή, όπου γίνεται ο υπολογισμός της συχνότητάς του, και εντοπίζεται η πλησιέστερη νότα στην οποία αυτή αντιστοιχεί. Η επιλογή της προς κούρδισμα χορδής, γίνεται μέσω ενός μπουτόν. Η τροφοδοσία παρέχεται από δύο κοινές μπαταρίες του εμπορίου τύπου "AA" 1,5V, και για την αύξηση της αυτονομίας της συσκευής έχει υλοποιηθεί λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης.

Στην πρώτη ενότητα της εργασίας γίνεται μία εισαγωγική αναφορά στη μουσική και τις μουσικές νότες, καθώς και στην τεχνική της κιθάρας και του κουρδίσματος. Στη δεύτερη ενότητα παρουσιάζεται αναλυτικά το υλικό της κατασκευής και ο τρόπος λειτουργίας του, ενώ στην τρίτη ενότητα περιγράφεται η δομή του λογισμικού που αναπτύχθηκε για τις απαραίτητες διεργασίες του μικροελεγκτή. Τέλος, στην τέταρτη ενότητα παρατίθενται σχόλια, συμπεράσματα, καθώς και προτάσεις για τη μελλοντική εξέλιξη της διάταξης.

Summary

The present thesis describes the development of an electronic tuning device for guitar. The device detects the fundamental frequency of the plucked string and displays it on an LCD screen, to facilitate the musician with tuning the guitar. The signal from the guitar's output plug is processed through appropriate amplification and filtering stages, and is then fed to a microcontroller which calculates its frequency and the corresponding musical note. A button on the device is used to select the desired string to be tuned. Two "AA" type batteries are used to power the device, while a power-down mode of operation has also been employed for optimized power management.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγικά Στοιχεία	6
1.1	Η τέχνη της μουσικής και η ανάγκη της για τονισμό	6
1.2	Οι σύγχρονοι μουσικοί τόνοι	7
1.3	Η κιθάρα και ο τρόπος που παράγονται οι νότες από αυτήν	9
1.4	Η τεχνική του κουρδίσματος.....	11
1.5	Σύνοψη κεφαλαίου.....	13
2	Η Κατασκευή της Διάταξης	14
2.1	Μοντέλο λειτουργίας	14
2.2	Ο προενισχυτής του σήματος εισόδου.....	17
2.3	Το φίλτρο απαλοιφής αρμονικών.....	19
2.4	Η μονάδα τετραγωνισμού του σήματος	22
2.5	Ο μικροελεγκτής	26
2.6	Η LCD οθόνη.....	28
2.7	Το κύκλωμα τροφοδοσίας.....	29
2.8	Σύνοψη κεφαλαίου	30
3	Σχεδιασμός Λογισμικού.....	32
3.1	Η γλώσσα προγραμματισμού και ο compiler που χρησιμοποιήθηκαν	32
3.2	Η δομή του προγράμματος.....	33
3.3	Η ρύθμιση της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου.....	35
3.4	Η μέτρηση της συχνότητας	36
3.5	Αντιστοίχιση συχνότητας με μουσικό τόνο	38
3.6	Η επικοινωνία με την LCD οθόνη.....	39
3.7	Η λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης.....	40
3.8	Σύνοψη κεφαλαίου	41
4	Σχόλια, συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική εξέλιξη.....	42
	Βιβλιογραφικές πηγές.....	45
	Παράρτημα-Α: Κώδικας Προγράμματος.....	46
	Παράρτημα-Β: Σχηματικά Διαγράμματα.....	53
	Παράρτημα-Γ: Πίνακες	55
	Παράρτημα-Δ: Datasheets.....	58

Σχήματα

Σχήμα 1. Αρχαίο ελληνικό αγγείο με αναπαράσταση μουσικών. _____	6
Σχήμα 2. Πρώιμη μουσική γραφή. _____	7
Σχήμα 3. Η διαδοχή των 12 μουσικών τόνων πάνω στο πιάνο. _____	8
Σχήμα 4. Σχέση τόνων - συχνότητας. _____	9
Σχήμα 5. Τα μέρη από τα οποία αποτελείται μια ηλεκτρική και μια ακουστική κιθάρα. _____	10
Σχήμα 6. Οι τόνοι της κάθε χορδής της κιθάρας στο τοποποιημένο κούρδισμα, για τα 12 πρώτα τάστα. _____	11
Σχήμα 7. Διαλασών για το κούρδισμα μουσικών οργάνων. _____	12
Σχήμα 8. Παραδείγματα εμπορικά διαθέσιμων προϊόντων για την υποβοήθηση του κούρδισματος κιθάρας: _____	13
Σχήμα 9. Αρμονικές συχνότητες στο σήμα του ήχου. _____	14
Σχήμα 10. Αποτύπωση από το Matlab ηχογραφημένης χορδής της κιθάρας. _____	15
Σχήμα 11. Λειτουργικό διάγραμμα της διάταξης που αναπτύχθηκε. _____	17
Σχήμα 12. Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος προενίσχυσης του σήματος από την κιθάρα. _____	18
Σχήμα 13. Το ολοκληρωμένο του τελεστικού <i>tlc271</i> . _____	18
Σχήμα 14. Το ολοκληρωμένο <i>LMF100</i> . _____	19
Σχήμα 15. Η συνδεσμολογία που χρησιμοποιήθηκε στη διάταξη για το <i>LMF100</i> . _____	20
Σχήμα 16. Αποτυπώματα παλμογράφου, στα οποία φαίνεται το σήμα στην είσοδο (με κίτρινο χρώμα) και στην έξοδο (με πράσινο χρώμα) του φίλτρου. _____	22
Σχήμα 17. Το κύκλωμα του τετραγωνιστή. _____	23
Σχήμα 18. Η λειτουργία του κυκλώματος του τετραγωνιστή. _____	24
Σχήμα 19. Αποτύπωμα παλμογράφου, στο οποίο φαίνεται το σήμα στην είσοδο (με πράσινο χρώμα) και στην έξοδο (με κίτρινο χρώμα) του τετραγωνιστή. _____	25
Σχήμα 20. Αποτύπωμα παλμογράφου, στο οποίο φαίνεται το σήμα στην είσοδο του φίλτρου (με πράσινο χρώμα) και στην έξοδο του τετραγωνιστή (με κίτρινο χρώμα). _____	25
Σχήμα 21. τα κυκλώματα ενισχυτή, φίλτρου και τετραγωνιστή υλοποιημένα σε <i>breadboard</i> . _____	26
Σχήμα 22. Ο μικροελεγκτής <i>ATmega16</i> . _____	26
Σχήμα 23. Το κύκλωμα που χρησιμοποιείται στη διάταξη για τη λειτουργία του μικροελεγκτή <i>ATmega16</i> . _____	28
Σχήμα 24. Η μονάδα της LCD οθόνης "PowerTip 1602F-B". _____	28
Σχήμα 25. Το κύκλωμα τροφοδοσίας. _____	30
Σχήμα 26. Η τελική πλακέτα του κυκλώματος. _____	31
Σχήμα 27. Η πλακέτα τοποθετημένη στο κουτί, με την οθόνη και την πρόσοψη δίπλα. _____	31
Σχήμα 28. Περιβάλλον προγραμματισμού <i>CodeVision AVR</i> . _____	32
Σχήμα 29. Το διάγραμμα ροής του προγράμματος της εφαρμογής. _____	34
Σχήμα 30. Παράδειγμα μέτρησης συχνότητας και αντιστοίχισής της με μουσικό τόνο. _____	39

Πίνακες

Πίνακας 1. Οι συχνότητες του ήχου για τις μουσικές νότες της 1ης οκτάβας. _____	8
Πίνακας 2. Οι νότες και οι αντιστοιχες συχνότητες για το τυποποιημένο κούρδισμα κιθάρας. _____	11
Πίνακας 3. Οι περιοχές διέλευσης συχνότητων για την κάθε επιλεγμένη για κούρδισμα χορδή. _____	21
Πίνακας 4. Ρύθμιση της συχνότητας f_{CLK} για κάθε μία από τις χορδές της κιθάρας. _____	21
Πίνακας 5. Παραγόμενη συχνότητα από τον OCO για κάθε επιλεγμένη χορδή. _____	36

Εισαγωγικά Στοιχεία

1.1 Η τέχνη της μουσικής και η ανάγκη της για τονισμό

Η μουσική είναι μία από τις παλαιότερες μορφές τέχνης. Από τα αρχαία χρόνια οι άνθρωποι ασχολούνται με τη μουσική ως μέσο ψυχαγωγίας και κοινωνικής έκφρασης. Ξεκίνησε με την ανθρώπινη φωνή, η οποία τραγουδούσε ή μιμούταν ήχους της φύσης. Πολύ σύντομα εμφανίστηκαν τα πρώτα μουσικά όργανα, τα οποία αρχικά ήταν πολύ απλά, καθώς ως μουσικό όργανο μπορεί να θεωρηθεί ακόμα και το χτύπημα δύο πετρών μεταξύ τους. Με τον καιρό όμως τα μουσικά όργανα γινόταν όλο και πιο σύνθετα και το κάθε ένα είχε την δυνατότητα να παράγει ένα πλήθος διαφορετικών ήχων. Η διαφοροποίηση αυτή προσεγγίζεται στην διαφορά του “τονισμού” του ήχου, δηλαδή της συχνότητας εκπομπής του παραγόμενου ηχητικού σήματος. Ο μουσικός λοιπόν μπορούσε να παίζει μια σειρά διαφορετικών ηχητικών τόνων ώστε να παράγει μια “μελωδία”.

Όταν άρχισαν δύο ή παραπάνω μουσικά όργανα να παίζουν μαζί, δημιουργήθηκε η ανάγκη να υπάρχει μια “συμφωνία” στους ήχους που παράγονταν από το κάθε ένα, καθώς δεν ακούγονται όλοι οι μουσικοί τόνοι ευχάριστα μεταξύ τους.



Σχήμα 1. Αρχαίο ελληνικό αγγείο με αναπαράσταση μουσικών.

Προκύπτει λοιπόν η ανάγκη τονίσματος των μουσικών οργάνων, ώστε να ξέρει ο μουσικός ότι σε συγκεκριμένα “πατήματα” πάνω στο όργανό του, έχει συγκεκριμένους ηχητικούς τόνους, ή όπως ονομάζονται πιο κοινά νότες.

Εκτός όμως από το ότι βοηθάει στην ηχητική συμφωνία δύο μουσικών οργάνων, ο τονισμός της μουσικής είναι και ένας τρόπος κωδικοποίησης και καταγραφής, ο οποίος επιτρέπει, για παράδειγμα, να αναπαράγουμε και να ακούσουμε σήμερα μουσικά κομμάτια από παλαιότερες εποχές, κατά τις οποίες δεν υπήρχε η δυνατότητα ηχογράφησης.

Τα πρώτα στοιχεία έγγραφου συμβολισμού της μουσικής τα συναντούμε γύρω στο 2000 π.Χ. στην περιοχή του σημερινού Ιράκ. Τον 6ο π.Χ. αιώνα έχουμε τα πρώτα ευρήματα συμβολισμού των μουσικών τονισμών στην αρχαία Ελλάδα. Ακολουθεί η Βυζαντινή γραφή η οποία χρησιμοποιείται και διδάσκεται μέχρι και σήμερα. Γύρω στον 7ο μ.Χ. αιώνα αναπτύσσεται στην Ευρώπη μια γραφή πολύ κοντά σε αυτήν που χρησιμοποιούμε σήμερα, γνωστή ως “πρώιμη μουσική γραφή”, όπου το 17ο μ.Χ. αιώνα να πάρει την τελική της μορφή, όπου χρησιμοποιείται έως και σήμερα, από τα περισσότερα σύγχρονα μουσικά ρεύματα.

Παράλληλα, αναπτύχθηκαν πολλές ακόμα μουσικές γραφές ανά τον κόσμο, όπου σε κάθε μία από αυτές βασική πληροφορία που δίνεται για το κομμάτι, είναι ο τόνος στον οποίο πρέπει κάθε φορά να ακουστεί ο ήχος.



Σχήμα 2. Πρώιμη μουσική γραφή.

1.2 Οι σύγχρονοι μουσικοί τόνοι

Οι επτά βασικές νότες (Ντο, Ρε, Μι, Φα, Σολ, Λα, και Σι), μαζί με πέντε ακόμα ενδιάμεσους τόνους, που αποκαλούνται διέσεις ή υφέσεις, αποτελούν τους δώδεκα τόνους της σύγχρονης μουσικής συμβολοσειράς.

Ντο Ντο# Ρε Ρε# Μι Φα Φα# Σολ Σολ# Λα Λα# Σι

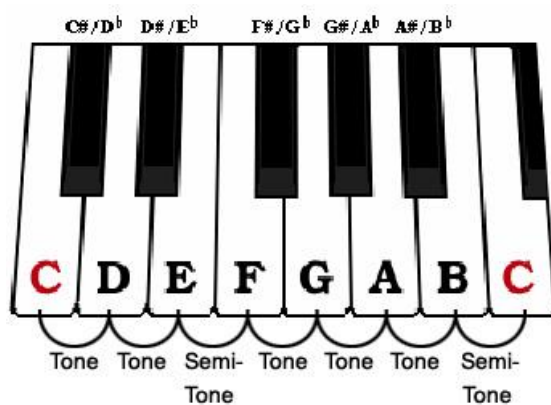
Η όπως συμβολίζονται διεθνώς:

C C# D D# E F F# G G# A A# B

Ο κάθε ένας από αυτούς τους τόνους επαναλαμβάνεται σε πολλαπλές ηχητικές συχνότητες, η κάθε μία διπλάσια από την προηγούμενη. Μια σειρά 12 διαδοχικών τόνων αποτελούν μία μουσική οκτάβα. Ως πρώτη οκτάβα έχουν οριστεί οι τόνοι με τις παρακάτω συχνότητες:

Σύμβολο Νότας	Συχνότητα 1 ^{ης} οκτάβας
C_1	32,703 Hz
$C\#_1$	34,648 Hz
D_1	36,708 Hz
$D\#_1$	38,891 Hz
E_1	41,203 Hz
F_1	43,654 Hz
$F\#_1$	46,249 Hz
G_1	48,999 Hz
$G\#_1$	51,913 Hz
A_1	55,00 Hz
$A\#_1$	58,27 Hz
B_1	61,735 Hz

Πίνακας 1. Οι συχνότητες του ήχου για τις μουσικές νότες της 1ης οκτάβας.



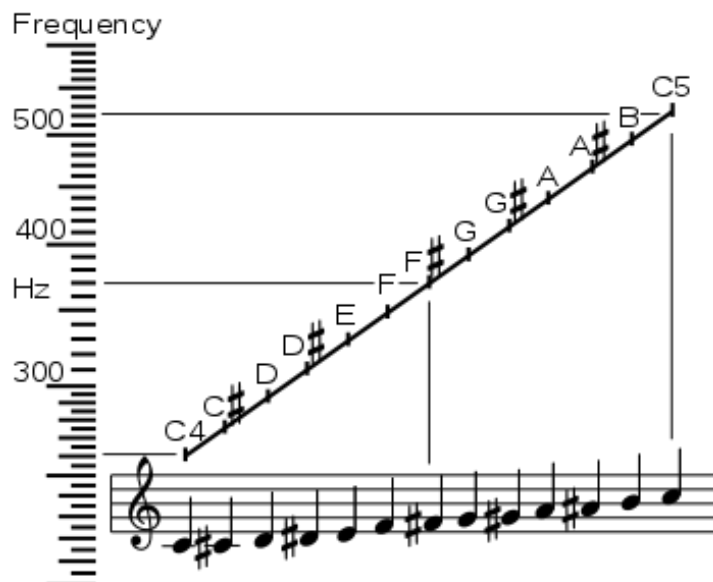
Σχήμα 3. Η διαδοχή των 12 μουσικών τόνων πάνω στο πιάνο.

Για τη μετάβαση λοιπόν από έναν τόνο στον ίδιο της επόμενης οκτάβας, η σχέση είναι :

$$f' = 2f \quad (1)$$

Ενώ από έναν τόνο στον αμέσως επόμενο :

$$f'' = 2f10^{\frac{1}{12}} \quad (2)$$



Σχήμα 4. Σχέση τόνων - συχνότητας.

Κατ'αυτὸν τὸν τρόπο ορίζονται οἱ τόνοι σὲς οκτὰβες οἱ ὁποῖες καλύπτουν τὸ ακουστό φάσμα συχνότητων. Σημειώνεται ὅτι τὸ ἀνθρώπινο αὐτί δὲν ἔχει τὴ δυνατότητα νὰ ἀντιληφτεῖ ἠχητικὰ σήματα συχνότητας χαμηλότερης τῶν 20Hz καὶ υψηλότερης τῶν 20kHz περίπου.

1.3 Η κιθάρα και ο τρόπος που παράγονται οἱ νότες ἀπὸ αὐτήν

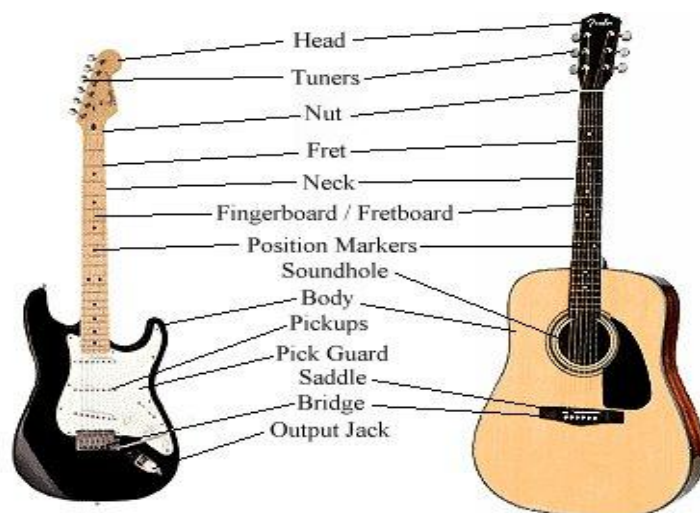
Ἡ κιθάρα, ὅπως ὅλα τὰ ἐγχόρδα μουσικὰ ὄργανα, παράγει ἤχους ἀπὸ τὴν ταλάντωση ελαστικῶν ἰνῶν, τὶς χορδές. Οἱ παραγόμενες συχνότητες ἀπὸ μὴα χορδῆ ἐξαρτῶνται ἀπὸ τὸ πάχος, τὸ μήκος καὶ τὸ βαθμὸ ἐφελκυσμοῦ αὐτῆς.

Συγκεκριμένα, ὅσο μειώνεται τὸ πάχος ἢ τὸ μήκος τῆς χορδῆς τόσο αὐξάνεται ἡ παραγόμενη συχνότητα. Ἐπίσης, ἡ παραγόμενη συχνότητα εἶναι μεγαλύτερη ὅσο πιο τεντωμένη εἶναι ἡ χορδῆ, ἐνῶ ὅσο χαλαρώνει, ἡ συχνότητα μικραίνει.

Ἡ κιθάρα ἀποτελεῖται ἀπὸ 6 χορδές διαφορετικοῦ πάχους. Ἐτσι κάθε χορδῆ ἔχει ἓνα διαφορετικὸ φάσμα παραγόμενων συχνότητων. Ἐκινῶντας ἀπὸ πάνω, οἱ χορδές τὶς κιθάρας εἶναι παχύτερες καὶ ὅσο κατεβαίνουμε λεπταίνου. Ἐτσι καὶ οἱ ἠχητικὲς συχνότητες που παράγονται ὅσο κατεβαίνουμε εἶναι οξύτερες.

Το μήκος είναι το ίδιο σε όλες τις χορδές, αλλά το αυξομειώνουμε εμείς πατώντας σε διαφορετικά σημεία πάνω στο "λαιμό" της κιθάρας, στην ταστιέρα, για να παίξουμε τις νότες που θέλουμε.

Τέλος, ο βαθμός τάνυσης των χορδών έχει επίδραση στην παραγόμενη συχνότητα, γεγονός το οποίο αξιοποιείται στη διαδικασία κουρδίσματος για την προρύθμιση του τόνου που θα παράγεται από κάθε χορδή. Αυτό επιτυγχάνεται περιστρέφοντας τα κλειδιά του κουρδίσματος που βρίσκονται στην "κεφαλή" της κιθάρας.



Σχήμα 5. Τα μέρη από τα οποία αποτελείται μια ηλεκτρική και μια ακουστική κιθάρα.

Το συνηθέστερο κούρδισμα που χρησιμοποιείται για την κιθάρα είναι το *E-B-G-D-A-E* ξεκινώντας από κάτω (χορδή 1^η) προς τα πάνω (χορδή 6^η).

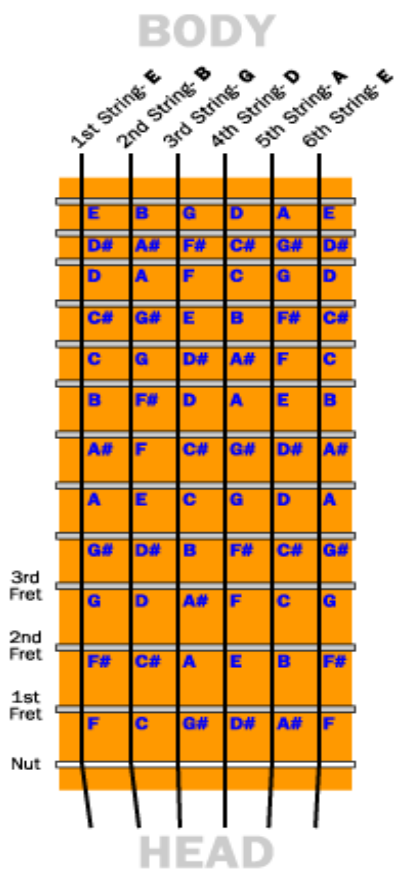
Για κάθε ένα τάστο που πατάμε, μειώνουμε λίγο το μήκος της χορδής και παράγεται ένας τόνος οξύτερος από τον προηγούμενο. Έτσι αν πιέσουμε την πρώτη χορδή, που ελεύθερη βγάζει *E*, στο πρώτο τάστο, θα βγάλει *F* και στο δεύτερο *F#*.

Το ίδιο συμβαίνει και με την 6^η χορδή που ελεύθερη είναι επίσης *E*, αλλά επειδή είναι παχύτερη, οι ίδιες νότες θα ακουστούν σε χαμηλότερη οκτάβα.

Στις υπόλοιπες χορδές που κουρδίζονται σε διαφορετικές νότες, επικρατεί η ίδια ακολουθία (*C C# D D# E F F# G G# A A# B*) αλλά ξεκινώντας από τον αρχικό τόνο.

Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε τους τόνους που βγάζει η κάθε χορδή της κιθάρας στο τυποποιημένο κούρδισμα, στα 12 πρώτα τάστα, ενώ στον διπλανό πίνακα παρατίθενται η νότα (μαζί με την αντιστοιχη θεμελιώδη συχνότητα) που παράγεται από την κάθε χορδή της κιθάρας στο τυποποιημένο κούρδισμα.

Οι κιθάρες έχουν συνήθως 18-24 τάστα, οπότε 1,5-2 οκτάβες για κάθε χορδή. Γίνεται αντιληπτό πως αν το αρχικό κούρδισμα είναι σε διαφορετικό τόνο, αλλάζει και όλη η ακολουθία της χορδής.



Σχήμα 6. Οι τόνοι της κάθε χορδής της κιθάρας στο τυποποιημένο κούρδισμα, για τα 12 πρώτα τάστα.

Χορδή (Νότα)	Συχνότητα
1 ^η (E4)	329,628Hz
2 ^η (B3)	246,942Hz
3 ^η (G3)	195,998Hz
4 ^η (D3)	146,832Hz
5 ^η (A2)	110Hz
6 ^η (E2)	82,407Hz

Πίνακας 2. Οι νότες και οι αντιστοιχες συχνότητες για το τυποποιημένο κούρδισμα κιθάρας.

1.4 Η τεχνική του κουρδίσματος

Στην αρχή το κούρδισμα των μουσικών οργάνων γινόταν καθαρά εμπειρικά. Μία βασική ικανότητα που έπρεπε να έχει ο μουσικός ήταν να μπορεί να αναγνωρίσει ακουστικά τουλάχιστον έναν βασικό μουσικό τόνο, και σύμφωνα με αυτόν να κουρδίσει το μουσικό όργανο.

Πολλές φορές, όταν δύο ή παραπάνω μουσικά όργανα έπρεπε να παίξουν μαζί, απλά οι μουσικοί κούρδιζαν έτσι ώστε σε συγκεκριμένα πατήματα να βγαίνουν οι ίδιοι τόνοι, χωρίς να τους ενδιαφέρει ποιο ακριβώς ήταν αυτοί, ή αν έπαιζαν ακριβώς πάνω σε τόνο ή ενδιάμεσα δύο τόνων.

Ο τρόπος κουρδίσματος των μουσικών οργάνων πάνω στις πραγματικές νότες που χρησιμοποιούταν μέχρι και τα μέσα του 20^{ου} αιώνα, αλλά χρησιμοποιείται από πολλούς ακόμα και σήμερα (κυρίως για το κούρδισμα οργάνων ορχήστρας), είναι με ένα μουσικό όργανο που παράγει έναν τυποποιημένο τόνο χωρίς να ξεκουρδίζεται.

Ένα τέτοιο όργανο είναι το γνωστό σε όλους διαπασών. Το διαπασών αποτελείται από δύο παράλληλους μεταλλικούς βραχίονες που σχηματίζουν ένα «πέταλο», του οποίου οι δονήσεις παράγουν έναν σταθερό τόνο, συνήθως τον τόνο Λα της 4^{ης} οκτάβας,

δηλαδή ηχητική συχνότητα 440Hz. Με βάση τον τόνο αυτό αναφοράς, ένας έμπειρος μουσικός μπορούσε να κουρδίσει με μεγάλη ακρίβεια το όργανο.

Στην κιθάρα, για παράδειγμα, ο τόνος A4 βρίσκεται στο 5^ο τάστο της 1^{ης} χορδής. Το πατάμε λοιπόν και κουρδίζουμε μέχρι να ακούγεται ο ίδιος ήχος με το διαπασών. Αφού κουρδίσουμε την πρώτη χορδή, ξέρουμε ότι ελεύθερη βγάζει E4 όπου είναι ο τόνος της 2^{ης} χορδής στο 5^ο τάστο. Με οδηγό λοιπόν την 1^η χορδή κουρδίζουμε και την 2^η και ούτω καθεξής.



Σχήμα 7. Διαπασών για το κούρδισμα μουσικών οργάνων.

Γίνεται αντιληπτό ότι, ακόμα και αυτός ο τρόπος κουρδίσματος παρουσιάζει αρκετές δυσκολίες για κάποιον που δεν διαθέτει την απαραίτητη εμπειρία και το κατάλληλα εκπαιδευμένο αυτί.

Από το δεύτερο μισό του 20^{ου} αιώνα υπάρχουν ηλεκτρονικές συσκευές κουρδίσματος των μουσικών οργάνων οι οποίες στην ουσία ανιχνεύουν την συχνότητα του παραγόμενου ήχου και μας δείχνουν σε ποιον τόνο αντιστοιχεί, ή αν βρίσκεται ενδιάμεσα δύο τόνων, έτσι ώστε να το κούρδισμα να γίνεται εύκολα και με ακρίβεια.

Κάποιες από τις συσκευές αυτές διαθέτουν μόνο LEDs τα οποία δείχνουν εάν ο παραγόμενος ήχος βρίσκεται ακριβώς πάνω στον τόνο, πιο πριν ή πιο μετά. Άλλα έχουν αναλογική ένδειξη με βελόνα για να μας δείχνουν σε ποιο σημείο της μουσικής κλίμακας παίζουμε, και άλλα ψηφιακή απεικόνιση σε LCD display. Σήμερα υπάρχουν και ρομποτικά κουρδιστήρια τα οποία όχι μόνο ανιχνεύουν την συχνότητα του ήχου, αλλά μπορούν τα ίδια και να κουρδίσουν το όργανο, χρησιμοποιώντας έναν μικρό κινητήρα για την αυτόματη περιστροφή των κλειδιών της κιθάρας. Υπάρχουν ακόμα και προγράμματα στον υπολογιστή με τα οποία μπορεί κάποιος να κουρδίσει, οδηγώντας το σήμα από την κιθάρα στην είσοδο της κάρτας ήχου του υπολογιστή.

Ορισμένα αντιπροσωπευτικά παραδείγματα εμπορικά διαθέσιμων τέτοιων προϊόντων παρουσιάζονται στο σχήμα που ακολουθεί.



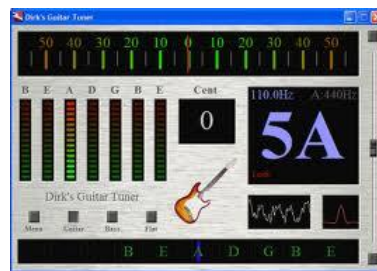
(α)



(β)



(γ)



(δ)



(ε)

Σχήμα 8. Παραδείγματα εμπορικά διαθέσιμων προϊόντων για την υποβοήθηση του κορδίσματος κιθάρας: (α) Κορδιστήρι με ενδείξεις LED της εταιρείας 'J&H'. (β) Κορδιστήρι αναλογικής ένδειξης με βελόνα της εταιρείας 'BOSS'. (γ) Κορδιστήρι ψηφιακής ένδειξης της εταιρείας 'KORG'. (δ) Λογισμικό κορδίσματος μέσω Η/Υ. (ε) Το ρομποτικό κορδιστήρι 'TunerMatic' της εταιρείας 'String Master'.

1.5 Σύνοψη κεφαλαίου

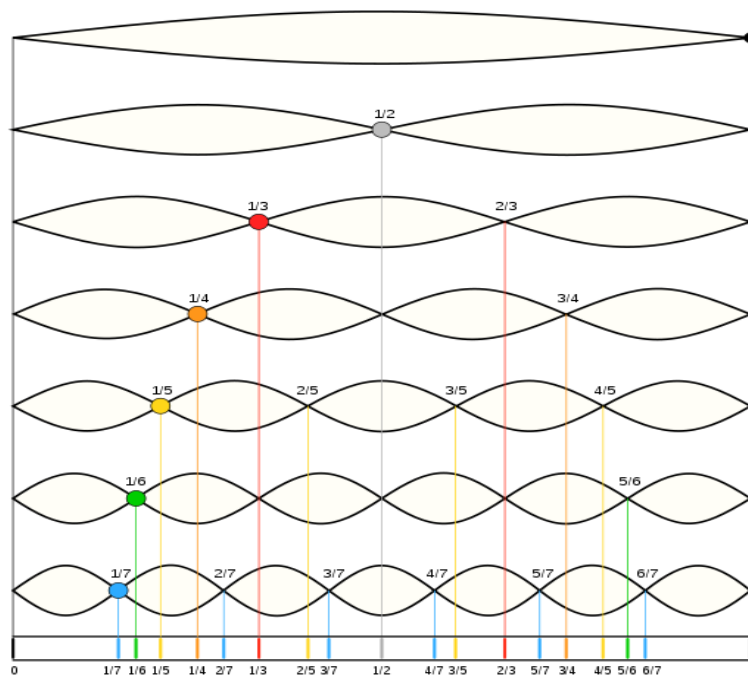
Στο πρώτο κεφάλαιο της εργασίας παρουσιάστηκε η ανάγκη τονίσματος των μουσικών οργάνων, όπως αυτή προσεγγίζεται τόσο στη συμφωνία δύο μουσικών οργάνων που παίζουν μαζί, όσο και στη δυνατότητα να αποτυπωθεί ένα μουσικό κομμάτι σε έγγραφη μορφή. Έγινε αναφορά επίσης στις συγκεκριμένες συχνότητες στις οποίες αντιστοιχούν οι 12 μουσικοί τόνοι, σε αυτήν που έχει οριστεί ως η πρώτη οκτάβα της σύγχρονης μουσικής κλίμακας, καθώς και η σχέση μεταξύ των συχνοτήτων σε διαδοχικές οκτάβες παίρνοντας μια ιδέα για τα σημεία που συναντάμε την κάθε νότα, στο φάσμα των ακουστών συχνοτήτων. Παρουσιάστηκε επίσης ο τρόπος που παράγονται οι μουσικές νότες από την κιθάρα, καθώς και τον βασικό τονισμό της. Τέλος είδαμε ότι σήμερα όλα τα κορδιστήρια κιθάρας στηρίζονται στη μέτρηση της συχνότητας του παραγόμενου ήχου και της αντιστοίχησης της με μουσικό τόνο. Στη βάση αυτή υλοποιήθηκε και η ηλεκτρονική διάταξη της παρούσας πτυχιακής, η ανάπτυξη της οποίας παρουσιάζεται στα κεφάλαια που ακολουθούν.

Η Κατασκευή της Διάταξης

2.1 Μοντέλο Λειτουργίας

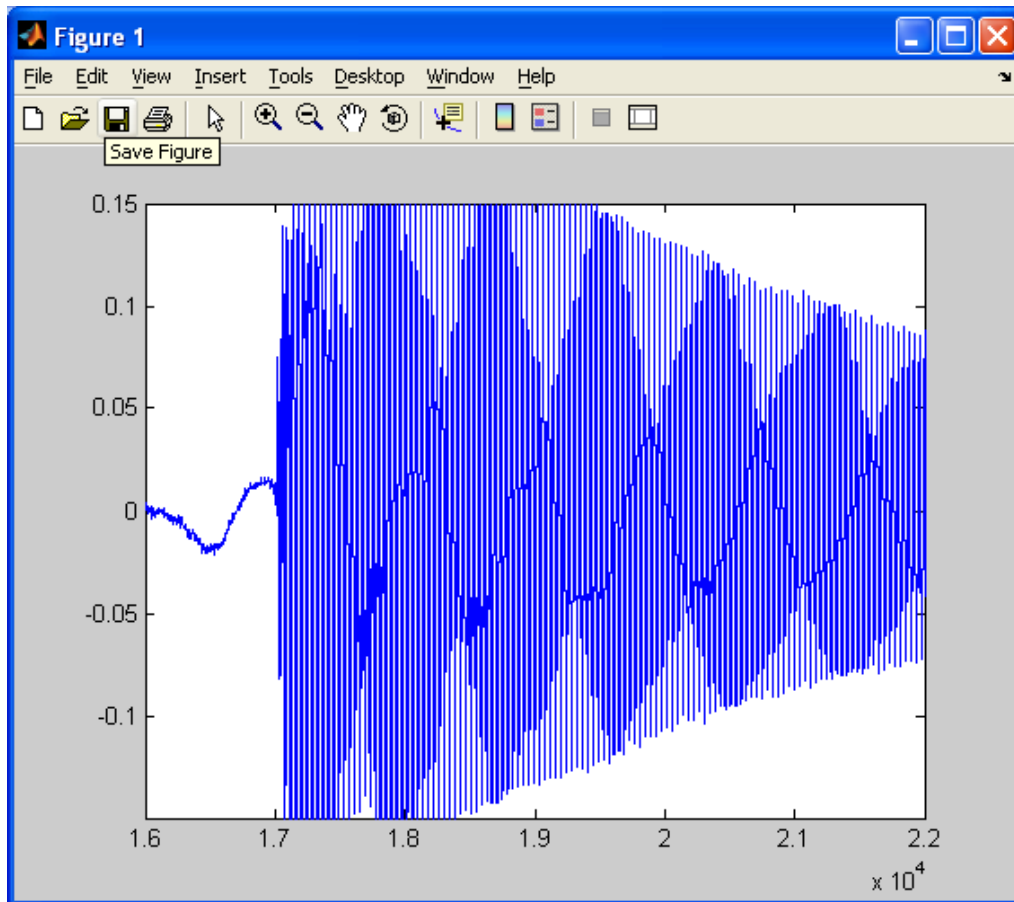
Η διάταξη η οποία υλοποιήθηκε ανιχνεύει την συχνότητα του παραγόμενου ήχου και αποτυπώνει τόσο αυτήν, όσο και την νότα στην οποία αντιστοιχεί σε μια LCD οθόνη. Αν η συχνότητα αυτή δεν αντιστοιχεί ακριβώς σε κάποια νότα, μας δείχνει την πλησιέστερη, με μια ένδειξη "-" ή "+", ανάλογα αν η παραγόμενη συχνότητα είναι πριν ή μετά την νότα. Η λειτουργία της διάταξης υλοποιείται με τη χρήση ενός μικροελεγκτή, ο οποίος διαβάζει το σήμα που παράγεται από την κιθάρα και στην συνέχεια υπολογίζει την συχνότητά του.

Το βασικό πρόβλημα εντοπίζεται στη παρουσία των αρμονικών συχνοτήτων που εμφανίζονται στον ήχο της κιθάρας, όπως και σε κάθε άλλου μουσικού οργάνου σε μικρότερο ή μεγαλύτερο βαθμό. Οι αρμονικές εμφανίζονται σε συχνότητες οι οποίες είναι ακέραια πολλαπλάσια της βασικής.



Σχήμα 9. Αρμονικές συχνότητες στο σήμα του ήχου.

Με την παρακάτω γραφική αναπαράσταση ηχογραφημένης χορδής της κιθάρας, μέσω λογισμικού στον υπολογιστή (Matlab), παίρνουμε μια ιδέα του παραγόμενου σήματος.



Σχήμα 10. Αποτύπωση από το Matlab ηχογραφημένης χορδής της κιθάρας.

Η παρουσία των αρμονικών στο σήμα που λαμβάνεται από την κιθάρα γενικά δυσχεραίνει τον προσδιορισμό της θεμελιώδους συχνότητας. Αρχικά, εξετάστηκε το ενδεχόμενο η ανάλυση του σήματος να γίνει στο πεδίο της συχνότητας, μέσω του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transformation, FFT). Η υλοποίηση όμως του FFT στον μικροελεγκτή ATmega16, ο οποίος θα αποτελούσε την πλατφόρμα υλοποίησης της διάταξης, παρουσίαζε αρκετές δυσκολίες, κυρίως λόγω της περιορισμένης μνήμης SRAM του μικροελεγκτή, που είναι μόλις 1kB. Επιπρόσθετα, ο αυξημένος υπολογιστικός φόρτος για την υλοποίηση του FFT, με δεδομένο και ότι ο εν λόγω μικροελεγκτής δεν υποστηρίζει εγγενώς πράξεις με αριθμούς κινητής υποδιαστολής, θα καθιστούσε απαγορευτική την επεξεργασία των σημάτων σε πραγματικό χρόνο

Για τους παραπάνω λόγους, αποφασίστηκε η ενσωμάτωση στη διάταξη κατάλληλων αναλογικών ηλεκτρονικών για την απαλοιφή των αρμονικών από το προερχόμενο από την κιθάρα σήμα. Αυτό δεν μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση χαμηλοπερατού φίλτρου με σταθερή συχνότητα αποκοπής, καθώς η χαμηλότερη χορδή της κιθάρας έχει βασική

συχνότητα 82Hz ενώ η υψηλότερη 330Hz, οπότε αν φτιάχναμε ένα σταθερό χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής λίγο πάνω από τα 330Hz, για να μπορεί να πιάσει και την υψηλότερη συχνότητα, θα επέτρεπε τη διέλευση σε άλλες τρεις αρμονικές της χαμηλότερης χορδής, σε δύο αρμονικές της δεύτερης χαμηλότερης και σε μία αρμονική της τρίτης.

Μετά από αναζήτηση καταλήξαμε στην χρήση του ολοκληρωμένου LMF100 της National Semiconductor. Το LMF100 είναι ένα προγραμματιζόμενο φίλτρο με αρχιτεκτονική διακοπόμενων πυκνωτών (switched capacitor filter), το οποίο, ανάλογα με τη συνδεσμολογία συγκεκριμένων εξωτερικών αντιστάσεων, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως χαμηλοπερατό, υψηλοπερατό, ή ζωνοπερατό, 2^{ης} ή 4^{ης} τάξης, με τον επιθυμητό συντελεστή ποιότητας. Ακόμα πιο σημαντικό για την εφαρμογή μας χαρακτηριστικό του LMF100, είναι το ότι η συχνότητα αποκοπής (σε περίπτωση υλοποίησης υψηλοπερατού ή χαμηλοπερατού φίλτρου), ή η κεντρική συχνότητα της ζώνης διέλευσης (σε περίπτωση που υλοποιείται ζωνοπερατό φίλτρο), καθορίζεται από τη συχνότητα ενός εξωτερικά εφαρμοζόμενου σήματος χρονισμού του ολοκληρωμένου.

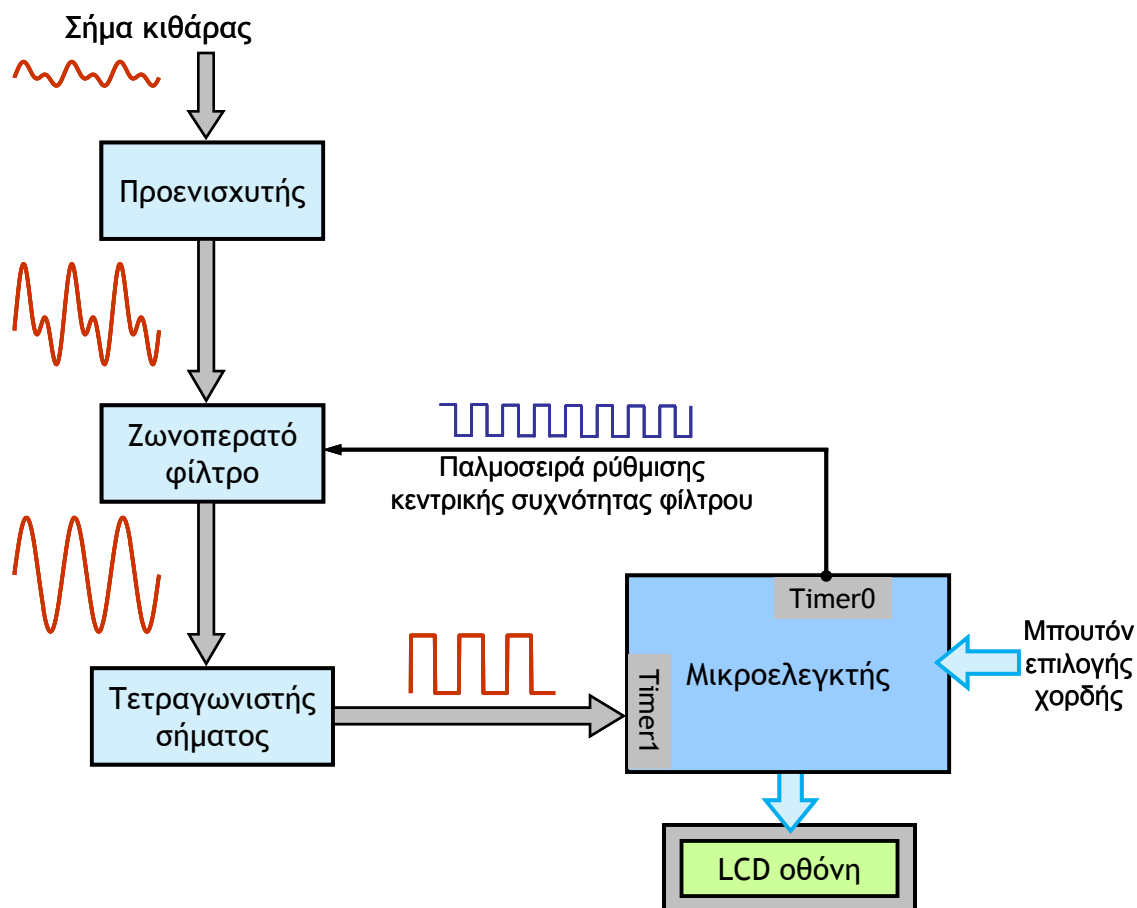
Για τις ανάγκες της εφαρμογής μας, το LMF100 χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση ενός ζωνοπερατού φίλτρου. Επιλέγοντας, μέσω ενός μπουτόν, τη χορδή που επιθυμούμε να κουρδίσουμε, ο μικροελεγκτής μεταβάλλει κατάλληλα τη συχνότητα της παλμοσειράς ρύθμισης της κεντρικής συχνότητας διέλευσης του φίλτρου.

Μετά το φίλτρο, αφού το σήμα έχει την μορφή καθαρού ημιτόνου, μετατρέπεται μέσω ενός “τετραγωνιστή” σήματος, σε τετραγωνικό παλμό ίδιας συχνότητας, ώστε να έχει καλύτερη ευκρίνεια στο να “διαβάζει” τις διελεύσεις από το μηδέν ο μικροελεγκτής.

Το καθαρό πλέον τετραγωνικό σήμα, επιπέδου 0-5V, οδηγείται στον μικροελεγκτή, και συγκεκριμένα στον ακροδέκτη εισόδου της μονάδας input capture (μονάδα σύλληψης εισόδου) του χρονιστή Timer1. Με τη βοήθεια της μονάδας αυτής καταγράφονται οι χρονικές στιγμές εμφάνισης των παλμών (όπως αυτές προσδιορίζονται από το ανερχόμενο μέτωπό τους), προκειμένου να υπολογιστεί η συχνότητα του σήματος. Στη συνέχεια, μέσω μαθηματικών πράξεων και αφού του έχουμε περασμένες τις βασικές συχνότητες κάθε τόνου, ο μικροελεγκτής υπολογίζει σε ποιον τόνο αντιστοιχεί η συχνότητα αυτή. Η πληροφορία αυτή εμφανίζεται σε μια LCD οθόνη, καθώς και ποια χορδή έχουμε επιλεγμένη, από το button, προς κούρδισμα.

Η επεξεργασία του σήματος από την κιθάρα γίνεται επομένως σε τέσσερα βασικά στάδια. Τα τρία πρώτα εξ'αυτών έχουν υλοποιηθεί με αναλογικά ηλεκτρονικά και είναι το στάδιο προενίσχυσης του σήματος, το στάδιο του φιλτραρίσματος για την απαλοιφή των αρμονικών, και το στάδιο μετατροπής του ημιτονοειδούς παλμού σε τετραγωνικό. Το τέταρτο στάδιο επεξεργασίας, το οποίο υλοποιείται μέσω του μικροελεγκτή, είναι αυτό της ανίχνευσης της συχνότητας του σήματος και της αντιστοίχισής της με μουσικό τόνο.

Τα στάδια αυτά απεικονίζονται στο γενικό διάγραμμα του παρακάτω σχήματος.



Σχήμα 11. Λειτουργικό διάγραμμα της διάταξης που αναπτύχθηκε.

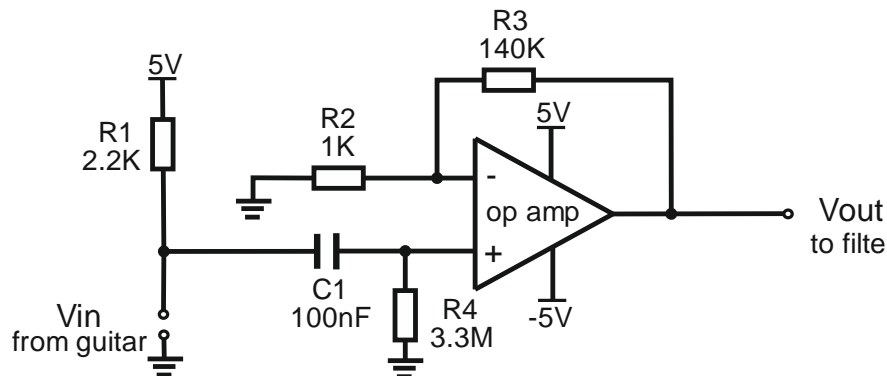
2.2 Ο προενισχυτής του σήματος εισόδου

Το σήμα που λαμβάνεται από την κιθάρα χρειάζεται ενίσχυση προκειμένου να είναι εφικτή η επεξεργασία του από τον μικροελεγκτή. Το πλάτος του σήματος από την κιθάρα εξαρτάται από το πόσο δυνατά χτυπάμε την χορδή, από το ποια χορδή είναι, αφού οι λεπτότερες χορδές παράγουν σήμα μικρότερου πλάτους από τις παχύτερες, καθώς και από το επίπεδο της "έντασης" όπου έχουμε επιλέξει για το σήμα εξόδου, από το ποτενοσιόμετρο της κιθάρας "volume". Γενικά, η μέγιστη τιμή του πλάτους (χωρίς ενίσχυση) μπορεί να φτάσει τα 200mV περίπου.

Επίσης η μέγιστη τιμή του εισερχομένου σήματος μεταβάλλεται ανάλογα και με τον χρόνο, εφόσον ξεκινάει δυνατό όταν πρώτο-χτυπήσουμε την χορδή και σταδιακά εξασθενεί (βλέπε σχήμα 10).

Έτσι επιλέξαμε ένα μεγάλο κέρδος ενίσχυσης για τον προενισχυτή, της τάξης του 141, ώστε να μπορεί να διαβαστεί από τον μικροελεγκτή το σήμα της κιθάρας ακόμα και από τα 20mV ($0.02 \cdot 141 = 2.82V$). Φυσικά λόγω της πόλωσης του ενισχυτή στα 5V, δεν μπορεί όσο και να ενισχυθεί το σήμα μας, να υπερβεί αυτή τη τιμή και να γίνει επικίνδυνο για τον μικροελεγκτή.

Χρησιμοποιούμε ένα κύκλωμα γραμμικού ενισχυτή σε μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία, όπως φαίνεται στο διάγραμμα του παρακάτω σχήματος. Η είσοδος της κιθάρας είναι πολωμένη με συνεχή τάση +5V μέσω μιας αντίστασης 2.2K.



Σχήμα 12. Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος προενίσχυσης του σήματος από την κιθάρα.

Ο πυκνωτής C1 και η αντίσταση R4 αποτελούν ένα υπερβατό φίλτρο, το οποίο αποκόπει τη DC-συνιστώσα του σήματος. Το κάτω όριο της ζώνης διέλευσης του φίλτρου υπολογίζεται ως:

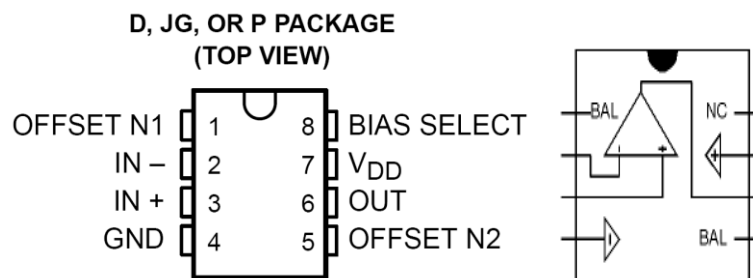
$$f_c = \frac{1}{2\pi(3.3M\Omega)(100nF)} = 0.48Hz \quad (3)$$

Το κέρδος της βαθμίδας του ενισχυτή είναι:

$$G = \frac{R_3 + R_2}{R_2} = \frac{140 + 1}{1} = 141 \quad (4)$$

Στον τελεστικό ενισχυτή χρησιμοποιείται συμμετρική τροφοδοσία (+/-5V), προκειμένου να λαμβάνεται ολόκληρο το AC σήμα, καθώς με τροφοδοσία +5V και GND παίρνουμε μόνο το ημιανορθωμένο θετικό.

Το ολοκληρωμένο που χρησιμοποιήσαμε για τον τελεστικό ενισχυτή είναι το TIL271 το οποίο αποτελείται από έναν τελεστικό ενισχυτή, όπως φαίνεται παρακάτω, και μπορεί να πάρει τροφοδοσία 3-16V.



Σχήμα 13. Το ολοκληρωμένο του τελεστικού tlc271.

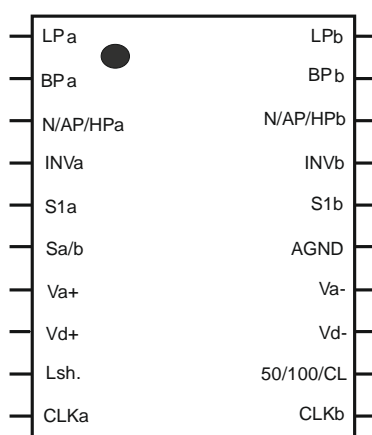
2.3 Το φίλτρο απαλοιφής αρμονικών

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, για την απαλοιφή των υψηλότερων αρμονικών συχνοτήτων από το σήμα μας χρησιμοποιήθηκε το ολοκληρωμένο κύκλωμα LMF100 της National Semiconductors, το οποίο αποτελεί μία μονάδα προγραμματιζόμενου φίλτρου διακοπόμενων πυκνωτών (switched capacitor filter).

Πιο συγκεκριμένα, το LMF100 ενσωματώνει σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα των 20 pins δύο ανεξάρτητα φίλτρα δευτέρας τάξης, καθένα από τα οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως lowpass, bandpass, highpass, allpass ή notch. Η είσοδος είναι από τα pin 4 και 17, για το φίλτρο α' και β', αντίστοιχα. Ανάλογα το mode λειτουργίας (όπως αυτά περιγράφονται από τον κατασκευαστή στο manual) και τις εξωτερικές αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται (από δύο έως τέσσερεις), ρυθμίζονται τα χαρακτηριστικά του φίλτρου (κεντρική συχνότητα, κέρδος και συντελεστής ποιότητας). Η επιλογή της κεντρικής συχνότητας f_0 του φίλτρου (αποκοπής ή διέλευσης, ανάλογα με τον τύπο του φίλτρου που υλοποιείται) γίνεται με βάση τη συχνότητα f_{CLK} ενός εξωτερικού σήματος ρολογιού, σύμφωνα με τη σχέση:

$$f_0 = \frac{f_{CLK}}{N}, \quad (5)$$

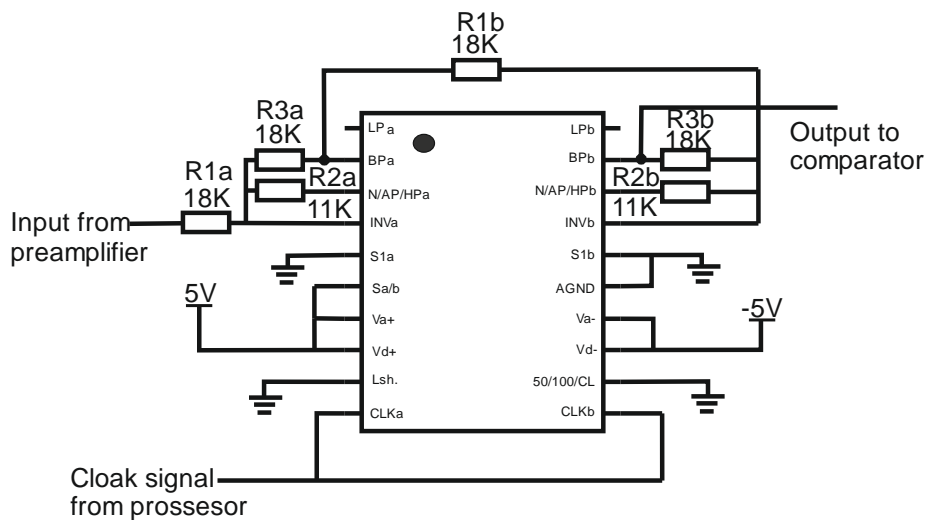
Παρέχονται δύο επιλογές για το διαιρέτη συχνότητας N (συγκεκριμένα, $N=100$ ή $N=50$), ανάλογα με την πόλωση του pin 12 του ολοκληρωμένου. Το σήμα ρολογιού για το φίλτρο α' παρέχεται στο pin 10, ενώ για το φίλτρο β' στο pin 11. Τα υπόλοιπα pin του ολοκληρωμένου πολώνονται στην τροφοδοσία ή τη γείωση, ανάλογα με το mode λειτουργίας που έχουμε επιλέξει. Το κύκλωμα μπορεί να λειτουργήσει με συμμετρική τροφοδοσία +/-5V, ή με 0-10V δίνοντας μόνο το ημιανορθωμένο θετικό σήμα.



Σχήμα 14. Το ολοκληρωμένο LMF100.

Για τις ανάγκες της διάταξης μας, το LMF100 χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση ενός φίλτρου τέταρτης τάξης, μέσω της εν σειρά διασύνδεσης των δύο φίλτρων δευτέρας τάξης, προκειμένου να επιτευχθεί μεγαλύτερος ρυθμός αποκοπής για τις εκτός της ζώνης διέλευσης συχνότητες. Καθένα από τα bandpass φίλτρα δευτέρας τάξης έχει υλοποιηθεί

με συντελεστή ποιότητας 1.6 και κέρδος 1, με τη κεντρική συχνότητα του φίλτρου να καθορίζεται από τη συχνότητα του εξωτερικού σήματος ρολογιού με λόγο διαίρεσης $N=100$. Η συνδεσμολογία που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 15. Η συνδεσμολογία που χρησιμοποιήθηκε στη διάταξη για το LMF100.

Οι εξωτερικές αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται για την ρύθμιση των χαρακτηριστικών του φίλτρου, αριθμούνται από τον κατασκευαστή ανάλογα το pin στο οποίο συνδέονται. Έτσι για το κάθε φίλτρο η R1 συνδέεται στο pin "INV", η R2 στο "N/AP/HP", η R3 στο "BP" και η R4 στο "LP". Από τα διαθέσιμα modes λειτουργίας του LMF100 (παρουσιάζονται αναλυτικά στο manual), επιλέχθηκε το mode 1. Στην περίπτωση αυτή, σύμφωνα με τις πληροφορίες του manual, το κέρδος του κάθε φίλτρου είναι:

$$H_{o_{BP}} = \text{Bandpass_gain}(at_f = f_0) = -\frac{R3}{R1} \rightarrow H_{o_{BP}} = -\frac{18K}{18K} = -1 \quad (6)$$

Σημειώνεται ότι η αναστροφή της πολικότητας του σήματος δεν δημιουργεί πρόβλημα, καθώς δεν αλλοιώνεται η συχνότητα του σήματος.

Ο συντελεστής ποιότητας (quality factor) του φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{R3}{R2} \rightarrow Q = \frac{18K}{11K} = 1.636 \rightarrow Q = \frac{f_0}{BW} \approx 1.6 \quad (7)$$

Όπου f_0 είναι η κεντρική συχνότητα και BW το εύρος της ζώνης διέλευσης του φίλτρου.

Οπότε για την έκτη χορδή, για την οποία θέτουμε ως κεντρική συχνότητα τα 71Hz, το εύρος της ζώνης διέλευσης θα είναι:

$$BW = \frac{f_0}{1.6} = \frac{71}{1.6} = 44.4Hz \quad (8)$$

Όταν έχουμε επιλεγμένη λοιπόν να κουρδίσουμε την πρώτη χορδή έχουμε μια περιοχή διέλευσης από τα 49 έως τα 93 περίπου Hz.

Αντίστοιχα, οι περιοχές διέλευσης και για τις υπόλοιπες χορδές είναι:

Χορδή	Κεντρική συχνότητα	Bandwidth	Περιοχή διέλευσης
6 ^η	71Hz	44,4Hz	48,8-93.2Hz
5 ^η	109Hz	68,1Hz	75-143Hz
4 ^η	152Hz	95Hz	105-200Hz
3 ^η	192kHz	120Hz	132-252Hz
2 ^η	250Hz	156,3Hz	172-328Hz
1 ^η	357Hz	223,1Hz	246-467Hz

Πίνακας 3. Οι περιοχές διέλευσης συχνοτήτων για την κάθε επιλεγμένη για κούρδισμα χορδή.

Παρατηρούμε ότι, όσο μεγαλώνει η συχνότητα της χορδής, διευρύνεται αντίστοιχα και η περιοχή διέλευσης συχνοτήτων. Αυτό αντιστοιχεί σε μια σταθερή περιοχή διέλευσης τόνων για κάθε επιλεγμένη για κούρδισμα χορδή, καθώς όσο μεγαλώνει η συχνότητα του τόνου, αυξάνεται και η απόσταση δύο τόνων μεταξύ τους.

Υπενθυμίζεται ότι η συχνότητα ενός μουσικού τόνου εν σχέση με τον προηγούμενό του είναι:

$$f' = 2f \cdot 10^{\frac{1}{12}} \quad (9)$$

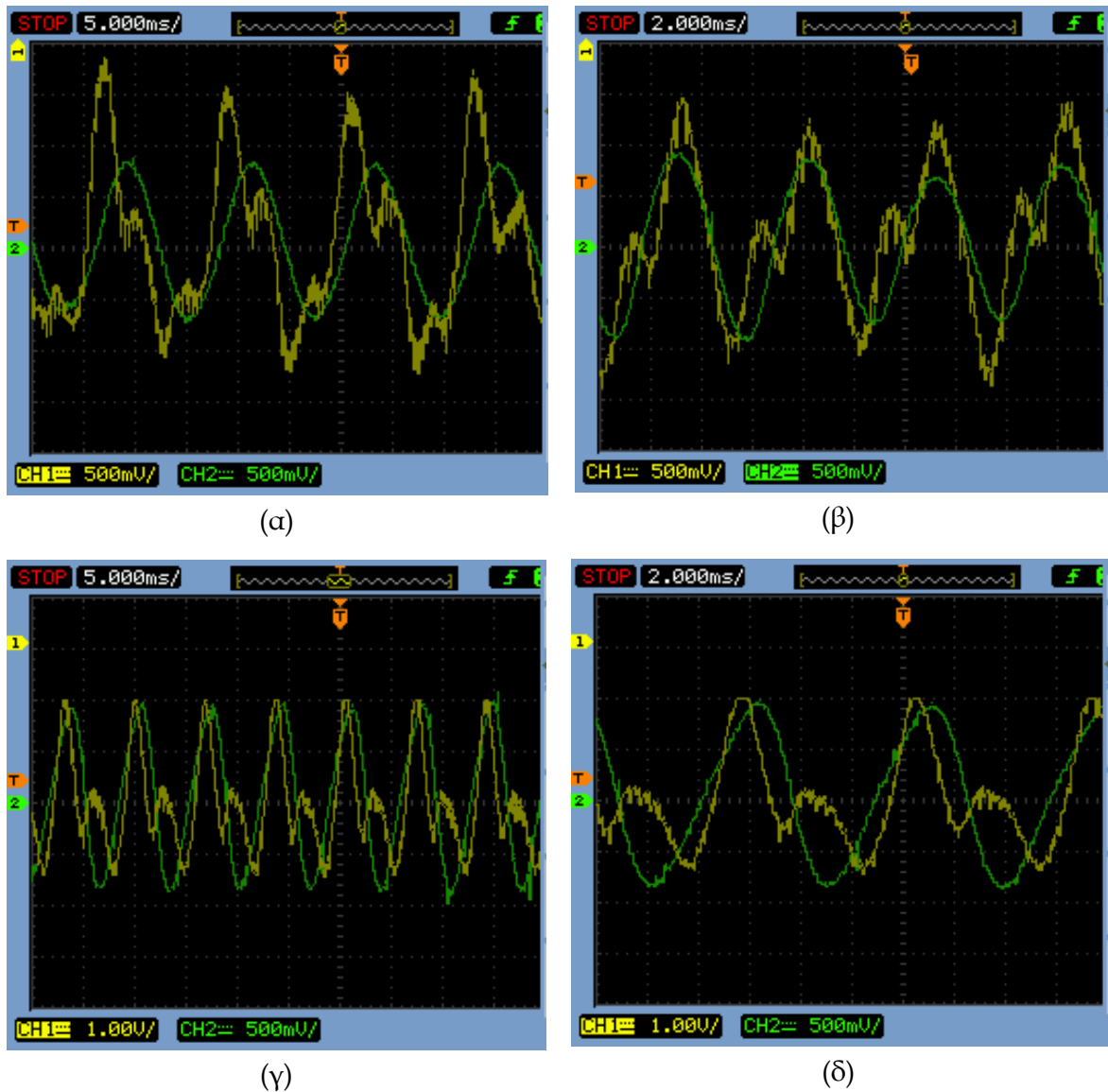
Ο συντελεστής ποιότητας του φίλτρου έχει υπολογιστεί έτσι ώστε να μην επιτρέπεται η διέλευση αρμονικών, με το άνω όριο δηλ. της ζώνης διέλευσης του φίλτρου να είναι σε συχνότητα χαμηλότερη από αυτήν της πρώτης αρμονικής.

Με τις ρυθμίσεις που επιλέχθηκαν για το LMF100, η κεντρική συχνότητα του φίλτρου προκύπτει διαιρώντας με 100 τη συχνότητα f_{CLK} του σήματος χρονισμού του ολοκληρωμένου. Στην εφαρμογή μας, το εν λόγω σήμα παράγεται από τη γεννήτρια συχνοτήτων του χρονιστή Timer0 του μικροελεγκτή. Με βάση τα παραπάνω, υπολογίστηκαν και υλοποιήθηκαν στο πρόγραμμα του μικροελεγκτή οι παρακάτω τιμές για τη συχνότητα f_{CLK} , προκειμένου να ρυθμίζεται κατάλληλα η περιοχή συχνοτήτων της ζώνης διέλευσης για κάθε μία από τις χορδές της κιθάρας:

Χορδή	Συχνότητα f_{CLK} του σήματος χρονισμού του LMF100
6 ^η	7,1kHz
5 ^η	10,9kHz
4 ^η	15,2kHz
3 ^η	19,2kHz
2 ^η	25kHz
1 ^η	35,7kHz

Πίνακας 4. Ρύθμιση της συχνότητας f_{CLK} για κάθε μία από τις χορδές της κιθάρας.

Ακολουθούν απεικονίσεις από ψηφιακό παλμογράφο, στις οποίες φαίνονται τα αποτελέσματα της παραπάνω υλοποίησης του προγραμματιζόμενου ζωνοπερατού φίλτρου μέσω του ολοκληρωμένου LMF100. Στο 1^ο κανάλι (κίτρινο χρώμα) απεικονίζεται το σήμα στην είσοδο και στο 2^ο κανάλι (με πράσινο χρώμα) στην έξοδο του φίλτρου, για 4 διαφορετικές χορδές.

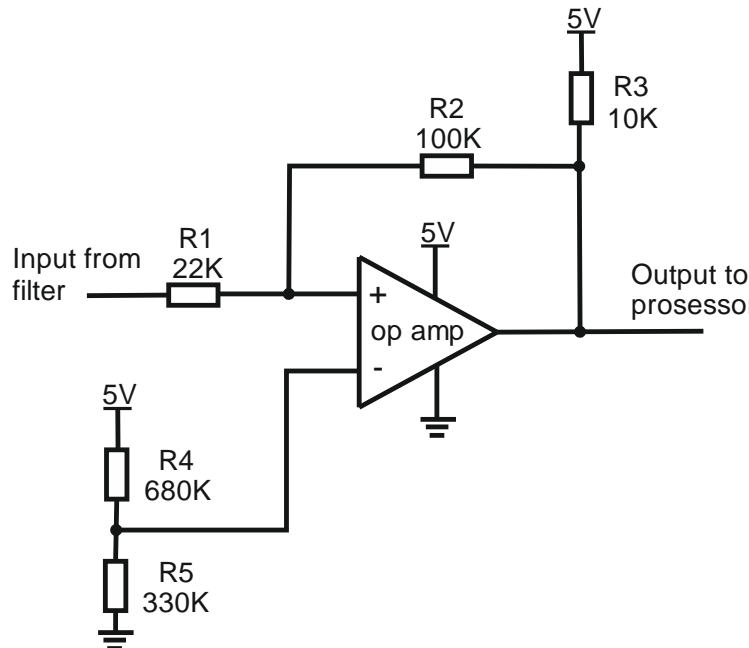


Σχήμα 16. Αποτυπώματα παλμογράφου, στα οποία φαίνεται το σήμα στην είσοδο (με κίτρινο χρώμα) και στην έξοδο (με πράσινο χρώμα) του φίλτρου.

2.4 Η μονάδα τετραγωνισμού του σήματος

Το επεξεργασμένο σήμα από την έξοδο του φίλτρου διέρχεται στη συνέχεια από τη μονάδα του τετραγωνιστή, πρώτον για να μην υπάρξει τυχόν αλλοίωση της συχνότητας του και δεύτερον, είναι ένας επιπλέον τρόπος προστασίας από ενδεχόμενους θορύβους. Η μονάδα σύλληψης εισόδου του μικροελεγκτή καταγράφει διελεύσεις από το 0, ώστε να μπορέσουμε να υπολογίσουμε την περίοδο και στην συνέχεια την συχνότητα ενός εναλλασσόμενου σήματος. Το ημιτονοειδές όμως σήμα διασχίζει υπό κάποια κλίση το 0.

Εμείς μέσω του τετραγωνιστή το μετατρέπουμε σε τετραγωνικό πλάτους 0-5V. Έχουμε θέσει λοιπόν μια τάση αναφοράς κάτω από την οποία το σήμα μετατρέπεται πάντα σε 0V και πάνω από αυτήν σε 5V. Έτσι, η μετάβαση από χαμηλό σε υψηλό δυναμικό γίνεται πάντα κάθετα στον άξονα του χρόνου δίνοντας την δυνατότητα στον μικροελεγκτή να καταγράψει με ακρίβεια τη χρονική στιγμή του συμβάντος. Επίσης, λόγω του κατωφλίου στη στάθμη μετατροπής, αποφεύγονται ανεπιθύμητες μικρού πλάτους διελεύσεις από το 0, οι οποίες οφείλονται σε θόρυβο. Ακολουθεί το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του τετραγωνιστή:



Σχήμα 17. Το κύκλωμα του τετραγωνιστή.

Η τάση αναφοράς (V_{ref}) οδηγείται μέσω του διαιρέτη τάσης των $R4$ και $R5$ στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή. Η τιμή της είναι:

$$V_{ref} = 5 \frac{R5}{R5 + R4} = 5 \frac{330K}{330K + 680K} = 1.65V \quad (10)$$

Αν υποθέσουμε αρχικά ότι $V_{in}=5V$ και $V_{out}=5V$ η τάση που οδηγείται στην μη-αναστρέφουσα είσοδο είναι:

$$\begin{aligned} V_+ &= V_{out} \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) + V_{in} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) = \\ &= 5 \left(\frac{22K}{22K + 100K} \right) + 5 \left(\frac{100K}{22K + 100K} \right) = 5(0.18) + 5(0.82) = 5V \end{aligned} \quad (11)$$

Επειδή η V_+ είναι μεγαλύτερη από την V_{ref} η τάση εξόδου εξακολουθεί να είναι 5V.

Όσο μειώνεται η V_{in} μειώνεται και η V_+ , αλλά όσο συνεχίζει να είναι μεγαλύτερη της V_{ref} , η V_{out} συνεχίζει να είναι 5V.

Όταν η V_{in} φτάσει την τιμή των $0,91V$, η $V+$ γίνεται μικρότερη της V_{ref} και η V_{out} από $5V$ γίνεται 0 .

$$V_+ = V_{out} \left(\frac{R1}{R1 + R2} \right) + V_{in} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) = \quad (12)$$

$$= 5 \left(\frac{22K}{22K + 100K} \right) + 0,91 \left(\frac{100K}{22K + 100K} \right) = 0,9 + 0,746 = 1,646V$$

Κάτω όριο λοιπόν της τάσης εισόδου για να έχουμε μεταγωγή στην έξοδο από $5V$ σε 0 είναι τα $0,91V$.

Αντίστοιχα αν υποθέσουμε ότι $V_{in}=0$ και $V_{out}=0$, η $V+$ γίνεται 0 οπότε και η V_{out} εξακολουθεί να είναι 0 .

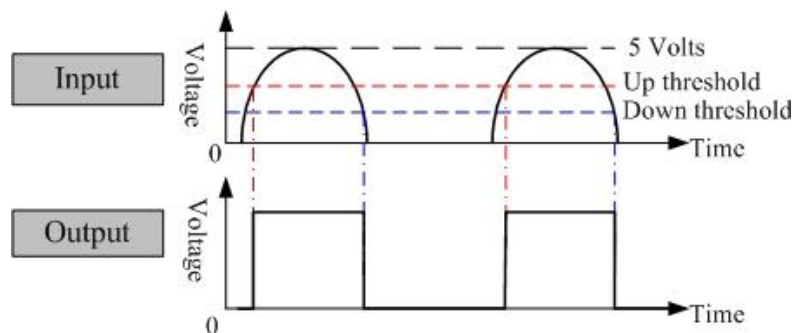
$$V_+ = V_{in} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) = 0 \left(\frac{100K}{22K + 100K} \right) = 0 \quad (13)$$

Όταν τώρα η V_{in} αυξηθεί στην τιμή των $2,01V$, η $V+$ θα γίνει μεγαλύτερη της τάσης αναφοράς (V_{ref}), οπότε η V_{out} θα γίνει ξανά $5V$.

$$V_+ = V_{in} \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right) = 2,01 \left(\frac{100K}{22K + 100K} \right) = 1,65V \quad (14)$$

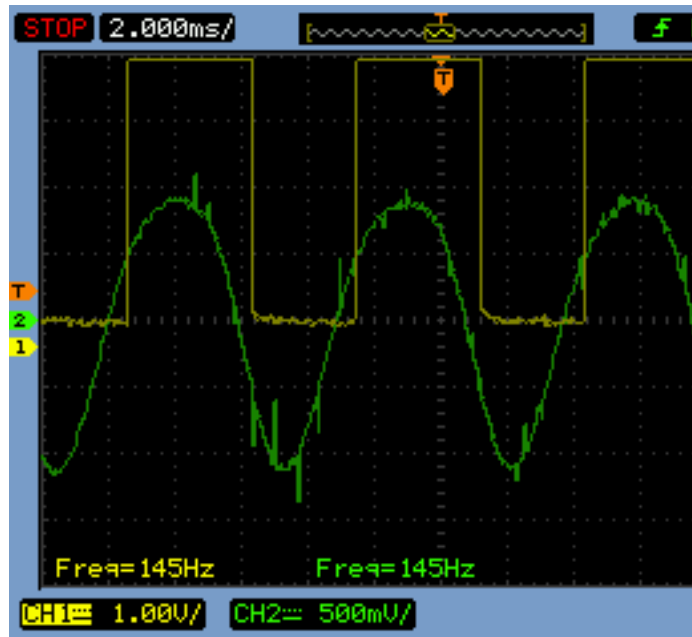
Άνω όριο λοιπόν της V_{in} για μεταγωγή της V_{out} από 0 σε $5V$ είναι τα $2,01V$.

Γραφικά η συμπεριφορά του κυκλώματος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



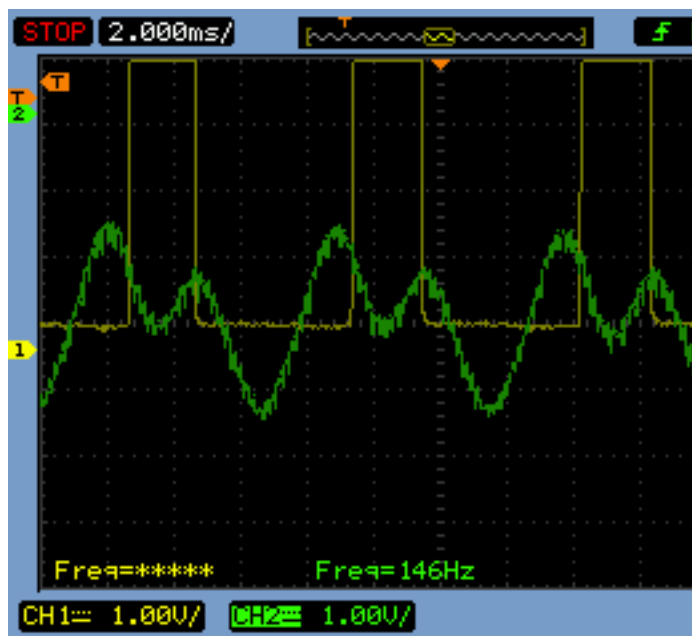
Σχήμα 18. Η λειτουργία του κυκλώματος του τετραγωνιστή.

Αν και, όπως γίνεται αντιληπτό, το κύκλωμα επιφέρει μια υστέρηση φάσης, αυτό δεν δημιουργεί πρόβλημα στην πράξη, καθώς δεν επηρεάζεται η συχνότητα του σήματος. Αυτό φαίνεται και στο αποτύπωμα του παλμογράφου που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα. Με πράσινο χρώμα διακρίνεται το σήμα στην έξοδο του φίλτρου, ενώ με κίτρινο χρώμα το σήμα στην έξοδο του τετραγωνιστή. Όπως διαπιστώνεται και από τις τιμές που παρέχει αυτόματα ο παλμογράφος, τα δύο σήματα έχουν την ίδια συχνότητα.



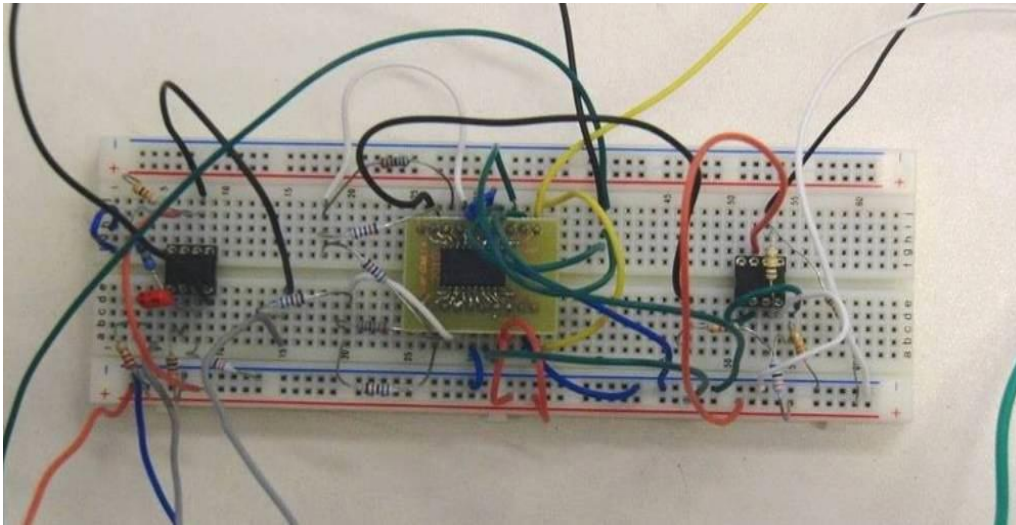
Σχήμα 19. Αποτόπωμα παλμογράφου, στο οποίο φαίνεται το σήμα στην είσοδο (με πράσινο χρώμα) και στην έξοδο (με κίτρινο χρώμα) του τετραγωνιστή.

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται συνοπτικά η επεξεργασία του σήματος από τις βαθμίδες του φίλτρου και του τετραγωνιστή.



Σχήμα 20. Αποτόπωμα παλμογράφου, στο οποίο φαίνεται το σήμα στην είσοδο του φίλτρου (με πράσινο χρώμα) και στην έξοδο του τετραγωνιστή (με κίτρινο χρώμα).

Τέλος, στην παρακάτω εικόνα φαίνονται τα κυκλώματα ενισχυτή, φίλτρου και τετραγωνιστή υλοποιημένα στο breadboard, κατά τη διάρκεια δοκιμών στο εργαστήριο.



Σχήμα 21. τα κυκλώματα ενισχυτή, φίλτρου και τετραγωνιστή υλοποιημένα σε breadboard.

2.5 Ο μικροελεγκτής

Ο μικροελεγκτής που χρησιμοποιήθηκε είναι ο 8-bit μικροελεγκτής ATmega16 της Atmel, με αρχιτεκτονική RISC. Διαθέτει 32 προγραμματιζόμενες γραμμές ψηφιακών εισόδων-εξόδων 32 x 8-bit ενεργούς καταχωρητές γενικής χρήσης, 2 μονάδες 8-bit χρονιστών, 1 μονάδα 16-bit χρονιστή, και 3 γραμμές εξωτερικών διακοπών (interrupts). Διαθέτει ακόμα 10-bit μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό σήματος (ADC) για έως 8 αναλογικές εισόδους, μονάδα αναλογικού συγκριτή, καθώς και προγραμματιζόμενη μονάδα USART σύγχρονης/ασύγχρονης σειριακής επικοινωνίας. Η τάση λειτουργίας του είναι στα 5V ενώ η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του είναι τα 16MHz.

ATmega16 PDIP

(XCK/T0) PB0	1	40	PA0 (ADC0)
(T1) PB1	2	39	PA1 (ADC1)
(INT2/AIN0) PB2	3	38	PA2 (ADC2)
(OC0/AIN1) PB3	4	37	PA3 (ADC3)
(SS) PB4	5	36	PA4 (ADC4)
(MOSI) PB5	6	35	PA5 (ADC5)
(MISO) PB6	7	34	PA6 (ADC6)
(SCK) PB7	8	33	PA7 (ADC7)
RESET	9	32	AREF
VCC	10	31	GND
GND	11	30	AVCC
XTAL2	12	29	PC7 (TOSC2)
XTAL1	13	28	PC6 (TOSC1)
(RXD) PD0	14	27	PC5 (TDI)
(TXD) PD1	15	26	PC4 (TDO)
(INT0) PD2	16	25	PC3 (TMS)
(INT1) PD3	17	24	PC2 (TCK)
(OC1B) PD4	18	23	PC1 (SDA)
(OC1A) PD5	19	22	PC0 (SCL)
(ICP) PD6	20	21	PD7 (OC2)



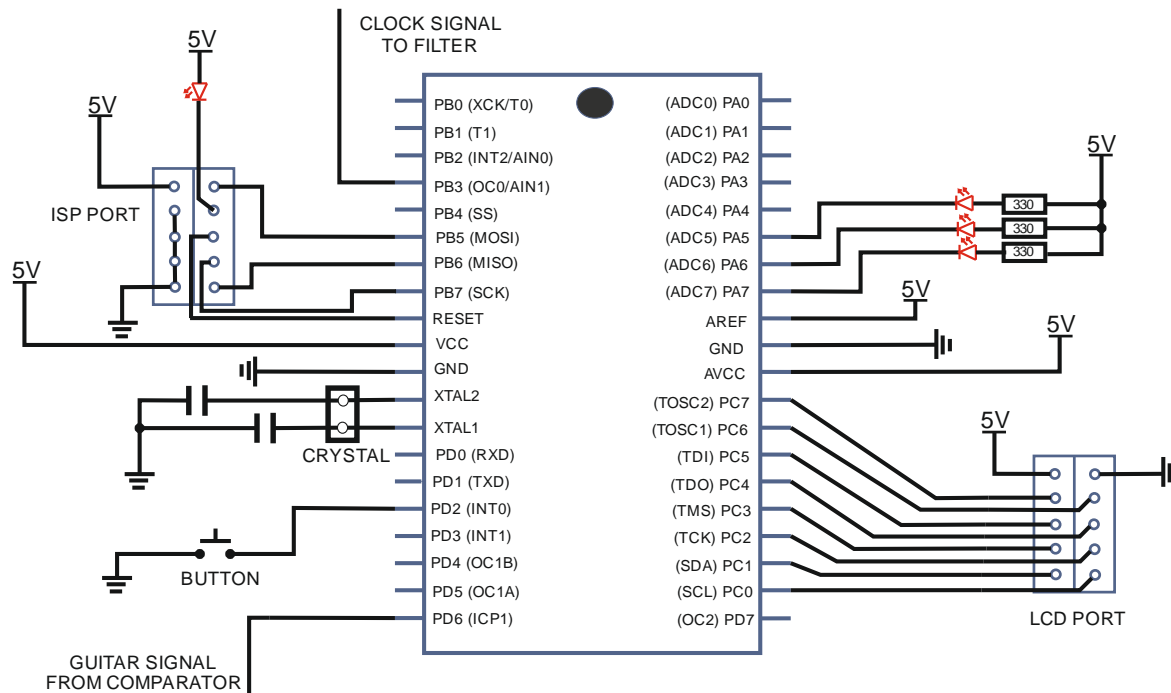
Σχήμα 22. Ο μικροελεγκτής ATmega16.

Το σήμα της κιθάρας λαμβάνεται από τη μονάδα σύλληψης εισόδου (input capture unit) του χρονιστή Timer1, το οποίο αντιστοιχεί στο pin 20 του μικροελεγκτή (PD6). Στον καταχωρητή **ICR1** καταγράφονται οι χρονικές στιγμές εμφάνισης του γεγονότος είτε με ανερχόμενο (low to high) είτε κατερχόμενο (high to low) μέτωπο. Μετρώντας λοιπόν τον χρόνο δύο διαδοχικών ανερχόμενων ή κατερχόμενων μετώπων μπορεί να υπολογιστεί η περίοδος (άρα και η συχνότητα) του σήματος. Για να εξασφαλιστεί ότι η μετρούμενη περίοδος είναι το πραγματικό σήμα της κιθάρας κι όχι κάποιος θόρυβος, κρατούνται πάντα τα τελευταία 14 δείγματα από τα οποία, αν δεν υπάρχει μεγάλη διασπορά μεταξύ τους, υπολογίζεται ο μέσος όρος ο οποίος μας δίνει την ακριβή συχνότητα του σήματος. Επίσης, χρησιμοποιείται και η μονάδα μείωσης θορύβου (noise canceller unit) που παρέχει ο Timer1. Σύμφωνα με αυτήν, το σήμα στον ICP1 πρέπει να παραμείνει στο ενεργό επίπεδο μετάβασης για τέσσερις διαδοχικές δειγματοληψίες, για να θεωρηθεί έγκυρη η μετάβαση.

Από τον μικροελεγκτή στέλνεται και το σήμα το οποίο ορίζει την κεντρική συχνότητα του φίλτρου LMF100. Πρόκειται για τετραγωνικό παλμό ο οποίος παράγεται μέσω της γεννήτριας συχνοτήτων που παρέχεται στη Clear Timer on Compare (CTC) λειτουργία του χρονιστή Timer0, η υλοποίηση της οποίας απαιτεί πρακτικά μηδενική απασχόληση της CPU του μικροελεγκτή. Συγκεκριμένα, στον καταχωρητή **OCR0** δίνεται μια τιμή, με την οποία μόλις ταυτιστεί η τιμή του μετρητή **TCNT0**, εναλλάσσεται αυτόματα η κατάσταση (high/low) του ακροδέκτη OC0 (αντιστοιχεί στον ακροδέκτη PB3 του ολοκληρωμένου του μικροελεγκτή). Η επιθυμητή συχνότητα λοιπόν επιτυγχάνεται δίνοντας στον **OCR0** τιμή, η οποία αντιστοιχεί στην ημιπερίοδο του επιθυμητού σήματος.

Η τιμή του **OCR0** μετβάλλεται κάθε φορά που επιλέγεται διαφορετική προς κούρδισμα χορδή, ώστε να ρυθμιστεί κατάλληλα η κεντρική συχνότητα του φίλτρου που υλοποιείται στο LMF100. Η επιλογή της χορδής γίνεται από εξωτερικό button που είναι συνδεδεμένο στον ακροδέκτη PD2, όπου βρίσκεται και το εξωτερικό interrupt0 (INT0). Το interrupt0 είναι ενεργοποιημένο καθώς έχουμε προσθέσει λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης, στην οποία εισέρχεται αυτόματα ο μικροελεγκτής μετά από ένα χρονικό διάστημα αδράνειας του συστήματος. Κατά την λειτουργία αυτή δεν λειτουργεί κανένας καταχωρητής του μικροελεγκτή εκτός από τα εξωτερικά interrupts, όπου μόλις ενεργοποιηθούν επανέρχεται σε κανονική λειτουργία.

Η LCD οθόνη είναι συνδεδεμένη στην θύρα PORTC του μικροελεγκτή (PC0-PC7) και ο κρύσταλλος χρονισμού στους ακροδέκτες XTAL1 και XTAL2. Ακόμα στο σύστημα έχει προστεθεί θύρα ISP για τυχόν μετέπειτα επαναπρογραμματισμό και μερικές ενδεικτικές λυχνίες (LED) για δοκιμές της ISP θύρας και του προγράμματος. Συνολικά η συνδεσμολογία του μικροελεγκτή είναι αυτή που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 23. Το κύκλωμα που χρησιμοποιείται στη διάταξη για τη λειτουργία του μικροελεγκτή ATmega16.

2.6 Η LCD οθόνη

Η οθόνη που χρησιμοποιήθηκε είναι τύπου LCD, δηλαδή “Οθόνη Υγρών Κρυσταλλών” (“Liquid Crystal Display”). Διαθέτει 2 γραμμές των 16 χαρακτήρων, όπου κάθε χαρακτήρας απαρτίζεται από ένα μπλοκ 5x8 ιχνοστοιχείων (pixels). Αποτελεί τμήμα μιας ολοκληρωμένης μονάδας, όπου ονομάζεται “PowerTip 1602F-B”, όπου πέρα από την ίδια την οθόνη ενσωματώνει επίσης τον κυρίως ελεγκτή και περιφερειακά ηλεκτρονικά για την διευκόλυνση της διασύνδεσής της με τον μικροελεγκτή. Ο ελεγκτής είναι συμβατός με τον “HDD44780” της Hitachi και διαθέτει ενσωματωμένη γεννήτρια χαρακτήρων σε μνήμη ROM στην οποία βρίσκονται κωδικοποιημένοι πάνω από 240 διαφορετικοί χαρακτήρες.



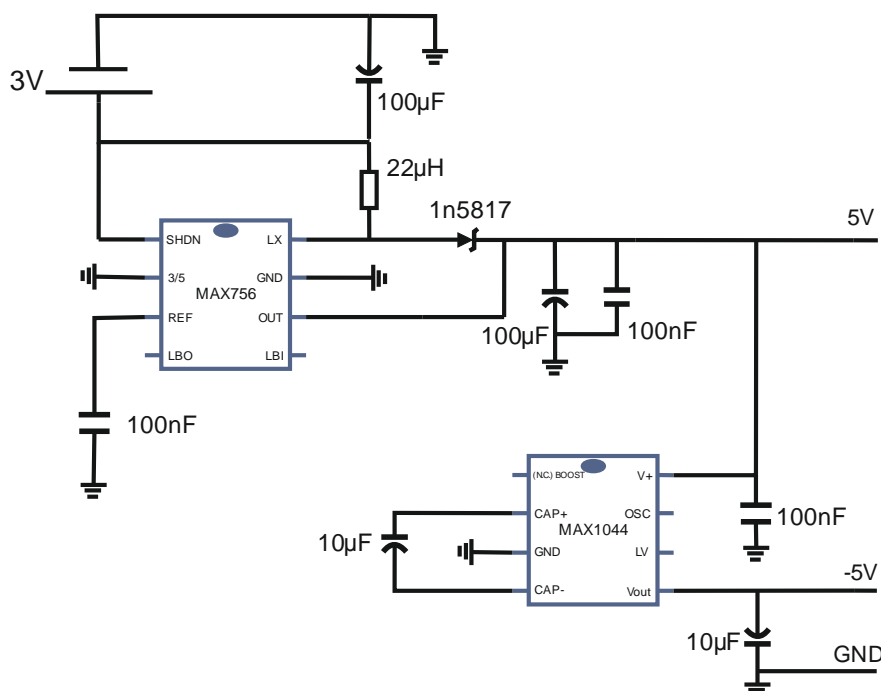
Σχήμα 24. Η μονάδα της LCD οθόνης “PowerTip 1602F-B”.

2.7 Το κύκλωμα τροφοδοσίας

Καθώς βασική λειτουργική απαίτηση αποτελούσε η φορητότητα της συσκευής, ήταν απαραίτητο να εξασφαλιστεί η λειτουργία αυτής με αυτόνομη τροφοδοσία. Όπως φαίνεται στα επιμέρους σχηματικά διαγράμματα της κατασκευής, οι τάσεις τροφοδοσίας που χρειάζονται είναι 5V για τις περισσότερες μονάδες και συμμετρική τροφοδοσία $\pm 5V$ για τις μονάδες του φίλτρου και του προενισχυτή. Ο απλούστερος τρόπος να υλοποιηθούν τα 5V με μπαταρίες, είναι να συνδυαστούν σε σειρά όσες χρειάζονται για να μας δώσουν τουλάχιστον 7V τα οποία με ένα ολοκληρωμένο 7805 θα σταθεροποιηθούν στα 5V. Αντίστοιχα θα απαιτούνταν όμως άλλες τόσες μπαταρίες για τα -5V, καθώς και ένα 7905 για την σταθεροποίησή τους. Αυτό σημαίνει ότι αν χρησιμοποιούνταν οι κοινές μπαταρίες του εμπορίου τύπου "AA" ή "AAA", θα χρειαζόνταν 5 για την υλοποίηση των 5V και άλλες 5 για τα -5V, δηλαδή 10 στο σύνολο. Όπως καταλαβαίνουμε ο όγκος που θα κατέβαλαν είναι απαγορευτικός για μία τόσο μικρή φορητή ηλεκτρονική συσκευή. Δοκιμάστηκε επίσης η υλοποίηση της παραπάνω τάσης τροφοδοσίας ($\pm 5V$) με μπαταρίες 3V τύπου "motherboard" οι οποίες καταλαμβάνουν λιγότερο όγκο και δίνουν μεγαλύτερη τάση, αλλά και αυτός ο τρόπος απορρίφτηκε λόγω της μικρής διάρκειας ζωής τους, για την ενεργειακή απαίτηση της κατασκευής μας. Υπάρχουν βέβαια και ειδικοί τύποι μπαταριών που δίνουν απευθείας 5V (όπως κάποιων φωτογραφικών μηχανών) όπου θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν απευθείας για την τροφοδοσία του κυκλώματος, αλλά κάτι τέτοιο επίσης απορρίφτηκε λόγω του μεγάλου κόστους τους και της δυσκολίας εύρεσής τους σε κοινά σημεία πώλησης.

Έτσι επιλέχθηκε ένα κάπως πιο σύνθετο κύκλωμα τροφοδοσίας ώστε και να χρησιμοποιηθούν κοινές μπαταρίες του εμπορίου, αλλά και να καταλαμβάνουν περιορισμένο όγκο στην τελική κατασκευή. Τελικά χρησιμοποιήθηκαν μόνο δύο μπαταρίες τύπου "AA", καθώς και δύο ολοκληρωμένα, το "max756" και το "max1044". Πρόκειται για δύο 8-pin ολοκληρωμένα της εταιρίας 'maxim'. Το max756 δέχεται από 0,7V ως 5V και βγάζει στην έξοδο του 5V σταθεροποιημένα. Αρχικά δοκιμάστηκε με τάση εισόδου 1,5V, δηλαδή με μία μόνο μπαταρία, αλλά όταν τροφοδοτούσε το κύκλωμα παρουσίαζε μεγάλη πτώση τάσης από τα 5V στην έξοδό του. Έτσι χρησιμοποιήθηκαν οι δύο τελικά μπαταρίες των 1,5V η κάθε μία, σε συνδεσμολογία σειράς, για συνολική τάση 3V. Με τα 3V στην είσοδο, το max756 δίνει στην έξοδο 5V, ακόμα και σε πλήρη σύνδεση με το κύκλωμα. Έπειτα η τάση εξόδου του max756 εισέρχεται σαν είσοδος στο max1044. Το max1044 δέχεται είσοδο από 1,5V ως 10V και τους αντιστρέφει την πολικότητα. Έτσι λοιπόν όταν δέχεται τα 5V στην είσοδό του, ονομαστικά δίνει -5V στην έξοδο. Υπάρχει μια μικρή πτώση τάσης όταν τροφοδοτεί το υπόλοιπο κύκλωμα και η τελική του έξοδος είναι -4,6V. Αυτό όμως δεν επηρεάζει την λειτουργία του κυκλώματος, όπου δίνει τα ίδια αποτελέσματα όπως όταν το τροφοδοτούσαμε με σταθερά $\pm 5V$ από εξωτερικό τροφοδοτικό. Το max1044 δεν λειτουργεί και σαν σταθεροποιητής τάσης, αλλά εφόσον η είσοδος του είναι σταθεροποιημένη πάντα στα 5V, και η έξοδος του είναι σταθερά 4,6V, ακόμα κι όταν οι μπαταρίες αρχίσουν να εμφανίζουν πτώση τάσης.

Ακολουθεί το σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος τροφοδοσίας, όπως αυτό υλοποιήθηκε για την μετατροπή των 3V σε $\pm 5V$.

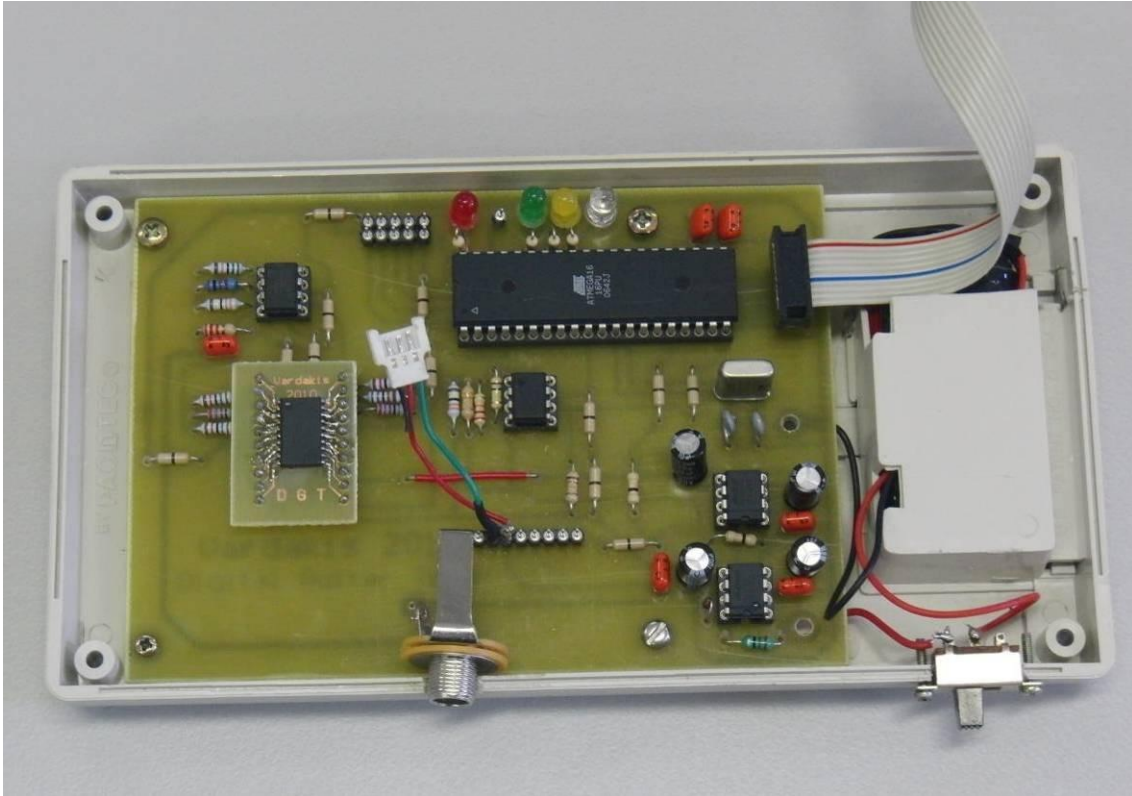


Σχήμα 25. Το κύκλωμα τροφοδοσίας.

2.8 Σύνοψη κεφαλαίου

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναπτύχθηκε η συνδεσμολογία και ο τρόπος λειτουργίας του υλικού που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της κατασκευής. Είδαμε όλη την διαδικασία επεξεργασίας του σήματος της κιθάρας και τα στάδια που περνάει μέχρι να είναι έτοιμο για να μετρηθεί η συχνότητά του. Τα στάδια αυτά απαρτίζονται από το κύκλωμα του προενισχυτή, του φίλτρου για την απαλοιφή των αρμονικών, και της μονάδας τετραγωνισμού, όπου το σήμα μετατρέπεται από ημιτονοειδές σε τετραγωνικό παλμό. Το σήμα αυτό εισέρχεται στον μικροελεγκτή ο οποίος υπολογίζει τη συχνότητά του, αλλά και την νότα στην οποία αυτή αντιστοιχεί, αποτυπώνοντας τα αποτελέσματα στην LCD οθόνη. Επίσης ο μικροελεγκτής στέλνει την κατάλληλη συχνότητα κεντραρίσματος του φίλτρου, αφού έχει επιλέγει από το εξωτερικό button η επιθυμητή προς κούρδισμα χορδή. Τέλος, παρουσιάστηκε το κύκλωμα τροφοδοσίας της συσκευής, όπως αυτό υλοποιήθηκε ώστε με δύο κοινές μπαταρίες του εμπορίου τύπου “AA” να μας δίνει συμμετρική τροφοδοσία $\pm 5V$.

Στις φωτογραφίες που ακολουθούν φαίνεται εξ ολοκλήρου το κύκλωμα του υλικού που χρησιμοποιήθηκε, υλοποιημένο σε μία πλακέτα και τοποθετημένο στο κουτί του.



Σχήμα 26. Η τελική πλακέτα του κυκλώματος.

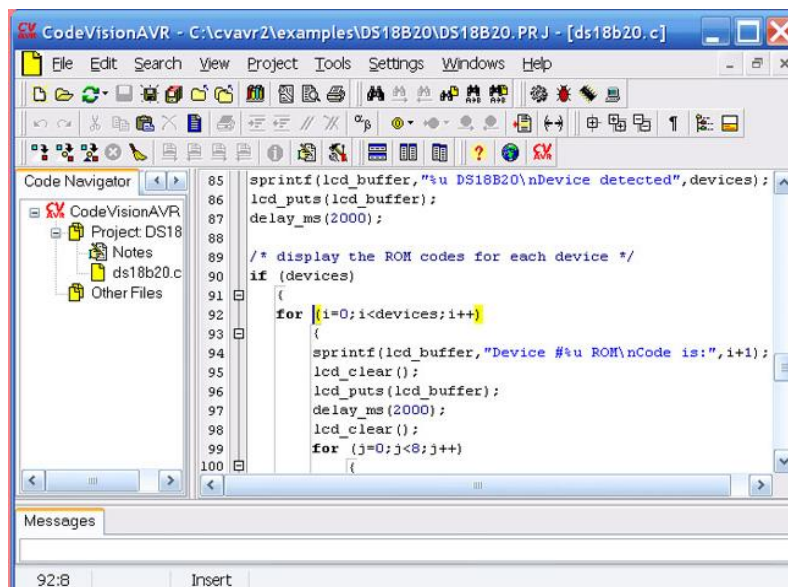


Σχήμα 27. Η πλακέτα τοποθετημένη στο κουτί, με την οθόνη και την πρόσφυση δίπλα.

Σχεδιασμός Λογισμικού

3.1 Η γλώσσα προγραμματισμού και ο compiler που χρησιμοποιήθηκαν

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναλύθηκε ο σχεδιασμός του υλικού της κατασκευής, ο οποίος όπως είδαμε αφορά κυρίως την επεξεργασία του σήματος της κιθάρας, μέχρι την είσοδο του στον μικροελεγκτή. Στον μικροελεγκτή επιτελείται η κυρίως λειτουργία της κατασκευής, δηλαδή η μέτρηση της συχνότητας, η αντιστοίχησή της σε μουσικό τόνο και η εμφάνιση της πληροφορίας αυτής στην μονάδα εξόδου της συσκευής, μια LCD οθόνη. Οι παραπάνω διαδικασίες γίνονται σε επίπεδο λογισμικού (software) και θα αναλυθούν σε αυτό το κεφάλαιο.



Σχήμα 28. Περιβάλλον προγραμματισμού CodeVision AVR.

Η γλώσσα προγραμματισμού που χρησιμοποιήθηκε είναι η "C". Η C είναι γλώσσα προγραμματισμού υψηλού επιπέδου. Αυτό σημαίνει ότι, λόγω των δυνατοτήτων που παρέχει, όπως όλες οι υψηλού επιπέδου γλώσσες, όπως τελεστές, εντολές, τύπους και δομές δεδομένων, συναρτήσεις κ.α., είναι πιο κοντά στις φυσικές γλώσσες, παρά στις γλώσσες μηχανής. Για να μεταφραστεί σε γλώσσα μηχανής πρέπει πρώτα να μεταφραστεί

σε χαμηλού επιπέδου γλώσσα προγραμματισμού (assembly). Αυτό γίνεται μέσω ενός “compiler” για γλώσσα C. Ο compiler που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία είναι ο CodeVision AVR, ο οποίος συνδυάζει compiler, ολοκληρωμένο περιβάλλον ανάπτυξης προγράμματος, αυτόματη δημιουργία και μεταφόρτωση (download) του προγράμματος στον ελεγκτή, για μικροελεγκτές της οικογένειας AVR της εταιρείας Atmel.

3.2 Η δομή του προγράμματος

Το πρόγραμμα το οποίο αναπτύχθηκε, από την στιγμή που θα ενεργοποιηθεί η συσκευή, εκτελεί τις παρακάτω διαδικασίες, με την σειρά που αναφέρονται. Κάνει την αρχικοποίηση του προγράμματος, δηλαδή καθορίζει τις μεταβλητές και τις σταθερές, ενεργοποιεί εισόδους και εξόδους, και αρχικοποιεί κατάλληλα τους διάφορους καταχωρητές οι οποίοι σχετίζονται με τη λειτουργία των επιμέρους μονάδων του μικροελεγκτή (χρονιστές, μονάδες εξωτερικών interrupts, κλπ) που χρησιμοποιούνται από την εφαρμογή. Στέλνει επίσης την αρχική εμφάνιση της οθόνης, «επιλεγμένη χορδή 6^η, συχνότητα 0, νότα που αντιστοιχεί “καμία”».

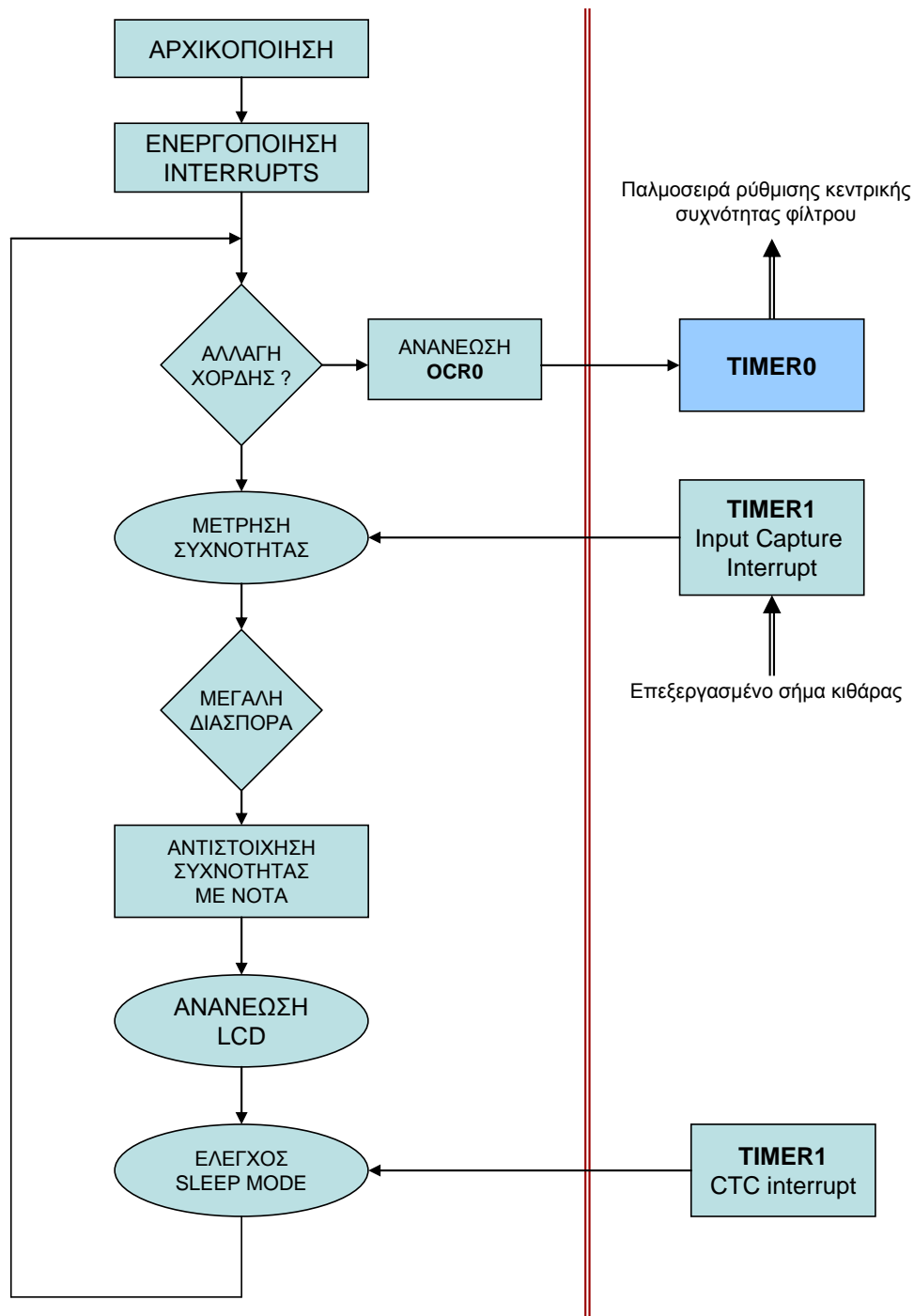
Έπειτα ενεργοποιεί τα interrupts. Ο Timer0 αρχίζει να παράγει το σήμα που στέλνεται στο φίλτρο (LMF100), για να ορίσει την κεντρική συχνότητα διέλευσής του. Αρχικά το σήμα αυτό κεντράρει το φίλτρο γύρω από την συχνότητα της 6^{ης} χορδής της κιθάρας. Μετά γίνεται έλεγχος αν έχουμε αλλαγή χορδής από το button. Αν ναι, το πρόγραμμα μεταβάλλει κατάλληλα την τιμή του καταχωρητή OCR0 ώστε ο Timer0 να αρχίσει να παράγει το νέο σήμα. Σε αντίθετη περίπτωση, συνεχίζεται η μέτρηση της συχνότητας, μόλις ληφθεί κάποιο σήμα από τον ακροδέκτη ICP1 του Timer1. Προκειμένου να αυξηθεί η αξιοπιστία της υπολογιζόμενης τιμής της συχνότητας, κρατούνται ανά πάσα στιγμή τα 14 τελευταία δείγματα και, εφόσον αυτά δεν εμφανίζουν μεγάλη διασπορά, υπολογίζεται ο μέσος όρος τους, ο οποίος λαμβάνεται ως η συχνότητα του σήματος. Αν η διασπορά υπερβαίνει κάποιο προ-επιλεγμένο όριο, η μέτρηση θεωρείται άκυρη και προχωράμε στα επόμενα 14 τελευταία δείγματα.

Στη συνέχεια η συχνότητα αυτή που έχει ληφθεί ως έγκυρη, αντιστοιχίζεται με τον μουσικό τόνο στον οποίο αντιστοιχεί. Αν δεν αντιστοιχεί ακριβώς σε μουσικό τόνο αλλά βρίσκεται μεταξύ δύο τόνων, π.χ. μεταξύ Λα και Λα# (όπου είναι δύο διαδοχικοί μουσικοί τόνοι), υπολογίζεται σε ποίον από τους δύο βρίσκεται πιο κοντά και στέλνεται στην οθόνη «Λα+» αν είναι πιο κοντά στην Λα, ή «-Λα#» αν είναι πιο κοντά στην Λα#. Με βάση τους παραπάνω υπολογισμούς, ανανεώνεται στη συνέχεια η πληροφορία που απεικονίζεται στην LCD οθόνη, σχετικά με τη συχνότητα και τη νότα στην οποία αυτή αντιστοιχεί.

Τέλος, λειτουργεί ένας μετρητής χρόνου από τον Timer2, ο οποίος αυξάνεται διαρκώς μέχρι να φτάσει σε μια προκαθορισμένη τιμή, η οποία αντιστοιχεί σε 2,5 περίπου λεπτά. Κάθε φορά που ανιχνεύεται σήμα στην είσοδο του ICP1 ή έχουμε πάτημα του button, ο μετρητής αυτός μηδενίζεται και αρχίζει να μετράει από την αρχή. Εάν συμπληρωθεί η

μέτρηση και φτάσει στην προκαθορισμένη τιμή του, ενεργοποιείται η λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης του μικροελεγκτή. Απενεργοποιούνται όλοι οι καταχωρητές, χρονοστές εισόδου και εξόδου του, εκτός από τα εξωτερικά interrupts. Μόλις πατηθεί ξανά το button επιλογής της χορδής, το οποίο είναι συνδεδεμένο με τη γραμμή του εξωτερικού interrupt INT0, υπάρχει ανάνηψη του συστήματος από την κατάσταση χαμηλής κατανάλωσης και η εφαρμογή ενεργοποιείται εκ νέου, διατηρώντας τις πιο πρόσφατες ρυθμίσεις.

Το παρακάτω σχήμα εμφανίζει το διάγραμμα ροής του προγράμματος.



Σχήμα 29. Το διάγραμμα ροής του προγράμματος της εφαρμογής.

3.3 Η ρύθμιση της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου

Όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω, η παραγωγή της κυματομορφής που αποστέλλεται στο LMF100 ως σήμα επιλογής της κεντρικής συχνότητας του ζωνοπερατού φίλτρου, γίνεται από τον Timer0. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται η λειτουργία “Μηδενισμού ταύτισης συγκριτή” (Clear Timer on Compare, CTC mode) του χρονιστή Timer0. Σε αυτήν τη λειτουργία αυξάνεται συνεχώς ο καταχωρητής μέτρησης TCNT0 κατά μία μονάδα, με χρονικό βήμα που εξαρτάται από τον κρύσταλλο χρονισμού του συστήματος και την τιμή του διαιρέτη συχνότητας (prescaler), η οποία επιλέγεται μέσω των αντίστοιχων bits του καταχωρητή ρυθμίσεων λειτουργίας TCCR0. Στη διάταξή μας χρησιμοποιείται 8 MHz κρύσταλλος, ενώ στο πρόγραμμα η τιμή του prescaler έχει οριστεί ίση με $N=8$. Επομένως, ο χρόνος μιας μοναδιαίας αύξησης του Timer0 προκόπτει ίσος με 1 μsec . Μόλις ο μετρητής TCNT0 ταυτιστεί με το περιεχόμενο του καταχωρητή OCR0, αυτόματα στον επόμενο παλμό μηδενίζεται και ξεκινάει τη μέτρησή του από την αρχή. Την στιγμή που εντοπίζεται η ταύτιση αυτή, ο ακροδέκτης OC0 (PB3), ο οποίος έχει οριστεί ως έξοδος, εναλλάσσει την κατάστασή του, από high σε low ή αντίστροφα. Την συμπεριφορά αυτή του OC0 έχουμε επιλέξει από τις παραμέτρους του καταχωρητή TCCR0.

Έτσι λοιπόν ο OC0 παράγει ένα περιοδικό τετραγωνικό σήμα, όπου η ημiperiodός του αντιστοιχεί στο χρονικό διάστημα μιας πλήρους απαρίθμησης μέχρι την τιμή του καταχωρητή OCR0. Όπως αναφέρθηκε στην περιγραφή του LMF100, η κεντρική συχνότητα της ζώνης διέλευσης του ζωνοπερατού φίλτρου το οποίο υλοποιείται είναι 100 φορές μικρότερη από τη συχνότητα που δέχεται στο clock του. Για παράδειγμα, εάν η επιθυμητή κεντρική συχνότητα είναι $f_0 = 100 \text{ Hz}$, θα πρέπει να αποστέλλεται στο LMF100 παλμοσειρά με συχνότητα $f_{CLK} = 10 \text{ kHz}$.

Η τιμή του OCR0 ορίζεται σε σχέση με την συχνότητα που θέλουμε να παράγουμε ως:

$$(1 + \text{OCR0}) = \frac{F_{ck}}{2N \cdot F_{oc}} \quad (15)$$

Όπου F_{ck} η συχνότητα ρολογιού του μικροελεγκτή, N ο επιλεγμένος prescaler και F_{oc} η επιθυμητή παραγόμενη συχνότητα.

Για να παραχθούν λοιπόν 10 kHz, ο OCR0 πρέπει να πάρει την τιμή 49.

$$(1 + \text{OCR0}) = \frac{F_{ck}}{2N \cdot F_{oc}} = \frac{8 \cdot 10^6}{2 \cdot 8 \cdot 10^4} = 50 \Rightarrow \text{OCR0} = 49 \quad (16)$$

Στη βάση των παραπάνω, υπολογίστηκε η κατάλληλη τιμή η οποία θα πρέπει να αποδίδεται στον καταχωρητή OCR0, προκειμένου να επιλέγεται ως κεντρική συχνότητα του ζωνοπερατού φίλτρου αυτή η οποία αντιστοιχεί στη βασική νότα για κάθε μία από

τις 6 χορδές της κιθάρας. Οι τιμές αυτές παρουσιάζονται συνοπτικά στον παρακάτω πίνακα.

Επιλεγμένη Χορδή	Τιμή του OCR0	Παραγόμενη συχνότητα
6 ^η	69	7,1kHz
5 ^η	45	10,9kHz
4 ^η	32	15,2kHz
3 ^η	25	19,2kHz
2 ^η	19	25,0kHz
1 ^η	13	35,7kHz

Πίνακας 5. Παραγόμενη συχνότητα από τον *OCR0* για κάθε επιλεγμένη χορδή.

Με την ενεργοποίηση της συσκευής είναι προ-επιλεγμένη για κούρδισμα η 6^η χορδή της κιθάρας (έκτη ονομάζεται η πάνω χορδή όπως κρατάμε το όργανο). Κάθε φορά που πατάμε το button μειώνεται η επιλεγμένη χορδή, οπότε αλλάζει και η τιμή του **OCR0**. Αν είμαστε στην 1^η χορδή και πατήσουμε το button, θα πάμε ξανά στην 6^η χορδή.

Προκειμένου να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα των μηχανικών αναπηδήσεων του μπουτόν επιλογής της χορδής προς κούρδισμα, ο έλεγχος για το πάτημα του μπουτόν στο πρόγραμμα γίνεται μέσω της συνάρτησης *rid* (*read-isolate-debounce*). Η συνάρτηση αυτή εφαρμόζει τεχνικές *polling* για τον έλεγχο της κατάστασης του μπουτόν, και περιλαμβάνει χρονικές καθυστερήσεις των 30msec που εφαρμόζονται μόλις ανιχνεύεται το αρχικό κατερχόμενο μέτωπο του σήματος (τη στιγμή δηλ. που ο χρήστης πατάει το μπουτόν), καθώς επίσης και στο ανερχόμενο μέτωπο του σήματος τη στιγμή που ο χρήστης αφήνει το μπουτόν.

3.4 Η μέτρηση της συχνότητας

Το σήμα της κιθάρας, μετά τη διέλευσή του από τις εξωτερικές αναλογικές βαθμίδες επεξεργασίας, οδηγείται στον ακροδέκτη *ICP1* (*PD6*) της μονάδας σύλληψης εισόδου (*input capture*) του *Timer1* του μικροελεγκτή, όπου γίνεται η μέτρηση της συχνότητάς του.

Καθόλη τη διάρκεια λειτουργίας του μικροελεγκτή αυξάνεται αδιάκοπα η τιμή του 16-bit μετρητή **TCNT1** του *Timer1*. Η συχνότητα αυτής της αύξησης καθορίζεται από την συχνότητα του κρυστάλλου χρονισμού του μικροελεγκτή σε συνδιασμό με τον επιλεγμένο *prescaler* για τον χρονιστή *timer1*. Στην περίπτωσή μας έχει τοποθετηθεί 8MHz κρύσταλλος και έχει επιλεγεί *prescaler* 8. Η συχνότητα αύξησης του **TCNT1** λοιπόν προκύπτει 1MHz, που σημαίνει ότι ο μετρητής αυξάνει την τιμή του κατά μία μονάδα κάθε ένα *μsec*. Αν έχει ενεργοποιηθεί η μονάδα σύλληψης εισόδου, κάθε φορά που ανιχνεύεται ένα μέτωπο παλμού στον ακροδέκτη *ICP1* (*PD6*), καταγράφεται η τρέχουσα τιμή του **TCNT1** σε έναν 16-bit καταχωρητή, τον **ICR1**, η οποία αντιστοιχεί

στον χρόνο εμφάνισης του γεγονότος από το ξεκίνημα της λειτουργίας του μικροελεγκτή και εφόσον έχει ενεργοποιηθεί το κατάλληλο αίτημα διακοπής, εκτελείται η αντίστοιχη συνάρτηση.

Στην περίπτωση μας στην συνάρτηση που εκτελείται μηδενίζεται ο **TCNT1** ώστε να ξεκινάει μετά από κάθε παλμό την μετρησή του από το 0. Έτσι η τιμή που θα έχει στο επόμενο αίτημα διακοπής, θα αντιστοιχεί στην χρονική διάρκεια μεταξύ δύο διαδοχικών παλμών. Έχει ρυθμιστεί επίσης να συλλαμβάνονται μόνο οι παλμοί που εισέρχονται με ανερχόμενο μέτωπο, ώστε η χρονική διάρκεια μεταξύ δύο διαδοχικών παλμών να αντιστοιχεί στην περίοδο του σήματος. Από την περίοδο μπορούμε εύκολα να υπολογίσουμε την συχνότητα ($F=1/T$).

Γνωρίζουμε πως σε κάθε περίπτωση μπορεί να μετρηθεί η χρονική διάρκεια μεταξύ δύο παλμών μέσα σε μια απαρίθμηση του 16-bit μετρητή **TCNT1**. Η μικρότερη συχνότητα (άρα μεγαλύτερη περίοδος) που καλούμαστε να μετρήσουμε είναι γύρω στα 55Hz, όπου είναι η χαμηλότερης συχνότητας χορδή (82.4Hz) όταν είναι πολύ ξεκούρδια. Τα 55Hz αντιστοιχούν σε περίοδο 18.182μsec, ενώ ο 16-bit μετρητής μπορεί να μετρήσει μέχρι τα 65.536μsec (2^{16}).

Για μεγαλύτερη ακρίβεια στην μέτρηση κρατάμε ανά πάσα στιγμή τα 14 τελευταία δείγματα, όπου από τον μέσο όρο τους προκύπτει η τελική συχνότητα του σήματος. Στο εύρος ζώνης των συχνοτήτων που παράγονται από την κιθάρα, τα 14 δείγματα παίρνονται τόσο γρήγορα (χρόνος τάξεως των msec) ώστε δεν γίνεται αντιληπτή η καθυστέρηση μέχρι να συγκεντρωθούν κι έτσι δεν χάνεται η αίσθηση της μέτρησης σε πραγματικό χρόνο. Αφού συγκεντρωθούν τα δείγματα γίνεται ένας έλεγχος της τυπικής τους απόκλισης από τον μέσο όρο τους. Όταν η τυπική απόκλιση είναι μεγαλύτερη του επιθυμητού, η συχνότητα που δίνουν χαρακτηρίζεται ανεπιθύμητη και δεν εμφανίζεται στην οθόνη. Η τυπική απόκλιση πάνω του επιθυμητού μπορεί να οφείλεται είτε σε κάποιο θόρυβο, είτε επειδή στα μισά της δειγματοληψίας άλλαξε το κούρδιασμα της κιθάρας και κάποια από τα δείγματα είναι σε διαφορετική συχνότητα από τα προηγούμενα. Όπως και να έχει η διαδικασία συνεχίζεται κανονικά με τα επόμενα 14 τελευταία δείγματα, τα 13 μένουν ίδια και την θέση του πιο παλιού παίρνει ένα νέο. Ως συχνότητα του σήματος κάθε φορά λαμβάνεται ο μέσος όρος των δεκατετράδων που δεν υπερβαίνουν την επιθυμητή τυπική απόκλιση. Το τετράγωνο της μέγιστης επιθυμητής απόκλισης έχει οριστεί πειραματικά στις 11000.

Ακολουθεί ο τύπος της τυπικής απόκλισης:

$$stdev = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \mu)^2}, \quad (17)$$

όπου N ο αριθμός των δειγμάτων και μ ο μέσος όρος τους.

Αφού η συχνότητα ληφθεί ως επιθυμητή υπολογίζονται τα ψηφία της μέσω της συνάρτησης "calcDigits", προκειμένου η τιμή της να εμφανιστεί στην οθόνη.

3.5 Αντιστοίχιση συχνότητας με μουσικό τόνο

Πλέον είναι γνωστή και έτοιμη να αποτυπωθεί στην οθόνη η συχνότητα του ηχητικού σήματος. Ο μουσικός όμως ενδέχεται να μην γνωρίζει την συχνότητα εκπομπής της κάθε νότας και πολλές φορές ούτε τον απασχολεί. Απλά θέλει να γνωρίζει πια νότα παράγει η κάθε χορδή της κιθάρας του. Χρήζεται αναγκαίο λοιπόν να αντιστοιχηθεί η υπολογισθείσα συχνότητα με μουσικό τόνο.

Το ευκολότερο θα ήταν να δηλωθούν στο πρόγραμμα οι συχνότητες εκπομπής της κάθε χορδής στο στάνταρ κούρδισμα και κάθε φορά που θα ανιχνεύονταν, να εμφανιζόταν μια ένδειξη “κουρδισμένη”. Οι κιθαρίστες όμως δεν χρησιμοποιούν πάντα το στάνταρ κούρδισμα της κιθάρας, αλλά πολλές φορές κάποιο διαφορετικό. Για αυτό το λόγο υλοποιήθηκε διαδικασία στο πρόγραμμα ώστε να αναγνωρίζεται ο μουσικός τόνος όπου εκπέμπει ανά πάσα στιγμή η χορδή, όποιος και αν είναι αυτός. Αν η συχνότητα της χορδής δεν βρίσκεται ακριβώς πάνω σε μουσικό τόνο αλλά μεταξύ δύο τόνων, αναγνωρίζεται ο πλησιέστερος με ένα σημαδάκι “-” ή “+” ανάλογα με το αν η συχνότητα βρίσκεται λίγο πριν ή λίγο μετά τον τόνο. Έτσι ο μουσικός μπορεί να κουρδίσει την κάθε χορδή της κιθάρας του σε όποιον τόνο επιθυμεί.

Οι χορδές της κιθάρας, όταν παίζονται ελεύθερες, παράγουν ένα εύρος συχνοτήτων, ανάλογα το κούρδισμά τους, περίπου τριών οκτάβων. Αυτό αντιστοιχεί σε 36 ηχητικές συχνότητες, τρεις για τον κάθε έναν από τους 12 μουσικούς τόνους. Όπως αναφέραμε στο πρώτο κεφάλαιο της εργασίας, η σχέση που επικρατεί μεταξύ των μουσικών οκτάβων, είναι ότι κάθε τόνος εκπέμπει στην διπλάσια συχνότητα, κάθε φορά που τον συναντάμε μία οκτάβα ψηλότερα. Έτσι έχουμε θέσει ως συχνότητες αναφοράς στο πρόγραμμά μας τις συχνότητες της μηδενικής μουσικής οκτάβας (βλέπε πίνακα παραρτήματος 3). Με αυτόν τον τρόπο ξέρουμε πως αν η συχνότητά μας διαιρείται ακριβώς με μία από τις συχνότητες αναφοράς και το πηλίκο είναι 2, πρόκειται για τον ίδιο τόνο στην 1^η οκτάβα. Αντίστοιχα αν το πηλίκο είναι 4 στην 2^η, αν είναι 8 στην 3^η, και αν είναι 16 στην 4^η.

Κατά την διαδικασία λοιπόν του προγράμματος που έχει υλοποιηθεί, διαιρείται η υπολογισθείσα συχνότητα με κάθε μία από τις συχνότητες αναφοράς ξεκινώντας από την μικρότερη και καταλήγοντας στην μεγαλύτερη. Όταν για πρώτη φορά το ακέραιο μέρος της διαίρεσης μας δώσει νούμερο που αντιστοιχεί σε δύναμη του 2, μείον 1 ($2^n - 1$), σημαίνει πως η συχνότητά μας βρίσκεται πριν από αυτόν τον τόνο και μετά τον προηγούμενό του. Από το δεκαδικό μέρος της διαίρεσης βρίσκεται σε ποιόν από τους δύο τόνους η μετρηθήσα συχνότητα είναι πιο κοντά, ή αν βρίσκεται ακριβώς πάνω σε μουσικό τόνο. Υπάρχει μια μικρή ανοχή που ορίζει αν η συχνότητα που μετρήθηκε βρίσκεται “πάνω” στον τόνο, η οποία είναι σε ποσοστό επί τοις εκατό. Το ποσοστό αυτό μετά δοκιμών τέθηκε στο 10% της απόστασης των δύο τόνων, όταν η συχνότητα πλησιάζει τον τόνο που βρίσκεται στο πάνω όριο, και στο 20% της απόστασης όταν πλησιάζει το κάτω όριο (καλύτερα η χορδή να είναι λίγο παραπάνω κουρδισμένη, εφόσον με το παίξιμο χαλαρώνει, παρά λίγο παραπάνω ξεκουρδιστη). Όταν τώρα η συχνότητα βρίσκεται σε ένα άλλο σημείο της απόστασης μεταξύ των δύο τόνων,

αναγράφεται ο κοντινότερος τόνος με το σύμβολο “+” αν υπερβαίνει, ή “-” αν υστερεί της συχνότητας του τόνου αυτού.

Η διαδικασία είναι υλοποιημένη στην κυρίως συνάρτηση του προγράμματος (main) και επαναλαμβάνεται διαρκώς ανανεώνοντας τα αποτελέσματα που εμφανίζονται στην οθόνη όσο υπάρχει εισερχόμενο σήμα από την κιθάρα. Όταν δεν υπάρχει πια σήμα εμφανίζει τις τελευταία μέτρηση, έως ότου ξανά υπάρξει εισερχόμενο σήμα, ή πατήσουμε το button που αλλάζει την επιλεγμένη χορδή, οπότε μηδενίζει τις προηγούμενες μετρήσεις.

Στην φωτογραφία που ακολουθεί φαίνεται το αποτύπωμα της οθόνης, ενώ έχουμε μετρήσει μια συχνότητα που βρίσκεται λίγο πριν την νότα P_e και έχουμε επιλεγμένη προς κούρδισμα την 4^η χορδή της κιθάρας.



Σχήμα 30. Παράδειγμα μέτρησης συχνότητας και αντιστοίχησης της με μουσικό τόνο.

3.6 Η επικοινωνία με την LCD οθόνη

Η επικοινωνία του μικροελεγκτή με την LCD οθόνη γίνεται με τη βοήθεια της βιβλιοθήκης “lcd.h” που παρέχεται από την CodeVision C, η οποία περιλαμβάνει μια σειρά συναρτήσεων που διευκολύνουν τον προγραμματισμό LCD οθονών που χρησιμοποιούν τον ελεγκτή HDD44780. Η ενσωμάτωση της βιβλιοθήκης γίνεται μέσω της ψευδοεντολής include, όπως φαίνεται παρακάτω:

```
#include <lcd.h>
```

Στην συνέχεια δηλώνεται η θύρα του μικροελεγκτή στην οποία είναι συνδεδεμένη η οθόνη, με την χρήση της εντολής:

```
#asm
    .equ __lcd_port=0x15 ;PORTC

#endasm
```

Ο κωδικός '15' στο δεκαεξαδικό σύστημα αντιστοιχεί στην θέση μνήμης της θύρας PORTC του μικροελεγκτή ATmega16 που χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη διάταξη.

Οι εντολές που χρησιμοποιήθηκαν, μέσω των συναρτήσεων που παρέχει η εν λόγω βιβλιοθήκη, είναι οι εξής:

`lcd_init(16)`, όπου δηλώθηκε ο αριθμός των στηλών της οθόνης.

`lcd_clear`, όπου καθαρίζει την οθόνη από ότι έχει τυπωμένο.

`lcd_gotoxy(x,y)`, η οποία καθορίζει σε ποια θέση θα γίνει ή θα ξεκινήσει η επόμενη εκτύπωση. Το x αντιστοιχεί στον αριθμό της σειράς, ενώ το y της στήλης.

`lcd_putchar()`, όπου τοποθετεί έναν χαρακτήρα στην θέση που έχει οριστεί από την εντολή `lcd_gotoxy()`.

`lcd_putsf()`, όπου τοποθετεί μία συμβολοσειρά η οποία ξεκινάει από την θέση που έχει οριστεί από την εντολή `lcd_gotoxy()`.

3.7 Η λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης

Δεδομένου ότι η διάταξή μας αποτελεί μια φορητή συσκευή που τροφοδοτείται από μπαταρίες, για τη μεγιστοποίηση του χρόνου αυτονομίας της, κρίθηκε σκόπιμο να αξιοποιηθεί στο πρόγραμμα της εφαρμογής η λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης που διαθέτει ο μικροελεγκτής ATmega16 που χρησιμοποιείται στο σύστημα. Η βασική ιδέα της προσέγγισης που υιοθετήθηκε έγκειται στην αυτόματη απενεργοποίηση του μικροελεγκτή εάν παρέλθει κάποιο (προκαθορισμένο) χρονικό διάστημα χωρίς να γίνεται (πρακτικά) χρήση της διάταξης.

Πιο συγκεκριμένα, η βιβλιοθήκη `sleep.h` της Codevision παρέχει πρόσβαση, μέσω μιας σειράς σχετικών εντολών (συναρτήσεων), στις υποστηριζόμενες από τους AVR μικροελεγκτές καταστάσεις χαμηλής κατανάλωσης (`idle mode`, `powerdown mode`, `powersave mode`, `standby mode`, `extended_standby mode`). Για την περίπτωση της εφαρμογής μας, η λειτουργία που επιλέχθηκε για την απενεργοποίηση του συστήματος ήταν αυτή του `powerdown mode`, η οποία μειώνει στο μέγιστο βαθμό την κατανάλωση, καθώς, εκτός της CPU, απενεργοποιείται και η μονάδα κεντρικού χρονισμού του συστήματος (κατά συνέπεια και οι χρονοσιτές). Η ανάνηψη του συστήματος από το `mode` αυτό μπορεί να γίνει κατ'ουσία μόνο μέσω των γραμμών εξωτερικών `interrupts`. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο το μπουτόν της συσκευής έχει συνδεθεί στον ακροδέκτη του INT0 (αντιστοιχεί στο PD.2).

Ο τρόπος με τον οποίο ενσωματώθηκε το χαρακτηριστικό αυτό στο πρόγραμμα της εφαρμογής έχει ως εξής: Καθ' όλη τη λειτουργία του προγράμματος είναι ενεργοποιημένος ένας μετρητής, ο οποίος έχει υλοποιηθεί μέσω του χρονιστή Timer2, και ο οποίος αυξάνεται διαρκώς μέχρι να φτάσει σε μια τιμή που αντιστοιχεί σε 2 περίπου λεπτά. Κάθε φορά που ανιχνεύεται σήμα εισόδου στον ακροδέκτη ICP (όταν δηλ. παίζεται κάποια χορδή στη κιθάρα) ή ανιχνεύεται (μέσω του INT0) πάτημα του μπουτόν, ο μετρητής αυτός γίνεται reset και η μέτρηση ξεκινάει εκ νέου από το μηδέν. Εάν όμως ο μετρητής λάβει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή του (εάν δηλ. παρέλθουν τα 2 λεπτά χωρίς να υπάρξει σήμα από την κιθάρα, ή πάτημα του μπουτόν), τότε προωθούνται οι σχετικές διαδικασίες και ο μικροελεγκτής εισέρχεται στο powerdown mode. Όταν ο χρήστης πατήσει το μπουτόν της διάταξης, το οποίο είναι συνδεδεμένο με τη γραμμή του εξωτερικού interrupt INT0, πραγματοποιείται αυτόματα η ανάνηψη του συστήματος από την κατάσταση χαμηλής κατανάλωσης και η εφαρμογή ενεργοποιείται εκ νέου, διατηρώντας τις πιο πρόσφατες ρυθμίσεις της.

3.8 Σύνοψη κεφαλαίου

Στο τρίτο κεφάλαιο αυτής της εργασίας αναλύσαμε τον τρόπο σχεδιασμού του λογισμικού της κατασκευής. Είδαμε ότι από ένα εξωτερικό button επιλέγεται η επιθυμητή προς κούρδισμα χορδή, ώστε ο μικροελεγκτής να στείλει μέσω του Timer0 το κατάλληλο σήμα, για να κεντραριστεί γύρω από την επιθυμητή συχνότητα το φίλτρο. Έπειτα λαμβάνεται από τον Timer1 το σήμα της κιθάρας και αφού υπολογιστεί ο μέσος όρος της συχνότητας 14 δειγμάτων, ελέγχεται η μεταξύ τους διασπορά. Αν αυτή δεν υπερβαίνει την επιτρεπτή, λαμβάνεται αυτός ο μέσος όρος ως η συχνότητα του σήματος εκείνη την χρονική στιγμή και υπολογίζεται σε ποιόν μουσικό τόνο αντιστοιχεί. Τόσο η υπολογισθείσα συχνότητα όσο και ο τόνος στον οποίο αυτή αντιστοιχεί αποτυπώνονται στην LCD οθόνη. Τέλος είδαμε την λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης στην οποία έχουμε ρυθμίσει τον μικροελεγκτή να εισέρχεται αυτόματα μετά από ένα χρονικό διάστημα αδράνειας του συστήματος και να επανέρχεται αυτόματα στην κανονική λειτουργία με το πάτημα του button.

Σχόλια, συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική εξέλιξη

Όπως είδαμε, η κατασκευή η οποία σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε είναι μια ολοκληρωμένη, πλήρως αυτόνομη και αυτοτελής συσκευή κουρδίσματος κιθάρας. Θα μπορούσε να υλοποιηθεί πιο εύκολα και πιο απλά με την βοήθεια διασύνδεσης της με άλλη συσκευή, όπως είναι ο Ηλεκτρονικός Υπολογιστής, για την επεξεργασία του σήματος με κάποιο εξειδικευμένο για αυτή τη δουλειά λογισμικό, ή και να τροφοδοτείται απευθείας από εξωτερικό τροφοδοτικό. Κάτι τέτοιο όμως θα αναιρούσε τον ένα από τους δύο βασικούς στόχους της εργασίας. Στόχος λοιπόν, πέραν της δημιουργίας μιας διάταξης με την βοήθεια της οποίας μπορεί να κουρδιστεί μια κιθάρα, ήταν και να φτιαχτεί ένα ολοκληρωμένο προϊόν όπως αυτά που κυκλοφορούν στο εμπόριο. Αυτό κατά ένα μεγάλο βαθμό υλοποιήθηκε. Η κατασκευή μας είναι ένα αυτόνομο προϊόν που σε ευχρηστία και σε αξιοπιστία μπορεί να συναγωνιστεί προϊόντα του εμπορίου. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί πολύ εύκολα από τον καθένα χωρίς να χρειάζεται κάποια ιδιαίτερη κατάρτιση στον χειρισμό της. Φτάνει να συνδέσει κάποιος το βύσμα της κιθάρας, να ενεργοποιήσει την συσκευή, να επιλέξει χορδή και να παίξει, ώστε να δει πια νότα αναπαράγεται. Το σήμα της κιθάρας μετρήθηκε με σύγχρονο ψηφιακό παλμογράφο ακριβείας, ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική της ανάλυσης Fourier για την εύρεση της βασικής αρμονικής, και τα αποτελέσματα ήταν ίδια με την δικιά μας μέτρηση, με ακρίβεια πρώτου δεκαδικού ψηφίου. Επίσης μεγάλο πλεονέκτημα αποτελεί η αντιστοίχιση της μετρηθείσας συχνότητας με μουσικό τόνο, ώστε να μπορεί να κουρδίσει και κάποιος ο οποίος δεν γνωρίζει τις συχνότητες εκπομπής κάθε νότας.

Από την άλλη πλευρά το μειονέκτημά της σε σχέση με αντίστοιχες συσκευές του εμπορίου είναι το σχετικά μεγάλο της μέγεθος και το υψηλό κόστος κατασκευής της. Το μέγεθος είναι μεγάλο πρώτον γιατί πρόκειται για χειροποίητη και όχι για βιομηχανοποιημένη κατασκευή, και δεύτερον γιατί τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν ήταν αυτά που βρέθηκαν πιο εύκολα στο εμπόριο και όχι αυτά που πληρούσαν ακριβώς τις προδιαγραφές. Το κουτί που χρησιμοποιήθηκε για παράδειγμα, είναι λίγο μεγαλύτερο από τον αρχικό προϋπολογισμό του μεγέθους. Αλλά εφόσον αυτό βρέθηκε πιο εύκολα,

όλη η πλακέτα προσαρμόστηκε σε αυτό. Κάτι αντίστοιχο συμβαίνει και με το κόστος. Είναι και αυτό υψηλό λόγω των μεγάλων τιμών λιανικής πώλησης των εξαρτημάτων, σε αντίθεση με το κατά πολύ μικρότερο της χονδρικής, αλλά και γιατί χρησιμοποιήθηκαν υλικά με παραπάνω προδιαγραφές από ότι ήταν αναγκαίο. Αν για παράδειγμα χρειαζόμασταν έναν πυκνωτή 10μF στα 10V και είχαμε μόνο στα 100V, χρησιμοποιούσαμε αυτόν.

Επίσης, ο μικροελεγκτής ATmega16 που επιλέχθηκε για την υλοποίηση της διάταξης είναι αυτός που χρησιμοποιείται στο εργαστήριο του μαθήματος «Μικροελεγκτές» του Τμήματος Ηλεκτρολογίας. Υπάρχουν όμως και άλλοι μικροελεγκτές στην οικογένεια των AVR με λιγότερες δυνατότητες (άρα και μικρότερο κόστος) που ικανοποιούν τις απαιτήσεις της εν λόγω εφαρμογής. Ένα τέτοιο παράδειγμα ενδεικτικά είναι ο μικροελεγκτής ATtiny40, ο οποίος έχει 20 ακροδέκτες έναντι των 44 του ATmega16. Διαθέτει μία ολόκληρη «πόρτα» που μπορεί να συνδεθεί η LCD οθόνη και στους υπόλοιπους ακροδέκτες διατίθενται ένας ακροδέκτης 8-bit χρονιστή παραγωγής τετραγωνικής παλμοσειράς (OC0), ένας ακροδέκτης μονάδας σύλληψης εισόδου 16-bit απεριθμητή (ICP1), καθώς και ο ένας τουλάχιστον ακροδέκτης εξωτερικού interrupt όπου χρειαζόμαστε. Διαθέτει 4kb μνήμης FLASH, έναντι των 16kb του ATmega16 (χρησιμοποιούμε 3796b) και 256b SRAM έναντι του 1kb του ATmega16 (η εφαρμογή χρησιμοποιεί 169b), ενώ δεν διαθέτει μνήμη EEPROM, που όμως δεν απαιτείται για την εφαρμογή μας. Η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας του ATtiny40 είναι 12MHz αντί 16MHz του ATmega16 (ο μικροελεγκτής στο κύκλωμά μας είναι χρονισμένος στα 8MHz).

Φυσικά αφού η συσκευή δεν προοριζόταν για το εμπόριο αλλά για ένα μόνο αντίτυπο στα πλαίσια σπουδαστικής έρευνας, το επιπρόσθετο κόστος δεν μας απασχολούσε. Μια ενδεικτική κοστολόγηση της κατασκευής, σε τιμές λιανικής, ανέρχεται στα 60€, από τα οποία τα μισά αναλογούν στο κόστος του μικροελεγκτή και των υπόλοιπων ολοκληρωμένων της πλακέτας και τα άλλα μισά στο κόστος του κουτιού και της οθόνης.

Θα κλείσουμε αυτήν εδώ την εργασία με κάποιες προτάσεις για μελλοντική εξέλιξη και αναβάθμιση της διάταξης. Όπως προ-ειπώθηκε η είσοδος του σήματος της κιθάρας γίνεται με βύσμα ήχου (τύπου «καρφί») απευθείας από την έξοδο της ηλεκτρικής κιθάρας. Προκειμένου να κουρδιστεί κλασική ή ακουστική κιθάρα πρέπει να προσαρμοστεί ένα μικρόφωνο σε ανάλογο βύσμα και να προσαρμοστεί στην υποδοχή της συσκευής. Μπορεί λοιπόν να προστεθεί ενσωματωμένο μικρόφωνο ώστε να γίνεται απευθείας κούρδισμα ακουστικών και κλασικών κιθάρων. Επίσης, μπορούν να προστεθούν οπτικοακουστικές ενδείξεις (με LED και buzzer) οι οποίες θα επισημαίνουν πότε η χορδή είναι κουρδισμένη. Ακόμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί μια οθόνη γραφικών και με τις ανάλογες βέβαια μετατροπές στο πρόγραμμα του μικροελεγκτή, να υπάρχει γραφική απεικόνιση του σημείου που βρίσκεται η συχνότητα της χορδής που χτυπάμε, πάνω στην κλίμακα των μουσικών νοτών. Τέλος, σε μια πιο εξελιγμένη υλοποίηση για ακόμα μεγαλύτερο βαθμό αυτοματοποίησης της διαδικασίας του κουρδίσματος, θα μπορούσε να προστεθεί μηχανικό σύστημα περιστρεφόμενου άξονα ο οποίος καταλήγει σε βραχίονα που εφαρμόζει στα κλειδιά της κιθάρας, και ενώ μετρίεται η

συχνότητα που παράγει η χορδή όσο την χτυπάμε, αυτός θα περιστρέφει κατάλληλα το κλειδί της χορδής, μέχρι αυτή να φτάσει στην προ-ορισμένη επιθυμητή συχνότητα.

Βιβλιογραφικές πηγές

Διδακτικά συγγράματα

Μικροϋπολογιστές – Εφαρμογές Μικροελεγκτών «Μ. Σφακιωτάκης»
Μικροελεγκτές – Εργαστηριακές Ασκήσεις «Μ. Σφακιωτάκης – Ι. Μηναδάκης»
Ηλεκτρονικές Κατασκευές – Εργαστηριακές ασκήσεις «Ι. Μηναδάκης»

Βιβλία

Ηλεκτρονική «Malvino» Εκδόσεις Τζιόλα
Guitar Gradus “Ruggero Chiesa” Edizioni Suvini Zerboni Milano
Operational Amplifiers “David A. Bell” Εκδόσεις Prentice-Hall

Άρθρα

Wikipedia article “Musical Notation”
Wikipedia article “Guitar Tuning”
Wikipedia article “Fundamental Frequency”
Wikipedia article “Chebyshev Filter”

Ιστοσελίδες

http://hades.mech.northwestern.edu/index.php/Guitar_Tuning_Project#Mechanical_Design_and_machining

http://hades.mech.northwestern.edu/index.php/Filtering_with_the_LMF100

<http://www.eleccircuit.com/max756-25v-35v-to-5v-step-up-dc-dc-converter/>

<http://courses.cit.cornell.edu/ee476/FinalProjects/s2004/ddb25/complete2.htm>

<http://www.myplace.nu/avr/gtuner/>

Παράρτημα-Α: Κώδικας Προγράμματος

```
#include <mega16.h>
#define ICP1 PIND.6
#define MAXN 14
#asm
    .equ __lcd_port=0x15 ;PORTC
#endasm
#include <lcd.h>
#include <delay.h>
#include <sleep.h>

sfrw ICR1=0x26;

unsigned int pulse,count=0,dummy;
unsigned char d0,d1,d2,d3;
long period_s=0,period=0,stdev,pulse_table[MAXN];
unsigned char ocr[]={69,45,32,25,19,13};
unsigned char string[]={6+48,5+48,4+48,3+48,2+48,1+48},k=0,j=0;
unsigned char notes[]={66,67,67,68,68,69,70,70,71,71,65,65,66,67};
float freq_ref[]={15.434,16.351,17.324,18.354,19.445,20.601,21.827,
                23.124,24.499,25.956,27.5,29.135,30.868,32.703};
float freq, ffr;
unsigned char fr;
bit sleep_flag=0;
```

Η συνάρτηση rid (read-isolate-debounce) αναλαμβάνει την εξάλειψη των ανεπιθύμητων διεγέρσεων των μπουτόν λόγω ανατηδήσεων.

```
unsigned char rid(unsigned char n)
{
    unsigned char mask;
    mask = (1<<n);
    if (!(PIND & mask))
    {
        count=0;
        delay_ms(30);
        while(!(PIND&mask));
        delay_ms(30);
        return(1);
    }
    else
        return(0);
}
```


Η συνάρτηση calcDigits υπολογίζει τα ψηφία ενός πολυψήφιου αριθμού.

```
void calcDigits(unsigned int num)  
{  
    d0=num % 10+48;  
    d1=(num % 100)/10+48;  
    d2=(num % 1000)/100+48;  
    d3=(num % 10000)/1000+48;  
}
```

Η συνάρτηση update_lcd ανανεώνει τα αποτελέσματα που εμφανίζονται στην οθόνη.

```
void update_lcd(void)  
{  
    lcd_gotoxy(0,0);  
    lcd_putsf("str:");  
    lcd_putchar(string[j]);  
  
    lcd_gotoxy(8,0);  
    lcd_putsf("fr:");  
    lcd_gotoxy(15,0);  
    lcd_putchar(d0);  
    lcd_gotoxy(14,0);  
    lcd_putchar('.');  
    lcd_gotoxy(13,0);  
    lcd_putchar(d1);  
    lcd_gotoxy(12,0);  
    lcd_putchar(d2);  
    lcd_gotoxy(11,0);  
    lcd_putchar(d3);  
  
    lcd_gotoxy(0,1);  
    lcd_putsf("note:");  
  
    lcd_gotoxy(7,1);  
    lcd_putchar('[');  
  
    lcd_gotoxy(10,1);  
    lcd_putchar(']');  
}
```

Η συνάρτηση clear_char καθαρίζει συγκεκριμένο χαρακτήρα από την οθόνη.

```
void clear_char(unsigned char x, unsigned char y)  
{  
    lcd_gotoxy(x,y);  
    lcd_putchar(' ');  
}
```

Με παλμό ανερχόμενου μετώπου ενεργοποιείται αίτημα διακοπής της μονάδας σύλληψης εισόδου. Στην διαδικασία που εκτελείται κρατείται η χρονική διάρκεια του παλμού σε έναν πίνακα και προστίθεται στην ολική διάρκεια παλμών.

```
interrupt [TIM1_CAPT] void Timer1_capt_isr(void)
{ static unsigned char i=0;

  TCNT1=0x0000;
  pulse=ICR1;
  pulse_table[i]=pulse;
  period_s = period_s + pulse;
  i++;
  count=0;
}
```

Όταν συγκεντρωθούν 14 παλμοί, υπολογίζεται ο μέσος όρος της χρονικής τους διάρκειας.

```
if (i==MAXN)
{
  period = period_s/ (MAXN);
  stdev=0;
}
```

Μετά βρίσκεται η τοπική απόκλιση του κάθε παλμού από τον μέσο όρο.

```
for (i=MAXN-1; i>0; i--)
  stdev += (pulse_table[i]-period)*(pulse_table[i]-period)/(MAXN-1);
```

Αν ο βαθμός της τοπικής απόκλισης είναι αποδεκτός, ο μέσος όρος της χρονικής διάρκειας των 14 παλμών λαμβάνεται ως η περίοδος του σήματος και από αυτήν υπολογίζεται η συχνότητά του.

```
if (stdev<11000)
  freq = 1e6/(float)period;

  calcDigits((int) (freq*10));

  period_s = 0;
  i=0;
}
}
```

Στις 3000 υπερχειλίσεις του timer2 (περίπου 2 λεπτά) όπου το σύστημα παραμένει ανενεργό, σηματοδοτείται το bit sleep_flag με 1 (ο μετρητής μηδενίζεται κάθε φορά που υπάρχει σύλληψη σήματος ή πάτημα του μπουτόν).

```
interrupt [TIM2_OVF] void Timer2_ovf_isr(void)
{
  if (++count==3000)
  {
    count=0;
    sleep_flag=1;
  }
}
```

Κατά την ενεργοποίηση του εξωτερικού interrupt 0 (μλουτόν), απενεργοποιείται το sleep mode (αν ήταν ενεργό).

```
interrupt [EXT_INT0] void ext_isr(void)
{
    sleep_disable();
}
```

```
void main(void)
{
    DDRA=0xFF; PORTA=0xFF;
    DDRC=0xFF; PORTC=0xFF;
    DDRD=0x00; PORTD=0xFF;
    DDRB=0xFF; PORTB=0xFF;
```

```
TCCR1B=0xC2;
TIMSK=0x60;
```

```
TCNT0 = 0x00;
TCCR0 = 0x1A;
TCCR2 = 0x07;
OCR0 = ocr[j];
```

```
GICR = 0x00;
MCUCR = 0x00;
```

```
lcd_init(16);
delay_ms(1400);
```

```
sleep_enable();
asm("sei")
```

```
calcDigits(freq);
while(1)
{
```

Όταν το μλουτόν πατηθεί, επιλέγεται η επόμενη χορδή και καθαρίζονται τα προηγούμενα αποτελέσματα από την οθόνη.

```
if (rid(2)==1)
{
    freq=0;
    calcDigits(freq);
    clear_char(6,1);
    clear_char(8,1);
    clear_char(9,1);
    clear_char(11,1);
    if (j<5)
        j++;
    else
```

```

    j=0;
    OCRO = ocr[j];
}

```

```

update_lcd();
PORTA=0xff;

```

Διαιρείται η υπολογισθείσα συχνότητα με κάθε μία από τις συχνότητες αναφοράς.

```

for (k=1; k<13; k++)
{
    fr=(freq/freq_ref[k]);
    ffr=(freq/freq_ref[k]);
}

```

Όταν το ακέραιο μέρος του πηλίκου για πρώτη φορά αντιστοιχεί σε δύναμη του 2 μείων 1 (v^2-1), γνωρίζουμε μεταξύ ποιών δύο τόνων βρίσκεται η υπολογισθείσα συχνότητα.

```

if ((fr==1) || (fr==3) || (fr==7) || (fr==15))
{
    switch(fr)
    {
        case 3: ffr=ffr*4; break;
        case 7: ffr=ffr*2; break;
        case 15: ffr=ffr; break;
    }
}

```

Αν το δεκαδικό μέρος είναι μεγαλύτερο από 0.5, η νότα στην οποία η υπολογισθείσα συχνότητα αντιστοιχεί, είναι ίδια με την νότα της συχνότητας αναφοράς. Η νότα αναγράφεται στην οθόνη.

```

if ((ffr-15)>0.5)
{
    lcd_gotoxy(8,1);
    lcd_putchar(notes[k]);
}

```

Αν είναι μεγαλύτερο από 0.9, είναι ακριβώς η νότα.

```

if ((ffr-15)>0.9)
{
    clear_char(6,1);
    clear_char(11,1);
    PORTA=0;
}

```

Διαφορετικά είναι λίγο πριν τη νότα και εμφανίζεται το σύμβολο «->» πριν την αναγραφή της νότας στην οθόνη.

```

else
{
    lcd_gotoxy(6,1);
    lcd_putchar(45);
    clear_char(11,1);
}

```

Προστίθεται το σύμβολο «#», αν η νότα είναι οξεία.

```
if ((k==2) || (k==4) || (k==7) || (k==9) || (k==11))
{
    lcd_gotoxy(9,1);
    lcd_putchar(35);
}
else
{
    clear_char(9,1);
}
break;
}
```

Αν το δεκαδικό μέρος είναι μικρότερο από 0.5, η νότα στην οποία η υπολογισθείσα συχνότητα αντιστοιχεί, είναι η προηγούμενη της νότας της συχνότητας αναφοράς. Η νότα αναγράφεται στην οθόνη.

```
else
{
    lcd_gotoxy(8,1);
    lcd_putchar(notes[k-1]);
}
```

Αν είναι μικρότερο από 0.2, είναι ακριβώς η νότα.

```
if ((fvr-15)<0.2)
{
    clear_char(6,1);
    clear_char(11,1);
    PORTA=0;
}
```

Διαφορετικά είναι λίγο μετά τη νότα και εμφανίζεται το σύμβολο «+» μετά την αναγραφή της νότας στην οθόνη.

```
else
{
    lcd_gotoxy(11,1);
    lcd_putchar(43);
    clear_char(6,1);
}
```

Προστίθεται το σύμβολο «#», αν η νότα είναι οξεία.

```
if ((k==3) || (k==5) || (k==8) || (k==10) || (k==12))
{
    lcd_gotoxy(9,1);
    lcd_putchar(35);
}
else
{
    clear_char(9,1);
}
```

```

    }
    break;
}
}
}
k=1;

```

Αν το bit `sleep_flag` είναι 1, ενεργοποιείται η λειτουργία χαμηλής κατανάλωσης.

```

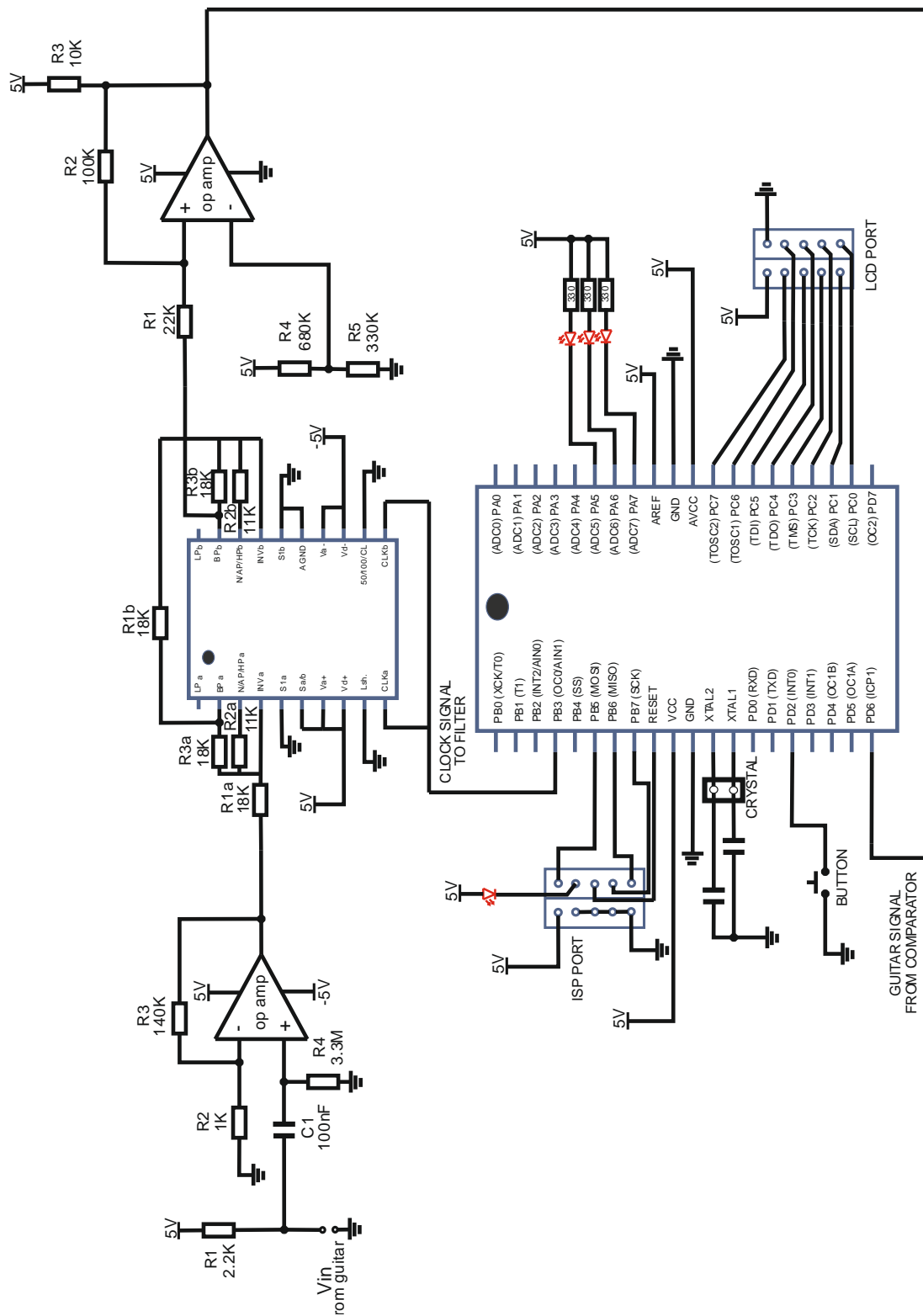
if (sleep_flag==1)
{
    sleep_enable();
    GICR=0x40; GIFR=0x40;
    lcd_clear();
    TCCR0=0x00;
    PORTB.3=1;
    PORTA=0;
    powerdown();

    for (dummy=0;dummy<40;dummy++);
    sleep_flag=0;
    GICR=0x00;
    TCCR0=0x1A;
}
}

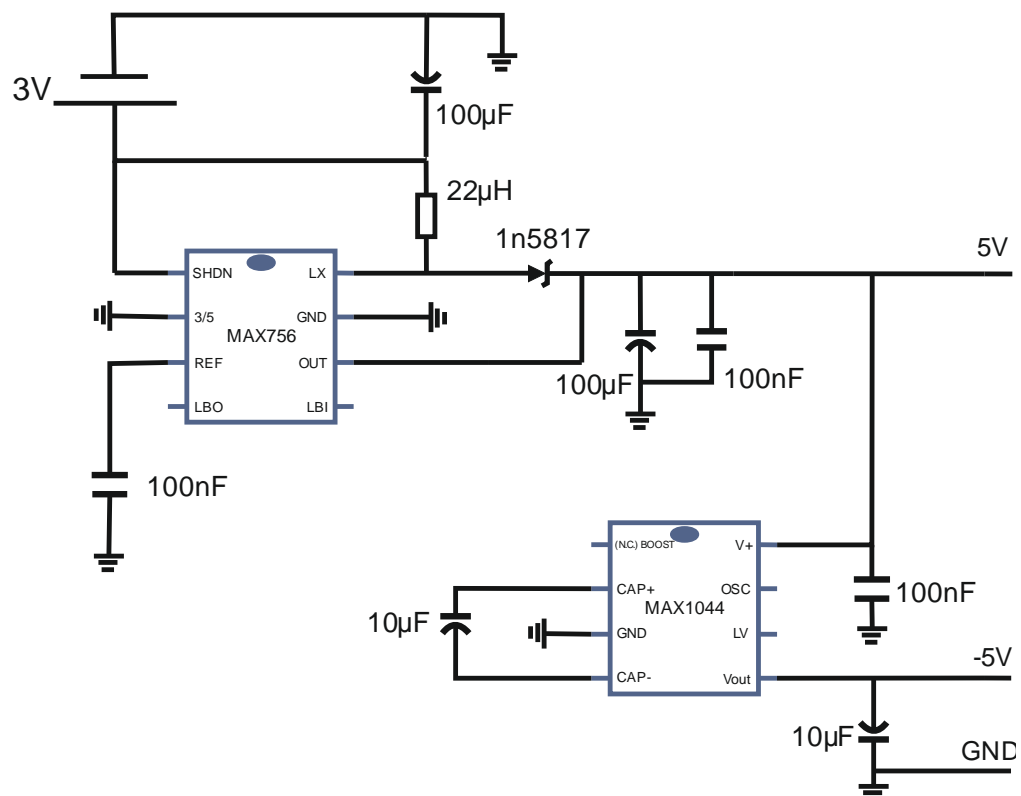
```

Παράρτημα-Β: Σχηματικά Διαγράμματα

Συνολικό σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος της διάταξης.



Συνολικό σχηματικό διάγραμμα τροφοδοσίας του κυκλώματος.



Παράρτημα-Γ: Πίνακες

Note	Νότα	Octave	Frequency	Wavelength (M)*	Comment
C	Ντο	0	16.351	20.812	
C# / Db	Ντο#	0	17.324	19.643	
D	Ρε	0	18.354	18.540	
D# / Eb	Ρε#	0	19.445	17.500	
E	Μι	0	20.601	16.518	
F	Φα	0	21.827	15.590	
F# / Gb	Φα#	0	23.124	14.716	
G	Σολ	0	24.499	13.890	
G# / Ab	Σολ#	0	25.956	13.110	
A	Λα	0	27.5	12.374	Lowest Note of Piano
A# / Bb	Λα#	0	29.135	11.680	
B	Σι	0	30.868	11.024	
C	Ντο	1	32.703	10.405	
C# / Db	Ντο#	1	34.648	9.821	
D	Ρε	1	36.708	9.270	
D# / Eb	Ρε#	1	38.891	8.750	
E	Μι	1	41.203	8.259	Lowest Note of Bass
F	Φα	1	43.654	7.795	
F# / Gb	Φα#	1	46.249	7.358	
G	Σολ	1	48.999	6.945	
G# / Ab	Σολ#	1	51.913	6.555	
A	Λα	1	55	6.187	
A# / Bb	Λα#	1	58.27	5.840	
B	Σι	1	61.735	5.512	
C	Ντο	2	65.406	5.203	
C# / Db	Ντο#	2	69.296	4.911	
D	Ρε	2	73.416	4.635	
D# / Eb	Ρε#	2	77.782	4.375	
E	Μι	2	82.407	4.129	Lowest Note of Guitar
F	Φα	2	87.307	3.898	
F# / Gb	Φα#	2	92.499	3.679	
G	Σολ	2	97.999	3.472	
G# / Ab	Σολ#	2	103.826	3.278	
A	Λα	2	110	3.094	
A# / Bb	Λα#	2	116.541	2.920	
B	Σι	2	123.471	2.756	
C	Ντο	3	130.813	2.601	
C# / Db	Ντο#	3	138.591	2.455	

D	Ρε	3	146.832	2.318	
D# / Eb	Ρε#	3	155.563	2.187	
E	Μι	3	164.814	2.065	
F	Φα	3	174.614	1.949	
F# / Gb	Φα#	3	184.997	1.839	
G	Σολ	3	195.998	1.736	Lowest note of violin
G# / Ab	Σολ#	3	207.652	1.639	
A	Λα	3	220	1.547	
A# / Bb	Λα#	3	233.082	1.460	
B	Σι	3	246.942	1.378	
C	Ντο	4	261.626	1.301	Middle C
C# / Db	Ντο#	4	277.183	1.228	
D	Ρε	4	293.665	1.159	
D# / Eb	Ρε#	4	311.127	1.094	
E	Μι	4	329.628	1.032	
F	Φα	4	349.228	0.974	
F# / Gb	Φα#	4	369.994	0.920	
G	Σολ	4	391.995	0.868	
G# / Ab	Σολ#	4	415.305	0.819	
A	Λα	4	440	0.773	Tuning reference note
A# / Bb	Λα#	4	466.164	0.730	
B	Σι	4	493.883	0.689	
C	Ντο	5	523.251	0.650	
C# / Db	Ντο#	5	554.365	0.614	
D	Ρε	5	587.33	0.579	
D# / Eb	Ρε#	5	622.254	0.547	
E	Μι	5	659.255	0.516	
F	Φα	5	698.456	0.487	
F# / Gb	Φα#	5	739.989	0.460	
G	Σολ	5	783.991	0.434	
G# / Ab	Σολ#	5	830.609	0.410	
A	Λα	5	880	0.387	
A# / Bb	Λα#	5	932.328	0.365	
B	Σι	5	987.767	0.345	
C	Ντο	6	1046.502	0.325	
C# / Db	Ντο#	6	1108.731	0.307	
D	Ρε	6	1174.659	0.290	
D# / Eb	Ρε#	6	1244.508	0.273	
E	Μι	6	1318.51	0.258	
F	Φα	6	1396.913	0.244	
F# / Gb	Φα#	6	1479.978	0.230	
G	Σολ	6	1567.982	0.217	
G# / Ab	Σολ#	6	1661.219	0.205	

A	Λα	6	1760	0.193	
A# / Bb	Λα#	6	1864.655	0.182	
B	Σι	6	1975.533	0.172	
C	Ντο	7	2093.005	0.163	
C# / Db	Ντο#	7	2217.461	0.153	
D	Ρε	7	2349.318	0.145	
D# / Eb	Ρε#	7	2489.016	0.137	
E	Μι	7	2637.021	0.129	
F	Φα	7	2793.826	0.122	
F# / Gb	Φα#	7	2959.955	0.115	
G	Σολ	7	3135.964	0.109	
G# / Ab	Σολ#	7	3322.438	0.102	
A	Λα	7	3520	0.097	
A# / Bb	Λα#	7	3729.31	0.091	
B	Σι	7	3951.066	0.086	
C	Ντο	8	4186.009	0.081	
C# / Db	Ντο#	8	4434.922	0.077	
D	Ρε	8	4698.636	0.072	
D# / Eb	Ρε#	8	4978.032	0.068	
E	Μι	8	5274.042	0.065	
F	Φα	8	5587.652	0.061	
F# / Gb	Φα#	8	5919.91	0.057	
G	Σολ	8	6271.928	0.054	
G# / Ab	Σολ#	8	6644.876	0.051	
A	Λα	8	7040	0.048	
A# / Bb	Λα#	8	7458.62	0.046	
B	Σι	8	7902.132	0.043	
C	Ντο	9	8372.018	0.041	
C# / Db	Ντο#	9	8869.844	0.038	
D	Ρε	9	9397.272	0.036	
D# / Eb	Ρε#	9	9956.064	0.034	
E	Μι	9	10548.084	0.032	
F	Φα	9	11175.304	0.030	
F# / Gb	Φα#	9	11839.82	0.029	
G	Σολ	9	12543.856	0.027	
G# / Ab	Σολ#	9	13289.752	0.026	
A	Λα	9	14080	0.024	
A# / Bb	Λα#	9	14917.24	0.023	
B	Σι	9	15804.264	0.022	

* Τα μήκη κύματος έχουν υπολογιστεί λαμβάνοντας την ταχύτητα του ήχου ίση με 340.29 m/s

Παράρτημα-Δ: Datasheets

Features

- High-performance, Low-power AVR[®] 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16 MIPS Throughput at 16 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- Nonvolatile Program and Data Memories
 - 16K Bytes of In-System Self-Programmable Flash
Endurance: 10,000 Write/Erase Cycles
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
In-System Programming by On-chip Boot Program
True Read-While-Write Operation
 - 512 Bytes EEPROM
Endurance: 100,000 Write/Erase Cycles
 - 1K Byte Internal SRAM
 - Programming Lock for Software Security
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Four PWM Channels
 - 8-channel, 10-bit ADC
 - 8 Single-ended Channels
 - 7 Differential Channels in TQFP Package Only
 - 2 Differential Channels with Programmable Gain at 1x, 10x, or 200x
 - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 32 Programmable I/O Lines
 - 40-pin PDIP, 44-lead TQFP, and 44-pad MLF
- Operating Voltages
 - 2.7 - 5.5V for ATmega16L
 - 4.5 - 5.5V for ATmega16
- Speed Grades
 - 0 - 8 MHz for ATmega16L
 - 0 - 16 MHz for ATmega16
- Power Consumption @ 1 MHz, 3V, and 25°C for ATmega16L
 - Active: 1.1 mA
 - Idle Mode: 0.35 mA
 - Power-down Mode: < 1 µA



8-bit AVR[®] Microcontroller with 16K Bytes In-System Programmable Flash

ATmega16
ATmega16L

Summary

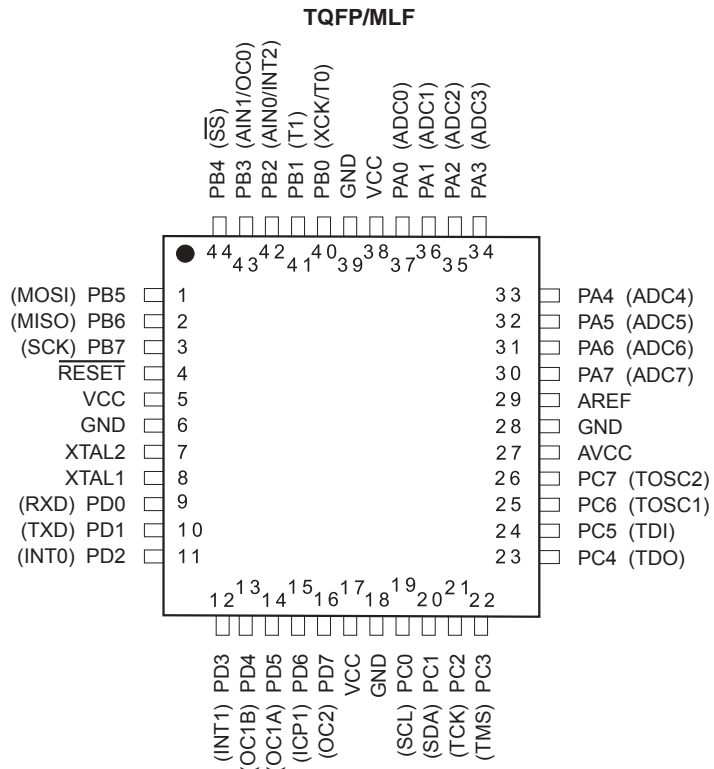
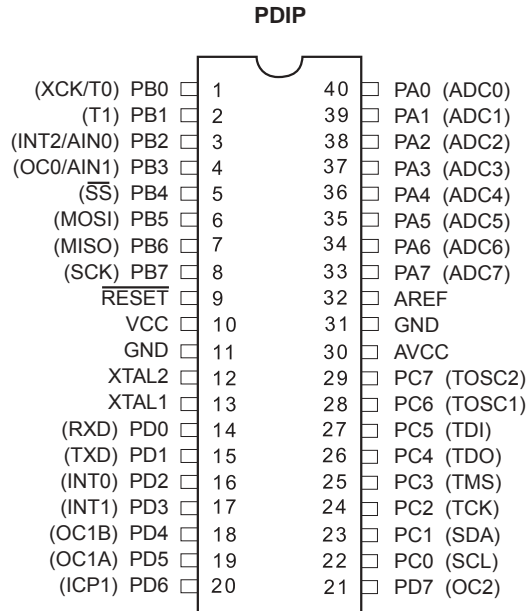
2466HS-AVR-12/03



Note: This is a summary document. A complete document is available on our Web site at www.atmel.com.

Pin Configurations

Figure 1. Pinouts ATmega16



Disclaimer

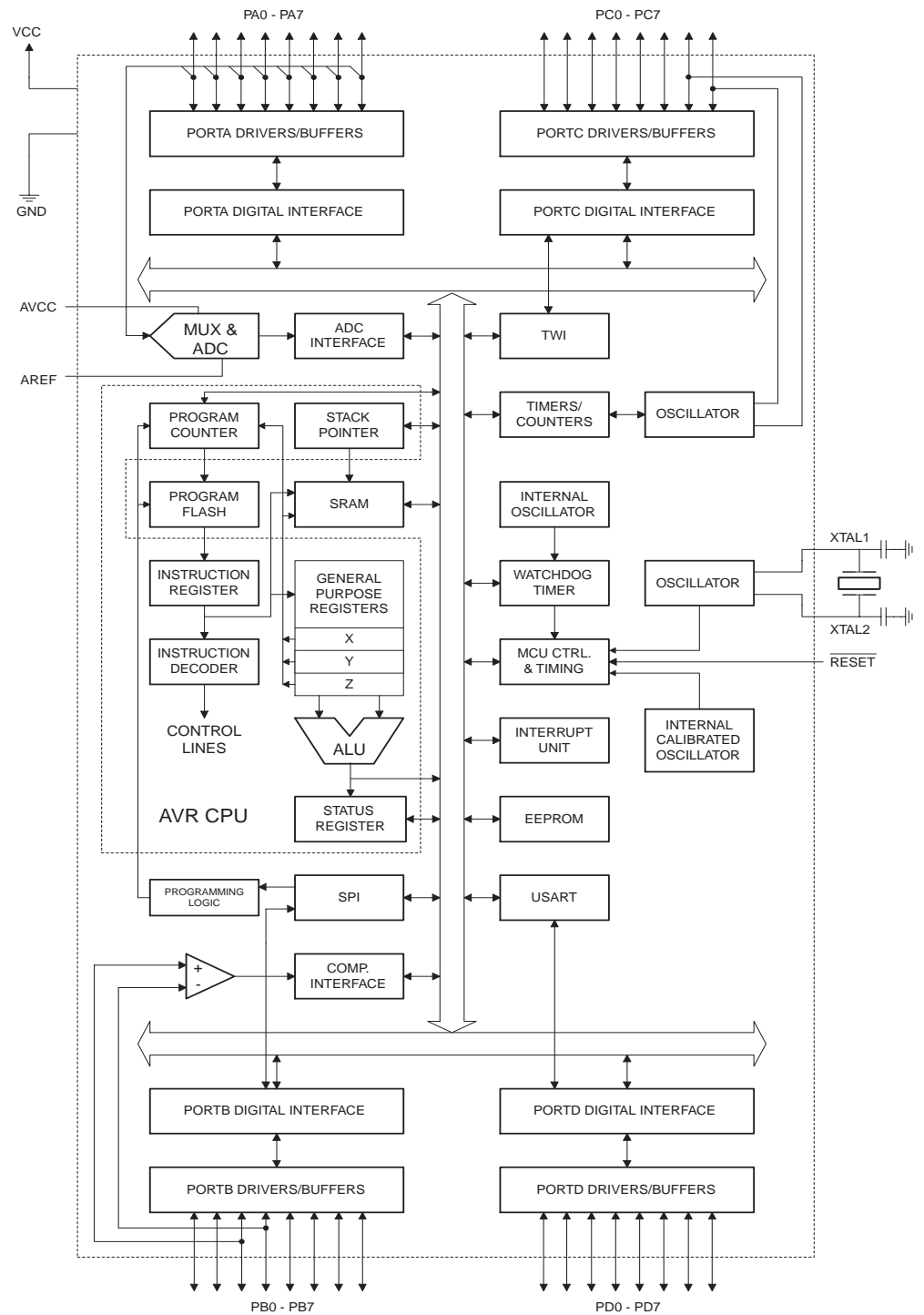
Typical values contained in this datasheet are based on simulations and characterization of other AVR microcontrollers manufactured on the same process technology. Min and Max values will be available after the device is characterized.

Overview

The ATmega16 is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR enhanced RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the ATmega16 achieves throughputs approaching 1 MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.

Block Diagram

Figure 2. Block Diagram





The AVR core combines a rich instruction set with 32 general purpose working registers. All the 32 registers are directly connected to the Arithmetic Logic Unit (ALU), allowing two independent registers to be accessed in one single instruction executed in one clock cycle. The resulting architecture is more code efficient while achieving throughputs up to ten times faster than conventional CISC microcontrollers.

The ATmega16 provides the following features: 16K bytes of In-System Programmable Flash Program memory with Read-While-Write capabilities, 512 bytes EEPROM, 1K byte SRAM, 32 general purpose I/O lines, 32 general purpose working registers, a JTAG interface for Boundary-scan, On-chip Debugging support and programming, three flexible Timer/Counters with compare modes, Internal and External Interrupts, a serial programmable USART, a byte oriented Two-wire Serial Interface, an 8-channel, 10-bit ADC with optional differential input stage with programmable gain (TQFP package only), a programmable Watchdog Timer with Internal Oscillator, an SPI serial port, and six software selectable power saving modes. The Idle mode stops the CPU while allowing the USART, Two-wire interface, A/D Converter, SRAM, Timer/Counters, SPI port, and interrupt system to continue functioning. The Power-down mode saves the register contents but freezes the Oscillator, disabling all other chip functions until the next External Interrupt or Hardware Reset. In Power-save mode, the Asynchronous Timer continues to run, allowing the user to maintain a timer base while the rest of the device is sleeping. The ADC Noise Reduction mode stops the CPU and all I/O modules except Asynchronous Timer and ADC, to minimize switching noise during ADC conversions. In Standby mode, the crystal/resonator Oscillator is running while the rest of the device is sleeping. This allows very fast start-up combined with low-power consumption. In Extended Standby mode, both the main Oscillator and the Asynchronous Timer continue to run.

The device is manufactured using Atmel's high density nonvolatile memory technology. The On-chip ISP Flash allows the program memory to be reprogrammed in-system through an SPI serial interface, by a conventional nonvolatile memory programmer, or by an On-chip Boot program running on the AVR core. The boot program can use any interface to download the application program in the Application Flash memory. Software in the Boot Flash section will continue to run while the Application Flash section is updated, providing true Read-While-Write operation. By combining an 8-bit RISC CPU with In-System Self-Programmable Flash on a monolithic chip, the Atmel ATmega16 is a powerful microcontroller that provides a highly-flexible and cost-effective solution to many embedded control applications.

The ATmega16 AVR is supported with a full suite of program and system development tools including: C compilers, macro assemblers, program debugger/simulators, in-circuit emulators, and evaluation kits.

Pin Descriptions

VCC	Digital supply voltage.
GND	Ground.
Port A (PA7..PA0)	Port A serves as the analog inputs to the A/D Converter. Port A also serves as an 8-bit bi-directional I/O port, if the A/D Converter is not used. Port pins can provide internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port A output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. When pins PA0 to PA7 are used as inputs and are externally pulled low, they will source current if the internal pull-up resistors are activated. The Port A pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port B (PB7..PB0)

Port B is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port B output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port B pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port B pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port B also serves the functions of various special features of the ATmega16 as listed on page 56.

Port C (PC7..PC0)

Port C is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port C output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port C pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port C pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running. If the JTAG interface is enabled, the pull-up resistors on pins PC5(TDI), PC3(TMS) and PC2(TCK) will be activated even if a reset occurs.

Port C also serves the functions of the JTAG interface and other special features of the ATmega16 as listed on page 59.

Port D (PD7..PD0)

Port D is an 8-bit bi-directional I/O port with internal pull-up resistors (selected for each bit). The Port D output buffers have symmetrical drive characteristics with both high sink and source capability. As inputs, Port D pins that are externally pulled low will source current if the pull-up resistors are activated. The Port D pins are tri-stated when a reset condition becomes active, even if the clock is not running.

Port D also serves the functions of various special features of the ATmega16 as listed on page 61.

$\overline{\text{RESET}}$

Reset Input. A low level on this pin for longer than the minimum pulse length will generate a reset, even if the clock is not running. The minimum pulse length is given in Table 15 on page 36. Shorter pulses are not guaranteed to generate a reset.

XTAL1

Input to the inverting Oscillator amplifier and input to the internal clock operating circuit.

XTAL2

Output from the inverting Oscillator amplifier.

AVCC

AVCC is the supply voltage pin for Port A and the A/D Converter. It should be externally connected to V_{CC} , even if the ADC is not used. If the ADC is used, it should be connected to V_{CC} through a low-pass filter.

AREF

AREF is the analog reference pin for the A/D Converter.

LMF100

High Performance Dual Switched Capacitor Filter

General Description

The LMF100 consists of two independent general purpose high performance switched capacitor filters. With an external clock and 2 to 4 resistors, various second-order and first-order filtering functions can be realized by each filter block. Each block has 3 outputs. One output can be configured to perform either an allpass, highpass, or notch function. The other two outputs perform bandpass and lowpass functions. The center frequency of each filter stage is tuned by using an external clock or a combination of a clock and resistor ratio. Up to a 4th-order biquadratic function can be realized with a single LMF100. Higher order filters are implemented by simply cascading additional packages, and all the classical filters (such as Butterworth, Bessel, Elliptic, and Chebyshev) can be realized.

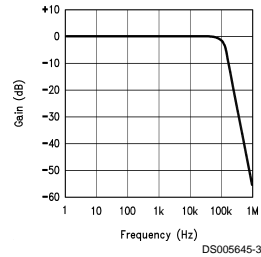
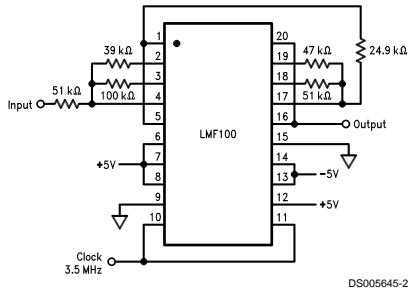
The LMF100 is fabricated on National Semiconductor's high performance analog silicon gate CMOS process,

LMCMOS™. This allows for the production of a very low offset, high frequency filter building block. The LMF100 is pin-compatible with the industry standard MF10, but provides greatly improved performance.

Features

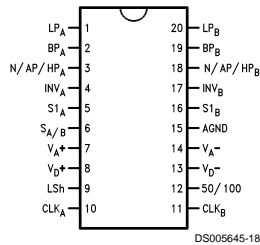
- Wide 4V to 15V power supply range
- Operation up to 100 kHz
- Low offset voltage: typically
 - (50:1 or 100:1 mode): Vos1 = ±5 mV
 - Vos2 = ±15 mV
 - Vos3 = ±15 mV
- Low crosstalk -60 dB
- Clock to center frequency ratio accuracy ±0.2% typical
- f₀ x Q range up to 1.8 MHz
- Pin-compatible with MF10

4th Order 100 kHz Butterworth Lowpass Filter



Connection Diagram

Surface Mount and Dual-In-Line Package



Top View
 Order Number
LMF100CCN or LMF100CIWM
 See NS Package Number N20A or M20B

LMCMOS™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

(Note 14)

Supply Voltage ($V^+ - V^-$)	16V
Voltage at Any Pin	$V^+ + 0.3V$ $V^- - 0.3V$
Input Current at Any Pin (Note 2)	5 mA
Package Input Current (Note 2)	20 mA
Power Dissipation (Note 3)	500 mW
Storage Temperature	150°C
ESD Susceptibility (Note 11)	2000V
Soldering Information	
N Package: 10 sec.	260°C

J Package: 10 sec.	300°C
SO Package:	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

Operating Ratings (Note 1)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
LMF100CCN	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$
LMF100CIWM	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
Supply Voltage	$4V \leq V^+ - V^- \leq 15V$

Electrical Characteristics

The following specifications apply for Mode 1, $Q = 10$ ($R_1 = R_3 = 100k$, $R_2 = 10k$), $V^+ = +5V$ and $V^- = -5V$ unless otherwise specified. **Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX}** ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$.

Symbol	Parameter		Conditions	LMF100CCN			LMF100CIWM			Units	
				Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)		
I_s	Maximum Supply Current		$f_{CLK} = 250$ kHz No Input Signal	9	13	13	9	13		mA	
f_0	Center Frequency Range	MIN		0.1			0.1			Hz	
		MAX		100			100			kHz	
f_{CLK}	Clock Frequency Range	MIN		5.0			5.0			Hz	
		MAX		3.5			3.5			MHz	
f_{CLK}/f_0	Clock to Center Frequency Ratio Deviation		$V_{Pin12} = 5V$ or $0V$ $f_{CLK} = 1$ MHz	± 0.2	± 0.8	± 0.8	± 0.2	± 0.8		%	
$\frac{\Delta Q}{Q}$	Q Error (MAX) (Note 4)		$Q = 10$, Mode 1 $V_{Pin12} = 5V$ or $0V$ $f_{CLK} = 1$ MHz	± 0.5	± 5	± 6	± 0.5	± 6		%	
H_{OBP}	Bandpass Gain at f_0		$f_{CLK} = 1$ MHz	0	± 0.4	± 0.4	0	± 0.4		dB	
H_{OLP}	DC Lowpass Gain		$R_1 = R_2 = 10k$ $f_{CLK} = 250$ kHz	0	± 0.2	± 0.2	0	± 0.2		dB	
V_{OS1}	DC Offset Voltage (Note 5)		$f_{CLK} = 250$ kHz	± 5.0	± 15	± 15	± 5.0	± 15		mV	
V_{OS2}	DC Offset Voltage (Note 5)		$f_{CLK} = 250$ kHz		$S_{AB} = V^+$	± 30	± 80	± 80	± 30	± 80	mV
					$S_{AB} = V^-$	± 15	± 70	± 70	± 15	± 70	mV
V_{OS3}	DC Offset Voltage (Note 5)		$f_{CLK} = 250$ kHz	± 15	± 40	± 60	± 15	± 60		mV	
	Crosstalk (Note 6)		A Side to B Side or B Side to A Side	-60			-60			dB	
	Output Noise (Note 12)		$f_{CLK} = 250$ kHz 20 kHz Bandwidth 100:1 Mode	N	40		40				μV
				BP	320		320				
				LP	300		300				
	Clock Feedthrough (Note 13)		$f_{CLK} = 250$ kHz 100:1 Mode	6			6			mV	
V_{OUT}	Minimum Output Voltage Swing		$R_L = 5k$ (All Outputs)	+4.0	± 3.8	± 3.7	+4.0	± 3.7		V	
				-4.7			-4.7				
			$R_L = 3.5k$ (All Outputs)	+3.9			+3.9			V	
				-4.6	-4.6						
GBW	Op Amp Gain BW Product			5			5			MHz	
SR	Op Amp Slew Rate			20			20			V/ μs	
I_{sc}	Maximum Output Short Circuit Current (Note 7)	Source	(All Outputs)	12			12			mA	
		Sink		45			45			mA	

Electrical Characteristics (Continued)

The following specifications apply for Mode 1, Q = 10 ($R_1 = R_3 = 100k$, $R_2 = 10k$), $V^+ = +5V$ and $V^- = -5V$ unless otherwise specified. **Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX}** ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ C$.

Symbol	Parameter	Conditions	LMF100CCN			LMF100CIWM			Units
			Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
I_{IN}	Input Current on Pins: 4, 5, 6, 9, 10, 11, 12, 16, 17			10			10		μA

Electrical Characteristics

The following specifications apply for Mode 1, Q = 10 ($R_1 = R_3 = 100k$, $R_2 = 10k$), $V^+ = +2.50V$ and $V^- = -2.50V$ unless otherwise specified. **Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX}** ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ C$.

Symbol	Parameter	Conditions	LMF100CCN			LMF100CIWM			Units	
			Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)		
I_s	Maximum Supply Current	$f_{CLK} = 250$ kHz No Input Signal	8	12	12	8	12		mA	
f_0	Center Frequency Range	MIN	0.1			0.1			Hz	
		MAX	50			50			kHz	
f_{CLK}	Clock Frequency Range	MIN	5.0			5.0			Hz	
		MAX	1.5			1.5			MHz	
f_{CLK}/f_0	Clock to Center Frequency Ratio Deviation	$V_{Pin12} = 2.5V$ or $0V$ $f_{CLK} = 1$ MHz	± 0.2	± 1	± 1	± 0.2	± 1		%	
$\frac{\Delta Q}{Q}$	Q Error (MAX) (Note 4)	Q = 10, Mode 1 $V_{Pin12} = 5V$ or $0V$ $f_{CLK} = 1$ MHz	± 0.5	± 5	± 8	± 0.5	± 8		%	
H_{OBP}	Bandpass Gain at f_0	$f_{CLK} = 1$ MHz	0	± 0.4	± 0.5	0	± 0.5		dB	
H_{OLP}	DC Lowpass Gain	$R_1 = R_2 = 10k$ $f_{CLK} = 250$ kHz	0	± 0.2	± 0.2	0	± 0.2		dB	
V_{OS1}	DC Offset Voltage (Note 5)	$f_{CLK} = 250$ kHz	± 5.0	± 15	± 15	± 5.0	± 15		mV	
V_{OS2}	DC Offset Voltage (Note 5)	$f_{CLK} = 250$ kHz		$S_{A/B} = V^+$	± 20	± 60	± 20	± 60		mV
				$S_{A/B} = V^-$	± 10	± 50	± 10	± 60		mV
V_{OS3}	DC Offset Voltage (Note 5)	$f_{CLK} = 250$ kHz	± 10	± 25	± 30	± 10	± 30		mV	
	Crosstalk (Note 6)	A Side to B Side or B Side to A Side	-65			-65			dB	
	Output Noise (Note 12)	$f_{CLK} = 250$ kHz 20 kHz Bandwidth 100:1 Mode	N	25			25			μV
			BP	250			250			
			LP	220			220			
	Clock Feedthrough (Note 13)	$f_{CLK} = 250$ kHz 100:1 Mode	2			2			mV	
V_{OUT}	Minimum Output Voltage Swing	$R_L = 5k$ (All Outputs)		+1.6	± 1.5	± 1.4	+1.6	± 1.4		V
				-2.2			-2.2			V
			$R_L = 3.5k$ (All outputs)	+1.5			+1.5			V
			-2.1			-2.1			V	
GBW	Op Amp Gain BW Product		5			5			MHz	
SR	Op Amp Slew Rate		18			18			V/ μs	
I_{sc}	Maximum Output Short Circuit Current (Note 7)	Source	(All Outputs)	10			10			mA
		Sink		20			20			mA

Logic Input Characteristics

Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX} ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$.

Parameter		Conditions	LMF100CCN			LMF100CIWM			Units
			Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
CMOS Clock Input Voltage	MIN Logical "1"	$V^+ = +5\text{V}, V^- = -5\text{V},$ $V_{LSH} = 0\text{V}$		+3.0	+3.0		+3.0		V
	MAX Logical "0"	$V_{LSH} = 0\text{V}$		-3.0	-3.0		-3.0		V
	MIN Logical "1"	$V^+ = +10\text{V}, V^- = 0\text{V},$ $V_{LSH} = +5\text{V}$		+8.0	+8.0		+8.0		V
	MAX Logical "0"	$V_{LSH} = +5\text{V}$		+2.0	+2.0		+2.0		V
TTL Clock Input Voltage	MIN Logical "1"	$V^+ = +5\text{V}, V^- = -5\text{V},$ $V_{LSH} = 0\text{V}$		+2.0	+2.0		+2.0		V
	MAX Logical "0"	$V_{LSH} = 0\text{V}$		+0.8	+0.8		+0.8		V
	MIN Logical "1"	$V^+ = +10\text{V}, V^- = 0\text{V},$ $V_{LSH} = 0\text{V}$		+2.0	+2.0		+2.0		V
	MAX Logical "0"	$V_{LSH} = 0\text{V}$		+0.8	+0.8		+0.8		V
CMOS Clock Input Voltage	MIN Logical "1"	$V^+ = +2.5\text{V}, V^- = -2.5\text{V},$ $V_{LSH} = 0\text{V}$		+1.5	+1.5		+1.5		V
	MAX Logical "0"	$V_{LSH} = 0\text{V}$		-1.5	-1.5		-1.5		V
	MIN Logical "1"	$V^+ = +5\text{V}, V^- = 0\text{V},$ $V_{LSH} = +2.5\text{V}$		+4.0	+4.0		+4.0		V
	MAX Logical "0"	$V_{LSH} = +2.5\text{V}$		+1.0	+1.0		+1.0		V
TTL Clock Input Voltage	MIN Logical "1"	$V^+ = +5\text{V}, V^- = 0\text{V},$ $V_{LSH} = 0\text{V}, V_D^+ = 0\text{V}$		+2.0	+2.0		+2.0		V
	MAX Logical "0"	$V_{LSH} = 0\text{V}, V_D^+ = 0\text{V}$		+0.8	+0.8		+0.8		V

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

Note 2: When the input voltage (V_{IN}) at any pin exceeds the power supply rails ($V_{IN} < V^-$ or $V_{IN} > V^+$) the absolute value of current at that pin should be limited to 5 mA or less. The sum of the currents at all pins that are driven beyond the power supply voltages should not exceed 20 mA.

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$, and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the LMF100CIN when board mounted is 55°C/W . For the LMF100CIWM this number is 66°C/W .

Note 4: The accuracy of the Q value is a function of the center frequency (f_0). This is illustrated in the curves under the heading "Typical Performance Characteristics".

Note 5: V_{OS1} , V_{OS2} , and V_{OS3} refer to the internal offsets as discussed in the Applications Information section 3.4.

Note 6: Crosstalk between the internal filter sections is measured by applying a 1 V_{RMS} 10 kHz signal to one bandpass filter section input and grounding the input of the other bandpass filter section. The crosstalk is the ratio between the output of the grounded filter section and the 1 V_{RMS} input signal of the other section.

Note 7: The short circuit source current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum positive voltage swing and then shorting that output to the negative supply. The short circuit sink current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum negative voltage swing and then shorting that output to the positive supply. These are the worst case conditions.

Note 8: Typical values are at 25°C and represent most likely parametric norm.

Note 9: Tested limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 10: Design limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level) but are not 100% tested.

Note 11: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 12: In 50:1 mode the output noise is 3 dB higher.

Note 13: In 50:1 mode the clock feedthrough is 6 dB higher.

Note 14: A military RETS specification is available upon request.

2.0 Modes of Operation

The LMF100 is a switched capacitor (sampled data) filter. To fully describe its transfer functions, a time domain analysis is appropriate. Since this is cumbersome, and since the LMF100 closely approximates continuous filters, the following discussion is based on the well-known frequency domain. Each LMF100 can produce two full 2nd order functions. See *Table 1* for a summary of the characteristics of the various modes.

MODE 1: Notch 1, Bandpass, Lowpass Outputs:

$$f_{\text{notch}} = f_0 \text{ (See Figure 7)}$$

$$f_0 = \text{center frequency of the complex pole pair}$$

$$= \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50}$$

$$f_{\text{notch}} = \text{center frequency of the imaginary zero pair} = f_0.$$

$$H_{\text{OLP}} = \text{Lowpass gain (as } f \rightarrow 0) = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$H_{\text{OBP}} = \text{Bandpass gain (at } f = f_0) = -\frac{R_3}{R_1}$$

$$H_{\text{ON}} = \text{Notch output gain as } \left. \begin{array}{l} f \rightarrow 0 \\ f \rightarrow f_{\text{CLK}}/2 \end{array} \right\} = \frac{-R_2}{R_1}$$

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}} = \frac{R_3}{R_2}$$

= quality factor of the complex pole pair

BW = the -3 dB bandwidth of the bandpass output.

Circuit dynamics:

$$H_{\text{OLP}} = \frac{H_{\text{OBP}}}{Q} \text{ or } H_{\text{OBP}} = H_{\text{OLP}} \times Q$$

$$= H_{\text{ON}} \times Q.$$

$$H_{\text{OLP(peak)}} \cong Q \times H_{\text{OLP}} \text{ (for high } Q\text{'s)}$$

MODE 1a: Non-Inverting BP, LP (See Figure 8)

$$f_0 = \frac{f_{\text{CLK}}}{100} \text{ or } \frac{f_{\text{CLK}}}{50}$$

$$Q = \frac{R_3}{R_2}$$

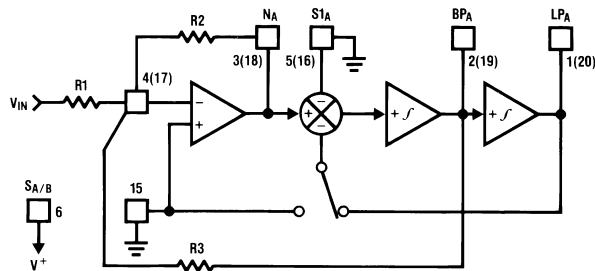
$$H_{\text{OLP}} = -1; H_{\text{OLP(peak)}} \cong Q \times H_{\text{OLP}} \text{ (for high } Q\text{'s)}$$

$$H_{\text{OBP}_1} = -\frac{R_3}{R_2}$$

$$H_{\text{OBP}_2} = 1 \text{ (non-inverting)}$$

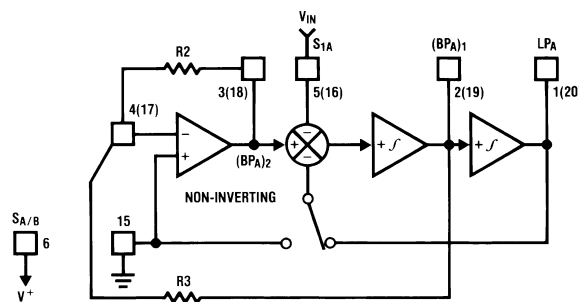
Circuit dynamics: $H_{\text{OBP}_1} = Q$

Note: V_{IN} should be driven from a low impedance (<1 k Ω) source.



DS005645-11

FIGURE 7. MODE 1



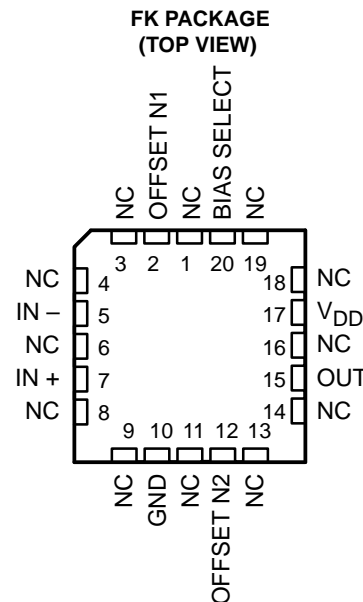
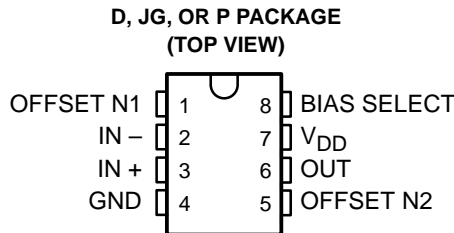
DS005645-4

FIGURE 8. MODE 1a

TLC271, TLC271A, TLC271B LinCMOS™ PROGRAMMABLE LOW-POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS090B – NOVEMBER 1987 – REVISED AUGUST 1996

- **Input Offset Voltage Drift . . . Typically 0.1 μ V/Month, Including the First 30 Days**
- **Wide Range of Supply Voltages Over Specified Temperature Range:**
 0°C to 70°C . . . 3 V to 16 V
 –40°C to 85°C . . . 4 V to 16 V
 –55°C to 125°C . . . 5 V to 16 V
- **Single-Supply Operation**
- **Common-Mode Input Voltage Range Extends Below the Negative Rail (C-Suffix and I-Suffix Types)**
- **Low Noise . . . 25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Typically at f = 1 kHz (High-Bias Mode)**
- **Output Voltage Range includes Negative Rail**
- **High Input Impedance . . . 10¹² Ω Typ**
- **ESD-Protection Circuitry**
- **Small-Outline Package Option Also Available in Tape and Reel**
- **Designed-In Latch-Up Immunity**



NC – No internal connection

description

The TLC271 operational amplifier combines a wide range of input offset voltage grades with low offset voltage drift and high input impedance. In addition, the TLC271 offers a bias-select mode that allows the user to select the best combination of power dissipation and ac performance for a particular application. These devices use Texas Instruments silicon-gate LinCMOS™ technology, which provides offset voltage stability far exceeding the stability available with conventional metal-gate processes.

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IOmax} AT 25°C	PACKAGE			
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	2 mV	TLC271BCD	—	—	TLC271BCP
	5 mV	TLC271ACD	—	—	TLC271ACP
	10 mV	TLC271CD	—	—	TLC271CP
–40°C to 85°C	2 mV	TLC271BID	—	—	TLC271BIP
	5 mV	TLC271AID	—	—	TLC271AIP
	10 mV	TLC271ID	—	—	TLC271IP
–55°C to 125°C	10 mV	TLC271MD	TLC271MFK	TLC271MJG	TLC271MP

The D package is available taped and reeled. Add R suffix to the device type (e.g., TLC271BCDR).



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

LinCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated

TLC271, TLC271A, TLC271B
LinCMOS™ PROGRAMMABLE LOW-POWER
OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS090B – NOVEMBER 1987 – REVISED AUGUST 1996

DEVICE FEATURES

PARAMETER†	BIAS-SELECT MODE			UNIT
	HIGH	MEDIUM	LOW	
P_D	3375	525	50	μW
SR	3.6	0.4	0.03	V/μs
V_n	25	32	68	nV/√Hz
B₁	1.7	0.5	0.09	MHz
A_{VD}	23	170	480	V/mV

† Typical at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C

description (continued)

Using the bias-select option, these cost-effective devices can be programmed to span a wide range of applications that previously required BiFET, NFET or bipolar technology. Three offset voltage grades are available (C-suffix and I-suffix types), ranging from the low-cost TLC271 (10 mV) to the TLC271B (2 mV) low-offset version. The extremely high input impedance and low bias currents, in conjunction with good common-mode rejection and supply voltage rejection, make these devices a good choice for new state-of-the-art designs as well as for upgrading existing designs.

In general, many features associated with bipolar technology are available in LinCMOS™ operational amplifiers, without the power penalties of bipolar technology. General applications such as transducer interfacing, analog calculations, amplifier blocks, active filters, and signal buffering are all easily designed with the TLC271. The devices also exhibit low-voltage single-supply operation, making them ideally suited for remote and inaccessible battery-powered applications. The common-mode input voltage range includes the negative rail.

A wide range of packaging options is available, including small-outline and chip-carrier versions for high-density system applications.

The device inputs and output are designed to withstand –100-mA surge currents without sustaining latch-up.

The TLC271 incorporates internal ESD-protection circuits that prevent functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015.2; however, care should be exercised in handling these devices as exposure to ESD may result in the degradation of the device parametric performance.

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

bias-select feature

The TLC271 offers a bias-select feature that allows the user to select any one of three bias levels depending on the level of performance desired. The tradeoffs between bias levels involve ac performance and power dissipation (see Table 1).



EVALUATION KIT MANUAL
FOLLOWS DATA SHEET

MAXIM

3.3V/5V/Adjustable-Output, Step-Up DC-DC Converters

MAX756/MAX757

General Description

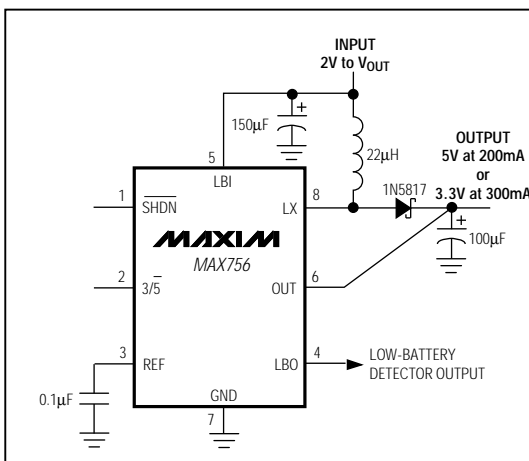
The MAX756/MAX757 are CMOS step-up DC-DC switching regulators for small, low input voltage or battery-powered systems. The MAX756 accepts a positive input voltage down to 0.7V and converts it to a higher pin-selectable output voltage of 3.3V or 5V. The MAX757 is an adjustable version that accepts an input voltage down to 0.7V and generates a higher adjustable output voltage in the range from 2.7V to 5.5V. Typical full-load efficiencies for the MAX756/MAX757 are greater than 87%.

The MAX756/MAX757 provide three improvements over previous devices. Physical size is reduced—the high switching frequencies (up to 0.5MHz) made possible by MOSFET power transistors allow for tiny (<5mm diameter) surface-mount magnetics. Efficiency is improved to 87% (10% better than with low-voltage regulators fabricated in bipolar technology). Supply current is reduced to 60µA by CMOS construction and a unique constant-off-time pulse-frequency modulation control scheme.

Applications

- 3.3V to 5V Step-Up Conversion
- Palmtop Computers
- Portable Data-Collection Equipment
- Personal Data Communicators/Computers
- Medical Instrumentation
- 2-Cell & 3-Cell Battery-Operated Equipment
- Glucose Meters

Typical Operating Circuit



Features

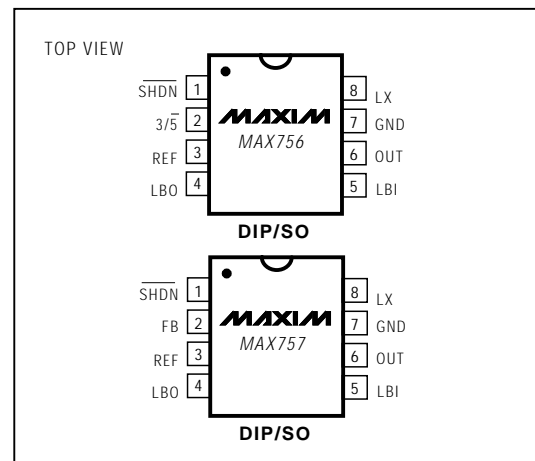
- ◆ Operates Down to 0.7V Input Supply Voltage
- ◆ 87% Efficiency at 200mA
- ◆ 60µA Quiescent Current
- ◆ 20µA Shutdown Mode with Active Reference and LBI Detector
- ◆ 500kHz Maximum Switching Frequency
- ◆ ±1.5% Reference Tolerance Over Temperature
- ◆ Low-Battery Detector (LBI/LBO)
- ◆ 8-Pin DIP and SO Packages

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX756CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX756CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX756C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX756EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX756ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX757CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX757CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX757C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX757EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX757ESA	-40°C to +85°C	8 SO

* Dice are tested at $T_A = +25^\circ\text{C}$ only.

Pin Configurations



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

Call toll free 1-800-998-8800 for free samples or literature.

3.3V/5V/Adjustable-Output, Step-Up DC-DC Converters

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (OUT to GND)	-0.3V, +7V
Switch Voltage (LX to GND)	-0.3V, +7V
Auxiliary Pin Voltages (SHDN, LBI, LBO, REF, 3/5, FB to GND)	-0.3V, (V _{OUT} + 0.3V)
Reference Current (I _{REF})	2.5mA
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C) Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C)	727mW
SO (derate 5.88mW/°C above +70°C)	471mW

Operating Temperature Ranges:

MAX75_C_ _	0°C to +70°C
MAX75_E_ _	-40°C to +85°C
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuits of Figure 1 and Typical Operating Circuit, V_{IN} = 2.5V, I_{LOAD} = 0mA, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Output Voltage	2V < V _{IN} < 3V	MAX756, 3/5 = 0V, 0mA < I _{LOAD} < 200mA	4.8	5.0	5.2	V
		MAX756, 3/5 = 3V, 0mA < I _{LOAD} < 300mA	3.17	3.30	3.43	
		MAX757, V _{OUT} = 5V, 0mA < I _{LOAD} < 200mA	4.8	5.0	5.2	
Minimum Start-Up Supply Voltage	I _{LOAD} = 10mA		1.1	1.8	V	
Minimum Operating Supply Voltage (once started)	I _{LOAD} = 20mA		0.7		V	
Quiescent Supply Current in 3.3V Mode (Note 1)	I _{LOAD} = 0mA, 3/5 = 3V, LBI = 1.25V, V _{OUT} = 3.47V, FB = 1.3V (MAX757 only)			60	μA	
Battery Quiescent Current Measured at V _{IN} in Figure 1	Output set for 3.3V		60		μA	
Shutdown Quiescent Current (Note 1)	SHDN = 0V, LBI = 1.25V, 3/5 = 3V, V _{OUT} = 3.47V, FB = 1.3V (MAX757 only)		20	40	μA	
Reference Voltage	No REF load, C _{REF} = 0.1μF	1.23	1.25	1.27	V	
Reference-Voltage Regulation	3/5 = 3V, -20μA < REF load < 250μA, C _{REF} = 0.22μF		0.8	2.0	%	
LBI Input Threshold	With falling edge	1.22	1.25	1.28	V	
LBI Input Hysteresis			25		mV	
LBO Output Voltage Low	I _{SINK} = 2mA			0.4	V	
LBO Output Leakage Current	LBO = 5V			1	μA	
SHDN, 3/5 Input Voltage Low				0.4	V	
SHDN, 3/5 Input Voltage High		1.6			V	
SHDN, 3/5, FB, LBI Input Current	LBI = 1.25V, FB = 1.25V, SHDN = 0V or 3V, 3/5 = 0V or 3V			±100	nA	
FB Voltage	MAX757	1.22	1.25	1.28	V	
Output Voltage Range	MAX757, I _{LOAD} = 0mA (Note 2)	2.7		5.5	V	

Note 1: Supply current from the 3.3V output is measured with an ammeter between the 3.3V output and OUT pin. This current correlates directly with actual battery supply current, but is reduced in value according to the step-up ratio and efficiency.

Note 2: Minimum value is production tested. Maximum value is guaranteed by design and is not production tested.



Switched-Capacitor Voltage Converters

MAX1044/ICL7660

General Description

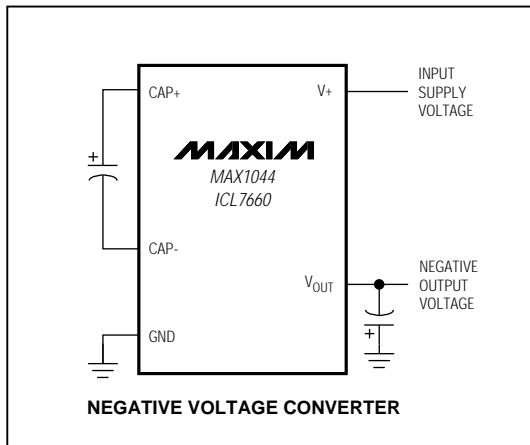
The MAX1044 and ICL7660 are monolithic, CMOS switched-capacitor voltage converters that invert, double, divide, or multiply a positive input voltage. They are pin compatible with the industry-standard ICL7660 and LTC1044. Operation is guaranteed from 1.5V to 10V with no external diode over the full temperature range. They deliver 10mA with a 0.5V output drop. The MAX1044 has a BOOST pin that raises the oscillator frequency above the audio band and reduces external capacitor size requirements.

The MAX1044/ICL7660 combine low quiescent current and high efficiency. Oscillator control circuitry and four power MOSFET switches are included on-chip. Applications include generating a -5V supply from a +5V logic supply to power analog circuitry. For applications requiring more power, the MAX660 delivers up to 100mA with a voltage drop of less than 0.65V.

Applications

- 5V Supply from +5V Logic Supply
- Personal Communications Equipment
- Portable Telephones
- Op-Amp Power Supplies
- EIA/TIA-232E and EIA/TIA-562 Power Supplies
- Data-Acquisition Systems
- Hand-Held Instruments
- Panel Meters

Typical Operating Circuit



Features

- ♦ **Miniature μ MAX Package**
- ♦ **1.5V to 10.0V Operating Supply Voltage Range**
- ♦ **98% Typical Power-Conversion Efficiency**
- ♦ **Invert, Double, Divide, or Multiply Input Voltages**
- ♦ **BOOST Pin Increases Switching Frequencies (MAX1044)**
- ♦ **No-Load Supply Current: 200 μ A Max at 5V**
- ♦ **No External Diode Required for Higher-Voltage Operation**

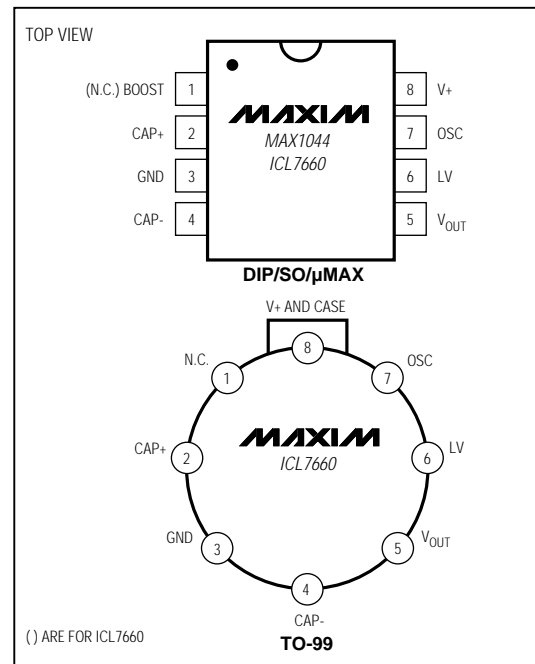
Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1044CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX1044CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX1044C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX1044EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP

Ordering Information continued at end of data sheet.

* Contact factory for dice specifications.

Pin Configurations



Switched-Capacitor Voltage Converters

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V_+ to GND, or GND to V_{OUT}).....	10.5V	CERDIP (derate 8.00mW/°C above +70°C).....	640mW
Input Voltage on Pins 1, 6, and 7	$-0.3V \leq V_{IN} \leq (V_+ + 0.3V)$	TO-99 (derate 6.67mW/°C above +70°C).....	533mW
LV Input Current	20 μ A	Operating Temperature Ranges	
Output Short-Circuit Duration ($V_+ \leq 5.5V$).....	Continuous	MAX1044C_/_/ICL7660C_/_	0°C to +70°C
Continuous Power Dissipation ($T_A = +70^\circ\text{C}$)		MAX1044E_/_/ICL7660E_/_	-40°C to +85°C
Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C)	727mW	MAX1044M_/_/ICL7660M_/_	-55°C to +125°C
SO (derate 5.88mW/°C above +70°C).....	471mW	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
μ MAX (derate 4.1mW/°C above +70°C).....	330mW	Lead Temperature (soldering, 10sec).....	+300°C

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, $V_+ = 5.0V$, LV pin = 0V, BOOST pin = open, $I_{LOAD} = 0mA$, $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MAX1044		ICL7660		UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN		MAX
Supply Current	$R_L = \infty$, pins 1 and 7 no connection, LV open	$T_A = +25^\circ\text{C}$	30	200	80	175	μA
		$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$		200		225	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$		200		250	
		$T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		200		250	
	$R_L = \infty$, pins 1 and 7 = $V_+ = 3V$		10				
Supply Voltage Range (Note 1)	$R_L = 10k\Omega$, LV open			3.0	10.0	V	
	$R_L = 10k\Omega$, LV to GND	1.5	10	1.5	3.5		
Output Resistance	$I_L = 20mA$, $f_{OSC} = 5kHz$, LV open	$T_A = +25^\circ\text{C}$	65	100	55	100	Ω
		$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$		130		120	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$		130		140	
		$T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		150		150	
	$f_{OSC} = 2.7kHz$ (ICL7660), $f_{OSC} = 1kHz$ (MAX1044), $V_+ = 2V$, $I_L = 3mA$, LV to GND	$T_A = +25^\circ\text{C}$		325		250	
		$T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$		325		300	
		$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$		325		300	
		$T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$		400		400	
Oscillator Frequency	$C_{OSC} = 1pF$, LV to GND (Note 2)	$V_+ = 5V$	5		10	kHz	
		$V_+ = 2V$	1				
Power Efficiency	$R_L = 5k\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $f_{OSC} = 5kHz$, LV open	95	98	95	98	%	
Voltage Conversion Efficiency	$R_L = \infty$, $T_A = +25^\circ\text{C}$, LV open	97.0	99.9	99.0	99.9	%	
Oscillator Sink or Source Current	$V_{OSC} = 0V$ or V_+ , LV open	Pin 1 = 0V		3		μA	
		Pin 1 = V_+		20			
Oscillator Impedance	$T_A = +25^\circ\text{C}$	$V_+ = 2V$	1.0		1.0	$M\Omega$	
		$V_+ = 5V$	100		100	$k\Omega$	

Note 1: The Maxim ICL7660 and MAX1044 can operate without an external output diode over the full temperature and voltage ranges. The Maxim ICL7660 can also be used with an external output diode in series with pin 5 (cathode at V_{OUT}) when replacing the Intersil ICL7660. Tests are performed without diode in circuit.

Note 2: f_{OSC} is tested with $C_{OSC} = 100pF$ to minimize the effects of test fixture capacitance loading. The 1pF frequency is correlated to this 100pF test point, and is intended to simulate pin 7's capacitance when the device is plugged into a test socket with no external capacitor. For this test, the LV pin is connected to GND for comparison to the original manufacturer's device, which automatically connects this pin to GND for ($V_+ > 3V$).