

ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
«ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΟΣ ΑΥΤΟΝΟΜΟΥ
ΨΗΦΙΑΚΟΥ SAMPLER-SEQUENCER»



Του φοιτητή
Ξανθόπουλου Άγγελου
Αρ. Μητρώου: 2020118

Επιβλέπων
Κιοσκερίδης Ιορδάνης
Καθηγητής

Αύγουστος 2026

Τίτλος Δ.Ε. : Σχεδίαση και υλοποίηση ενός αυτόνομου Sampler-Sequencer

Κωδικός Δ.Ε. : 25349

Ονοματεπώνυμο φοιτητή/τών : Ξανθόπουλος Άγγελος

Ονοματεπώνυμο εισηγητή : Κιοσκερίδης Ιορδάνης

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε. : 3/11/2025

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε. : 30/8/2026

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, έχω καταγράψει τις όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών, εικόνων και κειμένου, είτε αυτές αναφέρονται ακριβώς είτε παραφρασμένες. Επιπλέον, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία προετοιμάστηκε από εμένα προσωπικά, ειδικά ως διπλωματική εργασία, στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙ.ΠΑ.Ε.

Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία του φοιτητή Ξανθόπουλου Άγγελου που την εκπόνησε/αν. Στο πλαίσιο της πολιτικής ανοικτής πρόσβασης, ο συγγραφέας/δημιουργός εκχωρεί στο Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος άδεια χρήσης του δικαιώματος αναπαραγωγής, δανεισμού, παρουσίασης στο κοινό και ψηφιακής διάχυσης της εργασίας διεθνώς, σε ηλεκτρονική μορφή και σε οποιοδήποτε μέσο, για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς, άνευ ανταλλάγματος. Η ανοικτή πρόσβαση στο πλήρες κείμενο της εργασίας, δεν σημαίνει καθ' οιονδήποτε τρόπο παραχώρηση δικαιωμάτων διανοητικής ιδιοκτησίας του συγγραφέα/δημιουργού, ούτε επιτρέπει την αναπαραγωγή, αναδημοσίευση, αντιγραφή, πώληση, εμπορική χρήση, διανομή, έκδοση, μεταφόρτωση (downloading), ανάρτηση (uploading), μετάφραση, τροποποίηση με οποιονδήποτε τρόπο, τμηματικά ή περιληπτικά της εργασίας, χωρίς τη ρητή προηγούμενη έγγραφη συναίνεση του συγγραφέα/δημιουργού.

Η έγκριση της διπλωματικής εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος, δεν υποδηλώνει απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα, εκ μέρους του Τμήματος.

«Για όσους μένουν πιστοί στο όραμα»

Πρόλογος

Η πολυετής ασχολία μου με τη μουσική παραγωγή είχε σαν αποτέλεσμα τη συλλογή διάφορων μουσικών μηχανημάτων όπως είναι τα Samplers, Sequencers, Drum Machines, καθώς και ολοκληρωμένων σταθμών μουσικής παραγωγής. Το μεγάλο κόστος της επισκευής τους με οδήγησε στο να προσπαθήσω να τα επισκευάσω μόνος. Όλες αυτές οι άγνωστες πλακέτες και τα κυκλώματα που αντίκρισα στο εσωτερικό τους, μου δημιούργησαν την ανάγκη να θέλω να μάθω εξ'ολοκλήρου πως σχεδιάζονται και υλοποιούνται αυτά τα μηχανήματα, με αποτέλεσμα την εισαγωγή μου στο τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων. Η επιλογή του τμήματος ήταν η κατάλληλη καθώς το πρόγραμμα σπουδών συνδυάζει άρτια την σχεδίαση υλικού και ανάπτυξη λογισμικού, δύο τομείς που αποτελούν θεμέλιο για την ανάπτυξη ενσωματωμένων συστημάτων. Συνεπώς, η παρούσα Διπλωματική Εργασία αποτελεί προϊόν του αρχικού μου ενδιαφέροντος για την τεχνολογία πίσω από τα μουσικά μηχανήματα, και των γνώσεων που απέκτησα κατά τη διάρκεια της φοίτησης μου στο τμήμα.

Περίληψη

Τα samplers, τα sequencers και τα drum machines αποτελούν θεμελιώδη ηλεκτρονικά όργανα μουσικής παραγωγής και παραμένουν μέχρι σήμερα αναπόσπαστο κομμάτι κάθε σύγχρονου στούντιο, είτε σε μορφή υλικού (hardware), είτε λογισμικού (software). Ο συνδυασμός των συστημάτων αυτών σε έναν ολοκληρωμένο σταθμό μουσικής παραγωγής έφερε επανάσταση στη συνολική διαδικασία. Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται η σχεδίαση και η υλοποίηση ενός αυτόνομου συστήματος Sampler-Sequencer με στόχο τη βέλτιστη δυνατή απόδοση καθιστώντας το συγκρίσιμο με αντίστοιχα εμπορικά συστήματα της αγοράς.

Βασικός στόχος του σχεδιασμού ήταν να έχει η συσκευή έναν δικό της χαρακτηριστικό ήχο αντί για απόλυτη καθαρότητα (transparency). Αυτό επιτεύχθηκε μέσω της χρήσης αναλογικών φίλτρων υψηλής τάξης, χαμηλότερου ρυθμού και ανάλυσης δειγματοληψίας σε σχέση με τα σύγχρονα πρότυπα, καθώς και με την εφαρμογή τεχνικών όπως η αλλαγή τονικότητας (pitch shifting) χωρίς παρεμβολή (interpolation). Επιπλέον, η σχεδίαση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων πραγματοποιήθηκε εξ'ολοκλήρου από το μηδέν χωρίς τη χρήση έτοιμων υπομονάδων (modules).

Η δομή της εργασίας περιλαμβάνει αρχικά μια εισαγωγή στους βασικούς ορισμούς και την ιστορική αναδρομή των συγκεκριμένων συστημάτων. Ακολουθεί το θεωρητικό υπόβαθρο με εκτενή ανάλυση των απαραίτητων εννοιών για την κατανόηση της λειτουργίας της συσκευής. Κατόπιν, τεκμηριώνεται η επιλογή των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων, αναλύεται εκτενώς η σχεδίαση του υλικού (hardware) και εξετάζονται τα βασικά τμήματα κώδικα του υλικολογισμικού (firmware).

Τέλος, παρατίθεται φωτογραφικό υλικό από όλη τη διαδικασία σχεδίασης ως τη συναρμολόγηση. Εξετάζονται με τον παλμογράφο όλες οι βαθμίδες στο μονοπάτι του σήματος (signal path) από την είσοδο έως την έξοδο, ενώ μέσω αναλυτή ακουστικών συχνοτήτων πραγματοποιείται μέτρηση και σύγκριση του θορύβου του συστήματος (noise floor) με αντίστοιχα εμπορικά συστήματα. Η εργασία ολοκληρώνεται με προτάσεις για μελλοντικές επεκτάσεις και βελτιώσεις.

Abstract

Samplers, sequencers, and drum machines are fundamental electronic music production instruments. To this day, they remain an integral part of any modern studio setup, whether in hardware or software form. Combining these systems into a comprehensive music production workstation completely revolutionized the entire creative process. This thesis presents the design and implementation of a standalone Sampler-Sequencer system. The main goal is to achieve the best possible performance, making the device comparable to similar commercial systems on the market.

A primary design objective was to give the device its own distinct sonic character, rather than aiming for absolute clarity (transparency). This is achieved by using high-order analog filters and operating at a lower sampling rate and bit resolution compared to modern standards. Additionally, techniques such as pitch shifting without interpolation were applied. Furthermore, all electronic circuits were designed entirely from scratch, without relying on pre-built modules.

The thesis begins with an introduction to the basic definitions and a historical overview of these systems. Next, the theoretical background provides a detailed analysis of the concepts required to understand how the device operates. Following this, the selection of electronic components is documented, the hardware design is thoroughly analyzed, and the core sections of the firmware code are examined.

Finally, photographic material is provided to document the entire process, from initial design to assembly. Every stage of the signal path from input to output, is tested using an oscilloscope. Moreover, an audio frequency analyzer is used to measure the system's noise floor and compare it against equivalent commercial units. The work concludes with suggestions for future expansions and improvements.

Ευχαριστίες

Απο τον ενθουσιασμό της πρώτης μέρας ως την παράδοση της τελευταίας εργασίας ώστε να κλείσει ένα ωραίο κεφάλαιο.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου για τη στήριξη που μου παρείχε καθόλη τη διάρκεια των σπουδών μου, καθώς και τους φίλους με τους οποίους βαδίσαμε παράλληλα σε αυτή την πορεία. Επίσης, θέλω να ευχαριστήσω τους καθηγητές μου και ιδιαίτερα τον κ. Κιοσκερίδη Ιορδάνη.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	iii
Περίληψη.....	iv
Abstract.....	v
Ευχαριστίες.....	vi
Περιεχόμενα.....	vii
Κατάλογος Σχημάτων.....	x
Κατάλογος Εικόνων.....	xiii
Κατάλογος Πινάκων.....	xv
Συντομογραφίες.....	xvi
Κεφάλαιο 1ο : Εισαγωγή.....	1
1.1 Ορισμοί.....	1
1.1.1 Digital Audio Sampler.....	1
1.1.2 Music Sequencer.....	2
1.1.3 Drum Machine.....	3
1.2 Ιστορική Αναδρομή	3
1.2.1 Η Εξέλιξη του Sampling.....	3
1.2.2 Η Εξέλιξη του Sequencing.....	6
1.2.3 Η Εξέλιξη του Drum Machine.....	8
1.3 Η επανάσταση στη μουσική παραγωγή.....	11
1.3.1 Linn 9000 (1984).....	12
1.3.2 E-MU SP12 (1986) / SP1200 (1987).....	13
1.3.3 Akai MPC-60 (1988).....	14
1.3.4 Ensoniq EPS (1988).....	16
1.4 Συγχρονη Εποχή.....	16
1.5 Ο Στόχος της Διπλωματικής Εργασίας	18
1.6 Επίλογος.....	19
Κεφάλαιο 2ο : Θεωρητικό Υπόβαθρο.....	20
2.1 Εισαγωγή.....	20
2.2 Βασικά στοιχεία μουσικής θεωρίας και ψηφιακού χρονισμού.....	20
2.2.1 Μουσικό μέτρο, τέμπο, χρονικές υποδιαιρέσεις.....	20
2.2.2 Μαθηματική Μοντελοποίηση Μουσικού Χρονισμού.....	22
2.2.3 Quantization & Micro-timing.....	24
2.3 Επεξεργασία σήματος και δειγματοληψία	26
2.3.1 Ακουστικό Σήμα (Audio & Sound).....	26
2.3.2 Αναλογικό Σήμα.....	28
2.3.3 Ψηφιακό Σήμα.....	29
2.3.4 Βασικές Έννοιες Δειγματοληψίας	29
2.3.5 Θεώρημα Nyquist.....	31
2.3.6 Quantization & Bit Depth.....	32
2.4 Αρχιτεκτονική Σχεδίαση Συστημάτων Sampling Workstations.....	33
2.4.1 Εσωτερική Λειτουργία και δομή υλικού	33
2.4.2 Ανάλυση Κλασικών Υλοποιήσεων: E-mu SP-1200 & Akai MPC3000.....	36
2.5 Βασικές Λειτουργίες ενός Standalone Sampling Workstation.....	40
2.5.1 Επεξεργασία Δειγμάτων (Sample Edit).....	40
2.5.2 Δυναμική Απόκριση (Velocity).....	42
2.5.3 Swing.....	43
2.5.4 Πολυφωνία (Polyphony).....	44
2.6 Πρωτόκολλο MIDI (Musical Instrument Digital Interface).....	45
2.7 Επίλογος.....	46
Κεφάλαιο 3ο : Επιλογή Εξαρτημάτων.....	47
3.1 Εισαγωγή	47
3.2 Επιλογή Εξαρτημάτων.....	47
3.2.1 Μικροελεγκτής (Microcontroller Unit – MCU).....	47
3.2.2 Μετατροπείς ADC / DAC.....	49

3.2.3 Τελεστικοί Ενισχυτές (Op-Amps).....	51
3.2.4 Σταθεροποιητές Τάσης (Voltage Regulators).....	54
3.2.5 Παθητικά εξαρτήματα (Passive Components).....	56
3.2.6 Πολυπλέκτης (Multiplexer, MUX).....	59
3.2.7 Rotary Encoder.....	60
3.2.8 Οθόνη (Display).....	61
3.2.9 Διακόπτες (Switches).....	61
3.2.10 Επίλογος.....	62
Κεφάλαιο 4ο : Σχεδιασμός Υλικού (Hardware Design).....	63
4.1 Εισαγωγή.....	63
4.2 Αρχιτεκτονική.....	63
4.3 Κυκλώματα Εισόδων (Inputs).....	64
4.3.1 Unbalanced Inputs.....	65
4.3.2 Αθροιστής και αναστρέφων ενισχυτής.....	66
4.3.3 Εξασθενητής (Attenuator).....	67
4.3.4 Anti-Aliasing Filter.....	68
4.3.5 DC Bias & Clumping Diodes.....	71
4.3.6 Είσοδος του σήματος στον ADC.....	73
4.4 Κυκλώματα Εξόδων (Outputs).....	75
4.4.1 Βαθμίδα Εξόδου DAC.....	76
4.4.2 Φίλτρο Ανακατασκευής (Reconstruction Filter).....	77
4.4.3 Ενισχυτής και εξασθενητής.....	79
4.4.4 Inverting Ground-Canceling Outputs.....	80
4.4.5 Έξοδος ακουστικών (Phones Output).....	82
4.5 Κύκλωμα Μικροελεγκτή (MCU Board Schematic).....	85
4.6 Διεπαφή χρήστη (User's Interface).....	86
4.6.1 UI Board.....	87
4.6.2 Encoder Board.....	91
4.7 Κυκλώματα Τροφοδοσίας.....	92
4.7.1 PSU Board.....	92
4.7.2 Filter Board.....	93
4.8 Σχεδίαση πλακετών (PCB Layout).....	94
4.8.1 ADC/DAC Board.....	95
4.8.2 Potentiometer Board (Pot Board).....	97
4.8.3 Headphones Board.....	97
4.8.4 MCU Board.....	99
4.8.5 UI Board.....	100
4.8.6 Encoder Board.....	101
4.8.7 PSU Board.....	102
4.8.8 Power Filter Board.....	103
4.9 Διασύνδεση πλακετών.....	105
4.10 Επίλογος.....	106
Κεφάλαιο 5ο : Ανάπτυξη Λογισμικού (Firmware).....	107
5.1 Εισαγωγή.....	107
5.2 Μπροστινό Πάνελ (UI Front Panel).....	107
5.3 Αρχιτεκτονική του Firmware.....	109
5.3.1 Δομή των Tabs.....	110
5.4 SP9300_MAIN.ino.....	112
5.5 Βασικοί Μηχανισμοί.....	117
5.5.1 Debounce Κουμπιών.....	117
5.5.2 Διάβασμα Encoder.....	118
5.5.3 Διάβασμα Faders μέσω Πολυπλέκτη (MUX).....	119
5.5.4 Non-Blocing Μηνύματα.....	121
5.6 Μηχανή ήχου (Z_AUDIO_ENGINE.ino).....	121
5.6.1 Δειγματοληψία με ADC (MCP3202).....	122
5.6.2 Έξοδος με DAC (MCP4922).....	125
5.6.3 Tune.....	126

5.6.4 Level.....	127
5.6.4 Pan.....	127
5.7 Y_SEQUENCER.ino.....	128
5.8 C_SAMPLE_TRIM.ino.....	133
5.9 Επίλογος.....	136
Κεφάλαιο 6 : Δοκιμές & Μελλοντικές Επεκτάσεις.....	137
6.1 Εισαγωγή.....	137
6.2 Φωτογραφικό Υλικό.....	137
6.3 Δοκιμές.....	142
6.3.1 Μονοπάτι Σήματος στον Παλμογράφο.....	142
6.3.2 Έλεγχος Tune στον παλμογράφο.....	146
6.3.3 Σύγκριση Θορύβου με παρόμοια συστήματα.....	149
6.4 Μελλοντικές Επεκτάσεις.....	152
Αναφορές.....	153

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2.1 : Απεικόνιση των Ticks για τέσσερα beats του μετρονόμου.....	24
Σχήμα 2.2 : Αντιστοίχιση νοτών με τις συχνότητες τους.....	26
Σχήμα 2.3 : (α) Μέτρηση περιόδου από διαφορετικά σημεία (β) Σήματα με ίδιο πλάτος και διαφορετική συχνότητα.....	27
Σχήμα 2.4 : (α) Μέτρηση περιόδου από διαφορετικά σημεία (β) Σήματα με διαφορετικό πλάτος και ίδια συχνότητα.....	27
Σχήμα 2.5 : Δύο κύκλοι της κυματομορφής μιας σάλπιγγας, με ένδειξη περιόδου και πλάτους.....	28
Σχήμα 2.6 : Αναλογικό σήμα.....	29
Σχήμα 2.7 : Ψηφιακό σήμα.....	29
Σχήμα 2.8 : Δειγματοληψία με διαφορετικούς ρυθμούς δειγματοληψίας.....	31
Σχήμα 2.9 : Κβαντισμένες εκδόσεις ενός αναλογικού σήματος.....	33
Σχήμα 2.10α Κλασική Αρχιτεκτονική ενός Sampler.....	35
Σχήμα 2.10β : Αρχιτεκτονική ενός Drum Machine.....	36
Σχήμα 2.11 : Απλοποιημένο Block Diagram SP1200.....	37
Σχήμα 2.12 : Block Diagram Sample circuits SP1200.....	38
Σχήμα 2.13 : MPC3000 AD/DA Block Diagram.....	39
Σχήμα 2.14 : ADSR Envelopes.....	42
Σχήμα 2.15 : AR Envelopes.....	42
Σχήμα 3.1 : Block διάγραμμα αρχιτεκτονικής SAR.....	50
Σχήμα 3.2 : Μέσος Δείκτης θορύβου ανά τύπο αντίστασης.....	56
Σχήμα 3.3 : Μέτρηση διαφοράς φάσης παλμών ενός Rotary Encoder.....	60
Σχήμα 3.4 : Καμπύλη δύναμης ενεργοποίησης Cherry MX1A-11NN.....	62
Σχήμα 4.1 : Block διάγραμμα του S9300.....	63
Σχήμα 4.2 : Block Διάγραμμα διαδρομής σήματος Εισόδων ως ADC.....	64
Σχήμα 4.3 : Unbalanced Inputs.....	65
Σχήμα 4.4 : Αθροιστής και αναστρέφων ενισχυτής.....	66
Σχήμα 4.5 : Εξασθενητής και Buffer.....	68
Σχήμα 4.6 : Απόκριση φίλτρων α) Butterworth b) Chebyshev c) Bessel.....	69
Σχήμα 4.7 IAAF 7 th Order Butterworth Passband =11.07 kHz.....	69
Σχήμα 4.8 : Nuhertz Filter Solutions 7 th Order Butterworth Passband =11.07 kHz.....	70
Σχήμα 4.9 : Απόκριση συχνότητας IAAF. Magnitude (dB), Phase (deg) , Group Delay (Sec).....	71
Σχήμα 4.10 : DC Bias και Clumping Diodes.....	71
Σχήμα 4.11 : Συνδεσμολογία ADC.....	73
Σχήμα 4.12 : Ολόκληρο το κύκλωμα από τις εισόδους ως τον ADC.....	74
Σχήμα 4.13 : Block Διάγραμμα μονοπατιού σήματος της εξόδου του αριστερού καναλιού.....	75
Σχήμα 4.14 : Κύκλωμα βαθμίδας DAC.....	76
Σχήμα 4.15 : Ροή και μορφή σήματος και τη δειγματοληψία και ανακατασκευή του.....	77
Σχήμα 4.16 : Nuhertz Filter Solutions 5 th Order Chebyshev Passband =11.07 kHz.....	78
Σχήμα 4.17 : Απόκριση συχνότητας Reconstruction Filter.....	78
Σχήμα 4.18 : Βαθμίδα ενισχυτή και εξασθενητή μετά το φίλτρο ανακατασκευής.....	79
Σχήμα 4.19 : Inverting Ground-Cancelling Output.....	80
Σχήμα 4.20 : Διαφορά Balanced σύνδεσης με Ground-Canceling σύνδεσης.....	81
Σχήμα 4.21 : Κύκλωμα Headphones Outputs.....	82
Σχήμα 4.22 : Ολόκληρο το κύκλωμα από τον DAC ως τις εξόδους.....	84
Σχήμα 4.23 : Σχηματικό πλακέτα μικροελεγκτή.....	86
Σχήμα 4.24 : Τροφοδοσία UI Board.....	87
Σχήμα 4.25 : Faders & MUX.....	88
Σχήμα 4.26 : Συνδεσμολογία Drum Buttons.....	88
Σχήμα 4.27 : Συνδεσμολογία Control Buttons.....	89
Σχήμα 4.28 : Συνδεσμολογία LEDs.....	89
Σχήμα 4.29 : Connector της οθόνης.....	90
Σχήμα 4.30 : Σχηματικό UI Board.....	91
Σχήμα 4.31 : Σχηματικό Encoder Board.....	91
Σχήμα 4.32 : Σχηματικό PSU Board.....	92
Σχήμα 4.33 : Σχηματικό Φίλτρου τροφοδοσίας (Filter Board).....	94

Σχήμα 4.34 : Block Διάγραμμα διασύνδεσης πλακετών.....	105
Σχήμα 5.1 : Σχεδιάγραμμα Μπροστινού Πάνελ (UI).....	107
Σχήμα 5.2 : Συνάρτηση αρχικοποίησης Bank Polyphony Mode.....	111
Σχήμα 5.3 : Σκελετός Trim Mode – Τα υπόλοιπα Modes ακολουθούν την ίδια λογική.....	111
Σχήμα 5.4 : Includes SP9300_MAIN.ino.....	112
Σχήμα 5.5 : I2C και SPI Pin Assignment.....	112
Σχήμα 5.6 : Enums των Modes και της κατάστασης τους.....	113
Σχήμα 5.7 : Δήλωση Struct BankSettings.....	113
Σχήμα 5.8 : Δήλωση Struct PadSettings.....	113
Σχήμα 5.9 : Memory & Voices.....	114
Σχήμα 5.10 : Αρχικοποίηση Pins στην setup().....	115
Σχήμα 5.11 : Απόσπασμα της loop().....	116
Σχήμα 5.12 : Default χρώμα οθόνης.....	116
Σχήμα 5.13 : Default τιμές Faders. b=bank / p=pad.....	116
Σχήμα 5.14 : Control Buttons Debounce.....	117
Σχήμα 5.15 : Χρήση Debounce για Main Button.....	117
Σχήμα 5.16 : Drum Buttons Debounce.....	118
Σχήμα 5.17 : Διάβασμα Encoder στο Bank Polyphont Mode.....	118
Σχήμα 5.18 : Έλεγχος Fader Control Button.....	119
Σχήμα 5.19 : Διάβασμα Faders μέσω MUX.....	119
Σχήμα 5.20 : Catch on Move των Faders.....	120
Σχήμα 5.21 : Αντιστοίχιση τιμής με παράμετρο.....	120
Σχήμα 5.22 : Non-Blocking μήνυμα αλλαγής Bank.....	121
Σχήμα 5.23 : Απόσπασμα κώδικα για IntervalTimer.....	122
Σχήμα 5.24 : Απόσπασμα κώδικα για αρχικοποίηση ADC & DAC.....	123
Σχήμα 5.25 : Ρύθμιση SPI Clock.....	123
Σχήμα 5.26 : Συνάρτηση adcReadCH0().....	123
Σχήμα 5.27 : Serial Timing του MCP3202.....	124
Σχήμα 5.28 : Δειγματοληψία με κλήση της adcReadCH0().....	124
Σχήμα 5.29 : Ορισμός συνάρτησης εγγραφής dacWriteBoth().....	125
Σχήμα 5.30 : Κλήση της dacWriteBoth().....	125
Σχήμα 5.31 : Ορισμός συνάρτησης ComputePitchStep().....	126
Σχήμα 5.32 : Υπολογισμός του τρέχοντος δείκτη ανάγνωσης (idx).....	126
Σχήμα 5.33 : Υπολογισμός της έντασης v.level.....	127
Σχήμα 5.34 : Εφαρμογή του level σε κάθε δείγμα, μέσα στο audioISR().....	127
Σχήμα 5.35 : Κώδικας Panning μέσα στο audioISR().....	128
Σχήμα 5.36 : Δήλωση σταθερών παραμέτρων του Sequencer.....	128
Σχήμα 5.37 : Δομές του Sequencer.....	129
Σχήμα 5.38 : seqTimerISR().....	129
Σχήμα 5.39 : Κατανάλωση των συσσωρευμένων ticks από το loop.....	130
Σχήμα 5.40 : Υπολογισμός BPM, seqStartClock(), seqStopClock().....	130
Σχήμα 5.41 : Συναρτήσεις seqPlay(), seqStop().....	131
Σχήμα 5.42 : Κώδικας Quantize στην seqRecordLiveHit().....	132
Σχήμα 5.43 : Πολλαπλασιαστής κλίμακας Trim.....	134
Σχήμα 5.44 : Μετατροπή τιμής Fader σε ψηφίο (0-9).....	134
Σχήμα 5.45 : Η αντικατάσταση ενός ψηφίου.....	134
Σχήμα 5.46 : Ασφαλή όρια για Start και End Point.....	135
Σχήμα 5.47 : Ενημέρωση Start & End Point στην audioStartVoice()(Z_AUDIO_ENGINE.ino).....	135
Σχήμα 5.48 : Διάγραμμα Συσχέτισης Tabs.....	135
Σχήμα 6.1 : Έξοδος αναστρέφων αθροιστή (U2A Κεφ 4).....	142
Σχήμα 6.2 : Έξοδος αναστρέφων ενισχυτή A=0.5 (U2B Κεφ 4).....	143
Σχήμα 6.3 : Έξοδος Anti-aliasing Filter (Είσοδος 1 Khz).....	143
Σχήμα 6.4 : Έξοδος Anti-aliasing Filter (Είσοδος 13 Khz).....	144
Σχήμα 6.5 : Μέτρηση στο CH0 του AD (Είσοδος 3Vpp).....	144
Σχήμα 6.6 : Μέτρηση στο CH0 του ADC (Είσοδος 5Vpp – Ενεργοποιείται Clumping Network).....	144
Σχήμα 6.7 : Μέτρηση στο VoutA του DAC.....	145
Σχήμα 6.8 : Μέτρηση στην Έξοδο του Reconstruction Filter.....	145

Σχήμα 6.9 : Μέτρηση στις στερεοφωνικές εξόδους Main Outs (GC Outputs Κεφ 4).....	146
Σχήμα 6.10 : Νότα C3 Tune: 0 Θεωρητική Συχνότητα: 130.81 Hz.....	147
Σχήμα 6.11 : Νότα D3 Tune: +2 Θεωρητική Συχνότητα: 146.83 Hz.....	147
Σχήμα 6.12 : Νότα E3 Tune: +4 Θεωρητική Συχνότητα: 164.81 Hz.....	147
Σχήμα 6.13 : Νότα F3 Tune: +5 Θεωρητική Συχνότητα: 174.61 Hz.....	148
Σχήμα 6.14 : Νότα G3 Tune: +7 Θεωρητική Συχνότητα: 196.00 Hz.....	148
Σχήμα 6.15 : Νότα A3 Tune: +9 Θεωρητική Συχνότητα: 220.00 Hz.....	148
Σχήμα 6.16 : Νότα B3 Tune: +11 Θεωρητική Συχνότητα: 246.94 Hz.....	149
Σχήμα 6.17 : Νότα C4 Tune: +12 Θεωρητική Συχνότητα: 261.63 Hz.....	149

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1.1: Mellotron M400 (1970).....	4
Εικόνα 1.2 : Fairlight CMI.....	5
Εικόνα 1.3 : E-mu Emulator II (1984).....	6
Εικόνα 1.4 : Akai S950 (1988).....	6
Εικόνα 1.5 : Moog 960.....	7
Εικόνα 1.6: ARP 1601.....	7
Εικόνα 1.7 : Roland MC-500 (1986).....	8
Εικόνα 1.8 : Yamaha QX1 (1984).....	8
Εικόνα 1.9 : Rhythmicon (1932).....	9
Εικόνα 1.10 : Rhythm Ace FR-1 (1967).....	9
Εικόνα 1.11 : Roland CR-78 (1978).....	10
Εικόνα 1.12 : Roland TR-808 (1980).....	10
Εικόνα 1.13 : LinnDrum (1982).....	11
Εικόνα 1.14 : Linn 9000 (1984).....	13
Εικόνα 1.15 : E-mu SP1200 (1987).....	14
Εικόνα 1.16 : Akai MPC60 (1988).....	15
Εικόνα 1.17 : Ensoniq EPS.....	16
Εικόνα 1.18 : Inphonic RX950 VST προσομοίωση του Akai S950.....	17
Εικόνα 1.19 : Inphonic RX1200 VST προσομοίωση του E-mu SP1200.....	17
Εικόνα 1.20 : Περιβάλλον DAW Cubase 14.....	18
Εικόνα 1.21 : Περιβάλλον DAW MPC 2.15.....	18
Εικόνα 2.1 : Το πλέγμα με Time Division ¼ και Time signature 4/4.....	22
Εικόνα 2.2 : Το πλέγμα με Time Division 1/16 και Time signature 4/4.....	22
Εικόνα 2.3 : Απεικόνιση των events πάνω στο πλέγμα με Quantization.....	25
Εικόνα 2.4 : Sample Trimming στο περιβάλλον Maschine 2.....	41
Εικόνα 2.5 : Ρύθμιση Velocity απο κάθε event χειροκίνητα στο περιβάλλον Maschine.....	43
Εικόνα 2.6 : Καταγραφή συμβάντων με διαφορετικό Swing στο περιβάλλον MPC 2.15.....	44
Εικόνα 3.1 : PJRC Teensy 4.1 NE.....	47
Εικόνα 3.2 : Alps Alpine RK09L12D0A1W.....	59
Εικόνα 3.3 : Bourns PTA6043-2215DPB103.....	59
Εικόνα 3.4 : DFRobot Gravity RGB 2x16 V2.0.....	60
Εικόνα 3.5 : Cherry MX1A-11NN.....	61
Εικόνα 4.1 : ADC/DAC 3D (Πίσω Όψη).....	97
Εικόνα 4.2 : ADC/DAC 3D (Μπροστινή Όψη).....	96
Εικόνα 4.3 : Pot Board 3D (Μπροστινή Όψη).....	97
Εικόνα 4.4 : Pot Board 3D (Πίσω Όψη).....	97
Εικόνα 4.5 : Headphones Board 3D (Μπροστινή Όψη).....	98
Εικόνα 4.6 : Headphones Board 3D (Πίσω Όψη).....	98
Εικόνα 4.7 : MCU Board 3D (Μπροστινή Όψη).....	99
Εικόνα 4.8 : MCU Board 3D (Πίσω Όψη).....	99
Εικόνα 4.9 : UI Board 3D (Μπροστινή Όψη).....	100
Εικόνα 4.10 : UI Board 3D (Πίσω Όψη).....	101
Εικόνα 4.11 : Encoder Board 3D (Μπροστινή Όψη).....	102
Εικόνα 4.12 : Encoder 3D (Πίσω Όψη).....	102
Εικόνα 4.13 : PSU Board 3D (Μπροστινή Όψη).....	102
Εικόνα 4.14 : PSU Board 3D (Πίσω Όψη).....	103
Εικόνα 4.15 : Power Filter Board 3D (Μπροστινή Όψη).....	104
Εικόνα 4.16 : Power Filter Board 3D (Μπροστινή Όψη).....	104
Εικόνα 6.1 Κυκλώματα στο Breadboard.....	138
Εικόνα 6.2 Ολόκληρο το σύστημα σε λειτουργία.....	138
Εικόνα 6.3 ADC/DAC Board.....	139
Εικόνα 6.4 Οθόνη Main Mode (Q=Quantize, Νότα = BPM, SW=Swing, Seq01= Sequence 01).....	140
Εικόνα 6.5 Οθόνες για τις παραμέτρους των Faders (Tune, Level, Pan, Envelopes).....	140
Εικόνα 6.6 Αλλαγή Preset για το χρώμα οθόνης στο System Mode.....	140

Εικόνα 6.7 Μπροστινή όψη του ολοκληρωμένου	
Sampler	141
Εικόνα 6.8 Εσωτερικά του ολοκληρωμένου	
Sampler.....	141
Εικόνα 6.9 Πίσω όψη του ολοκληρωμένου	
Sampler.....	141

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1 : Βασικά χαρακτηριστικά ιστορικών Samplers.....	5
Πίνακας 1.2 : Βασικά χαρακτηριστικά ιστορικών Sequencers.....	7
Πίνακας 1.3 : Βασικά χαρακτηριστικά ιστορικών Drum Machines.....	12
Πίνακας 1.4 : Linn 9000 Specs.....	13
Πίνακας 1.5 : Σύγκριση E-mu SP-12, SP-12 Turbo, SP-1200.....	14
Πίνακας 1.6 : Βασικά Χαρακτηριστικά Akai MPC60.....	15
Πίνακας 2.1 : Διαφορά 24PPQN με 96PPQN σε σχέση με το Time division.....	23
Πίνακας 2.2 : Ανάλυση PPQN μηχανημάτων και DAWs.....	24
Πίνακας 2.3 : Σχέση βασικών ενοιών δειγματοληψία.....	32
Πίνακας 2.4 : Πολυφωνία Standalone Μηχανημάτων.....	45
Πίνακας 2.5 : Μηνύματα MIDI 1.0.....	46
Πίνακας 3.1 : Τεχνικά χαρακτηριστικά Teensy 4.1 NE.....	48
Πίνακας 3.2 : Τεχνικά χαρακτηριστικά του MCP3202.....	49
Πίνακας 3.3 : Τεχνικά χαρακτηριστικά του MCP3202.....	51
Πίνακας 3.4 : Κύρια χαρακτηριστικά του TL082.....	52
Πίνακας 3.5 : Κύρια χαρακτηριστικά του NE5532.....	53
Πίνακας 3.6 : Κύρια χαρακτηριστικά του M5216.....	54
Πίνακας 3.7 : Κύρια χαρακτηριστικά του L7812, L7912, MC7805, MCP1700.....	55
Πίνακας 3.8 : Επιλογή πυκνωτών ανά εύρος τιμών.....	58
Πίνακας 3.9 : Επιλογή πυκνωτών ανα εφαρμογή.....	58
Πίνακας 3.10 : Τεχνικά Χαρακτηριστικά Gravity V2.0.....	61
Πίνακας 4.1 : Τεχνικές Προδιαγραφές Δειγματοληψίας και AAF.....	70
Πίνακας 4.2 : Εξαρτήματα μπροστινού πάνελ (UI).....	86
Πίνακας 4.3 : Τροφοδοσίες Εξαρτημάτων.....	94
Πίνακας 4.4 : Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της ADC/DAC Board.....	96
Πίνακας 4.5 : Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της Pot Board.....	97
Πίνακας 4.6 : Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της Headphones Board.....	98
Πίνακας 4.7 : Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της MCU Board.....	100
Πίνακας 4.8 : Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της UI Board.....	101
Πίνακας 4.9 : Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της Encoder Board.....	102
Πίνακας 4.10 : Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της PSU Board.....	103
Πίνακας 4.11 : Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της PSU Board.....	104
Πίνακας 5.1 : Firmware Version 1.0 Tabs.....	109
Πίνακας 5.2 : Δήλωση SPI Pins.....	122
Πίνακας 5.3 : Συναρτήσεις που καλούνται για την καταγραφή events.....	132
Πίνακας 5.4 : Συναρτήσεις που καλούνται για το Playback των events.....	133
Πίνακας 5.5 Συναρτήσεις που καλούνται για το Playback των events.....	136
Πίνακας 6.1 : Τεχνικά Χαρακτηριστικά του SP9300 (Firmware Version 1.0).....	137
Πίνακας 6.2 : Μέτρηση Συχνοτήτων νοτών για τη λειτουργία Tune.....	146

Συντομογραφίες

AAF	Anti-Aliasing Filter
ADC	Analog to Digital Converter
ADSR	Attack – Decay – Sustain – Release
BPM	Beats Per Minute
BW	Bandwidth
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
CPU	Central Processing Unit
DAC	Digital to Analog Converter
DAW	Digital Audio Workstation
dB	Decibel
DSP	Digital Signal Processing/Processor
ESR	Equivalent Series Resistance
GC	Ground Cancelling
HPF	High Pass Filter
I2C	Inter-Integrated Circuit
ISR	Interrupt Service Routine
KB	Kilobyte
LCD	Liquid Crystal Display
LDO	Low Dropout (Regulator)
LPF	Low Pass Filter
LSB	Least Significant Bit
MB	Megabyte
MCU	Microcontroller Unit
MIDI	Musical Instrument Digital Interface
MPC	MIDI Production Center
MSB	Most Significant Bit
MUX	MultiplexerΠολυπλέκτης
PCB	Printed Circuit Board
PCM	Pulse Code Modulation
PPQN	Pulses Per Quarter Note
PSRAM	Pseudo Static Random Access Memory
PSU	Power Supply Unit
RAM	Random Access Memory
RMS	Root Mean Square
SAR	Successive Approximation Register
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SP	Sampling Percussion
SPI	Serial Peripheral Interface
SPL	Sound Pressure Level
THD	Total Harmonic Distortion
TRS	Tip – Ring – Sleeve
TS	Tip-Sleeve
UI	User Interface
VST	Virtual Studio Technology

Κεφάλαιο 1ο : Εισαγωγή

Η εξέλιξη της τεχνολογίας φαίνεται να έχει τεράστιο αντίκτυπο και στον τομέα της μουσικής παραγωγής. Όπως είναι φυσικό όταν κάποιος σκέφτεται την διαδικασία της παραγωγής ενός μουσικού κομματιού, θα έχει κατά νου επαγγελματικά στούντιο ηχογραφήσεων, μουσικούς με ακριβό εξοπλισμό, διάφορα φυσικά όργανα όπως έγχορδα και κρουστά τα οποία θα ηχογραφηθούν σε φυσικό χρόνο, με κάποιον ηχολήπτη να καθοδηγεί όλη την διαδικασία. Η σκέψη αυτή είναι απολύτως σωστή, όμως, από τα μέσα της δεκαετίας του 1980 η ραγδαία εξέλιξη της ψηφιακής τεχνολογίας και η πρόσβαση σε αυτήν με χαμηλότερο κόστος, έδωσε την δυνατότητα στους ανθρώπους, να μπορέσουν να πειραματιστούν και να αποτυπώσουν διάφορες μουσικές ιδέες, χωρίς να έχουν κάποια βαθιά γνώση μουσικής θεωρίας κάτι που μέχρι τότε ήταν απαραίτητο.

Η πρόσβαση των ανθρώπων αυτών στην μουσική παραγωγή, έγινε χάρη στην έλευση μηχανημάτων όπως είναι τα Samplers, Sequencers, Drum Machines καθώς και ολοκληρωμένων σταθμών μουσικής παραγωγής (Music Workstations). Έτσι, εκτός από τα ακριβά στούντιο, πλέον υπάρχουν και τα οικιακά στούντιο (Home Studio) αποτελούμενα από εξοπλισμό χαμηλότερου κόστους.

Στο κεφάλαιο αυτό θα δοθούν αναλυθούν οι έννοιες των μηχανημάτων που αναφέρθηκαν παραπάνω, θα γίνει μια ιστορική αναδρομή από τα πρώιμα στάδια έως σήμερα, καθώς αναφερθεί ο στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

1.1 Ορισμοί

1.1.1 Digital Audio Sampler

Ψηφιακός Δειγματολήπτης Ήχου (Digital Audio Sampler) είναι ένα ηλεκτρονικό μηχάνημα ή λογισμικό, το οποίο χρησιμοποιείται κατά την διαδικασία της μουσικής παραγωγής με σκοπό να ηχογραφήσει δείγματα όπως κρουστά, μελωδίες ή φυσικούς ήχους από μια πηγή όπως μικρόφωνο ή πικάπ (turntable). Αφότου τα δείγματα ηχογραφηθούν αποθηκεύονται στην μνήμη RAM του συστήματος και από εκεί μπορεί ο χρήστης να τα επεξεργαστεί μέσα από τις ξεχωριστές λειτουργίες που προσφέρει κάθε μηχάνημα αλλάζοντας διάφορες παραμέτρους, δημιουργώντας εκ νέου ήχους, τους οποίους μπορεί να ανακαλέσει ο χρήστης από την μνήμη με τη χρήση κάποιου εξωτερικού MIDI Keyboard, Sequencer, ή ενσωματωμένων pads/buttons που μπορεί να διαθέτει. Οι τρεις βασικές λειτουργίες που αποτελούν τον κορμό ενός Sampler είναι :

1. Ψηφιακή δειγματοληψία του ήχου : μετατροπή του συνεχούς αναλογικού σήματος σε διακριτές ψηφιακές ακολουθίες μέσω ενός ADC (Analog to Digital Converter).
2. Αποθήκευση δειγμάτων στην μνήμη : Τα ψηφιακά δεδομένα αποθηκεύονται στην μνήμη RAM οπότε από εκεί μπορεί να γίνει η επεξεργασία τους.
3. Ανάκληση των δειγμάτων από την μνήμη : Τα δείγματα μετά από απαίτηση του χρήστη ανακαλούνται από την μνήμη και μετατρέπονται πάλι σε αναλογικό σήμα μέσω ενός DAC (Digital to Analog Converter). Στο επόμενο κεφάλαιο θα γίνει η πλήρης ανάλυση αυτής της διαδικασίας.

Ένα συνθεσάιζερ μπορεί επίσης να αποθηκεύσει και να επεξεργαστεί ήχους. Η κύρια διαφορά ενός συνθεσάιζερ με ένα sampler είναι πως τα παραδοσιακά συνθεσάιζερ δεν έχουν την δυνατότητα της πρώτης βασικής λειτουργίας που είναι η ψηφιακή δειγματοληψία.

Υπάρχουν δύο μεγάλες κατηγορίες που μπορούν να καταταχθούν οι δειγματολήπτες ήχου οι οποίες είναι Hardware Samplers, όπου το σύστημα αποτελείται εξ'ολοκλήρου από ηλεκτρονικά εξαρτήματα, πλακέτες και μπορεί να λειτουργήσει χωρίς την χρήση ηλεκτρονικού υπολογιστή (Standalone). Έχουν είτε την μορφή Rack, modules ή να έχουν ενσωματωμένα πλήκτρα (Keyboard Samplers).

Η δεύτερη κατηγορία η οποία με ραγδαία εξέλιξη της τεχνολογίας είναι η πλέον πιο συχνά

χρησιμοποιούμενη είναι τα Software Samplers, τα οποία είναι εφαρμογές λογισμικού (ανεξάρτητες ή σε μορφή VST/Plugins) που εκμεταλλεύονται την δυνατότητα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) των σημερινών ηλεκτρονικών υπολογιστών.

Συνεπώς, με την τέχνη της δειγματοληψίας ο μουσικός παραγωγός δεν έχει τη ανάγκη να ενορχηστρώσει μια ολόκληρη μπάντα. Αντιθέτως, μέσω διάφορων τεχνικών με την χρήση αυτών μηχανημάτων μπορεί να απομονώσει και να επεξεργαστεί ήχους από οποιαδήποτε ηχητική πηγή, και αναδομώντας αυτά τα δείγματα μπορεί να δώσει ένα νέο μουσικό αποτέλεσμα. [1] [3] [6]

1.1.2 Music Sequencer

Ένας Music Sequencer ή απλά Sequencer, είναι ένα μουσικό εργαλείο με το οποίο ο χρήστης έχει την δυνατότητα να προγραμματίσει και να αναπαράγει ακολουθίες από μουσικά δεδομένα όπως είναι το τονικό ύψος ενός (Pitch), ο ρυθμός, η δυναμική απόκριση (Velocity) ή ακόμα και αυτοματισμοί για διάφορα εφέ. Οι Sequencers αποτελούν βασικό πυλώνα στην σύγχρονη ηλεκτρονική μουσική παραγωγή καθώς είναι το μέσο με το οποίο χτίζεται η δομή ενός κομματιού χρησιμοποιώντας επαναλαμβανόμενα μουσικά μοτίβα (loops-patterns-sequences). Πρέπει να σημειωθεί πως ένας Sequencer δεν παράγει δικούς του ήχους, αλλά λειτουργεί ως εγκέφαλος του συστήματος, στέλνοντας πληροφορίες ελέγχου μέσω πρωτοκόλλων όπως MIDI, CV/Gate, ώστε να ενεργοποιήσει εξωτερικά μηχανήματα όπως Samplers που αναφέρθηκαν παραπάνω, συνθεσάιζερ ή εικονικά όργανα σε περιβάλλον λογισμικού (VST). Επιπλέον, οι Sequencers ελέγχοντας πολλά όργανα μαζί μπορούν να τα κρατήσουν σε πλήρη συγχρονισμό μεταξύ τους ως προς το τέμπο (BPM) αποφεύγοντας χρονικές αποκλίσεις κατά την αναπαραγωγή-ηχογράφηση τους. Οι Music Sequencers μπορούν να καταταχθούν στις παρακάτω κατηγορίες :

1. **Analog Sequencers** : Όπως αναγράφεται στο όνομα αποτελούνται καθαρά και μόνο από αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα. Οι μουσικές νότες που αναπαράγουν ρυθμίζονται από διάφορα εξαρτήματα όπως ποτενσιόμετρα με τα οποία ρυθμίζεται η παράμετρος για κάθε βήμα (Step) της ακολουθίας. Ο χρήστης μπορεί να παρεμβαίνει και αν αλλάζει τις ρυθμίσεις ανά πάσα στιγμή καθώς δεν απαιτείται κάποια διαδικασία εγγραφής. Επιπλέον, σε αρκετούς αναλογικούς sequencers η διάρκεια κάθε βήματος μπορεί να ρυθμίζεται ανεξάρτητα, ανάλογα με τη σχεδίαση της συσκευής.
2. **Step Sequencers** : Το μουσικό μοτίβο (Pattern-Sequence) είναι σχεδιασμένο πάνω σε ένα ψηφιακό πλέγμα (Grid) το οποίο διαχωρίζει το μέτρο σε ίσα, προκαθορισμένα βήματα. Ο χρήστης δεν χρειάζεται να προγραμματίσει σε πραγματικό χρόνο τα μουσικά συμβάντα (events) καθώς οι νότες είναι ήδη στρογγυλοποιημένες πάνω στο πλέγμα.

Ο χρήστης απλώς επιλέγει χειροκίνητα ποια κουμπιά, σε ποιο σημείο του πλέγματος θα πυροδοτήσουν (Trigger) έναν ήχο.

3. **Real-time Sequencers** : Η χρήση των Real-time Sequencers επιτρέπει στον χρήστη να ηχογραφήσει νότες σε πραγματικό χρόνο όπως συμβαίνει στους κλασσικούς εγγραφείς ήχου. Αφού τα events προγραμματιστούν στον sequencer, υπάρχει η δυνατότητα αναπαραγωγής του σε επιθυμητό τέμπο, με επιθυμητό κβαντισμό βήματος (Quantize), και τονικό ύψος (Pitch). Οι έννοιες αυτές θα αναλυθούν στο επόμενο κεφάλαιο.
4. **Software Sequencers** : Είναι εφαρμογές οι οποίες παρέχουν την ίδια λειτουργία με τους Sequencers που αναφέρθηκαν παραπάνω με την διαφορά ότι είναι σε μορφή λογισμικού και όχι υλικού. Αποτελεί βασικό χαρακτηριστικό των ψηφιακών εφαρμογών εργασίας ήχου (Digital Audio Workstations, DAW). Ο χρήστης μπορεί να ελέγξει το πρόγραμμα μέσω της γραφικής διεπαφής χρήστη ή εξοπλισμού όπως είναι το MIDI keyboard.

Σε αυτό το σημείο αξίζει να σημειωθεί πως η οργάνωση της δομής (Arrangement) μιας ηλεκτρονικής μουσικής παραγωγής μπορεί να γίνει είτε σε μια συνεχή γραμμή χρόνου (Timeline) το οποίο είναι διαδεδομένο στα DAWs, είτε με την τοποθέτηση των διάφορων μουσικών μοτίβων – ακολουθιών (Patterns – Sequences) στην επιθυμητή σειρά (Pattern Based). [1] [3]

1.1.3 Drum Machine

Τα Drum Machines είναι ηλεκτρονικά μηχανήματα μουσικής παραγωγής που χρησιμοποιούνται είτε για να δημιουργήσουν είτε να αναπαράγουν προ-ηχογραφημένους ήχους κρουστών και τυμπάνων. Αποτελούν σημαντικό εργαλείο καθώς ο χρήστης μπορεί να προγραμματίσει τα κρουστά σε μουσικά μοτίβα χωρίς την ανάγκη ύπαρξης ολόκληρου ντράμ σερ στο χώρο. Ομοίως, όπως και με τους sequencers, ο χρήστης αφού προγραμματίσει το μοτίβο, μπορεί το αναπαράγει σε όποιο τέμπο επιθυμεί. Οι ρυθμίσεις αναπαραγωγής των μοτίβων εξαρτώνται καθαρά και μόνο από τον χρήστη. Αξίζει να αναφερθεί πως τα περισσότερα drum machines έχουν στην μνήμη ήδη κάποιους ρυθμούς για κάθε είδος μουσικής. Τα βασικά συστατικά που απαρτίζουν τα drum machines είναι :

1. **Μηχανή παραγωγής ήχου (Sound Engine):** Η παραγωγή ήχου από αυτά τα μηχανήματα μπορεί να γίνει είτε με αναλογική σύνθεση (Analog Drum Machines), είτε με αναπαραγωγή προ-ηχογραφημένων δειγμάτων (Digital Drum Machines). Τα αναλογικά τα οποία κυρίως ήταν τα πρώτα Drum Machines, για να παράγουν ήχο χρησιμοποιούν ταλαντωτές, φίλτρα και διαμορφωτές, ενώ τα ψηφιακά διαθέτουν εργοστασιακά δείγματα από πραγματικά κρουστά στην μνήμη τους, προσομοιώνοντας έτσι πραγματικά σερ από κρουστά.
Αξίζει να αναφερθεί πως τα Drum Machines φαίνεται να είναι ίδια με τα Sampler, αλλά έχουν μια βασική διαφορά. Παρότι, μπορούν να αναπαράγουν ήχους που προέρχονται από δειγματοληψία, τα κλασικά Drum Machines δεν μπορούν να κάνουν τα ίδια δειγματοληψία σε αντίθεση με τα Sampler. Επιπλέον, το περιβάλλον τους και η ικανότητα επεξεργασίας των ήχων είναι απλούστερη σε σχέση με τα Sampler. Αυτό θα αλλάξει με την έλευση των ολοκληρωμένων σταθμών μουσικής παραγωγής που θα αναφερθεί σε επόμενη ενότητα.
2. **Sequencer :** Τα Drum Machines διαθέτουν δικό τους ενσωματωμένο Sequencer όπου τους δίνει την δυνατότητα να προγραμματίσουν τα μοτίβα με όλες τις λειτουργίες και δυνατότητες που αναφέρθηκαν παραπάνω.
3. **Συνδεσιμότητα :** Οι θύρες MIDI (In/Out) επιτρέπουν την αμφίδρομη επικοινωνία με εξωτερικό εξοπλισμό, όπως συνθεσάιζερ, samplers και υπολογιστές. Για τη διαχείριση του ήχου, οι αναλογικές έξοδοι αναλαμβάνουν τη δρομολόγηση του σήματος σε κονσόλες μίξης, ενισχυτές ή συστήματα εγγραφής. Παράλληλα, οι πιο σύγχρονες συσκευές διαθέτουν θύρες USB για τη μεταφορά δεδομένων και τον συγχρονισμό με ψηφιακά προγράμματα παραγωγής (DAW), ενώ ορισμένα μοντέλα προσφέρουν επιπλέον εξόδους CV/Gate για πλήρη συμβατότητα με modular synthesizers.
4. **Διεπαφή Χρήστη (UI) :** Διαθέτουν κουμπιά ή pads ώστε ο χρήστης να μπορεί να ενεργοποιεί τους ήχους σε πραγματικό χρόνο όπως οι Real-time Sequencers ή να προγραμματίσει τις ακολουθίες πάνω στο πλέγμα όπως οι Step Sequencers. Επίσης, μπορεί να διαθέτουν διάφορα ρυθμιστικά για τον έλεγχο παραμέτρων. [1] [3]

1.2 Ιστορική Αναδρομή

Σε αυτή την ενότητα επιχειρείται μια ιστορική αναδρομή στην εξέλιξη των τριών ηλεκτρονικών οργάνων που ορίστηκαν στην Ενότητα 1.1. Στόχος είναι να αποσαφηνιστεί ο τρόπος με τον οποίο οι συγκεκριμένες συσκευές αναπτύχθηκαν ως αυτόνομες μονάδες προτού συνδυαστούν για τη δημιουργία των ολοκληρωμένων σταθμών μουσικής παραγωγής (Music Workstations) που αναλύονται στην Ενότητα 1.3

1.2.1 Η Εξέλιξη του Sampling

- **Musique Concrète (1940's-1950's) :** Με την παραγωγή των πρώτων μαγνητοφώνων περίπου στις αρχές του 1950 ξεκινάει η ιστορία της δειγματοληψίας (Sampling). Διάφοροι μουσικοί συνθέτες όπως ο Pierre Schaeffer μπορούσαν να σχηματίσουν διάφορες ηχητικές λούπες (Loops) , κόβοντας και κολλώντας τμήματα από μαγνητικές ταινίες μεταξύ τους. Αυτά τα αποσπάσματα στην συνέχεια αναπαράγονταν και δομούσαν νέες παραγωγές.

Η συγκεκριμένη μέθοδος υιοθετήθηκε απο πολλά είδη μουσικής με κύριο το Γαλλικό *Musique Concrète*. Παράλληλα, το 1946 ο Harry Chamberlin σχεδίασε συσκευές με πλήκτρα που αναπαρήγαγαν πιστά έτοιμους φυσικούς ήχους από ταινίες , ενώ ο Pierre Schaeffer εξέλιξε την ιδέα του δημιουργώντας το *rhonogène*, μια συσκευή που άλλαζε το τονικό ύψος (Pitch) και την ταχύτητα των δειγμάτων.

- **Mellotron (1960's – 1970's) :** Το 1963, οι αδελφοί Bradley αφότου αγοράσανε τα εμπορικά δικαιώματα απο τον Harry Chamberlin, κυκλοφόρησαν το πρώτο μοντέλο Mellotron (MELOdy and elecTRONics) υπο το όνομα της εταιρείας Streetly Electronics, το οποίο ήταν το *Mellotron Mark 1* . Διέθετε δύο διπλανές σειρές των 35 πλήκτρων. Οι κεφαλές ανάγνωσης μετακινούνταν χειροκίνητα σε ένα απο τα τρία κανάλια που ήταν διαθέσιμα, έτσι μπορούσε να γίνει επιλογή οργάνου ή ανάμιξη ήχων δύο οργάνων μαζί. Όταν ο χρήστης πατούσε ένα πλήκτρο οι κεφαλές εφάπτονταν στην ταινία και αναπαρήγαγε τον ήχο. Πολλές ταινίες μαζί διέθεταν το τονικό ύψος κάθε νότας με αποτέλεσμα η πολυφωνία να είναι εφικτή. Ο περιορισμός του μήκους επέτρεπε τον μηχανισμό να κρατήσει κάθε νότα έως 8 δευτερόλεπτα. Αν και οι εύθραυστες ταινίες και οι πολύπλοκοι μηχανισμοί το καθιστούσαν μη ανθεκτικό, βαρύ και απρόσιτο οικονομικά για τους περισσότερους καλλιτέχνες , ήταν χρήσιμο καθώς διέθετε πολυφωνία σε σύγκριση με τα συνθεσάιζερ της εποχής που ήταν κυρίως μονοφωνικά, ενώ επιπλέον είχε την δυνατότητα να αναπαράγει ήχους φυσικών οργάνων με μεγαλύτερη πιστότητα από τα συνθεσάιζερ. Αργότερα κυκλοφόρησαν επόμενα μοντέλα με ναυαρχίδα το Mellotron M400 (1970) (Εικόνα 1.1) .



Εικόνα 1.1 Mellotron M400 (1970)

- **Digital Samplers (1970's – 1980's) :** Έως τότε, η δειγματοληψία γινόταν με αναλογικές μεθόδους, χρησιμοποιώντας πλήκτρα που έφερναν τις κεφαλές σε επαφή με μαγνητικές ταινίες για την αναπαραγωγή του ήχου. Για να αλλάξουν οι ήχοι, έπρεπε οι ταινίες να αντικατασταθούν από άλλες, με νέες ηχογραφήσεις. Η εμφάνιση των ψηφιακών μεθόδων έκανε τη δειγματοληψία πολύ πιο πρακτική και εύκολη. Στα μέσα της δεκαετίας του 1970, τα πρώτα ψηφιακά sampler έγιναν διαθέσιμα στο εμπόριο. Πιο συγκεκριμένα, το *Computer Music Melodian* του Harry Mendell ήταν το πρώτο διαθέσιμο προς αγορά, το οποίο ήταν μονοφωνικό (1976), ενώ το *Fairlight CMI* ήταν το πρώτο πολυφωνικό (1979) (Εικόνα 1.2). Οι δυνατότητες του *Fairlight CMI* αναβαθμίζονταν συνεχώς, η μνήμη του αυξήθηκε από τα 4 KB (8-bit) στα 14 MB (16-bit), φτάνοντας τελικά τα 32 MB και 64 MB στην έκδοση CMI-3. Παράλληλα, η ποιότητα του ήχου βελτιώθηκε, καθώς η συχνότητα δειγματοληψίας από 8-bit / 24 kHz αυξήθηκε στα 16-bit / 100 kHz.



Εικόνα 1.2 Fairlight CMI

Παράλληλα με το Fairlight CMI, αναπτύχθηκε από την εταιρεία NED το Synclavier (1977), το οποίο αργότερα απέκτησε κορυφαίες δυνατότητες δειγματοληψίας έως και 16-bit / 50 kHz. Εκείνη την περίοδο, τα Fairlight και Synclavier κόστιζαν αρκετά, με αποτέλεσμα να είναι προσιτά μόνο σε κορυφαία στούντιο και παραγωγούς.

Όσον αφορά το κόστος, τα πρώτα οικονομικά προσιτά μηχανήματα εμφανίστηκαν στην αγορά στις αρχές της δεκαετίας του 1980, όταν η εταιρεία E-mu κυκλοφόρησε το Emulator I (1981), το οποίο αποτέλεσε το πρώτο πραγματικά εύχρηστο sampler. Πραγματοποιούσε δειγματοληψία με ανάλυση 8-bit / 27 kHz, διέθετε 128 KB μνήμη RAM και προσέφερε τη δυνατότητα αποθήκευσης των δειγμάτων σε δισκέτες 5-1/4". Αργότερα, κυκλοφόρησαν πολλά διάφορα sampler, με σημαντικότερα τα E-mu Emulator II (1984) (Εικόνα 1.3), Ensoniq Mirage (1985), Akai S612 (1985), S900 (1986) και Akai S950 (1988) (Εικόνα 1.4), τα χαρακτηριστικά των οποίων φαίνονται στον Πίνακα 1.1. [1] [3]

Πίνακας 1.1 Βασικά χαρακτηριστικά ιστορικών Sampler

Μοντέλο Sampler	Έτος	Bit Resolution / Sampling Rate	Μνήμη Ram
Fairlight CMI	1979	8-bit / 24 kHz	16 KB ανά φωνή (συνολικά ~128 KB)
E-mu Emulator I	1981	8-bit / 27 kHz	128 KB
E-mu Emulator II	1984	8-bit / 27.7 kHz	512 KB
Ensoniq Mirage	1985	8-bit / 32 kHz	128 KB
Akai S612	1985	12-bit / 32 kHz	128 KB
Akai S900	1986	12-bit / 40 kHz	750 KB
Akai S950	1988	12-bit / 48 kHz	750 KB (επεκτάσιμη ως 2.25 MB)



Εικόνα 1.3 E-mu Emulator II (1984)



Εικόνα 1.4 Akai S950 (1988)

1.2.2 Η Εξέλιξη του Sequencing

- Automatophone Era (19ος Αιώνας) :** Η προσπάθεια του ανθρώπου να παράξει συσκευές μηχανικής δημιουργίας μουσικής αποτελούσε ανέκαθεν πρόκληση. Αυτοματόφωνα (Automatophones) είναι η λέξη που περιγράφει τα μουσικά όργανα όπως *music boxes*, *player pianos*, *barrel organs*, *fairground organs*, τα οποία έχουν την ιδιότητα να παίζουν μουσική αυτόματα χωρίς την ανάγκη χειρισμού σε πραγματικό χρόνο από κάποιον μουσικό. Η εποχή των αυτοματοφώνων εκτείνεται από την αρχαιότητα μέχρι τα μέσα του 20ού αιώνα με σημαντικότερες εφευρέσεις, τα μουσικά κουτιά, τις λατέρνες και την πνευματική Pianola .
- Analog Sequencers (1960's) :** Τα μηχανικά συστήματα της εποχής των αυτοματοφώνων άρχισαν να φθίνουν την δεκαετία του 1930. Με την άνθηση της ηλεκτρονικής εποχής ήρθαν στο παρασκήνιο εργαλεία όπως ταλαντωτές (oscillators), φίλτρα και εργαλεία επεξεργασίας περιβάλλουσας (envelopes) όπου συνδυάστηκαν και δημιουργήθηκαν τα πρώτα συνθεσάιζερ όπως το *Warbo Formant Organ* (1937). Καθώς η τεχνολογία έφερνε νέα εξαρτήματα όπως τρανζίστορ, διόδους και παθητικά εξαρτήματα, τα συνθεσάιζερ έγιναν πιο πολύπλοκα ώσπου στα μέσα της δεκαετίας του 1960, οι μηχανικοί (όπως ο Moog και ο Buchla) σκέφτηκαν να φτιάξουν μια νέα, ξεχωριστή συσκευή για να αυτοματοποιήσουν το παίξιμο. Έτσι, τη δεκαετία του 1970 κυκλοφόρησαν στην αγορά τα πρώτα αυτόνομα αναλογικά sequencers (Moog 960, ARP 1601) (Εικόνα 1.5, Εικόνα 1.6). Αυτές οι νέες συσκευές χρησιμοποιήθηκαν σε συνδυασμό με τα συνθεσάιζερ που είχαν αναπτυχθεί

τα προηγούμενα χρόνια, δίνοντάς τους τη δυνατότητα να παίζουν πλέον επαναλαμβανόμενες λούπες.

Αρχικά ήταν περιορισμένα στις 8 με 16 νότες, αλλά νεότερα μοντέλα έδιναν την δυνατότητα για παραγωγή ως και 256 νότες. Στον πίνακα 2, φαίνονται κάποια απο τα πιο δημοφιλή αναλογικά sequencers. Είναι αξιοσημείωτο πως ακόμη και σήμερα κυκλοφορούν Sequencers τα οποία είναι αναλογικά όπως το Korg SQ-1 και Doerfer A-155. Το κυρίαρχο πρότυπο που χρησιμοποιούν είναι το CV/Gate όπου οι νότες μεταδίδονται ως ηλεκτρικές τάσεις.



Εικόνα 1.5 Moog 960



Εικόνα 1.6 ARP 1601

- **Digital Sequencers (1980's) :** Με την εμφάνιση του πρωτοκόλλου MIDI (Musical Instrument Digital Interface) , το οποίο είχε ως στόχο την καθιέρωση ενός κοινού προτύπου (standardization) για το μουσικό εξοπλισμό στην αγορά, τα αναλογικά sequencers άρχισαν να εξαφανίζονται και αντικαθίστανται από τα ψηφιακά.

Με το πρωτόκολλο MIDI, τα ψηφιακά sequencers έχουν την δυνατότητα καταγραφής σχεδόν απεριόριστου αριθμού από νότες, καθώς και χειρισμό πολλών παραμέτρων όπως ένταση, δυναμική πατήματος πλήκτρων (Velocity) και παραμέτρων εφέ.

Σχεδόν όλες οι κατασκευαστικές εταιρείες είχαν κυκλοφορήσει το δικό τους ψηφιακό MIDI sequencer. Στον Πίνακα 1.2, αναγράφονται κάποια απο τα πιο δημοφιλή μηχανήματα μαζί με τα βασικά χαρακτηριστικά τους. Σήμερα αν και υπάρχουν στην αγορά κάποια αυτόνομα (Standalone) sequencers, συνήθως συναντώνται ενσωματωμένα σε άλλα μηχανήματα όπως drum machines, συνθεσάιζερ, samplers ή grooveboxes. Η περιγραφή των ολοκληρωμένων σταθμών μουσικής παραγωγής θα πραγματοποιηθεί στην Ενότητα 1.3. [1] [3] [18]

Πίνακας 1.2 Βασικά χαρακτηριστικά ιστορικών Sequencers

Μοντέλο Sequencer	Έτος	Χωρητικότητα Events	Αριθμός Tracks
Roland MSQ-700	1983	6500	8
Yamaha QX1	1984	80000	8
Roland MC-500	1986	25000	4 + Rhythm Track
Yamaha QX3	1987	48000	16
Alesis MMT-8	1987	10000	16



Εικόνα 1.7 Roland MC-500 (1986)



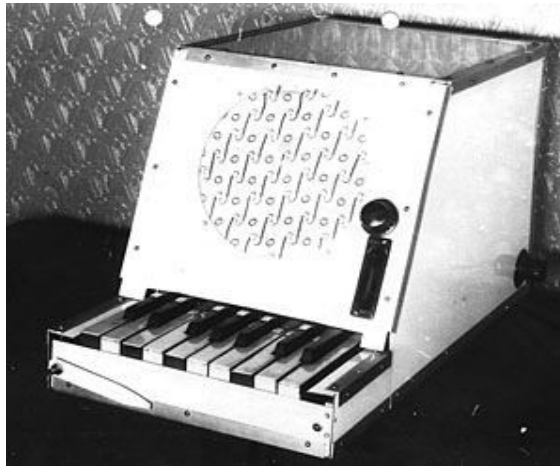
Εικόνα 1.8 Yamaha QX1 (1984)

1.2.3 Η Εξέλιξη του Drum Machine

- **Πρώιμα Χρόνια (1930's-1960's) :** Ύστερα από την αναζήτηση του μουσικού *Henry Cowell* για μια συσκευή η οποία θα μπορεί να παίζει ρυθμικές ακολουθίες που είναι αδύνατον να εκτελεστούν από τα τότε διαθέσιμα μουσικά όργανα, ο μηχανικός *Léon Theremin* εφηύρε το *Rhythmicon* (1932). Το *Rhythmicon* (Εικόνα 1.9) ήταν μια ηλεκτρομηχανική συσκευή η οποία χρησιμοποιούσε ταλαντωτές από λυχνίες κενού (Vacuum tubes) και αισθητήρες οι οποίοι ανίχνευαν το φως που περνούσε από διάτρητους δίσκους. Η συσκευή μπορούσε να παράγει δεκαέξι διαφορετικούς ρυθμούς είτε μεμονωμένα, είτε σε συνδυασμό, με διαφορετικό τονικό ύψος για κάθε ρυθμό.

Ύστερα από περίπου δύο δεκαετίες, ο *Chamberlin* κυκλοφόρησε το *Rhythmate* (1957). Το *Rhythmate* έδινε την δυνατότητα στους χρήστες να επιλέξουν ανάμεσα σε δεκατέσσερις λούπες (Loops) με ήχους κρουστών που ήταν γραμμένες σε μαγνητικές ενός τέταρτου της ίντσας ($\frac{1}{4}$ "). Στη συνέχεια ακολούθησε το Model 200 το οποίο εκτός από ρυθμικά μοτίβα (Rhythm Patterns) περιλάμβανε και άλλα όργανα. Παράλληλα με το *Rhythmate* αναπτυσσόταν και το *Side Man* το οποίο κυκλοφόρησε από την εταιρεία *Wurlitzer* (1959).

Το *Side Man* ήταν από τα πρώτα drum machines που είχαν σύστημα προ-επιλογών (Presets). Η παραγωγή ήχων γινόταν με λυχνίες κενού, το τέμπο μπορούσε να ρυθμιστεί με περιστρεφόμενο διακόπτη και η οι ακολουθίες προγραμματίζονταν μέσω ενός περιστρεφόμενου δίσκου με επαφές ο οποίος σαρώνονταν από ένα βραχίονα.



Εικόνα 1.9 Rhythmicon (1932)

- **Εποχή των τρανζίστορ (1960's – 1970's) :** Με την εξέλιξη της τεχνολογίας οι λυχνίες κενού αντικαταστάθηκαν από τρανζίστορ. Έτσι, τα drum machines πέρασαν σε μια νέα γενιά αποτελούμενη πλέον εξ ολοκλήρου από τρανζίστορ, με αποτέλεσμα να καταλαμβάνουν λιγότερο χώρο. Το 1964, ύστερα από την εφεύρεση ηλεκτρονικής γεννήτριας ρυθμικών μοτίβων χρησιμοποιώντας μια μήτρα διόδων (Diode Matrix), η εταιρεία *Seeburg* κυκλοφόρησε το *Select-A-Rhythm (SAR1)*, όπου οι χρήστες μπορούσαν να επιλέξουν συγκεκριμένο ρυθμό μέσω συστήματος προ-επιλογών που διέθετε. Την ίδια τεχνολογία με τη μήτρα διόδων χρησιμοποίησε λίγο αργότερα και ο *Ikutaro Kakehashi* στην Ιαπωνία με την εταιρεία του *Ace Tone*. Αφού παρουσίασε ένα πρώτο τρανζιστοράτο πρωτότυπο, κατέληξε στο *FR-1* (1967) (Εικόνα 1.10) υπό το όνομα της εταιρείας *Rhythm Ace*.

Παρείχε δεκαέξι Preset Patterns τα οποία μπορούσαν να συνδυαστούν πατώντας κουμπιά ρυθμού, με αποτέλεσμα οι συνολικοί ρυθμοί να ξεπερνούν τους εκατό. Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως το *FR-1* διέθετε και τέσσερα κουμπιά με τα οποία ο χρήστης μπορούσε να παίζει (Trigger) κάποιους ήχους που αντιστοιχούσαν σε αυτά.



Εικόνα 1.10 Rhythm Ace FR-1 (1967)

- **Προγραμματιζόμενα Drum Machines (1970's) :** Η Ιταλική εταιρεία *Eko* εισήγαγε στον κόσμο ένα από τα πρώτα προγραμματιζόμενα *Drum Machines*, το *ComputeRhythm* (1972). Ο χρήστης μπορούσε να εισάγει χειροκίνητα τα επιθυμητά ρυθμικά μοτίβα μέσω μίας μήτρας (Matrix) με έξι σειρές κουμπιών, καθώς είχε και την δυνατότητα να εισάγει και διάτρητες κάρτες με προ-προγραμματισμένα μοτίβα (Preset Patterns).

Κεφάλαιο 1ο

Το 1978 η εταιρία Roland κυκλοφόρησε το CR-78 (Εικόνα 1.11) το οποίο ήταν το πρώτο προγραμματιζόμενο Drum Machine βασισμένο σε μικροεπεξεργαστή. Το CR-78 έδινε την δυνατότητα στο χρήστη να αποθηκεύσει έως τέσσερα μοτίβα που ο ίδιος προγραμμάτισε (User Patterns).

Το αποκορύφωμα των προγραμματιζόμενων Drum machines ήρθε το 1980 με την κυκλοφορία του Roland TR-808. Ο ήχος του παρέμενε πλήρως αναλογικός βασιζόμενος σε κυκλώματα τρανζίστορ, ενώ η συσκευή χρησιμοποίησε τον μικροεπεξεργαστή για να εισάγει το σύστημα Step Sequencing με τα δεκαέξι χαρακτηριστικά κουμπιά στη σειρά. Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφερθεί πως το TR-808 (Εικόνα 1.12) επηρέασε και καθόρισε τον ήχο διαφόρων ειδών μουσικής όπως της hip-hop και της ηλεκτρονικής μουσικής (EDM).



Εικόνα 1.11 Roland CR-78 (1978)



Εικόνα 1.12 Roland TR-808 (1980)

- **Sample-Based Drum Machines (1980's)** : Την ίδια χρονιά με το *TR-808*, τα Drum Machines περνάνε σε μια εποχή όπου η αναλογική σύνθεση ήχων, μετατρέπεται σε αναπαραγωγή ψηφιακών δειγμάτων. Το πρώτο εμπορικό Sample-Based Drum Machine που κυκλοφόρησε ήταν το *Linn LM-1* (1980) της εταιρίας *Linn Electronics*. Κάποια από τα δείγματα του *LM-1* παράγονταν από δύο τσιπ που πυροδοτούνταν ταυτόχρονα, ενώ κάθε ήχος είχε την δυνατότητα να κουρδιστεί (Tune) από το χρήστη αλλά και δική του ξεχωριστή έξοδο (Individual Output). Επιπλέον, διέθετε ρυθμικές λειτουργίες όπως τη ρύθμιση του swing, τη δυνατότητα τονισμού (Accent) συγκεκριμένων χτυπημάτων, καθώς και τη λειτουργία προγραμματισμού σε πραγματικό χρόνο με αυτόματη διόρθωση χρόνομέτρου (Quantization).

Αυτή η στροφή στην τεχνολογία έδωσε στους παραγωγούς τη δυνατότητα να έχουν τον ρεαλιστικό ήχο. Το αρχικό διαδέχθηκε το 1982 το *LinnDrum* (Εικόνα 1.13), το οποίο σημείωσε πολύ μεγαλύτερη εμπορική επιτυχία. Την επιτυχία του *LM-1* ακολούθησαν τα *Oberheim DMX* (1981), *Emu Drumulator* (1983) . Στον Πίνακα 1.3 αναγράφονται κάποια από τα πιο δημοφιλή drum machines σε συνδυασμό με τα βασικά χαρακτηριστικά τους. [1] [3] [19]



Εικόνα 1.13 LinnDrum (1982)

1.3 Η επανάσταση στη μουσική παραγωγή

Από την προηγούμενη ενότητα γίνεται αντιληπτό πως μέχρι περίπου τα μέσα της δεκαετίας του 1980 κατά την διαδικασία μιας μουσικής παραγωγής βασισμένης σε ηλεκτρονικό εξοπλισμό ήταν απαραίτητος ο συνδυασμός των Audio Samplers, Drums Machines και των Sequencers. Αυτά τα τρία μηχανήματα αναπτύσσονταν σε παράλληλες χρονικές περιόδους με σκοπό να καλύψουν διαφορετικές ανάγκες μέσα σε ένα στούντιο καθώς αποτελούσαν απολύτως ανεξάρτητες οντότητες με διαφορετική αρχιτεκτονική. Για να ολοκληρωθεί ένα μουσικό έργο ήταν απαραίτητο αυτές οι συσκευές να συνδεθούν μεταξύ τους μέσω MIDI πρωτοκόλλου ή αναλογικών σημάτων χρονισμού (DIN sync/Clock) κάτι που συχνά μπορεί να παρουσίαζε δυσκολίες όπως προβλήματα συγχρονισμού-καθυστερήσης (Jitter/Latency). Λόγω της εμφάνισης νέων, οικονομικά προσιτών τεχνολογιών, η έλευση των ολοκληρωμένων σταθμών μουσικής παραγωγής (*Hardware Sampling Workstations*) έδωσε την λύση, στην ανάγκη ενός ηλεκτρονικού οργάνου που έχει την δυνατότητα να εκτελεί τις λειτουργίες των τριών παραπάνω μηχανημάτων σε ένα ενιαίο σύστημα. Στην παρούσα ενότητα γίνεται αναφορά σε ορισμένα από τα πρώτα ιστορικά μηχανήματα αυτής της κατηγορίας, κάποια από τα οποία καθόρισαν την εξέλιξη της μουσικής παραγωγής μέχρι και σήμερα.

Πίνακας 1.3 Βασικά χαρακτηριστικά ιστορικών Drum Machines

Μοντέλο	Έτος Κυκλοφορίας	Ανάλυση Ψηφιακών Δειγμάτων	Αριθμός Ήχων / Δειγμάτων	Δυνατότητες Tuning & Ανεξάρτητων Εξόδων
Linn LM-1	1980	8-bit / 28 kHz	12	Tuning σε κάθε ήχο ξεχωριστά & Individual Outputs
Oberheim DMX	1981	8-bit / 24 kHz	11	Tuning μέσω εσωτερικών ποτενσιόμετρων & 8 Individual Outputs
LinnDrum	1982	8-bit / 28 kHz	15	Tuning σε επιλεγμένους ήχους (Snare, Tom, Conga) & 15 Outputs
E-mu Drumulator	1983	12-bit / 24 kHz	12	Tuning μέσω δισκετών/EPROM (όχι άμεσο) & Mix Out (Mono/Stereo)

1.3.1 Linn 9000 (1984)

Μετά από την επιτυχία του *LinnDrum* η εταιρία *Linn Electronics* κατασκεύασε το *Linn 9000 (1984)* (Εικόνα 1.14). Το *Linn 9000* ήταν η πρώτη απόπειρα του *Roger Linn* να κατασκευάσει ένα ενσωματωμένο sampling-MIDI sequencing μηχανήμα, αλλά αποσύρθηκε γρήγορα από την παραγωγή κυκλοφορώντας 1100 τεμάχια, καθώς αν και από θέμα χαρακτηριστικών θεωρούνταν πλήρες, παρουσίασε πολλά προβλήματα λογισμικού. Το λειτουργικό σύστημα αρχικά ήταν γραμμένο σε εσωτερική γλώσσα υψηλού επιπέδου *FORTH* όπου κάποια τμήματα κώδικα δημιουργούσαν καθυστερήσεις σε διάφορες λειτουργίες διεπαφής χρήστη (UI) με αποτέλεσμα να επαναπρογραμματιστεί σε γλώσσα μηχανής. Επιπλέον, το μηχανήμα κλείδωνε με συνέπεια την απώλεια δεδομένων.

Ο περιορισμός στην μνήμη του κώδικα (64K) στον Intel 8088, αυτό είχε ως αποτέλεσμα την κατάρρευση της *Linn Electronics* λόγω αναξιοπιστίας των προϊόντων. Στον Πίνακα 1.4 φαίνονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά του. Μετά την πτώχευση Η εταιρία *Forat Music and Electronics* αγόρασε τα περιουσιακά στοιχεία της *Linn Electronics*, διόρθωσε τα σφάλματα λογισμικού και έφερε έδωσε του ξανά ζωή κυκλοφορώντας το ως *Forat F9000 (1987)*. [1] [6]



Εικόνα 1.14 Linn 9000 (1984)

Πίνακας 1.4 Linn 9000 Specs

CPU	Intel 8088
Bit Resolution	8 bit
Sampling Rate	28 kHz
RAM	64 KB
Tracks	32 MIDI Tracks

1.3.2 E-MU SP12 (1986) / SP1200 (1987)

Ως διάδοχος του Drumulator, αρχικά η εταιρία E-mu Systems αρχικά θα το κυκλοφορούσε ως Drumulator II, όμως επικράτησε το όνομα SP-12, θέλωντας να τονίσει ότι προοριζόταν για δειγματοληψία κρουστών με ανάλυση 12 bit (Sampling Percussion – 12). Υπό τη σχεδιαστική επίβλεψη του David Rossum, κυκλοφόρησε το 1986 και θεωρείται το πρώτο εμπορικά πετυχημένο μηχάνημα Sampling Drum Machine (και, κατ' επέκταση Sequencer). Έως τότε τα Samplers είχαν ως σκοπό να αντιστοιχίσουν ένα επιθυμητό δείγμα σε ένα κλαβιέ ώστε να έχει την δυνατότητα ο χρήστης να το αναπαράγει μελωδικά. Ωστόσο, με το SP-12 μπορούσαν πλέον οι χρήστες να απομονώσουν μέσω δειγματοληψίας τους αγαπημένους ήχους ντραμς από δίσκους ή άλλα μέσα, και να δώσουν μια τελείως νέα δομή, κάτι που ήταν ως τότε ασυνήθιστο καθώς το βασικό ηλεκτρονικό όργανο παραγωγής ρυθμών μέχρι τότε ήταν το παραδοσιακό Drum Machine το οποίο διέθετε συγκεκριμένες βιβλιοθήκες ήχων.

Πολύ γρήγορα οι μουσικοί παραγωγοί άρχισαν να παίρνουν δείγματα από ολόκληρες μελωδίες αναπτύσσοντας καινοτόμες τεχνικές παραγωγής για την εποχή κάτι που ώθησε την E-mu να αναβαθμίζει την μνήμη του SP-12 διπλασιάζοντας τον διαθέσιμο χρόνο δειγματοληψίας (SP-12 Turbo). Το SP-12 δεν είχε μεγάλη διάρκεια στην αγορά, καθώς δύο χρόνια αργότερα αντικαταστάθηκε από το SP-1200 (1987) (Εικόνα 1.15), το οποίο ήταν αρκετά πιο ισχυρό. Στο Πίνακα 1.5 φαίνονται τα βασικά χαρακτηριστικά του SP-12 σε σύγκριση με το SP-1200.



Εικόνα 1.15 E-mu SP1200 (1987)

Εδώ αξίζει να επισημανθεί πως η 12 bit / 26.04 Khz δειγματοληψία που πραγματοποιεί το SP-1200 , του αποδίδει ιδιαίτερο ένα ιδιαίτερο χαρακτήρα στον ήχο ο οποίος μέχρι και σήμερα είναι εξαιρετικά δημοφιλής. Πολλές εταιρίες και προγραμματιστές εφαρμογών έχουν κυκλοφορήσει εφαρμογές και *Plug-in/Vst (Virtual Studio Technology)*, τα οποία προσπαθούν να το προσομοιάσουν. Επίσης, ο ήχος αυτός αποδίδεται και στον τρόπο με τον οποίο το SP-1200 χειριζόταν το τονικό ύψος (Pitch) των δειγμάτων μέσω της μεθόδου *Drop sample pitch- hifting* η οποία θα εξηγηθεί στο τεχνικό μέρος της εργασίας, αλλά και στα αναλογικά φίλτρα SSM2044 που βρίσκονται στις εξόδους. [1] [6]

Πίνακας 1.5 Σύγκριση E-mu SP-12, SP-12 Turbo, SP-1200

	E-mu SP-12	E-mu SP-12 Turbo	E-mu SP-1200
Ανάλυση Bits	12 Bit	12 Bit	12 Bit
Sampling Rate	27.5 kHz	27.5 kHz	26.04 kHz
Συνολικός Χρόνος Δειγματοληψίας (Sec)	5	5	10
Μέγιστος Χρόνος ανά Sample (Sec)	1,2	1,2	2,5
Μνήμη RAM	192 KB	192 KB	384 KB

1.3.3 Akai MPC-60 (1988)

Το MPC60 (Εικόνα 1.16) (αρχικά MIDI Production Center, σήμερα Music Production Center) αναπτύχθηκε από κοινού από την Ιαπωνική Εταιρία Akai και τον Αμερικανό μηχανικό Roger Linn και διατέθηκε στην αγορά το 1988.

Σε αντίθεση με τις παλαιότερες συσκευές που βασίζονταν σε διακόπτες και μικρά σκληρά κουμπιά, το MPC60 εισήγαγε ένα πλέγμα 4X4 από μεγάλα ελαστικά επιθέματα (Pads). Αυτά τα επιθέματα ήταν σχεδιασμένα για τη δημιουργία μουσικών ακολουθιών σε πραγματικό χρόνο (Real-time sequencing) και διέθεταν ευαισθησία στη δυναμική του αγγίγματος (velocity-sensitive), προσφέροντας μια αίσθηση παιζίματος ανάλογη με εκείνη ενός κλαβιέ..

Η διεπαφή χρήστη (UI) ήταν απλή και μπορούσε να συνδεθεί εύκολα με οικιακά ηχοσυστήματα κάτι που κατέστησε την μουσική παραγωγή προσβάσιμη και σε χώρους εκτός στούντιο.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί πως το MPC60 αλλά και το SP1200 είχαν τεράστια επιρροή στην ανάπτυξη ηλεκτρονικής μουσικής και της χίπ-χόπ μουσικής. . Οι δύο αυτές συσκευές οδήγησαν σε νέες τεχνικές δειγματοληψίας καθώς οι χρήστες μετέτρεψαν τους τεχνικούς περιορισμούς όπως το μικρό χρόνο δειγματοληψίας των μηχανημάτων σε δημιουργικό αποτέλεσμα. Στον Πίνακα 1.6 φαίνονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά του MPC 60. [1] [6]



Εικόνα 1.16 Akai MPC60 (1988)

Πίνακας 1.6 Βασικά Χαρακτηριστικά Akai MPC60

Ανάλυση Bits	12 Bit
Sampling Rate	40 kHz
Συνολικός Χρόνος Δειγματοληψίας (Sec)	13.1 δευτερόλεπτα (επεκτάσιμος στα 26.2)
Μνήμη RAM	750 KB (επεκτάσιμη στα 1.5 MB)
Sequencer	99 Tracks, 60.000 νότες χωρητικότητα

1.3.4 Ensoniq EPS (1988)

Το EPS (Εικόνα 1.17) (Ensoniq Performance Sampler) της εταιρίας Ensoniq, κατασκευαζόταν απο το 1988 έως το 1991. Ήταν από τα λίγα οικονομικά προσβάσιμα Sampling Workstations στην αγορά, καθώς τα ανάλογα μηχανήματα όπως το MPC60 ή το SP1200. Η ανάλυση δειγματοληψίας του EPS ήταν 13bit, ενώ η χρήση του ήταν εύκολη καθώς διέθετε διαφόρους ελέγχους προσαρμοσμένους για ζωντανές εμφανίσεις. Οι δύο επεξεργαστές που είχε του έδιναν τη δυνατότητα να φορτώσει έως και οκτώ όργανα ταυτόχρονα με άλλα οκτώ σε αναμονή. Η ενσωματωμένη μνήμη RAM ήταν 256 Kwords, ενώ ο χρήστης μπορούσε να την καθώς Ensoniq προσέφερε επέκταση 2X(512 Kword) και 4X (1Mword). Επίσης, η εταιρία Maartists προσέφερε επέκταση 4X και 8X φτάνοντας συνολική μνήμη 2Mwords. Η επέκταση μνήμης δίνει τη δυνατότητα στο μηχανήμα να μπορεί να πραγματοποιεί μεγαλύτερη διάρκεια δειγματοληψίας αλλά και δειγματοληψία με μεγαλύτερο ρυθμό (Sampling Rate). Η ενσωμάτωση θυρών MIDI επέτρεπε εκτός απο το συγχρονισμό με άλλα όργανα, την διασύνδεσή του υπολογιστές PC και Macintosh.

Αργότερα αντικαταστάθηκε από το ισχυρότερο EPS 16+ (1990) , το οποίο ήταν 16 bit και είχε προστεθεί ενσωματωμένος επεξεργαστής εφέ (DSP) 24 bit. Αρχικά και τα δύο εισήχθησαν στην αγορά αρχικά ως όργανα με ενσωματωμένο πληκτρολόγιο , ενώ στη συνέχεια η Ensoniq παρουσίασε τις αντίστοιχες rackmount εκδόσεις. [6]



Εικόνα 1.17.Ensoniq EPS

1.4 Συγχρονη Εποχή

Για δύο δεκαετίες τουλάχιστον, τα hardware μηχανήματα ήταν ζωτικής σημασίας για ολοκληρωθεί ένα μουσικό έργο. Είχε αναπτυχθεί ολόκληρη αγορά από εταιρίες που διέθεταν έτοιμες βιβλιοθήκες με δείγματα από μελωδίες, απομονωμένα κρουστά ακόμα και φυσικά εφέ, σε διάφορα μέσα όπως CD και δισκέτες για ταχύτερη φόρτωση στη μνήμη. Η συνεχής χρήση όμως των Samplers δημιούργησε την ανάγκη για δείγματα υψηλότερης πιστότητας επομένως μεγαλύτερης χωρητικότητας. Έτσι, μέσα σε λίγα χρόνια μηχανήματα που αποτελούσαν ναυαρχίδες της μουσικής παραγωγής εξαφανίστηκαν, και αντικαταστάθηκαν από εφαρμογές και πρόσθετα υποπρογράμματα (VST/Plugins) εκμεταλλευόμενα την μεγαλύτερη μνήμη RAM, ταχύτερους επεξεργαστές και βελτιωμένη οπτική απεικόνιση μέσω των μεγαλύτερων οθονών των ηλεκτρονικών υπολογιστών. Μέχρι τα μέσα της δεκαετίας του 2000 οι περισσότερες εταιρίες είτε είχαν επικεντρωθεί στην ανάπτυξη λογισμικού, είτε παραχώρησαν τη θέση τους σε άλλες εταιρίες εξειδικευμένες στην ανάπτυξη ψηφιακών προγραμμάτων ήχου. [1] [4] [6]

Σήμερα οι λειτουργίες ενός sequencer είναι ο βασικός κορμός ενός DAW (Digital Audio Workstation) ενώ τα Samplers και τα Drum Machines διατίθενται κυρίως ως πρόσθετα VST/plugins και πολλά από αυτά ως προσομοιώσεις (Emulations) των κλασικών συσκευών. Τα λογισμικά αυτά μπορούν να ελεγχθούν μέσω MIDI controllers, τα οποία διαθέτουν πλήκτρα, Pads, και ρυθμιστικά ποτενσιόμετρα και Sliders.



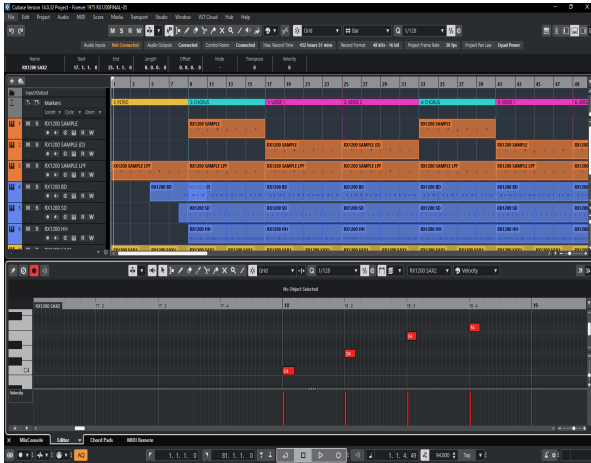
Εικόνα 1.18. Inphonik RX950 VST προσομοίωση του Akai S950



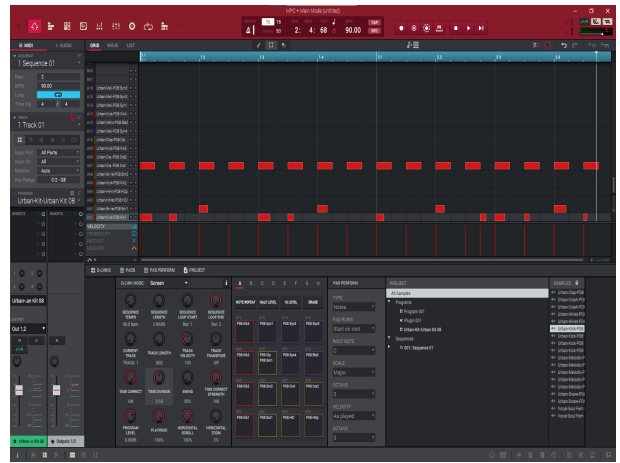
Εικόνα 1.19 Inphonik RX1200 VST προσομοίωση του E-mu SP1200

Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως υπάρχουν στην αγορά διαθέσιμα συστήματα μουσικής παραγωγής τα οποία αποτελούνται από DAW και MIDI Controller φτιαγμένο για να ελέγχει αποκλειστικά το συγκεκριμένο DAW. Χαρακτηριστικά παραδείγματα αποτελούν το Maschine της Native Instruments και το εξελιγμένο πλέον MPC της Akai. Πολλά από αυτά ενσωματώνουν audio interface με εισόδους και εξόδους προσεγγίζοντας όσο το δυνατόν τα κλασικά Hardware μηχανήματα.

Κεφάλαιο 1ο



Εικόνα 1.20. Περιβάλλον DAW Cubase 14



Εικόνα 1.21. Περιβάλλον DAW MPC 2.15

Παρόλο που η χρήση hardware μηχανημάτων μειώθηκε σημαντικά κατά τις δεκαετίες του 2000 και 2010 όπου αντικαταστάθηκαν από λογισμικό, τα τελευταία χρόνια πολλές εταιρίες έχουν επανέλθει στην ανάπτυξη τους καθώς παρατηρείται αυξημένη ζήτηση και ενδιαφέρον για hardware συσκευές μουσικής παραγωγής.

1.5 Ο Στόχος της Διπλωματικής Εργασίας

Το αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής αφορά την ανάπτυξη και υλοποίηση ενός αυτόνομου ολοκληρωμένου σταθμού μουσικής παραγωγής (Standalone Audio Workstation). Αυτό σημαίνει ότι το σύστημα θα παρέχει λειτουργίες Sampling, Sequencing και δυνατότητες ενός Drum Machine.

Κύριος στόχος της εργασίας είναι η σχεδίαση και η κατασκευή ενός συστήματος το οποίο ακουστικά θα αναπαράγει τον ιδιαίτερο χαρακτήρα των κλασικών μηχανημάτων όπως το θρυλικό E-mu SP1200, ενώ παράλληλα συνδυάζει ένα σύγχρονο, απλό περιβάλλον διεπαφής χρήστη. Σε επίπεδο σχεδιασμού του υλικού (hardware), κύριο μέλημα αποτέλεσε η πλήρης ανάπτυξη των κυκλωμάτων από το μηδέν, αποφεύγοντας τη χρήση έτοιμων modules. Με τον τρόπο αυτό, εξασφαλίζεται ο απόλυτος έλεγχος της αρχιτεκτονικής του συστήματος. Τελικό στόχο αποτελεί η δημιουργία μιας ολοκληρωμένης και στιβαρής συσκευής, η οποία, τόσο σε επίπεδο λειτουργικότητας όσο και σε ποιότητα κατασκευής, θα προσεγγίζει όσο το δυνατόν περισσότερο τα αντίστοιχα stand-alone μηχανήματα του εμπορίου.

Η υπόλοιπη εργασία είναι δομημένη ως εξής :

Το δεύτερο κεφάλαιο (**Κεφάλαιο 2**) αφορά το θεωρητικό υπόβαθρο. Γίνεται περιγραφή βασικών τεχνικών όρων και των λειτουργιών που συγκροτούν ένα τέτοιο σύστημα μουσικής παραγωγής. Επιπλέον, γίνεται αναφορά στη βασική θεωρία του ρυθμού ώστε να γίνει κατανοητό πως χρησιμοποιείται το σύστημα.

Στο τρίτο κεφάλαιο (**Κεφάλαιο 3**) παρουσιάζονται τα βασικά εξαρτήματα που επιλέχθηκαν για την υλοποίηση της εργασίας, καθώς και η λειτουργία και ο λόγος επιλογής του καθενός. Επιπλέον, αναλύονται τα χαρακτηριστικά των επιμέρους στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν.

Στο τέταρτο κεφάλαιο (**Κεφάλαιο 4**) γίνεται εκτενής ανάλυση των κυκλωμάτων που απαρτίζουν το hardware του συστήματος από την επιλογή των εξαρτημάτων ως την σχεδίαση των πλακετών (PCB).

Το πέμπτο κεφάλαιο (**Κεφάλαιο 5**) περιέχει τα βασικά τμήματα κώδικα που συνθέτουν το υλικολογισμικό (Firmware) της συσκευής.

Στο έκτο κεφάλαιο (**Κεφάλαιο 6**) παρουσιάζεται το φωτογραφικό υλικό καθώς, και η τελική ολοκληρωμένη μορφή του συστήματος. Παράλληλα, παρατίθεται μια αναλυτική παρουσίαση των τεχνικών προδιαγραφών και των λειτουργιών της συσκευής, σε συνδυασμό με μια συγκριτική αξιολόγηση έναντι αντίστοιχων μηχανημάτων του εμπορίου. Το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με προτάσεις για μελλοντικές βελτιώσεις και επεκτάσεις του συστήματος

1.6 Επίλογος

Η άφιξη του ηλεκτρονικού εξοπλισμού στα στούντιο άλλαξε ριζικά τη διαδικασία της μουσικής παραγωγής. Πλέον υπάρχει η δυνατότητα δειγματοληψίας και επεξεργασίας ήχων μέσω των Samplers, ο προγραμματισμός ρυθμικών μοτίβων με τη χρήση των Drum Machines, καθώς και η χρήση μεμονωμένων Sequencers προσφέρει τη δυνατότητα απόλυτου συγχρονισμού πολλαπλών συσκευών ταυτόχρονα. Ο συνδυασμός αυτών των τεχνολογιών οδήγησε στη δημιουργία των ολοκληρωμένων Standalone Sampling Workstations όπου επηρέασαν καθοριστικά συγκεκριμένα μουσικά είδη, καθώς οι τεχνικοί τους περιορισμοί γέννησαν νέες δημιουργικές τεχνικές οι οποίες παραμένουν δημοφιλείς μέχρι σήμερα. Αν και τα ψηφιακά περιβάλλοντα εργασίας (DAWs) έχουν σε αντικαταστήσει σε μεγάλο βαθμό το υλικό (hardware) λόγω της ευχρηστίας και της αξιοποίησης των υπολογιστικών πόρων, οι standalone hardware συσκευές εξακολουθούν να αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι της σύγχρονης μουσικής παραγωγής.

Σε αυτό το κεφάλαιο δόθηκαν οι ορισμοί των συστημάτων που αναφέρθηκαν στην παραπάνω παράγραφο καθώς και η ιστορική αναδρομή από τα πρώιμα στάδια μέχρι σήμερα.

Κεφάλαιο 2ο : Θεωρητικό Υπόβαθρο

2.1 Εισαγωγή

Η κατανόηση των συστημάτων όπως αυτό στο οποίο εστιάζει η παρούσα εργασία προϋποθέτει τη κατανόηση των θεμελιωδών αρχών της μουσικής θεωρίας, του ήχου, της δειγματοληψίας αλλά και των βασικών λειτουργιών που καλείται να εκτελέσει ένα τέτοιο σύστημα.

Στο πλαίσιο αυτού του κεφαλαίου, αναλύονται οι προαναφερθείσες έννοιες. Επιπλέον, εξετάζεται η αρχιτεκτονική ενός θεωρητικού Drum Machine και παρουσιάζονται δύο πραγματικές υλοποιήσεις κλασικών ιστορικών μηχανημάτων, με βάση τα επίσημα εγχειρίδια επισκευής τους (Service Manuals). Τέλος, πραγματοποιείται αναφορά στο πρωτόκολλο MIDI, το οποίο αποτελεί τον θεμελιώδη πυλώνα για τη λειτουργία και τον συγχρονισμό ενός τέτοιου συστήματος.

2.2 Βασικά στοιχεία μουσικής θεωρίας και ψηφιακού χρονισμού

2.2.1 Μουσικό μέτρο, τέμπο, χρονικές υποδιαιρέσεις

- A) **Τέμπο (BPM)** : Στην ψηφιακή μουσική τεχνολογία το τέμπο ορίζει την ταχύτητα με την οποία εξελίσσεται μια ακολουθία (Sequence) και μετριέται σε χτύπους ανά λεπτό (Beats Per Minute - BPM). Ουσιαστικά, το τέμπο αντιπροσωπεύει τον υποβόσκοντα περιοδικό παλμό (pulse) πάνω στον οποίο δομείται όλο το ρυθμικό περιεχόμενο παρέχοντας ένα χρονικό πλαίσιο ώστε όλα τα στοιχεία της ακολουθίας να παραμένουν απόλυτα συγχρονισμένα μεταξύ τους. Πολύ συχνά το τέμπο συγχέεται με την έννοια του ρυθμού ενώ στην πραγματικότητα πρόκειται για δύο τελείως διαφορετικές έννοιες. Το τέμπο ελέγχει το πόσο γρήγορα η αργά εκτελούνται τα χτυπήματα (Beats) σε μια ακολουθία, ενώ ο ρυθμός ελέγχει πως τα γεγονότα (events) μιας ακολουθίας είναι δομημένα σε αυτό το χρονικό πλαίσιο.

Δύο ακολουθίες μπορεί να έχουν το ίδιο τέμπο αλλά να δίνουν μία τελείως διαφορετική αίσθηση λόγω διαφορετικών ρυθμικών μοτίβων (Patterns).

Στην πράξη ο σταθερός παλμός του τέμπο γίνεται αισθητός μέσα από το μετρονόμο ο οποίος παράγει ένα σταθερό χαρακτηριστικό ήχο ώστε ο μουσικός να έχει την δυνατότητα να παίζει εντός τέμπο.

Κάθε sequencer ή sampler βασίζει τον ακριβή χρονισμό του στο επιλεγμένο τέμπο (BPM). Η τιμή αυτή ουσιαστικά μεταφράζει τη μουσική πληροφορία σε απόλυτο χρόνο, καθώς ορίζει πόσα δευτερόλεπτα ή χιλιοστά του δευτερολέπτου διαρκεί ένα τέταρτο (quarter note). Η χρονική διάρκεια ενός μεμονωμένου χτύπου υπολογίζεται άμεσα με βάση τα BPM από τη σχέση:

$$T_{beat} = \frac{60}{BPM} \quad (2.1)$$

Για παράδειγμα:

- i. Σε τέμπο 60 BPM, η διάρκεια κάθε χτύπου είναι ακριβώς 1sec (1000ms)
- ii. Σε τέμπο 120 BPM, η διάρκεια μειώνεται στο μισό, δηλαδή στα 0.5sec (500ms)

B) Μουσικό Μέτρο και Time Signature : Ενώ το τέμπο καθορίζει την ταχύτητα της μουσικής, το μέτρο είναι η δομή που χωρίζει τον συνεχή χρόνο σε ίσα, επαναλαμβανόμενα χρονικά τμήματα (μπάρες), ώστε η μουσική πληροφορία να είναι οργανωμένη [32]. Το time signature είναι η μουσική ένδειξη που καθορίζει πόσα χτυπήματα (beats) υπάρχουν σε κάθε μουσικό μέτρο και ποια είναι η αξία τους και αναπαρίσταται ως κλάσμα όπως $4/4$, $3/4$. [33]

- Ο αριθμητής δηλώνει τον αριθμό των χτύπων (beats) που περιέχονται σε κάθε μέτρο.
- Ο παρονομαστής προσδιορίζει τη μουσική αξία του κάθε χτύπου. Για παράδειγμα το 4 συμβολίζει το τέταρτο (quarter note).

Στο ψηφιακό περιβάλλον ενός sampler, η ρυθμική σήμανση καθορίζει άμεσα τη δομή και τη συμπεριφορά του χρονολογίου (timeline). Πρακτικά, η τιμή αυτή επηρεάζει τρεις βασικές λειτουργίες του συστήματος:

- **Λειτουργία του Μετρονόμου:** Καθορίζει τον περιοδικό κύκλο των χτυπημάτων του μετρονόμου. Για παράδειγμα, σε ένδειξη $4/4$, ο μετρονόμος παράγει έναν τονισμένο ήχο (downbeat) στον πρώτο χτύπο κάθε μέτρου και τρεις ασθενέστερους, ενώ σε ένδειξη $3/4$ ο κύκλος προσαρμόζεται αυτόματα στους τρεις χτύπους.
- **Ψηφιακό Πλέγμα (Grid):** Ορίζει τις κατακόρυφες γραμμές διαίρεσης στην οθόνη του sequencer. Το πλέγμα αυτό αποτελεί το σημείο αναφοράς όπου ευθυγραμμίζονται αυτόματα τα MIDI events.
- **Χρονική Διόρθωση (Quantization):** Αυτόματη διόρθωση των MIDI events πάνω στο πλέγμα. Ο αλγόριθμος τοποθετεί μια ελαφρώς ασυγχρόνιστη νότα στην πλησιέστερη γραμμή που ορίζει η επιλεγμένη υποδιαίρεση (Time division). Μόλις εντοπίσει το κοντινότερο έγκυρο σημείο κλειδώνει τη νότα πάνω του διορθώνοντας τα παικτικά λάθη.

C) Χρονικές Υποδιαίρεσεις (Time Division) : Για τη δημιουργία σύνθετων ρυθμικών μοτίβων (patterns) μέσα σε ένα μέτρο, ο βασικός χτύπος (beat) πρέπει να τεμαχιστεί σε μικρότερα, ίσα χρονικά διαστήματα. Οι Χρονικές Υποδιαίρεσεις (Time Divisions) καθορίζουν τη διάρκεια των ηχητικών γεγονότων (events) και των παύσεων.

Στα ψηφιακά συστήματα μουσικής παραγωγής οι υποδιαίρεσεις αυτές ορίζουν την ανάλυση του ψηφιακού πλέγματος. Οι πιο διαδεδομένες υποδιαίρεσεις σε ένα τυπικό μέτρο $4/4$ είναι:

- **Τέταρτα ($1/4$) :** Αντιστοιχούν στον κύριο παλμό του τέμπο (4 βήματα ανά μέτρο).
- **Όγδοα ($1/8$) :** Προκύπτουν από τη διαίρεση του κάθε χτύπου στα δύο (8 βήματα ανά μέτρο).
- **Δέκατα Έκτα ($1/16$) :** Προκύπτουν από τη διαίρεση του κάθε χτύπου στα τέσσερα (16 βήματα ανά μέτρο).

Η υποδιαίρεση των δέκατων έκτων ($1/16$) είναι θεμελιώδους σημασίας για την αρχιτεκτονική των samplers και των drum machines. Αποτελεί τη standard ανάλυση πάνω στην οποία βασίζεται η λειτουργία του Step Sequencer (ακολουθία 16 βημάτων) καθώς και η φυσική διάταξη των 16 δυναμικών πλήκτρων (pads) της συσκευής, όπου κάθε πλήκτρο αντιστοιχεί ακριβώς σε ένα χρονικό διάστημα διάρκειας ενός δεκάτου έκτου. Στις Εικόνες 2.2 και 2.3 φαίνεται το πλέγμα με Time Division $1/4$ και $1/16$ αντίστοιχα.

[illegible]

Εικόνα 2.1. Το πλέγμα με Time Division $\frac{1}{4}$ και Time signature 4/4

[illegible]

Εικόνα 2.2. Το πλέγμα με Time Division 1/16 και Time signature 4/4

2.2.2 Μαθηματική Μοντελοποίηση Μουσικού Χρονισμού

- **PPQN (Pulses Per Quarter Note – Parts per Quarter Note):** Η ανάλυση χρονισμού ενός Sequencer ορίζεται από την τιμή του PPQN. Κατά την διαδικασία της παραγωγής μιας ακολουθίας με έναν sequencer οι βασικές μονάδες χρόνου που χρησιμοποιούνται είναι τα μέτρα και οι χτύποι (beats) που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Στα συστήματα αυτά όμως, είναι απαραίτητο οι να υποδιαιρεθούν ώστε να μπορούν να καταγραφούν γεγονότα με αξίες τιμών χαμηλότερες του ενός τετάρτου Sequencers διαχειρίζονται αυτή την υποδιάρθρωση με δύο τρόπους:· Ο πρώτος διαχωρίζει το beat απευθείας σε Ticks (όρος Tick αντιπροσωπεύει την ελάχιστη, αδιαίρετη μονάδα μέτρησης χρόνου ενός sequencer), ενώ ο δεύτερος αναλύει αρχικά το τέταρτο σε δέκατα έκτα, τα οποία στη συνέχεια διασπώνται περαιτέρω σε ticks. Τα ticks αυτά παράγονται εσωτερικά από το ψηφιακό ρολόι (clock) του επεξεργαστή του sequencer.

Κεφάλαιο 2ο

Ο επεξεργαστής υπολογίζει το τέμπο του κομματιού (BPM) και, με βάση την επιλεγμένη ανάλυση PPQN, παράγει τον απαιτούμενο αριθμό παλμών (ticks) ανά τέταρτο, δημιουργώντας έτσι το πλέγμα χρονισμού του συστήματος (Grid). [5] [34] [35]

Πίνακας 2.1 Διαφορά 24PPQN με 96PPQN σε σχέση με το Time division

Μουσική Αξία	Time Division	Διάρκεια σε Beats	24 PPQN (Ticks)	96 PPQN (Ticks)
Ολόκληρο	1/1	4	96	384
Μισό	1/2	2	48	192
Τέταρτο	1/4	1	24	96
Όγδοο	1/8	0.5	12	48
Δέκατο Έκτο	1/16	0.25	6	24
Τριακοστό Δεύτερο	1/32	0.125	3	12

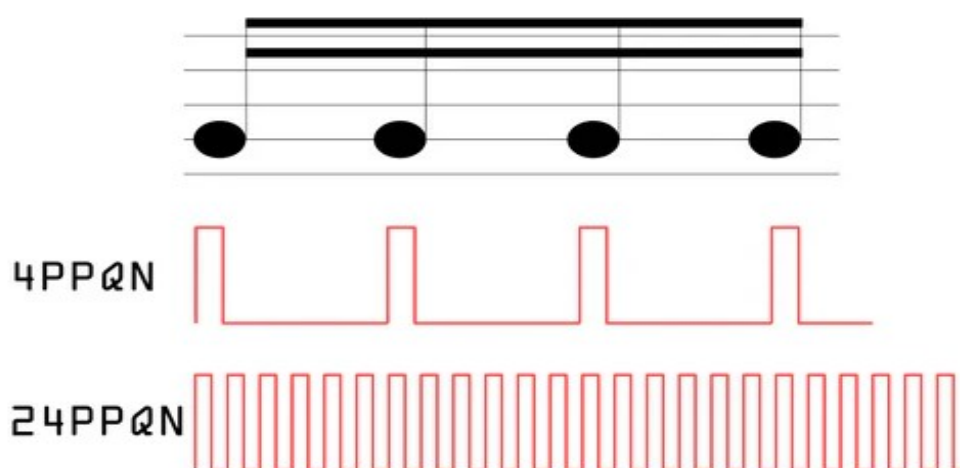
Στον Πίνακα 2.1 αναγράφονται οι βασικές χρονικές υποδιαιρέσεις (Time Divisions) και η αντίστοιχη διάρκειά τους σε beats, σε σύγκριση με τον αριθμό των ticks που παράγονται σε αναλύσεις συστημάτων 24 PPQN και 96 PPQN. Προκύπτει ότι η τελική διάρκεια οποιασδήποτε νότας σε ticks υπολογίζεται πάντα με βάση τον παρακάτω τύπο:

$$Ticks = Beats * PPQN \quad (2.2)$$

Επομένως ο αριθμός του PPQN ορίζει πόσα Ticks περιέχονται στο τέταρτο μιας νότας (ή ενός event). Τα πρώτα συστήματα όπως το E-mu SP-1200 είχαν ανάλυση 24 PPQN ενώ σήμερα τα DAW διαθέτουν 960 PPQN και παραπάνω. Όσο χαμηλότερη είναι η ανάλυση ενός Sequencer τόσο πιο τεχνητό θα ακούγεται το ηχητικό αποτέλεσμα. Αντίθετα, η υψηλότερη ανάλυση επιτρέπει στον χρήστη να προγραμματίσει τη μουσική του με απόλυτη ακρίβεια, διατηρώντας την ανθρώπινη αίσθηση του παιξίματος. Στον Πίνακα 2.2 φαίνεται η ανάλυση PPQN που διαθέτουν κάποια από τα κλασσικά μηχανήματα που αναφέρθηκαν στην Ενότητα 1, νεότερα μηχανήματα, αλλά και τα Digital Audio Workstations.

Πίνακας 2.2 Ανάλυση PPQN μηχανημάτων και DAWs

Συσκευή / DAW	Έτος	Ανάλυση PPQN
E-mu SP1200	1987	24
Akai MPC 60	1988	96
Akai MPC 3000	1994	96
Akai MPC 2000	1997	96
Akai MPC 4000	2002	960
Akai MPC One	2020	960
Roland SP404 MKii	2021	480
DAWs	Σήμερα	≥ 960



Σχήμα 2.1. Απεικόνιση των Ticks για τέσσερα beats του μετρονόμου για διαφορετικά PPQN [36]

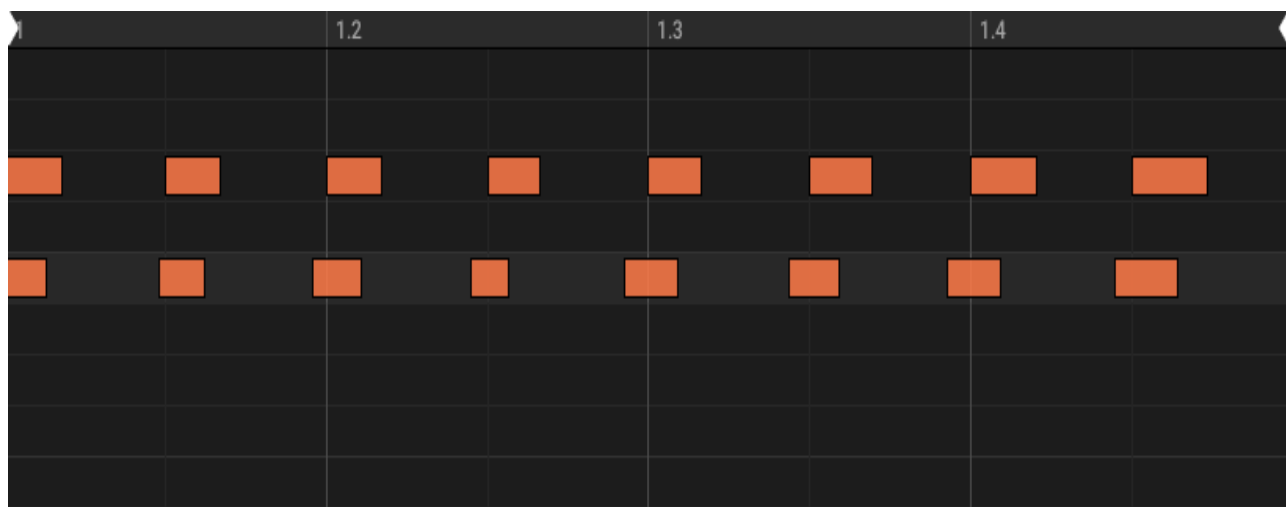
2.2.3 Quantization & Micro-timing

- **Quantization** : Απο τους πρώτους Real-time Sequencers που κυκλοφόρησαν, η Quantization λειτουργία αποτελούσε βασικό χαρακτηριστικό τους. Όπως αναφέρθηκε την Ενότητα 1, οι Real-time Sequencers επιτρέπουν στον χρήστη να προγραμματίζει τις ακολουθίες του πατώντας κουμπιά ή πλήκτρα σε πραγματικό χρόνο.

Αυτό σημαίνει πως υπάρχει μεγάλη πιθανότητα το πάτημα ενός κουμπιού να έχει χρονική απόκλιση από το χτύπο του μετρονόμου κατά την ηχογράφηση με αποτέλεσμα ο ήχος που αντιστοιχεί στο MIDI event να καταγράφεται εκτός μέτρου. Η λειτουργία του κβαντισμού (Quantization) πραγματοποιεί αυτόματη διόρθωση του χρονισμού των MIDI γεγονότων που έχουν καταγραφεί σε πραγματικό χρόνο. Αυτό υλοποιείται μετακινώντας τα επιλεγμένα γεγονότα στις πλησιέστερες θέσεις του προκαθορισμένου χρονικού πλέγματος. Το Time Division που αναφέρθηκε την προηγούμενη υποενότητα ορίζει την πυκνότητα του πλέγματος πάνω στο οποίο θα πραγματοποιηθεί ο κβαντισμός.

Οι τιμές μπορεί να είναι 1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64 κτλ. Για παράδειγμα αν ο χρήστης επιθυμεί να παίξει μια νότα πάνω στο ισχυρό χρόνο (Downbeat) αλλά καθυστερήσει να την καταγράψει, μπορεί να ρυθμίσει το Quantize σε 1/4, ώστε η νότα να ευθυγραμμιστεί στο Downbeat. Η λειτουργία κβαντισμού μπορεί να υλοποιηθεί με δύο τρόπους :

1. **Input Quantize (Pre-Recording)** : Εφαρμόζεται κατά τη διάρκεια της εισαγωγής των δεδομένων, δηλαδή κατά την ηχογράφηση. Αυτό μπορεί να χαρακτηριστεί ως καταστροφικό (Destructive) καθώς οι αρχικές χρονικές αποκλίσεις χάνονται.
2. **Post-Quantize** : Εφαρμόζεται μετά την ολοκλήρωση της ηχογράφησης έπειτα από επιλογή του χρήστη. Σε αντίθεση με το Input Quantize το Post Quantize είναι "μη καταστροφικό" (Non Destructive), γεγονός που σημαίνει ότι ο χρήστης μπορεί ανά πάσα στιγμή να ανακτήσει τα αρχικά γεγονότα μέσω της εντολής αναίρεσης (Undo).



Εικόνα 2.3 Απεικόνιση των events πάνω στο πλέγμα με Quantization (πάνω γραμμή) και χωρίς αυτόματη διόρθωση (κάτω γραμμή)

Στην Εικόνα 2.3 φαίνεται η καταγραφή των γεγονότων ενός Pattern. Η πάνω γραμμή είναι με Quantize, ενώ η κάτω γραμμή χωρίς Quantize. Φαίνονται ξεκάθαρα οι διορθώσεις που έγιναν στις χρονικές αποκλίσεις παιξίματος.

Τέλος, είναι σημαντικό να τονιστεί πως η έννοια του κβαντισμού στην μουσική παραγωγή δεν πρέπει να συγχέεται με τον κβαντισμό κατά τη διαδικασία της δειγματοληψίας από τον ADC. Στο πλαίσιο του MIDI Sequencing, ο κβαντισμός αφορά την ποσοτικοποίηση του χρόνου εκδήλωσης ενός γεγονότος. Αντίθετα, όπως θα αναλυθεί και στην υποενότητα 2.3.6 στον μετατροπέα ADC, ο κβαντισμός αφορά την ποσοτικοποίηση του πλάτους του συνεχούς αναλογικού σήματος, μετατρέποντάς το σε διακριτές ψηφιακές τιμές με βάση το βάθος bit (Bit Depth) του συστήματος . [5] [37]

- ο **Micro-timing** : Σε αντίθεση με το Quantize η οποία ευθυγραμμίζει απόλυτα τα ρυθμικά γεγονότα πάνω στο πλέγμα, λειτουργία Micro-timing αφορά στην εσκεμμένη χρονική μετατόπιση (Time Shift) των γεγονότων μια ακολουθίας ελάχιστα νωρίτερα ή αργότερα πάνω σε αυτό.

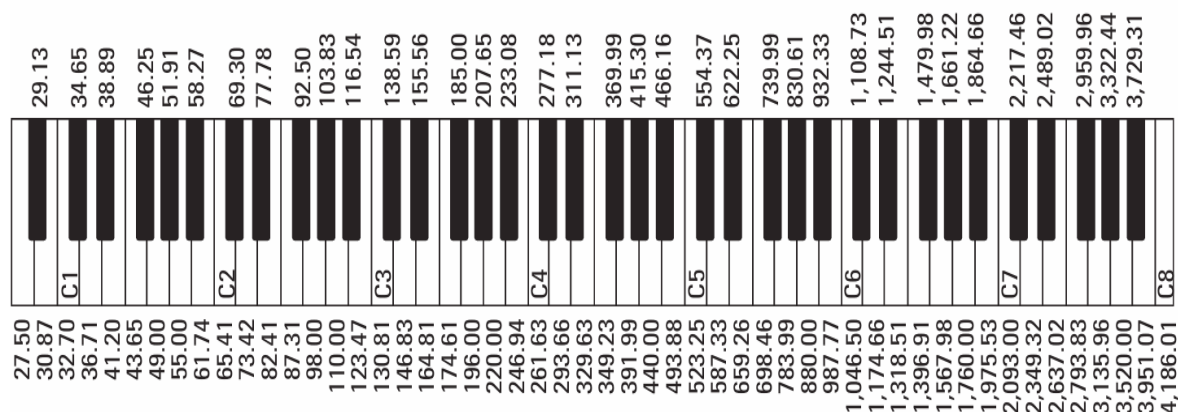
Ο κύριος σκοπός του micro-timing είναι να αποφευχθεί η "ρομποτική" ή μηχανική αίσθηση του τελικού ηχητικού αποτελέσματος που συχνά προκύπτει λόγω του έντονου κβαντισμού. [20]

2.3 Επεξεργασία σήματος και δειγματοληψία

2.3.1 Ακουστικό Σήμα (Audio & Sound)

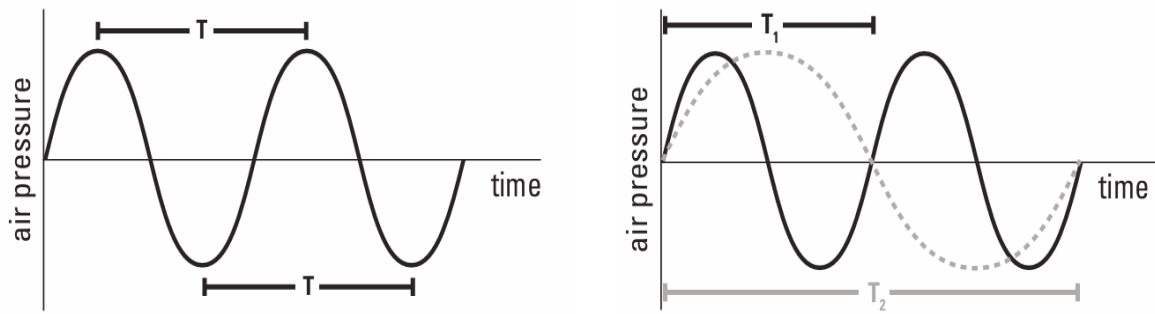
Η μετάφραση των δύο όρων Audio και Sound στην ελληνική γλώσσα είναι ήχος. Όμως οι δύο λέξεις στην πραγματικότητα αφορούν διαφορετικές έννοιες. Ο όρος Audio (Ακουστικό σήμα) χρησιμοποιείται για να περιγράψει την ηλεκτρονική αναπαράσταση ή αναπαραγωγή του ήχου. Αντίθετα, ο ήχος (Sound) είναι το αποτέλεσμα δονήσεων που διαδίδονται μέσα σε ένα ελαστικό μέσο όπως ο αέρας. Η λήψη των κυμάτων αυτών στο ανθρώπινο ακουστικό σύστημα μεταφράζεται σε ακουστικό ερέθισμα με αποτέλεσμα να τα αντιλαμβανόμαστε ως ομιλία, μουσική, θόρυβο κτλ. Οι κύριες ιδιότητες του ήχου είναι οι παρακάτω :

- **Τονικό Ύψος (Pitch) :** Το τονικό ύψος είναι μια ιδιότητα η οποία βοηθάει στην κατάταξη των ήχων ως "υψηλότερους" ή "χαμηλότερους". Στην πραγματικότητα πρόκειται για μια ιδιότητα αντιληπτική καθώς αφορά μια μέτρηση του ήχου από τον εγκέφαλο. Αν και το τονικό ύψος μπορεί να ποσοτικοποιηθεί μέσω της συχνότητας, δεν αποτελεί μια αμιγώς αντικειμενική φυσική ιδιότητα, αλλά ένα υποκειμενικό, ψυχοακουστικό χαρακτηριστικό του ήχου. Στο Σχήμα 2.2 παρουσιάζονται οι μουσικές νότες μαζί με τις αντίστοιχες συχνότητές τους.



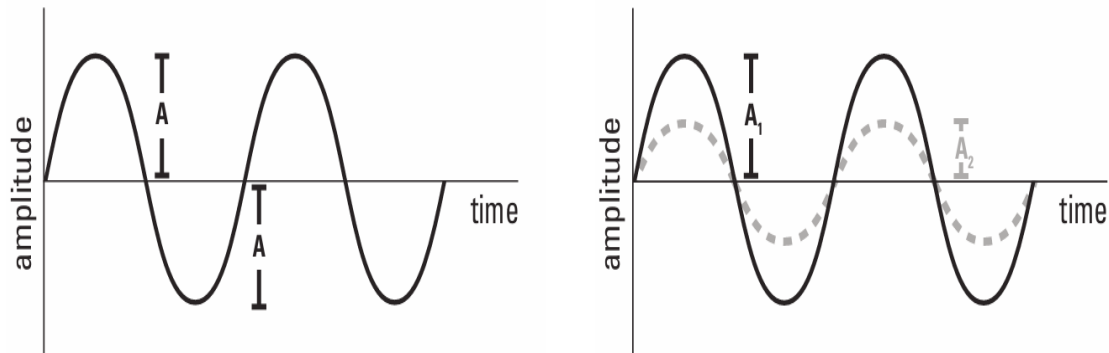
Σχήμα 2.2 Αντιστοίχιση νοτών με τις συχνότητες τους [5]

Η φυσική ιδιότητα που μπορεί να συσχετιστεί με το τονικό ύψος είναι η συχνότητα (Frequency – f), η οποία μετριέται σε κύκλους συμπίεσης/αραίωσης ανά δευτερόλεπτο (CPS). Η επίσημη μονάδα μέτρησης της συχνότητας είναι το Hertz (Hz). Αντιστρόφως, για να την μέτρηση του χρόνου που απαιτείται για την ολοκλήρωση ενός πλήρους κύκλου συμπίεσης/αραίωσης χρησιμοποιείται ο όρος περίοδος (T) και εκφράζεται σε δευτερόλεπτα ανά κύκλο. Η σχέση που συνδέει τη συχνότητα με την περίοδο είναι : $f=1/T$. Ο άνθρωπος μπορεί να ακούσει ανάμεσα στο φάσμα των 20Hz ως 20Khz. Έτσι γίνεται γίνεται κατανοητή και η διαφορά μεταξύ της συχνότητας ως φυσικού μεγέθους και του τονικού ύψους ως ψυχοακουστικής ιδιότητας . Οποιαδήποτε ταλάντωση ενός αντικειμένου στο μέσο προκαλεί ένα κύμα σε κάποια συχνότητα, αλλά πραγματικά ακουστικά κύματα είναι μόνο εκείνα που βρίσκονται μέσα στο εύρος 20Hz – 20Khz. [5]



Σχήμα 2.3 (α) Μέτρηση περιόδου από διαφορετικά σημεία (β) Σήματα με ίδιο πλάτος και διαφορετική συχνότητα [5]

- **Ένταση ήχου (Loudness)** : Η ένταση του ήχου ως αντιληπτική ιδιότητα σχετίζεται με τη φυσική ιδιότητα του πλάτους (Amplitude). Το πλάτος ορίζεται ως η διαφορά της ατμοσφαιρικής πίεσης από μία συμπίεση ή αραιώση από τη κανονική πίεση του αέρα. Γραφικά σε μια κυματομορφή το πλάτος μετριέται στον άξονα y'y. Όσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος τόσο υψηλότερη θα είναι η ένταση του ήχου. [5]

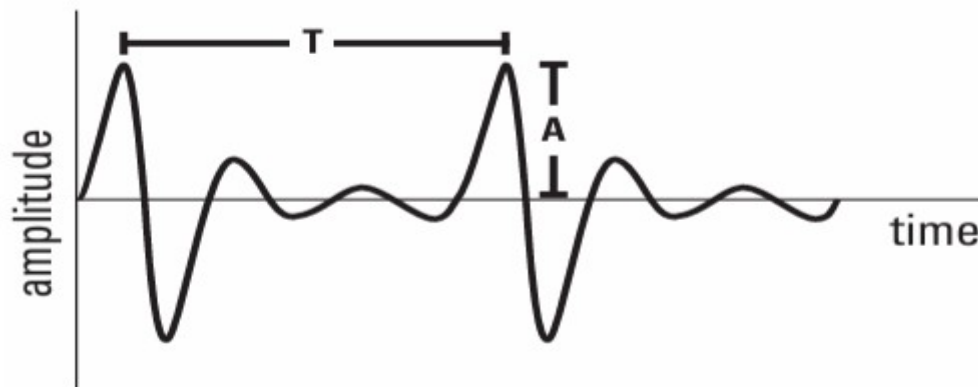


Σχήμα 2.4 (α) Μέτρηση πλάτους από διαφορετικά σημεία (β) Σήματα με διαφορετικό πλάτος και ίδια συχνότητα [5]

Η μέτρηση του πλάτους μετριέται συνήθως σε σχέση με μια τιμή αναφοράς, έτσι προκύπτει η στάθμη ηχητικής πίεσης (Sound Pressure Level – SPL) η οποία εκφράζεται ως ντεσιμπέλ (dB) και πιο συγκεκριμένα dB SPL.

- **Χροιά – Ηχόχρωμα (Timbre)**: Η χροιά ή αλλιώς ηχόχρωμα αφορά τον τρόπο που γίνεται αντιληπτός και σχετίζεται με την φυσική ιδιότητα του σχήματος ενός κύματος (Κυματομορφή – Waveform) και τη φυσική ιδιότητα του ηχητικού φάσματος (Spectrum).

Στα σχήματα παραπάνω το κύμα που αναπαριστάται είναι ένα απλό ημίτονο. Στη πραγματικότητα η ταλαντώσεις είναι πιο σύνθετες και έχουν αποτέλεσμα την παραγωγή ενός εξίσου σύνθετου γραφήματος μεταβολής πλάτους σε συνάρτηση με το χρόνο. Επομένως η χροιά ως σύνθετο μέγεθος μπορεί να επηρεαστεί και από τις υπόλοιπες ιδιότητες του ήχου όπως το τονικό ύψος και ακουστότητα, αλλά και από επιπρόσθετες παράλληλες πηγές ήχου ή θόρυβο του περιβάλλοντος.



Σχήμα 2.5 Δύο κύκλοι της κυματομορφής μιας σάλπιγγας, με ένδειξη περιόδου και πλάτους [5]

- **Άρθρωση (Articulation) :** Η ιδιότητα της άρθρωσης αναφέρεται στο πως μεταβάλλεται η ένταση του ήχου με τη πάροδο του χρόνου. Είναι μια αντιληπτική ιδιότητα και σχετίζεται με τη φυσική ιδιότητα που ονομάζεται περιβάλλουσες πλάτους (Amplitude Envelopes) [5].

Η ανάλυση των Amplitude Envelopes γίνεται στην υποενότητα 2.4.

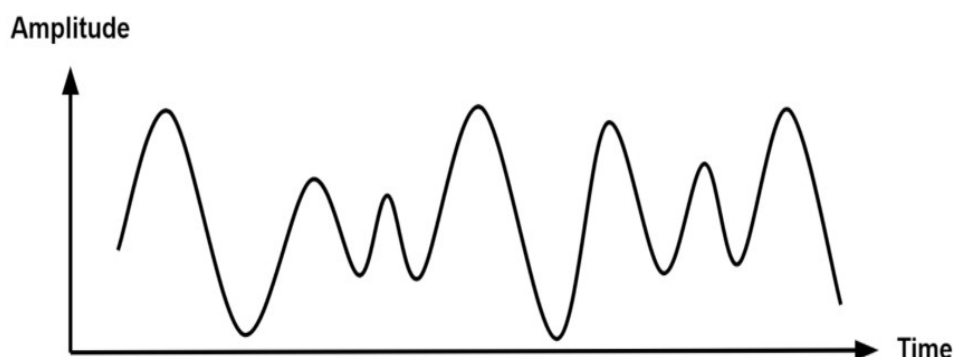
2.3.2 Αναλογικό Σήμα

Ένα αναλογικό σήμα μεταβάλλεται συνεχώς στο χρόνο και ενώ γενικά περιορίζεται σε ένα συγκεκριμένο εύρος τιμών (πχ -5V ως +5V), υπάρχει άπειρος αριθμός ενδιάμεσων τιμών μέσα στο συνεχές αυτό εύρος.

Η πληροφορία ενός αναλογικού σήματος μεταδίδεται μέσω της φυσικής ιδιότητας ενός μέσου μετάδοσης, όπως για παράδειγμα είναι η ροή ρεύματος μέσα στον αγωγό. Σε ένα ηλεκτρικό σήμα η πληροφορία μπορεί να προκύψει από την μεταβολή της τάση, ρεύματος ή της συχνότητας του σήματος.

Τα αναλογικά σήματα προκύπτουν συνήθως από μετρήσεις αποκρίσεων φυσικών μεγεθών όπως ο ήχος, φως ή θερμοκρασία. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αναλογικού σήματος αποτελεί ο ήχος. [38]

Η γραφική παράσταση τάσης-χρόνου ενός αναλογικού σήματος πρέπει να απεικονίζει μια συνεχή ομαλή κυματομορφή όπως στο Σχήμα 2.6



Σχήμα 2.6 Αναλογικό σήμα [38]

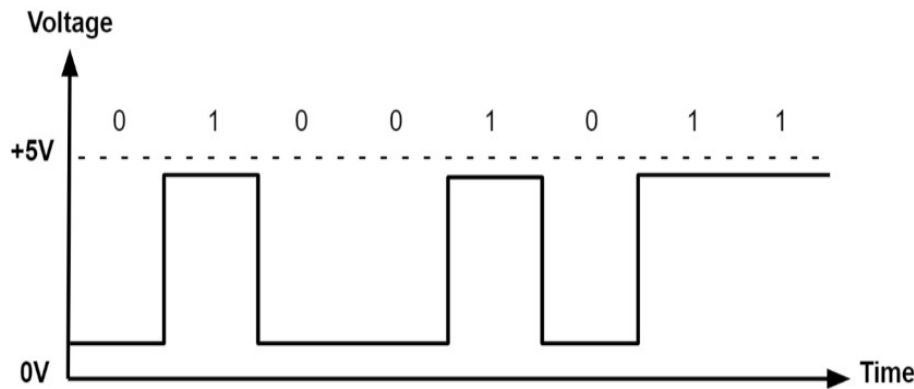
2.3.3 Ψηφιακό Σήμα

Ένα ψηφιακό σήμα σε αντίθεση με το αναλογικό δεν μεταβάλλεται συνεχώς, αλλά η πληροφορία που περιέχει αναπαρίσταται μέσω μιας ακολουθίας διακριτών τιμών. Για κάθε δεδομένη χρονική στιγμή μπορεί να λάβει μόνο μία τιμή ανάμεσα σε ένα πεπερασμένο σύνολο τιμών σε αντίθεση με το αναλογικό που μπορεί συνεχώς να μεταβάλλεται.

Τα ψηφιακά σήματα είναι ευρέως διαδεδομένα και χρησιμοποιούνται σε ψηφιακά ηλεκτρονικά συστήματα, ενσωματωμένα συστήματα, συστήματα μετάδοσης δεδομένων και υπολογιστές.

Η μετατροπή ενός αναλογικού σήματος σε ψηφιακό πραγματοποιείται μέσω ενός μετατροπέα ADC (Analog-to-Digital Converter) που θα αναλυθεί στην ενότητα της δειγματοληψίας. [38]

Η απεικόνιση ενός ψηφιακού σήματος σε διάγραμμα τάσης-χρόνου γίνεται μέσω διακριτών τιμών τάσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.7



Σχήμα 2.7. Ψηφιακό σήμα [38]

2.3.4 Βασικές Έννοιες Δειγματοληψίας

Όπως αναφέρθηκε, το αναλογικό σήμα είναι συνεχές ως προς τον χρόνο και το πλάτος, καθώς η πληροφορία του αναπαρίσταται από μια τάση που μεταβάλλεται συνεχώς με την πάροδο του χρόνου.

Αντίθετα, στην ψηφιακή καταγραφή το αναλογικό σήμα δεν αποθηκεύεται συνεχώς, αλλά λαμβάνονται διακριτά δείγματα της τιμής του σε συγκεκριμένες χρονικές στιγμές. Επομένως, κάθε δείγμα αντιστοιχεί στην τιμή του σήματος σε μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή.

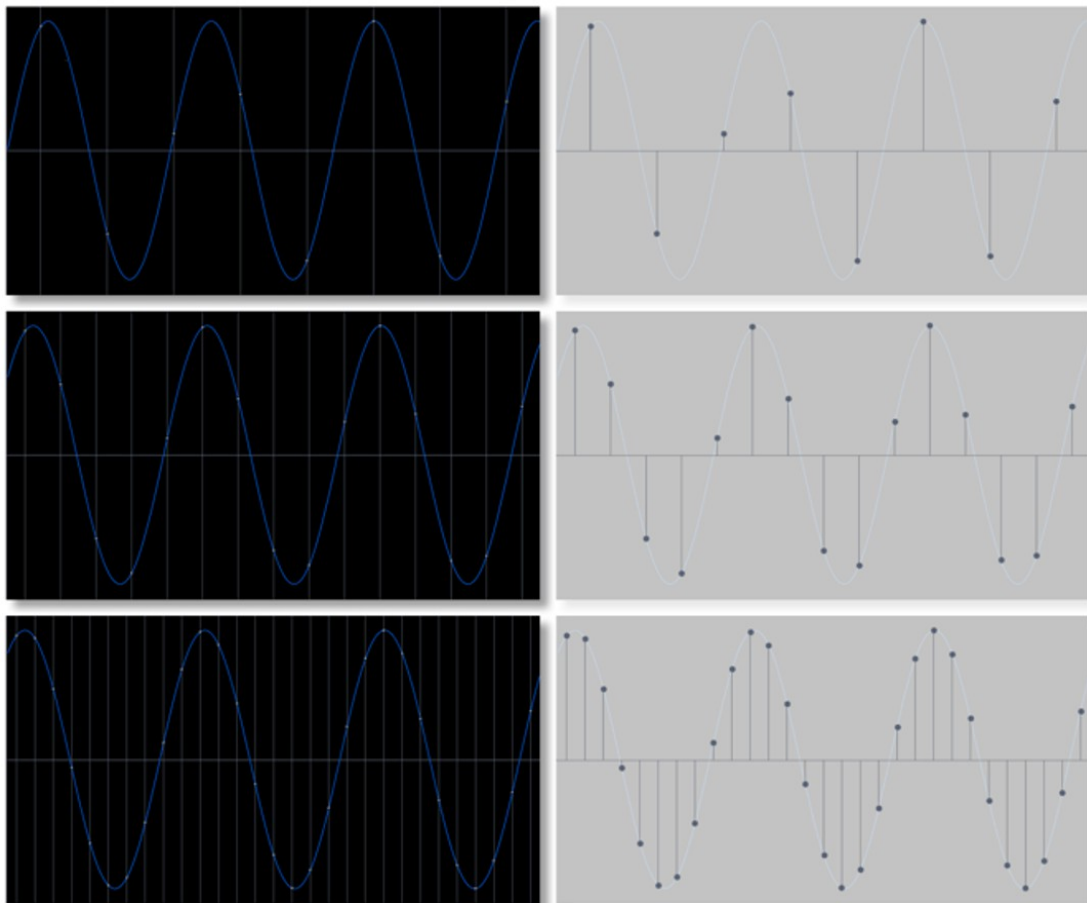
Τα δείγματα αυτά μετατρέπονται στη συνέχεια σε δυαδική μορφή μέσω ενός μετατροπέα ADC (Analog-to-Digital Converter) και αποθηκεύονται για επιπλέον επεξεργασία. Η διαδικασία λήψης των διακριτών αυτών δειγμάτων ονομάζεται δειγματοληψία και έχει ως στόχο την αναπαράσταση ενός συνεχούς σήματος μέσω μιας ακολουθίας διακριτών δειγμάτων. Για να γίνει κατανοητή η διαδικασία της δειγματοληψίας, είναι απαραίτητη η επεξήγηση των παρακάτω σημαντικών εννοιών:

- **Ρυθμός δειγματοληψίας (Sampling Rate - F_s) :** Ο ρυθμός δειγματοληψίας (Sampling Rate) ή αλλιώς συχνότητα δειγματοληψίας (Sampling Frequency – F_s), στα ψηφιακά συστήματα αναφέρεται στον αριθμό των δειγμάτων (Samples) του αναλογικού σήματος που λαμβάνονται ανά δευτερόλεπτο. Ο ρυθμός δειγματοληψίας μετράται σε δείγματα ανά δευτερόλεπτο (samples per second, Sa/s) και συνήθως αναφέρεται σε hertz (Hz).

Για παράδειγμα ένα σύστημα που πραγματοποιεί δειγματοληψία με συχνότητα δειγματοληψίας 44.1 kHz , η καταγραφή του σήματος για 60 δευτερόλεπτα θα περιέχει 2.646.000 δείγματα.

- **Χρόνος δειγματοληψίας (Sampling Time – Ts) :** Ο χρόνος δειγματοληψίας ή αλλιώς περίοδος δειγματοληψίας (Ts), αποτελεί το αντίστροφο του ρυθμού δειγματοληψίας και εκφράζει το χρονικό διάστημα που μεσολαβεί μεταξύ δύο διαδοχικών δειγμάτων ενός σήματος. Για παράδειγμα αν ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι 44.1 KHz , η περίοδος δειγματοληψίας υπολογίζεται ως ($T_s = 1/44.100$) του δευτερολέπτου το οποίο ισούται με 22.68 μ s.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.8, οι μπλε κουκκίδες αντιπροσωπεύουν τα δείγματα που λαμβάνονται από ένα ημιτονικό σήμα με τρεις διαφορετικούς ρυθμούς δειγματοληψίας (ο οποίος αυξάνεται από πάνω προς τα κάτω). Καθώς ο ρυθμός δειγματοληψίας αυξάνεται, το σήμα μπορεί να ανακατασκευαστεί με μεγαλύτερη πιστότητα, καθώς η πυκνότητα των δειγμάτων "κουκκίδων" είναι μεγαλύτερη επιτρέποντας την ακριβέστερη αναπαράσταση της αρχικής αναλογικής μορφής του.



Σχήμα 2.8 Δειγματοληψία με διαφορετικούς ρυθμούς δειγματοληψίας [39]

- **Εύρος ζώνης (Bandwidth – BW) :** Το εύρος ζώνης (Bandwidth) ενός σήματος ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ της υψηλότερης και της χαμηλότερης συχνότητας που περιλαμβάνονται σε αυτό. Στα ψηφιακά συστήματα, το εύρος ζώνης σχετίζεται άμεσα με τη συχνότητα δειγματοληψίας, καθώς αυτή καθορίζει το εύρος των συχνοτήτων που μπορούν να αναπαρασταθούν κατά την ψηφιοποίηση ενός αναλογικού σήματος. [6]

2.3.5 Θεώρημα Nyquist

Σύμφωνα με το θεώρημα Nyquist, η συχνότητα δειγματοληψίας (F_s) πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια από την υψηλότερη συχνότητα που βρίσκεται στο αναλογικό σήμα. Με την τήρηση της παραπάνω συνθήκης εξασφαλίζεται ότι το αναλογικό σήμα μπορεί να αναπαρασταθεί ψηφιακά και να ανακατασκευαστεί με υψηλή πιστότητα.

Συνεπώς, το θεώρημα Nyquist καθορίζει την ελάχιστη συχνότητα με την οποία πρέπει να πραγματοποιείται η δειγματοληψία ενός αναλογικού σήματος.

$$F_s \geq 2 \times F_{max} \quad (2.3)$$

Στην περίπτωση που η συνθήκη του θεωρήματος Nyquist δεν ικανοποιείται, δηλαδή όταν η συχνότητα δειγματοληψίας είναι μικρότερη από το διπλάσιο της μέγιστης συχνότητας του σήματος, τότε εμφανίζεται το φαινόμενο της αναδίπλωσης συχνότητας (Aliasing), κατά το οποίο διαφορετικές συχνότητες του αναλογικού σήματος μπορεί να αναπαρασταθούν ως λανθασμένες χαμηλότερες συχνότητες στο ψηφιακό σήμα.

Για να περιοριστεί το φαινόμενο Aliasing, τοποθετείται ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (Low Pass – LPF), πριν από τον μετατροπέα ADC, αυτό το φίλτρο χαρακτηρίζεται ως Anti-Aliasing Filter (AAF). Η ανάλυση των Anti-Aliasing φίλτρων θα γίνει στην Ενότητα 3. [6] [40]

Στον Πίνακα 9 φαίνονται συγκεντρωτικά οι βασικές έννοιες που σχετίζονται με το θεώρημα Nyquist.

Πίνακας 2.3 Σχέση βασικών εννοιών δειγματοληψία

Σύμβολο	Έννοια	Σχέση	Σημασία
BW	Εύρος Ζώνης (Bandwidth)	-	Η μέγιστη συχνότητα που περιέχει το περιορισμένου εύρους σήμα
F_s	Συχνότητα Δειγματοληψίας (Sample rate)	$F_s > 2B$	Ο ρυθμός δειγματοληψίας αναλογικού σήματος ανά δευτερόλεπτο.
2B	Ρυθμός Nyquist (Nyquist rate)	$F_{nyquist} = 2B$	Το ελάχιστο απαιτούμενο όριο της συχνότητας δειγματοληψίας για την πιστή ανακατασκευή του σήματος.
$F_{nyquist}$	Συχνότητα Nyquist (Nyquist frequency)	$F_{nyquist} = F_s/2$	Υψηλότερη συχνότητα καταγραφής χωρίς Aliasing

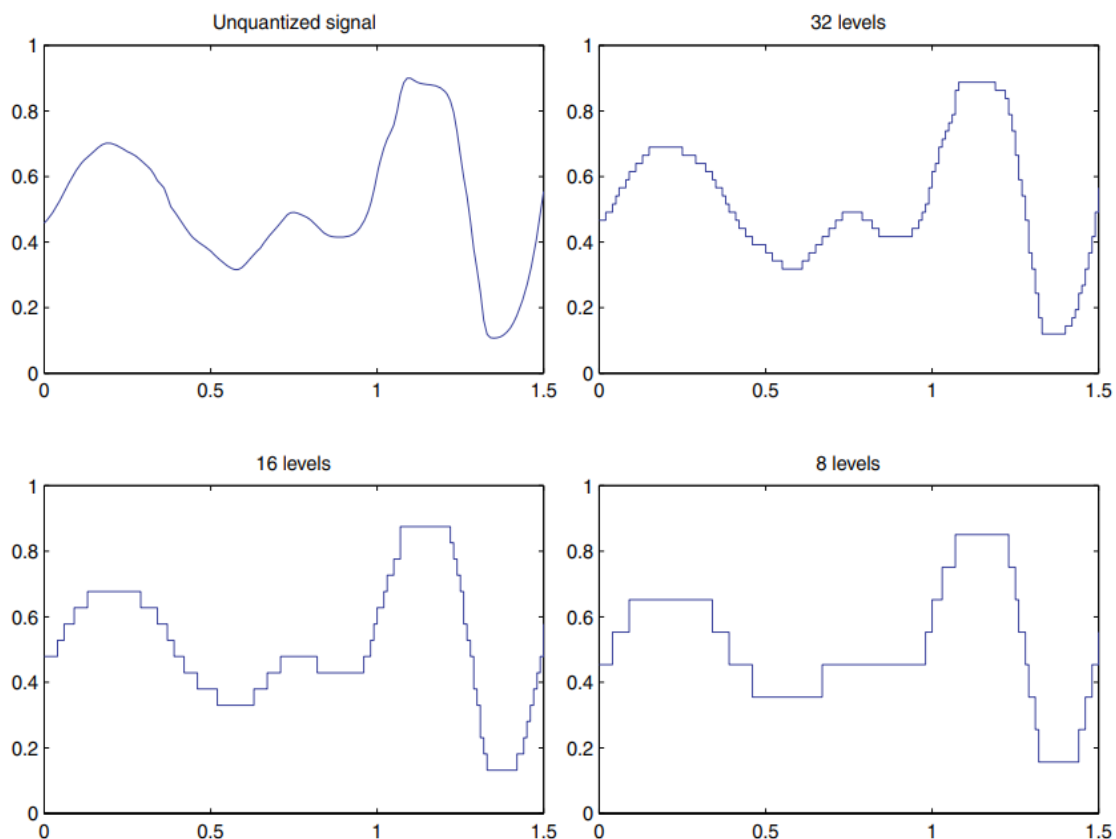
2.3.6 Quantization & Bit Depth

- **Κβαντισμός (Quantization)** : Ο κβαντισμός ακολουθεί τη δειγματοληψία και παίζει καθοριστικό ρόλο στην μετατροπή αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά, καθώς είναι η διαδικασία κατά την οποία αντιστοιχίζονται οι τιμές εισόδου του σήματος σε ψηφιακά δείγματα ως τιμές εξόδου, δηλαδή κατά το κβαντισμό, το συνεχές εύρος τιμών ενός σήματος γίνεται διακριτό, επιτρέποντας στο σήμα να λαμβάνει μόνο έναν συγκεκριμένο και πεπερασμένο αριθμό τιμών. Οι βασικές λειτουργίες του είναι η στρογγυλοποίηση και η περικοπή. Η κβάντιση ενός σήματος είναι μη αναστρέψιμη και έχει ως αποτέλεσμα απώλεια πληροφορίας, συνεπώς εισάγει στο σήμα θόρυβο που δεν μπορεί να εξαλειφθεί.

Όταν πραγματοποιείται δειγματοληψία το πλάτος του σήματος λαμβάνεται ανά συγκεκριμένα ακριβή χρονικά διαστήματα, ο κβαντιστής (quantizer) που σε αυτή την περίπτωση είναι ο μετατροπέας ADC προσδιορίζει την ακριβή στάθμη του σήματος αυτού.

Στη συνέχεια ο ADC εξάγει μια ακολουθία δυαδικών αριθμών ως μια ομαδοποιημένη λέξη μήκους N-bit η οποία αντιστοιχεί στο αρχικό επίπεδο τάσης εισόδου για κάθε δείγμα. Η διαφορά της τιμής εισόδου και της κβαντισμένης τιμής (τιμή εξόδου), ονομάζεται σφάλμα κβαντισμού (Quantization Error).

Το πλήθος των επιπέδων κβάντισης αποτελεί ένα συμβιβασμό ανάμεσα στην ποιότητα του σήματος και τον αριθμό των bits που απαιτούνται για την αναπαράστασή του. [6] [7]



Σχήμα 2.9 Κβαντισμένες εκδόσεις ενός αναλογικού σήματος [7]

Στο Σχήμα 2.9 απεικονίζεται η διαδικασία ποσοτικοποίησης (quantization) ενός αναλογικού σήματος σε διαφορετικά επίπεδα. Αρχικά, πάνω αριστερά εμφανίζεται το συνεχές, μη ποσοτικοποιημένο σήμα, ενώ στα υπόλοιπα γραφήματα παρουσιάζεται η σταδιακή μείωση των σταθμών ποσοτικοποίησης σε 32, 16 και 8 επίπεδα αντίστοιχα. Όπως παρατηρείται στις 32 στάθμες η κυματομορφή διατηρεί τη μορφή της πολύ κοντά στο πρωτότυπο σήμα, όμως καθώς ο αριθμός των σταθμών μειώνεται η μορφή του γίνεται όλο και πιο «κλιμακωτή» (staircase effect). Τέλος, στις 8 στάθμες η χαμηλή ανάλυση οδηγεί σε έντονη παραμόρφωση και σημαντική απώλεια πληροφορίας, αναδεικνύοντας έτσι τη σχέση μεταξύ του αριθμού των σταθμών και του σφάλματος ποσοτικοποίησης.

- **Βάθος μπίτ (Bit Depth) :** Ο συνδυασμός της δειγματοληψίας, της κβάντισης και της ψηφιακής κωδικοποίησης αποτελεί τη βάση της Παλμοκωδικής Διαμόρφωσης (Pulse Code Modulation – PCM).

Στα συστήματα που χρησιμοποιούν την τεχνολογία PCM, το Bit Depth (βάθος bit) αντιπροσωπεύει τον αριθμό των bits που αντιστοιχούν σε κάθε δείγμα και συνδέεται άμεσα με την ανάλυσή του. Για παράδειγμα, ένα δείγμα 8-bit μπορεί να λάβει (2^8) 256 διακριτές τιμές, ενώ ένα δείγμα 16-bit μπορεί να πάρει 65.536 τιμές.

Σε χαμηλά bit depths, ο θόρυβος κβαντισμού που αναφέρθηκε παραπάνω μπορεί να γίνει εύκολα αντιληπτός, ιδιαίτερα σε σήματα χαμηλής στάθμης, καθώς η διαθέσιμη ανάλυση δεν επαρκεί για την πιστή αναπαράσταση των μικρών διακυμάνσεων του ήχου.

Το βάθος μπιτ επηρεάζει το δυναμικό εύρος του σήματος (Dynamic range), καθώς αυτό ορίζεται ως η διαφορά του μέγιστου και ελάχιστου πλάτους του σήματος που μπορεί να καταγράψει ένα σύστημα. Αφού κάθε επιπλέον bit αυξάνει τον αριθμό των διαθέσιμων επιπέδων κβάντισης, σημαίνει ότι το σύστημα θα μπορεί να καταγράψει σήματα με μεγαλύτερο δυναμικό εύρος. [6]

Επιπλέον, το βάθος μπιτ επηρεάζει το επίπεδο θορύβου από το σφάλμα κβαντοποίησης, συνεπώς και το λόγο σήματος προς το θόρυβο SNR (Signal-to-Noise Ratio). Ιδανικά η σχέση αυτή περιγράφεται από τον θεωρητικό τύπο, όπου N είναι ο αριθμός των bits για κάθε δείγμα :

$$\text{SNR} = 6.02N + 1.76 \text{ dB} \quad (2.4)$$

2.4 Αρχιτεκτονική Σχεδίαση Συστημάτων Sampling Workstations

2.4.1 Εσωτερική Λειτουργία και δομή υλικού

Η αρχιτεκτονική σχεδίαση των σύγχρονων sampling workstations αποτελεί την εξέλιξη κλασικών ψηφιακών Drum Machines. Τα μηχανήματα αυτά βασίζονται στον συνδυασμό ενός μηχανισμού κυκλικού χρονισμού (sequencer) και μιας μηχανής αναπαραγωγής ήχου (sound engine).

1. **Ο Μηχανισμός Χρονισμού (Timing):** Η λειτουργία του sequencer βασίζεται σε ένα κεντρικό ρολόι (Master Clock) που καθορίζει το tempo, είτε εσωτερικά, είτε μέσω εξωτερικών μηνυμάτων συγχρονισμού MIDI Clock. Οι παλμοί του ρολογιού οδηγούνται σε κυκλώματα μέτρησης (counters) που παράγουν τα χτυπήματα (beats) και τα μέτρα (bars). Για να μην παράγεται ήχος σε κάθε χτύπημα, χρησιμοποιείται ένας ενδιάμεσος καταχωρητής μοτίβων (pattern buffer), ο οποίος λειτουργεί ως ένα σύστημα ηλεκτρονικών διακοπών που καθορίζει ποιο χτύπημα θα ενεργοποιήσει

τελικά την αναπαραγωγή. Για να εκτελεστεί αυτή η διαδικασία με απόλυτη ακρίβεια στο hardware, χρησιμοποιούνται οι Timers (Χρονιστές) και τα Interrupts (Διακοπές) του μικροελεγκτή.

Ο χρονιστής (Timer) αποτελεί μια αυτόνομη μονάδα υλικού στο εσωτερικό του μικροελεγκτή η οποία μετρά συνεχώς παλμούς ρολογιού. Η διαδικασία αυτή εκτελείται στο παρασκήνιο με αποτέλεσμα το σύστημα να υπολογίζει τον χρόνο με απόλυτη ακρίβεια χωρίς να δεσμεύει υπολογιστική ισχύ από τον κεντρικό επεξεργαστή (CPU). Η λειτουργία του βασίζεται στη λήψη ενός σήματος ρολογιού, με τον μετρητή να αυξάνει την τιμή του σε κάθε κύκλο. [41]

Όταν ο μετρητής του timer συμπληρώσει ένα προκαθορισμένο διάστημα που έχει οριστεί από τον προγραμματιστή, παράγεται ένα σήμα διακοπής (Interrupt). Το σήμα αυτό αναγκάζει τον επεξεργαστή να αναστείλει ακαριαία την εκτέλεση του κύριου προγράμματος και ο έλεγχος μεταφέρεται αμέσως σε ένα εξειδικευμένο τμήμα κώδικα που ονομάζεται Ρουτίνα Εξυπηρέτησης Διακοπής (Interrupt Service Routine – ISR). Τα προγράμματα των ρουτινών ISR συνυπάρχουν με τα προγράμματα του χρήστη στη μνήμη.

Μετά την ολοκλήρωση της ρουτίνας, ο επεξεργαστής συνεχίζει ακριβώς από το σημείο στο οποίο βρισκόταν πριν από τη διακοπή, καθώς η κατάσταση στην οποία βρισκόταν είχε αποθηκευτεί.

Το πλεονέκτημα των διακοπών έναντι του περιοδικού ελέγχου (polling), όπου ο επεξεργαστής αναγκάζεται να σταματά το πρόγραμμα και να ελέγχει συνεχώς ικανοποιείται μια συνθήκη χρόνου είναι πως με αυτόν τον τρόπο εκμηδενίζονται οι χρονικές καθυστερήσεις, και επιπλέον αποφεύγεται η άσκοπη σπατάλη υπολογιστικών πόρων. [8]

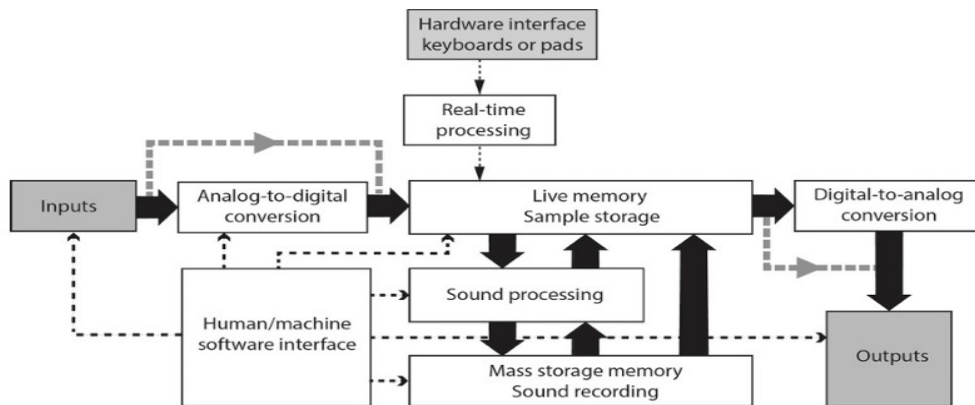
2. **Δρομολόγηση και η Αντιστοίχιση Ήχων (Routing & Mapping):** Οι έξοδοι του pattern buffer δεν είναι μόνιμα συνδεδεμένες με συγκεκριμένους ήχους. Αντίθετα, μεσολαβεί το ηλεκτρονικό ισοδύναμο ενός patch-bay (πίνακας διασύνδεσης με βύσματα που χρησιμοποιείται για να κατευθύνει τις εισόδους και εξόδους των ηχητικών σημάτων [42]), επιτρέποντας στον χρήστη να αλλάζει ελεύθερα την αντιστοίχιση των ήχων στα ρυθμικά μοτίβα καθώς και την αντικατάσταση ενός ήχου από άλλον, αφήνοντας τον χρόνο και τον ρυθμό ανέπαφα.
3. **Παραγωγή ήχου και διεπαφή ελέγχου (Sound Engine & Control Interface) :** Μόλις οι έξοδοι του χρονισμού δρομολογηθούν ψηφιακά, πραγματοποιείται η μείξη των ήχων για τη δημιουργία της τελικής στερεοφωνικής εξόδου. Οι ήχοι παράγονται με διάφορους τρόπους

Στα πρώτα χρόνια, τα drum machines συνθέταν τους ήχους τους αποκλειστικά με αναλογικά κυκλώματα. Για παράδειγμα, για τύμπανα με συγκεκριμένο τόνο (μπότα, toms) χρησιμοποιούσαν φίλτρα συντονισμού (ringing filters), για τα πιατίνια και τα hi-hats χρησιμοποιούσαν γεννήτριες θορύβου (gated filtered noise), ενώ το ταμπούρο έβγαине από τον συνδυασμό και των δύο.

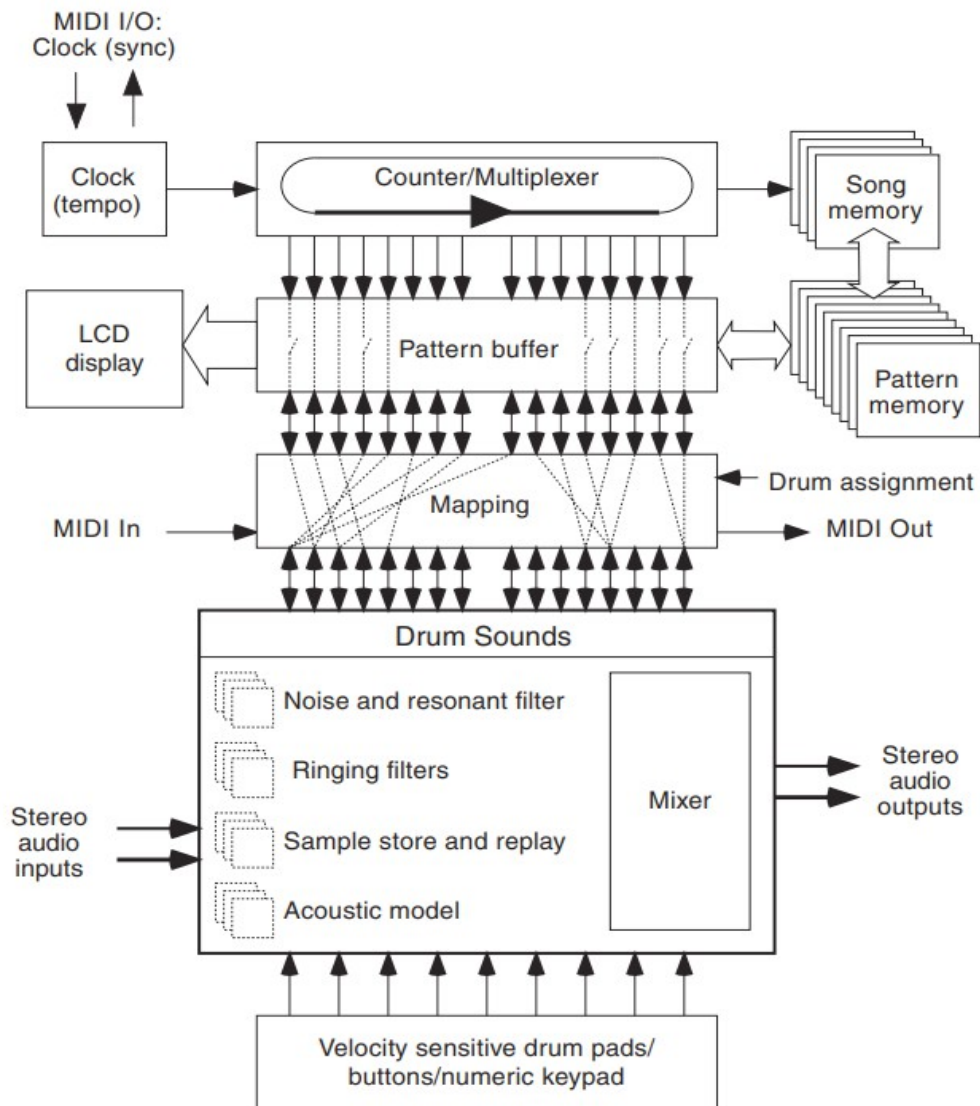
Στη συνέχεια όμως, τα ψηφιακά συστήματα έφεραν την αναπαραγωγή δειγμάτων (sample replay). Αντί για κυκλώματα σύνθεσης, άρχισαν να ηχογραφούν ψηφιακά (δειγματοληψία) είτε τους ίδιους τους αναλογικούς ήχους, είτε αληθινά φυσικά όργανα, δίνοντας τελικά στον χρήστη τη δυνατότητα να γράφει τα δικά του samples.

Στα τέλη του '90 εμφανίστηκε και η φυσική μοντελοποίηση (modeling), όπου ένας επεξεργαστής DSP υπολογίζει με μαθηματικά τη συμπεριφορά ενός οργάνου, επιτρέποντας αλλαγές που στην πραγματικότητα θα ήταν αδύνατες. Η πυροδότηση (Triggering) των ήχων ελέγχεται από τα δυναμικά pads (velocity sensitive). [3]

Η αρχιτεκτονική που περιγράφεται παραπάνω φαίνεται στο Block διάγραμμα ενός Drum Machine του Σχήματος 2.10β, ενώ στο Σχήμα 2.10α φαίνεται η κλασική αρχιτεκτονική ενός Sampler. Η ανάλυση της αρχιτεκτονικής ενός πραγματικού Sampling Workstation πραγματοποιείται στη συνέχεια.



Σχήμα 2.10α. Κλασική Αρχιτεκτονική ενός Sampler [1]



Σχήμα 2.10β. Αρχιτεκτονική ενός Drum Machine [3]

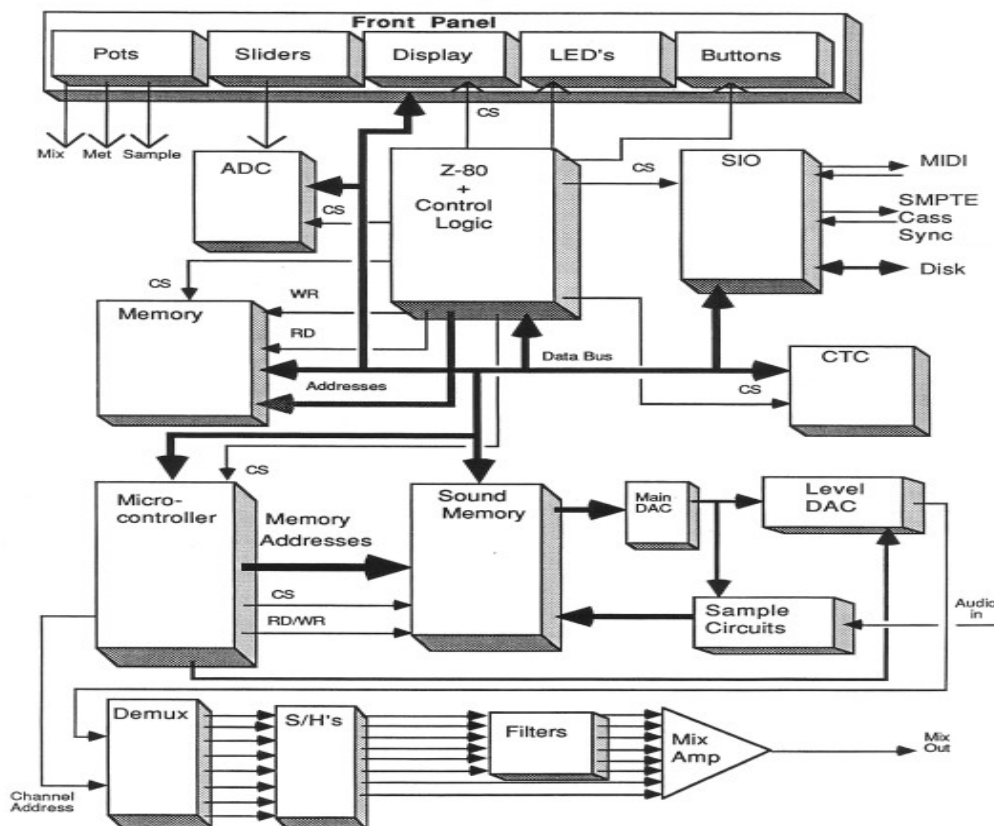
2.4.2 Ανάλυση Κλασικών Υλοποιήσεων: E-mu SP-1200 & Akai MPC3000

Σε αυτή την υποενότητα θα μελετηθεί η αρχιτεκτονική σχεδίαση του E-mu SP-1200 (1987) και του Akai MPC 3000 (1994). Τα δύο αυτά μηχανήματα έχουν αφήσει το στίγμα τους στο χώρο της μουσικής παραγωγής και ο χαρακτηριστικός ήχος τους αποτελεί αντικείμενο μελέτης ακόμη και σήμερα παρά την παλαιότητα τους. Η ανάλυση δεν θα επεκταθεί σε ολόκληρο το hardware των συσκευών αυτών, αλλά θα επικεντρωθεί αποκλειστικά σε μια απλοποιημένη μορφή των σχηματικών τους (block diagrams) και στη ροή του ήχου τους (signal flow).

Η ανάλυση της αρχιτεκτονικής τους είναι απαραίτητη, καθώς η σχεδίαση του συστήματος που αναπτύσσεται στην παρούσα εργασία ακολουθεί την ίδια ακριβώς λογική.

Μελετώντας πώς λειτουργεί η βασική αλυσίδα (Signal Chain) ήχου σε αυτά τα δύο κλασσικά μηχανήματα, γίνεται πιο εύκολα κατανοητός ο λόγος για τον οποίο επιλέχθηκαν συγκεκριμένες σχεδιαστικές λύσεις κατά την ανάπτυξη του.

A) **E-mu SP1200** : Στο Σχήμα 2.11 φαίνεται το απλοποιημένο λογικό διάγραμμα (Block diagram) του E-mu SP1200 με βάση το εγχειρίδιο επισκευής του (Service Manual) [57]. Κατά την ανάλυση του διαγράμματος θα δοθεί έμφαση στην αλυσίδα του ηχητικού σήματος παραλείποντας τα υποσυστήματα ελέγχου, διεπαφής χρήστη και εξωτερικής επικοινωνίας. Η βασική αλυσίδα του ηχητικού σήματος (signal chain) διακρίνεται σε δύο κύρια στάδια: το μονοπάτι εισόδου μέσω του οποίου πραγματοποιείται η δειγματοληψία και το μονοπάτι αναπαραγωγής.



Σχήμα 2.11 .Απλοποιημένο Block Diagram SP1200

- **Βαθμίδα εισόδου (Audio In) :** Το αναλογικό σήμα εισέρχεται στο σύστημα από την βαθμίδα εισόδου (Audio In) και οδηγείται στα κυκλώματα δειγματοληψίας (Sample Circuits). Εκεί, τα δεδομένα ψηφιοποιούνται και στη συνέχεια τα δείγματα αποθηκεύονται στην εξειδικευμένη μνήμη ήχου του συστήματος (Sound Memory).

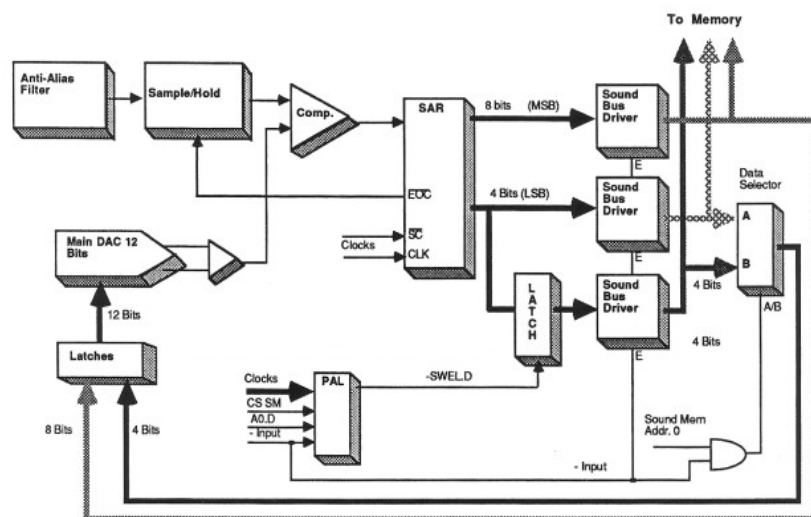
Σε αυτό το σημείο είναι σημαντικό να αναφερθεί πως η δειγματοληψία του E-mu SP1200 δεν πραγματοποιείται με ένα αυτόνομο ολοκληρωμένο κύκλωμα ADC, αλλά χρησιμοποιείται μια τοπολογία διαδοχικής προσέγγισης (Successive Approximation – SAR), η οποία χρησιμοποιεί έναν μετατροπέα DAC και έναν συγκριτή (comparator). Στο Σχήμα 2.12 φαίνεται το λογικό διάγραμμα των κυκλωμάτων δειγματοληψίας.

Επιπλέον, στο Σχήμα 2.12 φαίνεται πως πριν τα Sample Circuits το αναλογικό σήμα περνάει από Anti-Aliasing φίλτρο.

- **Αναπαραγωγή και Pitch Shifting:** Κατά την αναπαραγωγή, η προσπέλαση της μνήμης δεν γίνεται απευθείας από τον κεντρικό επεξεργαστή (Z-80), αλλά από έναν μικροελεγκτή (Micro-controller) ο οποίος διαχειρίζεται τις διευθύνσεις μνήμης (Memory Addresses).

Το τονικό ύψος (pitch) και η ένταση (Level) των δειγμάτων μεταβάλλεται μέσω hardware από τα sliders των οποίων η τιμή διαβάζεται από τον ADC ο οποίος είναι αποκλειστικά για τα Sliders.

- **Μετατροπή και Πολυπλεξία (DAC & Demultiplexing):** Τα ψηφιακά δείγματα ανακαλούνται από τη μνήμη και μετατρέπονται ξανά σε αναλογικό σήμα μέσω ενός κεντρικού μετατροπέα DAC (Main DAC). Δεδομένου ότι το σύστημα διαθέτει πολλαπλές εξόδους, ένα κύκλωμα αποπολυπλεξίας (Demux) αναλαμβάνει να διανείμει το αναλογικό σήμα στα οκτώ ανεξάρτητα κανάλια που αντιστοιχούν σε οκτώ μονοφωνικές εξόδους.



Σχήμα 2.12 . Block Diagram Sample circuits SP1200

- **Φίλτρα εξόδου και Μίξη (Filters & Mix Out):** Κάθε ένα από τα οκτώ κανάλια οδηγείται αρχικά σε ένα κύκλωμα δειγματοληψίας και συγκράτησης (Sample & Hold). Όπως διακρίνεται στο διάγραμμα, τα έξι από αυτά τα κανάλια δρομολογούνται μέσα από αναλογικά φίλτρα (Filters) για την εξομάλυνση των υψηλών συχνοτήτων (reconstruction filtering), ενώ δύο παραμένουν αφιλτράριστα.

Τέλος, όλα τα σήματα αθροίζονται στον κεντρικό ενισχυτή μίξης (Mix Amp), δημιουργώντας την τελική έξοδο (Mix Out).

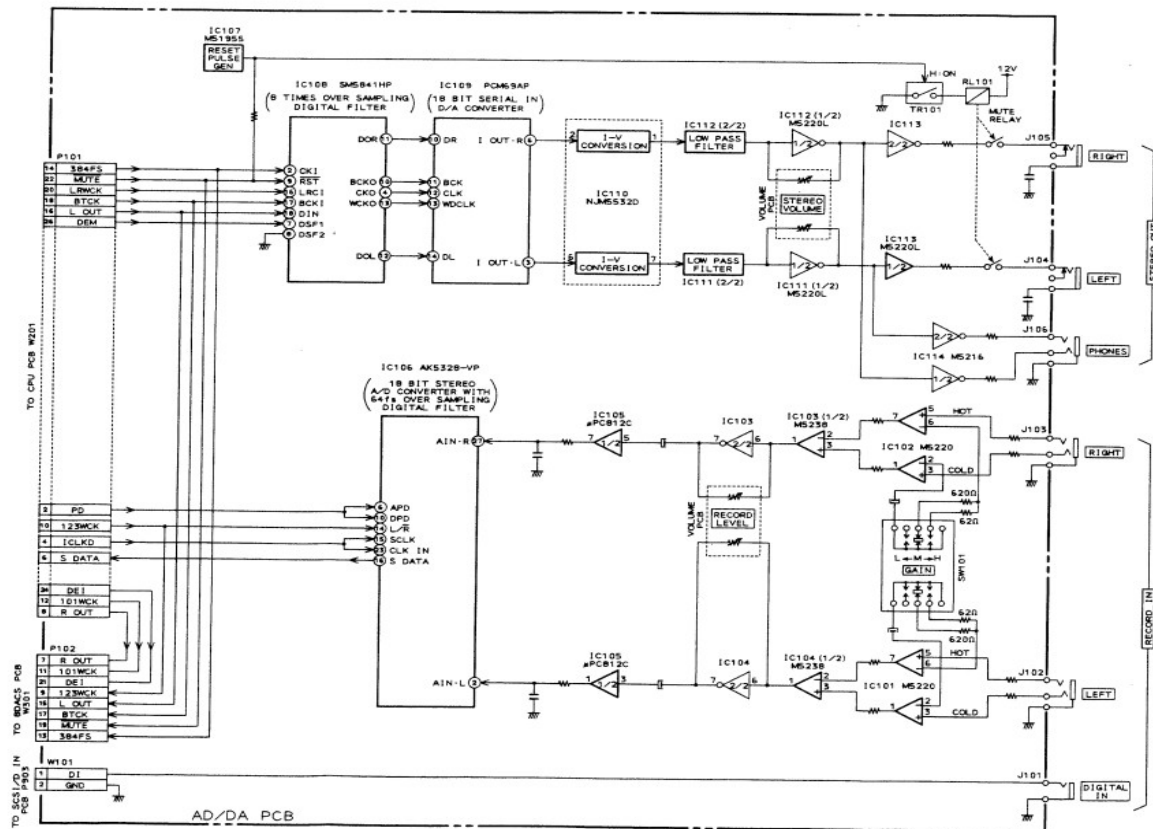
B) Akai MPC3000 : Στο Σχήμα 2.13 , παρουσιάζεται το διάγραμμα βαθμίδων (Block Diagram) της πλακέτας AD/DA από εγχειρίδιο επισκευής του Akai MPC 3000 [58]. Η ανάλυση εστιάζει αποκλειστικά στη συγκεκριμένη πλακέτα, καθώς η αρχιτεκτονική του μονοπατιού σήματος του S9300 της παρούσας εργασίας έχει σχεδιαστεί με στοιχεία της συγκεκριμένη τοπολογίας

Είναι σημαντικό να τονιστεί πως το MPC3000 είναι 16bit Sampler σε αντίθεση με το S9300 που πραγματοποιεί δειγματοληψία 12bit.

- **Βαθμίδα εισόδου (Record In) :** Το αναλογικό σήμα εισέρχεται από τις ισορροπημένες μονοφωνικές εισόδους (Balanced), ενώ παράλληλα ρυθμίζεται το κέρδος του εισερχόμενου σήματος μέσω του σταδίου GAIN (επιλογές Low, Medium , High) ενώ το στάδιο RECORD LEVEL λειτουργεί ως εξασθενητής μέσω ποτενσιόμετρου από την πλακέτα VOLUME PCB.

Αφότου μεσολαβήσουν κυκλώματα ενίσχυσης , μέσω απομονωτών (Buffers) το σήμα φτάνει στον ADC (AK5328), ο οποίος πραγματοποιεί Delta-Sigma μετατροπή με υπερδειγματοληψία (Oversampling) 64 φορές την συχνότητα δειγματοληψίας (64Fs). Έτσι το φιλτράρισμα του aliasing γίνεται κυρίως ψηφιακά μέσα στο ίδιο το chip. Αφότου ψηφιοποιηθεί στην συνέχεια μεταφέρεται στην πλακέτα CPU (TO CPU PCB).

- **Βαθμίδα εξόδου (Stereo Out & Phones) :** Στη βαθμίδα εξόδου, το ψηφιακό σήμα που προέρχεται από την πλακέτα CPU διέρχεται αρχικά από το ολοκληρωμένο κύκλωμα SM5841HP, το οποίο πραγματοποιεί υπερδειγματοληψία 8X και λειτουργεί ως ψηφιακό φίλτρο. Ακολουθεί η μετατροπή ψηφιακού σε αναλογικό από το PCM69AP, το οποίο είναι ένας 18-bit μετατροπέας που εξάγει το σήμα σε μορφή ρεύματος. Η μετατροπή του ρεύματος σε τάση (I-V Conversion) πραγματοποιείται από τον τελεστικό ενισχυτή NJM5532, ενώ η τελική ανασύνθεση του αναλογικού σήματος επιτυγχάνεται μέσω των χαμηλοπερατών φίλτρων IC111,IC112. Τέλος, το σήμα οδηγείται στους απομονωτές εξόδου για την οδήγηση των στερεοφωνικών εξόδων . Πρέπει να τονιστεί πως μετά τα χαμηλοπερατά φίλτρα υπάρχει και εξασθενητής για το σήμα εξόδου (STEREO VOLUME), ενώ αμέσως μετά από τον εξασθενητή το σήμα εκτός απο τις στερεοφωνικές εξόδους οδηγείται σε έξοδο ακουστικών. Τα ρελέ χρησιμεύουν για την αποφυγή βόμβου στα ηχεία.



Σχήμα 2 13 MPC3000 AD/DA Block Diagram

Η υπερδειγματοληψία (**Oversampling**) που αναφέρθηκε στα διαγράμματα του MPC3000, χρησιμοποιείται με σκοπό την αύξηση της ανάλυσης κατά την διαδικασία της δειγματοληψίας αλλά και την απλούστευση των αναλογικών φίλτρων εξομάλυνσης (Anti-aliasing) τα οποία συνήθως απαιτούν υλοποίηση μεγάλης τάξης [9].

Πιο συγκεκριμένα, η υπερδειγματοληψία αποτελεί μια τεχνική κατά την οποία το σήμα δειγματίζεται σε ρυθμό σημαντικά υψηλότερο από τον ρυθμό Nyquist. Σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας Nyquist-Shannon, ο ελάχιστος ρυθμός δειγματοληψίας πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσιος από το εύρος ζώνης του σήματος. Ένα σήμα θεωρείται ότι έχει υποστεί υπερδειγματοληψία κατά έναν παράγοντα N , όταν ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι N φορές υψηλότερος από τον ρυθμό Nyquist, με την τιμή του N να κυμαίνεται συνήθως μεταξύ 12 και 128. [6]

Η ουσία της υπερδεδειγματοληψίας βρίσκεται στο γεγονός ότι μετατοπίζει τα είδωλα aliasing σε συχνότητες πολύ υψηλότερες από το ακουστικό φάσμα. Αυτή η μετατόπιση καθιστά εφικτή την αποκοπή των ανεπιθύμητων συχνοτήτων μέσω ενός αναλογικού φίλτρου χαμηλότερης τάξης, το οποίο, σε αντίθεση με τα απότομα brick-wall φίλτρα υψηλής τάξης αποφεύγει την παραμόρφωση της φάσης, και το φαινόμενο ringing του σήματος. [43]

2.5 Βασικές Λειτουργίες ενός Standalone Sampling Workstation

Στην ενότητα 2.1 έγινε αναφορά στις παραμέτρους του τέμπο (BPM) και της αυτόματης διόρθωσης των events πάνω στο πλέγμα ανάλογα με το επιλεγμένο time division (Quantization), οι οποίες αποτελούν τα απαραίτητα στοιχεία του προγραμματισμού σε ένα Standalone Sampling Workstation. Πέρα από αυτές τις λειτουργίες, η λειτουργικότητα ενός τέτοιου συστήματος βασίζεται σε ένα ευρύτερο σύνολο εργαλείων. Σε αυτή την υποενότητα, αναλύονται οι επιπλέον βασικές λειτουργίες που καθιστούν ένα sampler-sequencer ένα ολοκληρωμένο εργαλείο μουσικής παραγωγής.

2.5.1 Επεξεργασία Δειγμάτων (Sample Edit)

- **Sample Trimming** : Όταν ένας ήχος μεταφέρεται στην μνήμη του Sampler είτε μετά από δειγματοληψία, είτε απο μεταφορά, ο χρήστης μέσω της λειτουργίας περικοπής (Trimming) μπορεί να ορίσει νέο σημείο έναρξης (Start Point) και σημείο τερματισμού (End Point) ώστε το δείγμα να βρίσκεται εντός επιθυμητού εύρους. Ο χειρισμός της περικοπής είναι απαραίτητος καθώς καθιστά εφικτή την απομόνωση συγκεκριμένων ήχων ή τη διαγραφή σημείων των δειγμάτων που περιέχουν θόρυβο. Στην Εικόνα 2.4 φαίνεται η λειτουργία Sample Trimming μέσω του λογισμικού Maschine 2.

Είναι σημαντικό να τονιστεί πως η ενέργεια Trimming δεν είναι καταστροφική για το δείγμα (Non-destructive) διότι το δείγμα παραμένει ακέραιο στη μνήμη καθώς τα δεδομένα που προηγούνται ή έπονται αυτών των ορίων δεν διαγράφονται, αλλά απλώς παρακάμπτονται από το σύστημα κατά την αναπαραγωγή του δείγματος. Ανά πάσα στιγμή τα σημεία που παρακάμπτονται μπορούν να ανακτηθούν. Στα συστήματα αυτά υπάρχει και η λειτουργία Discard (αναφέρεται και ως Crop ή Truncate) η οποία είναι καταστρεπτική (Destructive) για τα δείγματα και ελευθερώνει χώρο στη μνήμη μετά από την διαγραφή των περιττών σημείων. [4]

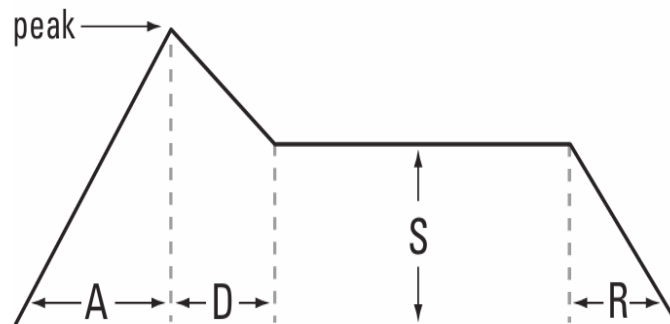


Εικόνα 2.4. Sample Trimming στο περιβάλλον Maschine 2

- **Διαμόρφωση Περιβάλλουσας (Envelopes) :** Όπως αναφέρθηκε και στην υποενότητα 2.2.1 στις ιδιότητες του ήχου περιλαμβάνεται η άρθρωση (Articulation) η οποία αναφέρεται στο πως μεταβάλλεται η ένταση του ήχου με τη πάροδο του χρόνου. Επίσης αναφέρθηκε πως είναι μια αντιληπτική ιδιότητα και σχετίζεται με τη φυσική ιδιότητα που ονομάζεται περιβάλλουσες πλάτους (Amplitude Envelopes). Επομένως οι ρύθμιση των περιβαλλουσών ορίζει τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλεται ένας ήχος με την πάροδο του χρόνου. Η διαμόρφωση αυτή υλοποιείται μέσω δύο βασικών προτύπων:

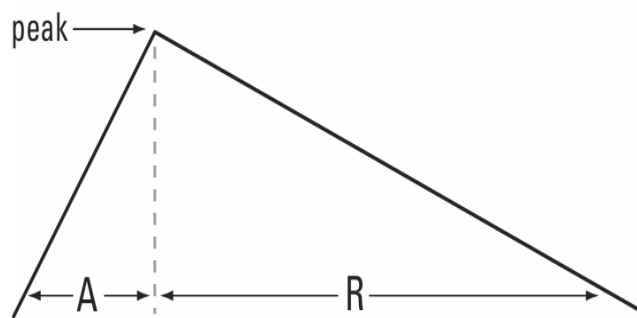
1. **ADSR (Attack–Decay–Sustain–Release):** Το μοντέλο ADSR είναι το πιο συνηθισμένο και χρησιμοποιείται για την επεξεργασία ήχων με παρατεταμένη διάρκεια, όπως τα έγχορδα και τα πνευστά. Επιπλέον χρησιμοποιείται ευρέως στα αναλογικά και ψηφιακά συνθεσάιζερ.

- **Attack :** Ο χρόνος που χρειάζεται ο ήχος για να φτάσει από το μηδέν (silence) στην μέγιστη ένταση (peak).
- **Decay :** Ο χρόνος που χρειάζεται ο ήχος για να πέσει από την κορυφή (peak) στο επίπεδο διατήρησης (sustain level).
- **Sustain :** Η στάθμη έντασης στην οποία σταθεροποιείται το ηχητικό σήμα όσο παραμένει ενεργό μέχρι τη στιγμή που θα ελευθερωθεί.
- **Release :** Ο χρόνος που απαιτείται για να μειωθεί η στάθμη στο μηδέν από τη στιγμή που θα ελευθερωθεί το πλήκτρο.



Σχήμα 2.14 ADSR Envelopes [5]

2. **AR (Attack–Release):** Αφορά κρουστά ή ήχους με σύντομη διάρκεια όπου η ενέργεια μεταδίδεται στιγμιαία. Στα περισσότερα ψηφιακά συστήματα, το μοντέλο AR προσομοιώνεται μέσω ενός ADSR envelope, θέτοντας την τιμή του Sustain στο μηδέν ώστε η απόσβεση του ήχου να καθορίζεται από το Decay . [5]



Σχήμα 2.15. AR Envelopes [5]

Στα Σχήματα 2.14 και 2.15 φαίνεται η επίδραση στην κυματομορφή των ADSR και AR envelopes αντίστοιχα.

2.5.2 Δυναμική Απόκριση (Velocity)

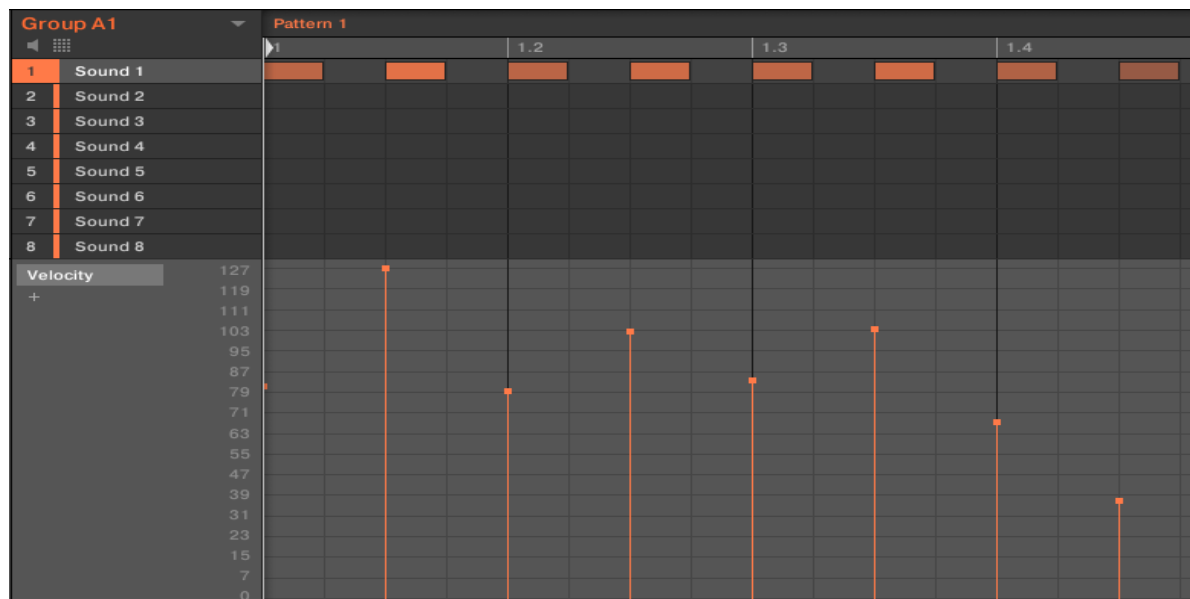
Στη μουσική παραγωγή ο όρος Velocity αποτελεί θεμελιώδη παράμετρο της MIDI τεχνολογίας. Περιγράφει την ταχύτητα με την οποία πατιέται ένα πλήκτρο ή ένα pad σε ένα MIDI μηχανήμα.

Στην πράξη η τιμή του Velocity ορίζει την ένταση με την οποία αναπαράγεται η νότα. Το εύρος τιμών είναι από 0 ως 127, με την τιμή 0 να είναι το πιο ήπιο πάτημα ενώ το 127 το πιο σκληρό. Ωστόσο, το Velocity δεν έχει αντίκτυπο μόνο στην ένταση, αλλά επηρεάζει και την χροιά μια νότας. Για παράδειγμα σε ένα MIDI πιάνο, μια νότα με υψηλή τιμή Velocity, θα έχει πιο λαμπερό και κρουστό ήχο.

Όσο αφορά τα Standalone Sampling Workstations, κάποια κυκλοφορήσαν με ευαισθησία στην πίεση των πλήκτρων (Velocity Sensitive) όπως όλα τα μοντέλα MPC της Akai, ενώ άλλα χωρίς, όπως το E-mu SP1200. Στα σύγχρονα μηχανήματα αλλά και προγράμματα μουσικής παραγωγής (DAWs), το velocity ενός event μπορεί να αλλάξει χειροκίνητα.

Επιπλέον, υπάρχει και η επιλογή να πυροδοτούνται τα events με ευαισθησία στην πίεση ή με σταθερή τιμή (Fixed Velocity). [56]

Στην Εικόνα 2.5 φαίνεται η ρύθμιση της παραμέτρου Velocity για κάθε ένα event χειροκίνητα μέσω του λογισμικού Maschine 2.



Εικόνα 2.5. Ρύθμιση Velocity από κάθε event χειροκίνητα στο περιβάλλον Machine

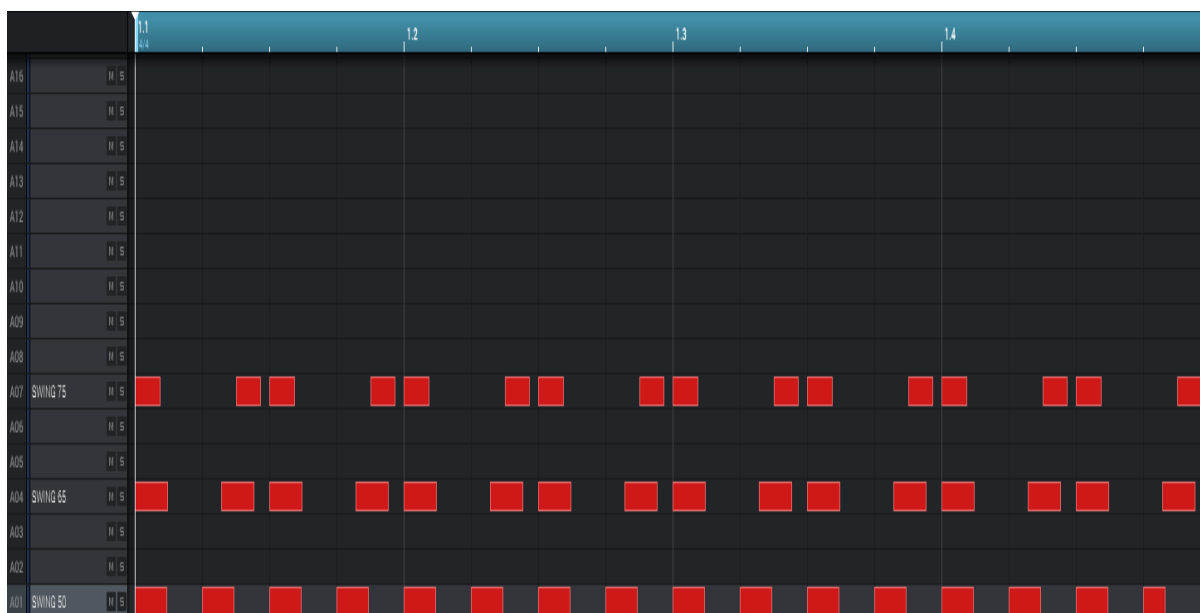
2.5.3 Swing

Η λειτουργία Swing είναι από τις πιο κρίσιμες σε ένα Standalone Sampling Workstation, Drum Machine, αλλά και περιβάλλοντα DAW. Πρακτικά, εισάγει χρονικές μεταβλητές στα events, αλλάζοντας τον χρονισμό κάθε δεύτερης θέσης στο πλέγμα ενός μοτίβου. Δηλαδή, εισάγει μια ελεγχόμενη χρονική μετατόπιση σε κάθε δεύτερη υποδιαίρεση του ρυθμού. Η χρήση του Swing αποσκοπεί στην ανθρώπινη αίσθηση στα ρυθμικά μοτίβα, αποφεύγοντας την αυστηρότητα του κβαντισμού, ο οποίος τοποθετεί τα events με απόλυτη ακρίβεια πάνω στο πλέγμα.

Η αποτελεσματικότητα της λειτουργίας Swing βασίζεται στον τρόπο με τον οποίο διαχειρίζεται γεγονότα. Σύμφωνα με τον Roger Linn, τον δημιουργό του κλασικού MPC Swing, η διαδικασία αυτή δεν βασίζεται σε τυχαίες μετατοπίσεις, αλλά σε έναν συγκεκριμένο μαθηματικό αλγόριθμο. Ο αλγόριθμος που ανέπτυξε λειτουργεί εφαρμόζοντας μετατόπιση αποκλειστικά στις άρτιες υποδιαίρεσεις, ενώ διατηρεί τις περιττές σταθερές στο πλέγμα. Στα Akai MPC το εύρος τιμών του swing κυμαίνεται ανάμεσα σε 50% μέχρι 75%.

Μαθηματικά, το ποσοστό Swing ορίζει το χρόνο που καταλαμβάνει κάθε πρώτη υποδιαίρεση από τη δεύτερη της. Για παράδειγμα, σε ένα Swing 60%, η πρώτη υποδιαίρεση καταλαμβάνει το 60% του διαθέσιμου χρόνου του beat ενώ υπόλοιπο 40% του χρόνου που απομένει, αποτελεί τον χώρο που έχει στη διάθεσή της η δεύτερη υποδιαίρεση μέχρι να φτάσει στο επόμενο κύριο beat.

Στην Εικόνα 2.6, απεικονίζεται μια ακολουθία events με την κάτω γραμμή Swing 50% που πρακτικά σημαίνει ότι όλα τα events καταλαμβάνουν ίδιο χρόνο στα steps με αποτέλεσμα να μην έχει επίδραση το Swing, η μεσαία σειρά έχει 65% Swing, ενώ η πάνω σειρά 75% που στα συστήματα της Akai είναι το μέγιστο. [4] [44]



Εικόνα 2.6. Καταγραφή συμβάντων με διαφορετικές ρυθμίσεις Swing στο περιβάλλον MPC 2.15

(α) Κάτω γραμμή 50% (β) Μέση 65% (γ) Πάνω γραμμή 75%

2.5.4 Πολυφωνία (Polyphony)

Η πολυφωνία αποτελεί μια ιδιότητα ενός μουσικού οργάνου όπως ένα Sampler ή ένα συνθεσάιζερ και αναφέρεται στην ικανότητά του να αναπαράγει δύο ή περισσότερες νότες ταυτόχρονα. Τα συστήματα που διαθέτουν αυτή τη δυνατότητα χαρακτηρίζονται ως πολυφωνικά. Αντίθετα, τα συστήματα που περιορίζονται στην αναπαραγωγή αυστηρά μίας νότας τη φορά, χαρακτηρίζονται ως μονοφωνικά.

Στο πλαίσιο του ψηφιακού σχεδιασμού, κάθε νότα ή event που παίζεται, αντιστοιχεί σε μια ανεξάρτητη φωνή (voice). Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι η μέγιστη πολυφωνία ενός sampler ταυτίζεται με το απόλυτο όριο των voice objects που αντέχει να υπολογίσει και να μιξάρει η μηχανή ήχου (audio engine) σε πραγματικό χρόνο.

Δεδομένου ότι κανένα ψηφιακό σύστημα δεν διαθέτει ανεξάντλητη επεξεργαστική ισχύ (CPU) ή μνήμη (RAM), η κατάσταση αυτή δεν είναι απλά μια διαδικασία αναπαραγωγής δειγμάτων, αλλά εξελίσσεται στην πρόκληση ανάθεσης φωνών. (Voice Allocation). Κατά την εκκίνηση, η μηχανή ήχου δεσμεύει έναν σταθερό αριθμό ψηφιακών φωνών σύμφωνα με τις δυνατότητες του hardware.. Όταν ο χρήστης ενεργοποιεί πολλές νότες ταυτόχρονα και τα αλληπάλληλα μηνύματα έναρξης (note-on) ξεπεράσουν τις διαθέσιμες φωνές, ο κεντρικός αναλαμβάνει να ελέγξει τον κύκλο ζωής των νοτών και να ενεργοποιήσει τη λειτουργία της κλοπής φωνής (Voice Stealing). Έτσι, διακόπτεται μια ενεργή φωνή για να κάνει χώρο στη νέα νότα που μόλις πατήθηκε.

Η εφαρμογή τεχνικών όπως το *Return-to-Zero (RTZ)*, όπου μια φωνή υποβάλλεται σε ταχύτατο *shutdown* πριν την ανακατανομή της, αποτρέπει την εμφάνιση ανεπιθύμητων *clicks/pops* κατά τη διακοπή του σήματος. Παράλληλα, η χρήση μεθόδων όπως η χρονοσήμανση (Timestamps), δηλαδή η καταγραφή της χρονικής διάρκειας που παραμένει ενεργή κάθε φωνή. Αυτό επιτρέπει στο σύστημα να εντοπίζει την πιο "παλιά" ενεργή νότα και να την αντικαθιστά, χωρίς να γίνεται αντιληπτή κάποια ενοχλητική διακοπή στη ροή της μουσικής. [10] [45]

Στον Πίνακα 2.4 φαίνονται οι δυνατότητες πολυφωνίας κάποιων από τα χαρακτηριστικά μηχανήματα.

Πίνακας 2.4. Πολυφωνία Standalone Μηχανημάτων

Μοντέλο	Έτος	Μέγιστη Πολυφωνία (Φωνές)
Fairlight CMI	1979	8
E-mu Emulator I	1981	8
Akai S900	1986	8
E-mu SP-1200	1987	8
Akai MPC 60	1988	16
Ensoniq ASR-10	1992	31
Akai MPC One	2020	128

2.6 Πρωτόκολλο MIDI (Musical Instrument Digital Interface)

Το πρωτόκολλο MIDI (Musical Instrument Digital Interface) χρησιμοποιείται για την επικοινωνία πολλαπλών ηλεκτρονικών Hardware και Software οργάνων, Controllers, και άλλων σχετικών συσκευών μεταξύ τους μέσω ενός συνδεδεμένου δικτύου. Είναι μια ψηφιακή γλώσσα επικοινωνίας μέσω της οποίας διάφορα events όπως είναι το πάτημα ενός πλήκτρου, η επιλογή συγκεκριμένου patch ήχου, καθώς και η μεταβολή των παραμέτρων μέσω του modulation wheel, μεταφράζονται σε κατάλληλα ψηφιακά μηνύματα και στην συνέχεια αποστέλλονται σε άλλες MIDI συσκευές όπου υλοποιείται το αίτημα. Επιπλέον, τα MIDI δεδομένα αποθηκεύονται σε MIDI κανάλια ψηφιακού σταθμού εργασίας ήχου (DAW). Αυτό δίνει τη δυνατότητα για μετέπειτα επεξεργασία τους και την αναμετάδοσή τους σε εξωτερικές ηλεκτρονικές συσκευές που είναι συνδεδεμένες στο δίκτυο.

Είναι σημαντικό να τονιστεί πως το πρωτόκολλο MIDI δεν μεταφέρει ακουστικό σήμα, ούτε μπορεί να παράγει ήχο. Είναι αποκλειστικά ένα πρωτόκολλο μεταφοράς δεδομένων που μεταδίδει ψηφιακά μηνύματα ελέγχου, παραμέτρων, και εντολές αναπαραγωγής ήχου. Η διαδρομή των δεδομένων και η δρομολόγηση του ήχου παραμένουν εντελώς ανεξάρτητες, ακόμη και αν μοιράζονται το ίδιο μέσο όπως USB ή LAN.

Το πρωτόκολλο MIDI έχει εξελιχθεί σε δύο εκδόσεις το MIDI 1.0 και το σύγχρονο MIDI 2.0, προσφέρει πλήρη συμβατότητα προς τα πίσω (backward compatibility) με τις παλαιότερες συσκευές. Στον Πίνακα 2.5 αναφέρονται τα μηνύματα του πρωτοκόλλου MIDI. Οι τιμές κυμαίνονται από 0 ως 127 καθώς τα Data Bytes έχουν μέγεθος 7 bit ($2^7=128$). [4]

Πίνακας 2.5. Μηνύματα MIDI 1.0

Τύπος Μηνύματος	Status Byte (Hex)	Data Byte 1	Data Byte 2	Περιγραφή
Note Off	8x	Key Number (0-127)	Velocity (0-127)	Σταματά την αναπαραγωγή μιας νότας.
Note On	9x	Key Number (0-127)	Velocity (0-127)	Ξεκινά την αναπαραγωγή μιας νότας
Polyphonic Key Pressure	Ax	Key Number (0-127)	Pressure (0-127)	Aftertouch για κάθε πλήκτρο ξεχωριστά.
Control Change (CC)	Bx	Controller No (0-127)	Value (0-127)	Έλεγχος παραμέτρων σε πραγματικό χρόνο
Program Change	Cx	Program No (0-127)	-	Αλλαγή ήχου/preset στη συσκευή λήψης.
Channel Pressure	Dx	Pressure (0-127)	-	Aftertouch που εφαρμόζεται συνολικά σε ολόκληρο το MIDI κανάλι.
Pitch Bend Change	Ex	LSB (0-127)	MSB (0-127)	Έλεγχος της ολίσθησης της συχνότητας (pitch wheel) με υψηλή ανάλυση (14-bit).

2.7 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν βασικές έννοιες της μουσικής θεωρίας, όπως το τέμπο (BPM), το μέτρο, οι χρονικές ενδείξεις (Time Signature) και οι υποδιαιρέσεις του χρόνου (Time Divisions). Στη συνέχεια αναλύθηκε το PPQN, το οποίο καθορίζει την ανάλυση ενός sequencer, ενώ εξετάστηκαν οι βασικές αρχές της ψηφιακής δειγματοληψίας. Στη συνέχεια, παρουσιάστηκε η αρχιτεκτονική ενός θεωρητικού Drum Machine, καθώς και δύο πραγματικές υλοποιήσεις (E-mu SP1200, Akai MPC 3000).

Τέλος, περιγράφηκαν οι βασικές λειτουργίες που πρέπει να υποστηρίζει ένα τέτοιο σύστημα και έγινε αναφορά στο πρωτόκολλο MIDI.

Κεφάλαιο 3ο : Επιλογή Εξαρτημάτων

3.1 Εισαγωγή

Αντικείμενο αυτού του κεφαλαίου αποτελεί η επιλογή των εξαρτημάτων που επιλέχθηκαν για την σχεδίαση του συστήματος της διπλωματικής εργασίας, καθώς ο λόγος που επιλέχθηκαν τα συγκεκριμένα εξαρτήματα, οι αρχές λειτουργίας τους, και τα βασικά χαρακτηριστικά τους. Οι υποενότητες είναι χωρισμένες έτσι ώστε κάθε υποενότητα να περιέχει ένα τύπο εξαρτήματος.

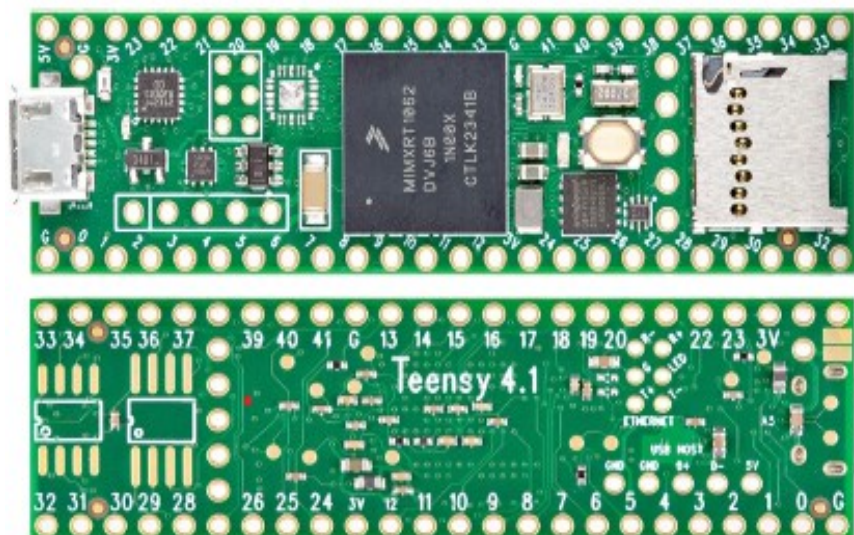
3.2 Επιλογή Εξαρτημάτων

3.2.1 Μικροελεγκτής (Microcontroller Unit – MCU)

Ο μικροελεγκτής (MCU) που επιλέχθηκε για την υλοποίηση του Sampler είναι ο Teensy 4.1 της εταιρίας PJRC. Υπάρχουν τέσσερις εκδόσεις του Teensy 4.1 οι οποίες είναι TEENSY4.1, TEENSY 4.1_NE, TEENSY4.1_LOCK, TEENSY4.1_NE_LOCK. Για την εργασία επιλέχθηκε ο TEENSY4.1_NE που σημαίνει ότι δεν διαθέτει ενσωματωμένο τσιπ (IC) για Ethernet.

Ο Teensy 4.1 είναι μια αναπτυξιακή πλακέτα που βασίζεται στον επεξεργαστή ARM Cortex-M7 (MXRT1062) της εταιρίας NXP. Σχεδιάστηκε ειδικά για εφαρμογές που απαιτούν υψηλή υπολογιστική ισχύ, γρήγορη επεξεργασία σημάτων (DSP) και χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Τα βασικά χαρακτηριστικά του Teensy 4.1 φαίνονται στον Πίνακα 3.1.

Για τον προγραμματισμό του Teensy 4.1 χρησιμοποιήθηκε το περιβάλλον Arduino IDE (C/C++), σε συνδυασμό με το πρόσθετο λογισμικό Teensyduino το οποίο παρέχει τους απαραίτητους οδηγούς (compilers) για την αναγνώριση και μεταφόρτωση του κώδικα στην πλακέτα Teensy μέσω USB.



Εικόνα 3.1 PJRC Teensy 4.1 NE

Πίνακας 3.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά Teensy 4.1 NE

Feature	Specification
CPU	ARM Cortex–M7 600 MHz
RAM	1024 K (Επεκτάσιμη)
Flash Memory	8 MB (Επεκτάσιμη)
I/O Pins	55 Digital Pins (Όλα με δυνατότητα Interrupt)
Analog Inputs	18 Pins (2 ADCs)
Digital Audio	2 I2S, 1 S/PDIF, 1 TDM
Serial Ports	8 UART
SPI Ports	3
I2C Ports	3
USB	USB device και USB host
Storage	SD Card Slot
I/O Voltage	3.3V (Όχι ανεκτικό στα 5V)

Ο λόγος που επιλέχθηκε ο συγκεκριμένος μικροελεγκτής είναι η επεξεργαστική ισχύς του , ο ικανοποιητικός αριθμός διαθέσιμων εισόδων/εξόδων, και η δυνατότητα επέκτασης της μνήμης RAM, μέσω των PSRAM Chips που μπορούν να κολληθούν στην πίσω όψη του Teensy.

- Μνήμη RAM :** Ένα sampler απαιτεί σημαντικούς πόρους μνήμης, καθώς ο μέγιστος χρόνος δειγματοληψίας (sampling time), ο ρυθμός δειγματοληψίας (sampling rate), η ανάλυση (bit depth) και ο αριθμός των καναλιών (mono/stereo) είναι μεγέθη άμεσα εξαρτώμενα από τη διαθέσιμη μνήμη RAM. Η εσωτερική μνήμη των τυπικών μικροελεγκτών της αγοράς επαρκεί για την αποθήκευση ήχου διάρκειας μόλις ελάχιστων δευτερολέπτων. Ο Teensy που χρησιμοποιείται για την παρούσα εργασία διαθέτει δύο τσιπάκια των 8MB το κάθε ένα, προσφέροντας συνολικά 16MB PSRAM. Κατά τη διαδικασία του σχεδιασμού του υλικού, στην αγορά κυκλοφόρησαν και τσιπάκια 16MB, έτσι πλέον η μνήμη μπορεί να επεκταθεί μέχρι 32MB.
- MCU / DSP :** Πέρα από τις απαιτήσεις μνήμης, ένα sampler απαιτεί ταυτόχρονα υψηλή υπολογιστική ισχύ για την επεξεργασία του σήματος και πόρους για τον έλεγχο της συσκευής. Σε κλασικές σχεδιάσεις ήχου, χρησιμοποιείται ένας μικροελεγκτής (MCU) για να διαβάζει εισόδους και να διαχειρίζεται τις οθόνες, και ένα ξεχωριστό IC ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (Digital Signal Processor - DSP) για να κάνει τα μαθηματικά του ήχου (φίλτρα, εφέ, μίξη). Αντί για τη χρήση δύο ξεχωριστών ολοκληρωμένων, ο ARM Cortex-M7 επεξεργαστής του Teensy 4.1 εκτελεί και τους δύο ρόλους ταυτόχρονα. Λειτουργεί ως MCU διαχειριζόμενος σε πραγματικό χρόνο τις εισόδους από τα faders, τα κουμπιά και την οθόνη, ενώ παράλληλα λειτουργεί ως ισχυρό DSP εκτελώντας απαιτητικούς αλγόριθμους ψηφιακής επεξεργασίας ήχου με εξαιρετικά χαμηλό latency, χάρη στην ενσωματωμένη μονάδα FPU (Floating Point Unit). [46]

3.2.2 Μετατροπείς ADC / DAC

Παρόλο που ο μικροελεγκτής Teensy 4.1 ενσωματώνει εσωτερικούς μετατροπείς ADC με πρακτική ανάλυση 10 bits, στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιείται εξωτερικός μετατροπέας ADC. Αντίστοιχα, όσον αφορά τον μετατροπέα DAC, παρά τη δυνατότητα χρήσης του έτοιμου module board TEENSY4_AUDIO, το οποίο υποστηρίζει επεξεργασία ήχου 16-bit / 44.1 kHz, για το Sampler της διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκε επίσης εξωτερικός DAC.

Η συγκεκριμένη επιλογή εξωτερικών μετατροπέων βασίστηκε στην απόφαση για εξολοκλήρου σχεδιασμό των κυκλωμάτων οδήγησης (conditioning & buffering circuits) από το μηδέν, περιορίζοντας τον ρόλο του Teensy αποκλειστικά σε καθήκοντα κεντρικής επεξεργασίας (MCU) και ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων (DSP). Επιπλέον, ως ανάλυση δειγματοληψίας για το Sampler ορίστηκαν τα 12 bit. Οι ολοκληρωμένοι μετατροπείς ADC και DAC που επιλέχθηκαν για την υλοποίηση είναι οι ακόλουθοι:

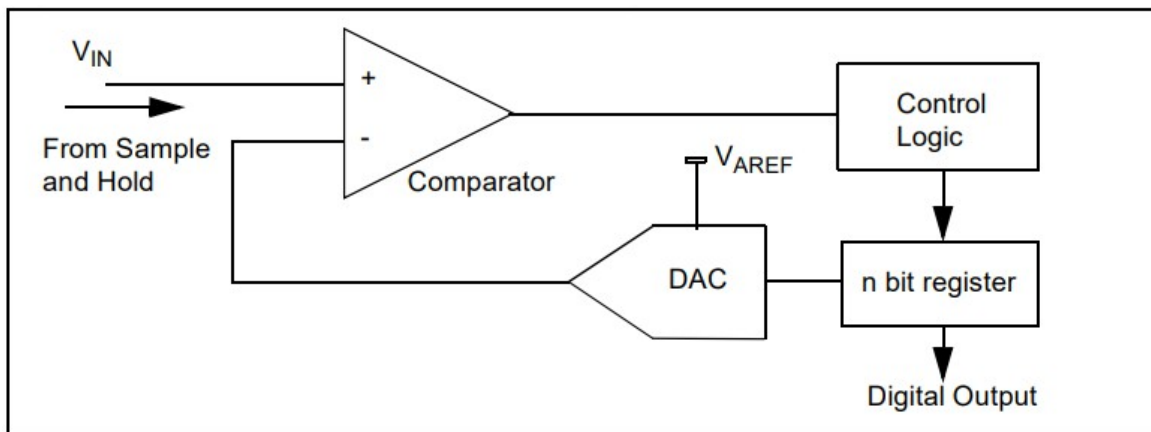
- **MCP3202 (ADC)** : Το ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) MCP3202, είναι ένας μετατροπέας ADC της εταιρίας Microchip Technology. Πρόκειται για έναν προσιτό, χαμηλής κατανάλωσης μετατροπέα αρχιτεκτονικής Successive Approximation Register (SAR), ο οποίος ο οποίος επικοινωνεί με τον μικροελεγκτή Teensy 4.1 μέσω του πρωτοκόλλου SPI. Στον Πίνακα 3.2 φαίνονται τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά του MCP3202. [59]

Πίνακας 3.2 Τεχνικά χαρακτηριστικά του MCP3202

Παράμετρος	Τιμή	Περιγραφή
Αρχιτεκτονική ADC	SAR (Successive Approximation)	-
Ανάλυση	12 bit	4096 επίπεδα κβάντισης
Πλήθος Καναλιών	2 κανάλια (CH0, CH1)	Λειτουργία ως Single-Ended ή Pseudo-Differential
Πρωτόκολλο Επικοινωνίας	SPI	Έως 1.8 MHz (VDD = 5V) Έως 0.9 MHz (VDD = 2.7V)
Μέγιστος Ρυθμός Δειγματοληψίας	100 ksps (στα 5V) / 50 ksps (στα 2.7V)	-
Τάσης Τροφοδοσίας VDD	2.7 V έως 5.5 V	-
Τάση Αναφοράς Vref	Vref = VDD	Καθορίζει το δυναμικό εύρος της αναλογικής εισόδου
Κατανάλωση Ρεύματος (VDD = 5V)	550μΑ (Operating) / 5 μΑ (Standby)	-

Η αρχιτεκτονική **Successive Approximation (SAR)**, είναι η πιο δημοφιλής. Βασίζεται σε μια μέθοδο δυαδικής αναζήτησης και χρησιμοποιεί έναν συγκριτή υψηλής ταχύτητας, έναν μετατροπέα DAC (Digital to Analog Converter) και μια λογική ελέγχου. Στο Σχήμα 3.1 φαίνεται το Block διάγραμμα της αρχιτεκτονικής SAR. Η λειτουργία του ακολουθεί τα παρακάτω βήματα :

1. Θέτει το πιο σημαντικό ψηφίο (Most Significant Bit - MSB) σε υψηλή κατάσταση 1 (high).
2. Ο DAC μετατρέπει αυτή την τιμή σε αναλογική τάση ίση με το μισό της τάσης αναφοράς ($V_{REF}/2$).
3. Ο συγκριτής συγκρίνει την πραγματική τάση εισόδου με αυτή την τιμή ($V_{REF}/2$).
4. Αν η τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη από την τιμή του DAC, το ψηφίο διατηρείται στο 1 (set), διαφορετικά γίνεται 0 (reset).
5. Στη συνέχεια, η διαδικασία επαναλαμβάνεται για το αμέσως επόμενο πιο σημαντικό ψηφίο (με τάση πλέον $V_{REF}/4$) και γίνεται νέα σύγκριση με την τάση εισόδου.
6. Αυτή η διαδικασία συνεχίζεται διαδοχικά μέχρι να ελεγχθούν και να συγκριθούν όλες οι θέσεις των ψηφίων.
7. Μόλις ολοκληρωθούν όλες οι συγκρίσεις, προκύπτει το τελικό ψηφιακό αποτέλεσμα που αντιστοιχεί στην αναλογική είσοδο . [21]



Σχήμα 3.1. Block διάγραμμα αρχιτεκτονικής SAR [21]

Οι εισόδους του MCP3202 μπορούν να λειτουργήσουν ως Single-Ended ή Pseudo-Differential. Η βασική διαφορά μεταξύ των δύο μεθόδων εντοπίζεται στον τρόπο σύνδεσης και μέτρησης της αναλογικής τάσης εισόδου. Στη λειτουργία Single-Ended, η τάση μετρείται πάντα σε σχέση με τη γείωση. Αντίθετα, στη differential (διαφορική) λειτουργία, ο ADC μετράει απευθείας τη διαφορά τάσης ανάμεσα σε δύο ξεχωριστές εισόδους (μια θετική και μια αρνητική).

Η μέθοδος single-ended είναι πιο απλή, οικονομική και απαιτεί μόνο έναν ακροδέκτη (pin) εισόδου, είναι όμως αρκετά ευαίσθητη στον θόρυβο. Από την άλλη πλευρά, η διαφορική λειτουργία προσφέρει αντοχή στον θόρυβο και διπλάσιο δυναμικό εύρος, αλλά απαιτεί δύο ακροδέκτες. [22]

- **MCP4922 (DAC) :** Το ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) MCP4922, είναι ένας μετατροπέας DAC της εταιρίας Microchip Technology. Έχει σχεδιαστεί για εφαρμογές υψηλής ακρίβειας με απαιτήσεις χαμηλού θορύβου ενώ πρόκειται για μετατροπέα χαμηλής κατανάλωσης. Διαθέτει δύο ανεξάρτητα Rail-to-Rail κανάλια εξόδου τα οποία υποστηρίζουν τη λειτουργία double-buffered.

Αυτό επιτρέπει την προσωρινή αποθήκευση των τιμών και την ταυτόχρονη ενημέρωση των δύο εξόδων μέσω του pin LDAC, εξασφαλίζοντας απόλυτο χρονικό συγχρονισμό. Στον Πίνακα 3.3 φαίνονται τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά του MCP4922 [60]

Πίνακας 3.3 Τεχνικά χαρακτηριστικά του MCP3202

Χαρακτηριστικό	Τιμή	Περιγραφή
Ανάλυση	12 bit	4096 διακριτά επίπεδα τάσης εξόδου
Πλήθος καναλιών	2	Ανεκάρτητα μεταξύ τους
Πρωτόκολλο Επικοινωνίας	SPI	Έως 20 MHz
Τάσης Τροφοδοσίας VDD	2.7V έως 5.5V	-
Τάση Αναφοράς Vref	Εξωτερική	Ξεχωριστό pin για κάθε κανάλι
Επιλογή Κέρδους (Gain)	x1 ή x2	Δυνατότητα διπλασιασμού της τάσης εξόδου σε σχέση με τη Vref

3.2.3 Τελεστικοί Ενισχυτές (Op-Amps)

- **TL082 (Texas Instruments)** : Ο TL082 είναι ένας διπλός τελεστικός ενισχυτής με βαθμίδα εισόδου JFET. Είναι αρκετά δημοφιλής και συναντάται σε πληθώρα εφαρμογών επεξεργασίας σήματος, όπως η ενίσχυση, διατάξεις φιλτραρίσματος και οι διατάξεις μετρήσεων. Λόγω των χαμηλών επιπέδων θορύβου και της ελάχιστης αρμονικής παραμόρφωσης που παρουσιάζει, ανταποκρίνεται πλήρως στις απαιτήσεις των εφαρμογών ήχου, κάτι που το καθιστά αρκετά ικανοποιητικό για χρήση σε επαγγελματικό μουσικό εξοπλισμό όπως μίκτες, προενισχυτές και ενεργά φίλτρα. Εδώ αξίζει να σημειωθεί πως από το Service Manual του E-mu SP1200 φαίνεται ότι χρησιμοποιεί στις περισσότερες βαθμίδες του, τους τελεστικούς ενισχυτές TL084. Ο TL084 αποτελεί την τετραπλή έκδοση του TL082, ενσωματώνοντας τέσσερις παρόμοιους τελεστικούς ενισχυτές JFET στο ίδιο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Στον πίνακα 3.4 αναγράφονται τα κύρια χαρακτηριστικά του TL082. [61]

Τα $16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ στην παράμετρο e_n (Τάση θορύβου εισόδου) πρακτικά σημαίνει πως σε κάθε 1 Hz εύρους ζώνης του κυκλώματος, αντιστοιχεί τάση θορύβου 16nV. Αν το εύρος ζώνης αυξηθεί, ο θόρυβος δεν αυξάνεται γραμμικά, αλλά με τη ρίζα του εύρους ζώνης. Ο τύπος υπολογισμού του συνολικού θορύβου e_n είναι :

$$V_n = e_n * \sqrt{BW} \quad (3.1)$$

Πίνακας 3.4 Κύρια χαρακτηριστικά του TL082

Παράμετρος	Σύμβολο	Τυπική Τιμή	Μονάδα Μέτρησης	Περιγραφή
Slew Rate	SR	13	V / μ s	Ταχύτητα ανταπόκρισης σε απότομες αλλαγές σήματος.
Unity-Gain Bandwidth	GBW	4	MHz	Το μέγιστο εύρος συχνοτήτων που μπορεί να ενισχύσει.
Αντίσταση Εισόδου	Rin	10^{12}	Ω	Σχεδόν μηδενική επιβάρυνση στην πηγή του σήματος.
Ολική Αρμονική Παραμόρφωση	THD	≤ 0.02	%	Το ποσοστό των ανεπιθύμητων αρμονικών συχνοτήτων που εισάγει η διάταξη στο σήμα εξόδου
Τάση Θορύβου Εισόδου	eN	16	$nV/\sqrt{Hz}$ (Στο 1Khz)	Φασματική πυκνότητα ισοδύναμης τάσης θορύβου εισόδου
Ρεύμα Πόλωσης Εισόδου	IB	50	pA	Λόγω των πυλών JFET, διατηρείται σε εξαιρετικά χαμηλά επίπεδα, μειώνοντας τα DC σφάλματα offset.
Λόγος Απόρριψης Κοινού Σήματος	CMRR	100	dB	Εκφράζει την ικανότητα του ενισχυτή να απορρίπτει θόρυβο και σήματα που εφαρμόζονται ταυτόχρονα και στις δύο εισόδους.
Τάση Σφάλματος Εισόδου	Vos	5	mV	Η ανεπιθύμητη DC τάση που εμφανίζεται στην έξοδο.

- **NE5532 (Texas Instruments)** : Ο NE5532 είναι ένας διπλός τελεστικός ενισχυτής υψηλών επιδόσεων με βαθμίδα εισόδου bipolar (BJT). Οι διατάξεις που χρησιμοποιούν τον NE5532 χαρακτηρίζονται από εξαιρετικά χαμηλά επίπεδα θορύβου, υψηλή ικανότητα οδήγησης φορτίου στην έξοδο, μεγάλο εύρος ζώνης για κέρδος μονάδας (unity-gain bandwidth), μέγιστη απόκλιση

εξόδου (output swing), χαμηλή αρμονική παραμόρφωση, καθώς και υψηλό ρυθμό ανύψωσης (slew rate). Επιπλέον, ο NE5532 είναι εσωτερικά αντισταθμισμένος, γεγονός που του επιτρέπει να λειτουργεί ως ακόλουθος τάσης ($A_v = 1 = 0 \text{ dB}$) χωρίς τον κίνδυνο εμφάνισης αυτοταλαντώσεων. Λόγω των ανωτέρω χαρακτηριστικών, οι NE5532 χρησιμοποιούνται συχνά σε συστήματα ήχου και μουσικό εξοπλισμό. Στον Πίνακα 3.5 αναγράφονται τα κύρια χαρακτηριστικά του. [62]

Πίνακας 3.5 Κύρια χαρακτηριστικά του NE5532

Παράμετρος	Σύμβολο	Τυπική Τιμή	Μονάδα Μέτρησης
Slew Rate	SR	9	V / μs
Unity-Gain Bandwidth	B1	12	MHz
Αντίσταση Εισόδου	r_i	300	k Ω
Ολική Αρμονική Παραμόρφωση	THD	0,003	%
Τάση Θορύβου Εισόδου	e_N	5	$nV/\sqrt{Hz}$ (Στο 1Khz)
Ρεύμα Πόλωσης Εισόδου	I_{IB}	200	nA
Λόγος Απόρριψης Κοινού Σήματος	CMRR	100	dB
Τάση Σφάλματος Εισόδου	V_{os}	0.5	mV

- **M5216 (Mitsubishi Electric)** : Το ολοκληρωμένο κύκλωμα M5216 της εταιρείας Mitsubishi Electric αποτελεί έναν διπλό τελεστικό ενισχυτή υψηλής απόδοσης, ο οποίος έχει σχεδιαστεί ειδικά για εφαρμογές που απαιτούν αυξημένη παροχή ρεύματος εξόδου (high-current drive) και υψηλή ταχύτητα απόκρισης. Ο M5216 περιλαμβάνει κυκλώματα που παρέχουν εσωτερική αντιστάθμιση φάσης (internal phase compensation), εξασφαλίζοντας εξαιρετική σταθερότητα λειτουργίας σε ευρύ φάσμα συχνοτήτων χωρίς την ανάγκη εξωτερικών εξαρτημάτων αντιστάθμισης. Το κύριο διαφοροποιητικό χαρακτηριστικό του έναντι των κοινών τελεστικών ενισχυτών γενικής χρήσης είναι η ικανότητά του να παρέχει ρεύμα εξόδου έως και 100mA.

Η ιδιότητα αυτή το καθιστά ιδανικό για την απευθείας οδήγηση φορτίων χαμηλής εμπέδησης, όπως ενισχυτές ακουστικών και βαθμίδες εξόδου σε συστήματα ήχου και μίκτες. Στον πίνακα 3.6 φαίνονται τα βασικά χαρακτηριστικά του M5216. [63]

Πίνακας 3.6 Κύρια χαρακτηριστικά του M5216

Παράμετρος	Σύμβολο	Τυπική Τιμή	Μονάδα Μέτρησης
Slew Rate	SR	3	V / μ s
Unity-Gain Bandwidth	F _T	10	MHz
Αντίσταση Εισόδου	R _{in}	5	M Ω
Μέγιστο Ρεύμα Εξόδου	I _{LP}	100	mA
Τάση Θορύβου Εισόδου	V _{NI}	1.8	μ V _{RMS}
Ρεύμα ηρεμίας	I _{cc}	4.5	mA
Ρεύμα Πόλωσης εισόδου	I _{IB}	180	nA
Ρεύμα Σφάλματος εισόδου	I _{Io}	5	nA
Λόγος Απόρριψης Κοινού Σήματος	CMRR	90	dB
Τάση Σφάλματος Εισόδου	V _{IO}	0.5	mV

3.2.4 Σταθεροποιητές Τάσης (Voltage Regulators)

Οι σταθεροποιητές τάσης (voltage regulators) είναι σχεδιασμένοι για να παρέχουν στην έξοδό τους μια αυστηρά σταθερή DC τάση (regulated), δεχόμενοι στην είσοδό τους μια τάση η οποία ενδέχεται να παρουσιάζει αστάθεια και διακυμάνσεις (unregulated). Η τάση εξόδου των σταθεροποιητών παραμένει σταθερή ανεξάρτητα από τις μεταβολές του εφαρμοζόμενου φορτίου, υπό την προϋπόθεση ότι η λειτουργία τους κυμαίνεται εντός των προδιαγεγραμμένων ορίων του κατασκευαστή.

Για τη σωστή λειτουργία ενός τυπικού γραμμικού σταθεροποιητή, απαιτείται μια ελάχιστη διαφορά τάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου της τάξης των 2VDC (Dropout Voltage). Ωστόσο, για εφαρμογές χαμηλότερης κατανάλωσης ενέργειας υπάρχουν σταθεροποιητές που απαιτούν σημαντικά μικρότερη διαφορά τάσης οι οποίοι ονομάζονται Low Dropout Linear Regulators (LDO).

Τέλος, οι σταθεροποιητές διακρίνονται σε θετικής ή αρνητικής πολικότητας, δεχόμενοι και παρέχοντας την αντίστοιχη τάση ως προς τη γείωση αναφοράς του κυκλώματος. Τέλος, υπάρχουν σταθεροποιητές για θετική και άλλοι για αρνητική τάση, πάντα σε σχέση με τη γείωση του κυκλώματος.

Το βασικό μείνέκτημα που εμφανίζουν οι standard σταθεροποιητές τάσης είναι η χαμηλή τους αποδοτικότητα, καθώς καθώς σπαταλούν ενέργεια υπό τη μορφή θερμότητας. Αυτό συμβαίνει κυρίως όταν η τάση εισόδου V_{in} είναι πολύ μεγαλύτερη από την επιθυμητή τάση εξόδου V_{out} . Η απώλεια ισχύος P σε αυτή την περίπτωση υπολογίζεται από τη σχέση: [11]

$$P = I_{out} * (V_{in} - V_{out}) \quad (3.2)$$

Οι σταθεροποιητές τάσης που χρησιμοποιούνται για τις ανάγκες της διπλωματικής εργασίας είναι :

- **L7812 (STMicroelectronics)** : Ο L7812 (της οικογένειας L78) είναι ένας γραμμικός σταθεροποιητής θετικής τάσης με σταθερή τάση εξόδου +12 V. Έχει δυνατότητα παροχής ρεύματος έως 1,5 A. Η τυπική τάση αποκοπής (dropout voltage) είναι περίπου 2 V.
- **L7912 (STMicroelectronics)** : Ο L7912 (της οικογένειας L79) είναι ένας γραμμικός σταθεροποιητής αρνητικής τάσης που παρέχει σταθερή τάση εξόδου -12 V. Μπορεί να αποδώσει ρεύμα εξόδου έως 1,5 A, με εύρος τάσης εισόδου από -15,5 V έως -27 V. Η τυπική τάση αποκοπής (dropout voltage) είναι περίπου 1,1 V.
- **MC7805 (onsemi)** : Ο MC7805 (της οικογένειας MC7800) είναι ένας γραμμικός σταθεροποιητής θετικής τάσης με σταθερή τάση εξόδου +5 V. Έχει δυνατότητα παροχής ρεύματος που υπερβαίνει το 1,0 A (και φτάνει έως 1,5 A με κατάλληλη ψύξη). Η τυπική τάση αποκοπής (dropout voltage) είναι περίπου 2 V.
- **MCP-1700-3302 (LDO)** : Ο MCP-1700-3302 (της οικογένειας MCP1700, Microchip Technology), είναι ένας Low Dropout Linear Regulator (LDO) με σταθερή τάση εξόδου 3.3V. Μπορεί να αποδώσει ρεύμα εξόδου έως 250mA. Η τυπική τάση αποκοπής (Dropout Voltage) είναι 178mV.

Όλοι οι σταθεροποιητές τάσης που αναφέρθηκαν παραπάνω διαθέτουν προστασία από υπερθέρμανση, βραχυκύκλωμα και περιορισμό ρεύματος, γεγονός που τους καθιστά κατάλληλους για συμμετρικά τροφοδοτικά και αναλογικές εφαρμογές με γνώμονα πάντα τις απαιτήσεις του σχεδιασμού. Στον Πίνακα 3.7 αναγράφονται τα βασικά χαρακτηριστικά τους συγκεντρωτικά. [64] [65] [66]

Πίνακας 3.7 Κύρια χαρακτηριστικά του L7812, L7912, MC7805, MCP1700

Χαρακτηριστικό	Σύμβολο	L7812 (STM)	L7912 (STM)	MC7805 (onsemi)	MCP1700 (Microchip)
Τάση Εξόδου	V_o	+12V	-12V	+5V	3.3V
Μέγιστο ρεύμα εξόδου	I_o	1,5A	1.5A	1 A	250 mA
Μέγιστη Τάση Εισόδου	V_i	35 V	-35V	35V	6V
Dropout Voltage	V_d	2V (Typ)	1.1V	2V	178 mV
Ρεύμα ηρεμίας	I_q (I_d)	4,4 – 6 mA	3mA	3.2 – 6 mA	1.6 μ A
Απόρριψη κυμάτωσης	SVR RR PSRR	60dB	60dB	83 dB	44dB

3.2.5 Παθητικά εξαρτήματα (Passive Components)

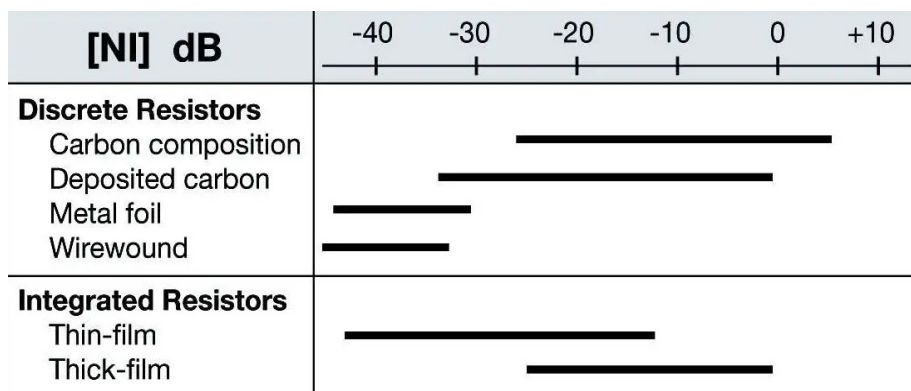
Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα παθητικά εξαρτήματα που επιλέχθηκαν για τη σχεδίαση του Sampler, ενώ παράλληλα αναλύονται τα κριτήρια επιλογής του τύπου τους με βάση τις προδιαγραφές λειτουργίας του κυκλώματος.

- A) **Αντιστάσεις (Resistors)** : Κατά τον σχεδιασμό αναλογικών βαθμίδων υψηλής πιστότητας (high-end audio), η επιλογή του τύπου των αντιστάσεων αποτελεί κρίσιμο παράγοντα για την ελαχιστοποίηση του θορύβου και των παραμορφώσεων στο μονοπάτι του σήματος. Ενώ ο θερμικός θόρυβος (Johnson-Nyquist noise) παραμένει ανεξάρτητος από το υλικό κατασκευής και εξαρτάται αποκλειστικά από την τιμή της αντίστασης και τη θερμοκρασία (Σχέση 6), ο θόρυβος ρεύματος (current noise ή θόρυβος $1/f$) παρουσιάζει ισχυρή εξάρτηση από την ομοιογένεια του αγώγιμου μέσου.

$$V_n = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (3.3)$$

Αντιστάσεις σύνθεσης άνθρακα (carbon composition) και thick film εμφανίζουν υψηλό δείκτη θορύβου λόγω μικροσκοπικών ασυνεχειών και ασταθών επαφών στο εσωτερικό τους. Αντιθέτως, οι αντιστάσεις thin film, καθώς και οι αντιστάσεις μεταλλικού φύλλου (metal foil) προσφέρουν εξαιρετικά χαμηλά επίπεδα θορύβου ρεύματος.

Επιπλέον, αν και οι wirewound αντιστάσεις παρουσιάζουν επίσης χαμηλό θόρυβο, η υψηλή ισοδύναμη αυτεπαγωγή σειράς (ESL) που διαθέτουν εισάγει ανεπιθύμητες ολισθήσεις φάσης και κίνδυνο υψίσυχνων ταλαντώσεων, καθιστώντας τις αντιστάσεις τεχνολογίας Bulk Metal Foil την πλέον ενδεδειγμένη λύση για την εξάλειψη των δυναμικών παραμορφώσεων [47].



Σχήμα 3.2. Μέσος Δείκτης θορύβου ανά τύπο αντίστασης [47]

Όλες οι αντιστάσεις που χρησιμοποιήθηκαν για την σχεδίαση του Sampler και βρίσκονται απευθείας στο μονοπάτι του σήματος, είναι αντιστάσεις ακριβείας (1% ανοχή) τύπου Metal Film (Thin film), προκειμένου να περιοριστεί ο θόρυβος και η παραμόρφωση. Όσες αντιστάσεις δεν βρίσκονται σε σημείο κρίσιμο για το σήμα, όπου η παραμόρφωση και ο θόρυβος δεν επηρεάζουν την πιστότητα του, όπως γραμμές τροφοδοσίας, ή οδήγηση ενδεικτικών LED, επιλέχθηκαν κοινές αντιστάσεις άνθρακα (Carbon Film) με ανοχή 5%. Στο σχήμα 3.2 απεικονίζεται ο δείκτης θορύβου ανά τύπο αντίστασης.

B) Πυκνωτές (Capacitors) : Η επιλογή πυκνωτών σε συστήματα ήχου είναι σημαντική καθώς από αρκετούς τύπους βασικών πυκνωτών παράγονται διάφορες μορφές παραμορφώσεων, οι οποίες είναι εύκολα μετρήσιμες. Η τοποθέτηση πυκνωτών που παράγουν παραμόρφωση σε κρίσιμα σημεία στο μονοπάτι του σήματος μπορούν να έχουν καταστροφικά αποτελέσματα για τον ήχο. Επιπλέον, οι πυκνωτές δεν κατηγοριοποιούνται ως προς την παραμόρφωση που παράγουν. Αυτό σημαίνει ότι ένας πυκνωτής με παραμόρφωση δεν θεωρείται ελαττωματικός. Έτσι, η επιλογή των σωστών πυκνωτών είναι ευθύνη του σχεδιαστή.

Σύμφωνα με τις αναλυτικές μετρήσεις του Cyril Bateman [23], η επιλογή των πυκνωτών για εφαρμογές ήχου καθορίζεται αυστηρά από τη συμπεριφορά του διηλεκτρικού τους υλικού υπό την επίδραση τάσης. Ποιο συγκεκριμένα για χωρητικότητες :

- **C < 10nF :** Οι κεραμικοί C0G (NP0) και οι πυκνωτές πολυστυρενίου (PS) ή πολυπροπυλενίου (PP) με τεχνολογία extended foil αποτελούν την κορυφαία επιλογή, καθώς παρουσιάζουν εξαιρετικά χαμηλό συντελεστή διηλεκτρικής απορρόφησης και σχεδόν μηδενική αρμονική παραμόρφωση (0.00005 %).

Αντίθετα, οι πυκνωτές PET (Mylar), εμφανίζουν σημαντική παραμόρφωση. Τέλος, οι κεραμικοί πυκνωτές Κλάσης 2 (X7R, Y5P, Z5U) και οι barrier disc κρίνονται εντελώς ακατάλληλοι για τη διαδρομή του σήματος

- **100nF - 1μf :** Για χωρητικότητα 100nF η χαμηλότερη παραμόρφωση μετρήθηκε στους C0G (NP0), Polyphenylene Sulphide (PPS) και πυκνωτές Polypropylene (PP). Για χωρητικότητα 1μF οι C0G δεν είναι πρακτικά διαθέσιμοι, έτσι, οι Polypropylene (PP) ή οι PPS παραμένουν οι κορυφαίες επιλογές όμως το μέγεθος τους είναι μεγάλο και το κόστος υψηλό. Πολλοί σχεδιαστές χρησιμοποιούν Metallised Polyester (PET / Mylar), όμως οι PET εμφανίζουν μεγάλες αποκλίσεις παραμόρφωσης μεταξύ τους, οπότε πρέπει αν γίνονται μετρήσεις. Τέλος, για μείωση κόστους οι σχεδιαστές χρησιμοποιούν Ηλεκτρολυτικούς αλουμινίου (Polar / bi-polar). Οι απλοί Polar ηλεκτρολυτικοί παράγουν πολύ υψηλή παραμόρφωση ακόμη και σε μικρά AC σήματα. Έτσι, αν η χρήση ηλεκτρολυτικού είναι αναπόφευκτη, ένας Bi-polar ηλεκτρολυτικός προσφέρει σημαντικά καλύτερη συμπεριφορά από έναν απλό Polar.
- **100nF - 100μf :** Η χρήση Film Capacitors είναι πρακτικά αδύνατη λόγω μεγάλου όγκου, έτσι η χρήση ηλεκτρολυτικών είναι αναπόφευκτη. Οι κλασικοί Polar ηλεκτρολυτικοί εισάγουν σημαντική αρμονική παραμόρφωση σε χαμηλές συχνότητες, καθιστώντας τους προβληματικούς για τη διαδρομή του σήματος. Αντίθετα, οι διπολικοί (bipolar / non-polar) ηλεκτρολυτικοί αναδεικνύονται ως η βέλτιστη λύση, καθώς η συμμετρική εσωτερική τους δομή ελαχιστοποιεί τις μη-γραμμικότητες, επιτυγχάνοντας εξαιρετικά χαμηλότερα επίπεδα παραμόρφωσης. Οι πυκνωτές τανταλίου πρέπει να αποφεύγονται πλήρως στη διαδρομή του σήματος λόγω της έντονης παραμόρφωσης που εισάγουν υπό την επίδραση AC τάσης.

Συνοψίζοντας, στον Πίνακα 3.8 παρουσιάζονται οι καταλληλότεροι τύποι πυκνωτών ανά εύρος τιμών χωρητικότητας [23] [24]. Τέλος, στον Πίνακα 3.9 αναγράφονται οι ενδεδειγμένες εφαρμογές τους, όπως αυτές προκύπτουν από την ανάλυση των Horowitz & Hill στο έργο τους *The Art of Electronics: The x-Chapters* [13].

Πίνακας 3.8 Επιλογή πυκνωτών ανά εύρος τιμών

Χωρητικότητα	Καλύτερη Επιλογή	Ενναλακτική	Χειρότερη Επιλογή
< 10 nF	COG (NP0), Polystyrene (PS), Polypropylene (PP)	-	Κεραμικοί Class 2 (X7R, Y5P, Z5U), Barrier Disc, Mica
100nF - 1μf	Polypropylene (PP) ή PPS	Metallised Polyester (PET/Mylar) με προσοχή	Στοιβαγμένοι MetallisedPET, Κεραμικοί Class 2
100nF - 100μf	Bipolar(Non-Polar) Electrolytic	Polar Electrolytic	Tantalum

Πίνακας 3.9 Επιλογή πυκνωτών ανα εφαρμογή

Εφαρμογή	Καλύτερη Επιλογή
Bypass and decoupling	X7R Ceramic για μικρή χωρητικότητα και Aluminum Electrolytic για μεγαλύτερη χωρητικότητα
Oscillators, filters, and timing	Mica, COG ceramic. Σε καμία περίπτωση δεν χρησιμοποιούνται high-K ceramics (class-II or class- III, e.g., X7R or Y5V)
High frequency	Mica , COG
Energy storage	Aluminum Electrolytic ή Tantalum Electrolytics. (Για V>1kV οι πυκνωτές λαδιού (Oil) είναι η καλύτερη επιλογή.)
AC line filtering	Metallized film
High voltage	Vacuum, Ceramic, Glass, Mica, Plastic Film ή oil- impregnated

Οι πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν για την σχεδίαση του Sampler της παρούσα εργασίας, είναι C0G και Polypropylene για τις διατάξεις των φίλτρων. Οι μεγάλης χωρητικότητας πυκνωτές είναι ηλεκτρολυτικοί αλουμινίου (Audio Grade, Polar, Bipolar), ενώ για Bypass and decoupling χρησιμοποιούνται κεραμικοί X7R, και ηλεκτρολυτικοί αλουμινίου.

- C) **Ποτενσιόμετρα (Potentiometers)** : Τα ποτενσιόμετρα χρησιμοποιούνται είτε ως διαιρέτες τάσης είτε ως μεταβλητές αντιστάσεις ανάλογα με τον τρόπο συνδεσμολογίας των ακροδεκτών τους. Ένα απλό ποτενσιόμετρο (Single Gang) αποτελείται από τρεις ακροδέκτες, όπου οι δύο εξωτερικοί συνδέονται στα αντίθετα άκρα του εσωτερικού ωμικού διαδρόμου (track), ενώ ο μεσαίος ακροδέκτης (wiper) εφάπτεται ολισθαίνοντας πάνω σε αυτόν, επιτρέποντας τη ρύθμιση της τιμής αντίστασης.

Ανάλογα με τον τρόπο μεταβολής της αντίστασης τα ποτενσιόμετρα διακρίνονται σε γραμμικά (Linear, Κωδικός B) και λογαριθμικά (Logarithmic, Κωδικός A).

Στα γραμμικά ποτενσιόμετρα η τιμή της αντίστασης μεταβάλλεται αναλογικά με την κίνηση του δρομέα, ενώ στα λογαριθμικά η μεταβολή ακολουθεί λογαριθμική καμπύλη με σκοπό την προσομοίωση της μη γραμμικής απόκρισης της ανθρώπινης ακοής.

Λόγω αυτής της ιδιότητας, τα λογαριθμικά ποτενσιόμετρα χρησιμοποιούνται ευρέως σε ακουστικές διατάξεις, όπως ενισχυτές και κονσόλες μίξης, για τον έλεγχο της έντασης του ήχου. [11]

Για την σχεδίαση του συστήματος της παρούσας εργασίας χρησιμοποιούνται δύο διπλά (Dual Gang) λογαριθμικά περιστροφικά ποτενσιόμετρα RK09L12D0A1W της εταιρίας Alps Alpine (Εικόνα 3.2) τα οποία θα λειτουργούν ως εξασθενητές (Attenuators) για το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου, και οκτώ γραμμικά συρόμενα ποτενσιόμετρα (Sliders, Faders) PTA6043-2215DPB103 της εταιρίας Bourns (Εικόνα 3.3) τα οποία θα χρησιμοποιούνται για τη ρύθμιση διάφορων παραμέτρων. Η χρήση τους θα αναλυθεί στο επόμενο κεφάλαιο.



Εικόνα 3.2 Alps Alpine RK09L12D0A1W



Εικόνα 3.3 Bourns PTA6043-2215DPB103

3.2.6 Πολυπλέκτης (Multiplexer, MUX)

Ένας πολυπλέκτης (multiplexer) λειτουργεί στην πράξη σαν ένας ηλεκτρονικός διακόπτης. Μπορεί να δεχτεί πολλές διαφορετικές εισόδους και να συνδέσει μία από αυτές με την έξοδο. Η επιλογή της εισόδου γίνεται ψηφιακά δίνοντας έναν δυαδικό κώδικα στους ακροδέκτες επιλογής (Select pins), ενώ η σύνδεση ολοκληρώνεται μέσω του ακροδέκτη ενεργοποίησης (Enable pin).

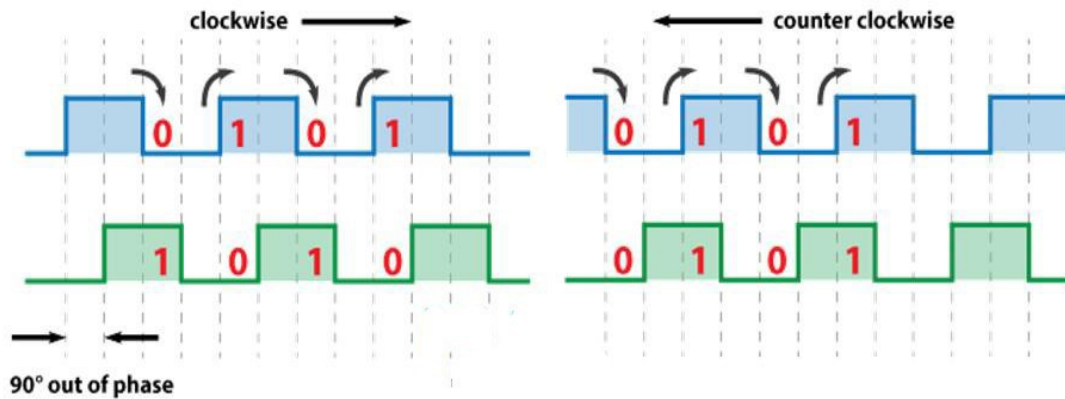
Είναι σημαντικό να διαχωρίζονται οι ψηφιακοί πολυπλέκτες από του αναλογικούς. Οι ψηφιακοί βγάζουν στην έξοδο μόνο καθαρά λογικά επίπεδα (0 και 1). Αντίθετα, οι αναλογικοί πολυπλέκτες αφήνουν το σήμα να περάσει αυτούσιο, χωρίς καμία επεξεργασία ή παραμόρφωση στην τάση [12].

Για τη σχεδίαση του Sampler επιλέχθηκε το ολοκληρωμένο κύκλωμα CD4051BE της εταιρίας Texas Instruments. Πρόκειται για έναν αναλογικό πολυπλέκτη οκτώ καναλιών, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την ανάγνωση των οκτώ sliders από τον Teensy. Η επιλογή αυτή έγινε για να αποφευχθεί η δέσμευση οκτώ ξεχωριστών αναλογικών εισόδων του Teensy, κάτι που θα περιόριζε τα διαθέσιμα pins για υπόλοιπες λειτουργίες του Sampler.

3.2.7 Rotary Encoder

Ο περιστροφικός κωδικοποιητής (Rotary Encoder) είναι ένα εξάρτημα που χρησιμοποιείται για να ανιχνεύει την περιστροφή ενός άξονα και να επιτρέπει στον χρήστη να ελέγχει διάφορες λειτουργίες μιας ηλεκτρονικής συσκευής, όπως η πλοήγηση σε μενού, αλλαγή παραμέτρων και ρύθμιση της έντασης ψηφιακά.

Ο Rotary Encoder λειτουργεί δημιουργώντας μια σειρά από ηλεκτρικούς παλμούς κατά την περιστροφή του άξονά του. Στο εσωτερικό του υπάρχουν δύο επαφές (κανάλια A και B), οι οποίες παράγουν τους παλμούς διαδοχικά με μικρή χρονική διαφορά. Ένας μικροελεγκτής παρακολουθεί τη σειρά με την οποία εμφανίζονται οι παλμοί από τα δύο κανάλια και έτσι μπορεί να αναγνωρίσει τόσο τη φορά περιστροφής (δεξιόστροφη ή αριστερόστροφη) καθώς και τον αριθμό των βημάτων που πραγματοποιήθηκαν. Με βάση την φορά και τα βήματα εκτελεί την αντίστοιχη λειτουργία. Επιπλέον, υπάρχουν και Rotary encoders με ενσωματωμένο κουμπί (Push Button) για απευθείας επιλογή μια παραμέτρου. Στο σχήμα 3.3 φαίνεται η διάφορα φάσης των παλμών για την δεξιόστροφη (CW) και αριστερόστροφη (CCW) φορά ενός Rotary Encoder. [11] [48]



Σχήμα 3.3. Μέτρηση διαφοράς φάσης παλμών ενός Rotary Encoder [1]

Για τις ανάγκες του Sampler ο Rotary Encoder που επιλέχθηκε είναι ο EC12E24204A8 της εταιρίας Alps Alpine (Εικόνα 3.4). Ο EC12E24204A8 είναι ένας αυξητικός (incremental) rotary encoder, ο οποίος διαθέτει δύο κανάλια εξόδου (A και B), τα οποία παράγουν παλμούς τετραγωνικής κυματομορφής (quadrature). Το συγκεκριμένο μοντέλο παράγει 24 παλμούς ανά πλήρη περιστροφή (24 PPR) και διαθέτει 24 διακριτές θέσεις (detents). [69]



Εικόνα 3.3 Alps Alpine EC12E24204A8

3.2.8 Οθόνη (Display)

Η οθόνη που επιλέχθηκε για την διπλωματική εργασία είναι η Gravity V2.0 της εταιρίας DFRobot (Εικόνα 3.4). Πρόκειται για μια οθόνη υγρών κρυστάλλων (LCD), η οποία μπορεί να εμφανίσει 2 γραμμές των 16 χαρακτήρων (16×2). Επιπλέον, διαθέτει οπίσθιο φωτισμό RGB (RGB Backlight), παρέχοντας τη δυνατότητα αλλαγής του χρώματος φωτισμού.

Το πρωτόκολλο επικοινωνίας που χρησιμοποιεί η οθόνη είναι I2C γεγονός που επιτρέπει τη σύνδεσή της με έναν μικροελεγκτή χρησιμοποιώντας μόνο δύο γραμμές δεδομένων (SDA και SCL). Τα τεχνικά χαρακτηριστικά της οθόνης από την επίσημη ιστοσελίδα της DFRobot φαίνονται στον Πίνακα 3.10.



Εικόνα 3.4 DFRobot Gravity RGB 2x16 V2.0

Πίνακας 3.10 Τεχνικά Χαρακτηριστικά Gravity V2.0

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Τάση Λειτουργίας	3.3V - 5V
Ρεύμα Λειτουργίας	$\leq 60\text{mA}$
Εμφάνιση Οθόνης	16 x 2
Πρωτόκολλο Επικοινωνίας	I2C

3.2.9 Διακόπτες (Switches)

Οι διακόπτες αποτελούν βασικά στοιχεία εισόδου, καθώς επιτρέπουν στον χρήστη να αλληλεπιδρά με το σύστημα και να δίνει εντολές. Η λειτουργία τους βασίζεται στο άνοιγμα ή το κλείσιμο μιας ηλεκτρικής επαφής, με αποτέλεσμα τη μεταβολή του σήματος που ανιχνεύει ο μικροελεγκτής. Με αυτόν τον τρόπο κάθε πίεση ενός διακόπτη μπορεί να αντιστοιχιστεί σε μια συγκεκριμένη ενέργεια.

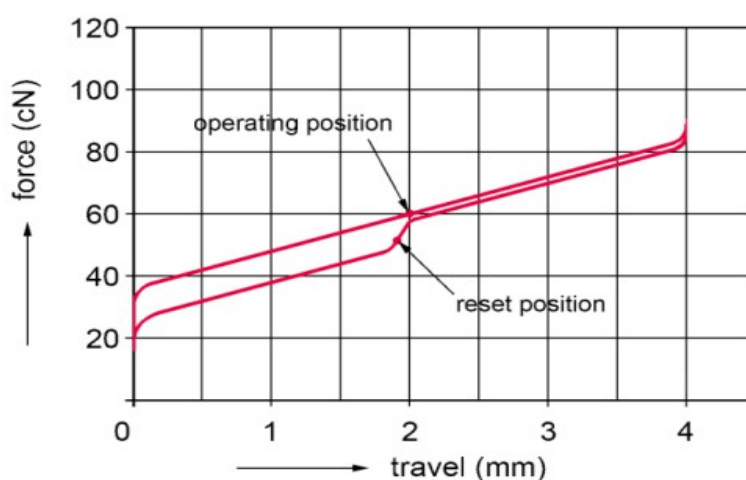


Εικόνα 3.5 Cherry MX1A-IINN

Κεφάλαιο 3ο

Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκαν δύο τύποι διακοπών. Οι διακόπτες αφής (Tact Switches) 12*12mm με τέσσερις ακροδέκτες οι οποίοι χρησιμοποιούνται για την επιλογή λειτουργιών και τον έλεγχο του συστήματος, και οι μηχανικοί διακόπτες Cherry MX1A-11NN (εικόνα 3.5), οι οποίοι χρησιμοποιούνται ως Drum Buttons.

Ο λόγος που επιλέχθηκαν οι συγκεκριμένοι μηχανικοί διακόπτες ως Drum Buttons είναι η ομαλή και αθόρυβη λειτουργία τους. Οι συγκεκριμένοι διακόπτες προσφέρουν γραμμική κίνηση με μικρή απαιτούμενη δύναμη πίεσης, κάτι που τους καθιστά κατάλληλους για εφαρμογές όπου απαιτούνται γρήγορες και επαναλαμβανόμενες πιέσεις, όπως η πυροδότηση (Triggering) ήχων, προσφέροντας παράλληλα καλύτερη αίσθηση κατά τη χρήση. Στο σχήμα 3.4 φαίνεται η καμπύλη δύναμης ενεργοποίησης (Force-Travel Curve) . Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως δεν έχουν όλα τα μοντέλα διακοπών Cherry την ίδια καμπύλη. Ανάλογα με χρώμα τους έχουν διαφορετικές αποκρίσεις.



Σχήμα 3.4. Καμπύλη δύναμης ενεργοποίησης Cherry MX1A-11NN [70]

3.3 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύθηκαν τα βασικά εξαρτήματα τα οποία επιλέχθηκαν για την υλοποίηση του Sampler, καθώς ο λόγος επιλογής του καθενός. Επιπλέον, παρατέθηκαν τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά τους, καθώς και σχήματα που διευκολύνουν την κατανόηση της λειτουργίας τους . Αξίζει να σημειωθεί ότι δεν παρουσιάστηκαν όλα τα εξαρτήματα που χρησιμοποιήθηκαν στην κατασκευή αλλά μόνο τα σημαντικότερα . Στο κεφάλαιο 4 που αφορά την σχεδίαση του υλικού και θα αναλυθούν τα κυκλώματα, θα γίνει αναφορά και στα υπόλοιπα εξαρτήματα.

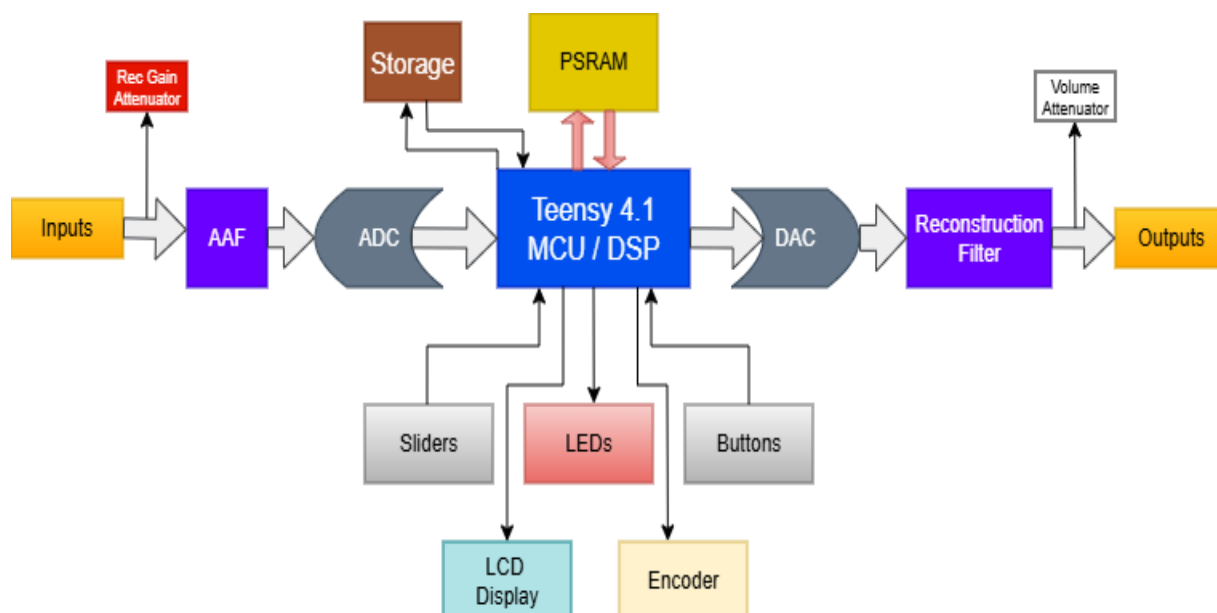
Κεφάλαιο 4ο : Σχεδιασμός Υλικού (Hardware Deisgn)

4.1 Εισαγωγή

Αντικείμενο αυτού του κεφαλαίου αποτελεί η σχεδίαση και η υλοποίηση του υλικού μέρους (hardware) του συστήματος στο οποίο αναφέρεται η παρούσα διπλωματική εργασία. Αρχικά, στην υποενότητα 4.1 περιγράφεται η αρχιτεκτονική σύμφωνα με την οποία σχεδιάστηκε το σύστημα. Στη συνέχεια, οι επόμενες υποενότητες εστιάζουν στην επεξήγηση και ανάλυση όλων των επιμέρους κυκλωματικών βαθμίδων του συστήματος (εισόδων, εξόδων, διεπαφής και τροφοδοσίας). Τέλος, η υποενότητα 4.7 περιλαμβάνει τη σχεδίαση των τυπωμένων κυκλωμάτων (Printed Circuit Board – PCB) .

4.2 Αρχιτεκτονική

Στο Σχήμα 4.1 φαίνεται το Block διάγραμμα της αρχιτεκτονικής του Sampler-Sequencer. Όπως φαίνεται στο διάγραμμα το αναλογικό σήμα εισέρχεται από τις εισόδους (Inputs) και μέσω του εξασθενητή Rec Gain ρυθμίζεται η ένταση του στα επιθυμητά επίπεδα. Τον εξασθενητή ακολουθεί το Anti-Aliasing φίλτρο (AAF) με σκοπό να περιοριστεί το φαινόμενο αναδίπλωσης και τέλος το σήμα καταλήγει στον ADC (MCP3202) ώστε να πραγματοποιηθεί η δειγματοληψία. Το πλέον ψηφιακό σήμα μέσω του Teensy 4.1 αποθηκεύεται στην μνήμη RAM (PSRAM) η οποία στον Teensy του συστήματος είναι 16MB (2 x 8MB PSRAM ICs). Τα δείγματα όπως φαίνεται στο σχήμα μπορούν να ανακαλεστούν οποιαδήποτε στιγμή από την μνήμη RAM ώστε να υποστούν ψηφιακή επεξεργασία η αναπαραγωγή. Από πλευράς διεπαφής του συστήματος με το χρήστη, το σύστημα διαθέτει κουμπιά, Sliders, ενδεικτικά LEDs, και οθόνη LCD, και ο Roraty encoder για αλλαγές τιμών.



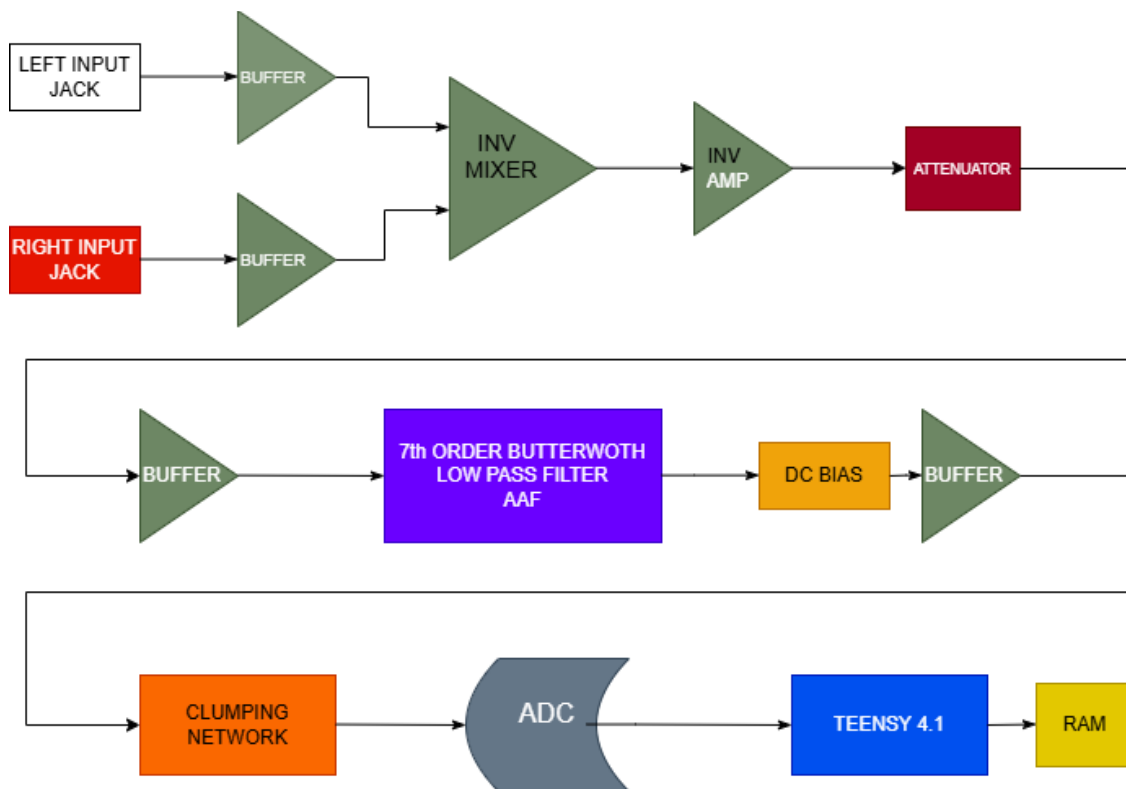
Σχήμα 4.1 Block διάγραμμα του S9300

Στη δεξιά πλευρά του σχήματος φαίνεται ο DAC (MCP4922), ο οποίος θα μετατρέψει το ψηφιακό σήμα σε αναλογικό. Τον DAC ακολουθεί το φίλτρο αναδόμησης (Reconstruction Filter) το οποίο έχει σκοπό να ομαλοποιήσει το κβαντισμένο σήμα (σκαλοπάτια), ώστε να φτάσει ακέραιο στις εξόδους. Πριν από τις εξόδους υπάρχει ο εξασθενητής Volume Attenuator, ώστε να ρυθμίζεται η ένταση εξόδου. Τέλος, για τη μόνιμη αποθήκευση των δειγμάτων και των ρυθμίσεων του χρήστη μετά την απενεργοποίηση της συσκευής, χρησιμοποιείται μια κάρτα SD (Storage), η οποία διαθέτει αμφίδρομη επικοινωνία δεδομένων με τον Teensy.

Έχοντας αναλύσει τη γενική αρχιτεκτονική δομή του συστήματος, στις ενότητες που ακολουθούν παρουσιάζεται η αναλυτική περιγραφή και η σχεδίαση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων για κάθε επιμέρους βαθμίδα της συσκευής.

4.3 Κυκλώματα Εισόδων (Inputs)

Στην ενότητα αυτή πραγματοποιείται η ανάλυση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων της βαθμίδας εισόδου, καλύπτοντας τη διαδρομή του αναλογικού σήματος από τους ακροδέκτες εισόδου έως και τον μετατροπέα ADC. Αρχικά, παρουσιάζεται το λεπτομερές Block διάγραμμα (Σχήμα 4.2) όλων των επιμέρους βαθμίδων και στη συνέχεια ακολουθεί η βήμα προς βήμα ανάλυση της σχεδίασης κάθε κυκλώματος ξεχωριστά.

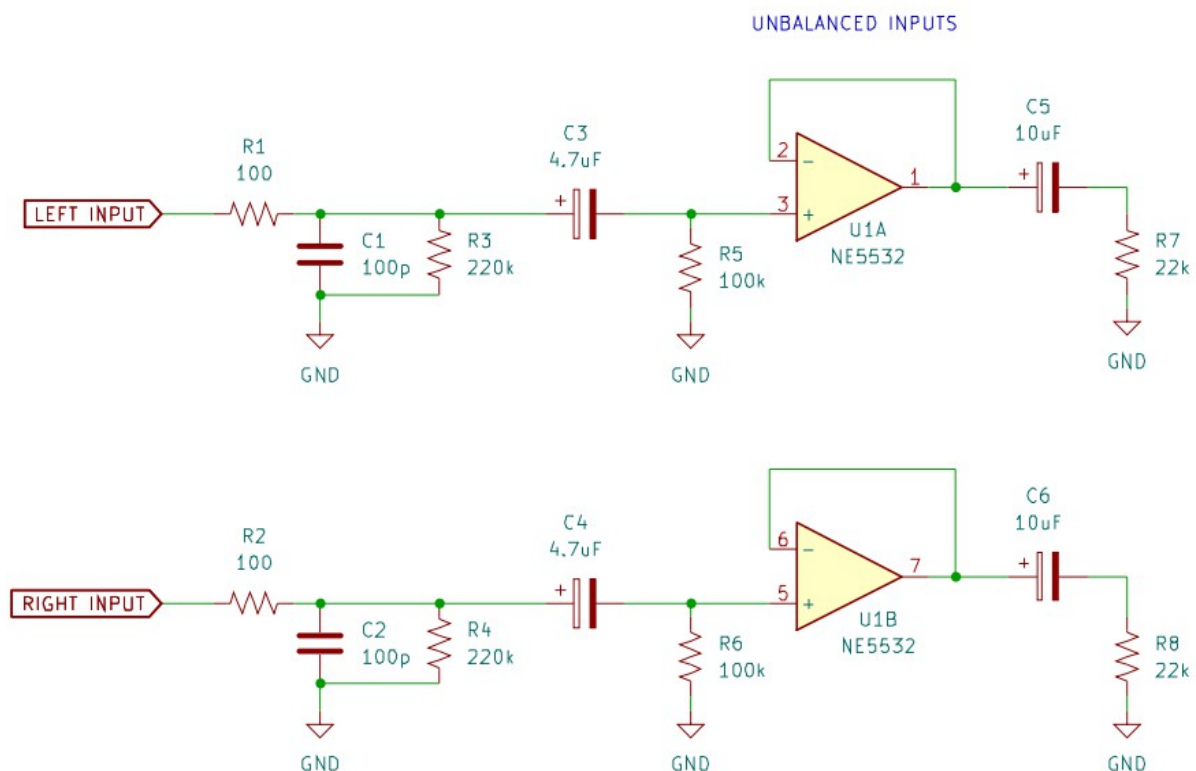


Σχήμα 4.2 Block Διάγραμμα διαδρομής σήματος Εισόδων ως ADC

Αρχικά, το αναλογικό σήμα από τις εισόδους Left/Right οδηγείται σε buffers για την προσαρμογή της εμπέδησης και την αποφυγή εξασθένησης του σήματος. Στη συνέχεια μέσω του αναστέφον μίκτη το σήμα γίνεται μονοφωνικό, και λόγω του ότι στο μίκτη διπλασιάζεται η έξοδος, ακολουθεί ένας αναστρέφον ενισχυτής με κέρδος $A=0.5$ ώστε να φέρει το σήμα στο αρχικό εύρος.

Επιπλέον, υπάρχει ο εξασθενητής ώστε να ρυθμίζεται χειροκίνητα το Rec Gain. Ακολούθως, το σήμα απομονώνεται μέσω ενός ενδιάμεσου buffer, διέρχεται από ένα αναλογικό βαθυπερατό φίλτρο Butterworth 7ης τάξης (Anti-Aliasing Filter) για την εξάλειψη των ανεπιθύμητων υψηλών συχνοτήτων και δέχεται μια μετατόπιση συνεχούς τάσης (DC Bias) ώστε να κυμαίνεται αποκλειστικά σε θετικές τιμές καθώς ο MCP3202 μέσω εντολής λειτουργεί ως Single-Ended. Ένας τελευταίος buffer απομονώνει το σήμα πριν το κύκλωμα περιορισμού (Clamping Network) το οποίο προστατεύει τα επόμενα στάδια από υπερτάσεις. Τέλος, το διαμορφωμένο αναλογικό σήμα οδηγείται στον μετατροπέα ADC, ο οποίος στέλνει τα ψηφιακά δείγματα στον μικροελεγκτή Teensy 4.1 για την τελική επεξεργασία και αποθήκευση των δεδομένων στη μνήμη RAM.

4.3.1 Unbalanced Inputs



Σχήμα 4.3 Unbalanced Inputs

Η σχεδίαση των εισόδων του συστήματος περιλαμβάνει μη-ισορροπημένες εισόδους (Unbalanced), η άλλη επιλογή θα ήταν να χρησιμοποιηθούν ισορροπημένες εισόδους (Balanced). Η βασική διαφορά βρίσκεται στον τρόπο μεταφοράς του σήματος και στην ανθεκτικότητά τους στον εξωτερικό θόρυβο. Οι μη ισορροπημένες (unbalanced) γραμμές χρησιμοποιούν δύο αγωγούς, έναν για το σήμα και έναν για τη γείωση.

Αντίθετα, οι ισορροπημένες (balanced) γραμμές ενσωματώνουν δύο ανεξάρτητους αγωγούς σήματος και έναν τρίτο για τη θωράκιση. Με τη χρήση ενός διαφορικού ενισχυτή στην είσοδο του δέκτη, οποιοσδήποτε εξωτερικός θόρυβος αντιμετωπίζεται ως κοινό σήμα (common-mode) και εξουδετερώνεται αυτόματα μέσω της μαθηματικής αφαίρεσης των δύο γραμμών. [14] [49]

Κεφάλαιο 4

Στο Σχήμα 4.3 απεικονίζεται το κύκλωμα των δύο καναλιών εισόδου. Τα δύο κανάλια είναι πανομοιότυπα, θα αναλυθεί το αριστερό κανάλι (Left Input). Ο τελεστικός ενισχυτής NE5532 (U1) λειτουργεί σαν ακόλουθος τάσης (buffer) με κέρδος $A = 1$. Η αντίσταση R1 και ο πυκνωτής C1 είναι ένα χαμηλοπερατό φίλτρο πρώτης τάξης (1st Order LPF) για την αποκοπή των εισερχόμενων RF προτού φτάσει στον τελεστικό και εισαχθεί στο σήμα.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 100\Omega \cdot 100\text{ pF}} = 15,92\text{ MHz} \quad (4.1)$$

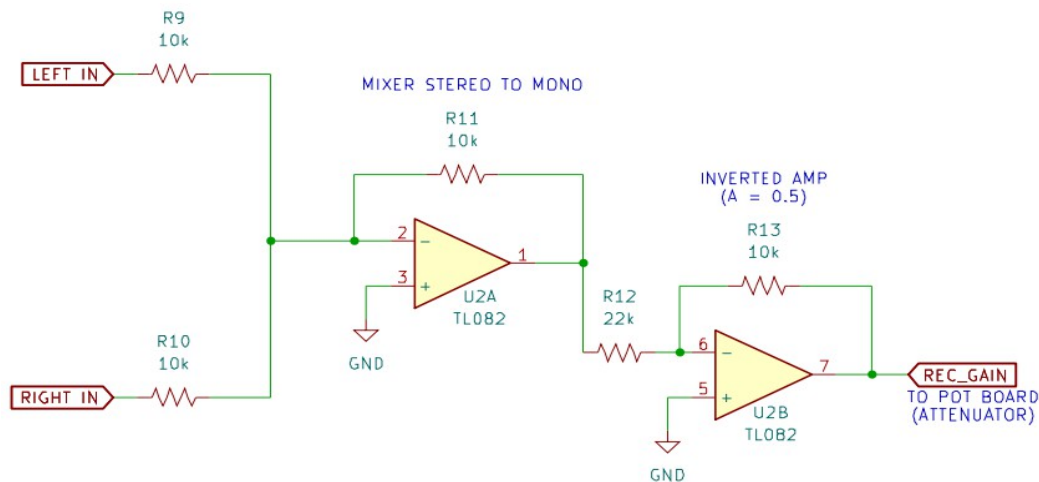
Η αντίσταση R1 πρέπει να είναι χαμηλή ώστε να κρατήσει χαμηλά το θόρυβο Johnson. Ο πυκνωτής C3 έχει τοποθετηθεί ως DC Block για να την αποκοπή των DC συνιστωσών, ενώ η R3 λειτουργεί ως αντίσταση αποστράγγισης του πυκνωτή C3, ώστε να αποφευχθούν ανεπιθύμητοι ήχοι καθώς αποσυνδεθεί και επανασυνδεθεί κάποιο καλώδιο. Η αντίσταση R5 χρησιμοποιείται ως αντίσταση πόλωσης της εισόδου του NE5532, και πρέπει να είναι υψηλή ώστε να κρατήσει την εμπέδηση εισόδου υψηλή.

Τέλος, ο πυκνωτής C5 και η αντίσταση R7 σχηματίζουν ένα High Pass φίλτρο καθώς οι τάσεις σφάλματος (offset voltages) είναι επαρκείς για να προκαλέσουν ανεπιθύμητους θορύβους σε μεταγενέστερα στάδια μεταγωγής. Η συχνότητα αποκοπής πρέπει να υπολογιστεί προσεκτικά καθώς θα επηρεάσει τις χαμηλές συχνότητες του ήχου [15].

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 22\text{ k}\Omega \cdot 10\mu\text{F}} = 0.7\text{ Hz} \quad (4.2)$$

4.3.2 Αθροιστής και αναστρέφων ενισχυτής

Το σήμα, μετά την έξοδο του από τις μη ισοροπημένες εισόδους (unbalanced inputs), οδηγείται σε έναν αναστρέφοντα αθροιστή, ο οποίος πραγματοποιεί τη μείξη των στερεοφωνικών καναλιών σε μονοφωνικό σήμα. Επειδή η διαδικασία της άθροισης διπλασιάζει το πλάτος του σήματος, ακολουθεί ένα στάδιο αναστρέφοντος ενισχυτή με απολαβή $A \sim 0,5$ (-6 dB), προκειμένου να αποκατασταθεί η στάθμη του σήματος στο αρχικό της επίπεδο. Στο σχήμα 4.4 φαίνεται το σχηματικό του κυκλώματος.



Σχήμα 4.4 Αθροιστής και αναστρέφων ενισχυτής

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, ο αθροιστής χρησιμοποιείται για την μείξη των δύο καναλιών σε ένα μονοφωνικό. Αυτό θα μπορούσε να υλοποιηθεί παθητικά με τη χρήση δύο απλών αντιστάσεων που καταλήγουν σε έναν κοινό κόμβο. Η μέθοδος όμως αυτή παρουσιάζει το μειονέκτημα πως η μεταβολή της στάθμης ενός καναλιού επηρεάζει άμεσα και το άλλο κανάλι. Για το λόγο αυτό η καλύτερη επιλογή είναι η μείξη των καναλιών μέσω του αναστρέφοντα ενισχυτή. Επειδή η μη-αναστρέφουσα είσοδος είναι γειωμένη, από τις ιδιότητες των τελεστικών ενισχυτών, η αναστρέφουσα λειτουργεί ως εικονική γείωση (virtual ground) μηδενικής εμπέδησης. Αυτός ο κόμβος σταθερού δυναμικού απομονώνει πλήρως τα σήματα εισόδου, αποτρέποντας κάθε μεταξύ τους αλληλεπίδραση κατά την άθροιση [14] [16].

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα U2A το οποίο είναι ο τελεστικός TL082 λειτουργεί ως αναστρέφων μίκτης. Η αντιστάσεις R9 και R10 λειτουργούν ως βάρη και καθορίζουν κατά πόσο η κάθε είσοδος συμμετέχει στο σήμα της εξόδου. Η τάση εξόδου υπολογίζεται :

$$V_{out} = -\left(\frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 + \frac{R_f}{R_2} \cdot V_2\right) = V_{out} = -R_{11} \cdot \left(\frac{V_{LEFT IN}}{R_9} + \frac{V_{RIGHT IN}}{R_{10}}\right) \quad (4.3)$$

Αφού R9=R10=R11, η τάση εξόδου είναι ίση με -(VLEFT IN + VRIGHT IN) το οποίο κατά την μείξη των δύο καναλιών θα δίνει ως έξοδο το διπλάσιο σήμα ανεστραμμένο κατά 180°.

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα U2B λειτουργεί ως αναστρέφων ενισχυτής με κέρδος A ~ 0.5 (-6dB), έχει ως στόχο να επαναφέρει την στάθμη του σήματος στο αρχικό της επίπεδο. Επιπλέον, επαναφέρει και τη φάση του σήματος κάτι που στις περισσότερες εφαρμογές ήχου δεν έχει ιδιαίτερη σημασία. Το κέρδος του αναστρέφων ενισχυτή υπολογίζεται :

$$A = \frac{-R_f}{R_i} = \frac{-10k\Omega}{22k\Omega} = 0.454 \quad (4.4)$$

Για τον υπολογισμό του κέρδους σε dB χρησιμοποιείται η σχέση :

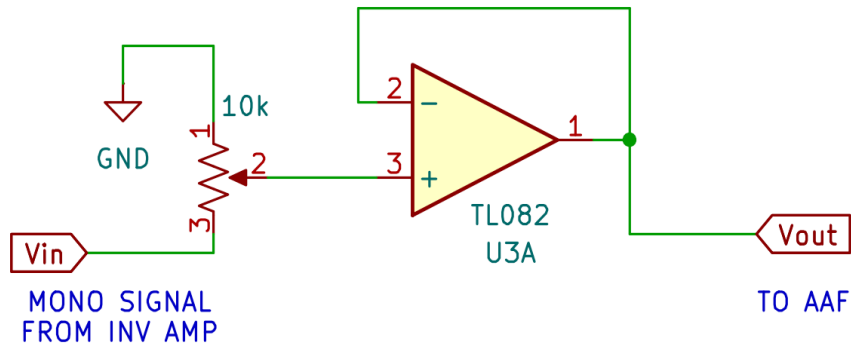
$$A_{(dB)} = 20 \cdot \log_{10}(0.454) \approx -6.86 \text{ dB} \quad (4.5)$$

4.3.3 Εξασθενητής (Attenuator)

Η ρύθμιση της τάσης του σήματος εισόδου γίνεται με ένα λογαριθμικό ποτενσιόμετρο. Αν το σήμα είναι μονοφωνικό θα χρειαστεί Signle-band ποτενσιόμετρο, αν το σήμα είναι στερεοφωνικό θα χρειαστεί Dual-Band ποτενσιόμετρο. Επισημαίνεται ότι στην πραγματική διάταξη του συστήματος, τα δύο ποτενσιόμετρα είναι τοποθετημένα σε ανεξάρτητη πλακέτα (PCB). Κατά συνέπεια, το σήμα από την έξοδο του U2B οδηγείται σε έναν κονέκτορα μέσω του οποίου συνδέεται με τη πλακέτα των ποτενσιομέτρων, ενώ το που επιστρέφει οδηγείται στη συνέχεια στο στάδιο απομόνωσης (Buffer) U3A της κύριας πλακέτας (ADC/DAC Board).

Κεφάλαιο 4

Στο σχηματικό διάγραμμα (Σχήμα 4.5) το ποτενσιόμετρο απεικονίζεται ενιαία με τις υπόλοιπες βαθμίδες αποκλειστικά για λόγους κατανόησης, καθώς η λειτουργία του κυκλώματος παραμένει ίδια .



Σχήμα 4.5 Εξασθενητής και Buffer

Στην πράξη, το ποτενσιόμετρο δουλεύει σαν ένας απλός, κλασικός διαιρέτης τάσης που ελέγχει πόσο σήμα θα περάσει παρακάτω. Για να λειτουργεί σωστά, δηλαδή να δυναμώνει η ένταση όταν γυρνάει δεξιόστροφα, το σήμα εισόδου V_{in} συνδέθηκε στο pin 3 και γειώθηκε το pin 1. Έτσι, καθώς στρίβει δεξιά, ο δρομέας (pin 2) πλησιάζει προς το σήμα και η ένταση ανεβαίνει. Το σήμα αυτό καταλήγει στην είσοδο του Buffer U3A ο οποίος απομονώνει το ποτενσιόμετρο από το επόμενο στάδιο που είναι το Anti-Aliasing φίλτρο.

Επειδή ο Buffer έχει τεράστια αντίσταση στην είσοδό του και σχεδόν μηδενική στην έξοδό του, αποτρέπει το σήμα από το να εξασθενήσει ή να παραμορφωθεί λόγω των επόμενων κυκλωμάτων.

Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι, για λόγους ομοιομορφίας χρησιμοποιούνται παντού διπλά ποτενσιόμετρα (*RK09L12D0A1W*) ακόμα και εκεί που το σήμα είναι μονοφωνικό, όπως το παραπάνω κύκλωμα. Στο στερεοφωνικό κομμάτι των εξόδων, το ποτενσιόμετρο ελέγχει κανονικά και τα δύο κανάλια. Στο μονοφωνικό κομμάτι, απλώς ενώθηκαν τα ίδια pin μεταξύ τους.

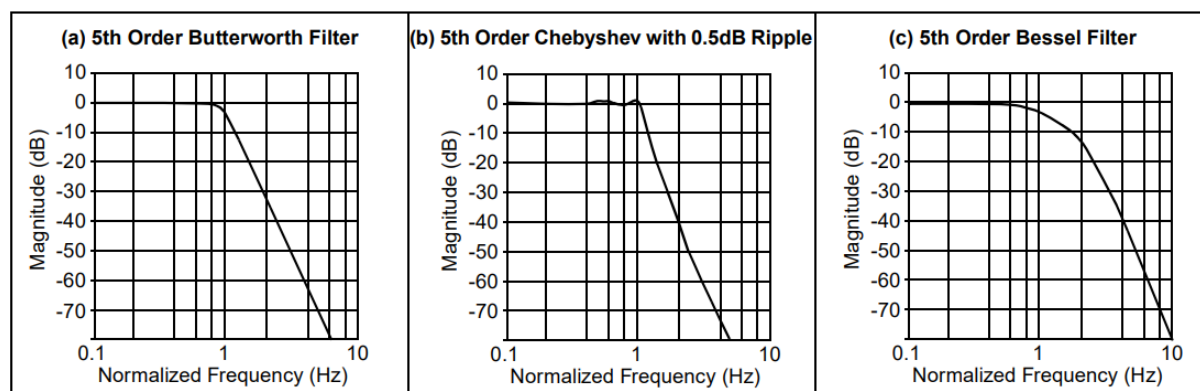
4.3.4 Anti-Aliasing Filter

Στα σύστημα που πραγματοποιούν δειγματοληψία , τα αναλογικά βαθυπερατά φίλτρα (Low Pass Filters - LPF) χρησιμοποιούνται ως φίλτρα anti-aliasing πριν από τη μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό. Σκοπός τους είναι να αποκόπτουν τις υψηλές συχνότητες που βρίσκονται πάνω από το μισό της συχνότητας δειγματοληψίας ($F_s/2$) ώστε αυτές να μην αναδιπλωθούν (fold back) μέσα στη ζώνη συχνοτήτων που προορίζεται να λειτουργεί το σύστημα.

Οι τρεις πιο δημοφιλείς τύποι φίλτρων που χρησιμοποιούνται είναι τα Butterworth, Chebyshev και Bessel. Κάθε τύπος φίλτρου έχει πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα ανάλογα με την συμπεριφορά του στο πεδίο συχνότητας.

Τα φίλτρα Butterworth είναι τα πιο δημοφιλή καθώς προσφέρουν επίπεδη απόκριση (flat response) στη ζώνη διέλευσης χωρίς κυμάτωση (Ripple), αλλά για να γίνει απότομη η κλίση του πρέπει να είναι υψηλής τάξης. Αντίθετα, το φίλτρο Chebyshev επιτυγχάνει την πιο απότομη εξασθένιση στη ζώνη αποκοπής επιτρέποντας τη χρήση μικρότερης τάξης φίλτρου, αλλά εισάγει ανεπιθύμητη κυμάτωση και φαινόμενο ringing. Τέλος, το φίλτρο Bessel έχει πιο ομαλή αποκοπή αλλά εμφανίζει άριστη συμπεριφορά στο πεδίο του χρόνου προσφέροντας σταθερή χρονική καθυστέρηση (γραμμική φάση) και ελάχιστη παραμόρφωση, γεγονός που το καθιστά ιδανικό για σήματα με απότομους παλμούς.

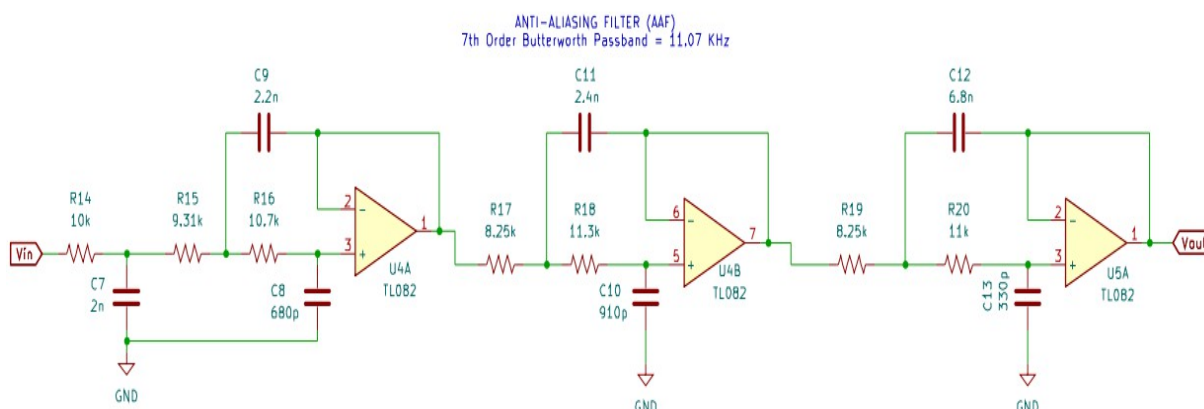
Στο σχήμα 4.6 φαίνεται η απόκριση των φίλτρων με βάση την κανονικοποιημένη συχνότητα (f/f_c), όπου η τιμή 1 αντιπροσωπεύει τη συχνότητα αποκοπής [25].



Σχήμα 4.6 Απόκριση φίλτρων α) Butterworth β) Chebyshev γ) Bessel [25]

Παρά το γεγονός ότι ο στόχος ενός φίλτρου AAF είναι να αποκόπτει όσο το δυνατόν με μεγαλύτερη αποτελεσματικότητα τις αναδιπλώσεις συχνοτήτων χωρίς να εμφανίζει ringing (ανεπιθύμητες ταλαντώσεις μετά από απότομες μεταβολές του σήματος) και καθυστερήσεις φάσης, πολλά μηχανήματα μουσικής παραγωγής όπως τα Samplers, είναι δημοφιλή μέχρι σήμερα για τον χαρακτηριστικό τους ήχο, γεγονός για το οποίο έπαιξε ρόλο και η θεωρητικά μη ιδανική σχεδίαση των φίλτρων προσέδιδε στο σήμα μια ακουστικό χαρακτήρα.

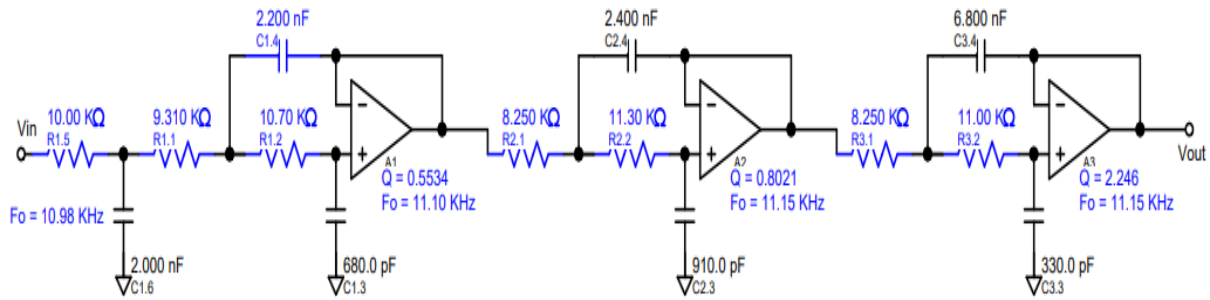
Μετά από δοκιμές διάφορων φίλτρων κατέληξα στην απόφαση για το Sampler μου να σχεδιάσω Anti-Aliasing φίλτρο τύπου Butterworth 7ης τάξης (7th Order Butterworth Low Pass Filter) τοπολογίας Sallen-Key όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7 όπου διακρίνεται μια βαθμίδα παθητικού RC 1ης τάξης (R14, C7), και τρεις βαθμίδες 2ης τάξης Sallen-Key με μοναδιαία ενίσχυση.



Σχήμα 4.7 AAF 7th Order Butterworth Passband = 11.07 kHz

Η σχεδίαση και ο υπολογισμός των στοιχείων του φίλτρου πραγματοποιήθηκαν με τη χρήση του λογισμικού Filter Solutions της εταιρείας Nuhertz, το σχηματικό διάγραμμα του οποίου αποτυπώνεται στο Σχήμα 4.8. Για την πρακτική υλοποίηση του κυκλώματος, επιλέχθηκαν εμπορικά διαθέσιμες τιμές εξαρτημάτων, χρησιμοποιώντας πυκνωτές με ανοχή 5% και αντιστάσεις υψηλής ακρίβειας με ανοχή 1%.

Κεφάλαιο 4



Σχήμα 4.8 Nuhertz Filter Solutions 7th Order Butterworth Passband =11.07 kHz

Το Sampler έχει σχεδιαστεί να πραγματοποιεί δειγματοληψία 12bit /26.04 Khz. Αυτό σημαίνει ότι η συχνότητα Nyquist ισούται με το μισό της συχνότητας δειγματοληψίας.

$$f_{Nyquist} = \frac{F_s}{2} = \frac{26040}{2} = 13.02 \text{ kHz} \quad (4.6)$$

Η συχνότητα αποκοπής έχει επιλέχθηκε να είναι 0.85 φορές την συχνότητα Nyquist το οποίο ισούται με 11.07 Khz.

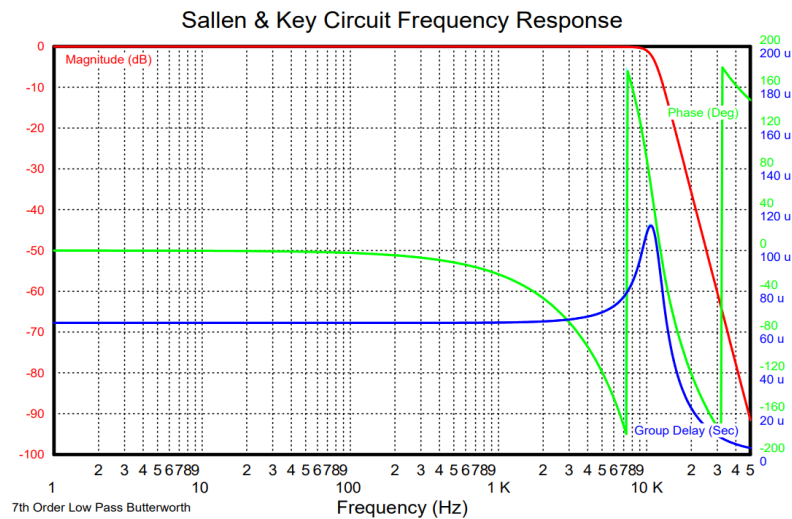
$$F_c = 0.85 \cdot F_{Nyquist} = 0.85 \cdot 13.02 = 11.07 \text{ kHz} \quad (4.7)$$

Λόγω της 7ης τάξης του φίλτρου η κλίσης της καμπύλης είναι 42dB ανά οκτάβα (42dB / oct). Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου φαίνονται συγκεντρωτικά στον Πίνακα 4.1 και στο Σχήμα 4.9 φαίνεται το διάγραμμα απόκρισης συχνότητας (frequency response) του φίλτρου.

Πίνακας 4.1 Τεχνικές Προδιαγραφές Δειγματοληψίας και AAF

Παράμετρος	Τιμή
Ανάλυση δειγματοληψίας	12 bit
Συχνότητα δειγματοληψίας	26.04 Khz
Συχνότητα Nyquist	13.02 Khz
Συχνότητα Αποκοπής Φίλτρου	11.07 Khz
Τάξη Φίλτρου	7ης Τάξης
Κλίση Εξασθένησης	42 dB / oct

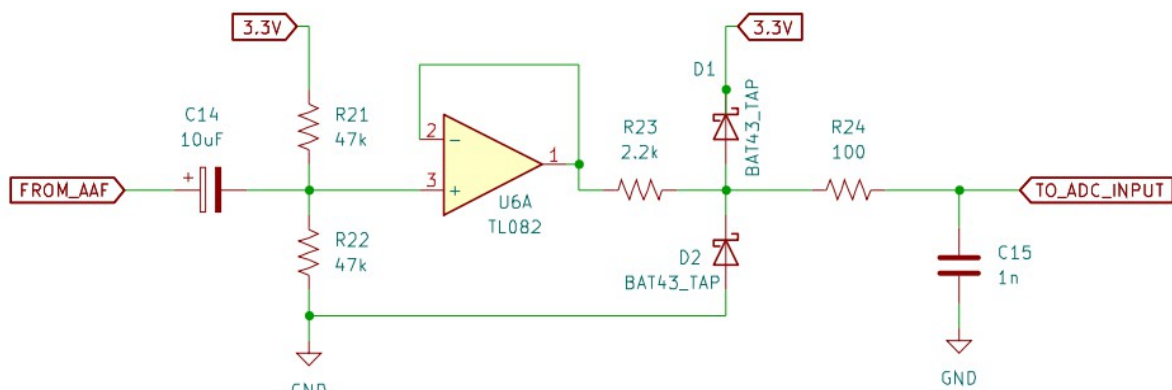
Η μπλε γραμμή του σχήματος 4.8 αντιπροσωπεύει την καθυστέρηση ομάδας (Group Delay) και δείχνει πόσο χρόνο καθυστερεί η κάθε συχνότητα να περάσει μέσα από το φίλτρο. Ενώ στις χαμηλές συχνότητες η καθυστέρηση είναι σταθερή, στο σημείο αποκοπής αυξάνεται κατακόρυφα. Αυτό σημαίνει ότι οι υψηλές συχνότητες βγαίνουν από το φίλτρο ελαφρώς πιο αργά από τις χαμηλές. Η συγκεκριμένη χρονική παραμόρφωση είναι που δίνει χαρακτηριστικό στα συστήματα παλαιότερων ετών που είχαν αναλογικά φίλτρα υψηλής τάξης όπως το E-mu SP1200. [50]



Σχήμα 4.9 Απόκριση συχνότητας AAF. *Magnitude (dB)*, *Phase (deg)*, *Group Delay (Sec)*

4.3.5 DC Bias & Clamping Diodes

Ο ADC MCP3202 που επιλέχθηκε για τη διπλωματική εργασία έχει τη δυνατότητα να λειτουργήσει τόσο σε Differential όσο και σε Single-Ended mode μέσω της κατάλληλης διαμόρφωσης των bits ελέγχου. Στην προκειμένη περίπτωση αποφασίστηκε η λειτουργία του σε Single-Ended mode, γεγονός που σημαίνει ότι η τάση του σήματος εισόδου πρέπει να κυμαίνεται αυστηρά εντός του εύρους από VSS (0V) έως VDD (3.3V). Η τάση των 3.3V επιλέχθηκε ως αναφορά καθώς ο μικροελεγκτής Teensy 4.1 λειτουργεί σε αυτή την τάση και οι εισοδοί του δεν είναι ανεκτικές σε τάσεις 5V. Επειδή το σήμα εισόδου είναι εναλλασσόμενο (AC) και περιλαμβάνει αρνητικές τιμές, κρίνεται απαραίτητη η χρήση ενός κυκλώματος DC Bias (Σχήμα 4.10) το οποίο ανυψώνει το σήμα κατά 1.65V ($V_{REF}/2$), σε αντίθετη περίπτωση αρνητικές ημιπερίοδοι του ήχου θα αποκόπτονταν πλήρως (clipping) παραμορφώνοντας το σήμα.



Σχήμα 4.10 DC Bias και Clamping Diodes

Κεφάλαιο 4

Η έξοδος του Anti-Aliasing φίλτρου, είναι η είσοδο στο DC Bias κύκλωμα. Αρχικά, ο πυκνωτής C14 (10μF) λειτουργεί ως πυκνωτής απόζευξης (AC coupling) αποκόπτοντας οποιαδήποτε DC συνιστώσα από το προηγούμενο στάδιο. Παράλληλα, ο C14 σε συνδυασμό με την ισοδύναμη παράλληλη αντίσταση των R21//R22 σχηματίζει ένα παθητικό υψηλοπερατό φίλτρο (High-Pass Filter) πρώτης τάξης. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου δεν πρέπει να επηρεάζει τις χαμηλές συχνότητες (μπάσα) του ηχητικού σήματος.

$$R_{eq} = \frac{R_{21} \cdot R_{22}}{R_{21} + R_{22}} = \frac{47 \text{ k}\Omega \cdot 47 \text{ k}\Omega}{47 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega} = 23.5 \text{ k}\Omega \quad (4.8)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{eq} \cdot C_{14}} = \frac{1}{2\pi \cdot 23.5 \text{ k}\Omega \cdot 10 \mu\text{F}} \approx 0.68 \text{ Hz} \quad (4.9)$$

Στη συνέχεια, ο διαιρέτης τάσης δημιουργεί μια συνεχή τάση αναφοράς ακριβώς στα 1.65V ($V_{DD}/2$), πάνω στην οποία προστίθεται το AC σήμα του ήχου. Το ανυψωμένο αυτό σήμα οδηγείται στο ακόλουθο τάσης (buffer) U6A. Ο buffer παρουσιάζει εξαιρετικά υψηλή αντίσταση εισόδου, αποτρέποντας το φαινόμενο φόρτωσης (loading effect) του διαιρέτη, ενώ παράλληλα εξασφαλίζει τη χαμηλή αντίσταση εξόδου που απαιτείται για την απομόνωση και τη σταθερή οδήγηση των επόμενων σταδίων.

$$V_{bias} = \frac{V_{DD} \cdot R_{22}}{R_{21} + R_{22}} = \frac{3.3 \text{ V} \cdot 47 \text{ k}\Omega}{47 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega} = 1.65 \text{ V} \quad (4.10)$$

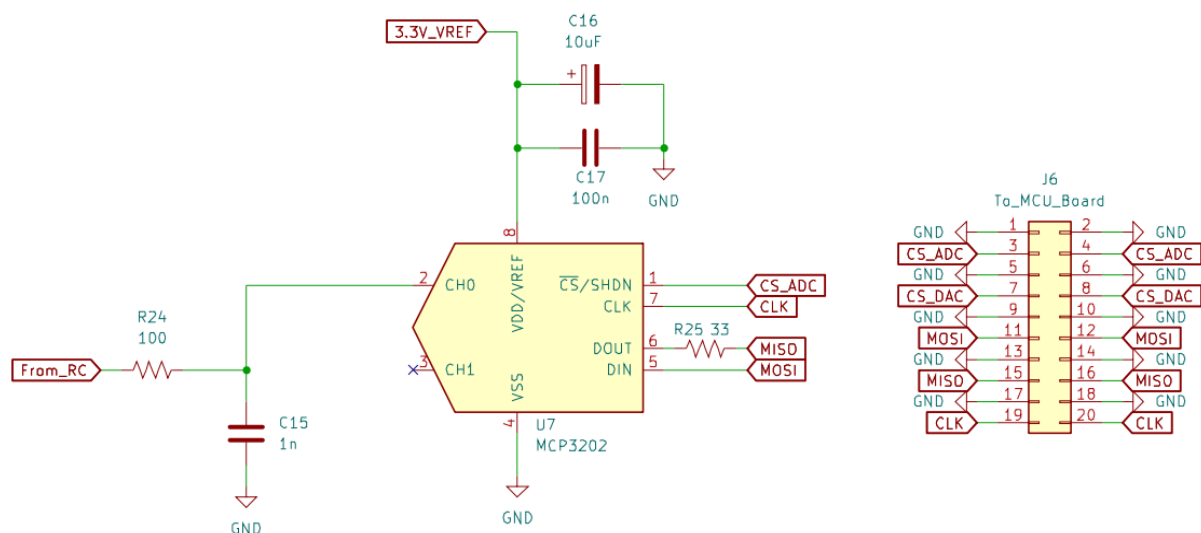
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.9 μετά το DC Bias κύκλωμα ακολουθεί ένα κύκλωμα προστασίας Clumping διόδων. Σκοπός του Clumping diodes κυκλώματος είναι να εξασφαλιστεί ότι η τάση εισόδου στον ADC δεν θα ξεπεράσει το ανώτερο όριο. Το κύκλωμα αυτό αποτελείται από την αντίσταση περιορισμού ρεύματος R23 και τις δύο διόδους BAT43 Schottky D1 και D2 συνδεδεμένες μεταξύ της τροφοδοσίας των 3.3V και της γείωσης GND. Ο λόγος που επιλέχθηκαν Schottky διόδοι είναι η χαμηλότερη τάση ορθής πόλωσης (0.3V-0.4V) σε σχέση με τις απλές διόδους με αποτέλεσμα οι διόδοι αυτές να άγουν πολύ ταχύτερα από τις εσωτερικές διόδους προστασίας του ADC. Έτσι, αν η τάση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή επιχειρήσει να ξεπεράσει τα 3.6V ($V_{dd} + V_f$) ή να πέσει κάτω από τα -0.3V ($-V_f$), η αντίστοιχη διάοδος πολώνεται ορθά και κλειδώνει (clamps) την τάση εντός ορίων [26].

Τέλος, το χαμηλοπερατό RC φίλτρο πρώτης τάξης που σχηματίζεται από την αντίσταση R24 και τον πυκνωτή C15 τοποθετείται ακριβώς πριν από την είσοδο του ADC με σκοπό την απόσβεση των μεταβατικών φαινομένων charge kickback που προκαλούνται από τη μεταγωγή των εσωτερικών πυκνωτών του ADC κατά τη φάση δειγματοληψίας [27].

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{24} \cdot C_{15}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100\Omega \cdot 1 \cdot 10^{-9} \text{ F}} \approx 1.59 \text{ MHz} \quad (4.11)$$

4.3.6 Είσοδος του σήματος στον ADC

Πλέον το αναλογικό σήμα έχει περάσει από όλα τα κυκλώματα οδήγησης και έφτασε στην είσοδο του ADC ώστε να ψηφιοποιηθεί και να αποσταλεί στον Teensy. Στο σχήμα 4.11 φαίνεται η συνδεσμολογία του ADC στο κύκλωμα.



Σχήμα 4.11 Συνδεσμολογία ADC

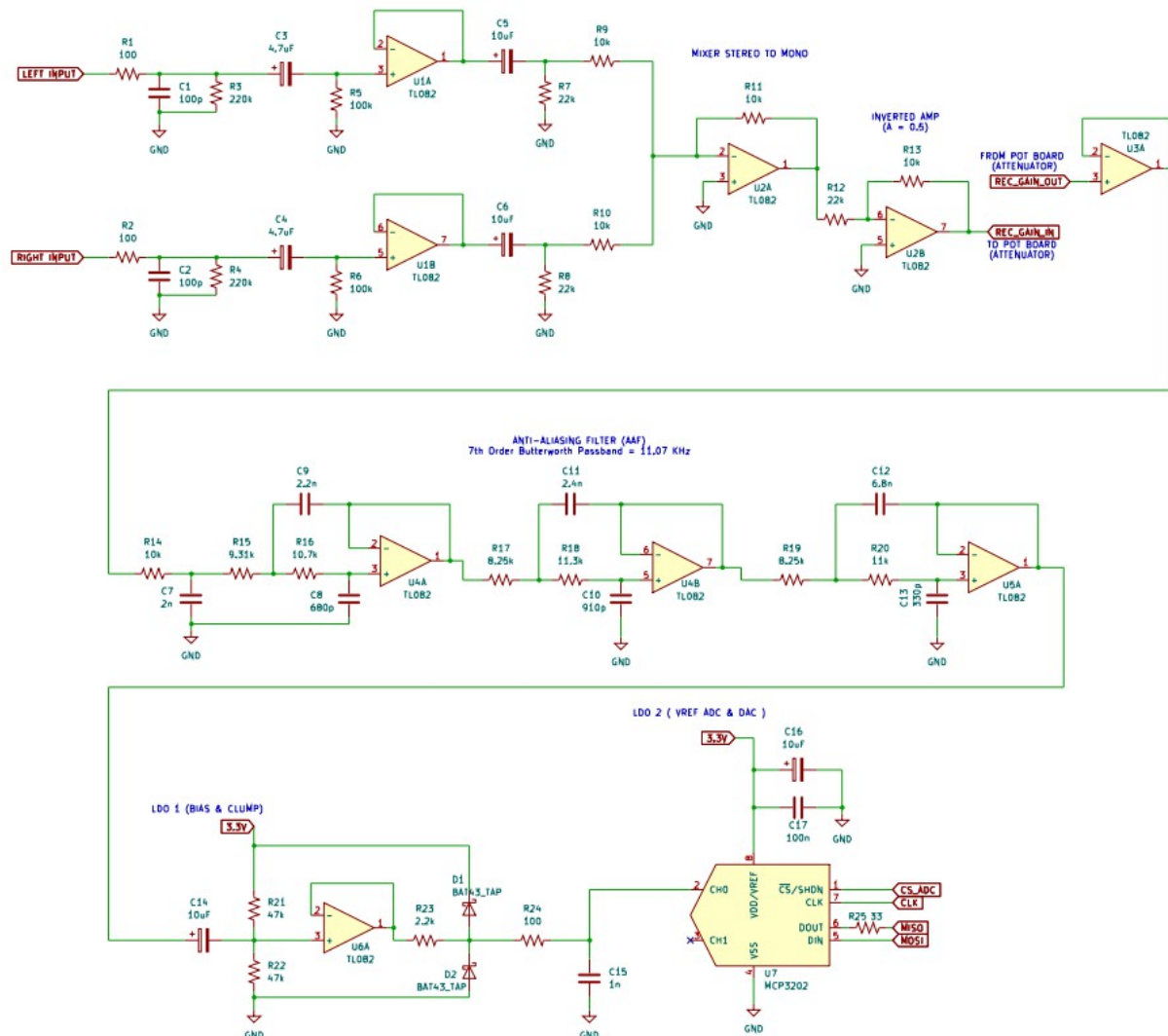
Ως αναλογική είσοδος χρησιμοποιείται το Pin 2 (CH0), ενώ το Pin 3 (CH1) παραμένει ασύνδετο καθώς δεν χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη σχεδίαση. Το Pin 8 (Vdd) αποτελεί την τροφοδοσία του ADC και ταυτόχρονα την τάση αναφοράς του (Vref), καθώς αυτές είναι εσωτερικά βραχυκυκλωμένες, ενώ το Pin 4 (Vss) συνδέεται στη γείωση του κυκλώματος. Οι πυκνωτές C16 και C17 τοποθετούνται σύμφωνα με τις προδιαγραφές του κατασκευαστή [59] του MCP3202 και λειτουργούν ως πυκνωτές απόζευξης (decoupling capacitors). Τέλος, τα Pins 1, 5, 6 και 7 είναι τα SPI Pins μέσω των οποίων πραγματοποιείται η ψηφιακή επικοινωνία με τον μικροελεγκτή Teensy 4.1.

Πιο συγκεκριμένα, το Pin 1 (CS) είναι η είσοδος επιλογής ολοκληρωμένου (Chip Select / Shutdown). Μέσω αυτής, ο Teensy 4.1 ενεργοποιεί τον μετατροπέα θέτοντας τη γραμμή σε λογικό 0 (Low), ενώ παράλληλα η μετάβαση αυτή σηματοδοτεί την έναρξη της δειγματοληψίας. Το Pin 7 (CLK) αποτελεί την είσοδο του ρολογιού συγχρονισμού (Serial Clock), το οποίο καθορίζει τον ρυθμό μεταφοράς των δεδομένων και παρέχεται από τον master (Teensy 4.1). Το Pin 5 (Din) είναι η είσοδος δεδομένων (Data In) η οποία συνδέεται με τη γραμμή MOSI (Master Out Slave In) του μικροελεγκτή και χρησιμοποιείται για την αποστολή των bit διαμόρφωσης (configuration bits) προς τον ADC. Τέλος, το Pin 6 (Dout) είναι η έξοδος δεδομένων (Data Out), η οποία συνδέεται με τη γραμμή MISO (Master In Slave Out) του Teensy 4.1, και μέσω αυτής ο μετατροπέας επιστρέφει το ψηφιοποιημένο αποτέλεσμα της 12-bit μετατροπής.

Κεφάλαιο 4

Στο σχήμα 4.10 φαίνεται και η αντίσταση R25 η οποία τοποθετείται για να επιβραδύνει τα απότομα μέτωπα του ψηφιακού σήματος και να αποσβέσει τις μεταβατικές ταλαντώσεις (ringing). Με αυτόν τον τρόπο, μειώνεται ο θόρυβος που προκαλείται στις διπλάνες γραμμές της πλακέτας (crosstalk) και προστατεύεται η καθαρότητα του σήματος [51]. Οι Termination αντιστάσεις τοποθετούνται όσο πιο κοντά στο Pin το οποίο εκπέμπει το σήμα. Έτσι στη συνέχεια στην παρουσίαση των πλακετών, θα φανεί η ότι αντίσταση έχει τοποθετηθεί κοντά στο MISO στην πλακέτα ADC/DAC, ενώ οι υπόλοιπες SPI termination αντιστάσεις έχουν τοποθετηθεί κοντά στα SPI pins του Teensy στην πλακέτα MCU, καθώς σε εκείνες τις γραμμές ο μικροελεγκτής λειτουργεί ως πομπός.

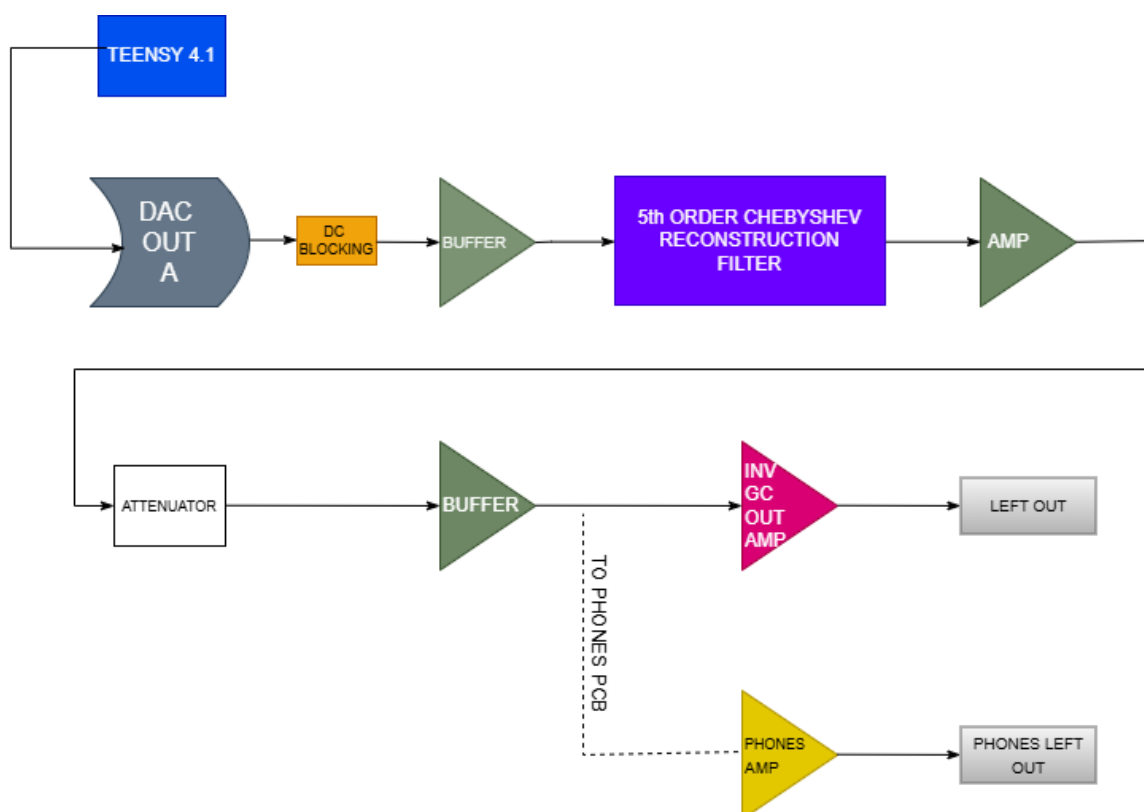
Το σήμα πλέον έχει ψηφιοποιηθεί και αποστέλλεται στη πλακέτα του μικροελεγκτή Teensy 4.1, μέσω τον Connector (To_MCU_Board). Πρέπει να σημειωθεί ότι από τον ίδιο Connector ο ADC λαμβάνει τα σήματα από τον Teensy. Στο σχήμα 4.12 φαίνεται ολόκληρο το κύκλωμα από τις εισόδους ως τον ADC. Επιπλέον, για να είναι ευδιάκριτα τα κυκλώματα έχουν αφαιρεθεί οι Decoupling πυκνωτές από τους τελεστικούς καθώς και οι τροφοδοσίες, οι οποίες θα αναφερθούν σε επόμενη ενότητα.



Σχήμα 4.12 Ολόκληρο το κύκλωμα από τις εισόδους ως τον ADC.

4.4 Κυκλώματα Εξόδων (Outputs)

Στην ενότητα αυτή πραγματοποιείται η ανάλυση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων της βαθμίδας εξόδου, καλύπτοντας τη διαδρομή του σήματος από τον μετατροπέα DAC έως τις αναλογικές εξόδους. Αρχικά, παρουσιάζεται το λεπτομερές Block διάγραμμα (Σχήμα 4.13) όλων των επιμέρους βαθμίδων και στη συνέχεια ακολουθεί η βήμα προς βήμα ανάλυση της σχεδίασης κάθε κυκλώματος ξεχωριστά.



Σχήμα 4.13 Block Διάγραμμα μονοπατιού σήματος της εξόδου του αριστερού καναλιού

Στο Σχήμα 4.13 απεικονίζεται το Block διάγραμμα του μονοπατιού του σήματος από τον DAC έως τις εξόδους (Main outs και Phones) μόνο για το αριστερό κανάλι, καθώς το δεξί κανάλι είναι ακριβώς το ίδιο.

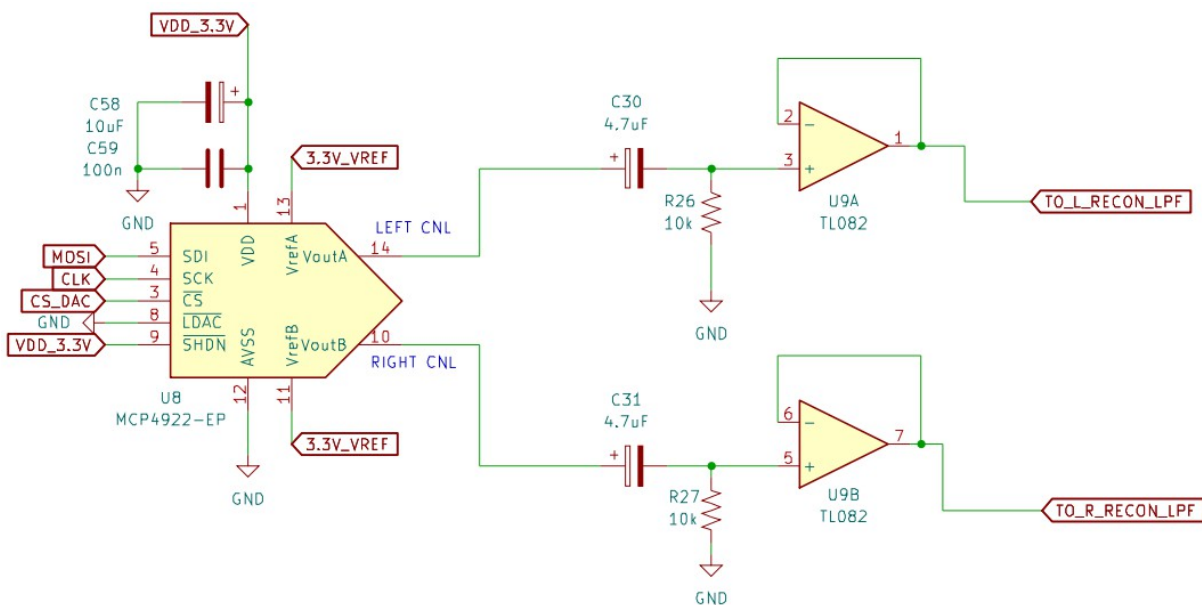
Αρχικά, ο Teensy 4.1 στέλνει το ψηφιακό σήμα στον DAC ο οποίος το μετατρέπει σε αναλογικό. Στη συνέχεια παρεμβάλλεται ένας πυκνωτής DC blocking ο οποίος απομακρύνει τη DC συνιστώσα και επαναφέρει το σήμα γύρω από το 0V καθώς όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, το σήμα ήταν μετατοπισμένο κατά 1,65V λόγω του κυκλώματος DC bias. Η ίδια λειτουργία θα μπορούσε να υλοποιηθεί και ψηφιακά μέσω λογισμικού, ωστόσο προτιμήθηκε να γίνει αναλογικά.

Έπειτα ακολουθεί ένας buffer ο οποίος απομονώνει τον DAC από την επόμενη βαθμίδα, δηλαδή το φίλτρο αναδόμησης (Reconstruction Filter). Με τον τρόπο αυτό αποτρέπεται η φόρτιση της εξόδου του DAC από το φίλτρο, επιτρέποντας το λειτουργεί σύμφωνα με τα υπολογισμένα χαρακτηριστικά του χωρίς να επηρεάζεται η απόκρισή του.

Μετά τον buffer ακολουθεί το φίλτρο αναδόμησης το οποίο εξομαλύνει το σήμα το οποίο είναι κλιμακωτό (Staircase Waveform) και διατηρεί το σήμα εντός επιθυμητού εύρους.

Στη συνέχεια το σήμα οδηγείται σε έναν μη αναστρέφων ενισχυτή με κέρδος περίπου 10 dB. Μετά τον ενισχυτή βρίσκεται ο εξασθενητής (attenuator) μέσω του οποίου ρυθμίζεται η στάθμη εξόδου του σήματος. Ένας δεύτερος buffer τοποθετείται μετά τον εξασθενητή, ώστε να απομονώνει τις εξόδους από τις προηγούμενες βαθμίδες. Τέλος, μετά τον buffer το σήμα οδηγείται στην κύρια έξοδο η οποία υλοποιείται με διάταξη Inverted Ground Canceling (IGC), ενώ ταυτόχρονα κατευθύνεται και στον connector που οδηγεί στην πλακέτα της εξόδου ακουστικών. Ως αποτέλεσμα, η ρύθμιση του εξασθενητή επηρεάζει ταυτόχρονα τόσο τις κύριες εξόδους όσο και τις εξόδους ακουστικών, εξασφαλίζοντας κοινό έλεγχο της στάθμης και για τα δύο μονοπάτια σήματος.

4.4.1 Βαθμίδα Εξόδου DAC



Σχήμα 4.14 Κύκλωμα βαθμίδας DAC

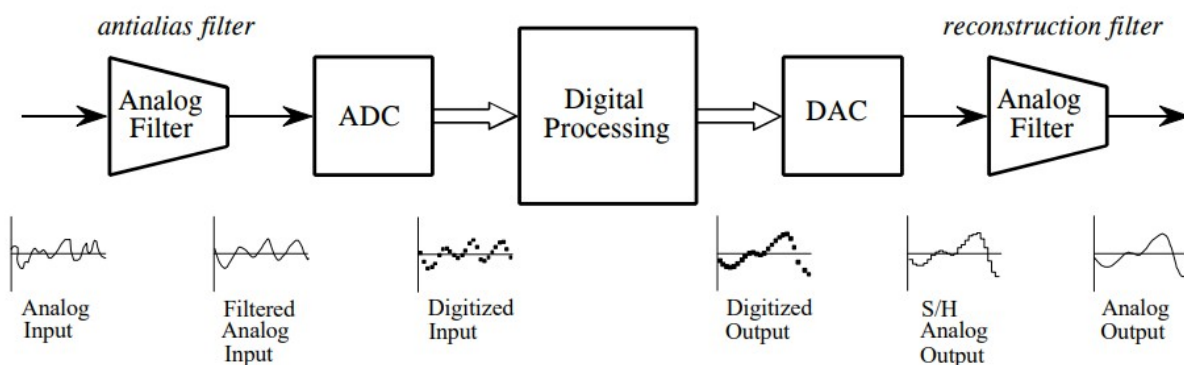
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.14 ο DAC μετατροπέας MCP4922 έχει δύο ξεχωριστά Pins Vref τα 11 και 13. Το κάθε ένα είναι για κάθε μια έξοδο χωριστά. Στην προκειμένη περίπτωση και τα δύο είναι βραχυκυκλωμένα στα 3.3 V. Επιπλέον, η τροφοδοσία του DAC είναι 3.3V (Pin 1) με του Decoupling πυκνωτές C58, C59 που προτείνεται απο τον κατασκευαστή. Τα Pins 10 και 14 είναι οι δύο εξοδοι του MCP4922 (VoutA, VoutB). Τα Pins 3,4,5 (CS, CLK, SDI) είναι τα SPI Pins και μοιράζονται τους ίδιους διαδρόμους με τον ADC MCP3202 πάνω στην ίδια πλακέτα. Το Pin 12 (AVSS) είναι η γείωση, ενώ το Pin 8 (LDAC) χρησιμοποιείται για τον ταυτόχρονο συγχρονισμό και την ανανέωση των δύο αναλογικών εξόδων και στο συγκεκριμένο κύκλωμα μένει γειωμένο. Το Pin 9 (SHDN) για την κανονική λειτουργία του DAC μένει μόνιμα στα 3.3V.

Στη συνέχεια η ανάλυση θα γίνει για το αριστερό κανάλι και ισχύει ακριβώς το ίδιο για το δεξί. Το σήμα περνάει από τον πυκνωτή C30 ο οποίος λειτουργεί σαν DC Blocking σχηματίζει ένα High Pass φίλτρο πρώτης τάξης την αντίσταση R26. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10000k \cdot 4.7 \cdot 10^{-6}} = 3.39_{\text{Hz}} \quad (4.12)$$

Μετά το High Pass φίλτρο έχει τοποθετηθεί ο Buffer (U9A) ο οποίο απομονώνει τον DAC από το φίλτρο αναδόμησης. Έτσι, αποφεύγονται τα φαινόμενα φόρτωσης (loading effects) μεταξύ των δύο βαθμίδων διατηρώντας αναλλοίωτη την απόκριση συχνότητας του συστήματος.

4.4.2 Φίλτρο Ανακατασκευής (Reconstruction Filter)



Σχήμα 4.15 Ροή και μορφή σήματος και τη δειγματοληψία και ανακατασκευή του [17]

Στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζονται τα διαδοχικά στάδια από τα οποία διέρχεται το σήμα κατά τη δειγματοληψία, την επεξεργασία και την ανακατασκευή του, μαζί με τη μορφή που λαμβάνει σε κάθε σημείο της αλυσίδας.

Αρχικά, το αναλογικό σήμα διέρχεται από ένα αναλογικό χαμηλοπερατό φίλτρο Anti-Aliasing, προκειμένου να αποκοπούν οι συχνότητες που υπερβαίνουν τη συχνότητα Nyquist ($F_s/2$), περιορίζοντας έτσι το φαινόμενο της αναδίπλωσης (aliasing). Στη συνέχεια, το φιλτραρισμένο σήμα οδηγείται στον μετατροπέα ADC όπου ψηφιοποιείται και από συνεχή μορφή μετατρέπεται σε διακριτά δείγματα τα οποία αποθηκεύονται για περαιτέρω ψηφιακή επεξεργασία.

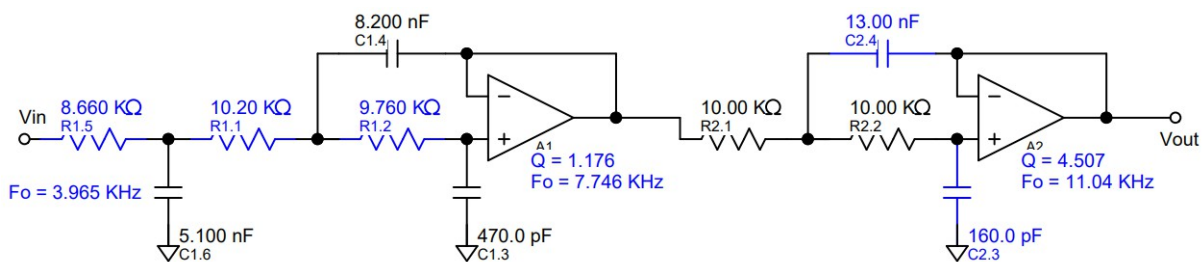
Προκειμένου να επιτευχθεί η ανακατασκευή του σήματος στην αρχική του αναλογική μορφή, ο μετατροπέας DAC δέχεται το επεξεργασμένο ψηφιακό σήμα και το μετατρέπει σε αναλογικό. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.14, η έξοδος του DAC παρουσιάζει μια βηματική μορφή (S/H Analog Output). Για τον λόγο αυτό, απαιτείται η χρήση ενός επιπλέον χαμηλοπερατού φίλτρου, το οποίο ονομάζεται φίλτρο ανακατασκευής (Reconstruction filter) και ομαλοποιεί τις απότομες μεταβάσεις του σήματος [17].

Για το Sample της παρούσας διπλωματικής εργασίας, αποφασίστηκε η υλοποίηση ενός αναλογικού χαμηλοπερατού φίλτρου ανακατασκευής τύπου Chebyshev 5ης τάξης ($F_c = 11.07 \text{ KHz}$), βασισμένο στην τοπολογία Sallen-Key. Η επιλογή του συγκεκριμένου φίλτρου βασίστηκε στον συνδυασμό της απότομης κλίσης αποκοπής (roll-off) με την παρουσία ελεγχόμενης κυμάτωσης στην περιοχή διέλευσης (passband ripple). Έπειτα από ακουστικές δοκιμές, διαπιστώθηκε ότι η παρουσία της κυμάτωσης αυτής προσδίδει έναν ιδιαίτερο χαρακτήρα στον ήχο, ενισχύοντας ελαφρώς τις υψηλές συχνότητες πριν από τη συχνότητα αποκοπής με αποτέλεσμα να προσφέρει μια αίσθηση "λαμπρότητας" στον ήχο.

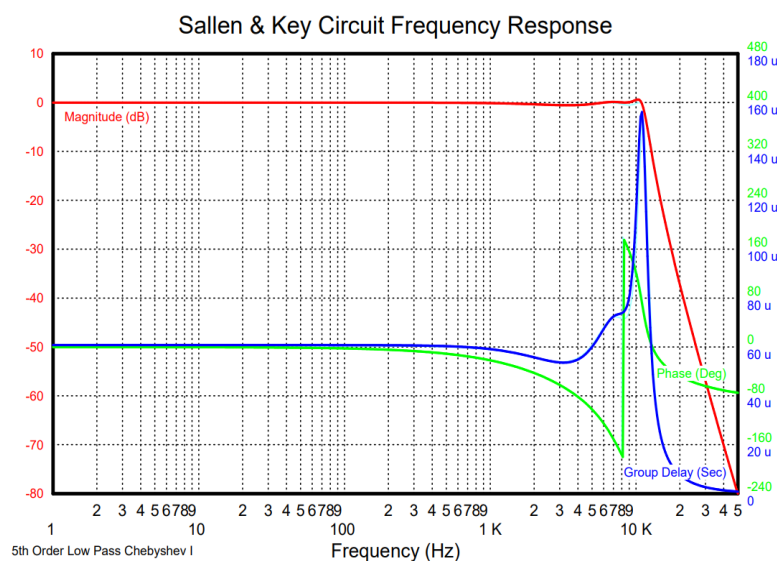
Κεφάλαιο 4

Αυτό συμβαίνει διότι στη συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων βρίσκονται οι ανώτερες αρμονικές των ηχητικών σημάτων, οι οποίες ευθύνονται για την αίσθηση του "αέρα" (air) και της παρουσίας στον ήχο.

Η σχεδίαση και ο υπολογισμός των στοιχείων του φίλτρου πραγματοποιήθηκαν με τη χρήση του λογισμικού Filter Solutions της εταιρείας Nuhertz, το σχηματικό διάγραμμα του οποίου αποτυπώνεται στο Σχήμα 4.16. Για την πρακτική υλοποίηση του κυκλώματος, επιλέχθηκαν εμπορικά διαθέσιμες τιμές εξαρτημάτων, χρησιμοποιώντας πυκνωτές με ανοχή 5% και αντιστάσεις υψηλής ακρίβειας με ανοχή 1%. Το κύκλωμα αποτελείται συνολικά από ένα παθητικό φίλτρο 1ης τάξης στην είσοδο και δύο ενεργές βαθμίδες 2ης τάξης τοπολογίας Sallen-Key. Στο Σχήμα 4.17 φαίνεται το διάγραμμα απόκρισης συχνότητας του φίλτρου.



Σχήμα 4.16 Nuhertz Filter Solutions 5th Order Chebyshev Passband = 11.07 kHz

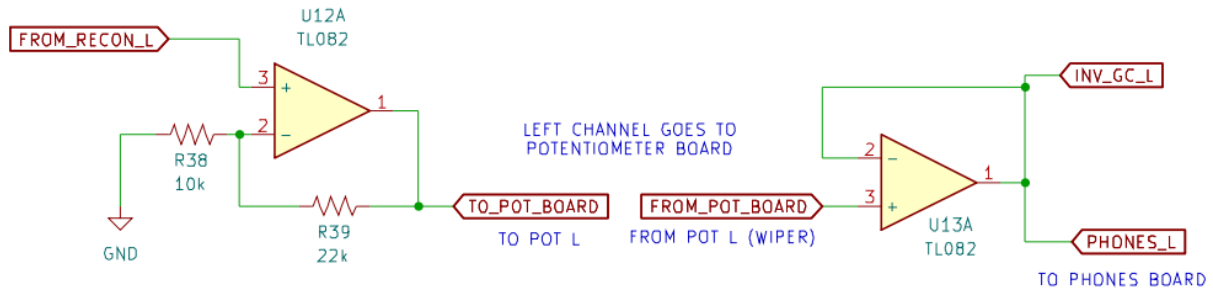


Σχήμα 4.17 Απόκριση συχνότητας Reconstruction Filter. *Magnitude (dB)*, *Phase (deg)*, *Group Delay (Sec)*

Η κόκκινη καμπύλη (Amplitude) δείχνει την ελαφριά κυμάτωση (ripple) 0.5dB στην περιοχή διέλευσης, μετά την οποία η απόκριση πέφτει απότομα κόβοντας τις συχνότητες πάνω από τη συχνότητα Nyquist. Παράλληλα, στην περιοχή γύρω από τα 11kHz παρατηρείται μια απότομη μεταβολή στη φάση (πράσινη καμπύλη) και μια αιχμή στην καθυστέρηση του σήματος (Group Delay) (μπλε καμπύλη). Αυτό σημαίνει ότι οι συχνότητες που βρίσκονται ακριβώς στο όριο αποκοπής καθυστερούν ελάχιστα να περάσουν μέσα από το φίλτρο σε σχέση με τις χαμηλότερες.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί εφόσον το σήμα εξόδου του Sampler θα είναι στερεοφωνικό, έχει σχεδιαστεί ένα Reconstruction φίλτρο για κάθε μια από τις δύο εξόδους. Τα δύο φίλτρα είναι ακριβώς ίδια.

4.4.3 Ενισχυτής και εξασθενητής



Σχήμα 4.18 Βαθμίδα ενισχυτή και εξασθενητή μετά το φίλτρο ανακατασκευής

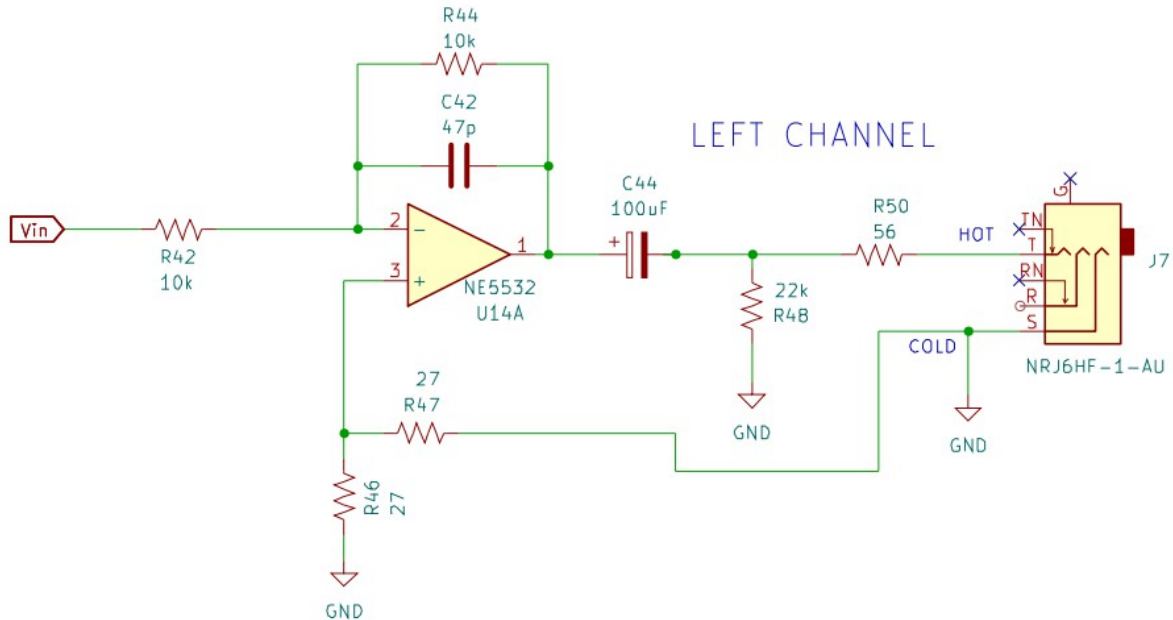
Στο σχήμα 4.18 φαίνεται η βαθμίδα που ακολουθεί το φίλτρο αναδόμησης Chebyshev 5ης Τάξης. Η βαθμίδα αυτή αποτελείται από ένα μη-αναστρέφων ενισχυτή (U12A) όπου οι αντιστάσεις R38, R39 ρυθμίζουν το κέρδος του στα 10.1 dB ($A = 3.2$) :

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R} = 1 + \frac{R_{39}}{R_{38}} = 1 + \frac{22\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} = 1 + 2.2 = 3.2 \quad (4.13)$$

$$A_{v(\text{dB})} = 20 \log_{10}(A_v) = 20 \log_{10}(3.2) = 10.1 \text{ dB} \quad (4.14)$$

Μετά τον μη-αναστρέφων ενισχυτή έχει τοποθετηθεί ο Connector ο οποίος οδηγεί στην πλακέτα των ποτενσιόμετρων (TO_POT_BOARD) όπου εκεί βρίσκεται ο εξασθενητής για το σήμα εξόδου. Στη συνέχεια το σήμα επιστρέφει από τον Connector (FROM-POT_BOARD) στην πλακέτα ADC/DAC στην είσοδο του Buffer U13A ο οποίος απομονώνει την βαθμίδα από τις επόμενες, οι οποίες όπως φαίνεται στο σχήμα, από την έξοδο του Buffer το σήμα κατευθύνεται προς τη βαθμίδα των Inverting Ground Canceling Outputs (INV_GC_L) και ταυτόχρονα μέσω Connector (PHONES_L) στην πλακέτα όπου βρίσκεται ο ενισχυτής εξόδου των ακουστικών. Αυτή η διάταξη αφορά το αριστερό κανάλι μόνο, ενώ υπάρχει μια ακριβώς ίδια για το δεξί.

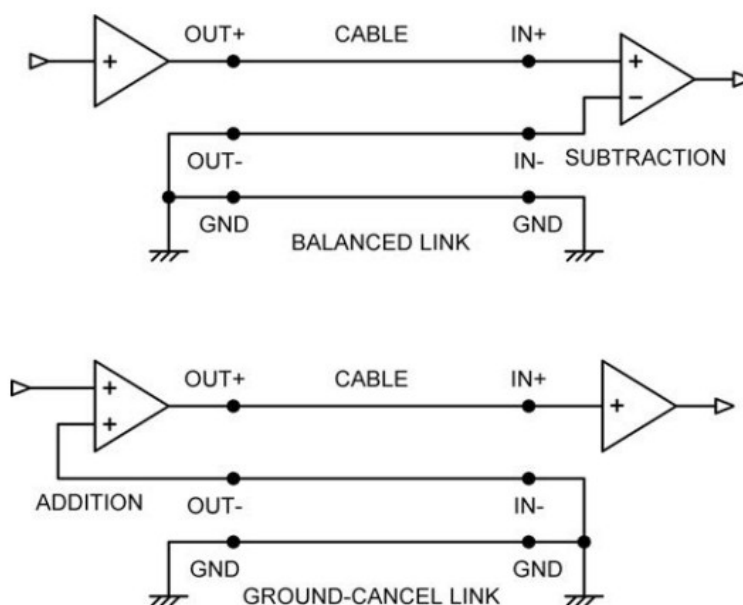
4.4.4 Inverting Ground-Canceling Outputs



Σχήμα 4.19 Inverting Ground-Cancelling Output

Στο Σχήμα 4.19 φαίνεται το κύκλωμα της βαθμίδας της Inverting Ground-Canceling εξόδου. Αυτή η διάταξη επιτρέπει της τάσεις της γείωσης να ακυρώνονται ακόμη και αν η συσκευή του δέκτη έχει μη-ισορροπημένες (Unbalanced) εισόδους και αποτρέπει το να συμβούν σφάλματα φάσης από λάθος σύνδεση καλωδίων.

Μέσω της τεχνικής Ground-Canceling, το επιθυμητό σήμα διαχωρίζεται από τον θόρυβο γείωσης μέσω πρόσθεσης στην έξοδο της συσκευής που στέλνει σήμα, και όχι μέσω αφαίρεσης στην είσοδο της συσκευής που το δέχεται. Εάν η τάση γείωσης της συσκευής λήψης διαφέρει από την τάση γείωσης της συσκευής αποστολής, η διαφορά αυτή προστίθεται στο σήμα εξόδου. Με αυτόν τον τρόπο το σήμα φτάνει στην είσοδο έχοντας την ίδια αναφορά γείωσης με τον δέκτη, με αποτέλεσμα η διαφορά δυναμικού των γειώσεων να εξουδετερώνεται και να μην επηρεάζει το σήμα. Στο σχήμα 4.20 φαίνεται η διαφορά της αφαίρεσης του θορύβου στην είσοδο (Balanced Link), με την πρόσθεση του θορύβου στην έξοδο (Ground-Canceling link)



Σχήμα 4.20 Διαφορά Balanced σύνδεσης με Ground-Canceling σύνδεσης [15]

Το σήμα εισόδου V_{in} (απο τον Buffer της προηγούμενης βαθμίδας) οδηγείται στην αναστρέφουσα είσοδο (-) μέσω της R_{42} , προσφέροντας μοναδιαίο κέρδος σε συνδυασμό με την R_{44} , και σταθεροποίηση υψηλών συχνοτήτων μέσω του C_{42} . Η τάση γείωσης της εξωτερικής συσκευής επιστρέφει από την επαφή S (Sleeve) της υποδοχής TRS J7 και εισάγεται στη μη-αναστρέφουσα είσοδο (+). Ο διαιρέτης τάσης R_{46} και R_{47} προκαλεί αρχική εξασθένηση 6dB στο σήμα της γείωσης:

$$\text{Εξασθένηση (dB)} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{R_{46}}{R_{46} + R_{47}} \right) = -6 \text{ dB} \quad (4.15)$$

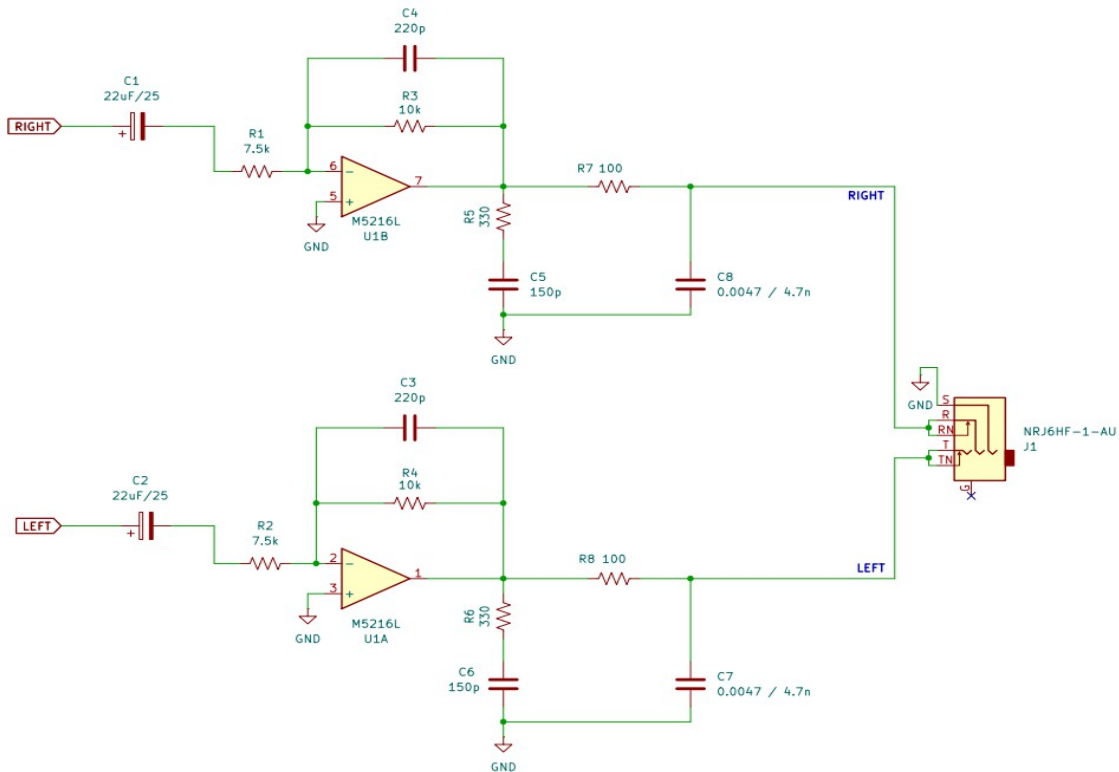
Η εξασθένηση αυτή αναιρείται από το κέρδος της μη-αναστρέφουσας συνδεσμολογίας του τελεστικού επιτυγχάνοντας τελικά μοναδιαίο κέρδος (0dB) για την πρόσθεση του σήματος γείωσης στο κύριο σήμα εξόδου T (Tip).

$$A_v = 1 + \frac{R_6}{R_5} = 1 + \frac{10\text{k}}{10\text{k}} = 2 \text{ (6 dB)} \quad (4.16)$$

Τέλος, ο πυκνωτής C_{44} κόβει τη συνεχή τάση (DC-blocking), ενώ οι αντιστάσεις R_{48} και R_{50} , προσφέρουν εκφόρτιση του πυκνωτή και προστασία εμπέδησης στην έξοδο, αντίστοιχα. [15]

4.4.5 Έξοδος ακουστικών (Phones Output)

Εκτός από τις δύο κύριες εξόδους, το sampler περιλαμβάνει μια στερεοφωνική έξοδο ακουστικών. Οι τελεστικοί ενισχυτές TL082 και NE5532 δεν έχουν τη δυνατότητα να παρέχουν το απαιτούμενο ρεύμα ώστε να οδηγήσουν ακουστικά χαμηλής εμπέδησης, καθώς το εύρος εμπέδησης των ακουστικών της αγοράς κυμαίνεται από 16 Ω έως 600 Ω . Για να μπορέσουν να οδηγήσουν οι συγκεκριμένοι τελεστικοί ενισχυτές ακουστικά χαμηλής εμπέδησης, πρέπει είτε να συνδεθούν παράλληλα μεταξύ τους, είτε να ακολουθούνται στην έξοδό τους από συμπληρωματικά τρανζίστορ. Υπάρχουν, όμως, και τελεστικοί ενισχυτές οι οποίοι έχουν τη δυνατότητα να παρέχουν πολύ περισσότερο ρεύμα στην έξοδό τους [58]. Στο Σχήμα 4.21 παρουσιάζεται το κύκλωμα ενίσχυσης και εξόδου ακουστικών το οποίο υλοποιήθηκε για την παρούσα διπλωματική εργασία.



Σχήμα 4.21 Κύκλωμα Headphones Outputs

Το κύκλωμα είναι βασισμένο στον διπλό τελεστικό ενισχυτή M5216L ο οποίος μπορεί να παρέχει ρεύμα στην έξοδο του έως 100mA έτσι καθίσταται ιδανικός για οδήγηση ακουστικών. Λόγω του ότι τα κανάλια είναι ακριβώς ίδια, η ανάλυση θα γίνει μόνο για το ένα κανάλι.

Το σήμα εισέρχεται μέσω του πυκνωτή C1 ο οποίος λειτουργεί ως DC blocking πυκνωτής για την αποκοπή της συνεχούς συνιστώσας προστατεύοντας τα επόμενα στάδια από τυχόν τάση ολίσθησης (DC offset). Στη συνέχεια, το σήμα οδηγείται στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή μέσω της αντίστασης R1 ενώ η μη-αναστρέφουσα είσοδος συνδέεται απευθείας στη γείωση (GND).

Το κύκλωμα είναι σχεδιασμένο ως αναστρέφων ενισχυτής με την κέρδος τάσης :

$$A_v = \frac{-R_3}{R_1} = \frac{-10k}{7.5k} \approx -1.33 \quad (4.17)$$

$$A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log_{10}(A_v) \approx 2.48 \text{ dB} \quad (4.18)$$

Για την αποφυγή υψηλόσυχων ταλαντώσεων συνδέεται παράλληλα στην αντίσταση ανάδρασης R_3 ο πυκνωτής C_4 . Ο συνδυασμός αυτός διαμορφώνει ένα ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο, περιορίζοντας το εύρος ζώνης συχνοτήτων με συχνότητα αποκοπής :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_3 \cdot C_4} = \frac{1}{2\pi \cdot 10k \cdot 220 \text{ pF}} \approx 72.34 \text{ kHz} \quad (4.19)$$

Στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή εφαρμόζεται το δικτύωμα Zobel (Zobel Network) το οποίο προτείνεται από τον κατασκευαστή στο τεχνικό φυλλάδιο [63] του τελεστικού M5216. Το δίκτυο αυτό αποτελείται από τη σύνδεση σε σειρά της αντίστασης R_5 και του πυκνωτή C_5 προς τη γείωση με σκοπό τη διατήρηση σταθερής εμπέδησης στις υψηλές συχνότητες και τη σταθεροποίηση της βαθμίδας κατά την οδήγηση επαγωγικών ή χωρητικών φορτίων (όπως τα πηνία και τα καλώδια των ακουστικών). [52]

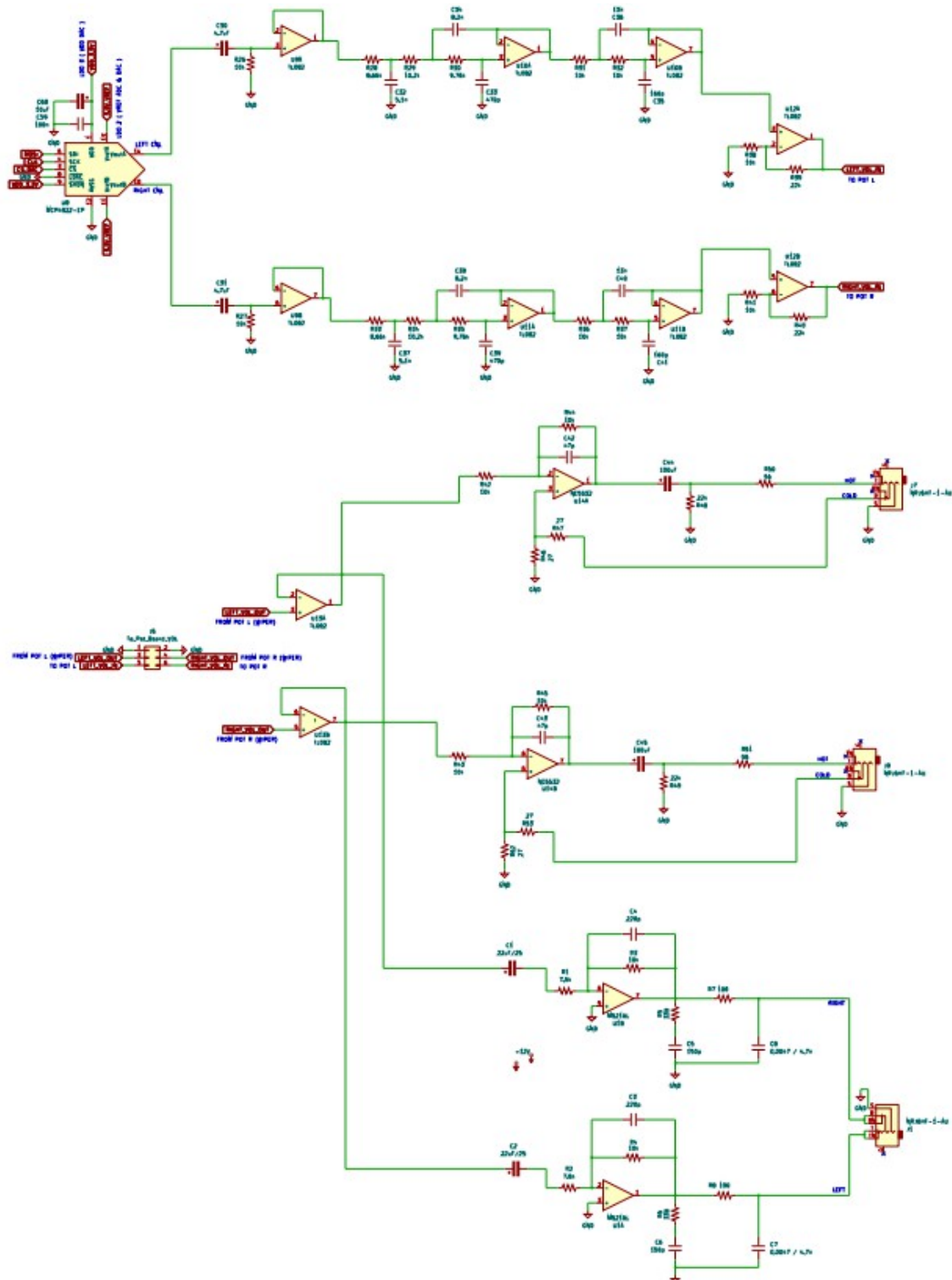
$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_7 \cdot C_8} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 4.7 \text{ nF}} \approx 338.63 \text{ kHz} \quad (4.20)$$

Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως η κύρια βαθμίδα της εξόδου των ακουστικών βρίσκεται σε ξεχωριστή πλακέτα (Phones Board) ενώ οι υπόλοιπες είσοδοι και εξόδοι βρίσκονται πλακέτα ADC/DAC Board. Ο λόγος για αυτόν τον διαχωρισμό είναι ότι ο τελεστικός ενισχυτής M5216L έχει καταργηθεί από τη μαζική παραγωγή και είναι ιδιαίτερα σπάνιος στην αγορά. Ωστόσο, λόγω της ύπαρξης ορισμένων διαθέσιμων τεμαχίων (stock) σε τοπικό κατάστημα, αποφασίστηκε η σχεδίαση του κυκλώματος με τον συγκεκριμένο καθώς αποτελεί εξάρτημα που χρησιμοποιήθηκε στο ιστορικό Akai MPC 3000. Έτσι, με τη σχεδίαση της ξεχωριστής πλακέτας εξασφαλίζεται πως σε περίπτωση αποτυχίας, βλάβης ή μελλοντικής έλλειψης του εξαρτήματος, απαιτείται αποκλειστικά η αντικατάσταση της πλακέτας των ακουστικών και όχι του συνολικού κυκλώματος.

Στο Σχήμα 4.22 φαίνεται ολόκληρο το κύκλωμα από τον DAC ως τις εξόδους με το κύκλωμα των ακουστικών ενσωματωμένο στο ίδιο σχηματικό για λόγους κατανόησης.

Στο σημείο που οι συνδέσεις κόβονται μετά τον ενισχυτή που ακολουθεί το φίλτρο είναι το σημείο που το σήμα πηγαίνει στην πλακέτα των ποτενσιόμετρων και επιστρέφει στο σημείο πριν τους Buffers από όπου συνεχίζει το κύκλωμα.

Κεφάλαιο 4



Σχήμα 4.22 Ολόκληρο το κύκλωμα από τον DAC ως τις εξόδους

Μέχρι αυτό το σημείο αναλύθηκαν τα κυκλώματα που αποτελούν τις βαθμίδες εισόδου και εξόδου και του Sampler. Αυτά τα κυκλώματα είναι τα βασικά κυκλώματα από όπου περνάει το σήμα (Signal Path) και είναι αυτά που διαμορφώνουν κυρίως τον αναλογικό χαρακτήρα και την ποιότητα του ήχου. Στην πράξη αυτά τα κυκλώματα βρίσκονται πάνω στις πλακέτες **ADC/DAC Board** και **Phones Board**.

Στις επόμενες ενότητες του κεφαλαίου θα αναλυθούν τα κυκλώματα των υπόλοιπων πλακετών τα οποία είναι: Τα κυκλώματα του μικροελεγκτή (**MCU Board**), Τροφοδοσίας (**PSU Board**) και φίλτρου τροφοδοσίας (**Filter Board**), Διεπαφής χρήστη (**UI Board**) και η μικρή πλακέτα του Encoder (**Encoder Board**).

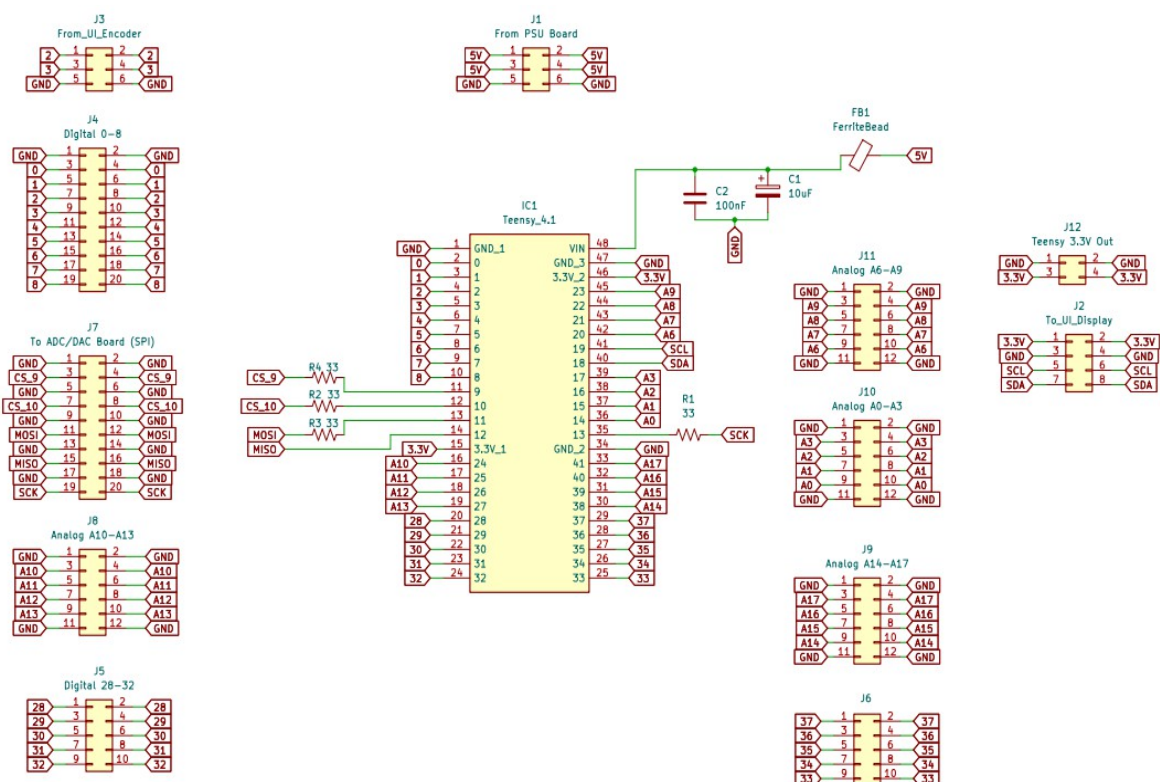
4.5 Κύκλωμα Μικροελεγκτή (MCU Board Schematic)

Το κύκλωμα του μικροελεγκτή Teensy 4.1 που φαίνεται στο Σχήμα 4.23 είναι το σχηματικό διάγραμμα της πλακέτας MCU Board πάνω στην οποία βρίσκεται ο μικροελεγκτής. Όπως φαίνεται στο σχήμα, η πλακέτα αποτελείται κατά κόρον από Connectors (2.54mm Male Headers) οι οποίοι είναι οι ομαδοποιημένες επεκτάσεις των Pins του Teensy και χρησιμεύουν στην εύκολη σύνδεση των καλωδίων μέσω των οποίων στέλνει ή δέχεται σήμα

Ο Teensy τροφοδοτείται είτε από καλώδιο USB είτε μέσω του Pin Vin. Για την υλοποίηση του Sampler της διπλωματικής εργασίας, ο Teensy τροφοδοτείται από το Vin μέσω του Connector From_PSU_Board, ο οποίος δέχεται τάση από την γραμμή 5V του τροφοδοτικού και την δίνει στον Teensy. Στη συνέχεια, η γραμμή αυτή περνάει πρώτα μέσα από το FB1 (Ferrite Bead) το οποίο λειτουργεί ως υψηλή εμπέδηση μόνο για τις υψηλές συχνότητες με αποτέλεσμα να φιλτραριστεί ο θόρυβος υψηλής συχνότητας. Αμέσως μετά την έξοδο του Ferrite Bead, έχουν τοποθετηθεί οι δύο Decoupling πυκνωτές C1 και C2 παράλληλα προς τη γείωση

Τέλος, στο σχήμα φαίνονται οι αντιστάσεις R1, R2, R3, R4 οι οποίες είναι συνδεδεμένες σε σειρά με τα SPI pins CS_9, CS_10, MOSI, SCK. Είναι οι αντιστάσεις τερματισμού (Termination Resistors) που αναφέρθηκαν σε προηγούμενη ενότητα και ο σκοπός τους είναι να εξαλείψουν τις ανακλάσεις σήματος (ringing) που δημιουργούνται λόγω της απότομης αλλαγής της κατάστασης. Ο λόγος που αυτές τοποθετήθηκαν σε αυτή την πλακέτα και η αντίσταση του σήματος MISO στην πλακέτα ADC/DAC είναι ότι τοποθετούνται όσο πιο κοντά γίνεται στο Pin το οποίο στέλνει σήμα.

Κεφάλαιο 4



Σχήμα 4.23 Σχηματικό πλακέτα μικροελεγκτή

4.6 Διεπαφή χρήστη (User's Interface)

Μέσω του μπροστινού πάνελ, ο χρήστης έχει άμεσο χειρισμό και πρόσβαση σε όλες τις λειτουργίες του sampler. Η διεπαφή με τον χρήστη αποτελείται από τα εξαρτήματα που αναγράφονται στον Πίνακα 4.2.

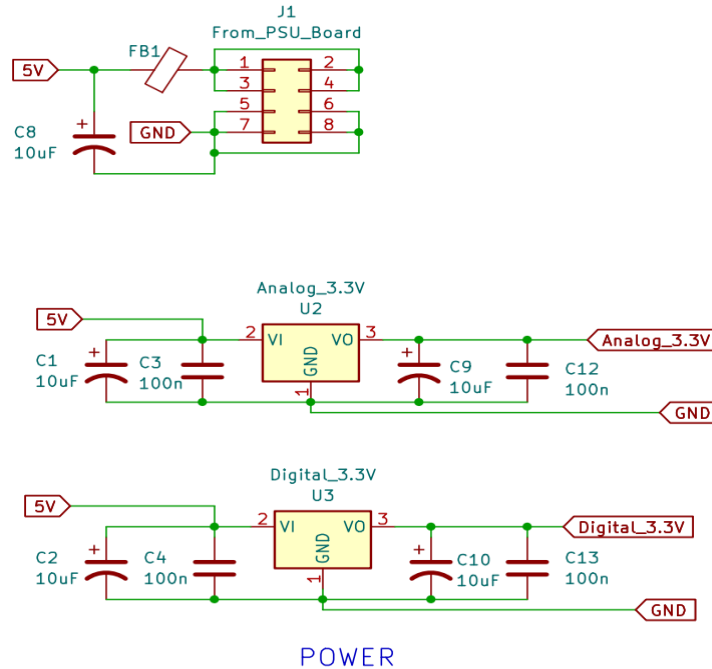
Πίνακας 4.2 Εξαρτήματα μπροστινού πάνελ (UI)

Εξάρτημα	Ποσότητα	Βασική Λειτουργία	Πλακέτα
Drum Buttons	8	Sample Triggering	UI Board
Control Buttons	12	Πλοήγηση στα μενού & βασικές λειτουργίες συστήματος	UI Board
Faders / Sliders	8	Ρύθμιση Παραμέτρων	UI Board
Rotary Encoder	1	Επιλογή τιμών	Encoder Board
LEDs	9	Ενδείξη επιλεγμένων λειτουργιών	UI Board
Οθόνη	1	Προβολή πληροφοριών	UI Board

Όπως αναγράφεται και στον Πίνακα 4.1, όλα τα εξαρτήματα βρίσκονται στην πλακέτα **UI Board**, ενώ ο Rotary Encoder βρίσκεται στην **Encoder Board**. Ακολουθεί η ανάλυση των επιμέρους κυκλωμάτων από τα σχηματικά των πλακετών.

4.6.1 UI Board

Η πλακέτα μέσω του Connector J1 παίρνει 5V από την πλακέτα τροφοδοσίας (PSU Board) και μέσω δύο τοπικών LDOs (MCP1700) τη ρίχνει στα 3.3V για να τροφοδοτηθούν τα εξαρτήματα.

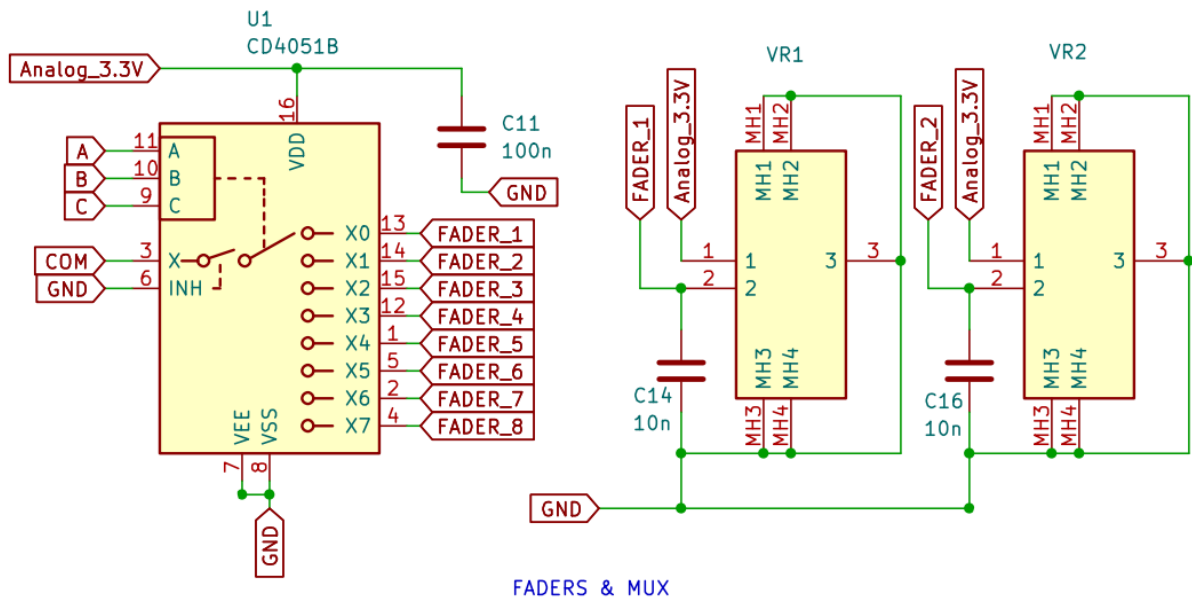


Σχήμα 4.24 Τροφοδοσία UI Board

Ο U2 βγάζει τα Analog 3.3V για να τροφοδοτήσει τον πολυπλέκτη CD4051BE και τους Faders, ενώ ο U3 βγάζει τα Digital 3.3V για να τροφοδοτήσει την οθόνη και τα LEDs. Εδώ πρέπει να αναφερθεί πως τα LEDs θα λειτουργούν σε ACTIVE LOW κατάσταση, αυτό σημαίνει πως στην άνοδο θα έχουν μόνιμα 3.3V και για να ανάψουν η κάθοδος που θα είναι συνδεδεμένη σε κάποιο Pin του Teensy θα παίρνει σήμα LOW, ενώ για να σβήσουν HIGH. Ο λόγος που διαχωρίστηκε η τροφοδοσία είναι για να μην επηρεάζει ο ψηφιακός θόρυβος των LEDs και της οθόνης τα ευαίσθητα Faders. Οι πυκνωτές C1, C2, C3, C4, C9, C10, C11, C13 δίπλα στους LDOs χρησιμοποιούνται για την σταθεροποίηση της τάσης. Σύμφωνα με το datasheet του κατασκευαστή πρέπει να είναι τουλάχιστον 1μF. (Σχήμα 4.24)

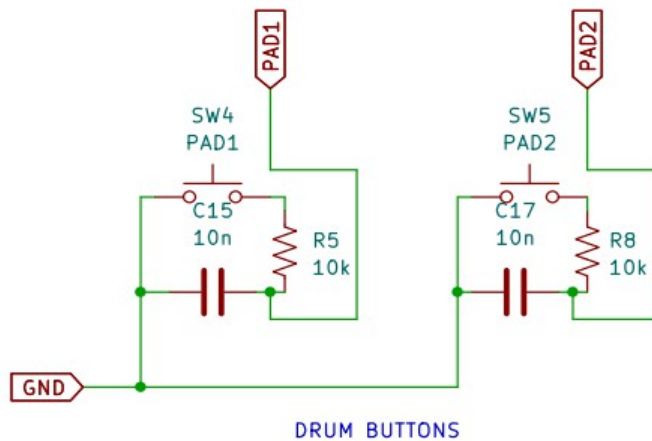
Στο Σχήμα 4.25 φαίνεται το κύκλωμα των δύο faders και του αναλογικού πολυπλέκτη. Η σύνδεση των υπολοίπων Faders είναι ακριβώς ίδια. Συνολικά τα οκτώ faders VR1-VR8 τροφοδοτούνται από την τάση Analog_3.3V και βγάζουν μια μεταβαλλόμενη τάση ανάλογα με τη θέση τους. Δίπλα σε κάθε fader υπάρχει ένας πυκνωτής 10nF παράλληλα προς τη γείωση, ο οποίος απορροφά τον ηλεκτρικό θόρυβο κατά τη μετακίνηση του δρομέα. Επιλέχθηκαν πυκνωτές 10nF και όχι μεγαλύτεροι καθώς φιλτράρουν τον ηλεκτρικό θόρυβο χωρίς να καθυστερούν την απόκριση.

Στη συνέχεια, οι οκτώ αναλογικές έξοδοι οδηγούνται στις εισόδους X0-X7 του πολυπλέκτη U1 (CD4051B). Ο σκοπός αυτής της σύνδεσης είναι να συγκεντρωθούν όλα τα αναλογικά σήματα σε μία μόνο γραμμή εξόδου (COM), η οποία φεύγει μέσω του συνδέσμου J2 (MUX). Με αυτόν τον τρόπο, ο ο Teensy διαβάζει εναλλάξ και τα οκτώ faders χρησιμοποιώντας μόνο μία αναλογική είσοδο, εξοικονομώντας πολύτιμους ακροδέκτες.



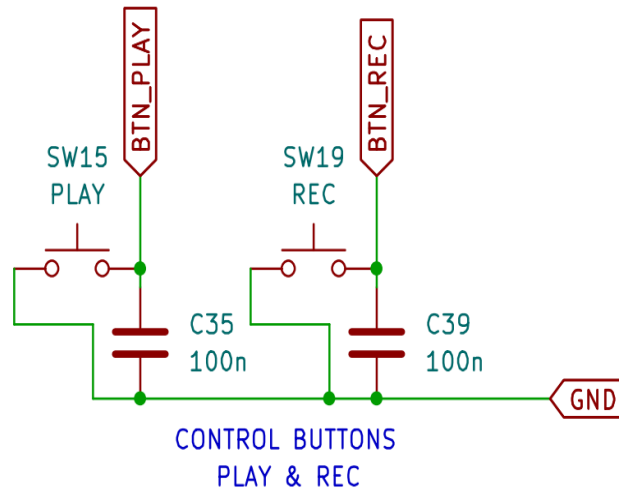
Σχήμα 4.25 Faders & MUX

Ο πυκνωτής C11 στην τροφοδοσία (VDD) του πολυπλέκτη U1 είναι πυκνωτής Decoupling. Τα Pins A, B και C είναι οι 3 γραμμές που συνδέονται στον Teensy ο οποίος αλλάζοντας δυαδικά τις τιμές τους (από 000 έως 111) επιλέγει ποιο fader θα συνδεθεί κάθε στιγμή στην κοινή έξοδο COM για να διαβαστεί.



Σχήμα 4.26 Συνδεσμολογία Drum Buttons

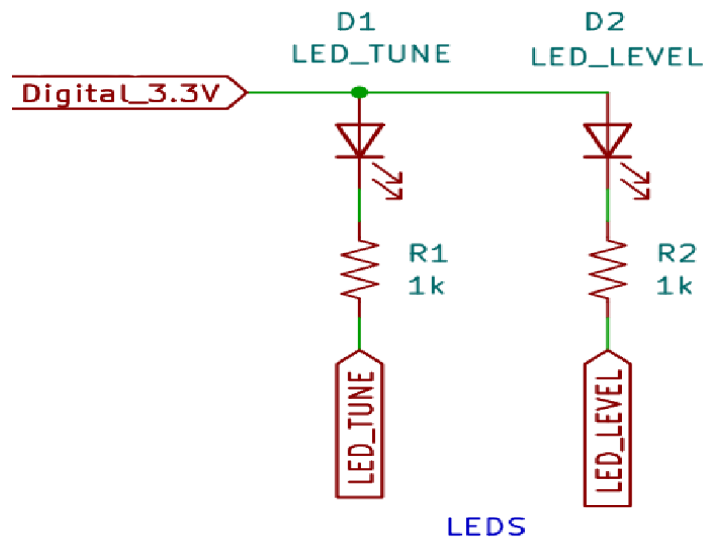
Στο Σχήμα 4.26 φαίνεται η συνδεσμολογία δύο από τα οκτώ Drum Buttons. Όλα τα υπόλοιπα ακολουθούν ακριβώς την ίδια αρχιτεκτονική συνδεσμολογίας. Κάθε διακόπτης έχει τοποθετημένο παράλληλα έναν πυκνωτή 10nF προς τη γείωση (GND) και μια αντίσταση 10kΩ σε σειρά με τη γραμμή σήματος (PAD1 κτλ). Μαζί σχηματίζουν ένα RC Low-Pass φίλτρο το οποίο αναλαμβάνει το hardware debouncing αποτρέποντας ψευδή Triggering. Από την πλευρά της κεντρικής πλακέτας (MCU Board), οι γραμμές καταλήγουν απευθείας στα Pins του Teensy τα οποία είναι ρυθμισμένοι με Internal Pull-Up διατηρώντας το σήμα σε υψηλή στάθμη (HIGH) όσο το pad δεν πατιέται.



Σχήμα 4.27 Συνδεσμολογία Control Buttons

Στο Σχήμα 4.27 φαίνεται το κύκλωμα δύο διακοπών Control Buttons. Κάθε διακόπτης συνδέεται μεταξύ της αντίστοιχης γραμμής σήματος (όπως BTN_PLAY, BTN_REC) και της γείωσης (GND), ενώ παράλληλα με κάθε διακόπτη τοποθετείται ένας πυκνωτής 100nF προς τη γείωση για Hardware debouncing. Εδώ η τιμή των πυκνωτών είναι μεγαλύτερη καθώς δεν χρειάζεται τόσο γρήγορη απόκριση σε σχέση με τα Drum Buttons.

Τέλος, ομοίως με τα Drum Buttons οι γραμμές των κουμπιών οδηγούνται στα Pins του Teensy στην κεντρική πλακέτα (MCU Board) και αξιοποιούν επίσης την δυνατότητα της Internal Pull-up αντίστασης.

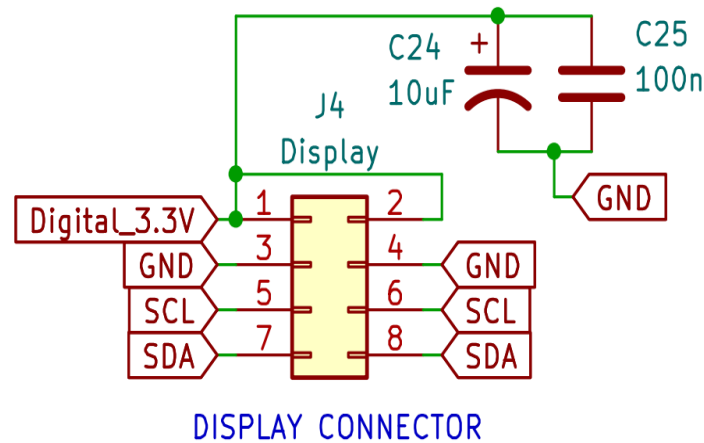


Σχήμα 4.28 Συνδεσμολογία LEDs

Στο Σχήμα 4.28 παρουσιάζεται η συνδεσμολογία δύο από τα εννέα LEDs του κυκλώματος. Όλες οι διόδους LED έχουν την άνοδό τους συνδεδεμένη στην κοινή γραμμή τροφοδοσίας Digital_3.3V. Η κάθοδος κάθε LED συνδέεται σε σειρά με μια αντίσταση περιορισμού ρεύματος 1kΩ, η οποία καταλήγει στην αντίστοιχη γραμμή (πχ LED_TUNE, LED_LEVEL) προς την κεντρική πλακέτα (MCU Board).

Κεφάλαιο 4

Το κύκλωμα ακολουθεί συνδεσμολογία Active Low, δηλαδή τα LED παραμένουν σβηστά όταν η γραμμή ελέγχου βρίσκεται σε υψηλή κατάσταση (HIGH) και ανάβουν όταν ο Teensy θέσει τη γραμμή σε χαμηλή κατάσταση (LOW) επιτρέποντας στο ρεύμα να διαρρεύσει μέσω της διόδου.

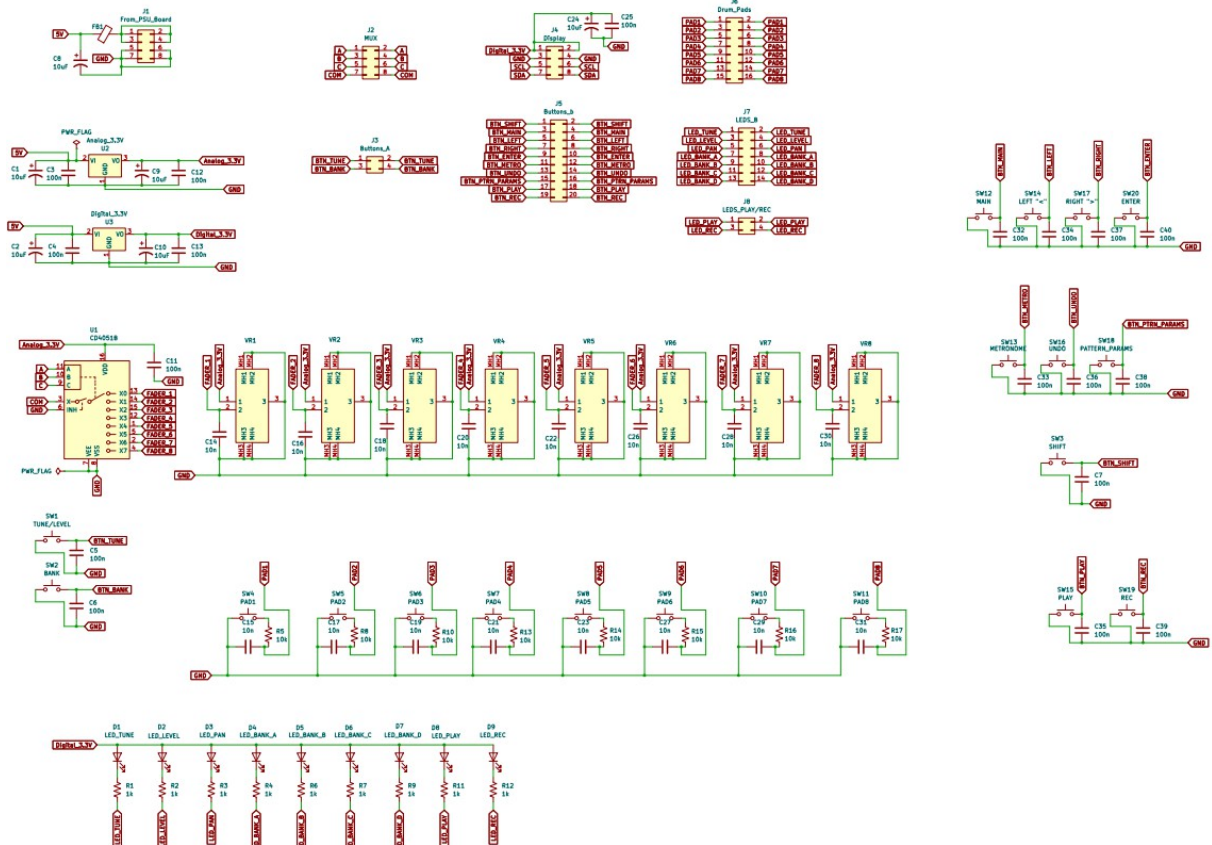


Σχήμα 4.29 Connector της οθόνης

Στο Σχήμα 4.29 φαίνεται ο Connector της οθόνης (J4), ο οποίος για την σύνδεση της οθόνης με την κεντρική πλακέτα (MCU Board). Οι ακροδέκτες (1,2) παρέχουν τη σταθεροποιημένη τάση Digital_3.3V και οι (3,4) τη γείωση (GND). Οι πυκνωτές C24 και C25 εξασφαλίζουν σταθερή τροφοδοσία. Οι ακροδέκτες (5,6) και (7,8) μεταφέρουν τα I2C σήματα επικοινωνίας SCL και SDA αντίστοιχα.

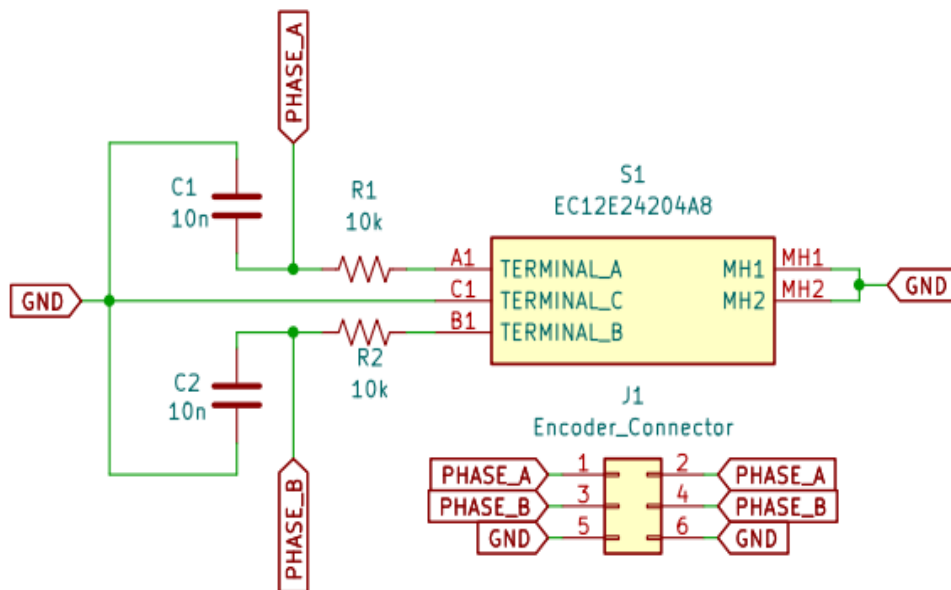
Καθώς η μονάδα της οθόνης περιλαμβάνει δικές της ενσωματωμένες αντιστάσεις Pull-Up, δεν απαιτούνται επιπλέον εξωτερικές αντιστάσεις στην πλακέτα, επιτρέποντας την πλήρη επικοινωνία με τον μικροεπεξεργαστή μέσω μόλις δύο γραμμών σήματος

Όλα τα σήματα από την πλακέτα UI Board διαθέτουν τους δικούς τους connectors για τη διασύνδεση με την κεντρική πλακέτα MCU Board. Στο Σχήμα 4.30 παρουσιάζεται το σχηματικό ολόκληρης της UI πλακέτας,



Σχήμα 4.30 Σχηματικό UI Board

4.6.2 Encoder Board



Σχήμα 4.31 Σχηματικό Encoder Board

Κεφάλαιο 4

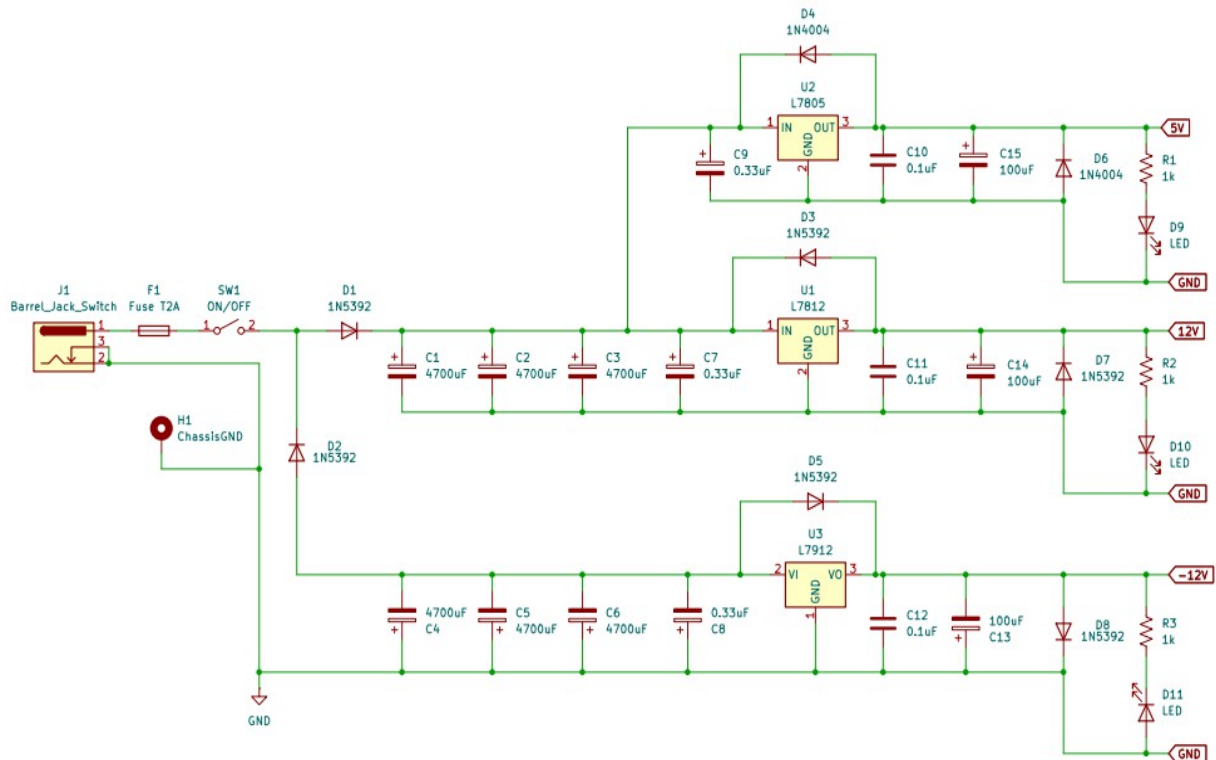
Στο Σχήμα 4.31 φαίνεται το κύκλωμα του Rotary Encoder από το σχηματικό της πλακέτας. Ο ακροδέκτης C1 (TERMINAL_C) καθώς και τα στηρίγματα του εξαρτήματος (MH1, MH2) συνδέονται απευθείας στη γείωση (GND). Οι δύο γραμμές εξόδου A1 (TERMINAL_A) και B1 (TERMINAL_B) οδηγούνται αντίστοιχα στα σήματα PHASE_A και PHASE_B μέσω των αντιστάσεων R1 και R2, ενώ παράλληλα τοποθετούνται οι πυκνωτές C1 και C2 προς τη γείωση σχηματίζοντας ένα RC βαθυπερατό φίλτρο για κάθε γραμμή το οποίο προσφέρει hardware debouncing εξαλείφοντας τον θόρυβο κατά την περιστροφή του encoder. Τέλος, τα παραγόμενα σήματα οδηγούνται στον Connector J1 μέσω του οποίου στέλνονται προς την πλακέτα του Teensy (MCU Board).

4.7 Κυκλώματα Τροφοδοσίας

Η τροφοδοσία του Sampler πραγματοποιείται μέσω δύο πλακετών. Την πλακέτα τροφοδοτικού (PSU Board) και την πλακέτα φίλτρου τροφοδοσίας (Filter Board).

4.7.1 PSU Board

Στο Σχήμα 4.32 φαίνεται το κύκλωμα από το σχηματικό της πλακέτας PSU Board. Όπως φαίνεται στο σχήμα το τροφοδοτικό βγάζει τρεις γραμμές (rails) τροφοδοσίας οι οποίες είναι συμμετρική +12V, -12V και 5V.



Σχήμα 4.32 Σχηματικό PSU Board

Αρχικά, η εναλλασσόμενη τάση εισέρχεται απευθείας από εξωτερικό μετασχηματιστή AC/AC (Wall-wart) μέσω του Barrel Jack J1. Η AC τάση εξόδου του μετασχηματιστή είναι 12VACRMS. Αυτό σημαίνει ότι η τάση κορυφής V_{peak} είναι περίπου 17V (16.87V).

$$V_{peak} = V_{RMS} \cdot \sqrt{2} = 12 \cdot \sqrt{2} = 12 \cdot 1,414 = 16,97 \text{ V} \quad (4.21)$$

Στη συνέχεια η προστασία του κυκλώματος εξασφαλίζεται από την ασφάλεια F1 (τύπου T2A) ενώ ο διακόπτης SW1 είναι ο διακόπτης On/Off του συστήματος.

Η μετατροπή της AC τάσης εισόδου σε διπλή πολικότητα DC χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή μεσαίας λήψης (center-tapped transformer) γίνεται μέσω των διόδων D1, D2. Οι δίοδοι ανόρθωσης D1 και D2 (1N5392) διαχωρίζουν τις ημιπεριόδους του εναλλασσόμενου σήματος που καταφθάνει από το Barrel Jack. Πιο συγκεκριμένα, η D1 άγει κατά τη θετική ημιπερίοδο τροφοδοτώντας τον θετικό κλάδο, ενώ η D2 άγει κατά την αρνητική ημιπερίοδο τροφοδοτώντας τον αρνητικό κλάδο, χρησιμοποιώντας τη γείωση ως κοινό σημείο αναφοράς (επιστροφής) του εναλλασσόμενου ρεύματος.

Οι μεγάλοι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές C1, C2, C3, C4, C5, C6 (4700uF) χρησιμοποιούνται ως πυκνωτές εξομάλυνσης της κυμάτωσης (Voltage Ripple) από τις διόδους. Οι C1, C2, C3 χρησιμοποιούνται για στο θετικό κλάδο, ενώ οι C4, C5, C6 για τον αρνητικό κλάδο.

Η σταθεροποίηση της τάσης επιτυγχάνεται μέσω των σταθεροποιητών U1 (L7812) για τη θετική γραμμή +12V, U3 (L7912) για την αρνητική γραμμή -12V και U2 (MC7805) για τη γραμμή +5V η οποία παίρνει τάση από την γραμμή των +12V. Η προστασία των σταθεροποιητών από ανάστροφα ρεύματα αποφόρτισης κατά την απενεργοποίηση επιτυγχάνεται μέσω των διόδων προστασίας D3, D4, D5 (1N5392), ενώ οι δίοδοι D6, D7, D8 προστατεύουν τις εξόδους από ανάστροφες τάσεις. Οι πυκνωτές 0.33μF στις εισόδους και 0.1μF στις εξόδους των σταθεροποιητών προτείνονται από τους κατασκευαστές για την σταθερή συμπεριφορά τους. Οι πυκνωτές 100μF παράλληλα με τις εξόδους εξασφαλίζουν περαιτέρω σταθερότητα και φιλτράρουν υπολειπόμενη κυμάτωση. Τέλος, τα LED D6, D7, D8 με τις αντιστάσεις περιορισμού ρεύματος έχουν τοποθετηθεί για την ένδειξη της σωστής λειτουργίας των σταθεροποιητών.

Οι γραμμές +12V, -12V, 5V καταλήγουν στους Connectors : To ADC/DAC Board, To MCU Board, To UI Board, Extra Purpose.

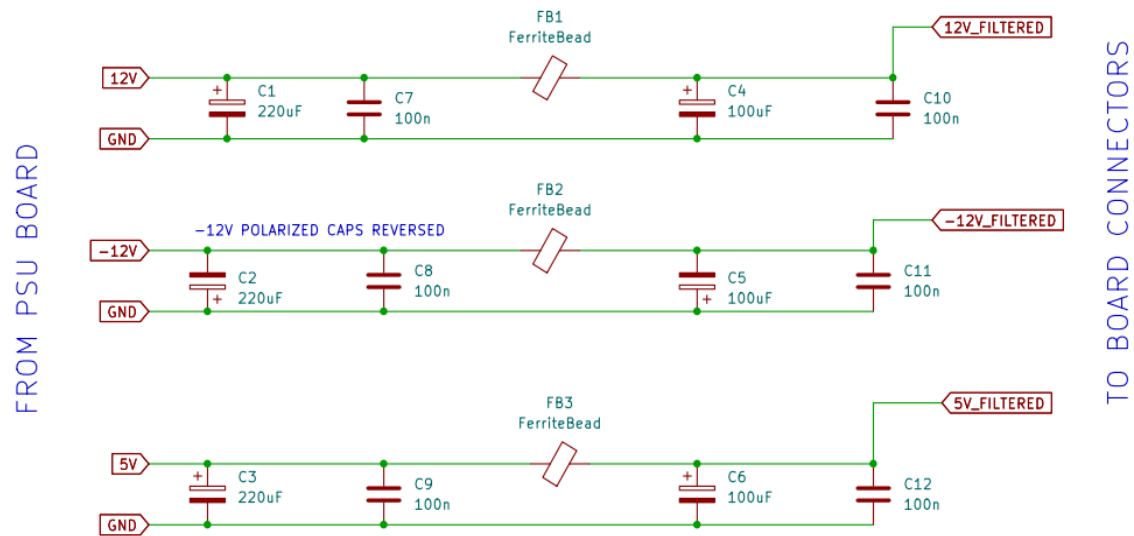
Στο σχηματικό διαγράμματα διακρίνεται επίσης το σύμβολο H1, το οποίο αντιστοιχεί σε μια οπή στήριξης (Mounting Hole) συνδεδεμένη με τη γείωση του κυκλώματος. Ο σκοπός της είναι η μεταλλική σύνδεση της πλακέτας με το σασί της συσκευής (Chassis Ground) επιτυγχάνοντας τη θωράκιση του συστήματος από εξωτερικές ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI) μέσω της απευθείας διοχέτευσής τους στη γείωση. [53]

4.7.2 Filter Board

Για την εξασφάλιση σταθερής και χαμηλού θορύβου τροφοδοσίας, σχεδιάστηκε μια πλακέτα (Σχήμα 4.33) με διάταξη φιλτραρίσματος τοπολογίας Π (Pi-Filter) για κάθε μια από τις τρεις γραμμές +12, -12V, +5V. Η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική συνδυάζει μεγάλους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές 220uF και 100uF για την απόσβεση διακυμάνσεων χαμηλής συχνότητας (ripple), παράλληλους με κεραμικούς πυκνωτές 100nF για τη διοχέτευση υψίσυχων παρασίτων προς τη γείωση. Ενδιάμεσα τοποθετήθηκε Ferrite Bead σε σειρά το οποίο παρουσιάζει υψηλή σύνθετη αντίσταση στις υψηλές συχνότητες.

Οι γραμμές +12V, -12V, 5V καταλήγουν στους Connectors : To ADC/DAC Board, To MCU Board, To UI Board, Extra Purpose ώστε να τροφοδοτήσουν τις πλακέτες του συστήματος.

Μετά την ανάλυση του κυκλώματος τροφοδοσίας, στον Πίνακα 4.3 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά οι τάσεις λειτουργίας των εξαρτημάτων κάθε πλακέτας. Επιπλέον, όλα τα ολοκληρωμένα του συστήματος έχουν Decoupling πυκνωτές 100nF κεραμικούς X7R, και όπου προτείνεται από τα datasheets ηλεκτρολυτικοί 10μF παράλληλα με τους κεραμικούς.



Σχήμα 4.33 Σχηματικό Φίλτρον τροφοδοσίας (Filter Board)

Πίνακας 4.3 Τροφοδοσίες Εξαρτημάτων

Εξάρτημα	Τάση Λειτουργίας	Πλακέτα
TL082	+12V / -12V	ADC/DAC
NE5532	+12V / -12V	ADC/DAC
M5216L	+12V / -12V	PHONES
MCP3202	3.3 V (Τοπικό LDO)	ADC/DAC
MCP4922	3.3 V (Τοπικό LDO)	ADC/DAC
Teensy 4.1	+5V	MCU
LCD Display	+3.3V (Τοπικό LDO)	UI
CD4051BE (MUX)	+3.3V (Τοπικό LDO)	UI
LEDs	+3.3V (Τοπικό LDO)	UI
Faders	+3.3V (Τοπικό LDO)	UI

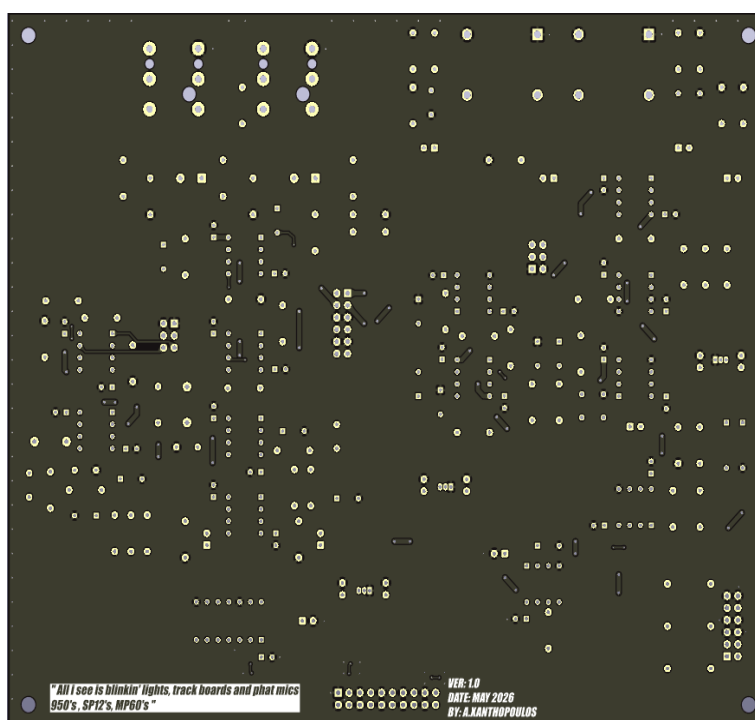
4.8 Σχεδίαση πλακετών (PCB Layout)

Οι πλακέτες του συστήματος σχεδιάστηκαν με το λογισμικό KiCad 9.0 και κατασκευάστηκαν από την εταιρία PCBWay. Όλες οι πλακέτες είναι δύο στρωμάτων (2 Layers) και όλα τα εξαρτήματα είναι Through Hole (THT). Το Bottom Layer χρησιμοποιείται ως Ground Plane το οποίο όσο το δυνατόν παραμένει ενιαίο χωρίς να δρομολογούνται σε αυτό Tracks. Στο Top Layer γίνεται η δρομολόγηση (Routing) και επιπλέον Copper Pour συνδεδεμένο με το Ground Plane μέσω Stitching Vias. Η δρομολόγηση των Tracks έχει γίνει χειροκίνητα χωρίς εργαλεία αυτόματης δρομολόγησης (Auto-route).

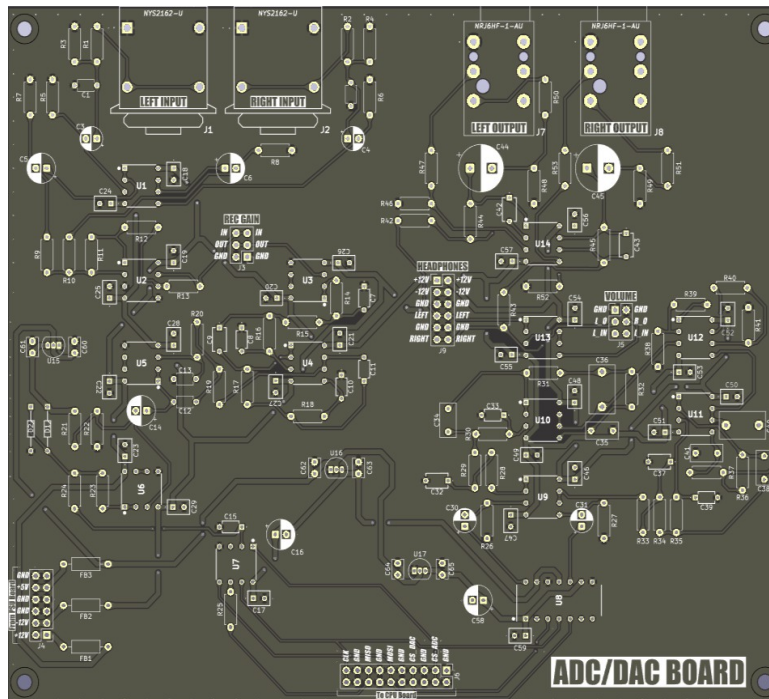
Η απόσταση μεταξύ των Tracks ιδανικά πρέπει να είναι μεγαλύτερη ή ίση με τρεις φορές το πλάτος του (3W), ωστόσο λόγω περιορισμών αυτός ο κανόνας δεν τηρήθηκε πλήρως αλλά έγινε η μεγαλύτερη δυνατή προσπάθεια να κρατηθούν όσο γίνεται μεγαλύτερες αποστάσεις. Στη συνέχεια ακολουθεί η παρουσίαση ανά πλακέτα με εικόνες και πίνακες με τα κύρια τεχνικά χαρακτηριστικά τους όπως διαστάσεις, πάχος διαδρομών, ελάχιστη απόσταση μεταξύ διαδρομών και αριθμός εξαρτημάτων

4.8.1 ADC/DAC Board

Στις Εικόνες 4.1 και 4.2 φαίνεται η πίσω όψη και η μπροστινή όψη αντίστοιχα, της πλακέτας ADC/DAC. Στον Πίνακα 4.4 φαίνονται τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά της.



Εικόνα 4.1 ADC/DAC 3D (Πίσω Όψη)



Εικόνα 4.2 ADC/DAC 3D (Μπροστινή Όψη)

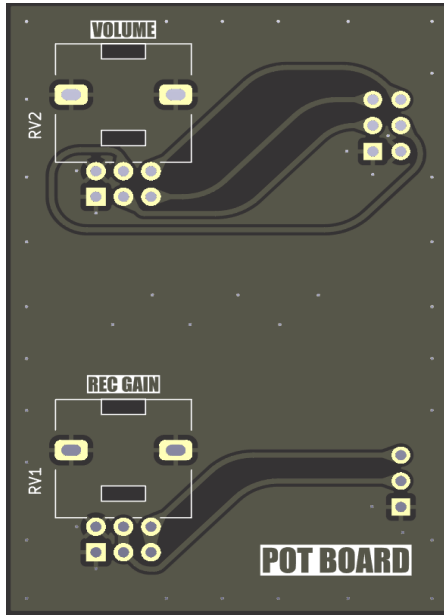
Πίνακας 4.4 Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της ADC/DAC Board

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Width	178mm
Height	150mm
Tracks Τροφοδοσίας (Width)	1mm
Tracks αναλογικού σήματος (Width)	0.4mm
Tracks ψηφιακού σήματος (Width)	0.3mm
Minimum Track Spacing	0.2mm (Ιδανικά 3W)
Εξαρτήματα (Σύνολο)	153

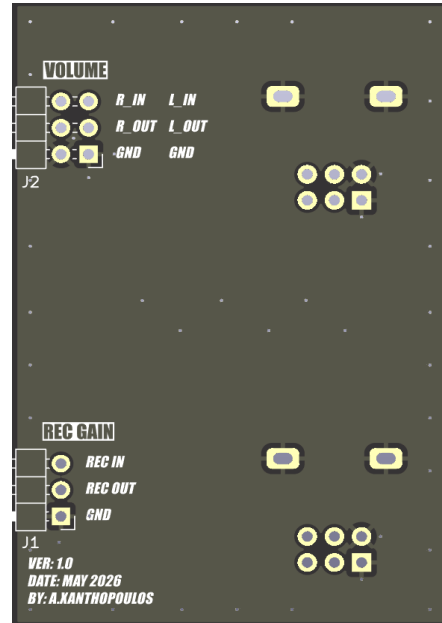
Στη συγκεκριμένη πλακέτα έγινε διαχωρισμός αναλογικών και ψηφιακών σημάτων. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.2, στο πάνω μέρος βρίσκονται οι αναλογικές εισοδοι και πιο κάτω ο ADC (U7). Ο κονέκτορας στην κάτω πλευρά είναι για τα σήματα SPI όπου ανάμεσα σε κάθε γραμμή SPI έχει μπει γείωση για προστασία από παρεμβολές. Στην κάτω δεξιά πλευρά βρίσκεται ο DAC (U8), από τον οποίο ξεκινάει το αναλογικό μονοπάτι προς τις αναλογικές εξόδους .

4.8.2 Potentiometer Board (Pot Board)

Η πλακέτα των ποτενσιόμετρων είναι αρκετά μικρή σε μέγεθος καθώς πάνω της έχει μόνο τα δύο ποτενσιόμετρα Rec Gain, Volume και τον Connector που θα γίνουν οι συνδέσεις. Τα δύο ποτενσιόμετρα προορίζονται για στήριξη στο μπροστινό πάνελ (Front Panel) και γι' αυτόν τον λόγο ο κονέκτορας τοποθετήθηκε στην πίσω όψη της πλακέτας. Στις Εικόνες 4.3 και 4.4 φαίνεται η 3D προσομοίωση της πλακέτας από την μπροστινή και πίσω όψη αντίστοιχα. Τέλος, στον Πίνακα 4.5 συγκεντρώνονται τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά της.



Εικόνα 4.3 Pot Board 3D (Μπροστινή Όψη)



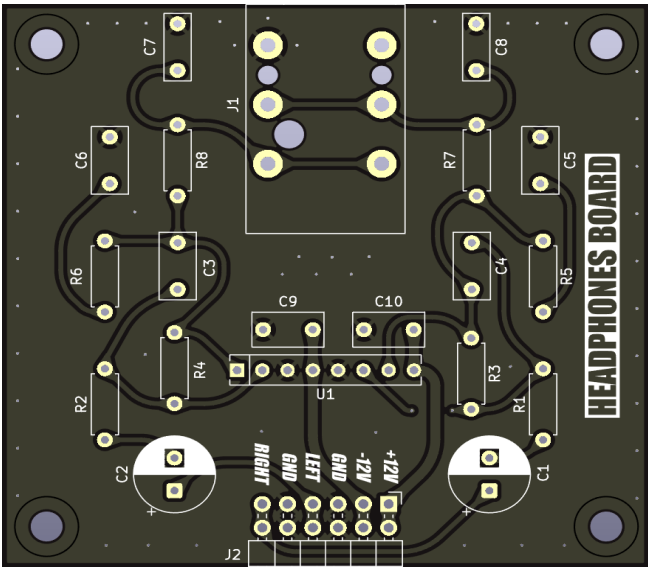
Εικόνα 4.4 Pot Board 3D (Πίσω Όψη)

Πίνακας 4.5 Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της Pot Board

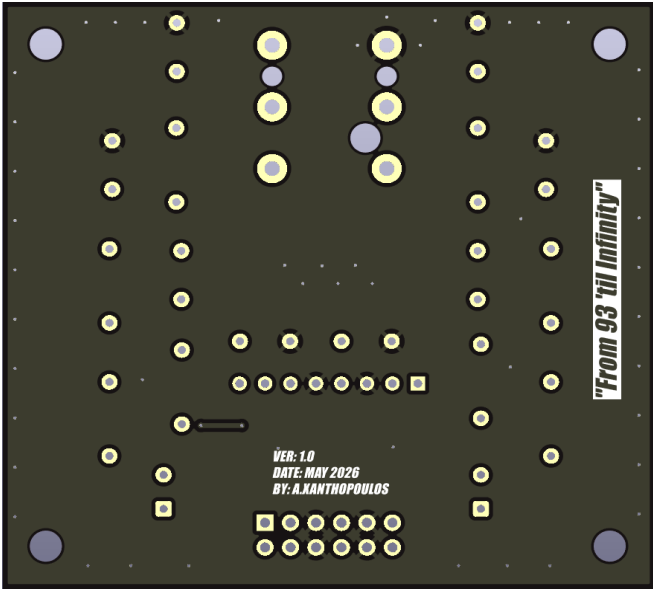
Χαρακτηριστικό	Τιμή
Width	40.5 mm
Height	60.3 mm
Tracks Τροφοδοσίας (Width)	-
Tracks αναλογικού σήματος (Width)	0.5mm
Tracks ψηφιακού σήματος (Width)	-
Minimum Track Spacing	0.3 mm (Ιδανικά 3W)
Εξαρτήματα (Σύνολο)	4

4.8.3 Headphones Board

Η πλακέτα των ακουστικών (Headphones Board) τροφοδοτείται από τις γραμμές +12V και -12V της πλακέτας ADC/DAC, από την οποία λαμβάνει επίσης τα σήματα ήχου (Left, Right) και τη γείωση (GND). Οι 3D απεικονίσεις της μπροστινής και της πίσω όψης της πλακέτας παρουσιάζονται στις Εικόνες 4.5 και 4.6 αντίστοιχα, ενώ στον Πίνακα 4.6 συγκεντρώνονται τα κύρια τεχνικά χαρακτηριστικά της.



Εικόνα 4.5 Headphones Board 3D (Μπροστινή Όψη)



Εικόνα 4.6 Headphones Board 3D (Πίσω Όψη)

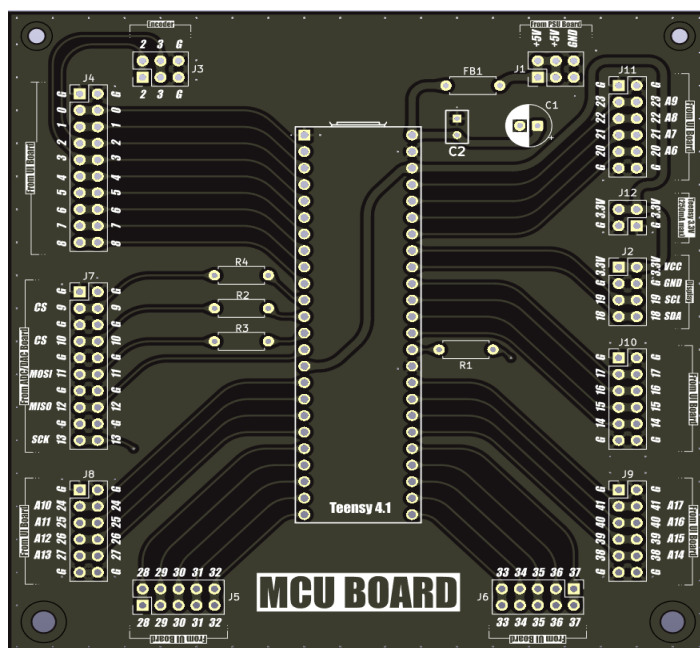
Πίνακας 4.6 Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της Headphones Board

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Width	65.1 mm
Height	60.5 mm
Tracks Τροφοδοσίας (Width)	1mm
Tracks αναλογικού σήματος (Width)	0.5mm
Tracks ψηφιακού σήματος (Width)	-
Minimum Track Spacing	0.3 mm (Ιδανικά 3W)
Εξαρτήματα (Σύνολο)	25

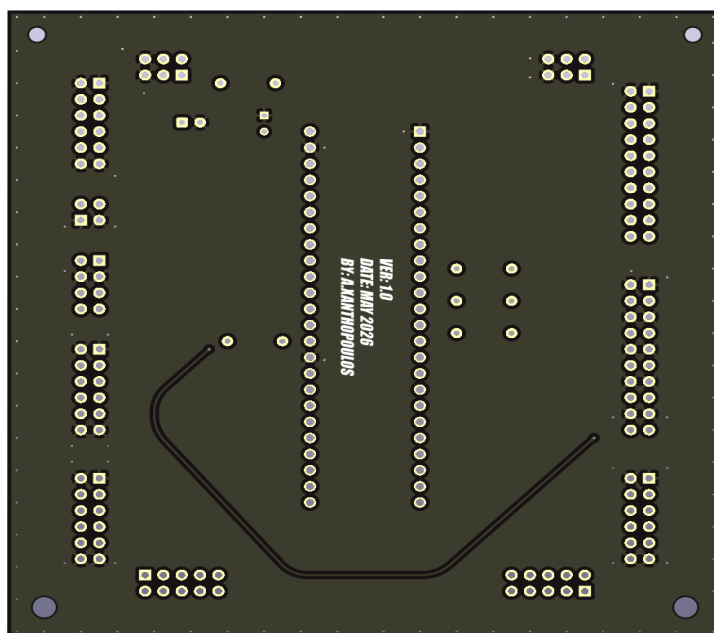
4.8.4 MCU Board

Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα περιγραφής του σχηματικού της πλακέτας MCU Board, η συγκεκριμένη πλακέτα αποτελείται κυρίως από κονέκτορες, οι οποίοι λειτουργούν ως προεκτάσεις των ακροδεκτών του Teensy για τη διευκόλυνση των συνδέσεων. Στις Εικόνες 4.7 και 4.8 παρουσιάζονται οι δύο όψεις της πλακέτας μέσω της 3D απεικόνισης του KiCad.

Από την Εικόνα 4.7 παρατηρείται ότι η πίστα (track) του σήματος SCK δρομολογήθηκε στο κάτω στρώμα (Bottom Layer), καθώς λόγω περιορισμού χώρου ήταν αδύνατη η δρομολόγησή της στο πάνω στρώμα (Top Layer). Επιπλέον, οι πίστες που διασταυρώνονται με την πίστα του SCK σχηματίζουν γωνία 90° ώστε να ελαχιστοποιηθεί η παρεμβολή (Crosstalk) μεταξύ τους.



Εικόνα 4.7 MCU Board 3D (Μπροστινή Όψη)



Εικόνα 4.8 MCU Board 3D (Πίσω Όψη)

Κεφάλαιο 4

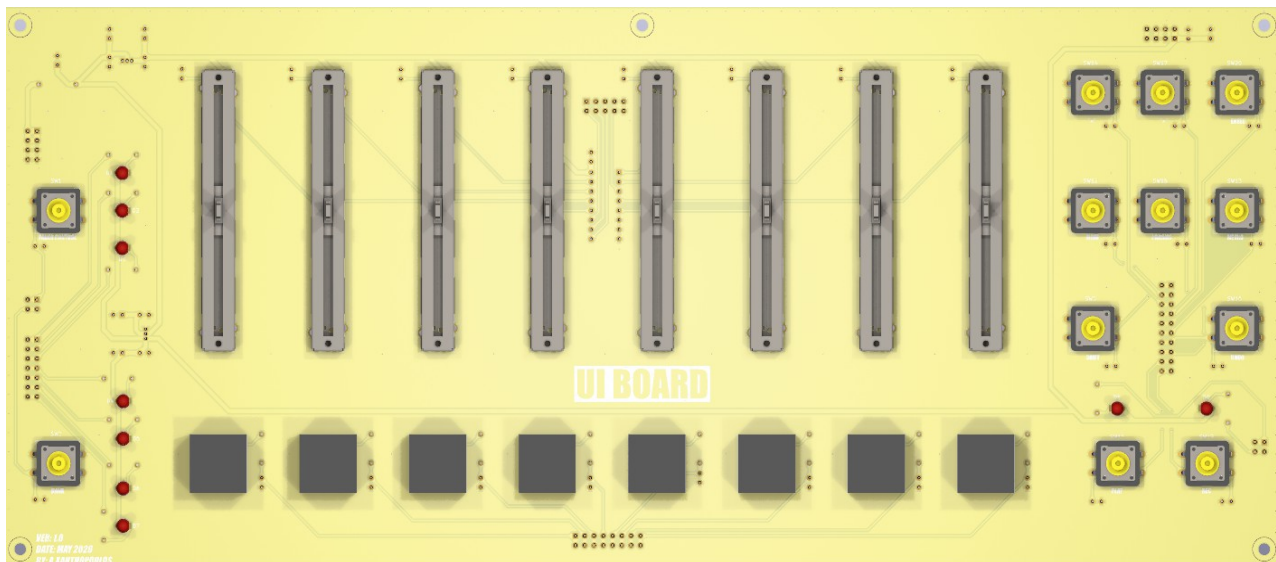
Οι κονέκτορες είναι ομαδοποιημένοι και χωρισμένοι μεταξύ τους ώστε να διευκολυνθεί η σύνδεση τους με τις υπόλοιπες πλακέτες ύστερα από κατάλληλο Pin assign. Επιπλέον λήφθηκε υπόψη το είδος του σήματος που μεταφέρουν, γεγονός που σημαίνει ότι τα αναλογικά Pins του Teensy να είναι μακριά από τα ψηφιακά όσο γίνεται. Στον Πίνακα 4.7 συγκεντρώνονται τα κύρια τεχνικά χαρακτηριστικά της Πλακέτας MCU Board.

Πίνακας 4.7 Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της MCU Board

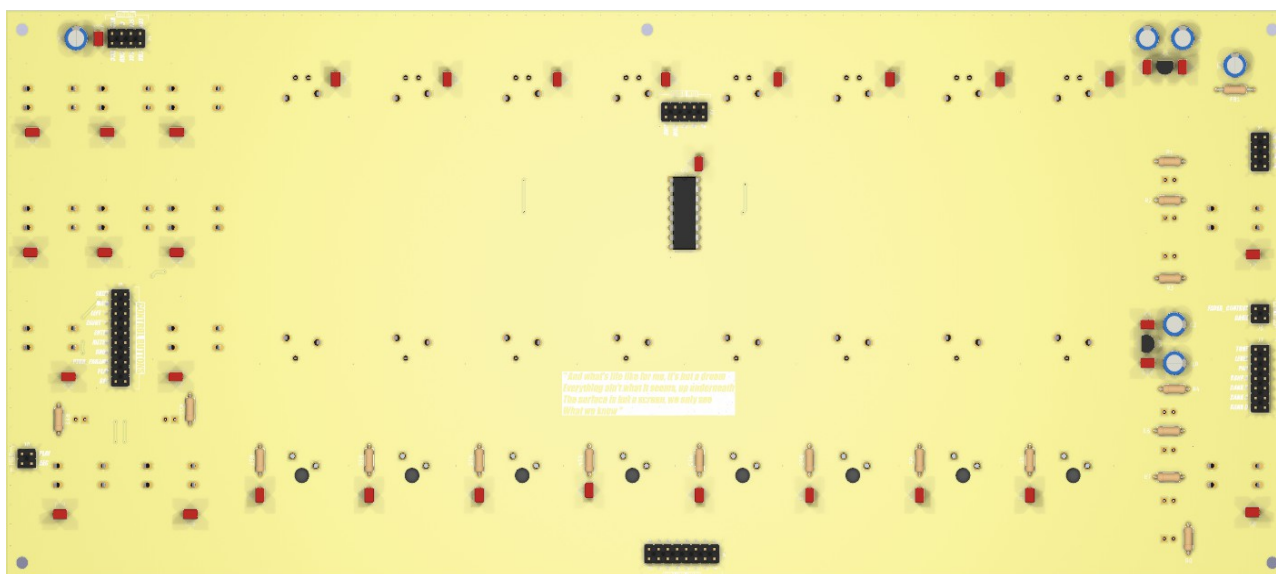
Χαρακτηριστικό	Τιμή
Width	99.1 mm
Height	99.1 mm
Tracks Τροφοδοσίας (Width)	1 mm
Tracks αναλογικού σήματος (Width)	-
Tracks ψηφιακού σήματος (Width)	0.3 mm
Minimum Track Spacing	0.3 mm (Ιδανικά 3W)
Εξαρτήματα (Σύνολο)	24

4.8.5 UI Board

Η πλακέτα διεπαφής χρήστη (UI Board) χαρακτηρίζεται από ειδική τοποθέτηση των εξαρτημάτων καθώς σχεδιάστηκε για να προσαρμόζεται απευθείας στο μπροστινό πάνελ. Για τον λόγο αυτό, τα περισσότερα εξαρτήματα τοποθετήθηκαν στην πίσω όψη της πλακέτας (Εικόνα 4.10), ενώ στην μπροστινή όψη (Εικόνα 4.9) τοποθετήθηκαν αποκλειστικά τα στοιχεία που πρέπει να είναι προσβάσιμα στον χρήστη. Στον Πίνακα 4.8 συγκεντρώνονται τα κύρια τεχνικά χαρακτηριστικά της Πλακέτας UI Board.



Εικόνα 4.9 UI Board 3D (Μπροστινή Όψη)



Εικόνα 4.10 UI Board 3D (Πίσω Όψη)

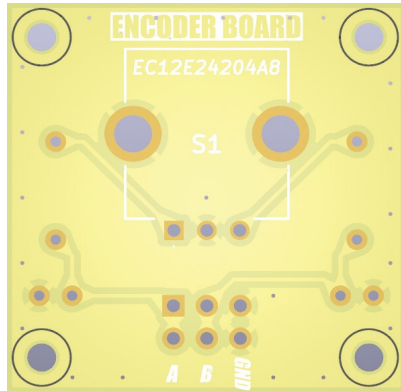
Πίνακας 4.8 Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της UI Board

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Width	350 mm
Height	150 mm
Tracks Τροφοδοσίας (Width)	1 mm
Tracks αναλογικού σήματος (Width)	0.3 mm
Tracks ψηφιακού σήματος (Width)	0.3 mm
Minimum Track Spacing	0.2 mm (Ιδανικά 3W)
Εξαρτήματα (Σύνολο)	111

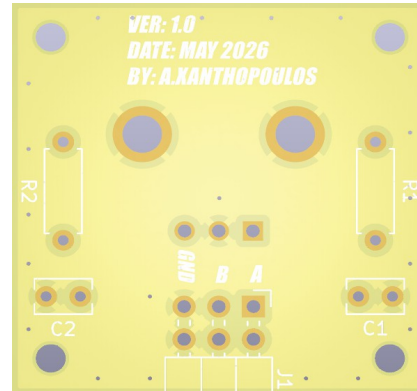
4.8.6 Encoder Board

Η πλακέτα του Rotary Encoder είναι αρκετά μικρή σε μέγεθος καθώς πάνω της έχει μόνο τον Encoder, τους πυκνωτές, τις αντιστάσεις που αναλύθηκαν στο σχηματικό, καθώς τον κονέκτορα σύνδεσης. Ο λόγος που η συγκεκριμένη πλακέτα έγινε χωριστά και ο Encoder δεν ενσωματώθηκε στην πλακέτα UI Board είναι πως με αυτό τον τρόπο μπορεί να τοποθετηθεί σε οποιοδήποτε σημείο του περιβλήματος ενώ παράλληλα με την τοποθέτηση του στο επιθυμητό σημείο πάνω στην UI Board ανέβαζε αρκετά το κόστος της. Στις Εικόνες 4.11 και 4.12 φαίνονται οι δύο όψεις της πλακέτας, και ο Πίνακας 4.9 παρουσιάζει τα κύρια τεχνικά χαρακτηριστικά της. Επίσης για το λόγο του ότι θα είναι στηριγμένη στο μπροστινό πάνελ, όλα τα εξαρτήματα εκτός του Encoder βρίσκονται στην πίσω όψη (Bottom Layer).

Κεφάλαιο 4



Εικόνα 4.11 Encoder Board 3D (Μπροστινή Όψη)



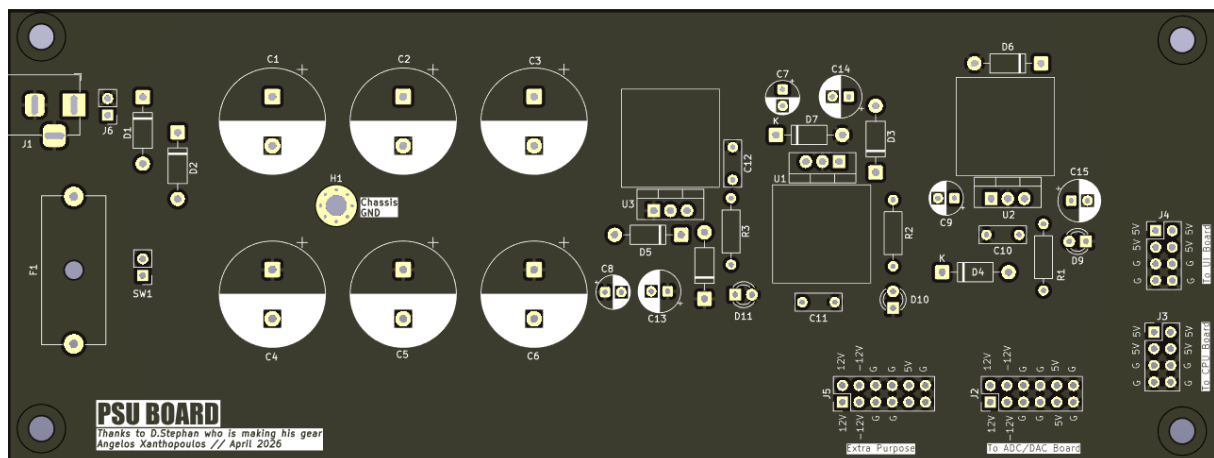
Εικόνα 4.12 Encoder 3D (Πίσω Όψη)

Πίνακας 4.9 Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της Encoder Board

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Width	30.5 mm
Height	30.5 mm
Tracks Τροφοδοσίας (Width)	-
Tracks αναλογικού σήματος (Width)	-
Tracks ψηφιακού σήματος (Width)	0.3 mm
Minimum Track Spacing	0.5 mm (Ιδανικά 3W)
Εξαρτήματα (Σύνολο)	10

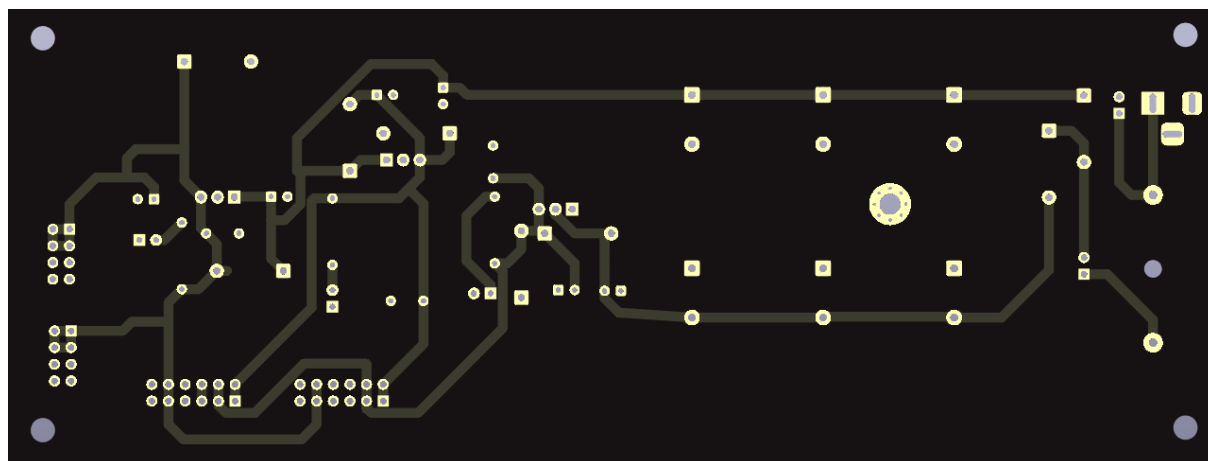
4.8.7 PSU Board

Η πλακέτα του τροφοδοτικού (PSU Board) αποτελεί την πρώτη πλακέτα που σχεδιάστηκε για το σύστημα. Η βασική διαφορά της σε σχέση με τις υπόλοιπες είναι ότι το επίπεδο γείωσης (Ground Plane) ορίστηκε στο πάνω στρώμα (Top Layer) (Εικόνα 4.13), ενώ η δρομολόγηση πραγματοποιήθηκε στο κάτω στρώμα (Bottom Layer) (Εικόνα 4.14) χωρίς την εφαρμογή επιφάνειας χαλκού (Copper Pour) ενδιάμεσα στις διαδρομές. Η επιλογή αυτή δεν επηρεάζει τη λειτουργικότητα του κυκλώματος.



Εικόνα 4.13 PSU Board 3D (Μπροστινή Όψη)

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.11, τα τετράγωνα πεδία (keepout areas) που σχεδιάστηκαν δίπλα στα αποτυπώματα (footprints) των σταθεροποιητών τάσης (Voltage Regulators) ορίζουν τον απαιτούμενο χώρο για την τοποθέτηση των ψυκτών. Επιπλέον, δίπλα στην υποδοχή Barrel Jack J2 υπάρχει το αποτύπωμα του κονέκτορα J6 ο οποίος δεν εμφανίζεται στο σχηματικό διάγραμμα. Σκοπός του J6 είναι να παρέχει τη δυνατότητα σύνδεσης στην περίπτωση που αποφασιστεί η χρήση Barrel Jack Panel Mount αντί για απευθείας τοποθέτηση στην πλακέτα (PCB Mount). Τέλος, ανάμεσα στα αποτυπώματα των πυκνωτών εξομάλυνσης διακρίνεται η οπή J2 μέσω της οποίας θα πραγματοποιηθεί η γείωση του μεταλλικού σασί (chassis ground). Στον Πίνακα 4.10 συγκεντρώνονται τα κύρια τεχνικά χαρακτηριστικά της πλακέτας.



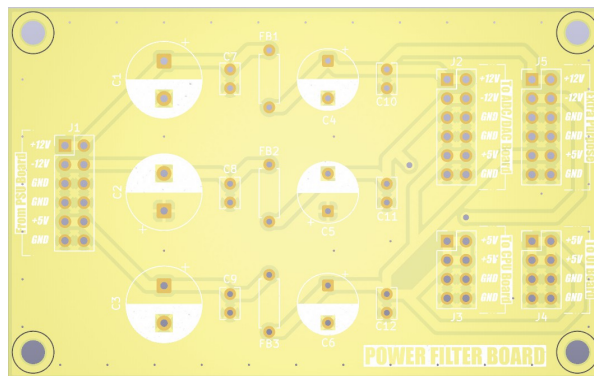
Εικόνα 4.14 PSU Board 3D (Πίσω Όψη)

Πίνακας 4.10 Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της PSU Board

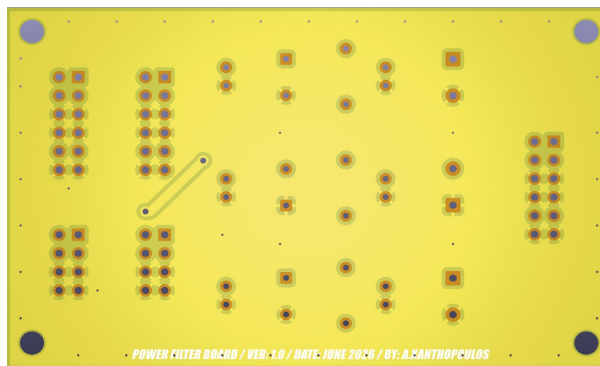
Χαρακτηριστικό	Τιμή
Width	185 mm
Height	70 mm
Tracks Τροφοδοσίας (Width)	1.5 mm
Tracks αναλογικού σήματος (Width)	-
Tracks ψηφιακού σήματος (Width)	-
Minimum Track Spacing	0.2 mm (Ιδανικά 3W)
Εξαρτήματα (Σύνολο)	45

4.8.8 Power Filter Board

Η πλακέτα φίλτρου τροφοδοσίας δεν ήταν μέρος της αρχικής σχεδίασης αλλά προέκυψε έπειτα από εμφάνιση θορύβου στα αναλογικά κυκλώματα λόγω των SPI σημάτων. Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές της συγκεκριμένης πλακέτας αλλά και γενικά σε πλακέτες τροφοδοσίας πρέπει να είναι Low ESR. Στην συγκεκριμένη πλακέτα χρησιμοποιούνται πυκνωτές Low ESR της σειράς Panasonic FR. Στις Εικόνες 4.15 και 4.16 φαίνεται η 3D απεικόνιση των δύο όψεων της πλακέτας, ενώ στον Πίνακα 4.11 αναγράφονται τα κύρια τεχνικά χαρακτηριστικά της.



Εικόνα 4.15 Power Filter Board 3D (Μπροστινή Όψη)



Εικόνα 4.16 Power Filter Board 3D (Πίσω Όψη)

Πίνακας 4.11 Κύρια Χαρακτηριστικά σχεδίασης της PSU Board

Χαρακτηριστικό	Τιμή
Width	80.1 mm
Height	49.6 mm
Tracks Τροφοδοσίας (Width)	1.2 mm
Tracks αναλογικού σήματος (Width)	-
Tracks ψηφιακού σήματος (Width)	-
Minimum Track Spacing	0.3 mm (Ιδανικά 3W)
Εξαρτήματα (Σύνολο)	24

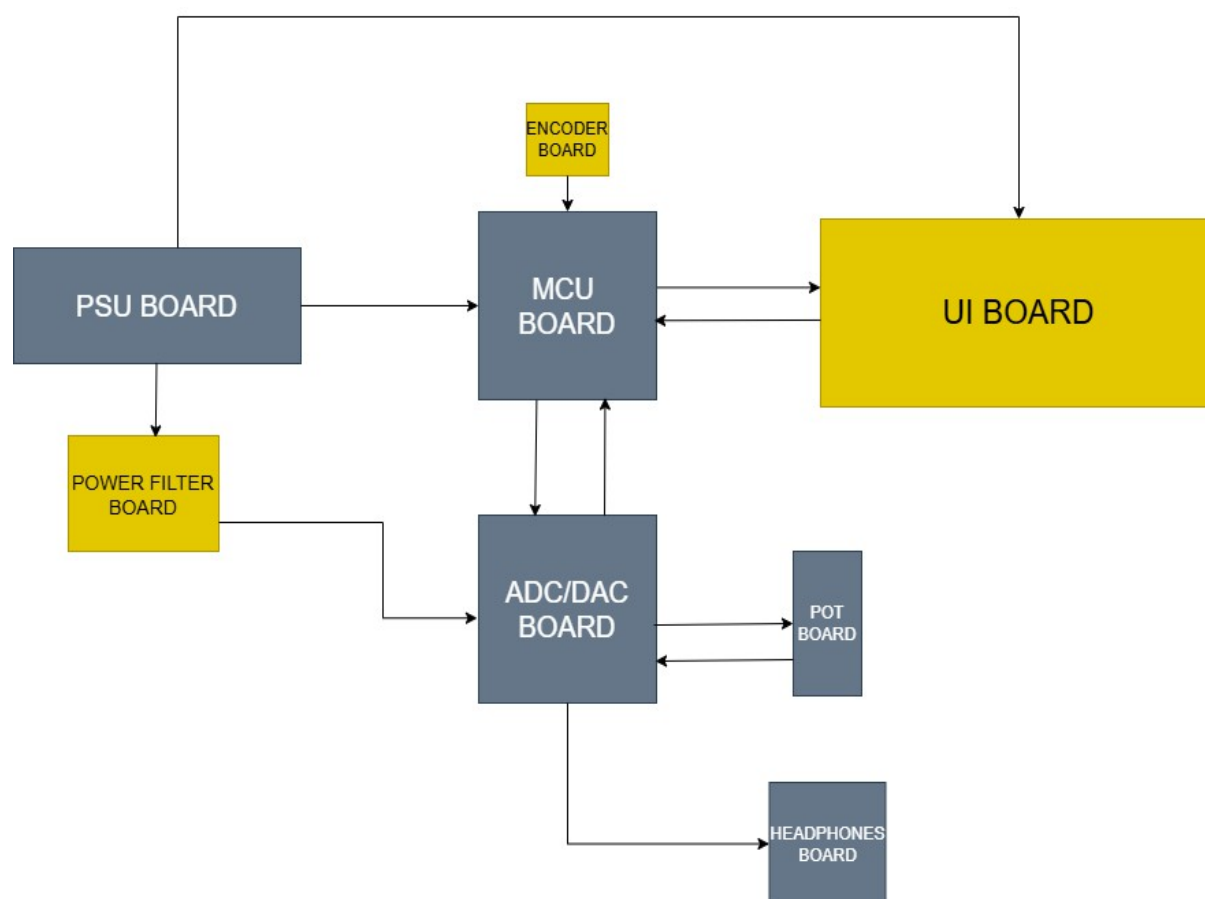
Όπως φαίνεται και από τις εικόνες των πλακετών, η δρομολόγηση έγινε κατά τουλάχιστον 90% στο ένα στρώμα. Καταβλήθηκε η μεγαλύτερη δυνατή προσπάθεια ώστε να μην περάσουν διαδρομές από το στρώμα της γείωσης, αλλά λόγω περιορισμού χώρου αυτό ήταν αναπόφευκτο σε ορισμένα σημεία. Όπου χρειάστηκε να διασταυρωθούν διαδρομές, η διασταύρωσή τους έγινε σε γωνία 90° ελαχιστοποιώντας τις μεταξύ τους παρεμβολές (Crosstalk). Επιπλέον, παρόλο που η ιδανική απόσταση μεταξύ των διαδρομών είναι 3W (3 x Width) δεν ήταν εφικτό να τηρηθεί παντού πλήρως όμως έγινε προσπάθεια να κρατηθούν οι μεγαλύτερες δυνατές αποστάσεις. Τέλος, στις πλακέτες που διαθέτουν Copper GND Pour και στο Top Layer τοποθετήθηκαν Stitching Vias που ενώνουν τα επίπεδα γείωσης, καθώς και Vias περιμετρικά των πλακετών για τη θωράκισή τους από εξωτερικές παρεμβολές.

Για τον σχεδιασμό των πλακετών μελετήθηκε σχετικό εκπαιδευτικό υλικό και τεχνικά άρθρα από τις πηγές Altium Academy, Cadence, Autodesk EAGLE, καθώς και τα application notes [28] [29] [30] .

4.9 Διασύνδεση πλακετών

Επειδή το σύστημα διαθέτει πολλές πλακέτες, παρατίθεται το Σχήμα 4.34, το οποίο είναι ένα δομικό διάγραμμα (Block Diagram) που απεικονίζει τη διασύνδεση μεταξύ τους. Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί πως για την αποφυγή θορύβου, η αρχιτεκτονική γείωσης του συστήματος σχεδιάστηκε με βάση την αρχή της γείωσης αστέρα (Star Ground) με κεντρικό σημείο αναφοράς την πλακέτα τροφοδοσίας (PSU Board).

Ωστόσο, για τα σήματα SPI μεταξύ της πλακέτας του μικροελεγκτή και των πλακετών ADC/DAC, ήταν απαραίτητη η παράλληλη δρομολόγηση αγωγών γείωσης (GND) δίπλα στα γραμμές σημάτων. Αυτό έγινε συνειδητά προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η εμπέδηση επιστροφής των ψηφιακών σημάτων (current return path) αποτρέποντας τη δημιουργία μεγάλων βρόγχων σήματος. [54] [55]



Σχήμα 4.34 Block Διάγραμμα διασύνδεσης πλακετών

4.10 Επίλογος

Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύθηκαν όλα τα κυκλώματα που συνθέτουν το υλικό μέρος (Hardware) της συσκευής. Στη συνέχεια, έγινε η παρουσίαση όλων των επιμέρους πλακετών. Τέλος, παρατέθηκε ένα δομικό διάγραμμα (Block Diagram) ώστε να γίνει κατανοητή η διασύνδεση μεταξύ τους.

Κεφάλαιο 5ο : Ανάπτυξη Λογισμικού (Firmware)

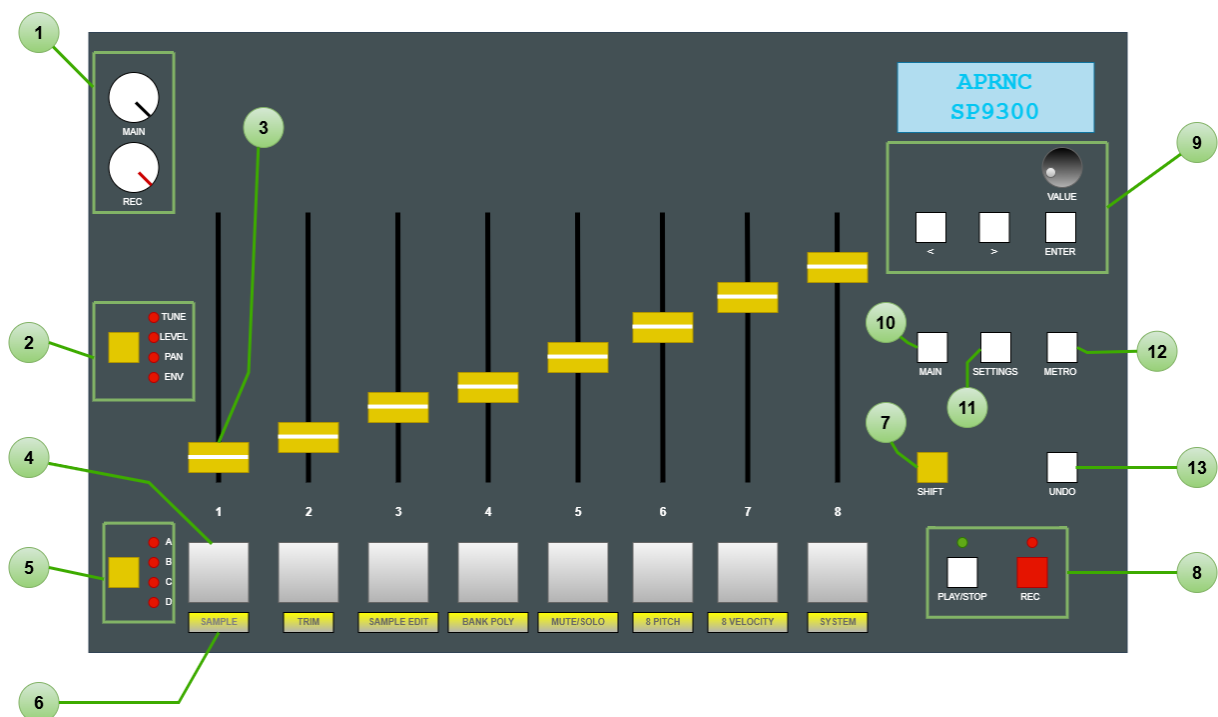
5.1 Εισαγωγή

Με την ολοκλήρωση του σχεδιασμού του υλικού (hardware) το επόμενο στάδιο αφορά τον προγραμματισμό της συσκευής. Αντικείμενο αυτού του κεφαλαίου είναι η επεξήγηση του κώδικα πίσω από τις βασικές λειτουργίες του συστήματος, καθώς και η παρουσίαση του υλικολογισμικού (firmware).

Επισημαίνεται ότι, αν και η τρέχουσα έκδοση του firmware κατά τη συγγραφή της διπλωματικής εργασίας είναι η 1.6 με πολλές επιπλέον λειτουργίες, στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται η έκδοση 1.0. Η αρχική αυτή έκδοση περιλαμβάνει όλες τις βασικές λειτουργίες που καθιστούν τη συσκευή ένα πλήρως λειτουργικό Sampler-Sequencer.

5.2 Μπροστινό Πάνελ (UI Front Panel)

Πριν από την ανάλυση του κώδικα, είναι χρήσιμο να παρουσιαστεί το μπροστινό πάνελ της συσκευής για την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας της. Στο Σχήμα 5.1 φαίνεται η 1:1 απεικόνισή του.



Σχήμα 5.1 Σχεδιάγραμμα Μπροστινού Πάνελ (UI)

- (1) **Ποτενσιόμετρα REC & VOL :** Τα ποτενσιόμετρα αυτά είναι υπεύθυνα για τον έλεγχο της στάθμης του σήματος εισόδου κατά την δειγματοληψία (REC), και των εξόδων Main Outs και Phones (VOL). Είναι τα ποτενσιόμετρα που αναφέρθηκαν ως εξασθενητές (Attenuators) στο κεφάλαιο 4.

- (2) **Fader Control** : Το κουμπί Fader Control είναι υπεύθυνο για την ενεργοποίηση των τεσσάρων λειτουργιών Tune (Αλλαγή Pitch & Speed), Level (Ένταση), Pan (Πανοραμική στερεοφωνία). Οι παράμετροι των λειτουργιών αυτών ελέγχονται με τα Faders. Για κάθε λειτουργία υπάρχει ενδεικτικό LED που αναδεικνύει την τρέχουσα ενεργοποιημένη λειτουργία.
- (3) **Faders** : Τα οκτώ Faders, είναι υπεύθυνα για την αλλαγή παραμέτρων διαφόρων λειτουργιών, όπως οι λειτουργίες που ενεργοποιεί το κουμπί Fader Control ή ξεχωριστές λειτουργίες που ενεργοποιούνται ανάλογα με το τρέχον επιλεγμένο Mode. Για παράδειγμα στο TRIM MODE τα Fader καθορίζουν το Start και End Point για κάθε Sample.
- (4) **Drum Buttons** : Η κύρια λειτουργία των οκτώ Drum Buttons είναι η πυροδότηση (Triggering) των Samples που αντιστοιχούν σε αυτά. Η δευτερεύουσα λειτουργία τους είναι να ενεργοποιούν το επιθυμητό Mode έπειτα από το πάτημα τους σε συνδυασμό με το κουμπί SHIFT. Το κάθε Mode που αντιστοιχεί το συγκεκριμένο κουμπί αναγράφεται από κάτω.
- (5) **Bank Button** : Το σύστημα διαθέτει τέσσερις τράπεζες ήχων (Banks) A, B, C, D. Αυτό δίνει τη δυνατότητα να είναι 32 ήχοι (4 Banks * 8 Drum Buttons) διαθέσιμοι ταυτόχρονα. Το Bank Button επιλέγει το τρέχον Bank. Τα LEDs δίπλα στο κουμπί δείχνουν την τράπεζα που είναι επιλεγμένη.
- (6) **Modes** : Σε κάθε Drum Button αντιστοιχεί ένα Mode. Για παράδειγμα SAMPLE MODE για δειγματοληψία ή SYSTEM MODE για ρυθμίσεις συστήματος. Για να μπει ο χρήστης σε κάποιο Mode πατάει το κουμπί SHIFT και το Drum Button με το Mode που επιθυμεί.
- (7) **Shift** : Το κουμπί Shift ενεργοποιεί την δευτερεύουσα λειτουργία που αντιστοιχεί σε ένα κουμπί, όπως για παράδειγμα τα Modes.
- (8) **Play/Stop & Rec** : Με το κουμπί Play/Stop ο χρήστης μπορεί να ακούσει ή να σταματήσει το παίξιμο μια ακολουθίας (Sequence) που έχει προγραμματίσει-ηχογράφησει, ενώ με το κουμπί Rec ξεκινάει την ηχογράφηση της ακολουθίας.
- (9) **Navigation, Enter & Value** : Με τα κουμπιά Navigation ("<", ">") ο χρήστης μετακινείται σε διάφορες επιλογές που εμφανίζονται στο μενού της οθόνης. Με το κουμπί Enter τις επιλέγει, ενώ το Value είναι ο Rotary Encoder και χρησιμοποιείται μόνο για αλλαγή τιμής, όπως για παράδειγμα την επιλογή BPM. Σε περίπτωση που δοθεί μια ερώτησή όπως για παράδειγμα (Overwrite ? (y/n)). Το κουμπί "<" αντιστοιχεί σε No, και το Enter σε Yes.
- (10) **Main** : Με το κουμπί Main, ο χρήστης πηγαίνει στο Main Mode το οποίο αντιστοιχεί στο Sequencer.
- (11) **Settings** : Με το κουμπί Settings ο χρήστης ενεργοποιεί τις ρυθμίσεις στο τρέχον Mode που βρίσκεται. Για κάθε Mode το κουμπί Settings ενεργοποιεί διαφορετικό μενού ρυθμίσεων.
- (12) **Metro** : Το κουμπί Metro ανοίγει τις ρυθμίσεις του μετρονόμου, όπως για παράδειγμα το Count-in και το Metronome Volume.
- (13) **Undo Button** : Με το πάτημα του Undo ο χρήστης διαγράφει όλα τα γεγονότα (Events) της ακολουθίας (Sequence) που καταγράφηκαν ακριβώς μετά την τελευταία ηχογράφηση (Rec)

5.3 Αρχιτεκτονική του Firmware

Το Firmware του συστήματος έχει οργανωθεί σε ανεξάρτητα αρχεία καρτέλες (Tabs) του περιβάλλοντος Arduino IDE. Η κάθε καρτέλα είναι ένα αρχείο με κατάληξη “ .ino ” και ο μεταγλωτιστής (Compiler) τα συγχωνεύει σε μία μεταφραστική μονάδα (Translation Unit). Επιπλέον, κάθε ξεχωριστό αρχείο κώδικα καλύπτει και μια συγκεκριμένη λειτουργική περιοχή του συστήματος. Στον Πίνακα 5.1 αναγράφονται τα Tabs (καρτέλες) από τα οποία αποτελείται το Firmware (Version 1.0) της συσκευής.

Πίνακας 5.1 Firmware Version 1.0 Tabs

Tab	Περιγραφή
SP9300_MAIN.ino	Το SP9300_MAIN.ino αποτελεί τον κεντρικό πυρήνα του Firmware, καθώς δηλώνει το υλικό (pins), τις καθολικές δομές και μεταβλητές και εκτελεί τις βασικές συναρτήσεις setup() και loop(), παρέχοντας το κοινό υπόβαθρο για τα υπόλοιπα αρχεία κώδικα.
A_MAIN_MODE.ino	Το A_MAIN_MODE αποτελεί την κεντρική διεπαφή χρήστη (UI) και την κύρια οθόνη για το Performance του συστήματος. Δεν περιλαμβάνει τη μηχανή Sequencer (Βρίσκεται στο Y_SEQUENCER.ino), αλλά εστιάζει αποκλειστικά στον χειρισμό, δηλαδή αλληλεπιδρά με τα στοιχεία ελέγχου, ενημερώνει την οθόνη και καλεί τις αντίστοιχες συναρτήσεις ελέγχου .
B_SAMPLE_MODE.ino	Το B_SAMPLE_MODE είναι το mode της δειγματοληψίας. Παίρνει ήχο και τον γράφει ω στη μνήμη PSRAM (sampleBuffer) στα 26.04 kHz, mono.
C_SAMPLE_TRIM.ino	Το C_SAMPLE_TRIM, είναι το Mode στο οποίο ορίζονται το σημείο έναρξης (Start) και λήξης (End) που θα παίζει κάθε ήχος. Είναι non-destructive και δεν αλλάζει καθόλου τον ήχο στη μνήμη, αλλά αλλάζει μόνο δύο δείκτες (startPoint / endPoint) ανά ήχο.
D_SAMPLE_EDIT.ino	Το D_SAMPLE_EDIT είναι το mode που πειράζει τα ίδια τα δεδομένα του ήχου στη μνήμη (destructive), σε αντίθεση με το Trim που άλλαζε μόνο δείκτες. Στο mode αυτό υπάρχουν διαθέσιμες διάφορες λειτουργίες όπως Discard, Normalize , Copy, Delete κα.
E_BANK_MUTE.ino	Το E_BANK_MUTE είναι το Mode μεταχειρίζεται τα 4 banks σαν 4 ξεχωριστά κανάλια . Δίνεται η δυνατότητα Mute / Solo για κάθε ένα Bank. Είναι χρήσιμο για το Tracking-out του τελικού κομματιού
F_BANK_POLYPHONY.ino	Το F_BANK_POLYPHONY κάνει ουσιαστικά ένα πράγμα. Ορίζει αν ένα bank παίζει MONO ή POLY. Mono = κάθε νέο χτύπημα κόβει το προηγούμενο του ίδιου pad. Poly = πολλά χτυπήματα ηχούν μαζί.
G_EIGHT_VELOCITY.ino	Παίρνει ένα sample και το απλώνει σε 8 διαφορετικές εντάσεις στα 8 pads ενός bank. Το pad 8 παίζει στην

	πλήρη ένταση, κατεβαίνοντας προς το pad 1 η ένταση μειώνεται γραμμικά
H_EIGHT_PITCH.ino	Παίρνει ένα sample και το απλώνει χρωματικά στα 8 pads ενός bank. Ένα pad κρατά το αρχικό τονικό ύψος (root), και τα υπόλοιπα ανεβοκατεβαίνουν κατά ημιτόνια ανάλογα με την απόστασή τους από το root.
X_SYSTEM_MODE.ino	Το System Mode είναι το Mode στο οποίο γίνονται διάφορες ρυθμίσεις του συστήματος όπως αλλαγή χρώματος οθόνης. Επίσης, σε αυτό το Mode βρίσκονται οι ενέργειες που αφορούν την κάρτα SD.
Y_SEQUENCER.ino	Το Y_SEQUENCER είναι η μηχανή του sequencer . Το UI του SEQUENCER είναι στο A_MAIN. Εδώ είναι το ρολόι και η αποθήκη των events. Καλείται σε κάθε loop() μέσω seqService(), ανεξάρτητα από το ενεργό mode.
Z_AUDIO_ENGINE.ino	Όλος ο ήχος φτιάχνεται σε μία συνάρτηση. Την audioISR(). Ένας hardware timer (IntervalTimer) την καλεί με σταθερό ρυθμό π.χ. 26.040 φορές το δευτερόλεπτο στην περίπτωση μας. Κάθε κλήση παράγει ένα stereo δείγμα και το γράφει στον DAC.

Η αρχιτεκτονική του λογισμικού βασίζεται στον διαχωρισμό διακριτών επιπέδων , όπου το καθένα αναλαμβάνει συγκεκριμένες αρμοδιότητες. Στο χαμηλότερο επίπεδο βρίσκονται οι οδηγοί υλικού οι οποίοι διαχειρίζονται την άμεση επικοινωνία με τα περιφερειακά (οθόνη, encoders, κουμπιά, κάρτα SD και μετατροπείς ADC/DAC). Πάνω από αυτούς λειτουργεί η μηχανή ήχου (audio engine) για την παραγωγή του σήματος, καθώς και ο sequencer ο οποίος είναι υπεύθυνος για τη διαχείριση, την αποθήκευση και το timing των συμβάντων (events). Τέλος, στο ανώτερο επίπεδο βρίσκεται η διεπαφή χρήστη (UI), χωρισμένη σε διαφορετικά Modes όπως αναφέρθηκαν παραπάνω, η οποία μεταφράζει τις ενέργειες του χρήστη σε εντολές προς τα υπόλοιπα επίπεδα.

Βασική αρχή της αρχιτεκτονικής είναι ο διαχωρισμός αρμοδιοτήτων. Κάθε επίπεδο έχει έναν ρόλο , για παράδειγμα η μηχανή ήχου εκτελεί εντολές χωρίς να εξαρτάται από το UI. Αυτό καθιστά το σύστημα επεκτάσιμο και εύκολα συντηρήσιμο, ενώ η επικοινωνία μεταξύ των επιπέδων γίνεται μέσω κοινών δομών δεδομένων.

5.3.1 Δομή των Tabs

Όλα τα modes ακολουθούν την ίδια δομή.

- **NeedsInit flag + Enter ()** : Την πρώτη φορά που τρέχει το Mode, καλείται η συνάρτηση αρχικοποίησης του. Για παράδειγμα η συνάρτηση bpEnter() είναι η συνάρτηση αρχικοποίησης του Bank Polyphony mode (Σχήμα 5.2).

```

153 static void bpEnter() {
154     bpFaderState = 0;           // Οι faders ξεκινάνε σε κατάσταση OFF (καμία παράμετρος ενεργή).
155     bpEnvPad = 0;              // Το pad που θα επεξεργάζεται envelope γυρνά στο πρώτο (pad 1).
156     bpBaselineFaders();        // Καταγράφει την τρέχουσα φυσική θέση των 8 faders σαν σημείο εκκίνησης.
157
158     digitalWrite(LED_TUNE, HIGH); // Σβήνει το LED "TUNE".
159     digitalWrite(LED_LEVEL, HIGH); // Σβήνει το LED "LEVEL".
160     digitalWrite(LED_PAN, HIGH); // Σβήνει το LED "PAN".
161
162     updateBankLEDs();           // Ανάβει το LED του bank που είναι τώρα επιλεγμένο (A/B/C/D).
163     bpDrawPoly();              // Ζωγραφίζει στην οθόνη την κατάσταση Mono/Poly του τρέχοντος bank.
164 }

```

Σχήμα 5.2 Συνάρτηση αρχικοποίησης Bank Polyphony Mode

- **State Machine :** Ένα τοπικό enum καθορίζει ποια κατάσταση/οθόνη τρέχει. Ο χειριστής (handler) κάνει διανομή (dispatch) με την εντολή switch.
- **Συναρτήσεις Draw/Handle :** Οι Draw*() εμφανίζουν πλήρεις γραμμές 16 χαρακτήρων χωρίς την εντολή lcd.clear() ώστε να μην υπάρχει τρεμόπαιγμα (Flicker) της οθόνης στις αλλαγές πραγματικού χρόνου. Οι συναρτήσεις Handle*() χρησιμοποιούνται για το διάβασμα κουμπιών, encoder και faders.
- **Αυτόμο I/O (Self-contained) :** Κάθε tab έχει δικό του debounce, δικό του διάβασμα Encoder και δικό του pad edge detection. Έτσι, δεν εξαρτάται από τα τύπου static των άλλων καρτελών.
- **Catch στην κίνηση των Faders :** Όταν αλλάζει η λειτουργία των Faders με το Fader Control Button, καταγράφεται η θέση τους ως baseline ώστε να μην αλλάζει η τιμή της νέας παραμέτρου από τη θέση της προηγούμενης. Ο fader αναλαμβάνει τον έλεγχο της νέας παραμέτρου μόνο αφού μετακινηθεί αισθητά από αυτό το baseline. Έτσι η αποθηκευμένη τιμή της παραμέτρου από προηγούμενη ρύθμιση δεν αλλάζει απότομα από τη φυσική θέση που τυχαίνει να έχει ο fader τη στιγμή της εναλλαγής.

Στο Σχήμα 5.3 φαίνεται ο σκελετός (η λογική του κώδικα ελαχιστοποιημένη για εύκολη κατανόηση) του Trim Mode.

```

void handleSampleTrim() {
    if (trNeedsInit) { trNeedsInit=false; trEnter(); } // 1) αρχικοποίηση μία φορά
    if (SHIFT+PAD) { ...αλλαγή mode... return; } // 2) shortcuts
    if (MAIN) { ...έξοδος... return; }
    switch (trState) { // 3) state machine
        case TR_NORMAL: trHandleNormal(); break;
        case TR_SLICE_EDIT: sliceHandleEdit(); break;
        ...
    }
}

```

Σχήμα 5.3 Σκελετός Trim Mode – Τα υπόλοιπα Modes ακολουθούν την ίδια λογική

5.4 SP9300_MAIN.ino

Το SP9300_MAIN.ino αποτελεί τον κεντρικό πυρήνα του Firmware, καθώς δηλώνει το υλικό (pins), τις καθολικές δομές και μεταβλητές και εκτελεί τις βασικές συναρτήσεις setup() και loop(), παρέχοντας το κοινό υπόβαθρο για τα υπόλοιπα αρχεία κώδικα. Ότι υπάρχει στα άλλα tabs της μορφής π.χ. pads[bank][pad].level, sysSettings.bpm, voices[i], ορίζεται εδώ. Η δομή του Tab είναι η εξής (με την σειρά που γράφονται) :

1. **Includes** : Οι βιβλιοθήκες που υπάρχουν σε αυτό το Tab. Υπάρχουν και σε άλλα tabs όπως και η *IntervalTimer.h* η οποία είναι στο Y_SEQUENCER.ino. Αφού όμως ο compiler ενώνει όλα τα tabs σε ένα, δεν υπάρχει πρόβλημα που μπαίνει το κάθε include. Στο Σχήμα 5.4 φαίνονται τα Includes του Tab ενώ στα σχόλια φαίνεται η χρήση τους.

```
1  #include <Wire.h> // Βιβλιοθήκη Wire για την επικοινωνία I2C με την οθόνη
2  #include <SPI.h> // Βιβλιοθήκη SPI για την επικοινωνία με τον ADC και τον DAC
3  #include <SD.h> // Βιβλιοθήκη SD για τη διαχείριση της κάρτας μνήμης
4  #include <DFRobot_RGBLCD1602.h> // Βιβλιοθήκη για τον έλεγχο της RGB LCD οθόνης
```

Σχήμα 5.4 Includes SP9300_MAIN.ino

2. **Pin Assignment** : Αντιστοίχιση των Pins του Teensy με περιφερειακά και λειτουργίες. Κάθε γραμμή δηλώνει μια σταθερά με το νούμερο ενός φυσικού pin. Για παράδειγμα στο Σχήμα 5.5 φαίνεται το Pin Assign των SPI και I2C Pins.

```
15  const int SCL_PIN = 19; // Ορισμός του Pin 19 ως SCL (Clock) για το δίαυλο I2C της οθόνης
16  const int SDA_PIN = 18; // Ορισμός του Pin 18 ως SDA (Data) για το δίαυλο I2C της οθόνης
17
18  const int CS_ADC = 9; // Ορισμός του Pin 9 ως Chip Select για τον ADC MCP3202
19  const int CS_DAC = 10; // Ορισμός του Pin 10 ως Chip Select για τον DAC MCP4922
20  const int MOSI_PIN = 11; // Ορισμός του Pin 11 ως MOSI για τη μεταφορά δεδομένων SPI
21  const int MISO_PIN = 12; // Ορισμός του Pin 12 ως MISO για τη λήψη δεδομένων SPI
22  const int SCK_PIN = 13; // Ορισμός του Pin 13 ως SCK (Serial Clock) για το δίαυλο SPI
```

Σχήμα 5.5 I2C και SPI Pin Assignment

3. **Enums** : Φτιάχνει μια λίστα ονομάτων για το OperatingMode (τα modes) και UIState (Normal Mode, Settings και Value Edit) (Σχήμα 5.6). Ο λόγος χρήσης enums είναι πως τα enums επιτρέπουν να δίνονται κατανοητές ετικέτες σε αριθμητικές τιμές, ώστε ο κώδικας να διαβάζεται σαν φυσική γλώσσα αντί για μια σειρά από αριθμούς, καθώς τα enums είναι λίστες με ομάδες από σταθερές.

```
enum OperatingMode {
    MAIN_MODE,           // Λειτουργία MAIN (Κουμπί MAIN): Κεντρική οθόνη και sequencer
    SAMPLE_MODE,          // Λειτουργία SAMPLE (SHIFT + Pad 1): Δειγματοληψία ήχου
    SAMPLE_TRIM,          // Λειτουργία SAMPLE_TRIM (SHIFT + Pad 2): Καθορισμός Start/End Points
    SAMPLE_EDIT,          // Λειτουργία SAMPLE_EDIT (SHIFT + Pad 3): Trigger Type, Voice Overlap, Mute Groups
    BANK_MUTE,            // Λειτουργία BANK_MUTE (SHIFT + Pad 5): Mute/Solo στα Banks
    BANK_POLYPHONY,       // Λειτουργία BANK_POLYPHONY (SHIFT + Pad 4): Επιλογή Πολυφωνίας ανά Bank
    EIGHT_VELOCITY,       // Λειτουργία 8_VELOCITY (SHIFT + Pad 7): Κατανομή velocity σε 8 επίπεδα
    EIGHT_PITCH,          // Λειτουργία 8_PITCH (SHIFT + Pad 6): Άπλωμα ενός sample χρωματικά στα 8 Pads
    SYSTEM_MODE,          // Λειτουργία SYSTEM (SHIFT + Pad 8): Γενικές ρυθμίσεις συστήματος
};

enum UIState {
    STATE_NORMAL,         // Κατάσταση UI: Κανονική προβολή και λειτουργία του τρέχοντος Mode
    STATE_SETTINGS_NAV,   // Κατάσταση UI: Πλοήγηση στις ρυθμίσεις του τρέχοντος Mode
    STATE_VALUE_EDIT      // Κατάσταση UI: Επεξεργασία τιμής μιας επιλεγμένης ρύθμισης με τον Encoder
};

OperatingMode currentMode = MAIN_MODE; // Δήλωση και αρχική ανάθεση του τρέχοντος Mode στο MAIN_MODE
UIState currentUIState = STATE_NORMAL; // Δήλωση και αρχική ανάθεση της κατάστασης UI στην κανονική προβολή
```

Σχήμα 5.6 Enums των Modes και της κατάστασης τους

4. **Δομές δεδομένων Structs** : Οι ρυθμίσεις οργανώνονται σε τρεις βασικές δομές. Οι ανά Pad (Drum Button) παράμετροι στον πίνακα pads [4] [8] (4 banks * 8 pads). Οι καθολικές ρυθμίσεις (BPM, Quantize, Swing κτλ) βρίσκονται στην δομή InstrumentSettings sysSettings, ενώ οι ρυθμίσεις ανά Bank (Πολυφωνία, Mute/Solo) στον πίνακα banks [4]. Για παράδειγμα στο σχήμα 5.7 φαίνεται η δήλωση του banks [4] και στο Σχήμα 5.8 φαίνεται η δήλωση της δομής PadSettings.

```
126 struct BankSettings { // Δομή για τις ρυθμίσεις του κάθε Bank (A, B, C, D)
127     uint8_t polyphonyMode; // Κατάσταση πολυφωνίας Bank: 0 = MONO, 1 = POLY
128     bool isMuted;          // ENEPFO (effective) mute που διαβάζει η μηχανή: true = σιγασμένο.
129     bool isSoloed;         // Πρόθεση SOLO του χρήστη (μόνο για SOLO-mode στο BANK_MUTE_SOLO).
130 };
131 BankSettings banks[4];
```

Σχήμα 5.7 Δήλωση Struct BankSettings

```
106 struct PadSettings { // Δομή για τις ρυθμίσεις του κάθε Pad ξεχωριστά
107     // --- TRIM POINTS (σχετικά με το sample, 0 .. sampleLength) ---
108     uint32_t startPoint; // Σημείο έναρξης αναπαραγωγής (trim start, σε samples)
109     uint32_t endPoint;   // Σημείο τερματισμού αναπαραγωγής (trim end, σε samples)
110     uint8_t triggerType; // Τύπος αναπαραγωγής: 0 = One Shot (Default), 1 = Gate
111     uint8_t voiceOverlap; // Διαχείριση επικάλυψης φωνής: 0 = Mono (Default), 1 = Poly
112     uint8_t muteGroup;   // Ομάδα σίγασης (Mute Group): 0 = Κανένα (Default), 1 έως 8
113     // --- FADER VALUES (αποθηκεύονται ανά Bank x Pad = 32 τιμές ανά παράμετρο) ---
114     int8_t tune;         // Μεταφορά τόνου σε ημιτόνια: -12 έως +12 (Default: 0)
115     uint8_t level;       // Επίπεδο έντασης: 0 έως 99 (Default: 99)
116     int8_t pan;          // Στερεοφωνική θέση: -50 (L) έως +50 (R), 0 = Κεντρικά (Default: 0)
117     uint8_t attack;      // Χρόνος Attack envelope: 0 έως 99 (Default: 0)
118     uint8_t decay;       // Χρόνος Decay envelope: 0 έως 99 (Default: 0)
119     // --- SAMPLE STORAGE (φυσική θέση στο κοινό PSRAM buffer) ---
120     //OFFSET (όχι pointer) ώστε να παραμένει έγκυρο μετά από SD recall.
121     uint32_t sampleOffset; // Θέση έναρξης του δείγματος μέσα στο sampleBuffer (σε samples)
122     uint32_t sampleLength; // Πλήθος samples του ηχογραφημένου δείγματος (0 = άδειο)
123     bool hasSample;       // true αν το pad περιέχει ηχογραφημένο δείγμα
124 };
```

Σχήμα 5.8 Δήλωση Struct PadSettings

5. **Audio Memory** : Η δομή για τα Voices και ο Buffer Μνήμης. Για τη διαχείριση της αναπαραγωγής ήχου, το Firmware χρησιμοποιεί δυναμική κατανομή φωνών (Voice Allocation) βασισμένη σε ένα κοινή δεξαμενή (pool) 16 φωνών (Voice voices[NUM_VOICES]). Τα ηχητικά δείγματα αποθηκεύονται στην εξωτερική μνήμη PSRAM (EXTMEM) σε έναν ενιαίο buffer χωρητικότητας περίπου 4,17 MB, καλύπτοντας 4 διαφορετικά banks με συχνότητα δειγματοληψίας 26,04 kHz. Κάθε αυτόνομη φωνή περιγράφεται από τη δομή Voice, η οποία διατηρεί την τρέχουσα θέση ανάγνωσης και τη μεταβολή τονικού ύψους (pitch) μέσω υπολογισμών σταθερής υποδιαστολής (Fixed-point 48.16 και 16.16 αντίστοιχα). Τις παραμέτρους Envelope, καθώς και το πεδίο age για την εφαρμογή αλγορίθμου αντικατάστασης φωνών (Voice Stealing) με βάση την παλαιότητα τους. (Σχήμα 5.9).

Η αναπαραγωγή βασίζεται στην σταθερή δεξαμενή NUM_VOICES. Η κατανομή μιας νέας φωνής να γίνεται από μια συνάρτηση allocateVoice(), η οποία εφαρμόζει διαδοχικά τέσσερις κανόνες: πρώτα κόβει τυχόν ενεργή φωνή του ίδιου pad αν αυτό βρίσκεται σε λειτουργία Mono (Voice Overlap Setting), στη συνέχεια κόβει όλες τις άλλες ενεργές φωνές του ίδιου bank αν το ίδιο το bank polyphony είναι σε Mono, διαφορετικά εφαρμόζει τη λογική mute group (pads στην ίδια ομάδα κόβουν το ένα το άλλο), και τέλος, αν δεν υπάρχει καθόλου ελεύθερη φωνή, κόβεται η παλαιότερη ενεργή (voice stealing) με βάση έναν αυξανόμενο μετρητή age ανά φωνή.

```

725 const int    NUM_VOICES    = 16;        // Συνολικά voices στο κοινό pool
726 const float   SR_SP1200    = 26041.66f; // Sampling rate SP1200 engine (Hz)
727 const uint32_t SAMPLES_PER_BANK = 520833; // ~20'' στα 26.04 kHz (20 * 26041.66)
728 const uint32_t SAMPLE_BUFFER_LEN = SAMPLES_PER_BANK * 4UL; // 4 banks → ~2.08M samples (~4.17 MB)
729
730 // Το μεγάλο buffer δειγμάτων στην εξωτερική PSRAM (keyword EXTMEM στο Teensy 4.1).
731 EXTMEM int16_t sampleBuffer[SAMPLE_BUFFER_LEN];
732
733 // --- Δομή ενός voice
734 struct Voice {
735     volatile bool    active;        // true όσο το voice παράγει ήχο
736     int    bank;                // Bank (0-3) του sample που παίζει
737     int    pad;                // Pad (0-7) του sample που παίζει
738     uint64_t readPos;            // Τρέχουσα θέση ανάγνωσης – fixed-point 48.16
739     | | | | | | | | | | | | | | // (uint64_t: το ακέραιο μέρος readPos >> 16 χωράει
740     | | | | | | | | | | | | | | // πολύ πέρα από SAMPLES_PER_BANK – OXI overflow στα ~2.5'')
741     uint32_t pitchStep;            // Βήμα ανά sample – fixed-point 16.16 (pitch χωρίς interpolation)
742     uint32_t startSample;            // Απόλυτη αρχή στο buffer (sampleOffset + trim start)
743     uint32_t endSample;            // Απόλυτο τέλος στο buffer (sampleOffset + trim end)
744     uint8_t level;                // Ένταση 0-99 (αντιγράφεται από το pad τη στιγμή του trigger)
745     int8_t pan;                // Στερεοφωνική θέση -50..+50
746     uint8_t triggerType;            // 0 = One-Shot, 1 = Gate
747     volatile bool gateHeld;        // Για Gate: true όσο κρατιέται το pad
748     volatile bool loop;            // true = loop μεταξύ start/end (Trim Mode "Gate Loop" preview)
749     uint8_t muteGroup;            // Mute group (0 = κανένα)
750     uint32_t age;                // Αύξων αριθμός έναρξης – για voice stealing (oldest first)
751     // --- Envelope (AD) – fixed-point gain 0..65536 ---
752     uint32_t envSamples;            // Πόσα samples έχει παίζει το voice (για το envelope timing)
753     uint32_t attackLen;            // Διάρκεια attack σε samples (0 = χωρίς attack)
754     uint32_t decayStart;            // Sample από το οποίο αρχίζει το decay (προς το τέλος)
755     uint32_t decayLen;            // Διάρκεια decay σε samples (0 = χωρίς decay)
756 };
757
758 Voice voices[NUM_VOICES]; // Το κοινό pool των 16 voices

```

Σχήμα 5.9 Memory & Voices

6. **Δηλώσεις συναρτήσεων που βρίσκονται σε άλλα Tabs (Prototypes)** : Πριν το setup(), υπάρχει μια μεγάλη λίστα από δηλώσεις (prototypes). Το όνομα και οι παράμετροι μιας συνάρτησης, χωρίς το σώμα της. Το σώμα της κάθε συνάρτησης βρίσκεται στο αντίστοιχο Tab.

7. **Setup ()** : Τρέχει μια φορά όταν ανάβει το μηχάνημα. Στήνει το hardware και φορτώνει τις ρυθμίσεις. Στο Σχήμα 5.10 φαίνεται η αρχικοποίηση των Pins ενώ στην συνέχεια ακολουθεί η οθόνη έναρξης του συστήματος. Παρατηρείται πως για τα κουμπιά χρησιμοποιείται Internal Pullup αντίσταση ώστε να μειωθεί η πολυπλοκότητα στην πλακέτα UI Board.

```

900 void setup() {
901   pinMode(CS_ADC, OUTPUT); // Ρύθμιση του Pin Chip Select του ADC ως ψηφιακή έξοδο
902   pinMode(CS_DAC, OUTPUT); // Ρύθμιση του Pin Chip Select του DAC ως ψηφιακή έξοδο
903   digitalWrite(CS_ADC, HIGH); // Θέτει το CS του ADC σε HIGH για απενεργοποίηση της SPI επικοινωνίας στην εκκίνηση
904   digitalWrite(CS_DAC, HIGH); // Θέτει το CS του DAC σε HIGH για απενεργοποίηση της SPI επικοινωνίας στην εκκίνηση
905
906   SPI.begin(); // Αρχικοποίηση και εκκίνηση του SPI διαύλου επικοινωνίας
907
908   pinMode(MUX_A, OUTPUT); // Ρύθμιση του Pin ελέγχου A του Multiplexer ως ψηφιακή έξοδο
909   pinMode(MUX_B, OUTPUT); // Ρύθμιση του Pin ελέγχου B του Multiplexer ως ψηφιακή έξοδο
910   pinMode(MUX_C, OUTPUT); // Ρύθμιση του Pin ελέγχου C του Multiplexer ως ψηφιακή έξοδο
911   pinMode(MUX_COM, INPUT); // Ρύθμιση του κοινού αναλογικού Pin (COM) του Multiplexer ως είσοδο ανάγνωσης
912
913   pinMode(PHASE_A, INPUT_PULLUP); // Ρύθμιση του Pin PHASE_A του Encoder ως είσοδο με εσωτερική αντίσταση Pull-up
914   pinMode(PHASE_B, INPUT_PULLUP); // Ρύθμιση του Pin PHASE_B του Encoder ως είσοδο με εσωτερική αντίσταση Pull-up
915
916   for (int i = 0; i < NUM_LEDS; i++) { // Βρόχος επανάληψης για τη μαζική ρύθμιση και των 9 LEDs του συστήματος
917     pinMode(ALL_LEDS[i], OUTPUT); // Ρύθμιση του τρέχοντος LED pin ως ψηφιακή έξοδο
918     digitalWrite(ALL_LEDS[i], HIGH); // Αρχικό σβήσιμο του LED θέτοντας την έξοδο σε HIGH, καθώς λειτουργούν σε Active Low
919   }
920
921   for (int i = 0; i < NUM_CTRL_BTNS; i++) { // Βρόχος επανάληψης για τη μαζική ρύθμιση και των 12 Control Buttons
922     pinMode(ALL_CTRL_BTNS[i], INPUT_PULLUP); // Ρύθμιση του τρέχοντος κουμπιού ως είσοδο με εσωτερική αντίσταση Pull-up
923   }
924
925   for (int i = 0; i < NUM_PADS; i++) { // Βρόχος επανάληψης για τη μαζική ρύθμιση και των 8 Drum Pads
926     pinMode(ALL_PADS[i], INPUT_PULLUP); // Ρύθμιση του τρέχοντος Pad ως είσοδο με εσωτερική αντίσταση Pull-up
927   }
928
929   lcd.init(); // Αρχικοποίηση της I2C RGB οθόνης LCD
930   lcd.setRGB(55, 215, 175); // Αρχική ενεργοποίηση του οπισθοφωτισμού στο προκαθορισμένο χρώμα Charlotte 1
931 }

```

Σχήμα 5.10 Αρχικοποίηση Pins στην setup ()

8. **loop()** : Ο κεντρικός βρόχος. Η αρχιτεκτονική του firmware βασίζεται σε μια κεντρική μηχανή καταστάσεων (State Machine) όπου η εντολή switch(currentMode) λειτουργεί ως ο βασικός διανομέας (dispatcher) του συστήματος. Ανάλογα με την ενεργή λειτουργία (mode), η switch πηγαίνει την εκτέλεση στην αντίστοιχη συνάρτηση χειρισμού (handleXxx()), ενώ η χρήση της break στο τέλος κάθε περίπτωσης διασφαλίζει τον άμεσο τερματισμό της ώστε να αποφευχθεί η ανεπιθύμητη εκτέλεση των επόμενων καταστάσεων. Παράλληλα, η συνάρτηση seqService() βρίσκεται αμέσως μετά τη δομή της switch, γεγονός που της επιτρέπει να καλείται σε κάθε κύκλο της κύριας λούπας ανεξάρτητα από το τρέχον mode. Με αυτόν τον τρόπο διασφαλίζεται η απρόσκοπτη και συνεχής λειτουργία του sequencer στο υπόβαθρο, ακόμη κι όταν ο χρήστης πλοηγείται σε διαφορετικές οθόνες ή μενού του οργάνου. Στο σχήμα 5.11 φαίνεται ένα τμήμα της loop().


```

1005 void loop() {
1006     // Διαχωρισμός λειτουργιών ανάλογα με το ενεργό Mode
1007     switch (currentMode) {
1008         case MAIN_MODE:
1009             handleMainMode(); // Αυτή η συνάρτηση θα τρέχει όλο το Main Mode
1010             break;
1011
1012         case SAMPLE_MODE:
1013             handleSampleMode(); // Sample Mode: ηχογράφηση δειγμάτων μέσω ADC
1014             break;
1015         //.....
1016     }
1017     seqService();
1018 }

```

Σχήμα 5.11 Απόσπασμα της loop()

9. **Ορισμός των Defaults :** Σε περίπτωση που δεν υπάρχει κάρτα μνήμης ή δεν έχει γίνει αποθήκευση της κατάστασης του συστήματος (Λειτουργία Snapshot : αποθηκεύει την κατάσταση του συστήματος όπως ακριβώς είναι ώστε όταν ανοιχτεί ξανά η συσκευή να βρεθεί στην ίδια κατάσταση χωρίς να χαθούν δεδομένα) φορτώνονται οι Default τιμές. Για παράδειγμα οι Default τιμές για το χρώμα της οθόνης φαίνονται στο Σχήμα 5.12. και οι Default τιμές των Faders στο Σχήμα 5.13.

```

1161 // --- SYSTEM MODE DEFAULTS ---
1162 sysSettings.lcdR = 55; // Default τιμή Κόκκινου για το Preset "Charlotte 1"
1163 sysSettings.lcdG = 215; // Default τιμή Πράσινου για το Preset "Charlotte 1"
1164 sysSettings.lcdB = 175; // Default τιμή Μπλε για το Preset "Charlotte 1"
1165 sysSettings.audioEngine = 0; // 0 = SP1200 Engine
1166 sysSettings.lcdPreset = 0; // Preset χρώματος οθόνης: 0 = "Charlotte1" (Default)
1167
1168 lcd.setRGB(sysSettings.lcdR, sysSettings.lcdG, sysSettings.lcdB); // Εφαρμογή του Preset "Charlotte 1" στην οθόνη

```

Σχήμα 5.12 Default χρώμα οθόνης

```

1141 // --- FADER DEFAULTS ---
1142 pads[b][p].tune = 0; // Κεντρικός τόνος (0 semitones)
1143 pads[b][p].level = 99; // Μέγιστη ένταση
1144 pads[b][p].pan = 0; // Κεντρική στερεοφωνική θέση
1145 pads[b][p].attack = 0; // Μηδενικό Attack
1146 pads[b][p].decay = 0; // Μηδενικό Decay

```

Σχήμα 5.13 Default τιμές Faders. b=bank / p=pad

5.5 Βασικοί Μηχανισμοί

5.5.1 Debounce Κουμπιών

Αν και χρησιμοποιείται hardware debounce όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 4, αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθεί ταυτόχρονα και Software debounce ώστε να εξασφαλιστεί ότι τα κουμπιά δεν θα δίνουν πολλαπλά ανεπιθύμητα πατήματα. Στο Σχήμα 5.14 φαίνεται ο κώδικας για το debounce των control buttons στο Trim Mode. Στο σχήμα 5.15 φαίνεται η χρήση του στο Main Button όπου η ενέργεια εκτελείται μόνο αν το κουμπί είναι πατημένο (LOW) και έχει περάσει αρκετός χρόνος από την προηγούμενη φορά.

```
// --- Control-button debounce ---
static unsigned long trLastBtnMs = 0;
static const unsigned long TR_BTN_DEBOUNCE = 200; // ms
static bool trBtnReady() { return (millis() - trLastBtnMs) >= TR_BTN_DEBOUNCE; }
static void trBtnStamp() { trLastBtnMs = millis(); }
```

Σχήμα 5.14 Control Buttons Debounce

- **trBtnReady()** : επιστρέφει true μόνο αν πέρασαν $\geq 200\text{ms}$ από το τελευταίο πάτημα.
- **TrBtnStamp()** : Κρατάει την τρέχουσα ώρα ως τελευταίο πάτημα. Καλείται αφού πατηθεί κάποιο κουμπί.

```
// MAIN → επιστροφή στο Main Mode
if (digitalRead(BTN_MAIN) == LOW && trBtnReady()) {
    .....
    .....
    trBtnStamp();
    return;
}
```

Σχήμα 5.15 Χρήση Debounce για Main Button

Για τα Drum Buttons χρησιμοποιείται διαφορετική Debounce Τεχνική (edge-detection) (Σχλημα 5.16). Για κάθε Drum Button κρατιέται η τελευταία γνωστή κατάστασή του και η χρονική στιγμή που άλλαξε τελευταία φορά. Όταν διαβαστεί νέα κατάσταση γίνεται αποδεκτή μόνο αν έχουν περάσει τουλάχιστον 20ms από την προηγούμενη αλλαγή. Μόνο τότε ενημερώνεται η κατάσταση του και εκτελείται η αντίστοιχη ενέργεια : press αν είναι LOW, release αν είναι HIGH. Η τεχνική αυτή σε αντίθεση με το απλό debounce των control buttons, επιτρέπει στο σύστημα να διακρίνει με ακρίβεια τη στιγμή του πατήματος από τη στιγμή που αφήνεται κάθε drum button ξεχωριστά. Αυτό είναι απαραίτητο για λειτουργίες όπως το Gate triggering (Παίζει ο ήχος όσο είναι το κουμπί) ή το Hold to record (Κάνει sampling στο Pad όσο είναι πατημένο), όπου η διάρκεια πατήματος του pad έχει ουσιαστική σημασία για τη συμπεριφορά του ήχου.

```

//DRUM BUTTONS - PADS DEBOUNCE
static int      bpLastPadState[8] = {HIGH,HIGH,HIGH,HIGH,HIGH,HIGH,HIGH,HIGH};
static unsigned long bpLastPadTime[8] = {0,0,0,0,0,0,0,0};
static const unsigned long BP_PAD_DEBOUNCE = 20; // ms
//.....
//.....
int state = digitalRead(pin);
if (state != bpLastPadState[p] && (millis() - bpLastPadTime[p]) > BP_PAD_DEBOUNCE) {
    bpLastPadTime[p] = millis();
    bpLastPadState[p] = state;
    if (state == LOW) {
        | //... press
    } else {
        | //... release
    }
}
}

```

Σχήμα 5.16 Drum Buttons Debounce

Τα προθέματα (sm, tr, se, bm, en, ep, sys)μπροστά απο τα ονόματα των μεταβλητών υποδηλώνουν το Tab για το οποίο είναι γραμμένος ο κώδικας.

5.5.2 Διάβασμα Encoder

Ο rotary encoder έχει δύο ψηφιακές εξόδους PHASE_A και PHASE_B (pins 2 και 3 ορίζονται στο SP9300_MAIN). Καθώς γυρίζει, τα δύο σήματα βγαίνουν σε τετραγωνική σχέση (quadrature), δηλαδή η μία έξοδος προηγείται ή ακολουθεί την άλλη ανάλογα με τη φορά περιστροφής. Αυτό είναι το κλασικό μοτίβο λειτουργίας ενός incremental rotary encoder. Στο Σχήμα 5.17 φαίνεται η ανάγνωση του Encoder για το Bank Polyphony Mode.

```

// Encoder
static unsigned long bpLastEncMs = 0;
static int      bpLastEncA = HIGH;
static void bpReadEnc(int &dir) {
    dir = 0;
    if (millis() - bpLastEncMs < 4) return;
    bpLastEncMs = millis();
    int a = digitalRead(PHASE_A);
    if (a != bpLastEncA && a == LOW)
        | dir = (digitalRead(PHASE_B) == HIGH) ? 1 : -1;
    bpLastEncA = a;
}
//.....
//.....
// Μέσα στη handleBankPolyphony()
if (bpFaderState == 0) {
    int d; bpReadEnc(d);
    if (d != 0) {
        int b = sysSettings.currentBankIndex;
        // MH κυκλικό: δεξιά = POLY, αριστερά = MONO
        banks[b].polyphonyMode = (d > 0) ? 1 : 0;
        bpDrawPoly();
    }
}
}

```

Σχήμα 5.17 Διάβασμα Encoder στο Bank Polyphont Mode

Η συνάρτηση `brReadEnc()` κάνει πρώτα ένα debounce (τουλάχιστον 4ms μεταξύ διαδοχικών αναγνώσεων). Στη συνέχεια συγκρίνει την τρέχουσα κατάσταση του `PHASE_A` με την προηγούμενη αποθηκευμένη τιμή και όταν εντοπίσει falling edge (αλλαγή σε LOW) θεωρεί ότι συνέβη ένα πλήρες "κλικ" περιστροφής. Τη στιγμή εκείνη, ελέγχει την κατάσταση του `PHASE_B` για να προσδιορίσει τη φορά. Αν είναι HIGH η περιστροφή είναι δεξιόστροφη, αν είναι LOW είναι αριστερόστροφη. Το αποτέλεσμα επιστρέφεται μέσω της μεταβλητής `dir` (+1, -1 ή 0), την οποία κάθε mode χρησιμοποιεί για να αυξήσει ή να μειώσει την τιμή της παραμέτρου που ελέγχει εκείνη τη στιγμή ο encoder.

Στην περίπτωση του Bank Polyphony Mode ο Encoder αλλάζει την παράμετρο του κάθε Bank σε Mono ή Poly αντίστοιχα όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.17.

5.5.3 Διάβασμα Faders μέσω Πολυπλέκτη (MUX)

Το Sampler διαθέτει 8 Faders με κάθε Fader να αντιστοιχεί με ένα Drum Button. Ανάλογα με την επιλογή του Fader Control Button ελέγχουν διαφορετική παράμετρο των 8 Drum Buttons του τρέχοντος Bank. Οι κύριες λειτουργίες είναι Tune, Level, Pan, Envelopes. Σε άλλα Modes εκτός του Main χρησιμοποιούνται για άλλη λειτουργία, όπως για παράδειγμα στο Trim Mode ρυθμίζουν το Start και End Point κάθε δείγματος. Στο σχήμα 5.18 φαίνεται ο έλεγχος του Fader Control Button. Η μεταβλητή `faderControlState` κυμαίνεται μεταξύ των πέντε καταστάσεων.

```
// faderControlState: 0=OFF, 1=TUNE, 2=LEVEL, 3=PAN, 4=ENVELOPES
faderControlState = (faderControlState + 1) % 5;
// LEDs (Active Low)
digitalWrite(LED_TUNE, (faderControlState==1 || faderControlState==4) ? LOW:HIGH);
digitalWrite(LED_LEVEL, (faderControlState==2 || faderControlState==4) ? LOW:HIGH);
digitalWrite(LED_PAN, (faderControlState==3 || faderControlState==4) ? LOW:HIGH);
```

Σχήμα 5.18 Έλεγχος Fader Control Button

Οι 8 Faders διαβάζονται μέσω του πολυπλέκτη 8 καναλιών CD4051BE. Με τον κώδικα επιλέγεται το κανάλι μέσω των τριών ψηφιακών γραμμών (`MUX_A/B/C`). Υπάρχει μια πολύ μικρή αναμονή 30μs για σταθεροποίηση του σήματος και στη συνέχεια διαβάζει την αναλογική είσοδο (`MUC_COM`). (Σχήμα 5.19).

```
for (int i = 0; i < 8; i++) {
    digitalWrite(MUX_A, (i & 0x01) ? HIGH : LOW);
    digitalWrite(MUX_B, (i & 0x02) ? HIGH : LOW);
    digitalWrite(MUX_C, (i & 0x04) ? HIGH : LOW);
    delayMicroseconds(30); // σταθεροποίηση
    int rawVal = analogRead(MUX_COM); // 0..1023
    /* ... catch-on-move + αντιστοίχιση σε παράμετρο ... */
}
```

Σχήμα 5.19 Διάβασμα Faders μέσω MUX

Κεφάλαιο 5ο

Το πρόβλημα που προκύπτει με τα Faders είναι πως όταν αλλάξει μια λειτουργία με το Fader Control Button ή αλλάξει το τρέχον Bank διαβάζεται αυτόματα η θέση του Fader και περνάει αυτόματα η τιμή αλλάζοντας μη επιθυμητά την νέα παράμετρο η τα Pads του νέου Bank. Για το λόγο αυτό, σε κάθε αλλαγή κατάστασης καταγράφεται η τρέχουσα θέση κάθε Fader ως baseline, και ο Fader αναλαμβάνει τον έλεγχο μόνο όταν μετακινηθεί αισθητά απο αυτήν. Μέχρι τότε η αποθηκευμένη τιμή για το συγκεκριμένο Drum Button (Pad) μένει ανέπαφη (Catch on Move). (Σχήμα 5.20)

```
// Πρώτο διάβασμα μετά από αλλαγή state-> καταγραφή baseline
if (faderBaseline[i] < 0) {
  faderBaseline[i] = rawVal;
  lastFaderValues[i] = rawVal;
  continue;
}
// CATCH-ON-MOVE: αναλαμβάνει μόνο αφού κουνηθεί > κατώφλι από το baseline
if (!faderMoved[i]) {
  if (abs(rawVal - faderBaseline[i]) > 12) faderMoved[i] = true;
  else continue; // ακίνητος
  if (abs(rawVal - lastFaderValues[i]) <= 6) continue; // θεωρήσέ το θόρυβο, όχι πραγματική κίνηση του fader
  lastFaderValues[i] = rawVal;
}
```

Σχήμα 5.20 Catch on Move των Faders

Στο Σχήμα 5.21 παρουσιάζεται το απόσπασμα κώδικα που υλοποιεί την αντιστοίχιση των τιμών των faders στις αντίστοιχες παραμέτρους. Η ακατέργαστη τιμή των Faders κυμαίνεται από 0 έως 1023. Η συνάρτηση map() αντιστοιχίζει το εύρος αυτό με το νέο επιθυμητό εύρος για κάθε παράμετρο.

```
if (faderControlState == 1) // TUNE (ημιτόνια)
  pads[bank][i].tune = map(rawVal, 0, 1023, -tuneRangeSemis, tuneRangeSemis);
else if (faderControlState == 2) // LEVEL [0..99]
  pads[bank][i].level = map(rawVal, 0, 1023, 0, 99);
else if (faderControlState == 3) // PAN [L50..CTR..R50]
  pads[bank][i].pan = map(rawVal, 0, 1023, 50, -50);
else if (faderControlState == 4) { // ENVELOPES (Fader 0 : ATK Fader 1 : Decay)
  if (i == 0) pads[bank][envSelectedPad].attack = map(rawVal, 0, 1023, 0, 99);
  else if (i == 1) pads[bank][envSelectedPad].decay = map(rawVal, 0, 1023, 0, 99);
}
```

Σχήμα 5.21 Αντιστοίχιση τιμής με παράμετρο

Οι τιμές περνάνε απευθείας στη δομή pads [bank] [I], οπότε έχουν άμεση ακουστική επίδραση στο επόμενο Triggering. Η audio engine διαβάζει τις τιμές τη στιγμή που ξεκινά μια φωνή (Voice). Στη συνέχεια η οθόνη ενημερώνεται μόνο όταν αλλάζει η τιμή ενός Fader και όσο ο Sequencer δεν παίζει (Stop), ώστε να μην υπάρχει σύγκρουση μεταξύ μνημάτων Main οθόνης και οθόνης για τα Faders.

5.5.4 Non-Blocing Μηνύματα

Ο μηχανισμός των non-blocking μηνυμάτων χρησιμοποιείται όποτε χρειάζεται να εμφανιστεί στην οθόνη ένα προσωρινό μήνυμα για συγκεκριμένο χρονικό διάστημα χωρίς όμως να διακοπεί η λειτουργία του υπόλοιπου συστήματος. Το firmware πρέπει να τρέχει μέσα στην loop() χωρίς λειτουργίες που μπλοκάρουν τον επεξεργαστή όπως η delay(), έτσι, η υλοποίηση βασίζεται στη σύγκριση του τρέχοντος χρόνου του συστήματος (με συνάρτηση millis()) με μια αποθηκευμένη χρονική στιγμή-λήξης.

Κατά την ενεργοποίηση του μηνύματος, υπολογίζεται και αποθηκεύεται η μελλοντική στιγμή στην οποία αυτό πρέπει να σταματήσει να εμφανίζεται (τρέχων χρόνος + επιθυμητή διάρκεια). Σε κάθε κύκλο εκτέλεσης του βρόχου ελέγχεται αν έχει φτάσει αυτό το χρονικό διάστημα. Όσο δεν έχει φτάσει, η οθόνη παραμένει στο μήνυμα και αγνοούνται οι εισοδοί του χρήστη για το συγκεκριμένο mode, ενώ μόλις φτάσει, το σύστημα καθαρίζει αυτόματα την κατάσταση και επιστρέφει στην κανονική λειτουργία. Στο Σχήμα 5.22 φαίνεται ο κώδικας για το Non-Blocking μήνυμα στην οθόνη όταν αλλάζει το Bank.

```
void checkMainPadsAndBanks() {
    // Πάτημα κουμπιού Bank
    if (digitalRead(BTN_BANK) == LOW && ... ) {
        sysSettings.currentBankIndex = (sysSettings.currentBankIndex + 1) % 4;
        updateBankLEDs();

        lcd.clear();
        lcd.setCursor(0, 0);
        lcd.print("Bank:");
        const char* bankNames[] = {"A", "B", "C", "D"};
        lcd.print(bankNames[sysSettings.currentBankIndex]);
        bankFlashUntil = millis() + 500;
        return;
    }
    //Έλεγχος λήξης
    if (bankFlashUntil > 0 && millis() >= bankFlashUntil) {
        bankFlashUntil = 0;
        updateMainScreen();
    }

    // ...
}
```

Σχήμα 5.22 Non-Blocking μήνυμα αλλαγής Bank

5.6 Μηχανή ήχου (Z_AUDIO_ENGINE.ino)

Το Z_AUDIO_ENGINE.ino αποτελεί τον πυρήνα απο όπου παράγεται πραγματικά ο ήχος. Ενώ τα υπόλοιπα tabs υλοποιούν τη διεπαφή χρήστη και τη λογική των διαφόρων modes, κανένα από αυτά δεν αγγίζει απευθείας το DAC ή το ADC. Όλα επικοινωνούν με το audio engine μέσω συνόλου συναρτήσεων (πχ audioStartVoice, audioStartVoicePitched, audioStartVoiceVelocity, audioReleaseGate, audioStopAllVoices, κ.λπ.). Αυτός ο διαχωρισμός επιτρέπει σε κάθε mode να ζητά αναπαραγωγή ήχου χωρίς να γνωρίζει τίποτα για τον τρόπο υλοποίησης της αναπαραγωγής .

Κεφάλαιο 5ο

Ο πυρήνας του audio engine είναι μία συνάρτηση interrupt service routine (ISR), η audioISR(), η οποία καλείται περιοδικά από hardware timer (IntervalTimer) στον ρυθμό δειγματοληψίας του συστήματος (προεπιλογή 26.04 KHz) εξομοιώνοντας τον ρυθμό δειγματοληψίας του E-mu SP-1200 ($T_{ISR} \sim 38.4 \mu s$). Κάθε δείγμα εξόδου παράγεται σε ακριβώς ίσα χρονικά διαστήματα, ανεξάρτητα από το τι άλλο τρέχει στη loop() (UI, ανάγνωση κουμπιών, LCD κ.λπ.), κάτι κρίσιμο για εφαρμογές ήχου πραγματικού χρόνου. (Σχήμα 5.23)

```
#include <IntervalTimer.h>
static IntervalTimer audioTimer; // Ο Timer που πυροδοτεί το ISR στα 26.04 kHz
.....
.....

void audioEngineInit() {
.....
.....
    // Έναρξη του ISR
    audioTimer.begin(audioISR, 1000000.0f / SR_SP1200); //SR_SP1200 = 26.04KHz
    audioTimer.priority(128); // Μέτρια-υψηλή προτεραιότητα (μικρότερος αριθμός = υψηλότερη)
}
```

Σχήμα 5.23 Απόσπασμα κώδικα για IntervalTimer

Ο ADC (MCP3202) και ο DAC (MCP4922) μοιράζονται το ίδιο SPI bus. Αντί για δύο ξεχωριστά interrupts ο κώδικας εκτελεί και τις δύο λειτουργίες σειριακά μέσα στο ίδιο ISR. Πρώτα υπολογίζεται και αναμειγνύεται (mix) ο ήχος εξόδου, μετά (αν βρίσκεται σε δειγματοληψία/monitoring) διαβάζεται ο ADC, και τέλος γράφεται η έξοδος στο DAC. Έτσι αποφεύγεται εντελώς η σύγκρουση στο bus με μηδενικό επιπλέον κόστος συγχρονισμού.

5.6.1 Δειγματοληψία με ADC (MCP3202)

Όπως προαναφέρθηκε, στο tab SP9300_MAIN.ino δηλώνονται τα Pins που θα χρησιμοποιηθούν. Επιπλέον, στο SP9300_MAIN.ino δηλώνεται και ο Buffer στον οποίο αποθηκεύονται τα δείγματα. Ο διαθέσιμος χρόνος δειγματοληψίας για κάθε Bank είναι 20". Αυτό σημαίνει περίπου $26040 * 20 = 520833$ δείγματα, άρα το μέγεθος του Buffer είναι 4 Banks * 520833 Δείγματα ανα Bank.

Για τους μετατροπείς ADC και DAC τα Pins που χρησιμοποιούνται φαίνονται στον Πίνακα 5.2. Ο ADC και ο DAC μοιράζονται το ίδιο SPI bus, για το λόγο αυτό υπάρχουν δύο διαφορετικά Pins $\overline{CS}$ (Chip Select) ώστε ο Teensy 4.1 να επικοινωνεί με ένα μόνο τη φορά, κατεβάζονται το αντίστοιχο Pin σε LOW. Αρχικά μέσα στο Z_AUDIO_ENGINE.ino στην συνάρτηση audioEngineInit(), Και τα δύο CS ξεκινούν στο HIGH (ανενεργά) (Σχήμα 5.24)

Πίνακας 5.2 Δήλωση SPI Pins

Όνομα	Pin
CS_ADC	9
CA_DAC	10
MOSI_PIN	11
MISO_PIN	12
SCK_PIN	13


```
void audioEngineInit() {
    .....
    .....
    pinMode(CS_DAC, OUTPUT);
    digitalWrite(CS_DAC, HIGH);
    pinMode(CS_ADC, OUTPUT);
    digitalWrite(CS_ADC, HIGH);
}
```

Σχήμα 5.24 Απόσπασμα κώδικα για αρχικοποίηση ADC & DAC

Επιπλέον στο Z_AUDIO_ENGINE.ino ορίζεται η ταχύτητα του ρολογιού SPI για τα δύο τσιπ ξεχωριστά σύμφωνα με τις προδιαγραφές τους [59] [60]. (Σχήμα 5.25)

```
static SPISettings dacSPI(20000000, MSBFIRST, SPI_MODE0); // 20 MHz
static SPISettings adcSPI(1000000, MSBFIRST, SPI_MODE0); // 1 MHz
```

Σχήμα 5.25 Ρύθμιση SPI Clock

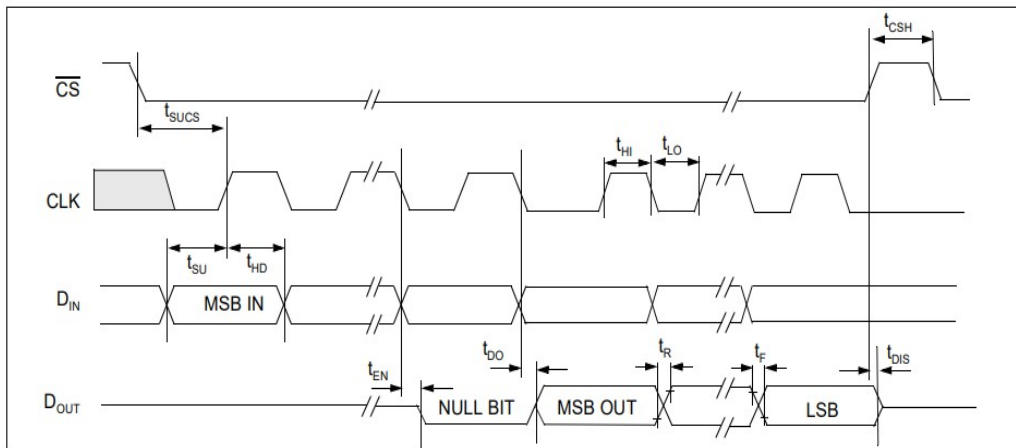
Στο σχήμα 5.26 φαίνεται ο κώδικας της συνάρτησης adcReadCH0() η οποία είναι υπεύθυνη για την ανάγνωση του ADC ώστε να πραγματοποιηθεί η δειγματοληψία.

```
2573 // Αποτέλεσμα 12-bit: ((byte1 & 0x0F) << 8) | byte2
2574 static inline uint16_t adcReadCH0() {
2575     SPI.beginTransaction(adcSPI);
2576     digitalWriteFast(CS_ADC, LOW);
2577     SPI.transfer(0x01); // Start bit
2578     uint8_t hi = SPI.transfer(0xA0); // SGL/DIFF=1, D2=0(CH0), D1=0, MSBF=1 -> άνω nibble του αποτελέσματος
2579     uint8_t lo = SPI.transfer(0x00); // κάτω byte του αποτελέσματος
2580     digitalWriteFast(CS_ADC, HIGH);
2581     SPI.endTransaction();
2582     return (uint16_t)((((hi & 0x0F) << 8) | lo);
2583 }
```

Σχήμα 5.26 Συνάρτηση adcReadCH0()

- **SPI.transfer(0x01)** : Στέλνει το start bit που ενεργοποιεί τον ADC. (0x01 = 0000 0001)
- **SPI.transfer(0xA0)** : Στέλνει τα bits ρύθμισης. Ταυτόχρονα, σε αυτή τη μεταφορά, ο ADC στέλνει μέσω MISO, τα 4 πιο σημαντικά bits (MSB) του αποτελέσματος. Το SPI είναι full-duplex, γράφει και διαβάζει ταυτόχρονα. (0xA0 = 1010 0000).
- **SPI.transfer(0x00)** : Στέλνει άδειο byte μόνο για να δώσει ρολόι (clock) ώστε ο ADC να στείλει τα υπόλοιπα 8 bits (LSB) του αποτελέσματος.
- **((hi & 0x0F) << 8) | lo** : Κρατά μόνο τα 4 κάτω bits του 'hi' (τα υπόλοιπα είναι σκουπίδια/null bit πρωτοκόλλου), τα μετατοπίζει 8 θέσεις αριστερά, και τα ενώνει με το 'lo' για να φτιάξει έναν αριθμό 0-4095 (12bit).

Είναι πού σημαντικό να τονιστεί πως, η απόρριψη των 4 πρώτων bits του hi γίνεται επειδή χρησιμεύουν για τη μέτρησή. Τα bits 4 έως 7 περιέχουν σκουπίδια από την επικοινωνία, μαζί με το null bit (Σχήμα 5.27) που στέλνει ο MCP3202 για να δηλώσει ότι ξεκινάει η αποστολή. Το Byte "hi" έχει το περιεχόμενο : $hi = [x \ x \ x \ 0_{\text{null}}] \ [B_{11} \ B_{10} \ B_9 \ B_8]$. Σε περίπτωση που δεν ληφθεί υπόψη το αποτέλεσμα προκύπτει από λάθος μέτρηση και ο ήχος έχει παραμόρφωση.



Σχήμα 5.27 Serial Timing του MCP3202 [59]

Ο ADC δεν διαβάζεται σε κάθε κύκλο του ISR. Αλλά μόνο όταν χρειάζεται (πχ ενεργή δειγματοληψία, ενεργό metering, ενεργό Direct Monitoring). Έτσι, στο Main Mode που δεν γίνεται δειγματοληψία η SPI επικοινωνία με τον ADC είναι ανενεργή. Στο σχήμα 5.28 φαίνεται η κλήση της `adcReadCH0()` μέσα στο `Z_AUDIO_ENGINE.ino`.

```
if (smSamplingActive || smMeterActive || smDirectMon {
    uint16_t raw12 = adcReadCH0();           // 0..4095 (unsigned, κέντρο ~ 2048)
    int32_t s = (int32_t)raw12 - 2048;       // signed 12-bit (-2048..+2047)
    if (s > 2047) s = 2047;
    if (s < -2048) s = -2048;

    // Metering
    uint16_t mag = (s < 0) ? (uint16_t)(-s) : (uint16_t)s;
    if (mag > smInputPeak) smInputPeak = mag;
    // Clip: το raw αγγίζει τα όρια (0 ή 4095) -> η τάση εισόδου ξεπέρασε 0V/3.3V
    if (raw12 <= 2 || raw12 >= 4093) smInputClip = true;

    // Εγγραφή στο PSRAM (μόνο όταν γράφουμε ενεργά)
    if (smSamplingActive) {
        if (smWriteCount < smWriteMax) {
            sampleBuffer[smWritePtr] = (int16_t)s;
            smWritePtr++;
            smWriteCount++;
        } else {
            smSamplingActive = false; // Buffer γέμισε-> αυτόματο stop
            smDoneFlag = true;
        }
    }
}
```

Σχήμα 5.28 Δειγματοληψία με κλήση της `adcReadCH0()`

- Το `'raw12'` (με εύρος 0-4095, κέντρο το 2048) μετατρέπεται σε signed (-2048 ως +2047) αφαιρώντας 2048.
- Ενημερώνεται το metering (στην οθόνη εμφανίζεται μπάρα έντασης) και ανιχνεύεται clipping δηλαδή αν η τάση εισόδου άγγιξε τα άκρα 0V/3.3V (`raw12 <= 2 || raw12 >= 4093`).
- Αν είναι ενεργή η εγγραφή (`smSamplingActive`), το δείγμα γράφεται στην PSRAM (`sampleBuffer[smWritePtr]`), ενώ αν ξεπεραστεί ο χρόνος σταματάει αυτόματα.

5.6.2 Έξοδος με DAC (MCP4922)

Στο Σχήμα 5.29 φαίνεται ο κώδικας της συνάρτησης εγγραφής στον DAC `dacWriteBoth()`. Κάθε λέξη εντολής είναι 16-bit. Τα πάνω 4 bits είναι flags ελέγχου, τα κάτω 12 bits είναι η τιμή προς έξοδο.

```
static inline void dacWriteBoth(uint16_t left12, uint16_t right12) {
    SPI.beginTransaction(dacSPI);
    digitalWriteFast(CS_DAC, LOW);
    SPI.transfer16(0x3000 | (left12 & 0x0FFF)); // Κανάλι A = Αριστερό
    digitalWriteFast(CS_DAC, HIGH);
    digitalWriteFast(CS_DAC, LOW);
    SPI.transfer16(0xB000 | (right12 & 0x0FFF)); // Κανάλι B = Δεξί
    digitalWriteFast(CS_DAC, HIGH);
    SPI.endTransaction();
}
```

Σχήμα 5.29 Ορισμός συνάρτησης εγγραφής `dacWriteBoth()`

- **Bits Ελέγχου (Control Bits)** : bit15 = κανάλι (0=A, 1=B), bit14 = BUF (buffered), bit13 = GA (κέρδος ενισχυτή $\times 1$), bit12 = SHDN (ενεργό/όχι shutdown).
- **(0x3000 | (left12 & 0x0FFF))** : bit15=0 (κανάλι A/αριστερό) συνδυασμένο με τα 12-bit δεδομένα . Η μάσκα (& 0x0FFF) διασφαλίζει ότι κρατούνται μόνο τα 12 bits.
- **(0xB000 | (right12 & 0x0FFF))** : Ίδια λογική με την διαφορά ότι bit 15 =1 (κανάλι B/δεξί)

Η συνάρτηση `dacWriteBoth()` καλείται μέσα στην `audioISR()` αφού έχουν ολοκληρωθεί όλοι οι υπολογισμοί ήχου όπως η μείξη φωνών, ο μετρονόμος, το Limiting κτλ. (Σχήμα 5.30)

```
.....
// Master limiting: hard-clip στο 12-bit signed εύρος
if (mixL > 2047) mixL = 2047; if (mixL < -2048) mixL = -2048;
if (mixR > 2047) mixR = 2047; if (mixR < -2048) mixR = -2048;

// Μετατροπή signed (-2048..+2047) σε unsigned 12-bit DAC (0..4095, κέντρο 2048)
uint16_t outL = (uint16_t)(mixL + 2048);
uint16_t outR = (uint16_t)(mixR + 2048);
dacWriteBoth(outL, outR);
}
```

Σχήμα 5.30 Κλήση της `dacWriteBoth()`

Η δομή Voice του Σχήματος 5.8 αποτελεί το σημείο εκκίνησης κάθε φωνής, όμως τα δεδομένα της δεν φτάνουν απευθείας στον DAC. Κάθε ενεργή Voice συνεισφέρει το δείγμα της (διαμορφωμένο ήδη από level, envelope και pan) στο sub-mix του bank της, το οποίο στη συνέχεια ενώνεται με τα υπόλοιπα banks στο κοινό mixL/mixR. Πάνω σε αυτό προστίθενται διαδοχικά το Direct Monitoring, ο μετρονόμος κτλ, μέχρι να φτάσει στις δύο τελευταίες γραμμές του κύκλου. Εκεί το mixL/mixR, αφού πρώτα περιοριστούν (hard-clip) στο έγκυρο 12-bit εύρος, μετατρέπονται από signed σε unsigned (+2048) και αποστέλλεται στον DAC μέσω της `dacWriteBoth()`.

5.6.3 Tune

Η λειτουργία Tune είναι από τις σημαντικότερες λειτουργίες που υλοποιείται στο Sampler καθώς ορίζει το τονικό ύψος και την ταχύτητα που ακούγεται ένα δείγμα κατά την αναπαραγωγή του. Επιπλέον, η λειτουργία Tune προσδίδει χαρακτηριστικό ήχο καθώς η ανάγνωση γίνεται χωρίς γραμμική παρεμβολή (interpolation) στα ενδιάμεσα δείγματα. Αυτή η τεχνική χρησιμοποιήθηκε για τη διατήρηση του χαρακτηριστικού ψηφιακού ηχοχρώματος του Emu SP-12 / SP1200 από το οποίο χρησιμοποιήθηκε [31].

Στο Σχήμα 5.31 φαίνεται ο κώδικας της συνάρτησης ComputePitchStep(), η οποία υπολογίζει το βήμα κατά το οποίο θα διαβαστεί το δείγμα.

```
// ratio = 2^(semitones/12). pitchStep = ratio * 65536.
static uint32_t computePitchStep(int8_t semitones) {
    float ratio = powf(2.0f, semitones / 12.0f);
    return (uint32_t)(ratio * 65536.0f);
}

// ... μέσα στην audioStartVoice():
v.pitchStep = computePitchStep(ps.tune);
```

Σχήμα 5.31 Ορισμός συνάρτησης ComputePitchStep()

Αφού η τιμή του tune διαβαστεί από τον fader και αποθηκευτεί μέσω map() στο πεδίο pads[bank][i].tune σε εύρος ημιτονίων (π.χ. -12 ως +12) όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 5.5.3, η πραγματική της χρήση ξεκινά μόνο τη στιγμή που πυροδοτείται το αντίστοιχο pad μέσα στην audioStartVoice() του Z_AUDIO_ENGINE.ino. Εκεί, η αποθηκευμένη τιμή διαβάζεται ξανά μέσω της αναφοράς ps στον global πίνακα pads[][] και περνά στη συνάρτηση computePitchStep(ps.tune) η οποία τη μετατρέπει σε λόγο

συχνότητας με τον τύπο $2^{\frac{\text{ημιτόνια}}{12}}$ και στη συνέχεια σε αριθμό fixed-point 16.16 (πολλαπλασιάζοντας με 65536) αποθηκευοντάς τον στο πεδίο pitchStep της νέας Voice.

Αυτό το pitchStep χρησιμοποιείται ως το ακριβές βήμα προσαύξησης με το οποίο προχωρά η θέση ανάγνωσης (readPos) μέσα στο sample buffer σε κάθε ένα από τα 26.041 δείγματα που παράγονται ανά δευτερόλεπτο μέσα στο audio ISR (Σχήμα 5.32). Όσο μεγαλύτερο είναι το pitchStep (θετικό tune), τόσο πιο γρήγορα τρέχει ο δείκτης μέσα στο sample, άρα το sample ακούγεται πιο ψηλό και πιο σύντομο. Ενώ όσο μικρότερο (αρνητικό tune), τόσο πιο αργά προχωρά, δίνοντας πιο χαμηλό και πιο παρατεταμένο ήχο.

```
v.readPos += v.pitchStep; // σε ΚΑΘΕ δείγμα εξόδου (26.041 φορές/δευτ.)
uint32_t idx = v.startSample + (uint32_t)(v.readPos >> 16); // ποιο δείγμα διαβάζεται ΤΩΡΑ
```

Σχήμα 5.32 Υπολογισμός του τρέχοντος δείκτη ανάγνωσης (idx)

Το readPos χρησιμοποιεί fixed-point αναπαράσταση 48.16 (αποθηκευμένη σε uint64_t), όπου τα 16 λιγότερο σημαντικά bits εκφράζουν το δεκαδικό μέρος της θέσης, απαραίτητο για την ακρίβεια του pitch shifting χωρίς interpolation, ενώ τα υπόλοιπα 48 bits αντιστοιχούν στο ακέραιο μέρος, δηλαδή στον πραγματικό αριθμό δείγματος μέσα στο sample. Με 48 bits διαθέσιμα για το ακέραιο μέρος, ο μέγιστος δυνατός δείκτης φτάνει τα 2^{48} δείγματα, πρακτικά επαρκής για οποιοδήποτε ρεαλιστικό μήκος sample ανεξάρτητα από το πόσο υψηλό είναι το επιλεγμένο tune.

5.6.4 Level

Η λειτουργία Level ορίζει την ένταση με την οποία ακούγεται ένα δείγμα κατά την αναπαραγωγή του. Η τιμή αυτή δεν εφαρμόζεται απευθείας στο δείγμα αλλά συνδυάζεται πρώτα με το velocity του συγκεκριμένου trigger (στη εργασία αυτή τα Drum Buttons δεν είναι Velocity Sensitive έτσι το Velocity είναι σταθερά 127). Στο Σχήμα 5.33 φαίνεται ο κώδικας του υπολογισμού της τελικής έντασης v.level, ο οποίος υπολογίζεται μέσα στην audioStartVoice(), τη στιγμή που θα πυροδοτηθεί το δείγμα.

```
// Ένταση: συνδυασμός του pad level με το velocity (0-127)
v.level      = (uint8_t)((((uint16_t)ps.level * velocity) / 127);
```

Σχήμα 5.33 Υπολογισμός της έντασης v.level

Αφού η τιμή του level διαβαστεί από τον fader και αποθηκευτεί μέσω map() στο πεδίο pads[bank][i].level σε εύρος 0 έως 99 (όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 5.5.3), η πραγματική της χρήση ξεκινά μόνο τη στιγμή που πυροδοτείται το αντίστοιχο pad, μέσα στην audioStartVoice() του Z_AUDIO_ENGINE.ino. Εκεί, η αποθηκευμένη τιμή διαβάζεται ξανά μέσω της αναφοράς ps στον global πίνακα pads[][] και πολλαπλασιάζεται με το velocity (0 έως 127) του συγκεκριμένου trigger διαιρούμενη στη συνέχεια με το 127 ώστε η τελική τιμή να παραμένει στο ίδιο εύρος με το αρχικό level. Το αποτέλεσμα αποθηκεύεται στο πεδίο level της νέας Voice, ως αριθμός uint8_t (0 έως 99).

Το v.level δεν χρησιμοποιείται ως ξεχωριστό βήμα υπολογισμού, αλλά εφαρμόζεται απευθείας σε κάθε ένα από τα δείγματα που παράγονται ανά δευτερόλεπτο μέσα στο audio ISR (Σχήμα 5.34) πολλαπλασιάζοντας το πλάτος του δείγματος με την τιμή level και διαιρώντας με το μέγιστο δυνατό (99), ώστε να προκύψει η αναλογικά μειωμένη ένταση.

```
// Ένταση (level 0-99)
s = (s * v.level) / 99;
```

Σχήμα 5.34 Εφαρμογή του level σε κάθε δείγμα, μέσα στο audioISR ()

Όσο μεγαλύτερο είναι το v.level (κοντά στο 99), τόσο μικρότερη είναι η μείωση του πλάτους, άρα το δείγμα ακούγεται πιο δυνατά· όσο μικρότερο (κοντά στο 0), τόσο μεγαλύτερη η απόσβεση, με το v.level = 0 να αντιστοιχεί σε πλήρη σιωπή (s = 0). Σε αντίθεση με το Tune, η εφαρμογή του Level είναι απλή γραμμική κλιμάκωση πλάτους (gain scaling) και δεν επηρεάζει ούτε την ταχύτητα ανάγνωσης ούτε τη διάρκεια αναπαραγωγής του δείγματος.

5.6.5 Pan

Όπως και στις περιπτώσεις Tune και Level, η τιμή του Pan διαβάζεται από τον fader, αποθηκεύεται στο pads[bank][i].pan και μεταφέρεται στη Voice κατά το trigger μέσω της αναφοράς ps. Η ουσιαστική διαφορά εντοπίζεται στο στάδιο της επεξεργασίας: ενώ το Level εφαρμόζει μια απλή μονοδιάστατη κλιμάκωση πλάτους στο δείγμα, το Pan πραγματοποιεί διακλάδωση του σήματος σε δύο ξεχωριστά κανάλια (Left/Right) με ασύμμετρη βαρύτητα. Έτσι, ανάλογα με πρόσημο της τιμής v.pan (-50 έως +50), το δείγμα διανέμεται δυναμικά στα bankL και bankR διατηρώντας σταθερή τη συνολική ένταση. (Σχήμα 5.35)

```

int bnk = v.bank;
if (v.pan < 0) {
    // Αριστερά: L πλήρες, R μειώνεται
    bankL[bnk] += s;
    bankR[bnk] += (s * (50 + v.pan)) / 50;    // μειώνει R
} else if (v.pan > 0) {
    // Δεξιά: R πλήρες, L μειώνεται
    bankL[bnk] += (s * (50 - v.pan)) / 50;
    bankR[bnk] += s;
} else {
    // Κέντρο: full και στα δύο (ίδια ένταση με το monitoring)
    bankL[bnk] += s;
    bankR[bnk] += s;
}

```

Σχήμα 5.35 Κώδικας Panning μέσα στο audioISR()

5.7 Y_SEQUENCER.ino

Η καρτέλα Y_SEQUENCER.ino είναι η μηχανή του sequencer δεν είναι κάποιο Mode. Το UI του (PLAY/REC/settings) βρίσκεται στο A_MAIN.ino. Εδώ είναι το ρολόι και η αποθήκη των events. Η αρχιτεκτονική του βασίζεται σε έναν διαχωρισμό ανάμεσα στη μέτρηση του χρόνου, που πρέπει να είναι απόλυτα ακριβής, και στην επεξεργασία των γεγονότων (events) που συμβαίνουν σε κάθε χρονική στιγμή, η οποία μπορεί να ανεχθεί μικρές καθυστερήσεις χωρίς να χαθεί το timing. Καλείται σε κάθε loop() μέσω seqService() ανεξάρτητα από το ενεργό mode, γι' αυτό ο sequencer μπορεί παίζει και όσο βρίσκεται σε άλλη οθόνη.

Η ανάλυση του αποφασίστηκε να είναι στα 96 PPQN, αυτό σημαίνει ότι μια μπάρα στα 4/4 ισοδυναμεί με 384 Ticks. Επιπλέον, ο μέγιστος αριθμός ακολουθιών (Sequences) είναι 64, και κάθε Sequence έχει χωρητικότητα μέχρι 1024 events. (Σχήμα 5.36).

```

#define SEQ_PPQN      96
#define SEQ_TICKS_PER_BAR (SEQ_PPQN * 4)    // 384 (4/4)
#define SEQ_NUM_PATTERNS 64
#define SEQ_MAX_EVENTS 1024                  // ανά pattern (64x1024x8B ≈ 512KB PSRAM)

```

Σχήμα 5.36 Δήλωση σταθερών παραμέτρων του Sequencer

Στο Σχήμα 5.37 παρουσιάζονται οι δύο βασικές δομές δεδομένων του Sequencer. Η SeqEvent και SeqMeta καθώς και ο τρόπος οργάνωσης της αποθήκευσής τους στη μνήμη. Η δομή SeqEvent αναπαριστά ένα μεμονωμένο καταγεγραμμένο event (χτύπημα pad) μέσα σε ένα pattern, ενώ η δομή SeqMeta περιέχει τις γενικές ρυθμίσεις (tempo, quantize, swing, length) που ισχύουν για ολόκληρο το pattern ανεξάρτητα από τα events του. Λόγω του μεγάλου συνολικού όγκου δεδομένων που προκύπτει από τον συνδυασμό 64 πιθανών patterns με έως 1024 events το καθένα, ο πίνακας seqEvents τοποθετείται στην εξωτερική μνήμη PSRAM (EXTMEM), σε αντίθεση με τους πολύ μικρότερους πίνακες seqEventCount και seqMeta, οι οποίοι παραμένουν στην κανονική εσωτερική μνήμη του Teensy.


```

struct SeqEvent {          // 10 bytes
    uint16_t tick;
    uint8_t  bank;
    uint8_t  pad;
    uint8_t  vel;          // velocity/level 0..99
    uint8_t  type;         // SeqEvType
    int8_t   semitone;     // για SEQ_PITCHED
    uint8_t  srcPad;       // source pad για SEQ_PITCHED/SEQ_VELOCITY
    uint16_t gateLen;      // διάρκεια σε ticks για Gate samples (0 = πλήρες/one-shot)
};

struct SeqMeta {          // ρυθμίσεις ANA pattern
    float    bpm;
    uint8_t  quantize;     // 0=NO,4,8,16,32,64
    uint8_t  swing;        // 50..75
    uint16_t lengthBars;   // 1..64
};

// --- Αποθήκη (events σε PSRAM· μετρητές/meta σε κανονική RAM) ---
EXTMEM SeqEvent  seqEvents[SEQ_NUM_PATTERNS][SEQ_MAX_EVENTS];
static uint16_t  seqEventCount[SEQ_NUM_PATTERNS];
static SeqMeta   seqMeta[SEQ_NUM_PATTERNS];

```

Σχήμα 5.37 Δομές του Sequencer

Ο χρόνος στον Sequencer μετριέται με δύο ξεχωριστούς μηχανισμούς, έναν για την ακριβή μέτρηση και έναν για την επεξεργασία των γεγονότων. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.38 ένας hardware timer καλεί την seqTimerISR() σε απόλυτα σταθερά χρονικά διαστήματα ανεξάρτητα από το τι άλλο εκτελείται στο υπόλοιπο πρόγραμμα. Η συνάρτηση αυτή περιορίζεται στην αύξηση ενός μετρητή (seqPulse) χωρίς να αναπαράγει ήχο ή να επεξεργάζεται events, ώστε να παραμένει εξαιρετικά σύντομη και να μην απειλεί ποτέ την ακρίβεια του χρονισμού.

```

static volatile uint32_t seqPulse = 0;          // πόσα ticks έχουν ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΑ συμβεί
static uint32_t         seqPulseServiced = 0;  // πόσα ticks έχει ήδη ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΕΙ το loop
.....
.....

static void seqTimerISR() { seqPulse++; }       // ΜΟΝΟ μετράει – κανένα audio εδώ

```

Σχήμα 5.38 seqTimerISR()

Η πραγματική επεξεργασία γίνεται σε ξεχωριστή συνάρτηση καλούμενη σε κάθε πέρασμα του loop(). Επειδή το loop() ενδέχεται περιστασιακά να καθυστερήσει, ο μετρητής seqPulse μπορεί να έχει ήδη προχωρήσει περισσότερο από τον seqPulseServiced. Η δομή επανάληψης while εξασφαλίζει ότι μόλις δοθεί η ευκαιρία, θα εκτελεστεί η επεξεργασία για όλα τα ticks που έχουν στο μεταξύ συμβεί, χωρίς να χαθεί κανένα. (Σχήμα 5.39)


```
// καλείται σε ΚΑΘΕ loop() – ανεξαρτήτως mode
void seqService() {
    if (!seqClockRunning) return;
    seqUpdateClockIfBpmChanged(); // live αλλαγή BPM με Encoder
    uint32_t now = seqPulse;      // snapshot του volatile
    while (seqPulseServiced != now) {
        seqPulseServiced++;
        seqOnTick();
    }
}
```

Σχήμα 5.39 Κατανάλωση των συσσωρευμένων ticks από το loop

Η τιμή BPM μετατρέπεται σε πραγματική περίοδο του hardware timer ώστε να προκύψει η διάρκεια ενός tick σε μικροδευτερόλεπτα. Η προτεραιότητα του sequencer timer ορίζεται σκόπιμα χαμηλότερη από αυτή του audio timer, ώστε σε περίπτωση σύγκρουσης να προηγείται πάντα η παραγωγή ήχου. Στο Σχήμα 5.40 φαίνεται ο υπολογισμός BPM μέσα στην seqStartClock() η οποία είναι η συνάρτηση που ξεκινάει το ρολόι του Sequencer, καθώς και η seqStopClock() η οποία το σταματάει.

```
static void seqStartClock() {
    seqPulse = 0;
    seqPulseServiced = 0;
    float bpm = sysSettings.bpm;
    if (bpm < 20.0f) bpm = 20.0f;
    float periodUs = 6000000.0f / (bpm * (float)SEQ_PPQN);
    seqTimer.begin(seqTimerISR, periodUs);
    seqTimer.priority(160); // χαμηλότερη προτεραιότητα από το audio (128)
    seqClockBpm = bpm;
    seqClockRunning = true;
}

static void seqStopClock() {
    seqTimer.end();
    seqClockRunning = false;
}
```

Σχήμα 5.40 Υπολογισμός BPM, seqStartClock(), seqStopClock()

Η εντολή Play μηδενίζει τη θέση αναπαραγωγής (seqPos) και εκκινεί το ρολόι ξεκινώντας πάντα από την αρχή του pattern. Αντιθέτως, η εντολή Stop σταματά χωρίς να διακόπτει απότομα τους ήχους που ήδη παίζουν ώστε αυτοί να ολοκληρωθούν. Η εγγραφή (Rec) ενεργοποιείται ως πρόσθετη κατάσταση πάνω στο ήδη ενεργό Play ώστε κάθε νέο pad triggering να καταγράφεται ως γεγονός στο τρέχον pattern, χωρίς να διαγράφονται τα ήδη υπάρχοντα (overdub). (Σχήμα 5.41)

```

// TRANSPORT
void seqPlay() {
    seqCur      = sysSettings.currentSequence - 1;
    seqLenTicks = seqLenTicksFor(seqCur);
    audioStopAllVoices();
    seqPos = 0;
    sequencerIsPlaying = true;
    sequencerIsRecording = false;
    seqStartClock();
}

void seqStop() {
    seqStopClock();
    sequencerIsPlaying = false;
    sequencerIsRecording = false;
}

```

Σχήμα 5.41 Συναρτήσεις seqPlay(), seqStop().

Όταν ο χρήστης πατά το κουμπί REC, καλείται η συνάρτηση seqStartRecord() η οποία δεν κάνει παίρνει ένα αντίγραφο ασφαλείας των υπαρχόντων events (για το Undo), υπολογίζει το count-in, και θέτει τη μεταβλητή sequencerIsRecording = true.

Στη συνέχεια, κάθε φορά που ο χρήστης πατά ένα pad, είτε βρίσκεται σε εγγραφή είτε όχι, καλείται η συνάρτηση triggerPadSample(). Αυτή πρώτα καλεί την audioStartVoice(), η οποία παίζει αμέσως τον ήχο του pad πάντα, ανεξάρτητα από REC, και αμέσως μετά καλεί την seqRecordLiveHit() περνώντας της ποιο pad πατήθηκε και πόσο δυνατά.

Η seqRecordLiveHit() είναι το σημείο όπου αποφασίζεται αν αυτό το πάτημα θα καταγραφεί ή όχι. Πρώται ελέγχει τη sequencerIsRecording. Αν είναι false (όχι εγγραφή), η συνάρτηση απλά σταματά αμέσως χωρίς να κάνει τίποτα άλλο. Ο ήχος έχει ήδη ακουστεί αλλά τίποτα δεν καταγράφεται. Αν όμως η sequencerIsRecording είναι true, η συνάρτηση συνεχίζει και υπολογίζει την ακριβή χρονική θέση (tick) που πατήθηκε το pad εφαρμόζοντας μετά προαιρετικά quantize (Σχήμα 4.42) και swing, και τέλος καλεί την seqInsertEvent(), η οποία αποθηκεύει μόνιμα το νέο event στη σωστή ταξινομημένη θέση μέσα στη λίστα του τρέχοντος pattern. Στον Πίνακα 5.3 φαίνονται συγκεντρωτικά οι συναρτήσεις που εμπλέκονται στην καταγραφή events για την κατανόηση της διαδικασίας.

Πίνακας 5.3 Συναρτήσεις που καλούνται για την καταγραφή events

Συνάρτηση	Πότε καλείται	Τι κάνει
<i>seqStartRecord()</i>	Πάτημα κουμπιού REC (μία φορά)	Παίρνει αντίγραφο ασφαλείας των υπαρχόντων events για το Undo, υπολογίζει το count-in θέτει sequencerIsRecording = true
<i>triggerPadSample()</i>	Κάθε πάτημα pad (πάντα, με ή χωρίς REC)	Διαχειρίζεται το πάτημα ενός pad. Καλεί διαδοχικά τις #3 και #4
<i>audioStartVoice()</i>	Καλείται από την triggerPadSample(), σε κάθε πάτημα	Παίζει αμέσως τον ήχο του pad. Πάντα ανεξάρτητα από το αν είναι ενεργό το REC
<i>seqRecordLiveHit()</i>	Καλείται από την triggerPadSample(), αμέσως μετά την #3	Ελέγχει το sequencerIsRecording. Αν false, σταματά αμέσως (return) Αν true, υπολογίζει το tick (με quantize/swing) και καλεί την #5
<i>seqInsertEvent()</i>	Καλείται από την seqRecordLiveHit(), μόνο αν είναι ενεργό το REC	Αποθηκεύει μόνιμα το νέο event στη σωστή, ταξινομημένη θέση μέσα στη λίστα του τρέχοντος pattern

```

uint8_t q = sysSettings.quantizeValue;      // η επιλεγμένη ανάλυση (π.χ. 16)

if (q != 0) {                                // 0 = Quantize απενεργοποιημένο
    uint16_t grid = SEQ_TICKS_PER_BAR / q;   // απόσταση πλέγματος σε ticks (π.χ. 384/16 = 24)
    | uint32_t stepIdx = (t + grid / 2) / grid; // στρογγυλοποίηση: πλησιέστερο grid step
    t = stepIdx * grid;                       // το χτύπημα "κουμπώνει" στο grid step
}

```

Σχήμα 5.42 Κώδικας Quantize στην seqRecordLiveHit()

Στον Πίνακα 5.4 φαίνονται συγκεντρωτικά οι συναρτήσεις που εμπλέκονται στο Playback των καταγεγραμμένων events με το πάτημα του PLAY.

Πίνακας 5.4 Συναρτήσεις που καλούνται για το Playback των events

Συνάρτηση	Πότε καλείται	Τι κάνει
<i>seqPlay()</i>	Πάτημα κουμπιού PLAY (μία φορά)	Μηδενίζει τη θέση αναπαραγωγής (seqPos=0), θέτει sequencerIsPlaying=true, και εκκινεί το ρολόι μέσω seqStartClock()
<i>seqService()</i>	Σε κάθε πέρασμα του loop() συνεχώς	Συγκρίνει πόσα ticks έχουν πραγματικά συμβεί (seqPulse) με πόσα έχουν ήδη επεξεργαστεί (seqPulseServiced) και καλεί την #3 για κάθε ένα που εκκρεμεί
<i>seqOnTick()</i>	Μία φορά για κάθε νέο tick	Καλεί την #4 για την τρέχουσα θέση (seqPos), μετά προχωρά το seqPos κατά ένα
<i>seqFireEventsAt()</i>	Καλείται από την seqOnTick(), σε κάθε tick	Εντοπίζει μέσω του δείκτη seqPlayIdx όλα τα events που έχουν tick ίσο με την τρέχουσα θέση και καλεί την #5 για καθένα
<i>seqFire()</i>	Καλείται από την seqFireEventsAt() για κάθε event που βρέθηκε	Καλεί την κατάλληλη συνάρτηση του audio engine (audioStartVoice()) παράγοντας τελικά τον ήχο

Κλείνοντας με το Audio Engine και με τον Sequencer είναι πολύ σημαντικό να επαναληφθεί πως Το σύστημα χρησιμοποιεί δύο χρονιστές υλικού (IntervalTimer).

- **audioTimer** : πυροδοτεί το audio ISR στα 26.04 kHz. Σε κάθε δείγμα γίνονται το mix των φωνών, προαιρετικά η ανάγνωση του ADC (δειγματοληψία) και τέλος η εγγραφή στον DAC.
- **SeqTimer** : πυροδοτεί το ρολόι του sequencer στα 96 PPQN. Το ISR του *μόνο αυξάνει έναν μετρητή παλμών* (seqPulse++) ,δεν παράγει ήχο και δεν σαρώνει events.

5.8 C_SAMPLE_TRIM.ino

Για το sample trimming δηλαδή να οριστούν τα Start και End Points των δειγμάτων χρησιμοποιούνται οι Faders στο Trim Mode (C_SAMPLE_TRIM.ino) ως εξής : Οι faders 0-3 ελέγχουν το Start Point, οι 4-7 το End Point. Μέσα σε κάθε τετράδα, κάθε fader σαρώνει x1000, x100, x10, x1 αντίστοιχα.

Όμως, επειδή ένα sample μπορεί να ξεπερνά κατά πολύ τα 9999 δείγματα, υπολογίζεται δυναμικά ένας πολλαπλασιαστής κλίμακας M έτσι ώστε οι τέσσερις διαθέσιμοι faders να καλύπτουν πάντα ολόκληρο το εύρος του sample, με ανάλυση M δειγμάτων ανά μονάδα του τελευταίου ψηφίου. (Σχήμα 5.43)

```
uint32_t M = 1;
while (9999UL * M < ps.sampleLength) M *= 10;

const uint32_t place[8] = {(uint32_t)(1000UL*M), (uint32_t)(100UL*M), (uint32_t)(10UL*M), (uint32_t)(1UL*M),
| | | | | | | | | | (uint32_t)(1000UL*M), (uint32_t)(100UL*M), (uint32_t)(10UL*M), (uint32_t)(1UL*M)};
```

Σχήμα 5.43 Πολλαπλασιαστής κλίμακας Trim

Αν το sample έχει παράδειγμα 500.000 δείγματα, το M γίνεται 100 ($9999 \times 100 = 999.900 \geq 500.000$). Έτσι κάθε κίνηση του τελευταίου fader δεν είναι πλέον 1 δείγμα, αλλά 100 δείγματα. Κάθε place[i] στον πίνακα του σχήματος 5.43 λέει πόσα δείγματα αξίζει μία μονάδα του ψηφίου που ελέγχει ο fader i.

Η τιμή ADC (0-1023) χωρίζεται σε 10 ίσες ζώνες. Ζώνη 0 (0) δίνει ψηφίο 0, ζώνη 9 (1023) δίνει ψηφίο 9. Στο Σχήμα 5.44 φαίνεται πως η τιμή ενός Fader μετατρέπεται σε ψηφίο.

```
int digit = (raw * 10) / 1024;
if (digit > 9) digit = 9;
if (digit < 0) digit = 0;
```

Σχήμα 5.44 Μετατροπή τιμής Fader σε ψηφίο (0-9)

Κάθε φορά που ένας fader υποδεικνύει διαφορετικό ψηφίο απ' ό,τι είναι ήδη αποθηκευμένο, αντικαθίσταται μόνο το συγκεκριμένο ψηφίο αφήνοντας τα υπόλοιπα ανέπαφα με επιπλέον λογικούς περιορισμούς ώστε το Start να παραμένει πάντα μικρότερο από το End. (Σχήμα 5.45)

```
uint32_t P = place[i];
uint32_t v = (i < 4) ? ps.startPoint : ps.endPoint; // ποιος αριθμός
uint32_t cur = (v / P) % 10; // τι ψηφίο έχει τώρα εκεί

if ((int)cur != digit) {
    v = v - cur * P + (uint32_t)digit * P; // βγάλε το παλιό ψηφίο, βάλε το νέο
    if (i < 4) ps.startPoint = v;
    else ps.endPoint = v;
}
```

Σχήμα 5.45 Η αντικατάσταση ενός ψηφίου

- **cur * P** : πόσο αξίζει το παλιό ψηφίο σε αυτή τη θέση. Αφαιρείται.
- **digit * P** : πόσο αξίζει το νέο ψηφίο σε αυτή τη θέση. Προστίθεται
- Όλα τα **άλλα** ψηφία σε άλλες θέσεις μένουν ανέπαφα .

Για παράδειγμα αν startPoint είναι 3482 και ο fader 1 (εκατοντάδες, P=100) γυρίσει από digit=4 σε 7, τότε το $v = 3482 - 4 \times 100 + 7 \times 100 = 3482 - 400 + 700 = 3782$. Μόνο η εκατοντάδα άλλαξε.

Στο Σχήμα 5.46 φαίνεται ο κώδικας που εξασφαλίζει ότι το Start δεν μπορεί να ξεπεράσει το End, και το End δεν μπορεί να πέσει κάτω από το Start.

```

if (i < 4) {
  uint32_t hi = (ps.endPoint > 0) ? (ps.endPoint - 1) : 0;
  if (v > hi) v = hi;          // Start δεν μπορεί να ξεπεράσει το End
  ps.startPoint = v;
} else {
  if (v > ps.sampleLength) v = ps.sampleLength;
  uint32_t lo = ps.startPoint + 1;
  if (v < lo) v = lo;          // End δεν μπορεί να πέσει κάτω από το Start
  ps.endPoint = v;
}

```

Σχήμα 5.46 Ασφαλή όρια για Start και End Point

Οι αποθηκευμένες τιμές δεν επηρεάζουν τον ήχο μέχρι να πυροδοτηθεί το pad. Μόλις πυροδοτηθεί το pad, η `audioStartVoice()` μετατρέπονται σε απόλυτες θέσεις μέσα στο κοινό sample buffer, καθορίζοντας από πού ξεκινά και πού σταματά αυτόματα η αναπαραγωγή. (Σχήμα 5.47)

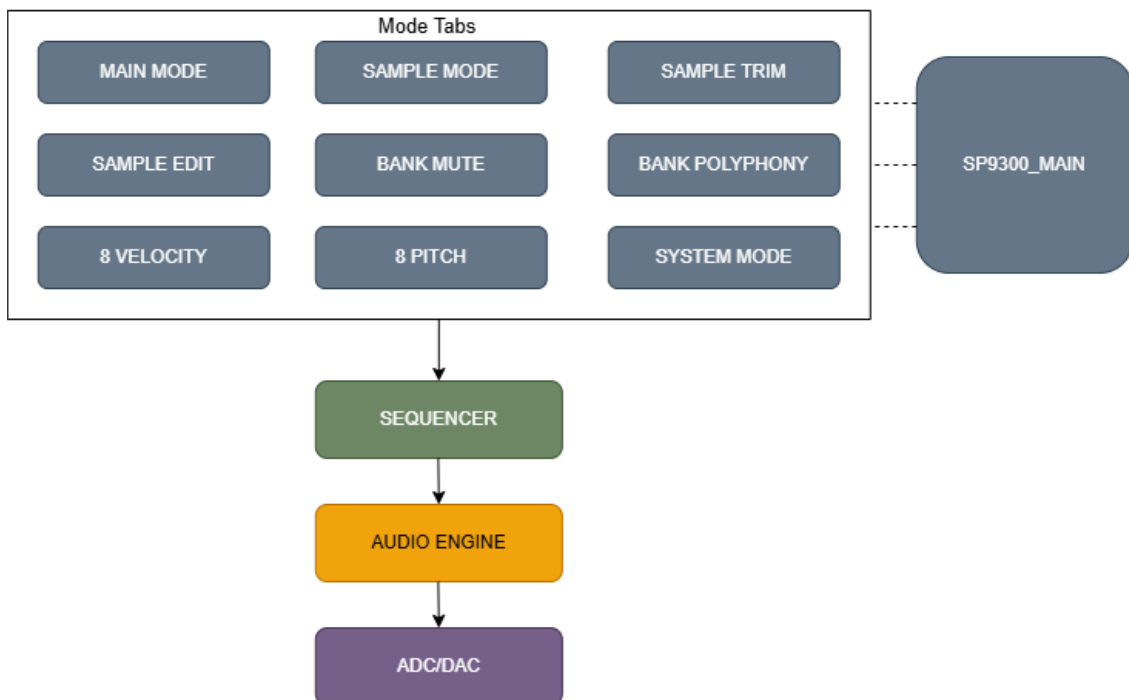
```

v.startSample = ps.sampleOffset + ps.startPoint;
v.endSample   = ps.sampleOffset + ps.endPoint;

```

Σχήμα 5.47 Ενημέρωση Start & End Point στην `audioStartVoice()` (Z_AUDIO_ENGINE.ino)

Στο Σχήμα 5.48 φαίνεται το διάγραμμα συσχέτισης μεταξύ των καρτελών (Tabs), και στον Πίνακα 5.5 φαίνονται συγκεντρωτικά οι βασικές λειτουργίες και ρυθμίσεις (Settings) για κάθε Mode.



Σχήμα 5.48 Διάγραμμα Συσχέτισης Tabs

Πίνακας 5.5 Συναρτήσεις που καλούνται για το Playback των events

Mode	Fucntions	Settings
Main	Play/Stop, Rec, Undo, Metronome (Count-in)	BPM, Length, Quantize, Swing, Double, Copy, Clear, Delete, Humanize
Sample	Sampling	Sampling Type (Hold Pad / Start/Stop)
Trim	Start Point, End Point	-
Sample Edit	Discard, Normalize, Reverse, Copy, Delete	Trigger Type (One Shot/Gate), Voice Overlap (Mono/Poly), Mute Group (0-8)
Bank Mute	Mute στα Banks	Επιλογή Mute/Solo
Bank Polyphony	Ρύθμιση Πολυφωνίας των Banks	-
8 Pitch	Ανοίγει χρωματικά ένα Sample στα 8 pads (8 διαφορετικά τονικά ύψη)	-
8 Velocity	Ανοίγει ένα Sample με διαφορετικά Velocity στα 8 Pads	-
System Mode	Engine (Emulations άλλων Sampler → αλλάζει το Sampling Rate), Display Presets, SD Card (SnapShot, Save, Load, Format), Firmware	-

5.9 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό, αφού αρχικά έγινε ανάλυση της αρχιτεκτονικής του υλικολογισμικού της συσκευής (Firmware Version 1.0) στη συνέχεια αναλύθηκαν κάποια επιλεγμένα αποσπάσματα του κώδικα που κρίθηκαν απαραίτητα για την κατανόηση της βασικής λογικής και της λειτουργίας του Sampler. Λόγω της μεγάλης έκτασης του κώδικα δεν ήταν δυνατόν να αναλυθεί πλήρως με όλες τις λειτουργίες του, οι βασικοί μηχανισμοί έχουν αναλυθεί και αποσαφηνιστεί.

Κεφάλαιο 6 : Δοκιμές & Μελλοντικές Επεκτάσεις

6.1 Εισαγωγή

Αφού ολοκληρώθηκε η πλήρης περιγραφή των κυκλωμάτων του συστήματος και η ανάλυση των βασικών λειτουργιών μέσω αποσπασμάτων κώδικα, το μόνο που απομένει είναι η συναρμολόγηση και οι δοκιμές της συσκευής για την εξαγωγή των τελικών συμπερασμάτων.

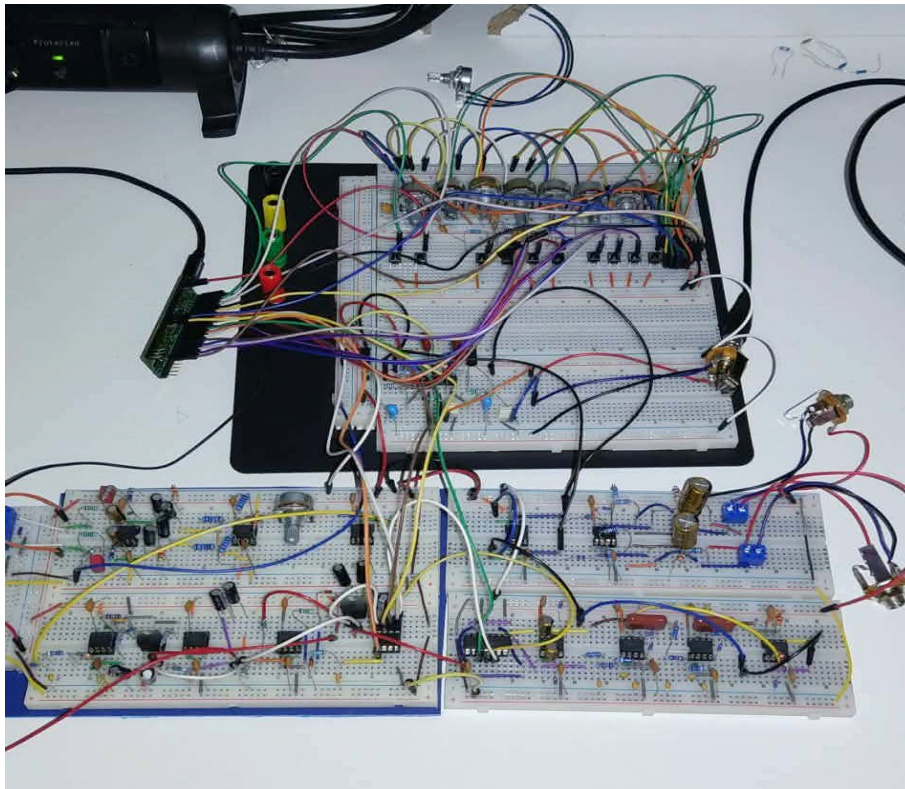
Στο τελευταίο αυτό κεφάλαιο παρουσιάζονται φωτογραφίες από τη διαδικασία σχεδίασης και συναρμολόγησης, εξετάζονται οι επιμέρους λειτουργίες του συστήματος και πραγματοποιείται σύγκριση με άλλα παρόμοια μηχανήματα. Τέλος, παρατίθενται προτάσεις για μελλοντικές επεκτάσεις.

6.2 Φωτογραφικό Υλικό

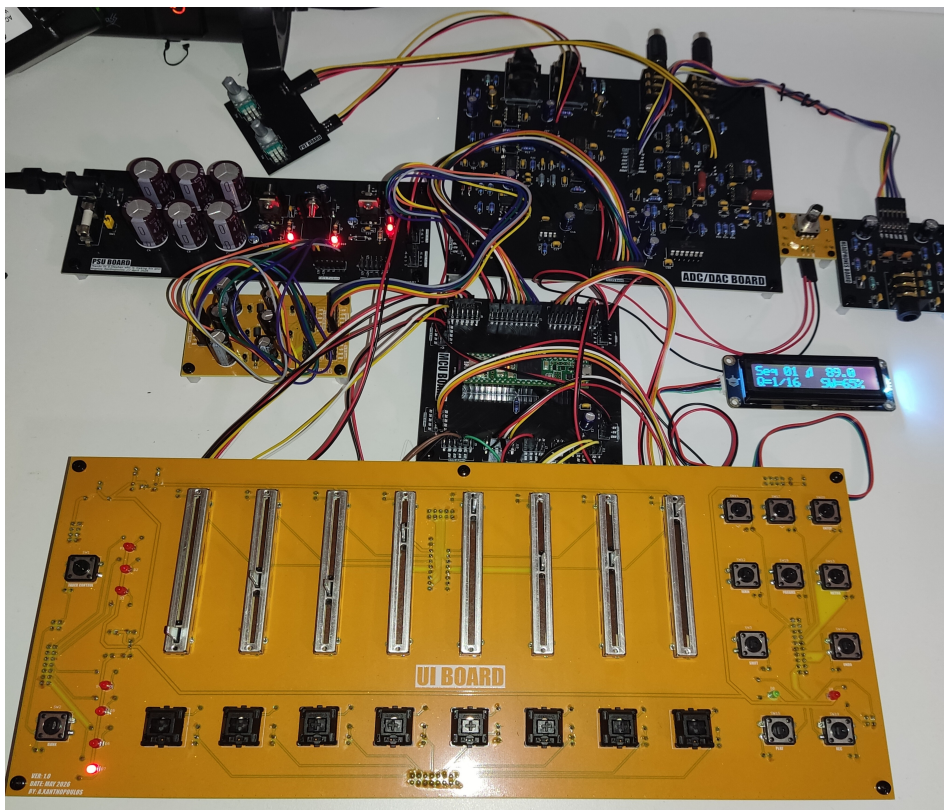
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζεται το φωτογραφικό υλικό από τη διαδικασία σχεδίασης ξεκινώντας από τα αρχικά στάδια έως και την τελική συναρμολόγηση του συστήματος, αφού πρώτα παρατεθούν τα βασικά τεχνικά του χαρακτηριστικά. (Πίνακας 6.1).

Πίνακας 6.1 Τεχνικά Χαρακτηριστικά του SP9300 (Firmware Version 1.0)

Κατηγορία	Χαρακτηριστικό	Τιμή
UI	Control	8 Drum Buttons 9 Control Buttons 8 Sliders 1 Rotary Encoder
	Display	LCD RGB 16*2
I/O	Inputs	2*1/4" TS
	Outputs	2* 1/4" TRS
	Headphones	1/4" TRS
	Headphones	1/4" TRS
Sampling	Ρυθμός Δειγματοληψίας	26.04 Khz
	Ανάλυση δειγματοληψίας	12 Bit
	Διαθέσιμος Χρόνος Δειγματοληψίας	20" σε κάθε Bank
Polyphony	-	16 φωνές
Sequencer	Ανάλυση Sequencer	96 PPQN
	Μέγιστος Αριθμός Events ανα Sequence	1024
	Μέγιστος Αριθμός Sequences	64
Effects	MFX	-
	Filters	-
Storage	Micro SD Card	128MB

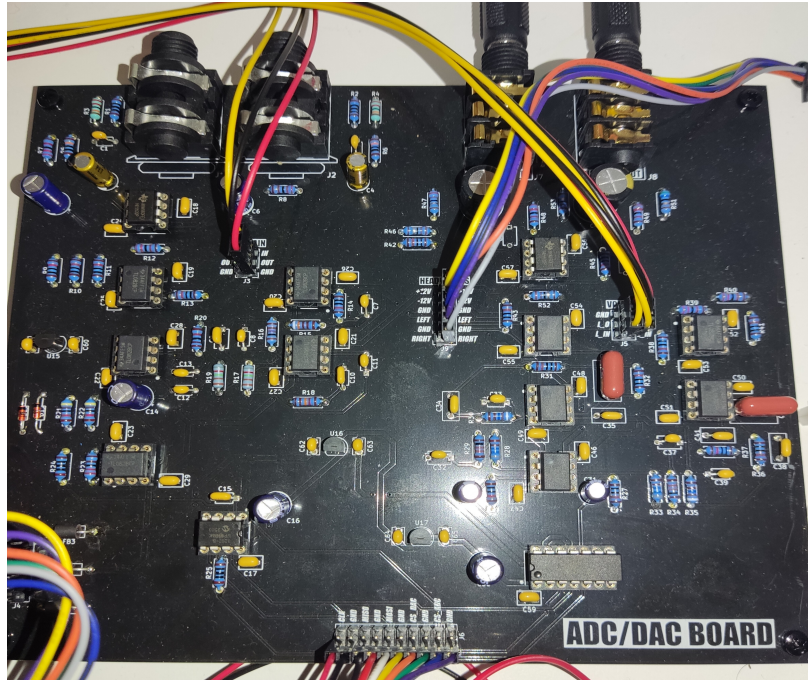


Εικόνα 6.1 Κυκλώματα εισόδων, ταινι εξόδων, εξόδου ακουστικών και ενός μέρους του UI στο Breadboard

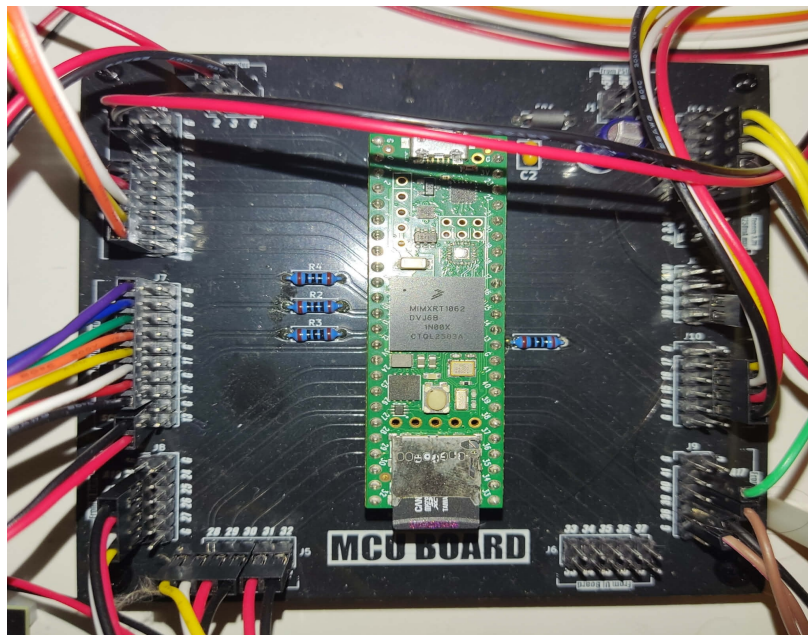


Εικόνα 6.2 Ολόκληρο το σύστημα σε λειτουργία

Στην Εικόνα 6.1 φαίνεται το κύκλωμα των εισόδων, main εξόδων και εξόδου ακουστικών στο Breadboard. Επιπλέον φαίνεται ο Teensy 4.1, και στο Breadboard στο πάνω μέρος τη εικόνας φαίνεται ένα τμήμα του UI κυκλώματος με περιστροφικά ποτενσιόμετρα αντί για Sliders και μια σειρά με Tactile Switches. Στην Εικόνα 6.2 φαίνεται ολόκληρο το τελικό σύστημα σε λειτουργία εκτός κουτιού (Enclosure)



Εικόνα 6.3 ADC/DAC Board



Εικόνα 6.4 MCU Board

Στις Εικόνες 6.3 και 6.4 φαίνονται οι πλακέτες ADC/DAC Board και MCU Board έτοιμες με κολλημένα τα εξαρτήματά τους. Όλα τα ολοκληρωμένα είναι πάνω σε Sockets για εύκολη και γρήγορη αλλαγή.

Παρακάτω στην Εικόνα 6.4 φαίνεται η οθόνη του Main Mode. Όπου Seq01 είναι η επιλεγμένη Sequence, η νότα αντιστοιχεί στο BPM που είναι 89.0 σε αυτή την περίπτωση. Το Q δείχνει το επιλεγμένο Quantize και τέλος το SW το Swing.

Κεφάλαιο 6ο

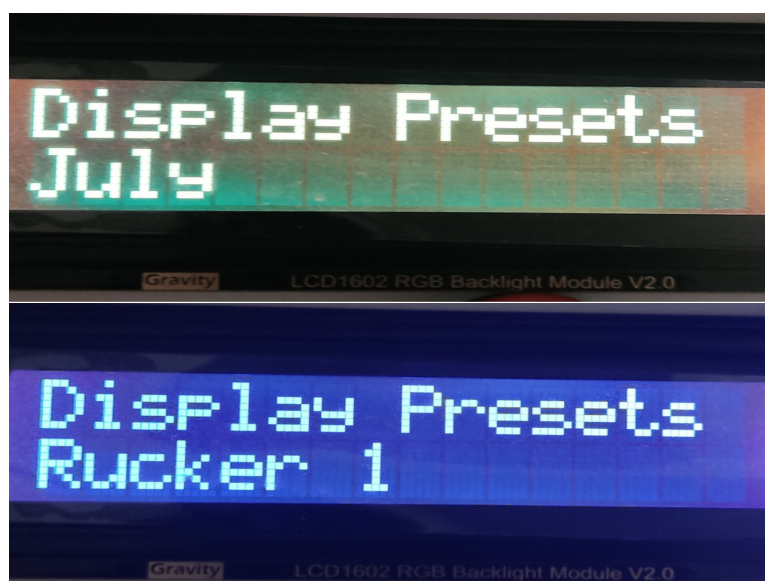
Η εικόνα 6.5 δείχνει τις οθόνες για κάθε μια παράμετρο των Faders :Tune, Level, Pan, Envelopes. Τέλος στην Εικόνα 6.6 φαίνονται δύο απο τα Presets για αλλαγή χρώματος της οθόνης απο το System Mode.



Εικόνα 6.4 Οθόνη Main Mode (Q =Quantize, Νότα = BPM, SW=Swing, Seq01= Sequence 01)



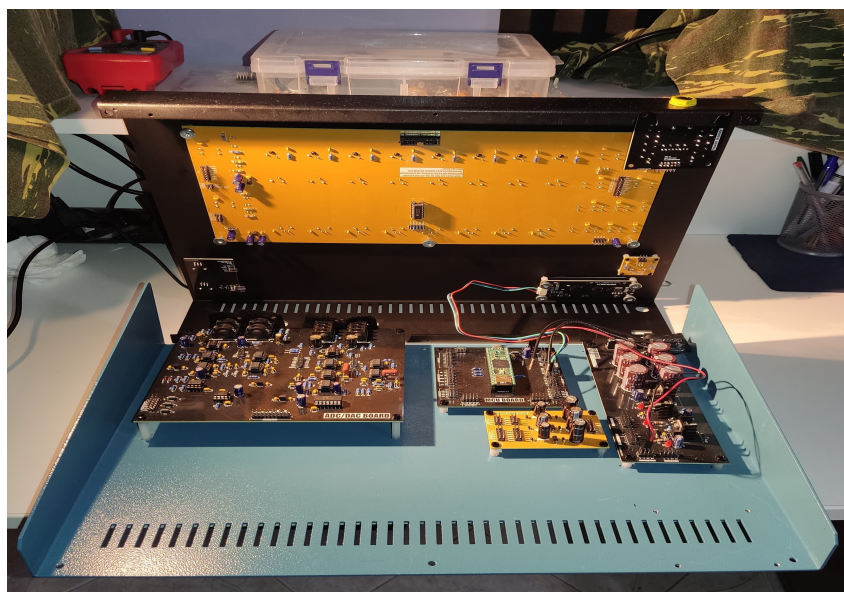
Εικόνα 6.5 Οθόνες για τις παραμέτρους των Faders (Tune, Level, Pan, Envelopes)



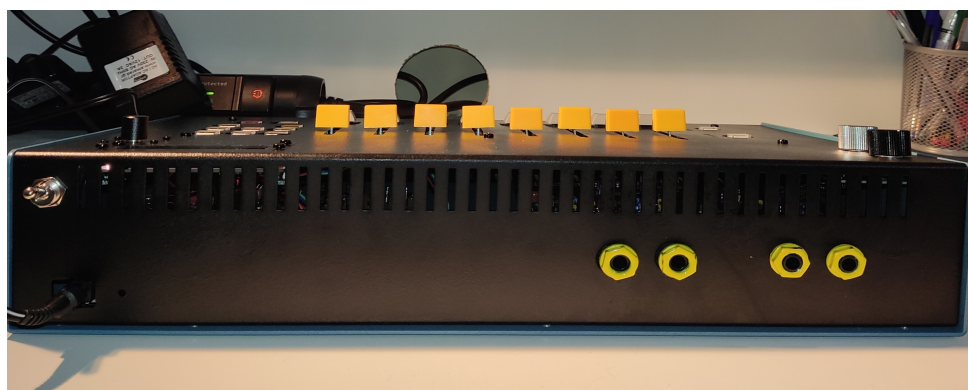
Εικόνα 6.6 Αλλαγή Preset για το χρώμα οθόνης στο System Mode



Εικόνα 6.7 Μπροστινή όψη του ολοκληρωμένου Sampler (APRNC S9300)



Εικόνα 6.8 Εσωτερικά του ολοκληρωμένου Sampler (APRNC S9300)



Εικόνα 6.9 Μπροστινή όψη του ολοκληρωμένου Sampler (APRNC S9300)

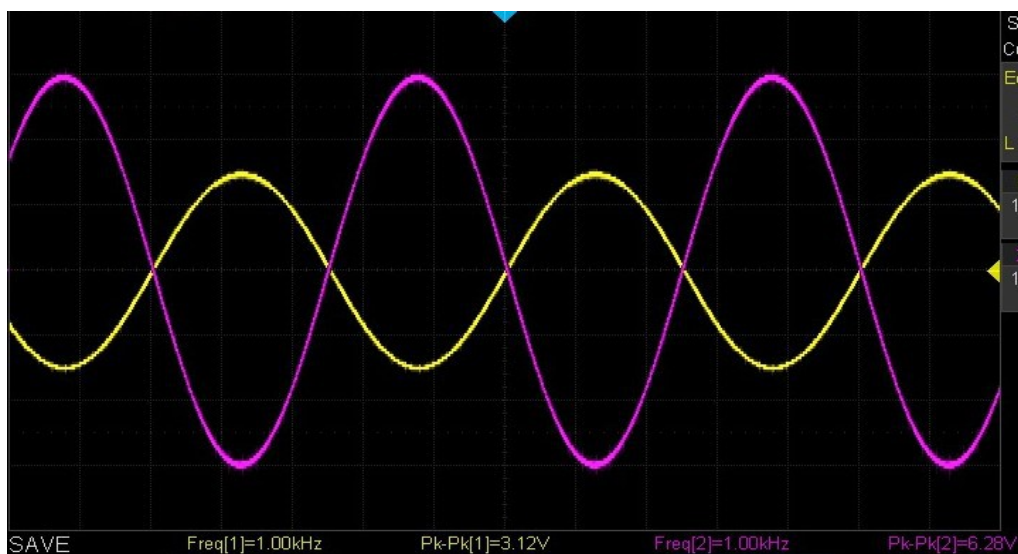
6.3 Δοκιμές

Σε αυτή την ενότητα θα δοθούν εικόνες με μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στον παλμογράφο. Στην υποενότητα 6.3.1 γίνονται μετρήσεις στο μονοπάτι του σήματος από τις εισόδους έως τις εξόδους του συστήματος. Την στιγμή που γίνονται οι μετρήσεις το Sampler είναι σε κατάσταση Sampling με ενεργό το Direct Monitoring, επιτρέποντας την ταυτόχρονη λειτουργία του ADC με τον DAC. Στις απεικονίσεις του παλμογράφου, το **κίτρινο κανάλι (CH1)** αντιστοιχεί πάντα στο σήμα εισόδου από τη γεννήτρια συχνοτήτων, ενώ το **μωβ κανάλι (CH2)** αντιπροσωπεύει τη μέτρηση στην κάθε βαθμίδα του κυκλώματος.

Στην υποενότητα 6.3.2 πραγματοποιούνται μετρήσεις στη λειτουργία Tuning, η οποία αποτελεί μία από τις σημαντικότερες λειτουργίες του Sampler και μπορεί να γίνει οπτική απεικόνιση στον παλμογράφο. Για τις ανάγκες της δοκιμής πραγματοποιήθηκε αρχικά δειγματοληψία ενός καθαρού ημιτονικού σήματος συχνότητας 130.8Hz που αντιστοιχεί στη νότα C3 (Ντο 3ης οκτάβας). Στη συνέχεια, εφαρμόστηκε Tune στο δείγμα από 0 έως +12 ημιτόνια προκειμένου να μετρηθεί η παραγόμενη συχνότητα στην έξοδο και να συγκριθεί με τις θεωρητικές τιμές των αντίστοιχων μουσικών νοτών.

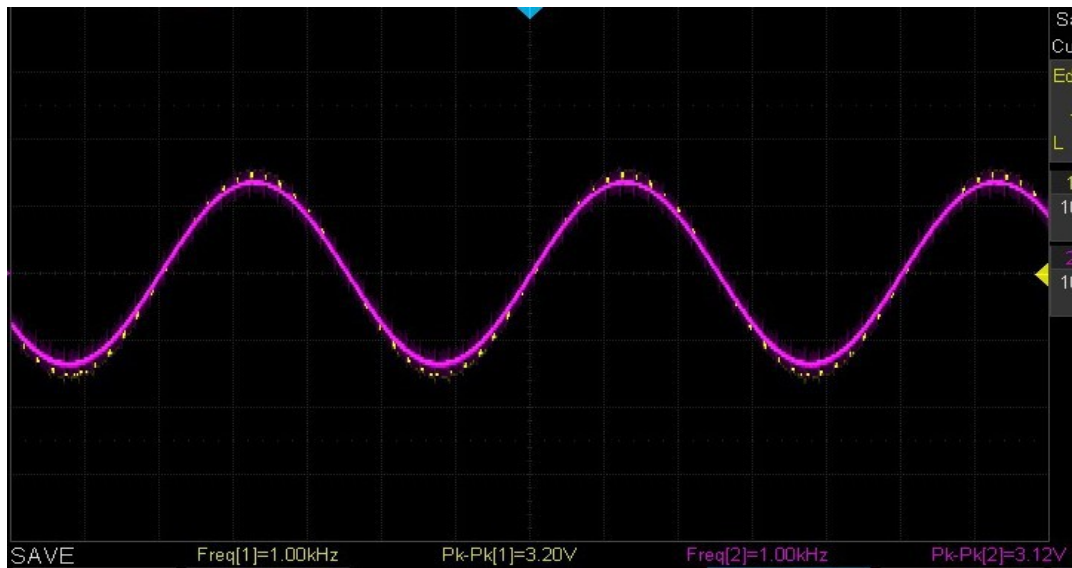
6.3.1 Μονοπάτι Σήματος στον Παλμογράφο

Στο Σχήμα 6.1 φαίνεται η μέτρηση στην έξοδο του αναστρέφων αθροιστή ο οποίος μετατρέπει το σήμα από στερεοφωνικό σε μονοφωνικό. Επιπλέον, διπλασιάζει το πλάτος του σήματος από 3V_{pp} σε 6 V_{pp}.



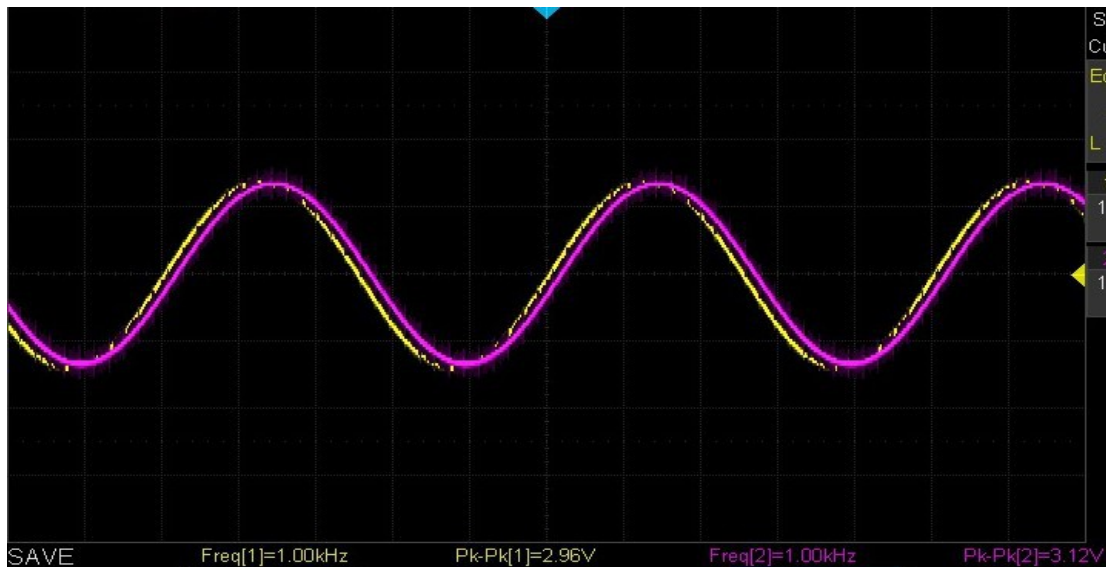
Σχήμα 6.1 Έξοδος αναστρέφων αθροιστή (U2A Κεφ 4)

Στο Σχήμα 6.2 φαίνεται η μέτρηση στην έξοδο του αναστρέφων ενισχυτή ο οποίος ακολουθεί τον αθροιστή και έχει κέρδος A=0.5 με αποτέλεσμα να φέρνει το σήμα πίσω στο αρχικό του πλάτος. Επιπλέον, το σήμα γίνεται συμφασικό με την είσοδο.



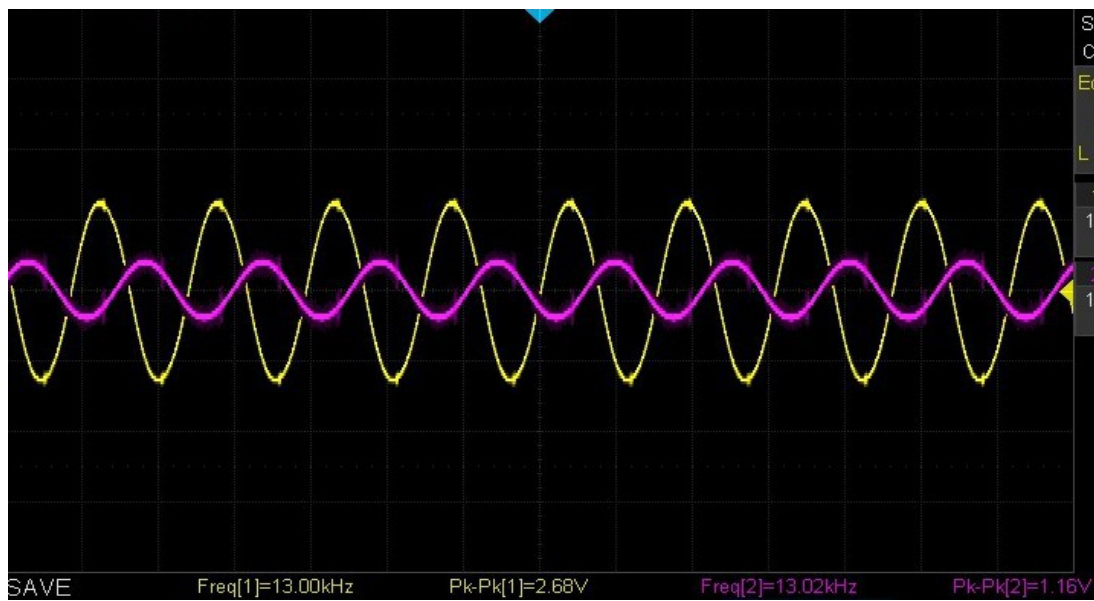
Σχήμα 6.2 Έξοδος αναστρέφων ενισχυτή $A=0.5$ (U_{2B} Κεφ 4)

Αφού περάσει από το εξασθενητή (Attenuator) το σήμα εισέρχεται στο Anti-aliasing Φίλτρο. Στο Σχήμα 6.3 φαίνεται η έξοδος του φίλτρου στα 1KHz που γίνεται η μέτρηση κανονικά, ενώ στο Σχήμα 6.4 φαίνεται η έξοδος του φίλτρου με συχνότητα εισόδου 13KHz ($F_c=11.07$ KHz).

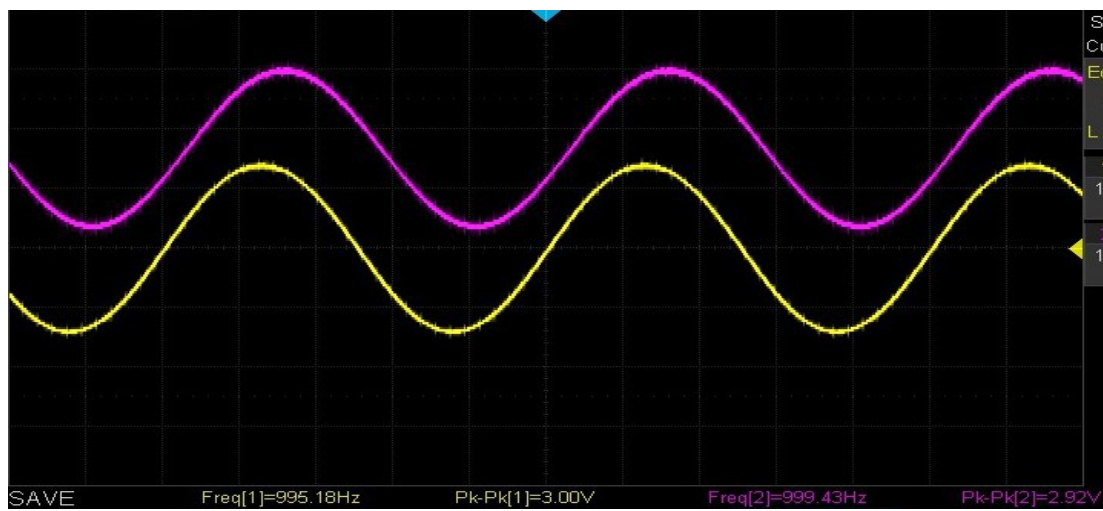


Σχήμα 6.3 Έξοδος Anti-aliasing Filter (Είσοδος 1 KHz)

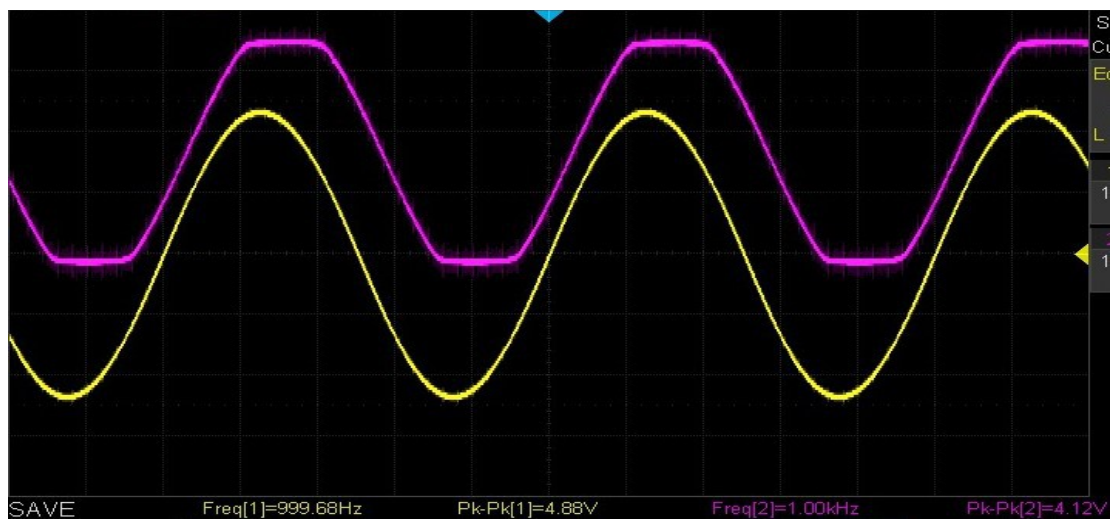
Στη συνέχεια το σήμα διέρχεται από το DC Bias κύκλωμα, το κύκλωμα Clumping διόδων και εισέρχεται στον ADC. Στο σχήμα 6.5 φαίνεται το ανυψωμένο σήμα (στα 1.65V) σήμα στο CHO του ADC με πλάτος εντός ορίων, ενώ στο σχήμα 6.6 φαίνεται το σήμα με πλάτος εισόδου 5 Vpp ενεργοποιώντας τις διόδους οι οποίες ψαλιδίζουν το σήμα.



Σχήμα 6.4 Έξοδος Anti-aliasing Filter (Είσοδος 13 KHz)

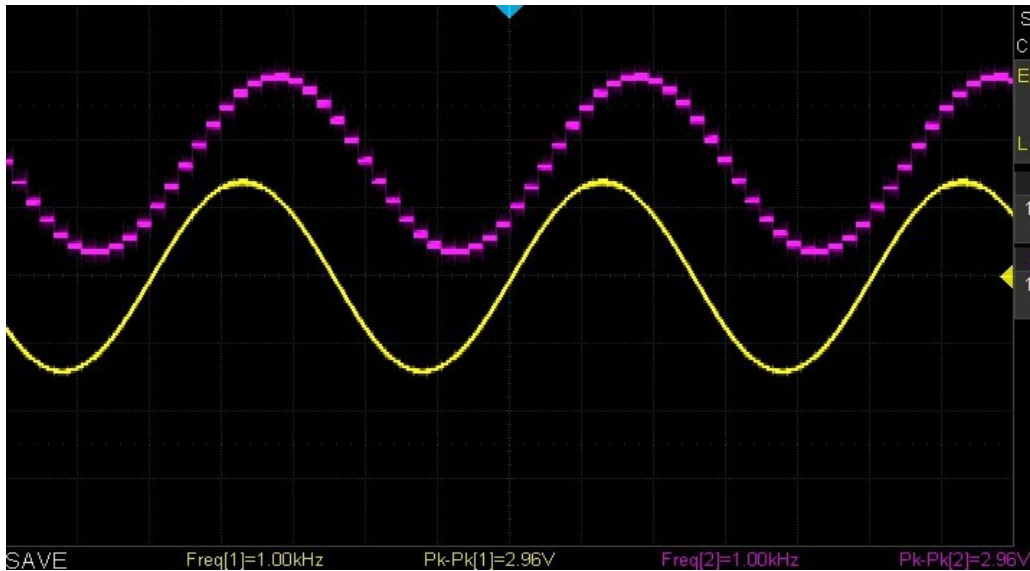


Σχήμα 6.5 Μέτρηση στο CH0 του AD (Είσοδος 3Vpp)

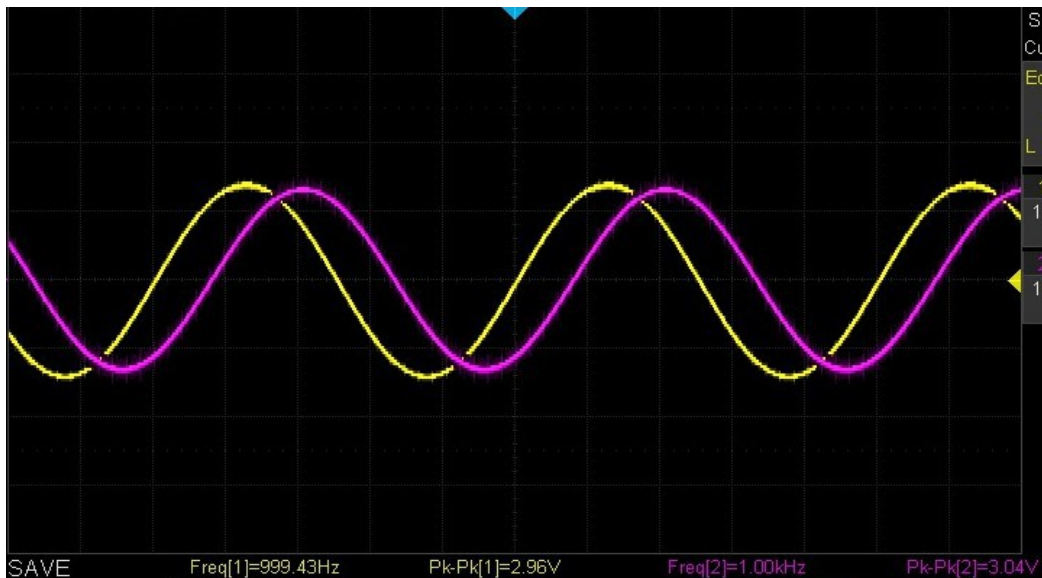


Σχήμα 6.6 Μέτρηση στο CH0 του ADC (Είσοδος 5Vpp – Ενεργοποιείται Clamping Network)

Το σήμα έχει περάσει μέσω του ADC στον Teensy 4.1, και ο Teensy μέσω Direct Monitoring το στέλνει στον DAC. Στο σχήμα 6.7 φαίνεται η μέτρηση ακριβώς στο ένα Pin εξόδου του DAC. Είναι εμφανές ότι κυματομορφή είναι κλιμακωτή και υπάρχει ανάγκη για ένα φίλτρο ανακατασκευής (Reconstruction Filter). Στο σχήμα 6.8 φαίνεται η μέτρηση μετά το Reconstruction φίλτρο αφού έχει περάσει από τον DC Blocking πυκνωτή και πλέον έχει ως κέντρο πάλι τα 0V.



Σχήμα 6.7 Μέτρηση στο VoutA του DAC



Σχήμα 6.8 Μέτρηση στην Έξοδο του Reconstruction Filter

Στη συνέχεια το σήμα περνάει από το μη-αναστρεφών ενισχυτή με κέρδος $A=3.2$ (10.1 dB), το κύκλωμα του εξασθενητή, και τέλος, φτάνει στις τελικές στερεοφωνικές εξόδους (Inverting Ground Cancelling Outputs) (Σχήμα 6.9).



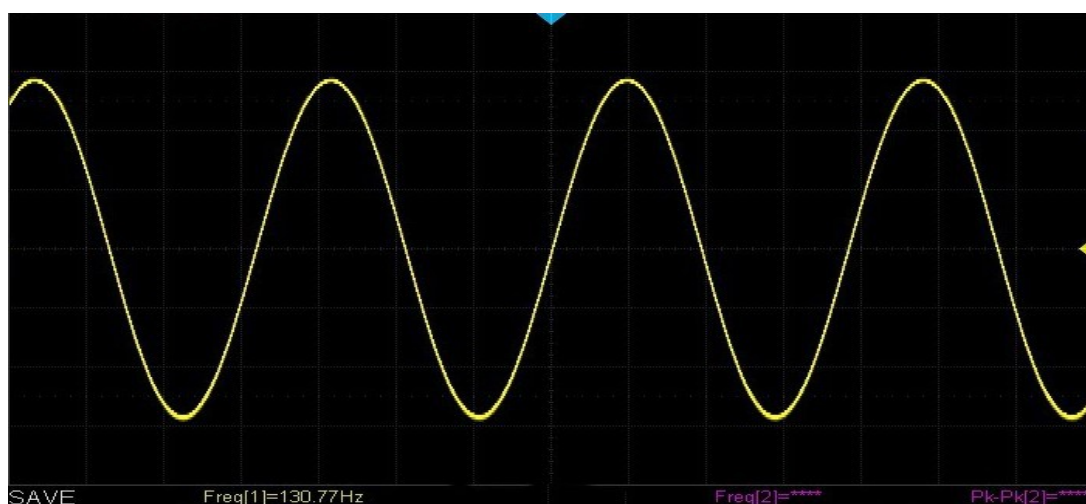
Σχήμα 6.9 Μέτρηση στις στερεοφωνικές εξόδους Main Outs (GC Outputs Κεφ 4)

6.3.2 Έλεγχος Tune στον παλμογράφο

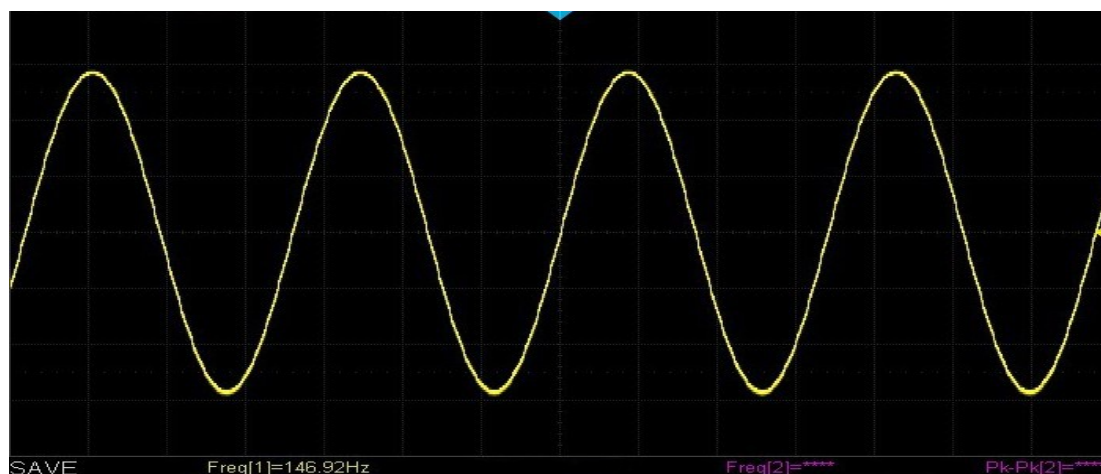
Στον Πίνακα 6.2 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα των μετρήσεων για τη λειτουργία Tuning. Συγκεκριμένα, παρατίθενται οι εξεταζόμενες μουσικές νότες, ο αντίστοιχος αριθμός ημιτονίων στη ρύθμιση του Tune, οι θεωρητικές συχνότητες, οι συχνότητες που μετρήθηκαν πρακτικά στον παλμογράφο, καθώς το Σχήμα στο οποίο υπάρχει η μέτρηση. Για λόγους συντομίας και περιλαμβάνονται αποκλειστικά οι φυσικές νότες (C3, D3, E3, F3, G3, A3, B3) παραλείποντας τις υφέσεις και διέσεις.

Πίνακας 6.2 Μέτρηση Συχνοτήτων νοτών για τη λειτουργία Tune

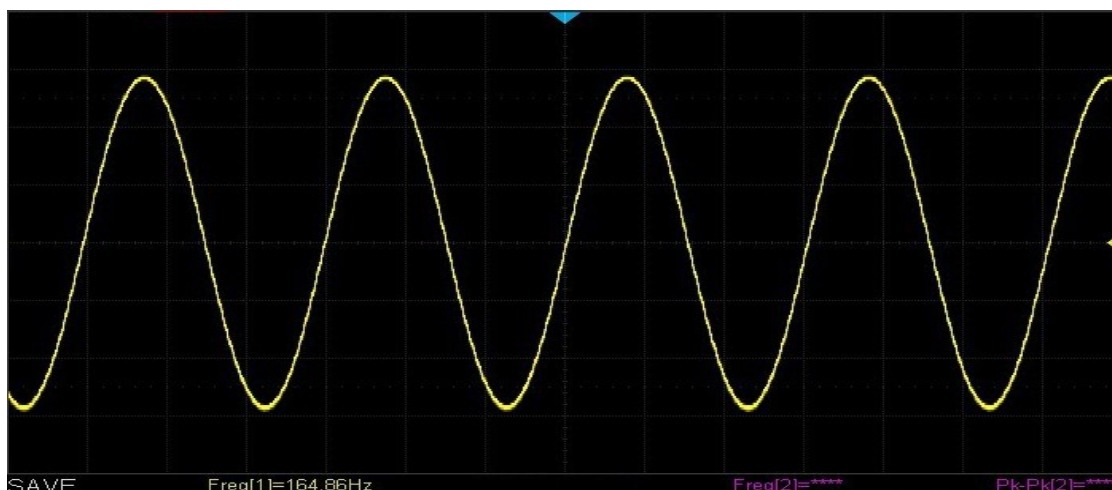
Νότα	Ημιτόνια	Θεωρητική Συχνότητα (Hz)	Μέτρημένη Συχνότητα (Hz)	Σχήμα
C3	0	130.81	130.77	6.10
D3	+2	146.83	146.92	6.11
E3	+4	164.81	164.86	6.12
F3	+5	174.61	174.67	6.13
G3	+7	196.00	195.99	6.14
A3	+9	220.00	219.80	6.15
B3	+11	246.94	246.92	6.16
C4	+12	261.63	261.62	6.17



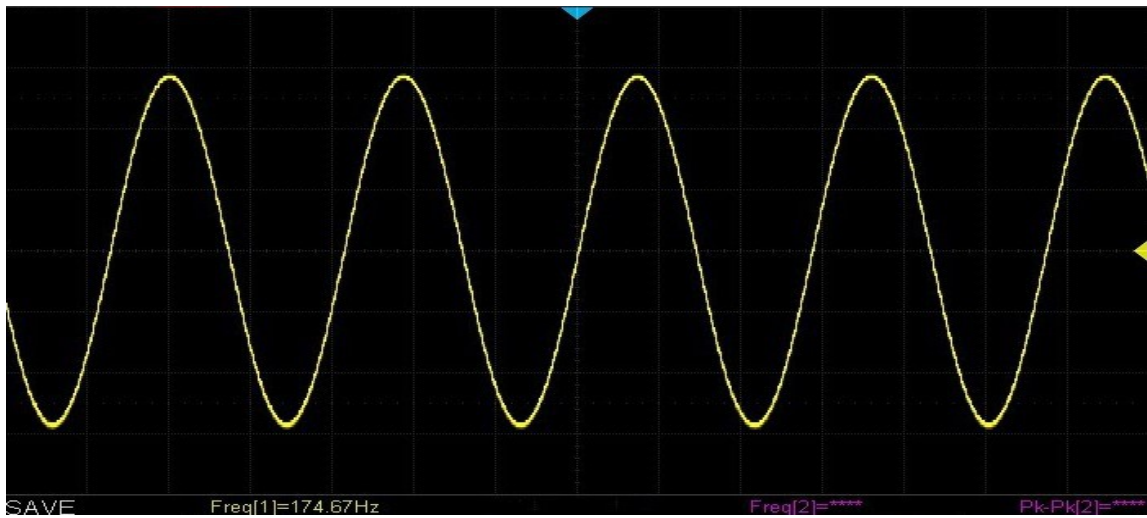
Σχήμα 6.10 Νότα C3 | Tune: 0 | Θεωρητική Συχνότητα: 130.81 Hz



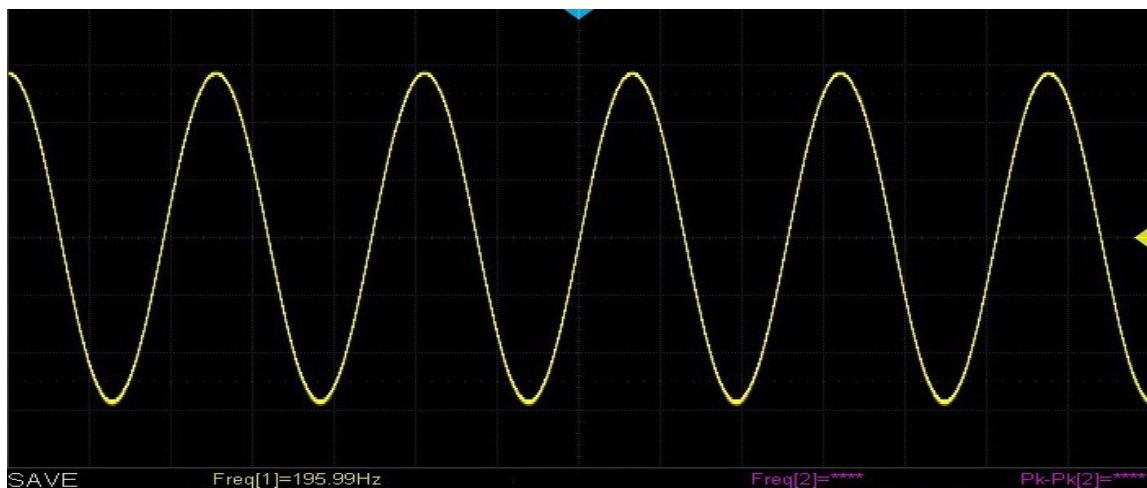
Σχήμα 6.11 Νότα D3 | Tune: +2 | Θεωρητική Συχνότητα: 146.83 Hz



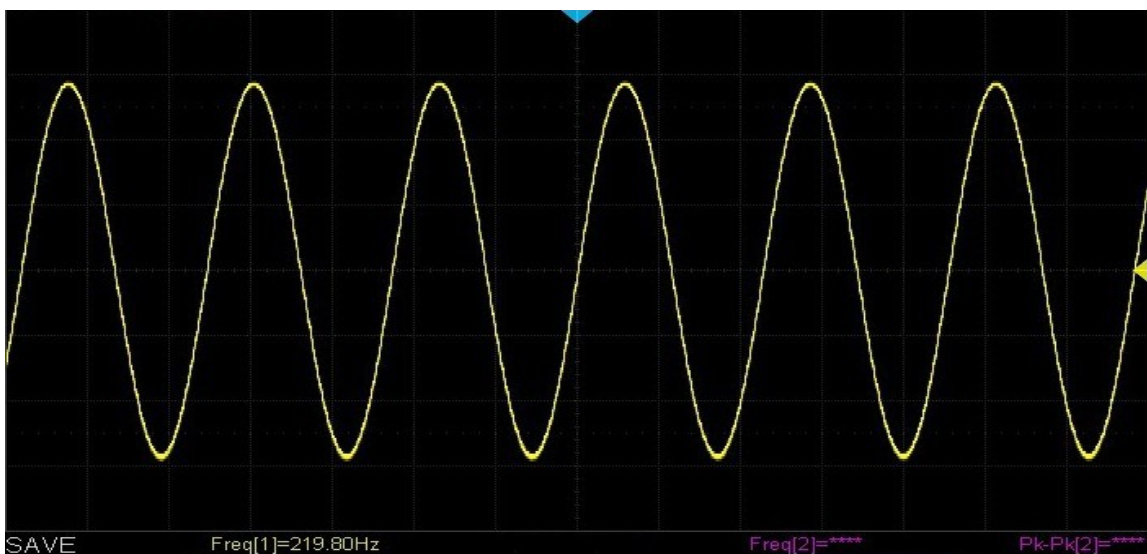
Σχήμα 6.12 Νότα E3 | Tune: +4 | Θεωρητική Συχνότητα: 164.81 Hz



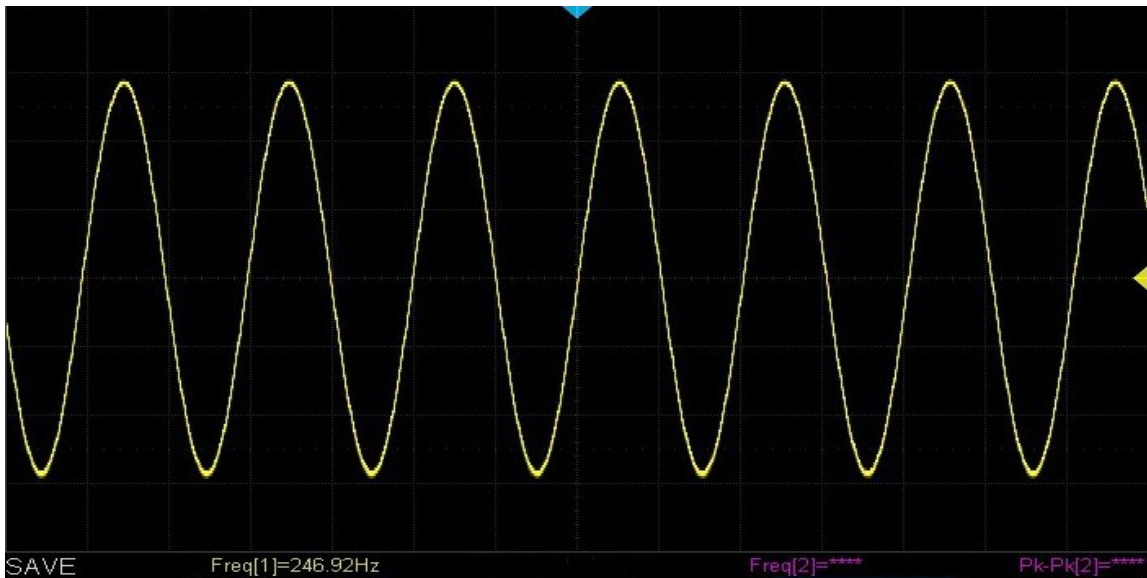
Σχήμα 6.13 Νότα F3 | Tune: +5 | Θεωρητική Συχνότητα: 174.61 Hz



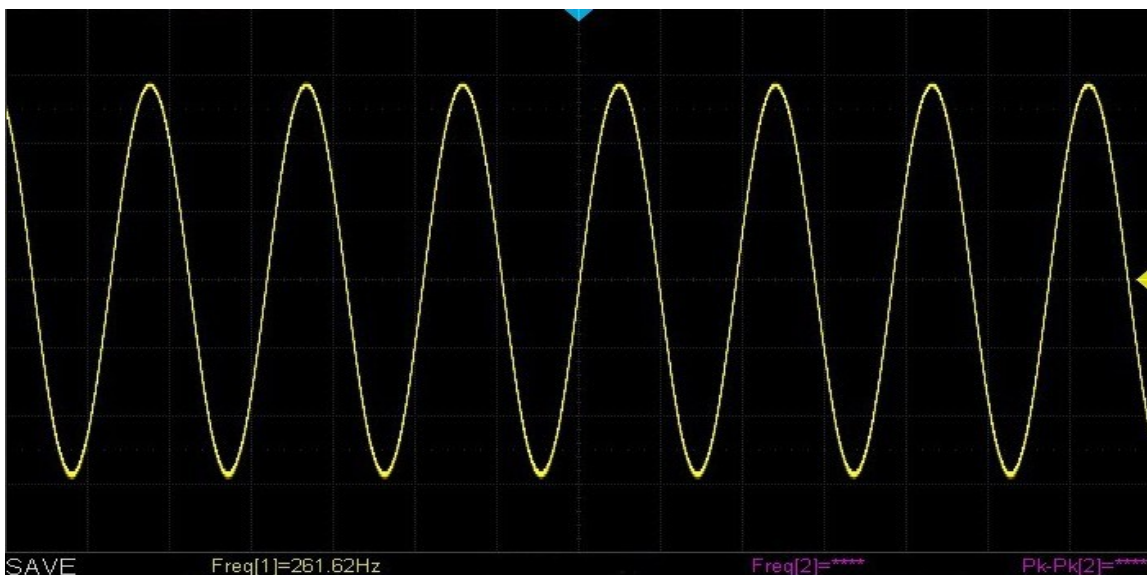
Σχήμα 6.14 Νότα G3 | Tune: +7 | Θεωρητική Συχνότητα: 196.00 Hz



Σχήμα 6.15 Νότα A3 | Tune: +9 | Θεωρητική Συχνότητα: 220.00 Hz



Σχήμα 6.16 Νότα B3 | Tune: +11 | Θεωρητική Συχνότητα: 246.94 Hz

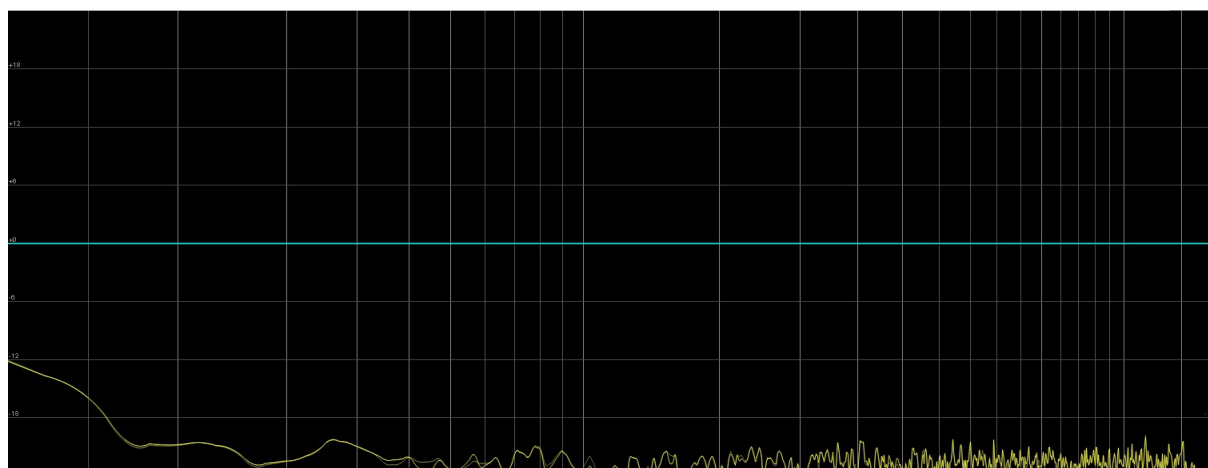


Σχήμα 6.17 Νότα C4 | Tune: +12 | Θεωρητική Συχνότητα: 261.63 Hz

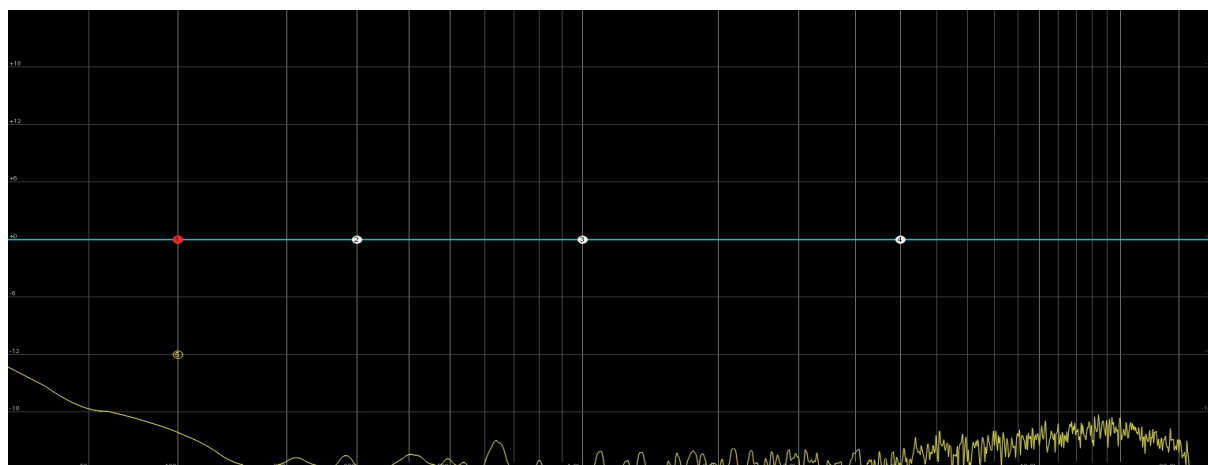
6.3.3 Σύγκριση Θορύβου με παρόμοια συστήματα

Η μέτρηση του θορύβου γίνεται σε κατάσταση idle δηλαδή τα μηχανήματα δε αναπαράγουν ήχο, αλλά έχουν την έξοδο τους συνδεδεμένη στην κάρτα ήχου Native Instruments Komplete Audio 6 με το Input Gain ίδιο για όλα στο μισό και το Output όλων των μηχανημάτων υπο μέτρηση είναι στο 100%. Για την απαικόνιση του σήματος χρησιμοποιήθηκε το VST Plugin Cockos ReaEQ απο το λογισμικό Reaper. Το ReaEQ είναι ένα Plugin ισοσταθμιστής (Equalizer) το οποίο παρέχει και αναλυτή φάσματος (Analyzer) ακουστικών συχνοτήτων. Τα μηχανήματα που εμπεριέχονται στη σύγκριση είναι : Yamaha TX16W (1988), Akai MPC2000 (1997), Akai MPC500 (2004), Roland SP404 MKii (2021).

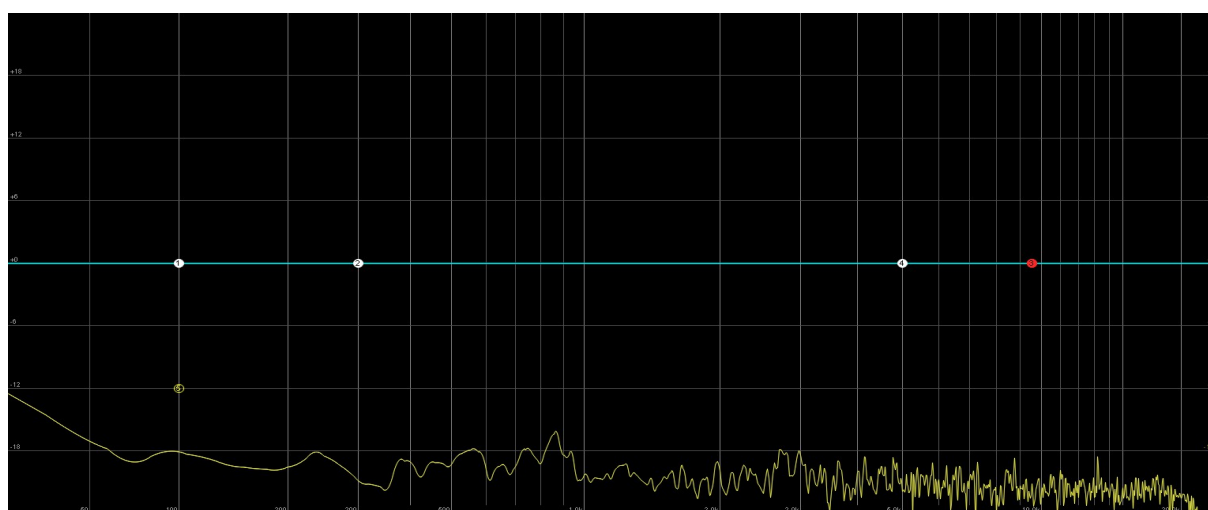
Κεφάλαιο 6ο



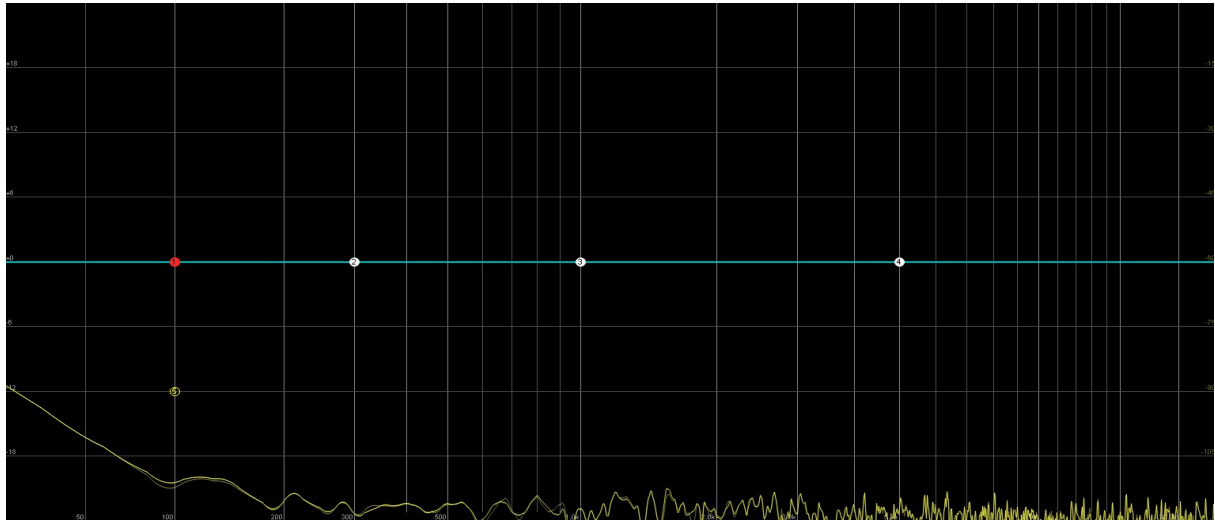
Σχήμα 6.18 Yamaha TX16W (1988)



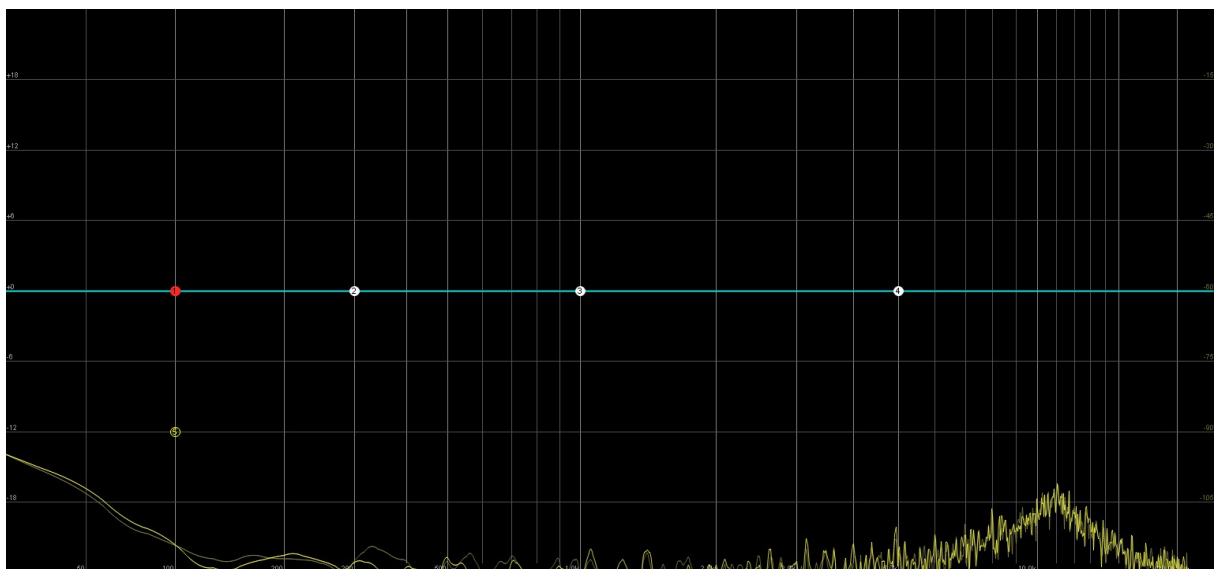
Σχήμα 6.19 Akai MPC 2000 (1997)



Σχήμα 6.20 Akai MPC500 (2004)



Σχήμα 6.21 Roland SP404 MKii (2021)



Σχήμα 6.22 Sampler S9300 της διπλωματικής εργασίας (2026)

Τα αποτελέσματα των συγκριτικών μετρήσεων της στάθμης θορύβου σε κατάσταση ηρεμίας (Idle Noise Floor) κρίνονται απολύτως ικανοποιητικά. Το πρωτότυπο Sampler παρουσιάζει θερμικό και ψηφιακό θόρυβο σε επίπεδα άμεσα συγκρίσιμα με αυτά των εμπορικών συσκευών.

Το σημείο που είναι ενδιαφέρον να σχολιαστεί είναι η κορυφή που σημειώνεται περίπου στα 11KHz. Αυτό οφείλεται στο Reconstruction φίλτρο τύπου Chebyshev με συχνότητα αποκοπής $F_c = 11.07\text{KHz}$. Τα φίλτρα Chebyshev εγγενώς παρουσιάζουν κυμάτωση ζώνης διέλευσης (passband ripple στη συγκεκριμένη εφαρμογή 0.5 dB) κοντά στη συχνότητα αποκοπής και σε συνδυασμό με την επόμενη βαθμίδα ενίσχυσης έχει συνολικό αποτέλεσμα αυτή την κορυφή. Η επιλογή του φίλτρου Chebyshev καθώς ε αντίθεση με μια απόλυτα επίπεδη, η ήπια αυτή έξαρση στην περιοχή των 11 kHz προσδίδει στον παραγόμενο ήχο μια αίσθηση λαμπρότητας (presence) και παρουσία (brightness).

Σε περίπτωση που είναι επιθυμητό να περιοριστεί η επίδραση αυτή του φίλτρου Chebyshev, μπορεί να αντικατασταθεί ο πυκνωτής που βρίσκεται παράλληλα με την αντίσταση ανάδρασης στη βαθμίδα Ground-Canceling Outputs (Σχήμα 4.19) με έναν μεγαλύτερης χωρητικότητας, ώστε να ελαττωθεί η συχνότητα αποκοπής του χαμηλοπερατού φίλτρου. Μέσω αυτής της τροποποίησης, οι κύριες εξοδοί (Main Outputs) του συστήματος θα παρέχουν έναν πιο ομαλό και φιλτραρισμένο ήχο, ενώ η έξοδος των ακουστικών (Headphone Output) θα διατηρήσει τον αρχικό αφιλτράριστο ήχο, καλύπτοντας και τις δύο περιπτώσεις.

6.4 Μελλοντικές Επεκτάσεις

Η συσκευή με τις δυνατότητες που διαθέτει ειδικά μετά την έκδοση 1.6 του firmware, πληροί απολύτως τις προϋποθέσεις και μπορεί να συγκριθεί με αντίστοιχα εμπορικά μηχανήματα καθώς παρέχει στον χρήστη όσα χρειάζεται για να ξεκινήσει και να ολοκληρώσει μια μουσική παραγωγή. Ωστόσο, ορισμένες πιθανές προσθήκες και μελλοντικές βελτιώσεις παρατίθενται παρακάτω:

- **MIDI I/O Ports :** Με την προσθήκη θυρών MIDI (In/Out) το sampler θα αποκτήσει τη δυνατότητα συγχρονισμού και αμφίδρομου ελέγχου με εξωτερικές συσκευές όπως συνθεσάιζερ (synthesizers).
- **Οθόνη Γραφικών :** Ο λόγος που η ενσωμάτωση οθόνης γραφικών (πχ OLED), μπορεί να φανεί ιδιαίτερα χρήσιμη για την λειτουργία Trimming των δειγμάτων καθώς παρέχεται οπτική απεικόνιση των κυματομορφών. Έτσι, ο χρήστης θα μπορεί να εντοπίζει πιο γρήγορα τα σημεία που θέλει να επεξεργαστεί.
- **Stereo Sampling :** Το sampler σχεδιάστηκε αρχικά με δυνατότητα μονοφωνικής δειγματοληψίας (mono sampling) σκόπιμα, προκειμένου να εξασφαλιστεί ο μέγιστος δυνατός χρόνος εγγραφής στη μνήμη. Σε μια μελλοντική αναβάθμιση, το κύκλωμα εισόδου θα μπορούσε να επανασχεδιαστεί ώστε να υποστηρίζει στερεοφωνική δειγματοληψία (stereo sampling). Ωστόσο, στην περίπτωση αυτή ο συνολικός διαθέσιμος χρόνος εγγραφής θα υποδιπλασιαστεί καθώς θα απαιτείται η αποθήκευση δύο ανεξάρτητων καναλιών ήχου (Left/Right) στη μνήμη.
- **Ρελέ σίγασης (Mute Relay) :** Η ενσωμάτωση ενός κυκλώματος σίγασης με ρελέ (Mute Relay) στην αναλογική έξοδο του ήχου αποτελεί μια ουσιαστική βελτίωση στο hardware της συσκευής. Το κύκλωμα αυτό διατηρεί την έξοδο βραχυκυκλωμένη στη γείωση (GND) κατά τα πρώτα δευτερόλεπτα της τροφοδοσίας αποτρέποντας τους έντονους μεταβατικούς θορύβους που δημιουργούνται μέχρι να σταθεροποιηθεί η κατάσταση της συσκευής.
- **Επανασχεδίαση πλακέτας ADC/DAC :** Η επανασχεδίαση της πλακέτας ADC/DAC από 2 σε 4 στρώματα θα μπορούσε να επιλύσει οριστικά το πρόβλημα του ψηφιακού θορύβου. Στα mixed-signal συστήματα η χρήση 4 στρωμάτων αποτελεί την ενδεδειγμένη πρακτική καθώς επιτρέπει τη δημιουργία ενιαίων επιπέδων γείωσης (ground planes) και τροφοδοσίας. Επιπλέον, προσφέρει μεγαλύτερο διαθέσιμο χώρο για πιο άνετη και βέλτιστη δρομολόγηση των διαδρόμων (routing).

6.5 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρατέθηκε φωτογραφικό υλικό από τη διαδικασία υλοποίησης του συστήματος, από τον αρχικό σχεδιασμό έως την τελική συναρμολόγηση. Στη συνέχεια, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις με τη χρήση παλμογράφου στο μονοπάτι του σήματος (signal path), από τις εισόδους έως τις εξόδους, κατά τη διάρκεια δειγματοληψίας με ενεργοποιημένη τη λειτουργία Direct Monitoring. Επιπλέον, εξετάστηκε η ακρίβεια της λειτουργίας Tune συγκρίνοντας τις μετρημένες συχνότητες των ημιτονικών σημάτων με τις θεωρητικές συχνότητες των νοτών της 3ης οκτάβας.

Τέλος, πραγματοποιήθηκε συγκριτική αξιολόγηση της στάθμης θορύβου του συστήματος σε κατάσταση ηρεμίας (Idle Noise Floor) σε σχέση με εμπορικές συσκευές αναφοράς, ενώ διατυπώθηκαν προτάσεις για μελλοντικές επεκτάσεις και τεχνικές βελτιώσεις.

Αναφορές

Βιβλία :

- [1] J.-M. Réveillac, *Electronic music machines: The New Musical Instruments*. John Wiley & Sons, 2019.
- [2] A. Maz, *Music Technology Essentials: A Home Studio Guide*. 2023.
- [3] R. Martin, *Sound synthesis and sampling*. 2012. doi: 10.4324/9780080926957.
- [4] D. M. Huber, *The MIDI Manual 4E: A Practical Guide to MIDI Within Modern Music Production*. Routledge, 2020.
- [5] D. Hosken, *An introduction to music technology*. 2014. doi: 10.4324/9780203539149.
- [6] Β. Κέφαλος, *Εφαρμοσμένη Ψηφιακή Τεχνολογία Ήχου*. Αθήνα, Ελλάδα: Εκδόσεις Ίων, 2019.
- [7] S. R. Kulkarni, "Sampling and quantization," in *ELE201 Introduction to Electrical Signals and Systems*, Princeton, NJ, USA: Princeton Univ., 2002, ch. 5.
- [8] Π. Μ. Παπάζογλου, *Μικροεπεξεργαστές: Αρχές και Εφαρμογές*, 2η έκδ. Εκδόσεις Τζιόλα, 2022.
- [9] U. Zölzer, *Digital Audio Signal Processing*. Wiley, 2008.
- [10] W. C. Pirkle, *Designing Software Synthesizer Plug-Ins in C++: With Audio DSP*. Focal Press, 2021.
- [11] C. Platt, *Encyclopedia of Electronic Components Volume 1: Resistors, Capacitors, Inductors, Switches, Encoders, Relays, Transistors*. "O'Reilly Media, Inc.," 2012.
- [12] C. Platt and F. Jansson, *Encyclopedia of Electronic Components Volume 2: Signal processing : diodes, transistors, chips, light, heat, sound emitters*. Make Books, 2013.
- [13] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics: The x Chapters*. Cambridge University Press, 2020.
- [14] Σ. Ι. Λουτρίδης, *Ηλεκτρονικά Συστήματα Ήχου: Σχεδίαση Ηλεκτρονικών Διατάξεων Ακουστικών Συχνοτήτων*. Εκδόσεις Ίων, 2010.
- [15] D. Self, *Small Signal Audio design*. Focal Press, 2014.
- [16] E. Winer, *The Audio Circuits Cookbook: Building Blocks and Tools to Design Professional Audio Devices*. Focal Press, 2025.
- [17] [1] S. W. Smith, "ADC and DAC," in *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*, 1st ed. San Diego, CA, USA: California Technical Publishing, 1997.

Άρθρα & Application Notes :

- [18] R. Arar and A. Kapur, "A history of sequencers: Interfaces for organizing pattern-based music," in *Proc. Sound Music Comput. Conf. (SMC)*, Stockholm, Sweden, 2013, pp. 383–388.
- [19] I. Medina, "And the beat goes on: The story of the drum machine," *Capstone Project*, California State University, Monterey Bay, 2017.

- [20] J. Frühauf, R. Kopiecz, and F. Platz, "Music on the timing grid: The influence of microtiming on the perceived groove quality of a simple drum pattern performance," *Musicae Scientiae*, vol. 17, no. 2, pp. 246–260, Jun. 2013, doi: 10.1177/1029864913486793.
- [21] STMicroelectronics, "Understanding and Minimising ADC Conversion Errors," Application Note AN1636, Rev. 3, Nov. 2003.
- [22] Microchip, "Differential and Single-Ended ADC ", Rev.1, Aug.2019.
- [23] C. Bateman, "Capacitor Sounds" (Parts 1–9), *Electronics World*, July 2002 – Sept. 2003.
- [24] W. G. Jung and R. Marsh, "Picking capacitors," *Audio*, vol. 64, no. 2, pp. 52–62, Feb. 1980; no. 3, pp. 28–34, Mar. 1980.
- [25] B. C. Baker, "Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems," Microchip Technology Inc., Chandler, AZ, USA, Application Note AN699, DS00699B, 1999.
- [26] A. Walsh, "Protecting ADC Inputs," *Analog Dialogue (Analog Devices)*, Apr. 2017.
- [27] A. Wlask, " Front-End Amplifier and RC Filter Design for a Precision SAR Analog-to-Digital Converter ", *Analog Dialogue (Analog Devices)*, December 2012.
- [28] W. Kester, MT-101: Decoupling Techniques, Tutorial, Rev. 0, Analog Devices, Inc., Norwood, MA, USA, Mar. 2009.
- [29] Microchip Technology Inc., Layout Tips for 12-Bit A/D Converter Application, Application Note AN688, DS00688B, 1999.
- [30] W. Kester, J. Bryant, and M. Byrne, MT-031: Grounding Data Converters and Solving the Mystery of "AGND" and "DGND", Tutorial, Rev. A, Analog Devices, Inc., Norwood, MA, USA, Oct. 2008.
- [31] D. T. Yeh, J. Nolting, and J. O. Smith, "Physical and behavioral circuit modeling of the SP-12," in *Proc. Int. Computer Music Conf. (ICMC)*, Copenhagen, Denmark, Aug. 2007.

Ιστότοποι :

- [32] "Τι είναι ένα μέτρο στη μουσική;" <https://emastered.com/el/blog/what-is-a-measure-in-music>
- [33] J. Melton, "Understanding time signatures in music Theory," *Learn Jazz Standards - The Ultimate Jazz Musician Resource*, Oct. 29, 2025. <https://www.learnjazzstandards.com/blog/time-signatures/>
- [34] Sweetwater, "PPQN (pulses per quarter note, sometimes parts per quarter note)," *InSync (Sweetwater glossary)*, Dec. 9, 1997. [Online]. Available: <https://www.sweetwater.com/insync/ppqn-pulses-per-quarter-note-parts-per-quarter-note/>
- [35] M. Zhang, "What is a sequencer in music? Everything producers need to know," *ACE Studio Blog*, Jul. 18, 2026. <https://acestudio.ai/blog/what-is-sequencer-in-music/>
- [36] Noise Engineering, "Noise engineering: Getting started: Clocks | Noise Engineering," *Noise Engineering*. <https://noiseengineering.us/blogs/loquelic-literitas-the-blog/getting-started-clocks/>

- [37] N. Instruments and N. Instruments, "What is quantization in music? | Native Instruments Blog," Native Instruments Blog, Jul. 11, 2023. <https://blog.native-instruments.com/quantization-in-music/>
- [38] Monolithic Power Systems, Inc., "Analog vs. digital signals: Uses, advantages and disadvantages," MPS Learning Resources, Article No. A-0034, Rev. 1.0. [Online]. Available: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/resources/analog-vs-digital-signal>
- [39] I. Stewart, "Digital audio basics: audio sample rate and bit depth," iZotope, May 06, 2026. https://www.izotope.com/community/blog/digital-audio-basics-sample-rate-and-bit-depth?srsId=AfmBOoqv_ArruO2t4nnm-pciiB80yAOHUmzPwfGjzvnJnVvjIQXJ1TVz
- [40] "What is Audio? A beginner's guide to audio basics." <https://sponcomm.com/info-detail/what-is-audio>
- [41] "Timer | What is an MCU? | TechWeb." <https://techweb.rohm.com/product/micon/micons/23797/>
- [42] D. Johnson, "What is a patchbay (and how does it work)?," Blog | Splice, Jul. 20, 2026. <https://splice.com/blog/what-is-a-patchbay/>
- [43] N. Thompson, "Introduction to oversampling for alias reduction," Nick Thompson, Mar. 27, 2019. <https://www.nickwritesablog.com/introduction-to-oversampling-for-alias-reduction/>
- [44] Ericadmin and Ericadmin, "Roger Linn On Swing, Groove & The Magic Of The MPC's Timing," Attack Magazine, Jul. 10, 2020. <https://www.attackmagazine.com/features/interview/roger-linn-swing-groove-magic-mpc-timing/>
- [45] Sweetwater, "Voice-stealing," InSync (Sweetwater glossary), Jan. 3, 2001. [Online]. Available: <https://www.sweetwater.com/insync/voice-stealing/>
- [46] "Teensy® 4.1." <https://www.pjrc.com/store/teensy41.html>
- [47] M. Belman, "Selecting resistors for preamp, amplifier, and other high-end audio applications," EE Times, 2010. [Online]. Available: <https://www.eetimes.com/selecting-resistors-for-preamp-amplifier-and-other-high-end-audio-applications/>
- [48] Caltsensor, "How Rotary Encoder works," CALT Sensor, Oct. 30, 2021. <https://caltsensor.com/how-rotary-encoder-works/>
- [49] "Balanced vs Unbalanced Audio | Does Balanced Audio Sound Better? – Audio University." <https://audiouniversityonline.com/balanced-vs-unbalanced-audio/>
- [50] "Phase, time and distortion in loudspeakers." <https://sound-au.com/ptd.htm>
- [51] Z. Peterson, "Is there an SPI trace impedance requirement?," Altium, Mar. 13, 2026. <https://resources.altium.com/p/there-spi-trace-impedance-requirement>
- [52] Wavecor Ltd., "Zobel networks," Wavecor Ltd., Guangzhou, China. https://www.wavecor.com/html/zobel_networks.html
- [53] Z. Peterson, "All about ground reference and chassis ground in electronics design," Altium, Mar. 13, 2026. <https://resources.altium.com/p/stay-grounded-digital-analog-and-earth-ground-pcb-layout>

[54] F. Poderico, “Understand the AC and DC return path on a High-Performance Mixed-Signal PCB,” Altium, Mar. 13, 2026. <https://resources.altium.com/p/understand-ac-and-dc-return-path-high-performance-mixed-signal-pcb>

[55] Ishaan, "SPI explained," Medium, Apr. 19, 2023. [Online]. Available: <https://medium.com/@ishaan31211/spi-explained-e9d7581c4a51>

[56] Y. Havrylenko, “What Is Velocity in Music? | Pibox Resources,” Pibox, Jun. 19, 2025. <https://pibox.com/resources/glossary/what-is-velocity/>

Service Manuals :

[57] E-mu Systems, Inc., SP-1200 Sampling Percussion System: Service Manual, Rev. 1, Scotts Valley, CA, USA, 1987.

[58] Akai Electric Co., Ltd., MPC3000 MIDI Production Center: Service Manual, Tokyo, Japan, 1994.

Datasheets :

[59] Microchip Technology Inc., MCP3202: 2.7V Dual Channel 12-Bit A/D Converter with SPI Serial Interface, Datasheet. [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/1669376.pdf>

[60] Microchip Technology Inc., MCP4902/4912/4922: 8/10/12-Bit Dual Voltage Output Digital-to-Analog Converter with SPI Interface, Datasheet DS22250A, 2010. [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/22250a.pdf>

[61] Texas Instruments, TL082-N: JFET-Input Operational Amplifier, Datasheet SNOSBW5C, rev. Apr. 2013 (orig. Apr. 1998). [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082-n.pdf>

[62] Texas Instruments, NE5532x, SA5532x: Dual Low-Noise Operational Amplifiers, Datasheet, Rev. K. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne5532.pdf>

[63] Mitsubishi Electric Corp., M5216L: Dual Large-Current Operational Amplifiers (Dual Power Supply Type), Datasheet. [Online]. Available: https://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/5/2/1/M5216L.shtml

[64] STMicroelectronics, L78: Positive Voltage Regulator ICs, Datasheet. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l78.pdf>

[65] **L79 — STMicroelectronics (Negative voltage regulator series)**
Official PDF: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l79.pdf>

[66] onsemi (ON Semiconductor), MC7800/MC7800A/NCV7805: 1.0 A Positive Voltage Regulators, Datasheet MC7800-D, Rev. 13, 2014. [Online]. Available: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mc7800-d.pdf>

[67] Microchip Technology Inc., MCP1700: Low Quiescent Current LDO, Datasheet DS20001826F, 2005–2020. [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/APID/ProductDocuments/Datasheets/MCP1700-Data-Sheet-20001826F.pdf>

- [68] Texas Instruments, CD405xB: CMOS Single 8-Channel Analog Multiplexer or Demultiplexer with Logic-Level Conversion, Datasheet, Rev. O. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4051b.pdf>
- [69] Alps Alpine Co., Ltd., EC12E24204A8: EC12E Series Insulated-Shaft Incremental Rotary Encoder, Datasheet. [Online]. Available: <https://tech.alpsalpine.com/prod/e/html/encoder/incremental/ec12e/ec12e24204a8.html>
- [70] Cherry GmbH, MX Series: Desktop Profile 0.60-Inch Keyswitches — MX1A-11NN, Datasheet. [Online]. Available: https://www.maltron.com/uploads/6/1/2/5/61250099/mx1a_11nn_data_sheet.pdf