



ΔΙΕΘΝΕΣ  
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ  
ΤΗΣ ΕΛΛΑΔΟΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ  
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ  
«ΠΟΛΥΦΩΝΙΚΟ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ SYNTHESIZER»



Του φοιτητή  
Σάπκα Χαράλαμπου  
Αρ. Μητρώου: 518125

Επιβλέπων  
Χατζόπουλος Αργύριος  
Αναπληρωτής καθηγητής

Ημερομηνία 19/05/2026

Τίτλος Π.Ε. πολυφωνικό αναλογικό synthesizer

Κωδικός Π.Ε. 24236

Ονοματεπώνυμο φοιτητή Σάπκας Χαράλαμπος.

Ονοματεπώνυμο εισηγητή Χατζόπουλος Αργύριος

Ημερομηνία ανάληψης Π.Ε. 18-03-2025

Ημερομηνία περάτωσης Π.Ε. 19-05-2026

*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 Σάπκα Χαράλαμπου που την εκτόνησε. 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.

*« '...What is our earthly task  
but a worthy design?' »*

*Stereolab - The free design*



## Πρόλογος

Η μελέτη και η κατασκευή ενός αναλογικού synthesizer αποτελούν από μόνες τους ένα ταξίδι πίσω στο χρόνο καθώς η ιδέα ενός ηλεκτρονικού μουσικού οργάνου, το οποίο θα αναπαράγει ήχους προερχόμενους από διάφορες ηλεκτρονικές διατάξεις και πατώντας πλήκτρα όμοια με αυτά που χρησιμοποιεί ένα πιάνο, ξεκινάει περίπου από τη δεκαετία του 1920. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα από τη δεκαετία του 1950 και έπειτα να έχουμε τις πρώτες σημαντικές κυκλοφορίες μέχρι τις δεκαετίες 1970-1980 όπου παρουσιάζονται κάποια μοντέλα, τα οποία ακόμα και σήμερα αποτελούν εμπορικά προϊόντα στη μουσική αγορά. Για κάποιον που επιθυμεί να εμβαθύνει προς τη μουσική και ηχητική πλευρά των ηλεκτρονικών εφαρμογών, κάποια από τα στοιχεία που κάνουν αυτό το κομμάτι της τεχνολογίας ενδιαφέρον αλλά και ευχάριστο είναι ότι, για τη σχεδίαση του κάποιος καλείται να χρησιμοποιήσει ένα μεγάλο φάσμα από τις στοιχειώδεις γνώσεις της ηλεκτρονικής αλλά και εν μέρει να έχει μια σχετική ελευθερία όσον αφορά τη συνολική σχεδίαση. Όλα αυτά έχοντας σαν τελικό όραμα μία ολοκληρωμένη ηλεκτρονική μουσική συσκευή.

## Περίληψη

Η ακόλουθη πτυχιακή εργασία αφορά τη σχεδίαση και υλοποίηση ενός πολυφωνικού αναλογικού synthesizer συνολικού εύρους 2,5 οκτάβων. Το ηχητικό κομμάτι είναι μία μίξη σημάτων συνεχούς χρόνου και τιμών και παράγεται από ένα σύνολο γεννητριών τριγωνικών και τετραγωνικών παλμών, οι συχνότητες των οποίων υπόκεινται στις Πυθαγόρειες αναλογίες και στο σύνολο τους αποτελούν τη χρωματική κλίμακα με ελάχιστο βήμα μεταξύ μουσικών φθόγγων να είναι το ημιτόνιο. Η άθροιση των παραπάνω πρωτογενών σημάτων διέρχεται μέσα από ένα σύνολο κυκλωμάτων τα οποία επεξεργάζονται και σε κάποιες περιπτώσεις, μεταβάλουν το ενιαίο σήμα εισόδου που θα λάβουν.

Από αυτήν τη σχεδίαση δε λείπει και η ψηφιακή τεχνολογία, η οποία αποτελεί ένα αρκετά σημαντικό μέρος του συνόλου των ηλεκτρονικών υποσυστημάτων, τα οποία αποτελούν αυτό το μουσικό όργανο. Η χρήση μικροελεγκτών κρίνεται αναγκαία για να επιτευχθεί η διακοπτική λειτουργία στα ασπρόμαυρα πλήκτρα έτσι ώστε να έχουμε δρομολόγηση της εντολής προς τις γεννήτριες παλμών.

Στη συνέχεια θα γίνει χρήση κάποιων βασικών γραμμικών κυκλωμάτων όπως τα κυκλώματα άθροισης αλλά και ενίσχυσης, ενώ φτάνοντας προς το τέλος της σχεδίασης θα πρέπει να υπολογιστούν οι παράμετροι οι οποίοι θα μας οδηγήσουν στη δημιουργία ενός τροφοδοτικού ικανού να παρέχει την απαιτούμενη ισχύ.

# «Polyphonic Analog Synthesizer»

«Charalampos Sapkas»

## **Abstract**

The following thesis concerns the design and implementation of a polyphonic analog synthesizer with a total range of 2.5 octaves. The audio part is a mixture of continuous time signals and values and it is produced by a set of signal generators of triangular and square pulses, the frequencies of which are subject to the Pythagorean intervals and constitute in their entirety the chromatic scale, with the minimum step between musical notes being the semitone. The sum of the above primary signals passes through a set of circuits which process and (in some cases) modify the whole input they will receive.

Within this design, there is no lack of digital technology, which constitutes a fairly important part of all the electronic subsystems that make up this musical instrument. The use of microcontrollers is deemed necessary in order to achieve the switching function on the keyboard, so that we have routing of the command to the pulse generators.

Afterward some basic linear circuits will be added such as summing and amplification circuits and by the time we reach the end of the design, the parameters which will lead us to create a power supply capable of providing the required power will have to be calculated.

## **Ευχαριστίες**

Θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, την ομάδα καθηγητών του τμήματος Μ.Π.Η.Σ. του ΔΙ.ΠΑ.Ε, τους καθηγητές κύριο Βασίλειο Βάσσιο και Αργύριο Χατζόπουλο για τη συμβολή και επιτήρηση στην πτυχιακή μου εργασία και όλους τους φίλους μου.



# Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	v
Περίληψη.....	vi
Abstract .....	vii
Ευχαριστίες .....	viii
Περιεχόμενα .....	x
Κατάλογος Σχημάτων .....	xii
Κατάλογος Πινάκων.....	xiv
Συντομογραφίες.....	xv
Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή.....	1
1.1 Σύντομη ματιά στο παρελθόν.....	1
1.2 Η έννοια της οκτάβας.....	4
1.3 Σχέση νότας-συχνότητας.....	4
1.4 Συχνοτικό εύρος πληκτρολογίου.....	5
1.5 Παραγόμενες κυματομορφές.....	7
1.5.1 Συχνοτικό περιεχόμενο κυματομορφών.....	7
Κεφάλαιο 2ο: Αρχιτεκτονικές των synthesizer .....	10
2.1 Το κύκλωμα VCO .....	10
2.2 Είδη αρχιτεκτονικών .....	13
2.2.1 Το μονοφωνικό synthesizer.....	14
2.2.2 Το πολυφωνικό synthesizer.....	14
2.2.3 Αρχιτεκτονική με voice allocation .....	15
2.3 Βασικά blocks των synthesizer .....	15
Κεφάλαιο 3ο: Σχεδίαση και κατασκευή.....	17
3.1 Τρόπος λειτουργίας των blocks.....	17
3.2 Το πληκτρολόγιο (keybed).....	17
3.2.1 Επαφές τύπου rubber contact .....	18
3.2.2 Το εσωτερικό κύκλωμα του πληκτρολογίου .....	19
3.2.3 Κύκλωμα μικροελεγκτών.....	20
3.3 Η μονάδα VCO.....	23
3.4 Σχέση τάσης συχνότητας.....	24

3.5	Παραγωγή ημιτονικής κυματομορφής .....	28
3.6	Παραγωγή σήματος PWM .....	32
3.6.1	Υλοποίηση κυκλώματος PWM .....	34
3.7	Παραγωγή πριονωτής κυματομορφής .....	37
3.7.1	Υλοποίηση κυκλώματος πριονωτής κυματομορφής .....	38
3.8	Το κύκλωμα άθροισης (mixer) .....	41
3.9	Τα φίλτρα .....	43
3.9.1	Φίλτρο μεταβλητής κατάστασης (KHN) .....	43
3.9.2	Απόκριση φίλτρου σε διάγραμμα Bode .....	44
3.9.3	Προσθήκη φίλτρου αποκοπής ζώνης .....	52
3.9.4	Μετατροπή σε φίλτρο ελεγχόμενο από τάση (VCF) .....	53
3.10	Ταλαντωτής χαμηλών συχνοτήτων (LFO) .....	54
3.11	Το tremolo effect .....	55
3.12	FX Loop .....	56
3.13	Τελική βαθμίδα εξόδου .....	56
3.14	Σύνδεση επιμέρους βαθμίδων .....	56
3.15	Σχεδίαση γραμμικού τροφοδοτικού .....	58
3.15.1	Υπολογισμός παραμέτρων .....	58
Κεφάλαιο 4ο: Μετρήσεις σε πραγματικό χρόνο και συμπεράσματα .....		63
4.1	Μετρήσεις μεγεθών με παλμογράφο .....	63
4.1.1	Μετρήσεις τάσης ελέγχου σε σχέση με τη συχνότητα .....	63
4.1.2	Απεικόνιση κυματομορφών .....	66
4.2	Στάθμες εξόδου .....	68
4.3	Συμπεράσματα και προτάσεις βελτίωσης.....	69
4.4	Συνολική πορεία της άσκησης (φωτογραφικό υλικό και σχέδια PCB).....	69
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....		77
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΚΩΔΙΚΕΣ MATLAB.....		79
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β : ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΛΗΚΤΡΟΛΟΓΙΟΥ.....		90

# Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Το Telharmonium και κάποιο τμήμα από το σχέδιο του .....	1
Σχήμα 1.2: Το Electronic Sackbat του Huge Le Cain .....	2
Σχήμα 1.3: Το Jenny Ondioline του Georges Jenny.....	3
Σχήμα 1.4: Το ARP του Alan Pearlman και το series 100 του Donald Buchla .....	3
Σχήμα 1.5: Αντιστοίχιση νότας-συχνότητας .....	6
Σχήμα 1.6: Τοποθέτηση μουσικών φθόγγων στο πληκτρολόγιο .....	6
Σχήμα 1.7: Τετραγωνικός παλμός με θεμελιώδη συχνότητα 87.3Hz ( $F_1$ ) .....	9
Σχήμα 1.8: Τριγωνικός παλμός με θεμελιώδη συχνότητα 87.3Hz ( $F_1$ ) .....	9
Σχήμα 2.1: VCO αποτελούμενος από τρανζίστορ. ....	10
Σχήμα 2.2: VCO αποτελούμενος από μη γραμμικά κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών .....	11
Σχήμα 2.3: Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση.....	11
Σχήμα 2.4: Ημιπερίοδοι στην έξοδο του ολοκληρωτή.....	12
Σχήμα 2.5: Το Moog mother-32 (modular).....	14
Σχήμα 2.6: Τμήμα από το εσωτερικό του Poly-Moog .....	15
Σχήμα 2.7: Αρχιτεκτονική του Roland SH-101 .....	16
Σχήμα 3.1: Αρχιτεκτονική σε μορφή block diagram.....	17
Σχήμα 3.2: Rubber strip μονής επαφής .....	18
Σχήμα 3.3: Rubber strip διπλής επαφής .....	18
Σχήμα 3.4: Διαδρομές χαλκού οι οποίες βραχυκυκλώνουν με την επαφή του πλήκτρου.....	19
Σχήμα 3.5: Κύκλωμα diode matrix πληκτρολογίου .....	20
Σχήμα 3.6: Κύκλωμα μικροελεγκτών (μόνο είσοδοι και ακροδέκτες επικοινωνίας).....	22
Σχήμα 3.7: Κύκλωμα μικροελεγκτών I/O .....	22
Σχήμα 3.8: Κύκλωμα εισόδου VCO unit .....	23
Σχήμα 3.9: Σχέση νότας-τάσης ελέγχου VCO .....	24
Σχήμα 3.10: Σχέση νότας-τάσης ελέγχου VCO (λογαριθμικός άξονας συχνοτήτων) .....	25
Σχήμα 3.11: Κύκλωμα εκθετικού μετατροπέα (exponential converter).....	26
Σχήμα 3.12: Χαρακτηριστικές $V_{BE}/I_C$ του BC548 για θερμοκρασίες 20C <sup>o</sup> , 30C <sup>o</sup> και 40C <sup>o</sup> .....	26
Σχήμα 3.13: Έξοδος εκθετικού μετατροπέα.....	27
Σχήμα 3.14: Σκελετός συστήματος 6dB/oct.....	28
Σχήμα 3.15: Χαμηλοπερατό φίλτρο 1ης τάξης .....	29
Σχήμα 3.16: Διάγραμμα Bode για R=113kΩ και C=47nF .....	30
Σχήμα 3.17: Διάγραμμα Bode για R=200kΩ και C=47nF .....	31
Σχήμα 3.19: Χαμηλοπερατό φίλτρο 1ης τάξης με βαθμίδα ενίσχυσης.....	32
Σχήμα 3.20: Παλμός 100Hz με διαμόρφωση pwm(D.C.80).....	33
Σχήμα 3.22: Κύκλωμα διαμόρφωσης παλμών PWM.....	34
Σχήμα 3.23: Κύκλωμα διαιρέτη τάσης .....	35
Σχήμα 3.24: Κύκλωμα PWM .....	36
Σχήμα: 3.25: Έξοδος συγκριτή σε σχέση με την είσοδο .....	36
Σχήμα 3.26: Πριονωτή κυματομορφή συχνότητας 100Hz .....	37
Σχήμα 3.27: Συχνοτικό περιεχόμενο πριονωτής κυματομορφής συχνότητας 100Hz .....	37
Σχήμα 3.28: Κύκλωμα παραγωγής πριονωτής κυματομορφής .....	38
Σχήμα 3.29: Αρχικές συνθήκες χαμηλοπερατού φίλτρου .....	40
Σχήμα 3.31: Τελική έξοδος πριονωτής κυματομορφής.....	41

Σχήμα 3.32: Κύκλωμα ενισχυτή άθροισης.....	41
Σχήμα 3.33: Αρχική βαθμίδα της μονάδας mixer .....	42
Σχήμα 3.34: Φίλτρο μεταβλητής κατάστασης.....	43
Σχήμα 3.35: Φίλτρο μεταβλητής κατάστασης (φορές ρευμάτων) .....	44
Σχήμα 3.36: Διάγραμμα Bode πλάτους υπερπερατού φίλτρου .....	46
Σχήμα 3.37: Διάγραμμα Bode πλάτους χαμηλοπερατού φίλτρου .....	47
Σχήμα 3.38: Διάγραμμα Bode πλάτους φίλτρου διέλευσης ζώνης .....	48
Σχήμα 3.39: Διάγραμμα Bode πλάτους χαμηλοπερατού φίλτρου .....	49
Σχήμα 3.40: Διάγραμμα Bode πλάτους υπερπερατού φίλτρου .....	49
Σχήμα 3.41: Διάγραμμα Bode πλάτους φίλτρου διέλευσης ζώνης .....	50
Σχήμα 3.42: Διάγραμμα Bode πλάτους χαμηλοπερατού φίλτρου για μεταβολές στην $R_9$ .....	51
Σχήμα 3.43: Διάγραμμα Bode πλάτους υπερπερατού φίλτρου για μεταβολές στην $R_9$ .....	51
Σχήμα 3.44: Διάγραμμα Bode πλάτους φίλτρου διέλευσης ζώνης για μεταβολές στην $R_9$ .....	51
Σχήμα 3.45: Προσθήκη φίλτρου αποκοπής ζώνης στη διάταξη KHN .....	52
Σχήμα 3.46: Κύκλωμα τάσης ελέγχου φίλτρου KHN.....	53
Σχήμα 3.47: Κύκλωμα τάσης ελέγχου με μεταγωγή σε τριγωνικό παλμό .....	54
Σχήμα 3.48: Κύκλωμα tremolo effect .....	55
Σχήμα 3.49: Βαθμίδα εξόδου synthesizer .....	56
Σχήμα 3.50: Σύνδεση βαθμίδων με μεταγωγικούς διακόπτες .....	57
Σχήμα 3.51: Μεταγωγή κυκλώματος με διακόπτη DPDT .....	57
Σχήμα 3.52: Κύκλωμα συμμετρικής τροφοδοσίας.....	59
Σχήμα 3.53: Έμμεση μέτρηση ρεύματος στα κυκλώματα $\pm 12V$ .....	60
Σχήμα 3.54: Έμμεση μέτρηση ρεύματος στο κύκλωμα μικροελεγκτών .....	61
Σχήμα 3.56: Σταθεροποίηση τάσης 5V .....	62
Σχήμα 4.1: Σχέση τάσης ελέγχου συχνότητας για τις νότες $C_1 - C_2$ .....	64
Σχήμα 4.2: Σχέση τάσης ελέγχου συχνότητας για τις νότες $G\#_1 - G\#_2$ .....	64
Σχήμα 4.3: Παραγωγή τριγωνικής και τετραγωνικής κυματομορφής για τις νότες $C_1$ και $C_2$ .....	64
Σχήμα 4.4: Συσχέτιση θεωρητικών τιμών και μετρήσεων $V_c - frequency$ .....	66
Σχήμα 4.5: Παραγωγή τριγωνικής και τετραγωνικής κυματομορφής για τις νότες $C_1$ και $C_2$ .....	67
Σχήμα 4.6: Παραγωγή ημιτονικής κυματομορφής για τις νότες $C_1$ και $C_2$ .....	67
Σχήμα 4.7: Παλμοί PWM.....	67
Σχήμα 4.8: Παραγωγή πριονωτής κυματομορφής από παλμούς PWM για τις νότες $C_1$ και $C_2$ .....	68
Σχήμα 4.9: Παραγωγή πριονωτής κυματομορφής από παλμούς PWM για τις νότες $E_2$ και $E_3$ .....	68
Σχήμα 4.10: Επάνω και κάτω όψη PCB μονάδας VCO.....	70
Σχήμα 4.11: 3D απεικόνιση μονάδας VCO.....	71
Σχήμα 4.12: Το PCB της μονάδας VCO .....	71
Σχήμα 4.13: Επάνω και κάτω όψη PCB μονάδας mixer .....	72
Σχήμα 4.14: 3D απεικόνιση μονάδας mixer.....	72
Σχήμα 4.15: Το PCB της μονάδας mixer .....	72
Σχήμα 4.16: Επάνω και κάτω όψη PCB μικροελεγκτών Σχήμα .....	73
Σχήμα 4.17: 3D απεικόνιση κυκλώματος μικροελεγκτών .....	73
Σχήμα 4.18: Το PCB του κυκλώματος μικροελεγκτών.....	73
Σχήμα 4.19: Στιγμιότυπο πορείας κατασκευής ( $\alpha$ ) .....	74
Σχήμα 4.20: Στιγμιότυπο πορείας κατασκευής ( $\beta$ ).....	74
Σχήμα 4.21: Στιγμιότυπο πορείας κατασκευής ( $\gamma$ ).....	75
Σχήμα 4.22: Στιγμιότυπο πορείας κατασκευής ( $\delta$ ).....	75

Σχήμα 4.23: Τελική μορφή .....	76
--------------------------------	----

## **Κατάλογος Πινάκων**

Πίνακας 1.1: Αντιστοίχιση νότας-γράμματος .....	4
Πίνακας 1.2: Αντιστοίχιση νότας-συχνότητας (από $A_0$ ως $G_{4\#}$ ).....	5
Πίνακας 1.3: Αντιστοίχιση νότας-συχνότητας (από $A_5$ ως $E_9$ ).....	5
Πίνακας 4.1: Μέτρηση τάσης ελέγχου.....	62
Πίνακας 4.1: Συχνότητα και τάση ελέγχου .....	65

## Συντομογραφίες

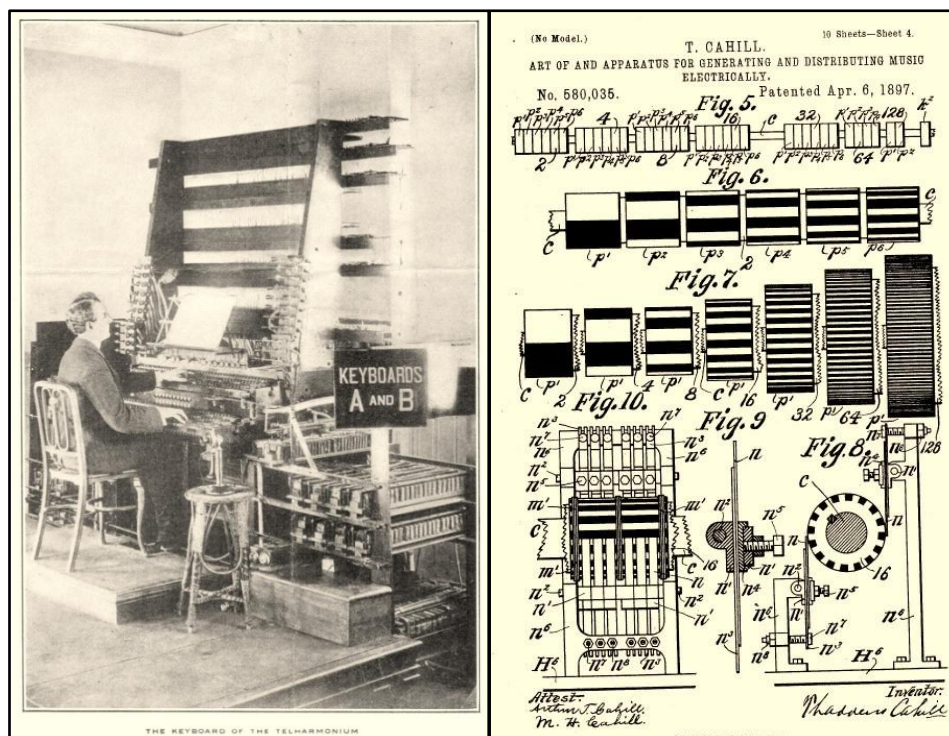
ΔΙ.ΠΑ.Ε	Διεθνές Πανεπιστήμιο Ελλάδος
Μ.Π.Η.Σ	Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων
Π.Ε.	Πτυχιακή Εργασία
CV	Control Voltage
PWM	Pulse Width Modulation
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VCF	Voltage Controlled Filter
I.C.	Integrated Circuit
PCB	Printed Circuit Board
LPF	Low Pass Filter
HPF	High Pass Filter
BPF	Band Pass Filter
BCF	Band Cut Filter
LFO	Low Frequency Oscillator
VCA	Voltage Control Amplifier
RC	Resistor Capacitor
BJT	Bipolar Junction Transistor
I.C	Integrated Circuit
D.C	Duty Cycle
DC	Direct Current
KHN	W.J. Kerwin L.P. Huelsman R.W. Newcomb
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LED	Light Emitting Diode
LDR	Light Dependent Resistor
AM	Amplitude modulation
FM	Frequency modulation
DPDT	Double Pole Double Throw
RMS	Root Mean Square
PSRR	Power Supply Rejection Ratio



## Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή

### 1.1 Σύντομη ματιά στο παρελθόν

Οι πρώτες προσεγγίσεις για την επίτευξη ενός μουσικού οργάνου που χρησιμοποιεί το φαινόμενο του ηλεκτρισμού για να αποδώσει ηχητικό αποτέλεσμα ξεκινάει περίπου από τα τέλη του 19ου αιώνα, όταν ο Thaddeus Cahill παρουσίασε το 1895 το Telharmonium, μια γιγαντιαία συσκευή η οποία αναπαρήγαγε περιοδικούς παλμούς χρησιμοποιώντας ηλεκτρικές μηχανές όπου έπρεπε να λειτουργούν με συγκεκριμένη ταχύτητα έτσι ώστε να συντονιστούν στις επιθυμητές συχνότητες [1]. Οι προσπάθειες συνεχίστηκαν με κάποια από τα πιο σημαντικά γεγονότα να είναι το 1906, όταν ο Lee de Forest εισήγαγε την τρίοδο λυχνία ενώ το 1915 είχε την ιδέα να την χρησιμοποιήσει, σε συνδυασμό με άλλα ηλεκτρικά στοιχεία, ως ταλαντωτή [2]. Η εποχή της λυχνίας είχε ως επακόλουθο, το 1938 στη Γαλλία, ο Georges Jenny να αναπτύξει την ιδέα του de Forest και να κυκλοφορήσει, με την εταιρία του “Les Ondes Georges Jenny” που αργότερα μετονομάστηκε σε “La musique electronique”, ένα ηλεκτρονικό μουσικό όργανο με πλήκτρα πιάνου το οποίο έγινε γνωστό ως Ondioline ή Jenny’s Ondioline. Το συγκεκριμένο αποτελεί ακόμα και σήμερα σημαντικό κομμάτι της δισκογραφίας παγκοσμίως όσον αφορά την προσθήκη ηλεκτρονικών ήχων [3]. Το 1945 στη δυτική πλευρά του πλανήτη ο Huge Le Cain (φυσικός στο Canada’s National Research Council) άρχισε να αναπτύσσει ένα ηλεκτρονικό μουσικό όργανο, που είχε επίσης ως βάση την τρίοδο λυχνία και έφερε και αυτό τα πλήκτρα του πιάνου, το οποίο ονόμασε Electronic Sackbat (ο όρος sackbat προέρχεται από το όνομα ενός πνευστού οργάνου που ήταν μία πρόωμη μορφή του τρομπονιού) [4].



Σχήμα 1.1: Το Telharmonium και κάποιο τμήμα από το σχέδιο του  
<https://120years.net/the-telharmonium-thaddeus-cahill-usa-1897/>

Κάποια χρόνια πριν, το 1927 είχε παρουσιαστεί στην όπερα του Παρισιού ένα μουσικό όργανο το οποίο ονομάζεται theremin και είχε την ιδιότητα να αναπαράγει ηχητικούς τόνους χωρίς ο χρήστης να έρθει σε επαφή με κάποιο υλικό μέσο αλλά χρησιμοποιώντας τον ηλεκτρομαγνητισμό. Ο δημιουργός του ήταν ο Ρώσος με Γαλλικές ρίζες Leon Theremin από τον οποίο πήρε και το όνομα του [2]. Η μελέτη και η κατασκευή των theremin ήταν το βασικό ενδιαφέρον του μηχανικού Robert Moog, η εταιρία του οποίου ιδρύθηκε το 1953 και έπαιξε πολύ σημαντικό ρόλο λίγο αργότερα στην εισαγωγή των synthesizer. Εκτός από τις κυκλοφορίες που αναφέραμε παραπάνω οι οποίες αποτελούν τις πιο σημαντικές, σταδιακά κυκλοφορήσαν και κάποια παραπλήσια μοντέλα όπως τα clavionline, tuttinox και Univox [3].



Σχήμα 1.2: Το Electronic Sackbut του Huge Le Cain  
<https://ingeniumcanada.org/channel/innovation/electronic-sackbut-first-synthesizer>

Όμως όλα τα παραπάνω δεν ήταν αρκετά για να καλύψουν τον όρο “synthesizer” γιατί τα 2 χαρακτηριστικά τα οποία διαφοροποιούν ένα synthesizer είναι αρχικά α) η έννοια της τάσης ελέγχου (control voltage ή cv), που σημαίνει ότι με τη μεταβολή μίας τάσης μπορούν να ελεγχθούν κάποια ηλεκτρονικά στοιχεία και παράμετροι όπως η μεταβολή της συχνότητας σε έναν ταλαντωτή ή η αλλαγή της σύνθετης αντίστασης σε κάποιο φίλτρο και β) αυτό που ονομάζουμε αφαιρετική σύνθεση. Δηλαδή να μπορέσουμε να αφαιρέσουμε συχνοτικό περιεχόμενο από τις πρωτογενείς κυματομορφές οι οποίες είναι τετραγωνικές, τριγωνικές αλλά και πριονωτές ή παλμοί με διαμόρφωση PWM [5]. Όλες τις παραπάνω αρχές τις εισήγαγε ο Robert Moog ο οποίος είχε οραματιστεί ένα όργανο το οποίο θα είχε τα παραπάνω χαρακτηριστικά. Έτσι λοιπόν είχε την ιδέα της χρήσης ηλεκτρονικών διατάξεων όπως οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (VCO) αλλά και τα φίλτρα ελεγχόμενα από τάση (VCF). Επίσης είχε την ιδέα αυτού που στη “γλώσσα” των synthesizer αποκαλείται modularity, δηλαδή να συνδέονται μεταξύ τους υπομονάδες όπου στο σύνολο τους αποτελούν ανεξάρτητα κυκλώματα τα οποία εκτελούν κάποια λειτουργία και χρησιμοποιούνται συνδυαστικά ενώ διέπονται από κάποια πρωτόκολλα.

Συμπτωματικά και ενώ ο Robert Moog είχε την έδρα του στην Νέα Υόρκη, στην άλλη μεριά της ηπείρου και χρονικά περίπου την ίδια περίοδο (1962) η εταιρία που εργαζόταν ο μηχανικός Donald

Buchla με την επωνυμία “San Francisco Tape Center” του ανέθεσε να δημιουργήσει ένα ηλεκτρονικό μουσικό όργανο. Το αποτέλεσμα ήταν να κυκλοφορήσει το 1963 το series 100. Ο Buchla είχε επίσης εισάγει στα κυκλώματα του συγκεκριμένου μοντέλου τις αρχές του Robert Moog χωρίς να γνωρίζει την ύπαρξη του. Η πιο βασική διαφορά ήταν ότι, σε αντίθεση με τον Moog, ο Buchla δεν χρησιμοποίησε πλήκτρα πιάνου αλλά διάφορα κουμπιά και χωρητικές επιφάνειες αφής.



Σχήμα 1.3: Το Jenny Ondioline του Georges Jenny [3]  
<https://120years.net/the-ondiolinegeorges-jennyfrance1940/>

Επίσης σημαντικό ρόλο έπαιξε ο Alan Pearlman ο οποίος το 1948 συντάξε ένα επιστημονικό κείμενο στο οποίο οραματίστηκε πιθανούς μελλοντικούς σχεδιασμούς όσον αφορά τα synthesizer. Όταν οι συνθήκες ευνόησαν μπόρεσε να ξεκινήσει την εταιρία κατασκευής synthesizer “ARP” και να ανταγωνιστεί την εταιρία Moog, όταν το 1969 κυκλοφόρησε το πρώτο μοντέλο με την ονομασία “2500”. Τα μοντέλα της εταιρίας ARP είχαν γίνει αρκετά δημοφιλή και ο λόγος ήταν ότι με κάποιες πατέντες που εισήγαγε, οι οποίες χρησιμοποιούνται ακόμα και σήμερα (όπως η πατέντα με αριθμό 3,230,468 και τίτλο “APPARATUS FOR COMPENSATING A TRANSISTOR FOR THERMAL VARIATIONS IN ITS OPERATING POINT”) [6] έλυσε το σημαντικό πρόβλημα της σταθεροποίησης της συχνότητας ταλάντωσης που είχαν μέχρι τότε οι υπόλοιποι κατασκευαστές λόγω των μεταβολών θερμοκρασίας των τρανζίστορ [7]. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα να υπάρχει η επιθυμητή ακρίβεια στη διαδικασία του συντονισμού της συχνότητας έτσι ώστε να αποδίδεται σωστά η κάθε νότα.



Σχήμα 1.4: Το ARP του Alan Pearlman και το series 100 του Donald Buchla  
<https://greatsynthesizers.com/en/>

## 1.2 Η έννοια της οκτάβας.

Πριν αρκετούς αιώνες σε πειράματα που έκανε ο Πυθαγόρας (580-496π.Χ.) θέλοντας να παρατηρήσει τη συμπεριφορά του ήχου που παραγόταν από μία παλλόμενη χορδή, κατάφερε να δημιουργήσει ένα εργαλείο μέτρησης το οποίο ονόμασε μονόχορδο. Τα βασικά μέρη του ήταν μία χορδή και ένα μακρόστενο ηχείο. Μέσω αυτού ανακάλυψε ότι όταν διπλασίαζε ή υποδιπλασίαζε το μήκος της παλλόμενης χορδής (η οποία ήταν τεντωμένη με σταθερή δύναμη), οι παραγόμενοι ήχοι βρισκόντουσαν σε συμφωνία. Η παραπάνω απόσταση διπλασιασμού ή υποδιπλασιασμού ονομάστηκε οκτάβα. Κατά συνέπεια αποδείχτηκε ότι ο διπλασιασμός ή ο υποδιπλασιασμός της απόστασης είχε άμεση αναλογία και στην περίοδο των ταλαντώσεων της χορδής. Δηλαδή με διπλασιασμό της απόστασης έχουμε διπλασιασμό της περιόδου και άρα υποδιπλασιασμό της συχνότητας και το αντίστροφο [8].

## 1.3 Σχέση νότας-συχνότητας

Στη συνέχεια ο Πυθαγόρας έφτασε, έχοντας οδηγηθεί μέσα από κάποιες μαθηματικές σχέσεις, στο να καταλήξει να ορίσει τις αναλογίες που αντιστοιχούν στα διαστήματα μεταξύ μουσικών φθόγγων. Αν δεχτούμε ότι η σχέση ενός μουσικού διαστήματος είναι, το κατά πόσο μεγαλύτερη είναι η θεμελιώδης συχνότητα μίας νότας σε σχέση με τη θεμελιώδη συχνότητα της προηγούμενης της, τότε για τη σχέση του Πυθαγόρειου ημιτονίου μας είπε ότι η αναλογία αυτή ήταν το αποτέλεσμα του κλάσματος στη σχέση (1.1) όπου η  $f_1$  είναι η θεμελιώδης συχνότητα της προηγούμενης νότας, ενώ η  $f_2$  η θεμελιώδης συχνότητα της επόμενης [8]:

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{256}{243} = 1.05349 \quad (1.1)$$

Αυτή η αναλογία δεν έχει και πολύ μεγάλη διαφορά από τον ορισμό της αντίστοιχης απόστασης του ενός ημιτονίου σε αυτό που ονομάζουμε σήμερα ισομερώς συγκερασμένο σύστημα. Δηλαδή σε ένα σύστημα όπου η ελάχιστη απόσταση μεταξύ 2 μουσικών φθόγγων είναι το ημιτόνιο και στη σημερινή του μορφή έρχεται από τη σχέση (1.2) [8]:

$$\frac{f_2}{f_1} = \sqrt[12]{2} = 1.05946 \quad (1.2)$$

Αυτό σημαίνει ότι στη μουσική οι νότες ακολουθούν μία κλίμακα που ονομάζεται χρωματική και το κάθε ημιτόνιο από αυτά που την αποτελούν έχει 1.05946 φορές υψηλότερη συχνότητα από το προηγούμενο του. Είναι γνωστό ότι μια μουσική οκτάβα είναι χωρισμένη σε 12 διαστήματα του ενός ημιτονίου. Μέσα στο συχνοτικό φάσμα που είναι ικανό το ανθρώπινο αυτί να ακούσει ήχους (20Hz-20kHz) μπορεί να χωρέσει ένα σύνολο από οκτάβες και κατ'επέκταση ένας μεγάλος αριθμός μουσικών φθόγγων οι οποίοι ονομάζονται νότες. Μπορούμε να δούμε την αντιστοίχιση της κάθε νότας με το γράμμα που τη συμβολίζει στον πίνακα (1.1). Όπως επίσης μπορούμε να δούμε την αντιστοίχιση νότας-συχνότητας όπως δίνεται στους πίνακες (1.2) και (1.3).

Πίνακας 1.1: Αντιστοίχιση νότας-γράμματος

A	λα	C#	ντο#	F	φα
A#	λα#	D	ρε	F#	φα#
B	σι	D#	ρε#	G	σολ
C	ντο	E	μι	G#	σολ#

Πίνακας 1.2: Αντιστοίχιση νότας-συχνότητας (από  $A_0$  ως  $G_{4\#}$ )

A0	27.5 Hz	A1	55 Hz	A2	110 Hz	A3	220 Hz	A4	440 Hz
A0#	29.13 Hz	A1#	58.27 Hz	A2#	116.54 Hz	A3#	233.08 Hz	A4#	466.16 Hz
B0	30.86 Hz	B1	61.73 Hz	B2	123.47 Hz	B3	246.94 Hz	B4	493.88 Hz
C0	32.70 Hz	C1	65.4 Hz	C2	130.81 Hz	C3	261.62 Hz	C4	523.25 Hz
C0#	34.64 Hz	C1#	69.29 Hz	C2#	138.59 Hz	C3#	277.18 Hz	C4#	554.36 Hz
D0	36.7 Hz	D1	73.41 Hz	D2	146.83 Hz	D3	293.66 Hz	D4	587.32 Hz
D0#	38.89 Hz	D1#	77.78 Hz	D2#	155.56 Hz	D3#	311.12 Hz	D4#	622.25 Hz
E0	41.2 Hz	E1	82.4 Hz	E2	164.81 Hz	E3	329.62 Hz	E4	659.25 Hz
F0	43.65 Hz	F1	87.3 Hz	F2	174.61 Hz	F3	349.22 Hz	F4	698.45 Hz
F0#	46.24 Hz	F1#	92.49 Hz	F2#	184.99 Hz	F3#	369.94 Hz	F4#	739.98 Hz
G0	48.99 Hz	G1	97.99 Hz	G2	195.99 Hz	G3	391.99 Hz	G4	783.99 Hz
G0#	51.91 Hz	G1#	103.82 Hz	G2#	207.65 Hz	G3#	415.30 Hz	G4#	830.60 Hz

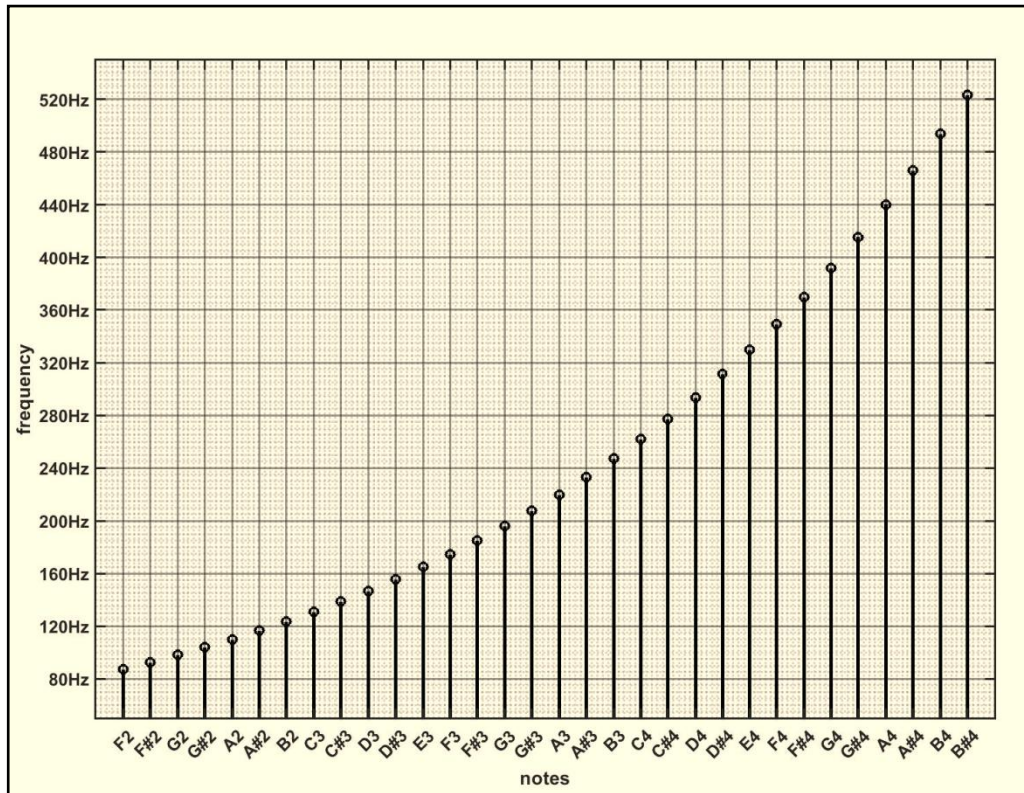
Πίνακας 1.3: Αντιστοίχιση νότας-συχνότητας (από  $A_5$  ως  $E_9$ )

A <sub>5</sub>	880 Hz	A <sub>6</sub>	1.760 kHz	A <sub>7</sub>	3.520 kHz	A <sub>8</sub>	7.040 kHz	A <sub>9</sub>	14.080 kHz
A <sub>5</sub> #	932.32 Hz	A <sub>6</sub> #	1.864 kHz	A <sub>7</sub> #	3.729 kHz	A <sub>8</sub> #	7.458 kHz	A <sub>9</sub> #	14.917 kHz
B <sub>5</sub>	987.76 Hz	B <sub>6</sub>	1.975 kHz	B <sub>7</sub>	3.951 kHz	B <sub>8</sub>	7.902 kHz	B <sub>9</sub>	15.804 kHz
C <sub>5</sub>	1.046 kHz	C <sub>6</sub>	2.093 kHz	C <sub>7</sub>	4.186 kHz	C <sub>8</sub>	8.372 kHz	C <sub>9</sub>	16.744 kHz
C <sub>5</sub> #	1.108 kHz	C <sub>6</sub> #	2.217 kHz	C <sub>7</sub> #	4.434 kHz	C <sub>8</sub> #	8.869 kHz	C <sub>9</sub> #	17.739 kHz
D <sub>5</sub>	1.174 kHz	D <sub>6</sub>	2.349 kHz	D <sub>7</sub>	4.698 kHz	D <sub>8</sub>	9.397 kHz	D <sub>9</sub>	18.794 kHz
D <sub>5</sub> #	1.244 kHz	D <sub>6</sub> #	2.489 kHz	D <sub>7</sub> #	4.978 kHz	D <sub>8</sub> #	9.956 kHz	D <sub>9</sub> #	19.912 kHz
E <sub>5</sub>	1.318 kHz	E <sub>6</sub>	2.637 kHz	E <sub>7</sub>	5.274 kHz	E <sub>8</sub>	10.548 kHz	E <sub>9</sub>	21.096 kHz
F <sub>5</sub>	1.396 kHz	F <sub>6</sub>	2.793 kHz	F <sub>7</sub>	5.587 kHz	F <sub>8</sub>	11.175 kHz		
F <sub>5</sub> #	1.479 kHz	F <sub>6</sub> #	2.959 kHz	F <sub>7</sub> #	5.919 kHz	F <sub>8</sub> #	11.839 kHz		
G <sub>5</sub>	1.567 kHz	G <sub>6</sub>	3.135 kHz	G <sub>7</sub>	6.271 kHz	G <sub>8</sub>	12.543 kHz		
G <sub>5</sub> #	1.661 kHz	G <sub>6</sub> #	3.322 kHz	G <sub>7</sub> #	6.644 kHz	G <sub>8</sub> #	13.289 kHz		

Μπορούμε από εδώ και πέρα σύμφωνα με τους παραπάνω πίνακες, όταν θέλουμε να αναφερθούμε σε κάποια νότα θα χρησιμοποιούμε το αντίστοιχο πρότυπο π.χ.  $A_2 \rightarrow$  λα ( $2^1$  οκτάβα με θεμελιώδη συχνότητα 110Hz).

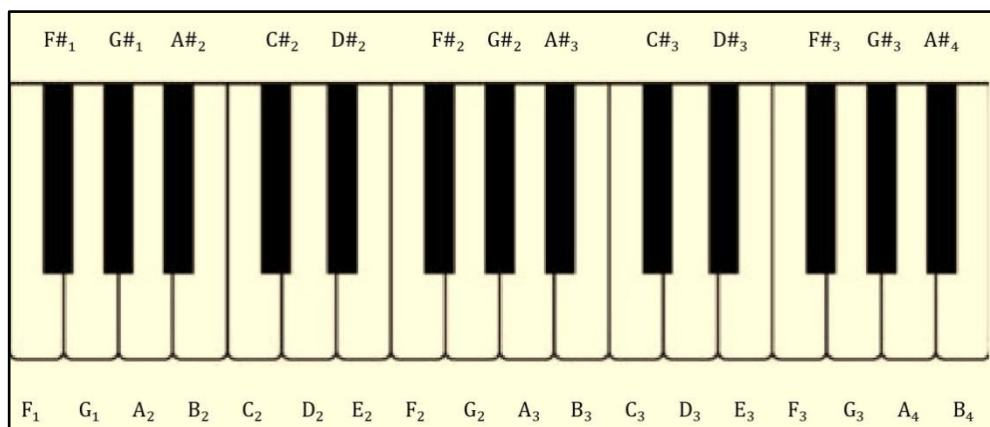
#### 1.4 Συχνотικό εύρος πληκτρολογίου

Για να έχουμε μία καλύτερη εικόνα για τη θέση που καταλαμβάνει συχνотικά η κάθε νότα μέσα στα όρια μίας οκτάβας μπορούμε να παρακολουθήσουμε το γράφημα που απεικονίζεται στο Σχήμα 1.4 όπου εκτείνεται σε ένα εύρος περίπου 2.5 οκτάβων μέσα στο οποίο είναι ακριβώς τοποθετημένες οι νότες όπου θα λειτουργήσει το αναλογικό synthesizer. Δηλαδή η πρώτη νότα είναι η  $F_1$  ενώ η τελευταία είναι η  $C_4$ .



Σχήμα 1.5: Αντιστοίχιση νότας-συχνότητας

Είναι προφανές ότι ο τρόπος που αυξάνει η συχνότητα στη χρωματική κλίμακα καθώς εκτείνονται οι νότες, είναι εκθετικός. Για να προσανατολιστούμε λίγο καλύτερα στη συνέχεια μπορούμε να δούμε το Σχήμα 1.5 όπου εμφανίζεται το πληκτρολόγιο του οργάνου σε σχέση με το πια θέση καταλαμβάνει η κάθε νότα επάνω σε αυτό. Οι νότες που φέρουν το ακόλουθο σημείο στίξης “#” αφορούν τα μαύρα πλήκτρα ενώ οι υπόλοιπες τα λευκά.



Σχήμα 1.6: Τοποθέτηση μουσικών φθόγγων στο πληκτρολόγιο

## 1.5 Παραγόμενες κυματομορφές

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, ένα αναλογικό synthesizer μπορεί να είναι ικανό να παράγει ηλεκτρικά σήματα των ακόλουθων κυματομορφών.

- Τετραγωνική
- Τριγωνική
- Διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM)
- Πριονωτή
- Απλή ημιτονοειδή

Τα παραπάνω σήματα μπορούν να γραφούν και με μαθηματικούς όρους, κάτι το οποίο θα μας βοηθήσει στη συνέχεια να αναλύσουμε το φασματικό περιεχόμενο τους και να τα απεικονίσουμε ως γραφήματα. Οι σχέσεις που τα ορίζουν με την ακόλουθη σειρά: τετραγωνική, τριγωνική και ημιτονοειδής είναι οι (1.3), (1.4) και (1.5). Όπου  $A_{\max}$  και  $A_{\min}$  το μέγιστο και ελάχιστο πλάτος [9]. Με κάποιες μικρές μετατροπές όπως θα δούμε στη συνέχεια μπορούμε να μετατρέψουμε την τετραγωνική και την τριγωνική κυματομορφή σε PWM και πριονωτή αντίστοιχα.

$$x(t)_{sq} = \begin{cases} A_{\max}, & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ A_{\min}, & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \quad (1.3)$$

$$x(t)_{tr} = \begin{cases} \left( \frac{A_{\max} - A_{\min}}{T/2} \right) t + A_{\min}, & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ - \left( \frac{A_{\max} - A_{\min}}{T/2} \right) t + A_{\max}, & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \quad (1.4)$$

$$x(t)_{sine} = \sin(\omega t) \quad (1.5)$$

### 1.5.1 Συχνотικό περιεχόμενο κυματομορφών

Κάθε κυματομορφή από αυτές που θα συναντήσουμε έχει το δικό της άθροισμα αρμονικών όρων και επειδή αναφερόμαστε σε περιοδικά σήματα, οι σειρές Fourier μπορούν να μας βοηθήσουν να έχουμε ολοκληρωμένη εικόνα για την τοποθέτηση του κάθε σήματος μέσα στο φάσμα των συχνοτήτων. Αυτό είναι κάτι που θα χρειαστούμε κατά την μελέτη και σχεδίαση των φίλτρων σε διάφορα στάδια των κυκλωμάτων. Αρχίζοντας από την τετραγωνική κυματομορφή θα θεωρήσουμε ότι τα κυκλώματα που θα χρησιμοποιήσουμε είναι συμμετρικής τροφοδοσίας, δηλαδή τα πλάτη των κυματομορφών παίρνουν θετικές και αρνητικές τιμές αλλά και οι 2 ημιπερίοδοι έχουν ίση διάρκεια μεταξύ τους οπότε κατά συνέπεια πρόκειται για ac σήματα. Σύμφωνα με αυτό απαλείφεται ο όρος  $a_0$  και πάμε κατευθείαν στον υπολογισμό των όρων  $a_n$  και  $b_n$  μέσα από τις σχέσεις (1.6) και (1.7), ενώ η σχέση (1.8) θα μας δώσει τον όρο  $A_n$  [10].

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A_{\max} \cdot \cos(n \cdot \omega t) dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T A_{\min} \cdot \cos(n \cdot \omega t) dt \quad (1.6)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A_{\max} \cdot \sin(n \cdot \omega t) dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T A_{\min} \cdot \sin(n \cdot \omega t) dt \quad (1.7)$$

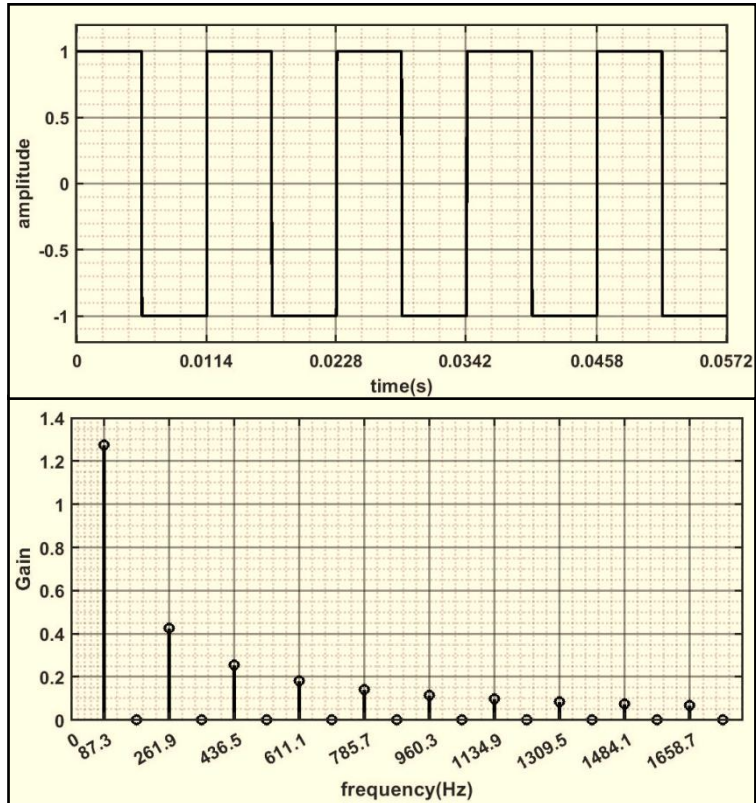
$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (1.8)$$

Σε αυτό το σημείο καταλήγουμε στη σχέση (1.9) η οποία είναι αυτή που μας δίνει τα πλάτη των αρμονικών όρων σε συνάρτηση με τη συχνότητα [10].

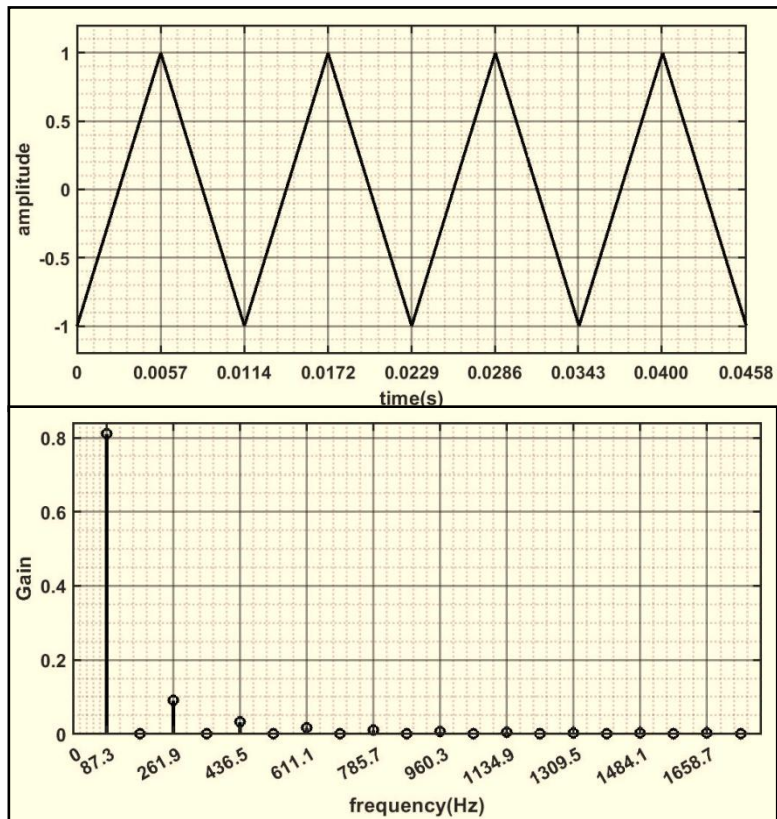
$$f(j\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cdot \cos(n \cdot \omega t) \quad (1.9)$$

Γνωρίζοντας τις παραπάνω σχέσεις μπορούμε χρησιμοποιώντας το λογισμικό matlab να έχουμε σε γραφική απεικόνιση, όπως δείχνει το Σχήμα 1.6, τη μορφή που καταλαμβάνει ένα σήμα τετραγωνικού παλμού στο πεδίο του χρόνου αλλά και στο πεδίο της συχνότητας. Αυτό που θα παρατηρήσουμε είναι ότι συχνотικά μηδενίζονται όλες οι άρτιες συνιστώσες, ενώ παραμένουν μόνο η θεμελιώδης συχνότητα με τις περιττές [9]. Θα επιλέξουμε την 1η νότα του πληκτρολογίου, η οποία είναι η  $F_1$  με θεμελιώδη συχνότητα τα 87.3Hz, περίοδο ίση με 11.4ms και πλάτος  $\pm 1$ .

Την ίδια διαδικασία μπορούμε να ακολουθήσουμε και για τον υπολογισμό του αρμονικού περιεχομένου της τριγωνικής κυματομορφής, χρησιμοποιώντας τους τύπους από τις σειρές Fourier καθώς γνωρίζουμε την εξίσωση του τριγωνικού σήματος από τη σχέση (1.4) [9]. Στο Σχήμα 1.7 εμφανίζεται το τριγωνικό σήμα για την ίδια συχνότητα των 87.3Hz.



Σχήμα 1.7: Τετραγωνικός παλμός με θεμελιώδη συχνότητα 87.3Hz ( $F_1$ )



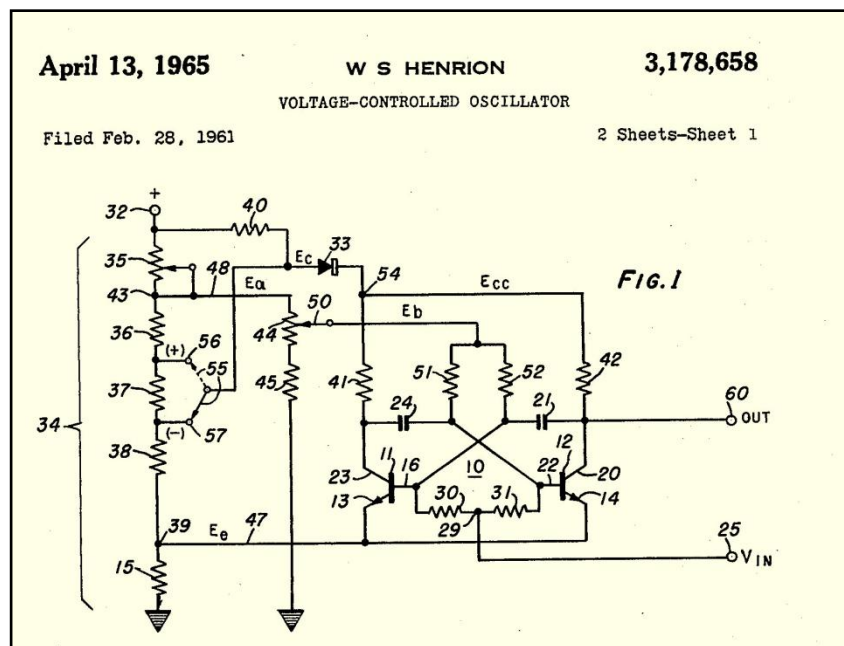
Σχήμα 1.8: Τριγωνικός παλμός με θεμελιώδη συχνότητα 87.3Hz ( $F_1$ )

Από τα παραπάνω σχήματα είναι προφανές ότι στο τριγωνικό σήμα έχουμε άθροιση περιττών όρων αλλά αυτήν τη φορά οι υπόλοιποι όροι εκτός από τον θεμελιώδη, είναι αρκετά πιο εξασθενημένοι. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο ήχος που παράγεται από την τριγωνική κυματομορφή να θυμίζει αρκετά τον ήχο της ημιτονοειδούς κυματομορφής ο οποίος είναι πιο ομαλός σε αντίθεση με αυτόν της τετραγωνικής που είναι πιο οξύς λόγω των πολλών αρμονικών όρων.

## Κεφάλαιο 2ο: Αρχιτεκτονικές των synthesizer

### 2.1 Το κύκλωμα VCO

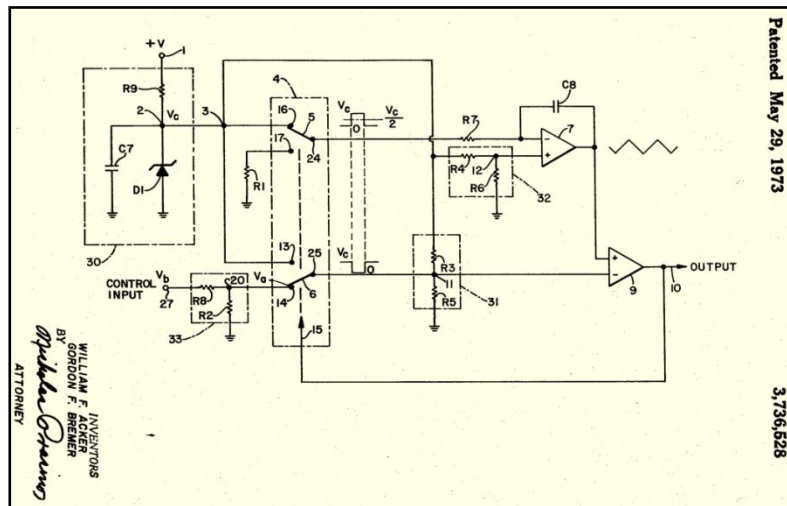
Ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση, όπου συχνά αναφέρεται ως VCO, μπορεί να θεωρηθεί ως η πιο κεντρική μονάδα ενός synthesizer καθώς παράγει τα πρωτογενή σήματα. Ήδη από τη δεκαετία του 1960 είχαν κάνει την εμφάνιση τους VCO αποτελούμενοι από κυκλώματα με τρανζίστορ όπως το κύκλωμα στο Σχήμα 2.1 το οποίο είναι κατοχυρωμένο από τον W. S. Henrion (Αρ. πατέντας US 3,178,658A) με έτος κυκλοφορίας το 1965 [11].



Σχήμα 2.1: VCO αποτελούμενος από τρανζίστορ [16a]

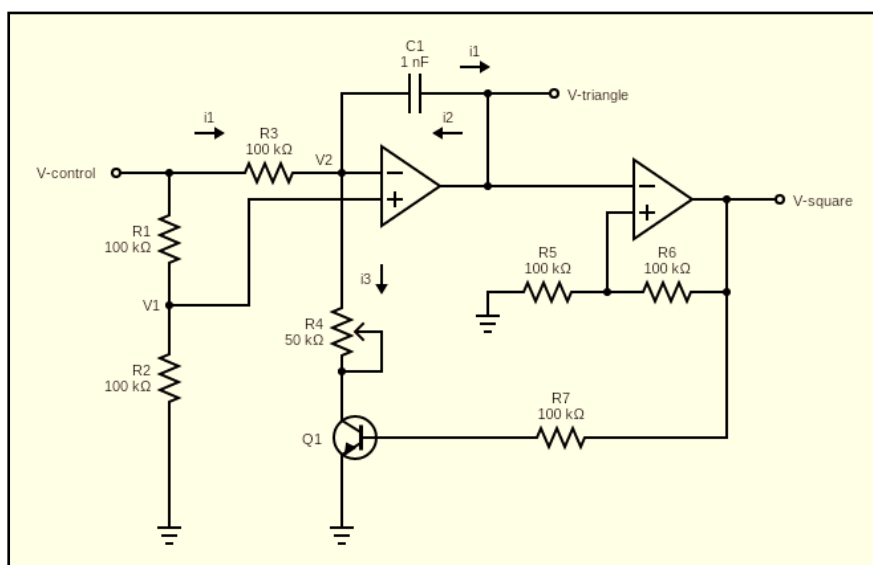
<https://patents.google.com/patent/US3178658A/>

Ενώ κατά διάρκεια της δεκαετίας του 1970 είχαν εμφανιστεί VCO που αποτελούταν από μη γραμμικά κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών όπως ο ολοκληρωτής και ο συγκριτής. Στο Σχήμα 2.2 μπορούμε να δούμε ένα κύκλωμα, κατοχυρωμένο από τους W.Acker και G.Bremer (Αρ. πατέντας US 3,736,528 A), το οποίο δέχεται την τάση ελέγχου στην αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή και έχει έτος κυκλοφορίας το 1973 [12]. Πλέον έχοντας περάσει στην τεχνολογία ολοκλήρωσης των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων μπορούμε να συναντήσουμε ταλαντωτές ελεγχόμενους από τάση σε μορφή I.C. chip, κάποια από τα πιο δημοφιλή στην κατασκευή των synthesizer είναι τα CEM3340 και IR3109.



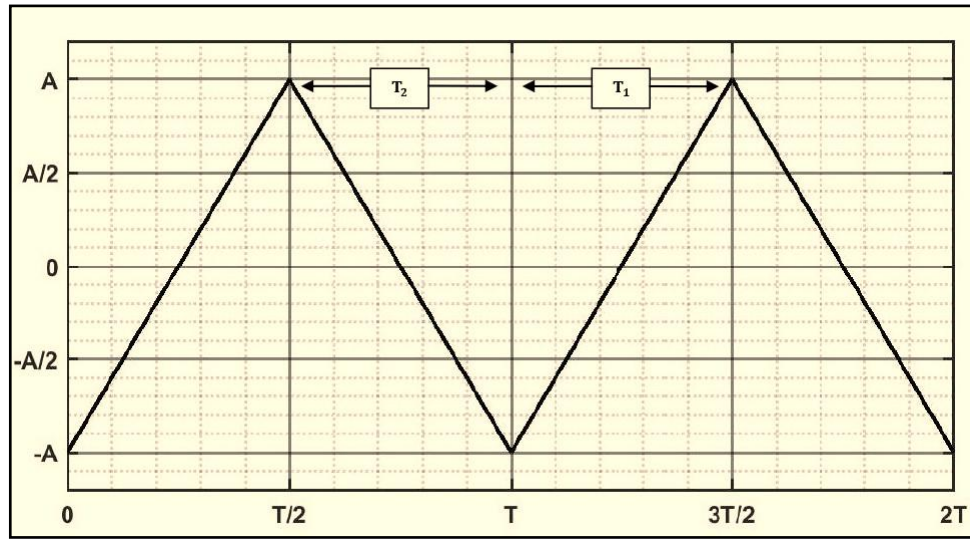
Σχήμα 2.2: VCO αποτελούμενος από μη γραμμικά κυκλώματα τελεστικών ενισχυτών  
<https://patents.google.com/patent/US3736528A>

Ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα σύνθετο κύκλωμα, αποτελούμενο από κάποια άλλα υποκυκλώματα, όπου η βασική του λειτουργία είναι να δέχεται μία τάση συνεχούς ρεύματος στην είσοδο του με αποτέλεσμα όσο αυξάνεται αυτή η τάση να αυξάνεται και η συχνότητα των παλμών εξόδου. Οι παλμοί αυτοί είναι ως συνήθως τριγωνικοί, τετραγωνικοί ή και πριονωτοί. Οι ταλαντωτές αυτού του τύπου κατηγοριοποιούνται ως ταλαντωτές ηρεμίας και αυτό που τους διαφοροποιεί από τους αρμονικούς ταλαντωτές είναι ότι οι αρμονικοί ταλαντωτές παράγουν ημιτονοειδή σήματα στην έξοδο τους [13]. Ο λόγος της συχνότητας εξόδου  $f_{out}$  ως προς την τάση εισόδου  $V_{in}$  είναι ίσος με έναν καθαρό αριθμό  $k$ , οπότε μπορούμε να πούμε με βάση τις μονάδες των μεγεθών ότι ακολουθείται ένα πρότυπο αντιστοίχισης το οποίο ονομάζεται Hz/Volt [13]. Παρεμπιπτόντως αυτό το πρότυπο έχει χρησιμοποιηθεί από τις εταιρίες κατασκευής synthesizer Korg και Yamaha και θα χρησιμοποιηθεί και για τη σχεδίαση της εν λόγω πτυχιακής εργασίας. Με βάση το Σχήμα 2.3 θα γίνει σύντομη εξήγηση των λειτουργιών του κυκλώματος του ταλαντωτή και των μαθηματικών σχέσεων γύρω από τα ηλεκτρονικά μεγέθη που μας ενδιαφέρουν.



Σχήμα 2.3: Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση

Αυτό που αρχικά μπορούμε να παρατηρήσουμε είναι ότι στον κόμβο ανάμεσα στα στοιχεία  $R_1$  και  $R_3$  εφαρμόζεται μία τάση εισόδου η οποία ονομάζεται  $V_{\text{control}}$  ενώ ο κόμβος  $V_1$  φέρει την τάση  $\frac{V_{\text{control}}}{2}$ . Λόγω του εικονικού σημείου αναφοράς ο κόμβος  $V_2$  φέρει την ίδια τάση με τον κόμβο  $V_1$  και αυτό έχει σαν συνέπεια να δημιουργείται μία πηγή ρεύματος μεταξύ  $V_{\text{control}}$  και  $V_2$ . Το ρεύμα αυτής της πηγής είναι το  $i_1$  και είναι αυτό το οποίο φορτίζει τον πυκνωτή  $C_1$  με γραμμική φόρτιση, μέχρι να αλλάξει την κατάσταση της η έξοδος του συγκριτή από αρνητικό σε θετικό. Ο χρόνος φόρτισης είναι που ορίζει τη διάρκεια της ημιπεριόδου  $T_2$  όπως μας δείχνει το Σχήμα 2.4 στην έξοδο του ολοκληρωτή και η έξοδος του συγκριτή είναι αυτή που μας δίνει τους τετραγωνικούς παλμούς.



Σχήμα 2.4: Ημιπεριόδοι στην έξοδο του ολοκληρωτή

Όλα τα παραπάνω αφορούν την 2η ημιπερίοδο ( $T_2$ ) και συμβαίνουν όσο η τάση εξόδου του συγκριτή βρίσκεται στο αρνητικό της άκρο όπου έχει σαν συνέπεια η επαφή CE του στοιχείου  $Q_1$  να αποτελεί ανοιχτό κύκλωμα οπότε να είναι σαν να μην υπάρχει. Στην πλευρά του συγκριτή ο διαιρέτης τάσης που αποτελείται από τα στοιχεία  $R_5$  και  $R_6$ , έχει οριστεί ώστε να αλλάξει κατάσταση όταν το τριγωνικό σήμα φτάσει το μισό της τιμής της τάσης εξόδου του συγκριτή  $V_{\text{square}}$ . Όταν συμβεί αυτό και έχουμε μετάβαση από το αρνητικό στο θετικό άκρο του συγκριτή τότε η τάση που θα δεχτεί το στοιχείο  $Q_1$  στη βάση του θα κλείσει την επαφή CE με αποτέλεσμα να περάσουμε στην ημιπερίοδο  $T_1$  και να έχουμε την άθροιση, σύμφωνα με τον νόμο των ρευμάτων,  $i_3 = i_1 + i_2$  και επειδή τα ρεύματα  $i_1$  και  $i_3$  είναι ορισμένα από τις σχέσεις (2.1) και (2.2) το ρεύμα  $i_2$  αναγκάζεται να ακολουθήσει τη σχέση (2.3) και συνεπώς να είναι αυτό που ρυθμίζει τη διάρκεια εκφόρτισης του  $C_1$ .

$$i_1 = \frac{V_{\text{control}} - V_2}{R_3} \quad (2.1)$$

$$i_3 = \frac{V_2}{R_4} \quad (2.2)$$

$$i_2 = i_3 - i_1 \quad (2.3)$$

Γνωρίζοντας τις παραπάνω ιδιότητες μπορούμε να υπολογίσουμε τα μεγέθη που χρειάζεται έτσι ώστε να σχεδιάσουμε έναν ταλαντωτή όπου θα εκτείνεται συχνοτικά στα όρια που θέλουμε. Τα μεγέθη αυτά είναι τα εξής [13]:

- Θετικό και αρνητικό άκρο εξόδου συγκριτή
- Τάση υστέρησης συγκριτή  $V_{HYS}$
- Ρεύμα φόρτισης και εκφόρτισης  $i_1$  και  $i_2$
- Χρόνος φόρτισης και εκφόρτισης πυκνωτή  $t_c$  και  $t_d$

Τα άκρα του συγκριτή θα είναι  $\pm 12V$  καθώς θα χρησιμοποιηθεί συμμετρική τροφοδοσία ενώ γνωρίζουμε από τον διαιρέτη τάσης που αποτελείται από τις  $R_5$  και  $R_6$  ότι τα άκρα της τάσης εξόδου του ολοκληρωτή θα είναι  $\pm 6V$  οπότε η τάση υστέρησης θα κυμαίνεται στα  $12V$ . Με βάση τα παραπάνω μπορούμε να υπολογίσουμε τους χρόνους φόρτισης και εκφόρτισης των οποίων το άθροισμα μας δίνει την περίοδο ταλάντωσης από τις σχέσεις (2.4) και (2.5) [13].

$$t_c = \frac{V_{HYS} \times C_1}{i_1} \quad (2.4)$$

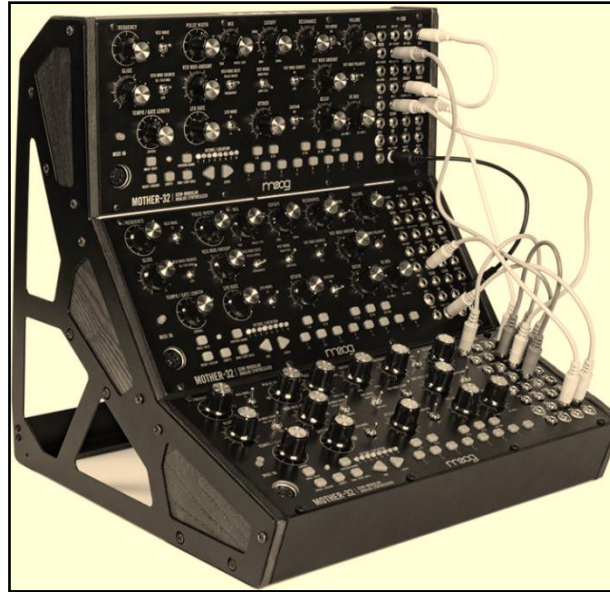
$$t_d = \frac{V_{HYS} \times C_1}{i_2} \quad (2.5)$$

## 2.2 Είδη αρχιτεκτονικών

Πριν να περιγράψουμε το πώς συνυπάρχουν και αλληλεπιδρούν μεταξύ τους οι υπομονάδες που αποτελούν ένα synthesizer πρέπει να ξεκαθαριστούν κάποια σημεία. Ένα από αυτά είναι ότι δεν είναι πάντα απαραίτητο οι τάσεις που δέχονται οι VCO να προέρχονται από πληκτρολόγιο με πλήκτρα πιάνου. Αντιθέτως μπορούν να υπάρχουν κουμπιά, ποτενσιόμετρα ή οτιδήποτε προκαλεί μεταβολές τάσης εισόδου, ακόμα και ένας ταλαντωτής ο οποίος μπορεί να δημιουργήσει διαμόρφωση FM [14]. Επίσης πρέπει να τα διαχωρίσουμε με βάση κάποια πολύ βασικά χαρακτηριστικά. Αυτά είναι τα εξής.

- Πλήθος VCO ανά νότα (voice/note)
- Μονοφωνικά ή πολυφωνικά
- Modular ή fixed

Υπάρχουν όργανα τα οποία για κάθε νότα μπορούν να ηχούν ταυτόχρονα ένας, δύο ή και τρεις ταλαντωτές (VCO) οι οποίοι συχνοτικά τοποθετούνται, ο καθένας μία οκτάβα υψηλότερα από τον προηγούμενο του. Προφανώς όσο περισσότεροι τόσο πιο μεγάλη η ποικιλία στο ηχητικό αποτέλεσμα. Όσον αφορά το αν μπορεί να ακουστεί ταυτόχρονα πάνω από μία νότα, δηλαδή μια συγχορδία, πρέπει να αναφερθεί ότι δεν έχουν την δυνατότητα να το πετύχουν όλα τα synthesizer αυτό. Ένα ακόμα χαρακτηριστικό έχει να κάνει με τον όρο modularity που αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο όπου μπορεί ο τρόπος διασύνδεσης όλων των διακριτών υπομονάδων να είναι τύπου modular ή τύπου fixed. Στην περίπτωση που έχουμε τύπου modular όπως στο Σχήμα 2.4, τα διάφορα blocks, τα οποία μπορούν να είναι ξεχωριστές συσκευές ή να βρίσκονται σε μία συσκευή, συνδέονται μεταξύ τους με τη χρήση καλωδίων σε μία περιοχή συνδέσεων η οποία ονομάζεται patch bay. Αν έχουμε τύπου fixed τότε έχουμε να κάνουμε με μία αυτόνομη συσκευή όπου τα blocks επικοινωνούν μεταξύ τους με τη χρήση μεταγωγικών διακοπών [15].



Σχήμα 2.5: Το Moog mother-32 (modular)  
(<https://performermag.com>)

### 2.2.1 Το μονοφωνικό synthesizer

Τα πρώτα synthesizer που έκαναν την εμφάνισή τους δεν είχαν τη δυνατότητα να αναπαράγουν κάτι πέρα από το πάτημα μόνο ενός πλήκτρου. Τα κυκλώματα που συνόδευαν το πληκτρολόγιο αποτελούσαν ως συνήθως από έναν πίνακα από πολλά τρανζίστορ ως διακόπτες και μεταγενέστερα από κάποια κυκλώματα πολυπλεκτών. Όλα αυτά έφεραν σε επαφή τους ταλαντωτές με ένα δίκτυο πολλών αντιστάσεων συνδεδεμένων σε σειρά έτσι ώστε να οδηγηθεί η κατάλληλη τάση στη μονάδα VCO. Το πρόβλημα αυτό υπήρχε για 2 δεκαετίες (1950-1960) όπου σε αυτό το διάστημα υπήρχε η προσδοκία να βρεθεί ένα σύστημα όπου θα ήταν δυνατόν να μπορέσουν να ηχήσουν ταυτόχρονα παραπάνω από μία νότες. Παρόλα αυτά χρησιμοποιήθηκαν και χρησιμοποιούνται επιτηδευμένα από διάφορα μουσικά συγκροτήματα λόγω του μινιμαλιστικού τους χαρακτήρα [16].

### 2.2.2 Το πολυφωνικό synthesizer

Με την έλευση των μικροελεγκτών στη δεκαετία του 1970 πολλοί κατασκευαστές άρχισαν να τους ενσωματώνουν στα κυκλώματα τους, καθώς με αυτόν τον τρόπο μπορούσαν να κάνουν πολυπλεξία στους διακόπτες των πλήκτρων και να οδηγούν ξεχωριστές τάσεις ελέγχου σε ανεξάρτητους ταλαντωτές [16]. Κάποιες από τις πρώτες προσεγγίσεις για πολυφωνία ήταν από την εταιρία Korg με τα μοντέλα PS-3100, PS-3200 και PS-3300, τα οποία διέθεταν ένα ξεχωριστό κύκλωμα από 1,2 και 3 VCO αντίστοιχα για κάθε ένα από τα 48 πλήκτρα τους. Παρόμοια προσέγγιση υπήρχε και από την εταιρία Moog με το μοντέλο Poly-Moog, όπου στο Σχήμα 2.5 εμφανίζονται στη σειρά τα ξεχωριστά PCB για κάθε νότα. Τα synthesizer αυτού του τύπου ονομάστηκαν fully polyphonic [16]. Η κατασκευή χρησιμοποιώντας όμως αυτήν τη λογική, είναι φανερό ότι ήταν κοστοβόρα και επίσης καταλάμβανε μεγάλο όγκο και για αυτόν το λόγο οι κατασκευαστές αναζήτησαν τρόπους υλοποίησης ώστε να υπάρξει πολυφωνία χωρίς να υπάρχουν ταλαντωτές για κάθε πλήκτρο ξεχωριστά αλλά αντί αυτού να υπάρχει ένας μικρότερος αριθμός ταλαντωτών τους οποίους να τους μοιράζεται το πληκτρολόγιο.



Σχήμα 2.6: Τμήμα από το εσωτερικό του Poly-Moog  
(<https://fixingelectronics.blogspot.com>)

### 2.2.3 Αρχιτεκτονική με voice allocation

Η ανάγκη για πολυφωνία με χρήση μικρότερου αριθμού ταλαντωτών έφερε μία νέα τεχνολογία που ονομάστηκε voice allocation. Στα fully polyphonic synthesizers έπρεπε να γίνεται μία διαρκής πολυπλεξία από τον μικροελεγκτή προς το κάθε πλήκτρο έτσι ώστε, αν κάποιο από αυτά πατηθεί, να στείλει με κάποιο τρόπο την κατάλληλη τάση ελέγχου στο αντίστοιχο κύκλωμα VCO, το οποίο ήταν ξεχωριστό για κάθε πλήκτρο.

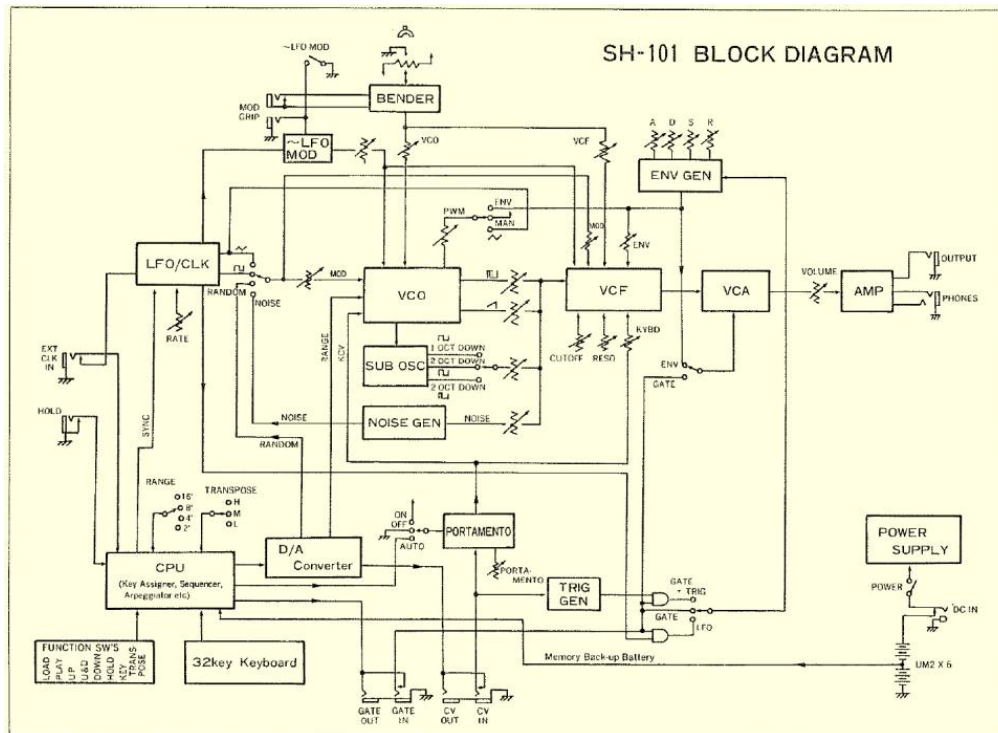
Όμως με αυτήν τη μέθοδο του voice allocation έπρεπε να γίνει και αποπολυπλεξία, ώστε να κατευθυνθεί η τάση ελέγχου στο πρώτο κύκλωμα VCO που θα ήταν “μη απασχολημένο” από κάποιο άλλο πλήκτρο. Αυτό σημαίνει ότι αν ένα synthesizer διέθετε π.χ. 4 μονάδες VCO τότε συνέβαινε το εξής: αν αρχικά πιεζόταν ένα οποιοδήποτε πλήκτρο αυτόματα θα χρησιμοποιούσε τον VCO 1, στη συνέχεια αν πιεζόταν ένα δεύτερο (οποιοδήποτε) πλήκτρο θα χρησιμοποιούσε τον VCO 2. Το ίδιο θα συνέβαινε αντίστοιχα για τους VCO 3 και VCO 4 αν πιεζόνταν 2 ακόμα πλήκτρα. Αν όμως πιεζόταν και ένα πέμπτο πλήκτρο τότε θα έπρεπε να ελευθερωθεί κάποιο από τα 4 πλήκτρα που ήταν ήδη πατημένα για να μπορέσει αυτό να ηχήσει. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται αλγόριθμος round Robin και υπάρχει σε διάφορες εκδοχές ανάλογα με τη σειρά προτεραιότητας [17]. Ένα πολύ απλό παράδειγμα για την κατανόηση του παραπάνω αλγόριθμου είναι μία ουρά ανθρώπων που περιμένουν να εξυπηρετηθούν από 4 γραφεία μίας υπηρεσίας που είναι διαθέσιμα εκείνη τη στιγμή. Οι πρώτοι 4 θα εξυπηρετηθούν από τα γραφεία 1,2,3 και 4 και αντίστοιχα, στη συνέχεια το πρώτο γραφείο που θα μένει ελεύθερο θα εξυπηρετεί τον επόμενο άνθρωπο που περιμένει στην ουρά.

## 2.3 Βασικά blocks των synthesizer

Έχοντας αναφέρει και κατανοήσει το πιο βασικό στοιχείο της αρχιτεκτονικής, το οποίο είναι ο VCO μπορούμε να προχωρήσουμε στα blocks που συνήθως τον πλαισιώνουν. Επειδή ένα synthesizer χρησιμοποιεί αφαιρετική σύνθεση, ο τρόπος να αφαιρεθεί συχνοτικό περιεχόμενο είναι με τη χρήση φίλτρων διαφόρων τύπων όπως LPF, HPF, BPF και BCF [18]. Οι παράμετροι αυτών των φίλτρων μπορούν να ρυθμιστούν, είτε από τον χρήστη με κάποιο ποτενσιόμετρο είτε να αυτοματοποιηθούν και να αυξομειώνονται με σταθερή συχνότητα από έναν ταλαντωτή χαμηλών συχνοτήτων (LFO). Το πιο πιθανό είναι, αυτές οι παράμετροι που πρέπει να μεταβληθούν με τη στροφή ενός ποτενσιόμετρου να είναι περισσότερες από μία, οπότε σε αυτήν την περίπτωση ο έλεγχος τους από μία τάση ταυτόχρονα

## Κεφάλαιο 2

είναι μία αποτελεσματική επιλογή για τη σχεδίαση. Αυτού του τύπου τα φίλτρα ονομάζονται φίλτρα ελεγχόμενα από τάση (VCF). Ένα ακόμα block είναι ο ενισχυτής ελεγχόμενος από τάση (VCA), το κέρδος του οποίου συνήθως δεν ξεπερνά τη μονάδα και εκτός του ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ελέγξει την ένταση του ήχου μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για να ελέγξει τις αρχικές συνθήκες της διακοπτικής λειτουργίας οι οποίες είναι γνωστές ως envelopes. Ένα τυπικό block διάγραμμα αρχιτεκτονικής synthesizer που χρησιμοποιεί κάποια από τα παραπάνω μέρη, σχετικά εύκολου ως προς την κατανόηση, είναι αυτό του Roland SH-101 όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6.

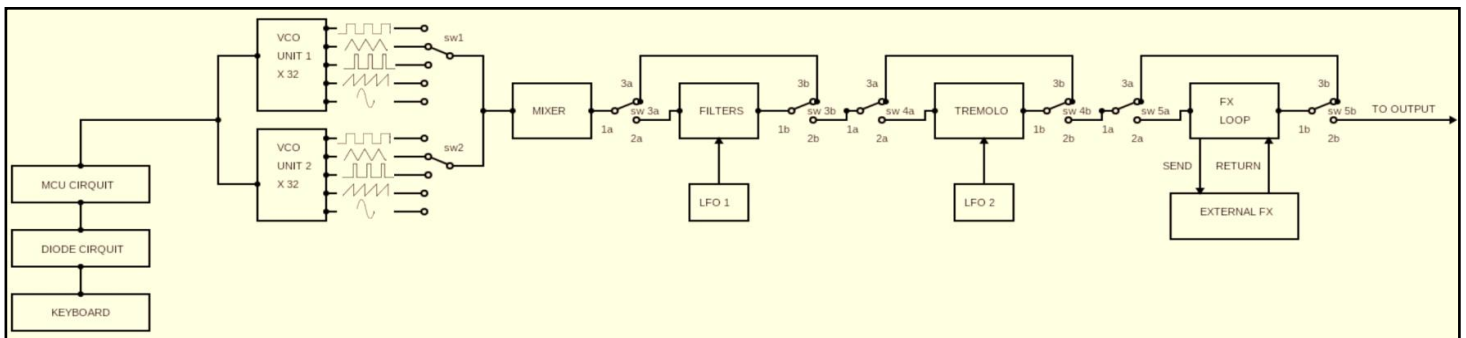


Σχήμα 2.7: Αρχιτεκτονική του Roland SH-101  
(<https://manuals.fdisk.com>)

## Κεφάλαιο 3ο: Σχεδίαση και κατασκευή

### 3.1 Τρόπος λειτουργίας των blocks

Η σχεδίαση της παρούσας πτυχιακής εργασίας αφορά ένα πολυφωνικό synthesizer τύπου fully polyphonic, 32voice, 2VCO/voice, σε μορφή fixed. Αυτό σημαίνει ότι για κάθε ένα από τα 32 πλήκτρα του πληκτρολογίου αντιστοιχεί μία ξεχωριστή ανεξάρτητη μονάδα παραγωγής κυματομορφών η οποία φέρει πάνω της δύο VCO συχνοτικά τοποθετημένους με διαφορά μίας οκτάβας. Η κυκλωματική ανάλυση του VCO που θα χρησιμοποιηθεί είναι γνωστή από το προηγούμενο κεφάλαιο και από το Σχήμα 2.3. Όμως εκτός από τις τριγωνικές και τετραγωνικές κυματομορφές που λαμβάνουμε στις 2 εξόδους του κυκλώματος θα χρειαστεί να ληφθούν, όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 1.5, επιπλέον άλλα 3 είδη. Αυτά είναι η πριονωτή, pwm και ημιτονοειδής κυματομορφή, όπου για την επίτευξη της εξαγωγής αυτών θα χρησιμοποιηθούν φίλτρα αποκοπής συχνοτήτων και κύκλωμα διαμόρφωσης pwm. Όλα αυτά τα σήματα θα επιλέγονται με μεταγωγικούς διακόπτες και θα οδηγούνται σε ένα κύκλωμα άθροισης (μίκτης). Από εκεί και πέρα θα υπάρχει η δυνατότητα της επιλογής διάφορων τύπων φίλτρων ελεγχόμενων από το χρήστη ή από έναν LFO αλλά και η επιλογή ενός audio effect που ονομάζεται tremolo όπου η ταχύτητα του ρυθμίζεται και αυτή από ένα δεύτερο LFO. Πριν όλα αυτά τα σήματα φτάσουν στην έξοδο θα υπάρχει η επιλογή να περάσουν από έναν εξωτερικό βρόχο, εφόσον ο χρήστης το επιλέξει μέσω μεταγωγικού διακόπτη, ο οποίος συνήθως σε διάφορες συσκευές τύπου audio συναντάται με την ονομασία FX loop και δίνει τη δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν εξωτερικές και αυτόνομες μονάδες audio effects συνδεδεμένες σε σειρά. Στο σχήμα 3.1 παρατίθεται η αρχιτεκτονική του synthesizer όπου στη συνέχεια θα αναλυθεί ξεχωριστά το κάθε block.



Σχήμα 3.1: Αρχιτεκτονική σε μορφή block diagram

### 3.2 Το πληκτρολόγιο (keybed)

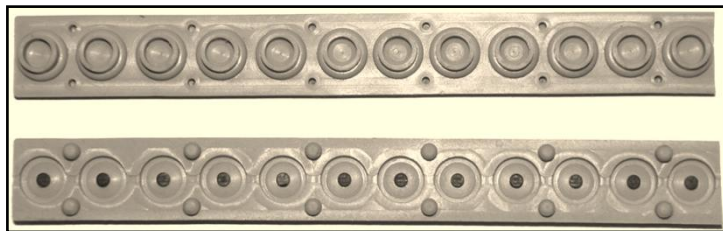
Το πρώτο block στο Σχήμα 3.1 κάτω αριστερά αφορά το πληκτρολόγιο του synthesizer, όπου είναι το σημείο που δίνεται η εντολή στο κύκλωμα να αναπαράγει ήχους και αρκετά συχνά το συναντάμε με την ονομασία keybed. Πρόκειται για ένα πληκτρολόγιο της εταιρίας Yamaha το οποίο αποτελείται από 32 πλήκτρα, αυτό σημαίνει ότι καλύπτει περίπου 2.5 οκτάβες. Ουσιαστικά πρόκειται για ένα σύνολο μηχανικών διακοπών όπου ο προορισμός τους είναι, με την πίεση τους να κλείνουν κάποιες επαφές. Το πληκτρολόγιο εκτός από τους μηχανικούς διακόπτες συνοδεύεται και από ένα εσωτερικό τυπωμένο κύκλωμα διόδων, όπου μεταξύ μηχανικών διακοπών και κυκλώματος μεσολαβεί μία

ειδική επιφάνεια επαφής. Στα επόμενα κεφάλαια θα δούμε πως, με το συνδυασμό των παραπάνω στοιχείων επιτυγχάνεται αυτή η διακοπτική λειτουργία

### 3.2.1 Επαφές τύπου rubber contact

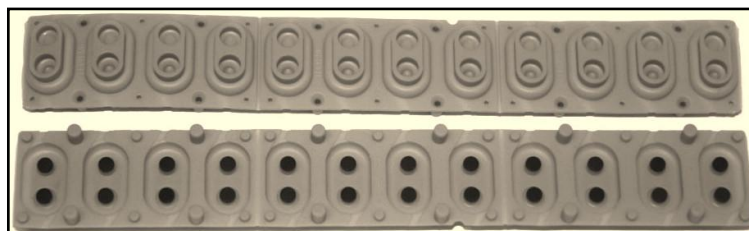
Αρχικά η κάτω μεριά του κάθε πλήκτρου εφάπτεται με μία ελαστική επιφάνεια, η οποία φέρει επάνω της κάποιες επαφές που ονομάζονται rubber contact strips ή απλά rubber contacts. Σε αυτό το πληκτρολόγιο αντιστοιχεί μία επαφή για κάθε πλήκτρο και διαχειρίζεται την πληροφορία ότι αυτό πιέζεται ή δεν πιέζεται. Όμως σε κάποια πιο εξελιγμένα μοντέλα που αφορούν ως επί το πλείστον τα ψηφιακά synthesizer αλλά και κάποια νεότερα αναλογικά, υπάρχουν και επιφάνειες που φέρουν επάνω τους 2 επαφές rubber strip ανά πλήκτρο. Σε αυτήν την περίπτωση η δεύτερη επαφή κλείνει με μία μικρή χρονική διαφορά μετά την πρώτη, λόγω του ότι η επιφάνεια βρίσκεται υπό γωνία σε σχέση με το πλήκτρο. Ανάλογα με τη δύναμη που θα πατηθεί το πλήκτρο αλλάζει και η διαφορά μεταξύ αυτών των 2 χρονικών στιγμών, η οποία μετράται από έναν μικροελεγκτή και είναι αυτή που καθορίζει κάποια αυξομείωση στην ένταση έτσι ώστε να δίνεται η εντύπωση ότι αλλάζει η δυναμική της κρούσης του πλήκτρου, όπως ακριβώς θα συνέβαινε με ένα φυσικό μουσικό όργανο. Στο Σχήμα 3.2 και στο Σχήμα 3.3 μπορούμε να δούμε κάποια rubber strips μονής και διπλής επαφής αντίστοιχα, όπου η επάνω επιφάνεια είναι αυτή που εφάπτεται με το πληκτρολόγιο ενώ η κάτω επιφάνεια είναι αυτή που εφάπτεται με το κύκλωμα. Ενώ στο Σχήμα 3.4 μπορούμε να δούμε ένα PCB με διαδρομές χαλκού πάνω στις οποίες εφάπτεται η επαφή τύπου rubber contact.

Τα χημικά στοιχεία που αποτελούν αυτές τις επαφές είναι το πυρίτιο και ο άνθρακας (carbon) τα οποία είναι και τα 2 τετρασθενή και χαρακτηρίζονται ως metallic και nonmetallic αντίστοιχα ενώ οι συνηθισμένες τιμές αντίστασης που παρουσιάζουν είναι 10-100 ohm [19][20][21]. Πιέζοντας οπότε το πλήκτρο η επαφή ακουμπάει σε κάποιο σημείο του τυπωμένου κυκλώματος όπου 2 γραμμές χαλκού είναι σε κοντινή απόσταση και με αυτόν τον τρόπο τις φέρνει σε επαφή.



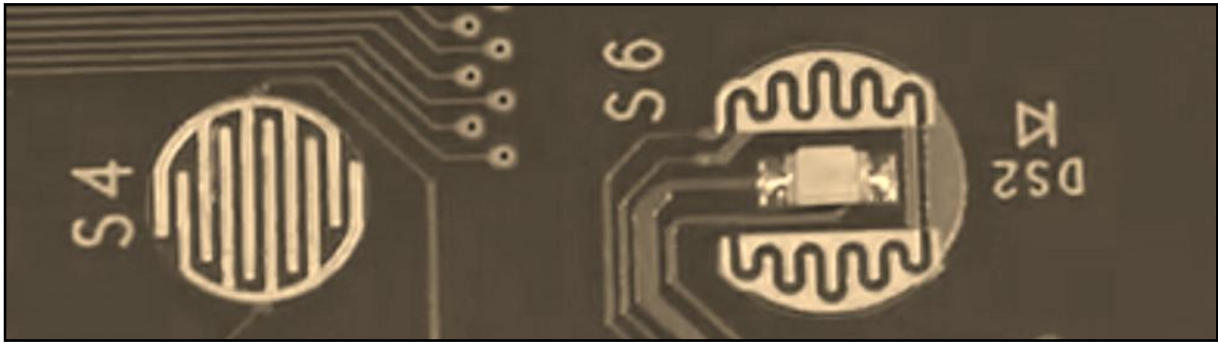
Σχήμα 3.2: Rubber strip μονής επαφής

<https://syntaur.com>



Σχήμα 3.3: Rubber strip διπλής επαφής

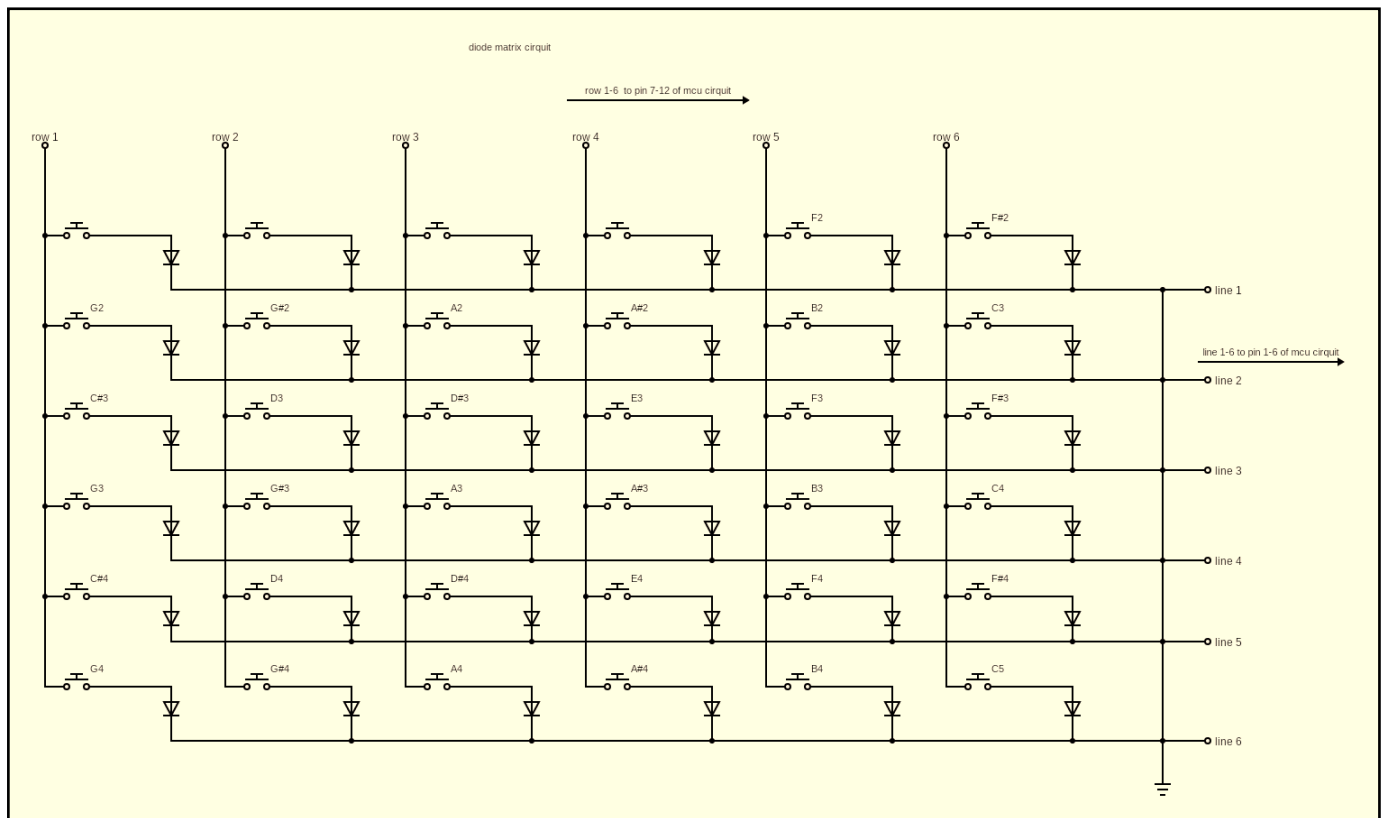
<https://syntaur.com>



Σχήμα 3.4: Διαδρομές χαλκού οι οποίες βραχυκυκλώνουν με την επαφή του πλήκτρου  
<https://ibex.tech/>

### 3.2.2 Το εσωτερικό κύκλωμα του πληκτρολογίου

Όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο οι επαφές τύπου rubber strip με το πάτημα ενός πλήκτρου εφάπτονται επάνω σε 2 σημεία χαλκού ενός τυπωμένου κυκλώματος και τα φέρνουν σε επαφή. Αυτό το τυπωμένο κύκλωμα αποτελείται από έναν πίνακα διόδων και συχνά το συναντάμε με την ονομασία diode matrix. Τα κυκλώματα αυτού του τύπου συναντώνται σε διαφόρων τύπων πληκτρολόγια όπως υπολογιστών ή αριθμομηχανών και όχι αποκλειστικά στα κυκλώματα των synthesizer. Το βασικό τους χαρακτηριστικό είναι ότι έχουν τη μορφή πίνακα όπου αποτελείται από γραμμές και από στήλες. Συνήθως οι στήλες αποτελούν τα σημεία του κυκλώματος που θα δεχτούν μία τάση 5 volt ενώ οι γραμμές συνδέονται με τη γείωση. Επίσης μπορεί οι διαστάσεις του πίνακα να αλλάζουν αναλόγως με τον αριθμό πλήκτρων που πρέπει να διαχειριστούν [22]. Επειδή έχουμε να κάνουμε με ένα συνδυασμό σειρών και στηλών ισχύει ο πολλαπλασιαστικός νόμος. Αν π.χ. πρέπει να λειτουργήσουν 16 πλήκτρα θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ένα συνδυασμό από 4 σειρές επί 4 στήλες. Αν όμως, όπως στην περίπτωση μας, έχουμε να διαχειριστούμε 32 πλήκτρα θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε έναν πίνακα που περιλαμβάνει 6 σειρές επί 6 στήλες, ο οποίος μας δίνει την δυνατότητα για 36 διαφορετικούς συνδυασμούς, οπότε σύμφωνα με αυτό θα έχουμε 4 θέσεις οι οποίες μένουν αχρησιμοποίητες. Στο Σχήμα 3.5 απεικονίζεται το κύκλωμα διόδων όπου οι 4 πρώτοι συνδυασμοί είναι εκτός χρήσης. Οι συνδυασμοί που χρησιμοποιούνται αρχίζουν από την 5η στήλη και την 1η γραμμή. Για κάθε διακόπτη που υπάρχει αντιστοιχίζεται το όνομα μίας νότας, αν π.χ. πατηθεί το πλήκτρο G2 τότε θα έχουμε βραχυκύκλωμα μεταξύ 1ης στήλης και 2ης σειράς, ομοίως και για τα υπόλοιπα πλήκτρα.



Σχήμα 3.5: Κύκλωμα diode matrix πληκτρολογίου

### 3.2.3 Κύκλωμα μικροελεγκτών

Τα κυκλώματα τύπου diode matrix για να λειτουργήσουν, πρέπει να γίνει διαχείριση των στηλών και των γραμμών από κάποιο κύκλωμα όπου αποτελείται από έναν ή παραπάνω μικροελεγκτές. Η λειτουργία των μικροελεγκτών είναι ουσιαστικά, θέτοντας μία τάση 5volt σε κάθε χρονικό σημείο που θα οριστεί από το πρόγραμμα και σε κάθε μία στήλη ξεχωριστά και με τη σειρά, να γίνεται μία πολυπλεξία σε πολύ γρήγορη ταχύτητα έτσι ώστε ο μικροελεγκτής να βρίσκει πιο πλήκτρο πατήθηκε μέσα από τη διαδρομή που επιλέχθηκε μεταξύ των στηλών που δέχονται τα 5 volt και των γραμμών που είναι συνδεδεμένες στη γείωση. Για να γίνει πιο εύκολα κατανοητό θα δούμε πως ένα κύκλωμα διόδων που αποτελείται από 4 στήλες και 4 γραμμές, χρειάζεται αρχικά για να λειτουργήσει μία ψηφιακή πόρτα των 8-bits έτσι ώστε οι 4 πρώτοι ακροδέκτες να χειρίζονται τις στήλες του κυκλώματος διόδων και οι επόμενοι 4 να χειρίζονται τις γραμμές. Αυτή η διάταξη μας δίνει 16 συνδυασμούς. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν τα πληκτρολόγια τύπου keypad τα οποία φέρουν αρίθμηση από το 0-9 αλλά και τα γράμματα A-E. Για να μπορέσει η ψηφιακή πόρτα των 8 bit να σαρώσει το κύκλωμα θα πρέπει να ορίσουμε 4 ακροδέκτες του μικροελεγκτή ως εισόδους (γείωση) και 4 ως εξόδους (5V) [23].

Για την υλοποίηση του κυκλώματος των πλήκτρων του synthesizer όμως επειδή έχουμε έναν πίνακα 6x6, ιδανικά θα έπρεπε να έχουμε στην κατοχή μας ένα μικροελεγκτή όπου να διαθέτει μία ψηφιακή πόρτα τουλάχιστον 12-bits αλλά εκτός αυτού θα έπρεπε να διαθέτει ακόμα 32 ελεύθερα pins έτσι ώστε να γίνουν εξόδοι (1 για κάθε νότα). Αυτό σημαίνει ότι ο μικροελεγκτής θα έπρεπε να έχει

τουλάχιστον 44 pins συνολικά συν τα pins τροφοδοσίας και ίσως κάποια άλλα pins ειδικού σκοπού, κάτι που για τη συγκεκριμένη κατασκευή κρίνεται απρόσιτο. Έχοντας στη διάθεση μας μικροελεγκτές με ψηφιακές πόρτες των 8-bits (τους PIC18F45550 από το εργαστήριο των ενσωματωμένων συστημάτων) μπορούμε χρησιμοποιώντας ένα κύκλωμα με 3 μικροελεγκτές να επιτύχουμε την συνεχή σάρωση όλων των ακροδεκτών του κυκλώματος διόδων. Αυτό που έχουμε τη δυνατότητα να κάνουμε όσων αφορά τις εισόδους του μικροελεγκτή είναι, σε μία 8-bit πόρτα να χρησιμοποιήσουμε τα τελευταία 6 pins ώστε να χειρίζονται τις 6 στήλες, ενώ τα πρώτα 2 pins να χειρίζονται τις γραμμές 5 και 6 και να συνεχίσουμε στο δεύτερο μικροελεγκτή όπου ξανά τα τελευταία 6 pins να χειρίζονται τις 6 στήλες ενώ τα πρώτα 2 pins να χειρίζονται γραμμές 3 και 4. Με τον ίδιο τρόπο πηγαίνουμε στον τρίτο μικροελεγκτή όπου μετά τη χρήση των τελευταίων 6 pins για τις στήλες, τα πρώτα 2 αναλαμβάνουν τις γραμμές 1 και 2.

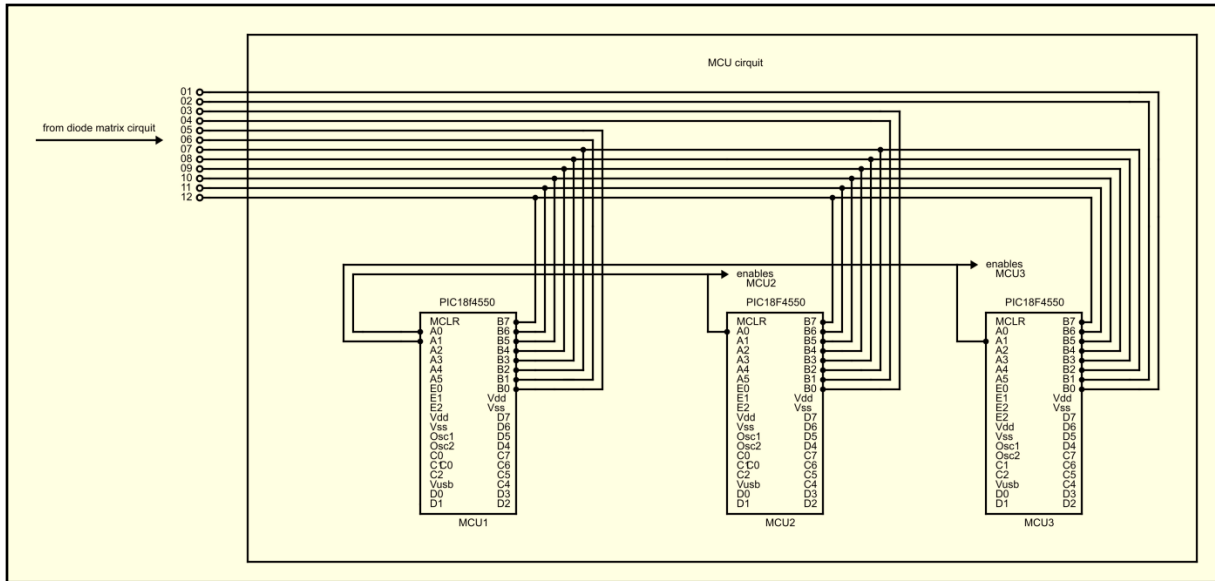
Για να μπορέσουν να συμβούν όλα τα παραπάνω πρέπει να υπάρξει κάποιος συγχρονισμός μεταξύ των 3 μικροελεγκτών έτσι ώστε στο χρόνο που κάνει πολυπλεξία ο καθένας, οι υπόλοιποι 2 να βρίσκονται σε παύση. Αυτό μπορεί να γίνει ορίζοντας τον πρώτο μικροελεγκτή ως master ενώ τους υπόλοιπους ως slaves. Δεν κρίνεται αναγκαία η χρήση κάποιου είδους πρωτόκολλου για την μεταξύ τους επικοινωνία καθώς αυτή αφορά μόνο την επικοινωνία του master προς τους slaves και όχι το αντίστροφο, πράγμα που σημαίνει πως αυτή δεν είναι αμφίδρομη, οπότε το μόνο που θα χρειαστεί είναι ο master να στέλνει ένα λογικό high σε ένα ορισμένο pin του κάθε slave για όσο χρόνο αυτός χρειάζεται για να εκτελέσει τη σάρωση. Στο Σχήμα 3.5 μπορούμε να δούμε το κύκλωμα μικροελεγκτών όπου για την καλύτερη κατανόηση του εμφανίζονται μόνο οι συνδέσεις ακροδεκτών με το κύκλωμα διόδων και οι συνδέσεις μεταξύ των ακροδεκτών που χρησιμοποιούνται για τον συγχρονισμό.

Οι δίαυλοι (buses) επάνω αριστερά στο Σχήμα 3.5 από 1-6 απευθύνονται στις γραμμές του πίνακα ενώ οι δίαυλοι 7-12 αντιστοιχούν στις στήλες. Η πόρτα που χρησιμοποιείται για να διαβάσει το πληκτρολόγιο είναι η PORT B σε όλους τους μικροελεγκτές, ενώ ο MCU 1 είναι ο master και για να ενεργοποιήσει τους υπόλοιπους 2, επικοινωνεί με τον MCU 2 μέσω του pin A0 ενώ η επικοινωνία με τον MCU 3 γίνεται μέσω του pin A1. Στο Σχήμα 3.6 έχουν προστεθεί και οι έξοδοι οι οποίοι μας δίνουν συνολικά 32 ανεξάρτητες τάσεις των 5 volt, μία για κάθε νότα. Ο τρόπος που μοιράζονται τις εξόδους είναι ο εξής, οι MCU 2 και MCU 3 παρέχουν από 12 τάσεις έκαστος (δηλαδή από μία οκτάβα ο καθένας) ενώ ο MCU 1 παρέχει 8 ανεξάρτητες τάσεις. Στο σύνολο τους 32. Για τις εξόδους χρησιμοποιείται η ψηφιακή πόρτα PORTD αλλά και τα pins C0-C3 τις ψηφιακής πόρτας PORTC.

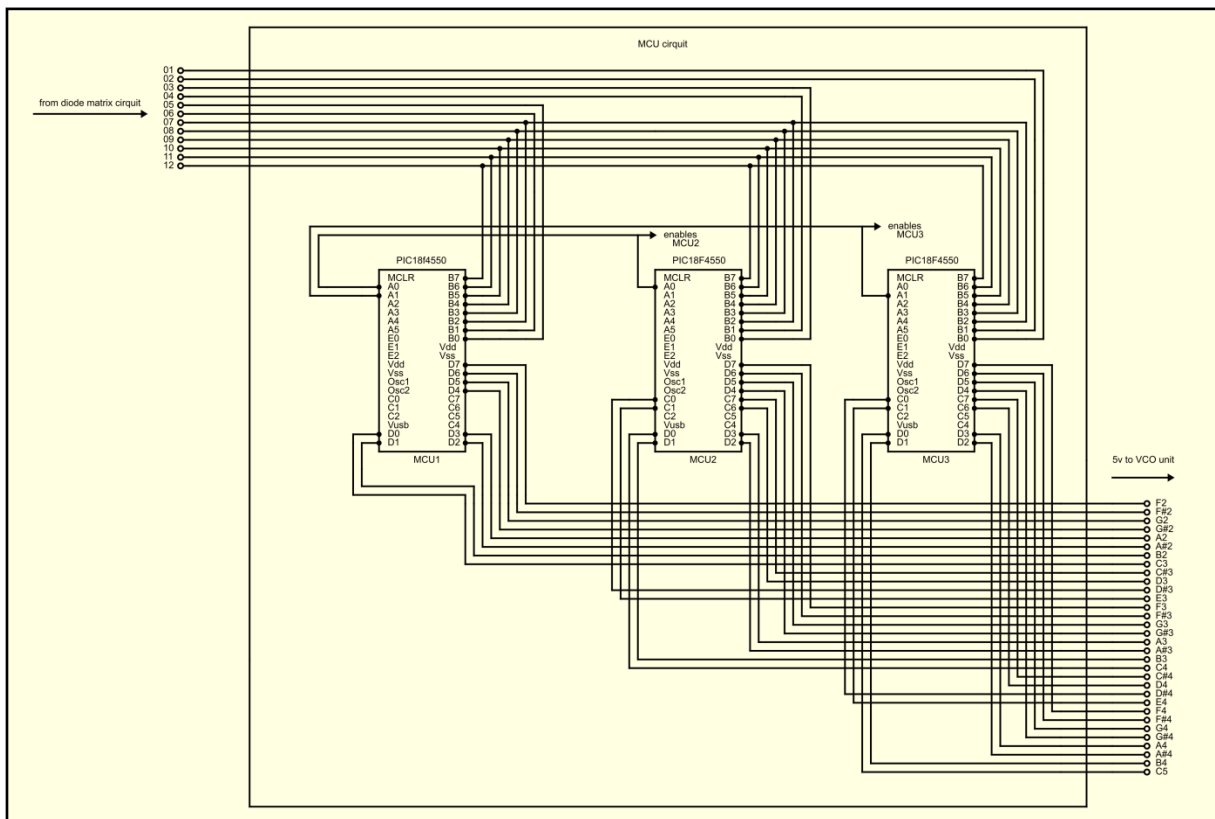
Για να ορίσουμε αρχικά μία ψηφιακή πόρτα (π.χ. PORT B), έτσι ώστε να μπορεί να σαρώνει ένα κύκλωμα diode matrix και να μπορεί να εντοπίζει από ποια διαδρομή περνάει το ρεύμα, πρέπει στους ακροδέκτες που αφορούν τις στήλες και οι οποίοι είναι αυτοί που θα παρέχουν τις τάσεις των 5 volt να γίνει χρήση των pull-up αντιστάσεων. Αυτό το επιτυγχάνουμε με την εντολή `RBPU=0;`. Πριν από αυτό όμως θα πρέπει να ορίσουμε τις εξής 2 οδηγίες για την PORTB.

- `#define write_port LATB`
- `#define read_port PORTB`

Από εκεί και πέρα ορίζουμε τους ακροδέκτες 2-7 ως εξόδους και τους ακροδέκτες 0-1 ως εισόδους έτσι ώστε ο μικροελεγκτής να κάνει διαρκή έλεγχο για το αν κλείνει κύκλωμα μεταξύ γραμμής και στήλης. Στο παράρτημα B μπορούμε να βρούμε τον πλήρη κώδικα για τους MCU1, MCU2 και MCU3 αντίστοιχα.



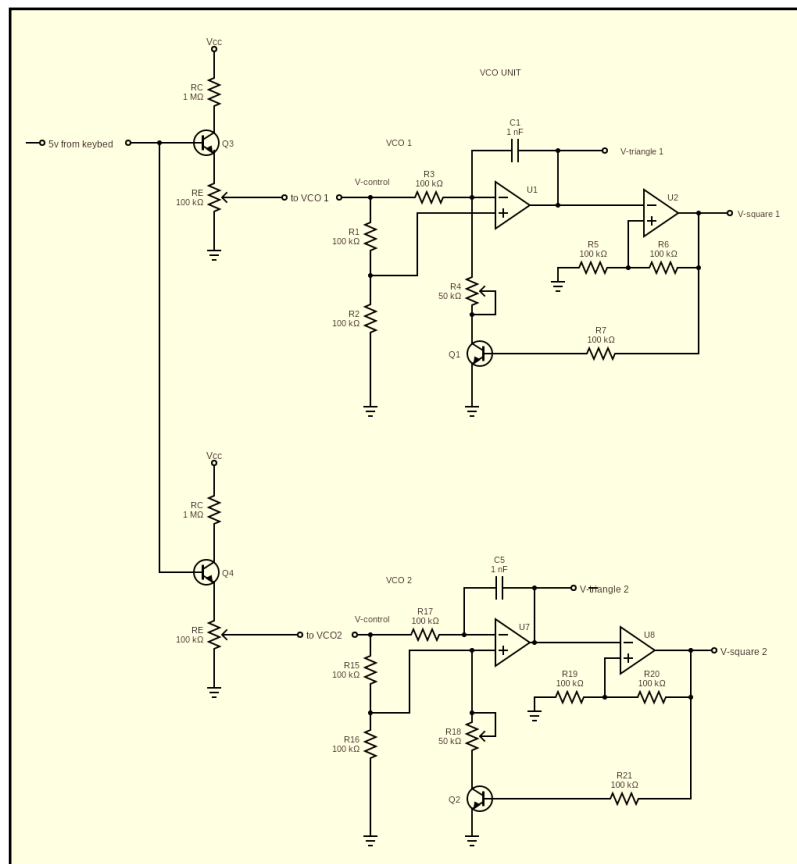
Σχήμα 3.6: Κύκλωμα μικροελεγκτών (μόνο εισοδοι και ακροδέκτες επικοινωνίας)



Σχήμα 3.7: Κύκλωμα μικροελεγκτών I/O

### 3.3 Η μονάδα VCO

Φαίνεται όπως είδαμε από την αρχιτεκτονική στο Σχήμα 3.1 ότι έχουμε να διαχειριστούμε 32 διαφορετικές τάσεις οι οποίες προέρχονται από το κύκλωμα μικροελεγκτών και επειδή η εργασία αφορά ένα fully polyphonic synthesizer, αυτές οι ξεχωριστές τάσεις οδηγούνται σε ξεχωριστά υποσυστήματα τα οποία θα ονομάσουμε VCO units. Κάθε VCO unit αποτελείται από 2 VCO, οι οποίοι θα μπορούν να ηχήσουν ταυτόχρονα ή και ξεχωριστά ο κάθε ένας, αλλά και κάποια επιπλέον κυκλώματα. Αν θέσουμε ότι η πρώτη νότα του πληκτρολογίου είναι η F1 με θεμελιώδη συχνότητα 87.3Hz τότε μπορούμε να συμπληρώσουμε την αντίστοιχη VCO unit με την F0 στα 43.65Hz και αντιστοίχως να συμπληρωθούν όλες οι VCO units με μία νότα που θα είναι συντονισμένη μία οκτάβα χαμηλότερα από τον πρώτο VCO, έτσι ώστε να έχουμε την επιλογή της λειτουργίας και ως bass synthesizer. Τα πρώτα στοιχεία για να διαχειριστούμε τις ξεχωριστές τάσεις των 5 volt από το τμήμα των μικροελεγκτών είναι 2 transistor (ένα για κάθε VCO) όπου δέχονται τα 5 volt από το πάτημα του αντίστοιχου πλήκτρου ταυτόχρονα στις βάσεις τους και λειτουργούν με πόλωση εκπομπού καθώς θέλουμε να απαλλαγούμε από την επιρροή του παράγοντα  $h_{FE}$  αλλά και να έχουμε 0V όταν το πλήκτρο είναι σε θέση OFF [24]. Επειδή η λειτουργία τους είναι διακοπτική επιλέγεται μία αντίσταση συλλέκτη αρκετά μεγάλης τιμής (1M $\Omega$ ) ώστε το τρανζίστορ να έλθει σε βαθύ κορεσμό καθώς πιέζεται το πλήκτρο, οπότε στον εκπομπού επιλέγεται ένα πολύστροφο ποτενσιόμετρο με τιμή 100k $\Omega$  ώστε να μας δώσει με ακρίβεια την τιμή τάσης που χρειάζεται ο VCO για να αποδώσει τη σωστή νότα. Στο Σχήμα 3.7 αναπαρίσταται το κύκλωμα των 2 τρανζίστορ που δέχονται την τάση των 5V του μικροελεγκτή στις βάσεις τους και πώς συνδέονται με τις VCO.

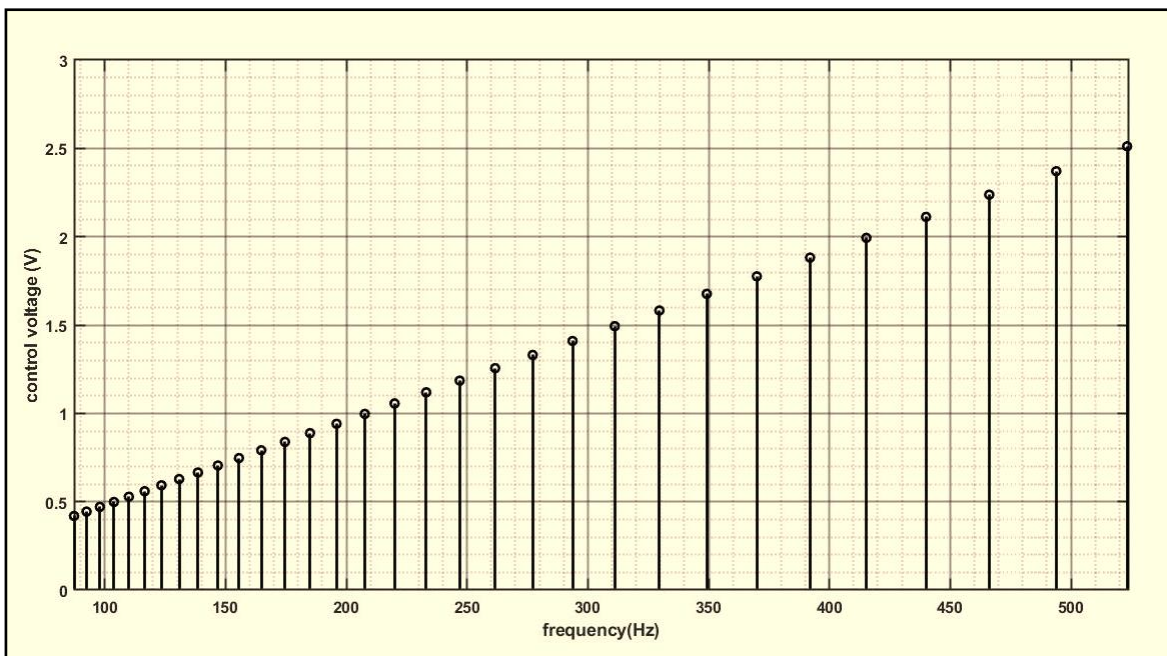


Σχήμα 3.8: Κύκλωμα εισόδου VCO unit

### 3.4 Σχέση τάσης συχνότητας

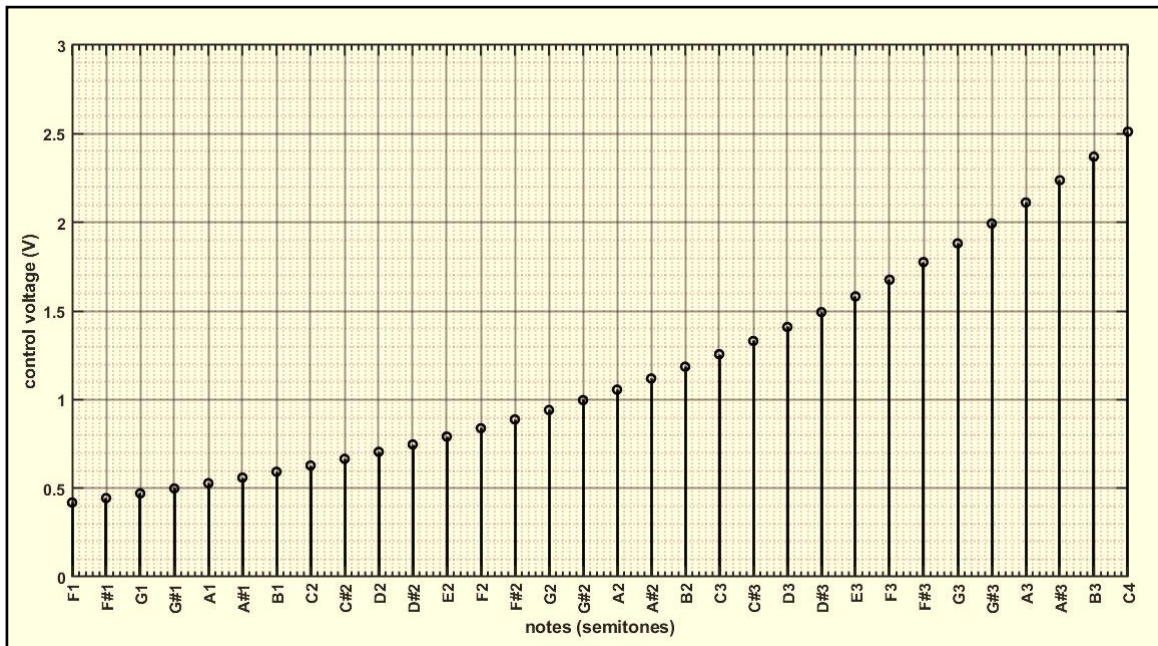
Θεωρητικά και με βάση την ανάλυση που έγινε στο κεφάλαιο 2.1, ο τρόπος με τον οποίο αυξάνεται η συχνότητα ταλάντωσης που δίνει στην έξοδο του ένας ταλαντωτής VCO σε σχέση με την τάση εν που δέχεται στην είσοδο είναι γραμμικός και η αναλογία Hz/volt ισούται με ένα σταθερό αριθμό  $k$ . Παρόλα αυτά κάποιες μικρές ατέλειες του κυκλώματος μπορούν να οδηγήσουν σε μικρές αποκλίσεις. Μία τέτοια ατέλεια αποτελεί το γεγονός ότι οι τάσεις κορεσμού  $VCE_{sat}$  των στοιχείων Q1 και Q2 στο Σχήμα 3.7 δεν είναι πάντα οι ίδιες σε σχέση με την τάση ελέγχου που δέχεται ο ταλαντωτής. Αυτό κάνει τις κυματομορφές να μην έχουν τελείως συμμετρικές τις 2 ημιπεριόδους τους σε όλες τις συχνότητες όσο ανεβαίνει η τάση. Για αυτόν το λόγο οι αντιστάσεις  $R_4$  και  $R_{18}$  θα αντικατασταθούν από ποτενσιόμετρα ακριβείας ώστε να έχουμε την επιθυμητή συμμετρία μεταξύ ημιπεριόδων. Επίσης η ασυμμετρία των τάσεων εξόδου  $\pm V_{square}$  του συγκριτή μπορεί να οδηγήσει σε μικρές συχνοτικές αποκλίσεις σε σχέση με τους αρχικούς υπολογισμούς, όμως αυτό δεν αποτελεί σημαντικό πρόβλημα καθώς η συχνότητα μπορεί να ρυθμιστεί εκεί που θέλουμε χρησιμοποιώντας πολύστροφα ποτενσιόμετρα για τα στοιχεία RE στους εκπομπούς των τρανζίστορ Q3 και Q4 στο Σχήμα 3.7.

Με βάση τις εξισώσεις του κεφαλαίου 2.1 όπου αναλύεται η λειτουργία του VCO και δίνοντας τις τιμές στα στοιχεία από το σχήμα 3.7 μπορεί να γραφεί ένα πρόγραμμα στο λογισμικό matlab όπου θα εισάγουμε τις απαραίτητες παραμέτρους του κυκλώματος και θα μας εξάγει τις απαραίτητες τάσεις ελέγχου ώστε να επιτύχουμε τις επιθυμητές συχνότητες εξόδου. Στο παράρτημα A δίνεται ο κώδικας του προγράμματος. Θα θεωρήσουμε ότι έχουμε τέλειους τελεστικούς ενισχυτές όπου μπορούν να δώσουν στις εξόδους τους  $\pm 12$  volt (όσο και η τάση τροφοδοσίας) και δε θα λάβουμε υπόψη τις παραπάνω ατέλειες καθώς δεν επηρεάζουν σημαντικά το γράφημα που μας δείχνει το Σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.9: Σχέση νότας-τάσης ελέγχου VCO

Αυτό που παρατηρούμε στο παραπάνω γράφημα είναι, ότι έχουμε να διαχειριστούμε μία περιοχή τάσεων περίπου από 0.4-2.5 volt και ότι όντως υπάρχει αύξηση της τάσης που ακολουθεί το πρότυπο  $k \times \text{Hz}/\text{volt}$  καθώς αυξάνεται η συχνότητα ταλάντωσης. Όμως επίσης παρατηρούμε ότι οι συχνοτικές αποστάσεις που έχουν οι νότες μεταξύ τους δεν είναι ίσες, γιατί όπως είναι γνωστό ακολουθούν έναν ρυθμό ο οποίος είναι εκθετικός. Αν δούμε το ίδιο γράφημα με λογαριθμημένο τον άξονα της συχνότητας όπως δείχνει το Σχήμα 3.9 (αντί για τις συχνότητες αναγράφονται οι νότες) τότε θα παρατηρήσουμε πως οι αποστάσεις μεταξύ των τάσεων ελέγχου που αντιστοιχούν σε κάθε νότα, δεν είναι ίσες αλλά αυξάνονται και αυτές με εκθετικό ρυθμό.

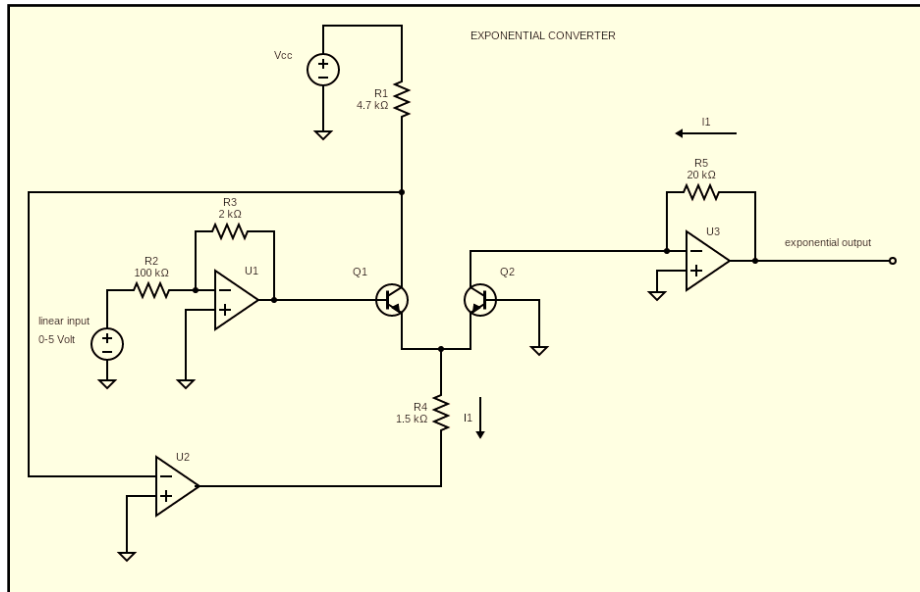


Σχήμα 3.10: Σχέση νότας-τάσης ελέγχου VCO (λογαριθμικός άξονας συχνοτήτων)

Αυτό σημαίνει ότι στις χαμηλότερες συχνότητες η διαφορά μεταξύ των τάσεων ελέγχου, από νότα σε νότα, είναι αρκετά μικρότερη σε σχέση με τις υψηλότερες και αυτό με τη σειρά του φτάνει για να κατανοήσει κάποιος ότι μία μικρή αστάθεια στην τάση ελέγχου δεν θα επηρέαζε τόσο πολύ τις πιο ψηλές νότες αλλά ίσως δημιουργούσε πρόβλημα στις πιο χαμηλές. Λόγω αυτής της ιδιαιτερότητας κάποιες εταιρίες χρησιμοποιούν ένα πρότυπο, το οποίο ονομάζεται volts/octave. Αυτό μιμείται τον τρόπο που ανεβαίνει η συχνότητα και τον μεταφέρει στο διάστημα που αυξάνει η τάση ελέγχου και παρότι δεν χρησιμοποιείται σε αυτήν την υλοποίηση αξίζει να το αναφέρουμε.

Πρόκειται για ένα πρότυπο το οποίο το εισήγαγε ο Robert Moog [25] και στην πράξη πρόκειται για ένα κύκλωμα όπου τοποθετείται ανάμεσα στην πηγή τάσης ελέγχου και στον ταλαντωτή VCO. Αυτό το κύκλωμα ονομάζεται exponential converter και με την προσθήκη του, μπορεί να μετατρέψει μία πηγή συνεχούς τάσης που αυξάνεται γραμμικά, με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε το αποτέλεσμα στην έξοδο να είναι εκθετικό. Στο Σχήμα 3.9 μπορούμε να δούμε το κύκλωμα εκθετικού μετατροπέα.

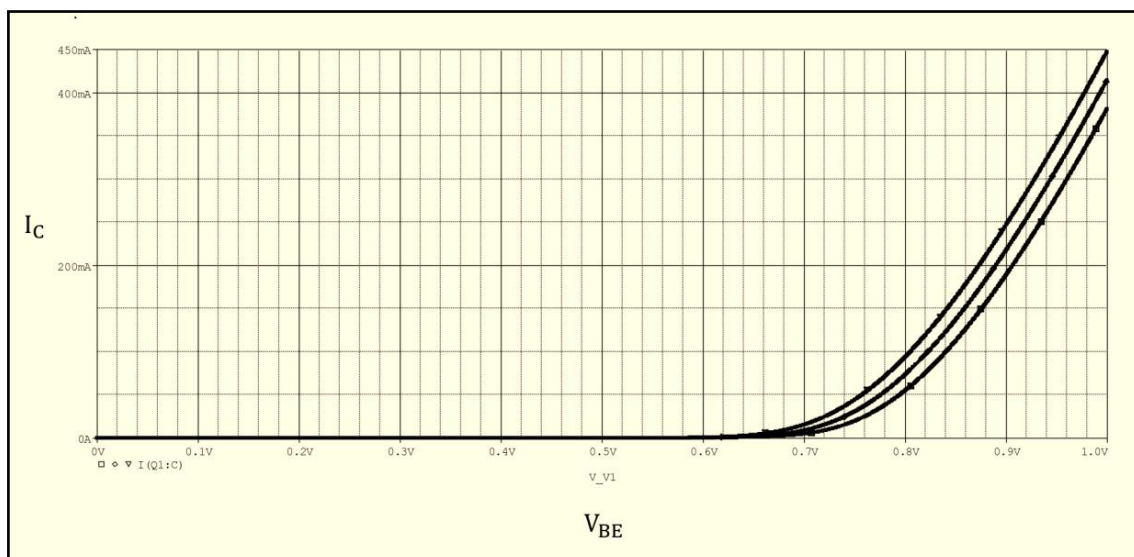
Αυτό το κύκλωμα εκμεταλλεύεται την περιοχή που υπάρχει εκθετική άνοδος στην καμπύλη του ρεύματος συλλέκτη, σε σχέση με την τάση ανάμεσα στη βάση και στον εκπομπό ενός τρανζίστορ.



Σχήμα 3.11: Κύκλωμα εκθετικού μετατροπέα (exponential converter)

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται ότι στην είσοδο του κυκλώματος υπάρχει μία πηγή τάσης που μπορεί να κυμανθεί από 0-5 volt, στη συνέχεια όμως το στοιχείο U1 κάνει υποβιβασμό αυτής της τάσης σε μεγάλο βαθμό έτσι ώστε να λειτουργήσουν τα τρανζίστορ στην περιοχή της εκθετικής καμπύλης.

Η προσομοίωση στο Σχήμα 3.10 μας δείχνει τις χαρακτηριστικές μεταξύ τάσης βάσης-εκπομπού και ρεύματος συλλέκτη, όπου γίνεται DC sweep στο κύκλωμα ενός τρανζίστορ μέσα από το λογισμικό PSpice. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το ρεύμα  $I_1$  που διέρχεται μέσα από την  $R_4$  στο Σχήμα 3.9 να ακολουθεί τον εκθετικό ρυθμό και το τρανζίστορ Q2 να αναγκάζεται να ακολουθήσει, οπότε το ρεύμα επάνω στην  $R_5$  έχει τον ίδιο ρυθμό με το  $I_1$  και είναι αυτό που καθορίζει και την έξοδο της συνολικής διάταξης.



Σχήμα 3.12: Χαρακτηριστικές  $V_{BE}/I_C$  του BC548 για θερμοκρασίες 20C°, 30C° και 40C°

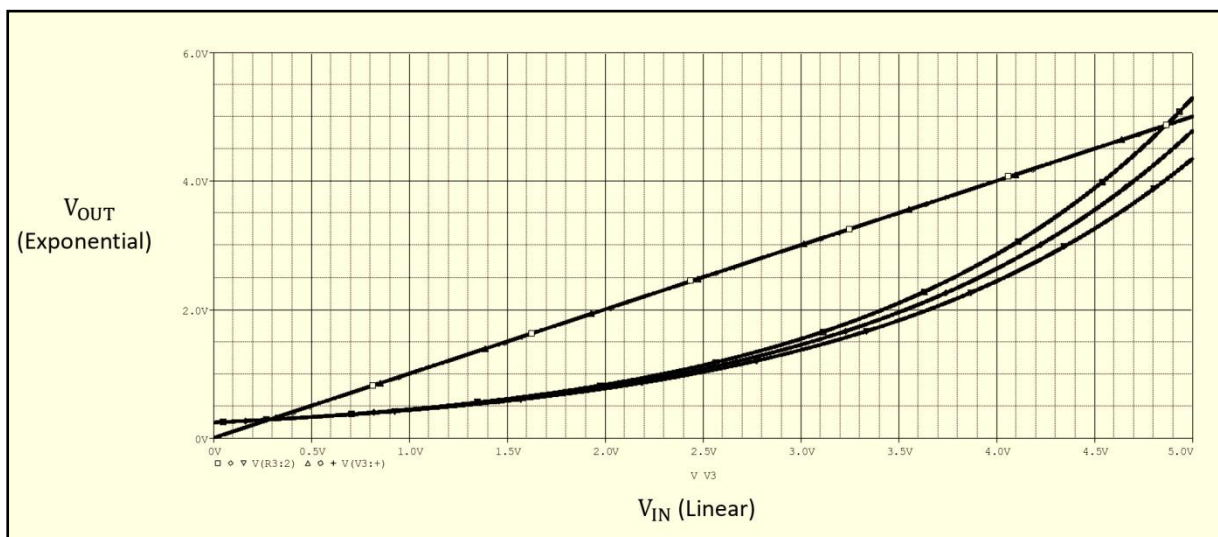
Η σχέση (3.1) προκύπτει από το μοντέλο ανάλυσης τρανζίστορ bjt, Ebers-Mall και μας δείχνει ότι το ρεύμα συλλέκτη εκτός του ότι είναι εξαρτημένο από το εκθετικό μέρος της εξίσωσης, αποτελεί επίσης συνάρτηση της θερμοκρασίας του τρανζίστορ [26]. Αυτό φαίνεται και από το DC sweep στο Σχήμα 3.10 όπου έχει γίνει για 3 διαφορετικές θερμοκρασίες 20C<sup>o</sup> , 30C<sup>o</sup> και 40C<sup>o</sup> για το διπολικό τρανζίστορ BC 548.

$$I_C = I_s \left( e^{\frac{q \cdot V_{BE}}{k \cdot T}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

Αυτή η σχέση περιλαμβάνει τα εξής μεγέθη:

- $I_C$  ρεύμα συλλέκτη
- $I_s$  ρεύμα διαρροής συλλέκτη κυμαίνεται μεταξύ  $10^{-18} \text{A} \leq I_s \leq 10^{-9}$  [27]
- $Q$  φορτίο ηλεκτρονίου
- $K$  σταθερά Boltzmann
- $T$  θερμοκρασία (Kelvin)

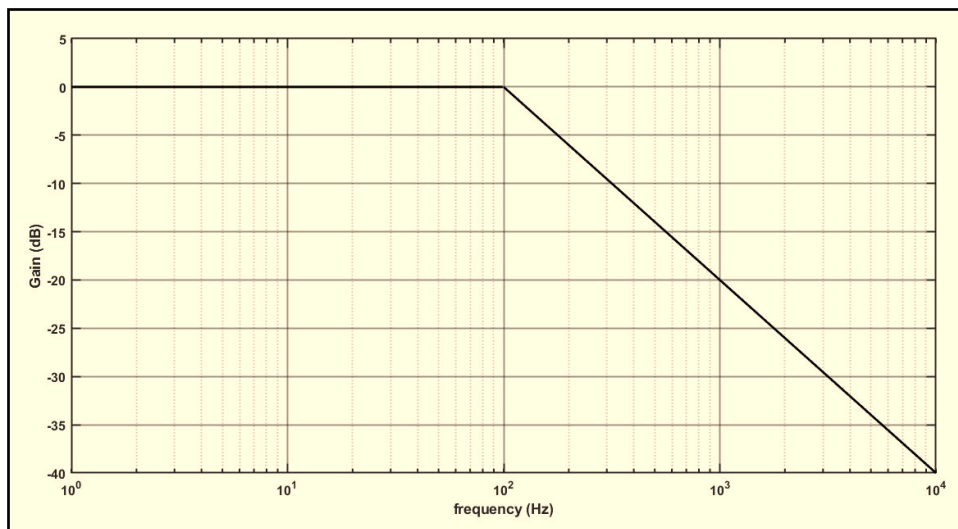
Αυτή η εξάρτηση από τη θερμοκρασία των τρανζίστορ αποτελεί και τη μεγαλύτερη ατέλεια αυτού του κυκλώματος. Για να λυθεί αυτό το πρόβλημα χρησιμοποιούνται αντιστάσεις τύπου tempco σε συνδυασμό με τα τρανζίστορ, οι οποίες έχουν την ιδιότητα να αυξομειώνουν την τιμή τους ανάλογα με τις μεταβολές της θερμοκρασίας [26]. Στο Σχήμα 3.11 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος μέσα από το λογισμικό PSpice και τις αποκλίσεις που έχουν σε σχέση με τις θερμοκρασίες 20C<sup>o</sup> , 30C<sup>o</sup> και 40C<sup>o</sup> . Η τάση τροφοδοσίας βρίσκεται στα 12 Volt και οι τιμές που έχουν δοθεί στα στοιχεία είναι οι ίδιες με τις τιμές στο Σχήμα 3.9.



Σχήμα 3.13: Έξοδος εκθετικού μετατροπέα σε σχέση με την είσοδο για  $T = 20\text{C}^o$  ,  $30\text{C}^o$  και  $40\text{C}^o$

### 3.5 Παραγωγή ημιτονικής κυματομορφής

Μία από τις επιθυμητές κυματομορφές που πρέπει να εξαχθούν από τη μονάδα VCO είναι η ημιτονοειδής. Όπως είχε φανεί από τις σειρές Fourier στο 1ο κεφάλαιο η τριγωνική κυματομορφή είχε αρκετά εξασθενημένους τους αρμονικούς όρους της σε σχέση με το θεμελιώδη. Η αρχική ιδέα είναι ότι με ένα χαμηλοπερατό φίλτρο μπορούν να εξασθενήσουν ακόμα περισσότερο αυτοί οι όροι έτσι ώστε να υπερέχει όσο το δυνατόν ο θεμελιώδης όρος. Ένα φίλτρο αποκοπής με πτώση 6dB/oct μπορεί να υποβιβάσει τη διπλάσια συχνότητα ενός θεμελιώδη όρου, η οποία είναι η 1η άρτια συνιστώσα, στο μισό της τιμής της. Με αυτό το σκεπτικό οι περιττές συνιστώσες που ακολουθούν το θεμελιώδη όρο της τριγωνικής κυματομορφής μπορεί να εξασθενήσουν ακόμα περισσότερο. Το σχήμα 3.12 δείχνει το σκελετό ενός τέτοιου συστήματος με απώλεια 6dB/oct μετά τα 100Hz, όπου φαίνεται πως η απώλεια στην περιοχή εξασθένησης για την 1η περιττή αρμονική οποιασδήποτε θεμελιώδους συχνότητας δεξιάτερα των 100Hz υποβιβάζεται κατά 10dB δηλαδή στο τριπλάσιο σε σχέση με τη θεμελιώδη.



Σχήμα 3.14: Σκελετός συστήματος 6dB/oct

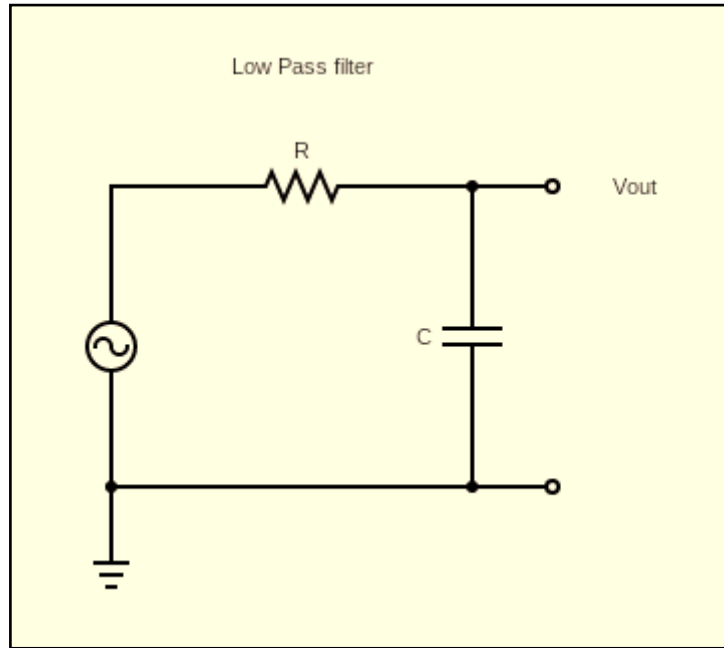
Η συνάρτηση μεταφοράς ενός τέτοιου συστήματος σε μορφή Laplace δίνεται από τη σχέση (3.2) [28].

$$Y(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (3.2)$$

$$\text{Όπου: } \tau = \frac{1}{\omega}, \quad \omega = 2\pi \cdot f \quad \text{και } K = \text{βαθμός ενίσχυσης}$$

Για να μετατρέψουμε αυτήν τη συνάρτηση μεταφοράς σε ένα πραγματικό κύκλωμα μπορούμε να τροποποιήσουμε τη σχέση (3.2) ως εξής:

Γνωρίζουμε πως η συνάρτηση μεταφοράς ενός RC χαμηλοπερατού φίλτρου στην πιο απλή του μορφή όπως στο Σχήμα 3.13 είναι αυτή που μας δίνει η σχέση (3.3) και λειτουργεί ουσιαστικά όπως ένας διαιρέτης τάσης, απλά με διαφορετική συμπεριφορά σε κάθε συχνότητα.



Σχήμα 3.15: Χαμηλοπερατό φίλτρο 1ης τάξης

$$Y(s) = \frac{X_c}{R + X_c} \quad (3.3)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω, η σχέση 3.3 γίνεται:

$$Y(s) = \frac{\frac{1}{cS}}{\frac{1}{cS} + R} \quad (3.4)$$

Οπότε η σχέση μπορεί να γίνει:

$$Y(s) = \frac{1}{(R \cdot c)S + 1} \quad (3.5)$$

Επειδή όμως το  $S$  είναι  $-j\omega$  και εμπλέκεται και η  $R$  βάζουμε απόλυτη τιμή και γίνεται:

$$Y(s) = \left| \frac{1}{(R \cdot c)S + 1} \right| \quad (3.6)$$

### Κεφάλαιο 3

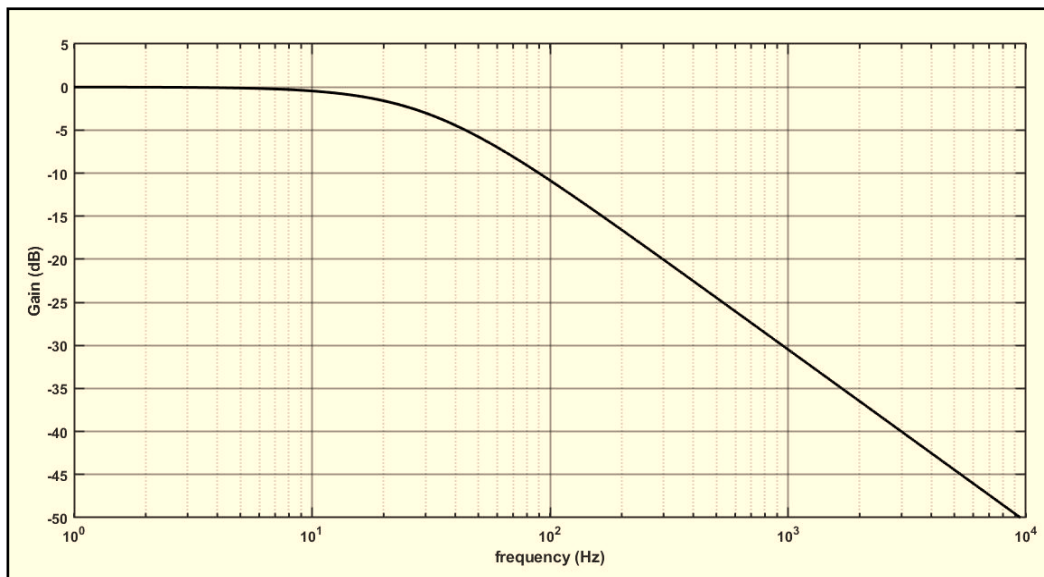
Κάνουμε τη μετατροπή σε dB και προκύπτει η ακόλουθη σχέση όπου μπορούμε να τη μεταφέρουμε στο Matlab προκειμένου να έχουμε το διάγραμμα Bode του χαμηλοπερατού φίλτρου:

$$Y(s)_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{(R \cdot c)j\omega + 1} \right| \quad (3.7)$$

Πρέπει να επιλέξουμε αρκετά χαμηλή συχνότητα αποκοπής καθώς η πιο χαμηλή συχνότητα του synthesizer ξεκινάει από την  $F_0 = 43.6\text{Hz}$ . Για επιλογή συχνότητας αποκοπής  $f_{cutoff} = 30\text{Hz}$  θα έχουμε  $\omega = 30 \times 2\pi = 188.5\text{r/s}$  και από τις σχέσεις (3.22) και (3.25) θα έχουμε:

$\tau = \frac{1}{\omega} = R \cdot c \Rightarrow \frac{1}{188.5\text{r/s}} = R \cdot c$  οπότε θα επιλέξουμε μία σχετικά χαμηλή τιμή πυκνωτή των 47 nF έτσι ώστε να μην έχουμε πολύ αργές αρχικές συνθήκες και θα λύσουμε ως προς R ώστε να βρούμε την επιθυμητή τιμή της αντίστασης η οποία θα είναι:

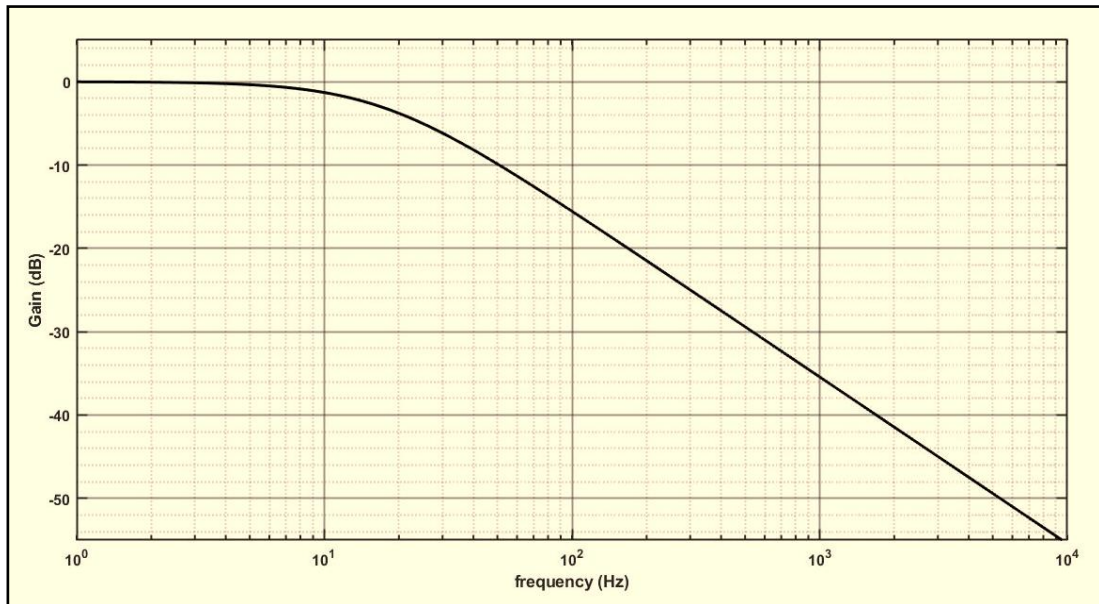
$R = \frac{1}{\frac{188.5\text{r/s}}{47\text{nF}}} \Rightarrow R \approx 113\text{k}\Omega$ . Οπότε για  $R=113\text{k}\Omega$  και  $C=47\text{nF}$  προκύπτει η συχνοτική απόκριση που δίνεται σε διάγραμμα Bode στο Σχήμα 3.14.



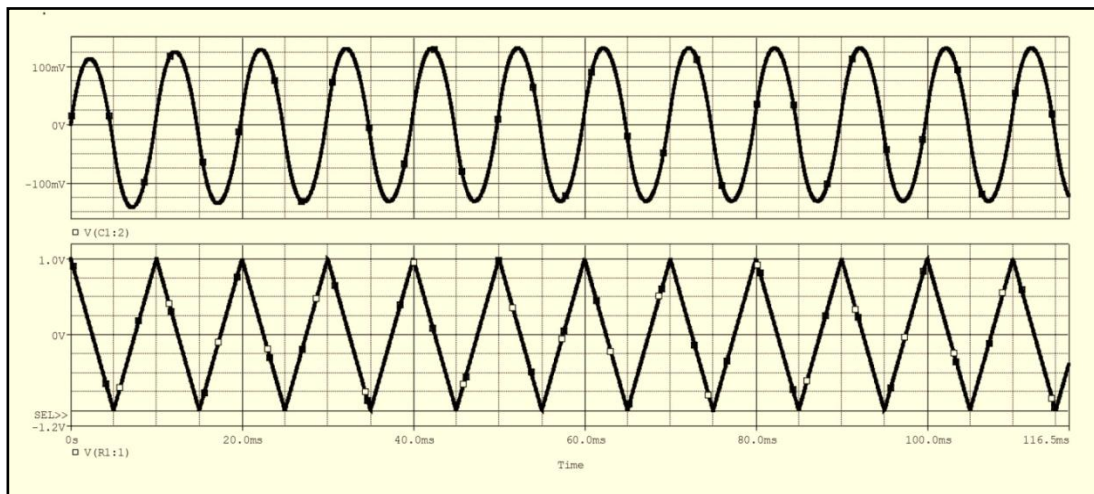
Σχήμα 3.16: Διάγραμμα Bode για  $R=113\text{k}\Omega$  και  $C=47\text{nF}$

Αυτό που μπορεί να παρατηρήσει κάποιος στο Σχήμα 3.14 είναι ότι με τις παραπάνω τιμές στοιχείων έχουμε πετύχει να είναι τα 30Hz η κεντρική συχνότητα αποκοπής, όμως αυτό δεν ικανοποιεί τη συνθήκη αποκοπής που θέλουμε να πετύχουμε καθώς το κύκλωμα πρέπει να εκμεταλλευτεί την περιοχή που βρίσκεται δεξιάτερα της καμπύλης και αποτελεί ευθεία γραμμή με σταθερή πτώση 6dB/oct. Για να συμβεί αυτό πρέπει να μετατοπίσουμε περισσότερο προς τα αριστερά την κεντρική συχνότητα αποκοπής και το πετυχαίνουμε ανεβάζοντας την τιμή της αντίστασης. Αλλάζοντας την

τιμή σε  $200\text{k}\Omega$  το διάγραμμα Bode αλλάζει και γίνεται όπως στο Σχήμα 3.15. Επίσης με μία προσομοίωση στο PSpice μπορούμε να δούμε τη μεταβολή που υφίσταται μία τριγωνική κυματομορφή συχνότητας  $100\text{Hz}$  όταν διέρχεται από το χαμηλοπερατό φίλτρο που έχει τις παραπάνω τιμές ( $200\text{k}\Omega, 47\text{nF}$ ) όπως δείχνει το Σχήμα 3.16.

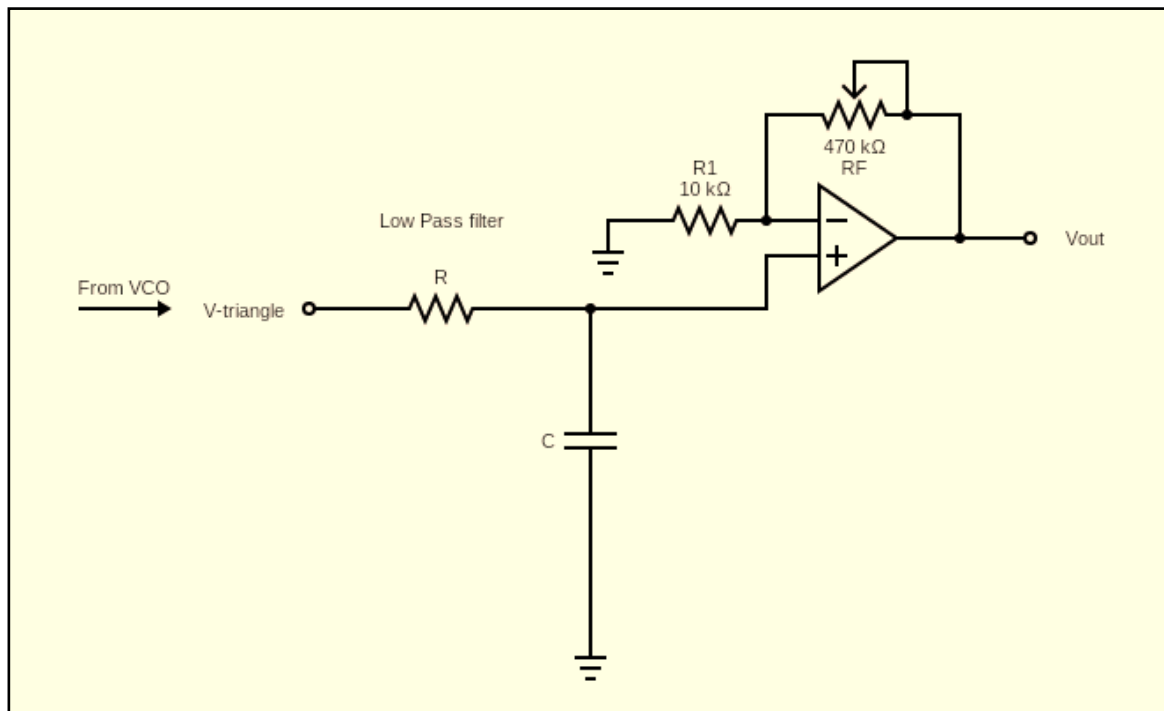


Σχήμα 3.17: Διάγραμμα Bode για  $R=200\text{k}\Omega$  και  $C=47\text{nF}$



Σχήμα 3.18: Έξοδος φίλτρου σε σχέση με την είσοδο για συχνότητα  $100\text{Hz}$

Επειδή είναι λογικό ότι όσο ανεβαίνει η συχνότητα τόσο θα μετατοπίζεται δεξιότερα στην καμπύλη όπου υπάρχει μεγαλύτερη πτώση στο κέρδος. Αυτό σημαίνει ότι όσο ανεβαίνουν οι νότες στη χρωματική κλίμακα θα υφίστανται και την ανάλογη εξασθένιση. Για να εξισορροπήσει αυτή η κατάσταση ώστε οι νότες να έχουν την ίδια ένταση όταν πιέζουμε τα πλήκτρα, θα χρειαστεί να προσθέσουμε ένα κύκλωμα μη αναστρέφοντα ενισχυτή όπου η αντίσταση ανάδρασης θα είναι μεταβλητή ώστε να ρυθμίζεται σύμφωνα με τις ανάγκες της κάθε νότας και η συνολική μορφή του κυκλώματος του χαμηλοπερατού φίλτρου θα είναι αυτή που δείχνει το Σχήμα 3.17.



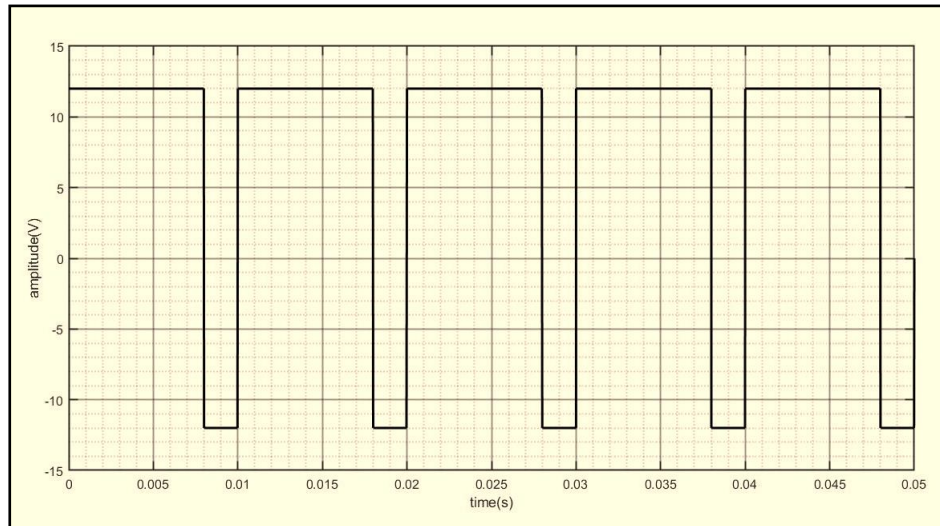
Σχήμα 3.19: Χαμηλοπερατό φίλτρο 1ης τάξης με βαθμίδα ενίσχυσης

### 3.6 Παραγωγή σήματος PWM

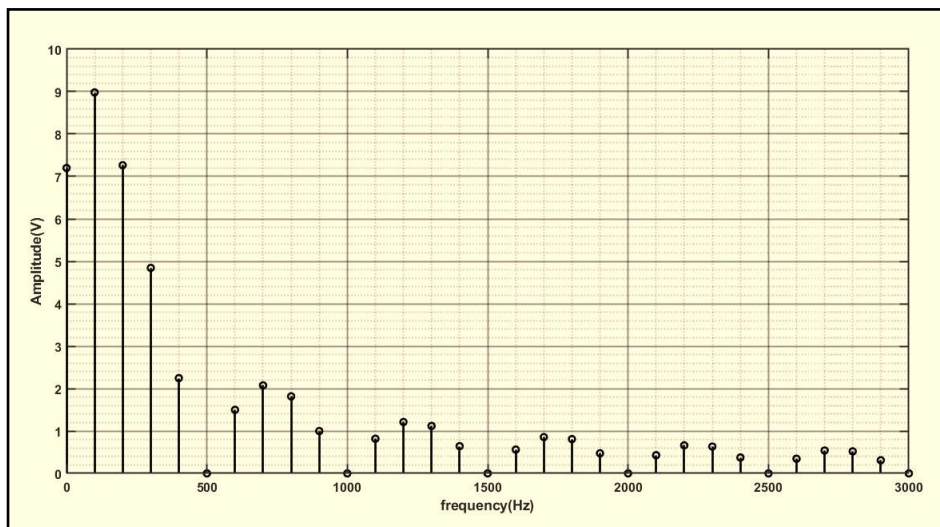
Ένα από τα κυκλώματα που συναντάμε εντός της μονάδας VCO είναι το κύκλωμα διαμόρφωσης παλμών PWM. Αν και είναι σύνηθες να συναντάμε αυτού του τύπου τη διαμόρφωση σε διάφορες εφαρμογές όπως σε κυκλώματα ελέγχου ισχύος, πολλοί κατασκευαστές synthesizer την εντάσσουν μέσα στα είδη παραγόμενων κυματομορφών καθώς έχει ιδιαίτερη χροιά. Για να παραχθεί αυτή η κυματομορφή χρειάζεται να χρησιμοποιήσουμε την τριγωνική κυματομορφή που ήδη έχουμε εξασφαλίσει σε συνδυασμό με έναν μη αναστρέφοντα συγκριτή όπου ανάλογα με την τάση αναφοράς που θα ορίζεται στην αναστρέφουσα είσοδο και θα είναι μεταβλητή θα μπορούμε να πετύχουμε την επιθυμητή αλλαγή του D.C [13]. Το κύκλωμα που ρυθμίζει την τάση αναφοράς δεν βρίσκεται εντός της μονάδας VCO αλλά εντός ενός ξεχωριστού block που ονομάζεται mixer όπου αυτό διαχειρίζεται διάφορες παραμέτρους που επεξεργάζονται και τροποποιούν το συνολικό αποτέλεσμα. Αυτή η τάση καταωφλίου δρομολογείται, σε κάθε μονάδα VCO ταυτόχρονα και εξασφαλίζει ένα εύρος παλμού περίπου 20-80%.

Στο Σχήμα 3.18 μπορούμε να δούμε ένα σήμα PWM, συχνότητας 100Hz με D.C. ρυθμισμένο στο 80% της περιόδου και εύρος τάσης  $\pm 12V$  ενώ στο Σχήμα 3.19, χρησιμοποιώντας τις σχέσεις από το

πρώτο κεφάλαιο για τον τετραγωνικό παλμό: (1.3),(1.6),(1.7) και (1.9) στις οποίες τροποποιούμε κατάλληλα τη διάρκεια της κάθε ημιπεριόδου και προσαρμόζοντας αυτές στο λογισμικό matlab, μπορούμε να δούμε το σύνολο των αρμονικών όρων από τους οποίους αποτελείται η συγκεκριμένη κυματομορφή.



Σχήμα 3.20: Παλμός 100Hz με διαμόρφωση pwm(D.C.80%)

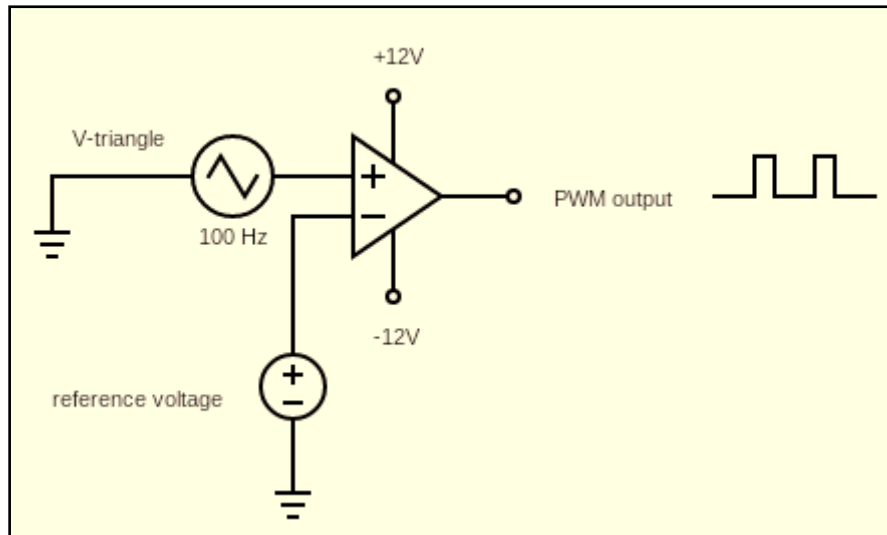


Σχήμα 3.21: Συχνотικό περιεχόμενο παλμού 100Hz με διαμόρφωση PWM (D.C.80%)

Αυτό που παρατηρούμε στο παραπάνω σχήμα είναι ότι έχουν ενταχτεί πλέον και κάποιοι άρτιοι αρμονικοί όροι ενώ έχει προστεθεί και η DC συνιστώσα η οποία προκύπτει από τη μέση τιμή της συνάρτησης του παλμού καθώς δεν έχουμε συμμετρικές τις 2 ημιπεριόδους. Το πλήθος αυτών των αρμονικών όρων προσδίδει ένα χαρακτηριστικό ηχόχρωμα όπου διαφοροποιεί τον παλμό PWM από τον απλό τετραγωνικό παλμό με αποτέλεσμα να ακούγεται πιο οξύς. Όσον αφορά την DC συνιστώσα, αυτή αφαιρείται όπως θα φανεί στη συνέχεια με τη χρήση ενός υψιπερατού φίλτρου.

### 3.6.1 Υλοποίηση κυκλώματος PWM

Όπως προαναφέρθηκε στο κεφάλαιο 3.6 μπορούμε να συνθέσουμε ένα κύκλωμα PWM αρκετά εύκολα χρησιμοποιώντας έναν τελεστικό ενισχυτή ο οποίος λειτουργεί ως μη αναστρέφων συγκριτής. Όπως δείχνει και το Σχήμα 3.20, στη μη αναστρέφουσα είσοδο δέχεται το ήδη υπάρχον τριγωνικό σήμα που παράγεται από τον ταλαντωτή ενώ στη μη αναστρέφουσα είσοδο δέχεται μία τάση αναφοράς η οποία κυμαίνεται στα όρια που θέλουμε έτσι ώστε να αλλάξει η κατάσταση της εξόδου από το θετικό στο αρνητικό άκρο και αντίστροφα.



Σχήμα 3.22: Κύκλωμα διαμόρφωσης παλμών pwm

Όταν θέλουμε να υπολογίσουμε τα όρια που θα κυμαίνεται η στάθμη αναφοράς στην αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή, πρέπει να γνωρίζουμε τα επιθυμητά όρια του duty cycle που θέλουμε να πετύχουμε. Αν για παράδειγμα θέλουμε η ημιπερίοδος του παλμού να κυμαίνεται από 20% μέχρι 80% τότε μπορούμε να το υπολογίσουμε ως εξής: σύμφωνα με τη σχέση (1.4) από το πρώτο κεφάλαιο που ορίζει τη μαθηματική σχέση της τριγωνικής κυματομορφής μπορούμε να αντικαταστήσουμε τους όρους  $A_{max}$  και  $A_{min}$  με τις στάθμες +6V και -6V αντίστοιχα αφού γνωρίζουμε από το κεφάλαιο 2.1 ότι αυτές βρίσκονται στο μισό της τροφοδοσίας. Σύμφωνα με τα παραπάνω μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μόνο τη μία ημιπερίοδο και να οδηγηθούμε στη σχέση (3.8).

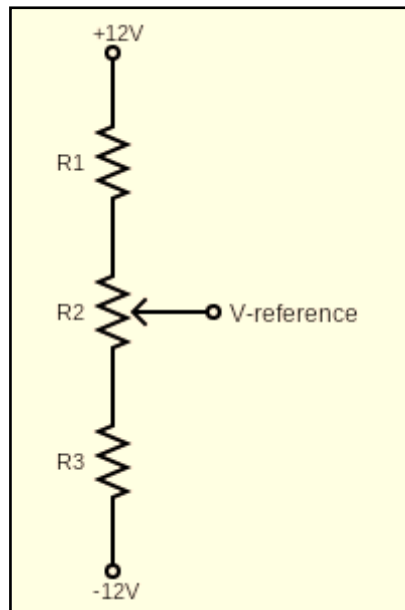
$$x(t)_{\text{triangle}} = \left( \frac{6v - (-6v)}{T/2} \right) t - 6v \quad (3.8)$$

Στη συνέχεια αν θέλουμε να υπολογίσουμε για το 80% της ημιπεριόδου αντικαθιστούμε τη μεταβλητή 't' με το  $0.8 \times \frac{T}{2}$  και η σχέση που προκύπτει είναι η (3.9)

$$x\left(0.8 \times \frac{T}{2}\right)_{\text{triangle}} = \left( \frac{12v}{T/2} \right) \left(0.8 \times \frac{T}{2}\right) - 6v \quad (3.9)$$

Αν κάνουμε τις παραπάνω πράξεις αντίστοιχα για 20% και 80% ο όρος  $\frac{T}{2}$  εξαλείφεται και για αυτόν το λόγο το D.C. είναι ίδιο για όλες τις συχνότητες, οπότε τα επιθυμητά όρια που προκύπτουν για τη στάθμη αναφοράς είναι  $\pm 3.6\text{v}$ .

Για να έχουμε το περιθώριο εύρους ανάμεσα στα 2 αυτά όρια χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα διαιρέτη τάσης αποτελούμενο από 2 αντιστάσεις και ενός ποτενσιόμετρου ανάμεσα τους όπως δείχνει το Σχήμα 3.21 έτσι ώστε να μπορούμε να μεταβάλλουμε το D.C. [13]. Στο Σχήμα 3.22 βλέπουμε το συνολικό κύκλωμα.



Σχήμα 3.23: Κύκλωμα διαιρέτη τάσης

Για να επιλέξουμε τιμές αντιστάσεων που μας εξασφαλίζουν περιθώρια τάσης  $\pm 3.6\text{v}$  αρχικά επιλέγουμε μία τιμή  $100\text{k}\Omega$  για το ποτενσιόμετρο R2. Στη συνέχεια χρησιμοποιούμε τη σχέση (3.10) η οποία περιέχει τον τύπο του διαιρέτη τάσης όμως επειδή η τροφοδοσία είναι συμμετρική περιέχει και το θεώρημα της υπέρθεσης. Θα πρέπει να λύσουμε έτσι ώστε στον κόμβο ανάμεσα στην R2 και R3 βρούμε τάση  $V_{\text{reference}}$  ίση με  $-3.6\text{v}$ .

$$V_{\text{reference}} = 12\text{v} \frac{R_3}{R_1 + R_3 + R_2} - 12\text{v} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_3 + R_2} \quad (3.10)$$

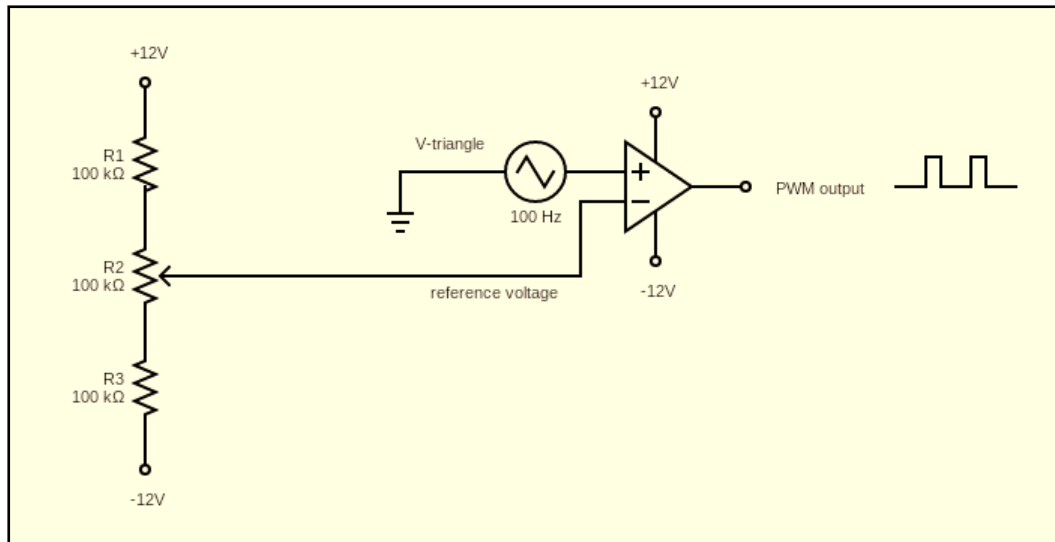
Θεωρούμε ότι λόγω συμμετρίας:  $R_1 = R_3 = R$  και  $R_2 = 100\text{k}\Omega$  οπότε η σχέση (3.10) γίνεται

$$-3.6\text{v} = 12\text{v} \frac{R}{2R + R_2} - 12\text{v} \frac{R + R_2}{R + R_2} \quad (3.11)$$

### Κεφάλαιο 3

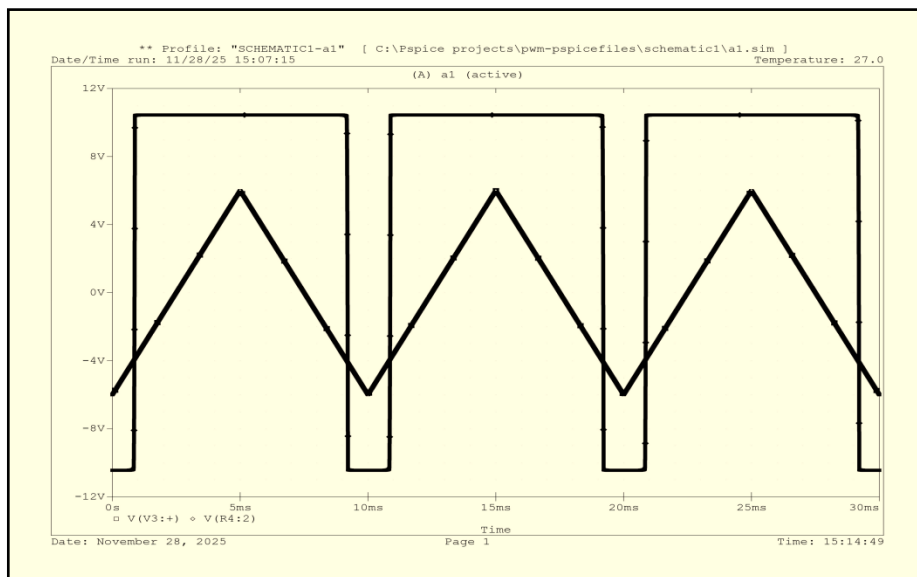
Και λύνοντας ως προς R βρίσκουμε πως η κατάλληλη τιμή για τις αντιστάσεις R1 και R3 ώστε να επιτύχουμε D.C. 20-80% είναι περίπου 117kΩ. Όμως μπορούμε να διευρύνουμε λίγο παραπάνω τα όρια στα  $\pm 4V$  και να χρησιμοποιήσουμε αντιστάσεις των 100kΩ, με αυτόν τον τρόπο πετυχαίνουμε D.C. περίπου 17-83%.

Το κύκλωμα του διαιρέτη τάσης που παράγει την τάση αναφοράς που μας δείχνει το Σχήμα 3.21 δεν βρίσκεται εντός της μονάδας VCO αλλά στο κύκλωμα του μίξερ γιατί η έξοδος του πρέπει να συνδεθεί σε κάθε μονάδα VCO η οποία περιλαμβάνει η κάθε μία τα δικά της 2 κυκλώματα pwm (ένα για κάθε ταλαντωτή).



Σχήμα 3.24: Κύκλωμα PWM

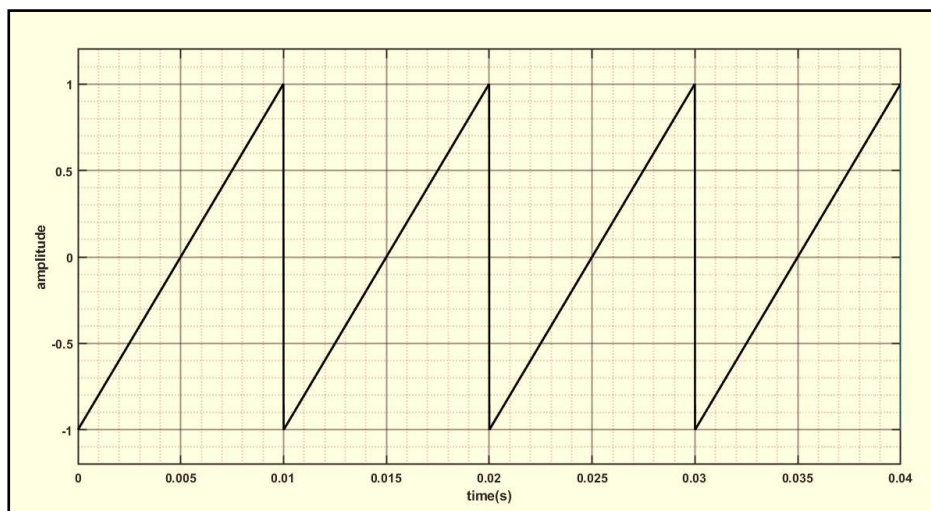
Το παραπάνω κύκλωμα για τις ίδιες τιμές αντιστάσεων προσομοιώνεται στο λογισμικό Pspice όπου στο Σχήμα 3.23 μπορούμε να δούμε το εύρος διαμόρφωσης παλμών σε σχέση με το τριγωνικό σήμα πλάτους  $\pm 6V$  και συχνότητας 100Hz για τάση αναφοράς ίση με  $-4V$ .



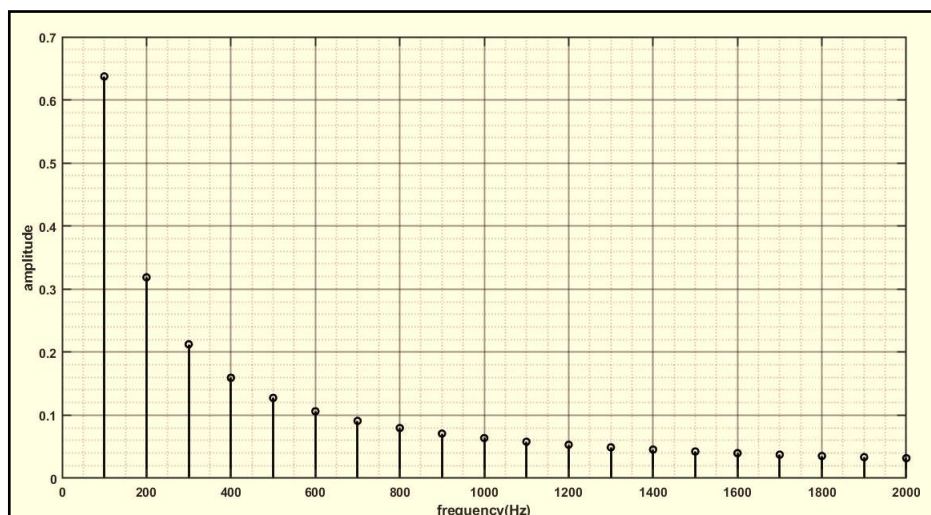
Σχήμα: 3.25: Έξοδος συγκριτή σε σχέση με την είσοδο

### 3.7 Παραγωγή πριονωτής κυματομορφής

Η πριονωτή κυματομορφή είναι ένα είδος σήματος που, όπως και η κυματομορφή PWM, το συναντάμε σε εφαρμογές που έχουν κυρίως τη χρήση τους στα ηλεκτρονικά ισχύος. Πολλές φορές χρησιμοποιείται για την παραγωγή σημάτων PWM αλλά το συναντάμε και ως κυμάτωση σε διακοπόμενα τροφοδοτικά την οποία θέλουμε να απορρίψουμε [29]. Η γνήσια πριονωτή κυματομορφή θεωρητικά θυμίζει την τριγωνική, με τη διαφορά ότι η μία ημιπερίοδος είναι μηδέν και συνεπώς υπάρχουν σημεία ασυνέχειας και επίσης έχουμε μηδενική μέση τιμή όπως εμφανίζεται στο Σχήμα 3.24 [30]. Αν δούμε τις σειρές Fourier από τις οποίες αποτελείται η συγκεκριμένη κυματομορφή, όπως δείχνει το Σχήμα 3.25, παρατηρούμε ότι ο κάθε n-οστός όρος έχει πλάτος ίσο με το  $1/n$  σε σχέση με το θεμελιώδη όρο και επίσης περιλαμβάνει άρτιους και περιττούς αρμονικούς όρους [31].



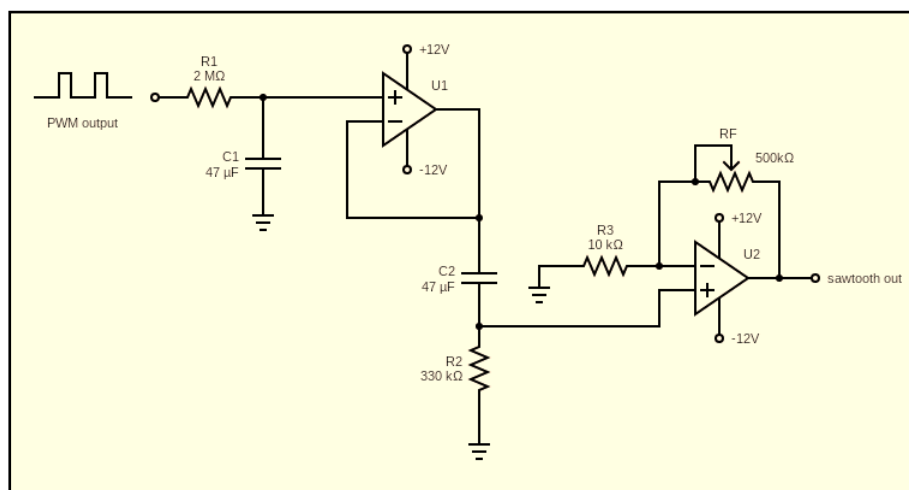
Σχήμα 3.26: Πριονωτή κυματομορφή συχνότητας 100Hz



Σχήμα 3.27: Συχνотικό περιεχόμενο πριονωτής κυματομορφής συχνότητας 100Hz

### 3.7.1 Υλοποίηση κυκλώματος πριονωτής κυματομορφής

Η δημιουργία πριονωτής κυματομορφής, όπως θα δούμε, θα προκύψει μέσα από τη χρήση των παλμών PWM και την προσθήκη φίλτρων όπως και στην περίπτωση που είναι δυνατόν να εξάγει κάποιος ημιτονοειδές σήμα μέσω του τριγωνικού παλμού με τον τρόπο που έγινε στο κεφάλαιο 3.5. Αυτή η μέθοδος είναι προσεγγιστική και δεν μας δίνει πριονωτή κυματομορφή σύμφωνα με την αυστηρή έννοια του όρου καθώς το αποτέλεσμα που παράγεται θυμίζει μία τριγωνική κυματομορφή όπου η μία ημιπερίοδος είναι αρκετά μικρότερη σε σχέση με τη δεύτερη. Η συνολική διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 3.26 όπου το σήμα PWM περνάει από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο 1ης τάξης με τιμές  $R=2\text{M}\Omega$  και  $C=47\text{nF}$ . Στη συνέχεια όμως πρέπει να αφαιρεθεί η DC συνιστώσα που εισάγεται και η οποία είναι ουσιαστικά η μέση τιμή του σήματος  $pwm$ . Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός υπερπερατού φίλτρου αποτελούμενου από μία αντίσταση και ενός πυκνωτή με τιμές  $R=330\text{k}\Omega$  και  $C=47\text{nF}$ . Ενδιάμεσα σε αυτές τις 2 βαθμίδες μεσολαβεί ένας τελεστικός ενισχυτής (U1) σε διάταξη ακόλουθου τάσης καθώς θέλουμε να τις απομονώσουμε για να μην έχουμε κάποια από αυτά τα στοιχεία σε παράλληλη σύνδεση. Στο τελικό στάδιο τοποθετείται ένας ακόμα τελεστικός ενισχυτής (U2) σε διάταξη μη αναστρέφοντα ενισχυτή καθώς το σήμα φτάνει αρκετά εξασθενημένο λόγω των διατάξεων που έχουν μεσολαβήσει.



Σχήμα 3.28: Κύκλωμα παραγωγής πριονωτής κυματομορφής

Το παραπάνω κύκλωμα, παρόλα αυτά, παρουσιάζει κάποιες ατέλειες. Αρχικά η έξοδος του χαμηλοπερατού φίλτρου, η οποία είναι αυτή που φέρει επάνω του ο πυκνωτής C1, περιέχει μία αρκετά μεγάλη DC συνιστώσα ίση με τη μέση τιμή του σήματος  $pwm$ . Αυτό σημαίνει ότι για τάση από κορυφή σε κορυφή ίση με  $\pm 12\text{V}$  και duty cycle 80% η μέση τιμή η οποία προκύπτει από τη σχέση (3.12) είναι ίση με  $7.2\text{V}$

$$V_{av} = \frac{1}{T} \left( \int_0^{0.8T} 12\text{V} dt + \int_{0.8T}^T -12\text{V} dt \right) \quad (3.12)$$

Στο σύνολο της η έξοδος του φίλτρου φέρει το αρμονικό περιεχόμενο της πριονωτής κυματομορφής το οποίο προστίθεται στην DC συνιστώσα. Αυτό όμως στοιχίζει όσων αφορά τις αρχικές συνθήκες

δηλαδή η επιρροή στο να σταθεροποιηθεί χρονικά η έξοδος του φίλτρου. Μπορούμε να προσεγγίσουμε το χρόνο που μεσολαβεί μέχρι να φτάσει η έξοδος περίπου στο 95% της συνολικής της τάσης μέσα από τη σχέση (3.13) [32].

$$V_{out} = V_{sawtooth} + V_{DC} \left(1 - e^{-\frac{t}{r}}\right) \quad (3.13)$$

Όπου:

- $V_{out}$  : το σήμα εξόδου του φίλτρου
- $V_{sawtooth}$  : το αρμονικό περιεχόμενο της πριονωτής κυματομορφής
- $V_{DC}$  : η DC συνιστώσα
- $r$  : η χρονική σταθερά RC

Παραλείπουμε αρχικά την  $V_{sawtooth}$  καθώς αυτό που δημιουργεί τις αρχικές συνθήκες είναι η DC συνιστώσα στην οποία η  $V_{sawtooth}$  απλά προστίθεται. Έτσι η σχέση (3.13) γίνεται:

$$V_{out} = V_{DC} \left(1 - e^{-\frac{t}{r}}\right) \quad (3.14)$$

Κάνουμε τις παρακάτω πράξεις:

$$\begin{aligned} V_{out} = V_{DC} - V_{DC} e^{-\frac{t}{r}} &\Rightarrow (V_{out} - V_{DC}) = V_{DC} e^{-\frac{t}{r}} \Rightarrow \frac{(V_{out} - V_{DC})}{V_{DC}} = e^{-\frac{t}{r}} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{DC}} - 1 = e^{-\frac{t}{r}} \\ \Rightarrow \ln\left(\frac{V_{out}}{V_{DC}} - 1\right) = -\frac{t}{r} &\Rightarrow -t = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{out}}{V_{DC}} - 1\right) \end{aligned}$$

Οπότε για το 95% της εξόδου προκύπτει η σχέση (3.15):

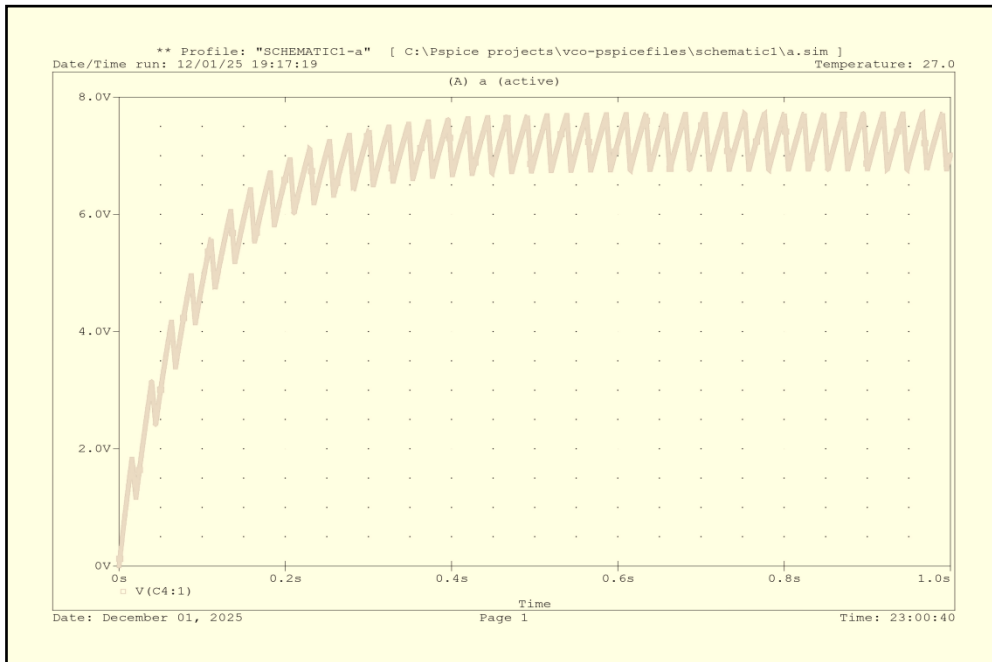
$$\begin{aligned} -t = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{out}}{0.95V_{out}} - 1\right) &\Rightarrow -t = RC \cdot \ln(0.05) \Rightarrow -t = RC \cdot (-2.95) \\ t = RC \cdot 2.95 &\quad (3.15) \end{aligned}$$

Για τις τιμές  $R=2M\Omega$  και  $C=47nF$  ο χρόνος θα είναι περίπου:

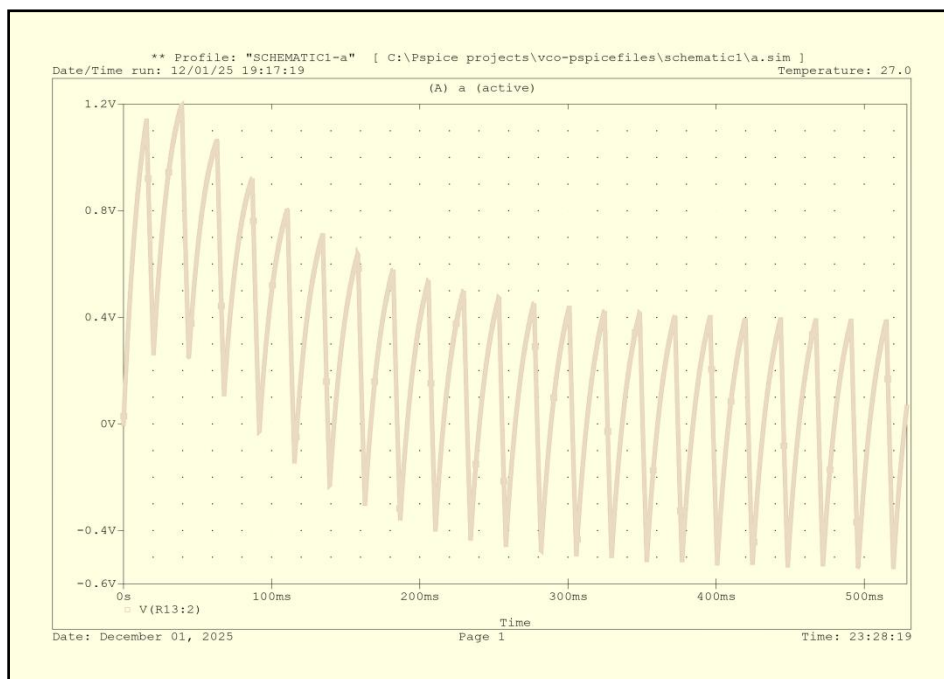
$$t = 2.95 \times 2M\Omega \times 47nF \Rightarrow t = 277ms$$

Για τις τιμές που δώσαμε στα στοιχεία  $R_1$  και  $C_1$  στο Σχήμα 3.26 μπορούμε να επιβεβαιώσουμε τις αρχικές συνθήκες στην προσομοίωση στο λογισμικό Pspice που δίνεται στο Σχήμα 3.27.

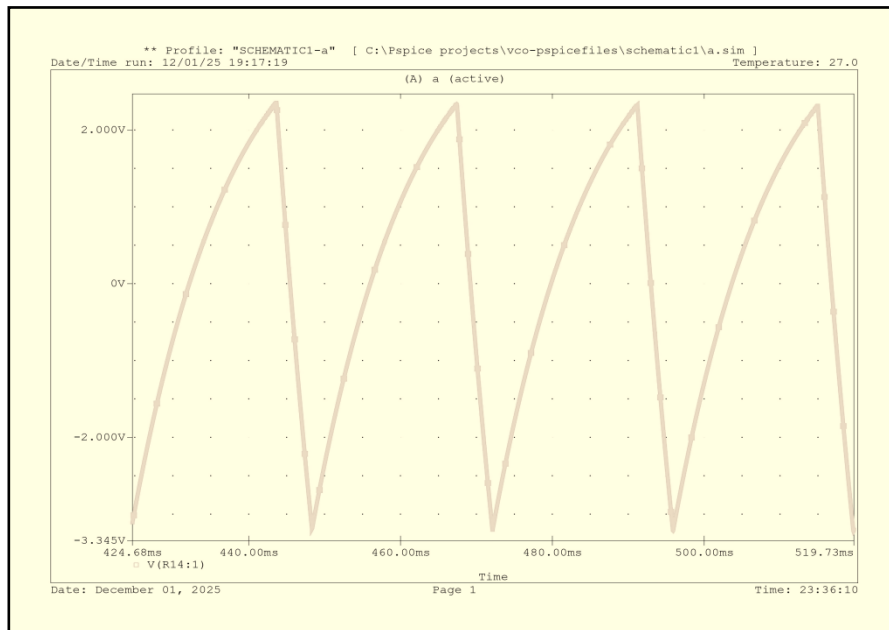
Στη συνέχεια το αποτέλεσμα που βλέπουμε στην προσομοίωση του Pspice πρέπει να περάσει από το υπερβατικό φίλτρο στο οποίο έχουμε ίδια τιμή πυκνωτή, όμως γίνεται χρήση μικρότερης τιμής αντίστασης  $330k\Omega$  (καθώς η σταθερά RC επηρεάζει άμεσα το χρόνο) ώστε να αφαιρεθεί η DC συνιστώσα όσο το δυνατόν πιο γρήγορα. Ο παραπάνω συνδυασμός μας αναγκάζει σε μικρή αλλοίωση του τελικού αποτελέσματος εισάγοντας μία μικρή καμπυλότητα στην κυματομορφή. Στο Σχήμα 3.28 βλέπουμε τις αρχικές συνθήκες του υπερβατικού φίλτρου ενώ στο σχήμα 3.29 πλέον βλέπουμε το τελικό αποτέλεσμα μετά το στάδιο της ενίσχυσης.



Σχήμα 3.29: Αρχικές συνθήκες χαμηλοπερατού φίλτρου



Σχήμα 3.30: Αρχικές συνθήκες υπερπερατού φίλτρου

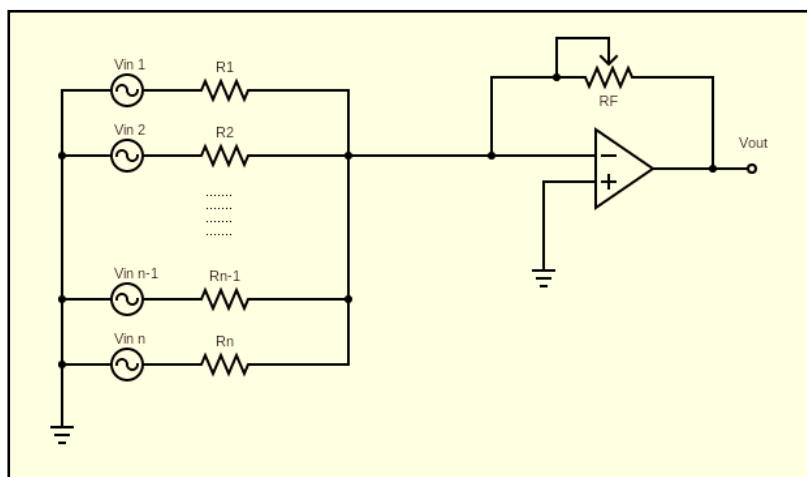


Σχήμα 3.31: Τελική έξοδος πριονωτής κυματομορφής

### 3.8 Το κύκλωμα άθροισης (mixer)

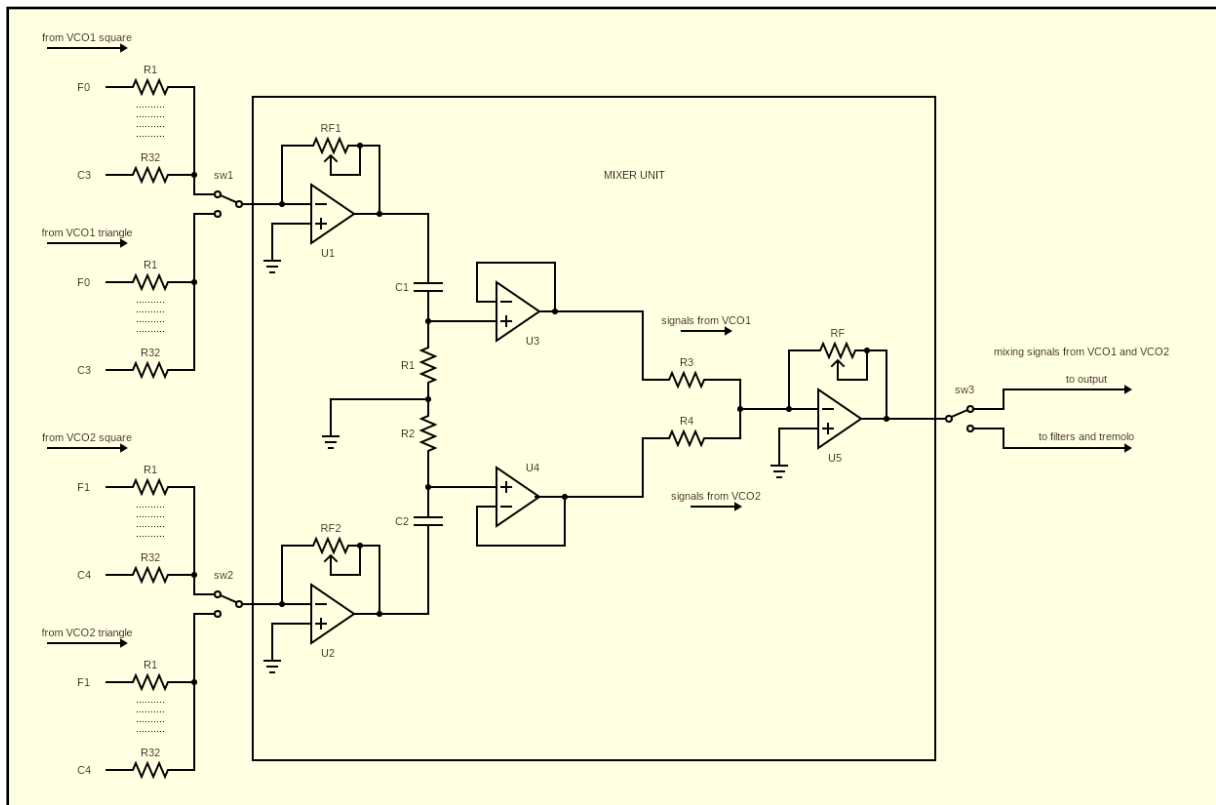
Έχοντας ολοκληρώσει την ανάλυση της λειτουργίας της μονάδας VCO με την προσθήκη επιπλέον κυκλωμάτων, έπεται να δούμε τον τρόπο διασύνδεσης και των 32 μονάδων. Στην επόμενη βαθμίδα το βασικό σύστημα που χρησιμοποιείται είναι ένα γραμμικό κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή που είναι γνωστό ως ενισχυτής άθροισης. Σε αυτή τη διάταξη ο τελεστικός ενισχυτής βρίσκεται σε μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία και μπορεί να ενισχύσει ταυτόχρονα περισσότερα από ένα σήματα εισόδου και να αθροίσει το αποτέλεσμα τους [33]. Η έξοδος του αθροιστή μπορεί να εκφραστεί όπως στη σχέση (3.16) και μπορούμε να δούμε το αντίστοιχο κύκλωμα στο Σχήμα 3.29.

$$V_{out} = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{R_F}{R_n} \cdot Vin_n \quad (3.16)$$



Σχήμα 3.32: Κύκλωμα ενισχυτή άθροισης

Μπορεί να παρατηρήσει κάποιος στο Σχήμα 3.29 ότι οι κλάδοι που περιέχουν τις αντιστάσεις  $R_1 - R_n$ , έχουν κοινό άκρο με την αντίσταση  $R_F$  και τη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή. Για να λειτουργήσει σωστά το κύκλωμα πρέπει κάθε πηγή σήματος να έχει το δικό της κλάδο αντίστασης. Γνωρίζουμε ότι κάθε μονάδα VCO που αντιστοιχεί σε ένα πλήκτρο παράγει 5 είδη κυματομορφών x 2 διαφορετικές οκτάβες (10 στο σύνολο). Αυτό σημαίνει ότι ένα μεγάλο σύνολο αντιστάσεων θα καταλάβει συνολικά έναν αρκετά μεγάλο χώρο. Για αυτόν τον λόγο αυτές οι αντιστάσεις τοποθετούνται στη μονάδα VCO μετά από κάθε πηγή και έχουν κοινό άκρο μεταξύ τους, το οποίο οδηγείται με αγωγό στο κύκλωμα άθροισης (mixer unit) όπου βρίσκεται το υπόλοιπο κύκλωμα. Ανάμεσα στη μονάδα VCO και τον αγωγό μεσολαβεί μεταγωγικός διακόπτης με τον οποίο ο χρήστης μπορεί να επιλέξει το είδος της κυματομορφής που θέλει. Στο Σχήμα 3.30 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα της βαθμίδας του ενισχυτή άθροισης όπου για την απλοποίηση του οι μεταγωγικοί διακόπτες sw1 και sw2 έχουν μόνο 2 θέσεις (square και triangle) ενώ κανονικά είναι 5 θέσεων (square, triangle, pwm, sawtooth και sine). Οι αντιστάσεις  $RF_1$  και  $RF_2$  έχουν αντικατασταθεί από ποτενσιόμετρα έτσι ώστε ο χρήστης να μπορεί να ρυθμίσει την αναλογία μεταξύ των 2 VCO. Στη συνέχεια τα ζεύγη  $R_1, C_1$  και  $R_2, C_2$  αποτελούν υψιπερατά φίλτρα έτσι ώστε να μην αθροίζεται οποιαδήποτε DC συνιστώσα στις εξόδους τους, οι οποίες οδηγούνται σε 2 τελεστικούς ενισχυτές ( $U_3$  και  $U_4$ ) οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι σε διάταξη ακόλουθου τάσης και με τη σειρά τους οδηγούνται σε μία διάταξη αναστρέφοντος ενισχυτή όπου η  $RF$  έχει αντικατασταθεί από ποτενσιόμετρο έτσι ώστε να έχει τον έλεγχο του συνόλου. Από εκεί και πέρα τα σήματα μέσω μεταγωγικών διακοπών μπορούν να οδηγηθούν προς την έξοδο ανεπηρέαστα ή να περάσουν από κάποιες πρόσθετες διατάξεις όπως φίλτρα και audio effects.



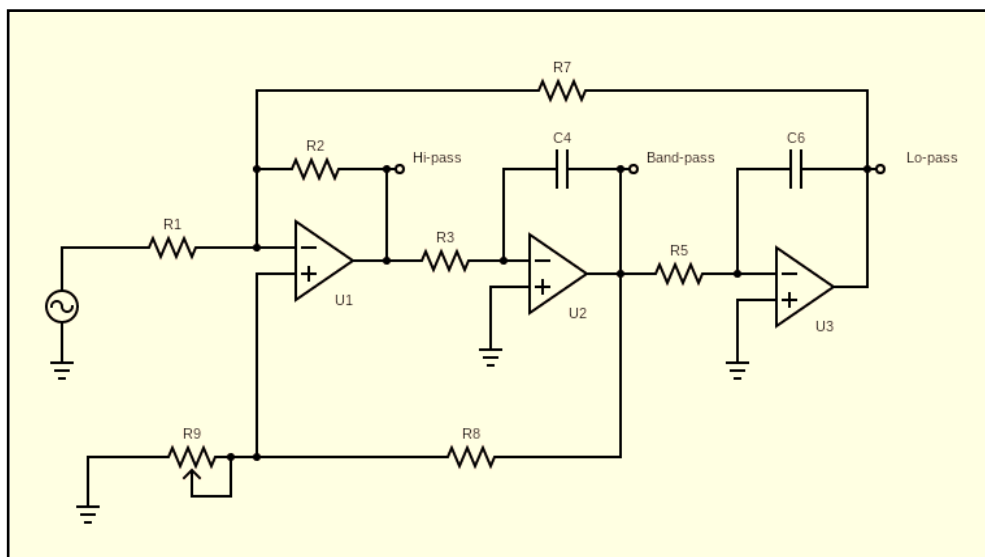
Σχήμα 3.33: Αρχική βαθμίδα της μονάδας mixer

### 3.9 Τα φίλτρα

Όπως είχαμε δει στο πρώτο κεφάλαιο ένα σημαντικό κομμάτι του τρόπου που δομείται και λειτουργεί ένα synthesizer είναι η αφαιρετική σύνθεση. Μέσα από αυτήν υπάρχει η δυνατότητα να αλλάξει δραματικά ο χαρακτήρας ενός ήχου αφαιρώντας από αυτόν συχνοτικό περιεχόμενο. Οι διατάξεις που μπορούν να μας το εξασφαλίσουν αυτό είναι ως επί το πλείστον τα ηλεκτρονικά φίλτρα τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση ενός συνόλου συχνοτήτων ενώ κατακρατούν ένα άλλο σύνολο [34]. Μπορούμε να δούμε ότι ο χρήστης είναι σε θέση να ρυθμίσει διάφορες παραμέτρους ενός φίλτρου μεταβάλλοντας τιμές στοιχείων. Κάποιες από αυτές τις παραμέτρους μπορεί να είναι η μετακίνηση της κεντρικής συχνότητας αποκοπής ή η μεταβολή της κυμάτωσης της συχνοτικής απόκρισης. Σε επόμενο κεφάλαιο θα δούμε πως μπορούμε να ρυθμίσουμε με τη χρήση τάσης ελέγχου παραπάνω από μία παράμετρο του φίλτρου ταυτόχρονα, ενώ θα προσθέσουμε και τη χρήση ενός ταλαντωτή χαμηλών συχνοτήτων ώστε να μετακινούμε την κεντρική συχνότητα αποκοπής με σταθερό ρυθμό.

#### 3.9.1 Φίλτρο μεταβλητής κατάστασης

Το είδος φίλτρου που θα χρησιμοποιηθεί είναι μία διάταξη αποτελούμενη από 3 τελεστικούς ενισχυτές 2 πυκνωτές και 7 αντιστάσεις. Αυτή η διάταξη ονομάζεται φίλτρο μεταβλητής κατάστασης. Πρόκειται για ένα φίλτρο 2ης τάξης επειδή χρησιμοποιεί 2 πυκνωτές και έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να μας δώσει ταυτόχρονα 3 αποκρίσεις, χαμηλοπερατού, υψιπερατού, και φίλτρου διέλευσης ζώνης. Το φίλτρο μεταβλητής κατάστασης απεικονίζεται στο Σχήμα 3.31 και ονομάζεται επίσης και φίλτρο KHN εξαιτίας των ονομάτων των W.J. Kerwin L.P. Huelsman R.W. Newcomb, [24] οι οποίοι είναι οι εφευρέτες που δημοσίευσαν τον τρόπο λειτουργίας του το 1967 στο IEEE journal of solid state circuits σε ένα άρθρο με τίτλο "State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions" [35].



Σχήμα 3.34: Φίλτρο μεταβλητής κατάστασης

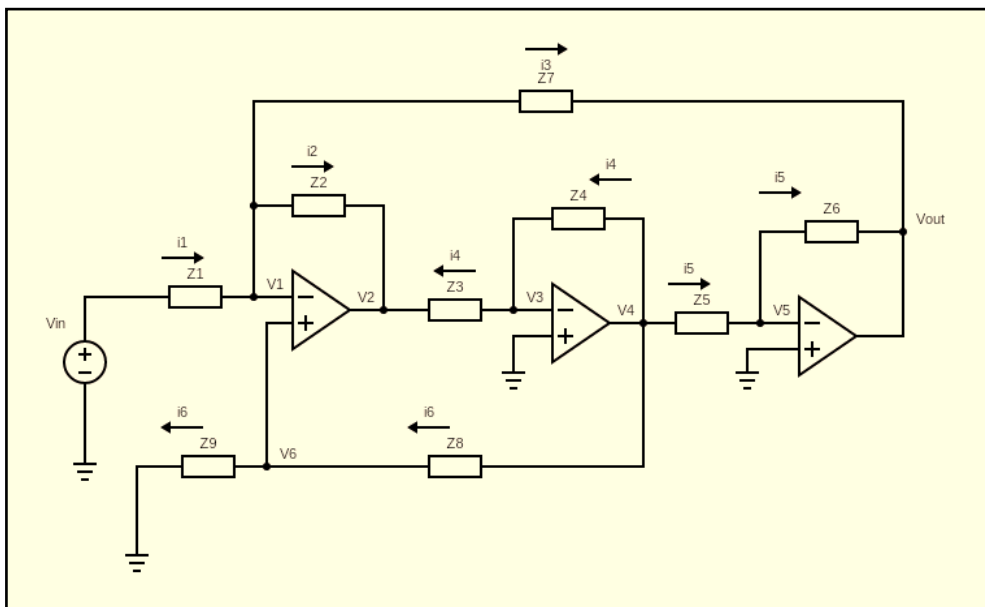
Στο παραπάνω φίλτρο αρχικά μπορούμε να θέσουμε ίδιες τιμές σε όλες τις αντιστάσεις, όπως επίσης και στους 2 πυκνωτές  $C_4$  και  $C_6$ . Σε αυτήν την περίπτωση η σχέση που ορίζει τη συχνότητα αποκοπής είναι η (3.17) [35].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.17)$$

Αν ορίσουμε τιμές  $R=100k\Omega$  και  $C=10nF$  τότε μπορούμε να έχουμε κεντρική συχνότητα αποκοπής περίπου στα 159Hz. Το ζητούμενο όμως είναι να υπάρχει η δυνατότητα μετακίνησης της κεντρικής συχνότητας αποκοπής, αυτό μπορούμε να το επιτύχουμε αλλάζοντας τιμή στις αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_5$ . Οι αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_5$  και/ή οι πυκνωτές  $C_4$  και  $C_6$  είναι τα στοιχεία τα οποία όταν μεταβάλλεται η τιμή τους υπάρχει άμεση επιρροή στην κεντρική συχνότητα αποκοπής του φίλτρου [36]. Όπως θα δούμε στη συνέχεια θα πρέπει να βρεθεί ένας τρόπος ώστε να μπορούν να μεταβληθούν οι τιμές των αντιστάσεων  $R_3$  και  $R_5$  ταυτόχρονα έτσι ώστε να έχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα.

### 3.9.2 Απόκριση φίλτρου σε διάγραμμα Bode

Αρχικά για να έχουμε μια πλήρη εικόνα για το πώς αποκρίνεται το κύκλωμα σε κάθε συχνότητα αλλά και πως αλληλεπιδρούν οι τιμές των στοιχείων μπορούμε να κάνουμε επίλυση του κυκλώματος χρησιμοποιώντας τη μέθοδο επίλυσης κόμβων και στη συνέχεια να βρούμε την συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος έτσι ώστε να δοθεί και το απαραίτητο γράφημα σε μορφή διαγράμματος Bode [10]. Σύμφωνα με το Σχήμα 3.31 μπορούμε να αντικαταστήσουμε όλα τα παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις/πυκνωτές) σε φορτία τύπου  $Z$  και να ορίσουμε φορές ρευμάτων όπως στο Σχήμα 3.32.



Σχήμα 3.35: Φίλτρο μεταβλητής κατάστασης (φορές ρευμάτων)

Στην εύρεση τις φορές του κάθε ρεύματος μπορεί να μας βοηθήσει κάποιο λογισμικό προσομοίωσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων όπως το Pspice. Από το παραπάνω σχήμα λαμβάνοντας υπόψη τις φορές των ρευμάτων μπορούμε να οδηγηθούμε στις ακόλουθες σχέσεις:

$$\frac{V_{in} - V_1}{Z_1} = \frac{V_1 - V_2}{Z_2} + \frac{V_1 - V_{out}}{Z_7} \quad (i_1 = i_2 + i_3) \quad (3.18)$$

$$\frac{V_3 - V_2}{Z_3} = \frac{V_4 - V_3}{Z_4} \Rightarrow \frac{-V_2}{Z_3} = \frac{V_4}{Z_4} \quad (i_4) \text{ (επειδή } V_3 = 0) \quad (3.19)$$

$$\frac{V_4}{Z_5} = \frac{-V_{out}}{Z_6} \quad (i_5) \quad (3.20)$$

$$V_1 = V_6 = V_4 \cdot \frac{Z_9}{Z_8 + Z_9} \quad (3.21)$$

$$V_4 = -V_2 \cdot \frac{Z_4}{Z_3} \quad (3.22)$$

$$V_{out} = -V_4 \cdot \frac{Z_6}{Z_5} \quad (3.23)$$

Ο κόμβος  $V_2$  αντιστοιχεί στην έξοδο του υπερπαρατονίου φίλτρου ενώ οι κόμβοι  $V_4$  και  $V_{out}$  στις εξόδους των φίλτρων διέλευσης ζώνης και χαμηλοπερατού αντίστοιχα. Από τη σχέση (3.18) μπορούμε περάσουμε στην παρακάτω σχέση:

$$\frac{V_{in}}{Z_1} = V_1 \cdot \left( \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_7} + \frac{1}{Z_1} \right) - \frac{V_2}{Z_2} + V_4 \cdot \frac{Z_6}{Z_5 Z_7} \quad (3.24)$$

Αντικαθιστούμε όπου υπάρχει η  $V_1$  με την (3.21) και προκύπτει:

$$\frac{V_{in}}{Z_1} = V_4 \cdot \frac{Z_9}{Z_8 + Z_9} \cdot \left( \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_7} + \frac{1}{Z_1} \right) - \frac{V_2}{Z_2} + V_4 \cdot \frac{Z_6}{Z_5 Z_7} \quad (3.25)$$

Αντικαθιστούμε όπου υπάρχει η  $V_4$  με την (3.22) και προκύπτει:

$$\frac{V_{in}}{Z_1} = -V_2 \cdot \frac{Z_4 Z_9}{Z_3 (Z_8 + Z_9)} \cdot \left( \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_7} + \frac{1}{Z_1} \right) - \frac{V_2}{Z_2} - V_2 \cdot \frac{Z_4 Z_6}{Z_3 Z_5 Z_7} \quad (3.26)$$

Με τις ακόλουθες πράξεις μπορούμε να έχουμε συνάρτηση της  $V_2$ , που είναι η έξοδος του υπερπαρατού φίλτρου, ως προς την είσοδο.

$$\frac{V_{in}}{Z_1} = -V_2 \cdot \left( \frac{Z_1 Z_4 Z_7 Z_9 + Z_1 Z_2 Z_4 Z_9 + Z_2 Z_4 Z_7 Z_9}{Z_1 Z_2 Z_3 Z_7 (Z_8 + Z_9)} \right) + \frac{1}{Z_2} + \frac{Z_4 Z_6}{Z_3 Z_5 Z_7}$$

$$\Rightarrow \frac{V_2}{V_{in}} = - \frac{Z_2 Z_3 Z_5 Z_7 (Z_8 + Z_9)}{Z_4 Z_5 Z_9 (Z_1 Z_7 + Z_1 Z_2 + Z_2 Z_7) + Z_1 Z_3 Z_7 Z_5 (Z_8 + Z_9) + Z_1 Z_2 Z_4 Z_6 (Z_8 + Z_9)}$$

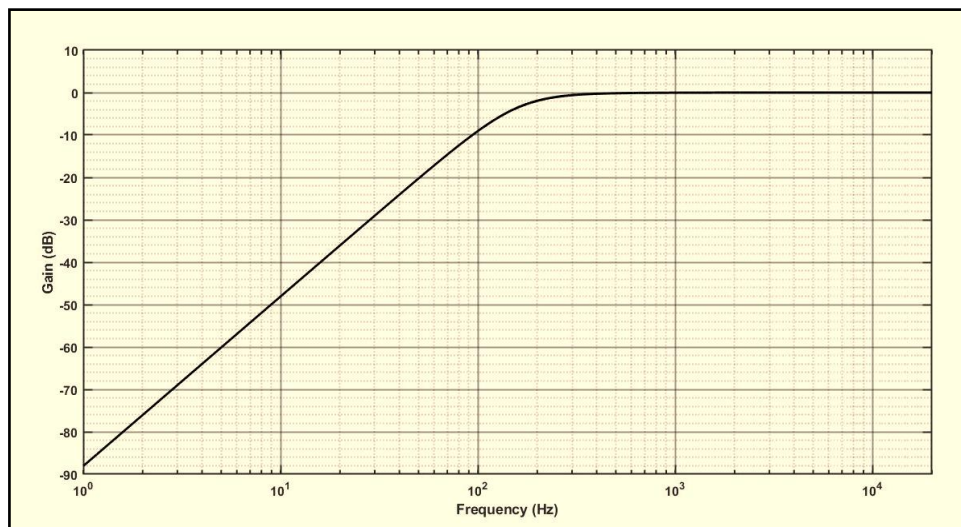
Και αν αντικαταστήσουμε τις  $Z_4$  &  $Z_6$  με  $\frac{1}{C_4 S}$  και  $\frac{1}{C_6 S}$  και όλες τις υπόλοιπες  $Z$  με τις αντίστοιχες  $R$  τότε προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{V_2}{V_{in}} = - \frac{C_4 C_6 R_2 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9) S^2}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9) S^2 + C_6 R_5 R_9 (R_1 R_7 + R_1 R_2 + R_2 R_7) S + R_1 R_2 (R_8 + R_9)} \quad (3.27)$$

Όπου μετατρέποντας το  $S$  σε  $-j\omega$  και βάζοντας απόλυτη τιμή επειδή εμπλέκονται  $X_C$  και  $R$  έχουμε τη σχέση (3.28) που μας δίνει το διάγραμμα Bode πλάτους του υπερπαρατού φίλτρου όπως δείχνει το Σχήμα 3.33:

$$Y_{(S)} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_2}{V_{in}} \right| \quad (3.28)$$

Οι τιμές που δόθηκαν στα στοιχεία είναι:  $R=100k\Omega$  για όλες τις αντιστάσεις και  $10nF$  στους 2 πυκνωτές  $C_4$  και  $C_6$ . Όπως φαίνεται στο διάγραμμα Bode του υπερπαρατού φίλτρου και σύμφωνα με τη σχέση (3.16) η κεντρική συχνότητα αποκοπής είναι η  $159Hz$  και επίσης η πτώση στο κέρδος ανά συχνότητα αριστερά της κεντρικής συχνότητας αποκοπής είναι  $12dB/oct$ .

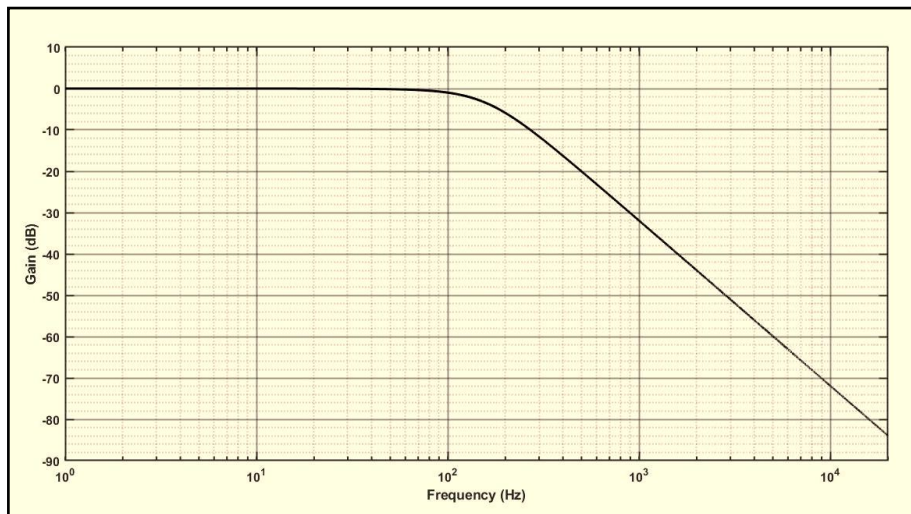


Σχήμα 3.36: Διάγραμμα Bode πλάτους υπερπαρατού φίλτρου

Από τη στιγμή που γνωρίζουμε την έξοδο του υψιπερατού φίλτρου μπορούμε χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (3.22) και (3.23) να οδηγηθούμε, κάνοντας τις κατάλληλες πράξεις, στις σχέσεις (3.29) και (3.30) που ορίζουν τις συναρτήσεις μεταφοράς του χαμηλοπερατού φίλτρου αλλά και του φίλτρου διέλευσης ζώνης αντίστοιχα.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2 R_7 (R_8 + R_9)}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9) S^2 + C_6 R_5 R_9 (R_1 R_7 + R_1 R_2 + R_2 R_7) S + R_1 R_2 (R_8 + R_9)} \quad (3.29)$$

Η σχέση (3.29) ορίζει την έξοδο του χαμηλοπερατού φίλτρου και μετατρέποντας σε dB έχουμε το διάγραμμα πλάτους Bode που μας δείχνει το Σχήμα 3.34.

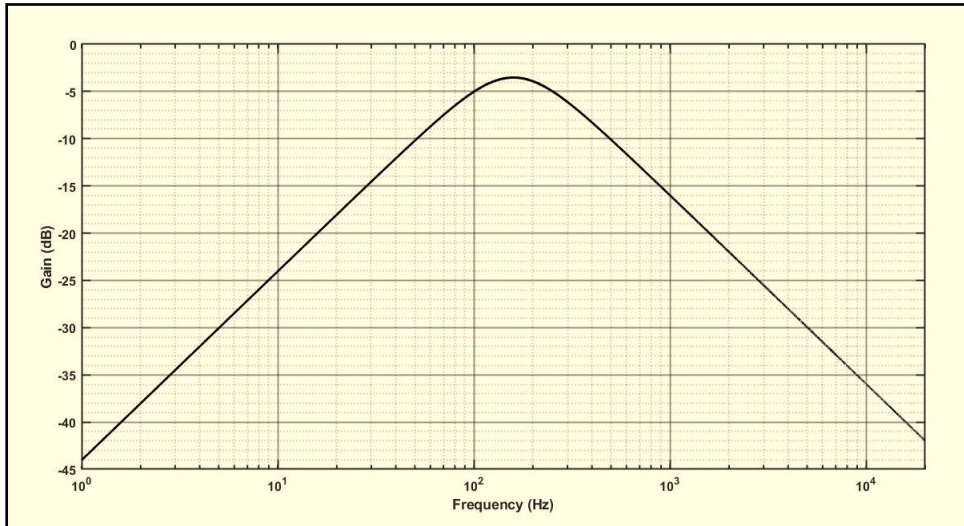


Σχήμα 3.37: Διάγραμμα Bode πλάτους χαμηλοπερατού φίλτρου

Αντιστοίχως το φίλτρο διέλευσης ζώνης στον κόμβο  $V_4$  σύμφωνα με τα παραπάνω ορίζεται από την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{V_4}{V_{in}} = \frac{C_6 R_2 R_4 R_5 R_7 (R_8 + R_9) S}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9) S^2 + C_2 R_5 R_9 (R_1 R_7 + R_1 R_2 + R_2 R_7) S + R_1 R_2 (R_8 + R_9)} \quad (3.30)$$

Όπου με τον ίδιο τρόπο μετατρέπουμε στην εξίσωση του διαγράμματος Bode που μας δείχνει το Σχήμα 3.35.



Σχήμα 3.38: Διάγραμμα Bode πλάτους φίλτρου διέλευσης ζώνης

Αν χρησιμοποιήσουμε τη σχέση (3.29) που ορίζει την απόκριση του χαμηλοπερατού φίλτρου, η οποία είναι σχέση τύπου  $\frac{K}{AS^2+BS+C}$  με  $A = C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9)$ ,  $B = C_2 R_5 R_9 (R_1 R_7 + R_1 R_2 + R_2 R_7)$ ,  $C = R_1 R_2 (R_8 + R_9)$  και  $K = C_6 R_2 R_4 R_5 R_7 (R_8 + R_9)$ , μπορούμε να οδηγήσουμε αυτήν την ισότητα στη σχέση (3.31) [28].

$$Y(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (3.31)$$

Με τις κατάλληλες πράξεις η σχέση γίνεται:

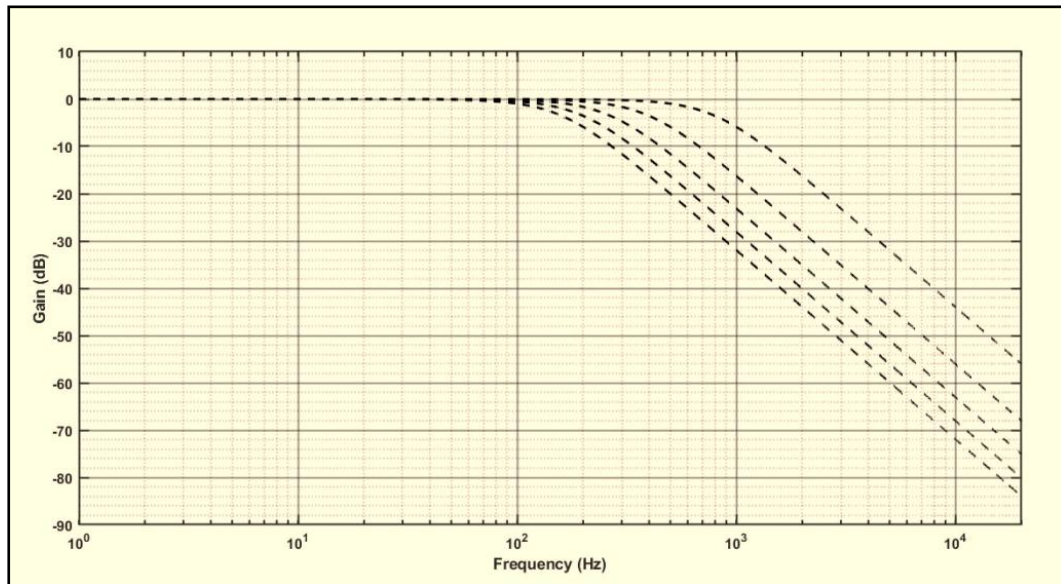
$$Y(s) = \frac{\frac{R_2 R_7 (R_8 + R_9)}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9)}}{s^2 + \frac{C_6 R_5 R_9 (R_1 R_7 + R_1 R_2 + R_2 R_7)}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9)} s + \frac{R_1 R_2 (R_8 + R_9)}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9)}} \quad (3.32)$$

Και επειδή η  $R_2$  είναι ίση με την  $R_1$  και την  $R_7$  γίνονται οι απαλοιφές και η σχέση παίρνει την ακόλουθη μορφή:

$$Y(s) = \frac{\frac{1}{C_4 C_6 R_3 R_5}}{s^2 + \frac{R_9 (R_1 R_7 + R_1 R_2 + R_2 R_7)}{C_4 R_1 R_3 R_7 (R_8 + R_9)} s + \frac{1}{C_4 C_6 R_3 R_5}} \quad (3.33)$$

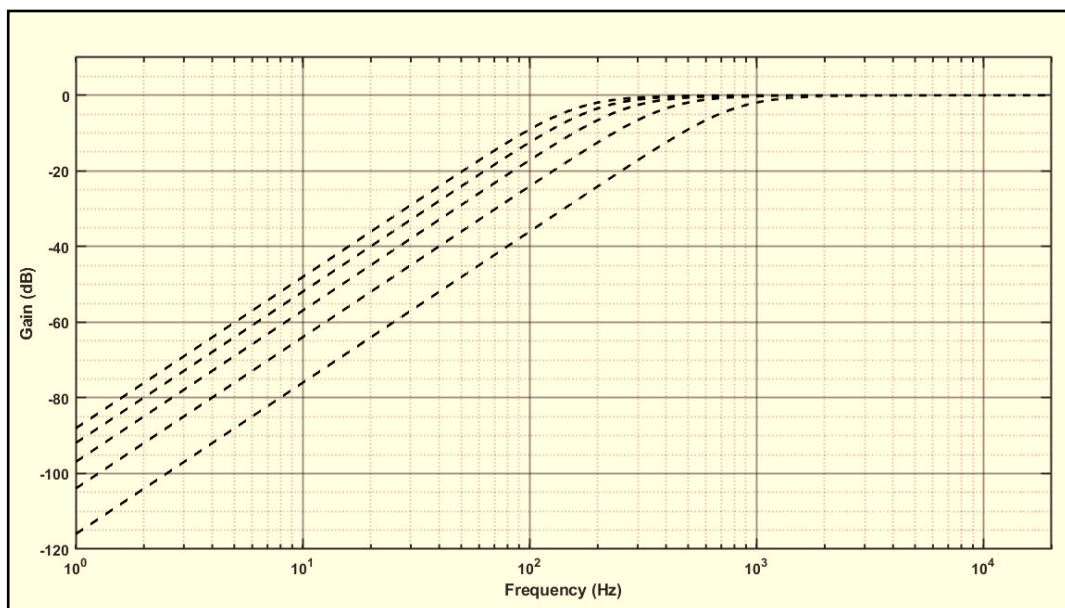
Οπότε με βάση τον όρο  $\omega^2$ , ο οποίος αντιστοιχεί με τον όρο  $\frac{1}{C_4 C_6 R_3 R_5}$  μπορούμε να βρούμε την κυκλική συχνότητα  $\omega$  η οποία είναι ίση με  $\frac{1}{\sqrt{C_4 C_6 R_3 R_5}}$  και για τιμές πυκνωτών και αντιστάσεων 10nF και 100kΩ αντίστοιχα, μπορούμε να επιβεβαιώσουμε κάνοντας τις κατάλληλες πράξεις  $\frac{1}{10\text{nF} \times 100\text{k}\Omega}$  ότι  $\omega=1000\text{rad/s}$  οπότε η κεντρική συχνότητα αποκοπής είναι η:  $f_{\text{cutoff}} = \frac{1000 \text{ rad/s}}{2\pi} \Rightarrow f_{\text{cutoff}} = 159\text{Hz}$ .

Στο γράφημα που απεικονίζεται στο Σχήμα 3.36 μπορούμε να δούμε πως μεταβάλλεται η απόκριση του χαμηλοπερατού φίλτρου αλλάζοντας ταυτόχρονα τις τιμές των αντιστάσεων  $R_3$  και  $R_5$  ταυτόχρονα σε 100,80,60,40 και 20kΩ. Μπορεί να παρατηρήσει κάποιος ότι όσο μειώνεται η τιμή των αντιστάσεων η κεντρική συχνότητα αποκοπής τοποθετείται δεξιότερα στο συχνοτικό φάσμα.

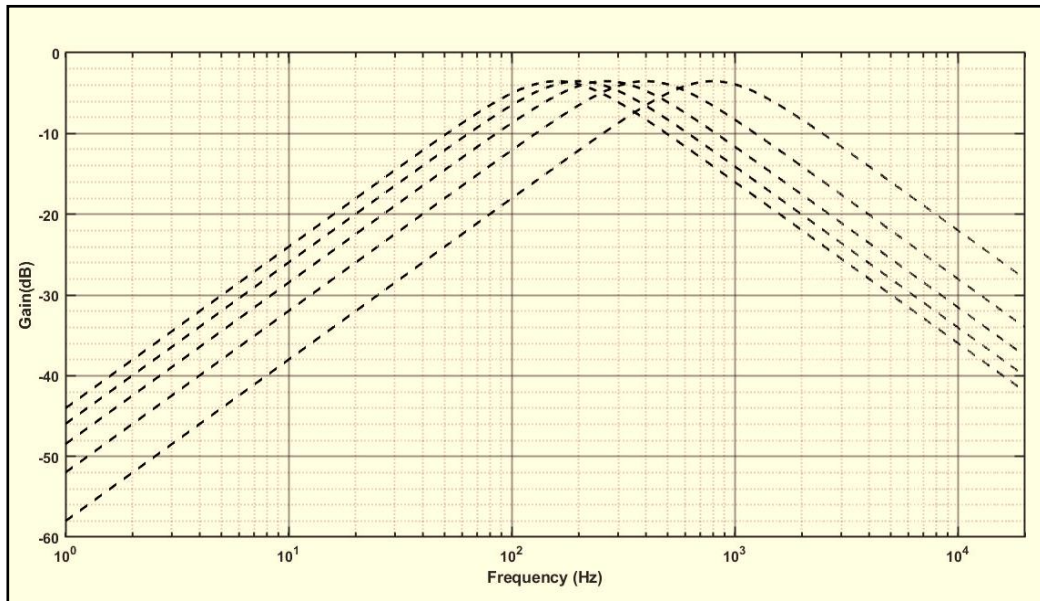


Σχήμα 3.39: Διάγραμμα Bode πλάτους χαμηλοπερατού φίλτρου για μεταβολές στις  $R_3$  και  $R_5$

Χρησιμοποιώντας την ίδια μέθοδο υπολογισμού μπορούμε να δούμε τα διαγράμματα Bode για το υπερπερατό φίλτρο αλλά και για το φίλτρο διέλευσης ζώνης όπως μας δείχνουν το Σχήμα 3.37 και 3.38.



Σχήμα 3.40: Διάγραμμα Bode πλάτους υπερπερατού φίλτρου για μεταβολές στις  $R_3$  και  $R_5$



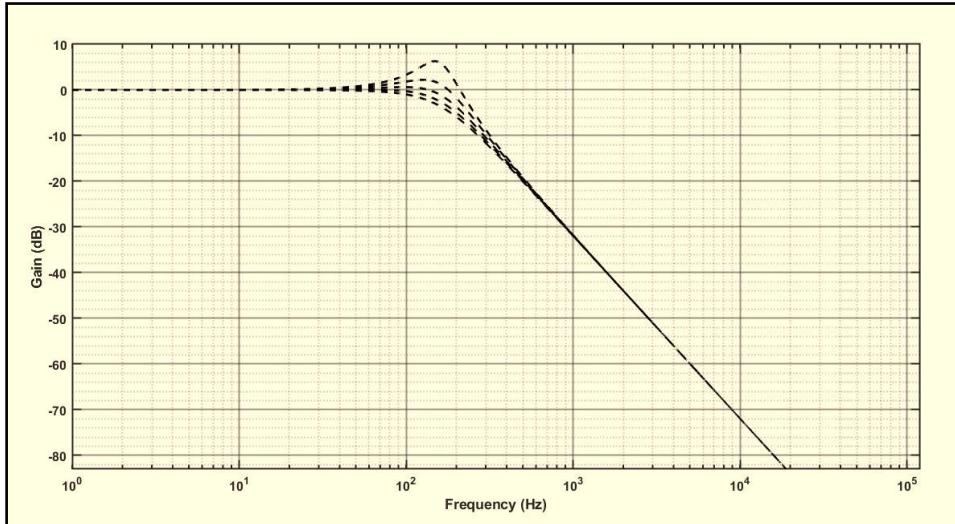
Σχήμα 3.41: Διάγραμμα Bode πλάτους φίλτρου διέλευσης ζώνης για μεταβολές στις  $R_3$  και  $R_5$

Στη συνέχεια θα δούμε πως από τις σχέσεις (3.30) και (3.31) ο όρος  $2\xi\omega$  αντιστοιχεί στον όρο  $\frac{C_6 R_5 R_9 (R_1 R_7 + R_1 R_2 + R_2 R_7)}{C_4 C_6 R_1 R_3 R_5 R_7 (R_8 + R_9)}$  όπου ο  $C_6$  και η  $R_5$  απαλείφονται ενώ το κλάσμα  $\frac{1}{C_4 R_3}$  μπορεί να εξισωθεί με την κυκλική συχνότητα  $\omega$ . Σύμφωνα με τα παραπάνω και αφού  $R_7 = R_1$  η ισότητα  $2\xi\omega$  μπορεί να γίνει  $\frac{1}{C_4 R_3} \times \frac{R_9 (R_7 + 2R_2)}{R_8 + R_9}$ , οπότε προκύπτει η σχέση:

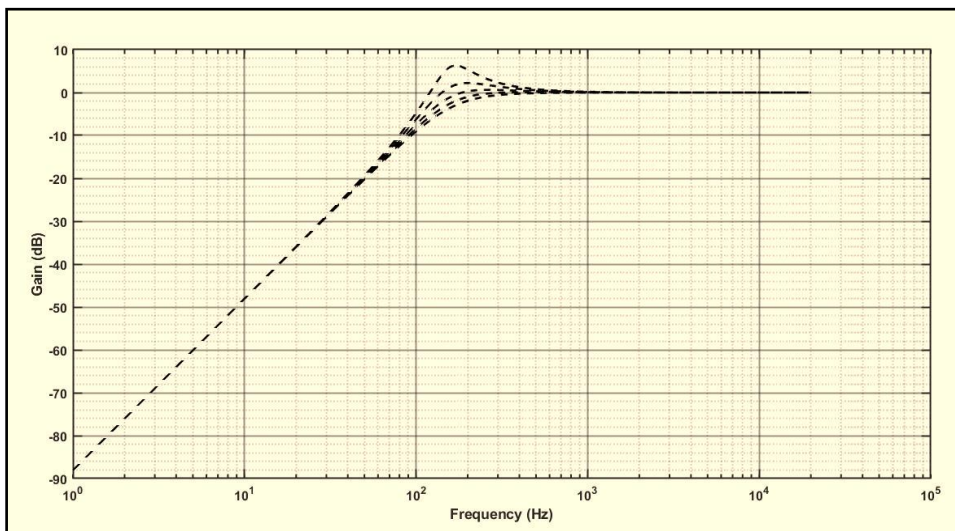
$$\xi = \frac{R_9 (R_7 + 2R_2)}{2(R_8 + R_9)} \quad (3.34)$$

Όπου όσο ο όρος  $\xi$  μειώνεται, τόσο αυξάνεται η κυμάτωση του φίλτρου γύρω από τη συχνότητα αποκοπής αλλά και ο συντελεστής ποιότητας  $Q$  που είναι το κλάσμα της κεντρικής συχνότητας ως προς το εύρος ζώνης [10].

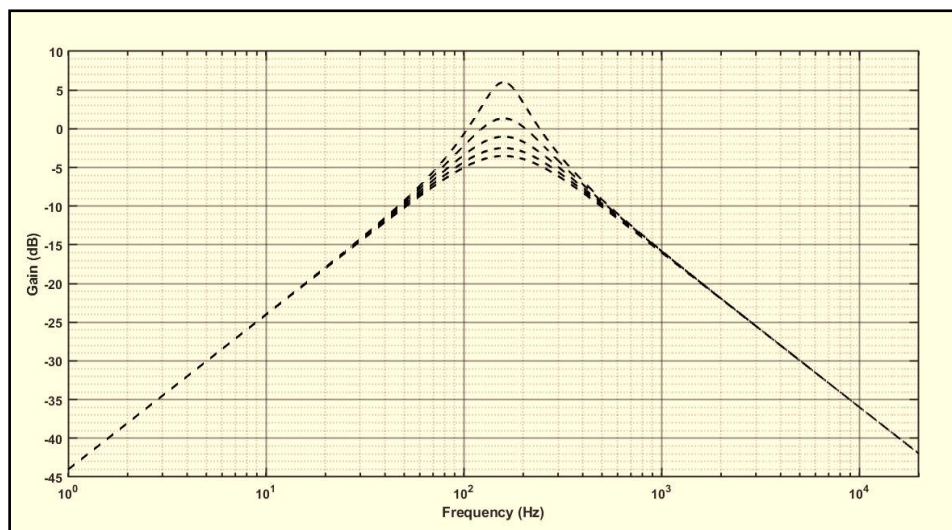
Κρατώντας τις  $R_2$ ,  $R_7$  και  $R_8$  σταθερές στην τιμή των  $100\text{k}\Omega$  μπορούμε να αντικαταστήσουμε την  $R_9$  με ένα ποτενσιόμετρο, αφού ο όρος  $\xi$  είναι άμεση συνάρτηση της τιμής της  $R_9$  και να μεταβάλλουμε το συντελεστή  $Q$  οπότε με αυτόν τον τρόπο να κάνουμε πιο έντονη την παρουσία του φίλτρου γύρω από τη συχνότητα αποκοπής. Στο Σχήμα 3.39 μπορούμε να δούμε πως μεταβάλλεται ο παράγοντας  $Q$  για τιμές που παίρνει η  $R_9$  στο χαμηλοπερατό φίλτρο,  $100, 80, 60, 40$  και  $20\text{k}\Omega$  ενώ στο Σχήμα 3.40 και 3.41 μπορούμε να δούμε τις αντίστοιχες μεταβολές στο υπερπερατό φίλτρο και στο φίλτρο διέλευσης ζώνης.



Σχήμα 3.42: Διάγραμμα Bode πλάτους χαμηλοπερατού φίλτρου για μεταβολές στην  $R_9$



Σχήμα 3.43: Διάγραμμα Bode πλάτους υπερπερατού φίλτρου για μεταβολές στην  $R_9$



Σχήμα 3.44: Διάγραμμα Bode πλάτους φίλτρου διέλευσης ζώνης για μεταβολές στην  $R_9$

### 3.9.3 Προσθήκη φίλτρου αποκοπής ζώνης

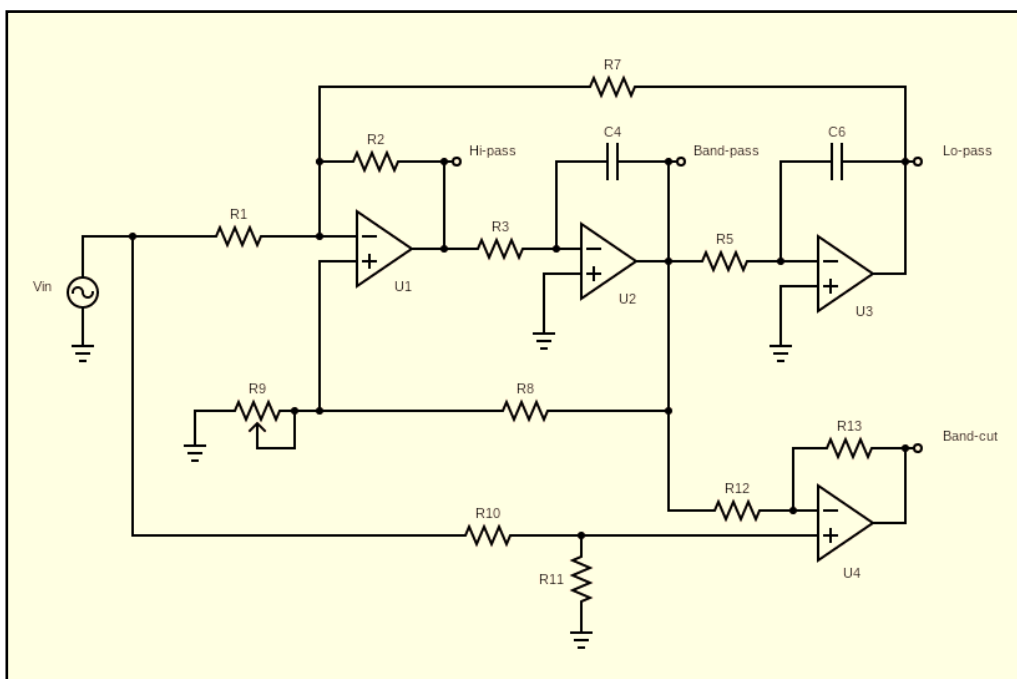
Στη διάταξη φίλτρου μεταβλητής κατάστασης μπορούμε με τη χρήση κάποιων επιπλέον στοιχείων να προσθέσουμε μία ακόμη διάταξη, ενός ενεργού φίλτρου αποκοπής ζώνης. Η βασική ιδέα είναι να αφαιρεθεί από το σήμα εισόδου το αποτέλεσμα που προκαλεί το φίλτρο διέλευσης ζώνης. Για να μπορέσει να συμβεί αυτό, τοποθετείται ένας ενισχυτής διαφοράς. Αυτή η διάταξη αποτελείται από έναν τελεστικό ενισχυτή σε συνδυασμό με 4 αντιστάσεις. Η διάταξη δέχεται 2 σήματα όπου το ένα σήμα αφαιρείται από το άλλο. Για το τελικό αποτέλεσμα γίνεται υπέρθεση των εξισώσεων κέρδους των 2 εισόδων [27]. Με βάση το Σχήμα 3.40 ένα μέρος της εισόδου του φίλτρου τροφοδοτεί τη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή μέσω ενός διαιρέτη τάσης που αποτελείται από τις αντιστάσεις  $R_{10}$  και  $R_{11}$  και από αυτό το σήμα αφαιρείται η έξοδος του φίλτρου διέλευσης ζώνης η οποία χρησιμοποιεί την αναστρέφουσα είσοδο. Επειδή το αναστρέφων κέρδος του φίλτρου διέλευσης ζώνης πρέπει να έχει κέρδος ίσο με τη μονάδα έτσι ώστε η έξοδος του φίλτρου αποκοπής ζώνης να είναι ακριβώς η αντίθετη, οι αντιστάσεις  $R_{12}$  και  $R_{13}$  παίρνουν ίση τιμή, ενώ πρέπει να δώσουμε τιμές στις αντιστάσεις  $R_{10}$  και  $R_{11}$  τέτοιες ώστε, επειδή ο τελεστικός ενισχυτής στην μη αναστρέφουσα είσοδο μας δίνει κέρδος:  $AV_{(+)} = \frac{R_{13}}{R_{12}} + 1 \Rightarrow AV_{(+)} = 2$  να έχουμε σε εκείνο το σημείο τη μισή τάση εισόδου. Η σχέση (3.35) μας δείχνει την έξοδο του ενισχυτή διαφοράς [33].

$$V_{out_{b-cut}} = \left(1 + \frac{R_{13}}{R_{12}}\right) \cdot \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \cdot V_{in} - \frac{R_{13}}{R_{12}} \cdot V_{out_{b-pass}} \quad (3.35)$$

Επειδή επιλέξαμε  $R_{12} = R_{13} \Rightarrow \frac{R_{13}}{R_{12}} = 1$  η σχέση γίνεται:

$$V_{out_{b-cut}} = 2 \cdot \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \cdot V_{in} - 1 \cdot V_{out_{b-pass}} \quad (3.36)$$

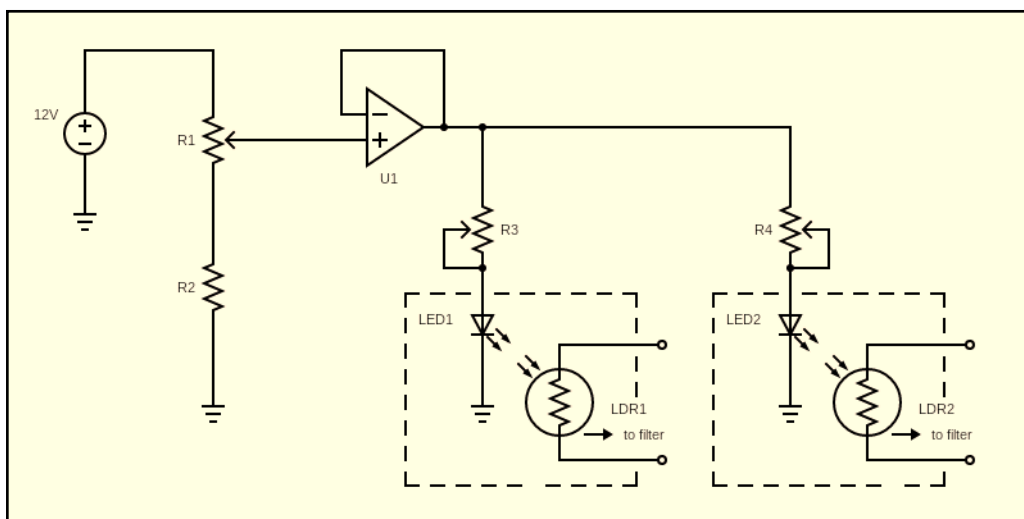
Οπότε το κλάσμα  $\frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}}$  πρέπει να πάρει τιμή 0.5 και άρα οι αντιστάσεις  $R_{10}$  και  $R_{11}$  να είναι ίσες.



Σχήμα 3.45: Προσθήκη φίλτρου αποκοπής ζώνης στη διάταξη KHN

### 3.9.4 Μετατροπή σε φίλτρο ελεγχόμενο από τάση (VCF)

Όπως είδαμε από τη σχέση (3.33), η τιμή της κεντρικής συχνότητας αποκοπής είναι συνάρτηση των αντιστάσεων  $R_3$  και  $R_5$  στο κύκλωμα του φίλτρου. Καθώς έχει γίνει αναφορά ότι ένας τρόπος να ελεγχθούν παραπάνω από μία παράμετροι είναι η χρήση τάσης ελέγχου, θα γίνει μετατροπή του φίλτρου KHN σε φίλτρο ελεγχόμενο από τάση και με αυτόν τον τρόπο θα μετακινείται η συχνότητα αποκοπής [37]. Η διάταξη που θα χρησιμοποιηθεί για την υλοποίηση ονομάζεται vactrol και αποτελείται από μία φωτοαντίσταση σε συνδυασμό με μία δίοδο LED όπου αυτά τα 2 στοιχεία πρέπει να βρίσκονται μέσα σε κάποιο κέλυφος απομονωμένα από οποιαδήποτε πηγή φωτός [38]. Αυτό το σύνολο μπορεί να δημιουργηθεί εύκολα τοποθετώντας τα 2 στοιχεία μέσα σε κάποιο θερμοσυστελλόμενο υλικό. Αυξάνοντας το μέγεθος του ρεύματος που διέρχεται μέσα από μία δίοδο LED αυξάνεται και η φωτεινότητα της και συνεπώς μεταβάλλεται και η τιμή της αντίστασης, η οποία βρίσκεται σε πολύ μικρή απόσταση, και συγκεκριμένα παίρνει χαμηλές τιμές στο φως και υψηλές στο σκοτάδι. Επειδή συνήθως δεν υπάρχουν datasheets για φωτοαντιστάσεις ώστε να δίνουν τη μεταβολή αντίστασης ως προς τη μονάδα φωτεινότητας, αλλά επίσης και λόγω έλλειψης κάποιου οργάνου το οποίο να μετράει τη φωτεινότητα που εκπέμπει μία δίοδος LED, η μέθοδος για την εύρεση των τιμών των στοιχείων που θα αποτελέσουν το κύκλωμα θα είναι προσεγγιστική. Το Σχήμα 3.43 μας δείχνει τη διάταξη όπου η  $R_3$  και  $R_5$  του φίλτρου είναι οι αντιστάσεις που αλλάζουν την κεντρική συχνότητα αποκοπής και πλέον έχουν αντικατασταθεί από τις LDR1 και LDR2. Από πληροφορίες που δίνονται σε datasheets μίας τυπικής δίοδου LED κόκκινου χρώματος μπορούμε να γνωρίζουμε ότι η τάση αγωγής  $V_{forward}$  κυμαίνεται περίπου στα 2V, οπότε ρυθμίζουμε το διαιρέτη τάσης που αποτελείται από τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  έτσι ώστε η  $R_2$  να κρατάει αυτά τα 2V και τα υπόλοιπα 10 (από τα 12 της τροφοδοσίας) να τα διαχειρίζεται το ποτενσιόμετρο  $R_1$ . Οι τιμές μπορεί να είναι  $R_1 = 1M\Omega$  και  $R_2 = 200k\Omega$ . Στη συνέχεια τοποθετείται ένας ακόλουθος τάσης ώστε να απομονώσει το διαιρέτη τάσης με το υπόλοιπο κύκλωμα. Γνωρίζουμε ότι ένας συνηθισμένος τελεστικός ενισχυτής όπως ο LM 741 μπορεί να παρέχει ρεύμα σε ένα κύκλωμα όχι περισσότερο από περίπου 25mA. Για να μην λειτουργήσει οριακά θα πρέπει να ρυθμίσουμε τα ποτενσιόμετρα  $R_3$  και  $R_4$  έτσι ώστε όταν η τάση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή φτάνει στο μέγιστο (12V) τότε στον κάθε κλάδο να έχουμε ρεύμα ίσο με 10mA έτσι ώστε συνολικά ο τελεστικός ενισχυτής να παρέχει 20mA και από το κάθε LED να διέρχεται ρεύμα 0-10mA. Συνεπώς τα ποτενσιόμετρα  $R_3$  και  $R_4$  παίρνουν τιμές περίπου  $\frac{10V}{10mA} \Rightarrow 1k\Omega$ .



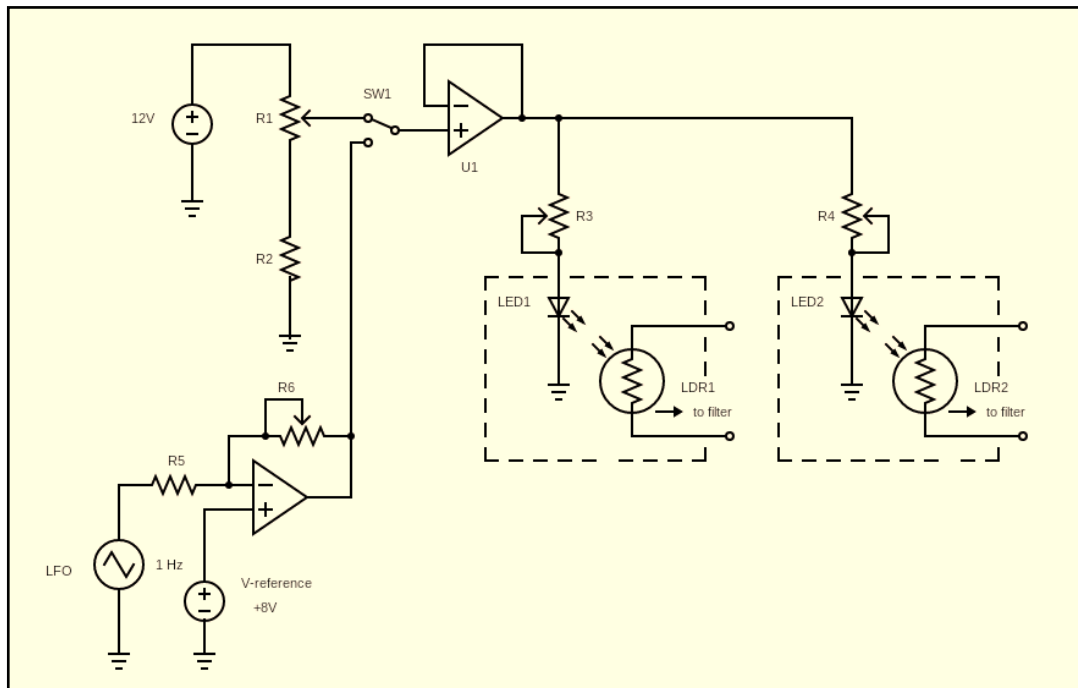
Σχήμα 3.46: Κύκλωμα τάσης ελέγχου φίλτρου KHN

Το σχετικά δύσκολο κομμάτι είναι να βρεθούν οι φωτοαντιστάσεις με το κατάλληλο εύρος τιμών έτσι ώστε να κυμαίνονται από μερικά  $\Omega$  σε φωτεινότητα που παράγει το LED με ρεύμα 10mA, έως περίπου 100k $\Omega$  σε σχεδόν μηδενική φωτεινότητα. Αυτό το πετυχαίνουμε κάνοντας κάποιες δοκιμές με ένα σύνολο φωτοαντιστάσεων.

Με τη χρήση του άνωθεν κυκλώματος μπορεί πλέον ο χρήστης να μετακινήσει την κεντρική συχνότητα αποκοπής του φίλτρου χρησιμοποιώντας τη μεταβολή τάσης που προκαλεί το ποτενσιόμετρο  $R_1$ . Όμως εκτός από τον χειροκίνητο τρόπο μεταβολής της συχνότητας, αυτή η διάταξη μπορεί να μας προσφέρει και τη ρυθμική μεταβολή με την μεταγωγή της μη αναστρέφουσας εισόδου του τελεστικού ενισχυτή  $U_1$  σε έναν ταλαντωτή LFO ο οποίος θα παράγει συχνότητες μικρότερες του 1Hz έως μερικά Hz.

### 3.10 Ταλαντωτής χαμηλών συχνοτήτων (LFO)

Το κύκλωμα που θα χρησιμοποιηθεί για να προκαλέσει ταλαντώσεις χαμηλής συχνότητας θα είναι ακριβώς αυτό που χρησιμοποιήθηκε για τη λειτουργία του ταλαντωτή VCO, συνεπώς με βάση τις εξισώσεις και τις παραμέτρους του κεφαλαίου 2.1 αλλάζοντας τιμές στα κατάλληλα στοιχεία θα πετύχουμε τις ταλαντώσεις που θα μετακινούν την κεντρική συχνότητα του φίλτρου. Εκτός από το κύκλωμα του ταλαντωτή θα χρειαστούμε και ένα κύκλωμα αναστρέφοντος ενισχυτή ο οποίος θα προκαλέσει ένα μικρό υποβιβασμό στον τριγωνικό παλμό αλλά και θα ανεβάσει την στάθμη αναφοράς. Ο λόγος που γίνεται αυτό είναι ότι για να λειτουργήσει η διάταξη του vactrol χρειάζεται ένα εύρος τάσης 2-12V. Ο τριγωνικός παλμός όπως είδαμε έχει έξοδο  $\pm 6V$  οπότε πρέπει να προσαρμοστεί στην τάση που δέχεται το vactrol και για αυτό προσθέτουμε τάση αναφοράς +8V ώστε το κατώτατο άκρο που βρίσκεται στο -6 να οδηγηθεί στο +2, ενώ από εκεί και πέρα ρυθμίζουμε τα όρια με την  $R_6$  και κάνουμε μεταγωγή με το διακόπτη  $SW_1$ . Στο Σχήμα 3.44 μπορούμε να δούμε τη συνολική διάταξη.

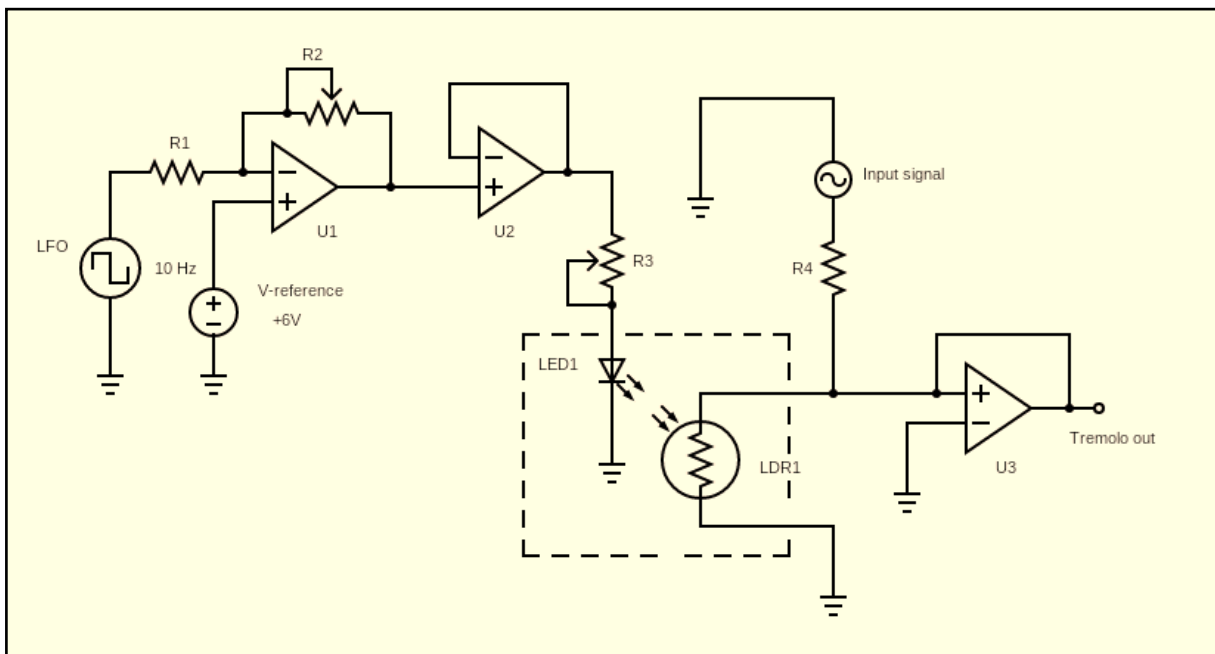


Σχήμα 3.47: Κύκλωμα τάσης ελέγχου με μεταγωγή σε τριγωνικό παλμό LFO

### 3.11 Το tremolo effect

Μετά τη βαθμίδα του φίλτρου μεταβλητής κατάστασης προστίθεται μία ακόμα βαθμίδα που περιλαμβάνει ένα audio effect το οποίο ονομάζεται tremolo. Πρόκειται για ένα από τα πρώτα audio effects που σχεδιάστηκαν και χρησιμοποιήθηκαν ως ενσωματωμένες βαθμίδες στους πρώτους ενισχυτές μουσικών οργάνων με λυχνίες αλλά και σε synthesizers. Αυτό κατατάσσει το tremolo effect στο χώρο του vintage. Επίσης μπορεί να το συναντήσει κάποιος ως αυτόνομη εξωτερική μονάδα[39].

Το βασικό του χαρακτηριστικό είναι η απλή λειτουργία που εκτελεί και μοιάζει κατά κάποιο τρόπο με την AM διαμόρφωση. Αυτό που προκαλεί στο ηχητικό σήμα είναι ρυθμικές μεταβολές στην ενίσχυση του οι οποίες συχνοτικά κυμαίνονται περίπου στα 4-10Hz και παράγονται από έναν LFO. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι να υλοποιηθεί το κύκλωμα και ένας από αυτούς είναι ο οπτικός [40]. Με την ένταξη ενός δεύτερου ταλαντωτή χαμηλών συχνοτήτων και την χρήση της διάταξης ενός vactrol μπορούμε να προκαλέσουμε τις απαιτούμενες χρονικές μεταβολές στον ήχο. Το Σχήμα 3.45 μας δείχνει το κύκλωμα.



Σχήμα 3.48: Κύκλωμα tremolo effect

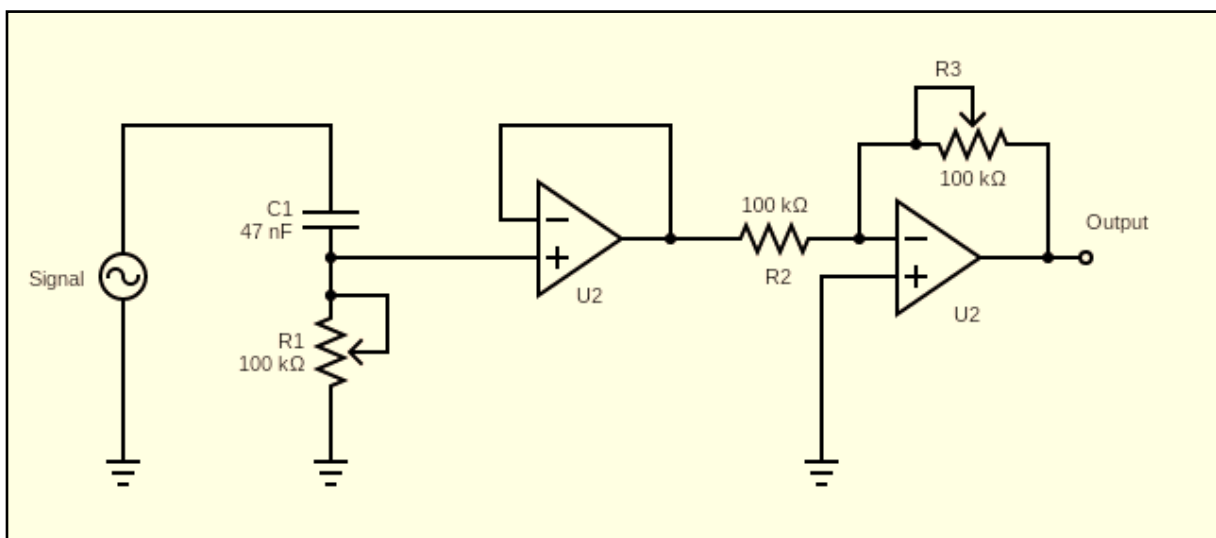
Σε αυτό το κύκλωμα χρησιμοποιείται ο τετραγωνικός παλμός που παράγει ο LFO όπου ο τελεστικός ενισχυτής  $U_1$  με τις αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  προκαλεί εξασθένιση στο μισό κέρδος περίπου για να κυμαίνεται ο τετραγωνικός παλμός στα  $\pm 6V$  και ταυτόχρονα ανεβάζει την τάση αναφοράς περίπου  $6V$  ώστε να λειτουργεί στην DC περιοχή. Από εκεί και πέρα οι παλμοί οδηγούνται μέσω του ακόλουθου τάσης που αποτελείται από τον τελεστικό ενισχυτή  $U_2$  στον κλάδο των  $R_3$  και  $LED_1$ . Στη συνέχεια οι παλμοί φωτός επηρεάζουν την τιμή της φωτοαντίστασης  $LDR_1$  η οποία μαζί με την  $R_4$  αποτελούν ένα διαιρέτη τάσης ο οποίος δέχεται το σήμα εισόδου το οποίο με αυτόν τον τρόπο αυξομειώνεται ρυθμικά και απομονώνεται για να συνεχίσει στην επόμενη βαθμίδα με έναν ακόλουθο τάσης αποτελούμενο από τον τελεστικό ενισχυτή  $U_3$ .

### 3.12 FX Loop

Η επόμενη βαθμίδα μετά το tremolo ονομάζεται FX loop, τα αρχικά 'FX' είναι μία συντομογραφία της λέξης 'effects' και είναι η παροχή μίας αναμονής όπου μας δίνει τη δυνατότητα να σχηματιστεί ένας επιπλέον βρόχος ο οποίος μπορεί να αποτελείται από εξωτερικά και ανεξάρτητα audio effects, (τα πιο συνηθισμένα είναι τα reverb, echo delay, chorus) τα οποία συνδέονται σε σειρά μεταξύ τους και ο χρήστης μπορεί να χρησιμοποιήσει όσα θέλει χωρίς περιορισμό. Όλο αυτό το σύνολο audio effects συνδεδεμένο σε σειρά μπορεί, αναλόγως της συσκευής, να συνδεθεί σε σειρά ή παράλληλα με άλλες βαθμίδες [41]. Στο παρόν κύκλωμα χρησιμοποιείται η σειριακή σύνδεση και η ενεργοποίηση της γίνεται με μεταγωγικό διακόπτη.

### 3.13 Τελική βαθμίδα εξόδου

Ως τελευταία βαθμίδα εξόδου τοποθετείται ένα ενεργό υπερβατό φίλτρο, αποτελούμενο από μία αντίσταση, έναν πυκνωτή και έναν ακόλουθο τάσης, έτσι ώστε να γίνει κατακράτηση οποιασδήποτε πιθανής DC συνιστώσας που ίσως προστέθηκε μέσα από το σύνολο των κυκλωμάτων. Οι τιμές που επιλέγονται είναι  $R=100\text{k}\Omega$  και  $C=47\text{nF}$  έτσι ώστε σύμφωνα με τη σχέση (3.17) ( $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ) η κεντρική συχνότητα αποκοπής να είναι τα 33.8Hz. Στη συνέχεια ακολουθεί ένας τελεστικός ενισχυτής σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία με απολαβή ίση με τη μονάδα έτσι ώστε να ελέγχει την τελική ένταση που πρέπει να εξάγει το κύκλωμα στο σύνολο του. Ο έλεγχος γίνεται με την τοποθέτηση ποτενσιόμετρου στη θέση της αντίστασης ανάδρασης του αναστρέφοντος ενισχυτή. Το Σχήμα 3.46 μας δείχνει τη συνολική διάταξη. Επίσης έχει τοποθετηθεί ποτενσιόμετρο τύπου trimmer στη θέση της αντίστασης του φίλτρου έτσι ώστε αν θέλουμε να ρυθμίσουμε τη συχνότητα αποκοπής υψηλότερα.

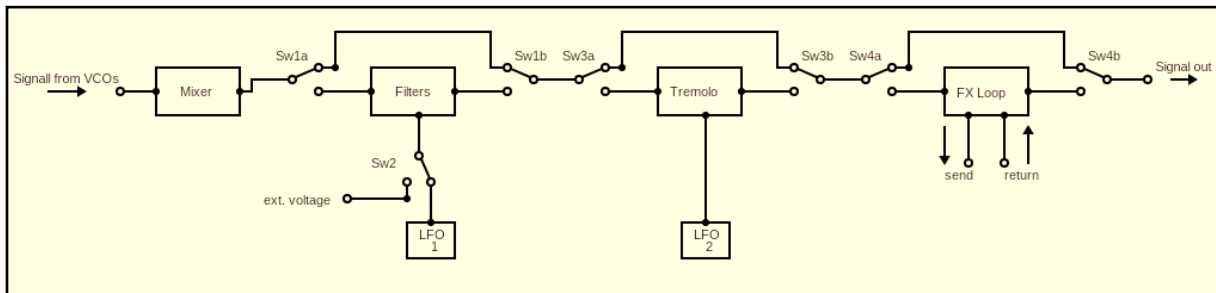


Σχήμα 3.49: Βαθμίδα εξόδου synthesizer

### 3.14 Σύνδεση επιμέρους βαθμίδων

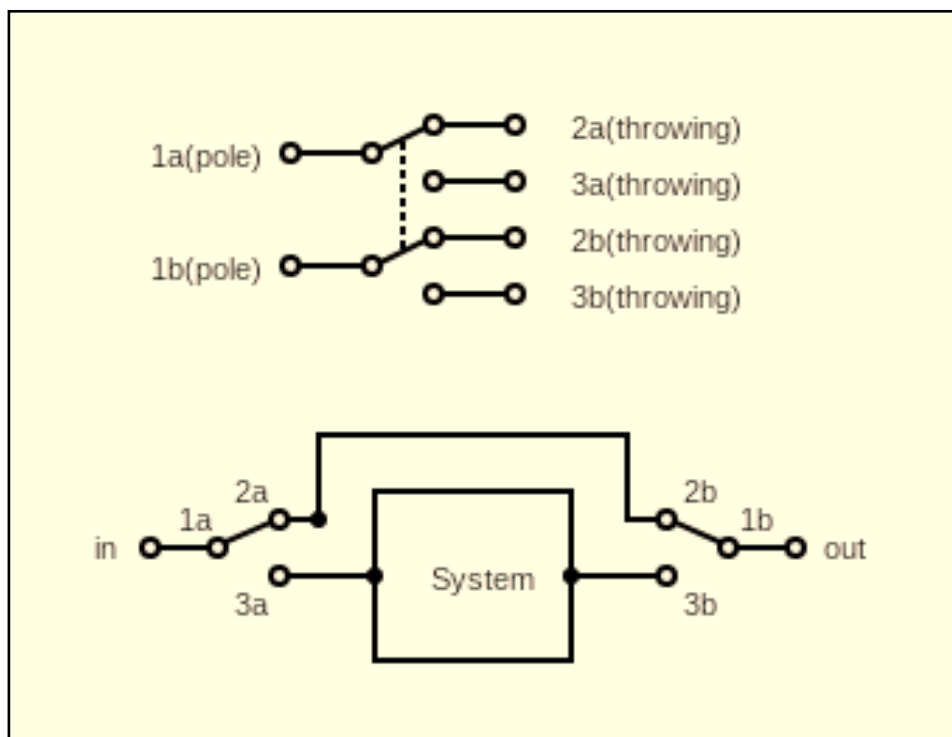
Έχοντας ολοκληρώσει την περιγραφή των τρόπων λειτουργίας των επιμέρους βαθμίδων, μπορούμε να προχωρήσουμε στον τρόπο σύνδεσης μεταξύ τους. Όπως είχε αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο η

αρχιτεκτονική του synthesizer ακολουθεί τη fixed μορφή οπότε η ενεργοποίηση της κάθε ενδιάμεσης βαθμίδας γίνεται με τη χρήση μεταγωγικών διακοπών. Στο Σχήμα 3.47 μπορούμε να δούμε σε μπλοκ διάγραμμα τον τρόπο σύνδεσης.



Σχήμα 3.50: Σύνδεση βαθμίδων με μεταγωγικούς διακόπτες

Οι διακόπτες είναι τύπου toggle DPDT (ON-ON), αυτό σημαίνει ότι είναι double pole/double throwing δηλαδή ο κάθε διακόπτης έχει 2 επαφές (πόλοι) τις οποίες, με την κάθε από τις 2 κινήσεις του διακόπτη (ON-ON) μεταγεί σε μία ξεχωριστή επαφή (throwing) για τον κάθε πόλο [42][43]. Όπως μας δείχνει το Σχήμα 3.48 στη μία θέση οι επαφές pole1a και pole1b εφάπτονται με τις επαφές 2a και 2b αντίστοιχα, ενώ μόλις ο διακόπτης γυρίσει στη δεύτερη θέση τότε οι επαφές pole1a και pole1b εφάπτονται με τις επαφές 3a και 3b. Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να παραβλέψουμε η να χρησιμοποιήσουμε ένα σύστημα.



Σχήμα 3.51: Μεταγωγή κυκλώματος με διακόπτη DPDT

### 3.15 Σχεδίαση γραμμικού τροφοδοτικού

Φτάνοντας στο σημείο όπου έχει ολοκληρωθεί η διασύνδεση των βαθμίδων μεταξύ τους, ακολουθεί η διαδικασία προσθήκης κυκλώματος συμμετρικής τροφοδοσίας το οποίο θα πρέπει να είναι ικανό να παρέχει την απαιτούμενη ισχύ. Η πρώτη προσέγγιση γίνεται με τη χρήση τυποποιημένων τροφοδοτικών και κατόπιν έμμεσων μετρήσεων πάνω σε αντιστάσεις μικρών τιμών μπορούμε να έχουμε πληροφορίες για την κατανάλωση ρεύματος του κάθε τμήματος. Υπάρχουν 3 βασικά τμήματα τα οποία πρέπει να τροφοδοτηθούν:

- Το τμήμα παραγωγής σημάτων VCO (32 ξεχωριστά PCB) με τροφοδοσία  $\pm 12V_{dc}$
- Το τμήμα άθροισης και επεξεργασίας σημάτων με τροφοδοσία  $\pm 12V_{dc}$
- Το τμήμα μικροελεγκτών με τροφοδοσία  $+5V_{dc}$

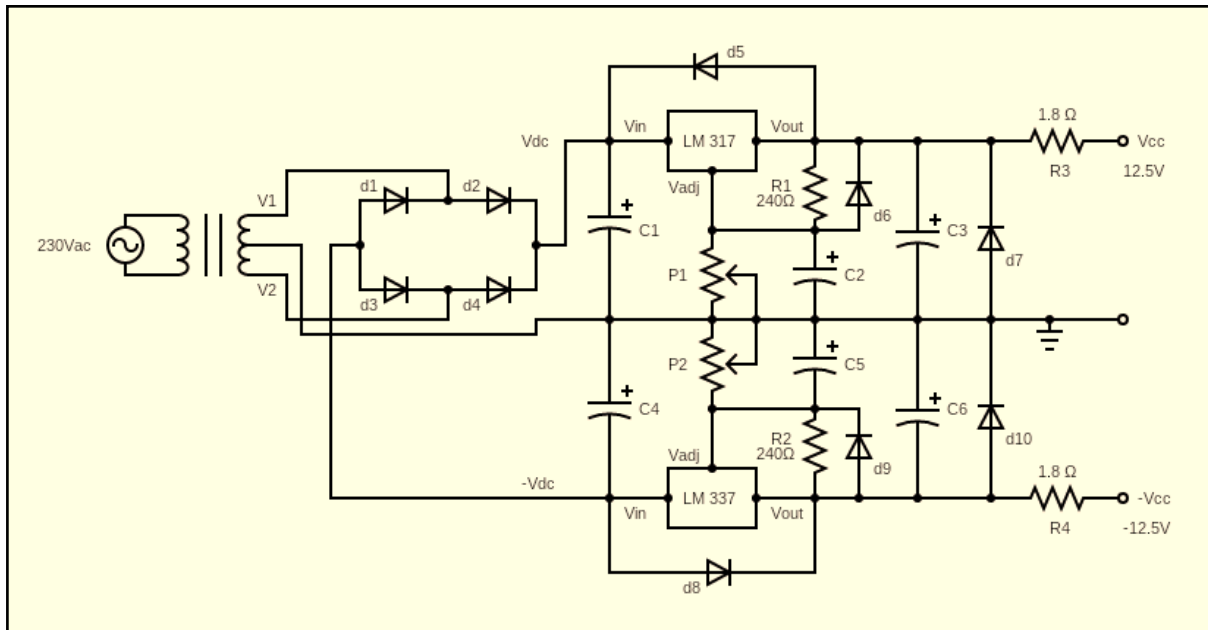
Η επιλογή γραμμικού τροφοδοτικού έγινε λόγω της απλότητας κατασκευής και λόγω του ότι συνιστάται για κυκλώματα ήχου. Ο μετασχηματιστής που χρησιμοποιείται διαθέτει δευτερεύον τύλιγμα με μεσαία λήψη και με βάση τα χαρακτηριστικά του μπορούμε να έχουμε έξοδο περίπου  $2 \times 12.7 V_{ac_{RMS}}$ , δηλαδή περίπου  $2 \times 18 V_{ac_{peak}}$ . Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε μέσα από τη χρήση τροφοδοτικού με γέφυρα ανόρθωσης και πυκνωτές εξομάλυνσης να εξασφαλίσουμε 2 ανεξάρτητες τάσεις  $\pm 16.5V_{dc}$  (αφαιρώντας την πτώση τάσης στις διόδους) αντίστοιχα και στη συνέχεια με τη χρήση σταθεροποιητή τάσης και μερικών ακόμα εξαρτημάτων θα είναι εφικτό να πετύχουμε τη συμμετρική τροφοδοσία των  $\pm 12V$  που χρειάζονται τα 2 πρώτα τμήματα.

Από τη θετική τροφοδοσία απαιτείται να παρέχει μεγαλύτερη ποσότητα ρεύματος σε σχέση με την αρνητική, καθώς πρέπει να τροφοδοτήσει το κύκλωμα μικροελεγκτών που λειτουργεί με τάση 5V αλλά και τα κυκλώματα που χρησιμοποιούν διόδους LED. Για την τροφοδοσία των  $\pm 12V$ , όπως δείχνει το Σχήμα 3.49, έχουν τοποθετηθεί οι αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_4$  με τιμή  $1.8\Omega$ , στα άκρα των εξόδων, ώστε να μπορέσει να μετρηθεί έμμεσα η κατανάλωση ρεύματος. Στη συνέχεια το κύκλωμα των μικροελεγκτών, όπως δείχνει το Σχήμα 3.53, λαμβάνει επίσης τη θετική έξοδο των 12V και με τη χρήση ενός επιπλέον κυκλώματος με σταθεροποιητή τάσης γίνεται σταθεροποίηση στα 5V. Στην έξοδο έχει τοποθετηθεί επίσης η  $R_3$  με τιμή  $1.2\Omega$  έτσι ώστε να μετρηθεί έμμεσα και η κατανάλωση των 3 μικροελεγκτών ενώ πριν την είσοδο έχει τοποθετηθεί η  $R_1$  για να κρατήσει ένα μέρος της ισχύος ώστε να επιβαρυνθεί όσο το δυνατόν λιγότερο το ολοκληρωμένο κύκλωμα του σταθεροποιητή τάσης.

#### 3.15.1 Υπολογισμός παραμέτρων

Το Σχήμα 3.49 δείχνει την πλήρη διάταξη του κυκλώματος συμμετρικής τροφοδοσίας όπου χρησιμοποιούνται οι ρυθμιζόμενοι σταθεροποιητές τάσης LM317 για τη θετική τροφοδοσία και LM337 που είναι ο αντίστοιχος για την αρνητική. Υπάρχουν ορισμένες παράμετροι που δίνονται από τους κατασκευαστές αυτών των ολοκληρωμένων όπου είναι κοινές και θα πρέπει να τηρούνται όταν υλοποιούμε διάταξη τροφοδοτικών. Οι ακόλουθες είναι οι πιο σημαντικές [44][45].

- Η διαφορά τάσης εισόδου ( $V_{dc}$ ) σε σχέση με την τάση εξόδου ( $V_{out}$ ) πρέπει να είναι τουλάχιστον 3V
- Πρέπει να τοποθετηθούν οι πυκνωτές  $C_2$  και  $C_5$  οι οποίοι βελτιώνουν την απόρριψη ac συνιστωσών (θόρυβος και κυμάτωση)
- Πρέπει να τοποθετηθούν οι πυκνωτές  $C_3$  και  $C_6$  οι οποίοι βελτιώνουν τη μετάβαση από ON-OFF και αντίστροφα
- Πρέπει να τοποθετηθούν οι διόδοι προστασίας  $d_5, d_6, d_7, d_8, d_9, d_{10}$  για την απορρόφηση φορτίου από τους πυκνωτές κατά τη διάρκεια μεταβατικών καταστάσεων



Σχήμα 3.52: Κύκλωμα συμμετρικής τροφοδοσίας

Η έξοδος δίνεται από τις σχέσεις (3.37) και (3.38):

Για τον LM 317:

$$V_{out} = 1.25 \times \left(1 + \frac{P_1}{R_1}\right) + (I_{adj} \times P_1) \quad (3.37)$$

Αντιστοίχως για τον LM 337:

$$-V_{out} = -1.25 \times \left(1 + \frac{P_2}{R_2}\right) + (-I_{adj} \times P_1) \quad (3.38)$$

Σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις η τάση ανάμεσα στους κόμβους  $V_{out}$  και  $V_{adj}$  είναι σταθερή στα  $\pm 1.25V$ , τα ποτενσιόμετρα  $P_1$  και  $P_2$  είναι τα μεταβλητά στοιχεία που ρυθμίζουν την ακριβή τάση εξόδου και σύμφωνα με τα datasheets οι αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  έχουν προτεινόμενη τιμή τα  $240\Omega$  ενώ το  $I_{adj}$  κυμαίνεται στα  $50\mu A$ . Σε ρεαλιστική προσέγγιση επιδιώκεται να έχουμε τάση εξόδου περίπου  $\pm 12.5V$ , έτσι ώστε συμπεριλαμβάνοντας τις απώλειες τάσης κορεσμού των τελεστικών ενισχυτών να έχουμε τετραγωνικούς παλμούς όσο πιο κοντά γίνεται στα  $\pm 12V$  με σκοπό να υπάρχει μικρότερη απόκλιση μεταξύ θεωρητικών υπολογισμών και μετρήσεων. Οπότε τα ποτενσιόμετρα  $P_1$  και  $P_2$  με βάση τις σχέσεις (3.37) και (3.38) παίρνουν τιμή περίπου  $2.14k\Omega$  το καθένα.

Το Σχήμα 3.50 δείχνει τις μετρήσεις με παλμογράφο επάνω στις 2 αντιστάσεις των  $1.8\Omega$   $R_3$  και  $R_4$  του Σχήματος 3.49. Η RMS τιμή της τάσης επάνω στην  $R_3$  (θετική τροφοδοσία) δείχνει  $265mV$  ενώ η αντίστοιχη επάνω στην  $R_4$  (αρνητική τροφοδοσία) δείχνει  $222mV$ . Συνεπώς προκύπτει ότι τα φορτία που αφορούν τις τροφοδοσίες των  $\pm 12V$  έχουν απαίτηση για  $265mV_{RMS}/1.8\Omega$  και  $222mV_{RMS}/1.8\Omega$  δηλαδή  $147mA_{RMS}$  και  $123mA_{RMS}$  αντίστοιχα. Όμως στα  $147mA_{RMS}$  της θετικής τροφοδοσίας πρέπει να προστεθεί και το ρεύμα που καταναλώνει το κύκλωμα μικροελεγκτών όπου η μέτρηση του έχει

γίνει επάνω σε αντίσταση  $1.2\Omega$  και όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.51 παίρνει την τιμή  $91.8mV_{RMS} / 1.2\Omega \Rightarrow 76.5mA_{RMS}$ . Αυτή η μέτρηση είναι πολύ κοντά στην τυπική κατανάλωση του PIC18F4550 όταν λειτουργεί σε συχνότητα 48MHz όπου σύμφωνα με τον πίνακα των datasheets σελ.373 είναι 25mA.

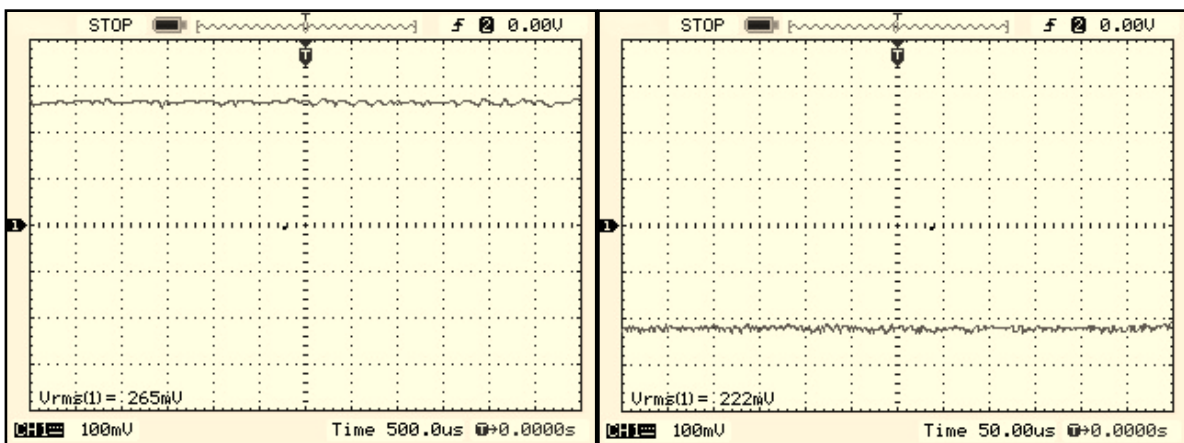
Συνολικά η κατανάλωση για τη θετική τροφοδοσία είναι:  $147mA_{RMS} + 76.5mA_{RMS} \Rightarrow I_{supply} = 223.5mA_{RMS}$  ενώ για την αρνητική τροφοδοσία:  $-I_{supply} = 123mA_{RMS}$ . Όπως ήδη έχει αναφερθεί οι σταθεροποιητές τάσης που χρησιμοποιούνται είναι οι LM 317 και LM 337. Ένα από τα χαρακτηριστικά τους είναι η απόρριψη κυμάτωσης (PSRR) η οποία κυμαίνεται στα 80dB και 77dB αντιστοίχως [24]. Γνωρίζοντας τις καταναλώσεις ρεύματος των κυκλωμάτων μπορούμε να υπολογίσουμε την κυμάτωση που εμφανίζεται στις εισόδους των σταθεροποιητών. Η σχέση (3.39) μας δίνει το μέγεθος peak-peak της κυμάτωσης [46].

$$V_{ripple} = \frac{I_{out}}{f_{ripple} \cdot C} \quad (3.39)$$

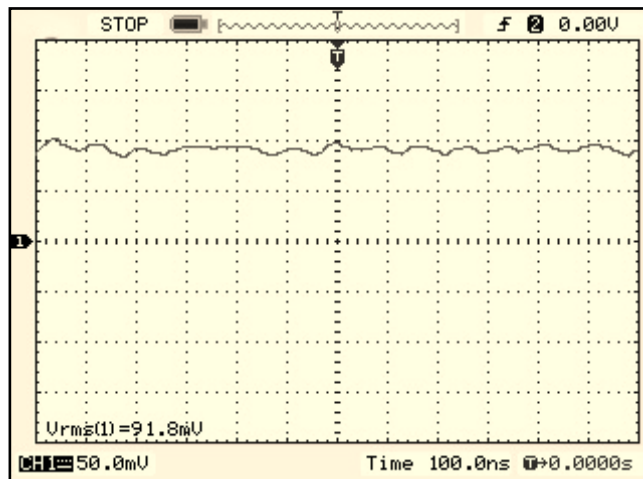
Όπου:

- $V_{ripple}$  η τάση peak-peak της κυμάτωσης
- $I_{out}$  το ρεύμα που εξέρχεται από το τροφοδοτικό
- $C$  η τιμή του πυκνωτή εξομάλυνσης.

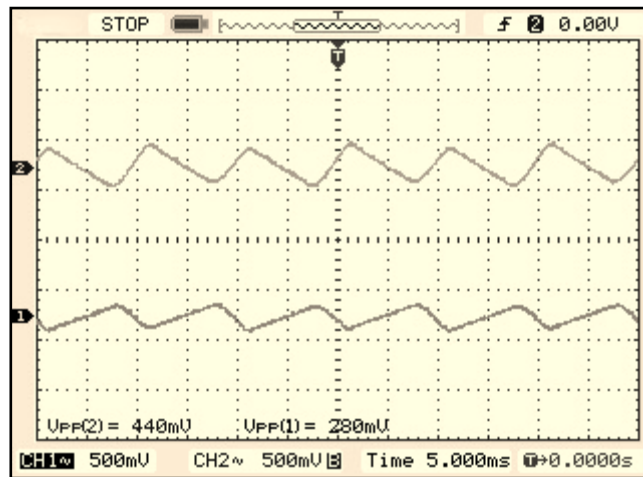
Για την κάλυψη της χωρητικότητας  $C$  έχουν τοποθετηθεί 2 παράλληλοι πυκνωτές τιμής  $2200\mu F$  (συνολικά  $4400\mu F$ ), οπότε θεωρούμε τη συχνότητα της πλήρους ανόρθωσης  $f_{ripple} = 100Hz$  και για τα 2 ρεύματα  $I_{supply}$  και  $-I_{supply}$  υπολογίζουμε τάση κυμάτωσης περίπου  $0.5V_{p-p}$  για τη θετική τροφοδοσία και  $0.28V_{p-p}$  για την αρνητική. Το Σχήμα 3.52 εμφανίζει τις 2 τάσεις κυμάτωσης στις εισόδους των σταθεροποιητών σε πραγματική μέτρηση με τον παλμογράφο σε ζεύξη ac. Οπότε για τιμή PSRR 80dB θεωρητικά στην έξοδο του σταθεροποιητή έχουμε  $10^{\frac{80}{20}} \Rightarrow 10000$  φορές μικρότερη κυμάτωση δηλαδή περίπου  $50\mu V$  (αντιστοίχως για τον LM 337  $10^{\frac{77}{20}} \Rightarrow 7080$  φορές μικρότερη κυμάτωση  $\Rightarrow 39.5\mu V$ ) η οποία εξομαλύνεται επιπλέον με τους πυκνωτές  $C_3$  και  $C_6$  που βρίσκονται στην έξοδο του τροφοδοτικού.



Σχήμα 3.53: Έμμεση μέτρηση ρεύματος στα κυκλώματα  $\pm 12V$



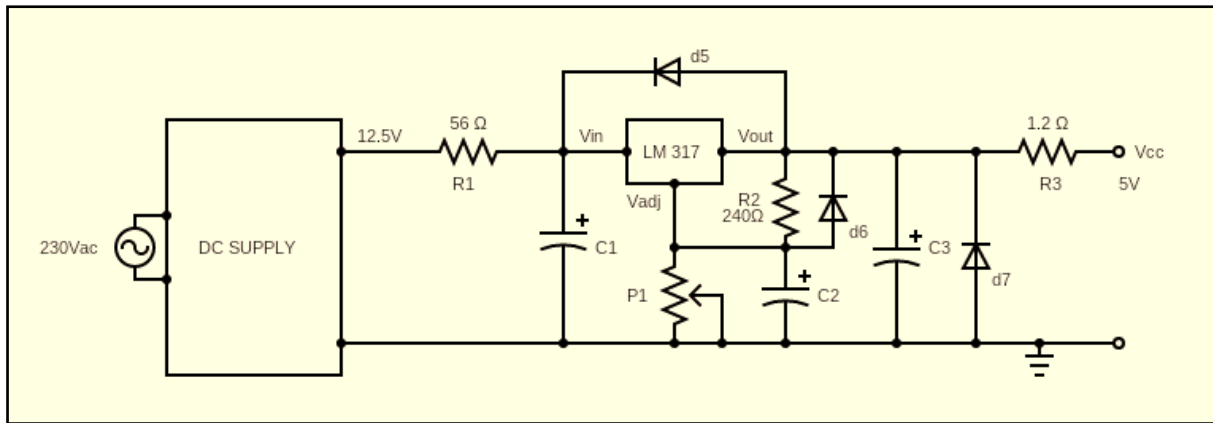
Σχήμα 3.54: Έμμεση μέτρηση ρεύματος στο κύκλωμα μικροελεγκτών



Σχήμα 3.55: Τάσεις κυμάτωσης στις εισόδους των σταθεροποιητών

Επίσης το Σχήμα 3.53 δείχνει το κύκλωμα σταθεροποίησης στα 5V όπου μεταξύ της τάσης των  $12.5V_{dc}$  που λαμβάνει μεσολαβεί η αντίσταση  $R_1$  με τιμή  $56\Omega$  η οποία κρατάει ένα μέρος της τάσης έτσι ώστε να αποφευχθεί η επιπλέον κατακράτηση ισχύος στο ολοκληρωμένο κύκλωμα του σταθεροποιητή. Η πτώση τάσης επάνω στην αντίσταση είναι:  $76.5mA_{RMS} \times 56\Omega \approx 4.3V$  οπότε στην είσοδο του σταθεροποιητή έχουμε  $12.5V - 4.3V \approx 8.2V$ , από αυτήν την ποσότητα τα 3.2V κατακρατούνται από το ολοκληρωμένο κύκλωμα του LM 317 και τα υπόλοιπα 5V χρησιμοποιούνται για την τροφοδοσία των μικροελεγκτών.

Συνοψίζοντας πρέπει να πούμε πως για την επιλογή των διόδων γέφυρας πρέπει να ληφθεί υπόψη ο κανόνας για τους ημιαγωγούς διακόπτες όπου πρέπει να έχουν αντοχές ώστε να μπορεί να διέλθει ρεύμα κατά την περίοδο που είναι ορθά πολωμένοι ίσο με 1.5 από την πραγματική κατανάλωση ενώ κατά την περίοδο που είναι ανάστροφα πολωμένοι να μπορούν να δεχτούν τη διπλάσια τάση σε σχέση με αυτή που πραγματικά δέχονται.[47]. Δηλαδή τη διπλάσια τάση p-p που δίνει ο μετασχηματιστής στα άκρα του ( $18V \times 2 \Rightarrow 36V$ ) και  $1.5 \times I_{supply} \Rightarrow 335mA$ , οπότε μπορεί να προτιμηθεί η 1N4001-7.



Σχήμα 3.56: Σταθεροποίηση τάσης 5V

## Κεφάλαιο 4ο: Μετρήσεις σε πραγματικό χρόνο και συμπεράσματα

### 4.1 Μετρήσεις μεγεθών με παλμογράφο

Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρατεθούν μετρήσεις μεγεθών που ολοκληρώθηκαν με τη χρήση παλμογράφου, επάνω στα οποία έγιναν υπολογισμοί σε προηγούμενες ενότητες ώστε αυτοί να επαληθευτούν σε πραγματικές συνθήκες και να ανιχνευτούν πιθανά προβλήματα ή σφάλματα.

#### 4.1.1 Μετρήσεις τάσης ελέγχου σε σχέση με τη συχνότητα

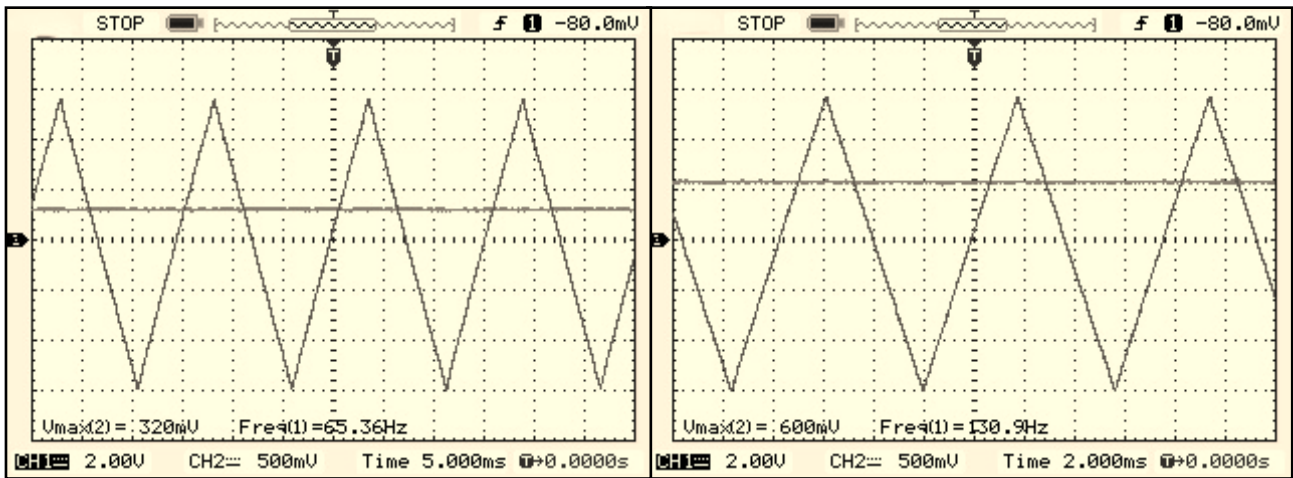
Με βάση τις εξισώσεις που δίνουν τα χαρακτηριστικά του ταλαντωτή, σχέσεις (2.1) έως (2.5), θα γίνουν δειγματοληπτικές μετρήσεις σε 3 PCB. Οι θεωρητικές τιμές που υπολογίζονται με βάση τις εξισώσεις μπορούν να δοθούν χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα στο matlab που βρίσκεται στο παράρτημα Α. Η οθόνη εμφανίζει την τριγωνική κυματομορφή και την ευθεία DC τάση ελέγχου ( $V_c$ ). Η υποδιαίρεση είναι 2V/div για το τριγωνικό σήμα και 500mV/div για το DC. Τα συνολικά αποτελέσματα δίνονται στον Πίνακα 4.1.

Πίνακας 4.1: Μέτρηση τάσης ελέγχου

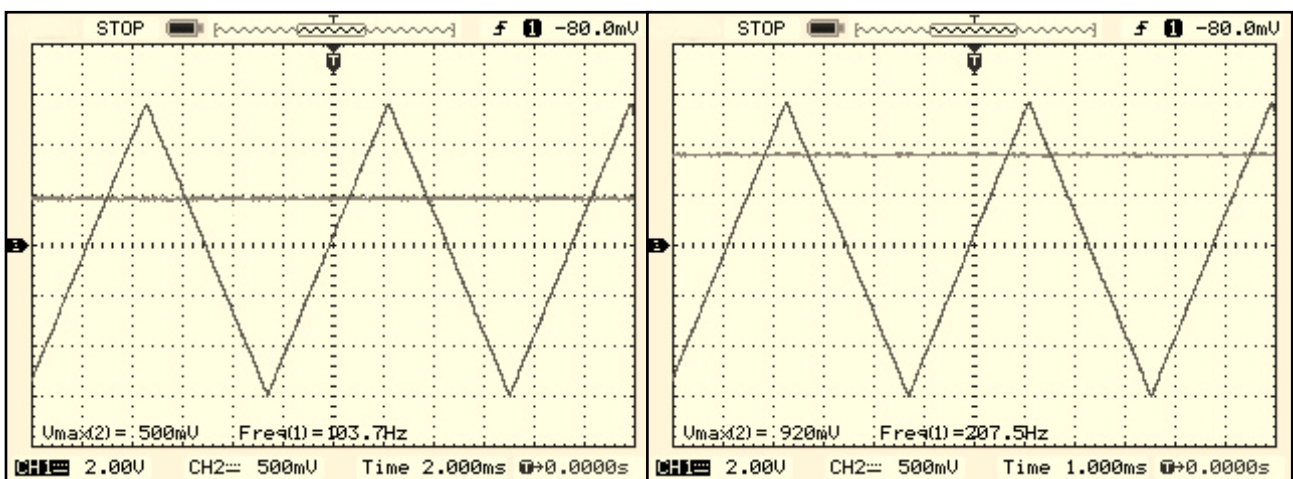
νότα	Συχνότητα (θεωρητική)	Συχνότητα (μέτρηση)	$V_c$ (θεωρητική)	$V_c$ (μέτρηση)
C1	65.4 Hz	65.36 Hz	310mV	320mV
C2	130.81 Hz	130.9 Hz	620mV	600mV
G#1	103.82 Hz	103.7 Hz	498mV	500mV
G#2	207.65 Hz	207.5 Hz	996mV	920mV
E2	164.81 Hz	164.5 Hz	790mV	740mV
E3	329.62 Hz	330 Hz	1.58V	1.48V

## Κεφάλαιο 4

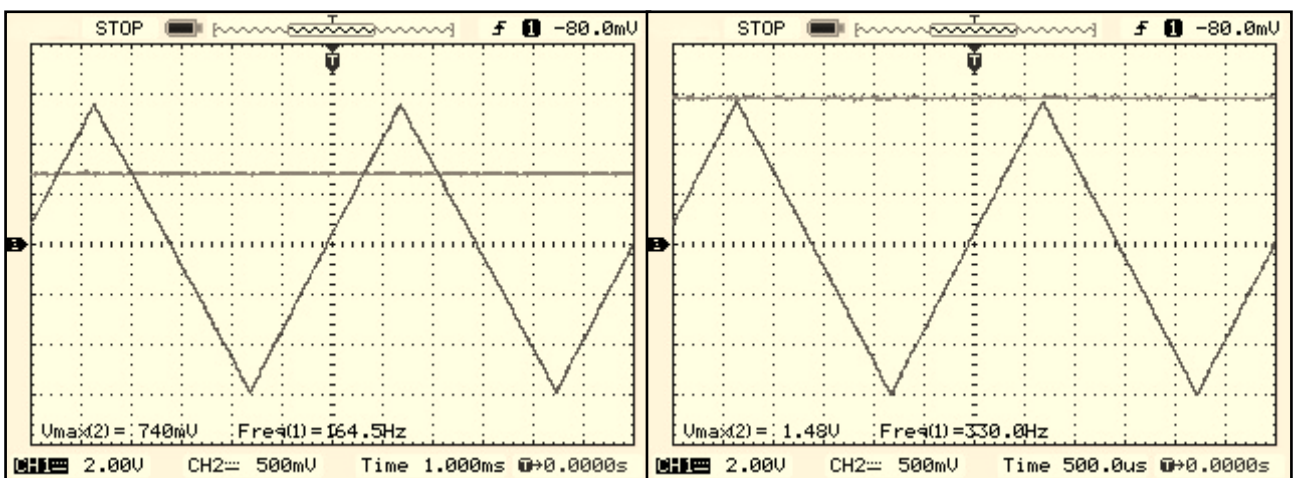
Στα Σχήματα 4.1, 4.2, 4.3 οι μετρήσεις γίνονται για τα ζεύγη νοτών με διαφορά μίας οκτάβας μεταξύ τους:  $C_1 - C_2$  (65.4 – 130.8Hz),  $G\#_1 - G\#_2$  (103.8 – 207.6Hz),  $E_2 - E_3$  (164.8 – 329.6Hz)



Σχήμα 4.1: Σχέση τάσης ελέγχου συχνότητας για τις νότες  $C_1 - C_2$



Σχήμα 4.2: Σχέση τάσης ελέγχου συχνότητας για τις νότες  $G\#_1 - G\#_2$

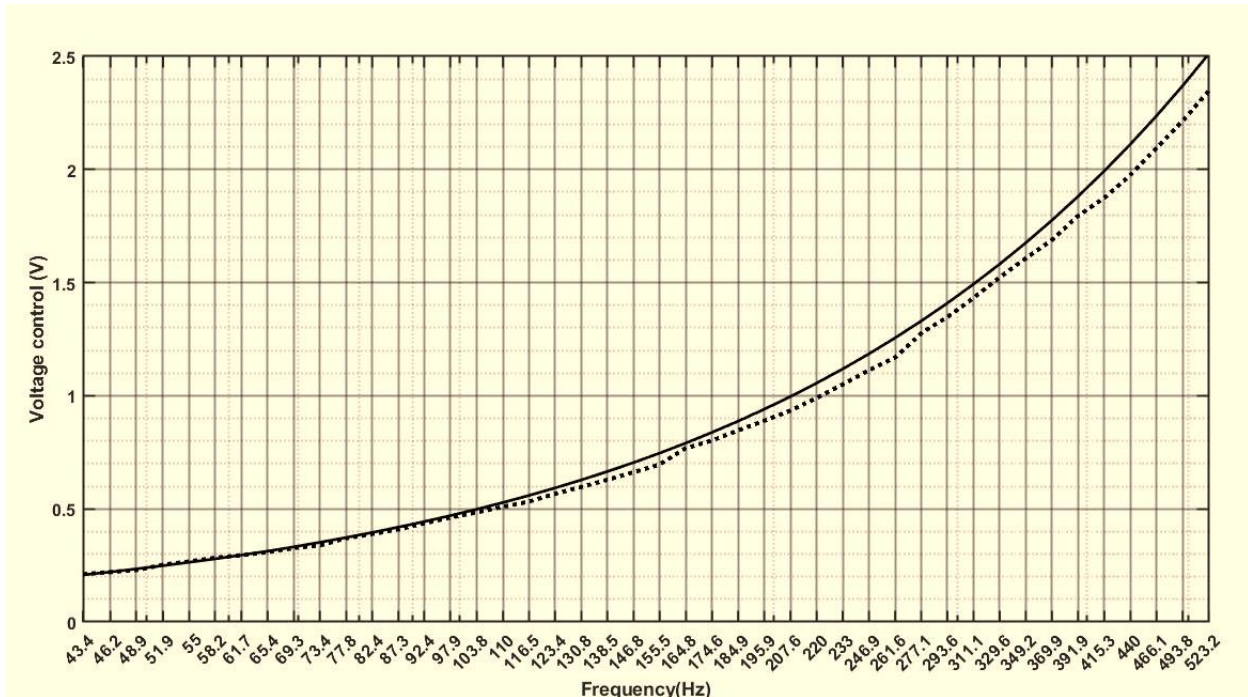


Σχήμα 4.3: Σχέση τάσης ελέγχου συχνότητας για τις νότες  $E_2 - E_3$

Επίσης για να δούμε πως συμπεριφέρεται ο ταλαντωτής, με περισσότερη λεπτομέρεια, σε σχέση με την τάση ελέγχου ως προς τη συχνότητα, έγινε μέτρηση στο κύκλωμα το οποίο τροφοδοτήθηκε και στη συνέχεια πάρθηκαν τιμές τάσης ελέγχου και συχνότητας εξόδου όπου απεικονίζονται στον Πίνακα 4.2. Οι τιμές αυτές αφορούν όλο το φάσμα το οποίο καλύπτεται και εκτείνεται από τις νότες  $F_0$  (43.65Hz) έως  $C_4$  (523.25Hz). Οι μετρήσεις ( $\mu$ ) που δίνει ο παλμογράφος εμφανίζονται σε συσχέτιση με τις θεωρητικές τιμές ( $\theta$ ). Τα στοιχεία του πίνακα εμφανίζονται και σε γράφημα με λογαριθμημένο τον οριζόντιο άξονα των συχνοτήτων στο Σχήμα 4.4, όπου η διακεκομμένη γραμμή αφορά το σύνολο των μετρήσεων ενώ η συνεχόμενη ακολουθεί το σύνολο των θεωρητικών τιμών. Μπορεί να παρατηρήσει κάποιος ότι υπάρχει μία απόκλιση περίπου 4-5% η οποία είναι πιο εμφανής όσο ανεβαίνει συχνοτικά η έξοδος του ταλαντωτή. Τα πιθανά αίτια ενδέχεται να είναι η ανοχή των παθητικών εξαρτημάτων του κυκλώματος, όπως επίσης και η ποιότητα μέτρησης ενός παλμογράφου

Πίνακας 4.2 Συχνότητα και τάση ελέγχου

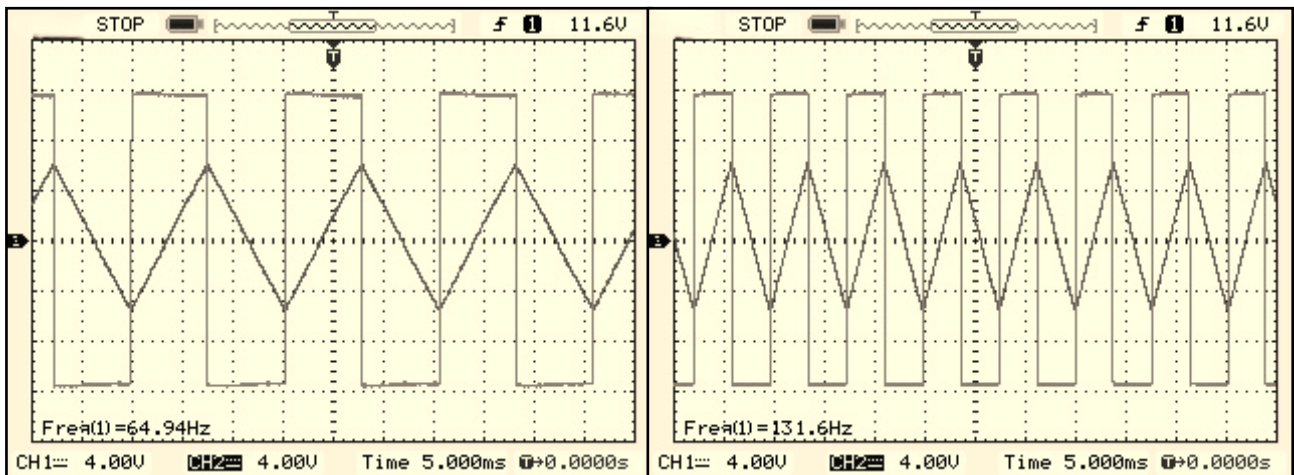
Συχνότητα( $\theta$ )	Συχνότητα( $\mu$ )	Τάση( $\theta$ )	Τάση( $\mu$ )
43.650 Hz	43.480 Hz	0.209 V	0.211 V
46.240 Hz	46.300 Hz	0.221 V	0.221 V
48.990 Hz	49.020 Hz	0.235 V	0.230 V
51.910 Hz	52.080 Hz	0.249 V	0.254 V
55.000 Hz	54.950 Hz	0.264 V	0.267 V
58.270 Hz	58.140 Hz	0.279 V	0.283 V
61.735 Hz	61.730 Hz	0.296 V	0.295 V
65.400 Hz	65.360 Hz	0.313 V	0.309 V
69.295 Hz	69.440 Hz	0.332 V	0.327 V
73.410 Hz	73.530 Hz	0.352 V	0.339 V
77.780 Hz	77.520 Hz	0.373 V	0.369 V
82.400 Hz	82.640 Hz	0.395 V	0.390 V
87.300 Hz	87.720 Hz	0.419 V	0.411 V
92.490 Hz	92.590 Hz	0.443 V	0.437 V
97.990 Hz	98.040 Hz	0.470 V	0.462 V
103.820 Hz	104.200 Hz	0.498 V	0.486 V
110.000 Hz	109.900 Hz	0.528 V	0.509 V
116.540 Hz	116.300 Hz	0.559 V	0.531 V
123.470 Hz	123.500 Hz	0.592 V	0.567 V
130.810 Hz	130.900 Hz	0.627 V	0.597 V
138.590 Hz	138.900 Hz	0.665 V	0.630 V
146.830 Hz	147.100 Hz	0.705 V	0.663 V
155.560 Hz	155.300 Hz	0.747 V	0.695 V
164.810 Hz	164.500 Hz	0.791 V	0.767 V
174.610 Hz	174.800 Hz	0.838 V	0.803 V
184.990 Hz	185.200 Hz	0.888 V	0.848 V
195.990 Hz	196.100 Hz	0.941 V	0.890 V
207.650 Hz	208.300 Hz	0.997 V	0.937 V
220.000 Hz	220.300 Hz	1.056 V	0.992 V
233.080 Hz	233.060 Hz	1.119 V	1.050 V
246.940 Hz	246.300 Hz	1.185 V	1.110 V
261.620 Hz	261.800 Hz	1.256 V	1.170 V
277.180 Hz	277.800 Hz	1.330 V	1.280 V
293.660 Hz	294.100 Hz	1.410 V	1.350 V
311.120 Hz	310.600 Hz	1.493 V	1.430 V
329.620 Hz	328.900 Hz	1.582 V	1.520 V
349.220 Hz	349.700 Hz	1.676 V	1.610 V
369.940 Hz	370.400 Hz	1.776 V	1.690 V
391.990 Hz	390.600 Hz	1.882 V	1.790 V
415.300 Hz	416.700 Hz	1.993 V	1.880 V
440.000 Hz	438.600 Hz	2.112 V	1.970 V
466.160 Hz	467.300 Hz	2.238 V	2.100 V
493.880 Hz	495.000 Hz	2.371 V	2.220 V
523.250 Hz	523.600 Hz	2.512 V	2.350 V



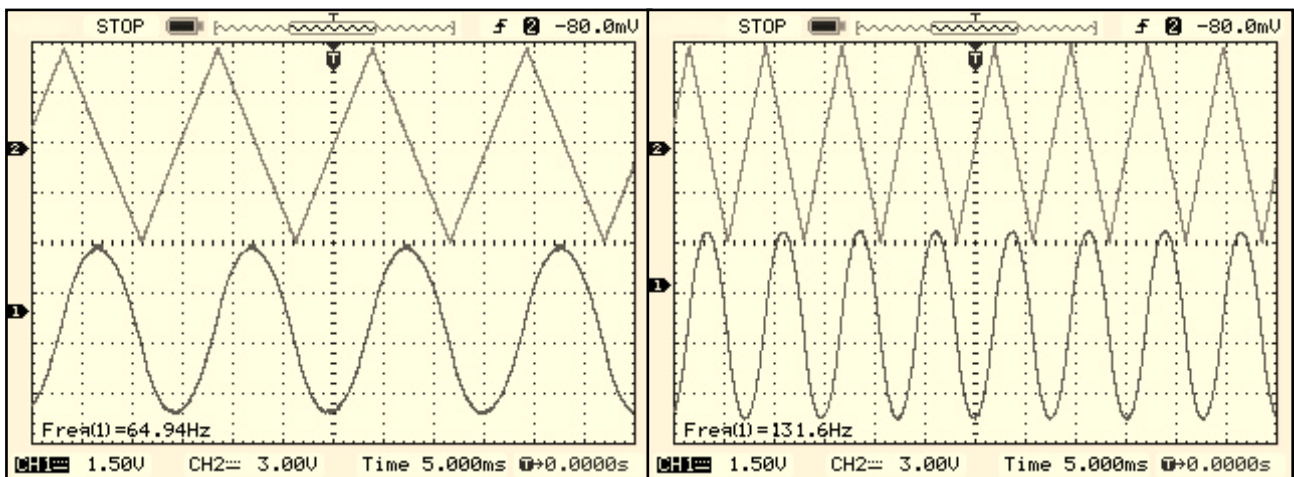
Σχήμα 4.4: Συσχέτιση θεωρητικών τιμών και μετρήσεων  $V_c$  – frequency

#### 4.1.2 Απεικόνιση κυματομορφών

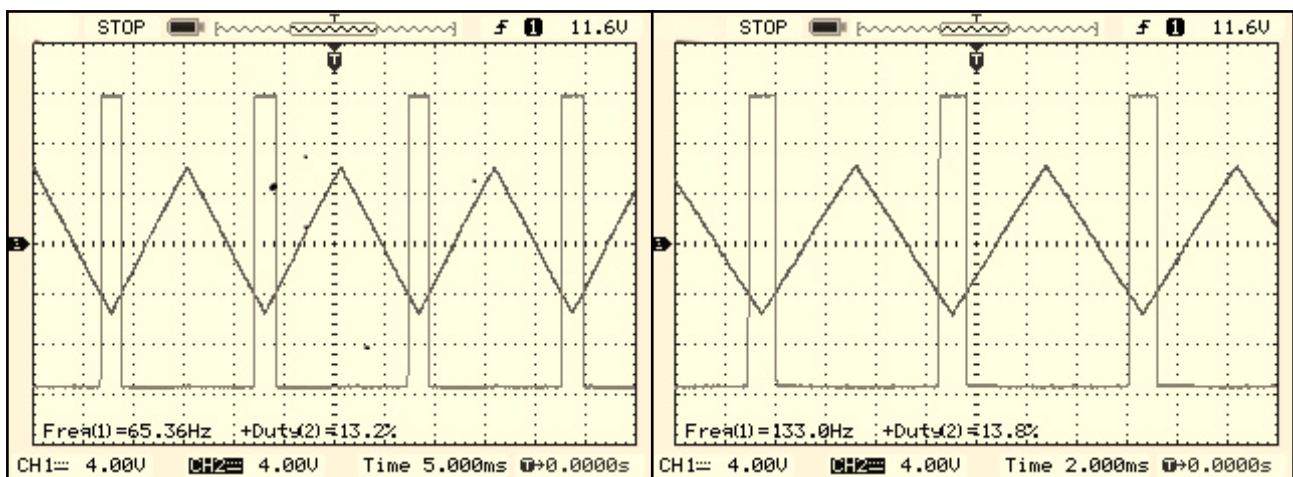
Στα παρακάτω σχήματα αποτυπώνονται οι πρωτογενείς (τριγωνική και τετραγωνική) αλλά και οι επιπλέον κυματομορφές που δημιουργήθηκαν με την προσθήκη κυκλωμάτων. Η δειγματοληψία έγινε στις νότες  $C_1$  και  $C_2$  με θεμελιώδεις συχνότητες 65.4Hz και 130.8Hz αντίστοιχα. Στο Σχήμα 4.5 μπορούμε να δούμε την τριγωνική κυματομορφή σε σχέση με την τετραγωνική, στο Σχήμα 4.6 την ημιτονική κυματομορφή που παράγεται με προσθήκη χαμηλοπερατού φίλτρου στην έξοδο της τριγωνικής κυματομορφής, στο Σχήμα 4.7 τους παλμούς PWM σε σχέση με την τριγωνική κυματομορφή ενώ στο Σχήμα 4.8 εμφανίζονται οι πριονωτές κυματομορφές σε σχέση με τους παλμούς PWM. Η πριονωτή κυματομορφή δεν είναι τέλεια, αλλά παρουσιάζει μία καμπυλότητα γιατί προτιμήθηκαν σχετικά μικρές τιμές σε αντιστάσεις και πυκνωτές φίλτρων έτσι ώστε να αποφευχθούν όσο γίνεται οι αργές αρχικές συνθήκες, όμως όσο οι νότες προχωρούν δεξιά στο συχνοτικό φάσμα το φαινόμενο βελτιώνεται όπως δείχνει το Σχήμα 4.9 όπου γίνεται μέτρηση για τις νότες:  $E_2$  και  $E_3$  στις συχνότητες 164.8Hz και 329.6Hz..



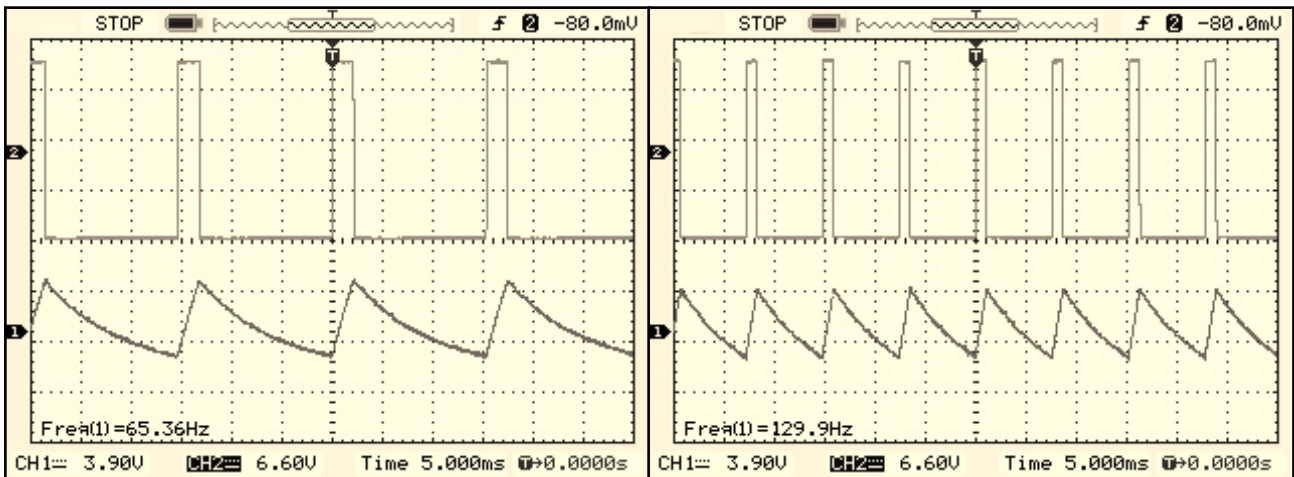
Σχήμα 4.5: Παραγωγή τριγωνικής και τετραγωνικής κυματομορφής για τις νότες  $C_1$  και  $C_2$



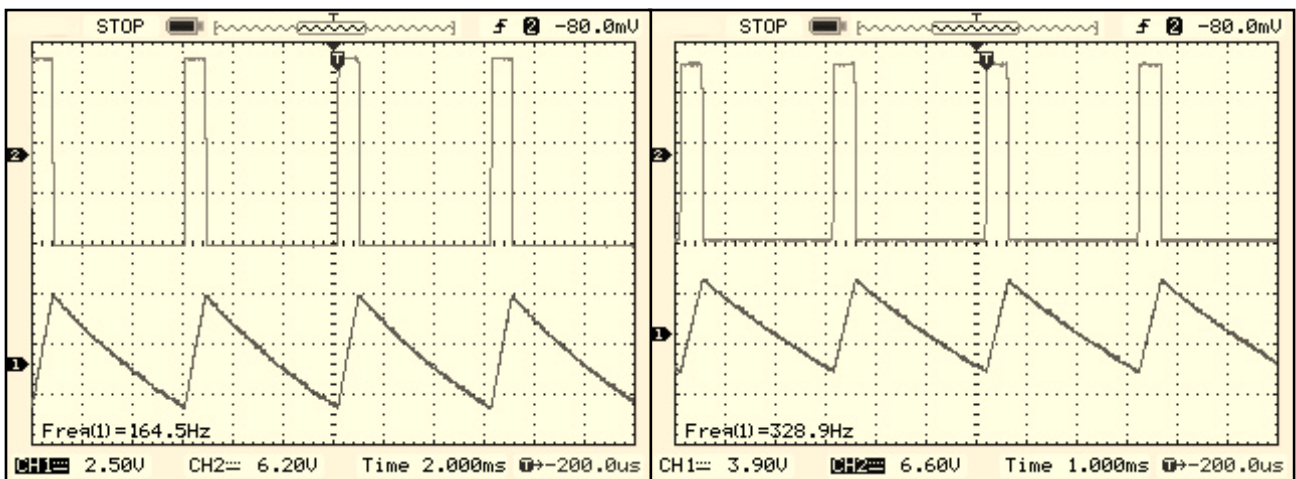
Σχήμα 4.6: Παραγωγή ημιτονικής κυματομορφής για τις νότες  $C_1$  και  $C_2$



Σχήμα 4.7: Παλμοί PWM με στάθμη αναφοράς  $\pm 4V$  σε σχέση με την τριγωνική κυματομορφή



Σχήμα 4.8: Παραγωγή πριονωτής κυματομορφής από παλμούς PWM για τις νότες  $C_1$  και  $C_2$



Σχήμα 4.9: Παραγωγή πριονωτής κυματομορφής από παλμούς PWM για τις νότες  $E_2$  και  $E_3$

## 4.2 Στάθμες εξόδου

Στα ηλεκτρικά σήματα που αφορούν τα συστήματα ήχου υπάρχει ως μέτρο σύγκρισης για την τάση το dBu, το οποίο χρησιμοποιεί ως αναφορά την τάση των 0.775V. Ιστορικά αυτό προέκυψε από το γεγονός ότι παλαιότερα για τις τηλεπικοινωνιακές γραμμές μεταφοράς θεωρούνταν ως ονομαστικό μέτρο αναφοράς η κατανάλωση ισχύος 1mW πάνω σε αντίσταση φορτίου 600Ω, αυτό σήμαινε ότι θα έπρεπε η τάση τροφοδοσίας να ήταν  $0.775V_{RMS}$  [48]. Υπάρχουν 2 πρότυπα σχετικά με τις ηλεκτρονικές πηγές ήχου και έχουν να κάνουν με το μέγεθος ηλεκτρικής τάσης πηγής που μπορούν να δεχτούν οι συσκευές αναπαραγωγής ήχου οι οποίες ουσιαστικά είναι συστήματα προενίσχυσης τα οποία ενισχύουν την τάση που δέχονται και την οδηγούν σε βαθμίδες ισχύος που χρησιμοποιούν ως φορτίο τα ηχεία. Τα 2 πρότυπα αυτά είναι τα +4dBu και τα -10dBV. Η στάθμη +4dBu είναι ίση με  $10^{\frac{4}{20}} \Rightarrow 1.58 \times 0.775 \Rightarrow 1.248V_{RMS}$  και θεωρείται ιδανική για επαγγελματικά συστήματα ήχου

(μίκτες, κονσόλες), ενώ η στάθμη -10dBV χρησιμοποιεί το dBV, το οποίο έχει ως αναφορά την τάση 1V, οπότε  $10^{-10/20} \Rightarrow 0.316V_{RMS}$ . Αυτή η στάθμη θεωρείται ιδανική ώστε να τη δεχτούν ερασιτεχνικά ηχοσυστήματα (τύπου home hi-fi) και είναι περίπου 4 φορές μικρότερη από τη στάθμη του επαγγελματικού ήχου [49]. Φυσικά σε όλες τις περιπτώσεις πρέπει να υπάρχει περιθώριο αύξησης του ορίου της τάσης που γίνεται δεκτή ώστε να αποφευχθούν ανεπιθύμητα φαινόμενα όπως η αρμονική παραμόρφωση. Τα παραπάνω δεδομένα πρέπει να ληφθούν σοβαρά υπόψη όταν σχεδιάζουμε τα κυκλώματα του αθροιστή αλλά και της τελικής βαθμίδας εξόδου έτσι ώστε να δώσουμε τις σωστές τιμές στα εξαρτήματα που πλαισιώνουν αυτά τα κυκλώματα.

### 4.3 Συμπεράσματα και προτάσεις βελτίωσης

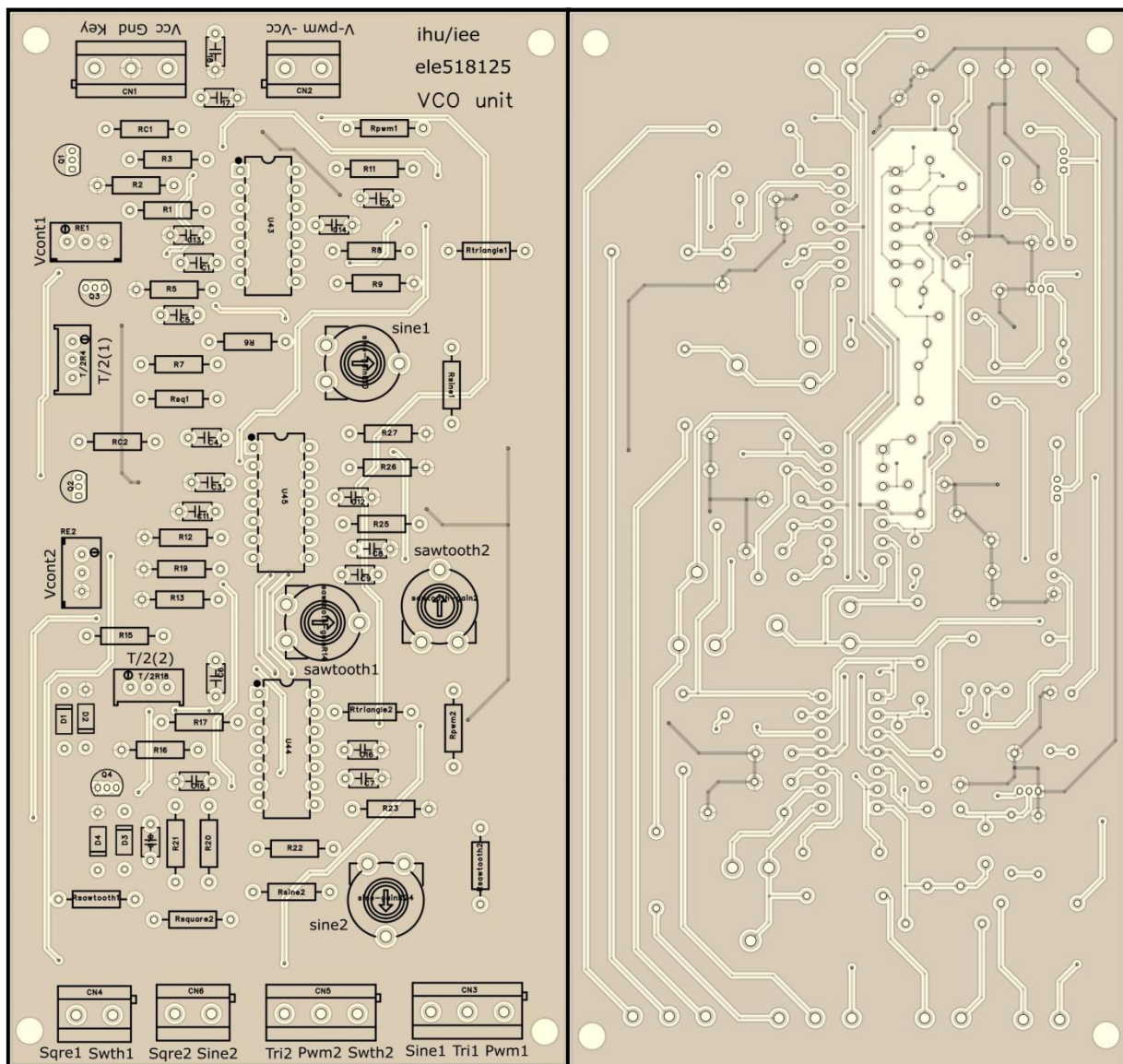
Αφού έχουν καλυφτεί όλα τα στάδια της υλοποίησης σε μια πρώτη προσέγγιση κατασκευής ενός vintage ηλεκτρονικού μουσικού οργάνου, σίγουρα υπήρξαν σημεία τα οποία ανοίγουν καινούρια ερωτηματικά τα οποία μπορεί να οδηγήσουν στη διερεύνηση διαφορετικών μεθόδων προσέγγισης σχεδιασμού και διάφορων πειραματισμών καθώς το θέμα της παραγωγής ηλεκτρονικών ήχων είναι εν μέρει υποκειμενικό. Σίγουρα όμως υπάρχουν και τεχνικοί κανόνες τους οποίους κάποιος πρέπει να γνωρίζει και να ερευνά συνεχώς ώστε να έρθει το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα. Κάποια από τα πιο σημαντικά σημεία που προέκυψαν μετά από πειραματισμούς ήταν η σημασία της σωστής και σταθερής τροφοδοσίας καθώς τυχών αστάθειες επηρεάζουν σημαντικά το τελικό αποτέλεσμα. Επίσης κάποιες δοκιμές σε υλικά όπως οι πυκνωτές των ταλαντωτών έδειξαν ότι κάποια είδη πυκνωτών συμπεριφέρονται με μεγαλύτερη σταθερότητα π.χ. αρχικά δοκιμάστηκαν απλοί κεραμικοί πυκνωτές με όχι καλή σταθερότητα, στη συνέχεια δοκιμάστηκαν κεραμικοί πυκνωτές τύπου multilayer όπου απέδωσαν αρκετά καλά ενώ στο τέλος προτιμήθηκαν λόγω καλύτερης επίδοσης πυκνωτές τύπου metalized με φιλμ πολυπροπυλενίου (MKP2).

Ένα επίσης αρκετά χρήσιμο συμπέρασμα είναι ότι ο ήχος είναι ένα ενεργειακό φαινόμενο και όπως μπορεί να δει κανείς στο κεφάλαιο 4.2 η ηλεκτρική στάθμη αναφοράς αφορά την RMS τιμή και όχι την τιμή peak. Η peak to peak τιμή είναι χρήσιμη ώστε να μην υπερβούμε τα όρια ενός κυκλώματος και εξαιτίας αυτού του γεγονότος προκληθεί αρμονική παραμόρφωση όμως στην πράξη μπορεί κάποιος να παρατηρήσει εμπειρικά ότι π.χ. ο ήχος ενός τετραγωνικού παλμού που τροφοδοτεί ένα ενισχυτικό σύστημα με τάση  $\pm 2V_{peak-peak}$  ακούγεται αρκετά υψηλότερος σε ένταση από έναν τριγωνικό παλμό ίδιας τάσης  $\pm 2V_{peak-peak}$ . Όμως για ασφαλέστερα συμπεράσματα θα πρέπει να μελετηθεί ο τρόπος με τον οποίο ο άνθρωπος αντιλαμβάνεται τους ήχους, το οποίο είναι ένα ξεχωριστό κεφάλαιο. Κλείνοντας μπορούμε να αφήσουμε ανοιχτό το ενδεχόμενο μελέτης για προσθήκη επιπλέον βαθμίδων όπως envelope filters, κυκλώματα εκθετικού μετατροπέα με ρύθμιση τάσεων εξόδου για συνεργασία με modular synths και ενσωμάτωση κυκλώματος προενίσχυσης ακουστικών με την κατάλληλη προσαρμογή ισχύος.

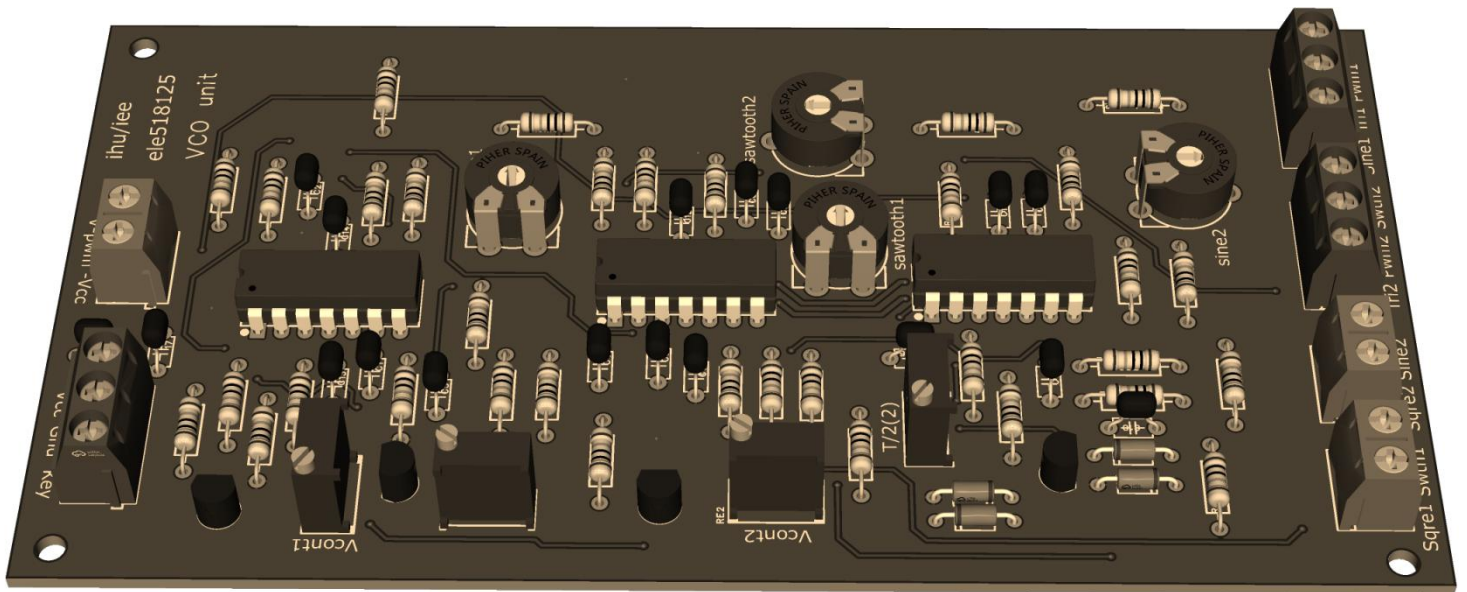
### 4.4 Συνολική πορεία της άσκησης (φωτογραφικό υλικό και σχέδια PCB)

Σε αυτό το κεφάλαιο παραθέτω κάποιο φωτογραφικό υλικό και σχέδια από PCB. Για τη σχεδίαση χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό easyEDA. Η βασική ιδέα ήταν να σχεδιαστεί ένα synthesizer χρησιμοποιώντας κατά το μέγιστο δυνατό τα κυκλώματα και τις θεωρητικές γνώσεις που διδάσκονται κατά τη διάρκεια των εξαμήνων. Αυτό σημαίνει ότι η σχεδίαση δεν ακολούθησε με αυστηρό τρόπο τα βιομηχανικά πρότυπα αρχιτεκτονικής αλλά αποτέλεσε μία πρώτη προσέγγιση η οποία περιείχε κάποιο ποσοστό πειραματισμών. Συνολικά υπήρξε αποτέλεσμα όμως υπήρξαν και ατέλειες οι οποίες απαιτούν επιπλέον έρευνα. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η καθυστέρηση που προκαλείται

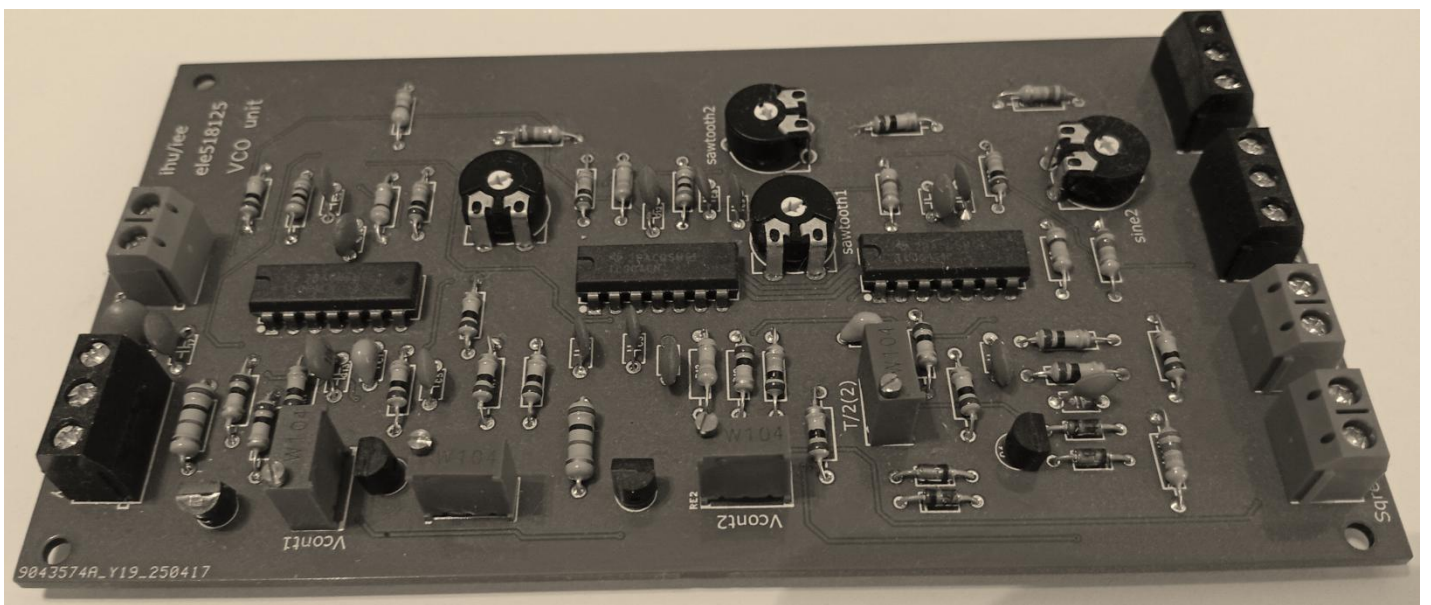
στην παραγωγή πριονωτής κυματομορφής εξαιτίας της σταθεράς RC στα 2 φίλτρα που προηγούνται. Άλλοι παράγοντες που λήφθηκαν υπόψη στην αρχή ήταν το να ενεργοποιούνταν οι ταλαντωτές με το πάτημα των πλήκτρων ώστε να μην είναι συνέχεια ενεργοί. Μία εναλλακτική περίπτωση που θα μπορούσε να υπάρξει είναι, οι ταλαντωτές να είναι συνεχώς ενεργοί και τα πλήκτρα να ενεργοποιούν-απενεργοποιούν τη ροή του σήματος. Ένας άλλος παράγοντας είναι οι τιμές που δόθηκαν στα εξαρτήματα όπου προτιμήθηκαν με βάση τις στρογγυλοποιημένες τιμές (πχ 100kΩ, 1nF-10F) αλλά και το τι υπήρχε διαθέσιμο στο εμπόριο σε μεγάλη ποσότητα και οικονομική τιμή. Επίσης για την επιλογή τελεστικών ενισχυτών υπήρχε το θέμα του χώρου που καταλαμβάνουν επάνω σε ένα PCB οπότε χρησιμοποιήθηκαν chip τα οποία φέρουν 4 τελεστικούς ενισχυτές και συγκεκριμένα οι tl-064. Τέλος πρέπει να αναφερθεί ότι για τη συγγραφή του τεχνικού κειμένου χρησιμοποιήθηκαν τα εξής λογισμικά: Matlab(για απεικόνιση σημάτων, σειρών Fourier και διαγραμμάτων Bode), Circuit diagram(για τα σχηματικά) και Pspice(για προσομοίωση κυκλωμάτων)



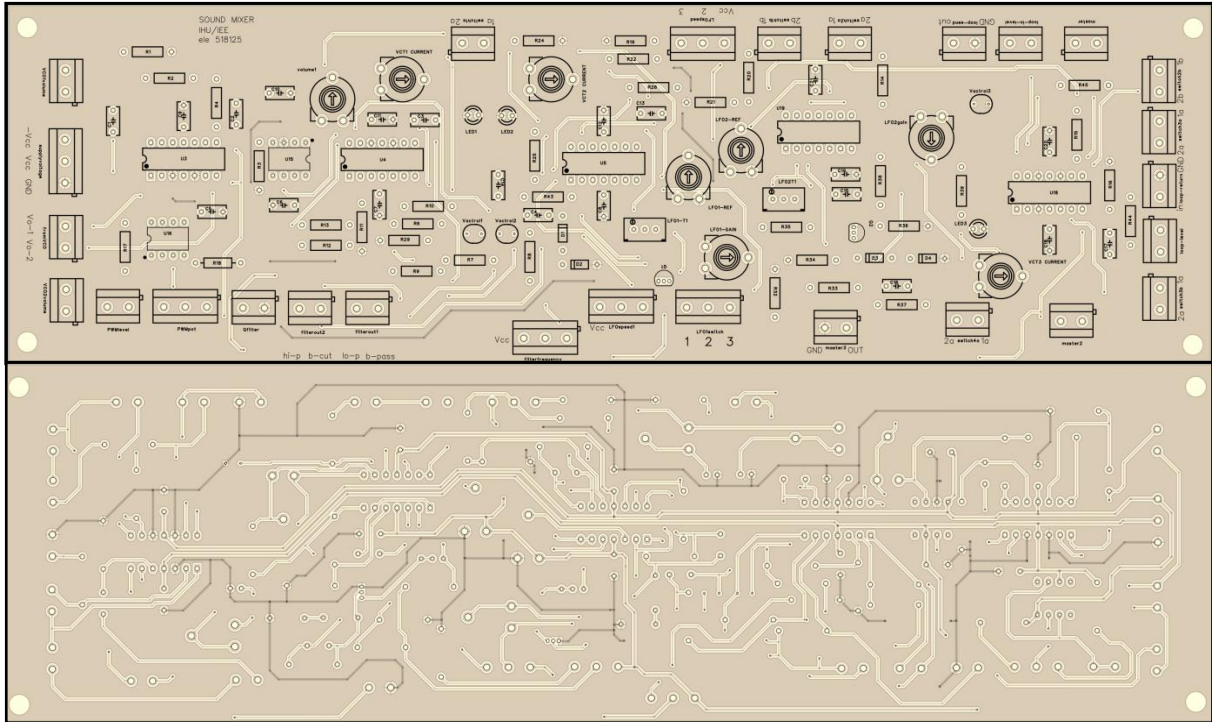
Σχήμα 4.10: Επάνω και κάτω όψη PCB μονάδας VCO



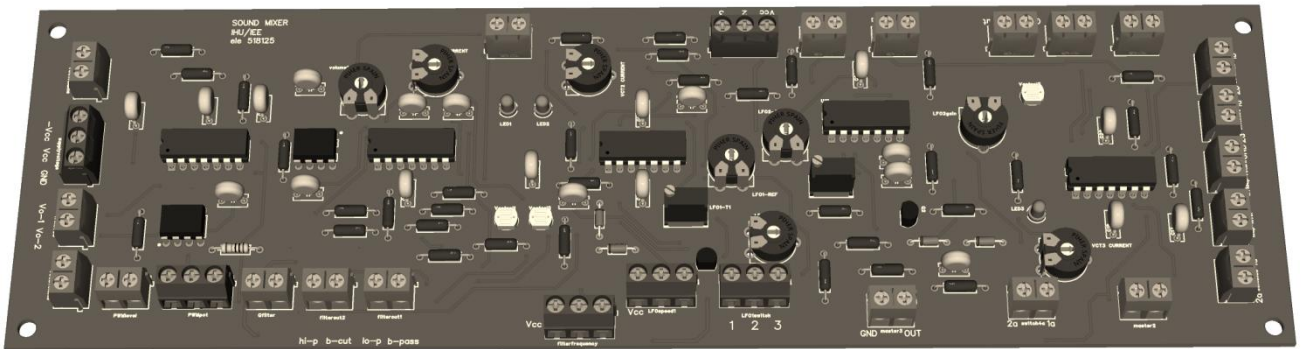
Σχήμα 4.11: 3D απεικόνιση μονάδας VCO



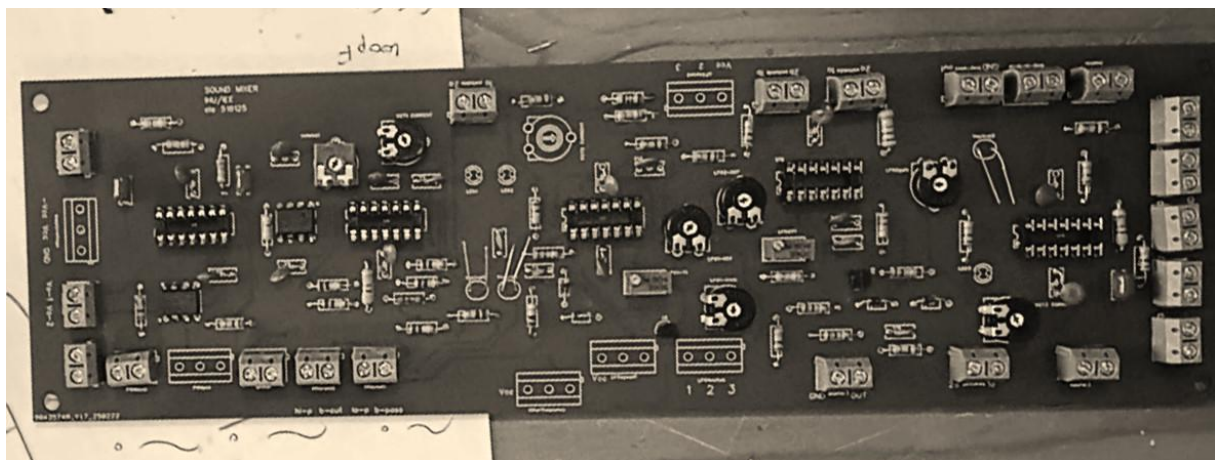
Σχήμα 4.12: Το PCB της μονάδας VCO



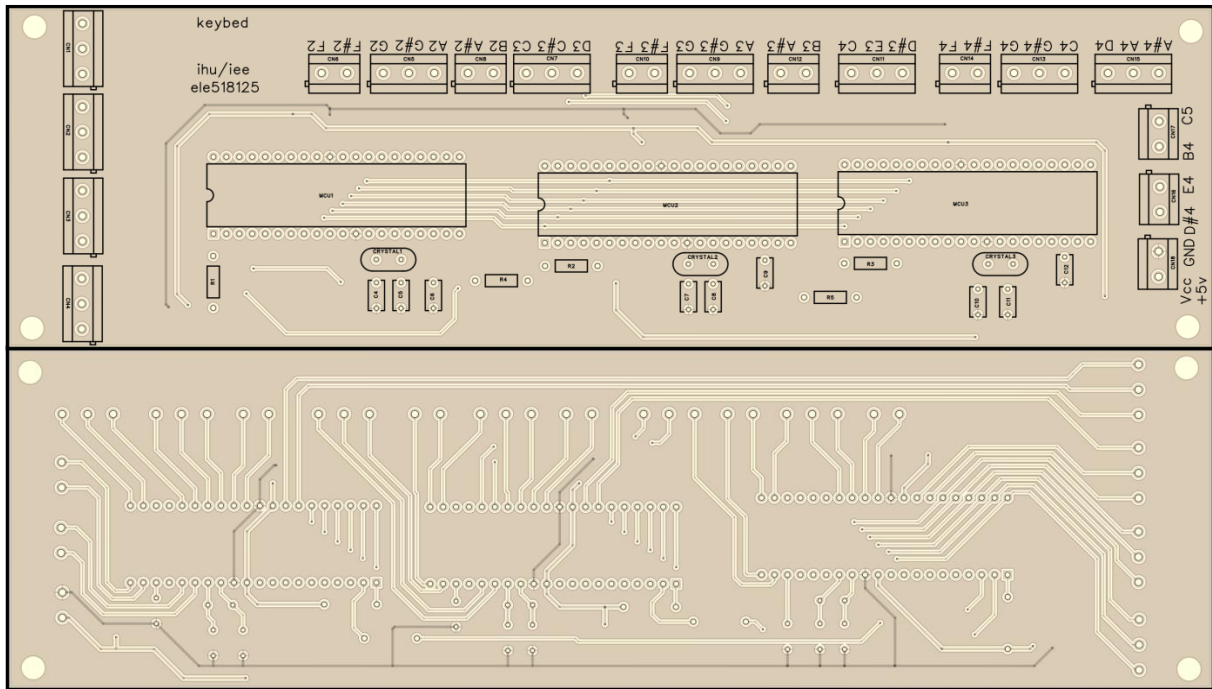
Σχήμα 4.13: Επάνω και κάτω όψη PCB μονάδας mixer



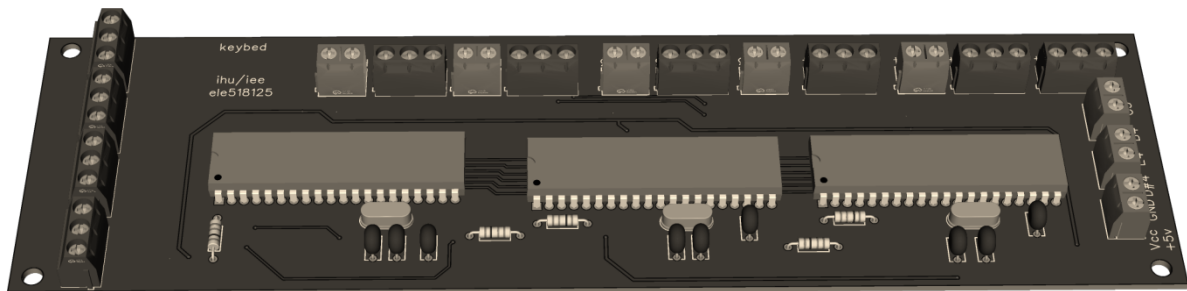
Σχήμα 4.14: 3D απεικόνιση μονάδας mixer



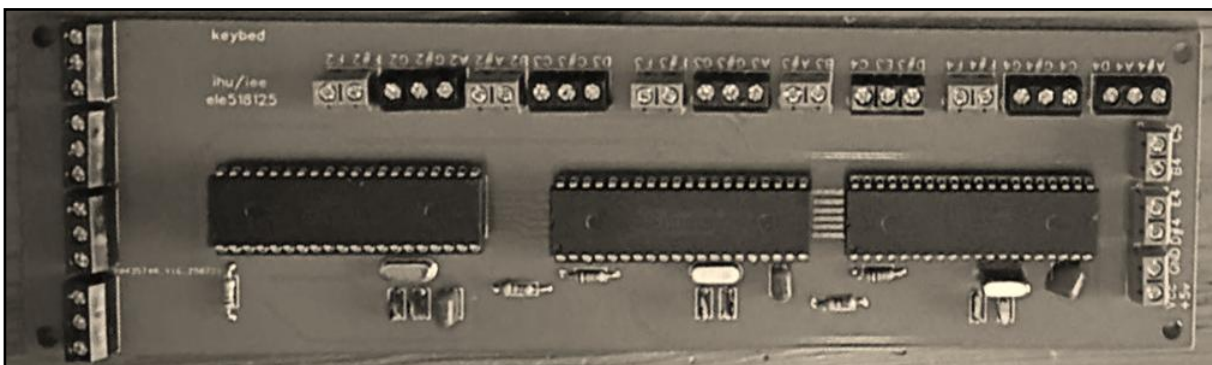
Σχήμα 4.15: Το PCB της μονάδας mixer



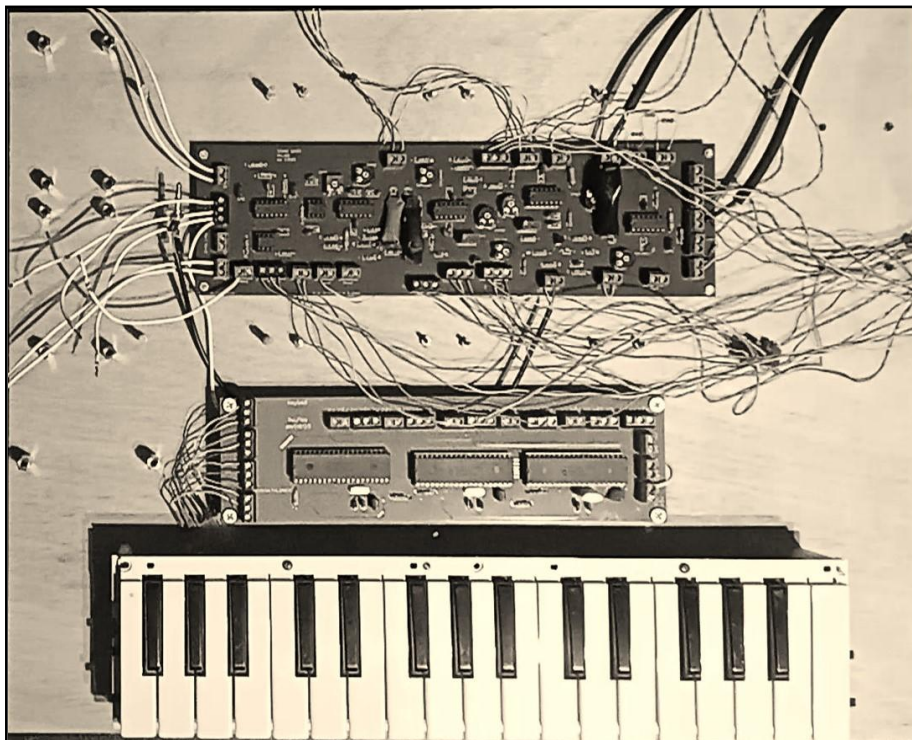
Σχήμα 4.16: Επάνω και κάτω όψη PCB μικροελεγκτών



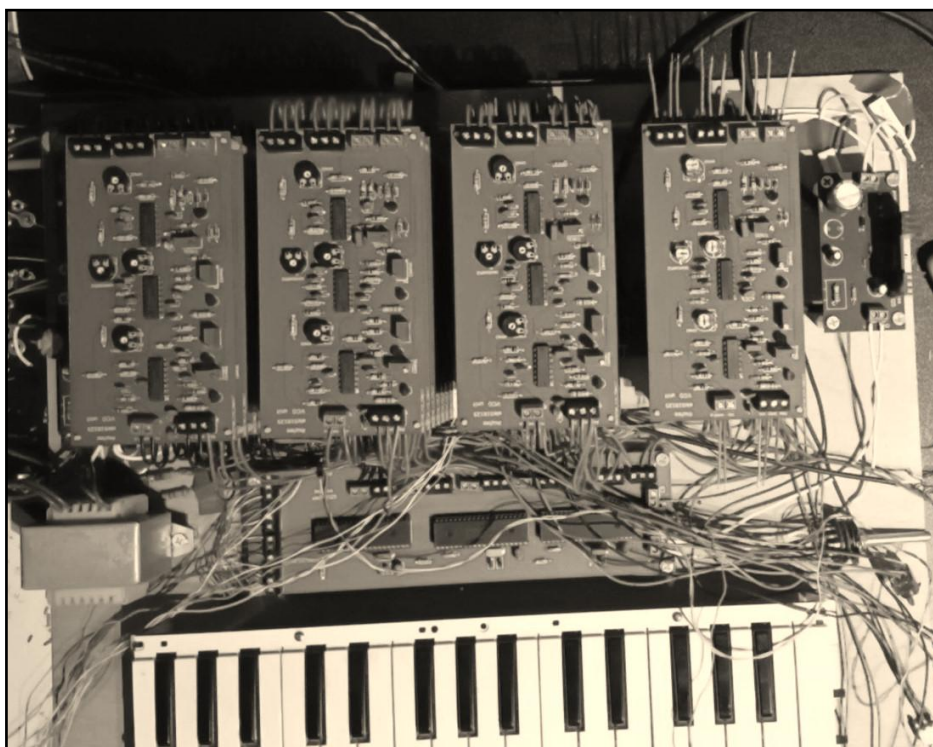
Σχήμα 4.17: 3D απεικόνιση κυκλώματος μικροελεγκτών



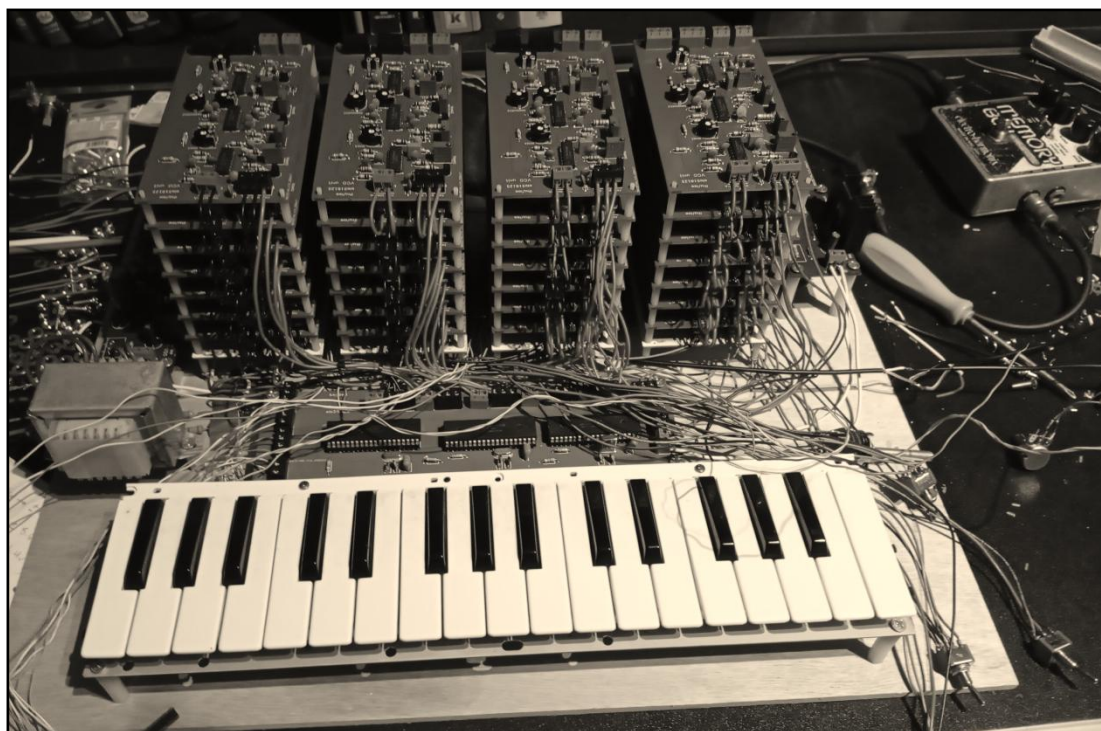
Σχήμα 4.18: Το PCB του κυκλώματος μικροελεγκτών



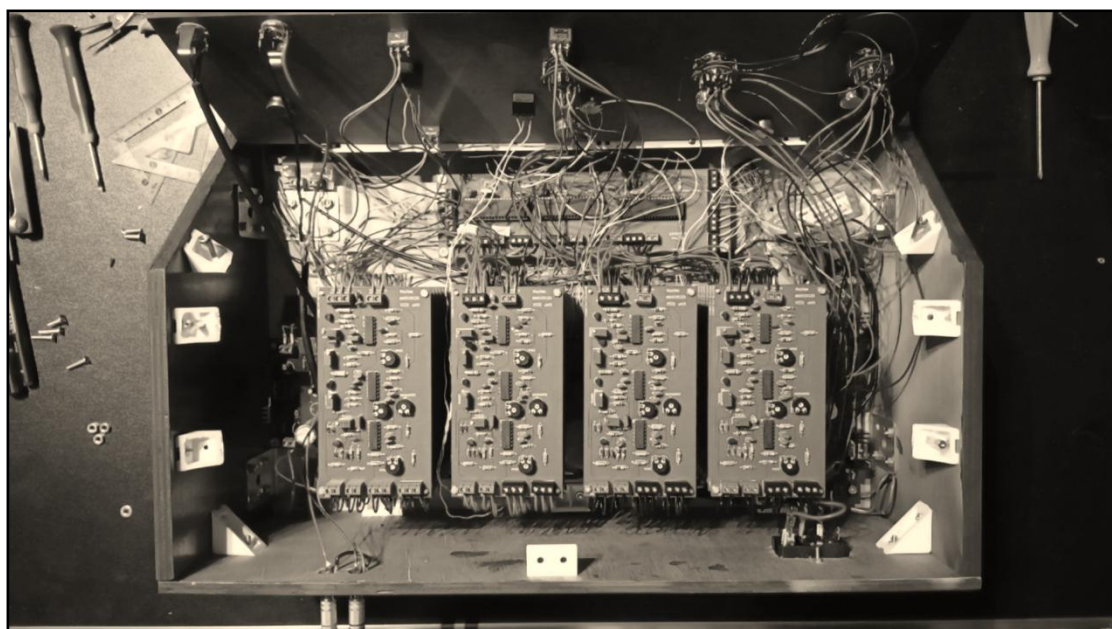
Σχήμα 4.19: Στιγμιότυπο πορείας κατασκευής (α)



Σχήμα 4.20: Στιγμιότυπο πορείας κατασκευής (β)



Σχήμα 4.21: Στιγμιότυπο πορείας κατασκευής (γ)



Σχήμα 4.22: Στιγμιότυπο πορείας κατασκευής (δ)



Σχήμα 4.23: Τελική μορφή

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] “The ‘Telharmonium’ or ‘Dynamophone’ Thaddeus Cahill, USA 1897,” 120 Years of Electronic Music, 2026. [Online]. Available: <https://120years.net/the-telharmonium-thaddeus-cahill-usa-1897/>
- [2] G. Jenny, \*The Ondioline: The Design and Development of an Electronic Musical Instrument\*, 1957. [Online]. Available: [https://archive.org/details/the-ondioline-the-design-and-development-of-an-electronic-musical-instrument-for\\_202201/page/31/mode/1up?view=theater](https://archive.org/details/the-ondioline-the-design-and-development-of-an-electronic-musical-instrument-for_202201/page/31/mode/1up?view=theater)
- [3] “The ‘Ondioline’ Georges Jenny, France, 1940,” 120 Years of Electronic Music, 2026. [Online]. Available: <https://120years.net/the-ondiolinegeorges-jennyfrance1940/>
- [4] IEEE Spectrum, “Electronic music,” IEEE Spectrum, 2026. [Online]. Available: <https://spectrum.ieee.org/tag/electronic-music>
- [5] Electronic Music Wiki, “Synthesizer,” Fandom, 2026. [Online]. Available: <https://electronicmusic.fandom.com/wiki/Synthesizer>
- [6] A. R. Pearlman, “Apparatus for compensating a transistor for thermal variations in its operating point,” U. S. Patent 3,230,468, 18 Jan., 1966.
- [7] Electronic Music Wiki, “Pearlman, Alan,” Fandom, 2026. [Online]. Available: [https://electronicmusic.fandom.com/wiki/Pearlman,\\_Alan](https://electronicmusic.fandom.com/wiki/Pearlman,_Alan)
- [8] Aristotle University of Thessaloniki, “Lesson 2 – Ωχος – Κλίμακες 2ο μέρος,” OpenCourses AUTH, [Online]. Available: <https://bit.ly/3PDvpey>
- [9] X. Καραΐσκος και Δ. Κάντζος, Σήματα και Συστήματα Συνεχούς και Διακριτού Χρόνου, Αθήνα: Σύγχρονη Εκδοτική, 2015.
- [10] C. K. Alexander και M. N. O. Sadiku, Εισαγωγή στα ηλεκτρικά κυκλώματα, 4η έκδ. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλα, 2017.
- [11] W. S. Henrion, “Voltage-controlled oscillator,” U. S. Patent 3,178,658 A, 13 Apr., 1965.
- [12] W. F. Acker and G. F. Bremer, “Voltage controlled oscillator,” U. S. Patent 3,736,528, 29 May, 1973.
- [13] M. N. Σπάσος και Κ. Θ. Αμοιρίδης, Σύγχρονες Εφαρμογές Αναλογικών Ηλεκτρονικών, 2η έκδ. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Αιβάζης, 2018.
- [14] D. Dalgleish, “Keyboard Controllers,” eContact!, Vol.17, No.4, 2015. [Online]. Available: [https://econtact.ca/17\\_4/dalgleish\\_keyboard.html](https://econtact.ca/17_4/dalgleish_keyboard.html)
- [15] Electronic Music Wiki, “Modular synthesizer,” Fandom, 2026. [Online]. Available: [https://electronicmusic.fandom.com/wiki/Modular\\_synthesizer](https://electronicmusic.fandom.com/wiki/Modular_synthesizer)
- [16] M. Vail, The Synthesizer: A Comprehensive Guide to Understanding, Programming, Playing, and Recording the Ultimate Electronic Music Instrument. New York, NY: Oxford University Press, 2014.
- [17] PresetPatch, “Synth Voice Allocation Schemes,” PresetPatch, 2026. [Online]. Available: <https://www.presetpatch.com/articles/synth-voice-allocation-schemes>
- [18] Learning Modular, “VCF Glossary,” [Online]. Available: <https://learningmodular.com/glossary/vcf/>
- [19] Wikipedia, “Πυρίτιο,” [Online]. Available: <https://bit.ly/4wKxki5>
- [20] Wikipedia, “Carbon,” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Carbon>
- [21] Rubber-Keypad.com, “How Does a Conductive Silicone Rubber Keyboard Work,” [Online]. Available: <https://www.rubber-keypad.com/How-Does-A-Conductive-Silicone-Rubber-Keyboard-Work-id1589386.html>
- [22] Wikipedia, “Diode matrix,” [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Diode\\_matrix](https://en.wikipedia.org/wiki/Diode_matrix)

- [23] Electronic Wings, “4x4 Keypad interfacing with PIC18F4550,” [Online]. Available: <https://www.electronicwings.com/pic/4x4-keypad-interfacing-with-pic18f4550>
- [24] A. P. Malvino και D. J. Bates, Ηλεκτρονική, 8η έκδ. Αθήνα: Εκδόσεις Τζιόλα, 2017.
- [25] Wikipedia, “CV/gate,” [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/CV/gate>
- [26] Schmitz Bits, “Expo Tutorial,” [Online]. Available: [https://www.schmitzbits.de/expo\\_tutorial/](https://www.schmitzbits.de/expo_tutorial/)
- [27] R. C. Jaeger και T. N. Blalock, Μικροηλεκτρονική, 5η έκδ. Αθήνα: Εκδόσεις Τζιόλα, 2017.
- [28] R. C. Dorf και R. H. Bishop, Σύγχρονα Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου, 13η έκδ. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλα, 2017.
- [29] Wikipedia, “Sawtooth wave,” [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Sawtooth\\_wave](https://en.wikipedia.org/wiki/Sawtooth_wave)
- [30] D.J. Benson, “Music,” University of Aberdeen, [Online]. Available: <https://homepages.abdn.ac.uk/d.j.benson/pages/html/music.pdf>
- [31] University of Oregon, “Lesson 12,” [Online]. Available: <https://pages.uoregon.edu/emi/12.php>
- [32] LTWiki, “PWM Filters,” [Online]. Available: [https://ltwiki.org/images/8/82/PWM\\_Filters.pdf](https://ltwiki.org/images/8/82/PWM_Filters.pdf)
- [33] Π. Α. Παπαβραμίδου και Δ. Κ. Παπακώστας, Ηλεκτρονικές Εξερευνηήσεις. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλα, 2009.
- [34] R. Wilson, Make: Analog Synthesizers: A Complete Guide to Understanding, Rectifying, and Rebuilding Old School Synthesizers. San Francisco, CA: Maker Media, 2013.
- [35] W. J. Kerwin, L. P. Huelsman, and R. W. Newcomb, “State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 2, no. 3, pp. 87-92, Sept. 1967.
- [36] M. M. Stamler, “Active filter,” U. S. Patent 4,453,132, 5 Jun., 1984.
- [37] Electronic Music Wiki, “Voltage controlled filter,” Fandom, 2026. [Online]. Available: [https://electronicmusic.fandom.com/wiki/Voltage\\_controlled\\_filter](https://electronicmusic.fandom.com/wiki/Voltage_controlled_filter)
- [38] Instructables, “How to Make an Optocoupler / Vactrol,” [Online]. Available: <https://www.instructables.com/How-to-Make-a-Optocoupler-Vactrol/>
- [39] Guitar World, “Everything You Need to Know About Tremolo,” [Online]. Available: <https://www.guitarworld.com/features/everything-you-need-to-know-about-tremolo>
- [40] Fender, “Pedal Board Primer: Get to Know Tremolo,” [Online]. Available: <https://www.fender.com/articles/parts-and-accessories/pedal-board-primer-get-to-know-tremolo>
- [41] Wikipedia, “Effects loop,” [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Effects\\_loop](https://en.wikipedia.org/wiki/Effects_loop)
- [42] Dailywell, “1M Series: Miniature Toggle Switches,” 1M Series datasheet, Jan. 2012.
- [43] P. Scherz, Practical Electronics for Inventors. New York, NY: McGraw-Hill, 2000.
- [44] Texas Instruments, “LM317 3-Terminal Adjustable Regulator,” LM317 datasheet, Sept. 2016.
- [45] Texas Instruments, “LM137 3-Terminal Adjustable Negative Regulators,” LM137 datasheet, May 2016.
- [46] I.N. Κιοσκερίδης, Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας και Εφαρμογές των Ηλεκτρονικών Ισχύος, 2η έκδ. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλα, 2021.
- [47] I.N. Κιοσκερίδης, Ηλεκτρονικά Ισχύος, 2η έκδ. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλα, 2019.
- [48] L. Huang, “Decibels Demystified: What dB Really Means in Sound and Audio Systems,” Medium, 2026. [Online]. Available: <https://medium.com/%40leohuang-acoustics/decibels-demystified-what-db-really-means-in-sound-and-audio-systems-48ed9fbc2a74>
- [49] The Broadcast Bridge, “Understanding the Types of Audio Signal Levels,” [Online]. Available: <https://www.thebroadcastbridge.com/content/entry/12175/understanding-the-types-of-audio-signal-level>

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΚΩΔΙΚΕΣ MATLAB

Σε αυτό το παράρτημα παρατίθενται οι κώδικες που χρησιμοποιήθηκαν στο λογισμικό matlab ώστε να απεικονιστούν τα γραφήματα που χρειάζονται για να γίνουν ευκολότερα κατανοητά τα αποτελέσματα των διαφόρων υπολογισμών. Οι ρυθμίσεις στις παραμέτρους που χρειάστηκε να αλλάξουν ώστε να υπάρχει μία σχετική ομοιομορφία στα γραφήματα είναι οι εξής:

Πηγαίνουμε στο edit του γραφήματος και ρυθμίζουμε:

### Font

Fontname: palatino

Fontweight: Bold

Fontsize: 12

### Grid

GridAlpha: 0.5

MinorGridAlpha: 0.2

### Boxstyling

Linewidth: 1.5

Πατώντας επάνω στη γραμμή του γραφήματος με δεξί κλικ:

Line Width: 2.0

Colour: black

**Όλες οι εξισώσεις κι οι πίνακες πρέπει να καταλαμβάνουν μία γραμμή**

### Κώδικας για εμφάνιση τετραγωνικής ή PWM κυματομορφής

```
f=100;           %συχνότητα
T=1/f;           %περίοδος
DCon=0.8;        %ποσοστό duty cycle on (0.5 για squarewave)
DCoff=0.2;       %ποσοστό duty cycle off (0.5 για squarewave)
Ton=DCon*T;     %1η ημιπερίοδος
Toff=DCoff*T;   %2η ημιπερίοδος
t=0:0.000001:(5.*T); %δειγματοληψία ανά 1μs για 5 περιόδους
A=12;           %τιμή peak
```

## Παράρτημα Α

% από x1-x10 εξίσωση της ευθείας για κάθε κομμάτι Ton και Toff του παλμού. Η συνάρτηση διασπάται σε κλάδους έτσι ώστε να εξάγουμε τις σειρές fourier.

```
x1=A*((0<=t)&(t<Ton));
x2=-A*((Ton<=t)&(t<T));
x3=A*((T<=t)&(t<(T+Ton)));
x4=-A*(((T+Ton)<=t)&(t<(T+T)));
x5=A*(((2*T)<=t)&(t<((2*T)+Ton)));
x6=-A*(((2*T)+Ton)<=t)&(t<((2*T)+T)));
x7=A*(((3*T)<=t)&(t<((3*T)+Ton)));
x8=-A*(((3*T)+Ton)<=t)&(t<((3*T)+T)));
x9=A*(((4*T)<=t)&(t<((4*T)+Ton)));
x10=-A*(((4*T)+Ton)<=t)&(t<((4*T)+T)));
x = x1 + x2 + x3 + x4 + x5 + x6 + x7 + x8 + x9 + x10; %πρόσθεση όλων των παραπάνω κλάδων
plot(t, x) %εμφάνιση γραφήματος
```

### Κώδικας για εμφάνιση σειρών Fourier τετραγωνικής ή PWM κυματομορφής

```
f=100; %συχνότητα
T=1/f; %περίοδος
DCon=0.8; %Duty cycle
Ton=DCon*T; %1η ημιπερίοδος
A=12; %πλάτος κυματομορφής
Av=(DCon*A)+((1-DCon)*(-A)); %μέση τιμή
n=0:1:20; %δειγματοληψία 0-20 με βήμα 1(για 20 αρμονικούς όρους+DC συνιστώσα)
w=2*pi*f; %κυκλική συχνότητα
An=((4*A.*sin(n.*w.*Ton))-(2*A.*sin(n.*w.*T)))/(n.*w.*T); % υπολογισμός όρων an
Bn=((-4*A.*cos(n.*w.*Ton))+(2*A.*cos(n.*w.*T))+(2*A))/(n.*w.*T); % υπολογισμός όρων bn
Cn=sqrt(An.^2+Bn.^2); % υπολογισμός όρων An =  $\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ 
Adb=20.*log10( Cn ); %απολαβή σε dB(αν θέλουμε)
Magnitude = [abs(Av), Cn]; %συμπερίληψη της DC συνιστώσας μέσα στους αρμονικούς όρους
freq=[0,n.*f]; %πολ/σιασμός βημάτων δειγματοληψίας με τη συχνότητα για τον άξονα του χρόνου
```

stem(freq,Magnitude) %εμφάνιση γραφήματος

### Κώδικας για εμφάνιση τριγωνικής ή sawtooth κυματομορφής

f=100; %συχνότητα

T=1/f; %περίοδος

DCon=0.8; %Duty cycle on (με 0.5 γίνεται τριγωνική)

DCoff=0.2; %Duty cycle off (με 0.5 γίνεται τριγωνική)

Ton=DCon\*T; %1<sup>η</sup> ημιπερίοδος

Toff=DCoff\*T; %2<sup>η</sup> ημιπερίοδος

max=6; %θετική κορυφή

min=-6; %αρνητική κορυφή

a1=(max-min)/Ton;

% τα a1,b1,a2,b2, είναι τα στοιχεία των κλάδων της συνάρτησης

$$x(t)_{tr} = \begin{cases} \left( \frac{A_{max} - A_{min}}{T/2} \right) t + A_{min}, & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ - \left( \frac{A_{max} - A_{min}}{T/2} \right) t + A_{max}, & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases}$$

b1=min;

a2=(max-min)/(Ton-T);

b2=max-((Ton)\*a2);

t1=0:0.00001:(Ton); %Τα t1,t2,...,t7,t8 είναι 8 χρονικά διαστήματα για 8 ημιπεριόδους στον άξονα t

t2=(Ton):0.00001:T;

t3=(0+T):0.00001:(Ton)+T;

t4=(Ton)+T:0.00001:T+T;

t5=(0+2\*T):0.00001:(Ton)+2\*T;

t6=(Ton)+2\*T:0.00001:T+2\*T;

t7=(0+3\*T):0.00001:(Ton)+3\*T;

t8=(Ton)+3\*T:0.00001:T+3\*T;

f1=(a1.\*t1)+b1; %Τα f1-f8 είναι οι εξισώσεις της ευθείας(ράμπας) για κάθε ημιπερίοδο

f2=(a2.\*t2)+b2;

f3=(a1.\*(t3-T))+b1;

f4=(a2.\*(t4-T))+b2;

f5=(a1.\*(t5-2\*T))+b1;

f6=(a2.\*(t6-2\*T))+b2;

f7=(a1.\*(t7-3\*T))+b1;

f8=(a2.\*(t8-3\*T))+b2;

## Παράρτημα Α

plot(t1,f1,t2,f2,t3,f3,t4,f4,t5,f5,t6,f6,t7,f7,t8,f8) %εμφάνιση γραφήματος

### Κώδικας για εμφάνιση σειρών Fourier τριγωνικής ή sawtooth κυματομορφής

```
f=100; %συχνότητα
T=1/f; %περίοδος
DCon=0.8; %ποσοστό DC on
DCoff=0.2; %ποσοστό DC off
Ton=DCon*T; %1η ημιπερίοδος
Toff=DCoff*T; %2η ημιπερίοδος
max=6; %θετικό άκρο
min=-6; %αρνητικό άκρο
a1=(max-min)/Ton; %τα a1,b1,a2,b2, είναι τα στοιχεία των κλάδων της συνάρτησης
b1=min;
a2=(max-min)/(Ton-T);
b2=max-((Ton)*a2);
n=1:1:20; ; %δειγματοληψία 1-20 με βήμα 1(για 20 αρμονικούς όρους)
w=2*pi*f; %κυκλική συχνότητα
An=(2/T).*[a1./(n.*w)].*[Ton.*sin(w.*n.*Ton)] + (a1./(n.*n.*w.*w)).*[cos(w.*n.*Ton)-1] +
(b1./(n.*w)).*[sin(n.*w.*Ton)] + (a2./(n.*w)).*[(T.*sin(n.*w.*T))-(Ton.*sin(n.*w.*Ton))] +
(a2./(n.*n.*w.*w)).*[cos(n.*w.*T)-cos(n.*w.*Ton)] + (b2./(n.*w)).*[sin(n.*w.*T)-sin(n.*w.*Ton)];
% υπολογισμός όρων an
Bn=(2/T).*[ -a1./(n.*w)].*[Ton.*cos(w.*n.*Ton)] + (a1./(n.*n.*w.*w)).*[sin(w.*n.*Ton)] +
(-b1./(n.*w)).*[cos(n.*w.*Ton)-1] + (-a2./(n.*w)).*[(T.*cos(n.*w.*T))-(Ton.*cos(n.*w.*Ton))] +
(a2./(n.*n.*w.*w)).*[sin(n.*w.*T)-sin(n.*w.*Ton)] - (b2./(n.*w)).*[cos(n.*w.*T)-cos(n.*w.*Ton)];
% υπολογισμός όρων bn
A=sqrt(An.^2+Bn.^2); %υπολογισμός όρων An
Phase=-atan( Bn./An ); %διάγραμμα φάσης (αν θέλουμε)
freq=(n.*f); %πολ/σισμός βημάτων δειγματοληψίας με τη συχνότητα για τον άξονα του χρόνου
stem(freq,A) %εμφάνιση γραφήματος
```

**Κώδικας για εμφάνιση διαγράμματος Bode πλάτους φίλτρου 1<sup>ης</sup> τάξης RC (σ.30)**

```
w=0:1:125000; %δειγματοληψία κυκλικής συχνότητας
c=0.000000047; %τιμή πυκνωτή
R=113000; %τιμή αντίστασης
F=w./(2.*pi); %συχνότητα Hz
Y=20.*log10(abs(1./((R.*c.*w.*i)+1))); %συνάρτηση μεταφοράς σε dB
plot(F,Y) %εμφάνιση διαγράμματος
semilogx(F,Y) %λογαρίθμηση άξονα συχνοτήτων
```

**Κώδικας για εμφάνιση σκελετού διαγράμματος Bode πλάτους φίλτρου 1<sup>ης</sup> τάξης RC (σ.28)**

```
x1=0:0.01:99; %δειγματοληψία μέχρι τη συχνότητα αποκοπής
x2=100:0.01:20000; %δειγματοληψία από τη συχνότητα αποκοπής έως τα 20kHz
y1=(0.*x1)+0; %y1 & y2 εξισώσεις ευθείας
y2=-20.*log10(x2)+40;
plot(x1,y1,x2,y2) %εμφάνιση διαγράμματος
semilogx(x1,y1,x2,y2) %λογαρίθμηση άξονα συχνοτήτων
```

**Κώδικας που εμφανίζει τις τάσεις ελέγχου που χρειάζεται ο VCO για να παράξει τις θεμελιώδεις συχνότητες κάθε νότας (σ.11)**

```
VHYS=12; %εύρος τάσης υστέρησης συγκριτή
C1=0.000000001; %τιμή πυκνωτή
R3=100000; %τιμή αντίστασης R3 (σ.11)
f=[87.30 92.49 97.99 103.82 110.00 116.54 123.47 130.81 138.59 146.83 155.56 164.81 174.61
184.99 195.99 207.65 220.00 233.08 246.94 261.62 277.18 293.66 311.12 329.62 349.22 369.94
391.99 415.30 440.00 466.16 493.88 523.25]; %σύνολο συχνοτήτων σε Hz (αυτός ο πίνακας πρέπει
να γραφτεί σε μία σειρά)
tc=1./(2.*f); %διάρκεια φόρτισης
i1=(VHYS.*C1)/tc; %ρεύμα φόρτισης
Vc=(2.*i1).*R3; %τάση ελέγχου (αν αφαιρέσουμε το ‘ ; ’ εμφανίζονται όλες οι τάσεις)
stem(f,Vc) %εμφάνιση διαγράμματος
```

## Παράρτημα Α

```
set(gca, 'XScale', 'log') %λογαρίθμηση άξονα συχνότητων
```

### Κώδικας διαγράμματος Bode πλάτους φίλτρου μεταβλητής κατάστασης

```
f=1:1:20000; %δειγματοληψία συχνότητων 1-20kHz με βήμα ανά 1 συχνότητα
```

```
s=-2*pi.*f*i; %μεταβλητή S ⇒ -jω
```

% Παρακάτω δίνονται τιμές για τις σύνθετες αντιστάσεις του κυκλώματος. Το 'c' είναι και για τους 2 πυκνωτές γιατί έχουν ίση τιμή. Τα στοιχεία Z3 και Z5(μεταβολή συχνότητας αποκοπής) και Z9(φίλτρο κυμάτωσης) είναι μεταβλητά για αυτό υπάρχουν σε εκδοχές Z3a,Z3b κτλ έτσι ώστε να εμφανίζονται οι αλλαγές για μεταβολή στις τιμές τους.

```
c=0.00000001;
```

```
Z=100000;
```

```
Z1=100000;
```

```
Z2=100000;
```

```
Z3=100000;
```

```
Z3a=80000;
```

```
Z3b=60000;
```

```
Z3c=40000;
```

```
Z3d=20000;
```

```
Z4=1./(c.*s);
```

```
Z5=100000;
```

```
Z5a=80000;
```

```
Z5b=60000;
```

```
Z5c=40000;
```

```
Z5d=20000;
```

```
Z6=1./(c.*s);
```

```
Z7=100000;
```

```
Z8=100000;
```

```
Z9=100000;
```

```
Z9a=80000;
```

```
Z9b=60000;
```

```
Z9c=40000;
```

```
Z9d=20000;
```

%συναρτήσεις μεταφοράς υπερπαρατού φίλτρου για μεταβολή συχνότητας (f)

$$V2 = \frac{(Z2 * Z3 * Z5 * Z7) * (Z8 + Z9)}{((Z5 * Z9 * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3 * Z5 * Z7 * (Z8 + Z9)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9))};$$

$$V2a = \frac{(Z2 * Z3a * Z5a * Z7) * (Z8 + Z9)}{((Z5a * Z9 * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3a * Z5a * Z7 * (Z8 + Z9)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9))};$$

$$V2b = \frac{(Z2 * Z3b * Z5b * Z7) * (Z8 + Z9)}{((Z5b * Z9 * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3b * Z5b * Z7 * (Z8 + Z9)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9))};$$

$$V2c = \frac{(Z2 * Z3c * Z5c * Z7) * (Z8 + Z9)}{((Z5c * Z9 * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3c * Z5c * Z7 * (Z8 + Z9)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9))};$$

$$V2d = \frac{(Z2 * Z3d * Z5d * Z7) * (Z8 + Z9)}{((Z5d * Z9 * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3d * Z5d * Z7 * (Z8 + Z9)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9))};$$

%συναρτήσεις μεταφοράς υπερπαρατού φίλτρου για μεταβολή κυμάτωσης (Q)

$$V2 = \frac{(Z2 * Z3 * Z5 * Z7) * (Z8 + Z9)}{((Z5 * Z9 * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3 * Z5 * Z7 * (Z8 + Z9)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9))};$$

$$V21 = \frac{(Z2 * Z3 * Z5 * Z7) * (Z8 + Z9a)}{((Z5 * Z9a * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3 * Z5 * Z7 * (Z8 + Z9a)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9a))};$$

$$V22 = \frac{(Z2 * Z3 * Z5 * Z7) * (Z8 + Z9b)}{((Z5 * Z9b * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3 * Z5 * Z7 * (Z8 + Z9b)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9b))};$$

$$V23 = \frac{(Z2 * Z3 * Z5 * Z7) * (Z8 + Z9c)}{((Z5 * Z9c * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3 * Z5 * Z7 * (Z8 + Z9c)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9c))};$$

$$V24 = \frac{(Z2 * Z3 * Z5 * Z7) * (Z8 + Z9d)}{((Z5 * Z9d * Z4) * (Z2 * Z7 + Z1 * Z2 + Z1 * Z7)) + (Z1 * Z3 * Z5 * Z7 * (Z8 + Z9d)) + ((Z1 * Z2 * Z4 * Z6) * (Z8 + Z9d))};$$

%συναρτήσεις μεταφοράς φίλτρου διέλευσης ζώνης για μεταβολή συχνότητας (f)

$$V4 = V2 * (Z4 / Z3);$$

$$V4a = V2a * (Z4 / Z3a);$$

$$V4b = V2b * (Z4 / Z3b);$$

$$V4c = V2c * (Z4 / Z3c);$$

$$V4d = V2d * (Z4 / Z3d);$$

%συναρτήσεις μεταφοράς φίλτρου διέλευσης ζώνης για μεταβολή κυμάτωσης (Q)

$$V4 = V2 * (Z4 / Z3);$$

$$V41 = V21 * (Z4 / Z3);$$

$$V42 = V22 * (Z4 / Z3);$$

## Παράρτημα Α

$$V43=V23.*(Z4./Z3);$$

$$V44=V24.*(Z4./Z3)$$

%συναρτήσεις μεταφοράς χαμηλοπερατού φίλτρου για μεταβολή συχνότητας (f)

$$Vout=V4.*(Z6./Z5);$$

$$Vouta=V4a.*(Z6./Z5a);$$

$$Voutb=V4b.*(Z6./Z5b);$$

$$Voutc=V4c.*(Z6./Z5c);$$

$$Voutd=V4d.*(Z6./Z5d);$$

%συναρτήσεις μεταφοράς υπερερατού φίλτρου για μεταβολή κυμάτωσης (Q)

$$Vout=V4.*(Z6./Z5);$$

$$Vout1=V41.*(Z6./Z5);$$

$$Vout2=V42.*(Z6./Z5);$$

$$Vout3=V43.*(Z6./Z5);$$

$$Vout4=V44.*(Z6./Z5);'$$

semilogx(f,abs(V2),f,abs(V4),f,abs(Vout)) %Εμφάνιση των 3 αποκρίσεων του φίλτρου με λογαριθμημένου άξονα του χρόνου χωρίς μετατροπή σε dB

% Ακολουθούν οι μετατροπές των παραπάνω συναρτήσεων μεταφοράς σε dB

$$V2db=20*log10(abs(V2)); \text{ \% συχνότητα}$$

$$V2adb=20*log10(abs(V2a));$$

$$V2bdb=20*log10(abs(V2b));$$

$$V2cdb=20*log10(abs(V2c));$$

$$V2ddb=20*log10(abs(V2d));$$

$$V2db=20*log10(abs(V2)); \text{ \% κυμάτωση}$$

$$V21db=20*log10(abs(V21));$$

$$V22db=20*log10(abs(V22));$$

$$V23db=20*log10(abs(V23));$$

$$V24db=20*log10(abs(V24));$$

$$V4db=20*log10(abs(V4)); \text{ \% συχνότητα}$$

$$V4adb=20*log10(abs(V4a));$$

$$V4bdb=20*log10(abs(V4b));$$

```

V4cdb=20*log10(abs(V4c));
V4ddb=20*log10(abs(V4d));
V4db=20*log10(abs(V4));    % κυμάτωση
V41db=20*log10(abs(V41));
V42db=20*log10(abs(V42));
V43db=20*log10(abs(V43));
V44db=20*log10(abs(V44));

Voutdb=20*log10(abs(Vout)); % συχνότητα
Voutadb=20*log10(abs(Vouta));
Voutbdb=20*log10(abs(Voutb));
Voutcdb=20*log10(abs(Voutc));
Voutddb=20*log10(abs(Voutd));

Voutdb=20*log10(abs(Vout)); % κυμάτωση
Vout1db=20*log10(abs(Vout1));
Vout2db=20*log10(abs(Vout2));
Vout3db=20*log10(abs(Vout3));
Vout4db=20*log10(abs(Vout4));

```

semilogx(f,V2db,f,V4db,f,Voutdb) %Εμφάνιση των 3 αποκρίσεων του φίλτρου με λογαριθμημένου άξονα του χρόνου με μετατροπή σε dB

#### **Plot με βάση τη μεταβολή στη συχνότητα**

semilogx(f,Voutdb,f,Voutadb,f,Voutbdb,f,Voutcdb,f,Voutddb,'LineStyle','--') %Εμφάνιση απόκρισης χαμηλοπερατού φίλτρου για αλλαγές στη συχνότητα αποκοπής

semilogx(f,V2db,f,V2adb,f,V2bdb,f,V2db,f,V2db,'LineStyle','--') %Εμφάνιση απόκρισης υπερπερατού φίλτρου για αλλαγές στη συχνότητα αποκοπής

semilogx(f,V4db,f,V4adb,f,V4bdb,f,V4db,f,V4db,'LineStyle','--') %Εμφάνιση απόκρισης φίλτρου διέλευσης ζώνης για αλλαγές στη συχνότητα αποκοπής

#### **Plot με βάση τη μεταβολή στην κυμάτωση**

semilogx(f,Voutdb,f,Vout1db,f,Vout2db,f,Vout3db,f,Vout4db,'LineStyle','--') %Εμφάνιση απόκρισης χαμηλοπερατού φίλτρου για αλλαγές στην κυμάτωση

semilogx(f,V2db,f,V21db,f,V22db,f,V23db,f,V24db,'LineStyle','--') %Εμφάνιση απόκρισης υπερπερατού φίλτρου για αλλαγές στην κυμάτωση

semilogx(f,V4db,f,V41db,f,V42db,f,V43db,f,V44db,'LineStyle','--') %Εμφάνιση απόκρισης φίλτρου διέλευσης ζώνης για αλλαγές στην κυμάτωση

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β : ΚΩΔΙΚΑΣ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΩΝ

Σε αυτό το παράρτημα παρατίθεται ο κώδικας για τη λειτουργία το πληκτρολογίου (keybed) σε γλώσσα προγραμματισμού c. Το περιβάλλον προγραμματισμού που χρησιμοποιήθηκε είναι το mplab X IDE και ο compiler είναι ο XC8.

### Μικροελεγκτής 1:

```
#include <xc.h>
#include <pic18f4550.h>          /*Header file PIC18f4550 definitions*/
#include <stdio.h>
void MSdelay(unsigned int);

#define write_port LATB  /*εγγραφή αυτών που διαβάζει η PORTB στον latch register B */
#define read_port PORTB /* Η PORTB χρησιμοποιεί τον PORT register B για να διαβάσει δεδομένα
#define Direction_Port TRISB */

void main()
{
    //LATC=0;
    TRISD=0x00;          //TRISD έξοδος προς VCO
    TRISC=0x00;          //TRISC έξοδος προς VCO
    TRISA=0x00;          //TRISA έξοδος προς VCO
    RBPU=0;              //activate pull-up resistor
    Direction_Port = 0xfc; //TRISB = 11111100
    write_port = 0xfe;    //τα μηδενικά γίνονται (Gnd) και οι άσσοι (Vcc)
    LATA=PORTA;          //καταχώρηση στον latch register A τα δεδομένα που διαβάζει η PORTA
    ADCON1=0x0F;        // απενεργοποίηση A/D ώστε το αντίστοιχο pin να δουλεύει ψηφιακά

    while(1)
    {
        while(PORTA==0x00) //για όσο η PORTA είναι 0 ο μικροελεγκτής δέχεται δεδομένα
        {

            write_port = 0xfd; // ενεργοποιείται η σάρωση μεταξύ των pins 7,6,5,4,3,2 και του 1 της PORTB
```

```

MSdelay(1);

// ο μικροελεγκτής ελέγχει για βραχυκυκλώματα μεταξύ των pins 3,2 και του 1 της PORTB
// (έχει γίνει activate pull up resistor)
if (PORTBbits.RB3==0)
{
    PORTDbits.RD7=1;
}
else if (PORTBbits.RB3==1)
{
    PORTDbits.RD7=0;
}
if (PORTBbits.RB2==0)
{
    PORTDbits.RD6=1;
}
else if (PORTBbits.RB2==1)
{
    PORTDbits.RD6=0;
}

//*****//

write_port = 0xfe; // ενεργοποιείται η σάρωση μεταξύ των pins 7,6,5,4,3 και του 0 της PORTB

MSdelay(1);

// ο μικροελεγκτής ελέγχει για βραχυκυκλώματα μεταξύ των pins 7,6,5,4,3 και του 1 της PORTB
// (έχει γίνει activate pull up resistor)
if (PORTBbits.RB7==0)
{
    PORTDbits.RD5=1;
}
else if (PORTBbits.RB7==1)
{
    PORTDbits.RD5=0;
}
if (PORTBbits.RB6==0)
{
    PORTDbits.RD4=1;
}
else if (PORTBbits.RB6==1)
{
    PORTDbits.RD4=0;
}
if (PORTBbits.RB5==0)

```

## Παράρτημα Β

```
{
    PORTDbits.RD3=1;
}

else if (PORTBbits.RB5==1)
{
    PORTDbits.RD3=0;
}
if (PORTBbits.RB4==0)
{
    PORTDbits.RD2=1;
}
else if (PORTBbits.RB4==1)
{
    PORTDbits.RD2=0;
}
if (PORTBbits.RB3==0)
{
    PORTDbits.RD1=1;
}
else if (PORTBbits.RB3==1)
{
    PORTDbits.RD1=0;
}
if (PORTBbits.RB2==0)
{
    PORTDbits.RD0=1;
}
else if (PORTBbits.RB2==1)
{
    PORTDbits.RD0=0;
}

PORTA=0x01; // το pin 1 γίνεται high για να σπάσει τη while(PORTA==0x00)

}
write_port = 0xff;
MSdelay(4);
PORTA=0x04; // το pin 04 γίνεται high και ενεργοποιεί τον 2ο μικροελεγκτή
MSdelay(2);
PORTA=0x02; // το pin 02 γίνεται high και ενεργοποιεί τον 3ο μικροελεγκτή
MSdelay(4);
PORTA=0x04; //το pin 04 γίνεται high και ενεργοποιεί τον 2ο μικροελεγκτή
MSdelay(2);
PORTA=0x00; //η PORTA γίνεται 0 για να ξανά λειτουργήσει η ρουτίνα του 1ου μικροελεγκτή
}
```

```
}

```

```
void MSdelay(unsigned int val) //εκτέλεση της delay function
{
  unsigned int i,j;
  for(i=0;i<val;i++)
    for(j=0;j<4;j++);    }

```

Ο κώδικας για τους μικροελεγκτές 2 και 3 είναι σχεδόν ο ίδιος με κάποιες μικρές διαφορές

### Μικροελεγκτής 2:

```
#include <xc.h>
#include <pic18f4550.h>
#include <stdio.h>
void MSdelay(unsigned int);

#define write_port LATB
#define read_port PORTB
#define Direction_Port TRISB

void main()
{
  //LATC=0;
  TRISD=0x00;
  TRISC=0x00
  TRISA=0xff;
  RBPU=0;
  Direction_Port = 0xfc;
  write_port = 0xfe;
  LATA=PORTA;
  ADCON1=0x0F;

  while(1)
  {

    while(PORTAbits.RA0==0x01)
    {

      write_port = 0xfd;

```

```
MSdelay(1);

if (PORTBbits.RB7==0)
{
    PORTCbits.RC7=1;
}
else if (PORTBbits.RB7==1)
{
    PORTCbits.RC7=0;
}
if (PORTBbits.RB6==0)
{
    PORTCbits.RC6=1;
}
else if (PORTBbits.RB6==1)
{
    PORTCbits.RC6=0;
}
if (PORTBbits.RB5==0)
{
    PORTCbits.RC0=1;
}
else if (PORTBbits.RB5==1)
{
    PORTCbits.RC0=0;
}
if (PORTBbits.RB4==0)
{
    PORTCbits.RC1=1;
}
else if (PORTBbits.RB4==1)
{
    PORTCbits.RC1=0;
}
if (PORTBbits.RB3==0)
{
    PORTDbits.RD7=1;
}
else if (PORTBbits.RB3==1)
{
    PORTDbits.RD7=0;
}
if (PORTBbits.RB2==0)
{
```

```

    PORTDbits.RD6=1;
}

else if (PORTBbits.RB2==1)
{
    PORTDbits.RD6=0;
}

//*****//

write_port = 0xfe;

MSdelay(1);

if (PORTBbits.RB7==0)
{
    PORTDbits.RD5=1;
}
else if (PORTBbits.RB7==1)
{
    PORTDbits.RD5=0;
}
if (PORTBbits.RB6==0)
{
    PORTDbits.RD4=1;
}
else if (PORTBbits.RB6==1)
{
    PORTDbits.RD4=0;
}
if (PORTBbits.RB5==0)
{
    PORTDbits.RD3=1;
}
else if (PORTBbits.RB5==1)
{
    PORTDbits.RD3=0;
}
if (PORTBbits.RB4==0)
{
    PORTDbits.RD2=1;
}
else if (PORTBbits.RB4==1)
{

```

## Παράρτημα Β

```
    PORTDbits.RD2=0;
}
if (PORTBbits.RB3==0)
{
    PORTDbits.RD1=1;
}
else if (PORTBbits.RB3==1)
{
    PORTDbits.RD1=0;
}
if (PORTBbits.RB2==0)
{
    PORTDbits.RD0=1;
}
else if (PORTBbits.RB2==1)
{
    PORTDbits.RD0=0;
}
}

write_port = 0xff;

}
}
void MSdelay(unsigned int val)
{
    unsigned int i,j;
    for(i=0;i<val;i++)
        for(j=0;j<4;j++);
}
```