



ΔΙΕΘΝΕΣ
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ
ΤΗΣ ΕΛΛΑΔΟΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
«ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟΥ
MODULAR SYNTHESIZER»



Του φοιτητή
Ιωσηφίδη Δημήτριου
Αρ. Μητρώου: 514043

Επιβλέπων
Σπάσος Μιχαήλ
Αναπληρωτής καθηγητής

Ημερομηνία 05/02/2022

Τίτλος Π.Ε. : Σχεδίαση και κατασκευή αναλογικού modular synthesizer

Κωδικός Π.Ε. : 20163

Όνοματεπώνυμο φοιτητή: Δημήτριος Ιωσηφίδης

Όνοματεπώνυμο εισηγητή: Μιχαήλ Σπάσος

Ημερομηνία ανάληψης Π.Ε. : 22/04.2020

Ημερομηνία περάτωσης Π.Ε. : 05/02/2022

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

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

«Η εργασία είναι αφιερωμένη στον αγαπημένο μου παππού»

Πρόλογος

Πριν από δυο χρόνια είχα την πρώτη μου επαφή με τα modular synthesizers. Από την πρώτη κιόλας στιγμή που αντίκρισα τα δεκάδες στοιβαγμένα μικροσκοπικά κυκλώματα και τα αμέτρητα πολύχρωμα καλώδια που τα συνέδεαν μεταξύ τους, ένιωσα θαυμασμό και ένα έντονο αίσθημα μυστηρίου που μου έκανε να θέλω να τα εξερευνήσω. Το έναυσμα να αναλάβω Π.Ε. με θέμα: Σχεδίαση και κατασκευή αναλογικού modular synthesizer ήταν το μάθημα Σύνθεση Ηλεκτρονικών Κυκλωμάτων του κ. Σπάσου. Στο περιεχόμενο του μαθήματος παρατήρησα ότι θα ασχοληθούμε με γεννήτριες συχνοτήτων και ταλαντωτές ελεγχόμενους από τάση: δυο βασικά κυκλώματα που περιέχονται σε κάθε synthesizer. Το μάθημα αυτό αμέσως αποτέλεσε μια πρόκληση για εμένα και μου έδωσε την ευκαιρία να ξεκινήσω την εξερεύνηση στον συναρπαστικό κόσμο των Modular Synths. Αφού είχα κάνει ήδη την αρχή μελετώντας τα δυο αυτά κυκλώματα, αποτελούσε πλέον μονόδρομο η επιλογή της συγκεκριμένης Π.Ε. Εκ των προτέρων γνώριζα ότι πρόκειται για ένα απαιτητικό θέμα, κάτι που δεν με απέτρεψε βέβαια, γιατί ήδη είχα θέσει τον στόχο μου.

Περίληψη

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι ο σχεδιασμός, η ανάλυση και η κατασκευή ενός αναλογικού modular synthesizer.

Στο πρώτο κεφάλαιο δίνονται οι ορισμοί στις έννοιες: synthesizer, τάση ελέγχου (control voltage) και πρότυπο Eurorack, αναφέρονται οι κατηγορίες στις οποίες χωρίζονται τα synthesizers και γίνεται μια ιστορική αναδρομή στα Modular Synths.

Στο δεύτερο κεφάλαιο δίνεται ο ορισμός της αφαιρετικής σύνθεσης, περιγράφονται οι δυο βασικοί τύποι μονάδων και στην συνέχεια αναλύονται τα επιμέρους modules. Τέλος περιγράφεται η ροή του σήματος σε ένα modular synthesizer μέσω διαγράμματος ροής, δηλαδή την διαδρομή που ακολουθεί ένα ηχητικό σήμα από την πηγή προς την έξοδο.

Στο τρίτο μέρος γίνεται αναλυτική περιγραφή και επεξήγηση της λειτουργίας όλων των κυκλωμάτων, η σχεδίαση των σχηματικών τους σε πρόγραμμα προσομοίωσης στον Υ.Π. και η απεικόνιση της χρονικής και συχνοτικής τους απόκρισης.

Στο τέταρτο μέρος γίνεται ο σχεδιασμός όλων των πλακετών με την βοήθεια σχεδιαστικού προγράμματος που επιτρέπει την τοποθέτηση και δρομολόγηση όλων των εξαρτημάτων πάνω στη πλακέτα.

«The design and build of an analogue modular synthesizer»

«Dimitrios Iosifidis»

Abstract

The purpose of my thesis is the design, analysis and build of an analogue modular synthesizer. In the first chapter: I provided explanations for the synthesizer, control voltage and the “standard Eurorack”, I referred to the categories of synthesizers and I drew the historical outline of the modular synths.

In the second chapter I have provided the definition of the “subtractive synthesis”, I described two main modules types and then I analysed their separate modules. In the last part of the second chapter I described the “signal flow” in a modular synthesizer via a block diagram -in other words I explained the path of the signal from the source to output.

In the third chapter is provided an analytical description and explanation of how every circuit works, the design of their schematic in a simulator program on P.C. and the representation of their time and frequency response.

In the fourth and last chapter I designed all the circuit board by using a designing program that allowed me to place and apply the components on the circuit.

Ευχαριστίες

Αρχικά θέλω να υπερευχαριστήσω τους γονείς μου, οι οποίοι καθ' όλη την διάρκεια της φοιτητικής μου πορείας φρόντισαν να μην μου λείπει τίποτα. Θέλω επίσης να ευχαριστήσω τον παππού μου, ο οποίος έπαιξε καταλυτικό ρολό στην ολοκλήρωση της εργασίας όσον αφορά το κατασκευαστικό κυρίως κομμάτι. Ευχαριστώ επίσης την γιαγιά μου η οποία μου έστελνε επί έξι χρόνια φαγητά και την αδερφή μου η οποία μου έκανε την μετάφραση της παραπάνω περίληψης. Ακόμα θα ήθελα να ευχαριστήσω την κοπέλα μου για την υπομονή που έδειξε καθ' όλη την διάρκεια εκπόνησης της εργασίας. Τέλος θέλω να ευχαριστήσω τους καθηγητές μου: κ.Μιχαήλ Σπάσο και κ.Κυριάκο Χατζόπουλο και να τους συγχαρώ για τις γνώσεις τους.

Χαρη σε όλους τους παραπανω ανθρωπους υλοποιηθηκε η στγκεκριμενη εργασια.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	v
Περίληψη	vi
Abstract.....	vii
Ευχαριστίες	vvii
Περιεχόμενα	ix
Κατάλογος Σχημάτων	xii
Κατάλογος Εικόνων.....	xii
Συντομογραφίες.....	xxvi
Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή στον κόσμο των Synthesizers.....	1
1.1 Εισαγωγή	1
1.2 Τι είναι το Synthesizer;	1
1.3 Κατηγορίες των Synthesizers.....	1
1.3.1 Performance Synthesizers	1
1.3.2 Modular Synthesizers.....	2
1.4 Τάση ελέγχου (CV: Control Voltage).....	2
1.5 Ιστορική αναδρομή Modular Synths	2
1.6 Τι είναι το πρότυπο Eurorack;	Error! Bookmark not defined.
1.7 Επίλογος.....	4
Κεφάλαιο 2ο: Modular synthesis & signal flow	5
2.1 Εισαγωγή	5
2.2 Τι είναι η αφαιρετική σύνθεση (modular/subtractive synthesis);	5
2.3 Βασικοί τύποι μονάδων	5
2.3.1 Πηγές (sources).....	5
2.3.2 Επεξεργαστές (processors).....	5
2.4 Αναφορά στα επιμέρους modules	5
2.4.1 VCO - Voltage Control Oscillator (ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση)	6
2.4.1.1 1V/Oct.....	6
2.4.1.2 Hz/V.....	6
2.4.2 LFO - Low Frequency Oscillator (ταλαντωτής χαμηλών συχνοτήτων).....	6
2.4.3 VCF - Voltage Control Filter (φίλτρο ελεγχόμενο από τάση).....	7
2.4.4 VCA – Voltage Control Amplifier (ενισχυτής ελεγχόμενος από τάση)	7
2.4.5 Mixer (μίκτης)	7

2.4.6	Passive & Buffered Multiples (παθητικοί & ενεργοί πολλαπλασιαστές)	8
2.4.7	Case Rack & Power Supply (θήκη & τροφοδοτικό).....	8
2.5	Block Diagram (διάγραμμα ροής)	9
2.6	Επίλογος.....	9
Κεφάλαιο 3ο: The complete guide to my Modular Synthesizer		10
3.1	Εισαγωγή	10
3.2	OrCAD PSpice	10
3.3	Linear VCO (Hz/V)	11
3.3.1	Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου	12
3.3.2	OrCAD Capture CIS: Schematic	12
3.3.3	Εκτενής ανάλυση κυκλώματος.....	14
3.3.4	PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis.....	19
3.4	Exponential VCO (V/Oct)	22
3.4.1	Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου	22
3.4.2	OrCAD Capture CIS: Schematic	23
3.4.3	Εκτενής ανάλυση κυκλώματος.....	25
3.4.4	PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis.....	31
3.5	Random Noise Drone Generator	35
3.5.1	Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου	35
3.5.2	OrCAD Capture CIS: Schematic	36
3.5.3	Εκτενής ανάλυση κυκλώματος.....	37
3.5.4	PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis.....	39
3.6	LFO	40
3.6.1	Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου	40
3.6.2	OrCAD Capture CIS: Schematic	41
3.6.3	Εκτενής ανάλυση κυκλώματος.....	42
3.6.4	PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis.....	47
3.7	VCF	51
3.7.1	Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου	51
3.7.2	OrCAD Capture CIS: Schematic	52
3.7.3	Εκτενής ανάλυση κυκλώματος.....	54
3.7.4	PSpice A/D Simulation	58
3.8	Mixer	64
3.8.1	Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου	64
3.8.2	OrCAD Capture CIS: Schematic	65

3.8.3	Εκτενής ανάλυση κυκλώματος.....	66
3.8.4	PSpice A/D Simulation: AC Sweep/Noise Analysis	69
3.9	VCA.....	73
3.9.1	OrCAD Capture CIS: Schematic	73
3.9.2	Περιγραφή λειτουργίας του OTA: LM13700.....	75
3.9.3	Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου	75
3.9.4	Εκτενής ανάλυση κυκλώματος.....	76
3.9.5	PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis.....	77
3.10	Power Supply ($\pm 12V$).....	83
3.10.1	OrCAD Capture CIS: Schematic	83
3.10.2	Ανάλυση κυκλώματος.....	84
3.11	Επίλογος.....	86
Κεφάλαιο 4ο:	Σχεδιασμός πλακετών	87
4.1	Εισαγωγή	87
4.2	Τι είναι το Eagle Autodesk Inc. ;	87
4.3	Linear VCO (Hz/V).....	88
4.4	Exponential VCO (V/Oct)	89
4.5	Random Noise Drone Generator	91
4.6	LFO	92
4.7	VCF	94
4.8	Mixer	96
4.9	VCA.....	98
4.10	Power Supply	100
4.11	Power Supply Splitter	101
4.12	Passive Multiple	102
4.13	Επίλογος.....	103
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....		104

Κατάλογος Σχημάτων

Σχίμα 2.1: Modular Synthesis' Block Diagram.....	9
Σχίμα 3.1: Control Voltage Stage	12
Σχίμα 3.2: Oscillation & Sine Wave Shaper Stage	13
Σχίμα 3.3: PWM Stage.....	13
Σχίμα 3.4: Τριγωνική έξοδος με συχνότητα: $f=192\text{Hz}$	19
Σχίμα 3.5: Τετραγωνική έξοδος με συχνότητα: $f=192\text{Hz}$	19
Σχίμα 3.6: Ημιτονική έξοδος με συχνότητα: $f=192\text{Hz}$	19
Σχίμα 3.7: Pulse έξοδος με Duty Cycle: 90% και συχνότητα: $f=192\text{Hz}$	20
Σχίμα 3.8: Pulse έξοδος με Duty Cycle: 10% και συχνότητα: $f=192\text{Hz}$	20
Σχίμα 3.9: Ταυτόχρονη απεικόνιση όλων των εξόδων με συχνότητα: $f=192\text{Hz}$	20
Σχίμα 3.10: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου : $CV1=0\text{V} \rightarrow f=20\text{Hz}$, $CV1=1\text{V} \rightarrow f=42\text{Hz}$	21
Σχίμα 3.11: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου: $CV1=0\text{V} \rightarrow f=20\text{Hz}$ $CV1=5\text{V} \rightarrow f=129\text{Hz}$	21
Σχίμα 3.12: Διαμόρφωση του Duty Cycle της Pulse εξόδου μέσω CV σήματος: $CV\text{ PWM}= 0/+5\text{V}$.	21
Σχίμα 4.1: Control Voltage & Exponential Convert Stage.....	23
Σχίμα 4.2: Oscillation & Sine Wave Shaper Stage	24
Σχίμα 4.3: PWM Stage.....	24
Σχίμα 4.4: Τριγωνική έξοδος με συχνότητα: $f=26\text{Hz}$	31
Σχίμα 4.5: Τετραγωνική έξοδος με συχνότητα: $f=26\text{Hz}$	31
Σχίμα 4.6: Ημιτονική έξοδος με συχνότητα: $f=26\text{Hz}$	31
Σχίμα 4.7: PWM έξοδος με Duty Cycle: 10% και συχνότητα: $f=26\text{Hz}$	32
Σχίμα 4.8: PWM έξοδος με Duty Cycle: 90% και συχνότητα: $f=26\text{Hz}$	32
Σχίμα 4.9: Ταυτόχρονη απεικόνιση των εξόδων με συχνότητα: $f=26\text{Hz}$	32
Σχίμα 4.10: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου: $CV1=0\text{V} \rightarrow f=26.3\text{Hz}$, $CV1=1\text{V} \rightarrow f=52.5\text{Hz}$	33
Σχίμα 4.11: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου: $CV1=0\text{V} \rightarrow f=53.5\text{Hz}$, $CV1=-1\text{V} \rightarrow f=26.7\text{Hz}$	33
Σχίμα 4.12: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου: $CV1=0\text{V} \rightarrow f=26.3\text{Hz}$, $CV1=3\text{V} \rightarrow f=211.5\text{Hz}$	33
Σχίμα 4.13: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού τριγωνικού σήματος ελέγχου .	34
Σχίμα 4.14: Διαμόρφωση του Duty Cycle της PWM εξόδου μέσω CV τετραγωνικού σήματος: $CV\text{ PWM}= 0/+4\text{V}$	34
Σχίμα 4.15 : Διαμόρφωση του Duty Cycle της PWM εξόδου μέσω CV τριγωνικού σήματος: $CV\text{ PWM}= 0/+5\text{V}$	34
Σχίμα 5.1: Random Noise Drone Generator Schematic	36
Σχίμα 5.2: Κυματομορφή εξόδου	39
Σχίμα 5.2: Κυματομορφή εξόδου	39
Σχίμα 5.2: Κυματομορφή εξόδου	39
Σχίμα 6.1: Low Frequency Oscillator Schematic	41
Σχίμα 6.2: Τετραγωνική Bipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	47
Σχίμα 6.3: Τετραγωνική Unipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	47
Σχίμα 6.4: Τριγωνική Bipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	47
Σχίμα 6.5: Τριγωνική Unipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	48

Σχήμα 6.6: Ημιτονική Bipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	48
Σχήμα 6.7: Ημιτονική Unipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	48
Σχήμα 6.8: Pulse Bipolar έξοδος με Duty Cycle: 99% και συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	49
Σχήμα 6.9: Pulse Unipolar έξοδος με Duty Cycle: 99% και συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	49
Σχήμα 6.10: Pulse Bipolar έξοδος με Duty Cycle: 1% και συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	49
Σχήμα 6.11: Pulse Unipolar έξοδος με Duty Cycle: 1% και συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$	50
Σχήμα 6.12: Διαμόρφωση του Duty Cycle της Pulse Bi εξόδου μέσω CV τετραγωνικού σήματος: CV PWM= 0/+5V.....	50
Σχήμα 6.13: Διαμόρφωση του Duty Cycle της Pulse Uni εξόδου μέσω CV τετραγωνικού σήματος: CV PWM= 0/+5V.....	50
Σχήμα 7.1: Input Buffer & Pre Gain Stage.....	52
Σχήμα 7.2: Filter Stage, CV Frequency Modulation Stage & CV Resonance/Feedback Stage	53
Σχήμα 7.3: Output Buffer Stage	54
Σχήμα 7.4: Συχνотική απόκριση του κυκλώματος αμέσως μετρά το RC φίλτρο στην είσοδο(C13,R54)	58
Σχήμα 7.5: High Pass Filter: FrequencyPot(set):min και συχνότητα αποκοπής : $f_c=22\text{Hz}$	59
Σχήμα 7.6: High Pass Filter: FrequencyPot(set):max και συχνότητα αποκοπής : $f_c=20\text{kHz}$	59
Σχήμα 7.7: Low Pass Filter: FrequencyPot(set):min και συχνότητα αποκοπής : $f_c=30\text{Hz}$	60
Σχήμα 7.8: Low Pass Filter: FrequencyPot(set):max και συχνότητα αποκοπής : $f_c=20\text{kHz}$	60
Σχήμα 7.9: High Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=100\text{Hz}$ και Pot67(set):0.2	61
Σχήμα 7.10: High Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=100\text{Hz}$ και Pot67(set):0.5	61
Σχήμα 7.11: High Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=100\text{Hz}$ και Pot67(set):0.9	61
Σχήμα 7.12: Low Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=1\text{kHz}$ και Pot67(set):0.2.....	62
Σχήμα 7.13: Low Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=1\text{kHz}$ και Pot67(set):0.5.....	62
Σχήμα 7.13: Low Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=1\text{kHz}$ και Pot67(set):0.9.....	62
Σχήμα 7.15: Κυματομορφή εισόδου(πράσινο χρώμα) με συχνότητα: $f=100\text{Hz}$, κυματομορφή εξόδου (κόκκινο χρώμα) με συχνότητα: $f=1\text{kHz}$	63
Σχήμα 7.16: Κυματομορφή εισόδου(πράσινο χρώμα) με συχνότητα: $f=100\text{Hz}$, κυματομορφή εξόδου (κόκκινο χρώμα) με συχνότητα: $f=3\text{kHz}$	63
Σχήμα 8.1: Input-Mixing Stage & 3 Band EQ Stage	65
Σχήμα 8.2: Hard Clipping & Output Stage	66
Σχήμα 8.3: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς τα: Pot20 (Bass), Pot39 (Mid) και Pot29 (High) είναι σεταρισμένα στο μέσον (set:0.5). Ουδέτερη συχνотική απόκριση (flat).....	69
Σχήμα 8.4: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς: Pot20(Bass)→SET:1 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:0.5	70
Σχήμα 8.5: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς: Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:1 ■ Pot29(High)→SET:0.5	70
Σχήμα 8.6: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς: Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:1	70
Σχήμα 8.7: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς: Pot20(Bass)→SET:0 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:0.5	71
Σχήμα 8.8: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς: Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:0 ■ Pot29(High)→SET:0.5	71
Σχήμα 8.9: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς: Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:0	71

Σχήμα 8.10: Συχνοτική απόκριση κυκλώματος καθώς:	
Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:1 ■ Pot29(High)→SET:1	72
Σχήμα 8.11: Συχνοτική απόκριση κυκλώματος καθώς:	
Pot20(Bass)→SET:1 ■ Pot39(Mid)→SET:1 ■ Pot29(High)→SET:0.5	72
Σχήμα 8.12: Συχνοτική απόκριση κυκλώματος καθώς:	
Pot20(Bass)→SET:1 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:1	72
Σχήμα 8.13: Συχνοτική απόκριση κυκλώματος καθώς:	
Pot20(Bass)→SET:0 ■ Pot39(Mid)→SET:0 ■ Pot29(High)→SET:0	73
Σχήμα 9.1: Voltage Control Amplifier Schematic	74
Σχήμα 9.2: Η τάση στον κόμβο αναμεσά στις αντιστάσεις R13 και R14: $V(OTA)=-10.2V$	77
Σχήμα 9.3: Κυματομορφές εισόδου και εξόδου: καθώς η τάση στον κόμβο R13,R14 είναι:	
$V(OTA)=-10.2V$, το κέρδος είναι περίπου ίσο με την μονάδα: $A \approx 1$	78
Σχήμα 9.4: Η τάση στον κόμβο αναμεσά στις αντιστάσεις R13 και R14: $V(OTA)=-11.3V$	78
Σχήμα 9.5: Κυματομορφές εισόδου και εξόδου: καθώς η τάση στον κόμβο R13,R14 είναι:	
$V(OTA)=-11.3V$, το κέρδος είναι περίπου ίσο με την μονάδα: $A=0$	78
Σχήμα 9.6: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού παλμικού σήματος ελέγχου (κίτρινο χρώμα):	
$CV1=0/+12V$ & Pot66(set:1), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 1V$, $f=100Hz$)	79
Σχήμα 9.7: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού παλμικού σήματος ελέγχου (κίτρινο χρώμα):	
$CV1=0/+12V$ & Pot66(set:1), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)	79
Σχήμα 9.8: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού παλμικού σήματος ελέγχου (κίτρινο χρώμα):	
$CV1=0/+12V$ & Pot66(set:0.5), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$).....	79
Σχήμα 9.9: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού παλμικού σήματος ελέγχου (κίτρινο χρώμα):	
$CV1=0/+12V$ & Pot66(set:0.3), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$).....	80
Σχήμα 9.10: Διαμόρφωση πλάτους μέσω δυο εξωτερικών σημάτων ελέγχου στις εισόδους: CV1 και	
CV2, παλμικό σήμα (κίτρινο χρώμα): $CV1=0/+12V$ & τριγωνικό σήμα (ροζ χρώμα): $CV2=\pm 5V$	80
Σχήμα 9.11: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού τριγωνικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα):	
$CV2=\pm 5V$ & Pot66(set:0), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)	81
Σχήμα 9.12: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού τριγωνικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα):	
$CV2=\pm 5V$ & Pot66(set:1), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)	81
Σχήμα 9.13: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού ημιτονικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα):	
$CV2=\pm 5V$ & Pot66(set:0), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)	81
Σχήμα 9.14: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού ημιτονικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα):	
$CV2=\pm 5V$ & Pot66(set:1), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)	82
Σχήμα 9.15: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού ημιτονικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα):	
$CV2=\pm 5V$ & Pot66(set:0), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=300Hz$)	82
Σχήμα 9.16: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού ημιτονικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα):	
$CV2=\pm 5V$ & Pot66(set:1), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=300Hz$)	82
Σχήμα 10.1: Power Supply ($\pm 12V$) Schematic	83
Σχήμα 10.2: Με πράσινο χρώμα απεικονίζεται η κυματομορφή εισόδου, με κόκκινο χρώμα	
απεικονίζεται η κυματομορφή αμέσως μετρά την D1 και με μπλε χρώμα απεικονίζεται η	
κυματομορφή αμέσως μετρά την D2	85
Σχήμα 10.3: Η δράση των πυκνωτών εξομάλυνσης	85
Σχήμα 10.4: Η δράση των voltage regulators	86
Σχήμα 11.1: Board Layout	88
Σχήμα 11.2: Manufacturing Viewer.....	88
Σχήμα 11.3: Gerber File: Top Copper.....	88

Σχήμα 11.4: Gerber File: Bottom Copper	88
Σχήμα 12.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB.....	89
Σχήμα 12.2: Board Layout: Main PCB	89
Σχήμα 12.3: Manufacturing Viewer.....	89
Σχήμα 12.4: Manufacturing Viewer.....	89
Σχήμα 12.5: Gerber File: Top Copper.....	90
Σχήμα 12.6: Gerber File: Top Copper.....	90
Σχήμα 12.7: Gerber File: Bottom Copper	90
Σχήμα 12.8: Gerber File: Bottom Copper	90
Σχήμα 13.1: Board Layout	91
Σχήμα 13.2: Manufacturing Viewer.....	91
Σχήμα 13.3: Gerber File: Top Copper.....	91
Σχήμα 13.4: Gerber File: Bottom Copper	91
Σχήμα 14.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB.....	92
Σχήμα 14.2: Board Layout: Main PCB	92
Σχήμα 14.3: Manufacturing Viewer.....	92
Σχήμα 14.4: Manufacturing Viewer.....	92
Σχήμα 14.5: Gerber File: Top Copper.....	93
Σχήμα 14.6: Gerber File: Top Copper.....	93
Σχήμα 14.7: Gerber File: Bottom Copper	93
Σχήμα 14.8: Gerber File: Bottom Copper	93
Σχήμα 15.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB.....	94
Σχήμα 15.2: Board Layout: Main PCB	94
Σχήμα 15.3: Manufacturing Viewer.....	94
Σχήμα 15.4: Manufacturing Viewer.....	94
Σχήμα 15.5: Gerber File: Top Copper.....	95
Σχήμα 15.6: Gerber File: Top Copper.....	95
Σχήμα 15.7: Gerber File: Bottom Copper	95
Σχήμα 15.8: Gerber File: Bottom Copper	95
Σχήμα 16.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB.....	96
Σχήμα 16.2: Board Layout: Main PCB	96
Σχήμα 16.3: Manufacturing Viewer.....	96
Σχήμα 16.4: Manufacturing Viewer.....	96
Σχήμα 16.5: Gerber File: Top Copper.....	97
Σχήμα 16.6: Gerber File: Top Copper.....	97
Σχήμα 16.7: Gerber File: Bottom Copper	97
Σχήμα 16.8: Gerber File: Bottom Copper	97
Σχήμα 17.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB.....	98
Σχήμα 17.2: Board Layout: Main PCB	98
Σχήμα 17.3: Manufacturing Viewer.....	98
Σχήμα 17.4: Manufacturing Viewer.....	98
Σχήμα 17.5: Gerber File: Top Copper.....	99
Σχήμα 17.6: Gerber File: Top Copper.....	99
Σχήμα 17.7: Gerber File: Bottom Copper	99
Σχήμα 17.8: Gerber File: Bottom Copper	99
Σχήμα 18.1: Board Layout	100

Σχήμα 18.2: Manufacturing Viewer.....	100
Σχήμα 18.3: Gerber File: Top Copper.....	100
Σχήμα 18.4: Gerber File: Bottom Copper	100
Σχήμα 19.1: Board Layout	101
Σχήμα 19.2: Manufacturing Viewer.....	101
Σχήμα 19.3: Gerber File: Top Copper.....	101
Σχήμα 19.4: Gerber File: Bottom Copper	101
Σχήμα 20.1: Board Layout	102
Σχήμα 20.2: Manufacturing Viewer.....	102
Σχήμα 20.3: Gerber File: Top Copper.....	102
Σχήμα 20.4: Gerber File: Bottom Copper	102

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1: LINEAR VCO (Hz/V)	11
Εικόνα 2: EXPO VCO (V/Oct)	22
Εικόνα 3: R.N.D.S.	35
Εικόνα 4: LFO.....	40
Εικόνα 5: VCF.....	51
Εικόνα 6: MIXER.....	64
Εικόνα 7: VCA.....	73
Εικόνα 8: POWER SUPPLY.....	83
Εικόνα 9: PASSIVE MULTIPLE.....	102
Εικόνα 10: ANALOGUE MODULAR SYNTHESIZER	103

Συντομογραφίες

Δ.Ε.	Διπλωματική Εργασία
ΔΠΠΑΕ	Διεθνές Πανεπιστήμιο Ελλάδος
Π.Ε.	Πτυχιακή Εργασία
Τ.Ε.	Τελεστικός Ενισχυτής
CV	Control Voltage
VCO	Voltage Control Oscillator
LFO	Low Frequency Oscillator
VCF	Voltage Control Filter
VCA	Voltage Control Amplifier
DIY	Do It Yourself
Synth	Synthesizer
DSP	Digital Signal Processor
DAC	Digital to Analog Converter
HP	Horizontal Pitch
Sin	Sine
Trg	Triangle
Sqr	Square
Hz	Hertz
Oct	Octave
V	Volt
OTA	Operational Transconductance Amplifiers

Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή στον κόσμο των synthesizers

1.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δώσω ορισμούς στις έννοιες: synthesizer, τάση ελέγχου (control voltage) και πρότυπο Euro rack, θα αναφέρω τις κατηγορίες στις οποίες χωρίζονται τα synthesizers και θα κάνω μια ιστορική αναδρομή στα Modular Synths.

1.2 Τι είναι το synthesizer;

Το synthesizer είναι ένα ηλεκτρονικό μουσικό όργανο. Ηλεκτρονικό μουσικό όργανο ορίζουμε το μουσικό όργανο το οποίο παράγει ήχο, μέσω ηλεκτρονικών διατάξεων. Το synthesizer λοιπόν είναι μια συσκευή η οποία αποτελείται από ηλεκτρονικά κυκλώματα και παράγει ηλεκτρικά σήματα. Μπορεί να μιμηθεί ήχους άλλων οργάνων, ήχους της φύσης, αλλά και να παράγει καινούριους ηλεκτρονικούς ήχους. Τα synthesizers βγαίνουν σε πολλές μορφές. Με μια ή περισσότερες εξόδους, με ή χωρίς θόνη, πληκτροφόρα ή μη κ.α. [1]

1.3 Κατηγορίες των synthesizers

Τα synthesizers χωρίζονται σε δυο μεγάλες κατηγορίες: Performance & Modular Synths, με κριτήριο την δρομολόγηση του σήματος τους (signal path).

1.3.1 Performance Synthesizers

Τα performance synths (integrate synthesizer) είναι μη αρθρωτά synthesizers τα οποία έχουν εσωτερική εργοστασιακή συνδεσμολογία των διαφόρων μερών τους όπου η ροή του σήματος έχει προκαθορισμένη κατεύθυνση. Δηλαδή δεν μπορούμε να επέμβουμε σε αυτήν. Η εσωτερική δρομολόγηση του σήματος γίνεται από συγκεκριμένη διαδρομή, περιορίζοντας έτσι σε μεγάλο βαθμό τον χρήστη, δίνοντας του περιορισμένη ελευθέρια κινήσεων και επιλογών.

Τα performance synthesizers χωρίζονται περαιτέρω σε δυο υποκατηγορίες, με κριτήριο τον τρόπο κατασκευής τους και τον τρόπο που συνθέτουν ήχους.

Analogue performance synths

Τα αναλογικά synthesizers χρησιμοποιούν αναλογικά κυκλώματα και άρα παράγουν αναλογικά σήματα στην έξοδο. Τα πρώτα αναλογικά synthesizers των δεκαετιών '20 και του '30 κατασκευάζονταν με λυχνίες και χρησιμοποιούσαν κατά κύριο λόγο ηλεκτρομηχανικές τεχνολογίες. Αργότερα στη δεκαετία του '60 κατασκευάζονταν με ολοκληρωμένα κυκλώματα.

Digital performance synths

Τα ψηφιακά synthesizers χρησιμοποιούν ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP) για την παραγωγή ήχων. Το ψηφιακό synth παράγει μια ροή αριθμών με σταθερό ρυθμό δειγματοληψίας, χρησιμοποιώντας αλγόριθμους που στη συνέχεια μετατρέπονται σε αναλογικό σήμα (DAC) ώστε να μπορούμε να το ακούσουμε. Έτσι ακόμα και αν ένα ψηφιακό synth δεν μοιάζει με υπολογιστή ... είναι υπολογιστής. [2]

1.3.2 Modular Synthesizers

Από την άλλη, τα modular synthesizers ακολουθούν μια διαφορετική προσέγγιση. Μία από τις βασικές ιδέες που στηρίζουν την αρθρωτή σύνθεση είναι η διασυνδεσιμότητα. Σε αντίθεση με τα παραδοσιακά synths που μπορεί να γνωρίζετε, τα αρθρωτά synthesizers αποτελούνται από πολλές ξεχωριστές κυκλωματικές μονάδες (modules). Υπάρχουν μονάδες που είναι αναλογικές, μονάδες που είναι ψηφιακές και μονάδες που είναι ένας συνδυασμός μεταξύ των δυο. Μπορείτε να σκεφτείτε αυτές τις μονάδες όπως τα όργανα στο ανθρώπινο σώμα, όλα συνεργάζονται ως ένα σύστημα για την παραγωγή ενός ήχου. Οι μονάδες αυτές δεν είναι συνδεδεμένες μεταξύ τους, αλλά τις συνδέει ο χρήστης κατά βούληση με εξωτερικά καλώδια (patch cables) για να δημιουργήσει το επιθυμητό ηχητικό αποτέλεσμα. Αυτή η προσέγγιση προσδίδει στο χρήστη σχεδόν απεριόριστη ευελιξία και ελευθέρια κινήσεων και επιλογών. Η σειρά που επιλέγετε να τοποθετήσετε εξαρτήματα στην αλυσίδα σας, καθορίζει πώς αντιδρούν το ένα με το άλλο, επεκτείνοντας σε μεγάλο βαθμό τις τονικές δυνατότητες. Είναι η ίδια αρχή με έναν κιθαρίστα που έχει πολλά πετάλια στο pedalboard του. Όταν αλλάζετε τη σειρά, αλλάζετε δραστηρικά τον ήχο. Ενώ υπάρχουν ορισμένες γενικές οδηγίες και κατευθυντήριες γραμμές για το patching των μοναδων ώστε να δημιουργηθουν συγκεκριμενοι ηχοι, γενικότερα δεν υπάρχουν κανονες. Μερικοί από τους πιο τρελους ηχους προερχονται από τυχαία patching ή από patching που αρχικά δεν έχουν νοημα ή λογική. Επίσης είναι σημαντικό να γνωρίζουμε ότι οι παράμετροι των μονάδων, ενός συνθεσάιζερ μπορούν να ελεγχθούν μέσω Control Voltage (CV). Τι είναι όμως η τάση ελέγχου (control voltage);

1.4 Τάση ελέγχου (Control Voltage)

Αυτό που κάνει τα αναλογικά synthesizers (και ειδικότερα τα modular synthesizers) ξεχωριστά είναι ότι οι σημαντικές παράμετροι των πηγών ήχου (VCO, θόρυβος, κ.λπ.) και των επεξεργαστών (VCF, VCA, κ.λπ.) μπορούν να αλλάξουν όχι μόνο με το χέρι, αλλά και από μια εξωτερική τάση ελέγχου.

Οι είσοδοι CV εντοπίζονται συνήθως όπου είναι δυνατή η διαμόρφωση. Έτσι ένα VCF θα έχει μια είσοδο CV για τον έλεγχο της συχνότητας αποκοπής. Ένας VCO θα έχει μια είσοδο CV για τον έλεγχο της συχνότητας λειτουργίας, ένα VCA για τον έλεγχο του πλάτους κ.ο.κ..

Η τάση ελέγχου έρχεται σε πολλές γεύσεις. Δηλαδή, διαφορετικοί κατασκευαστές (ακόμα και διαφορετικές μονάδες ενός κατασκευαστή) μπορούν να χρησιμοποιήσουν διαφορετικά εύρη τάσης για CV. Δεν είναι ασυνήθιστο να βλέπετε +/- 5v, 0 έως +8v ή 0 έως +5v. Στο ακραίο όριο, δεν θα δείτε ποτέ σήμα τάσης ελέγχου χαμηλότερο από -10 βολτ ή υψηλότερο από +10 βολτ, αλλά αυτός είναι βασικά ένας περιορισμός του τι μπορείτε να κάνετε σε ένα κύκλωμα δεδομένων των τροφοδοτικών που χρησιμοποιούμε. [3]

1.5 Ιστορική αναδρομή των modular synths

Τα modular synths μπήκαν στις ζωές μας στα μέσα του 20^{ου} αιώνα. Ενώ η έρευνα διεξήχθη ήδη από τη δεκαετία του 1930 (κυρίως από τον Καναδό φυσικό Hugh Le Caine), τα πρώτα εμπορικά διαθέσιμα αρθρωτά synthesizers έγιναν από τους Moog (τότε γνωστοί ως RA Moog Co.) και Buchla στις αρχές της δεκαετίας του '60. Η ιδέα ήταν να πάρει ηχητικές συχνότητες και να τις περάσει μέσα από πολλά διαφορετικά στάδια και επεξεργαστές, με αποτέλεσμα μια τεράστια ποικιλία φρέσκων & φουτουριστικών ήχων.

Στα χρόνια που ακολούθησαν, ο Μπούχλα και ο Μόογκ συνέχισαν να κυριαρχούν, εδραιώνοντας τους εαυτούς τους ως πρωτοπόρους της ιδέας - έγιναν τα ονόματα των συνθεσάιζερ. Η ηλεκτρονική μουσική έγινε ολοένα και πιο δημοφιλής και οι συνθέτες τους χρησιμοποιήθηκαν εκτενώς για τη δημιουργία φουτουριστικών ήχων για ταινίες και τηλεόραση.

Ενώ η Moog και η Buchla εξειδικεύτηκαν σε εκτεταμένες ειδικές μονάδες, άλλοι κατασκευαστές εισήλθαν στην περιοχή τα επόμενα χρόνια με εναλλακτικές λύσεις. Η Roland κυκλοφόρησε τα συστήματα System 100 & System 700, με νέες διεπαφές και δυνατότητες. Η Digisound (Ηνωμένο Βασίλειο) παρουσίασε το 80 Synthesizer, μια ενσωματωμένη στο σετ ιδέα.

Ήταν ξεκάθαρο από νωρίς ότι αυτά τα όργανα είχαν σχεδόν άπειρες δυνατότητες, που οδήγησαν σε μια λατρεία που παραμένει μέχρι σήμερα.

Καθώς τα εξαρτήματα έγιναν πιο εύκολα προσβάσιμα και η κατασκευή εξορθολογισμένη, τα αρθρωτά synths έγιναν όλο και πιο προσιτά και εύκολα στη δημιουργία. Μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του '80, πολλοί κατασκευαστές τα παρήγαγαν σε όλα τα σχήματα και μεγέθη, και για όλους τους προϋπολογισμούς. [4]

Στις αρχές της δεκαετίας του '90 δημιουργήθηκε ένα σύνολο «κανόνων» σχετικά με τις φυσικές διαστάσεις των μεμονωμένων μονάδων. Το λεγόμενο Euro rack format.

1.6 Τι είναι το πρότυπο Euro rack

Μπορεί να έχετε ακούσει ότι ο όρος Euro rack χρησιμοποιείται συχνά σε συνδυασμό με αρθρωτά συνθεσάιζερ. Το Euro rack είναι ένα modular synthesizer format που αρχικά αναπτύχθηκε από τον Γερμανό πτυχιούχο φυσικό Dieter Doepfer στις αρχές της δεκαετίας του '90.

Ο Doepfer πρωτοστάτησε δημιουργώντας ένα τυποποιημένο σύνολο «κανόνων» σχετικά με τις φυσικές διαστάσεις μεμονωμένων μονάδων με βάση τα υπάρχοντα πρότυπα που χρησιμοποιούνται για οπτικοακουστικό εξοπλισμό που τοποθετείται σε rack. Έτσι, τα ύψη των μονάδων τυποποιήθηκαν (το Euro rack είναι 3U) και τα πλάτη των μονάδων έλαβαν μια μονάδα μέτρησης - HP.

Αυτή η νέα κοινή μέθοδος μέτρησης έδωσε στους κατασκευαστές εξοπλισμού και στους πελάτες τους τη σιγουριά ότι τα εργαλεία από διαφορετικές μάρκες θα έπαιζαν όμορφα μεταξύ τους και θα ήταν φθηνότερα στην παραγωγή, έτσι το Euro rack έγινε το de-facto πρότυπο για αρθρωτά συνθεσάιζερ. [3]

Το πρότυπο Euro rack από το 2018 έχει γίνει μια κυρίαρχη μορφή αρθρωτού συνθεσάιζερ, με περισσότερες από 5000 μονάδες διαθέσιμες από περισσότερους από 270 διαφορετικούς κατασκευαστές.

Όλες οι ενότητες Euro rack είναι συμβατές, ακόμη και αν προέρχονται από διαφορετικές εταιρείες. Αυτό οφείλεται στις υποδοχές εισόδου και εξόδου 3,5 mm που εμφανίζονται στα μπροστινά πάνελ των μονάδων που τους επιτρέπουν να ενώνονται μέσω TS (tip-sleeve) καλωδίων.

Η φυσική προδιαγραφή βασίζεται στο πρότυπο Euro rack :

- 3U (5,25 ίντσες ή 133,4 mm), όπου το ύψος "U" μετράτε σε rack units
- 1HP (0,2 ίντσών ή 5,08 mm), όπου το πλάτος "HP" μετράτε σε μονάδες horizontal pitch. Το πλάτος της κάρτας είναι γενικά ακέραια πολλαπλάσια του 1HP, αν και ορισμένοι κατασκευαστές λειτουργούν σε πολλαπλάσια του 0.5HP.

Οι μονάδες Euro rack μπορεί να χαρακτηρίζονται περαιτέρω από βάθος: ρηγά στοιχεία (2,5cm έως 4cm) μπορούν να χωρέσουν σε θήκες "skiff" και αναφέρονται άνετα ως "skiff friendly". [5]

Η μορφή Eurorack απαιτεί $\pm 12V$ τάσεις τροφοδοσίας (οι περισσότερες άλλες τρέχουσες μορφές χρησιμοποιούν $\pm 15V$), επιπλέον $+5V$ απαιτείται από ορισμένες ψηφιακές μονάδες. Δυστυχώς, ο προσανατολισμός των συνδέσεων ισχύος δεν είναι καλά τυποποιημένος.

Η μορφή χρησιμοποιεί καλώδια κορδέλας για τροφοδοσία και μια υποδοχή καλωδίου με ταινία δύο σειρών που περιέχει είτε 10 είτε 16 ακίδες. Μια "κόκκινη λωρίδα" στην κορδέλα υποδεικνύει $-12V$. Ο σύνδεσμος 16 ακίδων χρησιμοποιεί τους επιπλέον ακροδέκτες για τη διανομή σημάτων $+5V$, τάσης ελέγχου (CV) και πύλης (GATE) από ένα πληκτρολόγιο στις μονάδες μέσω μιας σύνδεσης κοινής θήκης.

Τα σήματα ήχου είναι συνήθως $10V_{p-p}$ αλλά δεν αποκλείεται να είναι και $20V_{p-p}$.

Οι τάσεις ελέγχου (CV: Control Voltage) μπορεί να είναι μονοπολικές ή διπολικές. Οι διπολικές τάσεις ελέγχου είναι συνήθως $\pm 5v$, 0 έως $+8v$ ή 0 έως $+5v$. Τα σήματα ενεργοποίησης, πύλης ή ρολογιού είναι ψηφιακοί παλμοί $0V$ έως $12V$ που χρησιμοποιούνται συνήθως για χρονοισμό και σηματοδότηση συμβάντων.

1.7 Επίλογος

- Τα synthesizer είναι ηλεκτρονικά μουσικά όργανα.
- Ανάλογα με το είδος κυκλωμάτων που είναι κατασκευασμένα χωρίζονται σε αναλογικά και ψηφιακά και ανάλογα με την δρομολόγηση του σήματος τους και την αρχιτεκτονική τους χωρίζονται σε performance και modular synths.
- Στα modular synths, οι μονάδες επικοινωνούν μεταξύ τους με δυο είδη σημάτων, τα audio σήματα και τα control voltage σήματα. Αυτά τα σήματα δεν είναι παρά ηλεκτρικές τάσεις που περνούν μέσα από καλώδια.
- Τέλος το πρότυπο Eurorack είναι ένα modular synthesizer format το οποίο αποσκοπεί στην συμβατότητα των μονάδων διαφορετικών εταιριών μεταξύ τους.

Κεφάλαιο 2ο: Modular synthesis & signal flow

2.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δώσω τον ορισμό της αφαιρετικής σύνθεσης, θα αναφέρω τους δυο βασικούς τύπους μονάδων και στην συνέχεια θα αναλυσω τα επιμέρους modules. Επίσης θα αναφέρω τα δυο προτυπα για έλεγχο βηματος. Τέλος θα εξηγήσω την ροή του σήματος σε ένα modular synthesizer μέσω διαγράμματος ροής, δηλαδή την διαδρομή που ακολουθεί ένα ηχητικό σήμα από την πηγή προς την έξοδο.

2.2 Τι είναι η αφαιρετική σύνθεση (modular/subtractive synthesis);

Τα modular synthesizers βασίζονται στη αφαιρετική σύνθεση (subtractive synthesis). Η βασική ιδέα της αφαιρετικής σύνθεσης είναι να ξεκινήσετε με μια κυματομορφή που δημιουργείται από έναν ταλαντωτή και στη συνέχεια να αφαιρέσετε ορισμένες συχνότητες με ένα φίλτρο μέχρι να λάβετε τον επιθυμητό ήχο.

Το φίλτρο αφαιρεί επιλεκτικά ορισμένες αρμονικές, αλλοιώνοντας το φασματικό περιεχόμενο της κυματομορφής. Ένα φίλτρο δεν θα έκανε πολλά για να αλλάξει τον ήχο ενός ημιτονοειδούς κύματος (καθώς δεν περιέχει αρμονικές), αλλά για κύματα πλούσια σε αρμονικές όπως το τετράγωνο, το τρίγωνο και το πριονωτό, έχει μεγάλη διαφορά. [6]

2.3 Βασικοί τύποι μονάδων (modules)

Οι μοναδες (modules) ενός modular synth χωρίζονται σε δυο μεγάλες κατηγορίες: πηγές (sources) & επεξεργαστές(processors)

2.3.1 Πηγες (sources)

Τα χαρακτηριστικά των πηγών είναι ότι δεν έχουν κάποια είσοδο ήχου(audio input) αλλά παραγουν σήμα ή σήματα εξόδου.. Μπορούν ωστόσο να έχουν εισόδους ελέγχου (control voltage inputs). Μερικά κοινά παραδειγματα πηγών είναι : VCO(Voltage Controlled Oscillator) , LFO (Low Frequency Oscillator),Noise generator κ.α. Αυτές οι μονάδες συχνά σχηματίζουν τους πρώτους συνδέσμους στη διαδρομή σήματος.

2.3.2 Επεξεργαστες (processors)

Οι επεξεργαστές χαρακτηρίζονται από μια είσοδο και μια έξοδο, αλλά μπορεί να έχουν και εισόδους ελέγχου. Μερικά κοινά παραδειγματα επεξεργαστων είναι: VCF(Voltage Controlled Filter), VCA(Voltage Controlled Amplifier), Drive and distortion modules, effect processors (reverb, delay) κ.α.

2.4 Αναφορά στα επιμέρους modules

Για να κατανοήσετε την αφαιρετική σύνθεση, πρέπει να κατανοήσετε κάθε στοιχείο στη διαδρομή σήματος και πώς επηρεάζουν τον ήχο. Ας δούμε λεπτομερώς κάθε τμήμα της αλυσίδας σήματος :

2.4.1 VCO – Voltage Controlled Oscillator (Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση)

Πολλες εφαρμογές της συγχρονης ηλεκτρονικής απαιτούν ταλαντωτές που να προγραμματίζονται αυτομάτως. Το απαιτούμενο κύκλωμα για αυτήν την δουλειά ονομάζεται ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση. Ο VCO είναι ένας ταλαντωτής, του οποίου η συχνότητα εξόδου καθορίζεται από μία τάση ελέγχου στην είσοδό του και είναι η κύρια πηγή ήχου στα περισσότερα αναλογικά synthesizers. Η συχνότητα ταλάντωσης ενός VCO κυμαίνεται από λίγα Hertz έως εκατοντάδες GigaHz. Στην περίπτωση μας όμως χρησιμοποιούμε τους VCO για παραγωγή ηλεκτρονικής μουσικής, επομένως η συχνοτική περιοχή λειτουργίας τους, κυμαίνεται από 20Hz έως 20kHz δηλαδή το ανθρώπινο ακουστικό φάσμα. Εξάγει κυματομορφές που περιέχουν αρμονικές, οι οποίες επιτρέπουν την παραγωγή διαφόρων ήχων, αφού αρχικά επεξεργαστούν από άλλες ηλεκτρονικές μονάδες. Οι πιο κοινές κυματομορφές που παράγονται από τον VCO είναι τριγωνικές, τετραγωνικές και παλμικές. Μερικές φορές, παράγει και ημιτονοειδές κύμα, το οποίο δεν περιέχει αρμονικές, αλλά είναι χρήσιμο για την ενίσχυση και παραγωγή άλλων κυματομορφών. Ο VCO που χρησιμοποιείται στα περισσότερα αναλογικά synthesizers περιέχει ένα πυρήνα, ο οποίος παράγει μία κυματομορφή και στη συνέχεια αυτή η κυματομορφή μπορεί να μετατραπεί σε άλλες μορφές από άλλα κυκλώματα.

Για έλεγχο βήματος ενός ταλαντωτή μέσω τάσης ελέγχου (CV) υπάρχουν δύο διαφορετικά προτυπα:

2.4.1.1 1V/Oct

Το πιο κοινό πρότυπο για τον έλεγχο του τόνου σε ένα αρθρωτό συνθεσάιζερ. Κάτω από το σύστημα, η αύξηση της τάσης σε έναν VCO κατά 1 volt (ας πούμε, από 0.5V σε 1.5V) θα αύξανε το βήμα του κατά μία οκτάβα.

Ακολουθώντας αυτό το σχήμα 1V/Oct απαιτείται μια εκθετική (απότομα καμπύλη) σχέση μεταξύ τάσης και συχνότητας, καθώς κάθε αλλαγή στην οκτάβα απαιτεί επιπλέον διπλασιασμό ή μείωση κατά το ήμισυ της συχνότητας (για παράδειγμα, η αύξηση του ελέγχου στον ταλαντωτή 2V θα είχε ως αποτέλεσμα μια συχνότητα που ήταν τέσσερις φορές υψηλότερη, μια αύξηση 3V οδηγεί σε συχνότητα οκτώ φορές υψηλότερη, κλπ.).

Η ακριβής αναπαραγωγή αυτής της εκθετικής καμπύλης από μονάδα σε μονάδα είναι ένας από τους αδύναμους κρίκους των αναλογικών συνθεσάιζερ, καθώς οι αλλαγές θερμοκρασίας και η γήρανση των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων μπορεί να οδηγήσουν σε απόκλιση στο βήμα. Αυτές οι αποκλίσεις συχνά αναφέρονται ως σφάλματα παρακολούθησης.

2.4.1.2 Hz/V

Ένα άλλο πρότυπο για τον έλεγχο βήματος είναι το Hz/V. Ορισμένοι κατασκευαστές όπως η Korg και η Yamaha ακολούθησαν ένα εναλλακτικό πρότυπο. Κάθε οκταβα ισούται με τον διπλασιασμό ή το ημίση της τάσης. Εάν 1V:A1 τότε, 2V:A2, 4V:A3, 8V:A4 κ.λ.π. Σε αυτή τη περίπτωση η σχέση μεταξύ τάσης ελέγχου και συχνότητας λειτουργίας είναι γραμμική.

2.4.2 LFO – Low Frequency Oscillator (Ταλαντωτής χαμηλών συχνοτήτων)

Ο LFO είναι ένας ταλαντωτής χαμηλών συχνοτήτων. Συνήθως η συχνότητα λειτουργίας ενός LFO ξεκινάει από 1Hz και φτάνει μέχρι τα 20Hz δηλαδή το κατώτατο όριο του ακουστικού φάσματος, χωρίς βεβαίως αυτό να είναι απαραίτητο, μπορεί να φτάσει και υψηλότερες συχνοτητες. Ο ταλαντωτής αυτός χρησιμοποιείται ως διαμορφωτής.

Δηλαδή η έξοδος του κατά κυριο λόγο δεν χρησιμοποιείται ως audio σήμα αλλά ως control voltage σήμα με σκοπο: να διαμορφώσει κάποια παραμετρο καποιας αλλης μοναδας. Αν συνδεσω την έξοδο ενός LFO σε μια control voltage είσοδο ενός VCO , ο LFO μου θα διαμορφώσει τη συχνότητα λειτουργίας του VCO μου. Επίσης αν συνδεσω την έξοδο ενός LFO σε μια control voltage είσοδο ενός VCF , ο LFO μου θα διαμορφώσει τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου μου. Ένας LFO μπορεί να παράγει πολλές διαφορετικές κυματομορφές στη έξοδο του , όπως ημιτονική , τριγωνική , πριονωτη , τετραγωνική κ.α. Επίσης η πολικότητα της κυματομορφης εξόδου μπορεί να είναι είτε μονοπολικη , είτε διπολικη.

2.4.3 VCF – Voltage Controlled Filter (Φίλτρο ελεγχόμενο από τάση)

Το VCF είναι ένα φίλτρο, του οποίου τα χαρακτηριστικά λειτουργίας (κυρίως η συχνότητα αποκοπής) μπορούν να ελεγχθούν μέσω μιας τάσης ελέγχου που εφαρμόζεται στις εισόδους ελέγχου. Το VCF επιτρέπει στη συχνότητα αποκοπής του και το συντελεστή Q (συντονισμό στη συχνότητα αποκοπής) να μεταβάλλεται συνεχώς. Οι έξοδοι σημάτων μπορεί να περιλαμβάνουν απόκριση χαμηλής τάσης (Low Pass), απόκριση υψηλής διέλευσης (High Pass), απόκριση ζώνης διέλευσης (Band Pass) και απόκριση εγκοπής (Band Reject). Το φίλτρο μπορεί να προσφέρει μια μεταβλητή κλίση, που καθορίζει το ρυθμό εξασθένησης εκτός της ζώνης, συχνά σε 6dB/octave, 12dB/octave (φίλτρο 2 πόλων) ή 24dB/octave (φίλτρο 4 πόλων). Αυτό ποικίλλει, επίσης, ανάλογα με το Q. Στα αναλογικά modular synthesizers, τα φίλτρα λαμβάνουν είσοδο σήματος από πηγές σήματος, συμπεριλαμβανομένων των ταλαντωτών και του θορύβου, ή από την έξοδο άλλων επεξεργαστών. Με τη μεταβολή της συχνότητας αποκοπής, το όργανο αφήνει να περάσουν κάποιες συνιστώσες του μουσικού ήχου ή τις εξασθενεί. Τα VCF έχουν συμπεριλάβει μεταβλητή ανατροφοδότηση, που δημιουργεί μια κορυφή απόκρισης Q στη συχνότητα αποκοπής. Ορισμένα φίλτρα έχουν σχεδιαστεί να παρέχουν αρκετή ανατροφοδότηση για να μεταβούν σε ταλάντωση και μπορούν να χρησιμεύουν ως πηγή ημιτονοειδούς κύματος (self oscillating).

2.4.4 VCA – Voltage Controlled Amplifier (Ενισχυτής ελεγχόμενος από τάση)

Ένας ενισχυτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένας ενισχυτής, του οποίου το κέρδος ρυθμίζεται από τη στάθμη τάσης ενός σήματος ελέγχου. Η λέξη “ενισχυτής” είναι κάπως παραπλανητική σε αυτή τη χρήση, διότι τα περισσότερα κυκλώματα VCA δεν καταφέρνουν κέρδος πάνω από 1, πράγμα που σημαίνει ότι περισσότερο εξασθενούν το σήμα παρά το ενισχύουν. Το VCA καθορίζει το στιγμιαίο επίπεδο έντασης μιας αναπαραγόμενης νότας και διακόπτει την έξοδο στο τέλος της νότας. Τα περισσότερα κυκλώματα VCO των synthesizers δεν έχουν έλεγχο πλάτους στην έξοδό τους ή την ικανότητα να σταματούν την ταλάντωσή τους, με αποτέλεσμα να ακούγεται η έξοδός τους συνεχώς σε περίπτωση που δεν περιέχεται ένα VCA στο synthesizer. Σε ένα VCA εάν η τάση εισόδου ελέγχου πέσει κάτω ή είναι ίση με το μηδέν, το VCA δεν παράγει καμία έξοδο.

2.4.5 Mixer (Μίκτης)

Μίκτης είναι ένα κύκλωμα που χρησιμοποιείται για ανάμειξη εξισορρόπηση και συνδυασμό διαφορετικών σημάτων. Ο μεικτής είναι ο κεντρικός κόμβος όπου τα ηχητικά σήματα από διαφορετικές πηγές συνδυάζονται και αναμειγνύονται. . Στα περισσότερα synthesizers, ένας μεικτής είναι η τελευταία μονάδα από την οποία περνάει το σήμα πριν σταλεί στην έξοδο του synthesizer. Ένας μεικτής έχει αρκετές εισόδους αλλά μια συνήθως έξοδο. Για κάθε σήμα εισόδου έχουμε την δυνατότητα ρύθμισης της έντασης του. Τα σήματα στις εισόδους προστίθενται και τελικά προκύπτει ένα σύνθετο σήμα. Έτσι το σύνθετο αυτό σήμα θα είναι τελικά και η έξοδος του κυκλώματος. Επίσης σε κάποιους μίκτες υπάρχει δυνατότητα ρύθμισης της χροιάς του σήματος εξόδου μέσω φίλτρων.

2.4.6 Passive & Buffered Multiples

Συχνά κατά τη δημιουργία ενός patching, θα θέλετε να στέλνετε ένα σήμα σε περισσότερους από έναν προορισμούς ταυτόχρονα. Για αυτό τον λόγο οι πολλαπλασιαστές (multiples) μπορούν να είναι πολύ χρήσιμοι. Υπάρχουν δυο ειδών πολλαπλασιαστές: Παθητικοί και Buffered. Τα passive multiples δεν απαιτούν καμία ισχύ, αλλά τα buffer multiples θα πρέπει να τροφοδοτηθούν, έτσι μπορούν επίσης να θεωρηθούν active (ενεργά) multiples. Τα buffered multiples παρέχουν ένα τέλειο αντίγραφο του σήματος εισόδου, ωστόσο στα παθητικά υπάρχει μια μικρή πτώση της τάσης που προκαλείται από την αντίσταση εισόδου και εξόδου των μονάδων σας.

Για αυτόν τον λόγο θα πρέπει να αποφύγετε τη χρήση παθητικών πολλαπλών για πιο κρίσιμες και ακριβείς εφαρμογές όπως η αποστολή Pitch CV διότι μπορεί να διαπιστώσετε ότι οι ταλαντωτές σας ξεκουρδίζεται.

2.4.7 Case Rack & Power Supply (Θήκη & τροφοδοτικό)

Για να ξεκινήσετε ένα Modular synthesizer , θα χρειαστείτε μια θήκη και ένα τροφοδοτικό για τις μονάδες σας. Οι θήκες μετρούνται οριζόντια σε HP(Horizontal Pitch), που σημαίνει οριζόντιο βήμα ή σημείο οπής. Τα δύο πιο κοινά πλάτη είναι 84HP και 104HP.

Οι κάθετες θήκες μετρούνται σε μονάδες ραφιών ή U (rack Units) και οι μονάδες Eurorack καταλαμβάνουν ύψος 3U. [5]

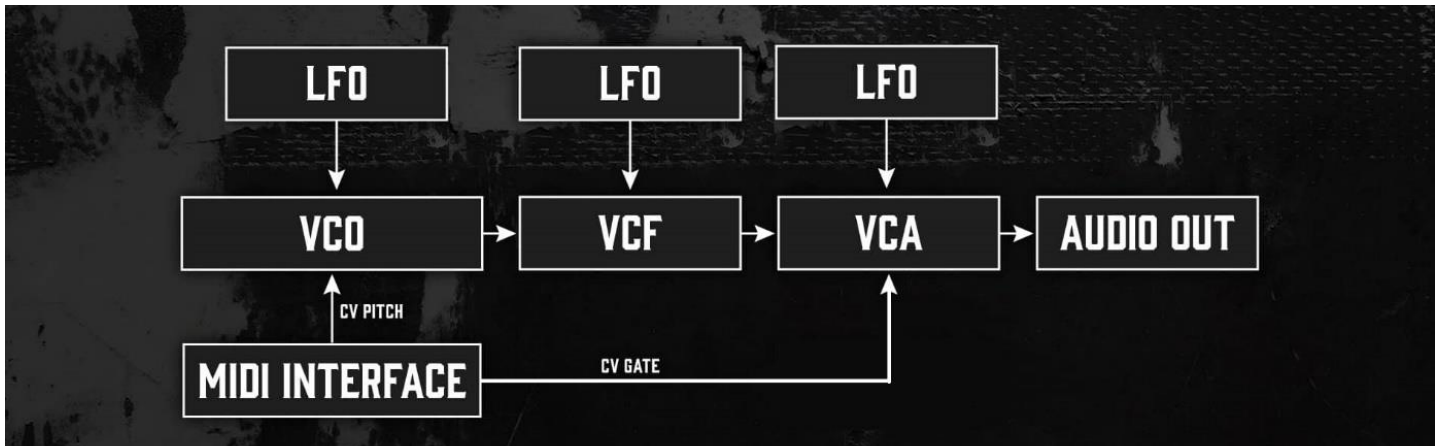
Τα δομικά στοιχεία είναι τοποθετημένα σε θήκες με βίδες που συνδέονται είτε με συρόμενα παξιμάδια είτε σε ράγες με σπείρωμα. Τα συρόμενα παξιμάδια σημαίνουν ότι πρέπει να τοποθετήσετε τα παξιμάδια στη ράγα σύροντάς τα στη θέση τους προτού συνδέσετε τη μονάδα σας και βεβαιωθείτε ότι δεν παγιδεύετε τα παξιμάδια σε ένα άβολο μέρος. Οι ράγες με σπείρωμα είναι λωρίδες με οπές με σπείρωμα ομοιόμορφα. Αυτό σημαίνει ότι υπάρχει πάντα διαθέσιμη θέση τοποθέτησης όπου κι αν τοποθετείτε τις ενότητες σας.

Οι μονάδες τροφοδοτούνται συνδέοντας τα καλώδια κορδέλας τους (ribbon cables) με τους πείρους κεφαλίδας(header pins) σε ένα τροφοδοτικό. Τα τροφοδοτικά διατίθενται σε διάφορες διαμορφώσεις. Ορισμένα διαθέτουν μονάδα εισόδου ισχύος, άλλα ενσωματώνονται στην θήκη. Ορισμένα χρησιμοποιούν καλώδια ιπτάμενων λεωφορείων (flying bus cables) που είναι φθηνότερα, αλλά είναι επιρρεπή σε προβλήματα ακαταστασίας και θορύβου, ενώ άλλα χρησιμοποιούν στερεές πλακέτες λεωφορείων (bus boards). [3]

Είναι σημαντικό το τροφοδοτικό σας να στέλνει αρκετό χυμό για να τροφοδοτήσει όλες τις μονάδες σας. Εάν τις αφήσετε πεινασμένες, μπορεί να μην λειτουργούν σωστά ή να τις καταστρέψετε.

2.5 Block Diagram (Διάγραμμα ροής)

Για να σας βοηθήσω να κατανοήσετε πώς λειτουργεί ένα synth, εδώ είναι ένα μπλοκ διάγραμμα που δείχνει την δρομολόγηση ή ροή του σήματος (signal flow/path) σε ένα synthesizer:



Σχημα 2.1: Modular Synthesis' Block Diagram

Ο VCO να δεχτεί στις CV εισόδους του σήματα ελεγχόμενα από τάση , είτε από την έξοδο ενός LFO , είτε από την έξοδο Pitch CV ενός sequencer. Με αυτόν τον τρόπο η τάση ελέγχου διαμορφώνει τη συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή. Βεβαίως ο χρήστης μπορεί να ρυθμίσει την συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή με χειροκίνητο τρόπο.

Η έξοδος του ταλαντωτή εισέρχεται στην audio είσοδο του VCF. Εκεί το σήμα φιλτράρεται. Σε αυτό το κύκλωμα μπορεί να ρυθμιστεί η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου ή το ποσοστό ανατροφοδότησης του σήματος (παράγοντας : Q) χειροκίνητα από τον χρήστη, ή να διαμορφωθεί μέσω εξωτερικών τάσεων ελέγχου. Αυτές οι τάσεις ελέγχου μπορεί να προέρχονται από έναν ή περισσότερους LFO.

Στη συνέχεια το σήμα εισέρχεται στην audio είσοδο του VCA. Εκεί το κέρδος του σήματος μπορεί να ρυθμιστεί χειροκίνητα από τον χρήστη ή να διαμορφωθεί από μια εξωτερική τάση ελέγχου , η οποία μπορεί να προέρχεται από την έξοδο ενός LFO ή από την Gate έξοδο ενός sequencer.

Εφόσον χρησιμοποιήσω περισσότερες πηγές ήχου (VCO , noise generator) θα χρειαστώ και περισσότερους επεξεργαστές (VCF, VCA) και περισσότερους διαμορφωτές (LFO), επομένως θα χρειαστώ και έναν μίκτη , ο οποίος θα τοποθετηθεί ακριβώς πριν από την έξοδο στην αλυσίδα του σήματος μου. Με τον μίκτη τα σήματα από τις διάφορες πηγές ήχου θα αναμειχθούν , και τελικά θα προκύψει ένα σύνθετο σήμα, όπου θα είναι και η τελική μου έξοδος.

2.6 Επίλογος

- Η αφαιρετική σύνθεση είναι η διαδικασία κατά την οποία αφαιρούμε αρμονικό περιεχόμενο από κάποιον ήχο (πλούσιο σε αρμονικές) με την χρήση φίλτρων για να δημιουργήσουμε έναν νέο.
- Οι βασικοί τύποι μονάδων είναι δυο: πηγές και επεξεργαστές.
- Τα επιμέρους modules είναι: VCO, LFO, VCF, VCA, MIXER, MULTIPLES, τα οποία τοποθετούνται σε ένα CASE RACK και τροφοδοτούνται από DC τροφοδοτικό: $\pm 12V$.
- Η ροή του σήματος στην αφαιρετική σύνθεση είναι:
INPUT>VCO_(LFO)>VCF_(LFO)>VCA_(LFO)>MIXER>OUTPUT

Κεφάλαιο 3ο: The complete guide to my Modular Synthesizer

3.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα εξηγήσω την λειτουργία του λογισμικού OrCAD Pspice.

Επίσης για κάθε μια μονάδα του modular synthesizer μου θα προβώ σε: i) Περιγραφή των βασικών λειτουργιών και των χειριστηρίων ελέγχου. ii) Σχεδιασμό του σχηματικού διαγράμματος (schematic). iii) Εκτενής ανάλυση της συμπεριφοράς του κάθε κυκλώματος, η οποία θα περιλαμβάνει: την αναλυτική περιγραφή της ροής του σήματος καθώς επίσης και τον ρόλο του κάθε εξαρτήματος στην διαδρομή του σήματος από την είσοδο προς την έξοδο, την πλήρη αιτιολόγηση και τεκμηρίωση των αποτελεσμάτων μέσω πράξεων και μαθηματικών σχέσεων. iv) Αποτύπωση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων με την μορφή γραφικών παραστάσεων (απεικόνιση των κυματομορφών).

3.2 OrCAD Pspice

Το SPICE είναι ένα ακρωνύμιο: Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (πρόγραμμα προσομοίωσης με έμφαση στο ολοκληρωμένο κύκλωμα). Αναπτύχθηκε στο Εργαστήριο Έρευνας Ηλεκτρονικών στο Πανεπιστήμιο της Καλιφόρνια στο Μπέρκλεϊ. [7]

Το SPICE είναι ένα πρόγραμμα προσομοίωσης σε ηλεκτρονικό υπολογιστή που προσομοιώνει ηλεκτρικά κυκλώματα. Αυτό το πρόγραμμα είναι ικανό να προσομοιώνει αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα, μη γραμμικά κυκλώματα και γραμμές μεταφοράς. Ο βασικός προσομοιωτής κυκλώματος SPICE χρησιμοποιείται σε πολλά πακέτα λογισμικού. Ένα πολύ δημοφιλές πακέτο λογισμικού που περιλαμβάνει το SPICE είναι το OrCAD PSpice.

Επαναληπτικές τροποποιήσεις και αναλύσεις του κυκλώματος μπορεί να οδηγήσουν γρήγορα και εύκολα στον τελικό σχεδιασμό. Έτσι πραγματοποιείται ο σχεδιασμός κυκλωμάτων, μέσω προγραμμάτων ανάλυσης. Η εξοικείωση με τα προγράμματα ανάλυσης κυκλωμάτων, συμπεριλαμβανομένου και του προγράμματος OrCAD PSpice, δημιουργεί την αυτοπεποίθηση για τη μελέτη πολύπλοκων κυκλωμάτων και συστημάτων. Ταυτόχρονα παρέχει τη βεβαιότητα ότι, τα αποτελέσματα εξομοίωσης των κυκλωμάτων θα βρίσκονται κοντά στα προσδοκώμενα αποτελέσματα στην πράξη. Ένας επιπλέον λόγος που συνηγορεί στο σχεδιασμό κυκλωμάτων με τη χρήση προγραμμάτων ανάλυσης είναι, ότι ο σχεδιασμός στον πάγκο δεν παρέχει στο χρήστη τα διαθέσιμα στοιχεία ως διακριτά, με αποτέλεσμα στη σημερινή εποχή να είναι αδιανόητο να προχωρήσει κανείς στο σχεδιασμό ηλεκτρονικών κυκλωμάτων χωρίς τη χρήση υπολογιστών. Έτσι λοιπόν το OrCAD-PSpice έχει ως σκοπό την εξομοίωση κυκλωμάτων για μη γραμμικές dc, μη γραμμικές transient και γραμμικές ac αναλύσεις. Τα κυκλώματα μπορεί να περιλαμβάνουν αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία, αμοιβαίους επαγωγείς, ανεξάρτητες και εξαρτημένες πηγές ρεύματος και τάσεως, όπως επίσης και ημιαγωγά στοιχεία, λόγω χάρη διόδους και τρανζίστορ.

Η εγκατάσταση του προγράμματος OrCAD-PSpice γίνεται σε περιβάλλον Capture Cis και σε περιβάλλον PSpice AD.

Το OrCAD® Capture είναι μια από τις πιο ευρέως χρησιμοποιούμενες σχηματικές λύσεις σχεδιασμού για τη δημιουργία και τεκμηρίωση ηλεκτρικών κυκλωμάτων. Σε συνδυασμό με το προαιρετικό προϊόν OrCAD CIS (σύστημα πληροφοριών συστατικών) για διαχείριση δεδομένων στοιχείων και με τις εξαιρετικά ενσωματωμένες ροές που υποστηρίζουν τη διαδικασία μηχανικής, το OrCAD Capture είναι ένα από τα πιο ισχυρά σχεδιαστικά περιβάλλοντα για τη μεταφορά της σημερινής δημιουργίας προϊόντος από την ιδέα στην παραγωγή.

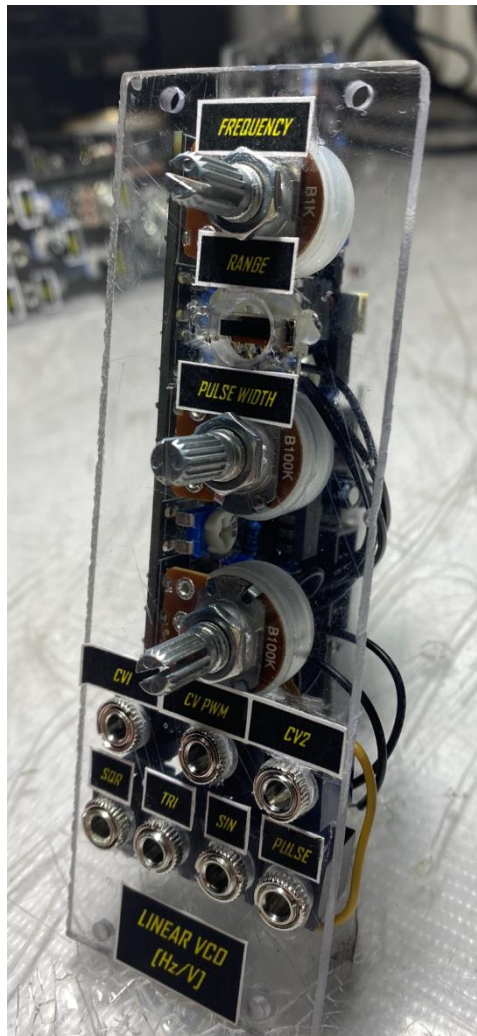
Ο χρήστης επιλέγει τα στοιχεία του κυκλώματος που θέλει να χρησιμοποιήσει (πύλες, αντιστάσεις, πυκνωτές, τρανζίστορ, Τ.Ε., διόδους κλπ.), τα οποία τοποθετεί στο σχηματικό διάγραμμα και τα συνδέει μεταξύ τους με γραμμές διασύνδεσης. Δίνει ονόματα σε εισόδους και εξόδους αλλά και στις ενδιάμεσες γραμμές προκειμένου να μπορέσει αργότερα να παρακολουθήσει τα αποτελέσματα προσομοίωσης.

Ο χρήστης αφού ολοκληρώσει το σχηματικό διάγραμμα (schematic) στο περιβάλλον Capture Cis, εκτελεί τις απαραίτητες προσομοιώσεις στο περιβάλλον PSpice A/D.

Το PSpice A/D είναι ένας πλήρως εξοπλισμένος προσομοιωτής και αναλυτής κυκλωμάτων, αναλογικών και μεικτών σημάτων με δυνατότητα απεικόνισης κυματομορφών. Είτε δημιουργείτε πρωτότυπα απλά κυκλώματα, είτε σχεδιάζετε πολύπλοκα συστήματα το PSpice A/D παρέχει προσομοιώσεις υψηλής απόδοσης για την ανάλυση, επαλήθευση και βελτίωση τους. Οι δυο τύποι ανάλυσης που θα χρησιμοποιήσουμε είναι: Time Domain (Transient) Analysis (χρονική απόκριση κυκλώματος) & AC Sweep/Noise Analysis (συχνοτική απόκριση κυκλώματος). [8]

Κατά την διάρκεια του σχεδιασμού του κυκλώματος καθώς και σε όλες τις φάσεις της διαδικασίας, ο χρήστης μπορεί να εκτυπώσει στοιχεία που επιθυμεί (σχηματικό, κυματομορφές, ανάλυση υλικού κλπ.). Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να έχει μια πλήρη τεκμηρίωση του σχεδιασμού του.

3.3 Linear VCO (Hz/V)



Εικόνα 1: LINEAR VCO (Hz/V)

3.3.1 Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου

Το συχνοτικό εύρος στο οποίο λειτουργεί ο VCO είναι από 20Hz -20kHz. Το φάσμα αυτό χωρίζεται περαιτέρω σε τρεις συχνοτικές περιοχές: 1^η) 20-200 Hz, 2^η) 200-2000 Hz, 3^η) 2000-20000 Hz.

Ο χρήστης έχει τη δυνατότητα μέσω του διακόπτη Range, να επιλέγει κάθε φορά την περιοχή (εύρος) λειτουργίας του ταλαντωτή (χοντρική ρύθμιση συχνότητας). Επιπλέον με το χειριστήριο ελέγχου Frequency, ο χρήστης μπορεί να ρυθμίσει την ακριβή συχνότητα λειτουργίας (μικρομετρική ρύθμιση συχνότητας) εντός των ορίων της κάθε συχνοτικής περιοχής που προαναφέραμε.

Το κύκλωμα διαθέτει 4 εξόδους για τις 4 κυματομορφές που παράγει (τετραγωνική, τριγωνική, ημιτονική και ορθογώνια κυματομορφή). Όλες οι κυματομορφές έχουν πλάτος :

$$V_{out}=10V_{p-p} \rightarrow V_{out}=\pm 5V.$$

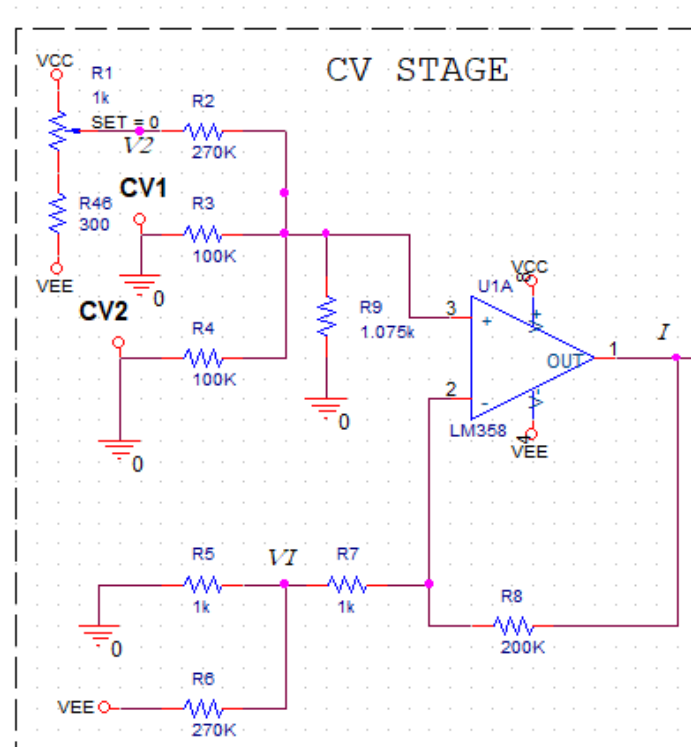
Το κύκλωμα επίσης διαθέτει 3 Control Voltage εισόδους.

2 CV εισόδους για έλεγχο της συχνότητας ταλάντωσης και 1 CV είσοδο (PWM) για διαμόρφωση του εύρους παλμών δηλαδή το κύκλο εργασίας (Duty Cycle) της ορθογώνιας (pulse) κυματομορφής.

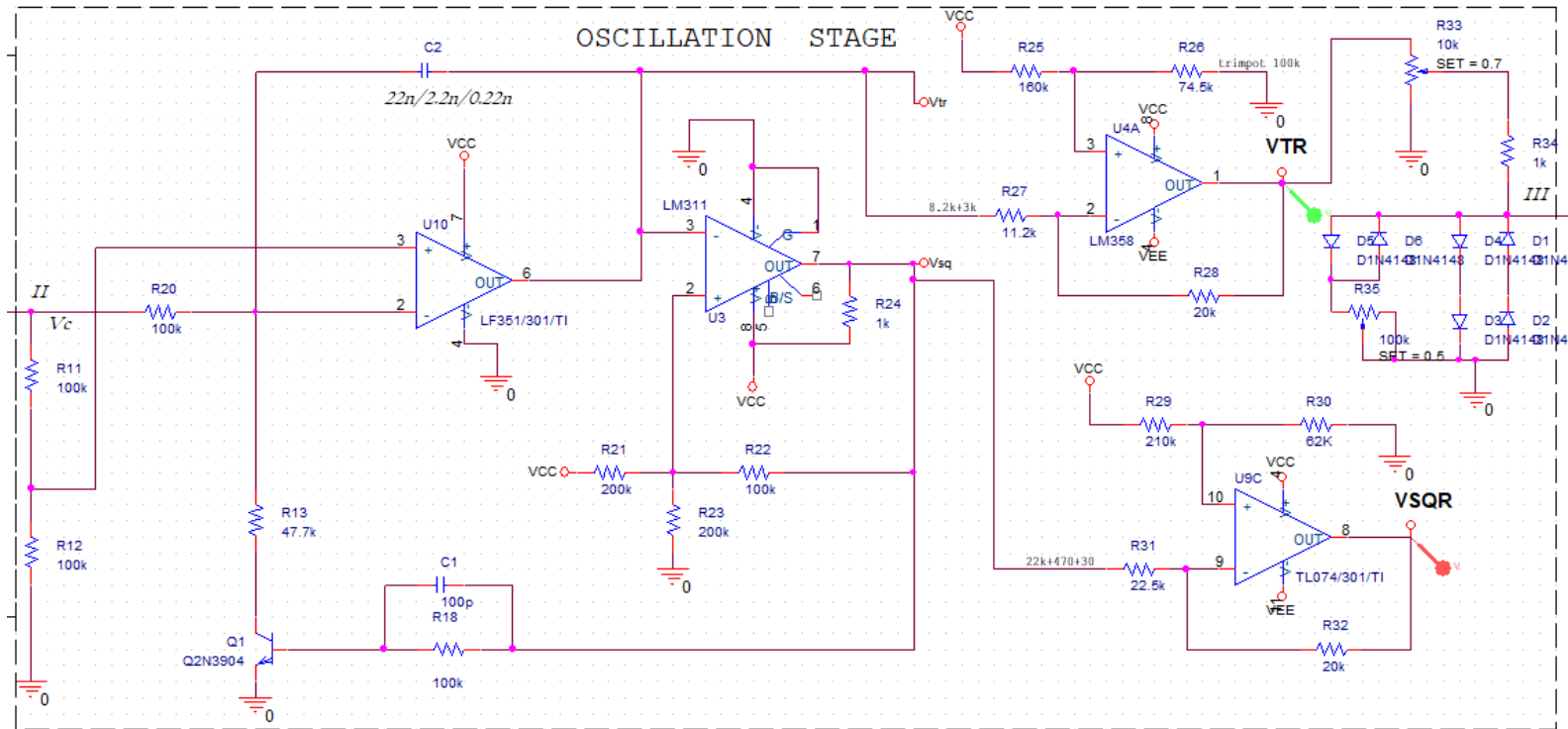
Τέλος υπάρχει ένα χειριστήριο ελέγχου με το οποίο ο χρήστης μπορεί να ρυθμίσει και πάλι το εύρος παλμών, αλλά αυτή τη φορά με χειροκίνητο (manual) τρόπο.

Η διαμόρφωση - ρύθμιση του κύκλου εργασίας, είτε με εξωτερική τάση ελέγχου, είτε με χειροκίνητο τρόπο μέσω του χειριστηρίου ελέγχου PWM προσδίδει στη Pulse κυματομορφή αλλαγές στο Duty Cycle από 1-99 %.

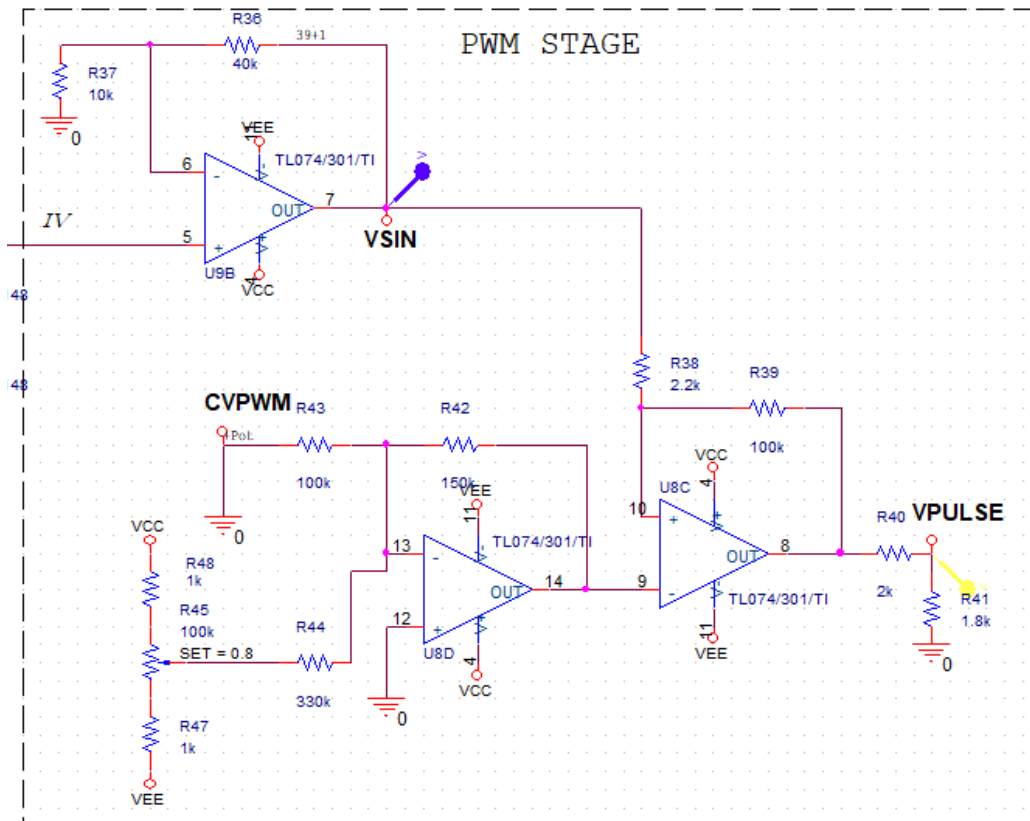
3.3.2 OrCad Capture CIS: Schematic



Σχήμα 3.1: Control Voltage Stage



Σχήμα 3.2: Oscillation & Sine Wave Shaper Stage



Σχήμα 3.3: PWM Stage

3.3.3 Εκτενής ανάλυση κυκλώματος

Control Voltage Stage

Το πρώτο στάδιο του κυκλώματος αποτελείται από τον διαφορικό ενισχυτή U1A LM358. Το στάδιο αυτό καθορίζει την τάση ελέγχου, η οποία θα εισέλθει στο ακριβώς επόμενο στάδιο, το στάδιο του ταλαντωτή (όπου είναι και η καρδιά του κυκλώματος). Αυτή η τάση ελέγχου καθορίζει τα ρεύματα και άρα τους χρόνους φόρτισης – εκφόρτισης του πυκνωτή, δηλαδή καθορίζει την περίοδο και άρα τη συχνότητα ταλάντωσης του VCO.

Ο διαφορικός ενισχυτής U1A λοιπόν λειτουργεί ως μεικτήρας, δηλαδή αναμιγνύει (μιξάρει/προσθέτει) την τάση αναφοράς μου (που προέρχεται από τον διαιρέτη τάσεως: που αποτελείται από τις τροφοδοσίες Vcc και Vee , την αντίσταση R46 και το ποτενσιόμετρο Pot1) με τις control voltage εισόδους μου CV1 και CV2.

Το δικτύωμα με την αρνητική τάση τροφοδοσίας Vee και τις αντιστάσεις R5 και R6 έχει στόχο να οδηγήσει την έξοδο του OP-AMP και άρα το σήμα ελέγχου σε δυναμικά μεγαλύτερα του μηδενός (θετικά), διότι στο επόμενο στάδιο ο συγκριτής και ο ολοκληρωτής έχουν μονοπολική τροφοδοσία (θετική) οπότε λειτουργούν μόνο σε θετική τάση.

Επομένως το ποτενσιόμετρο Pot1, δηλαδή το χειριστήριο ελέγχου: Frequency επιτρέπει στο χρήστη την χειροκίνητη ρύθμιση της συχνότητας λειτουργίας (μικρομετρική ρύθμιση συχνότητας).

Έστω ότι δεν έχουμε συνδέσει κάποιο εξωτερικό σήμα ελέγχου στις control voltage εισόδους:

Σετάροντας το Pot1: για SET: 0.99 έως SET: 0.01 τότε : έχω στην έξοδο του διαφορικού ενισχυτή U1A τις τάσεις : Vout=1V έως Vout=9V.

Επομένως η τάση που θα εφαρμοσθεί στην είσοδο του επόμενου σταδίου (στάδιο ταλαντωτή) θα κυμαίνεται : Vc=1V έως Vc=9V.

Έστω: CV1=CV2=0V και SET(pot1)=0.99 , τότε:

$$V2 = V_{ee} \frac{990}{10+990+150} + V_{cc} \frac{10+150}{10+990+150} \Rightarrow V2 = -10.33+1.66 \Rightarrow V2 = -8.67 \text{ V}$$

Για να βρω το δυναμικό V1 κάνω Thevenin :

$$V_{th} = V1 = V_{ee} \frac{R5}{R6+R5} = -12 \frac{1k}{271k} \Rightarrow V_{th} = -44.28mV$$

$$R_{th} = \frac{R5 \cdot R6}{R5+R6} = \frac{1 \cdot 270}{1+270} \Rightarrow R_{th} = 996\Omega$$

$$\text{Το δυναμικό στη μη αναστρέφουσα είσοδο θα είναι : } V(+)=V2 \frac{R9}{R9+R2} = -8.67 \frac{1.075k}{271.075k} \Rightarrow V(+)=34.4mV$$

Άρα κάνοντας υπέρθεση θα έχω:

$$V(+)=V(-)=V_{th} \frac{R3}{R3+R7+R_{th}} + V_{out} \frac{R7+R_{th}}{R7+R_{th}+R3} \Rightarrow -0.0344 = -44.28 \cdot 10^{-3} \frac{200k}{201.996k} + V_{out} \frac{1.996k}{201.996k}$$

$$\Rightarrow -0.0344 = (-0.0443 \cdot 0.99) + (V_{out} \cdot 0.0099)$$

$$\Rightarrow V_{out} = \frac{-0.0344+0.0439}{0.0099} \Rightarrow V_{out} = \frac{0.0095}{0.0099} \Rightarrow V_{out} = 0.96V \approx 1V$$

Άρα η τάση ελέγχου στην είσοδο του επόμενου σταδίου (στάδιο ταλαντωτή) : $V_c=1V$

Ακολουθώντας την ίδια ακριβώς διαδικασία για : $SET(pot1)=0.01$ θα καταλήγαμε : $V_c=9V$

Έστω ότι $SET(Pot1)=0.99$ τότε $V_c=1V$. Έστω ότι συνδέουμε και κάποιο εξωτερικό σήμα ελέγχου στη Control Voltage είσοδο : CV1.

Το εξωτερικό αυτό σήμα είναι ένα pulse σήμα από την έξοδο ενός LFO με πλάτος : $V_{out}=0/+1V$.

Για όση διάρκεια ο παλμός του LFO έχει δυναμικό : $0V$, η τάση εισόδου του 2^ο σταδίου είναι: $V_c=1V$.

Για όση διάρκεια ο παλμός βρίσκεται σε δυναμικό : $1V$, η τάση εισόδου του 2^ο σταδίου είναι: $V_c=1V+1V \Rightarrow V_c=2V$ οπότε η συχνότητα ταλάντωσης διπλασιάζεται.

Αν συνδέαμε παλμό με πλάτος : $V_{out} = 0/+2V$ τότε η τάση εισόδου του 2^ο σταδίου είναι: $V_c = 1V+2V \Rightarrow V_c=3V$, άρα η συχνότητα ταλάντωσης τριπλασιάζεται Κ.Ο.Κ.

Αν όμως $SET(Pot1):0.88$ τότε $V_c=2V$. . Έστω ότι συνδέουμε και κάποιο εξωτερικό σήμα ελέγχου στη Control Voltage είσοδο : CV1.

Το εξωτερικό αυτό σήμα είναι ένα pulse σήμα από την έξοδο ενός LFO με πλάτος : $V_{out}=0/+1V$.

Για όση διάρκεια ο παλμός του LFO έχει δυναμικό : $0V$, η τάση εισόδου του 2^ο σταδίου είναι: $V_c=2V$.

Για όση διάρκεια ο παλμός βρίσκεται σε δυναμικό : $1V$, η τάση εισόδου του 2^ο σταδίου είναι: $V_c=2V+1V \Rightarrow V_c=3V$.

Οπότε η συχνότητα ταλάντωσης αυξάνεται σε σχέση με πριν αλλά ΔΕΝ!! διπλασιάζεται. Για να διπλασιαστεί θα πρέπει το Control Voltage σήμα μου να έχει πλάτος $2V$.

Έτσι αν έχω εξωτερικό σήμα ελέγχου με πλάτος $2V$, για όση διάρκεια ο παλμός βρίσκεται στα $2V$, η τάση εισόδου του 2^ο σταδίου είναι: $V_c=2V+2V=4V$, άρα η συχνότητα ταλάντωσης διπλασιάζεται.

Έστω $SET(Pot1):0.5$ τότε $V_c=5V$. Για να διπλασιαστεί η συχνότητα θα πρέπει το εξωτερικό σήμα ελέγχου που θα συνδεθεί σε μια από τις CV εισόδους, να έχει πλάτος: $5V$.

Τέλος έστω $SET(Pot1):0.01$ τότε $V_c=9V$. Σε αυτή την περίπτωση αν ήθελα να διπλασιαστεί η συχνότητα ταλάντωσης μέσω μιας εξωτερικής τάσης ελέγχου, θα έπρεπε η εξωτερική αυτή τάση να έχει πλάτος $18V$.

Αυτό βέβαια είναι αδύνατον διότι οι τελεστικοί ενισχυτές δεν μπορούν να παράγουν στην έξοδο τους τάσεις μεγαλύτερες από τις τάσεις τροφοδοσίας. Οι έξοδοι των τελεστικών ενισχυτών λιμιτάρουν (περιορίζουν) το σήμα, έχοντας ως κατώφλι (threshold) τις τάσεις τροφοδοσίας. Και από την στιγμή που τα κυκλώματά μας τροφοδοτούνται με τάσεις $\pm 12V$, το ανώτατο όριο εξόδου που μπορούν να παράγουν είναι κοντά στα $11V$. [9]

Oscillation & Sine Wave Shaper Stage

Το δεύτερο στάδιο του κυκλώματος είναι το στάδιο ταλάντωσης και σχηματοποίησης ημιτόνου.

Οι VCO παράγουν τριγωνικές και τετραγωνικές κυματομορφές και αποτελούνται από έναν ολοκληρωτή, ένα συγκριτή και έναν ηλεκτρονικό διακόπτη. Η τάση εισόδου καθορίζει τα ρεύματα και ως εκ τούτου τους χρόνους φόρτισης/εκφόρτισης του πυκνωτή στη βαθμίδα του ολοκληρωτή. Ο βρόγχος υστέρησης του συγκριτή καθορίζει το δυναμικό στα άκρα του πυκνωτή V_{utp} και V_{ltp} . Ο ηλεκτρονικός διακόπτης καθορίζει την εναλλαγή φόρτισης/εκφόρτισης. [10]

Κεφάλαιο 2

Ο συγκριτής στο κύκλωμα μου είναι ο U3(LM311). Από τα Datasheets βλέπουμε ότι: $V_{oh}=11.43V$ και $V_{ol}=124mV$. [11]

Ο U3 είναι συνδεδεσμένος ως αναστρέφων συγκριτής με υστέρηση. Από τον βρόγχο υστέρησης διαπιστώνουμε ότι ενώ αυξάνεται η είσοδος του συγκριτή, κάποια στιγμή θα γίνει ίση με την άνω τάση κατωφλίου V_{utp} , τότε τα δυναμικά των δυο εισόδων γίνονται ίσα. Την ίδια στιγμή η έξοδος του συγκριτή βρίσκεται σε υψηλό δυναμικό V_{oh} . Κάνοντας υπέρθεση προκύπτει:

$$V_{utp}=V(-)=V(+)=V_{cc}\frac{R_{22}/R_{23}}{(R_{22}/R_{23})+R_{21}}+V_{oh}\frac{R_{21}/R_{23}}{(R_{21}/R_{23})+R_{22}}\Rightarrow V_{utp}=12\frac{66.66k}{266.66k}+11.43\frac{100k}{200k}\Rightarrow V_{utp}=2.99+5.715\Rightarrow V_{utp}=8.705V$$

Και πάλι από τον βρόγχο υστέρησης βλέπουμε ότι ενώ μειώνεται η είσοδος του συγκριτή κάποια στιγμή θα γίνει ίση με την κάτω τάση κατωφλίου V_{ltp} . Τότε τα δυναμικά των δυο εισόδων γίνονται ίσα και η έξοδος του συγκριτή βρίσκεται σε χαμηλό δυναμικό V_{ol} . Κάνοντας υπέρθεση έχω:

$$V_{ltp}=V_{cc}\frac{R_{22}/R_{23}}{(R_{22}/R_{23})+R_{21}}+V_{ol}\frac{R_{21}/R_{23}}{(R_{21}/R_{23})+R_{22}}\Rightarrow V_{ltp}=12\frac{66.66k}{166.66k}+0.124\frac{100k}{200k}\Rightarrow V_{ltp}=2.99+0.062\Rightarrow V_{ltp}=3.052V$$

$$\text{Τάση υστέρησης : } V_{hys}=V_{utp}-V_{ltp}=8.705-3.052 \Rightarrow V_{hys}=5.653V$$

Όσον αφορά τα ρεύματα και άρα τους χρόνους φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή : επιλέγοντας τη συμβατική φορά των ρευμάτων και εφαρμόζοντας τον Ν. Kirchhoff στον κόμβο στην αναστρέφουσα είσοδο του ολοκληρωτή έχουμε:

Για το ρεύμα φόρτισης:

$$I_{tr}=I_c+I_{R20}\Rightarrow I_c=I_{tr}-I_{R20}=\frac{\frac{V_c}{2}-V_{ce(sat)}}{R_{13}}-\frac{V_c-\frac{V_c}{2}}{R_{20}}$$

$$\text{Για } V_c=1V : I_c=\frac{0.5-0.02373}{47.7k}-\frac{0.5}{100k}=9.98*10^{-6}-5*10^{-6}\Rightarrow I_c=5\mu A$$

Για το ρεύμα εκφόρτισης:

$$I_D=I_{R20}=5*10^{-6}\Rightarrow I_D=5\mu A$$

Όσον αφορά τους χρόνους φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή :

$$\text{Χρόνος φόρτισης: } t_c=\frac{C*V_{hys}}{I_c}, \text{ για } C=22n:$$

$$t_c=\frac{22n*5.653}{5\mu}\Rightarrow t_c=24.87msec$$

Χρόνος εκφόρτισης: από την στιγμή που τα ρεύματα $I_c=I_D$ και εφόσον η τιμή του πυκνωτή και η τάση υστέρησης παραμένουν σταθερά τότε:

$$\text{Ο χρόνος εκφόρτισης θα ισούται: } t_c=t_D=24.87msec$$

$$\text{Άρα η περίοδος : } T=t_c+t_D\Rightarrow T=49.75msec$$

$$\text{Επομένως η συχνότητα : } f=1/T\Rightarrow f=20Hz$$

Ακολουθώντας ακριβώς την ίδια διαδικασία και αλλάζοντας τόσο τιμή του πυκνωτή , όσο και το SET(pot1) , προκύπτουν τα εξής αποτελέσματα:

$$\text{Για } C=22nF$$

$$\text{Για } SET(pot1) = 0.99 \rightarrow Vc = 1V \rightarrow f = 20Hz$$

$$\text{Για } SET(pot1) = 0.01 \rightarrow Vc = 9V \rightarrow f = 187Hz$$

$$\text{Για } C=2.2nF$$

$$\text{Για } SET(pot1) = 0.99 \rightarrow Vc = 1V \rightarrow f = 206Hz$$

$$\text{Για } SET(pot1) = 0.01 \rightarrow Vc = 9V \rightarrow f = 2kHz$$

$$\text{Για } C=0.22nF$$

$$\text{Για } SET(pot1) = 0.99 \rightarrow Vc = 1V \rightarrow f = 2kHz$$

$$\text{Για } SET(pot1) = 0.01 \rightarrow Vc = 9V \rightarrow f = 20kHz$$

Με τον διακόπτη Range ουσιαστικά αλλάζω τον βασικό πυκνωτή φόρτισης/εκφόρτισης επομένως αλλάζω και την συχνοτική περιοχή στην οποία λειτουργεί ο VCO.

Η έξοδος του συγκριτή λοιπόν είναι μια τετραγωνική κυματομορφή με πλάτος :
 $V_{sqw} = +0.124V / +11.47V$

Εγώ θέλω όλες οι έξοδοι μου να έχουν πλάτος $V = \pm 5V (= 10Vp - p)$

Ο U9C είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής. Η μη αναστρέφουσα είσοδος του έχει δυναμικό:

$$V(+)=V_{cc} \frac{R30}{R30+R29} = 12 \frac{62k}{272k} \Rightarrow V(+)=2.73V$$

Για $V_{sqw} = 11.47V$, κάνω υπέρθεση:

$$V(+)=V(-)=V_{sqw} \frac{R32}{R32+R31} + V_{out} \frac{R31}{R31+R32} \Rightarrow 2.73 = 11.47 \frac{20k}{42.5k} + V_{out} \frac{22.5k}{42.5k} \Rightarrow 2.73 = 5.39 + V_{out} * 0.529 \Rightarrow V_{out} = -5.03V$$

Για $V_{sqw} = 0.124V$, κάνω υπέρθεση :

$$2.73 = 0.0584 + (V_{out} * 0.529) \Rightarrow V_{out} = 5.05V$$

Άρα η τελική τετραγωνική έξοδος έχει πλάτος: $V_{sqw} = \pm 5V$

Η έξοδος του ολοκληρωτή είναι μια τριγωνική κυματομορφή με πλάτος: $V_{tr} = +3.05 / +8.7V$

Ο U4A είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής. Η μη αναστρέφουσα είσοδος του έχει δυναμικό :

$$V(+)=V_{cc} \frac{R26}{R26+R25} = 12 \frac{74k}{74k+160k} \Rightarrow V(+)=3.81V$$

Κεφάλαιο 2

Για $V_{tr}=8.7V$, κάνω υπέρθεση:

$$V(+)=V(-)=V_{tr}\frac{R_{28}}{R_{28}+R_{27}} + V_{out}\frac{R_{27}}{R_{28}+R_{27}} \Rightarrow 3.81=8.7\frac{20k}{20k+11k} + V_{out}\frac{11k}{20k+11k} \Rightarrow$$

$$V_{out}=-1.8/0.35 \Rightarrow V_{out}=-5.1V$$

Για $V_{tr}=3V$, κάνω υπέρθεση:

$$3.81=3*0.645+V_{out}*0.35 \Rightarrow V_{out}=5.2V$$

Άρα η τελική τριγωνική έξοδος έχει πλάτος: $V_{tr}=\pm 5V$

Στην συνέχεια η διπολική τριγωνική κυματομορφή θα εισέλθει στον σχηματοποιητή ημιτόνου. Πιο συγκεκριμένα:

Η λειτουργία του Pot33 είναι να εξασθενήσει το σήμα, δηλαδή το πλάτος $V_{tr}=\pm 5V$ να το κάνει $V_{tr}=\pm 1V$, έτσι ώστε οι δυο διαίοι D3 και D4 για την θετική περίοδο (αντίστοιχα οι D1 και D2 για την αρνητική) να έχουν στα άκρα τους πτώση τάσης περίπου 0.5V η καθεμία. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να πολώνονται στο μη ευθύγραμμο τμήμα της χαρακτηριστικής τους και σαν συνέπεια η έξοδος στα άκρα τους να προσομοιάζεται με ημιτονική κυματομορφή. Ο ροοστάτης Pot35 που βρίσκεται σε σειρά με την διάοδο D5 (ή D6 αντίστοιχα) ρυθμίζει μικρομετρικά το τελικό σχήμα του ημιτονικού σήματος,

Το ημιτονικό σήμα που προκύπτει έχει πλάτος: $V_{sin}=\pm 1V$.

Pulse Width Modulation Stage

Στο τρίτο στάδιο το ημιτονικό σήμα θα ενισχυθεί. Ο μη αναστρέφων ενισχυτής U9B έχει κέρδος:

$$A=1+\frac{R_{36}}{R_{37}}=1+\frac{40k}{10k} \Rightarrow A=5$$

Άρα η τελική ημιτονική έξοδος θα έχει πλάτος: $V_{sin}=\pm 5V$

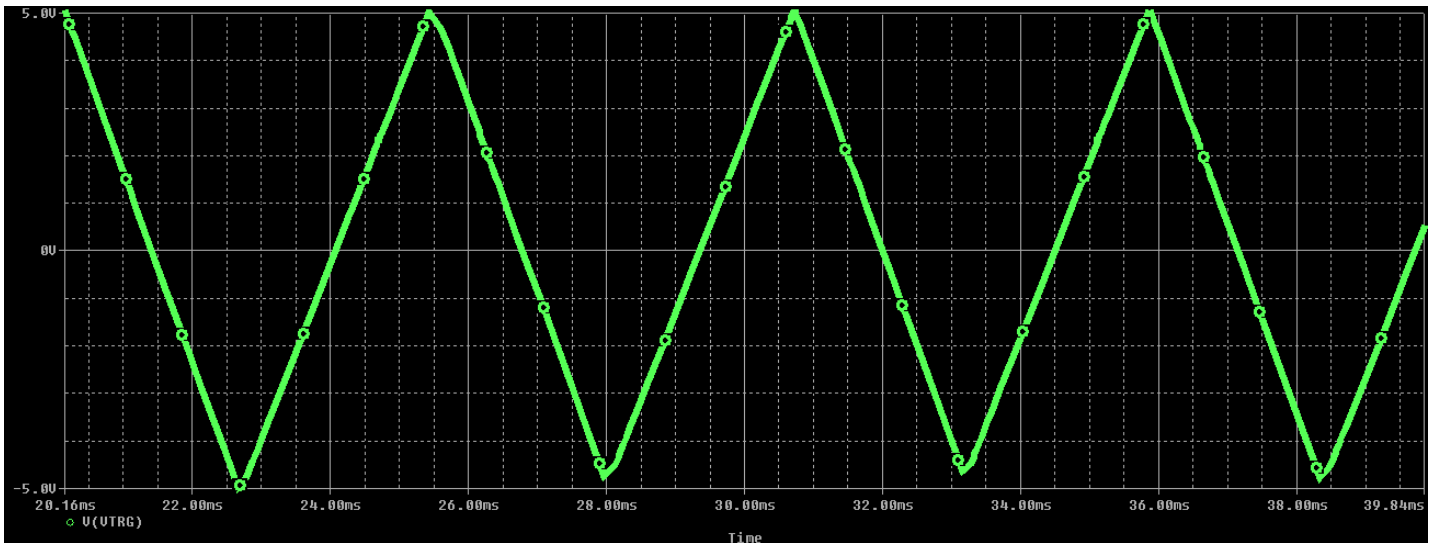
Στη συνέχεια το ημιτονικό σήμα κατευθύνεται προς το στάδιο διαμόρφωσης πλάτους παλμού. Η καρδιά αυτού του σταδίου είναι ο OP-AMP, U8C ο οποίος λειτουργεί ως συγκριτής.

Το ημιτονοειδές κύμα με πλάτος $V_{sin}=10V_{p-p}$ τροφοδοτείται στη μη αναστρέφουσα είσοδο μέσω της αντίστασης R38. Το ημιτονικό σήμα συγκρίνεται με μια σταθερή DC τάση που εφαρμόζεται στην αναστρέφουσα είσοδο του U8C. Όσο το στιγμιαίο επίπεδο του ημιτονικού σήματος είναι υψηλότερο από την DC τάση, τότε η έξοδος του OP-AMP μεταβαίνει στα +12V. Εάν είναι χαμηλότερο, τότε μεταβαίνει στα -12V. Η αντίσταση R39 παρέχει μια θετική ανατροφοδότηση.

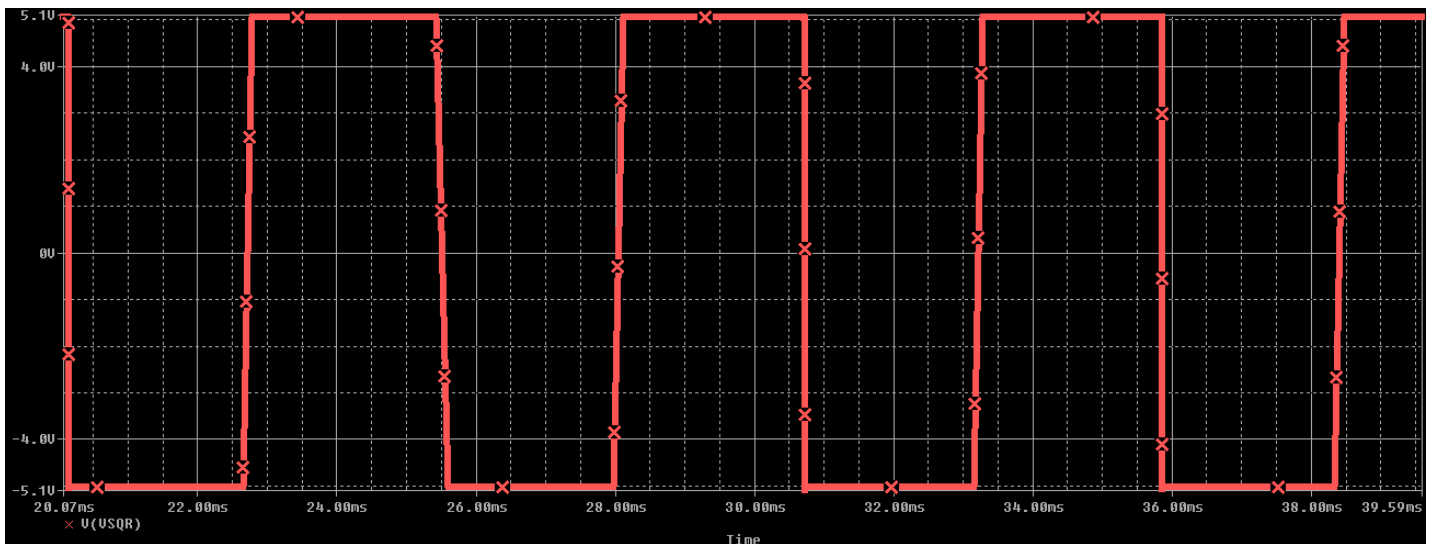
Ο διαιρέτης τάσεως R40 και R41 εξασθενεί το σήμα εξόδου στο επιθυμητό επίπεδο : $V_{pulse}=\pm 5V$.

Ο U8D αθροίζει ένα εξωτερικό σήμα ελέγχου που εισέρχεται στην CVPWM είσοδο, με κάποια DC συνιστώσα δηλαδή με κάποια σταθερή μετατόπιση που παρέχεται από το Pot45. Το Pot45 είναι το χειριστήριο ελέγχου PWM με το οποίο ο χρήστης ρυθμίζει χειροκίνητα το επίπεδο της DC συνιστώσας. Τόσο η χειροκίνητη ρύθμιση του χειριστηρίου ελέγχου PWM, όσο και η εξωτερική διαμόρφωση από κάποιο Control Voltage σήμα καθορίζουν το εύρος παλμού, δηλαδή το Duty Cycle (κύκλο εργασίας) από 1% έως 99%.

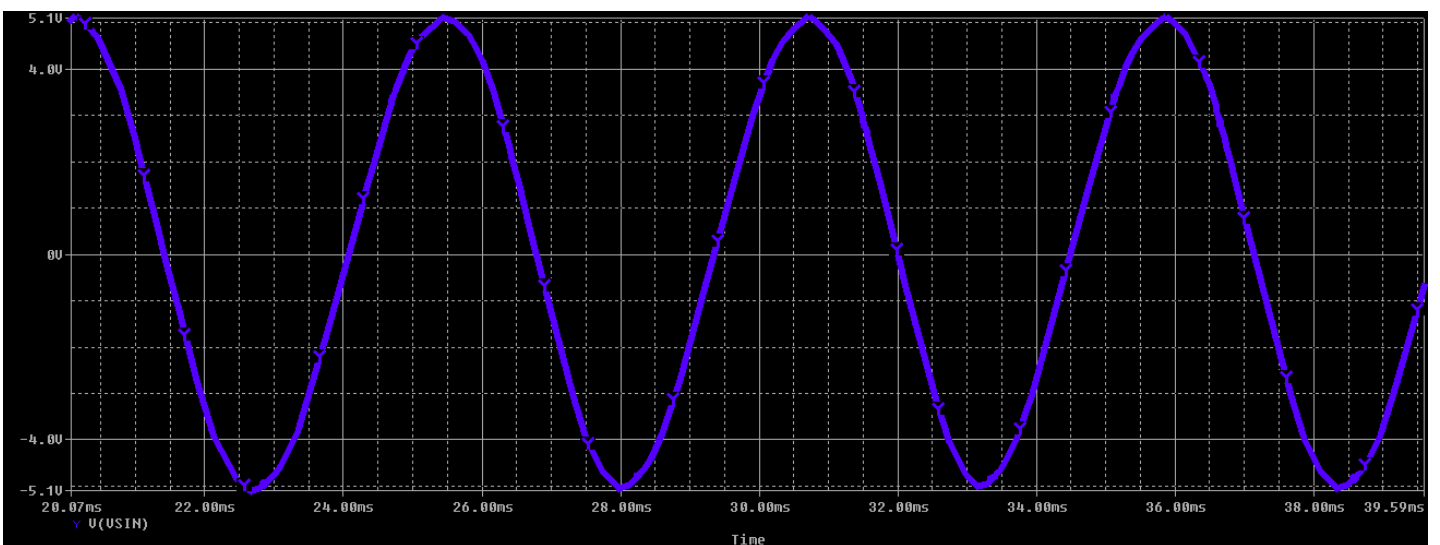
3.3.4 Pspice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis



Σχήμα 3. 4: Τριγωνική έξοδος με συχνότητα: $f=192\text{Hz}$

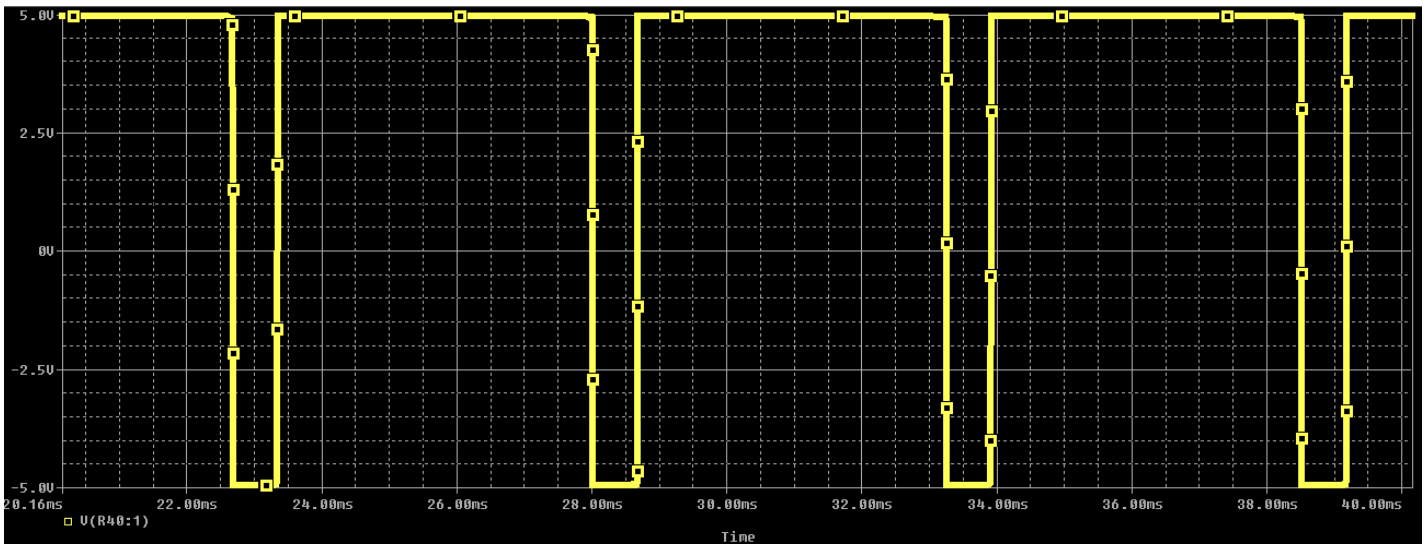


Σχήμα 3. 5: Τετραγωνική έξοδος με συχνότητα: $f=192\text{Hz}$

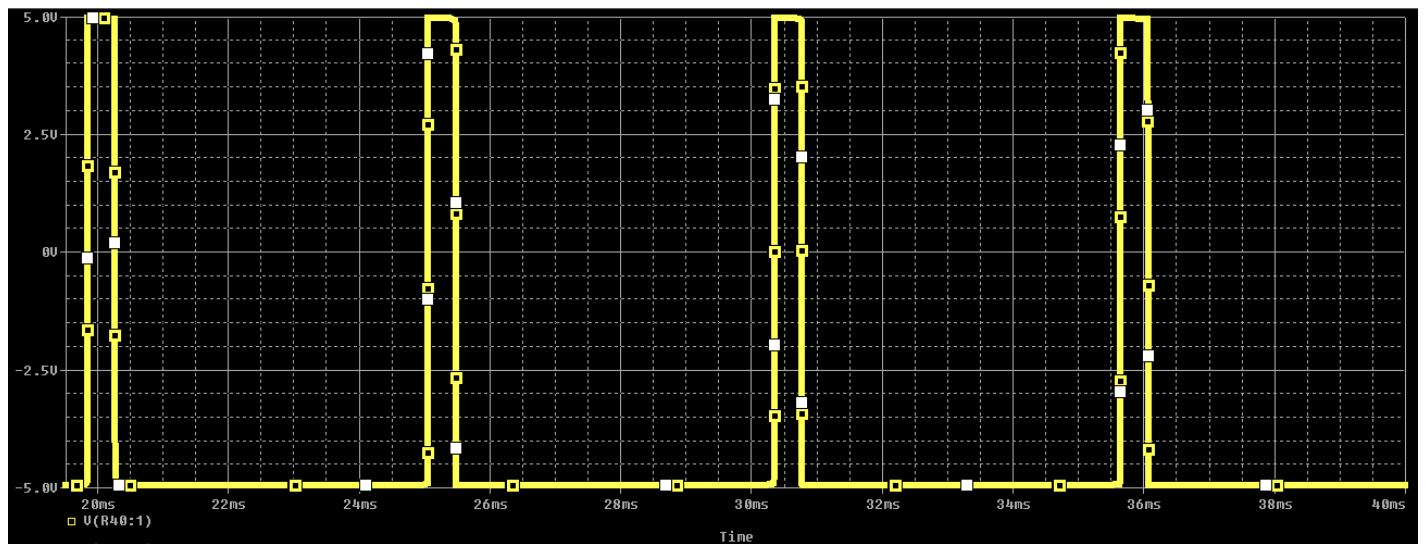


Σχήμα 3. 6: Ημιτονική έξοδος με συχνότητα: $f=192\text{Hz}$

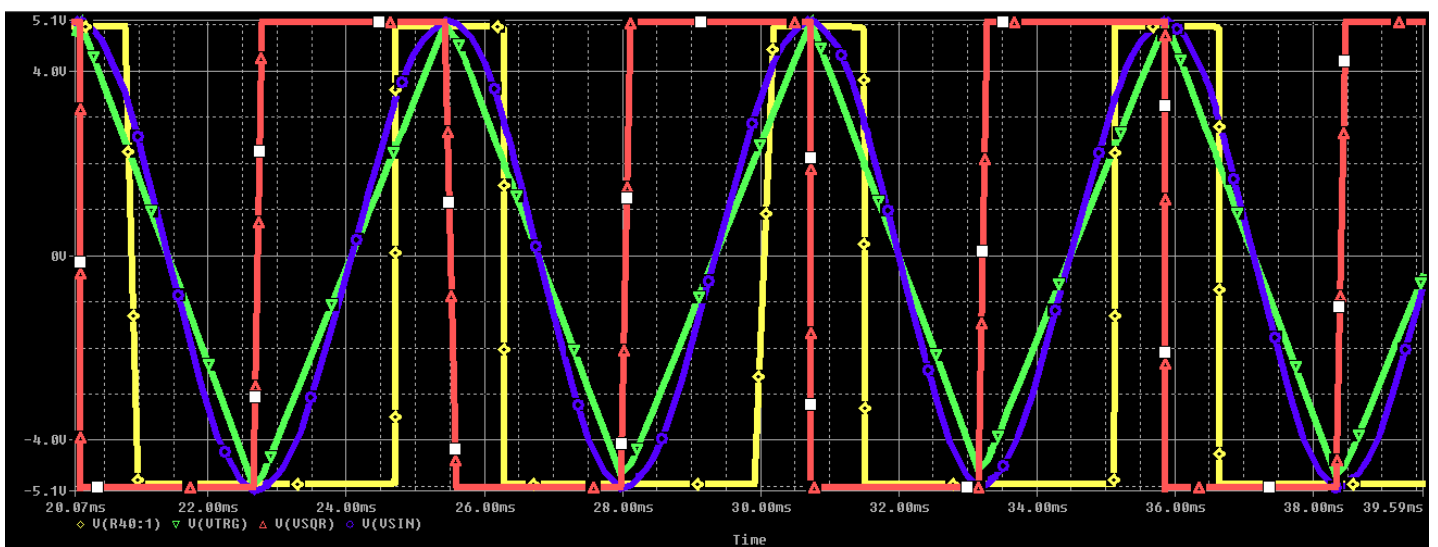
Κεφάλαιο 2



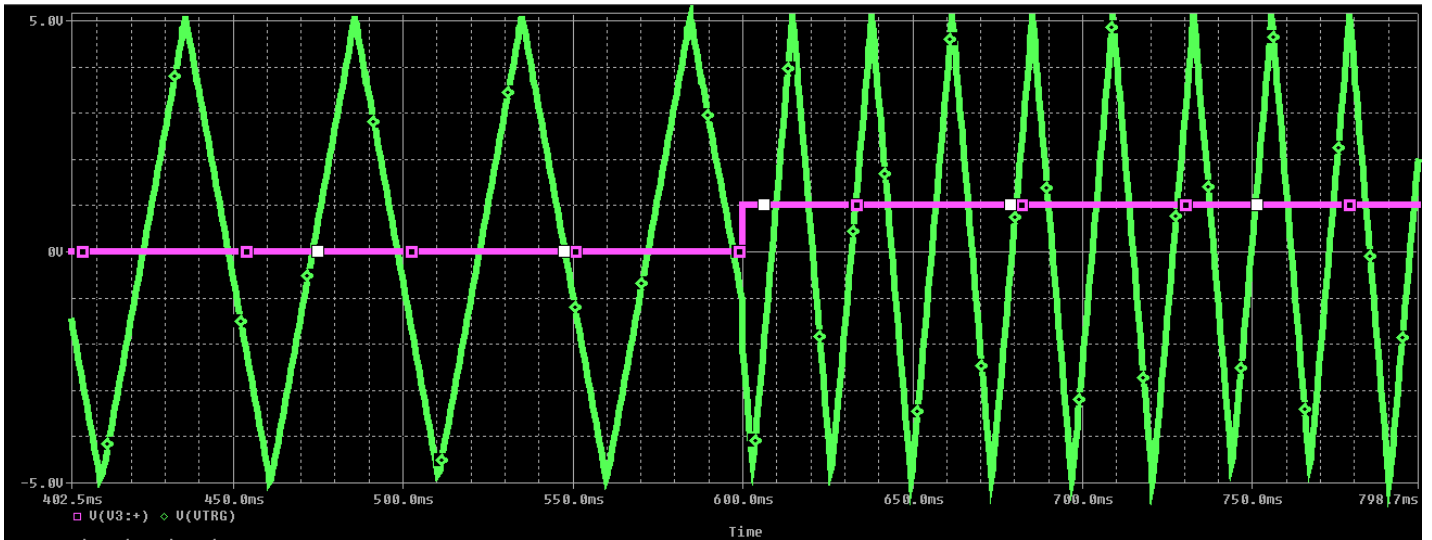
Σχήμα 3.7: Pulse έξοδος με Duty Cycle: 90% και συχνότητα: $f=192\text{Hz}$



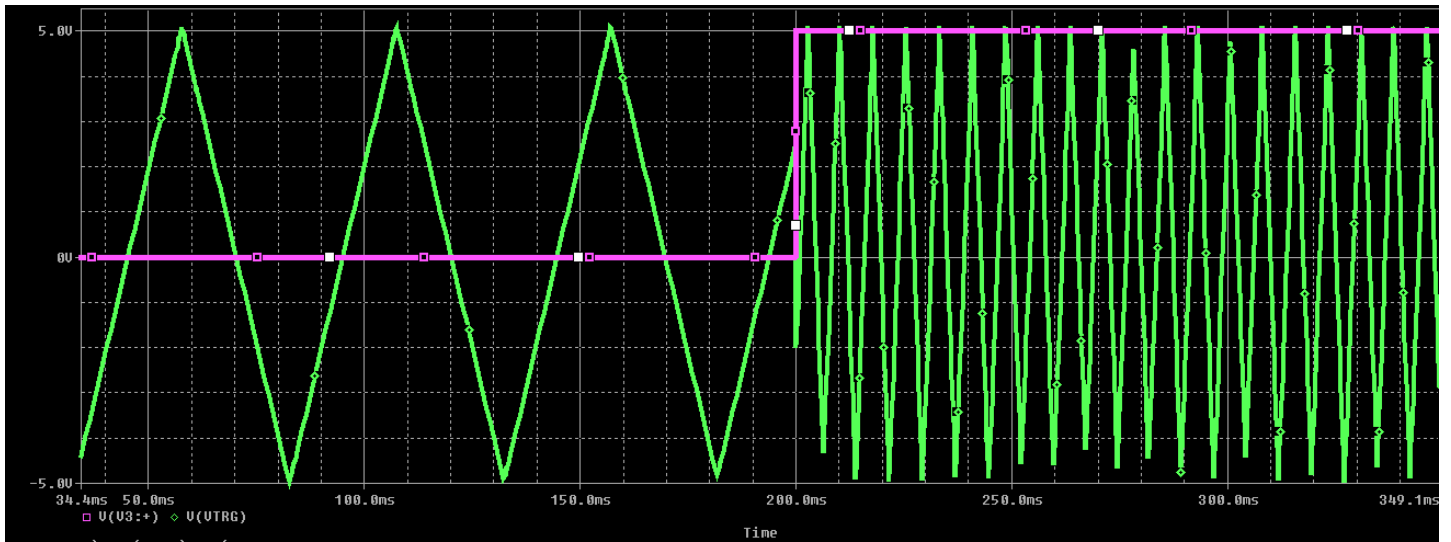
Σχήμα 3.8: Pulse έξοδος με Duty Cycle: 10% και συχνότητα: $f=192\text{Hz}$



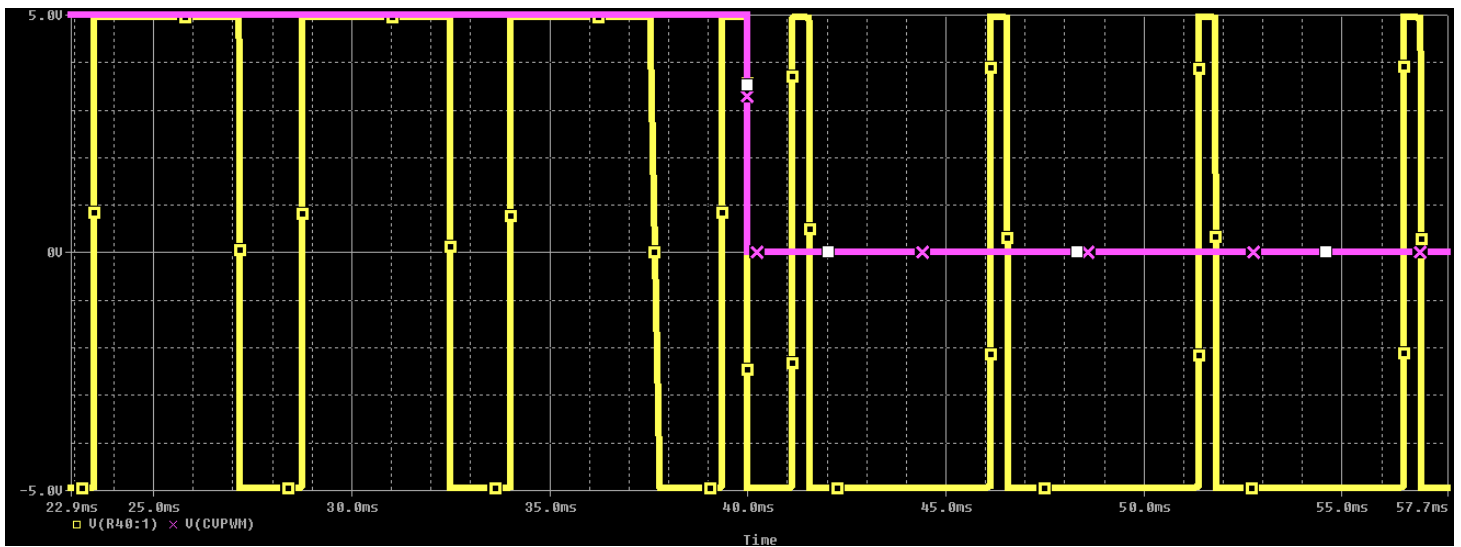
Σχήμα 3.9: Ταυτόχρονη απεικόνιση όλων των εξόδων με συχνότητα: $f=192\text{Hz}$



Σχήμα 3.10: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου :
 $CV1=0V \rightarrow f=20Hz$, $CV1=1V \rightarrow f=42Hz$



Σχήμα 3.11: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου:
 $CV1=0V \rightarrow f=20Hz$ $CV1=5V \rightarrow f=129Hz$



Σχήμα 3.12: Διαμόρφωση του Duty Cycle της Pulse εξόδου μέσω CV σήματος: $CV\ PWM= 0/+5V$

3.4 Exponential VCO (V/Oct)



Εικόνα 2: EXPO VCO (V/Oct)

3.4.1 Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου

Το συχνοτικό εύρος στο οποίο λειτουργεί ο VCO είναι από 25Hz -20kHz. Το φάσμα αυτό χωρίζεται περαιτέρω σε δέκα συχνοτικές περιοχές, 1^η) 25-52 Hz , 2^η) 51-104 Hz, 3^η) 102-209 Hz , 4^η) 204-416 Hz , 5^η) 411-839 Hz, 6^η) 838-1700 Hz, 7^η) 1.8-3.5 kHz , 8^η) 3.4-7 kHz, 9^η) 6.7-13.7 kHz 10^η) 10.1-20kHz

Ο χρήστης έχει τη δυνατότητα μέσω του διακόπτη Range, να επιλέγει κάθε φορά την περιοχή (εύρος) λειτουργίας του ταλαντωτή (χοντρική ρύθμιση συχνότητας). Επιπλέον με το χειριστήριο ελέγχου Frequency , ο χρήστης μπορεί να ρυθμίσει την ακριβή συχνότητα λειτουργίας (μικρομετρική ρύθμιση συχνότητας) εντός των ορίων της κάθε συχνοτικής περιοχής που προαναφέραμε.

Το κύκλωμα διαθέτει 4 εξόδους για τις 4 κυματομορφές που παράγει (τετραγωνική , τριγωνική , ημιτονική και ορθογώνια κυματομορφή). Όλες οι κυματομορφές έχουν πλάτος :

$$V_{out}=10V_{p-p} \rightarrow V_{out}=\pm 5V.$$

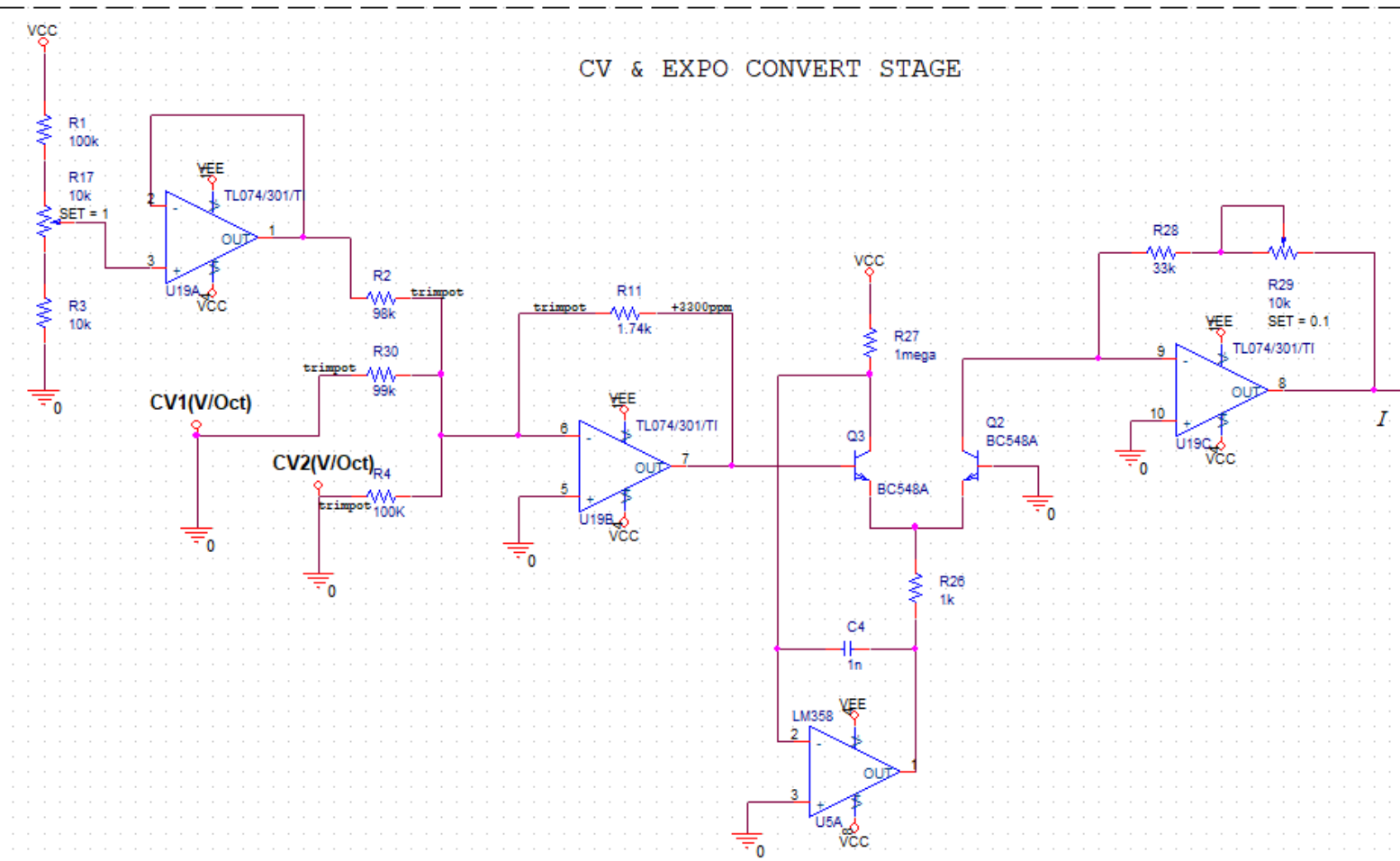
Το κύκλωμα επίσης διαθέτει 3 Control Voltage εισόδους.

Δύο CV εισόδους οι οποίες ακολουθούν το πρότυπο V/Oct για έλεγχο της συχνότητας ταλάντωσης και μία CV είσοδο (PWM) για διαμόρφωση του εύρους παλμών δηλαδή το κύκλο εργασίας (Duty Cycle) της ορθογώνιας (pulse) κυματομορφής.

Τέλος υπάρχει ένα χειριστήριο ελέγχου με το οποίο ο χρήστης μπορεί να ρυθμίσει και πάλι το εύρος παλμών , αλλά αυτή τη φορά με χειροκίνητο (manual) τρόπο.

Η διαμόρφωση - ρύθμιση του κύκλου εργασίας , είτε με εξωτερική τάση ελέγχου , είτε με χειροκίνητο τρόπο μέσω του χειριστηρίου ελέγχου PWM προσδίδει στη Pulse κυματομορφή αλλαγές στο Duty Cycle από 1-99 %.

3.4.2 OrCad Capture CIS: Schematic



Σχήμα 4.1: Control Voltage & Exponential Convert Stage

3.4.3 Εκτενής ανάλυση κυκλώματος

Control Voltage & Exponential Convert Stage

Το πρώτο στάδιο του κυκλώματος αποτελείται από τον διαιρέτη τάσεως (R1,R3,Pot17) και από τον διαφορικό ενισχυτή U19B. Από τον διαιρέτη τάσεως λοιπόν, προκύπτει μια τάση αναφοράς Vref η οποία τάση αναφοράς στη συνέχεια θα αναμειχθεί (μιξαριστεί) με τα εξωτερικά σήματα ελέγχου που εισέρχονται στις CV εισόδους. Η μίξη αυτή πραγματοποιείται στον διαφορικό ενισχυτή U19B. (Ο Τ.Ε. U19A είναι συνδεσμολογημένος ως buffer.

Σκοπός του διαφορικού ενισχυτή εκτός από το να μιξάρει τα σήματα είναι να παρέχει και μια έξοδο αντίθετης πολικότητας και 18 φορές μικρότερη από την είσοδο του. Έτσι θα λέγαμε ότι ο U19B είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής με κέρδος $A=-0.018$, δηλαδή για κάθε ένα Volt που δέχεται στην είσοδο παρέχει στην έξοδο -18 mVolt.

[Για $V_{in}=1V \rightarrow V_{out}=-18mV$]

Επιπλέον το Pot17 (χειριστήριο ελέγχου Frequency) επιτρέπει στο χρήστη τη χειροκίνητη ρύθμιση της συχνότητας (μικρομετρική ρύθμιση). Σετάροντας το Pot17 από την ελάχιστη τιμή του ως την μέγιστη (SET:0 - SET:1), η τάση αναφοράς μου παίρνει τις τιμές $V_{ref}=1V$ έως $V_{ref}=2V$. Όσο αυξάνεται η τάση αναφοράς μου, τόσο αυξάνεται και η συχνότητα λειτουργίας του ταλαντωτή μου.

$$\text{Έστω SET(Pot17):1} \rightarrow V_{ref}=V_{cc} \frac{R3}{R1+Pot17+R3} = 12 \frac{10k}{120k} = 12*0.083 \Rightarrow V_{ref}=1V$$

$$\text{Έστω SET(Pot17):0} \rightarrow V_{ref}=V_{cc} \frac{R3+Pot17}{R1+Pot17+R3} = 12 \frac{20k}{120k} = 12*0.166 \Rightarrow V_{ref}=2V$$

Στην συνέχεια του πρώτου σταδίου γίνεται μετατροπή της σχέσης: σήματος εισόδου - συχνότητας λειτουργίας από γραμμική σε εκθετική (linear to exponential converter). Η εκθετική μετατροπή πραγματοποιείται από το ζευγάρι τρανζίστορ Q2 και Q3. Η γενική ιδέα είναι ότι το ρεύμα συλλέκτη (I_c) ενός τρανζίστορ σχετίζεται εκθετικά με την τάση εισόδου βάσης - εκπομπού (V_{be}) του τρανζίστορ.

Δυστυχώς το ρεύμα κορεσμού του εκπομπού δημιουργεί μεγάλη ευαισθησία στη θερμοκρασία. Αλλαγές στη θερμοκρασία προκαλούν αλλαγές στη συχνότητα λειτουργίας του VCO, κάτι που βεβαίως είναι ανεπιθύμητο. Εξ ου και το δεύτερο τρανζίστορ (Q2). Ο τρόπος που έχει συνδεσμολογηθεί αυτό το τρανζίστορ έχει ως αποτέλεσμα το ρεύμα σφάλματος εντός του Q2 να κινείται προς αντίθετη κατεύθυνση. Εφόσον τα δυο τρανζίστορ ταιριάζουν απόλυτα όσον αφορά την απόδοσή τους, δηλαδή να είναι υψηλής ποιότητας ζευγάρι (high quality matched pair of transistors), το μεγαλύτερο μέρος της θερμοκρασιακής εξάρτησης, ακυρώνεται.

Πιο αναλυτικά θα λέγαμε ότι το ρεύμα εξόδου του εκθετικού μετατροπέα (δηλαδή το ρεύμα συλλέκτη του Q2 : I_{c2}), αυξάνεται για τάσεις εισόδου (δηλαδή την διαφορά δυναμικού της βάσης και του εκπομπού του Q3 : $V_{BE(Q3)}$) που πηγαίνουν προς την αρνητική τάση τροφοδοσίας.

Ο OP-AMP U5A (LM358) λειτουργεί ως σταθερή πηγή ρεύματος. Δηλαδή χρησιμοποιείται για την διατήρηση σταθερού ρεύματος μέσω του Q3. Αλλαγές στη τάση βάσεως του Q3 οδηγούν σε αντίστοιχες αλλαγές στη τάση βάσης - εκπομπού του Q2 και κατά συνέπεια εκθετικές αλλαγές στο ρεύμα συλλέκτη του Q2.

Κεφάλαιο 2

Η αντίσταση R27 καθορίζει το μέγιστο ρεύμα του εκθετικού μετατροπέα. Το μέγιστο ρεύμα εξόδου είναι περίπου η τάση αρνητικού κορεσμού διαιρεμένη με την αντίσταση R26.

$$I_{MAX} = \frac{V_{sat}}{R26}$$

Η εξίσωση που δίνει το ρεύμα εξόδου του εκθετικού μετατροπέα I_{C2} είναι:

$$V_{BE} = \frac{k \cdot T}{q} \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right) \Rightarrow \text{αλλά } (V_{ref} = I_{C1})$$

$$\Rightarrow I_{C2} = I_{ref} \cdot \exp\left(\frac{V_{be} \cdot q}{k \cdot T}\right)$$

Από την παραπάνω εξίσωση βλέπουμε ότι υπάρχει ακόμα εξάρτηση μεταξύ ρεύματος εξόδου (I_{C2}) και θερμοκρασίας (T). Αυτή η εναπομένουσα εξάρτηση θερμοκρασίας και ρεύματος εξόδου που εισάγεται από το κύκλωμα κλιμάκωσης, μπορεί να αντιμετωπιστεί ευκολά με την αντίσταση R11 στο βρόγχο ανατροφοδότησης του διαφορικού ενισχυτή U19B (LM358). Η R11 αποτελείται από μια αντίσταση $R=750\Omega$ σε σειρά με μια tempco resistor (1k, 3300ppm / C°).

Tempco είναι μια αντίσταση εξαρτωμένη από την θερμοκρασία. Σκοπός της είναι να ακυρώσει την τυχόν εναπομένουσα εξάρτηση θερμοκρασίας στον παράγοντα κλίμακας. Συμβάλει σε μεγάλο βαθμό στην σταθερότητα του VCO.

Για επίτευξη καλύτερων αποτελεσμάτων η αντίσταση tempco θα πρέπει να τοποθετηθεί σε θερμική επαφή με το ζεύγος τρανζίστορ Q2 και Q3.

Κλείνοντας με το πρώτο στάδιο του κυκλώματος : ο T.E. U19C είναι ένας μετατροπέας ρεύματος σε τάση. Οι τιμές των αντιστάσεων R28 και R29 επιλέχτηκαν έτσι, ώστε η τάση εισόδου του δευτέρου σταδίου V_{ref} (που προκύπτει από τον διαιρετή τάσης) να είναι ίση με την τάση εξόδου του εκθετικού μετατροπέα. Αυτή η τάση εξόδου λοιπόν είναι μια τάση ελέγχου V_c η οποία θα εισέλθει στο ακριβώς επόμενο στάδιο, το στάδιο ταλάντωσης. Αυτή η τάση ελέγχου καθορίζει τα ρεύματα και άρα τους χρόνους φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή. Δηλαδή καθορίζει την περίοδο και άρα την συχνότητα ταλάντωσης του VCO.

Όσον αφορά τις Control Voltage εισόδους: για κάθε 1 Volt που εισέρχεται σε αυτές , η συχνότητα λειτουργίας του VCO διπλασιάζεται ,για κάθε 2 Volt τετραπλασιάζεται και για κάθε 3 Volt οκταπλασιάζεται.

Πιο αναλυτικά: Έστω ότι $SET(Pot1)=0.99$ τότε $V_c=1V$. Έστω ότι συνδέουμε και κάποιο εξωτερικό σήμα ελέγχου στη Control Voltage είσοδο : CV1.

Το εξωτερικό αυτό σήμα είναι ένα pulse σήμα από την έξοδο ενός LFO με πλάτος : $V_{out}=0/+1V$.

Για όση διάρκεια ο παλμός του LFO έχει δυναμικό : $0V$, η τάση εισόδου του 2^{ου} σταδίου είναι: $V_c=1V$.

Για όση διάρκεια ο παλμός βρίσκεται σε δυναμικό : $1V$, η τάση εισόδου του 2^{ου} σταδίου είναι: $V_c=1V+1V \Rightarrow V_c=2V$ οπότε η συχνότητα ταλάντωσης διπλασιάζεται.

Αν συνδέα παλμό με πλάτος: $V_{out} = 0/+2V$ τότε η τάση εισόδου του 2^{ου} σταδίου είναι: $V_c=4V$, άρα η συχνότητα ταλάντωσης τετραπλασιάζεται Κ.Ο.Κ.

Τέλος αν συνδέσουμε κάποιο εξωτερικό σήμα ελέγχου με πλάτος: $V_{out}=0/-1V$, η συχνότητα ταλάντωσης υποδιπλασιάζεται

Oscillation & Sine Wave Shaper Stage

Το δεύτερο στάδιο του κυκλώματος είναι το στάδιο ταλάντωσης και σχηματοποίησης ημιτόνου.

Οι VCO παράγουν τριγωνικές και τετραγωνικές κυματομορφές και αποτελούνται από έναν ολοκληρωτή, ένα συγκριτή και έναν ηλεκτρονικό διακόπτη. Η τάση εισόδου καθορίζει τα ρεύματα και ως εκ τούτου τους χρόνους φόρτισης/εκφόρτισης του πυκνωτή στη βαθμίδα του ολοκληρωτή. Ο βρόγχος υστέρησης του συγκριτή καθορίζει το δυναμικό στα άκρα του πυκνωτή V_{utp} και V_{ltp} . Ο ηλεκτρονικός διακόπτης καθορίζει την εναλλαγή φόρτισης/εκφόρτισης. [10]

Ο συγκριτής στο κύκλωμα είναι ο U3 (LM311) και είναι συνδεσμοποιημένος ως αναστρέφων συγκριτής με υστέρηση. Από τον βρόγχο υστέρησης διαπιστώνουμε ότι καθώς αυξάνεται η είσοδος του συγκριτή κάποια στιγμή θα γίνει ίση με την άνω τάση κατωφλιού V_{utp} , τότε τα δυναμικά των δυο εισόδων γίνονται ίσα. Την ίδια στιγμή η έξοδος του συγκριτή βρίσκεται σε υψηλό δυναμικό $+V_{sat}$ (θετική τάση κόρου). Κάνοντας υπέρθεση προκύπτει:

$$V(-)=V(+)=V_{utp}=+V_{sat}\frac{R_{14}}{R_{14}+R_{15}} = 12\frac{100k}{200k} \Rightarrow V_{utp}=6V$$

Και πάλι από τον βρόγχο υστέρησης βλέπουμε ότι καθώς μειώνεται η είσοδος του συγκριτή κάποια στιγμή θα γίνει ίση με την κάτω τάση κατωφλιού V_{ltp} . Τότε τα δυναμικά των δυο εισόδων γίνονται ίσα και η έξοδος του συγκριτή βρίσκεται σε χαμηλό δυναμικό $-V_{sat}$ (αρνητική τάση κόρου). Κάνοντας υπέρθεση προκύπτει:

$$V(-)=V(+)=V_{ltp} = -V_{sat}\frac{R_{14}}{R_{14}+R_{15}} = -12\frac{100k}{200k} \Rightarrow V_{ltp}= -6V$$

$$\text{Τάση υστέρησης: } V_{hys} = V_{utp}-V_{ltp}=6-(-6)\Rightarrow V_{hys}=12V$$

Όσον αφορά τα ρεύματα και άρα τους χρόνους φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή: επιλέγοντας την συμβατική φορά του ρεύματος και εφαρμόζοντας τον Ν.Kirchhoff στον κόμβο που βρίσκεται στην αναστρέφουσα είσοδο του ολοκληρωτή έχουμε:

[Για Pot17(SET:1) $\rightarrow V_C=1V$:]

$$\text{Για το ρεύμα φόρτισης: } I_{TR}=I_C+I_{R20} \Rightarrow I_C=I_{TR}-I_{R20}=\frac{\frac{V_C}{2}-V_{ce(sat)}}{R_6} - \frac{V_C-\frac{V_C}{2}}{R_{20}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_C = \frac{0.5-0.02373}{4.8k} - \frac{0.5}{10k} = 99.2*10^{-6} - 50*10^{-6} \Rightarrow I_C=49.2\mu A$$

$$\text{Για το ρεύμα εκφόρτισης: } I_D=I_{R20}=50*10^{-6} \Rightarrow I_D=50\mu A$$

Όσον αφορά τους χρόνους φόρτισης - εκφόρτισης του πυκνωτή :

Για $C=82n$:

$$\text{Χρόνος φόρτισης: } t_c=\frac{C*V_{hys}}{I_C} = \frac{82n*12}{49.2\mu} = 20*10^{-3} \Rightarrow t_c=20msec$$

$$\text{Χρόνος εκφόρτισης: } t_d=\frac{C*V_{hys}}{I_D} = \frac{82n*12}{50\mu} = 19.68*10^{-3} \Rightarrow t_d=19.68msec$$

$$\text{Άρα η περίοδος: } T=t_c+t_d=20+19.68 \Rightarrow T=39.68msec$$

$$\text{Άρα η συχνότητα: } f=1/T = \frac{1}{39.68m} \Rightarrow f=25.2Hz$$

Κεφάλαιο 2

Αντίστοιχα κάνουμε την ίδια διαδικασία για τους υπολοίπους 9 πυκνωτές και τελικά προκύπτουν τα παρακάτω αποτελέσματα:

$$\text{Για } C=82\text{nF}$$

$$\text{Για Pot17(SET:1)} \rightarrow V_c=1\text{V} \rightarrow f=25.2 \text{ Hz}$$

$$\text{Για Pot17(SET:0)} \rightarrow V_c=2\text{V} \rightarrow f=52.4 \text{ Hz}$$

$$\text{Για } C=41\text{nF}$$

$$\text{Για Pot17(SET:1)} \rightarrow V_c=1\text{V} \rightarrow f=51.3 \text{ Hz}$$

$$\text{Για Pot17(SET:0)} \rightarrow V_c=2\text{V} \rightarrow f=104.7 \text{ Hz}$$

$$\text{Για } C=20.5\text{nF}$$

$$\text{Για Pot17(SET:1)} \rightarrow V_c=1\text{V} \rightarrow f=102.5 \text{ Hz}$$

$$\text{Για Pot17(SET:0)} \rightarrow V_c=2\text{V} \rightarrow f=209.3 \text{ Hz}$$

$$\text{Για } C=10.3\text{nF}$$

$$\text{Για Pot17(SET:1)} \rightarrow V_c=1\text{V} \rightarrow f=204.1 \text{ Hz}$$

$$\text{Για Pot17(SET:0)} \rightarrow V_c=2\text{V} \rightarrow f=416.1 \text{ Hz}$$

$$\text{Για } C=5.1\text{nF}$$

$$\text{Για Pot17(SET:1)} \rightarrow V_c=1\text{V} \rightarrow f=411.4 \text{ Hz}$$

$$\text{Για Pot17(SET:0)} \rightarrow V_c=2\text{V} \rightarrow f=839.1 \text{ Hz}$$

$$\text{Για } C=2.5\text{nF}$$

$$\text{Για Pot17(SET:1)} \rightarrow V_c=1\text{V} \rightarrow f=838.6 \text{ Hz}$$

$$\text{Για Pot17(SET:0)} \rightarrow V_c=2\text{V} \rightarrow f=1.7 \text{ kHz}$$

$$\text{Για } C=1.2\text{nF}$$

$$\text{Για Pot17(SET:1)} \rightarrow V_c=1\text{V} \rightarrow f=1.8 \text{ kHz}$$

$$\text{Για Pot17(SET:0)} \rightarrow V_c=2\text{V} \rightarrow f= 3.5 \text{ kHz}$$

$$\text{Για } C=0.6\text{nF}$$

$$\text{Για Pot17(SET:1)} \rightarrow V_c=1\text{V} \rightarrow f=3.4 \text{ kHz}$$

$$\text{Για Pot17(SET:0)} \rightarrow V_c=2\text{V} \rightarrow f= 7 \text{ kHz}$$

Για $C=302pF$

Για $Pot17(SET:1) \rightarrow V_c=1V \rightarrow f=6.7 kHz$

Για $Pot17(SET:0) \rightarrow V_c=2V \rightarrow f= 13.7 kHz$

Για $C=197pF$

Για $Pot17(SET:1) \rightarrow V_c=1V \rightarrow f=10.1 kHz$

Για $Pot17(SET:0) \rightarrow V_c=2V \rightarrow f= 20.7 kHz$

*Με τον διακόπτη Range ουσιαστικά αλλάζω τον βασικό πυκνωτή φόρτισης - εκφόρτισης επομένως αλλάζω και την συχνοτική περιοχή στην οποία θα λειτουργεί ο VCO.

Η έξοδος του συγκριτή λοιπόν είναι μια τετραγωνική κυματομορφή. Για να είμαστε ακριβής, το πλάτος της είναι: $V_{sq}=+11.4V/-11.86V$ και όχι $\pm 12V$ όπως υπολογίσαμε στους υπολογισμούς παραπάνω.

Στο κύκλωμα θέλω όλες οι εξόδους μου να έχουν πλάτος: $V_{out}=\pm 5V (=10V_{p-p})$

Ο Τ.Ε. U15A είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής με κέρδος: $A=-\frac{10k}{22.8k} = -0.4386$

(Επειδή είναι αναστρέφων ενισχυτή το σήμα εξόδου που θα προκύψει θα έχει διαφορά φάσης 180° με το σήμα εισόδου)

Κάνοντας υπέρθεση για $V_{sq}=+11.4V$ τότε έχω:

$$0=V_{sq}\frac{R34}{R34+R33} + V_{out}\frac{R35}{R34+R33} \Rightarrow 0=11.4\frac{10k}{32.8k} + V_{out}\frac{22.8k}{32.8k} \Rightarrow V_{out}=-3.475*1.44 \Rightarrow V_{out}=-5V$$

Κάνοντας υπέρθεση για $V_{sq}=-11.86V$ τότε:

$$0=-11.86\frac{10k}{32.8k} + V_{out}\frac{22.8k}{32.8k} \Rightarrow V_{out}=3.62*1.44 \Rightarrow V_{out}=5.2V$$

Η τελική τετραγωνική μου έξοδος έχει πλάτος : $V_{sq} \approx \pm 5V$

Η έξοδος του ολοκληρωτή είναι μια τριγωνική κυματομορφή, με ακριβές πλάτος : $V_{tr}=+5.75V/-5.9V$

Ο U17B είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής.

Για $V_{tr}=5.75V$ κάνω υπέρθεση και έχω:

$$V(+)=V(-)=0=V_{tr}\frac{R38}{R38+R37} + V_{out}\frac{R37}{R37+R38} \Rightarrow 0=-5.9\frac{10k}{21.62k} + V_{out}\frac{11.62k}{21.62k} \Rightarrow V_{out}=5V$$

Η τελική μου έξοδος είναι: $V_{tr}=\pm 5V$

Στην συνέχεια η διπολική τριγωνική κυματομορφή θα εισέλθει στον σχηματοποιητή ημιτόνου. Πιο συγκεκριμένα:

Η λειτουργία του Pot41 είναι να εξασθενήσει το σήμα, δηλαδή το πλάτος : $V_{tr}=\pm 5V$ να το κάνει $V_{tr}=\pm 1V$, έτσι ώστε οι δυο διοδοι D3 και D4 για την θετική περίοδο (αντίστοιχα οι D1 και D2 για την αρνητική) να έχουν στα άκρα τους πτώση τάσης περίπου 0.5V η καθεμιά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να πολώνονται στο μη ευθύγραμμο τμήμα της χαρακτηριστικής τους και σαν συνέπεια η έξοδος στα άκρα τους να προσομοιάζει με ημιτονική κυματομορφή. Ο ροοστάτης Pot35 που βρίσκεται σε σειρά με την δίοδο D5 (ή D6 αντίστοιχα) ρυθμίζει μικρομετρικά το τελικό σχήμα του ημιτονικού σήματος,

Το ημιτονικό σήμα που προκύπτει έχει πλάτος: $V_{sin}=\pm 1V$.

Pulse Width Modulation Stage

Στο τρίτο στάδιο το ημιτονικό σήμα θα ενισχυθεί. Ο μη αναστρέφων ενισχυτής U16B έχει κέρδος : $A=$

$$1 + \frac{R_{39}}{R_{40}} = 1 + \frac{40k}{10k} \Rightarrow A=5$$

Άρα η τελική ημιτονική έξοδος θα έχει πλάτος: $V_{sin}=\pm 5V$

Στη συνέχεια το ημιτονικό σήμα κατευθύνεται προς το στάδιο διαμόρφωσης πλάτους παλμού. Η καρδιά αυτού του σταδίου είναι ο OP-AMP, U14D ο οποίος λειτουργεί ως συγκριτής.

Το ημιτονοειδές κύμα με πλάτος $V_{sin}=10V_{p-p}$ τροφοδοτείται στη μη αναστρέφουσα είσοδο μέσω της αντίστασης R47.

Το ημιτονικό σήμα συγκρίνεται με μια σταθερή DC τάση που εφαρμόζεται στην αναστρέφουσα είσοδο του U14D.

Όσο το στιγμιαίο επίπεδο του ημιτονικού σήματος είναι υψηλότερο από την DC τάση, τότε η έξοδος του OP-AMP μεταβαίνει στα +12V. Εάν είναι χαμηλότερο, τότε μεταβαίνει στα -12V.

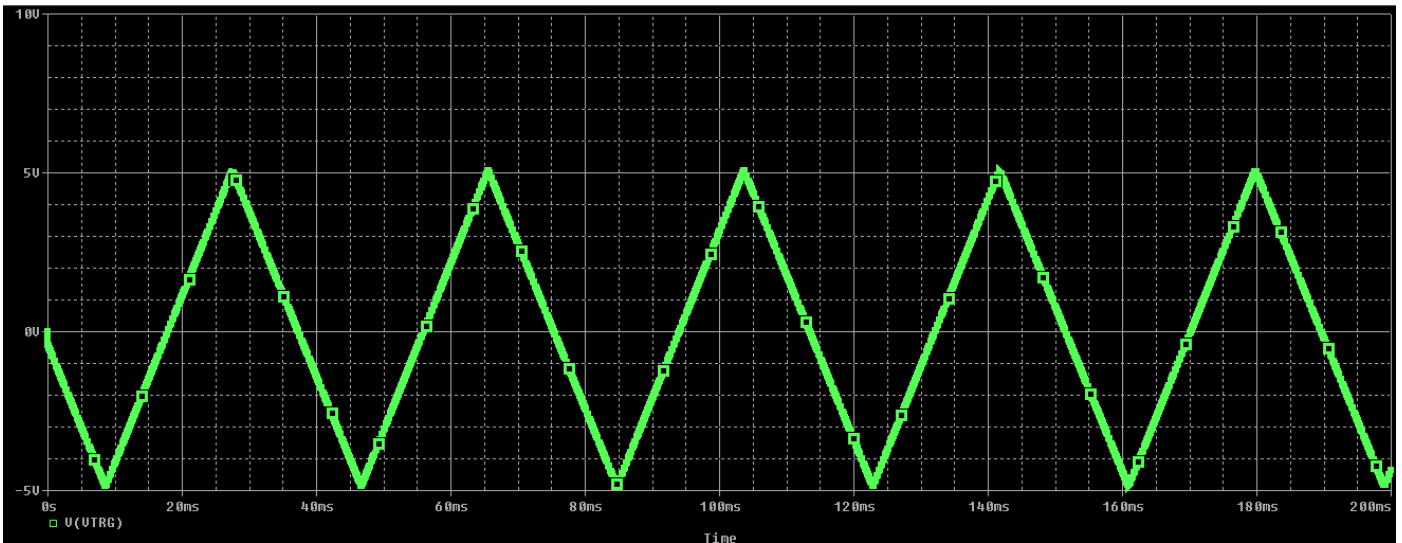
Η αντίσταση R48 παρέχει μια θετική ανατροφοδότηση.

Ο διαιρέτης τάσεως R49 και R50 εξασθενεί το σήμα εξόδου στο επιθυμητό επίπεδο : $V_{pulse}=\pm 5V$

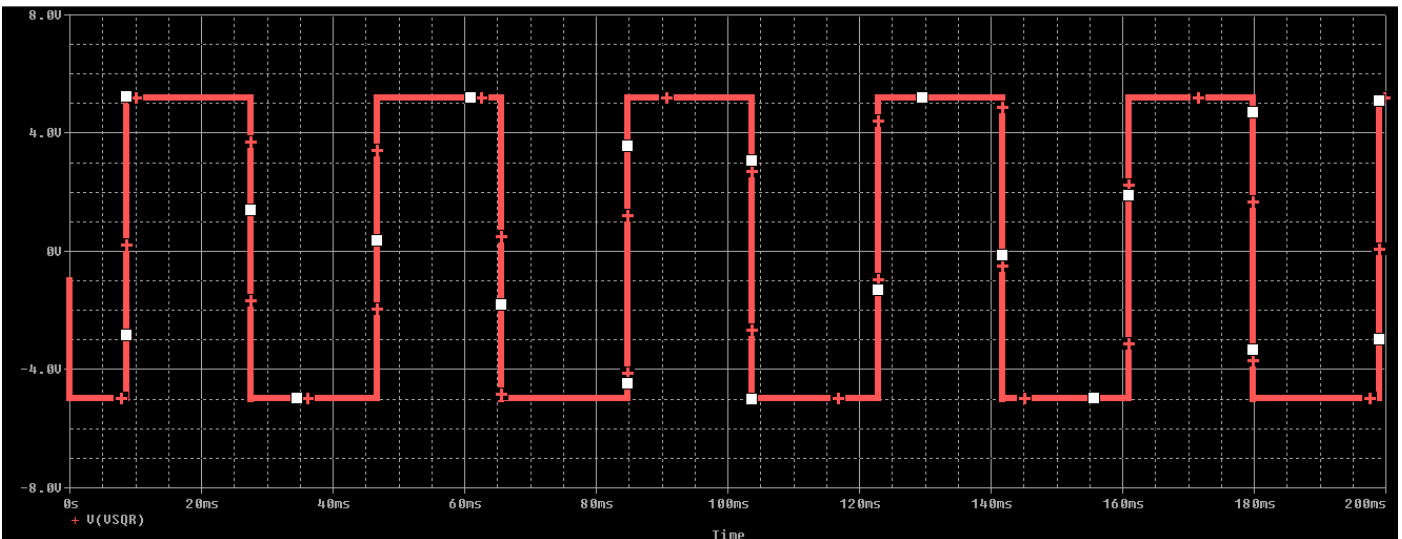
Ο U13C αθροίζει ένα εξωτερικό σήμα ελέγχου που εισέρχεται στην CVPWM είσοδο, με κάποια DC συνιστώσα δηλαδή με κάποια σταθερή μετατόπιση που παρέχεται από το Pot45.

Το Pot45 είναι το χειριστήριο ελέγχου PWM με το οποίο καθορίζει χειροκίνητα το επίπεδο της DC συνιστώσας και άρα είναι αυτό που διαμορφώνει το εύρος παλμού, δηλαδή το Duty Cycle (κύκλο εργασίας) από 1% έως 99%.

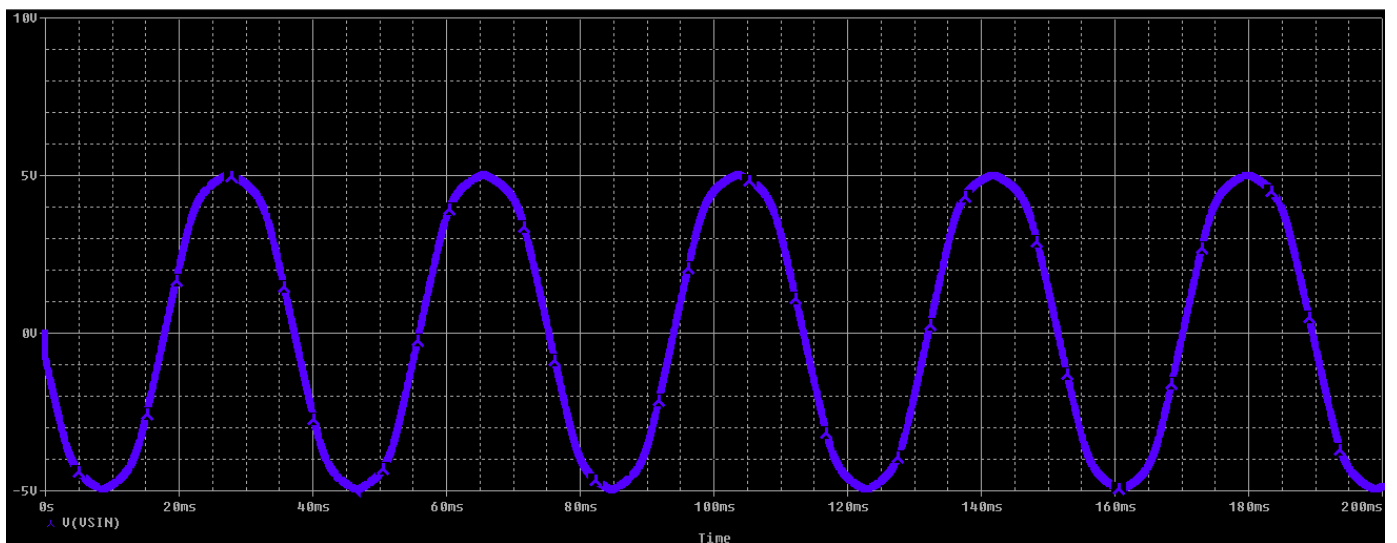
3.4.4 PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis



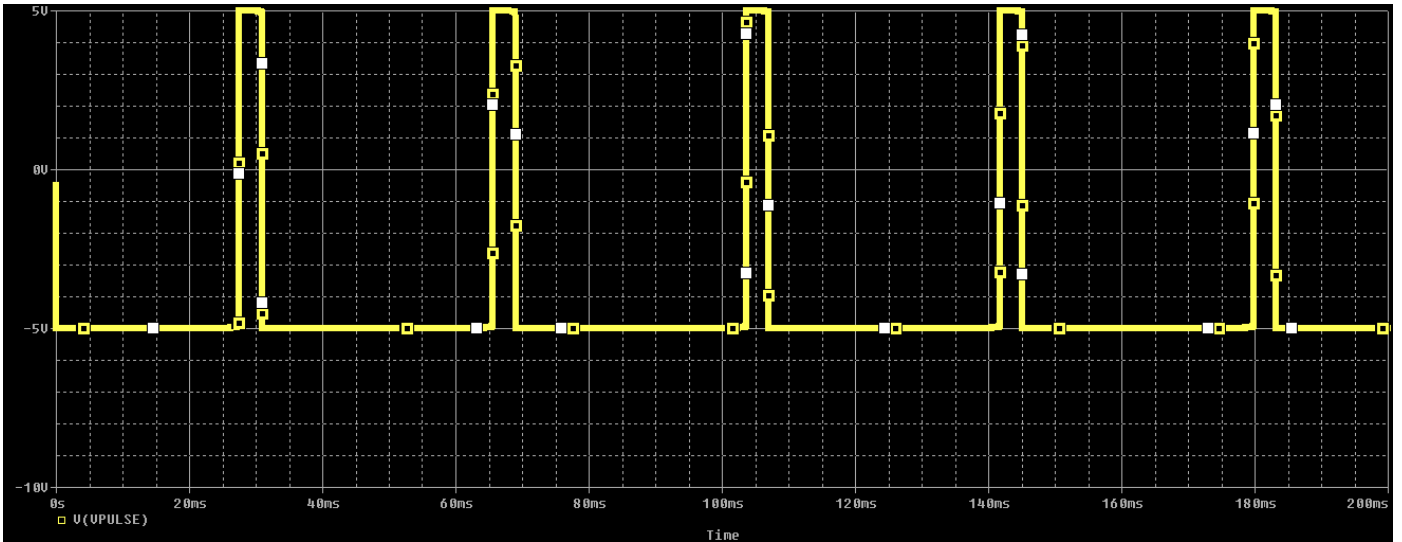
Σχήμα 4.4: Τριγωνική έξοδος με συχνότητα: $f=26\text{Hz}$



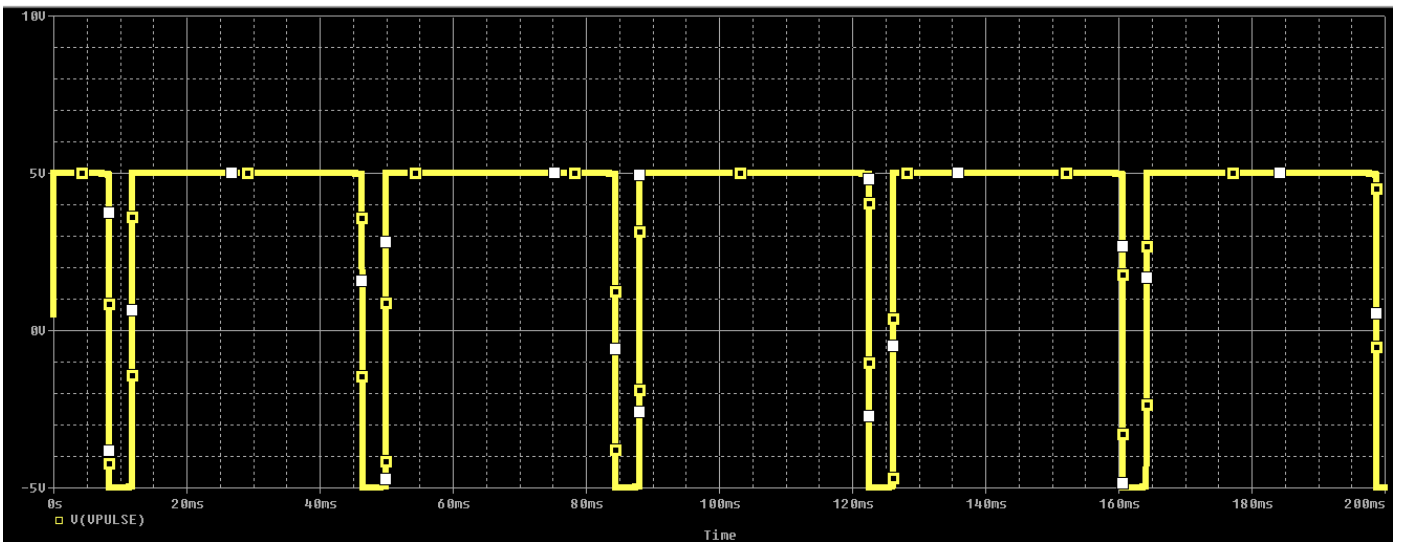
Σχήμα 4.5: Τετραγωνική έξοδος με συχνότητα: $f=26\text{Hz}$



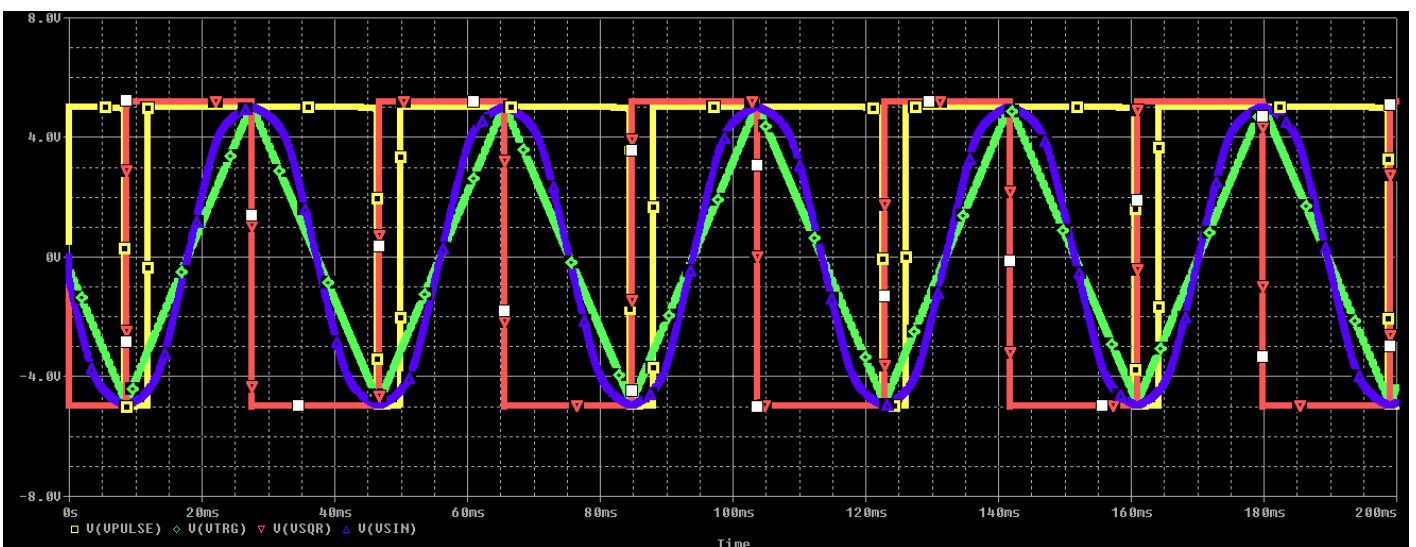
Σχήμα 4.6: Ημιτονική έξοδος με συχνότητα: $f=26\text{Hz}$



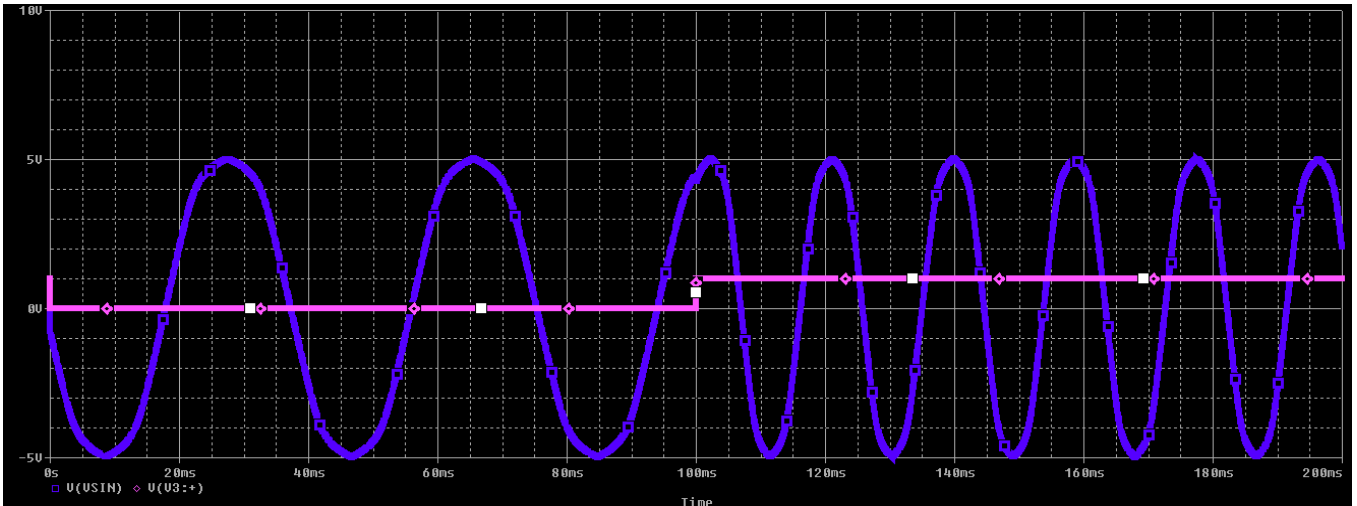
Σχήμα 4.7: PWM έξοδος με Duty Cycle: 10% και συχνότητα: $f=26\text{Hz}$



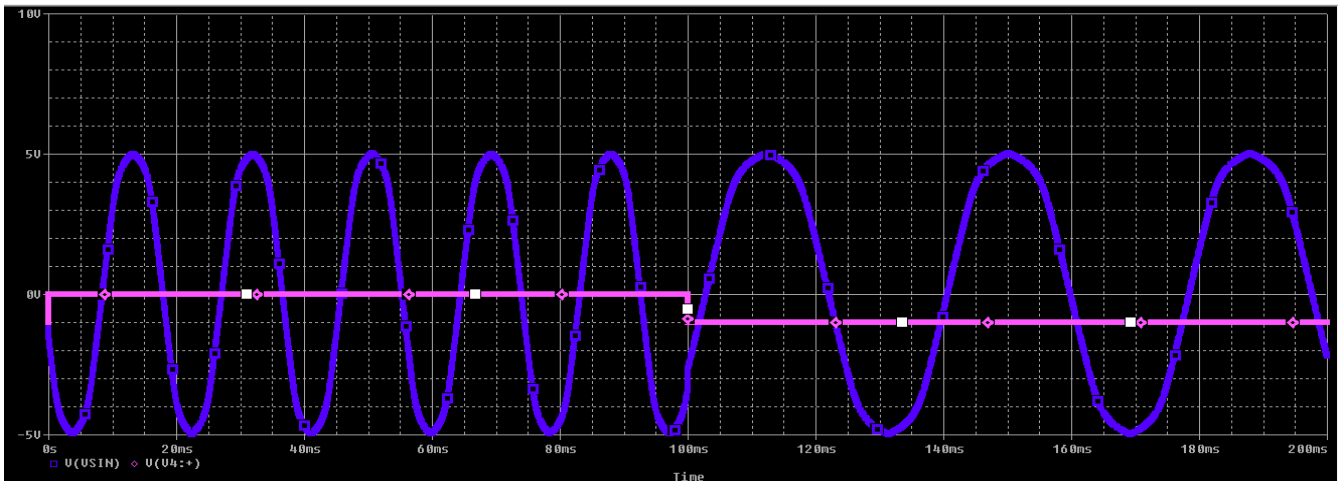
Σχήμα 4.8: PWM έξοδος με Duty Cycle: 90% και συχνότητα: $f=26\text{Hz}$



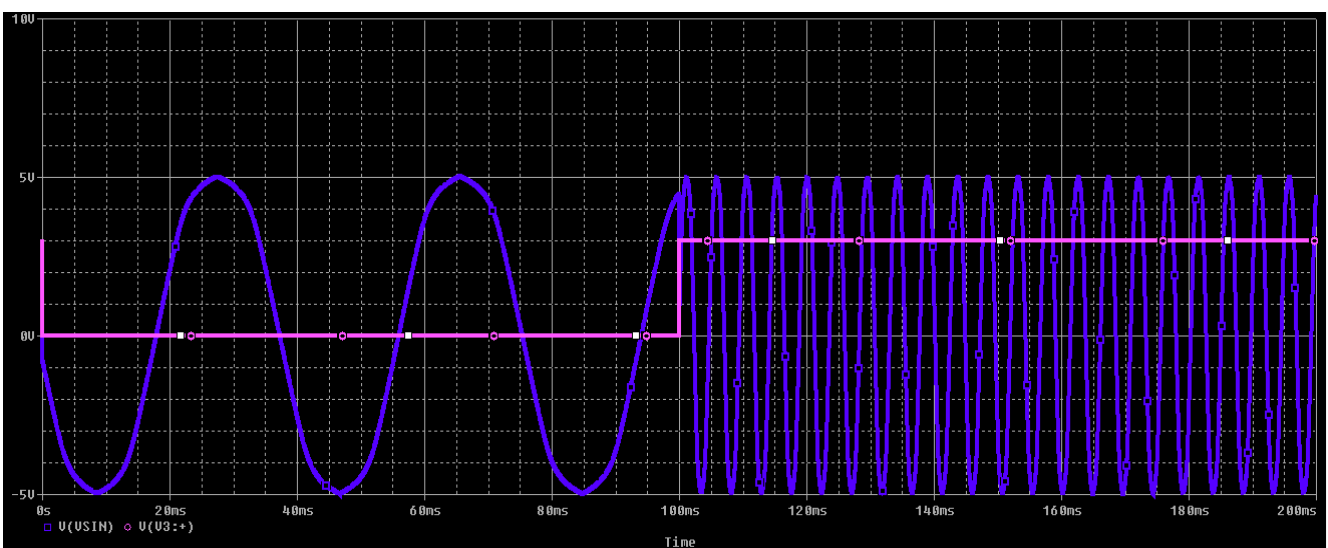
Σχήμα 4.9: Ταυτόχρονη απεικόνιση των εξόδων με συχνότητα: $f=26\text{Hz}$



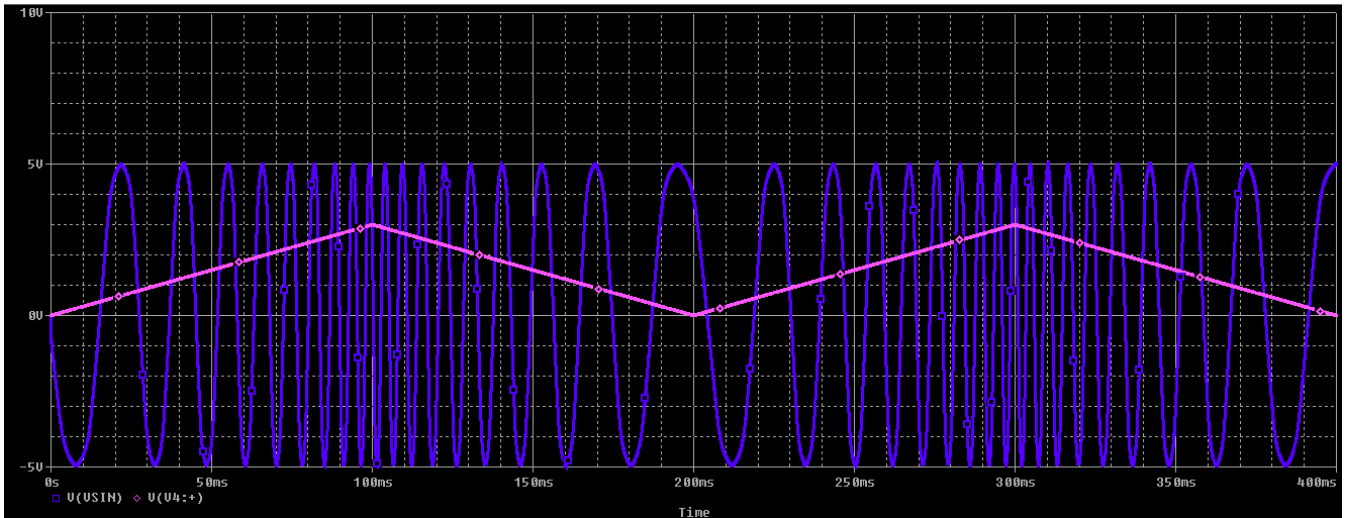
Σχήμα 4.10: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου:
 $CV1=0V \rightarrow f=26.3Hz$, $CV1=1V \rightarrow f=52.5Hz$



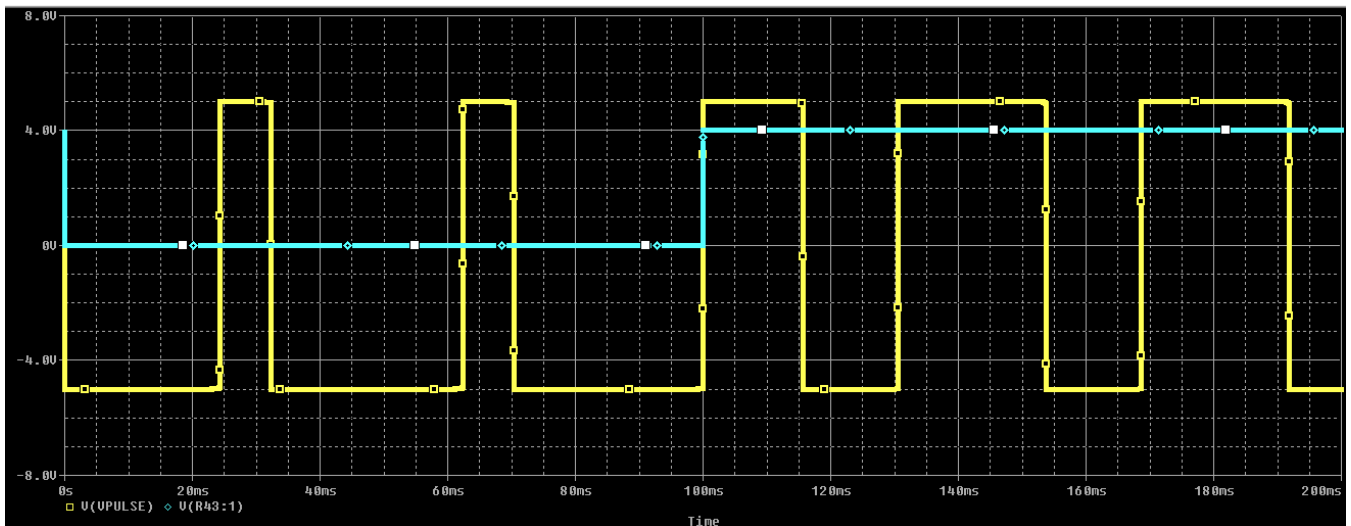
Σχήμα 4.11: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου:
 $CV1=0V \rightarrow f=53.5Hz$, $CV1=-1V \rightarrow f=26.7Hz$



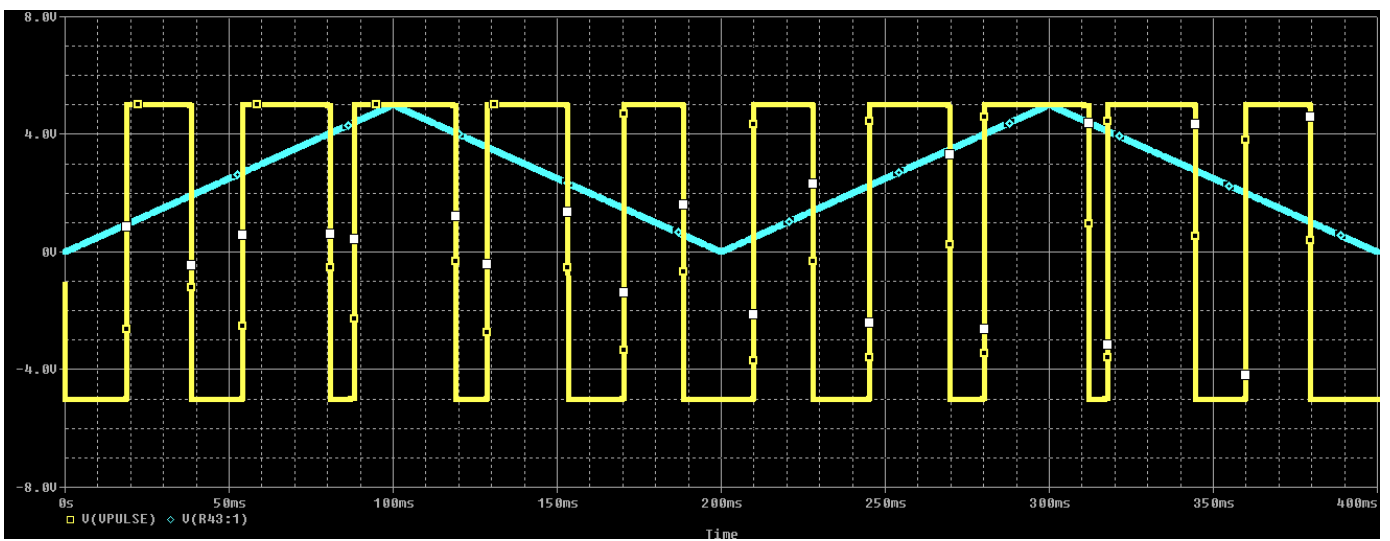
Σχήμα 4.12: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού σήματος ελέγχου:
 $CV1=0V \rightarrow f=26.3Hz$, $CV1=3V \rightarrow f=211.5Hz$



Σχήμα 4.13: Διαμόρφωση συχνότητας λειτουργίας μέσω εξωτερικού τριγωνικού σήματος ελέγχου



Σχήμα 4.14: Διαμόρφωση του Duty Cycle της Pulse εξόδου μέσω CV τετραγωνικού σήματος:
CV PWM= 0/+4V



Σχήμα 4.15 : Διαμόρφωση του Duty Cycle της Pulse εξόδου μέσω CV τριγωνικού σήματος:
CV PWM= 0/+5V

3.5 Random Noise Drone Generator



Εικόνα 3: R.N.D.S.

3.5.1 Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου

Το Random Noise Drone Generator είναι μια πειραματική γεννήτρια ήχου, η οποία περιέχει 4 ταλαντωτές, όπου συνδυάζονται μεταξύ τους και μπορούν να παράγουν από αρμονικούς, ατμοσφαιρικούς και σκοτεινούς ήχους μέχρι τυχαίους ασυνήθιστους τόνους (glitch).

Το κύκλωμα είναι βασισμένο στους χρονιστές 555. Το R.N.D.G. διαθέτει 4 διαφορετικούς χρονιστές 555 όπου ο κάθε ένας είναι συνδεδεσμένος ως ασταθής πολυδονητής, δηλαδή διαθέτει 4 διαφορετικούς ταλαντωτές. Ο κάθε ταλαντωτής διαθέτει ένα χειριστήριο ελέγχου για ρύθμιση της συχνότητας του.

Επιπρόσθετα το κύκλωμα διαθέτει έναν διακόπτη Freeze. Πατώντας τον διακόπτη αυτό, προκύπτει ένα ενδιαφέρον ηχητικό αποτέλεσμα. Ο ήχος που προκύπτει έχει διαφορετική συχνότητα και η διάρκεια του καθορίζεται από τον χρόνο που κρατάει πατημένο τον διακόπτη ο χρήστης.

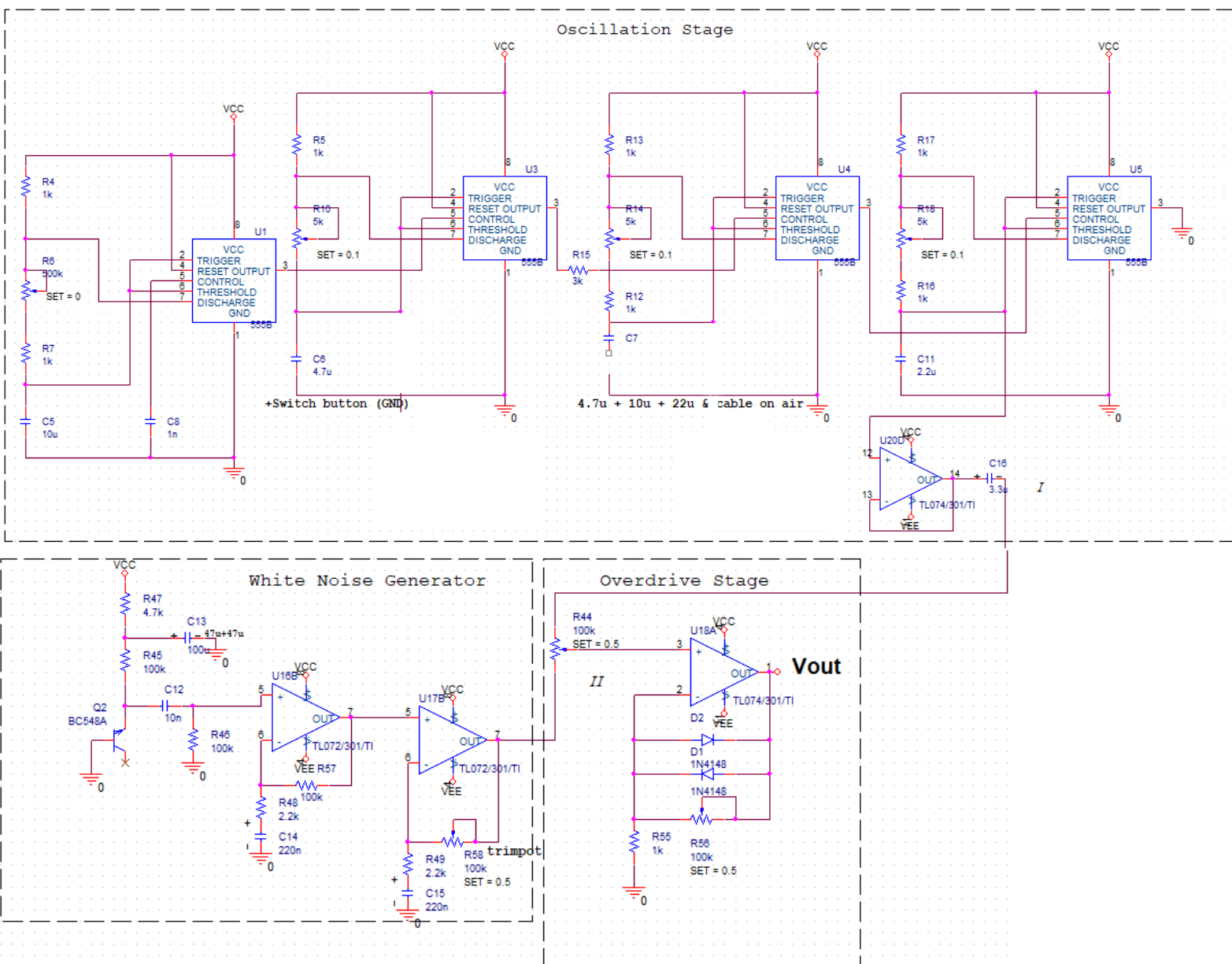
Επίσης το κύκλωμα διαθέτει μια γεννήτρια λευκού θορύβου. Η έξοδος του σταδίου αυτού αναμιγνύεται με το βασικό μου σήμα (που προέρχεται από τους 555) μέσω του Blend/Mix knob. Πιο αναλυτικά:

Το Blend/Mix knob είναι ένα ποτενσιόμετρο με το οποίο ο χρήστης ρυθμίζει την ισορροπία μεταξύ Dry και Wet (“καθαρού” και “βρώμικου”) σήματος.

Ως Dry σήμα ορίζουμε το σήμα που προέρχεται από τους χρονιστές 555, ενώ ως Wet σήμα ορίζουμε το σήμα που προέρχεται από την γεννήτρια λευκού θορύβου. Περιστρέφοντας το ποτενσιόμετρο αριστερόστροφα (anticlockwise) και σετάροντας το στην ακραία αριστερή θέση, το σήμα προκύπτει είναι 100% Dry (καθαρό), ενώ περιστρέφοντας το ποτενσιόμετρο δεξιόστροφα (clockwise) και σετάροντας το στην ακραία δεξιά θέση, το σήμα που προκύπτει είναι 100% Wet (βρώμικο).

Στην συνέχεια το σήμα κατευθύνεται στο τελευταίο στάδιο του κυκλώματος, στο στάδιο ενίσχυσης/υπεροδήγησης (overdrive). Το στάδιο αυτό περιέχει ένα χειριστήριο ελέγχου: Drive, με το οποίο ο χρήστης ρυθμίζει το κέρδος της ενίσχυσης του σήματος. Όσο μεγαλύτερο το κέρδος, τόσο μεγαλύτερη και η συμπίεση και άρα παραμόρφωση που δέχεται το σήμα μου. Με την παραμόρφωση ουσιαστικά προστίθενται αρμονικές στο σήμα μου, επομένως προσδίδει σε αυτό έναν ιδιαίτερο χρωματισμό.

3.5.2 OrCad Capture CIS: Schematic



Σχήμα 5.1: Random Noise Drone Generator Schematic

3.5.3 Εκτενής ανάλυση κυκλώματος

Oscillation Stage

Το κύκλωμα διαθέτει 4 ταλαντωτές σε σειρά. Η έξοδος του κάθε ταλαντωτή (Pin3) είναι συνδεδεσμένη με την CV είσοδο του επόμενου ταλαντωτή (Pin5). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα κάθε φορά ο προηγούμενος στη σειρά ταλαντωτής να διαμορφώνει τη συχνότητα του επόμενου. Δηλαδή ο προηγούμενος ταλαντωτής λειτουργεί ως LFO για τον επόμενο. Το κύκλωμα διαθέτει 4 χειριστήρια ελέγχου, ένα για κάθε ταλαντωτή. Το συχνοτικό φάσμα λειτουργίας του κάθε ταλαντωτή διαφέρει από αυτό, των υπολοίπων. Ο κάθε επόμενος στη σειρά ταλαντωτής λειτουργεί σε υψηλότερη συχνοτική περιοχή από τον προηγούμενο του. Κάθε επόμενος ταλαντωτής διαθέτει βασικό πυκνωτή φόρτισης/εκφόρτισης με μικρότερη χωρητικότητα, επομένως λειτουργεί σε μεγαλύτερες συχνότητες από τον προηγούμενο του.

Ο πρώτος ταλαντωτής U1 διαθέτει πυκνωτή 10μF για αυτό και η συχνότητα λειτουργίας του είναι μόλις μερικά Hertz.

Ο δεύτερος ταλαντωτής U3 διαθέτει πυκνωτή 4.7μF επομένως η συχνότητα λειτουργίας του είναι μεγαλύτερη σε σύγκριση με του πρώτου.

Όσο για τον τρίτο U4 ταλαντωτή αξίζει να αναφέρουμε ότι διαθέτει 3 πυκνωτές τους οποίους δεν έχω συνδέσει εσωτερικά στο κύκλωμα αλλά έχει την δυνατότητα ο χρήστης να τους συνδέσει εξωτερικά στις υποδοχές που υπάρχουν στο μπροστινό πάνελ του κυκλώματος. Εκτός από τις υποδοχές των πυκνωτών, υπάρχει άλλη μια υποδοχή για ένα patching καλώδιο, με το οποίο ο χρήστης έχει την επιλογή να συνδέσει όποιον πυκνωτή επιθυμεί, κλείνοντας έτσι το ως τότε ανοιχτό κύκλωμα. Μπορεί ακόμα να αφήσει το κύκλωμα ανοιχτό, χωρίς να έχει συνδέσει δηλαδή κάποιον από τους πυκνωτές. Το ηχητικό αποτέλεσμα σε αυτή την περίπτωση είναι αρκετά ενδιαφέρον.

Ο τέταρτος και τελευταίος ταλαντωτής U5 διαθέτει πυκνωτή 2.2μF, επομένως η συχνότητα λειτουργίας του είναι μεγαλύτερη από ότι στους 3 προηγούμενους ταλαντωτές. Η τυπική έξοδος του 555 βρίσκεται στο Pin3 και είναι μια τετραγωνική κυματομορφή. Εγώ ωστόσο επέλεξα να πάρω ως έξοδο το Pin2 (το οποίο είναι βραχυκυκλωμένο με το Pin6), όπου η κυματομορφή «εξόδου» είναι τριγωνική. Σύνδεσα λοιπόν τα Pin2 και Pin6 με τον T.E. U20D όπου είναι συνδεδεσμένος ως buffer.

Στην συνέχεια το σήμα διέρχεται από ένα ηλεκτρολυτικό πυκνωτή 3.3u για αποφυγή DC συνιστώσας και αμέσως μετά το σήμα συνδέεται με τον ακροδέκτη 1 του ποτενσιόμετρου Blend/Mix.

Ο άλλος ακροδέκτης του ποτενσιόμετρου συνδέεται με την έξοδο της γεννήτριας λευκού θορύβου.

White Noise Generator Stage

Σχετικά με την λειτουργία της γεννήτριας λευκού θορύβου θα λέγαμε ότι:

Όταν η τάση εκπομπού - βάσεως υπερβεί την τάση διάσπασης ενός NPN τρανζίστορ, το τρανζίστορ λειτουργεί σαν μια δίοδος zener. Μια παρενέργεια του μηχανισμού διάσπασης της zener είναι η δημιουργία λευκού θορύβου (συγκρούονται μεταξύ τους όλα τα ενδιάμεσα ηλεκτρόνια).

Οι αντιστάσεις R47 και R45 συνδέονται σε σειρά με την τάση τροφοδοσίας Vcc και με τον εκπομπό του Q2 αντίστοιχα. Η βάση του τρανζίστορ συνδέεται απευθείας στη γείωση, ενώ ο συλλέκτης μένει ασύνδετος (στο αέρα).

Στην συνέχεια το σήμα εισέρχεται στον Τ.Ε. U16B όπου είναι συνδεσμολογημένος ως μη αναστρέφων ενισχυτή με κέρδος: $A = \frac{R57}{R48} + 1 = 46$

Η έξοδος του Τ.Ε. U16B εισέρχεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο του Τ.Ε. U17B για περαιτέρω ενίσχυση με κέρδος: $A = 1 + \frac{R58}{R49}$

Η R58 είναι trimpot, οπότε το κέρδος είναι ευπροσάρμοστο. Η ενισχυμένη αυτή έξοδος συνδέεται με τον ακροδέκτη 3 του ποτενσιόμετρου Blend/Mix.

Overdrive Stage

Τέλος ο ακροδέκτης 2 του ποτενσιόμετρου Blend/Mix συνδέεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο του Τ.Ε. U18A. Ο U18A είναι ένας μη αναστρέφων ενισχυτής με κέρδος:

$$A_{MIN} = 1 + \frac{R56}{R55} = 1 \rightarrow A_{dB} = 0dB$$

$$A_{MAX} = 1 + \frac{R56}{R25} = 1 + 100 = 101 \rightarrow A_{dB} = 40dB$$

Πρακτικά το κέρδος δεν θα φτάσει ποτέ την μέγιστη αυτή τιμή. Το κέρδος θα περιοριζόταν έτσι και αλλιώς από τα χαρακτηριστικά του OP-AMP, αλλά στην περίπτωση μας θα περιοριστεί από την δράση των Clipping Diodes στο βρόγχο ανατροφοδότησης.

Οι διόδοι βρίσκονται στο βρόγχο ανατροφοδότησης. Συγκρίνουν την τάση εισόδου $V(-)$ του OP-AMP και την τάση εξόδου. Αν η διαφορά των τάσεων εισόδου και εξόδου είναι μικρότερη από την τάση αγωγής των διόδων (V_f), τότε η διόδος βρίσκεται σε αποκοπή δηλαδή παρουσιάζει άπειρη αντίσταση (ανοιχτό κύκλωμα) και δεν παίζει κανένα ρόλο στο κύκλωμα.

Όταν όμως η διαφορά τάσης εισόδου και εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση αγωγής των διόδων (π.χ. έχω δυο διόδους : 1N4148 άρα $V_f \approx 0.6V$ για την θετική ημιπερίοδο και $V_f \approx 0.6V$ για την αρνητική) τότε αυτές ξεκινάνε να άγουν. Όταν η διόδος άγει η αντίσταση της είναι μερικά Ohm. Επομένως όταν τάσης εισόδου - εξόδου είναι μεγαλύτερη από την V_f της διόδου : αυτή άγει.

Όταν άγει η διόδος αυτόματα το κέρδος του ενισχυτή γίνεται περίπου με την μονάδα ($A=1$). Επομένως αν είχα στην είσοδο ένα σήμα: $V_{out} = \pm 1V$ και σέταρα το Gain στο maximum επίπεδο ($A=101$), θα έπρεπε να έχω στη έξοδο: $V_{out} = \pm 101V$ (όπου και πάλι θα περιοριζόταν από τα χαρακτηριστικά του OP-AMP).

Γενικά με τις δυο 1N4148 η έξοδος θα γίνει: $V_{out} = \pm V_{in} \pm V_f$, άρα $V_{out} = \pm 1.6V$.

Αν αντί 2x 1N4148, είχα 2x RED LED $\rightarrow V_f \approx 1.5V$ τότε η έξοδος μου θα γινόταν : $V_{out} = \pm V_{in} \pm 1.5$
 $\Rightarrow V_{out} = \pm 2.5V$

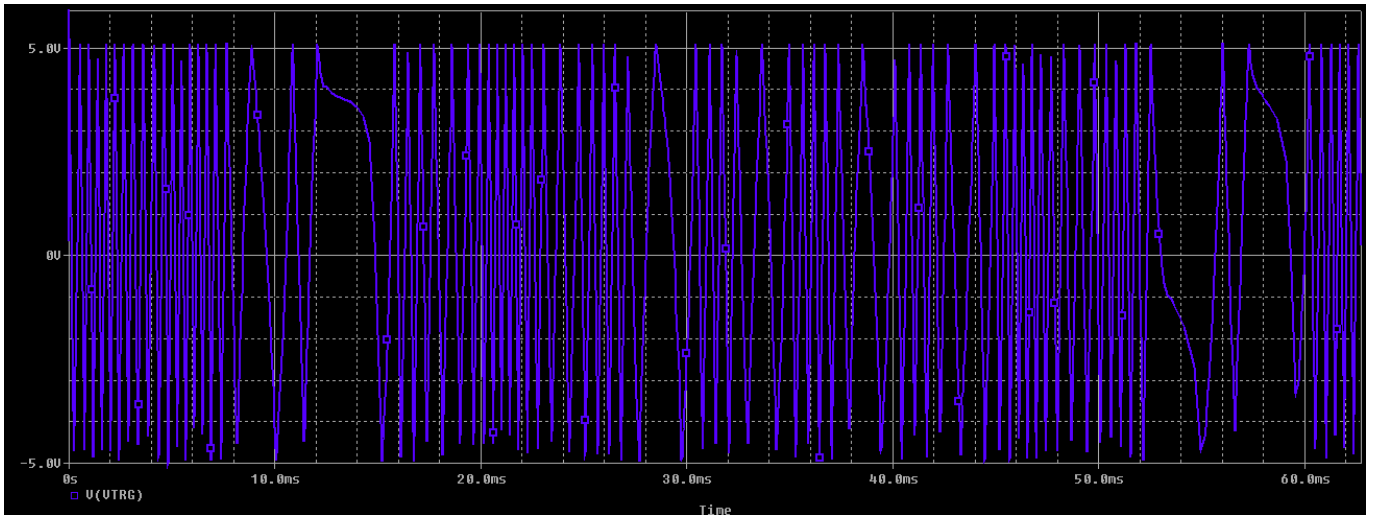
Από την στιγμή που άγουν οι διόδοι περιορίζουν το κέρδος, δηλαδή περιορίζουν το σήμα εξόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το σήμα εξόδου να συμπιεστεί και άρα να παραμορφωθεί. Όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος της ενίσχυσης, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η παραμόρφωση.

Αν επιθυμώ το σήμα να μείνει απαραμόρφωτο θα πρέπει:

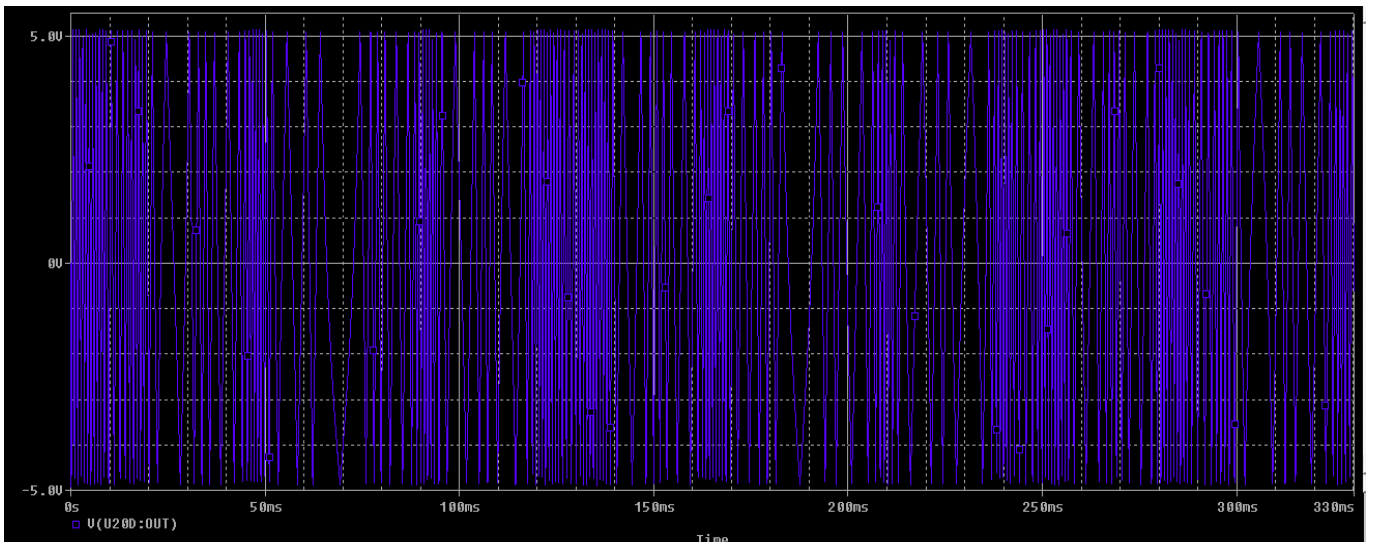
$$V_{out} - V_{in} < V_f \Rightarrow V_f > V_{out} - V_{in} \Rightarrow V_f > (AV_{in}) - V_{in}$$

$$\Rightarrow V_{in} < \frac{V_f}{A-1}$$

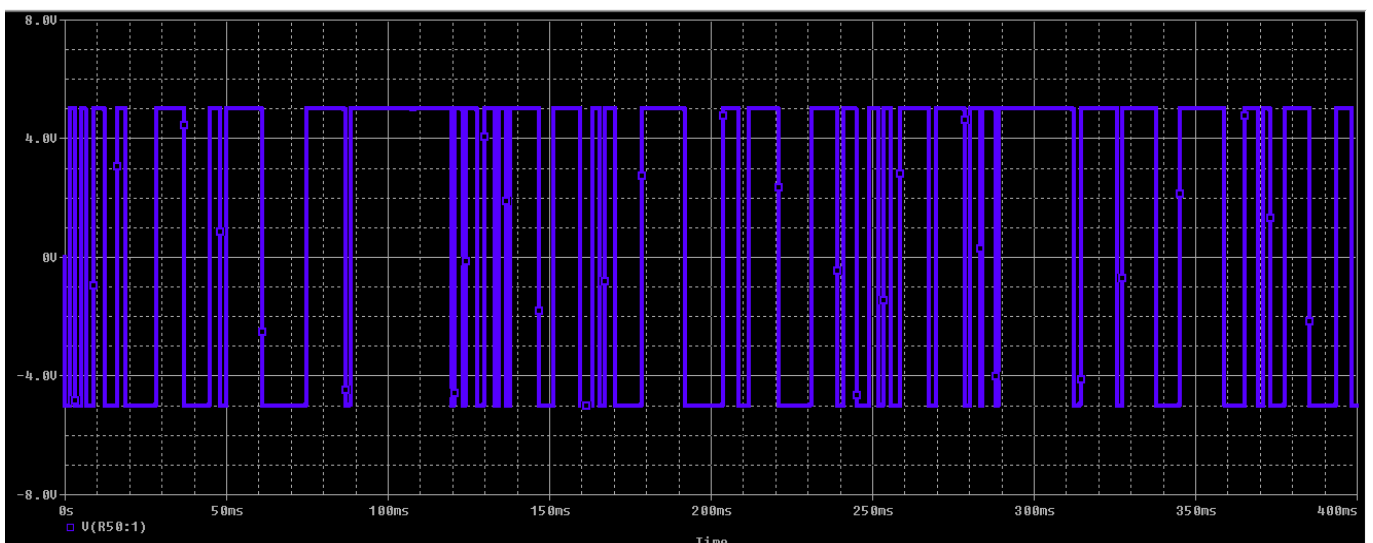
3.5.4 PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis



Σχήμα 5.2: Κυματομορφή εξόδου



Σχήμα 5.3: Κυματομορφή εξόδου



Σχήμα 5.4: Κυματομορφή εξόδου

3.6 LFO



Εικόνα 4: LFO

3.6.1 Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου

Ο LFO λειτουργεί σε συχνότητες από 0.01Hz έως και 50Hz. Με τον διακόπτη Range ο χρήστης έχει την δυνατότητα να επιλέξει το εύρος συχνοτήτων στο οποίο λειτουργεί ο LFO (χοντρική ρύθμιση συχνότητας). Ενώ με το χειριστήριο ελέγχου Rate ο χρήστης επιλέγει την ακριβή συχνότητα λειτουργίας του LFO (μικρομετρική ρύθμιση συχνότητας). Το κύκλωμα επίσης διαθέτει ένα LED, το οποίο αναβοσβήνει ανάλογα με την συχνότητα του LFO (LED Indicator).

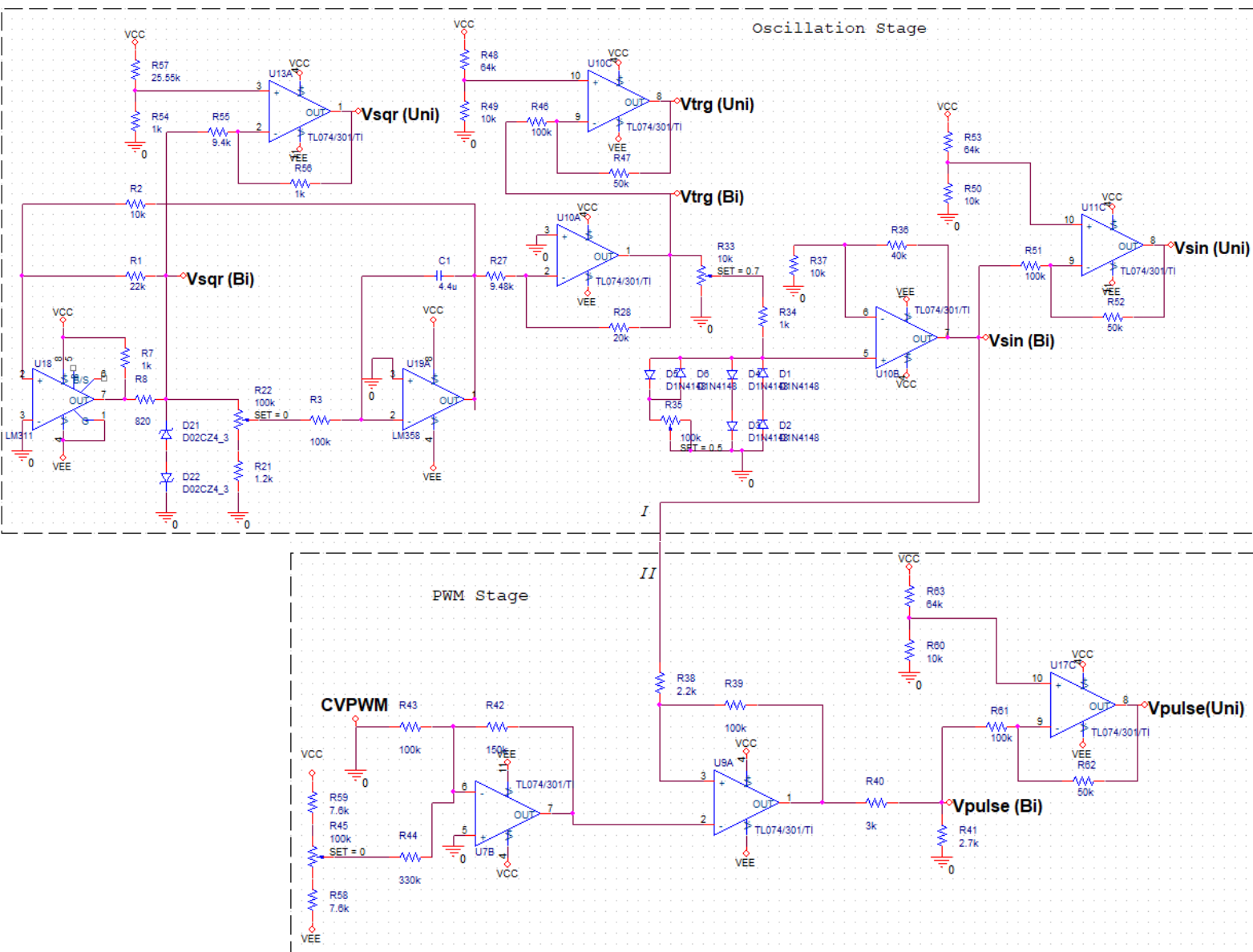
Επιπλέον ο LFO διαθέτει 4 διαφορετικές εξόδους , μια έξοδο για κάθε κυματομορφή που παράγει: τριγωνική, τετραγωνική, ημιτονική και ορθογώνια κυματομορφή.

Για κάθε μια κυματομορφή εξόδου υπάρχει ένας διακόπτης Uni/Bi ο οποίος δίνει τη δυνατότητα στο χρήστη να εναλλάσσει την πολικότητα του σήματος εξόδου, από μονοπολική σε διπολική και το αντίστροφο.

Επίσης υπάρχει ένα χειριστήριο ελέγχου PWM με το οποίο μπορεί ο χρήστης να ρυθμίσει το εύρος των παλμών, δηλαδή μπορεί να ρυθμίσει τον κύκλο εργασίας(Duty Cycle) της Pulse κυματομορφής από 1%-99%.

Τέλος υπάρχει μια CVPWM είσοδος στην οποία συνδέουμε κάποιο εξωτερικό σήμα ελέγχου. Το εξωτερικό αυτό σήμα ελέγχου διαμορφώνει το Duty Cycle.

3.6.2 OrCad Capture CIS: Schematic



Σχήμα 6.1: Low Frequency Oscillator Schematic

3.6.3 Εκτενής ανάλυση κυκλώματος

Oscillation & Sine Wave Shaper Stage

Την καρδιά αυτού του κυκλώματος αποτελούν: ο Τ.Ε. U19A (LM358) που είναι συνδεσμολογημένος σαν ολοκληρωτής και ο συγκριτής U18 (LM311) που είναι συνδεσμολογημένος ως μη αναστρέφων συγκριτής με υστέρηση.

Πολύ γενικά θα λέγαμε ότι: η τριγωνική κυματομορφή παράγεται από την ολοκλήρωση της τετραγωνικής, που παράγεται από ανατροφοδότηση του συγκριτή από τον ολοκληρωτή.

Πιο συγκεκριμένα θα λέγαμε: κατά την περίοδο φόρτισης η έξοδος του συγκριτή παίρνει την αρνητική τάση κόρου και η έξοδος του ολοκληρωτή πηγαίνει προς θετικότερες τιμές.

Κατά την περίοδο εκφόρτισης η έξοδος του συγκριτή παίρνει θετική τάση κόρου και η έξοδος του ολοκληρωτή πηγαίνει προς αρνητικότερες τιμές.

Οι δυο zener (4.3V) οι οποίες είναι συνδεσμολογημένες back to back λειτουργούν ως περιοριστές της τάσης εξόδου του συγκριτή ώστε η τετραγωνική μου έξοδος να έχει πλάτος: $V_{sqr} = V_z + V_f = \pm 4.3 \pm 0.7 \Rightarrow V_{sqr} = \pm 5V$

Όσον αφορά την έξοδο του ολοκληρωτή, δηλαδή την τριγωνική έξοδο:

Όταν η τάση εξόδου του ολοκληρωτή γίνει ίση με την κάτω τάση κατωφλιού V_{ltp} , η τάση της μη αναστρέφουσας εισόδου του συγκριτή γίνεται ίση με την τάση της αναστρέφουσας εισόδου.

Κάνοντας υπέρθεση στον U19A θα λέγαμε:

$$V(-) = V(+) = 0 = V_{sqr} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{ltp} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow V_{ltp} = -V_{sqr} \frac{R_2}{R_1} = -5 \frac{10k}{20k} \Rightarrow V_{ltp} = -2.5V$$

(όπου V_{ltp} : κάτω τάση κατωφλιού)

Όταν η τάση εξόδου του ολοκληρωτή γίνει ίση με την άνω τάση κατωφλιού V_{utp} , η τάση της μη αναστρέφουσας εισόδου του συγκριτή γίνεται ίση με την τάση της αναστρέφουσας εισόδου.

Κάνοντας και πάλι υπέρθεση:

$$V_{utp} = V_{sqr} \frac{R_2}{R_1} = 5 \frac{10k}{20k} \Rightarrow V_{utp} = 2.5V$$

(όπου V_{utp} : άνω τάση κατωφλιού)

$$\text{Τάση υστέρησης: } V_{hys} = V_{utp} - V_{ltp} \Rightarrow V_{hys} = 5V$$

Όσον αφορά τα ρεύματα φόρτισης και εκφόρτισης:

Το ρεύμα φόρτισης I_C είναι ίσο με το ρεύμα εκφόρτισης I_D όπου είναι ίσο με το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R_3 . Επειδή το ρεύμα εισόδου του Τ.Ε. είναι πάρα πολύ μικρό και θεωρείται μηδενικό ισχύει:

$$I_C = I_D = I_{R3} = \frac{\kappa * V_{sqr}}{R_3}$$

Για $\kappa=0.013 \rightarrow I_c=I_d \approx 0.65\mu\text{A}$

Για $\kappa=1 \rightarrow I_c=I_d \approx 50\mu\text{A}$

*Όπου $\kappa \cdot V_{sqf}$ ορίζεται το ποσοστό της τάσης που λαμβάνεται από την έξοδο του συγκριτή ανάλογα με την θέση του ποτενσιόμετρου, Pot22

Όσον αφορά τους χρόνους φόρτισης και εκφόρτισης: t_c-t_d , επειδή το ρεύμα φόρτισης και το ρεύμα εκφόρτισης είναι σταθερά, η φόρτιση και εκφόρτιση του πυκνωτή είναι γραμμική συνάρτηση του χρόνου. Η μεταβολή του δυναμικού του πυκνωτή είναι ίση με την τάση υστέρησης του συγκριτή (V_{hys}) και οι χρόνοι φόρτισης - εκφόρτισης θα είναι ίσοι με:

$$t_c=t_d=\frac{C1 \cdot V_{hys}}{I_c} \quad (1)$$

Για $C1=0.1\mu\text{F}$ και $Pot22(SET):0.013$ τότε:

$$t_c=t_d=\frac{0.1\mu \cdot 5}{0.65\mu} = 0.769\text{sec} \rightarrow T = t_c + t_d \Rightarrow T = 1.54\text{sec},$$

$$\text{άρα } f = \frac{1}{T} \Rightarrow f = 0.65\text{Hz}$$

Για $C1=0.1\mu\text{F}$ και $Pot22(SET):1$ τότε:

$$t_c=t_d=\frac{0.1\mu \cdot 5}{50\mu} = 10\text{msec} \rightarrow T = t_c + t_d \Rightarrow T = 20\text{msec},$$

$$\text{άρα } f = \frac{1}{T} \Rightarrow f = 50\text{ Hz}$$

Για $C1=4.4\mu\text{F}$ και $Pot22(SET):0.013$ τότε:

$$t_c=t_d=\frac{4.4\mu \cdot 5}{0.65\mu} = 34\text{sec} \rightarrow T = t_c + t_d \Rightarrow T = 67.7\text{sec},$$

$$\text{άρα } f = \frac{1}{T} \Rightarrow f = 0.015\text{ Hz}$$

Για $C1=4.4\mu\text{F}$ και $Pot22(SET):1$ τότε:

$$t_c=t_d=\frac{4.4\mu \cdot 5}{50\mu} = 0.44\text{sec} \rightarrow T = t_c + t_d \Rightarrow T = 0.88\text{sec},$$

$$\text{άρα } f = \frac{1}{T} \Rightarrow f = 1.13\text{ Hz}$$

Με τον διακόπτη Range ουσιαστικά αλλάζω τον βασικό πυκνωτή φόρτισης εκφόρτισης.

Όταν έχω τον διακόπτη στην επιλογή 1.) Slow/Low τότε αυτομάτως συνδέεται στο κύκλωμα ο πυκνωτής $C1=4.4\mu\text{F}$, όπου αυτό σημαίνει ότι το συχνοτικό εύρος λειτουργίας του LFO είναι: $f_{\text{MIN}} \approx 0.01\text{Hz}$ έως $f_{\text{MAX}} \approx 1\text{Hz}$

Κεφάλαιο 3

Από εκεί και πέρα με το Pot22: *Range Pot* , μπορεί ο χρήστης να ρυθμίσει μικρομετρικά την συχνότητα λειτουργίας μεταξύ των δυο ορίων που προανέφερα.

Όταν έχω τον διακόπτη στην επιλογή 2.) Fast/High τότε αυτομάτως συνδέεται στο κύκλωμα ο πυκνωτής $C1=0.1\mu F$, όπου αυτό σημαίνει ότι το συχνοτικό εύρος λειτουργίας του LFO είναι: $f_{MIN}\approx 0.64Hz$ έως $f_{MAX}\approx 50Hz$

Στην συνέχεια με το Rate Pot (Pot22) ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να ρυθμίσει μικρομετρικά την συχνότητα εντός των δυο παραπάνω ορίων.

Όσον αφορά την τετραγωνική κυματομορφή συνδέεται μέσω του διακόπτη Uni/Bi στον αναστρέφων ενισχυτή U13A.

Για την μη αναστρέφουσα είσοδο του ισχύει:

$$V(+)=V_{ref}=V_{CC}\frac{R54}{R54+R57}=V_{CC}\frac{1k}{26.55k}=0.45V$$

Για $V_{sqw}=+5V$, κάνω υπέρθεση :

$$V(+)=V(-)=V_{ref}+V_{sqw}\frac{R56}{R56+R55}+V_{out}\frac{R55}{R55+R56}\Rightarrow 0.45=+5\frac{1k}{10.4k}+V_{out}\frac{9.4k}{10.4k}\Rightarrow V_{out}=0.03V\approx 0V$$

Για $V_{sqw}=-5V$, κάνω υπέρθεση:

$$V(+)=V(-)=V_{ref}-V_{sqw}\frac{R56}{R56+R55}\Rightarrow 0.45=-0.43+V_{out}\frac{9.4k}{10.4k}\Rightarrow V_{out}=0.97V\approx 1V$$

Έτσι, ο χρήστης έχει την δυνατότητα μέσω του διακόπτη Uni/Bi να εναλλάσσει την πολικότητα της τετραγωνικής κυματομορφής από διπολική με πλάτος: $V_{sqw}=\pm 5V$, σε μονοπολική με πλάτος: $V_{sqw}=0/+1V$ και το αντίστροφο.

Οι δυο κυματομορφές έχουν διαφορά φάσης 180° μεταξύ τους.

Όσον αφορά την τριγωνική κυματομορφή, δηλαδή την έξοδο του ολοκληρωτή: αυτή έχει πλάτος: $V_{tr}=\pm 2.5V$. Το σήμα εισέρχεται στον αναστρεφφών ενισχυτή U10A με κέρδος:

$$A=-\frac{R28}{R27}=-\frac{20k}{9.48k}=-2.1$$

Άρα στην έξοδο του OP-AMP το σήμα έχει ενισχυθεί κατά δυο φορές δηλαδή πλέον έχει πλάτος: $V_{tr}=\pm 5V$ και έχει αντιστραφεί η πολικότητα του (διαφορά φάσης: 180°). Στην συνέχεια το σήμα εισέρχεται σε έναν ακόμα αναστρέφων ενισχυτή U10C μέσω του διακόπτη Uni/Bi.

Για τον U10C ισχύει:

$$\text{Η μη αναστρέφουσα είσοδος έχει δυναμικό: } V(+)=V_{CC}\frac{R49}{R49+R45}=12\frac{10k}{74k}\Rightarrow V(+)=1.62V$$

Κάνω υπέρθεση για $V_{tr}=+5V$ και έχω:

$$1.62 = V_{tr} \frac{R_{47}}{R_{47} + R_{46}} + V_{out} \frac{R_{46}}{R_{46} + R_{47}} \Rightarrow 1.62 = 5 \frac{50k}{150k} + V_{out} \frac{100k}{150k} \Rightarrow -0.0467 * 1.5 = V_{out} \Rightarrow V_{out} = 0.07V$$

$$\Rightarrow V_{out} \approx 0V$$

Για $V_{tr}=-5V$ κάνω και πάλι υπέρθεση, και έχω:

$$1.62 = -5 \frac{50k}{150k} + V_{out} \frac{100k}{150k} \Rightarrow V_{out} = 4.93V \Rightarrow V_{out} \approx 5V$$

Έτσι, ο χρήστης έχει την δυνατότητα μέσω του διακόπτη Uni/Bi να εναλλάσσει την πολικότητα της τετραγωνικής κυματομορφής από διπολική με πλάτος: $V_{tr}=\pm 5V$, σε μονοπολική με πλάτος: $V_{sqw}=0/+5V$ και το αντίστροφο.

Οι δυο κυματομορφές έχουν διαφορά φάσης 180° μεταξύ τους.

Στην συνέχεια η διπολική τριγωνική κυματομορφή θα εισέλθει στον σχηματοποιητή ημιτόνου. Πιο συγκεκριμένα:

Η λειτουργία του Pot33 είναι να εξασθενήσει το σήμα, δηλαδή το πλάτος: $V_{tr}=\pm 5V$ να το κάνει $V_{tr}=\pm 1V$, έτσι ώστε οι δυο διοδοι D3 και D4 για την θετική περίοδο (αντίστοιχα οι D1 και D2 για την αρνητική) να έχουν στα άκρα τους πτώση τάσης περίπου 0.5V η καθεμιά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να πολώνονται στο μη ευθύγραμμο τμήμα της χαρακτηριστικής τους και σαν συνέπεια η έξοδος στα άκρα τους να προσομοιάζει με ημιτονική κυματομορφή. Ο ροοστάτης Pot35 που βρίσκεται σε σειρά με την δίοδο D5 (ή D6 αντίστοιχα) ρυθμίζει μικρομετρικά το τελικό σχήμα του ημιτονικού σήματος,

Το ημιτονικό σήμα που προκύπτει έχει πλάτος: $V_{sin}=\pm 1V$.

Στην συνέχεια το ημιτονικό σήμα θα ενισχυθεί. Ο μη αναστρέφων ενισχυτής U10B έχει κέρδος :

$$A = 1 + \frac{R_{36}}{R_{37}} = 1 + \frac{40k}{10k} \Rightarrow A = 5$$

Άρα η τελική ημιτονική έξοδος θα έχει πλάτος: $V_{sin}=\pm 5V$

Μέσω του διακόπτη Uni/Bi το σήμα συνδέεται στον αναστρέφων ενισχυτή U11C για τον οποίο ισχύει:

Η μη αναστρέφουσα είσοδος του έχει δυναμικό:

$$V(+)=V_{cc} \frac{R_{50}}{R_{50} + R_{53}} = V_{cc} \frac{10k}{74k} = 1.62V$$

Για $V_{sin}=+5V$, κάνω υπέρθεση :

$$V(+)=V(-)=1.62 = +V_{sin} \frac{R_{52}}{R_{52} + R_{51}} + V_{out} \frac{R_{51}}{R_{51} + R_{52}} \Rightarrow -0.0467 * 1.5 = V_{out} \Rightarrow V_{out} = 0.07V \approx 0V$$

Για $V_{sin} = -5V$, κάνω υπέρθεση:

$$3.28 * 1.5 = V_{out} \Rightarrow V_{out} = 4.93V \Rightarrow V_{out} \approx 5V$$

Έτσι, ο χρήστης έχει την δυνατότητα μέσω του διακόπτη Uni/Bi να εναλλάσσει την πολικότητα της τετραγωνικής κυματομορφής από διπολική με πλάτος: $V_{sin} = \pm 5V$, σε μονοπολική με πλάτος: $V_{sq} = 0/+5V$ και το αντίστροφο.

Οι δυο κυματομορφές έχουν διαφορά φάσης 180° μεταξύ τους.

Pulse Width Modulation Stage

Στη συνέχεια το ημιτονικό σήμα κατευθύνεται προς το στάδιο διαμόρφωσης πλάτους παλμού. Η καρδιά αυτού του σταδίου είναι ο OP-AMP, U9A ο οποίος λειτουργεί ο συγκριτής. Το ημιτονοειδές κύμα με πλάτος $V_{sin} = 10V_{p-p}$ τροφοδοτείται στη μη αναστρέφουσα είσοδο μέσω της αντίστασης R38. Το ημιτονικό σήμα συγκρίνεται με μια σταθερή DC τάση που εφαρμόζεται στην αναστρέφουσα είσοδο του U9A. Όσο το στιγμιαίο επίπεδο του ημιτονικού σήματος είναι υψηλότερο από την DC τάση, τότε η έξοδος του OP-AMP μεταβαίνει στα $+12V$. Εάν είναι χαμηλότερο, τότε μεταβαίνει στα $-12V$. Η αντίσταση R48 παρέχει μια θετική ανατροφοδότηση.

Ο διαιρέτης τάσεως R40 και R41 εξασθενεί το σήμα εξόδου στο επιθυμητό επίπεδο : $V_{pulse} = \pm 5V$

Ο U7B αθροίζει ένα εξωτερικό σήμα ελέγχου που εισέρχεται στην CVPWM είσοδο, με κάποια DC συνιστώσα δηλαδή με κάποια σταθερή μετατόπιση που παρέχεται από το Pot45. Το Pot45 είναι το χειριστήριο ελέγχου PWM με το οποίο καθορίζεις χειροκίνητα το επίπεδο της DC συνιστώσας και άρα είναι αυτό που διαμορφώνει το εύρος παλμού, δηλαδή το Duty Cycle (κύκλο εργασίας) από 1% έως 99%.

Μέσω του διακόπτη Uni/Bi το σήμα συνδέεται στον αναστρέφον ενισχυτή U17C για τον οποίο ισχύει:

Η μη αναστρέφουσα είσοδο του έχει δυναμικό:

$$V(+)=V_{CC} \frac{R60}{R60+R63} = V_{CC} \frac{10k}{74k} = 1.62V$$

Για $V_{pulse} = +5V$, κάνω υπέρθεση :

$$V(+)=V(-)=1.62+V_{pulse} \frac{R62}{R62+R61} + V_{out} \frac{R61}{R61+R62} \Rightarrow -0.0467 * 1.5 = V_{out} \Rightarrow V_{out} = 0.07V \approx 0V$$

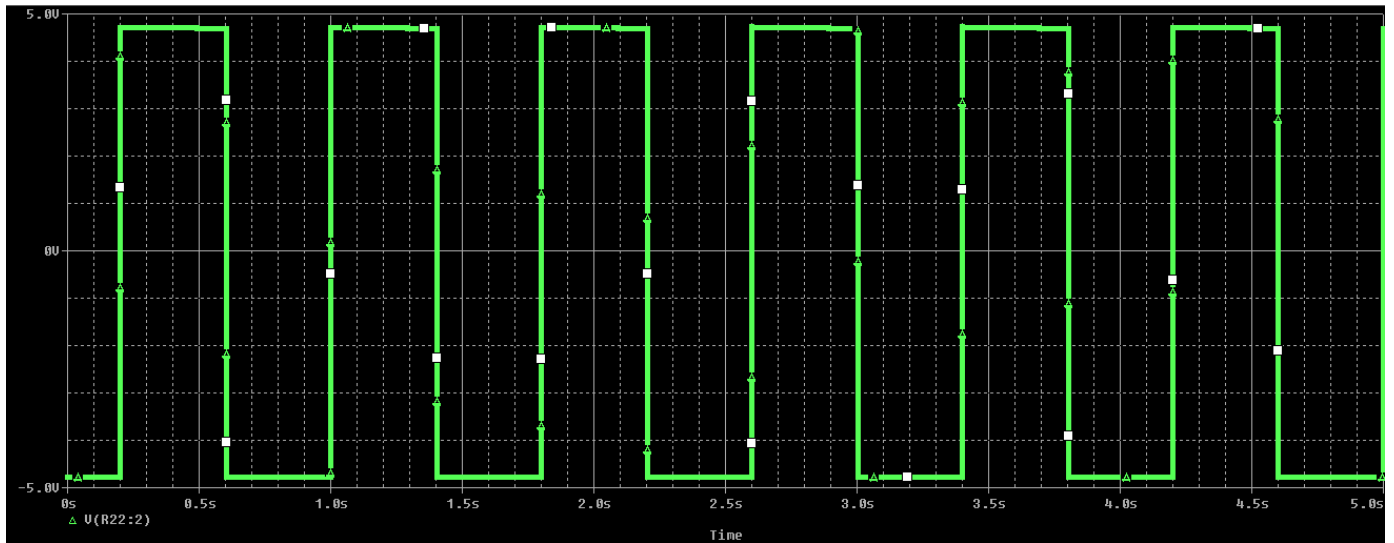
Για $V_{pulse} = -5V$, κάνω υπέρθεση:

$$3.28 * 1.5 = V_{out} \Rightarrow V_{out} = 4.93V \Rightarrow V_{out} \approx 5V$$

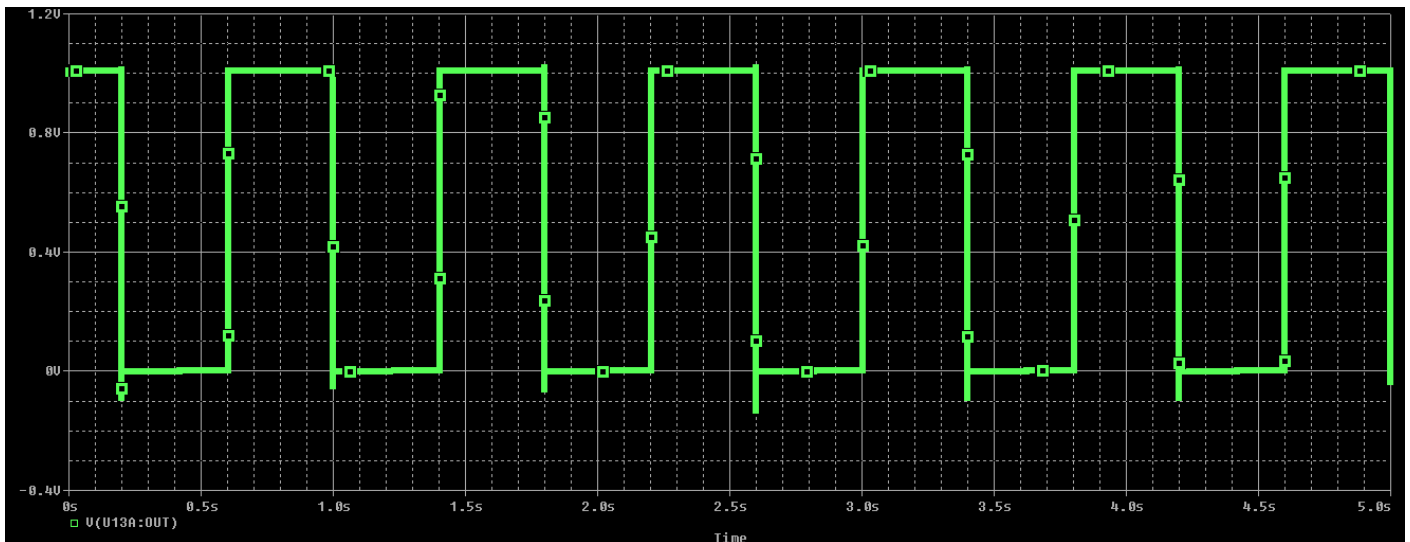
Έτσι, ο χρήστης έχει την δυνατότητα μέσω του διακόπτη Uni/Bi να εναλλάσσει την πολικότητα της pulse κυματομορφής από διπολική με πλάτος: $V_{pulse} = \pm 5V$, σε μονοπολική με πλάτος: $V_{pulse} = 0/+5V$ και το αντίστροφο.

Οι δυο κυματομορφές έχουν διαφορά φάσης 180° μεταξύ τους.

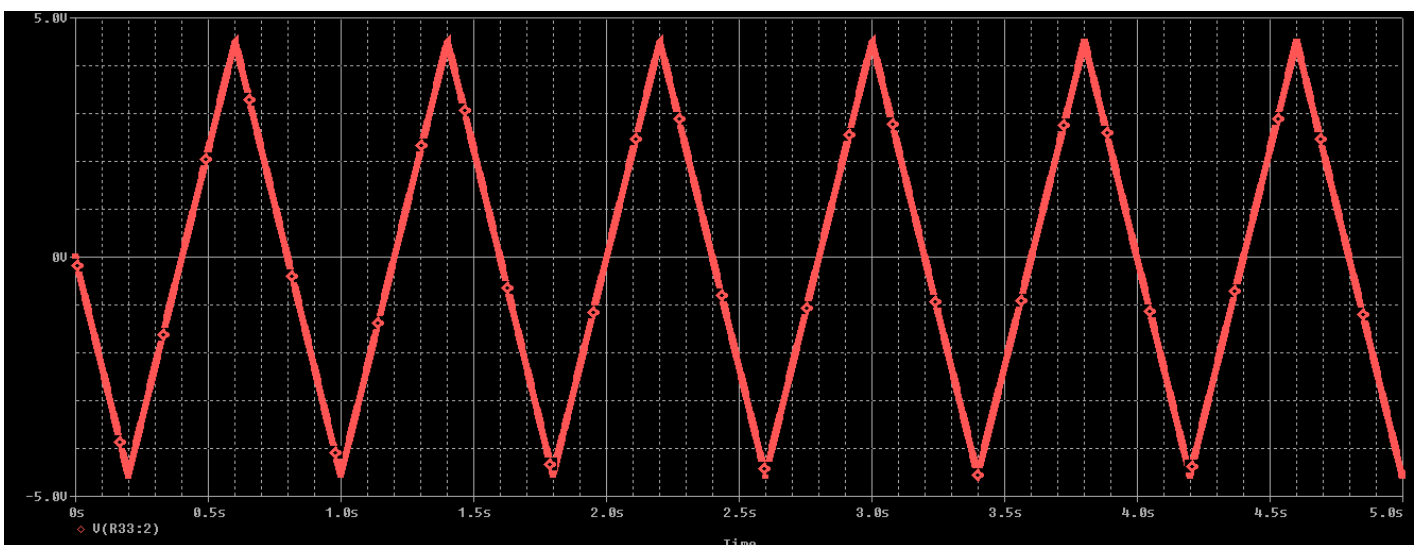
3.6.4 PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis



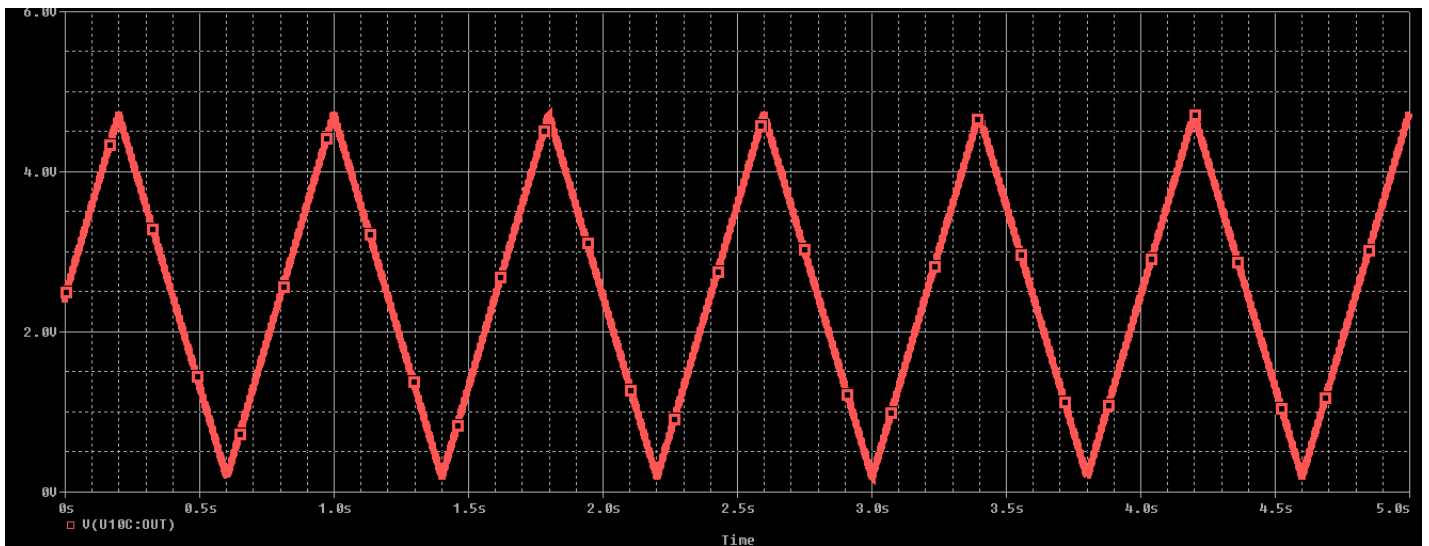
Σχήμα 6.2: Τετραγωνική Βipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



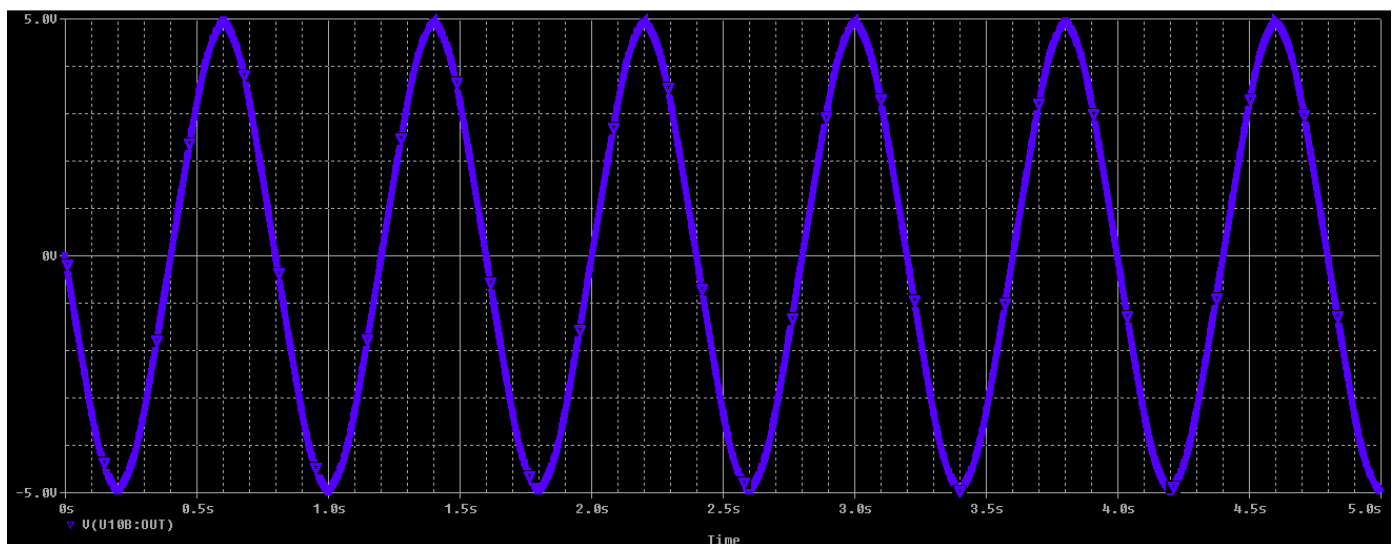
Σχήμα 6.3: Τετραγωνική Unipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



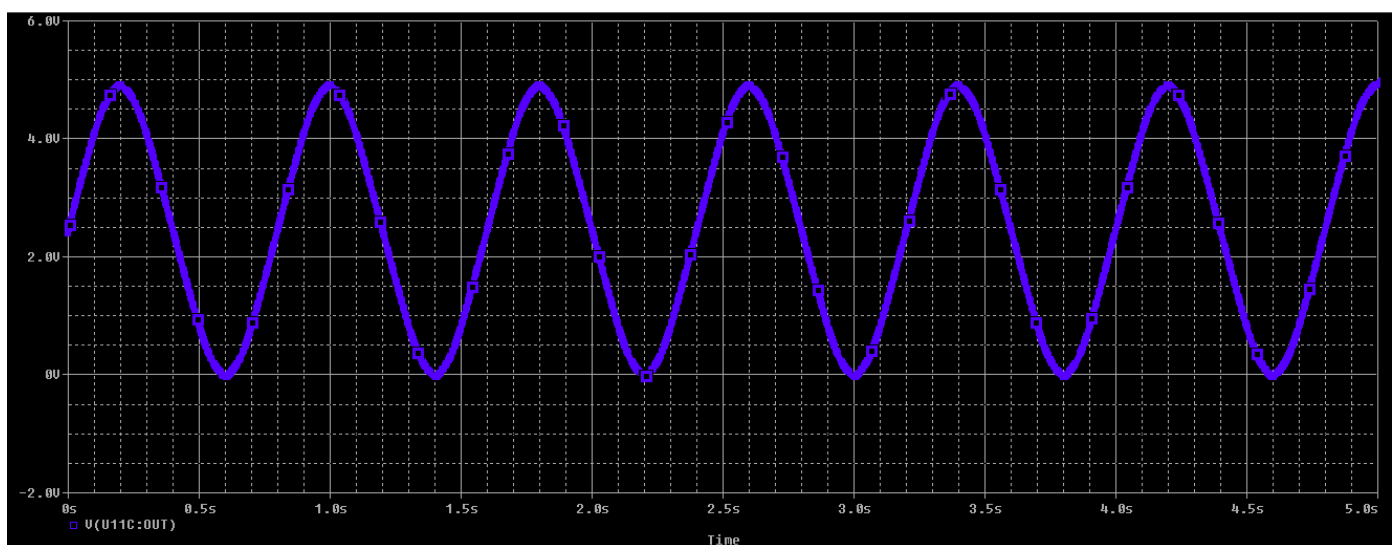
Σχήμα 6.4: Τριγωνική Βipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



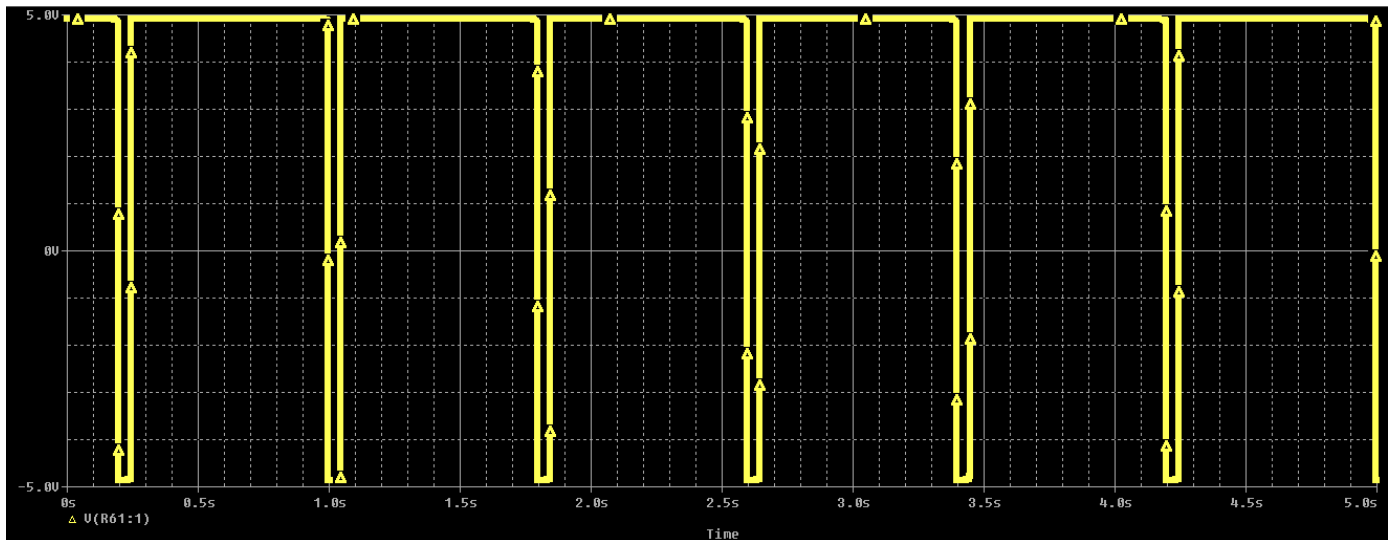
Σχήμα 6.5: Τριγωνική Unipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



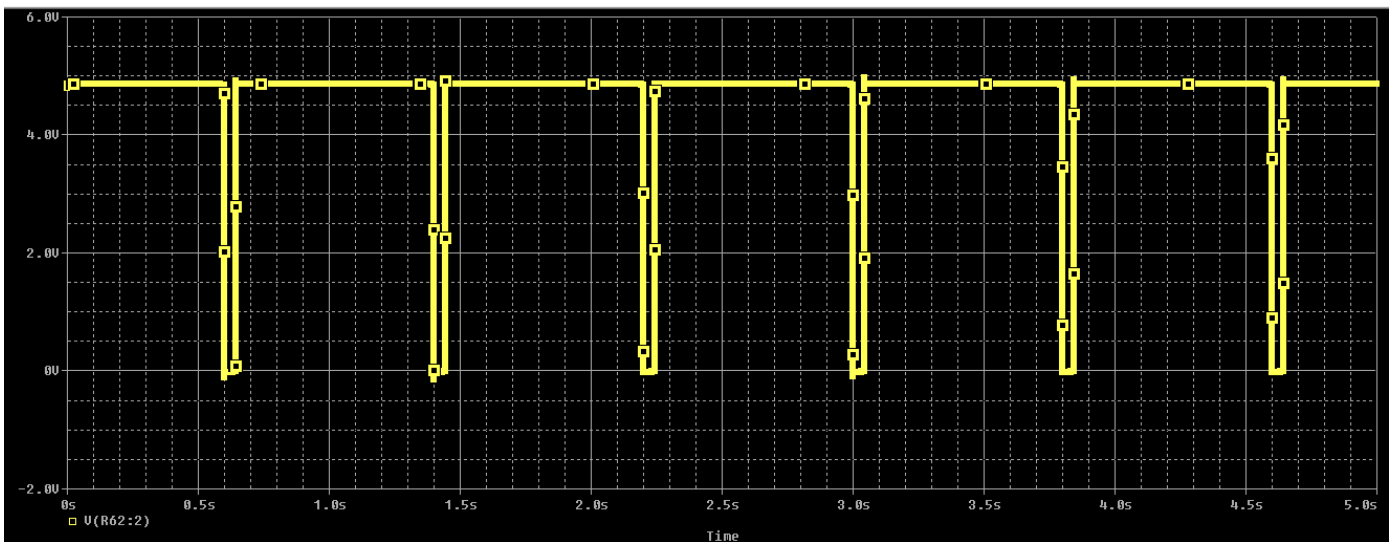
Σχήμα 6.6: Ημιτονική Bipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



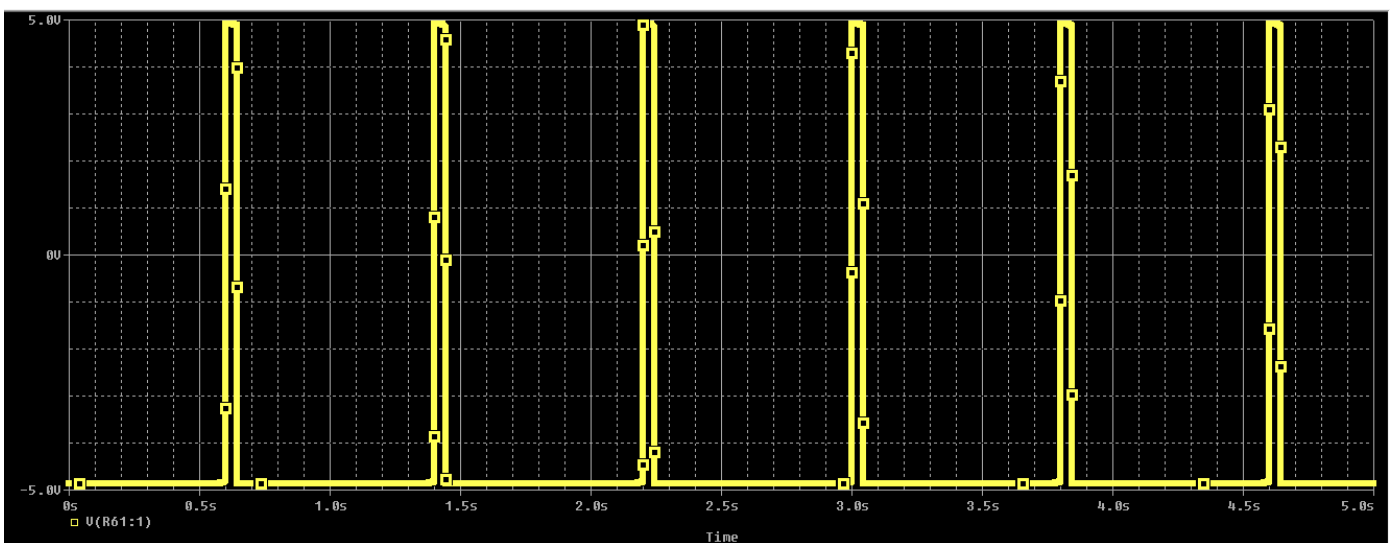
Σχήμα 6.7: Ημιτονική Unipolar έξοδος με συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



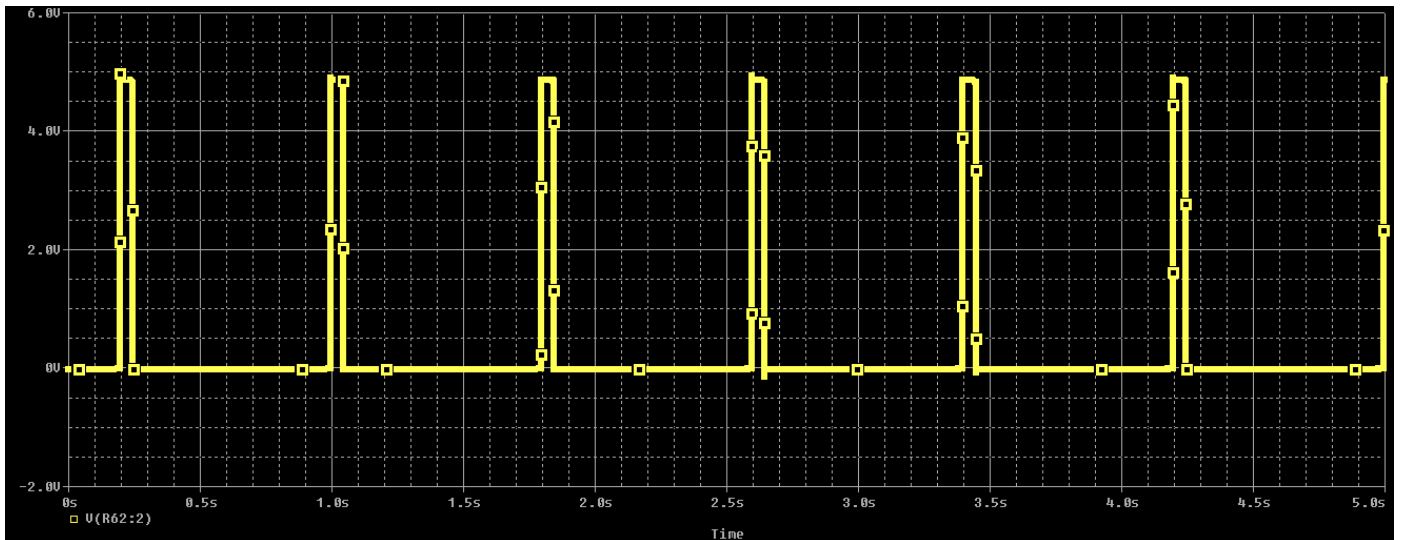
Σχήμα 6.8: Pulse Bipolar έξοδος με Duty Cycle: 99% και συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



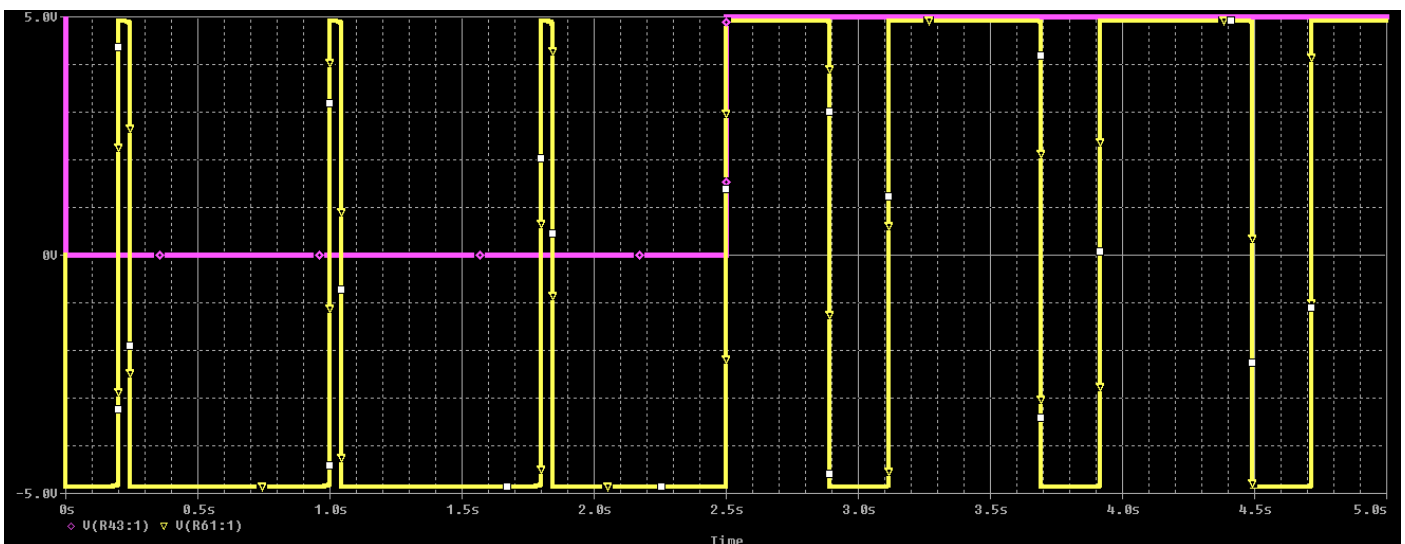
Σχήμα 6.9: Pulse Unipolar έξοδος με Duty Cycle: 99% και συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



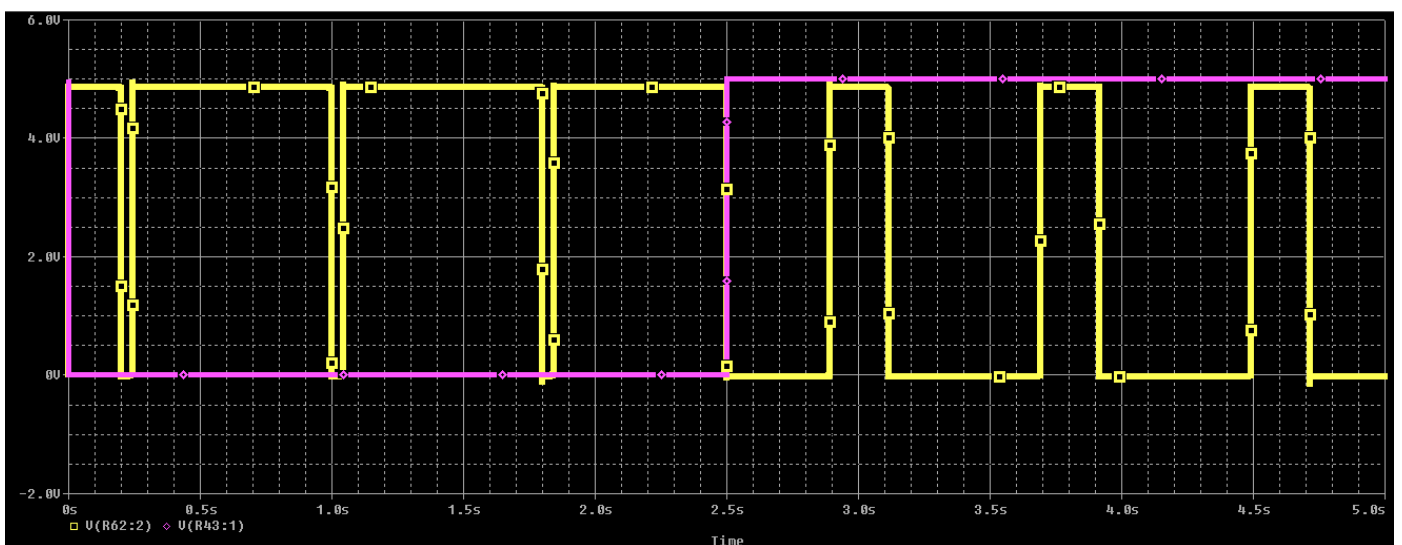
Σχήμα 6.10: Pulse Bipolar έξοδος με Duty Cycle: 1% και συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



Σχήμα 6.11: Pulse Unipolar έξοδος με Duty Cycle: 1% και συχνότητα: $f=1.25\text{Hz}$



Σχήμα 6.12: Διαμόρφωση του Duty Cycle της Pulse Bi εξόδου μέσω CV τετραγωνικού σήματος:
CV PWM= 0/+5V



Σχήμα 6.13: Διαμόρφωση του Duty Cycle της Pulse Uni εξόδου μέσω CV τετραγωνικού σήματος:
CV PWM= 0/+5V

3.7 VCF



Εικόνα 5: VCF

3.7.1 Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου

Το κύκλωμα μου έχει μια audio είσοδο με σύνθετη αντίσταση (εμπέδηση) 100kΩ. Η είσοδος αυτή έχει έναν attenuator (εξασθενητή) με τον οποίο μπορεί ο χρήστης να ρυθμίσει την ένταση του εισερχόμενου σήματος. Στην συνέχεια το σήμα μπορεί να ενισχυθεί και να υπερδοηγηθεί στο στάδιο Pre Gain. Με το χειριστήριο ελέγχου Gain ο χρήστης ρυθμίζει το κέρδος της ενίσχυσης. Όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος, τόσο μεγαλύτερη είναι και η συμπίεση που θα δεχτεί το σήμα.

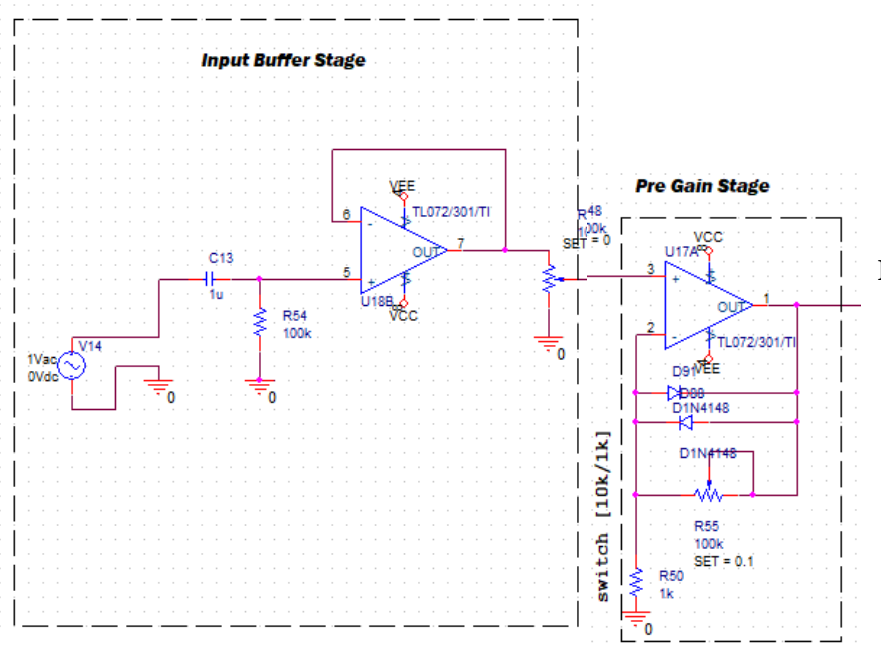
Επίσης ο χρήστης έχει την επιλογή να διαλέξει ανάμεσα από δυο διαφορετικά είδη Soft Clipping. Δηλαδή δυο διαφορετικούς συνδυασμούς διόδων στο βρόγχο ανατροφοδότησης. Με ένα διακοπτάκι δυο θέσεων μπορεί να επιλέξει συμμετρικό ή ασύμμετρο Soft Clipping. Στην συνέχεια το σήμα εισέρχεται στη καρδιά του κυκλώματος, στο φίλτρο. Στο στάδιο αυτό υπάρχουν δυο χειριστήρια ελέγχου, το ένα είναι το Cutoff Frequency, με το οποίο ο χρήστης επιλέγει την συχνότητα αποκοπής.

Το άλλο χειριστήριο ελέγχου είναι το Resonance, δηλαδή ο έλεγχος συντονισμού. Όσο περιστρέφω το Resonance δεξιόστροφα, τόσο αυξάνεται και το πλάτος στη συχνότητα αποκοπής. Όταν περιστρέψω πλήρως το Knob δεξιόστροφα (maximum θέση) το πλάτος στη συχνότητα αποκοπής έχει ενισχυθεί αισθητά και πλέον είναι πολύ μεγαλύτερο από ότι το υπόλοιπο σήμα εισόδου μου με αποτέλεσμα να δημιουργείται το φαινόμενο self-oscillating (feedback). Δηλαδή το φίλτρο ξεκινάει να αυτοταλαντώνεται με συχνότητα ταλάντωσης, την συχνότητα αποκοπής.

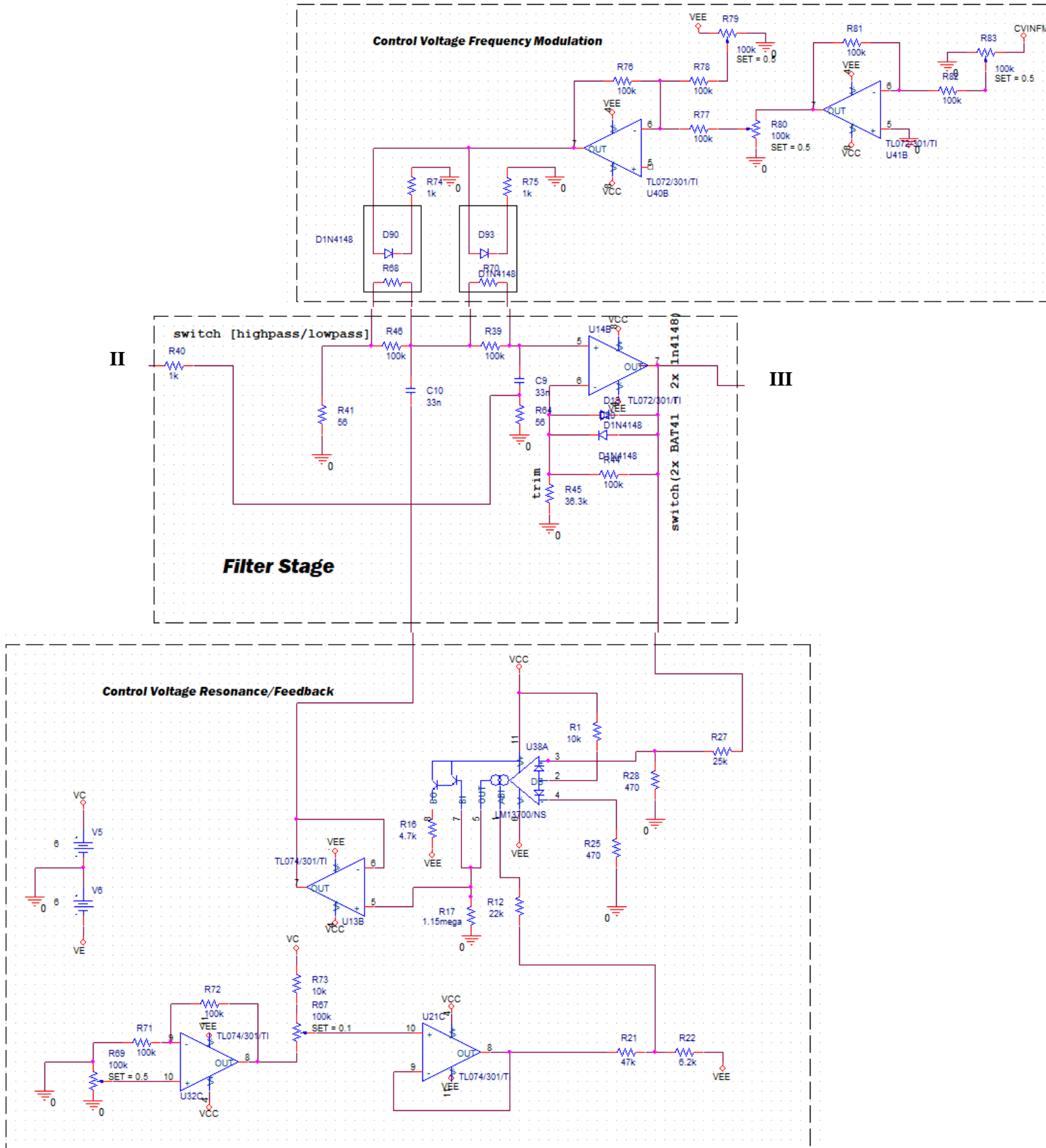
Επίσης υπάρχει ένα χειριστήριο ελέγχου (attenuator) το οποίο ρυθμίζει την ένταση του σήματος εξόδου, δηλαδή τη συνολική ένταση του κυκλώματος. Η σύνθετη αντίσταση της εξόδου είναι 1kΩ.

Τέλος το κύκλωμα διαθέτει δυο Control Voltage εισόδους όπου η κάθε μια έχει και τον δικό της attenuverter, ένα χειριστήριο ελέγχου το οποίο μπορεί να εξασθενίσει το CV σήμα σου και να του αντιστρέψει την πολικότητα (αλλαγή φάσης 180°). Η μια CV είσοδος ελέγχει την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου και η άλλη CV είσοδος τον συντονισμό της συχνότητας αποκοπής Resonance/Feedback.

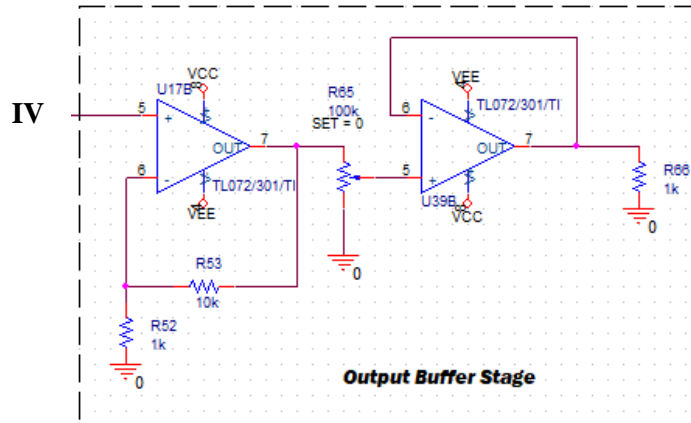
3.7.2 OrCad Capture CIS: Schematic



Σχήμα 7.1: Input Buffer & Pre Gain Stage



Σχήμα 7.2: Filter Stage, CV Frequency Modulation Stage & CV Resonance/Feedback Stage



Σχήμα 7.3: Output Buffer Stage

3.7.3 Εκτενής ανάλυση κυκλώματος

Input Buffer Stage

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου υπολογίζεται: $Z_{IN} = TL072_{ZIN}/R54 = 10^{12}/100k \Rightarrow Z_{IN} \approx 100k$

Ο πυκνωτής $C13 = 1\mu F$ είναι πυκνωτής αποσύζευξης. Σκοπός του είναι να μπλοκάρει τις DC συνιστώσες, που πιθανόν να έχουν κάποια από τα σήματα εισόδου. Επίσης ο $C13$ με την $R54$ σχηματίζουν ένα υπεριερατό φίλτρο, με συχνότητα αποκοπής: $f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 1.6Hz$

Το $Rot48 = 100k$ είναι ένας εξασθεניתής (attenuator) ο οποίος ρυθμίζει την στάθμη του σήματος εισόδου.

Pre Gain (Soft Clipping) Stage

Ο $U17$ είναι ένας μη αναστρέφων ενισχυτής με κέρδος:

$$A_{MIN} = 1 + \frac{R55}{R50} \Rightarrow A_{MIN} = 1 \Rightarrow A_{MIN (dB)} = 0dB$$

$$A_{MAX} = 1 + \frac{R55}{R50} \Rightarrow A_{MAX} = 101 \Rightarrow A_{MAX (dB)} = 40dB$$

Επίσης υπάρχει ένας διακόπτης ο οποίος αλλάζει την αντίσταση $R50$ από $100k$ σε $10k$ και το αντίστροφο με αποτέλεσμα το κέρδος του ενισχυτή να εναλλάσσεται από 101 σε 11 και το αντίστροφο.

Πρακτικά το κέρδος δεν θα φτάσει ποτέ την τιμή $40dB$. Το κέρδος θα περιοριστεί από την δράση των Clipping diodes.

Στην περίπτωση που δεν υπήρχαν δίοδοι στο βρόγχο ανατροφοδότησης του OP-AMP και πάλι το κέρδος θα περιοριζόταν, αυτή την φορά από τα χαρακτηριστικά του OP-AMP

Οι δίοδοι βρίσκονται στο βρόγχο ανατροφοδότησης του OP-AMP. Συγκρίνουν την τάση εισόδου και την τάση εξόδου του Τ.Ε. Αν η διαφορά των τάσεων εισόδου - εξόδου είναι μικρότερη από την τάση αγωγής των διόδων (V_f), τότε η δίοδος βρίσκεται σε αποκοπή δηλαδή παρουσιάζει άπειρη αντίσταση (ανοιχτό κύκλωμα) και δεν παίζει κανέναν απολύτως ρόλο στο κύκλωμα.

Όταν όμως η διαφορά τάσης εισόδου - εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση αγωγής των διόδων (π.χ. 1N4148 : $V_f \approx 0.7V$) τότε οι διόδοι ξεκινάνε να αγουν. Όταν μια διόδος αγει η αντισταση της είναι μερικα Ohm. Επομένως μια διόδος άγει όταν η διαφορά τάσης εισόδου - εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση αγωγής της. Όταν λοιπόν μια διόδος άγει, το κέρδος του Τ.Ε. γίνεται αυτόματα σχεδόν ίσο με την μονάδα. Για την ακρίβεια, η έξοδος του Τ.Ε. θα είναι όσο η είσοδος του συν την τάση αγωγής της διόδου : $V_{out}=V_{in} + V_f$

Από τη στιγμή που άγουν οι διόδοι το κέρδος πέφτει αυτόματα κοντά στη μονάδα, δηλαδή οι διόδοι περιορίζουν το σήμα εξόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το σήμα εξόδου να συμπιεστεί και άρα να παραμορφωθεί. Όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος τόσο μεγαλύτερη θα είναι η συμπίεση και άρα τόσο σκληρότερη θα είναι και η παραμόρφωση που θα δεχθεί το σήμα.

Αν θέλω ένα σήμα να μείνει απαραμόρφωτο θα πρέπει:

$$V_{out}-V_{in}<V_f \Rightarrow$$

$$V_f>V_{out}-V_{in} \Rightarrow$$

$$V_f>V_{in}(A-1) \Rightarrow$$

$$V_{in}<\frac{V_f}{A-1}$$

Στην συνέχεια το σήμα περάσει από τον διαιρητή τάσεως (R40 και R41), εκεί θα υποβαθμιστεί το πλάτος του και τελικά θα έχω:

$$V_{out}=V_{in}\frac{R_{41}}{R_{41}+R_{40}} = V_{in}*0.0056 \Rightarrow$$

$$V_{out}=0.0056*V_{in}$$

Ο U9B λειτουργεί ως Buffer, δηλαδή απομονώνει τον διαιρητή τάσης από το επόμενο στάδιο, όπου είναι το στάδιο φίλτρου.

Filter Stage

Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου εξαρτάται από τις R46 και R39 (οι οποίες στην πραγματικότητα δεν είναι δυο διαφορετικά ποτενσιόμετρα αλλά ένα ενιαίο Dual Pot: 500k) και τους πυκνωτές C9 και C10 (όπου $C9=C10=82n$).

$$f_{C_{MIN}} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{2}{2\pi*500k*82n} = 3,88Hz$$

$$f_{C_{MAX}} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{2}{2\pi*100*82n} \approx 20kHz \text{ (για } R=100\Omega)$$

Η f_{max} μπορεί να πάρει και μεγαλύτερες τιμές από τα 20kHz συχνότητες τις οποίες το ανθρώπινο αυτί δεν μπορεί να αντιληφθεί καθώς το ανθρώπινο ακουστικό φάσμα είναι : 20Hz-20kHz

Επίσης μέσω ενός διακόπτη μπορεί να γίνει εναλλαγή του φίλτρου από χαμηλοπερατό σε υψιπερατό και το αντίστροφο, κρατώντας σταθερή την συχνότητα αποκοπής.

Ο U14B είναι ένας μη αναστρέφων ενισχυτής με κέρδος: $A=1+\frac{R_{44}}{R_{45}} = 1+2 \Rightarrow$

$$A=3$$

Η λειτουργία των διόδων (2x 1N4148 για τη θετική ημιπερίοδο και 2x 1N4148 για την αρνητική ημιπερίοδο) στο βρόγχο ανατροφοδότησης είναι για προστασία. Όπως και στο στάδιο Pre Gain οι δίοδοι αυτές ελέγχουν το σήμα εισόδου και εξόδου αλλά σε αυτήν την περίπτωση ο σκοπός λειτουργίας τους είναι να προστατέψουν το κύκλωμα σε περίπτωση μεγάλου συντονισμού, και όχι όπως προηγουμένως να παραμορφώσουν το σήμα (επιθυμητή παραμόρφωση για προσθήκη αρμονικών)

Στην συνέχεια το σήμα εξόδου μου θα ανατροφοδοτηθεί ξανά στην είσοδο μέσω του OTA LM13700, ο οποίος καθορίζει 'πόσο' από τον σήμα εξόδου θα ανατροφοδοτηθεί ξανά στην είσοδο. Δηλαδή ο LM13700 και πιο συγκεκριμένα το Pot67: 100k ρυθμίζει το μέγεθος του συντονισμού (resonance) στην συχνότητα αποκοπής.

Όσο περιστρέφω το Pot67 προς το την μέγιστη τιμή τόσο περισσότερο σήμα εξόδου ανατροφοδοτείται στην είσοδο και άρα τόσο αυξάνεται και ο συντονισμός στη συχνότητα αποκοπής.

Θεωρητικά αν το κέρδος του T.E. ξεπεράσει την τιμή: $A \geq 3$ τότε από τον τυπο:

$$A = 3 - \frac{1}{Q}$$

Βλέπουμε ότι ο συντελεστής Q γίνεται άπειρος. Ο συντελεστής Q καθορίζει την ποιότητα ενός συντονιζόμενου κυκλώματος και όσο μεγαλύτερη τιμή έχει τόσο στενότερο είναι το εύρος ζώνης του συντονισμού στην συχνότητα αποκοπής. Όσο στενεύει το εύρος ζώνης του συντονισμού, τόσο αυξάνεται και η κορυφή του. Τελικά φτάνει σε ένα σημείο όπου είναι τόσο στενή η ζώνη αυτή άρα και τόσο ενισχυμένη η κορυφή, όπου σχηματίζεται/εμφανίζεται σε αυτήν ένα καθαρό ημίτονο. Επειδή η κορυφή αυτή είναι σε πολύ μεγαλύτερη ένταση από το υπόλοιπο σήμα, που εισήλθε στο φίλτρο, τελικά στην έξοδο έχω ένα ημιτονικό σήμα με συχνότητα, τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Το φαινόμενο αυτό λέγεται self-oscillating. Επομένως όταν το κέρδος είναι μεγαλύτερο από 3, το Q γίνεται άπειρο οπότε δημιουργείται feedback δηλαδή αυτοταλαντεύεται το φίλτρο με συχνότητα, την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου.

Control Voltage Resonance/Feedback (OTA)

Ο LM13700 βρίσκεται στο βρόγχο ανατροφοδότησης του ενισχυτή (και συνδέει την είσοδο με την έξοδο). Στην είσοδο του LM13700 εισέρχεται (τροφοδοτείται) το σήμα εξόδου ώστε να ανατροφοδοτηθεί ολόκληρο ή μέρος αυτού ξανά στην είσοδο για να επιτύχουμε συντονισμό (Resonance) και τελικά feedback.

Το πλάτος του σήματος εξόδου του OTA είτε ρυθμίζεται χειροκίνητα μέσω του Pot67 (Resonance/feedback Pot), είτε διαμορφώνεται από κάποιο εξωτερικό σήμα ελέγχου (voltage control). Τόσο το Pot67, όσο και η voltage controlled είσοδος είναι συνδεδεμένα με τον OTA στο Pin, Ibias (Amplifier Bias Input A or B). Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι πλήρως εξαρτώμενο από το πόσο ρεύμα ρέει στο Ibias (Pin 1 ή Pin 16). Όσο περισσότερο ρεύμα ρέει στο Ibias τόσο μεγαλύτερο είναι και το πλάτος εξόδου. [12]

Όταν το δυναμικό της Ibias εισόδου είναι κοντά στην αρνητική τάση τροφοδοσίας, τότε δεν ρέει ρεύμα ($I_{bias} \approx 0$) και το κέρδος του OTA είναι περίπου στα -80dB. Άρα η έξοδος είναι μηδενική. Άρα δεν ανατροφοδοτείται καθόλου σήμα εξόδου πίσω στην είσοδο.

Όταν όμως εφαρμόζεται μια τάση μεγαλύτερη από την αρνητική τάση τροφοδοσίας το ρεύμα ξεκινάει να ρέει, μπορεί να φτάσει στη μέγιστη τιμή : $I_{bias} \approx 0.54\text{mA}$ όπου σε αυτή την περίπτωση το κέρδος του ΟΤΑ : $A=1$ και άρα η έξοδος του ΟΤΑ είναι ίση με την είσοδο του, δηλαδή ανατροφοδοτείται ολόκληρη η έξοδος ξανά στην είσοδο.

Το ένα άκρο του χειριστήριο ελέγχου Pot67 (Resonance Pot) συνδέεται μέσω της $R68=10\text{k}$ στη πηγή $V_{cc}/2=V_c=6\text{V}$ και το άλλο άκρο του συνδέεται με την control voltage είσοδο η οποία είναι normalised με την γείωση όταν δεν έχω κουμπωμένο κάποιο σήμα σε αυτήν.

Όταν σετάρω το Pot67 στο ελάχιστο και μέγιστο τότε ο U21C στη μη αναστρέφουσα είσοδο του έχει δυναμικό μηδέν και 5.4V , αντίστοιχα. Ο U21C είναι συνδεσμοποιημένος ως Buffer άρα η έξοδος του έχει ίδιο δυναμικό με την είσοδο του.

Στην συνέχεια έχουμε έναν διαιρετή τάσης, ο οποίος έχει σκοπό να φέρει το σήμα όσο το δυνατόν κοντύτερα στην αρνητική τάση τροφοδοσίας: $V_{ee}=-12\text{V}$.

Όταν Pot67: set:min $\Rightarrow V=0$ άρα $V_{bias}=V_{ee}\frac{R21}{R22+R21} \Rightarrow V_{bias} = -12\frac{47\text{k}}{53.2\text{k}} \Rightarrow V_{bias}=-10.6\text{V}$

Άρα το ο ΟΤΑ έχει κέρδος $A=0.25 \Rightarrow \text{AdB}=-12\text{dB}$

Όταν Pot67: set:max $\Rightarrow V=5.4\text{V}$ άρα $V_{bias}=V_{ee}\frac{R21}{R22+R21} + V\frac{R22}{R22+R21} \Rightarrow$

$$V_{bias} = -12\frac{47\text{k}}{53.2\text{k}} + 5.4\frac{6.2\text{k}}{53.2\text{k}} \Rightarrow V_{bias}=-9.97\text{V}$$

Άρα το ο ΟΤΑ έχει κέρδος $A=1 \Rightarrow \text{AdB}=0\text{dB}$

Εφόσον κουμπώσει κάποιο σήμα στη controlled voltage είσοδο το ρεύμα I_{bias} και άρα η έξοδος του ΟΤΑ εξαρτώνται τόσο από το χειριστήριο ελέγχου Pot67 όσο και από την εξωτερική τάση ελέγχου. Η εξωτερική τάση ελέγχου είναι συνδεδεμένη με ένα attenuverter ο οποίος μπορεί να εξασθενήσει το σήμα και να του αντιστρέψει την πολικότητα. Η CV είσοδος δέχεται σήματα: $\pm 5\text{V}$

Control Voltage Frequency Modulation (Vactrol)

Τελειώνοντας με το στάδιο φίλτρου, έχω συνδέσει παράλληλα με το dual Pot: 500k, δυο LDR αντιστάσεις (NSL:5152), οι οποίες είναι άμεσα εξαρτημένες από την φωτεινότητα. Όσο αυξάνεται η φωτεινότητα ελαττώνεται η αντίσταση. Έκανα μια ειδική κατασκευή, τοποθέτησα μια LDR σε κοντινή απόσταση με ένα LED ώστε το LED να λάμπει απευθείας στο LDR για να επιτευχθεί η μέγιστη απόδοση ζεύξης. Τα τοποθέτησα μέσα σε μια μικρή θήκη σε ένα τελείως σκοτεινό περιβάλλον αποσυνδεδεμένο από το άμεσο ηλιακό φως. Έτσι δημιούργησα μια σπιτική βακτηρόλη (vactrol).

Έτσι ένα εξωτερικό σήμα ελέγχου εισέρχεται στην Control voltage είσοδο (Frequency Cutoff) η οποία είναι συνδεδεμένη με έναν attenuverter ο οποίος σου δίνει τη δυνατότητα για εξασθένιση και αντιστροφή πολικότητας του εξωτερικού σήματος ελέγχου. Όσο μεγαλύτερη είναι η τάση που εφαρμόζεται στην άνοδο του LED τόσο περισσότερη φωτεινότητα εκπέμπει το Led, την οποία φωτεινότητα δέχεται ο LDR με αποτέλεσμα να αλλάζει τιμή η αντίσταση και έτσι να αλλάζει και η συνολική αντίσταση της παραλληλίας του LDR και του dual POT. Αυτή η αλλαγή στην αντίσταση έχει ως αποτέλεσμα αλλαγή και στην συχνότητα αποκοπής. Έτσι το φίλτρο μου έγινε ελεγχόμενο από τάση ως προς την συχνότητα αποκοπής και ως προς το συντονισμό (resonance).

Output Buffer Stage

Ο U17B είναι ένας μη αναστρέφων ενισχυτής άρα το σήμα εξόδου μου είναι συμφασικό με το σήμα εισόδου. Ο ενισχυτής αυτός έχει σταθερό κέρδος:

$$A=1+\frac{R53}{R52} = 1+10=11$$

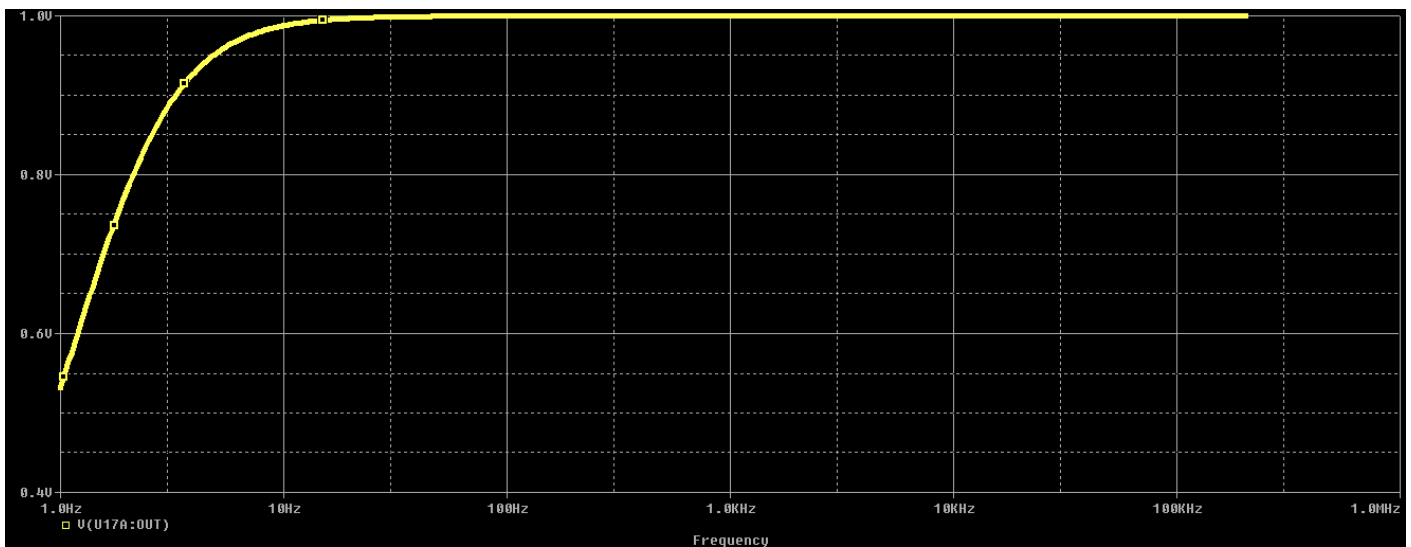
Το σήμα μου όταν μπήκε στο στάδιο φίλτρου δέχθηκε μια υποβάθμιση/εξασθένιση. Αυτός είναι και ο λόγος ύπαρξης του συγκεκριμένου ενισχυτή. Ενισχύει το υποβαθμισμένο σήμα ώστε να το επαναφέρει στην αρχική του στάθμη.

Στην συνέχεια το σήμα διέρχεται από το Pot65 (attenuator)το οποίο ελέγχει την συνολική στάθμη του κυκλώματος (volume control).

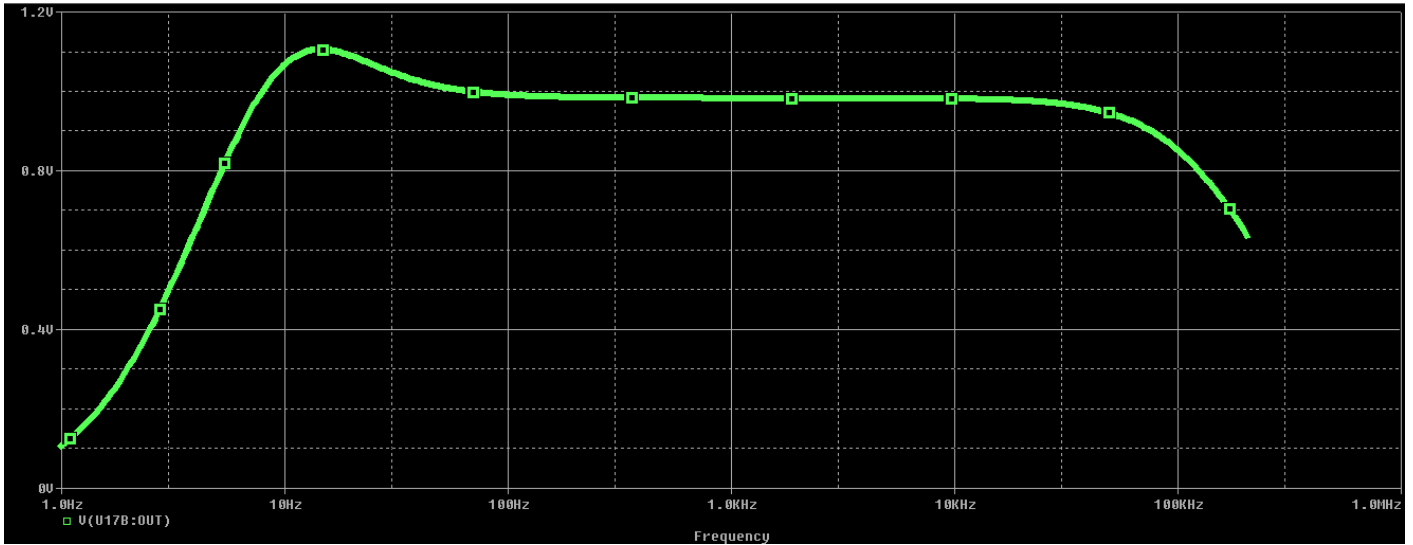
Τέλος ο U39B είναι συνδεδεσμένος ως Buffer για να απομόνωση την έξοδο. Αμέσως μετρά το Buffer υπάρχει μια αντίσταση 1k. Με αυτόν τον τρόπο η Output impedance είναι 1k.

3.7.4 PSpice A/D Simulation

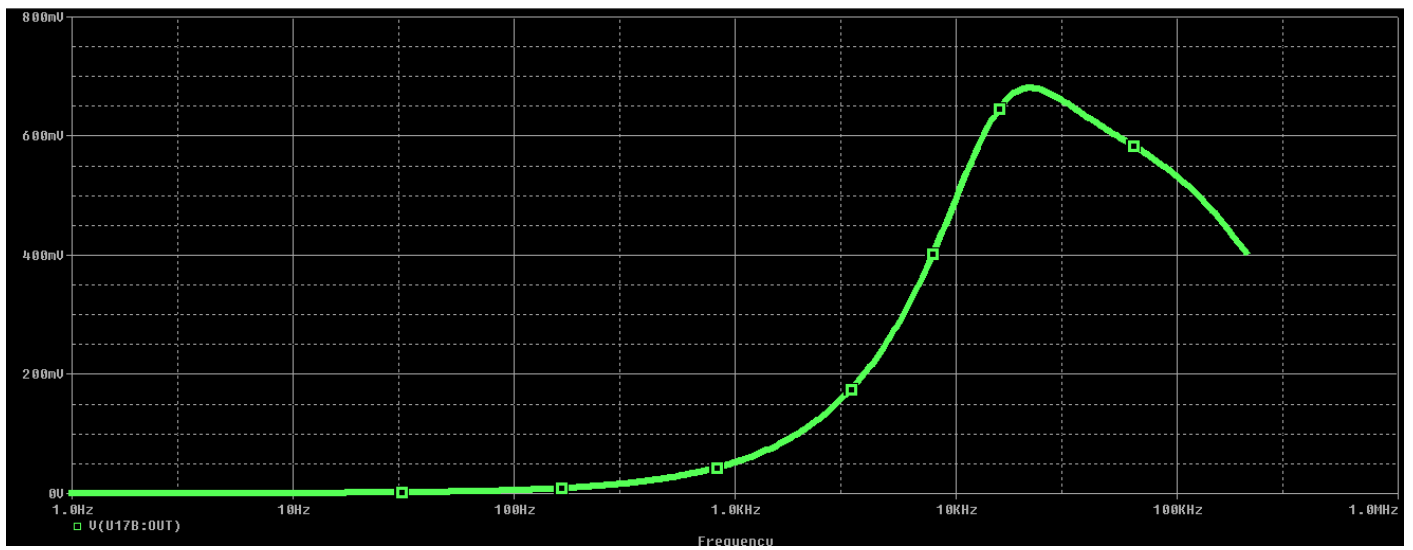
AC Sweep/Noise Analysis



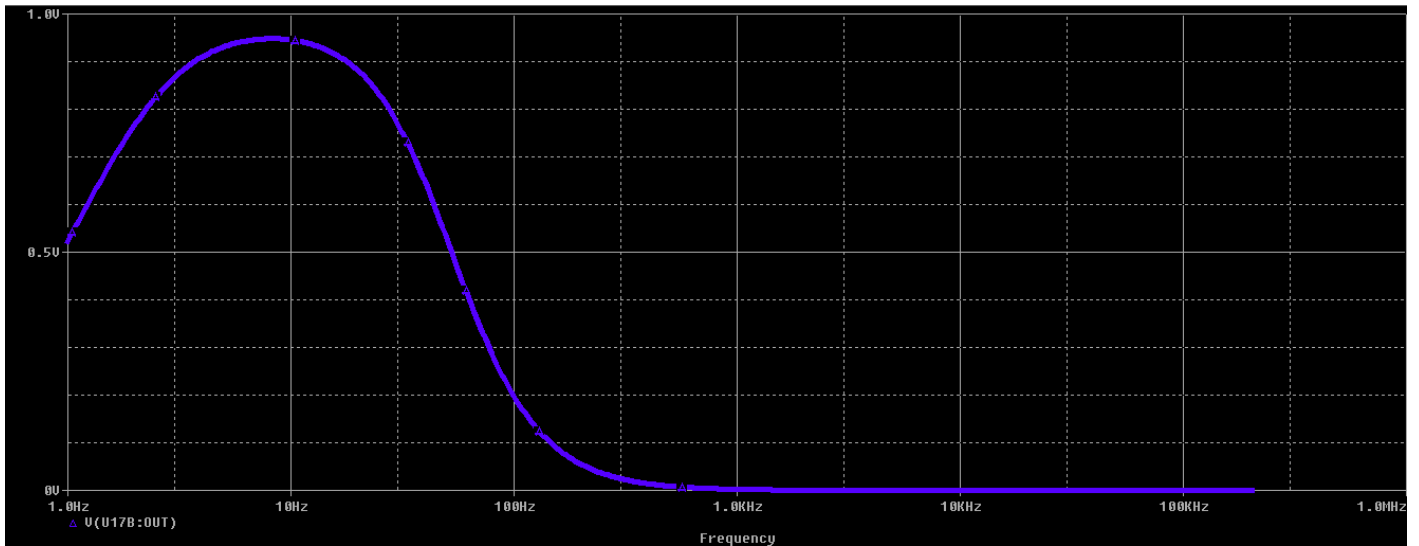
Σχήμα 7.4: Συχνотική απόκριση του κυκλώματος αμέσως μετρά το RC φίλτρο στην είσοδο(C13,R54)



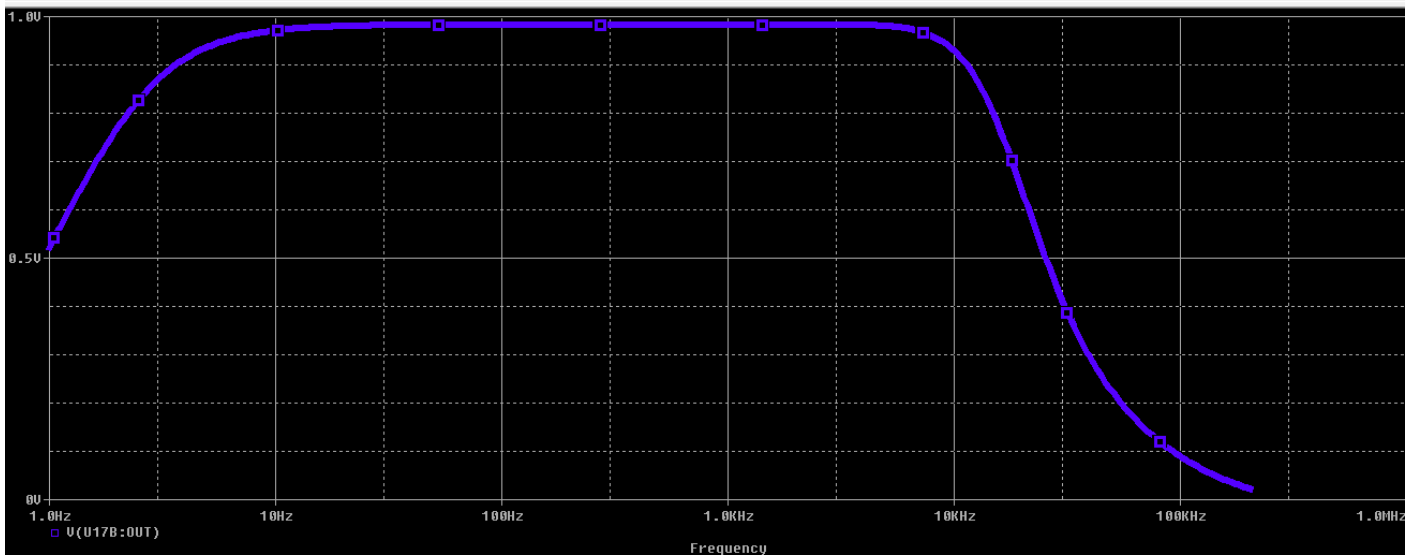
Σχήμα 7.5: High Pass Filter: FrequencyPot(set):min και συχνότητα αποκοπής : $f_c=22\text{Hz}$



Σχήμα 7.6: High Pass Filter: FrequencyPot(set):max και συχνότητα αποκοπής : $f_c=20\text{kHz}$

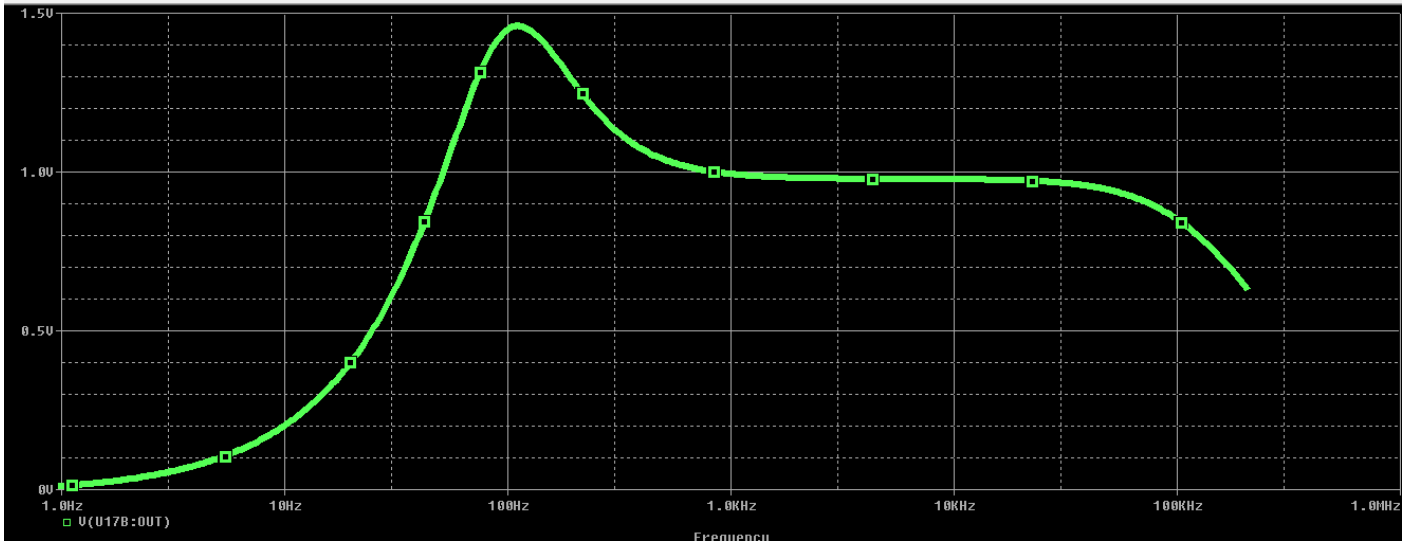


Σχήμα 7.7: Low Pass Filter: FrequencyPot(set):min και συχνότητα αποκοπής : $f_c=30\text{Hz}$

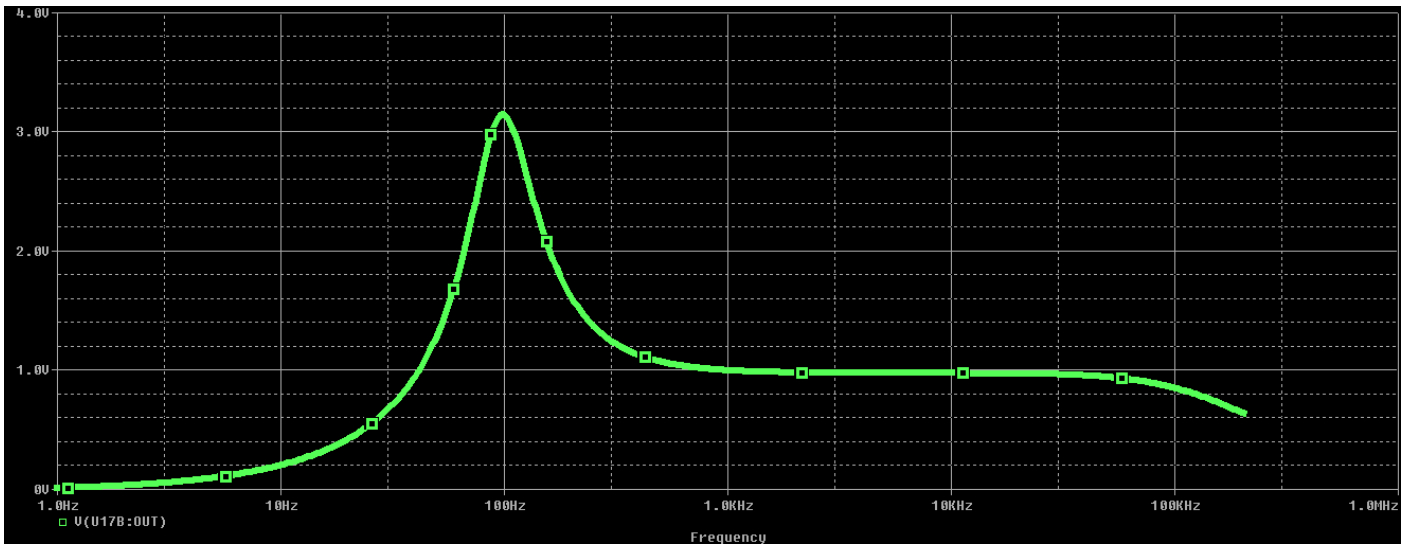


Σχήμα 7.8: Low Pass Filter: FrequencyPot(set):max και συχνότητα αποκοπής : $f_c=20\text{kHz}$

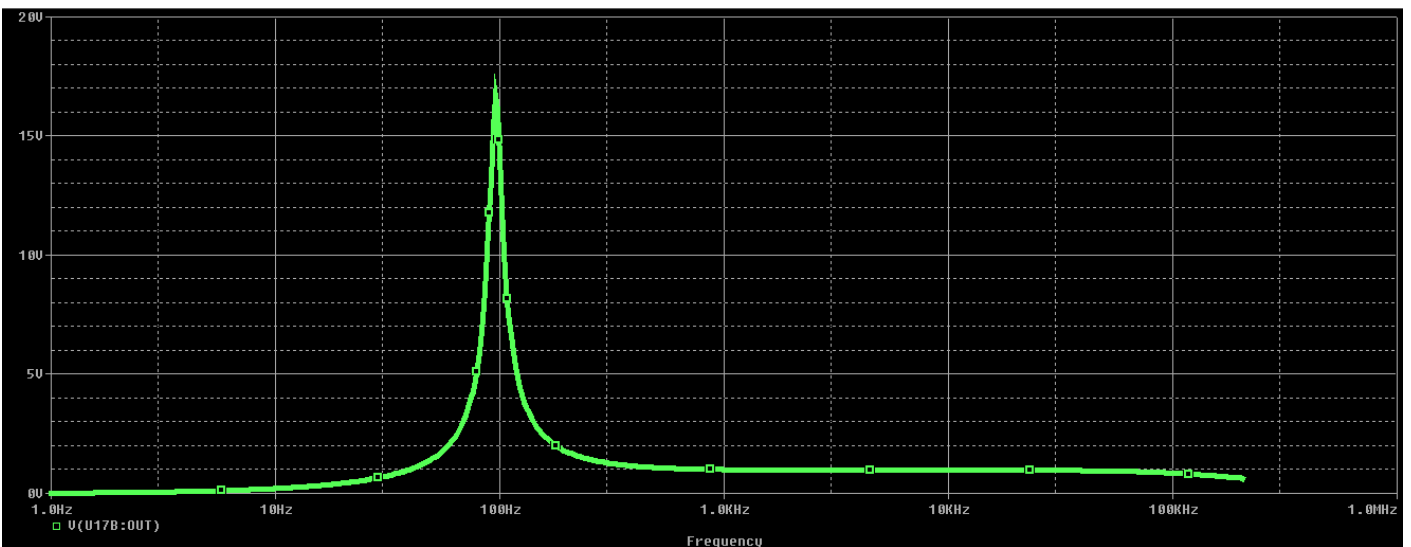
Οι παραπάνω μετρήσεις έγιναν με το Resonance/Feedback Pot \rightarrow Pot67(set):0, δηλαδή χωρίς να ανατροφοδοτείται καθόλου σήμα εξόδου πίσω στην είσοδο.



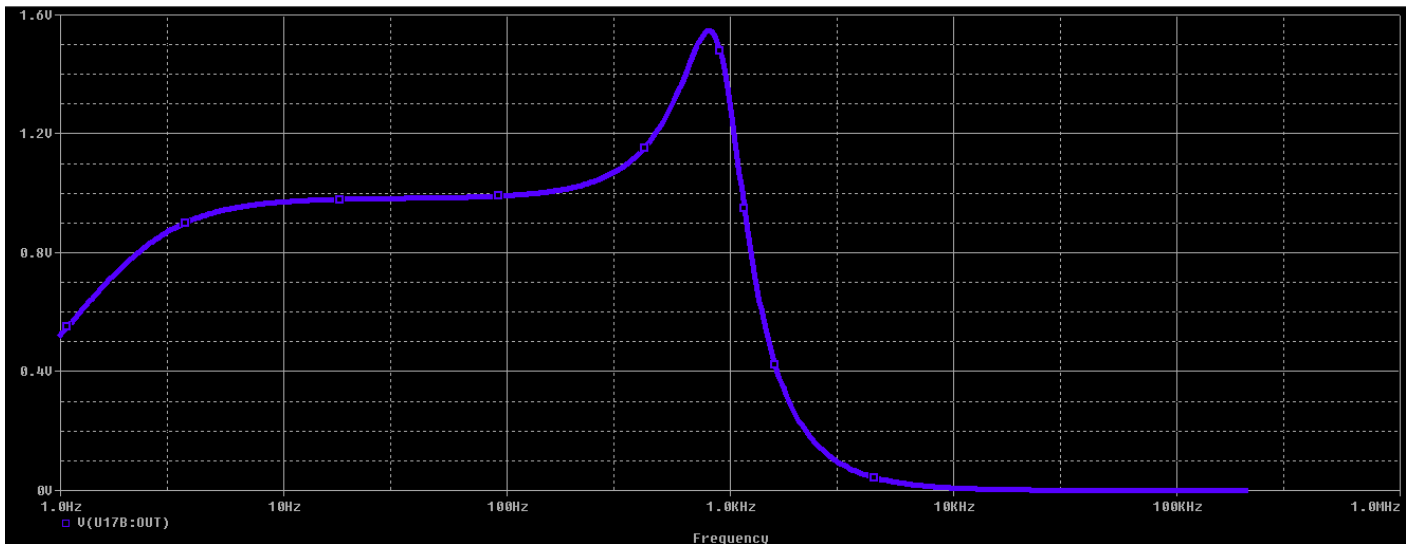
Σχήμα 7.9: High Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=100\text{Hz}$ και Pot67(set):0.2



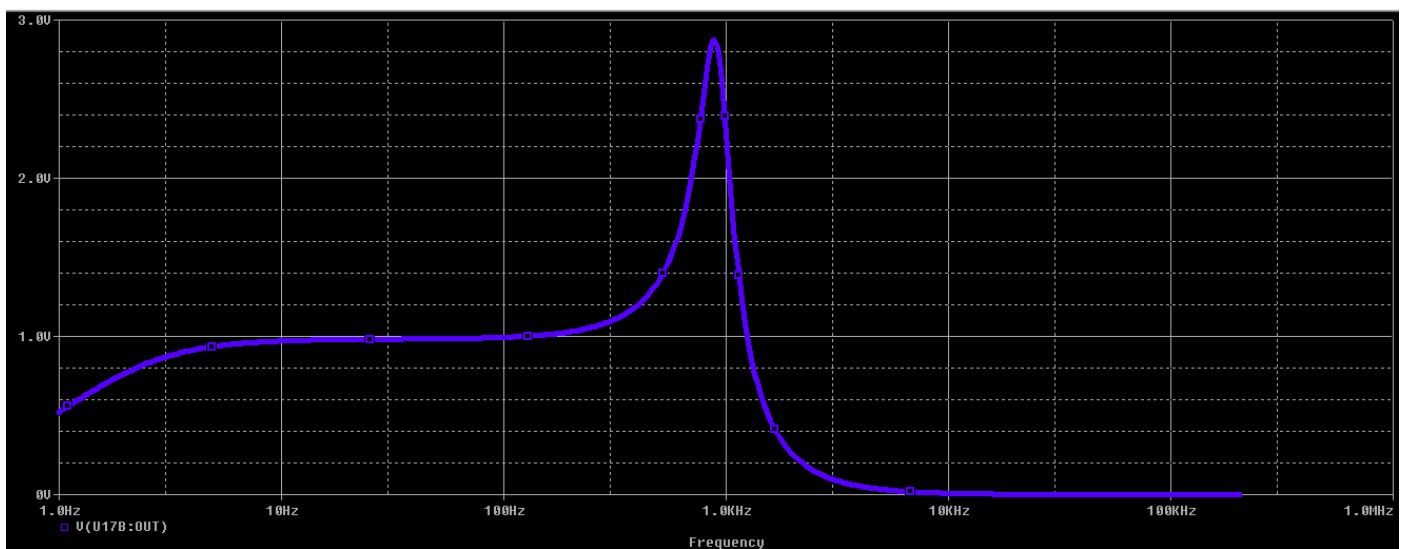
Σχήμα 7.10: High Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=100\text{Hz}$ και Pot67(set):0.5



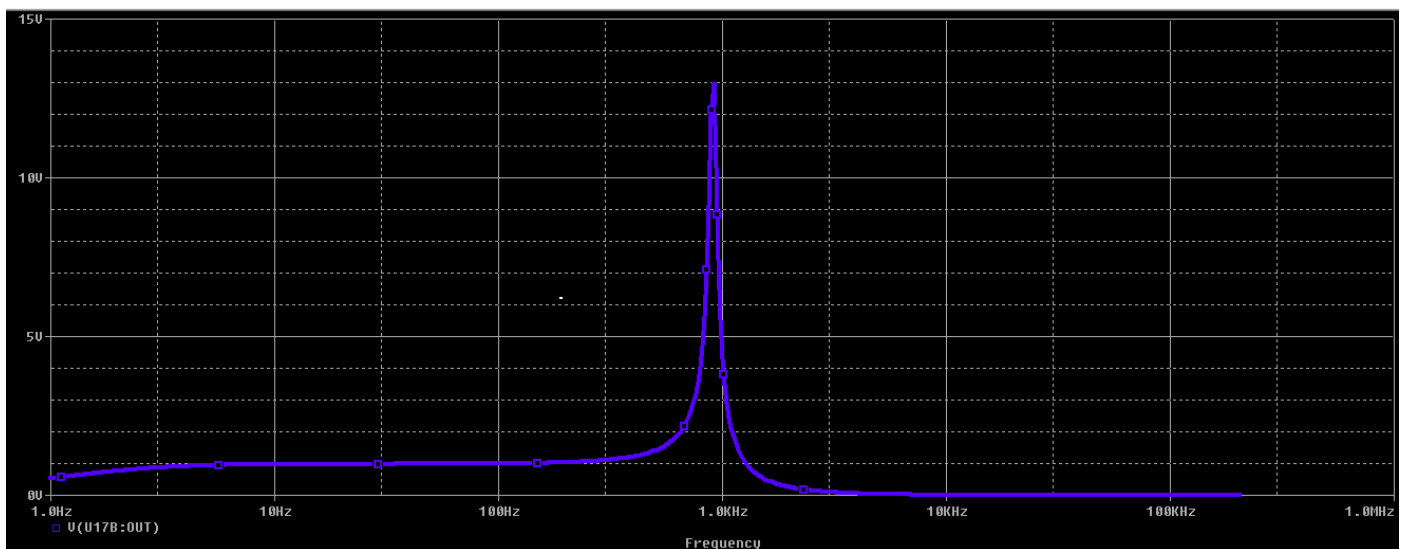
Σχήμα 7.11: High Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=100\text{Hz}$ και Pot67(set):0.9



Σχήμα 7.12: Low Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=1\text{kHz}$ και Pot67(set):0.2

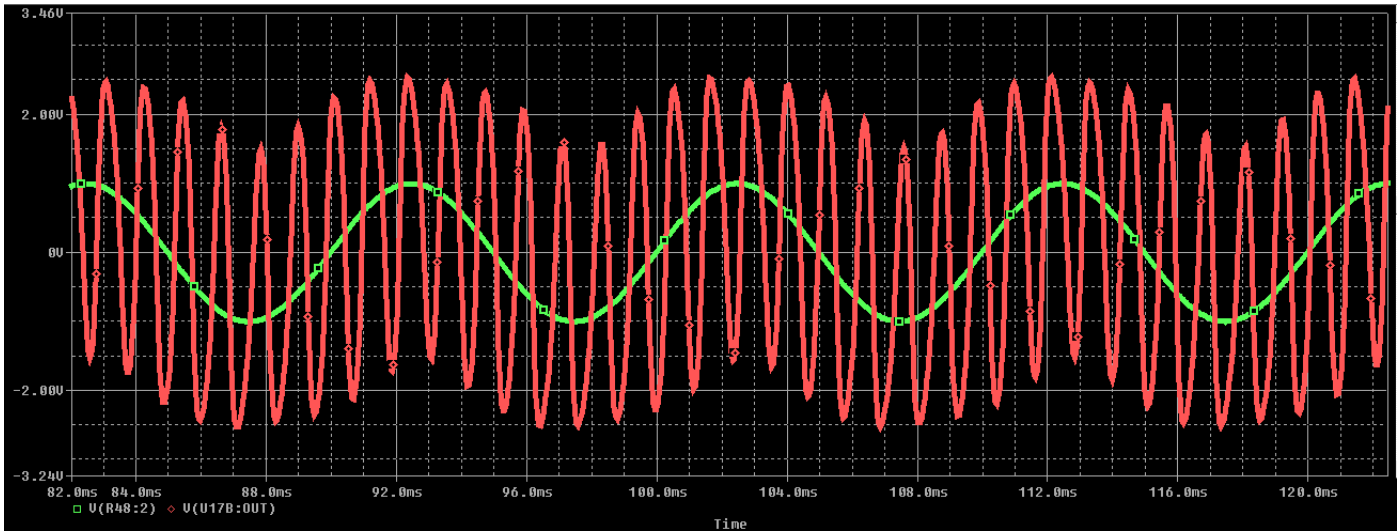


Σχήμα 7.13: Low Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=1\text{kHz}$ και Pot67(set):0.5

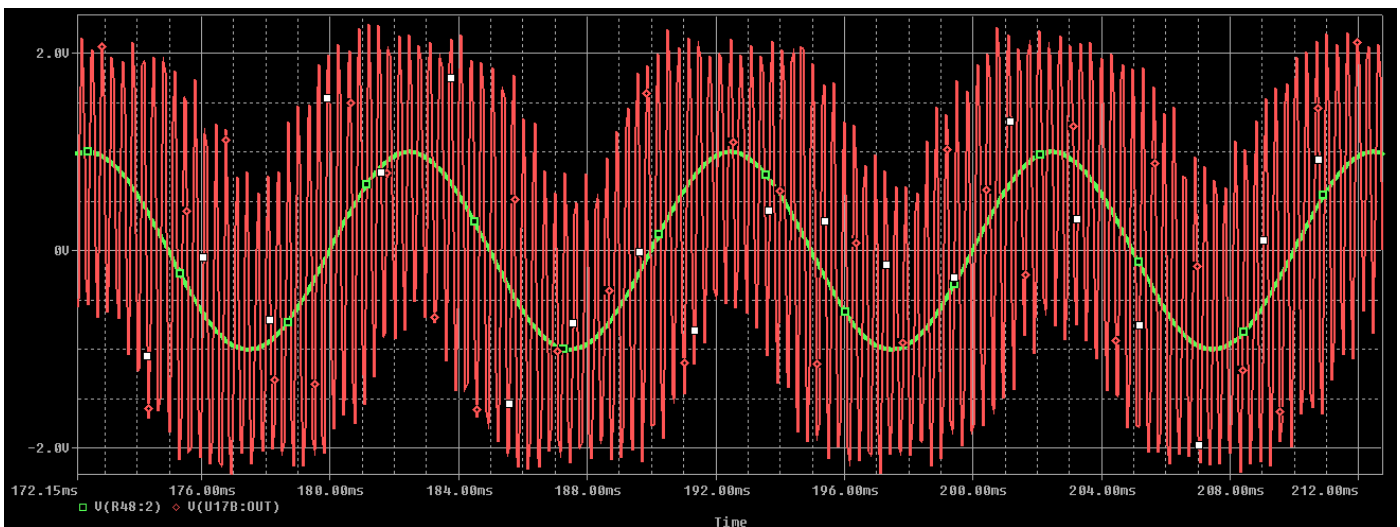


Σχήμα 7.14: Low Pass Filter με συχνότητα αποκοπής: $f_c=1\text{kHz}$ και Pot67(set):0.9

Time Domain (Transient) Analysis



Σχήμα 7.15: Κυματομορφή εισόδου(πράσινο χρώμα) με συχνότητα: $f=100\text{Hz}$, κυματομορφή εξόδου (κόκκινο χρώμα) με συχνότητα: $f=1\text{kHz}$



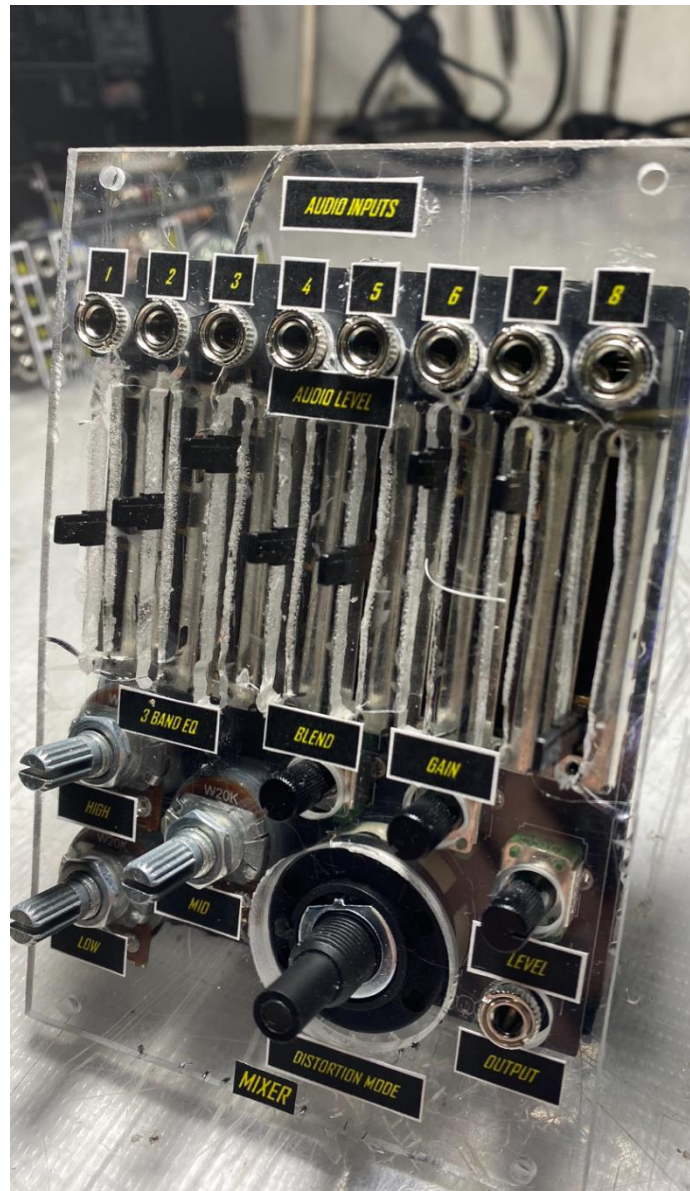
Σχήμα 7.16: Κυματομορφή εισόδου(πράσινο χρώμα) με συχνότητα: $f=100\text{Hz}$, κυματομορφή εξόδου (κόκκινο χρώμα) με συχνότητα: $f=3\text{kHz}$

Η πράσινη κυματομορφή είναι η κυματομορφή εισόδου (V_{in}), ενώ η κόκκινη είναι η κυματομορφή εξόδου. Η είσοδος μου είναι ένα ημιτονικό σήμα με συχνότητα: $f=100\text{Hz}$. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου στην πρώτη εικόνα είναι: $f_c=1\text{kHz}$ ενώ στην δεύτερη εικόνα είναι: $f_c=3\text{kHz}$.

Το Pot67 είναι σοταρισμένο στη μέγιστη τιμή [Pot67(set):0.99], άρα η έξοδος μου ανατροφοδοτείται πλήρως στην είσοδο με αποτέλεσμα να εμφανίζεται το φαινόμενο self-oscillating.

Ενώ το σήμα εισόδου μου έχει συχνότητα: $f=100\text{Hz}$, το σήμα εξόδου μου έχει τελικά συχνότητα: $f=1\text{kHz}$ στην πρώτη περίπτωση και $f=3\text{kHz}$ στην δεύτερη, δηλαδή κάθε φορά την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου μου.

3.8 Mixer



Εικόνα 6: MIXER

3.8.1 Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου

Το κύκλωμα διαθέτει 8 εισόδους. Ο χρήστης έχει την δυνατότητα να συνδέσει μέχρι και 8 διαφορετικά σήματα σε αυτές. Η κάθε μια είσοδος έχει τον δικό της attenuator (εξασθενητή) για ρύθμιση της έντασης.

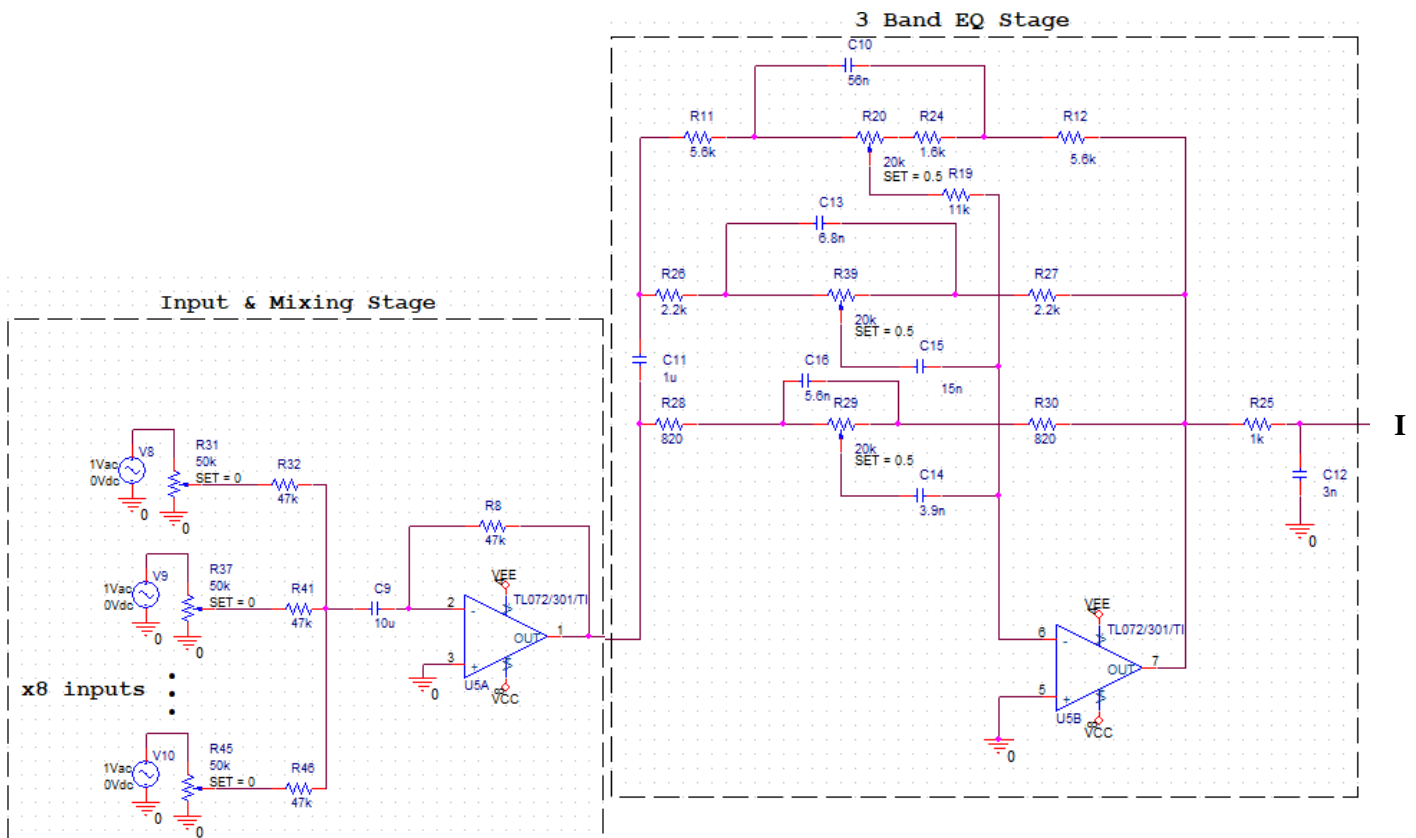
Αμέσως μετά βρίσκεται το στάδιο ρύθμισης τόνου. Το στάδιο αυτό αποτελείται από 3 RC φίλτρα. Ένα χαμηλοπερατό (Lowpass) για ρύθμιση των μπάσων συχνοτήτων και δυο ζωνοπερατά φίλτρα: ένα για τις μεσαίες συχνότητες και ένα για τις υψηλές. Το κάθε ένα φίλτρο δηλαδή αντιστοιχεί και σε μια συγκεκριμένη περιοχή (ζώνη) συχνοτήτων. Για κάθε ένα φίλτρο έχω και ένα χειριστήριο ελέγχου το οποίο ρυθμίζει το κέρδος της εκάστοτε συχνοτικής περιοχής. Επομένως έχω 3 χειριστήρια ελέγχου, για τις 3 διαφορετικές συχνοτικές περιοχές, τις οποίες έχω τη δυνατότητα είτε να ενισχύσω, είτε να εξασθενίσω. Το στάδιο αυτό λοιπόν ρύθμισης τόνου ονομάζεται “3 Band EQ” (Ισοσταθμιστής τριών περιοχών).

Στην συνέχεια υπάρχει ένα στάδιο hard clipping. Το στάδιο αυτό έχει ένα χειριστήριο ελέγχου Gain με το οποίο ρυθμίζεις το κέρδος της ενίσχυσης. Όσο μεγαλύτερο κέρδος, τόσο μεγαλύτερη η συμπίεση, επομένως τόσο σκληρότερη παραμόρφωση. Η παραμόρφωση έχει ως αποτέλεσμα την προσθήκη πολλών αρμονικών, επομένως προσδίδει έναν ιδιαίτερο χρωματισμό και χαρακτήρα στο σήμα μου. Επίσης ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να επιλέξει αναμεσα από έξι διαφορετικά είδη hard clipping. Με ένα περιστροφικό διακόπτη 6 θέσεων μπορείς να διαλέξεις τον κατάλληλο συνδυασμό διόδων για συμμετρικό ή ασύμμετρο hard clipping.

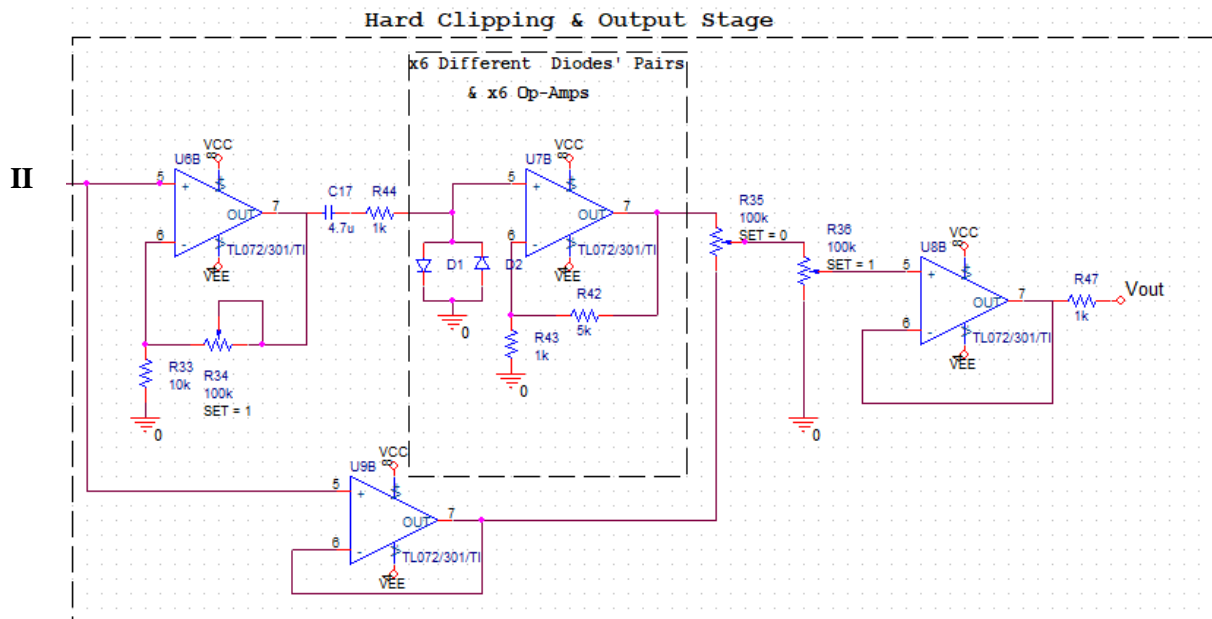
Αμέσως μετρά ο χρήστης έχει στη διάθεση του ένα χειριστήριο ελέγχου με το οποίο μπορεί να ρυθμίσει τη ισορροπία μεταξύ καθαρού και βρώμικου σήματος. Με το knob Mix/Blend ρυθμίζει το ποσοστό Dry (στεγνού/καθαρού) και Wet (βρώμικου) σήματος. Περιστρέφοντας το knob τελείως αριστερά (anticlockwise), η έξοδος μου είναι 100% dry, δηλαδή τελείως ανεπηρέαστη από το στάδιο hard clipping. Περιστρέφοντας το knob τελείως δεξιά (clockwise) η έξοδος μου είναι 100% wet, δηλαδή τελείως επηρεασμένη από το στάδιο hard clipping.

Τέλος, ακριβώς πριν την έξοδο του κυκλώματος υπάρχει ένας attenuator δηλαδή ένα χειριστήριο ελέγχου όπου ρυθμίζει την ένταση της εξόδου, άρα και την συνολική ένταση του κυκλώματος. Η σύνθετη αντίσταση της εξόδου είναι 1kΩ.

3.8.2 OrCad Capture CIS: Schematic



Σχήμα 8.1: Input-Mixing Stage & 3 Band EQ Stage



Σχήμα 8.2: Hard Clipping & Output Stage

3.8.3 Εκτενής ανάλυση κυκλώματος

Input-Mixing Stage

Έστω το σήμα μας εισέρχεται στην πρώτη είσοδο. Ότι ισχύει για αυτή την είσοδο ισχύει και για τις υπόλοιπες 7 εισόδους. Είναι πανομοιότυπες.

Εισέρχεται λοιπόν το σήμα μας στην είσοδο 1 και συναντάει το Pot: R31:50k το οποίο λειτουργεί ως εξασθεניתής (attenuator), ο οποίος καθορίζει την ένταση του σήματος εισόδου. Έχοντας το Pot στατισμένο στο Max: το σήμα εισόδου συνεχίζει την πορεία του στο υπόλοιπο κύκλωμα με την MAX ένταση του (δηλαδή με την ένταση όπου εισήλθε στην είσοδο 1). Σετάροντας το Pot (set:0.5) στο μέσο, τότε το σήμα εισόδου θα εξασθενίσει, δηλαδή θα μειωθεί η ένταση του σε σύγκριση με την ένταση που είχε το σήμα όταν εισήλθε. Σετάροντας το Pot στο ελάχιστο(min) η ένταση του σήματος εισόδου πλέον είναι μηδενική.

Ο πυκνωτής C9:10μF είναι πυκνωτής αποσύζευξης αποτρέπει την εισαγωγή DC συνιστώσας στο κύκλωμα (DC blocking). Επίσης ο C9 σε συνδυασμό με το Pot31 και την R32:47k και σε συνδυασμό με την εικονική γείωση στην αναστρέφουσα είσοδο του T.E σχηματίζουν ένα υπιπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Για Pot:31=0 → f=0.3Hz

Για Pot:31=50k → f=0.2Hz

Το υπιπερατό αυτό φίλτρο αποκόπτει συχνότητες κάτω από 0.3 Hz.

Ο T.E U5A (TL072) είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής σε συνδεσμολογία αθροιστή, με κέρδος A=-1. Εδώ γίνεται η μίξη (άθροισμα) όλων των σημάτων εισόδου.

3 Band EQ Stage

Στην συνέχεια το σήμα εισέρχεται στο στάδιο 3 Band EQ, το οποίο αποτελείται από:

Ένα Low Pass Filter (R11=5.6k, Pot20=20k, R24=1.6k, R12=5.6k, c10=56n) για τις χαμηλές (μπάσες) συχνότητες, του οποίου η συχνότητα αποκοπής είναι: $f=75\text{Hz}$ και το κέρδος κυμαίνεται από: -11dB έως 11dB.

Για Pot20(set:max) $\rightarrow A=3.5 \rightarrow A_{dB}=11\text{dB}$

Για Pot20(set:min) $\rightarrow A=0.28 \rightarrow A_{dB}=-11\text{dB}$

Ένα BandPass Filter (R26=R27=2.2k, Pot39=20k, C13=6.8n, C15=15n) για τις μεσαίες συχνότητες, του οποίου η κάτω συχνότητα αποκοπής είναι: $f_{LOW} = 700\text{Hz}$, η κεντρική συχνότητα: $f_R=1.6\text{kHz}$ και η άνω συχνότητα αποκοπής: $f_{HIGH} = 4\text{kHz}$. Το κέρδος κυμαίνεται και πάλι από: -11dB έως 11dB. Η συχνότητα στην οποία το κέρδος είναι μέγιστο ονομάζεται κεντρική συχνότητα: f_R και είναι ουσιαστικά ο μέσος ορός μεταξύ των δυο συχνοτήτων αποκοπής (f_{LOW} και f_{HIGH}). Υπολογίζεται από τον τύπο:

$$f_R^2 = f_{LOW} * f_{HIGH} \Rightarrow f_R = \sqrt{0.7 * 4} \Rightarrow f_R = 1.6\text{kHz}$$

Για Pot20(set:max) $\rightarrow A=3.5 \rightarrow A_{dB}=11\text{dB}$

Για Pot20(set:min) $\rightarrow A=0.28 \rightarrow A_{dB}=-11\text{dB}$

Ένα BandPass Filter (R28=R30=820, Pot29=20k, C16=5.6n, C14=3.9n) για τις υψηλές (πρίμες) συχνότητες, του οποίου η κάτω συχνότητα αποκοπής: $f_{LOW} = 6.4\text{kHz}$ και η άνω συχνότητα αποκοπής: $f_{HIGH} = 20.4\text{kHz}$. Το κέρδος κυμαίνεται και πάλι από: -11dB έως 11dB.

$$f_R^2 = f_{LOW} * f_{HIGH} \Rightarrow f_R = \sqrt{6.4 * 20.4} \Rightarrow f_R = 11.42\text{kHz}$$

Για Pot20(set:max) $\rightarrow A=3.5 \rightarrow A_{dB}=11\text{dB}$

Για Pot20(set:min) $\rightarrow A=0.28 \rightarrow A_{dB}=-11\text{dB}$

Καθώς τα τρία Pots (Pot20=Pot39=Pot29=20k) βρίσκονται στο μέσο (set=0.5) τότε, η συχνοτική απόκριση του σήματος είναι ουδέτερη (επίπεδη/flat). Δηλαδή το σήμα θα περάσει ανεπηρέαστο από το στάδιο ισοστάθμισης.

Ο U5B είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής ο οποίος αναστρέφει το σήμα και πάλι επαναφέροντας το στην αρχική του φάση.

Αξίζει να σημειώσουμε ότι όταν περιστρέψω τα δυο ποτενσιόμετρα MID και HIGH στο μέγιστο, επειδή αυτές οι δυο περιοχές είναι αρκετά αλληλεπιδραστικές, θα έχω κέρδος: $A_{dB}=16\text{dB}$ για συχνότητα: $f=1.8\text{kHz}$.

Συνοψίζοντας, το στάδιο 3 Band EQ από 3 φίλτρα διέλευσης, Low Pass (Bass), BandPass(Mid) και BandPass(High). Τα χειριστήρια ελέγχου του κυκλώματος είναι τα 3 Pots: 20k. Ένα Pot για κάθε ζώνη συχνοτήτων. Για το Low Pass φίλτρο χρησιμοποιούμε ένα πυκνωτή παράλληλα με το Pot. Για τα δυο BandPass φίλτρα χρησιμοποιούμε από δυο πυκνωτές: ένα σε σειρά και έναν παράλληλα με το κάθε Pot.

Κεφάλαιο 3

Εκτός από τα ποτενσιόμετρα και τους πυκνωτές που αναφέραμε, για κάθε ζώνη συχνοτήτων χρησιμοποιούμε και δυο ίδιες αντιστάσεις οι οποίες σε συνδυασμό με το ποτενσιόμετρο καθορίζουν το κέρδος της κάθε περιοχής (μπάντας) συχνοτήτων.

Για Bass: $R_{11}=R_{12}=5.6k\Omega$

Για Mid: $R_{26}=R_{27}=2.2k\Omega$

Για High: $R_{28}=R_{30}=820\Omega$

Δεδομένου ότι οι δυο αντιστάσεις της κάθε ζώνης είναι μεταξύ τους ίδιες και εφόσον έχουμε το ποτενσιόμετρο στο κέντρο (set:0.5) το κέρδος της κάθε περιοχής είναι ίσο με την μονάδα ($A=1$).

Όσο περιστρέφω τα ποτενσιόμετρά δεξιόστροφα, τόσο αυξάνεται και το κέρδος της κάθε περιοχής. Από την άλλη: όσο περιστρέφω τα ποτενσιόμετρά αριστερόστροφα, τόσο μειώνεται το κέρδος της κάθε περιοχής.

Αξίζει να αναφέρουμε ότι τόσο το κέρδος όσο και η συχνότητα της κάθε ζώνης, επηρεάζονται από τις χωρητικές αντιστάσεις των πυκνωτών. Όπου η τιμή της χωρητικής αντίστασης αλλάζει με την αλλαγή της συχνότητας: $X_C = \frac{1}{2\pi f * C}$

Επίσης τα τρία φίλτρα είναι αλληλεπιδραστικά, επομένως το κάθε φίλτρο επηρεάζει τα υπόλοιπα δυο.

Έτσι, δεν μπορούμε να καταλήξουμε σε κάποιες μαθηματικές σχέσεις ή τύπους για τον υπολογισμό του κέρδους και της συχνότητας. Ο μόνος τρόπος για να καταλήξουμε σε κάποιες σχέσεις είναι να εξετάσουμε το κάθε φίλτρο μεμονωμένα (αφαιρώντας τα αλλά δυο κάθε φορά).

Αλλά ούτε και αυτό είναι λύση διότι στο τέλος όταν θα αναμειχθούν και τα τρία φίλτρα μαζί τα αποτελέσματα θα διαφέρουν από αυτά που βρήκαμε μεμονωμένα.

Οι τιμές κέρδους και συχνότητας για κάθε φίλτρο προέκυψαν μετρά από πολλούς πειραματισμούς και πολλές διαφορετικές προσομοιώσεις. Αλλάζοντας κάθε φορά τις τιμές στα ποτενσιόμετρα, τις αντιστάσεις και τους πυκνωτές, έφτασα αρχικά, στο επιθυμητό οπτικό αποτέλεσμα μέσω των σχηματικών στο πρόγραμμα προσομοίωσης και στην συνέχεια που είναι και το σημαντικότερο κριτήριο έφτασα στα επιθυμητά ακουστικά αποτελέσματα αφότου υλοποίησα το κύκλωμα στη πράξη.

Η αντίσταση $R_{25}=1k$ και ο πυκνωτής $C_{12}=3n$ σχηματίζουν ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής: $f=53kHz$.

Hard Clipping & Output Stage

Το τελευταίο στάδιο του κυκλώματος είναι το στάδιο της παραμόρφωσης. Το στάδιο hard clipping.

Ο U6B είναι ένας μη αναστρέφων ενισχυτής με μεταβαλλόμενο κέρδος, όπου το κέρδος δίνεται από την σχέση:

$$A=1+\frac{POT34}{R33}$$

Για $Pot34=100k$ και $R33=1k \rightarrow A_{MAX}=101$

Για $Pot34=1k$ και $R33=1k \rightarrow A_{MIN}=1$

Ο C17 είναι πυκνωτής αποσύζευξης, αφαιρεί DC συνιστώσες και η R44=1k περιορίζει το ρεύμα που ρέει στις διόδους.

Μετά την αντίσταση R44 υπάρχει ένας περιστροφικός διακόπτης δυο πολων-6 θέσεων για έξι διαφορετικούς συνδυασμούς διόδων, δηλαδή έξι διαφορετικά είδη hard clipping, για συμμετρική και ασύμμετρη παραμόρφωση. Ο κάθε συνδυασμός διόδων έχει το δικό του threshold (κατώφλι) έντασης.

Π.χ. δυο silicon diodes 1N4148 έχουν τάση αγωγής περίπου στα 0.7V, άρα αυτό είναι και το threshold ($\pm 0.7V$). Αυτό σημαίνει ότι σήματα με πλάτος μεγαλύτερο από τα 0.7V θα αποκοπούν δηλαδή θα συμπιεστούν και θα παραμορφωθούν. Έστω ότι έχουμε σήμα εισόδου $\pm 2V$. Το σήμα αυτό θα συμπιεστεί και τελικά από $\pm 2V$ θα καταληξει να έχει πλάτος: $\pm 0.7V$.

Όσο μεγαλύτερο κέρδος έχω στο U6B τόσο μεγαλύτερη συμπίεση και άρα παραμόρφωση θα δεχτεί το σήμα μου. Το αποτέλεσμα της παραμόρφωσής είναι ο τετραγωνισμός του σήματος.

Κάθε συνδυασμός διόδων θα έχει και διαφορετικό threshold επομένως τα πλάτη εξόδου θα διαφέρουν δραματικά. Κάθε συνδυασμός διόδων άρα κάθε position από τον περιστροφικό διακόπτη έχει και από έναν ενισχυτή ώστε να ενισχύσει σε ένα επιθυμητό πλάτος, την έξοδο. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα περιστρέφοντας τον διακόπτη να αλλάζει το χρώμα της παραμόρφωσης, χωρίς όμως να αλλάζει και το πλάτος του σήματος.

Στην συνέχεια υπάρχει το Pot35=100k, το οποίο είναι MIX/BLEND KNOB. Το ποτενσιόμετρο αυτό ρυθμίζει το ποσοστό Dry σήματος (καθαρό σήμα πριν το στάδιο hard clipping) και Wet σήματος (παραμορφωμένο σήμα μετρά το στάδιο hard clipping).

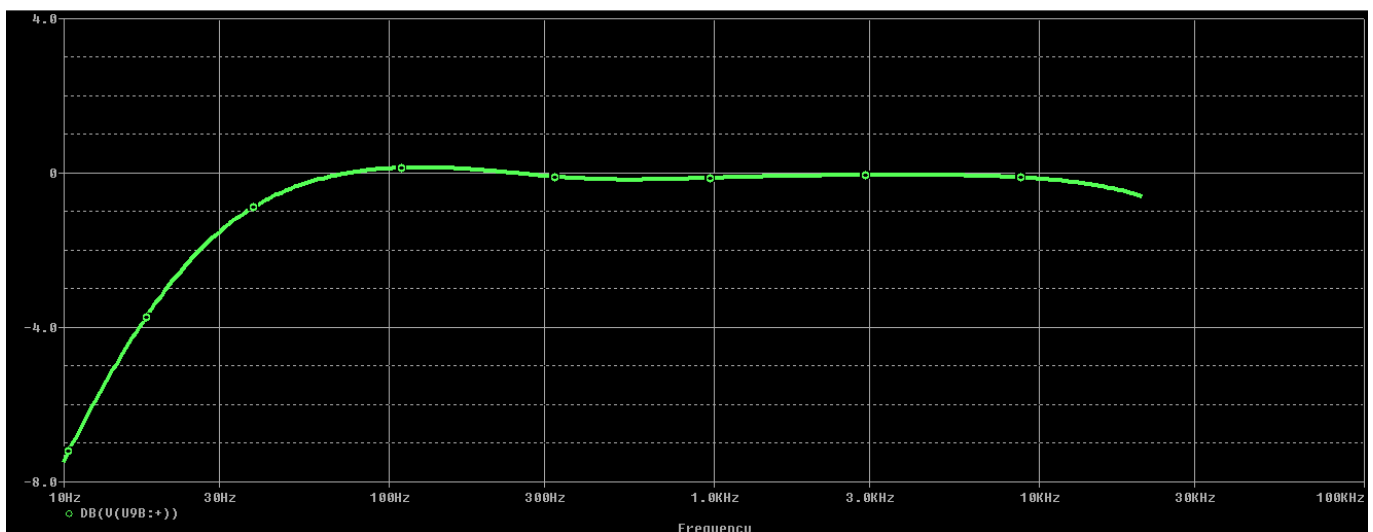
Το ποτενσιόμετρο: Pot36=100k είναι ένας εξασθεניתης (attenuator), ο οποίος καθορίζει την ένταση του σήματος εξόδου μου.

Οι T.E. U8B και U9B είναι συνδεσμολογημένοι ως buffers.

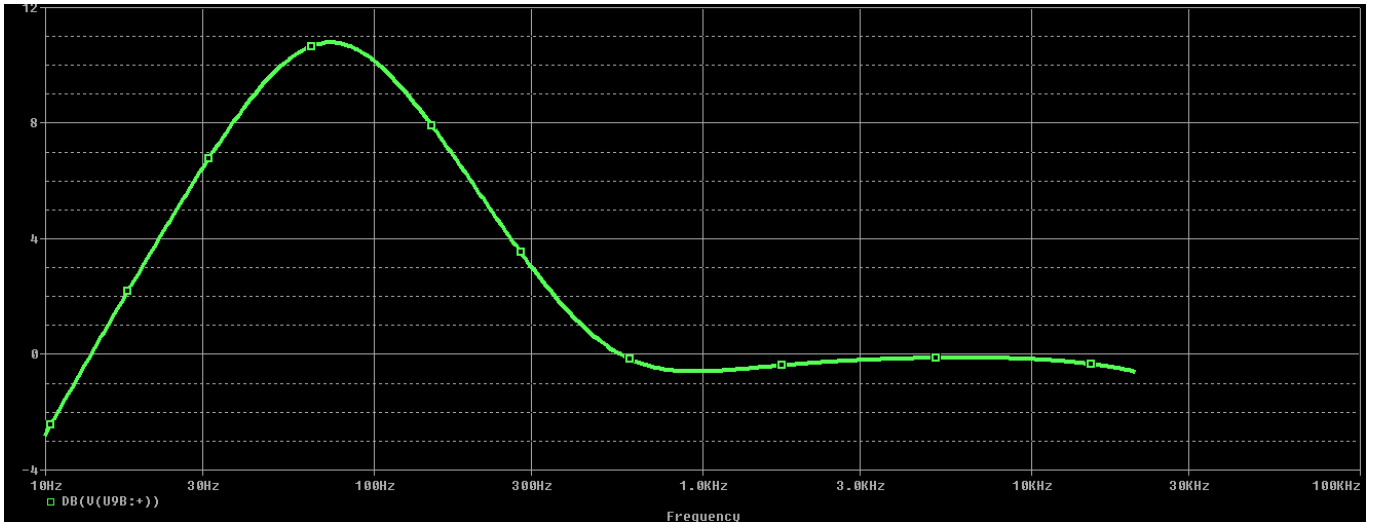
Τέλος η σύνθετη αντίσταση εξόδου (output impedance) είναι: 1kΩ.

3.8.4 PSpice A/D Simulation: AC Sweep/Noise Analysis

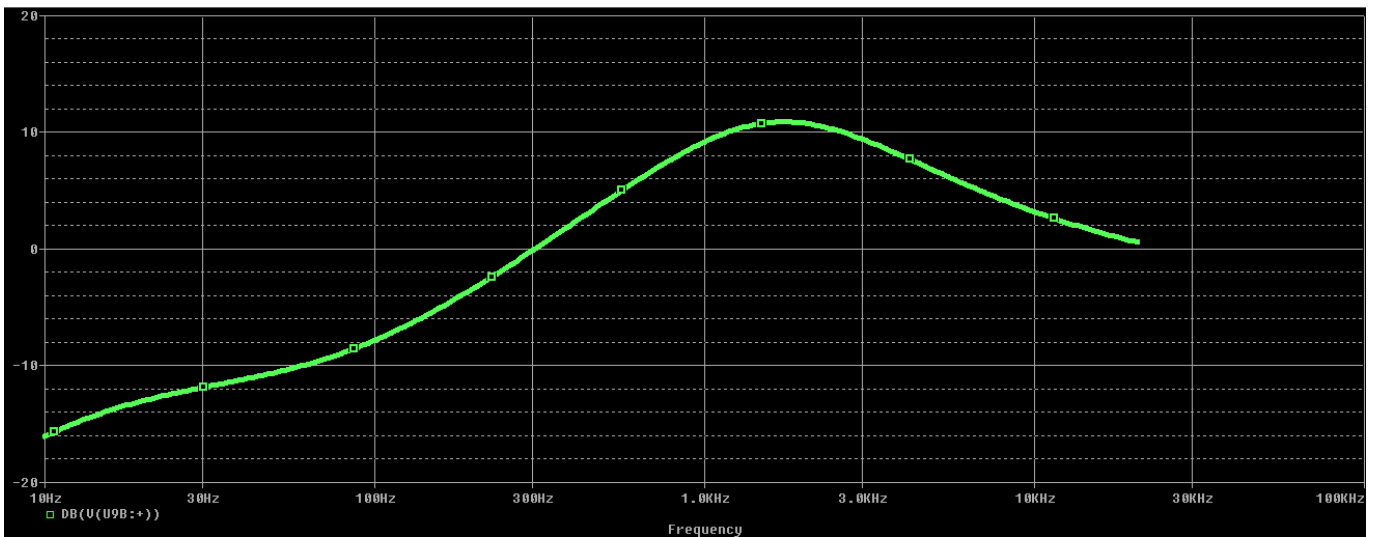
→ Η απολαβή κέρδους όλων των παρακάτω γραφικών παραστάσεων, εκφράζεται σε dB



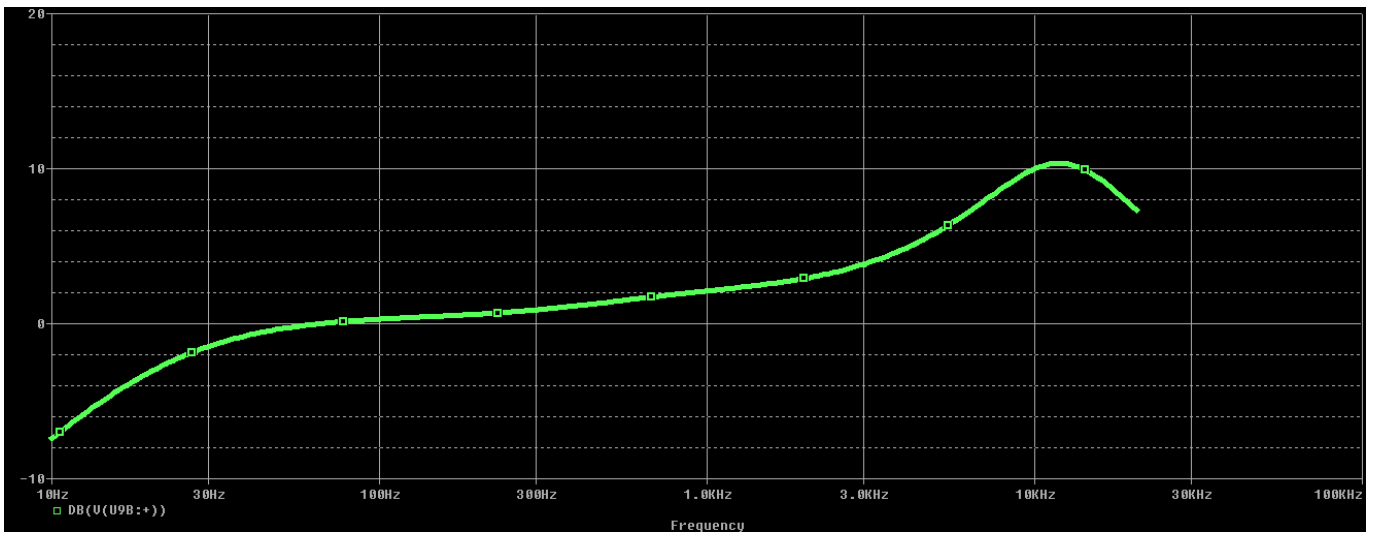
Σχήμα 8.3: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς τα: Pot20 (Bass), Pot39 (Mid) και Pot29 (High) είναι στατισμένα στο μέσον (set:0.5). Ουδέτερη συχνотική απόκριση (flat).



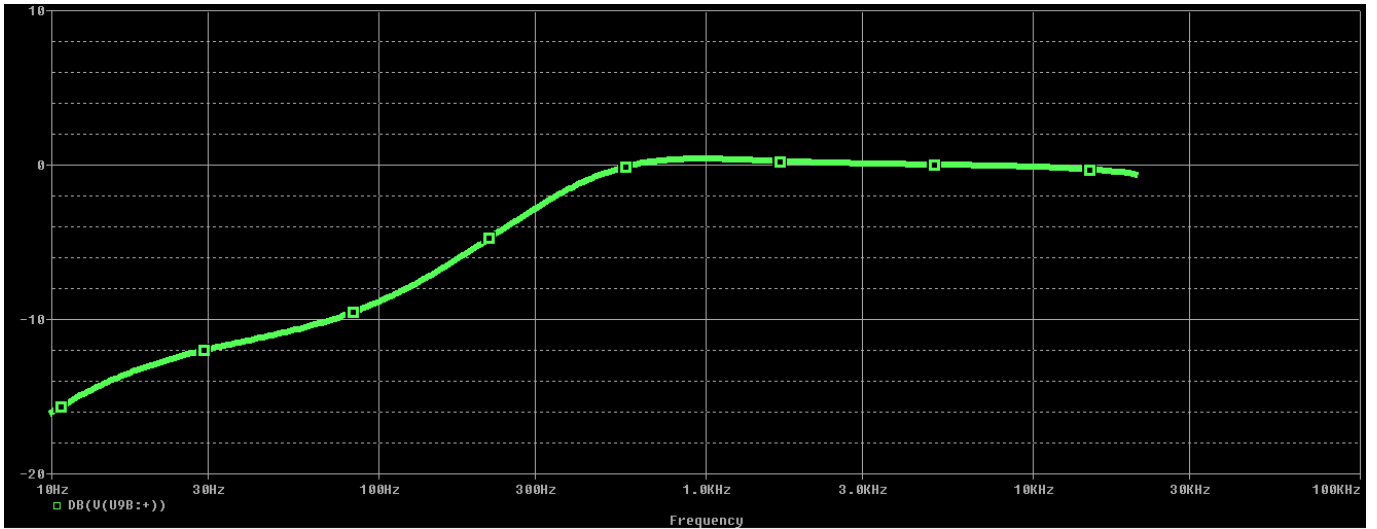
Σχήμα 8.4: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
Pot20(Bass)→SET:1 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:0.5



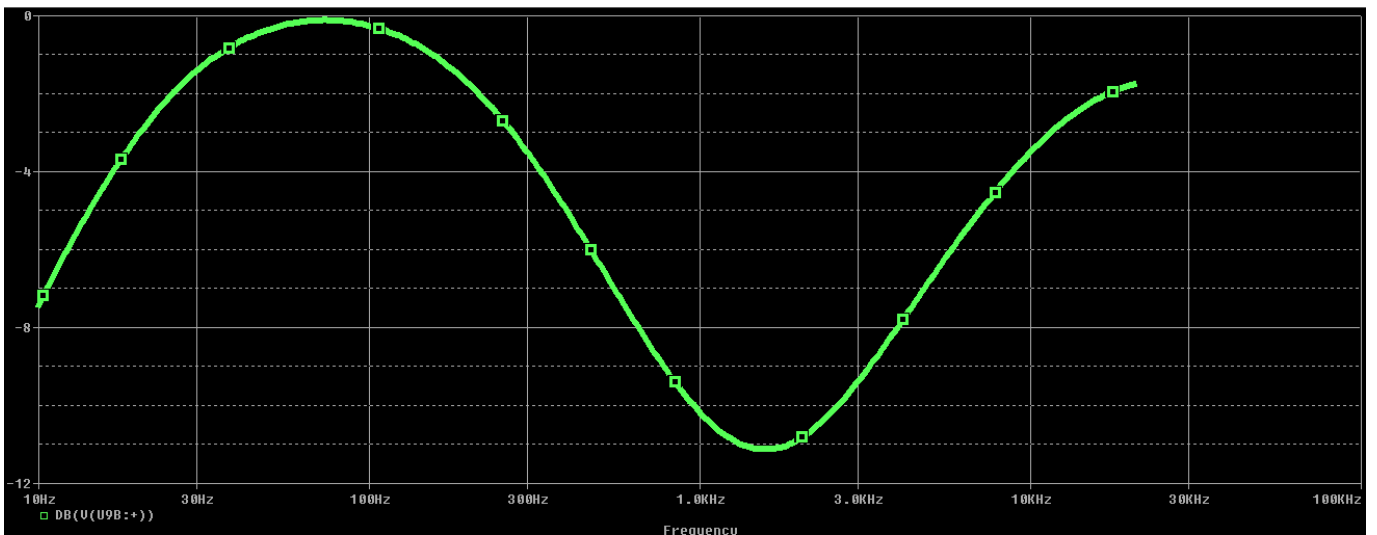
Σχήμα 8.5: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:1 ■ Pot29(High)→SET:0.5



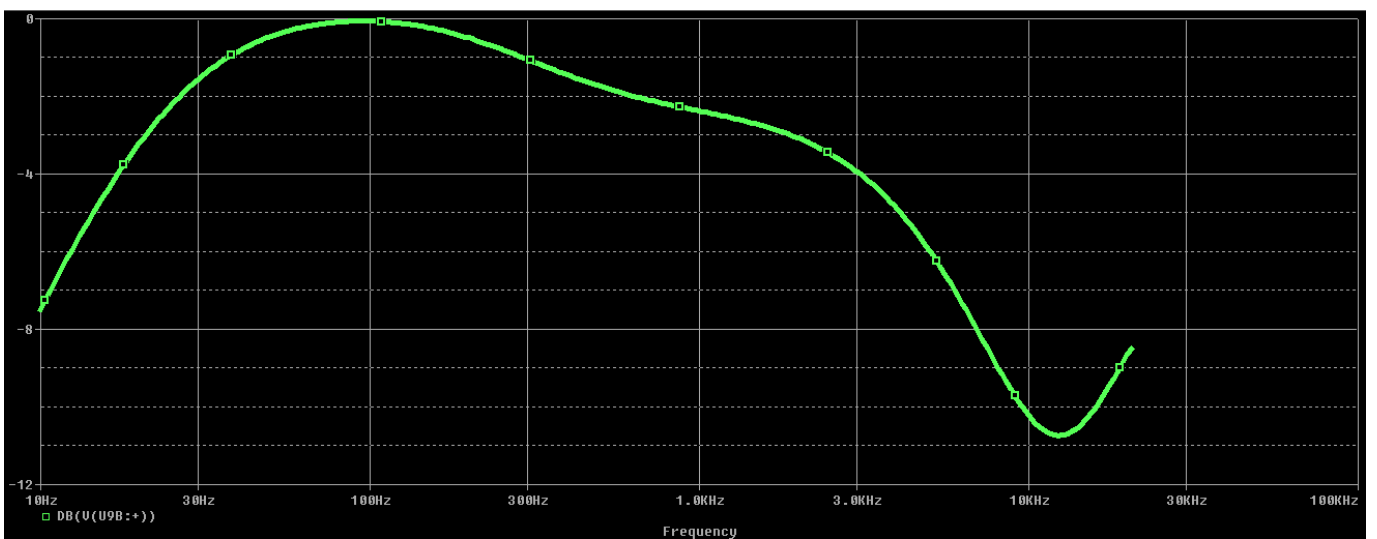
Σχήμα 8.6: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:1



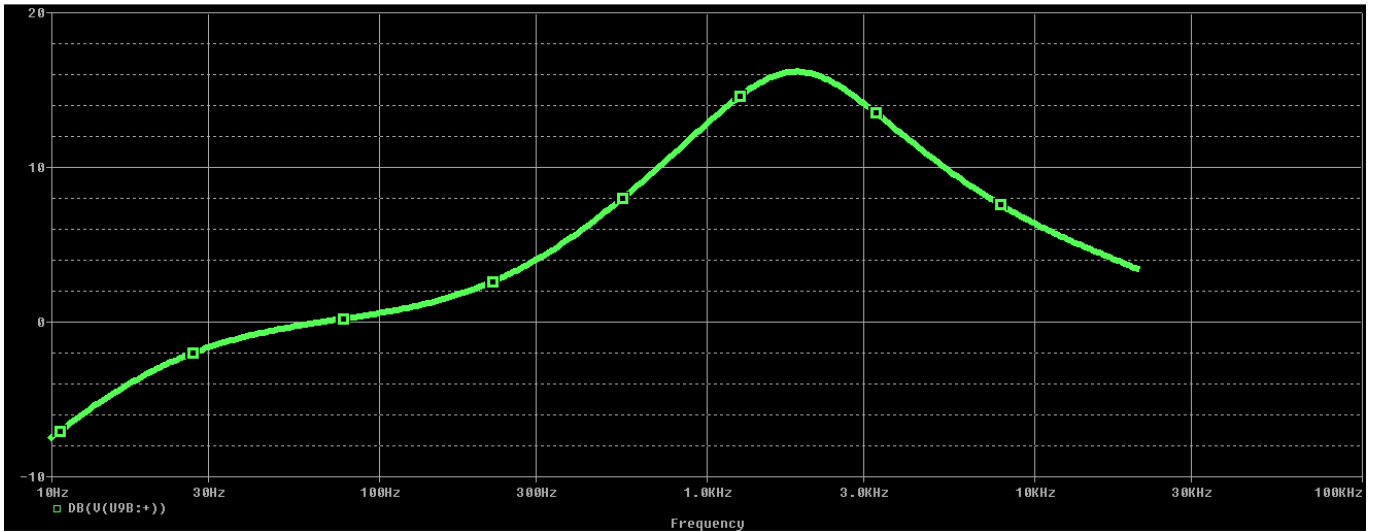
Σχήμα 8.7: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
Pot20(Bass)→SET:0 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:0.5



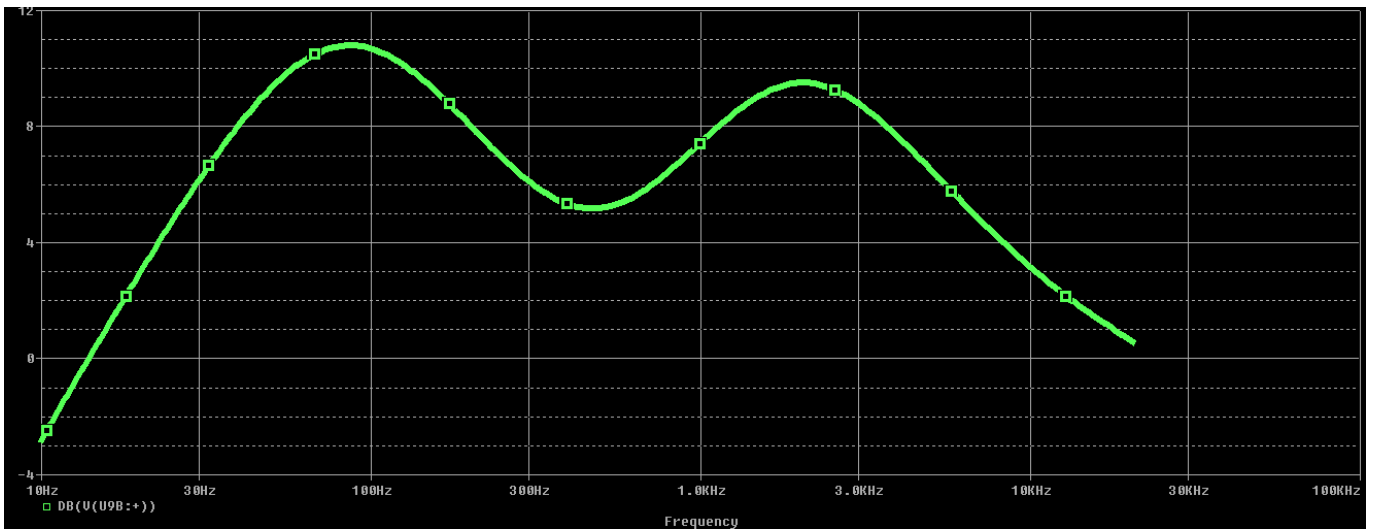
Σχήμα 8.8: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:0 ■ Pot29(High)→SET:0.5



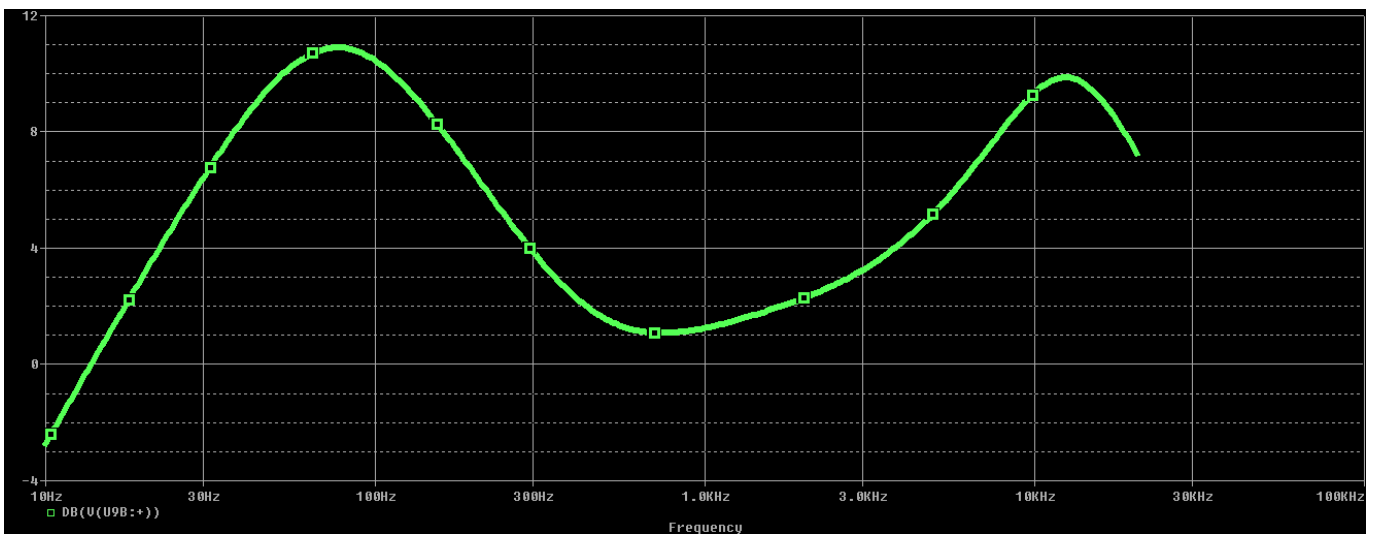
Σχήμα 8.9: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:0



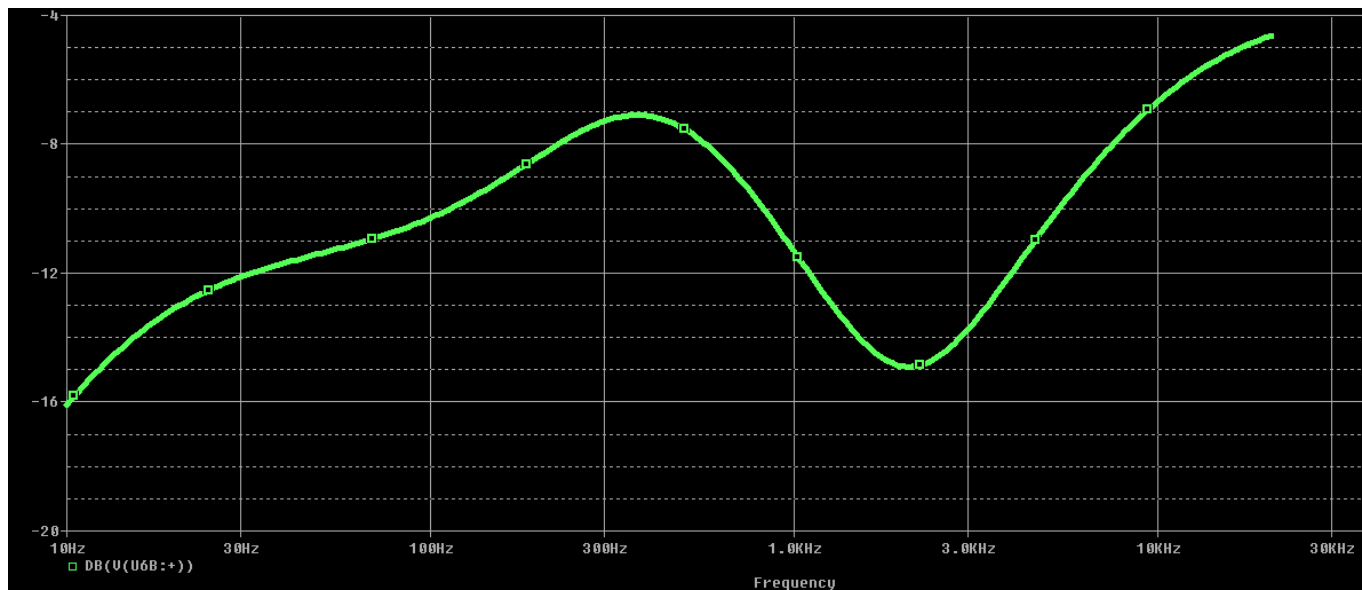
Σχήμα 8.10: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
 Pot20(Bass)→SET:0.5 ■ Pot39(Mid)→SET:1 ■ Pot29(High)→SET:1
 (Το κέρδος, στην συχνότητα $f_R=1.8\text{kHz}$ είναι: $A_{dB}=16\text{dB}$ όπως προαναφέραμε)



Σχήμα 8.11: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
 Pot20(Bass)→SET:1 ■ Pot39(Mid)→SET:1 ■ Pot29(High)→SET:0.5

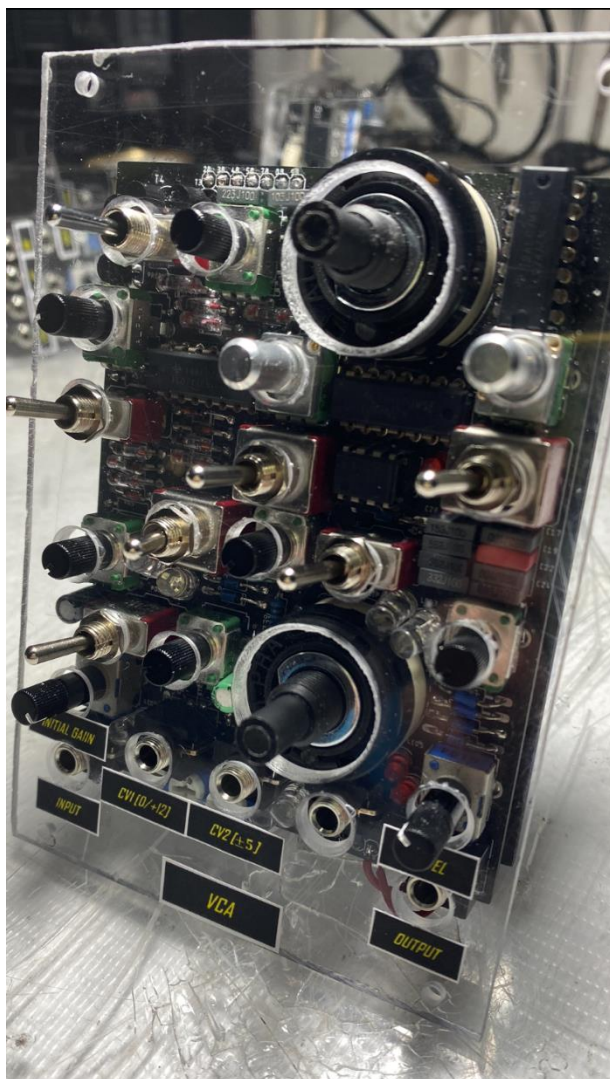


Σχήμα 8.12: Συχνотική απόκριση κυκλώματος καθώς:
 Pot20(Bass)→SET:1 ■ Pot39(Mid)→SET:0.5 ■ Pot29(High)→SET:1



Σχήμα 8.12: Συχνοτική απόκριση κυκλώματος καθώς:
 Pot20(Bass)→SET:0 ■ Pot39(Mid)→SET:0 ■ Pot29(High)→SET:0

3.9 VCA



Εικόνα 7: VCA

3.9.2 Περιγραφή λειτουργίας του OTA: LM13700

Το παραπάνω σχήμα μας δείχνει έναν VCA φτιαγμένο από μισό LM13700. Εδώ η είσοδος Vin τροφοδοτείται στη μη αναστρέφουσα είσοδο δια μέσου της αντίστασης R3 η οποία περιορίζει το ρεύμα. Η έξοδος (η οποία έχει υψηλή σύνθετη αντίσταση) του OTA έχει ως φορτίο την R7 η οποία καθορίζει το peak (κορυφή) το πλάτος του σήματος εξόδου.

(Το σήμα εξόδου γίνεται διαθέσιμο στον έξω κόσμο με μια χαμηλή σύνθετη αντίσταση τιμή δια μέσου του buffer stage το οποίο έχει φορτίο την R6 [Pin9]). Αυτή η έξοδος δεν έχει συμμετρικό σήμα ως προς το μηδέν, οπότε θα χρησιμοποιήσω την έξοδο (Pin12).

Το κύκλωμα τροφοδοτείται από bipolar supply $\pm 12V$. Το ρεύμα I_D είναι fixed στα 1.2mA δια μέσου της R1. Αλλά το I_{bias} είναι μεταβλητό μέσω της R5. Το I_{bias} και άρα η έξοδος του κυκλώματος καθορίζονται από την τάση που εφαρμόζεται στο [Pin16].

Το πλάτος του σήματος εξόδου του OTA είτε ρυθμίζεται χειροκίνητα μέσω του Pot66, είτε διαμορφώνεται από κάποιο εξωτερικό σήμα ελέγχου (voltage control). Τόσο το Pot66 , όσο και η voltage controlled είσοδος είναι συνδεδεμένα με τον OTA στο Pin 16, I_{bias} (Amplifier Bias Input A). Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι πλήρως εξαρτώμενο από το πόσο ρεύμα ρέει στο I_{bias} (Pin 16). Όσο περισσότερο ρεύμα ρέει στο I_{bias} τόσο μεγαλύτερο είναι και το πλάτος εξόδου.

Όταν η τάση στον κόμβο αναμεσα στις αντιστάσεις R13 και R14 βρίσκεται κοντά στη αρνητική τάση τροφοδοσίας ($\approx -12V$), το I_{bias} είναι μηδέν, και το κύκλωμα έχει κέρδος περίπου -80dB. Πρακτικά το κύκλωμα δεν παράγει έξοδο.

Καθώς η τάση στον κόμβο αναμεσα στις αντιστάσεις R13 και R14 γίνεται θετικότερη ($>-12V$) το I_{bias} αυξάνεται και το κέρδος μεγαλώνει. [12]

3.9.3 Βασικές λειτουργίες και χειριστήρια ελέγχου

Περιστρέφοντας το ποτενσιόμετρο Pot66 στην άνω ακραία θέση: Pot66(set:0) η τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο του T.E. U18C είναι 12V.

Περιστρέφοντας το ποτενσιόμετρο Pot66 στην κάτω ακραία θέση: Pot66(set:1) η τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο του T.E. U18C είναι 0V.

Να συμπληρώσουμε κάτι που δεν φαίνεται στο σχηματικό: η γείωση είναι συνδεδεμένη normalised σε μια control voltage είσοδο [CV1(0/+12V)]. Με τον όρο normalised εννοούμε ότι όσο δεν έχουμε κάποιο σήμα κουμπωμένο στην CV1(0/+12V) είσοδο , τα Pins: 1 και 2 από το 3.5mm socket είναι βραχυκυκλωμένα. Άρα το κάτω άκρο του Pot66 είναι κανονικά γειωμένο.

Όταν όμως κουμπώσουμε ένα σήμα στην CV1(0/+12V) είσοδο τότε, αυτομάτως τα Pins: 1 και 2 ανεξαρτοποιούνται. Άρα το κάτω άκρο του Pot66 είναι πλέον συνδεδεμένο με το εξωτερικό Control Voltage σήμα που κουμπώσαμε στην είσοδο CV1(0/+12V) και όχι με την γείωση.

Η CV1(0/+12V) είσοδος δέχεται σήματα από κάποιον sequencer. Πιο συγκεκριμένα: η Gate έξοδος του sequencer η οποία παράγει παλμούς με πλάτος 12V (GateOut = 0/+12V) συνδέεται με την CV1(0/+12V) είσοδο του VCA μου. Με αυτόν τον τρόπο ο sequencer καθορίζει ποτέ θα παράγει έξοδο το κύκλωμα μου και ποτέ όχι.

Για να συμβεί όμως αυτό, προϋπόθεση είναι το Pot66 να βρίσκεται στην κάτω ακραία θέση: Pot66(set:1).

Παρακάτω θα γίνει η ανάλυση του κυκλώματος με τις εξής δυο υποθέσεις:

1. Έστω ότι συνδέω ένα εξωτερικό σήμα ελέγχου (παλμό με πλάτος: $V_{pulse}=0/+12V$) στην control voltage είσοδο
2. Έστω ότι το Pot66 βρίσκεται στην κάτω ακραία θέση (set:1)

3.9.4 Εκτενής ανάλυση κυκλώματος

Ας δούμε την ροή του Voltage Control σήματος από την CV1(0/+12V) είσοδο προς το Pin16 του OTA (Ibias input).

Ο U18C είναι συνδεδεσμένος ως buffer. Το σήμα που δέχεται στην μη αναστρέφουσα είσοδο του είναι ένας παλμός με πλάτος: 0/+12V. Εξαιτίας όμως των χαρακτηριστικών του T.E. σε συνδυασμό με την τάση τροφοδοσίας του ($\pm 12V$) τα 12 V που δέχεται στην είσοδο του, περιορίζονται και τελικά έχω στην έξοδο 10.5V.

Αμέσως μετρά το σήμα συναντάει τον T.E. U4B, ο οποίος είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής με κέρδος: $A = -\frac{R_{16}}{R_{15}} = -1$

Στην μη αναστρέφουσα είσοδο του U4B υπάρχει ένας διαιρέτης τάσεως: $V_{(+)} = V_{CC} \frac{R_{19}}{R_{19} + R_{17}} = 12 \cdot \frac{1}{4} \Rightarrow V_{(+)} = 3V$

Ο διαιρέτης τάσης αυτός προκαλεί στο σήμα εξόδου μου μετατόπιση στον κάθετο άξονα (biasing).

$$V_{(+)} = V_{(-)} = 3 = \frac{V_{in}}{2} + \frac{V_{out}}{2} \Rightarrow V_{out} = 6 - V_{in}$$

Άρα όταν έχω:

- $V_{in}=0$ τότε $V_{out}=6V$
- $V_{in}=10.5V$ τότε $V_{out}= -4.5V$

Στην συνέχεια ο T.E. U5C είναι ένας αναστρέφων ενισχυτής με κέρδος: $A=1$. Η λειτουργία του είναι να ξανά αντιστρέψει το σήμα ώστε να το επαναφέρει στην αρχική του φάση.

Άρα όταν έχω:

- $V_{in}=0$ τότε $V_{out}= -4.5V$
- $V_{in}=10.5V$ τότε $V_{out}= 6V$

Έπειτα το σήμα εισέρχεται στον T.E. U2A ,ο οποίος είναι σε συνδεσμολογία αθροιστή. Εδώ υπάρχει ακόμα μια Control Voltage είσοδος (CV2($\pm 5V$) η οποία δεχεται εξωτερικα σηματα ελεγχου από καποιον LFO με πλάτος όμως αυτή την φορά: $\pm 5V$. Ο U2A λοιπόν (σε περίπτωση που συνδέσουμε εξωτερικά σήματα ελέγχου στις control voltage εισόδους), μιξάρει τα εξωτερικά αυτά σήματα (τα προσθέτει).

(Επομένως ο χρήστης, έχει την δυνατότητα να συνδέσει δυο εξωτερικά σήματα ελέγχου ταυτόχρονα. Έτσι το σήμα εισόδου διαμορφώνεται από δυο διαφορεικά CV.)

Ο ενισχυτής αυτός για την είσοδο: CV(0/+12V) έχει κέρδος: A=1

Ενώ για την είσοδο: CV(±5V) έχει κέρδος: A=2

Αμέσως μετρά το σήμα μας συναντάει το σήμα μας, συναντάει και πάλι έναν αναστρέφων ενισχυτή U5C με κέρδος: A=1 με σκοπό να επαναφέρει το σήμα στην αρχική φάση.

Τέλος έχουμε έναν διαιρετή τάσεως (R13,R14) ο οποίος σκοπό έχει να φέρει το σήμα ελέγχου μου, όσο το δυνατόν πιο κοντά στην αρνητική τάση τροφοδοσίας: V_{ee}=-12V. Όπως προαναφέραμε όταν η τάση στον κόμβο αναμεσα στις αντιστάσεις R13 και R14 βρίσκεται κοντά στη αρνητική τάση (V_(OTA) ≤ -11V) τότε το I_{bias} είναι μηδέν και το κέρδος κοντά στα -80dB, άρα πρακτικά δεν παράγει έξοδο.

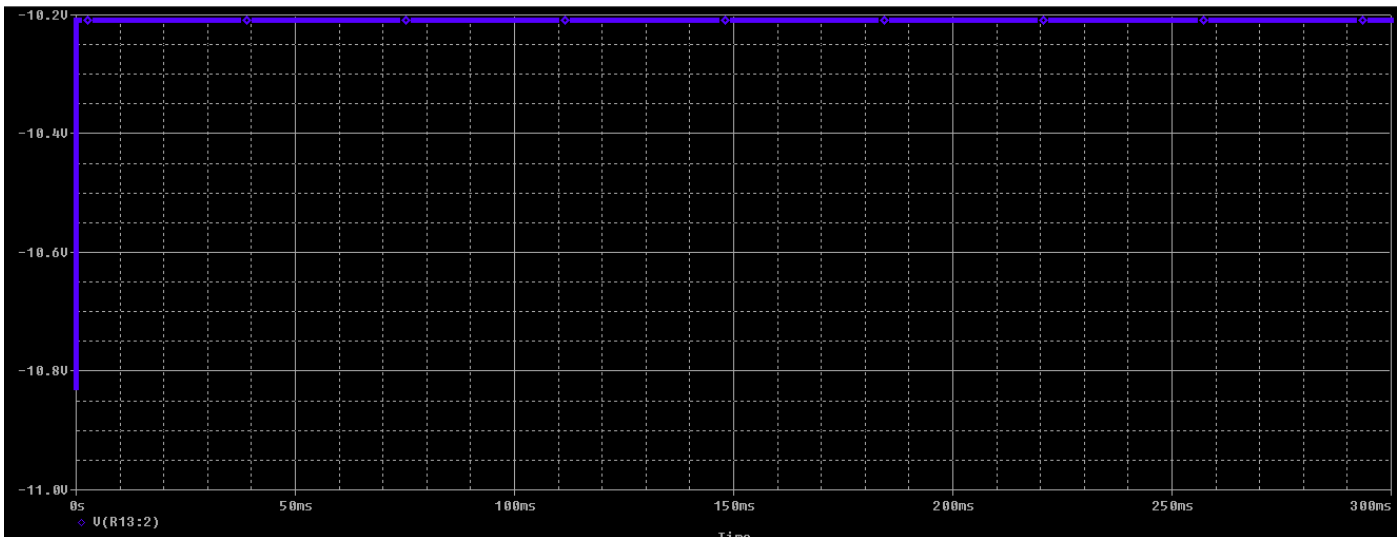
$$V_{(OTA)} = V_{ee} \frac{R13}{R14+R13} + V_{in} \frac{R14}{R13+R14}$$

- Για V_{in} = -4.5V => V_(OTA) = -10.6 - (4.5 * 0.1165) => V_(OTA) = - 11.125V
- Για V_{in} = 6V => V_(OTA) = -10.6 + (6 * 0.1165) => V_(OTA) = - 9.9V

Άρα η τελική έξοδος του OTA σε σχέση με το εξωτερικό σήμα ελέγχου: CV1(0/+12V) θα είναι:

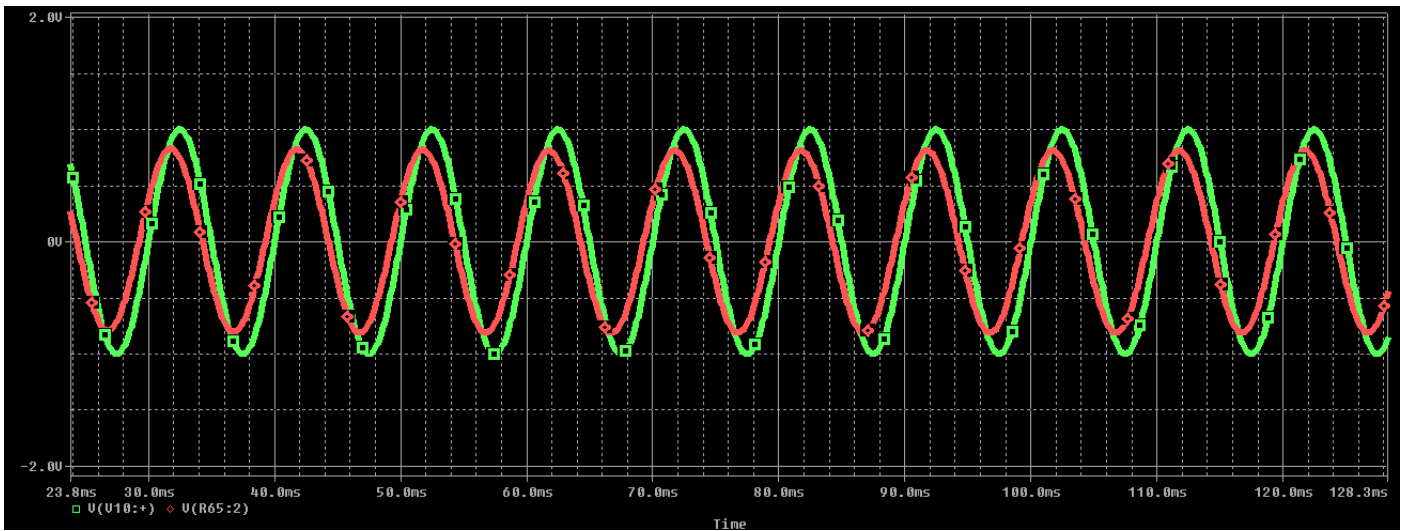
- Για CV1(0/+12V) = 0V → V_{out} = 0V, άρα δεν θα έχουμε καθόλου έξοδο
- Για CV1(0/+12V) = 12V → V_{out} ≈ ±1V, άρα το σήμα εξόδου μου θα είναι όσο και η είσοδος μου (το κέρδος του OTA είναι: A_{OTA} = 1)

3.9.5 PSpice A/D Simulation: Time Domain (Transient) Analysis

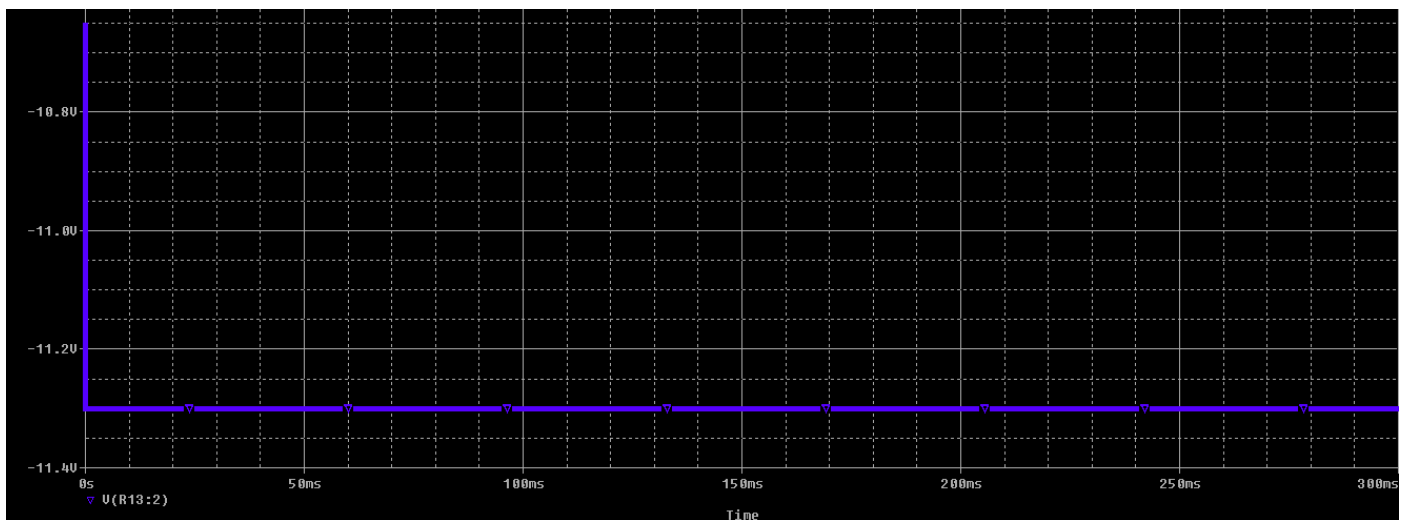


Σχήμα 9.2: Η τάση στον κόμβο αναμεσα στις αντιστάσεις R13 και R14: V_(OTA) = -10.2V (0.3V η απόκλιση από τους υπολογισμούς: V_(OTA) = -9.9V)

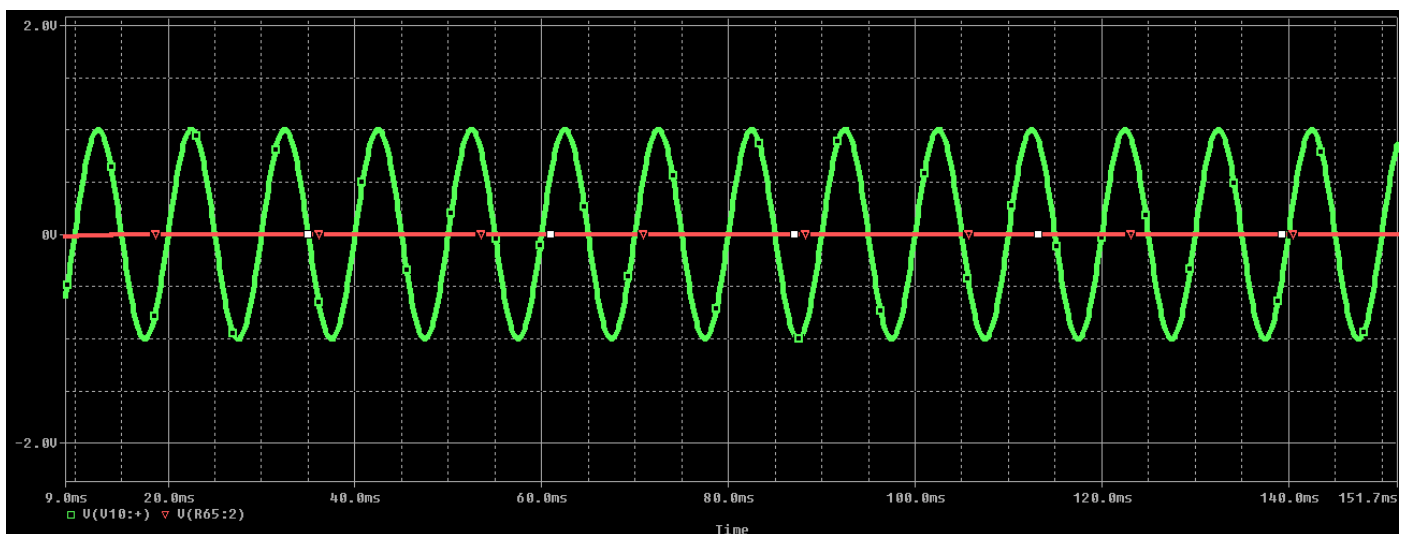
*Σε όλες τις παρακάτω γραφικές παραστάσεις: με πράσινο χρώμα θα απεικονίζεται η κυματομορφή εισόδου, ενώ με κόκκινο χρώμα η κυματομορφή εξόδου.



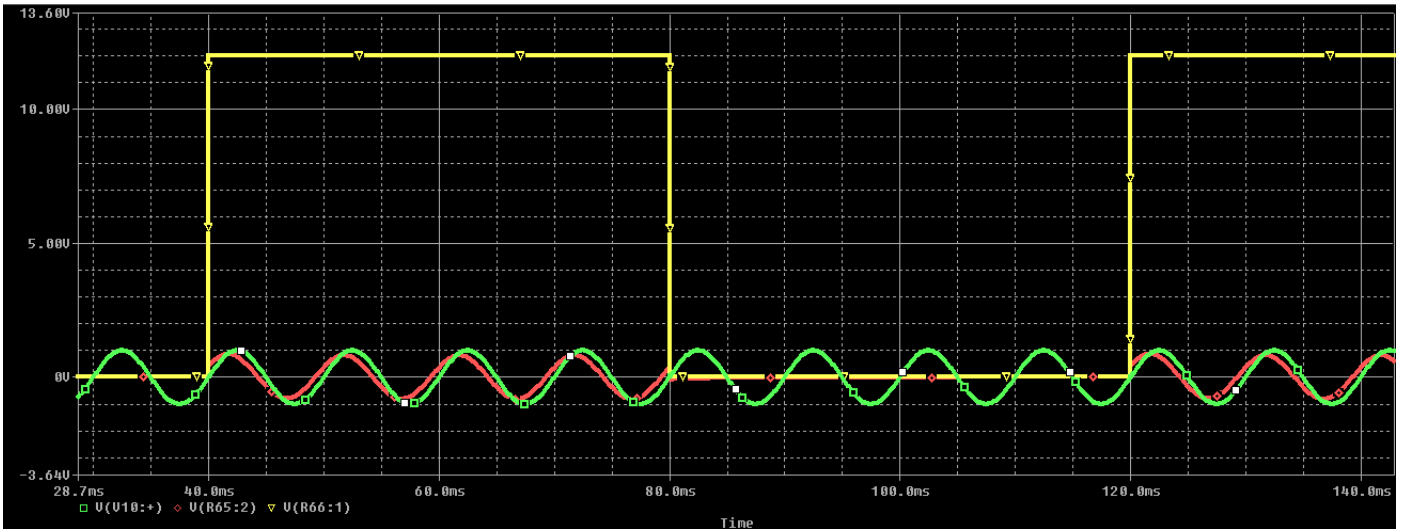
Σχήμα 9.3: Κυματομορφές εισόδου και εξόδου: καθώς η τάση στον κόμβο R13,R14 είναι: $V_{(OTA)}=-10.2V$, το κέρδος είναι περίπου ίσο με την μονάδα: $A \approx 1$



Σχήμα 9.4: Η τάση στον κόμβο ανάμεσα στις αντιστάσεις R13 και R14: $V_{(OTA)}=-11.3V$ ($0.175V$ η απόκλιση από τους υπολογισμούς: $V_{(OTA)}=-11.125V$)



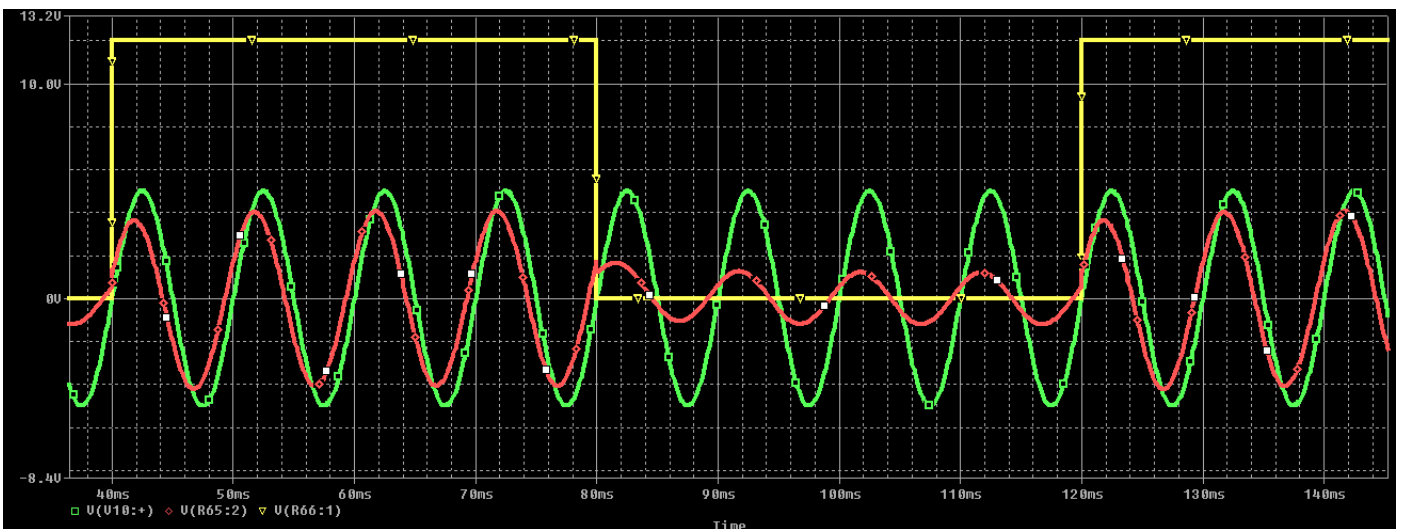
Σχήμα 9.5: Κυματομορφές εισόδου και εξόδου: καθώς η τάση στον κόμβο R13,R14 είναι: $V_{(OTA)}=-11.3V$, το κέρδος είναι: $A=0$



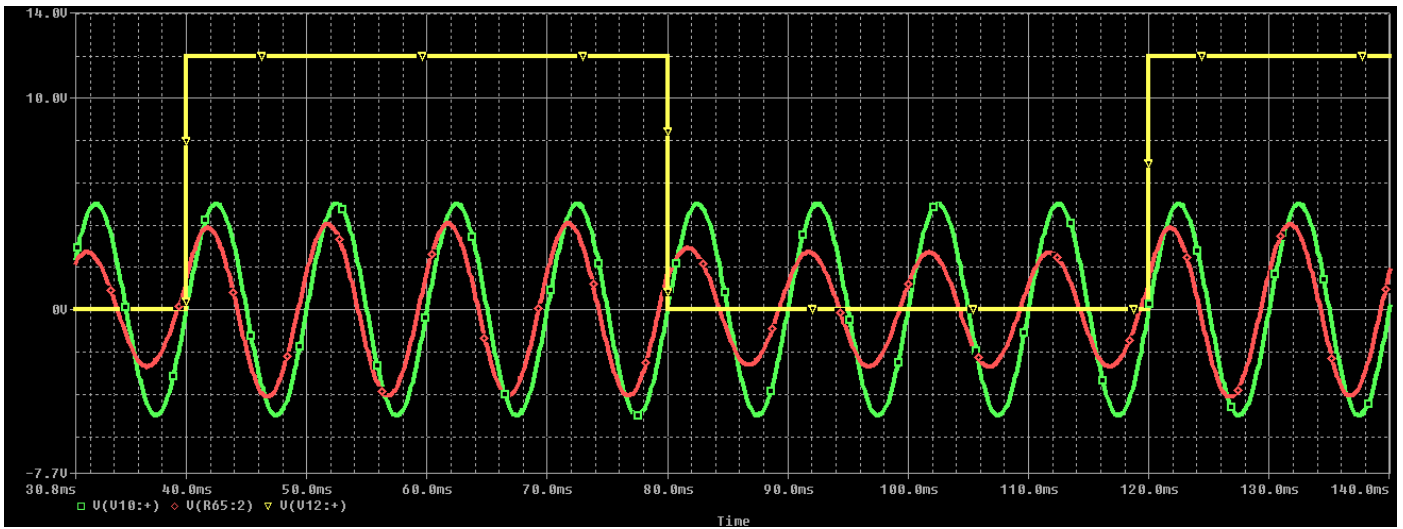
Σχήμα 9.6: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού παλμικού σήματος ελέγχου (κίτρινο χρώμα): $CV1=0/+12V$ & Pot66(set:1), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 1V$, $f=100Hz$)



Σχήμα 9.7: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού παλμικού σήματος ελέγχου (κίτρινο χρώμα): $CV1=0/+12V$ & Pot66(set:1), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)

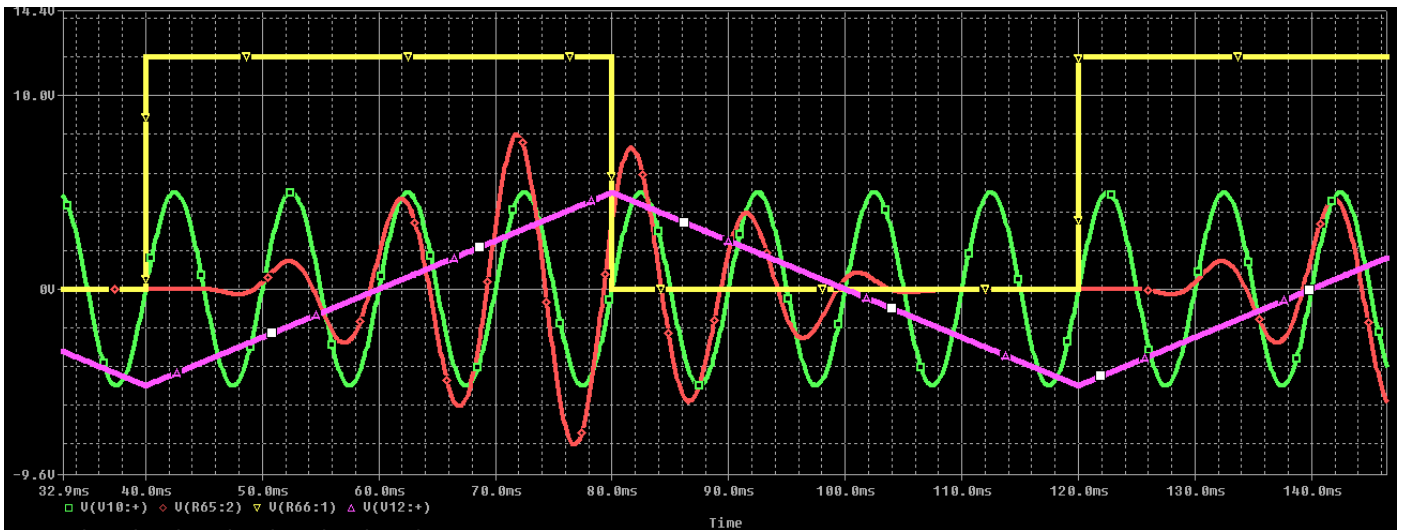


Σχήμα 9.8: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού παλμικού σήματος ελέγχου (κίτρινο χρώμα): $CV1=0/+12V$ & Pot66(set:0.5), (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)

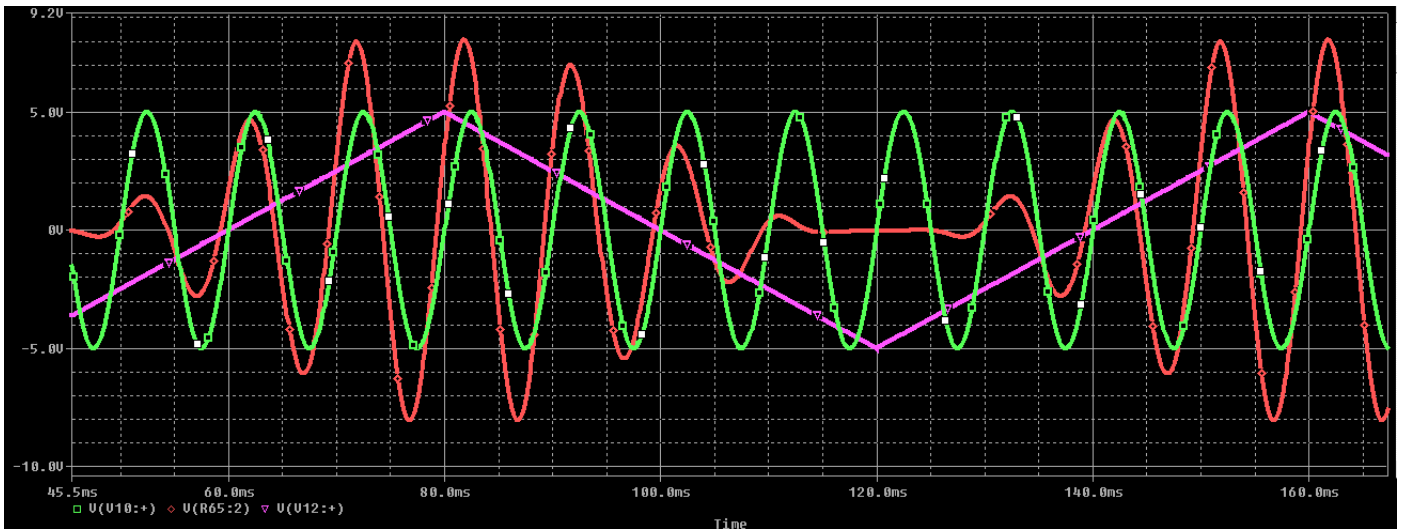


Σχήμα 9.9: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού παλμικού σήματος ελέγχου (κίτρινο χρώμα): $CV1=0/+12V$ & $Rot66(set:0.3)$, (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)

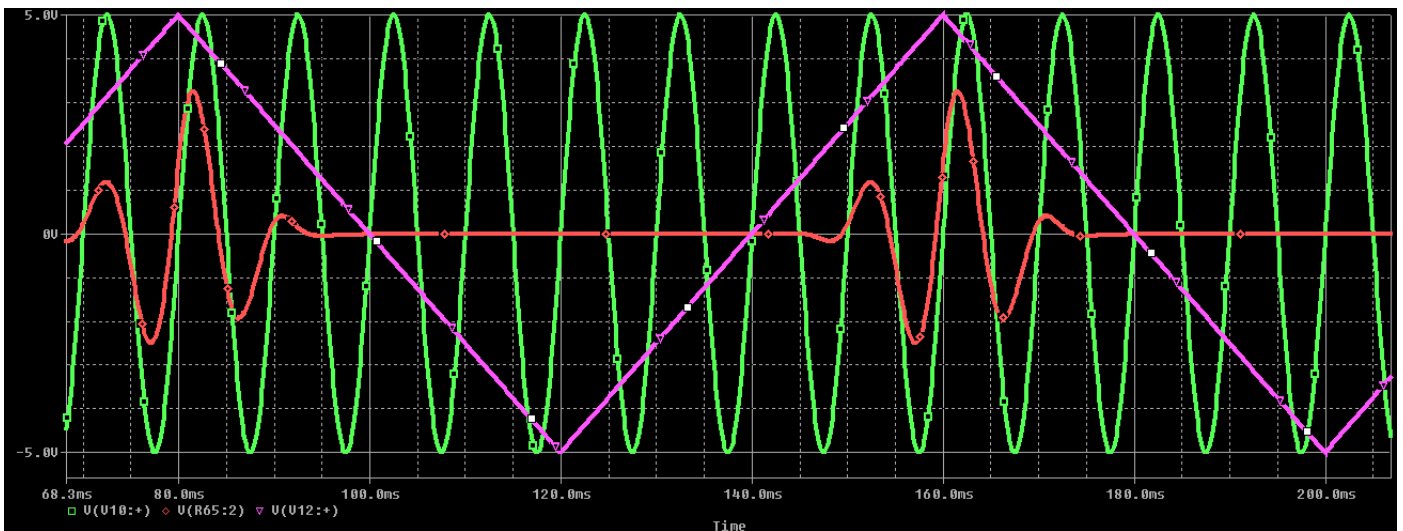
**Παρατηρούμε ότι όσο μειώνεται το set στο Rot66 τόσο μειώνεται και η δραστικότητα της διαμόρφωσης*



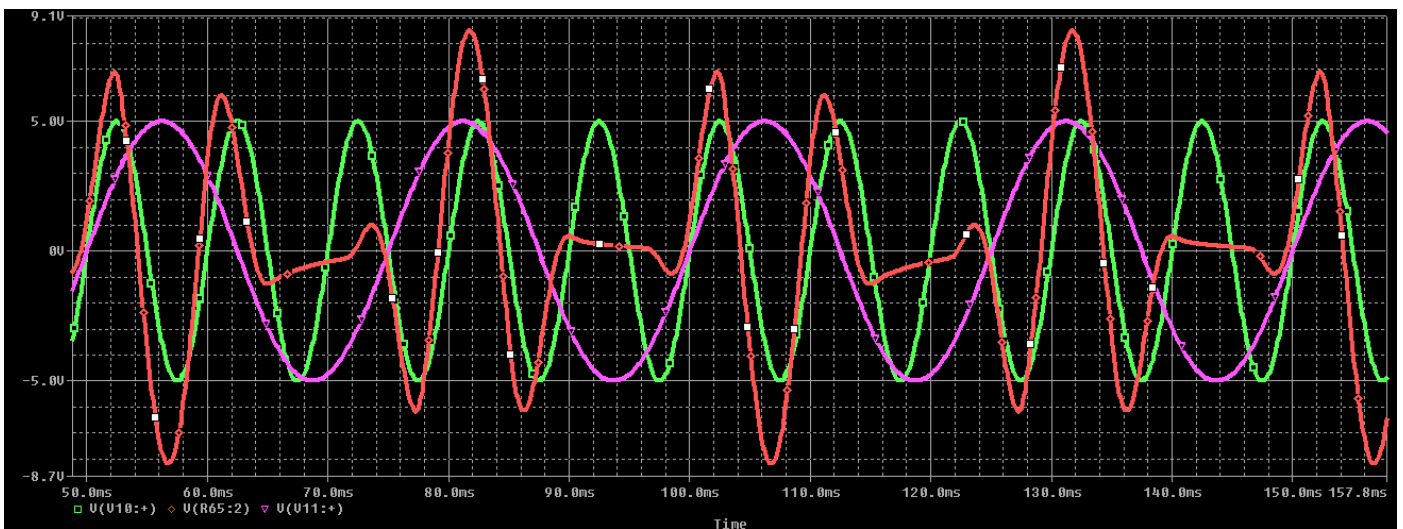
Σχήμα 9.10: Διαμόρφωση πλάτους μέσω δυο εξωτερικών σημάτων ελέγχου στις εισόδους: $CV1$ και $CV2$, παλμικό σήμα (κίτρινο χρώμα): $CV1=0/+12V$ & τριγωνικό σήμα (ροζ χρώμα): $CV2=\pm 5V$



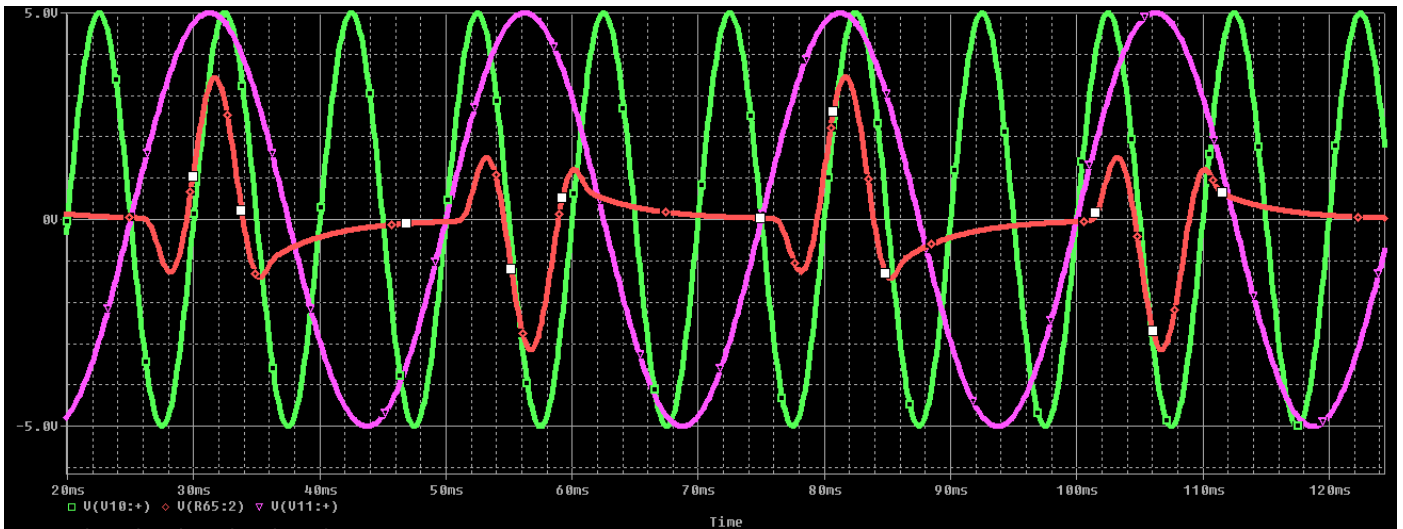
Σχήμα 9.11: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού τριγωνικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα): $CV2=\pm 5V$ & $Rot66(set:0)$, (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)



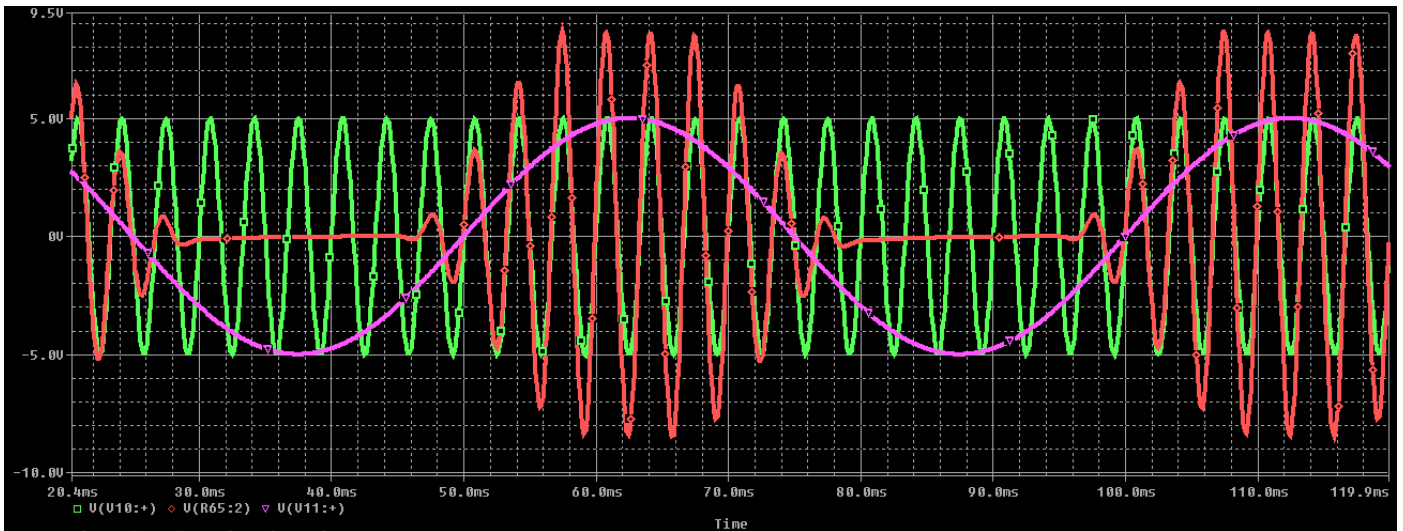
Σχήμα 9.12: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού τριγωνικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα): $CV2=\pm 5V$ & $Rot66(set:1)$, (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)



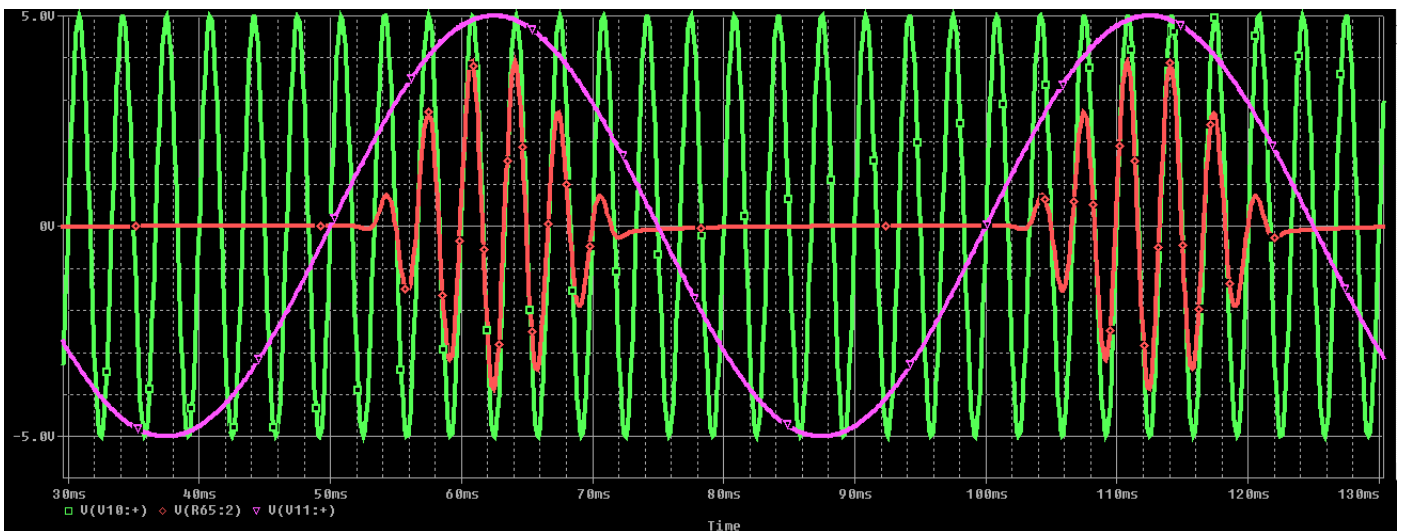
Σχήμα 9.13: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού ημιτονικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα): $CV2=\pm 5V$ & $Rot66(set:0)$, (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)



Σχήμα 9.14: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού ημιτονικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα): $CV2=\pm 5V$ & $Pot66(set:1)$, (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=100Hz$)

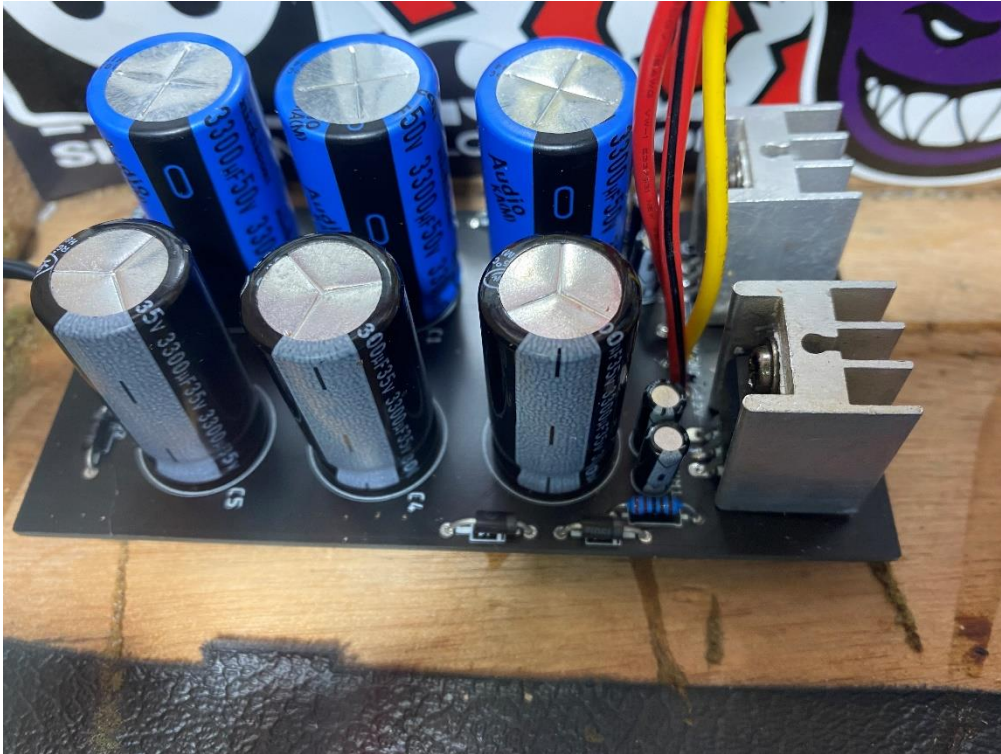


Σχήμα 9.15: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού ημιτονικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα): $CV2=\pm 5V$ & $Pot66(set:0)$, (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=300Hz$)



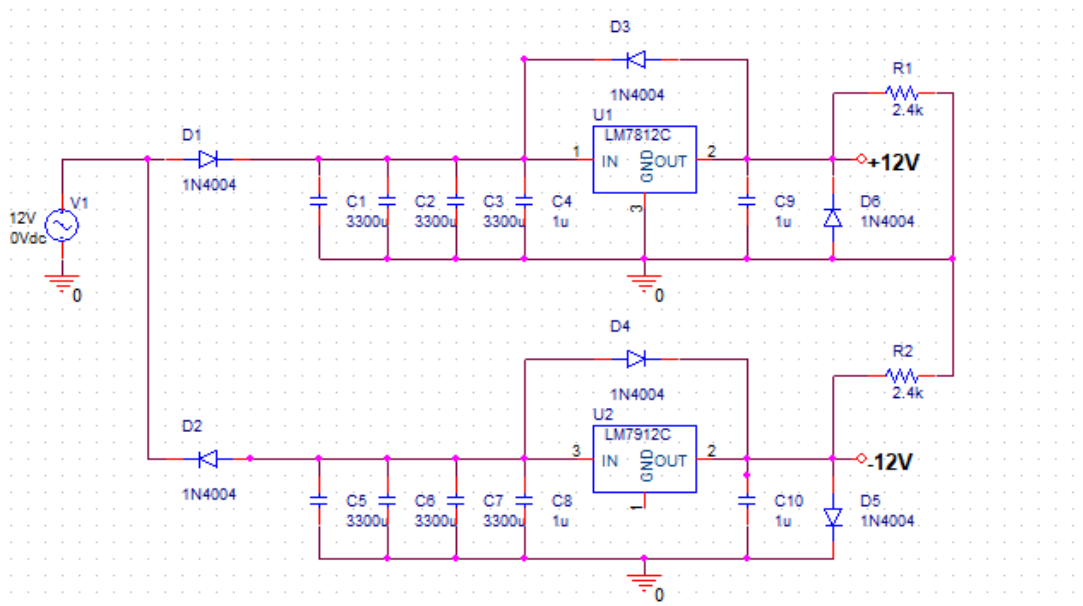
Σχήμα 9.16: Διαμόρφωση πλάτους μέσω εξωτερικού ημιτονικού σήματος ελέγχου (ροζ χρώμα): $CV2=\pm 5V$ & $Pot66(set:1)$, (σήμα εισόδου: $V_{in}=\pm 5V$, $f=300Hz$)

3.10 Power Supply ($\pm 12V$)



Εικόνα 8: POWER SUPPLY

3.10.1 OrCad Capture CIS: Schematic



Σχήμα 10.1: Power Supply ($\pm 12V$) Schematic

3.10.2 Ανάλυση κυκλώματος

Σήμα εισόδου

Η είσοδος και η γείωση του κυκλώματος μου είναι συνδεδεμένα με την έξοδο και την γείωση αντίστοιχα ενός AC to AC converter (ρυθμιστής τάσης). Ο AC to AC converter είναι ένας μετατροπέας ο οποίος δέχεται στην είσοδο του 220V, εναλλασσόμενη τάση (τάση δικτύου) και την μετατρέπει σε 12V, εναλλασσόμενη τάση. Το μέγιστο ρεύμα εξόδου του μετατροπέα είναι: $I_{max}=1000mA$

Επομένως το σήμα που δέχεται το κύκλωμα μου, από την έξοδο του μετατροπέα είναι ένα ημιτονικό σήμα, με συχνότητα: $f=50Hz$ και πλάτος: $V_{p-p}=\pm 17V$

Στα χαρακτηριστικά του τροφοδοτικού μπορεί να αναγράφεται: $V_{out}=12VAC$, αλλά αυτή η τιμή είναι RMS (V_{rms} : ενεργός τιμή τάσης). Αυτό σημαίνει ότι:

$$V_{peak(+)}=V_{rms}*1.414 \Rightarrow$$

$$V_{peak(+)}=12*1.414 \Rightarrow$$

$$V_{peak(+)} \approx 17V$$

Το ίδιο ισχύει και για την αρνητική ημιπερίοδο: $V_{peak(-)} \approx -17V$

Επομένως η τιμή τάσης από κορυφή σε κορυφή είναι: $V_{p-p}=\pm 17V$

Λειτουργία διόδου: D1

Για την θετική ημιπερίοδο του σήματος η D1 είναι ορθά πολωμένη και άγει, άρα αφήνει να περάσει το ρεύμα από μέσα της.

Για την αρνητική ημιπερίοδο του σήματος η D1 είναι ανάστροφα πολωμένη άρα δεν άγει και δεν αφήνει το ρεύμα να περάσει από μέσα της.

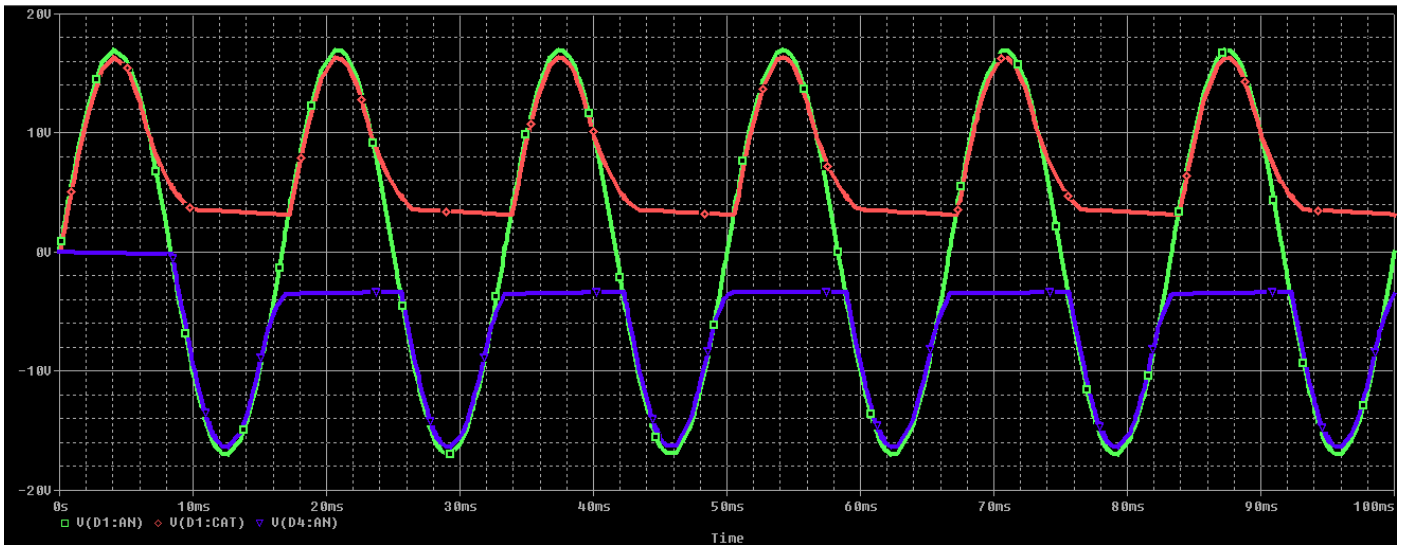
Επομένως η D1 εκτελεί ημιανόρθωση, επιτρέπει την θετική και αποκόπτει την αρνητική ημιπερίοδο της ημιτονοειδούς τάσης εισόδου.

Λειτουργία διόδου: D2

Για την αρνητική ημιπερίοδο του σήματος η D2 είναι ορθά πολωμένη και άγει, άρα αφήνει να περάσει το ρεύμα από μέσα της.

Για την θετική ημιπερίοδο του σήματος η D2 είναι ανάστροφα πολωμένη άρα δεν άγει και δεν αφήνει το ρεύμα να περάσει από μέσα της.

Επομένως η D2 εκτελεί ημιανόρθωση, επιτρέπει την αρνητική και αποκόπτει την θετική ημιπερίοδο της ημιτονοειδούς τάσης εισόδου.



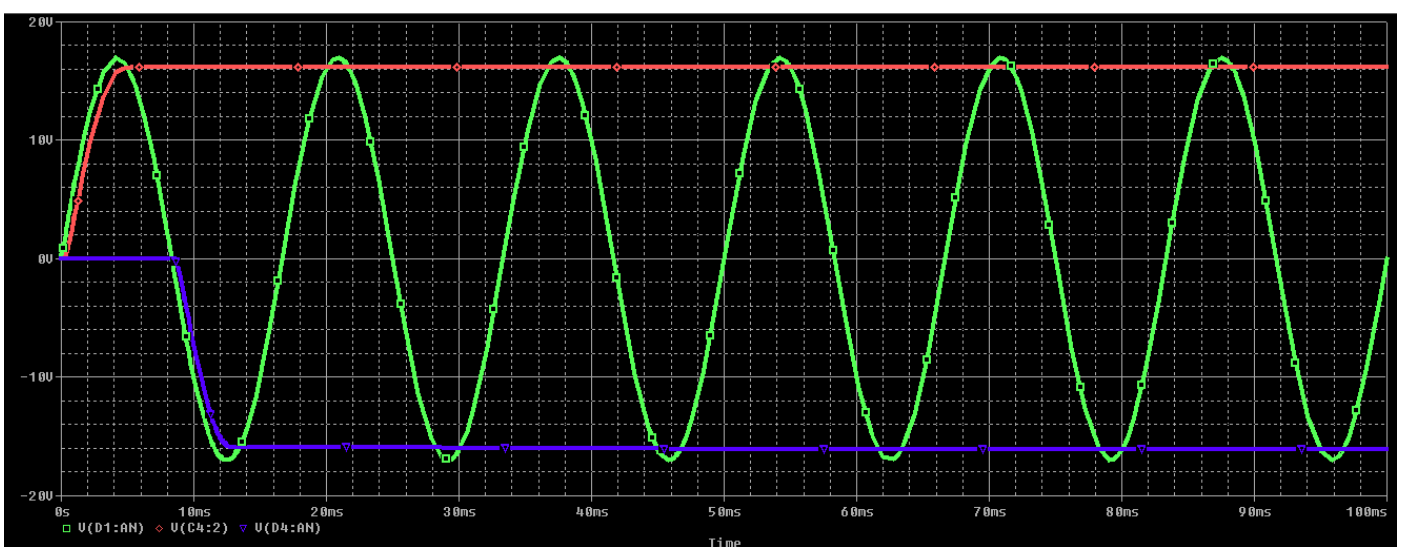
Σχήμα 10.2: Με πράσινο χρώμα απεικονίζεται η κυματομορφή εισόδου, με κόκκινο χρώμα απεικονίζεται η κυματομορφή αμέσως μετρά την D1 και με μπλε χρώμα απεικονίζεται η κυματομορφή αμέσως μετρά την D2.

Λειτουργία πυκνωτών εξομάλυνσης

Στην συνέχεια το σήμα μας εισέρχεται στα δυο φίλτρα εξομάλυνσης, ένα για την θετική ημιπερίοδο και ένα για την αρνητική. Σκοπός των φίλτρων αυτών είναι να εξομαλύνουν το σήμα εισόδου, δηλαδή να ελαττώσουν τον βαθμό κυμάτωσης του έτσι ώστε το εναλλασσόμενο σήμα μου να γίνει συνεχές.

Το φίλτρο εξομάλυνσης για την θετική ημιπερίοδο αποτελείται: από τους πυκνωτές C1, C2 και C3 οι οποίοι είναι παράλληλα μεταξύ τους ώστε να σχηματίσουν έναν πυκνωτή μεγαλύτερης χωρητικότητας.

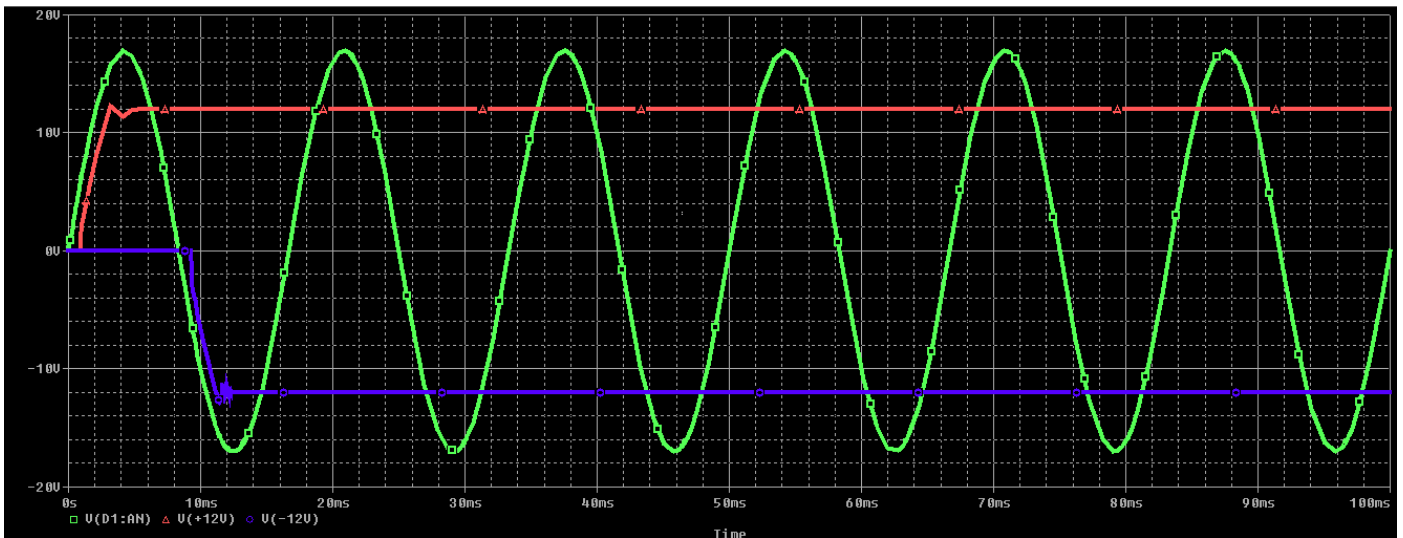
Το φίλτρο εξομάλυνσης για την αρνητική ημιπερίοδο αποτελείται: από τους πυκνωτές C5, C6 και C7 οι οποίοι και πάλι είναι παράλληλα μεταξύ τους για τον ίδιο λόγο.



Σχήμα 10.3: Η δράση των πυκνωτών εξομάλυνσης

Λειτουργία σταθεροποιητών τάσεως

Στην συνέχεια, η θετική DC πλέον τάση μου εισέρχεται στην είσοδο του Voltage regulator 7812, ενώ η αρνητική εισέρχεται στην είσοδο του Voltage Regulator 7912. Εκεί οι δυο τάσεις: 17V και -17V σταθεροποιούνται και τελικά έχω στις δυο εξόδους των σταθεροποιητών: 12V και -12V αντίστοιχα.



Σχήμα 10.4: Η δράση των voltage regulators

Λειτουργία υπολοίπων εξαρτημάτων

Οι δίοδοι D3, D6 και D4, D5 είναι δίοδοι προστασίας ώστε να προστατέψουν τις εισόδους και τις εξόδους των δυο σταθεροποιητών τάσεως (7812 και 7912) από ανεπιθύμητα ρεύματα που μπορούν να προκληθούν από τους πυκνωτές εξομάλυνσης.

Τέλος οι πυκνωτές C4, C9 και C8, C10 βοηθάνε στην σταθερότητα λειτουργίας των δυο σταθεροποιητών.

3.11 Επίλογος

Το OrCad PSpice είναι ένας πλήρως εξοπλισμένος προσομοιωτής και αναλυτής κυκλωμάτων, αναλογικών και μεικτών σημάτων με δυνατότητα απεικόνισης κυματομορφών.

Για κάθε μια ενότητα του κεφαλαίου αυτού, δηλαδή για κάθε ένα διαφορετικό κύκλωμα πραγματοποιήθηκε:

- Περιγραφή των βασικών λειτουργιών και των χειριστηρίων ελέγχου
- Σχεδίαση του γραφικού διαγράμματος στο περιβάλλον Capture Cis
- Εκτενής ανάλυση κυκλώματος (περιγραφή της ροής του σήματος καθώς και τον ρόλο του κάθε εξαρτήματος στη διαδρομή του σήματος από την είσοδο στην έξοδο)
- Αποτύπωση αποτελεσμάτων προσομοιώσεων (απεικόνιση κυματομορφών) στο περιβάλλον PSpice A/D

Κεφάλαιο 4ο: Σχεδιασμός πλακετών

4.1 Εισαγωγή

Το τελευταίο στάδιο για την υλοποίηση όλων των παραπάνω κυκλωμάτων είναι ο σχεδιασμός των τυπωμένων πλακετών PCBs (Printed Circuit Boards). Το πρόγραμμα που χρησιμοποιήθηκε για τον σχεδιασμό των πλακετών είναι το Eagle της Autodesk Inc.

4.2 Τι είναι το Eagle Autodesk Inc. ;

Το Eagle είναι ένα λογισμικό EDA (Electronic Design Automation), που επιτρέπει στους σχεδιαστές τυπωμένων κυκλωμάτων (PCBs) να συνδέουν τα σχηματικά διαγράμματα, να τοποθετούν τα διαφορά εξαρτήματα πάνω στη πλακέτα και να τα δρομολογούν σύμφωνα με τις συνδέσεις των σχηματικών τους. [13]

Πιο αναλυτικά:

Το eagle περιέχει ένα σχηματικό πρόγραμμα επεξεργασίας (Schematic Editor) για τον σχεδιασμό κυκλωματικών διαγραμμάτων ή αλλιώς σχηματικών (Schematics).

Η διαδικασία σχεδιασμού του σχηματικού είναι πανομοιότυπη με την διαδικασία που κάναμε με το πρόγραμμα PSpice της OrCad.

Μόνο που αυτή την φορά η επιλογή των εξαρτημάτων από τις βιβλιοθήκες του προγράμματος απαιτούν πολύ μεγαλύτερη προσοχή και λεπτομέρεια. Ο σχεδιαστής θα πρέπει να επιλέξει τα εξαρτήματα με μεγάλη σύνεση και μετρά από σοβαρή μελέτη, ώστε τόσο οι διαστάσεις, όσο και το σχήμα των υλικών να είναι να έχουν τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Ένα λάθος στην επιλογή εξαρτημάτων συνεπάγεται λάθος και στο τελικό αποτέλεσμα, δηλαδή λάθος στην τυπωμένη πλακέτα.

Στην συνέχεια ο σχεδιαστής αφού ολοκληρώσει το σχηματικό, κάνει έλεγχο για πιθανά σφάλματα και λάθη. Σε περίπτωση που δεν υπάρχουν αστοχίες, ο σχεδιαστής με το εργαλείο " Switch to Board" μετατρέπει το σχηματικό (schematic file: .sch) σε σχέδιο PCB/ αρχείο πίνακα (Board file: .brd)

Αφού ανοίξει το Board αρχείο, ο σχεδιαστής θα πρέπει να τοποθετήσει χειροκίνητα όλα τα εξαρτήματα στις θέσεις που επιθυμεί πάνω στη πλακέτα.

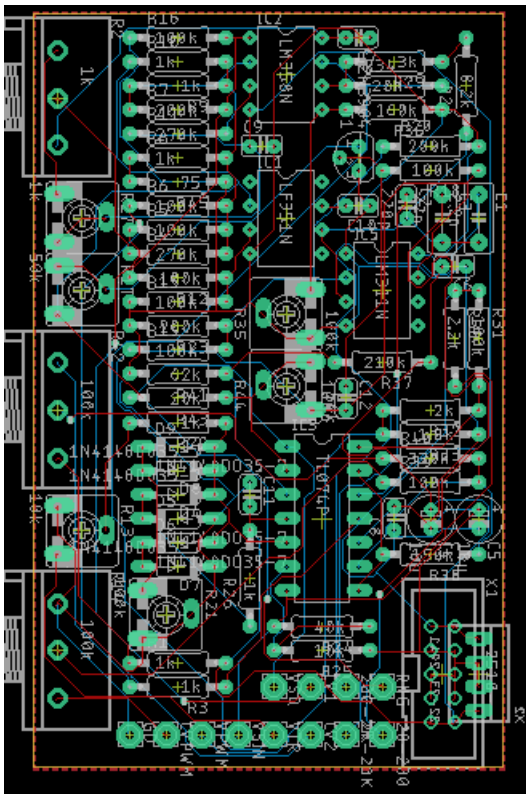
Στην συνέχεια θα πρέπει να γίνει δρομολόγηση των εξαρτημάτων, δηλαδή η σύνδεση ιχνών (traces) όλων των εξαρτημάτων σύμφωνα με τις συνδέσεις που ορίζονται στο σχηματικό.

Η διαδικασία της δρομολόγησης μπορεί να γίνει αυτόματα μέσω του εργαλείου Auto-routing.

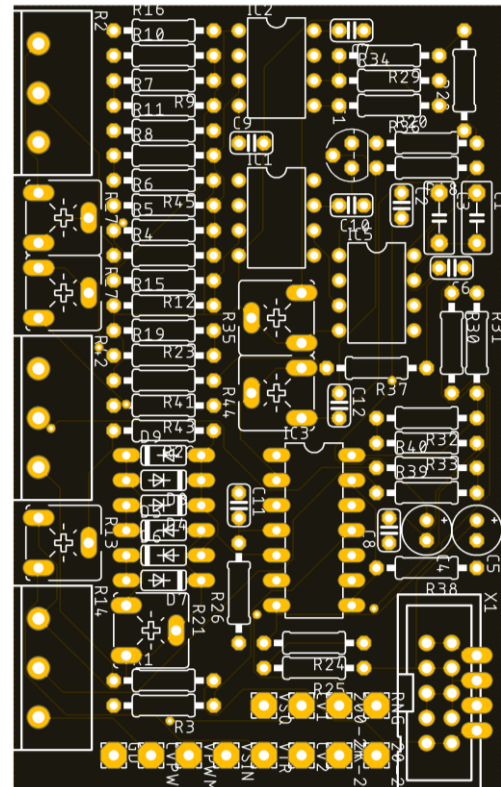
Έπειτα, αφού ολοκληρωθεί και αυτή η διαδικασία το Eagle αποθηκεύει τα gerber & drill files, τα οποία είναι πρότυπης μορφής αρχεία (standard files' format) και γίνονται δεκτά από εταιρίες κατασκευής πλακετών.

Τέλος ο σχεδιαστής αφού κάνει εξαγωγή (export) τα παραπάνω αρχεία, τα αποστέλλει σε κάποια εταιρία κατασκευής πλακετών όπου εκεί σύμφωνα με τα παραπάνω αρχεία θα γίνει η τύπωση των πλακετών PCBs.

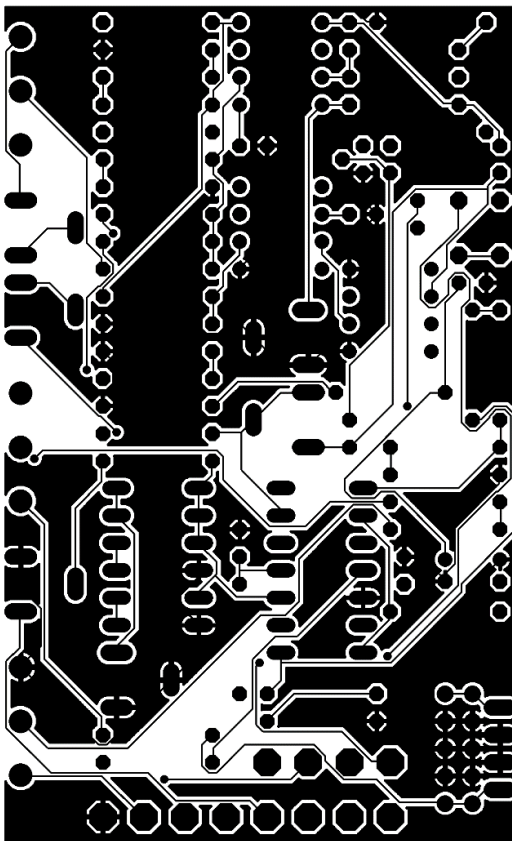
4.3 Linear VCO (Hz/V)



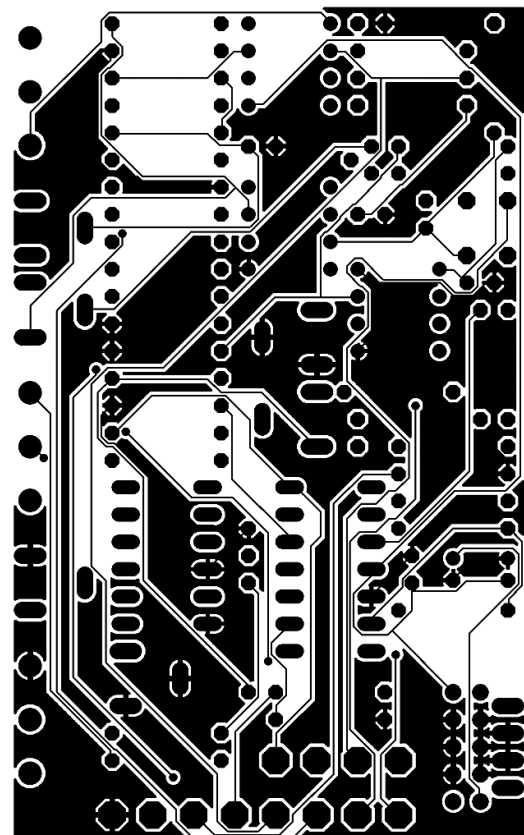
Σχήμα 11.1: Board Layout



Σχήμα 11.2: Manufacturing Viewer

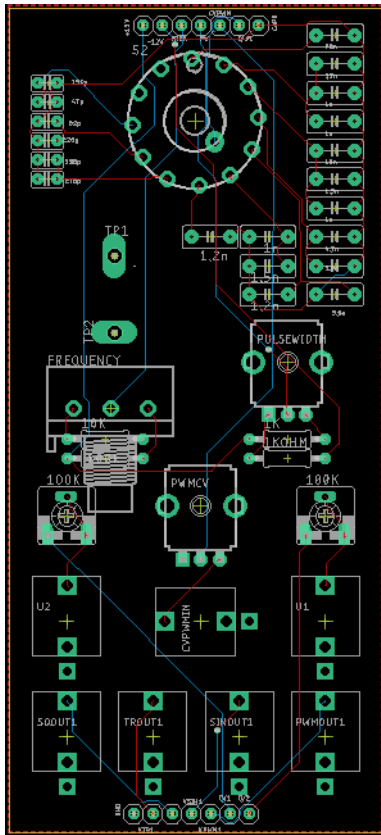


Σχήμα 11.3: Gerber File: Top Copper

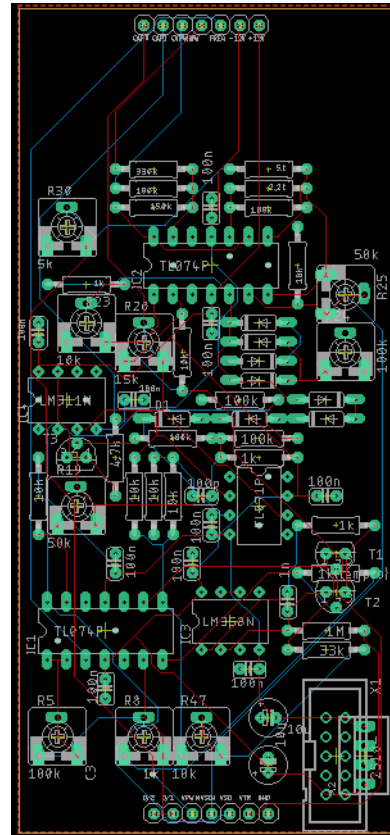


Σχήμα 11.4: Gerber File: Bottom Copper

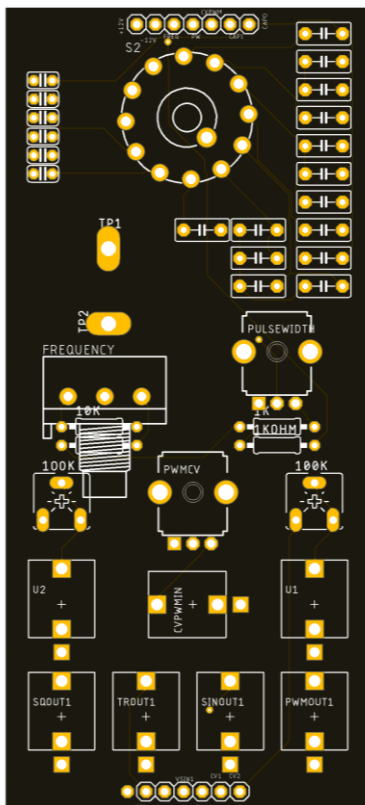
4.4 Exponential VCO (V/Oct)



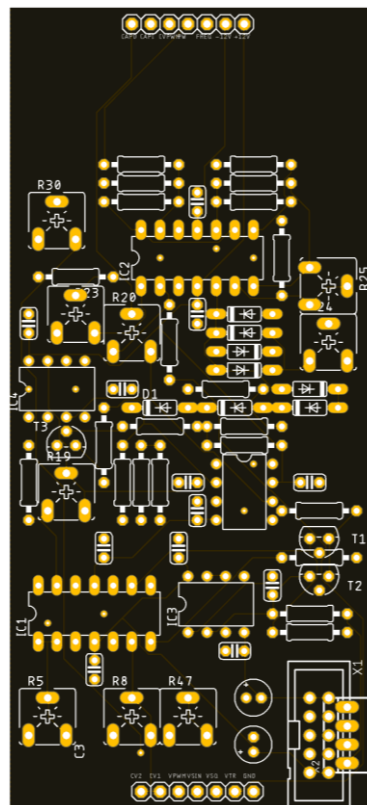
Σχήμα 12.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB



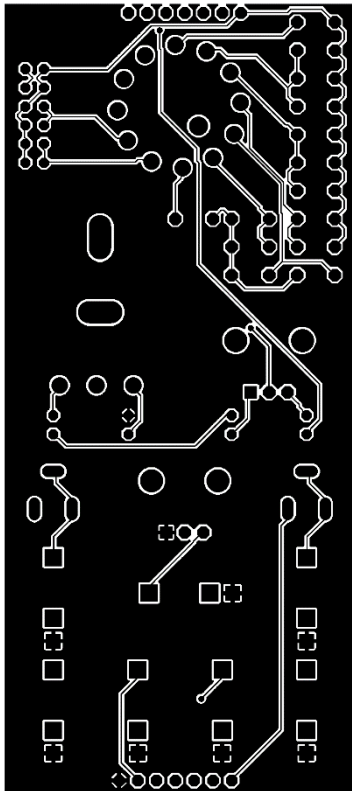
Σχήμα 12.2: Board Layout: Main PCB



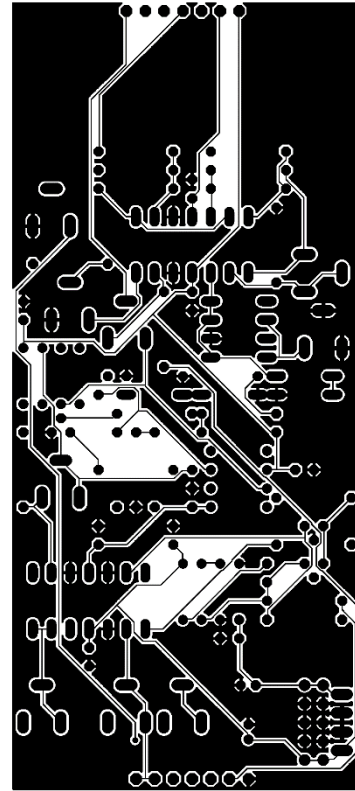
Σχήμα 12.3: Manufacturing Viewer



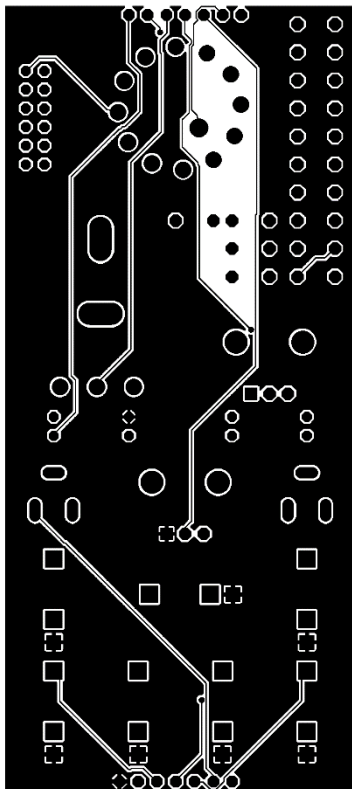
Σχήμα 12.4: Manufacturing Viewer



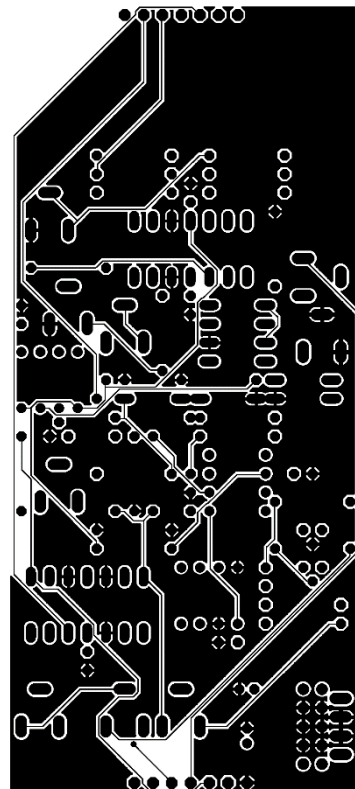
Σχήμα 12.5: Gerber File: Top Copper



Σχήμα 12.6: Gerber File: Top Copper

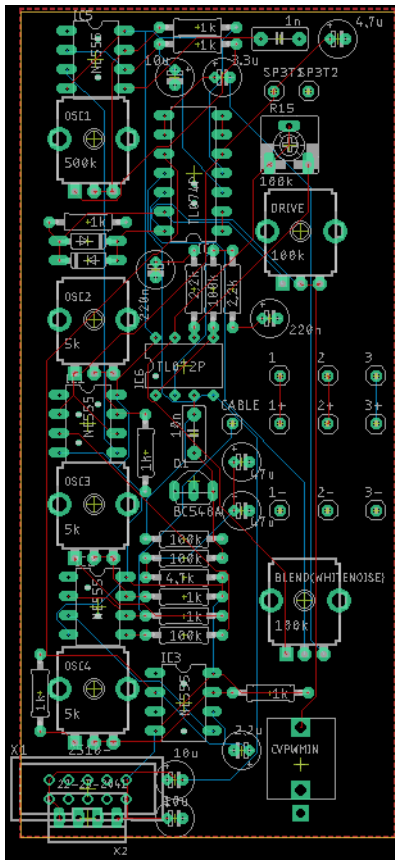


Σχήμα 12.7: Gerber File: Bottom Copper

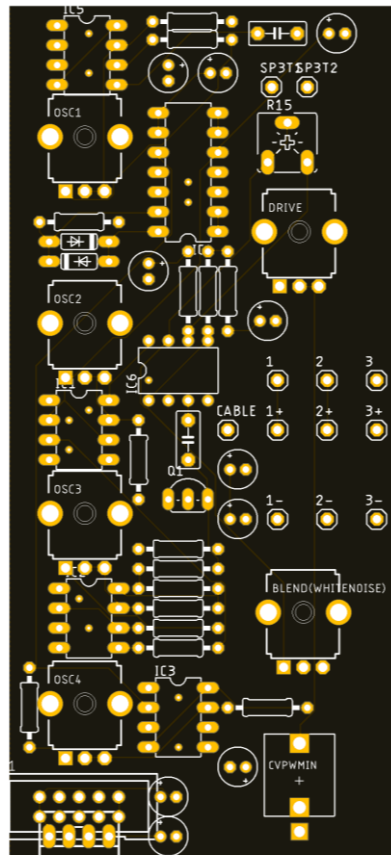


Σχήμα 12.8: Gerber File: Bottom Copper

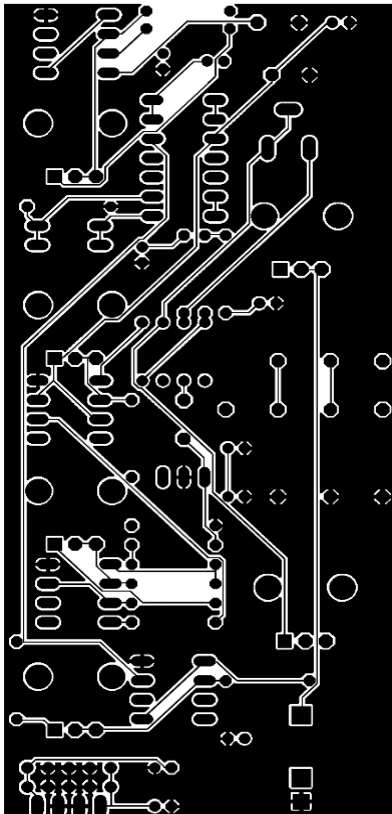
4.5 Random Noise Drone Generator



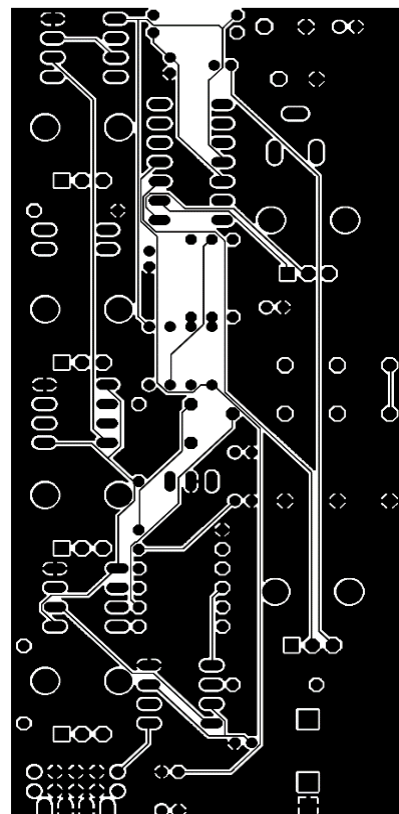
Σχήμα 13.1: Board Layout



Σχήμα 13.2: Manufacturing Viewer

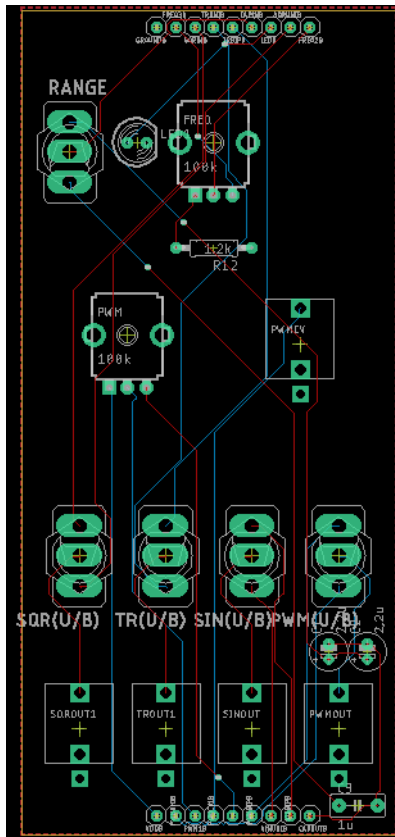


Σχήμα 13.3: Gerber File: Top Copper

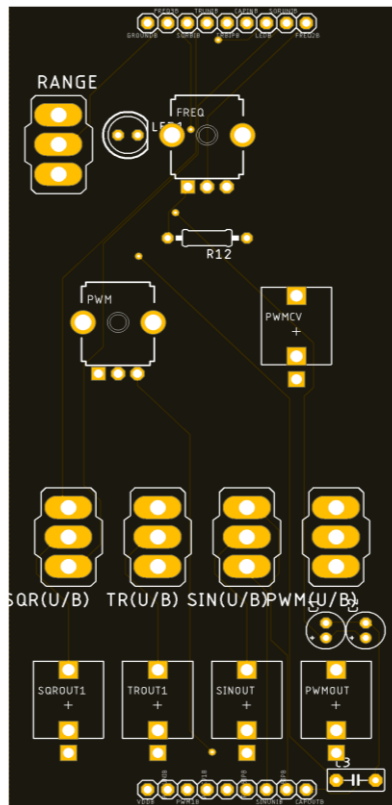


Σχήμα 13.4: Gerber File: Bottom Copper

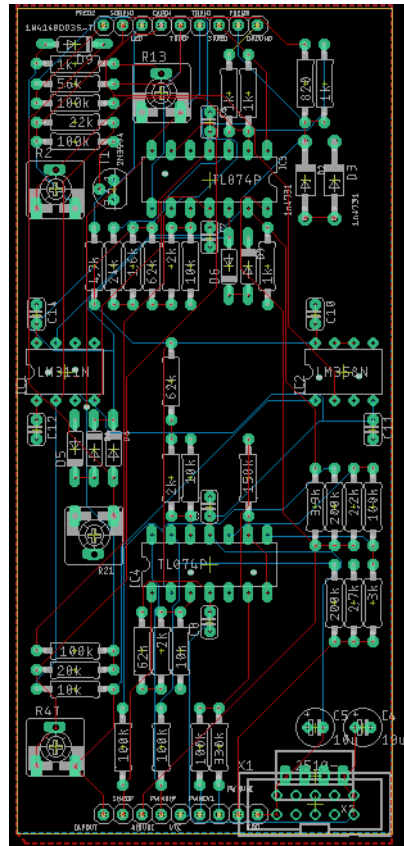
4.6 LFO



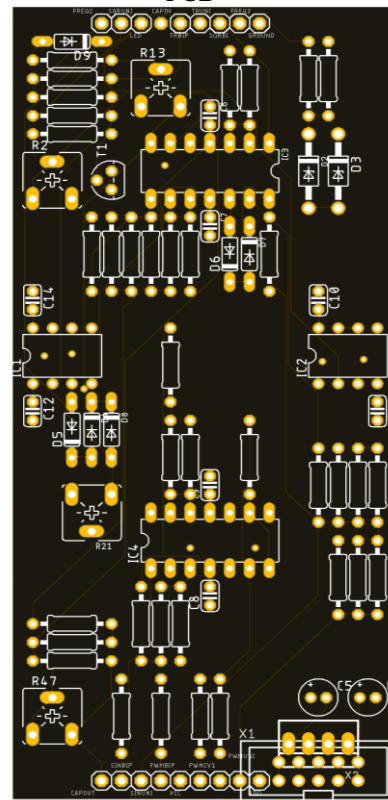
Σχήμα 14.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB



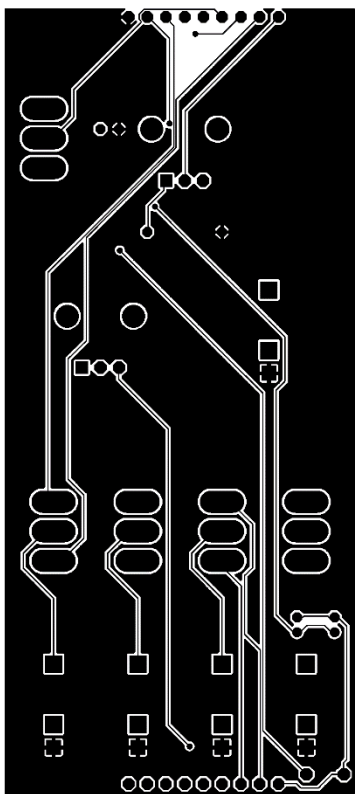
Σχήμα 14.3: Manufacturing Viewer



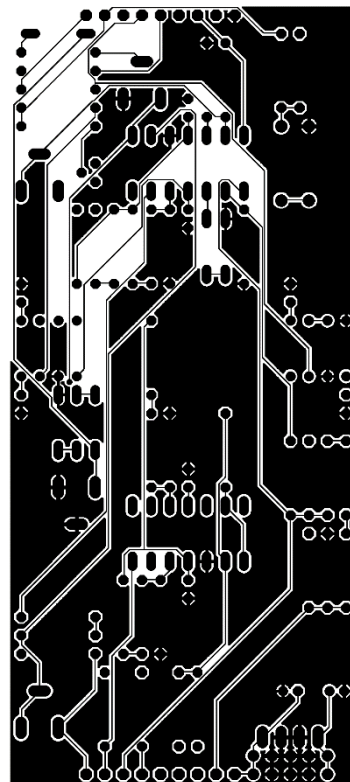
Σχήμα 14.2: Board Layout: Main PCB



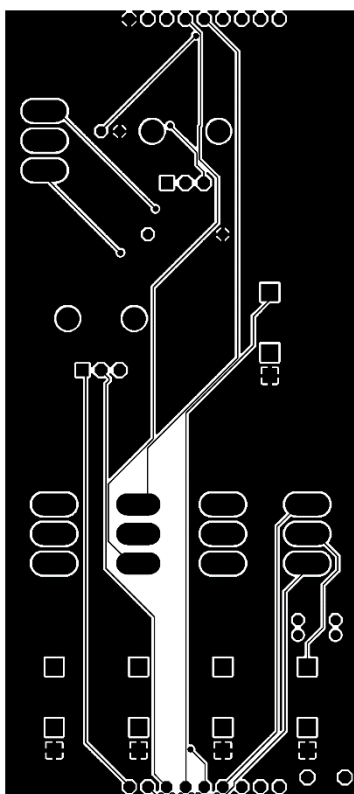
Σχήμα 14.4: Manufacturing Viewer



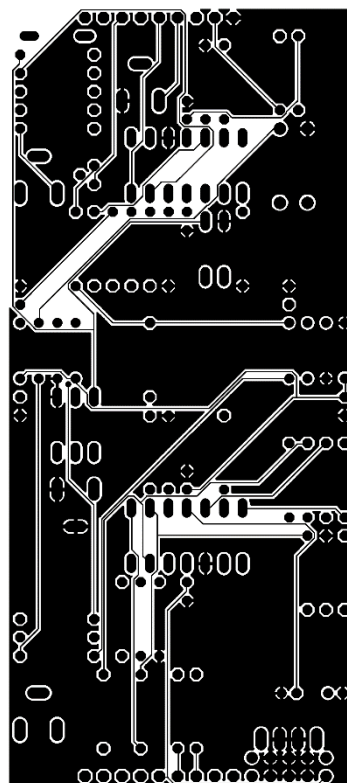
Σχήμα 14.5: Gerber File: Top Copper



Σχήμα 14.6: Gerber File: Top Copper

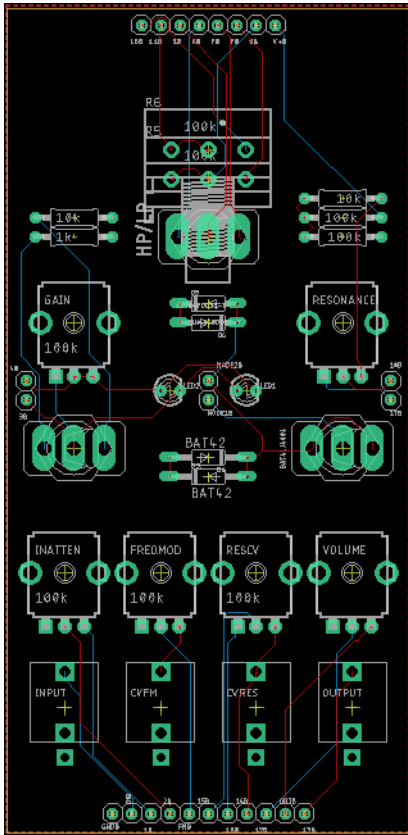


Σχήμα 14.7: Gerber File: Bottom Copper

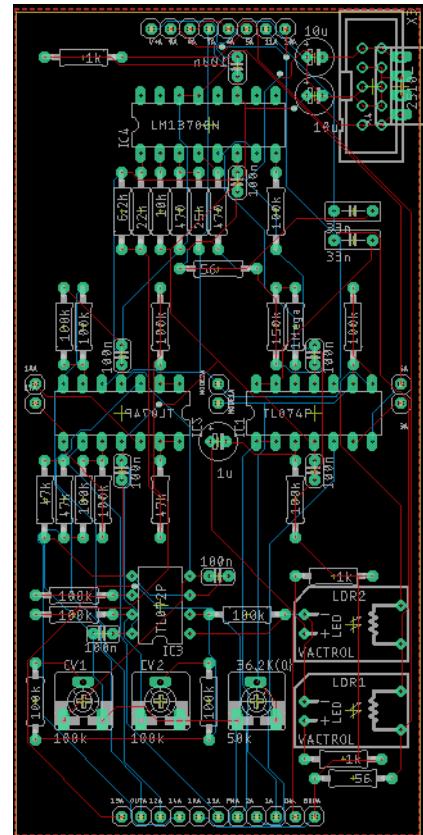


Σχήμα 14.8: Gerber File: Bottom Copper

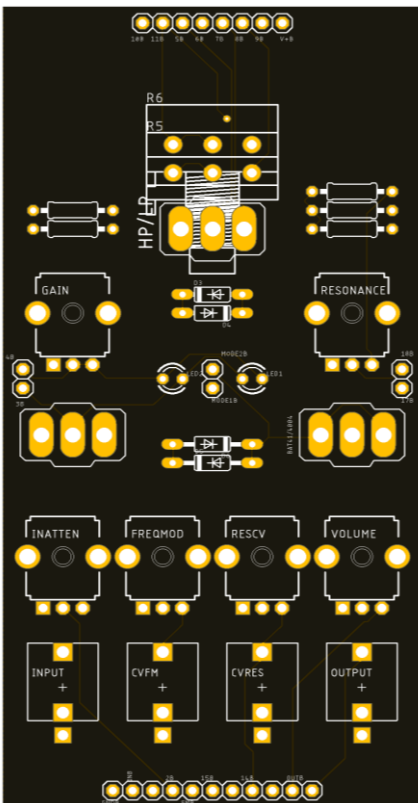
4.7 VCF



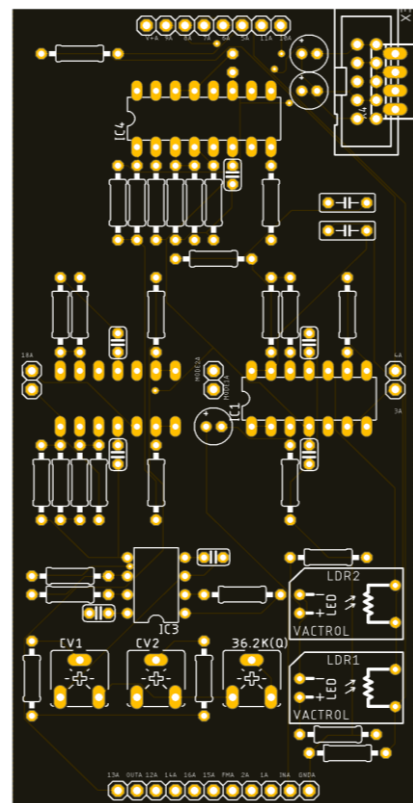
Σχήμα 15.1: Board Layout:
Pots&Sockets PCB



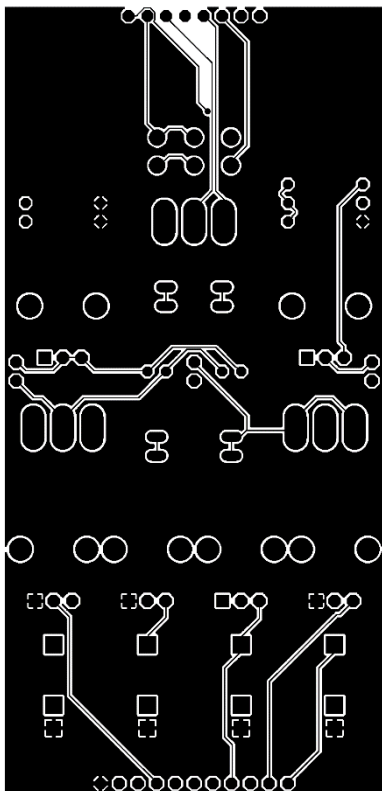
Σχήμα 15.2: Board Layout: Main
PCB



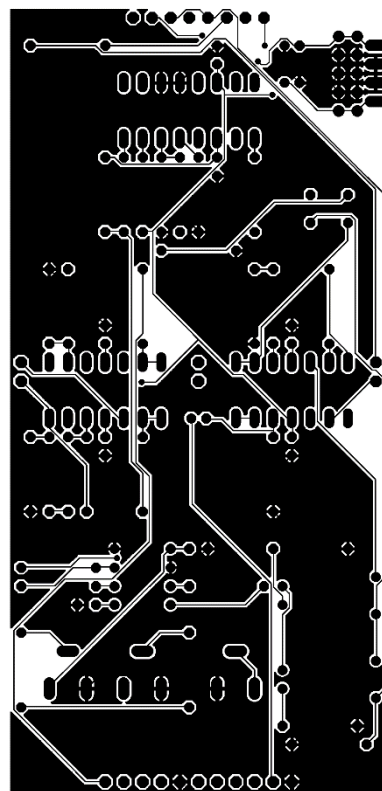
Σχήμα 15.3: Manufacturing Viewer



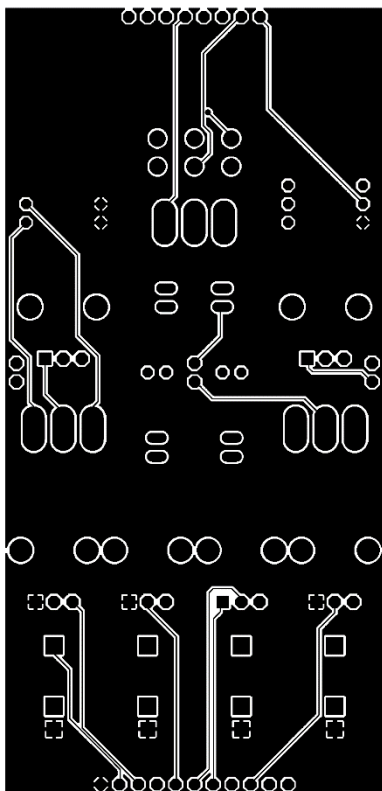
Σχήμα 15.4: Manufacturing Viewer



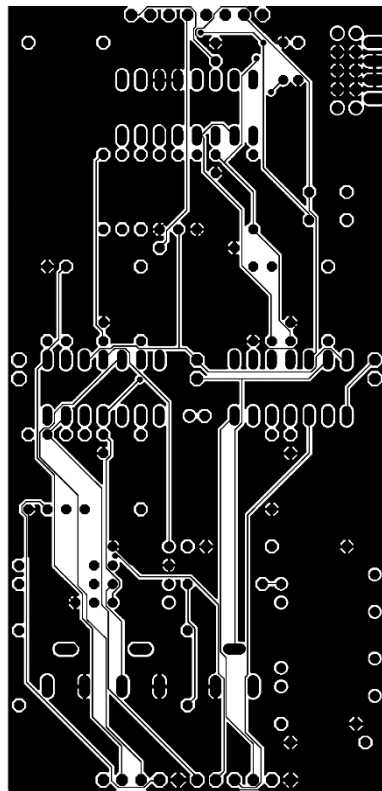
Σχήμα 15.5: Gerber File: Top Copper



Σχήμα 15.6: Gerber File: Top Copper

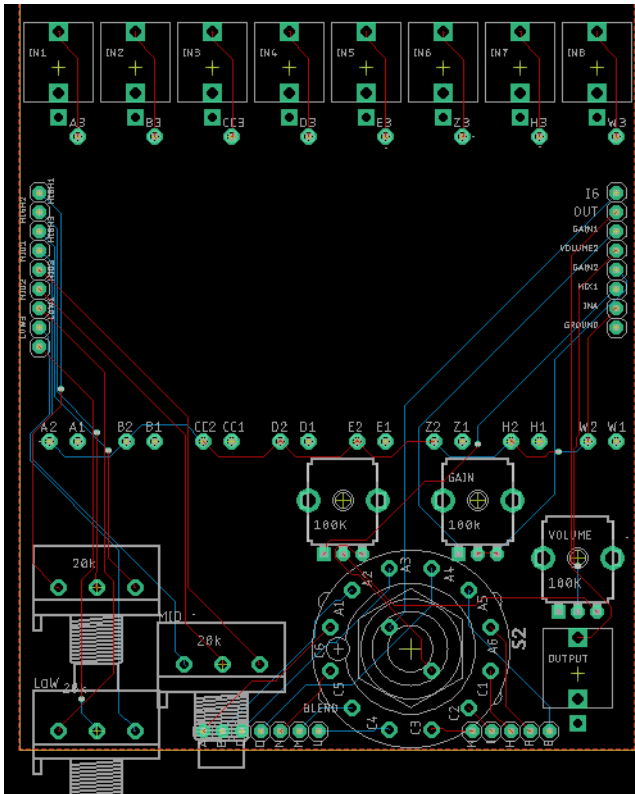


Σχήμα 15.7: Gerber File: Bottom Copper

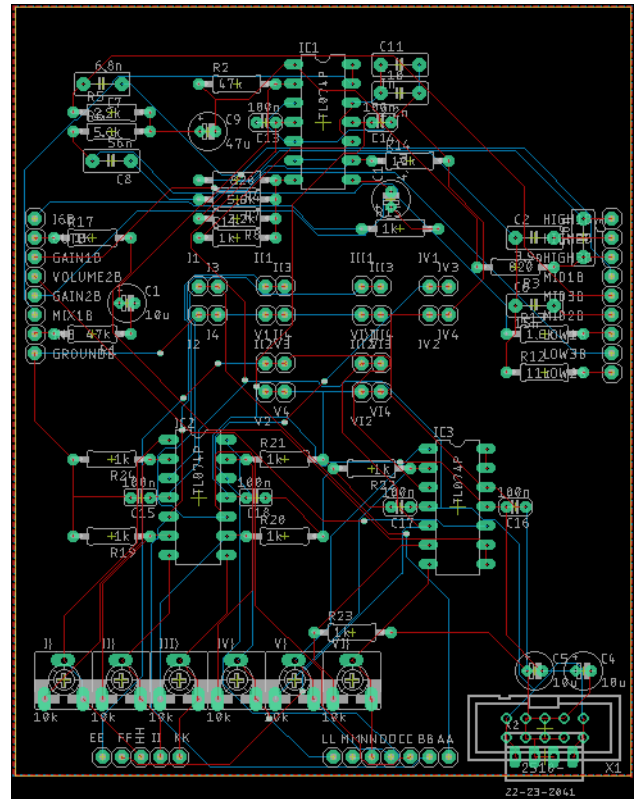


Σχήμα 15.8: Gerber File: Bottom Copper

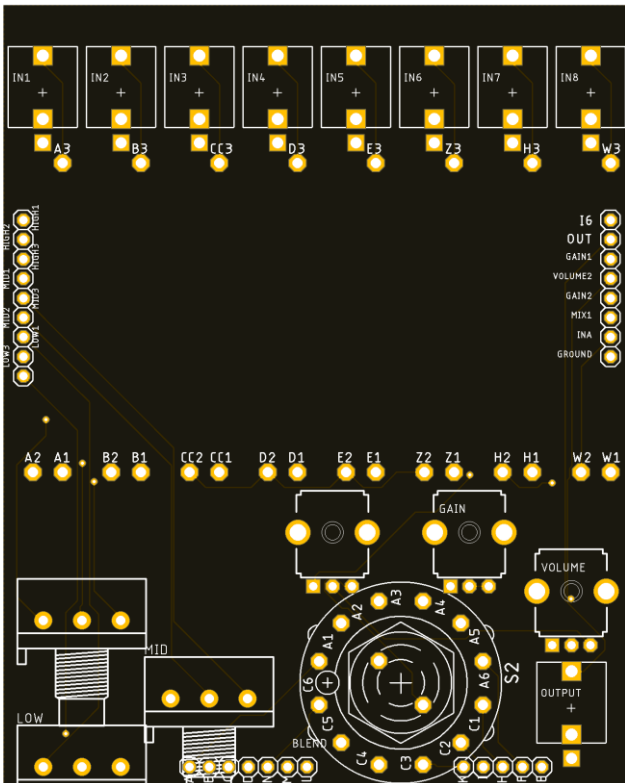
4.8 Mixer



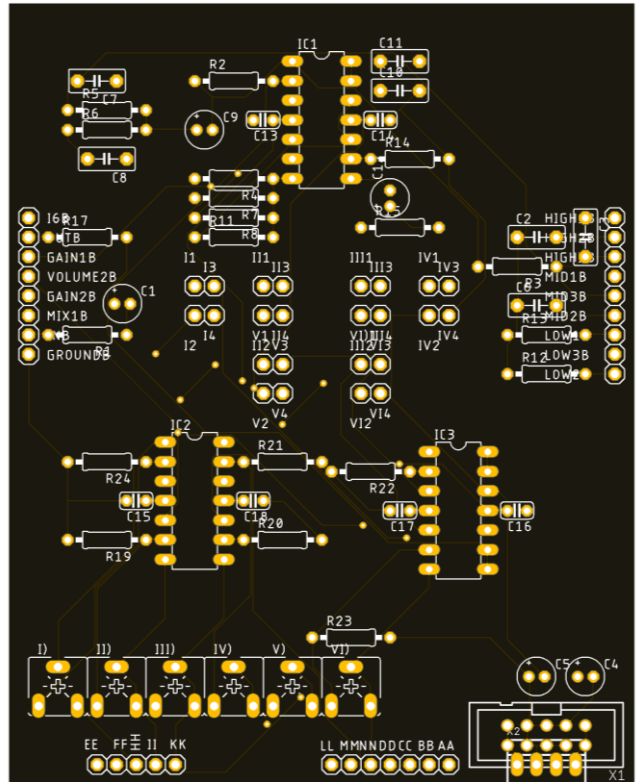
Σχήμα 16.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB



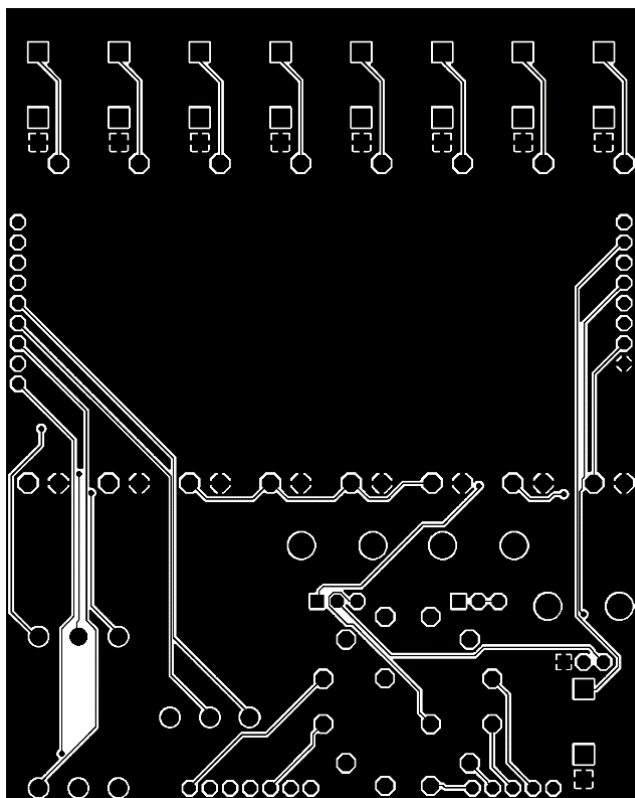
Σχήμα 16.2: Board Layout: Main PCB



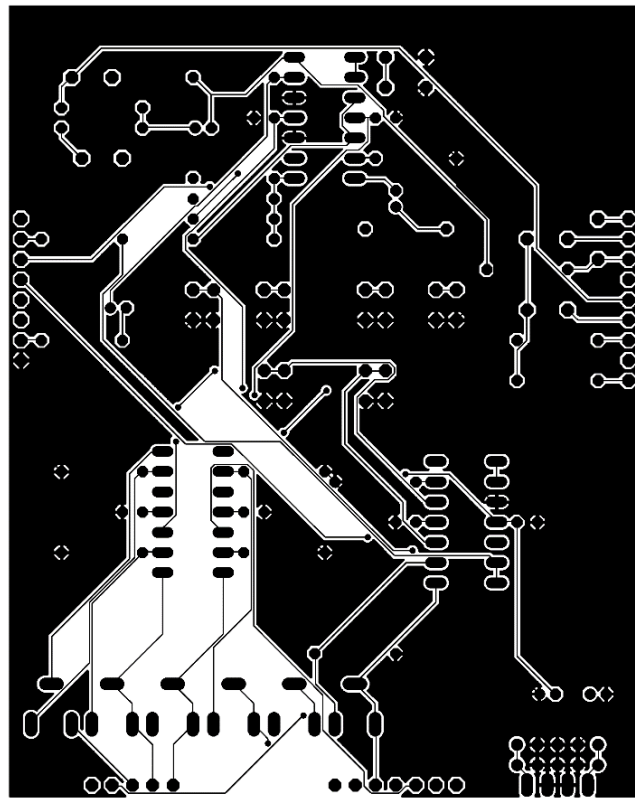
Σχήμα 16.3: Manufacturing Viewer



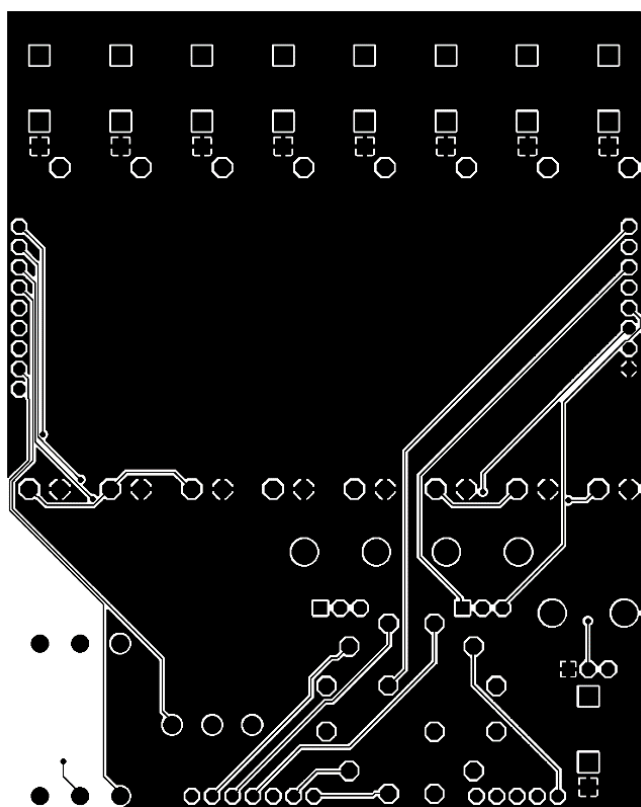
Σχήμα 16.4: Manufacturing Viewer



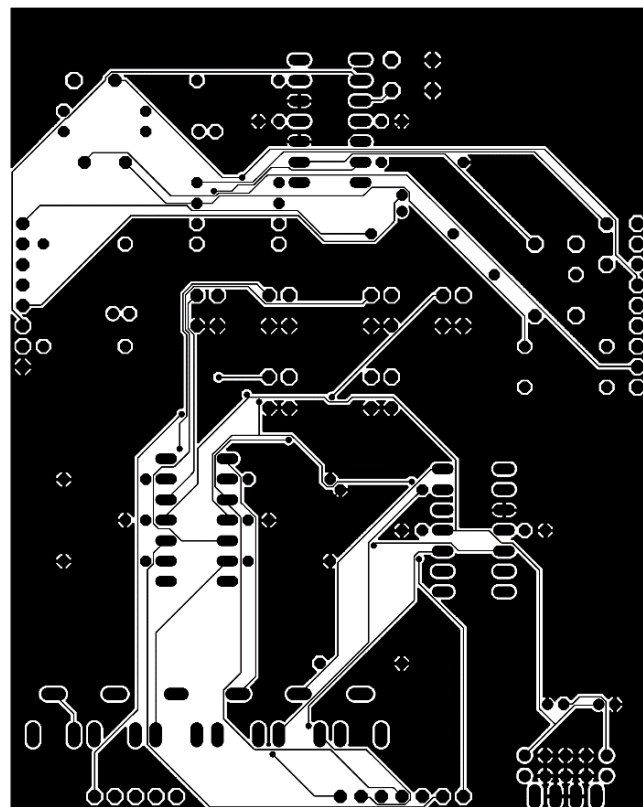
Σχήμα 16.5: Gerber File: Top Copper



Σχήμα 16.6: Gerber File: Top Copper

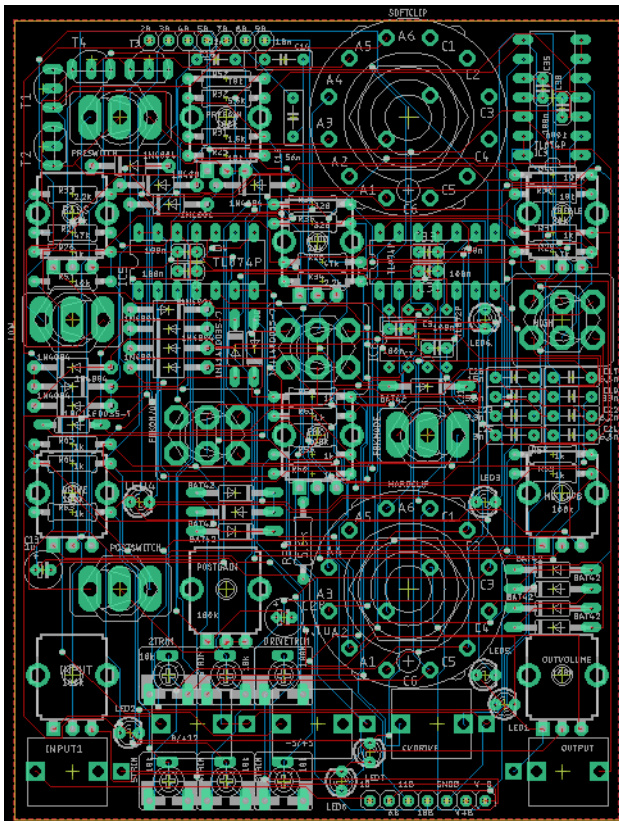


Σχήμα 16.7: Gerber File: Bottom Copper

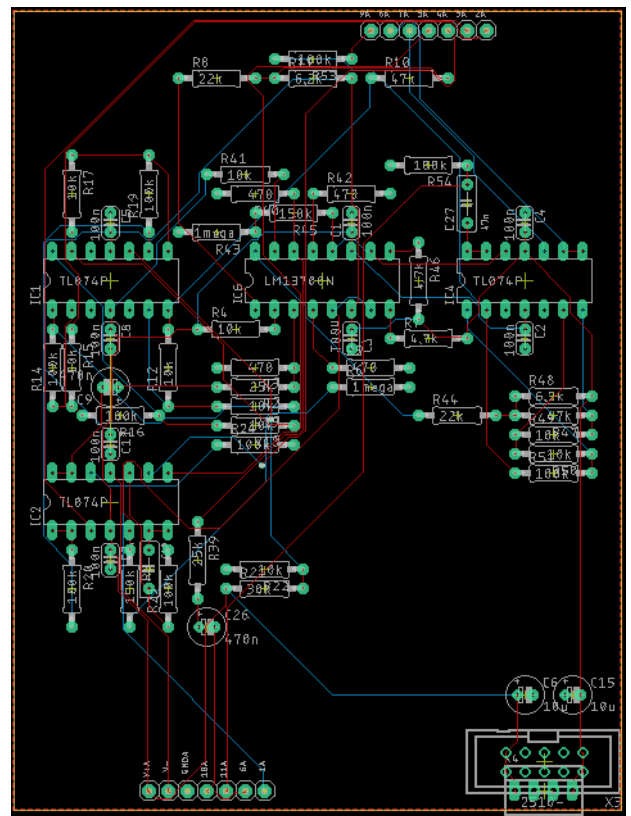


Σχήμα 16.8: Gerber File: Bottom Copper

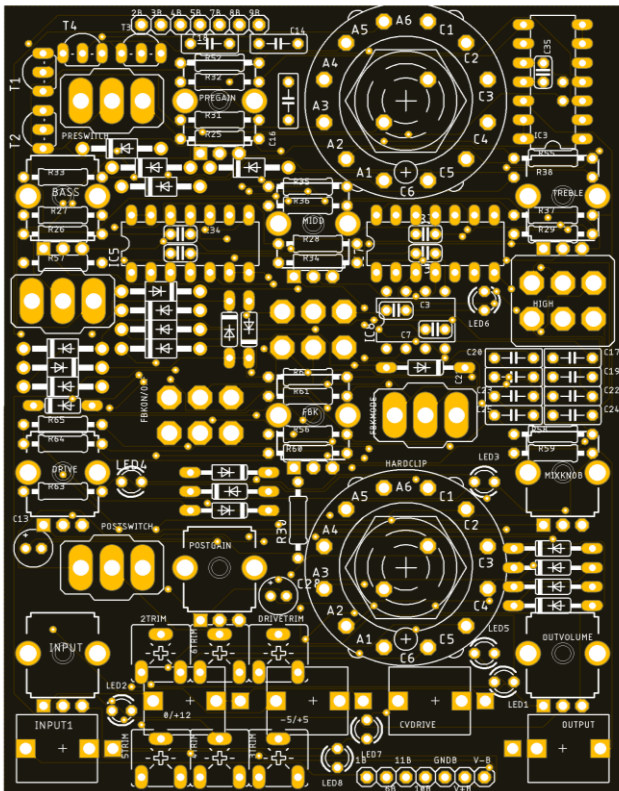
4.9 VCA



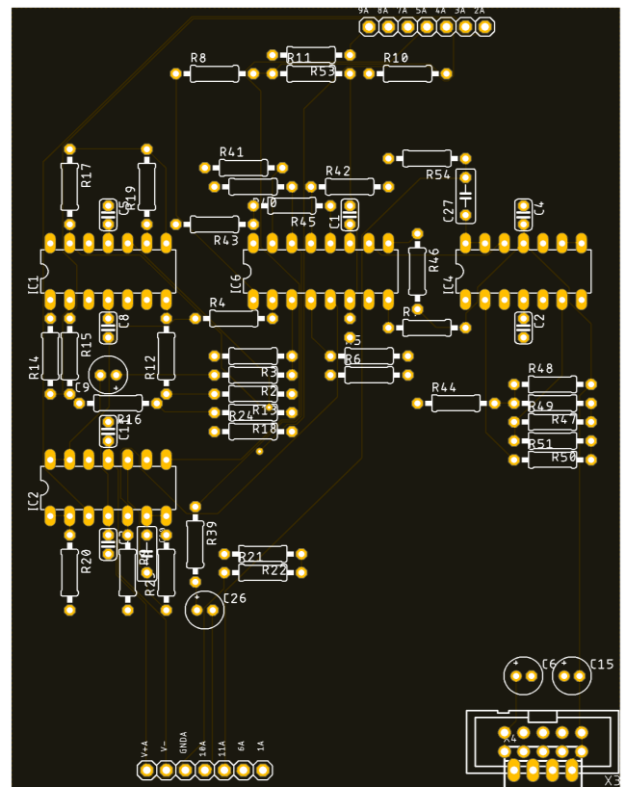
Σχήμα 17.1: Board Layout: Pots&Sockets PCB



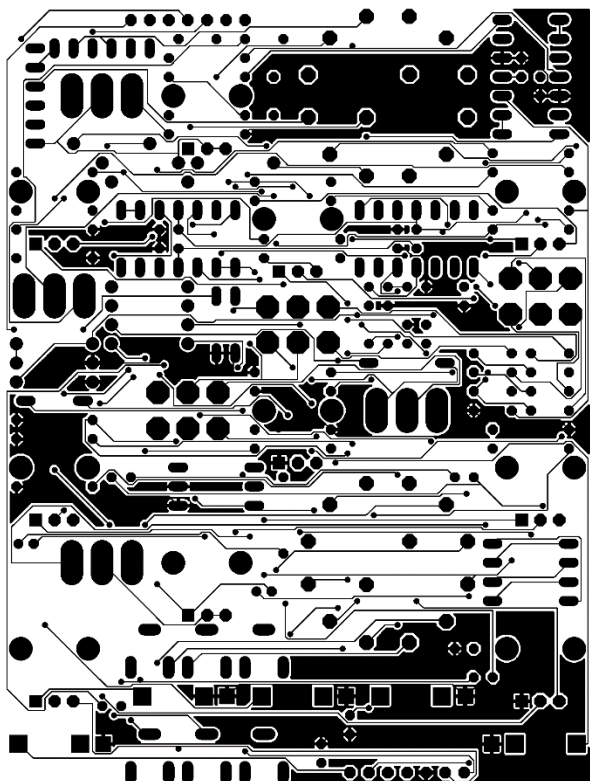
Σχήμα 17.2: Board Layout: Main PCB



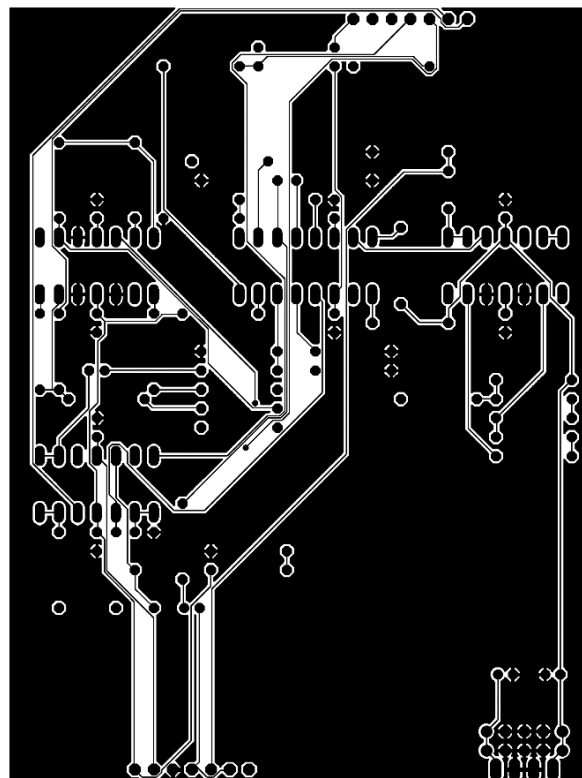
Σχήμα 17.3: Manufacturing Viewer



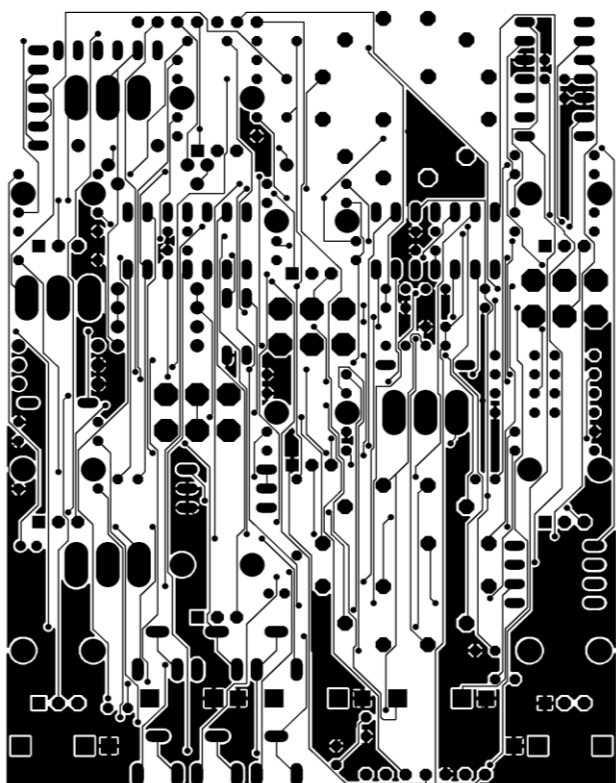
Σχήμα 17.4: Manufacturing Viewer



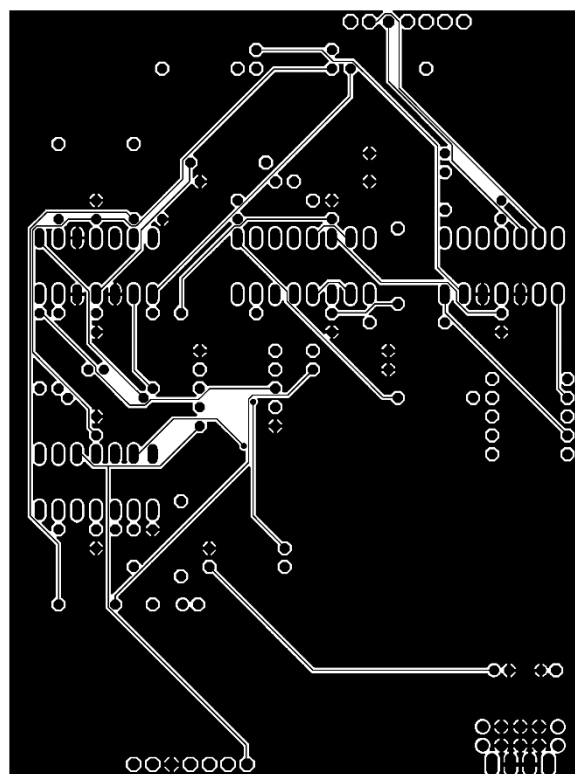
Σχήμα 17.5: Gerber File: Top Copper



Σχήμα 17.6: Gerber File: Top Copper

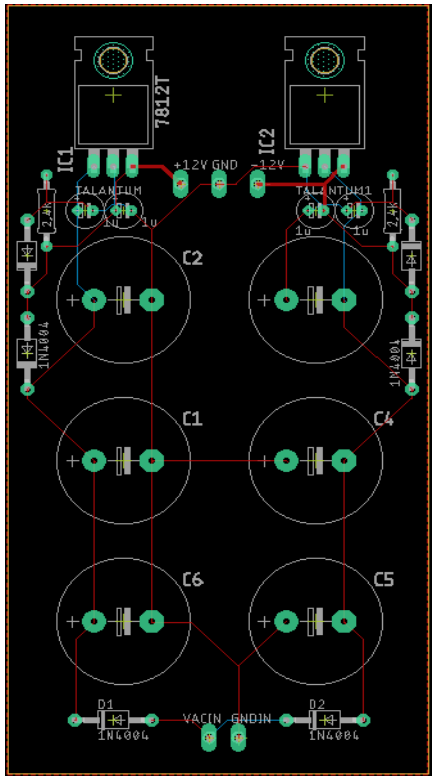


Σχήμα 17.7: Gerber File: Bottom Copper

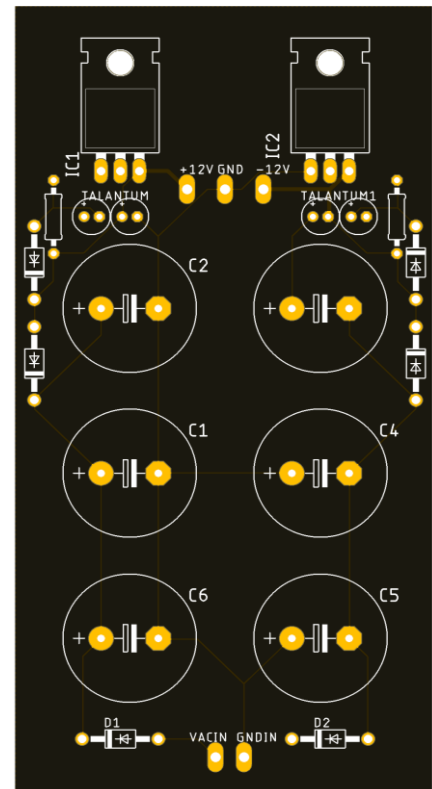


Σχήμα 17.8: Gerber File: Bottom Copper

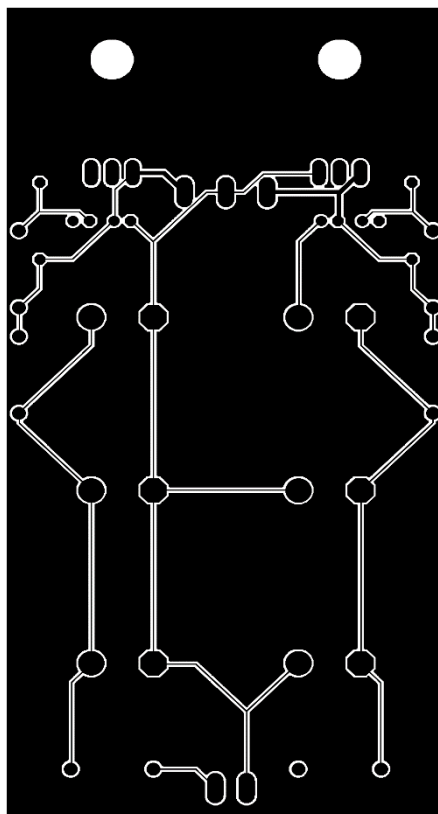
4.10 Power Supply



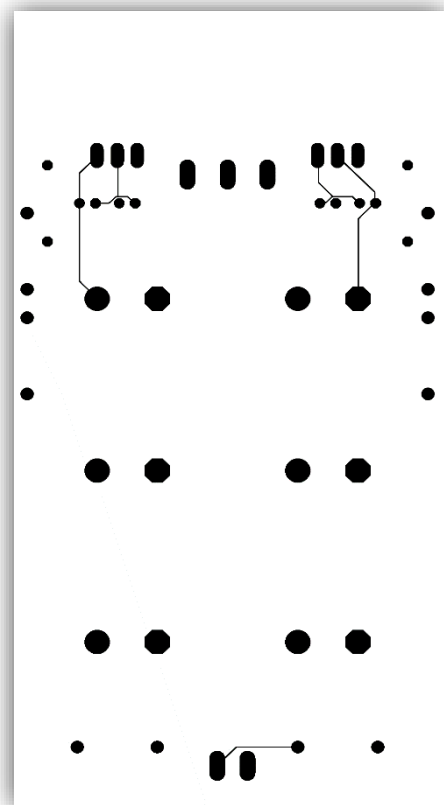
Σχήμα 18.1: Board Layout



Σχήμα 18.2: Manufacturing View

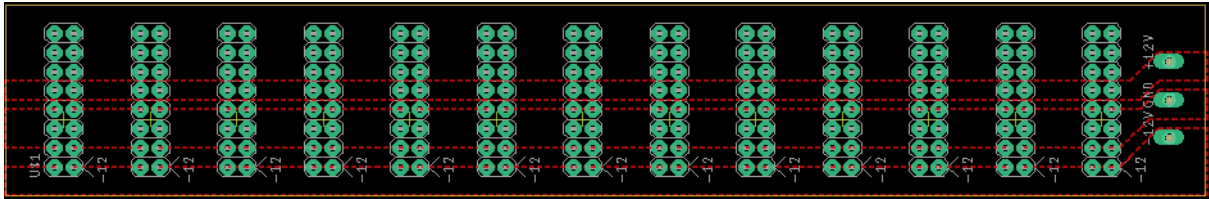


Σχήμα 18.3: Gerber File: Top Copper

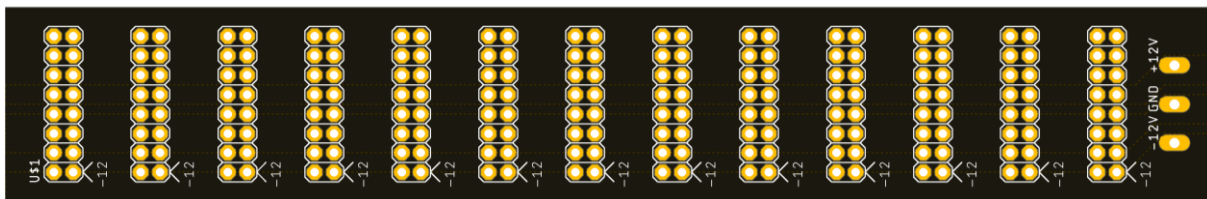


Σχήμα 18.4: Gerber File: Bottom Copper

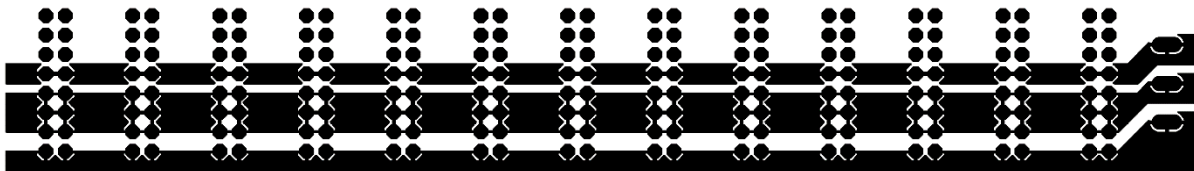
4.11 Power Supply Splitter



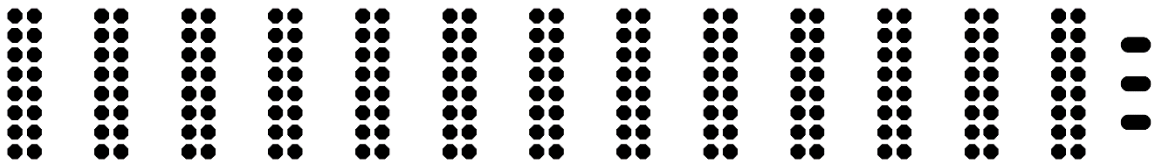
Σχήμα 19.1: Board Layout



Σχήμα 19.2: Manufacturing Viewer

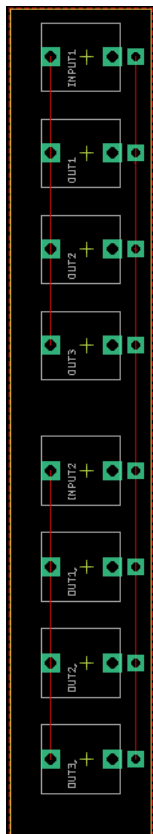


Σχήμα 19.3: Gerber File: Top Copper



Σχήμα 19.4: Gerber File: Bottom Copper

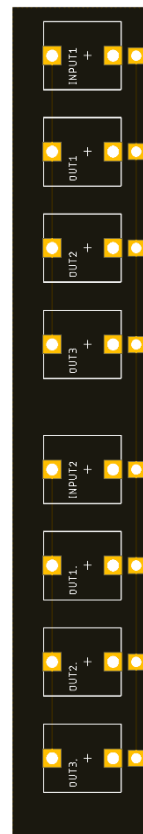
4.12 Passive Multiple



Σχήμα 20.1: Board Layout



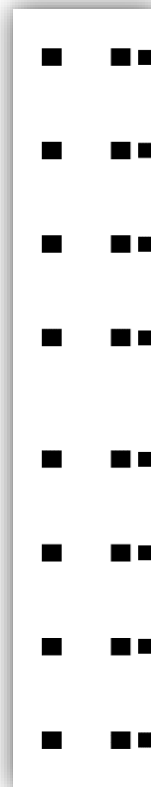
Εικόνα 9: PASSIVE MULTIPLE



Σχήμα 20.2: Manufacturing Viewer



Σχήμα 20.3: Gerber File: Top Copper



Σχήμα 20.4: Gerber File: Bottom Copper

4.13 Επίλογος

Το Eagle είναι ένα λογισμικό EDA (Electronic Design Automation), που επιτρέπει στους σχεδιαστές τυπωμένων κυκλωμάτων (PCBs) να συνδέουν τα σχηματικά διαγράμματα, να τοποθετούν τα διαφορά εξαρτήματα πάνω στη πλακέτα και να τα δρομολογούν σύμφωνα με τις συνδέσεις των σχηματικών τους.

Για κάθε ένα κύκλωμα απεικονίζονται:

- Board Layout
- Manufacturing Viewer
- Gerber Files: Top & Bottom



Εικόνα 10: ANALOGUE MODULAR SYNTHESIZER

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Ο τρόπος γραφής των βιβλιογραφικών αναφορών γίνεται σύμφωνα με τα παρακάτω παραδείγματα (IEEE style):

Βιβλία

- [1] Crombie, David (1986). *New Complete Synthesizer*. Omnibus Press. ISBN 0711907013.
- [2] Gorges, Peter (2005). *Programming Synthesizers*. Germany, Bremen: Wizoobooks. ISBN 978-3-934903-48-7.
- [3] Borthwick, Stuart (2004), *Popular Music Genres: An Introduction*, Edinburgh University Press, p. 120, ISBN 0-7486-1745-0
- [4] Pinch, Trevor; Trocco, Frank (2004). *Analog Days: The Invention and Impact of the Moog Synthesizer*. Harvard University Press. ISBN 978-0-674-01617-0.
- [5] Azemi, Asad; Yaz, Edwin E. (1994). *PSpice and MATLAB in undergraduate and graduate electrical engineering courses*. *Frontiers in Education Conference, 1994. IEEE Conference Proceedings*.
- [6] Schmitz, Reinhard (2005). *Analog Synthesis*. Germany, Bremen: Wizoobooks. ISBN 978-3-934903-01-2.
- [7] Nagel, L. W, and Pederson, D. O., *SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)*, Memorandum No. ERL-M382, University of California, Berkeley, Apr. 1973
- [8] Vail, Mark (2014). *The Synthesizer*. Oxford University Press. ISBN 978-0195394894.
- [10] Σπάσος Μ., Αμοιρίδης Κ., "Σύγχρονες Εφαρμογές Αναλογικών Ηλεκτρονικών", Εκδ. Αιβάζη, 2η έκδοση, 2018, ISBN: 978-960-549-026-3.
- [13] Buetow, Mike (2016-06-27). "Autodesk Acquires Eagle from Cadsoft". *Printed Circuit Design & Fab*. UP Media Group Inc. Archived from the original on 2017-09-17. Retrieved 2017-09-17.

Data Sheet

- [9] LM111/LM211/LM311 datasheet. Texas Instruments. August 2003. Retrieved 2014-07-02.
- [11]"Understanding Basic Analog – Ideal Op Amps" (PDF). Archived (PDF) from the original on 2016-12-27.
- [12] "LM13700 Dual Operational Transconductance Amplifiers With Linearizing Diodes and Buffers" (PDF). Texas Instruments. p. 1. Retrieved 24 August 2017.

