



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής & Συστημάτων
Πληροφορικής

Μοντελοποίηση και Ψηφιακή Προσομοίωση Κυκλωμάτων Ήχου

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΓΙΑΝΝΗΣ ΣΥΓΓΕΛΑΚΗΣ

Επιβλέπων : Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών

Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής & Συστημάτων
Πληροφορικής

Μοντελοποίηση και Ψηφιακή Προσομοίωση Κυκλωμάτων Ήχου

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΓΙΑΝΝΗΣ ΣΥΓΓΕΛΑΚΗΣ

Επιβλέπων : Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 9η Μαρτίου 2021.

.....
Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ιωάννα Ρουσσάκη
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....
Ευάγγελος Χριστοφόρου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γιάννης Συγγελάκης

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

Copyright © Γιάννης Συγγελάκης, 2021.
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Στις μέρες μας η μουσική είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την τεχνολογία. Υπάρχει μια τεράστια βιομηχανία ηλεκτρονικών προϊόντων που παρέχουν τα κατάλληλα εργαλεία στους μουσικούς για να παράξουν το έργο τους. Τα κυκλώματα αυτών των συσκευών μπορούν να παράγουν ήχο, ή να επεξεργάζονται ήχο, αλλάζοντας τον με ένα μουσικά ευχάριστο τρόπο. Με την πρόοδο της τεχνολογίας, προϊόντα αναλογικού τύπου που ήταν δημοφιλή στο παρελθόν απομακρύνονται από την αγορά, όμως οι μουσικοί τα ζητούν ακόμα για συγκεκριμένους καλλιτεχνικούς σκοπούς. Πολλά ρεύματα μουσικής έχουν συνδεθεί άρρηκτα με συγκεκριμένα ηχοχρώματα που προέρχονται από αυτές τις συσκευές.

Σε αυτή την εργασία μελετώνται οι μέθοδοι που υπάρχουν για την αποτελεσματική προσομοίωση κυκλωμάτων ήχου σε πραγματικό χρόνο. Σήμερα υπάρχουν εφέ κιθάρας ψηφιακού τύπου που αναπαράγουν μέσω διαφόρων τεχνικών την συμπεριφορά αναλογικών εφέ. Το πρόβλημα σε αυτά είναι ότι ακολουθούν προσεγγιστικές μεθόδους με αποτέλεσμα να χάνεται ο χαρακτήρας του αναλογικού εφέ. Αντιθέτως αυτή η εργασία, εφαρμόζει μια πιο αναλυτική, φυσική προσέγγιση για την μοντελοποίηση αυτών. Πιο συγκεκριμένα ασχολείται με αναλογικά κυκλώματα παραμόρφωσης ήχου. Η συμπεριφορά αυτών των κυκλωμάτων μπορεί να χαρακτηριστεί με ακρίβεια από το σχηματικό τους και από τα μοντέλα των στοιχείων τους. Έτσι έχοντας τα παραπάνω μπορεί να δημιουργηθεί ένα μοντέλο το οποίο θα προσομοιώνει με ακρίβεια την συμπεριφορά του αναλογικού κυκλώματος σε ψηφιακή μορφή. Αν αυτή η προσομοίωση μπορεί να γίνει με αποτελεσματικό τρόπο και χαμηλή καθυστέρηση, τότε ο μοναδικός ήχος που παράγεται από αυτά τα συγκεκριμένα κυκλώματα ήχου μπορεί να διατηρηθεί σε ψηφιακή μορφή. Με αυτόν τον τρόπο εκμεταλλεύονται τα πλεονεκτήματα των ψηφιακών συστημάτων διατηρώντας το χαρακτήρα των αναλογικών.

Λέξεις κλειδιά

Ψηφιακή Προσομοίωση, Μοντελοποίηση κυκλωμάτων, K-Method, Big Muff Pi

Abstract

Nowadays music is inextricably linked to technology. There is a huge industry of electronic products that provide the right tools for musicians to produce their work. The circuits of these devices can produce sound, or process sound, changing it in a musically pleasing way. With the advancement of technology, analog products that were popular in the past are being phased out of the market, but musicians still require them for specific artistic purposes. Many streams of music are inextricably linked to specific colors of sound that come from these devices.

In this work we study methods that exist for the effective simulation of audio circuits in real time. Today there are digital type guitar effects that reproduce through various techniques the behavior of analog effects. The problem with these is that they follow approximative methods. As a result the character of the analog effect is lost. Instead, this work applies a more detailed, physical approach to modeling them. More specifically, we deal with analog audio distortion circuits. The behavior of these circuits can be accurately characterized by their schematic and by the models of their components. So having the above we can create a model that can accurately simulate the behavior of the analog circuit in digital form. If this simulation can be done efficiently and with low latency, then the unique sound produced by these specific audio circuits can be maintained in digital form. This way we can have all the advantages of digital systems while maintaining the character of analog.

Key words

Digital Simulation, Circuit Modelling, K-Method, Big Muff Pi

Ευχαριστίες

Η εργασία αυτή οφείλεται σε μεγάλο βαθμό στους ανθρώπους που έχω δίπλα μου. Ευχαριστώ θερμά την οικογένεια μου, τους φίλους και τις φίλες μου για την συνεχή στήριξη τους.

Περιεχόμενα

Περίληψη	5
Abstract	7
Ευχαριστίες	9
Περιεχόμενα	11
Κατάλογος πινάκων	13
Κατάλογος σχημάτων	15
1. Εισαγωγή	17
Εισαγωγή	17
1.1 Περιγραφή και Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας	17
1.2 Δομή Διπλωματικής Εργασίας	19
2. Τεχνικές Μοντελοποίησης Κυκλωμάτων Ήχου	21
Τεχνικές Μοντελοποίησης Κυκλωμάτων Ήχου	21
2.1 Γραμμικά Κυκλώματα	22
2.1.1 Προσέγγιση με Συνάρτηση Μεταφοράς	22
2.1.2 Τεχνικές Σχεδίασης Φίλτρων	22
2.2 Μη γραμμικά Κυκλώματα	22
2.2.1 Στατικές μη-γραμμικότητες	22
2.2.2 Δυναμικές μη γραμμικότητες	23
2.2.3 White Box Προσέγγιση	23
2.2.4 K-method	24
2.2.5 Wave Digital Filters	25
3. Ανάλυση Μεθόδου K-Method	27
Ανάλυση Μεθόδου K-Method	27
3.1 K-Method	27
3.1.1 Απαιτούμενη δομή	27
3.1.2 Διακριτοποίηση και Επίλυση	28
3.1.3 Αλγόριθμος K-Method	28
3.1.4 VK-Method	29
3.1.5 Αλγόριθμος επίλυσης	29
3.2 Nodal K-Method	30
3.2.1 Modified Nodal Analysis	30
3.2.2 Εφαρμογή στην K-Method	30
3.3 Discrete K-Method (DK-Method)	31
3.3.1 Companion Circuit	31
3.3.2 State Update	33

3.3.3	Λύση DK-Method	33
3.3.4	Συνοπτική παρουσίαση DK-Method	34
3.4	Υπολογιστική Πολυπλοκότητα	35
4.	Προσομοίωση Κυκλώματος Big Muff Pi	37
	Προσομοίωση Κυκλώματος Big Muff Pi	37
4.1	Big Muff Pi	37
4.2	Input stage	37
4.2.1	Bipolar Junction Transistor (BJT) device model	39
4.2.2	Εφαρμογή NK-Method	39
4.3	Clipping Stage	41
4.3.1	High Pass Diode Clipper	42
4.3.2	Εφαρμογή NK-Method: Clipping stage Diode Clipper	44
4.4	Παθητικό Tone Control Στάδιο	47
4.4.1	Εφαρμογή NK-Method	47
4.4.2	Ανταπόκριση Συχνότητας Tone Stage	49
4.5	Output Stage	50
4.5.1	Εφαρμογή NK-Method Output Stage	50
5.	Πειραματικά Αποτελέσματα και Συμπεράσματα	53
	Πειραματικά Αποτελέσματα και Συμπεράσματα	53
5.1	Κώδικας Matlab	53
5.2	Αποτελέσματα	53
5.3	Συμπεράσματα	54
6.	Επίλογος	59
	Επίλογος	59
6.1	Σύνοψη	59
6.2	Συμβολή της εργασίας	60
6.3	Μελλοντικές Κατευθύνσεις Επιστημονικής Μελέτης	60
6.3.1	Βελτιστοποίηση αλγορίθμου	60
6.3.2	Πρακτική εφαρμογή	60
6.3.3	Black box - K-method	61
6.3.4	Τεχνικές προσέγγισης συναρτήσεων	61
A.	Κώδικας Matlab	63

Κατάλογος πινάκων

3.1	MNA Templates for NK-Method (18)	32
3.2	Modified Templates for Reactive Elements In Discrete K-Method (18)	33

Κατάλογος σχημάτων

3.1	Companion Circuit	32
4.1	Σχηματικό Κύκλωμα Big Muff Pi American Version 3	38
4.2	Generic BJT device model	39
4.3	Input Stage	40
4.4	High Pass Diode Clipper	42
4.5	High Pass Diode Clipper LTspice	44
4.6	Vout/Vin (17)	45
4.7	Simplified High Pass Diode Clipper Προσομοίωση	45
4.8	Clipping Stage	46
4.9	Tone Stage	48
4.10	Tone Stage Frequency Response RT=1Ω	49
4.11	Tone Stage Frequency Response RT=1kΩ	49
4.12	Tone Stage Frequency Response RT=100kΩ	50
4.13	Output Stage	51
5.1	Input Stage 0.1 Volt 1000 Hz	55
5.2	Input Stage 1 Volt 10000 Hz	55
5.3	Clipping Stage 0.1 Volt 1000 Hz	55
5.4	Clipping Stage 1 Volt 10000 Hz	56
5.5	Tone Stage 0.1 Volt 1000 Hz	56
5.6	Tone Stage 1 Volt 10000 Hz	56
5.7	Output Stage 0.1 Volt 1000 Hz	57
5.8	Output Stage 1 Volt 10000 Hz	57
5.9	Guitar Input Sound Test	57
5.10	LTspice Sound Test	58
5.11	Matlab Sound Test	58
5.12	LTspice-Matlab Sound Test	58

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Στις μέρες μας η μουσική είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την τεχνολογία. Υπάρχει μια τεράστια βιομηχανία ηλεκτρονικών προϊόντων που παρέχουν τα κατάλληλα εργαλεία στους μουσικούς για να παράξουν το έργο τους. Τα κυκλώματα αυτών των συσκευών μπορούν να παράγουν ήχο, ή να επεξεργάζονται ήχο, αλλάζοντας τον με ένα μουσικά ευχάριστο τρόπο. Αυτά τα κυκλώματα περιέχουν ταλαντωτές, παραμορφωτές, φίλτρα ελεγχόμενα από τάση, δυναμικούς κομπρέσορες, παραμετρικούς ισοσταθμιστές, μονάδες αντήχησης, ενισχυτές με λυχνίες κενού και άλλα. Αυτά τα ηλεκτρονικά είδη παρέχουν μια φασματική παλέτα από την οποία ένας μουσικός μπορεί να σχηματίσει ένα μουσικό πορτρέτο.

Οι πρώτες ηλεκτρικές κιθάρες δημιουργήθηκαν το 1920-1930 εμπνευσμένες από τα τηλέφωνα που χρησιμοποιούσαν μαγνήτες για την αναπαραγωγή της φωνής. Για να ενισχυθεί το σήμα τους χρησιμοποιούσαν ενισχυτές με λυχνίες κενού. Αυτοί οι ενισχυτές όταν λειτουργούσαν στα όρια τους παραμόρφωναν τον ήχο, αφού οι λυχνίες έφταναν σε κορεσμό. Αυτό το εφέ ήχου ήταν αρεστό στους μουσικούς. Σήμερα αυτό το εφέ παράγεται επιτηδευμένα και ονομάζεται Overdrive. Ένα άλλο εφέ με ονομασία fuzz εμφανίστηκε για πρώτη φορά όταν ο κιθαρίστας Willie Kizert έπαιξε το τραγούδι “Rocket 88” με έναν ενισχυτή με σπασμένη λυχνία. Υπάρχουν παραδείγματα μουσικών που έσκιζαν τις μεμβράνες από τα ηχεία για να αλλοιώσουν τον ήχο. Παρατηρούμε δηλαδή τους καλλιτέχνες να προσεγγίζουν δημιουργικά τις ατέλειες των συσκευών ήχου.

Αυτή η αλλοίωση του ήχου έγινε επιθυμητή και μαζί με την πρόοδο της τεχνολογίας και την εφεύρεση των τρανζίστορ το 1960 δημιουργήθηκαν κυκλώματα τα οποία είχαν ως λειτουργία την παραμόρφωση του ήχου και γενικότερα την επεξεργασία του. Η τεχνολογία αυτών των αναλογικών συσκευών είχε ατέλειες οι οποίες έδιναν χρώμα και χαρακτήρα στον ήχο της μουσικής. Πολλά ρεύματα μουσικής έχουν συνδεθεί άρρηκτα με συγκεκριμένα ηχοχρώματα που προέρχονταν από τις τότε αναλογικές συσκευές.

Σήμερα υπάρχουν ψηφιακές συσκευές που παράγουν τα επιθυμητά εφέ με “τέλειο” τρόπο, έτσι όμως χάνουν τον χαρακτήρα των αναλογικών. Με την πρόοδο της τεχνολογίας, προϊόντα τα οποία ήταν δημοφιλή στο παρελθόν φεύγουν από την αγορά, όμως οι μουσικοί τα ζητούν ακόμα για συγκεκριμένους καλλιτεχνικούς σκοπούς. Τα παραπάνω ήρθαν ως κίνητρο για αυτή την εργασία η οποία έχει ως σκοπό την διατήρηση του ήχου κλασσικών ηλεκτρονικών ειδών.

1.1 Περιγραφή και Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας

Η ανάπτυξη αλγορίθμων για την εξομοίωση αναλογικών κυκλωμάτων είχε ξεκινήσει με προγράμματα ανάλυσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Ένα τυπικό παράδειγμα αυτών είναι το πρό-

γραμμα Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (SPICE). Αυτό και άλλα είχαν αναπτυχθεί από το 1973 και έχουν δεχτεί πολλές βελτιώσεις από τότε. Όμως ο κύριος αλγόριθμος στην βάση του έχει μείνει ίδιος, ο οποίος είναι ανάλυση του κυκλώματος σε γράφους και αριθμητική επίλυση των εξισώσεων του κυκλώματος. Αυτά τα προγράμματα επιτρέπουν την εξομοίωση μιας πλειοψηφίας κυκλωμάτων, αλλά έχουν υψηλές υπολογιστικές απαιτήσεις και έτσι δεν είναι κατάλληλοι για εξομοίωση σε πραγματικό χρόνο.

Σήμερα η αύξηση της υπολογιστικής ισχύος μας δίνει την δυνατότητα για την ψηφιακή προσομοίωση αναλογικών κυκλωμάτων ήχου σε πραγματικό χρόνο. Υπάρχει μια μεγάλη γκάμα εργαλείων VST (Virtual Studio Technology) Plugins τα οποία χρησιμοποιούνται από DAW (Digital audio workstation) προγράμματα με σκοπό την προσομοίωση αναλογικών εφέ.

Σε αυτή την εργασία μελετάμε μεθόδους που υπάρχουν για την αποτελεσματική εξομοίωση κυκλωμάτων ήχου σε πραγματικό χρόνο. Συνήθως τα εφέ κιθάρας μετατρέπονται σε ψηφιακή μορφή έχοντας κατανοήσει σε υψηλό επίπεδο την λειτουργία του εφέ. Αντιθέτως αυτή η εργασία, εφαρμόζει μια πιο αναλυτική, φυσική προσέγγιση για την μοντελοποίηση αυτών.

Πιο συγκεκριμένα η εργασία ασχολείται με αναλογικά κυκλώματα παραμόρφωσης ήχου. Η συμπεριφορά αυτών των κυκλωμάτων μπορεί να χαρακτηριστεί με ακρίβεια από το σχηματικό τους και από τα μοντέλα των στοιχείων τους. Έτσι έχοντας τα παραπάνω μπορούμε είναι δυνατόν να δημιουργηθεί ένα μοντέλο το οποίο θα μπορεί να προσομοιώσει με ακρίβεια την συμπεριφορά του αναλογικού κυκλώματος σε ψηφιακή μορφή. Αν αυτή η προσομοίωση μπορεί να γίνει με αποτελεσματικό τρόπο και χαμηλή καθυστέρηση, τότε ο μοναδικός ήχος που παράγεται από αυτά τα συγκεκριμένα κυκλώματα ήχου μπορεί να διατηρηθεί σε ψηφιακή μορφή. Έτσι γίνονται εκμεταλλεύσιμα τα πλεονεκτήματα των ψηφιακών συστημάτων και διατηρείται παράλληλα ο χαρακτήρας των αναλογικών.

Κάποια από τα πλεονεκτήματα των ψηφιακών συσκευών είναι ότι μπορούν να είναι εύκολα διαθέσιμα είτε μέσω προγραμμάτων για ηλεκτρονικούς υπολογιστές είτε μέσω μιας συσκευής η οποία θα παρέχει πολλαπλά εφέ. Άλλα πλεονεκτήματα είναι ότι επιτρέπουν την εύκολη επαναφορά ρυθμίσεων κατά την διάρκεια μιας μουσικής εκτέλεσης, καθώς και την αυτόματη ρύθμιση παραμέτρων. Τέλος το βάρος και το μέγεθος αυτών των συσκευών είναι μικρότερο από αυτό των αναλογικών.

Τα κυκλώματα ήχου που μελετώνται μπορούν να περιγραφούν από μη γραμμικές εξισώσεις. Ένας εξομοιωτής κυκλωμάτων όπως το SPICE λύνει τα συστήματα μη γραμμικών εξισώσεων (ODEs) και έτσι προβλέπει την συμπεριφορά του κυκλώματος. Όμως οι υπολογισμοί που χρησιμοποιεί το SPICE δεν μπορούν να λύσουν αυτές τις εξισώσεις σε πραγματικό χρόνο.

Συχνά τα κυκλώματα μπορούν να χωριστούν σε στάδια. Τα γραμμικά στάδια μπορούν να αποδοθούν από ψηφιακά φίλτρα τύπου infinite impulse response (IIR), όμως τα μη γραμμικά χρειάζονται να επιλυθούν είτε από αριθμητικές μεθόδους είτε από προσεγγιστικές μεθόδους, συνήθως χρησιμοποιώντας στατικές μη γραμμικότητες.

Στη συνέχεια αναφέρονται επιγραμματικά μέθοδοι που υπάρχουν για την προσομοίωση κυκλωμάτων σε πραγματικό χρόνο και θα μελετηθεί σε βάθος μια εξ αυτών. Θα μελετηθούν επίσης τεχνικές ανάλυσης κυκλωμάτων, σχεδίαση φίλτρων, αριθμητικές μέθοδοι για την επίλυση των μη γραμμικών εξισώσεων. Πραγματοποιείται ακόμα πειραματική εφαρμογή και εξάγονται συμπερά-

σματα συγκρίνοντας την προσομοίωση της τεχνικής που εφαρμόστηκε με την αντίστοιχη προσομοίωση στο πρόγραμμα LTspice.

1.2 Δομή Διπλωματικής Εργασίας

Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται μια παρουσίαση του related work, δηλαδή των σημαντικότερων εργασιών που έχουν γίνει μέχρι σήμερα πάνω στο πρόβλημα που θα μελετηθεί. Αναλύονται κάποιες από τις σημαντικότερες τεχνικές που υπάρχουν για την μελέτη και την προσομοίωση κυκλωμάτων ήχου.

Στο Κεφάλαιο 3 καλύπτεται το θεωρητικό υπόβαθρο όσων κρίθηκαν απαραίτητα για την κατανόηση αυτής της διπλωματικής εργασίας. Πιο συγκεκριμένα η εργασία αυτή αναλύει μια τεχνική για την μοντελοποίηση και την ψηφιακή προσομοίωση κυκλωμάτων βασισμένη σε μη γραμμικό state space χωρίς μνήμη, γνωστό ως K-Method.

Στο Κεφάλαιο 4 παρατίθεται μια εφαρμογή της μεθόδου για το κύκλωμα από ένα πετάλι παραμόρφωσης ήχου που ονομάζεται Big Muff Pi. Αναλύεται την λειτουργία κάθε σταδίου και δίδονται τα αριθμητικά αποτελέσματα της μεθόδου για κάθε ένα από αυτά τα στάδια.

Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των πειραμάτων και εξάγονται τα συμπεράσματα. Πραγματοποιείται μια σύγκριση της ψηφιακής προσομοίωσης του κυκλώματος με την μέθοδο που χρησιμοποιήθηκε και της προσομοίωσης με το γνωστό πρόγραμμα προσομοίωσης κυκλωμάτων LTspice. Στη συνέχεια αναφέρονται γενικότερες παρατηρήσεις σχετικά με την τεχνική αυτή καθώς και πως είναι εφικτό να αναλυθεί περαιτέρω το πειραματικό μέρος σύμφωνα με την βιβλιογραφία.

Στο Κεφάλαιο 6 γίνεται μια σύνοψη της διπλωματικής και στη συνέχεια αναφέρονται πιθανές μελλοντικές κατευθύνσεις της επιστημονικής μελέτης.

Κεφάλαιο 2

Τεχνικές Μοντελοποίησης Κυκλωμάτων Ήχου

Οι αλγόριθμοι προσομοίωσης αναλογικών εφέ μπορούν να ταξινομηθούν σε αρκετές κατηγορίες. Μια βασική ταξινόμηση αυτών είναι οι αλγόριθμοι που προσομοιάζουν τα εφέ σκιαγραφώντας μια βάση ρυθμίσεων για έναν παρόμοιο ήχο και οι αλγόριθμοι που προσεγγίζουν το εφέ με βάση την φυσική του λειτουργία. Πιο αναλυτικά τέτοιες κατηγορίες είναι οι black box και οι white box προσεγγίσεις με γραμμικές ή μη γραμμικές συναρτήσεις μεταφοράς.

Στην προσέγγιση black box η εσωτερική δομή ενός κυκλώματος είναι άγνωστη και όλες οι απαραίτητες πληροφορίες για την σχεδίαση του συστήματος προσομοίωσης εξάγονται από την σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου του σήματος. Αυτή η προσέγγιση χρησιμοποιείται συνήθως για γραμμικά συστήματα και βασίζεται σε ψηφιακά γραμμικά φίλτρα και το μόνο που χρειάζεται να γίνει είναι να καθοριστούν οι συντελεστές του φίλτρου. Μπορεί όμως να εφαρμοστεί και σε μη γραμμικά συστήματα. Σε αυτή την περίπτωση ο πυρήνας του αλγόριθμου βασίζεται σε εξισώσεις των σειρών Volterra και ο άγνωστος είναι ένα μια ομάδα συντελεστών για αυτό το μη γραμμικό φίλτρο. Αυτό το μοντέλο προσομοιώνει τον ήχο ενός αναλογικού εφέ, ρυθμίζοντας παραμέτρους (συχνοτικά φίλτρα, μη γραμμικά χαρακτηριστικά κτλ.) χωρίς να προσομοιώνει τη φυσική λειτουργία και τη δομή του πρωτότυπου κυκλώματος. Έτσι ο ήχος ρυθμίζεται στην επιθυμητή μορφή. Αυτό αποτελεί μια απλοϊκή και αποτελεσματική μοντελοποίηση, η χρήση του όμως είναι περιοριστική, ιδιαίτερα για κυκλώματα με παραμετρικά στοιχεία, αφού η προσομοίωση σε αυτή τη περίπτωση απαιτεί τη μέτρηση και την αποθήκευση των δεδομένων για διαφορετικές τιμές των παραμέτρων, γεγονός το οποίο οδηγεί σε υπερμεγέθεις πίνακες (look-up tables). Σε αυτές τις περιπτώσεις, η προσέγγιση white-box είναι πιο εύχρηστη.

Η βασική αρχή των white-box είναι ότι γνωρίζουν την εσωτερική δομή του συστήματος προς προσομοίωση. Μιλώντας για τα αναλογικά εφέ, η εσωτερική δομή του συστήματος είναι το σχηματικό του κυκλώματος του συστήματος και άρα αυτοί οι αλγόριθμοι είναι γνωστοί ως circuit based simulation techniques όπου διαφορετικοί αλγόριθμοι διαφέρουν στον τρόπο που επεξεργάζονται το σχηματικό των κυκλωμάτων. Τέτοιοι αλγόριθμοι μπορεί να αναλύουν την φυσική λειτουργία του κυκλώματος χρησιμοποιώντας για παράδειγμα τους νόμους Kirchhoff και να μοντελοποιούν τις διαφορικές εξισώσεις (ODEs) που προκύπτουν.

Μια βασική τεχνική για την καλύτερη προσομοίωση κυκλωμάτων είναι να χωρίζονται σε στάδια του κυκλώματος. Έτσι διαφορετικές τεχνικές μοντελοποίησης μπορούν να χρησιμοποιηθούν ώστε να αποδώσουν καλύτερα το εκάστοτε στάδιο εκμεταλλευόμενες τα πλεονεκτήματα που μπορεί να έχει κάθε μια από αυτές.

2.1 Γραμμικά Κυκλώματα

2.1.1 Προσέγγιση με Συνάρτηση Μεταφοράς

Τα γραμμικά στάδια κυκλωμάτων καθώς και ολόκληρα γραμμικά κυκλώματα μπορούν να περιγραφούν από συναρτήσεις μεταφοράς χαμηλής τάξης. Η συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να βρεθεί είτε από ανάλυση του κυκλώματος, είτε από την παρατήρηση του διαγράμματος πλάτους σε dB. Η εύρεση των πραγματικών πόλων και των μηδενικών μπορεί να γίνει παρατηρώντας το λογαριθμικό διάγραμμα συχνότητας πλάτους σε dB. Είναι γνωστό πως οι πόλοι συμβάλουν στην μείωση του πλάτους ενώ τα μηδενικά συμβάλουν στην αύξηση του. Έτσι ψάχνοντας τα σημεία 3-dB είναι δυνατό να διαπιστωθεί σε ποιες συχνότητες υπάρχουν πόλοι και μηδενικά και άρα να αναπαραχθεί η συνάρτηση μεταφοράς. Ένας άλλος τρόπος είναι μέσω της αναλυτικής μεθόδου, εφαρμόζοντας δηλαδή τους νόμους Kirchhoff και καταλήγοντας στη συνάρτηση μεταφοράς.

Αφού έχει εξαχθεί η συνάρτηση μεταφοράς θα πρέπει να μετατραπεί σε διακριτή μορφή ώστε να εξαχθεί η τελική ψηφιακή μορφή του κυκλώματος. Υπάρχουν πολλές τεχνικές για να γίνει διακριτή μια συνάρτηση μεταφοράς, η κάθε μια από τις οποίες έχει διαφορετικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Μια από τις πιο γνωστές είναι η μετατροπή Bilinear Transform που φαίνεται παρακάτω.

$$s = c \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$$

2.1.2 Τεχνικές Σχεδίασης Φίλτρων

Για γραμμικά μη παραμετρικά κυκλώματα (π.χ. τα οποία δεν έχουν κουμπιά ρύθμισης), οι τεχνικές linear system identification και filter design techniques μπορούν να μοντελοποιήσουν ικανοποιητικά τη συμπεριφορά τους. Στην προσέγγιση black-box, το γραμμικό σύστημα τροφοδοτείται με δοκιμαστικά σήματα που καλύπτουν όλες τις επιθυμητές συχνότητες. Αυτό γίνεται συνήθως με ένα frequency sweep ενός ημιτονικού σήματος χαμηλού πλάτους, ή με ένα ευρυζωνικό λευκό θόρυβο. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές με τις οποίες μπορεί να εξαχθεί η απόκριση συχνότητας του κυκλώματος μέσα από αυτές τις μετρήσεις. Αφού βρεθεί η κρουστική απόκριση, μπορεί να χρησιμοποιηθεί άμεσα ως ένα finite impulse response (FIR) φίλτρο. Μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν φίλτρα τύπου IIR ώστε να προσεγγιστούν τα φίλτρα τύπου FIR και να μειωθεί το υπολογιστικό κόστος.

2.2 Μη γραμμικά Κυκλώματα

2.2.1 Στατικές μη-γραμμικότητες

Οι απλούστερες ψηφιακές εφαρμογές για παραμορφωτές ήχου χρησιμοποιούν στατικές μη γραμμικότητες τις οποίες έχουν δανειστεί από κλασικές τεχνικές σύνθεσης κυματομορφών. Αυτές οι στατικές μη γραμμικότητες είναι συνήθως lookup tables ή πολυώνυμα μιας συνάρτησης η οποία εφαρμόζει κορεσμό και ψαλιδίζει. Στις τεχνικές κυματομορφών, τα πολυώνυμα Chebyshev χρησιμοποιούνται ως συναρτήσεις βάσης για αυτές τις μη γραμμικότητες, επειδή επιτρέπουν τον χειρισμό μεμονωμένων αρμονικών όταν το σήμα εισόδου είναι ημιτονοειδές πλήρους ισχύος. Τα

πολυώνυμα Chebyshev όμως δεν μπορούν να μοντελοποιήσουν συνδυασμούς πολλαπλών ημιτονοειδών στοιχείων.

2.2.2 Δυναμικές μη γραμμικότητες

Στις ψηφιακές εφαρμογές παραμορφωτών ήχου για ηλεκτρικές κιθάρες έχουν εφαρμοστεί διάφοροι τρόποι για να προσεγγιστεί η δυναμική συμπεριφορά των μη γραμμικών διαφορικών εξισώσεων. Μια τυπική εφαρμογή χρησιμοποιεί μια ειδική περίπτωση της επέκτασης σειρών Volterra η οποία χρησιμοποιεί μια δομή με pre-filter χωρίς μνήμη μη γραμμικότητα και post-filter καθώς και συνδυασμούς αυτών. Οι σχεδιαστές έπειτα ρυθμίζουν τις παραμέτρους ώστε να προσομοιάσουν διάφορα είδη παραμόρφωσης. Για την καλύτερη απόδοση της εφαρμογής η μη γραμμικότητα θεωρείται στατική. Αν και αυτή η παραδοχή είναι λάθος, το αποτέλεσμα που εξάγεται είναι αρκετά ικανοποιητικό. Ένα πρόβλημα που προκύπτει όμως στις εφαρμογές με σειρές Volterra είναι ότι λειτουργούν καλά μόνο για ασθενείς μη γραμμικότητες. Οι σειρές Volterra χρησιμοποιούν πολυωνυμικά μοντέλα. Ακόμα και με πολυώνυμα υψηλού βαθμού, το σύστημα δεν μπορεί να συγκλίνει καλά για ισχυρές μη γραμμικότητες.

2.2.3 White Box Προσέγγιση

2.2.3.1 Αριθμητικοί μέθοδοι

Κάνοντας ανάλυση ενός κυκλώματος ήχου προκύπτουν μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις (ODEs) οι οποίες εκφράζουν την συμπεριφορά του κυκλώματος. Οι αριθμητικές μέθοδοι για την επίλυση των ODEs είναι ένα αρκετά ανεπτυγμένο θέμα στον κλάδο των εφαρμοσμένων μαθηματικών και υπάρχουν πολλοί αλγόριθμοι που μπορούν να δώσουν ακριβή λύση. Η χρήση τους για προσομοίωση σε πραγματικό χρόνο έχει μελετηθεί στην βιβλιογραφία εντατικά ((21), (19), (16)) αναλύοντας διαφορετικές φόρμουλες ολοκλήρωσης.

Οι αριθμητικές μέθοδοι μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες. Τις explicit μεθόδους όπου υπολογίζουν την κατάσταση του συστήματος σε μεταγενέστερο χρόνο από τον τρέχοντα χρόνο και τις implicit μεθόδους όπου βρίσκουν λύση λύνοντας εξισώσεις που περιλαμβάνουν αμφότερες τις καταστάσεις τρέχοντος χρόνου και μεταγενέστερου χρόνου. Μαθηματικά αν $Y(t)$ είναι τρέχουσα κατάσταση και $Y(t+\Delta t)$ είναι η κατάσταση μεταγενέστερου χρόνου (όπου Δt ένα μικρό χρονικό βήμα), τότε οι explicit μέθοδοι εκφράζονται ως:

$$Y(t + \Delta) = F(Y(t))$$

ενώ οι implicit μέθοδοι λύνουν εξισώσεις της μορφής:

$$G(Y(t), Y(t + \Delta)) = 0$$

Για προσομοίωση σε πραγματικό χρόνο έχουν μελετηθεί οι implicit integration μέθοδοι, χρησιμοποιώντας Backwards Euler πρώτου και δευτέρου βαθμού καθώς και Trapezoidal Rule, οι οποίες απαιτούν επαναληπτικές μεθόδους επίλυσης καθόσον παράγουν delay free loops. Οι Semi-implicit μέθοδοι οι οποίες χρησιμοποιούν semi-implicit BE φόρμουλα και απαιτούν μια επανάληψη των αριθμητικών αλγορίθμων ώστε να λύσουν τις μη γραμμικές εξισώσεις. Και τέλος οι explicit μέθοδοι που χρησιμοποιούν Forwards Euler φόρμουλα και Runge-Kutta (RK) μέθοδο τετάρτου βαθμού, οι

οποιές δεν απαιτούν τη χρήση αριθμητικών αλγορίθμων για να λύσουν τις μη γραμμικές εξισώσεις αφού αυτές οι φόρμουλες εξαρτώνται μόνο από τα προηγούμενα states.

Οι explicit φόρμουλες είναι σταθερές και δεν απαιτούν υψηλή υπολογιστική ισχύ, όμως απαιτούν πολύ μεγάλη συχνотική δειγματοληψία, γεγονός που τις καθιστά μη πρακτικές για προσομοίωση κυκλωμάτων σε πραγματικό χρόνο. Η υπολογιστική ισχύς της φόρμουλας implicit σχετίζεται με τις επαναλήψεις που χρειάζονται οι αριθμητικοί αλγόριθμοι ώστε να λύσουν τις μη γραμμικές εξισώσεις και εξαρτάται από τις διαφορετικές εισόδους του σήματος. Αυτές οι μέθοδοι έχει δειχθεί πως μπορούν να λειτουργήσουν για κάποια απλά κυκλώματα ήχου. Το πρόβλημα είναι ότι υπάρχουν πιθανές εισόδους σήματος στις οποίες η φόρμουλα δεν συγκλίνει σωστά με αποτέλεσμα να απαιτείται υψηλή υπολογιστική ισχύς σε αυτές τις περιπτώσεις και το αποτέλεσμα της εξόδου να μην είναι σωστό. Επιπλέον, αν και οι implicit μέθοδοι είναι σταθερές, η σταθερότητα τους εξαρτάται από την αριθμητική μέθοδο επίλυσης. Η αριθμητική μέθοδος Newton-Raphson συγκλίνει γρήγορα αν η αρχική λύση είναι κοντά στην σωστή λύση, αλλιώς αποκλίνει. Η μέθοδος homotopy αναπτύχθηκε για να λύσει αυτό το πρόβλημα, με το μειονέκτημα ότι χρειάζεται περισσότερη υπολογιστική ισχύς. Οι semi-implicit μέθοδοι φαίνεται να προσφέρουν μια ισορροπία μεταξύ της σταθερότητας των αποτελεσμάτων και των απαιτήσεων σε υπολογιστική ισχύ. Όμως όπως αναφέρεται στην βιβλιογραφία (21) φαίνεται πως προκύπτουν προβλήματα τεχνητού ήχου στις υψηλές συχνότητες.

Η εφαρμογή MATLAB έχει ένα μεγάλο αριθμό εργαλείων επίλυσης διαφορικών (ODE solvers). Επίσης η εφαρμογή SPICE χρησιμοποιεί αριθμητικές μεθόδους για την εξομοίωση κυκλωμάτων.

Το κύριο πρόβλημα της άμεσης χρήσης της μεθόδου αριθμητικής ολοκλήρωσης πάνω στις εξισώσεις κυκλωμάτων, είναι ότι ο συνολικός αριθμός των εξισώσεων και άρα ο αριθμός των αγνώστων που πρέπει να επιλυθούν είναι πολύ μεγάλος. Οι μη γραμμικές εξισώσεις κατανομούν με τέτοιο τρόπο τους αγνώστους που δημιουργούνται delay-free loops οι οποίοι δημιουργούν πρόβλημα στην επίλυση των μη γραμμικών εξισώσεων. Άλλο ένα πρόβλημα είναι ότι απαιτούνται επαναληπτικές μέθοδοι επίλυσης μη γραμμικών εξισώσεων, οι οποίες καθιστούν δύσκολη την προσομοίωση σε πραγματικό χρόνο.

Παρακάτω παρατίθενται επιγραμματικά δύο μέθοδοι που έχουν αναπτυχθεί από τον τομέα computational musical acoustics οι οποίες αφαιρούν τους delay-free loops από τα ψηφιακά φίλτρα και είναι κατάλληλες για εφαρμογή προσομοίωσης σε πραγματικό χρόνο

2.2.4 K-method

Η K-method αποτελεί μια μέθοδο που εφαρμόζεται σε μη γραμμικά χωρίς μνήμη συστήματα σε μορφή state space. Αρχικά είχε σχεδιαστεί για την μοντελοποίηση μη γραμμικών συστημάτων στο τομέα computational musical acoustics. Χρησιμοποιεί γνωστές και εύκολα διαθέσιμες μεταβλητές Kirchhoff και από εκεί προκύπτει και η ονομασία της μεθόδου. Το πλεονέκτημα της είναι ότι αφαιρεί τους delay-free loops και μειώνει το πλήθος των αγνώστων που χρειάζεται να επιλυθούν.

Ο αλγόριθμος αυτός είναι σε μορφή πινάκων. Συνοπτικά ο αλγόριθμος αυτός πρώτα κάνει διακριτό το σύστημα στο χρόνο και το επιλύει ως προς τους αγνώστους χρησιμοποιώντας αριθμητικές μεθόδους. Η μέθοδος αυτή θεωρείται explicit και είναι κατάλληλη για την μοντελοποίηση κυκλωμάτων και την επίλυση των εξισώσεων τους σε πραγματικό χρόνο.

Μια βελτιωμένη μέθοδος για την μοντελοποίηση κυκλωμάτων είναι η Nodal K-method. Χρησιμοποιώντας την Modified Nodal Analysis αυτοματοποιεί την εξαγωγή ODE. Έτσι η NK-method χωρίζεται σε δύο φάσεις. Στην πρώτη φάση μοντελοποιεί το κύκλωμα σε offline κατάσταση. Έπειτα σε πραγματικό χρόνο εφαρμόζει το φίλτρο της K-method. Ένα πρόβλημα που προκύπτει στην K-method είναι ότι τα μη γραμμικά state-space συστήματα πολλές φορές εκφράζονται σε DAE μορφή (Differential Algebraic Equations).

$$M\dot{x}(t) = f(t, x, u) \quad (2.1)$$

Ο πίνακας M δεν μπορεί να αναστραφεί και άρα να αναπαρασταθεί στην K-method μορφή. Ένας τρόπος αποφυγής αυτού του προβλήματος είναι να κάνουμε διακριτό το σύστημα εξ αρχής και έπειτα να εφαρμόσουμε MNA και να λύσουμε το νέο σύστημα το οποίο είναι μορφής state-space. Αυτή η μέθοδος ονομάζεται DK-method. Όπως και στη NK-method, η DK-method περνάει από δύο στάδια. Πρώτα κάνει μια αυτοματοποιημένη ανάλυση για την εξαγωγή των απαραίτητων παραμέτρων από το κύκλωμα και έπειτα δημιουργεί το φίλτρο το οποίο μπορεί να τρέχει σε πραγματικό χρόνο. Στη συνέχεια της εργασίας θα αναλυθούν παραπάνω αυτοί οι μέθοδοι καθώς και η εφαρμογή τους.

2.2.5 Wave Digital Filters

Μια εναλλακτική μέθοδος για την επίλυση προβλημάτων ODE είναι να εκφραστεί το σήμα και τα states σε όρους κυματικών μεταβλητών και να εφαρμοστεί σε επίπεδο στοιχείων ή τοπικά, διακριτοποίηση σε ένα καθολικό ρυθμό δειγματοληψίας. Αυτή η διατύπωση είναι γνωστή ως Wave Digital Principle, και οι επιλυτές ODE που προκύπτουν από αυτή ονομάζονται Wave Digital Filters(WDF). Πρόκειται για ένα φίλτρο που βασίζεται σε αρχές φυσικής μοντελοποίησης. Οι αλγόριθμοι αυτοί έχουν κατασκευαστεί έτσι ώστε να έχουν χαμηλό υπολογιστικό κόστος. Συναντώνται συχνά σε εφαρμογές Digital Signal Processing (DSP). Εκτενείς μελέτες έχουν γίνει σε μη γραμμικά WDFs και έχουν αναπτυχθεί αυτοματοποιημένες μέθοδοι που δημιουργούν απλουστευμένα WDFs από κυκλώματα. Η μέθοδος έχει εφαρμοστεί και στην επίλυση ODE για diode-clippers, ένα κύκλωμα το οποίο θα αναφερθεί στη συνέχεια της εργασίας. Στη βιβλιογραφία συναντάται και η προσομοίωση του κυκλώματος ήχου του Big Muff Pi χρησιμοποιώντας την μέθοδο WDF. (13), το κύκλωμα του οποίου θα είναι το βασικό παράδειγμα αυτής της διπλωματικής εργασίας. Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με αυτή την μέθοδο παραπέμπεται ο αναγνώστη στο (4).

Κεφάλαιο 3

Ανάλυση Μεθόδου K-Method

3.1 K-Method

Η K-Method αποτελεί μια μέθοδο για τη μοντελοποίηση μη γραμμικών συστημάτων σε μορφή state space χωρίς μνήμη. Παράγει ουσιαστικά ένα μη γραμμικό φίλτρο, το οποίο λύνει αυτές τις μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις. Έχοντας αναπαραστήσει το σύστημα με έναν συγκεκριμένο τρόπο όπως θα δούμε παρακάτω, η K-Method δίνει έναν αλγόριθμο σε μορφή πινάκων για την επίλυση των διαφορικών εξισώσεων. Αυτός ο αλγόριθμος καθιστά διακριτή τη χρονική παράγωγο και στη συνέχεια λύνει τις άγνωστες μεταβλητές για την τρέχουσα χρονική στιγμή με μεταβλητές από την προηγούμενη κατάσταση του συστήματος και τις προηγούμενες εισόδους, χρησιμοποιώντας επαναληπτικές αριθμητικές μεθόδους. Η παραπάνω διαδικασία δίνει μια explicit δομή για συστήματα σήματος η οποία είναι κατάλληλη για την μοντελοποίηση κυκλωμάτων σε πραγματικό χρόνο.

3.1.1 Απαιτούμενη δομή

Για να εφαρμόσουμε την μέθοδο θα πρέπει να έχουμε ένα μη γραμμικό σύστημα state space της μορφής:

$$\dot{x} = Ax + Bu + Ci \quad (3.1)$$

$$i = f(v) \quad (3.2)$$

$$v = Dx + Eu + Fi \quad (3.3)$$

$$y = Lx + Mu + Ni \quad (3.4)$$

όπου $x \in \mathbb{R}^N$ είναι πίνακας που αναπαριστά τα N states, το $u \in \mathbb{R}^M$ αναπαριστά τις M εισόδους και το $i \in \mathbb{R}^K$ δίνει την επιρροή στο δυναμικό μέρος του συστήματος από την μη γραμμική συνάρτηση σε μορφή πίνακα $f(v): \mathbb{R}^L \rightarrow \mathbb{R}^K$ όπου $v \in \mathbb{R}^L$. Τέλος το y δίνει την επιθυμητή έξοδο.

Το σύστημα μας μπορεί να χωριστεί σε ένα δυναμικό μέρος (σχέση 3.1) και σε ένα στατικό μέρος που περιγράφει τη μη γραμμικότητα του συστήματος (σχέσεις 3.2, 3.3). Οι τελευταίες σχέσεις περιγράφουν τη μη γραμμική σχέση των μεταβλητών του κυκλώματος σε implicit μορφή και απαιτούν επαναληπτικές μεθόδους για την επίλυση τους.

Οι σταθερές A, B, C αποτελούν συντελεστές που επηρεάζουν γραμμικά τα states, τις εισόδους και το μη γραμμικό μέρος και κατά συνέπεια την εξέλιξη του state. Παρατηρώντας τις σχέσεις 3.2 και 3.3 γίνεται κατανοητό πως το μη γραμμικό μέρος του συστήματος περιγράφεται από μια implicit μορφή και επηρεάζεται γραμμικά από τα state x , τις εισόδους u και το ίδιο μη γραμμικό μέρος i τα οποία έχουν συντελεστές D, E και F . Οι συντελεστές L, M και N χρειάζονται για να συσχετίσουν την έξοδο y με τα x, u και i .

Στα περισσότερα κυκλώματα ήχου, ο πίνακας x αντιπροσωπεύει τις τάσεις στους πυκνωτές ή τα ρεύματα στα πηνία ενώ ο πίνακας u την τάση του σήματος και των πηγών τροφοδοσίας. Το i επιλέχθηκε για τις μη γραμμικότητες διότι συνήθως στα κυκλώματα αυτές βρίσκονται σε στοιχεία διόδων ή τρανζίστορ και περιγράφονται από πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από τάση με τον όρο v . Το i δίνει μια μη γραμμική αντιστοίχιση των K ρευμάτων με τις L ελεγχόμενες τάσεις που εκπροσωπεί ο πίνακας v .

3.1.2 Διακριτοποίηση και Επίλυση

Για την επίλυση των 3.1 έως 3.3 η k-method χρησιμοποιεί αναδρομικά ένα φίλτρο διακριτοποίησης. Καθιστά διακριτή την 3.1 με μια αριθμητική ολοκληρωτική μέθοδο όπως είναι η Backward Euler ή implicit trapezoidal rule και ενημερώνει το state (state update).

Για παράδειγμα χρησιμοποιώντας τη μέθοδο Backward Euler:

$$\dot{x}_n = \alpha(x_n - x_{n-1}) \quad (3.5)$$

όπου $\alpha = 1/H$ και η περίοδος δειγματοληψίας και n το διακριτό χρονικό σημείο. Στην 3.1 αντικαθιστούμε το \dot{x}_n από την 3.5 και προκύπτει:

$$x_n = \alpha H x_{n-1} + H(Bu_n + Ci_n) \quad (3.6)$$

όπου:

$$H = (\alpha I - A)^{-1}. \quad (3.7)$$

Η 3.6 αποτελεί state update με μόνη άγνωστη μεταβλητή την i_n . Η 3.6 μαζί με τις 3.2, 3.3 μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να βρεθεί το i_n στο sample n . Για αυτό θα χρειαστεί μια επαναληπτική διαδικασία επίλυσης όπως η μέθοδος Newton. Οι παρακάτω υποενότητες δείχνουν πως γίνεται αυτή η επίλυση, λύνοντας είτε ως προς i_n είτε ως προς v_n τα οποία έχουν διαφορά στη σύγκλιση.

3.1.3 Αλγόριθμος K-Method

Ο άγνωστος στο state update 3.6 είναι το i_n . Από τις 3.2, 3.3 προκύπτει:

$$i_n = f(Dx_n + Eu_n + Fi_n). \quad (3.8)$$

Στην συνέχεια συνδυάζοντας την 3.6 και 3.8 προκύπτει σε μια εξίσωση με έναν άγνωστο:

$$i_n = f(\alpha DHx_{n-1} + (DHB + E)u_n + (DHC + F)i_n). \quad (3.9)$$

Η K-method ορίζει:

$$K = DHC + F \quad (3.10)$$

$$p_n = \alpha DHx_{n-1} + (DHB + E)u_n \quad (3.11)$$

Οπότε η 3.9 μπορεί να γραφτεί ως:

$$0 = f(p_n + Ki_n) - i_n. \quad (3.12)$$

Η τελευταία είναι μια μη γραμμική εξίσωση με μια παράμετρο p_n , η οποία μπορεί να επιλυθεί για τον άγνωστο i_n χρησιμοποιώντας αριθμητικές επαναληπτικές μεθόδους όπως την μέθοδο Newton.

Η σχέση 3.12 ορίζεται ως implicit μη γραμμική εξίσωση με παράμετρο p_n . Η παρακάτω εξίσωση δείχνει την χωρίς μνήμη μη γραμμικότητα του συστήματος.

$$i_n = g(p_n). \quad (3.13)$$

Η 3.13 εξαρτάται από την μέθοδο διακριτοποίησης αφού ο όρος K εξαρτάται από τον H ο οποίος περιέχει παραμέτρους διακριτοποίησης. Η 3.11 περιγράφεται από γραμμικούς μετασχηματισμούς των states και των εισόδων με αποτέλεσμα να δίνει κατάλληλη μεταβλητή στην 3.13. Αυτή η διαδικασία μπορεί να γίνει offline ώστε να παραχθεί η explicit συνάρτηση $g(p_n)$. Έτσι σε περίπτωση σκληρών μη γραμμικών συστημάτων η σύγκλιση είναι δύσκολη, και με την δυνατότητα για offline υπολογισμό δίνεται η ευκαιρία να ρυθμιστούν οι παράμετροι του αλγόριθμου επίλυσης και να επιτευχθεί ακριβής λύση.

3.1.4 VK-Method

Εναλλακτικά μπορούν να επιλυθούν οι μη γραμμικές εξισώσεις θεωρώντας ως αγνώστους τις τάσεις των μη γραμμικών στοιχείων αντί για τα ρεύματα. Έχει παρατηρηθεί πως με αυτόν τον τρόπο δίδονται καλύτερα αποτελέσματα από άποψη σύγκλισης. Για να γίνει αυτό αντικαθίσταται η 3.2 στην 3.3 και εξαλείφεται το x_n ώστε να εξαχθεί μια μη γραμμική εξίσωση ως προς v_n :

$$0 = p_n + Kf(v_n) - v_n \quad (3.14)$$

Όπου στην explicit μορφή της γράφεται ως:

$$v_n = \Gamma(p_n) \quad (3.15)$$

3.1.5 Αλγόριθμος επίλυσης

1. Υπολογίζουμε το p_n από την 3.11
2. Υπολογίζουμε το V_n από την 3.15 και 3.2 χρησιμοποιώντας επαναληπτικές μεθόδους.
3. Υπολογίζουμε το i_n από την 3.2

4. Υπολογίζουμε την έξοδο από την 3.4

3.2 Nodal K-Method

Η εξαγωγή διαφορικών εξισώσεων από τα σχηματικά κυκλώματα είναι μια χρονοβόρα διαδικασία η οποία όμως μπορεί να αυτοματοποιηθεί. Η Nodal K-method (NK-method) χρησιμοποιεί την Modified Nodal Analysis τεχνική για να βγάλει αυτόματα τις διαφορικές εξισώσεις στην κατάλληλη μορφή που απαιτεί η K-method. Η NK-method μοντελοποιεί ένα κύκλωμα βάσει δύο διαδικασιών. Αρχικά μοντελοποιεί το κύκλωμα μέσω μιας ανάλυσης αυτού σε offline κατάσταση και στην συνέχεια δημιουργεί ένα μη γραμμικό φίλτρο προς εκτέλεση σε πραγματικό χρόνο.

3.2.1 Modified Nodal Analysis

Η μέθοδος MNA δημιουργεί ένα σύστημα εξισώσεων με πίνακες το οποίο περιγράφει τους κόμβους του κυκλώματος:

$$Gv = c \quad (3.16)$$

όπου G είναι πίνακας αγωγιμοτήτων, $v \in R^P$ αναπαριστά τις τάσεις των P κόμβων του κυκλώματος και το $c \in R^P$ είναι το διάνυσμα των ρευμάτων σε κάθε κόμβο. Κάθε γραμμή στο σύστημα αναπαριστά ένα KCL για κόμβο. Λύνοντας τον πίνακα του συστήματος δίδεται και η λύση για το άγνωστο διάνυσμα v .

Κάθε στοιχείο του κυκλώματος αναλόγως την θέση του σε ένα κόμβο συμβάλλει στις γραμμές του v και του c καθώς και στις γραμμές και στήλες του G . Έτσι είναι εφικτό να βγούν με μεθοδικό τρόπο οι πίνακες G , v και c εφαρμόζοντας κανόνες σε μια λίστα κυκλωματικών στοιχείων βάσει της κομβικής τους θέσης.

Η MNA δίνει την δυνατότητα να αυξηθεί το σύστημα με επιπλέον αγνώστους προσθέτοντας τους ως γραμμές στο σύστημα. Σε αυτή την περίπτωση όμως απαιτούνται βοηθητικές εξισώσεις οι οποίες να αντιστοιχούν τους αγνώστους με τους κόμβους που υπάρχουν.

3.2.2 Εφαρμογή στην K-Method

Είναι εφικτό να αλλάξει η μέθοδος MNA έτσι ώστε να δώσει αποτέλεσμα στην μορφή 3.1. Επιλέγεται αρχικά να μετονομαστούν τα στοιχεία χρησιμοποιώντας τις μεταβλητές x, u , και i . Ο παράγοντας c μπορεί να διασπαστεί σε κατάλληλη μορφή όπως φαίνεται στο παρακάτω τύπο:

$$Gv = M_1x + M_2u + M_3i. \quad (3.17)$$

Στην συνέχεια είναι εφικτό να επιλυθούν ως προς τους αγνώστους αναστρέφοντας τον G . Με αυτό τον τρόπο εξάγεται ένα σύστημα της μορφής 3.1 αφού συμπεριλαμβάνονται όλα τα στοιχεία του κυκλώματος και έτσι παράγονται τους πίνακες A, B και C . Οι ελεγχόμενες v τάσεις του τύπου 3.3 μπορούν να εξαχθούν από την κατάλληλη γραμμή κομβικής τάσης v και να βρεθούν οι πίνακες D, E και F . Επειδή όμως οι τάσεις ελέγχου αποτελούν διαφορά τάσης του ελεγχόμενου στοιχείου μπορεί να χρειαστεί να υπολογιστεί η διαφορά δύο γραμμών από τις λύσεις της 3.17. Η έξοδος y

αναφέρεται συνήθως σε τάσεις συγκεκριμένων κόμβων και μπορούν να εξαχθούν οι πίνακες L, M και N με παρόμοιο τρόπο όπως στην προηγούμενη παράγραφο.

Μπορούν να χρησιμοποιηθούν επίσης πρότυπα για να συμπληρωθούν οι πίνακες G, M_1, M_2 και M_3 καθώς και για τα στοιχεία της μη γραμμικής συνάρτησης f και της Ιακωβιανής $J_f(v)$. Στον πίνακα 3.1 φαίνεται το πρότυπο για την κατασκευή του τύπου 3.17. Ο συμβολισμός $G[i, j] \leftarrow x$ υποδεικνύει ότι το στοιχείο x προστίθεται στον πίνακα G στην θέση i γραμμή και j στήλη. Τα σύμβολα n_+, n_- αναφέρονται στους ακροδέκτες $+$ και $-$ ενός κυκλωματικού στοιχείου και συμπληρώνουν τον πίνακα G . Οι δείκτες $eq_i, state_i$ και src_i συμπληρώνουν τα στοιχεία των πινάκων G, M_1, M_2, M_3 για την i βοηθητική εξίσωση, το i στοιχείο $state$ ή την i πηγή αντιστοίχως. Ο δείκτης nl_i συμπληρώνει τους συντελεστές του διανύσματος της συνάρτησης $f(v)$ η οποία αναφέρεται στην i μη γραμμική εξίσωση ρεύματος, ενώ ο cp_j συμπληρώνει τους συντελεστές των ελεγχόμενων τάσεων που αναφέρονται στο j ελεγχόμενο ζεύγος. Ένας συμβολισμός στη μήτρα της μορφής I υποδεικνύει για παράδειγμα πως το εξερχόμενο ρεύμα της πηγής ρεύματος I εκχωρείται στη θέση src_i του πίνακα πηγών u .

3.3 Discrete K-Method (DK-Method)

Έχει παρατηρηθεί πως σε συγκεκριμένα κυκλώματα που περιέχουν πυκνωτές ή πηνία σε σειρά ο πίνακας G στη NK-method δεν είναι αντιστρέψιμος (ιδιάζων πίνακας). Αυτό συμβαίνει λόγω της φύσης των διαφορικών εξισώσεων. Πολλοί εξομοιωτές κυκλωμάτων μπορούν και διαχειρίζονται τέτοια κυκλώματα διότι πρώτα καθιστούν διακριτό το σύστημα και έπειτα εφαρμόζουν MNA. Χρησιμοποιώντας την ίδια τεχνική η DK-method μπορεί να αντιμετωπίσει το παραπάνω πρόβλημα και να βελτιώσει την αυτοματοποίηση της μοντελοποίησης.

Η DK-method εφαρμόζει διαφορετικά πρότυπα σε σχέση με την NK-method, πάνω στα ήδη διακριτοποιημένα στοιχεία και έπειτα πραγματοποιεί μια διαφορετική μορφή της μεθόδου MNA. Για αρχή παρουσιάζεται η μετατροπή των κυκλωματικών στοιχείων σε αντίστοιχα διακριτοποιημένα. Στη συνέχεια δίδεται ο τρόπος εξαγωγής των συντελεστών για τα διακριτά στοιχεία. Αυτή η διαδικασία παράγει ένα φίλτρο παρόμοιο με την K-Method.

Όπως και στην NK-method έτσι και η DK-Method διαχωρίζεται σε δύο διαδικασίες. Πρώτα κάνει μια αυτόματη διαδικασία για να εξάγει παραμέτρους. Στην συνέχεια εφαρμόζει ένα φίλτρο για να εξομοιώσει το κύκλωμα σε πραγματικό χρόνο.

3.3.1 Companion Circuit

Η διακριτοποίηση κυκλωματικών στοιχείων δίνει ως αποτέλεσμα το companion κύκλωμα το οποίο αντικαθιστά τα αρχικά στοιχεία με αντίστοιχα στοιχεία διακριτού χρόνου. Για αυτό το λόγο απαιτούνται διαφορετικά πρότυπα (πίνακας 3.2) για να δημιουργηθούν οι κατάλληλοι πίνακες MNA. Το σχήμα 3.1 δείχνει ένα companion κύκλωμα για πυκνωτή χρησιμοποιώντας trapezoidal rule discretization.

$$x[n] = x[n] + \frac{T}{2}(\dot{x}[n] + \dot{x}[n-1]) \quad (3.18)$$

Resistor $R=1/G$	
$G[n_+, n_+]$	G
$G[n_+, n_-]$	$-G$
$G[n_-, n_+]$	$-G$
$G[n_-, n_-]$	G

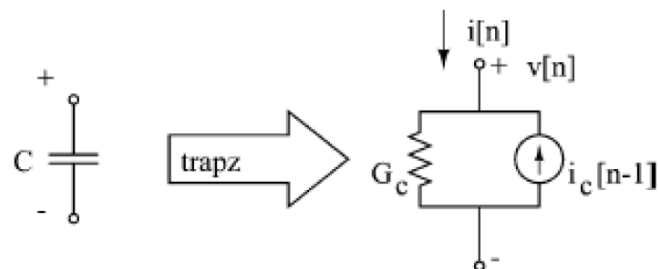
Capacitor C	
$G[n_+, eq_i]$	C
$G[n_-, eq_i]$	$-C$
$G[eq_i, n_+]$	1
$G[eq_i, n_-]$	-1
$M_1[eq_i, state_i]$	1
$v[eq_i] = \frac{dV_C}{dt}$	
$x[state_i] = V_C$	

VSource V	
$G[n_+, eq_i]$	1
$G[n_-, eq_i]$	-1
$G[eq_i, n_+]$	1
$G[eq_i, n_-]$	-1
$M_2[eq_i, src_i]$	1
$u[src_i] = V$	
$v[eq_i] = I_V$, voltage source current	

Isource I	
$M_2[eq_i, src_i]$	1
$M_2[eq_i, src_i]$	1
$u[src_i]$	

Diode $I_d(v[cp_j])$	
$M_3[n_+, nl_i]$	-1
$M_3[n_-, nl_i]$	1
$Jf[nl_i, cp_j]$	$\frac{dI_d}{dV_d}$
$v[cp_j] = v[n_+] - v[n_-]$	
$f[nl_i] = I_d(v[cp_j])$	

Πίνακας 3.1: MNA Templates for NK-Method (18)



Σχήμα 3.1: Companion Circuit

Capacitor C	
$G[n_+, n_+]$	G_C
$G[n_+, n_-]$	$-G_C$
$G[n_-, n_+]$	$-G_C$
$G[n_-, n_-]$	G_C
$M_1[n_+, state_i]$	1
$M_1[n_-, state_i]$	-1
$x[state_j = i_C]$	
$G_C = T/2C$ for trapezoidal integration	
Inductor L	
$G[n_+, eq_i]$	1
$G[n_-, eq_i]$	-1
$G[eq_i, n_+]$	-1
$G[eq_i, n_-]$	1
$M_2[eq_i, eq_i]$	Z_L
$x[state_j = v_L]$	
$v_a[eq_i] = I_L$	
$Z_L = 2L/T$ for trapezoidal integration	

Πίνακας 3.2: Modified Templates for Reactive Elements In Discrete K-Method (18)

3.3.2 State Update

Στους πυκνωτές και στα πηνία, η διακριτοποίηση trapezoidal rule δίνει ένα state update της μορφής:

$$x[n] = gu[n] + sx[n - 1] \quad (3.19)$$

Για πυκνωτές $g = 2G_c(T)$, όπου $G_c(T)$ είναι η διακριτή αγωγιμότητα του πυκνωτή συναρτήσει του ρυθμού δειγματοληψίας, $x[n]$ είναι η αντίστοιχη πηγή ρεύματος στο χρόνο n και το $s = -1$. Για πηνία $g = 2$, $x[n]$ είναι η αντίστοιχη πηγή τάσης στο χρόνο n και το $s = 1$. Και για τα δύο στοιχεία, $u[n]$ είναι η τάση στους ακροδέκτες του στοιχείου τη χρονική στιγμή n .

Για κυκλώματα με πολλά στοιχεία τύπου state είναι εφικτό να γραφεί η 3.20 σε μορφή πινάκων όπως παρακάτω:

$$x[n] = G_e v_e[n] + Sx[n - 1] \quad (3.20)$$

όπου G_e είναι διαγώνιος πίνακας που περιέχει τις τιμές των g και συσχετίζει τις τιμές των τάσεων των στοιχείων v_e με το αντίστοιχο state x . Ο διαγώνιος πίνακας S πολλαπλασιάζει κάθε state με την αντίστοιχη τιμή s . Στην συνέχεια αυτά τα states μπορούν να εισαχθούν στη μέθοδο MNA. Ο πίνακας 3.2 δείχνει το πρότυπο MNA για DK-Method.

3.3.3 Λύση DK-Method

Αναζητείται ένας τύπος για τις μεταβλητές των κυκλωματικών στοιχείων που δεν είναι τύπου state της μορφής:

$$v_e[n] = A_e x[n - 1] + B_e u[n] + C_e i[n] \quad (3.21)$$

όπου το διάνυσμα v_e περιέχει αυτές τις τάσεις των στοιχείων και υπολογίζεται από τους συντελεστές e, B_e, C_e , το διάνυσμα u περιέχει τις πηγές του κυκλώματος και το διάνυσμα i περιέχει τα ρεύματα των μη γραμμικών στοιχείων. Για να παραχθεί η 3.21 διασπάται ο πίνακας c του MNA σε states από companion circuit sources, εισόδους και μη γραμμικά στοιχεία οπότε παίρνει τη νέα μορφή:

$$Gv[n] = M_1x[n-1] + M_2u[n] + M_3i[n]. \quad (3.22)$$

Τώρα επειδή έχουν καταστεί διακριτά τα στοιχεία state, ο πίνακας αγωγιμοτήτων μπορεί να αντιστραφεί (ομαλός πίνακας) και το σύστημα μπορεί να επιλυθεί.

Έχοντας επιλύσει το σύστημα ως προς v , αν απαλειφθούν οι τάσεις των στοιχείων τύπου state βρίσκονται οι τάσεις των στοιχείων του κυκλώματος v_e , δηλαδή βρίσκεται ο τύπος 3.21. Έτσι από τη σχέση 3.22 λύνοντας ως προς v και απαλείφοντας τις κατάλληλες μεταβλητές βρίσκεται ο τύπος 3.21. Συνδυάζοντας τη σχέση 3.20 με την 3.21 προκύπτει:

$$x[n] = Ax[n-1] + Bu[n] + Ci[n] \quad (3.23)$$

όπου οι συντελεστές έχουν ως εξής: $A = G_eA_e + S, B = G_eB_e, C = G_eC_e$.

Απαλείφοντας τις γραμμές στο v που αντιστοιχούν στις τάσεις που ελέγχουν τα μη γραμμικά στοιχεία βρίσκεται η $v[n]$ δηλαδή ο αντίστοιχος τύπος 3.2 και οι συντελεστές του D,E και F. Αντικαθιστώντας την 3.23 και την 3.2 στην 3.3 προκύπτει μια implicit σχέση ανάμεσα στις τάσεις ελέγχου των μη γραμμικών στοιχείων και την παράμετρο p .

$$0 = p[n] + Ff(v[n]) - v[n] \quad (3.24)$$

$$p[n] = Dx[n-1] + Eu[n]. \quad (3.25)$$

Όπως και στην K-method η 3.24 μπορεί να λυθεί με explicit σχέση της μορφής:

$$v[n] = \Gamma(p[n]). \quad (3.26)$$

Οι συντελεστές L,M και N μπορούν να εξαχθούν με τον ίδιο τρόπο.

3.3.4 Συνοπτική παρουσίαση DK-Method

Όπως και στη NK-Method έτσι και η DK-Method δημιουργεί ένα MNA σύστημα 3.22 σύμφωνα με τον πίνακα 3.2. Στην συνέχεια σύμφωνα με την παραπάνω επίλυση δημιουργείται ένα real-time φίλτρο.

Ο αλγόριθμος επίλυσης για real time μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

1. Υπολογισμός της παραμέτρου p μέσω της 3.25.
2. Υπολογισμός του μη γραμμικού μέρους $i[n]$ μέσω της 3.26 και 3.2.
3. Ενημέρωση του state μέσω της 3.22.
4. Υπολογισμός εξόδου μέσω της 3.4.

3.4 Υπολογιστική Πολυπλοκότητα

Η K-method χρησιμοποιεί στην βάση της πολλαπλασιασμούς πινάκων. Η σύγχρονη αρχιτεκτονική των επεξεργαστών έχει σχεδιαστεί για τέτοιου είδους λειτουργίες.

Αν οι συντελεστές πινάκων και η μη γραμμική συνάρτηση υπολογιστούν εκ των προτέρων, η υπολογιστική πολυπλοκότητα για το γραμμικό μέρος του συστήματος είναι περίπου $O(N^2 + NM + NP)$ δηλαδή τετραγωνική, όπου N ο αριθμός των states, M ο αριθμός εισόδων και P ο αριθμός των μη γραμμικών εξόδων.

Κεφάλαιο 4

Προσομοίωση Κυκλώματος Big Muff Pi

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύεται η εφαρμογή της ψηφιακής προσομοίωσης του κυκλώματος Big Muff Pi. Επιλέχθηκε αυτό το κύκλωμα διότι τα στάδια του μπορούν να λειτουργήσουν ως παραδείγματα για διάφορα κυκλώματα που συναντώνται σε ηλεκτρονικά κυκλώματα ήχου.

Χωρίζοντας το κύκλωμα σε στάδια, αναλύεται η λειτουργία καθενός από αυτά καθώς και οι σχεδιαστικές επιλογές που έχουν γίνει. Παρακάτω παρατίθενται τα μοντέλα που χρησιμοποιήθηκαν στα μη γραμμικά μέρη του κυκλώματος. Στη συνέχεια εξάγεται η τελική μορφή του state space κάθε σταδίου που προκύπτει από την ανάλυση MNA σύμφωνα με την τεχνική NK-method. Τέλος εφαρμόζεται προσομοίωση των σταδίων χρησιμοποιώντας κώδικα Matlab τα οποία θα συγκριθούν στο επόμενο κεφάλαιο με αντίστοιχη προσομοίωση σε LTspice.

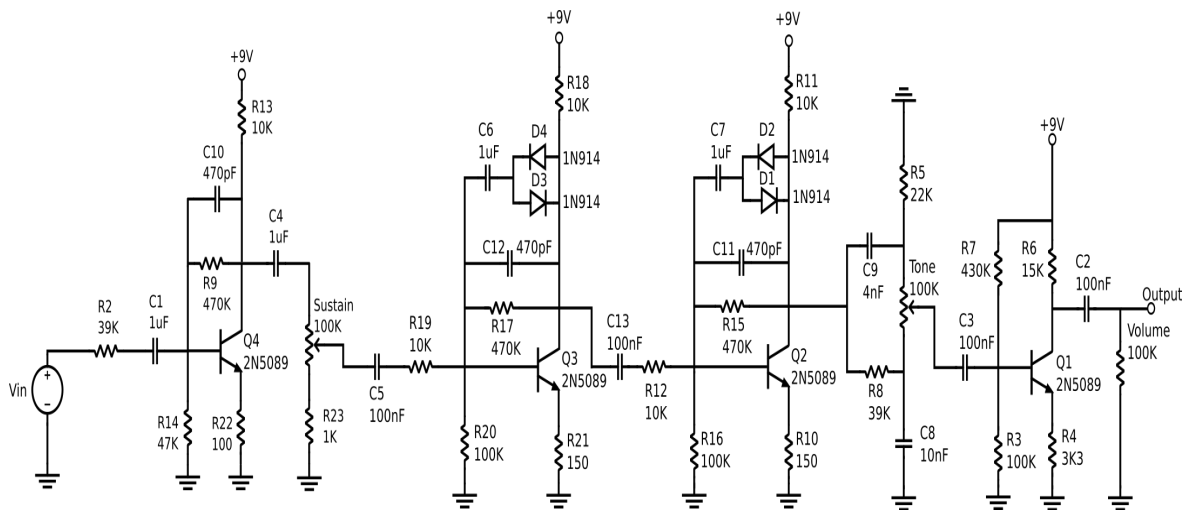
4.1 Big Muff Pi

Για την υλοποίηση της μεθόδου ψηφιακής προσομοίωσης κυκλωμάτων ήχου με την NK-Method επιλέχθηκε ως παράδειγμα το πετάλι κιθάρας Big Muff Pi American Version 3. Πρόκειται για ένα distortion/sustain πετάλι το οποίο βγήκε σε μαζική παραγωγή το 1970 και χρησιμοποιείται μέχρι και σήμερα από πολλούς γνωστούς μουσικούς.

Το κύκλωμα αποτελείται από τέσσερις κασκοδικούς κοινού εκπομπού ενισχυτές και ένα παθητικό tone control. Το σχηματικό μπορεί να χωριστεί σε τέσσερα στάδια: Input Booster, Clipping Stage, Passive Tone Control και Output Booster. Η σχεδίαση του κυκλώματος έδωσε ένα πολύ μοναδικό ήχο sustained distortion ο οποίος δεν είχε ακουστεί ξανά. Επιπλέον ο σχεδιασμός του το καθιστά αξιόπιστο και σταθερό. Όλα τα υλικά είναι βασισμένα στην σιλικόνη, όλα τα στάδια ενίσχυσης τρανζίστορ, περιλαμβάνουν μια αντίσταση emitter, η οποία κάνει την ενίσχυση ανεξάρτητη από αλλαγές θερμοκρασίας ή από τα εσωτερικά χαρακτηριστικά του τρανζίστορ. Τρία από τα τέσσερα στάδια περιλαμβάνουν αντιστάσεις ανάδρασης και πυκνωτές Miller, τα οποία σταθεροποιούν τη συμπεριφορά του και την ανταπόκριση συχνότητας. Στο σχήμα 4.1 φαίνεται το σχηματικό του κυκλώματος του Big Muff Pi American Version 3.

4.2 Input stage

Το πρώτο στάδιο του κυκλώματος του Big Muff Pi αποτελείται από ένα Common Emitter amplifier with Voltage-Shunt Feedback και ένα παθητικό διαιρέτη τάσης (ποτενσιόμετρο sustain). Ο ρόλος αυτού του σταδίου είναι να θέσει την αντίσταση εισόδου, να διαμορφώσει την απόκριση συχνότητας και να δώσει κάποιο gain. Η ονομασία Voltage-Shunt Feedback προέρχεται από το ότι



Σχήμα 4.1: Σχηματικό Κύκλωμα Big Muff Pi American Version 3

συνδέεται η τάση εξόδου ως είσοδος στο δίκτυο ανάδρασης και το σήμα ανάδρασης συνδέεται παράλληλα (shunt) με το ρεύμα εισόδου.

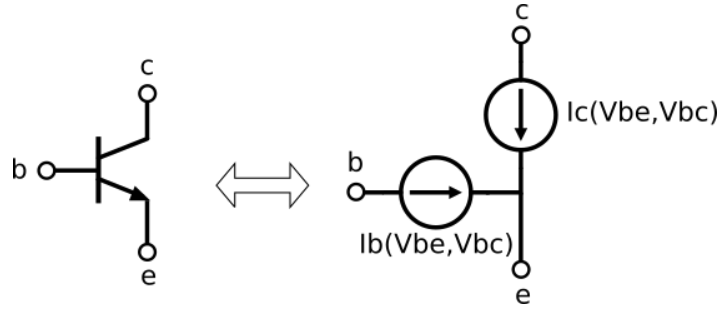
Η αντίσταση R9 που συνδέει τον collector-base ονομάζεται Shunt Feedback resistor και είναι μια μέθοδος για να εφαρμοστεί αρνητική ανάδραση στον ενισχυτή. Αν και μειώνει το gain και την αντίσταση εισόδου έχει κάποια πλεονεκτήματα. Κάποια από αυτά είναι ότι σταθεροποιεί το κέρδος (gain) τάσης. Βελτιώνει την απόκριση συχνότητας. Μειώνει τον θόρυβο. Προστατεύει από τις διαφορετικές θερμοκρασίες και τις διαφορετικές παραμέτρους του BJT. Τέλος σταθεροποιεί την τάση bias στο κατάλληλο σημείο λειτουργίας.

Η επιλογή της αντίστασης R22 emitter γνωστής ως Emitter Degeneration, κάνει το κέρδος τάσης πιο ανεξάρτητο από τις παραμέτρους του BJT και άρα λιγότερο ευάλωτο στις διάφορες θερμοκρασίες και στις αλλαγές του ρεύματος bias. Έτσι τα χαρακτηριστικά σταθερότητας του κυκλώματος βελτιώνονται με κόστος τη μείωση του κέρδους.

Η απόκριση συχνότητας καθορίζεται από δύο πυκνωτές. Ο πυκνωτής εισόδου decoupling C1 θέτει την απόκριση χαμηλών συχνοτήτων και ο πυκνωτής Miller C4 σχηματίζει (shapes) την απόκριση υψηλών συχνοτήτων. Πιο αναλυτικά ο πυκνωτής εισόδου C1 δημιουργεί ένα high-pass filter, η αύξηση της τιμής του έχει ως αποτέλεσμα μια πιο μπάσα ανταπόκριση και αυξάνει το σήμα εισόδου (increasing the signal into the pedal). Ο πυκνωτής της ανάδρασης collector-base C10 ονομάζεται και πυκνωτής Miller, βοηθάει στη μείωση της ταλάντωσης και θέτει το εύρος του ενισχυτή και τον κύριο πόλο συχνότητας (sets the amplifier bandwidth and the dominant pole frequency).

Το ποτενσιόμετρο sustain ελέγχει το επίπεδο του σήματος που θα περάσει στο στάδιο ψαλιδισμού. Αν το επίπεδο είναι υψηλό, τότε το σήμα θα ψαλιδιστεί παραπάνω και το εφέ παραμόρφωσης θα είναι εμφανές ακόμα και αν το σήμα της κιθάρας είναι χαμηλό.

Η αντίσταση R23 αποτρέπει την αποκοπή του σήματος όταν το ποτενσιόμετρο μηδενίζεται. Αυτή η διαδικασία γίνεται πριν το στάδιο της παραμόρφωσης. Ο ψαλιδισμός του low-pass σήματος συνήθως ακούγεται καλύτερα, πιο απαλά και λιγότερο τραχύς.



Σχήμα 4.2: Generic BJT device model

4.2.1 Bipolar Junction Transistor (BJT) device model

Το σχήμα 4.2 απεικονίζει ένα γενικό μοντέλο για bipolar junction transistor το οποίο περιλαμβάνει πηγές ρεύματος ελεγχόμενες από τάση. Το BJT έχει τρία τερματικά, collector, base και emitter, τα ρεύματα των οποίων ελέγχονται από τη διαφορά τάσεις δύο τερματικών, $V_{be} = V_b - V_e$, $V_{bc} = V_b - V_c$. Από το νόμο ρευμάτων Kirchhoff, για την πλήρη περιγραφή των χαρακτηριστικών ρεύματος-τάσης (I-V), απαιτούνται τα ρεύματα μόνο δύο τερματικών. Εδώ θα χρησιμοποιηθεί το $I_b(V_{be}, V_{bc})$ και το $I_c(V_{be}, V_{bc})$. Τα στοιχεία ημιαγωγών όπως τα BJT έχουν μη γραμμικές αντιστάσεις και πυκνωτές, τα οποία απαιτούν πιο αναλυτικά μοντέλα. Εδώ όμως, για απλοποίηση μπορούν να παραλειφθούν αυτές οι ιδιότητες για τα επίπεδα σήματος ακουστικών συχνοτήτων. Ένα ολοκληρωμένο και απλό φυσικό μοντέλο για ψηφιακή προσομοίωση είναι το μοντέλο Ebers-Moll το οποίο ορίζει τις ακόλουθες χαρακτηριστικές τάσης-ρεύματος (I-V).

$$I_e = \frac{I_s}{\alpha_f} [e^{\frac{V_{be}}{V_T}} - 1] + I_s [e^{\frac{V_{bc}}{V_T}} - 1]$$

$$I_c = I_s [e^{\frac{V_{be}}{V_T}} - 1] + \frac{I_s}{\alpha_R} [e^{\frac{V_{bc}}{V_T}} - 1]$$

$$I_b = \frac{I_s}{\beta_F} [e^{\frac{V_{be}}{V_T}} - 1] + \frac{I_s}{\beta_R} [e^{\frac{V_{bc}}{V_T}} - 1]$$

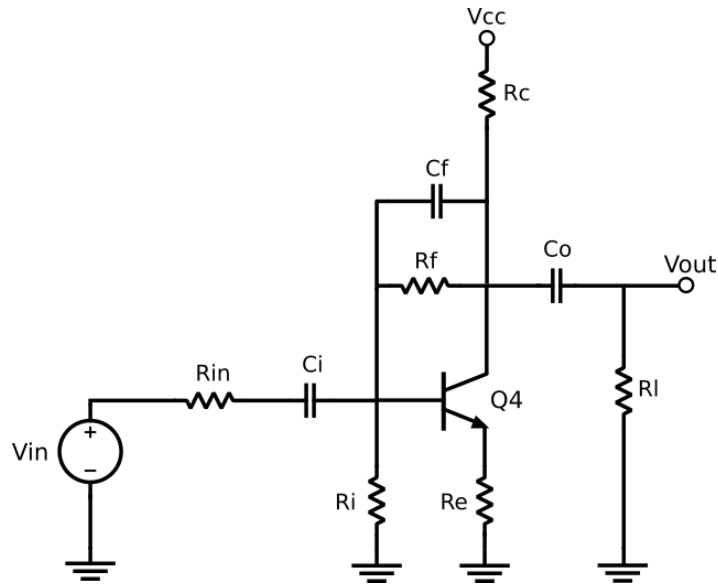
Οι παράμετροι του BJT για την προσομοίωση είναι οι εξής: $V_T = 25 \times 10^{-3} \text{ mV}$, $\beta_F = 1.434 \times 10^3$, $\beta_R = 1.262$, $\alpha_R = \beta_R / (1 + \beta_R)$, $I_s = 5.911 \times 10^{-15} \text{ A}$.

4.2.2 Εφαρμογή NK-Method

Για την ψηφιακή προσομοίωση του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος NK-Method όπως έχει περιγραφεί στο προηγούμενο κεφάλαιο. Για ευκολότερη ανάλυση του κυκλώματος οι μεταβλητές των στοιχείων μετονομάστηκαν όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3.

Οι τιμές σχεδίασης αυτού του σταδίου είναι οι εξής: $R_{in} = 39 \text{ k}\Omega$, $R_i = 47 \text{ k}\Omega$, $R_e = 100 \Omega$, $R_f = 470 \text{ k}\Omega$, $R_c = 10 \text{ k}\Omega$, $R_l = 101 \text{ k}\Omega$, $C_i = 1 \mu\text{F}$, $C_f = 470 \text{ pF}$, $C_o = 1 \mu\text{F}$.

Χρησιμοποιώντας την γενική περιγραφή του σχήματος 4.2 για I-V χαρακτηριστικές και την τεχνική MNA με τα πρότυπα που έχουν δοθεί, παράγονται αυτόματα οι μη γραμμικές διαφορικές



Σχήμα 4.3: Input Stage

εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα σε μορφή state space.

$$\dot{x} = Ax + Bu + Ci$$

$$i = f(v)$$

$$v = Dx + Eu + Fi$$

$$y = Lx + Mu + Ni$$

Όπου με x συμβολίζεται η διαφορά τάσης σε κάθε πυκνωτή:

$$x = [V_{Ci} \ V_{bc} \ V_{Co}]^T$$

Με u συμβολίζονται οι εισοδοί του κυκλώματος δηλαδή η DC τάση τροφοδοσίας και η πηγή σήματος:

$$u = [V_i \ V_{CC}]^T$$

Με i συμβολίζεται το μη γραμμικό μέρος του BJT δηλαδή τα ρεύματα base και collector b, c αντίστοιχα:

$$i = [I_b(V_{be}, V_{bc}) \ I_c(V_{be}, V_{bc})]^T$$

για τα οποία απαιτείται μια είσοδος της μορφής:

$$u = [V_{be} \ V_{bc}]^T$$

οι οποίες είναι οι διαφορές τάσης base-emitter και base-collector του BJT.

Η έξοδος του κυκλώματος συμβολίζεται με y :

$$y = V_{out}$$

Παρακάτω δίνονται οι πίνακες του state space που δίνουν τους γραμμικούς συνδυασμούς αυτών των μεταβλητών χρησιμοποιώντας τις αγωγιμότητες $G_x = 1 / R_x$ αντί των αντίστοιχων αντιστάσεων:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{G_c G_{in} + G_i G_{in} + G_{in} G_o}{C_k(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_c G_{in} + G_{in} G_o}{C_k(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_{in} G_o}{C_k(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \\ -\frac{G_c G_{in} + G_{in} G_o}{C_f(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_c G_f + G_c G_i + G_c G_{in} + G_f G_i + G_f G_{in} + G_f G_o + G_i G_o + G_{in} G_o}{C_f(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_i G_o + G_{in} G_o}{C_f(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \\ -\frac{G_o G_{in}}{C_o(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_o G_i + G_{in} G_o}{C_o(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_o G_c + G_o G_i + G_o G_{in}}{C_o(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{G_c * G_{in} + G_i * G_{in} + G_{in} * G_o}{C_k * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_c * G_{in}}{C_k * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \\ \frac{G_c * G_{in} + G_{in} * G_o}{C_f * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_c * G_i + G_c * G_{in}}{C_f * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \\ \frac{G_o G_{in}}{C_o * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & \frac{G_o * G_c}{C_o * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{G_{in}}{C_k * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & \frac{G_{in}}{C_k * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \\ -\frac{G_c + G_o}{C_f * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & \frac{G_i + G_{in}}{C_f * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \\ -\frac{G_o}{C_o * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_o}{C_o * (G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{G_{in}}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} & \frac{G_o + G_c}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} & \frac{G_o}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} \frac{G_{in}}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} & \frac{G_c}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$F = \begin{bmatrix} -\frac{G_e + G_c + G_i + G_{in} + G_o}{G_e(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} & -\frac{G_e + G_c + G_i + G_{in} + G_o}{G_e(G_c + G_i + G_{in} + G_o)} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} -\frac{G_e + G_c + G_i + G_{in} + G_o}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} & -\frac{G_e + G_c + G_i + G_{in} + G_o}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} & -\frac{G_e + G_c + G_i + G_{in} + G_o}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} -\frac{G_{in}}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} & -\frac{G_c}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} \end{bmatrix}$$

$$N = \begin{bmatrix} -\frac{1}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} & -\frac{1}{G_c + G_i + G_{in} + G_o} \end{bmatrix}$$

4.3 Clipping Stage

Το δεύτερο στάδιο του κυκλώματος αποτελείται από δύο διαδοχικά common emitter στάδια τα οποία έχουν την ίδια τοπολογία με το Input stage. Για τον ψαλιδισμό του σήματος έχουν χρησιμοποιηθεί back to back diodes ώστε να επιτευχθεί συμμετρικός ψαλιδισμός. Η σχεδιαστική ιδέα αυτού είναι ότι το πρώτο transistor ψαλιδίζει ελαφρώς το σήμα (soft clipping) δημιουργώντας ένα παραμορφωμένο και φιλτραρισμένο σήμα. Στο δεύτερο transistor η διαδικασία επαναλαμβάνεται κάνοντας όμως ισχυρό ψαλιδισμό του σήματος (hard clipping).

Οι διόδοι D1-D2 και D3-D4 που βρίσκονται στο βρόγχο ανάδρασης collector-base ψαλιδίζουν το σήμα όταν η διαφορά τάσης μεταξύ εισόδου (transistor base) και εξόδου (transistor collector) είναι υψηλότερη από την V_F της διόδου η οποία κυμαίνεται στα 0.6 Volt. Με αυτόν τον τρόπο το πλάτος εισόδου περιορίζεται και το σήμα εξόδου δεν ξεπερνάει τα ± 0.6 Volt.

Οι πυκνωτές 1uF C6 και C7 που βρίσκονται σε σειρά με τις διόδους επιτρέπουν το AC σήμα να περάσει και να ψαλιδιστεί ενώ αποτρέπουν τη DC bias τάση. Έτσι το σημείο λειτουργίας του

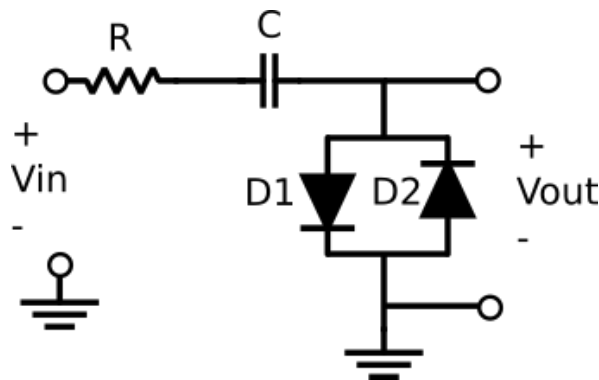
transistor δεν επηρεάζεται. Αυτοί οι πυκνωτές λοιπόν καθορίζουν το εύρος συχνοτήτων το οποίο ψαλιδίζεται. Η αύξηση της τιμής τους θα έχει ως αποτέλεσμα να ψαλιδίζονται πιο μπάσες αρμονικές, ενώ η μείωση της τιμής τους θα έχει ως αποτέλεσμα να ψαλιδίζονται οι πιο υψηλές συχνοότητες δημιουργώντας μια πιο κορεσμένη χροιά, με περισσότερο sustain και compression.

Η απόκριση συχνότητας σε καθένα από τους clipping amplifiers ελέγχεται από δύο πυκνωτές. Οι πυκνωτές εισόδου C12-C19 λειτουργούν ως high pass filter ενώ οι C6-C7 είναι πυκνωτές Miller και λειτουργούν ως low pass filter.

Μια βασική ιδέα στο Big Muff Pi είναι η αφαίρεση των υψηλών αρμονικών χρησιμοποιώντας πυκνωτές Miller. Αυτό επαναλαμβάνεται τρεις φορές στα στάδια εισόδου και ψαλιδισμού έχοντας ως αποτέλεσμα τον περιορισμό της απόκρισης συχνότητας και τον τονισμό των χαμηλών και μεσαίων συχνοτήτων. Φαίνεται πως η αφαίρεση της υπερδοήγησης των υψηλών συχνοτήτων βοηθάει στην αύξηση του sustain της κιθάρας.

4.3.1 High Pass Diode Clipper

Για την καλύτερη κατανόηση και ανάλυση του σταδίου ψαλιδισμού αρχικά αναλύεται ένα πιο απλό μοντέλο ψαλιδισμού, το High Pass Diode Clipper (βλέπε σχήμα 4.4).



Σχήμα 4.4: High Pass Diode Clipper

Τύποι:

Το μοντέλο μιας διόδου μπορεί να περιγραφεί από τον τύπο Shockley diode equation:

$$I_d = I_s \left(e^{\frac{V_d}{V_T}} - 1 \right)$$

Οι διόδοι σε μορφή back to back μπορούν να περιγραφούν από τον μη γραμμικό τύπο:

$$I_d = 2I_s \sinh \left(\frac{V_d}{V_T} \right)$$

Οπότε το ρεύμα που περνάει από τις διόδους είναι μια συνάρτηση εξαρτώμενη από την τάση των διόδων:

$$i(t) = f(V_{out}(t))$$

Η τάση του πυκνωτή μπορεί να περιγραφεί ως γνωστών από τον τύπο:

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(s) ds$$

Έτσι εφαρμόζοντας KVL στο μοντέλο μας παίρνουμε:

$$V_{in} - f(V_{out})R - \frac{1}{C} \int_0^t i(s) ds - V_{out} = 0$$

Numerical Discretization:

Ορίζεται βήμα δειγματοληψίας T τέτοιο ώστε $t_k = k \times T$, όπου με k συμβολίζεται το βήμα. Είναι επιθυμητό να βρεθεί η διακριτή έξοδος $V_{out}[k] = V_{out}[t_k]$. Εφαρμόζοντας trapezoidal rule για διακριτοποίηση προκύπτει:

$$V_{in}[k] - V_{in}[k-1] - V_{out}[k] + V_{out}[k-1] = \left(\frac{T}{2C} + R\right)f(V_{out}[k]) + \frac{T}{2C}f(V_{out}[k-1])$$

Θέτοντας:

$$F = \frac{T}{2C} + R$$

$$p = V_{in}[k-1] - V_{in}[k] + \left(\frac{T}{2C} - R\right)f(V_{out}[k-1]) - V_{out}[k-1]$$

Καταλήγουμε σε εξίσωση της παρακάτω μορφής, η οποία μπορεί να επιλυθεί με την μέθοδο Newton:

$$f(V_{out}[k]) = -F^{-1}(V_{out}[k] + p)$$

Εφαρμογή:

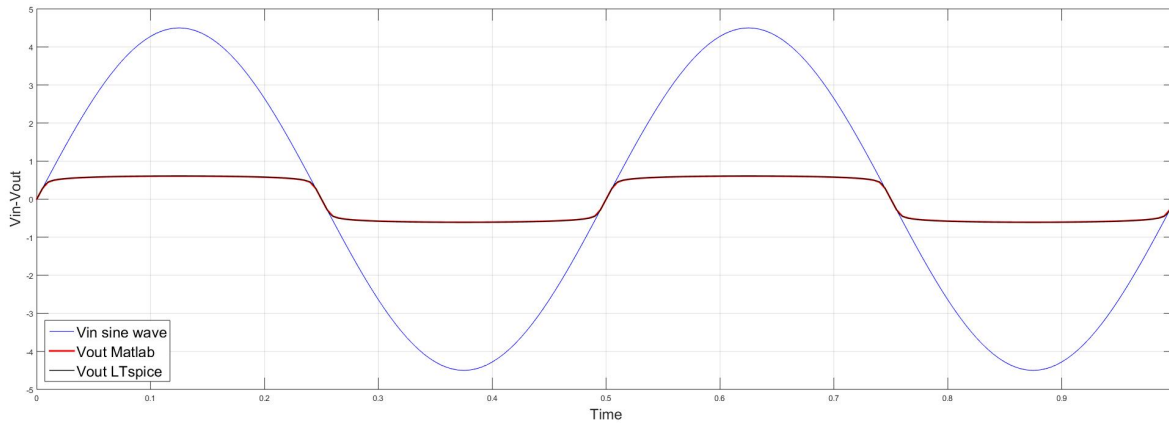
Οι παράμετροι των διόδων για την προσομοίωση είναι οι εξής:

$$V_T = 0.045\text{V}, I_s = 2.52 \times 10^{-9}\text{A}.$$

Οι τιμές των υπόλοιπων στοιχείων είναι:

$$C = 0.01 \times 10^{-6}\text{F}, R = 2.2 \times 10^3\Omega.$$

Για την προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε ως είσοδος ημιτονοειδής παλμός πλάτους 4.5Volt και συχνότητας 2 Hz. Στην εικόνα 4.5 δίνονται τα αποτελέσματα του LTspice και τα αντίστοιχα από κώδικα Matlab. Με μπλε βλέπουμε το σήμα εισόδου, με κόκκινο την έξοδο του Matlab και με μπλε την έξοδο του LTspice.



Σχήμα 4.5: High Pass Diode Clipper LTspice

Simplified:

Μια απλοποιημένη εκδοχή του κυκλώματος high pass diode clipper είναι να θεωρηθεί την μη γραμμικότητα στατική, θέτοντας $\frac{dV_c}{dt} = 0$. Έτσι εφαρμόζοντας KVL παίρνουμε τον τύπο:

$$V_{out} = V_{in} - 2RI_s \sinh(V_{out}/V_T)$$

Αυτή η μη γραμμικότητα μπορεί να αναπαρασταθεί από τη χαρακτηριστική καμπύλη V_{out}/V_{in} . Είναι εφικτό να προσεγγιστεί αυτή η συμπεριφορά μέσω των τριγωνομετρικών τύπων \tanh , \arctan ή τη φόρμουλα:

$$\frac{x}{(1 + |x|^n)^{1/n}}$$

Αυτή η φόρμουλα μπορεί να αναπαραστήσει καλά την υπερβολική εφασπτομένη όταν $n=2.5$. Στο σχήμα 4.6 συγκρίνουμε τις χαρακτηριστικές καμπύλες των παραπάνω. Η φόρμουλα 4.3.1 φαίνεται να είναι καλή προσέγγιση του \tanh . Το πλεονέκτημα αυτής είναι ότι έχει τον όρο n ο οποίος μπορεί να ρυθμιστεί ώστε να πάρουμε επιθυμητά αποτελέσματα. Το \arctan φαίνεται να είναι αρκετά καλή προσέγγιση της μη γραμμικότητας του κυκλώματος αλλά δεν είναι το ίδιο γραμμικό κοντά στο $V_i = 0$.

Στο σχήμα 4.7 βλέπουμε το αποτέλεσμα της προσομοίωσης του απλοποιημένου κυκλώματος. Με μπλε βλέπουμε το σήμα εισόδου, με κίτρινο την έξοδο του Matlab και με μπλε την έξοδο του LTspice.

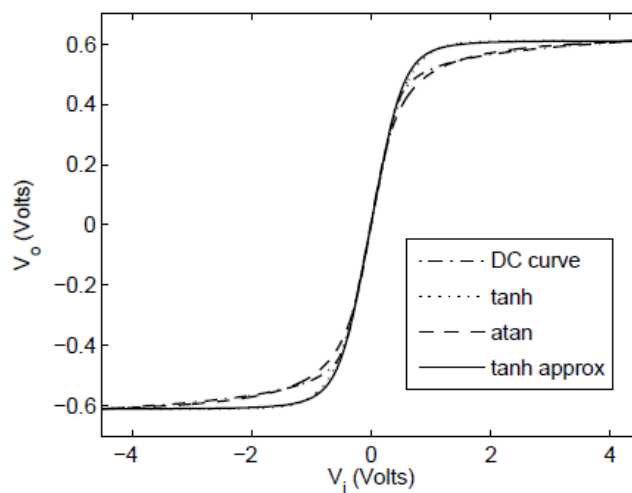
4.3.2 Εφαρμογή NK-Method: Clipping stage Diode Clipper

Όπως και στο input stage περιγράφεται το BJT μέσω των τύπων Elbers-Moll. Για τις διόδους όπως προαναφέρθηκε χρησιμοποιούμε τον τύπο:

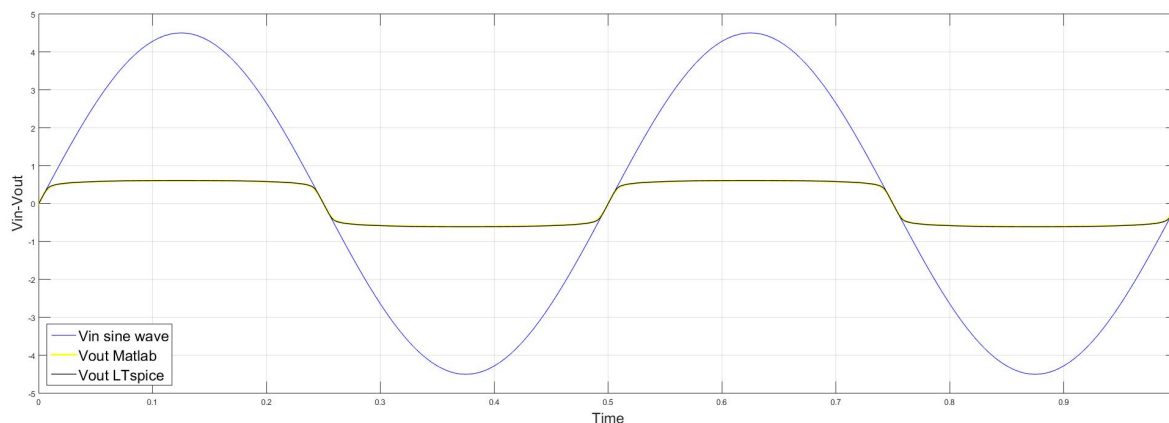
$$I_d = 2I_s \sinh\left(\frac{V_d}{V_T}\right).$$

Για την ευκολότερη ανάλυση του κυκλώματος οι μεταβλητές μετονομάστηκαν όπως φαίνεται στο σχηματικό του clipping stage 4.8.

Οι τιμές σχεδίασης αυτού του σταδίου είναι οι εξής: $R_{in} = 10k$, $R_i = 100k$, $R_e = 150$, $R_f = 470k$, $R_c = 10k$, $C_i = 100nF$, $C_f = 470pF$.



Σχήμα 4.6: V_{out}/V_{in} (17)



Σχήμα 4.7: Simplified High Pass Diode Clipper Προσομοίωση

Βάσει αυτών των τύπων και χρησιμοποιώντας την τεχνική MNA παράγονται αυτόματα οι μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα σε μορφή state space.

$$\dot{x} = Ax + Bu + Ci$$

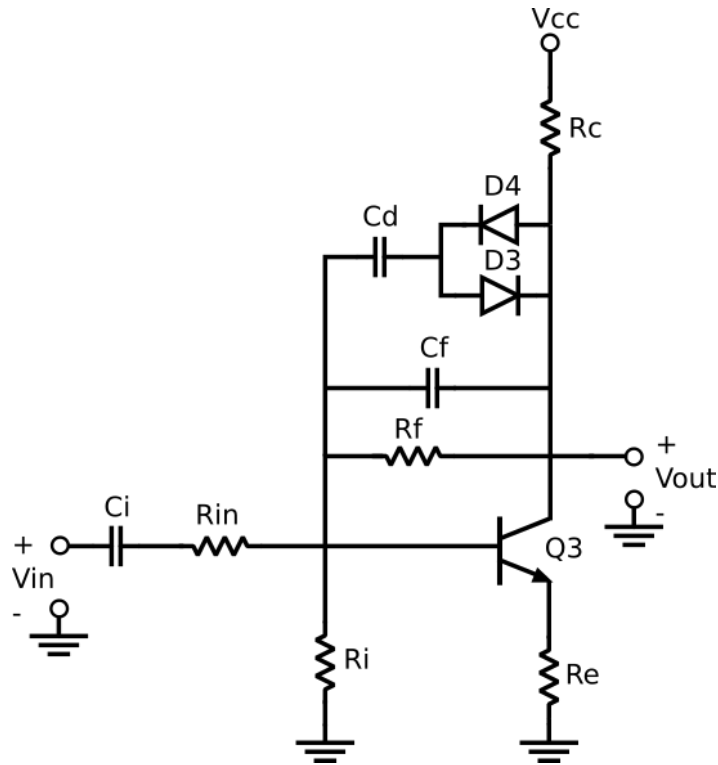
$$i = f(v)$$

$$v = Dx + Eu + Fi$$

$$y = Lx + Mu + Ni$$

Όπου με x συμβολίζεται η διαφορά τάσης σε κάθε πυκνωτή, με την πολικότητα των τάσεων να συμβολίζεται με $+$ στους πυκνωτές του σχήματος

$$x = [V_{C_i} \ V_d \ V_{C_f}]^T$$



Σχήμα 4.8: Clipping Stage

Με u συμβολίζονται οι εισοδοί του κυκλώματος δηλαδή η DC τάση τροφοδοσίας και η πηγή του σήματος:

$$u = [V_i \ V_{CC}]^T$$

Με i συμβολίζεται το μη γραμμικό μέρος του BJT, δηλαδή τα ρεύματα base και collector i_b , i_c αντίστοιχα:

$$i = [I_b(V_{be}, V_{bc}) \ I_c(V_{be}, V_{bc}) \ I_d(V_d)]^T$$

για τα οποία απαιτείται μια είσοδος της μορφής:

$$u = [V_{be} \ V_{bc} \ V_d]^T$$

οι οποίες είναι οι διαφορές τάσης base-emitter και base-collector του BJT. Η έξοδος του κυκλώματος συμβολίζεται με y .

$$y = V_{out}$$

Οι παρακάτω πίνακες δίνουν τους γραμμικούς συνδυασμούς αυτών των μεταβλητών χρησιμοποιώντας τις αγωγιμότητες $G_x = 1 / R_x$ αντί των αντίστοιχων αντιστάσεων:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{G_c G_i n + G_i G_i n}{C_i (G_c + G_i + G_i n)} & 0 & -\frac{G_c G_i n}{C_i (G_c + G_i + G_i n)} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{G_c G_i n}{C_f (G_c + G_i + G_i n)} & 0 & -\frac{G_c G_f + G_c G_i + G_c G_i n + G_f G_i + G_f G_i n}{(C_f (G_c + G_i + G_i n))} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
B &= \begin{bmatrix} \frac{G_i G_{in} + G_c G_{in}}{C_i (G_c + G_i + G_{in})} & -\frac{G_c * G_{in}}{C_i (G_c + G_i + G_{in})} \\ 0 & 0 \\ \frac{G_c G_{in}}{C_f (G_c + G_i + G_{in})} & -\frac{G_c G_i + G_c G_{in}}{C_f (G_c + G_i + G_{in})} \end{bmatrix} \\
C &= \begin{bmatrix} \frac{G_{in}}{C_i * (G_c + G_i + G_{in})} & \frac{G_{in}}{C_i * (G_c + G_i + G_{in})} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_d} \\ -\frac{G_c}{C_f * (G_c + G_i + G_{in})} & \frac{G_i + G_{in}}{C_f * (G_c + G_i + G_{in})} & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \\
D &= \begin{bmatrix} -\frac{G_{in}}{G_c + G_i + G_{in}} & 0 & \frac{G_c}{G_c + G_i + G_{in}} \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
E &= \begin{bmatrix} \frac{G_{in}}{G_c + G_i + G_{in}} & \frac{G_c}{G_c + G_i + G_{in}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
F &= \begin{bmatrix} -\frac{G_c + G_i + G_{in} + G_e}{G_e (G_c + G_i + G_{in})} & -\frac{G_c + G_i + G_{in} + G_e}{G_e (G_c + G_i + G_{in})} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
L &= \begin{bmatrix} -\frac{G_{in}}{G_c + G_i + G_{in}} & 0 & -\frac{G_i + G_{in}}{G_c + G_i + G_{in}} \end{bmatrix} \\
M &= \begin{bmatrix} \frac{G_{in}}{G_c + G_i + G_{in}} & \frac{G_c}{G_c + G_i + G_{in}} \end{bmatrix} \\
N &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{G_c + G_i + G_{in}} \\ -\frac{1}{G_c + G_i + G_{in}} \\ 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

4.4 Παθητικό Tone Control Στάδιο

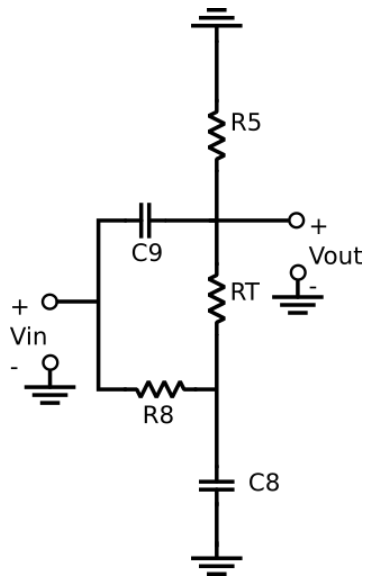
Το παθητικό Tone Control στάδιο είναι σχεδιαστικά απλό και αποτελεσματικό. Ουσιαστικά είναι ένας συνδυασμός ενός high pass και low pass φίλτρου τα οποία έχουν αναμειχθεί μέσω ενός ποτενσιόμετρου 100K. Τα cut-off σημεία των φίλτρων έχουν επιλεγθεί έτσι ώστε όταν το ποτενσιόμετρο βρίσκεται στην μέση το αποτέλεσμα αυτών να μειώνει τις συχνότητες γύρω από το 1kHz.

4.4.1 Εφαρμογή NK-Method

Στο σχήμα 4.9 φαίνεται το στάδιο Tone Control. Αυτό το στάδιο είναι γραμμικό και θα μπορούσε να προσομοιωθεί με άλλες πιο απλές τεχνικές που αναφέρθηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο όπως με φίλτρα τύπου IIR. Όμως για λόγους συνοχής αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθεί η ίδια τεχνική με αυτή που χρησιμοποιήθηκε στις προηγούμενες παραγράφους. Οι τιμές σχεδίασης αυτού του σταδίου είναι οι εξής: $R_5 = 22k$, $R_8 = 39k$, $R_T = 100k$, $C_8 = 10nF$, $C_9 = 4nF$.

Όπως και πριν παράγεται ένα γραμμικό αυτή την φορά state space της μορφής:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$



Σχήμα 4.9: Tone Stage

$$y = Cx + Du$$

Όπου με x συμβολίζεται η διαφορά τάσης σε κάθε πυκνωτή:

$$x = [V_{C8} \ V_{C9}]^T$$

Με u συμβολίζονται οι είσοδοι του κυκλώματος, δηλαδή η πηγή σήματος:

$$u = [V_i]$$

Η έξοδος του κυκλώματος συμβολίζεται με y :

$$y = [V_{out}]$$

Οι πίνακες του state space δίνουν τους γραμμικούς συνδυασμούς αυτών των μεταβλητών χρησιμοποιώντας τις αγωγιμότητες $G_x = 1 / R_x$ αντί των αντίστοιχων αντιστάσεων:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{G_5+GT}{C_9} & -\frac{G_5}{C_9} \\ -\frac{G_5}{C_8} & -\frac{G_8+G_5}{C_8} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{G_5+GT}{C_9} \\ \frac{G_8+G_5}{C_8} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

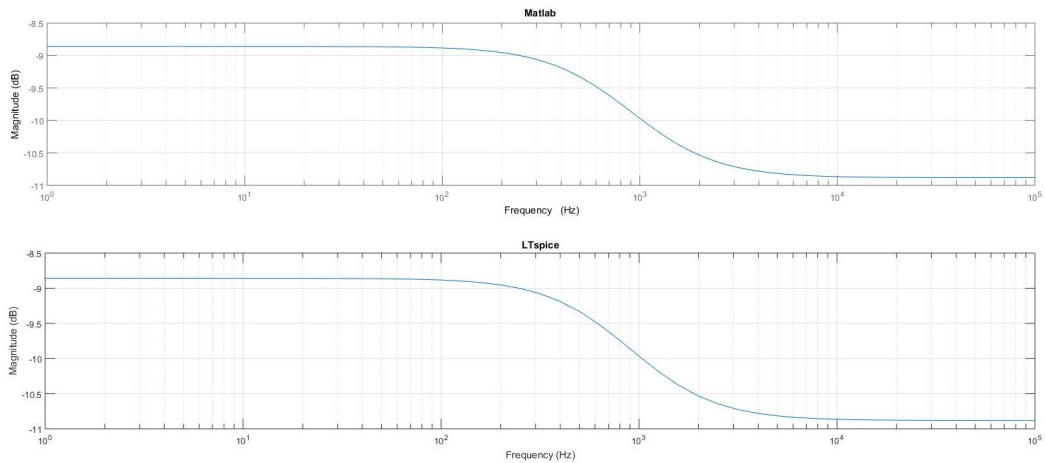
$$D = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}$$

4.4.2 Ανταπόκριση Συχνότητας Tone Stage

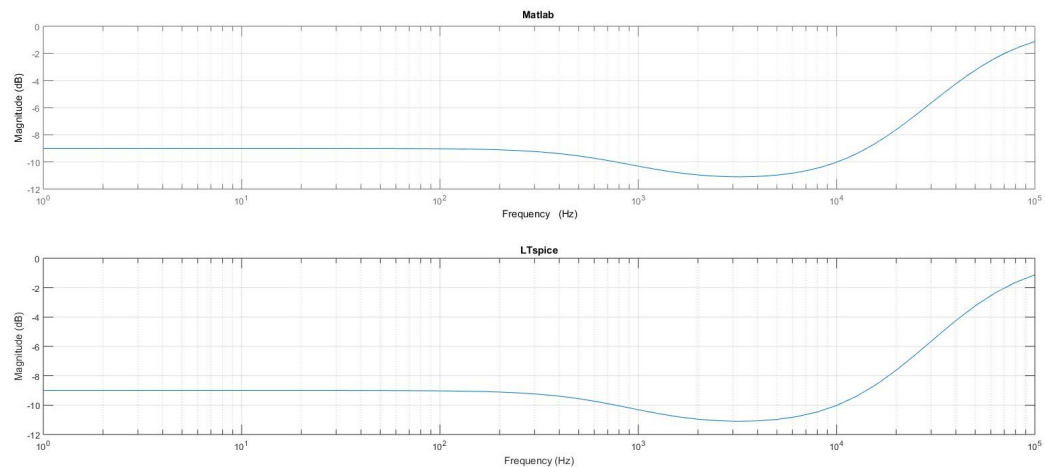
Στις εικόνες 4.10, 4.11, 4.12 συγκρίνονται τα διαγράμματα απόκρισης συχνότητας του σταδίου tone control από το LTspice και το Matlab.

Για να μελετηθεί η συμπεριφορά του tone control stage επιλέχθηκαν τρεις περιπτώσεις τιμών του ποτενσιόμετρου RT. Δοκιμάστηκε να τεθεί το ποτενσιόμετρο στη θέση full tremble για $RT=1\Omega$, στη θέση full bass για $RT=100k\Omega$ και στη μεσαία θέση για $RT=1k\Omega$.

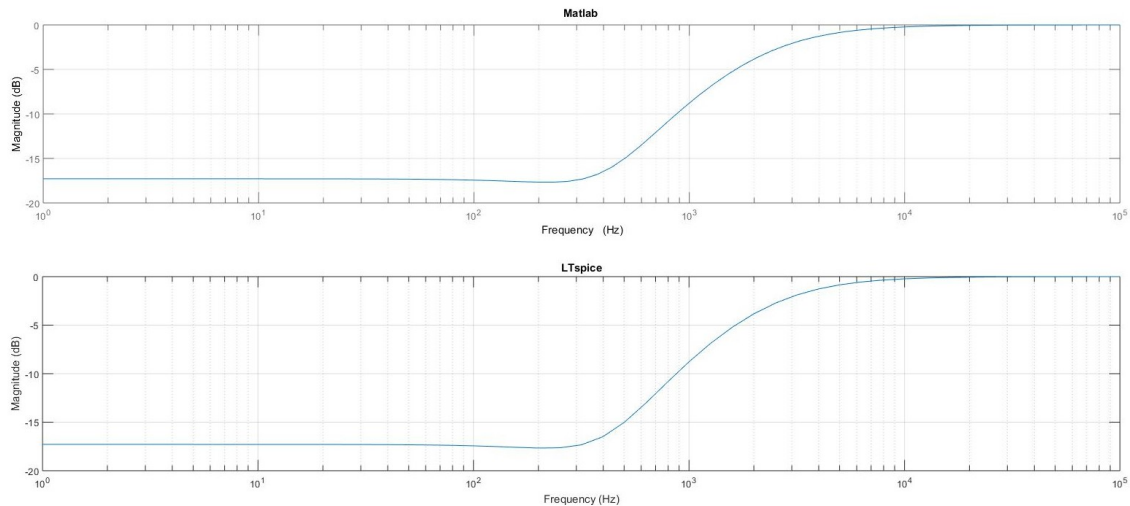
Συμπεραίνεται ότι η απόκριση συχνότητας της προσομοίωσης με την NK-Method είναι επιτυχή. Στην μεσαία θέση 4.11 του ποτενσιόμετρου παρατηρείται μείωση του σήματος γύρω από τη συχνότητα 1kHz. Συμπεραίνεται επίσης πως το tone control δεν μπορεί να έχει ευθεία συχνοτική απόκριση. Παρατηρείται μια απώλεια 7dB κατά μέσο όρο, ενώ στην καμπύλη στο 1kHz έχουμε επιπλέον 6,5dB απώλεια (13,5dB συνολικά).



Σχήμα 4.10: Tone Stage Frequency Response $RT=1\Omega$



Σχήμα 4.11: Tone Stage Frequency Response $RT=1k\Omega$



Σχήμα 4.12: Tone Stage Frequency Response $R_T=100k\Omega$

4.5 Output Stage

Το στάδιο εξόδου έχει σχεδιασμό common emitter ενιχυτή, το οποίο χρησιμεύει για την ανάκτηση της έντασης που χάθηκε από το παθητικό tone control στάδιο. Είναι πιο απλό από τα προηγούμενα στάδια αφού δεν έχει αντίσταση ανάδρασης ούτε πυκνωτή Miller. Η απόκριση συχνότητας είναι επίπεδη στο ηχητικό εύρος συχνοτήτων και το gain κυμαίνεται στα 13dB αντισταθμίζοντας έτσι την ένταση που χάθηκε στο tone stage. Το ποτενσιόμετρο 100K στο τέλος του κυκλώματος χρησιμεύει για τη ρύθμιση της έντασης της εξόδου.

4.5.1 Εφαρμογή NK-Method Output Stage

Για την περιγραφή του BJT χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο Elbers-Moll. Για διευκόλυνση στην ανάλυση κάποιες μεταβλητές μετονομάστηκαν όπως φαίνεται στο σχήμα 4.13

Οι τιμές σχεδίασης αυτού του σταδίου είναι οι εξής: $R_i = 100k$, $R_e = 3003$, $R_6 = 15k$, $R_7 = 430k$, $C_i = 100nF$, $C_o = 100nF$.

Βάσει αυτών των τύπων και χρησιμοποιώντας την τεχνική MNA παράγονται αυτόματα οι μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα σε μορφή state space.

$$\dot{x} = Ax + Bu + Ci$$

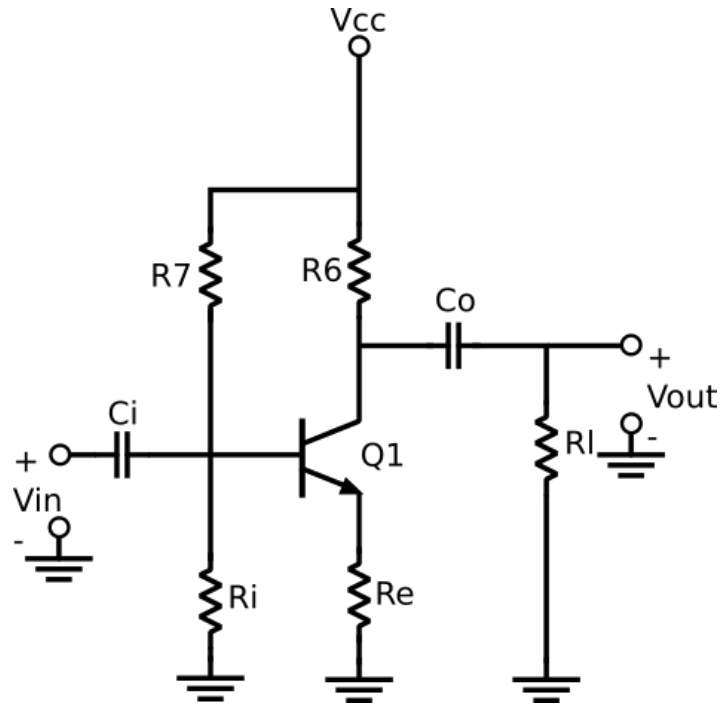
$$i = f(v)$$

$$v = Dx + Eu + Fi$$

$$y = Lx + Mu + Ni$$

Όπου:

$$x = [V_{C_i} V]^T$$



Σχήμα 4.13: Output Stage

$$u = [V_i \ V_{CC}]^T$$

$$i = [I_b(V_{be}, V_{bc}) \ I_c(V_{be}, V_{bc}) \ I_d(V_d)]^T$$

$$u = [V_{be} \ V_{bc}]^T$$

$$y = V_{out}$$

Οι παρακάτω πίνακες δίνουν τους γραμμικούς συνδυασμούς αυτών των μεταβλητών χρησιμοποιώντας τις αγωγιμότητες $G_x = 1 / R_x$ αντί των αντίστοιχων αντιστάσεων:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{G7+G_i}{C_i} & 0 \\ 0 & -\frac{G_l G_6}{C_o(G_6+G_l)} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{G7+G_i}{C_i} & -G7/C_i \\ 0 & \frac{G_l G_6}{C_o(G_6+G_l)} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i} & 0 \\ 0 & -\frac{G_l}{C_o(G_6+G_l)} \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ -1 & -\frac{G_l}{G_6+G_l} \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & -\frac{G_6}{G_6+G_l} \end{bmatrix}$$

$$F = \begin{bmatrix} -\frac{1}{G_e} & -\frac{1}{G_e} \\ 0 & \frac{1}{G_6+G_l} \end{bmatrix}$$

$$L = \left[0 - \frac{G6}{G6+Gl} \right]$$

$$M = \left[0 \quad \frac{G6}{G6+Gl} \right]$$

$$N = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{G6+Gl} \end{bmatrix}$$

Κεφάλαιο 5

Πειραματικά Αποτελέσματα και Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των πειραμάτων μαζί με τις παρατηρήσεις και τα συμπεράσματα που προκύπτουν από αυτά. Εξετάζονται τα αποτελέσματα της εφαρμογής NK-method χρησιμοποιώντας μέθοδο αριθμητικής ολοκλήρωσης Backward Euler. Επιπλέον γίνεται μια αναφορά στα χαρακτηριστικά του κώδικα που χρησιμοποιήθηκε.

5.1 Κώδικας Matlab

Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε με κώδικα MATLAB. Για την επίλυση των μη γραμμικών εξισώσεων χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο της MATLAB fsolve, το οποίο χρησιμοποίησε τον αλγόριθμο Trust-Region-Dogleg. Αυτός ο αλγόριθμος είναι βασισμένος στον nonlinear least-squares αλγόριθμο.

Η διακριτοποίηση με Backward Euler εφαρμόστηκε με sample rate $fs = 22050$ Hz. Σε αυτή τη συχνότητα δειγματοληψίας είναι εφικτό να αναπαραχθεί ένα εύρος ακουστικών συχνοτήτων με το οποίο δεν θα χαθεί σημαντικό μέρος της πληροφορίας εισόδου. Το εργαλείο fsolve έχει προκαθορισμένη ανοχή τερματισμού (termination tolerance) με τιμή 10^{-6} .

Για τη βέλτιστη σύγκλιση της μεθόδου δόθηκε ως είσοδος στη fsolve αρχικές τιμές (initial condition) οι οποίες εξήχθησαν από το Ltspice.

5.2 Αποτελέσματα

Τα αποτελέσματα συγκρίθηκαν με αντίστοιχη προσομοίωση σε LTspice το οποίο χρησιμοποιεί TrapezoidalRule ως μέθοδο αριθμητικής ολοκλήρωσης. Η σύγκριση αυτή επιβεβαιώνει την ορθότητα της μεθόδου.

Παρακάτω παρουσιάζονται δύο από τις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν σε κάθε στάδιο. Η πρώτη είναι για ημιτονοειδές σήμα εισόδου συχνότητας 1000 Hz και πλάτους 0.1 Volt, δηλαδή μια τυπική περίπτωση σήματος κιθάρας. Η δεύτερη είναι για ημιτονοειδές σήμα εισόδου συχνότητας 10 kHz και πλάτους 1 Volt. Αυτή η περίπτωση, μεγάλου πλάτους και συχνότητας, δεν εμφανίζεται στα σήματα κιθάρας. Συχνά σήματα μεγάλου πλάτους και μεγάλης συχνότητας προκαλούν δυσκολία στη σύγκλιση αυτών των μεθόδων επίλυσης μη γραμμικών εξισώσεων. Στην παρούσα εργασία δοκιμάστηκε ως μια ακραία περίπτωση ώστε να εξεταστεί η ισχύς της μεθόδου. Με κόκκινο αναπαρίσταται η έξοδος της προσομοίωσης του LTspice και με μπλε του Matlab.

Ακουστικό Πείραμα:

Για την επιβεβαίωση της ορθότητας της μεθόδου εφαρμόστηκε ένα ακουστικό πείραμα. Για την υλοποίηση αυτού, ηχογραφήθηκε σε μορφή wav file μια φράση κιθάρας για 0.2sec με sample rate $fs=22050\text{Hz}$. Το wav file δόθηκε έπειτα ως είσοδος στην προσομοίωση του κυκλώματος LTspice και αντίστοιχα στον κώδικα MATLAB. Στην εικόνα 5.9 φαίνεται η είσοδος που δόθηκε στους προσομοιωτές. Στις εικόνες 5.10, 5.11 φαίνονται τα αποτελέσματα του LTspice και του Matlab αντίστοιχα και στην 5.12 φαίνεται ένα στιγμιότυπο των προηγούμενων, όπου με κόκκινο απεικονίζεται το output του LTspice και με μπλε του Matlab. Οπτικά συμπεραίνεται ότι το αποτέλεσμα είναι αρκετά κοντά στο επιθυμητό.

Στη συνέχεια τροποποιήθηκε η έξοδος από τις προσομοιώσεις σε μορφή wav file. Για μια καλύτερη σύγκριση των αποτελεσμάτων κατασκευάστηκε το πραγματικό αναλογικό κύκλωμα χρησιμοποιώντας τα ίδια κυκλωματικά στοιχεία με το σχηματικό. Έγινε σύγκριση των ηχητικών αποτελεσμάτων μεταξύ τους καθώς και με την έξοδο από το πραγματικό αναλογικό κύκλωμα. Συμπεραίνεται ότι το αποτέλεσμα που προκύπτει είναι αρκετά κοντά στο πραγματικό αναλογικό κύκλωμα.

5.3 Συμπεράσματα

Συγκρίνοντας τις γραφικές του Matlab με το LTspice παρατηρείται ότι η μορφή των γραφικών είναι ίδια. Παρατηρείται επίσης ότι το αποτέλεσμα του Matlab έχει μια DC offset. Τρέχοντας την προσομοίωση για περισσότερο χρόνο, αυτή η διαφορά DC offset εξαλείφεται σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα γεγονός που δεν επηρεάζει το ακουστικό αποτέλεσμα.

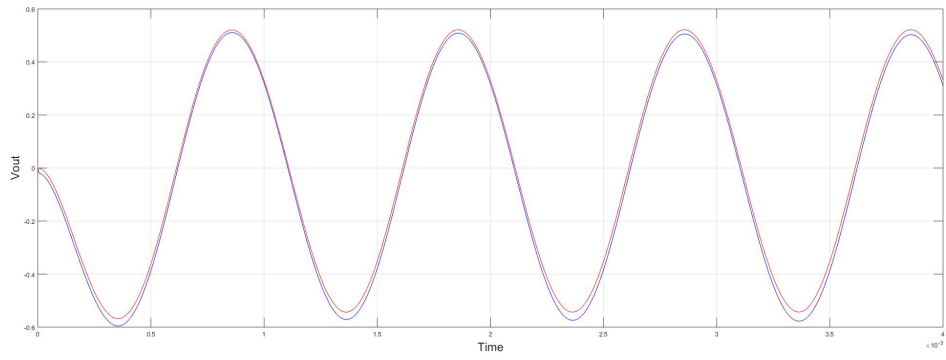
Στο ακουστικό μέρος του πειράματος παρατηρήθηκαν κάποιες αιχμές (spikes), το πλήθος των οποίων είναι σε μικρό βαθμό και φαίνεται να μην επηρεάζει το τελικό ακουστικό αποτέλεσμα. Αυτό μπορεί να οφείλεται στον αλγόριθμο αριθμητικής ολοκλήρωσης που χρησιμοποιήθηκε ο οποίος δεν συγκλίνει σωστά σε αυτά τα σημεία.

Συμπεραίνεται λοιπόν πως η K-Method δίνει πολύ καλά αποτελέσματα από ποιοτικής άποψης, ικανά να προσομοιώσουν τη συμπεριφορά του αρχικού κυκλώματος και να αναπαράγουν σωστά το ηχόχρωμα του.

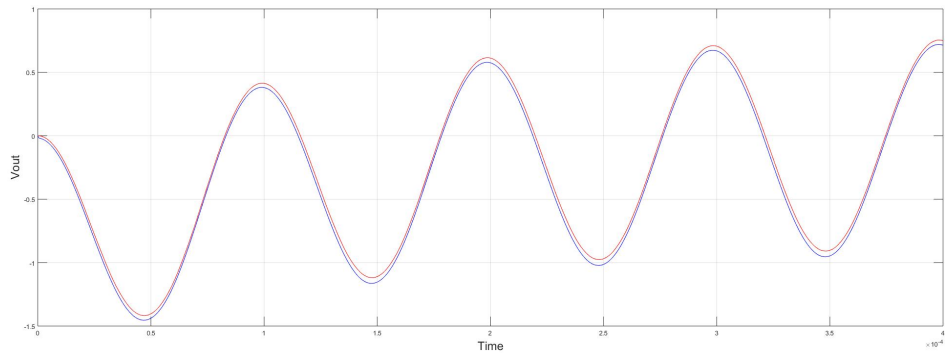
Προσομοίωση σε πραγματικό χρόνο:

Ο αλγόριθμος που εφαρμόστηκε σε Matlab δεν είναι ικανός να τρέξει την προσομοίωση σε πραγματικό χρόνο. Αυτό συμβαίνει διότι η επίλυση των μη γραμμικών εξισώσεων γίνεται μέσω αριθμητικών μεθόδων οι οποίες είναι επαναληπτικής μορφής και οι οποίες απαιτούν ισχυρή υπολογιστική ισχύ. Όπως προαναφέρθηκε στην μέθοδο απαιτείται η χρήση συναρτησιακού κώδικα που θα χρησιμοποιεί lookup tables οι οποίοι θα περιέχουν τις λύσεις των μη γραμμικών εξισώσεων για κάθε πιθανή είσοδο. Για την υλοποίηση αυτού καθώς και για τη βέλτιστη από άποψη ταχύτητας επεξεργασία των δεδομένων απαιτείται κώδικας σε πιο κατάλληλες γλώσσες προγραμματισμού όπως C++ και Python.

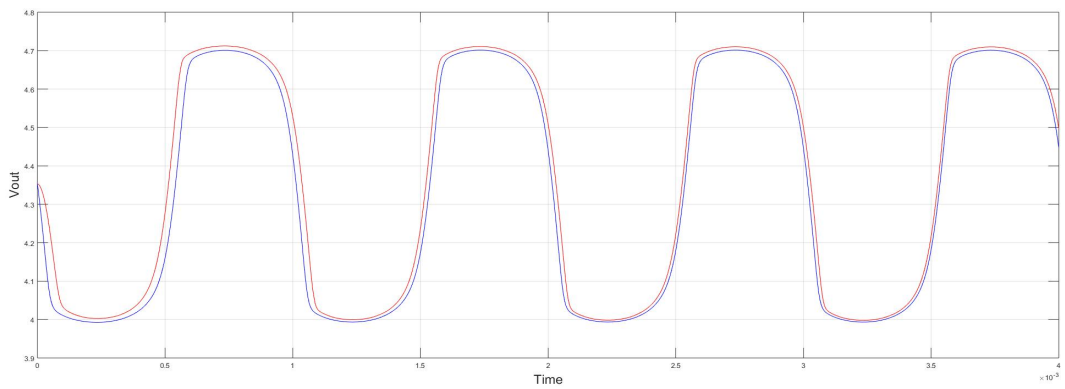
Σύμφωνα με την βιβλιογραφία, αυτό έχει εφαρμοστεί με επιτυχία για απλά κυκλώματα με το πολύ δύο, για παράδειγμα, τρανζίστορες. Για πιο πολύπλοκα συστήματα, αυτή η μέθοδος έχει δυσκολία να τρέξει σε πραγματικό χρόνο. Μια ιδέα για μελλοντική μελέτη είναι να εφαρμοστεί κατάλληλο νευρωνικό σύστημα που να λειτουργεί ως function approximation και να μπορεί να χειρίζεται πολυδιάστατα lookup tables.



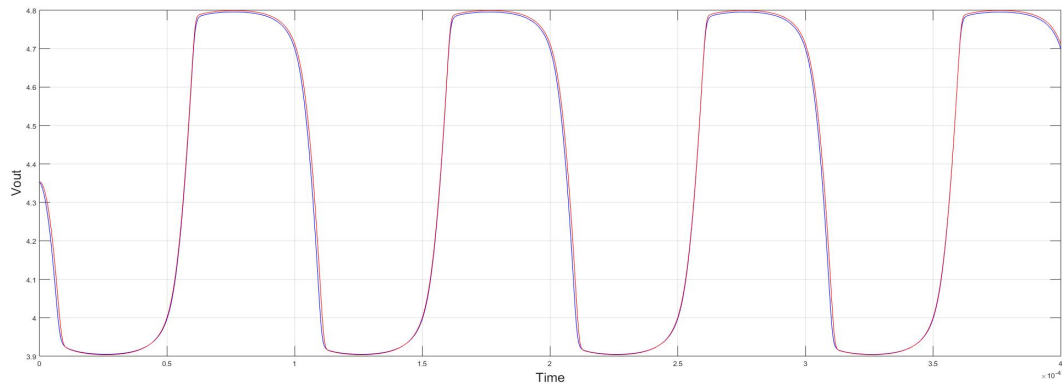
Σχήμα 5.1: Input Stage 0.1 Volt 1000 Hz



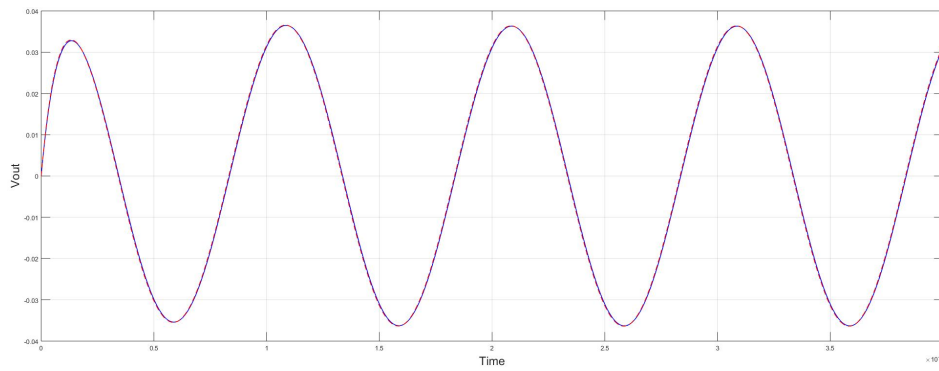
Σχήμα 5.2: Input Stage 1 Volt 10000 Hz



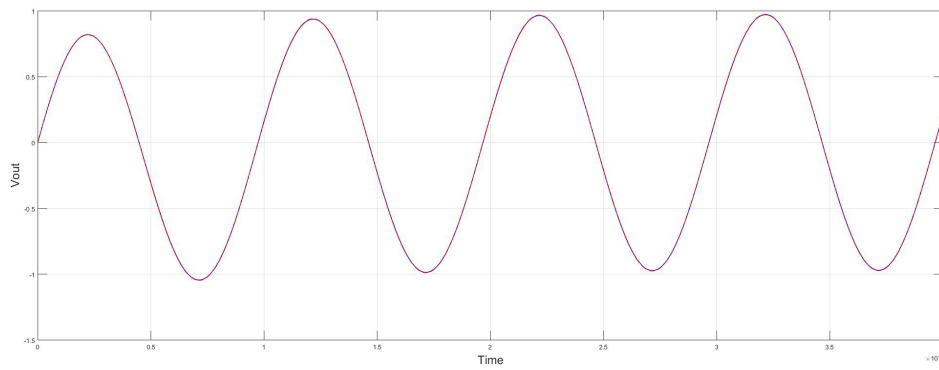
Σχήμα 5.3: Clipping Stage 0.1 Volt 1000 Hz



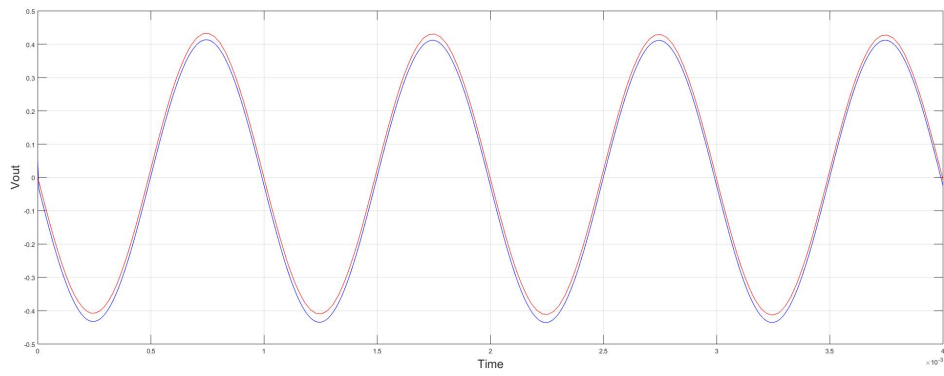
Σχήμα 5.4: Clipping Stage 1 Volt 10000 Hz



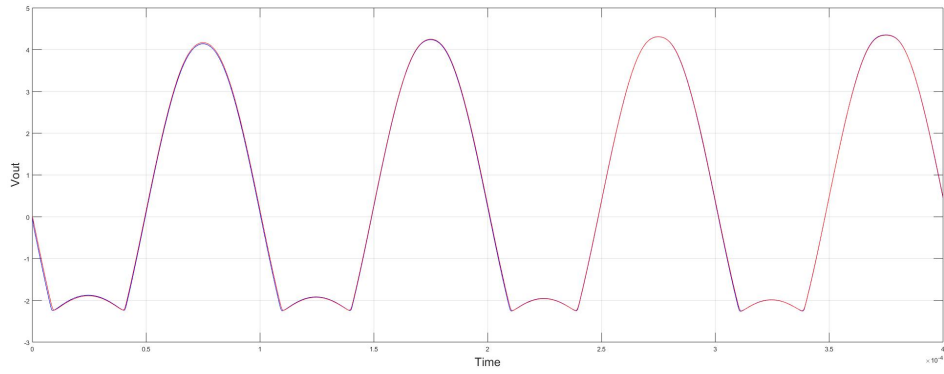
Σχήμα 5.5: Tone Stage 0.1 Volt 1000 Hz



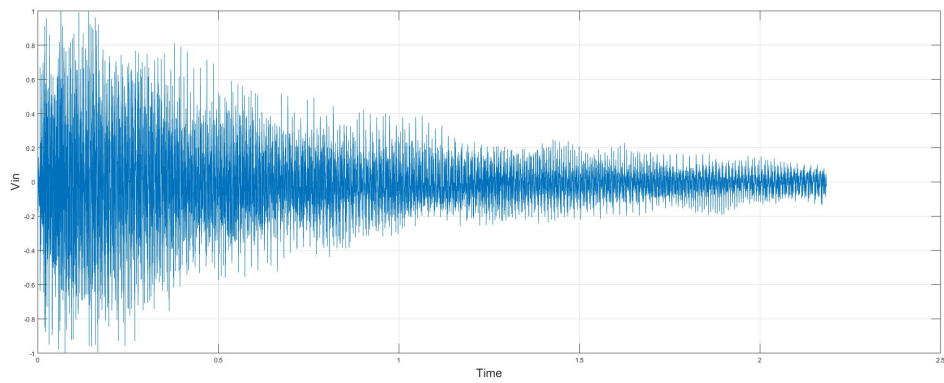
Σχήμα 5.6: Tone Stage 1 Volt 10000 Hz



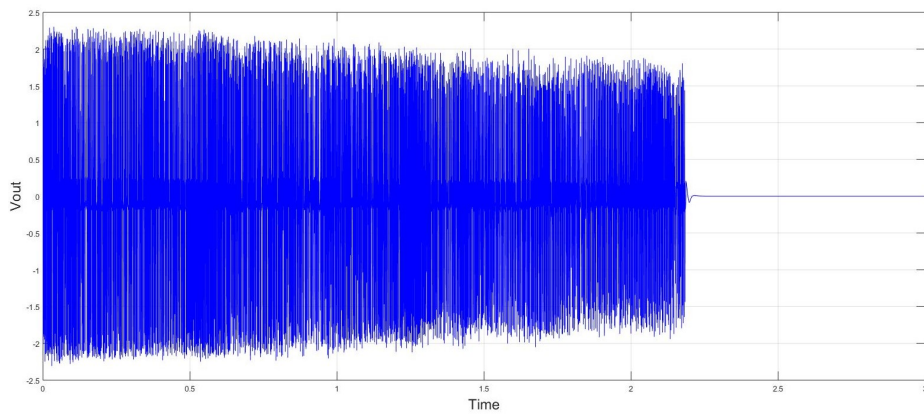
Σχήμα 5.7: Output Stage 0.1 Volt 1000 Hz



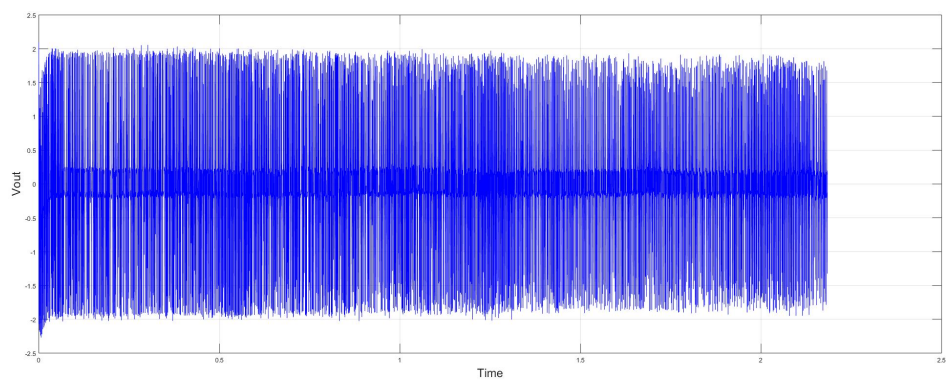
Σχήμα 5.8: Output Stage 1 Volt 10000 Hz



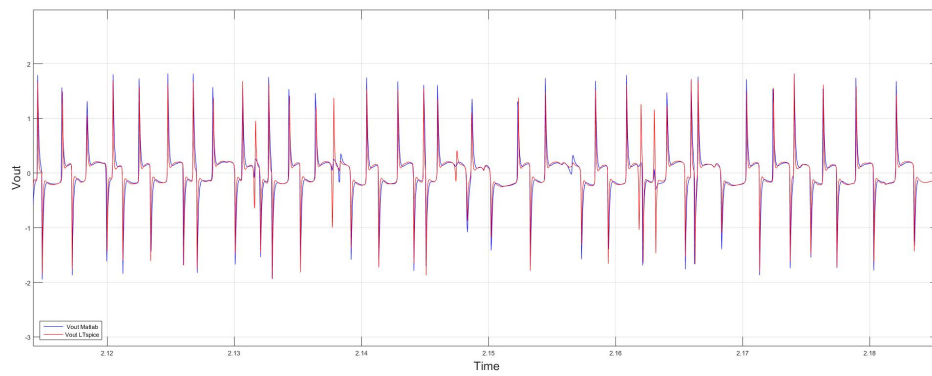
Σχήμα 5.9: Guitar Input Sound Test



Σχήμα 5.10: LTspice Sound Test



Σχήμα 5.11: Matlab Sound Test



Σχήμα 5.12: LTspice-Matlab Sound Test

Κεφάλαιο 6

Επίλογος

Στο παρόν κεφάλαιο συνοψίζεται η εργασία που έγινε στη διπλωματική και στη συνέχεια παρουσιάζεται επιγραμματικά η συμβολή της. Επιπλέον παρουσιάζονται μερικές προτάσεις για τις μελλοντικές κατευθύνσεις της επιστημονικής μελέτης.

6.1 Σύνοψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία ασχολήθηκε με το θέμα της μοντελοποίησης και της ψηφιακής προσομοίωσης κυκλωμάτων ήχου. Σκοπός ήταν να μελετηθούν οι αλγόριθμοι που μπορούν να αναπαράγουν την συμπεριφορά των αναλογικών κυκλωμάτων ήχου σε υψηλή ποιότητα και σε πραγματικό χρόνο.

Ειδικότερα μελετήθηκε η τεχνική K-Method και εφαρμόστηκε πάνω στο κύκλωμα παραμόρφωσης ήχου Big Muff Pi. Αυτή η μέθοδος παρέχει μια καλά ορισμένη διαδικασία για την εξαγωγή ψηφιακής προσομοίωσης για κυκλώματα παραμόρφωσης.

Αρχικά αναλύθηκαν οι μέθοδοι που υπάρχουν στη βιβλιογραφία πάνω στο συγκεκριμένο θέμα. Στη συνέχεια μελετήθηκε η τεχνική K-Method και εφαρμόστηκε πάνω στο κύκλωμα παραμόρφωσης ήχου Big Muff Pi. Αυτή η μέθοδος παρέχει μια καλά ορισμένη διαδικασία για την εξαγωγή ψηφιακής προσομοίωσης για κυκλώματα παραμόρφωσης. Δόθηκαν οι κανόνες υλοποίησης και επέκτασης της μεθόδου για την αυτόματη εξαγωγή των παραμέτρων της μέσω μιας περιγραφής του κυκλώματος από λίστα (NK-Method). Δόθηκαν επίσης οι κανόνες για την μετατροπή της μεθόδου για την περίπτωση διακριτού χρόνου ώστε να διευκολυνθεί η αυτόματη εξαγωγή των παραμέτρων της (DK-Method).

Στην συνέχεια έγινε πρακτική εφαρμογή της μεθόδου πάνω στο κύκλωμα που μελετήθηκε. Τα μοντέλα που χρησιμοποιήθηκαν αρχικά εξετάζουν το κύκλωμα ώστε να το διασπάσουν σε στάδια για τη διευκόλυνση της ανάλυσης. Σε αυτό το τμήμα της εργασίας πραγματοποιήθηκε ανάλυση της λειτουργίας του κάθε σταδίου του κυκλώματος και στην συνέχεια εφαρμόστηκε η μέθοδος. Παρουσιάστηκε επίσης μια αναλυτική μαθηματική μοντελοποίηση ενός υποκυκλώματος (High Pass Diode Clipper) καθώς και απλοποιημένοι τρόποι μοντελοποίησης αυτού.

Τέλος πραγματοποιήθηκε προσομοίωση του κυκλώματος χρησιμοποιώντας την εφαρμογή Matlab τα αποτελέσματα της οποίας συγκρίθηκαν με την αντίστοιχη προσομοίωση στο πρόγραμμα LTspice καθώς και με την εφαρμογή του πραγματικού κυκλώματος. Εξήχθησαν συμπεράσματα σχετικά με την ποιότητα της μεθόδου.

6.2 Συμβολή της εργασίας

1. Σε αυτή την εργασία γίνεται μια συνοπτική παρουσίαση μεθόδων για την ψηφιακή προσομοίωση κυκλωμάτων ήχου.
2. Παρέχεται η ανάλυση κυκλωμάτων παραμόρφωσης ήχου για μελλοντικές αναφορές (parametric tone control, diode clipper, BJT).
3. Παρέχονται οι κανόνες υλοποίησης της μεθόδου K-Method για την προσομοίωση κυκλωμάτων και οι κανόνες επέκτασης της μεθόδου για την αυτόματη εξαγωγή των παραμέτρων της μέσω μιας περιγραφής του κυκλώματος από λίστα (NK-Method). Δίνονται επίσης οι κανόνες για τη μετατροπή της μεθόδου για την περίπτωση διακριτού χρόνου ώστε να διευκολυνθεί η αυτόματη εξαγωγή των παραμέτρων της (DK-Method).
4. Παρουσιάζεται συνοπτικά η λειτουργία του κυκλώματος Big Muff Pi.
5. Εφαρμόζεται η K-method στο κύκλωμα του Big Muff Pi.
6. Εξάγονται συμπεράσματα της εφαρμογής της μεθόδου.

6.3 Μελλοντικές Κατευθύνσεις Επιστημονικής Μελέτης

6.3.1 Βελτιστοποίηση αλγορίθμου

Στην εργασία αυτή, ανάλογα με το στάδιο του κυκλώματος το οποίο προσομοιώθηκε χρειάστηκε να προσαρμοστεί ο κώδικας ώστε να δίνει τα επιθυμητά αποτελέσματα. Αυτός ο κώδικας μπορεί να βελτιωθεί ώστε δίνοντας του ένα netlist, το οποίο θα περιγράφει την τοπολογία του κυκλώματος, αυτόματα να παράγει την αντίστοιχη ψηφιακή προσομοίωση.

Σε μια πιο ανεπτυγμένη μορφή του, για ερευνητικούς και εμπορικούς σκοπούς θα μπορούσε ιδανικά να υλοποιηθεί ένα πρόγραμμα προσομοίωσης κυκλωμάτων σε πραγματικό χρόνο στο οποίο οι χρήστες θα σχεδιάζουν το κύκλωμα που επιθυμούν να μελετήσουν και στην συνέχεια θα μπορούν να το δοκιμάσουν σε πραγματικό χρόνο. Με αυτόν τον τρόπο οι ιδέες τους θα μπορούν να υλοποιηθούν άμεσα και θα έχουν την δυνατότητα να πειραματιστούν σε πρακτικό επίπεδο. Επιπλέον επειδή τα μοντέλα των κυκλωματικών στοιχείων ποικίλουν, θα μπορούν να πειραματιστούν με διάφορες διαφορετικές παραμέτρους του ίδιου στοιχείου (tubes, transistors κτλ.) ή ακόμα και να εφεύρουν μη πραγματικά στοιχεία και να μελετήσουν την πρακτική εφαρμογή τους.

6.3.2 Πρακτική εφαρμογή

Θα μπορούσε να προταθεί μια πληθώρα εφαρμογών που θα αξιοποιούν ένα τελικό στάδιο της ψηφιακής προσομοίωσης των κυκλωμάτων ήχου. Μια ενδιαφέρουσα εφαρμογή είναι να μπορεί να χρησιμοποιηθεί το κινητό σε επεξεργασία ήχου. Έτσι ο χρήστης θα συνδέει μέσω κάποιου αντάπτορα ένα όργανο μουσικής στο κινητό και θα εξάγει το σήμα με το ανάλογο εφέ. Μια άλλη ιδέα είναι να χρησιμοποιηθούν ψηφιακά συστήματα, όπως το arduino ή το raspberry pi, τα οποία θα λειτουργούν ακριβώς όπως τα αναλογικά πετάλια ήχου. Η διαφορά είναι πως θα δίνεται η δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν διαφορετικά αναλογικά εφέ από μια συσκευή.

6.3.3 Black box - K-method

Συνδυάζοντας black box προσεγγίσεις με την τεχνική K-method, θα είχε ενδιαφέρον να μελετηθούν τεχνικές system identification ώστε να εξάγονται οι παράμετροι της K-Method έχοντας μετρήσεις εισόδου/εξόδου του συστήματος.

6.3.4 Τεχνικές προσέγγισης συναρτήσεων

Σύμφωνα με την βιβλιογραφία στην υλοποίηση των lookup tables για την αποθήκευση των μη γραμμικοτήτων της K-Method, η διάσταση τους μεγαλώνει όσο περισσότερα μη γραμμικά στοιχεία υπάρχουν στο κύκλωμα. Κατά συνέπεια ένα απλό lookup table δεν είναι πρακτικό για κυκλώματα που έχουν, για παράδειγμα, πάνω από δύο τρανζίστορες. Τεχνικές προσέγγισης συναρτήσεων όπως, τα νευρωνικά δίκτυα ή η nonlinear regression μπορεί να δώσουν μια πιο αποδοτική εφαρμογή των συναρτήσεων για πολυδιάστατα lookup tables και άρα να βελτιστοποιήσουν την εφαρμογή του αλγόριθμου σε πραγματικό χρόνο.

Παράρτημα Α

Κώδικας Matlab

Input Stage Matlab Code

```
1  clc
2  clear
3
4  % BJT NPN 2N5089 PARAMITERS
5  Vt = 25*10^-3;
6  bf = 1.434*10^3;
7  bR = 1.262;
8  aR = bR/(1+bR);
9  Is = 5.911*10^-15;
10
11 %--stixia kıklomatos---
12 Ck = 1*10^-6;
13 Cf = 470*10^-12;
14 Co = 1*10^-6;
15 %-----
16 Rin = 39*10^3;
17 Ri = 47*10^3;
18 Rf = 470*10^3;
19 Rc = 10*10^3;
20 Re = 100;
21 Ro = 101*10^3;
22
23 Gin=1/Rin;
24 Gi=1/Ri;
25 Gf=1/Rf;
26 Gc=1/Rc;
27 Ge=1/Re;
28 Go=1/Ro;
29 %-----
30 A(1,1) = -(Gc*Gin+Gi*Gin+Gin*Go)/(Ck*(Gc+Gi+Gin+Go));
31 A(1,2) = -(Gc*Gin+Gin*Go)/(Ck*(Gc+Gi+Gin+Go));
32 A(1,3) = -Gin*Go/(Ck*(Gc+Gi+Gin+Go));
33 A(2,1) = -(Gc*Gin+Gin*Go)/(Cf*(Gc+Gi+Gin+Go));
34 A(2,2) = ...
    -(Gc*Gf+Gc*Gi+Gc*Gin+Gf*Gi+Gf*Gin+Gf*Go+Gi*Go+Gin*Go)/(Cf*(Gc+Gi+Gin+Go));
35 A(2,3) = -(Gi*Go+Gin*Go)/(Cf*(Gc+Gi+Gin+Go));
36 A(3,1) = -Go*Gin/(Co*(Gc+Gi+Gin+Go));
```

```

37 A(3,2) = -(Go*Gi+Gin*Go)/(Co*(Gc+Gi+Gin+Go));
38 A(3,3) = -(Go*Gc+Go*Gi+Go*Gin)/(Co*(Gc+Gi+Gin+Go));
39
40 B(1,1) = (Gc*Gin+Gi*Gin+Gin*Go)/(Ck*(Gc+Gi+Gin+Go));
41 B(1,2) = -Gc*Gin/(Ck*(Gc+Gi+Gin+Go));
42 B(2,1) = (Gc*Gin+Gin*Go)/(Cf*(Gc+Gi+Gin+Go));
43 B(2,2) = -(Gc*Gi+Gc*Gin)/(Cf*(Gc+Gi+Gin+Go));
44 B(3,1) = Go*Gin/(Co*(Gc+Gi+Gin+Go));
45 B(3,2) = Go*Gc/(Co*(Gc+Gi+Gin+Go));
46
47 C(1,1) = Gin/(Ck*(Gc+Gi+Gin+Go));
48 C(1,2) = Gin/(Ck*(Gc+Gi+Gin+Go));
49 C(2,1) = (-Gc-Go)/(Cf*(Gc+Gi+Gin+Go));
50 C(2,2) = (Gi+Gin)/(Cf*(Gc+Gi+Gin+Go));
51 C(3,1) = -Go/(Co*(Gc+Gi+Gin+Go));
52 C(3,2) = -Go/(Co*(Gc+Gi+Gin+Go));
53
54
55 D(1,1) = -Gin/(Gc+Gi+Gin+Go);
56 D(1,2) = (Go+Gc)/(Gc+Gi+Gin+Go);
57 D(1,3) = Go/(Gc+Gi+Gin+Go);
58 D(2,1) = 0;
59 D(2,2) = 1;
60 D(2,3) = 0;
61
62 E(1,1) = Gin/(Gc+Gi+Gin+Go);
63 E(1,2) = Gc/(Gc+Gi+Gin+Go);
64 E(2,1) = 0;
65 E(2,2) = 0;
66
67 F(1,1) = (-Ge-Gc-Gi-Gin-Go)/(Ge*(Gc+Gi+Gin+Go));
68 F(1,2) = (-Ge-Gc-Gi-Gin-Go)/(Ge*(Gc+Gi+Gin+Go));
69 F(2,1) = 0;
70 F(2,2) = 0;
71
72 L(1,1) = (-Gin)/(Gc+Gi+Gin+Go);
73 L(2,1) = (-Gi-Gin)/(Gc+Gi+Gin+Go);
74 L(3,1) = (-Gc-Gi-Gin)/(Gc+Gi+Gin+Go);
75
76 M(1,1) = Gin/(Gc+Gi+Gin+Go);
77 M(2,1) = Gc/(Gc+Gi+Gin+Go);
78
79 N(1,1) = -1/(Gc+Gi+Gin+Go);
80 N(2,1) = -1/(Gc+Gi+Gin+Go);
81 %-----
82 % m = 4;
83 % T=0.005;
84 m = 0.012;
85 T= 0.0000005;
86
87 a=1/T;
88

```



```

89 m2=[1 1 1];
90 I=diag(m2);
91 H=(a*I - A)^-1;
92 K=D*H*C + F;
93 %-----
94 %statheres
95 Vcc=9;
96
97 % 2N5089
98 Vci(1) = -0.638315;
99 Vcf(1) = -6.495455;
100 Vco(1) = 7.13377;
101 Vout(1) = 7.20511*10^-13;
102 Vout2(1) = 7.20511*10^-13;
103 VRin(1) = 2.48943*10^-14;
104 V = [0.6210109 -6.495455]; %arxiki timi Vbe Vbc
105
106 x1 = [Vci(1) Vcf(1) Vco(1)]'; %x(n-1)
107
108 t = 0:T:m;
109 Vin = 0.1*sin(1000*2*pi*t);
110
111
112 %tic
113 options = optimoptions('fsolve','Display','off');
114 %options = ...
           optimoptions('fsolve','Display','off','Algorithm','levenberg-marquardt');
115
116 for n=2:m/T+1 % n = m/T
117     u = [Vin(n) Vcc]';
118     p = a*D*H*x1 + (D*H*B + E)*u; %(11)
119
120     f=@(k) [p(1) + K(1,1)*[Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - ...
           1]] + K(1,2)*[Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] - ...
           k(1);p(2) + K(2,1)*[Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - ...
           1]] + K(2,2)*[Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] - ...
           k(2)];
121
122     %k = fsolve(f, [0.1 0.1]); %opou k(1) =Vbe k(2)=Vbc
123     [k,fval,exitflag,output] = fsolve(f, V,options)
124     V = [k(1) k(2)];
125
126     k;
127     f(k);
128
129     i(1,1) = Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/bR*[exp(k(2)/Vt) -1]; % ib
130     Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1];
131     exp(k(1)/Vt) - 1;
132     i(2,1) = Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/aR*[exp(k(2)/Vt) -1]; % ic
133
134     x2=a*H*x1 + H*(B*u + C*i); %(6)
135     x1 = x2; %x(n-1)

```

```

136     Vci(n) = x2(1,1);
137     Vcf(n) = x2(2,1);
138     Vco(n) = x2(3,1);
139
140     VRin(n) = Vci(n)*(-(Gc+Gi+Go)/(Gc+Gi+Gin+Go)) + ...
        Vcf(n)*(-(Gc+Go)/(Gc+Gi+Gin+Go)) + Vco(n)*(-Go/(Gc+Gi+Gin+Go)) + ...
        Vin(n)*((Gc+Gi+Go)/(Gc+Gi+Gin+Go)) + Vcc*(-Gc/(Gc+Gi+Gin+Go)) + ...
        i(1,1)/(Gc+Gi+Gin+Go) + i(2,1)/(Gc+Gi+Gin+Go);
141
142     Vout(n) = Vin(n) - Vci(n) - VRin(n) - Vcf(n) -Vco(n);
143     Vout2(n) = Vci(n)*(-Gin/(Gc+Gi+Gin+Go)) + ...
        Vcf(n)*((-Gi-Gin)/(Gc+Gi+Gin+Go)) + ...
        Vco(n)*((-Gc-Gi-Gin)/(Gc+Gi+Gin+Go)) + Vin(n)*(Gin/(Gc+Gi+Gin+Go)) + ...
        Vcc*(Gc/(Gc+Gi+Gin+Go)) - i(1,1)/(Gc+Gi+Gin+Go) - ...
        i(2,1)/(Gc+Gi+Gin+Go);
144     Vout3(n) = L(1,1)*Vci(n) + L(2,1)*Vcf(n) + L(3,1)*Vco(n) + M(1,1)*Vin(n) ...
        + M(2,1)*Vcc + N(1,1)*i(1,1) + N(2,1)*i(2,1);
145     end

```

Clipping Stage Matlab Code

```

1  clc
2  clear
3
4  %Diodes
5  Is2=2.52*10^-9;
6  Vt2=0.045;
7
8  % BJT NPN 2N5089 PARAMITERS
9  Vt = 25*10^-3;
10 bf = 1.434*10^3;
11 bR = 1.262;
12 aR = bR/(1+bR);
13 Is = 5.911*10^-15;
14 %--stixia kiklomatos---
15 Ci = 100*10^-9;
16 Cd = 10^-6;
17 Cf = 470*10^-12;
18 %-----
19 Rf = 470*10^3;
20 Ri = 100*10^3;
21 Rc = 10*10^3;
22 Re = 150;
23 Rin = 10*10^3;
24
25 Gf=1/Rf;
26 Gi=1/Ri;
27 Gc=1/Rc;
28 Ge=1/Re;

```

```

29  Gin=1/Rin;
30  %------
31
32  A(1,1) = (-Gc*Gin - Gi*Gin)/(Ci*(Gc + Gi + Gin));
33  A(1,2) = 0;
34  A(1,3) = -Gc*Gin/(Ci*(Gc+Gi+Gin));
35  A(2,1) = 0;
36  A(2,2) = 0;
37  A(2,3) = 0;
38  A(3,1) = -Gc*Gin/(Cf*(Gc+Gi+Gin));
39  A(3,2) = 0;
40  A(3,3) = -(Gc*Gf + Gc*Gi + Gc*Gin + Gf*Gi + Gf*Gin)/(Cf*(Gc+Gi+Gin));
41
42  B(1,1) = (Gi*Gin + Gc*Gin)/(Ci*(Gc + Gi + Gin));
43  B(1,2) = -Gc*Gin/(Ci*(Gc+Gi+Gin));
44  B(2,1) = 0;
45  B(2,2) = 0;
46  B(3,1) = Gc*Gin/(Cf*(Gc+Gi+Gin));
47  B(3,2) = (-Gc*Gi-Gc*Gin)/(Cf*(Gc+Gi+Gin));
48
49  C(1,1) = Gin/(Ci*(Gc+Gi+Gin)); %1/Ci;
50  C(1,2) = Gin/(Ci*(Gc+Gi+Gin));
51  C(1,3) = 0;
52  C(2,1) = 0;
53  C(2,2) = 0;
54  C(2,3) = 1/Cd;
55  C(3,1) = -Gc/(Cf*(Gc+Gi+Gin)); % 0;
56  C(3,2) = (Gi+Gin)/(Cf*(Gc+Gi+Gin)); %Gc/(Cf*(Gc+Gi+Gin)); % ta eixa valei ...
      anapoda me to c(3,1)
57  C(3,3) = -1/Cf;
58
59
60  D(1,1) = -Gin/(Gc+Gi+Gin);
61  D(1,2) = 0;
62  D(1,3) = Gc/(Gc+Gi+Gin);
63  D(2,1) = 0;
64  D(2,2) = 0;
65  D(2,3) = 1;
66  D(3,1) = 0;
67  D(3,2) = -1; % 1
68  D(3,3) = 1; %0
69
70  E(1,1) = Gin/(Gc+Gi+Gin);
71  E(1,2) = Gc/(Gc+Gi+Gin);
72  E(2,1) = 0;
73  E(2,2) = 0;
74  E(3,1) = 0;
75  E(3,2) = 0;
76
77  F(1,1) = -(Gc+Gi+Gin)-Ge)/(Ge*(Gc+Gi+Gin)); % -1/Ge;
78  F(1,2) = -(Gc+Gi+Gin)-Ge)/(Ge*(Gc+Gi+Gin));
79  F(1,3) = 0;

```

```

80 F(2,1) = 0;
81 F(2,2) = 0;
82 F(2,3) = 0;
83 F(3,1) = 0;
84 F(3,2) = 0;
85 F(3,3) = 0;
86
87 L(1,1) = (-Gin)/(Gc+Gi+Gin);
88 L(2,1) = 0;
89 L(3,1) = (-Gi-Gin)/(Gc+Gi+Gin);
90
91 M(1,1) = (Gin)/(Gc+Gi+Gin);
92 M(2,1) = (Gc)/(Gc+Gi+Gin);
93
94 N(1,1) = -1/(Gc+Gi+Gin);
95 N(2,1) = -1/(Gc+Gi+Gin);
96 N(3,1) = 0;
97 %-----
98
99 % m = 4;
100 % T=0.005;
101 % m = 0.04;
102 % T= 0.00005;
103 m = 0.0004;
104 T= 0.0000005;
105
106 a=1/T;
107
108 m2=[1 1 1];
109 I=diag(m2);
110 H=(a*I - A)^-1;
111 K=D*H*C + F;
112 %-----
113 Vcc=9;
114
115 %% BJT 2N5089
116 Vci(1) = -0.716334;
117 Vcd(1) = -3.637316;
118 Vcf(1) = -3.637316;
119 Vout(1) = 4.35365;
120 V = [0.6477133 -3.637316 0]; % BJT 2N5089 Vbe Vbc Vd
121 VRin(1) = 0;
122 %-----
123 %ALLTOGETHER ARXIKES TIMES BJT 2N5089
124 % Vci(1) = -0.716334;
125 % Vcd(1) = -3.637316;
126 % Vcf(1) = -3.637316;
127 % Vout(1) = 4.35365;
128 % %V = [0.6511396 -3.637316 0]; % BJT 2N5089 Vbe Vbc Vd
129 % V = [0.6477133 -3.637316 0]; % BJT 2N5089 Vbe Vbc Vd R=50K
130 % VRin(1) = 0;
131 %-----

```

```

132
133 x1 = [Vci(1) Vcd(1) Vcf(1)]'; %x(n-1)
134
135 t = 0:T:m;
136 Vin = 1*sin(10000*2*pi*t);
137
138 for n=2:m/T+1 % opou n = m/T , m xronos simatos eisodou , T xronos ...
    digmatolipsias
139     u = [Vin(n) Vcc]';
140     p = a*D*H*x1 + (D*H*B + E)*u; %(11)
141
142     %me id2 xoris - mesa
143     f = @(k) [ p(1) - k(1) + K(1,1)*[Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + ...
        Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] + K(1,2)*[Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + ...
        Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] + K(1,3)*2*Is2*sinh(k(3)/Vt2) ; p(2) - ...
        k(2) + K(2,1)*[Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] ...
        + K(2,2)*[Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] + ...
        K(2,3)*2*Is2*sinh(k(3)/Vt2) ; p(3) - k(3) + ...
        K(3,1)*[Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] + ...
        K(3,2)*[Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] + ...
        K(3,3)*2*Is2*sinh(k(3)/Vt2)];
144
145
146     %k = fsolve(f, [0.1 0.1 0.1]); %opou k(1) =Vbe k(2)=Vbc
147     k = fsolve(f, V);
148     V = [k(1) k(2) k(3)];
149
150     k;
151     f(k);
152
153     i(1,1) = Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - 1]; % ib
154     i(2,1) = Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]; % ic
155     i(3,1) = 2*Is2*sinh(k(3)/Vt2); %id1
156
157
158     x2=a*H*x1 + H*(B*u + C*i); %(6)
159     x1 = x2; %x(n-1)
160     Vci(n) = x2(1,1);
161     Vcd(n) = x2(2,1);
162     Vcf(n) = x2(3,1);
163
164     VRin(n) = Vci(n)*(-Gc-Gi)/(Gc+Gi+Gin) + Vcf(n)*(-Gc)/(Gc+Gi+Gin) + ...
        Vin(n)*(Gc+Gi)/(Gc+Gi+Gin) + Vcc*(-Gc)/(Gc+Gi+Gin) + ...
        i(1,1)/(Gc+Gi+Gin) + i(2,1)/(Gc+Gi+Gin); %prin itan xoris i(1,1)
165
166     Vout(n) = Vin(n) - Vci(n) - VRin(n) - Vcf(n);
167     Vout2(n) = L(1,1)*Vci(n) + L(2,1)*Vcd(n) + L(3,1)*Vcf(n) + M(1,1)*Vin(n) ...
        + M(2,1)*Vcc + N(1,1)*i(1,1) + N(2,1)*i(2,1) + N(3,1)*i(3,1);
168
169 end

```

Tone Stage Matlab Code

```
1  clc
2  clear all
3
4  R1 = 39*10^3;
5  R2 = 100*10^3;
6  R3 = 22*10^3;
7  C1 = 4*10^-9;
8  C2 = 10*10^-9;
9  G1 = 1/R1;
10 G2 = 1/R2;
11 G3 = 1/R3;
12
13 A = [ (-G2-G3)/C1 -G2/C1 ; -G2/C2 (-G1-G2)/C2];
14 B = [ (G2+G3)/C1 ;(G1+G2)/C2];
15 C = [-1 0];
16 D = [1];
17
18 %create state space model
19 sys = ss(A,B,C,D);
20 %Convert to transfer function
21 G = tf(sys);
22 bode(G,{1,100000});
23
24 m = 0.0004;
25 T= 0.0000005;
26
27 a=1/T;
28 m2=[1 1];
29 I=diag(m2);
30 H=(a*I - A)^-1;
31 K = H*B;
32
33 t=0:T:m;
34 Vin = 1*sin(10000*2*pi*t); % Vi=-4.5*sin(t+pi/2);
35
36 %%% 100k %%%
37 Vc1(1) = 0;
38 Vc2(1) = 0;
39 Vout(1) = 0;
40 %y(1) = 0; %
41 % ALL TOGETHER ARXIKES TIMES-----
42 % Vc1(1) = 4.31457;
43 % Vc2(1) = 3.2942;
44 % Vout(1) = 0.589568;
45 %%% 50k %%%
46 % Vc1(1) = 3.445399;
47 % Vc2(1) = 2.78729;
48 % Vout(1) = 0.851671;
49 %-----
```

```

50
51 k=m/T + 1;
52 for i=2:k
53     Vc1(i) = a*H(1,1)*Vc1(i-1) + a*H(1,2)*Vc2(i-1) + K(1,1)*Vin(i);
54     Vc2(i) = a*H(2,1)*Vc1(i-1) + a*H(2,2)*Vc2(i-1) + K(2,1)*Vin(i);
55     Vout(i) = -Vc1(i) + Vin(i);
56 end

```

Output Stage

```

1  clc
2  clear all
3
4  % BJT NPN 2N5089 PARAMITERS
5  Vt = 25*10^-3;
6  bf = 1.434*10^3;
7  bR = 1.262;
8  aR = bR/(1+bR);
9  Is = 5.911*10^-15;
10 %--stixia kıklomatos---
11 Ci = 100*10^-9;
12 Co = 100*10^-9;
13 %-----
14 Ri = 100*10^3;
15 Re = 3003;
16 R1 = 430*10^3;
17 R2 = 15*10^3;
18 Rm = 100*10^3;
19
20 Gi=1/Ri;
21 Ge=1/Re;
22 G1=1/R1;
23 G2=1/R2;
24 Gm=1/Rm;
25 %-----
26 A(1,1) = (-G1-Gi)/Ci;
27 A(1,2) = 0;
28 A(2,1) = 0;
29 A(2,2) = -Gm*G2/(Co*(G2+Gm));
30
31 B(1,1) = (G1+Gi)/Ci;
32 B(1,2) = -G1/Ci;
33 B(2,1) = 0;
34 B(2,2) = Gm*G2/(Co*(G2+Gm));
35
36 C(1,1) = 1/Ci;
37 C(1,2) = 0;
38 C(2,1) = 0;
39 C(2,2) = -Gm/(Co*(G2+Gm));

```

```

40
41 D(1,1) = -1;
42 D(1,2) = 0;
43 D(2,1) = -1;
44 D(2,2) = -Gm/(G2+Gm);
45
46 E(1,1) = 1;
47 E(1,2) = 0;
48 E(2,1) = 1;
49 E(2,2) = -G2/(G2+Gm);
50
51 F(1,1) = -1/Ge;
52 F(1,2) = -1/Ge;
53 F(2,1) = 0;
54 F(2,2) = 1/(G2+Gm);
55
56 L(1,1) = 0;
57 L(1,2) = -G2/(G2+Gm);
58
59 M(1,1) = 0;
60 M(1,2) = G2/(G2+Gm);
61
62 N(1,1) = 0;
63 N(1,2) = -1/(G2+Gm);
64
65
66 %-----
67
68 % m = 4;
69 % T=0.005;
70 m = 0.0004;
71 T= 0.0000005;
72 % m = 0.012;
73 % T= 0.000005;
74
75 a=1/T;
76
77 m2=[1 1];
78 I=diag(m2);
79 H=(a*I - A)^-1;
80 K=D*H*C + F;
81
82 %statheres
83 Vcc=9;
84
85 % % BJT 2N5089
86 Vci(1) = -1.66147;
87 Vco(1) = 3.90662;
88 Vout(1) = 3.90662*10^-14;
89 Vbc(1) = -2.24473;
90 V = [0.64042 -2.24473]; %arxiki timi Vbe Vbc Vd
91 % ALL TOGETHER ARXIKES TIMES-----

```



```

92 % BJT 2N5089
93 % Vci(1) = -1.074832 %-0.812729;
94 % Vco(1) = 4.34027;
95 % Vout(1) = 4.34027*10^-14;
96 % Vbc(1) = -2.67587;
97 % V = [0.63789 -2.67587]; %arxiki timi Vbe Vbc
98 % 50k
99 % Vci(1) = -0.812729;
100 % Vco(1) = 4.34027;
101 % Vout(1) = 2.17014*10^-14;
102 % Vbc(1) = -2.67587;
103 % V = [0.63789 -2.67587]; %arxiki timi Vbe Vbc
104 %-----
105
106 x1 = [Vci(1) Vco(1)]'; %x(n-1)
107
108 t = 0:T:m;
109 Vin = 1*sin(10000*2*pi*t);
110
111 for n=2m/T+1 % opou n = m/T
112     u = [Vin(n) Vcc]';
113     p = a*D*H*x1 + (D*H*B + E)*u; %(11)
114
115     f = @(k) [ p(1) - k(1) + K(1,1)*[Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + ...
                Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] + K(1,2)*[Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + ...
                Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] ; p(2) - k(2) + ...
                K(2,1)*[Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] + ...
                K(2,2)*[Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]] ];
116
117     k = fsolve(f, [0.1 0.1]); %opou k(1) =Vbe k(2)=Vbc
118     %k = fsolve(f, V);
119     %V = [k(1) k(2)];
120
121     k;
122     f(k);
123
124     i(1,1) = Is/bf*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/bR*[exp(k(2)/Vt) - 1]; % ib
125     i(2,1) = Is*[exp(k(1)/Vt) - 1] + Is/aR*[exp(k(2)/Vt) - 1]; % ic
126
127     Vbc(n) = k(2);
128     x2=a*H*x1 + H*(B*u + C*i); %(6)
129     x1 = x2; %x(n-1)
130     Vci(n) = x2(1,1);
131     Vco(n) = x2(2,1);
132
133     Vout(n) = Vin(n) - Vci(n) - Vbc(n) - Vco(n);
134     %Vout2(n) = -G2/(G2+G11)*Vco(n) + G2/(G2+G11)*Vcc - i(2,1)/(G2+G11);
135     Vout2(n) = L(1,1)*Vci(n) + L(1,2)*Vco(n) + M(1,1)*Vin(n) + M(1,2)*Vcc + ...
                N(1,1)*i(1,1) + N(1,2)*i(2,1);
136 end

```


Βιβλιογραφία

- [1] Gianpaolo Borin, Giovanni De Poli, and Davide Rocchesso. Elimination of delay-free loops in discrete-time models of nonlinear acoustic systems. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 8(5):597–605, 2000.
- [2] Rafael Dias de Paiva et al. *Circuit modeling studies related to guitars and audio processing*. Aalto University, 2013.
- [3] electrosmash.com. Url: <https://www.electrosmash.com/big-muff-pi-analysis>.
- [4] Alfred Fettweis. Wave digital filters: Theory and practice. *Proceedings of the IEEE*, 74(2):270–327, 1986.
- [5] Martin Holters and Udo Zölzer. Physical modelling of a wah-wah effect pedal as a case study for application of the nodal dk method to circuits with variable parts. *Proc. Digital Audio Effects (DAFx-11), Paris, France*, pages 31–35, 2011.
- [6] Martin Holters and Udo Zölzer. A generalized method for the derivation of non-linear state-space models from circuit schematics. In *2015 23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pages 1073–1077. IEEE, 2015.
- [7] Julius O. Smith III. Physical audio signal processing for virtual musical instruments and audio effects.
- [8] Jaromír Mačák. *Real-time digital simulation of guitar amplifiers as audio effects*. PhD thesis, Ph. D. thesis, Brno University of Technology, Brno, 2012.
- [9] Rafael CD Paiva, Stefano D’Angelo, Jyri Pakarinen, and Vesa Valimäki. Emulation of operational amplifiers and diodes in audio distortion circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 59(10):688–692, 2012.
- [10] Jyri Pakarinen, Vesa Välimäki, Federico Fontana, Victor Lazzarini, and Jonathan S Abel. Recent advances in real-time musical effects, synthesis, and virtual analog models. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2011:1–15, 2011.
- [11] Thomas Serafini and Pierluigi Zamboni. State variable changes to avoid non computational issues. Available on-line at <http://www.simulanalogue.org/statevariable.pdf> (checked Aug. 9, 2007).
- [12] Kurt James Werner, Vaibhav Nangia, Alberto Bernardini, Julius O Smith III, and Augusto Sarti. An improved and generalized diode clipper model for wave digital filters. In *Audio Engineering Society Convention 139*. Audio Engineering Society, 2015.

- [13] Kurt James Werner, Vaibhav Nangia, Julius O Smith III, and Jonathan S Abel. Resolving wave digital filters with multiple/multiport nonlinearities. In *Proc. 18th Conf. Digital Audio Effects*, pages 387–394, 2015.
- [14] David T Yeh. Url: <https://ccrma.stanford.edu/dtyeh/dtyeh.html>.
- [15] David T Yeh. Automated physical modeling of nonlinear audio circuits for real-time audio effects—part ii: Bjt and vacuum tube examples. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 20(4):1207–1216, 2011.
- [16] David T Yeh, Jonathan Abel, and Julius O Smith. Simulation of the diode limiter in guitar distortion circuits by numerical solution of ordinary differential equations. *Proceedings of the Digital Audio Effects (DAFx'07)*, pages 197–204, 2007.
- [17] David T Yeh, Jonathan S Abel, and Julius O Smith. Simplified, physically-informed models of distortion and overdrive guitar effects pedals. In *Proc. of the Int. Conf. on Digital Audio Effects (DAFx-07)*, pages 10–14. Citeseer, 2007.
- [18] David T Yeh, Jonathan S Abel, and Julius O Smith. Automated physical modeling of nonlinear audio circuits for real-time audio effects—part i: Theoretical development. *IEEE transactions on audio, speech, and language processing*, 18(4):728–737, 2009.
- [19] David T Yeh, Jonathan S Abel, Andrei Vladimirescu, and Julius O Smith. Numerical methods for simulation of guitar distortion circuits. *Computer Music Journal*, 32(2):23–42, 2008.
- [20] David T Yeh and Julius O Smith. Simulating guitar distortion circuits using wave digital and nonlinear state-space formulations. *Proc. Digital Audio Effects (DAFx-08), Espoo, Finland*, pages 19–26, 2008.
- [21] David Te-Mao Yeh. *Digital implementation of musical distortion circuits by analysis and simulation*. Stanford University, 2009.