



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
“ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΣΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΚΑΙ ΠΟΛΥΜΕΣΑ”**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεωρία και Πρακτική Ψηφιακών Εφέ Ήχου (Digital Audio Effects - DAFX). Ένα Διδακτικό Βοήθημα για τη Μουσική Πληροφορική

Γεώργιος Θεοφάνους

Επιβλέπων: Αλέξανδρος Ελευθεριάδης, Αναπληρωτής Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ

ΔΕΚΕΜΒΡΙΟΣ 2011

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεωρία και Πρακτική Ψηφιακών Εφέ Ήχου (Digital Audio Effects - DAFX). Ένα
Διδακτικό Βοήθημα για τη Μουσική Πληροφορική

Γεώργιος Θεοφάνους

A.M.: M935

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ: **Αλέξανδρος Ελευθεριάδης**, Αναπληρωτής Καθηγητής

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ: **Αλέξανδρος Ελευθεριάδης**, Αναπληρωτής Καθηγητής
 Γεώργιος Κουρουπέτρογλου, Αναπληρωτής Καθηγητής

Δεκέμβριος 2011

Περίληψη

Διπλωματική εργασία “Θεωρία και Πρακτική Ψηφιακών Εφέ Ήχου (Digital Audio Effects - DAFX). Ένα Διδακτικό Βοήθημα για τη Μουσική Πληροφορική”.

Στην παρούσα εργασία γίνεται μία μετάφραση στα Ελληνικά των κυριότερων κεφαλαίων της πρώτης έκδοσης του βιβλίου DAFX - Digital Audio Effects, Udo Zolzer, Editor, John Wiley Sons Ltd, 2002, με σκοπό να αποτελέσει διδακτικό βοήθημα στο προπτυχιακό μάθημα της Μουσικής Πληροφορικής. Επιλέγονται τα κεφάλαια των φίλτρων, των καθυστερήσεων, της μη γραμμικής επεξεργασίας και της χωρικής επεξεργασίας με σκοπό την κατανόηση των αλγορίθμων και των εννοιών των ψηφιακών Ηχητικών/ Ακουστικών/ Μουσικών εφέ στην διαδικασία της μουσικής παραγωγής, έχοντας πιο μπροστά κάνει μια μικρή ανασκόπηση των βασικών εννοιών της επεξεργασίας σήματος που θα χρησιμοποιηθούν. Ακόμα συμπεριλαμβάνονται και επεξηγούνται αλγόριθμοι του MATLAB με εφαρμογή των εφέ που περιγράφονται σε συγκεκριμένα αρχεία ήχου που περιλαμβάνονται στο συνοδευτικό υλικό της εργασίας.

Θεματική περιοχή: *Επεξεργασία σήματος*

Λέξεις-κλειδιά: *Μουσική, Ηχητικά εφέ, Μουσική τεχνολογία, Ηχοληψία, Σήματα, Συστήματα, Αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος.*

Abstract

This thesis is a Greek translation of some of the chapters of the book “DAFX - Digital Audio Effects, Udo Zolzer, Editor, John Wiley Sons Ltd, 2002” in order to assist in the pre-graduate course of “Music Informatics”. The chapters chosen are those of filters, delays, non linear processing and spatial effects, so that a thorough understanding of digital audio effects in music production is achieved. The thesis is accompanied by MATLAB files that illustrate the algorithms presented in the chapters by processing audio files.

Θεματική περιοχή: *Signal Processing*

Λέξεις-κλειδιά: *Music, Sound effects, Music Technology, Audio engineering, Signals, Systems, Signal processing algorithms.*

Περιεχόμενα

Πρόλογος	10
Εισαγωγή	11
1 Ανασκόπηση βασικών θεωρητικών εννοιών επεξεργασίας σήματος	16
1.1 Για τα ηχητικά εφέ	16
1.2 Βασικές αρχές Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος	16
1.2.1 Ψηφιακά Σήματα	16
1.2.2 Φασματική ανάλυση ψηφιακών σημάτων	18
1.2.3 Ψηφιακά συστήματα	23
2 Φίλτρα	33
2.1 Εισαγωγή	33
2.2 Στοιχειώδη Φίλτρα	33
2.2.1 Βαθυπερατό (LPF)	33
2.2.2 Παραμετρικά φίλτρα	37
2.2.3 Φίλτρα Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης (FIR)	41
2.2.4 Συνέλιξη	45
2.3 Ισοσταθμιστές	46
2.3.1 Φίλτρα Τύπου Ραφιού (Shelving)	46
2.3.2 Φίλτρα Τύπου Κορυφής (Peaking)	47
2.4 Χρονικά Μεταβαλλόμενα Φίλτρα	49
2.4.1 Το Φίλτρο Wah-Wah	49
2.4.2 Phaser-Φίλτρο Χτένας	50
2.4.3 Χρονικά Μεταβλητοί Ισοσταθμιστές	51
2.4.4 Συμπεράσματα	52
3 Καθυστερήσεις	53
3.1 Εισαγωγή	53
3.2 Βασικές Δομές Καθυστέρησης	53
3.2.1 FIR Φίλτρο Χτένας	53
3.2.2 IIR Φίλτρο Χτένας	54
3.2.3 Γενικευμένο Φίλτρο Χτένας	55
3.2.4 Γραμμές Κλασματικής Καθυστέρησης	56
3.3 Ηχητικά Εφέ Στηριζόμενα Σε Γραμμές Καθυστέρησης	57
3.3.1 Βιμπράτο	57
3.3.2 Flanger, Chorus, Slapback, Echo	57
3.3.3 Πολυζωνικά Εφέ (Multiband Effects)	59
3.3.4 Φίλτρο Χτένας Με Φυσικό Ήχο	59
3.4 Συμπεράσματα	60

4	Μη Γραμμική Επεξεργασία	61
4.1	Εισαγωγή	61
4.2	Δυναμική Επεξεργασία (Dynamic Processing)	62
4.2.1	Περιοριστής (Limiter)	67
4.2.2	Συμπιεστή (Compressor) Και Σύστημα Δυναμικής Επέκτασης (Expander)	67
4.2.3	Πύλη Θορύβου (Noise Gate)	68
4.2.4	Εξασθενητής Συριστικότητας (De-Esser)	69
4.2.5	Ψαλιδιστές (Clippers) - Άπειροι Περιοριστές (Infinite Limiters)	70
4.3	Μη Γραμμικοί Επεξεργαστές	71
4.3.1	Οι Βάσεις Της Μη Γραμμικής Μοντελοποίησης	72
4.3.2	Εξομοίωση Λυχνίας Κενού	76
4.3.3	Παραμορφωτές, Overdrive, Distortion Και Fuzz	82
4.3.4	Παραγωγή Αρμονικών Και Υποαρμονικών	88
4.3.5	Κόρος Μαγνητικής Ταινίας (Tape Saturation)	90
4.4	Συστήματα Ψυχοακουστικής Λειτουργίας Enhancers Και Exciters	91
4.4.1	Exciter	91
4.4.2	Enhancer	94
4.5	Συμπέρασμα	95
5	Χωρικά Εφέ	98
5.1	Βασικά Χωρικά Εφέ	98
5.1.1	Πανοραμική Θέση (Panorama)	98
5.1.2	Το Φαινόμενο Της Προήγησης (Precedence Effect)	101
5.1.3	Ερμηνεία Της Απόστασης Και Του Χώρου	102
5.1.4	Το Φαινόμενο Doppler	105
5.1.5	Ηχητικές Τροχιές	107
5.2	Αντήχηση (Reverbatation)	108
5.2.1	Οι Ακουστικές Και Αντιληπτικές Βάσεις	108
5.2.2	Κλασσικά Εργαλεία Αντήχησης	117
5.2.3	Δίκτυα Καθυστέρησης Με Ανατροφοδότηση	121
5.2.4	Συνέλιξη Με Την Κρουστική Απόκριση Του Δωματίου	125

Κατάλογος σχημάτων

1.1	Δειγματοληψία και κβάντιση στον ADC, επεξεργασία από το DAFx και ανοικοδόμηση του σήματος στον DAC.	17
1.2	Διαφορετικές κλίμακες για τις κατακόρυφες και οριζόντιες τιμές σε σήματα ψηφιακού ήχου.	18
1.3	Το φάσμα ενός αναλογικού και ενός ψηφιακού σήματος.	19
1.4	Συμπλήρωση με κενά με σκοπό την αύξηση της ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας.	21
1.5	Φασματική ανάλυση ψηφιακού σήματος: Παίρνουμε N δείγματα ήχου και κάνουμε διακριτό μετασχηματισμό Fourier N -σημείων, που δίνει N δείγματα του φάσματος του σήματος, αρχίζοντας από 0Hz ως $k \frac{f_s}{N}$ με $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ και στο (a) $x(n) = \cos(2 \cdot \pi \cdot \frac{1kHz}{44.1kHz} \cdot n)$	22
1.6	Περιορισμός της διαρροής με τη χρήση συνάρτησης παραθύρου: (a) το αρχικό σήμα, (b) η συνάρτηση παραθύρου Blackman, (c) το γινόμενο του σήματος με τη συνάρτηση παραθύρου $x_w(n) = w(n) \cdot x(n)$ με $0 \leq n \leq N - 1$, (d) συμπλήρωση με μηδενικά στην $x_w(n)$ και τα αντίστοιχα φάσματα.	23
1.7	Φασματογράφημα μέσω του FFT σε κομμάτια σήματος με εφαρμογή της συνάρτησης παραθύρου.	24
1.8	Αναπαράσταση καταρράκτη μέσω του FFT σε κομμάτια σήματος με εφαρμογή της συνάρτησης παραθύρου.	25
1.9	Κρουστική απόκριση $h(n)$ για την περιγραφή ενός ψηφιακού συστήματος στο πεδίο του χρόνου.	25
1.10	Καθυστέρηση του σήματος εισόδου.	26
1.11	Στάθμιση του σήματος εισόδου.	26
1.12	Πρόσθεση δύο σημάτων εισόδου $x_1(n)$ και $x_2(n)$	27
1.13	Ένα απλό ψηφιακό σύστημα.	27
1.14	Ένα απλό IIR ψηφιακό σύστημα με είσοδο $x(n)$ και έξοδο $y(n)$	28
1.15	Γράφοι διαγράμματος ροής για το IIR ψηφιακό σύστημα. Στο αριστερό διάγραμμα φαίνεται η περιγραφή στο πεδίο του χρόνου και στο δεξί η περιγραφή στο πεδίο της συχνότητας με τον Μετασχηματισμό-Z.	29
1.16	Γενικευμένο IIR σύστημα.	30
1.17	Ένα απλό IIR ψηφιακό σύστημα με είσοδο $x(n)$ και έξοδο $y(n)$	30
1.18	Γενικευμένο IIR σύστημα.	31
1.19	Σύστημα FIR: (a) κρουστική απόκριση, (b) απόκριση πλάτους (c) γραφική παράσταση πόλων/μηδενισμών και (d) απόκριση φάσης (συχνότητα δειγματοληψίας $f_s = 40kHz$).	32
2.1	Βασικές κατηγορίες φίλτρων	34
2.2	Αναλογικό φίλτρο Sallen Key και η απόκριση συχνότητάς του	34
2.3	Αναλογικό Φίλτρο Μεταβλητής Κατάστασης	35
2.4	Ψηφιακό Φίλτρο Μεταβλητής Κατάστασης	36
2.5	Ολοπερατό φίλτρο 1ης τάξης με $f_c = 0.1 \cdot f_s$	38

2.6	Σχηματικό διάγραμμα Ολοπερατού φίλτρο 1ης τάξης	39
2.7	Σχηματικό διάγραμμα Βαθυ/Υψιπερατού φίλτρου 1ης τάξης	39
2.8	Βαθυπερατό/Υψιπερατό φίλτρο 1ης τάξης με $f_c = 0.1f_s$	40
2.9	Ολοπερατό φίλτρο 2ης τάξη με $f_c = 0.1f_s$ και $f_b = 0.022f_s$	41
2.10	Σχηματικό διάγραμμα Ολοπερατού φίλτρου 2ης τάξη	42
2.11	Φίλτρο διέλευσης και αποκοπής ζώνης, 2ης τάξης	42
2.12	Φίλτρο διέλευσης/αποκοπής ζώνης, 2ης τάξης με $f_c = 0.1f_s$ και $f_b = 0.022f_s$	43
2.13	Φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης	44
2.14	Μετασχηματισμός συχνότητας: Βαθυπερατό φίλτρο σε Ζωνοπερατό και Υψιπερατό	45
2.15	Σε σειρά σύνδεση φίλτρων τύπου ραφιού και κορυφής	46
2.16	Απόκριση κατά συχνότητα φίλτρων τύπου ραφιού 1ης και 2ης τάξης αντίστοιχα	49
2.17	Απόκριση κατά συχνότητα φίλτρου κορυφής 2ης τάξης αντίστοιχα	50
2.18	Wah-wah: Χρονικά μεταβαλλόμενο φίλτρο διέλευσης ζώνης	50
2.19	M-fold φίλτρο Wah-wah	50
2.20	Σχηματικό διάγραμμα του Phaser	51
2.21	Σχηματικό διάγραμμα Phaser με καθυστερήσεις φάσεων	51
2.22	Χρονικά μεταβαλλόμενα φίλτρα οκτάβας	52
3.1	Σχηματικό διάγραμμα FIR φίλτρου χτένας και η απόκριση του κατά συχνότητα	54
3.2	Σχηματικό διάγραμμα IIR φίλτρου χτένας και η απόκριση του κατά συχνότητα	54
3.3	Σχηματικό διάγραμμα Γενικευμένου φίλτρου χτένας	55
3.4	Σχηματικό διάγραμμα της Επέκτασης κατά N του Γενικευμένου φίλτρου χτένας	55
3.5	Σχηματικό διάγραμμα γραμμής κλασματικής καθυστέρησης με παρεμβολή	56
3.6	Βιμπράτο. Τυπικές τιμές της παραμέτρου χρονικής καθυστέρησης είναι 5 ως 10ms και συχνότητα διαμόρφωσης του πλάτους 5 ως 14Hz	57
3.7	Chorus	58
3.8	Εφέ με γραμμή καθυστέρησης μεταβλητού μήκους	58
3.9	Πολυζωνικά Εφέ (Multiband Effects)	59
3.10	Τράπεζα φίλτρων για Πολυζωνικά Εφέ (Filter bank Multiband Effects)	60
3.11	IIR Φίλτρο χτένας με φυσικό ήχο	60
4.1	Είσοδος ημίτονου σε γραμμικό και μη γραμμικό σύστημα και οι αντίστοιχες έξοδοι με τα φάσματά τους	62
4.2	Σχηματικό διάγραμμα μη γραμμικού συστήματος με ανίχνευση περιβάλλουσας	63
4.3	Σχηματικό διάγραμμα της συσκευή διαχείρισης δυναμικής περιοχής [82].	64
4.4	Χαρακτηριστικές μεταφοράς της συσκευή διαχείρισης δυναμικής περιοχής [82].	64

4.5	Χαρακτηριστικές μεταφοράς: ορισμός των S και R με εφαρμογή πάνω στον συμπιεστή (compressor)	65
4.6	Μέτρηση του πλάτους κορυφής και RMS, με ανιχνευτή/ακολουθητή περιβάλλουσας για διαχειριστή δυναμικής περιοχής [43, 82]	66
4.7	Δυναμικό φίλτρο: ρύθμιση χρόνου ανόδου και απελευθέρωσης για διαχειριστή δυναμικής περιοχής [43, 82]	66
4.8	Σχηματικό διάγραμμα του περιοριστή [82]	67
4.9	Η λειτουργία του περιοριστή. Φαίνεται η είσοδος του συστήματος (Input Signal $x(n)$), η έξοδος του (Output Signal $y(n)$), η μέτρηση του πλάτους κορυφής (Filter output Signal $x_{peak}(n)$) και η απολαβή που επιβάλλεται σ' αυτό (Gain Signal $f(n)$).	68
4.10	Εφαρμογή του περιοριστή. Φαίνεται η είσοδος του συστήματος (Input Signal) και η έξοδος του (Output Signal). Είναι εμφανής η κυκλωμένη περιοχή που δεν έχει αλλάξει σε πλάτος ενώ η υπόλοιπη έχει εξασθενήσει.	69
4.11	Σχηματικό διάγραμμα του compressor/expander [82]	69
4.12	Σχηματικό διάγραμμα του compressor/expander [8]	70
4.13	Εφαρμογή του συστήματος συμπίεσης/επέκτασης (compressor/expander) δυναμικής περιοχής. Φαίνεται η είσοδος του συστήματος (Input Signal) και η έξοδος του συστήματος συμπίεσης/επέκτασης (Compressor/Expander Output Signal).	70
4.14	Σχηματικό διάγραμμα του Εξασθενητής συριστικότητας (De-Esser)	71
4.15	Ψαλιδισμός στο κομμάτι "Smooth" του Carlos Santana	71
4.16	Μέτρηση μη γραμμικών συστημάτων	72
4.17	Εξομοίωση μη γραμμικού συστήματος από ένα μοντέλο συστήματος, Volterra N -τάξης.	73
4.18	Εξομοίωση μη γραμμικού συστήματος από ένα μοντέλο συστήματος, Volterra N -τάξης, με παραγοντοποιημένους πυρήνες.	74
4.19	Μη γραμμική επεξεργασία με τεχνικές υπερ-δειγματοληψίας.	75
4.20	Μη γραμμική επεξεργασία με περιορισμό εύρους ζώνης της εισόδου.	75
4.21	Τρίοδος Λυχνία. Χαρακτηριστική μεταφοράς, ημιτονική είσοδος, έξοδος σε ημιτονική είσοδο και το φάσμα του σήματος εξόδου.	78
4.22	Τρίοδος Λυχνία. Χαρακτηριστική μεταφοράς, ημιτονική είσοδος, έξοδος σε ημιτονική είσοδο και το φάσμα του σήματος εξόδου.	79
4.23	Τα βασικά στάδια ενός ενισχυτή με λυχνίες. Το πάνω αριστερά διάγραμμα δείχνει το σήμα μετά τον προενισχυτή (Pre AMP), το κάτω αριστερά το σήμα μετά τον διαχωριστή φάσης (Phase Splitter), το πάνω δεξιά το σήμα μετά τον ενισχυτή ισχύος (Power AMP) και το κάτω δεξιά το σήμα μετά τον μετασχηματιστή εξόδου (Output Transformer).	80
4.24	Οι τάξεις λειτουργίας του ενισχυτή ισχύος (πάνω γραφήματα : τάξη A, B και C αντίστοιχα. κάτω γράφημα : λειτουργία σε τάξη AB	81
4.25	Το στάδιο του ενισχυτή ισχύος, του μετασχηματιστή εξόδου και του ηχείου από το σχηματικό διάγραμμα του ενισχυτή Fender Deluxe 5E3	82

4.26 Το φάσμα του VOX AC30/4 σε διάφορα στάδια : (a) ενισχυτής εισόδου, (b) έξοδος του διαχωριστή/αναστροφέα φάσης, (c) ενισχυτής ισχύος, (d) μετασχηματιστής εξόδου	83
4.27 Βραχύχρονη FFT ανάλυση σε γράφημα καταρράκτη (waterfall representation) για ένα σήμα εισόδου ανοδικής σάρωσης των συχνοτήτων (chirp signal) στον VOX AC30/4. Ο ενισχυτής λειτουργεί σε μέγιστη έξοδο.	84
4.28 Οι συνιστώσες παραμόρφωσης συναρτήσει του πλάτους του σήματος για τα διάφορα στάδια του VOX AC30/4. Πάνω αριστερά ενισχυτής εισόδου, πάνω δεξιά έξοδος του διαχωριστή/αναστροφέα φάσης, κάτω αριστερά ενισχυτής ισχύος, κάτω δεξιά μετασχηματιστής εξόδου	85
4.29 Η χαρακτηριστική μεταφοράς συστήματος συμμετρικού μαλακού ψαλιδισμού	85
4.30 Βραχύχρονη FFT ανάλυση σε γράφημα καταρράκτη για ένα ημιτονικό σήμα 1kHz φθίνοντος πλάτους, επεξεργασμένο με συμμετρικό μαλακό ψαλιδισμό.	86
4.31 Βραχύχρονη FFT ανάλυση σε γράφημα καταρράκτη για ένα ημιτονικό σήμα 1kHz φθίνοντος πλάτους, επεξεργασμένο με συμμετρικό σκληρό ψαλιδισμό.	87
4.32 Σχηματικό διάγραμμα του αναλογικού κυκλώματος του Fuzz Faze.	87
4.33 Σήματα από Fuzz Faze το και τα αντίστοιχα φάσματά τους.	88
4.34 Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, για ένα ημιτονικό σήμα 1kHz αύξοντος πλάτους, επεξεργασμένο από το Fuzz Faze. Τα πάνω γραφήματα δείχνουν το επεξεργασμένο σήμα για διαφορετικές χρονικές στιγμές και πλάτος.	89
4.35 Χαρακτηριστική μεταφοράς ασύμμετρου ψαλιδισμού για εξομοίωση λυχνίας με $Q = -0.2$ και $dist = 8$	89
4.36 Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, με επεξεργασία ασύμμετρου μαλακού ψαλιδισμού.	90
4.37 Η χαρακτηριστική μεταφοράς της εκθετικής παραμόρφωσης.	90
4.38 Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, με επεξεργασία εκθετικής παραμόρφωσης.	91
4.39 Οι κυματομορφές με τα αντίστοιχα φάσματα για το αρχικό ημίτονο, το ημιανορθωμένο σήμα, το πλήρως ανορθωμένο και τη διαίρεση οκτάβας.	92
4.40 Κόρος μαγνητικής ταινίας: σήματα εισόδου και εξόδου και χαρακτηριστική μεταφοράς.	92
4.41 Κόρος μαγνητικής ταινίας: βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε αναπαράσταση καταρράκτη, για είσοδο ημίτονο φθίνοντος πλάτους συχνότητας 1kHz.	93
4.42 Σχηματικό διάγραμμα του APHEX Aural Exciter και η απόκριση κατά συχνότητά του	93
4.43 Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, του APHEX Aural Exciter.	94
4.44 Σχηματικό διάγραμμα του SPL Virtualizer και η απόκριση κατά συχνότητά του	95

4.45	Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, του SPL Virtualizer.	95
4.46	Enhancer πολλών φασματικών ζωνών με μή γραμμική επεξεργασία σε διαφορετικές συχνοτικές ζώνες.	96
5.1	Στερεοφωνική (πανοραμική) θέση. Το θ είναι η γωνία της θέσης της φαινόμενης πηγής.	98
5.2	Το αντιληπτό αζιμούθιο μιας εικονικής πηγής όταν μία συνήθης στερεοφωνική διάταξη οδηγείται με σήματα που διαφέρουν μόνο (α) σε πλάτος ή (b) σε χρονική θέση.	99
5.3	Έλεγχος της πανοραμικής θέσης και του φαινομένου της προήγησης. . .	102
5.4	Ερμηνεία της απόστασης μέσω αντανάκλασης σε ένα τοίχο (α) φυσική διάταξη, (b) σχεδιάγραμμα της επεξεργασίας σήματος	103
5.5	Ερμηνεία της απόστασης μέσω αντήχησης σε ένα δωμάτιο (α) φυσική διάταξη, (b) σχεδιάγραμμα της επεξεργασίας σήματος	104
5.6	Το σχεδιάγραμμα του φαινομένου Doppler.	106
5.7	Χωρική διάταξη και ηχητικές τροχιές για την εκτέλεση μιας σύνθεσης του G. Guarnieri.	109
5.8	Βρόχοι επίπεδων κυμάτων για κανονικό τρόπο με $n_x = 1$, $n_y = 1$	111
5.9	Η μέθοδος της εικόνας στις δύο διαστάσεις.	113
5.10	Η δομή του ολοπερατού φίλτρου.	117
5.11	Ο αντηχητής του Moorer	119
5.12	Δίκτυο καθυστέρησης με ανατροφοδότηση τέταρτης τάξης	122
5.13	Ο συμβιβασμός μεταξύ καθυστέρησης και πολυπλοκότητας στη συνέλιξη .	126

Κατάλογος πινάκων

1.1	Μετασχηματισμός Z και Fourier διακριτού χρόνου, του $x(n)$	28
2.1	Οι συντελεστές για Βαθυπερατά/Υψιπερατα φίλτρα 2ης τάξης [82]	42
2.2	Σχεδίαση φίλτρων τύπου ραφιού 2ης τάξης με $K = \tan(c/f_s)$ [82]	48
2.3	Σχεδίαση φίλτρου κορυφής 2ης τάξης με $K = \tan(c/f_s)$ [82]	49
3.1	Παράμετροι για το Γενικευμένο φίλτρο χτένας	55
3.2	Εφέ από την Επέκταση κατά N του Γενικευμένου φίλτρου χτένας	56
3.3	Τυπικά εφέ από καθυστερήσεις	58
3.4	Πρότυπα εφέ από καθυστερήσεις	59

Πρόλογος

Η παρούσα εργασία αποτέλεσε για τον συγγραφέα της, μια πολύ καλή ευκαιρία να εμβαθύνει στα Ψηφιακά Εφέ Ήχου. Η εκτενής μελέτη του βιβλίου αποκάλυψε πλευρές των ψηφιακών εφέ ήχου που γενικά δεν είναι εμφανείς ακόμα και σε άτομα που τα χρησιμοποιούν εκτενώς, καθώς φτάνει σε βαθύ επίπεδο στον τρόπο λειτουργίας τους και ταυτόχρονα αποκαλύπτει πτυχές τους που αλλιώς παραμένουν σκοτεινές. Ακόμα, καθώς όλη η ύλη του βιβλίου στηρίζεται στο επιστημονικό πεδίο της Επεξεργασίας Σήματος και των Σημάτων και Συστημάτων, αποτελεί ένα πολύ ωραίο μέσο κατανόησης των πεδίων αυτών, μέσω της εφαρμογής τους.

Με αυτή τη λογική πρέπει ο φοιτητής και γενικότερα ο αναγνώστης, να προσεγγίσει την παρούσα εργασία αλλά και το συγκεκριμένο βιβλίο γενικότερα.

Τέλος θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Α. Ελευθεριάδη και στο ανθρώπινο δυναμικό του Τμήματος Πληροφορικής που πλαισιώνει την λειτουργία του προγράμματος σπουδών του.

Εισαγωγή

Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται μια μετάφραση του βιβλίου DAFX - Digital Audio Effects [1]. Το βιβλίο αυτό περιγράφει τα εφέ επεξεργασίας τα οποία χρησιμοποιούνται στη διαδικασία της μουσικής παραγωγής, της μουσικής δημιουργίας και της μουσικής/ηχητικής αποκατάστασης, κατατάσσοντάς τα σε κατηγορίες ανάλογα με τον τρόπο που επιδρούν στο σήμα και την αρχιτεκτονική επεξεργασίας τους. Στο βιβλίο αυτό περιγράφεται η αρχιτεκτονική των διάφορων εφέ, παράλληλα με αναλυτική περιγραφή των αλγορίθμων υλοποίησής τους. Επιπλέον παρουσιάζονται αναλυτικά οι παλαιότεροι τρόποι υλοποίησης των αρχιτεκτονικών αυτών, ακόμα και σε αναλογικό επίπεδο, και ταυτόχρονα γίνεται εκτενής ανάλυση των αλγορίθμων σε επίπεδο επεξεργασίας σημάτων δίνοντας τα αντίστοιχα προγράμματα για το περιβάλλον MATLAB.

Τα ηχητικά εφέ επεξεργασίας στην διαδικασία της μουσικής παραγωγής.

Η επεξεργασία του μουσικού και ηχητικού σήματος, με τα ηχητικά εφέ που περιγράφονται στο παρόν βιβλίο, συνοδεύει κάθε μουσική και ηχητική εφαρμογή. Είτε έχουμε να κάνουμε με πιστή απόδοση ενός “φυσικού” ήχου, είτε με δημιουργία ενός κομματιού που περιλαμβάνει πολλές πηγές και θέλουμε να πετύχουμε τον πιο καλό ηχητικό συνδυασμό τους, είτε ακόμα όταν έχουμε να κάνουμε και με ένα κομμάτι που αποτελείται από συνθετικούς ήχους, θα πρέπει τα ηχητικά σήματα να δεχτούν τουλάχιστον μια μορφή επεξεργασίας. Ακόμα τέτοιου είδους επεξεργασία χρησιμοποιείται και σε εφαρμογές αποκατάστασης είτε ηχογραφήσεων σε παλαιότερα μέσα είτε γενικότερα κακών ηχογραφήσεων. Τέτοια εφέ επεξεργασίας είναι τα φίλτρα-ισοσταθμιστές, τα εφέ δυναμικής επεξεργασίας, εφέ χωρικής επεξεργασίας, εφέ διαμόρφωσης, εφέ διόρθωσης τονικού ύψους, εφέ αποθορυβοποίησης και άλλα. Ακόμα φορείς επεξεργασίας ή ιδιαίτερου “χρώματος”, όπως αποκαλείται, αποτελούν και διάφορα μέσα μετατροπής του ακουστικού σήματος σε ηλεκτρικό ή του ηλεκτρικού σε μαγνητικό, όπως μικρόφωνα και προενισχυτές μικροφώνων, κονσόλες μείξης, μαγνητοταινίες. Για τον λόγο αυτό υπάρχει και μεγάλη προσπάθεια αναπαραγωγής του “χρώματος” των συσκευών αυτών με ψηφιακή επεξεργασία.

Σε προηγούμενες δεκαετίες για να επιτευχθεί το επιθυμητό ηχητικό αποτέλεσμα, μεγάλο ρόλο έπαιζε ο τρόπος ηχογράφησης μαζί με την πηγή και τον χώρο στον οποίον γινόταν η ηχογράφηση. Αξιοποιούνταν διαφορετικά μικρόφωνα, διαφορετικά μουσικά όργανα και πηγές καθώς και χώροι με διαφορετική ή μεταβλητή ακουστική ώστε να επιτευχθεί το ζητούμενο ηχητικό αποτέλεσμα. Στη συνέχεια τα μόνα διαθέσιμα μέσα, για την επεξεργασία του ηλεκτρικού πλέον σήματος, ήταν ηλεκτρονικές συσκευές με αρκετά μεγάλο κόστος, μέγεθος και γενικότερα κόστος συντήρησης. Είναι γεγονός ότι μια συνήθης αναλογική κονσόλα ηχογράφησης έχει αρκετά μεγάλο κόστος αγοράς, μεγάλο μέγεθος λόγω των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων που περιλαμβάνει, αρκετά μεγάλο κόστος συντήρησης, μεγάλες απαιτήσεις χώρου στον οποίο θα στεγάζεται και τέλος μεγάλο κόστος

ηλεκτροδότησης ¹. Βέβαια ακόμα αξιοποιούνται τέτοιου είδους συσκευές και τεχνικές ηχογράφησης λόγω του ότι δίνουν άμεσα το ζητούμενο αποτέλεσμα.

Δίπλα όμως σε αυτά τα “αναλογικά” μέσα έχουν αρχίσει να αξιοποιούνται και ψηφιακά μέσα. Από το τέλος της δεκαετίας του ’80 αξιοποιούνται ψηφιακά μέσα αποθήκευσης όπως το DAT (Digital Audio Tape) και από λίγο αργότερα, η ηχογράφηση σε σκληρό δίσκο. Στη συνέχεια έχουν εισαχθεί στη διαδικασία της μουσικής παραγωγής και τεχνικές ψηφιακής μείξης, δηλαδή πρόσθεσης ψηφιακών σημάτων, σε ψηφιακές κονσόλες και σταθμούς εργασίας ψηφιακού ήχου (Digital Audio Workstations), αντικαθιστώντας την ανάγκη ύπαρξης σ’ ένα στούντιο, μεγάλης αναλογικής κονσόλας. Τέλος μεγάλο μέρος της μουσικής παραγωγής στις μέρες μας γίνεται με την χρήση ψηφιακών εφέ επεξεργασίας του ηχητικού σήματος. Σε πολλές περιπτώσεις αναλογικές ηλεκτρονικές συσκευές, όπως φίλτρα και ισοσταθμιστές, συμπυκνώνονται σε έναν αλγόριθμο που τρέχει στον σταθμό εργασίας ψηφιακού ήχου επιβαρύνοντας μόνο με απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ. Ακόμα μεγάλη χρήση έχουν και συσκευές ή αλγόριθμοι που εξομοιώνουν την ακουστική χώρων αναπληρώνοντας την έλλειψη μεγάλου και ακουστικά ιδιαίτερου χώρου ηχογράφησης. Τα ψηφιακά ηχητικά εφέ σιγά σιγά επεκτείνονται και σε άλλους τομείς της μουσικής παραγωγής όπως εξομοίωση μικροφώνων ή διόρθωσης τονικού ύψους και τροποποίησης των φωνητικών οργάνων τραγουδιστών. Ακόμα πλάι σε αυτά τα εφέ υπάρχουν και επιπλέον εφέ που δεν είναι δυνατόν να υλοποιηθούν με αναλογικά μέσα αλλά υλοποιούνται με ψηφιακά, όπως τα εφέ σχετιζόμενα με την κοκκώδη σύνθεση (granular synthesis).

Είναι γεγονός ότι σήμερα το κόστος τέτοιων εφέ μπορεί να φτάσει σε αρκετά ψηλά επίπεδα και υπάρχουν πολλές εταιρίες που δραστηριοποιούνται στον χώρο των ψηφιακών εφέ, με πολλά και διαφορετικά προϊόντα. Ακόμα υπάρχουν κατασκευαστές που φτιάχνουν κάρτες επέκτασης για υπολογιστές, οι οποίες περιλαμβάνουν ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (Digital Signal Processor’s - DSP’s) με σκοπό να αναλαμβάνουν τους αλγορίθμους κάποιων ψηφιακών ηχητικών εφέ. Ακόμα στις μέρες χρησιμοποιούνται στη μουσική διάφορα περιβάλλοντα διαδραστικού και αντικειμενοστραφούς προγραμματισμού, όπως το Max/MSP ή το Csound, τα οποία οδηγούν στον προγραμματισμό εφέ, μουσικών οργάνων-παραγωγών ήχου, διαδραστικών μέσων ελέγχου και πολλών άλλων, τα οποία στηρίζονται στους υπολογιστές και στην ψηφιακή επεξεργασία σήματος.

Για το DAFx στον χώρο της διδασκαλίας των ψηφιακών ηχητικών εφέ.

Το DAFX ήρθε να καλύψει ένα μεγάλο κενό στην βιβλιογραφία. Αν και υπάρχουν πολλά βιβλία επεξεργασίας σήματος που περιγράφουν αναλυτικά τους αλγορίθμους και τις υλοποιήσεις που αξιοποιούνται σε ηχητικά εφέ [82], δεν υπάρχει εμπειριστατωμένη περιγραφή, από τη σκοπιά της επεξεργασίας σήματος, των εφέ αυτών και μάλιστα κατά

¹Είναι γεγονός ότι οι αναλογικές κονσόλες ηχογράφησης, οι οποίες κάνουν την πρόσθεση σε πάνω από 24 κανάλια, χρειάζονται τροφοδοσία υψηλών τιμών τάσης και, για λόγους αποφυγής της καταπόνησης των ηλεκτρονικών στοιχείων από την διακοπή και έναρξη της ηλεκτροδότησης τους, είναι απαραίτητο να μην σβήνουν καθόλου. Έτσι το κόστος σε ηλεκτρική ενέργεια μόνο για την κονσόλα είναι αρκετά μεγάλο.

κατηγορίες αρχιτεκτονικής. Από την άλλη σε επίπεδο αναλογικών ηλεκτρονικών, αλλά και γενικότερα υλοποίησης σε hardware, δεν υπάρχει βιβλιογραφία που να αναφέρεται στα εφέ αυτά. Τα περισσότερα βιβλία είτε αναφέρονται γενικότερα στην ηχοληψία και συμπεριλαμβάνουν και λίγο τα εφέ αυτά είτε περιγράφουν απλές υλοποιήσεις κάποιων εφέ συνήθως για ηλεκτρική κιθάρα και χωρίς να εμβαθύνουν ιδιαίτερα στην γενικότερη αρχιτεκτονική του εκάστοτε εφέ [4]. Ακόμα αξίζει να σημειωθεί ότι το συγκεκριμένο βιβλίο αποτελεί αποτέλεσμα συλλογικής προσπάθειας πολλών επιστημόνων, ή οποία συνεχίζεται ακόμα και σήμερα με τακτικά συνέδρια και εργαστήρια (workshops) και ότι αυτή τη στιγμή το βιβλίο έχει φτάσει στην δεύτερη έκδοσή του. Η παρούσα μετάφραση έγινε στην πρώτη έκδοση του βιβλίου.

Το βιβλίο αυτό αποτελεί ένα βασικό εφόδιο για αυτόν που μελετάει την μουσική παραγωγή είτε για την βαθύτερη κατανόηση της “μουσικής επεξεργασίας σήματος” είτε με σκοπό την υλοποίηση και εξέλιξη ψηφιακών ηχητικών εφέ. Τα προγράμματα είναι γραμμένα για το περιβάλλον του MATLAB, το οποίο είναι αρκετά διαδεδομένο για εφαρμογές επεξεργασίας σήματος και αποτελεί ένα εύκολο στην εκμάθηση και αρκετά δυνατό εργαλείο. Ακόμα, καθώς το MATLAB δεν ενδείκνυται για διαδραστικές εφαρμογές πραγματικού χρόνου, είναι αρκετά απλό οι αλγόριθμοι που περιγράφονται εδώ, να υλοποιηθούν είτε σε κάποια άλλη γλώσσα προγραμματισμού όπως η C++ είτε ακόμα και σε αντικειμενοστραφείς και διαδραστικές εφαρμογές όπως είναι το Max/MSP.

Η επιλογή του συγκεκριμένου βιβλίου έγινε με άξονα την προαναφερθείσα βιβλιογραφική σημασία του και την αξία του στον χώρο της μουσικής παραγωγής. Στην παρούσα μετάφραση έγινε προσπάθεια το κείμενο να μπορέσει να γίνει κατανοητό από τον φοιτητή που κατέχει τις θεμελιώδεις γνώσεις της επεξεργασίας σήματος. Έγινε επιλογή των κυριότερων αρχιτεκτονικών και κατηγοριών των εφέ από τα κεφάλαια του βιβλίου ώστε ο αναγνώστης να μπορέσει να κατανοήσει τις βάσεις των εφέ που χρησιμοποιούνται στην μουσική παραγωγή και να μάθει τα βασικά εργαλεία της μουσικής επεξεργασίας σήματος. Επιλέχθηκαν τα κεφάλαια των φίλτρων, των εφέ καθυστερήσεων, της μη γραμμικής επεξεργασίας σήματος και τέλος ένα μεγάλο μέρος της χωρικής επεξεργασίας. Οι κατηγορίες αυτές αποτελούν ίσως τις πιο συχνά χρησιμοποιούμενες στην διαδικασία της μουσικής παραγωγής. Ακόμα τα δομικά στοιχεία αυτά όπως των φίλτρων, των καθυστερήσεων και των μη γραμμικών επεξεργαστών, αποτελούν την βάση για την υλοποίηση όλων σχεδόν των εφέ, ακόμα και αυτών που δεν περιγράφονται στην παρούσα μετάφραση.

Για την υλοποίηση των αλγορίθμων στο MATLAB

Από τα προγράμματα του MATLAB, που περιγράφει το βιβλίο, έγινε μια συλλογή αυτών που αντιστοιχούν στα κεφάλαια που μεταφράστηκαν. Προστέθηκαν κάποιες εντολές ώστε να γίνει πιο εύκολα κατανοητή η λειτουργία των αλγορίθμων που περιγράφονται στο κείμενο με τα αντίστοιχα γραφήματα εισόδου/εξόδου και λαμβάνοντας ως είσοδο συγκεκριμένα αρχεία ήχου. Ακόμα τα ηχητικά δείγματα που αξιοποιούνται για επεξεργασία επιλέχθηκαν έτσι ώστε να είναι πιο ξεκάθαρη και εμφανής η επίδραση του εκάστοτε εφέ.

• Κεφάλαιο 1. Ανασκόπηση βασικών θεωρητικών εννοιών επεξεργασίας σή-

ματος.

Τα προγράμματα που πλαισιώνουν το κεφάλαιο αυτό περιλαμβάνουν κυρίως προγράμματα τα οποία σχεδιάζουν τα γραφήματα που παρουσιάζονται στο κείμενο. Τα προγράμματα αυτά έχουν επιπλέον ενδιαφέρον γιατί παρουσιάζουν στοιχειώδεις αλγορίθμους, στο Matlab, σχετιζόμενους με τον ήχο, όπως οι εντολές εισόδου ενός αρχείου ήχου σε μορφή πίνακα, καθώς και βασικές εντολές της επεξεργασίας σήματος όπως η FFT ανάλυση.

• Κεφάλαιο 2. Φίλτρα.

Το κεφάλαιο αυτό δεν συνοδεύεται από κανένα πρόγραμμα στο βιβλίο. Στο κείμενο δίνεται αναλυτικά ο τρόπος υλοποίησης των φίλτρων που περιγράφονται σε επίπεδο επεξεργασίας σήματος. Γενικά η υλοποίηση των φίλτρων συνίσταται στον υπολογισμό των συντελεστών των αντίστοιχων εξισώσεων διαφορών. Οι εξισώσεις υπολογισμού των συντελεστών για τις εξισώσεις διαφορών για τα περισσότερα φίλτρα, δίνονται αναλυτικά μέσα στο κείμενο.

• Κεφάλαιο 3. Καθυστερήσεις.

Για την μελέτη των εφέ με καθυστερήσεις τα προγράμματα στο κεφάλαιο αυτό βασίζονται στο φίλτρο χτένας(comb filter). Το φίλτρο αυτό στην ουσία χρησιμοποιεί την καθυστέρηση του σήματος κατά κάποιο χρονικό διάστημα. Στη συνέχεια τοποθετώντας την καθυστέρηση σε βρόχο θετικής(feedforward) ή αρνητικής(feedback) ανάδρασης έχουμε FIR ή IIR φίλτρο χτένας (fircomb_demo.m, iircomb_demo.m) και τέλος χρησιμοποιώντας και τους δύο βρόχους παίρνουμε το γενικευμένο φίλτρο χτένας (uncomb_demo.m). Ιδιαίτερη αξία έχει η χρήση καθυστέρησης μεταβλητού χρόνου ώστε να επιτευχθεί το εφέ της διακύμανσης του τονικού ύψους (vibrato) που αξιοποιείται στον αλγόριθμο της συνάρτησης vibrato.m. Τέλος παρουσιάζεται ένα φίλτρο χτένας με φυσικό ήχο, το οποίο αξιοποιεί ένα βαθυπερατό φίλτρο ώστε να εξομοιώσει τις απορροφήσεις των υλικών στις υψηλές συχνότητες κατά την αντανάκλαση των ηχητικών κυμάτων σε αυτές (lpiircomb_demo.m).

• Κεφάλαιο 4. Μη γραμμική επεξεργασία.

Στο κεφάλαιο αυτό, έχουμε αρχικά, υλοποιήσεις εφέ που επιδρούν στη δυναμική περιοχή του σήματος. Στο limiter_demo.m έχουμε την εφαρμογή του εφέ του περιοριστή σε ένα τεχνητό σήμα ώστε να φανεί πιο εποπτικά πώς λειτουργεί ο αλγόριθμος. Στη συνέχεια στις συναρτήσεις του MATLAB hard_limiter.m, compexpr.m και noisegt.m έχουμε τα υπόλοιπα εφέ της ομάδας αυτής τα οποία και εφαρμόζουμε σε ηχητικά σήματα στα αντίστοιχα προγράμματα με την ένδειξη “_on_sound_demo”. Ύστερα έχουμε υλοποιήσεις εφέ, που χρησιμοποιούν μη γραμμική επεξεργασία, τα οποία συνηθίζονται πολύ στην ηλεκτρική κιθάρα. Αυτά τα εφέ “παραμόρφωσης” βρίσκονται στις συναρτήσεις symclip.m, tube.m και fuzzexpr.m ενώ εφαρμόζονται σε ηχητικά σήματα στα αντίστοιχα προγράμματα με την ένδειξη “_on_sound_demo”.

• Κεφάλαιο 5. Χωρικά εφέ.

Για τα εφέ χωρικής επεξεργασίας, καθώς το θέμα είναι αρκετά μεγάλο και σε επίπεδο αρχιτεκτονικής αλλά και σε επίπεδο προγραμματισμού και επεξεργασίας σήματος, θα παρουσιάσουμε δύο προγράμματα σ' αυτή την κατηγορία. Πρώτα στο `matpan_demo.m` παρουσιάζεται ο αλγόριθμος μετατόπισης της πανοραμικής θέσης ενός ήχου από το ένα κανάλι της στερεοφωνίας στο άλλο με τη χρήση πίνακα. Το δεύτερο πρόγραμμα (`distspace_demo.m`) δίνει το γενικό πλαίσιο για την προσθήκη σε έναν ήχο των ανακλάσεων που δημιουργεί ένας χώρος. Περαιτέρω προγραμματιστική εμβάθυνση στα χωρικά εφέ δεν κρίνεται απαραίτητη στο βιβλίο, αν και περιγράφονται αρκετές τέτοιες δομές και δίνονται αρκετές βιβλιογραφικές αναφορές.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες πρέπει να δοθούν στην ομάδα που συνέγραψε το αρχικό βιβλίο και συνεχίζει την έρευνα στον χώρο αυτό και να τονιστεί ότι η πλειοψηφία των εικόνων έχουν ληφθεί απ' ευθείας από το βιβλίο.

Κεφάλαιο 1

Ανασκόπηση βασικών θεωρητικών εννοιών επεξεργασίας σήματος

1.1 Για τα ηχητικά εφέ

Τα Ηχητικά Εφέ είναι ένα βασικό στοιχείο της μουσικής παραγωγής σε όλα τα στάδιά της. Διαμορφώνουν και καθορίζουν το ηχητικό αποτέλεσμα που θα φτάσει στα αφτιά του ακροατή είτε σκόπιμα (τεχνικές μουσικής εκτέλεσης, τεχνικές ηχογράφησης και μείξης) είτε ως αποτέλεσμα της διαδικασίας του να φτάσει ο ήχος στο στόχο του (ραδιοφωνική μετάδοση, συμπίεση, σύστημα αποθήκευσης και αναπαραγωγής). Εδώ θα δούμε διάφορες κατηγορίες ηχητικών εφέ και το πώς τροποποιούν τον ήχο. Θα τα δούμε με την μορφή εργαλείων που έχουν είσοδο ηχητικό σήμα, το οποίο διαμορφώνεται σύμφωνα με κάποιες παραμέτρους, και έχουν έξοδο ηχητικό σήμα. Για την αξιολόγηση της διαδικασίας αυτής θα ελέγχονται τα σήματα εισόδου και εξόδου με ηχεία ή ακουστικά καθώς και με εργαλεία αναπαραστάσης όπως την κυματομορφή του σήματος, την έντασή του και το φάσμα του. Αξίζει να σημειωθεί ότι αν και όλη η επεξεργασία γίνεται σε ψηφιακό επίπεδο, τα σήματά μας αποτελούν αναπαραστάσεις συνεχών, ή όπως καλείται, αναλογικών σημάτων και θα φτάσουν στα αυτιά του ακροατή σαν αναλογικά σήματα. Οι παράμετροι των εργαλείων αυτών θα ελέγχονται από τον χρήστη τους με καθαρά ηχητικά και ακουστικά κριτήρια και αποτελούν, μαζί με την τροποποίηση των ηχητικών χαρακτηριστικών του σήματος εισόδου, αναπόσπαστο μέρος του εκάστοτε Ψηφιακού Ηχητικού Εφέ (Digital Audio Effects-DAFx). Στην μελέτη μας θα δούμε τα DAFx όσον αφορά το φαινόμενο και τα μέσα υλοποίησης του εκάστοτε εφέ, τον αλγόριθμο υλοποίησης του εφέ μαζί με κάποια παραδείγματα όσον αφορά τις μουσικές εφαρμογές και τη χρησιμότητά του.

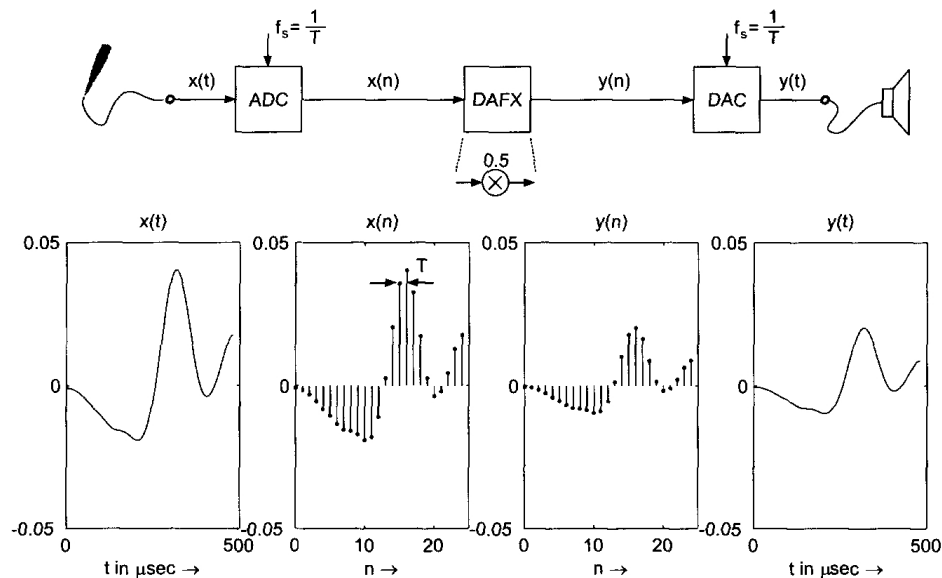
1.2 Βασικές αρχές Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος

Η μελέτη μας στα DAFx θα γίνει κυρίως από τη σκοπιά της Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος. Θα ασχοληθούμε με την περιγραφή ψηφιακών ηχητικών σημάτων σαν ακολουθία αριθμών και με τα ψηφιακά συστήματα σαν αλγορίθμους που εξάγουν μια ακολουθία εξόδου, από υπολογισμούς σε μια ακολουθία εισόδου. Τα ψηφιακά συστήματα θα παρουσιαστούν μέσω των σχηματικών διαγραμμάτων λειτουργίας και διαγραμμάτων ροής.

1.2.1 Ψηφιακά Σήματα

Το ψηφιακό ηχητικό σήμα δημιουργία από την διαδικασία της δειγματοληψίας σε έναν αναλογικό/ψηφιακό μετατροπέα (Analog to Digital Converter-ADC). Κατά τη διαδικασία αυτή λαμβάνονται τιμές του πλάτους του συνεχούς ηλεκτρικού σήματος κατά σταθερά

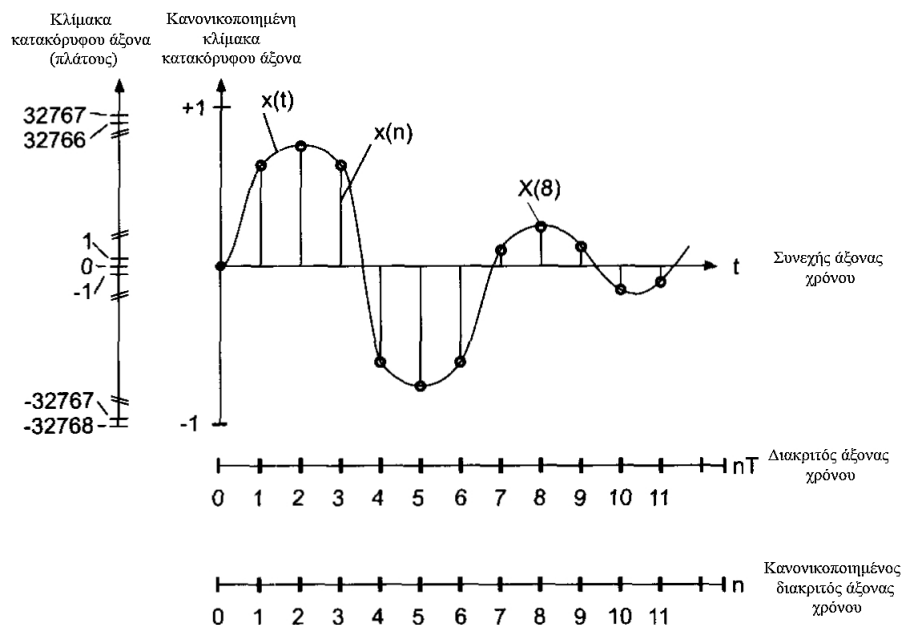
χρονικά διαστήματα, την ονομαζόμενη περίοδο δειγματοληψίας T_s και την αντίστοιχη συχνότητα δειγματοληψίας f_s . Στη συνέχεια οι τιμές αυτές κβαντίζονται, δηλαδή αντιστοιχίζονται στην πλησιέστερη από μια λίστα τιμών οι οποίες και τελικά θα καταγραφούν στην ακολουθία του ψηφιακού σήματος. Το πλήθος των τιμών της λίστας δηλαδή το μέγεθος της ψηφιακής λέξης ανά χρονική στιγμή αποτελεί το βάθος κβάντισης. Από αυτή τη διαδικασία μετατροπής θα εξαχθεί η ακολουθία του ψηφιακού ηχητικού σήματος $x(n)$ που αποτελείται από λέξεις με μέγεθος το βάθος κβάντισης και δείκτη n το ακέραιο πολλαπλάσιο της περιόδου δειγματοληψίας T_s . Συνήθεις τιμές για δειγματοληψία ποιότητας CD, είναι περίοδος δειγματοληψίας 44.1kHz και βάθος κβάντισης 16-bit ενώ μπορούν να συναντηθούν ψηφιακά σήματα και με μεγαλύτερες τιμές. Σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να είναι τέτοια ώστε να είναι μεγαλύτερη από το διπλάσιο της μέγιστης συχνότητας του σήματος $f_s > 2f_{max}$. Για να επιτευχθεί αυτός ο περιορισμός επιλέγεται η κατάλληλη f_s σύμφωνα με το σήμα και χρησιμοποιούνται φίλτρα περιορισμού του εύρους ζώνης του σήματος. Η επιλογή του βάθους κβάντισης ουσιαστικά καθορίζει την τιμή του θορύβου κβάντισης στον ADC και επιλέγεται έτσι ώστε να υπάρχει η χρυσή τομή μεταξύ ποιότητας και απαιτούμενης χωρητικότητας στη μνήμη. Η ακολουθία $x(n)$ θα περάσει από το σύστημα του DAFX και μετά την τροποποίησή της θα περάσει από έναν ψηφιακό/αναλογικό μετατροπέα (Digital to Analog Converter-DAC) και θα οδηγηθεί στο σύστημα παραγωγής του ακουστικού σήματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.1. Τα γραφήματα του σχήματος δίνονται από το πρόγραμμα του MATLAB figure1_02_demo.m.



Σχήμα 1.1: Δειγματοληψία και κβάντιση στον ADC, επεξεργασία από το DAFX και ανοικοδόμηση του σήματος στον DAC.

Το κβαντισμένο πλάτος μας δίνει τιμές που μπορούν να μετρηθούν με δύο διαφορετικές κλίμακες όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.2. Η πρώτη ουσιαστικά αριθμεί με ένα ακέραιο την κάθε στάθμη. Έτσι με βάθος κβάντισης w -bit παίρνουμε τιμές $-2^{w-1} \dots 2^{w-1} - 1$ και

στο παράδειγμα του σχήματος τιμές στο διάστημα $-32768 \dots 32767$ επειδή έχουμε βάθος κβάντισης 16-bit. Ο δεύτερος τρόπος κανονικοποιημένης κλίμακας ουσιαστικά περιλαμβάνει τις τιμές $-1 \dots 1 - Q$, με $Q = 2^{-(w-1)}$ το μέγεθος του βήματος κβάντισης που δίνει τελικά $Q = 3.0518 \cdot 10^{-5}$ στα 16-bit. Η κλίμακα του διακριτού χρόνου ουσιαστικά κανονικοποιείται στον ακέραιο ο οποίος δίνει τον συνεχή χρόνο άμα πολλαπλασιαστεί με την περίοδο δειγματοληψίας. Αντί να έχουμε στον άξονα του χρόνου μόνο τις τιμές του συνεχούς χρόνου nT_s που αντιστοιχούν σε ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου δειγματοληψίας έχουμε τα ακέραια πολλαπλάσια n .



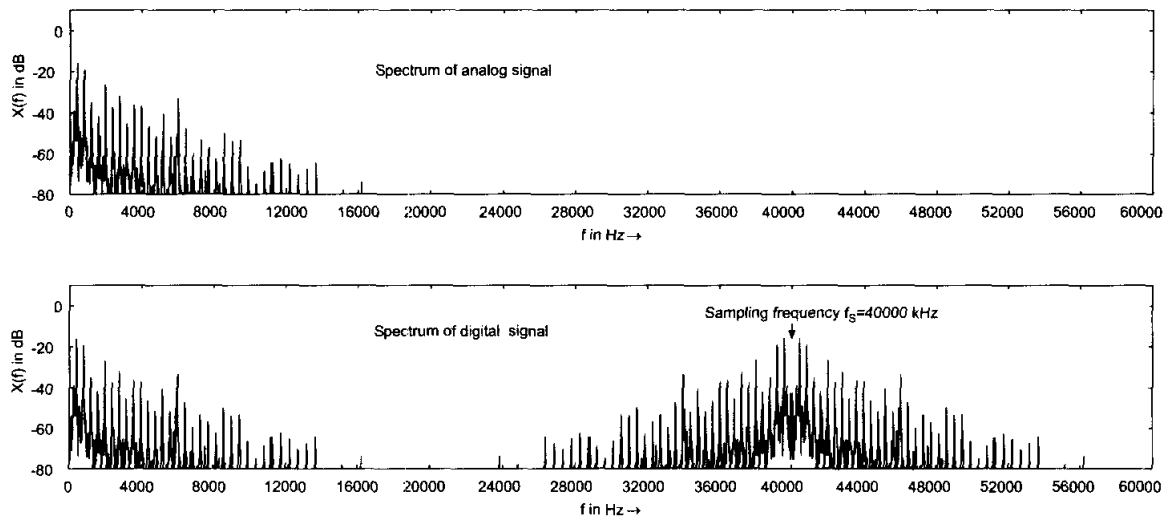
Σχήμα 1.2: Διαφορετικές κλίμακες για τις κατακόρυφες και οριζόντιες τιμές σε σήματα ψηφιακού ήχου.

Οι αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος επεξεργάζονται τα ψηφιακά σήματα είτε κατά μπλοκ είτε δείγμα προς δείγμα. Στην επεξεργασία κατά μπλοκ, μεταφέρονται δεδομένα σε μια μνήμη και επεξεργάζονται όλα μαζί αφού η μνήμη γεμίσει. Παραδείγματα τέτοιας επεξεργασίας είναι ο ταχύς μετασχηματισμός Fourier (FFT) και η ταχεία συνέλιξη. Σε αλγορίθμους επεξεργασίας κατά δείγμα κάθε δείγμα επεξεργάζεται μόνο του. Τέτοια επεξεργασία είναι η στάθμιση (weighting) ενός σήματος. Στο πρόγραμμα του MATLAB `sbs_alg_demo.m` γίνεται η εισαγωγή ενός αρχείου ήχου σε ακολουθία δειγμάτων και στη συνέχεια μια δείγμα προς δείγμα επεξεργασία στάθμισης του.

1.2.2 Φασματική ανάλυση ψηφιακών σημάτων

Το φάσμα ενός σήματος δείχνει τη κατανομή της ενέργειας σε μία περιοχή συχνοτήτων. Η διαδικασία της δειγματοληψίας οδηγεί το αρχικό φάσμα βασικής ζώνης του σήματος σε αντιγραφή και αναδίπλωση. Άμα έχουμε σήμα βασικής ζώνης από 0 ως 20kHz, με συχνότητα δειγματοληψίας 40kHz το σήμα μετά την δειγματοληψία, θα εμφανίζει το φάσμα βασικής ζώνης, το αντίγραφο του από τα 40kHz ως τα 60kHz και το αναδιπλωμένο

από τα 20kHz μέχρι τα 40kHz, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3. Η εικόνα αυτή θα επαναλαμβάνεται γύρω από τα ακέραια πολλαπλάσια του 40kHz. Για να ανοικοδομήσουμε το αρχικό αναλογικό σήμα αρκεί να περάσει το ψηφιακό σήμα από ένα βαθυπερατό φίλτρο το οποίο θα αποκόψει τις συχνότητες που είναι ψηλότερες από $f_s/2 = 20\text{kHz}$. Σε περίπτωση που η συχνότητα δειγματοληψίας είναι μικρότερη από 40kHz, θα έχουμε το φαινόμενο της επικάλυψης (aliasing), δηλαδή το αρχικό φάσμα και το αναδιπλωμένο θα επικαλύπτονται και δεν θα είναι δυνατόν να ανακτήσουμε το αναλογικό σήμα χωρίς παραμόρφωση.



Σχήμα 1.3: Το φάσμα ενός αναλογικού και ενός ψηφιακού σήματος.

Διακριτός Μετασχηματισμός Fourier (Discrete Fourier Transform)

Για τον υπολογισμό του φάσματος χρησιμοποιούμε τον Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier (DFT) και συνήθως τον υλοποιούμε μέσω του αλγόριθμου του ταχύ μετασχηματισμού Fourier (FFT). Ο DFT δίνεται από τη σχέση:

$$X(k) = DFT[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j2\pi nk/N} \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

Η σχέση αυτή μας δίνει έναν μιγαδικό αριθμό της μορφής $X(k) = X_R(k) + jX_I(k)$ με πραγματικό και φανταστικό μέρος. Από αυτό έχουμε για κάθε τιμή του k το μέτρο του DFT :

$$|X(k)| = \sqrt{X_R^2(k) + X_I^2(k)} \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

και το όρισμα ή φάση του DFT:

$$\phi(k) = \arctan \frac{X_I}{X_R} \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

Είναι σημαντικό να συγκρατήσουμε ότι το μέτρο του DFT περιλαμβάνει και την αναδίπλωση της βασικής ζώνης που αναφέρθηκε νωρίτερα καθώς και το αρχικό σήμα και ο DFT είναι σε διακριτό επίπεδο στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας αντίστοιχα. Σε πολλές περιπτώσεις στην γραφική αναπαράσταση του μέτρου του DFT χρησιμοποιείται λογαριθμική κλίμακα σύμφωνα με την σχέση $20 \log_{10} \left(\frac{X(f)}{0.5} \right)$ η οποία μας δίνει μέτρο κανονικοποιημένο στα 0dB και ισοδυναμεί σε $20 \log_{10} \left(\frac{X(k)}{N/2} \right)$. Αυτά τα παραπάνω παρουσιάζονται στα γραφήματα του προγράμματος figure1_06_07_demo.m του MATLAB. Στην συνέχεια θα αναφερόμαστε συχνά στο μέτρο του DFT και την φάση του ξεχωριστά.

Αντίστροφος Διακριτός Μετασχηματισμός Fourier (Inverse Discrete Fourier Transform)

Για τον μετασχηματισμό από το πεδίο των διακριτών συχνοτήτων στο πεδίο του διακριτού χρόνου, χρησιμοποιείται ο Αντίστροφος Μετασχηματισμός Fourier (IDFT) με τον αντίστοιχο ταχύ αλγόριθμο IFFT.

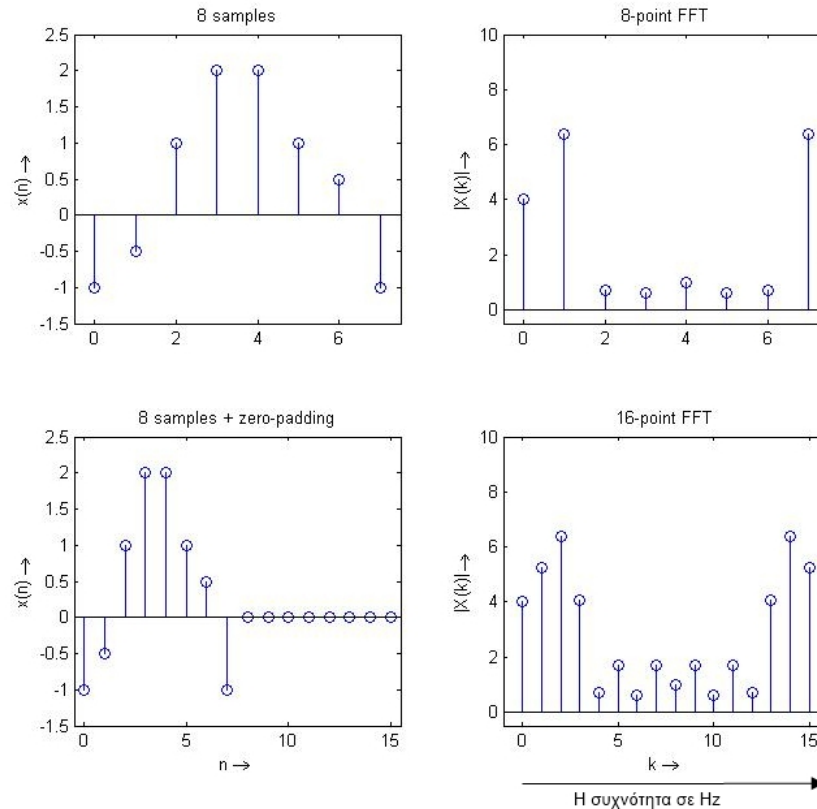
$$x(n) = IDFT[X(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

Καθώς στο πεδίο των συχνοτήτων έχουμε N μιγαδικές τιμές και λαμβάνοντας υπόψη την ιδιότητα $X(k) = X^*(N-k)$, με τον IFFT παίρνουμε N πραγματικές τιμές στο πεδίο του χρόνου.

Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας: Συμπλήρωση με μηδενικά και συνάρτηση παραθύρου

Η ανάλυση του FFT εξαρτάται άμεσα από τον αριθμό των δειγμάτων που παίρνουμε στο πεδίο του διακριτού χρόνου. Για να αυξηθεί η ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας παίρνουμε απλά περισσότερα δείγματα για τον αλγόριθμο FFT. Τυπικά τιμές δειγμάτων για τον FFT είναι $N = 256, 512, 1024, 2048, 4096$ και 8192 . Αν μας ενδιαφέρει να υπολογίσουμε το φάσμα 64 δειγμάτων μόνο, και θα θέλαμε να αυξήσουμε την ανάλυση της συχνότητας από την $f_s/64$ σε $f_s/1024$, θα πρέπει να επεκτείνουμε τη ακολουθία των 64 δειγμάτων ήχου με την προσθήκη μηδενικών δειγμάτων μέχρι το μήκος 1024 και στη συνέχεια εκτελώντας FFT 1024-σημείων. Αυτή η τεχνική ονομάζεται συμπλήρωση με μηδενικά (zero-padding) και απεικονίζεται στο Σχήμα 1.4 που δίνεται από το πρόγραμμα figure1_08_demo.m του MATLAB. Το πάνω αριστερό μέρος παρουσιάζεται η αρχική ακολουθία των 8 δειγμάτων, και πάνω δεξιά ο αντίστοιχος FFT. Το κάτω αριστερό μέρος απεικονίζει την προσθήκη των 8 μηδενικών δειγμάτων στην αρχική ακολουθία που τελικά δίνει μήκος $N = 16$. Το κάτω δεξιά μέρος δείχνει το μέτρο του φάσματος $|X(k)|$ του FFT 16-σημείων για την ακολουθία μήκους $N = 16$ με την συμπλήρωση με μηδενικά. Παρατηρήστε την αύξηση στην ανάλυση συχνότητα μεταξύ του FFT 8 και 16 σημείων. Μεταξύ κάθε “δοχείου” συχνότητας, του άνω φάσματος, υπολογίζεται ένα νέο “δοχείο” συχνότητα στο κάτω φάσμα. Τα “δοχεία” με $k = 0, 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14$ του FFT 16-σημείων,

αντιστοιχούν στα “δοχεία” με $k = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ του FFT 8-σημείων. Αυτά τα “δοχεία” των N συχνοτήτων, καλύπτουν το φάσμα συχνοτήτων από $0Hz$ έως και $\frac{N-1}{N} f_s Hz$.



Σχήμα 1.4: Συμπλήρωση με κενά με σκοπό την αύξηση της ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας.

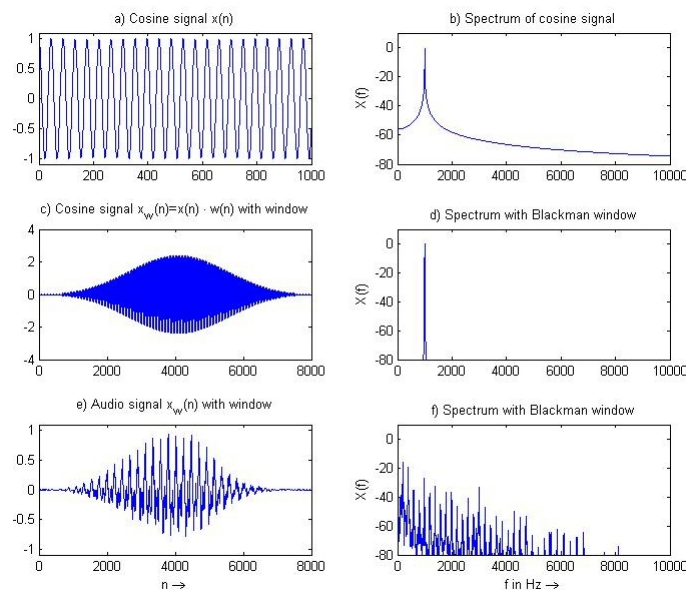
Καθώς παίρνουμε πεπερασμένο χρονικό διάστημα στον FFT, παρατηρείται ένα φαινόμενο διαρροής στο πεδίο συχνοτήτων ακόμα και σε συνημιτονικό σήμα. Το φάσμα του συνημίτονου είναι διαπλευσμένο (smeared) στη συχνότητα, αντί για καθαρή συνάρτηση δ . Για την ελάττωση του φαινομένου αυτού χρησιμοποιούμε την τεχνική της στάθμισης του μήκους με συνάρτηση παραθύρου. Η στάθμιση αυτή γίνεται στο πεδίο του χρόνου ως $x_w(n) = w(n) \cdot x(n)$ με $0 \leq n \leq N - 1$ και στο σταθμισμένο σήμα εφαρμόζεται ο FFT. Δύο τέτοιες συναρτήσεις είναι το παράθυρο Blackman και το παράθυρο Hamming με αναλυτικές εκφράσεις αντίστοιχα:

$$w_B(n) = 0.42 - 0.5 \cos(2\pi n/N) + 0.08 \cos(4\pi n/N),$$

$$w_H(n) = 0.54 - 0.46 \cos(2\pi n/N)$$

$$n = 0, 1 \dots N - 1.$$

Στο Σχήμα 1.5 (και στο πρόγραμμα figure1_09_demo.m του MATLAB) απεικονίζεται η εφαρμογή του FFT αρχικά χωρίς εφαρμογή συνάρτησης παραθύρου, στη συνέχεια με παράθυρο Blackman και τέλος σε ένα ηχητικό σήμα.



Σχήμα 1.5: Φασματική ανάλυση ψηφιακού σήματος: Παίρνουμε N δείγματα ήχου και κάνουμε διακριτό μετασχηματισμό Fourier N -σημείων, που δίνει N δείγματα του φάσματος του σήματος, αρχίζοντας από 0Hz ως $k \frac{f_s}{N}$ με $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ και στο (a) $x(n) = \cos(2 \cdot \pi \cdot \frac{1kHz}{44.1kHz} \cdot n)$.

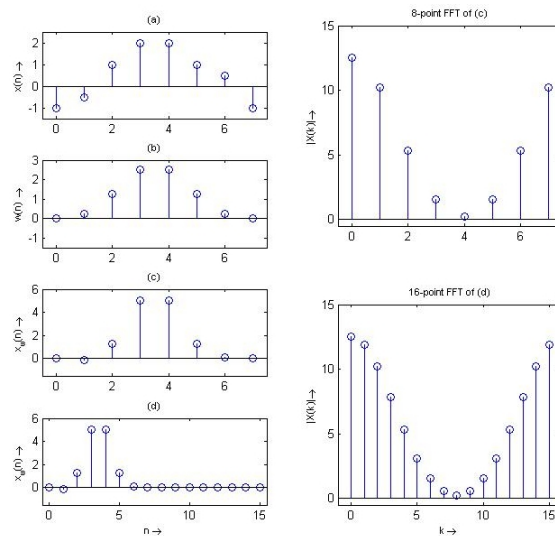
Στο Σχήμα 1.6 (και στο πρόγραμμα figure1_10_demo.m του MATLAB) απεικονίζεται και η εφαρμογή της συνάρτησης παραθύρου και η συμπλήρωση με μηδενικά, για τον περιορισμό της διαρροής.

Φασματογράφημα: Η αναπαράσταση στο πεδίο χρόνου-συχνότητας

Μια ειδική περίπτωση αναπαράστασης στο πεδίο του χρόνου και συχνότητας, είναι το φασματογράφημα, όπου παρουσιάζεται μια εκτίμηση του βραχύχρονου, χρονικά εντοπισμένου φασματικού περιεχομένου του σήματος. Το σήμα χωρίζεται σε κομμάτια μήκους N τα οποία πολλαπλασιάζονται με συνάρτηση παραθύρου και εφαρμόζεται σε αυτά ο αλγόριθμος FFT. Για μεγαλύτερο χρονικό εντοπισμό, αξιοποιείται χρονική επικάλυψη των συναρτήσεων παραθύρου και κατά συνέπεια και των κομματιών του σήματος.

Μια ειδική αναπαράσταση φασματογραφήματος είναι η τρισδιάστατη αναπαράσταση του μέτρου του FFT, είτε με το χρόνο για οριζόντιο άξονα, τη συχνότητα για κατακόρυφο και με το χρωματικό βάθος για την τιμή του μέτρου του μετασχηματισμού Fourier (Σχήμα 1.7), είτε με αναπαράσταση καταρράκτη δηλαδή τρισδιάστατο σχήμα σε προοπτική στο επίπεδο (Σχήμα 1.8).

Στο πρόγραμμα figure1_13_demo.m του MATLAB απεικονίζεται και η εφαρμογή, σε ένα αρχείο ήχου, της συνάρτησης υπολογισμού της αναπαράστασης καταρράκτη waterfspec.m.



Σχήμα 1.6: Περιορισμός της διαρροής με τη χρήση συνάρτησης παραθύρου: (a) το αρχικό σήμα, (b) η συνάρτηση παράθυρου Blackman, (c) το γινόμενο του σήματος με τη συνάρτηση παραθύρου $x_w(n) = w(n) \cdot x(n)$ με $0 \leq n \leq N - 1$, (d) συμπλήρωση με μηδενικά στην $x_w(n)$ και τα αντίστοιχα φάσματα.

1.2.3 Ψηφιακά συστήματα

Ένα ψηφιακό σύστημα αντιπροσωπεύει έναν αλγόριθμο με είσοδο την ακολουθία αριθμών $x(n)$ και εφαρμόζει σ' αυτή μαθηματικές πράξεις όπως πρόσθεση, πολλαπλασιασμό και καθυστέρηση, δίνοντας την ακολουθία εξόδου $y(n)$. Συστήματα που δεν αλλάζουν την συμπεριφορά τους με την πάροδο του χρόνου και που ικανοποιούν την αρχή της επαλληλίας ονομάζονται Γραμμικά Χρονικά Αμετάβλητα (Linear Time-Invariant, LTI). Η σχέση εισόδου-εξόδου ενός LTI ψηφιακού συστήματος περιγράφεται με σχέσεις στο πεδίο του χρόνου που βασίζονται στους ακόλουθους όρους και ορισμούς:

- μοναδιαία διέγερση, κρουστική απόκριση, και διακριτή συνέλιξη
- αλγόριθμοι και γράφοι διαγράμματος ροής

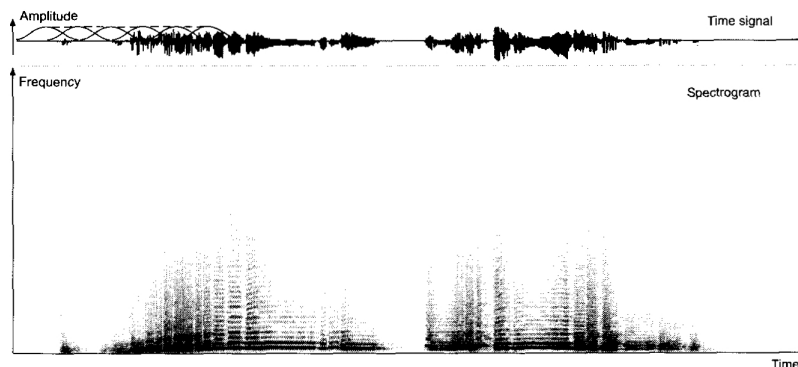
Όλα τα παραπάνω έχουν μια ισοδύναμη περιγραφή στο πεδίο της συχνότητας.

Μοναδιαία διέγερση, κρουστική απόκριση, και διακριτή συνέλιξη

- Δοκιμαστικό σήμα: Ένα πολύ χρήσιμο δοκιμαστικό σήμα για τα ψηφιακά συστήματα είναι η μοναδιαία διέγερση ή συνάρτηση δ

$$\delta(n) = \begin{cases} 1 & \text{για } n = 0 \\ 0 & \text{για } n \neq 0 \end{cases}$$

- Κρουστική απόκριση: Εάν δώσουμε σε ένα σύστημα τη μοναδιαία διέγερση ως σήμα, το σύστημα θα μας δώσει ένα σήμα εξόδου $y(n) = h(n)$ το οποίο καλείται κρουστική απόκριση του συστήματος. Το σύστημα περιγράφεται πλήρως από την κρουστική απόκριση όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.9.



Σχήμα 1.7: Φασματογράφημα μέσω του FFT σε κομμάτια σήματος με εφαρμογή της συνάρτησης παραθύρου.

- Διακριτή συνέλιξη: Εάν γνωρίζουμε την κρουστική απόκριση $h(n)$ ενός ψηφιακού συστήματος, μπορούμε να υπολογίσουμε το σήμα εξόδου $y(n)$ με ένα σήμα εισόδου, της επιλογής μας, $x(n)$ από την διακριτή συνέλιξη που δίνεται από

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \cdot h(n-k) = x(n) * h(n)$$

τη οποία είναι συναντάμε με τη συντομογραφία του δεύτερου όρου $y(n) = x(n) * h(n)$. Ο παραπάνω τύπος αντιπροσωπεύει μια σχέση εισόδου-εξόδου για ένα ψηφιακό σύστημα το πεδίο του χρόνου. Ο υπολογισμός της συνέλιξη μπορεί να επιτευχθεί με τη συνάρτηση `y=conv(x,h)` του MATLAB.

Αλγόριθμοι και Διαγράμματα Ροής Σήματος

Ο παραπάνω τύπος της συνέλιξης δίνει την μαθηματικές πράξεις που πρέπει να γίνουν για την απόκτηση του σήματος εξόδου $y(n)$ από ένα σήματος εισόδου $x(n)$. Στη συνέχεια θα εισάγουμε μια οπτική αναπαράσταση που ονομάζεται γράφος διαγράμματος ροής και που αντιπροσωπεύει τη μαθηματική σχέση εισόδου/εξόδου σε ένα γραφικό μπλοκ διάγραμμα. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε κάποια παράδειγμα στα οποία φαίνεται ότι χρειαζόμαστε γραφικές αναπαραστάσεις μόνο για τρεις τελεστές. Τον πολλαπλασιασμό, την καθυστέρηση και την άθροιση.

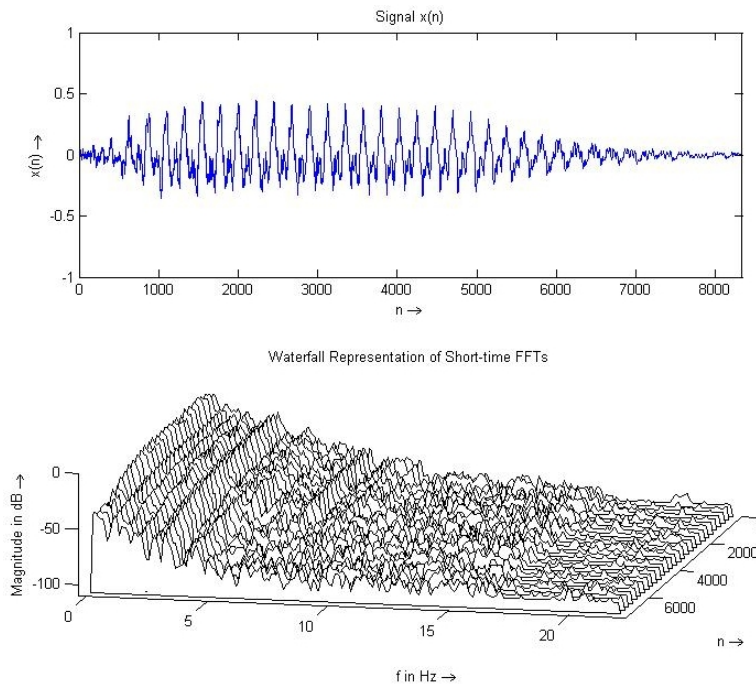
- Η καθυστέρηση του σήματος εισόδου κατά δύο διαστήματα δειγματοληψίας δίνεται από τον αλγόριθμο

$$y(n) = x(n-2)$$

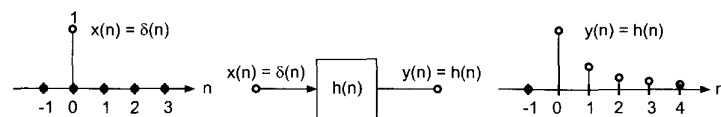
και αναπαρίσταται από το διάγραμμα του Σχήματος 1.10

- Η στάθμιση του σήματος εισόδου με ένα συντελεστή a δίνεται από τον αλγόριθμο

$$y(n) = a \cdot x(n)$$



Σχήμα 1.8: Αναπαράσταση καταρράκτη μέσω του FFT σε κομμάτια σήματος με εφαρμογή της συνάρτησης παραθύρου.



Σχήμα 1.9: Κρουστική απόκριση $h(n)$ για την περιγραφή ενός ψηφιακού συστήματος στο πεδίο του χρόνου.

και αναπαρίστανται από το διάγραμμα του Σχήματος 1.11

- Η πρόσθεση δύο σημάτων εισόδου δίνεται από τον αλγόριθμο

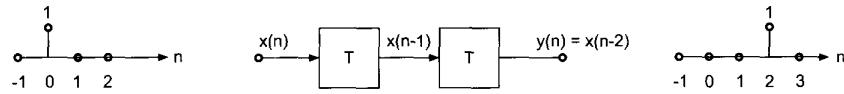
$$y(n) = a_1 \cdot x_1(n) + a_2 \cdot x_2(n)$$

και αναπαρίστανται από το διάγραμμα του Σχήματος 1.12

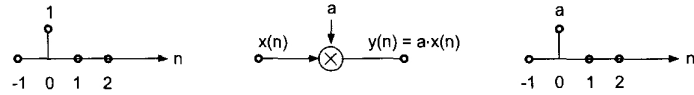
- Ο συνδυασμός των παραπάνω αλγορίθμων οδηγεί σε σταθμισμένο άθροισμα πάνω πολλών δείγματα εισόδου, η οποία δίνεται από τον αλγόριθμο

$$y(n) = \frac{1}{3}x(n) + \frac{1}{3}x(n-1) + \frac{1}{3}x(n-2)$$

και αναπαρίστανται από το διάγραμμα του Σχήματος 1.13



Σχήμα 1.10: Καθυστέρηση του σήματος εισόδου.



Σχήμα 1.11: Στάθμιση του σήματος εισόδου.

Συνάρτηση μεταφοράς και απόκριση κατά συχνότητα

Μέχρι στιγμής η περιγραφή μας στα ψηφιακά συστήματα στηρίζεται στις σχέσεις των σημάτων εισόδου και εξόδου, στο πεδίο του χρόνου. Παρατηρήσαμε ότι τα σήματα εισόδου και εξόδου καθώς και η κρουστική απόκριση του ψηφιακού συστήματος δίνονται στο πεδίο του διακριτού χρόνου. Με παρόμοιο τρόπο με την περιγραφή ενός ψηφιακού σήματος στο πεδίο των συχνοτήτων, μπορούμε να έχουμε μια περιγραφή του ψηφιακού συστήματος, το οποίο αντιπροσωπεύεται από την κρουστική απόκριση $h(n)$, στο πεδίο της συχνότητας. Η συμπεριφορά στο πεδίο των συχνοτήτων του ψηφιακού συστήματος αντικατοπτρίζει την ικανότητά του να περάσει, να απορρίψει και να ενισχύσει ορισμένες συχνότητες που περιλαμβάνονται στο φάσμα του σήματος εισόδου. Ο συνήθης τρόπος περιγραφής του ψηφιακού συστήματος, στο πεδίο των συχνοτήτων, είναι η συνάρτηση μεταφοράς $H(z)$ και η απόκριση συχνότητας $H(f)$. Και οι δύο μπορούν να ληφθούν από δύο μαθηματικούς μετασχηματισμούς που εφαρμόζονται στην κρουστική απόκριση $h(n)$. Ο πρώτος είναι ο *Μετασχηματισμός Z*

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot z^{-n}$$

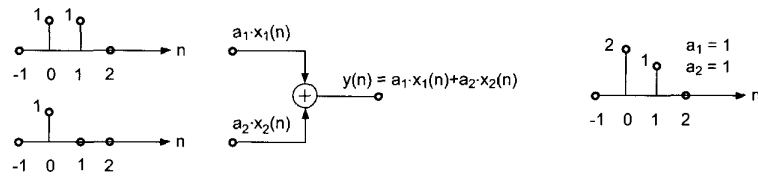
που εφαρμόζεται στο ψηφιακό σήμα $x(n)$ και ο δεύτερος είναι ο *Μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου*

$$X(e^{j\Omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot e^{-j\Omega n},$$

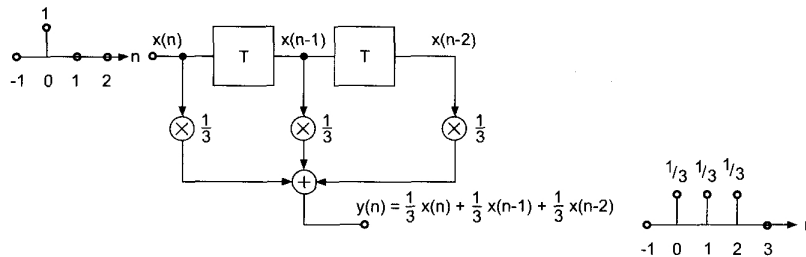
με $\Omega = \omega T = 2\pi f / f_s$

που εφαρμόζεται στο ψηφιακό σήμα $x(n)$. Οι δύο αυτοί μετασχηματισμοί συνδέονται με την αντικατάσταση $z \leftrightarrow e^{j\Omega}$. Εάν εφαρμόσουμε τον Μετασχηματισμό Z στην κρουστική απόκριση $h(n)$ ενός ψηφιακού συστήματος, παίρνουμε την επανομαζόμενη *συνάρτηση μεταφοράς* του συστήματος

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) \cdot z^{-n}.$$



Σχήμα 1.12: Πρόσθεση δύο σημάτων εισόδου $x_1(n)$ και $x_2(n)$.



Σχήμα 1.13: Ένα απλό ψηφιακό σύστημα.

Εάν εφαρμόσουμε τον Μετασχηματισμό Fourier διακριτού χρόνου στην κρουστική απόκριση $h(n)$, παίρνουμε την επανομαζόμενη *απόκριση κατά συχνότητα* του συστήματος

$$H(e^{j\Omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) \cdot e^{-j\Omega n}$$

η οποία, δεδομένου ότι $\Omega = \omega T = 2\pi f / f_s$ μπορεί να γραφεί και

$$H(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) \cdot e^{-j2\pi(f/f_s)n}$$

Αιτιατά και ευσταθή συστήματα

Ένα πραγματοποιήσιμο ψηφιακό σύστημα πρέπει να πληρεί τις ακόλουθες δύο προϋποθέσεις:

- **Αιτιότητα:** ένα σύστημα διακριτού χρόνου είναι αιτιατό, εάν έχει σήμα εξόδου $y(n) = 0$ για $n < 0$, με ένα συγκεκριμένο σήμα εισόδου $u(n) = 0$ για $n < 0$. Αυτό σημαίνει ότι το σύστημα δεν μπορεί να αντιδράσει σε μια είσοδο πριν η είσοδος εφαρμοστεί στο σύστημα.
- **Ευστάθεια:** ένα ψηφιακό σύστημα είναι ευσταθές, εάν ισχύει

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(n)| < M_2 < \infty.$$

Το άθροισμα, δηλαδή, των απόλυτων τιμών του $h(n)$ πρέπει να είναι μικρότερο από ένα σταθερό αριθμό $M_2 < \infty$.

Πίνακας 1.1: Μετασχηματισμός Z και Fourier διακριτού χρόνου, του $x(n)$

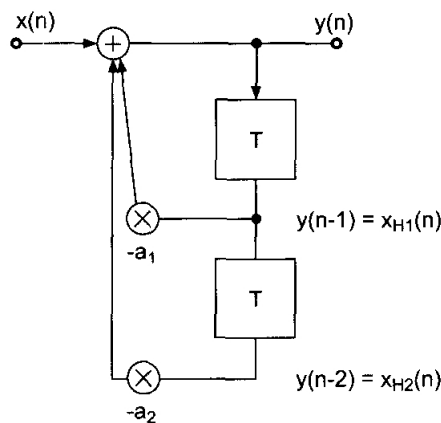
Σήμα	Μετασχηματισμός Z	Μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου
$x(n)$	$X(z)$	$X(e^{j\Omega})$
$x(n - M)$	$z^{-M} \cdot X(z)$	$e^{-j\Omega M} \cdot X(e^{j\Omega})$
$\delta(n)$	1	1
$\delta(n - M)$	z^{-M}	$e^{-j\Omega M}$
$x(n) \cdot e^{-j\Omega_0 n}$	$X(e^{-j\Omega_0} \cdot z)$	$X(e^{j(\Omega - \Omega_0)})$

Η ευστάθεια σημαίνει ότι η συνάρτηση μεταφοράς (μετασχηματισμός Z της κρουστικής απόκρισης) και η απόκριση κατά συχνότητα (μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου, της κρουστικής απόκρισης) ενός ψηφιακού συστήματος συνδέονται με την αντικατάσταση $z \leftrightarrow e^{j\Omega}$. Πραγματοποιήσιμα ψηφιακά συστήματα πρέπει να είναι αιτιατά και ευσταθή συστήματα. Μερικοί μετασχηματισμοί Z και οι αντίστοιχοι μετασχηματισμοί Fourier διακριτού χρόνου, ενός σήματος $x(n)$ δίνονται στον Πίνακα 1.1.

Συστήματα IIR και FIR

Συστήματα IIR: IIR ονομάζεται ένα σύστημα με άπειρη κρουστική απόκριση $h(n)$. Το διάγραμμα του Σχήματος 1.14 περιγράφεται από την παρακάτω εξίσωση διαφορών

$$y(n] = x(n) - a_1 y(n - 1) - a_2 y(n - 2).$$



Σχήμα 1.14: Ένα απλό IIR ψηφιακό σύστημα με είσοδο $x(n)$ και έξοδο $y(n)$.

Η έξοδος $y(n)$ ανατροφοδοτείται μέσω στοιχείων καθυστέρησης και ένα σταθμισμένο άθροισμα των καθυστερημένων εξόδων προστίθεται στην είσοδο $x(n)$. Τέτοιο σύστημα ανάδρασης ονομάζεται και αναδρομικό (recursive). Ο Μετασχηματισμός Z της εξίσωσης διαφορών δίνει

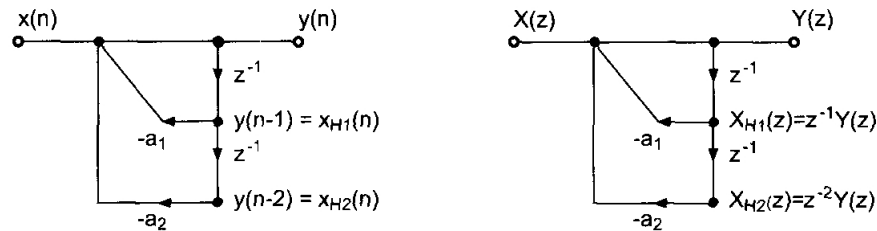
$$Y(z) = X(z) - a_1 z^{-1} Y(z) - a_2 z^{-2} Y(z)$$

$$X(z) = Y(z)(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})$$

και λύνοντας ως προς $Y(z)/X(z)$ παίρνουμε την συνάρτηση μεταφοράς

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}.$$

Στο διάγραμμα του Σχήματος 1.15 έχουμε μια αναπαράσταση, του IIR συστήματος, με τη μορφή του γράφου.



Σχήμα 1.15: Γράφοι διαγράμματος ροής για το IIR ψηφιακό σύστημα. Στο αριστερό διάγραμμα φαίνεται η περιγραφή στο πεδίο του χρόνου και στο δεξί η περιγραφή στο πεδίο της συχνότητας με τον Μετασχηματισμό-Z.

Γενικεύοντας για $N - 1$ στοιχεία καθυστέρησης εισόδου και M στοιχεία καθυστέρησης εξόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.16 παίρνουμε την εξίσωση διαφορών

$$y(n) = - \sum_{k=1}^M a_k y(n - k) + \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n - k),$$

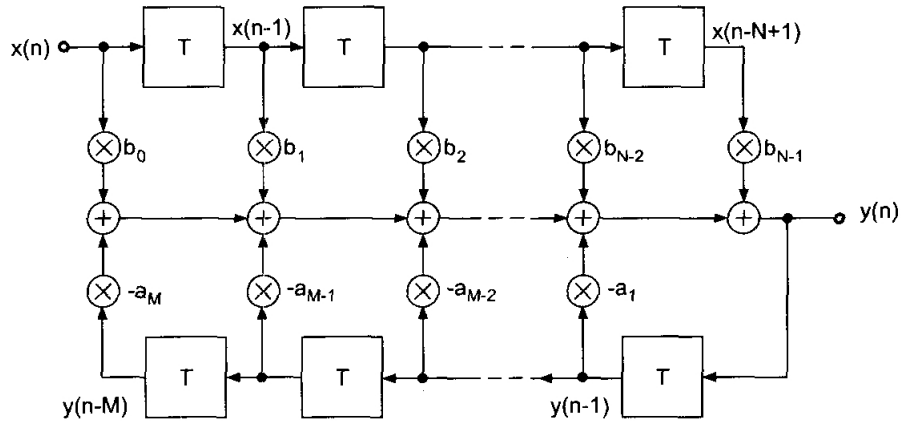
τον μετασχηματισμό Z αυτής

$$Y(z) = - \sum_{k=1}^M a_k z^{-k} Y(z) + \sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k} X(z),$$

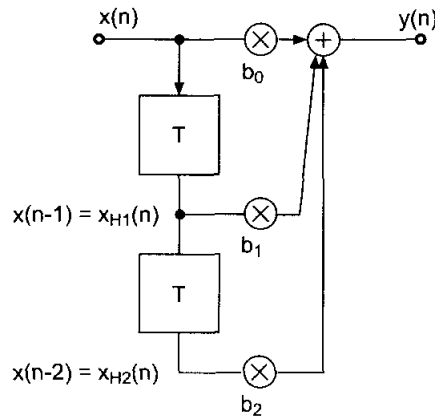
και τη συνάρτηση μεταφοράς

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^M a_k z^{-k}}.$$

Στο MATLAB ιδιαίτερη χρησιμότητα στα ψηφιακά συστήματα παρουσιάζουν οι συναρτήσεις *filter* που εφαρμόζει σε ένα σήμα, ένα IIR σύστημα/φίλτρο με παράμετρο τους συντελεστές της εξίσωσης διαφορών του, ακολουθώντας μια κατά μπλοκ προσέγγιση, η *freqz* που υπολογίζει την απόκριση κατά συχνότητα από τους συντελεστές της συνάρτησης μεταφοράς $H(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$ και η *zplane* που υπολογίζει τους μηδενισμούς και τους πόλους της $H(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$. Ακόμα στο πρόγραμμα του MATLAB DirectForm01_demo.m, παρουσιάζεται μια δείγμα προς δείγμα υπολογιστική προσέγγιση, για έναν αλγόριθμο IIR φίλτρου δεύτερης τάξης.



Σχήμα 1.16: Γενικευμένο IIR σύστημα.



Σχήμα 1.17: Ένα απλό IIR ψηφιακό σύστημα με είσοδο $x(n)$ και έξοδο $y(n)$.

Σύστημα FIR: FIR ονομάζεται ένα σύστημα με πεπερασμένη κρουστική απόκριση $h(n)$. Το διάγραμμα του Σχήματος 1.17 περιγράφεται από την παρακάτω εξίσωση διαφορών

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2).$$

Η είσοδος $x(n)$ τροφοδοτείται μέσω στοιχείων καθυστέρησης, και ένα σταθμισμένο άθροισμα των καθυστερημένων εισόδων προστίθεται ώστε να δώσει την έξοδο $y(n)$. Τέτοιο σύστημα ανάδρασης ονομάζεται και μη αναδρομικό (nonrecursive). Ο Μετασχηματισμός Z της εξίσωσης διαφορών δίνει

$$\begin{aligned} Y(z) &= b_0X(z) + b_1z^{-1}X(z) + b_2z^{-2}X(z) \\ &= X(z)(b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}) \end{aligned}$$

και λύνοντας ως προς $Y(z)/X(z)$ παίρνουμε την συνάρτηση μεταφοράς

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}.$$

Γενικεύοντας το FIR σύστημα παίρνουμε μια γραμμή καθυστέρησης με $N - 1$ στοιχεία καθυστέρησης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.18, και παίρνουμε την εξίσωση διαφορών

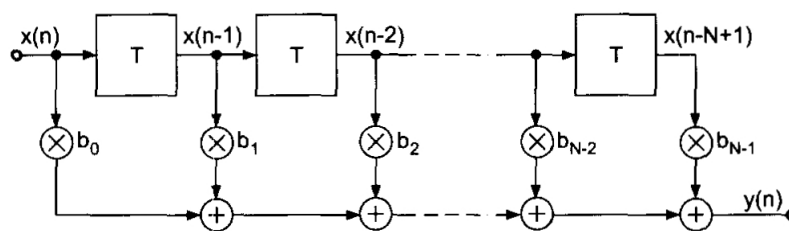
$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n - k).$$

Η πεπερασμένη κρουστική απόκριση δίνεται από τη σχέση

$$h(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k \delta(n - k),$$

που δείχνει ότι ότι κάθε όρος της $h(n)$, συνίσταται από μία σταθμισμένη και καθυστερημένη μοναδιαία διέγερση δ . Ο μετασχηματισμός Z της κρουστικής απόκρισης οδηγεί στη συνάρτηση μεταφοράς

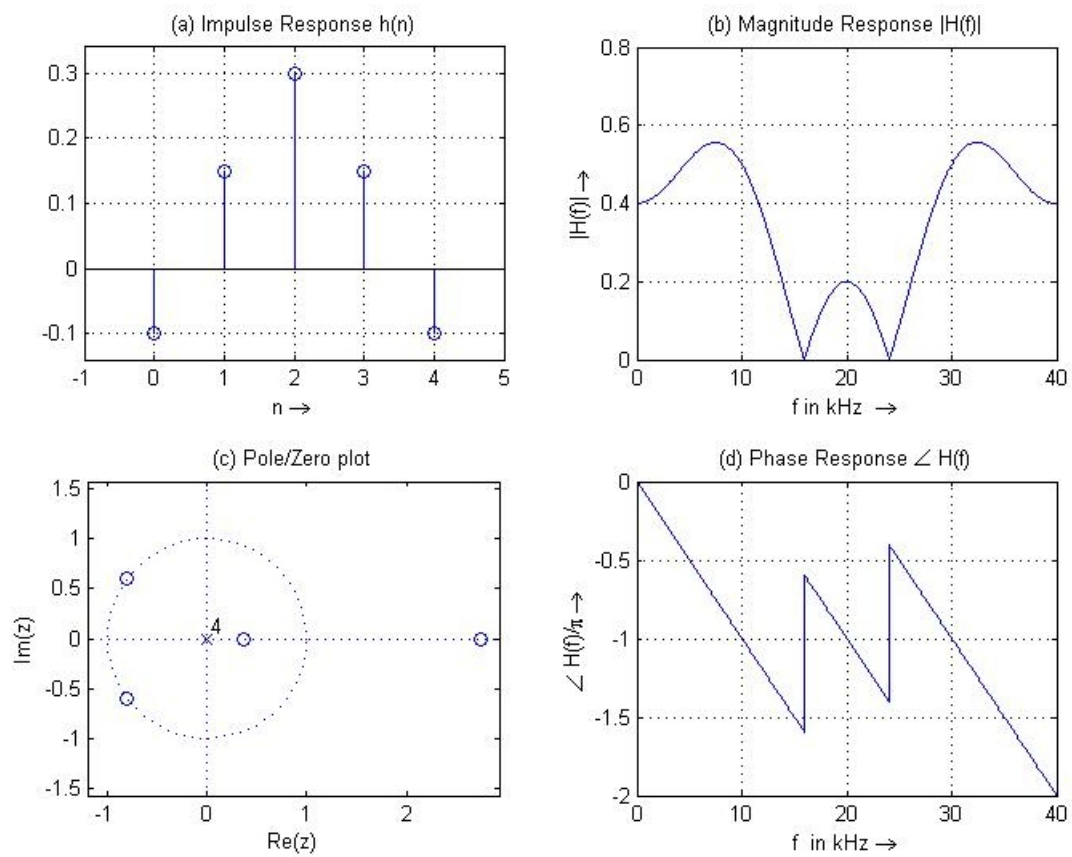
$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k z^{-k}.$$



Σχήμα 1.18: Γενικευμένο FIR σύστημα.

Οι αλγόριθμοι στο πεδίο του χρόνου για συστήματα FIR είναι οι ίδιοι με τους αντίστοιχους για συστήματα IIR, με τη διαφορά ότι λείπει το αναδρομικό μέρος. Τα M-files που αναφέρθηκαν για συστήματα IIR μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για συστήματα FIR, με τους αντίστοιχους συντελεστές, είτε με επεξεργασία κατά μπλοκ είτε δείγμα προς δείγμα.

Ο υπολογισμός της απόκρισης κατά συχνότητα $H(f) = |H(f)| \cdot e^{j\angle H(f)}$ (με $|H(f)|$ σημειώνουμε την απόκριση πλάτους και με $\angle H(f)$ την απόκριση φάσης), από τον μετασχηματισμό Z της κρουστικής απόκρισης ενός συστήματος FIR φαίνεται στο Σχήμα 1.19 και υπολογίζεται από το πρόγραμμα του MATLAB, figure1_24_demo.m.



Σχήμα 1.19: Σύστημα FIR: (α)κρουστική απόκριση, (β)απόκριση πλάτους (γ)γραφική παράσταση πόλων/μηδενισμών και (δ)απόκριση φάσης (συχνότητα δειγματοληψίας $f_s = 40\text{kHz}$).

Κεφάλαιο 2

Φίλτρα

2.1 Εισαγωγή

Φίλτρο είναι μια συσκευή που επιδρά στο σήμα εισόδου με τη μορφή μιας απολαβής και μιας καθυστέρησης φάσης ανά συχνότητα. Θα μπορούσαμε να το παρομοιάσουμε σαν ένα τρόπο να επιλέξουμε κάποια στοιχεία του σήματος στο μέτρο του μετασχηματισμού Fourier του σήματος. Ταυτόχρονα το φίλτρο εισάγει και μια μεταβολή στη φάση του μετασχηματισμού Fourier. Τα βασικά φίλτρα είναι τα ακόλουθα:

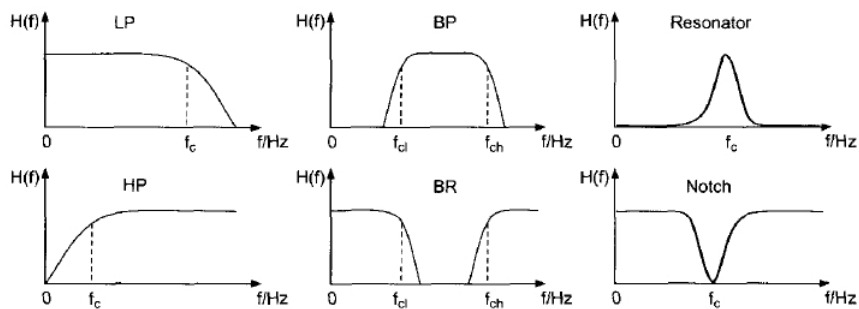
- Βαθυπερατό φίλτρο (Low Pass Filter- LPF) το φίλτρο αφήνει να διέρχονται συχνότητες χαμηλότερες της f_c , και αποκόπτει τις ψηλότερες από f_c .
- Υψιπερατό φίλτρο (High Pass Filter- HPF) το φίλτρο αφήνει να διέρχονται συχνότητες υψηλότερες της f_c , και αποκόπτει τις χαμηλότερες από f_c .
- Φίλτρο διέλευσης ζώνης (Band Pass Filter- BPF) το φίλτρο επιλέγει να διέρχονται συχνότητες μεταξύ των f_{cl} και f_{ch} , και αποκόπτει τις συχνότητες εκτός του διαστήματος (f_{cl}, f_{ch}) , με $f_{ch} > f_{cl}$.
- Φίλτρο αποκοπής ζώνης (Band Reject Filter- BRF) το φίλτρο αποκόπτει τις συχνότητες μεταξύ των f_{cl} και f_{ch} , και αφήνει να διέρχονται οι συχνότητες εκτός του διαστήματος (f_{cl}, f_{ch}) , με $f_{ch} > f_{cl}$.
- Φίλτρο αποκοπής στενής ζώνης (Notch Filter) το φίλτρο αποκόπτει τις συχνότητες σε μια στενή περιοχή γύρω από το f_c .
- Φίλτρο συντονισμού (Resonator Filter) το φίλτρο αφήνει να διέρχονται οι συχνότητες σε μια στενή περιοχή γύρω από το f_c , σαν συντονιζόμενο κύκλωμα.
- Ολοπερατό φίλτρο (All Pass Filter- APF) το φίλτρο αφήνει να περνούν όλες οι συχνότητες αλλά επιδρά στη φάση του σήματος.

Υπάρχουν κι άλλοι τύποι φίλτρων οι οποίοι μπορούν να εξαχθούν από τα βασικά αυτά φίλτρα με συνδυασμό πολλών από αυτά και με την κατάλληλη επιλογή της μορφής και των παραμέτρων αυτών.

2.2 Στοιχειώδη Φίλτρα

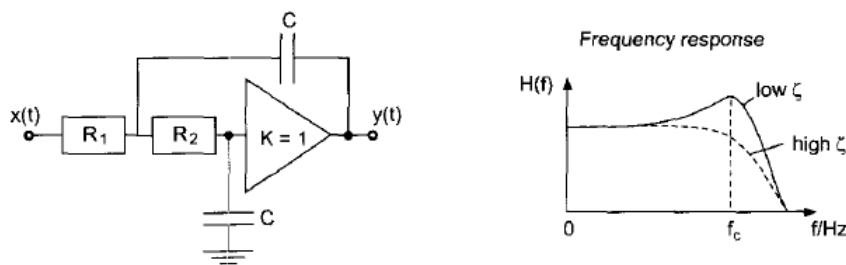
2.2.1 Βαθυπερατό (LPF)

Φίλτρα μπορούν να υλοποιηθούν με πολλούς τρόπους. Για τις εφαρμογές μας θα χρησιμοποιήσουμε ηλεκτρονικές ή ψηφιακές υλοποιήσεις. Αν και υπάρχουν πολλές μέ-



Σχήμα 2.1: Βασικές κατηγορίες φίλτρων

θοδοί σχεδίασης ψηφιακών φίλτρων, θα ασχοληθούμε αρκετά και με τις μεθόδους σχεδίασης των αναλογικών ηλεκτρονικών και θα τις προσαρμόσουμε στην εφαρμογή μας. Θα επικεντρωθούμε σε βαθυπερατά φίλτρα δεύτερης τάξης λόγω του ότι είναι τα πιο κοινά και επειδή από αυτά παράγονται άλλοι τύποι. Οι βασικοί παράμετροι των βαθυπερατών φίλτρων είναι η συχνότητα αποκοπής f_c και ο παράγοντας απόσβεσης ζ .



Σχήμα 2.2: Αναλογικό φίλτρο Sallen Key και η απόκριση συχνότητάς του

Στο σχήμα 2.2 βλέπουμε το σχηματικό διάγραμμα του αναλογικού βαθυπερατού φίλτρου Sallen Key και δίπλα την απόκριση συχνότητας του φίλτρου αυτού με την παράμετρο συχνότητας f_c σημειωμένη και για χαμηλή και ψηλή παράμετρο ζ . Η σχέση των παραμέτρων του φίλτρου με τις τιμές των στοιχείων του κυκλώματος δίνεται ως εξής:

$$f_c = \frac{1}{2\sqrt{R_1 R_2}} \quad \zeta = \frac{R_1 + R_2}{2\sqrt{R_1 R_2}}$$

Οι σχέσεις αυτές δείχνουν ότι αν και απλό κύκλωμα στην υλοποίηση, είναι δύσκολο να μεταβληθούν οι παράμετροι του φίλτρου, ξεχωριστά η κάθε μια, μεταβάλλοντας τα στοιχεία του κυκλώματος. Η μεταβολή των τιμών των αντιστάσεων, για την αλλαγή της μίας παραμέτρου επιφέρει αλλαγή και στην άλλη παράμετρο, πράγμα καθόλου λειτουργικό για λεπτομερείς τιμές των παραμέτρων f_c και ζ .

Σχεδιάζοντας ένα ψηφιακό βαθυπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης καταλήγουμε στην εξίσωση διαφορών

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + b_2 x(n-2) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2)$$

Που μας δίνει συνάρτηση μεταφοράς

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$$

Στο φίλτρο αυτό, πρέπει στην ουσία να μεταβάλλονται και οι πέντε συντελεστές b_0, b_1, b_2, a_1, a_2 , σύμφωνα με τις παρακάτω σχέσεις, ώστε να μεταβληθούν οι παράμετροι του φίλτρου :

f_c αναλογική συχνότητα αποκοπής

ζ παράμετρος απόσβεσης

f_s συχνότητα δειγματοληψίας

$$C = 1/[\tan(\pi f_c/f_s)]$$

$$b_0 = 1/(1 + 2\zeta C + C^2)$$

$$b_1 = 2b_0$$

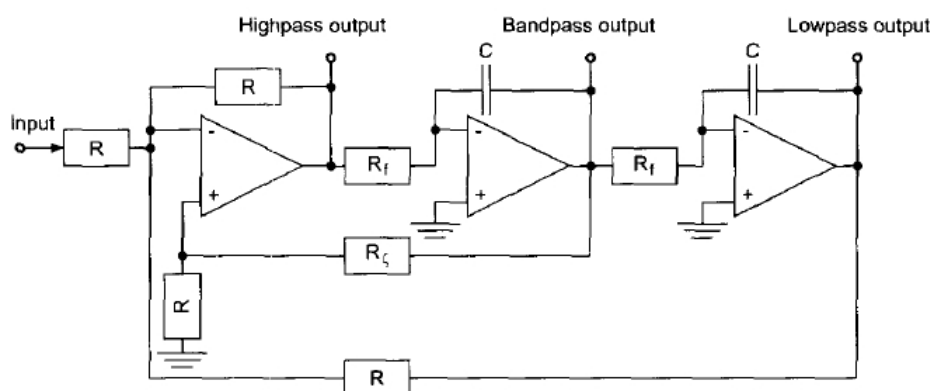
$$b_2 = b_0$$

$$a_1 = 2b_0(1 - C^2)$$

$$a_2 = (1 + 2\zeta C + C^2)$$

Στην περίπτωση αυτή έχουμε το θετικό ότι χρειάζονται πολύ λίγες πράξεις για την επεξεργασία του σήματος από το φίλτρο. Από την άλλη όμως η αλλαγή των παραμέτρων του φίλτρου απαιτεί αρκετά πολύπλοκες πράξεις.

Η πιο αποδοτική λύση, που έχει υλοποιηθεί σε αναλογικό κύκλωμα και θα εφαρμοστεί και σε ψηφιακό σύστημα, είναι το φίλτρο μεταβλητής κατάστασης (state variable filter). Το σχηματικό του διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3: Αναλογικό Φίλτρο Μεταβλητής Κατάστασης

Αν και πιο μεγάλη υλοποίηση από το φίλτρο Sallen Key, οι παράμετροί του f_c και ζ εξαρτώνται από τις τιμές δύο μόνο αντιστάσεων R_f και R_ζ , όπως φαίνεται από τους

τύπους και ταυτόχρονα δίνει ταυτόχρονα έξοδο υπερπαρατού, διέλευσης ζώνης και βαθυ-
παρατού φίλτρου.

$$f_c = 1/(2RfC) \quad \zeta = R/[2(R + R)]$$

Η υλοποίηση σε ψηφιακό σύστημα φαίνεται στο Σχήμα 2.4 με $x(n)$ την είσοδο του συ-
στήματος και τις αντίστοιχες εξόδους να δίνονται από τις σχέσεις:

$$y_l(n) = F_1 y_b(n) + y_l(n - 1)$$

έξοδος βαθυπαρατού φίλτρου (lowpass output)

$$y_b(n) = F_1 y_h(n) + y_b(n - 1)$$

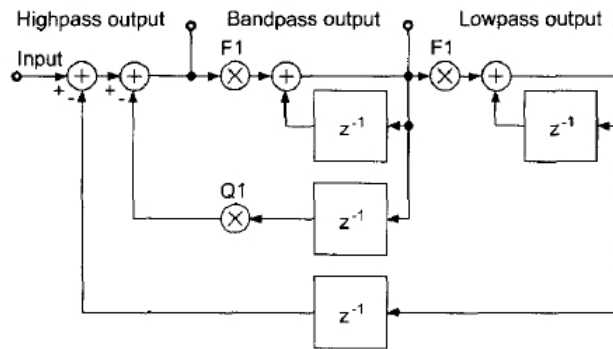
έξοδος φίλτρου διέλευσης ζώνης (bandpass output)

$$y_h(n) = x(n) - y_l(n - 1) - Q_1 y_b(n - 1)$$

έξοδος υπερπαρατού φίλτρου (highpass output)

με βοηθητικές παραμέτρους

$$F_1 = 2\sin(f_c/f_s) \quad Q_1 = 2\zeta$$



Σχήμα 2.4: Ψηφιακό Φίλτρο Μεταβλητής Κατάστασης

Τα παραπάνω δίνουν συνάρτηση μεταφοράς

$$H(z) = \frac{r^2}{1 + (r^2 - q - 1)z^{-1} + qz^{-2}}$$

Αυτή η υλοποίηση χρησιμοποιεί απλές σχέσεις μεταξύ των παραμέτρων του ψηφια-
κού συστήματος και των παραμέτρων του φίλτρου πράγμα που δίνει εύκολη και γρήγορη
μεταβολή των χαρακτηριστικών του, χωρίς την ανάγκη πολλών υπολογισμών. Ακόμα
το συγκεκριμένο φίλτρο χαρακτηρίζεται και από αρκετά καλή ευστάθεια για μουσικές
και ηχητικές εφαρμογές, λόγω του ότι τα χρησιμοποιούμενα μεγέθη για συχνότητα απο-
κοπής, δειγματοληψίας και παράμετρο απόσβεσης παίρνουν μικρές τιμές σε αυτές τις
εφαρμογές[20, 16].

Απότομα φίλτρα τάξης ψηλότερης από δεύτερη.

Σε πολλές εφαρμογές χρειαζόμαστε κάτι παραπάνω από φίλτρα δεύτερης τάξης.
Τα φίλτρα αυτά είναι πολύ αποτελεσματικά όταν θέλουμε ελαφρές φασματικές τροπο-
ποιήσεις. Από την άλλη όταν χρειαζόμαστε πιο ακριβείς και λεπτομερείς παρεμβάσεις

στο φάσμα χρειάζονται μεγαλύτερης τάξης φίλτρα. Μια λύση εδώ δίνουν φίλτρα FIR τα οποία όμως ρυθμίζονται σχετικά δύσκολα. Εδώ τη λύση μπορούν να δώσουν τα φίλτρα Butterworth καθώς και ο συνδυασμός πολλών Φίλτρων Μεταβλητής Κατάστασης (State Variable Filters). Τα τελευταία μπορούν να αξιοποιηθούν όταν θέλουμε τάξη φίλτρου $2n$ χρησιμοποιώντας n Φίλτρα Μεταβλητής Κατάστασης με ίδια συχνότητα αποκοπής και διαφορετικούς παράγοντες απόσβεσης. Έτσι έχουμε πολύ εύκολα και γρήγορα μεταβλητά φίλτρα χάνοντας λίγο από την ευστάθειά τους και την ακρίβεια σε υψηλές συχνότητες. Κι εδώ πρέπει να δοθεί προσοχή στην συμπεριφορά των φίλτρων στο πεδίο του χρόνου, με την αναλυτική χρονική τους απόκριση. Τα φίλτρα μπορούν να βελτιστοποιηθούν ή για την συχνοτική ή για την χρονική τους απόκριση. Τα FIR φίλτρα, για παράδειγμα, έχουν το μειονέκτημα τέτοιας χρονικής απόκρισης η οποία μπορεί να βλάψει την συνολική απόκρισή τους.

2.2.2 Παραμετρικά φίλτρα

Σημαντικό κατηγορία ψηφιακών φίλτρων αποτελούν τα Παραμετρικά Φίλτρα. Στα φίλτρα αυτά ένας συντελεστής μέσα στο διάγραμμα ροής ελέγχει αντίστοιχα την συχνότητα αποκοπής και το εύρος ζώνης του φίλτρου. Τα φίλτρα αυτά ρυθμίζονται εύκολα μεταβάλλοντας ένα ή δύο συντελεστές και δίνουν υλοποιήσεις με δυνατότητα ελέγχου σε πραγματικό χρόνο και την ελάχιστη υπολογιστική πολυπλοκότητα.

Η βάση για παραμετρικά IIR φίλτρα, πρώτης και δεύτερης τάξης, είναι τα Ολοπερατά Φίλτρα (Allpass Filters) πρώτης και δεύτερης τάξης, με ελέγχιμα χαρακτηριστικά, συνοδευόμενα από μία άμεση διαδρομή του σήματος.

Πρώτης τάξης Ολοπερατά φίλτρα.

Τα φίλτρα αυτά έχουν συνάρτηση μεταφοράς

$$\begin{aligned} A(z) &= \frac{z^{-1} + c}{1 + cz^{-1}} \\ c &= \frac{\tan(c/f_s) - 1}{\tan(c/f_s) + 1} \end{aligned}$$

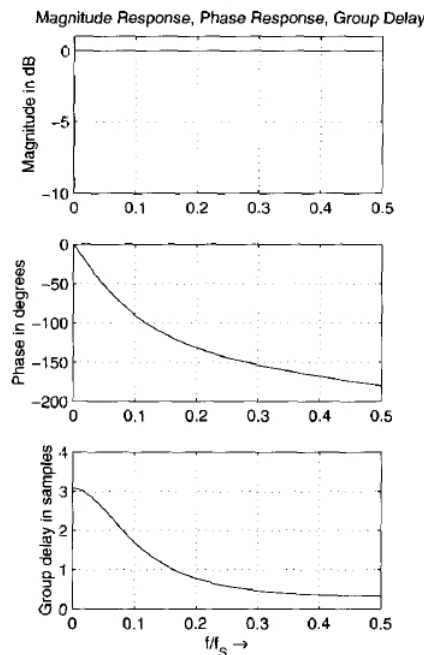
Στο Σχήμα 2.5 φαίνονται η απόκριση συχνότητας (Magnitude Response), η μετατόπιση φάσης ανά συχνότητα (Phase Response) και η καθυστέρηση ανά συχνότητα (Group Delay).

Από την συνάρτηση μεταφοράς $A(z)$ παίρνουμε την αντίστοιχη εξίσωση διαφορών

$$y(n) = cx(n) + x(n-1) - cy(n-1)$$

με το c να καθορίζει την συχνότητα αποκοπής, στην οποία το φίλτρο δίνει μετατόπιση φάσης -90° . Εύκολα παίρνουμε το σχηματικό διάγραμμα του Σχήματος 2.6 με ένα στοιχείο καθυστέρησης και εξισώσεις διαφορών

$$\begin{aligned} x_h(n) &= x(n) - cx_h(n-1) \\ y(n) &= cx_h(n) + x_h(n-1) \end{aligned}$$



Σχήμα 2.5: Ολοπερατό φίλτρο 1ης τάξης με $f_c = 0.1 \cdot f_s$

Πρώτης τάξης Βαθυ/Υψιπερατό φίλτρο.

Εύκολα μπορεί να επιτευχθεί ένα Βαθυπερατό και ένα Υψιπερατό φίλτρο, από το Ολοπερατό πρώτης τάξης, προσθέτοντας ή αφαιρώντας, αντίστοιχα, την έξοδο του από το σήμα εισόδου. Λόγω της επίδρασής του φίλτρου στην φάση επιτυγχάνουμε ουσιαστικά το φίλτρο που επιθυμούμε. Παίρνω έτσι συνάρτηση μεταφοράς

$$H(z) = \frac{1}{2}(1 \pm A(z)) \quad (\text{Βαθυ/Υψιπερατό φίλτρο LP/HPF +/-})$$

$$A(z) = \frac{z^{-1} + c}{1 + cz^{-1}}$$

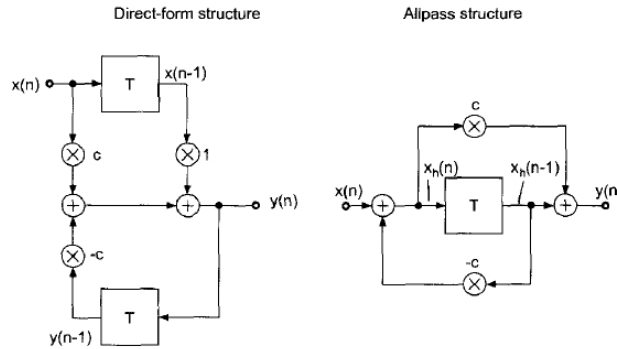
$$c = \frac{\tan(\pi f_c/f_s) - 1}{\tan(\pi f_c/f_s) + 1}$$

Το σχηματικό διάγραμμα του φίλτρου φαίνεται στο σχήμα με το σύστημα $A(z)$ να υλοποιείται όπως αναφέρθηκε παραπάνω.

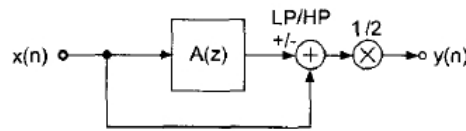
Έτσι παίρνουμε στο σχήμα την απόκριση, τη μετατόπιση φάσης και την καθυστέρηση ανά συχνότητα για το παραμετρικό Βαθυπερατό και Υψιπερατό φίλτρο.

Δεύτερης τάξης Ολοπερατά φίλτρα.

Έχουμε, για το Ολοπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης, συνάρτηση μεταφοράς



Σχήμα 2.6: Σχηματικό διάγραμμα Ολοπερατού φίλτρου 1ης τάξης



Σχήμα 2.7: Σχηματικό διάγραμμα Βαθου/Υπερατού φίλτρου 1ης τάξης

$$A(z) = \frac{-c + d(1 - c)z^{-1} + z^{-2}}{1 + d(1 - c)z^{-1} - cz^{-2}}$$

$$c = \frac{\tan(\pi f_d / f_s) - 1}{\tan(\pi f_d / f_s) + 1}$$

$$d = -\cos(2\pi f_d / f_s)$$

Η παράμετρος d ρυθμίζει την συχνότητα αποκοπής και η c το εύρος ζώνης του φίλτρου. Η συμπεριφορά, του Ολοπερατού φίλτρου δεύτερης τάξης, στο πεδίο των συχνοτήτων, φαίνεται στο σχήμα.

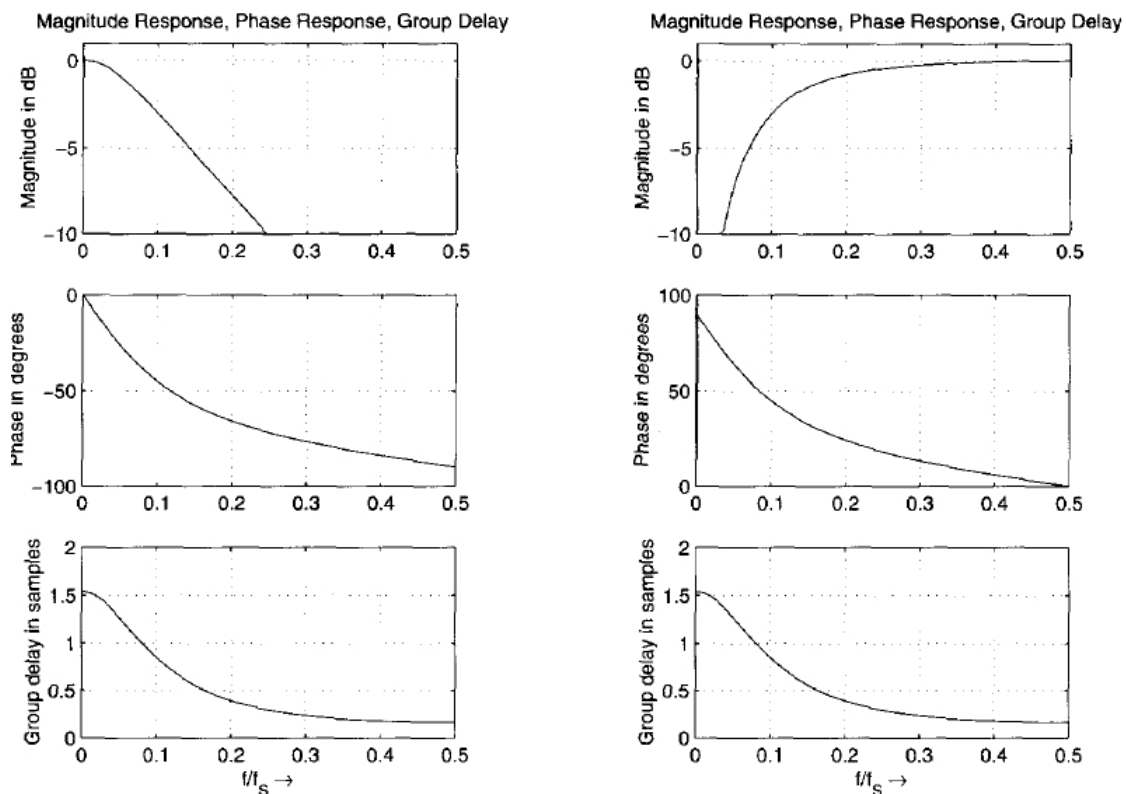
Και εδώ η συχνότητα αποκοπής ουσιαστικά καθορίζει το σημείο στο οποίο έχουμε μετατόπιση φάσης -180° και η κλίση της μεταβολής φάσης γύρω από τη συχνότητα αποκοπής, από την παράμετρο εύρους ζώνης. Έχουμε λοιπόν εξίσωση διαφορών

$$y(n) = -cx(n) + d(1 - c)x(n - 1) + x(n - 2) - d(1 - c)y(n - 1) + cy(n - 2)$$

η οποία δίνει το σχηματικό διάγραμμα του Σχήματος 2.7

Φίλτρο διέλευσης/αποκοπής ζώνης δεύτερης τάξης.

Από το ολοπερατό φίλτρο 2ης τάξης παίρνουμε το Φίλτρο διέλευσης/αποκοπής ζώνης με την παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς επιλέγοντας πρόσημο $-/+$ για επιλογή με-



Σχήμα 2.8: Βαθυπερατό/Υψιπερατό φίλτρο 1ης τάξης με $f_c = 0.1f_s$.

ταξύ διέλευσης/αποκοπής (BP/BR) αντίστοιχα

$$H(z) = \frac{1}{2}[1 \mp A(z)] \quad \text{Διέλευση/Αποκοπή } -/+$$

$$A(z) = \frac{-c + d(1 - c)z^{-1} + z^{-2}}{1 + d(1 - c)z^{-1} - cz^{-2}}$$

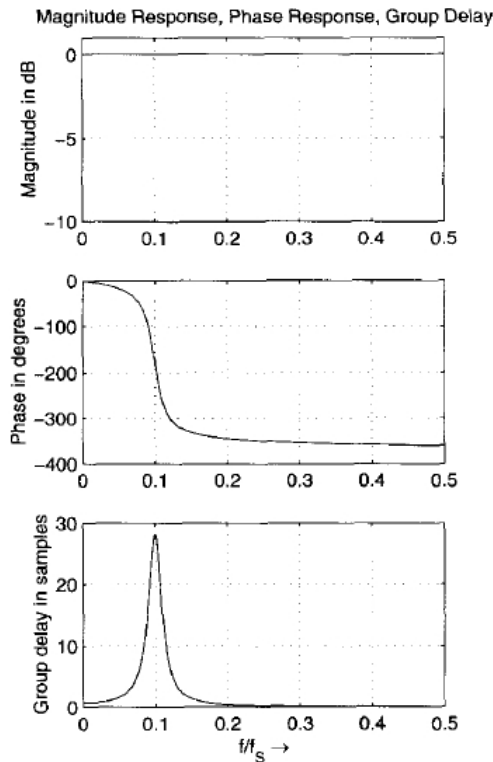
$$c = \frac{\tan(\pi f_d/f_s) - 1}{\tan(\pi f_d/f_s) + 1}$$

$$d = -\cos(2\pi f_c/f_s)$$

Έτσι παίρνω το ακόλουθο σχηματικό διάγραμμα του Σχήματος 2.11 με τις αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις της συχνотικής συμπεριφοράς των φίλτρων του Σχήματος 2.12.

Βαθυπερατά/Υψιπερατα φίλτρα 2ης τάξης

Οι συντελεστές για βαθυπερατά και υψιπερατα φίλτρα 2ης τάξης παρουσιάζονται στον πίνακα 2.1. Ο έλεγχος και η ρύθμιση της συχνότητας αποκοπής με ένα συντελεστή δεν είναι δυνατός. Ένα πλήρες σύνολο των συντελεστών είναι απαραίτητο, για όποτε χρειάζεται διαφορετική συχνότητα. Η υλοποίηση αυτών των φίλτρων γίνεται με τις εξισώσεις διαφορών που αναφέρθηκαν στη παράγραφο 2.2.1 του παρόντος κεφαλαίου.



Σχήμα 2.9: Ολοπερατό φίλτρο 2ης τάξη με $f_c = 0.1f_s$ και $f_b = 0.022f_s$

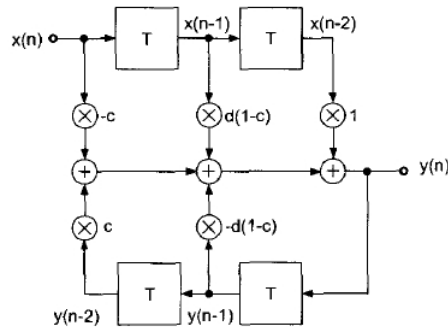
Μουσικές εφαρμογές

Με τον τρόπο αυτό παίρνουμε φίλτρα με πολύ αποδοτικές υλοποιήσεις για ηχητικές εφαρμογές πραγματικού χρόνου. Μόνο τα βαθυπερατά και υψιπερατά φίλτρα 2ης τάξης χρειάζονται υπολογισμό πλήρους σειράς συντελεστών, για τον ορισμό των παραμέτρων συχνότητας αποκοπής και εύρους ζώνης. Από την άλλη η σύνδεση σε σειρά μεταξύ τους μπορεί να υλοποιηθεί εύκολα, με τον πολλαπλασιασμό των συναρτήσεων μεταφοράς τους, όπως είναι γνωστό και από την θεωρία των Σημάτων και Συστημάτων.

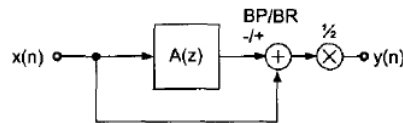
2.2.3 Φίλτρα Πεπερασμένης Κρουστικής Απόκρισης (FIR)

Τα φίλτρα που είδαμε μέχρι εδώ είναι φίλτρα άπειρης κρουστικής απόκρισης (IIR). Τα φίλτρα αυτά, όπως φάνηκε κι απ' τις εξισώσεις διαφορών τους και τα σχηματικά διαγράμματά τους, περιέχουν βρόχους ανάδρασης. Η έξοδος εξαρτάται από την είσοδο και από την έξοδο προηγούμενων χρονικών στιγμών. Τα φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (FIR), από την άλλη, εξαρτώνται μόνο από την είσοδο προηγούμενων χρονικών στιγμών, όπως φαίνεται και στο σχήμα.

Τα φίλτρα αυτά επιτρέπουν την υλοποίηση εξελιγμένων φίλτρων όπως φίλτρα που να εξασθενούν ανεπιθύμητες συχνότητες ή που να διαχωρίζουν το σήμα σε διάφορες συχνοτικές μπάντες. Γενικά απαιτούν μεγαλύτερη υπολογιστική ισχύ, από τα IIR, αλλά



Σχήμα 2.10: Σχηματικό διάγραμμα Ολοπερατού φίλτρου 2ης τάξη



Σχήμα 2.11: Φίλτρο διέλευσης και αποκοπής ζώνης, 2ης τάξης

με την κατάλληλη υλοποίηση επιτυγχάνουν επιδόσεις ανταγωνιστικές των IIR. Από την άλλη τα φίλτρα αυτά είναι δυσκίνητα στο να ρυθμίζονται οι παράμετροί τους διαδραστικά. Σε περιπτώσεις που θέλουμε, σε αρκετά εξελιγμένο φίλτρο, λεπτομερή ρύθμιση σε πραγματικό χρόνο οι IIR υλοποιήσεις δίνουν καλύτερα αποτελέσματα. Από την άλλη όταν έχουμε μετρήσει την κρουστική απόκριση ενός πραγματικού συστήματος η υλοποίηση ενός FIR φίλτρου δίνει καλύτερα αποτελέσματα για την εξομοίωση του συστήματος αυτού.

Γενικά ένα FIR φίλτρο δίνεται από την παρακάτω εξίσωση διαφορών:

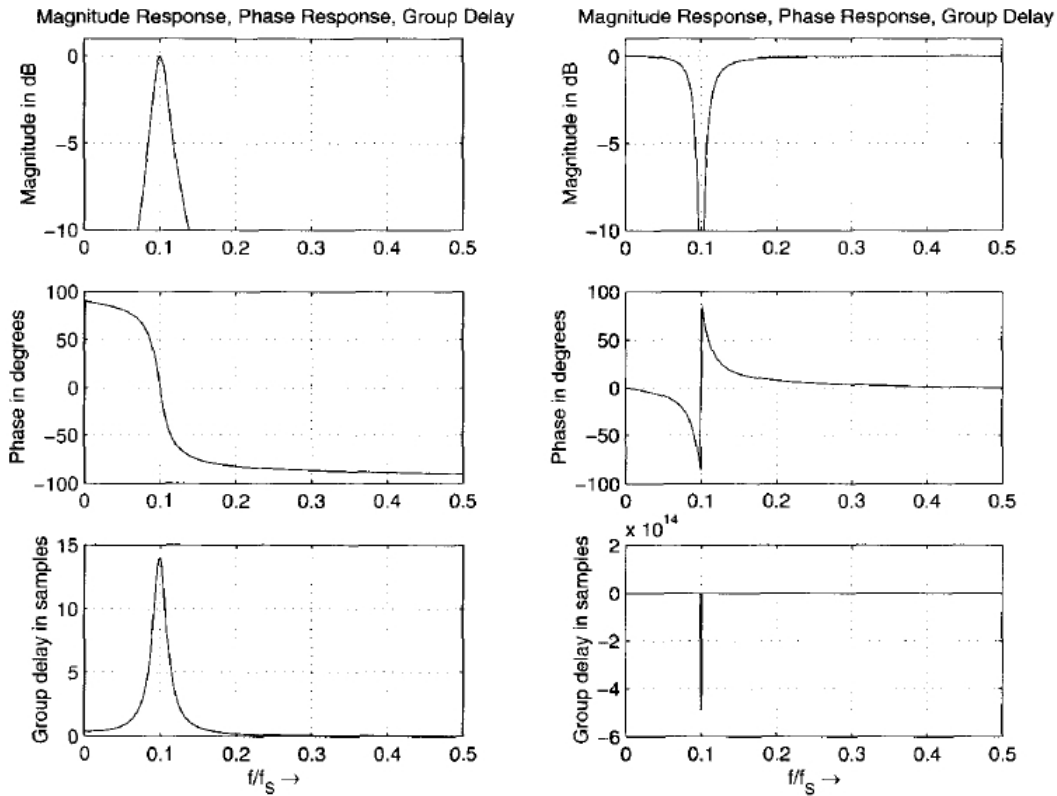
$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot x(n-i)$$

$$= b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_{N-1} x(n-N+1),$$

με κρουστική απόκριση:

Πίνακας 2.1: Οι συντελεστές για Βαθυπερατά/Υψιπερατα φίλτρα 2ης τάξης [82]

βαθυπερατό φίλτρο 2ης τάξης με $K = \tan(c/f_s)$				
b_0	b_1	b_2	α_1	α_2
$\frac{K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$
υψιπερατό φίλτρο 2ης τάξης με $K = \tan(c/f_s)$				
b_0	b_1	b_2	α_1	α_2
$\frac{1}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{-2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$



Σχήμα 2.12: Φίλτρο διέλευσης/αποκοπής ζώνης, 2ης τάξης με $f_c = 0.1f_s$ και $f_b = 0.022f_s$

$$h(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot \delta(n - i),$$

συνάρτηση μεταφοράς:

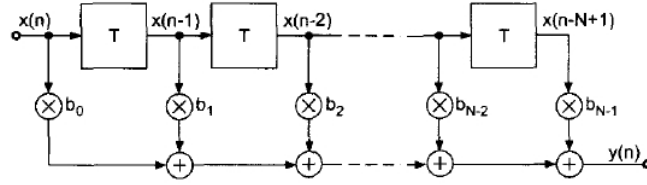
$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-i},$$

και απόκριση συχνότητας

$$H(e^{j\Omega}) = b_0 + b_1 e^{-j\Omega} + b_2 e^{-j2\Omega} + \dots + b_{N-1} e^{-j(N-1)\Omega}$$

με $\Omega = 2\pi f / f_s = \omega T$.

Τα προαναφερθέντα στοιχειώδη φίλτρα (LP-HP-BP-BR) είναι εύκολο να υλοποιηθούν με FIR φίλτρα. Αρκεί να υπολογιστούν οι N συντελεστές της κρουστικής απόκρισης του φίλτρου, μια διαδικασία με την οποία ασχολείται, κατά κόρον, η Επεξεργασία Σήματος. Μπορούμε να έχουμε έτσι ακόμα και φίλτρα με γραμμική απόκριση φάσης, άμα οι συντελεστές πληρούν συγκεκριμένες προϋποθέσεις συμμετρίας. Η συνήθης διαδικασία περιλαμβάνει τον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης από τον αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier:



Σχήμα 2.13: Φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης

$$h(n) = \frac{2f_c}{f_s} \cdot \frac{\sin[2\pi f_c/f_s(n - \frac{N-1}{2})]}{2\pi f_c/f_s(n - \frac{N-1}{2})}, n = 0, \dots, N-1$$

Για να βελτιωθεί η συχνοτική απόκριση, πολλαπλασιάζεται η κρουστική απόκριση με μια συνάρτηση παραθύρου όπως η Hamming και η Blackman.

Εάν διαθέτουμε την κρουστική απόκριση ενός βαθυπερατού φίλτρου $h_{LP}(n)$, παίρνουμε φίλτρο υψιπερατό, διέλευσης και αποκοπής ζώνης με μετασχηματισμό συχνότητας σε αυτό όπως που φαίνονται στο Σχήμα 2.14.

Μετασχηματισμοί συχνοτήτων επιτυγχάνονται στο πεδίο του χρόνου παίρνοντας την $h_{LP}(n)$ και εφαρμόζοντας τις παρακάτω εξισώσεις:

- από βαθυπερατό (LP) σε υψιπερατό (HP)

$$h_{HP}(n) = h_{LP}(n) \cdot \cos \left[\pi \left(n - \frac{N-1}{2} \right) \right] \quad n = 0, \dots, N-1$$

- από βαθυπερατό LP σε διέλευσης ζώνης (BP)

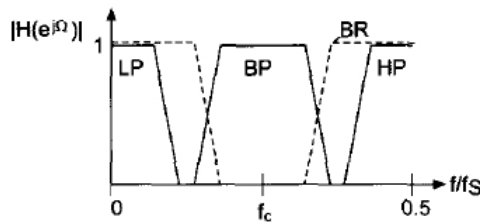
$$h_{BP}(n) = 2h_{LP}(n) \cdot \cos \left[2\pi \frac{f_c}{f_s} \left(n - \frac{N-1}{2} \right) \right] \quad n = 0, \dots, N-1$$

- από διέλευσης (BP) σε αποκοπής ζώνης (BR)

$$h_{BR}(n) = \delta \left(n - \frac{N-1}{2} \right) - h_{BP}(n) \quad n = 0, \dots, N-1$$

Ένας άλλος τρόπος σχεδίασης FIR φίλτρων βασίζεται στον FFT και ονομάζεται δειγματοληψία συχνότητας (frequency sampling). Παραδείγματα υλοποιήσεων με αυτή την τεχνική για ηχητική επεξεργασία μπορούν να βρεθούν στο [82].

Όσον αφορά τις μουσικές εφαρμογές τους τα FIR φίλτρα προσφέρουν την δυνατότητα φίλτρων με γραμμική φάση που, με την βοήθεια αλγορίθμων σχεδίασής τους, αποτελούν ελκυστικά αντίστοιχα των IIR φίλτρων. Πιο προηγμένα FIR φίλτρα για ηχητική επεξεργασία μπορούν να βρεθούν στο [82].



Σχήμα 2.14: Μετασχηματισμός συχνότητας: Βαθυπερατό φίλτρο σε Ζωνοπερατό και Υψιπερατό

2.2.4 Συνέλιξη

Η συνέλιξη είναι μια γενική πράξη στην επεξεργασία σήματος όπως ο πολλαπλασιασμός και η πρόσθεση. Στο πεδίο της Μουσικής με υπολογιστή έχει πάρει την έννοια της επιβολής μιας συχνοτικής ή χρονικής δομής σε έναν ήχο. Η δομή αυτή συνήθως είναι μια δομή-σήμα αρκετά μεγάλου μήκους, σε αντίθεση με το μήκος ενός φίλτρου, η οποία δεν περιγράφεται από ένα σύνολο λίγων παραμέτρων. Αν και η συνέλιξη είναι πολύ συχνό εργαλείο στη Επεξεργασία σήματος εδώ και πολύ καιρό, η μουσική χρήση της άρχισε να επεκτείνεται με την διαθεσιμότητα ισχυρών υπολογιστών.

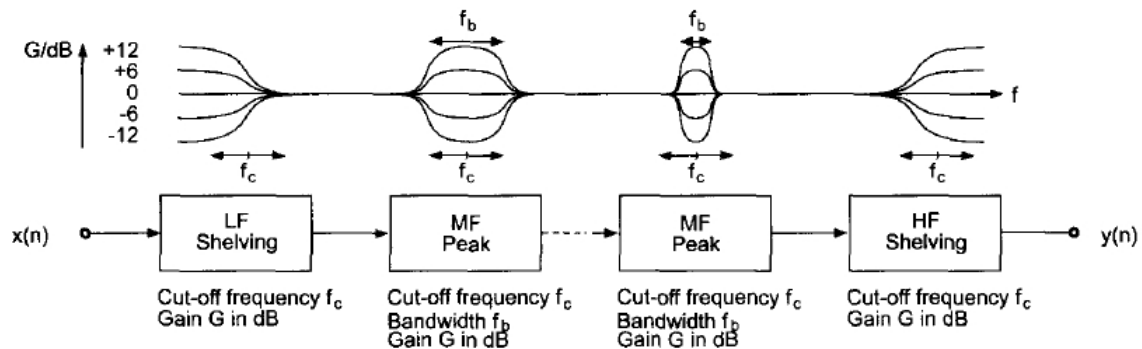
Η διαδικασία της συνέλιξης δύο σημάτων, στην ουσία σημαίνει το φιλτράρισμα του ενός με το άλλο. Ο πιο απλός τρόπος είναι η εφαρμογή σε μία δομή FIR φίλτρου, ο οποίος είναι υπολογιστικά μη αποτελεσματικός λόγω του ότι η κρουστική απόκριση είναι μήκους αρκετών χιλιάδων δειγμάτων. Ένας άλλος τρόπος που ονομάζεται Γρήγορη Συνέλιξη, περιλαμβάνει την χρήση του αλγορίθμου FFT για να μικρύνει την πολυπλοκότητα. Αυτός ο τρόπος όμως δεν ενδείκνυται για συστήματα πραγματικού χρόνου καθώς έχει καθυστέρηση δύο φορές το μήκος του FFT, σε αντίθεση με τον FIR τρόπο που δίνει αποτελέσματα αμέσως μετά τον υπολογισμό του πρώτου δείγματος.

Η πράξη της συνέλιξης έχει επίδραση και στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας. Αν $a(n)$ και $b(n)$ είναι τα δύο σήματα που δέχονται την συνέλιξη $s(n) = a(n) * b(n)$, το φάσμα του αποτελέσματος θα είναι ο πολλαπλασιασμός των φασμάτων των δύο σημάτων $S(f) = A(f) \cdot B(f)$. Στο πεδίο του χρόνου έχουμε το γεγονός ότι αν το $b(n)$ είναι ένας παλμός στο χρονικό σημείο k , το αποτέλεσμα της συνέλιξης είναι ένα αντίγραφο του $a(n)$ καθυστερημένο στο χρόνο k , $s(n) = a(n-k)$, ενώ αν το $b(n)$ είναι σειρά παλμών θα πάρουμε αντίγραφα του $a(n)$ στη χρονική θέση κάθε παλμού. Στις περιπτώσεις που έχουμε πιο πολύπλοκα σήματα η συνέλιξη δίνει μία υπέρθεση και της φασματικής επίδρασης της συνέλιξης και της επανάληψης σε κάθε “παλμο-ειδή” έξαρση του σήματος. Για παράδειγμα εάν εφαρμόσουμε την συνέλιξη μιας σειράς χτυπημάτων ταμπούρου σε ένα σταθερό μουσικό ήχο, θα έχουμε ένα αποτέλεσμα επανάληψης του μουσικού ήχου σε κάθε χτύπημα αλλά και φιλτραρίσματος του μουσικού ήχου από το συχνοτικό περιεχόμενο του ταμπούρου.

Το εργαλείο της συνέλιξης για μουσική σύνθεση έχουν αξιοποιήσει συνθέτες όπως ο Horacio Vaggione[78] και ο Curtis Roads[58]. Επειδή η συνέλιξη έχει συνδυασμένη επίδραση και στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας, είναι απαραίτητη μία ειδίκευση ώστε να προβλέπεται το αποτέλεσμα του συνδυασμού δύο ήχων.

2.3 Ισοσταθμιστές

Σε αντίθεση με τα βαθυπερατά/υψιπερατά φίλτρα και τα φίλτρα διέλευσης/αποκοπής ζώνης, που εξασθενούν το φάσμα πάνω, κάτω, γύρω από μια συχνότητα ή σε μια περιοχή κοντά σε αυτή, οι Ισοσταθμιστές (Equalizers) μορφοποιούν το ηχητικό φάσμα ενισχύοντας ή εξασθενώντας μια περιοχή του αφήνοντας τις υπόλοιπες ανεπηρέαστες. Φτιάχνονται με σύνδεση σε σειρά, φίλτρων 1ης και 2ης τάξης τύπου ραφιού (shelving) και κορυφής (peak), που ελέγχονται ανεξάρτητα. Τα φίλτρα ραφιού ενισχύουν ή εξασθενούν της χαμηλές (μπάσα) ή τις ψηλές (πρίμα) συχνότητες μπάντες με παραμέτρους την συχνότητα αποκοπής f_c και την απολαβή G η οποία μπορεί να παίρνει σε dB, είτε θετικές τιμές (κέρδος), είτε αρνητικές (εξασθένηση). Τα φίλτρα κορυφής ενισχύουν ή εξασθενούν τις μεσαίες συχνότητες μπάντες με παραμέτρους την συχνότητα αποκοπής f_c , το εύρος ζώνης f_b και την απολαβή G . Ένας συχνός τύπος φίλτρου είναι φίλτρο κορυφής σταθερού Q , με το Q να ορίζεται ως το πηλίκο του εύρους ζώνης προς τη συχνότητα αποκοπής $Q = \frac{f_b}{f_c}$. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου κορυφής ύστερα ρυθμίζεται κρατώντας το Q σταθερό, πράγμα που δίνει μεγαλύτερο εύρος ζώνης καθώς μεγαλώνει η συχνότητα και αντίστροφα. Τέτοιου είδους φίλτρα χρησιμοποιούνται σε κονσόλες μείξης, επεξεργαστές στούντιο και επεξεργαστές γενικότερης μουσικής χρήσης.



Σχήμα 2.15: Σε σειρά σύνδεση φίλτρων τύπου ραφιού και κορυφής

2.3.1 Φίλτρα Τύπου Ραφιού (Shelving)

Η συνάρτηση μεταφοράς για φίλτρα τύπου ραφιού μπάσων/πρίμων είναι

$$H(z) = 1 + \frac{H_0}{2}[1 \pm A(z)] \quad (\text{Μπάσα/Πρίμα LF/HF +/-})$$

με τη χρήση του ολοπερατού φίλτρου 1ης τάξης

$$A(z) = \frac{z^{-1} + \alpha_{B/C}}{1 + \alpha_{B/C}z^{-1}}$$

που δίνουν εξισώσεις διαφορών

$$y_1(n) = \alpha_{B/C}x(n) + x(n-1) - \alpha_{B/C}y_1(n-1)$$

$$y(n) = \frac{H_0}{2}[x(n) \pm y_1(n)] + x(n).$$

Με παράμετρο απολαβής σε dB για μπάσα και πρίμα

$$H_0 = V_0 - 1 \text{ με } V_0 = 10^{G/20}$$

παράμετρο συχνότητας μπάσων α_B για ενίσχυση και α_C για εξασθένηση

$$\alpha_B = \frac{\tan((\pi f_c/fs) - 1)}{\tan((\pi f_c/fs) + 1)}, \quad \omega_c = 2\pi f_c$$

$$\alpha_C = \frac{\tan((\pi f_c/fs) - V_0)}{\tan((\pi f_c/fs) + V_0)}.$$

και παράμετρο συχνότητας πρίμων α_B για ενίσχυση και α_C για εξασθένηση

$$\alpha_B = \frac{\tan((\pi f_c/fs) - 1)}{\tan((\pi f_c/fs) + 1)}$$

$$\alpha_C = \frac{V_0 \tan((\pi f_c/fs) - 1)}{V_0 \tan((\pi f_c/fs) + 1)}.$$

Σε πολλές περιπτώσεις, όπως στη σχεδίαση προηγμένων ισοσταθμιστών, χρησιμοποιούνται φίλτρα 2ης τάξης στα οποία η κλίση των φίλτρων τύπου ραφιού αυξάνεται επιπλέον από την κλίση των φίλτρων 1ης τάξης. Οι συντελεστές για φίλτρα τύπου ραφιού 2ης τάξης [82], παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.2.

Στο Σχήμα 2.16 φαίνεται στην αριστερή πλευρά η απόκριση συχνότητας φίλτρου τύπου ραφιού Μπάσων 1ης τάξης για διάφορες παραμέτρους συχνότητας και απολαβής, με κλίση 6dB ανά οκτάβα. Στο δεξί μέρος απεικονίζονται φίλτρα τύπου ραφιού Μπάσων και Πρίμων 2ης τάξης για δύο παραμέτρους συχνότητας και πολλές παραμέτρους απολαβής. Είναι φανερό η υπεροχή της κλίσης των φίλτρων 2ης τάξης.

2.3.2 Φίλτρα Τύπου Κορυφής (Peaking)

Η συνάρτηση μεταφοράς για φίλτρα Κορυφής είναι

$$H(z) = 1 + \frac{H_0}{2}[1 - A_2(z)] \quad (\text{Μπάσα/Πρίμα LF/HF +/-})$$

με τη χρήση του ολοπερατού φίλτρου 2ης τάξης

$$A_2(z) = \frac{-\alpha_{B/C} + (d - d\alpha_{B/C})z^{-1} + z^{-2}}{1 + (d - d\alpha_{B/C})z^{-1} - \alpha_{B/C}z^{-2}}$$

Πίνακας 2.2: Σχεδίαση φίλτρων τύπου ραφιού 2ης τάξης με $K = \tan(c/f_s)$ [82]

φίλτρο τύπου ραφιού χαμηλών συχνοτήτων με ενίσχυση $V_0 = 10^{G/20}$				
b_0	b_1	b_2	α_1	α_2
$\frac{1+\sqrt{2V_0}K+V_0K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(V_0K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2V_0}K+V_0K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$
φίλτρο τύπου ραφιού χαμηλών συχνοτήτων με αποκοπή $V_0 = 10^{-G/20}$				
b_0	b_1	b_2	α_1	α_2
$\frac{1+\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2V_0}K+V_0K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2V_0}K+V_0K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2V_0}K+V_0K^2}$	$\frac{2(V_0K^2-1)}{1+\sqrt{2V_0}K+V_0K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2V_0}K+V_0K^2}{1+\sqrt{2V_0}K+V_0K^2}$
φίλτρο τύπου ραφιού υψηλών συχνοτήτων με ενίσχυση $V_0 = 10^{G/20}$				
b_0	b_1	b_2	α_1	α_2
$\frac{V_0+\sqrt{2V_0}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-V_0)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{V_0-\sqrt{2V_0}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2}K+K^2}$
φίλτρο τύπου ραφιού υψηλών συχνοτήτων με αποκοπή $V_0 = 10^{-G/20}$				
b_0	b_1	b_2	α_1	α_2
$\frac{1+\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2V_0}K+K^2}$	$\frac{2(K^2-1)}{1+\sqrt{2V_0}K+K^2}$	$\frac{1-\sqrt{2}K+K^2}{1+\sqrt{2V_0}K+K^2}$	$\frac{2(K^2/V_0-1)}{1+\sqrt{2/V_0}K+K^2/V_0}$	$\frac{1-\sqrt{2/V_0}K+K^2/V_0}{1+\sqrt{2/V_0}K+K^2/V_0}$

που δίνουν εξισώσεις διαφορών

$$\begin{aligned}
 y_1(n) &= -\alpha_{B/C}x(n) + d(1 - \alpha_{B/C})x(n-1) + x(n-2) \\
 &\quad - d(1 - \alpha_{B/C})y_1(n-1) + \alpha_{B/C}y_1(N-2) \\
 y(n) &= \frac{H_0}{2}[x(n) - y_1(n)] + x(n).
 \end{aligned}$$

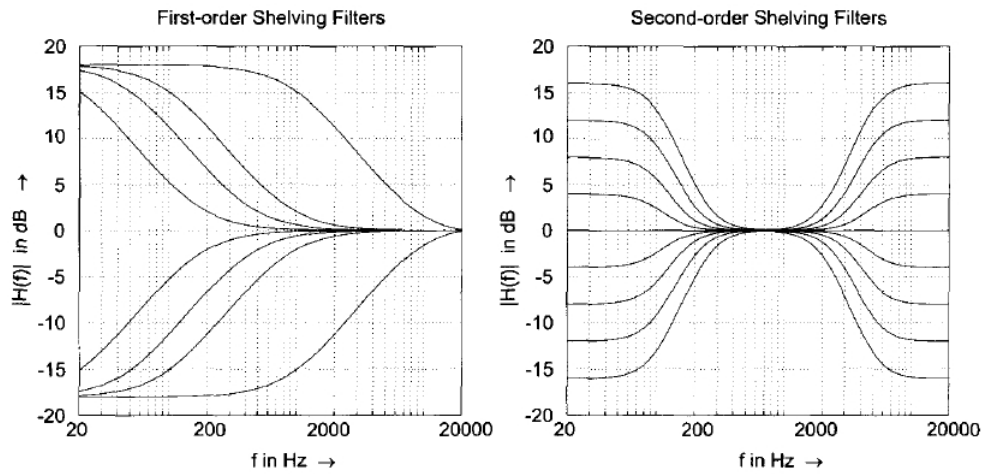
Η παράμετρος κεντρικής συχνότητας d και ο συντελεστής H_0 δίνονται από τις σχέσεις

$$\begin{aligned}
 d &= -\cos(2\pi f_c/f_s) \\
 V_0 &= H(e^{j2\pi f_c/f_s}) = 10^{G/20} \\
 H_0 &= V_0 - 1.
 \end{aligned}$$

Το εύρος ζώνης f_b δίνεται από τις παραμέτρους α_B για ενίσχυση και α_C για εξασθένιση

$$\begin{aligned}
 \alpha_B &= \frac{\tan((\pi f_b/f_s) - 1)}{\tan((b/f_s) + 1)} \\
 \alpha_C &= \frac{\tan((\pi f_b/f_s) - V_0)}{\tan((b/f_s) + V_0)}.
 \end{aligned}$$

Το φίλτρο κορυφής αυτό δίνει σχεδόν ανεξάρτητο έλεγχο των παραμέτρων της κεντρικής συχνότητας, του εύρους ζώνης και της απολαβής. Μια άλλη προσέγγιση σχεδίασης από το [82], συνίσταται στον υπολογισμό των πέντε συντελεστών για τη συνάρτηση μεταφοράς δεύτερης τάξης, όπως φαίνεται στον Πίνακα 2.3.



Σχήμα 2.16: Απόκριση κατά συχνότητα φίλτρων τύπου ραφιού 1ης και 2ης τάξης αντίστοιχα

Πίνακας 2.3: Σχεδίαση φίλτρου κορυφής 2ης τάξης με $K = \tan(c/f_s)$ [82]

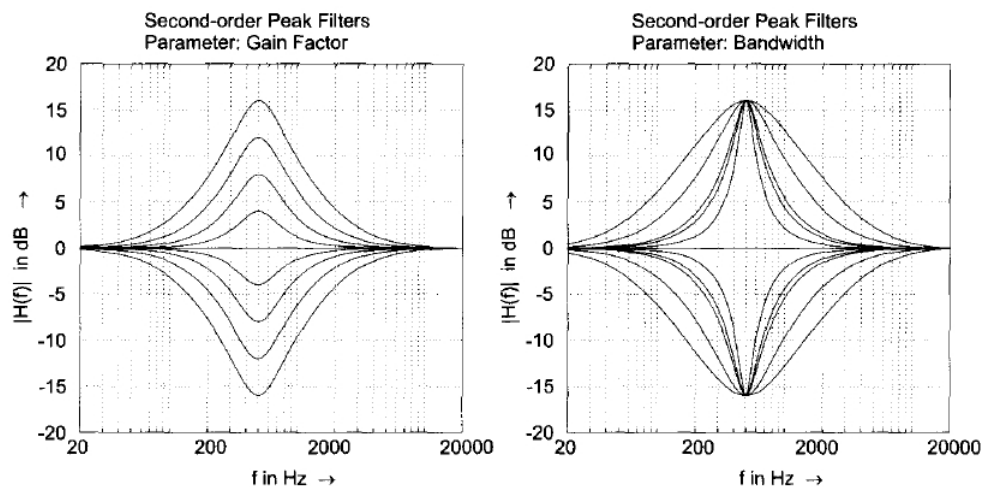
φίλτρου κορυφής με ενίσχυση $V_0 = 10^{G/20}$				
b_0	b_1	b_2	α_1	α_2
$\frac{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{1}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{2(K^2 - 1)}{1 + \frac{1}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{1 - \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{1}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{2(K^2 - 1)}{1 + \frac{1}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{1 - \frac{1}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{1}{Q_\infty} K + K^2}$
φίλτρου κορυφής με αποκοπή $V_0 = 10^{-G/20}$				
b_0	b_1	b_2	α_1	α_2
$\frac{1 + \frac{1}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{2(K^2 - 1)}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{1 - \frac{1}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{2(K^2 - 1)}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$	$\frac{1 - \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}{1 + \frac{V_0}{Q_\infty} K + K^2}$

Στο Σχήμα 2.17 φαίνεται η απόκριση συχνότητας στο φίλτρο κορυφής 2ης τάξης. Το αριστερά μέρος του σχήματος απεικονίζει της απολαβής με σταθερή κεντρική συχνότητα και εύρος ζώνης. Το δεξί μέρος απεικονίζει την απόκριση για διαφορετικές τιμές του εύρους ζώνης ή συντελεστή Q , με σταθερό κέρδος ή εξασθένηση και κεντρική συχνότητα.

2.4 Χρονικά Μεταβαλλόμενα Φίλτρα

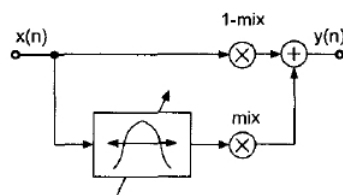
2.4.1 Το Φίλτρο Wah-Wah

Το φίλτρο αυτό περιλαμβάνει ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης με στενό εύρος, στο οποίο μεταβάλλεται πέρα-δωθε η κεντρική συχνότητα με την χρήση πεντάλ ποδιού και στη συνέχεια προστίθεται στον ανεπεξέργαστο ήχο. Το εφέ αυτό αποδίδει ήχο παρόμοιο του φωνητικού “ουά-ουά” γι’ αυτό και το όνομα. Αν η μεταβολή της συχνότητας ελέγχεται από την ένταση του σήματος εισόδου έχουμε το αυτόματο Wah-wah (auto Wah). Εάν η συχνότητα ελέγχεται από ένα ταλαντωτή χαμηλής και μη ακουστικής συχνότητας (LFO)



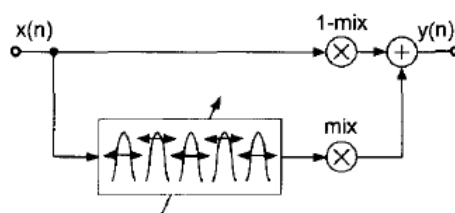
Σχήμα 2.17: Απόκριση κατά συχνότητα φίλτρου κορυφής 2ης τάξης αντίστοιχα

τότε έχουμε το τρέμολο Wah-wah εφέ. Το διάγραμμα φαίνεται στο σχήμα.



Σχήμα 2.18: Wah-wah: Χρονικά μεταβαλλόμενο φίλτρο διέλευσης ζώνης

Σε περίπτωση που έχουμε φίλτρα διέλευσης ζώνης στη σειρά τα οποία έχουν διαφορετική συχνότητα και διαφορετική φάση του ταλαντωτή χαμηλών συχνοτήτων(LFO) και ύστερα το προσθέτουμε στο ανεπεξέργαστο σήμα παίρνουμε το M-fold Wah-wah που φαίνεται στο σχήμα.

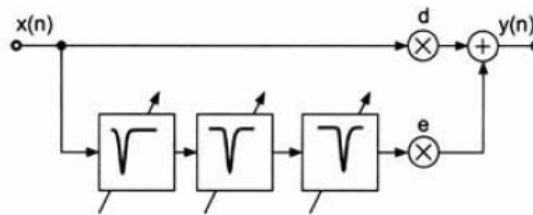


Σχήμα 2.19: M-fold φίλτρο Wah-wah

2.4.2 Phaser-Φίλτρο Χτένας

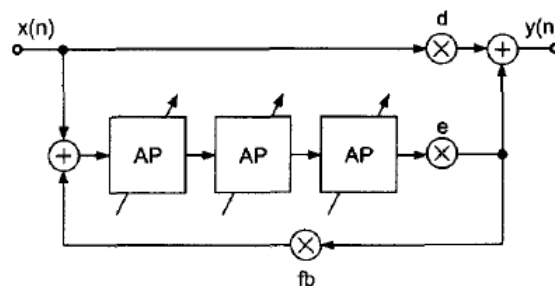
Το προηγούμενο εφέ χρησιμοποιούσε φίλτρα διέλευσης ζώνης. Σ' αυτό το εφέ έχουμε φίλτρα αποκοπής ζώνης μικρού εύρους (notch filters). Το εφέ αυτό περιλαμβάνει μια

σειρά τέτοιων φίλτρων να επιδρούν στο σήμα, και να συνδυάζονται με το ανεπεξέργαστο σήμα και η συχνότητες αποκοπής τους να μεταβάλλονται με τη βοήθεια ενός ταλαντωτή χαμηλών συχνοτήτων (LFO). Στο Σχήμα 2.20 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα του phaser. Τα φίλτρα αυτά καθώς επιδρούν στην φάση του σήματος, όταν συνδυαστούν με το ανεπεξέργαστο σήμα οδηγούν είτε σε ακυρώσεις φάσης είτε σε ενισχύσεις στο φάσμα, οι οποίες κινούνται στο φάσμα του ήχου.



Σχήμα 2.20: Σχηματικό διάγραμμα του Phaser

Άλλος συχνός τρόπος υλοποίησης του εφέ αυτού είναι με ολοδιαβατά φίλτρα τα οποία οδηγούν σε ενός είδους φίλτρο με πολλές αποκοπές, που κατανέμονται σε όλο το φάσμα σε πολλαπλάσια συχνοτήτων, το λεγόμενο **φίλτρο χτένας** το οποίο επιτυγχάνεται και ακουστικά με διαφορές φάσης μεταξύ μικροφώνων καθώς και με ανακλάσεις σε ορισμένους ακουστικούς χώρους. Στο φίλτρο χτένας θα επανέλθουμε ξανά στο κεφάλαιο των καθυστερήσεων. Το σχηματικό του διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 2.21.

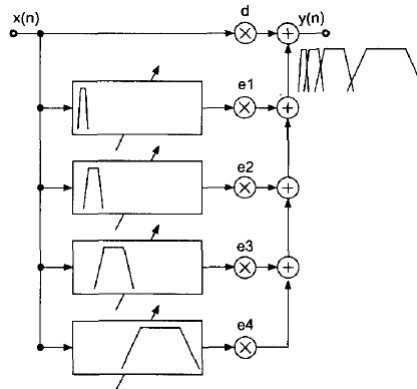


Σχήμα 2.21: Σχηματικό διάγραμμα Phaser με καθυστερήσεις φάσεων

2.4.3 Χρονικά Μεταβλητοί Ισοσταθμιστές

Η χρήση φίλτρων διέλευσης ζώνης σταθερού Q σε αποστάσεις οκτάβας, μπορούν να δώσουν εφέ τύπου Wah-wah όταν έχουμε μεταβλητές συχνότητες όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.22.

Τα φίλτρα τύπου ραφιού και κορυφής μπορούν να συνδυαστούν με μετρητές έντασης και ανιχνευτές περιβάλλουσας. Μ' αυτό τον τρόπο μπορούν να έχουμε μεταβολή των χαρακτηριστικών του φίλτρου, όπως η συχνότητα αποκοπής, το εύρος ζώνης ή τον παράγοντα Q, σε εξάρτηση με το σήμα προς επεξεργασία.



Σχήμα 2.22: Χρονικά μεταβαλλόμενα φίλτρα οκτάβας

Άλλη κατηγορία χρονικά μεταβαλλόμενων φίλτρων είναι οι ακυρωτές ακουστικής ανάδρασης οι οποίοι ελέγχουν συνέχεια το φάσμα για κορυφές και στη συχνότητα που ανιχνεύουν ακουστική ανάδραση, εφαρμόζουν ένα πολύ στενό φίλτρο αποκοπής ζώνης.

2.4.4 Συμπεράσματα

Τα φίλτρα παίζουν πολύ σημαντικό ρόλο στην ηχογράφηση και την μουσική παραγωγή γενικότερα, αν και η επιτυχής εφαρμογή τους εξαρτάται όμως πολύ από την ικανότητα του χειριστή/ηχολόγητη. Στο κεφάλαιο είδαμε ουσιαστικά ότι η υλοποίηση φίλτρων ουσιαστικά περιλαμβάνει τον κατάλληλο υπολογισμό των συντελεστών για τις εξισώσεις διαφορών του εκάστοτε φίλτρου. Ο υπολογισμός αυτός μπορεί κάλλιστα να γίνει αποδοτικός και με μικρή πολυπλοκότητα, με την χρήση των κατάλληλων αλγορίθμων, ώστε να έχουμε εφαρμογές πραγματικού χρόνου και χρονικά μεταβαλλόμενες παραμέτρους στα φίλτρα.

Κεφάλαιο 3

Καθυστερήσεις

3.1 Εισαγωγή

Οι Καθυστερήσεις είναι βασικό χαρακτηριστικό ακουστικών χώρων και αποτέλεσμα ανακλάσεων των ηχητικών κυμάτων στα όρια του χώρου. Μπορούμε έτσι να έχουμε καθυστερημένες επαναλήψεις του ήχου (ηχώ) με λίγες ή πολλές επαναλήψεις ανάλογα με τα φυσικά χαρακτηριστικά του ακουστικού χώρου.

3.2 Βασικές Δομές Καθυστέρησης

3.2.1 FIR Φίλτρο Χτένας

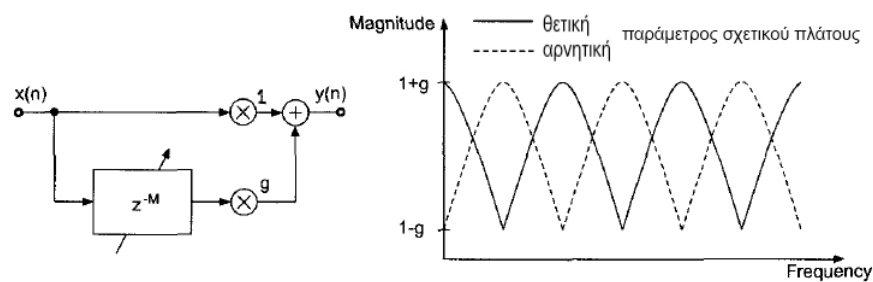
Το δίκτυο που εξομοιώνει μία καθυστερημένη επανάληψη, ονομάζεται FIR φίλτρο χτένας. Το αρχικό σήμα καθυστερεί κατά ένα χρονικό διάστημα και ύστερα προστίθεται στο μη επεξεργασμένο σήμα αναφοράς. Το φίλτρο έχει δύο παραμέτρους: το χρόνο καθυστέρησης τ , και το σχετικό πλάτος του καθυστερημένου με το σήμα αναφοράς g . Τα παραπάνω μας δίνουν τις εξής εξισώσεις διαφοράς:

$$\begin{aligned}y(n) &= x(n) + gx(n - M) \\ \text{όπου } M &= \tau \cdot f_s \\ H(z) &= 1 + gz^{-M}.\end{aligned}$$

Στο πεδίο του χρόνου το φίλτρο αυτό δίνει το αρχικό σήμα συν το καθυστερημένο. Στο πεδίο των συχνοτήτων από την άλλη έχουμε πιο ενδιαφέροντα αποτελέσματα. Για θετικές τιμές του σχετικού πλάτους g , το φίλτρο ενισχύει όλες τις συχνότητες που είναι πολλαπλάσια του $1/\tau$ και εξασθενεί όλες τις ενδιάμεσες. Για αρνητικές τιμές του g , το φίλτρο εξασθενεί τις συχνότητες που είναι πολλαπλάσια του $1/\tau$ και ενισχύει τις ενδιάμεσες. Η απόκριση κατά συχνότητα του φίλτρου αυτού περιλαμβάνει μια σειρά κορυφών που μοιάζει με χτένα, εξ ου και το όνομα "Φίλτρο Χτένας", όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1.

Στο `fircomb_demo.m` αρχείο του Matlab φαίνεται η λειτουργία του φίλτρου αυτού.

Όσον αφορά τις καθυστερήσεις, το αυτό αντιλαμβάνεται είτε την χρονική απόκριση είτε την φασματική του προαναφερθέντος φίλτρου ανάλογα με την τιμή της παραμέτρου καθυστέρησης τ . Για μεγάλες τιμές, το αυτό αντιλαμβάνεται χρονικές επαναλήψεις με φίλτρο χτένας που έχει πολύ κοντινές κορυφές λόγω του μικρού $1/\tau$. Για μικρότερες αντιλαμβάνεται την φασματική επίδραση του φίλτρου χτένας καθώς το $1/\tau$ μεγαλώνει και ξεχωρίζουν οι φασματικές κορυφές.



Σχήμα 3.1: Σχηματικό διάγραμμα FIR φίλτρου χτένας και η απόκριση του κατά συχνότητα

3.2.2 IIR Φίλτρο Χτένας

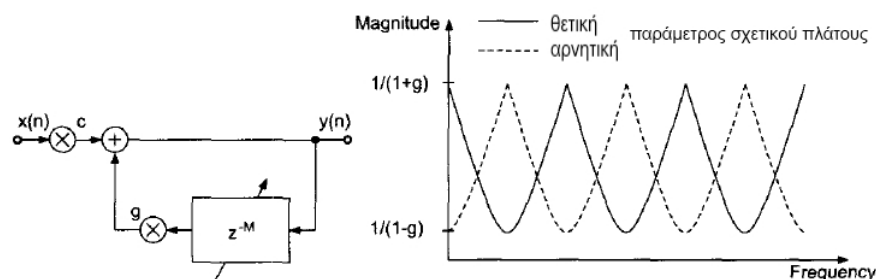
Στο φίλτρο αυτό έχουμε για έξοδο μια ατέλειωτη σειρά όπως στις ανακλάσεις σε ένα κυλινδρικό ακουστικό χώρο (ακουστικό κύλινδρο). Το σήμα εισόδου καθυστερεί και ύστερα προστίθεται στην είσοδο. Κάθε φορά που περνάει από τη γραμμή καθυστέρησης εξασθενεί κατά g και προστίθεται στην είσοδο που ελέγχεται από μια απολαβή c για τον έλεγχο του μεγάλου πλάτους εξόδου του συστήματος. Παίρνω έτσι την παρακάτω εξίσωση διαφορών:

$$y(n) = cx(n) + gy(n - M)$$

όπου $M = \tau \cdot f_s$

$$H(z) = \frac{c}{(1 - gz^{-M})}.$$

Λόγω του βρόχου ανάδρασης, η απόκριση του φίλτρου είναι άπειρη. Επειδή το πλάτος του αντίγραφου του σήματος εισόδου είναι g^p , με p τον αριθμό των φορών που το σήμα έχει περάσει από το βρόχο καθυστέρησης, πρέπει να θέσουμε για συνθήκη ευστάθειας $|g| \leq 1$ ώστε να μην μεγαλώνει ατελείωτα. Η φασματική απόκριση του IIR φίλτρου είναι παρόμοια με του FIR όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.2. Η διαφορά είναι ότι στο IIR το πλάτος είναι μεγαλύτερο και ότι οι κορυφές γίνονται πιο στενές καθώς πλησιάζει το g στο 1.



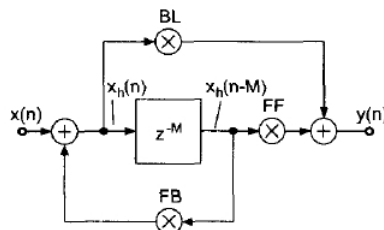
Σχήμα 3.2: Σχηματικό διάγραμμα IIR φίλτρου χτένας και η απόκριση του κατά συχνότητα

Στο iircomb_demo.m αρχείο του Matlab φαίνεται η λειτουργία του φίλτρου αυτού.

Πίνακας 3.1: Παράμετροι για το Γενικευμένο φίλτρο χτένας

	BL	FB	FF
FIR φίλτρο χτένας	X	0	X
IIR φίλτρο χτένας	1	X	1
ολοπερατό	α	$-\alpha$	1
καθυστέρηση	0	0	1

3.2.3 Γενικευμένο Φίλτρο Χτένας

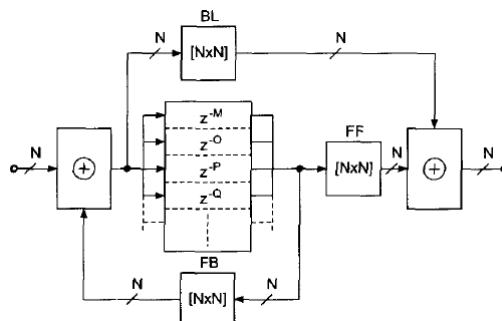


Σχήμα 3.3: Σχηματικό διάγραμμα Γενικευμένου φίλτρου χτένας

Το φίλτρο αυτό είναι στην ουσία ένα ολοπερατό φίλτρο 1ης τάξης (βλέπε Σχήμα 2.6) με τελεστή καθυστέρησης M δειγμάτων z^{-M} , παράμετρο απολαβής ανάδρασης FB (feedback), παράμετρο απολαβής μπροστινής τροφοδοσίας FF (feedforward) και παράμετρο ανάμειξης BL (blend). Στον Πίνακα 3.1 φαίνονται τα συστήματα για διάφορες τιμές των παραμέτρων.

Στο unicomb_demo.m αρχείο του Matlab φαίνεται η λειτουργία του φίλτρου αυτού.

Το γενικευμένο φίλτρο χτένας θα μπορούσε να επεκταθεί σε N παράλληλα τέτοια φίλτρα, με $N \times N$ πίνακες για κάθε μία από τις παραμέτρους του γενικευμένου φίλτρου. Το σχηματικό διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 3.4 και το εφέ που αντιστοιχεί στις διάφορες τιμές των παραμέτρων στον Πίνακα 3.2.



Σχήμα 3.4: Σχηματικό διάγραμμα της Επέκτασης κατά N του Γενικευμένου φίλτρου χτένας

Πίνακας 3.2: Εφέ από την Επέκταση κατά N του Γενικευμένου φίλτρου χτένας

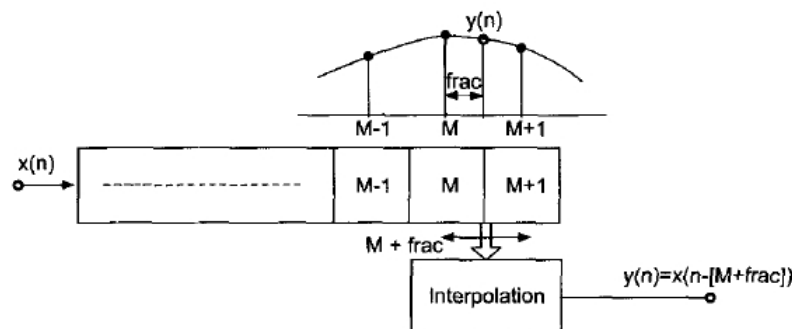
	καθυστέρηση	BL	FB	FF
Σύντομη επανάληψη (slapback)	50ms	1	0	X
Ηχώ	>50ms	1	$0 < X < 1$	0
Βάθος	$N \times N$ πίνακας	$N \times N$ πίνακας	$N \times N$ πίνακας	$N \times N$ πίνακας

3.2.4 Γραμμές Κλασματικής Καθυστέρησης

Σε πολλές περιπτώσεις η καθυστέρηση που χρειαζόμαστε έχει μία παράμετρο καθυστέρησης τ δευτερολέπτων η οποία δεν δίνει ακέραιο αριθμό δειγμάτων M που πρέπει να καθυστερηθεί το σήμα εισόδου. Ισχύει ότι $\tau = M \cdot T_s \iff M = \tau / T_s = \tau \cdot f_s$. Άρα έχουμε ουσιαστικά μια παράμετρο χρόνου καθυστέρησης της μορφής $[M + frac]$ όπου M το ακέραιο δείγμα και $frac$ το δεκαδικό υπόλοιπο με $0 \leq frac < 1$. Έτσι έχουμε την παρακάτω εξίσωση διαφορών .

$$y(n) = x(n - [M + frac])$$

Για τον υπολογισμό του δείγματος αυτού που βρίσκεται μεταξύ των στιγμών M και $M+1$ πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας αλγόριθμος παρεμβολής.



Σχήμα 3.5: Σχηματικό διάγραμμα γραμμής κλασματικής καθυστέρησης με παρεμβολή

Μερικοί τέτοιοι αλγόριθμοι παρεμβολής στη βιβλιογραφία είναι

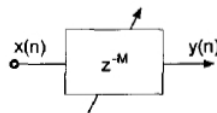
- γραμμική παρεμβολή [14]
- ολοδιαβατή (allpass) παρεμβολή [14]
- sinc παρεμβολή [21]
- γραμμές καθυστέρησης που απευθύνονται κλασματικά [62, 63]
- κατά τμήματα πολυωνυμική παρεμβολή [18]

Αυτοί δίνουν διαφορετική πολυπλοκότητα και επιδόσεις και μπορούν να αξιοποιηθούν σύμφωνα με την εκάστοτε εφαρμογή. Αναλυτικά εργαλεία σχεδίασης μπορούν να βρεθούν στην βιβλιογραφία [42].

3.3 Ηχητικά Εφέ Στηριζόμενα Σε Γραμμές Καθυστέρησης

3.3.1 Βιμπράτο

Το βιμπράτο είναι περιοδική διαμόρφωση τονικού ύψους. Παρόμοιο ακουστικό φαινόμενο είναι η διαμόρφωση του τονικού ύψους κινούμενων πηγών ήχου λόγω του φαινομένου Ντόπλερ. Στο φαινόμενο αυτό ουσιαστικά η διαμόρφωση του ύψους οφείλεται σε διαμόρφωση απόστασης άρα και διαμόρφωση της χρονικής καθυστέρησης. Έτσι ακριβώς επιτυγχάνεται το εφέ του Βιμπράτο, με μια γραμμή καθυστέρησης και μια γεννήτρια χαμηλών συχνοτήτων που οδηγεί την παράμετρο του χρόνου καθυστέρησης, ενώ ακούμε μόνο το καθυστερημένο σήμα.



Σχήμα 3.6: Βιμπράτο. Τυπικές τιμές της παραμέτρου χρονικής καθυστέρησης είναι 5 ως 10ms και συχνότητα διαμόρφωσης του πλάτους 5 ως 14Hz

Η συνάρτηση του Matlab για το εφέ είναι στο αρχείο `vibrato.m` και η εφαρμογή του αλγορίθμου υπάρχει στο `VibratoOnSound_demo.m`.

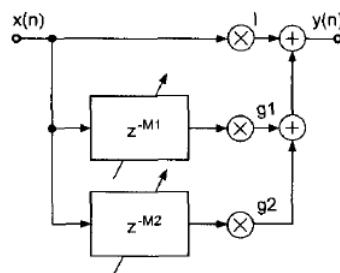
3.3.2 Flanger, Chorus, Slapback, Echo

Πολλά διαδεδομένα ηχητικά εφέ μπορούν να επιτευχθούν με τη χρήση του φίλτρου χτένας δίνοντας ιδιαίτερο εφέ απλά με μεταβολή της παραμέτρου καθυστέρησης και της μορφής διαμόρφωσής της. Παίρνοντας το FIR φίλτρο χτένας και με καθυστερήσεις 10 ως 25ms, παίρνουμε το εφέ γρήγορης επανάληψης slapback ή διπλασιασμό (doubling), ενώ με πάνω από 50ms παίρνουμε ηχώ (echo). Με καθυστέρηση λιγότερο από 15ms και συνεχή περιοδική διαμόρφωσή της παίρνουμε το εφέ του Flanger. Με περισσότερους παράλληλους βρόχους καθυστέρησης και μικρές και τυχαίες διαμορφώσεις του χρόνου καθυστέρησης της τάξης των 10 με 25ms παίρνουμε το εφέ Chorus. Αυτά τα εφέ μπορούν να υλοποιηθούν και σε IIR φίλτρο στο οποίο ο βρόχος ανάδρασης επαυξάνει το εφέ ή δίνει περισσότερες επαναλήψεις.

Κανονικοποίηση

Όπως είδαμε το FIR φίλτρο χτένας δεν ενισχύει το σήμα πάνω από 6dB, σε αντίθεση με το IIR το οποίο δίνει μεγάλο πλάτος όταν το $|g|$ πλησιάζει το 1. Οι μέθοδοι κανονικοποίησης L_2 και L_∞ [82][20] δίνουν

$$L_2 = 1/\sqrt{1 - g^2} \quad L_\infty = 1/(1 - |g|)$$

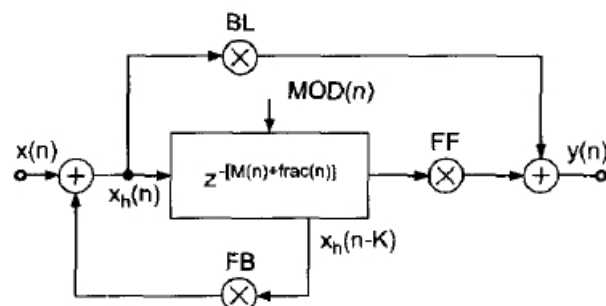


Σχήμα 3.7: Chorus

Πίνακας 3.3: Τυπικά εφέ από καθυστερήσεις

Εύρος Καθυστερήσης (τυπικά)	Διαμόρφωση (τυπικά)	Όνομα του Εφέ
0 ...20	-	resonator
0 ...15	Ημιτονική	Flanger
10 ...25	Τυχαία	Chorus
25 ...50	-	Spalback
>50	-	Echo

Ο συντελεστής κανονικοποίησης $c = 1/L_{\infty}$ όταν εφαρμοστεί διασφαλίζει ότι δεν θα εμφανιστεί ψαλιδισμός για παράδειγμα με περιοδικά σήματα. Ο $c = 1/L_2$ εξασφαλίζει ότι η ακουστότητα θα παραμείνει περίπου σταθερή για σήματα μεγάλου εύρους ζώνης. Ο Dattorro [14] πρότεινε μια πρότυπη (standard) δομή για τα εφέ αυτά που φαίνεται στο Σχήμα 3.8. Περιλαμβάνει το γενικευμένο φίλτρο χτένας αλλά με γραμμή καθυστέρησης μεταβλητού χρόνου κατά μία συνάρτηση $MOD(n)$. Για δομή αυτή προτάθηκε να παίρνεται η σύνδεση του βρόχου ανάδρασης με καθυστέρηση του σήματος εισόδου $x_h(n)$ κατά ακέραιο K και το καθυστερημένο $x_h(n - K)$ σταθμίζεται και επανατροφοδοτείται στην είσοδο. Η καθυστέρηση K αποτελεί την κεντρική τιμή της μεταβαλλόμενης καθυστέρησης της μπροστινής τροφοδοσίας. Ανάλογα με τη μορφή του σήματος ελέγχου της καθυστέρησης, $MOD(n)$ παίρνουμε τα διάφορα εφέ που φαίνονται στον Πίνακα 3.4.



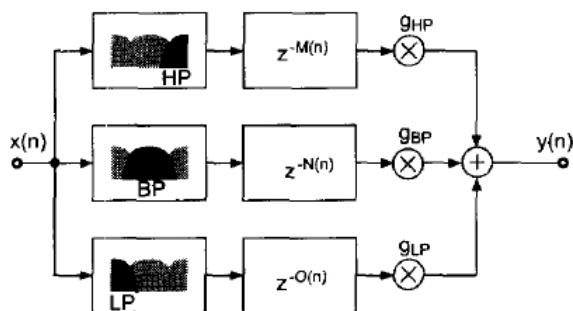
Σχήμα 3.8: Εφέ με γραμμή καθυστέρησης μεταβλητού μήκους

Πίνακας 3.4: Πρότυπα εφέ από καθυστερήσεις

	BL	FB	FF	καθυστέρηση	Βάθος διαμόρφωσης	MOD
Βιμπράτο	0	1	0	0 ms	0-3 ms	0.1-5 Hz ημίτονο
Flanger	0.7	0.7	0.7	0 ms	0-2 ms	0.1-1 Hz ημίτονο
Chorus	0.7	1	-0.7	1-30 ms	1-30 ms	θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων
ντουμπλάρισμα	0.7	0.7	0	10-100 ms	1-100 ms	θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων

3.3.3 Πολυζωνικά Εφέ (Multiband Effects)

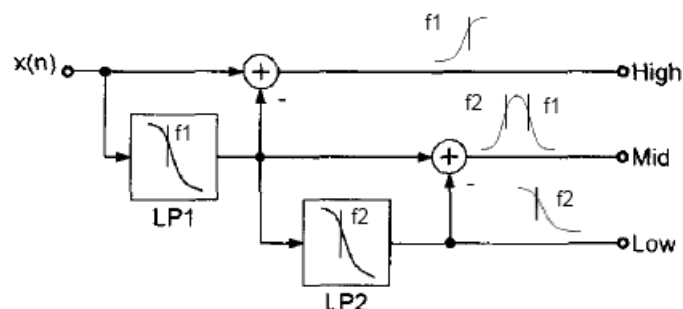
Πολλά ενδιαφέροντα και χρήσιμα εφέ μπορούν να επιτευχθούν χωρίζοντας το σήμα σε συχνοτικές μπάντες και εφαρμόζοντας επεξεργασία ξεχωριστά σε κάθε μία.

**Σχήμα 3.9:** Πολυζωνικά Εφέ (Multiband Effects)

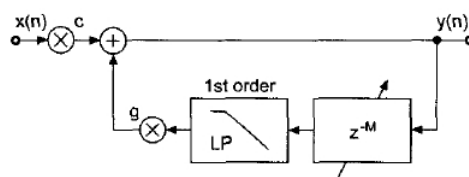
Σε κάθε μπάντα επιδρά γραμμή καθυστέρησης μεταβλητού μήκους με ξεχωριστές παραμέτρους και οι έξοδοι σταθμίζονται και προστίθενται δίνοντας ένα σήμα πλήρους φάσματος. Για τον διαχωρισμό των συχνοτικών μπαντών, μπορούν να δανειστούν σχέδια διαχωρισμού από την σχεδίαση φίλτρων διαχωρισμού (crossover) για ηχεία πολλών δρόμων. Μια τέτοια τεχνική χρησιμοποιεί συμπληρωματικό φιλτράρισμα με βαθυπερατό φιλτράρισμα και αφαίρεση του φιλτραρισμένου σήματος από το μη φιλτραρισμένο, ώστε να επιτευχθεί υπηπερατό φίλτρο. Στο Σχήμα 3.10 φαίνεται ένα διάγραμμα που διαχωρίζει το φάσμα σε τρεις μπάντες.

3.3.4 Φίλτρο Χτένας Με Φυσικό Ήχο

Όπως είδαμε το IIR Φίλτρο Χτένας είναι το ηλεκτρονικό ανάλογο του Ακουστικού Κυλίνδρου. Ηχητικά όμως το IIR Φίλτρο Χτένας, ακούγεται πιο μεταλλικό απ' ό,τι ο Ακουστικός Κύλινδρος, φανερώνοντας ότι έτσι ενισχύονται αρκετά οι υψηλές συχνότητες και αυξάνεται περισσότερο ο συντονισμός. Η εξήγηση για αυτή τη διαφορά έγκειται στο ότι στα άκρα του Ακουστικού Κυλίνδρου, το πλάτος των ανακλώμενων ηχητικών κυμάτων, μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας. Για να επιτευχθεί ο ήχος, του Ακουστικού Κυλίνδρου, από το IIR Φίλτρο Χτένας πρέπει ο βρόχος ανάδρασης να έχει συντελεστή



Σχήμα 3.10: Τράπεζα φίλτρων για Πολυζωνικά Εφέ (Filter bank Multiband Effects)



Σχήμα 3.11: IIR Φίλτρο χτένας με φυσικό ήχο

απολαβής εξαρτώμενο από τη συχνότητα. Αυτό επιτυγχάνεται τοποθετώντας ένα βαθυπερατό φίλτρο 1ης τάξης, στο βρόγχο ανάδρασης όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.11.

Τα φίλτρα αυτά έχουν πολύ καλές εφαρμογές σε προσομοίωση δωματίων και αντηχείων με την κατάλληλη ρύθμιση κλασματικών γραμμών καθυστέρησης και των βαθυπερατών φίλτρων. Ακόμα μπορούν να αξιοποιηθούν για να επιβληθεί σαφής τόνος σε σήματα ευρέως φάσματος, όπως τα κύματα της θάλασσας, ή να ξεκουρδιστούν όργανα σταθερού τονικού ύψους. Στο `lriircomb_demo.m` αρχείο του Matlab φαίνεται η λειτουργία του φίλτρου αυτού.

3.4 Συμπεράσματα

Οι γραμμές καθυστέρησης χρησιμοποιούνται στην επεξεργασία ηχητικού σήματος για να λύσουν πολλά πρακτικά προβλήματα, όπως για παράδειγμα αντιστάθμιση καθυστέρησης σε ηχητικές εγκαταστάσεις, ως βασικά δομικά στοιχεία για εφέ που στηρίζονται σε καθυστερήσεις, τεχνική ακουστική χώρων καθώς και στην φυσική μοντελοποίηση μουσικών οργάνων.

Αυτή η σύντομη εισαγωγή θα επιτρέψει στον αναγνώστη να εφαρμόσει και να πειραματιστεί με αλγορίθμους καθυστέρησης. Είδαμε αρκετά μικρά αλλά σημαντικά εφέ με γραμμές καθυστέρησης όπως ηχώ, βιμπράτο, flanger και chorus. Είδαμε ακόμα σημαντικούς συνδυασμούς καθυστερήσεων και φίλτρων και τις εφαρμογές με χρονικά μεταβαλλόμενες παραμέτρους τους. Αυτά τα δομικά στοιχεία μπορούν να αξιοποιηθούν σαν πηγές για τη σχεδίαση νέων ψηφιακών ηχητικών εφέ.

Κεφάλαιο 4

Μη Γραμμική Επεξεργασία

4.1 Εισαγωγή

Οι αλγόριθμοι των εφέ δυναμικής επεξεργασίας, εξομοίωσης λυχνίας, υπεροδήγησης και παραμόρφωσης για εφαρμογές κιθάρας και ηχογράφησης, ψυχοακουστικοί ενισχυτές (enhancer) και διεγέρτες (exciter), βρίσκονται στην κατηγορία της μη γραμμικής επεξεργασίας. Δημιουργούν σκόπιμα ή μη σκόπιμα αρμονικές ή μη αρμονικές φασματικές συνιστώσες που δεν υπάρχουν στο σήμα εισόδου. Σε μια συσκευή για εφέ, η αρμονική παραμόρφωση δημιουργείται από μη γραμμική επεξεργασία. Μεγάλη εμπειρία ακρόασης και ηχογράφησης είναι απαραίτητη ώστε να επιτευχθεί ηχητικό αποτέλεσμα που να είναι ευχάριστο στην πλειοψηφία των ακροατών. Τέτοιες συσκευές επεξεργασίας αποτελούν τέχνη από μόνες τους και είναι ένα μεγάλο και βασικό εργαλείο για ηχολήπτες και μουσικούς.

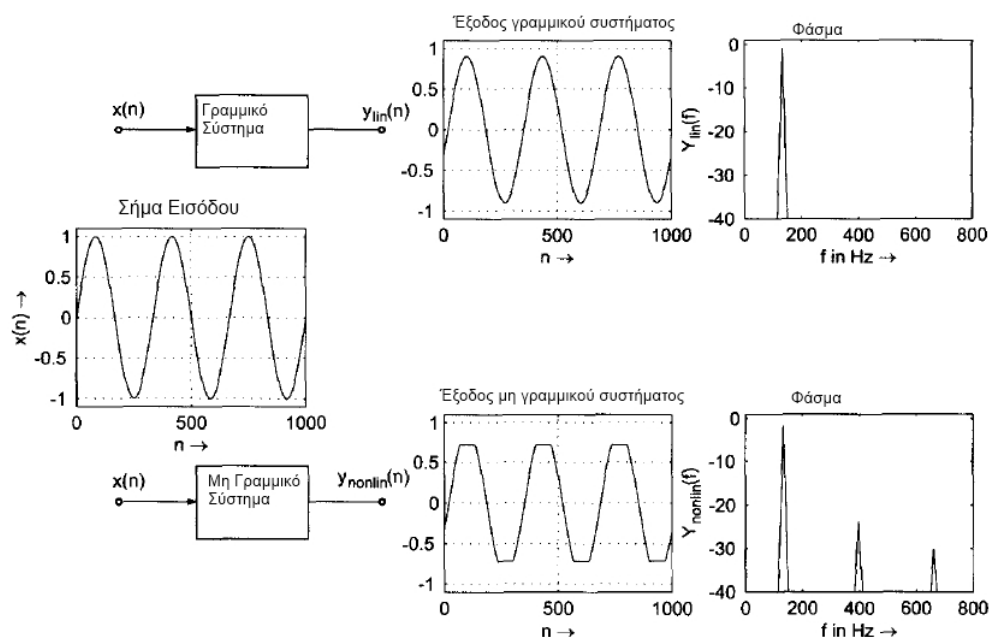
Για την επεξεργασία σήματος, είτε σε αναλογικό είτε σε ψηφιακό επίπεδο, μη γραμμική επεξεργασία /επεξεργαστές έχουμε στα συστήματα στα οποία μία ημιτονική είσοδος γνωστού πλάτους και συχνότητας της μορφής $x(n) = A \sin(2\pi f_1 T n)$, δίνει μια έξοδο της μορφής $y(n) = A_0 + A_1 \sin(2\pi f_1 T n) + A_2 \sin(2 \cdot 2\pi f_1 T n) + \dots + A_N \sin(N \cdot 2\pi f_1 T n)$. Ένα γραμμικό σύστημα θα έδινε έξοδο της μορφής $y(n) = A_{out} \sin(2\pi f_1 T n + \phi_{out})$ που είναι πάλι ημιτονικό με πλάτος τροποποιημένο από την απόκριση πλάτους $|H(f_1)|$ της συνάρτησης μεταφοράς σύμφωνα με τη σχέση $A_{out} = |H(f_1)| \cdot A$ και την φάση μετατοπισμένη κατά $\phi_{out} = \angle H(f_1)$ με $\angle H(f_1)$ την φάση της συνάρτησης μεταφοράς. Για την μέτρηση της “μη γραμμικότητας” ενός συστήματος, χρησιμοποιούμε την Ολική Αρμονική Παραμόρφωση (Total Harmonic Distortion) THD, που ορίζεται ως

$$THD = \sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_N^2}{A_1^2 + A_2^2 + \dots + A_N^2}}$$

που είναι η τετραγωνική ρίζα του λόγου του αθροίσματος της ισχύος όλων των αρμονικών συχνοτήτων πάνω από την θεμέλιο, προς το άθροισμα της ισχύος όλων των αρμονικών μαζί με τη θεμέλιο.

Θα δούμε τη μη γραμμική επεξεργασία σε τρεις βασικές μουσικές κατηγορίες. Η πρώτη περιλαμβάνει **συστήματα ελέγχου της δυναμικής περιοχής**, στα οποία ο βασικός σκοπός είναι ο έλεγχος της περιβάλλουσας του σήματος σύμφωνα με κάποιες παραμέτρους ελέγχου. Η αρμονική παραμόρφωση εδώ πρέπει να κρατηθεί όσο πιο χαμηλή γίνεται. Η δεύτερη περιλαμβάνει **συστήματα δημιουργίας έντονης αρμονικής παραμόρφωσης** όπως ενισχυτές κιθάρας, εφέ για κιθάρα κ.λ.π. Τα συστήματα αυτά περιγράφονται από ένα γραμμικό και από ένα μη γραμμικό μέρος. Το γραμμικό μέρος περιγράφεται από μια κρουστική απόκριση και το μη γραμμικό είναι ένας συνδυασμός μίας μη γραμμικής συνάρτησης $f[x(n)]$ του σήματος εισόδου $x(n)$ και ενός γραμμικού

συστήματος μπροστά και πίσω από αυτή τη μη γραμμικότητα. Η τελευταία μπορεί να περιγραφεί από την ίδια θεωρητική προσέγγιση και περιλαμβάνει **συστήματα ψυχοακουστικής λειτουργίας enhancers και exciters**. Το βασικό πεδίο εφαρμογών είναι η δημιουργία επιπρόσθετων αρμονικών για λεπτή βελτίωση των βασικών ηχητικών χαρακτηριστικών. Η αρμονική παραμόρφωση εδώ συνήθως κρατιέται σε μικρά επίπεδα για να αποφευχθεί έντονο εφέ.



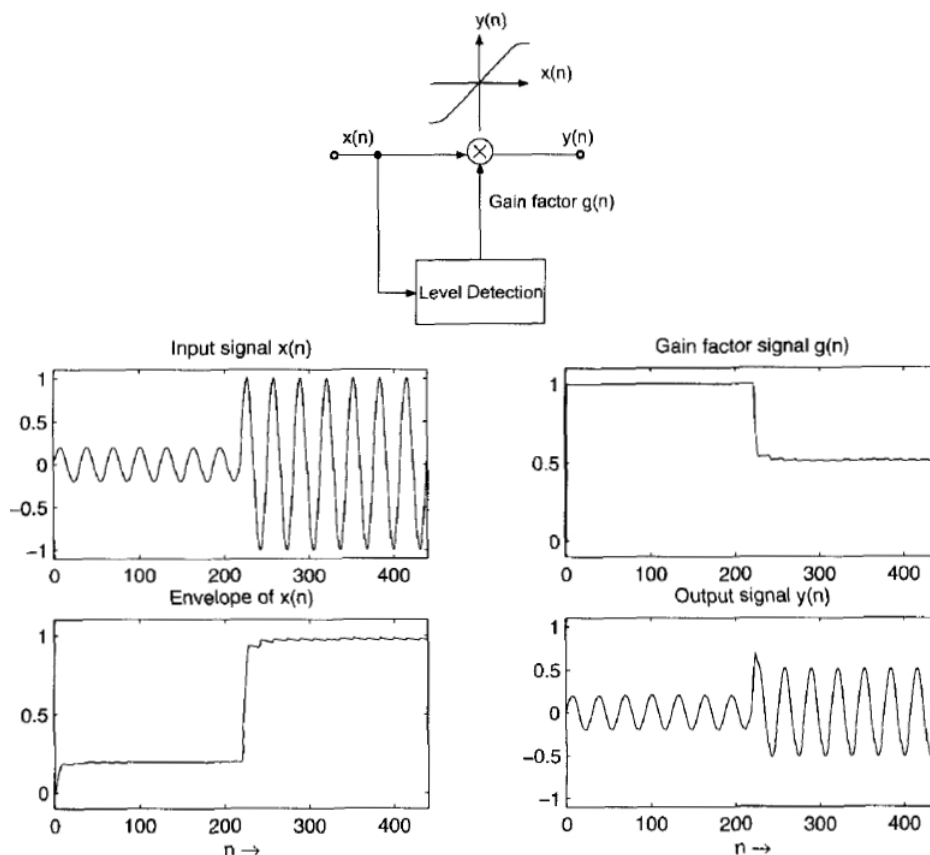
Σχήμα 4.1: Είσοδος ημίτονου σε γραμμικό και μη γραμμικό σύστημα και οι αντίστοιχες έξοδοι με τα φάσματά τους

4.2 Δυναμική Επεξεργασία (Dynamic Processing)

Η δυναμική επεξεργασία επιτυγχάνεται από ενισχυτικές διατάξεις στις οποίες η απολαβή ελέγχεται αυτόματα από την ένταση του σήματος εισόδου. Θα δούμε περιοριστές (Limiters), συμπίεστρες (Compressors), συστήματα δυναμικής επέκτασης (Expanders), και πύλες θορύβου (Noise Gates).

Η δυναμική επεξεργασία στηρίζεται στην ανίχνευσης του πλάτους και της περιβάλλουσας (envelope) του σήματος και στη συνέχεια σ' έναν αλγόριθμο που εξάγει ένα συντελεστή απολαβής από την περιβάλλουσα αυτή. Η περιβάλλουσα του σήματος υπολογίζεται από τη μέση τιμή του απολύτου του σήματος $|x(n)|$ σε ένα προκαθορισμένο χρονικό διάστημα¹. Η χαρακτηριστική μεταφοράς εισόδου-εξόδου περιγράφεται από την καμπύλη $y(n) = f[x(n)]$ όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.2. κατώφλια ορίζονται για να τροποποιείται η σχέση εισόδου-εξόδου. Στο παράδειγμα του σχήματος η είσοδος εξα-

¹Η διαδικασία αυτή είναι παρόμοια με την AM αποδιαμόρφωση στις τηλεπικοινωνίες

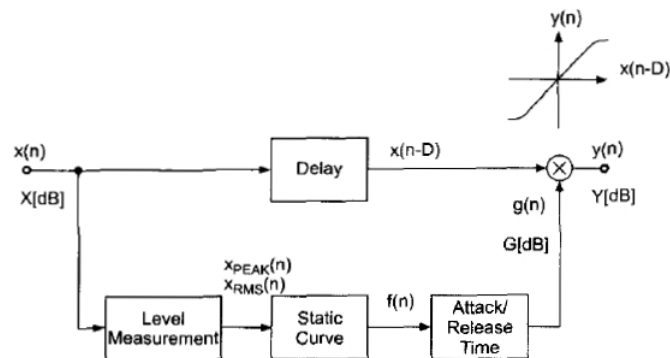


Σχήμα 4.2: Σχηματικό διάγραμμα μη γραμμικού συστήματος με ανίχνευση περιβάλλουσας

σθενεί ώστε το $y(n)$ να έχει διακύμανση στο διάστημα $[-0.5, +0.5]$ για $|x(n)| > 0.5$ και $y(n) = x(n)$ όταν $|x(n)| \leq 0.5$. Το κάτω μέρος, του σχηματικού διαγράμματος, περιλαμβάνει τον ανιχνευτή περιβάλλουσας και την επεξεργασία ώστε να εξαχθεί ο παράγοντας απολαβής $g(n)$ και συνήθως ονομάζεται διαδρομή πλευρικής αλυσίδας (side chain path). Συνήθως ο παράγοντας απολαβής εξάγεται από το σήμα εισόδου, αλλά υπάρχουν και περιπτώσεις που η διαδρομή πλευρικής αλυσίδας συνδέεται σε άλλο σήμα το οποίο ελέγχει την απολαβή στο σήμα εισόδου².

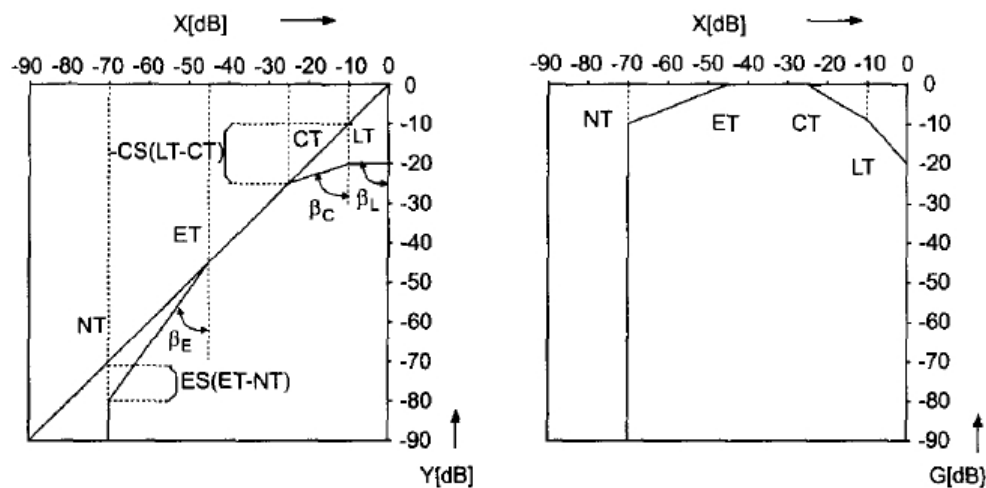
Η συσκευή διαχείρισης δυναμικής περιοχής [82], που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.3, περιλαμβάνει μία **ευθεία διαδρομή** με ένα στοιχείο καθυστέρησης και μία **διαδρομή πλευρικής αλυσίδας** (side chain path). Η διαδρομή πλευρικής αλυσίδας εκτελεί μία μέτρηση του πλάτους και μετά έναν υπολογισμό του παράγοντα απολαβής για το σήμα της ευθείας διαδρομής. Η μέτρηση του πλάτους ακολουθείται από την συνάρτηση μεταφοράς και ένα μέρος για την προσαρμογή του χρόνου ανόδου (attack) και απελευθέρωσης (release). Στη συγκεκριμένη συσκευή, εκτός από τα σήματα $x(n)$, $f(n)$, $g(n)$ και $y(n)$ θα

² Η συσκευή αυτή καλείται “side chain compressor” επειδή αξιοποιεί την διαδρομή πλευρική αλυσίδας ώστε να ελέγχει την ένταση του σήματος. Βασική εφαρμογή του “side chain compressor” είναι στην ομιλία πάνω σε μουσικό χαλί. Όταν μιλάει ο εκφωνητής ελαττώνεται η ένταση της μουσικής και όταν σταματήσει να μιλάει, επανέρχεται.



Σχήμα 4.3: Σχηματικό διάγραμμα της συσκευής διαχείρισης δυναμικής περιοχής [82].

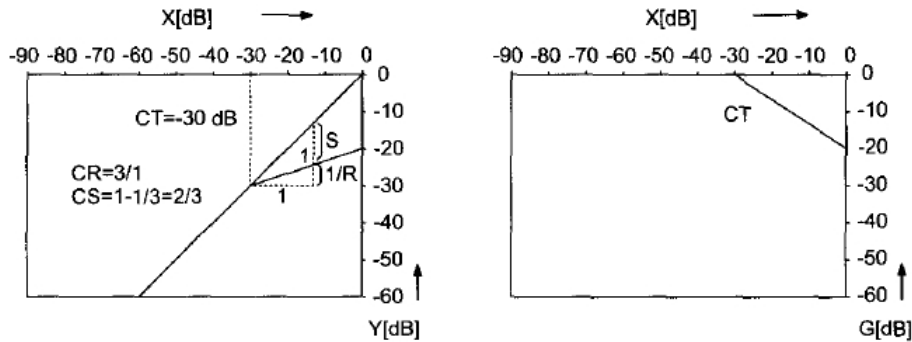
εμφανίζονται και τα πλάτη X , G και Y . Αυτά είναι η τιμή σε dB της ενεργού τιμής (RMS) $x_{rms}(n)$ ή της μέγιστης από το μηδέν $x_{peak}(n)$ του κάθε σήματος, σύμφωνα με τη σχέση $X = 20 \cdot \log_{10}(x)$. Έτσι ο πολλαπλασιασμός $y(n) = g(n) \cdot x(n - D)$, στην έξοδο του συστήματός μας, δίνει στην λογαριθμική κλίμακα σε dB, την εξής πρόσθεση $Y = X + G$. Συνήθως ο υπολογισμός του, μεταβλητού στο χρόνο, παράγοντα απολαβής $g(n)$ γίνεται σε λογαριθμική κλίμακα ώστε να συμβαδίζει με την λογαριθμική αντίληψη της ακουστότητας από τον άνθρωπο. Η καθυστέρηση κατά D δείγματα, στην ευθεία διαδρομή του σήματος, έχει σκοπό να αντισταθμίσει τον χρόνο που χρειάζεται ώστε να ολοκληρώσει η διαδρομή της πλευρικής αλυσίδας τους υπολογισμούς της.



Σχήμα 4.4: Χαρακτηριστικές μεταφοράς της συσκευής διαχείρισης δυναμικής περιοχής [82].

Στο αριστερό μέρος του Σχήματος 4.4 φαίνεται η χαρακτηριστική μεταφοράς με την έξοδο συναρτήσει της εισόδου σε dB, για τους διάφορους δυναμικούς επεξεργαστές. Βλέπουμε τις διαφορετικές τιμές κατωφλίου για περιοριστή (LT limiter threshold), συμπίεστή (CT compressor threshold), σύστημα δυναμικής επέκτασης (ET expander threshold) και πύλη θορύβου (NT noise gate threshold). Στο δεξιό μέρος του σχήματος έχουμε την χαρακτηριστική καμπύλη με την απολαβή G συναρτήσει της εισόδου X σε dB, στην οποία

φαίνονται ξεκάθαρα οι τέσσερις περιοχές λειτουργίας. Για την περιγραφή της χαρακτηριστικής μεταφοράς χρησιμοποιούνται άλλες δύο παράμετροι. Ο παράγοντας συμπίεσης (compression factor) $R = \frac{\Delta L_I}{\Delta L_O}$ με ΔL_I την μεταβολή του πλάτους στην είσοδο και ΔL_O την αντίστοιχη μεταβολή πλάτους στην έξοδο, και ο παράγοντας κλίσης (slope factor) $S = 1 - \frac{1}{R}$. Με την βοήθεια του Σχήματος 4.5, εξάγονται για τον συμπίεστή οι σχέσεις $Y = CT - \frac{1}{R}(X - CT)$ και $R = \frac{X-CT}{Y-CT} = \tan \beta_C$.



Σχήμα 4.5: Χαρακτηριστικές μεταφοράς: ορισμός των S και R με εφαρμογή πάνω στον συμπίεστή (compressor)

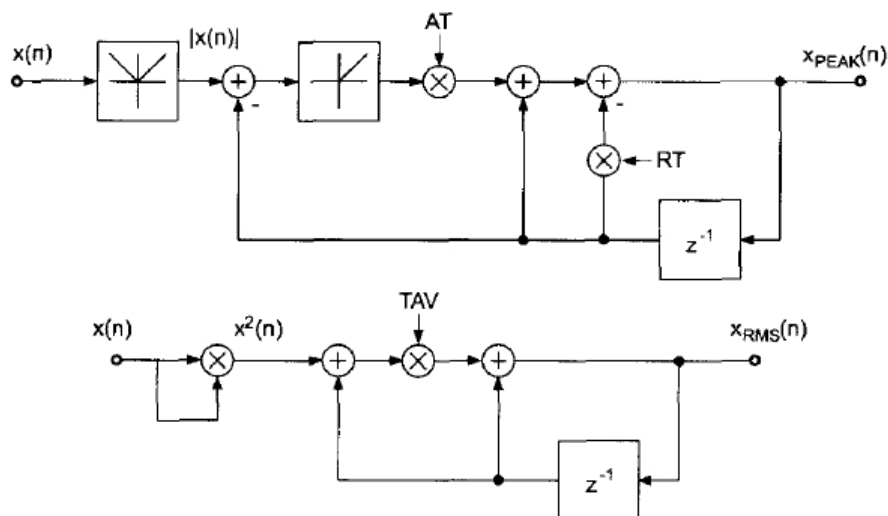
Τυπικές τιμές για παράγοντα συμπίεσης (R) και παράγοντα κλίσης (S) για τις τέσσερις περιοχές λειτουργίας είναι οι ακόλουθες:

Περιοριστής (limiter)	$R = \infty$	$S = 1$
Συμπίεστή (compressor)	$1 < R < \infty$	$0 < S < 1$
Γραμμικό μέρος	$R = 1$	$S = 0$
Σύστημα δυναμικής επέκτασης (expander)	$0 < R < 1$	$-\infty < S < 0$
Πύλη θορύβου (noise gate)	$R = 0$	$S = -\infty$

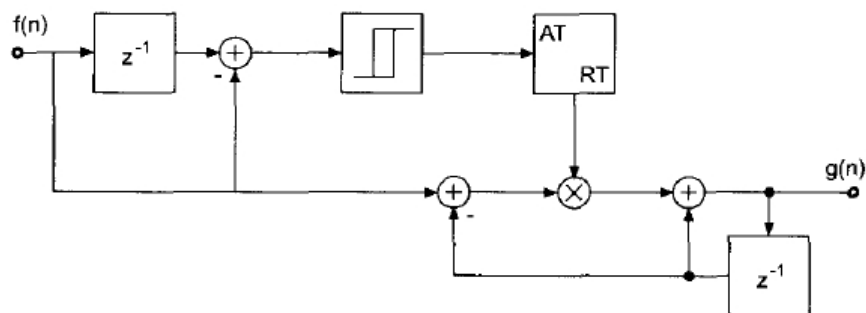
Ο υπολογισμός της συνάρτησης μεταφοράς $f(n)$ είναι αρκετά εύκολος στο λογαριθμικό επίπεδο, δίνοντας γραμμική έκφραση για το F σε dB και παίρνει τις παρακάτω εκφράσεις:

Περιοριστής (limiter)	$F_L = -LS(X - LT) + CS(CT - LT)$
Συμπίεστή (compressor)	$F_C = -CS(X - CT)$
Γραμμικό μέρος	$F_{lin} = 0$
Σύστημα δυναμικής επέκτασης (expander)	$F_E = -ES(X - ET)$
Πύλη θορύβου (noise gate)	$F_{NG} = -NS(X - NT) + ES(ET - NT)$

Η δυναμική συμπεριφορά ενός διαχειριστή δυναμικής περιοχής, επηρεάζεται από το πώς γίνεται η μέτρηση του πλάτους (με χρόνο ανόδου AT και απελευθέρωσης RT για μετρήσεις κορυφών και χρόνο για τον υπολογισμό της μέσης τιμής TAV για μέτρηση RMS) και ρυθμίζονται περαιτέρω με ειδικούς χρόνους ανόδου/απελευθέρωσης όπως φαίνεται στα συστήματα των σχημάτων 4.6 και 4.7.



Σχήμα 4.6: Μέτρηση του πλάτους κορυφής και RMS, με ανιχνευτή/ακολουθητή περιβάλλουσας για διαχειριστή δυναμικής περιοχής [43, 82]



Σχήμα 4.7: Δυναμικό φίλτρο: ρύθμιση χρόνου ανόδου και απελευθέρωσης για διαχειριστή δυναμικής περιοχής [43, 82]

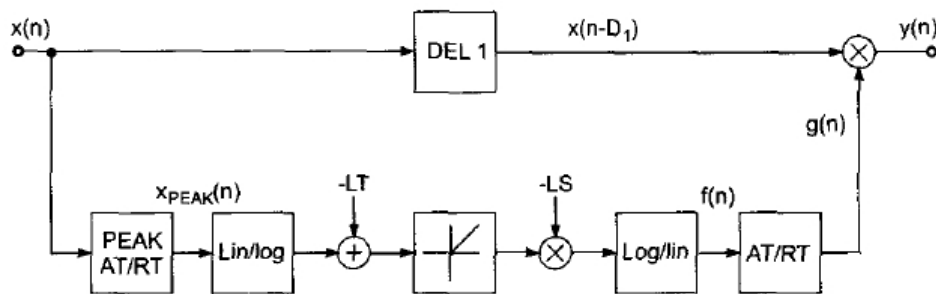
Αυτοί οι ανιχνευτές/ακολουθητές περιβάλλουσας μπορούν ακόμα να χρησιμοποιηθούν και για άλλες μουσικές εφαρμογές. Ο υπολογισμός της παραμέτρου χρόνου ανόδου δίνεται από τον τύπο :

$$AT = 1 - e^{-2.2T/t_{AT}}$$

με t_{AT} την παράμετρο του χρόνου σε δευτερόλεπτα και T την περίοδο δειγματοληψίας. Η παράμετρος χρόνου απελευθέρωσης RT και ο χρόνος για τον υπολογισμό της μέσης τιμής T_{AV} υπολογίζονται από τον ίδιο τύπο απλά αντικαθιστώντας το t_{AT} με t_{RT} ή t_{TAV} . Η συνάρτηση μεταφοράς $f(n)$ χρησιμοποιείται σαν είσοδος του δυναμικού φίλτρου με χρόνους ανόδου και απελευθέρωσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7. Η έξοδος του δυναμικού φίλτρου $g(n)$ είναι ο παράγοντας απολαβής του καθυστερημένου σήματος $x(n - D)$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.3. Παρακάτω θα δούμε αναλυτικά τις ξεχωριστές περιπτώσεις διαχειριστών δυναμικής περιοχής.

4.2.1 Περιοριστής (Limiter)

Ο σκοπός του περιοριστή είναι να παρέχει έλεγχο στις υψηλές κορυφές του σήματος τροποποιώντας τις δυναμικές του σήματος το λιγότερο δυνατό. Ο περιοριστής κάνει μέτρηση πλάτους κορυφής και πρέπει να αντιδρά πολύ γρήγορα σε επεκτάσεις του κατωφλίου του. Τυπικές τιμές για ένα περιοριστή είναι $t_{AT} = 0.02 \dots 0.04 \dots 10.24 msec$ και $t_{RT} = 1 \dots 130 \dots 5000 msec$ για την μέτρηση των κορυφών και $t_{AT} = 0.02 \dots 0.04 \dots 10.24 msec$ και $t_{RT} = 1 \dots 130 \dots 5000 msec$ για τη ρύθμιση του χρόνου ανόδου/απελευθέρωσης. Οι μικροί χρόνοι ανόδου και απελευθέρωσης του περιοριστή, επιτρέπουν την ελάττωση της έντασης αμέσως μόλις ξεπεραστεί το κατώφλι. Καθώς εξασθενούν οι κορυφές ολόκληρο το σήμα μπορεί να ενισχυθεί περαιτέρω. Ο περιοριστής, εκτός από εφαρμογή τα σήματα ξεχωριστών οργάνων, έχει εφαρμογή και μετά την τελική μείξη πολυκάναλων ηχογραφήσεων. Στο Σχήμα 4.8 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα του περιοριστή.



Σχήμα 4.8: Σχηματικό διάγραμμα του περιοριστή [82]

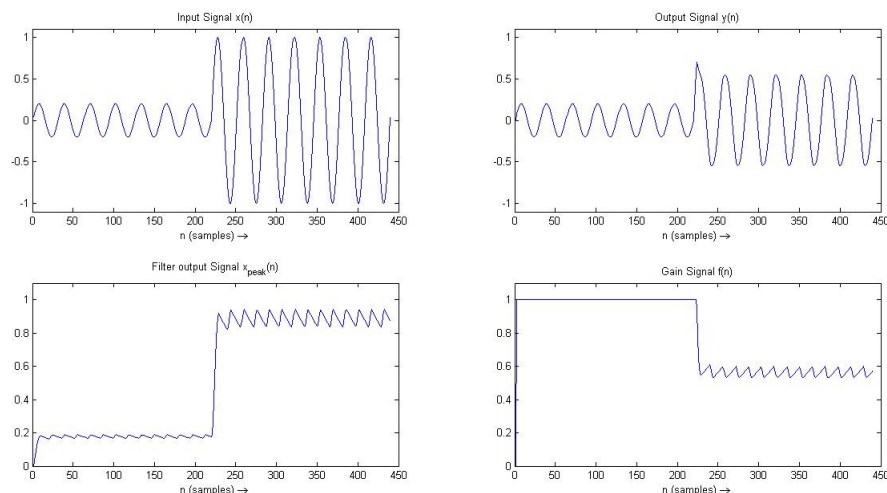
Στο limiter_demo.m αρχείο του Matlab φαίνεται η λειτουργία του περιοριστή σε ένα ημιτονικό σήμα το οποίο αλλάζει απότομα πλάτος (Σχήμα 4.9).

Στο Σχήμα 4.10 φαίνεται το αποτέλεσμα της εφαρμογής του αλγορίθμου hard_limiter.m σε ένα αρχείο ήχου (hard_limiter_on_sound_demo.m).

4.2.2 Συμπιεστή (Compressor) Και Σύστημα Δυναμικής Επέκτασης (Expander)

Το σχηματικό διάγραμμα συστήματος συμπίεσης/επέκτασης (compressor/expander) δυναμικής περιοχής φαίνεται στο σχήμα 4.11. Ο υπολογισμός του παράγοντα απολαβής στηρίζεται σε μια RMS μέτρηση και κάποιους υπολογισμούς σε λογαριθμική κλίμακα. Τυπικές παράμετροι είναι $t_{AT} = 5 msec$ και $t_{RT} = 130 msec$ για την RMS μέτρηση και $t_{AT} = 0.16 \dots 5 \dots 2600 msec$ και $t_{RT} = 1 \dots 130 \dots 5000 msec$ για την ρύθμιση χρόνου ανόδου/απελευθέρωσης (attack/release). Ο προγραμματισμός είναι παρόμοιος με την υλοποίηση του περιοριστή στην υποπαράγραφο 4.2.1.

Μια διαφορετική υλοποίηση έχει δοθεί στο [8], με σχηματικό διάγραμμα αυτό του Σχήματος 4.12 και την υλοποίηση του αλγορίθμου στην συνάρτηση compexpr.m συνάρτηση του Matlab. Στο πρόγραμμα compexpr_on_sound_demo.m εφαρμόζεται η λειτουργία του περιορισμού και επέκτασης της δυναμικής περιοχής ξεχωριστά στο ίδιο αρχείο ήχου.



Σχήμα 4.9: Η λειτουργία του περιοριστή. Φαίνεται η είσοδος του συστήματος (Input Signal $x(n)$), η έξοδος του (Output Signal $y(n)$), η μέτρηση του πλάτους κορυφής (Filter output Signal $x_{peak}(n)$) και η απολαβή που επιβάλλεται σ' αυτό (Gain Signal $f(n)$).

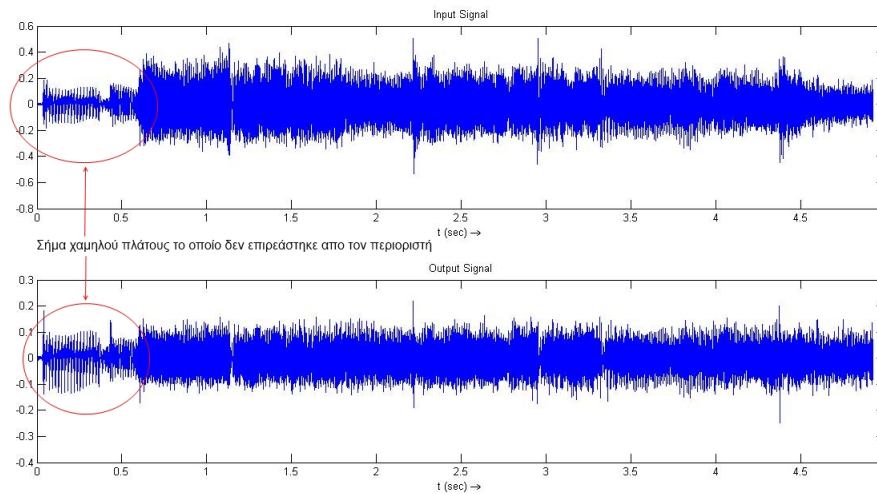
Οι συμπίεστές χρησιμοποιούνται για να ελαττώσουν την δυναμική περιοχή του σήματος εισόδου. Τα μέρη του σήματος που έχουν μικρότερο πλάτος, δεν τροποποιούνται αλλά τα μέρη με μεγαλύτερο πλάτος εξασθενούν σύμφωνα με τη χαρακτηριστική μεταφοράς. Η διαφορά, μεταξύ των πιο δυνατών και των πιο ασθενών μερών, μικραίνει και έτσι ολόκληρο το σήμα μπορεί να ενισχυθεί κάνοντας ολόκληρο το σήμα δυνατότερο σε ακουστότητα. Το σύστημα δυναμικής επέκτασης (expander) επιδρά στα μέρη με μικρό πλάτος μεγαλώνοντας την δυναμική περιοχή του σήματος, δηλαδή την διαφορά πλάτους των υψηλότερων από τις χαμηλότερες τιμές. Στο Σχήμα 4.13 φαίνεται η επίδραση του συστήματος συμπίεσης/επέκτασης (compressor/expander) δυναμικής περιοχής.

4.2.3 Πύλη Θορύβου (Noise Gate)

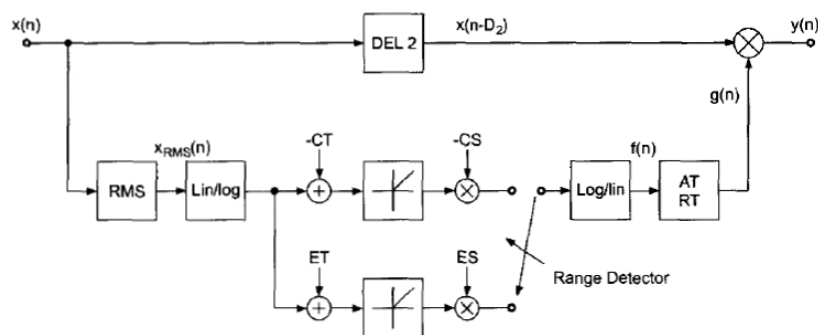
Το σχηματικό διάγραμμα της πύλης θορύβου (Noise Gate) φαίνεται στο σχήμα 4.14. Η απόφαση να ενεργοποιηθεί η πύλη βασίζεται στη μέτρηση κορυφής που οδηγεί σε βαθμιαία είσοδο/έξοδο (fade in/out) του παράγοντα απολαβής $g(n)$ με τους κατάλληλους χρόνου ανόδου και απελευθέρωσης. Στην πλευρική αλυσίδα, η είσοδος στο σύστημα σταθεράς χρόνου γίνεται **μηδέν**, αν το σήμα εισόδου πέφτει κάτω από το κατώφλι της πύλης θορύβου, ενώ γίνεται **ένα**, εάν το σήμα εισόδου γίνει μεγαλύτερο από την τιμή του κατωφλίου.

Στο πρόγραμμα `noisegt_On_Sound_demo.m` του Matlab φαίνεται το αποτέλεσμα της εφαρμογής του αλγορίθμου `noisegt.m` σε ένα αρχείο ήχου.

Η βασική εφαρμογή της πύλης θορύβου είναι για την εξάλειψη θορύβου όταν το επιθυμητό σήμα δεν είναι παρόν. Η πύλη θορύβου εξασθενεί μόνο τα ασθενή σήματα. Μια ιδιαίτερη χρήση της είναι κατά την ηχογράφηση ενός σετ ντραμς. Η ύπαρξη πύλης θορύβου στα μικρόφωνα που ηχογραφούν τα ξεχωριστά τύμπανα του σετ, αξιοποιείται για να



Σχήμα 4.10: Εφαρμογή του περιοριστή. Φαίνεται η είσοδος του συστήματος (Input Signal) και η έξοδος του (Output Signal). Είναι εμφανής η κυκλωμένη περιοχή που δεν έχει αλλάξει σε πλάτος ενώ η υπόλοιπη έχει εξασθενήσει.

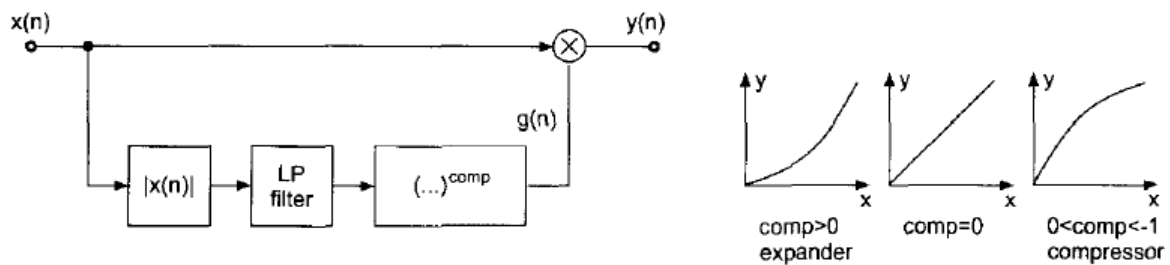


Σχήμα 4.11: Σχηματικό διάγραμμα του compressor/expander [82]

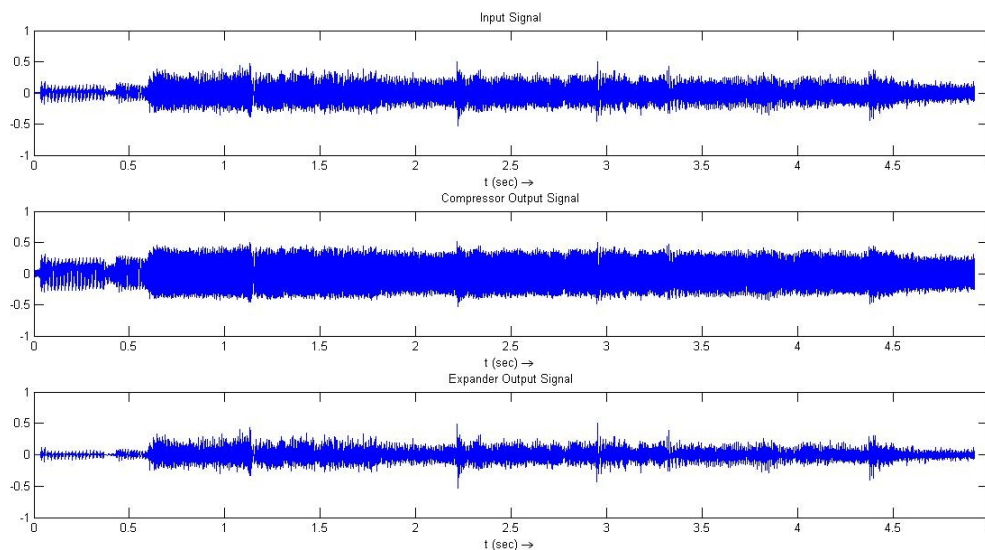
εξασθενεί τα ασθενέστερα σήματα που φτάνουν στο κάθε μικρόφωνο από τα γύρω τύμπανα. Έτσι επιτυγχάνεται καλύτερος διαχωρισμός μεταξύ των τυμπάνων με ξεχωριστά μικρόφωνα.

4.2.4 Εξασθενητής Συριστικότητας (De-Esser)

Ο Εξασθενητής συριστικότητας (De-Esser) είναι μια συσκευή που χρησιμοποιείται κυρίως για την επεξεργασία ομιλίας και φωνητικών. Συνίσταται από ένα φίλτρο διέλευσης ζώνης ρυθμισμένο μεταξύ 2-6kHz για να ανιχνεύσει το πλάτος του σήματος στην ζώνη αυτή. Εάν ξεπεραστεί ένα συγκεκριμένο κατώφλι, ο παράγοντας απολαβής αξιοποιείται για να ελέγξει την απολαβή αποκοπής (notch filter), ενός φίλτρου κορυφής στην ίδια συχνотική ζώνη. Το φίλτρο τότε επιδρά απ' ευθείας στο σήμα όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.14. Εναλλακτικά αντί για συνδυασμό φίλτρου διέλευσης ζώνης και αποκοπής κορυφής,



Σχήμα 4.12: Σχηματικό διάγραμμα του compressor/expander [8]



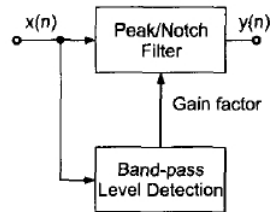
Σχήμα 4.13: Εφαρμογή του συστήματος συμπίεσης/επέκτασης (compressor/expander) δυναμικής περιοχής. Φαίνεται η είσοδος του συστήματος (Input Signal) και η έξοδος του συστήματος συμπίεσης/επέκτασης (Compressor/Expander Output Signal).

μπορούμε να έχουμε υπερτεράτο και φίλτρο τύπου ραφιού υψηλών συχνοτήτων, με πολύ καλά αποτελέσματα. Για να γίνει ο De-Esser πιο ανεπηρέαστος από αλλαγές στο πλάτος εισόδου, το κατώφλι πρέπει να εξαρτάται από το συνολικό πλάτος του σήματος, να είναι δηλαδή ένα σχετικό κατώφλι [49].

Ο De-Esser βρίσκει κυρίως εφαρμογή στο πεδίο της επεξεργασίας ομιλίας και φωνητικών για να αποφεύγεται η συριστικότητα υψηλών συχνοτήτων. Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιούνται αρκετά γρήγορες σταθερές χρόνου. Άλλη εφαρμογή είναι η ελάττωση μικροφωνισμού σε συστήματα μικροφωνικών όπου απαιτείται να μεταβάλλονται προσαρμοστικά η συχνότητα αποκοπής και ο παράγοντας απολαβής.

4.2.5 Ψαλιδιστές (Clippers) - Άπειροι Περιοριστές (Infinite Limiters)

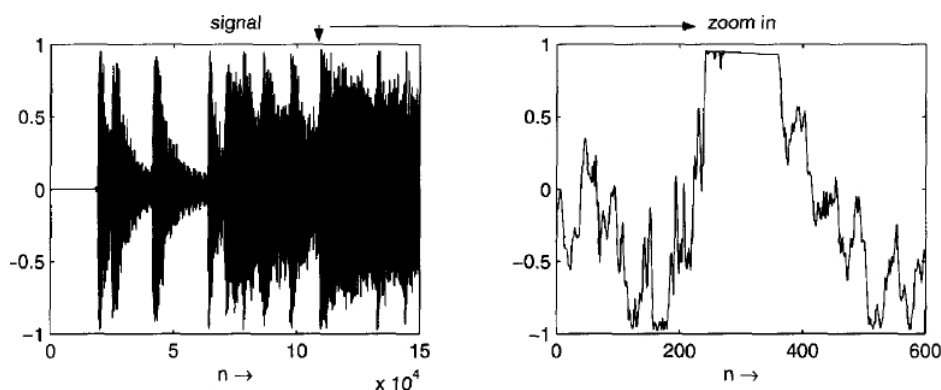
Για να αποτραπούν υπερβάσεις του κατωφλίου σε ένα συμπίεστη και περιοριστή, χρησιμοποιείται ένας ψαλιδιστής (clipper) ή άπειρος περιοριστής (infinite limiter) [49]. Ένας άλλος λόγος χρήσης ψαλιδιστή είναι ότι το μέσο πλάτος του σήματος αυξάνεται.



Σχήμα 4.14: Σχηματικό διάγραμμα του Εξασθενητής συριστικότητας (De-Esser)

Ο ψαλιδιστής είναι μια μη γραμμική λειτουργία που επιδρά κατευθείαν στην κυματομορφή, ισοπεδώνοντας το σήμα πάνω από το κατώφλι. Η πιο απλή είναι ο έντονος ψαλιδιστής (hard clipper) που γεννά πολλές αρμονικές υψηλής τάξεως. Ένας απαλός ψαλιδιστής (soft clipper) στρογγυλεύει το σχήμα του σήματος πριν αυτό φτάσει το κατώφλι. Το στρογγύλεμα συνίσταται σε πολυονυμικούς όρους χαμηλών τάξεων και κατά συνέπεια το φάσμα εξασθενεί ταχύτερα [49].

Από το γεγονός ότι η επεξεργασία σήματος γίνεται σε ψηφιακό επίπεδο, δεν έχουμε μόνο αρμονική παραμόρφωση αλλά και παραμόρφωση επικάλυψης (aliasing distortion). Η παραμόρφωση επικάλυψης ακούγεται μεταλλική και δεν είναι πολύ ευχάριστη. Αν και ο ψαλιδισμός πρέπει να αποφεύγεται μετά την μείξη πολυκάναλων ηχογραφήσεων, πολλά CD κάνουν χρήση ψαλιδισμού και παραμόρφωσης. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι το κομμάτι “Smooth” του Carlos Santana (Santana: Supernatural. 1999) λεπτομέρεια του οποίου φαίνεται στο Σχήμα 4.15.



Σχήμα 4.15: Ψαλιδισμός στο κομμάτι “Smooth” του Carlos Santana

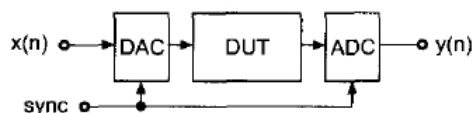
4.3 Μη Γραμμικοί Επεξεργαστές

Υπάρχουν δύο προσεγγίσεις όσον αφορά την μη γραμμική επεξεργασία για ηχητικές εφαρμογές. Η πρώτη προσέγγιση αναφέρεται στις μουσικές εφαρμογές μη γραμμικών εφέ και η δεύτερη στην ελάττωση της μη γραμμικής συμπεριφοράς των συστημάτων όπως συστημάτων αναπαραγωγής του ήχου, ενισχυτές και ηχεία. Εδώ θα καλύψουμε

την πρώτη κατηγορία, τα μη γραμμικά εφέ για μουσική επεξεργασία, στα οποία παίζει μεγάλο ρόλο η μη γραμμική μοντελοποίηση φυσικών συστημάτων. Διερευνούμε συνεπώς τεχνικές προσέγγισης και εξομοίωσης μη γραμμικών επεξεργασιών και θα δείξουμε απλές υλοποιήσεις για αυτούς.

4.3.1 Οι Βάσεις Της Μη Γραμμικής Μοντελοποίησης

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος στηρίζεται κυρίως σε γραμμικά χρονικά αμετάβλητα (Linear Time-Invariant L.T.I.) συστήματα. Η υπόθεση της γραμμικότητας και μη χρονικής μεταβολής, ισχύει για πολλά τεχνικά συστήματα, ειδικά για συστήματα στα οποία το σήμα εισόδου και εξόδου οριοθετούνται σε συγκεκριμένο εύρος πλάτους. Από την άλλη πολλές αναλογικές συσκευές έχουν μη γραμμικότητες όπως οι ενισχυτές λυχνίας, αναλογικές συσκευές για εφέ, εγγραφείς ταινίας, ηχεία και τέλος τέλος ο μηχανισμός της ανθρώπινης ακοής. Η αντιστάθμιση και εξομοίωση τέτοιων μη γραμμικοτήτων χρειάζεται μη γραμμική επεξεργασία σήματος και προφανώς θεωρία μη γραμμικών συστημάτων. Για πολλά μοντέλα μη γραμμικών συστημάτων, αξιοποιείται στη βιβλιογραφία το ανάπτυγμα σε σειρά Volterra σαν κατάλληλη προσέγγιση, επειδή αποτελεί προέκταση της θεωρίας γραμμικών συστημάτων. Δεν μπορούν όμως όλα τα τεχνικά και φυσικά συστήματα να περιγραφούν με το ανάπτυγμα σε σειρά Volterra και ειδικά αυτά με ακραίες μη γραμμικότητες. Σε ένα σύστημα, του οποίου η εσωτερική δομή είναι άγνωστη, χρησιμοποιείται μια τυπική διάταξη μέτρησης, με ένα ψευδοτυχαίο σήμα για είσοδο και ηχογράφηση της εξόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.16.



Σχήμα 4.16: Μέτρηση μη γραμμικών συστημάτων

Από τα σήματα εισόδου και εξόδου υπολογίζεται η γραμμική κρουστική απόκριση $h_1(n)$ μέσω ετεροσυσχέτιση και οι πυρήνες (κρουστικές αποκρίσεις) ανώτερης τάξης

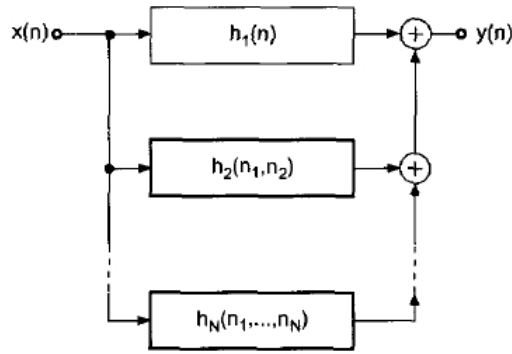
$$h_2(n_1, n_2), h_3(n_1, n_2, n_3), \dots, h_N(n_1, \dots, n_N)$$

μέσω ετεροσυσχετίσεων ανώτερης τάξης. Η γραμμική κρουστική απόκριση $h_1(n)$ είναι μονοδιάστατος, η $h_2(n_1, n_2)$ δισδιάστατος και η $h_N(n_1, \dots, n_N)$ N -διάστατος πυρήνας. Οι τεχνικές αυτές μπορούν να βρεθούν αναλυτικά στο [70]. Αυτοί οι πυρήνες μπορούν

να χρησιμοποιηθούν για ένα μοντέλο συστήματος, Volterra N -τάξης, που δίνεται από

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{i=1}^N y_i(n) \\ &= \sum_{\nu_1=0}^{\infty} h_1(\nu_1)x(n - \nu_1) + \\ &\quad \sum_{\nu_1=0}^{\infty} \sum_{\nu_2=0}^{\infty} h_2(\nu_1, \nu_2)x(n - \nu_1)x(n - \nu_2) + \\ &\quad \sum_{\nu_1=0}^{\infty} \sum_{\nu_2=0}^{\infty} \sum_{\nu_3=0}^{\infty} h_3(\nu_1, \nu_2, \nu_3)x(n - \nu_1)x(n - \nu_2)x(n - \nu_3) + \dots + \\ &\quad \sum_{\nu_1=0}^{\infty} \dots \sum_{\nu_N=0}^{\infty} h_N(\nu_1, \dots, \nu_N)x(n - \nu_1) \dots x(n - \nu_N). \end{aligned}$$

Στο Σχήμα 5.17 φαίνεται το αντίστοιχο σχηματικό διάγραμμα.



Σχήμα 4.17: Εξομοίωση μη γραμμικού συστήματος από ένα μοντέλο συστήματος, Volterra N -τάξης.

Εάν οι πυρήνες μπορούν να παραγοντοποιηθούν [23] σύμφωνα με την

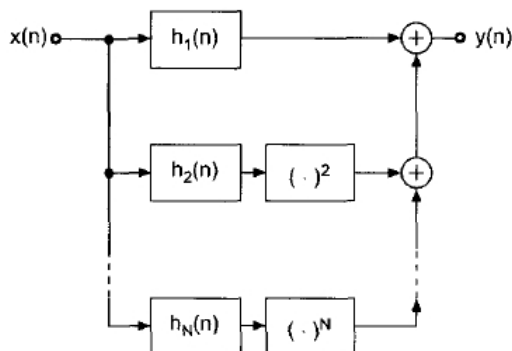
$$h_i(n_1, n_2, \dots, n_i) = h_i^f(n_1), h_i^f(n_2), \dots, h_i^f(n_i)$$

τότε παίρνω

$$y(n) = \sum_{\nu=0}^{\infty} h_1^f(\nu)x(n - \nu) + \left(\sum_{\nu=0}^{\infty} h_2^f(\nu)x(n - \nu) \right)^2 + \dots + \left(\sum_{\nu=0}^{\infty} h_N^f(\nu)x(n - \nu) \right)^N$$

η οποία δίνει το διάγραμμα του Σχήματος 4.18.

Αυτή η αναπαράσταση έχει αρκετά πλεονεκτήματα ειδικά από πλευράς εκτέλεσης, γιατί κάθε υποσύστημα μπορεί να υλοποιηθεί από μία μονοδιάστατη κρουστική απόκριση ή μια ισοδύναμη αναπαράσταση. Στην έξοδο κάθε υποσυστήματος, πρέπει να κάνουμε την πράξη την ύψωσης σε δύναμη $()^i$ στο κάθε σήμα. Όλα τα παραπάνω μπορούν



Σχήμα 4.18: Εξομοίωση μη γραμμικού συστήματος από ένα μοντέλο συστήματος, Volterra N -τάξης, με παραγοντοποιημένους πυρήνες.

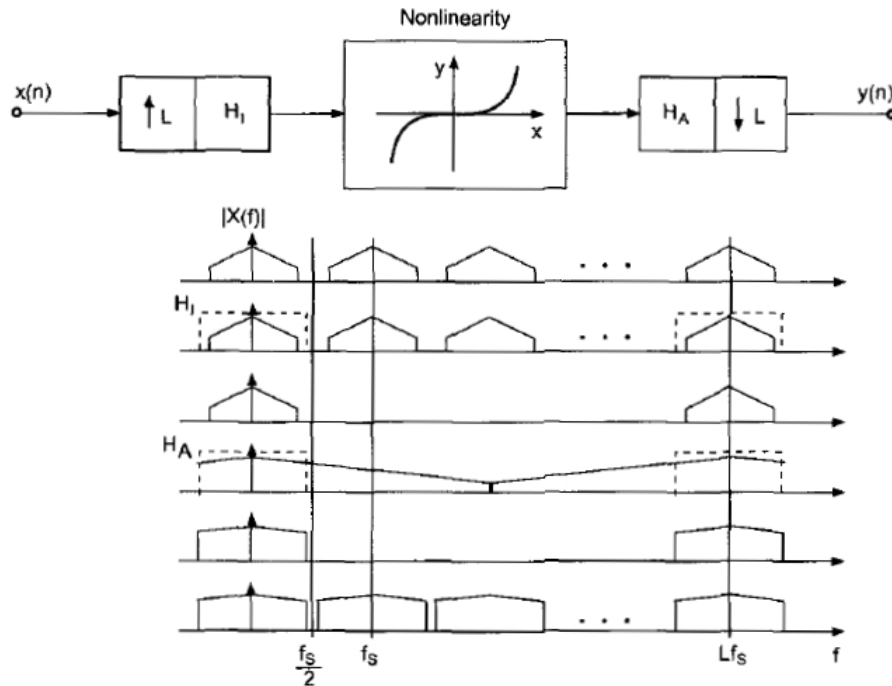
να εφαρμοστούν και σε μη γραμμικά συστήματα με μνήμη που σημαίνει ότι εκτός από μη γραμμικότητες μπορούν να περιγραφούν και λειτουργίες φιλτραρίσματος. Περισσότερο υλικό για μη γραμμικά συστήματα στον ήχο μπορεί να βρεθεί στα [39, 57, 40, 24].

Η εξομοίωση μη γραμμικού συστήματος χωρίς μνήμη, δηλαδή μη γραμμικής χαρακτηριστικής μεταφοράς, μπορεί να γίνει με ανάπτυγμα σε σειρά Taylor

$$y(n) = f[x(n)] = \sum_{i=0}^N b_i x^i(n).$$

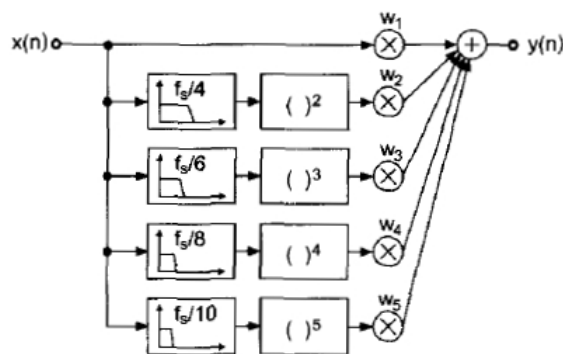
Μη γραμμικές χαρακτηριστικές μεταφοράς μπορούν να εφαρμοστούν απευθείας στο σήμα εισόδου, όπου κάθε πλάτος εισόδου αντιστοιχεί σε ένα πλάτος εξόδου σύμφωνα με την μη γραμμική χαρακτηριστική μεταφοράς $y = f[x(n)]$. Εάν εφαρμοστεί ένα σήμα συγκεκριμένου εύρους ζώνης, στο σύστημα $y(n) = x^2(n)$ η έξοδος θα έχει διπλάσιο εύρος ζώνης. Μόλις η ψηλότερη συχνότητα, μετά τη διέλευση από μη γραμμική λειτουργία, ξεπεράσει το μισό της συχνότητας δειγματοληψίας $f_s/2$, θα αναδιπλωθεί στην βασική ζώνη. Σε μερικές εφαρμογές εφέ επιπλέον παραμόρφωση επικάλυψης (Aliasing Distortion) μπορεί να είναι χρήσιμη, ειδικά για ακραία παραμόρφωση σε metal μουσική. Αυτό σημαίνει πώς για ψηφιακά σήματα, πρέπει πρώτα να εφαρμόσουμε υπερδειγματοληψία (over-sampling) του σήματος εισόδου πριν εφαρμόσουμε οποιαδήποτε μη γραμμική επεξεργασία ώστε να αποφύγουμε οποιαδήποτε παραμόρφωση επικάλυψης. Η διαδικασία αυτή φαίνεται στο Σχήμα 4.18 όπου πρώτα έχουμε αύξηση του ρυθμού δειγματοληψίας (up-sampling) και στην συνέχεια επίδραση ενός φίλτρου παρεμβολής H_I ώστε να αποκοπούν οι εικόνες μέχρι την νέα συχνότητα δειγματοληψίας Lf_s . Ύστερα μπορεί να εφαρμοστεί η μη γραμμική λειτουργία ακολουθούμενη από ένα φίλτρο περιορισμού του εύρους ζώνης και τέλος την διαδικασία της αποδεκάτισης (down-sampling).

Όπως είναι εμφανές, το φάσμα εξόδου περιέχει μόνο συχνότητες μέχρι $f_s/2$. Με βάση αυτό το γεγονός ολόκληρη η μη γραμμική διαδικασία μπορεί να εκτελεστεί χωρίς υπερδειγματοληψία από το σύστημα του Σχήματος 4.19 [75]. Το σήμα εισόδου χωρίζεται σε πολλές βαθυπερατές εκδόσεις του οι οποίες προωθούνται σε μία ξεχωριστή μη γραμμικότητα. Το σήμα εξόδου είναι ένας σταθμισμένος συνδυασμός των ξεχωριστών εξό-



Σχήμα 4.19: Μη γραμμική επεξεργασία με τεχνικές υπερ-δειγματοληψίας.

δων αφού περάσουν από την μη γραμμικότητα. Με την προσέγγιση αυτή το πρόβλημα της παραμόρφωσης επικάλυψης αποφεύγεται και επιτυγχάνεται μία προσέγγιση ισοδύναμη της τεχνικής υπερ-δειγματοληψίας. Μια σύγκριση με την προηγούμενη συζήτηση περί παραγοντοποιημένων πυρήνων Volterra δείχνει αρκετή συνάφεια. Συμπερασματικά, για μια ειδική στατική μη γραμμικότητα, που εφαρμόζεται σε ένα σήμα, το σήμα εισόδου πρέπει να φιλτραριστεί από ένα βαθυπερατό φίλτρο συχνότητας αποκοπής $f/(2 \cdot \text{τάξη της σειράς Taylor})$, αλλιώς θα έχουμε παραμόρφωση επικάλυψης.



Σχήμα 4.20: Μη γραμμική επεξεργασία με περιορισμό εύρους ζώνης της εισόδου.

4.3.2 Εξομοίωση Λυχνίας Κενού

Οι ηλεκτρονικές συσκευές με λυχνίες κενού ή λάμπες, κυριαρχούσαν στην επεξεργασία σήματος γενικότερα κατά το πρώτο μισό του 20ου αιώνα ενώ είναι παρούσες στην επεξεργασία του ήχου από τότε [6, 33]. Ο πιο συνηθισμένη τρόπος επεξεργασίας του σήματος της ηλεκτρικής κιθάρας είναι ο ενισχυτής και πιο συγκεκριμένα ο ενισχυτής λυχνίας. Η τυπική συμπεριφορά του ενισχυτή και του συνδεδεμένου σε αυτό ηχείο έχουν επηρεάσει και καθορίσει τον ήχο της Rock μουσικής τις τελευταίες δεκαετίες. Εκτός από τις δύο πιο σημαντικές κιθάρες, την Fender Stratocaster και την Gibson Les Paul, διάφοροι “λαμπάτοι” ενισχυτές κιθάρας βοήθησαν στην δημιουργία συναρπαστικών ήχων από τις κιθάρες αυτές.

Εισαγωγή

Κλασικοί (Vintage) ενισχυτές λυχνίας. Μια εισαγωγή στους ενισχυτές λυχνίας και την ιστορία τους μπορεί να βρεθεί στα [22, 6] όπου βρίσκονται και πολλά σχόλια πάνω στα ηχητικά χαρακτηριστικά τους. Θα επικεντρωθούμε στους πιο σημαντικούς κατασκευαστές ενισχυτών του παρελθόντος και θα επισημάνουμε κάποια χαρακτηριστικά τους.

- **Fender:** Οι ενισχυτές Fender πρωτοεμφανίστηκαν το έτος 1946. Αυτοί στηρίχθηκαν στα σπάνια σχηματικά διαγράμματα που παρείχαν οι κατασκευαστές λυχνιών. Με το πέρασμα των χρόνων σ’ αυτά τα σχέδια εντάχθηκαν τροποποιήσεις σύμφωνα με τις ανάγκες και προτάσεις των μουσικών που τους χρησιμοποιούσαν. Η σειρά των ενισχυτών Fender συνεχίζει να επεκτείνεται με νέα μοντέλα καθώς και με επανεκδόσεις των κλασικών μοντέλων. Ο ήχος των ενισχυτών Fender είναι ο επονομαζόμενος “κλασσικός λαμπάτος ήχος” (“classic tube sound”). Περαιτέρω πληροφορίες στα [22, 84].
- **Vox:** Ο ήχος του VOX AC30/4 έχει περιγραφεί από τον κιθαρίστα Brian May ως εξής : “Η ποιότητα σε χαμηλές εντάσεις είναι πλατιά και τραγανή και αλάνθαστα λαμπάτη, και καθώς η ένταση ανεβαίνει γλιστράει σε μία ευχάριστη, κρεμώδη συμπίεση και παραμόρφωση” (“*the quality at low levels is broad and crisp and unmistakably valve like, and as the volume is turned up it slides into a pleasant, creamy compression and distortion*”). Υπάρχει πάντα μια ποιότητα κουδουνιστών πρίμων σε όλες τις εντάσεις του ενισχυτή. Η “ψυχή του ενισχυτή” εμφανίζεται όταν παίζει σε πλήρη ένταση και ελέγχεται ο ήχος με το ρυθμιστικό έντασης της κιθάρας. Τα ηχητικά χαρακτηριστικά του VOX AC30/4 συσχετίζονται με την χρήση των πέντοδων λυχνιών ισχύως EL84, με την αρνητική ανάδραση στον ενισχυτή ισχύος, την πόλωση των καθόδων των λυχνιών και της λειτουργίας του ενισχυτή σε τάξη A. Οι τέσσερις μικρές EL84 πρέπει να έχουν γενικά πιο ζωντανό ήχο από τις μεγαλύτερες EL34. Ο ήχος του VOX AC30 μπορεί να ακουστεί σε ηχογραφήσεις των Brian May, Status Quo, Tom Petty και Brian Adams. Περαιτέρω πληροφορίες στο [85].
- **Marshall:** Ο Fender Bassman 5F6 ήταν η βάση για τον Marshall JTM45. Οι διαφορές μεταξύ τους [19] σχετίζονται στους μετασχηματιστές εξόδου, στο μεγάφωνο,

στην λυχνία εισόδου και στο κύκλωμα ανάδρασης καθώς το υπόλοιπο κύκλωμα είναι πανομοιότυπο. Ο ήχος του Marshall χαρακτηρίζεται επιθετικός και “τραγανός” με λαμπρές αρμονικές, όπως λέει ο Eric Clapton, “Πιθανώς να έπαιζα σε πλήρη ένταση για να πετύχω αυτό τον ήχο” (“*I was probably playing full volume to get that sound*”) [19]. Ο ήχος των αρχικών Marshall μπορεί να ακουστεί σε όλη τη δισκογραφία του Jimi Hendrix και σε κάποιες ηχογραφήσεις των Eric Clapton, Jimi Page και Ritchie Blackmore. Περαιτέρω πληροφορίες στο [86].

- **Mesa-Boogie:** Δύο κλιμακωτά στάδια προενίσχυσης και ένα ρυθμιστικό γενικής έντασης για τον ενισχυτή ισχύος είναι η βάση για τους ενισχυτές Mesa-Boogie³. Ο ήχος του Mesa-Boogie μπορεί να ακουστεί από τον Carlos Santana. Περαιτέρω πληροφορίες στο [87].

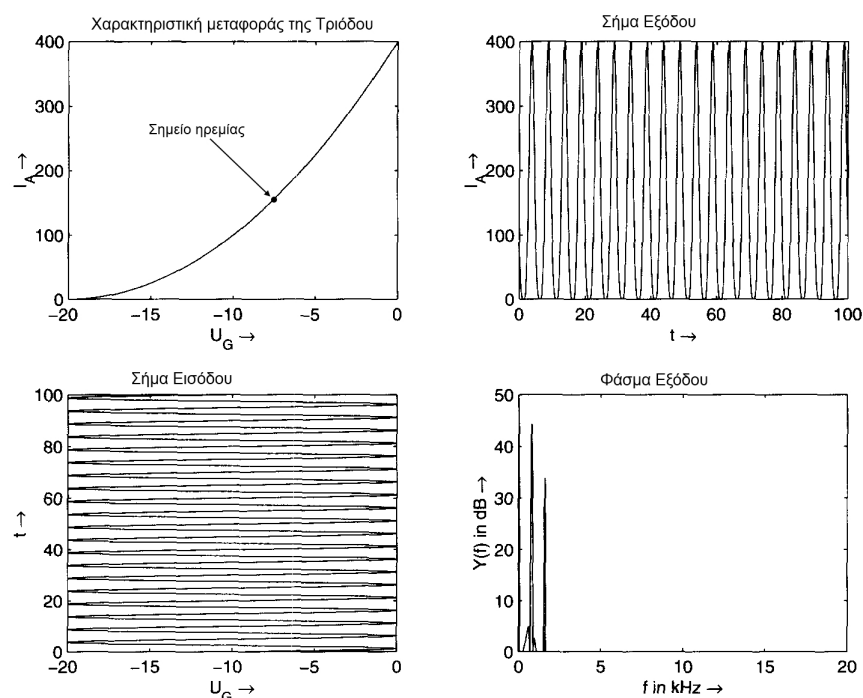
Επεξεργασία Σήματος

Ο ήχος της λυχνίας στηρίζεται σε ένα συνδυασμό πολλών σημαντικών παραγόντων. Πρώτα απ’ όλα μεγάλη σημασία παίζουν τα κύρια χαρακτηριστικά επεξεργασίας των λυχνιών κενού [6, 33]. Ύστερα το υπόλοιπο κύκλωμα του ενισχυτή και το σασί σε συνδυασμό του με το ηχείο παίζουν ένα σημαντικό ρόλο στη διαμόρφωση του ήχου.

Βασικά στοιχεία για τις λυχνίες κενού. Οι *τρίοδοι λυχνίες* [53, 54] συνίσταται από τρία ηλεκτρόδια την άνοδο (anode), την κάθοδο (cathode) και το πλέγμα (gate), και θεωρείται ότι έχουν ζεστά και απαλά ηχητικά χαρακτηριστικά. Η βασική αιτία για αυτό είναι η μη γραμμική χαρακτηριστική μεταφοράς, ρεύματος ανόδου με τάση πλέγματος, που φαίνεται στο Σχήμα 4.21 ότι έχει τετραγωνική μορφή. Ένα σήμα εισόδου που εφαρμόζεται στην τάση του πλέγματος U_G δίνει, με τετραγωνική σχέση, την έξοδο δηλαδή το ρεύμα ανόδου $I_A = f(U_G)$. Το φάσμα της εξόδου, με είσοδο ένα απλό ημίτονο, φανερώνει μια δεύτερη αρμονική, εκτός από την συχνότητα του ημιτόνου. Η δεύτερη αρμονική αυτή μπορεί να εξασθενήσει όταν το σημείο λειτουργίας (σημείο ηρεμίας) μετακινηθεί πιο δεξιά, στο πιο γραμμικό μέρος της χαρακτηριστικής. Η DC συνιστώσα μπορεί στη συνέχεια να αποκοπεί με ένα ηψίπερατό φίλτρο⁴. Είναι εμφανής στο σχήμα η μη συμμετρική παραμόρφωση του ημιτόνου που είναι το αποτέλεσμα της τετραγωνικής χαρακτηριστικής μεταφοράς. Οι τρίοδοι λυχνίες χρησιμοποιούνται συνήθως στα πρώτα στάδια (στάδια εισόδου) των ενισχυτών. Μία παράμετρος σχεδίασης είναι το σημείο ηρεμίας που, όπως είπαμε καθορίζει το πλάτος της δεύτερης αρμονικής.

³Οι ενισχυτές Mesa-Boogie δημιουργήθηκαν από τον Randall Smith ο οποίος ασχολιόταν με την επισκευή και μετατροπή ενισχυτών Fender. Οι Fender, θεωρείται από τους κιθαρίστες, ότι έχουν τον καλύτερο καθαρό ήχο ηλεκτρικής κιθάρας. Για την επίτευξη παραμόρφωσης με ένα τέτοιο ενισχυτή, χρησιμοποιούνται συνήθως πετάλια παραμόρφωσης. Ο Randall Smith ουσιαστικά στην μετατροπή που έκανε στους Fender δημιουργούσε ενισχυτές που, συν των άλλων, εμφάνιζαν έντονη αρμονική παραμόρφωση http://www.mesaboogie.com/US/Smith/our_story.html.

⁴Στα ηλεκτρονικά κυκλώματα, συνήθως για να αποκοπεί η DC συνιστώσα χρησιμοποιείται πυκνωτής στην πορεία του ρεύματος



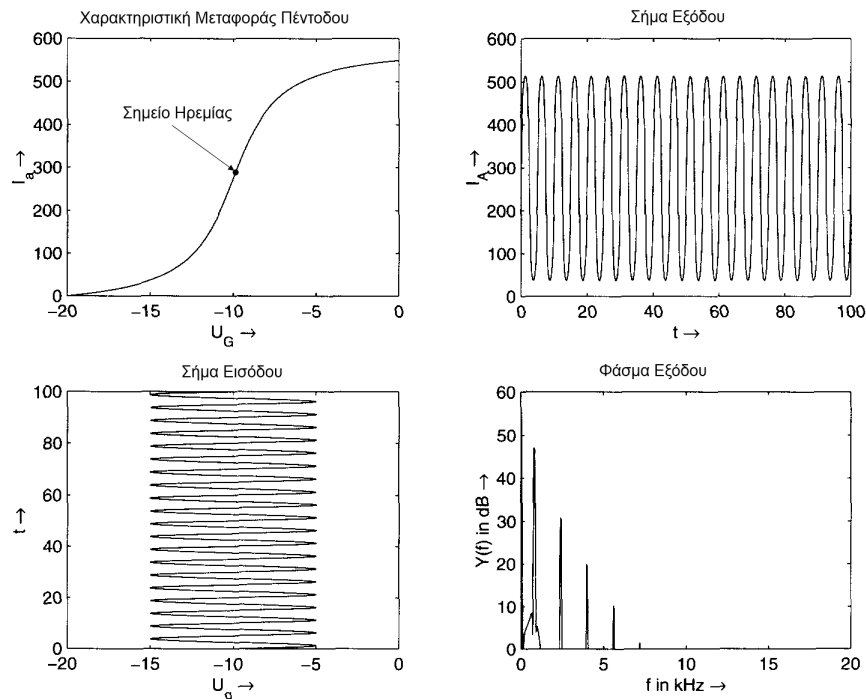
Σχήμα 4.21: Τρίοδος Λυχνία. Χαρακτηριστική μεταφοράς, ημιτονική είσοδος, έξοδος σε ημιτονική είσοδο και το φάσμα του σήματος εξόδου.

Οι **πέντοδοι λυχνίες** [53, 54] συνίσταται από πέντε ηλεκτρόδια και χρησιμοποιούνται στο στάδιο του ενισχυτή ισχύος. Έχουν χαρακτηριστική μεταφοράς, ρεύματος ανόδου με τάση πλέγματος, σε καμπύλη μορφής S (S-curve) όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.22. Εάν χρησιμοποιηθεί ολόκληρη η καμπύλη, το σήμα εξόδου είναι συμπιεσμένο για τα ψηλότερα πλάτη του σήματος εισόδου δίνοντας συμμετρική παραμόρφωση στο ημίτονο. Το αντίστοιχο φάσμα εξόδου δείχνει την δημιουργία αρμονικών περιττής τάξεως. Για χαμηλότερα πλάτη εισόδου έχουμε λειτουργία στη σχεδόν σε γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής, πράγμα που δείχνει ότι μπορούμε να ελέγξουμε την μη γραμμική συμπεριφορά επιλέγοντας κατάλληλο σημείο ηρεμίας και κατάλληλο πλάτος εισόδου. Για την εξομοίωση των πέντοδων λυχνιών μπορούν να επιλεγούν πολλές διαφορετικές καμπύλες μορφής S για χαρακτηριστική μεταφοράς.

Οι τεχνικές προδιαγραφές των λυχνιών έχουν μεγάλη διακύμανση, πράγμα που οδηγεί σε μεγάλη παρέκκλιση των ηχητικών χαρακτηριστικών, αν και είναι διαθέσιμες επιλεγμένες λυχνίες με μικρές διαφορές στις προδιαγραφές. Όλες οι συνθήκες του περιβάλλοντος, όπως η θερμοκρασία και η υγρασία, επιδρούν και αυτές.

Κυκλώματα ενισχυτών με λυχνίες. Οι ενισχυτές με λυχνίες βασίζονται στο μπλοκ διάγραμμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.23. Ταυτόχρονα φαίνονται μετρημένα σήματα από έναν VOX AC30 σε διάφορα στάδια της διαδρομής του σήματος. Αυτό δίνει μια εικόνα του τύπου της παραμόρφωσης σε ένα ενισχυτή με λυχνίες.

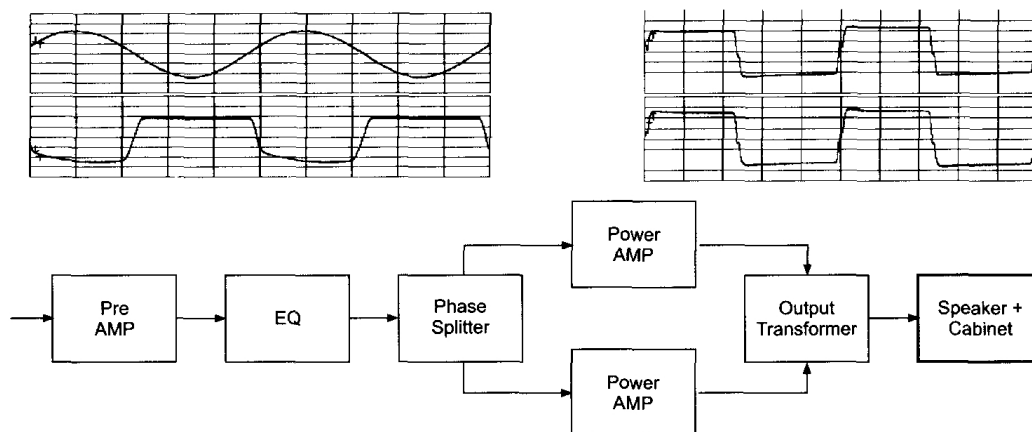
Τα στάδια αυτά, του ενισχυτή, είναι τα παρακάτω :



Σχήμα 4.22: Τρίοδος Λυχνία. Χαρακτηριστική μεταφοράς, ημιτονική είσοδος, έξοδος σε ημιτονική είσοδο και το φάσμα του σήματος εξόδου.

- το **στάδιο εισόδου** συνιστάται από ένα κύκλωμα τριόδων παρέχοντας το ταίριασμα της αντιστάσεως της εισόδου, ακολουθούμενο από έναν έλεγχο έντασης για τα επόμενα στάδια.
- το κύκλωμα **ισοστάθμισης τόνου** (tone control) στηρίζεται σε παθητικά κυκλώματα τύπου ραφιού (shelving filters) υψηλών και χαμηλών συχνοτήτων.
- το στάδιο **διαχωριστή/αναστροφέα φάσης** (Phase Inversion/Splitter) παρέχει συμμετρική τροφοδοσία στα δύο στάδια των ενισχυτών ισχύος. Ο διαχωριστής αυτός παρέχει την αρχική είσοδο στον πάνω ενισχυτή ισχύος και την είσοδο ανεστραμμένη στον κάτω.
- το στάδιο του **ενισχυτή ισχύος** πραγματοποιεί ξεχωριστά ενίσχυση του αρχικού και του ανεστραμμένου σήματος εισόδου λειτουργώντας σε τάξη A, B, AB ή C (Σχήμα 4.24). Στην τάξη A το ημιτονικό σήμα μεταφέρεται ολόκληρο στην έξοδο. Στην τάξη B μεταφέρεται η μισή ημιπερίοδος του σήματος εισόδου και αποκόπτεται η άλλη μισή ενώ στην τάξη C μεταφέρεται λιγότερο από μισή ημιπερίοδος του σήματος εισόδου και αποκόπτεται περισσότερο από την μισή μισή. Στους ενισχυτές κιθάρας χρησιμοποιούνται μόνο οι τάξεις λειτουργίας A και AB⁵. Στην τάξη AB το σημείο

⁵Σε πολλούς ενισχυτές κιθάρας η λειτουργία σε τάξη A επιτυγχάνεται με μία πέντοδο με σημείο λειτουργίας στο κέντρο της χαρακτηριστικής χωρίς το στάδιο του διαχωριστή φάσης και τον δεύτερο ενισχυτή



Σχήμα 4.23: Τα βασικά στάδια ενός ενισχυτή με λυχνίες. Το πάνω αριστερά διάγραμμα δείχνει το σήμα μετά τον προενισχυτή (Pre AMP), το κάτω αριστερά το σήμα μετά τον διαχωριστή φάσης (Phase Splitter), το πάνω δεξιά το σήμα μετά τον ενισχυτή ισχύος (Power AMP) και το κάτω δεξιά το σήμα μετά τον μετασχηματιστή εξόδου (Output Transformer).

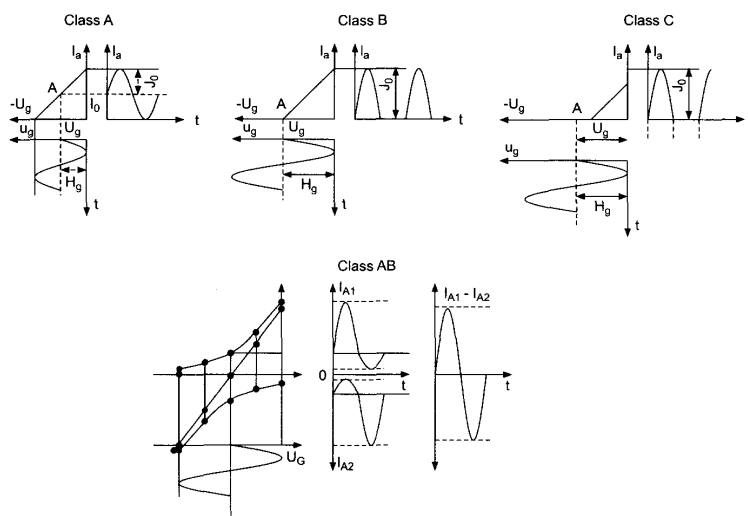
λειτουργίας βρίσκεται μεταξύ της τάξης A και B. Στο σχήμα φαίνεται το σήμα μετά από την ενίσχυση και από τα δύο μέρη του ενισχυτή.

- ο *μετασχηματιστής εξόδου*, φαίνεται στο Σχήμα 4.25, εκτελεί την πράξη της αφαίρεσης των δύο κυματομορφών που δίνει ο ενισχυτής ισχύος, δίνοντας το σήμα εξόδου $I_{A1} - I_{A2}$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.24. Η μη γραμμική συμπεριφορά του μετασχηματιστή είναι πέρα από το πεδίο του παρόντος συγγράμματος.
- το *σασί*, η *καμπίνα* και το *ηχείο* του ενισχυτή συναντώνται σε πολλούς συνδυασμούς όπως καμπίνες με δύο ή τέσσερα μεγάφωνα 12' ή 10', με κλειστή ή ανοιχτή καμπίνα από πίσω (2x12, 4x10, open back closed back). Η εξομοίωση αυτών μπορεί να γίνει από μετρήσεις της κρουστικής απόκρισης των διαφόρων συνδυασμών καμπίνων και μεγαφώνων.

Εκτός από τα προαναφερθέντα στοιχεία, το τροφοδοτικό με δίοδο λυχνία ανόρθωσης, θεωρείται ότι έχει σημασία. Μια μικρή ελάττωση της τάσης που δίνει το τροφοδοτικό, εμφανίζεται όταν, σε λειτουργία υψηλής ισχύος, έντονα μεταβατικά απαιτούν ψηλό ρεύμα. Αυτό το φαινόμενο οδηγεί σε ελαφρύ ψαλιδισμό του ηχητικού σήματος.

Τα αντίστοιχα φάσματα από μετρήσεις στον VOX AC30/4 φαίνονται στο Σχήμα 4.26. Τα χαρακτηριστικά της παραμόρφωσης μπορούν να οπτικοποιηθούν στην βραχύχρονη FFT ανάλυση σε γράφημα καταρράκτη (waterfall representation) για ένα σήμα εισόδου ανοδικής σάρωσης των συχνοτήτων (chirp signal) (Σχήμα 4.27). Οι ξεχωριστές συνιστώσες της παραμόρφωσης, από την δεύτερη ως την πέμπτη αρμονική, φαίνονται στο Σχήμα 4.28.

ισχύος. Έτσι αποφεύγεται η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης της τάξης AB και οι επιπλέον λυχνίες αλλά επιτυγχάνονται μικρότερες τιμές ισχύος στην έξοδο.

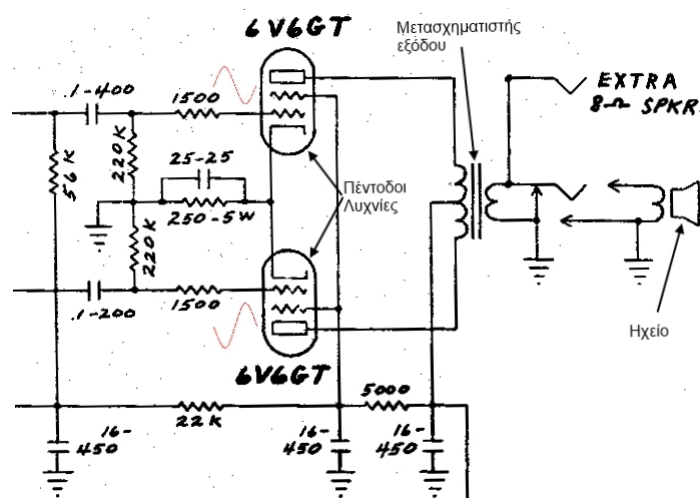


Σχήμα 4.24: Οι τάξεις λειτουργίας του ενισχυτή ισχύος (πάνω γραφήματα : τάξη A, B και C αντίστοιχα. κάτω γράφημα : λειτουργία σε τάξη AB

Μουσικές εφαρμογές

Εφαρμογή των ενισχυτών με λυχνίες υπάρχει σχεδόν σε κάθε ηχογράφηση ηλεκτρικής κιθάρας. Αντιπρόσωποι από την περίοδο του Blues και του πρώιμου Rock είναι οι B.B. King, Albert King και Chuck Berry, οι οποίοι χρησιμοποιούσαν τους ενισχυτές για να παίρνουν τον ήχο της ηλεκτρικής κιθάρας. Ύστερα την περίοδο του κλασικού Rock οι Jimi Hendrix, Eric Clapton, Jimmy Page, Ritchie Blackmore, Jeff Beck και Carlos Santana κάνουν εκτενή χρήση ενισχυτών με λυχνίες καθώς και μονάδων ειδικών εφέ. Τέλος και οι επόμενοι κιθαρίστες όπως οι Eddie van Halen, Seve Ray Vaughan, Gary Moore και Steve Morse μέχρι τους νεότερους “ήρωες” της κιθάρας όπως οι Steve Lukather, Joe Satriani, Yngwie Malmsteen, Steve Vai και Paul Gilbert χρησιμοποιούν μονάδες εφέ μαζί με ενισχυτές λυχνίας. Νεότεροι ενισχυτές κιθάρας και μπάσου, οι οποίοι χρησιμοποιούν τεχνολογία ψηφιακής μοντελοποίησης, στηρίζονται σε μοντελοποίηση κλασικών ενισχυτών λυχνίας μαζί με νέους αλγορίθμους που στηρίζονται στην συμπεριφορά των λυχνιών.

Μικρόφωνα λυχνίας, προενισχυτές και επεξεργαστές όπως συμπιεστές, περιοριστές και ισοσταθμιστές με λυχνίες χρησιμοποιούνται για ηχογράφηση φωνής όπου χρειάζεται το ζεστό και λεπτό εφέ της συμπίεσης από λυχνία. Πολλοί τραγουδιστές προτιμούν να ηχογραφούν με πυκνωτικά μικρόφωνα λυχνίας λόγω των ζεστών χαμηλών και των μαλακών υψηλών συχνοτήτων στην απόκρισή τους. Ακόμα η ηχογράφηση ακουστικών οργάνων όπως ακουστικές κιθάρες, πνευστά, και τύμπανα ωφελείται από την χρήση επεξεργαστών με λυχνίες. Ακόμα οι επεξεργαστές λυχνίας συμβάλλουν την διαδικασία της μείξης προσθέτοντας αρμονικές σε ξεχωριστά κανάλια ή σε ολόκληρη τη μείξη. Η ζήτηση αυτή για επεξεργαστές με λυχνίες και αναλογικές κονσόλες μείξης, σε συνδυασμό με σταθμούς εργασίας ψηφιακού ήχου (Digital Audio Workstations), οδήγησε πίσω στην στην τεχνολογία των κονσολών μείξης με λυχνίες. Για πολλούς σταθμούς εργασίας



Σχήμα 4.25: Το στάδιο του ενισχυτή ισχύος, του μετασχηματιστή εξόδου και του ηχείου από το σχηματικό διάγραμμα του ενισχυτή Fender Deluxe 5E3

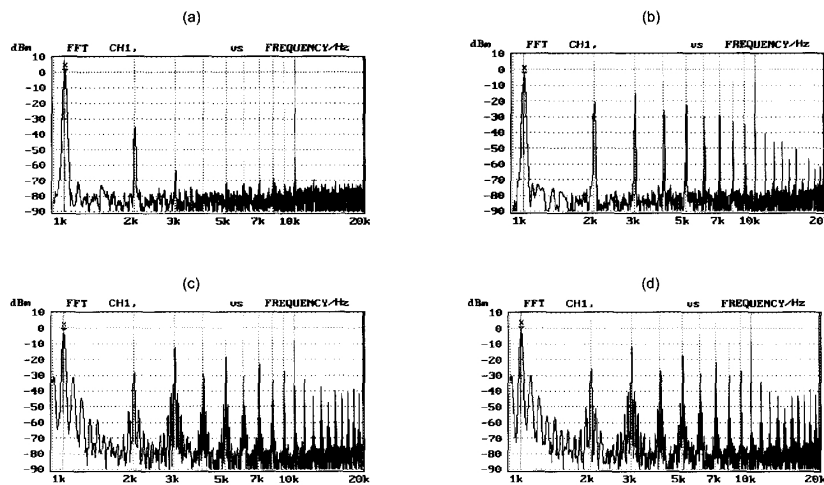
ψηφιακούς ήχου, υπάρχουν στο εμπόριο πολλές μονάδες λογισμικού (plug-in software modules) για επεξεργασία λυχνίας.

4.3.3 Παραμορφωτές, Overdrive, Distortion Και Fuzz

Εισαγωγή

Όπως αναδείχθηκε στο μέρος των λυχνιών, η παραμορφωμένη ηλεκτρική κιθάρα είναι ένα κεντρικό μέρος της Rock μουσικής. Μαζί με τον ενισχυτή σαν μια μεγάλη συσκευή για εφέ, οι κιθαρίστες χρησιμοποιούν διάφορα πετάλια (συσκευές μικρού μεγέθους ελεγχόμενες με τα πόδια) για την δημιουργία του τυπικού ήχου της κιθάρας. Φημισμένοι κιθαρίστες, όπως ο Jimi Hendrix, έκαναν χρήση πολλών τέτοιων συσκευών ώστε να πετύχουν τον ιδιαίτερο ήχο τους. Οι περισσότερες από αυτές τις συσκευές επιτελούν την λειτουργία του να δημιουργούν αρμονικούς υψηλότερων τάξεων χωρίς να χρειάζεται ο ενισχυτής να παίζει σε υψηλές εντάσεις. Τέτοιες συσκευές έχουν ονομαστεί παραμορφωτές, overdrive, distortion, fuzz, buzz και με διάφορα παρόμοια ονόματα. Υπάρχουν πολλοί ορισμοί για τις παραπάνω ονομασίες των συσκευών αυτών σε μουσική χρήση, αν και εδώ θα χρησιμοποιήσουμε τον όρο παραμορφωτές για την περιγραφή ολόκληρης της ομάδας. Στην συζήτησή μας θα ορίσουμε ως overdrive την κατάσταση όπου μία σχεδόν γραμμική συσκευή, με χαμηλό σήμα εισόδου, οδηγείται στην μη γραμμική περιοχή του από μεγαλύτερου πλάτους σήμα⁶. Η περιοχή λειτουργίας είναι στην γραμμική περιοχή και ύστερα στη μη γραμμική με ομαλή μετάβαση. Το βασικό ηχητικό χαρακτηριστικό είναι, βέβαια, από την μη γραμμική περιοχή. Το overdrive έχει ζεστό και λείο ήχο. Ύστερα στο distortion η συσκευή λειτουργεί κυρίως στη μη γραμμική περιοχή της χαρακτηρι-

⁶Θα μπορούσε να μεταφραστεί και υπεροδήγηση από το γεγονός ότι ουσιαστικά υπεροδηγείται η είσοδος ενός ενισχυτή.



Σχήμα 4.26: Το φάσμα του VOX AC30/4 σε διάφορα στάδια : (a) ενισχυτής εισόδου, (b) έξοδος του διαχωριστή/αναστροφέα φάσης, (c) ενισχυτής ισχύος, (d) μετασχηματιστής εξόδου

κής μεταφοράς της και στη συνέχεια μπορεί να ρυθμιστεί το μέγιστο πλάτος εξόδου της συσκευής⁷. Το distortion καλύπτει μία ευρεία περιοχή ηχοχρωμάτων από λίγο μετά την “ζέστη” τη λυχνίας ως και θορυβώδη ηχοχρώματα πριονωτής μορφής. Όλοι οι ήχοι Metal και Grunge βρίσκονται σ’ αυτή την κατηγορία. Τέλος το fuzz περιλαμβάνει μια εντελώς μη γραμμική συμπεριφορά της συσκευής του εφέ, με ένα ήχο που χαρακτηρίζεται από τους κιθαρίστες σαν “σκληρότερος” και “τραχύτερος” από το distortion. Ακόμα fuzz σημαίνει όχι καθαρό, ευδιάκριτο ή ακριβές και γενικά απρόβλεπτο. Γενικά χρησιμοποιείται για μελωδικό παίξιμο διαδοχικών νोटών.

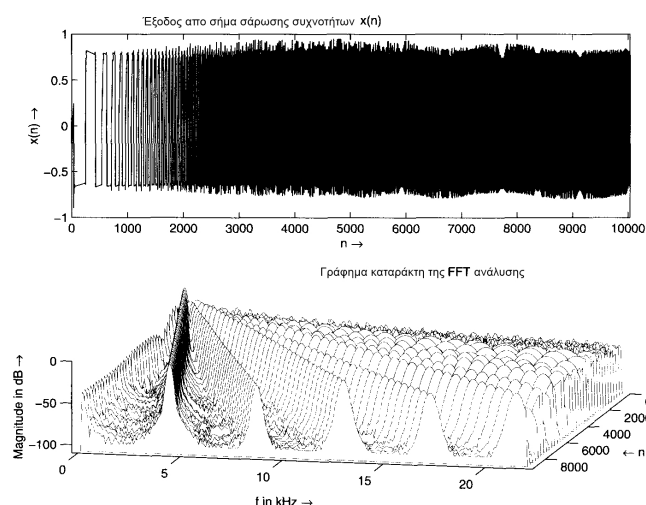
Επεξεργασία Σήματος

Συμμετρικός μαλακός ψαλιδισμός. Για εξομοίωση του *Overdrive* πρέπει να πραγματοποιήσουμε ένα συμμετρικό μαλακό ψαλιδισμό. Μια πιθανή προσέγγιση της μη γραμμικότητας αυτής είναι, από το [70], η ακόλουθη:

$$f(n) = \begin{cases} 2x & \text{για } 0 \leq x \leq 1/3 \\ \frac{3-(2-3x)^2}{3} & \text{για } 1/3 \leq x \leq 2/3 \\ 1 & \text{για } 2/3 \leq x \leq 1 \end{cases}$$

Η χαρακτηριστική μεταφοράς φαίνεται στο Σχήμα 4.29. Μέχρι το κατώφλι του 1/3 η είσοδος πολλαπλασιάζεται με το 2 και η χαρακτηριστική είναι γραμμική. Μεταξύ των τιμών

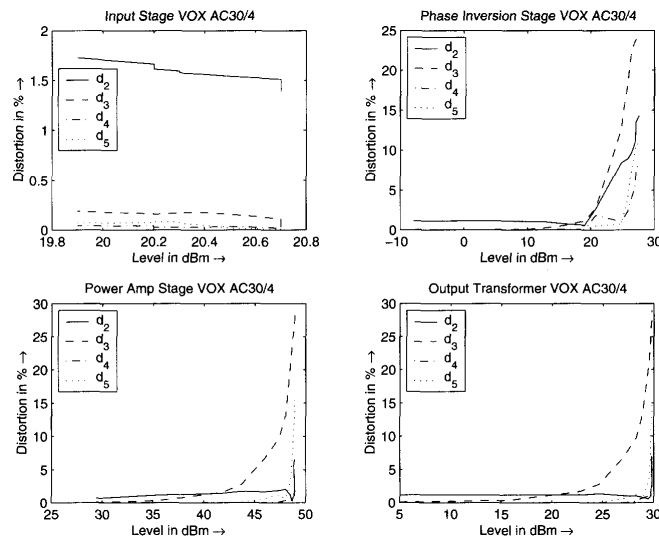
⁷Ο όρος παραμόρφωση ταιριάζει καλύτερα εδώ, αν και ο όρος αυτός χρησιμοποιείται στην επεξεργασία σήματος για να περιγραφούν πολλών ειδών αποκλίσεις από τη γραμμικότητα όπως παραμόρφωση κβάντισης, παραμόρφωση φάσης κ.λ.π. Είναι χαρακτηριστικό πάντως για την λειτουργία της συσκευής ότι συνήθως έχει τρία ρυθμιστικά. Ένα ρυθμίζει το ποσοστό της παραμόρφωσης (με συνήθη ονομασία gain), ένα το ηχοχρώμα σε επίπεδο φάσματος αποκόπτοντας συνήθως τις υψηλές συχνότητες (με συνήθη ονομασία tone) και ένα την συνολική ένταση/απολαβή της συσκευής (με συνήθη ονομασία volume) ανεξαρτήτως από το ρυθμιστικό gain.



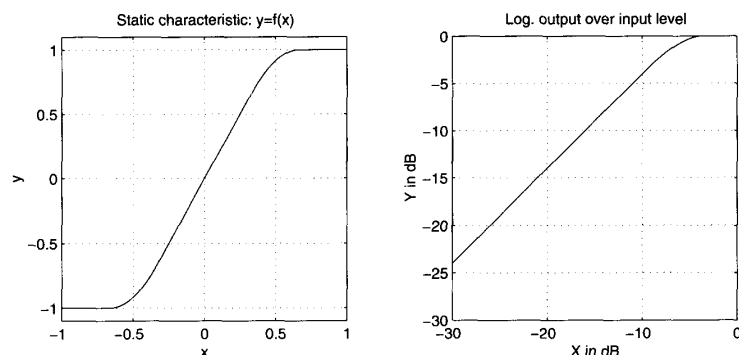
Σχήμα 4.27: Βραχύχρονη FFT ανάλυση σε γράφημα καταρράκτη (waterfall representation) για ένα σήμα εισόδου ανοδικής σάρωσης των συχνοτήτων (chirp signal) στον VOX AC30/4. Ο ενισχυτής λειτουργεί σε μέγιστη έξοδο.

1/3 και 2/3, για το πλάτος, η χαρακτηριστική παράγει μια απαλή συμπίεση όπως περιγράφεται από την τετραγωνικής μορφής εξίσωση $f(x) = \frac{3-(2-3x)^2}{3}$. Πάνω από τις τιμές των 2/3 η έξοδος γίνεται μονάδα. Η συνάρτηση του Matlab για το εφέ είναι στο αρχείο symclip.m και η εφαρμογή του αλγορίθμου υπάρχει στο symclip_on_sound_demo.m.

Στο Σχήμα 4.30 φαίνεται η κυματομορφή ενός ημιτονικού σήματος συχνότητας 1kHz το οποίο έχει επεξεργαστεί από τον παραπάνω αλγόριθμο συμμετρικού ψαλιδισμού. Στο πάνω αριστερά διάγραμμα φαίνεται η επεξεργασία στα αρχικά δείγματα του σήματος πριν αυτό εξασθενήσει πολύ, και είναι φανερός ο ψαλιδισμός στις μέγιστες τιμές. Στο πάνω δεξιά διάγραμμα φαίνεται η επεξεργασία στα πιο εξασθενημένα δείγματα του ημίτονου, στα οποία είναι εμφανής η απαλή παραμόρφωση και το στρογγύλεμα των κορυφών. Ο ψαλιδισμός καθώς και η παραμόρφωση του ημίτονου γίνεται συμμετρικά, δηλαδή στον ίδιο βαθμό και για τις θετικές κορυφές και για τις αρνητικές κορυφές του. Στο κάτω μέρος του σχήματος υπάρχει η βραχύχρονη FFT ανάλυση σε γράφημα καταρράκτη μέχρι την εξασθένηση του σήματος κατά 12dB. Είναι φανερές οι αρμονικές περιττής τάξεως που παράγονται από τη μη γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής μεταφοράς και εξαφανίζονται όταν το σήμα φτάσει σε τέτοιο πλάτος ώστε να βρίσκεται μέσα στην γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής, κάτω δηλαδή από το κατώφλι της έναρξης της μη γραμμικής επεξεργασίας. Οι προεξέχουσες αρμονικές είναι η τρίτη και η πέμπτη. Η αργή αύξηση ή ελάττωση, των αρμονικών ανώτερων τάξεων, είναι από τις βασικότερες ιδιότητες του συμμετρικού μαλακού ψαλιδισμού. Σε περίπτωση που έχουμε σκληρό ψαλιδισμό, με αποκοπή των κορυφών από ένα πλάτος και πάνω, εμφανίζονται αρμονικοί υψηλότερης τάξεως με σημαντικό πλάτος όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.31. Η συζήτηση για τα *Overdrive* και *Distortion* έχει επικεντρωθεί μέχρι στιγμής σε επεξεργασία σε απλό ημιτονικό σήμα. Καθώς όμως το σήμα της κιθάρας αποτελείται από την θεμέλιο συχνότητα μαζί με άρτιες και περιττές αρμονικές, ολόκληρη η σειρά αυτή των αρμονικών δέχεται την



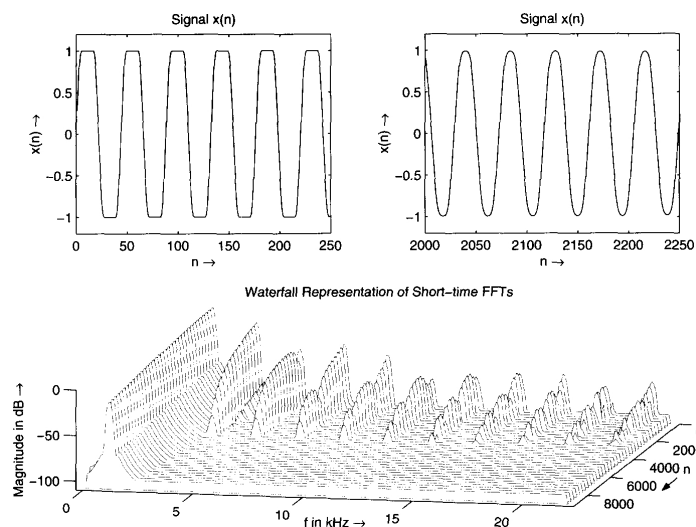
Σχήμα 4.28: Οι συνιστώσες παραμόρφωσης συναρτήσεως του πλάτους του σήματος για τα διάφορα στάδια του VOX AC30/4. Πάνω αριστερά ενισχυτής εισόδου, πάνω δεξιά έξοδος του διαχωριστή/αναστροφέα φάσης, κάτω αριστερά ενισχυτής ισχύος, κάτω δεξιά μετασχηματιστής εξόδου



Σχήμα 4.29: Η χαρακτηριστική μεταφοράς συστήματος συμμετρικού μαλακού ψαλιδισμού

επεξεργασία από την μη γραμμικότητα στο σύστημά μας. Η μη γραμμικότητα παράγει συχνότητες αθροίσματος και διαφορές οι οποίες έχουν αρκετά ενοχλητικό ήχο. Ο έλεγχος των συχνοτήτων αθροίσματος και διαφορές ξεφεύγει από το πεδίο του παρόντος.

Ασύμμετρος Ψαλιδισμός Ήδη εξετάσαμε την συμπεριφορά τριόδων λυχνιών οι οποίες παράγουν ασύμμετρη παραμόρφωση. Η φημισμένη συσκευή ασύμμετρου ψαλιδισμού είναι το *Fuzz Faze* το οποίο χρησιμοποιούσε ο Jimi Hendrix. Το σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος της αναλογικής συσκευής φαίνεται στο Σχήμα 4.32 και συνίσταται σε λίγα εξαρτήματα με δύο τρανζίστορ σε συνδεσμολογία με αρνητική ανάδραση. Η έξοδος για διάφορα πλάτη εισόδου φαίνονται στο Σχήμα 4.33 σε συνδυασμό με τα αντίστοιχα φάσματα σε ένα ημίτονο 1kHz. Τα διαγράμματα από πάνω προς τα κάτω προέρχονται από όλο και μεγαλύτερο πλάτος ημίτονα. Για χαμηλά σήματα φαίνεται



Σχήμα 4.30: Βραχύχρονη FFT ανάλυση σε γράφημα καταρράκτη για ένα ημιτονικό σήμα 1kHz φθίνοντος πλάτους, επεξεργασμένο με συμμετρικό μαλακό ψαλιδισμό.

η τυπική δεύτερη αρμονική της τριόδου, αν και το σήμα στο χρόνο δεν δείχνει εμφανή παραμόρφωση. Με αύξηση του πλάτους εισόδου εμφανίζεται πιο έντονα η δεύτερη αρμονική μαζί με τις αρμονικές άρτιας τάξης και κάποιες περιττής τάξης. Ο ασύμμετρος ψαλιδισμός παράγει ενισχυμένες τις αρμονικές άρτιας τάξης, όπως φαίνεται στην τρίτη γραμμή στο Σχήμα 4.33. Μέχρι στιγμής μόνο οι κορυφές του θετικού μέρους της κυματομορφής είναι ψαλιδισμένες. Όταν αυξηθεί περαιτέρω το πλάτος αρχίζουν να ψαλιδίζονται και οι αρνητικές, αλλά όταν και πάλι το θετικό μέρος της κυματομορφής είναι περισσότερο ψαλιδισμένο από το αρνητικό εξ' ου και ο ασύμμετρος ψαλιδισμός. Όταν έχουμε και θετικό και αρνητικό ψαλιδισμό, οι περιττής τάξης αρμονικές προβάλλουν αλλά ακόμα είναι παρούσες οι άρτιας τάξης.

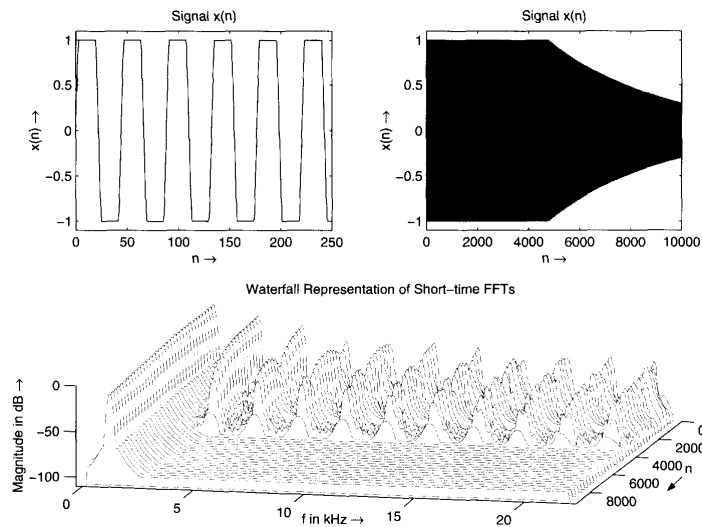
Στο Σχήμα 4.34 φαίνεται η βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, για ένα ημιτονικό σήμα 1kHz αύξοντος πλάτους, επεξεργασμένο από το Fuzz Faze. Από πάνω φαίνονται δύο κυματομορφές από ημίτονο διαφορετικού πλάτους.

Μια πρόταση για ασύμμετρο ψαλιδισμό [8], η οποία χρησιμοποιείται για εξομοίωση λυχνίας δίνεται από την εξίσωση

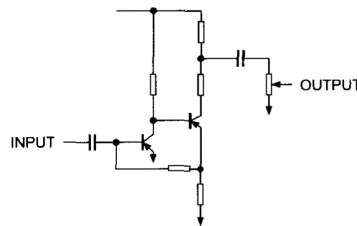
$$f(n) = \frac{x - Q}{1 - e^{-\text{dist}(x-Q)}} + \frac{Q}{1 - e^{\text{dist}(Q)}}, \quad Q \neq 0, x \neq Q.$$

Οι βαθύτερες παράμετροι της εξομοίωσης παραμόρφωσης λυχνίας, βασίζονται στο μαθηματικό μοντέλο [8] στο οποίο δεν εμφανίζεται παραμόρφωση όταν το σήμα εισόδου είναι μικρό (η παράγωγος του $f(x)$ πρέπει να είναι $f'(0) \approx 1$ και $f(0) = 0$). Η χαρακτηριστική μεταφοράς της $f(x)$, που φαίνεται στο Σχήμα 4.35, θα προκαλεί ψαλιδισμό και περιορισμό των μεγάλων αρνητικών τιμών ενώ θα είναι κατά προσέγγιση γραμμική για θετικές τιμές. Η χαρακτηριστική αυτή φαίνεται στο Σχήμα 4.35.

Στη συνάρτηση του Matlab tube.m βρίσκεται ο αλγόριθμος εξομοίωσης ασύμμετρου ψαλιδισμού από λυχνία. Έχει προστεθεί ένα υπερπερατό φίλτρο για την αφαίρεση της



Σχήμα 4.31: Βραχύχρονη FFT ανάλυση σε γράφημα καταρράκτη για ένα ημιτονικό σήμα 1kHz φθίνοντος πλάτους, επεξεργασμένο με συμμετρικό σκληρό ψαλιδισμό.



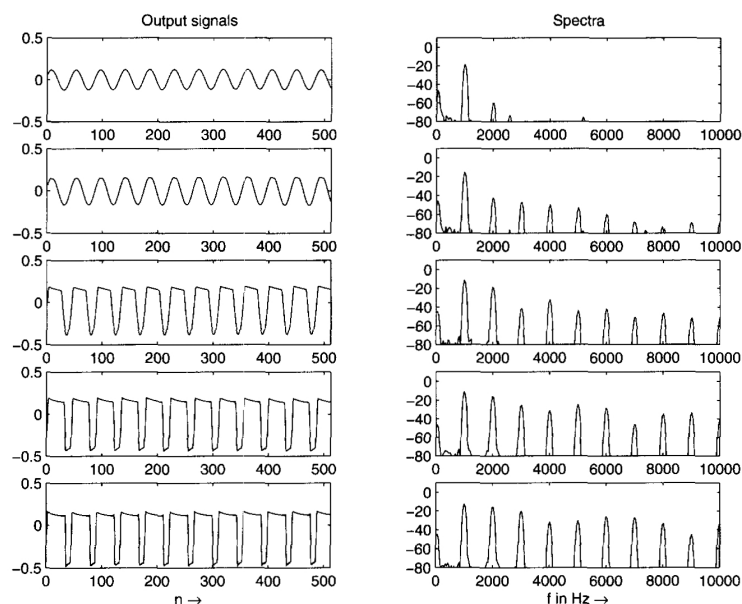
Σχήμα 4.32: Σχηματικό διάγραμμα του αναλογικού κυκλώματος του Fuzz Faze.

DC συνιστώσας και ένα βαθυπερατό για την μορφοποίηση των υψηλότερων αρμονικών. Η επίδρασή του σε ένα αρχείο ήχου βρίσκεται στο `tube_on_sound_demo.m`. Στο Σχήμα 4.36 φαίνεται η βραχύχρονη FFT ανάλυση, για ένα ημιτονικό σήμα 1kHz, επεξεργασμένο από τον αλγόριθμο εξομοίωσης λυχνίας. Στην αναπαράσταση καταρράκτη φαίνονται οι αρμονικοί περιιτής τάξης ενισχυμένοι μαζί με τους αρμονικούς άρτιας τάξης.

Distortion (παραμόρφωση) Μια μη γραμμικότητα ταιριαστή στην παραμόρφωση [8] δίνεται από τη σχέση

$$f(n) = \frac{x}{|x|} \left(1 - e^{-x^2/|x|} \right).$$

Στη συνάρτηση του Matlab `fuzzexpr.m` βρίσκεται ο αλγόριθμος που χρησιμοποιεί την εξίσωση αυτή. Η επίδρασή του σε ένα αρχείο ήχου βρίσκεται στο `fuzz_on_sound_demo.m`. Στο Σχήμα 4.37 φαίνεται η χαρακτηριστική μεταφοράς του αλγορίθμου και στο Σχήμα 4.38 η βραχύχρονη FFT ανάλυση φθίνοντος ημίτονου 1kHz.



Σχήμα 4.33: Σήματα από Fuzz Faze το και τα αντίστοιχα φάσματά τους.

Μουσικές εφαρμογές

Υπάρχουν πολλά πετάλια ηλεκτρικής κιθάρας, για εφέ τέτοιου είδους στο εμπόριο. Κάποια από τα πιο ενδιαφέροντα πετάλια είναι το *Fuzz Faze*, που δίνει ασύμμετρο προς συμμετρικό μαλακό ψαλιδισμό και το *Tube Screamer*, το οποίο δίνει συμμετρικό μαλακό ψαλιδισμό. Το *Fuzz Faze* χρησιμοποίησε ο Jimi Hendrix και το *Tube Screamer* ο Stevie Ray Vaughan. Και τα δύο δίνουν κλασικούς ήχους και είναι αρκετά γνωστοί λόγω των φημισμένων χρηστών τους. Είναι δύσκολο να περιγραφεί σε κάποιον, ο ήχος τέτοιων συσκευών χωρίς να τις έχει ακούσει. Δεν υπάρχουν τεχνικές προδιαγραφές αντιπροσωπευτικές για τον ήχο των συσκευών αυτών. Ο μόνος τρόπος επιλογής ενός παραμορφωτή είναι με συγκριτικό ακουστικό έλεγχο.

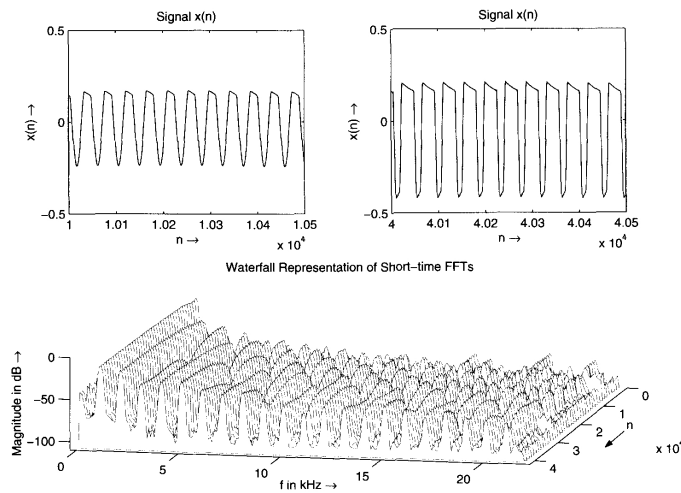
4.3.4 Παραγωγή Αρμονικών Και Υποαρμονικών

Εισαγωγή

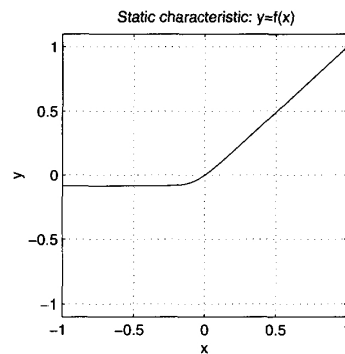
Η παραγωγή αρμονικών και υποαρμονικών γίνεται με απλά αναλογικές ή ψηφιακές συσκευές για εφέ, οι οποίες παράγουν μια οκτάβα πάνω ή/και κάτω από μία μεμονωμένη νότα. Προχωρημένες τεχνικές για ολίσθηση ύψους σε ήχους μουσικών οργάνων αναλύονται στο Κεφάλαιο 7 του [1], "Time-Segment Processing". Εδώ θα επικεντρωθούμε σε απλές τεχνικές που οδηγούν σε παραγωγή αρμονικών και υποαρμονικών.

Επεξεργασία σήματος

Οι αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος για παραγωγή αρμονικών και υποαρμονικών στηρίζονται σε μαθηματικές λειτουργίες όπως υπολογισμός απόλυτου τιμής και μέτρημα



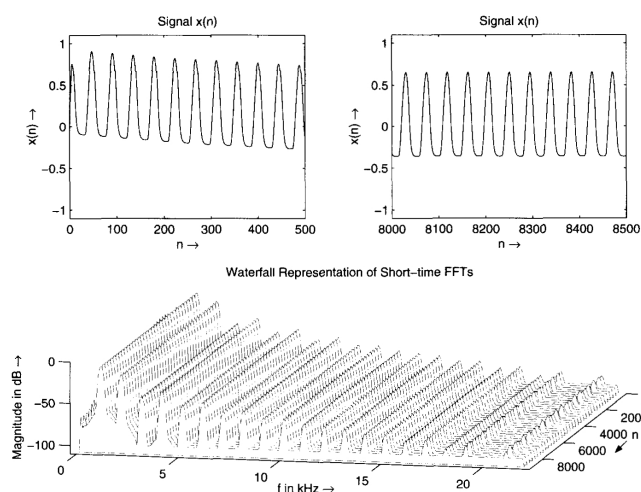
Σχήμα 4.34: Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, για ένα ημιτονικό σήμα 1kHz αύξοντος πλάτους, επεξεργασμένο από το Fuzz Faze. Τα πάνω γραφήματα δείχνουν το επεξεργασμένο σήμα για διαφορετικές χρονικές στιγμές και πλάτος.



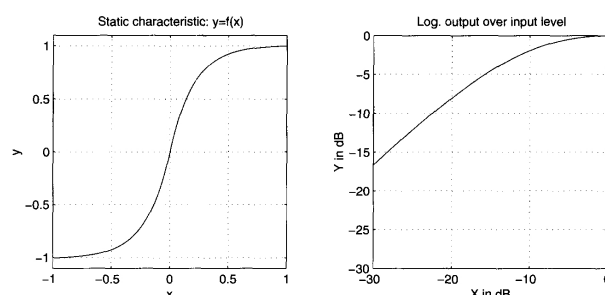
Σχήμα 4.35: Χαρακτηριστική μεταφοράς ασύμμετρου ψαλιδισμού για εξομοίωση λυχνίας με $Q = -0.2$ και $dist = 8$.

των μηδενισμών όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.39 όπου ένα ημίτονικό σήμα επεξεργάζεται με αυτό τον τρόπο.

Η δεύτερη γραμμή του σχήματος απεικονίζει την ημιανόρθωση του σήματος, όπου έχουν κρατηθεί μόνο οι θετικές τιμές του σήματος και οι αρνητικές έχουν αντικατασταθεί από μηδενικά. Με αυτό τον τρόπο έχουμε την παραγωγή αρμονικών άρτιας τάξης. Στην τρίτη γραμμή, στη πλήρη ανόρθωση δηλαδή, παίρνουμε την απόλυτο τιμή του σήματος εισόδου που δίνει τις αρμονικές άρτιας τάξης ενώ ταυτόχρονα εξαφανίζεται η θεμέλιος από το φάσμα. Εάν εφαρμοστεί ένας απαριθμητής μηδενισμών στο ημιανορθωμένο ή πλήρως ανορθωμένο σήμα, ένας προκαθορισμένος αριθμός θετικών ημιπεριόδων μπορεί να μηδενιστεί ώστε να επιτευχθεί το σήμα της τέταρτης γραμμής, το Σήμα Διαίρεσης Οκτάβας. Το σήμα αυτό έχει θεμέλιο η οποία είναι μια οκτάβα κάτω από τη θεμέλιο του αρχικού σήματος αλλά ταυτόχρονα και τις αρμονικές αυτής της νέας θεμελίου. Με κατάλληλο φιλτράρισμα του σήματος αυτού μπορεί να επιτευχθεί μόνο η θεμέλιός του, η κάτω



Σχήμα 4.36: Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, με επεξεργασία ασύμμετρου μαλακού ψαλιδισμού.



Σχήμα 4.37: Η χαρακτηριστική μεταφοράς της εκθετικής παραμόρφωσης.

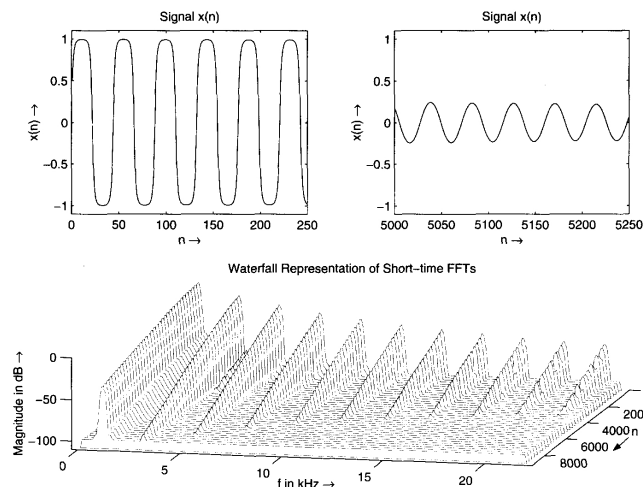
οκτάβα δηλαδή, και μπορεί στη συνέχεια να προστεθεί στο αρχικό σήμα.

Μουσικές εφαρμογές

Η παραγωγή αρμονικών και υποαρμονικών χρησιμοποιείται κυρίως σε μελωδικές γραμμές μεμονωμένων νोटών, στις οποίες η προσθήκη αρμονικών ή υποαρμονικών συχνοτήτων βοηθάει να ενισχυθεί το εφέ της οκτάβας. Η παραγωγή αρμονικών συναντάται σε πετάλια εφέ για κιθάρα και μπάσο τα οποία παίρνουν το όνομα *octaver*. Η παραγωγή υποαρμονικών χρησιμοποιείται για σολιστικά και μπάσα όργανα για να τους δώσει μία επιπλέον ενίσχυση των μπάσων ή απλά ένα χαρακτήρα μπάσου Fuzz.

4.3.5 Κόρος Μαγνητικής Ταινίας (Tape Saturation)

Τα ιδιαίτερα ηχητικά χαρακτηριστικά των ηχογραφήσεων σε αναλογική μαγνητική ταινία ομολογούνται από πολλούς μουσικούς παραγωγούς και μουσικούς στον τομέα της Rock μουσικής και όχι μόνο. Προτιμούν πολυκάναλες ηχογραφήσεις σε μηχανήματα με αναλογική ταινία και χρησιμοποιούν τα φυσικά χαρακτηριστικά της μαγνητικής ταινίας



Σχήμα 4.38: Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, με επεξεργασία εκθετικής παραμόρφωσης.

σαν αναλογικό επεξεργαστή σήματος. Ένας λόγος για αυτή την προτίμηση είναι το γεγονός ότι η μαγνητική ταινία μπαίνει στην περιοχή κόρου βαθμιαία [25] και παράγει τέτοιες αρμονικές οι οποίες δίνουν ιδιαίτερο ηχητικό χαρακτήρα σε τύμπανα, κιθάρες και φωνητικά.

Επεξεργασία Σήματος

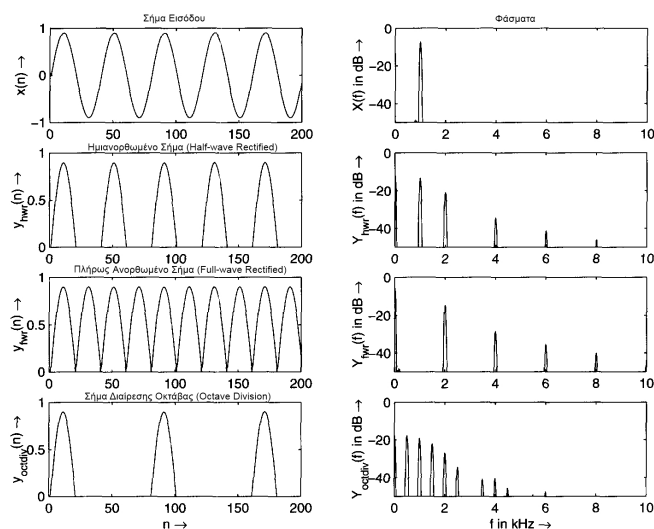
Η εξομοίωση ταινίας μπορεί να επιτευχθεί με τις προαναφερθέντες τεχνικές στην εξομοίωση της λυχνίας κενού. Απο το σήμα εισόδου και μία χαρακτηριστική καμπύλη εξάγεται ένας παράγοντας απολαβής που συμπιέζει το σήμα εισόδου. Διάφορες μετρήσεις σε ηχογραφήσεις ταινίας μπορούν να βοηθήσουν στη σχεδίαση τέτοιων συσκευών επεξεργασίας. Ένα παράδειγμα της συμπεριφοράς εισόδου/εξόδου φαίνεται στο Σχήμα 4.40 και μία βραχύχρονη FFT ανάλυση ημιτονικού σήματος εισόδου στο Σχήμα 4.41 οπτικοποιεί τον αλγόριθμο κορεσμού λυχνίας. Για χαμηλού πλάτους σήματα η χαρακτηριστική μεταφοράς είναι γραμμική χωρίς παραμόρφωση. Μία απαλή συμπίεση εξομοιώνει την σταδιακά αυξανόμενη παραμόρφωση στην μαγνητική ταινία.

4.4 Συστήματα Ψυχοακουστικής Λειτουργίας Enhancers Και Exciters

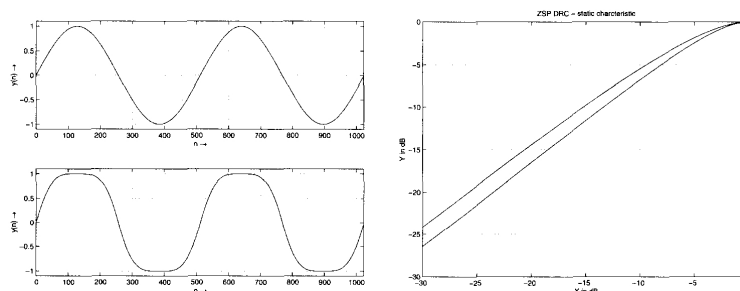
4.4.1 Exciter

Εισαγωγή

Ο exciter είναι ένας επεξεργαστής σήματος που δίνει έμφαση ή αφαιρεί ορισμένες συχνότητες ώστε να αλλάξει την χροιά ενός σήματος. Ο exciter αυξάνει την λαμπρότητα (brightness) χωρίς να προσθέτει αναγκαστικά ισοστάθμιση. Το αποτέλεσμα είναι



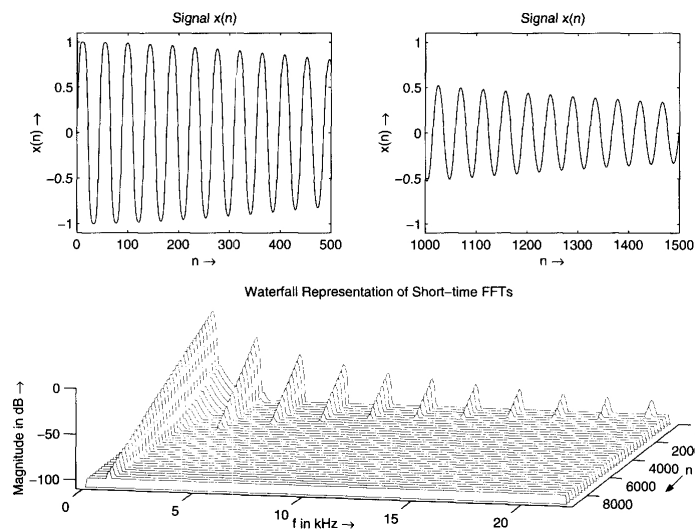
Σχήμα 4.39: Οι κυματομορφές με τα αντίστοιχα φάσματα για το αρχικό ημίτονο, το ημιανορθωμένο σήμα, το πλήρως ανορθωμένο και τη διαίρεση οκτάβας.



Σχήμα 4.40: Κόρος μαγνητικής ταινίας: σήματα εισόδου και εξόδου και χαρακτηριστική μεταφοράς.

ένας πιο λαμπερός, “αεράτος” ήχος χωρίς την τραχυφωνία που εμφανίζεται με απλή ενίσχυση των πρίμων. Η λειτουργία αυτή επιτυγχάνεται συνήθως με μικρά ποσοστά παραμόρφωσης στις υψηλές συχνότητες και, μερικές φορές, παίζοντας με ολισθήσεις φάσης. Συνήθως υπάρχουν δύο παράμετροι του exciter, η μείξη (exciter mix) και η συχνότητα (exciter frequency). Η πρώτη παράμετρος καθορίζει πόσος επεξεργασμένος ήχος προστίθεται στο ανεπεξέργαστο σήμα και δεύτερη τη συχνότητα στην οποία ο exciter αρχίζει να επιδρά [81, 4, 15, 80].

Το εφέ αυτό εφευρέθηκε από την εταιρία Aphex και το όνομά του, “Aural Exciter” (ακουστικός διεγέρτης), σήμα κατατεθέν της. Οι μεσαίες και υψηλές συχνότητες του αρχικού σήματος επεξεργάζονται από ένα μη γραμμικό σύστημα που παράγει ψηλότερες αρμονικές. Το αποτέλεσμα αυτής της επεξεργασίας προστίθεται, σε κάποιο βαθμό, στο αρχικό σήμα. Ένας συμπίεστής στην έξοδο του μη γραμμικού στοιχείου κάνει το εφέ να εξαρτάται από το σήμα εισόδου. Το αρχικό μέρος κρουστικών ήχων, θα είναι πιο εμπλουτισμένο από το υπόλοιπο μέρος, στο οποίο ο συμπίεστής περιορίζει το βάθος του εφέ. Η ενισχυμένη απεικόνιση και χωρική άνεση (spaciousness) πιθανώς να είναι το αποτέ-

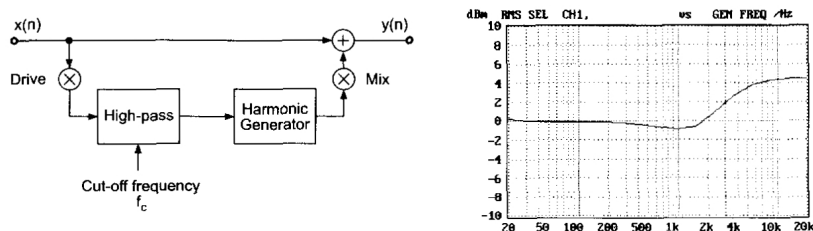


Σχήμα 4.41: Κόρος μαγνητικής ταινίας: βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε αναπαράσταση καταρράκτη, για είσοδο ημίτονο φθίνοντος πλάτους συχνότητας 1kHz.

λεσμα περιστροφής φάσης μέσα στο φίλτρο [2].

Επεξεργασία σήματος

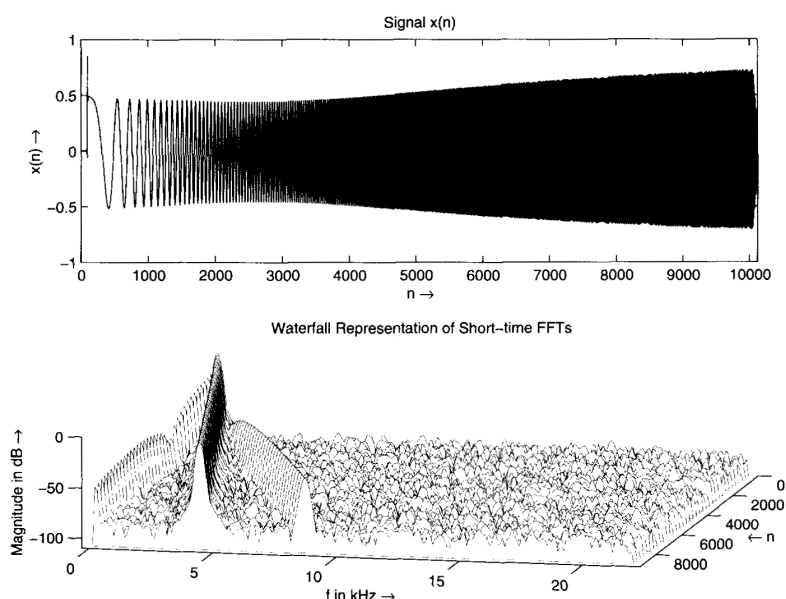
Μετρήσεις στον APHEX Aural Exciter φαίνονται στο Σχήμα 4.42 και 4.43 όπου η δεύτερη αρμονική είναι εμφανής. Η είσοδος είναι ένα σήμα ανοδικής σάρωσης συχνοτήτων μέχρι τα 5kHz. Τεχνικές επεξεργασίας σήματος για την επίτευξη του εφέ αυτού έχουν συζητηθεί σε προηγούμενα κομμάτια του παρόντος. Το εφέ δημιουργείται στον βρόχο της πλευρικής αλυσίδας (side chain path) και προστίθεται στο σήμα εισόδου.



Σχήμα 4.42: Σχηματικό διάγραμμα του APHEX Aural Exciter και η απόκριση κατά συχνότητά του

Μουσικές εφαρμογές

Η εφαρμογή του εφέ αυτού είναι πολύ διαδεδομένη και εκτείνεται από επίδραση σε μεμονωμένα όργανα μέχρι σε ολοκληρωμένες μείξεις. Το εφέ αυξάνει την παρουσία και σαφήνεια μεμονωμένων οργάνων μέσα σε μία μείξη και βοηθάει να προστεθεί φυσική λαμπρότητα σε ολοκληρωμένες μείξεις. Όταν επιδρά σε φωνές ή ομιλία το εφέ επαυξάνει την διαύγειά τους. Σε αντίθεση με την ισοστάθμιση το πλάτος του σήματος αυξάνει ελά-



Σχήμα 4.43: Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, του APHEX Aural Exciter.

χιστα. Η επίδραση, βέβαια, αυτού του εφέ έχει νόημα εάν το σήμα εισόδου υπολείπεται σε περιεχόμενο υψηλών συχνοτήτων.

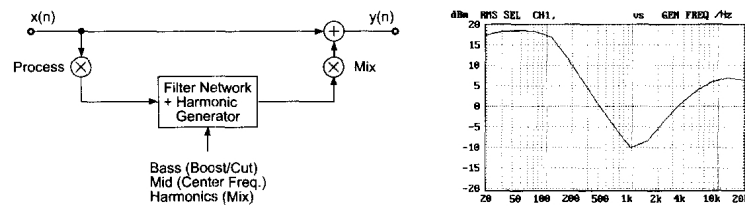
4.4.2 Enhancer

Εισαγωγή

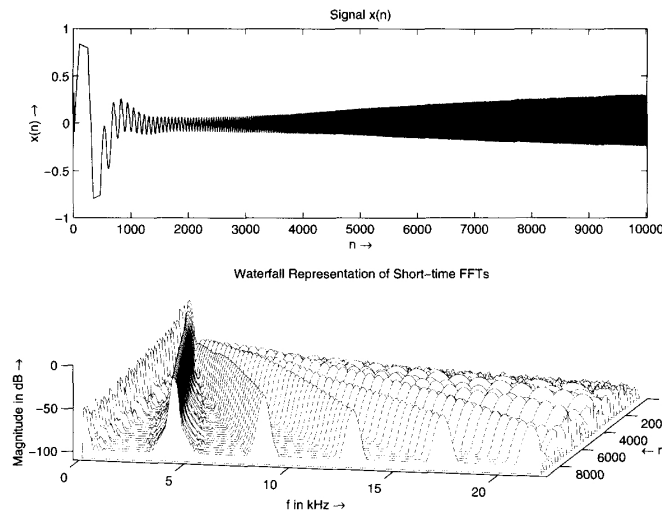
Οι Enhancers είναι επεξεργαστές σήματος οι οποίοι συνδυάζουν ισοστάθμιση μαζί με μη γραμμική επεξεργασία. Εκτελούν ισοστάθμιση σύμφωνα με τις βασικές αρχές της ψυχοακουστικής [83] και εισάγουν ένα μικρό ποσό παραμόρφωσης με ένα μόλις αντιληπτό τρόπο. Μια εισαγωγή στα αισθήματα παραμόρφωσης, οξύτητας, αισθητηριακής ευχαρίστησης και τραχύτητας που εισάγει το αυτί μπορούν να βρεθούν στο [83]. Πολλοί ηχολήπτες και μουσικοί ακούνε κάτω από συνθήκες ελαφράς παραμόρφωσης κατά την διάρκεια ηχογράφησης και μείξης.

Επεξεργασία σήματος

Σαν παράδειγμα συσκευής αυτής της κατηγορίας θα πάρουμε τον SPL Virtualizer, του οποίου το σχηματικό διάγραμμα και η απόκριση κατά συχνότητα φαίνονται στο Σχήμα 4.44. Αυτός ο επεξεργαστής έχει ένα βρόχο της πλευρικής αλυσίδας στον οποίο εκτελείται και ισοστάθμιση με έντονη ενίσχυση των χαμηλών, αποκοπή των μεσαίων και ενίσχυση των ψηλών συχνοτήτων. Η βραχύχρονη FFT ανάλυση της εξόδου του επεξεργαστή με είσοδο ένα σήμα ανοδικής σάρωσης συχνοτήτων φαίνεται στο Σχήμα 4.45. Στην αναπαράσταση καταρράκτη φαίνονται ξεκάθαρα οι ανώτερες αρμονικές που δημιουργούνται από τον επεξεργαστή αυτό.



Σχήμα 4.44: Σχηματικό διάγραμμα του SPL Virtualizer και η απόκριση κατά συχνότητά του



Σχήμα 4.45: Βραχύχρονη FFT ανάλυση, σε γράφημα καταρράκτη, του SPL Virtualizer.

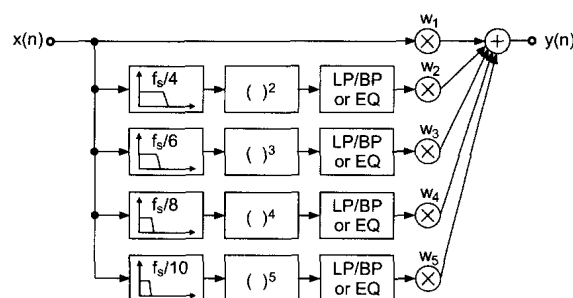
Περαιτέρω βελτιώσεις στους enhancers επιτυγχάνονται μέσω enhancers πολλών φασματικών ζωνών (multiband enhancers), οι οποίοι διαχωρίζουν το σήμα εισόδου σε πολλές συχνотικές ζώνες. Μέσα σε κάθε ζώνη εκτελείται μη γραμμική επεξεργασία μαζί με φιλτράρισμα. Η έξοδος κάθε ζώνης σταθμίζεται και προστίθεται μαζί με τις υπόλοιπες στο σήμα εισόδου (Σχήμα 4.46).

Μουσικές εφαρμογές

Οι βασικές εφαρμογές για τέτοια εφέ είναι επεξεργασία σε ξεχωριστά κανάλια σαν αντικατάσταση των ισοσταθμιστών της κονσόλας και για επεξεργασία τελικών μείξεων. Η επεξεργασία πλευρικής αλυσίδας επιτρέπει την μείξη μικρού μέρους του επεξεργασμένου σήματος με το σήμα εισόδου. Επιπλέον εφαρμογές είναι ενίσχυση της στερεοφωνίας για ραδιοφωνικούς σταθμούς και ηχητικές εγκαταστάσεις.

4.5 Συμπέρασμα

Το εργαλείο με την πιο μεγάλη πρόκληση για μουσικούς και ηχολήπτες είναι οι μη γραμμικοί επεξεργαστές όπως οι επεξεργαστές δυναμικής περιοχής, οι εξομοιώσεις λυχνίας και οι επεξεργαστές ψυχοακουστικής λειτουργίας. Η επιτυχημένη εφαρμογή αυτών



Σχήμα 4.46: Enhancer πολλών φασματικών ζωνών με μη γραμμική επεξεργασία σε διαφορετικές συχνοτικές ζώνες.

των επεξεργασιών εξαρτάται από τον κατάλληλο έλεγχο αυτών των συσκευών. Μια ποικιλία διαδραστικών παραμέτρων ελέγχου επηρεάζει την ηχητική ποιότητα του αποτελέσματος.

Ο βασικός σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι να επιτρέψει στον αναγνώστη να αποκτήσει τη στοιχειώδη κατανόηση των διαφορετικών τύπων μη γραμμικών επεξεργασιών και το αποτέλεσμα της εφαρμογής μη γραμμικών λειτουργιών σε ηχητικό σήμα. Οι δυναμικοί επεξεργαστές απαιτούν προσεκτική εξέταση της αλληλεπίδρασης των κατωφλίων και των χρονικών παραμέτρων ώστε να επιτευχθεί ηχητική καθαρότητα και να αποφευχθεί παραμόρφωση επικάλυψης. Από την άλλη οι μη γραμμικοί επεξεργαστές χρησιμοποιούνται για την εξομοίωση ενισχυτών λυχνίας ή μη γραμμικών αναλογικών ηχητικών συσκευών, στα οποία μια ειδικού είδους μη γραμμικότητα δίνει ηχητική παραμόρφωση με αποδεκτά ηχητικά χαρακτηριστικά. Παρουσιάσαμε τις βάσεις της μη γραμμικής μοντελοποίησης και επικεντρώσαμε στο συνδυασμό φίλτρων με μη γραμμικότητες. Πολλές εφαρμογές αποδεικνύουν την σημασία των μη γραμμικών επεξεργασιών. Τα βασικά δομικά στοιχεία των προηγούμενων κεφαλαίων όπως φίλτρα, καθυστερήσεις και διαμορφωτές/αποδιαμορφωτές είναι ιδιαίτερα χρήσιμα για την εξερεύνηση νέων βελτιωμένων μη γραμμικών επεξεργασιών.

Αντιπροσωπευτική Δισκογραφία

- Jeff Beck: Guitar Shop. 1989.
- Deep Purple: Deep Purple in Rock. 1970.
- Cream: Disraeli Gear. 1967.
- Jimi Hendrix: Are You Experienced? 1967.
- Jimi Hendrix: Bold As Love. 1967.
- Jimi Hendrix: Electric Ladyland. 1968.
- Led Zeppelin: I/II/III/IV. 1969-1971.

- Santana: Supernatural. 1999.

Κεφάλαιο 5

Χωρικά Εφέ

5.1 Βασικά Χωρικά Εφέ

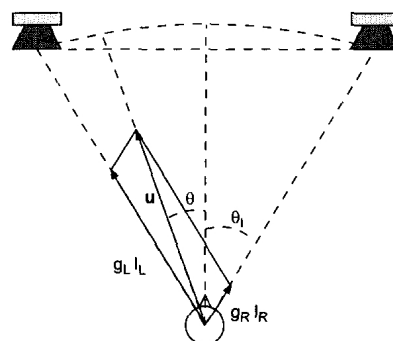
5.1.1 Πανοραμική Θέση (Panorama)

Εισαγωγή

Χρησιμοποιώντας ένα σύστημα πολυκάναλης αναπαραγωγής του ήχου μπορούμε να αλλάξουμε την φαινομενική θέση μιας εικονικής ηχητικής πηγής απλά τροφοδοτώντας τα κανάλια του στερεοφωνικού συστήματος αναπαραγωγής, με το ίδιο σήμα και ρυθμίζοντας το σχετικό πλάτος στο καθένα από αυτά. Αυτό το "καθήκον" συνήθως εκτελείται κατά τη διαδικασία της μείξης, από τον ηχολήπτη για κάθε πηγή ξεχωριστά, δημιουργώντας έτσι το πανόραμα των ακουστικών γεγονότων στο χώρο που οριοθετείται από τα δύο ηχεία.

Οι ακουστικές και αντιληπτικές βάσεις

Σχετικά με την αναπαραγωγή μέσω πολλών ηχείων, είναι σημαντικό να λάβουμε υπόψη μερικές πτυχές του εντοπισμού ηχητικών πηγών. Για την ακρίβεια, διαφορετικά, και κάποιες φορές αντιφατικά αισθήματα, γεννούνται όταν πολλές πηγές ακτινοβολούν συναφή ή μερικώς συναφή σήματα [10]. Ιδιαίτερα σημαντική είναι η περίπτωση ενός ακροατή ο οποίος ακούει σήματα να φτάνουν από διαφορετικές πηγές με ελάχιστες διαφορές σε πλάτη και χρόνους. Στην περίπτωση αυτή οι πηγές συμπράττουν ώστε να αποδοθεί ένα μοναδικό ηχητικό γεγονός που εντοπίζεται σε θέση διαφορετική από τις θέσεις των πηγών. Για μεγαλύτερες διαφορές στα εισερχόμενα σήματα, οι φαινομενικές ηχητικές εικόνες τείνουν να εκφυλιστούν σε μία από τις δύο πηγές. Το φαινόμενο της προήγησης (precedence effect) ευθύνεται κυρίως για αυτό το αποτέλεσμα.



Σχήμα 5.1: Στερεοφωνική (πανοραμική) θέση. Το θ είναι η γωνία της θέσης της φαινόμενης πηγής.

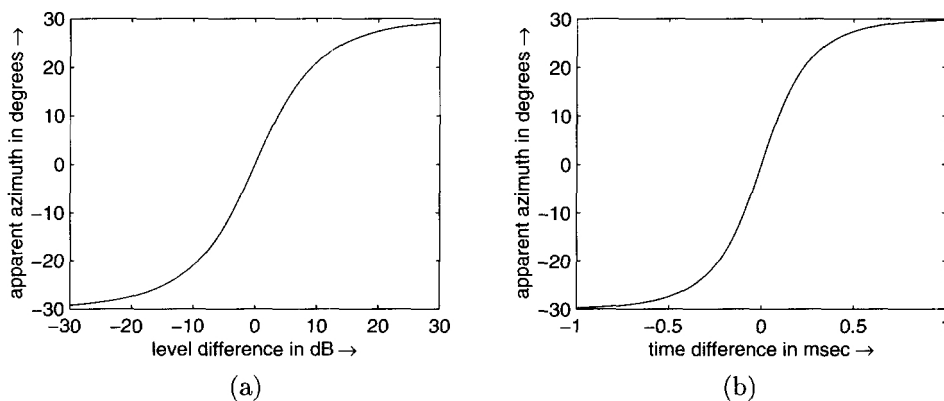
Το Σχήμα 5.2 δείχνει γραφικά την μορφή της μετατόπισης στην πανοραμική θέση, από πειράματα σε μια συνήθη στερεοφωνική διάταξη (ο ακροατής και τα δύο ηχεία να σχηματίζουν ισόπλευρο τρίγωνο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1) και με ευρυζωνικές διεγέρσεις για σήματα μέτρησης[10]. Στο Σχήμα 5.2 (a) φαίνεται η αντιληπτή μετατόπιση συναρτήσει της διαφοράς πλάτους, μεταξύ αριστερού και δεξιού ηχείου. Στο Σχήμα 5.2 (b) φαίνεται η αντιληπτή μετατόπιση συναρτήσει της χρονικής καθυστέρησης, μεταξύ αριστερού και δεξιού ηχείου. Η καμπύλη για διαφορά έντασης προσεγγίζεται από το νόμο του Blumlein[10]

$$\sin \theta = \frac{g_L - g_R}{g_L + g_R} \sin \theta_l,$$

ή από τον νόμο της εφαπτομένης

$$\tan \theta = \frac{g_L - g_R}{g_L + g_R} \tan \theta_l,$$

όπου g_L και g_R τα πλάτη που τροφοδοτούνται αντίστοιχα στο αριστερό και δεξί ηχείο αντίστοιχα, το θ είναι η γωνία της θέσης της εικονικής πηγής και θ_l είναι η γωνία που σχηματίζεται μεταξύ της ευθείας του ενός ηχείου και του ακροατή και της μεσοκαθέτου του ευθύγραμμου τμήματος μεταξύ των δύο ηχείων. Στο [52] φαίνεται ότι ο νόμος της εφαπτομένης είναι το αποτέλεσμα της διανυσματικής διατύπωσης της πανοραμικής θέσης με διαφορά πλάτους. Αυτή η διατύπωση, καθώς και οι καμπύλες στο Σχήματος 5.2 ισχύουν κυρίως για ευρυζωνικά σήματα ή για χαμηλές συχνότητες κάτω από 500-600Hz. Για σήματα μικρότερου εύρους ζώνης και σε ψηλότερες συχνότητες οι καμπύλες διαφέρουν αρκετά και η καμπύλη για τις χρονικές διαφορές μπορεί να είναι και μη μονότονη [10].



Σχήμα 5.2: Το αντιληπτό αζιμούθιο μιας εικονικής πηγής όταν μία συνήθης στερεοφωνική διάταξη οδηγείται με σήματα που διαφέρουν μόνο (a) σε πλάτος ή (b) σε χρονική θέση.

Επεξεργασία σήματος

Υποθέτουμε ότι, σε μια συνήθη στερεοφωνική διάταξη, ο ακροατής στέκεται στην κεντρική θέση και σχηματίζει γωνία $2\theta_l$ με τα δύο ηχεία. Οι δύο απολαβές g_L και g_R εφαρ-

μόζονται στο αριστερό και δεξί κανάλι αντίστοιχα, ώστε να θέσουμε το αζιμούθιο στην επιθυμητή γωνία θ . Ένα σήμα δύο καναλιών και μοναδιαίου πλάτους, που αντιστοιχεί στην κεντρική θέση ($\theta = 0$), μπορεί να αναπαρασταθεί από το διάνυσμα στήλη

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix},$$

έτσι ώστε οι απολαβές που θα εφαρμοστούν στα δύο κανάλια με σκοπό να τοποθετήσουν τον ήχο στο συγκεκριμένο αζιμούθιο, υπολογίζονται από τον πολλαπλασιασμό πίνακα-διανύσματος:

$$\begin{bmatrix} g_L \\ g_R \end{bmatrix} = \mathbf{A}_\theta \mathbf{u}.$$

Ο πίνακας $\mathbf{A}_\theta$ είναι ένας πίνακας περιστροφής. Εάν $\theta_l = 45^\circ$ ο πίνακας περιστροφής παίρνει την μορφή

$$\mathbf{A}_\theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix},$$

έτσι ώστε όταν $\theta = \pm\theta_l$ μόνο ένα από τα δύο κανάλια να είναι μη μηδενικό. Επαληθεύεται εύκολα ότι ο πίνακας περιστροφής αντιστοιχεί στην εφαρμογή του νόμο της εφαπτομένης στη διάταξη με $\theta_l = 45^\circ$. Η μετατόπιση της πανοραμικής θέσης, με μεταβολή του πλάτους και με τη χρήση του πίνακα περιστροφής, διατηρεί την ακουστότητα της εικονικής ηχητικής πηγής καθώς μεταβάλλεται το φαινόμενο αζιμούθιο της. Σε αντίθεση με αυτό τον τρόπο, η γραμμική μετάβαση πλάτους από το ένα κανάλι στο άλλο δεν διατηρεί την ακουστότητα και εμφανίζει “μία τρύπα στη μέση” στο μέτωπο της στερεοφωνίας.

Η μετακίνηση της πανοραμικής θέσης με τη χρήση των πινάκων, που προαναφέρθηκε, βολεύει πολύ για άμεση υλοποίηση στο Matlab και περιλαμβάνεται στο πρόγραμμα `matpan_demo.m`. Ο μονοφωνικός ήχος στην είσοδο χωρίζεται σε τμήματα στο χρόνο και κάθε κομμάτι μετατοπίζεται με πολλαπλασιασμό πίνακα επί διάνυσμα.

Στην πράξη, η γωνία μετατόπισης θ , που επεξεργαστήκαμε πιο πάνω, δεν αντιστοιχεί ακριβώς στο αντιληπτό αζιμούθιο εντοπισμού. Η αντιληπτή θέση επηρεάζεται από το φασματικό περιεχόμενο του ήχου. Μερικές θεωρίες “κατευθυντικής ψυχοακουστικής” έχουν αναπτυχθεί στο παρελθόν ώστε να εμπλουτίσουν τους πίνακες περιστροφής με τους κατάλληλους συντελεστές [29]. Ακριβείς υλοποιήσεις αξιοποιούν πίνακες περιστροφής εξαρτώμενους από τη συχνότητα, οι οποίοι τουλάχιστον διαχωρίζουν τη λειτουργία τους μεταξύ χαμηλού (κάτω από 500Hz) και υψηλού (μεταξύ 500Hz και 3.5kHz) φασματικού περιεχομένου [51].

Μουσικές εφαρμογές και έλεγχος

Η πανοραμική θέση έχει εφαρμοστεί σε στερεοφωνικές ηχογραφήσεις σχεδόν κάθε είδους μουσικής. Σε κάποιες περιπτώσεις, ακόμα και το ρυθμιστικό πανοραμικής θέσης

οικιακών ηχητικών συστημάτων hi-fi έχει αξιοποιηθεί σαν καλλιτεχνικό μέσο. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι η ηλεκτροακουστική σύνθεση HPSCHD των John Cage και Lejaren Hiller στην οποία υπάρχει ο κάθε δίσκος συνοδεύεται από μια μοναδική παρτιτούρα, δημιουργημένη από ηλεκτρονικό υπολογιστή, για τον ακροατή. Στην παρτιτούρα καταγράφονται οι θέσεις για τα ρυθμιστικά πανοραμικής θέσης, μπάσων και πρίμων σε διαστήματα 5 δευτερολέπτων.

5.1.2 Το Φαινόμενο Της Προήγησης (Precedence Effect)

Εισαγωγή

Σε στερεοφωνική διάταξη ηχείων, εάν μετακινηθούμε από την κεντρική θέση προς μια πλευρά και ακούσουμε ένα μονοφωνικό ήχο, εντοπίζουμε την φαινομενική πηγή στην ίδια θέση με το πλησιέστερο ηχείο, και η θέση δεν αλλάζει ακόμα κι αν η ένταση στο άλλο ηχείο είναι αρκετά μεγαλύτερη. Το γεγονός ότι η φαινομενική πηγή εκφυλίζεται σε ένα από τα δύο ηχεία οφείλεται στο φαινόμενο της προήγησης, ένα αρκετά γνωστό αντιληπτικό φαινόμενο το οποίο μπορεί να αξιοποιηθεί σε ορισμένες μουσικές καταστάσεις.

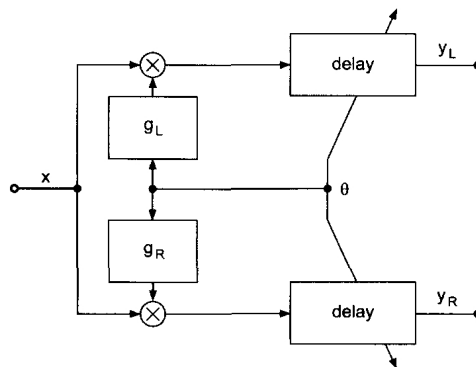
Οι ακουστικές και αντιληπτικές βάσεις

Το ακουστικό σύστημα είναι πολύ ευαίσθητο στην κατεύθυνση του πρώτου εισερχόμενου μετώπου κύματος, έτσι ώστε σε περίπτωση αντικρουόμενων ενδείξεων να δίνεται έμφαση στην ένδειξη που φτάνει πρώτη. Φαίνεται ότι η χωρική επεξεργασία αναστέλλεται για μερικά δέκατα του δευτερολέπτου μετά την εμφάνιση μιας καλά εντοπισμένης ηχητικής ένδειξης[31]. Αυτό είναι το φαινόμενο της προήγησης (precedence effect) [10]. Προφανώς, το πρώτο μέτωπο σχετίζεται με ένα μεταβατικό στην παραγωγή του ήχου, και τα μεταβατικά είναι σήματα με ευρύ φάσμα που διεγείρουν ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων στο οποίο οι ιδιότητες του εξωτερικού αυτιού μπορούν να δώσουν μια ένδειξη κατεύθυνσης.

Επεξεργασία σήματος

Σε μία συνήθη στερεοφωνική διάταξη ηχείων, με τον ακροατή στην κεντρική θέση όπως στο Σχήμα 5.1, ένα μονοφωνικό σήμα το οποίο οδηγεί και τα δύο ηχεία, με το ίδιο πλάτος, μπορεί να μετακινηθεί προς το ένα από τα δύο ηχεία, καθυστερώντας κατά κάποιο χρόνο, το σήμα που πηγαίνει στο άλλο ηχείο. Στο Σχήμα 5.2 (b) φαίνεται ποιοτικά η εξάρτηση του φαινομενικού αζιμούθιου από την σχετική καθυστέρηση μεταξύ των καναλιών. Η πραγματική καμπύλη εξαρτάται έντονα από το είδος των ήχων που παίζονται [10].

Στο Σχήμα 5.3 φαίνεται ένα απλό σχηματικό διάγραμμα που επιτρέπει τον από κοινού έλεγχο της πανοραμικής θέσης και του φαινομένου της προήγησης. Οι γραμμές μεταβλητής καθυστέρησης πρέπει να προβλέπουν καθυστέρηση μέχρι 1msec.



Σχήμα 5.3: Έλεγχος της πανοραμικής θέσης και του φαινομένου της προήγησης.

Μουσικές εφαρμογές και έλεγχος

Σε ζωντανές εκτελέσεις ηλεκτροακουστικής μουσικής, συνηθίζεται να κρατούνται όλες οι φαινομενικές πηγές στο μπροστινό μέρος ώστε να συγχωνεύονται ωραία, και ακουστικά και οπτικά, με τους ήχους που έρχονται από ακουστικά όργανα στη σκηνή. Ωστόσο, εάν υπάρχουν ηχεία μόνο μπροστά στη σκηνή δεν είναι δυνατό να έχει όλο το κοινό ένα ισορροπημένο ηχητικό αποτέλεσμα, ειδικά στις πίσω θέσεις του χώρου. Μια καλή λύση είναι η ονομαζόμενη, από τον Alvis Vidolin “διαφανής ενίσχυση” (*transarent amplification*) [65], σύμφωνα με την οποία τα πιο απομακρυσμένα, από τη σκηνή ηχεία, τροφοδοτούνται το σήμα των μπροστινών ηχείων με μία καθυστέρηση. Το φαινόμενο της προήγησης διασφαλίζει ώστε η φαινομενική θέση είναι στη σκηνή όταν η καθυστέρηση των πίσω ηχείων είναι τουλάχιστον τόσο ο χρόνος που χρειάζεται ο ήχος για να διαδοθεί από τη σκηνή στα πίσω ηχεία. Με L την απόσταση των δύο ηχείων και $c \approx 340m/sec$ την ταχύτητα του ήχου η απαιτούμενη χρονική καθυστέρηση είναι τουλάχιστον

$$T_D = \frac{L}{c}$$

5.1.3 Ερμηνεία Της Απόστασης Και Του Χώρου

Εισαγωγή

Στα ψηφιακά ηχητικά εφέ, ο έλεγχος της φαινομενικής απόστασης μπορεί να επιτευχθεί αποδοτικά ακόμα και σε μονοφωνικά ηχητικά συστήματα. Όντως, η εντύπωση της απόστασης μιας ηχητικής πηγής ελέγχεται σε μεγάλο βαθμό με προσθήκη τεχνικών ανακλάσεων από τοίχους ή ολόκληρης της απόκρισης δωματίων, από πλευράς αντηχήσεων.

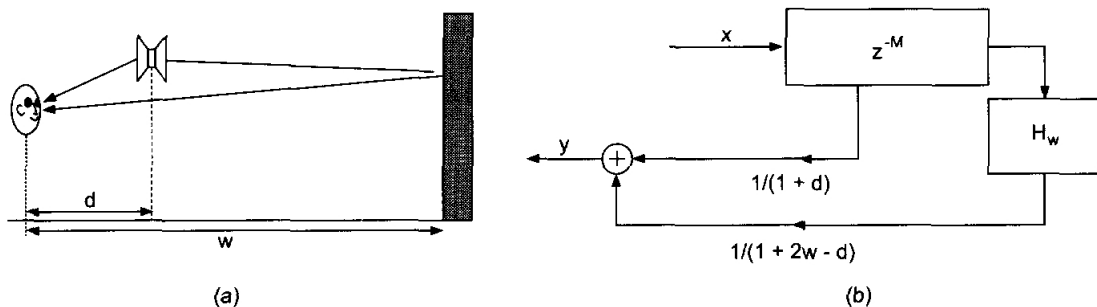
Οι ακουστικές και αντιληπτικές βάσεις

Δεν υπάρχουν αξιόπιστες ενδείξεις για την απόσταση σε ανηχοικούς ή ανοιχτούς χώρους. Η εξοικείωση με την ηχητική πηγή μπορεί να παρέχει ενδείξεις σχετικά με την

απορρόφηση του αέρα στις ψηλές συχνότητες. Για παράδειγμα, η εξοικείωση με ένα μουσικό όργανο μας πληροφορεί για την μέση ένταση του ήχου του όταν έρχεται από κάποια απόσταση. Το γεγονός ότι η χροιά ενός οργάνου αλλάζει όταν αυτό παίζει σιγά ή δυνατά είναι ακόμα μια ένδειξη για την αναγνώριση της απόστασης. Αυτές οι ενδείξεις εξαφανίζονται όταν χρησιμοποιούνται άγνωστες πηγές ή συνθετικά ερεθίσματα που δεν μοιάζουν ηχητικά με κανένα φυσικό αντικείμενο. Αντίστροφα, σε ένα έγκλειστο μέρος η αναλογία της ενέργειας των αντηχήσεων προς την απευθείας ενέργεια έχει αποδειχθεί μια ισχυρή ένδειξη της απόστασης [10]. Συχνά λαμβάνεται η υπόθεση ότι σε ένα μικρό χώρο το πλάτος του σήματος των αντηχήσεων αλλάζει λίγο με την απόσταση ενώ και ότι σε ένα μεγάλο χώρο είναι χοντρικά ανάλογο με το $1/\sqrt{\text{Απόσταση}}$ [12]. Ο απευθείας ήχος, σε διάδοση σφαιρικού κύματος, είναι αντιστρόφως ανάλογος με την απόσταση. Ειδικές ενδείξεις, σχετικές με τη συχνότητα χρησιμοποιούνται όταν η πηγή είναι πολύ κοντά στο κεφάλι.

Επεξεργασία σήματος

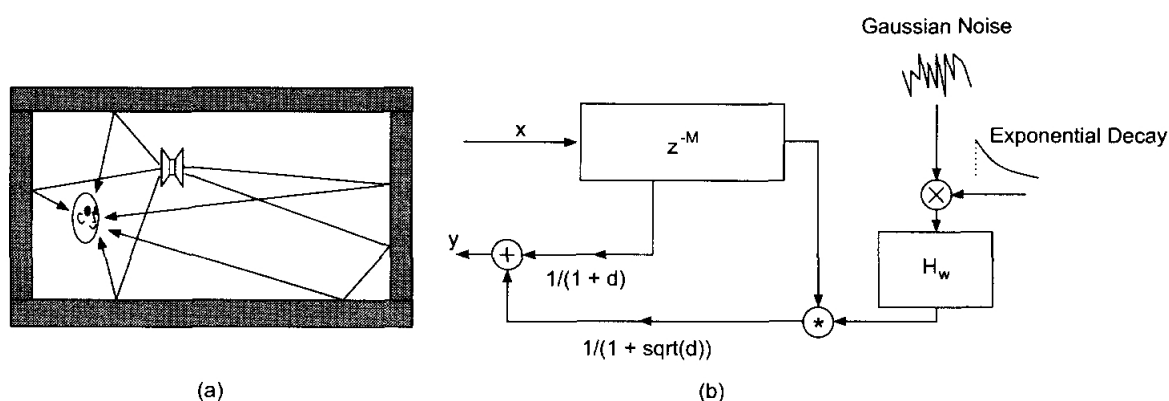
Σε πολλές περιπτώσεις μία και μόνο αντανάκλαση από ένα τοίχο αρκεί ώστε να υπάρχουν κάποιες ενδείξεις του χώρου. Η φυσική διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 5.4, μαζί με ένα σχεδιάγραμμα της επεξεργασίας σήματος που το αναπαράγει. Μία γραμμή καθυστέρησης με δύο σκέλη αρκεί για να αναπαράγει αυτό το βασικό εφέ. Επιπλέον, εάν η εικονική πηγή του ήχου είναι αρκετά κοντά στον ακροατή, το πρώτο σκέλος μπορεί να ληφθεί κατ' ευθείαν από την πηγή, ελαττώνοντας έτσι το κύκλωμα της επεξεργασίας σε ένα απλό μη αναδρομικό φίλτρο χτένας. Για να είμαστε συνεπείς με τη Φυσική, ο απευθείας ήχος και η αντανάκλαση του πρέπει να εξασθενήσουν τόσο όση η απόσταση που διανύουν και η αντανάκλαση στον τοίχο πρέπει να εισάγει κι άλλη εξασθένηση και φιλτράρισμα στον ήχο που αναπαρίσταται από το φίλτρο H_w στο Σχήμα 5.4(b). Οι συντελεστές εξασθένησης στο Σχήμα 5.4(b) έχουν οριστεί έτσι ώστε όταν η απόσταση γίνει μηδέν, να γίνονται μονάδα, απλά για να αποφευχθούν οι αποκλίσεις προς το άπειρο που εξάγονται από τους φυσικούς νόμους για μια σημειακή πηγή.



Σχήμα 5.4: Ερμηνεία της απόστασης μέσω αντανάκλασης σε ένα τοίχο (a) φυσική διάταξη, (b) σχεδιάγραμμα της επεξεργασίας σήματος

Από αυτή την απλή κατάσταση είναι εύκολο να δούμε πώς ο απευθείας ήχος εξασθενεί πιο γρήγορα από τον ανακλώμενο όταν η πηγή πλησιάζει τον τοίχο. Στην περίπτωση

αυτή της μίας ανάκλασης, ουσιαστικά η ένταση του ανακλώμενου ήχου αυξάνεται καθώς πλησιάζει η πηγή στον τοίχο. Μια τεχνητή αλλά όμως ρεαλιστική ουρά αντήχησης μπορεί να επιτευχθεί απλά παίρνοντας Γκαουσιανό θόρυβο με εκθετικά φθίνον πλάτος και κάνοντας τη συνέλιξή του με τον ήχο. Η ουρά της αντήχησης πρέπει να προστεθεί στον αρχικό ήχο μετά από κάποια καθυστέρηση (ανάλογη του μεγέθους του δωματίου) και πρέπει να εξασθενήσει με την απόσταση σε μικρότερο βαθμό από το αρχικό σήμα. Στο Σχήμα 5.5 φαίνεται το σχεδιάγραμμα της επεξεργασίας σήματος για την ερμηνεία της απόστασης μέσω αντήχησης σε ένα δωμάτιο. Στο πρόγραμμα `distspace_demo.m` του MATLAB δίνεται ένας αλγόριθμος ο οποίος προσεγγίζει τις ανακλάσεις στα τοιχώματα ενός χώρου.



Σχήμα 5.5: Ερμηνεία της απόστασης μέσω αντήχησης σε ένα δωμάτιο (a) φυσική διάταξη, (b) σχεδιάγραμμα της επεξεργασίας σήματος

Μουσικές εφαρμογές και έλεγχος

Ένα εκπληκτικό παράδειγμα μουσικού ελέγχου της απόστασης, μπορεί να βρεθεί στο έργο “Truenas” του John Chowning, στο οποίο το πλάτος της αντήχησης ελαττώνεται με το αντίστροφο της τετραγωνικής ρίζας της απόστασης, πολύ πιο αργά από την ελάττωση του απ’ ευθείας ήχου. Στο έργο αυτό, ενδείξεις της απόστασης είναι ενορχηστρωμένες σύμφωνα με την διεύθυνση και την κίνηση.

Η πανοραμική θέση, το φαινόμενο της προήγησης και η ερμηνεία της απόστασης, όταν ληφθούν όλα μαζί οδηγούν στον ορισμό της ηχητικής άποψης. Ο έλεγχος τέτοιας ηχητικής άποψης, βοηθάει στο έργο του διαχωρισμού ξεχωριστών ηχητικών πηγών και στην ενοποίηση της μουσικής με την αρχιτεκτονικής. Ένα αξιοσημείωτο παράδειγμα σύντηξης μεταξύ αρχιτεκτονικής και μουσικής, μπορεί να βρεθεί στο έργο “Prometeo” του Luigi Nono. Στην αρχική εκτέλεση, οι εκτελεστές ήταν τοποθετημένοι σε διαφορετικές θέσεις ενός ακουστικού κελύφους σχεδιασμένου από τον αρχιτέκτονα Renzo Piano, και ήχοι από ζωντανή ηλεκτρονική επεξεργασία υπόκεινται σε χωρικό εκτοπισμό, σε μια συγκλίνουσα ηχητική αρχιτεκτονική.

Ένα άλλο σημαντικό έργο το οποίο κάνει εκτενή χρήση χωρικής ερμηνείας είναι το “Réponse” του Pierre Boulez, το οποίο εκτελείται με μία ασυνήθιστη διεύθυνση στους

σολίστες, τη χορωδία και το κοινό. Το πρώτο χωρικό στοιχείο που αξιοποιείται στην σύνθεση είναι η φυσική απόσταση των σολίστ από την χορωδία. Επί πλέον ο ήχος των σολίστ αναλύεται, μεταμορφώνεται, επεξεργάζεται χωρικά με τη βοήθεια ενός υπολογιστή και μιας σειράς έξι ηχείων. Για το CD, ήχοι επεξεργάστηκαν με τη χρήση του προγράμματος “Spatialisateur” ώστε να τοποθετηθεί η ορχήστρα μπροστά από τον ακροατή και να διευρυνθεί η εικόνα των σολίστ. Το “Spatialisateur”, υλοποιημένο στο IRCAM στο Παρίσι, επιδρά στην πανοραμική θέση και την ερμηνεία της απόστασης μέσω αντήχησης δωματίου, χρησιμοποιώντας εξελιγμένες τεχνικές που θα δούμε στη συνέχεια.

5.1.4 Το Φαινόμενο Doppler

Εισαγωγή

Η κίνηση μιας ηχητικής πηγής γίνεται αντιληπτή ως αλλαγή στην διεύθυνση και την απόσταση των ενδείξεων. Το φαινόμενο Doppler είναι μια ακόμα ισχυρή ένδειξη που παρεμβαίνει όταν υπάρχει συνιστώσα ακτινικής μετατόπισης μεταξύ ηχητικής πηγής και ακροατή. Σε ένα κλειστό περιβάλλον, η συνιστώσα ακτινικής μετατόπισης εμφανίζεται πιθανότατα μέσω ανακλάσεων από τους τοίχους. Δηλαδή, ακόμα και αν μια πηγή κινείται με σταθερή ταχύτητα ως προς τον ακροατή, οι διαδρομές των ηχητικών κυμάτων μέσω ανακλάσεων στους τοίχους θα αλλάζουν σε μήκος. Εάν η κίνηση της πηγής είναι επαρκώς γρήγορη, σε όλες τις περιπτώσεις έχουμε μετατόπιση της συχνότητας της ηχητικής πηγής.

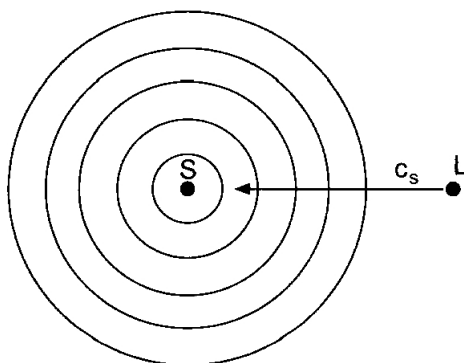
Οι ακουστικές και αντιληπτικές βάσεις

Η αρχή του φαινομένου Doppler φαίνεται στο Σχήμα 5.6, στο οποίο η πηγή κινείται μπροστά προς τον ακροατή με ταχύτητα c_s . Εάν ο ακροατής συναντά f_s κορυφές κυμάτων το δευτερόλεπτο όταν είναι ακίνητη η πηγή, συναντά κορυφές με μεγαλύτερο ρυθμό

$$f_b = f_s \left(1 + \frac{c_s}{c}\right)$$

όταν αυτή κινείται. Με c συμβολίζεται η ταχύτητα του ήχου στον αέρα. Συνήθως διαπιστώνουμε αύξηση της συχνότητας λόγω του φαινομένου Doppler σε μη μουσικές περιστάσεις όπως σε διερχόμενο ασθενοφόρο ή τρένο. Η αντιληπτή ένδειξη είναι τόσο έντονη ώστε να μπορεί να προκαλέσει σχετική κίνηση μεταξύ πηγής και ακροατή ακόμα και όταν άλλες ενδείξεις υποδεικνύουν ότι η απόστασή τους είναι σταθερή. Για την ακρίβεια ήχοι ασθενοφόρων ή εντόμων με έντονο το φαινόμενο Doppler συνήθως χρησιμοποιούνται για να επιδείξουν πόσο καλά λειτουργεί ένα σύστημα χωρικής τοποθέτησης, εξαπατώντας έτσι τον ακροατή ο οποίος δεν πιστεύει ότι είναι δυνατόν, σε μονοφωνική ηχογράφιση, να υπάρξει χωρικό εφέ. Πρόσφατη έρευνα στην ψυχοακουστική έδειξε ακόμα τον τρόπο με τον οποίο η αντίληψη του ύψους μπορεί να επηρεαστεί έντονα από δυναμικές αλλαγές στην ένταση, όπως συναντώνται σε καταστάσεις που εμφανίζεται το φαινόμενο Doppler [48]. Δηλαδή, μια ηχητική πηγή που πλησιάζει τον ακροατή με σταθερή ταχύτητα καθορίζει μία γρήγορη αύξηση στην ένταση όταν διασχίζει την γειτονιά του ακροατή. Από την

άλλη, καθώς η μετατόπιση του ύψους είναι σταθερή και θετική πριν περάσει τον ακροατή και σταθερή και αρνητική αφού τον περάσει, οι περισσότεροι ακροατές αντιλαμβάνονται μια αύξηση στο ύψος καθώς πλησιάζει η πηγή. Τέτοια φαινομενική αύξηση του ύψους οφείλεται στην ταυτόχρονη αύξηση της έντασης.



Σχήμα 5.6: Το σχεδιάγραμμα του φαινομένου Doppler.

Επεξεργασία σήματος

Το φαινόμενο Doppler μπορεί να αναπαραχθεί πιστά με ένα ολισθητή ύψους (pitch shifter) που ελέγχεται από την σχετική ταχύτητα μεταξύ πηγής και ακροατή. Πριν φτάσει η πηγή τον ακροατή, το ύψος του ήχου μεγαλώνει και ελαττώνεται αμέσως μόλις τον περάσει. Περαιτέρω πληροφορίες για τον ολισθητή ύψους που μπορεί να αξιοποιηθεί για την επίτευξη του φαινομένου Doppler στην παράγραφο 7.4.3 του [1].

Κάθε μοντέλο επεξεργασίας του ήχου που βασίζεται στην προσομοίωση της διάδοσης κύματος, προσομοιώνει σωπηλά το φαινόμενο Doppler. Στην πραγματικότητα τα μοντέλα αυτά στηρίζονται σε γραμμές καθυστέρησης οι οποίες αλλάζουν το μήκος τους σύμφωνα με τη σχετική θέση πηγής και ακροατή δίνοντας έτσι θετική ή αρνητική μετατόπιση στο ύψος.

Γενικά, η ακρίβεια και φυσικότητα μιας ολίσθησης Doppler με ψηφιακά μέσα, εξαρτάται από την ακρίβεια της παρεμβολής σε καθυστερήσεις μεταβλητού μήκους. Αν αυτή δεν γίνεται αρκετά καλά, τα προϊόντα της διαμόρφωσης επηρεάζουν το ολισθημένο σήμα οδηγώντας σε αξιοπαρατήρητες τεχνητές ατέλειες (artifacts). Οι διάφορες τεχνικές παρεμβολής μπορούν να εφαρμοστούν για πολλούς βαθμούς πιστότητας. Για την παρεμβολή έχουμε αναφερθεί αναλυτικά στην παράγραφο 3.2.4.

Μουσικές εφαρμογές και έλεγχος

Η κίνηση της πηγής ή του ακροατή σε μουσικό πλαίσιο πρέπει να γίνει με προσοχή, καθώς ανεξέλεγκτες ολισθήσεις ύψους καταστρέφουν την αρμονική και μελωδική δομή της μουσικής οδηγώντας στα χαρακτηριζόμενα “φάλτσα”. Από την άλλη υπάρχουν αξιοσημείωτα παραδείγματα έργων ηλεκτροακουστικής μουσικής τα οποία ενσωματώνουν

το φαινόμενο Doppler. Στην πλειοψηφία των περιπτώσεων οι ήχοι που δέχονται ολίσθηση ύψους τύπου Doppler, είναι διάφορων ειδών θόρυβοι ή μοτίβα κρουστών, ώστε να μην αποκλίνει ο αρμονικός χαρακτήρας του κομματιού λόγω της επεξεργασίας.

5.1.5 Ηχητικές Τροχιές

Η πρώτη απόπειρα σχεδίασης χωρικών κινήσεων σαν ανεξάρτητη διάσταση στη σύνθεση μουσικής είναι πιθανώς το έργο “Gesang der Jünglinge” του Karlheinz Stockhausen, στο οποίο ο συνθέτης είχε προγραμματίσει με ακρίβεια, διευθύνσεις και κινήσεις μεταξύ πέντε ομάδων ηχείων, διατεταγμένα σε κύκλο γύρω από τους ακροατές. Το έργο αυτό είναι πιθανώς η προέλευση της “χωρικής ουτοπίας” σε μεγάλο μέρος της σύγχρονης μουσικής, αφού ο Stockhausen έδινε άφθονες και ξεκάθαρες εξηγήσεις της αισθητικής του, στην οποία ταχύτητες και χωρικές μετατοπίσεις θεωρούνται το ίδιο σημαντικές όσο τα τονικά ύψη και οι διάρκειες. Αυτή η υπαινικτική ιδέα έμοιαζε να αγνοεί κάποια αντιληπτικές αποδείξεις καθώς και τις δυσκολίες στη μεταφορά συνεπών χωρικών πληροφοριών στους ακροατές. Παρ’ όλα αυτά, οι ηχητικές τροχιές στο έργο αυτό είναι σίγουρα ουσιώδεις στη δραματική εξέλιξή του.

Από το έργο του, πολλά συστήματα υπολογιστών φτιάχτηκαν με σκοπό να βοηθήσουν τους μουσικούς να συνθέσουν με το χώρο. Τα περισσότερα από αυτά στηρίζονται σε ένα λογισμικό διεπαφής (software interface) που επιτρέπει στον μουσικό να παρουσιάζει ή/και να ορίζει τροχιές εικονικών ηχητικών πηγών στον χώρο ακρόασης, όπου είναι τοποθετημένα τα πραγματικά ηχεία. Για την ακρίβεια ο χειρισμός των ηχητικών διαδρομών ανήκει σε ένα στρώμα ελέγχου, χτισμένο πάνω από το στρώμα της επεξεργασίας σήματος που υλοποιεί εφέ πανοραμικής θέσης ή απόστασης. Παράμετροι όπως γωνιώδης θέση, απόσταση από ηχεία, κ.λ.π., λαμβάνονται απευθείας από καμπύλες σε ρυθμό που είναι αρκετά υψηλός ώστε να διασφαλίζουν ομαλές κινήσεις χωρίς αισθητά τεχνουργήματα. Από αυτή την άποψη, εάν μόνο εφέ πανοραμικής θέσης και εφέ απόστασης επηρεάζονται από τις τροχιές, ο ρυθμός ελέγχου μπορεί να είναι πολύ χαμηλός (π.χ. 20Hz) επιτρέποντας συνεπώς διαχωρισμό του στρώματος ελέγχου από το στρώμα της επεξεργασίας σήματος μέσω τηλεπικοινωνιακού καναλιού χαμηλού εύρους ζώνης. Αντίστροφα, εάν λαμβάνεται υπόψιν το φαινόμενο Doppler, ο ρυθμός ελέγχου πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερος, επειδή το αυτί είναι ευαίσθητο σε μικροσκοπικές μεταβολές του ύψους. Εναλλακτικά, σήματα ελέγχου μπορούν να διαβιβαστούν από κανάλι χαμηλού εύρους ζώνης εάν, στο άκρο στο στρώμα της επεξεργασίας σήματος, υπάρχει ένας μηχανισμός παρεμβολής που ανακατασκευάζει τις ενδιάμεσες τιμές των παραμέτρων ελέγχου.

Μερικές φορές οι ηχητικές τροχιές λαμβάνονται αλληγορικά για την καθοδήγηση μετασχηματισμών ηχητικού υλικού. Για παράδειγμα ο συνθέτης Barry Truax κάνει χρήση πολλαπλών επικύκλων για να ελέγξει μετασχηματισμούς συνεχών ήχων και για να τους προβάλει στο χώρο. Στο έργο του “Solar Ellipse” η συνοχή μεταξύ χωρικής παρουσίασης και ηχητικών μετασχηματισμών βοηθάει τον ακροατή να ξεχωρίσει και να ακολουθήσει διάφορες μουσικές γραμμές χωρίς τη βοήθεια μελωδικών ή ρυθμικών μοτίβων.

Στη ζωντανή ηλεκτρονική μουσική χρησιμοποιούνται συχνά συστήματα λογισμικού

για τον ορισμό και την παρουσίαση ηχητικών διαδρομών. Για παράδειγμα, οι Belladonna και Vidolin ανέπτυξαν μια διεπαφή (interface) για δισδιάστατο έλεγχο πανοραμικής θέσης για την εφαρμογή Max [11]. Οι τροχιές μπορούν να απομνημονευτούν, να ανακληθούν και να μεταφραστούν σε μηνύματα MIDI και να αποσταλούν σε MIDI ελεγχόμενο μείκτη ήχου. Εξωτερικές συσκευές αντήχησης μπορούν ακόμα να ελεγχθούν και να συγχρονιστούν με μηνύματα πανοραμικής θέσης με σκοπό να δοθεί η εντύπωση του βάθους και της απόστασης. Το σύστημα αυτό έχει χρησιμοποιηθεί σε πολλές μουσικές παραγωγές και σε διάφορους χώρους ακρόασης. Το Σχήμα 5.7 απεικονίζει δύο ακανόνιστες κινήσεις εικονικών ηχητικών πηγών (οι πραγματικές πηγές είναι δύο σερ κρουστών) στην μεγάλη εκκλησία του Αγίου Μάρκου στο Μιλάνο, όπως ήταν στημένη για τη σύνθεση του A. Guarnieri “Passione secondo Matteo”. Το έργο και ο χώρος ακρόασης είναι αξιοσημείωτα για την μεταβολή της πανοραμικής θέσης του ήχου σε μια ευρεία περιοχή ανάλογα με την έντασή του, δηλαδή κάποιοι ήχοι κινούνται από μπροστά προς τα πίσω καθώς γίνονται πιο δυνατοί. Γενικά, οι ηχητικές τροχιές σπάνια έχουν νόημα καθ’ εαυτόν, αλλά μπορούν να γίνουν ένα κρίσιμο δραματικό στοιχείο αν οι παραλλαγές τους ελέγχονται δυναμικά, συναρτήσει άλλων μουσικών παραμέτρων όπως την ένταση ή το ρυθμό.

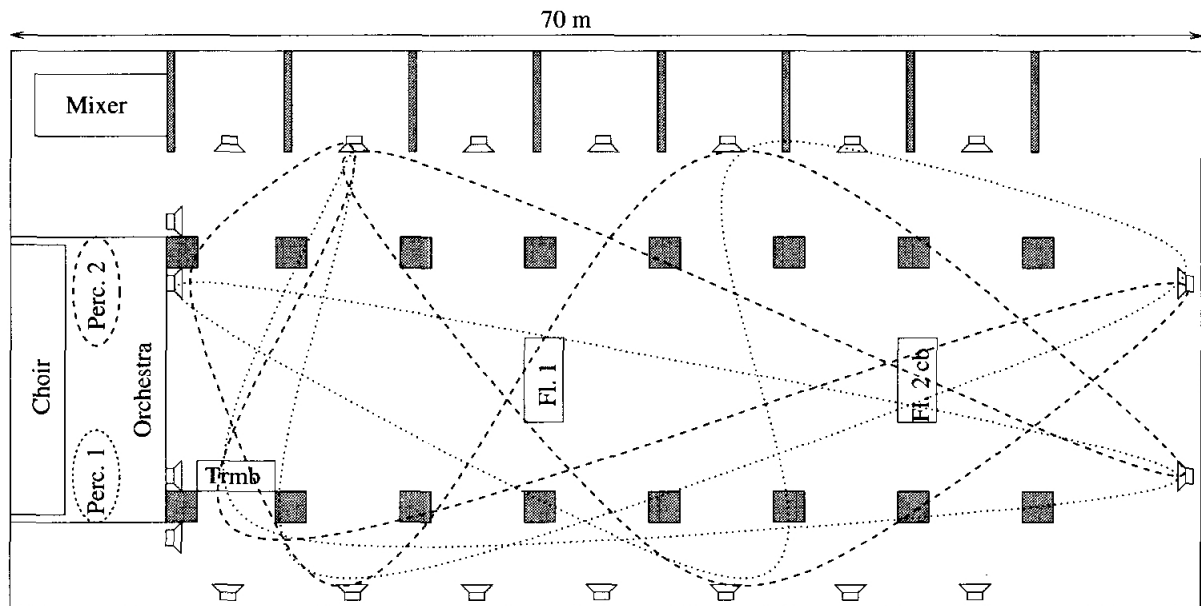
Ένα πολυσύνθετο σύστημα για τον έλεγχο των ηχητικών τροχιών, σε πραγματικό χρόνο, υλοποιήθηκε στο σταθμό εργασίας IRIS-MARS [56]. Υλοποιήθηκε το μοντέλο δωματίου μέσα σε δωμάτιο, που περιγράφεται στην παράγραφο 6.4.6 του [1], αξιοποιώντας τον ένα από δύο επεξεργαστές, για την χωρική επεξεργασία και τον άλλο για την αντήχηση. Οι συντεταγμένες της κίνησης της πηγής και άλλες παράμετροι χωρικής επεξεργασίας μπορούν να υπολογιστούν από πριν ή να ελεγχθούν σε πραγματικό χρόνο μέσω MIDI συσκευών. Τέτοιου είδους χωρική επεξεργασία χρησιμοποιήθηκε στο έργο “Games” του F. Cifariello Ciardi.

Ένα εξελιγμένο σύστημα που παρέχει πολυκάναλη ηχητική χωρική επεξεργασία, σε πραγματικό χρόνο, με τη χρήση ενός υπολογιστικού συστήματος, είναι το “Spatialisateur” που αναπτύχθηκε από το κέντρο IRCAM στο Παρίσι [35, 36]. Σ’ αυτό το σύστημα, ένα ενδιαμέσο επίπεδο παρεμβάλλεται μεταξύ του επιπέδου της επεξεργασίας σήματος και το επίπεδο του ελέγχου. Οι φυσικές παράμετροι των εικονικών δωματίων είναι, δηλαδή, προσβάσιμες μέσα από ένα σύνολο αντιληπτικών δυνατοτήτων όπως η ζεστασιά, η λαμπρότητα κ.λ.π., με τέτοιο τρόπο ώστε ο συνθετικός έλεγχος χώρων να γίνεται ευκολότερα. Καθώς η διεπαφή παρέχεται στην οπτική γλώσσα MAX, είναι εύκολο να συσχετιστούν σύνολα παραμέτρων με τροχιές που χαράσσονται σε δισδιάστατο χώρο.

5.2 Αντήχηση (Reverbation)

5.2.1 Οι Ακουστικές Και Αντιληπτικές Βάσεις

Στις προηγούμενες παραγράφους, το βασικό μας ενδιαφέρον ήταν η φαινομενική θέση ηχητικών πηγών. Η επίδραση του γύρω περιβάλλοντος περιορίστηκε σε αλλαγές στην αντιληπτή απόσταση και θέση της φαινομενικής πηγής. Στην παράγραφο αυτή, εστιάζουμε στην αντήχηση του ήχου σαν ένα φυσικό φαινόμενο που εμφανίζεται όταν



Σχήμα 5.7: Χωρική διάταξη και ηχητικές τροχιές για την εκτέλεση μιας σύνθεσης του G. Guarnieri.

ηχητικά κύματα διαδίδονται σε ένα κλειστό χώρο. Η αντήχηση φέρνει πληροφορία για την φύση και υφή των υλικών, και για το μέγεθος και το σχήμα του δωματίου και των αντικειμένων μέσα του.

Για να αναλύσουμε τις διάφορες ακουστικές πτυχές της αντήχησης, θα θεωρήσουμε ένα ορθογώνιο δωμάτιο το οποίο περιέχει μια σημειακή παντοκατευθυντική σημειακή πηγή. Άλλες, πιο πολύπλοκες και ρεαλιστικές καταστάσεις μπορούν να θεωρηθούν σε μεγάλο βαθμό σαν γενίκευση της απλής αυτής περίπτωσης.

Σημειακή πηγή σε κλειστό χώρο

Ας θεωρήσουμε το κύμα ακουστικής πίεσης που δημιουργείται από μια μικρή σφαίρα η οποία πάλλεται με κυκλική συχνότητα ω . Ο αντίστοιχος κυματάριθος ορίζεται ως $k = \omega/c$. Η ταχύτητα των σωματιδίων του αέρα είναι ακτινική. Για μεγάλες αποστάσεις r από την πηγή ($r \gg 1/k$) μπορούμε να θεωρήσουμε τα ηχητικά κύματα ως επίπεδα κύματα. Από την άλλη, κοντά στην πηγή ($r < 1/k$) υπάρχει μια μεγάλη συνιστώσα της ταχύτητας η οποία είναι σε τετραγωνική σχέση με την ακουστική πίεση και ευθύνεται για κάποια "εγκλωβισμένη" ενέργεια η οποία δεν ακτινοβολείται. Μια απλοποιημένη ανάλυση είναι ότι μόλις τα ηχητικά κύματα διανύσουν επαρκή απόσταση από την πηγή, τα θεωρούμε επίπεδα κύματα, αφήνοντας τον πιο πολύπλοκο φορμαλισμό της διάδοσης των σφαιρικών κυμάτων. Θα δούμε ότι η θεώρηση των επίπεδων κυμάτων μπορεί να ερμηνευθεί εύκολα στο πεδίο των συχνοτήτων και επιτρέπει ευθεία ανάλυση της απόκρισης σε στάσιμης κατάστασης. Κοντά όμως στην διέγερση που προκαλεί τον ήχο πρέπει να στηριχτούμε στην περιγραφή των σφαιρικών κυμάτων. Τέτοια περιγραφή είναι καλύτερο να διενεργείται στο πεδίο του χρόνου.

Υπάρχει και ένα τρίτο επίπεδο περιγραφής το οποίο είναι χρήσιμο όταν υπάρχουν κοκκώδη φαινόμενα τα οποία δεν περιγράφονται εύκολα με τις δύο άλλες προσεγγίσεις. Θα εισάγουμε, δηλαδή, μια σωματιδιακή περιγραφή του ήχου, την οποία πλεονεκτεί όταν περιγράφουμε την διάχυση σε τραχείς τοίχους.

Πεδίο της Συχνότητας: Κανονικοί τρόποι ταλάντωσης

Η ακουστική ενός κλειστού χώρου μπορεί να περιγραφεί σαν η υπέρθεση των κανονικών τρόπων ταλάντωσης, οι οποίοι είναι στάσιμα κύματα που δημιουργούνται στο αέριο που γεμίζει το χώρο. Τέτοια περιγραφή μπορεί να γίνει αναλυτικά για απλά σχήματα, όπως για ορθογώνιο, και αποτελεί ένα δυνατό εργαλείο για την κατανόηση της συμπεριφοράς στο πεδίο των συχνοτήτων.

Είναι πιο εύκολο να υπολογιστούν οι κανονικοί τρόποι ταλάντωσης υποθέτοντας ότι τα ηχητικά κύματα διαδίδονται στο ευρύτερο πεδίο και μετά το πέρας της αρχικής διέγερσης. Αυτή η υπόθεση επιτρέπει την θεώρηση όλων των μετώπων των κυμάτων ως επίπεδα. Οι κανονικοί τρόποι ταλάντωσης ενός ορθογώνιου δωματίου με διαστάσεις $[l_x, l_y, l_z]$ μπορούν να εξαχθούν περιορίζοντας την τρισδιάστατη κυματική εξίσωση, ώστε να δίνει λύση επίπεδων κυμάτων και θέτοντας την ταχύτητα των σωματιδίων του αέρα ίση με το μηδέν, στα όρια του χώρου[44]. Παίρνουμε τελικά τις συχνότητες των κανονικών τρόπων ταλάντωσης από τη σχέση

$$f = \frac{c}{2} \left[\left(\frac{n_x}{l_x} \right)^2 + \left(\frac{n_y}{l_y} \right)^2 + \left(\frac{n_z}{l_z} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}},$$

όπου $\mathbf{n} = [n_x, n_y, n_z]$ είναι μία τριάδα θετικών ακεραίων η οποία χαρακτηρίζει τον αντίστοιχο τρόπο και c η ταχύτητα του ήχου.

Κάθε κανονικός τρόπος αντιστοιχεί σε ένα επίπεδο κύμα που διαδίδεται σύμφωνα με τη κατεύθυνση του ανύσματος

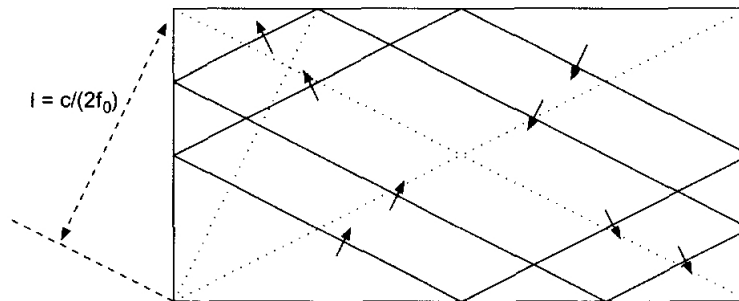
$$\mathbf{v} = \left[\frac{n_x}{l_x}, \frac{n_y}{l_y}, \frac{n_z}{l_z} \right].$$

Από την εξίσωση της συχνότητας του τρόπου ταλάντωσης και την εξίσωση του ανύσματος της διεύθυνσης διάδοσης, φαίνεται καθαρά ότι για διανύσματα ίδιας κατεύθυνσης παίρνουμε συχνότητες τρόπων ταλάντωσης που είναι μεταξύ τους ακέραια πολλαπλάσια. Με άλλα λόγια όλες οι τριάδες που είναι πολλαπλάσια μίας αμείωτης τριάδας (που δεν διαιρείται άλλο ακέραια) αντιστοιχούν σε συχνότητες που είναι ακέραια πολλαπλάσια (αρμονικές) της συχνότητας που αντιστοιχεί στην αμείωτη τριάδα και έχουν την ίδια κατεύθυνση στο χώρο. Αυτή η ιδιότητα οδηγεί στο συμπέρασμα ότι μια αρμονική σειρά από κανονικούς τρόπους ταλάντωσης μπορεί να αναπαραχθεί από ένα φίλτρο χτένας, δηλαδή μέσω μιας γραμμής καθυστέρησης με ανάδραση (IIR φίλτρο χτένας) με μήκος

$$d = \frac{1}{f_0},$$

με f_0 την θεμέλιο της αρμονικής σειράς.

Το σύνολο ενός κανονικού τρόπου ταλάντωσης και των πολλαπλασίων του μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα επίπεδο κύμα το οποίο κινείται πέρα-δωθε στον κλειστό χώρο. Για να μπορεί ένας κλειστός χώρος, με πεπερασμένη έκταση, να συντηρήσει επ'άπειρον ένα επίπεδο μέτωπο κύματος, είναι απαραίτητο να καμπυλώνει το μέτωπο του κύματος, στους τοίχους, με τέτοιο τρόπο ώστε να ορίζεται μια κλειστή επιφάνεια σταθερής περιοχής. Αυτή η ερμηνεία μπορεί να οπτικοποιηθεί στις δύο διαστάσεις μέσω βρόχων επίπεδου κύματος με σταθερό μήκος όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.8. Σ' αυτή την αναπαράσταση επιβεβαιώνεται εύκολα ότι το μήκος της καθυστέρησης d είναι η χρονική καθυστέρηση μεταξύ δύο διαδοχικών συγκρούσεων του επίπεδου μετώπου κύματος κατά μήκος της διαγωνίου.



Σχήμα 5.8: Βρόχοι επίπεδων κυμάτων για κανονικό τρόπο με $n_x = 1$, $n_y = 1$.

Δεν διεγείρονται όλοι οι τρόποι ταλάντωσης με την ίδια ένταση σε όλες τις θέσεις. Για παράδειγμα, στο κέντρο ενός ορθογωνίου κουτιού, μόνο το ένα όγδοο των τρόπων διεγείρεται, δηλαδή μόνο αυτοί οι τρόποι που έχουν άρτια στοιχεία στην τριάδα $\mathbf{n}$, καθώς οι άλλοι τρόποι έχουν κόμβο στο κέντρο. Η πιο έντονη διέγερση επιτυγχάνεται στις γωνίες του δωματίου.

Πεδίο του Χρόνου: Ακουστικές ακτίνες

Ένα άλλο είδος περιγραφής της ακουστικής δωματίων, θεωρεί τη διάδοση ακουστικών ακτίνων, δηλαδή θεωρώντας σχεδόν σημειακό μέρος του μετώπου σφαιρικών κυμάτων. Αυτή η προσέγγιση λαμβάνεται στην γεωμετρική ακουστική που είναι το ανάλογο της γεωμετρικής οπτικής.

Μερικές βασικές παραδοχές πρέπει να γίνουν ώστε να διασφαλιστεί η εγκυρότητα της περιγραφής ως γεωμετρικές ακτίνες. Η πρώτη παραδοχή είναι ότι τα μήκη κύματος των κυμάτων που διαδίδονται είναι πολύ μικρότερα από τη μικρότερη απόσταση στις διαστάσεις του δωματίου. Η δεύτερη παραδοχή είναι ότι μπορούμε να αγνοήσουμε όλα τα φαινόμενα της περίθλασης και παρεμβολών. Η πρώτη υπόθεση δεν είναι ιδιαίτερα περιοριστική, δεδομένου ότι ακουστικές ακτίνες χρησιμοποιούνται για περιγραφή γεγονότων σε σύντομο χρονικό διάστημα, δηλαδή σε ένα πολύ μεγάλο εύρος συχνοτήτων, ενώ η περίθλαση είναι επίσης αμελητέα σε υψηλές συχνότητες. Η απουσία παρεμβολών

επίσης επαληθεύεται πρακτικά στις περισσότερες περιπτώσεις, καθώς οι ακτίνες είναι αμοιβαία μη συναφείς.

Κατά μήκος μιας ακουστικής ακτίνας, η πίεση μειώνεται αντιστρόφως ανάλογα με την απόσταση, αφού η ενέργεια που μεταφέρεται από ένα σφαιρικό μέτωπο κύματος πρέπει να διατηρείται κατά τη διάδοση και η επιφάνεια του μετώπου αυξάνει με το τετράγωνο της απόστασης από την πηγή.

Όταν μια ακτίνα χτυπά μια επιφάνεια, αντανακλάται με τρόπο που εξαρτάται από τη φύση της επιφάνειας. Λείοι τοίχοι παράγουν αντανακλάσεις σαν καθρέφτη, δηλαδή η γωνία θ που σχηματίζει η εισερχόμενη ακτίνα με την κάθετο προς την επιφάνεια του τοίχου είναι ίση με τη γωνία που σχηματίζει η εξερχόμενη ακτίνα με την ίδια κάθετο. Επιπλέον, η εισερχόμενη ακτίνα, η εξερχόμενη ακτίνα και η κάθετος, βρίσκονται στο ίδιο επίπεδο.

Συνήθως υπάρχει κάποιο φιλτράρισμα που συνοδεύει την αντανάκλαση, λόγω των απορροφητικών ιδιοτήτων που έχει το υλικό του τοίχου. Γενικά, υπάρχει μια εξαρτώμενη από τη συχνότητα εξασθένηση και μια μη σταθερή χρονική καθυστέρηση. Τέτοιο φιλτράρισμα μπορεί να περιγραφεί από μια μιγαδική συνάρτηση αντανάκλασης R που συσχετίζει τα εξερχόμενα και εισερχόμενα μέτωπα κύματος πίεσης. Το R εξαρτάται από τη γωνία θ σύμφωνα με τον τύπο

$$R = \frac{Z \cos \theta - 1}{Z \cos \theta + 1},$$

όπου το Z είναι η χαρακτηριστική σύνθετη(μιγαδική) αντίσταση του τοίχου. Εάν ο τοίχος είναι λείος και άκαμπτος το Z προσεγγίζει το άπειρο. Στην περίπτωση αυτή λέμε ότι η αντανάκλαση είναι τέλεια και η συνάρτηση αντανάκλασης R είναι ορθογώνια για όλες τις συχνότητες και για κάθε γωνία.

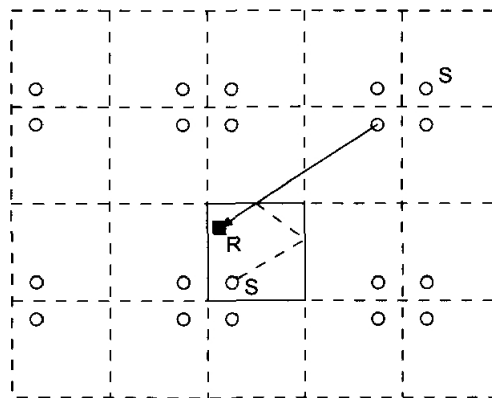
Υπάρχουν δύο δημοφιλείς προσεγγίσεις για τον υπολογισμό των ακουστικών ακτίνων για την ακουστική του χώρου: ο εντοπισμός της ακτίνας και η μέθοδος της εικόνας.

Ο εντοπισμός της ακτίνας ήταν πολύ δημοφιλής στα γραφικά με υπολογιστή υπολογιστή από τη δεκαετία του '80 ως τεχνική για την παραγωγή ρεαλιστικών εικόνων. Στα γραφικά, μια εικόνα κατασκευάζεται ακολουθώντας τα ίχνη ακτίνων φωτός από το μάτι (ή το εστιακό επίπεδο) πίσω στην πηγή του φωτός. Στον ήχο, μια ηχητική εικόνα λαμβάνεται ακολουθώντας τα ίχνη των ηχητικών ακτίνων από το αυτί (ή τα σημειακά μικρόφωνα) πίσω στην πηγή του ήχου. Και στις δύο περιπτώσεις, η σκηνή διασχίζεται από τις ακτίνες και όλες οι αντανακλάσεις αναπαράγονται πιστά. Μια σημαντική διαφορά μεταξύ των ήχων και εικόνων είναι ότι, ενώ στα γραφικά του το φως μπορεί να θεωρηθεί ότι διαδίδεται σε όλα τα σημεία της σκηνής σε ένα πλαίσιο (frame) που αποτελεί ένα δείγμα, στον ήχο ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι πολύ μεγαλύτερος αλλά η ταχύτητα διάδοσης είναι πολύ μικρότερη. Κατά συνέπεια, κάθε ακτίνα πρέπει να συσχετιστεί με μια γραμμή καθυστέρησης, επιβαρύνοντας έτσι, με απαίτηση για μνήμη και υπολογιστική πολυπλοκότητα, μια μέθοδο που είναι ήδη αρκετά χρονοβόρα.

Η μέθοδος της εικόνας είναι τετριμμένη, όταν εξηγηθεί με τη βοήθεια ενός δισδιάστατου μέσου (π.χ. μία ορθογώνια μεμβράνη). Στο Σχήμα 5.9 μία πηγή S αντανακλάται συμμετρικά στα όρια του χώρου, και οι εικόνες εξ' αντανάκλασης, της πηγής αντανακλώ-

νται ολόγυρα στις εικόνες των ορίων του χώρου. Το “ψηφιδωτό” που προκύπτει από τον χώρο, είναι τέτοιο, ώστε κάθε ευθύγραμμο τμήμα που συνδέει μια εικόνα της πηγής με το σημείο του δέκτη R αντιστοιχεί σε ένα μοναδικό μονοπάτι που συνδέει την πηγή με τον δέκτη μετά από ορισμένο αριθμό κατοπτρικών αντανakλάσεων στα όρια. Η μέθοδος αυτή εύκολα επεκτείνεται σε τρεις διαστάσεις και με πολλές επιπλοκές και αύξηση στην πολυπλοκότητα, οδηγεί σε δωμάτια που περιγράφονται ως αυθαίρετα πολύεδρα.

Τόσο η τεχνική εντοπισμού της ακτίνας όσο και η μέθοδος της εικόνας χρησιμοποιούνται κυρίως από τους αρχιτέκτονες στην ακουστική, σε σχεδίαση υποβοηθούμενη από υπολογιστή (Computer Aided Design, C.A.D.), όπου δεν υπάρχει ιδιαίτερη ανησυχία για επιδόσεις σε πραγματικό χρόνο. Από την άλλη πλευρά, σε αυτές τις εφαρμογές η ακρίβεια των αποτελεσμάτων είναι ιδιαίτερα σημαντική για την πρόβλεψη της ακουστικής συμπεριφοράς μιας αίθουσας πριν την κατασκευή της.



Σχήμα 5.9: Η μέθοδος της εικόνας στις δύο διαστάσεις.

Ο Ήχος σαν Σωματίδια: Διάχυση

Μέχρι αυτό το σημείο έχουμε συζητήσει την ακουστική χώρου, στο επίπεδο των μακροσκοπικών φαινομένων, δηλαδή ακτίνες και κανονικούς τρόπους. Εάν ο στόχος είναι κάτι το πολυσύνθετο (ή ρεαλιστικό) στο τελικό αποτέλεσμα, θα πρέπει να εξετάσουμε επίσης και τα μικροσκοπικά φαινόμενα που συμβαίνουν σε ένα φυσικό περιβάλλον. Από αυτά, τα δεύτερης τάξης φαινόμενα, το πιο σημαντικό είναι η διάχυση των ηχητικών κυμάτων, λόγω της κοκκώδους γεωμετρίας των ορίων του χώρου. Η διάχυση περιγράφεται καλύτερα χρησιμοποιώντας μια σωματιδιακή περιγραφή του ήχου. Μια παρόμοια αναπαράσταση χρησιμοποιείται στα γραφικά με υπολογιστή, ώστε να μοντελοποιηθεί η επιφανειακή διάχυση του φωτός και να μοντελοποιηθούν οι σκιές. Προκειμένου να προσαρμοστούν τα ίδια εργαλεία στην ακουστική, πρέπει να κρατήσουμε την υπόθεση ότι έχουμε σήματα μεγάλου εύρους ζώνης. Επιπλέον, μας ενδιαφέρουν οι τοπικές αλληλεπιδράσεις με επιφάνειες που έχουν γεωμετρικές ανωμαλίες (τραχύτητα), συγκρίσιμες με τα μήκη κύματος που ασχολούμαστε. Ακόμα, πρέπει να υποθέσουμε ότι τα ακουστικά σωματίδια είναι μη συναφή μεταξύ τους, προκειμένου να αποφευχθεί η ακύρωση με-

ταξύ σωματιδίων. Εφόσον ισχύουν αυτές οι υποθέσεις, μπορούμε να θεωρήσουμε ως ηχητικό σωματίδιο ένα σύντομο ακουστικό σήμα που έχει ευρεία φασματική έκταση.

Το μοντέλο διάχυσης που χρησιμοποιείται συνήθως σε γραφικά με υπολογιστή [13] μπορεί εύκολα να προσαρμοστεί στον τομέα της ακουστικής [60], έτσι ώστε να μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τα ίδια σύμβολα και ορολογία. Ειδικότερα, η διάχυση σε ένα ορισμένο σημείο των ορίων του χώρου περιγράφεται από μια αμφίδρομη συνάρτηση κατανομής της αντανάκλασης (Bidirectional Reflection Distribution Function BRDF) $f_r(\psi_i, \psi_o)$ η οποία είναι ο λόγος μεταξύ της ακτινοβολίας που αντανάκλαται της κατά τη κατεύθυνση ψ_o προς την προσπίπτουσα ακτινοβολία κατά τη κατεύθυνση ψ_i .

Η διάχυση λέγεται ότι είναι Lambertian όταν η BRDF είναι σταθερή. Σε αυτή την περίπτωση τα σωματίδια του ήχου διαχέονται σε κάθε κατεύθυνση με την ίδια πιθανότητα, ανεξάρτητα από την κατεύθυνση πρόσπτωσης. Αντίστροφα, αν όλα τα σωματίδια του ήχου που φθάνουν από την κατεύθυνση ψ_i κατευθυνθούν προς την κατοπτρική κατεύθυνση $\psi_o = -\psi_i$ ¹ έχουμε κατοπτρική αντανάκλαση, δηλαδή δεν γίνεται καθόλου διάχυση. Οι πραγματικοί τοίχοι είναι πάντα κάπου ανάμεσα σε κατοπτρική αντανάκλαση και Lambertian διάχυση.

Ποσότητες σαν αυτές που παρουσιάστηκαν στο παρόν τμήμα έχουν σημασία για τη βελτίωση της ακρίβειας των εκτιμήσεων του χρόνου αντήχησης πραγματικών δωματίων.

Υποκειμενικά και Αντικειμενικά γνώρισμα της Ακουστικής Χώρου

Ένας πολύ σύντομος ηχητικός παλμός, όπως ένας πυροβολισμός, δημιουργεί μια ουρά αντήχησης που στις περισσότερες περιπτώσεις, φθίνει εκθετικά στο χρόνο. Το θεμελιώδες αντικειμενικό γνώρισμα της ακουστικής ενός χώρου είναι ο χρόνος αντήχησης, που ορίζεται από τον W.C. Sabine ως το χρονικό διάστημα στο οποίο η ένταση της αντήχησης ελαττώνεται κατά 60dB γνωστό και ως RT60.

Εκτεταμένοι πειραματισμοί από τους ερευνητές της μουσικής με υπολογιστή έδειξαν ότι μία πολύ καλή, αν όχι η καλύτερη, κρουστική απόκριση για αντήχησης επιτυγχάνεται με την παραγωγή Γκαουσιανού λευκού θορύβου με εκθετικά φθίνουσα περιβάλλουσα[45]. Ο πραγματικός ήχος της αντήχησης μπορεί να επιτευχθεί μέσω συνέλιξης, αν και αυτή η λειτουργία είναι υπολογιστικά δαπανηρή. Οποιαδήποτε εξασθένηση εξαρτώμενη από τη συχνότητα μπορεί να επιτευχθεί με φιλτράρισμα της κρουστικής απόκρισης πριν τη συνέλιξη. Ένα καλύτερο έλεγχο της ποιότητας της αντήχησης μπορεί να ασκηθεί με την τροποποίηση των “αντιληπτικών παραγόντων”, οι οποίοι είναι υποκειμενικά χαρακτηριστικά που έχουν εξαχθεί από ψυχοσωματικά πειράματα. Η έρευνα σε αυτόν τον τομέα προχωρά με την εξαγωγή κλιμάκων της υποκειμενικής ακουστικής εμπειρίας και από το συσχετισμό τους με φυσικές παραμέτρους. Οι περισσότερες μελέτες που έχουν διεξαχθεί μέχρι το 1992 συνοψίζονται στο [7].

Σε έρευνα στο IRCAM, στο Παρίσι έγινε προσπάθεια να επιλεγεί ένα ελάχιστο σύνολο ανεξάρτητων παραμέτρων που να δίνουν μια εξαντλητική περιγραφή της ποιότητας της

¹ Τα μοναδιαία ανύσματα κατεύθυνσης ψ_i και ψ_o λαμβάνονται σε σφαιρικές συντεταγμένες με μέτρο ίσο με την μονάδα και γι αυτό η αναστροφή δεν δίνει αντίρροπα ανύσματα αλλά ανύσματα με αντίθετα πρόσημα στην αζιμουθιακή γωνία ϕ και τη γωνία ζενίθ θ .

ακουστικής ενός δωματίου. Αυτές οι παράμετροι χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες [36]:

1. Αντίληψη της πηγής (σχετική με το φάσμα και την ενέργεια του άμεσου ήχου και των αρχικών ανακλάσεων):
 - παρουσία-presence (αναλογία μεταξύ του άμεσου ήχου και της ενέργειας των αρχικών αντηχήσεων)
 - λαμπρότητα-brilliance (διακύμανση των υψηλών συχνοτήτων της ενέργειας των αρχικών αντηχήσεων)
 - ζεστασιά-warmth (διακύμανση των χαμηλών συχνοτήτων της ενέργειας των αρχικών αντηχήσεων)
2. Αλληλεπίδραση Πηγής/Δωματίου (σχετική με τις σχετικές ενέργειες του άμεσου ήχου, των αρχικών και καθυστερημένων ανακλάσεων και από τον αρχικό χρόνο καθόδου του πλάτους):
 - περικάλυψη-envelopment (ενέργεια των αρχικών ανακλάσεων σε σχέση με το άμεσο ήχο)
 - παρουσία δωματίου-room presence (ενέργεια του καθυστερημένου ήχου αντήχησης)
 - τρέχουσα αντήχηση-running reverberance (ο αρχικός χρόνος καθόδου του πλάτους της κρουστικής απόκρισης του χώρου)
3. Αντίληψη του δωματίου (σχετική με τον τελικό χρόνο καθόδου και στις διακυμάνσεις στη συχνότητα):
 - ύστερη αντήχηση-late reverberance (ο τελικός χρόνος καθόδου του πλάτους της κρουστικής απόκρισης του χώρου)
 - βαρύτητα-heaviness (διακύμανση των χαμηλών συχνοτήτων του χρόνου καθόδου)
 - ζωντάνια-liveness (διακύμανση των υψηλών συχνοτήτων του χρόνου καθόδου).

Σε ένα μοντέλο που προσφέρει αυτές τις παραμέτρους ως ρυθμιστικά σε μία “διεπαφή αντίληψης”, η παράμετρος “παρουσία” μπορεί να ρυθμιστεί ώστε να δώσει την εντύπωση απόστασης της πηγής του ήχου, με τρόπο παρόμοιο με αυτό που δείξαμε στο 5.1.3, και η παράμετρος “περίκλυψη” μπορεί να μεταβληθεί για να ελέγξει την εντύπωση του ακροατή ότι περιβάλλεται από ήχο. Κάποιες από τις παραμέτρους εκλαμβάνονται ως ηχοχρωματικοί χρωματισμοί, στα χρονικά διαστήματα που η πηγή εκπέμπει (τρέχουσα αντήχηση), ενώ άλλες γίνονται αντιληπτές από τις ηχητικές ουρές που απομένουν στις παύσεις της πηγής (ύστερη αντήχηση). Ο Griesinger [32] δίνει έναν ορισμό, αυτών των δύο ποσοτήτων, που βασίζεται σε τεμαχισμό της κρουστικής απόκρισης του δωματίου σε τμήματα των 160ms το καθ’ ένα. Τρέχουσα αντήχηση, “το ποσό της αυτό

υποστήριξης που ακούει κανείς παίζοντας”, ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ των ενεργειών στο δεύτερο και πρώτο τμήμα της κρουστικής απόκρισης, και είναι ένα μέτρο της ακουστότητας της αντήχησης που είναι ανεξάρτητη του χρόνου αντήχησης. Μια κρουστική απόκριση δωματίου με έναν χρόνο αντήχησης της τάξης των 0,5s μπορεί να ακούγονται εξίσου δυνατά (από την άποψη της τρέχουσα αντήχησης) όσο ένα δωμάτιο με ένα χρόνο αντήχησης των 2s[30]. Η τρέχουσα αντήχηση είναι μια σημαντική παράμετρος της ακουστικής του χώρου και προτιμώμενη τιμή της εξαρτάται από την το όργανο και το είδος μουσικής[30], και είναι, για παράδειγμα, χαμηλή για την ομιλία και σχετικά υψηλή για ορχηστρική ρομαντική μουσική. Ως εκ τούτου, στην τεχνητής αντήχησης είναι χρήσιμο να έχουν ένα ρυθμιστικό που επιτρέπει την προσαρμογή της τρέχουσας αντήχησης ώστε να ταιριάζει με τη μουσική που παίζεται. Τις περισσότερες φορές, ο στόχος είναι να γίνει η αντήχηση ακουστή αλλά όχι συντριπτική.

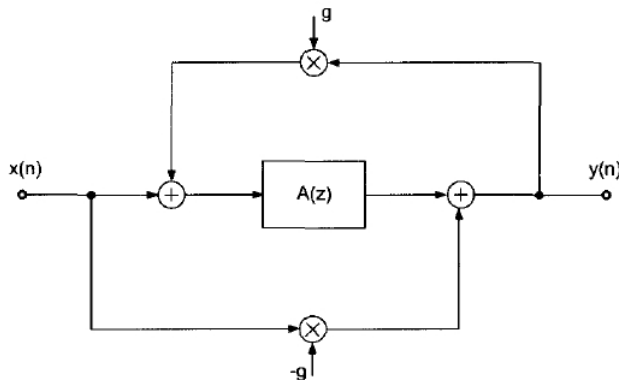
Η περικάλυψη είναι ένα αμφιλεγόμενο χαρακτηριστικό, που είναι δύσκολο να επισημοποιηθεί, αλλά αποτελεί καίριο στοιχείο ενός ευχάριστου συνδυασμού πηγής/δωματίου. Οι πιο πρόσφατη έρευνες που έχουν την τάση να συσχετίζουν την περικάλυψη με διακυμάνσεις της διαωτικής διαφοράς χρόνου (interaural time difference ITD) και διαωτικής διαφοράς έντασης (interaural intensity difference IID) λόγω τη χωρική αντίληψη των πρώτων ανακλάσεων. Ως εκ τούτου, για να εκτιμήσουμε την περικάλυψη πρέπει οι πρώτες ανακλάσεις πρέπει να είναι κατάλληλα τοποθετημένες στο χώρο. Οι Blauert και Lindemann [9] έδειξαν ότι οι πλευρικές ανακλάσεις κάτω από 3kHz συμβάλλουν στην αίσθηση βάθους, ενώ υψηλότερες συχνότητες συμβάλλουν σε μια αίσθηση του περικύκλωσης. Ωστόσο, δεδομένου ότι οι πλευρικές ανακλάσεις δημιουργούν διακυμάνσεις στην ITD και ότι αυτή εξαρτάται από την κατεύθυνση και τη συχνότητα, η πιο αποτελεσματική γωνία για μια πλευρική αντανάκλαση εξαρτάται από τη συχνότητα. Αντανakλάσεις χαμηλών συχνοτήτων δημιουργούν τις μεγαλύτερες διακυμάνσεις εάν προέρχονται από τις πλευρικές διευθύνσεις που είναι κάθετες προς το μέσο επίπεδο, ενώ οι υψηλότερες συχνότητες είναι πιο αποδοτικές αν είναι πλησιέστερα στο μέσο επίπεδο [31]. Ο Griesinger [31, 32] ανέπτυξε μια θεωρία χωρικής εντύπωσης (ένας άλλος όρος για την περικάλυψη-envelopment) που βάζει αυτό το πολύπλευρο χαρακτηριστικό, της ακουστικής χώρου, σε ένα γνωστικό πλαίσιο, όπου αυτό συσχετίζεται με άλλα φαινόμενα όπως . Δηλαδή, υπάρχει μια “συνεχή χωρική εντύπωση” που γίνεται αντιληπτή όταν, στην αντίληψη συνεχούς ήχου, προστίθενται πλευρικές ανακλάσεις. Απότομες αλλαγές, οι οποίες πάντα συνοδεύονται από το φαινόμενο της προήγησης, μπορούν να προκαλέσουν μια “πρώρη χωρική εντύπωση” μέσω των πλευρικών ανακλάσεων που έρχονται μέχρι 50ms από τον ήχο, και μία “χωρική εντύπωση φόντου” μέσω ύστερης αντήχησης τοποθετημένης στο χώρο. Αυτή η τελευταία χωρική εντύπωση, θεωρείται ότι είναι η πιο σημαντική για τη συνολική αντίληψη της περικάλυψης, καθώς είναι αντιληπτικά διαχωρισμένη από τα ρέματα των ηχητικών εκδηλώσεων που αποτελούν ένα ηχητικό προσκήνιο. Η περικάλυψη θεωρείται ότι είναι ένα επιθυμητό χαρακτηριστικό των μεγάλων δωματίων, και απουσιάζει σε μικρά δωμάτια. Ωστόσο, μερικές φορές η περικάλυψη συγχέεται με την φαινομενική ένταση της πηγής, η οποία είναι επίσης ένα χαρακτηριστικό του συνδυασμού πηγής/δωματίου, αλλά αυτό μπορεί να είναι υψηλό ακόμη και σε μικρά δωμάτια. Η φαινομενική ένταση της πηγής συζητιέται περαιτέρω στο 6.6.1 του [1].

5.2.2 Κλασσικά Εργαλεία Αντήχησης

Στο δεύτερο μισό του εικοστού αιώνα, αρκετοί μηχανικοί, που ασχολήθηκαν με την ακουστική και τον ήχο, προσπάθησαν να εφεύρουν ηλεκτρονικές συσκευές που μπορούν να εξομοιώνουν τις μακροπρόθεσμες αποτελέσματα της διάδοσης του ήχου σε κλειστούς χώρους. Το πιο σημαντικό και πρωτοποριακό έργο, στον τομέα της τεχνητής αντήχησης, ήταν του Manfred Schroeder στα Bell Laboratories στις αρχές της δεκαετίας του εξήντα [66, 67, 68, 69, 76]. Ο Schroeder εισήγαγε τα αναδρομικά φίλτρα χτένας και την καθυστέρηση με ολοπερατά φίλτρα, ως υπολογιστικές δομές κατάλληλες για την ανέξοδη προσομοίωση πολύπλοκων σχημάτων αντίλαλου. Ειδικότερα, το ολοπερατό φίλτρο με βάση την αναδρομική γραμμή καθυστέρησης έχει τη μορφή

$$y(n) = -g \cdot x(n) + x(n - m) + g \cdot y(n - m),$$

όπου m είναι το μήκος της καθυστέρησης σε δείγματα. Η δομή του φίλτρου απεικονίζεται στο Σχήμα 5.10, όπου $A(z)$ συνήθως αντικαθίσταται από μια γραμμή καθυστέρησης. Το φίλτρο αυτό επιτρέπει να επιτευχθεί μια πυκνή κρουστική απόκριση και μια επίπεδη απόκριση συχνότητας. Μια τέτοια δομή γρήγορα έγινε ένα τυποποιημένο συστατικό που χρησιμοποιείται σε όλες σχεδόν τις συσκευές τεχνητής αντήχησης που έχει σχεδιαστεί μέχρι σήμερα [45]. Συνήθως θεωρείται ότι τα ολοπερατά φίλτρα δεν εισαγάγουν χρωματισμό στον ήχο εισόδου. Ωστόσο, η υπόθεση αυτή ισχύει, από αντιληπτική πλευρά, μόνο αν η γραμμή καθυστέρησης είναι πολύ μικρότερη από ό,τι ο χρόνος ολοκλήρωσης του αυτιού (integration time of the ear), δηλαδή περίπου 50ms [83]. Εάν αυτό δεν συμβαίνει, τα εφέ στο πεδίο του χρόνου γίνονται πολύ πιο σχετική και η χροιά του εισερχόμενου σήματος είναι σημαντικά επηρεασμένη.



Σχήμα 5.10: Η δομή του ολοπερατού φίλτρου.

Στην δεκαετία του εβδομήντα, ο Michael Gerzon γενίκευσε την έννοια του ολοπερατού φίλτρου με μία είσοδο και μία έξοδο και μόνο, σε μία δομή πολλών εισόδων και εξόδων, όπου η γραμμή καθυστέρησης m δειγμάτων έχει αντικατασταθεί από ένα ορθογώνιο δίκτυο (unitary network)² N-τάξης [28]. Παραδείγματα τετριμμένων ορθογώνιων

²Ένας μιγαδικός τετραγωνικός πίνακας A ονομάζεται **ορθογώνιος** (unitary) αν ισχύει $A^{-1} = A^* \iff$

(unitary) δικτύων είναι ορθογώνιοι πίνακες, καθώς και παράλληλες συνδεσμολογίες των γραμμών καθυστέρησης ή ολοπερατών φίλτρα. Η ιδέα πίσω από αυτή τη γενίκευση, είναι να αυξηθεί η πολυπλοκότητα της κρουστικής απόκρισης χωρίς να εισαχθεί αξιόλογος χρωματισμός στη συχνότητα. Σύμφωνα με την γενίκευση του Gerzon, τα ολοπερατά φίλτρα μπορεί να είναι ένθετα μέσα σε ολοπερατές δομές, με ένα τηλεσκοπικό τρόπο. Τέτοια ενσωμάτωση φαίνεται να είναι ισοδύναμη με ολοπερατές δομές πλέγματος (lattice structures) [27], και είναι εφικτό εφ' όσον υπάρχει τουλάχιστον ένα στοιχείο καθυστέρησης στο μπλοκ $A(z)$ του Σχήματος 5.10.

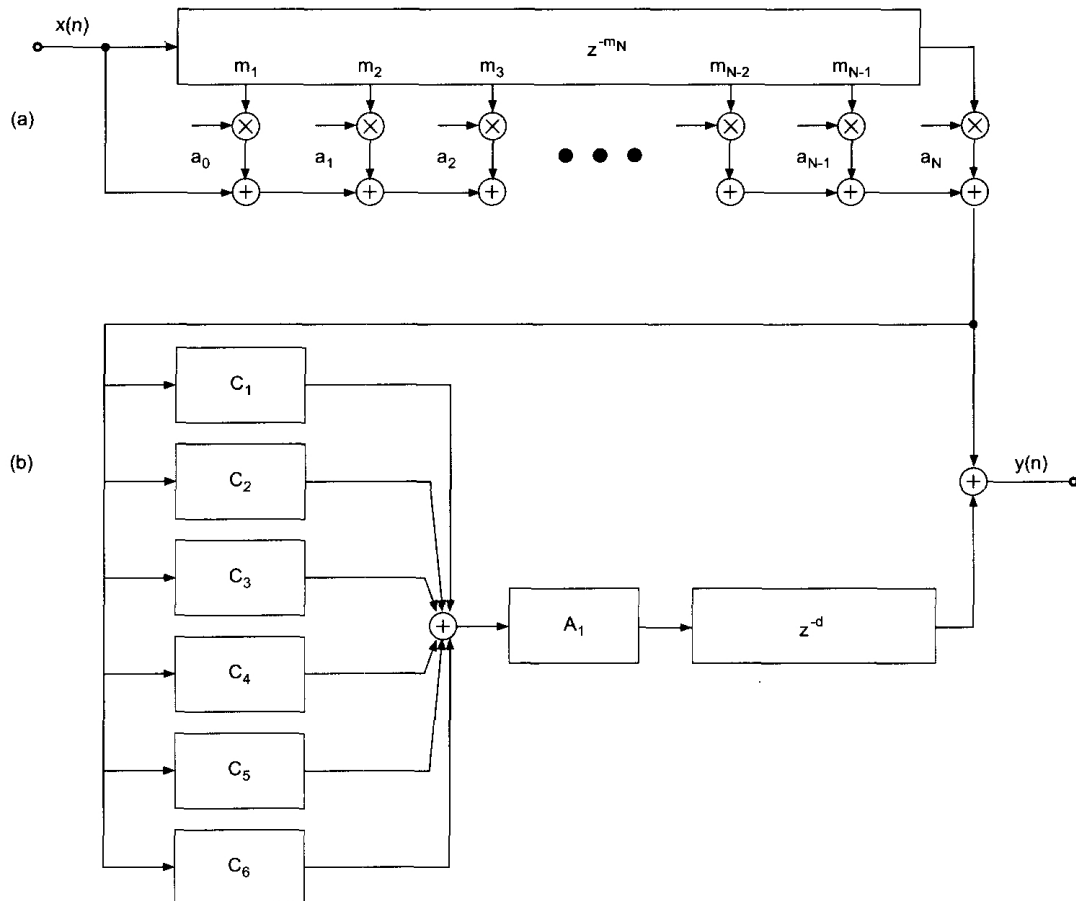
Εκτεταμένο πειραματισμό με τις δομές τεχνητής αντήχησης διεξήγαγε ο Andy Moorer στα τέλη της δεκαετίας του εβδομήντα [45]. Επέκτεινε την δουλειά που είχε γίνει από τον Schroeder [68] που αφορούσε τη συσχέτιση ορισμένων βασικών υπολογιστικών δομών (π.χ. γραμμές καθυστέρησης πολλών συνδέσεων, φίλτρα χτένας και ολοπερατά) με τη φυσική συμπεριφορά των πραγματικών δωματίων. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρήθηκε ότι οι πρώτες ανακλάσεις έχουν μεγάλη σημασία στην αντίληψη των ακουστικών χώρων, και ότι μια άμεση-μορφή FIR φίλτρου μπορεί να αναπαράγει αυτές τις πρώτες ανακλάσεις ρητά και με ακρίβεια. Συνήθως αυτό το FIR φίλτρο υλοποιείται ως γραμμή καθυστέρησης πολλών συνδέσεων, δηλαδή μια γραμμή καθυστέρησης με πολλαπλά σημεία ανάγνωσης που σταθμίζονται και αθροίζονται μαζί για να παρέχουν μια ενιαία έξοδο. Αυτό το σήμα εξόδου τροφοδοτεί, στην αρχιτεκτονική Moorer, μια σειρά από ολοπερατά φίλτρα και μια ομάδα παράλληλων φίλτρων χτένας. Μια άλλη βελτίωση που εισήγαγε Moorer ήταν η αντικατάσταση στα φίλτρα χτένας, του απλού πλάτους της ανάδρασης των γραμμών καθυστέρησης, με βαθυπερατά φίλτρα που μοιάζουν με τις επιπτώσεις της απορρόφησης του αέρα και με τις απώλειες από ανακλάσεις.

Μια πρωτότυπη προσέγγιση της αντήχησης λήφθηκε από τον Julius Smith το 1985, όταν πρότεινε τα ψηφιακά δίκτυα κυματοδηγών (Digital Waveguide Networks DWN) ως βιώσιμο σημείο εκκίνησης για το σχεδιασμό αριθμητικών αντηχητών (reverberators) [71]. Η ιδέα των αντηχητών με κυματοδηγούς είναι η δημιουργία ενός δικτύου διακλαδώσεων του κυματοδηγού (δηλαδή, αμφίδρομες γραμμές καθυστέρησης που προσομοιώνουν τη διάδοση κυμάτων σε ένα σωλήνα ή μία χορδή) που μπορεί να παράγει τις επιθυμητές πρώτες ανακλάσεις και μια διάχυτη, αρκετά πυκνή αντήχηση. Αν το δίκτυο είναι επανωξημένο με βαθυπερατά φίλτρα είναι δυνατόν να μορφοποιηθεί το σήμα του χρόνου καθόδου με τη συχνότητα. Με άλλα λόγια, οι αντηχητές με κυματοδηγούς χτίζονται σε δύο στάδια: το πρώτο βήμα είναι η κατασκευή ενός πρωτοτύπου δικτύου χωρίς απώλειες και το δεύτερο βήμα είναι η εισαγωγή επιθυμητού βαθμού απωλειών. Η διαδικασία αυτή εξασφαλίζει καλή αριθμητικές ιδιότητες και καλό έλεγχο της σταθερότητας [72, 79]. Σε ιδανικό επίπεδο, η ποιότητα ενός πρωτοτύπου αντηχητή χωρίς απώλειες αξιολογείται σε σχέση με την λευκότητα και την ομαλότητα του θορύβου που δημιουργείται ως απόκριση σε μια κρουστική διέγερση. Ο λεπτομερής έλεγχος του σήματος του χρόνου καθόδου, σε διαφορετικές συχνότητες, είναι αποσυνδεδεμένος από τις δομικές πτυχές του αντηχητή.

Ανάμεσα στα κλασικά εργαλεία αντήχησης θα πρέπει να αναφέρουμε επίσης τις δο-

$A^* \dot{A} = I$, με A^* τον συζυγή ανάστροφο του (conjugate transpose). Ορθογώνιος ονομάζεται ο πίνακας που έχει αυτή την ιδιότητα είτε είναι πραγματικός είτε φανταστικός.[5, 3]

μές που πρότειναν οι Stautner και Puckette [77], και ο Jot [35]. Αυτές οι δομές αποτελούν τη βάση των Δικτύων Καθυστέρησης με Ανατροφοδότηση (Feedback Delay Networks), το οποίο θα συζητηθεί σε μεγαλύτερη ανάλυση στην επόμενη ενότητα.



Σχήμα 5.11: Ο αντηχητής του Moorer

Σύμπλεγμα φίλτρων χτένας/ολοδιαβατών

Η κατασκευή των υψηλής ποιότητας αντηχητών είναι μισή τέχνη και μισή επιστήμη. Πολλές δομές και πολλές παραμετροποιήσεις προτάθηκαν στο παρελθόν, ιδιαίτερα σε μη γνωστοποιημένη μορφή μέσα σε εμπορικές μονάδες αντήχησης [14]. Στις περισσότερες περιπτώσεις, οι διάφορες δομές είναι συνδυασμοί στοιχειωδών μπλοκ φίλτρων χτένας και ολοπερατών, όπως προτάθηκε από τον Schroeder στα πρώιμα έργα του. Ως παράδειγμα, θα περιγράψουμε εν συντομία τον μηχανισμό που προτίμησε ο Moorer [45], που απεικονίζεται στο σχήμα 5.11. Το πρώτο μπλοκ (a), του αντηχητή του Moorer, του φροντίζει για τις πρώτες ανακλάσεις με τη βοήθεια μιας γραμμής καθυστέρησης πολλών συνδέσεων. Το προκύπτον σήμα διαβιβάζεται στο δεύτερο μπλοκ (b), το οποίο είναι παράλληλη συνδεσμολογία του άμεσου μονοπατιού από τη μια, και ενός καθυστερημένου

αντηχητή, με εξασθένηση λόγω διάχυσης, από την άλλη. Η έξοδος του αντηχητή έχει καθυστερήσει κατά τέτοιο τρόπο ώστε η τελευταία από τις αρχικές επαναλήψεις της ηχώ, που βγαίνει από μπλοκ (a) φθάνει στην έξοδο πριν από το πρώτο μη-μηδενικό δείγμα από τον αντηχητή με διάχυση του μπλοκ (b). Στην υλοποίηση του Moorer, ο αντηχητής του μπλοκ (b) εκτελείται καλύτερα ως μια ομάδα έξι παράλληλων φίλτρων χτένας, το καθένα με ένα πρώτης τάξης βαθυπερατό φίλτρο στο βρόχο, και ένα ενιαίο ολοπερατό φίλτρο. Στο [45], προτείνεται ρύθμιση του μήκους καθυστέρησης του ολοπερατού φίλτρου στα 6ms και ο συντελεστής του στο 0,7. Παρά το γεγονός ότι κάθε ολοπερατό φίλτρο δεν προσθέτει χρωματισμό στο μέτρο της απόκρισης κατά συχνότητα, ο χρόνος απόκρισης του μπορεί να δώσει ένα μεταλλικό χαρακτήρα στον ήχο, ή να προσθέσετε κάποια ανεπιθύμητη τραχύτητα και κοκκώδη χροιά. Οι συντελεστές απόσβεσης ανατροφοδότηση και τα βαθυπερατά φίλτρα των φίλτρων χτένας μπορούν να ρυθμιστούν ώστε να δίνουν μια ρεαλιστική και ομαλή κάθοδο. Συγκεκριμένα, οι συντελεστές εξασθένησης g_i προσδιορίζουν το συνολικό χρόνο καθόδου της σειράς των αντίστροφων που παράγει κάθε φίλτρο χτένας. Αν ο επιθυμητός χρόνος καθόδου (συνήθως επιλέγεται για ένα επίπεδο εξασθένησης των 60dB) είναι T_d , το κέρδος του κάθε φίλτρου χτένας πρέπει να καθοριστεί σε

$$g_i = 10^{-3 \frac{T_d f_s}{m_i}},$$

όπου f_s είναι ο ρυθμός δειγματοληψίας και m_i είναι το μήκος της καθυστέρησης σε δείγματα. Περαιτέρω εξασθένηση σε υψηλές συχνότητες παρέχεται από τα βαθυπερατά φίλτρα ανατροφοδότησης, των οποίων οι συντελεστές μπορεί επίσης να σχετίζονται με το χρόνο καθόδου σε μια συγκεκριμένη συχνότητα ή να ρυθμίζονται λεπτομερώς με άμεσο πειραματισμό. Στο [45], δίνεται ένα παράδειγμα ενός συνόλου συντελεστών της εξασθένησης ανάδρασης και των ολοπερατών φίλτρων, μαζί με κάποιες ενδεικτικές τιμές για το μήκος καθυστέρησης για τα φίλτρα χτένας. Κατά γενικό κανόνα, θα πρέπει να κατανέμεται σε αναλογία 1 : 1,5 μεταξύ 50 και 80ms. Ο Shroeder πρότεινε ένα αριθμητικό-θεωρητικό κριτήριο για μια πιο ακριβή επιλογή των μηκών καθυστέρησης [69]: τα μήκη σε δείγματα θα πρέπει να είναι αμοιβαία πρώτα μεταξύ τους (ή δυσανάλογα) ώστε να μειωθεί η ταύτιση και υπέρθεση επαναλήψεων στην κρουστική απόκριση, μειώνοντας έτσι τη λεγόμενη ηχώ φτερουγίσματος. Το ίδιο κριτήριο μπορεί να εφαρμοστεί με τις αποστάσεις μεταξύ κάθε επανάληψης και του άμεσου ήχου στις αρχικές ανακλάσεις. Ωστόσο, όπως παρατηρήθηκε από τον Moorer [45], τα αποτελέσματα είναι συνήθως καλύτερα αν οι συνδέσεις, της γραμμής καθυστέρησης με πολλές συνδέσεις, τοποθετηθούν σύμφωνα με τις ανακλάσεις που υπολογίζονται με τη βοήθεια κάποιας γεωμετρικής τεχνικής μοντελοποίησης, όπως στη μέθοδο της εικόνας. Όπως θα εξηγηθεί στο επόμενο τμήμα, ακόμη και τα μήκη των καθυστερήσεων που επανακυκλοφορούν μπορούν να υπολογιστούν από η γεωμετρική ανάλυση των κανονικών τρόπων ταλάντωσης πραγματικών σχημάτων δωματίων.

5.2.3 Δίκτυα Καθυστέρησης Με Ανατροφοδότηση

Το 1982 οι, I. Stautner και M. Puckette [77] εισήγαγαν μια δομή για την τεχνητή αντήχηση που βασίζεται σε γραμμές καθυστέρησης συνδεδεμένες σε ένα βρόχο ανάδρασης μέσω ενός πίνακα (matrix) (βλ. Σχήμα 5.12). Πιο πρόσφατα, τέτοιες δομές, άρχισαν να αποκαλούνται Δίκτυα Καθυστέρησης Ανατροφοδότηση (Filter Delay Networks, FDN). Το FDN των Stautner και Puckette προέκυψε ως διανυσματική γενίκευση του αναδρομικού φίλτρου χτένας

$$y(n) = z(n - m) + g \cdot y(n - m),$$

όπου η γραμμή καθυστέρησης m -δειγμάτων αντικαταστάθηκε από μια δέσμη γραμμών καθυστέρησης διαφορετικών μηκών, και το κέρδος ανάδρασης g αντικαταστάθηκε από ένα πίνακα ανάδρασης $\mathbf{G}$. Οι Stautner και Puckette πρότειναν τον ακόλουθο πίνακα ανάδρασης:

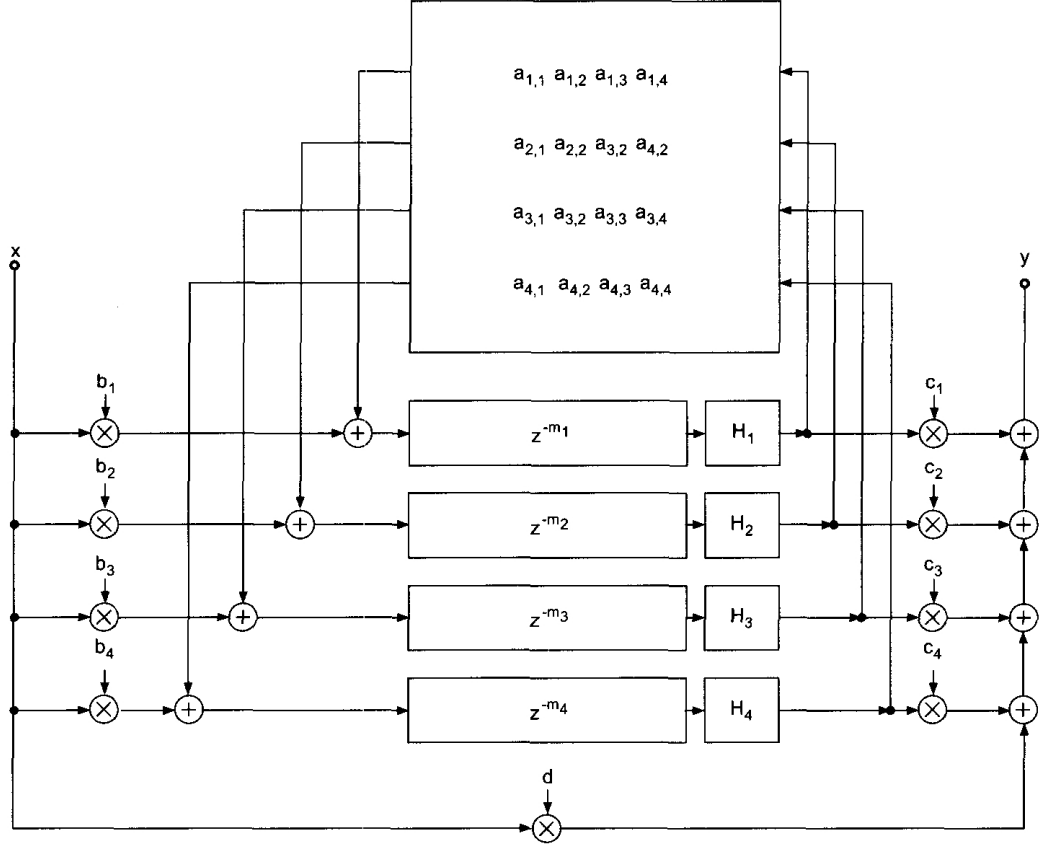
$$\mathbf{G} = \frac{g}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Λόγω της αραιής ειδική δομή του, ο $\mathbf{G}$ απαιτεί μόνο ένα πολλαπλασιασμό ανά κανάλι εξόδου.

Πιο πρόσφατα, ο Jean-Marc Jot διερεύνησε τις δυνατότητες των FDN πολύ σχολαστικά. Πρότεινε τη χρήση ορισμένων κατηγοριών ορθογώνιων πινάκων ώστε να επιτευχθεί αποδοτική υλοποίηση. Επίσης, έδειξε πώς να ελέγχονται οι θέσεις των πόλων της δομής προκειμένου επιβληθεί ο επιθυμητός χρόνος καθόδου σε διάφορες συχνότητες [35]. Οι εκτιμήσεις του είχαν οδηγήσει από αντιληπτικά κριτήρια και ο γενικός στόχος είναι να επιτευχθεί μια ιδανική αντήχηση με διάχυση. Σε αυτό το πλαίσιο, ο Jot εισήγαγε το σημαντικό κριτήριο σχεδίασης, ότι όλοι οι τρόποι μιας γειτονιάς συχνοτήτων πρέπει να φθίνουν με τον ίδιο ρυθμό, προκειμένου να αποφευχθεί η επίμονη παρουσία απομονωμένων, τόνων συντονισμού στην ουρά της αντήχησης [34]. Αυτό, βέβαια, δεν συμβαίνει σε πραγματικά δωμάτια, όπου διαφορετικοί τρόποι κοντινών συχνοτήτων συντονισμού, μπορεί να επηρεάζεται διαφορετικά από την απορρόφηση των τοίχων [46]. Ωστόσο, πιστεύεται γενικά ότι η αργή μεταβολή του ρυθμού καθόδου με συχνότητα παράγει ομαλές και ευχάριστες κρουστικές αποκρίσεις.

Γενική δομή

Αναφερόμενοι στο Σχήμα 5.12, ένα FDN είναι χτισμένο ξεκινώντας από N γραμμές καθυστέρησης, καθεμία εκ των οποίων έχει μήκος $\tau_i = m_i T_s$ δευτερόλεπτα, όπου $T_s = 1/f_s$ είναι η περίοδος δειγματοληψίας. Το FDN περιγράφεται από τις ακόλουθες



Σχήμα 5.12: Δίκτυο καθυστέρησης με ανατροφοδότηση τέταρτης τάξης

εξισώσεις:

$$y(n) = \sum_{i=1}^N c_i s_i(n) + dx(n)$$

$$s_i(n + m_i) = \sum_{j=1}^N a_{i,j} s_j(n) + b_i x(n)$$

όπου $s_i(n)$, $1 \leq i \leq N$, είναι οι έξοδοι των γραμμών καθυστέρησης στο χρόνο του n -οστού δείγματος. Εάν $m_i = 1$ για κάθε i , παίρνουμε τη γνωστή περιγραφή του χώρου κατάστασης ενός γραμμικού συστήματος διακριτού χρόνου [38]. Στην περίπτωση του FDN, τα m_i είναι τυπικά της τάξεως του εκατό ή χιλίων δειγμάτων και οι μεταβλητές $s_i(n)$ είναι μόνο ένα μικρό υποσύνολο της κατάσταση του συστήματος στο χρόνο n , που ολόκληρη η κατάσταση εκπροσωπείται από το περιεχόμενο όλων των γραμμών καθυστέρησης.

Από την περιγραφή μεταβλητών κατάστασης του FDN, είναι δυνατό να βρεθεί η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος [60, 64] ως

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \mathbf{c}^T [\mathbf{D}(z^{-1} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b} + d].$$

Ο διαγώνιος πίνακας $\mathbf{D}(z) = \text{diag}(z^{-m_1}, z^{-m_2}, \dots, z^{-m_N})$ ονομάζεται πίνακας καθυστέρησης και ο $\mathbf{A} = [\alpha_{i,j}]_{N \times N}$ ονομάζεται πίνακας ανάδρασης.

Οι ιδιότητες της σταθερότητας ενός FDN αποδίδονται στον πίνακα ανάδρασης. Το γεγονός ότι το $\|A\|^n$ φθίνει εκθετικά με το n , εξασφαλίζει ότι η όλη δομή είναι ευσταθής [60, 64].

Οι πόλοι του FDN είναι οι λύσεις της εξίσωσης

$$\det[\mathbf{A} - \mathbf{D}(z^{-1})] = 0.$$

Για να βρίσκονται όλοι οι πόλοι στο μοναδιαίο κύκλο, αρκεί να επιλέξουμε ένα ορθογώνιο πινάκα. Η επιλογή αυτή οδηγεί στην κατασκευή ενός πρωτότυπου χωρίς απώλειες πίνακα, αλλά δεν είναι η μόνη επιτρεπόμενη επιλογή.

Τα μηδενικά της συνάρτησης μεταφοράς μπορούν επίσης να βρεθούν [60, 64] από τις λύσεις του

$$\det[\mathbf{A} - \mathbf{b} \frac{1}{d} \mathbf{c}^T - \mathbf{D}(z^{-1})] = 0.$$

Στην πράξη, από τη στιγμή που έχουμε κατασκευάσει ένα πρότυπο FDN χωρίς απώλειες, πρέπει να εισάγουμε τους συντελεστές απόσβεσης και τα φίλτρα στο βρόχο ανάδρασης. Για παράδειγμα, ακολουθώντας τις ενδείξεις του Jot [34], μπορούμε να κλιμακώσουμε κάθε γραμμή καθυστέρησης με απολαβή

$$g_i = \alpha^{m_i}.$$

Αυτό αντιστοιχεί σε αντικατάσταση του $\mathbf{D}(z)$ με $\mathbf{D}(z/\alpha)$ στην εξίσωση της συνάρτησης μεταφοράς. Με αυτή την επιλογή συντελεστών εξασθένησης, όλοι οι πόλοι συνάπτονται από τον ίδιο συντελεστή α . Κατά συνέπεια, όλοι οι τρόποι φθίνουν με τον ίδιο ρυθμό, και ο χρόνος αντήχησης (που ορίζεται για εξασθένηση κατά 60dB) δίνεται από

$$T_d = \frac{-3T_s}{\log \alpha}.$$

Για να έχουμε μια πιο γρήγορη κάθοδο σε υψηλότερες συχνότητες, όπως συμβαίνει σε πραγματικούς χώρους, πρέπει να μοιράσουμε βαθυπερατά φίλτρα στις γραμμές καθυστέρησης. Αν οι συντελεστές εξασθένησης g_i αντικατασταθούν από βαθυπερατά φίλτρα, μπορούμε και πάλι να πάρουμε τοπική ομαλότητα των χρόνων καθόδου σε διάφορες συχνότητες, δηλαδή εφόσον ικανοποιείται ο όρος $g_i = \alpha^{m_i}$, όπου τα g_i και α , εξαρτώνται από τη συχνότητα:

$$G_i(z) = A^{m_i}(z).$$

όπου το $A(z)$ μπορεί να ερμηνευθεί ως ανά-δείγμα φιλτράρισμα [37, 34, 74].

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι μια ομοιόμορφη απόσβεση των γειτονικών τρόπων, ακόμη κι αν είναι κοινώς επιθυμητό στον τομέα της τεχνητής αντήχησης, δεν βρίσκεται σε πραγματικά περιβλήματα. Οι συνήθεις τρόποι ενός δωματίου συνδέονται με στάσιμα κύματα, των οποίων η απορρόφηση εξαρτάται από τις χωρικές κατευθύνσεις που λαμβάνονται από αυτά τα κύματα. Για παράδειγμα, σε ένα ορθογώνιο χώρο, τα αξονικά κύματα

απορροφώνται λιγότερο από τα πλάγια κύματα [46]. Ως εκ τούτου, γειτονικοί τρόποι που συνδέονται με διαφορετικές κατευθύνσεις, μπορούν να έχουν διαφορετικούς χρόνους αντήχησης. Στην πραγματικότητα, για συνήθη δωμάτια, που έχουν παρατυπίες στη γεωμετρία και τα υλικά, η απόκριση είναι κοντά σε αυτή του ενός δωματίου με διαχυτικούς τοίχους, όπου η ενέργεια διαδίδεται γρήγορα μεταξύ των διαφόρων τρόπων. Σε αυτές τις περιπτώσεις, μπορούμε να βρούμε ότι ο χρόνος καθόδου είναι αρκετά ομοιόμορφος μεταξύ των διαφόρων τρόπων [41].

Παραμετροποίηση

Τα κύρια ερωτήματα που προκύπτουν από τη στιγμή που έχουμε δημιουργήσει μια υπολογιστική δομή, που ονομάζεται FDN, είναι: Ποιοι οι αριθμοί που μπορούν να μπουν στη θέση των πολλών συντελεστών της δομής; Πώς θα πρέπει να επιλεγούν οι αριθμοί αυτοί;

Το πιο ευαίσθητο τμήμα της δομής είναι ο πίνακας ανάδρασης. Στην πραγματικότητα ρυθμίζει τη σταθερότητα ολόκληρης της δομής. Ειδικότερα, είναι σκόπιμο να αρχίσουμε με ένα πρωτότυπο χωρίς απώλειες, δηλαδή μια δομή αναφοράς, παρέχοντας έναν ατελείωτο, επίπεδο χρόνο καθόδου. ο αναγνώστης που ενδιαφέρεται για γενικές κατηγορίες πινάκων που θα μπορούσαν να λειτουργήσουν ως πρωτότυπα ας ανατρέξει στη βιβλιογραφία [35, 64, 61, 27]. Εδώ θα αναφέρουμε μόνο την κατηγορία *circulant* πινάκων, έχοντας τη γενική μορφή

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \alpha(0) & \alpha(1) & \dots & \alpha(N-1) \\ \alpha(N-1) & \alpha(0) & \dots & \alpha(N-2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha(1) & \dots & \alpha(N-1) & \alpha(0) \end{bmatrix}.$$

Ένας πίνακας, όπως αυτός χρησιμοποιείται στον κώδικα λειτουργίας *babo* του Csound, Μπάμπω. Η ευστάθεια ενός FDN σχετίζεται με το μέγεθος των ιδιοτιμών του, οι οποίες, στην περίπτωση ενός *circulant* πίνακα, μπορούν να υπολογιστούν από το Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier της πρώτης σειράς. Κρατώντας αυτές τις ιδιοτιμές στον μοναδιαίο κύκλο (δηλαδή, με μέτρο μονάδα) εξασφαλίζουμε ότι όλη η δομή είναι σταθερή και χωρίς απώλειες. Ο έλεγχος της γωνίας των ιδιοτιμών μπορεί να μεταφραστεί σε άμεσο έλεγχο του βαθμού διάχυσης του χώρου που προσομοιώνεται από το FDN. Οι οριακές περιπτώσεις είναι ο διαγώνιος πίνακας, που αντιστοιχεί σε τέλεια κατοπτρικούς τοίχους, και ο πίνακας με ακολουθίες αριθμών ίσου πλάτους και ψευδο-τυχαία κατανεμημένων προσήμων, για σειρές [61].

Ένα άλλο κρίσιμο σύνολο παραμέτρων είναι το μήκος των γραμμών καθυστέρησης. Αρκετοί συγγραφείς πρότειναν τη χρήση των μήκη δειγμάτων που είναι αμοιβαία πρώτα μεταξύ τους προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η σύγκρουση των επαναλήψεων στην κρουστική απόκριση. Ωστόσο, εάν το FDN συνδέεται με μια φυσική και γεωμετρική ερμηνεία, όπως γίνεται στο *Ball-within-the-Box* (BaBo Μπάλα μέσα στο Κουτί) μοντέλο [59], τα μήκη καθυστέρηση προέρχονται από την γεωμετρία ενός δωματίου που εξομοιώνεται και η προκύπτουσα ψηφιακή ποιότητα αντήχησης εξαρτάται από την ποιότητα

του πραγματικού δωματίου. Το πώς η παραγωγή των μηκών καθυστέρησης, με τέτοιο τρόπο, εκτελείται στην πραγματικότητα, είναι κατανοητό από το Σχήμα 5.8. Μια γραμμή καθυστέρησης θα συνδέεται με μια αρμονική σειρά από κανονικούς τρόπους, που όλοι προέρχονται από έναν βρόχο επιπέδου κύματος που αναπηδά εμπρός και πίσω μέσα στο χώρο. Το μήκος καθυστέρησης για τη συγκεκριμένη σειρά από κανονικούς τρόπους που εκπροσωπούνται στο Σχήμα 5.8, δίνεται από το χρονικό διάστημα μεταξύ δύο διαδοχικές συγκρούσεις του μετώπου του επιπέδου κύματος κατά μήκος της κεντρικής διαγωνίου, δηλαδή δύο φορές ο χρόνος που απαιτείται να ταξιδέψει την απόσταση

$$l = \frac{c}{2f_0},$$

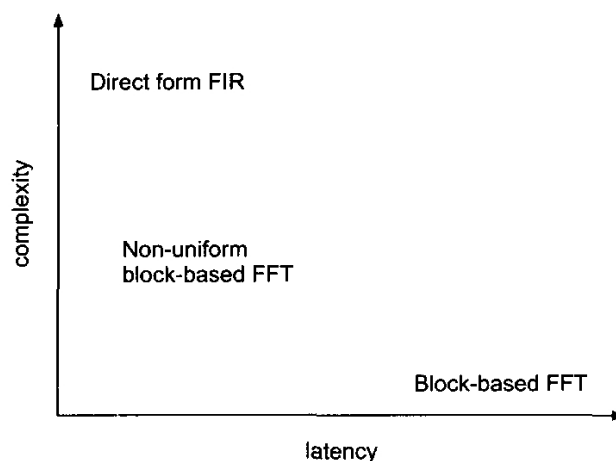
με f_0 τη θεμελιώδη συχνότητα της αρμονικής σειράς του τρόπου. Η επέκταση της του μοντέλου BaBo για σφαιρικά περιβλήματα παρουσιάστηκε στο [55].

5.2.4 Συνέλιξη Με Την Κρουστική Απόκριση Του Δωματίου

Αν η κρουστική απόκριση ενός δωματίου στόχου είναι άμεσα διαθέσιμη, η πιο πιστή μέθοδος αντήχησης θα ήταν η συνέλιξη του σήματος εισόδου με την κρουστική απόκριση. Άμεση συνέλιξη μπορεί να γίνει με την αποθήκευση κάθε δείγματος της κρουστικής απόκρισης ως συντελεστής ενός FIR φίλτρου του οποίου η είσοδος είναι το μη επεξεργασμένο σήμα. Η άμεση συνέλιξη γίνεται εύκολα μη πρακτική αν το μήκος της κρουστικής απόκρισης υπερβαίνει μικρά κλάσματα του δευτερολέπτου, δεδομένου ότι θα μεταφραζόταν σε αρκετές εκατοντάδες συνδέσεις στη δομή του φίλτρου. Μία λύση είναι να εκτελεστεί η συνέλιξη από μπλοκ σε μπλοκ στο πεδίο των συχνοτήτων: Δεδομένου του μετασχηματισμού Fourier της κρουστικής απόκρισης, και το μετασχηματισμό Fourier του ενός μπλοκ του σήματος εισόδου, οι δύο μπορούν να πολλαπλασιαστούν, σημείο προς σημείο και το αποτέλεσμα μετασχηματιστεί πίσω στο πεδίο του χρόνου. Δεδομένου ότι αυτού του είδους η επεξεργασία γίνεται σε διαδοχικές μπλοκ από το σήμα εισόδου, το σήμα εξόδου λαμβάνεται με επικάλυψη και πρόσθεση των μερικών αποτελέσματα [50]. Χάρη στον ταχύ υπολογισμό του διακριτού μετασχηματισμού Fourier (FFT), τέτοιες τεχνικές μπορούν να είναι σημαντικά πιο γρήγορες. Ένα μειονέκτημα είναι ότι, προκειμένου να λειτουργεί σε πραγματικό χρόνο, ένα μπλοκ N δειγμάτων πρέπει να διαβαστεί και στη συνέχεια να επεξεργαστεί ενώ ένα δεύτερο μπλοκ είναι η διαβάζεται. Ως εκ τούτου, η καθυστέρηση μεταξύ εισόδου και εξόδου σε δείγματα, είναι δύο φορές το μέγεθος ενός μπλοκ, και αυτό δεν είναι ανεκτό σε πρακτικά περιβάλλοντα πραγματικού χρόνου.

Ο συμβιβασμός μεταξύ καθυστέρησης και πολυπλοκότητας φαίνεται στο Σχήμα 5.13, όπου φαίνονται οι λύσεις της άμεσης μορφής (Direct form FIR) και της επεξεργασίας κατά μπλοκ (Block-based FFT), μαζί με μία τρίτη ακόμη αποδοτική λύση χαμηλής καθυστέρησης (Non-uniform block-based FFT) [26,]. Αυτή η τρίτη υλοποίηση της συνέλιξης βασίζεται στην αποσύνθεση της κρουστικής απόκρισης σε όλο και πιο μεγάλα κομμάτια. Το μέγεθος κάθε κομματιού είναι διπλάσιο από το μέγεθος του προκατόχου του, έτσι ώστε η καθυστέρηση των προηγούμενων υπολογισμών μπορεί να καταληφθεί από τους

υπολογισμούς που σχετίζονται με τα ακόλουθα κομμάτια της κρουστικής απόκρισης. Λεπτομέρειες και συζήτηση σχετικά με συνέλιξη παρουσιάστηκαν στην ενότητα 2.2.4.



Σχήμα 5.13: Ο συμβιβασμός μεταξύ καθυστέρησης και πολυπλοκότητας στη συνέλιξη

Ακόμα κι αν έχουμε αρκετή υπολογιστική ισχύ για τον υπολογισμό συνελίξεων με μεγάλες κρουστικές αποκρίσεις σε πραγματικό χρόνο, εξακολουθούν να υπάρχουν σοβαροί λόγοι να προτιμούμε αλγόριθμους αντήχησης βασιζόμενους σε Δίκτυα Καθυστερήσης με Ανατροφοδότηση (FDN) σε πολλές πρακτικές καταστάσεις. Οι λόγοι είναι παρόμοιοι με εκείνους που κάνουν μια περιγραφή με CAD μιας σκηνής προτιμότερη από μια ακίνητη εικόνα, όταν πρέπει να εξαχθούν διάφορες προβολές και το περιβάλλον να τροποποιηθεί διαδραστικά. Στην πραγματικότητα, δεν είναι εύκολο να τροποποιηθεί μια κρουστική απόκριση δωματίου ώστε να μεταβληθούν ορισμένες από τις ιδιότητές του, π.χ. απορρόφηση υψηλών συχνοτήτων, και είναι ακόμα λιγότερο προφανές πώς να τοποθετηθούν στο χώρο οι επαναλήψεις της κρουστικής απόκρισης ώστε να επιτευχθεί μια καλή αίσθηση περικάλυψης. Αν η κρουστική απόκριση έρχεται από έναν αλγόριθμο απόδοσης χώρου, όπως ανίχνευσης ακουστικών ακτίνων, αυτοί οι χειρισμοί μπορεί να που λειτουργούν σε επίπεδο περιγραφής δωματίου, και οι συντελεστές της κρουστικής απόκρισης του δωματίου μεταβιβάζονται στον αλγόριθμο συνέλιξης σε πραγματικό χρόνο. Στην υλοποίηση χαμηλής καθυστέρησης που βασίζεται σε μπλοκ, μπορούμε να έχουμε ακόμα ταχύτερους ρυθμούς ενημέρωσης για τα μικρότερα κομμάτια στην αρχή της κρουστικής απόκρισης, και πιο αργό ρυθμό ενημέρωσης για την ουρά της αντήχησης. Εντούτοις, οι συνεχείς διακυμάνσεις της κρουστικής απόκρισης δωματίου αποδίδονται πιο εύκολα χρησιμοποιώντας ένα μοντέλο αντήχησης που λειτουργεί σε βάση από δείγμα σε δείγμα, όπως στα FDN.

Μουσικές εφαρμογές και έλεγχος

Η αντήχηση έχει χρησιμοποιηθεί ως μια συνθετική διάσταση από μερικούς δημιουργούς. Και πάλι, ο Chowning έδωσε ένα από τα πιο σημαντικά παραδείγματα στο κομμάτι

“Turenas”, ειδικά για τη χρήση της αντήχησης, ως μέσο για να επιτευχθεί μια αίσθηση της απόστασης, όπως εξηγήθηκε στο τμήμα 5.1.3.

Ο Luigi Nono έκανε εκτεταμένη χρήση αντηχητών για να επεκτείνει τις δυνατότητες των υπαρχουσών αιθουσών εκδηλώσεων. Για παράδειγμα, στο “Post-Prae-Ludium per Donau” του 1987, ξαφνικές αλλαγές στο χρόνο αντήχησης δίνουν την εντύπωση πορτών που ανοίγουν προς στιγμήν μεγαλώνοντας το χώρο. Επιπλέον, τα ηχοχρωματικά χαρακτηριστικά της τρέχουσας αντήχησης, μαζί με ένα άκρως υπερφυσικό χρόνο καθόδου της τάξεως των 30s, χρησιμοποιούνται για να δώσουν ένα έντονο εκφραστικό χαρακτήρα σε μια κρατημένη χαμηλή νότα από την τούμπα.

Υπάρχουν αρκετά παραδείγματα της αντήχησης με άμεση συνέλιξη με την ιδιότυπη κρουστική απόκριση υπαρκτών χώρων. Στο έργο ορισμένων δημιουργών, όπως Barry Truax ή του Agostino Di Scipio, αντήχησης είναι συχνά ένα υποπροϊόν της κοκκώδους σύνθεσης που μπορεί με κάποιο τρόπο να ελέγχεται από την πυκνότητα και τη διανομή συγκεκριμένων ή συνθετικών κόκκων ήχου.

Τα Δίκτυα Καθυστέρηση με Ανατροφοδότηση Σχόλια μπορεί να ερμηνευθούν περισσότερο ως μοντέλα τρισδιάστατων αντηχείων, παρά αυστηρά σαν αντηχητές. Εάν σε αυτά τα αντηχεία μεταβάλλεται στο χρόνο το μέγεθος και η γεωμετρία, μπορούν να επιτευχθούν διάφορα ενδιαφέροντα εφέ φιλτραρίσματος που κυμαίνονται από ακανόνιστα φίλτρα χτένα σε φωνή [G. Battistelli “Frau Frankenstein” 1993] μέχρι χρωματιστούς βόμβους (drones) που μεταφέρουν μια εγγενή αίσθηση του βάθους [R. Doati “Inventario delle Eclissi” 1996].

Μια νέα ενδιαφέρουσα προοπτική για τον έλεγχο στο χώρο ηχητικών εφέ, έχει ανοιχτεί από κάποια πρόσφατα έργα του Di Scipio, όπου η ενισχυτική αλυσίδα και η αίθουσα ακρόασης έχουν γίνει μέρη της ίδιας της σύνθεσης καθώς συμβάλλουν στον καθορισμό του συνολικού χαρακτήρα ενός κομματιού. Για παράδειγμα, στο “5 Difference-Sensitive Circular Interactions” του Di Scipio, η ζωντανή εκτέλεση χρησιμοποιεί μερικά μικρόφωνα, των οποίων η είσοδος συγκρίνεται με συνθετικό ηχητικό υλικό και τα σήματα από τις διαφορές τους χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο διαφόρων πτυχών της διαδικασίας μετασχηματισμού του ήχου. Με τον τρόπο αυτό, το τελικό αποτέλεσμα είναι ένας συνδυασμός του αρχικού υλικού, των αλγόριθμων ηχητικού μετασχηματισμού, της ιδιαιτερότητας και μεταβλητότητας του συνδυασμού δωματίου/κοινού, και των πράξεων, σε πραγματικό χρόνο, του ερμηνευτή [17].

Βιβλιογραφία

- [1] DAFX - Digital Audio Effects, Udo Zolzer, Editor, John Wiley Sons Ltd, 2002
- [2] S.R. Alten. Audio in Media. Wadsworth, 1990.
- [3] Σ.Α. Ανδρεαδάκης Γραμμική Άλγεβρα, Εκδόσεις Συμμετρία
- [4] C. Anderton. Multieffects for Musicians. Amsco Publications, 1995.
- [5] H. Anton. Elementary Linear Algebra. Fourth Edition. John Wiley Sons, Inc. 1984
- [6] E. Barbour. The cool sound of tubes. IEEE Spectrum, pp. 24-32, August 1998.
- [7] L.L. Beranek. Concert hall acoustics - 1992. J. Acoust. Soc. Am., 92(1):1-39, July 1992.
- [8] R. Bendiksen. Digitale Lydeffekter. Master's thesis, Norwegian University of Science and Technology, 1997.
- [9] J. Blauert and W. Lindemann. Auditory spaciousness: Some further psychoacoustic analyses. J. Acoust. Soc. Am., 80(2):533-542, August 1986.
- [10] J. Blauert. Spatial Hearing: The Psychophysics of Human Sound Localization. MIT Press, 1983.
- [11] A. Belladonna and A. Vidolin. spAAce: un programma dsp azializzazione per il Live Electronics. In Proc. Second Int. Conf. on Acoustics and Musical Research, pages 113-118, Ferrara, Italy, 1995.
- [12] J.M. Chowning. The simulation of moving sound sources. J. Audio Eng. Soc., 19(1):2-6, 1971. Reprinted in the Computer Music Journal, June 1977.
- [13] M.F. Cohen and J.R. Wallace. Radiosity and Realistic Image Synthesis. Academic Press, 1993.
- [14] J. Dattoro. Effect design, part 2: Delay-line modulation and chorus. J. Audio Eng. Soc., 45(10):764-788, October 1997.
- [15] M. Dickreiter. Handbuch der Tonstudioteknik, Band I und II. K.G. Saur, 1987.
- [16] S. Diedrichsen. Personal communication. emagic GmbH, 2000.
- [17] A. Di Scipio. El sonido en el espacio, el espacio en el sonido. Doce Notas Preliminares, 2:133-157, December 1998.
- [18] S. Disch. Digital audio effects - modulation and delay lines. Master's thesis, Technical University Hamburg-Harburg, 1999.

- [19] M. Doyle. The History of Marshall. Hal Leonhard Publishing Corporation, 1993.
- [20] P. Dutilleux. Vers la machine à sculpter le son, modification en temps réel des caractéristiques fréquentielles et temporelles des sons. PhD thesis, University of Aix-Marseille 11, 1991.
- [21] P. Fernández-Cid and F.J. Casajls-Quirós. Enhanced quality and variety of chorus/flange units. In Proc. DAFX-98 Digital Audio Effects Workshop, pp. 35-39, Barcelona, November 1998.
- [22] R. Fliegler. AMPS! The Other Half of Rock'n'Roll. Hal Leonhard Publishing Corporation, 1993.
- [23] W. Frank. Aufwandsarme Modellierung und Kompensation nichtlinearer Systeme auf Basis von Volterra-Reihen. PhD thesis, University of the Federal Armed Forces Munich, Germany, 1997.
- [24] A. Farino, E. Ugolotti, A. Bellini, G. Cibelli, and C. Morandi. Inverse numerical filters for linearisation of loudspeaker responses. In Proc. DAFX-98 Digital Audio Effects Workshop, pp. 12-16, Barcelona, November 1998.
- [25] J. Eargle. Sound Recording. Van Nostrand, 1976.
- [26] W.G. Gardner. Efficient convolution without input-output delay. J. Audio Eng. Soc., 43(3):127-136, March 1995.
- [27] W.G. Gardner. Reverberation algorithms. In M. Kahrs and K. Brandenburg (eds), Applications of Digital Signal Processing to Audio and Acoustics, Kluwer Academic Publishers, pages 85-131, 1998.
- [28] M.A. Gerzon. Unitary (energy preserving) multichannel networks with feedback. Electronics Letters V, 12(11):278-279, 1976.
- [29] M.A. Gerzon. Optimum reproduction matrices for multispeaker stereo. J. Audio Eng. Soc., 40(7/8):571-589, 1992.
- [30] D. Griesinger. Subjective loudness of running reverberation in halls and stages. In Proc. W.C. Sabine Centennial Symposium, Cambridge, MA, pages 89-92, June 1994.
- [31] D. Griesinger. The psychoacoustics of apparent source width, spaciousness and envelopment in performance spaces. Acustica, 83:721-731, 1997.
- [32] Griesinger. Objective measures of spaciousness and envelopment. In Proc. Audio Eng. Soc. Int. Conference, Rovaniemi, Finland, pages 27-41, April 1999.
- [33] R.O. Hamm. Tubes versus transistors - is there an audible difference? J. Audio Eng. Soc., 21(4):267-273, May 1973.

- [34] M. Jot and A. Chaigne. Digital delay networks for designing artificial reverberators. Preprint of the Audio Eng. Soc. Convention, Paris, February 1991.
- [35] J.-M. Jot. Etude et Redhation d'un Spatialzsateur de Sons par Moddes Physiques et Perceptifs. PhD thesis, TELECOM, Paris 92 E 019, 1992.
- [36] J.-M. Jot. Real-time spatial processing of sounds for music, multimedia, and interactive human-computer interfaces. Multimedia Systems, 7(1):55-69, 1999.
- [37] D.A. Jaffe and J.O. Smith. Extensions of the Karplus-Strong plucked string algorithm. Computer Music J., 7(2):56-69, 1983.
- [38] T. Kailath. Linear Systems. Prentice-Hall, 1980.
- [39] A.J.M. Kaizer. Modelling of the nonlinear response of an electrodynamic loudspeaker by a volterra series expansion. J. Audio Eng. Soc., 35(6):421-433, 1987.
- [40] W. Klippel. Direct feedback linearization of nonlinear loudspeaker systems. J. Audio Eng. Soc., 46(6):499-507, 1998.
- [41] H. Kuttruff. A simple iteration scheme for the computation of decay constants in enclosures with diffusely reflecting boundaries. J. Acoust. Soc. Am., 98(1):288-293, July 1995.
- [42] T.I. Laakso, V. Vallimalki, M. Karjalainen, and U.K. Laine: Splitting the unit delay.IEEE Signal Processing Magazine, 13:30-60, 1996.
- [43] G.W. McNally. Dynamic range control of digital audio signals. J. Audio Eng. Soc., 32(5):316-327, May 1984.
- [44] P.M. Morse and K.U. Ingard. Theoretical Acoustics. McGraw-Hill, 1968. Reprinted in 1986, Princeton University Press.
- [45] J.A. Moorer. About this reverberation business. Computer Music J.,3(2):13-18, 1979.
- [46] P.M. Morse. Vibration and Sound. American Institute of Physics for the Acoustical Society of America, 1991. 1st ed 1936, 2nd ed 1948.
- [47] C. Müller-Tomfelde Low-latency convolution for real-time applications. In Proc. Audio Eng. Soc. Int. Conference, pages 454-459, Rovaniemi, Finland, April 1999.
- [48] J.G. Neuhoff. A perceptual bias for rising tones. Nature, 395(6698):123-124, 1998.
- [49] S. Nielsen. Personal communication. TC Electronic A/S, 2000.
- [50] A.V. Oppenheim and R.W. Schafer. Discrete-Time Signal Processing. Prentice-Hall, 1989.

- [51] J.-M. Pernaux, P. Boussard, and J.-M. Jot. Virtual sound source positioning and mixing in 5.1 implementation on the real-time system Genesis. In Proc. DAFX-98 Digital Audio Effects Workshop, pages 76-80, Barcelona, November 1998.
- [52] V. Pulkki. Virtual sound source positioning using vector base amplitude panning. J. Audio Eng. Soc., 45(6):456-466, 1997.
- [53] L. Ratheiser. Das große Röhrenhandbuch. Reprint. Franzis-Verlag, 1995.
- [54] RCA. Receiving Tube Manual. Technical Series RC-19. Radio Corporation of America, 1959.
- [55] D. Rocchesso and P. Dutilleux. Generalization of a 3-D resonator model for the simulation of spherical enclosures. Applied Signal Processing, 2001:15-26, 2001.
- [56] D. Rocchesso, O. Jalkanen, and L. Mozzoni. Sound spatialization for live music performance. Proc. Second Int. Conf. on Acoustics and Musical Research, pages 183-188, Ferrara, Italy, 1995.
- [57] M.J. Reed and M.O. Hawksford. Practical modeling of nonlinear audio systems using the volterra series. In Proc. 100th AES Convention, Preprint 4264, 1996.
- [58] C. Roads. Sound transformation by convolution. In C. Roads, St. Pope, A. Piccialli, and G. De Poli (eds), Musical Signal Processing, pp. 411-438. Swets Zeitlinger Publishers, 1997.
- [59] D. Rocchesso. The Ball within the Box: a sound-processing metaphor. Computer Music J., 19(4):47-57, Winter 1995.
- [60] D. Rocchesso. *Strutture ed Algoritmi per l'Elaborazione del Suono basati su Reti di Linee di Ritardo Interconnesse*. PhD thesis, University of Padua, February 1996.
- [61] D. Rocchesso and J.O. Smith. Circulant and elliptic feedback delay networks for artificial reverberation. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 5(1):51-63, January 1997.
- [62] D. Rocchesso. Fractionally-addressed delay lines. In Proc. DAFX-98 Digital Audio Effects Workshop, pp. 40-43, Barcelona, November 1998.
- [63] D. Rocchesso. Fractionally addressed delay lines. IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, 8(6):717-727, November 2000.
- [64] D. Rocchesso and J.O. Smith. Circulant and elliptic feedback delay networks for artificial reverberation. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 5(1):51-63, January 1997.
- [65] D. Rocchesso and A. Vidolin. Sintesi del movimento e dello spazio nella musica elettroacustica. In Atti del Convegno La Terra Fertile, L'Aquila, Italy, October 1996.

- [66] M.R. Schroeder. Improved quasi-stereophony and “colorless” artificial reverberation. J. Acoust. Soc. Am., 33(8):1061-1064, August 1961.
- [67] M.R. Schroeder. Natural-sounding artificial reverberation. J. Audio Eng. SOC., 10(3):219-233, July 1962.
- [68] M.R. Schroeder. Digital simulation of sound transmission in reverberant spaces. J. Acoust. Soc. Am., 47(2):424-431, 1970.
- [69] M.R. Schroeder. Computer models for concert hall acoustics. American Journal of Physics, 41:461-471, 1973.
- [70] M. Schetzen. The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems. Robert Krieger Publishing, 1980.
- [71] J.O. Smith. A new approach to digital reverberation using closed waveguide networks. In Proc. International Computer Music Conference, pages 47-53, Vancouver, Canada, 1985. Επίσης διατίθεται στο [73].
- [72] J.O. Smith. Elimination of limit cycles and overflow oscillations in timevarying lattice and ladder digital filters. In Proc. IEEE Conf. Circuits and Systems, San Jose, California, May 1986. Εκτενέστερη εκδοχή διατίθεται στο [73].
- [73] J.O. Smith. Music applications of digital waveguides. Report stan-m-39, CCRMA - Stanford University, Stanford, California, 1987.
- [74] J.O. Smith. Physical modeling using digital waveguides. Computer Music J., 16(4):74-91, Winter 1992.
- [75] J. Schattschneider and U. Zolzer. Discrete-time models for nonlinear audio systems. In Proc. DAFX-99 Digital Audio Effects Workshop, pp. 45-48, Trondheim, December 1999.
- [76] M.R. Schroeder and B. Logan. “Colorless” artificial reverberation. J. Audio Eng. Soc., 9:192-197, July 1961. Reprinted in the IRE Trans. on Audio.
- [77] J. Stautner and M. Puckette. Designing multichannel reverberators. Computer Music J., 6(1):52-65, Spring 1982.
- [78] H. Vaggione. Transformations morphologiques: quelques exemples. In Proceedings of JIM98, CNRS-LIMA, pp. G1.1-G1.10, Marseille 1998.
- [79] P.P. Vaidyanathan. Multirate Systems and Filter Banks. Prentice-Hall, 1993.
- [80] M. Warstat and T. Gorne. Studiotechnik - Hintergrund und Praxiswissen. Elektor-Verlag, 1994.

- [81] P. White. L'enregistrement créatif, Effets et processeurs, Tomes 1 et 2. Les cahiers de l'ACME, 1993.
- [82] U. Zölzer. Digital Audio Signal Processing. John Wiley Sons, Ltd, 1997.
- [83] E. Zwicker and H. Fastl. Psychoacoustics Facts & Models. Springer-Verlag, 1990.
- [84] www.fender.com
- [85] www.voxamps.com
- [86] www.marshallamps.com
- [87] www.mesaboogie.com