



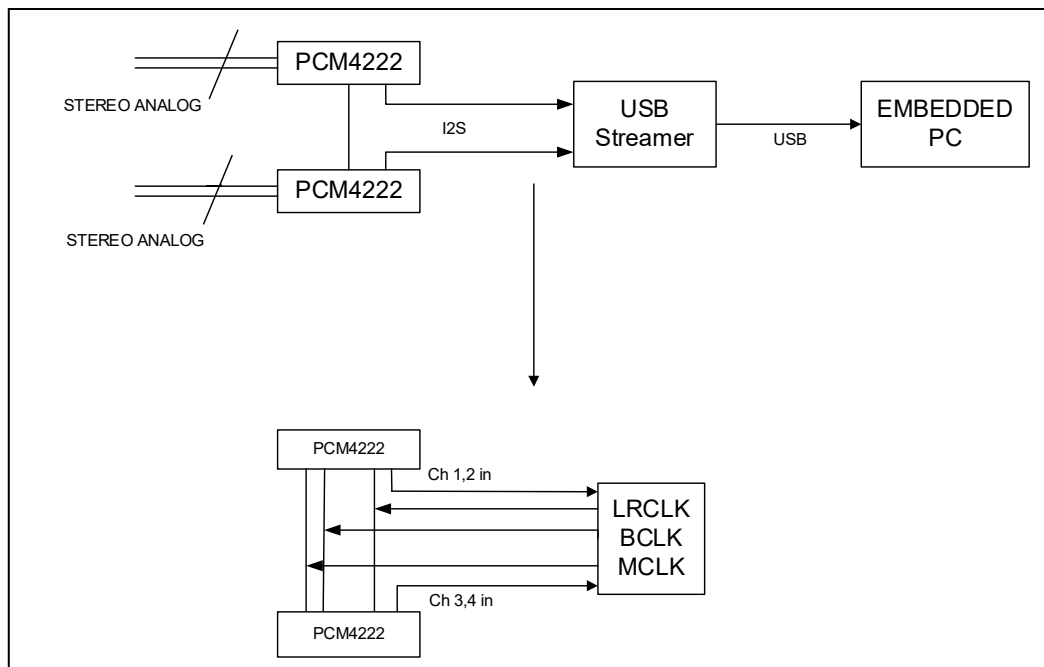
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I^2S



Φοιτητής: (Γιώργος Κόκκαλης-Κοσμάς)

AM: (ene45204)

Επιβλέπων Καθηγητής

Νικόλαος-Αλέξανδρος Τάτλας

Αναπληρωτής Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, (ΙΟΥΝΙΟΣ) (2021)



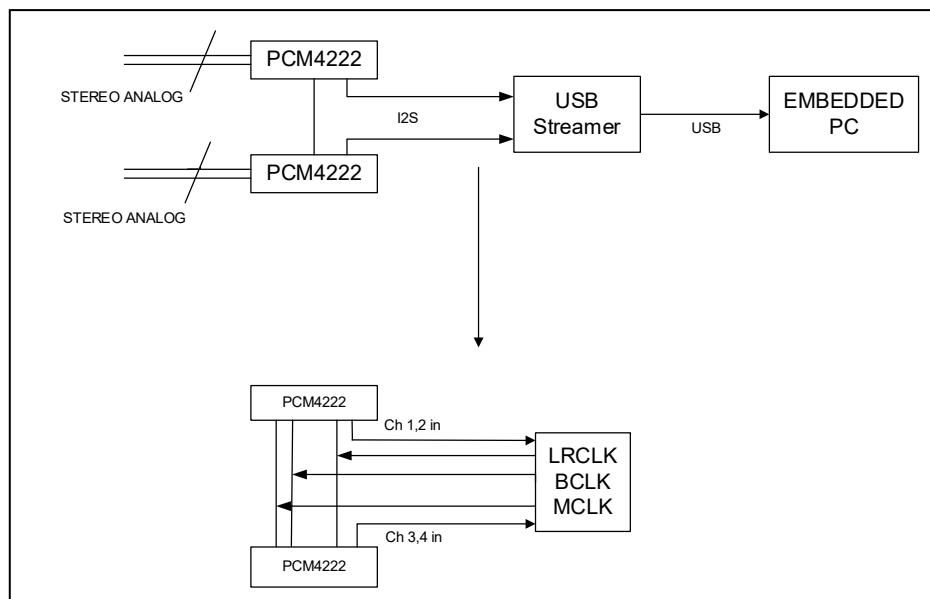
UNIVERSITY OF WEST ATTICA

FACULTY OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

Support for multi-channel audio in embedded systems using I²S protocol



Student: GEORGIOS KOKKALIS-KOSMAS

Registration Number: ene45204

Supervisor

Nicolas - Alexander Tatlas

Associate Professor

ATHENS-EGALEO, (June) (2021)

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Νικόλαος Αλέξανδρος Τάτλας, Αν. Καθηγητής	Στέλιος Ποτηράκης, Καθηγητής	Στέλιος Μυτιληναίος, Αν. Καθηγητής
(Υπογραφή)	(Υπογραφή)	(Υπογραφή)

Ονοματεπώνυμο Φοιτητή, Μήνας, Έτος

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τους συγγραφείς. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΠΕΡΙ ΠΝΕΥΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΚΑΙΩΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ

Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ενυπόγραφα ότι η παρούσα εργασία προετοιμάστηκε και ολοκληρώθηκε από εμένα αποκλειστικά και ότι είμαι ο αποκλειστικός συγγραφέας του κειμένου της.

Η εργασία μου δεν προσβάλλει οποιασδήποτε μορφής δικαιώματα πνευματικής ιδιοκτησίας, προσωπικότητας ή προσωπικών δεδομένων τρίτων, δεν περιέχει έργα/εισφορές τρίτων για τα οποία απαιτείται άδεια των δημιουργών/δικαιούχων και δεν είναι προϊόν μερικής ή ολικής αντιγραφής ή λογοκλοπής.

Κάθε βοήθεια που έλαβα για την ολοκλήρωση της εργασίας είναι αναγνωρισμένη και αναφέρεται λεπτομερώς στο κείμενό της. Ειδικότερα, έχω αναφέρει ευδιάκριτα μέσα στο κείμενο και με την κατάλληλη παραπομπή όλες τις πηγές δεδομένων, κώδικα προγραμματισμού Η/Υ, απόψεων, θέσεων και προτάσεων, ιδεών και λεκτικών αναφορών που χρησιμοποιήθηκαν, είτε κατά κυριολεξία είτε βάσει επιστημονικής παράφρασης, και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. Επιπλέον, όλες οι πηγές που χρησιμοποιήθηκαν περιορίζονται στις βιβλιογραφικές αναφορές και μόνον και πληρούν τους κανόνες της επιστημονικής παράθεσης κατά τα διεθνή πρότυπα.

Τέλος δηλώνω ενυπόγραφα ότι αναλαμβάνω πλήρως, ατομικά και προσωπικά, όλες τις νομικές και διοικητικές συνέπειες στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της είναι προϊόν λογοκλοπής.

Ημερομηνία __20-6-2021

(Ονοματεπώνυμο φοιτητή)

Γεώργιος Κόκκαλης-Κοσμάς

(Υπογραφή)



Θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια, τους φίλους και τους καθηγητές μου για την στήριξη και τις γνώσεις που μου παρείχαν προκειμένου να φτάσω σε αυτό το σημείο. Αυτή η διπλωματική είναι αφιερωμένη σε εσάς που με βοηθήσατε όλα αυτά τα χρόνια.

Περίληψη

Η ψηφιοποίηση ενός αναλογικού σήματος αποτελείται από δύο βασικά στάδια την δειγματοληψία και την κβάντιση. Η δειγματοληψία είναι η διαδικασία λήψης δειγμάτων από ένα σήμα. Αυτά τα δείγματα έχουν μία τιμή τάσης η οποία υπόκειται κβάντιση. Η κβάντιση στρογγυλοποιεί την τιμή της τάσης του δείγματος σε μία προσεγγιστική τιμή προκειμένου να μπορεί να γραφτεί αυτή η τιμή σε ψηφιακό μηδέν και ένα. Η διπλωματική ασχολείται με την υποστήριξη πολυκάναλου ήχου με την χρήση του πρωτοκόλλου I2S σε ενσωματωμένα συστήματα που δεν μπορούν από μόνα τους να υποστηρίξουν ήχο. Ένα σύστημα θεωρείται πολυκάναλο όταν μπορεί να υποστηρίξει την λήψη πολλαπλών σημάτων από πολλαπλές εισόδους καθώς και την αναπαραγωγή πολλών σημάτων από διαφορετικές εξόδους. Κάθε είσοδος ή έξοδος αποτελεί και ένα κανάλι. Όλα αυτά τα κανάλια χρειάζονται ένα πρωτόκολλο για να συγχρονιστούν προκειμένου να μεταδώσουν ή να ψηφιοποιήσουν ένα σήμα. Ο συγχρονισμός έχει μεγάλη σημασία στα στάδια της ψηφιοποίησης και ιδιαίτερα της δειγματοληψίας διότι καθορίζεται έτσι ο ρυθμός λήψης των δειγμάτων ο οποίος πρέπει να είναι σταθερός και να μη έχει αποκλίσεις διότι αν δεν ληφθούν σωστά τα δείγματα θα υπάρξει λανθασμένη αναδόμηση του σήματος. Το I2S είναι ένα πρωτόκολλο που μπορεί να χρονοσιμώ στις συσκευές με πολύ μικρές αποκλίσεις. Η παρούσα διπλωματική ασχολείται με το κομμάτι της ψηφιοποίησης ηχητικών σημάτων καθώς και πρωτοκόλλων για τον συγχρονισμό και την μεταφορά των δεδομένων σε ενσωματωμένα συστήματα με έμφαση στο πρωτόκολλο I2S.

Λέξεις – κλειδιά

Ψηφιοποίηση, I2S, Δειγματοληψία, Ψηφιακός ήχος, Κβάντιση, PCM4222 ,USB streamer, LATTE PANDA, Πρωτόκολλα μεταφοράς , Συγχρονισμός, S/PDIF , Ενσωματωμένα συστήματα

Abstract

The digitalization of an analog signal consists of two basic steps: sampling and quantization. Sampling is the process of taking samples of a signal. These samples have a voltage value that is subject to quantization. Quantification rounds the value of the sample voltage to an approximate value so that this value can be written in digital zero and one. This thesis deals with multi-channel audio support using the I2S protocol in embedded systems that cannot support audio on their own. A system is considered multi-channel when it can support the reception of multiple signals from multiple inputs, as well as reproduction of multiple signals from different outputs. Every input or output is considered a channel. All of these channels need a protocol to synchronize in order to transmit or digitize a signal. Synchronization is very important in the stages of digitization and especially in sampling because it determines the sampling rate which must be constant and not deviate because if the samples are not taken correctly there will be a false signal reconstruction. I2S is a protocol that can time the devices with very small deviations. This thesis deals with the part of audio signal digitization as well as protocols for synchronization and data transfer to embedded systems, with emphasis on the I2S protocol.

Keywords

Digitization, I2S, Sampling, Digital audio, Quantization, PCM4222, USB streamer, LATTE PANDA, Interface, Synchronization, S / PDIF, Embedded Systems

Περιεχόμενα

Κατάλογος Εικόνων ,Πινάκων	10
1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	12
1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας	12
1.2 Σκοπός και στόχοι.....	12
1.3 Μεθοδολογία	12
1.4 Καινοτομία	12
1.5 Δομή.....	12
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : (Δειγματοληψία).....	13
2.1 Διαδικασία δειγματοληψίας.....	13
2.2 Θεώρημα Nyquist	14
2.3 Αναδόμηση ηχητικού σήματος	15
2.4 Σχεδιασμός φίλτρου	16
3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : (ΚΒΑΝΤΙΣΗ).....	18
3.1 Κβάντιση στον ήχο.....	18
3.1.1 Σφάλμα κβάντισης.....	19
3.2 Dither	22
3.2.1 Εισαγωγή στο dither	22
3.2.2 Τεχνικές dither	23
3.3 Τεχνικές διαμόρφωσης θορύβου	27
3.4 Υπερδειγματοληψία	28
4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : (Βασική Α/Ψ μετατροπή).....	33
4.1 Βαθμίδα sample and hold.....	33
4.2 Κατηγορίες Α/Ψ μετατροπέων	35
4.2.1 Παράλληλος Α/Ψ μετατροπέας.....	35
4.2.2 Half-flash Α/Ψ μετατροπείς	36
4.2.3 Sub-ranging Α/Ψ μετατροπείς	36
4.2.4 Μετατροπείς διαδοχικής προσέγγισης	37
4.2.5 Μετατροπείς «Σίγμα-Δέλτα»	37
5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗ ΓΙΑ ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΗΧΗΤΙΚΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ	40
5.1 Πρωτόκολλο AES/EBU	40
5.2 Πρωτόκολλο S/PDIF.....	44
5.3 Πρωτόκολλο USB (Universal Serial Bus)	46
5.4 Πρωτόκολλο επικοινωνίας I2S.....	48
6 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο : (ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ).....	54
6.1 PCM4222EVM	55
6.2 USB Streamer [22]	60
6.3 LattePanda	64
6.4 Πειραματική διάταξη και μετρήσεις	65
6.4.1 Μετρήσεις.....	66
Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές	70

Κατάλογος Πινάκων

1. Πίνακας 3.1 Ευκρίνεια κβαντισμού και SNR[4].....	21
2. Πίνακας 6.1 Ρυθμός ρολογιού σε σχέση με τον ρυθμό δεδομένων εξόδου [20].....	57
3. Πίνακας 6.2: Επιλογή ταχύτητας δειγματοληψίας [20].....	57
4. Πίνακας 6.3: Λειτουργία διακοπών SW3,OWL0,OWL1 [20].....	59
5. Πίνακας 6.4 Περιγραφή των ακροδεκτών της ομάδας J1.[22].....	62
6. Πίνακας 6.5 Οι ρυθμοί των ρολογιών με βάση την συχνότητα δειγματοληψίας[22].....	63

Κατάλογος Εικόνων

1	Εικόνα 2.1 Δειγματοληψία [2].....	13
2	Εικόνα 2.2 Ιδανικό φίλτρο [3].....	14
3	Εικόνα 2.3 Διάγραμμα αποκοπής ελλειπτικού φίλτρου [3].....	15
4	Εικόνα 2.4 Κύκλωμα φίλτρου έβδομης τάξης. [3].....	15
5	Εικόνα 3.1 Ράμπα Κβάντισης [3].....	18
6	Εικόνα 3.2 Δειγματοληψία και κβάντιση σήματος [3].....	19
7	Εικόνα 3.3 Πριονωτή συνάρτηση που είναι περιοδική στο Q [3].....	19
8	Εικόνα 3.4 Φάσμα ημιτονικής κυματομορφής [4].....	21
9	Εικόνα 3.5 Πρόσθεση θορύβου dither πριν την κβάντιση [4].....	23
10	Εικόνα 3.6 Dither ομοιόμορφης κατανομής [4].....	24
11	Εικόνα 3.6 Dither ομοιόμορφης κατανομής [4].....	25
12	Εικόνα 3.8 Κβάντιση με dither.[12].....	26
13	Εικόνα 3.9 Διάγραμμα κατώτατης ακουστικής ένταση για το ακουστικό εύρος συχνοτήτων [13].....	27
14	Εικόνα 3.10 Τυπική διάταξη κβαντιστή με χρήση Noise-Shaping. [4].....	28
15	Εικόνα 3.11 Χρήση υπερδειγματοληψίας [4].....	29
16	Εικόνα 3.12 Αύξηση της στάθμης θορύβου[3].....	30
17	Εικόνα 4.1 Διάταξη Sample and Hold[4].....	33
18	Εικόνα 4.2 Διάγραμμα εισόδου-εξόδου διάταξης Sample and Hold [4].....	34
19	Εικόνα 4.3 Υλοποίηση flash A/Ψ μετατροπέα [4].....	35
20	Εικόνα 4.4 Τοπολογία Half-flash A/Ψ μετατροπέα [4].....	36
21	Εικόνα 4.5 Block διάγραμμα sub-ranging A/Ψ μετατροπέα [4].....	36
22	Εικόνα 4.6 Block διάγραμμα A/Ψ μετατροπέα διαδοχικής προσέγγισης [4].....	37
23	Εικόνα 4.7 «Σίγμα-Δέλτα» A/Ψ μετατροπέας πρώτης τάξης [4].....	38
24	Εικόνα 4.8 Παράδειγμα λειτουργίας A/Ψ «Σίγμα-Δέλτα» μετατροπέα [4].....	39
25	Εικόνα 5.1 Υλοποίηση πρωτοκόλλου AES/EBU [4].....	41
26	Εικόνα 5.2: Δομή δεδομένων πρωτοκόλλου AES/EBU. [4].....	41
27	Εικόνα 5.3: Δομή υποπλαισίου πρωτοκόλλου AES/EBU. [4].....	41

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

28	Εικόνα 5.4: Δομή δεδομένων καναλιού του πρωτοκόλλου AES/EBU. [4].....	42
29	Εικόνα 5.5: Πληροφορία για τα 3 πρώτα byte των δεδομένων καναλιού του πρωτοκόλλου AES/EBU. [4].....	43
30	Εικόνα 5.6: Ηλεκτρικές προδιαγραφές του πρωτοκόλλου AES/EBU. [4].....	43
31	Εικόνα 5.7: Δομή δεδομένων καναλιού για το πρωτόκολλο S/PDIF [4].....	44
32	Εικόνα 5.8 Υλοποίηση πρωτοκόλλου S/PDIF [4].....	44
33	Εικόνα 5.9 Η πληροφορία των πρώτων 4 byte των δεδομένων καναλιού του πρωτοκόλλου S/PDIF. [4].....	45
34	Εικόνα 5.10 Ηλεκτρικές προδιαγραφές του πρωτοκόλλου S/PDIF [4].....	45
35	Εικόνα 5.11: Διάταξη μίας θύρας ενός βύσματος USB[18].....	48
36	Εικόνα 5.12: Διαστάσεις USB τύπου A και τύπου B [14]	48
37	Εικόνα 5.13 controller ως master [19].....	50
38	Εικόνα 5.15 Βασικός χρωνισμός [19].....	51
39	Εικόνα 5.16 Χρονοδιάγραμμα για I ² S πομπού [19].....	51
40	Εικόνα 5.17 Χρονοδιάγραμμα για I ² S δέκτη. [19].....	51
41	Εικόνα 5.18: Μία πιθανή εκδοχή διαγράμματος πομπού. [19].....	52
42	Εικόνα 5.19. Διάγραμμα block δέκτη με μετρητή. [19].....	53
43	Εικόνα 5.20: Μπλοκ διάγραμμα δέκτη με n ψηφία καταχωρητή ολίσθησης [19].....	53
44	Εικόνα 6.2: Απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα του EVMP4222.[20]	55
45	Εικόνα 6.3 Απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα του EVMP4222.[20].....	56
46	Εικόνα 6.4: Αρίθμηση ακροδεκτών PCM4222.[21]	56
47	Εικόνα 6.5: Μεταφορά δεδομένων μέσω I2S.[21].....	59
48	Εικόνα 6.6: USB Streamer σε κουτί .[21].....	61
49	Εικόνα 6.7: USB Streamer χωρίς κουτί . [22].....	61
50	Εικόνα 6.8: Κάτοψη του USB. [22].....	62
51	Εικόνα 6.9: Λειτουργία I2S [22].....	64
52	Εικόνα 6.10: Πίνακας ελέγχου [22].....	64
53	Εικόνα 6.11: Σχηματικό θυρών του LATTEPANDA [23].....	65
54	Εικόνα 6.12: Κάτοψη LATTEPANDA [23].....	65
55	Εικόνα 6.13: Γεννήτρια συχνοτήτων	66
56	Εικόνα 6.14:Συνδεσμολογία πειραματικού	66
57	Εικόνα 6.15: THD VS FREQUENCY.....	69

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Η συγκριμένη διπλωματική ασχολείται με την ψηφιοποίηση αναλογικών ηχητικών σημάτων καθώς και με το πρωτόκολλο I2S για την μεταφορά δεδομένων πολλών ψηφιοποιημένων σημάτων σε έναν ενσωματωμένο υπολογιστή για αποθήκευση και επεξεργασία τους. Κάθε σήμα από κάθε κανάλι εισόδου ψηφιοποιείται ξεχωριστά. Το I2S αναλαμβάνει τον συγχρονισμό των καναλιών για την μεταφορά αυτών των δεδομένων από μία συσκευή σε μία άλλη. Ο μοναδικός τρόπος που λειτουργεί παρέχει μεταφορά δεδομένων σε μεγάλες ταχύτητες χωρίς καθυστέρηση και απλοποιεί πολύ τα συστήματα που χρειάζονται για την σωστή λήψη των δεδομένων κάνοντάς το να ξεχωρίζει από άλλα πρωτόκολλα μεταφοράς ηχητικών δεδομένων.

1.2 Σκοπός και στόχοι

Ο σκοπός είναι η επίτευξη πολυκάναλου ήχου υψηλής πιστότητας σε ενσωματωμένα συστήματα.

1.3 Μεθοδολογία

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για την συγγραφή της διπλωματικής ήταν μέσω μελέτης επιστημονικών βιβλίων πάνω στην ψηφιοποίηση αναλογικών σημάτων κατά κύριο λόγο ηχητικών, καθώς και ψηφιακά πρωτόκολλα διασύνδεσης συσκευών. Πέρα από την μελέτη βιβλίων αντλήθηκε υλικό από ηλεκτρονικές πηγές και επιστημονικά περιοδικά.

Για την υλοποίηση του κυκλώματος υπήρξε μελέτη των φύλλων οδηγιών των εξαρτημάτων πριν την συνδεσμολογία τους.

1.4 Καινοτομία

Τα ενσωματωμένα συστήματα δεν είναι σχεδιασμένα να έχουν πολυκάναλη υποστήριξη ήχου πόσο μάλλον υψηλής πιστότητας. Η καινοτομία της παρούσας διπλωματικής είναι ο συνδυασμός επιμέρους συσκευών για την επίτευξη υποστήριξης πολυκάναλου ήχου

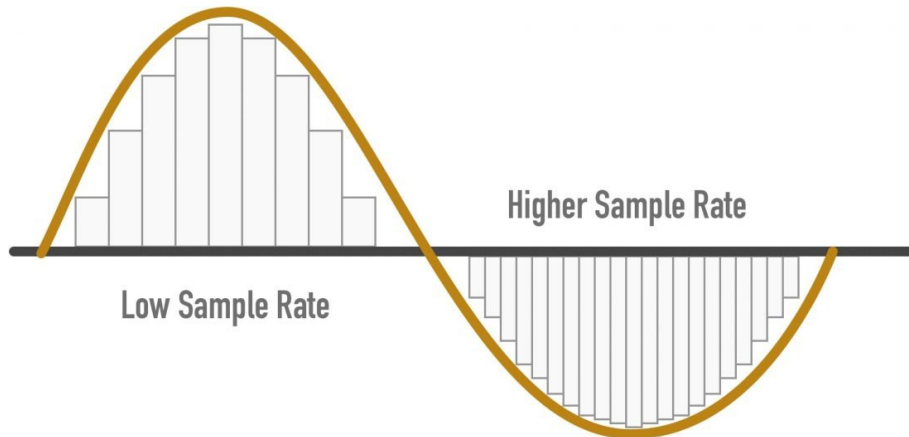
1.5 Δομή

Στην πρώτη ενότητα έγινε μία εισαγωγή σε σχέση με το αντικείμενο της διπλωματικής. Στην συνέχεια στην δεύτερη ενότητα παρουσιάζεται και αναλύεται η διαδικασία της δειγματοληψίας καθώς και η αναδόμηση ενός ηχητικού σήματος μέσω των δειγμάτων του. Η τρίτη ενότητα ασχολείται με το δεύτερο στάδιο την ψηφιοποίησης ενός σήματος την κβάντιση, αναλύοντας την διαδικασία της, σφάλματα που δημιουργούνται καθώς και μέθοδοι επίλυσής τους. Η τέταρτη ενότητα ασχολείται με την μετατροπή ενός σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό καθώς και με την παρουσίαση των βασικών μετατροπών που εκτελούν αυτήν την διαδικασία. Η ενότητα πέντε ασχολείται με κάποια βασικά πρωτόκολλα μεταφοράς των ψηφιοποιημένων δεδομένων από μία συσκευή σε μία άλλη με έμφαση στο πρωτόκολλο I2S. Τέλος γίνεται η παρουσίαση του πειραματικού κυκλώματος και των επιμέρους συσκευών καθώς και οι μετρήσεις που πάρθηκαν προκειμένου να ελεγχθεί η ορθή λειτουργία του.

2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : (Δειγματοληψία)

Δειγματοληψία είναι η διαδικασία κατά την οποία λαμβάνονται δείγματα (samples) από ένα αναλογικό σήμα τα οποία θα πάρουν ψηφιακές τιμές προκειμένου να έχουμε μία ψηφιακή αναπαράσταση του σήματος. Ο αριθμός λήψης δειγμάτων ανά δευτερόλεπτο ονομάζεται ρυθμός ή συχνότητα δειγματοληψίας (sampling rate). [1]

Π.χ. Έχουμε ένα αναλογικό σήμα που για ένα δευτερόλεπτο από αυτό παίρνουμε 1000 δείγματα ο ρυθμός δειγματοληψίας θα είναι 1KHz.



Εικόνα 2.1: Δειγματοληψία διαφόρων ρυθμών [2]

Όσο μεγαλύτερος είναι ο ρυθμός δειγματοληψίας τόσο καλύτερη θα είναι ποιοτικά και η ψηφιακή αναπαράσταση του σήματός μας.

2.1 Διαδικασία δειγματοληψίας

Η διαδικασία δειγματοληψίας γίνεται με πολλούς διαδοχικούς παλμούς $\Pi(t)$ οι οποίοι έχουν σταθερή συχνότητα και πλάτος. Η κυματομορφή του ήχου διαμορφώνει το πλάτος των διαδοχικών παλμών, (όπως και η συχνότητα φέροντος διαμορφώνεται σε μία μετάδοση AM). Προκειμένου όμως να αποφύγουμε την υπερδιαμόρφωση των παλμών χρησιμοποιούμε μία αντιστάθμιση DC στο αναλογικό σήμα ώστε η κατάσταση ηρεμίας να αντιστοιχεί στο μισό του πλάτους των παλμών. Με αυτό τον τρόπο πετυχαίνουμε στην περίπτωση που το σήμα εισόδου έχει μεγαλύτερα πλάτη από το μισό του πλάτους των παλμών, η αποκοπή να είναι συμμετρική και στις θετικές και τις αρνητικές ημιπεριόδους. [3]

Κατά την διάρκεια της δειγματοληψίας δημιουργείται ένα άπειρο πλήθος από αρμονικές συνιστώσες και συχνοτικά είδωλα οι οποίες επαναλαμβάνονται σε μεγαλύτερες και μικρότερες συχνότητες από την συχνότητα δειγματοληψίας. [4]

Το δειγματοληπτημένο σήμα μπορεί να γίνει πάλι συνεχές περνώντας από ένα χαμηλοδιαβατό φίλτρο που εμποδίζει την διέλευση των ειδώλων επιτρέποντας μόνο τις συχνότητες του σήματος. Αυτό το φίλτρο ανάλογα σε ποιο πεδίο το εξετάζουμε μπορεί να θεωρηθεί ως anti-image φίλτρο στο πεδίο των συχνοτήτων επειδή αποκόβει τα συχνοτικά είδωλα και στο πεδίο του χρόνου μπορεί να θεωρηθεί ως φίλτρο αναδόμησης επειδή παίρνει το σήμα που είναι διακριτού χρόνου και το κάνει συνεχές χρόνου. [4]

Αν το σήμα εισόδου έχει ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων για την συχνότητα δειγματοληψίας οι αρμονικές θα φτάσουν στο πεδίο με το εύρος συχνοτήτων του σήματος που μας ενδιαφέρει με αποτέλεσμα να το αλλοιώσουν κατά την δειγματοληψία του, αυτό το φαινόμενο λέγεται aliasing . Έχει παρατηρηθεί ότι αν η συχνότητα δειγματοληψίας είναι διπλάσια από το συχνοτικό εύρος του σήματος εισόδου δεν δημιουργούνται αρμονικές στο πεδίο συχνοτήτων του σήματος αυτό

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

ονομάζεται θεώρημα δειγματοληψίας. Διατυπώθηκε από τον Shannon και τον Nyquist που το εφάρμοσε στην θεωρία πληροφορίας παρόλα αυτά συχνά αναφέρεται και ως θεώρημα του Nyquist. [5]

2.2 Θεώρημα Nyquist

Το θεώρημα δειγματοληψίας Nyquist είναι ένα θεώρημα που αναπτύχθηκε από τον Nyquist και τον Shanon. Εξυπηρετεί ως ένας τρόπος μετατροπής από ένα σήμα συνεχούς χρόνου $s_c(t)$ σε σήμα διακριτού χρόνου χωρίς να χαθεί η απαραίτητη πληροφορία ώστε να μπορέσει μετά το σήμα του διακριτού χρόνου να αναπαραστήσει το ίδιο σήμα συνεχούς χρόνου. Για αυτό ο ρυθμός δειγματοληψίας (f_s) θα πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσιος από την υψηλότερη αρμονική συνιστώσα (f_{max}) που περιέχει το σήμα. [4] Μαθηματικά εκφράζεται ως $f_s \geq 2f$ ή αλλιώς τουλάχιστον 2 δείγματα ανά περίοδο και έτσι προκύπτει το $T_s \leq T/2$. [6]

Το σήμα διακριτού χρόνου $s_d(nT_s)$ όπου $n = 1, 2, 3, \dots$. Παίρνει δηλαδή ακέραιες τιμές που συμβολίζουν τον αριθμό του δείγματος και T_s (sec) η περίοδος δειγματοληψίας. Το $s_d(nT_s)$ μπορεί να θεωρηθεί ως αναλογικό στιγμιότυπο το οποίο μπορεί να έχει άπειρες δυνατές τιμές λόγω του ότι το σήμα δεν έχει ακόμα κβαντοποιηθεί. Είναι δηλαδή ένα σήμα διακριτού χρόνου αλλά συνεχούς πλάτους. [4]

Αν το $s_c(t)$ το πολλαπλασιάσουμε με ένα τρένο κρουστικών $\Pi(t)$ όπου :

$$\Pi(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$$

Προκύπτει ένα σήμα διαμορφωμένο συνεχούς χρόνου:

$$s_s(t) = s_c(t) * \Pi(t)$$

Κάνοντας των μετασχηματισμό Fourier των δύο εξισώσεων προκύπτει

$$\begin{aligned} \Pi(j\omega) &= \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \\ s_s(j\omega) &= \frac{1}{2\pi} s_c(j\omega) * \Pi(j\omega) \end{aligned}$$

Κάνοντας αντικατάσταση προκύπτει

$$S_s(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_c(j\omega - kj\omega_s) \quad [4]$$

Αυτή η σχέση είναι ο μετασχηματισμός Fourier των σημάτων εισόδου και εξόδου. Όπου k είναι τα ακέραια πολλαπλάσια της συχνότητας δειγματοληψίας και $\omega = 2\pi f$. Μέσω αυτής της σχέσης εκφράζεται και το φαινόμενο της φασματικής αναδίπλωσης (aliasing), δηλαδή συχνοτικά είδωλα στο ψηφιακό σήμα τα οποία προέρχονται από μεγαλύτερες συχνότητες του αναλογικού σήματος που μπορούν να παραμορφώσουν το σήμα. Η παραπάνω ανάλυση αποτελεί το θεώρημα του Nyquist. [4]

Στα παρακάτω παραδείγματα θα εξεταστεί πιο αναλυτικά το φαινόμενο της φασματικής αναδίπλωσης:

1^ο Παράδειγμα

Ας θεωρήσουμε ότι έχουμε συχνότητα δειγματοληψίας $F_s = 20$ KHz και έχουμε ένα σήμα $f = 12$ KHz. Το φαινόμενο θα εξεταστεί για ακέραιες τιμές του k από -1 έως 1 .

$$S_s(j2\pi f) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_c(j2\pi f - kj2\pi F_s) \quad \begin{array}{l} \text{κάνοντας} \\ \text{αντικατάσταση} \end{array}$$

$S_s(j2\pi 12 \text{ KHz}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_c(j2\pi 12 \text{ KHz} - kj2\pi 20 \text{ KHz})$ προκύπτει

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

$$S_s(j2\pi 12\text{KHz}) = \frac{1}{T} [\text{Sc}(j2\pi(-8\text{KHz})) + \text{Sc}(j2\pi 12\text{KHz}) + \text{Sc}(j2\pi 32\text{KHz})]$$

Άρα παρατηρούμε ότι εκτός από τα 12KHz θα εμφανιστούν συχνοτικά είδωλα 8KHz και 32KHz. Το αρνητικό πρόσημο στα 8KHz οφείλεται στο ότι ο μετασχηματισμός Fourier ενός σήματος έχει μιγαδικές τιμές και αν το σήμα είναι πραγματικό κρατάμε των συζυγή του μιγαδικού ($G(-f) = G^*(f)$) όπου το * εκφράζει μιγαδική συζυγία και το $G(f)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier ενός σήματος $s_c(t)$. Λόγω του ότι το συχνοτικό είδωλο 8KHz βρίσκεται στο ακουστικό φάσμα και θα επηρεάσει το ακουστικό μας σήμα θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε μεγαλύτερο ρυθμό δειγματοληψίας. [7]

2° Παράδειγμα

Ας θεωρήσουμε ότι έχουμε συχνότητα δειγματοληψίας $F_s = 24\text{KHz}$ και έχουμε ένα σήμα $f = 12\text{KHz}$ ($F_s = 2f$). Το φαινόμενο θα εξεταστεί για ακέραιες τιμές του k από -1 έως 1.

$$S_s(j2\pi f) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_c(j2\pi f - kj2\pi F_s) \text{ κάνοντας αντικατάσταση}$$

$$S_s(j2\pi 12\text{KHz}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_c(j2\pi 12\text{KHz} - kj2\pi 24\text{KHz}) \text{ προκύπτει}$$

$$S_s(j2\pi 12\text{KHz}) = \frac{1}{T} [\text{Sc}(j2\pi(-12\text{KHz})) + \text{Sc}(j2\pi 12\text{KHz}) + \text{Sc}(j2\pi 36\text{KHz})]$$

Εδώ παρατηρούμε ότι μόνο ένα συχνοτικό είδωλο υπάρχει στα 36KHz που είναι έξω από το ακουστικό φάσμα.

Παρατηρούμε ότι όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα δειγματοληψίας σε σχέση με την συχνότητα του σήματος μας τόσο πιο μεγάλη απόσταση από το σήμα μας στο πεδίο των συχνοτήτων θα έχουν τα συχνοτικά είδωλα. Έτσι δεν έχουμε επικάλυψη συχνοτήτων και γίνεται πιο εύκολη η αποκοπή τους με την χρήση κατάλληλων φίλτρων anti-aliasing.

Γνωρίζοντας ότι το φάσμα των ακουστικών συχνοτήτων είναι μέχρι τα 20KHz περίπου η συχνότητα δειγματοληψίας με βάση το θεώρημα του Nyquist θα πρέπει να είναι 40KHz. Λόγω όμως των τεχνικών προδιαγραφών που προκύπτουν από τα πρώτα συστήματα αποθήκευσης ψηφιακών ηχητικών δεδομένων (video) ο ρυθμός δειγματοληψίας ορίστηκε στα 44.1KHz. [3]

2.3 Αναδόμηση ηχητικού σήματος

Ένα ιδανικό χαμηλοδιαβατό φίλτρο έχει κάθετη κλίση αποκοπής συχνοτήτων κόβοντας τις συχνότητες, που η συχνότητά τους είναι η μισή της συχνότητας δειγματοληψίας και πάνω $f \geq F_s/2$. Ό,τι συχνότητα περάσει πάνω από την συχνότητα αποκοπής μηδενίζεται. Για την μετατροπή από Ψ/Α λόγω των κβαντισμένων τιμών του πλάτους δημιουργούνται συχνοτικά είδωλα με συχνότητες υψηλότερες των μέγιστων συχνοτήτων του σήματος αναπαραγωγής. Αυτές οι συχνότητες αν και μεγαλύτερες του ακουστικού φάσματος (άρα δεν μπορούν να ακουστούν) προκαλούν παραμορφώσεις του κύριου σήματος στην διέλευσή του από ενισχυτικές βαθμίδες και άλλα. Για αυτό χρησιμοποιείται στην έξοδο ένα χαμηλοδιαβατό φίλτρο το οποίο αποκόπτει τις μεγάλες συχνότητες. Αυτό το φίλτρο λέγεται ανακατασκευής ή εξομάλυνσης (reconstruction/smoothing filter). [3]

Προκειμένου να γίνει η αναδόμηση του σήματος μία κυματομορφή συνεχούς χρόνου πρέπει να περάσει από τις κορυφές των δειγμάτων εισόδου. Προκειμένου να πάει η κυματομορφή από την μία κορυφή στην επόμενη διανύει ένα άθροισμα κρουστικών για να υπάρξει ένα ομαλό πέρασμα. Το φίλτρο αναδόμησης έχει την ίδια απόκριση συχνοτήτων με το φίλτρο εισόδου οπότε το συχνοτικό

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

εύρος της αναδομημένης κυματομορφής πρέπει να είναι ίδιο με το συχνοτικό εύρος του αρχικού σήματος πριν δειγματοληπτηθεί. [4]

Το ιδανικό φίλτρο με κάθετη αποκοπή συχνοτήτων είναι δύσκολο να εφαρμοστεί γιατί λόγω της κλίσης της αποκοπής η καθυστέρηση του φίλτρου θα τείνει στο άπειρο, οπότε θα είναι σαν να μην έχουμε έξοδο από το φίλτρο.



Εικόνα 2.2: Εικόνα Ιδανικού φίλτρου όπου F_b επιτρεπόμενες συχνότητες και F_s συχνοτικά είδωλα. [3]

Η αποκοπή πρέπει να ξεκινά στο τέλος του εύρους συχνοτήτων που θέλουμε και ακολούθως να προσαρμοστεί η συχνότητα δειγματοληψίας προκειμένου να μην υπάρχουν συχνοτικά είδωλα και αρμονικές μέσα στο εύρος του δειγματοληπτούμενου σήματος. [3]

2.4 Σχεδιασμός φίλτρου

Στην πραγματικότητα δεν υπάρχει το τέλειο φίλτρο οπότε δεν μπορεί να γίνει η εφαρμογή του θεωρήματος Nyquist στο 100%, τα πραγματικά φίλτρα έχουν πεπερασμένη κλίση αποκοπής συχνοτήτων έτσι το φαινόμενο aliasing μπορεί να συμβεί. [7]

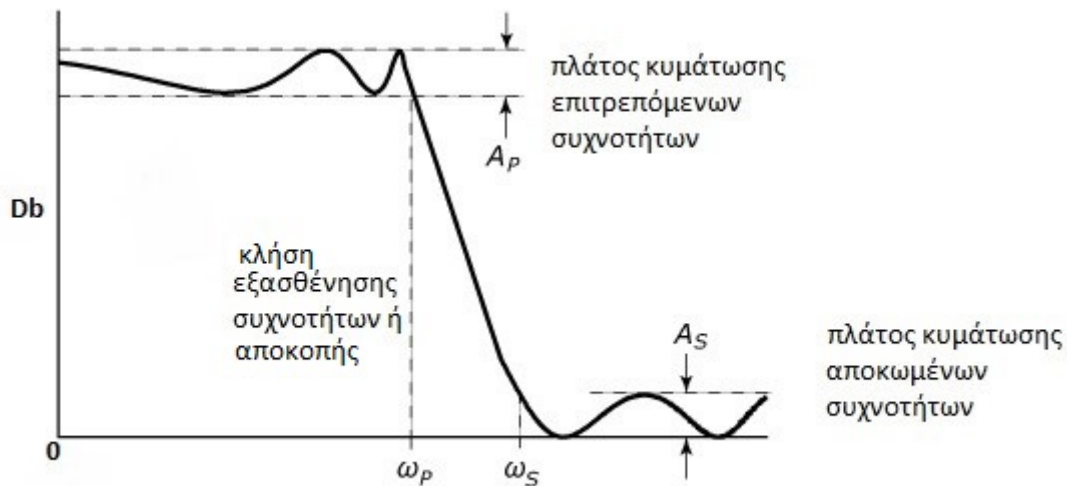
Το πόσο μεγάλο θα είναι το aliasing εξαρτάται από την ενέργεια του σήματος έξω από το συχνοτικό εύρος. Οι συχνότητες έξω από το εύρος του φίλτρου θα εξασθενήσουν αλλά το υπόλοιπο σήμα κατά την ψηφιοποίησή του μπορεί πάλι να έχει επικαλυπτόμενες συχνότητες και το φίλτρο αναδόμησης στην έξοδο να τις αποκόψει. Για αυτό η αποκοπή του φίλτρου πρέπει να ρυθμιστεί σε πιο χαμηλές συχνότητες από ότι στην θεωρία. Αν κατά την διάρκεια μίας ηχογράφησης το μικρόφωνο δεν μπορούσε να καταγράψει τίποτα πέρα από το ακουστικό εύρος συχνοτήτων, δεν θα χρειαζόταν φίλτρο στην είσοδο γιατί το μικρόφωνο θα έκανε αυτή την δουλειά ουσιαστικά. [4]

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω η χρήση του φίλτρου αναδόμησης είναι σημαντική διότι οι περισσότεροι ενισχυτές ήχου με transistors χάνουν την γραμμικότητά τους. Γίνεται όμως να αποφευχθεί η χρήση του, περιορίζοντας την απόκριση του ίδιου του ενισχυτή λίγο πιο πάνω από τις ακουστικές συχνότητες. Μία μέθοδος η οποία δεν συνίσταται καθώς ο ενισχυτής θα γίνει ευάλωτος σε RF παρεμβολές και σε συχνοτικά είδωλα από ψηφιακές πηγές οι οποίες μπορεί να κάνουν ζημιά στα ηχεία. Στις περισσότερες περιπτώσεις τα φίλτρα anti-aliasing και αναδόμησης έχουν τις ίδιες προδιαγραφές. [3]

Παρόλα αυτά γίνεται να παρακαμφθεί κάποιο φίλτρο κατά την αντιγραφή ενός σήματος από ένα ψηφιακό μηχάνημα σε ένα άλλο αν η αντιγραφή γίνεται με αναλογικό τρόπο. [3]

Ο σχεδιασμός του φίλτρου πρέπει να γίνει πολύ προσεχτικά γιατί από αυτό εξαρτάται ένα μεγάλο μέρος της ποιότητας του συστήματος. Οπότε πρέπει τα παρακάτω να ληφθούν υπόψιν

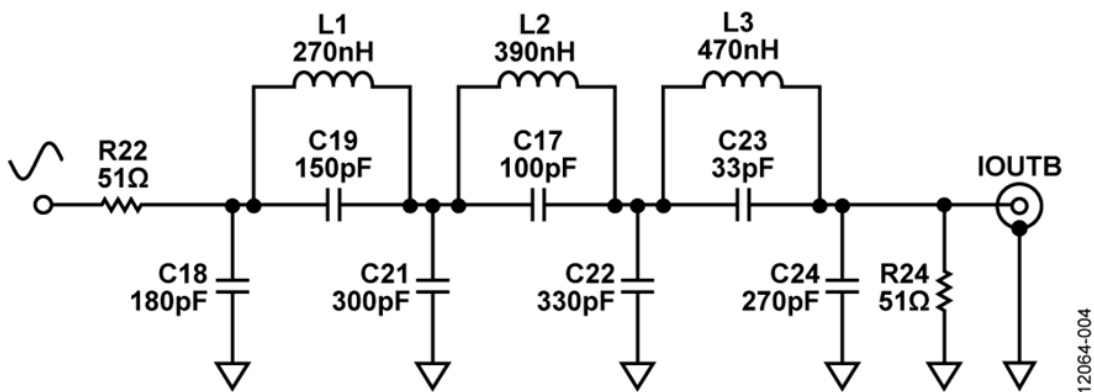
- Τα αναλογικά φίλτρα παρουσιάζουν παραμόρφωση
- Τα παθητικά φίλτρα χάνουν γραμμικότητα στα υψηλά επίπεδα
- Τα ενεργά φίλτρα μπορούν να προσομοιώσουν την λειτουργία των πηνίων αλλά χάνουν την γραμμικότητά τους σε υψηλές συχνότητες. Ακόμη συνεισφέρουν θόρυβο όπου αν είναι ελεγχόμενος μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν πηγή dither.



Εικόνα 2.3 : Διάγραμμα αποκοπής ελλειπτικού φίλτρου. [3]

Τα ελλειπτικά φίλτρα είναι πολύ δημοφιλή γιατί μπορούν να πραγματοποιηθούν με λιγότερα εξαρτήματα από τα άλλα και να έχουν παρόμοια απόκριση. Σαν χαρακτηριστικό τους είναι ο κυματισμός τόσο στο πεδίο συχνοτήτων που επιτρέπουν όσο και στο πεδίο αποκοπής. Οι Lagadec και Stockham βρήκαν ότι τα φίλτρα με κυματισμούς προκαλούν διασπορά του σήματος αυξομειώνοντας απότομα την τονικότητα του σήματος. [3]

Είναι βέβαια εφικτό να κατασκευαστεί ένα φίλτρο χωρίς κυματισμούς να είναι γραμμικό και να έχει αποκοπή εκεί που θέλουμε. Είναι όμως πολύ ακριβό και πολύπλοκο από άποψη σχεδιασμού και υλικών [7]. Αυτός ο πολύπλοκος σχεδιασμός φίλτρων μπορεί να αποφευχθεί με την τεχνική της υπερδειγματοληψίας που θα δούμε στην ενότητα 3.4. [3]



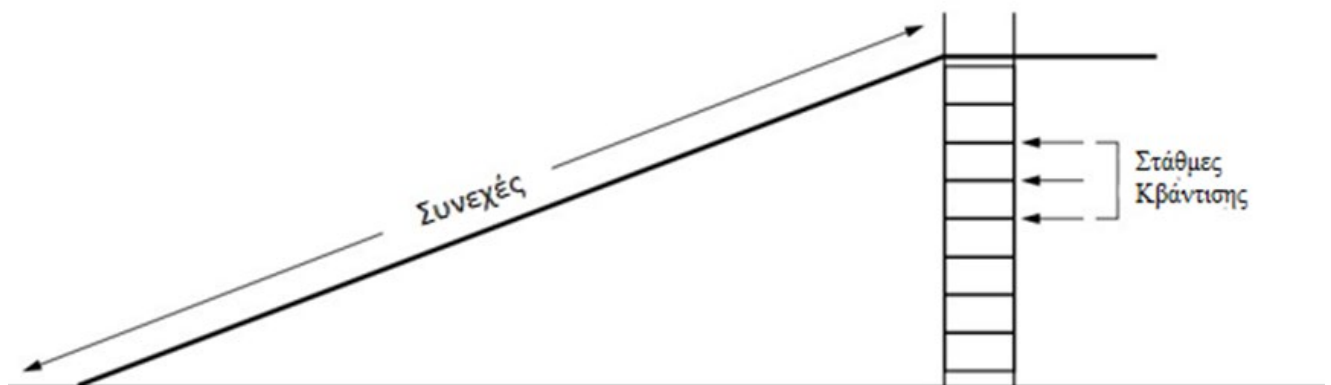
Εικόνα 2.4: Κύκλωμα φίλτρου έβδομης τάξης. [3]

3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : (ΚΒΑΝΤΙΣΗ)

Η διακύμανση του ύψους μίας κυματομορφής έχει ένα άπειρο εύρος τιμών από κορυφή σε κορυφή προκειμένου να αναπαρασταθεί ψηφιακά πρέπει να κβαντιστεί ώστε να μπορεί να αναπαρασταθεί σε ένα εύρος διακριτών κλιμακωτών τιμών. Η κβάντιση εμφανίζεται σε πολλές εφαρμογές της καθημερινότητας όπως για παράδειγμα η αναπαράσταση του χρόνου από ένα ψηφιακό ρολόι ο χρόνος κυλάει συνεχώς αλλά το ρολόι αλλάζει εικόνα κάθε 1 λεπτό αυτό γίνεται γιατί το ρολόι κάνει κβάντιση του χρόνου [3].

3.1 Κβάντιση στον ήχο

Η κβάντιση είναι το δεύτερο στάδιο στην διαδικασία ψηφιοποίησης, στον ήχο οι τιμές προς κβάντιση έχουν μία απείρως μεταβαλλόμενη τάση από μία αναλογική πηγή. Η κβάντιση στην ψηφιοποίηση σήματος είναι μία διαδικασία που ασχολείται αποκλειστικά με την τάση του σήματος. Προκειμένου να μελετηθεί αυτή η διαδικασία ας υποθέσουμε ότι ο χρόνος μένει στάσιμος. Αυτό πρακτικά επιτυγχάνεται με ένα κύκλωμα track-hold.



Εικόνα 3.1: Ένα αναλογικό σήμα είναι συνεχές εκεί που το κβαντισμένο σήμα είναι περιορισμένο σε συγκεκριμένες τιμές (στάθμες κβάντισης). Η ράμπα χρησιμοποιείται για περιγραφή οποιουδήποτε ύψους ενώ η σκάλα για συγκεκριμένες τιμές. [3]

Η τάση της κυματομορφής πριν την κβάντιση έχει ένα συνεχόμενο εύρος τιμών με άπειρες ενδιάμεσες καταστάσεις $s_d(nT_s)$, στην κβάντιση αυτές οι τιμές στρογγυλοποιούνται στην τιμή της πλησιέστερης στάθμης $Q[s_d(nT_s)]$. Το διάστημα Q μεταξύ της κάθε στάθμης πρέπει να είναι ίσο. Αν γίνει αυτό τότε οι δυαδικοί αριθμοί που θα προκύψουν θα είναι ανάλογοι των αρχικών τιμών της τάσης και η ψηφιακή επεξεργασία σήματος θα μπορεί να γίνει πολλαπλασιάζοντας ή προσθέτοντας τις τιμές των δειγμάτων. Αν τα διαστήματα Q δεν είναι ίσα μεταξύ τους αυτό δεν μπορεί να γίνει.

$$Q = \frac{S_m}{2^{n-1}-1}$$

Όπου S_m το μέγιστο πλάτος εισόδου που μπορεί να κβαντιστεί σωστά από το συγκεκριμένο κβαντιστή. [4]

Όποια και αν είναι η τάση του σήματος εισόδου ο κβαντιστής θα βρει την στάθμη κβάντισης όπου κυμαίνεται και θα ορίσει ένα δυαδικό αριθμό για αυτή. Η πληροφορία που στέλνεται είναι ο αριθμός της στάθμης όπου κυμαίνεται η τάση. Ο μηχανισμός αυτός δεν αποθηκεύει την τιμή της τάσης που εισέρχεται αλλά την τάση της στάθμης που βρίσκεται πιο κοντά η εισερχόμενη τάση με αποτέλεσμα να χάνεται η ακρίβεια τιμής της αρχικής τάσης λόγω της στρογγυλοποίησης.

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Μαθηματικά αυτή η στρογγυλοποίηση περιγράφεται για κβαντιστή του οποίου η έξοδος μπορεί να πάρει την τιμή «0» από την σχέση:

$$Q[s_d(nT_s)] = Q \left[\frac{s_d(nT_s)}{Q} + \frac{1}{2} \right]$$

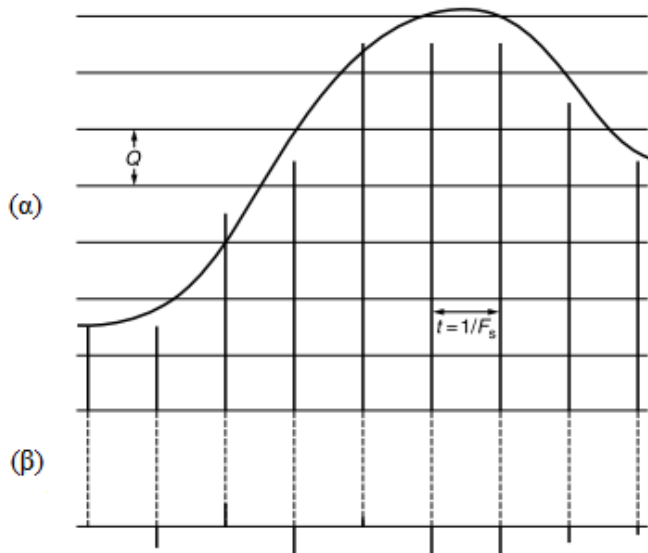
και για κβαντιστή του οποίου οι στάθμες εξόδου είναι συμμετρικές ως προς το μηδέν :

$$Q[s_d(nT_s)] = Q \left[\frac{s_d(nT_s)}{Q} + \frac{1}{2} \right]$$

Για ένα τέτοιο κβαντιστή ισχύει ότι $\pm S_m$ (πλήρως συμμετρική δυναμική περιοχή) και το βήμα κβαντισμού δίνεται από την σχέση

$$Q = \frac{2S_m}{2^n}$$

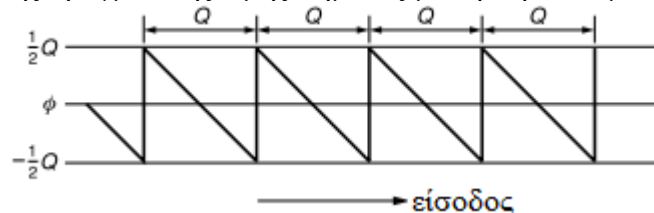
Άρα όταν κβαντισμένη τάση γίνει αναλογική για την αναπαραγωγή του σήματος η τάση θα πάρει τις ακριβείς τιμές των σταθμών κβάντισης και όχι τις αρχικές της τιμές πριν την κβάντιση. Οι στάθμες κβάντισης (2^n) [8] εξαρτώνται από το μήκος της δυαδικής λέξης (n). Για παράδειγμα σε ένα σύστημα με μήκος λέξεις 16 ψηφία (2^{16}) θα υπάρχουν 65536 διαφορετικές στάθμες. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι αν η τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη από την υψηλότερη στάθμη κβάντισης τότε κατά την κβάντιση η τάση θα πάρει την τάση της υψηλότερης στάθμης δημιουργώντας ψαλιδισμό στο σήμα.



Εικόνα(3.2): Δειγματοληψία και κβάντιση σήματος, στην εικόνα φαίνεται ότι η τάση της κβάντισης βρίσκεται στην μέση της στάθμης ώστε να υπάρχει χώρος για αποδεκτό σφάλμα (α). Στο (β) σκέλος φαίνεται η διαφορά του κάθε δείγματος από την αρχική κυματομορφή η οποία λέγεται και σφάλμα κβάντισης. [3]

3.1.1 Σφάλμα κβάντισης

Η κβάντιση προκαλεί σφάλμα στην τάση ενός ηχητικού δείγματος το οποίο προκύπτει από την διαφορά της πραγματικής κλιμακούμενης συνάρτησης μεταφοράς με την ιδανική ευθεία γραμμή ή αλλιώς η διαφορά της πραγματικής τιμής σήματος με την κβαντισμένη τιμή σήματος.[3]



Εικόνα (3.3): Πριονωτή συνάρτηση που είναι περιοδική στο Q. [3]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Το σφάλμα δεν πρέπει να ξεπερνά τα όρια $\pm \frac{1}{2} Q$ εκτός αν η τάση είναι τόσο μεγάλη που δημιουργείτε ψαλιδισμός. [3]

Αν το σφάλμα μελετηθεί στο πεδίο του χρόνου η απόκριση του Ψ/Α μετατροπέα μπορεί να συγκριθεί με την αρχική αναλογική κυματομορφή και η διαφορά αυτών των δύο θα έχει σαν αποτέλεσμα μία κρουστική συνάρτηση σφάλματος κβάντισης. Στην εικόνα 3.2(α) οι οριζόντιες γραμμές είναι τα όρια μεταξύ της κάθε στάθμης. Οι κάθετες γραμμές είναι τα κβαντισμένα δείγματα τα οποία βρίσκονται στο κέντρο της στάθμης τους. Η κρουστική συνάρτηση σφάλματος φαίνεται στην εικόνα 3.2 (β) και μπορεί να θεωρηθεί ως ένα αθέμητο σήμα το οποίο προστίθεται κατά την διάρκεια της κβάντισης.[3]

Η συνάρτηση μεταφοράς δεν είναι γραμμική οπότε η ιδανική κβάντιση μπορεί να προκαλέσει παραμόρφωση. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τα πραγματικά ψηφιακά συστήματα ήχου να χρησιμοποιούν μη ιδανικούς κβαντιστές για να πετύχουν γραμμικότητα. Το σφάλμα κβάντισης ενός ιδανικού κβαντιστή καταλήγει σε μία πολύ πολύπλοκη συνάρτηση. [3]

Καθώς το εύρος του σφάλματος είναι περιορισμένο, η επίδρασή του μπορεί να ελαχιστοποιηθεί κάνοντας το σήμα μεγαλύτερο. Αυτό θα απαιτεί περισσότερες στάθμες κβάντισης και περισσότερα ψηφία για να τις εκφράσουν. Ο αριθμός των σταθμών κβάντισης πολλαπλασιασμένος με το μέγεθός της απόστασής τους μας δίνει το εύρος του μετατροπέα. Ένα σήμα έξω από αυτό θα ψαλιδιστεί. Δεδομένου ότι αποφεύγουμε τον ψαλιδισμό όσο μεγαλύτερο το σήμα τόσο λιγότερη θα είναι η επίδραση του σφάλματος. [4]

Σε περιπτώσεις όπου το σήμα εισόδου χρησιμοποιεί όλο το εύρος κβάντισης και έχει μία πολύπλοκη κυματομορφή, τα διαδοχικά δείγματα θα έχουν ένα μεγάλο εύρος αριθμητικών τιμών και το σφάλμα κβάντισης σε κάποιο δείγμα θα είναι διαφορετικό από αυτό των υπολοίπων. Σε αυτή την περίπτωση το σφάλμα πιθανότητας θα κατανεμηθεί ομοιόμορφα ανάμεσα στα όρια. Άρα προκύπτει το ανεπιθύμητο σήμα που προστίθεται από τον κβαντιστή είναι ένας πρόσθετος ευρυζωνικός θόρυβος μη συσχετισμένος με το σήμα όπου μπορούμε να τον πούμε και θόρυβο κβάντισης. [4]

Όπως έχει αναφερθεί σε ένα σύστημα (n) ψηφίων θα υπάρχουν 2^n στάθμες και ένα σημαντικό κριτήριο για την συμπεριφορά του είναι η σχέση του σήματος προς θόρυβο (Signal to Noise Ratio, SNR). [9]

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{P_{signal}}{P_{noise}}$$

Το SNR είναι μία μέτρηση που μετριέται σε decibels (db) και συγκρίνει την ισχύ ενός σήματος (P_{signal}) με την ισχύ του θορύβου (P_{noise}) που υπάρχει. Ο θόρυβος αυτός είναι ανεπιθύμητος και συχνά χαρακτηρίζεται ως λευκός ή στατικός. Πολλές φορές όταν σε ένα ηχοσύστημα παρόλο που δεν υπάρχει μουσική ακούγεται ένα βουητό στα ηχεία. Αυτό θεωρείται το κατώφλι θορύβου. Το οποίο δεν πρέπει να ακούγεται κατά την αναπαραγωγή ενός σήματος γιατί το αλλοιώνει υποβαθμίζοντας την ευκρίνειά του. [4]

Η ισχύς του σήματος και του θορύβου μετριούνται σε Watt. Άρα με βάση την προηγούμενη σχέση όσο πιο μεγάλη τιμή έχει το SNR τόσο το καλύτερο διότι θα υπάρχει μεγαλύτερη ευκρίνεια στο σήμα. Για παράδειγμα αν σε μία συσκευή ήχου αναγράφεται ότι το SNR της συσκευής ισούται με 88db, σημαίνει ότι το επίπεδο του σήματος είναι 88db μεγαλύτερο από το επίπεδο του θορύβου. [10]

Ακόμα ένα παράδειγμα: Μία συσκευή έχει κατώφλι θορύβου -80db και εισέρχεται ένα σήμα -65db. Η συσκευή θα έχει SNR 15db το οποίο για ηχοσυστήματα είναι πολύ χαμηλό.

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Αλλιώς το SNR μπορεί να περιγραφεί ως ο λόγος των διασπορών της ισχύος του σήματος και της ισχύος του θορύβου. Έστω ότι έχουμε ένα ημιτονικό σήμα εισόδου όπου το πλάτος S_m του είναι το μέγιστο δυνατό για να μην ψαλιδιστεί από τον μετατροπέα, η ισχύς του σήματος θα είναι

$$\sigma_s^2 = \frac{S_m^2}{2}$$

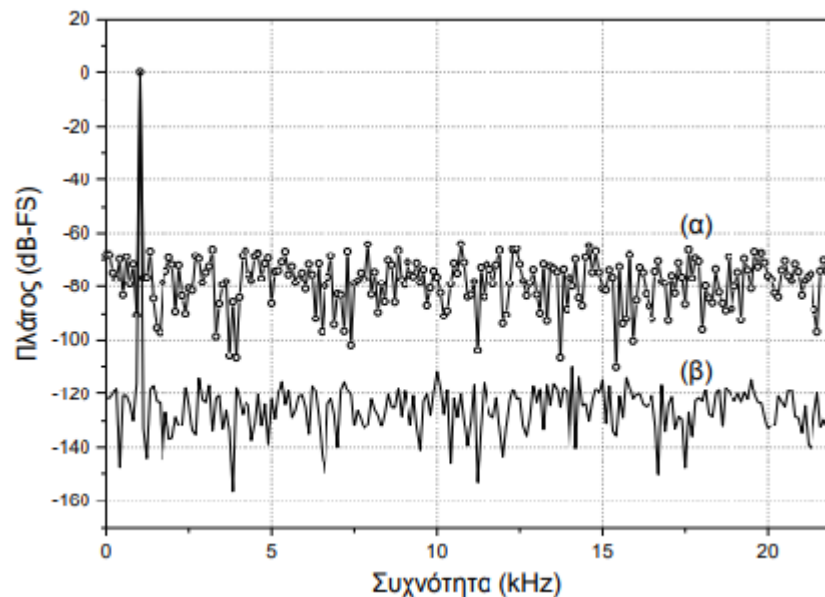
οπότε ο λόγος σήματος προς θόρυβο για το συγκεκριμένο κβαντιστή δίνεται από τη σχέση

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_e^2} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{S_m^2/2}{S_m^2/2^{2n-2}} 12 \right) = 10 \log_{10} \left(2^n \frac{3}{2} \right) = 6.02n + 1.76 (dB)$$

Από την προηγούμενη εξίσωση προκύπτει ότι η τάξη (n) του κβαντιστή επηρεάζει την δυναμική περιοχή λειτουργίας του. Ενδεικτικές τιμές SNR που αντιστοιχούν σε διαφορετικές τάξεις μετατροπής, παρουσιάζονται στην από κάτω εικόνα. [4]

Τάξη n (bits)	SNR(db)
8	49.8
12	73.8
16	97.8
18	109.8

Πίνακας (3.1): Ευκρίνεια κβαντισμού και SNR για ημιτονοειδή σήματα. [4]



Εικόνα (3.4): Φάσμα ημιτονικής κυματομορφής πλάτους 0dB-FS, 1kHz για (α) N=8 bit (β) N=16 bit [4]

Για παράδειγμα στην εικόνα (3.4) φαίνεται το φάσμα μίας κυματομορφής πλήρους πλάτους (0db-Full Scale) με συχνότητα 1kHz όταν κβαντίζεται σε σύστημα κβαντισμού (α) n=8 bit (β) n=16 bit.

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Τα ακουστικά σήματα καλύπτουν μια δυναμική περιοχή της τάξης των 120dB, άρα όπως δείχνει και η εικόνα (3.4) είναι απαραίτητη η χρήση συστημάτων κβάντισης τουλάχιστον 16 bit. Η τιμή του SNR κατά την μετατροπή ενός σήματος από Α/Ψ ή από Ψ/Α είναι σημαντική για ένα ψηφιακό σύστημα ήχου γιατί θεωρητικά δεν εισάγεται θόρυβος στις επόμενες βαθμίδες λειτουργίας του. Τα αντίστοιχα αναλογικά ηχητικά συστήματα συνήθως δεν ξεπερνούν τα 80dB και συχνά είναι συγκρίσιμα με τους 16bit κβαντιστές. [4]

Τα παραπάνω ισχύουν για ημιτονικές κυματομορφές όπου η μέγιστη τιμή του πλάτους τους προς την τιμή RMS ισούται με $\sqrt{2}$. Στα μουσικά ηχητικά σήματα το αποτέλεσμα αυτής της σχέσης είναι μεγαλύτερο. Για κλασική μουσική π.χ. είναι περίπου 30 έτσι η παραπάνω σχέση SNR για αυτά τα σήματα γράφεται έτσι:

$$SNR = 10 \log_{10}\left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_e^2}\right) = 10 \log_{10}\left(\frac{(S_m/30)^2}{S_m^2/2^{2n-2}} 12\right) = 10 \log_{10}\left(2^{2n} \frac{3}{30^2}\right) = 6.02n - 24.77(dB)$$

Άρα από την παραπάνω σχέση μπορούμε να πούμε ότι το μέγιστο σφάλμα κβαντισμού για τα μουσικά σήματα είναι περίπου 27 dB μεγαλύτερο από αυτό που εμφανίζεται για ημιτονοειδή σήματα άρα οι τιμές του πίνακα 3.1 μειώνονται αντιστοίχως.[4]

Στα σήματα με χαμηλή στάθμη π.χ. το τέλος της διάρκειας μίας μουσικής νότας το σφάλμα κβάντισης σταματά να έχει την μορφή του λευκού θορύβου. Όταν το σήμα εισόδου επηρεαστεί σε μεγάλο βαθμό από το σφάλμα θεωρείται ότι υπάρχει αρμονική παραμόρφωση. Η παραμόρφωση μπορεί να προβλεφθεί από την μη γραμμικότητα που παρουσιάζει η συνάρτηση μεταφοράς. Τα μεγάλα σήματα απλώνονται σε πάρα πολλές στάθμες οπότε είναι πιο εύκολη η καταγραφή και αναπαράσταση τους γιατί δεν χάνεται σημαντικό μέρος της πληροφορίας από το σφάλμα, ένα μικρό σήμα όμως απλώνεται σε πολύ λίγες στάθμες οπότε μπορεί να χάνεται ένα μεγάλο μέρος της πληροφορίας του. Σε πολλές περιπτώσεις το σήμα είναι μικρότερο της ελάχιστης στάθμης κβαντισμού. Όταν γίνεται αυτό μπορεί να εμφανιστούν κι άλλα ανεπιθύμητα φαινόμενα παραμορφώσεων. Ο ελλιπής κβαντισμός του σήματος προκαλεί παραμόρφωση με αποτέλεσμα στο φάσμα του σήματος να εμφανίζονται νέες αρμονικές οι οποίες κάνουν aliasing. Αυτές οι αρμονικές παράγονται μετά το anti-aliasing φίλτρο οπότε δεν αποκόβονται. Αυτού του είδους οι αρμονικές στο ψηφιοποιημένο σήμα του προσδίδουν μία τραχύτητα στην ακουστική του χροιά όταν αναπαράγεται. Ψηφιακά συστήματα που εμφανίζεται έντονα το φαινόμενο του ελλιπή κβαντισμού είναι κυρίως χαμηλής ποιότητας όπως κάρτες ήχου για PC με ευκρίνεια κβαντισμού 8 bit. [4] Πέρα από όλα αυτά προκύπτει ότι ο ελλιπής κβαντισμός περιορίζει την ακουστική ευκρίνεια ενός αναπαραγόμενου σήματος το οποίο όμως δεν συμβαίνει στα αναλογικά συστήματα. Όλα τα προαναφερθέντα προβλήματα μπορούν να εξαλειφθούν με την χρήση του dither. Έχει μεγάλη σημασία όμως να γίνει σωστά γιατί αλλιώς το ψηφιοποιημένο σήμα παραμορφώνεται αμετάκλητα χωρίς να μπορεί να υπάρξει κάποια διαδικασία που θα μπορέσει να το φέρει στην αρχική του κατάσταση.[3]

3.2 Dither

3.2.1 Εισαγωγή στο dither

Στα σήματα υψηλών επιπέδων, το σφάλμα κβάντισης είναι θόρυβος. Καθώς τα επίπεδα του ήχου χαμηλώνουν το σφάλμα κβάντισης συσχετίζεται με το σήμα και έχει σαν αποτέλεσμα να δημιουργείτε παραμόρφωση στο σήμα. Το dither δίνει στο σύστημα ένα επίπεδο θορύβου όπως έχει ένα αναλογικό σύστημα δίνοντάς του γραμμικότητα αλλά και θόρυβο. [3]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Το σήμα dither είναι ένας χαμηλός θόρυβος ο οποίος προστίθεται πριν την κβάντιση [11] (εικόνα 3.5) και δεν γίνεται καμία προσπάθεια αφαίρεσης του κατά Ψ/Α μετατροπή του ηχητικού σήματος. Αναπόφευκτα η εισαγωγή του dither λόγω τού ότι δίνει θόρυβο στο σύστημα θα επιφέρει μία μικρή μείωση του SNR αλλά εξουδετερώνει την μη γραμμικότητα της κβάντισης. [4]



Εικόνα (3.5) Πρόσθεση θορύβου dither πριν την κβάντιση. [4]

Η πρώτη εμφάνιση του dither ήταν στην κωδικοποίηση εικόνων. Σε αυτό το σύστημα που χρησιμοποιήθηκε πρώτη φορά το dither προστεθόταν πριν την κβάντιση και μετά αφαιρούνταν κατά την Ψ/Α μετατροπή. Αυτό λεγόταν subtractive (αφαιρούμενο) dither. Είχε όμως πρακτικά μειονεκτήματα στην επεξεργασία ήχου η κυματομορφή του θορύβου θα πρέπει να συνοδεύει τα δείγματα ή να αναπαράγεται ταυτόχρονα με το ηχητικό σήμα κατά την Ψ/Α μετατροπή του. Αυτά είναι αδύνατον να γίνουν σε ένα σύστημα που το ηχητικό σήμα έχει υποστεί επεξεργασία διότι και ο θόρυβος θα πρέπει να υποστεί την ίδια επεξεργασία και να μείνει και συγχρονισμένος με το ηχητικό σήμα.[4]

Λόγω αυτού όλα τα ψηφιακά συστήματα ήχου δεν χρησιμοποιούν συστήματα subtractive dither και απλά προσθέτουν το dither πριν την κβάντιση όπως και στην εικόνα (3.5) χωρίς να το αφαιρούν στην συνέχεια. Η προσθήκη του dither σημαίνει ότι διαδοχικά δείγματα βρίσκονται επιτυχώς στις στάθμες κβάντισης. Το σφάλμα κβάντισης γίνεται συνάρτηση του dither, παρά μία προβλεπόμενη συνάρτηση του σήματος εισόδου. Το σφάλμα πρακτικά δεν εξουδετερώνεται τελείως αλλά αυτή η παραμόρφωση του σήματος μετατρέπεται σε έναν ευρυζωνικό θόρυβο ο οποίος είναι πιο γλυκός στο αυτί.[4]

3.2.2 Τεχνικές dither

Το dither μπορεί να είναι είτε αναλογικό είτε ψηφιακό ή βασική διαφορά είναι ότι το ψηφιακό dither χρησιμοποιείται στην υποβάθμιση ενός ψηφιοποιημένου σήματος προκειμένου να μπορεί να αναπαραχθεί από ένα σύστημα με λιγότερα bit κβάντισης. Σε αυτό το θέμα δεν θα επεκταθούμε περισσότερο. Ο σκοπός αυτής της υποενότητας είναι να αντιμετωπίσει το αναλογικό και το ψηφιακό dither ως πανομοιότυπα. [3]

Οι τεχνικές dither που θα χρησιμοποιηθούν επιλέγονται με βάση το πλάτος, την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Probability Density Function, PDF) του θορύβου, αλλά και του φασματικού του περιεχομένου για μέγιστη απόδοση. [4]

3.2.2.1 Dither ομοιόμορφης κατανομής

Το dither ομοιόμορφης κατανομής είναι μία συνέχεια τυχαίων αριθμών που έχουν ομοιόμορφη ή τετράγωνη κατανομή πιθανότητας εικόνα(3.6). Αυτός ο θόρυβος παράγεται από γεννήτρια ψευδοτυχαίων αριθμών από την σχέση:

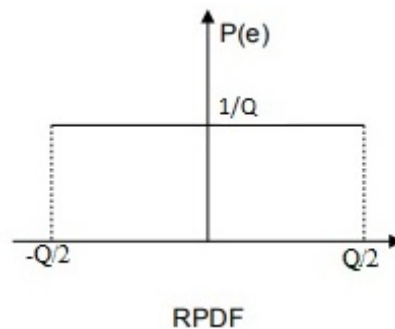
$$X_i = (aX_{i-1} + \gamma) \bmod B$$

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

όπου πρέπει $a > 0$, $\gamma < B$ ακέραιοι αριθμοί και X_0 η αρχική τιμή (seed). Αυτή η γεννήτρια παράγει ακέραιους αριθμούς στο διάστημα $0 < X_i < B - 1$. Η ομοιόμορφη κατανομή προσθέτει θόρυβο πλάτους $Q/\sqrt{12}$ rms στο θόρυβο κβάντισης του ίδιου επιπέδου. Άρα το συνολικό πλάτος θα είναι $Q/\sqrt{6}$ rms [3]. Μία άλλη προσέγγιση πάνω στο ίδιο θέμα είναι ότι η ένταση του θορύβου διπλασιάζεται και η rms τιμή της τάσης του αυξάνεται κατά 3dB σε σύγκριση με περίπτωση που δεν έχει χρησιμοποιηθεί dither. Οπότε προκύπτει ότι για (n) ψηφία μήκος δυαδικής λέξης και Q pk-pk για dither ομοιόμορφης κατανομής:

$$\text{SNR} = 6.02n - 1.24 \text{ dB}$$

Σε αντίθεση με περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται dither η γραμμικότητα διατηρείται για όλα τα επίπεδα σήματος. Για παράδειγμα για ένα δεκαεξαψήφιο ($n=16$) σύστημα το SNR θα ισούται με 95.1 dB. Αυτή η πτώση 3dB σε σχέση με την περίπτωση που δεν εφαρμόζεται το dither είναι ένα μικρό τίμημα σε σχέση με την γραμμικότητα που αποκτάται. [4]



Εικόνα (3.6) Dither ομοιόμορφης κατανομής (Rectangular PDF) [4]

3.2.2.2 Dither τριγωνικής κατανομής

Προσθέτοντας μαζί δύο ανεξάρτητες πηγές dither ομοιόμορφης κατανομής δημιουργείτε το dither τριγωνικής κατανομής αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μην υπάρχει διαμόρφωση του θορύβου δίνοντάς του γραμμικότητα με peak-to-peak πλάτος $2Q$. [4]

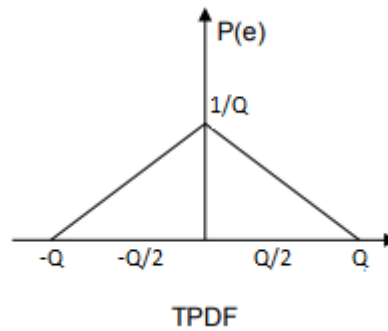
Αυτή η τεχνική προσθέτει δύο σήματα θορύβου πλάτους $Q/\sqrt{12}$ rms στο θόρυβο κβάντισης του ίδιου επιπέδου. Για να βρούμε την προκύπτουσα τάση του θορύβου είναι απαραίτητο να προστεθούν οι εντάσεις των δύο σημάτων πριν συσχετισθούν και προκύπτει ότι είναι $Q/\sqrt{4}$ rms. Βλέποντας το από μία άλλη οπτική η ένταση του θορύβου αυξήθηκε κατά 50% σε σχέση με την ένταση της ομοιόμορφης κατανομής αυξάνοντας έτσι το SNR κατά 1.76dB. Το SNR θα δίνεται από την σχέση :

$$\text{SNR} = 6.02n - 3 \text{ dB}$$

Αν ξαναπάρουμε το ίδιο δεκαεξαψήφιο σύστημα που αναφέρθηκε παραπάνω ($n=16$) το SNR θα γίνει 93.3 dB που είναι κατά 4.8dB χειρότερο σε σχέση με έναν κβαντιστή που δεν χρησιμοποιείται dither. Με αυτό το μικρό τίμημα πέρα από τέλεια γραμμικότητα επιτυγχάνουμε την σταθερή ένταση του θορύβου χωρίς να παρουσιάζει αυξομειώσεις στο επίπεδό του. Υπάρχει μία ακόμα τριγωνική κατανομή οποία παράγεται από την πρόσθεση του προηγούμενου με το επόμενο δείγμα μίας πηγής

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

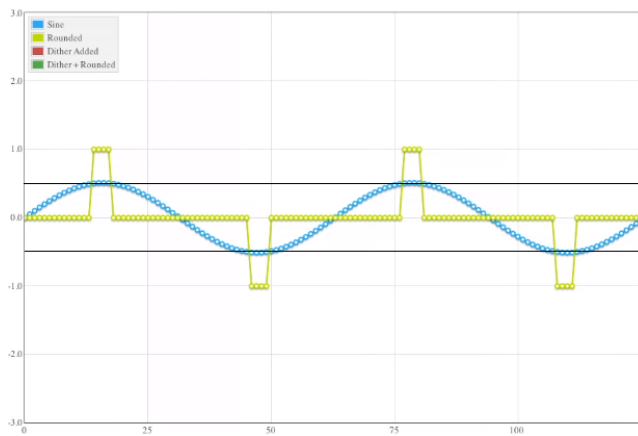
ομοιόμορφης κατανομής. Η κατανομή αυτή ονομάζεται high-pass TPDF, καθώς το φασματικό της περιεχόμενο παρουσιάζει υψηλοδιαβατά χαρακτηριστικά. [4]



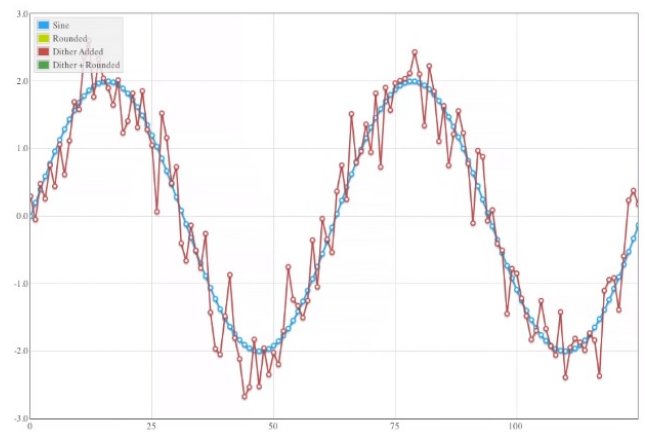
Εικόνα (3.7) Dither τριγωνικής κατανομής (Triangular PDF) [4]

Για παράδειγμα ένα αναλογικό σήμα με πολύ μικρό πλάτος όπως στην εικόνα 3.8 (α) θα κβαντιστεί μόνο το μέρος που περνά την μέση της στάθμης κβάντισης με αποτέλεσμα την αρμονική παραμόρφωση του σήματος. Αν προστεθεί στο αρχικό σήμα ένα τριγωνικής κατανομής dither όπως στην εικόνα 3.8 (β). Παρατηρούμε ότι το σήμα αν και είναι κάτω από την μέση της στάθμης κβάντισης το σήμα μπορεί να αναπαρασταθεί στατιστικά από τον θόρυβο dither εικόνα 3.8 (γ). Στην εικόνα 3.8 (δ) φαίνεται το κβαντισμένο κατώφλι του θορύβου dither. [12]

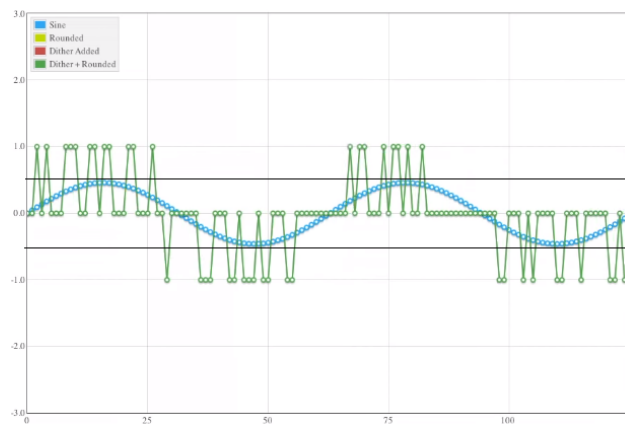
Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S



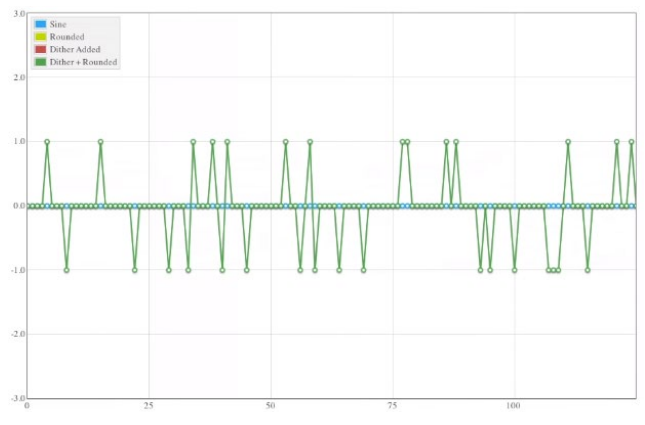
α



β



γ

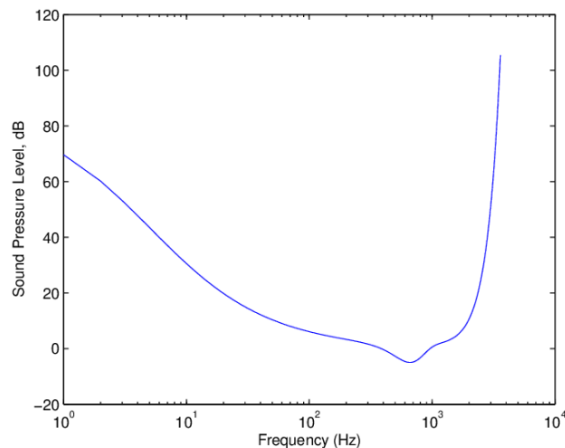


δ

Εικόνα 3.8 Με μπλε χρώμα συμβολίζεται η αναλογική κυματομορφή.
Με κίτρινο το κβαντισμένο σήμα
Με κόκκινο το triangular pdf dither
Με πράσινο το κβαντισμένο dither [12]

3.3 Τεχνικές διαμόρφωσης θορύβου

Στην προηγούμενη παράγραφο ειπώθηκε ότι ο θόρυβος dither πετυχαίνει την αποδιαμόρφωση του σφάλματος κβαντισμού από το σήμα εισόδου και την μείωση της αρμονικής παραμόρφωσης που δημιουργείται κατά την κβάντιση σημάτων με μικρό πλάτους, το μειονέκτημα ήταν ότι αυξανόταν ο θόρυβος κβαντισμού. Σε τυπικές ηχητικές εφαρμογές (π.χ. κβαντιστές 16bit με δειγματοληψία 44.1kHz) ο θόρυβος έχει χαρακτηριστικά λευκού θορύβου και η στάθμη του είναι αρκετά χαμηλή. Στην περίπτωση όμως που το σήμα είναι χαμηλής έντασης ο θόρυβος κβαντισμού καθίσταται ακουστός λόγω του ότι το επίπεδο θορύβου ξεπερνά το ελάχιστο κατώφλι ακοής. Η ακουστική ικανότητα ενός ανθρώπινου αυτιού είναι από 20hz- 20khz παρουσιάζοντας μεγαλύτερη ευαισθησία από 500hz μέχρι 5khz όπως φαίνεται και στην εικόνα 3.9 άρα ο θόρυβος κβαντισμού είναι περισσότερο ακουστός στις συχνότητες αυτές. Για αυτό τον λόγο χρησιμοποιούνται τεχνικές μορφοποίησης του θορύβου (noise-shaping). [4] [3]



Εικόνα 3.9 Διάγραμμα κατώτατης ακουστικής έντασης για το ακουστικό εύρος συχνοτήτων. [13]

Οι τεχνικές που χρησιμοποιούνται, γίνονται με τη χρήση ανατροφοδοτούμενων ψηφιακών φίλτρων που λειτουργούν ως κλάδοι ανατροφοδότησης γύρω από ένα κβαντιστή (εικόνα 3.10). Σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας, υπολογίζεται το σφάλμα $E(z)$ που προκύπτει κατά τον κβαντισμό του αρχικού σήματος εισόδου με την αφαίρεση της εξόδου $Y(z)$ από την είσοδο $V(z)$.

$$E(z) = Y(z) - V(z)$$

Στη συνέχεια, το σφάλμα $E(z)$ διέρχεται μέσα από ένα ψηφιακό φίλτρο συγκεκριμένων χαρακτηριστικών και αφαιρείται από το επόμενο δείγμα εισόδου, οπότε

$$V(z) = X(z) - H(z) * E(z)$$

Από τις δύο παραπάνω εξισώσεις προκύπτει

$$Y(z) = X(z) - H(z) * E(z) + E(z) = X(z) + [1 - H(z)] * E(z)$$

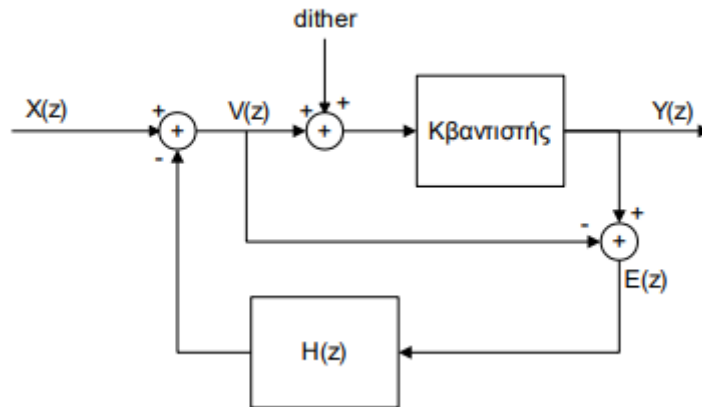
Η παραπάνω εξίσωση έχει μία συνάρτηση μεταφοράς όπου η έξοδος είναι ίση με την είσοδο συν έναν θόρυβο ο οποίος εξαρτάται από την συνάρτηση του ψηφιακού φίλτρου $H(z)$ και το σφάλμα

κβάντισης. Επιλέγοντας κατάλληλα την συνάρτηση $H(z)$ μπορούμε να διαμορφώσουμε τον θόρυβο και το επίπεδο του ώστε να μην είναι τόσο ακουστός σε καμία συχνότητα. [4]

Τα πρώτα φίλτρα που χρησιμοποιήθηκαν για την διαμόρφωση θορύβου ήταν της μορφής

$$H(z) = 1 - (1 - z^{-1})^n$$

όπου n η τάξη του φίλτρου. [4]



Εικόνα 3.10 Τυπική διάταξη κβαντιστή με χρήση Μορφοποίησης Θορύβου (Noise-Shaping). [4]

3.4 Υπερδειγματοληψία

Η υπερδειγματοληψία επιτρέπει την δυνατότητα ποιοτικών σημάτων χωρίς να χρειάζεται μεγάλη ακρίβεια στις βαθμίδες του μετατροπέα. Αυτό επιτυγχάνεται με την χρήση συχνότητας δειγματοληψίας μεγαλύτερης από την συχνότητα που όρισε ο Nyquist. Άρα εφόσον δεν χρειάζεται μεγάλη ακρίβεια στις βαθμίδες, τα υλικά και η κατασκευή αυτών των βαθμίδων γίνεται πιο φθηνή. Τα πλεονεκτήματα της υπερδειγματοληψίας έχουν καλύτερη απόδοση όταν συνδυάζονται με τεχνικές διαμόρφωσης θορύβου. [14]

Τα κύρια πλεονεκτήματα της υπερδειγματοληψίας πέρα από την χρήση φθηνών υλικών είναι:

1. Η χρήση συχνότητας δειγματοληψίας μεγαλύτερη από την συχνότητα του Nyquist επιτρέπει στο φίλτρο anti-aliasing/anti-image να έχει μία πιο ομαλή κλήση αποκοπής συχνοτήτων.
2. Η υπερδειγματοληψία μειώνει την στάθμη του θορύβου δίνοντας την δυνατότητα να ελαττωθεί η τάξη του κβαντιστή μέχρι $n = 1 \text{ bit}$
3. Με την υπερδειγματοληψία ελαττώνεται ο θόρυβος από το σφάλμα κβαντισμού και σε συνεργασία με τις τεχνικές διαμόρφωσης θορύβου επιτυγχάνονται καλύτερα αποτελέσματα.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι η υπερδειγματοληψία είναι η συχνότητα F_s πολλαπλασιασμένη κατά R φορές αυτό χρησιμοποιείται στην A/Ψ μετατροπή ως συχνότητα δειγματοληψίας και στην Ψ/A μετατροπή ως συχνότητα ροής δεδομένων. [4]

Π.χ. αν $R=2$ τότε γίνεται $2x$ Oversampling. Άρα με υπερδειγματοληψία R φορές τα δείγματα θα λαμβάνονται με μία νέα συχνότητα δειγματοληψίας $F'_s = R * F_s$.

Αν $F_s = 44.1 \text{ kHz}$ και $R=2$ τότε $F'_s = 88.2 \text{ kHz}$. Η αύξηση της συχνότητας δειγματοληψίας έχει σαν αποτέλεσμα και την αύξηση της μέγιστης συχνότητας που μπορεί να δειγματοληπτηθεί κατά R φορές. [4]

Στην εικόνα 3.11 φαίνεται ότι λόγω της υπερδειγματοληψίας μπορεί να γίνει η χρήση φίλτρων anti-aliasing με ομαλότερη κλίση αποκοπής συχνοτήτων για να μην δημιουργούν παραμορφώσεις. Η κλίση του φίλτρου δίνεται από τον τύπο

$$F_s = (1 - 2^{-\frac{SNR}{s}})f_c$$

Όπου s η κλίση αποκοπής του φίλτρου και f_c η συχνότητα αποκοπής του.

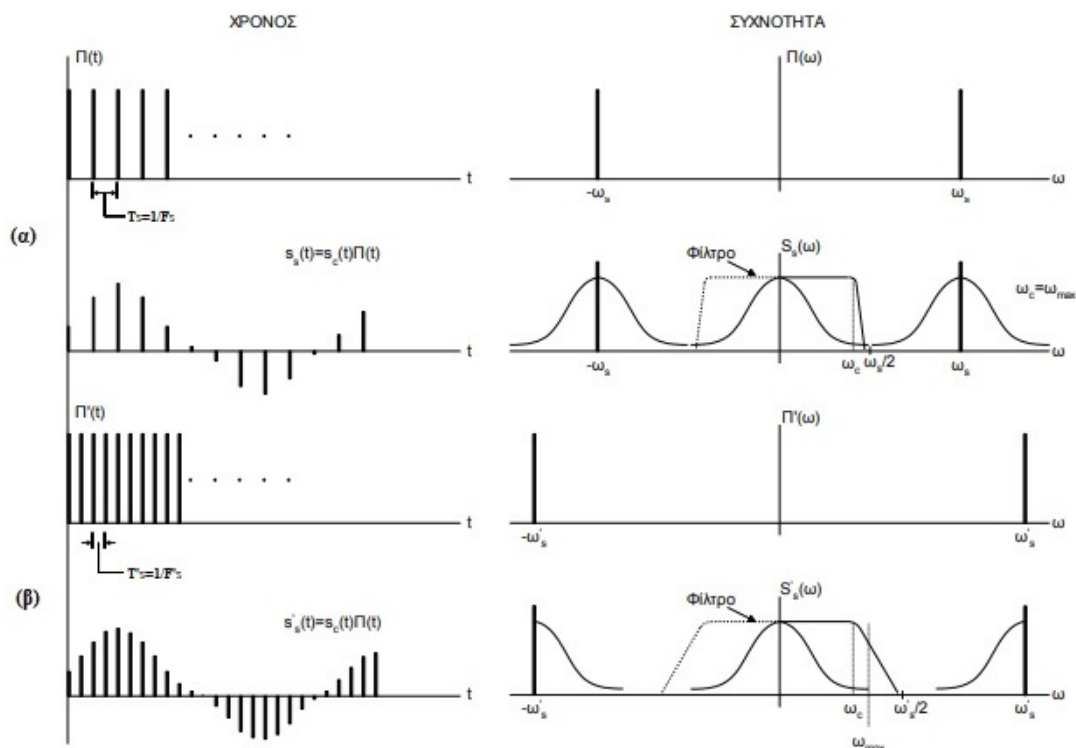
Όπως είχε αναφερθεί κατά την διάρκεια του κβαντισμού ενός δείγματος δημιουργείται το σφάλμα κβάντισης το οποίο θεωρείται ως θόρυβος κβαντισμού. Αυτός ο θόρυβος έχει χαρακτηριστικά λευκού θορύβου που σημαίνει ότι εμφανίζει και σταθερή φασματική πυκνότητα. Στο υπερδειγματοληπτούμενο σήμα κατά R φορές το φάσμα θα καλύπτει R φορές μεγαλύτερη περιοχή και άρα θα εμφανίζει και ελάττωση του πλάτους του κατά R φορές σε συγκεκριμένη συχνότητα.[4]

Π.χ. αν $R=2$, τότε: $(\bar{e}')^2 = \frac{(\bar{e})^2}{2}$

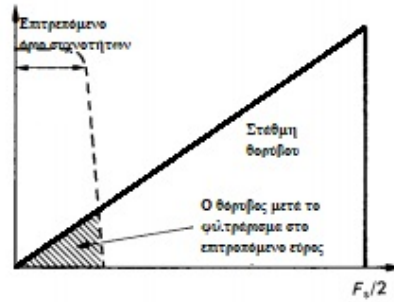
το $(\bar{e})^2$ είναι η πυκνότητα φασματικής ισχύος του σήματος αν κάνουμε αντικατάσταση στον αποκάτω τύπο θα έχουμε

$$10 \log \left(\frac{(\bar{e})^2}{(\bar{e}')^2} \right) = -3db$$

Άρα παρατηρούμε μία αύξηση κατά 3db. Αν το $R=4$ θα είχαμε αύξηση 6db άρα για κάθε διπλασιασμό του R παρατηρείται αύξηση κατά 3db περίπου. Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί ότι με συνδυασμό noise-shaping τεχνικών ελαττώνεται ακόμα περισσότερο το σφάλμα ώστε να υπάρχει το ελάχιστο δυνατό στις ακουστικές συχνότητες και να αυξάνει σε υψηλότερες (εικόνα 3.12).



Εικόνα 3.11 Στο (α) χωρίς χρήση υπερδειγματοληψίας . Στο (β) αποτέλεσμα εφαρμογής υπερδειγματοληψίας για την απομάκρυνση των ειδώλων. [4]



Εικόνα 3.12 Αύξηση της στάθμης θορύβου καθώς αυξάνεται η συχνότητα μετά από υπερδειγματοληψία και διαμόρφωση θορύβου. [3]

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω ένα ακόμα πλεονέκτημα της υπερδειγματοληψίας είναι η αύξηση της «ενεργού τάξης κβαντισμού» ενός μετατροπέα. Έχοντας έναν κβαντιστή τάξης (n) όπου πριν τον κβαντισμό εφαρμόζεται δειγματοληψία πολλαπλασιασμένη κατά R φορές.[4]

Το βήμα κβαντισμού Q για συμμετρική δυναμική πηγή εύρους $\pm S_m$ και για απλή περίπτωση δειγματοληψίας και για περίπτωση υπερδειγματοληψίας δίνεται από τις σχέσεις.

$$Q = \frac{2S_m}{2^n} \quad \text{και} \quad Q' = \frac{2S_m}{2^{n'}}$$

Και η ισχύς του σφάλματος κβαντισμού δίνεται από την σχέση

$$\sigma_e^2 = \frac{Q^2}{12} \quad \text{και} \quad \sigma_e'^2 = \frac{Q'^2}{12}$$

Για να διατηρηθεί η ποιότητα αναπαραγωγής του σήματος θα πρέπει η ισχύς του σφάλματος κβαντισμού να είναι ίδια και στις δύο περιπτώσεις δηλαδή

$$\frac{\sigma_e^2}{f_s} = \frac{\sigma_e'^2}{f_s'} \Rightarrow R = \frac{\sigma_e'^2}{\sigma_e^2}$$

Από τις τρεις προηγούμενες εξισώσεις προκύπτει ότι

$$N - N' = \Delta N = 0.5 \log_2 R$$

Από αυτήν την σχέση προκύπτει ότι ο κάθε διπλασιασμός του R αυξάνει την τάξη του κβαντιστή κατά μισό bit. [4]

Αν πριν την μετατροπή του σήματος χρησιμοποιηθεί διαφορετική κωδικοποίηση του σήματος επιτυγχάνεται καλύτερη αξιοποίηση του θεωρητικού αυτού πλεονεκτήματος. Η διαφορετική κωδικοποίηση επιτυγχάνεται με την χρήση μίας ακόμα βαθμίδας πριν την μετατροπή του σήματος. Μετατροπείς που την περιέχουν αυτήν την βαθμίδα είναι οι Σίγμα-Δέλτα-Διαμορφωτές (Σ-Δ) καθώς και μετατροπείς που βασίζονται σε κωδικοποιητές τύπου PWM, PDM κλπ. Οι (Σ-Δ) βρίσκουν την διαφορά στάθμης μεταξύ δύο διαδοχικών δειγμάτων την κωδικοποιούν και την ψηφιοποιούν. Η συγκεκριμένη διαφορά σε συνθήκες δειγματοληψίας όπου το R είναι υπερβολικά υψηλό είναι δυνατό να αναπαραχθεί με μεγάλη ακρίβεια και με κβαντισμό 1bit. Οι μετατροπείς Ψ/A που βασίζονται σε κωδικοποιητές τύπου PWM χρησιμοποιούνται για την εξομάλυνση του ψηφιοποιημένου σήματος σε παλμούς 1 bit. Προκειμένου να διορθώσουν τα πιθανά σφάλματα αυτοί οι μετατροπείς χρησιμοποιούν ειδικές τεχνικές που ονομάζονται Multi Stage Shaping (MASH). [4]

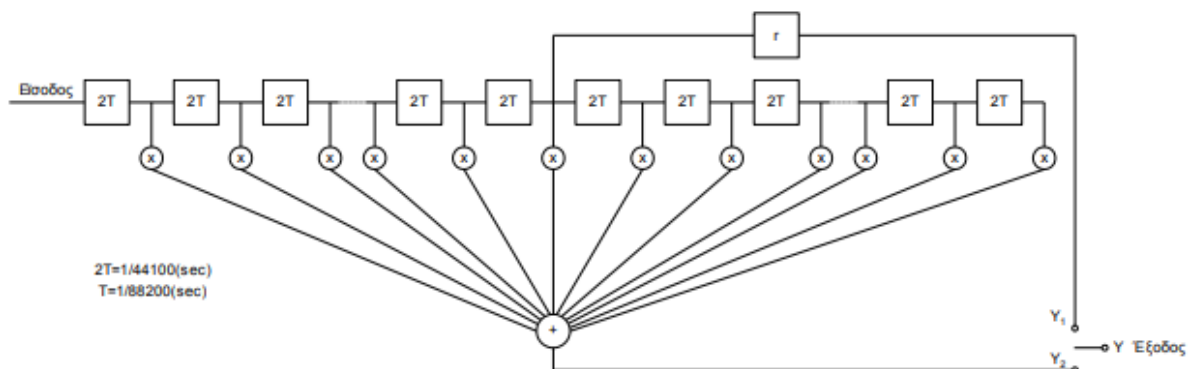
Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Η υλοποίηση τέτοιων μεθόδων μπορεί να γίνει με την χρήση κατάλληλων VLSI επεξεργαστών. Αυτή η δυνατότητα μπορεί να κάνει την υλοποίηση τέτοιων μεθόδων πολύ απλή. Αν τέτοιες μέθοδοι ήταν να υλοποιηθούν με την χρήση συμβατικών μετατροπέων θα είχαν υψηλή τάξη κβαντισμού, θα χρειαζόνταν πολύ ακριβά εξαρτήματα ειδικής κατασκευής και τέλος η ρύθμιση ενός τέτοιου συστήματος θα ήταν πολύπλοκη.[4]

Ακόμη πολλή σημαντική είναι η χρήση ψηφιακών φίλτρων στην διαδικασία της υπερδειγματοληψίας διότι προσθέτουν στην Ψ/Α αναλογική μετατροπή επιπλέον μηδενικά δείγματα μεταξύ των ήδη υπάρχοντων δειγμάτων ώστε να αυξηθεί η συχνότητα δειγματοληψίας κατά R φορές. Οι τιμές των νέων δειγμάτων ομαλοποιούνται για να προσεγγίζουν τις ενδιάμεσες τιμές των υπάρχοντων δειγμάτων ώστε να υπάρχει συνέχεια στο νέο σήμα. Τα φίλτρα αυτά είναι συνήθως γραμμικής φάσης και δεν πρέπει να εμφανίζουν παραμορφώσεις φάσης παρά ελάχιστα και είναι τάξης από 10 μέχρι 256 ακολουθώντας διαμήκη δομή. Μία ακόμη χρήση τους είναι ότι λειτουργούν ως χαμηλοδιαβατά φίλτρα ώστε να γίνεται η απόρριψη συχνοτήτων πάνω από την επιθυμητή μέγιστη συχνότητα χωρίς παραμορφώσεις φάσης και με ψηφιακό τρόπο.[4]

Υπάρχουν τέσσερα είδη φίλτρων υπερδειγματοληψίας τα Nyquist τα IIR HI τα Zero inserting και τα Zero-order-Hold. Τα Nyquist φίλτρα είναι βασισμένα στο σχεδιασμό των FIR Nyquist και χρησιμοποιούνται για την αποφυγή συχνοτικών ειδώλων . Τα IIR Hi περιλαμβάνουν ένα υπερπερατό φίλτρο IIR και λειτουργούν ως ειδικού σκοπού υπερδειγματολήπτες για την ανακατασκευή υψηλών συχνοτικών ζωνών. Τα Zero inserting εισάγουν μηδενικά δείγματα μεταξύ των υπάρχοντων δειγμάτων και για την σωστή λειτουργία του συστήματος συνδυάζονται με φίλτρα αποφυγής συχνοτικών ειδώλων. Τέλος τα Zero-order-Hold εισάγουν και αυτά μηδενικά δείγματα όπως τα Zero inserting αλλά αυτά τα μηδενικά δείγματα εξισώνονται με τις τιμές των υπάρχοντων δειγμάτων που προηγούνται. [4]

Έχοντας μία βαθμίδα επεξεργασίας ακόμα είναι δυνατή η μορφοποίηση του φάσματος θορύβου (Noise Shaping).



Εικόνα 3.12 : Block διάγραμμα ψηφιακού φίλτρου υπερδειγματοληψίας [4]

Όπως αναφέρθηκε πριν το ψηφιακό φίλτρο εισάγει μηδενικά δείγματα αυτά προκύπτουν από τον πολλαπλασιασμό των δεδομένων με τους συντελεστές του φίλτρου η οποίοι είναι είτε υπολογισμένοι είτε είναι μηδενικοί. Κάθε μονάδα έχει καθυστέρηση $T=1/F_s$. Στην έξοδο του φίλτρου υπάρχει ένας διακόπτης ο οποίος καθορίζει εάν η τιμή του κάθε δείγματος θα είναι «κανονική» ή «μηδενική». Με τον σωστό υπολογισμό των συντελεστών του φίλτρου επιτυγχάνεται η πρόσθεση επιπλέον δειγμάτων

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

και ομαλοποιούνται οι τιμές τους όπως αναφέρθηκε και πιο πριν δίνοντας στην συνάρτηση της κρουστικής του απόκρισης την μορφή $(\sin x)/x$ κάνοντας έτσι το φίλτρο γραμμικό και κατωδιαβατό στο πεδίο συχνοτήτων. Έτσι υπάρχει απόρριψη στις μεγαλύτερες συχνότητες από το ακουστικό φάσμα χωρίς παραμορφώσεις. [4]

Για παράδειγμα οι συντελεστές ενός φίλτρου έχουν ακρίβεια 12 bit τότε για είσοδο δεδομένων με 16 bit θα έχουν ακρίβεια $12+18 = 28$ bit και συχνότητα $F_s=R \cdot F_s$. Σε αυτό το σημείο η βαθμίδα noise Shaping πρέπει να κρατήσει τα κατάλληλα 16 bit από το σήμα αυτό για να ελαττωθεί η τιμή του θορύβου στο δειγματοληπτούμενο φάσμα. Για να γίνει αυτό χρειάζεται ένας βρόγχος και επιπλέον φίλτρα αυτοσυσχετίζοντας το σήμα (η μορφή φάσματος της κάθε συνάρτησης είναι εξαρτώμενη της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης που παρουσιάζει το σήμα). Μετά από αυτήν την διαδικασία εμφανίζεται στις επόμενες βαθμίδες μετατροπής ένα σήμα με 16 ή και με περισσότερα bit αυξάνοντας έτσι την απόδοση του μετατροπέα και την τάξη του έχοντας μεγαλύτερο F_s και μικρότερο σφάλμα κβαντισμού. [4]

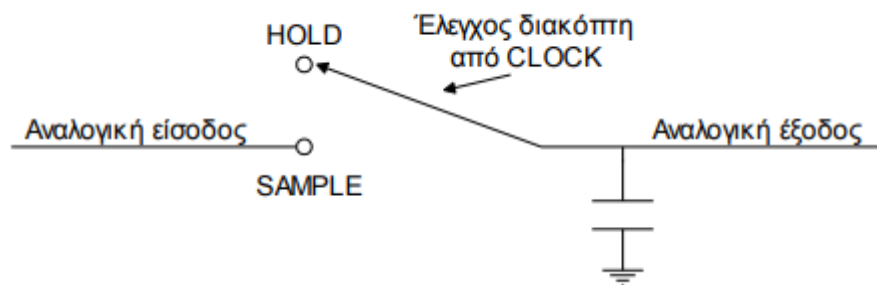
4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : (Βασική Α/Ψ μετατροπή)

Κατά κύριο λόγο ένα σύστημα Α/Ψ μετατροπής χρειάζεται ένα πεπερασμένο χρόνο προκειμένου να πάρει ένα στιγμιαίο δείγμα από την είσοδο του. Αυτό γίνεται με την χρήση της βαθμίδας sample and hold. Έπειτα η τάση του δείγματος αντιστοιχίζεται με την στάθμη κβάντισης που βρίσκεται πιο κοντά. Τέλος η στάθμη της κβάντισης μετατρέπεται σε δυαδικό αριθμό. [3]

Κατά την κβάντιση η βασική αρχή είναι η σύγκριση της άγνωστης αναλογικής τάσης είσοδο με της τάσης των σταθμών κβάντισης και όποια κβαντιζόμενη τάση βρίσκεται πιο κοντά κατά προσέγγιση στην τιμή εισόδου ορίζεται ως η τάση κβάντισης του σήματος. Αυτή η κβαντισμένη πια τιμή πρέπει να οδηγηθεί σε κάποια έξοδο είτε για αναπαραγωγή είτε για αποθήκευση και όλα αυτά πραγματοποιούνται σε ένα διάστημα μίας περιόδου δειγματοληψίας (για $F_s=44.1\text{KHz}$ αυτό ισοδυναμεί με $22.68\mu\text{s}$). [4]

4.1 Βαθμίδα sample and hold

Η βαθμίδα sample and hold χρησιμοποιείται και για Α/Ψ μετατροπή αλλά και για Ψ/Α μετατροπή. Αποτελείται από ένα πυκνωτή και από έναν διακόπτη που κλείνει στιγμιαία ανά περίοδο δειγματοληψίας (εικόνα 4.1). [4]



Εικόνα 4.1 Διάταξη Sample and Hold [4]

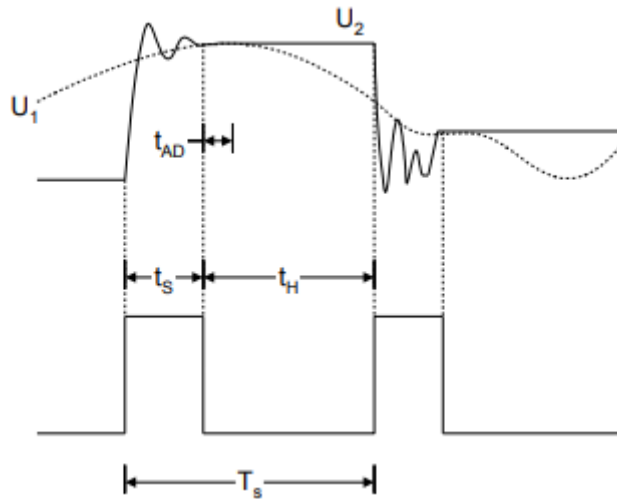
Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός υπάρχει κανονική ροή του σήματος μόλις ο διακόπτης ανοίξει ο πυκνωτής κρατά την τελευταία τιμή της τάσης που υπήρχε την στιγμή που άνοιξε ο διακόπτης. Ο διακόπτης ανοιγοκλείνει με βάση τις εντολές που παίρνει από ένα ρολόι συγχρονισμού (clock). Αυτός ο διακόπτης από όταν πάρει σήμα πρέπει να αντιδράσει σε χρόνο κάτω του 1ns αν βρίσκεται σε ένα ηχητικό σύστημα. Αυτή η διαφορά χρόνου μεταξύ τους σήματος και της αντίδρασης του διακόπτη θεωρείται σφάλμα χρονισμού (jitter) και προκαλεί παραμόρφωση του σήματος. Όσο μεγαλύτερη η διαφορά άλλο τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η παραμόρφωση. [4]

Ακόμη ο πυκνωτής δεν πρέπει να αποφορτίζεται κάτω από $Q/2$ σε κάθε δείγμα που κρατά γιατί αλλιώς θα αλλάξει η στάθμη κβάντισης του δείγματος. Ο πυκνωτής πρέπει να κρατάει σταθερή την τιμή της τάσης του για όσο χρόνο κρατά η περίοδος της δειγματοληψίας όπου για $f_s=44.1\text{kHz}$ αυτό είναι $22.7\mu\text{s}$ περίπου. [4]

Για παράδειγμα, ένας μετατροπέας 16 bit, με μέγιστο πλάτος μετατροπής $\pm 10\text{V}$, θα πρέπει να κρατάει την τιμή της τάσης του σήματος σταθερή κατά $1.5 \cdot 10^{-4}\text{V}$ για $T=22.7\mu\text{s}$. Στην πράξη, μία τέτοια υλοποίηση του sample and hold θα επέβαλε μία πτώση στην απόκριση συχνότητας του συστήματος μετατροπής της τάξης των -3dB στα 20kHz (για λειτουργία στα 44.1kHz), λόγω της μορφής απόκρισης τύπου $\sin x/x$ της διακοπτικής συνάρτησης sample and hold. Σε πραγματικά συστήματα που λειτουργούν με χρήση υπερδειγματοληψίας, ο χρόνος συγκράτησης της τάσης στη βαθμίδα sample and hold μειώνεται και έτσι αποφεύγεται αυτή η απώλεια. [4]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Η εικόνα 4.2 δείχνει μία τυπική μορφή διαγράμματος της βαθμίδας sample and hold όπου το t_s (sampling time) είναι ο χρόνος δειγματοληψίας και το t_H (hold-time) είναι ο χρόνος συγκράτησης της τελευταίας τιμής της τάσης του σήματος. Το t_{AD} (aperture delay) είναι ο χρόνος που χρειάζεται για να σταθεροποιηθεί η τάση στον πυκνωτή από την στιγμή που άνοιξε ο διακόπτης αυτός ο χρόνος διαφέρει από δείγμα σε δείγμα η μεταβολή αυτή της παραμέτρου συμβολίζεται t_{ADJ} (aperture jitter).[4]



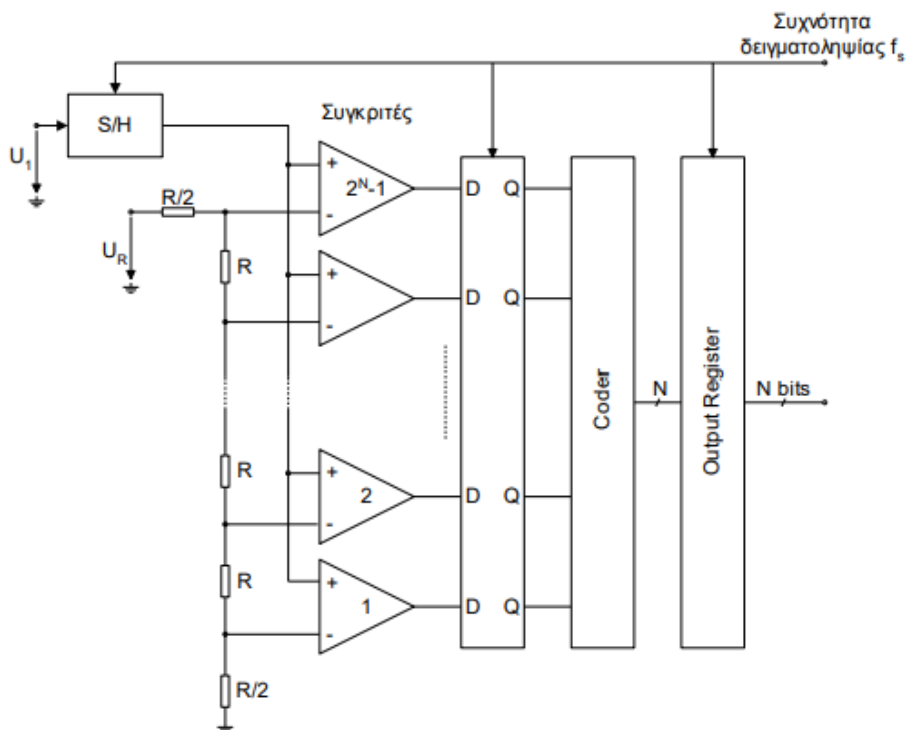
Εικόνα 4.2 Τυπική μορφή διαγράμματος εισόδου-εξόδου διάταξης Sample and Hold . Όπου U_1 είναι η τάση εισόδου και U_2 η τάση εξόδου. [4]

4.2 Κατηγορίες Α/Ψ μετατροπών

4.2.1 Παράλληλος Α/Ψ μετατροπέας

Ο παράλληλος μετατροπέας (flash η parallel convertor) χρησιμοποιεί μία τεχνολογία που συγκρίνει την τάση στην έξοδο της βαθμίδας sample and hold με μία τάση αναφοράς U_R χρησιμοποιώντας $2^n - 1$ συγκριτές. Οι εξόδοι των συγκριτών με το ρυθμό της δειγματοληψίας τροφοδοτούν έναν καταχωρητή (register) με $2^n - 1$ bit και τα σήματα των εξόδων κωδικοποιούνται σε μία λέξη μήκους n bit. Αυτή η λέξη μετά με τον ρυθμό της δειγματοληψίας θα καταλήξει σε ένα καταχωρητή εξόδου (εικόνα 6.3).[4]

Οι παράλληλοι μετατροπέες θεωρούνται από τους πιο γρήγορους τύπους μετατροπών για Α/Ψ διότι η συχνότητα δειγματοληψίας που είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί μπορεί να πάρει μία τιμή από 1MHz μέχρι τα 500MHz και έχει ευκρίνεια μέχρι 10 bits. Λόγω όμως του μεγάλου πλήθους συγκριτών που απαιτούνται για την υλοποίηση τους δεν μπορούν να έχουν μεγάλη ευκρίνεια κβαντισμού διότι θα ανέβαινε πολύ το κόστος.[4]

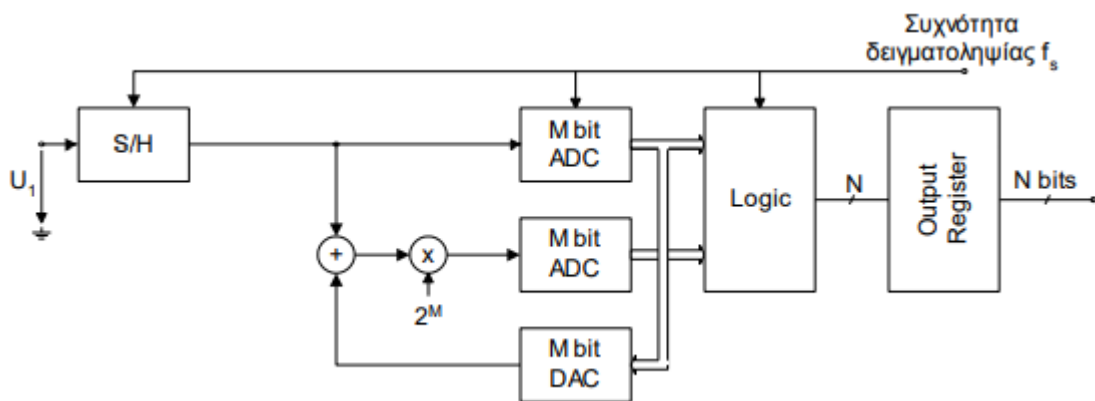


Εικόνα 4.3 Τυπική υλοποίηση παράλληλου (flash) Α/Ψ μετατροπέα [4]

4.2.2 Half-flash A/Ψ μετατροπείς

Ένα Half-flash μετατροπέας αποτελείται από δύο M-bit παράλληλους (flash) μετατροπείς οι οποίοι κάνουν A/Ψ σήματος και έναν τρίτο M-bit μετατροπέα που κάνει Ψ/A μετατροπή του σήματος. Ο πρώτος A/Ψ μετατροπέας ψηφιοποιεί την τάση στην έξοδο της βαθμίδας sample and hold δίνοντάς μας τα πρώτα σημαντικά ψηφία της λέξης. Αυτή η κωδική λέξη μετά περνάει από τον Ψ/A για να γίνει τάση. Αυτή η τάση με την σειρά της θα αφαιρεθεί από την τάση της βαθμίδας sample and hold και η διαφορά τους θα ψηφιοποιηθεί από τον δεύτερο A/Ψ μετατροπέα δίνοντάς μας τα επόμενα λιγότερο σημαντικά ψηφία της λέξης. Αυτή η περιγραφή φαίνεται και στο διάγραμμα της εικόνας 4.4. [4]

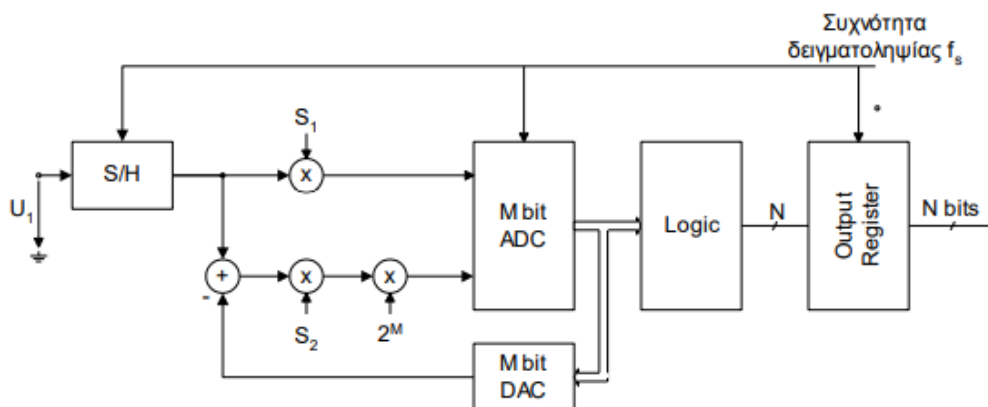
Για παράδειγμα έχουμε έναν 8 bit Half-flash μετατροπέα αυτό σημαίνει ότι M=4. Άρα ο πρώτος A/Ψ μετατροπέας θα δίνει 4 MSBs και δεύτερος 4 LSBs. Αυτά αποθηκεύονται σε έναν καταχωρητή δίνοντας μας μία 8bit λέξη. Άρα ο αριθμός των συγκριτών στο κύκλωμα δίνεται από την σχέση $2 * (2^M - 1)$. Όπου στο παράδειγμα αυτό θα υπάρχουν 30 συγκριτές. Ένας flash 8 bit θα είχε 255 συγκριτές. Με αυτή την έξυπνη σχεδίαση επιτυγχάνεται η μείωση των συγκριτών χωρίς όμως να μειώνεται η ακρίβεια. [4]



Εικόνα 4.4 Τοπολογία Half-flash A/Ψ μετατροπέα [4]

4.2.3 Sub-ranging A/Ψ μετατροπείς

Οι sub-ranging μετατροπείς χρησιμοποιούν έναν παράλληλο μετατροπέα M bit A/Ψ και έναν M bit Ψ/A μετατροπέα και δύο διακόπτες S_1 και S_2 που παίρνουν τις τιμές 0 και 1. Η λειτουργία είναι παρόμοια με αυτή των half-flash converter. Αρχικά η τάση εξόδου της βαθμίδας sample and hold



Εικόνα 4.5 Block διάγραμμα sub-ranging A/Ψ μετατροπέα [4]

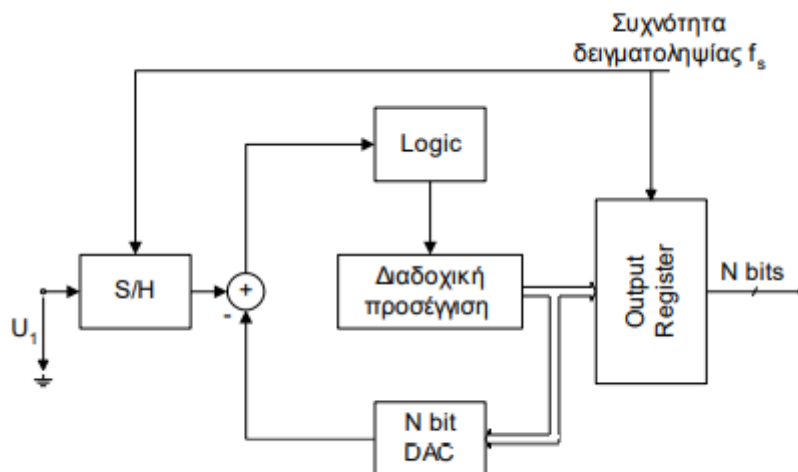
Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

τροφοδοτεί έναν Α/Ψ μετατροπέα και στην συνέχεια η διαφορά της τάσης της βαθμίδας sample and hold με το ψηφιοποιημένο σήμα που έχει γίνει αναλογικό, ενισχύεται κατά 2^M και καταλήγει στον ίδιο Α/Ψ μετατροπέα (εικόνα 4.5). Οι συχνότητες λειτουργίας τους κυμαίνονται από 100KHz έως 40MHz έχοντας ακρίβεια μέχρι 16 bit. [4]

4.2.4 Μετατροπείς διαδοχικής προσέγγισης

Οι μετατροπείς διαδοχικής προσέγγισης (successive approximation A/D converters) αποτελούνται από έναν συγκριτή και έναν Ψ/Α μετατροπέα. Η αναλογική τάση εισόδου μετατρέπεται σε ψηφιακή κωδική λέξη μέσω μιας διαδικασίας η οποία επαναλαμβάνεται n φορές όπου ελέγχεται από την λογική μονάδα (logic). Στην αρχή η τάση εισόδου διέρχεται από έναν συγκριτή, εάν η έξοδος του συγκριτή είναι θετική τροφοδοτεί με $+0.5V_R$ τον Ψ/Α μετατροπέα και ελέγχει αν η τάση εξόδου του συγκριτή είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη του $+0.5V_R$. Στην συνέχεια στην είσοδο του Ψ/Α αν η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη θα προστεθεί το μισό της προηγούμενης τάσης δηλαδή η τάση στον Ψ/Α μετατροπέα θα γίνει $0.5V_R+0.25V_R$ ενώ αν είναι μικρότερη αντί για πρόσθεση θα γίνει αφαίρεση. Το V_R είναι η τάση αναφοράς όπου εισούται με την μέγιστη τάση που μπορεί να ψηφιοποιήσει ο μετατροπέας. Όλη αυτή η διαδικασία γίνεται n φορές για να δημιουργηθεί η n-bit ψηφιακή λέξη. [4]

Ο συγκεκριμένος τύπος μετατροπέων μπορεί να πετύχει ακρίβεια 12 bit με ρυθμούς δειγματοληψίας μέχρι και 1MHz. Τέτοιοι μετατροπείς με σχεδίαση για μεγαλύτερη ακρίβεια θα έχουν χαμηλότερους ρυθμούς δειγματοληψίας.[4]



Εικόνα 4.6: Block διάγραμμα Α/Ψ μετατροπέα διαδοχικής προσέγγισης [4]

4.2.5 Μετατροπείς «Σίγμα-Δέλτα»

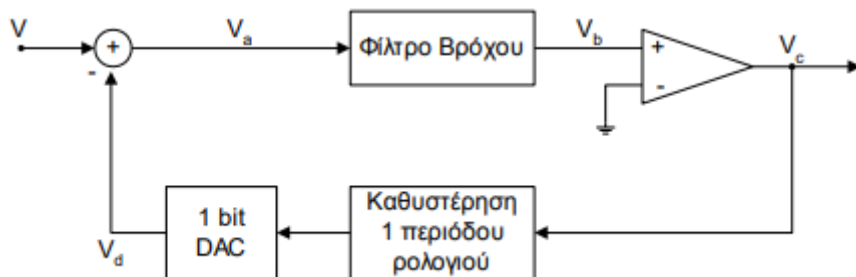
Οι μετατροπείς τύπου Σίγμα-Δέλτα κάνουν ψηφιοποίηση με πολύ χαμηλή ευκρίνεια κβαντισμού συνήθως 1bit. Προκειμένου να αυξηθεί η απόδοση του μετατροπέα γίνεται χρήση δειγματοληψίας πολύ υψηλού ρυθμού συνήθως κάποια MHz. Άρα γίνεται χρήση υπερδειγματοληψίας προκειμένου η ευκρίνειά του να φτάνει αυτή ενός μετατροπέα 16bit. [4]

Αυτοί οι μετατροπείς αποτελούνται από ένα συγκριτή (Zero Comparator) ο οποίος λειτουργεί ως 1-bit Α/Ψ κβαντιστής, έναν 1-bit Ψ/Α μετατροπέα σε συνδυασμό με μία μονάδα καθυστέρησης μίας περιόδου ρολογιού συγχρονισμού και ένα φίλτρο βρόχου (loop filter) (εικόνα 4.7). Στην αρχή κάθε περιόδου του ρολογιού παράγεται η τάση V_a η οποία προκύπτει από την αφαίρεση της τάσης εξόδου

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

V_d του 1-bit Ψ/Α μετατροπέα από την τάση εισόδου V ($V_a - V_d = V$). Έπειτα η τάση V_a εφαρμόζεται στην είσοδο ενός φίλτρου βρόχου. Το φίλτρο βρόχου λειτουργεί ως ολοκληρωτής του σήματος στην είσοδό του, δηλαδή προσθέτει την τάση εισόδου του, που αντιστοιχεί στην τωρινή περίοδο του ρολογιού με την τιμή της τάσης εξόδου του στην προηγούμενη περίοδο του ρολογιού παράγοντας μία τάση V_b . Η τάση V_b τροφοδοτεί την είσοδο ενός συγκριτή. Αν η τάση V_b είναι μεγαλύτερη από την τάση στο άλλο άκρο του συγκριτή παράγεται μία τάση V_c στην έξοδο που αντιστοιχεί στο λογικό 1 αν η τάση V_b είναι μικρότερη τότε η V_c θα έχει τάση που αντιστοιχεί στο λογικό 0. Η τάση που συγκρίνεται η V_b είναι τα 0V. Έπειτα η V_c τροφοδοτεί τον 1-bit Ψ/Α μετατροπέα που θα υπολογίσει την V_d στην επόμενη περίοδο του ρολογιού. Η τάση στην έξοδο του Ψ/Α μετατροπέα θα αποτελείται από μία 1-bit παλμοσειρά θετικού πλάτους πλήρους κλίμακας για λογικό 1 και για λογικό 0 θα είναι αρνητικό πλάτος πλήρους κλίμακας. [4]

Ο 1-bit Α/Ψ μετατροπέας παράγει πολύ υψηλό θόρυβο κβαντισμού. Λόγω αυτού το φίλτρο βρόχου λειτουργεί ουσιαστικά για την φασματική διαμόρφωση του θορύβου μειώνοντάς τον στις ακουστικές συχνότητες με τίμημα την αύξησή του στις πιο υψηλές συχνότητες. Τα φίλτρα βρόχου υλοποιούνται συνήθως με την χρήση ψηφιακών recursive high-pass φίλτρων. Πολλές φορές αυτού του τύπου οι διαμορφωτές έχουν μία βαθμίδα sample and hold που λειτουργεί σε υψηλότερους ρυθμούς από ότι σε άλλους τύπους μετατροπών προκειμένου να παρέχει το απαραίτητο εύρος συχνοτήτων για να κάνει δυνατή την φασματική διαμόρφωση του θορύβου στο φίλτρο βρόχου.



Εικόνα 4.7 «Σίγμα-Δέλτα» Α/Ψ μετατροπέας πρώτης τάξης [4]

Ένας διαμορφωτής Σ/Δ ως σύστημα διακριτού χρόνου μπορεί να μοντελοποιηθεί ως :

$$Y(z) = X(z)S(z) + E(z)N(z)$$

Όπου $X(z)$ είναι το σήμα εισόδου, $H(z)$ η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου βρόχου, $E(z)$ ο θόρυβος κβαντισμού και $Y(z)$ η έξοδος ενός Σ/Δ διαμορφωτή.

Το φίλτρο βρόχου έχει συνάρτηση μεταφοράς $N(z)$:

$$N(z) = \frac{1}{1 + H(z)}$$

και το $S(z)$ έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$S(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)}$$

Ένας διαμορφωτής Σ/Δ πρώτης τάξης δεν μπορεί να ξεπεράσει τα 12bit ακρίβειας. Αν αυξήσουμε την τάξη του διαμορφωτή θα αυξηθεί και η ακρίβεια του. Αυτό γίνεται με την χρήση διαδοχικών βρόχων Σ/Δ διαμορφωτών και υπερδειγματοληψίας. Όσο αυξάνουμε τάξη δυστυχώς οι μετατροπείς αυτοί χάνουν την ευστάθειά τους. [4]

Ένα παράδειγμα για την λειτουργία του Σ/Δ μετατροπέα της εικόνας 4.7 φαίνεται στον παρακάτω πίνακα της εικόνας 4.8. Όπου τροφοδοτείται ένας μετατροπέας με σταθερή τάση εισόδου 0.6V θεωρώντας ότι η δυναμική περιοχή του συστήματος είναι $\pm 1V$ και όλες τις αρχικές τιμές ίσες με μηδέν.[4]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Περίοδοι Ρολογιού	V _d	V _a	V _b	V _c
0	0	0.6	0.6	1
1	1	-0.4	0.2	1
2	1	-0.4	-0.2	0
3	-1	1.6	1.4	1
4	1	-0.4	1.0	1
5	1	-0.4	0.6	1
6	1	-0.4	0.2	1
7	1	-0.4	-0.2	0
8	-1	1.6	1.4	1
9	1	-0.4	1.0	1
10	1	-0.4	1.0	1
11	1	-0.4	0.2	1
12	1	-0.4	-0.2	0
13	-1	1.6	1.4	1
14	1	-0.4	1.0	1
15	1	-0.4	0.6	1

Εικόνα 4.8: Παράδειγμα λειτουργίας Α/Ψ «Σίγμα-Δέλτα» μετατροπέα [4]

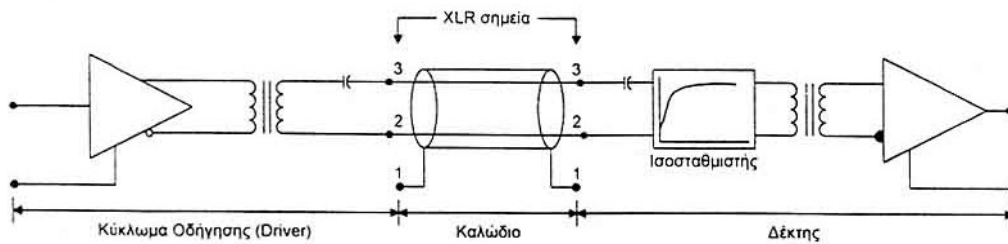
5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗ ΓΙΑ ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΗΧΗΤΙΚΩΝ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ

Όπως έχει αναφερθεί ο ψηφιακός ήχος είναι μία σειρά από ψηφιακά δείγματα. Τα οποία έχουν προκύψει από την ψηφιοποίηση ενός αναλογικού σήματος. Το ψηφιακό σήμα υπόκειται σε ψηφιακή επεξεργασία μέσω διαφόρων βαθμίδων από διάφορες συσκευές. Οι ψηφιακές αυτές συσκευές πραγματοποιούν επεξεργασία σε <<πραγματικό χρόνο >> με την χρήση κατάλληλου υλικού και λογισμικού, ώστε αυτός που επεξεργάζεται το σήμα να μπορεί μέσα από monitor να βλέπει και να ακούει χωρίς καθυστέρηση ή διακοπές το επεξεργασμένο ψηφιακό σήμα. Τέτοιου είδους συσκευές ελέγχονται από υπολογιστή ο οποίος με την χρήση κατάλληλων προγραμμάτων οδήγησης μπορεί να προγραμματίσει τις διάφορες ρυθμίσεις και λειτουργίες τους. Ο υπολογιστής έχει τον ρόλο του ελεγκτή λόγω των μεγάλων ταχυτήτων επεξεργασίας που φτάνει , έτσι ώστε ένα πλήρες ψηφιακό studio να βασίζεται μόνο σε έναν υπολογιστή εξοπλισμένο με τα κατάλληλα συστήματα όπως κάρτες ήχου. Προκειμένου όμως να γίνει η επικοινωνία για μεταφορά ψηφιακών ηχητικών δεδομένων χρειάζονται εξειδικευμένα διασυνδεδετικά συστήματα (digital audio interfaces) τα οποία ανάλογα την συνδεσμολογία τους χρησιμοποιούν και τα ανάλογα πρωτόκολλα. Αυτά έχουν σαν πλεονέκτημα την ακριβή και χωρίς παραμορφώσεις μεταφορά των ψηφιακών σημάτων κάτι που δεν θα γινόταν αν η μεταφορά βασιζόταν σε μετατροπείς Α/Ψ ή Ψ/Α. Τα πιο συνηθισμένα πρωτόκολλα είναι το AES/EBU και το S/PDIF αλλά έχουν αρχίσει να χρησιμοποιούνται και τα πρωτόκολλα USB το οποίο δεν είναι εξειδικευμένο για μεταφορά ήχου και το I2S.

5.1 Πρωτόκολλο AES/EBU

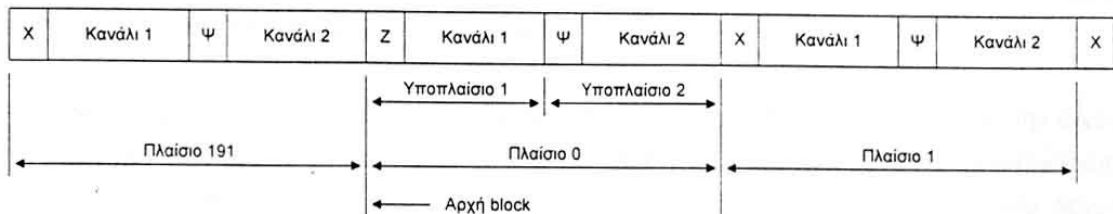
Το πρωτόκολλο αυτό καθορίστηκε από δύο οργανισμούς την Audio Engineering Society (AES) και την European Broadcasting Union (EBU). Το οποίο χρησιμοποιείται για την ψηφιακή μετάδοση δικάναλων ηχητικών δεδομένων (stereo). Μέσω αυτού του πρωτοκόλλου επιτρέπεται η μετάδοση 2 καναλιών ήχου καθώς και βοηθητικά δεδομένα μέσω ενός καλωδίου συζευγμένων αγωγών. [4]

Τα δεδομένα των 2 σειριακών καναλιών είναι πολυπλεγμένα . Το κάθε σειριακό κανάλι πρέπει να αυτοχρονιστεί (self-clocking) και να αυτοσυγχρονιστεί (self-synchronizing). Αυτό σημαίνει ότι τα δεδομένα πρέπει να έχουν αρκετή πληροφορία για τα δείγματα του σήματος καθώς και για τον χρονισμό και συγχρονισμό τους ώστε να υπάρχουν όρια για το πότε αλλάζει το bit της λέξης ή ίδια η λέξη. Με αυτό τον τρόπο μπορεί να υποστηρίξει οποιαδήποτε συχνότητα δειγματοληψίας αλλά όσο μεγαλύτερη συχνότητα δειγματοληψίας τόσο μικρότερο θα είναι και το μήκος του καλωδίου για την μεταφορά των δεδομένων. Προκειμένου να γίνει μεταφορά δεδομένων σε μεγαλύτερη απόσταση χρειάζονται ειδικοί αντισταθμιστές αυξάνοντας το κόστος τους. Λόγω όμως του ότι χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο σε επαγγελματικές εφαρμογές συνήθως δεν χρειάζονται καλώδια για μεγάλες αποστάσεις. Τα καλώδια που χρησιμοποιούνται είναι τύπου XLR με 3 ακροδέκτες τα οποία μεταφέρουν τα δεδομένα από μία συσκευή (πομπός) σε μία άλλη (δέκτης) όπως φαίνεται στην εικόνα (5.1). Να σημειωθεί ότι και οι συσκευές εκπομπής και λήψης διαθέτουν κατάλληλα κυκλώματα κωδικοποίησης/αποκωδικοποίησης . [4]



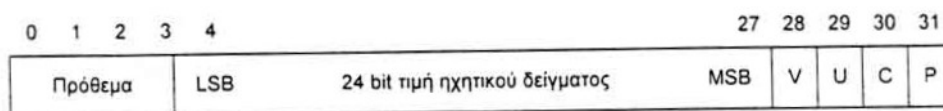
Εικόνα 5.1: Υλοποίηση πρωτοκόλλου AES/EBU [4]

Σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας στέλνεται από τον πομπό στον δέκτη ένα πλαίσιο (frame) το οποίο αποτελείται από δύο υποπλαίσια. Το κάθε υποπλαίσιο αποτελείται από διαδοχικά δείγματα ενός καναλιού το κάθε υποπλαίσιο έχει ένα πρόθεμα που ορίζει το κανάλι των διαδοχικών δειγμάτων, X αν το κανάλι είναι το 1 και Ψ αν το κανάλι είναι το 2 τα οποία αλλάζουν διαδοχικά. Άρα σε κάθε πλαίσιο υπάρχουν πληροφορίες και για τα 2 κανάλια. 192 πλαίσια μας κάνουν ένα τμήμα (block) και ξεκινάει με το πρόθεμα Z όπως φαίνεται και στην εικόνα (5.2).



Εικόνα 5.2: Δομή δεδομένων πρωτοκόλλου AES/EBU.[4]

Το κάθε υποπλαίσιο περιέχει μία λέξη μήκους 32 bit εκ των οποίων τα 4 πρώτα ορίζουν το πρόθεμα (X ή Ψ). Τα επόμενα 24 bit περιέχουν την πληροφορία ενός ηχητικού δείγματος ξεκινώντας από το λιγότερο σημαντικό ψηφίο του δείγματος (4^ο bit) μέχρι το πιο σημαντικό (27^ο bit). Τα υπόλοιπα 4 bit διατίθενται για την εγκυρότητα (V), κατάσταση χρήστη (U), κατάσταση καναλιού η οποία συλλέγεται από 192 συνεχόμενα πλαίσια τα οποία δημιουργούν 24 byte δεδομένων κανάλι. Το τελευταίο bit της λέξης είναι για ισοτιμία (P).



Εικόνα 5.3: Δομή υποπλαισίου πρωτοκόλλου AES/EBU.[4]

Για την μετάδοση των δεδομένων χρησιμοποιείται κωδικοποίηση NRZ. Αυτή η μορφή κωδικοποίησης έχει σαν αποτέλεσμα η τάση του σήματος μεταξύ των διαδοχικών bit να μην μηδενίζει. Όταν η τάση είναι υψηλή έχουμε το ψηφιακό 1 και όταν η τάση είναι χαμηλή έχουμε το ψηφιακό 0 [15]. Αυτή η μορφή κωδικοποίησης έχει σαν αποτέλεσμα να μην παρέχει πληροφορία για την πολικότητα του σήματος οπότε χρειάζεται και μία κωδικοποίηση για την πολικότητα του σήματος αυτή συνήθως είναι η BPM. Τα δεδομένα μεταδίδονται με διαφασικό τρόπο δηλαδή μεταδίδονται με συχνότητα διπλάσια της συχνότητας ροής των δεδομένων. Η συσκευή λήψης κάνοντας αποκωδικοποίηση αυτών των δεδομένων και συγκρίνοντας τις τιμές των προθεμάτων κάνει ανάκτηση του σήματος του ρολογιού. [4]

Αυτή η μέθοδος αυξάνει την αξιοπιστία του καναλιού σε θόρυβο, παρεμβολές και η ανάκτηση του σήματος ρολογιού γίνεται άμεσα από κάθε δείγμα. Υπάρχει το μειονέκτημα ότι μικραίνει το εύρος του καναλιού, κάνοντας την ροή των δεδομένων μετά από προσθήκη των προθεμάτων και της βοηθητικής πληροφορίας:

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S
(64*F_S)Mb/s

Το 64 είναι το μήκος σε bits του κάθε πλαισίου.

Π.χ. F_S=48KHz θα έχουμε ροή δεδομένων με βάση των προηγούμενο τύπο ίση με 3.072Mb/s.

Τα δεδομένα του κάθε καναλιού έχουν μήκος 24 byte. Μέσα σε αυτή την πληροφορία περιέχονται πληροφορίες για την εγγραφή του σήματος για την συχνότητα δειγματοληψίας του , για τη χρήση των δεδομένων (οικιακή ή επαγγελματική), το είδος της κωδικοποίησης των καναλιών αν είναι μονοφασικό ή στερεοφωνικό καθώς και η ευκρίνεια κβαντισμού του δείγματος κ.α.. Στην εικόνα (5.4) φαίνεται η δομή των δεδομένων του καναλιού καθώς και τι είδους πληροφορία διαθέτει το κάθε bit.[4]

byte	Περιγραφή περιεχομένου
0	Τύπος εφαρμογής, προ-έμφαση, συχνότητα δειγματοληψίας
1	Είδος καναλιού
2	Μήκος δείγματος
3	Διάνυσμα για byte 1
4	Bit αναφοράς
5	Δεσμευμένο
6-9	Κώδικας ASCII (7-bit) για την συσκευή εκπομπής
10-13	Κώδικας ASCII (7-bit) για την συσκευή λήψης
14-17	Κώδικας τοπικής διεύθυνσης (32-bit διαδικός κώδικας)
18-21	Κώδικας χρόνου (32-bit διαδικός κώδικας)
22	Δείκτες
23	Κώδικας ελέγχου λαθών CRC

Εικόνα 5.4: Δομή δεδομένων καναλιού του πρωτοκόλλου AES/EBU.[4]

Πιο συγκεκριμένα στην εικόνα 5.5 φαίνεται η πληροφορία για τα πρώτα τρία byte

	bit							
	0	1	2	3	4	5	6	7
Byte 0	Επαγγ./ Οικιακή 0=οικ. 1=επαγ. (1=AES/ EBU)	Δεδομ./ Ηχος 0 =ήχος 1 = δεδ.	Προ-έμφαση 000=άγνωστη 100=όχι προ-έμφ. 110=50/15 μs προ-εμφ. 111=CCITT J.17			Κλειδ. Συχν. Δειγματ. 0=κλειδ. 1 = όχι	Συχνότητα δειγματοληψίας 00 = άγνωστη 01 = 48 kHz 10 = 44.1 kHz 11 = 32 kHz	
Byte 1	Είδος καναλιού 0000 = άγνωστο 0001 = 2 κανάλια 0010 = 1 κανάλι (μονοφωνικό) 0011 = πρωτεύον / δευτερεύον κανάλι 0100 = στερεοφωνικό 0101 = δεν χρησιμοποιείται 0110 = δεν χρησιμοποιείται 1111 = διάνυσμα του byte 3				Δεν χρησιμοποιείται			
Byte 2	Μήκος δείγματος 000 = μέγιστο 20bit 001 = μέγιστο 24bit 010 = μέγιστο 20bit (συντ.) 011 = δεν χρησιμοποιείται			Κωδικοποιημένο μήκος 000 = default default 001 = 23bit 19bit 010 = 22bit 18bit 011 = 21bit 17bit 100 = 20bit 16bit 101 = 24bit 20bit		0		

Εικόνα 5.5: Πληροφορία για τα 3 πρώτα byte των δεδομένων καναλιού του πρωτοκόλλου AES/EBU. [4]

Το καλώδιο για την μεταφορά δεδομένων είναι μονωμένο με διπλό καλώδιο έχοντας στις άκρες του ακροδέκτες XLR όπως στην εικόνα 5.1. Έτσι πετυχαίνει ισορροπημένη συμμετρική ηλεκτρική διασύνδεση εισόδου/εξόδου ικανοποιώντας της ηλεκτρικές προδιαγραφές του πίνακα της εικόνας 5.6.

Παράμετρος	Τιμή
Αντίσταση εισόδου / εξόδου (0.1 – 6 MHz)	110 Ω
Πλάτος σήματος	2 –7 V (έξοδος), 200 mV (είσοδος, κατ'ελάχιστο)
Σφάλμα χρονισμού (jitter)	20 ns (μέγιστο)

Εικόνα 5.6: Ηλεκτρικές προδιαγραφές του πρωτοκόλλου AES/EBU.[4]

5.2 Πρωτόκολλο S/PDIF

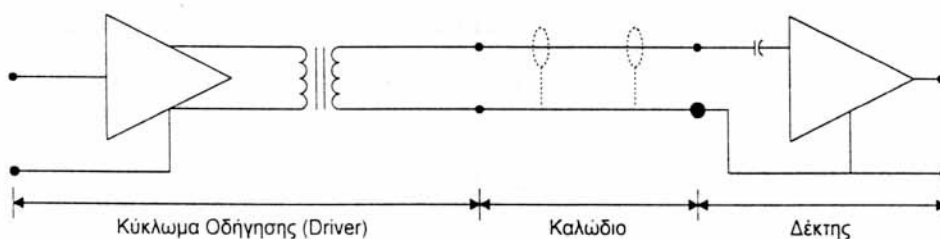
Το πρωτόκολλο δημιουργήθηκε από την συνεργασία των εταιριών SONY και PHILIPS (SONY/PHILIPS digital InterFace –S/PDIF) και χρησιμοποιείται για την μεταφορά ψηφιακού ήχου μεταξύ οικιακών ψηφιακών ηχοσυστημάτων. Έχει βασιστεί στο πρωτόκολλο AES/EBU (AES3). Το καλώδιο για την διασύνδεση είναι ομοαξονικό τύπου RCA μη ισορροπημένο, ακόμη η διασύνδεση μπορεί να γίνει και με οπτική ίνα. Η διασύνδεση των δύο πρωτοκόλλων παρόλο που είναι όμοια στην κωδικοποίηση δεδομένων είναι επισφαλής και αναξιόπιστη λόγω της ηλεκτρικής ασυμβατότητας που προκύπτει επειδή το ένα είναι ισορροπημένο ενώ το άλλο δεν είναι. Ακόμη τα 2 πρωτόκολλα έχουν κάποιες διαφοροποιήσεις στα δομή των δεδομένων τους στην εικόνα 5.7 φαίνεται η δομή δεδομένων του S/PDIF. [4]

byte	Περιγραφή περιεχομένου
0	Χρήση, αντιγραφή, προ-έμφαση
1	Κατηγορία εφαρμογής
2	Κωδικός πηγής, αριθμός καναλιών
3	Συχνότητα δειγματοληψίας, ακρίβεια ρολογιού
4 -23	Δεσμευμένα

Εικόνα 5.7: Δομή δεδομένων καναλιού για το πρωτόκολλο S/PDIF [4]

Η κατανομή της πληροφορίας για τα 4 πρώτα ψηφία φαίνεται στην εικόνα 5.9 . Αν συγκριθούν οι δύο εικόνες εικόνα 5.7 με την εικόνα 5.5 γίνονται αντιληπτές οι διαφορές στην δομή των δεδομένων των δύο πρωτοκόλλων.

Στην περίπτωση του S/PDIF όπως αναφέρθηκε χρησιμοποιείται ομοαξονικό καλώδιο με ακροδέκτες τύπου RCA η γραμμή διασύνδεσης είναι ασύμμετρη και μη ισορροπημένη και υπάρχουν κατάλληλα κυκλώματα κωδικοποίησης στις συσκευές εκπομπής και κατάλληλα κυκλώματα αποκωδικοποίησης στις συσκευές λήψης (εικόνα 5.8). Η μετάδοση μπορεί να επιτευχθεί μέχρι απόσταση 10 μέτρων. Οι ηλεκτρικές προδιαγραφές του δίνονται στην εικόνα 5.10.[4]



Εικόνα 5.8 Υλοποίηση πρωτοκόλλου S/PDIF [4]

Ένας άλλος τρόπος διασύνδεσης είναι η οπτική ίνα η οποία μπορεί να διασυνδέσει σε αποστάσεις μέχρι 15 μέτρα αλλά τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά που έχει θεωρούνται υποδεέστερα της ομοαξονικής διασύνδεσης.

Σε πολλές οικιακές εφαρμογές, οι εταιρίες δίσκων θεώρησαν πως η ψηφιακή μετάδοση ηχητικών δεδομένων μεταξύ συσκευών θα επέτρεπε την δυνατότητα παραγωγής ακριβών αντιγράφων από το αρχικό σήμα της πηγής σε μεγάλες ποσότητες. Αυτό θα έδινε τη δυνατότητα της ανεξέλεγκτης χρήσης προ-ηχογραφημένου μουσικού υλικού χωρίς να έχουν πληρωθεί πνευματικά δικαιώματα (σε καλλιτέχνες και δισκογραφικές). Για αυτό από το 1992 δημιουργήθηκε ένα επιπλέον επίπεδο ελέγχου (Σύστημα Διαχείρισης Σειριακών Αντιγράφων - SCMS) το οποίο συνοδεύει το S/PDIF.

	bit							
	0	1	2	3	4	5	6	7
Byte 0	Επαγγ./ Οικιακή 0 = οικ. 1 = επαγ. 0=S/PDIF	Δεδομ./ Ηχος 0=ήχος 1=δεδ.	Αντιγραφή /Copyright 0=όχι 1=ναι	Προ-έμφαση 000=άγνωστη 100=50/15 μs 2 κανάλια xx1 = δεσμευμένη για 4 κανάλια			Είδος/Τρόπος 00=Mode 0	
Byte 1	Κωδικός κατηγορίας εφαρμογής 0000000 = γενική 0000001 = πειραματική 0001xxx = μνήμη στερεάς κατάστασης 001xxxx = ραδιοεκπομπή ψηφιακού ήχου (0000 = Ιαπωνία, 0011 = ΗΠΑ, 1000 = Ευρώπη, 0001 = λήψη λογισμικού) 010xxxx = ψηφιο-ψηφιακός επεξεργαστής (0000 = PCM, 0010 = sampler, 0100 = mixer, 1100 = sample rate converter) 0110000 = ADC μετατροπέας χωρίς δεδομένα αντιγραφής 0110100 = ADC μετατροπέας με δεδομένα αντιγραφής 0111xxx = λήψη ραδιοεκπομπής ψηφιακού ήχου (δεσμευμένα) 100xxxx = συστήματα οπτικού δίσκου(0000 =CD-DA, 1000=CD- M.O., 1001=MD) 101xxxx = μουσικά όργανα (0000 = συνθετητής, 1000 = μικρόφωνο) 110xxxx = συστήματα αποθήκευσης (0000=DAT, 1000 = VCR, 0001 = DCC) 111xxxx = δεσμευμένα						Ενδειξη Αντι- γραφής 0=προ- εγγεγρ. Αρχικό 1= αντίγρ.	
Byte 2	Κωδικός πηγής 0000 = άγνωστος 1000 = 1 0100 = 2 έως 1111 =15			Αριθμός καναλιών 0000 = άγνωστος 1000 =κάνάλι A (αριστερό σε 2 κανάλια) 0100 = κανάλι B (δεξί σε 2 κανάλια) 1100 = κανάλι C έως 1111 = κανάλι 0				
Byte 3	Συχνότητα δειγματοληψίας 0000 = 44.1 kHz 0100 = 48 kHz 1100 = 32 kHz			Ακρίβεια ρολογιού 00 = ± 1000 ppm 01 = μεταβλητή 10 = ± 50 ppm		Δεσμευμένα		

Εικόνα 5.9 Η πληροφορία των πρώτων 4 byte των δεδομένων καναλιού του πρωτοκόλλου S/PDIF.[4]

Παράμετρος	Τιμή
Αντίσταση εισόδου / εξόδου	75 Ω
Πλάτος σήματος	0.5 V p-p

Εικόνα 5.10 Ηλεκτρικές προδιαγραφές του πρωτοκόλλου S/PDIF.[4]

Με βάση αυτό το σύστημα επιτρέπονται ψηφιακά αντίγραφα πρώτης γενιάς από προ-ηχογραφημένη πηγή, αλλά αποτρέπει μεταγραφές των αντιγράφων αυτών μέσω του πρωτοκόλλου S/PDIF. Το κύκλωμα του SCMS ελέγχει αρχικά την τιμή του byte 0/bit 0 των ψηφιακών δεδομένων που φθάνουν στην συσκευή λήψης και λειτουργεί μόνο αν η τιμή είναι 0. Μετά κάνει έλεγχο στην τιμή του byte 0/bit 2 και του byte 1/bit 7, καθώς και την κατηγορία εφαρμογής που περιγράφεται στο byte 1 από το 0 έως το 6^ο bit. Αν κατά την εγγραφή των δεδομένων από την συσκευή λήψης το bit 0 του byte 0 έχει την τιμή 0 και το bit 2 του byte 0 έχει την τιμή 1, τότε η εγγραφή επιτρέπεται. Στην περίπτωση που το bit 2 του byte 0 είναι ίσο με 0 τότε γίνεται έλεγχος και στο 7^ο bit του byte 1, που αν έχει την τιμή 1, τότε διακόπτεται η εγγραφή αλλιώς αν είναι 0 επιτρέπεται η εγγραφή αλλάζοντας όμως τις τιμές του 2^{ου} bit του 0 byte σε 0 και του 7^{ου} bit του 1 byte σε 1. Με αυτόν τον τρόπο καθιστά τις μελλοντικές αντιγραφές μέσω S/PDIF αδύνατες.[4]

5.3 Πρωτόκολλο USB (Universal Serial Bus)

Οι θύρες USB αντικατέστησαν τις περισσότερες σειριακές θύρες για μεταφορά δεδομένων των υπολογιστών και των περισσότερων συσκευών όπως πληκτρολόγια εξωτερικές κάρτες ήχου, ηχεία και άλλα. Το πρωτόκολλο USB χρειάζεται ένα μικροεπεξεργαστή ελεγκτή και για αυτό εφαρμόζεται κατά κύριο λόγο σε συσκευές που συνδέονται με υπολογιστή. [14]

Οι πιο συνηθισμένες εκδόσεις του USB στην σημερινή εποχή είναι το USB 2.0 και το USB 3.0 που είναι ακόμα πιο καινούργιο. Το USB 2.0 μπορεί να φτάσει ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων ως και 480 Mbps ($480 * 10^6$ bit το δευτερόλεπτο). Το USB 3.0 μπορεί να προσφέρει ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων ως και 4.8 Gbit/s ($4.8 * 10^9$ bit το δευτερόλεπτο). Τέτοιες ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων είναι αρκετές για να υποστηρίξουν το S/PDIF πρωτόκολλο για μεταφορά δεδομένων ψηφιακού ήχου. Ακόμη υπάρχει ένα υποκανάλι με μικρότερες ταχύτητες μεταφοράς για συσκευές που δεν απαιτούν μεγάλες ταχύτητες όπως το ποντίκι του υπολογιστή. Οι συσκευές που υποστηρίζουν USB 2.0 και USB 3.0 είναι συμβατές μεταξύ τους αλλά για να επιτευχθούν οι μέγιστες ταχύτητες μεταφοράς που υπόσχεται το USB 3.0 πρέπει και οι δύο συσκευές να USB 3.0. [16]

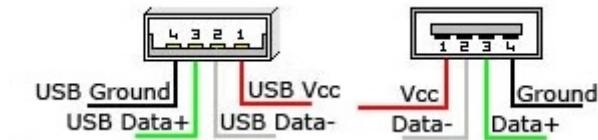
Ένα μεγάλο πλεονέκτημα που έχουν οι συσκευές που χρησιμοποιούν USB είναι ότι μπορούν να συνδέονται και να αποσυνδέονται μεταξύ τους χωρίς να χρειάζεται να απενεργοποιηθεί το σύστημα ούτε για την σύνδεση ούτε για την αποσύνδεση τους. [17]

Η κεντρική συσκευή που συνδέονται σε αυτήν περιφερειακές, μπορεί να αναγνωρίσει τότε μία συσκευή συνδέεται και τότε αποσυνδέεται. Επιπροσθέτως κάθε θύρα USB της κεντρικής συσκευής μπορεί να συνδεθεί με εξαρτήματα που περιέχουν παραπάνω θύρες USB (hub) προκειμένου να αυξηθεί η δυνατότητα σύνδεσης παραπάνω περιφερειακών συσκευών. Κάθε φορά που συνδέεται μία καινούργια συσκευή, η κεντρική της αναθέτει μία διεύθυνση για όσο καιρό θα παραμείνει συνδεδεμένη. [17]

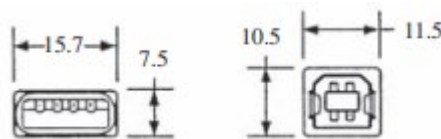
Το καλώδιο USB έχει σύνδεση τεσσάρων καλωδίων τα δύο μεσαία είναι για μεταφορά δεδομένων και τα άλλα δύο είναι το ένα για την τροφοδοσία 5V DC και το άλλο για την γείωση (εικόνα 5.11). Οι τύποι συσκευών που συνδέονται είτε χρειάζονται μεγάλες ταχύτητες μεταφοράς οπότε ενεργοποιούν την Data + γραμμή όπου οι ταχύτητες μεταφοράς των πληροφοριών είναι οι μέγιστες που μπορεί να υποστηρίξει η σύνδεση είτε είναι χαμηλής ταχύτητας οπότε ενεργοποιούν την Data – γραμμή όπου οι ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων είναι οι μικρότερες δυνατές. Οι συσκευές που

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

χρησιμοποιούν την μέγιστη ταχύτητα μεταφοράς το καλώδιο σύνδεσής τους μπορεί να φτάσει μέχρι τα 5 μέτρα ενώ συσκευές που χρησιμοποιούν την χαμηλότερη δυνατή ταχύτητα μπορούν να συνδεθούν με καλώδιο μέχρι 3 μέτρα. Η τροφοδοσία των περιφερειακών συσκευών δίνεται από την κεντρική συσκευή η οποία παρέχει 5V τάση και 100mA ή 500mA [18]. Υπάρχουν δύο τύποι USB , τύπου A και τύπου B (εικόνα 5.12). Οι θύρες τύπου A έχουν προσανατολισμό ροής δεδομένων προς την κεντρική συσκευή (upstream) ενώ οι θύρες τύπου B έχουν προσανατολισμό ροής δεδομένων προς την συνδεδεμένη συσκευή (downstream). [14]



Εικόνα 5.11: Στα δεξιά η διάταξη μίας θύρας USB ενώ στα αριστερά είναι η διάταξη ενός βύσματος USB. [18]



Εικόνα 5.12: Στα αριστερά USB τύπου A και στα δεξιά USB τύπου B οι διαστάσεις τους δίνονται σε χιλιοστά.[14]

Οι ελεγκτές που διαθέτει η κεντρική συσκευή είναι υπεύθυνοι για την διαχείριση των προγραμμάτων οδήγησης των περιφερειακών συσκευών καθώς και για τις ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων. Επιπροσθέτως μπορούν να εντοπίσουν πότε μία περιφερειακή συσκευή είναι συνδεδεμένη και πότε αποσυνδέεται είτε βρίσκεται σε hub είτε βρίσκεται σε θύρα της κεντρικής συσκευής. Οι περιφερειακές συσκευές συνήθως χρησιμοποιούν βύσμα USB τύπου A για μεταφορά δεδομένων προς την κεντρική συσκευή , τα hubs περιλαμβάνουν ροή δεδομένων προς τις περιφερειακές συσκευές. Οι συνδέσεις της ροής δεδομένων προς τη κεντρική και της ροή δεδομένων προς τις περιφερειακές συσκευές είναι πολωμένες προκειμένου να μην υπάρχει ανατροφοδότηση των γραμμών. Ακόμη να σημειωθεί ότι η σύνδεση δύο υπολογιστών με καλώδιο που και στις δύο άκρες του έχει βύσμα USB δεν συνιστάται καθώς υπάρχει κίνδυνος υπερφόρτωσης του συστήματος.[14]

Υπάρχουν συσκευές που μπορούν να λειτουργούν και σαν περιφερειακές και σαν κεντρικές. Τέτοιες συσκευές μπορεί να είναι φορητές όπως για παράδειγμα ένα κινητό τηλέφωνο ή μία ψηφιακή κάμερα. Αυτές χρησιμοποιούν μία προσθήκη στις προδιαγραφές του USB το USB On-the-Go (USB OTG). Αυτό επιτρέπει περιορισμένες δυνατότητες σε αυτές τις συσκευές όταν λειτουργούν σαν κεντρικές, με απευθείας επικοινωνία με συγκεκριμένες περιφερειακές. Ακόμα η αλλαγή του ρόλου τους γίνεται δυναμικά. Η επέκταση USB OTG είναι συμβατή με τις εκδόσεις USB 2.0 και άνω. [17]

Οι ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων που φτάνει είναι επαρκής για μεταφορά ηχητικών σημάτων. Τυποποιημένοι μηχανισμοί μεταφοράς ήχου χρησιμοποιούνται ώστε να ελαχιστοποιηθεί η πολυπλοκότητα των προγραμμάτων οδήγησης. Ένα σχέδιο ισχυρού συγχρονισμού προκειμένου να επιτευχθεί η ισόχρονη μεταφορά δεδομένων ενσωματώνεται στις προδιαγραφές USB. Ο συγχρονισμός χρειάζεται διότι το USB μεταδίδει ασύγχρονα τα δεδομένα ,αλλά χρειάζεται ισοχρονισμένη μεταφορά όταν πρόκειται για υψηλότερα εύρη συχνοτήτων όπως σε συσκευές ήχου και εικόνας. Για παράδειγμα η κεντρική συσκευή να μεταδίδει κάθε 125 μs σε μία περιφερειακή 2Kbyte δεδομένα. Σε περίπτωση που υπάρξει κάποιο σφάλμα κατά την μεταφορά δεδομένων στην ισόχρονη μεταφορά αυτά τα δεδομένα δεν ξαναστέλλονται. Η ισόχρονη μεταφορά έχει λιγότερο jitter αλλά μεγαλύτερη καθυστέρηση. [14]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Οι ταχύτητες που χρειάζονται για την μεταφορά ηχητικών δεδομένων έχουν σχέση με τον αριθμό ηχητικών καναλιών (ch), τον ρυθμό δειγματοληψίας (fs) και τον αριθμό bit (N) του κάθε δείγματος. Από αυτά προκύπτει η παρακάτω σχέση που δίνει την ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων σε δευτερόλεπτα (s).6

$$x \frac{\text{bytes}}{s} = \frac{ch * fs * N}{8}$$

Π.χ. Η ταχύτητα μεταφοράς που χρειάζεται ένα στερεοφωνικό σήμα (2 κανάλια) κβαντισμένο με 16-bit και ρυθμό δειγματοληψίας 48-kHz θα είναι 192000 bytes/s. [14]

Προκειμένου να διατηρηθεί η σωστή φάση μετάδοσης των δύο καναλιών χρειάζεται να αναφέρεται η καθυστέρηση μεταξύ των διαύλων μεταφοράς. Η καθυστέρηση όπως αναφέρθηκε λίγο πιο πάνω προκύπτει από την προσπάθεια κατάργησης του jitter. Η καθυστέρηση στο σύστημα εκφράζεται ως ένας αριθμός πλαισίων. Αυτά προκύπτουν από την γενική ανάγκη συγχρονισμού των πλαισίων προκειμένου να μειωθεί το jitter και από κάποιες λειτουργίες ,όπως η ερμηνεία των δεδομένων και διεργασίες ροής του ήχου, λειτουργίες οι οποίες προσθέτουν παραπάνω καθυστέρηση. Η κεντρική συσκευή χρησιμοποιεί της πληροφορίες για την καθυστέρηση μέσω προγραμμάτων και συγχρονίζει με βάση αυτές , τις διαφορετικές ροές δεδομένων προγραμματίζοντας τις σωστές χρονικές στιγμές αποστολής των δεδομένων. Η φάση του jitter πρέπει να είναι ± 1 δείγμα. [14]

Το USB παρέχει πολλές δυνατότητες όπως να παρακαμφθεί μίας χαμηλής ποιότητας Ψ/Α μετατροπέας σε μία μητρική πλακέτα και να χρησιμοποιηθεί ο Ψ/Α μετατροπέας μίας περιφερειακής συσκευής. Για παράδειγμα τα USB ηχεία έχουν ενσωματωμένο ενισχυτή και Ψ/Α μετατροπέα για να μπορούν να λάβουν απευθείας ψηφιακό σήμα από τον υπολογιστή. Άρα με την χρήση του USB απλοποιείται η δυνατότητα σύνδεσης με περιφερειακές συσκευές που μπορεί να παρέχουν καλύτερες δυνατότητες και λειτουργίες για την επεξεργασία ήχου , σε σχέση με αυτές που βρίσκονται ενσωματωμένες πάνω στον κεντρικό υπολογιστή.[14]

5.4 Πρωτόκολλο επικοινωνίας I²S

Το πρωτόκολλο επικοινωνίας I²S (eye-squared-ess) δημιουργήθηκε από την Philips το 1986. Χρησιμοποιείται μόνο για την μεταφορά ηχητικών δεδομένων από μία συσκευή (πομπός) σε μία άλλη (δέκτης), καθώς τα άλλα σήματα (όπως σήματα ελέγχου) μεταφέρονται ξεχωριστά. Η συνδεσμολογία για την υλοποίηση του είναι απλή χρειάζονται μόνο 3 γραμμές για μεταφορά δεδομένων σε μορφή bit. [19]

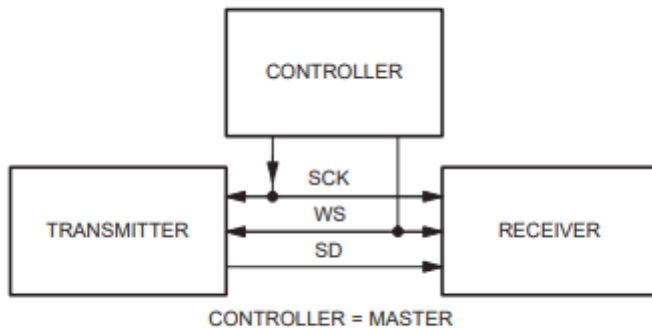
- Γραμμή για μεταφορά σειριακών δεδομένων (Serial Data SD)
- Γραμμή για επιλογή καναλιού (WS)
- Γραμμή για ρολόι συγχρονισμού (SCK)

Ο πομπός και ο δέκτης έχουν το ίδιο σήμα από το clock για μεταφορά δεδομένων. Ο πομπός (transmitter) ως master, πρέπει να παράξει ένα σήμα ρολογιού για τον συγχρονισμό της μεταφοράς δεδομένων σε δύο κανάλια.[19]

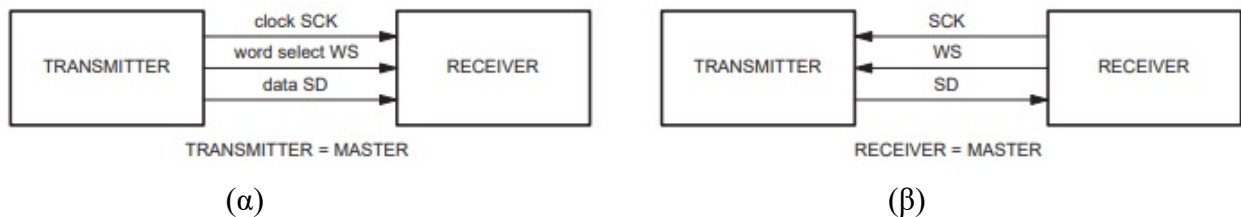
Η επιλογή για το κάθε κανάλι γίνεται για να υποδηλώσει ποιο κανάλι θα μεταδώσει το σήμα. Όταν το WS=0 θα μεταδίδει το αριστερό κανάλι, όταν το WS=1 θα μεταδίδει το δεξί. Το WS αλλάζει στο διάστημα που μεσολαβεί για το ρολόι συγχρονισμού να αποκτήσει την τιμή 0. Στο δέκτη (receiver) ως slave , το σήμα μανταλώνεται στην αιχμή του σήματος συγχρονισμού και το WS αλλάζει μία περίοδο του ρολογιού πριν το MSB μεταδοθεί. Αυτό επιτρέπει στον slave πομπό να αντλήσει συγχρονισμένα τα σειριακά δεδομένα τα οποία μετά θα μεταδοθούν από αυτόν. Ακόμη επιτρέπει στον δέκτη να αποθηκεύσει την προηγούμενη κωδική λέξη και να προετοιμαστεί για την επόμενη καθαρίζοντας την είσοδό του.[19]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Σε ένα σύστημα όμως πιο πολύπλοκο που έχει πολλούς πομπούς και δέκτες, δεν δίνεται εύκολα ο ρόλος του master κάπου. Σε αυτά υπάρχει ένας master ελεγκτής (controller) ο οποίος ελέγχει την μεταφορά των ψηφιακών δεδομένων του ήχου μεταξύ των διαφόρων βαθμίδων (εικόνα 5.13). Άρα οι πομποί θα πρέπει να στέλνουν δεδομένα υπό τον έλεγχο ενός εξωτερικού σήματος ρολογιού και θα είναι slave. Σε αυτά τα συστήματα μπορεί να είναι είτε ο πομπός master είτε ο δέκτης. Αυτό γίνεται μέσω ελέγχου από προγραμματισμένο λογισμικό (εικόνα 5.14).[19]

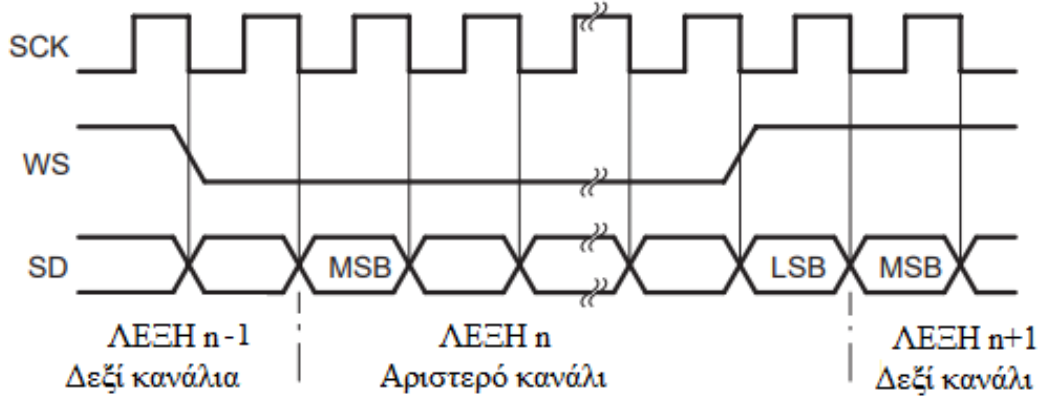


Εικόνα 5.13 controller ως master [19]



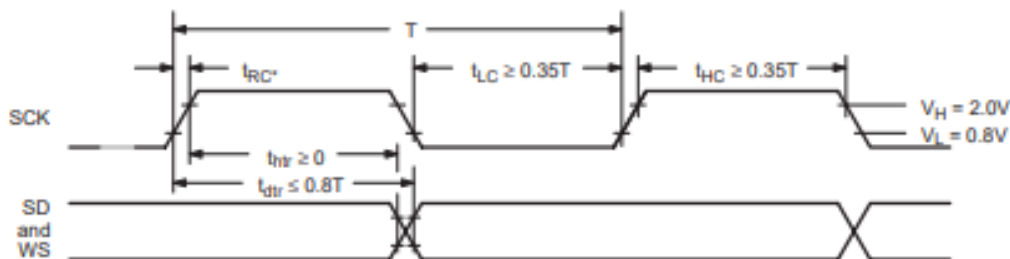
Εικόνα 5.14: (α) Ο πομπός ως master (β) Ο δέκτης ως master.[19]

Τα σειριακά δεδομένα (SD) μεταδίδονται με το πιο σημαντικό ψηφίο της λέξης, πρώτο. Αυτό γίνεται γιατί ο πομπός μπορεί να στέλνει διαφορετικό μήκος λέξης από ότι διαβάζει ο δέκτης. Δεν χρειάζεται ούτε ο πομπός να ξέρει τον αριθμό των ψηφίων που μπορεί να διαχειριστεί ο δέκτης ούτε ο δέκτης χρειάζεται να ξέρει τον αριθμό των bits που μεταδίδονται. Όταν ο δέκτης μπορεί να δεχθεί λέξεις μεγαλύτερου μήκους από το μήκος που μεταδίδει ο πομπός όλα τα υπόλοιπα ψηφία της λέξης στον δέκτη θα γίνουν 0 προκειμένου να συμπληρωθεί το μήκος. Αν ο πομπός μπορεί να στείλει λέξεις με μεγαλύτερο μήκος από ότι να δεχθεί ο δέκτης τότε, ότι δεν μπορεί να εισχωρηθεί στον δέκτη αποκόβεται. Οπότε το πιο σημαντικό ψηφίο μία λέξης έχει προκαθορισμένη θέση ενώ η θέση του «λιγότερο σημαντικού ψηφίου» εξαρτάται από το μήκος της λέξης. Ο πομπός στέλνει πάντα το πιο σημαντικό ψηφίο της κάθε λέξης μία περίοδο του ρολογιού συγχρονισμού μετά την αλλαγή του WS εικόνα (5.15).



Εικόνα 5.15 Όπου n ο αριθμός της κάθε λέξης. MSB το πιο σημαντικό ψηφίο της κάθε κωδικής λέξης και LSB το πιο ασήμαντο στοιχείο της κάθε κωδικής λέξης. [19]

Στο κομμάτι του συγχρονισμού οποιαδήποτε συσκευή μπορεί να έχει τον ρόλο του master αρκεί να παρέχει τα κατάλληλα σήματα συγχρονισμού από το ρολόι. Όπως αναφέρθηκε και πριν, μία συσκευή που έχει τον ρόλο του slave αντλεί τα σήματα του εσωτερικού της ρολογιού από τα σήματα ρολογιού του master. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να υπάρχουν καθυστερήσεις στην διάδοση μεταξύ του σήματος συγχρονισμού του master και των δεδομένων ή μεταξύ της επιλογής καναλιού. Η συνολική αυτή καθυστέρηση προκύπτει από το άθροισμα της καθυστέρησης μεταξύ του εξωτερικού ρολογιού του master και του εσωτερικού ρολογιού του slave, μαζί με την καθυστέρηση που υπάρχει μεταξύ του εσωτερικού ρολογιού και των μεταδιδόμενων δεδομένων ή με των σημάτων επιλογής καναλιού. Η καθυστέρηση μεταξύ εξωτερικού και εσωτερικού ρολογιού για τα δεδομένα και για την επιλογή καναλιού δεν έχει τόση σημασία γιατί απλά επιμηκύνει τον ενεργό χρόνο συγκρότησης όπως φαίνεται και στην εικόνα 5.16. Το σημαντικό είναι ο χρόνος που απαιτείται για να προσαρμοστεί η διαφορά καθυστέρησης διάδοσης από τον πομπό και ο χρόνος συγκρότησης του δέκτη. [19]



Εικόνα(5.16) Χρονοδιάγραμμα για I²S του πομπού όπου το T είναι η περίοδος του ρολογιού. Ο εκπομπός έχει περίοδο ρολογιού T_{tr} που είναι η μικρότερη επιτρεπόμενη περίοδος ρολογιού για τον πομπό και πρέπει να ισχύει ότι $T > T_{tr}$. Το t_{RC} έχει μόνο σημασία όταν ο πομπός έχει τον ρόλο του slave και είναι ο χρόνος άρσης του SCK από την στιγμή που θα πάρει σήμα από τον controller. Το V_H είναι η τιμή της τάσης που πρέπει να έχει το ρολόι για λογικό 1 και το V_L είναι η τιμή της τάσης για λογικό 0. [19]

Όλες οι απαιτήσεις συγχρονισμού είναι συσχετισμένες με την περίοδο του ρολογιού συγχρονισμού ή με την ελάχιστη επιτρεπόμενη περίοδο του ρολογιού της συσκευής. Άρα όσο πιο μικρή είναι η περίοδος του ρολογιού τόσο μεγαλύτερη και μεταφορά δεδομένων. Ακόμη πρέπει οι επιδόσεις του δέκτη να ταιριάζουν με τις επιδόσεις του πομπού προκειμένου να υπάρξει σωστή μεταφορά δεδομένων.

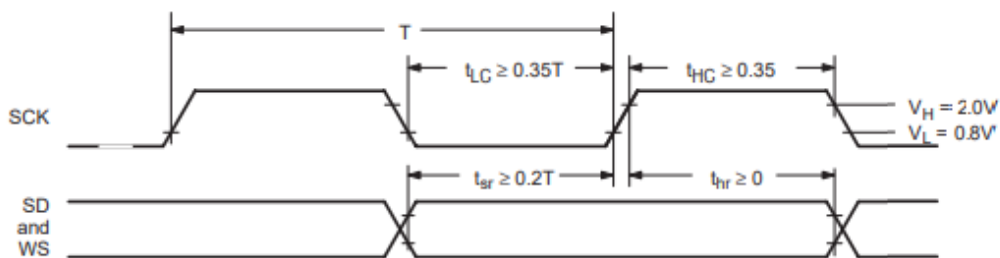
Η Philips όταν έκδωσε την υλοποίηση του I2S χρησιμοποίησε ένα παράδειγμα. Έστω ότι έχουμε έναν πομπό στο ρόλο του master ο οποίος στέλνει δεδομένα με συχνότητα 2.5MHz και λόγω κατασκευαστικών ατελειών, θερμοκρασίας περιβάλλοντος και συνδέσεων υπάρχει μία αποδεκτή

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

απόκλιση στην ονομαστική συχνότητα $\pm 10\%$. Άρα η περίοδος T θα είναι 400ns αλλά λόγω της απόκλισης του $\pm 10\%$ θα κυμαίνεται από 360ns ως 440ns .[19]

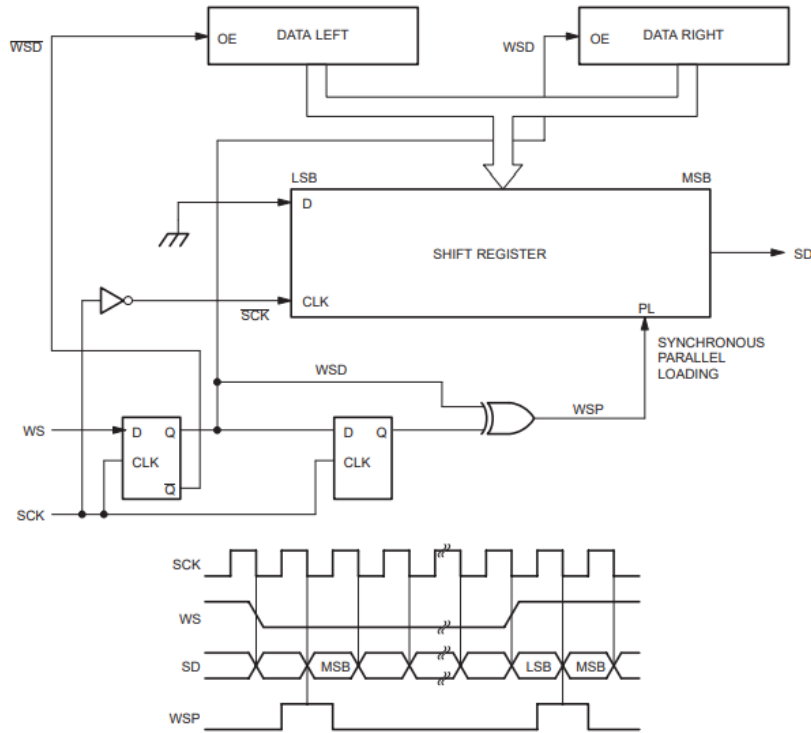
Άρα $T_{tr} = 360ns$ είναι η μικρότερη επιτρεπόμενη περίοδος το ρολογιού συγχρονισμού του πομπού. Το ρολί συγχρονισμού πρέπει να κρατάει για σχεδόν ίδιο χρόνο την τιμή του λογικού 1 και την τιμή του λογικού 0. Ο χρόνος για 0 και για 1 πρέπει να είναι μεγαλύτερος από $0.35 \cdot T$ αν η συσκευή είναι στο ρόλο του master για τυπικές ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων, αν η συσκευή είναι στον ρόλο του slave τότε ο χρόνος πρέπει να είναι μικρότερος από $0.35 \cdot T_{tr}$, κάθε ρολί που πληροί αυτές τις προϋποθέσεις μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Στο παράδειγμα της Philips αυτοί οι χρόνοι πρέπει να είναι μεγαλύτεροι από 140ns. Στην περίπτωση που ο πομπός είναι στον ρόλο του slave και οδηγείται από ένα εξωτερικό ρολί ελέγχου, αυτό πρέπει να έχει πιο μικρή περίοδο από το T_{tr} λόγω του ότι ο χρόνος καθυστέρησης (t_{dtr}) συσχετίζεται με την μέγιστη ταχύτητα μετάδοσης (που ορίζεται από το T_{tr}). Αν το ρολί είναι πιο αργό από αυτό του πομπού μπορεί να έχει σαν αποτέλεσμα το t_{dtr} να μην ξεπερνά το t_{RC} που σημαίνει ότι ο χρόνος συγκράτησης t_{htr} θα γίνει 0 ή αρνητικός. Είναι σημαντικό να έχει ο t_{htr} τιμή μεγαλύτερη από το 0 γιατί ο t_{htr} είναι ο χρόνος μετάδοσης ενός bit πληροφορίας από την στιγμή που το ρολί συγχρονισμού έχει αποκτήσει την τιμή 1. Για αυτό ο πομπός θα πρέπει να εγγυάται ότι $t_{htr} \geq 0$ για όσο ο χρόνος άρσης t_{RC} δεν είναι μεγαλύτερος από t_{RCmax} όπου $t_{RCmax} \geq 0.15 \cdot T_{tr}$. [19]

Ο χρόνος καθυστέρησης είναι ο χρόνος που χρειάζεται για τα δεδομένα να ξεκινήσουν να μεταδίδονται στην πτώση του SCK όπου αυτή καθορίζεται με βάση την άνοδο του σήματος ρολογιού και την περίοδο, πάντα δίνοντας αρκετό χρόνο στον δέκτη για συγκρότηση. Ο χρόνος συγκρότησης και κράτησης των δεδομένων δεν πρέπει να είναι λιγότερος από ότι ο καθορισμένος χρόνος συγκρότησης και κράτησης του πομπού.



Εικόνα 5.17 Χρονοδιάγραμμα για I²S δέκτη. Όπου t_{sr} είναι ο χρόνος συγκρότησης του δέκτη και t_{hr} ο χρόνος κράτησης των δεδομένων.[19]

Ο πομπός κάθε φορά που αλλάζει το WS στέλνει ένα παλμό από το WSP για συγχρονισμό παράλληλης φόρτωσης στον καταχωρητή ολίσθησης (shift register) (εικόνα 5.18). Η έξοδος από έναν από τους μανδαλωτές δεδομένων ενεργοποιείται ανάλογα της τιμής του σήματος WS. Από την στιγμή που τα σειριακά δεδομένα που εισέρχονται είναι 0, όλα τα ψηφία μετά το λιγότερο σημαντικό ψηφίο της λέξης θα είναι 0.

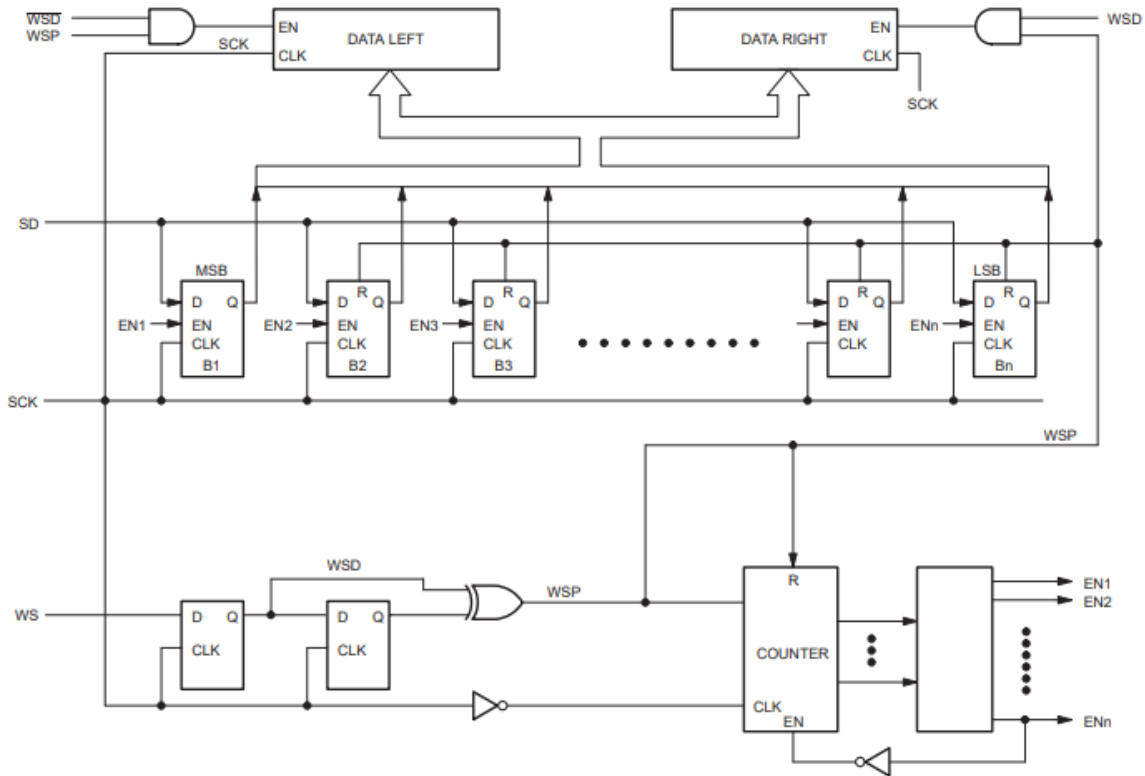


Εικόνα 5.18: Μία πιθανή εκδοχή διαγράμματος πομπού. [19]

Ο δέκτης με κάθε αλλαγή του WS στέλνει από τον WSP ένα σήμα που μηδενίζει τον μετρητή (counter) στην πτώση του ρολογιού συγχρονισμού. Αφού αποκωδικοποιηθεί το εύρος τιμών του μετρητή (από 1 έως n), ο μανδαλωτής που θα αποθηκεύσει την τιμή του πιο σημαντικού bit (B1) ενεργοποιείται (EN=1), και το πιο σημαντικό ψηφίο εισχωρεί σε αυτόν στην άνοδο του ρολογιού συντονισμού. Έπειτα ο μετρητής ανεβαίνει κατά ένα στον επόμενο παλμό του ρολογιού και ενεργοποιείται ο επόμενος μανδαλωτής, αυτή η διαδικασία γίνεται μέχρι ο μετρητής να φτάσει την τιμή n, αποκτώντας έτσι μία λέξη μήκους n (εικόνα 5.19). Αν μία λέξη έχει πιο πολλά ψηφία από τον αριθμό των μανδαλωτών τότε ο μετρητής σταματά να μετράει μετά το n, ο Bn έχει το λιγότερο σημαντικό ψηφίο και όλα τα υπόλοιπα bit θα αγνοηθούν.[19]

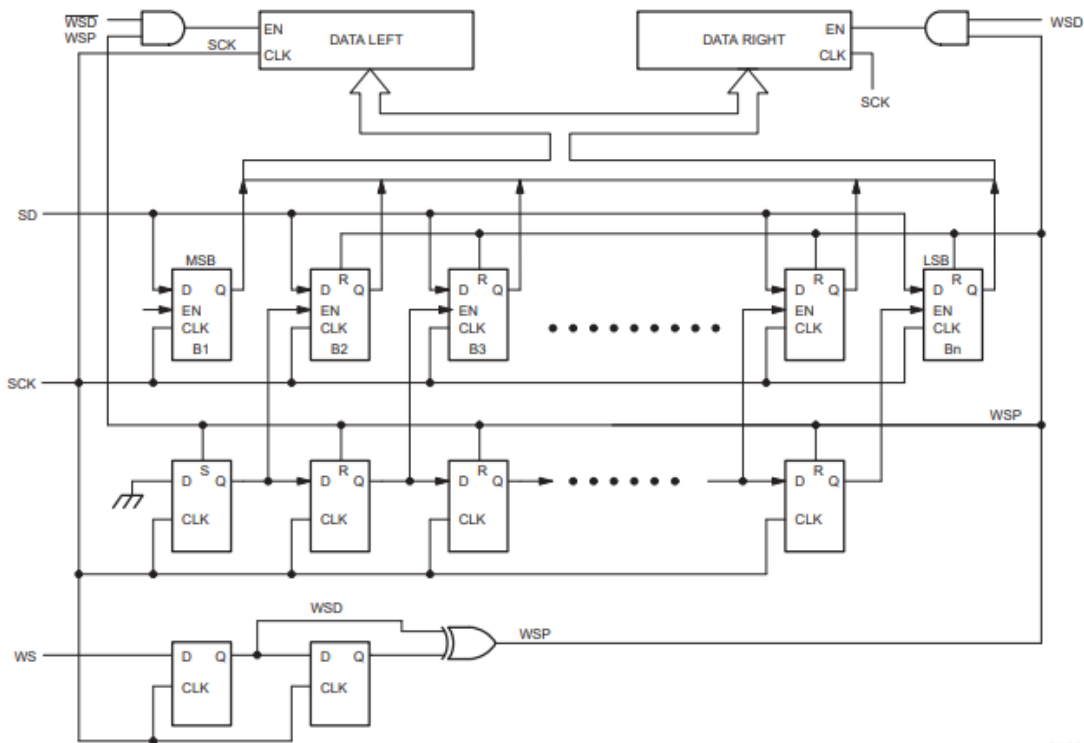
Όταν το WS αλλάξει το περιεχόμενο των n μανδαλωτών γράφεται παράλληλα, είτε στο δεξί κανάλι είτε στο αριστερό αυτό εξαρτάται από το σήμα του WSD. Οι μανταλωτές των δύο καναλιών μπορούν να πάρουν μία ολόκληρη λέξη σε αντίθεση με τους μανταλωτές B οι οποίοι αποθηκεύουν μόνο ένα ψηφίο. Μετά από αυτά οι μανδαλωτές από B2 μέχρι Bn και ο μετρητής μηδενίζουν.

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S



Εικόνα 5.19. Διάγραμμα block δέκτη με μετρητή.[19]

Η παραπάνω διάταξη θα μπορούσε να υλοποιηθεί αλλάζοντας τον counter με έναν καταχωρητή ολίσθησης όπου φορτώνει την τιμή 1 στην θέση του πιο σημαντικού ψηφίου όταν δημιουργηθεί ένας παλμός από το WSP. Αυτή η τιμή 1 σε κάθε επόμενο παλμό του ρολογιού, μετατοπίζεται (ολισθαίνει) κατά μία θέση ενεργοποιώντας έτσι τους n μανταλωτές (εικόνα 5.20).[19]

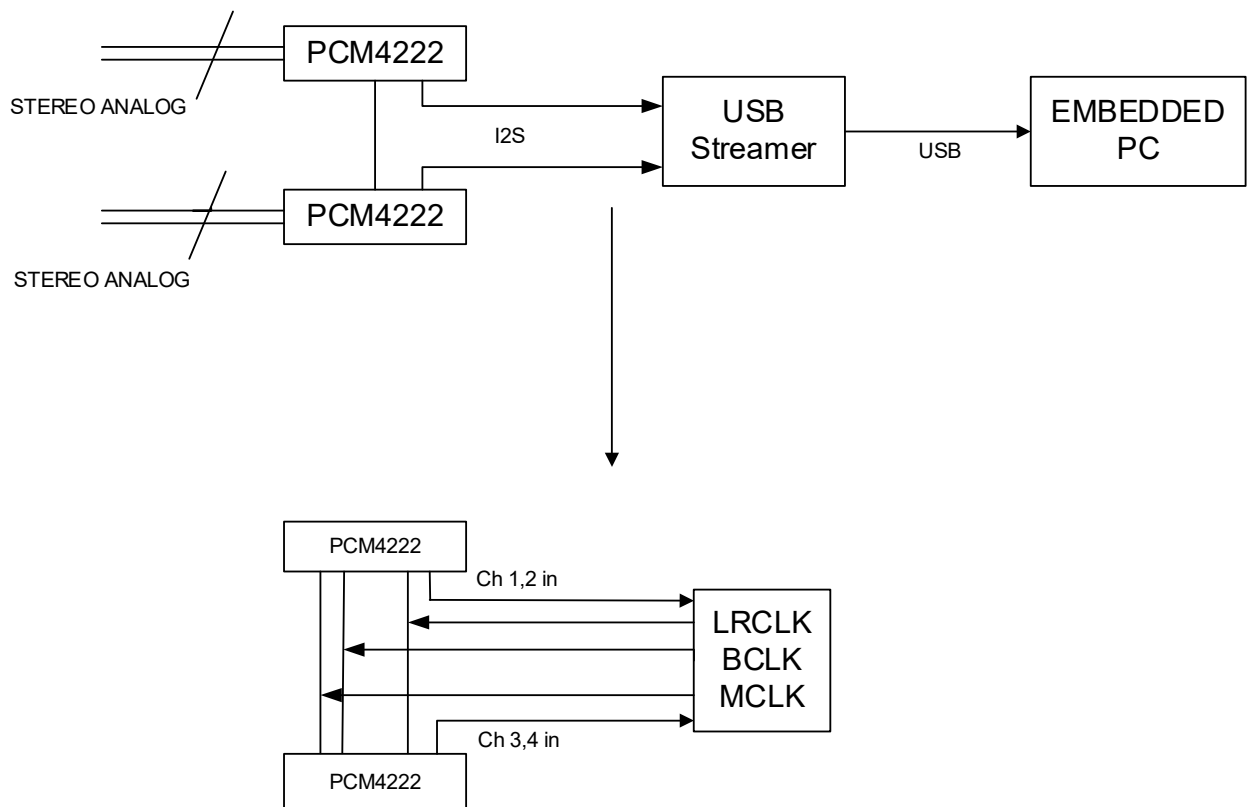


Εικόνα 5.20: Μπλοκ διάγραμμα δέκτη με n ψηφία καταχωρητή ολίσθησης για τον έλεγχο των δεδομένων που καταγράφονται.[19]

6 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο : (ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ)

Το πειραματικό μέρος ασχολείται με την υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα υπολογιστικά συστήματα μέσω του πρωτοκόλλου I2S. Τα ενσωματωμένα συστήματα παρόλο που έχουν επεξεργαστική ισχύ δεν είναι σχεδιασμένα να υποστηρίζουν ηχογράφηση ή αναπαραγωγή ήχου πόσο μάλλον όταν είναι πολυκάναλος. Η συνηθής υποστήριξη ψηφιακού ήχου είναι μέχρι δύο κανάλια (stereo), προκειμένου να επιτευχθεί η υποστήριξη παραπάνω καναλιών αυτό που χρειάζεται είναι ο συνδυασμός περιφερειακών συσκευών όπως κάρτες ήχου. Οι κάρτες ήχου από μόνες τους δεν είναι όμως αρκετές, χρειάζεται και κάποιο πρωτόκολλο για την ορθή μεταφορά των ηχητικών δεδομένων καθώς και τον κατάλληλο συγχρονισμό για να επιτευχθεί.

Για την υλοποίηση του στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιήθηκαν δύο κάρτες ήχου PCM 4222 δίνοντας την δυνατότητα υποστήριξης τεσσάρων καναλιών και ένα USB streamer το οποίο μέσω πρωτοκόλλου I2S λαμβάνει τα δεδομένα των ψηφιοποιημένων ηχητικών σημάτων και τα οδηγεί μέσω USB στον ενσωματωμένο υπολογιστή ο οποίος στην παρούσα διπλωματική είναι το LATTE PANDA.



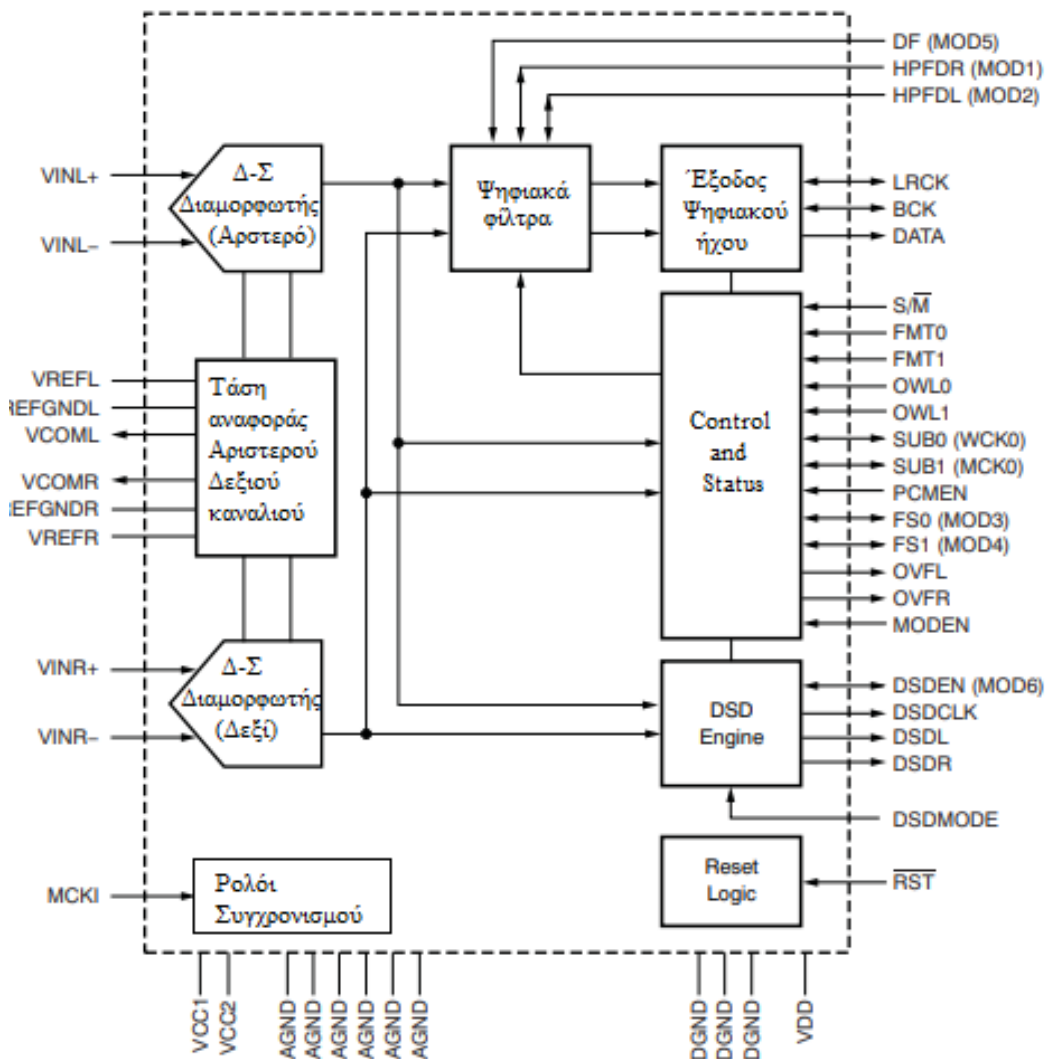
Εικόνα 6.1 Μπλοκ διάγραμμα του πειραματικού κυκλώματος καθώς και η συνδεσμολογία ροής των σημάτων μεταξύ των Ρολογιών PCM4222 και USB Streamer

Η παρούσα υλοποίηση πέρα από ενσωματωμένα υπολογιστικά συστήματα μπορεί να εφαρμοστεί και σε κανονικούς υπολογιστές με απαραίτητη προϋπόθεση να μπορούν να υποστηρίξουν λειτουργικό σύστημα windows ή IOS και να διαθέτουν USB θύρες.

Στις επόμενες υποενότητες ακολουθεί η περιγραφή των εξαρτημάτων που χρησιμοποιήθηκαν.

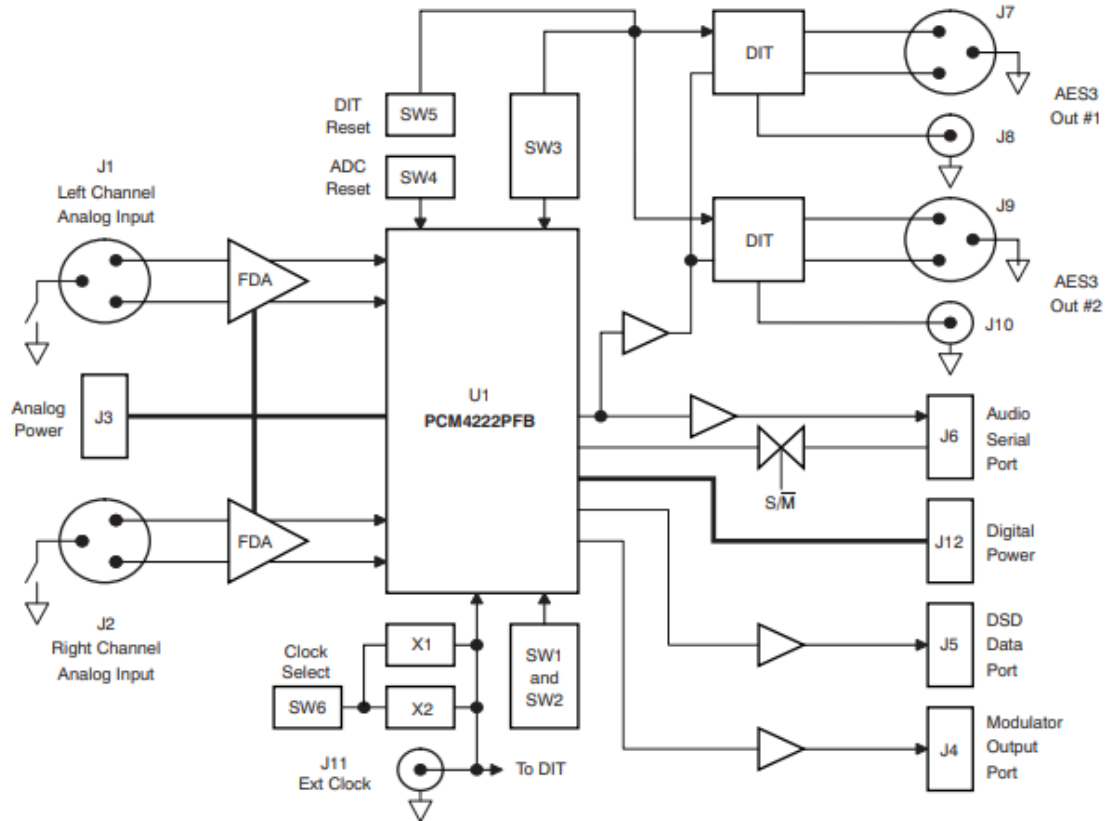
6.1 PCM4222EVM

Η μονάδα αξιολόγησης PCM4222EVM από την Texas Instruments παρέχει μια βολική πλατφόρμα για τη δοκιμή του PCM4222. Το PCM4222 είναι ένας δικάναλος Α/Ψ μετατροπέας τύπου δέλτα-σίγμα για επαγγελματικές χρήσεις. Ο οποίος υποστηρίζει 24-bit γραμμική PCM κωδικοποίηση, 1-bit DSD, και μέχρι 6-bit διαμόρφωση δεδομένων στην έξοδο. Αυτά τον κάνουν ιδανικό για ψηφιακή ηχογράφηση και επεξεργασία. Η διαμόρφωση δεδομένων στην έξοδο μπορεί να ρυθμιστεί από τον χρήστη δίνοντας του την δυνατότητα να σχεδιάσει τα δικά του ψηφιακά φίλτρα και το δικό του υλικό επεξεργασίας. Ακόμη η πλακέτα περιέχει γραμμικής φάσης φιλτράρισμα για βέλτιστη απόδοση είτε για στούντιο είτε για ζωντανή μουσική. Η εικόνα 6.2 δείχνει ένα μπλοκ διάγραμμα της συσκευής PCM4222. [20]

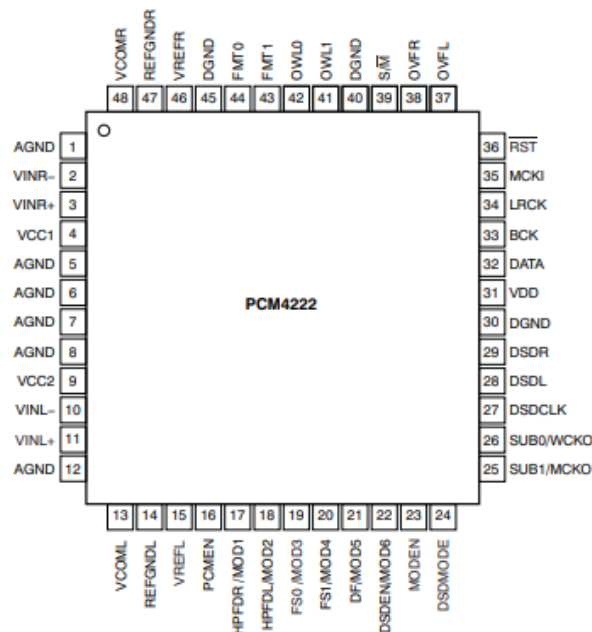


Στην εικόνα 6.2 φαίνεται το απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα του PCM4222. Οι ακροδέκτες που το όνομά τους είναι μέσα σε παρένθεση είναι για την διαμόρφωση του σήματος μετά τα ψηφιακά φίλτρα. [20]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S



Εικόνα 6.3: Απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα για τις λειτουργίες κυκλώματος PCM4222EVM. Τα μπλοκ που αναγράφουν τα αρχικά FDA είναι τα πλήρως διαφορικά κυκλώματα ενισχυτή εισόδου OPA1632. Τα μπλοκ με την ένδειξη DIT είναι οι πομποί ψηφιακής μεταφοράς ήχου DIT4192. [20]



Εικόνα 6.4: Αρίθμηση ακροδεκτών PCM4222 [21]

Το PCM4222EVM απαιτεί τουλάχιστον δύο εξωτερικά τροφοδοτικά DC για τις αναλογικές λειτουργίες. Τα δύο τροφοδοτικά φέρουν την ένδειξη +15V και -15V στην ομάδα ακροδεκτών J3. Οι παροχές +15V και -15V πρέπει να είναι ρυθμισμένες και ικανές να παρέχουν τουλάχιστον 200mA ρεύματος το καθένα. [20]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

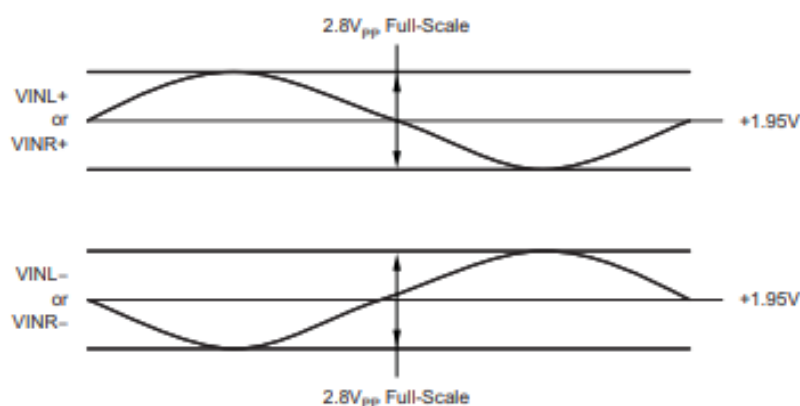
Οι πηγές αναλογικής εισόδου αριστερού και δεξιού καναλιού για το PCM4222 παρέχονται μέσω των αναλογικών εισόδων J1 και J2, αντίστοιχα. Οι υποδοχές J1 και J2 φιλοξενούν και οι δύο ισορροπημένες συνδέσεις εισόδου τύπου XLR και TRR 1/4-ιντσών. Ο ακροδέκτης 1 και για τις δύο εισόδους J1 και J2 λειτουργεί σαν διακόπτης για ανύψωση γείωσης. Η δυνατότητα ανύψωσης γείωσης έχει ως σκοπό την αφαίρεση θορύβου που μπορεί να περνάει στην ηχογράφιση λόγω θορύβου της γείωσης. Κάθε αναλογική είσοδος ρυθμίζεται από ένα κύκλωμα στην είσοδο που χρησιμοποιεί anti-aliasing φίλτρο και τον ενισχυτή ήχου OPA1632, ο οποίος έχει χαμηλή στάθμη θορύβου και μικρή παραμόρφωση του σήματος.[20]

Όσον αφορά τον συγχρονισμό του PCM4222 χρειάζεται ένα σήμα από ρολόι συγχρονισμού. Το κύριο ρολόι μπορεί να παραχθεί χρησιμοποιώντας έναν από τους δύο κρυσταλλικούς ταλαντωτές (που ορίζονται ως X1 ή X2) οι οποίοι είναι τοποθετημένοι στο PCM4222EVM ή από μια εξωτερική πηγή ρολογιού που συνδέεται στην υποδοχή εισόδου BNC J11. Το σήμα από το ρολόι είτε είναι από τους ταλαντωτές είτε από κάποια εξωτερική πηγή, πρέπει να διαιρείται η συχνότητά του με το 2, πράγμα που γίνεται μέσω ενός D flip-flop. Ο ταλαντωτής X1 είναι σταθερός στα 22,5792MHz και μπορεί να παρέχει συγχρονισμό για δειγματοληψίες, 44,1kHz, 88,2kHz και 176,4kHz. Ο ταλαντωτής X2 είναι σταθερός στα 24,576MHz και μπορεί να παρέχει συγχρονισμό για 48kHz και σχετικούς ρυθμούς δειγματοληψίας, συμπεριλαμβανομένων των 96kHz και 192kHz. Μια εξωτερική πηγή ρολογιού (EXT CLOCK), μπορεί να εισαχθεί μέσω του ακροδέκτη BNC J11. Εκεί υπάρχουν τρεις διακόπτες 2 καταστάσεων (HIGH,LOW) έτσι ώστε να υπάρχει η επιλογή απενεργοποίησης κάποιας πηγής χρονισμού. Η μέγιστη συχνότητα του εξωτερικού ρολογιού χρονισμού δεν πρέπει να περνάει τα 27.648MHz. Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί ότι ο χρήστης πρέπει να έχει μόνο μία πηγή ρολογιού ενεργοποιημένη γιατί αλλιώς θα υπάρχουν αντικρουόμενα σήματα.[20]

Το PCM4222EVM μπορεί να δειγματοληπτίσει με συχνότητες που κυμαίνονται από 8KHz έως 192KHz. Επιπροσθέτως υποστηρίζει την δυνατότητα υπερδειγματοληψίας του σήματος εξόδου είτε επί 64 είτε επί 128. Το σήμα εξόδου που θα πάρει ο χρήστης από την συσκευή το επιλέγει διαλέγοντας την κατάλληλη ακίδα πάνω στην συσκευή. [20]

Μετά το φιλτράρισμα τα δεδομένα του ψηφιακού σήματος μέσω κάποιου πρωτοκόλλου μπορούν να μεταδοθούν σε κάποια άλλη συσκευή για περαιτέρω επεξεργασία. Ακόμη οι έξοδοι από τον διαμορφωτή δεδομένων καταλήγουν σε ένα μετατροπέα ενός bit. Αυτά τα 1-bit δεδομένα που έχουν κωδικοποίηση DSD εκπέμπονται ταυτόχρονα με το αρχικό ψηφιοποιημένο σήμα από διαφορετικές εξόδους το καθένα.[20]

Το PCM διαθέτει δύο αναλογικές εισόδους μία για αριστερό και μία για δεξί κανάλι ήχου. Κάθε κανάλι έχει δύο ακροδέκτες για την τάση VINL-, VINL+ (ακροδέκτες 10,11) για το αριστερό και VINR-, VINR+ (ακροδέκτες 2,3) για το δεξί. Η μέγιστη τάση που μπορεί να αναπτυχθεί μεταξύ του κάθε ακροδέκτη είναι 2.8 V_{pp} εικόνα 6.4.[21]



Εικόνα 6.4: Εύρος αναλογικής τάσης εισόδου [21]

Η τάση αναφοράς για την κβάντιση προκύπτει από ένα ενσωματωμένο κύκλωμα το οποίο παράγει σταθερή τάση ανεξαρτήτως θερμοκρασίας και τάσης τροφοδοσίας. Αυτή η τάση οδηγείται στους δέλτα σίγμα διαμορφωτές των δύο καναλιών. Το γεγονός ότι αυτό το κύκλωμα είναι ενσωματωμένο μέσα στο PCM4222 ενισχύει την απόρριψη του θορύβου τροφοδοσίας. [21]

Το PCM4222 εξάγει γραμμικά κωδικοποιημένα PCM δεδομένα στην έξοδο σειριακής θύρας ήχου, μέσω της ομάδας ακροδεκτών J6 ή μέσω των πομπών DIT4192 AES3. Τα δεδομένα PCM είναι δυαδικής μορφής, με το πιο σημαντικό bit των δεδομένων να διαβιβάζεται πρώτο. Το μήκος της κωδικής λέξης του ψηφιακού ήχου μπορεί να είναι 24, 20, 18 ή 16 bit. Υποστηρίζονται πολλές μορφές ήχου. [20]

ΈΞΩΣΟΣ PCM4222	Ρυθμός Εξόδου	Ρολόι Συγχρονισμού EVM (MHz)	Ρολόι συγχρονισμού στην είσοδο PCM4222 (MHz)
PCM Κανονική ταχύτητα	8KHz	4.096	2.048
	32KHz	16.384	8.192
	44.1KHz	22.5792	11.2896
	48KHz	24.576	12.288
PCM Διπλή ταχύτητα	88.2KHz	22.5792	11.2896
	96KHz	24.576	12.288
PCM Τετραπλή ταχύτητα	176.4KHz	22.5792	11.2896
	192KHz	24.576	12.288
DSD, Υπερδειγματοληψία R=64	2.8224MHz	22.5792	11.2896
DSD, Υπερδειγματοληψία R=128	5.6448MHz	22.5792	11.2896

Πίνακας 6.1 Ρυθμός ρολογιού σε σχέση με τον ρυθμό δεδομένων εξόδου [20]

Στον πίνακα 6.1 φαίνονται ο ρυθμός του ρολογιού συγχρονισμού για την εκάστοτε συχνότητα δειγματοληψίας ή ρυθμό εξόδων δεδομένων. [20]

Ο τρόπος δειγματοληψίας καθορίζεται από την κατάσταση των εισόδων FS0 και FS1 (ακροδέκτες 19 και 20, αντίστοιχα). Τα FS0 και FS1 διαμορφώνονται χρησιμοποιώντας τα παρόμοια στοιχεία του διακόπτη SW1. Ο επόμενος πίνακας 6.2 παρουσιάζει τις διαθέσιμες ρυθμίσεις για FS0 και FS1. [20]

Διακόπτης SW1,FS1	Διακόπτης SW1,FS0	Λειτουργία Δειγματοληψίας
LO	LO	Κανονική
LO	HI	Διπλή ταχύτητα
HI	LO	Τετραπλή ταχύτητα

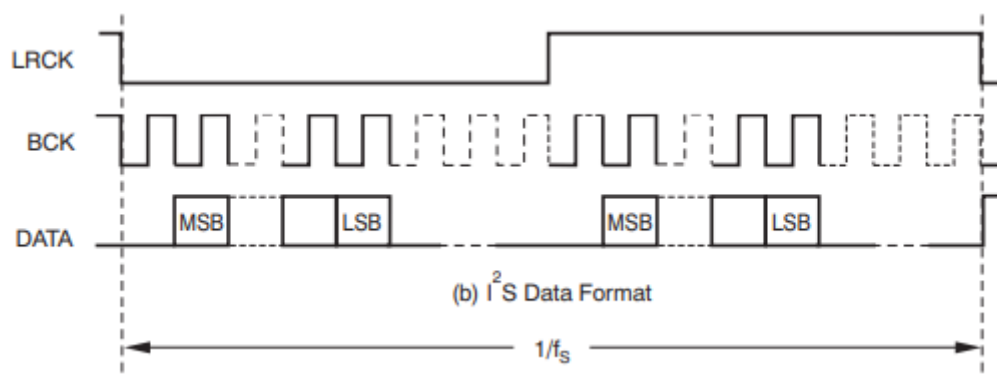
Πίνακας 6.2: Επιλογή ταχύτητας δειγματοληψίας [20]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Όσον αφορά την μεταφορά ηχητικών δεδομένων σε κωδικοποίηση PCM υποστηρίζεται η διασύνδεση με 3 γραμμές. Μία γραμμή ως έξοδος για τα δεδομένα (DATA, ακροδέκτης 32), μία γραμμή χρονισμού των δεδομένων (BCK, ακροδέκτης 33), και μία γραμμή για την αλλαγή καναλιού (word clock) από δεξί σε αριστερό και το αντίστροφο (LRCK, ακροδέκτης 34). Ο γραμμές BCK και LRCK ανάλογα με την λειτουργία του PCM4222 EVM είναι είτε έξοδοι αν έχουν τον ρόλο του master είτε είναι εισόδοι αν έχουν τον ρόλο του slave.[20]

Η σειριακή θύρα του ήχου υποστηρίζει την επιλογή ανάμεσα σε τέσσερα πρωτόκολλα μεταφοράς δεδομένων. Τα I2S και Left-Justified για υποστήριξη δικάναλου ήχου και 2 πρωτόκολλα για μεταφορά TDM δεδομένων για υποστήριξη 8 καναλιών μέσω μίας γραμμής. Προκειμένου να συνδεθεί με το USB streamer υπήρξε διασύνδεση μέσω πρωτοκόλλου I2S. Για την μεταφορά δεδομένων μέσω I2S αν το PCM4222 είναι στον ρόλο του slave συνίσταται η γραμμή BCK να έχει ρυθμό εισόδου 64fs ή 128fs αν είναι στην λειτουργία κανονικής ταχύτητας, αν είναι στην λειτουργία διπλής ή τετραπλής ταχύτητας συνίσταται να έχει ρυθμό 64fs.[21]

Η λειτουργία Slave / Master καθορίζεται από την κατάσταση της εισόδου S / M (ακροδέκτης 39), η οποία ελέγχεται μέσω της κατάστασης S / M στο διακόπτη SW3. Για LO είναι στον ρόλο του master για HI είναι στον ρόλο του slave. Η μορφή δεδομένων ήχου επιλέγεται χρησιμοποιώντας τις εισόδους FMT0 και FMT1 (ακροδέκτες 44 και 43, αντίστοιχα), οι οποίοι ελέγχονται από τα στοιχεία FMT0 και FMT1 στο διακόπτη SW3.[21]



Εικόνα 6.5: Μεταφορά δεδομένων μέσω I2S [21]

Συνήθως, το PCM4222 ρυθμίζεται ώστε να εξάγει σήμα PCM 24-bit. Ωστόσο, το PCM4222 υποστηρίζει μείωση μήκους λέξεων δεδομένων χρησιμοποιώντας τριγωνικό PDF dither. Αυτή η αρχιτεκτονική επιτρέπει στη συσκευή να εξάγει 20, 18 ή 16 bit δεδομένων ήχου όταν χρειάζεται. Το μήκος της λέξης εξόδου καθορίζεται από τις εισόδους OWL0 και OWL1 (ακροδέκτες 42 και 41, αντίστοιχα). Αυτοί οι ακροδέκτες ελέγχονται από τον διακόπτη στοιχείων OWL0 και OWL1 SW3. Ο επόμενος πίνακας συνοψίζει τη λειτουργία των διακοπτών OWL0 και OWL1.[20]

Διακόπτης SW3, OWL1	Διακόπτης SW3, OWL0	Μήκος Λέξης
LO	LO	24 bits
LO	HI	18 bits
HI	LO	20 bits
HI	HI	16 bits

Πίνακας 6.3: Λειτουργία διακοπτών SW3, OWL0, OWL1. [20]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Το PCM4222 περιλαμβάνει ένα φίλτρο γραμμικής φάσης ψηφιακής αποικοδόμησης που χρησιμοποιείται για τη μείωση των bit στην έξοδο κατά την δειγματοληψία του διαμορφωτή δέλτα-σίγμα και παρέχει χαμηλοπερατό φίλτρο antialiasing. Το φίλτρο αποικοδόμησης περιλαμβάνει δύο επιλέξιμες αποκρίσεις συχνότητας: Κλασική και Low Group Delay. Η είσοδος DF (ακροδέκτης 21) χρησιμοποιείται για την επιλογή της επιθυμητής απόκρισης συχνότητας. Ακόμη περιλαμβάνει υψηλοπερατό ψηφιακό φιλτράρισμα που αφαιρεί το στοιχείο DC από το σήμα εξόδου. Τα δεξιά και τα αριστερά κανάλια μπορούν να ενεργοποιηθούν και να απενεργοποιηθούν ξεχωριστά, χρησιμοποιώντας τις εισόδους HPFDR (ακροδέκτης 17) και HPFDL (ακροδέκτης 18), αντίστοιχα. Αυτές οι εισοδοί ελέγχονται μέσω των στοιχείων HPFDR και HPFDL στον διακόπτη SW1. [20]

Για περίπτωση που το σήμα είναι μεγαλύτερο από την στάθμη κβάντισης και ψαλιδιστεί περιλαμβάνονται δύο δείκτες υπερχειλίσης ενεργού-υψηλού, ο ένας για τα αριστερά και ο άλλος για το δεξί κανάλι. Οι ενδείξεις υπερχειλίσης παρέχονται στις εξόδους OVFL (pin 37) και OVFR (pin 38). Αυτές οι εξοδοί έχουν ρυθμιστεί και οδηγούν δύο διόδους εκπομπής φωτός LED1 και LED2 στο EVM, παρέχοντας οπτική ένδειξη υπερχειλίσης για το αριστερό και δεξί κανάλι, αντίστοιχα. [20]

Το EVM περιλαμβάνει δύο πομπούς ψηφιακής διεπαφής ήχου Texas Instruments DIT4192, U13 και U14. Οι πομποί δέχονται είτε left justified είτε μεταφορά δεδομένων μέσω I²S πρωτοκόλλου με δεδομένα σε μορφή PCM από την έξοδο του PCM4222 και στη συνέχεια κωδικοποιούνται σε μια ροή δεδομένων AES3, η οποία εξάγεται στους συνδέσμους J7 έως J10. Με τις εξόδους AES 3 δεν θα ασχοληθούμε παραπάνω διότι η μεταφορά δεδομένων γίνεται μέσω I²S και USB streamer που δεν υποστηρίζει AES3 κωδικοποίηση. [21]

Το PCM4222 υποστηρίζει μια έξοδο δεδομένων Direct Stream Digital (DSD) ενός bit, η οποία λειτουργεί είτε με υπερδειγματοληψία 64 είτε 128 επί το ρυθμό δειγματοληψίας εξόδου κωδικοποίησης PCM. Το PCM4222 επιτρέπει την ταυτόχρονη έξοδο τόσο DSD όσο και PCM σήματος. Τα δεδομένα DSD για το αριστερό και το δεξί κανάλι και το σχετικό ρολόι των bit εξάγονται στη θύρα δεδομένων DSD ή στην ομάδα ακροδεκτών J5. [21]

Όπως αναφέρθηκε πριν υπάρχει λειτουργία διαμόρφωσης πολλών bit στη έξοδο (MBM), όπου τα δεδομένα 6-bit για τα αριστερά και τα δεξιά κανάλια εξάγονται απευθείας από τους διαμορφωτές δέλτα-σίγμα. Τα δεδομένα εξόδου MBM αποθηκεύονται σε προσωρινή μνήμη και δρομολογούνται στη θύρα δεδομένων διαμορφωτή ή στην ομάδα ακροδεκτών J4. [20]

Η λειτουργία εξόδου MBM ενεργοποιείται ή απενεργοποιείται χρησιμοποιώντας την είσοδο MODEN (ακροδέκτης 23). Αυτή η είσοδος ελέγχεται μέσω του MODEN στοιχείου στο διακόπτη SW1. Όταν είναι ενεργοποιημένη η λειτουργία MBM, οι λειτουργίες εξόδου PCM και DSD απενεργοποιούνται, επειδή ορισμένες από τις ακίδες που χρησιμοποιούνται για αυτές τις λειτουργίες αναδιαμορφώνονται ως δεδομένα διαμορφωτή και έξοδο ρολογιού. Η είσοδος PCMEN (ακροδέκτης 16) πρέπει να ρυθμιστεί στη θέση LO όταν είναι ενεργοποιημένη η έξοδος MBM. Όταν η λειτουργία MBM είναι απενεργοποιημένη, όλα τα δεδομένα και οι εξοδοί ρολογιού που σχετίζονται με τη διεπαφή οδηγούνται στην κατάσταση LO (υποθέτει ότι οι λειτουργίες PCM και DSD είναι επίσης απενεργοποιημένες). [20]

6.2 USB Streamer

Το USB Streamer είναι μία δημιουργία της miniDSP και μπορεί να υποστηρίξει μέσω USB μεταφορά ψηφιακού ήχου μέχρι σε 10 κανάλια. Πουλιέται σε δύο εκδοχές η μία εκδοχή είναι σε προστατευτικό κουτί (εικόνα 6.6) ενώ η άλλη δεν διαθέτει κουτί (εικόνα 6.7). Στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιήθηκε η εκδοχή της εικόνας 6.7 λόγω του ότι μπορεί να υποστηρίξει το

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S
πρωτόκολλο I2S σε αντίθεση με την εκδοχή της εικόνας 6.6. Κατά κύριο λόγο χρησιμοποιείται σε υψηλής πιστότητας συστήματα και στούντιο ηχογράφησης.[22]



Εικόνα 6.6 USB Streamer σε κουτί υποστηρίζει πρωτόκολλα TOSLINK και ADAT.[22]



Εικόνα 6.7 USB Streamer χωρίς κουτί υποστηρίζει πρωτόκολλα TOSLINK, ADAT και I2S.[22]

Η έκδοση χωρίς κουτί διαθέτει 3 διαφορετικές λειτουργίες:

1. Στην πρώτη λειτουργία μπορεί να υποστηρίξει μέχρι 8 κανάλια εισόδου/εξόδου κάνοντας χρήση του πρωτοκόλλου I2S και 2 ακόμη κανάλια εισόδου εξόδου μέσω οπτικής ίνας κάνοντας χρήση του πρωτοκόλλου (TOSLINK)
2. Στην δεύτερη λειτουργία υπάρχει υποστήριξη μέχρι 8 κανάλια εισόδου/εξόδου μέσω οπτικής ίνας και του πρωτοκόλλου ADAT.
3. Στην τρίτη λειτουργία υπάρχει υποστήριξη 8 καναλιών εισόδου/εξόδου με ρυθμούς δειγμάτων από 8 KHz έως 192 KHz.

Για το πειραματικό χρησιμοποιήθηκε η 1^η λειτουργία η οποία είναι και η προκαθορισμένη με το που αγοραστεί. Ο λόγος που επιλέχθηκε είναι διότι η κάρτα ήχου PCM4222 μπορεί να υποστηρίξει I2S μεταφορά δεδομένων.[22]

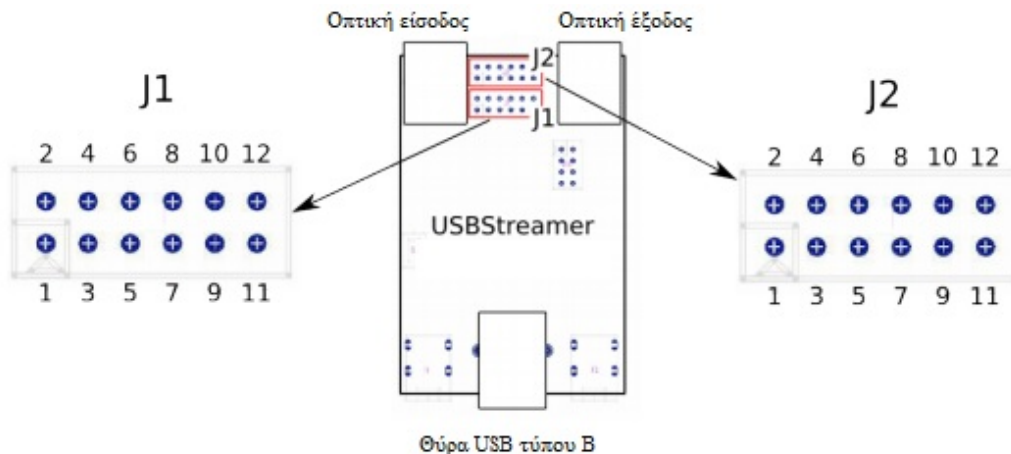
Το USB streamer λειτουργεί πάντα ως master στην μεταφορά δεδομένων με το πρωτόκολλο I2S. Για είσοδο και έξοδο δεδομένων στα 8 κανάλια διαθέτει 12 ακροδέκτες. Οι ρυθμοί μεταφοράς των δειγμάτων είναι 44.1 KHz, 48 KHz, 88.2 KHz, 96KHz,176.4KHz ή 192 KHz. Ο ρυθμός μεταφοράς που θα επιλεγεί θα είναι ίδιος για όλα τα κανάλια.

Τα καλώδια που θα μεταφέρουν τα σήματα από τα ρολόγια και τα δεδομένα πρέπει να είναι μικρά σε μήκος ώστε να εξασφαλιστεί η ακεραιότητα μεταφοράς δεδομένων. Αν τα καλώδια πρέπει να

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

έχουν μεγαλύτερο μήκος τότε χρειάζεται να υπάρχουν ενδιάμεσα διατάξεις που να εγγυούνται για την ακέραη μεταφορά δεδομένων και σημάτων χρονισμού. Ακόμη είναι σημαντικό η ψηφιακή γείωση με την αναλογική να είναι διαφορετικές. [22]

Στην αποκάτω εικόνα φαίνονται 2 ομάδες ακροδεκτών η ομάδα ακροδεκτών J1 έχει τους ακροδέκτες που είναι υπεύθυνοι για την συνδεσμολογία του πρωτοκόλλου I2S και η J2 ομάδα διαθέτει ακροδέκτες για βοηθητικές λειτουργίες όπως έξτρα γειώσεις και εισόδους εξόδους γενικού σκοπού. Στην υλοποίηση του πειραματικού της διπλωματικής δεν χρησιμοποιήθηκε κανένας από τους ακροδέκτες της ομάδας J2. Στον πίνακα 6.4 φαίνεται το που αποσκοπεί ο κάθε ακροδέκτης της ομάδας J1. [22]



Εικόνα 6.8: Κάτοψη του USB Streamer όπου J1 και J2 ομάδες ακροδεκτών

Ακροδέκτης	Περιγραφή
1	Έξοδος δεδομένων I2S για τα κανάλια 1 και 2
2	Είσοδος δεδομένων I2S για τα κανάλια 1 και 2
3	Έξοδος δεδομένων I2S για τα κανάλια 3 και 4
4	Είσοδος δεδομένων I2S για τα κανάλια 3 και 4
5	Έξοδος δεδομένων I2S για τα κανάλια 5 και 6
6	Είσοδος δεδομένων I2S για τα κανάλια 5 και 6
7	Έξοδος δεδομένων I2S για τα κανάλια 7 και 8
8	Είσοδος δεδομένων I2S για τα κανάλια 7 και 8
9	MCLK έξοδος
10	BCLK έξοδος
11	Γείωση (GND)
12	LRCLK έξοδος

Πίνακας 6.4 Περιγραφή των ακροδεκτών της ομάδας J1. [22]

Οι ακροδέκτες 9,10,12 στέλνουν σήματα ρολογιών για συγχρονισμό. Το MCLK είναι υπεύθυνο για τον συγχρονισμό όλων των καναλιών είτε για αναπαραγωγή ήχου είτε για ηχογράφιση. Το BCLK (bit clock) είναι ίδιο με το ρολόι SCK (βλέπε θεωρία 5.4) το οποίο ο ρυθμός του πρέπει να είναι 64 φορές μεγαλύτερος από τον ρυθμό δειγματοληψίας. Το LRCLK είναι το ρολόι που είναι υπεύθυνο

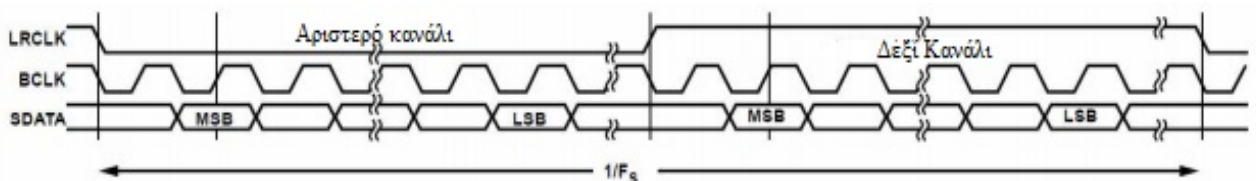
Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

για τον συγχρονισμό πλαισίων ή αλλιώς για την επιλογή καναλιού WS (βλέπε θεωρία 5.4) και έχει ρυθμό ίδιο με τον ρυθμό δειγματοληψίας. Στον πίνακα 6.5 φαίνονται οι ρυθμοί των ρολογιών με βάση την συχνότητα δειγματοληψίας. [22]

Ρυθμός Δειγματοληψίας LRCLK	MCLK	BCLK
44.1 KHz	22.5792 MHz	2.822 MHz
48 KHz	24.576 MHz	3.072 MHz
88.2 KHz	22.5792 MHz	5.6448 MHz
96 KHz	24.576 MHz	6.144 MHz
176.4 KHz	22.5792 MHz	11.2896 MHz
192 KHz	24.576 MHz	12.288 MHz

Πίνακας 6.5 Οι ρυθμοί των ρολογιών με βάση την συχνότητα δειγματοληψίας. [22]

Προκειμένου να υποστηρίξει 8 κανάλια με την χρήση του πρωτοκόλλου I2S χρησιμοποιεί 4 ζεύγη καναλιών γιατί είχαμε αναφέρει ότι το I2S μπορεί να εφαρμοστεί σε 2 κανάλια. Άρα εφόσον υπάρχουν 4 ζεύγη καναλιών υπάρχουν 4 γραμμές για είσοδο ψηφιακών ηχητικών δεδομένων και 4 για έξοδο ηχητικών δεδομένων. Όλα τα ζεύγη καναλιών παίρνουν κοινό σήμα από το LRCLK και BCLK. Το MCLK είναι υπεύθυνο για το ποιο ζεύγος καναλιών θα λαμβάνει ή θα μεταδίδει δεδομένα.



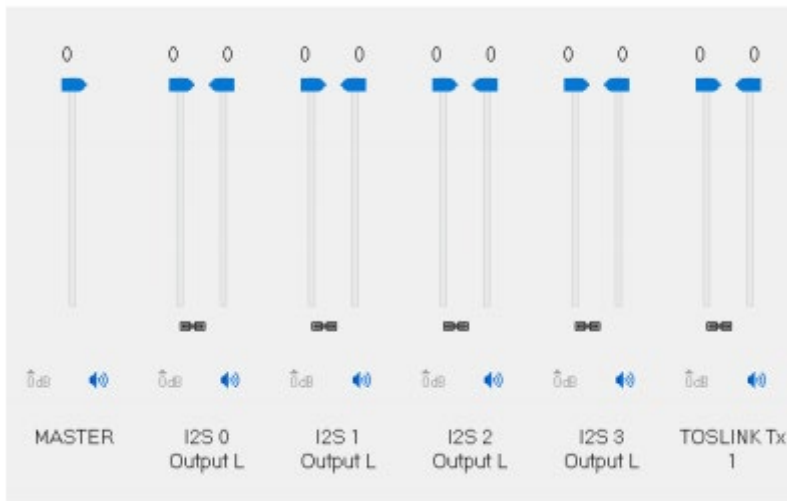
Εικόνα 6.9 Λειτουργία I2S [22]

Η τροφοδοσία του γίνεται είτε μέσω USB από την κεντρική συσκευή είτε μέσω του ακροδέκτη 12 από την ομάδα ακροδεκτών J2 και είναι στα 5V. [22]

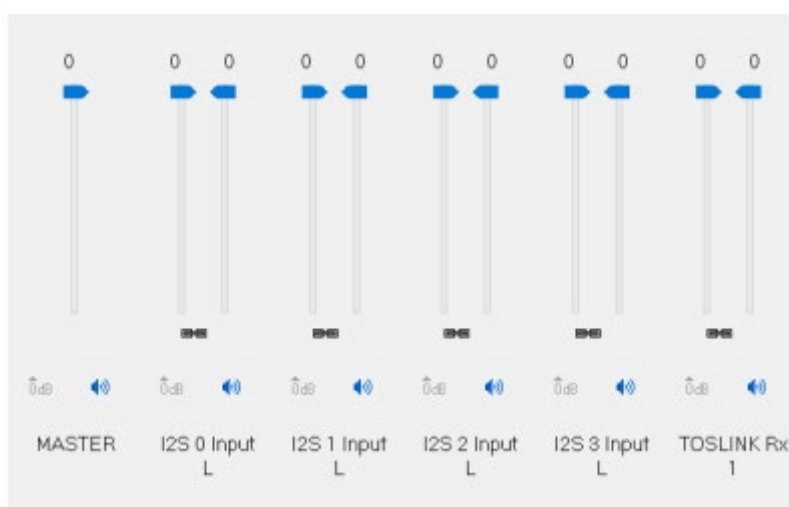
Οι ρυθμίσεις για την λειτουργία του, τους ρυθμούς δειγματοληψίας και τα πόσα κανάλια είναι συνδεδεμένα γίνονται μέσω προγράμματος. Το πρόγραμμα αυτό είναι συμβατό με λειτουργικά συστήματα Windows και Mac OS X. [22]

Οι απαιτήσεις συστήματος για Windows είναι να έχει 1GHZ ή μεγαλύτερη ταχύτητα ρολογιού επεξεργαστή. Η RAM πρέπει να είναι τουλάχιστον 512 MB. Ακόμη η συσκευή που τρέχει τα Windows πρέπει να έχει μία ελεύθερη θύρα USB 2.0 προκειμένου να μπορεί να συνδεθεί το USB Streamer. [22]

Με το που συνδεθεί το USB Streamer με τον υπολογιστή θα εμφανίσει το πρόγραμμα οδήγησης που πρέπει να εγκατασταθεί στον υπολογιστή. Όταν εγκατασταθεί το πρόγραμμα οδήγησης, μέσα στους φακέλους του ο χρήστης μπορεί να επιλέξει τον φάκελο με βάση την λειτουργία που θα ήθελε να κάνει το USB Streamer. Ακόμη με την εγκατάσταση του προγράμματος οδήγησης εγκαθίσταται και ένα πρόγραμμα πίνακα ελέγχου όπου μέσω αυτού ο χρήστης μπορεί να ρυθμίσει ανάλογα με την λειτουργία πόσα κανάλια ,εισόδου και εξόδου θα υπάρχουν , τον ρυθμό δειγματοληψίας ,την ακουστική ισχύ των καναλιών , το πόσα USB Streamers είναι συνδεδεμένα και άλλα. [22]



(A)



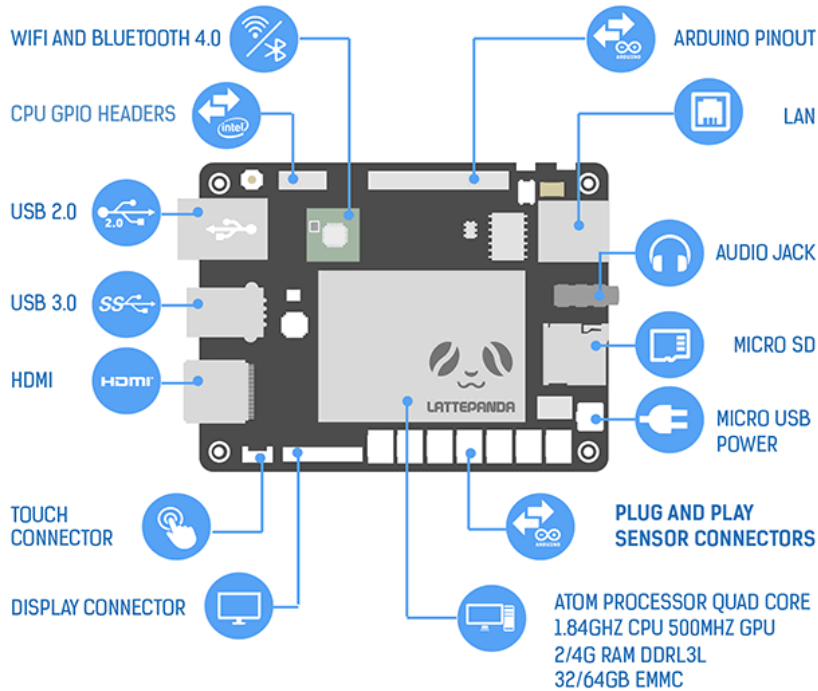
(B)

Εικόνα 6.10 . Στην (A) εικόνα φαίνεται ο πίνακας ελέγχου την ισχύ εξόδου του κάθε καναλιού ενώ στην (B) φαίνεται ο πίνακας ελέγχου για την ισχύ εισόδου του κάθε καναλιού. [22]

6.3 LattePanda

Το LattePanda είναι ένα single board computer. Τα single board computers είναι συστήματα που έχουν ενσωματωμένες όλες τις βασικές δυνατότητες ενός υπολογιστή σε μία πλακέτα. Το σημαντικότερο στοιχείο τους είναι ο κεντρικός επεξεργαστής που έχουν. Το LattePanda έχει ενσωματωμένο επεξεργαστή Intel Quad Core 1.8GHz δίνοντας του την δυνατότητα να έχει εγκατεστημένα windows 10 για ευκολότερη χρήση. Παρόλα αυτά ο χρήστης αντί για windows 10 μπορεί να εγκαταστήσει linux . Ο αγοραστής της συσκευής μπορεί να την αγοράσει είτε με 2GB RAM και 32GB εσωτερική μνήμη ή με 4GB RAM και 64GB εσωτερική μνήμη. Επιπροσθέτως διαθέτει 2 θύρες USB 2.0 τύπου A, μία θύρα USB 3.0 τύπου A και έναν συνεπεξεργαστή ATmega32u4 δίνοντας την δυνατότητα να συνδεθούν συσκευές και αισθητήρες που είναι συμβατές με Arduino. Η τροφοδοσία του γίνεται μέσω MICRO USB θύρας στα 5V. [23]

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S



Εικόνα 6.11: Σχηματικό θυρών του LATTEPANDA [23]



Εικόνα 6.12: Κάτοψη LATTEPANDA [23]

Συστήματα όπως το LATTEPANDA συνήθως δεν έχουν την δυνατότητα υποστήριξης ήχου πόσο μάλλον πολυκάναλου ήχου από 4 κανάλια και πάνω. Αυτή ήταν και η πρόκληση στην συγκεκριμένη διπλωματική εργασία, πώς θα μπορούσαν τέτοια συστήματα να υποστηρίξουν πολυκάναλο ήχο με την χρήση κατάλληλων περιφερειακών συσκευών και προγραμμάτων οδήγησης.

6.4 Πειραματική διάταξη και μετρήσεις

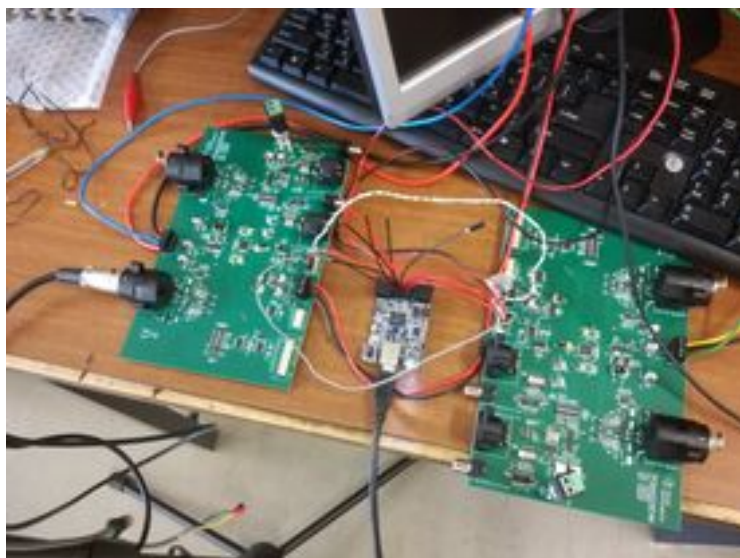
Όπως φαίνεται και στην εικόνα 6.1 στην πειραματική διάταξη χρησιμοποιήθηκαν 2 κάρτες PCM4222 παρέχοντας την δυνατότητα τεσσάρων καναλιών. Το κάθε PCM4222 είχε ρυθμιστεί να παρέχει δειγματοληψία 48KHz με 24bit κβάντιση σε κωδικοποίηση PCM. Οι δύο αυτές κάρτες συνδέονται τα ρολόγια τους όπως στην εικόνα 6.1 με το USB streamer. Εφόσον το USB streamer είναι στον ρόλο του master το PCM4222 θα παίρνει σήμα από τα ρολόγια MCLK,LRCLK και το BCLK για τον χρονισμό και των συγχρονισμό του προκειμένου να στέλνει τα δεδομένα του ψηφιοποιημένου ήχου μέσω της γραμμής SData. Αυτά τα δεδομένα μετά μέσω USB οδηγούνται στο LATTE PANDA για ανάλυση και επεξεργασία και αποθήκευση.

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Τα 24bit κβάντισης έχουν σχέση σήματος προς θόρυβο (SNR) κάνοντας εφαρμογή του τύπου στην υποενότητα 3.1.1 θα είναι περίπου 146.24db για ημιτονικά σήματα. Η δειγματοληψία για 48KHz δίνει ένα εύρος συχνοτήτων 24KHz. Προκειμένου να ελεγχθεί η ποιότητα του συστήματος στο κατά πόσο παραμορφώνεται ένα σήμα κατά την διάρκεια μίας ηχογράφησης έγινε ηχογράφηση σε ημίτονα διαφόρων ακουστικών συχνοτήτων πρώτα με τάση 1V και μετά με τάση 2V. Τα αναλογικά ημίτονα παράγονταν από μία γεννήτρια συχνοτήτων (εικόνα 6.13). Το πρόγραμμα που χρησιμοποιήθηκε για την ηχογράφηση ήταν το REAPER που είναι ένα πρόγραμμα που χρησιμοποιείται για επαγγελματικές ηχογράφησης. Ο έλεγχος μετά των ψηφιοποιημένων ημιτόνων για την ύπαρξη αρμονικών και θορύβου που δημιουργήθηκε μέσω της δειγματοληψίας και της κβάντισης πραγματοποιήθηκε μέσω MATLAB.



Εικόνα 6.13: Γεννήτρια συχνοτήτων

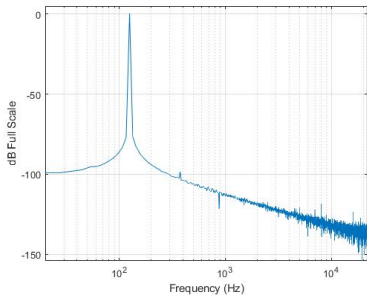


Εικόνα 6.14: Στην εικόνα φαίνονται οι δύο κάρτες EVMPCM4222 συνδεδεμένες με το USBstreamer.

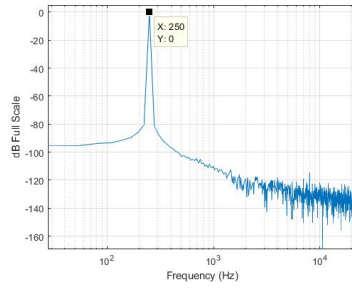
6.4.1 Μετρήσεις

Σε αυτήν την υποενότητα παρουσιάζονται οι μετρήσεις που πάρθηκαν. Κάτω από κάθε εικόνα αναγράφεται η εξεταζόμενη συχνότητα καθώς και η ισχύς παραμόρφωσης του σήματος λόγω αρμονικών (THD Total Harmonic Distortion). Οι εικόνες δείχνουν την φασματική ανάλυση του κάθε σήματος. Από την φασματική ανάλυση μπορούμε να δούμε την ισχύ σε db όλων των συχνοτήτων που υπάρχουν στην ηχογράφηση. Αυτή η απεικόνιση είναι χρήσιμη διότι έτσι μπορούμε να δούμε την στάθμη του θορύβου καθώς και την ύπαρξη αρμονικών.

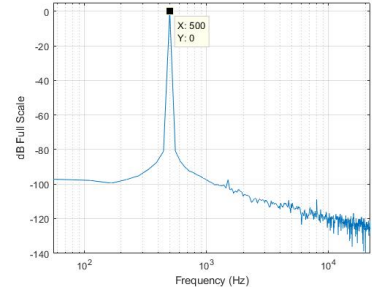
ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΠΕΙΡΑΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΕΝΑ VOLT



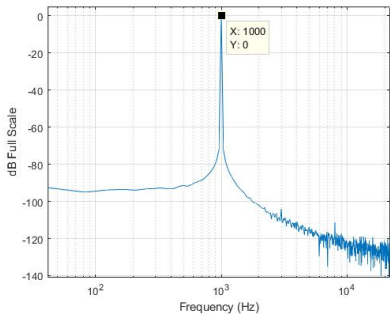
125hz thd=-93.4028db



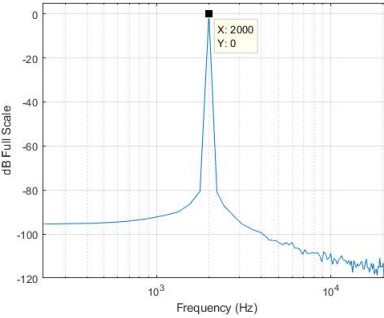
250hz thd=-96.3161db



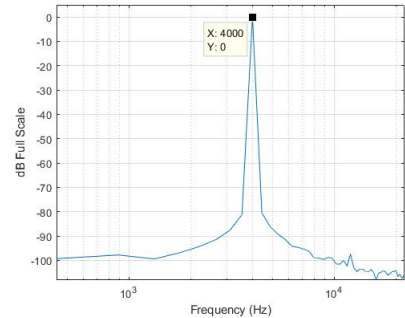
500hz thd=-95.9289db



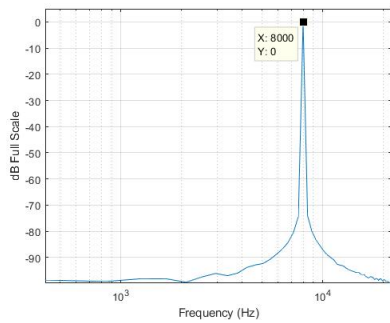
1000hz thd=-97.8716db



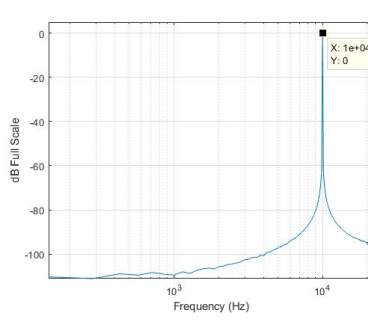
2000hz thd=-99.8567db



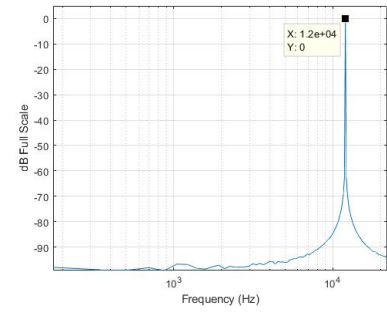
4000hz thd=-94.8291db



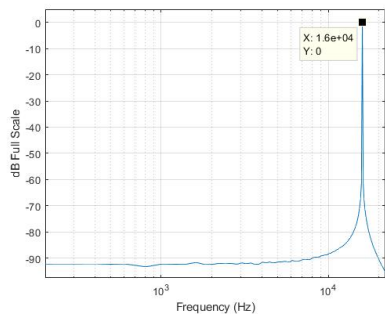
8Khz thd=-83.5378db



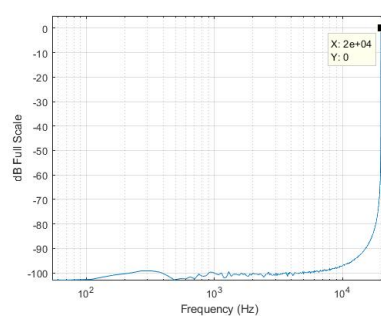
10Khz thd=-98.7563db



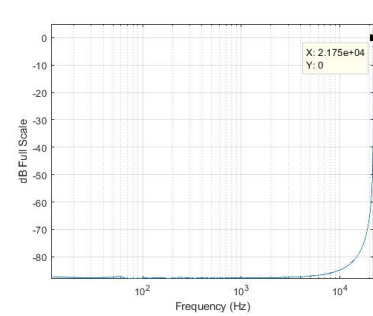
12Khz thd=-inf



16Khz thd=-inf

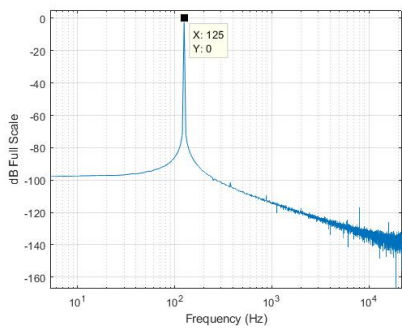


20Khz thd=-inf

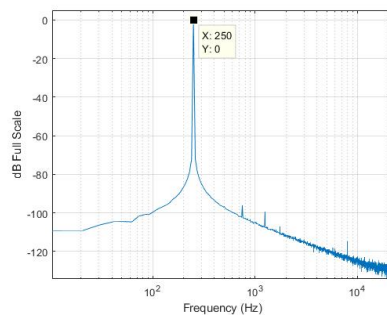


21.750KHz thd=-inf

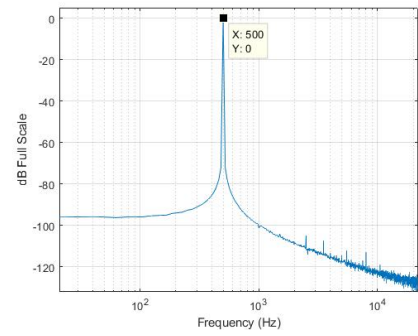
ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ 2V ΤΑΣΗΣ



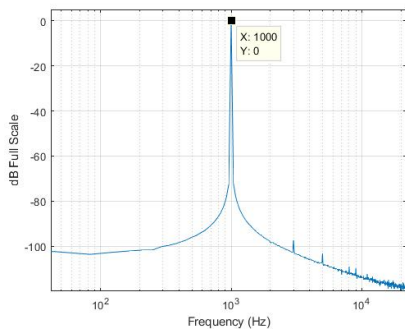
125hz thd=-96.7161db



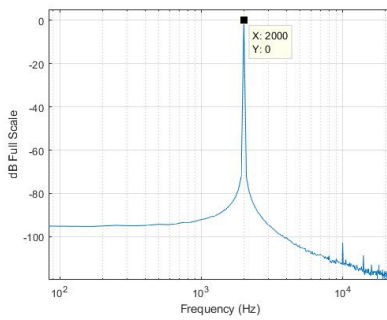
250hz thd=-97.6807db



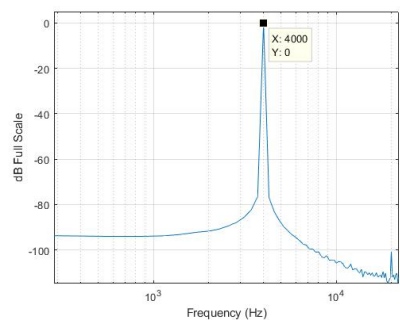
500hz thd=-97.3721db



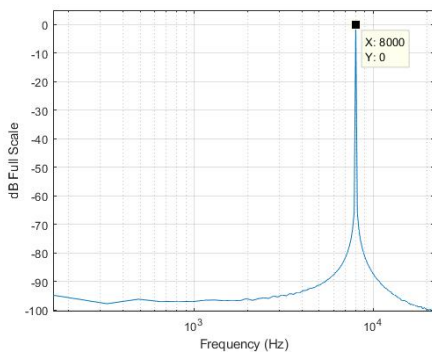
1000hz thd=-98.7507db



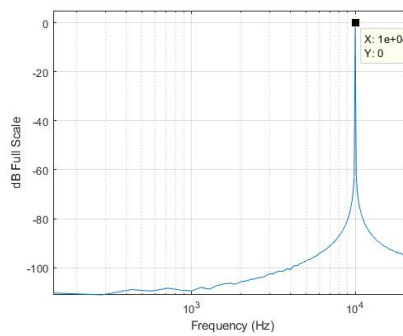
2000hz thd=-94.0181db



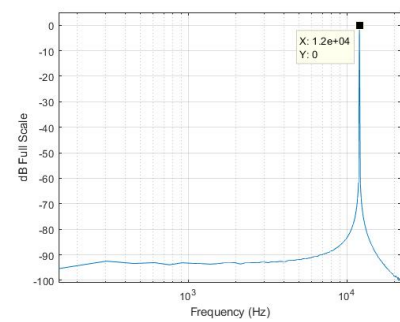
4000 thd=-93.2614db



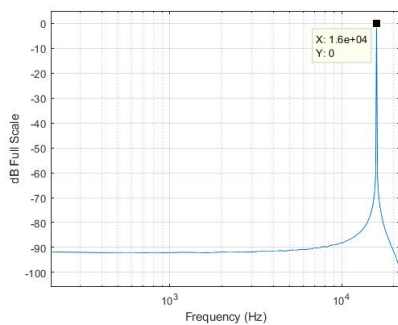
8Khz thd=-100.7410db



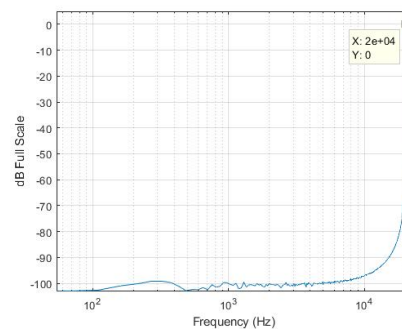
10Khz thd=-95.4923db



12Khz thd=-inf



16Khz thd=-inf



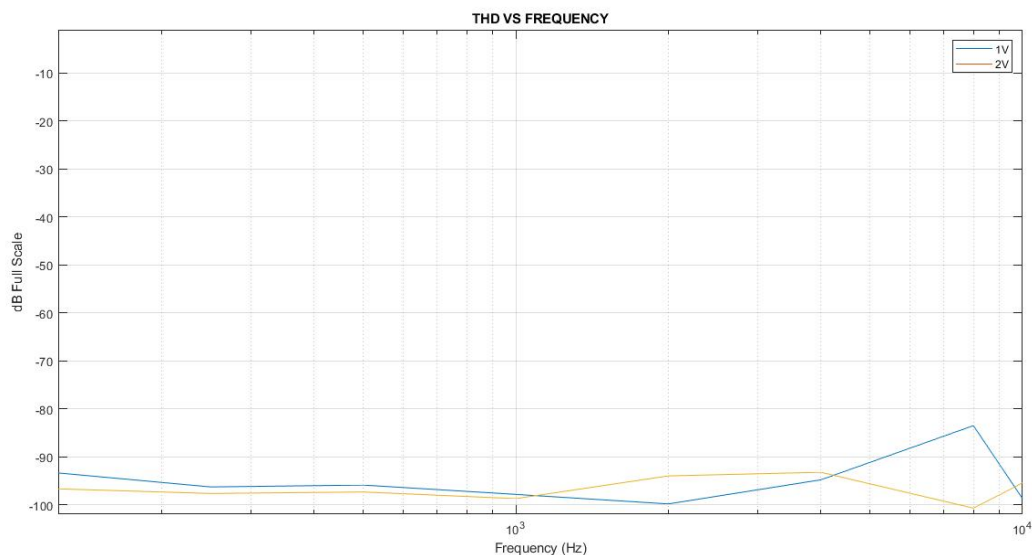
20Khz thd=-inf

Υποστήριξη πολυκάναλου ήχου σε ενσωματωμένα συστήματα με την χρήση του πρωτοκόλλου I²S

Παρατηρώντας τις μετρήσεις για συχνότητες :

- 125-500hz αυξάνοντας την τάση του σήματος παρατηρείται αύξηση της ισχύος των αρμονικών με αποτέλεσμα να αυξάνεται το THD.
- 1000hz αυξάνοντας την τάση του σήματος μειώνεται ο θόρυβος και μειώνεται ο αριθμός των αρμονικών με αποτέλεσμα να μειώνεται το THD.
- 2000-4000hz αυξάνοντας την τάση του σήματος παρατηρείται αύξηση της ισχύος των αρμονικών με αποτέλεσμα να αυξάνεται το THD
- 8000hz αυξάνοντας την τάση του σήματος μειώνεται ο θόρυβος και μειώνεται ο αριθμός των αρμονικών με αποτέλεσμα να μειώνεται το THD.
- 10000hz αυξάνοντας την τάση του σήματος μειώνεται ο θόρυβος και μειώνεται ο αριθμός των αρμονικών με αποτέλεσμα να μειώνεται το THD.
- 12Khz – 20Khz αυξάνοντας την τάση του σήματος μειώνεται ο θόρυβος. Ο λόγος που η αρμονική παραμόρφωση είναι μείον άπειρο είναι διότι δεν υπάρχουν στο ψηφιοποιημένο σήμα αρμονικές αυτής της συχνότητας. Οι αρμονικές είναι συχνότητες που προκύπτουν από τα ακέραια πολλαπλάσια κάποιας συχνότητας. Η συχνότητα δειγματοληψίας είναι 48KHz αυτό σημαίνει ότι μπορεί να δειγματοληφτήσει συχνότητες μέχρι τα 24KHz. Οι αρμονικές που παράγονται από τα 12Khz είναι από 24KHz και πάνω άρα δεν δειγματοληφτούνται.

Η παραπάνω ανάλυση φαίνεται σχηματικά στην εικόνα 6.15



Εικόνα 6.15: Στην εικόνα φαίνεται το επίπεδο ισχύος της αρμονικής παραμόρφωσης για κάθε συχνότητα ανάλογα την τάσης της.

Η στάθμη θορύβου βλέποντας τις μετρήσεις είναι πολύ χαμηλή σε σχέση με την ισχύ του σήματος καθώς επίσης και οι παραμορφώσεις λόγω αρμονικών, όλα αυτά καθιστούν το σύστημα του πειραματικού αξιόπιστο όσο αφορά την πολυκάναλη ηχογράφηση.

Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές

- [1] Φ. Λαζαρίνης, σε *Θεωρία Ψηφιακού Ήχου*, 2015, pp. 75-105.
- [2] «HEADPHONESTY,» July 2019. [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.headphonesty.com/2019/07/sample-rate-bit-depth-bit-rate/>.
- [3] J. Watkinson, *The art of digital audio*.
- [4] Ι. Καθ Μουρτζόπουλος, Σημειώσεις για το μάθημα "Ψηφιακή Τεχνολογία Ήχου", Πάτρα: Παν. Πατρών, 2001.
- [5] A. J. Jerri, «The Shannon Sampling Theorem-Its Various Extensions and Applications: A Tutorial Review,» *IEEE*, τόμ. 65, αρ. 11, pp. 1565-1596, 1977.
- [6] Χ. Μαρία, «ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ ΨΗΦΙΟΠΟΙΗΣΗΣ ΗΧΗΤΙΚΩΝ ΑΡΧΕΙΩΝ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ ΨΗΦΙΟΠΟΙΗΜΕΝΟΥ ΗΧΟΥ».
- [7] Ν. Π. ΕΛΙΝΤΙΟΝ, «ΨΗΦΙΑΚΗ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΗΧΟΥ,» Πειραιάς.
- [8] M. Bosi και R. E. Goldberg, *INTRODUCTION TO DIGITAL AUDIO CODING AND STANDARDS*, SPRINGER SCIENCE+BUSINESS MEDIA, LLC, 2003.
- [9] M. W. Hauser, «Principles of oversampling A/D conversion,» *Journal of the Audio Engineering Society*, αρ. 39, pp. 3-26, 1991.
- [10] «What is Signal to Noise Ratio and How to calculate it?,» cadence PCB DESIGN & ANALYSIS, 29 January 2020. [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2020-what-is-signal-to-noise-ratio-and-how-to-calculate-it>.
- [11] J. Wiley, *DAFX - Digital Audio Effects*, U. Zolzer, Επιμ., 2002.
- [12] *Audio Dither Explained*. [Φιλμ]. 2021. Available: <https://www.earlevel.com>
- [13] R. Pichevar, F. Mustiète και Hossein Najaf-Zadeh, «Neural-based approach to perceptual sparse coding of audio signals,» σε *International Joint Conference on Neural Networks*, Barcelona, 2010.
- [14] K. C. Pohlmann, *Principles of Digital Audio*, 6th επιμ., 2011.
- [15] J. Emmett, *ENGINEERING GUIDELINES THE EBU/AES DIGITAL AUDIO INTERFACE*, European broadcasting union, 1995.
- [16] H. MULLER, «Fundamentals of USB Audio,» 27 June 2012. [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.edn.com/fundamentals-of-usb-audio/>.
- [17] R. Murphy, «USB 101: An Introduction to Universal Serial Bus 2.0».
- [18] D. MOHANKUMAR, «ELECTRO SCHEMATICS,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.electroschematics.com/usb-how-things-work/>.
- [19] P. Semiconductors, «I2S bus specification». February 1986.
- [20] «PCM4222EVM User's Guide,» Texas Instruments, 2006.
- [21] «PCM4222,» Texas Instruments.
- [22] MINIDSP, «USB Streamer». Hong Kong 24 MAY 2018.
- [23] «LATTEPANDA» Available:<http://www.lattepanda.com>.