

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παλμοκωδική Διαμόρφωση – Pulse Code Modulation (PCM)

Τσώλη Βασιλική Α.Μ. 1604
Μανάγιας Κωνσταντίνος Α.Μ. 1305

Επιβλέπων: Παρασκευάς Μιχαήλ

Αντίρριο – Δεκέμβριος 2015

Ευχαριστίες

Αρχικά θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον κύριο Μιχαήλ Παρασκευά για το πολύτιμο υλικό που μας παρείχε ώστε να εκπληρώσουμε την υλοποίηση της πτυχειακής εργασίας όσο και για την επίβλεψή της.

Τέλος ευχαριστούμε τις οικογένειές μας για την στήριξή τους όλα αυτά τα χρόνια.

Περιεχόμενα

Περιεχόμενα.....	2
ΠΕΡΙΛΗΨΗ	5
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΣΗΜΑΤΑ	5
1.1 ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΣΗΜΑ	5
1.2 ΨΗΦΙΑΚΟ ΣΗΜΑ	7
1.2.1 Φαινόμενο Jitter	8
1.3 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΕΝΑΝΤΙ ΑΝΑΛΟΓΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ	9
1.3.1 Πλεονεκτήματα	9
1.3.2 Μειονεκτήματα.....	10
1.3.3 Διαφορές Αναλογικού και Ψηφιακού Σήματος	11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ.....	12
2.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ-ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ.....	12
2.2 ΕΙΔΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	13
2.2.1 Ημιτονοειδές Φέρον	13
Α) Αναλογικό Σήμα Πληροφορίας	13
Διαμόρφωση Πλάτους (AmplitudeModulation).....	13
Διαμόρφωση Συχνότητας (FrequencyModulation).....	14
Διαμόρφωση Φάσης (PhaseModulation).....	14
Β) Δυαδικό Σήμα Πληροφορίας.....	15
Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (Amplitude-shiftKeying - ASK)	15
Διαμόρφωσημετατόπισηςσυχνότητας (Frequency-shift Keying - FSK).....	16
ΔιαμόρφωσηΜετατόπισηςΦάσης PSK (Phase-shift Keying)	17
2.2.2 Παλμικό Φέρον	18
Α) Αναλογικό Σήμα Πληροφορίας	18
Διαμόρφωσης παλμού-πλάτους (PAM)	18
Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού Pulse-Width Modulation (PWM)	19
Διαμόρφωση Θέσης Παλμού (Pulse Position Modulation PPM).....	20
Β) Κβαντισμένο Σήμα Πληροφορίας.....	21
Διαμόρφωση Δέλτα (Delta Modulation DM).....	21
Παλμοκωδική Διαμόρφωση Σήματος (PCM)	22
2.3 ΔΙΑΦΟΡΙΚΕΣ ΠΑΛΜΟΚΩΔΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ	24

2.3.1 Διαφορική Παλμοκωδική Διαμόρφωση (DPCM).....	24
2.3.2 Προσαρμοστική Διαφορική Παλμοκωδική Διαμόρφωση (ADPCM)	25
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 Παλμοκωδική Διαμόρφωση.....	26
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ PCM	26
Ιστορική Αναφορά	26
3.2 ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑ	28
3.2.1 Εισαγωγή	28
3.2.2 Θεώρημα Δειγματοληψίας	29
3.2.3 Ιδανική Δειγματοληψία	30
3.2.4 Μη Ιδανική Δειγματοληψία	35
3.3 ΚΒΑΝΤΙΣΗ	41
3.3.1 Ομοιόμορφη κβάντιση.....	43
3.4 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ	44
3.4.1 Απαιτούμενο Εύρος Ζώνης για τα Συστήματα PCM	45
3.5 ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ (TDM)	46
3.5 ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΠΑΛΜΟΚΩΔΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (DPCM -Differential Pulse Code Modulation).....	47
Πλεονεκτήματα DPCM σε σχέση με το PCM.....	48
DPCM Μειονεκτήματα σε σχέση με το PCM	49
3.6 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΠΑΛΜΟΚΩΔΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (ADPCM -Adaptive Differential Pulse Code Modulation).....	49
3.7 ΠΡΟΣΑΡΜΟΖΟΜΕΝΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (ADM)	50
Πλεονεκτήματα συστημάτων PCM.....	52
Μειονεκτήματα συστημάτων PCM.....	52
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ	53
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.

Λίστα Εικόνων

- 1.1. Αναλογικό Σήμα (S/N)
- 1.2. Αναλογικό Σήμα (A/T)
- 1.3. Ψηφιακό Σήμα
- 1.4. Εμφάνιση Jitter κατά την αναγέννηση ενός παλμού
- 1.5. Διαφορές Αναλογικού και Ψηφιακού Σήματος
- 2.1. Είδη Διαμόρφωσης Αναλογικής Μετάδοσης Σήματος
- 2.2. Amplitude – Shift Keying ASK
- 2.3. Frequency – Shift Keying FSK
- 2.4. Phase – Shift Keying PSK
- 2.5. Pulse – Amplitude Modulation PAM
- 2.6. Pulse – Width Modulation PWM
- 2.7. Pulse – Position Modulation PPM
- 2.8. Delta Modulation DM
- 2.9. Pulse Code Modulation PCM
- 3.1. Ιδανική Δειγματοληψία
- 3.2. Μη Ιδανική Δειγματοληψία
- 3.3. Δειγματοληψία και Μη Ιδανική Ανάκτηση Σήματος
- 3.4. Διαδικασία Κβάντισης
- 3.5. Χαρακτηριστική Εισόδου Εξόδου Κβαντιστή
- 3.6. Λειτουργία Ομοιόμορφης Κβάντισης
- 3.7. Διαδικασία Κωδικοποίησης
- 3.8. Τεχνικές Πολυπλεξίας
- 3.9. Περιγραφή Διαμορφωτή DPCM
- 3.10. Περιγραφή Συστήματος ADM
- 3.11. Σύστημα ADM
- 4.1. Μενού Επιλογών Προσομοίωσης
- 4.2. Παράμετροι της PCM Προσομοίωσης
- 4.3. Σήμα Εισόδου Συνεχούς Χρόνου
- 4.4. Δειγματοληπτόμενο Σήμα
- 4.5. Κβαντισμένο Σήμα
- 4.6. Κωδικοποίηση
- 4.7. Αποκωδικοποιημένο Σήμα

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα εργασία μελετάμε μια από τις περισσότερο διαδεδομένες μορφές κωδικοποίησης και διαμόρφωση σημάτων στις μέρες μας την Παλμοκωδική Διαμόρφωση PCM. Η διαδικασία της PCM κωδικοποίησης ξεκινά με την μετατροπή του αρχικά συνεχούς σήματος σε διακριτό με την Δειγματοληψία. Στη συνέχεια το διακριτό σήμα ομαδοποιείται σε στάθμες με την Κβάντιση και τέλος ακολουθεί η Κωδικοποίηση που μετατρέπει το σήμα σε αμιγώς ψηφιακό , έτοιμο προς επεξεργασία και μετάδοση. Η θεωρητική παρουσίαση ολοκληρώνεται με την προσομοίωση της PCM κωδικοποίησης με τη χρήση του λογισμικού Matlab και την παρουσίαση των αποτελεσμάτων.

ABSTRACT

In the following project we study one of the most widespread types of codification and signal formation nowadays, the pulse code modulation (PCM).

The procedure of PCM codification begins with the conversion of the originally continuous signal into a discernible one with the use of sampling. Afterwards, the discernible signal is factionalised into signal levels with quantization and finally the codification converts the signal into a purely digital one, ready for elaboration and transmission. The theoretical presentation is completed with the simulation of the PCM codification with the use of Matlab software and the presentation of the results.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ1 ΣΗΜΑΤΑ

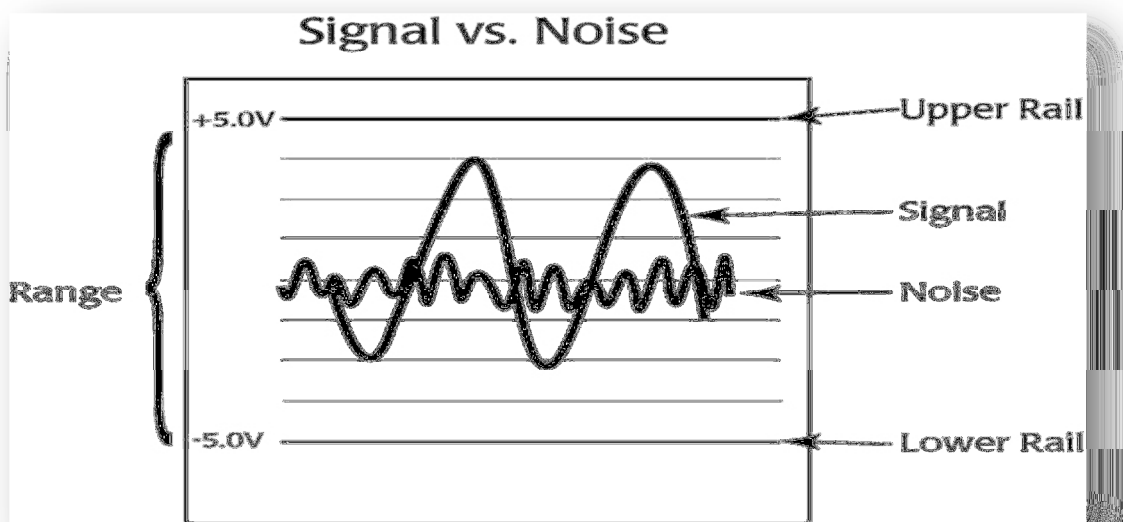
1.1 ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΣΗΜΑ

Αναλογικά σήματα ή Σήματα συνεχούς χρόνου είναι τα σήματα των οποίων η ανεξάρτητη μεταβλητή (συνήθως ο χρόνος) παίρνει τιμές σε ένα συνεχές διάστημα. Στα μονοδιάστατα σήματα το πεδίο ορισμού του σήματος είναι διάστημα της ευθείας

των πραγματικών αριθμών και η πληροφορία που μεταφέρεται αντιστοιχεί στις μεταβολές που υφίσταται ένα από τα χαρακτηριστικά μεγέθη του σήματος (πλάτος, συχνότητα, φάση).

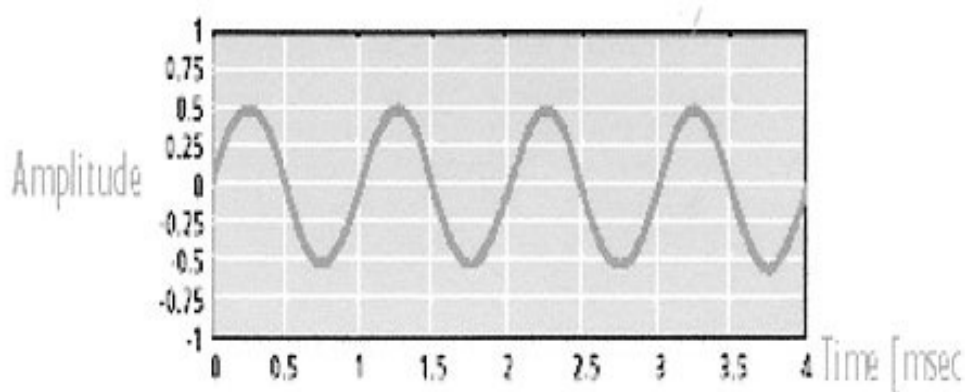
Αναφερόμενοι σε αναλογικά σήματα ως επί των πλείστον εννοούμε ηλεκτρικά σήματα χωρίς αυτό να σημαίνει ότι είναι και η μοναδική μορφή σήματος. Τον ρόλο του "μεταφορέα" της πληροφορίας μπορούν να εκτελέσουν και άλλες οντότητες όπως το νερό (υδραυλικά σήματα), ο αέρας (μεταφορά πιέσεων και υποπιέσεων) κ.λ.π. Σε κάθε περίπτωση το σήμα που μεταδίδεται απαιτείται να ενισχυθεί διότι σε κάθε μέσο μετάδοσης προκύπτουν απώλειες λόγω της απόστασης σε μη ιδανικά περιβάλλοντα που αναπόφευκτα προσθέτουν τον πανταχού παρόντα θόρυβο.

Αποτέλεσμα της διαδικασίας αυτής είναι να ενισχύεται ο θόρυβος ταυτόχρονα με το σήμα, οπότε μετά από κάποιες ενισχύσεις το σήμα λήψης διαφέρει από το σήμα που στάλθηκε. Το ηλίκο σήμα προς θόρυβο (S/N) είναι τόσο χαμηλό, ώστε η επικοινωνία να καθίσταται ουσιαστικά αδύνατη.



ΕΙΚΟΝΑ 1.1 ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΣΗΜΑ (S/N)

Μετά από την μετατροπή των κυμάτων πίεσης σε ηλεκτρικές διακυμάνσεις, ένα ηλεκτρικό σήμα χρησιμοποιεί διαφορετικό μέσο (ηλεκτρικό κύκλωμα) μετάδοσης για την πληροφορία που εκπέμπει μια ηχητική πηγή, πχ ένα μικρόφωνο. Με την μετατροπή του σήματος σε ηλεκτρικό πλέον η πληροφορία μετατρέπεται σε διακυμάνσεις ηλεκτρικών μεγεθών σε αντίθεση με την αρχική μορφή διακύμανσης που είχε φυσική μορφή (μεταβολή πιέσεων , θερμοκρασίας , υγρασίας , φωτός κλπ) . Όπως προείπαμε οι μεταβολές των ηλεκτρικών μεγεθών μπορεί να αφορά την τάση του σήματος ή την ένταση ή την φάση του σήματος. Τα περισσότερα φυσικά σήματα είναι αναλογικά (π.χ. ομιλία, ηλεκτρισμός). Η χρήση αναλογικών τεχνικών μετάδοσης ήταν η πρώτη επιλογή που είχαν οι μηχανικοί τηλεπικοινωνιών για να σχεδιάσουν ένα δίκτυο.



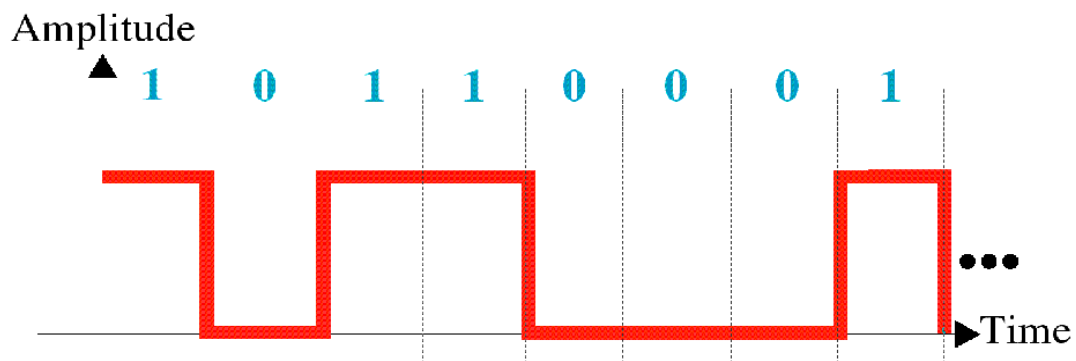
ΕΙΚΟΝΑ 1.2 ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΣΗΜΑ (Α/Τ)

1.2 ΨΗΦΙΑΚΟ ΣΗΜΑ

Ως ψηφιακό σήμα γενικά ορίζουμε ένα σήμα διακριτού χρόνου και διακριτού πλάτους. Αυτό συνεπάγεται ότι τόσο το πλάτος όσο και ο χρόνος παίρνουν διακριτές (ακέραιες) τιμές. Προκειμένου να προκύψει ένα τέτοιο σήμα θα πρέπει να έχει υποστεί επεξεργασία ένα αναλογικό σήμα όπως σχεδόν όλα τα σήματα που υπάρχουν στη φύση. Αμιγώς ψηφιακό σήμα με την έννοια που το γνωρίζουμε ορίζεται ως ένα σήμα με διακριτές τιμές χρόνου και τιμές πλάτους 0 ή 1 δηλαδή σειρές bits. Σε αυτή την περίπτωση αναφερόμαστε σε αμιγώς ψηφιακά σήματα τα οποία χρησιμοποιούνται πλέον σχεδόν αποκλειστικά στις τηλεπικοινωνίες και την τεχνολογία των Υπολογιστών. Τα κύρια χαρακτηριστικά του

ψηφιακούσήματοςείναι το μεγάλο εύρος φάσματος και η εύκολη και οικονομική διαδικασία επεξεργασίας του

Η ψηφιακή επανάσταση όμως και η χρήση υπολογιστών και μικροεπεξεργαστών στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μετάδοσης έφερε ριζικές αλλαγές τόσο στη χρήση καινούργιων μηχανημάτων, όσο και στην επινόηση καινούργιων τεχνικών και βελτίωσης της ποιότητας του σήματος.



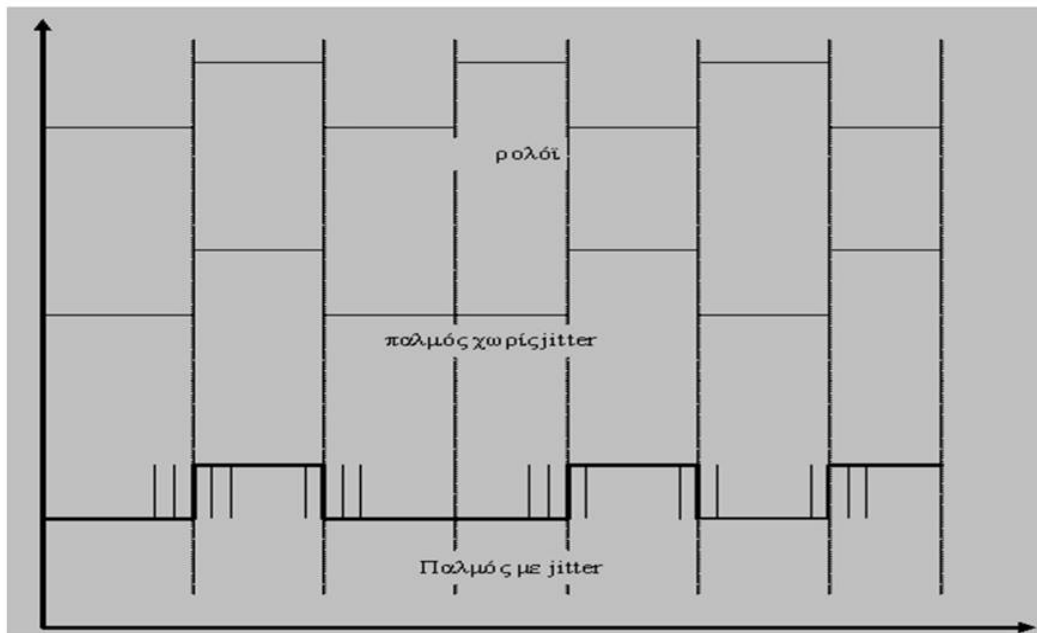
ΕΙΚΟΝΑ 1.3 ΨΗΦΙΑΚΟ ΣΗΜΑ

1.2.1 Φαινόμενο Jitter

Η μεγαλύτερη αλλαγή στην ποιότητα του σήματος, μέσω ψηφιακής μετάδοσης, οφείλεται στην τεχνική της αναγέννησης του ψηφιακού σήματος στη λήψη. Ενώ στην αναλογική τεχνολογία το σήμα λήψης ενισχύεται, στην ψηφιακή τεχνολογία το σήμα δεν ενισχύεται, αλλά αναγεννιέται από τον δέκτη, ο οποίος ξαναστέλνει το σήμα χωρίς θόρυβο. Στα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης πληροφορίας ο ρυθμός των εσφαλμένων bits (BER) καθορίζει την ποιότητα της ζεύξης. Η ερμηνεία του BER είναι πόσα εσφαλμένα bits λαμβάνουμε στο συνολικό αριθμό των σταλθέντων bits.

Θεωρητικά λοιπόν φαίνεται ότι με την ψηφιακή τεχνολογία μπορούμε να στείλουμε ένα σήμα χωρίς κανένα όριο στην απόδοση μετάδοσης. Η υπεροχή των ψηφιακών συστημάτων μετάδοσης (τηλεπικοινωνιών) είναι αδιαμφισβήτητη. Παρόλα αυτά

εξαιρείται η ύπαρξη του φαινομένου γνωστού ως jitter το οποίο περιορίζει την απόσταση μετάδοσης του σήματος χωρίς θόρυβο και χωρίς την χρήση αναγεννητών. Jitter ορίζονται οι πολύ μικρές χρονικές μεταβολές των στιγμών ενός ψηφιακού παλμού.



ΕΙΚΟΝΑ 1.4 ΕΜΦΑΝΙΣΗ JITTER ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΝΑΓΕΝΝΗΣΗ ΕΝΟΣ ΠΑΛΜΟΥ

1.3 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΕΝΑΝΤΙ ΑΝΑΛΟΓΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ

1.3.1 Πλεονεκτήματα

Παρακάτω αναφέρονται τα πλεονεκτήματα των ψηφιακών συστημάτων μετάδοσης έναντι των αναλογικών:

- Ομοιομορφία (όλα τα είδη πληροφορίας μπορούν να μετατραπούν σε ψηφιακή μορφή και να επεξεργαστούν με τον ίδιο τρόπο και το ίδιο υλικό).
- Οι προσφερόμενες υπηρεσίες στους συνδρομητές είναι περισσότερες.
- Έγινε δυνατή η αποστολή διαφορετικών πληροφοριών (τηλεφωνία, τηλεγραφία, δίκτυα δεδομένων, τηλεοπτικά σήματα) μέσα από τον ίδιο φορέα. Επομένως η ιδέα του ψηφιακού δικτύου ενοποιημένων υπηρεσιών (ISDN) έγινε πραγματικότητα.

- Χρήση υψηλότερης διαθέσιμης μπάντας συχνοτήτων στις ραδιοσυχνότητες. Οι μπάντες στις ραδιοσυχνότητες (περίπου τα 10 GHz) αποτελούσαν και το όριο των αναλογικών συστημάτων μετάδοσης (τηλεπικοινωνιών). Λόγω της μεγάλης απόσβεσης του ραδιοσήματος από την ατμόσφαιρα και τις καιρικές συνθήκες, ο λόγος σήματος προς θόρυβο μεταβάλλεται γραμμικά και έχει πολύ χαμηλή τιμή από τα 10 GHz και πάνω. Αντιθέτως στα ψηφιακά συστήματα, το BER δεν μεταβάλλεται από την ατμόσφαιρα και τις καιρικές συνθήκες για μεγάλη μπάντα συχνοτήτων του ραδιοσήματος, κρατώντας σταθερό το πλάτος του σήματος, έως ότου πλησιάσει τα όριά του.

- Μεγάλη αντίσταση στο θόρυβο (αναγέννηση σήματος) κάνει την ψηφιακή μετάδοση σχεδόν ανεξάρτητη της απόστασης της ζεύξης (σχεδόν λόγω του Jitter).

- Χρήση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (VLSI) κάνει τα ψηφιακά συστήματα λιγότερο ογκώδη και ακριβά.

- Ολοκλήρωση της ψηφιακής μετάδοσης με τεχνολογία οπτικών ινών, ψηφιακών δορυφορικών δικτύων, ψηφιακών ραδιοδικτύων, ψηφιακών κέντρων.

- Χρήση μικροεπεξεργαστών και λογισμικού δίνει μεγαλύτερη ευελιξία στη σχεδίαση και στις λειτουργίες των ψηφιακών συστημάτων.

- Πιο εύκολη κρυπτογράφηση πληροφορίας

- Μπορεί να υλοποιηθεί διαδικασία ανίχνευσης και διόρθωσης λαθών

1.3.2 Μειονεκτήματα

Παρακάτω αναφέρονται τα μειονεκτήματα των ψηφιακών συστημάτων μετάδοσης έναντι των αναλογικών:

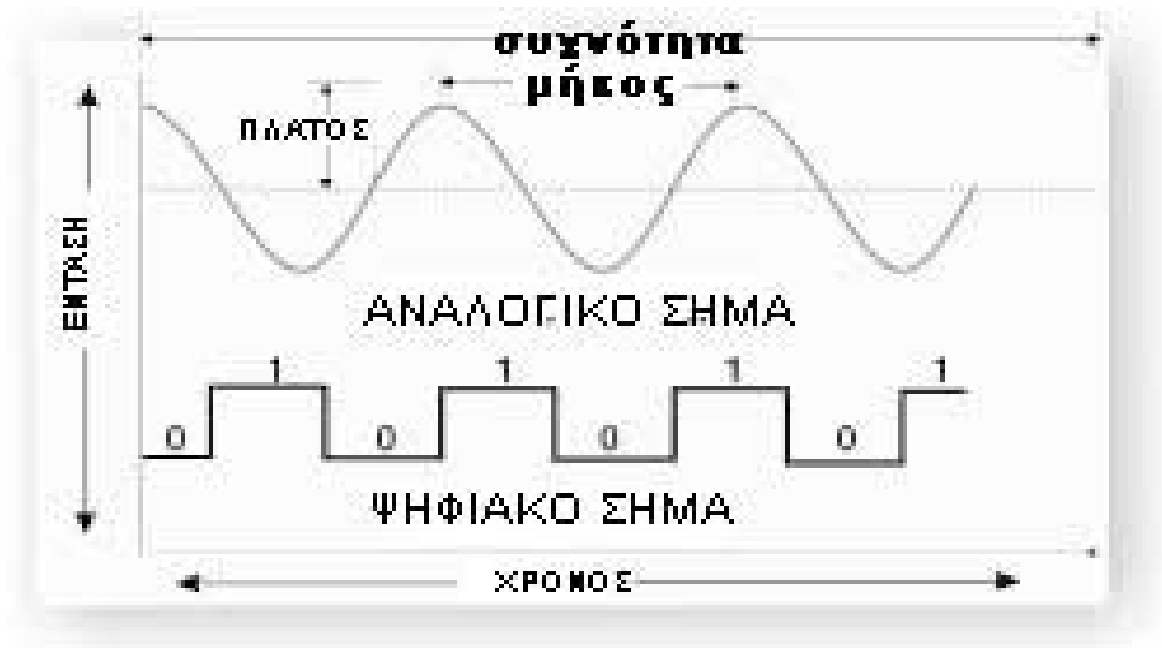
- Παραμόρφωση του σήματος λόγω της διαδικασίας δειγματοληψίας και κβαντοποίησης.

- Χρειάζονται μεγαλύτερο εύρος ζώνης.

1.3.3 Διαφορές Αναλογικού και Ψηφιακού Σήματος

Από τον ορισμό των αναλογικών και ψηφιακών σημάτων προκύπτει και η βασική τους διαφορά που έγκειται στο είδος των τιμών που μπορεί να πάρει το πλάτος τους σε κάθε περίπτωση. Στα αναλογικά σήματα δεν υπάρχουν περιορισμοί στις τιμές που μπορεί να πάρει το πλάτος ενός σήματος, εκτός από τα ακρότατα που επιβάλλει η τυχούσα ημιτονοειδή μορφή. Συνεπώς οι τιμές του πλάτους δύναται να είναι και δεκαδικές τιμές.

Στην περίπτωση των ψηφιακών σημάτων οι τιμές του πλάτους καθώς και του χρόνου είναι αυστηρώς κβαντισμένες και συγκεκριμένα όσον αφορά το πλάτος οι μοναδικές επιτρεπτές τιμές είναι 0 και το 1.



ΕΙΚΟΝΑ 1.5 ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟΥ ΚΑΙ ΨΗΦΙΑΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ

2.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ-ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ

Όλα τα σήματα πληροφορίας δεν είναι κατάλληλα για μετάδοση μέσα από οποιοδήποτε κανάλι. Πολλές φορές το σήμα πληροφορίας πρέπει να μετατραπεί ώστε να μεταδοθεί μέσα από αυτό. Η μετατροπή επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση. Η μεταβολή, σύμφωνα με το σήμα πληροφορίας, μιας ή περισσοτέρων παραμέτρων ενός φέροντος κύματος (carrier wave) που είναι κατάλληλο για την μετάδοση μέσα από το δεδομένο κανάλι ονομάζεται διαμόρφωση. Με την διαμόρφωση ενός σήματος επιτυγχάνουμε την μετάδοση πολλών σημάτων στον ίδιο χώρο με χρήση διαφορετικών φερόντων, την ελάττωση των απαιτήσεων στα χαρακτηριστικά των συστημάτων εκπομπής την χρησιμοποίηση περιοχών του φάσματος με καλλίτερες συνθήκες μετάδοσης.

Το σήμα αναφοράς είναι συνήθως ένα ημίτονο και καλείται φέρον σήμα. Οι παράμετροι που μπορεί να μεταβάλλονται είναι το πλάτος, η συχνότητα και η φάση.

.Επιπρόσθετα με την διαμόρφωση επιτυγχάνουμε την μετάδοση πολλών σημάτων στον ίδιο χώρο με την χρήση διαφορετικών φερόντων σημάτων, καθώς και την ελάττωση των απαιτήσεων στα χαρακτηριστικά των συστημάτων εκπομπής τέλος επιτυγχάνεται η χρησιμοποίηση περιοχών του φάσματος με καλύτερες συνθήκες μετάδοσης (περιορισμός θορύβου και παρεμβολών).

Η αντίστροφη διαδικασία της διαμόρφωσης ονομάζεται αποδιαμόρφωση και λαμβάνει χώρα στη πλευρά του δέκτη. Εκεί το διαμορφωμένο φέρον ανακτά το σήμα πληροφορίας διαχωρίζοντάς το από το υψίσυχο φέρον. Πρόκειται δηλαδή για την ανάστροφη διεργασία.

2.2 ΕΙΔΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

Τα είδη διαμόρφωσης χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες, η πρώτη κατηγορία είναι το ημιτονοειδές φέρον και η δεύτερη κατηγορία είναι το παλμικό φέρον. Το ημιτονοειδές φέρον χωρίζεται σε δύο υποκατηγορίες, το αναλογικό σήμα πληροφορίας και το δυαδικό σήμα πληροφορίας, ομοίως και το παλμικό φέρον χωρίζεται και αυτό σε δύο υποκατηγορίες, το αναλογικό σήμα πληροφορίας και το κβαντισμένο σήμα πληροφορίας.

2.2.1 Ημιτονοειδές Φέρον

A) Αναλογικό Σήμα Πληροφορίας

Στα αναλογικά σήματα υπάρχουν τρία είδη διαμόρφωσης ανάλογα με το χαρακτηριστικό του σήματος πληροφορίας που διαμορφώνει το φέρον. Συγκεκριμένα στην AM μεταβάλλεται το πλάτος, στην FM μεταβάλλεται η συχνότητα και στην PM η φάση.

Διαμόρφωση Πλάτους (Amplitude Modulation)

Διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Modulation) ονομάζουμε την διαμόρφωση κατά την οποία το πλάτος του σήματος μεταβάλλεται σύμφωνα με την δυαδική τιμή του

σήματος. Κατά τη διαμόρφωση πλάτους, το πλάτος του αναλογικού σήματος μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή του ψηφιακού σήματος.

Όπως φαίνεται στο σχήμα(2.1)το πλάτος μικραίνει όταν αντιστοιχεί στο 0, ενώ επανέρχεται όταν αντιστοιχεί στην τιμή 1 του ψηφιακού σήματος.

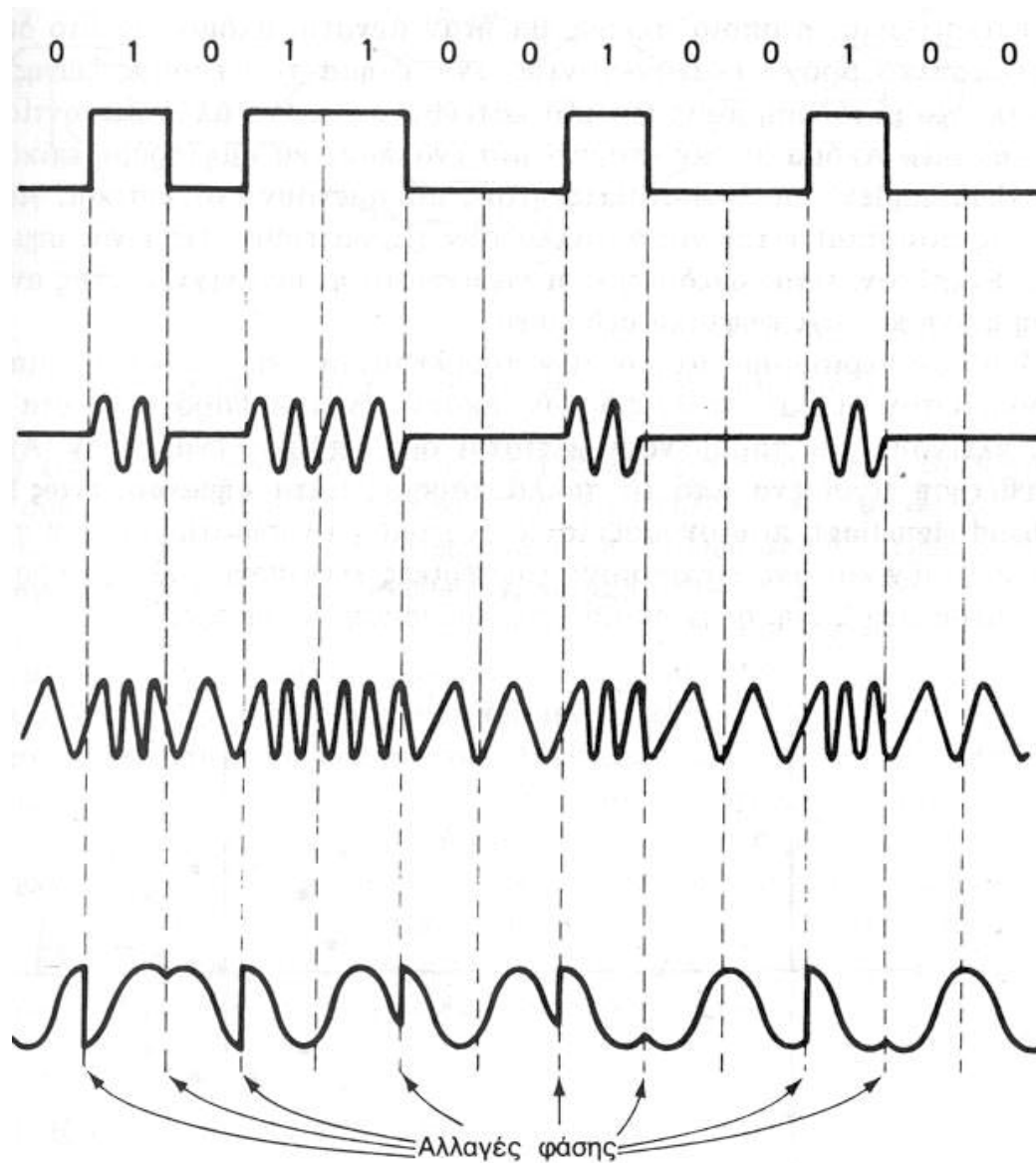
Διαμόρφωση Συχνότητας (FrequencyModulation)

Διαμόρφωση συχνότητας ονομάζουμε το είδος της διαμόρφωσης όπου η συχνότητα είναι μέγεθος που υφίσταται μεταβολή, χρησιμοποιώντας δύο στάθμες , μία υψηλή και μια χαμηλή για την αναπαράσταση των δυαδικών bits (0 και 1).Όπως φαίνεται στο σχήμα (2.1) η συχνότητα του αναλογικού σήματος μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή του ψηφιακού σήματος. Όταν μεταδίδεται η τιμή 1 του ψηφιακού σήματος τότε η συχνότητα του αναλογικού αυξάνεται.

Διαμόρφωση Φάσης (PhaseModulation)

Διαμόρφωση φάσης (phasemodulation)ονομάζουμε το είδος της διαμόρφωσης όπου η τιμή της φάσης του σήματος μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή του δυαδικού σήματος.

Στο παράδειγμα μετατοπίζεται η φάση στο αναλογικό σήμα κάθε φορά που αλλάζει η τιμή του ψηφιακού σήματος από 0 σε 1 και αντίστροφα.



ΕΙΚΟΝΑ 2.1 ΕΙΔΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΗΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΣΗΜΑΤΟΣ

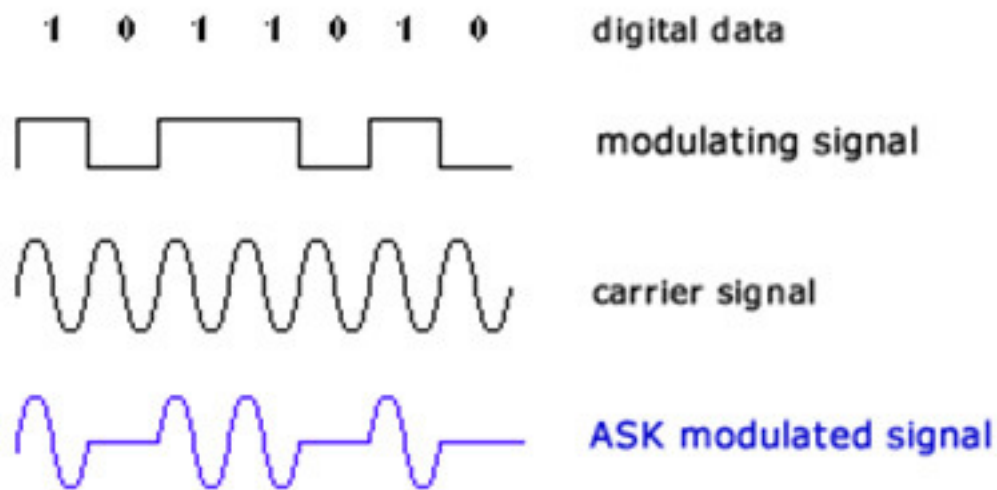
Β) Δυαδικό Σήμα Πληροφορίας

Υπάρχουν τρία είδη διαμόρφωσης ψηφιακής μετάδοσης σήματος, στα οποία κάποιο από τα χαρακτηριστικά του ψηφιακού φέροντος σήματος μεταβάλλεται. Συγκεκριμένα στην ASK μεταβάλλεται το πλάτος, στην FSK μεταβάλλεται η συχνότητα και στην PSK η φάση.

Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (Amplitude-shiftKeying - ASK)

Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους ονομάζεται ο τύπος διαμόρφωσης σήματος όπου κάθε bit πληροφορίας αναπαρίσταται με την ύπαρξη ή όχι του φέροντος σήματος, το οποίο έχει σταθερό πλάτος.

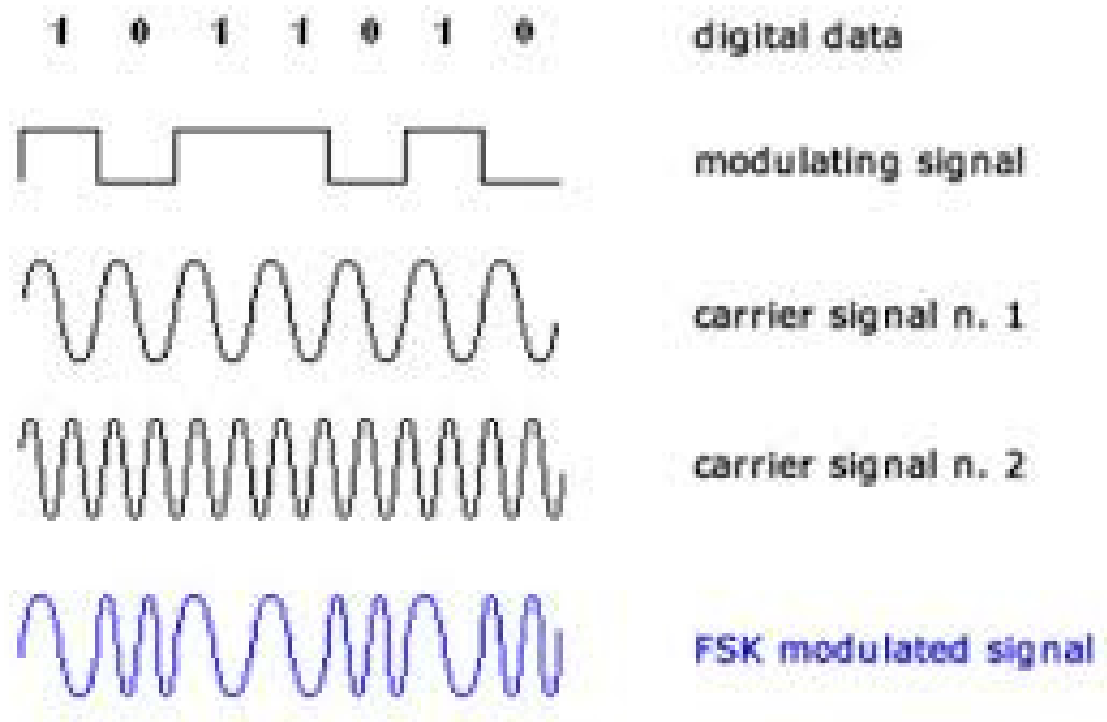
Η ASK διαμόρφωση χαρακτηρίζεται από την ευαισθησία στις απότομες μεταβολές του κέρδους καθώς και ότι συνήθως υποστηρίζει χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Η συνηθέστερη χρήση της είναι στα οπτικά δίκτυα και σε γραμμές μεταφοράς δεδομένων φωνής με ρυθμό μετάδοσης μέχρι 1200 bps.



ΕΙΚΟΝΑ 2.2 AMPLITUDE-SHIFT KEYING ASK

Διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (*Frequency-shift Keying - FSK*)

Διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας ονομάζεται ο τύπος διαμόρφωσης σήματος όπου ψηφιακά δεδομένα παρουσιάζονται ως αλλαγές στη συχνότητα ενός φέροντος σήματος.



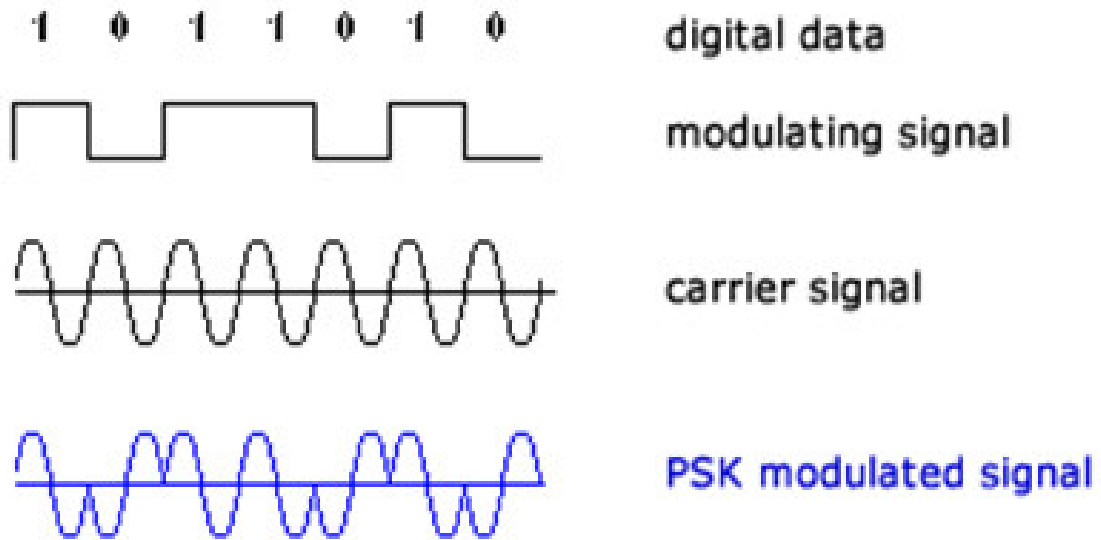
ΕΙΚΟΝΑ 2.3 FREQUENCY-SHIFT KEYING FSK

Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης PSK (Phase-shift Keying)

Κατά τη διαμόρφωση φάσης (PSK - Phase Shift Keying) η φάση τον αναλογικού σήματος (φορέα) που μεταδίδεται από το modem μεταβάλλεται, ανάλογα με την τιμή του ψηφιακού σήματος. Στη διαμόρφωση PSK (**Phase Shift Keying**) οι K διακριτές καταστάσεις της πληροφορίας επηρεάζουν την αρχική φάση του φέροντος σήματος. Η μαθηματική έκφραση του διαμορφωμένου φέροντος δίνεται από τη σχέση:

$$E(t) = E_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + a(t) \cdot 2\pi/K],$$

όπου $a(t) \in \{0, 1, 2, \dots, K-1\}$ και φ_0 η αρχική φάση του σήματος



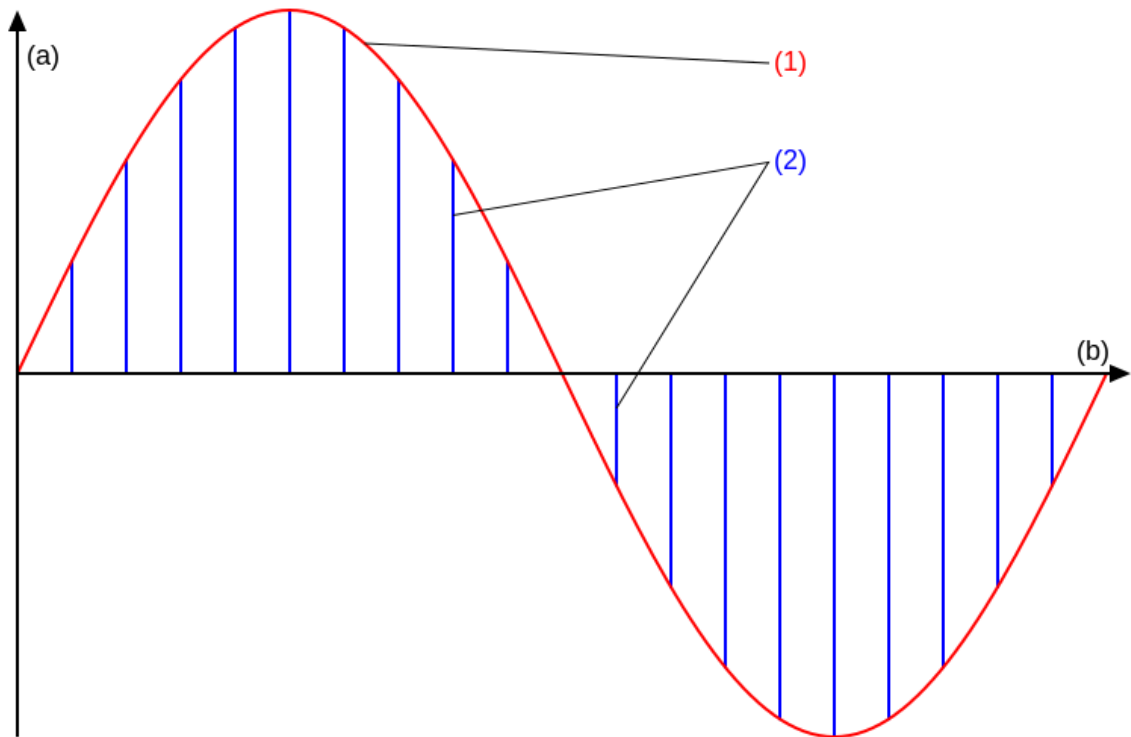
ΕΙΚΟΝΑ 2.4 PHASE-SHIFT KEYING PSK

2.2.2 Παλμικό Φέρον

A) Αναλογικό Σήμα Πληροφορίας

Διαμόρφωσης παλμού-πλάτους (PAM)

Το πιο απλό σχήμα ψηφιακής διαμόρφωσης είναι η Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού PAM (PulseAmplitudeModulation) στην οποία η πληροφορία αποτυπώνεται στο πλάτος παλμών με συγκεκριμένο διακριτό τρόπο. Τα διάφορα σύμβολα επομένως διαφέρουν μεταξύ τους μόνο κατά ένα χαρακτηριστικό, το πλάτος, και η ανίχνευση του δέκτη βασίζεται στη σωστή εκτίμηση του πλάτους. Επομένως το σήμα PAM είναι μονοδιάστατο. Επιπλέον μπορεί να υλοποιηθεί και σαν διαμόρφωση βασικής ζώνης, δηλαδή διαμόρφωση που διαθέτει φέρον σε μία συγκεκριμένη συχνότητα.

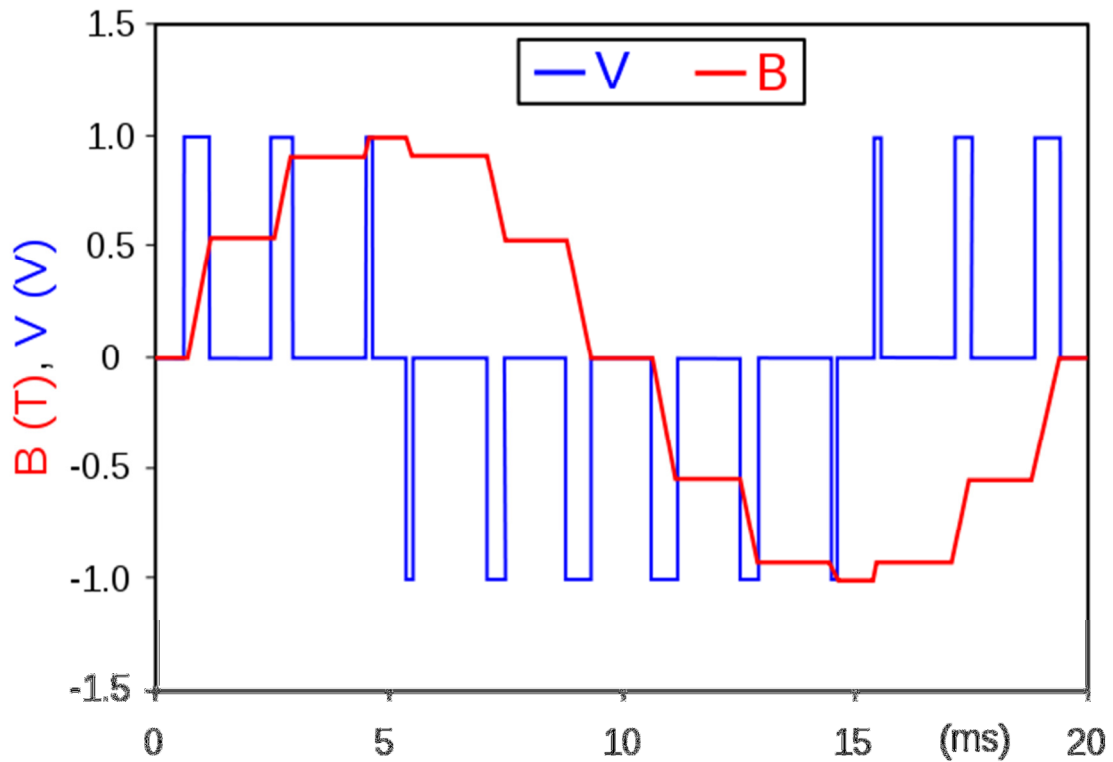


ΕΙΚΟΝΑ 2.5 PULSE-AMPLITUDE MODULATION PAM

Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού Pulse-Width Modulation (PWM)

Διαμόρφωση πλάτους παλμού (PWM), είναι μια τεχνική που χρησιμοποιείται για την κωδικοποίηση μίας πληροφορίας σε ένα παλμικό σήμα . Αυτή η τεχνική διαμόρφωσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κωδικοποίηση των πληροφοριών για μετάδοση, αν και η κύρια χρήση του είναι να επιτρέπει τον έλεγχο της ισχύος που παρέχεται σε ηλεκτρικές συσκευές, ιδίως για αδρανειακά φορτία, όπως κινητήρες.

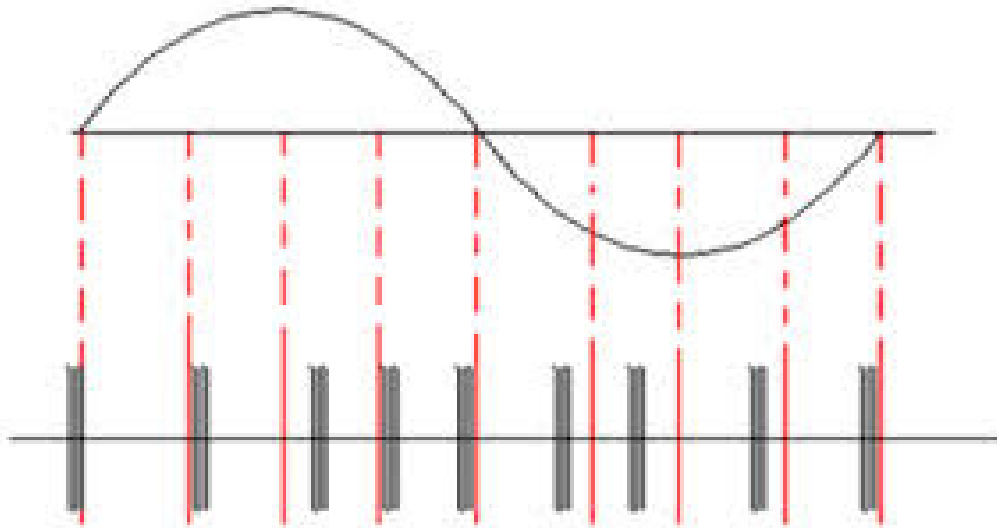
Επιπλέον η PWM είναι ένας κύριος αλγόριθμος που χρησιμοποιείται σε φωτοβολταϊκά και ηλιακούς φορτιστές μπαταριών.



ΕΙΚΟΝΑ 2.6 PULSE-WIDTH MODULATION PWM

Διαμόρφωση Θέσης Παλμού (Pulse Position Modulation PPM)

Διαμόρφωση Θέσης Παλμού είναι μια τεχνική διαμόρφωσης σήματος που επιτρέπει στους υπολογιστές να μεταφέρουν πακέτα δεδομένων μετρώντας τον χρόνο που χρειάζεται κάθε πακέτο για να φτάσει σε έναν υπολογιστή.



Εικόνα 2.7 Pulse Position Modulation PPM

B) Κβαντισμένο Σήμα Πληροφορίας

Διαμόρφωση Δέλτα (Delta Modulation DM)

Η διαμόρφωση Δέλτα είναι τεχνική μετατροπής αναλογικού σε ψηφιακού σήματος και αντίστροφα που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση των πληροφοριών φωνής όπου η ποιότητα δεν είναι πρωταρχικής σημασίας. DM είναι η απλούστερη μορφή του διαφορικού παλμού-κώδικα διαμόρφωσης(DPCM), όπου η διαφορά μεταξύ διαδοχικών δειγμάτων κωδικοποιούνται σε n-bit ροές δεδομένων. Στο δέλτα διαμόρφωσης, τα μεταδιδόμενα δεδομένα μειώνεται σε ένα ρεύμα δεδομένων 1-bit. Τα κύρια χαρακτηριστικά του είναι τα εξής:

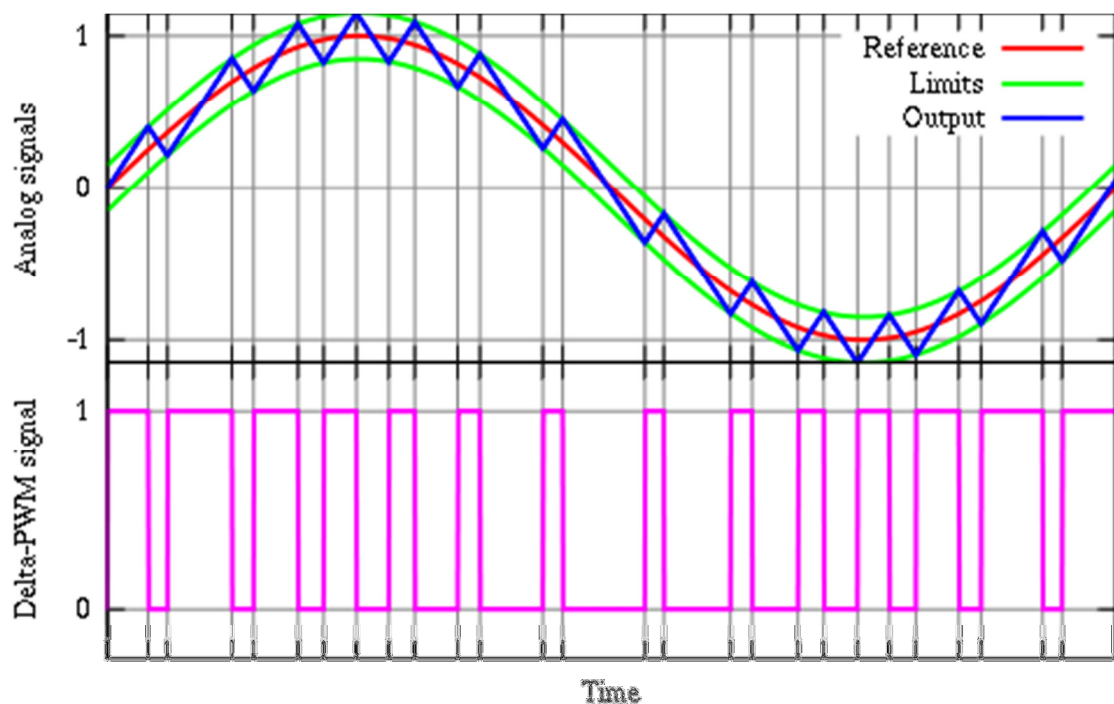
Το αναλογικό σήμα προσεγγίζεται με μια σειρά τμημάτων.

Κάθε τμήμα του κατά προσέγγιση σήματος συγκρίνεται με το αρχικό αναλογικό κύμα για να προσδιοριστεί η αύξηση ή η μείωση σε σχέση με το πλάτος.

Η διαδικασία λήψης αποφάσεων για τον καθορισμό της κατάστασης των διαδοχικών bits καθορίζεται από την εν λόγω σύγκριση

Μόνο η αλλαγή των πληροφοριών που αποστέλλονται, δηλαδή, μόνο μια αύξηση ή μείωση του πλάτους του σήματος από το προηγούμενο δείγμα αποστέλλεται ενώ μία κατάσταση χωρίς μεταβολή προκαλεί το διαμορφωμένο σήμα να παραμείνει στο ίδιο 0 ή ανάλογα με την κατάσταση του προηγούμενου δείγματος.

Για να επιτευχθεί υψηλή αναλογία σήματος προς θόρυβο, η δέλτα διαμόρφωση πρέπει να χρησιμοποιεί τεχνικές υπερδειγματοληψείας, δηλαδή, το αναλογικό σήμα να δειγματοληπτείται με ρυθμό αρκετές φορές υψηλότερο από το ποσοστό του Nyquist.



ΕΙΚΟΝΑ 2.8 DELTAMODULATIONDM

Παλμοκωδική Διαμόρφωση Σήματος (PCM)

Στην παλμοκωδική διαμόρφωση σήματος ένα σήμα πληροφορίας (ημιτονοειδές κύμα) δειγματοληπτείται για να ψηφιοποιηθεί, το ημιτονοειδές κύμα δειγματοληπτείται σε τακτά χρονικά διαστήματα όπως παρουσιάζουμε στην εικόνα 2.9 με κάθετες γραμμές.

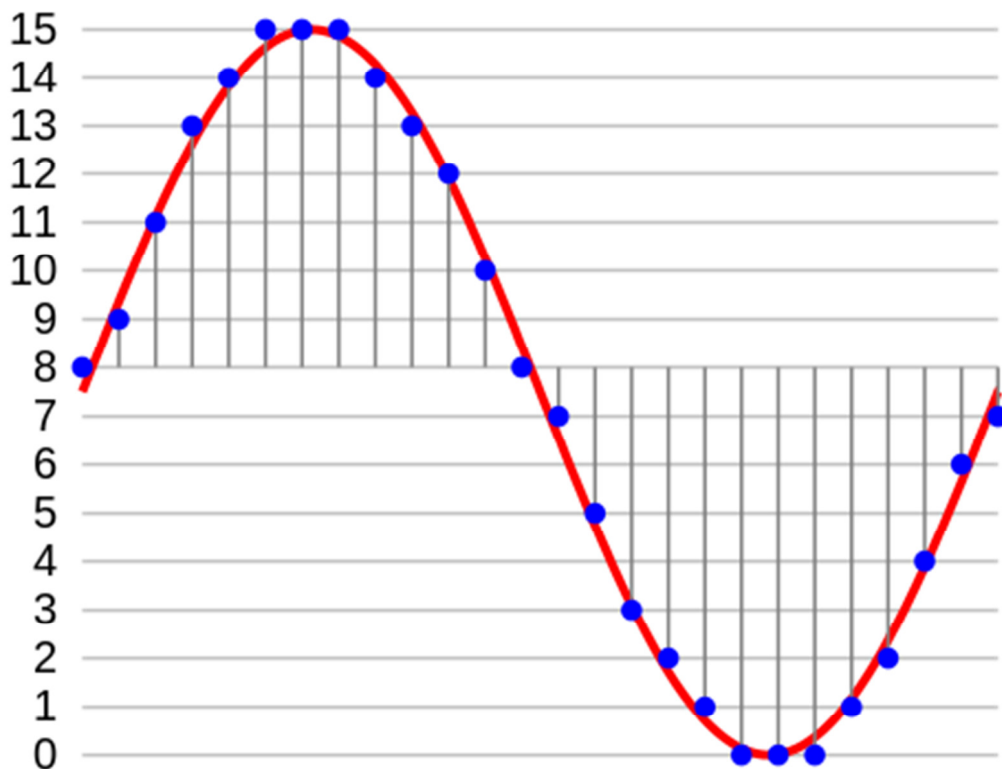
Για κάθε δείγμα μια από τις διαθέσιμες τιμές επιλέγεται από κάποιον αλγόριθμο, αυτό παράγει μια πλήρως διακριτή αναπαράσταση του σήματος εισόδου που μπορεί εύκολα να κωδικοποιηθεί ως ψηφιακά δεδομένα για την αποθήκευση. Οι κβαντισμένες τιμές

δειγματοληψίας επαληθεύονται για κάθε ημιτονοειδές κύμα και εν συνεχεία αυτές οι τιμές κωδικοποιούνται ως δυαδικοί αριθμοί και οδηγούν σε ένα σύνολο Nibbles.

Αυτές οι ψηφιακές τιμές μπορούν στην συνέχεια να αναλυθούν ή να επεξεργαστούν από έναν περαιτέρω ψηφιακό επεξεργαστή σήματος.

Πολλά ρεύματα PCM θα μπορούσαν επίσης να πολυπλέκονται σε ένα μεγαλύτερο συνολικό ρεύμα δεδομένων, γενικά για τη διαβίβαση των πολλαπλών ρευμάτων πάνω από μια ενιαία φυσική σύνδεση. Μια τεχνική που ονομάζεται πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (TDM) και χρησιμοποιείται ευρέως, ιδίως στο σύγχρονο δημόσιο τηλεφωνικό σύστημα.

Η διαδικασία PCM συνήθως υλοποιείται σε ένα ενιαίο ολοκληρωμένο κύκλωμα και γενικά αναφέρεται ως μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό (ADC).



ΕΙΚΟΝΑ 2.9 PULSE CODE MODULATION PCM

2.3 ΔΙΑΦΟΡΙΚΕΣ ΠΑΛΜΟΚΩΔΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΙΣ

2.3.1 Διαφορική Παλμοκωδική Διαμόρφωση (DPCM)

Σε σχέση με την PCM κωδικοποίηση ψηφιακού σήματος, η διαφορική παλμοκωδική κωδικοποίηση δεν κωδικοποιεί το κάθε δείγμα ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα αλλά σε συνάρτηση με τα γειτονικά δείγματα, αποθηκεύοντας τις διαφορές μεταξύ των διαδοχικών τιμών και όχι τις απόλυτες τιμές των δειγμάτων.

Δηλαδή για την χρονική στιγμή t θα κωδικοποιηθεί η διαφορά των δειγμάτων $d_t - d_{t-1}$ όπου ως προβλεπόμενη τιμή έχει χρησιμοποιηθεί η τιμή του δείγματος d_{t-1} την χρονική στιγμή $t-1$.

Η βασική έννοια DPCM που κωδικοποιεί μια διαφορά, στηρίζεται στο γεγονός ότι τα περισσότερα σήματα πηγής παρουσιάζουν σημαντικό συσχετισμό μεταξύ των διαδοχικών δειγμάτων που κωδικοποιούν, ούτως ώστε οι τιμές των δειγμάτων να διαμορφώνουν χαμηλό ποσοστό δυαδικών ψηφίων. Για την υλοποίηση της βασική

έννοιας θα πρέπει να προβλέψουμε την τρέχουσα αξία των δειγμάτων η οποία βασίζεται στα προηγούμενα δείγματα καθώς και να κωδικοποιήσουμε την αξία του δείγματος και την προσληφθείσα αξία.

Μια ειδική μορφή της διαφορικής παλμοκωδικής κωδικοποίησης είναι η DM (DeltaModulation), ως απλουστευμένη DPCM κατά την οποία η διαφορά της προβλεπόμενης και της τρέχουσας τιμής του δείγματος κωδικοποιείται με ένα μόνο bit παίρνοντας τιμές σύμφωνα με την αρχή DM: Η παραγωγή DM είναι 0 εάν το τρέχον δείγμα έχει μικρότερο εύρος από το προηγούμενο και 1 εάν το τρέχον δείγμα έχει εύρος μεγαλύτερο από το αμέσως προηγούμενο, με επακόλουθο το DM να κωδικοποιεί την κατεύθυνση των διαφορών στο εύρος σήματος αντί την αξία της διαφοράς DPCM. Αυτό σημαίνει ότι κάθε δείγμα μπορεί να είναι είτε μεγαλύτερο είτε μικρότερο κατά ένα κβάντο από το προηγούμενο του με αποτέλεσμα ο περιορισμός να οδηγεί σε μεγάλη οικονομία αλλά αν το σήμα αλλάζει γρήγορα θα υπάρχει μεγάλη απώλεια πληροφορίας.

2.3.2 Προσαρμοστική Διαφορική Παλμοκωδική Διαμόρφωση (ADPCM)

Η προσαρμοστική διαφορική παλμοκωδική διαμόρφωση (ADPCM) είναι μια πιο σύνθετη μορφή DPCM. Στην ADPCM, αντί να χρησιμοποιείται ένας σταθερός μηχανισμός πρόβλεψης, χρησιμοποιείται ένας δυναμικός μηχανισμός που προσαρμόζεται ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του προς δειγματοληψία σήματος. Κατά τα άλλα, όπως και στην απλή DPCM, μόνο η διαφορά μεταξύ της πραγματικής και της προβλεπόμενης τιμής κάθε δείγματος μεταδίδεται.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 Παλμοκωδική Διαμόρφωση

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ PCM

Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάσαμε τα προτερήματα των ψηφιακών συστημάτων μετάδοσης έναντι των αναλογικών. Είναι φυσικό επομένως να χρησιμοποιήσουμε τα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης για τη μεταφορά των δεδομένων στα μοντέρνα συστήματα τηλεπικοινωνιών.

Ιστορική Αναφορά

Η παλμοκωδική διαμόρφωση είναι ο πιο συνηθισμένος τρόπος που χρησιμοποιείται στις μέρες μας για τη μετάδοση των δεδομένων. Η παλμοκωδική διαμόρφωση προτάθηκε από το Reeves το 1937. Βέβαια εκείνη την εποχή η ιδέα ήταν πρωτοποριακή αλλά μη εφαρμόσιμη, διότι η τεχνολογία των λυχνιών δεν βοηθούσε ούτε στη σχεδίαση ούτε στον όγκο. Για πρώτη φορά δοκιμάστηκε το 1948 στα Bell Labs για τη μετάδοση

αναλογικού σήματος φωνής 4 kHz ως ψηφιακού σήματος 64 kbps. Σε συνδυασμό με TDM, η PCM άρχισε να χρησιμοποιείται στο τηλεφωνικό σύστημα το 1962 στις ΗΠΑ (24 κανάλια φωνής σε φορέα 1,5 Mbps) και το 1969 στην Ευρώπη, (30 κανάλια φωνής σε φορέα 2 Mbps)

Με την επανάσταση των ημιαγωγών και τη σχεδίαση μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης που ακολούθησε, δόθηκε το εναρκτήριο βήμα για τη δημιουργία του πρώτου συστήματος παλμοκωδικής διαμόρφωσης από την εταιρία AT&T το 1962. Κυρίως, ο τομέας που χρησιμοποιείται η τεχνική της παλμοκωδικής Διαμόρφωσης, είναι τα συστήματα διασύνδεσης ψηφιακών κέντρων τηλεφωνίας και ψηφιακών δεδομένων. Η διασύνδεση αυτή γίνεται με διαφορετικούς φορείς κάθε φορά, όπως ομοαξονικά καλώδια, δισύρματες γραμμές, οπτικές ίνες και ραδιοζεύξεις.

Η παλμοκωδική διαμόρφωση είναι μία τεχνική η οποία χρησιμοποιείται για τη μετατροπή ενός αναλογικού σήματος σε ψηφιακό και την ταυτόχρονη μεταφορά πολλών αναλογικών και ψηφιακών σημάτων με τον ίδιο φορέα. Πολλές φορές δημιουργείται η σύγχυση ότι η παλμοκωδική διαμόρφωση είναι ένας ακόμα φορέας μεταφοράς σήματος, όπως η οπτική ίνα, αυτή η εντύπωση είναι λανθασμένη διότι, η παλμοκωδική διαμόρφωση είναι μία τεχνική διαμόρφωσης ενός σήματος το οποίο μεταφέρεται σε ένα δίκτυο τηλεπικοινωνιών (όπως είναι και οι τεχνικές διαμόρφωσης bandpass καναλιού επικοινωνίας (A.M. F.M. FSKASKPSK όπως προαναφέραμα στο δεύτερο κεφάλαιο) και χρειάζεται ένα φυσικό φορέα για να μεταφέρει το διαμορφωμένο σήμα. Απλά η διαφορά με τις τεχνικές διαμόρφωσης ενός Band-pass καναλιού επικοινωνίας είναι ότι η παλμοκωδική διαμόρφωση ανήκει σε μία κατηγορία κωδικοποιητών σήματος (ψηφιακή αναπαράσταση αναλογικού σήματος) στην οποία ένα αναλογικό σήμα προσεγγίζεται με κυματομορφές (waveforms) συγκεκριμένου πλάτους και πεπερασμένου χρονικού διαστήματος.

Για αυτό το λόγο οι τεχνικές αυτές ονομάζονται και waveform coders. Άλλοι εκπρόσωποι αυτής της κατηγορίας είναι η διαφορική παλμοκωδική διαμόρφωση (Differential PCM), η Delta modulation και η προσαρμοζόμενη διαφορική παλμοκωδική διαμόρφωση (Adaptive differential PCM).

Τα σήματα προς μετάδοση μπορούν να προέρχονται από αναλογική πηγή πληροφορίας ή από ψηφιακή πηγή. Αν το σήμα προέρχεται από ψηφιακή πηγή πληροφορίας (ηλεκτρονικός υπολογιστής) τότε είναι στη σωστή μορφή για να επεξεργαστεί και να

μεταδοθεί από ένα ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Στην περίπτωση που το σήμα προέρχεται από μία αναλογική πηγή πληροφορίας (φωνή, σήμα τηλεοπτικό) τότε χρειάζεται να μετατραπεί σε ψηφιακό σήμα. Η παλμοκωδική διαμόρφωση αναλαμβάνει να μετατρέψει ένα αναλογικό σήμα σε ψηφιακό και να το πολυπλέξει σε ένα κοινό φορέα. Η διαδικασία της παλμοκωδικής διαμόρφωσης είναι πολύ δύσκολη στην υλοποίηση της παρ'όλα αυτά είναι εξαιρετικά σημαντική στον τομέα των τηλεπικοινωνιών. Η διαδικασία που ακολουθείται για την ψηφιοποίηση ενός αναλογικού σήματος αποτελείται από τρία βήματα: Δειγματοληψία, κβάντιση και κωδικοποίηση.

3.2 ΔΕΙΓΜΑΤΟΛΗΨΙΑ

3.2.1 Εισαγωγή

Η διαδικασία της δειγματοληψίας είναι η πρώτη διαδικασία που συναντάμε στη μετατροπή αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog-to-digital conversion). Με τη διαδικασία αυτή ένα σήμα συνεχούς χρόνου μετατρέπεται σε ένα σήμα διακριτού χρόνου παίρνοντας δείγματα του αναλογικού σήματος σε τακτά χρονικά διαστήματα.

Ο ρυθμός δειγματοληψίας πρέπει να επιλεγεί κατάλληλα ώστε το σήμα διακριτού χρόνου να αντιπροσωπεύει μοναδικά το αναλογικό σήμα από το οποίο προήλθε, ειδάλως στη λήψη δεν θα μπορούμε να αναπαράγουμε το σήμα που εστάλη.

Τα στοιχεία που απαιτούνται τόσο για την ανάλυση των μεταφορικών συστημάτων όσο και για την ανάπτυξη των συγκοινωνιακών μοντέλων προέρχονται από παρατηρήσεις, ανάλυση και διερεύνηση των χαρακτηριστικών ενός δείγματος του πληθυσμού που μελετάται.

Ανάλυση όλου του πληθυσμού δεν είναι εφικτή τόσο για οικονομικούς όσο και για τεχνικούς λόγους. Λόγο της διακύμανσης των τιμών μεταβαλότητας των χαρακτηριστικών του πληθυσμού είναι απαραίτητο, το δείγμα να αναπαριστά αυτή την μεταβλητότητα να είναι δηλαδή αντιπροσωπευτικό του πληθυσμού.

Συνοψίζοντας ο σκοπός του σχεδιασμού της δειγματοληψίας είναι να εξασφαλίσει ότι τα στοιχεία που αναλύονται παρέχουν την βέλτιστη πληροφορία που απαιτείται για τον πληθυσμό που μελετάται, στο χαμηλότερο δυνατό κόστος.

Όταν συλλέγουμε στοιχεία από ένα δείγμα δεν αναμένουμε τα αποτελέσματα της ανάλυσης να είναι ακριβώς ίδια με εκείνα που θα υπολογίζαμε αν είχαμε στοιχεία από όλο τον πληθυσμό. Χρησιμοποιώντας την μεταβλητότητα των στοιχείων του δείγματος, μπορούμε να υπολογίσουμε το φάσμα τιμών μέσα στο οποίο είναι πιθανό να είναι η μέση τιμή του πληθυσμού. Μπορούμε να μεταβάλουμε το εύρος αυτού του φάσματος, ανάλογα με το πόσο σίγουροι θέλουμε να είμαστε ότι το εύρος αυτό θα περιλαμβάνει την πραγματική μέση τιμή του πληθυσμού. Υπάρχουν τρία είδη δειγματοληψίας: Η ιδανική, η πρακτική και η δειγματοληψία επίπεδης κορυφής.

3.2.2 Θεώρημα Δειγματοληψίας

Στο παρόν Κεφάλαιο θα γνωρίσουμε πώς και υπό ποιες προϋποθέσεις μπορούμε να μεταδώσουμε ένα σήμα από έναν τόπο σε έναν άλλον, μεταδίδοντας μόνο τα δείγματα αυτού (δηλ. τις τιμές αυτού) σε καθορισμένες χρονικές στιγμές, και αυτό χωρίς να συμβεί καμιά απολύτως απώλεια πληροφορίας του σήματος. Έστω ότι θέλουμε να μεταδώσουμε από έναν τόπο σε κάποιον άλλον το σήμα $x(t)$ που είναι συνάρτηση του συνεχούς χρόνου t . Αντί να στείλουμε το σήμα $x(t)$, μόνο του ή με τη βοήθεια κάποιας διαμόρφωσης, λαμβάνουμε τα δείγματα αυτού τις χρονικές στιγμές kT_s , με τον ακέραιο k να παίρνει τιμές από $-\infty$ μέχρι $+\infty$, και τα στέλνουμε με κάποιον τρόπο στον προορισμό. Το χρονικό διάστημα T_s ονομάζεται περίοδος δειγματοληψίας και η συχνότητα $f_s=1/T_s$ ονομάζεται συχνότητα δειγματοληψίας. Η χρονική απόσταση μεταξύ διαδοχικών δειγμάτων είναι σταθερή και ίση με T_s . Για το λόγο αυτό η πιο πάνω δειγματοληψία ονομάζεται ομοιόμορφη δειγματοληψία. Έχουν αναπτυχθεί και συστήματα μη ομοιόμορφης δειγματοληψίας, στα οποία η χρονική απόσταση μεταξύ διαδοχικών δειγμάτων δεν είναι σταθερή. Ο δέκτης μπορεί, υπό προϋποθέσεις, μόνο από τα δείγματα τις χρονικές στιγμές kT_s , kZ , να αναπαραγάγει στην εντέλεια το

πλήρες σήμα $x(t)$. Δηλ., ενώ κρατάμε και στέλνουμε μόνο τις τιμές $x(kT_s)$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, και «πετάμε» όλες τις τιμές του σήματος $x(t)$ για $tk \neq T_s$, ο δέκτης μπορεί από τα δείγματα και μόνο να αναδημιουργήσει με απόλυτη ακρίβεια το σήμα $x(t)$ για όλες τις τιμές του t . Φυσικά, η αναδημιουργία του πλήρους σήματος $x(t)$ από τα δείγματα αυτού $x(kT_s)$ μπορεί να γίνει και στον πομπό ή οπουδήποτε αλλού. Η διαδικασία περιγράφεται αμέσως παρακάτω.

3.2.3 Ιδανική Δειγματοληψία

Χρησιμοποιώντας τα δείγματα $x(kT_s)$ δημιουργούμε έναν συρμό από κρουστικές συναρτήσεις δ ως εξής: Πολλαπλασιάζουμε την τιμή $x(0)$ επί την συνάρτηση $\delta(t)$, που είναι ένας κρουστικός παλμός τη χρονική στιγμή 0, και παίρνουμε την κρουστική συνάρτηση $x(0)\delta(t)$. Πολλαπλασιάζουμε την τιμή $x(T_s)$ επί την συνάρτηση $\delta(t-T_s)$, που είναι ένας κρουστικός παλμός τη χρονική στιγμή T_s , και παίρνουμε την κρουστική συνάρτηση $x(T_s)\delta(t-T_s)$. Πολλαπλασιάζουμε την τιμή $x(2T_s)$ επί την συνάρτηση $\delta(t-2T_s)$, που είναι ένας κρουστικός παλμός τη χρονική στιγμή $2T_s$, και παίρνουμε την κρουστική συνάρτηση $x(2T_s)\delta(t-2T_s)$. Το ίδιο κάνουμε και για τις υπόλοιπες τιμές του k , αρνητικές και θετικές. Όλες μαζί οι παραπάνω κρουστικές συναρτήσεις συνιστούν ένα συρμό κρουστικών συναρτήσεων, τον $x\delta(t)$, που αποτελεί το σήμα ιδανικής

δειγματοληψίας. Έτσι έχουμε:

$$x_\delta(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)\delta(t - kT_s)$$

Η δημιουργία του παραπάνω συρμού κρουστικών συναρτήσεων συνιστά την ιδανική δειγματοληψία και το σήμα $x\delta(t)$ ονομάζεται σήμα ιδανικής δειγματοληψίας.

Θα δούμε τώρα ότι, υπό κάποια συνθήκη, με ένα απλό φιλτράρισμα του σήματος $x\delta(t)$ παίρνουμε το σήμα $x(t)$. Τώρα θα χρειαστεί να βρούμε τα φάσματα του σήματος $x\delta(t)$.

Θεωρούμε την κυματομορφή $g(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s)$. Αυτή αποτελείται από

συναρτήσεις δ τις χρονικές στιγμές $\dots, -2T_s, -T_s, 0, T_s, 2T_s, \dots$ και φαίνεται στο σχήμα 3.1γ. Είναι προφανές ότι αν πολλαπλασιάσουμε το σήμα $x(t)$ επί την

κυματομορφή $g(t)$ θα πάρουμε την $x\delta(t)$, αφού το γινόμενο $x(t)g(t) = x(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s)$

έχει τιμή 0 για $t \neq kT_s$ (μιας και όλες οι συναρτήσεις $\delta(t - kT_s)$ έχουν τιμή 0 για αυτά τα t) και τη χρονική στιγμή kT_s έχει τιμή ίση με την αντίστοιχη συνάρτηση δ

πολλαπλασιασμένη επί $x(kT_s)$, για κάθε τιμή του ακέραιου αριθμού k . Έτσι είναι $x\delta(t) = g(t)x(t)$. Η κυματομορφή $g(t)$ είναι άρτια και περιοδική με περίοδο T_s (άρα με συχνότητα f_s). Επομένως, αναπτύσσεται σε τριγωνομετρική σειρά Fourier που έχει μόνο όρους συνημίτονου.

Ο σταθερός όρος a_0 αυτής έχει τιμή

$$a_0 = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} g(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \delta(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) dt = \frac{1}{T_s}. \text{ Ο συντελεστής απ έχει τιμή}$$

$$a_n = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} g(t) \cos 2\pi n f_s t dt = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \delta(t) \cos 2\pi n f_s t dt = \frac{2}{T_s} \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) \cos 2\pi n f_s t dt \\ = \frac{2}{T_s} \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) \cos 2\pi n f_s \cdot 0 dt = \frac{2}{T_s} \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) \cdot 1 dt = \frac{2}{T_s}.$$

Επομένως έχουμε:

$$g(t) = [1 + 2\cos 2\pi f_s t + 2\cos 2\pi 2f_s t + \dots + 2\cos 2\pi n f_s t + \dots] / T_s$$

και

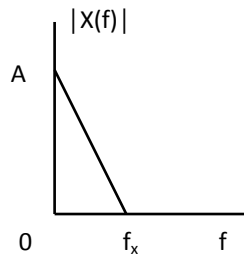
$$x\delta(t) = g(t)x(t) = (1 + 2\cos 2\pi f_s t + 2\cos 2\pi 2f_s t + \dots + 2\cos 2\pi n f_s t + \dots)x(t) / T_s \Rightarrow T_s x\delta(t) = x(t) + 2x(t) \cos 2\pi f_s t + 2x(t) \cos 2\pi 2f_s t + \dots + 2x(t) \cos 2\pi n f_s t + \dots$$

Η Θεμελιώδης Ιδιότητα των Τηλεπικοινωνιών μας λέει ότι ο όρος $2x(t) \cos 2\pi f_s t$ έχει φάσματα γύρω από τη συχνότητα f_s που αποτελούνται από τις άνω και κάτω πλευρικές ζώνες. Το ύψος των πλευρικών ζωνών του φάσματος πλάτους είναι ίσο με το ύψος του φάσματος πλάτους του σήματος $x(t)$. Ομοίως και οι όροι $2x(t) \cos 2\pi 2f_s t$, $2x(t) \cos 2\pi 3f_s t$, ..., $2x(t) \cos 2\pi n f_s t$, ..., έχουν φάσματα αποτελούμενα από δύο πλευρικές ζώνες γύρω από τις συχνότητες $2f_s$, $3f_s$, ..., $n f_s$... Εξ άλλου, όλοι αυτοί οι όροι είναι σήματα DSB με φέρουσες συχνότητες $2f_s$, $3f_s$, ..., $n f_s$...

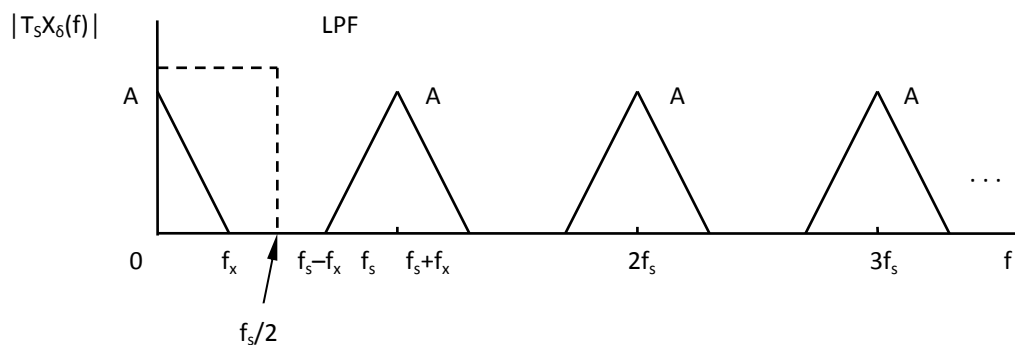
Έστω ότι το σήμα $x(t)$ έχει μέγιστη συχνότητα f_x , δηλ. ότι το φάσμα του εκτείνεται από τη συχνότητα 0 μέχρι τη συχνότητα f_x . Το σήμα $2x(t) \cos 2\pi f_s t$ έχει φάσματα που εκτείνονται από τη συχνότητα $f_s - f_x$ μέχρι τη συχνότητα $f_s + f_x$. Αναγκαία και ικανή

συνθήκη ώστε τα φάσματα των σημάτων $x(t)$ και $2x(t)\text{ συν}2\pi f t$ να μην αλληλεπικαλύπτονται είναι η $f_x \leq f_s - f_x$, η οποία ισοδυναμεί με την: $f_s \geq 2f_x \Leftrightarrow f_x \leq f_s/2$ (3.3)

Η παραπάνω συνθήκη ονομάζεται συνθήκη Nyquist. Αν ισχύει αυτή η συνθήκη, δεν παρατηρείται αλληλοεπικάλυψη ούτε και μεταξύ των υπόλοιπων μερών του φάσματος του σήματος $T_s x_\delta(t)$, που βρίσκονται γύρω από τις συχνότητες $2f_s, 3f_s, \dots$. Έτσι, η εικόνα του φάσματος πλάτους του σήματος είναι αυτή που αναφέρεται στη παρακάτω



Εικόνα 3.1.



ΕΙΚΟΝΑ 3.1 ΦΑΣΜΑ ΠΛΑΤΟΥΣ ΤΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΙΔΑΝΙΚΗΣ

Ανάλογη είναι και η εικόνα του φάσματος φάσης του σήματος $T_s x_\delta(t)$. Φυσικά, μπορούμε εύκολα (με συμμετρία ως προς τον κατακόρυφο άξονα που περνάει από τη συχνότητα 0 , για το φάσμα πλάτους, και με συμμετρία ως προς κέντρο τη συχνότητα 0 , για το φάσμα φάσης) να επεκτείνουμε τη σχεδίαση των παραπάνω φασμάτων και για αρνητικές συχνότητες. Δεν το κάνουμε εδώ γιατί δεν χρειάζεται. Θα χρειαστεί να το

κάνουμε στην επόμενη παράγραφο. Αν ισχύει η συνθήκη Nyquist, μπορούμε να περάσουμε το σήμα $Ts x_d(t)$ από βαθυπερατό φίλτρο LPF, το οποίο θα αφήσει να περάσει μόνο το φάσμα πλάτους και το φάσμα φάσης του σήματος $x(t)$ και θα κόψει όλους τους υπόλοιπους φασματικούς όρους. Στην έξοδο αυτού του φίλτρου θα πάρουμε το σήμα $x(t)$.

Έτσι, από το σήμα ιδανικής δειγματοληψίας $Ts x_d(t)$, που περιέχει μόνο τις τιμές του σήματος $x(t)$ τις χρονικές στιγμές kTs , με $k=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, ανακτούμε, με φιλτράρισμα με βαθυπερατό φίλτρο, το σήμα $x(t)$ για όλες τις τιμές του χρόνου t . Φυσικά, αν στην είσοδο του βαθυπερατού φίλτρου LPF οδηγήσουμε το σήμα $x_d(t)$, στην έξοδο θα πάρουμε το σήμα $x(t)/Ts$. Η παρουσία του συντελεστή $1/Ts$ δεν αποτελεί πρόβλημα. Το φίλτρο LPF πρέπει να περνάει στην εντέλεια όλες τις συχνότητες από 0 μέχρι f_x και να κόβει πλήρως όλες τις συχνότητες από $f_s - f_x$ και πάνω. Επομένως, πρέπει να είναι ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής οποιαδήποτε συχνότητα μεταξύ f_x και $f_s - f_x$. Στην πράξη, που τα φίλτρα είναι μη ιδανικά, χρησιμοποιούμε ως συχνότητα αποκοπής του φίλτρου την f_x και τη ζώνη που εκτείνεται από f_x μέχρι $f_s - f_x$ τη χρησιμοποιούμε ως μεταβατική ζώνη του φίλτρου. Όσο πιο πολύ απέχει η συχνότητα f_x από τη συχνότητα $f_s/2$, τόσο ευρύτερη είναι η μεταβατική ζώνη του φίλτρου, πράγμα που διευκολύνει τη σχεδιάσή του (το φίλτρο μπορεί να υλοποιηθεί με μικρότερης τάξης κύκλωμα). Με το φίλτρο LPF ιδανικό, μπορούμε ως συχνότητα αποκοπής να λάβουμε τη συχνότητα $f_s/2$. Με αυτόν τον τρόπο, η παραπάνω διάταξη, που κάνει δειγματοληψία με συχνότητα f_s και αναδημιουργεί το σήμα $x(t)$ από τα δείγματά του με τη βοήθεια των κρουστικών συναρτήσεων και του βαθυπερατού φίλτρου, λειτουργεί σωστά όσο κοντά και αν βρίσκεται η συχνότητα f_x στη συχνότητα $f_s/2$.

Τα παραπάνω αποτελούν το Θεώρημα της Δειγματοληψίας, το οποίο αναδιατυπώνουμε πλέον ως εξής: Αν σε σήμα $x(t)$, που έχει φάσμα με μέγιστη συχνότητα f_x , κάνουμε δειγματοληψία με συχνότητα f_s , μεγαλύτερη ή ίση από τη συχνότητα $2f_x$, μπορούμε από τα δείγματα να ανακτήσουμε πλήρως το σήμα $x(t)$. Ως προς αυτό, πολλαπλασιάζουμε κάθε δείγμα επί την κρουστική συνάρτηση που βρίσκεται στην ίδια χρονική θέση με το δείγμα και περνάμε τον προκύπτοντα συρμό κρουστικών συναρτήσεων από ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο που έχει ζώνη διέλευσης $(0, f_s/2)$. Στην έξοδο του φίλτρου παίρνουμε το σήμα $x(t)$ πολλαπλασιασμένο επί κάποια σταθερά (την

1/T_s). Τώρα θα βρούμε μια μαθηματική έκφραση του σήματος x(t) στο πεδίο του χρόνου συναρτήσει των δειγμάτων του x(kT_s), k=0, ±1, ±2,

Γνωρίζουμε ότι το σήμα εξόδου ενός φίλτρου (ή, γενικότερα, ενός γραμμικού χρονικά αμετάβλητου συστήματος), στην είσοδο του οποίου οδηγούμε την κρουστική συνάρτηση δ(t), είναι η κρουστική απόκριση h(t) αυτού. Αν στην είσοδο του φίλτρου οδηγήσουμε τη συνάρτηση δ(t-t₀) παίρνουμε ως έξοδο τη συνάρτηση h(t-t₀). Η κρουστική απόκριση h(t) είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier της συνάρτησης μεταφοράς H(f) του φίλτρου. Επειδή το φίλτρο LPF είναι ένα γραμμικό χρονικά αμετάβλητο σύστημα, έξοδος στο σήμα δ(t-kT_s) είναι η h(t-kT_s), έξοδος στο σήμα x(kT_s)δ(t-kT_s) είναι η x(kT_s)h(t-kT_s), έξοδος στο σήμα

$$x_{\delta}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)\delta(t-kT_s) \text{ είναι η } \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)h(t-kT_s) \text{ και, τέλος, έξοδος στο σήμα}$$

T_sxδ(t), η οποία ισούται με x(t), είναι η $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)T_s h(t-kT_s)$. Ωστε,

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)T_s h(t-kT_s) \quad (3.4)$$

Τώρα θα βρούμε την κρουστική απόκριση h(t) ενός ιδανικού βαθυπερατού φίλτρου που έχει συχνότητα αποκοπής f_s/2. Προς τούτο θα ληφθεί ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier της συνάρτησης μεταφοράς H(f) του φίλτρου και για το λόγο αυτό θα χρησιμοποιηθούν και αρνητικές συχνότητες. Τώρα η συνάρτηση μεταφοράς H(f) του φίλτρου έχει τιμή 1 στο διάστημα (-f_s/2, f_s/2) και τιμή 0 αλλού.

Είναι:

$$\begin{aligned} h(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} H(f)e^{j2\pi ft} df = \int_{-\frac{f_s}{2}}^{\frac{f_s}{2}} 1 \cdot e^{j2\pi ft} df = \left[\frac{e^{j2\pi ft}}{j2\pi t} \right]_{-\frac{f_s}{2}}^{\frac{f_s}{2}} = \frac{e^{j2\pi \frac{f_s}{2} t} - e^{j2\pi \frac{-f_s}{2} t}}{j2\pi t} = \frac{e^{j\pi f_s t} - e^{-j\pi f_s t}}{j2\pi t} = \\ &= \frac{\sigma\upsilon\nu(\pi f_s t) + j\eta\mu(\pi f_s t) - [\sigma\upsilon\nu(\pi f_s t) - j\eta\mu(\pi f_s t)]}{j2\pi t} = \frac{\eta\mu(\pi f_s t)}{\pi t} = f_s \frac{\eta\mu(\pi f_s t)}{\pi f_s t} = f_s \text{ sinc}(f_s t). \end{aligned}$$

Επομένως είναι T_sh(t)=T_sf_ssinc(f_st)=sinc(f_st). Έτσι, η σχέση (3.4) γράφεται ως:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s) \text{ sinc}[f_s(t-kT_s)] \quad (3.5)$$

Βλέπουμε παραπάνω ότι, αν κάθε δείγμα $x(kT_s)$ το πολλαπλασιάσουμε επί τη συνάρτηση $\text{sinc}(fst)$ μετατοπισμένη στη θέση kT_s του δείγματος και προσθέσουμε τα γινόμενα, ανακτούμε πλήρως το σήμα $x(t)$. Θυμόμαστε ότι η συνάρτηση $\text{sinc}(fst)$ παίρνει τιμή 1 για $t=0$ και τιμή 0 για $fst=\text{ακέραιος}=\lambda$, ή για $t=\lambda/fs=\lambda T_s$. Δηλ. παίρνει τιμή 1 στη θέση του δείγματος της χρονικής στιγμής 0 και τιμή 0 στις θέσεις των άλλων δειγμάτων. Η γραφική της παράσταση αποτελείται από έναν κεντρικό λοβό και άπειρους πλευρικούς λοβούς. Ομοίως, η συνάρτηση $\text{sinc}[fs(t-kT_s)]$ παίρνει τιμή 1 στη θέση του δείγματος της χρονικής στιγμής kT_s και τιμή 0 στις θέσεις των άλλων δειγμάτων. Για τους παραπάνω λόγους, η συνάρτηση $\text{sinc}(fst)$ ονομάζεται και συνάρτηση δειγματοληψίας.

Το ζήτημα είναι ότι δεν μπορούμε να δημιουργήσουμε τις συναρτήσεις $\text{sinc}[fs(t-kT_s)]$ (αφού αυτές έχουν άπειρη διάρκεια, τόσο για θετικές όσο και για αρνητικές τιμές του χρόνου t), ώστε εφαρμόζοντας τη σχέση (3.5) να ανακτήσουμε πλήρως το σήμα $x(t)$. Εξ άλλου, είδαμε παραπάνω ότι η κρουστική απόκριση $h(t)$ ενός ιδανικού βαθυπερατού φίλτρου που έχει συχνότητα αποκοπής f_s είναι η συνάρτηση $\text{fssinc}(fst)$, η οποία έχει τιμές $\neq 0$ τόσο για θετικές όσο και για αρνητικές τιμές του χρόνου t . Δηλ. εφαρμόζοντας τη χρονική στιγμή $t=0$ στην είσοδο ενός ιδανικού βαθυπερατού φίλτρου το σήμα $\delta(t)$, το φίλτρο «ξέρει» πριν από το χρόνο $t=0$ ότι θα την εφαρμόσουμε και έχει αρχίσει να δίνει στην έξοδό του, από τη χρονική στιγμή $t=-\infty$ και μετά, τη συνάρτηση $\text{fssinc}(fst)$... Ένα τέτοιο σύστημα που δεν έχει μηδενική κρουστική απόκριση για $t < 0$ ονομάζεται μη αιτιατό (noncausal) σύστημα. Φυσικά, όλα τα συστήματα της φύσης είναι αιτιατά (έχουν $h(t)=0$ για $t < 0$). Αυτός είναι ένας ακόμα λόγος που δεν μπορούμε να υλοποιήσουμε την ιδανική δειγματοληψία, και έτσι καταφεύγουμε στη μη ιδανική ανάκτηση σήματος.

3.2.4 Μη Ιδανική Δειγματοληψία

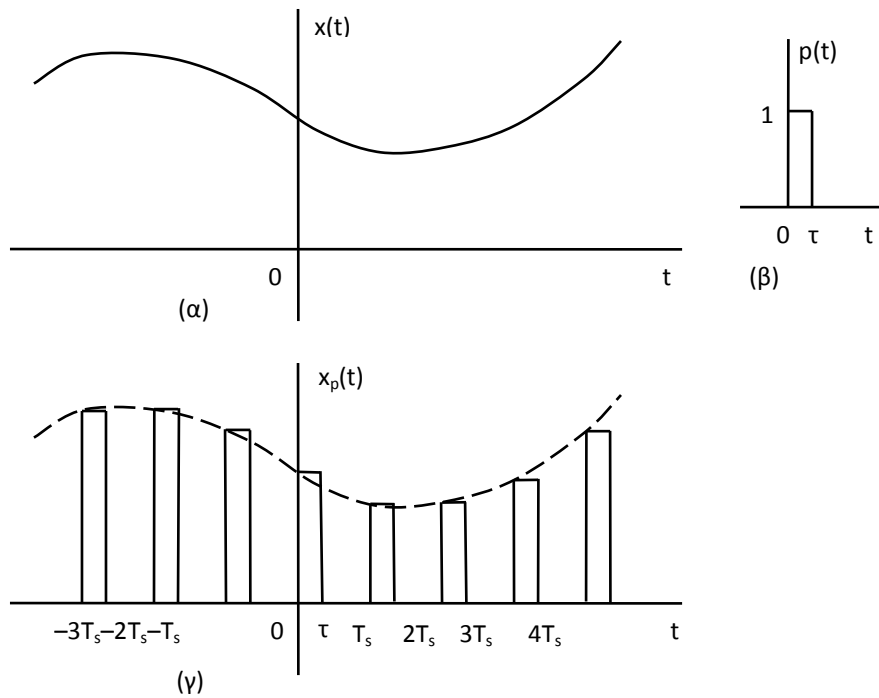
Από το Θεώρημα Δειγματοληψίας που γνωρίσαμε παραπάνω προκύπτει το εξής θεμελιώδες συμπέρασμα: Αν με κάποιο τρόπο στείλουμε από τον πομπό στον δέκτη τα (άπειρα) δείγματα ενός σήματος $x(t)$ που λαμβάνουμε με συχνότητα δειγματοληψίας f_s , αγνοώντας τις μεταξύ των δειγμάτων τιμές του σήματος, ο δέκτης μπορεί,

δημιουργώντας από τα δείγματα το σήμα ιδανικής δειγματοληψίας $x_s(t)$ και περνώντας το από ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο, να αναδημιουργήσει στην εντέλεια το πλήρες σήμα $x(t)$ για όλες τις τιμές του χρόνου t , αρκεί να ισχύει η συνθήκη Nyquist.

Όμως, αντιμετωπίζουμε τις εξής δύο δυσκολίες στην υλοποίηση της παραπάνω διαδικασίας: Πρώτη είναι η ανάγκη να χρησιμοποιήσουμε ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο. Αυτό το ξεπερνάμε χρησιμοποιώντας μη ιδανικό φίλτρο ελεγχόμενης από μας προσέγγισης στο ιδανικό. Όσο πιο μεγάλης τάξης φίλτρο χρησιμοποιούμε, τόσο πλησιέστερα προς το ιδανικό φίλτρο μπορούμε να φθάσουμε. Δεύτερη δυσκολία είναι η ανάγκη για χρήση συναρτήσεων δ τις χρονικές στιγμές kT_s . Αυτές οι δυσκολίες είναι μια εναλλακτική έκφραση της δυσκολίας δημιουργίας των συναρτήσεων $\text{sinc}[(t-kT_s)]$ που γνωρίσαμε αμέσως παραπάνω στη σχέση (5.5).

Θυμόμαστε από την Εισαγωγή ότι η κρουστική συνάρτηση $\delta(t)$ είναι η οριακή περίπτωση ενός ορθογωνικού παλμού $p(t)$, που έχει διάρκεια ε και τιμή ή πλάτος $1/\varepsilon$, όταν το ε τείνει στο 0. Γι αυτό, στις θέσεις των δειγμάτων $x(kT_s)$ χρησιμοποιούμε στενούς ορθογωνικούς παλμούς $p(t-kT_s)$ πλάτους 1 και διάρκειας τ , μικρότερης από T_s . Έτσι προκύπτει η παρακάτω διαδικασία μη ιδανικής ανάκτησης σήματος:

Καθένα από τα δείγματα $x(kT_s)$ του σήματος $x(t)$ το διατηρούμε (το κρατάμε) επί χρονικό διάστημα τ . Με αυτόν τον τρόπο προκύπτει ένας συρμός $x_p(t)$ από ορθογωνικούς παλμούς που έχουν διάρκεια τ ο καθένας και πλάτη ίσα με τις αντίστοιχες τιμές των δειγμάτων του σήματος, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.2.



Εικόνα 3.2. Δειγματοληψία και μη ιδανική ανάκτηση σήματος: (α) Το σήμα $x(t)$ (β) ο παλμός $p(t)$ και (γ) το σήμα $x_p(t)$.

Το σήμα $x_p(t)$, δηλ. η διαδοχή παλμών που τα πλάτη τους είναι ανάλογα προς τις τιμές των δειγμάτων του σήματος $x(t)$, συνιστά τη διαμόρφωση του σήματος $x(t)$ κατά **πλάτος παλμών** (PulseAmplitudeModulation – **PAM**) και έχει την εξής προφανή

$$\text{μαθηματική έκφραση: } x_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s) p(t - kT_s).$$

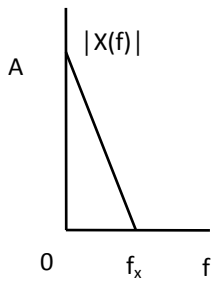
Στο τέλος της παρούσας παραγράφου αποδεικνύουμε ότι ο μετασχηματισμός Fourier $X_p(f)$ του σήματος $x_p(t)$ δίνεται από την έκφραση $X_p(f) = P(f)X_\delta(f)$, όπου $X_\delta(f)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $x_\delta(t)$ ιδανικής δειγματοληψίας. Από τη σχέση (5.2) έχουμε δει ότι τα φάσματα πλάτους και φάσης του σήματος $x_\delta(t)$ αποτελούνται από τα αντίστοιχα φάσματα του σήματος $x(t)$ συν τις εικόνες τους, δύο πλευρικών ζωνών, γύρω από τις συχνότητες $f_s, 2f_s, \dots, nf_s, \dots$, η κάθε μία. Όλα αυτά τα φάσματα επηρεάζονται – τροποποιούνται από την παρουσία του παράγοντα $P(f)$ σύμφωνα με τις γνωστές σχέσεις $|X_p(f)| = |P(f)| \cdot |X_\delta(f)|$ και $\text{Arg}\{X_p(f)\} = \text{Arg}\{P(f)\} + \text{Arg}\{X_\delta(f)\}$.

Αν το σήμα $x(t)$ έχει φάσμα με μέγιστη συχνότητα f_x και ισχύει η συνθήκη του Nyquist $f_s \geq 2f_x$, στα φάσματα του $x_\delta(t)$ δεν παρατηρείται αλληλοεπικάλυψη μεταξύ των

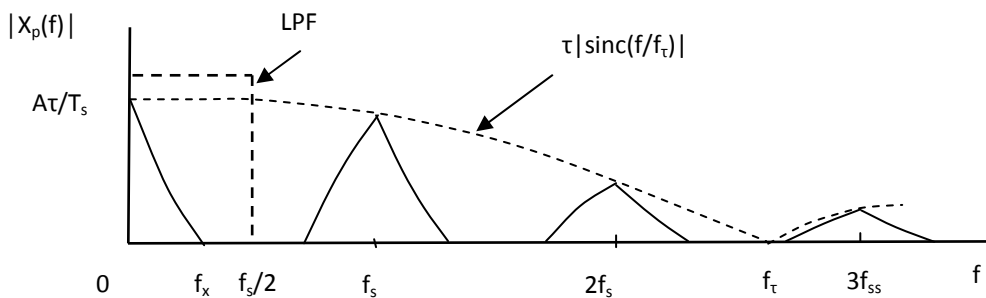
εικόνων των φασμάτων του σήματος $x(t)$. Το ίδιο συμβαίνει και με τις εικόνες των φασμάτων του σήματος $x_p(t)$, αφού ισχύει η σχέση $X_p(t)=P(f)X_\delta(t)$. Περνώντας το σήμα $x_p(t)$ από βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής $f_s/2$, κόβονται όλες οι εικόνες στα φάσματα του $x_p(t)$ που βρίσκονται γύρω από τις συχνότητες $f_s, 2f_s, \dots, nf_s, \dots$ και μένουν μόνο αυτές που αντιστοιχούν στα φάσματα πλάτους και φάσης του σήματος $x(t)$. Έτσι παίρνουμε στην έξοδο του ιδανικού βαθυπερατού φίλτρου σήμα με μετασχηματισμό Fourier $P(f)X(f)$. Βέβαια στόχος μας ήταν να ανακτήσουμε σήμα με μετασχηματισμό Fourier $X(f)$. Η παρουσία του παράγοντα $P(f)$, ο οποίος μεταβάλλεται με τη συχνότητα f , προκαλεί παραμόρφωση στο μετασχηματισμό Fourier $X(f)$, στον οποίο στοχεύουμε. Επομένως, στην έξοδο του βαθυπερατού φίλτρου ανακτούμε το σήμα $x(t)$ με κάποια παραμόρφωση.

Βέβαια, μας ενδιαφέρει κατά πόσον ο $P(f)$ διαφέρει από την τιμή 1 μόνο στο διάστημα συχνοτήτων από 0 έως f_x , στο οποίο βρίσκονται τα φάσματα πλάτους και φάσης του σήματος $x(t)$. Γενικότερα, μας ενδιαφέρει κατά πόσον η τιμή του $P(f)$ «παίζει» στο διάστημα τιμών $(0, f_x)$, αντί να μένει σταθερή όπως θα επιθυμούσαμε. Είναι εύκολο να αποδείξουμε ότι ο μετασχηματισμός Fourier $P(f)$ του ορθογωνικού παλμού $p(t)$ που έχει τιμή 1 στο χρονικό διάστημα από 0 μέχρι τ και τιμή 0 αλλού ισούται με $P(f)=e^{-j\pi f\tau} \text{sinc}(f\cdot\tau)$. Κάντε το (είναι μια απλή ολοκλήρωση).

Ο όρος $e^{-j\pi f\tau}$ έχει μέτρο 1 και δεν επηρεάζει το φάσμα πλάτους. Απλά, είναι όρος που αντιστοιχεί σε χρονική καθυστέρηση κατά $\tau/2$. Ο όρος $\text{sinc}(f\tau)$ έχει τιμή τ για $f=0$ και μειώνεται καθώς αυξάνει η f . Ο πρώτος μηδενισμός του συμβαίνει για $f\cdot\tau=1 \Rightarrow f=1/\tau=f_\tau$. Όμως είναι $\tau < T_s$, οπότε έχουμε $f_\tau=1/\tau > 1/T_s=f_s > 2f_x$. Δηλ. ο πρώτος μηδενισμός του όρου $\text{sinc}(f\cdot\tau)$ συμβαίνει σε υπερδιπλάσια συχνότητα f_τ από τη συχνότητα f_x που μας ενδιαφέρει. Όσο πιο μικρό είναι το τ τόσο μακρύτερα από την f_x συμβαίνει ο μηδενισμός αυτός, οπότε πρακτικά στο διάστημα συχνοτήτων από 0 μέχρι f_x ο όρος $\text{sinc}(f\cdot\tau)$ διατηρεί σταθερή τιμή ίση με τ . Στο ίδιο διάστημα συχνοτήτων ο $P(f)$ είναι πραγματική συνάρτηση και παίρνει μόνο θετικές τιμές, οπότε αφήνει το φάσμα φάσης του σήματος $x(t)$ ανέπαφο. Έτσι, η παρουσία του παράγοντα $P(f)$ στον μετασχηματισμό Fourier του σήματος εξόδου του βαθυπερατού φίλτρου προσεγγίζεται με πολλαπλασιασμό επί τη σταθερά τ , πράγμα που είναι χωρίς κακή συνέπεια. Στην έξοδο του φίλτρου αυτού παίρνουμε το σήμα $(\tau/T_s)x(t)$, το οποίο είναι μια εικόνα του αρχικού σήματος $x(t)$. Στο παρακάτω σχήμα 5.4 δείχνουμε το φάσμα πλάτους ενός σήματος $x(t)$ και το φάσμα πλάτους του σήματος μη ιδανικής δειγματοληψίας $x_p(t)$ (σήματος PAM).



(α)



(β)

Εικόνα 3.3 . Δειγματοληψία και μη ιδανική ανάκτηση σήματος. (α) Το φάσμα πλάτους του σήματος $x(t)$ και (β) το φάσμα πλάτους του σήματος μη ιδανικής δειγματοληψίας $x_p(t)$ για $\tau=T_s/2,6$.

Αν θέλαμε ο μετασχηματισμός Fourier του τελικού σήματος εξόδου να είναι με απόλυτη ακρίβεια ίσος με $X(f)$, θα έπρεπε στην έξοδο του βαθυπερατού φίλτρου LPF να συνδέσουμε ένα φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς $1/P(f)$ που, όμως, δεν είναι καθόλου εύκολο να σχεδιαστεί και να υλοποιηθεί. Επίσης, στις παραμορφώσεις που αναφέραμε παραπάνω προστίθεται και η παραμόρφωση που προκαλείται από το χρησιμοποιούμενο βαθυπερατό φίλτρο που τώρα δεν είναι ιδανικό.

Παράρτημα: Απόδειξη της σχέσης $X_p(f) = P(f)X_\delta(f)$ για το σήμα μη ιδανικής

δειγματοληψίας $x_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)p(t-kT_s)$ του σχήματος 5.3, όπου το

$x_\delta(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)\delta(t-kT_s)$ είναι το σήμα ιδανικής δειγματοληψίας.

Α) Ξεκινάμε αποδεικνύοντας την εξής ιδιότητα για οποιοδήποτε σήμα $x(t)$:

$$x(t) \otimes \delta(t-t_0) = x(t-t_0). \text{ Όντως,}$$

$$\begin{aligned}
x(t) \otimes \delta(t-t_0) &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau)\delta(\tau-t_0)d\tau = \int_{t_0^-}^{t_0^+} x(t-\tau)\delta(\tau-t_0)d\tau = \int_{t_0^-}^{t_0^+} x(t-t_0)\delta(\tau-t_0)d\tau = \\
&= x(t-t_0) \int_{t_0^-}^{t_0^+} \delta(\tau-t_0)d\tau = x(t-t_0) \cdot 1 = x(t-t_0).
\end{aligned}$$

Αυτήν την ταυτότητα τη γράφουμε και ως $x(t-t_0) = x(t) \otimes \delta(t-t_0)$.

Β) Συνεχίζουμε αποδεικνύοντας ότι η πράξη της συνέλιξης έχει την επιμεριστική ιδιότητα – γραμμικότητα ως προς την πρόσθεση, ήτοι ότι ισχύει:

$$f(t) \otimes [ag_1(t) + bg_2(t)] = a[f(t) \otimes g_1(t)] + b[f(t) \otimes g_2(t)].$$

Η απόδειξη είναι εύκολη.

Απλά εφαρμόζουμε τον τύπο της συνέλιξης:

$$\begin{aligned}
f(t) \otimes [ag_1(t) + bg_2(t)] &= \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)[ag_1(t-\tau) + bg_2(t-\tau)]d\tau = \\
&= a \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)g_1(t-\tau)d\tau + b \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)g_2(t-\tau)d\tau = a[f(t) \otimes g_1(t)] + b[f(t) \otimes g_2(t)].
\end{aligned}$$

Η ιδιότητα

αυτή επεκτείνεται άμεσα και σε περισσότερους από δύο προσθετέους.

Βάζοντας $a=b=1$ στην ταυτότητα

$$f(t) \otimes [ag_1(t) + bg_2(t)] = a[f(t) \otimes g_1(t)] + b[f(t) \otimes g_2(t)]$$

προκύπτει η ταυτότητα

$$f(t) \otimes [g_1(t) + g_2(t)] = [f(t) \otimes g_1(t)] + [f(t) \otimes g_2(t)].$$

Αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως $[f(t) \otimes g_1(t)] + [f(t) \otimes g_2(t)] = f(t) \otimes [g_1(t) + g_2(t)]$, δηλ. βγάζουμε «κοινό παράγοντα» τη συνάρτηση $f(t)$ από την έκφραση $[f(t) \otimes g_1(t)] + [f(t) \otimes g_2(t)]$.

Επίσης, βάζοντας $b=0$ στην ταυτότητα

$$f(t) \otimes [ag_1(t) + bg_2(t)] = a[f(t) \otimes g_1(t)] + b[f(t) \otimes g_2(t)]$$

προκύπτει η ταυτότητα

$$f(t) \otimes [ag(t)] = a[f(t) \otimes g(t)],$$

που μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως

$$a[f(t) \otimes g(t)] = f(t) \otimes [ag(t)].$$

Γ) Με βάση τα παραπάνω, το σήμα $x_p(t)$ γράφεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
x_p(t) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)p(t-kT_s) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s)[p(t) \otimes \delta(t-kT_s)] = \\
&= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} p(t) \otimes [x(kT_s)\delta(t-kT_s)] = p(t) \otimes \sum_{k=-\infty}^{+\infty} [x(kT_s)\delta(t-kT_s)] = p(t) \otimes x_\delta(t), \text{ όπου το}
\end{aligned}$$

σήμα $x_\delta(t)$ ορίστηκε με τη σχέση (5.1). Λαμβάνοντας το μετασχηματισμό Fourier και στα δύο μέλη της ισότητας $x_p(t) = p(t) \otimes x_\delta(t)$ που μόλις αποδείξαμε, προκύπτει ότι

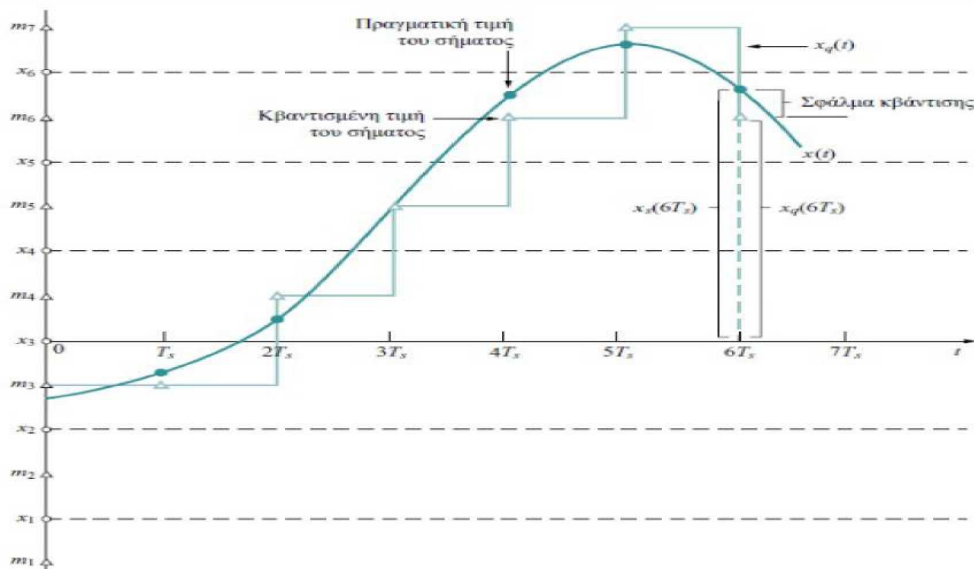
$$X_p(f) = P(f) \cdot F\{x_\delta(t)\} = P(f) \cdot X_\delta(f)$$

3.3 ΚΒΑΝΤΙΣΗ

Η διαδικασία μετατροπής των δειγμάτων(τιμών) της εξόδου του δειγματολήπτη σε ακολουθία διακριτών τιμών, οι οποίες ανήκουν σε ένα πεπερασμένο σύνολο επιπέδων πλάτους. Αν τα επίπεδα αυτά είναι ισαπέχοντα τότε η κβάντιση ονομάζεται ομοιόμορφη ενώ στην αντίθετη περίπτωση ονομάζεται μη-ομοιόμορφη.

Η κβάντιση είναι μια διαδικασία που θεωρητικά οδηγεί σε απώλεια πληροφορίας. Η μετατροπή ενός αναλογικού (συνεχούς) δείγματος του σήματος σε μια ψηφιακή (διακριτή) μορφή είναι κβάντιση . Η κβάντιση μετατρέπει ένα δείγμα συνεχούς πλάτους σε δείγμα διακριτού πλάτους.

Γραφικά, η διαδικασία κβαντοποίησης σημαίνει ότι μια ευθεία γραμμή που παριστάνει τη σχέση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου ενός γραμμικού συνεχούς συστήματος αντικαθίσταται από μια κλιμακωτή (staicase) χαρακτηριστική. Ας θεωρήσουμε ένα σήμα περιορισμένου εύρους ζώνης $x(t)$. Εφαρμόζοντας την πράξη της δειγματοληψίας σ' αυτό, λαμβάνουμε το διακριτό σήμα $x_s(t) = x(nT)$, $n=1, 2, \dots$, όπου T είναι η περίοδος δειγματοληψίας. Κατά την κβάντιση του σήματος οι τιμές $x_s(nTs)$ μετατρέπονται σε μία από τις Q επιτρεπόμενες τιμές m_1, m_2, \dots, m_Q , δίδοντας έτσι την ακολουθία παλμών $x_q(nTs)$. Τελικά, το εξαγόμενο σήμα από τον κβαντιστή είναι η ακόλουθη κυματομορφή :



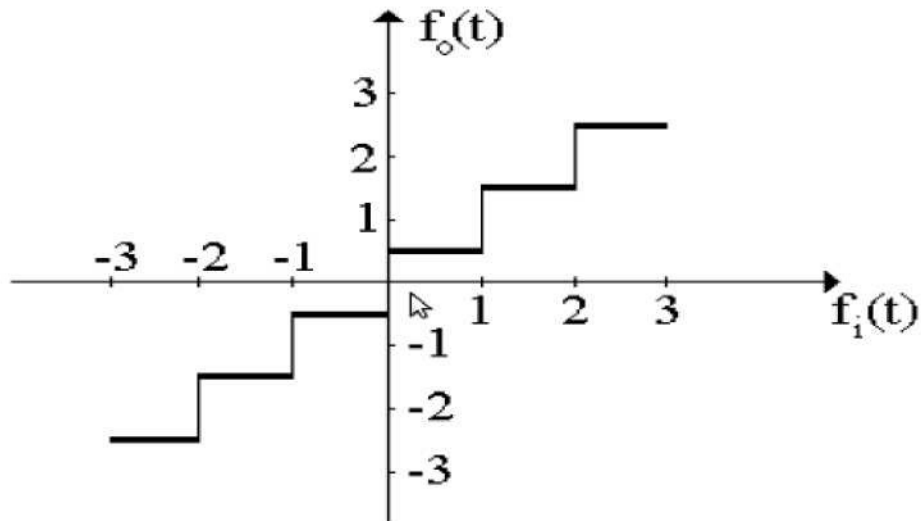
Εικόνα 3.4. Διαδικασία κβάντισης

Όπως παρατηρούμε, το πεδίο τιμών του αρχικού σήματος έχει διαιρεθεί στις εξής επτά ζώνες: $(- \infty, m_1]$, $(m_1, m_2]$, ..., $(m_5, m_6]$, $(m_6, +\infty)$. Σε κάθε ζώνη έχουμε αντιστοιχίσει και από μία τιμή, δηλαδή τις τιμές m_1, m_2, \dots, m_7 , αντίστοιχα. Όταν δειγματοληπτούμε το αρχικό σήμα, η τιμή του μετατρέπεται σε μία από τις τιμές m_1, m_2, \dots, m_7 , ανάλογα με τη ζώνη τιμών στην οποία βρίσκεται.

Π.χ., το δείγμα του σήματος που λαμβάνουμε την 6η περίοδο δειγματοληψίας ($x_s(6T_s)$) βρίσκεται μέσα στη ζώνη $(m_5, m_6]$. Οπότε, η τιμή του δείγματος μετατρέπεται σε $x_q(6T_s) = m_6$, εισάγοντας έτσι ένα σφάλμα κβάντισης ίσο με $x_s(6T_s) - m_6$.

Τέλος, για το χρονικό διάστημα από τη στιγμή λήψης του έκτου δείγματος μέχρι πριν από τη λήψη του έβδομου δείγματος το εξαγόμενο σήμα ισούται με m_6 . Έτσι, με τη διαδικασία της κβάντισης λαμβάνουμε μια καλή προσέγγιση του αρχικού σήματος.

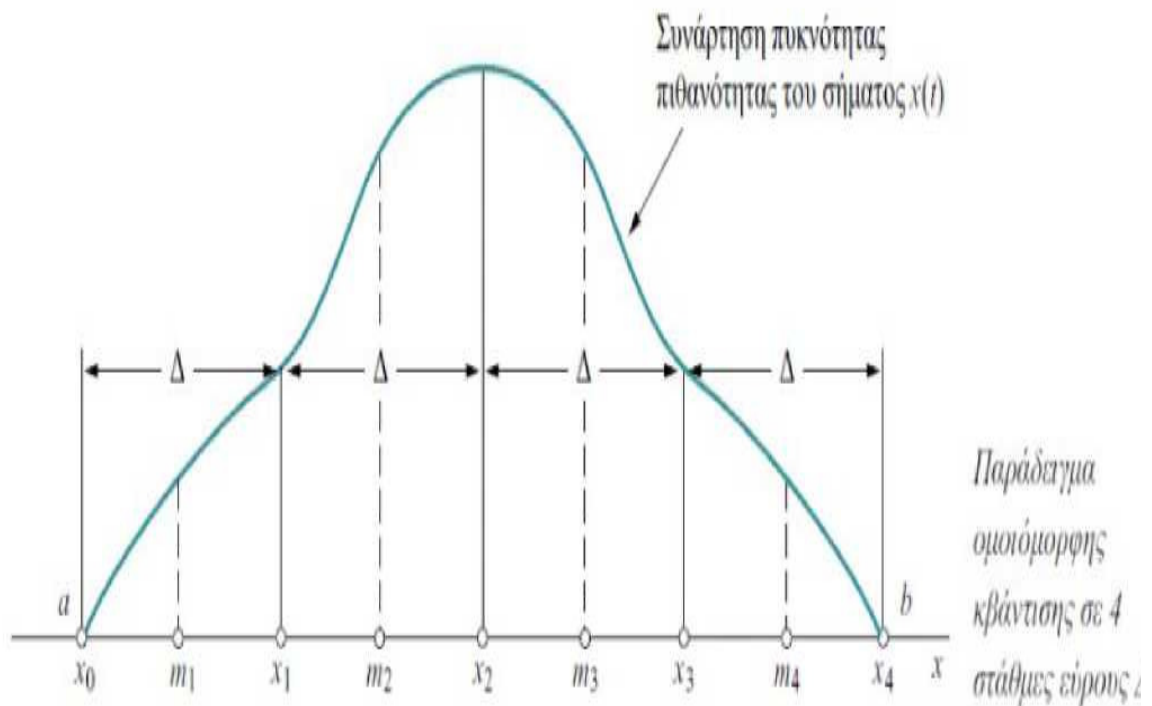
Αν εφαρμόσουμε την κβάντιση, το αρχικό σήμα δεν μπορεί να ανακατασκευαστεί πλήρως στον προορισμό του, αλλά μόνο να προσεγγιστεί. Η ακρίβεια αυτής της προσέγγισης εξαρτάται από τον αριθμό των σταθμών κβάντισης που χρησιμοποιήσαμε. Ο κύριος λόγος που χρησιμοποιούν τα συστήματα την κβάντιση είναι ότι εμφανίζουν μεγαλύτερη ανοχή στον εξωτερικό προσθετικό θόρυβο.



Εικόνα 3.5 : Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου ενός κβαντιστή

3.3.1 Ομοιόμορφη κβάντιση

Στην ομοιόμορφη κβάντιση, το πεδίο τιμών του αρχικού σήματος διαμοιράζεται σε διαστήματα ίσου εύρους, τα οποία ονομάζουμε και ζώνες κβάντισης. Όταν η τιμή του σήματος είναι εντός των ορίων μιας

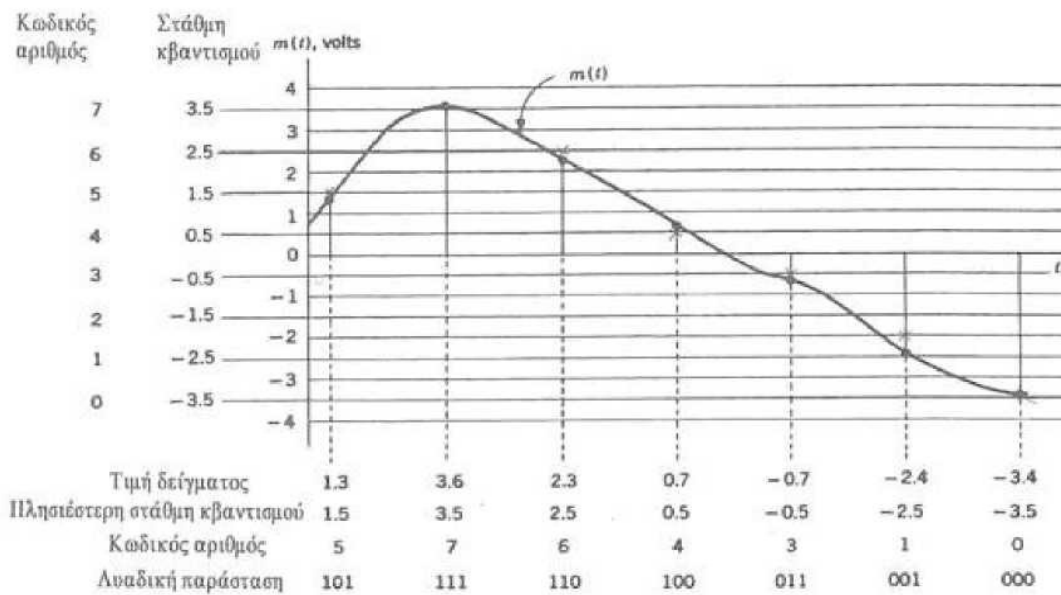


Εικόνα 3.6 Λειτουργία ομοιόμορφης κβάντισης

ζώνης κβάντισης, τότε ως κβαντισμένη τιμή του λαμβάνουμε το μέσο του αντίστοιχου διαστήματος.

3.4 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ

Για να εκμεταλλευτούμε τα πλεονεκτήματα δειγματοληψίας και κβαντοποίησης απαιτείται η χρησιμοποίησης μίας διαδικασίας κωδικοποίησης (encoding process). Ο κωδικοποιητής σε ένα σύστημα PCM αναπαριστά κάθε κβαντισμένο σήμα με ένα κωδικό αριθμό και μεταδίδει αυτόν τον κωδικό αριθμό αφού το μετατρέψει σε δυαδικό. Τα ψηφία του δυαδικού συστήματος 0 και 1 μεταδίδονται με τη μορφή ηλεκτρονικών παλμών π.χ. το 1 μεταδίδεται με έναν παλμό 5V και το 0 με 0V.



Εικόνα 3.7 Διαδικασία κωδικοποίησης

Το αναλογικό σήμα $m(t)$ περιορίζεται στο διάστημα -4 και $+4$ volt. Χρησιμοποιούνται 8 στάθμες κβάντισης οι οποίες ορίζονται στα επίπεδα με τιμές $-3.5, -2.5, 0, +2.5, +3.5$ V. Ο κωδικός αριθμός 0 αντιστοιχεί στη στάθμη -3.5 V, ο κωδικός αριθμός 1 στη στάθμη -2.5 V, και τελικά ο κωδικός αριθμός 7 στη στάθμη $+3.5$ V. Οι κωδικοί αριθμοί μετατρέπονται στο δυαδικό σύστημα σε 000 για τον κωδικό αριθμό 0 μέχρι 111 για τον κωδικό 7.

3.4.1 Απαιτούμενο Εύρος Ζώνης για τα Συστήματα PCM

Το (διαμορφωμένο) σήμα PCM όταν μεταδίδεται μέσω του διαύλου είναι ένα σήμα συνεχούς χρόνου και έχει το δικό του εύρος ζώνης. Το εύρος ζώνης μετάδοσης είναι τουλάχιστον $v = \log Mq$ φορές μεγαλύτερο του εύρους ζώνης του σήματος.

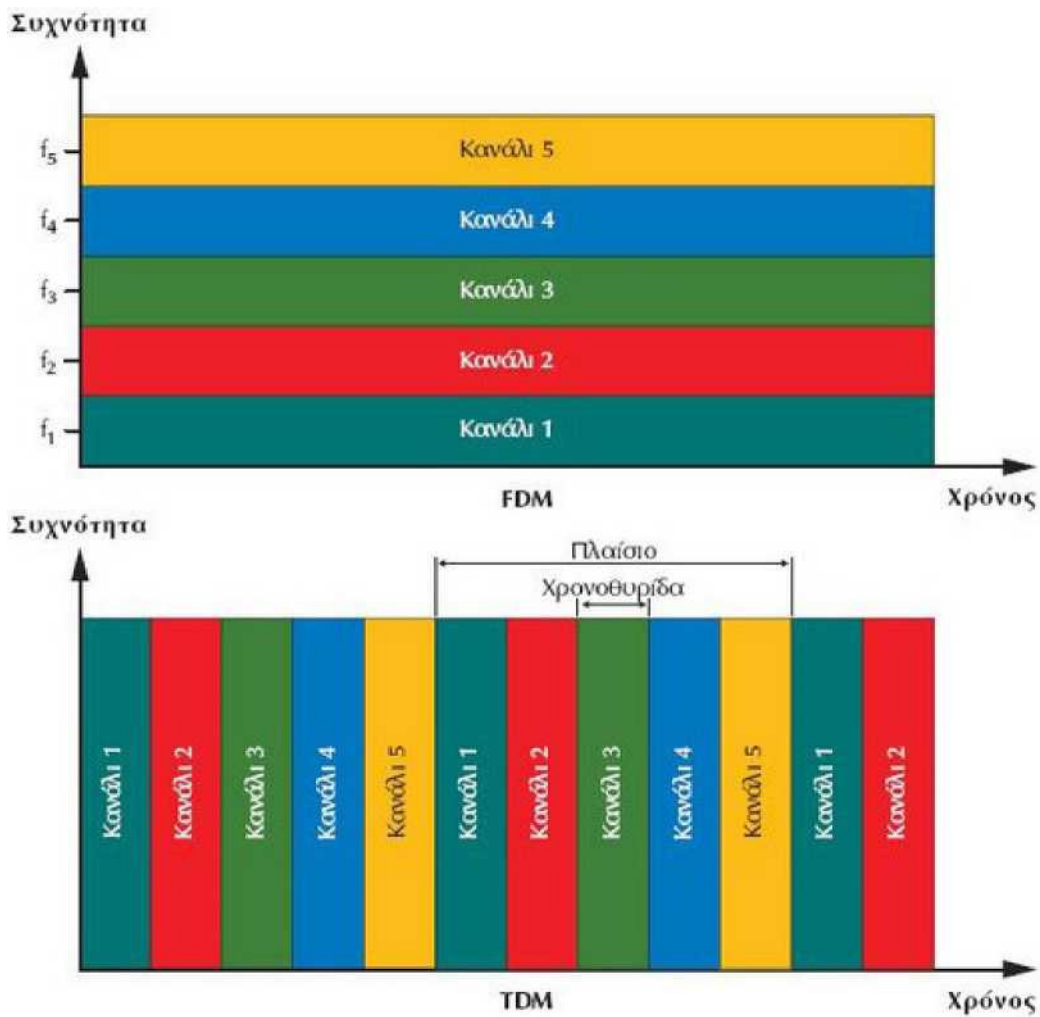
Η ψηφιοποίηση της φωνής για παράδειγμα (300 Hz - 3,4 kHz) γίνεται με την τεχνική PCM, με συχνότητα δειγματοληψίας 8 kHz, και χρήση 8 bit ανά δείγμα. Ρυθμός μετάδοσης ψηφιοποιημένης φωνής : 8.000 δείγματα/sx 8 bit/δείγμα = 64 kb/s Κάθε δείγμα των 8 bit πολυπλέκεται με δείγματα άλλων σημάτων ψηφιοποιημένης φωνής με βάση τις αρχές της TDM, σχηματίζοντας ένα πλαίσιο. Ο ρυθμός μετάδοσης των πλαισίων περιορίζεται στα 8.000 πλαίσια/s, άρα η διάρκεια κάθε πλαισίου είναι $T = (1/8000) = 125$ μ sec. Το πλήθος των σημάτων που πολυπλέκονται σε ένα πλαίσιο εξαρτάται από το είδος της τυποποίησης που ακολουθείται. Δυο μορφές τυποποίησης

χρησιμοποιούνται : α) το αμερικάνικο σύστημα T1 β) το ευρωπαϊκό σύστημα E1
Σύμφωνα με την τυποποίηση T1, σε κάθε πλαίσιο πολυπλέκονται 24 κανάλια φωνής, ένα για κάθε 8 bit, με την προσθήκη 1bit συγχρονισμού πλαισίου, που τίθεται στην αρχή κάθε πλαισίου. Άρα, κάθε πλαίσιο περιλαμβάνει : $24 \times 8 + 1 = 193 \text{ bit}$.

3.5 ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ (TDM)

Η πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (Time Division Multiplexing) χρησιμοποιείται για την μετάδοση ψηφιακών σημάτων. Κάθε σήμα χρησιμοποιεί την γραμμή μεταφοράς για ελάχιστο χρόνο αλλά αυτό γίνεται τόσο γρήγορα που εμείς νομίζουμε ότι τα σήματα στέλνονται ταυτόχρονα. Στα πραγματικά συστήματα όμως η μετάδοση δεδομένων γίνεται σποραδικά και συνεπώς η πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου είναι καταλληλότερη. Ποιο αναλυτικά στην πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου, ο χρόνος διαιρείται σε χρονοθυρίδες (timeslots). Τα σήματα εισόδου δειγματοληπτούνται διαδοχικά το ένα μετά το άλλο με υψηλό ρυθμό. Σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή μπορεί να μεταδίδεται ένα δείγμα μόνο ενός σήματος. Τα δείγματα από τα διάφορα σήματα εισόδου μεταφέρονται σε διαδοχικά πλαίσια. Κάθε πλαίσιο περιέχει ένα πλήθος χρονοθυρίδων και σε κάθε σήμα εισόδου μπορεί να αφιερώνεται μία ή και περισσότερες χρονοθυρίδες σε κάθε πλαίσιο. Έτσι τελικά τα δεδομένα διαφορετικών πηγών πολυπλέκονται χρονικά και μεταδίδονται στην ίδια γραμμή.

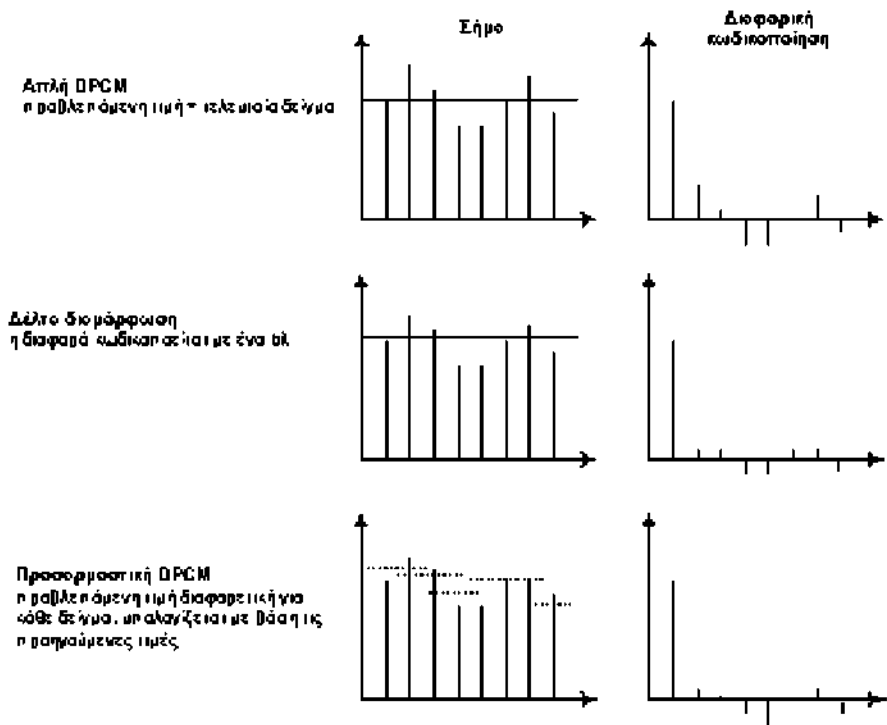
Παραλλαγή της πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου , η οποία κάνει καλύτερη εκμετάλλευση του τηλεπικοινωνιακού καναλιού και επιτρέπει την ύπαρξη ρυθμού μετάδοσης μικρότερου από το συνολικό ρυθμό μετάδοσης των πηγών , είναι η στατιστική πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου STDM (static time division multiplexing).



Εικόνα 3.8 Τενικές Πολυπλεξίας

3.5 ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΠΑΛΜΟΚΩΔΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (DPCM - DifferentialPulseCodeModulation)

Η Διαφορική παλμοκωδική διαμόρφωση (DPCM) είναι μια διαδικασία της μετατροπής ενός αναλογικού σε ψηφιακό σήμα στο οποίο ένα αναλογικό σήμα δειγματοληπτείται και τότε η διαφορά μεταξύ της πραγματικής τιμής του δείγματος και η προβλεπόμενη αξία του (η προβλεπόμενη τιμή βασίζεται σε προηγούμενο δείγμα ή τα δείγματα) είναι κβαντισμένη και στη συνέχεια κωδικοποιούνται σχηματίζοντας μια ψηφιακή τιμή. Η διαφορική παλμοκωδική διαμόρφωση είναι η πιο απλή από τις τρεις μορφές διαφορικής κωδικοποίησης.



Εικονα 3.9 Περιγραφή διαμορφωτή DPCM

Μια πρώτη βελτίωση στην PCM μέθοδο είναι ο κβαντισμός να γίνεται στην διαφορά μεταξύ 2 διαφορετικών δειγμάτων. Αυτή είναι μια σημαντική βελτίωση, αφού στο σήμα της φωνής, διαδοχικά δείγματα έχουν μεγάλο βαθμό συσχέτισης και επομένως η διαφορά μεταξύ 2 διαφορετικών δειγμάτων είναι μικρή. Μια βασική επέκταση της παραπάνω ιδέας είναι να κάνουμε κάποια πρόβλεψη για το τρέχον δείγμα, και να κβαντίζουμε τη διαφορά μεταξύ του πραγματικού δείγματος και της προβλεπόμενης τιμής του. Έτσι περιμένουμε να μειώσουμε ακόμα περισσότερο το απαιτούμενο bandwidth.

Οι κωδικές λέξεις DPCM αντιπροσωπεύουν διαφορές μεταξύ των δειγμάτων σε αντίθεση με την PCM όπου οι κωδικές λέξεις αντιπροσωπεύουν μια τιμή δείγματος. Οι τεχνικές συμπίεσης φωνής εκμεταλλεύονται τις ιδιότητες των σημάτων φωνής. Στο πεδίο του χρόνου μπορούμε να δούμε ότι υπάρχει μεγάλη ομοιότητα μεταξύ δειγμάτων συνεχόμενης ομιλίας.

Πλεονεκτήματα DPCM σε σχέση με το PCM

Ο αριθμός των επιπέδων του κβαντιστή είναι μικρότερος. Για παράδειγμα ένα PCM8 επιπέδων μετατρέπεται σε DPCM4 επιπέδων, οπότε αντί για 3 απαιτούνται 2 bits για κωδικοποίηση ενός δείγματος πληροφορίας. Αυτό έχει σαν συνέπεια τη μετάδοση της ίδιας πληροφορίας με εξοικονόμηση εύρους ζώνης. Ο σχεδιασμός του συστήματος απλοποιείται αφού δεν απαιτείται στο δέκτη φίλτρο μετατροπής του ψηφιακού σήματος σε αναλογικό όπως συμβαίνει στο PCM. Επειδή στο DPCM λαμβάνεται υπόψη και η φυσική (πέρα από τη στατική) σχέση διαδοχικών δειγμάτων, η ανάκτηση του αναλογικού σήματος είναι πιο αξιόπιστη συγκρινόμενη με την αντίστοιχη του DPCM.

DPCM Μειονεκτήματα σε σχέση με το PCM

Το μειονέκτημα του DPCM είναι η μεγαλύτερη ευαισθησία του στο θόρυβο από το αντίστοιχο PCM. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η ανάκτηση ενός δείγματος στο δέκτη εξαρτάται από τα προηγούμενα δείγματα, με αποτέλεσμα τη διάδοση λαθών που έχουν συμβεί προηγουμένως και στα επόμενα δείγματα. Το DPCM χρησιμοποιείται σε πρότυπα όπως το (JPEG) για την ψηφιοποίηση της εικόνας και σαν Adaptive DPCM (ADPCM) για τη συμπίεση ήχου.

3.6 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΠΑΛΜΟΚΩΔΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (ADPCM - Adaptive Differential Pulse Code Modulation)

Η Προσαρμοστική Διαφορική Παλμοκωδική Διαμόρφωση, αποτελεί μια πιο σύνθετη επέκταση της DPCM. Συνήθως η ADPCM αναφέρεται ως μια μορφή συμπίεσης. Στην ADPCM, αντί να χρησιμοποιείται ένας σταθερός μηχανισμός πρόβλεψης, χρησιμοποιείται ένας δυναμικός που προσαρμόζεται ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του προς δειγματοληψία σήματος. Όπως είδαμε νωρίτερα ένας συμπίεστης DPCM αποτελείται βασικά από έναν προβλέπτη και ένα κβαντιστή.

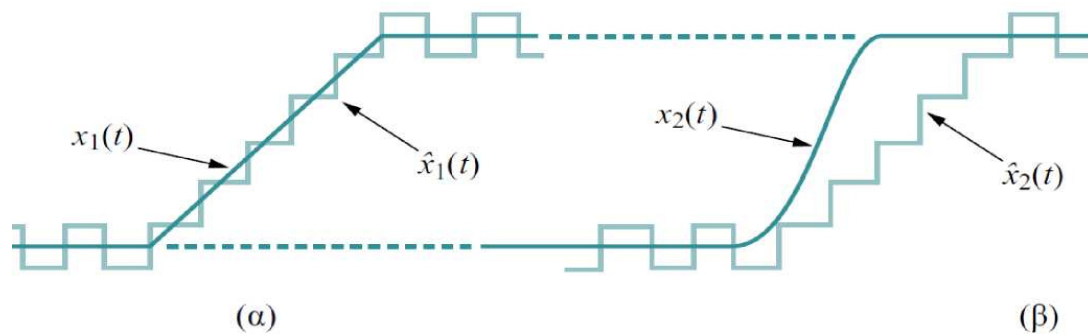
Στην κωδικοποίηση ADPCM (Adaptive Differential Pulse Code Modulation – Προσαρμοζόμενη Διαφορική Παλμοκωδική Διαμόρφωση) υπάρχει η δυνατότητα να έχουμε έναν προσαρμόζόμενο προβλέπτη (δηλαδή το μοντέλο πρόβλεψης να μην είναι σταθερό αλλά να προσαρμόζεται ανάλογα με το σήμα εισόδου). Ο τρόπος κωδικοποίησης που προκύπτει ονομάζεται τότε Adaptive Predictive Coding - APC. Επίσης υποστηρίζεται και η ύπαρξη ενός προσαρμοζόμενου κβαντιστή (δηλαδή

κβαντιστή του οποίου οι στάθμες να είναι μμεταβάλλονται ανάλογα με το σήμα εισόδου). Η μεγάλη διαφορά των μεθόδων DPCM και ADPCM είναι η μεγάλη εξάρτηση του ηχητικού σήματος με την συχνότητα. Λόγω αυτών των παραδοχών, οι χαμηλές συχνότητες αναπαράγονται σωστά, αλλά οι υψηλές συχνότητες έχουν την τάση να παραμορφώνονται. Μπορούμε να δούμε ότι υπάρχουν πολύ περισσότερες τιμές σε δείγματα χαμηλής έντασης από ότι στα δείγματα με υψηλή ένταση. Αυτό σημαίνει ότι θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε περισσότερα bit για να αναπαραστήσουμε τις χαμηλές τιμές από ότι για να αναπαραστήσουμε τις υψηλές.

Όπως είναι αντιληπτό, οι διαφορές μεταξύ διαδοχικών δειγμάτων σε σχέση με ήχους χαμηλών συχνοτήτων, είναι σημαντικά μικρότερες από τις αντίστοιχες διαφορές σε ήχους υψηλών συχνοτήτων, με αποτέλεσμα η κωδικοποίηση αυτών των διαφορών να εντάσσεται στο συχνοτικό περιεχόμενο του σήματος της κάθε χρονικής στιγμής, γεγονός που δεν πραγματοποιείται στις παραπάνω μεθόδους. Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την τεχνική ADPCM (Adaptive Differential Pulse Code Modulation) η οποία επιτυγχάνει μέχρι και 50% την συμπίεση σε σχέση με την απλή PCM χωρίς καμία προφανή απώλεια στην ποιότητα του ήχου, και είναι και σχετικά φτηνή στην εφαρμογή της.

3.7 ΠΡΟΣΑΡΜΟΖΟΜΕΝΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (ADM)

Το σύστημα ADM εμφανίστηκε για να αντιμετωπιστεί η παραμόρφωση λόγω υπερφόρτωσης κλίσης. Όταν το αναλογικό σήμα εισόδου μεταβάλλεται γρηγορότερα απ' ό,τι μπορεί να παρακολουθήσει ο διαμορφωτής Δέλτα, τότε η προσέγγιση του αρχικού σήματος δεν είναι ικανοποιητική. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται υπερφόρτωση κλίσης (slope overload). Η υπερφόρτωση κλίσης δεν εξαρτάται από το πλάτος του σήματος αλλά από την κλίση του, απ' όπου και η ονομασία του. Το πρόβλημα της υπερφόρτωσης κλίσης απεικονίζεται στην εικόνα (3.10). Παρατηρούμε ότι και στις δύο περιπτώσεις το σήμα εισόδου μεταβάλλεται από μια κατώτερη τιμή σε μια ανώτερη. Στην περίπτωση (α), ο διαμορφωτής Δ μπορεί να παρακολουθήσει τη μεταβολή. Στην περίπτωση (β) όμως, όπου το σήμα μεταβάλλεται με μεγαλύτερο ρυθμό, η έξοδος του συστήματος Δέλτα δεν προσεγγίζει ικανοποιητικά το αρχικό σήμα. Η υπερφόρτωση κλίσης μπορεί να αντιμετωπιστεί είτε με αύξηση του ρυθμού δειγματοληψίας είτε με αύξηση του βήματος μεταβολής Δ.

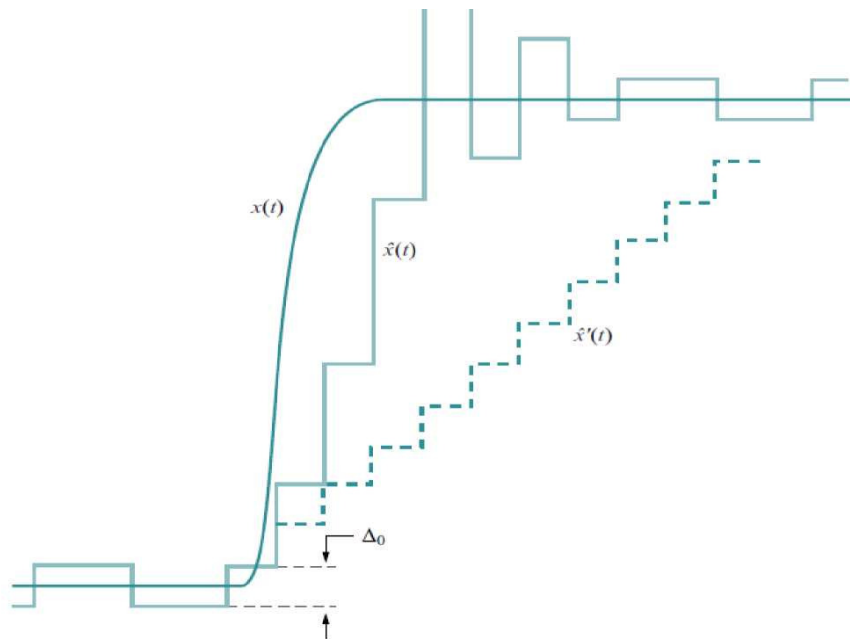


Εικόνα 3.10 Περιγραφή συστήματος ADM

Για να αντιμετωπιστεί η παραμόρφωση λόγω υπερφόρτωσης κλίσης, επινοήθηκε και χρησιμοποιείται μια παραλλαγή της διαμόρφωσης Δέλτα, η οποία είναι γνωστή ως προσαρμοστική διαμόρφωση Δέλτα (Adaptive Delta Modulation- ADM). Στη διαμόρφωση ADM το πλάτος του βήματος μεταβολής δεν είναι σταθερό, αλλά αυξάνεται στα σημεία όπου το αρχικό αναλογικό σήμα παρουσιάζει μεγάλη κλίση. Συγκεκριμένα, ο διαμορφωτής ADM διατηρεί σταθερό το βήμα μεταβολής όταν στη μεταδιδόμενη δυαδική παλμοσειρά υπάρχουν συχνές εναλλαγές bit με τιμές 0 και 1, γεγονός που υποδηλώνει την ικανοποιητική προσέγγιση του αρχικού σήματος.

Αν, όμως, εμφανιστούν πολλά συνεχόμενα 0 ή 1, τότε αυτό σημαίνει ότι έχει υπάρξει μεγάλη μεταβολή στο αρχικό σήμα. Σ' αυτή την περίπτωση ο διαμορφωτής ADM αυξάνει αυτόματα το βήμα μεταβολής, μέχρις ότου προσεγγιστεί ικανοποιητικά το αρχικό σήμα. Στη συνέχεια, το βήμα μεταβολής μειώνεται πάλι στην αρχική του τιμή, προσπαθώντας έτσι να διατηρηθεί σε χαμηλά επίπεδα ο βηματικός θόρυβος.

Στην εικόνα (3.11) απεικονίζεται παραστατικά το πλεονέκτημα της διαμόρφωσης ADM έναντι της διαμόρφωσης ΔΕΛΤΑ (DM). Όπως παρατηρούμε, το σήμα εξόδου $x^A(t)$, το οποίο έχει παραχθεί με χρήση συστήματος ADM, προσεγγίζει πολύ καλύτερα το αρχικό σήμα $x(t)$ απ' ό,τι το σήμα $x^A(t)$, που έχει παραχθεί με χρήση διαμόρφωσης Δέλτα.



Εικόνα 3.11 Σύστημα ADM

Πλεονεκτήματα συστημάτων PCM

Η PCM κωδικοποίηση παρουσιάζει ορισμένα σημαντικά πλεονεκτήματα όπως αρχικά η μεγάλη της αντοχή στο θόρυβο. Εφόσον το PCM σήμα αναγεννιέται από ενισχυτές σε συγκεκριμένες αποστάσεις, απομονώνεται ο θόρυβος και δεν γίνεται προσθετικός στον τελικό δέκτη. Επιπλέον η ψηφιακή φύση του σήματος διαμορφωμένου κατά PCM επιτρέπει την αποθήκευση του και συνεπώς να διευκολύνεται η σταθερότητα και η αξιοπιστία του συστήματος.

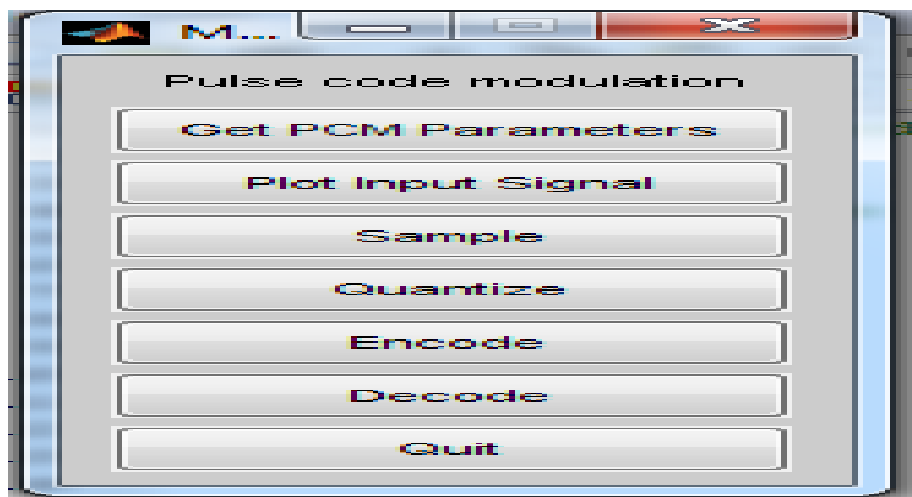
Μειονεκτήματα συστημάτων PCM

Μεγαλύτερες απαιτήσεις σε εύρος ζώνης. Ανάγκη πρόσθετου ειδικού εξοπλισμού μετατροπής (A-to-D και D-to-A converters). Εισαγωγή σφάλματος κβαντισμού.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

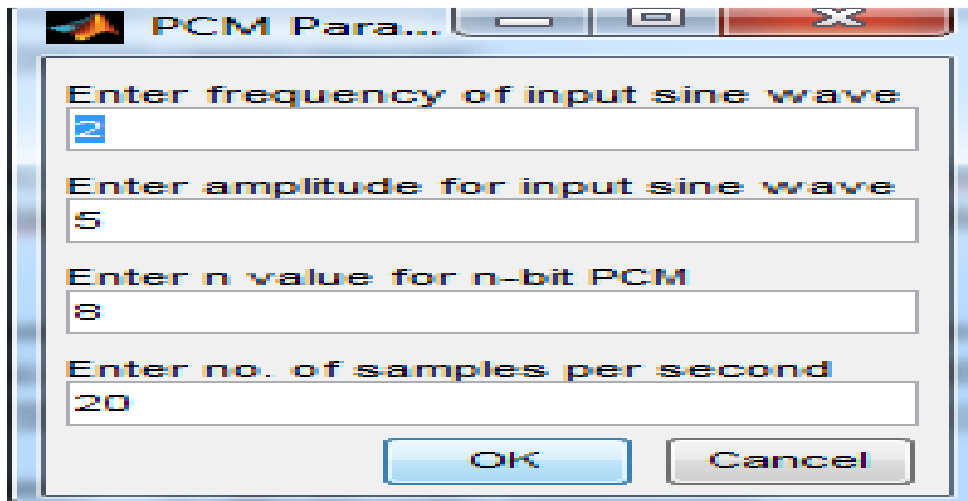
Στο πειραματικό τμήμα της εργασίας υλοποιήσαμε την παλμοκωδική διαμόρφωση PCM χρησιμοποιώντας το λογισμικό Matlab. Η προσομοίωση περιλαμβάνει και ένα στοιχειώδες γραφικό περιβάλλον (GUI).

Στο πρώτο τμήμα του κώδικα υλοποιήσαμε το πάνελ των επιλογών του χρήστη. Το μενού περιλαμβάνει 7 πεδία. Τα πεδία αυτά είναι κατά σειρά : "GetPCMParameters" , "PlotInputSignal" , "Sample" , "Quantize" , "Encode" , "Decode" , "Quit" . (Εικόνα 4.1)



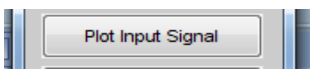
Εικόνα 4.1 Μενού επιλογών Προσομοίωσης

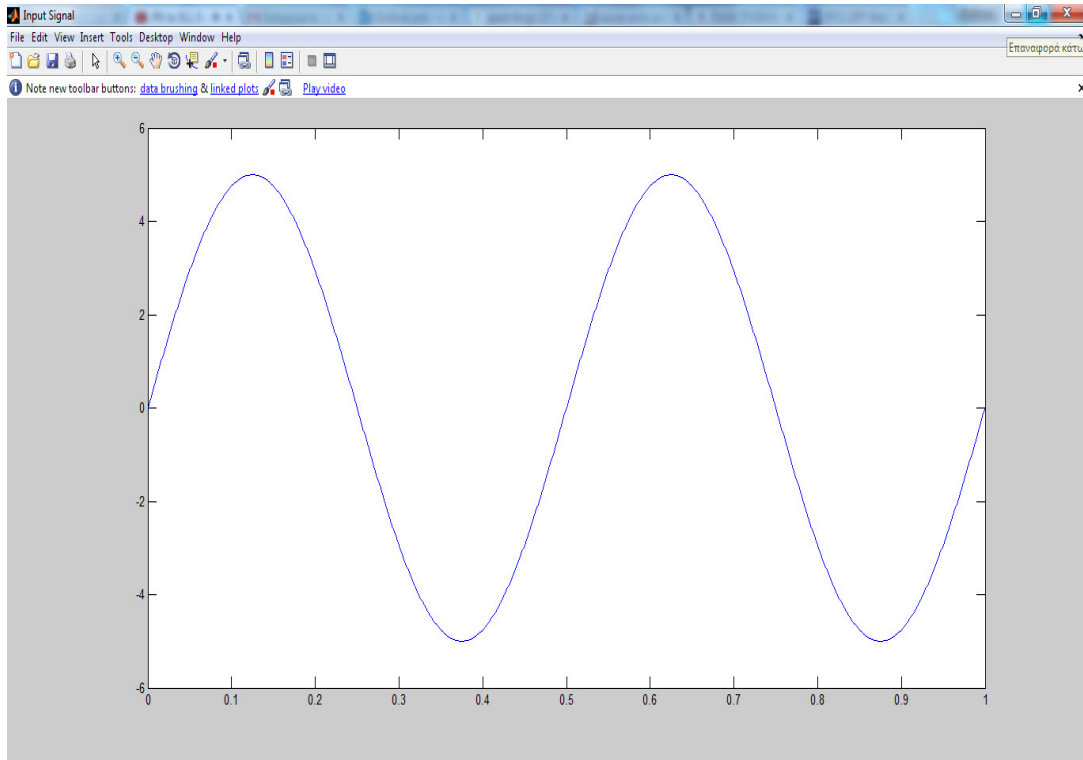
Με την επιλογή "GetPCMParameters" ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να ρυθμίσει την συχνότητα του ημιτονοειδούς σήματος εισόδου, το πλάτος του σήματος, το πλήθος των bits της PCM και το πλήθος των δειγμάτων ανά δευτερόλεπτο. (Εικόνα 4.2). Όπως φαίνεται στην εικόνα οι τιμές έχουν οριστεί αρχικά στις τιμές 2Hz, 5 Volt, 8 bits, 20 samples/sec.



Εικόνα 4.2 : Παράμετροι της PCM Προσομοίωσης

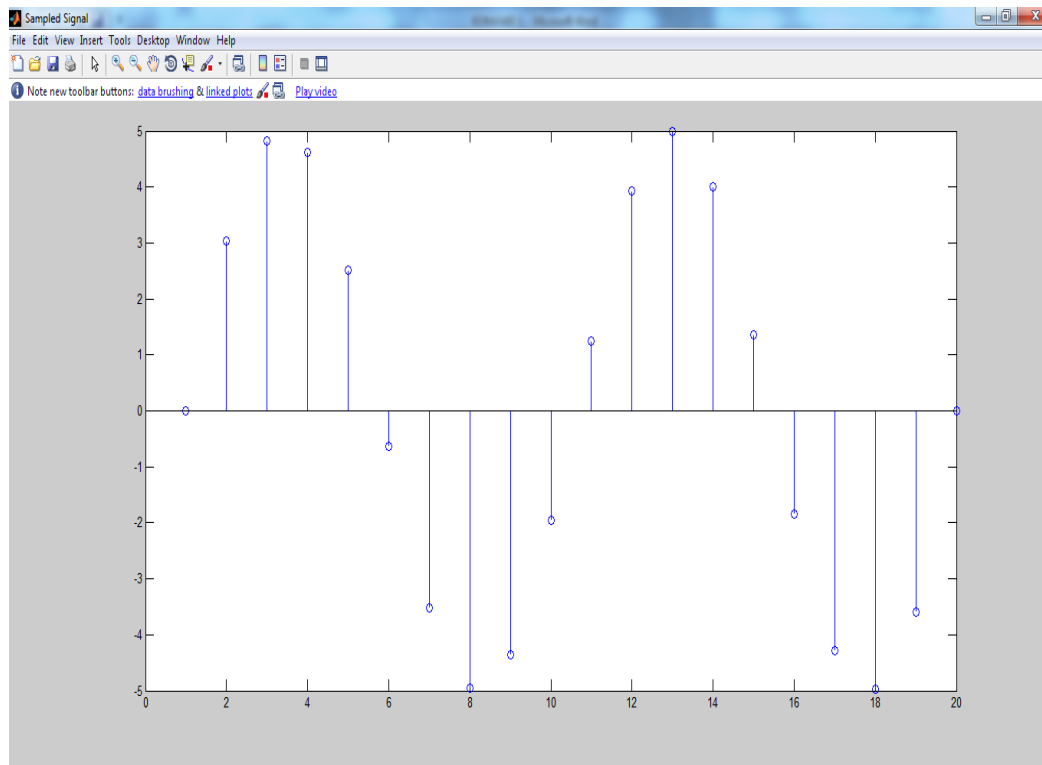
Οι επόμενες 4 επιλογές στο μενού της προσομοίωσης αφορούν τα αποτελέσματα που προκύπτουν από την εφαρμογή. Θέτοντας τις επιλογές στις αρχικές τους τιμές που αναφέρθηκαν, χρησιμοποιώντας ως είσοδο ένα ημιτονοειδές σήμα έχουμε τα εξής αποτελέσματα :

Επιλέγοντας το πεδίο "PlotInputSignal", , παράγεται το διάγραμμα του αρχικού σήματος εισόδου στο παράθυρο χρόνου $t=0:0.01:1$, (Εικόνα 4.3)

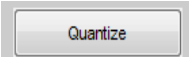


Εικόνα 4.3 Σήμα εισόδου συνεχούς χρόνου

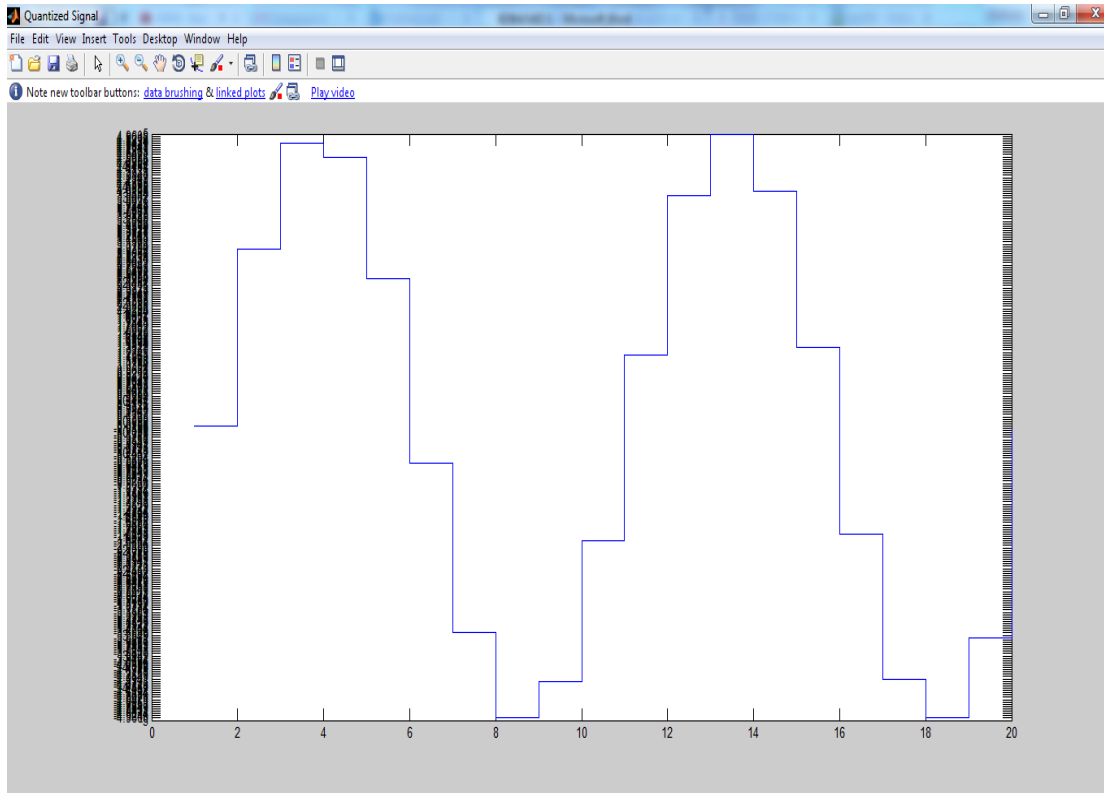
Η επόμενη επιλογή , "Sample" δημιουργεί το διάγραμμα του δειγματοληπτημένου σήματος , (Εικόνα 4.4). Η δειγματοληψία του σήματος αποτελεί το πρώτο βήμα της διαδικασίας PCM και αφορά την μετατροπή του σήματος από σήμα συνεχούς χρόνου σε σήμα διακριτού χρόνου.



Εικόνα 4.4 Δειγματοληπτημένο σήμα

Το επόμενο στάδιο της κωδικοποίησης PCM είναι η Κβάντιση,  του δειγματοληπτημένου σήματος. Με την κβάντιση τα δείγματα ομαδοποιούνται, σε συγκεκριμένο πλήθος σταθμών και σε συγκεκριμένες τιμές (τις μεσαίες τιμές κάθε στάθμης). Το πλήθος των σταθμών κβάντισης καθορίζει το πλήθος των bits που απαιτούνται για την κωδικοποίηση σύμφωνα με τη σχέση $L=2^n$, όπου n : το πλήθος των bits.

Το κβαντισμένο σήμα παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.5 με την επιλογή "Quantize" :

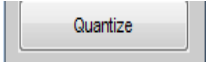


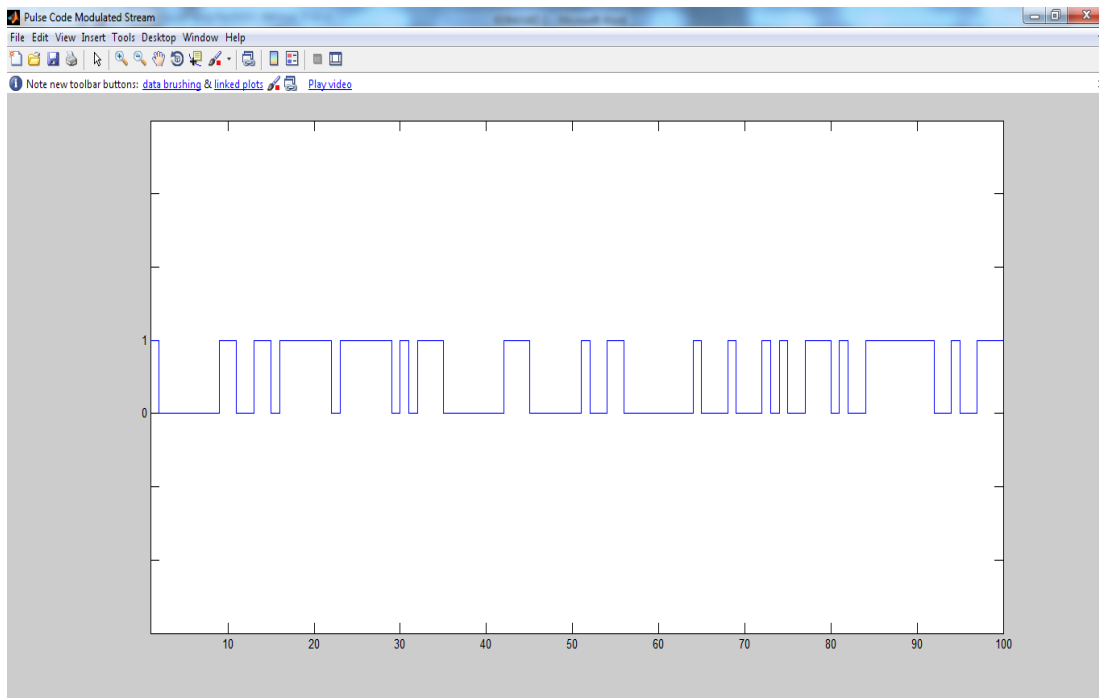
Εικόνα 4.5 : Κβαντισμένο σήμα

Με την 8-bit PCM έχουμε $2^8=256$ στάθμες κβάντισης οι οποίες ακριβώς λόγω του μεγάλου τους πλήθους δεν εμφανίζονται ευκρινώς στην εικόνα.

Η παλμοκωδική διαμόρφωση είναι ψηφιακή διαμόρφωση και συνεπώς οι τιμές του σήματος θα πρέπει να αναπαρασταθούν σε ψηφιακή μορφή δηλαδή σε μορφή bits. Η διεργασία αυτή εκτελείται από την Κωδικοποίηση (Encode) .

Με την κωδικοποίηση οι κβαντισμένες αλλά ακόμα συνεχείς τιμές μετατρέπονται σε

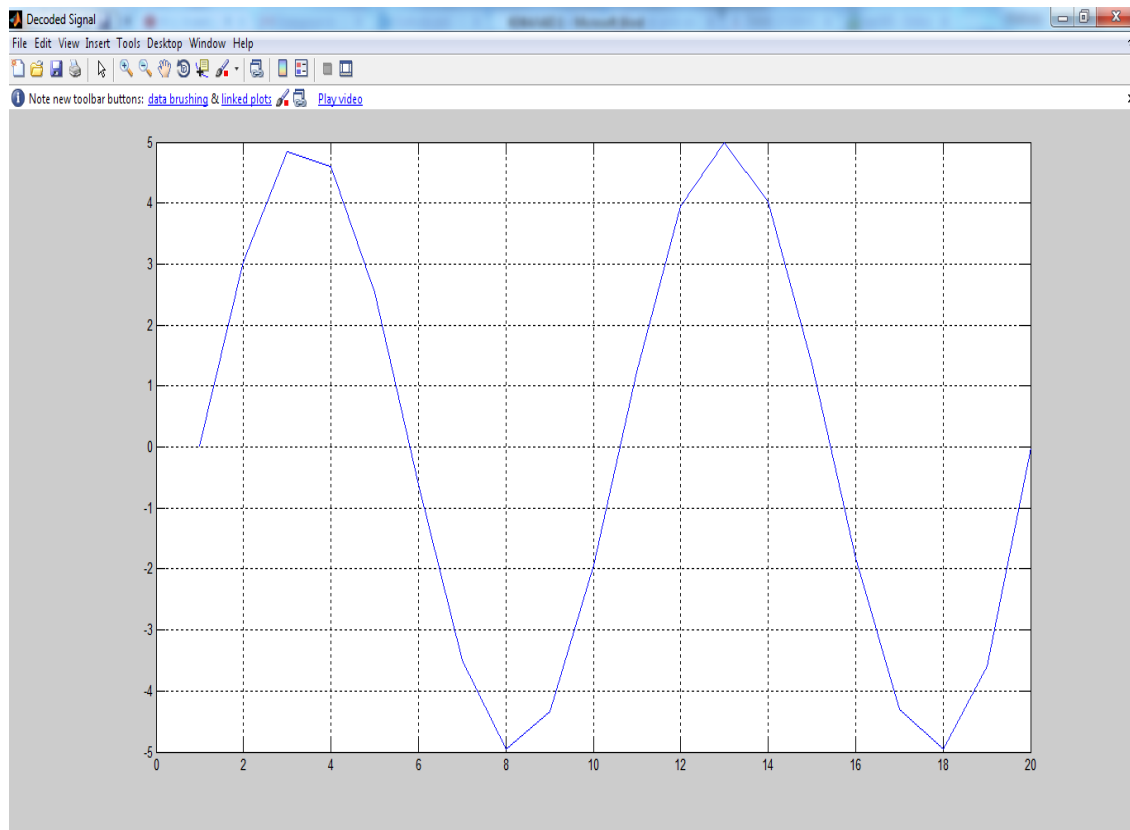
ψηφιακές τιμές (ακολουθίες από 0 και 1). Με την επιλογή :  δημιουργείται το διάγραμμα του κωδικοποιημένου σήματος σε μορφή παλμών (Εικόνα 4.6)



Εικόνα 4.6 Κωδικοποίηση

Τα τρία αυτά στάδια ολοκληρώνουν την διαδικασία της PCM καταλήγοντας στην μετατροπή του σήματος συνεχούς χρόνου σε ψηφιακό σήμα (σειρά απο bits) , έτοιμο είτε προς μετάδοση είτε προς περαιτέρω επεξεργασία.

Στην πλευρά του δέκτη, εφόσον αναφερόμαστε σε σύστημα μετάδοσης είτε στην περίπτωση της αποκωδικοποίησης του σήματος , η αντίστροφη διαδικασία λαμβάνει χώρα. Το κωδικοποιημένο σήμα αποκωδικοποιείται και ανακτάται σε μορφή σήματος συνεχούς χρόνου. Την δυνατότητα της αποκωδικοποίησης μας τη δίνει ο κώδικας με την επιλογή "Decode" , το διάγραμμα του οποίου μπορούμε να ανακτήσουμε την επιλογή : , (Εικόνα 4.7).



Εικόνα 4.7 Αποκωδικοποιημένο σήμα

Παρατηρούμε ότι το αποκωδικοποιημένο σήμα παρουσιάζει πολύ μεγάλες ομοιότητες με το αρχικό σήμα, γεγονός που μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η διαδικασία υπήρξε πολύ αποτελεσματική. Οι μικρές αποκλίσεις που παρατηρούμε με τη μορφή κυματισμών (ripples) οφείλονται στα αναπόφευκτα σφάλματα που υπεισέρχονται στο σήμα λόγω της δειγματοληψίας και κυρίως της κβάντισης (σφάλμα κβάντισης). Τα σφάλματα αυτά οφείλονται στο γεγονός της ομαδοποίησης των τιμών κατά την κβάντιση και μπορούμε να τα ελαχιστοποιήσουμε αυξάνοντας το πλήθος των σταθμών κβάντισης με το επιπλέον κόστος βέβαια της αύξησης του πλήθους των bits που απαιτούνται για την κωδικοποίηση.

Ο πλήρης κώδικας της προσομοίωσης περιλαμβανομένων και επεξηγηματικών σχολίων παρατίθεται στο Παράρτημα Α.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΑ

```
clc
close all
clear all
choice=0;
%flag_iteration=1;
while(choice~=7) %Exit from menu
choice=menu('Pulse code modulation','Get PCM Parameters','Plot Input
Signal','Sample','Quantize','Encode','Decode','Quit');

switch choice
case 1
    close all
    clear all
    choice=1;
h1='o'; h2='o'; h3='o'; h4='o'; h5='o';
%=====-Check no of times the loop runs=====
% flag_iteration=flag_iteration+1;
% if (flag_iteration>2)
% close all %end
%=====-PCM pa ramete rs=====
prompt={'Enter frequency of input sine wave','Enter amplitude for
input sine wave','Enter n value for n-bit PCM','Enter no. of samples
per second'};
dlg_title='PCM Parameters';
num_lines=1;
def={'2','5','8','20'};
options.Resize='on';
answer=inputdlg(prompt,dlg_title,num_lines,def,options);
% Conversion from string to number required
freq=str2double(answer{1});
amp=str2double(answer{2});
word_length=str2double(answer{3});
fs=str2double(answer{4});
%=====-To generate input signal
t=0:.001:1;
w=2*pi*freq;
input_sig =amp*(sin(t*w));
input_sig = wavread('z3');
%=====-Used later to create a window using 'figure' function:
scrsz = get(0,'ScreenSize');
%SAMPLING:
[n]=size(input_sig);
sample_size=round(n/(fs-1)); %To get n samples we divide data by
n-1 so to get n points(samples)
%Input signal divided into samples with each sample separated by
sample_size sampled_signal=zeros(1,fs);
index=1;
for i=1:sample_size-1:n
if(i>n-sample_size) i=n;
end
sampled_signal(index)=input_sig(i);
index=index+1;
end
%=====-Begin Quantization=====
vmax=5;
%quantization
vmin=-5;
```

```

%quantization
lsb=(vmax-vmin)/((2^word_length) -1);
%line segment in 2 parts we get three points
levels=vmin:lsb:vmax;
partition=(vmin-(.5*lsb)):lsb:(vmax+(.5*lsb)); %introduce +(-)
)1/2*LSB into levels
[index_levels]=size(levels);
%====generate quantized value out of sample data =====
quantiz_signal=zeros(1,index-1); %index-1??? see previous for
loop, there index value exceeds size of sampled_signal in the last
iteration
for i=1:index-1 %to increment the sampled_signal vector
for j=1:index_levels %'levels' vectors
%====check if input is less
thanvmin=====
if (sampled_signal(i)<partition(1)) %upper and lower partition of a
level
%sample is between partitions, give that value of level to
quantize_signal array at the index equal to that of sample.
quantiz_signal(i)=vmin;
%quantized array of same size of sample's array
bin_val=dec2bin(0,word_length);
%PCM quantize level 1 corresponds to 0x0 & level 16 is eqv to 0xf
%Following commands to arrange string bits columnwise and put it at
appropriate index of data stream
val_rearrange=bin_val(i:1); %Make it i:1 matrix
rearrange_index=((i-1)*word_length)+1; %Example- for 4 bit insert at
1st,5th,9th,13th..index
data_stream(rearrange_index:(rearrange_index+word_length-
1),1)=val_rearrange;
end

%====check if input is greater than
vmax=====
if (sampled_signal(i)>partition(end))
quantiz_signal(i)=vmax;
bin_val=dec2bin((2^word_length)-1,word_length); %for example- In 4-
bit PCM quantize level 1 corresponds to 0x0 & level 16 is eqv to 0xf
%Following commands to arrange string bits columnwise and put it at
appropriate index of data stream
val_rearrange=bin_val(i:1); %Make it i:1 matrix
rearrange_index=((i-1)*word_length)+1; %Example- for 4 bit insert at
1st,5th,9th,13th..index
data_stream(rearrange_index:(rearrange_index+word_length-
1),1)=val_rearrange;
end
if (sampled_signal(i)>=partition(j))
if (sampled_signal(i)<partition(j+1)) quantiz_signal(i)=levels(j);
%====Simultaneously generating binary stream for each quantized
value====
bin_val=dec2bin(j-1,word_length); %for example- In 4-bitPCM
quantize level 1 corresponds to 0x0 & level 16 is eqv to 0xf
%Following commands to arrange string bits columnwise and put it at
appropriate index of data stream
val_rearrange=bin_val(i:1); %Make it i:1 matrix rearrange_index=((i-
1)*word_length)+1; %Example- for 4 bit insert at
1st,5th,9th,13th..index
data_stream(rearrange_index:(rearrange_index+word_length-
1),1)=val_rearrange;
end
end
end

```

```

end
end

[size_data] = size(data_stream);

%=====create Encoded data stream array
=====
%=====Encoded according to Natural Binary
Coding=====
dec_val=zeros(size_data,1);
for i=1:size_data
dec_val(i,1)=str2double(data_stream(i,1)); %cant plot string array.
so convert to numbers
end

%=====Decoding=====
k=1;
for i=1:length(data_stream)/word_length %Arrange data stream
intoword_length sized binary strings for conversion for
j=1:1:word_length
bin_rearrange(i,j)=data_stream(k); %Ignoring this Warning!!!!
k=k+1;
end

end
%bin_rearrange;

bin_dec = bin2dec(bin_rearrange);

decoded_val=zeros(length(bin_dec),1);
for i=1:length(bin_dec) %bin_dec contain dec equivalents ranging from
0 to max for the word
decoded_val(i)=levels(bin_dec(i)+1); %therefore dec equivalent 0
corresponds to level 1.
%thus get quantized values from level(dec.equiv+1) and store in an
array end Various Plot data
%case 2
h1=figure('Name','Input Signal','NumberTitle','off','Position',[122
scrsz(4)/3 scrsz(3)/2.2
scrsz(4)/2.2]); %Position figure accordingly
plot(t,input_sig);
axis([-inf inf -1.2*amp 1.2*amp]);
%%case 3
h2=figure('Name','Sampled
Signal','NumberTitle','off','Position',[scrsz(3)/1.8 scrsz(4)/3
scrsz(3)/2.2 scrsz(4)/2.2]); stem(sampled_signal);
%case 4
if(~ischar(h1))
close(h1);
end
h3=figure('Name','Quantized
Signal','NumberTitle','off','Position',[122 1 scrsz(3)/2.2
scrsz(4)]);
stairs(quantiz_signal)
ylim([vmin vmax])
%only to customize plot

```

```

set(gca, 'YTick', vmin:lsb:vmax)
%case 5
h4=figure('Name', 'Pulse Code Modulated
Stream', 'NumberTitle', 'off', 'Position', [1 scrsz(4)/3 scrsz(3)
scrsz(4)/2.5]);
stairs(dec_val'); axis([1 100 -3 4]); set(gca, 'YTick', -3:1:4);
set(gca, 'YTicklabel', {' ', ' ', ' ', ' ', '0', '1', ' ', ' ', ' ', ' '});
%case 6
if(~ischar(h2)) close(h2); end
if(~ischar(h4)) close(h4); end
h5=figure('Name', 'Decoded
Signal', 'NumberTitle', 'off', 'Position', [scrsz(3)/1.8 scrsz(4)/3
scrsz(3)/2.2 scrsz(4)/2.2]); plot(decoded_val); grid on;
%ylim([vmin vmax])
end
end
close all

```

Επιλογος

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία παρουσιάσαμε την PCM (παλμοκωδική διαμόρφωση σήματος), τόσο στο θεωρητικό της μέρος όσο και στο πρακτικό υλοποιώντας παραδείγματα μέσω του εργαλείου Matlab.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] Παρασκευάς Μ, Μουρτζόπουλος Γ. ,Συμπίεση Ηχητικών Σημάτων από την ADPCM στο MPEG-4,Ομάδα Ήχου, Εργαστήριο Ενσύρματης Τηλεπικοινωνίας

[2] Σ. Λούβρος, Ι. Κούγιας. Το Δίκτυο Κινητής τηλεφωνίας GSM, Εκδόσεις Νέων Τεχνολογιών, 2010.

[3] Haykin S. Communication Systems, Wiley

[4] Bateman A., Ψηφιακές Επικοινωνίες, Εκδόσεις Τζιόλα, 2000

[5] Andrew S. Tanenbaum, **Δίκτυα υπολογιστών**, μετάφραση: Γρηγόρης Ξηλωμένος Κλειδάριθμος 2003

[6] Ιστοσελίδα Wikipedia, <http://www.wikipedia.org>

[7] Ιστοσελίδα Matlab, <http://www.mathworks.org>

[8] Ιστοσελίδα <http://users.iit.demokritos.gr/~ntsap/courses/bes04/lectures/mm05.pdf>

[9] Ιστοσελίδα <http://www.ekoletsou.gr/pdfFiles/NETWORKS2.pdf>

[10] Ιστοσελίδα <http://www.cs.uoi.gr/~epap/asurmata/downloads/lect4.pdf>

[11] Ιστοσελίδα http://web.teipir.gr/WWW/ECS/PeLAB/doc/THLE_2.pdf

[12] Ιστοσελίδα <http://www.eln.teilam.gr/sites/default/files/PCM.pdf>

[13] Ιστοσελίδα http://www.icsd.aegean.gr/lecturers/multimedia/Digital_Data.pdf