



Τμήμα Ηλεκτρονικής

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ
ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ ΣΕ ΨΗΦΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ.

Σπουδαστής: Γαρεφαλάκης Ιωσήφ Α.Μ. 3501

Επιβλέπων καθηγητής : Ασκορδαλάκης Παντελής.

-Χανιά 2010-

ΠΕΡΙΛΗΨΗ :

Η παρούσα εργασία εξετάζει τις ψηφιακές διαμορφώσεις οι οποίες χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες. Εξετάζονται οι ASK ,FSK ,PSK ,PCM.

Η ASK ,διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (Amplitude-shift Keying) ονομάζεται ο τύπος [διαμόρφωσης σήματος](#) όπου ψηφιακά δεδομένα παρουσιάζονται ως αλλαγές του [πλάτους](#) ενός [φέροντος σήματος](#). Στο πρώτο κεφάλαιο εξετάζεται ο δέκτης ASK και υπολογίζετε ο λόγος του σήματος ως προς θόρυβο (S/N) στην είσοδο του δέκτη .Στην πειραματική διαδικασία της άσκησης αυτής οι φοιτητές εξοικιώνονται με τις βαθμίδες της άσκησης και λαμβάνουν διάφορες μετρήσεις.

Η PSK ,διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (Phase-shift Keying) ονομάζεται ο τύπος διαμόρφωσης όπου η πληροφορία περιέχεται στη στιγμιαία φάση του διαμορφωμένου φέροντος σήματος. Στο δεύτερο κεφάλαιο εξετάζεται η παραγωγή και εκπομπή των ψηφιακών κατά φάση διαμορφωμένων σημάτων ,η ανίχνευση και λήψη BPSK και DPSK σημάτων.Στην πειραματική διαδικασία οι φοιτητές κατανοούν τις βαθμίδες τις άσκησης και λαμβάνουν μετρήσεις.

Η FSK ,διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (Frequency-shift Keying) ονομάζεται ο τύπος [διαμόρφωσης σήματος](#) όπου ψηφιακά δεδομένα παρουσιάζονται ως αλλαγές στη [συχνότητα](#) ενός [φέροντος σήματος](#).Στο τρίτο κεφάλαιο εξετάζεται το φάσμα του δυαδικού FSK ,ο πομπός και ο δέκτης της άσκησης.Στην πειραματική διαδικασία οι φοιτητές αναγνωρίζουν τις βαθμίδες της άσκησης και λαμβάνουν μετρήσεις.

Η PCM ,διαμόρφωση παλμοκωδική (Pulse-Code Modulation) σύμφωνα με την οποία τα αναλογικά σήματα μετατρέπονται σε σειρές ψηφίων κατά παρόμοιο τρόπο με τα δεδομένα των υπολογιστών.Στο τέταρτο κεφάλαιο εξετάζεται η δειγματοληψία ,η πολυπλεξία ,το σήμα και ο θόρυβος στην διαμόρφωση PCM. Στην πειραματική διαδικασία της άσκησης οι φοιτητές εξετάζουν την παλμοκώδικη διαμόρφωση (PCM) και τον αποδιαμορφωτή PCM και το κανάλι PCM.

ABSTRACT :

This project is about digital modulations which are used in telecommunications. More specific ,we will study ASK ,FSK ,PSK ,PCM.

ASK modulation (Amplitude-Shift Keying) is a form of modulation that represents digital data as variations in the amplitude of a carrier wave. The first chapter is about the receiver ASK and we will estimate the (S/N) noise in the entrance of the receiver. The experimental procedure of the exercise ,students have to understand the steps of the experiment and take measurements.

PSK modulation (Phase-Shift Keying) is a digital modulation scheme that conveys data by changing, or modulating, the phase of a reference signal (the carrier wave).The second chapter is about production and prevention BPSK and DPSK signals. The experimental procedure of the exercise ,students have to understand the levels of the experiment and take measurements.

FSK modulation (Frequency-Shift Keying) is a frequency modulation scheme in which digital information is transmitted through discrete frequency changes of the carrier wave. The third chapter is about the range of binary FSK ,the transmitter and the receiver of the FSK. The experimental procedure of the exercise ,students have to ignore the levels of the experiment and take measurements.

PCM modulation (Pulse-Code Modulation) is a method used to [digitally](#) represent sampled [analog](#) signals. The third chapter is about sampling and multiplexing ,the signal and noise in PCM modulation. The experimental procedure of the exercise ,students have to consider the Pulse-Code Modulation (PCM) ,the demodulator PCM and the channel PCM.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη.....	03
Κεφάλαιο 1 : Άσκηση 1 ^η ASK Διαμόρφωση (Amplitude Shift Keying)	
1.1 Εισαγωγή	06
1.2 Δέκτης ASK	08

1.3 Υπολογισμός του λόγου σήματος προς θόρυβο (S/N) στην είσοδο του δέκτη.....	13
1.4 Υπολογισμός του ρυθμού σφάλματος (Error Rate).....	15
1.5 Περί του Διαγράμματος Οφθαλμού Eye Diagram.....	15
1.6 Eye pattern.....	19
1.7 JITTER.....	23
Πειραματική διαδικασία.....	26
 Κεφάλαιο 2 : Άσκηση 2 ^η PSK Διαμόρφωση (Phase Shift Keying)	
2.1 Γενικά	36
2.2 Παραγωγή και εκπομπή	36
2.3 Ανίχνευση και λήψη BPSK και DPSK σημάτων.....	39
2.4 Επίδραση AWGN στις διαμορφώσεις BPSK και DPSK.....	40
2.5 Περί του Διαγράμματος Οφθαλμού Eye Diagram.....	42
2.6 Eye pattern	45
2.7 JITTER	49
Πειραματική διαδικασία	52
 Κεφάλαιο 3: Άσκηση 3 ^η FSK Διαμόρφωση (Frequency Shift Keying)	
3.1 Γενικά	76
3.2 Φάσμα του δυαδικού FSK	76
3.3 Φώραση (Detection) δυαδικού FSK με χρήση περιοριστή/διευκρινιστή (limiter/discriminator)	78
3.4 Φιλτράρισμα σήματος πριν τη διαμόρφωση (Pre-modulation Filtering).....	79
3.5 Πομπός FSK	80
3.6 Δέκτης FSK	83
3.7 Περί του Διαγράμματος Οφθαλμού Eye Diagram	85

3.8 Eye pattern	88
3.9 JITTER	92
Πειραματική διαδικασία	95
Κεφάλαιο 4: Άσκηση 4 ^η PCM Διαμόρφωση	
4.1 Δειγματοληψία	113
4.2 Πολυπλεξία	131
4.3 Παλμοκωδική διαμόρφωση	148
4.4 Σήμα και θόρυβος στη διαμόρφωση PCM	163
4.5 Συμπίεση- αποσυμπίεση PCM	168
Πειραματική διαδικασία	173
Κεφάλαιο 5: Άσκηση 5 ^η QAM Διαμόρφωση	
5.1 Εισαγωγή	185
5.2 Ιδιότητες QAM	185
5.3 Εφαρμογές QAM	186
5.4 QAM Ψηφιακή	186
5.5 Ιδανική δομή	187
5.6 Ανίχνευση της διαμόρφωσης QAM	189
5.7 Ορθογώνια QAM	190

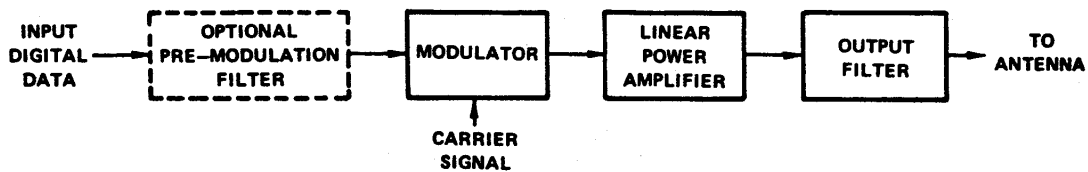
ASK Διαμόρφωση (Amplitude Shift Keying)**1.1 Εισαγωγή :**

Σε μια διαμόρφωση ASK ,ο διαμορφωτής μετατρέπει την ψηφιακή ακολουθία εισόδου σε ένα RF σήμα του οποίου το πλάτος εξαρτάται από την ψηφιακή ακολουθία με κάποιο προκαθορισμένο τρόπο. Η πιο απλή μορφή δυαδικού ASK είναι ένας ηλεκτρονικός διακόπτης ελεγχόμενος από το ψηφιακό σήμα.Ο ηλεκτρονικός διακόπτης ,ο οποίος συνήθως είναι αναλογικός ,αποτελείται από δυο MOSFET τα οποία μοιράζονται κοινή γραμμή ελέγχου.

1.1.1 Παραγωγή και εκπομπή

Ο πομπός ASK αποτελείται από τις παρακάτω βαθμίδες :

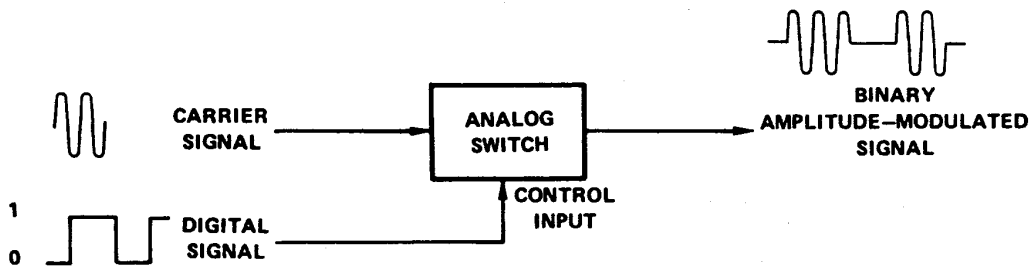
- (a) Διαμορφωτή
- (b) Γραμμικό ενισχυτή ισχύος
- (c) Φίλτρο εξόδου



Σχήμα 1.1 Τυπικό Block διάγραμμα πομπού ASK

1.1.2 Διαμορφωτής ASK

Ο τύπος του χρησιμοποιούμενου διαμορφωτή εξαρτάται από την ύπαρξη ή μη φίλτρου προδιαμόρφωσης. Για παράδειγμα, αν συμβαίνει φιλτράρισμα πριν την διαμόρφωση, ο διαμορφωτής πρέπει να είναι γραμμικός με στόχο την διατήρηση της μορφής των συμβόλων που παράγεται από το φίλτρο προδιαμόρφωσης (pre-modulation filter). Αντίθετα, για δυαδικό (binary) ASK χωρίς φίλτρο προδιαμόρφωσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας ψηφιακός διαμορφωτής.

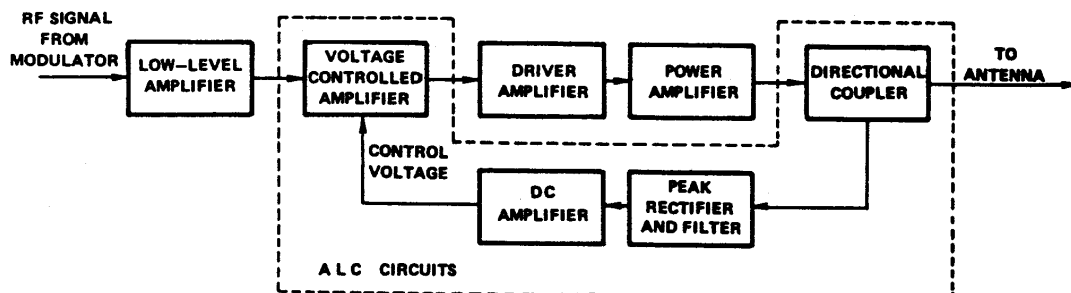


Σχήμα 1.2 Διαμορφωτής ASK

Τα MOSFETs άγουν όταν το ψηφιακό σήμα είναι θετικό (δυναδικό “1”) και αφήνουν το φέρον σήμα (carrier signal) να περάσει στην έξοδο. Το δυναδικό “0” προκαλεί αποκοπή (cut off) στα MOSFETs και έτσι το φέρον σήμα δεν φτάνει στην έξοδο. Ο ψηφιακός διαμορφωτής που περιγράφηκε πιο πάνω είναι πολύ απλός στην υλοποίησή του, αλλά απαιτεί τη διέλευση του σήματος από προσεκτικά σχεδιασμένα φίλτρα, με στόχο τον περιορισμό του φάσματος εξόδου, και τη μορφοποίηση των συμβόλων (symbols shaping).

1.1.3 Γραμμικός ενισχυτής ισχύος (Linear Power Amplifier)

Οι πομποί ASK χρησιμοποιούν σχεδόν αποκλειστικά γραμμικούς RF, ενισχυτές, με στόχο τη διαφύλαξη των κυματομορφών που παράγονται από τους διαμορφωτές. Η ισχύς εξόδου που παράγεται από τους ποπούς πρέπει να είναι προσεκτικά ελεγχόμενη και σταθεροποιημένη, καθώς η εκπεμπόμενη πληροφορία περιέχεται στις σχετικές στάθμες του σήματος. Η ενδιαφέρουσα παράμετρος είναι η κορυφαία ισχύς εξόδου (peak output power). Αυτή η ισχύς πρέπει να παραμένει κοντά στην ονομαστική τιμή σχεδίασης με στόχο την αποφυγή μεταβολών μικρής διάρκειας (short term) και τη λειτουργία του ενισχυτή στην γραμμική του περιοχή. Τα κυκλώματα που χρησιμοποιούνται για την πραγματοποίηση αυτής της λειτουργίας ονομάζονται κυκλώματα Αυτομάτου Ελέγχου Στάθμης (Automatic Level Control ή συνοπτικά ALC). Το block διάγραμμα ενός πομπού με ενσωματωμένα ALC κυκλώματα παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.3.



Σχήμα 1.3 Ενισχυτής RF με κυκλώματα ALC

Τα ALC κυκλώματα ανιχνεύουν την RF ισχύ εξόδου μέσω ενός κατευθυντικού ζεύκτη (directional coupler), ο οποίος “αισθάνεται” (senses) την ισχύ που παρέχεται στην κεραία. Το RF σήμα ανορθώνεται και βρίσκεται η μέση τιμή του, η οποία εφαρμόζεται σαν τάση ελέγχου σε ένα ενισχυτή του οποίου η απολαβή (gain) είναι μεταβαλλόμενη. Η έξοδος του ελεγχόμενου από τάση ενισχυτή μεταβάλλεται με τέτοιο τρόπο ώστε να εξασφαλίζεται μια σταθερή ισχύς κορυφής παρά τις μεταβολές στην τάση τροφοδοσίας, τη θερμοκρασία περιβάλλοντος, τις ανοχές υλικών, κ.λ.π.

1.1.4 Φίλτρο Εξόδου

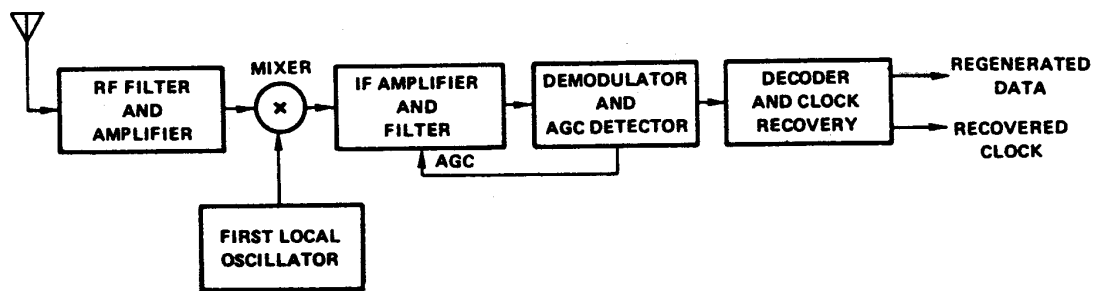
Το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος πρέπει να περιοριστεί εξαιτίας διαφόρων πρακτικών λόγων όπως της επιθυμίας να ελαττώσουμε την ενόχληση των άλλων χρηστών στο κανάλι μεταφοράς (transmission path). Η επίδραση του φιλτραρίσματος στην ποιότητα των ψηφιακών τηλεπικοινωνιών πρέπει ν' αντιμετωπιστεί με προσοχή. Γενικά, τα φίλτρα εισάγουν αλληλοπαρεμβολή μεταξύ συμβόλων (InterSymbol Interference) η οποία μπορεί να υποβιβάσει ουσιαστικά το λόγο σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του αποκωδικοποιητή. Για να αποφύγουμε ανεπιθύμητες επιδράσεις και υποβίβαση των επιδόσεων, η σχεδίαση των φίλτρων πρέπει να συμβιβάζει την αναγκαιότητα για ελάττωση του εύρους ζώνης και την απαίτηση για ελαχιστοποίηση της αλληλοπαρεμβολής των συμβόλων.

Η χρήση ενός ψηφιακού διαμορφωτή ακολουθούμενου από ένα φίλτρο συγκεκριμένης μορφής είναι κατάλληλη για πομπούς που λειτουργούν σε συγκεκριμένη συχνότητα. Υπάρχουν πολλές εφαρμογές στις οποίες η συχνότητα λειτουργίας είναι καθορισμένη ή μεταβάλλεται σπάνια και πιο πάνω υλοποίηση είναι η πιο οικονομική. Αντίθετα, πομποί που πρέπει να λειτουργήσουν σε διαφορετικές συχνότητες δεν μπορούν να υλοποιηθούν όπως παραπάνω γιατί θα διατηρούσαν τα απαιτούμενα χαρακτηριστικά. Πομποί για λειτουργία μεταβλητής συχνότητας συνήθως υλοποιούνται με δύο χωριστά φίλτρα, ένα για μορφοποίηση συμβόλων (symbol shaping) και περιορισμένου φάσματος, και ένα άλλο για εξασθένηση των αρμονικών του φέροντος και των άλλων παρασιτικών σημάτων (spurious signals).

1.2 Δέκτης ASK

Ο δέκτης αποτελείται κατά κανόνα από έξι δομικές μονάδες:

- (a) RF Φίλτρο και Ενισχυτής
- (b) Μίκτης (Mixer)
- (c) IF Ενισχυτής και Φίλτρο
- (d) Αποδιαμορφωτής και AGC Φωρατής (detector)
- (e) Αποκωδικοποιητής (decoder) και κυκλώματα Ανάκτησης Ρολογιού (clock recovery circuits)
- (f) Τοπικός Ταλαντωτής (Local Oscillator).



Σχήμα 1.4 Τυπικός Δέκτη ASK

1.2.1 RF φίλτρο και ενισχυτής

Η δομική αυτή μονάδα έχει τρεις κύριες λειτουργίες :

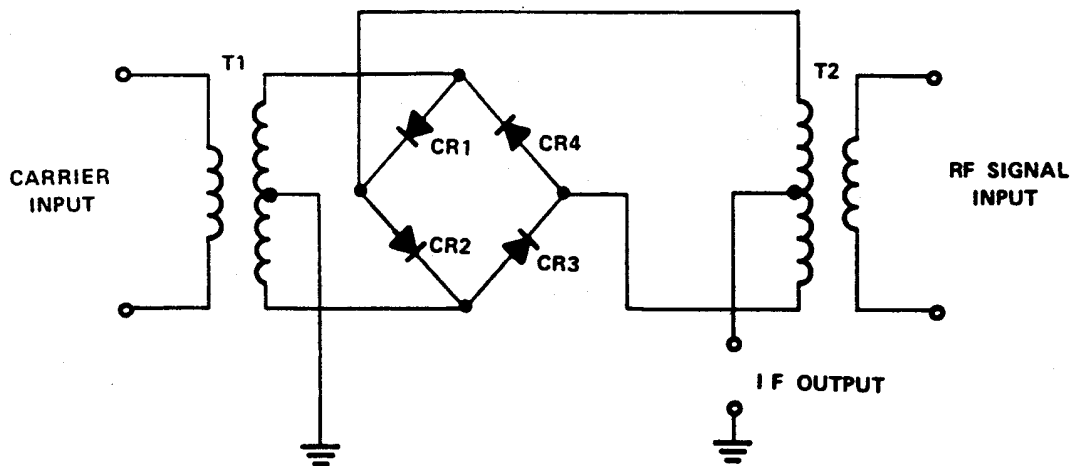
1. **Προσαρμογή (*matching*)** των κυκλωμάτων του δέκτη με την κεραία. Αυτή η λειτουργία είναι προφανής. Ο δέκτης πρέπει να έχει ένα προσαρμοστικό κύκλωμα εισόδου, ικανό να εξάγει για το επιθυμητό σήμα τη μεγαλύτερη δυνατή ενέργεια από την κεραία.
2. **Εξασθένηση των ανεπιθύμητων σημάτων** που λαμβάνονται από την κεραία. Η λειτουργία αυτή πραγματοποιείται από ένα ζωνοδιαβατό (bandpass) φίλτρο συντονισμένο στη συχνότητα λειτουργίας.
Το ζωνοδιαβατό φίλτρο είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να παρουσιάζει την καλύτερη δυνατή επιλεκτικότητα : Την απόρριψη δηλαδή των σημάτων στις γειτονικές συχνότητες με τη λιγότερη δυνατή απώλεια στη συχνότητα λειτουργίας.
3. **Ενίσχυση των χαμηλής ισχύος σημάτων** πριν φτάσουν στον μίκτη. Ο RF ενισχυτής που χρησιμοποιείται για να ενισχύσει το λαμβανόμενο σήμα πρέπει να πληροί πολύ αυστηρές προδιαγραφές.

Καταρχήν πρέπει να προσθέτει όσον το δυνατόν λιγότερο θόρυβο στο σήμα που ενισχύει, διαφορετικά τα ασθενή σήματα που λαμβάνει μπορεί να “πνιγούν” μέσα στο θόρυβο. Δεύτερον, ο ενισχυτής πρέπει να μπορεί να χειριστεί ένα σήμα με ευρέως μεταβαλλόμενες στάθμες χωρίς παραμόρφωση ή παρεμβολή, για να αποτρέψει την καταστολή των ασθενών σημάτων από ισχυρά σήματα σε γειτονικές συχνότητες, τα οποία δεν έχουν επαρκώς εξασθενήσει από το φίλτρο εισόδου. Και τρίτον, ο ενισχυτής πρέπει να παρέχει ενίσχυση.

1.2.2 Μίκτης

Τα μεταβλητής συχνότητας RF σήματα μετατρέπονται σε μια επιθυμητή σταθερή συχνότητα, μέσω μίξης με το σήμα ενός τοπικού ταλαντωτή. Ο μίκτης πρέπει να είναι

ικανός να χειριστεί ένα μεγάλο εύρος σημάτων με μικρή παραμόρφωση, να μην εξασθενεί το επιθυμητό σήμα, και ταυτόχρονα να προσθέτει όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο. Στην πράξη οι μίκτες παραμορφώνουν, εξασθενούν και προσθέτουν θόρυβο, παρ' όλα αυτά υπάρχουν πολλά κυκλώματα μίκτη καθένα από τα οποία έχει τα δικά του χαρακτηριστικά. Οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενοι μίκτες είναι οι διπλά ισοσταθμισμένοι (double balanced) μίκτες και οι δίοδοι.



Σχήμα 1.5 Τυπικός διπλά ισοσταθμισμένος μίκτης με δίοδους

1.2.3 Ενισχυτής IF και φίλτρο

Ο ενισχυτής IF προσφέρει τη μεγαλύτερη ενίσχυση του λαμβανόμενου σήματος. Ο ενισχυτής αποτελείται από βαθμίδες μεγάλης ενίσχυσης χωριζόμενες από φίλτρα. Τα φίλτρα είναι σχεδιασμένα έτσι ώστε να παρέχουν την απαιτούμενη συνάρτηση μεταφοράς. Παρ' όλα αυτά έχει βρεθεί ότι η μικρή μόνο υποβάθμιση της επίδοσης εμφανίζεται όταν η ιδανική μορφή φίλτρου αντικαθίσταται από πρακτική Gaussian μορφή.

Τα Gaussian φίλτρα έχουν πολύ καλή παλμική απόκριση (pulse response) και γι' αυτό είναι κατάλληλα για φιλτράρισμα ψηφιακών σημάτων. Επίσης τα χαρακτηριστικά ενός ζωνοδιαβατού (bandpass) φίλτρου μπορούν να επιτευχθούν από μια σύνδεση εν σειρά πολλών LC συντονισμένων κυκλωμάτων τα οποία έχουν τα ίδια χαρακτηριστικά, γι' αυτό είναι πολύ απλό να κατασκευαστούν. Η ακρίβεια της υλοποίησης βελτιώνεται όσο αυξάνει ο αριθμός των συντονισμένων κυκλωμάτων, αλλά ικανοποιητική παρατηρείται με πέντε τουλάχιστον κυκλώματα.

Η τάση κορυφής στην έξοδο του IF ενισχυτή πρέπει να είναι σταθερή και ανεξάρτητη από την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος, γι' αυτό απαιτείται η απολαβή (gain) του IF ενισχυτή να είναι ελεγχόμενη. Απαιτείται λοιπόν απολαβή αντιστρόφως ανάλογη με την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος. Η απολαβή μεταβάλλεται με μία από τις παρακάτω μεθόδους : με ένα εξασθενητή (attenuator) ελεγχόμενο από τάση στην

είσοδο του IF ενισχυτή ή ελέγχοντας την απολαβή της κάθε IF βαθμίδας. Τα κυκλώματα που είναι υπεύθυνα για τον έλεγχο της απολαβής ονομάζονται κυκλώματα αυτομάτου ελέγχου απολαβής (Automatic Gain Control ή συνοπτικά AGC).

Η χρήση ενός εξασθενητή στην είσοδο επιτρέπει στις διάφορες IF βαθμίδες να λειτουργούν με σήματα σταθερής στάθμης. Αυτό είναι επιθυμητό γιατί ελαττώνει την παραμόρφωση και κάνει πιο εύκολη τη σχεδίαση. Από την άλλη πλευρά ο λόγος σήμα προς θόρυβο στην έξοδο του ενισχυτή δεν αυξάνει ακριβώς ανάλογα με την αύξηση της στάθμης του λαμβανόμενου σήματος.

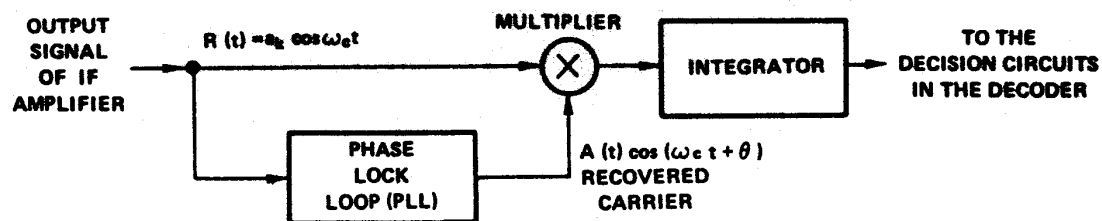
Η δεύτερη μέθοδος δεν έχει αυτό το ελάττωμα, αλλά όμως απαιτεί τα πρώτα στάδια να λειτουργούν με ευρέως μεταβαλλόμενες στάθμες σήματος. Συχνά συνδυάζονται και οι δύο μέθοδοι για να πετύχουμε την βέλτιστη σχεδίαση.

1.2.4 Αποδιαμορφωτής και AGC φορατής

Ο αποδιαμορφωτής πρέπει να παρέχει ένα σήμα ακριβώς ανάλογο με την περιβάλλουσα (envelope) του λαμβανόμενου σήματος. Συνήθως χρησιμοποιούνται δύο τύποι αποδιαμορφωτών, σύμφωνοι (coherent) φορατές και ασύμφωνοι (noncoherent) φορατές.

1.2.4.1 Σύμφωνος φορατής

Ο σύμφωνος φορατής αποτελείται από έναν πολλαπλασιαστή (multiplier) ακολουθούμενο από ένα ολοκληρωτή (integrator) του οποίου η έξοδος οδηγεί τα κυκλώματα απόφασης (decision circuit) που βρίσκονται στον αποκωδικοποιητή.



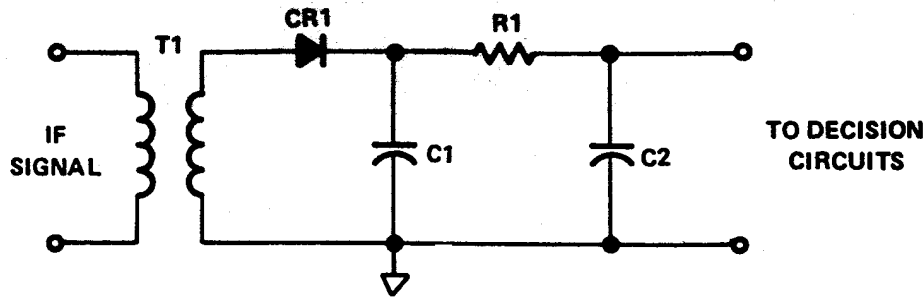
Σχήμα 1.6 Block διάγραμμα σύμφωνου φορατή

Ο πολλαπλασιαστής παίρνει δύο σήματα εισόδου, το φιλτραρισμένο IF σήμα εισόδου και ένα σήμα στην συχνότητα IF το οποίο ονομάζεται ανακτημένο φέρον (recovered carrier). Το ανακτημένο φέρον είναι ένα ημιτονικό σήμα, του οποίου η συχνότητα και η φάση πρέπει να ταιριάζουν με αυτές που θα εμφανίζονταν στην έξοδο του IF φίλτρου εάν ο πομπός έστειλε ένα αδιαμόρφωτο φέρον. Αυτός ο ορισμός λαμβάνει υπόψη το γεγονός ότι μερικά μέσα εκπομπής μπορούν να εισάγουν μεταβλητή καθυστέρηση στη διαδρομή διάδοσης (propagation path), έτσι ώστε θα ήταν άωφελο να διαθέτουμε μια πηγή συγκεκριμένης συχνότητας (στο δέκτη), άσχετα με το πόση

ακρίβεια έχει ρυθμιστεί στην επιθυμητή συχνότητα. Ο μόνος πρακτικός τρόπος για τη δημιουργία του ζητούμενου σήματος αναφοράς για τον πολλαπλασιαστή είναι με μια σχεδίαση που περιλαμβάνει Phase - Lock - Loop (PLL).

1.2.4.2 Ασύμφωνος φωρατής

Ο πιο συχνά χρησιμοποιούμενος τύπος ασύμφωνου φωρατή είναι ένας απλός φωρατής περιβάλλουσας (envelope detector). Ένα τυπικό κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 1.7.



Σχήμα 1.7 Τυπικός φωρατής περιβάλλουσας

Ο φωρατής αποτελείται από ένα ανορθωτή κορυφής (peak rectifier) ακολουθούμενο από ένα RC χαμηλοπερατό φίλτρο με στόχο την απομάκρυνση των συνιστωσών του φέροντος. Οι σταθερές χρόνου του φίλτρου πρέπει να είναι αρκετά μικρές ώστε να επιτρέπουν μικρούς χρόνους ανύψωσης και πτώσης με στόχο να διατηρήσουν τη μορφή της περιβάλλουσας του IF σήματος. Το πληροφοριακό σήμα που δημιουργείται από αυτό το κύκλωμα υπερτίθεται σε μια DC συνιστώσα, ανάλογη με τη μέση τιμή του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος. Αυτή η DC συνιστώσα πρέπει να ληφθεί υπόψη στη σχεδίαση των κυκλωμάτων αποκωδικοποίησης. Μερικές φορές η DC συνιστώσα απομακρύνεται χρησιμοποιώντας σύζευξη AC, για παράδειγμα ένα μεγάλο πυκνωτή, ανάμεσα στο φωρατή και τον αποκωδικοποιητή.

1.2.4.3 AGC Φωρατής

Ο AGC Φωρατής πρέπει να παρέχει μια τάση ανάλογη με την τιμή κορυφής του λαμβανόμενου σήματος. Αυτή η τάση μπορεί να παρατηρηθεί σ' ένα φωρατή κορυφής, ακολουθούμενο από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο απομακρύνει τις μεταβολές που οφείλονται στη διαμόρφωση του πομπού. Μερικές φορές, η AGC τάση παίρνεται κατευθείαν από την έξοδο των κυκλωμάτων του αποδιαμορφωτή.

1.2.5 Αποκωδικοποίηση και ανάκτηση ρολογιού (Clock Recovery)

Το αποδιαμορφωμένο σήμα είναι παρόμοιο σε χαρακτηριστικά με ένα σήμα Διαμόρφωσης Πλάτους Παλμού (PAM), γι' αυτό η αποκωδικοποίηση και οι άλλες επεξεργασίες του σήματος που εφαρμόζονται στο αποδιαμορφωμένο σήμα είναι παρόμοιες.

1.3 Υπολογισμός του λόγου σήματος προς θόρυβο (S/N) στην είσοδο του δέκτη

Ο λόγος σήμα προς θόρυβο υπολογίζεται σε δύο βήματα:

1. Υπολογισμός της ισχύος του θορύβου
2. Υπολογισμός του λόγου σήμα προς θόρυβο.

Με στόχο τον υπολογισμό της ισχύος του θορύβου, υποθέτουμε ότι ο δέκτης επηρεάζεται από λευκό Gaussian θόρυβο, που παράγεται από τα κυκλώματά του. Αυτή η αποδοχή έχει αποδειχτεί στην πράξη αληθινή. Ο θόρυβος που παράγεται στον δέκτη χαρακτηρίζεται από το μέγεθος εικόνα θορύβου (noise figure). Θυμίζουμε ότι : η εικόνα θορύβου F ενός συστήματος υποδηλώνει πόσο θόρυβο παράγει το ίδιο το σύστημα, σε σχέση με το θερμικό θόρυβο που παράγεται από μια ιδανική αντίσταση που είναι $P_n = kTB$ όπου

P_n = η ισχύς του θορύβου [Watts]

k = η σταθερά του Boltzmann

T = η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin

B = το εύρος ζώνης [Hz]

Είναι φανερό λοιπόν ότι η ισχύς θορύβου μετρημένη σε θερμοκρασία δωματίου σε ένα εύρος συχνοτήτων 1Hz είναι $3,98 \times 10^{-21} W = -174 dBm$.

Η εικόνα θορύβου δίνεται από τη σχεδίαση του δέκτη και μπορεί να χρησιμοποιηθεί κατευθείαν για τον υπολογισμό της ισοδύναμης φασματικής πυκνότητας ισχύος (equivalent power spectral density) του θορύβου που παρουσιάζεται στην είσοδό του.

$$N_{in} = F kT \quad (1-1)$$

όπου: N_{in} = ισοδύναμη φασματική πυκνότητα θορύβου στην είσοδο (W/Hz)

kT = φασματική πυκνότητα θερμικού θορύβου (W/Hz)

F = εικόνα θορύβου

Είναι γενικά βολικό να χρησιμοποιούμε λογαριθμικές μονάδες π.χ dBm για να εκφράσουμε την ισχύ θορύβου.

Έτσι από την σχέση (1-1) μπορούμε να υπολογίσουμε την ισοδύναμη φασματική πυκνότητα θορύβου στο δέκτη.

$$N_{in} = NF - 174 \quad [dBm/Hz] \quad (1-2)$$

όπου : $NF = \text{εικόνα θορύβου σε dB}$

Για παράδειγμα, ένας δέκτης με εικόνα θορύβου **7dB** έχει ισοδύναμη φασματική πυκνότητα θορύβου **-167dBm/Hz**.

Η ολική ισχύς του θορύβου που φτάνει στην είσοδο του δέκτη εξαρτάται από το εύρος ζώνης του. Το εύρος ζώνης καθορίζεται από το IF φίλτρο.

Η ολική ισχύς του θορύβου που φτάνει στο δέκτη δίνεται από τη εξίσωση:

$$N_{eq} = N_{in} B_{eq} \text{ [W]} \quad (1-3)$$

$$N_{eq} \text{ (dBm)} = N_{in} \text{ (dBm)} + 10 \log B_{eq} \text{ [Hz]} \quad (1-4)$$

όπου : N_{eq} = Ολική ισοδύναμη ισχύς θορύβου στην είσοδο

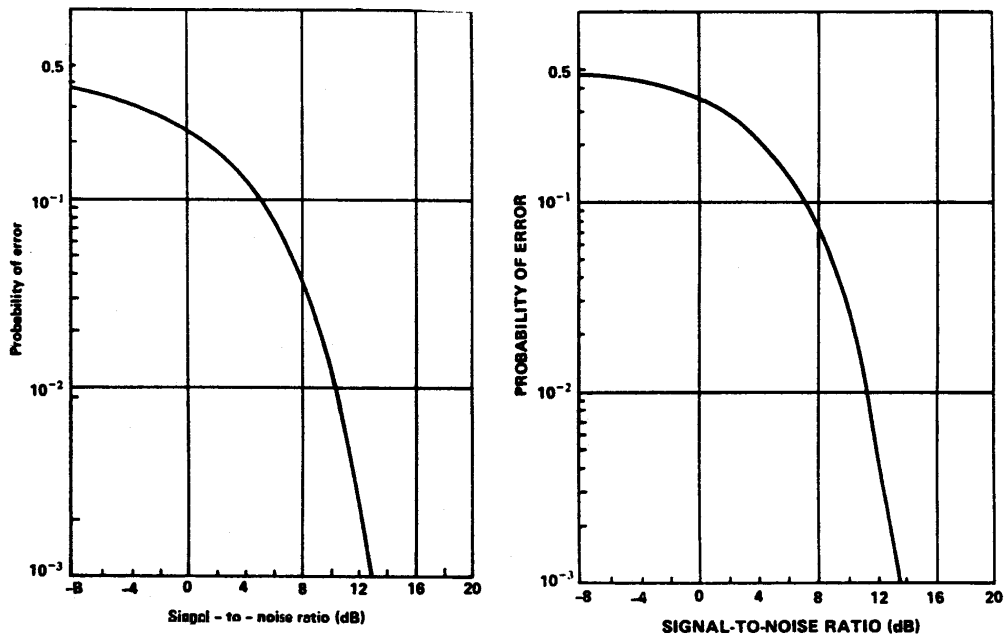
B_{eq} = Ισοδύναμο εύρος ζώνης του θορύβου στην είσοδο.

Για παράδειγμα: Ένας δέκτης με εύρος θορύβου **10KHz** και εικόνα θορύβου **7dB** έχει ισοδύναμη ισχύ θορύβου στην είσοδο **-127dBm**. Εάν γνωρίζουμε την ισοδύναμη ισχύ θορύβου στην είσοδο, ο λόγος σήματος προς θόρυβο μπορεί να υπολογιστεί για κάθε στάθμη σήματος.

Για παράδειγμα: Για σήμα εισόδου **1μV** (-107 dBm) που εφαρμόζεται σε δέκτη με $N_{eq} = -127\text{dBm}$, έχουμε λόγο σήμα προς θόρυβο $SNR = 20\text{dB}$ (100 :1).

1.4 Υπολογισμός του ρυθμού σφάλματος (Error Rate)

Γνωρίζοντας τον λόγο σήματος προς θόρυβο στον δέκτη, μπορούμε να βρούμε κατευθείαν τον ρυθμό σφάλματος από την καμπύλη του Σχήματος 1.8 για σύμφωνο ASK ή την καμπύλη του Σχήματος 1.9 για ασύμφωνο ASK.



Σχήμα 1.8 & 1.9 Ρυθμός Σφαλμάτων για Σύμφωνο και Ασύμφωνο Φωρατή

Οι καμπύλες αυτές μας δίνουν την πιθανότητα λάθους για κάθε τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο. Στην πράξη, πρέπει να λάβουμε υπόψη μας την επίδραση των μη γραμμικών φίλτρων και κυκλωμάτων, εφαρμόζοντας διορθωτικούς συντελεστές στο λόγο σήματος προς θόρυβο που υπολογίζεται από τις μεθόδους της προηγούμενης παραγράφου. Συνηθισμένες τιμές για τους διορθωτικούς συντελεστές είναι από 1 έως 4dB. Συνήθως λαμβάνονται υπόψη στους συντελεστές αυτούς, παράγοντες όπως αλληλοπαρεμβολή συμβόλων ρολογιού και φέροντος σήματος και ατέλειες των κυκλωμάτων φώρασης.

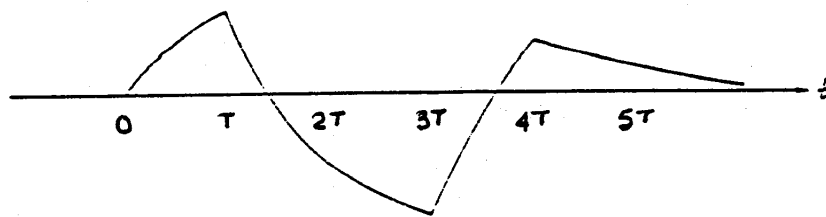
Ο συντελεστής διόρθωσης χρησιμοποιείται για να ελαττώσει την θεωρητικά υπολογισμένη τιμή του λόγου σήματος προς θόρυβο και ο διορθωμένος λόγος χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με τις καμπύλες επιδόσεως του φωρατή. Καλά σχεδιασμένα συστήματα συνήθως χρειάζονται διορθωτικούς συντελεστές από 1 έως 1,5dB καθώς οι αποκλίσεις από τις ιδανικές τιμές είναι σχετικά μικρές.

1.5 Περί του Διαγράμματος Οφθαλμού Eye Diagram

Στην παράγραφο αυτή θα ασχοληθούμε με την επίδραση της εμφάνισης της intersymbol interference σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα από μια ποιοτική σκοπιά

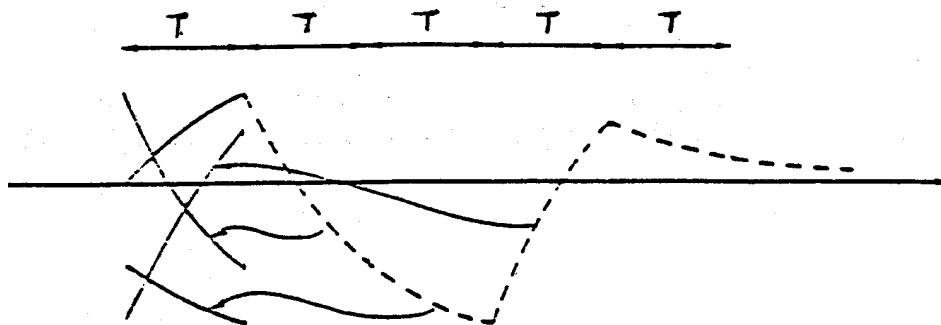
εισάγοντας την έννοια του διαγράμματος οφθαλμού (eye diagram) η ακριβής μαθηματική ανάλυση δεν θα μας απασχολήσει.

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε τη μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας όπου παλμοί του $1V$ χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση του bit "1" και παλμοί των $-1V$ για τη μετάδοση του bit "0". Κατά τη μετάδοση των παλμών αυτοί υφίστανται παραμόρφωση, ενώ λόγω ότι το σύστημα δεν περνά άπειρο αριθμό συχνοτήτων οι παλμοί δεν είναι οξείες και συνεπώς τιμές των bits σε προηγούμενα sampling intervals επηρεάζουν τη μορφή της κυματομορφής στο παρόν διάστημα. Στην περίπτωση που τα "1" και "0" εναλλάσσονται, η έξοδος του συστήματος θα πρέπει να μοιάζει με ένα ημιτονοειδές μορφή σήμα που εξαρτάται από την cut-off συχνότητα του καναλιού. (Σχήμα 1.10).

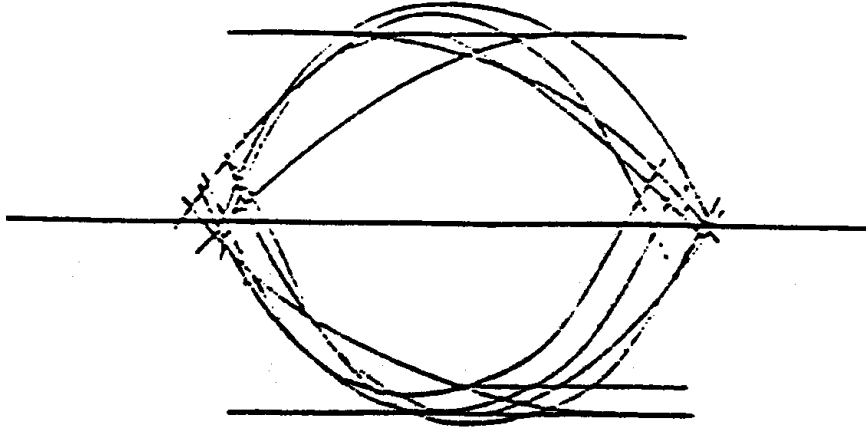


Σχήμα 1.10

Αν τώρα διαμοιράσουμε το χρόνο σε διαστήματα διάρκειας των T δευτερολέπτων και κάνουμε υπέρθεση αυτών στο διάστημα $(0, T)$ λαμβάνουμε στον παλμογράφο το λεγόμενο διάγραμμα οφθαλμού (eye pattern). Τα προαναφερθέντα βήματα φαίνονται παραστατικά στα Σχήματα 1.11α,β, ενώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι για διαμορφώσεις που δίνουν τα λεγόμενα M -ary σήματα τότε θα έχουμε $M-1$ τον αριθμό "eye" στοιβαγμένα το ένα πάνω στο άλλο.



Σχήμα 1.11α

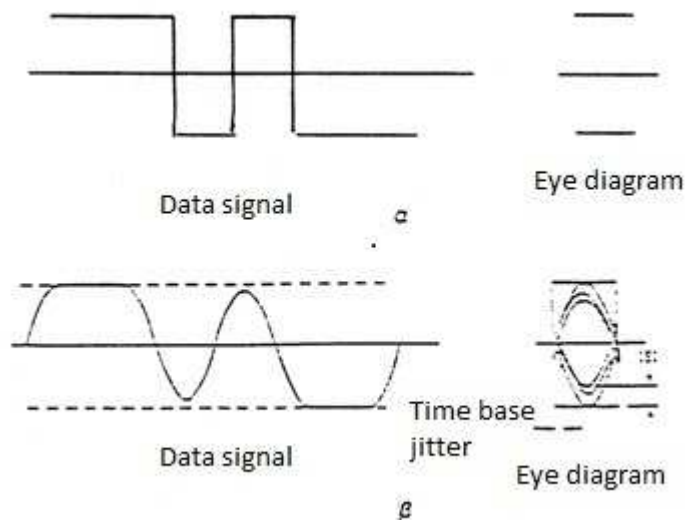


Σχήμα 1.11β

Ας θεωρήσουμε τώρα τη μετάδοση που δείχνεται στα παρακάτω Σχήματα 6.13α,β υπό ιδανικές (απεριόριστο bandwidth) και μη συνθήκες.

Μπορούμε να κάνουμε την εξής παρατήρηση :

Το μικρό άνοιγμα του eye diagram στο Σχήμα 1.12β είναι ανοικτό μόνο κατά τα 3/4 του ανοίγματος στην ιδανική περίπτωση, κάτι που επιφέρει μια signal-to-noise ratio degradation των $-20\log_{10}(3/4)=2.5\text{dB}$. Αυτό σημαίνει ότι για τα bits που στέλνονται και το άνοιγμα του eye diagram έχει τη συγκεκριμένη τιμή των 3/4 σε σχέση με το ιδανικό άνοιγμα, θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ισχύ σήματος κατά 2,5dB μεγαλύτερη σε σχέση με την ιδανική περίπτωση για να επιτύχουμε μια πιθανότητα λάθους.

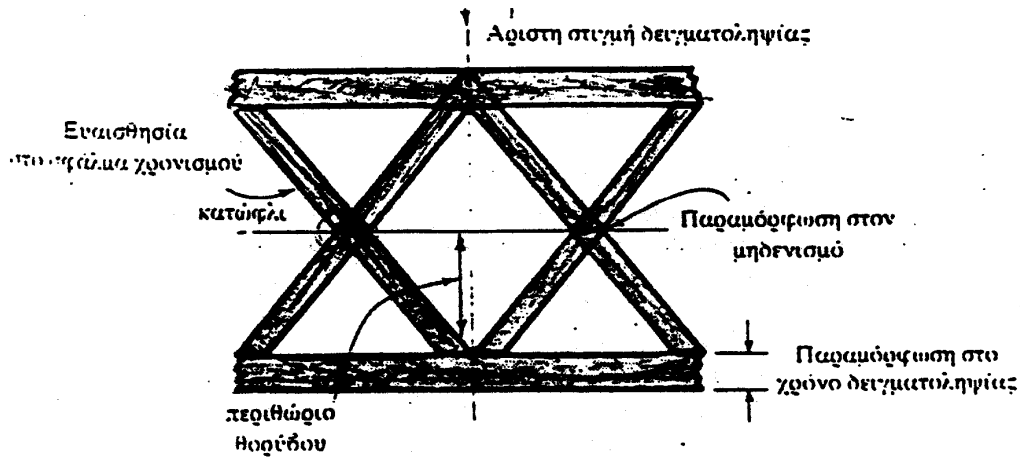


Σχήματα 1.12α,β

Το άνοιγμα λοιπόν του διαγράμματος οφθαλμού (το παρουσιαζόμενο κενό στο κέντρο του eye diagram) είναι μια σημαντική παράμετρος όταν θέλουμε να αποφασίσουμε την τιμή του bit που στάλθηκε. Αν το άνοιγμα αυτό διατηρείται "ανοικτό" σε ικανοποιητικό βαθμό, τότε είμαστε σε θέση να αναπαράγουμε το μεταδοθέν πληροφοριακό σήμα. Διαφορετικά καθώς το άνοιγμα "κλείνει" και σε συνδυασμό με την παρουσία θορύβου θα οδηγηθούμε σε λάθη κατά την απόφαση για την τιμή του αποσταλθέντος bit.

Προχωράμε τώρα στις ποιοτικές πληροφορίες που μπορούμε να εξάγουμε από το eye diagram (βλέπε και Σχήμα 1.13) και είναι οι ακόλουθες:

- i.* Η βέλτιστη χρονική στιγμή στην οποία θα πρέπει να κάνουμε δειγματοληψία. Αυτό θα πρέπει να συμβαίνει όταν το κατακόρυφο άνοιγμα του eye diagram παίρνει τη μέγιστη τιμή του.
- ii.* Τη μέγιστη εμφανιζόμενη παραμόρφωση κατά την χρονική στιγμή που κάνουμε τη δειγματοληψία και που εξαρτάται από το εύρος στον κατακόρυφο άξονα των δύο τμημάτων του eye diagram.
- iii.* Το περιθώριο θορύβου (noise margin) που διαθέτουμε και το οποίο είναι ανάλογο με το εύρος του ανοίγματος του eye diagram μια δεδομένη χρονική στιγμή δειγματοληψίας.
- iv.* Την τιμή κατωφλίου για απόφαση (decision threshold) που πρέπει να θέσουμε για σωστή λήψη του αποσταλθέντος πληροφοριακού σήματος. Αυτό θα πρέπει να τεθεί εκεί όπου το οριζόντιο άνοιγμα του eye diagram είναι maximum.
- v.* Την ευαισθησία του συστήματος μας σε λάθη χρονισμού (timing errors) και η οποία εξαρτάται από το ρυθμό που "κλείνει" το eye diagram καθώς μεταβάλλεται η στιγμή δειγματοληψίας.
- vi.* Ασυμμετρίες εμφανιζόμενες στη μορφή του eye diagram υποδηλώνουν την παρουσία μη γραμμικών φαινομένων στο κανάλι μετάδοσης.
- vii.* Είναι γνωστό ότι η πιθανότητα λάθους P σε ένα binary σύστημα είναι $(1/2)\text{erfc } V\sqrt{26}$, όπου V η δειγματοληπτημένη τιμή σήματος και η rms τιμή του θορύβου (υποτίθεται AWGN). Καθόσον $V > E_0$ (όπου E_0 το maximum κατακόρυφο eye opening) μπορούμε να λάβουμε ένα άνω φράγμα για την τιμή του P ως :



Σχήμα 1.13

Με τον τρόπο αυτό είναι προφανές ότι μπορούμε να διαπιστώσουμε αν κάποια απαίτησή μας για το Bit Error Rate (BER) ικανοποιείται ή όχι.

1.6 Eye pattern

Ένα κανάλι επικοινωνίας χαρακτηρίζεται από τα εξής :

- i. Την συνάρτηση μεταφοράς του $H(f)$ στο πεδίο της συχνότητας ή την απόκριση του $h(t)$ σε κρουστική διέγερση στο πεδίο του χρόνου.
- ii. Την φασματική πυκνότητα ισχύος και την στατική κατανομή των πλατών των πηγών παρεμβολής που επιδρούν στο κανάλι.

Υπενθυμίζουμε ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος (ή ενέργειας) εκφράζει την κατανομή ισχύος (ή ενέργειας) στο πεδίο της συχνότητας και προκύπτει από τον μετασχηματισμό Fourier της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης του δεδομένου σήματος.

Αν είναι γνωστή η μορφή των εκπεμπόμενων σημάτων ή ο μετασχηματισμός Fourier αυτών καθώς και τα χαρακτηριστικά του καναλιού, είναι δυνατόν να υπολογιστεί η αλλοίωση της μορφής των εκπεμπόμενων σημάτων (απουσία παρεμβολών) λόγω της γραμμικής παραμόρφωσης του καναλιού και ιδιαίτερα η μεταβολή στη διάρκεια των σημάτων εκπομπής με αποτέλεσμα την ανεπιθύμητη αλληλοπαρεμβολή συμβόλων (intersymbol interference ISI).

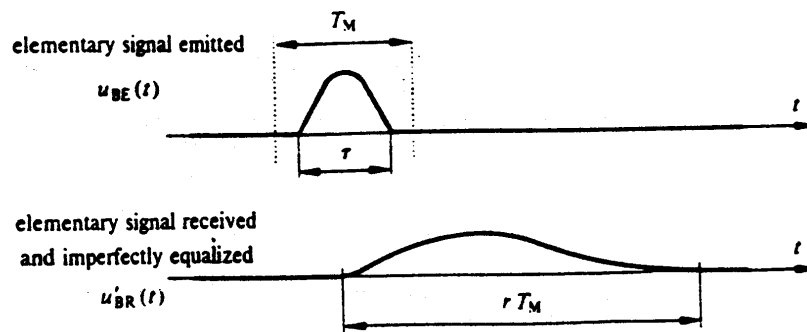
Ο θόρυβος που επιδρά στο εκπεμπόμενο σήμα κατά την διάρκεια της μετάδοσης του κάνει το διαχωρισμό μεταξύ των m πιθανών τιμών που μπορεί να έχει, πιο δύσκολο από τον δέκτη και επομένως πιθανότερη την δημιουργία σφαλμάτων. Η πιθανότητα σφαλμάτων εξαρτάται από τις παρακάτω παραμέτρους :

- i. Την στατιστική κατανομή των πηγών παρεμβολής (και επομένως της ισχύος τους)

- ii. Το πλάτος των ωφέλιμων σημάτων που λαμβάνει ο δέκτης και τη μορφή τους και
- iii. Τον αριθμό m καταστάσεων.

Το αποτέλεσμα όσων αναφέραμε είναι ότι η πληροφορία που λαμβάνεται από τον δέκτη δεν είναι ταυτόσημη με την εκπεμπόμενη. Τα λάθη που δημιουργούνται κατά την μετάδοση και τα οποία εκφράζουν διαφορά μεταξύ των χαρακτήρων που εκπέμπονται και των χαρακτήρων που λαμβάνονται, έχουν μια πιθανότητα εμφάνισης που δεν είναι κατά ανάγκη ίδια με την πιθανότητα λάθους των συμβόλων που θα αναγεννηθούν. Στην πραγματικότητα με κατάλληλη κωδικοποίηση και με την προσθήκη στην χρήσιμη πληροφορία των αντίστοιχων bits κωδικοποίησης, είναι δυνατόν να ανιχνεύσουμε την παρουσία ενός λανθασμένου συμβόλου και να μην αποδεχτούμε την ερμηνεία του, ή ακόμα και να διορθώσουμε συγκεκριμένα λάθη αποκαθιστώντας έτσι έναν ολόκληρο χαρακτήρα δεδομένων παρόλο που αυτός περιείχε λανθασμένα σύμβολα.

Αν θεωρήσουμε ότι εκπέμπουμε ένα σήμα $u_{BE}(t)$ τότε το σήμα που θα λάβει ο δέκτης $u'_{BR}(t)$, λόγω των βαθυπερατών χαρακτηριστικών (μειωμένη απόκριση στις υψηλές συχνότητες) του καναλιού, θα έχει τη μορφή που φαίνεται στο Σχήμα 1.14 (δεύτερη καμπύλη).

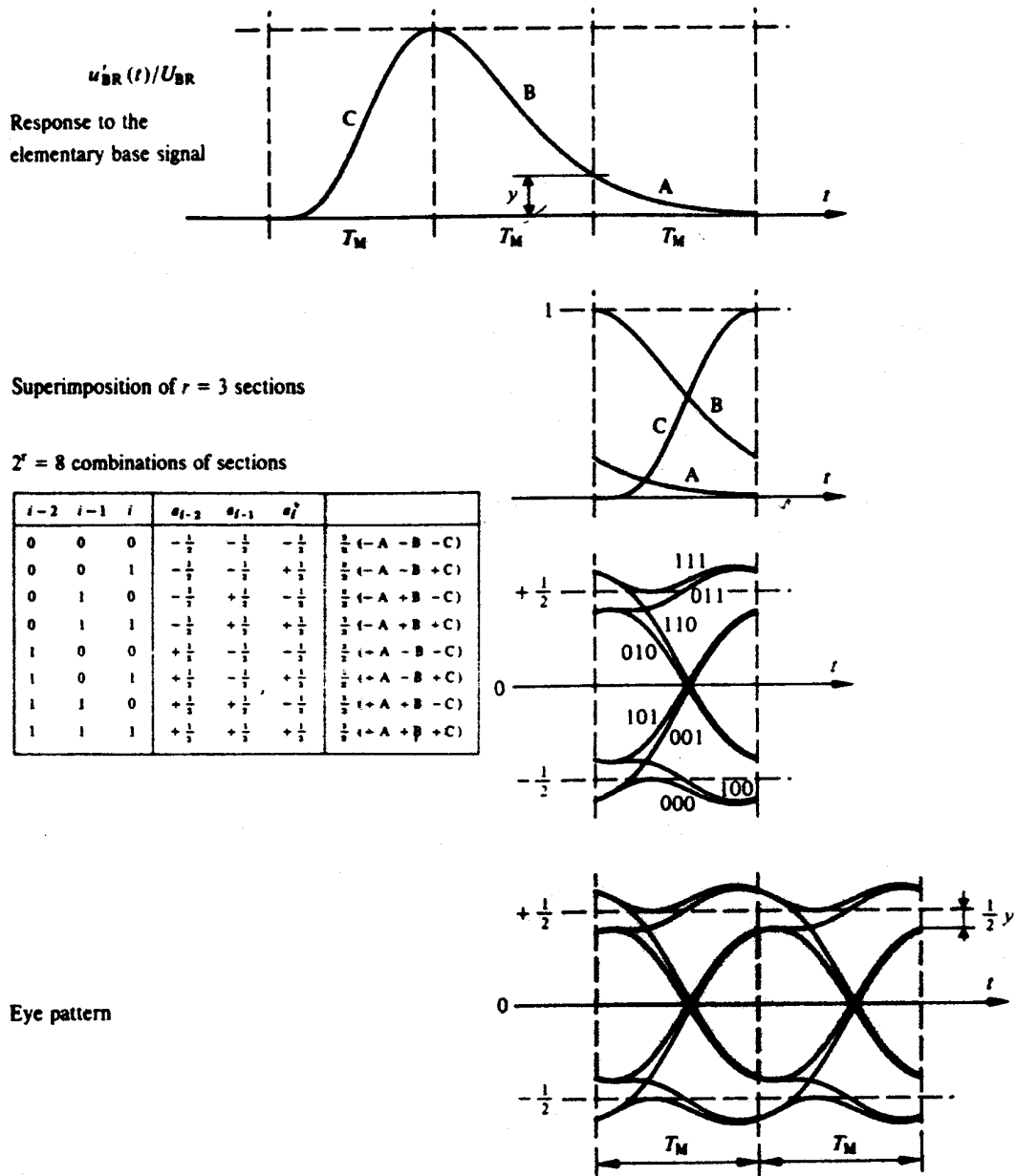


Σχήμα 1.14

Παρατηρούμε ότι εκτός από την μείωση του πλάτους έχουμε ανεπιθύμητη αύξηση της χρονικής διάρκειας του συμβόλου. Έτσι αν T_M είναι η μεγαλύτερη χρονική διάρκεια που μπορεί να έχει το κάθε σύμβολο κατά την εκπομπή του, μετά τη λήψη το ίδιο σύμβολο έχει διάρκεια rT_M , $r > 1$. Έτσι αυτό το σύμβολο δημιουργεί παρεμβολή στα γειτονικά σύμβολα. Κατά τον ίδιο τρόπο τα γειτονικά σύμβολα δημιουργούν παρεμβολή στο συγκεκριμένο σύμβολο. Αν κάνουμε γραφική υπέρθεση (επαλληλία) όλων των τιμών που παίρνει το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη για κάθε διάστημα διάρκειας T_M που καταλαμβάνει το λαμβανόμενο σύμβολο στο δέκτη, προκύπτει ένα ενδιαφέρον διάγραμμα που καλείται eye pattern. Έτσι σ'αυτό το

διάγραμμα έχουμε υπέρθεση μέσα σε χρονική διάρκεια T_M όλων των δυνατών τιμών που μπορεί να έχει το σήμα αλλά και όλων των δυνατών τιμών παρεμβολής μεταξύ ενός και των γειτονικών αυτού συμβόλων. Αν λοιπόν θεωρήσουμε ότι η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου στο δέκτη είναι rT_M , είναι φανερό ότι το πλήθος των διαστημάτων T_M σε όλη την διάρκεια του συμβόλου είναι r . Λαμβάνοντας υπ'όψιν δε, ότι έχουμε m -αδική πληροφορία οι πιθανές τιμές σήματος μπορούν να υπάρξουν κατά το χρονικό διάστημα T_M είναι m^r . Το eye pattern αντιστοιχεί στη γραφική αναπαράσταση ακριβώς αυτών των m^r δυνατών συνδυασμών στο ίδιο χρονικό διάστημα T_M .

Για την καλύτερη κατανόηση όσων αναφέρθηκαν παραπάνω αναφέρουμε ένα παράδειγμα κατασκευής του eye pattern για ένα δυαδικό σήμα πληροφορίας που φαίνεται στο σχήμα 4. Η πρώτη κυματομορφή δείχνει την απόκριση του καναλιού στο εκπεμπόμενο σήμα. Παρατηρούμε ότι η χρονική διάρκεια του λαμβανόμενου σήματος είναι $3T_M$, όπου T_M η περίοδος του ρολογιού που παρήγαγε την πληροφορία στον πομπό. Δηλαδή στην συγκεκριμένη περίπτωση έχουμε $r=3$ ενώ $m=2$ αφού πρόκειται για δυαδική πληροφορία. Επομένως αν οι δυνατοί συνδυασμοί μεταξύ των τριών τμημάτων του σήματος στο διάστημα T_M και επειδή το κάθε σήμα μπορεί να πάρει δύο τιμές, είναι : $m^r=2^3=8$. Στην δεύτερη καμπύλη του Σχήματος 4 φαίνονται τα τρία ($r=3$) τμήματα του ληφθέντος σήματος που θα υπερτεθούν στο διάστημα T_M . Επειδή οι πιθανές τιμές που μπορεί να έχει το κάθε σήμα είναι δύο έχουμε ένα επίπεδο (κατώφλι) απόφασης (γενικά για m -αδική πληροφορία απαιτούνται $m-1$ επίπεδα απόφασης). Το κατώφλι αυτό τοποθετείται στο μέσο κάθε δείγματος. Επειδή δε, η μέγιστη τιμή του ληφθέντος σήματος σύμφωνα με το σχήμα 4 είναι 1 το καθένα από τα δείγματα A,B ή C μπορεί να έχει τιμή από $-1/2$ ως $+1/2$ αφού το επίπεδο απόφασης (που αντιπροσωπεύει το 0) έχει τεθεί στη μέση του δείγματος. Στον πίνακα του Σχήματος 4 φαίνονται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί των δειγμάτων A,B και C αφού πρώτα ανιχνευτεί η στάθμη τους βάση του επιπέδου απόφασης. Όλοι δε αυτοί οι συνδυασμοί έχουν κωδικοποιηθεί (απαριθμηθεί) δυαδικά και η γραφική τους αναπαράσταση φαίνεται στην τρίτη κατά σειρά κυματομορφή. Αν παρατηρήσουμε την γραφική αναπαράσταση της υπέρθεσης των A,B και C, σε χρόνο μεγαλύτερο (πολλαπλάσιο) του T_M παίρνουμε το eye pattern που φαίνεται στην τελευταία κυματομορφή του Σχήματος 1.15.

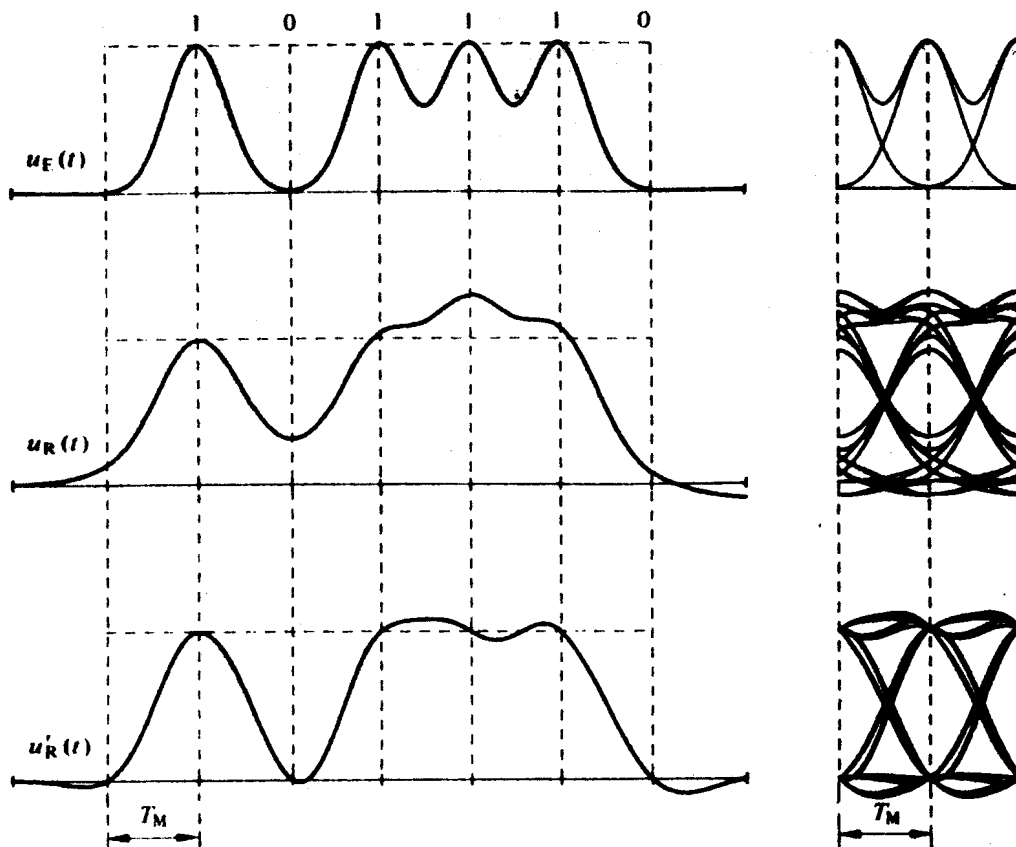


Σχήμα 1.15

Το eye pattern μας δίνει πληροφορίες για την επίδραση του καναλιού και του θορύβου στα δεδομένα που αποστέλλονται. Το προηγούμενο παράδειγμα δεν έλαβε υπόψη του την επίδραση θορύβου που στην πραγματικότητα όμως είναι υπαρκτή. Αν θεωρήσουμε ότι θόρυβος που υπάρχει είναι προσθετικός και κατανομής Gauss (που εξομοιώνει καλύτερα την πραγματικότητα) τότε το σήμα που θα λάβουμε θα υπερτίθεται (προστίθεται ή αφαιρείται) και ο θόρυβος αυτός. Το Σχήμα 1.16 δείχνει την επίδραση του θορύβου στο eye pattern. Η πρώτη κυματομορφή δείχνει το εκπεμπόμενο σήμα και δίπλα της είναι το eye pattern που αντιστοιχεί σε αυτήν. Η δεύτερη κυματομορφή δείχνει το λαμβανόμενο σήμα παρουσία θορύβου ενώ η τελευταία αντιστοιχεί σε λήψη με μειωμένο θόρυβο. Παρατηρούμε συγκρίνοντας τα

τρία eye pattern μεταξύ τους ότι η παρουσία θορύβου μειώνει το μέγιστο κατακόρυφο άνοιγμα του eye pattern, όποτε καταλαβαίνουμε ότι η καλύτερη στιγμή δειγματοληψίας είναι η χρονική στιγμή που αντιστοιχεί στο μέγιστο κατακόρυφο άνοιγμα.

Το eye pattern επίσης όπως φάνηκε και από το παράδειγμα που έγινε παρέχει πληροφορίες για την αλληλοπαρεμβολή συμβόλων που σχετίζεται άμεσα με την απόκριση του καναλιού. Τέλος το eye pattern μας πληροφορεί και για το jitter, το οποίο όμως δεν έχουμε ακόμα ορίσει οπότε θα ήταν παράλογο να αναφερθούμε σε όσα το αφορούν.



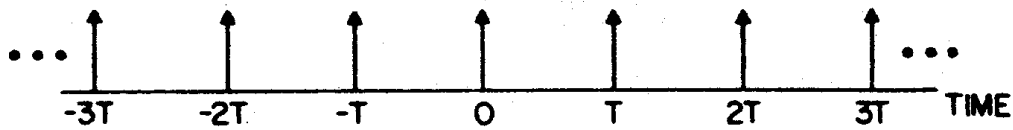
Σχήμα 1.16

1.7 JITTER

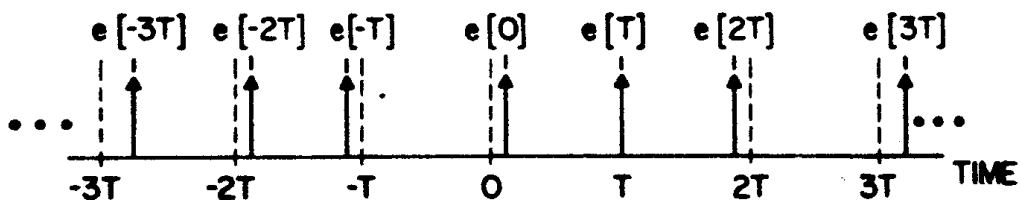
Σ' ένα ιδανικό ψηφιακό σύστημα μετάδοσης, οι παλμοί της ψηφιακής παλμοσειράς θα έπρεπε να φτάνουν σε χρονικές στιγμές που είναι ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T του ρολογιού που παράγει τους παλμούς αυτούς. Στα πραγματικά συστήματα όμως, οι παλμοί πληροφορίας φτάνουν σε χρονικές στιγμές που δεν είναι ακέραια πολλαπλάσια του χρόνου T . Το αποτέλεσμα είναι μια ανεπιθύμητη διαμόρφωση θέσης των παλμών (Pulse Position Modulation) μετάδοσης που καλείται **jitter**. Το Σχήμα 1.17(α) δείχνει μια σειρά, κρουστικών διεγέρσεων που, αρχικά,

έχουν ίση χρονική απόσταση. Ύστερα όμως είτε από μετάδοση είτε από επεξεργασία η σειρά αυτή κρουστικών διεγέρσεων έχει τροποποιηθεί (Σχήμα 1.17(β)) αναφορικά με το χρόνο που απέχουν οι κρουστικές διεγέρσεις μεταξύ τους. Οι χρονικές αποκλίσεις από τα ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T σχηματίζουν μια ακολουθία διακριτού χρόνου $e[nT]$. Η ακολουθία αυτή που το πλάτος της έχει διαστάσεις χρόνου, στα ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T , αποτελεί τον θεμελιώδη ορισμό του **jitter**.

DEFINITION OF JITTER



(a) IMPULSES SPACED EQUALLY IN TIME (JITTER FREE SIGNAL)



(b) IMPULSES SPACED IRREGULARLY IN TIME (JITTERED SIGNAL)

Σχήμα 1.17(a),(b)

Συμβατικά θεωρούμε ότι το πλάτος της ακολουθίας $e[nT]$ είναι θετικό όταν ο δεδομένος παλμός φθάνει νωρίτερα από τον χρόνο nT . Συχνά μετατρέπουμε την τιμή της $e[nT]$ σε μονάδες μοιρών ορίζοντας τον χρόνο T ίσο με 360° . Αυτός είναι και ο λόγος που το όργανο **Jitter meter** του εργαστηρίου έχει μονάδες μοιρών. Η $e[nT]$ είναι μια τυχαία συνάρτηση του χρόνου, για την ανάλυση της οποίας χρησιμοποιούμε στοχαστική ανάλυση, υπολογίζοντας την μέση τιμή της, την μέση τετραγωνική τιμή της, καθώς και το φάσμα ισχύος της. Οι κύριες πηγές **jitter** στα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης είναι οι αναγεννητές και οι πολυπλέκτες. Για την όσο το δυνατόν πιστότερη αναπαραγωγή των πληροφοριών οι αναγεννητές χρειάζονται μια πληροφορία χρονισμού την οποία και εξάγουν τις περισσότερες φορές από τα δεδομένα που λαμβάνουν. Εξαιτίας όμως της ατελούς διαδικασίας εξαγωγής της πληροφορίας συγχρονισμού από τα δεδομένα, οι αναγεννημένοι παλμοί δεν είναι ταυτόσημοι των αρχικών που έλαβε ο αναγεννητής αλλά περιέχουν την ανεπιθύμητη διαμόρφωση θέσης παλμού, που ονομάζουμε **Jitter**. Το Jitter είναι επομένως εγγενές

(ενυπάρχον) στην έξοδο του αναγεννητή αν λάβουμε υπ' όψιν και το γεγονός ότι τα δεδομένα στην είσοδο του αναγεννητή είναι ήδη αλλοιωμένα από τον θόρυβο και την ατελή απόκριση του καναλιού με συνέπεια το φαινόμενο της αλληλοπαρεμβολής των συμβόλων. Έτσι η ατελής διαδικασία εξαγωγής της πληροφορίας συγχρονισμού που προαναφέραμε, θα πρέπει να γίνει από δεδομένα στα οποία υπάρχει θόρυβος και αλληλοπαρεμβολή συμβόλων. Επειδή δε, οι αναγεννητές σ' ένα ψηφιακό σύστημα μετάδοσης συνδέονται σε σειρά τα αποτελέσματα του Jitter συσσωρεύονται δημιουργώντας έτσι το **Accumulated jitter**. Επίσης υπάρχει και το **Alignment jitter** που ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ του jitter των δεδομένων της εισόδου ενός αναγεννητή και του jitter του ρολογιού που αναγεννάζεται στον δεδομένο αναγεννητή. Το **Alignment jitter** είναι κυρίως υπεύθυνο για τα λάθη που συμβαίνουν κατά την διαδικασία σύγκρισης των δεδομένων με τα επίπεδα απόφασης.

Εκτός όμως από τους αναγεννητές, μια άλλη πηγή jitter είναι, όπως προαναφέραμε και οι πολυπλέκτες. Στα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης η πολυπλεξία γίνεται συνήθως με διαίρεση χρόνου και συνίσταται στον συνδυασμό πολλών δεδομένων (παλμοσειρών) χαμηλού ρυθμού μετάδοσης σε μια παλμοσειρά υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης, που αποτελεί το πολυπλεγμένο σήμα . Για την επίτευξη της πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου οι παλμοσειρές χαμηλού ρυθμού μετάδοσης πρέπει να συγχρονιστούν με ένα κοινό ρολόι (για να γίνει σωστή διευθέτηση των καναλιών σε κάθε frame). Οι τρεις κυριότεροι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι οι εξής: α) Slip Buffering, β) Bit Justification, και γ) Pointer Processing.

Είναι αυτονόητο ότι για την εξέταση της παραγωγής **jitter** σε κάθε μια από τις παραπάνω μεθόδους είναι απαραίτητη η πλήρης γνώση της κάθε μεθόδου.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ

Βαθμίδες .

Περιγραφή των Modules της μονάδας PU-253

Τα modules που περιέχονται στην μονάδα PU-253 και χρειάζονται περαιτέρω επεξήγηση παρατίθενται παρακάτω:

I. *Noise Generator*

Ο παραγόμενος θόρυβος είναι κανονική κατανομή (Gauss) πάνω σε μια μεγάλη περιοχή συχνοτήτων και το εύρος του μπορεί και μεταβάλλεται με τη βοήθεια ενός ποτενσιόμετρου. Οι παρεχόμενες έξοδοι είναι η OUT 1 (στάθμη θορύβου μέχρι 8Vp-p) και εξασθενημένη κατά 20dB ως προς την OUT 1 έξοδος OUT 2. Βλέπε σχήμα 1.7.

II. *Noise Modulator*

Μέσω των δύο εξόδων του (αυτή της υψηλής στάθμης και της εξασθενημένης) παίρνουμε λευκό θόρυβο σε μια περιοχή $\pm 30\text{KHz}$ γύρω από τον φορέα των 512 KHz. Το λαμβανόμενο στις εξόδους σήμα πρόκειται για ένα double-sideband, suppressed carrier σήμα, διαμορφωμένο από το σήμα θορύβου του Noise Generator. Βλέπε σχήμα 1.7.

III. *Summing Network*

Με την βοήθεια του κυκλώματος αυτό υπερτίθεται διαμορφωμένα RF σήματα με το σήμα που προέρχεται από τον Noise Modulator. Παρέχεται η δυνατότητα να μεταβάλλουμε τη στάθμη κάθε μίας εισόδου του κυκλώματος αυτού με ανεξάρτητο τρόπο .Βλέπε σχήμα 1.6

IV. *Error Rate Meter (Μετρητής ρυθμού σφαλμάτων)*

Ο error rate meter παράγει μια ψηφιακή ακολουθία όμοια με αυτή που επιλέχθηκε για το πληροφοριακό σήμα. Ο μέσος αριθμός των εμφανιζόμενων λαθών σε ένα σύνολο 10^4 ή 10^6 bits (ανάλογα με την θέση του διακόπτη $10^{-4}/10^{-6}$) εμφανίζεται ως ένα τετραψήφιο αριθμός.

Όταν το TGO (Time Gate On) είναι αναμμένο, αυτό σημαίνει ότι διεξάγεται η διαδικασία της μέτρησης. Όταν το LOS (Loss of Synch) είναι αναμμένο, αυτό αποτελεί ένδειξη ότι η γεννήτρια της εσωτερικά

παραγόμενης ακολουθίας που αναφέραμε παραπάνω έχει χάσει το συγχρονισμό με την ψηφιακή ακολουθία στην είσοδο του error rate meter. Σε μια τέτοια περίπτωση η διαδικασία μέτρησης των λαθών επαναρχίζει για αν αποφύγουμε τη λήψη λανθασμένης ένδειξης.

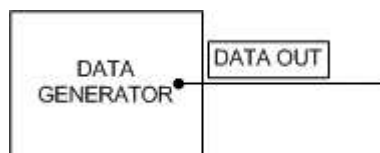
Μέσω του self-check toggle διακόπτη γίνεται έλεγχος των κυκλωμάτων αυτής της βαθμίδας. Μετά τον έλεγχο η ένδειξη που παίρνουμε είναι 10^{-5} στην κλίμακα του 10^{-4} και αντίστοιχα 1000 στην κλίμακα 10^{-6} . Βλέπε σχήμα 1.8.

V. *Jitter Meter*

Η ένδειξη που παίρνουμε από τον jitter meter είναι τιμή της διαφοράς φάσης μεταξύ των σημάτων τετραγωνικού παλμού που εφαρμόζονται στις εισόδους ' in 1 ' και ' in 2 '. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι το χρονικό διάστημα που χρησιμοποιείται για τη λήψη της μέσης αυτής τιμής είναι αρκετά μεγάλο, ενώ η μέγιστη τιμή αυτής μπορεί να φτάσει 3 ή και 4 φορές παραπάνω από την ενδεικνυόμενη μέση τιμή. Βλέπε σχήμα 1.9.

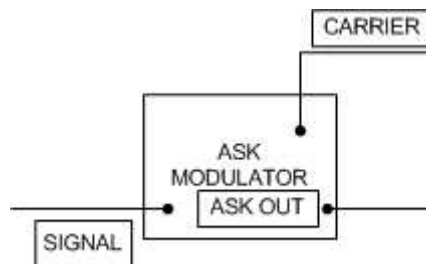
Παρακάτω υπάρχουν οι βαθμίδες που απαρτίζουν ένα πλήρες σύστημα ASK .

Γεννήτρια δεδομένων : εισάγει τα δεδομένα στο σύστημα μας .



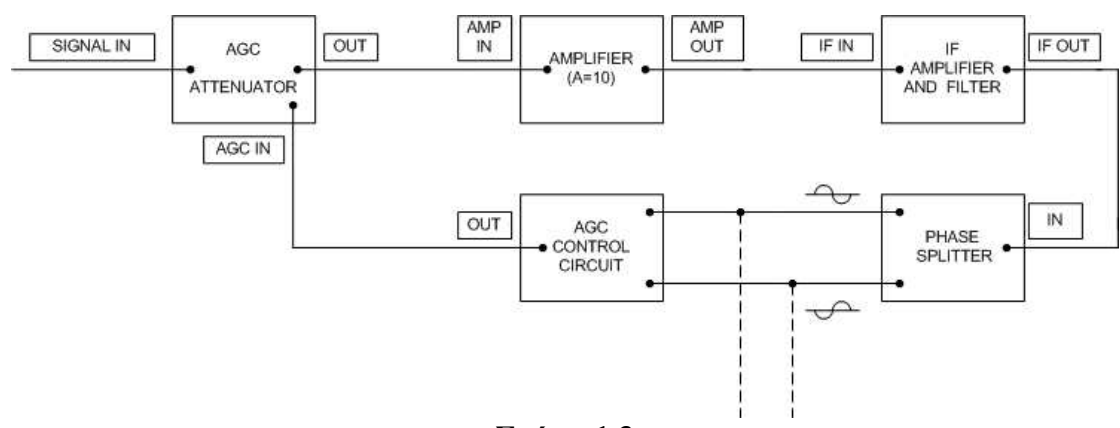
Σχήμα 1.1

ASK διαμορφωτής : διαμορφώνει το σήμα μας κατά ASK .



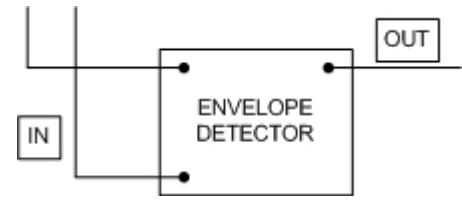
Σχήμα 1.2

AGC κυκλώματα :



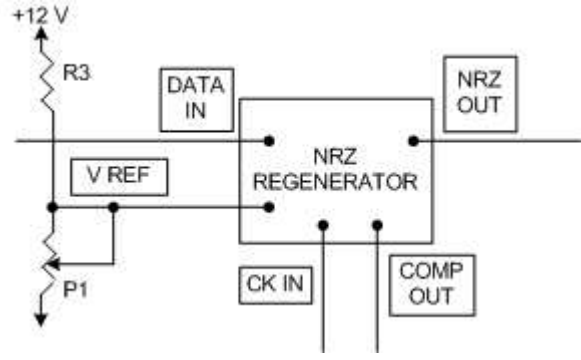
Σχήμα 1.3

Ανιχνευτής περιβάλλουσας :



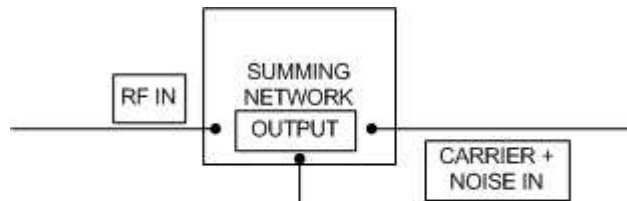
Σχήμα 1.4

Αναγεννητής :



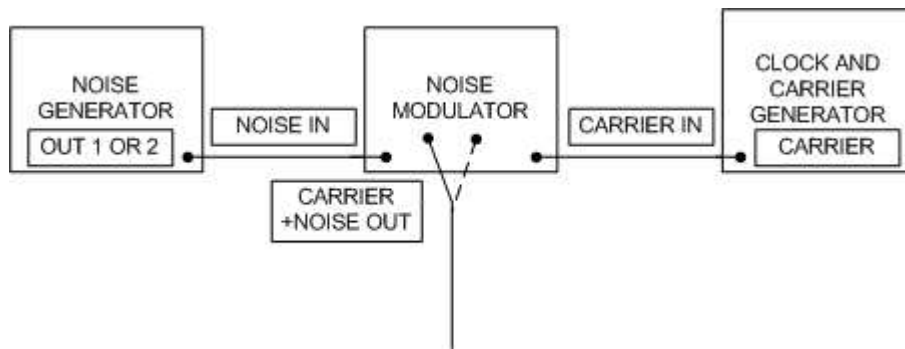
Σχήμα 1.5

Αθροιστικό κύκλωμα :



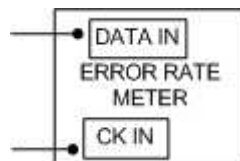
Σχήμα 1.6

Γεννήτρια θορύβου :



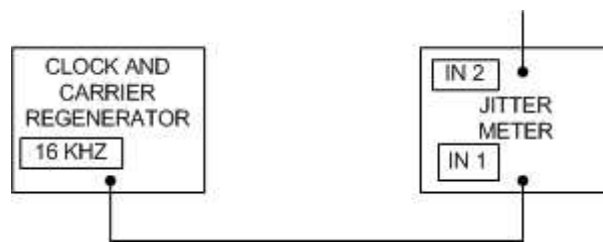
Σχήμα 1.7

Μετρητής λαθών :



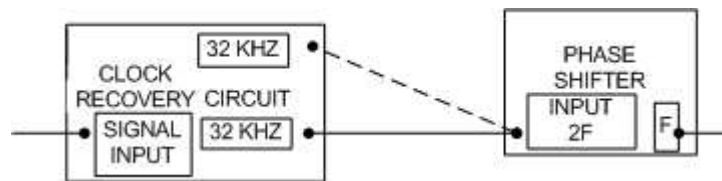
Σχήμα 1.8

Μετρητής jitter :



Σχήμα 1.9

Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού :



Σχήμα 1.10

1.8 Λειτουργία Διαμορφωτή

- Επιλέξτε στη γεννήτρια δεδομένων (DATA GENERATOR) ρυθμό δεδομένων (data rate) 16kb/sec και το μήκος ακολουθίας (sequence length) 2^4-1 .
- Συνδυάστε την έξοδο δεδομένων (DATA OUT) της γεννήτριας δεδομένων στην είσοδο σήματος (SIGNAL IN) του διαμορφωτή (MODULATOR) που βρίσκεται στη μονάδα DIGICOM-2/1.
- Συνδέστε το ημιτονικό φέρον σήμα (sinewave carrier signal) την 512KHz της γεννήτριας ρολογιού και φέροντος (CLOCK AND CARRIER GENERATOR) στην είσοδο φέροντος (CARRIER IN).
- Παρατηρήστε στον παλμογράφο τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου του διαμορφωτή. Για καλύτερα αποτελέσματα, αν χρειάζεται, συνδέστε την έξοδο συγχρονισμού (Sync. Out) της γεννήτριας δεδομένων (DATA GENERATOR) στην είσοδο σκανδαλισμού (Triggering) (TRIG. INP) του παλμογράφου. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο % MOD μέχρι το διαμορφωμένο σήμα να γίνει 100% διαμορφωμένο.

ΣΗΜΕΙΩΣΗ : Η 100% διαμόρφωση χαρακτηρίζεται από μια όσο το δυνατό πιο στενή κατά ύψος, οριζόντια γραμμή που διαχωρίζει τους παλμούς. Η σωστή ρύθμιση του MOD θα πρέπει μια παλμική κυματομορφή με τους παλμούς να αντιστοιχούν στα "1" της DATA GENERATOR. Εάν η κυματομορφή είναι ανεστραμμένη (με τους

παλμούς να αντιστοιχούν στα "0") γυρίζουμε το %MOD ποτενσιόμετρο στην αντίθετη κατεύθυνση.

- (e) Παρατηρείστε τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου για ρυθμούς δεδομένων (data rates) 8,16,32 και 64 kbps.

1.9 Λειτουργία Δέκτη

- (a) Χωρίς να αποσυνδεθεί το παραπάνω κύκλωμα διαμόρφωσης θα προχωρήσουμε στην αποδιαμόρφωση ASK.
- (b) Εφαρμόστε ένα μη διαμορφωμένο RF σήμα 512KHz στην είσοδο του δέκτη και μεταβάλλετε το πλάτος του από 10mV έως 1Vp-p.
- (c) Μετα τον διαμορφωτή συνδέστε το AGC κύκλωμα
- (d) Παρατηρείστε τη στάθμη του σήματος σε όλα τα σημεία κατά μήκος της διαδρομής του σήματος στα οποία υπάρχει πρόσβαση.
- (e) Συνδέστε τις εισόδους του κυκλώματος φωρατή περιβάλλουσας (envelope detector) που περιέχεται στην μονάδα **DIGICOM-2/3** στις εξόδους του phase splitter και επαναλάβετε το βήμα (b).
- (f) Αντικαταστήστε το μη διαμορφωμένο σήμα των 512KHz με ένα σήμα 512KHz διαμορφωμένο κατά πλάτος 100% με ένα σήμα 8KHz και επαναλάβετε το βήμα (c).
- (g) Ρυθμίστε το πλάτος του διαμορφωμένου RF σήματος εισόδου στα 30mV μετά στα 100mV και τέλος στα 300mV. Παρατηρείστε την απόκριση συχνότητας του δέκτη καθώς η συχνότητα διαμόρφωσης μεταβάλλεται από 1KHz έως 50KHz.

1.10 Λειτουργία Δέκτη με σήματα δεδομένων (Data Signals)

- (a) Επιλέξτε στη γεννήτρια δεδομένων (DATA GENERATOR) ρυθμό δεδομένων (data rate) 16kb/sec και μήκος ακολουθίας (sequence length) 2⁴-1.
- (b) Συνδέστε την έξοδο δεδομένων (DATA OUT) της γεννήτριας δεδομένων στην είσοδο σήματος (SIGNAL IN) του διαμορφωτή (MODULATOR) που βρίσκεται στη μονάδα **DIGICOM-2/1**.
- (c) Συνδέστε το ημιτονικό φέρον σήμα (sinewave carrier signal) την 512KHz της γεννήτριας ρολογιού και φέροντος (CLOCK AND CARRIER GENERATOR) στην είσοδο φέροντος (CARRIER IN).
- (d) Παρατηρήστε στον παλμογράφο τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου του διαμορφωτή. Για καλύτερα αποτελέσματα, αν χρειάζεται, συνδέστε την έξοδο συγχρονισμού (Sync. Out) της γεννήτριας δεδομένων (DATA GENERATOR) στην είσοδο σκανδαλισμού (Triggering) (TRIG. INP) του παλμογράφου. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο % MOD μέχρι το διαμορφωμένο σήμα να γίνει 100% διαμορφωμένο.

ΣΗΜΕΙΩΣΗ : Η 100% διαμόρφωση χαρακτηρίζεται από μια όσον το δυνατόν πιο στενή κατά ύψος, οριζόντια γραμμή που διαχωρίζει τους παλμούς. Η σωστή ρύθμιση του MOD θα πρέπει να παράγει μια παλμική κυματομορφή με τους παλμούς να αντιστοιχούν στα "1" της DATA GENERATOR. Εάν η κυματομορφή είναι ανεστραμμένη (με τους παλμούς να αντιστοιχούν στα "0") γυρίζουμε το % MOD ποτενσιόμετρο στην αντίθετη κατεύθυνση.

- (e) Συνδέστε το σήμα εξόδου του διαμορφωτή στην RF in του αθροιστικού κυκλώματος (summing network), έτσι ώστε να παρατηρήσετε ένα RF σήμα πλάτους 100mVp-p στην έξοδο του αθροιστικού κυκλώματος (summing network).
- (f) Παρατηρήστε τις κυματομορφές σε όλα τα σημεία πρόσβασης κατά μήκος της πορείας του σήματος. Επίσης καταγράψτε το διάγραμμα οφθαλμού (eye-diagram) που εμφανίζεται στην έξοδο του φωρατή περιβάλλουσας (envelope detector). Αυτό το διάγραμμα παρατηρείται συγχρονίζοντας τον παλμογράφο με το σήμα ρολογιού (clock input), δηλαδή χρησιμοποιώντας τα 512 KHz του ημιτονικού σήματος την CLOCK AND CARRIER GENERATOR σαν (TRIG INP) στον παλμογράφο.
- (g) Αποσυνδέστε το κύκλωμα.

1.11 Επιδοσεις του δυαδικού ASK σε λευκό θόρυβο

1.11.1 Συνδεσμολογία Διαμορφωτή

- (a) Επιλέξτε ρυθμό δεδομένων (data rate) 16kb/sec.
- (b) Συνδέστε την έξοδο δεδομένων (DATA OUT) της γεννήτριας δεδομένων (Data generator) στην είσοδο σήματος (SIGNAL IN) του διαμορφωτή (modulator) που περιέχεται στην μονάδα **DIGICOM-2/1**. Συνδέστε επίσης το ημιτονικό φέρον των 512KHz στην είσοδο φέροντος (CARRIER IN) του διαμορφωτή.
- (c) Παρατηρήστε με τον παλμογράφο τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου, και ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο % MOD μέχρι το διαμορφωμένο σήμα να γίνει 100% διαμορφωμένο.

1.11.2 Συνδεσμολογία Δέκτη

- (a) Συνδεστε το κύκλωμα διαμόρφωσης , απο την έξοδο του διαμορφωτή συνδέουμε το αθροιστικό κύκλωμα το RFin .Απο την γεννήτρια θορύβου συνδέουμε στο αθροιστικό κύκλωμα την είσοδο NOISEin .Η έξοδος του αθροιστικού κυκλώματος συνδέεται στο AGC κύκλωμα (προσέχουμε ο διαμορφωτής να έχει το ίδιο σήμα ρολογιού με το κύκλωμα παραγωγής θορύβου) .Στη συνέχεια προχωρήστε στο κύκλωμα αποδιαμόρφωσης όπως παραπάνω .Συνδέοντας στην έξοδο

του ανιχνευτή περιβάλλοντας την βαθμίδα του αναγεννητή δεδομένων . Συνδέουμε το error meter στο NRZout και CKin .Στη συνέχεια συνδέουμε το μετρητή jitter στην έξοδο του αναγεννητή και το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού με την είσοδο του compout και την έξοδο του phase shifter με το clock in του αναγεννητή.

- (b) Στρέψατε τα ποτενσιόμετρα που ρυθμίζουν το πλάτος θορύβου (NOISE AMPLITUDE) και το φέρον + θόρυβο (CARRIER+NOISE) αντίθετα από τους δείκτες του ρολογιού. Βάλτε το διακόπτη του IF εύρους ζώνης (IF BANDWIDTH) στη θέση στενό (NARROW).
- (c) Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο πλάτος σήματος (Signal Amp) ώστε να παρατηρήσετε RF σήμα 100mV στην είσοδο του δέκτη.
- (d) Αποσυνδέστε και τους δύο ακροδέκτες (probes) του παλμογράφου από το κύκλωμα και ρυθμίστε τον παλμογράφο έτσι ώστε τα ίχνη (traces) και των δύο καναλιών να συμπίπτουν . Χρησιμοποιείστε την ίδια κλίμακα τάσης (V/DIV) στα δύο κανάλια του παλμογράφου και θέστε τα δύο κανάλια σε θέση μέτρησης DC σημάτων (DC coupling).
- (e) Συνδέστε το ένα κανάλι του παλμογράφου στην έξοδο του φωρατή περιβάλλουσας (envelope detector), και το άλλο στην τάση αναφοράς Vref3 του αναγεννητή NRZ (NRZ REGENERATOR). Ελέγξτε ότι ο παλμογράφος παίρνει σήμα εξωτερικού σκανδαλισμού (external triggering) από το ημιτονικό σήμα ρολογιού των 512 kHz.
- (f) Απεικονίζοντας τα δύο κανάλια του παλμογράφου ταυτόχρονα στην οθόνη, ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο P, έτσι ώστε να φέρετε την τάση αναφοράς στη βέλτιστη στάθμη (optimal level) ,δηλαδή το μέγιστο οριζόντιο άνοιγμα του οφθαλμού.
- (g) Παρατηρήστε τις κυματομορφές σε όλα τα σημεία κατά μήκος της διαδρομής του σήματος στα οποία υπάρχει πρόσβαση, και ειδικά το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του φωρατή (detector).
- (h) Επαναλάβετε το βήμα (g) για στάθμη εισόδου 30mV και 300mV.
- (i) Αντικαταστήστε το φέρον σήμα (carrier signal) με ένα σήμα ίδιου πλάτους και συχνότητας ,από την γεννήτρια συχνοτήτων (function generator). Μεταβάλλετε αργά την συχνότητα φέροντος μέσα σε ένα εύρος $\pm 20\text{KHz}$ και παρατηρήστε τις κυματομορφές σε όλα τα σημεία του κυκλώματος που έχετε πρόσβαση και κυρίως το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του φωρατή.

1.11.3 Επίδραση του θορύβου στην Διαδικασία Λήψης

- (a) Μεταβάλλετε το πλάτος του θορύβου με το ποτενσιόμετρο NOISE AMPLITUDE, ενώ παρατηρείτε στον παλμογράφο την έξοδο CARRIER+NOISE του διαμορφωτή θορύβου (noise modulator), μέχρι

το πλάτος του διαμορφωμένου με θόρυβο σήματος να γίνει περίπου $1V_{p-p}$.

- (b) Μεταβάλλετε το ποτενσιόμετρο CARRIER+NOISE του αθροιστικού κυκλώματος (summing network) από ελάχιστο παρατηρήσιμο θόρυβο μέχρι τον μέγιστο θόρυβο. Παρατηρείστε διάφορους λόγους σήμα προς θόρυβο, και δείτε στον παλμογράφο την επίδραση του θορύβου σε κάθε προσπελάσιμο σημείο του κυκλώματος στην πορεία του σήματος (ειδικά το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του φωρατή περιβάλλουσας).
- (c) Επαναλάβετε τις παρατηρήσεις σας και για τη θέση ευρύ (wide) του διακόπτη του IF εύρους ζώνης (bandwidth).

1.11.4 Μέτρηση Σφαλμάτων

Μετρήστε το ρυθμό σφαλμάτων (error rate) και το jitter συνάρτηση του λόγου σήμα προς θόρυβο για τις πιο κάτω περιπτώσεις :

Data Rate	IF BANDWIDTH	
	WIDE	NARROW
8	X	X
16	X	X
32	X	-

Σημείωση: Η μέτρηση του λόγου σήμα προς θόρυβο γίνεται με τον ακόλουθο τρόπο :

1. Αποσυνδέουμε το σήμα από την είσοδο CARRIER+NOISE IN και τη γειώνουμε (την είσοδο). Μετράμε με το AC πολύμετρο το πλάτος του χρήσιμου σήματος στην είσοδο του δέκτη,
2. Αποσυνδέουμε το σήμα από την είσοδο RF IN και γειώνουμε αυτή την είσοδο, ενώ συνδέουμε ξανά το σήμα (που αποσυνδέσαμε στο πρώτο σκέλος) στην είσοδο CARRIER+NOISE IN.

Μετράμε ξανά το AC σήμα στην είσοδο του δέκτη. Ο λόγος των σημάτων που μετρήθηκαν κάτω από τις συνθήκες είναι ο λόγος σήμα προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη.

1.12 Ανάλυση Αποτελεσμάτων

- i. Αναγνωρίστε και σχεδιάστε το κύκλωμα του πομπού και του δέκτη της άσκησής σας.
- ii. Σχεδιάστε και σχολιάστε τις κυματομορφές στις εξόδους όλων των βαθμίδων του συστήματος α) Χωρίς θόρυβο και β) Με θόρυβο.

- iii. Σχεδιάστε και εξηγήστε το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του αποδιαμορφωτή με θόρυβο και χωρίς θόρυβο.
- iv. Εξηγήστε την λειτουργία αναγέννησης των δεδομένων της άσκησης σας.
- v. Μετρήστε το ρυθμό σφαλμάτων (error rate) και το jitter.
- vi. Συμπεράσματα - Σχόλια.

PSK Διαμόρφωση (Phase Shift Keying)**2.1 Γενικά**

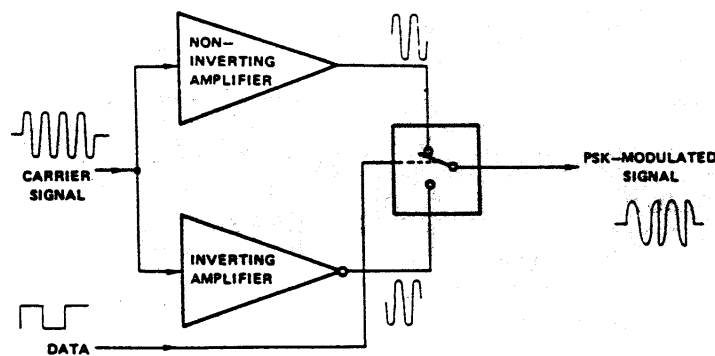
Αντικειμενικός σκοπός της εργαστηριακής αυτής άσκησης είναι η μελέτη ψηφιακών κατά φάση διαμορφώσεων. Αναλυτικότερα θα εξεταστούν μέθοδοι διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης για BPSK και DPSK σήματα και θα μελετηθεί η επίδραση AWGN θορύβου μέσω της μέτρησης του bit-error-rate σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα όπου χρησιμοποιούνται οι συγκεκριμένες μέθοδοι. Θα παρατηρηθεί επίσης η επίδραση του εμφανιζόμενου jitter. Η εργαστηριακή άσκηση ξεκινά με την μελέτη των χαρακτηριστικών δομικών κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται στις διάφορες βαθμίδες. Πριν από την πειραματική διαδικασία ο φοιτητής θα βρει ορισμένα στοιχεία που θα βοηθήσουν στην πλήρη κατανόηση της όλης άσκησης.

2.2 Παραγωγή και εκπομπή

Ο πομπός εκπομπής ψηφιακών κατά φάση διαμορφωμένων σημάτων αποτελείται από τις παρακάτω τρεις δομικές μονάδες :

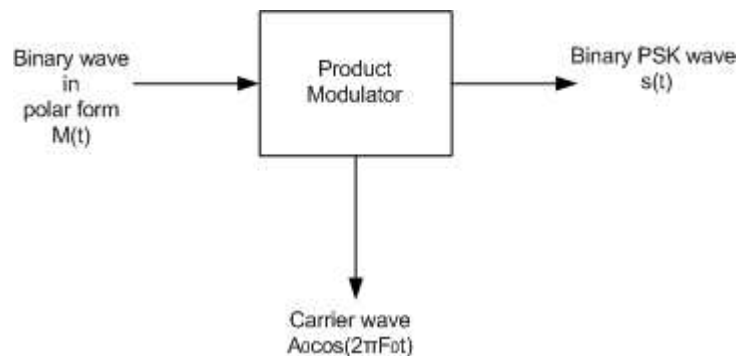
- (a) Τον διαμορφωτή που λαμβάνει την ψηφιακή ακολουθία δεδομένων, το φορέα του οποίου η φάση αλλάζει ανάλογα με το προς διαμόρφωση πληροφοριακό σήμα και τον κανόνα “κωδικοποίησης” που με τη σειρά του εξαρτάται από το συγκεκριμένο είδος Phase-modulation.

Αν πρόκειται για Binary Phase - Shift Keying (BPSK), ουσιαστικά ο διαμορφωτής αποτελεί έναν διακόπτη ο οποίος επιλέγει τον φορέα ή την αναστραμμένη κυματομορφή του φορέα ελεγχόμενος από την ακολουθία δεδομένων, όπως φαίνεται και από το παρακάτω Σχήμα 2.1



Σχήμα 2.1

Η υλοποίηση του διαμορφωτή στην περίπτωση αυτή γίνεται με τη βοήθεια ενός product modulator όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχήμα 2.2



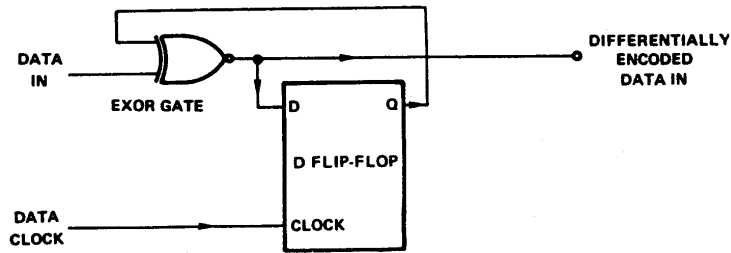
Σχήμα 2.2

Όσον αφορά την παραγωγή Differential Phase-Shift Keying (DPSK) σημάτων, έχουμε ένα επιπλέον στάδιο που είναι αυτό του differential encoding. Στην περίπτωση αυτή κωδικοποιούμε το πληροφοριακό περιεχόμενο μιας ακολουθίας δεδομένων σε μεταβάσεις φάσεων του προς μετάδοση σήματος. Για παράδειγμα, μπορεί το σύμβολο 0 να αντιπροσωπεύει αλλαγή bit σε μια ακολουθία δεδομένων, ενώ το σύμβολο 1 να αντιπροσωπεύει την μη αλλαγή bit. Το Σχήμα 2.3 δείχνει τα δύο βήματα για την παραγωγή ενός DPSK σήματος υποθέτοντας ότι η ακολουθία ψηφιακών δεδομένων είναι η 10010011. Παρατηρήστε στην περίπτωση αυτή την ανάγκη ύπαρξης ενός επιπλέον bit (το 1 στο συγκεκριμένο παράδειγμα).

Binary Data		1	0	0	1	0	0	1	1
Differentially Encoded Binary Data	1 Initial Bit	1	0	1	1	0	1	1	1
Phase of DPSK Signal (Radians)	0	0	π	0	0	π	0	0	0

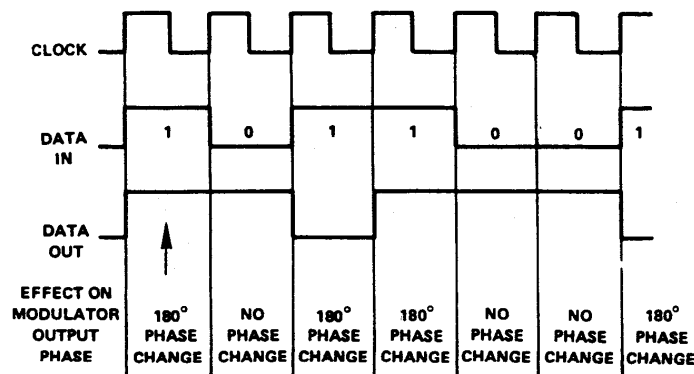
Σχήμα 2.3

Το λογικό διάγραμμα ενός differential encoder παρατίθεται στο παρακάτω Σχήμα 2.4 ενώ στο Σχήμα 2.5 παρατίθεται ένα ακόμα παράδειγμα και όπου φαίνεται ότι τελικά τα data bits αντιπροσωπεύονται από αλλαγή ή μη αλλαγή φάσης. Αυτό το τελευταίο, υποδηλώνει ότι δεν είναι πλέον αναγκαία η ύπαρξη στον DPSK δέκτη "αντιγράφου" του χρησιμοποιούμενου στον πομπό φορέα.



Σχήμα 2.4

(a) Differential encoder

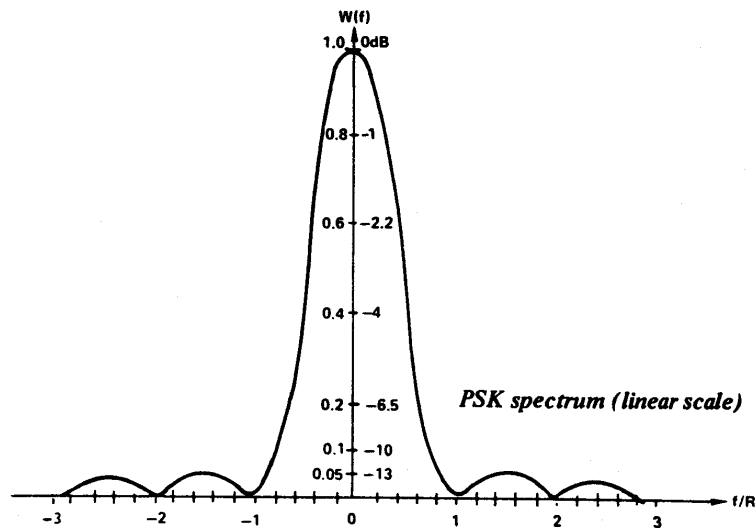


Σχήμα 2.5

- (b) Τον ενισχυτή ισχύος που ενισχύει το διαμορφωμένο σήμα και το φέρνει στην επιθυμητή στάθμη. Καθώς ο ενισχυτής ισχύος λαμβάνει σήμα σταθερού πλάτους και πρέπει να παράγει ομοίως σήμα σταθερού πλάτους, αυτός δεν θα πρέπει να είναι ένας linear amplifier. Για το σκοπό αυτό στην τελική βαθμίδα ενός PSK πομπού χρησιμοποιούνται ενισχυτές Class C.
- (c) Το φίλτρο εξόδου το οποίου έχει σκοπό να μειώσει τις εκπεμπόμενες αρμονικές και τη στάθμη των πλευρικών λοβών του μεταδιδόμενου φάσματος. Η εξάλειψη των εκπεμπόμενων αρμονικών είναι αναγκαία καθώς οι Class C ενισχυτές παράγουν μεγάλο αριθμό αυτών. Η κύρια λειτουργία όμως ενός φίλτρου εξόδου είναι η εξασθένιση των πλευρικών λοβών που συνοδεύουν τον κύριο λοβό των μεταδιδόμενων PSK σημάτων. Η μαθηματική έκφραση που δίνει το φάσμα PSK σημάτων είναι:

$$W(f) = T \left[\frac{\sin(\pi f T)}{R - \pi f T} \right]^2 = \frac{1}{R} \left[\frac{\sin(\pi f / R)}{R - (\pi f / R)} \right]^2$$

Το Σχήμα 2.6 απεικονίζει το φάσμα PSK σημάτων, όπου το εύρος του κύριου λοβού είναι διπλάσιο του symbol rate, το πλάτος των πλευρικών λοβών εξασθενεί αργά καθιστώντας συνεπώς αναγκαία την ύπαρξη του φίλτρου εξόδου.

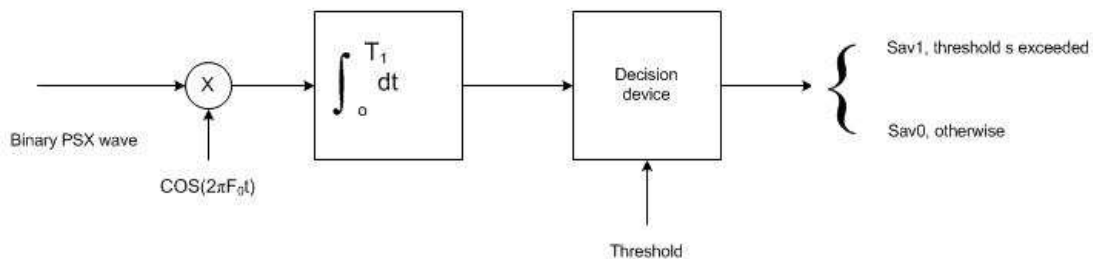


Σχήμα 2.6

2.3 Ανίχνευση και λήψη BPSK και DPSK σημάτων

Για την αποδιαμόρφωση BPSK χρησιμοποιείται ο coherent detector του Σχήματος 2.7 που αποτελείται από τις παρακάτω μονάδες :

- (a) Ένα πολλαπλασιαστή στον οποίο εφαρμόζεται και ένας τοπικά παραγόμενος φορέας.
- (b) Ένα ολοκληρωτή που ουσιαστικά επιτελεί low-pass φιλτράρισμα.
- (c) Μία μονάδα απόφασης που συγκρίνει την έξοδο του ολοκληρωτή με μια προκαθορισμένη τιμή κατωφλίου, διαφορετικά για τιμή bit "0".

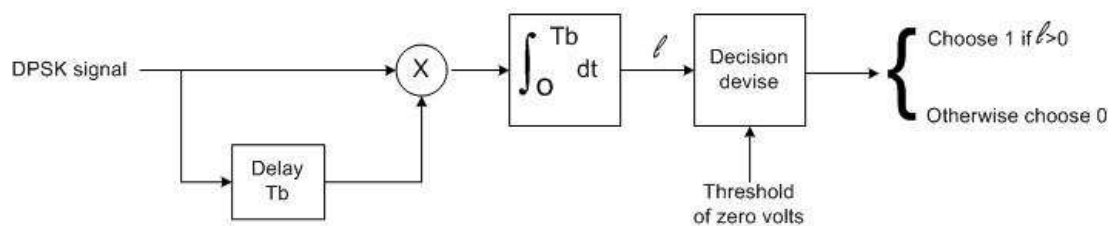


Σχήμα 2.7

Ο τύπος αυτός detector είναι ουσιαστικά ένας correlator λόγω της παρουσίας των πολλαπλασιαστή και ολοκληρωτή (correlation receivers). Με τη σειρά του τώρα ο correlator μπορεί να υλοποιηθεί από τον συνδυασμό ενός πολλαπλασιαστή, ενός low-pass φίλτρου και ενός sampler.

Για την αποδιαμόρφωση DPSK σημάτων χρησιμοποιείται ο differentially coherent detector του Σχήματος 2.8. Σε κάθε χρονική στιγμή το λαμβανόμενο DPSK σήμα είναι η μια είσοδος στον πολλαπλασιαστή ενώ η άλλη είσοδος αυτού είναι το DPSK σήμα καθυστερημένο κατά T_b (χρονική διάρκεια ενός bit). Η έξοδος του ολοκληρωτή είναι ανάλογη προς την τιμή του $\cos\phi$, όπου ϕ είναι η διαφορά φάσης των γωνιών του φορέα στο DPSK σήμα και στον καθυστερημένο κατά T_b DPSK σήμα, διαφορά φάσης μετρούμενη στο χρονικό διάστημα λήψης του ίδιου bit. Επομένως, αν $\phi=0$ (το αντίστοιχο σύμβολο είναι 1) η έξοδος του ολοκληρωτή είναι θετική.

Αν $\phi=\pi$ (το αντίστοιχο σύμβολο είναι 0) η έξοδος του ολοκληρωτή είναι αρνητική. Τελικά λοιπόν, η σύγκριση της εξόδου του ολοκληρωτή με τη στάθμη των 0 Volts μας δίνει την αποδιαμορφωμένη ακολουθία πληροφορίας, η οποία σε περίπτωση απουσίας θορύβου είναι ταυτόσημη με αυτήν που στάλθηκε.



Σχήμα 2.8

2.4 Επίδραση AWGN στις διαμορφώσεις BPSK και DPSK

Στην ενότητα αυτή θα δώσουμε κάποια αποτελέσματα σχετικά με την συμπεριφορά των μεθόδων διαμόρφωσης BPSK και DPSK σε περιβάλλον AWGN θορύβου για να έχει ο φοιτητής μια γεύση της συμπεριφοράς αυτών χωρίς να υπεισέλθουμε σε μαθηματική εξαγωγή αποτελεσμάτων.

Η σχέση που δίνει την bit error probability κατά την ανίχνευση BPSK σημάτων είναι η ακόλουθη:

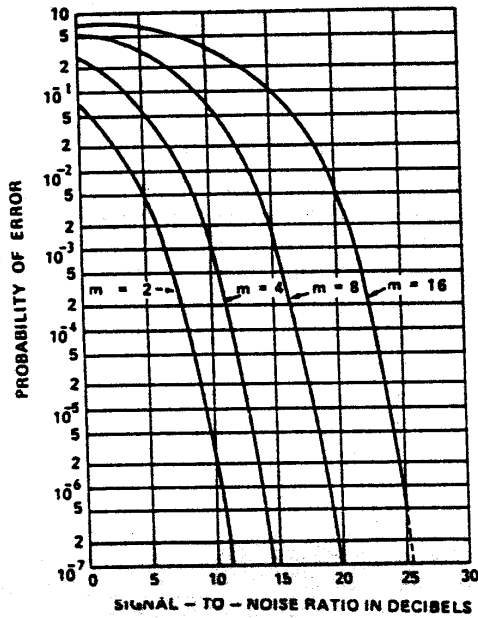
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{2S}{N}}$$

όπου $S/N = \text{signal-to-noise ratio}$.

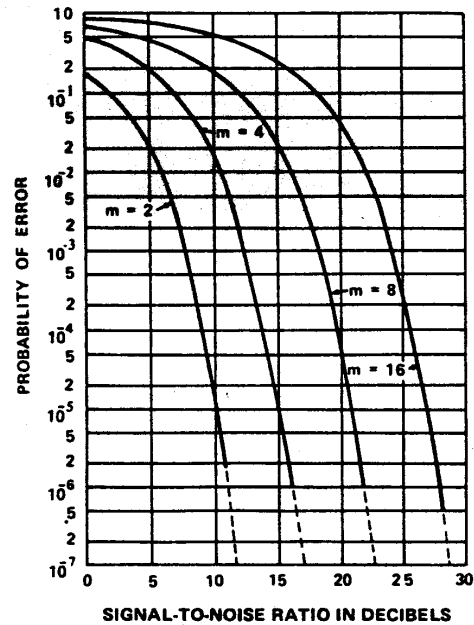
Μια χρήσιμη πολλές φορές προσέγγιση που ισχύει για υψηλές τιμές του S/N δίνεται από τον τύπο :

$$P_e = e^{-S/N}$$

ενώ χαρακτηριστικές καμπύλες δίνονται στο Σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9



Σχήμα 2.10

Προχωρώντας τώρα στην differentially coherent ανίχνευση phase- shift keying διαμορφωμένων σημάτων (DPSK σήματα) έχουμε τις παρακάτω σχέσεις:

Binary DCPSK: $P_e = e^{-2S/N}$

Multi-level DCPSK :

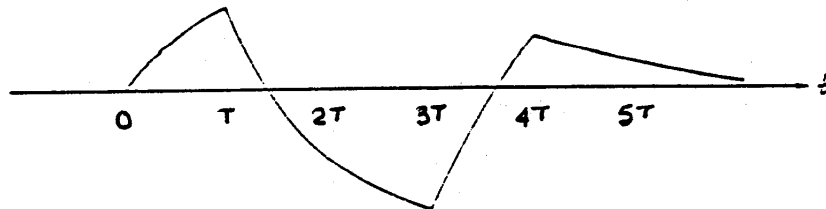
όπου : $m = 2, 3, 4, \dots$

Στο παραπάνω Σχήμα 2.10 φαίνονται ορισμένες χαρακτηριστικές καμπύλες.

2.5 Περί του Διαγράμματος Οφθαλμού Eye Diagram

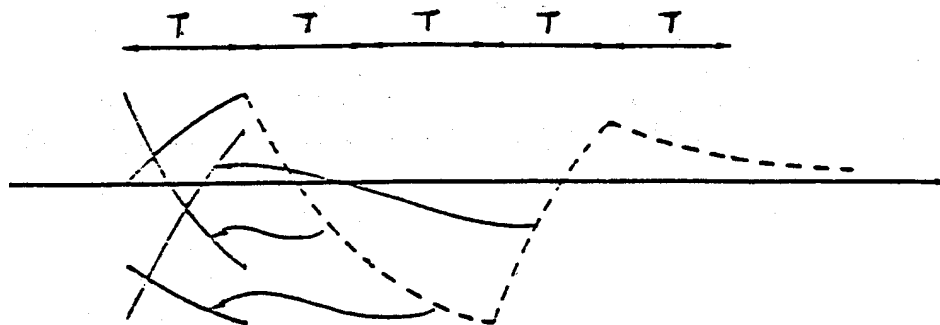
Στην παράγραφο αυτή θα ασχοληθούμε με την επίδραση της εμφάνισης της intersymbol interference σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα από μια ποιοτική σκοπιά εισάγοντας την έννοια του διαγράμματος οφθαλμού (eye diagram) η ακριβής μαθηματική ανάλυση δεν θα μας απασχολήσει.

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε τη μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας όπου παλμοί του $1V$ χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση του bit "1" και παλμοί των $-1V$ για τη μετάδοση του bit "0". Κατά τη μετάδοση των παλμών αυτοί υφίστανται παραμόρφωση, ενώ λόγω ότι το σύστημα δεν περνά άπειρο αριθμό συχνοτήτων οι παλμοί δεν είναι οξείς και συνεπώς τιμές των bits σε προηγούμενα sampling intervals επηρεάζουν τη μορφή της κυματομορφής στο παρόν διάστημα. Στην περίπτωση που τα "1" και "0" εναλλάσσονται, η έξοδος του συστήματος θα πρέπει να μοιάζει με ένα ημιτονοειδούς μορφής σήμα που εξαρτάται από την cut-off συχνότητα του καναλιού. (Σχήμα 2.11).

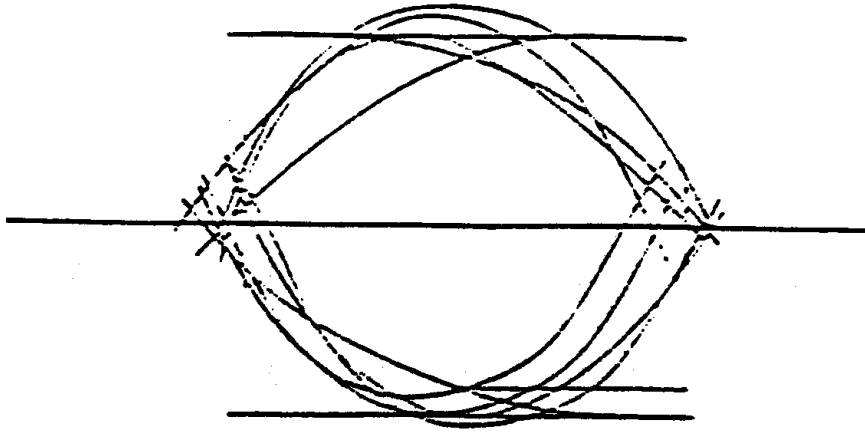


Σχήμα 2.11

Αν τώρα διαμοιράσουμε το χρόνο σε διαστήματα διάρκειας των T δευτερολέπτων και κάνουμε υπέρθεση αυτών στο διάστημα $(0,T)$ λαμβάνουμε στον παλμογράφο το λεγόμενο διάγραμμα οφθαλμού (eye pattern). Τα προαναφερθέντα βήματα φαίνονται παραστατικά στα Σχήματα 2.12α,β, ενώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι για διαμορφώσεις που δίνουν τα λεγόμενα M-ary σήματα τότε θα έχουμε $M-1$ τον αριθμό "eye" στοιβαγμένα το ένα πάνω στο άλλο.



Σχήμα 2.12α

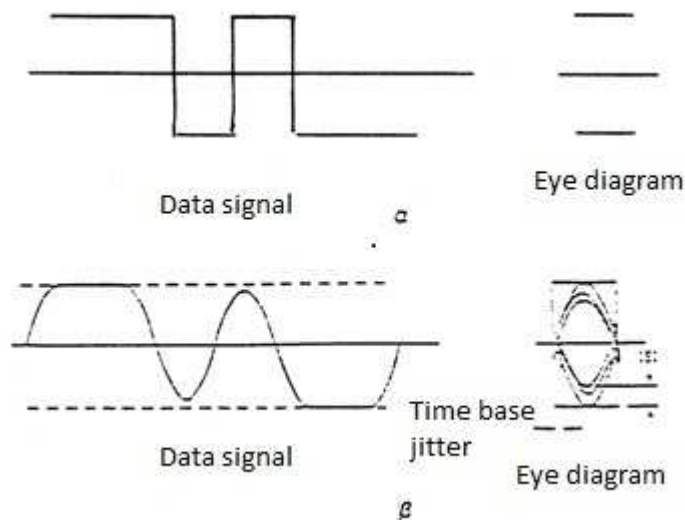


Σχήμα 2.12β

Ας θεωρήσουμε τώρα τη μετάδοση που δείχνεται στα παρακάτω Σχήματα 2.13α,β υπό ιδανικές (απεριόριστο bandwidth) και μη συνθήκες.

Μπορούμε να κάνουμε την εξής παρατήρηση :

Το μικρό άνοιγμα του eye diagram στο Σχήμα 2.13β είναι ανοικτό μόνο κατά τα 3/4 του ανοίγματος στην ιδανική περίπτωση, κάτι που επιφέρει μια signal-to-noise ratio degradation των $-20\log_{10}(3/4)=2.5\text{dB}$. Αυτό σημαίνει ότι για τα bits που στέλνονται και το άνοιγμα του eye diagram έχει τη συγκεκριμένη τιμή των 3/4 σε σχέση με το ιδανικό άνοιγμα, θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ισχύ σήματος κατά 2,5dB μεγαλύτερη σε σχέση με την ιδανική περίπτωση για να επιτύχουμε μια πιθανότητα λάθους.

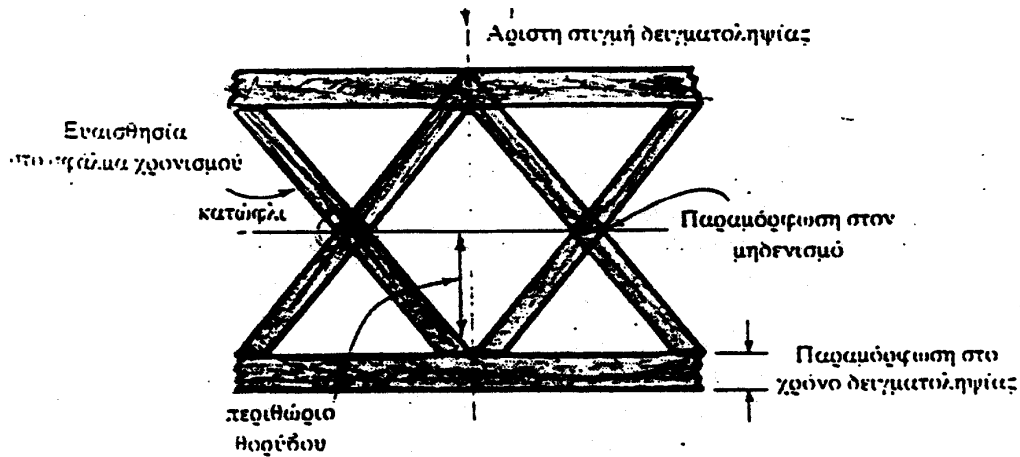


Σχήματα 2.13α,β

Το άνοιγμα λοιπόν του διαγράμματος οφθαλμού (το παρουσιαζόμενο κενό στο κέντρο του eye diagram) είναι μια σημαντική παράμετρος όταν θέλουμε να αποφασίσουμε την τιμή του bit που στάλθηκε. Αν το άνοιγμα αυτό διατηρείται "ανοικτό" σε ικανοποιητικό βαθμό, τότε είμαστε σε θέση να αναπαράγουμε το μεταδοθέν πληροφοριακό σήμα. Διαφορετικά καθώς το άνοιγμα "κλείνει" και σε συνδυασμό με την παρουσία θορύβου θα οδηγηθούμε σε λάθη κατά την απόφαση για την τιμή του αποσταλθέντος bit.

Προχωράμε τώρα στις ποιοτικές πληροφορίες που μπορούμε να εξάγουμε από το eye diagram (βλέπε και Σχήμα 2.14) και είναι οι ακόλουθες:

- viii.* Η βέλτιστη χρονική στιγμή στην οποία θα πρέπει να κάνουμε δειγματοληψία. Αυτό θα πρέπει να συμβαίνει όταν το κατακόρυφο άνοιγμα του eye diagram παίρνει τη μέγιστη τιμή του.
- ix.* Τη μέγιστη εμφανιζόμενη παραμόρφωση κατά την χρονική στιγμή που κάνουμε τη δειγματοληψία και που εξαρτάται από το εύρος στον κατακόρυφο άξονα των δύο τμημάτων του eye diagram.
- x.* Το περιθώριο θορύβου (noise margin) που διαθέτουμε και το οποίο είναι ανάλογο με το εύρος του ανοίγματος του eye diagram μια δεδομένη χρονική στιγμή δειγματοληψίας.
- xi.* Την τιμή κατωφλίου για απόφαση (decision threshold) που πρέπει να θέσουμε για σωστή λήψη του αποσταλθέντος πληροφοριακού σήματος. Αυτό θα πρέπει να τεθεί εκεί όπου το οριζόντιο άνοιγμα του eye diagram είναι maximum.
- xii.* Την ευαισθησία του συστήματος μας σε λάθη χρονισμού (timing errors) και η οποία εξαρτάται από το ρυθμό που "κλείνει" το eye diagram καθώς μεταβάλλεται η στιγμή δειγματοληψίας.
- xiii.* Ασυμμετρίες εμφανιζόμενες στη μορφή του eye diagram υποδηλώνουν την παρουσία μη γραμμικών φαινομένων στο κανάλι μετάδοσης.
- xiv.* Είναι γνωστό ότι η πιθανότητα λάθους P σε ένα binary σύστημα είναι $(1/2)\text{erfc } V\sqrt{26}$, όπου V η δειγματοληπτημένη τιμή σήματος και η rms τιμή του θορύβου (υποτίθεται AWGN). Καθόσον $V > E_0$ (όπου E_0 το maximum κατακόρυφο eye opening) μπορούμε να λάβουμε ένα άνω φράγμα για την τιμή του P ως :



Σχήμα 2.14

Με τον τρόπο αυτό είναι προφανές ότι μπορούμε να διαπιστώσουμε αν κάποια απαίτησή μας για το Bit Error Rate (BER) ικανοποιείται ή όχι.

2.6 Eye pattern

Ένα κανάλι επικοινωνίας χαρακτηρίζεται από τα εξής :

- i. Την συνάρτηση μεταφοράς του $H(f)$ στο πεδίο της συχνότητας ή την απόκριση του $h(t)$ σε κρουστική διέγερση στο πεδίο του χρόνου.
- ii. Την φασματική πυκνότητα ισχύος και την στατική κατανομή των πλατών των πηγών παρεμβολής που επιδρούν στο κανάλι.

Υπενθυμίζουμε ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος (ή ενέργειας) εκφράζει την κατανομή ισχύος (ή ενέργειας) στο πεδίο της συχνότητας και προκύπτει από τον μετασχηματισμό Fourier της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης του δεδομένου σήματος.

Αν είναι γνωστή η μορφή των εκπεμπόμενων σημάτων ή ο μετασχηματισμός Fourier αυτών καθώς και τα χαρακτηριστικά του καναλιού, είναι δυνατόν να υπολογιστεί η αλλοίωση της μορφής των εκπεμπόμενων σημάτων (απουσία παρεμβολών) λόγω της γραμμικής παραμόρφωσης του καναλιού και ιδιαίτερα η μεταβολή στη διάρκεια των σημάτων εκπομπής με αποτέλεσμα την ανεπιθύμητη αλληλοπαρεμβολή συμβόλων (intersymbol interference ISI).

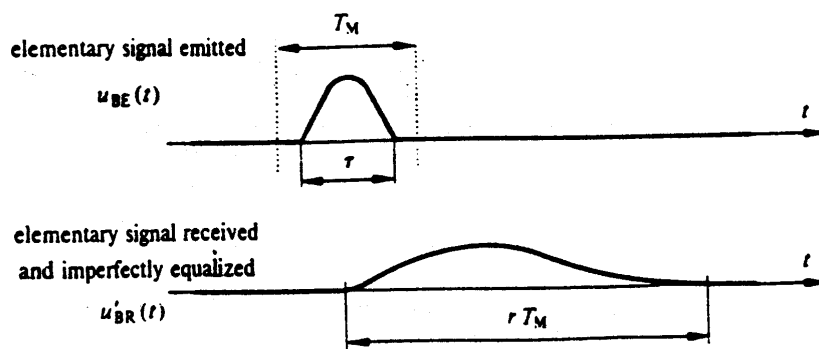
Ο θόρυβος που επιδρά στο εκπεμπόμενο σήμα κατά την διάρκεια της μετάδοσης του κάνει το διαχωρισμό μεταξύ των m πιθανών τιμών που μπορεί να έχει, πιο δύσκολο από τον δέκτη και επομένως πιθανότερη την δημιουργία σφαλμάτων. Η πιθανότητα σφαλμάτων εξαρτάται από τις παρακάτω παραμέτρους :

- i. Την στατιστική κατανομή των πηγών παρεμβολής (και επομένως της ισχύος τους)

- ii. Το πλάτος των ωφέλιμων σημάτων που λαμβάνει ο δέκτης και τη μορφή τους και
- iii. Τον αριθμό m καταστάσεων.

Το αποτέλεσμα όσων αναφέραμε είναι ότι η πληροφορία που λαμβάνεται από τον δέκτη δεν είναι ταυτόσημη με την εκπεμπόμενη. Τα λάθη που δημιουργούνται κατά την μετάδοση και τα οποία εκφράζουν διαφορά μεταξύ των χαρακτήρων που εκπέμπονται και των χαρακτήρων που λαμβάνονται, έχουν μια πιθανότητα εμφάνισης που δεν είναι κατά ανάγκη ίδια με την πιθανότητα λάθους των συμβόλων που θα αναγεννηθούν. Στην πραγματικότητα με κατάλληλη κωδικοποίηση και με την προσθήκη στην χρήσιμη πληροφορία των αντίστοιχων bits κωδικοποίησης, είναι δυνατόν να ανιχνεύσουμε την παρουσία ενός λανθασμένου συμβόλου και να μην αποδεχτούμε την ερμηνεία του, ή ακόμα και να διορθώσουμε συγκεκριμένα λάθη αποκαθιστώντας έτσι έναν ολόκληρο χαρακτήρα δεδομένων παρόλο που αυτός περιείχε λανθασμένα σύμβολα.

Αν θεωρήσουμε ότι εκπέμπουμε ένα σήμα $u_{BE}(t)$ τότε το σήμα που θα λάβει ο δέκτης $u'_{BR}(t)$, λόγω των βαθυπερατών χαρακτηριστικών (μειωμένη απόκριση στις υψηλές συχνότητες) του καναλιού, θα έχει τη μορφή που φαίνεται στο Σχήμα 2.15 (δεύτερη καμπύλη).

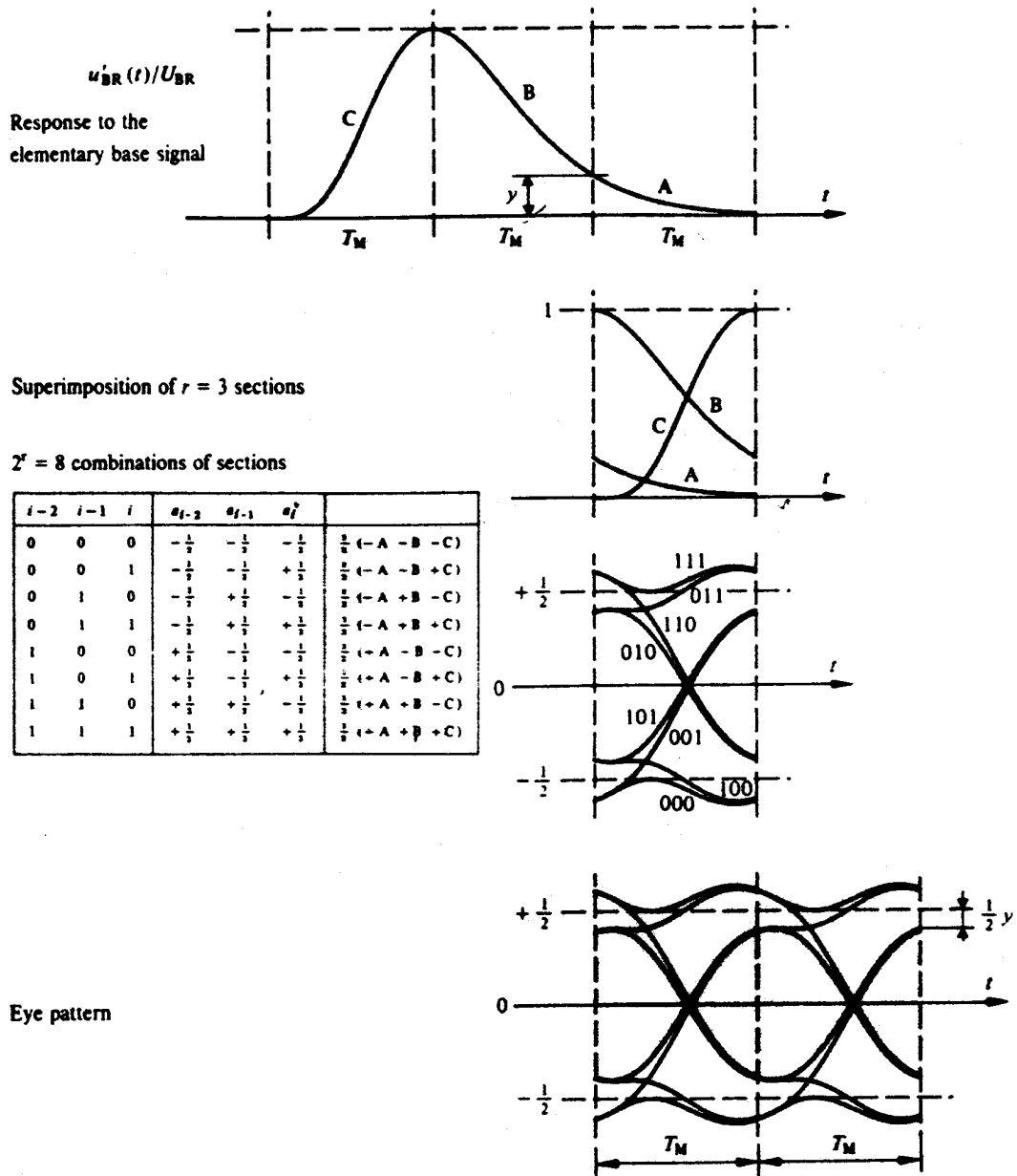


Σχήμα 2.15

Παρατηρούμε ότι εκτός από την μείωση του πλάτους έχουμε ανεπιθύμητη αύξηση της χρονικής διάρκειας του συμβόλου. Έτσι αν T_M είναι η μεγαλύτερη χρονική διάρκεια που μπορεί να έχει το κάθε σύμβολο κατά την εκπομπή του, μετά τη λήψη το ίδιο σύμβολο έχει διάρκεια rT_M , $r > 1$. Έτσι αυτό το σύμβολο δημιουργεί παρεμβολή στα γειτονικά σύμβολα. Κατά τον ίδιο τρόπο τα γειτονικά σύμβολα δημιουργούν παρεμβολή στο συγκεκριμένο σύμβολο. Αν κάνουμε γραφική υπέρθεση (επαλληλία) όλων των τιμών που παίρνει το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη για κάθε διάστημα διάρκειας T_M που καταλαμβάνει το λαμβανόμενο σύμβολο στο δέκτη, προκύπτει ένα ενδιαφέρον διάγραμμα που καλείται eye pattern. Έτσι σ' αυτό το διάγραμμα έχουμε υπέρθεση μέσα σε χρονική διάρκεια T_M όλων των δυνατών τιμών

που μπορεί να έχει το σήμα αλλά και όλων των δυνατών τιμών παρεμβολής μεταξύ ενός και των γειτονικών αυτού συμβόλων. Αν λοιπόν θεωρήσουμε ότι η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου στο δέκτη είναι rT_M , είναι φανερό ότι το πλήθος των διαστημάτων T_M σε όλη την διάρκεια του συμβόλου είναι r . Λαμβάνοντας υπόψη δε, ότι έχουμε m -αδική πληροφορία οι πιθανές τιμές σήματος μπορούν να υπάρξουν κατά το χρονικό διάστημα T_M είναι m^r . Το eye pattern αντιστοιχεί στη γραφική αναπαράσταση ακριβώς αυτών των m^r δυνατών συνδυασμών στο ίδιο χρονικό διάστημα T_M .

Για την καλύτερη κατανόηση όσων αναφέρθηκαν παραπάνω αναφέρουμε ένα παράδειγμα κατασκευής του eye pattern για ένα δυαδικό σήμα πληροφορίας που φαίνεται στο σχήμα 4. Η πρώτη κυματομορφή δείχνει την απόκριση του καναλιού στο εκπεμπόμενο σήμα. Παρατηρούμε ότι η χρονική διάρκεια του λαμβανόμενου σήματος είναι $3T_M$, όπου T_M η περίοδος του ρολογιού που παρήγαγε την πληροφορία στον πομπό. Δηλαδή στην συγκεκριμένη περίπτωση έχουμε $r=3$ ενώ $m=2$ αφού πρόκειται για δυαδική πληροφορία. Επομένως αν οι δυνατοί συνδυασμοί μεταξύ των τριών τμημάτων του σήματος στο διάστημα T_M και επειδή το κάθε σήμα μπορεί να πάρει δύο τιμές, είναι : $m^r=2^3=8$. Στην δεύτερη καμπύλη του Σχήματος 4 φαίνονται τα τρία ($r=3$) τμήματα του ληφθέντος σήματος που θα υπερτεθούν στο διάστημα T_M . Επειδή οι πιθανές τιμές που μπορεί να έχει το κάθε σήμα είναι δύο έχουμε ένα επίπεδο (κατώφλι) απόφασης (γενικά για m -αδική πληροφορία απαιτούνται $m-1$ επίπεδα απόφασης). Το κατώφλι αυτό τοποθετείται στο μέσο κάθε δείγματος. Επειδή δε, η μέγιστη τιμή του ληφθέντος σήματος σύμφωνα με το σχήμα 4 είναι 1 το καθένα από τα δείγματα A,B ή C μπορεί να έχει τιμή από $-1/2$ ως $+1/2$ αφού το επίπεδο απόφασης (που αντιπροσωπεύει το 0) έχει τεθεί στη μέση του δείγματος. Στον πίνακα του Σχήματος 4 φαίνονται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί των δειγμάτων A,B και C αφού πρώτα ανιχνευτεί η στάθμη τους βάση του επιπέδου απόφασης. Όλοι δε αυτοί οι συνδυασμοί έχουν κωδικοποιηθεί (απαριθμηθεί) δυαδικά και η γραφική τους αναπαράσταση φαίνεται στην τρίτη κατά σειρά κυματομορφή. Αν παρατηρήσουμε την γραφική αναπαράσταση της υπέρθεσης των A,B και C, σε χρόνο μεγαλύτερο (πολλαπλάσιο) του T_M παίρνουμε το eye pattern που φαίνεται στην τελευταία κυματομορφή του Σχήματος 2.16.

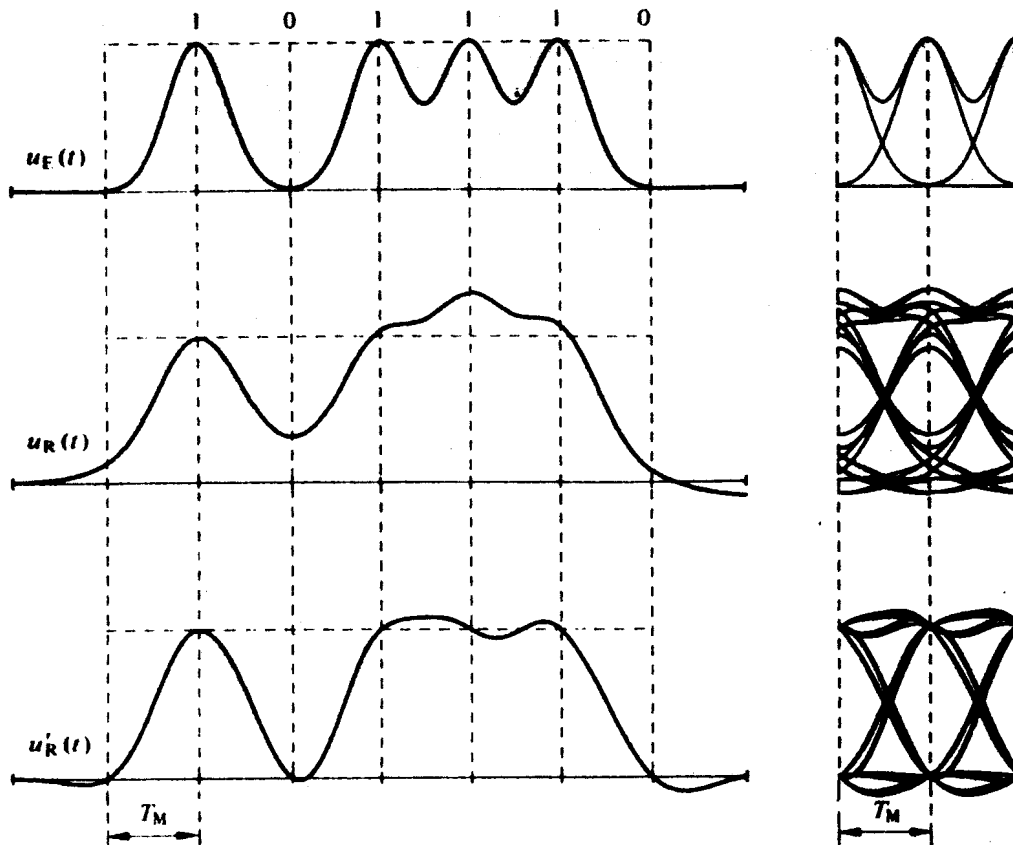


Σχήμα 2.16

Το eye pattern μας δίνει πληροφορίες για την επίδραση του καναλιού και του θορύβου στα δεδομένα που αποστέλλονται. Το προηγούμενο παράδειγμα δεν έλαβε υπόψη την επίδραση θορύβου που στην πραγματικότητα όμως είναι υπαρκτή. Αν θεωρήσουμε ότι θόρυβος που υπάρχει είναι προσθετικός και κατανομής Gauss (που εξομοιώνει καλύτερα την πραγματικότητα) τότε το σήμα που θα λάβουμε θα υπερτίθεται (προστίθεται ή αφαιρείται) και ο θόρυβος αυτός. Το Σχήμα 2.17 δείχνει την επίδραση του θορύβου στο eye pattern. Η πρώτη κυματομορφή δείχνει το εκπεμπόμενο σήμα και δίπλα της είναι το eye pattern που αντιστοιχεί σε αυτήν. Η δεύτερη κυματομορφή δείχνει το λαμβανόμενο σήμα παρουσία θορύβου ενώ η τελευταία αντιστοιχεί σε λήψη με μειωμένο θόρυβο. Παρατηρούμε συγκρίνοντας τα τρία eye pattern μεταξύ τους ότι η παρουσία θορύβου μειώνει το μέγιστο κατακόρυφο

άνοιγμα του eye pattern, όποτε καταλαβαίνουμε ότι η καλύτερη στιγμή δειγματοληψίας είναι η χρονική στιγμή που αντιστοιχεί στο μέγιστο κατακόρυφο άνοιγμα.

Το eye pattern επίσης όπως φάνηκε και από το παράδειγμα που έγινε παρέχει πληροφορίες για την αλληλοπαρεμβολή συμβόλων που σχετίζεται άμεσα με την απόκριση του καναλιού. Τέλος το eye pattern μας πληροφορεί και για το jitter, το οποίο όμως δεν έχουμε ακόμα ορίσει οπότε θα ήταν παράλογο να αναφερθούμε σε όσα το αφορούν.



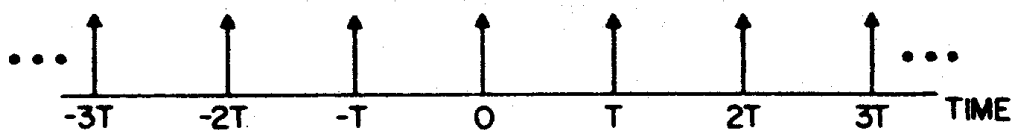
Σχήμα 2.17

2.7 JITTER

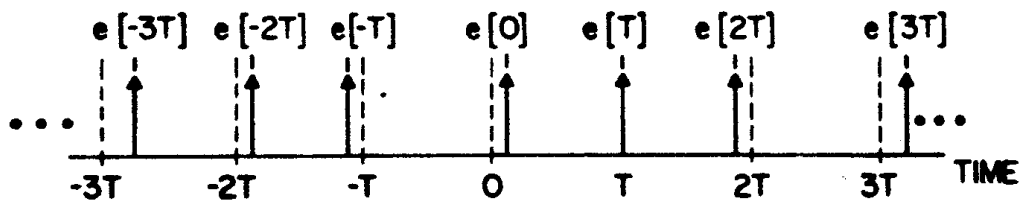
Σ' ένα ιδανικό ψηφιακό σύστημα μετάδοσης, οι παλμοί της ψηφιακής παλμοσειράς θα έπρεπε να φτάνουν σε χρονικές στιγμές που είναι ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T του ρολογιού που παράγει τους παλμούς αυτούς. Στα πραγματικά συστήματα όμως, οι παλμοί πληροφορίας φθάνουν σε χρονικές στιγμές που δεν είναι ακέραια πολλαπλάσια του χρόνου T . Το αποτέλεσμα είναι μια ανεπιθύμητη διαμόρφωση θέσης των παλμών (Pulse Position Modulation) μετάδοσης που καλείται

jitter. Το Σχήμα 2.18(α) δείχνει μια σειρά, κρουστικών διεγέρσεων που, αρχικά, έχουν ίση χρονική απόσταση. Ύστερα όμως είτε από μετάδοση είτε από επεξεργασία η σειρά αυτή κρουστικών διεγέρσεων έχει τροποποιηθεί (Σχήμα 2.18(β)) αναφορικά με το χρόνο που απέχουν οι κρουστικές διεγέρσεις μεταξύ τους. Οι χρονικές αποκλίσεις από τα ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T σχηματίζουν μια ακολουθία διακριτού χρόνου $e[\eta T]$. Η ακολουθία αυτή που το πλάτος της έχει διαστάσεις χρόνου, στα ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T , αποτελεί τον θεμελιώδη ορισμό του **jitter**.

DEFINITION OF JITTER



(a) IMPULSES SPACED EQUALLY IN TIME (JITTER FREE SIGNAL)



(b) IMPULSES SPACED IRREGULARLY IN TIME (JITTERED SIGNAL)

Σχήμα 2.18(a),(b)

Συμβατικά θεωρούμε ότι το πλάτος της ακολουθίας $e[\eta T]$ είναι θετικό όταν ο δεδομένος παλμός φθάνει νωρίτερα από τον χρόνο ηT . Συχνά μετατρέπουμε την τιμή της $e[\eta T]$ σε μονάδες μοιρών ορίζοντας τον χρόνο T ίσο με 360° . Αυτός είναι και ο λόγος που το όργανο **Jitter meter** του εργαστηρίου έχει μονάδες μοιρών. Η $e[\eta T]$ είναι μια τυχαία συνάρτηση του χρόνου, για την ανάλυση της οποίας χρησιμοποιούμε στοχαστική ανάλυση, υπολογίζοντας την μέση τιμή της, την μέση τετραγωνική τιμή της, καθώς και το φάσμα ισχύος της. Οι κύριες πηγές **jitter** στα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης είναι οι αναγεννητές και οι πολυπλέκτες. Για την όσο το δυνατόν πιστότερη αναπαραγωγή των πληροφοριών οι αναγεννητές χρειάζονται μια πληροφορία χρονισμού την οποία και εξάγουν τις περισσότερες φορές από τα δεδομένα που λαμβάνουν. Εξαιτίας όμως της ατελούς διαδικασίας εξαγωγής της πληροφορίας συγχρονισμού από τα δεδομένα, οι αναγεννημένοι παλμοί δεν είναι ταυτόσημοι των αρχικών που έλαβε ο αναγεννητής αλλά περιέχουν την ανεπιθύμητη διαμόρφωση θέσης παλμού, που ονομάζουμε **Jitter**. Το Jitter είναι επομένως εγγενές (ενυπάρχον) στην έξοδο του αναγεννητή αν λάβουμε υπ' όψιν και το γεγονός ότι τα

δεδομένα στην είσοδο του αναγεννητή είναι ήδη αλλοιωμένα από τον θόρυβο και την ατελή απόκριση του καναλιού με συνέπεια το φαινόμενο της αλληλοπαρεμβολής των συμβόλων. Έτσι η ατελής διαδικασία εξαγωγής της πληροφορίας συγχρονισμού που προαναφέραμε, θα πρέπει να γίνει από δεδομένα στα οποία υπάρχει θόρυβος και αλληλοπαρεμβολή συμβόλων. Επειδή δε, οι αναγεννητές σ' ένα ψηφιακό σύστημα μετάδοσης συνδέονται σε σειρά τα αποτελέσματα του Jitter συσσωρεύονται δημιουργώντας έτσι το **Accumulated jitter**. Επίσης υπάρχει και το **Alignment jitter** που ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ του jitter των δεδομένων της εισόδου ενός αναγεννητή και του jitter του ρολογιού που αναγεννάται στον δεδομένο αναγεννητή. Το **Alignment jitter** είναι κυρίως υπεύθυνο για τα λάθη που συμβαίνουν κατά την διαδικασία σύγκρισης των δεδομένων με τα επίπεδα απόφασης.

Εκτός όμως από τους αναγεννητές, μια άλλη πηγή jitter είναι, όπως προαναφέραμε και οι πολυπλέκτες. Στα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης η πολυπλεξία γίνεται συνήθως με διαίρεση χρόνου και συνίσταται στον συνδυασμό πολλών δεδομένων (παλμοσειρών) χαμηλού ρυθμού μετάδοσης σε μια παλμοσειρά υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης, που αποτελεί το πολυπλεγμένο σήμα. Για την επίτευξη της πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου οι παλμοσειρές χαμηλού ρυθμού μετάδοσης πρέπει να συγχρονιστούν με ένα κοινό ρολόι (για να γίνει σωστή διευθέτηση των καναλιών σε κάθε frame). Οι τρεις κυριότεροι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι οι εξής: α) Slip Buffering, β) Bit Justification, και γ) Pointer Processing.

Είναι αυτονόητο ότι για την εξέταση της παραγωγής jitter σε κάθε μια από τις παραπάνω μεθόδους είναι απαραίτητη η πλήρης γνώση της κάθε μεθόδου.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ

Χρησιμοποιούμενα όργανα :

1. Εκπαιδευτικό σύστημα της DEGEM.
2. Παλμογράφος
3. Γεννήτρια σημάτων
4. Μετρητής συχνότητων
5. Πολύμετρο

2.8 Περιγραφή των Modules της μονάδας PU-253

Τα modules που περιέχονται στην μονάδα PU-253 και χρειάζονται περαιτέρω επεξήγηση παρατίθενται παρακάτω:

I. *Noise Generator*

Ο παραγόμενος θόρυβος είναι μορφής τύπου Gauss πάνω σε μια μεγάλη περιοχή συχνοτήτων και το εύρος του μπορεί και μεταβάλλεται με τη βοήθεια ενός ποτενσιομέτρου. Οι παρεχόμενες έξοδοι είναι η OUT 1 (στάθμη θορύβου μέχρι 8V_r-p) και η εξασθένηση κατά 20dB ως προς την OUT 1 έξοδος OUT 2.

II. *Noise Modulator*

Μέσω των δύο εξόδων του (αυτή της υψηλής στάθμης και της εξασθενημένης) παίρνουμε λευκό θόρυβο σε μια περιοχή $\pm 30\text{KHz}$ γύρω από τον φορέα των 512 KHz. Το λαμβανόμενο στις εξόδους σήμα πρόκειται για ένα double-sideband, suppressed carrier σήμα, διαμορφωμένο από το σήμα θορύβου του Noise Generator.

III. *Summing Network*

Με την βοήθεια του κυκλώματος αυτό υπερτίθεται διαμορφωμένα RF σήματα με το σήμα που προέρχεται από τον Noise Modulator. Παρέχεται η δυνατότητα να μεταβάλλουμε τη στάθμη κάθε μίας εισόδου του κυκλώματος αυτού με ανεξάρτητο τρόπο.

IV. *Error Rate Meter*

Ο error rate meter παράγει μια ψηφιακή ακολουθία όμοια με αυτή που επιλέχθηκε για το πληροφοριακό σήμα. Ο μέσος αριθμός των εμφανιζόμενων λαθών σε ένα σύνολο 10^4 ή 10^6 bits (ανάλογα με την θέση του διακόπτη $10^{-4}/10^{-6}$) εμφανίζεται ως ένα τετραψήφιο αριθμός.

Όταν το TGO (Time Gate On) είναι αναμμένο, αυτό σημαίνει ότι διεξάγεται η διαδικασία της μέτρησης. Όταν το LOS (Loss of Synch) είναι αναμμένο, αυτό αποτελεί ένδειξη ότι η γεννήτρια της εσωτερικά παραγόμενης ακολουθίας που

αναφέραμε παραπάνω έχει χάσει το συγχρονισμό με την ψηφιακή ακολουθία στην είσοδο του error rate meter. Σε μια τέτοια περίπτωση η διαδικασία μέτρησης των λαθών επαναρχίζει για αν αποφύγουμε τη λήψη λανθασμένης ένδειξης.

Μέσω του self-check toggle διακόπτη γίνεται έλεγχος των κυκλωμάτων του module αυτού. Μετά τον έλεγχο η ένδειξη που παίρνουμε είναι 10^{-4} στην κλίμακα του 10^{-4} και αντίστοιχα 1000 στην κλίμακα 10^{-6} .

V. *Jitter Meter*

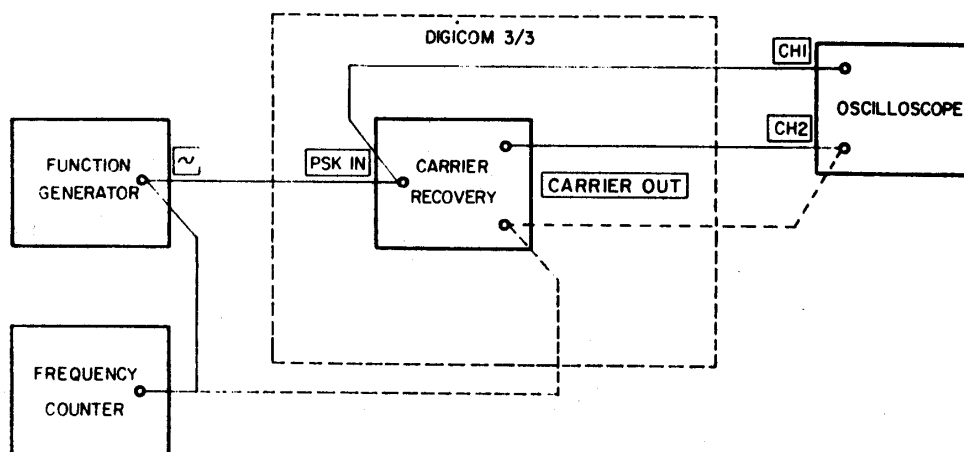
Η ένδειξη που παίρνουμε από τον jitter meter είναι τιμή της διαφοράς φάσης μεταξύ των σημάτων τετραγωνικού παλμού που εφαρμόζονται στις εισόδους in 1 και in 2. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι το χρονικό διάστημα που χρησιμοποιείται για τη λήψη της μέσης αυτής τιμής είναι αρκετά μεγάλο, ενώ η μέγιστη τιμή αυτής μπορεί να φτάσει 3 ή και 4 φορές παραπάνω από την ενδεικνυόμενη μέση τιμή.

2.9 Μελέτη λειτουργίας του Carrier Recovery PLL κυκλώματος

Το κύκλωμα αυτό μας βοηθά στην ανάκτηση του carrier που θα χρησιμοποιηθεί για την σύμφωνη αποδιαμόρφωση των ψηφιακών κατά φάση διαμορφωμένων σημάτων.

Σημείωση: Η βαθμίδα του “Carrier Recovery” κυκλώματος, είναι πολύ ευαίσθητη και αρκετά συχνά είναι εκτός λειτουργίας. Σε αυτήν την περίπτωση, όπου ζητείτε η λειτουργία αυτής της βαθμίδας, την παραβλέπουμε και χρησιμοποιούμε το Carrier της βαθμίδας του “Modulator”.

- (a) Προχωρήστε στη συνδεσμολογία του παρακάτω κυκλώματος του Σχήματος 2.19. Ρυθμίστε την εξωτερική Function Generator ώστε να πάρετε ένα ημιτονοειδές σήμα 0.3Vp-p και με συχνότητα 512KHz. (Αξίζει να σημειωθεί ότι η συχνότητα αυτή των 512KHz είναι η συχνότητα του φορέα στη μελέτη των διαμορφώσεων που θα επακολουθήσουν).



Σχήμα 2.19

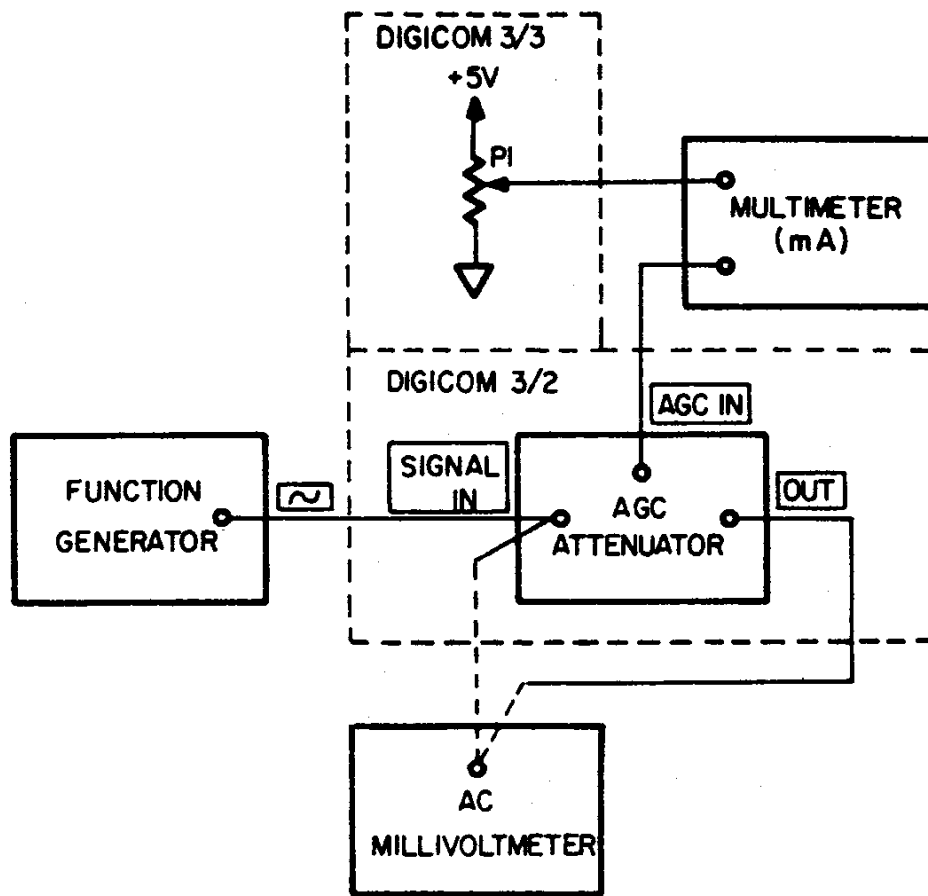
- (b) Επαληθεύστε ότι η έξοδος του carrier recovery κυκλώματος "κλειδώνει" στο εμφανιζόμενο στην είσοδο αυτού σήμα. Παρατηρείστε την εμφανιζόμενη διαφορά φάση μεταξύ του σήματος εισόδου και κάθε μιας εξόδου του carrier recovery κυκλώματος καθώς περιστρέφουμε τον phase shifter.
- (c) Μετρήστε το capture range του carrier recovery κυκλώματος. (Ως capture range ορίζεται η περιοχή συχνοτήτων του σήματος εισόδου στην οποία το κύκλωμα μπορεί να "κλειδώσει").

2.10 Μελέτη λειτουργίας του AGC Attenuator

Η συνολική λαμβανόμενη ισχύς της RF κυματομορφής μπορεί να μεταβάλλεται σημαντικά σαν αποτέλεσμα μεταβολών στις λαμβανόμενες στάθμες των noise και carrier power. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μεταβάλλονται οι μέγιστες τιμές τάσης πάνω στις οποίες γίνεται επεξεργασία από τα κυκλώματα του δέκτη.

Για παράδειγμα, μια αύξηση της ισχύος κατά 40dB σημαίνει ότι μπορεί να εμφανιστούν μέγιστες τιμές τάσης μέχρι κατά 100 φορές μεγαλύτερες. Για να ελαττώσουμε, επομένως, αυτές τις μεταβολές της λαμβανόμενης ισχύος εισάγουμε το Automatic Gain Control (AGC) με το να περιορίσουμε το εύρος των εμφανιζόμενων στο δέκτη τιμών της ισχύος. Αυτό επιτυγχάνεται με το να ελαττώσουμε το κέρδος του δέκτη όταν η λαμβανόμενη ισχύς πέφτει.

- (a) Εφαρμόστε τάση +5V στο ποτενσιόμετρο P1 της μονάδας *DIGICOM-3/3*, ενώ γειώστε το άλλο άκρο αυτού. Περιστρέψτε τη μεσαία λήψη αυτού έτσι ώστε η τάση εξόδου στο Vref να είναι μηδέν.
- (b) Προχωρήστε στην συνδεσμολογία του παρακάτω κυκλώματος του Σχήματος 2.20. Ρυθμίστε την Function Generator έτσι ώστε να πάρετε ημιτονοειδές σήμα συχνότητας 512KHz με το 0.6Vp-p.



Σχήμα 2.20

- (c) Καταγράψτε την εξασθένηση στην έξοδο του AGC ATTENUATOR μεταβάλλοντας το DC ρεύμα στον AGC IN(put) ακροδέκτη από 1mA έως 10mA και με βήμα 1mA.
(Προσέξτε ώστε η τιμή του DC ρεύματος να μην υπερβεί τα 10mA).

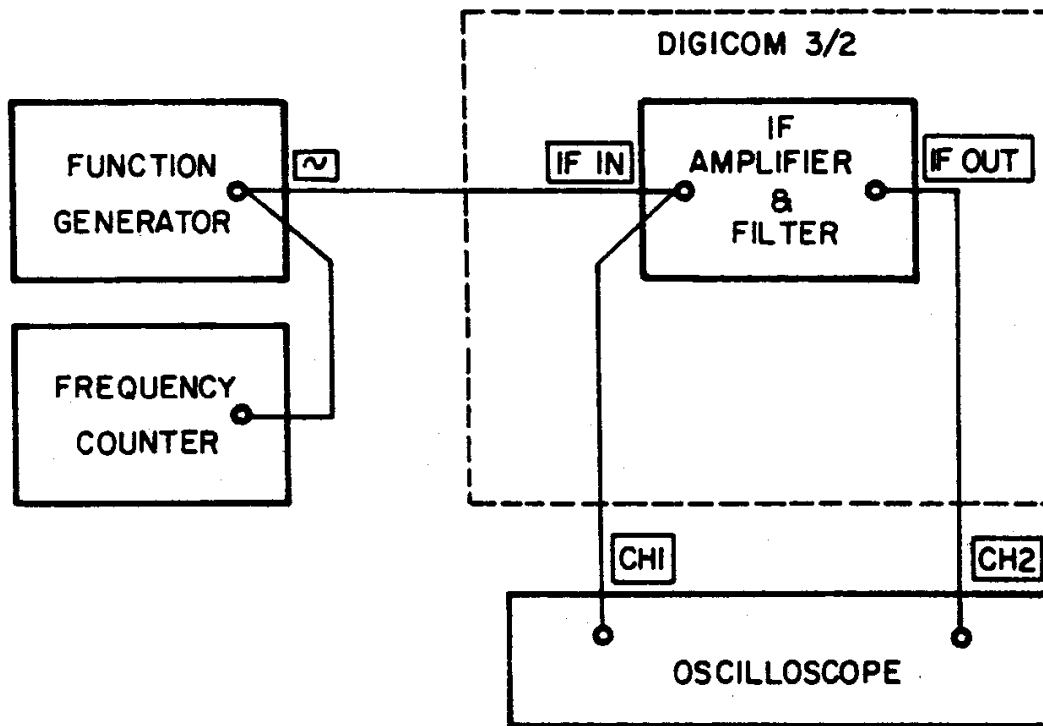
Καταγράψτε τις μετρήσεις σας στον παρακάτω πίνακα.

AGC IN (mA)	OUT (Vrms)	ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ [0.2121Vrms-OUT] (Vrms)
1		
2		
3		
4		
5		
6		
7		
8		
9		
10		

2.11 Μελέτη του IF Filter

Πριν προχωρήσουμε στην πειραματική διαδικασία εύρεσης του bandwidth του φίλτρου αξίζει να αναφέρουμε μια από τις απαιτήσεις που πρέπει να πληρεί ένα IF φίλτρο είναι ότι θα πρέπει να εξαλείφει τον υπεισερχόμενο θόρυβο που συνοδεύει το λαμβανόμενο σήμα. Θα πρέπει, λοιπόν, το bandwidth αυτού να είναι μικρό. Ερχόμαστε όμως, τώρα, σε αντίθεση με μια άλλη απαίτησή μας που είναι η μικρή παραμόρφωση που το φίλτρο θα πρέπει να εισάγει στο λαμβανόμενο διαμορφωμένο σήμα. Ένα IF φίλτρο με μικρό bandwidth, συνεπώς εισάγει intersymbol interference (ISI) σε σημαντικό βαθμό.

- (a) Θέστε τον διακόπτη IF BANDWIDTH στη θέση WIDE. Ρυθμίστε την εξωτερική Function Generator για να πάρετε ένα 100mV, 512KHz ημιτονοειδές σήμα στην είσοδο IF IN(put) (Σχήμα 2.21).
- (b) Βρείτε το Bandwidth του IF AMPLIFIER & FILTER.
- (c) Θέστε τον διακόπτη IF BANDWIDTH στη θέση NARROW και επαναλάβετε το βήμα (b).



Σχήμα 2.21

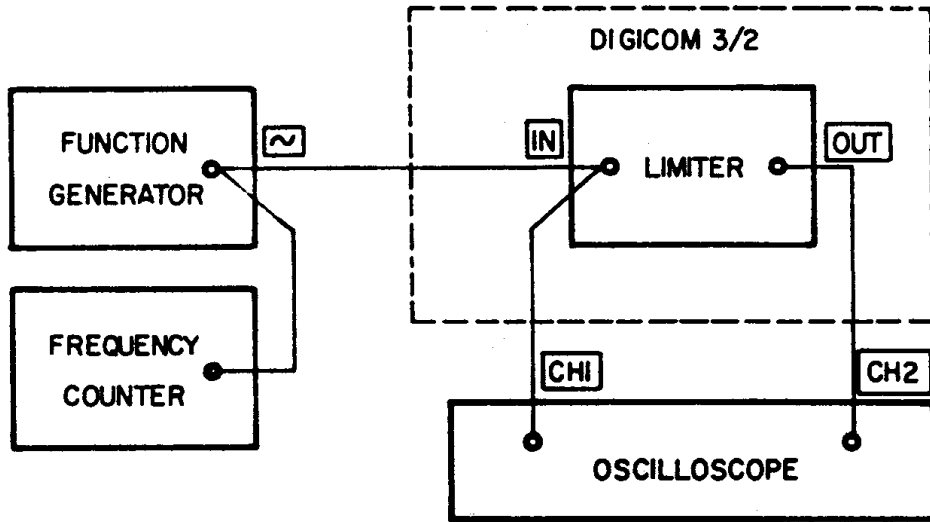
2.12 Μελέτη λειτουργίας του Limiter

Η διαδικασία του limiting αποτελεί μια δεύτερη μέθοδο για amplitude control του λαμβανόμενου σήματος. Πρόκειται για μια μη γραμμική λειτουργία με το να εισάγεται σε ένα δέκτη μετά την IF βαθμίδα το κύκλωμα ενός Limiter για να εμποδίσει την εμφάνιση υψηλών τιμών τάσεων που μπορούν να προκληθούν από noise spikes, επηρεάζοντας έτσι την περαιτέρω επεξεργασία που υφίσταται το σήμα στο δέκτη.

Ο Limiter είναι ουσιαστικά ένα κύκλωμα που επιτελεί clipping (ψαλίδισμα) καθώς, η έξοδος του τείνει να παραμένει σταθερή όταν το πλάτος του σήματος εισόδου μεταβάλλεται εντός κάποιων ορίων.

Αξίζει, επίσης, να σημειωθεί ότι το φαινόμενο του limiting μπορεί να εμφανιστεί χωρίς την εισαγωγή κάποιου Limiter, σαν αποτέλεσμα κατάστασης κορεσμού στους ενισχυτές ενός δέκτη.

- (a) Προχωρήστε στην συνδεσμολογία του παρακάτω κυκλώματος του Σχήματος 2.22. Ρυθμίστε την εξωτερική Function Generator ώστε να πάρουμε ημιτονοειδές σήμα 512KHz.



Σχήμα 2.22

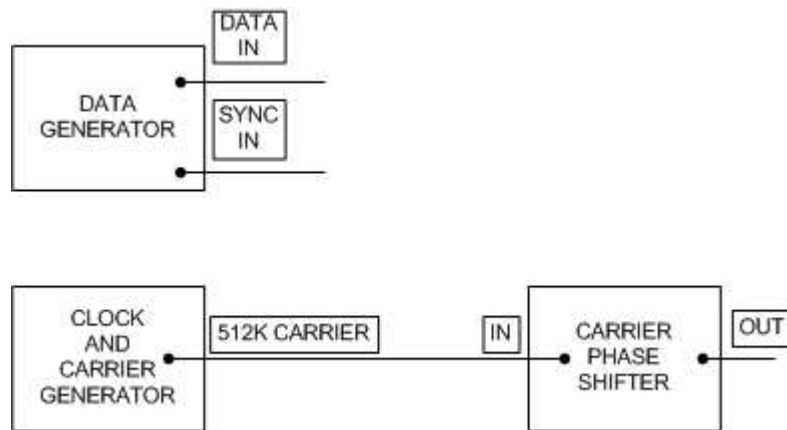
- (b) Μεταβάλετε την τάση εισόδου του Limiter μέχρι 3V_{p-p} και καταγράψτε την τιμή της τάσης εξόδου του Limiter. Καταγράψτε τις μετρήσεις σας στον παρακάτω πίνακα.

IN (V _{p-p})	OUT (V _{p-p})
0.2	
0.4	
0.6	
0.8	
1.0	
1.2	
1.4	
1.6	
1.8	
2.0	
2.2	
2.4	
2.6	
2.8	
3.0	

2.13 Διαμορφωτής BPSK

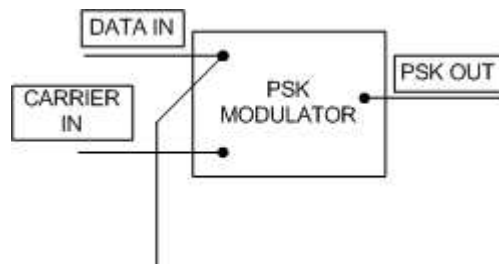
- Προχωρήστε στην συνδεσμολογία των παρακάτω σχημάτων.
Επιλέξτε στη γεννήτρια δεδομένων (*data generator*) ρυθμό δεδομένων (data rate) 16Kb/sec και το μήκος ακολουθίας sequence length ίσο με 2^4-1 , για το πληροφοριακό προς διαμόρφωση σήμα.
- Συνδέστε στην έξοδο δεδομένων (DATA OUT) της γεννήτριας δεδομένων στην είσοδο του διαμορφωτή (*modulator*) που βρίσκεται στη μονάδα **DIGICOM-3/1**.
- Από το (SYNC OUT) της γεννήτριας δεδομένων στο (EXT TRIG) του παλμογράφου
- Από το (DATA IN) του *modulator* στο (CH1) του παλμογράφου.

Γεννήτρια δεδομένων και γεννήτρια σήματος ρολογιού :



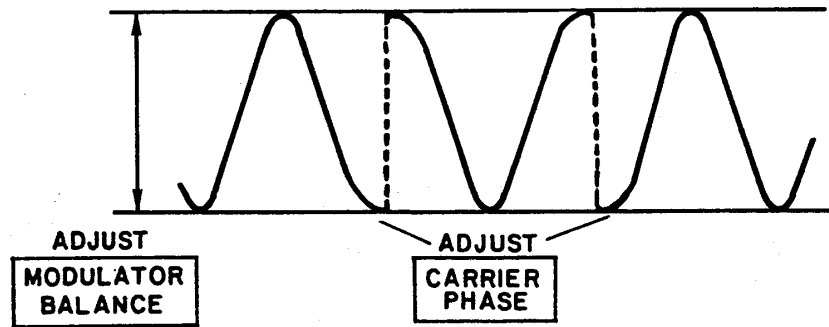
Σχήμα 1.1

Διαμορφωτής PSK :



Σχήμα 1.2

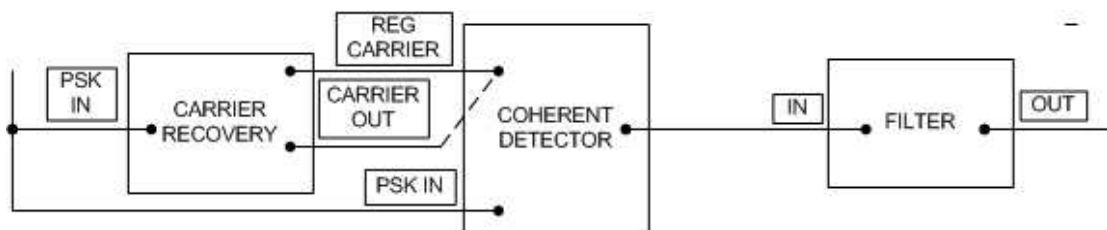
- (e) Ρυθμίστε το MODULATION BALANCE ποτενσιόμετρο μέχρι την απουσία της εμφανιζόμενης διαμόρφωσης πλάτους στο PSK OUT(put) σήμα. Έπειτα ρυθμίστε το CARRIER PHASE ποτενσιόμετρο έως ότου οι εναλλαγές φάσης που προκαλούνται από τη μορφή του προς διαμόρφωση σήματος να είναι στα $\pm 90^\circ$ σημεία φάσης του φορέα. Για μια πιο πλήρη επεξήγηση των παραπάνω, δείτε το παρακάτω Σχήμα 2.23.



Σχήμα 2.23

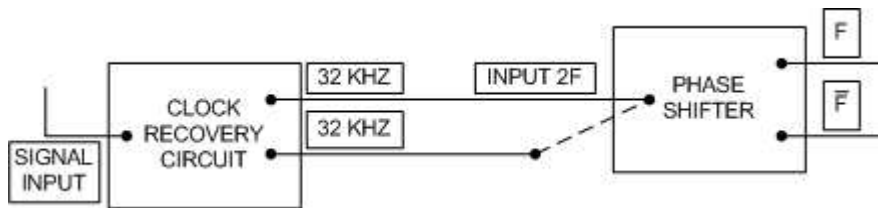
- (f) Λειτουργήστε τώρα τον παλμογράφο σε external trigger mode, χρησιμοποιώντας σαν σήμα συγχρονισμού αυτό που παρέχεται στον ακροδέκτη SYNC OUT του data generator τμήματος της μονάδας PU-253. Καταγράψτε τα εμφανιζόμενα στον παλμογράφο σήματα DATA IN και PSK OUT.

Αποδιαμορφωτής BPSK :



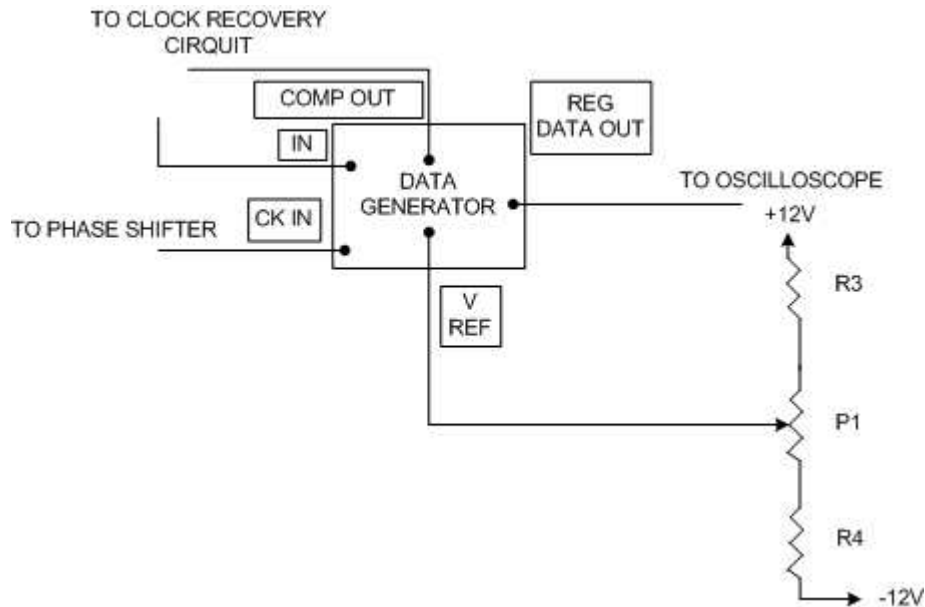
Σχήμα 1.3

Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού :



Σχήμα1.4

Αναγεννητής :



Σχήμα1.5

2.14 Αποδιαμορφωτής σημάτων BPSK

- Χωρίς να αποσυνδεθεί το παραπάνω κύκλωμα διαμόρφωσης θα προχωρήσουμε στην αποδιαμόρφωση BPSK.
- Από την έξοδο του διαμορφωτή (PSK OUT) συνδεουμε στο (PSK IN) του carrier recovery στον αποδιαμορφωτή BPSK.
- Από την έξοδο (CARRIER OUT) συνδέουμε στο (REG CARRIER) του *coherent detector*. Επίσης από την έξοδο του διαμορφωτή συνδέουμε στο (PSK IN) του *coherent detector*.
- Από την έξοδο του *coherent detector* (OUT) στην είσοδο (IN) του φίλτρου. Από την έξοδο του φίλτρου (OUT) στην είσοδο (SIGNAL INPUT) του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.
- Από την έξοδο του ανορθωτή φάσης (*phase shifter*) (F) συνδέουμε στην (CK IN) του αναγεννητή και από την έξοδο του φίλτρου στο (IN) του αναγεννητή.

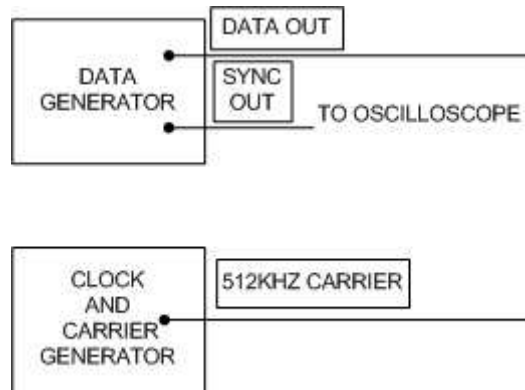
Συνδέστε το ένα κανάλι του παλμογράφου στον ακροδέκτη PSK IN(put) του carrier recovery κυκλώματος, το δε δεύτερο σε μια από τις εξόδους του. Συγκρίνετε το σήμα εξόδου του carrier recovery κυκλώματος με το σήμα εισόδου του και ρυθμίστε τον PHASE SHIFTER έτσι ώστε να έχουμε συμφωνία φάσης μεταξύ των παραπάνω δύο σημάτων (Επίτευξη Carrier Synchronisation).

Σημείωση: Η βαθμίδα του “Carrier Recovery” κυκλώματος, είναι πολύ ευαίσθητη και αρκετά συχνά είναι εκτός λειτουργίας. Σε αυτήν την περίπτωση, όπου ζητείτε η λειτουργία αυτής της βαθμίδας, την παραβλέπουμε και χρησιμοποιούμε το Carrier της βαθμίδας του “Modulator”.

- (f) Συνδέστε τώρα ένα από τα κανάλια του παλμογράφου στον ακροδέκτη OUT(put) του LOWPASS φίλτρου της μονάδας **DIGICOM-3/3** και παρατηρείστε το αποδιαμορφωμένο σήμα. Επαναρρυθμίστε ελαφρά τον PHASE SHIFTER του carrier recovery κυκλώματος για να πετύχετε το μέγιστο πλάτος εξόδου. (Σε περίπτωση που το αποδιαμορφωμένο σήμα εμφανίζεται αναστραμμένο σε σχέση με το μεταδοθέν πληροφοριακό σήμα, λόγω της 180^o phase ambiguity, χρησιμοποιήστε την άλλη έξοδο του carrier recovery κυκλώματος και προβείτε σε ρυθμίσεις ανάλογες με τις προηγούμενες).
- (g) Παρατηρείστε το eye diagram του αποδιαμορφωμένου σήματος στην οθόνη του παλμογράφου, χρησιμοποιώντας σαν σήμα για external triggering τον φορέα των 512KHz. Ρυθμίστε, έπειτα, το ποτενσιόμετρο P1 έτσι ώστε η τάση αναφοράς V_{ref} (Decision Threshold) του data regenerator τεθεί στην βέλτιστη στάθμη (maximum οριζόντιο άνοιγμα του eye diagram).
- (h) Ελέγξτε τώρα ότι το clock recovery κύκλωμα είναι σε κατάσταση “κλειδώματος”.
- (i) Ρυθμίστε τον phase shifter περιστρεφόμενο διακόπτη του clock recovery κυκλώματος έως ότου η θετική μετάβαση μιας από τις εξόδους του Phase Shifter (της F ή αυτής της \bar{F}) να παρουσιάζεται στο σημείο όπου το κατακόρυφο άνοιγμα του eye diagram είναι maximal (Clock Synchronisation). (Αν είναι αναγκαίο, αντικαταστήστε το σήμα εξόδου των 32KHz του clock recovery κυκλώματος με αυτό των 32KHz).
- (j) Στο σημείο αυτό έχουν γίνει όλες οι απαραίτητες ρυθμίσεις. Συγκρίνετε την αναγεννημένη ακολουθία δεδομένων με την αρχική προσέχοντας το χρονισμό μεταξύ των ακολουθιών. Στην συνέχεια καταγράψτε αυτές.

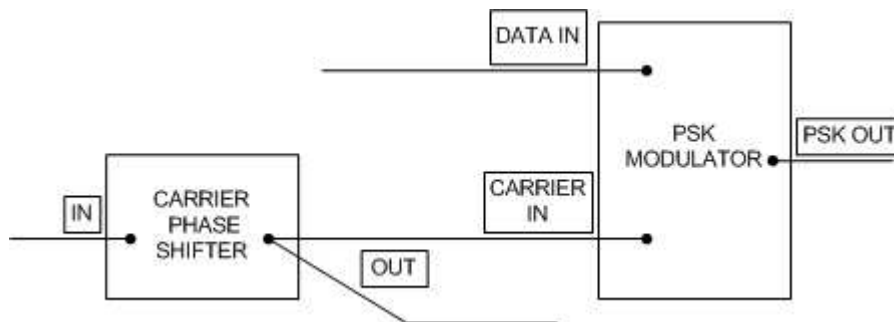
2.15 Μελέτη επίδρασης AWGN θορύβου στην αποδιαμόρφωση σημάτων BPSK

Γεννήτρια δεδομένων :



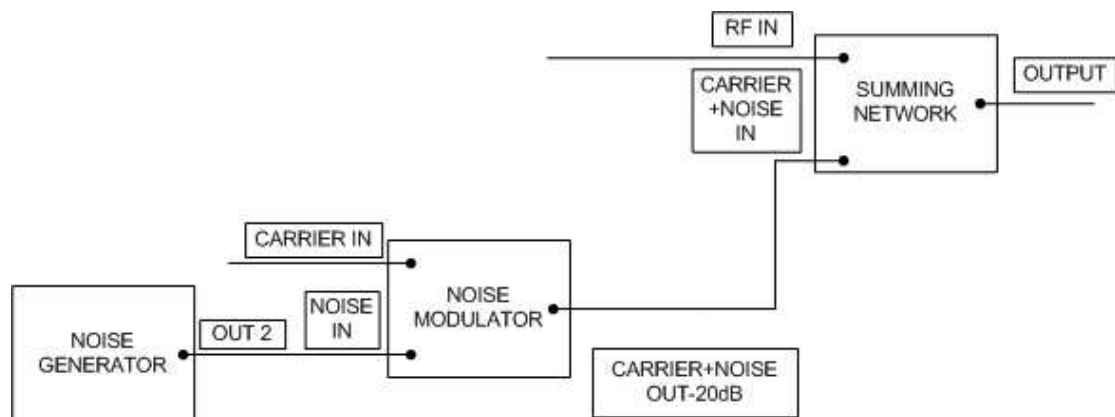
Σχήμα 1.6

Διαμορφωτής PSK :



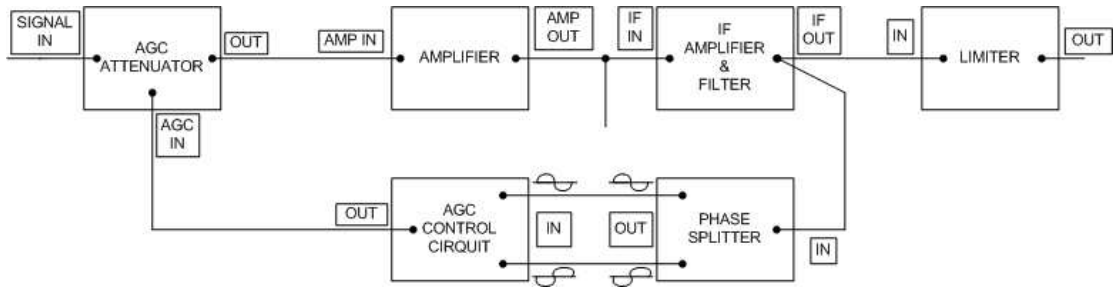
Σχήμα 1.7

Γεννήτρια θορύβου :



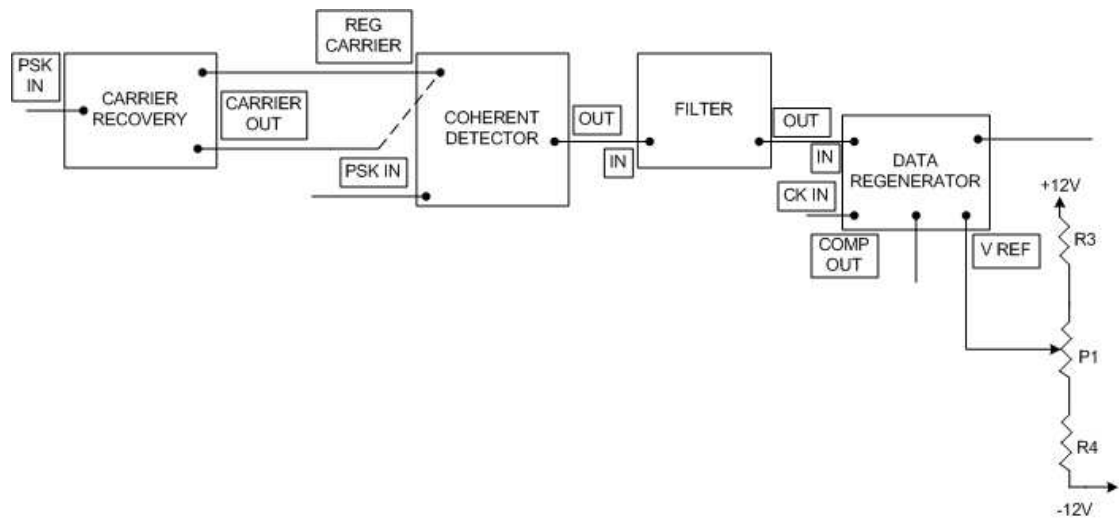
Σχήμα 1.8

AGC κυκλώματα :



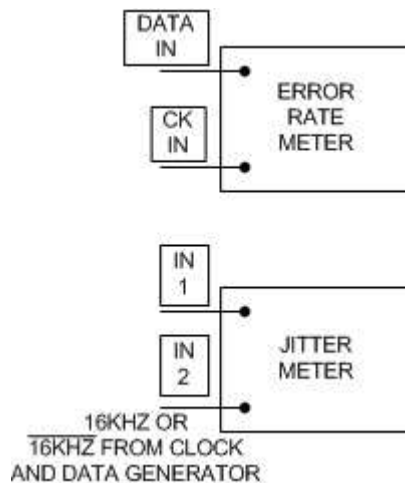
Σχήμα 1.9

Φωρατής :



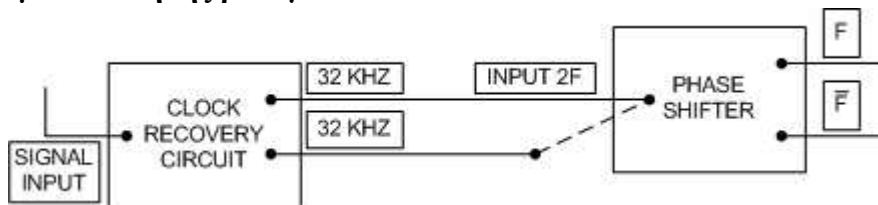
Σχήμα 1.10

Μετρητής λαθών ,μετρητής jitter :



Σχήμα 1.11

Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού :



Σχήμα 1.12

- Από το DATA OUT της γεννήτριας δεδομένων ,συνδέουμε στο (DATA IN) του διαμορφωτή (*psk modulator*) και από την γεννήτρια ρολογιού (*clock and carrier generator*) παίρνουμε την έξοδο (512 KHZ CARRIER) στην είσοδο (IN) του *carrier phase shifter*.
- Από την έξοδο (OUT) του *carrier phase shifter* συνδέουμε στην είσοδο (*carrier in*) του διαμορφωτή και στο (CARRIER IN) του *noise modulator*.
- Από την έξοδο του διαμορφωτή (PSK OUT) συνδέουμε στο (RF IN) του αθροιστικού κυκλώματος (*summing network*).
- Συνδέουμε το κύκλωμα της γεννήτριας θορύβου και του διαμορφωτή θορύβου στην είσοδο (CARRIER + NOISE IN) του *summing network*.
- Από την έξοδο του *summing network* (output) συνδέουμε στην είσοδο του *AGC attenuator* (SIGNAL IN).
- Απο την έξοδο του *limiter* (OUT) πηγαίνουμε στο (PSK IN) του φωρατή.

- (g) Συνδέουμε από την έξοδο (COMP OUT) του αναγεννητή στο (SIGNAL INPUT) του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.
- (h) Από το (CK IN) του αναγεννητή συνδέουμε στην έξοδο (\bar{F}) του *phase shifter*.
- (i) Από το (DATA REG OUT) του αναγεννητή στο (DATA IN) του μετρητή λαθών (*error meter*).
- (j) Συνδέουμε το CK IN του *error meter* και το (\bar{F}) του *phase shifter* στο IN1 του *jitter meter*.

Επιλέξτε πληροφοριακό σήμα με sequence length 2^8-1 . Θέστε τον διακόπτη IF BANDWIDTH του IF AMPLIFIER & FILTER στην θέση NARROW, του NOISE GENERATOR στη θέση OFF και περιστρέψτε το CARRIER +NOISE AMP (litude) πλήρως ανάστροφα ως προς τη φορά στροφής του ρολογιού. Με την βοήθεια του SIGNAL AMP(litude) πάρτε ένα RF σήμα με 100mV_{rms} και **προχωρήστε σε αποδιαμόρφωση.**

Σημείωση: Η βαθμίδα του “Carrier Recovery” κυκλώματος, είναι πολύ ευαίσθητη και αρκετά συχνά είναι εκτός λειτουργίας. Σε αυτήν την περίπτωση, όπου ζητείτε η λειτουργία αυτής της βαθμίδας, την παραβλέπουμε και χρησιμοποιούμε το Carrier της βαθμίδας του “Modulator”.

- (a) Θέστε τον διακόπτη του NOISE GENERATOR σε θέση ON. Ρυθμίστε το NOISE AMPLITUDE έτσι ώστε το σήμα θορύβου που εμφανίζεται στην έξοδο CARRIER+NOISE OUT(put) του noise modulator να φτάσει περίπου στα 100mV.
- (b) Μεταβάλλοντας τώρα το CARRIER+NOISE AMP(litude) του κυκλώματος άθροισης για να πάρετε διάφορα carrier-to-noise ratios, ξεκινώντας από μικρές τιμές θορύβου και φτάνοντας στη μέγιστη τιμή αυτού μπορείτε να παρατηρήσετε την επίδραση του θορύβου κατά μήκος της όλης μετάδοσης. Ομοίως να παρατηρήσετε το eye diagram των δεδομένων που έχουν υποστεί αποδιαμόρφωση.
Γράψτε τις παρατηρήσεις σας.
- (c) Θέστε τώρα τον διακόπτη IF BANDWIDTH του IF AMPLIFIER & FILTER στη θέση WIDE. Επαναλάβετε το βήμα γ και γράψτε τις παρατηρήσεις σας.

2.16 Μέτρηση JITTER και BER στη σύμφωνη BPSK αποδιαμόρφωση

- (a) Στο κύκλωμα της προηγούμενης παραγράφου θέστε το διακόπτη IF BANDWIDTH στη θέση NARROW. Ρυθμίστε το CARRIER+NOISE AMP(litude) ώσπου το πλάτος θορύβου στην έξοδο του summing network

να είναι 15mV_{rms} (η RF In(put) στο σημείο αυτό είναι βραχυκυκλωμένη στη γη).

- (b) Καταγράψτε το error rate και τον εμφανιζόμενο jitter (στην μέση τιμή που ενδείκνυται στον jitter meter και την peak-to-peak τιμή όπως αυτή εμφανίζεται στον παλμογράφο) σαν συνάρτηση της στάθμης του RF σήματος στην περιοχή από 1V έως 30mV. (Σε κάθε περίπτωση η τελική μέτρηση που θα πάρετε για το error rate να είναι ο μέσο όρος τριών μετρήσεων).
- (c) Έχοντας πάρει τις μετρήσεις σχεδιάστε την καμπύλη error rate σαν συνάρτηση του signal-to-noise ratio. Ο υπολογισμός του signal-to-noise ratio θα γίνει βάση του τύπου:

$$(S/N)=20\log(V_s/V_n)$$

όπου:

S/N= signal-to-noise ratio σε dB

V_s = τιμή τάσης του RF σήματος

V_n = τιμή τάσης του σήματος θορύβου.

Για την περίπτωση που το IF filter είναι στη θέση NARROW χρησιμοποιήστε το διορθωτικό παράγοντα

$$C=10\log(B_w/B_n)$$

όπου:

C= ο διορθωτικός παράγοντας σε dB που θα πρέπει να αφαιρεθεί από την τιμή του S/N που έχει ληφθεί προηγουμένως.

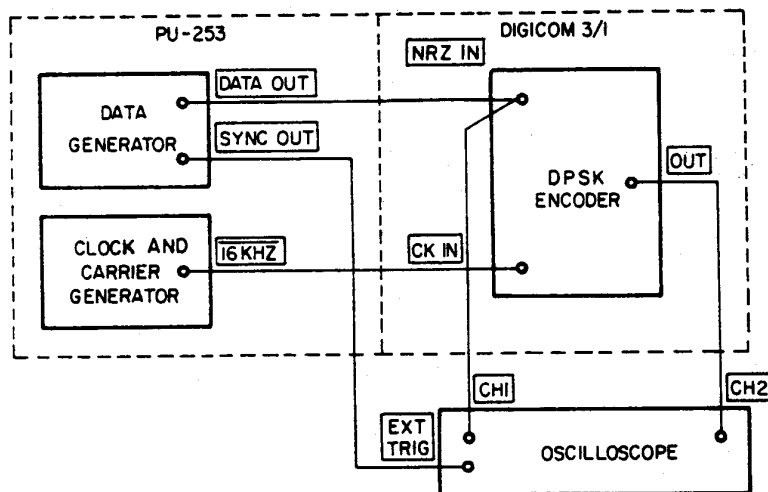
B_w= το bandwidth του IF φίλτρου στη θέση λειτουργίας WIDE.

B_n= το bandwidth του IF φίλτρου στη θέση λειτουργίας NARROW.

- (d) Επαναλάβετε το βήμα (b) χωρίς να συμπεριλαμβάνεται στο όλο κύκλωμα ο Limiter και ακολούθως με τον Limiter τοποθετημένο πριν το IF bandpass φίλτρο. Εξηγήστε την επίδραση της ύπαρξης ή μη του Limiter και της θέσης αυτού στην τιμή του error rate.

2.17 Διαφορική κωδικοποίηση και μελέτη διαμόρφωσης DPSK

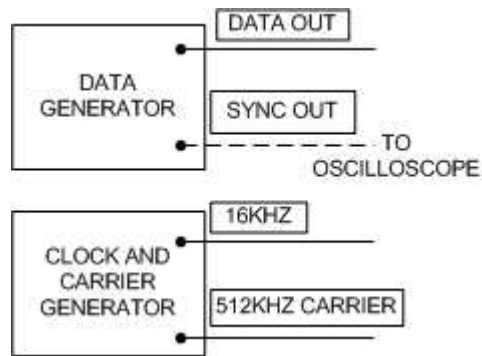
- (a) Προχωρήστε στην συνδεσμολογία του παρακάτω κυκλώματος του Σχήματος 2.25. Επιλέξτε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων ίσο με 16Kb/sec και sequence length ίσο με 2⁴-1. Καταγράψτε τα εμφανιζόμενα στον παλμογράφο σήματα και σχολιάστε το είδος του differential encoding.



Σχήμα 2.25

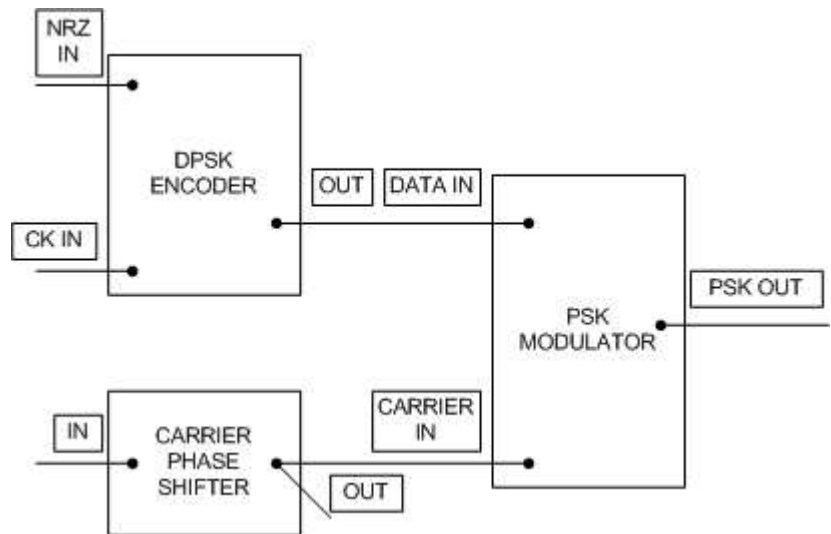
- (b) Προχωρήστε στην συνδεσμολογία των παρακάτω σχημάτων, σύμφωνα με τις οδηγίες.
- (c) Από το (DATA OUT) της γεννήτριας δεδομένων (*data generator*) συνδέουμε στο (NRZ IN) του *dpsk encoder* και από το (NRZ IN) στο CH1 του παλμογράφου.
- (d) Το (SYNC OUT) της *data generator* στο EXT TRIG του παλμογράφου.
- (e) Από τα 16 KHz της γεννήτριας ρολογιού (*clock and carrier generator*) στο (CK IN) του *dpsk encoder*.
- (f) Από το (512K CARRIER) του *clock and carrier generator* στο (IN) του *carrier phase shifter* και από το (OUT) του *carrier phase shifter* στο *carrier in* του διαμορφωτή (*modulator*).
- (g) Από το (OUT) του *dpsk encoder* στο (DATA IN) του *modulator* και από το (DATA IN) στον παλμογράφο.
- (h) Από το (PSK OUT) του *modulator* στο CH2 του παλμογράφου.
- (i) Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο MODULATION BALANCE μέχρι να εξαλειφθεί η διαμόρφωση πλάτους που εμφανίζεται στον ακροδέκτη PSK OUT(put). Στην συνέχεια, ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο CARRIER PHASE έως ότου οι εναλλαγές φάσης που προκαλούνται από το πληροφοριακό σήμα να είναι στα σημεία $\pm 90^{\circ}$ της φάσης του φορέα.
Η παραπάνω ρύθμιση, γίνεται αρκετά δύσκολα με αναλογικό παλμογράφο.
- (j) Καταγράψτε την εμφανιζόμενη κυματομορφή στον ακροδέκτη PSK OUT.

Γεννήτρια δεδομένων ,γεννήτρια ρολογιού – σήματος :



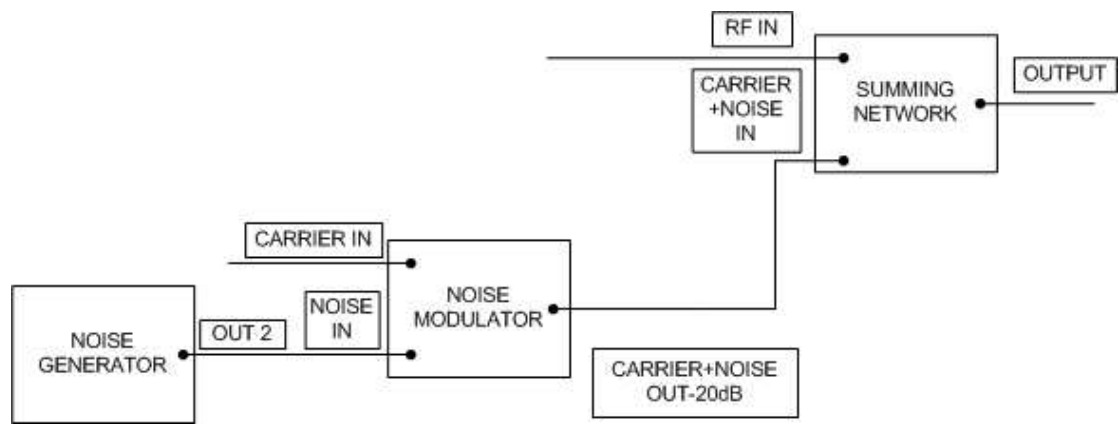
Σχήμα 1.1

PSK διαμορφωτής :



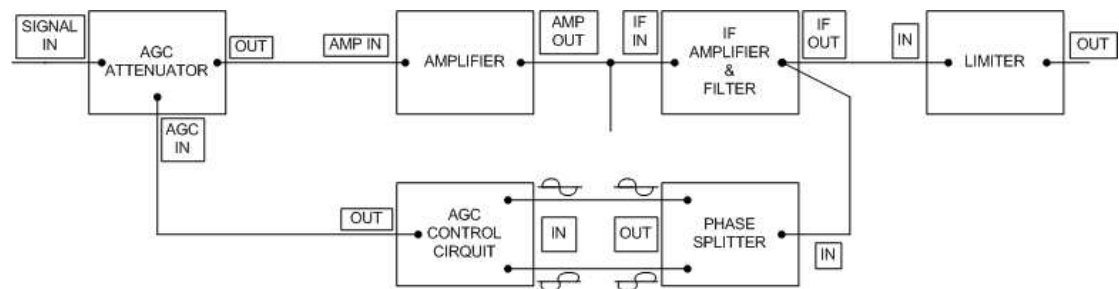
Σχήμα 1.14

Γεννήτρια θορύβου :



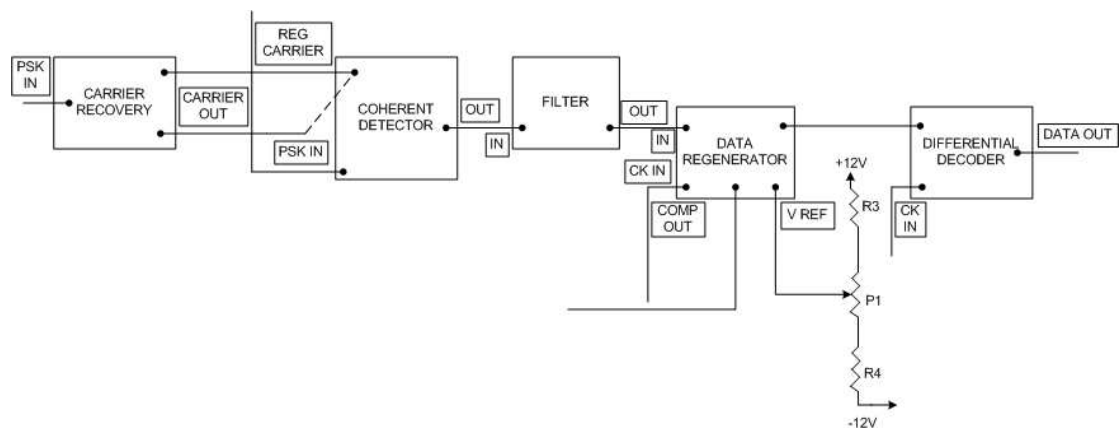
Σχήμα 1.15

Κυκλώματα AGC :



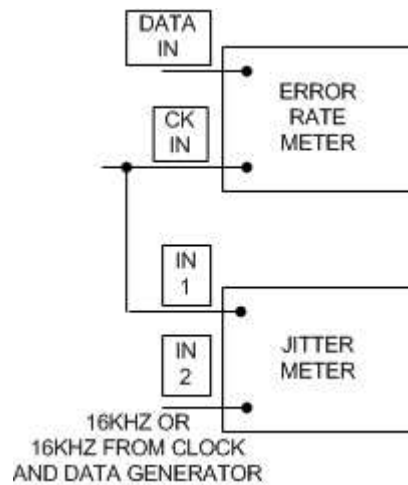
Σχήμα 1.16

Φωρατής ,αναγεννητής :



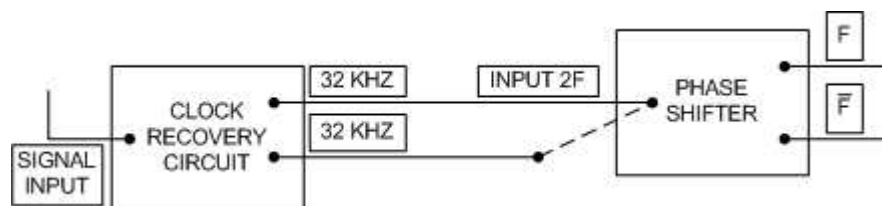
Σχήμα 1.17

Μετρητής jitter ,μετρητής λαθών :



Σχήμα 1.18

Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού :



Σχήμα 1.19

2.18 Μελέτη της DPSK αποδιαμόρφωσης

- Από το (DATA OUT) της γεννήτριας δεδομένων (*data generator*) συνδέουμε στο (NRZ IN) του *dpsk encoder*.
- Το (SYNC OUT) της *data generator* στο EXT TRIG του παλμογράφου.
- Από τα 16-- Khz της γεννήτριας ρολογιού (*clock and carrier generator*) στο (CK IN) του *dpsk encoder*.
- Από το (512K CARRIER) του *clock and carrier generator* στο (IN) του *carrier phase shifter* και από το (OUT) του *carrier phase shifter* στο *carrier in* του διαμορφωτή (*modulator*) και στο (CARRIER IN) της γεννήτριας θορύβου (*noise modulator*).
- Από το (OUT) του *dpsk encoder* στο (DATA IN) του *modulator* και από το (DATA IN) στον παλμογράφο.
- Από το (PSK OUT) του *modulator* στο (RF IN) του *summing network*.
- Από την έξοδο του *summing network* (output) συνδέουμε στην είσοδο του *AGC attenuator* (SIGNAL IN).

- (h) Από την έξοδο του *limiter* (OUT) πηγαίνουμε στο (PSK IN) του φωρατή.
- (i) Συνδέουμε από την έξοδο (COMP OUT) του αναγεννητή στο (SIGNAL INPUT) του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού.
- (j) Από το (CK IN) του αναγεννητή συνδέουμε στην έξοδο (F-) του *phase shifter*.
- (k) Από το (DATA REG OUT) του αναγεννητή στο (DATA IN) του *differential decoder*.
- (l) Το (CK IN) του *differential decoder* στο F του *phase shifter* και το F του *phase shifter* στο (CK IN) του *error rate meter*.
- (m) Το (DATA OUT) του *differential encoder* στο (DATA IN) του *error rate meter*.
- (n) Συνδέουμε το CK IN του *error meter* και το (\bar{F}) του *phase shifter* στο IN1 του *jitter meter*.

Χρησιμοποιούμε σήμα πληροφορίας με sequence length 2^8-1 . Θέστε το IF BANDWIDTH στη θέση NARROW, περιστρέψτε το ποτενσιόμετρο CARRIER+NOISE AMP(litude) πλήρως ανάστροφα προς την φορά στροφής των δεικτών του ρολογιού και θέστε τον NOISE GENERATOR σε κατάσταση OFF.

Ρυθμίστε το SIGNAL AMP(litude) του summing network για να πάρετε ένα σήμα εξόδου των 100mV rms και προχωρήστε σε διαμόρφωση.

Σημείωση: Η βαθμίδα του “Carrier Recovery” κυκλώματος, είναι πολύ ευαίσθητη και αρκετά συχνά είναι εκτός λειτουργίας. Σε αυτήν την περίπτωση, όπου ζητείτε η λειτουργία αυτής της βαθμίδας, την παραβλέπουμε και χρησιμοποιούμε το Carrier της βαθμίδας του “Modulator”.

- (a) Συνδέστε ένα από τα κανάλια του παλμογράφου στην PSK IN(put) είσοδο του carrier recovery κυκλώματος, το δε άλλο σε μία από τις CARRIER OUT(puts). Συγκρίνεται καθένα από τα σήματα εξόδου και ρυθμίστε τον phase shifter μέχρις ότου να βρεθεί σε συμφωνία με το διαμορφωμένο σήμα (**Επίτευξη synchronisation**).
- (b) Συνδέστε τώρα ένα από τα κανάλια του παλμογράφου στον ακροδέκτη OUT(put) του low-pass φίλτρου της μονάδας **DIGICOM-3/3** και παρατηρήστε το αποδιαμορφωμένο πληροφοριακό σήμα. Ρυθμίστε τον PHASE SHIFTER του carrier recovery κυκλώματος για να πάρετε το maximum πλάτος εξόδου. Παρατηρήστε το eye diagram του αποδιαμορφωμένου σήματος και επεξηγήστε τη μορφή αυτού.
- (c) Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο P1 έτσι ώστε η τάση αναφοράς (decision threshold) του data regenerator τεθεί στη βέλτιστη στάθμη (maximum οριζόντιο άνοιγμα του eye diagram). Ελέγξτε ότι το clock recovery κύκλωμα είναι σε κατάσταση κλειδώματος. Ρυθμίστε το PHASE

SHIFTER του clock recovery κυκλώματος μέχρις ότου η θετική μετάβαση της F ή \bar{F} εξόδου του phase shifter να συμβαίνει στο σημείο όπου το κατακόρυφο άνοιγμα του eye diagram είναι maximum (Επίτευξη Clock Synchronisation). Αν κριθεί αναγκαίο, αντικαταστήστε το 32KHz σήμα εξόδου του Clock recovery κυκλώματος με αυτό των $\overline{32KHz}$.

- (d) Στο σημείο αυτό έχουν γίνει όλες οι απαραίτητες ρυθμίσεις. Συγκρίνετε το αποδιαμορφωμένο σήμα στην έξοδο του data regenerator με την αρχική ακολουθία του πληροφοριακού σήματος και καταγράψτε τα προσεγγιστικά, προέχοντας να διατηρείται ο απαιτούμενος χρονισμός.

2.19 Μελέτη επίδρασης AWGN θορύβου στην αποδιαμόρφωση DPSK σημάτων

- (a) Θέστε τον NOISE GENERATOR σε κατάσταση ON. Ρυθμίστε το NOISE AMP(litude) μέχρι το σημείο που το σήμα θορύβου που εμφανίζεται στον ακροδέκτη CARRIER +NOISE OUT(put) του noise modulator να φτάσει περίπου στα 100mV.
- (b) Μεταβάλλοντας το CARRIER+NOISE AMP(litude) του summing network για να πάρετε διάφορες τιμές του carrier-to-noise ratio, παρατηρήστε και καταγράψτε τυπικές κυματομορφές σε διάφορα σημεία του όλου δικτύου καθώς και το eye diagram. Επαναλάβετε τα μόλις αναφερθέντα αφού θέσετε το IF BANDWIDTH στη θέση WIDE.

2.20 Μέτρηση JITTER και BER στην DPSK αποδιαμόρφωση

- (a) Θέστε το IF BANDWIDTH στη θέση NARROW και περιστρέψτε τον περιστρεφόμενο διακόπτη CARRIER+NOISE AMP(litude) πλήρως ανάστροφα προς την φορά στροφής των δεικτών του ρολογιού.
- (b) Ρυθμίστε με το περιστρεφόμενο διακόπτη CARRIER+NOISE AMP(litude), ώστε το πλάτος θορύβου που εμφανίζεται στην έξοδο του summing network να είναι 15mVrms, με την RF IN(put) γειωμένη.
- (c) Επιστρέψτε την RF IN(put) στην θέση της.
- (d) Καταγράψτε το error rate και τον εμφανιζόμενο jitter (ως τη μέση τιμή που εμφανίζεται στον jitter meter και ως peak-to-peak τιμή όπως εμφανίζεται στον παλμογράφο) για διάφορες τιμές της στάθμης του RF σήματος από 1V έως 30mV. Σχεδιάστε την καμπύλη error-rate σαν συνάρτηση του signal-to-noise ratio. (Για το σχεδιασμό της καμπύλης αυτής ισχύουν οι παρατηρήσεις του βήματος 0(c)).
- (e) Επαναλάβετε το βήμα (b) θέτοντας το IF BANDWIDTH στη θέση WIDE.
- (f) Συγκρίνετε και σχολιάστε τα αποτελέσματα που πήρατε στην παράγραφο αυτή με τα αντίστοιχα που πήρατε στην περίπτωση της BPSK διαμόρφωσης.

2.21 Ανάλυση Αποτελεσμάτων

- i. Αναγνωρίστε και σχεδιάστε το κύκλωμα του πομπού και του δέκτη της άσκησής σας.
- ii. Σχεδιάστε και σχολιάστε τις κυματομορφές στις εξόδους όλων των βαθμίδων του συστήματος α) Χωρίς θόρυβο και β) Με θόρυβο.
- iii. Σχεδιάστε και εξηγήστε το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του αποδιαμορφωτή με θόρυβο και χωρίς θόρυβο.
- iv. Εξηγήστε την λειτουργία αναγέννησης των δεδομένων της άσκησής σας.
- v. Μετρήστε το ρυθμό σφαλμάτων (error rate) και το jitter.
- vi. Συμπεράσματα - Σχόλια.

FSK Διαμόρφωση (Frequency Shift Keying)

Στο σύστημα σηματοδότησης δυαδικού FSK ,χρησιμοποιούνται οι κυματομορφές $s_1(t)=A\cos(\omega_c t - \omega_d t)$ και $s_2(t)=A\cos(\omega_c t + \omega_d t)$ για την αποστολή αντίστοιχα των ψηφίων 0 και 1.

Σ' ένα σήμα FSK η πληροφορία βρίσκεται ουσιαστικά στη συχνότητα του σήματος.

Η κυματομορφή του δυαδικού FSK είναι κυματομορφή FM με συνεχή φάση και σταθερή περιβάλλουσα πλατών. Η κυματομορφή δυαδικού FSK μπορεί να παρασταθεί μαθηματικά ως εξής :

$$Z(t) = A \cos (\omega_c t + \omega_d \int_{-\infty}^t D(t') dt' + \theta).$$

3.1 Γενικά

Όπως γνωρίζουμε από την θεωρία μια τυπική μορφή σημάτων FSK είναι:

$$S_i(t) = \begin{cases} \sqrt{2E/T} \cos \omega_i t & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases}$$

όπου:

$i = 1, 2, 3, \dots, m$ το πλήθος των διαφορετικών διακριτών σημάτων

$E =$ ενέργεια του σήματος

$T =$ διάρκεια του συμβόλου

$\omega_i = \frac{2\pi}{T} (n_0 i) t$ όπου n_0 συγκεκριμένος ακέραιος αριθμός.

3.2 Φάσμα του δυαδικού FSK

Η ακριβής εκτίμηση του φάσματος του δυαδικού FSK είναι εξαιρετικά δύσκολη γιατί η τεχνική διαμόρφωση FSK είναι μη γραμμική. Παρ' όλα αυτά έχουν αναπτυχθεί διάφορες αριθμητικές μέθοδοι για τον υπολογισμό της πυκνότητας ισχύος του φάσματος με κάθε επιθυμητή ακρίβεια. Μόνο σε ειδικές περιπτώσεις μπορούμε να έχουμε γενικούς τύπους περιγραφής του φάσματος του FSK.

Μια σημαντική έκφραση είναι αυτή του φάσματος ενός δυαδικού σήματος FM με τετραγωνική διαμόρφωση

$$S(x) = \frac{A^2 T}{2} \cdot \frac{4\pi^2 h^2 (\cos \pi h - \cos x)^2}{(x^2 - \pi^2 h^2) [\sin^2 x + (\cos \pi h - \cos x)^2]}$$

όπου :

$S(x)$: φασματική πυκνότητα (spectral density)

$x=T(\omega-\omega_c)$: κανονικοποιημένη (normalised) μεταβλητή συχνότητας

T : χρονική διάρκεια ενός συμβόλου, $T=1/R$, R = ρυθμός εκπομπής

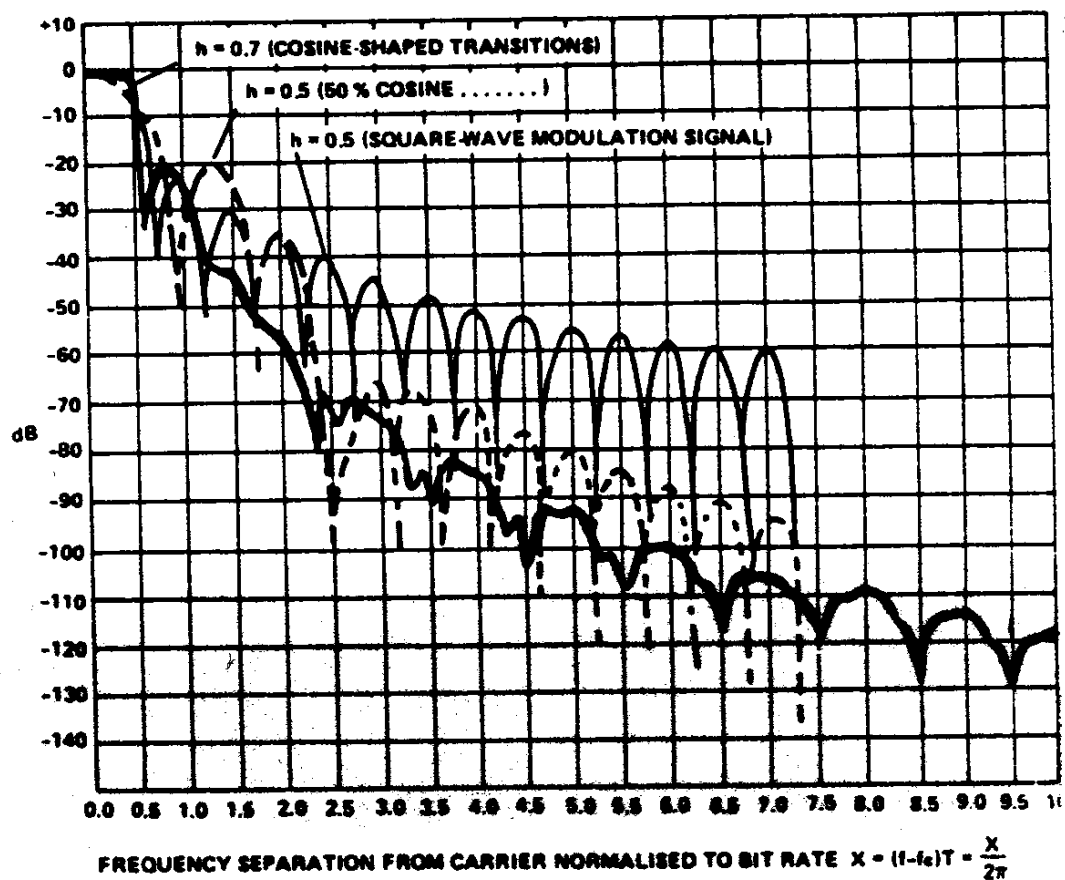
$\omega_c= 2\pi f_c$, f_c συχνότητα φέροντος

$h= 2f_d T$ κανονικοποιημένη απόκλιση συχνότητας

f_d : απόκλιση συχνότητας, δηλαδή το μισό της διαφοράς ανάμεσα σε δύο γειτονικές συχνότητες σηματοδοσίας (adjacent signalling frequencies)

A : το πλάτος κορυφής του φέροντος.

Το σήμα FSK είναι σήμα σταθερού πλάτους. Η βασική θεωρία τηλεπικοινωνιών προβλέπει ότι τέτοια σήματα έχουν άπειρο εύρος ζώνης. Γι' αυτό, παρά την μεγάλη συγκέντρωση της ισχύος του σήματος σε μια στενή (narrow) περιοχή συχνοτήτων γύρω από το φέρον, μερικές συνιστώσες του σήματος με υπολογίσιμη ισχύ, θα υπάρχουν ακόμα και αρκετά μακριά από την συχνότητα φέροντος για FSK σήματα στενής ζώνης. Οι πλευρικοί λοβοί (side-lobes) του συστήματος FSK στενής ζώνης (narrow band) διακρίνονται στο Σχήμα 3.1 το οποίο δείχνει το φάσμα του δυαδικού FSK για $h=0.7$ και $h=0.5$.

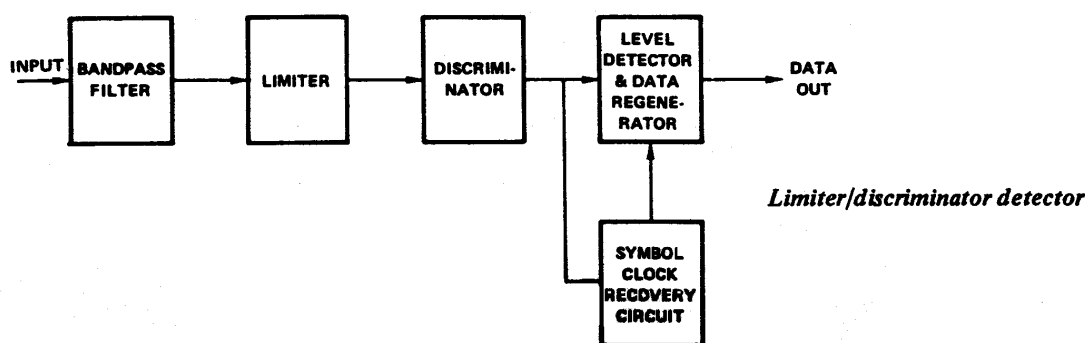


Σχήμα 3.1 Φάσμα σημάτων δυαδικού FSK στενής ζώνης

Στο Σχήμα 3.1 φαίνεται ότι στην περίπτωση του τετραγωνικού σήματος διαμόρφωσης, το φάσμα έχει μια μορφή εξασθένησης που προσεγγίζεται ασυμπτωτικά από ένα ρυθμό 40dB/δεκάδα. Αν και αυτός ο ρυθμός εξασθένησης είναι γρήγορος συγκρινόμενος με αυτόν του PSK, μπορούμε να πετύχουμε σημαντική μείωση του πλάτους των πλευρικών λοβών (side-lobes), με ομαλότερη μεταβολή του σήματος διαμόρφωσης. Αυτό απαιτεί φιλτράρισμα του τετραγωνικού σήματος που εφαρμόζεται στον διαμορφωτή, στην βασική ζώνη (base-band), και γι' αυτό είναι σχετικά εύκολο να υλοποιηθεί.

3.3 Φώραση (Detection) δυαδικού FSK με χρήση περιοριστή/διευκρινιστή (limiter/discriminator)

Ο πιο διαδεδομένος τρόπος φώρασης του FSK είναι η ασύμφωνη φώραση (incoherent detection) με την χρήση Διευκρινιστή/Περιοριστή όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.2



Σχήμα 3.2 Φωρατής με χρήση περιοριστή/διευκρινιστή

Αυτός ο τρόπος φώρασης είναι ιδιαίτερα βολικός για σήματα FSK στενής ζώνης (narrow-band). Τα δύο κύρια χαρακτηριστικά του είναι:

1. Η ύπαρξη ενός ζωνοδιαβατού (band-pass, BP) φίλτρου, συντονισμένου στην συχνότητα φέροντος που παρεμβάλλεται πριν τον περιοριστή. Αυτό το φίλτρο εξασθενεί τον θόρυβο έξω από την ζώνη διέλευσης του αλλά έχει σχετικά μικρή επίδραση στο σήμα.
2. Η λειτουργία του διευκρινιστή (discriminator) είναι μη-γραμμική και συνεπώς ο θόρυβος στην έξοδο του διευκρινιστή δεν είναι πλέον Gaussian. Για λόγους ανάλυσης όμως, υποθέτουμε ότι ο θόρυβος που εισέρχεται στο BP φίλτρο είναι λευκός Gaussian θόρυβος.

Το BP φίλτρο εξασθενεί μερικά τις πλευρικές περιοχές συχνοτήτων (side-bands) του λαμβανόμενου σήματος. Εφόσον όταν μειώνουμε το εύρος (band width) του φίλτρου, μειώνουμε και την ισχύ του θορύβου που φτάνει στον διευκρινιστή, είναι επιθυμητό να κάνουμε το εύρος ζώνης του φίλτρου τόσο στενό (narrow) όσο είναι δυνατόν χωρίς υπερβολική παραμόρφωση του ωφέλιμου σήματος. Γι' αυτό το εύρος ζώνης

επιλέγεται με συμβιβασμό των αναγκών μας για μείωση του θορύβου και διατήρηση της παραμόρφωσης του σήματος σε επιτρεπτά όρια.

Φιλτράροντας ένα FSK σήμα προκαλούμε μεταβολές στο πλάτος του, γι' αυτό απαιτείται ένας περιοριστής (limiter) πριν από τον διευκρινιστή (discriminator) για ν' απομακρύνει τις μεταβολές στο πλάτος που δημιουργήθηκαν από το BP φίλτρο όπως επίσης και τις μεταβολές πλάτους που υπήρχαν στο αρχικό σήμα που έφτασε στον δέκτη (πριν το BP φίλτρο).

3.4 Φιλτράρισμα σήματος πριν τη διαμόρφωση (Pre-modulation Filtering)

Το κύριο πλεονέκτημα του FSK είναι το σχετικά μικρό φάσμα (narrow spectrum) που παρατηρείται όταν χρησιμοποιούνται μικρές αποκλίσεις συχνότητας. Καθώς αυτό το πλεονέκτημα δεν πετυχαίνεται με φιλτράρισμα του μεγάλης στάθμης διαμορφωμένου σήματος όπως στην περίπτωση του PSK, αλλά είναι έμφυτο χαρακτηριστικό του στενής ζώνης (narrow band) FSK, κάνει το FSK ιδιαίτερα ελκυστικό στην σχεδίαση ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων (στην οποία δίνεται μεγάλη σημασία στην καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος). Πράγματι η πολύ δύσκολη σχεδίαση ενός στενού BP φίλτρου για την έξοδο του πομπού, εξαιτίας αντικρουόμενων απαιτήσεων (όπως μεγάλη επιλεκτικότητα, σταθερά χαρακτηριστικά, χαμηλή εξασθένηση ωφέλιμου σήματος, κ.λ.π.) περιορίζει στην πράξη την χρήση του PSK αν και έχει πολύ καλές επιδόσεις ρυθμού σφαλμάτων (error rate) και σταθερά χαρακτηριστικά περιβάλλουσας (πράγμα που επιτρέπει την χρήση μη γραμμικών ενισχυτών τάξης C με μεγάλες επιδόσεις).

Σε αντίθεση, το φάσμα του FSK είναι έμφυτα στενό (narrow) και οι απαιτήσεις για φίλτρα πιο ελαστικές. Πιο συγκεκριμένα, το FSK επιτρέπει την χρήση μιας τεχνικής απλής και αποτελεσματικής στην μορφοποίηση του φάσματος, δηλαδή το φιλτράρισμα πριν τη διαμόρφωση (Pre-modulation filtering).

Με το φιλτράρισμα του ψηφιακού σήματος εισόδου, το οποίο είναι NRZ κωδικοποιημένο τις περισσότερες φορές, από ένα χαμηλοδιαβατό (low-pass, LP) φίλτρο το οποίο έχει προσεκτικά επιλεγμένη συχνότητα αποκοπής (cut-off frequency), περιορίζεται σε υψηλές συχνότητες του διαμορφωμένου σήματος που φτάνει στον διαμορφωτή. Συνήθως χρησιμοποιείται ένα LP φίλτρο με Gaussian χαρακτηριστικά για να πετύχουμε καλύτερη παλμική απόκριση (pulse response).

Η αποτελεσματικότητα των φίλτρων προδιαμόρφωσης στην μορφοποίηση του φάσματος (spectral shaping) οφείλεται στα ακόλουθα :

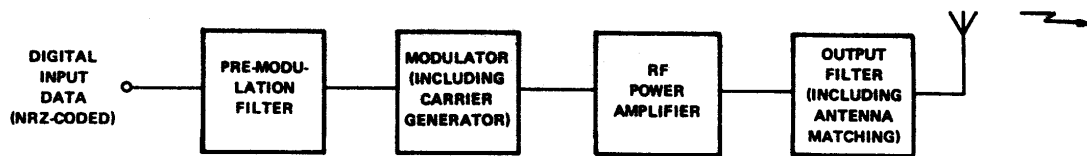
1. Το φάσμα του διαμορφωμένου σήματος τροποποιείται έτσι ώστε, ενώ ο κύριος λοβός (main lobe) παραμένει ουσιαστικά αμετάβλητος, οι πλευρικοί λοβοί (side lobes) εξασθενούνται.
2. Δεν χάνεται χρήσιμη ισχύς στην διαδικασία φιλτραρίσματος. Όλη η ισχύς του παραγόμενου σήματος μπορεί να σταλεί στην κεραία.

3. Η μορφοποίηση του φάσματος (spectral shaping) είναι έμφυτη στο σήμα, έτσι έχοντας μόνο ένα φίλτρο για καταστολή (suppression) των αρμονικών στην έξοδό τους, χωρίς διεύρυνση του αυθεντικού του σήματος.

3.5 Πομπός FSK

Ο πομπός FSK αποτελείται από τέσσερα βασικά μέρη:

- a. Φίλτρο προδιαμόρφωσης (pre-modulator filter) - φιλτράρει τα ψηφιακά δεδομένα εισόδου (input digital stream) πριν αυτά φτάσουν στον διαμορφωτή.
- b. Διαμορφωτής (Modulator) - λαμβάνει το φιλτραρισμένο σήμα και παράγει ένα σήμα διαμορφωμένο κατά συχνότητα.
- c. Ενισχυτής Ισχύος (Power Amplifier) - ενισχύει το διαμορφωμένο σήμα στην επιθυμητή στάθμη (level).
- d. Φίλτρο Εκπομπής (Transmitter Filter) - εξασθενεί τις αρμονικές και τους πλευρικούς λοβούς (side lobes) στις καθορισμένες στάθμες.



Σχήμα 3.3 Απλοποιημένο block διάγραμμα ενός πομπού FSK

3.5.1 Φίλτρο προδιαμόρφωσης

Όπως έχουμε ήδη περιγράψει, το φίλτρο προδιαμόρφωσης είναι ένας απλός και αποτελεσματικός τρόπος για μείωση του πλάτους των πλευρικών λοβών του διαμορφωμένου σήματος.

Το εύρος ζώνης του φίλτρου επιλέγεται με βάση τις απαιτήσεις του συστήματος. Σε ασύρματες συσκευές που χρησιμοποιούν στενό φάσμα (narrow-band) και οι οποίες λειτουργούν σε περιοχή συχνοτήτων με μεγάλη ζήτηση, το εύρος ζώνης του φίλτρου ρυθμίζεται να είναι στενό για να ελαττώσουμε την παρεμβολή μεταξύ γειτονικών χρηστών του καναλιού. Αυτό όμως αυξάνει κάπως τον ρυθμό σφαλμάτων (error-rate). Σε συστήματα ευρέως φάσματος (wide-band), το εύρος ζώνης του φίλτρου προδιαμόρφωσης ρυθμίζεται περίπου στο μισό του ρυθμού εκπομπής (transmission-rate). Αυτό μας δίνει μια σαφή μείωση του πλάτους των πλευρικών λοβών με αμελητέο κόστος σφαλμάτων.

3.5.2 Διαμορφωτής

Υπάρχουν δύο τύποι διαμορφωτών FSK:

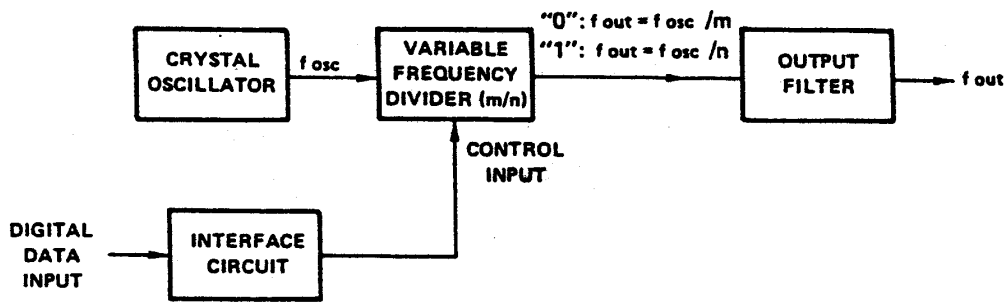
- a. Γραμμικοί διαμορφωτές που χρησιμοποιούν ελεγχόμενο από τάση (Voltage-Controlled-oscillator, VCO).
- b. Ψηφιακοί διαμορφωτές, οι οποίοι συνθέτουν τις απαραίτητες συχνότητες σηματοδοσίας (signalling frequencies) σύμφωνα με τα δεδομένα εισόδου.

Ο διαμορφωτής τύπου VCO είναι στην ουσία μια τροποποίηση του αναλογικού διαμορφωτή που χρησιμοποιείται στα συστήματα διαμόρφωσης συχνότητας. Το πλεονέκτημα του είναι η γραμμικότητα, δηλαδή η συχνότητα εξόδου του αλλάζει ακολουθώντας ακριβώς την μορφή (shape) του διαμορφώνοντος (modulating) σήματος. Γι' αυτό οι διαμορφωτές τύπου VCO μπορούν να χρησιμοποιηθούν με απλά φίλτρα προδιαμόρφωσης.

Παρόλο που οι διαμορφωτές του τύπου VCO χρησιμοποιούνται ευρέως, έχουν πολλά μειονεκτήματα:

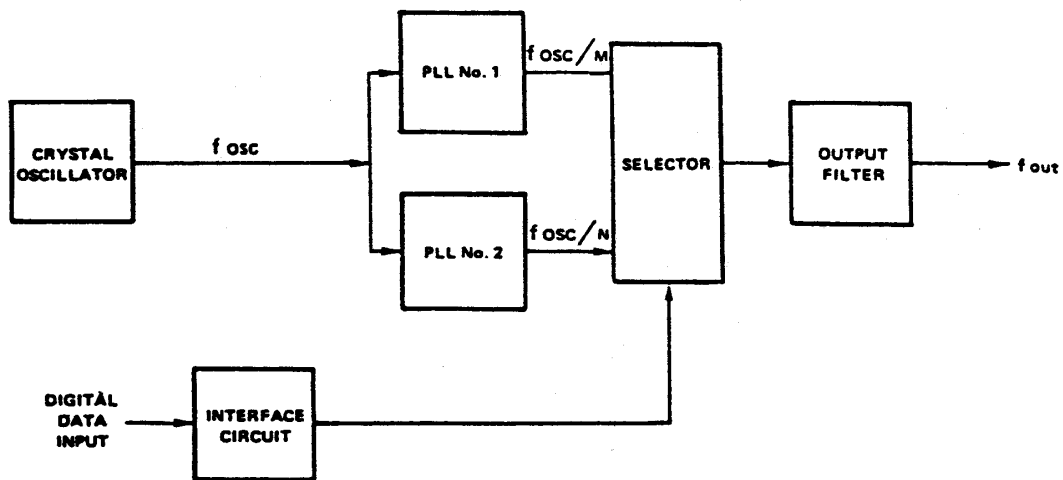
- a. Περιορισμένη ανοχή στις αποκλίσεις συχνότητας λόγω της ακρίβειας των αναλογικών κυκλωμάτων.
- b. Σχετικά μικρή ακρίβεια της κεντρικής συχνότητας. Γι' αυτό για την σταθεροποίηση της κεντρικής συχνότητας απαιτούνται πολύπλοκα κυκλώματα αυτομάτου ελέγχου της συχνότητας (Automatic Frequency Control, AFC).

Με την εμφάνιση των ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι πλέον δυνατόν να κατασκευάσουμε διαμορφωτές. Το βασικό στοιχείο των ψηφιακών διαμορφωτών είναι ελεγχόμενα κυκλώματα διαίρεσης συχνότητας, οδηγούμενα από ένα ακριβή κρυσταλλικό ταλαντωτή. Ο διαιρέτης συχνότητας (Frequency divider) παρέχει τον απαραίτητο αριθμό των συχνοτήτων σηματοδοσίας (signalling frequencies) π.χ δύο για το δυαδικό FSK (binary FSK), που δίνονται με διαίρεση της συχνότητας του σήματος του κρυσταλλικού ταλαντωτή. Ο λόγος διαίρεσης μεταβάλλεται σύμφωνα με τα δεδομένα εισόδου. Για να προστατέψουμε την συνέχιση της φάσης, ο λόγος διαίρεσης μεταβάλλεται στα σημεία διέλευσης από το μηδέν (zero crossing) του σήματος εξόδου του διαμορφωτή. Αυτός ο τύπος του διαμορφωτή παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.4 σε μορφή block διαγράμματος.



Σχήμα 3.4 Βασικό κύκλωμα διαμορφωτή ψηφιακού FSK

Αυτή η απλή μορφή του ψηφιακού διαμορφωτή είναι αρκετά κατάλληλη για χαμηλής συχνότητας φέρον (carrier) και εφαρμογές με χαμηλούς ρυθμούς εκπομπής. Το βασικό του ελάττωμα είναι η ταχύτητα των λογικών του κυκλωμάτων περιορίζει την συχνότητα εξόδου του. Για να ξεπεράσουμε αυτόν τον περιορισμό, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα ψηφιακό διαμορφωτή τύπου (synthesiser-type) όπως αυτόν που φαίνεται στο Σχήμα. 3.5.



Σχήμα 3.5 Βελτιωμένο κύκλωμα διαμορφωτή ψηφιακού FSK

Σε ένα τέτοιο διαμορφωτή, χρησιμοποιούμε δύο κυκλώματα με βρόχο παρακολούθησης φάσης (Phase-lock loop, PLL) για να δημιουργήσουμε τις συχνότητες σηματοδότησης (signalling frequencies) από μία ακριβή συχνότητα αναφοράς η οποία παράγεται από ένα κρυσταλλικό ταλαντωτή.

Το σήμα εξόδου του κατάλληλου PLL κυκλώματος μεταφέρεται από τον επιλογέα (selector), υπό τον έλεγχο των δεδομένων εισόδου (input data), στο φίλτρο εξόδου. Κάνοντας την μεταγωγή (switching) την κατάλληλη στιγμή, πετυχαίνουμε την συνέχεια φάσης (phase continuity) του σήματος εξόδου.

Τα κυκλώματα του ψηφιακού διαμορφωτή, που παρουσιάστηκαν πιο πάνω, είναι απλά, ακριβή και έχουν μικρές ανοχές. Μπορούν όμως να παράγουν μόνο διαμόρφωση τετραγωνικού σήματος (square-wave), με αποτέλεσμα το φάσμα του σήματος να έχει σημαντικούς πλευρικούς λοβούς (side lobes).

Εφόσον ο διαμορφωτής συνήθως λειτουργεί σε μια σταθερή κεντρική συχνότητα (το RF σήμα δημιουργείται από την μετάθεση του σήματος εξόδου του διαμορφωτή στην επιθυμητή συχνότητα μέσω των κατάλληλων κυκλωμάτων), μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα ζωνοδιαβατό φίλτρο για την βελτίωση του φάσματος εξόδου. Παρ' όλα αυτά, η χρήση φίλτρου εισάγει μεταβολές πλάτους, οι οποίες είναι δύσκολο να απομακρυνθούν χωρίς την επαναδημιουργία των αρχικών ανεπιθύμητων πλευρικών λοβών (side-lobes).

3.5.3. Ενισχυτής ισχύος (Power Amplifier)

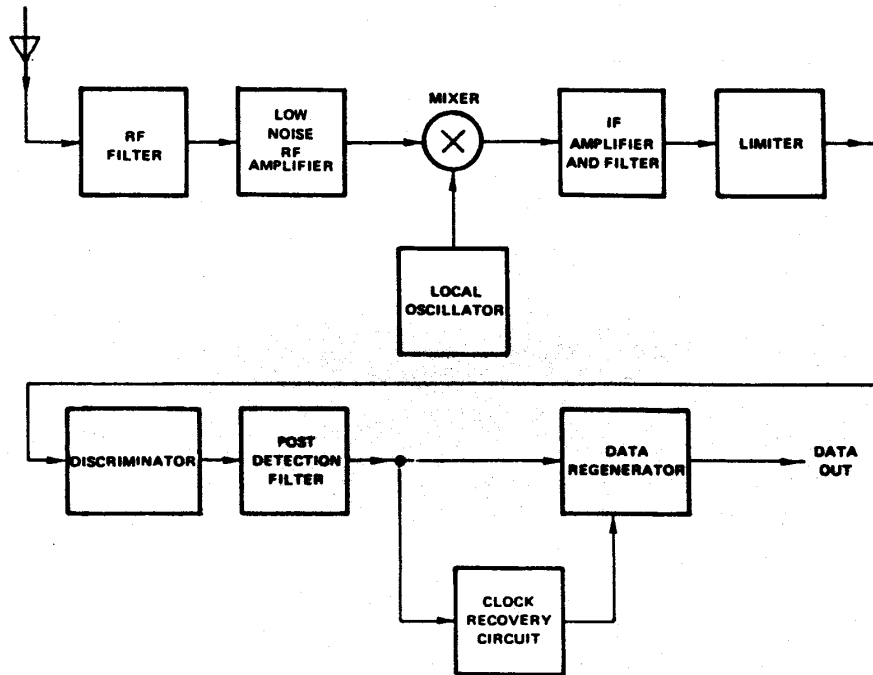
Η ενίσχυση του σήματος στην επιθυμητή εκπομπή μπορεί να γίνει με την χρήση ενισχυτών μεγάλης απολαβής σε τάξη C γιατί το FSK σήμα έχει σταθερό πλάτος.

3.5.4. Φίλτρο εξόδου πομπού (Transmitter Output Filter)

Στα στάδια της ενίσχυσης της ισχύος του σήματος δημιουργούνται αρμονικές, οπότε για την ελάττωση της στάθμης τους είναι απαραίτητη η χρήση ενός φίλτρου στην έξοδο του πομπού. Συνήθως το φίλτρο είναι σχεδιασμένο για την κατάπνιξη των πλευρικών λοβών (side lobes), εφόσον το φάσμα FSK μπορεί να μορφοποιηθεί από τα φίλτρα προδιαμόρφωσης (pre-modulation).

3.6 Δέκτης FSK

Ο πιο διαδεδομένος τύπος δέκτη FSK είναι του τύπου περιοριστή διευκρινιστή (limiter-discriminator) που αναλύθηκε στην παράγραφο 3.3. Ένα τυπικό διάγραμμα ενός τέτοιου δέκτη παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.6.



Σχήμα 3.6 Γενικό block διάγραμμα για Δέκτη FSK

Το RF σήμα το οποίο λαμβάνεται από την κεραία, περνά μέσα από ένα RF ζωνοδιαβατό (bandpass, BP) φίλτρο και οδηγείται σε ένα RF ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Το RF φίλτρο εξασθενεί τα σήματα που βρίσκονται έξω από την περιοχή συχνοτήτων του σήματος που μας ενδιαφέρει και που δημιουργούνται από την λειτουργία πομπών σε άλλες συχνότητες. Το φίλτρο αυτό είναι συνήθως συντονιζόμενο (tunable), για να παρέχει την μέγιστη απόρριψη των ανεπιθύμητων σημάτων που είναι δυνατόν να εισέλθουν στον RF ενισχυτή και να προκαλέσουν κορεσμό (saturation) και απώλεια της ευαισθησίας (loss of sensitivity).

Το φιλτραρισμένο σήμα ενισχύεται από τον ενισχυτή RF χαμηλού θορύβου για να αντισταθμιστούν οι απώλειες στο RF φίλτρο. Το ενισχυμένο σήμα μετατίθεται σε μια βολική ενδιάμεση συχνότητα με μίξη με το σήμα ενός τοπικού ταλαντωτή (local oscillator).

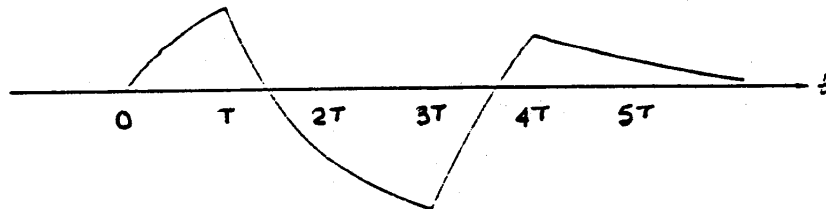
Το σήμα εξόδου του μίκτη φιλτράρεται και ενισχύεται από τον IF ενισχυτή. Το εύρος ζώνης και τα χαρακτηριστικά του IF ενισχυτή επηρεάζουν σημαντικά τις επιδόσεις του δέκτη. Συνήθως το IF φίλτρο έχει Gaussian απόκριση. Το IF σήμα, μετά τον ενισχυτή διέρχεται από έναν περιοριστή, οποίος απομακρύνει τυχόν μεταβολές στο πλάτος, και φτάνει στον διευκρινιστή.

Το σήμα εξόδου του διευκρινιστή φιλτράρεται από ένα χαμηλοδιαβατό (low-pass) φίλτρο το οποίο ονομάζεται φίλτρο post-detector. Τα χαρακτηριστικά αυτού του φίλτρου επιλέγονται έτσι ώστε να εξουδετερώνει όσο το δυνατόν περισσότερο θόρυβο χωρίς να βλάπτει την επανάκτηση των δεδομένων. Το φιλτραρισμένο σήμα εφαρμόζεται στον αναγεννητή δεδομένων (data regenerator) και στο κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού (clock recovery).

3.7 Περί του Διαγράμματος Οφθαλμού Eye Diagram

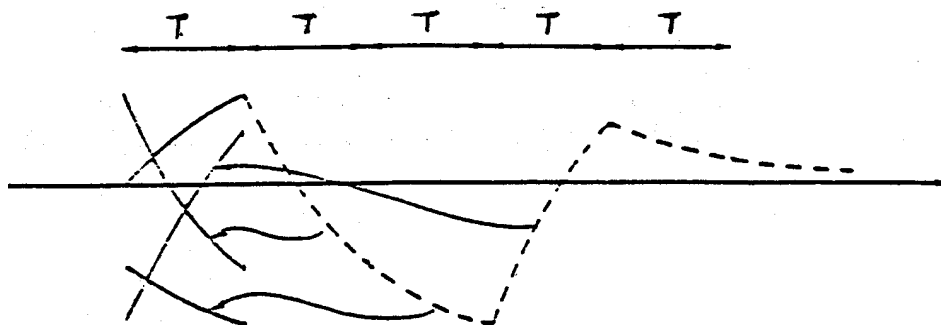
Στην παράγραφο αυτή θα ασχοληθούμε με την επίδραση της εμφάνισης της intersymbol interference σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα από μια ποιοτική σκοπιά εισάγοντας την έννοια του διαγράμματος οφθαλμού (eye diagram) η ακριβής μαθηματική ανάλυση δεν θα μας απασχολήσει.

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε τη μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας όπου παλμοί του $1V$ χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση του bit "1" και παλμοί των $-1V$ για τη μετάδοση του bit "0". Κατά τη μετάδοση των παλμών αυτοί υφίστανται παραμόρφωση, ενώ λόγω ότι το σύστημα δεν περνά άπειρο αριθμό συχνοτήτων οι παλμοί δεν είναι οξείς και συνεπώς τιμές των bits σε προηγούμενα sampling intervals επηρεάζουν τη μορφή της κυματομορφής στο παρόν διάστημα. Στην περίπτωση που τα "1" και "0" εναλλάσσονται, η έξοδος του συστήματος θα πρέπει να μοιάζει με ένα ημιτονοειδούς μορφής σήμα που εξαρτάται από την cut-off συχνότητα του καναλιού. (Σχήμα 3.7).

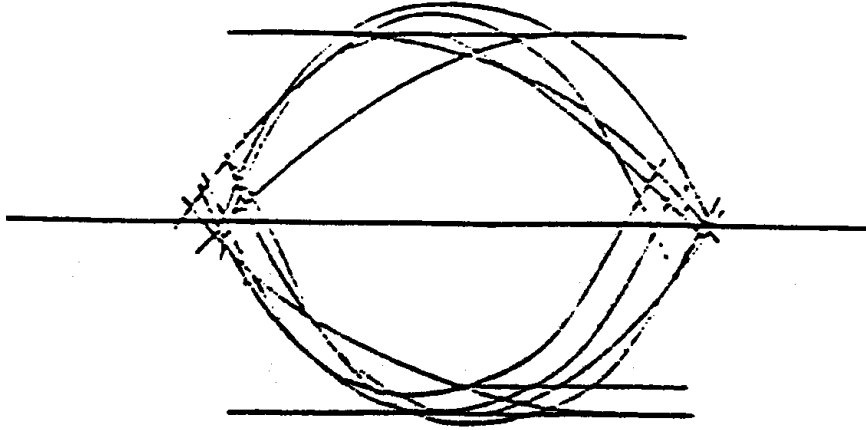


Σχήμα 3.7

Αν τώρα διαμοιράσουμε το χρόνο σε διαστήματα διάρκειας των T δευτερολέπτων και κάνουμε υπέρθεση αυτών στο διάστημα $(0,T)$ λαμβάνουμε στον παλμογράφο το λεγόμενο διάγραμμα οφθαλμού (eye pattern). Τα προαναφερθέντα βήματα φαίνονται παραστατικά στα Σχήματα 3.8,β, ενώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι για διαμορφώσεις που δίνουν τα λεγόμενα M-ary σήματα τότε θα έχουμε $M-1$ τον αριθμό "eye" στοιβαγμένα το ένα πάνω στο άλλο.



Σχήμα 3.8α

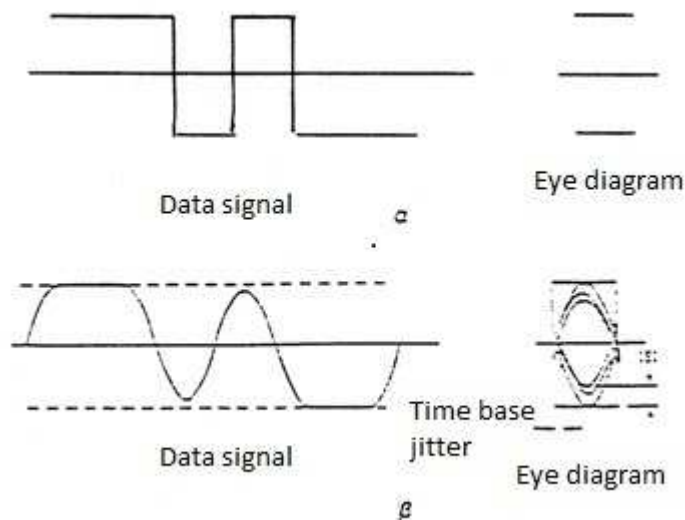


Σχήμα 3.8β

Ας θεωρήσουμε τώρα τη μετάδοση που δείχνεται στα παρακάτω Σχήματα 3.9α,β υπό ιδανικές (απεριόριστο bandwidth) και μη συνθήκες.

Μπορούμε να κάνουμε την εξής παρατήρηση :

Το μικρό άνοιγμα του eye diagram στο Σχήμα 3.9β είναι ανοικτό μόνο κατά τα 3/4 του ανοίγματος στην ιδανική περίπτωση, κάτι που επιφέρει μια signal-to-noise ratio degradation των $-20\log_{10}(3/4)=2.5\text{dB}$. Αυτό σημαίνει ότι για τα bits που στέλνονται και το άνοιγμα του eye diagram έχει τη συγκεκριμένη τιμή των 3/4 σε σχέση με το ιδανικό άνοιγμα, θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ισχύ σήματος κατά 2,5dB μεγαλύτερη σε σχέση με την ιδανική περίπτωση για να επιτύχουμε μια πιθανότητα λάθους.

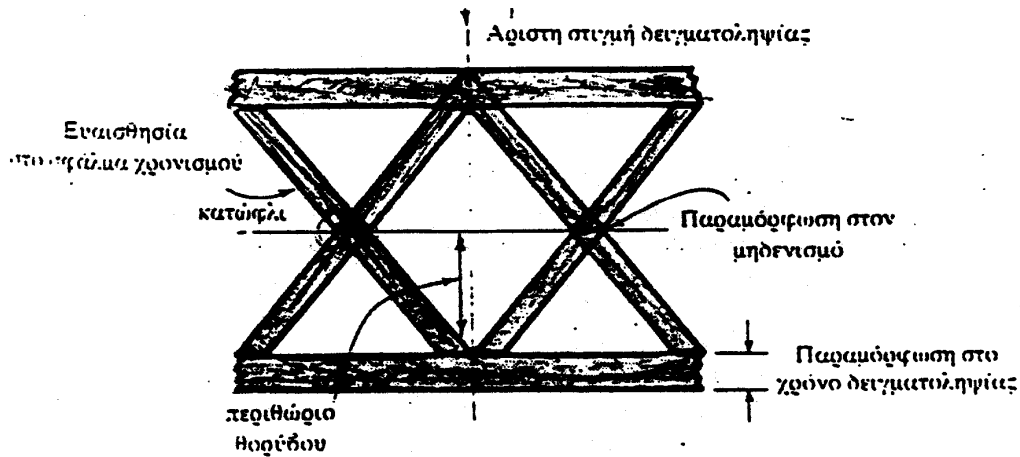


Σχήματα 3.9α,β

Το άνοιγμα λοιπόν του διαγράμματος οφθαλμού (το παρουσιαζόμενο κενό στο κέντρο του eye diagram) είναι μια σημαντική παράμετρος όταν θέλουμε να αποφασίσουμε την τιμή του bit που στάλθηκε. Αν το άνοιγμα αυτό διατηρείται "ανοικτό" σε ικανοποιητικό βαθμό, τότε είμαστε σε θέση να αναπαράγουμε το μεταδοθέν πληροφοριακό σήμα. Διαφορετικά καθώς το άνοιγμα "κλείνει" και σε συνδυασμό με την παρουσία θορύβου θα οδηγηθούμε σε λάθη κατά την απόφαση για την τιμή του αποσταλθέντος bit.

Προχωράμε τώρα στις ποιοτικές πληροφορίες που μπορούμε να εξάγουμε από το eye diagram (βλέπε και Σχήμα 3.10) και είναι οι ακόλουθες:

- i.* Η βέλτιστη χρονική στιγμή στην οποία θα πρέπει να κάνουμε δειγματοληψία. Αυτό θα πρέπει να συμβαίνει όταν το κατακόρυφο άνοιγμα του eye diagram παίρνει τη μέγιστη τιμή του.
- ii.* Τη μέγιστη εμφανιζόμενη παραμόρφωση κατά την χρονική στιγμή που κάνουμε τη δειγματοληψία και που εξαρτάται από το εύρος στον κατακόρυφο άξονα των δύο τμημάτων του eye diagram.
- iii.* Το περιθώριο θορύβου (noise margin) που διαθέτουμε και το οποίο είναι ανάλογο με το εύρος του ανοίγματος του eye diagram μια δεδομένη χρονική στιγμή δειγματοληψίας.
- iv.* Την τιμή κατωφλίου για απόφαση (decision threshold) που πρέπει να θέσουμε για σωστή λήψη του αποσταλθέντος πληροφοριακού σήματος. Αυτό θα πρέπει να τεθεί εκεί όπου το οριζόντιο άνοιγμα του eye diagram είναι maximum.
- v.* Την ευαισθησία του συστήματος μας σε λάθη χρονισμού (timing errors) και η οποία εξαρτάται από το ρυθμό που "κλείνει" το eye diagram καθώς μεταβάλλεται η στιγμή δειγματοληψίας.
- vi.* Ασυμμετρίες εμφανιζόμενες στη μορφή του eye diagram υποδηλώνουν την παρουσία μη γραμμικών φαινομένων στο κανάλι μετάδοσης.
- vii.* Είναι γνωστό ότι η πιθανότητα λάθους P σε ένα binary σύστημα είναι $(1/2)\text{erfc } V\sqrt{26}$, όπου V η δειγματοληπτημένη τιμή σήματος και η rms τιμή του θορύβου (υποτίθεται AWGN). Καθόσον $V > E_0$ (όπου E_0 το maximum κατακόρυφο eye opening) μπορούμε να λάβουμε ένα άνω φράγμα για την τιμή του P ως :



Σχήμα 3.10

Με τον τρόπο αυτό είναι προφανές ότι μπορούμε να διαπιστώσουμε αν κάποια απαίτησή μας για το Bit Error Rate (BER) ικανοποιείται ή όχι.

3.8 Eye pattern

Ένα κανάλι επικοινωνίας χαρακτηρίζεται από τα εξής :

- i. Την συνάρτηση μεταφοράς του $H(f)$ στο πεδίο της συχνότητας ή την απόκριση του $h(t)$ σε κρουστική διέγερση στο πεδίο του χρόνου.
- ii. Την φασματική πυκνότητα ισχύος και την στατική κατανομή των πλατών των πηγών παρεμβολής που επιδρούν στο κανάλι.

Υπενθυμίζουμε ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος (ή ενέργειας) εκφράζει την κατανομή ισχύος (ή ενέργειας) στο πεδίο της συχνότητας και προκύπτει από τον μετασχηματισμό Fourier της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης του δεδομένου σήματος.

Αν είναι γνωστή η μορφή των εκπεμπόμενων σημάτων ή ο μετασχηματισμός Fourier αυτών καθώς και τα χαρακτηριστικά του καναλιού, είναι δυνατόν να υπολογιστεί η αλλοίωση της μορφής των εκπεμπόμενων σημάτων (απουσία παρεμβολών) λόγω της γραμμικής παραμόρφωσης του καναλιού και ιδιαίτερα η μεταβολή στη διάρκεια των σημάτων εκπομπής με αποτέλεσμα την ανεπιθύμητη αλληλοπαρεμβολή συμβόλων (intersymbol interference ISI).

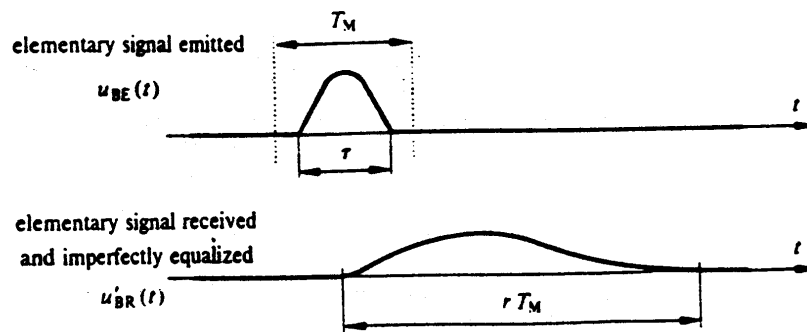
Ο θόρυβος που επιδρά στο εκπεμπόμενο σήμα κατά την διάρκεια της μετάδοσης του κάνει το διαχωρισμό μεταξύ των m πιθανών τιμών που μπορεί να έχει, πιο δύσκολο από τον δέκτη και επομένως πιθανότερη την δημιουργία σφαλμάτων. Η πιθανότητα σφαλμάτων εξαρτάται από τις παρακάτω παραμέτρους :

- i. Την στατιστική κατανομή των πηγών παρεμβολής (και επομένως της ισχύος τους)

- ii. Το πλάτος των ωφέλιμων σημάτων που λαμβάνει ο δέκτης και τη μορφή τους και
- iii. Τον αριθμό m καταστάσεων.

Το αποτέλεσμα όσων αναφέραμε είναι ότι η πληροφορία που λαμβάνεται από τον δέκτη δεν είναι ταυτόσημη με την εκπεμπόμενη. Τα λάθη που δημιουργούνται κατά την μετάδοση και τα οποία εκφράζουν διαφορά μεταξύ των χαρακτήρων που εκπέμπονται και των χαρακτήρων που λαμβάνονται, έχουν μια πιθανότητα εμφάνισης που δεν είναι κατά ανάγκη ίδια με την πιθανότητα λάθους των συμβόλων που θα αναγεννηθούν. Στην πραγματικότητα με κατάλληλη κωδικοποίηση και με την προσθήκη στην χρήσιμη πληροφορία των αντίστοιχων bits κωδικοποίησης, είναι δυνατόν να ανιχνεύσουμε την παρουσία ενός λανθασμένου συμβόλου και να μην αποδεχτούμε την ερμηνεία του, ή ακόμα και να διορθώσουμε συγκεκριμένα λάθη αποκαθιστώντας έτσι έναν ολόκληρο χαρακτήρα δεδομένων παρόλο που αυτός περιείχε λανθασμένα σύμβολα.

Αν θεωρήσουμε ότι εκπέμπουμε ένα σήμα $u_{BE}(t)$ τότε το σήμα που θα λάβει ο δέκτης $u'_{BR}(t)$, λόγω των βαθυπερατών χαρακτηριστικών (μειωμένη απόκριση στις υψηλές συχνότητες) του καναλιού, θα έχει τη μορφή που φαίνεται στο Σχήμα 3.11 (δεύτερη καμπύλη).

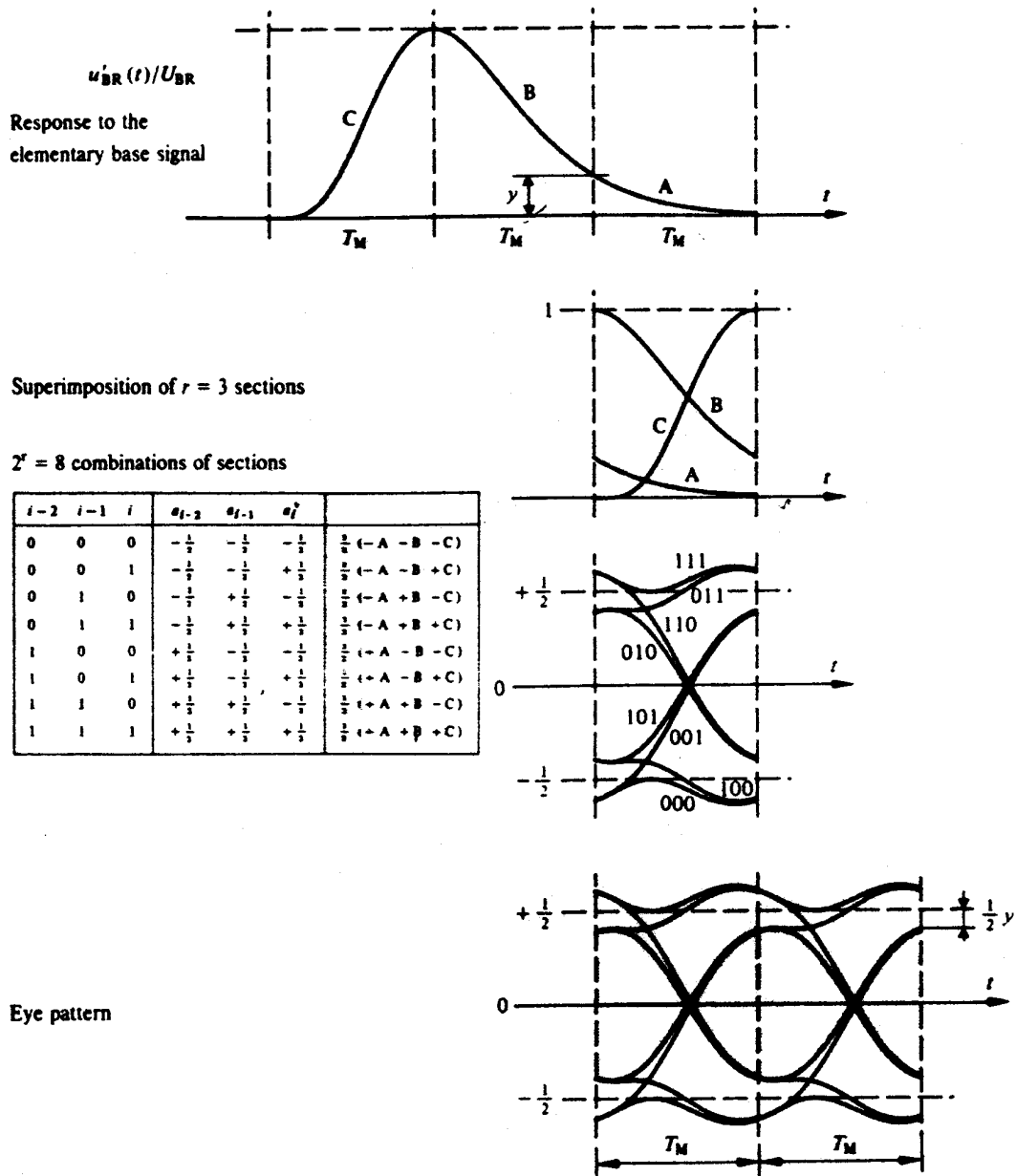


Σχήμα 3.11

Παρατηρούμε ότι εκτός από την μείωση του πλάτους έχουμε ανεπιθύμητη αύξηση της χρονικής διάρκειας του συμβόλου. Έτσι αν T_M είναι η μεγαλύτερη χρονική διάρκεια που μπορεί να έχει το κάθε σύμβολο κατά την εκπομπή του, μετά τη λήψη το ίδιο σύμβολο έχει διάρκεια rT_M , $r > 1$. Έτσι αυτό το σύμβολο δημιουργεί παρεμβολή στα γειτονικά σύμβολα. Κατά τον ίδιο τρόπο τα γειτονικά σύμβολα δημιουργούν παρεμβολή στο συγκεκριμένο σύμβολο. Αν κάνουμε γραφική υπέρθεση (επαλληλία) όλων των τιμών που παίρνει το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη για κάθε διάστημα διάρκειας T_M που καταλαμβάνει το λαμβανόμενο σύμβολο στο δέκτη, προκύπτει ένα ενδιαφέρον διάγραμμα που καλείται eye pattern. Έτσι σ'αυτό το

διάγραμμα έχουμε υπέρθεση μέσα σε χρονική διάρκεια T_M όλων των δυνατών τιμών που μπορεί να έχει το σήμα αλλά και όλων των δυνατών τιμών παρεμβολής μεταξύ ενός και των γειτονικών αυτού συμβόλων. Αν λοιπόν θεωρήσουμε ότι η χρονική διάρκεια ενός συμβόλου στο δέκτη είναι rT_M , είναι φανερό ότι το πλήθος των διαστημάτων T_M σε όλη την διάρκεια του συμβόλου είναι r . Λαμβάνοντας υπ'όψιν δε, ότι έχουμε m -αδική πληροφορία οι πιθανές τιμές σήματος μπορούν να υπάρξουν κατά το χρονικό διάστημα T_M είναι m^r . Το eye pattern αντιστοιχεί στη γραφική αναπαράσταση ακριβώς αυτών των m^r δυνατών συνδυασμών στο ίδιο χρονικό διάστημα T_M .

Για την καλύτερη κατανόηση όσων αναφέρθηκαν παραπάνω αναφέρουμε ένα παράδειγμα κατασκευής του eye pattern για ένα δυαδικό σήμα πληροφορίας που φαίνεται στο σχήμα 4. Η πρώτη κυματομορφή δείχνει την απόκριση του καναλιού στο εκπεμπόμενο σήμα. Παρατηρούμε ότι η χρονική διάρκεια του λαμβανόμενου σήματος είναι $3T_M$, όπου T_M η περίοδος του ρολογιού που παρήγαγε την πληροφορία στον πομπό. Δηλαδή στην συγκεκριμένη περίπτωση έχουμε $r=3$ ενώ $m=2$ αφού πρόκειται για δυαδική πληροφορία. Επομένως αν οι δυνατοί συνδυασμοί μεταξύ των τριών τμημάτων του σήματος στο διάστημα T_M και επειδή το κάθε σήμα μπορεί να πάρει δύο τιμές, είναι : $m^r=2^3=8$. Στην δεύτερη καμπύλη του Σχήματος 4 φαίνονται τα τρία ($r=3$) τμήματα του ληφθέντος σήματος που θα υπερτεθούν στο διάστημα T_M . Επειδή οι πιθανές τιμές που μπορεί να έχει το κάθε σήμα είναι δύο έχουμε ένα επίπεδο (κατώφλι) απόφασης (γενικά για m -αδική πληροφορία απαιτούνται $m-1$ επίπεδα απόφασης). Το κατώφλι αυτό τοποθετείται στο μέσο κάθε δείγματος. Επειδή δε, η μέγιστη τιμή του ληφθέντος σήματος σύμφωνα με το σχήμα 4 είναι 1 το καθένα από τα δείγματα A,B ή C μπορεί να έχει τιμή από $-1/2$ ως $+1/2$ αφού το επίπεδο απόφασης (που αντιπροσωπεύει το 0) έχει τεθεί στη μέση του δείγματος. Στον πίνακα του Σχήματος 4 φαίνονται όλοι οι δυνατοί συνδυασμοί των δειγμάτων A,B και C αφού πρώτα ανιχνευτεί η στάθμη τους βάση του επιπέδου απόφασης. Όλοι δε αυτοί οι συνδυασμοί έχουν κωδικοποιηθεί (απαριθμηθεί) δυαδικά και η γραφική τους αναπαράσταση φαίνεται στην τρίτη κατά σειρά κυματομορφή. Αν παρατηρήσουμε την γραφική αναπαράσταση της υπέρθεσης των A,B και C, σε χρόνο μεγαλύτερο (πολλαπλάσιο) του T_M παίρνουμε το eye pattern που φαίνεται στην τελευταία κυματομορφή του Σχήματος 3.13.

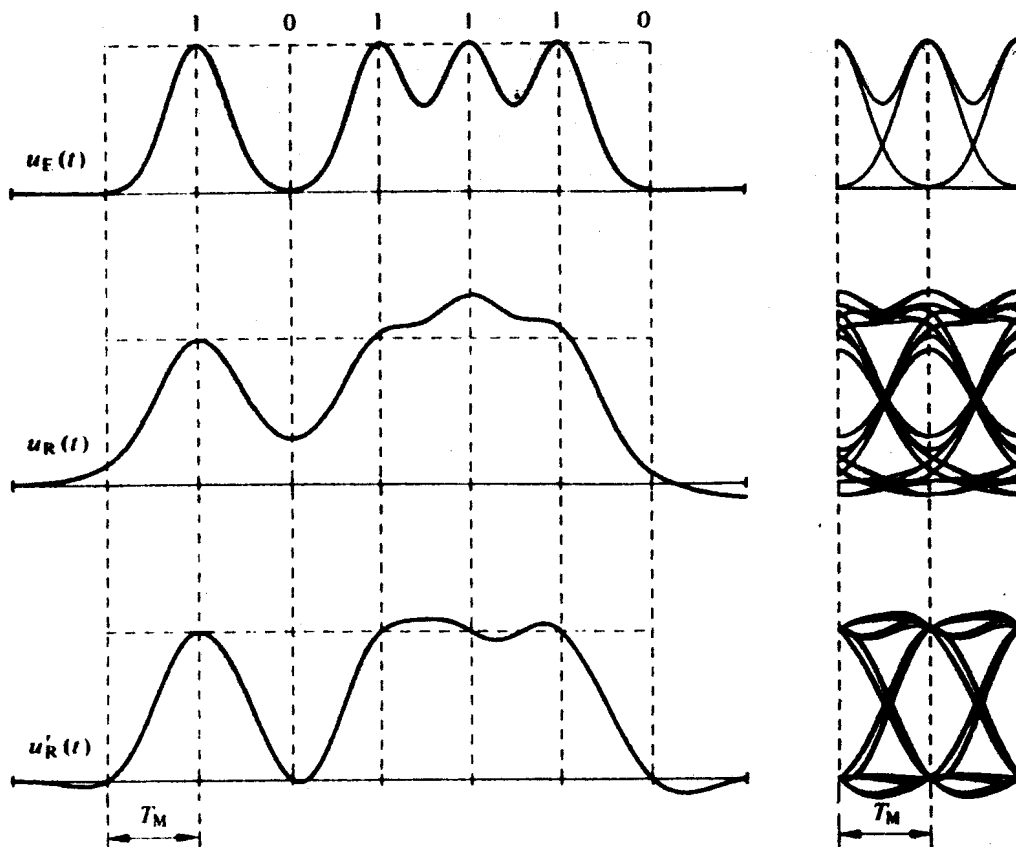


Σχήμα 3.13

Το eye pattern μας δίνει πληροφορίες για την επίδραση του καναλιού και του θορύβου στα δεδομένα που αποστέλλονται. Το προηγούμενο παράδειγμα δεν έλαβε υπόψη την επίδραση θορύβου που στην πραγματικότητα όμως είναι υπαρκτή. Αν θεωρήσουμε ότι θόρυβος που υπάρχει είναι προσθετικός και κατανομής Gauss (που εξομοιώνει καλύτερα την πραγματικότητα) τότε το σήμα που θα λάβουμε θα υπερτίθεται (προστίθεται ή αφαιρείται) και ο θόρυβος αυτός. Το Σχήμα 3.14 δείχνει την επίδραση του θορύβου στο eye pattern. Η πρώτη κυματομορφή δείχνει το εκπεμπόμενο σήμα και δίπλα της είναι το eye pattern που αντιστοιχεί σε αυτήν. Η δεύτερη κυματομορφή δείχνει το λαμβανόμενο σήμα παρουσία θορύβου ενώ η τελευταία αντιστοιχεί σε λήψη με μειωμένο θόρυβο. Παρατηρούμε συγκρίνοντας τα

τρία eye pattern μεταξύ τους ότι η παρουσία θορύβου μειώνει το μέγιστο κατακόρυφο άνοιγμα του eye pattern, όποτε καταλαβαίνουμε ότι η καλύτερη στιγμή δειγματοληψίας είναι η χρονική στιγμή που αντιστοιχεί στο μέγιστο κατακόρυφο άνοιγμα.

Το eye pattern επίσης όπως φάνηκε και από το παράδειγμα που έγινε παρέχει πληροφορίες για την αλληλοπαρεμβολή συμβόλων που σχετίζεται άμεσα με την απόκριση του καναλιού. Τέλος το eye pattern μας πληροφορεί και για το jitter, το οποίο όμως δεν έχουμε ακόμα ορίσει οπότε θα ήταν παράλογο να αναφερθούμε σε όσα το αφορούν.



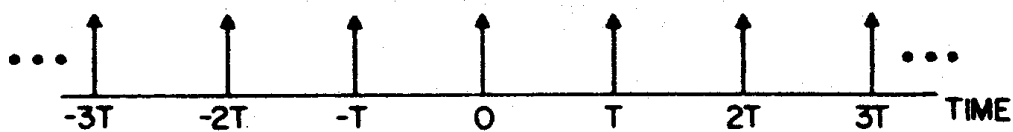
Σχήμα 3.14

3.9 JITTER

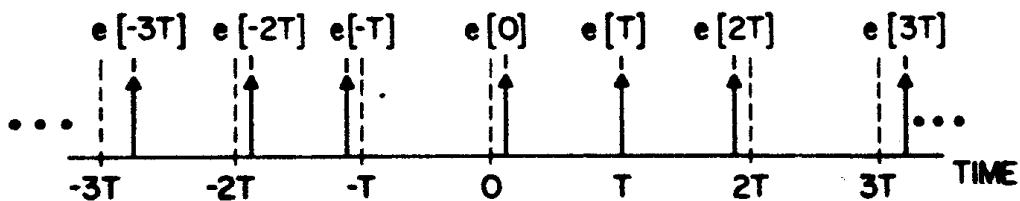
Σ' ένα ιδανικό ψηφιακό σύστημα μετάδοσης, οι παλμοί της ψηφιακής παλμοσειράς θα έπρεπε να φτάνουν σε χρονικές στιγμές που είναι ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T του ρολογιού που παράγει τους παλμούς αυτούς. Στα πραγματικά συστήματα όμως, οι παλμοί πληροφορίας φθάνουν σε χρονικές στιγμές που δεν είναι ακέραια πολλαπλάσια του χρόνου T . Το αποτέλεσμα είναι μια ανεπιθύμητη

διαμόρφωση θέσης των παλμών (Pulse Position Modulation) μετάδοσης που καλείται **jitter**. Το Σχήμα 3.15(α) δείχνει μια σειρά, κρουστικών διεγέρσεων που, αρχικά, έχουν ίση χρονική απόσταση. Ύστερα όμως είτε από μετάδοση είτε από επεξεργασία η σειρά αυτή κρουστικών διεγέρσεων έχει τροποποιηθεί (Σχήμα 3.15(β)) αναφορικά με το χρόνο που απέχουν οι κρουστικές διεγέρσεις μεταξύ τους. Οι χρονικές αποκλίσεις από τα ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T σχηματίζουν μια ακολουθία διακριτού χρόνου $e[\eta T]$. Η ακολουθία αυτή που το πλάτος της έχει διαστάσεις χρόνου, στα ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου T , αποτελεί τον θεμελιώδη ορισμό του **jitter**.

DEFINITION OF JITTER



(a) IMPULSES SPACED EQUALLY IN TIME (JITTER FREE SIGNAL)



(b) IMPULSES SPACED IRREGULARLY IN TIME (JITTERED SIGNAL)

Σχήμα 3.15 (a),(b)

Συμβατικά θεωρούμε ότι το πλάτος της ακολουθίας $e[\eta T]$ είναι θετικό όταν ο δεδομένος παλμός φθάνει νωρίτερα από τον χρόνο ηT . Συχνά μετατρέπουμε την τιμή της $e[\eta T]$ σε μονάδες μοιρών ορίζοντας τον χρόνο T ίσο με 360° . Αυτός είναι και ο λόγος που το όργανο **Jitter meter** του εργαστηρίου έχει μονάδες μοιρών. Η $e[\eta T]$ είναι μια τυχαία συνάρτηση του χρόνου, για την ανάλυση της οποίας χρησιμοποιούμε στοχαστική ανάλυση, υπολογίζοντας την μέση τιμή της, την μέση τετραγωνική τιμή της, καθώς και το φάσμα ισχύος της. Οι κύριες πηγές **jitter** στα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης είναι οι αναγεννητές και οι πολυπλέκτες. Για την όσο το δυνατόν πιστότερη αναπαραγωγή των πληροφοριών οι αναγεννητές χρειάζονται μια πληροφορία χρονισμού την οποία και εξάγουν τις περισσότερες φορές από τα δεδομένα που λαμβάνουν. Εξαιτίας όμως της ατελούς διαδικασίας εξαγωγής της πληροφορίας συγχρονισμού από τα δεδομένα, οι αναγεννημένοι παλμοί δεν είναι ταυτόσημοι των αρχικών που έλαβε ο αναγεννητής αλλά περιέχουν την ανεπιθύμητη διαμόρφωση θέσης παλμού, που ονομάζουμε **Jitter**. Το Jitter είναι επομένως εγγενές

(ενυπάρχον) στην έξοδο του αναγεννητή αν λάβουμε υπ' όψιν και το γεγονός ότι τα δεδομένα στην είσοδο του αναγεννητή είναι ήδη αλλοιωμένα από τον θόρυβο και την ατελή απόκριση του καναλιού με συνέπεια το φαινόμενο της αλληλοπαρεμβολής των συμβόλων. Έτσι η ατελής διαδικασία εξαγωγής της πληροφορίας συγχρονισμού που προαναφέραμε, θα πρέπει να γίνει από δεδομένα στα οποία υπάρχει θόρυβος και αλληλοπαρεμβολή συμβόλων. Επειδή δε, οι αναγεννητές σ' ένα ψηφιακό σύστημα μετάδοσης συνδέονται σε σειρά τα αποτελέσματα του Jitter συσσωρεύονται δημιουργώντας έτσι το **Accumulated jitter**. Επίσης υπάρχει και το **Alignment jitter** που ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ του jitter των δεδομένων της εισόδου ενός αναγεννητή και του jitter του ρολογιού που αναγεννιάται στον δεδομένο αναγεννητή. Το **Alignment jitter** είναι κυρίως υπεύθυνο για τα λάθη που συμβαίνουν κατά την διαδικασία σύγκρισης των δεδομένων με τα επίπεδα απόφασης.

Εκτός όμως από τους αναγεννητές, μια άλλη πηγή jitter είναι, όπως προαναφέραμε και οι πολυπλέκτες. Στα ψηφιακά συστήματα μετάδοσης η πολυπλεξία γίνεται συνήθως με διαίρεση χρόνου και συνίσταται στον συνδυασμό πολλών δεδομένων (παλμοσειρών) χαμηλού ρυθμού μετάδοσης σε μια παλμοσειρά υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης, που αποτελεί το πολυπλεγμένο σήμα . Για την επίτευξη της πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου οι παλμοσειρές χαμηλού ρυθμού μετάδοσης πρέπει να συγχρονιστούν με ένα κοινό ρολόι (για να γίνει σωστή διευθέτηση των καναλιών σε κάθε frame). Οι τρεις κυριότεροι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι οι εξής: α) Slip Buffering, β) Bit Justification, και γ) Pointer Processing.

Είναι αυτονόητο ότι για την εξέταση της παραγωγής **jitter** σε κάθε μια από τις παραπάνω μεθόδους είναι απαραίτητη η πλήρης γνώση της κάθε μεθόδου.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ

Βαθμίδες .

Περιγραφή των Modules της μονάδας PU-253

Τα modules που περιέχονται στην μονάδα PU-253 και χρειάζονται περαιτέρω επεξήγηση παρατίθενται παρακάτω:

I. *Noise Generator*

Ο παραγόμενος θόρυβος είναι μορφής τύπου Gauss πάνω σε μια μεγάλη περιοχή συχνοτήτων και το εύρος του μπορεί και μεταβάλλεται με τη βοήθεια ενός ποτενσιομέτρου. Οι παρεχόμενες έξοδοι είναι η OUT 1 (στάθμη θορύβου μέχρι 8V_{r-p}) και η εξασθένηση κατά 20dB ως προς την OUT 1 έξοδος OUT 2.

II. *Noise Modulator*

Μέσω των δύο εξόδων του (αυτή της υψηλής στάθμης και της εξασθενημένης) παίρνουμε λευκό θόρυβο σε μια περιοχή $\pm 30\text{KHz}$ γύρω από τον φορέα των 512 KHz. Το λαμβανόμενο στις εξόδους σήμα πρόκειται για ένα double-sideband, suppressed carrier σήμα, διαμορφωμένο από το σήμα θορύβου του Noise Generator.

III. *Summing Network*

Με την βοήθεια του κυκλώματος αυτό υπερτίθεται διαμορφωμένα RF σήματα με το σήμα που προέρχεται από τον Noise Modulator. Παρέχεται η δυνατότητα να μεταβάλλουμε τη στάθμη κάθε μίας εισόδου του κυκλώματος αυτού με ανεξάρτητο τρόπο.

IV. *Error Rate Meter*

Ο error rate meter παράγει μια ψηφιακή ακολουθία όμοια με αυτή που επιλέχθηκε για το πληροφοριακό σήμα. Ο μέσος αριθμός των εμφανιζόμενων λαθών σε ένα σύνολο 10^4 ή 10^6 bits (ανάλογα με την θέση του διακόπτη $10^{-4}/10^{-6}$) εμφανίζεται ως ένα τετραψήφιο αριθμός.

Όταν το TGO (Time Gate On) είναι αναμμένο, αυτό σημαίνει ότι διεξάγεται η διαδικασία της μέτρησης. Όταν το LOS (Loss of Synch) είναι αναμμένο, αυτό αποτελεί ένδειξη ότι η γεννήτρια της εσωτερικά παραγόμενης ακολουθίας που αναφέραμε παραπάνω έχει χάσει το συγχρονισμό με την ψηφιακή ακολουθία στην είσοδο του error rate meter. Σε μια τέτοια περίπτωση η διαδικασία μέτρησης των λαθών επαναρχίζει για να αποφύγουμε τη λήψη λανθασμένης ένδειξης.

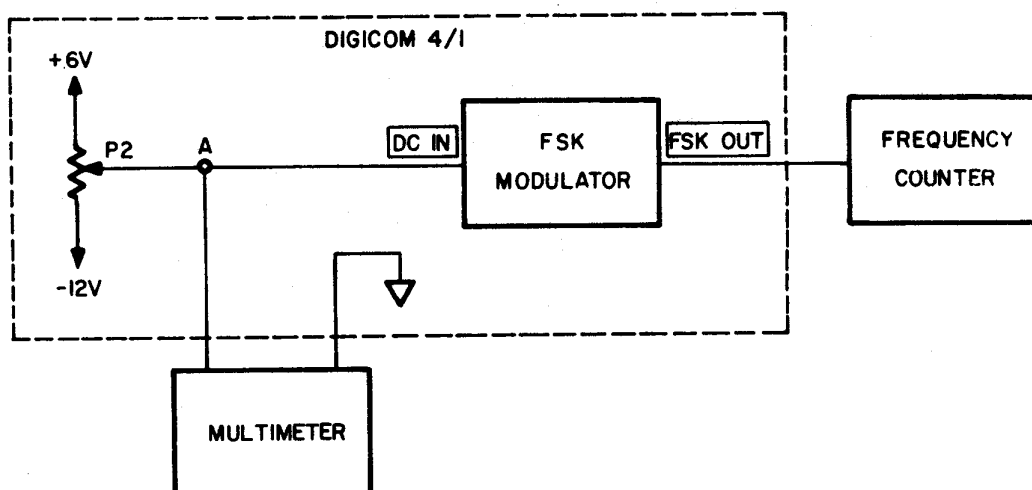
Μέσω του self-check toggle διακόπτη γίνεται έλεγχος των κυκλωμάτων του module αυτού. Μετά τον έλεγχο η ένδειξη που παίρνουμε είναι 10 στην κλίμακα του 10^{-4} και αντίστοιχα 1000 στην κλίμακα 10^{-6} .

V. *Jitter Meter*

Η ένδειξη που παίρνουμε από τον jitter meter είναι τιμή της διαφοράς φάσης μεταξύ των σημάτων τετραγωνικού παλμού που εφαρμόζονται στις εισόδους in 1 και in 2. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι το χρονικό διάστημα που χρησιμοποιείται για τη λήψη της μέσης αυτής τιμής είναι αρκετά μεγάλο, ενώ η μέγιστη τιμή αυτής μπορεί να φτάσει 3 ή και 4 φορές παραπάνω από την ενδεικνυόμενη μέση τιμή.

3.10 Λειτουργία του διαμορφωτή

- Ρύθμιση διαμορφωτή. Ένας διαμορφωτής FSK μετατρέπει τη διαφορά τάσης στην είσοδο του σε διαφορετικές συχνότητες. Συνδεσμολογήστε το παρακάτω κύκλωμα αφήνοντας την είσοδο DC (DC IN) ασύνδετη.



Σχήμα 3.16 Μέτρηση χαρακτηριστικών του διαμορφωτή FSK

- Φέρτε την συχνότητα του διαμορφωτή όσο το δυνατό πιο κοντά στα 512KHz με την βοήθεια του ποτενσιομέτρου CENTER FREQUENCY ADJUSTMENT. Περιμένετε μέχρι να σταθεροποιηθεί η τιμή που δείχνει ο μετρητής συχνότητας (frequency counter) και διορθώστε την ρύθμιση αν αυτό είναι αναγκαίο.

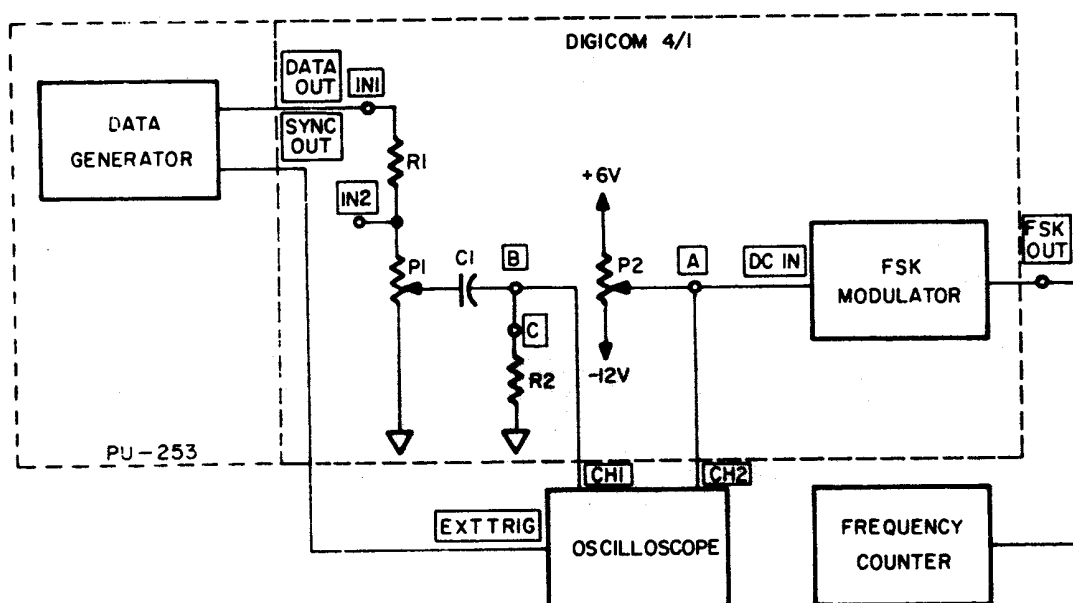
- c. Συνδέστε την είσοδο DC (DC IN) στο σημείο A.
- d. Μετρήστε την συχνότητα συναρτήσεως της συνεχούς (DC) τάσης εισόδου του διαμορφωτή. Η ρύθμιση της τάσης εισόδου γίνεται με το P₂. Καταγράψτε τα αποτελέσματα στον παρακάτω πίνακα.

<i>Τάση Εισόδου</i>	<i>Συχνότητα Εξόδου (KHz)</i>
6 V	
4.5 V	
3 V	
1.5 V	
0 V	
-1.5 V	
-3 V	
-4.5 V	
-6 V	
-7.5 V	
-9 V	
-10 V	
-12 V	

3.11 Ρύθμιση Διαμορφωτή (Modulator Calibration)

- a. Επιλέξτε στην γεννήτρια δεδομένων (data generator) ρυθμό δεδομένων (data rate) 16Kb/sec και μήκος ακολουθίας (sequence length)²⁴-1.
- b. Συνδεσμολογήστε το κύκλωμα του Σχήματος 3.17 αφήνοντας όμως την είσοδο DC (DC IN) του διαμορφωτή FSK συνδεμένη στη γείωση.

Η R1 εισάγει μεγάλη εξασθένηση και καλό θα είναι να παρακαμφθεί.



Σχήμα 3.17 Ρύθμιση του διαμορφωτή FSK

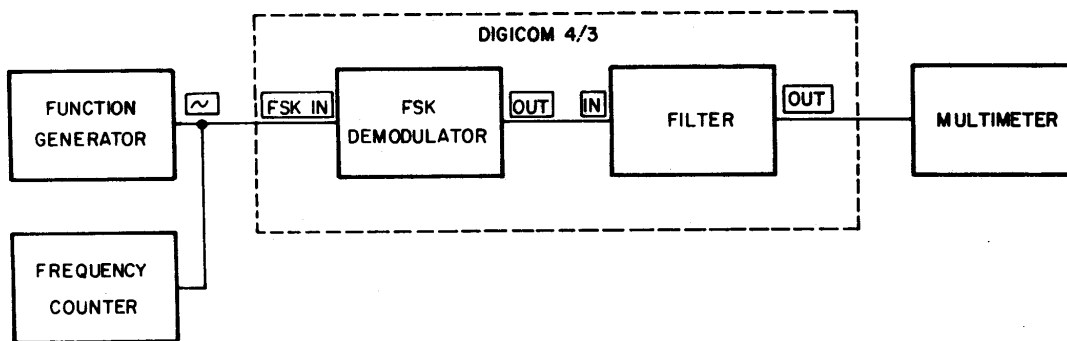
- c. Ρυθμίστε την συχνότητα εξόδου του διαμορφωτή όσο το δυνατό πιο κοντά στα 512Κηz με την βοήθεια του ποτενσιομέτρου ρύθμισης της κεντρικής συχνότητας (CENTRE FREQUENCY ADJUSTMENT). Περιμένετε μέχρι να σταθεροποιηθεί η συχνότητα εξόδου και διορθώστε την ρύθμιση αν είναι απαραίτητο.
- d. Προετοιμάστε τον παλμογράφο κάνοντας τα ακόλουθα:
 - Γειώστε το κανάλι 1. Φέρτε το ίχνος του καναλιού 1 στον οριζόντιο άξονα της οθόνης του παλμογράφου. Συνδέστε το κανάλι 2 στην DC είσοδο (DC IN) του διαμορφωτή (στο σημείο A του κυκλώματος όταν το P2 δεν είναι συνδεδεμένο στην είσοδο DC).
 - Ξανασυνδέστε το κανάλι 1 σύμφωνα με το Σχήμα 3.17.
 - Ρυθμίστε τα δύο κανάλια του παλμογράφου ώστε να μετρούν και την DC συνιστώσα του σήματος (DC coupling). Ρυθμίστε και τα δύο κανάλια του παλμογράφου στην κλίμακα 1V ανά τετράγωνο της οθόνης του παλμογράφου (1V/Div). Ρυθμίστε το κανάλι 2 έτσι ώστε το ίχνος του να συμπίπτει με το ίχνος του καναλιού 1 στον οριζόντιο άξονα.
- e. Κάνετε τα ακόλουθα:
 - Συνδέστε το σημείο A του ποτενσιομέτρου P2 στην DC είσοδο (DC IN) του FSK διαμορφωτή.
- f. Ρυθμίστε τον διαμορφωτή για απόκριση κορυφής (peak to peak) 20Κηz ($\pm 10\text{KHz}$) με τον ακόλουθο τρόπο :
 - Μεταβάλετε μέσω του P2, την συχνότητα στην έξοδο του διαμορφωτή μέχρι ο μετρητής συχνότητας (frequency counter) να δείξει 512ΚΗz-10ΚΗz (το μισό της απόκλισης κορυφής).

- Μεταβάλλετε, μέσω του P1, την κορυφή του σήματος διαμόρφωσης (που δείχνεται στο κανάλι 1) μέχρι να φτάσει το ίχνος του καναλιού 2.
- Μεταβάλλετε, μέσω του P2, την συχνότητα στην έξοδο του διαμορφωτή μέχρι ο μετρητής συχνότητας (frequency counter) να δείξει $512\text{KHz}+10\text{KHz}$ (το μισό της απόκλισης κορυφής). Παρατηρήστε ότι το ίχνος του καναλιού 2 φτάνει κοντά στο άκρο του σήματος διαμόρφωσης που απεικονίζεται στο κανάλι 1.
- Επαναλάβετε τα 3 προηγούμενα βήματα μέχρις ότου τα δύο ίχνη να συμπίπτουν με τα άκρα του σήματος διαμόρφωσης.

3.12 Δυαδικός αποδιαμορφωτής FSK (Binary FSK demodulator)

3.12.1 Μέτρηση των στατικών χαρακτηριστικών

- Συνδεσμολογήστε το κύκλωμα του Σχήματος 3.18.
Σε περίπτωση όπου χρησιμοποιείτε ψηφιακή γεννήτρια (FUNCTION GENERATOR), δεν χρειάζεται FREQUENCY COUNTER.



Σχήμα 3.18 Μέτρηση των στατικών χαρακτηριστικών του αποδιαμορφωτή

- Μετρήστε την DC τάση του αποδιαμορφωτή σαν συνάρτηση της συχνότητας του σήματος εισόδου. Για να επιτύχετε αυτό, διατηρείστε σταθερό το πλάτος του σήματος εισόδου που παρέχει η γεννήτρια συναρτήσεων (function generator) στα $3V_{p-p}$ και μεταβάλλετε την συχνότητα του από 450KHz έως 600KHz .

c. Επαναλάβετε την μέτρηση για σήμα εισόδου πλάτους $2V_{p-p}$ και $1V_{p-p}$.

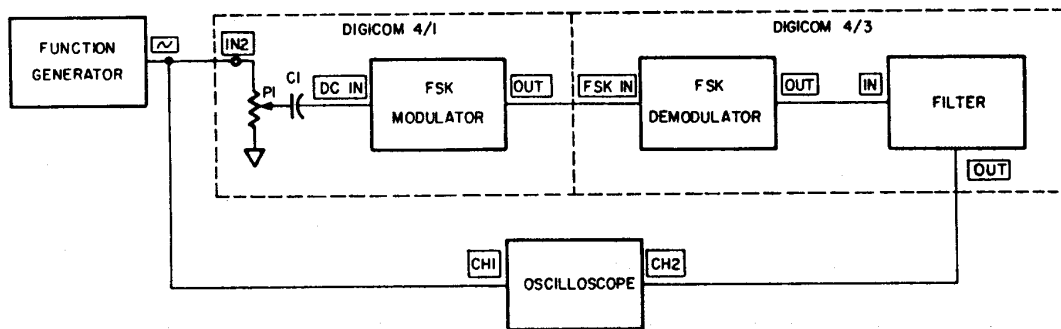
Frequency (KHz)	Output Voltage (Vdc)		
	$V_{IN}=1V_{p-p}$	$V_{IN}=2V_{p-p}$	$V_{IN}=3V_{p-p}$
430			
455			
460			
465			
470			
475			
480			
485			
490			
500			
510			
520			
530			
535			
540			
545			
550			
555			
560			
565			
570			
580			

590			
600			

Πίνακας 3.1: Στατικά χαρακτηριστικά του Αποδιαμορφωτή

3.12.2 Μέτρηση των δυναμικών χαρακτηριστικών του αποδιαμορφωτή

- a. Συνδεσμολογήστε το κύκλωμα του Σχήματος 3.19



Σχήμα 3.19 Μέτρηση των δυναμικών χαρακτηριστικών του Αποδιαμορφωτή

- Ρυθμίστε την κεντρική συχνότητα του FSK διαμορφωτή (όταν η γεννήτρια συναρτήσεων είναι αποσυνδεδεμένη) στα 512KHz.
- Ρυθμίστε την γεννήτρια συναρτήσεων (function generator) ώστε να παράγει τριγωνικό σήμα πλάτους $10V_{p-p}$ και ρυθμό επανάληψης (repetition rate) 10Hz. Στρέψτε το ποτενσιόμετρο P1 της μονάδας DIGICOM-4/1 εντελώς δεξιά (προς τη φορά των δεικτών του ρολογιού), δηλαδή έτσι ώστε να παρουσιάζει την ελάχιστη εξασθένιση.
- Λειτουργήστε τον παλμογράφο στον X-Y τρόπο (X-Y mode), και ρυθμίστε τις ευαισθησίες των καναλιών έτσι ώστε να παρατηρήσετε μια απεικόνιση της δυναμικής χαρακτηριστικής του αποδιαμορφωτή.

Παρατήρηση: Εάν η οθόνη του παλμογράφου δεν απεικονίζει όλη την S-καμπύλη που είναι αναμενόμενη από τις στατικές μετρήσεις που έγιναν στην παράγραφο 3.9.1, απεικονίστε όλη την καμπύλη σε τρία στάδια, αλλάζοντας την κεντρική συχνότητα του διαμορφωτή σε χαμηλότερη συχνότητα και μετά σε υψηλότερη συχνότητα.

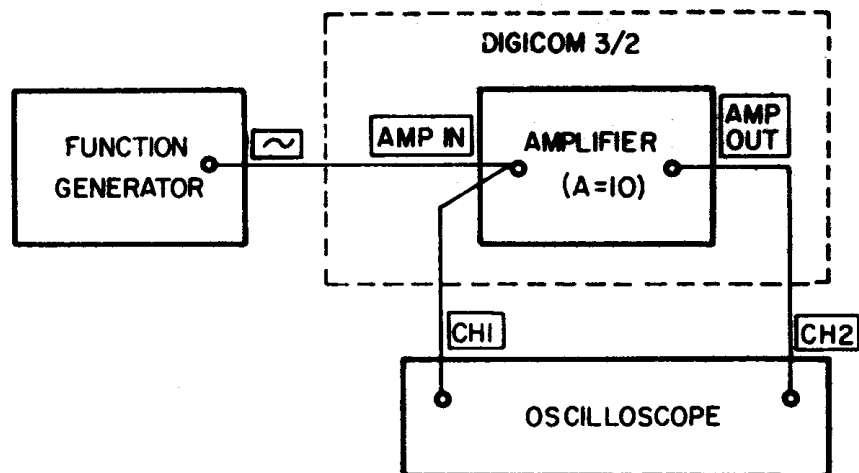
3.12.3 Μέτρηση της απόκλισης συχνότητας

- Χρησιμοποιήστε το κύκλωμα του Σχήματος 3.19.
- Ρυθμίστε την κεντρική συχνότητα του διαμορφωτή FSK (όταν η γεννήτρια συναρτήσεων δεν είναι συνδεδεμένη) στα 512KHz.
- Ρυθμίστε την γεννήτρια συναρτήσεων έτσι ώστε να δίνει στην έξοδο ημιτονικό σήμα $3V_{p-p}$.
- Μετρήστε το σήμα εξόδου του αποδιαμορφωτή καθώς η συχνότητα διαμόρφωσης μεταβάλλεται από 100KHz μέχρι 30KHz.
- Αντικαταστήστε το ημιτονικό σήμα με ένα τετραγωνικό σήμα συχνότητας 100Hz και πλάτους $3V_{p-p}$. Παρατηρήστε το σήμα εξόδου του αποδιαμορφωτή.

3.13 Δέκτης FSK

3.13.1 Χαρακτηριστικά πρώτου ενισχυτή

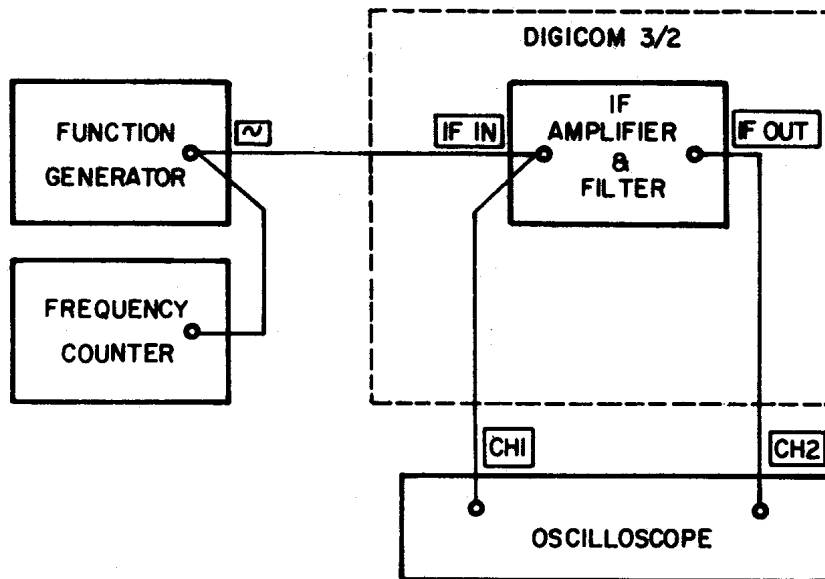
- Ρυθμίστε την γεννήτρια συναρτήσεων έτσι ώστε να δίνει στην έξοδο της ημιτονικό σήμα 100mV, συχνότητας 512KHz και συνδέστε την έξοδο της στην είσοδο του ενισχυτή (AMP IN).
- Μετρήστε την απολαβή (gain) του ενισχυτή.
- Αυξήστε το πλάτος του σήματος εισόδου μέχρι ο ενισχυτής να φτάσει στον κορεσμό (saturation). Μετρήστε το μέγιστο πλάτος του σήματος που μπορεί να δώσει ο ενισχυτής, χωρίς παραμόρφωση.



Σχήμα 3.20 Μέτρηση των χαρακτηριστικών του πρώτου ενισχυτή

3.13.2 Χαρακτηριστικά IF φίλτρου και ενισχυτή

- Βάλτε τον διακόπτη IF ευρέος ζώνης (IF BANDWIDTH) στην θέση “ευρύ” (WIDE).
- Ρυθμίστε την γεννήτρια συναρτήσεων έτσι ώστε να δίνει ημιτονικό σήμα 100mV και συχνότητα 512KHz και συνδέστε την έξοδο της γεννήτριας στην είσοδο του ενισχυτή IF (IF IN).



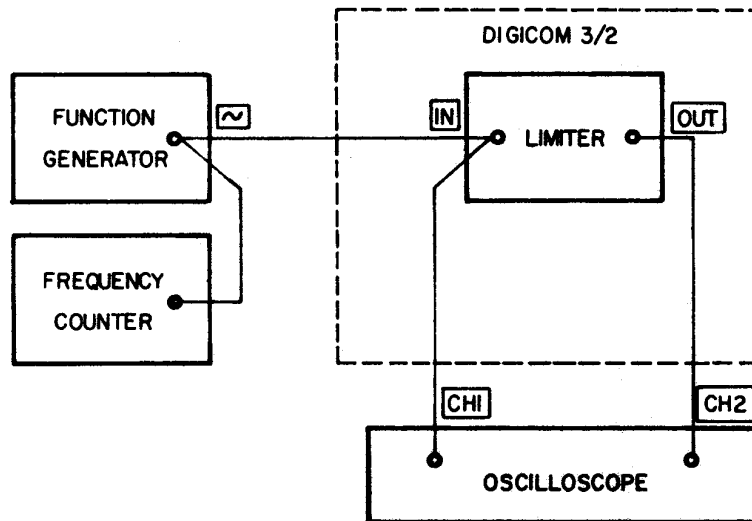
Σχήμα 3.21 Μέτρηση των χαρακτηριστικών του ενισχυτή και φίλτρου IF

- Μετρήστε την απολαβή και την απόκριση συχνότητας σε μια περιοχή συχνοτήτων $\pm 50\text{KHz}$ γύρω από την κεντρική συχνότητα (512KHz).
- Αυξήστε το πλάτος του σήματος εισόδου μέχρι ο ενισχυτής να φτάσει στον κορεσμό. Βρείτε το μέγιστο σήμα εξόδου που μπορεί να δώσει ο ενισχυτής χωρίς παραμόρφωση στα 512KHz και μετρήστε την απολαβή (gain) του.
- Επαναλάβετε τις μετρήσεις (c) και (d) τοποθετώντας τον διακόπτη IF BANDWIDTH στην θέση στενό (NARROW).

3.13.3 Χαρακτηριστικά Περιοριστή (Limiter)

- Ρυθμίστε την γεννήτρια συναρτήσεων έτσι ώστε να παρέχει ημιτονικό σήμα 20mVp-p, 512KHz στην είσοδο (IN) του περιοριστή (Limiter).

- b. Μετρήστε την απολαβή και την απόκριση συχνότητας σε μια περιοχή συχνοτήτων $\pm 80\text{KHz}$ γύρω από την κεντρική συχνότητα (512KHz).



Σχήμα 3.22 Μέτρηση χαρακτηριστικών του περιοριστή

- c. Επαναλάβετε το βήμα (b) για σήματα εισόδου 50mVp-p, 100mVp-p και 500mVp-p.
- d. Ρυθμίστε την γεννήτρια συναρτήσεων στα 512KHz και παρατηρήστε την από κορυφή σε κορυφή (peak to peak) τάση εξόδου σαν συνάρτηση της τάσης του σήματος εισόδου μέχρι τα 3Vp-p.

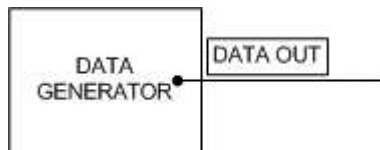
3.13.4 Λειτουργία Δέκτη (Receiver)

- a. Επιλέξτε ρυθμό δεδομένων 16kb/sec και μήκος ακολουθίας 2^8-1 . Μην αλλάξετε το μήκος της ακολουθίας, γιατί αυτό απαιτεί επανάληψη των ρυθμίσεων του διαμορφωτή.
- b. Ρυθμίστε τον διαμορφωτή για μια απόκλιση συχνοτήτων $512 \pm 5.6\text{KHz}$. Ακολουθήστε την διαδικασία που δόθηκε στην παράγραφο 3.8.
Η R1 εισάγει μεγάλη εξασθένηση και καλό θα είναι να παρακαμφθεί.

Παρακάτω υπάρχουν οι βαθμίδες που χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση ενός διαμορφωτή FSK. Για τη συνδεσμολογία του δέκτη (Receiver) ακολουθήστε τις παρακάτω συνδεσμολογίες :

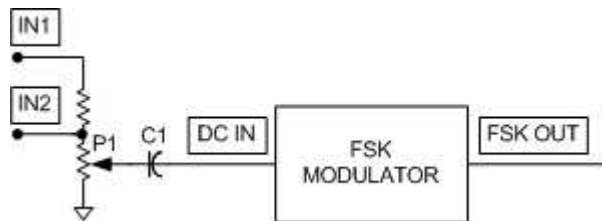
1. Από το (DATA OUT) της γεννήτριας δεδομένων (*data generator*) συνδέουμε στο (IN1) του FSK διαμορφωτή (*FSK modulator*).
2. Από το (FSK OUT) του διαμορφωτή πηγαίνουμε στο (RF IN) του αθροιστικού κυκλώματος (*summing network*). Το (CARRIER + NOISE IN) του *summing network* το συνδέουμε στη γείωση.
3. Από το (OUTPUT) του *summing network* συνδέουμε στο (AMP IN) του ενισχυτή (*amplifier*).
4. Από το (OUT) του περιοριστή (*limiter*) πηγαίνουμε στο (FSK IN) του FSK αποδιαμορφωτή (*FSK demodulator*) .
5. Από το TP του NRZ αναγεννητή συνδέουμε στο (SIGNAL IN) του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού (*clock recovery circuit*) .
6. Το (CK IN) του NRZ αναγεννητή στο \bar{F} και F αντίστοιχα του ανορθωτή φάσης (*phase shifter*).
- 7.

Γεννήτρια δεδομένων : Παράγει μια ψευδοτυχαία ακολουθία δεδομένων.



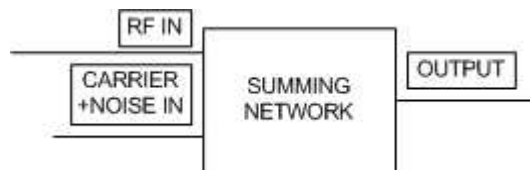
Σχήμα 1.1

Διαμορφωτής FSK :



Σχήμα 1.2

Αθροιστικό κύκλωμα :



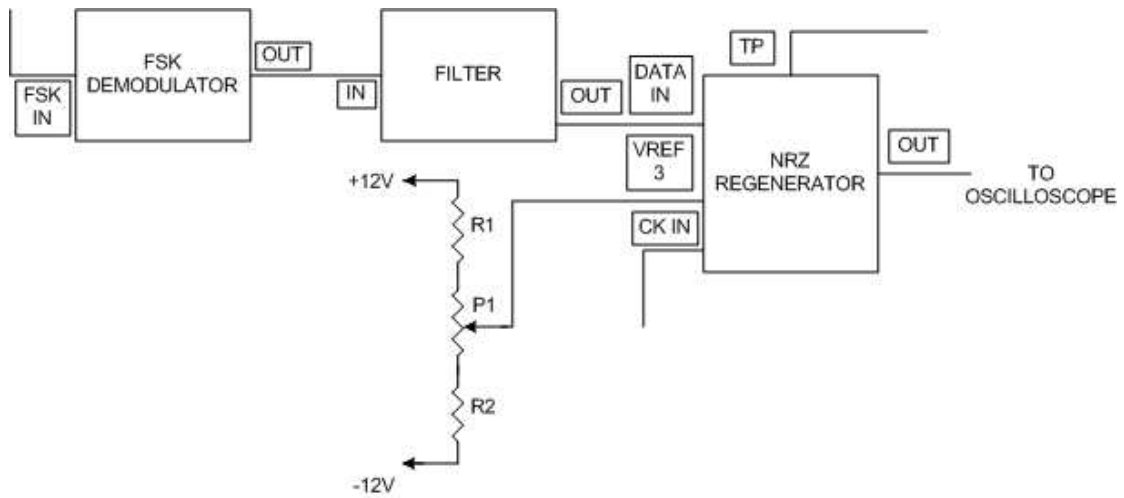
Σχήμα 1.3

Ενισχυτής ,φίλτρο ,περιοριστής :



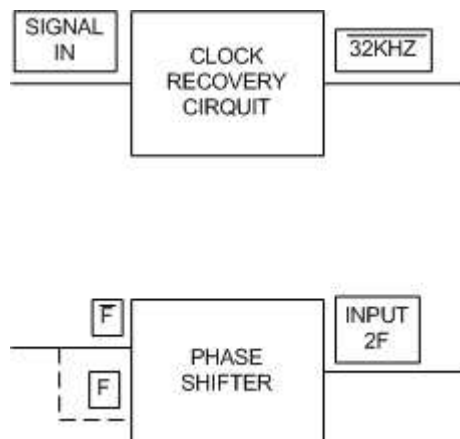
Σχήμα 1.4

Αποδιαμορφωτής ,αναγεννητής :



Σχήμα 1.5

Κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού ,Ανορθωτής φάσης :



Σχήμα 1.6

Αναγνωρίστε τις παραπάνω βαθμίδες και υλοποιήστε ένα σύστημα διαμορφωτή – αποδιαμορφωτή FSK χωρίς την παρουσία θορύβου.

- c. Βάλτε τον διακόπτη IF BANDWIDTH στην θέση NARROW.
- d. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο Πλάτος Σήματος (Signal Amp) ώστε να ρυθμίσετε την τάση αναφοράς του NRZ αναγεννητή (NRZ regenerator) με τον ακόλουθο τρόπο :
 1. Αποσυνδέστε και τα δύο κανάλια του παλμογράφου από το κύκλωμα.
 2. Θέστε και τις δύο κλίμακες V/DIV του παλμογράφου στην θέση 0,2V/div.
 3. Ρυθμίστε την κατακόρυφη θέση των ιχνών των δύο καναλιών ώστε να συμπίπτουν.
 4. Απεικονίστε το διάγραμμα οφθαλμού “eye diagram” του διαμορφωμένου σήματος στον παλμογράφο. Χρησιμοποιήστε απεικόνιση μόνο της AC συνιστώσας (AC Coupling) στο κανάλι που δείχνει το διάγραμμα οφθαλμού και απεικόνιση της DC και της DC συνιστώσας (DC Coupling) στο κανάλι που δείχνει την τάση αναφοράς (reference voltage).
 5. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο P1 έτσι ώστε η τάση αναφοράς του αναγεννητή δεδομένων (data regenerator) να βρίσκεται στην ιδανική στάθμη (δηλαδή στο μέγιστο οριζόντιο άνοιγμα του “οφθαλμού”).
- e. Ελέγξτε ότι το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού (clock recovery) είναι “κλειδωμένο” (locked).
- f. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο ολίσθησης φάσης (PHASE SHIFTER) του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού μέχρι που η θετική μετάπτωση μιας από της εξόδους του ολισθητή φάσης (phase shifter) F ή \bar{F} να εμφανιστεί στο σημείο όπου το κατακόρυφο άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού είναι μέγιστο (βέλτιστη στιγμή δειγματοληψίας). Εάν είναι απαραίτητο, αντικαταστήστε το σήμα εξόδου των 32KHz του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού με το σήμα $\overline{32KHz}$.
- g. Τώρα πλέον έχουν γίνει όλες οι απαραίτητες ρυθμίσεις . Παρατηρήστε τις κυματομορφές σε όλα τα σημεία κατά μήκος της διαδρομής του σήματος στα οποία υπάρχει πρόσβαση, προσέχοντας ιδιαίτερα να παρατηρήσετε τον σχετικό χρονισμό (timing).
- h. Επαναλάβετε τα βήματα ε μέχρι και θ με το εύρος ζώνης IF (IF BANDWIDTH) στην θέση “ευρύ” (WIDE).

3.14 Επίδοση Συστήματος δυαδικού FSK παρουσία λευκού θορύβου

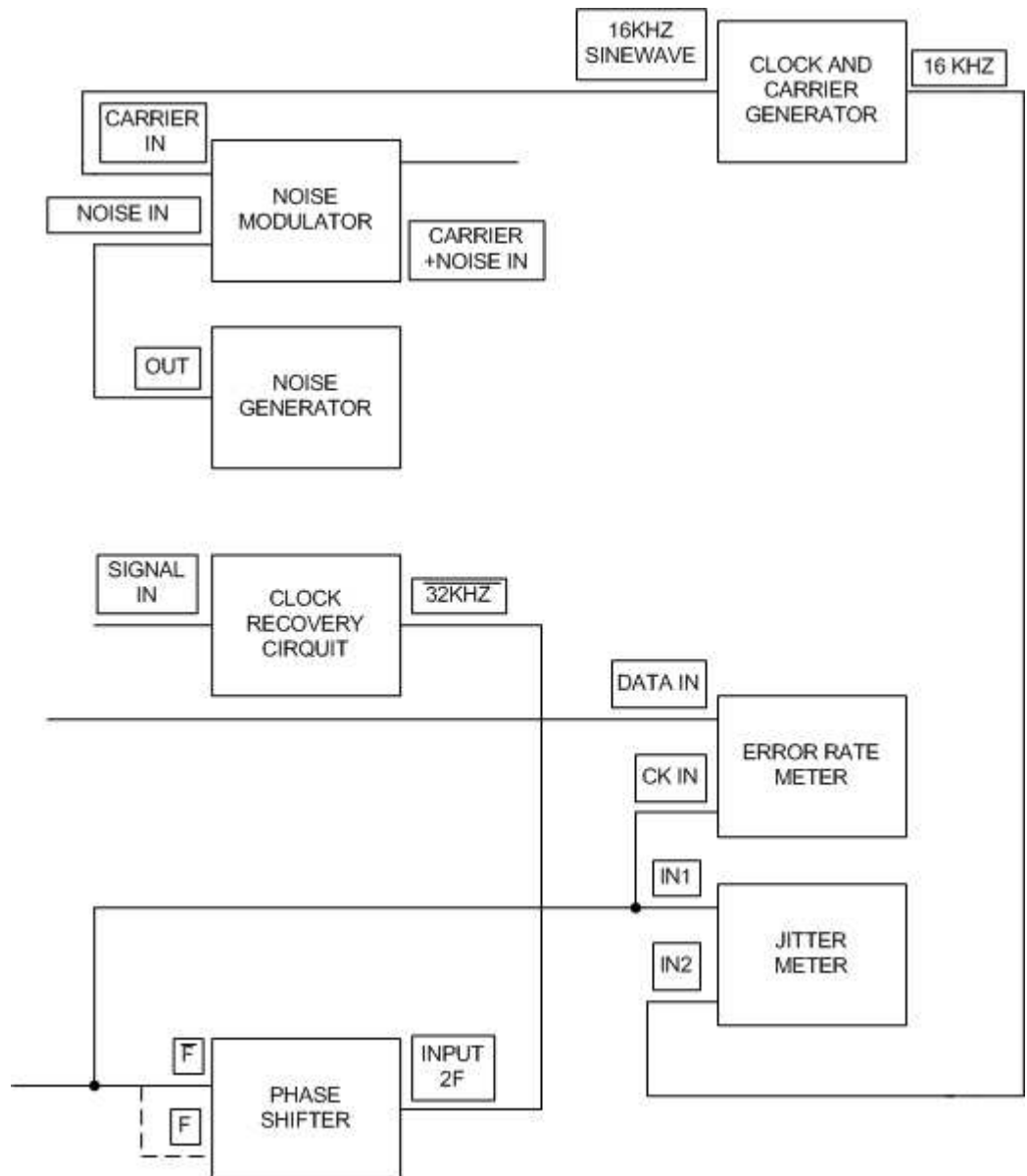
3.14.1 Ρύθμιση Διαμορφωτή

- a. Επιλέξτε ρυθμό δεδομένων 16Kb/sec και μήκος ακολουθίας (sequence length) 2^8-1 . Μην μεταβάλλετε το μήκος της ακολουθίας, γιατί θα πρέπει οι ρυθμίσεις του διαμορφωτή να επαναληφθούν.
- b. Συνδεσμολογήστε το παρακάτω κύκλωμα που είναι το ίδιο με αυτό του δέκτη (receiver) με την προσθήκη μετρητικών διατάξεων και διατάξεων θορύβου.
- c. Από το (CARRIER + NOISE IN) του αθροιστικού κυκλώματος (*summing network*) συνδέουμε στο (CARRIER + NOISE IN) του *noise modulator*.
- d. Από το (OUT) του NRZ αναγεννητή (*NRZ regenerator*) στο (DATA IN) του *error rate meter*.

Ρυθμίστε τον διαμορφωτή για μια απόκλιση συχνότητας $512 \pm 5.6\text{KHz}$.

Χρησιμοποιήστε την διαδικασία της παραγράφου 3.12.

Γεννήτρια θορύβου ,κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού ,μετρητής σφαλμάτων ,μετρητής jitter :



Σχήμα 1.7

3.14.2 Ρύθμιση Δέκτη

- a. Θέστε τον διακόπτη της γεννήτριας θορύβου (NOISE generator) στην θέση εκτός (OFF).
- b. Θέστε τον διακόπτη εύρος φάσματος IF (IF BANDWIDTH) στην θέση στενό (NARROW).

- c. Στρέψτε το ποτενσιόμετρο φέρον + πλάτος θορύβου (CARRIER+NOISE AMP) εντελώς αντίστροφα της φοράς του ρολογιού.
- d. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο πλάτος σήματος (SIGNAL AMP) έτσι ώστε να παρατηρήσετε RF σήμα 100mVrms. Χρησιμοποιήστε το AC millivoltmeter για την μέτρηση του πλάτους.
- e. Ρυθμίστε την τάση αναφοράς του NRZ αναγεννητή (regenerator) με τον ακόλουθο τρόπο :
 1. Αποσυνδέστε και τα δύο κανάλια του παλμογράφου από το κύκλωμα.
 2. Θέστε και τις δύο κλίμακες V/DIV στα 0.2V/div.
 3. Ρυθμίστε την κατακόρυφη θέση των δύο ιχνών ώστε να συμπίπτουν.
 4. Απεικονίστε στον παλμογράφο το διάγραμμα οφθαλμού του αποδιαμορφωμένου σήματος. Χρησιμοποιήστε απεικόνιση AC και DC απεικόνιση (DC coupling) στο κανάλι που δείχνει την τάση αναφοράς(V_{REF3}).
 5. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο P1, έτσι ώστε η τάση αναφοράς του αναγεννητή δεδομένων να είναι στη βέλτιστη στάθμη (μέγιστο οριζόντιο άνοιγμα οφθαλμού).
- f. Ελέγξτε ότι το κύκλωμα ανάκτησης ρολογιού είναι κλειδωμένο (locked).
- g. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο ολίσθησης φάσης (PHASE SHIFTER) του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού μέχρι που η θετική μετάπτωση μιας από της εξόδους του ολισθητή φάσης (phase shifter) F ή \overline{F} να εμφανιστεί στο σημείο όπου το κατακόρυφο άνοιγμα του διαγράμματος οφθαλμού είναι μέγιστο (βέλτιστη στιγμή δειγματοληψίας). Εάν είναι απαραίτητο, αντικαταστήστε το σήμα εξόδου των 32KHz του κυκλώματος ανάκτησης ρολογιού με το σήμα $\overline{32KHz}$.
- h. Τώρα πλέον έχουν γίνει όλες οι απαραίτητες ρυθμίσεις . Παρατηρήστε τις κυματομορφές σε όλα τα σημεία κατά μήκος της διαδρομής του σήματος στα οποία υπάρχει πρόσβαση, προσέχοντας ιδιαίτερα να παρατηρήσετε τον σχετικό χρονισμό (timing).

3.14.3 Επιδράσεις του θορύβου στην λειτουργία του Δέκτη

- a. Θέστε την γεννήτρια θορύβου (NOISE generator) στην θέση εντός (ON).
- b. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο πλάτος θορύβου (NOISE AMPLITUDE) μέχρι το σήμα θορύβου που εμφανίζεται στην έξοδο φέρον + θόρυβος (CARRIER+NOISE OUT) του διαμορφωτή θορύβου να φτάσει περίπου τα 200mVrms.

- c. Ρυθμίστε το ποτενσιόμετρο φέρον + πλάτος θορύβου (CARRIER+NOISE AMP) του αθροιστικού κυκλώματος (summing network), έτσι ώστε να παρατηρήσετε διαφόρους λόγους σήμα προς θόρυβο, από μόλις παρατηρήσιμο θόρυβο μέχρι μέγιστο θόρυβο. Παρατηρήστε τις επιδράσεις του θορύβου σε κάθε σημείο στην πορεία του κυκλώματος στο οποίο υπάρχει πρόσβαση, και ιδιαίτερα στο διάγραμμα οφθαλμού των αποδιαμορφωμένων δεδομένων (demodulated data).

3.14.4 Μέτρηση του ρυθμού λαθών (Error Rate) και Jitter

- a. Επιλέξτε ένα ρυθμό δεδομένων 16kb/sec και μήκος ακολουθίας (sequence length) 2^8-1 .
- b. Θέστε τον διακόπτη εύρος ζώνης IF (IF BANDWIDTH) στην θέση στενό (NARROW).
- c. Στρέψτε το ποτενσιόμετρο φέρον + πλάτος θορύβου (CARRIER+NOISE AMP) εντελώς αντίστροφα από την φορά των δεικτών του ρολογιού.

Σημείωση: Στα επόμενα, χρησιμοποιήστε το AC millivoltmeter για μέτρηση των RF σημάτων.

- d. Ρυθμίστε το πλάτος θορύβου στα 15mVrms, που μετριέται στην έξοδο του αθροιστικού κυκλώματος (summing network), με την είσοδο RF (RF IN) γειωμένη.
- e. Μετρήστε τον ρυθμό σφαλμάτων (error rate) και του Jitter (μέση τιμή των τιμών του Jitter meter) σαν συνάρτηση της στάθμης του RF σήματος στην περιοχή από 1V έως 20mV.

Σημείωση: Για την μέτρηση του πλάτους του σήματος και του θορύβου, πρώτα αποσυνδέστε το σήμα που εφαρμόζεται στην είσοδο φέρον + θόρυβος (CARRIER+NOISE IN) και γειώστε αυτήν την είσοδο: Το AC πολύμετρο θα μετρήσει τότε το πλάτος του χρήσιμου σήματος. Δεύτερον, αποσυνδέστε το σήμα που εφαρμόζεται στην είσοδο RF (RF IN) και γειώστε αυτήν την είσοδο, ενώ ξανασυνδέστε το σήμα στην είσοδο φέρον + θόρυβος (CARRIER+NOISE IN).

Ο λόγος των σημάτων που μετριοούνται με αυτών τον τρόπο είναι ο λόγος σήμα/προς θόρυβο στην είσοδο.

- f. Ψάξτε για την βέλτιστη απόκλιση συχνότητας (η απόκλιση που δίνει τον μικρότερο ρυθμό σφάλματος). Για αυτόν τον σκοπό, ρυθμίστε τον λόγο σήμα προς θόρυβο στα 15dB και μεταβάλλετε την απόκλιση συχνότητας από $\pm 2\text{KHz}$ έως $\pm 30\text{KHz}$. Χρησιμοποιήστε την μέθοδο ρύθμισης του διαμορφωτή που δίνεται στην παράγραφο 3.8. (Κατά την διάρκεια της πειραματικής διαδικασίας, χρησιμοποιήθηκε απόκλιση

συχνότητας $\pm 5,6\text{KHz}$). Καταγράψετε τον ρυθμό σφαλμάτων για κάθε απόκλιση που ελέγχεται. Φροντίστε να επαναρυθμίζεται την τάση αναφοράς και την φάση ανάκτησης ρολογιού σε κάθε αλλαγή απόκλισης.

- g. Επαναλάβετε τις μετρήσεις για ρύθμιση του κατωφλίου απόφασης με απόκλιση 20% από την ιδανική ρύθμιση.
- h. Επαναλάβετε τις μετρήσεις για ιδανικό κατώφλι απόφασης αλλά για σφάλμα χρονισμού της στιγμής δειγματοληψίας ίσο με το 1/10 της διάρκειας του κάθε bit.
- i. Επαναλάβετε το βήμα f, μεταβάλλοντας την απόκλιση συχνότητας από $\pm 2\text{KHz}$ έως $\pm 30\text{KHz}$, δίνοντας μεγαλύτερη προσοχή στα $\pm 2,8\text{KHz}$, $\pm 10,8\text{KHz}$ και $\pm 18,8\text{KHz}$.

Παρατηρήσεις

1. Ο λόγος σήμα προς θόρυβο υπολογίζεται από την σχέση $(S/N)=20\log_{10}(V_s/V_n)$ όπου (S/N): λόγος σήματος προς θόρυβο σε dB
 V_s : τάση σήματος RF V_n : τάση θορύβου.
2. Κάντε μια διόρθωση για φίλτρο IF με το στενότερο (narrower) εύρος ζώνης $C=10\log_{10}(B_w/B_N)$
όπου, C: διορθωτικός παράγοντας, σε dB, που αφαιρείται από την τιμή S/N που υπολογίστηκε παραπάνω, όταν λαμβάνουμε υπόψιν μας τα αποτελέσματα που παρατηρούνται σε IF φίλτρα στενού εύρους ζώνης.

B_w : μετρούμενο εύρος ζώνης του ευρέως IF φίλτρου σε θέση wide.

B_N : μετρούμενο εύρος ζώνης του στενού IF φίλτρου σε θέση narrow.

3.15 Ανάλυση Αποτελεσμάτων

- i. Αναγνωρίστε και σχεδιάστε το κύκλωμα του πομπού και του δέκτη της άσκησής σας.
- ii. Σχεδιάστε και σχολιάστε τις κυματομορφές στις εξόδους όλων των βαθμίδων του συστήματος α) Χωρίς θόρυβο και β) Με θόρυβο.
- iii. Σχεδιάστε και εξηγήστε το διάγραμμα οφθαλμού στην έξοδο του αποδιαμορφωτή με θόρυβο και χωρίς θόρυβο.
- iv. Εξηγήστε την λειτουργία αναγέννησης των δεδομένων της άσκησής σας.
- v. Μετρήστε το ρυθμό σφαλμάτων (error rate) και το jitter.
- vi. Συμπεράσματα - Σχόλια.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

4^η Άσκηση

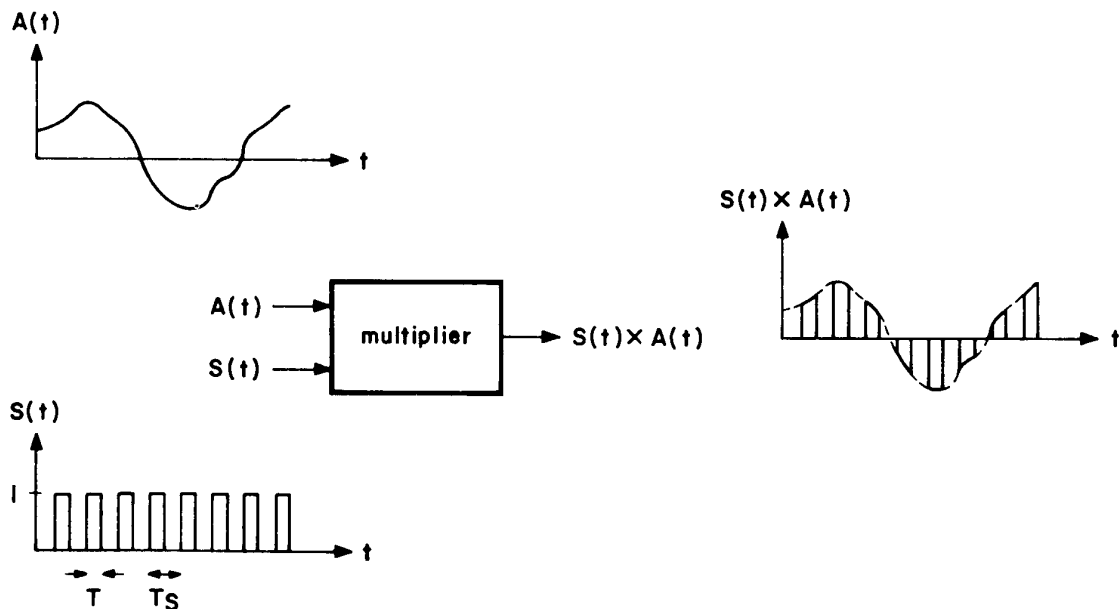
PCM Διαμόρφωση

4.1 Δειγματοληψία

Είναι συχνά απαραίτητο να δειγματοληπτήσουμε ένα συνεχές σήμα με σκοπό να πάρουμε ένα διακριτό σήμα. Σ' αυτό το κεφάλαιο θα εξετάσουμε τις αρχές και τη θεωρία της δειγματοληψίας.

4.1.1 Ανάλυση του δειγματοληπτημένου σήματος

Για να πάρουμε δείγματα ενός συνεχούς σήματος, είναι αναγκαίο να το πολλαπλασιάσουμε με μια συνάρτηση δειγματοληψίας, που αποτελείται από μια σειρά ίδιων παλμών όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1.

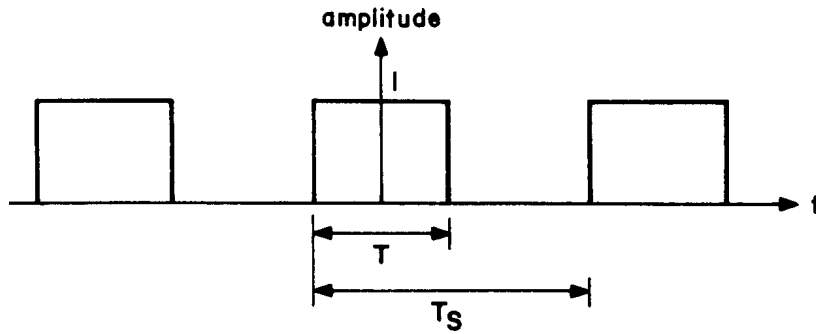


Σχήμα 4.1 Δειγματοληψία με πολλαπλασιασμό του σήματος $A(t)$ με τη συνάρτηση δειγματοληψίας $S(t)$.

Τα δείγματα αναπαριστούν το αρχικό σήμα μόνο αν αυτό μπορεί να ανασυσταθεί από αυτά. Είναι πάντα δύσκολο να κατανοήσουμε στην αρχή, το γεγονός ότι οι παλμοί στο δεξιό τμήμα του Σχήματος 4.1 περιλαμβάνουν όλη την πληροφορία που περιέχεται στο $A(t)$. Για να το δείξουμε αυτό θα αναπτύξουμε την $S(t)$ σε σειρά Fourier (η $S(t)$ φαίνεται στο Σχήμα 4.2 όπου το ' τ ' παριστάνει το εύρος των παλμών και $f_s = 1 / T_s$ παριστάνει τη συχνότητα δειγματοληψίας).

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \cos n\omega_s t \quad (1-1)$$

όπου $c_0 = f_s \tau$, $c_n = (2 \sin n\pi f_s \tau) / n\pi$ [$n \neq 0$] είναι οι συντελεστές Fourier.



Σχήμα 4.2 Ορισμός των παραμέτρων της παλμοσειράς S(t).

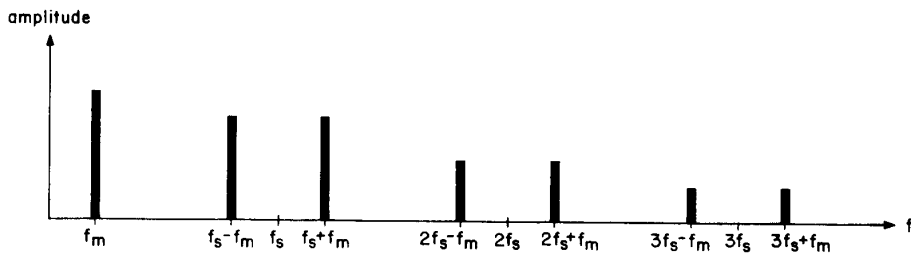
Εάν το προς δειγματοληψία σήμα είναι ημιτονικό σήμα συχνότητας f_m και πλάτους A_m , τότε το δειγματοληπτημένο σήμα είναι:

$$\begin{aligned}
 S(t) \bullet A(t) &= S(t) \bullet A_m \cos\omega_m t = \sum_{n=0}^{\infty} A_m c_n \cos n\omega_s t \cos\omega_m t = \\
 &= c_0 A_m \cos\omega_m t + c_1 A_m \cos\omega_s t \cos\omega_m t + c_2 A_m \cos\omega_s t \cos\omega_m t + \dots \quad (4-2)
 \end{aligned}$$

Επειδή: $\cos a \bullet \cos b = \frac{1}{2} [\cos(a-b) + \cos(a+b)]$, η σχέση 4-2 γίνεται:

$$\begin{aligned}
 S(t) \bullet A(t) &= c_0 A_m \cos\omega_m t + (\frac{1}{2} c_1 A_m) \cos(\omega_s - \omega_m)t + (\frac{1}{2} c_1 A_m) \cos(\omega_s + \omega_m)t + \\
 &+ (\frac{1}{2} c_2 A_m) \cos(2\omega_s - \omega_m)t + (\frac{1}{2} c_2 A_m) \cos(2\omega_s + \omega_m)t + \dots \quad (4-3)
 \end{aligned}$$

Η εξίσωση (4-3) αποτελείται από ζεύγη πλευρικών κεντραρισμένες γύρω από τις συχνότητες $f_s, 2f_s, 3f_s, \dots$. Το φάσμα του δειγματοληπτημένου σήματος φαίνεται στο Σχήμα 4.3. Όπως μπορούμε να δούμε το πλάτος των πλευρικών μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας.



Σχήμα 4.3 Φάσμα του δειγματοληπτημένου ημιτονικού σήματος.

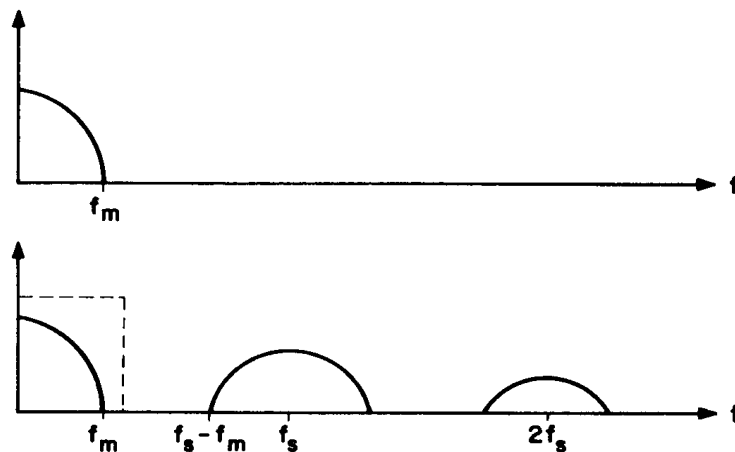
4.1.2 Ανασύσταση του σήματος

Για να ανακτήσουμε το αρχικό σήμα από το δειγματοληπτημένο σήμα, εκείνο που απαιτείται είναι να απαλείψουμε όλες τις συνιστώσες συχνοτήτες εκτός από μία, την f_m , η οποία είναι το αρχικό σήμα ($A_m \cos \omega_m t$), πολλαπλασιασμένο με μια σταθερά (c_0). Αυτό μπορεί να γίνει με ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων, του οποίου η συχνότητα αποκοπής ικανοποιεί την ακόλουθη συνθήκη:

$$f_m < f_c < f_s - f_m .$$

Εάν το προς δειγματοληψία σήμα δεν είναι ένα απλό ημιτονικό σήμα, αλλά έχει φάσμα περιορισμένου εύρους, με μέγιστη συχνότητα f_m , το φάσμα του δειγματοληπτημένου σήματος είναι όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4.

Ένα ιδανικό χαμηλοπερατό φίλτρο για την ανασύσταση του αρχικού σήματος φαίνεται με τη διακεκομμένη γραμμή.



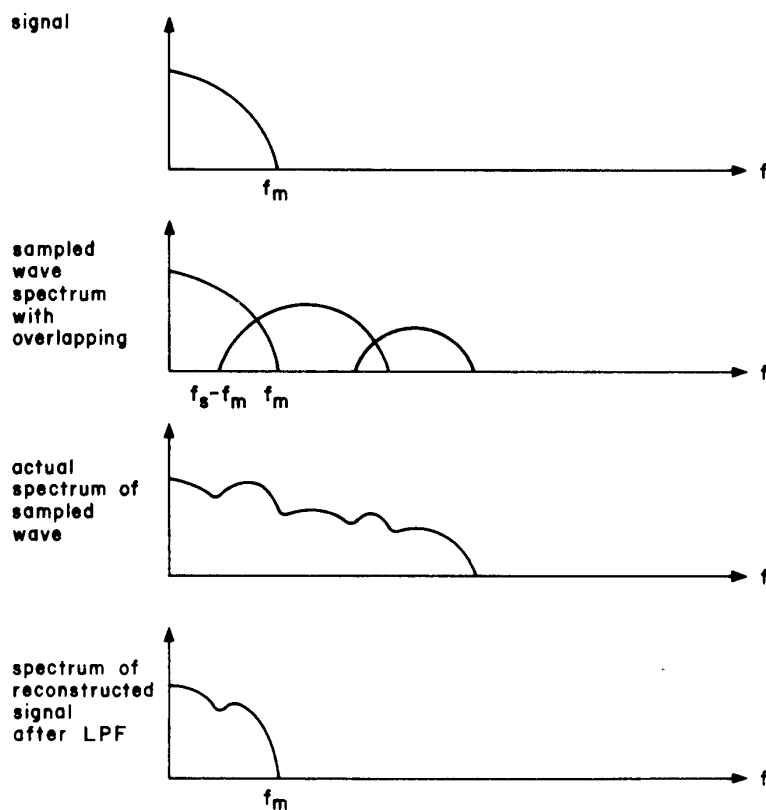
Σχήμα 4.4 Φάσματα του σήματος και του δειγματοληπτημένου σήματος.

4.1.3 Θεώρημα της δειγματοληψίας

Από το Σχήμα 4.4 μπορεί να βγει ένα πολύ σπουδαίο συμπέρασμα που αφορά τη συχνότητα δειγματοληψίας και τη μέγιστη συχνότητα του δειγματοληπτημένου σήματος. Για να είμαστε σε θέση να αποκαλύψουμε το αρχικό σήμα από το δειγματοληπτημένο, η πρώτη πλευρική (μέγιστης συχνότητας f_m) δεν πρέπει να επικαλύπτει τη δεύτερη πλευρική (ελάχιστης συχνότητας $f_s - f_m$) διαφορετικά το φίλτρο χαμηλών δεν θα είναι σε θέση να φιλτράρει ολόκληρη τη δεύτερη πλευρική. Αυτό σημαίνει ότι η ελάχιστη συχνότητα της δεύτερης πλευρικής πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τη μέγιστη συχνότητα της πρώτης πλευρικής. Αυτό σημαίνει ότι $f_m \leq f_s - f_m$, που δίνει:

$$f_s \geq 2f_m \quad (4-4)$$

Επομένως η συχνότητα δειγματοληψίας f_s πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια της μέγιστης συχνότητας της πληροφορίας, για να μπορούμε να έχουμε ανασύσταση του σήματος με φιλτράρισμα.



Σχήμα 4.5 Φάσμα που παίρνουμε με δειγματοληψία σε συχνότητα μικρότερη από τη συχνότητα Nyquist.

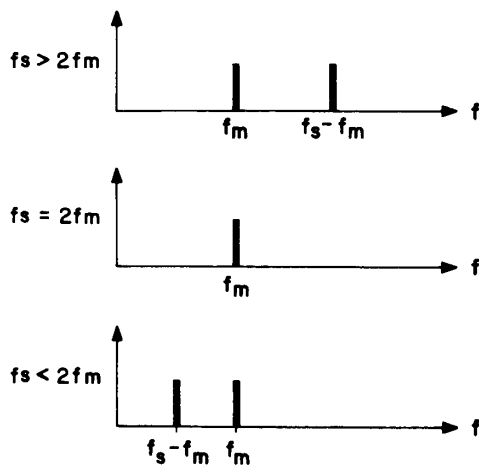
Αυτή η σπουδαία αρχή καλείται θεώρημα της δειγματοληψίας και είναι η βάση της ψηφιακής επικοινωνίας. Η ελάχιστη συχνότητα δειγματοληψίας (ή ρυθμός δειγματοληψίας όπως συνήθως καλείται) καλείται **ρυθμός Nyquist**.

Εάν δειγματοληψτούσαμε το σήμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.4 με συχνότητα δειγματοληψίας μικρότερη από το ρυθμό Nyquist θα παίρναμε τα φάσματα του Σχήματος 4.5.

Το αποτέλεσμα είναι ότι οι συχνότητες οι οποίες βρίσκονται κανονικά έξω από τη ζώνη συχνοτήτων του σήματος ολισθαίνουν μέσα στη ζώνη αυτή και το σήμα παραμορφώνεται. Αυτό το φαινόμενο καλείται αλλοίωση (aliasing).

Επειδή τα πρακτικά φίλτρα χαμηλών συχνοτήτων δεν είναι ιδανικά και δεν έχουν απότομη αποκοπή, η συχνότητα δειγματοληψίας που απαιτείται σε ένα πρακτικό σύστημα είναι μεγαλύτερη από τη συχνότητα Nyquist. Για τη δειγματοληψία ενός σήματος ομιλίας με μέγιστη συχνότητα 3.4KHz απαιτείται συχνότητα δειγματοληψίας περίπου 8KHz.

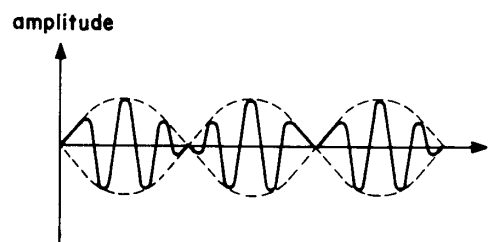
Όταν ένα ημιτονικό σήμα δειγματοληψτείται με συχνότητα μικρότερη από τη συχνότητα Nyquist, έχουμε ένα ενδιαφέρον φαινόμενο. Όταν $f_s > 2f_m$ οι πρώτες δύο πλευρικές είναι f_m και $f_s - f_m$ (Σχήμα 1.6). Όταν $f_s = 2f_m$ (ακριβώς η συχνότητα Nyquist) οι πρώτες δύο πλευρικές συμπίπτουν στην f_m .



Σχήμα 4.6

Πρώτη και δεύτερη πλευρική

για διάφορες συχνότητες δειγματοληψίας.



Σχήμα 4.7

Κυματομορφή για $f_s < 2f_m$

Όταν $f_s < 2f_m$ υπάρχουν πάλι δύο πλευρικές, μια στην f_m και μια στην $f_s - f_m$, η οποία είναι τώρα κάτω από την f_m .

Αν αυτό το σήμα παρατηρηθεί σε παλμογράφο θα είναι όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7 (με την υπόθεση ότι η επόμενη πλευρική στην $f_s + f_m$ εξασθενίζεται από το φίλτρο χαμηλών).

Όταν $f_s \approx f_m$, οπότε και το σήμα δειγματοληπτείται με συχνότητα περίπου ίση με τη συχνότητά του, η κάτω πλευρική βρίσκεται κοντά στο συνεχές και η κυματομορφή εμφανίζεται σαν ημιτονικό σήμα συχνότητας f_m που κάθετα πάνω σε μια ελαφρά μεταβαλλόμενη συνεχή στάθμη.

4.1.4 Επιδράσεις του εύρους των παλμών δειγματοληψίας.

Μέχρι τώρα αναφερθήκαμε στη σχέση μεταξύ της συχνότητας δειγματοληψίας και της δειγματοληπτούμενης συχνότητας. Θα δούμε παρακάτω, τι επίδραση έχει το εύρος του παλμού της συνάρτησης δειγματοληψίας.

Η εξίσωση (4-3) παριστάνει ένα δειγματοληπτημένο σήμα. Το εύρος του παλμού δειγματοληψίας ' τ ', εμφανίζεται στο συντελεστή $c_n/2$. Υποθέτουμε ότι η συχνότητα του δειγματοληπτημένου σήματος και η συχνότητα δειγματοληψίας είναι σταθερές, έτσι αλλάζοντας το εύρος του παλμού θα μεταβληθεί μόνο το πλάτος των πλευρικών.

Επειδή:

$$c_n = 2 \sin (n\pi f_s \tau) / n\pi \quad \text{με } n \neq 0$$

έχουμε:

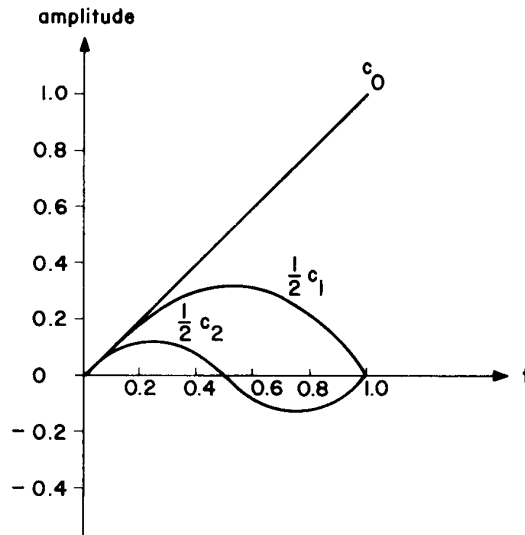
$$c_0 = f_s \tau, \quad 1/2 c_1 = (\sin (\pi f_s \tau)) / \pi, \quad 1/2 c_2 = (\sin (2\pi f_s \tau)) / 2\pi \quad (4-5)$$

Επειδή ενδιαφερόμαστε να εξετάσουμε γενικά την επίδραση του εύρους του παλμού, για οποιαδήποτε συχνότητα, θα αντικαταστήσουμε τον κύκλο καθήκοντος της συνάρτησης δειγματοληψίας στη θέση του εύρους του παλμού. Ο κύκλος καθήκοντος είναι ο λόγος μεταξύ του εύρους του παλμού και της περιόδου:

$$\tau/T_s = \tau f_s$$

Ξαναγράφοντας τις εξισώσεις (4-5), αντικαθιστώντας τον κύκλο καθήκοντος $d = \tau f_s$, παίρνουμε:

$$c_0 = d, \quad 1/2 c_1 = \sin \pi d / \pi, \quad 1/2 c_2 = \sin 2\pi d / 2\pi \quad (4-6)$$



Σχήμα 4.8 Πλάτος των τριών πρώτων πλευρικών του δειγματοληπτημένου σήματος (c_0 , $c_1/2$, $c_2/2$) συναρτήσει του κύκλου καθήκοντος της συνάρτησης δειγματοληψίας $[d]$.

Το Σχήμα 4.8 δείχνει το πλάτος των τριών πρώτων πλευρικών (για ένα δειγματοληπτημένο σήμα με μοναδιαίο πλάτος) συναρτήσει του κύκλου καθήκοντος της συνάρτησης δειγματοληψίας.

Το Σχήμα 4.8 δείχνει μια από τις σπουδαιότερες επιδράσεις του κύκλου καθήκοντος της συνάρτησης δειγματοληψίας πάνω στο δειγματοληπτημένο σήμα. Η πρώτη πλευρική (η οποία βρίσκεται στη συχνότητα του δειγματοληπτημένου σήματος) έχει πάντα μεγαλύτερο πλάτος από όλες τις επόμενες πλευρικές. Πράγματι, το πλάτος κάθε πλευρικής είναι πάντοτε μικρότερο ή ίσο του πλάτους της πρώτης πλευρικής.

4.1.5 Πρακτικές παρατηρήσεις στην ανασύσταση του σήματος.

Ένα από τα προβλήματα στα πρακτικά συστήματα δειγματοληψίας είναι η επίδραση των ανεπιθύμητων πλευρικών, ακόμη και όταν η συχνότητα δειγματοληψίας είναι πάνω από τη συχνότητα Nyquist. Ας πάρουμε για παράδειγμα, ένα κύκλωμα δειγματοληψίας που χρησιμοποιείται στο σύστημα επικοινωνίας της ομιλίας.

Το φίλτρο διέλευσης χαμηλών που αναπαράγει το αρχικό σήμα από το δειγματοληπτημένο σήμα, πρέπει να εξασθενίζει απότομα τις συχνότητες πέρα από τα 3.4KHz (Σχήμα 4.9).

Υποθέτουμε ότι η συχνότητα δειγματοληψίας είναι 7KHz και ένα σήμα 3KHz πρόκειται να μεταβιβαστεί μέσα από το σύστημα. Έτσι οι δύο πρώτες πλευρικές του δειγματοληπτημένου σήματος θα είναι στα 3KHz και στα $7\text{KHz} - 3\text{KHz} = 4\text{KHz}$. Αν το φίλτρο δεν εξασθενίζει την πλευρική 4KHz ισχυρά, όπως στην περίπτωση του Σχήματος 4.9, το αναπαραγόμενο σήμα θα παραμορφωθεί.

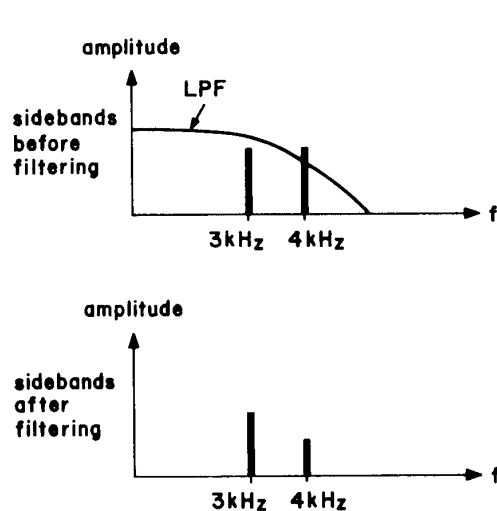
Επειδή όσο καλύτερο είναι το φίλτρο τόσο πιο ακριβό είναι, είναι μερικές φορές ευκολότερο να αρχίσουμε από την απαίτηση ότι η δεύτερη πλευρική να είναι πολύ μικρότερη από την πρώτη. Κατ' αυτόν τον τρόπο ακόμη και αν το φίλτρο διέλευσης χαμηλών δεν εξασθενίζει ισχυρά την πλευρική 4KHz, η επίδραση του στο αναπαραγόμενο σήμα θα είναι αμελητέα. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί διαλέγοντας τον κατάλληλο κύκλο καθήκοντος για τη συνάρτηση δειγματοληψίας.

Το Σχήμα 4.10 δείχνει την μεταβολή του λόγου πρώτης και δεύτερης πλευρικής συναρτήσει του κύκλου καθήκοντος.

Όσο μεγαλύτερος είναι ο κύκλος καθήκοντος τόσο μικρότερη είναι η παραμόρφωση που οφείλεται στις υπολειπόμενες πλευρικές. Δυστυχώς, ο κύκλος καθήκοντος της συνάρτησης δειγματοληψίας προσδιορίζεται με εντελώς διαφορετικές απαιτήσεις και όχι κάτω από αυτές της εξασθένησης των πλευρικών, και στα πρακτικά συστήματα ο κύκλος καθήκοντος είναι όσο το δυνατόν μικρότερος (μικρό εύρος παλμού).

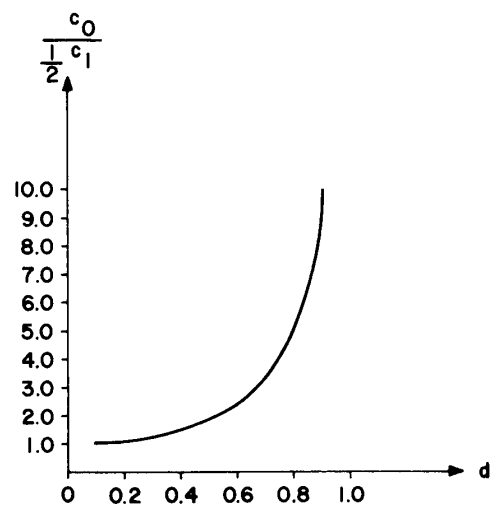
Επομένως, το φίλτρο διέλευσης χαμηλών είναι εκείνο που καθορίζει την παραμόρφωση ή την απουσία της στο αναπαραγόμενο σήμα.

Μια άλλη επίδραση του κύκλου καθήκοντος είναι στο απόλυτο πλάτος της πρώτης πλευρικής. Αν το φίλτρο διέλευσης χαμηλών εξασθενίζει τις άλλες πλευρικές, τότε το πλάτος του αναπαραγόμενου σήματος, εξαρτάται από τον κύκλο καθήκοντος του αναπαραγόμενου σήματος.



Σχήμα 4.9

Πλευρικές πριν το φιλτράρισμα (είναι σχεδιασμένη η απόκριση του LPF) και μετά το φιλτράρισμα (με την παραμένονσα πλευρική των 4KHz, η οποία θα παραμορφώσει το σήμα).



Σχήμα 4.10

Λόγος πλάτους πρώτης και δεύτερης πλευρικής συναρτήσει του κύκλου καθήκοντος της συνάρτησης

Δειγματοληψίας

4.1.6 Δειγματοληψία με παλμούς dirac.

Η εξέταση της δειγματοληψίας μέχρι τώρα απασχολούσε συναρτήσεις δειγματοληψίας αποτελούμενες από παλμούς με πεπερασμένο εύρος. Θα δούμε τώρα τι συμβαίνει όταν το εύρος του παλμού γίνεται απείρως μικρό. Αν το εύρος του παλμού ενός παλμού μοναδιαίου πλάτους τείνει στο μηδέν, το εμβαδόν κάτω από τον παλμό τείνει στο μηδέν επίσης. Στο όριο έχουμε μηδενικό εύρος και μηδενικό εμβαδόν.

Επομένως, είναι αναγκαίο το πλάτος του παλμού να αυξάνεται ελαττωμένου του εύρους έτσι ώστε το εμβαδόν να παραμένει σταθερό. Το Σχήμα 4.11 δείχνει έναν παλμό πλάτους $1/T$ και εύρους T . Όταν $T \rightarrow 0$ παίρνουμε παλμό με μηδενικό εύρος και άπειρο πλάτος, του οποίου το εμβαδόν είναι 1, επειδή το εμβαδόν δίνεται από τη σχέση:

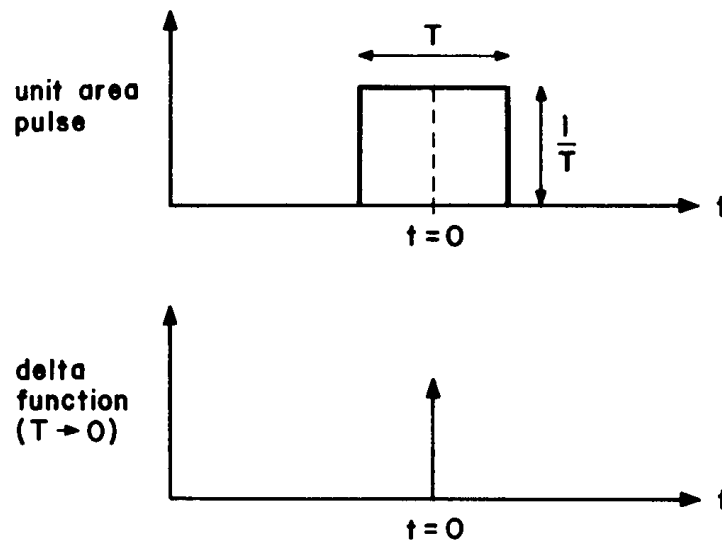
$$T \cdot 1/T = 1$$

Αυτός ο παλμός καλείται **παλμός dirac** και παριστάνεται μαθηματικά με τη συνάρτηση δέλτα του dirac $\delta(t)$ που ορίζεται ως εξής:

$$\delta(t) = 0 \quad t \neq 0$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) d(t) = 1$$

και το σύμβολο που φαίνεται στο Σχήμα 1.11.



Σχήμα 4.11: Παλμός Δέλτα που λαμβάνεται από τον παλμό μοναδιαίου εμβαδού

Το εμβαδόν της συνάρτησης δέλτα ορίζεται με ολοκλήρωση από $-\infty$ έως $+\infty$ ακόμη και αν $\delta(t) = 0$ οπουδήποτε εκτός από $t = 0$.

Ένας παλμός delta που συμβαίνει στο χρόνο t_0 διαφορετικό από τον $t = 0$, δίνεται από τη σχέση $\delta(t - t_0)$. Εδώ $\delta(t - t_0) = 0$ για $t \neq t_0$.

Ας δούμε τώρα τι συμβαίνει όταν χρησιμοποιείται μια σειρά από παλμούς dirac σαν συνάρτηση δειγματοληψίας. Αυτή η σειρά των παλμών dirac δίνεται από:

$$I(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (4-7)$$

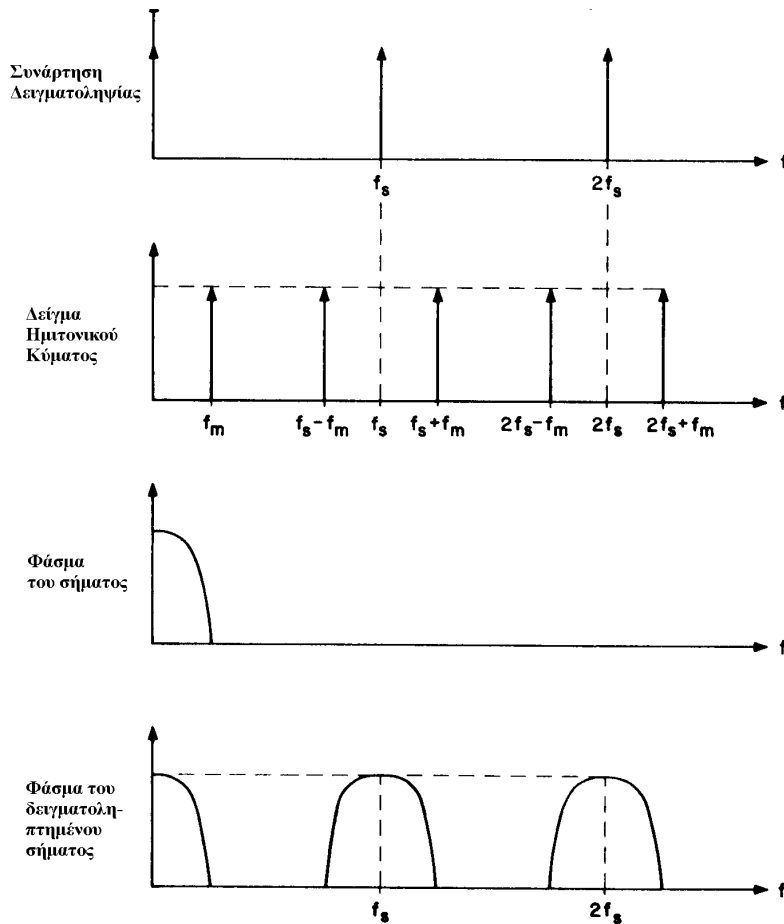
όπου $f_s = 1 / T_s$ είναι συχνότητα των παλμών.

Αναπτύσσοντας την εξίσωση (4-7) σε σειρά Fourier έχουμε:

$$I(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{T_s} \cos n\omega_s t \quad (4-8)$$

Αν αυτή η συνάρτηση δειγματοληψίας χρησιμοποιείται για να δειγματοληπτήσει ημιτονικό σήμα $A_m \cos \omega_m t$ παίρνουμε το φάσμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.12. Φαίνεται επίσης και το φάσμα του δειγματοληπτημένου σήματος, όταν το σήμα αποτελείται από πολλές συχνότητες. Η κύρια διαφορά μεταξύ της δειγματοληψίας με παλμούς dirac και δειγματοληψίας με παλμούς, είναι ότι οι πλευρικές στη δειγματοληψία με παλμούς dirac είναι όλες ίδιου πλάτους, ενώ στη δειγματοληψία με παλμούς το πλάτος μειώνεται όσο αυξάνει ο αριθμός της πλευρικής.

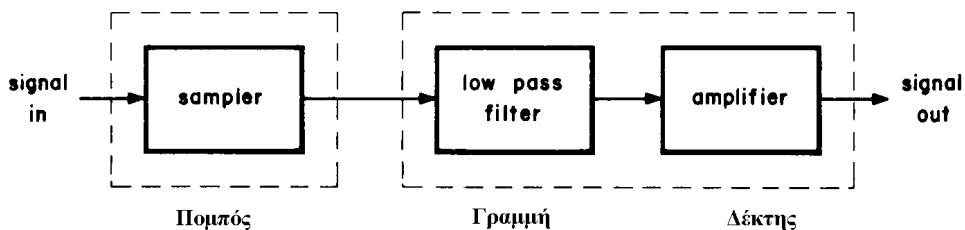
Επομένως ακόμη και αν ήταν δυνατή η παραγωγή παλμών dirac, θα προτιμούσαμε τη δειγματοληψία με παλμούς από την άποψη της εξασθένισης των πλευρικών.



Σχήμα 4.12 Φάσματα της συνάρτησης δειγματοληψίας με παλμούς dirac και δείγματα ημιτονικού και σύνθετου σήματος.

4.1.7 Διαμόρφωση παλμών κατά πλάτος (PAM).

Ένα σύστημα επικοινωνίας που βασίζεται στη δειγματοληψία και αναπαραγωγή καλείται σύστημα διαμόρφωσης πλάτους παλμών (PAM). Το Σχήμα 4.13 δείχνει ένα μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος PAM.



Σχήμα 4.13 : Μπλοκ διάγραμμα συστήματος τηλεπικοινωνιών PAM.

4.1.8 Σήμα και θόρυβος στη διαμόρφωση PAM.

Θα υπολογίσουμε τώρα το θόρυβο που προκαλείται από μη ιδανική εξασθένιση πλευρικών σ' ένα σύστημα PAM που λειτουργεί με συχνότητα δειγματοληψίας 8KHz και με κύκλο καθήκοντος 50%. Το φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων στο δέκτη σ' αυτό το σύστημα εισάγει εξασθένιση 18dB στη συχνότητα 5KHz και 26dB στην 7KHz. Αναφερόμενοι στο Σχήμα 4.8 θα δούμε ότι ένα σήμα εισόδου 1V, 1KHz, μετά τη δειγματοληψία θα παράγει μια πλευρική στη συχνότητα 1KHz με πλάτος 1V και μια πλευρική στη συχνότητα 7KHz με πλάτος 0.31V. Στην έξοδο του φίλτρου θα παραχθεί ένα σήμα με πλάτος 0.5V, 1KHz, και θόρυβος στα 7KHz με πλάτος 0.31V εξασθενημένο κατά 26dB που είναι 16mV. Επομένως η εξασθένιση της πλευρικής είναι $20 \log (0.5 / 0.016) = 30\text{dB}$.

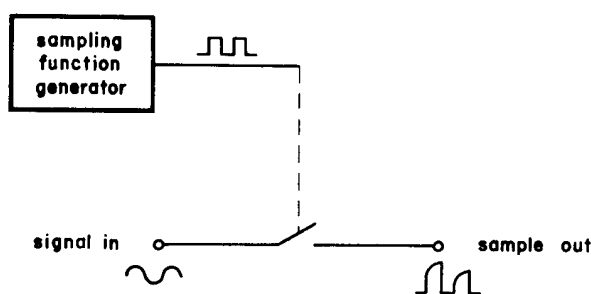
Ένα σήμα εισόδου πλάτους 1V, και συχνότητας 3KHz δίνει μια πλευρική πλάτους 0.5V, συχνότητας 3KHz και μια πλευρική πλάτους 0.31V, 5KHz. Μετά το φιλτράρισμα το σήμα των 5KHz έχει πλάτος 39.8mV δίνοντας εξασθένιση $20 \log (0.5 / 0.0398) = 22\text{dB}$.

Αυτό σημαίνει ότι η εξασθένιση της πλευρικής (ή του θορύβου που προκαλείται από αυτήν) του συστήματος, εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος. Αυτό είναι ένα σπουδαίο στοιχείο γιατί δείχνει ότι για τον προσδιορισμό του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR) του συστήματος, πρέπει να πάρουμε μια μέση τιμή του SNR πάνω σ' όλο το εύρος συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει.

Στο παραπάνω παράδειγμα, αν ο κύκλος καθήκοντος της συνάρτησης δειγματοληψίας ήταν 25% αντί 50%, οι εξασθενίσεις των πλευρικών για 1KHz και 3KHz είσοδο θα ήταν 25dB και 18dB αντίστοιχα. Προφανώς η ενεργός εξασθένιση πλευρικής του συστήματος θα ήταν καλύτερη από την πρώτη περίπτωση, όπως περιμέναμε.

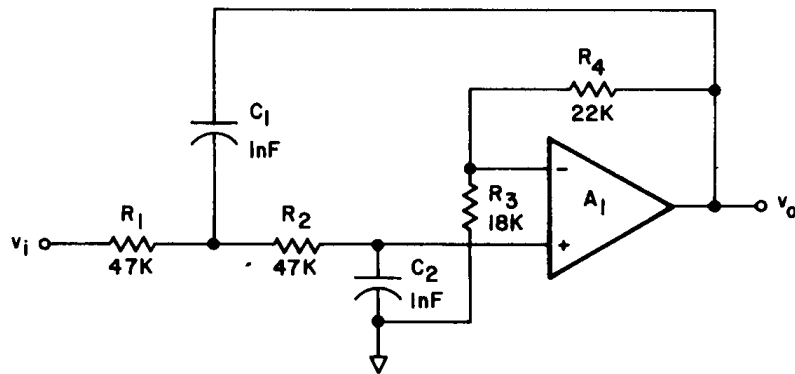
4.1.9 Πρακτικά κυκλώματα PAM.

Ένα βασικό κύκλωμα δειγματοληψίας φαίνεται στο Σχήμα 4.14. Αποτελείται από μια πύλη ελεγχόμενη από τη συνάρτηση δειγματοληψίας.



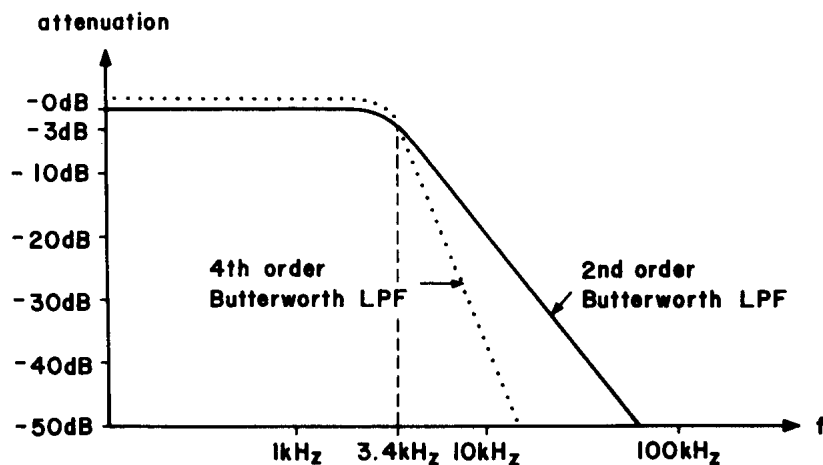
Σχήμα 4.14 Βασικό Κύκλωμα Δειγματοληψίας

Η πύλη μπορεί να είναι ένας ηλεκτρονικός ελεγχόμενος διακόπτης. Επειδή τα κυκλώματα του συστήματος COM-6 πραγματοποιήθηκαν χρησιμοποιώντας CMOS λογικά εξαρτήματα, θα πάρουμε όλους τους διακόπτες σαν CMOS αναλογικούς διακόπτες. Ένας CMOS αναλογικός διακόπτης έχει ένα άκρο εισόδου και ένα εξόδου, που είναι ισοδύναμα, και ένα άκρο ελέγχου. Όταν ο έλεγχος είναι σε λογικό “1” η πύλη κλείνει και όταν ο έλεγχος είναι σε λογικό “0” η πύλη ανοίγει. Στην έξοδο του κυκλώματος δειγματοληψίας μπορεί, αν απαιτείται να συνδεθεί ένας ενισχυτής buffer, και έτσι αυτό το κύκλωμα μπορεί να χρησιμεύσει σαν μεταβιβαστής PAM.



Σχήμα 4.15 Ενεργό Φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων τύπου Butterworth

Ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων φαίνεται στο Σχήμα 4.15. Αυτό είναι του τύπου ενεργό φίλτρο Butterworth, με επίπεδη απόκριση στο μεγαλύτερο μέρος της απαιτούμενης περιοχής με εξασθένιση 3dB στα 3.4KHz. Αυτό το φίλτρο είναι ένα φίλτρο δεύτερης τάξης και η απόκριση συχνότητας φαίνεται στο Σχήμα 4.16. Με τη διαδοχή δυο σχεδόν ίδιων φίλτρων χαμηλών συχνοτήτων, λαμβάνεται ένα φίλτρο τέταρτης τάξης, του οποίου η απόκριση φαίνεται στο Σχήμα 4.16.

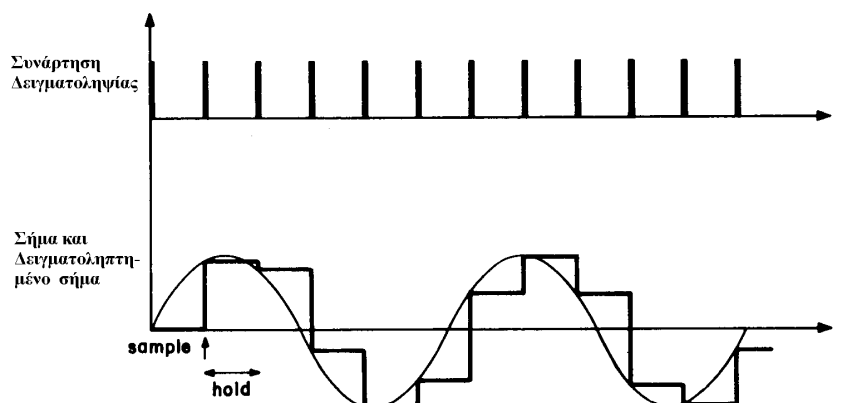


Σχήμα 4.16 : Απόκριση συχνότητας των φίλτρων χαμηλών συχνοτήτων πρώτης και δεύτερης τάξης.

4.1.10 Δειγματοληψία και συγκράτηση.

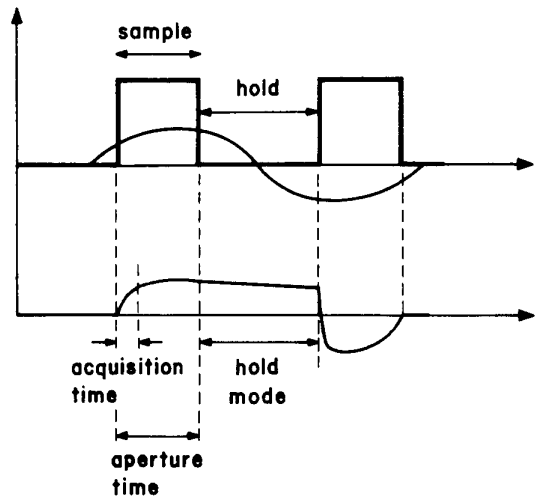
Σε πολλές περιπτώσεις είναι απαραίτητο να πάρουμε δείγματα ενός σήματος και μετά να επεξεργαστούμε αυτά τα δείγματα σ' ένα σύστημα επεξεργασίας δεδομένων. Επειδή η επεξεργασία των δεδομένων απαιτεί χρόνο, και το κυριότερο, απαιτεί αμετάβλητο σήμα εισόδου, τα δείγματα πρέπει να είναι ικανοποιητικής διάρκειας. Επειδή στην πραγματικότητα η επεξεργασία δειγματοληψίας είναι συνήθως πολύ ταχεία (π.χ. χρησιμοποιώντας στενούς παλμούς δειγματοληψίας) είναι απαραίτητο να αποθηκεύσουμε τα δείγματα κατά κάποιο τρόπο για το απαιτούμενο χρονικό διάστημα.

Ένα κύκλωμα που δειγματοληπτεί και αποθηκεύει ταυτόχρονα καλείται κύκλωμα δειγματοληψίας και συγκράτησης. Η αρχή ενός τέτοιου κυκλώματος είναι να πάρει ένα περίπου στιγμιαίο δείγμα του σήματος εισόδου και να το αποθηκεύσει μέχρι να λάβει χώρα ο επόμενος παλμός δειγματοληψίας (Σχήμα 4.17).



Σχήμα 4.17 : Λειτουργία του κυκλώματος δειγματοληψίας και συγκράτησης.

Στα περισσότερα κυκλώματα δειγματοληψίας και συγκράτησης το εξάρτημα αποθήκευσης είναι ένας πυκνωτής. Διαρκούσης της περιόδου δειγματοληψίας ο πυκνωτής φορτίζεται στη στάθμη του δείγματος, ενώ διαρκούσης της περιόδου συγκράτησης ο πυκνωτής αποσυνδέεται από το σήμα εισόδου και διατηρεί το φορτίο του. Όταν αρχίσει η επόμενη περίοδος δειγματοληψίας η τάση στον πυκνωτή πηδά στη νέα τιμή που προσδιορίζεται από το σήμα εισόδου και επειδή η τάση σ' ένα πυκνωτή δεν μπορεί να πηδήσει (μεταβληθεί απότομα) υπάρχει μια μεταβατική περίοδος, κατά την οποία φορτίζεται ο πυκνωτής. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 4.18.



Σχήμα 4.18 Κυματομορφές πρακτικής δειγματοληψίας και συγκράτησης

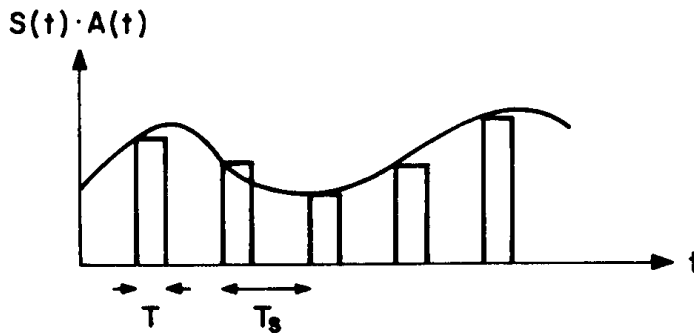
Η λειτουργία ενός κυκλώματος δειγματοληψίας και συγκράτησης μπορεί έτσι να διαιρεθεί σ' έναν αριθμό διαφορετικών περιόδων ή τρόπων. Η περίοδος δειγματοληψίας αποτελείται από ένα μεταβατικό μέρος που καλείται χρόνος ανόδου και ένα άλλο μέρος κατά τη διάρκεια του οποίου η τάση στον πυκνωτή ακολουθεί το σήμα εισόδου. Το εύρος της περιόδου δειγματοληψίας καλείται χρόνος ανοίγματος. Διαρκούς της περιόδου συγκράτησης η τάση στον πυκνωτή πρέπει να μένει σταθερή, αλλά αν ο πυκνωτής δεν είναι ιδανικός θα εκφορτίζεται και η τάση θα πέφτει.

4.1.11 Δειγματοληψία με οριζόντια τα άνω τμήματα.

Εάν ένα κύκλωμα δειγματοληψίας και συγκράτησης χρησιμοποιείται σαν τμήμα ενός συστήματος δειγματοληψίας, το δειγματοληπτημένο σήμα θα αποτελείται από επιπεδοποιημένους παλμούς και όχι από παλμούς των οποίων το πλάτος ακολουθεί το πλάτος του σήματος εισόδου (Σχήμα 4.19). Το πλάτος των παλμών είναι αναπαραστατικό της ενεργού τιμής του δειγματοληπτημένου σήματος. Για να αναλύσουμε τη δειγματοληψία με επιπεδοποιημένους παλμούς, ας υποθέσουμε, ότι το πλάτος του παλμού προσδιορίζεται από το πλάτος του σήματος στην αρχή κάθε δείγματος. Αυτή η επεξεργασία είναι ισοδύναμη με τη δειγματοληψία του σήματος με παλμούς δ και διαπλατώνοντας κάθε παλμό δ , έτσι ώστε να γίνει παλμός εύρους T . Το μπλοκ διάγραμμα μιας τέτοιας επεξεργασίας δίνεται στο Σχήμα 4.20.

Η συνάρτηση μεταφοράς του δειγματολήπτη με παλμούς δ είναι f_s , που είναι η συχνότητα δειγματοληψίας (αυτό είναι ο μετασχηματισμός Fourier ενός παλμού δ) και η συνάρτηση μεταφοράς ενός παλμού (μόνο) είναι:

$$T \cdot (\sin \omega T / 2 / \omega T / 2)$$

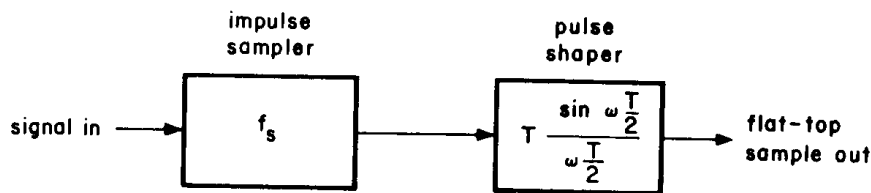


Σχήμα 4.19 Δειγματοληπτημένο σήμα με οριζόντια τα άνω μέρη των παλμών

Επομένως η συνάρτηση μεταφοράς του δειγματολήπτη είναι:

$$f_s \cdot T \cdot (\sin(\omega T/2) / \omega T/2)$$

όπου το T είναι το εύρος του παλμού.



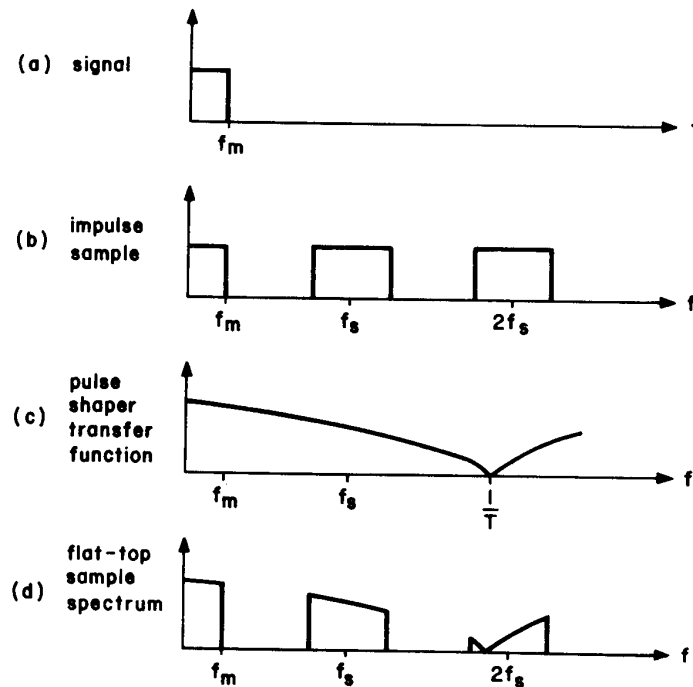
Σχήμα 4.20 Μπλόκ διάγραμμα του δειγματολήπτη με παλμούς με οριζόντια τα άνω μέρη

Το Σχήμα 4.21 δείχνει τα αποτελέσματα της δειγματοληψίας ενός σήματος με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα.

1. Δείχνει το φάσμα του σήματος.
2. Το φάσμα μετά το δειγματολήπτη με παλμούς dirac.
3. Τη συνάρτηση μεταφοράς του σχηματιστή παλμών εύρους T.
4. Το φάσμα των παλμών με οριζόντια τα άνω τμήματα.

Η παραμόρφωση που προκαλείται με τη δειγματοληψία με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα είναι μικρή αν ο πρώτος μηδενισμός του $\sin(\omega T/2) / (\omega T/2)$ είναι αρκετά μακριά από τη συχνότητα f_m . Αυτό σημαίνει ότι $f_m \ll 1/T$ ή $T \ll 1/f_m$. Επομένως ο παλμός πρέπει να είναι στενός συγκρινόμενος με τη μέγιστη περίοδο του δειγματοληπτημένου σήματος. Όταν $T \rightarrow 0$ η παραμόρφωση τείνει επίσης στο μηδέν

και έτσι σ' αυτή την περίπτωση είναι προτιμότερο να δειγματοληπτήσουμε με στενούς παλμούς.



Σχήμα 4.21 Φάσματα δειγματοληψίας με παλμούς με οριζόντια τα άνω μέρη

Από τα αποτελέσματα που έχουμε ήδη πάρει μπορούμε να έχουμε μερικά ενδιαφέροντα συμπεράσματα. Αν $T = T_s$ το εύρος του παλμού είναι ίσο με την περίοδο της συχνότητας δειγματοληψίας. Αυτός είναι ο λόγος που δώσαμε το όνομα δειγματοληψία και συγκράτηση.

Επομένως ένα κύκλωμα δειγματοληψίας και συγκράτησης είναι μια ιδιαίτερη περίπτωση της δειγματοληψίας με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα. Η συνάρτηση μεταφοράς του δειγματολήπτη γίνεται:

$$H(\omega) = T f_s \left[\frac{\sin \omega T / 2}{(\omega T / 2)} \right] = (\text{για } T = T_s) = (1/f_s) \cdot f_s \cdot \left[\frac{\sin 2\pi f T_s / 2}{(2\pi f T_s / 2)} \right] = \left[\frac{\sin \pi f T_s}{(\pi f T_s)} \right] = \left[\frac{\sin \pi f / f_s}{(\pi f / f_s)} \right] = H(f) \quad (1-9)$$

Αν $f = n \cdot f_s$, τότε $H(f) = \sin(\pi n) / \pi n = 0$, για $n \neq 0$, $H(f) = 1$ για $n = 0$

Αν κάνουμε δειγματοληψία και συγκράτηση σε μια συχνότητα ίση με τη συχνότητα του σήματος ($f_m = f_s$) θα πάρουμε μόνο μια πλευρική στην $f_s - f_m = 0$.

Στην περίπτωση της συνήθους δειγματοληψίας, όταν $f_s = f_m$, υπάρχει μια πλευρική στη συχνότητα f_m και στην $f_s - f_m = 0$. Στην περίπτωση της δειγματοληψίας και

συγκράτησης με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα, η πλευρική στην f_m δεν θα υπάρχει επειδή $H(f_m) = 0$. Επομένως μετά το φιλτράρισμα μόνο η πλευρική στην $f = 0$ θα υπάρχει σαν σήμα dc.

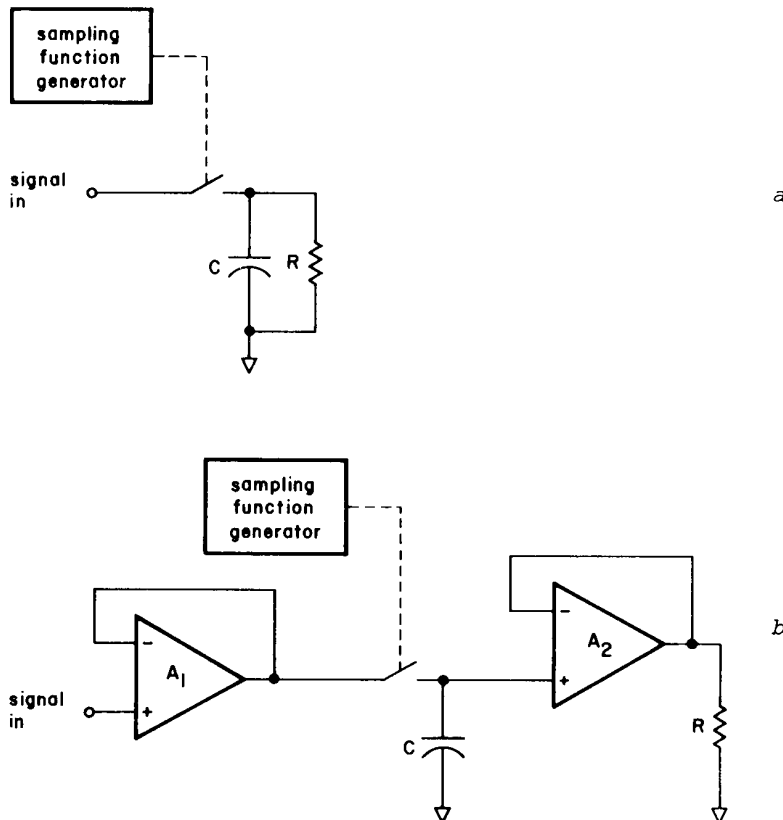
4.1.12 Κυκλώματα δειγματοληψίας και συγκράτησης.

Το βασικό κύκλωμα δειγματοληψίας και συγκράτησης φαίνεται στο Σχήμα 4.22(α) και αποτελείται από ένα διακόπτη και έναν πυκνωτή. Το μειονέκτημα αυτού του κυκλώματος είναι ότι η αντίσταση φορτίου θα εκφορτίζει τον πυκνωτή κατά τη διάρκεια της περιόδου συγκράτησης.

Αυτό ξεπερνιέται στο κύκλωμα του Σχήματος 4.22(b) με την πρόσθεση μιας buffer εξόδου. Ένας buffer εισόδου προστίθεται επίσης για την εξασφάλιση γρήγορης φόρτισης του πυκνωτή, δηλαδή ελάχιστου χρόνου ανόδου.

4.1.13 PAM με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα.

Κατά τον ίδιο τρόπο που η PAM μπορεί να προέλθει από δειγματοληψία, η PAM με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα μπορεί να προέλθει από τη δειγματοληψία με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα. Ένα πρακτικό κύκλωμα PAM με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα αποτελείται από ένα κύκλωμα δειγματοληψίας και συγκράτησης και ένα κύκλωμα εξόδου που παράγει παλμούς του απαιτούμενου εύρους από το δειγματοληπτημένο και διατηρημένο σήμα εξόδου.



Σχήμα 4.22 Κυκλώματα (a)δειγματοληψίας και (b)διατήρησης

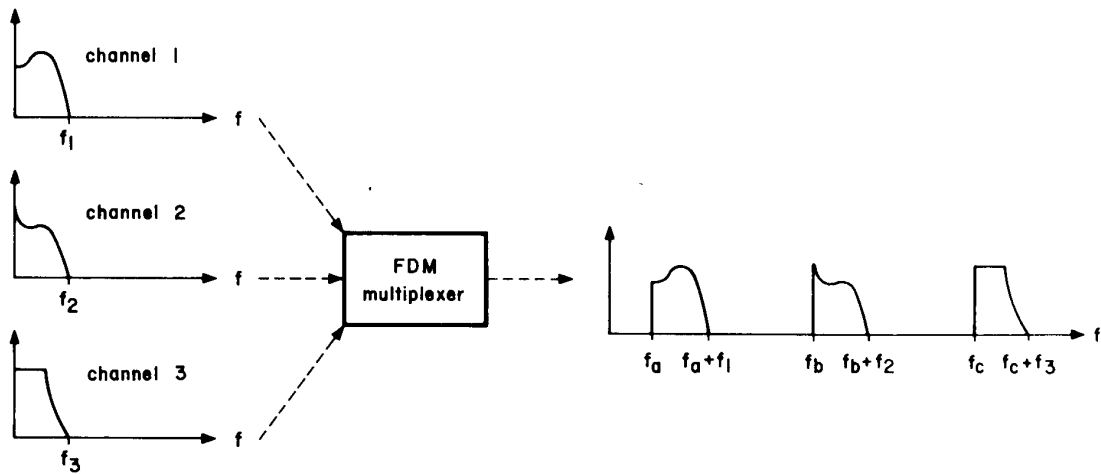
4.2 ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ

Η Πολυπλεξία είναι μια επεξεργασία, η οποία καθιστά δυνατή την πολλαπλή μεταβίβαση σημάτων πάνω σε ένα μοναδικό κανάλι μεταβίβασης, με τέτοιο τρόπο, ώστε κάθε σήμα να μπορεί να διαχωριστεί στη λήψη. Ως εκ τούτου τα σήματα πρέπει να είναι μεταξύ τους κατά κάποιο τρόπο διαχωρισμένα. Αυτό μπορεί να γίνει στέλνοντας τα σήματα πάνω σε διαφορετικές περιοχές συχνοτήτων ή στέλνοντας τα σήματα σε διαφορετικούς χρόνους.

4.2.1 Πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας.

Όταν τα σήματα στέλνονται πάνω σε διαφορετικές περιοχές συχνοτήτων κάθε κανάλι απασχολεί μια ιδιαίτερη περιοχή του φάσματος. Αυτό καλείται **πολυπλεξία με διαίρεση συχνοτήτων (FDM)**.

Κάθε κανάλι διαμορφώνει μια διαφορετική φέρουσα συχνότητα, που σημαίνει ότι το φάσμα κάθε καναλιού ολισθαίνει κατά διαφορετική ποσότητα. Το φάσμα που παίρνουμε από την πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας των καναλιών φαίνεται στο Σχήμα 4.23, όπου έχει χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση άνω πλευρικής για κάθε κανάλι.

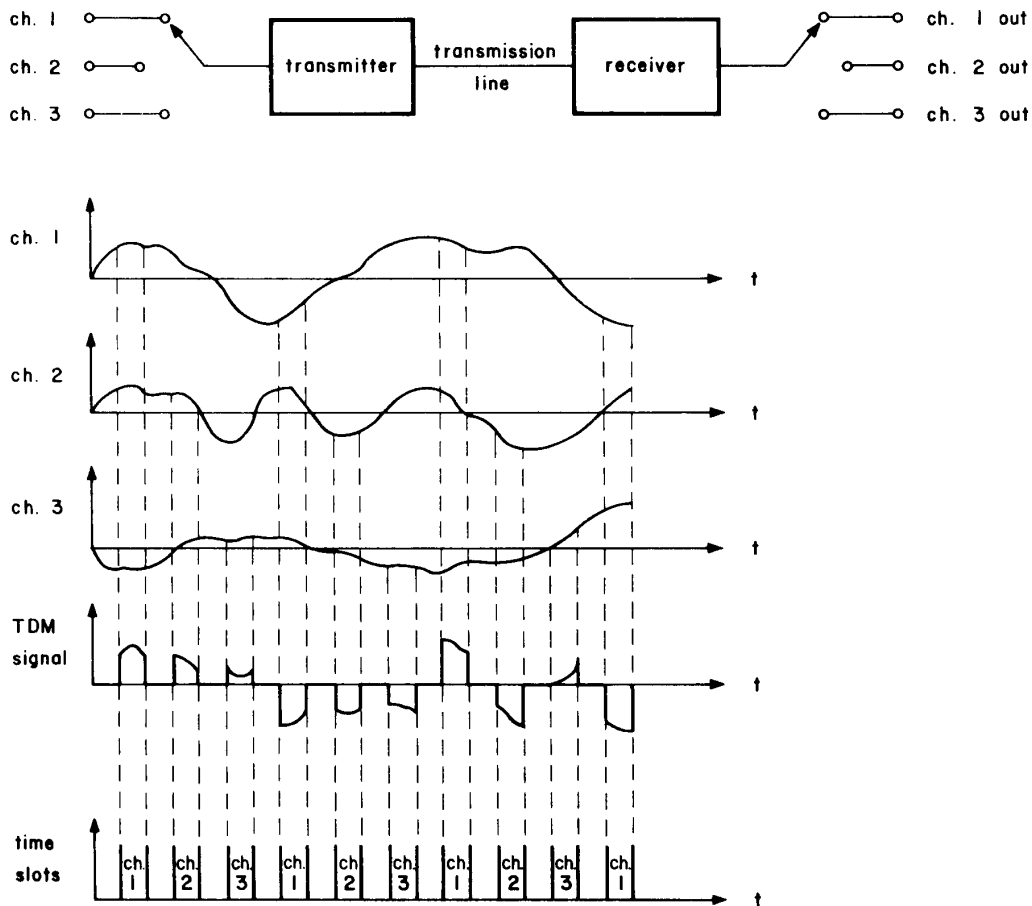


Σχήμα 4.23 Φάσμα FDM.

Τα κανάλια διαχωρίζονται από το σήμα **FDM**, φιλτράροντας το σήμα με κατάλληλα φίλτρα διέλευσης ζώνης και αποδιαμορφώνοντας, χωριστά κάθε πλευρική. Τα κύρια μειονεκτήματα της **FDM** είναι τα σύνθετα κυκλώματα και φίλτρα που απαιτούνται για την πραγματοποίησή της και η επίδραση ενός καναλιού στα γειτονικά του, που καλείται επίδραση διασταύρωσης (**Crosstalk**).

4.2.2. Πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου TDM

Όταν τα κανάλια στέλνονται σε διαφορετικούς χρόνους, κάθε ένα στέλνεται σε ιδιαίτερες χρονικές στιγμές. Αυτό καλείται **πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (TDM)**. Το Σχήμα 4.24 δείχνει το σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος TDM. Οι περιστρεφόμενοι διακόπτες συνδέουν τα αντίστοιχα κανάλια του πομπού και του δεκτή για μια ορισμένη χρονική περίοδο. Πράγματι κάθε κανάλι δειγματοληπτείται και το δείγμα στέλνεται μέσω της γραμμής (Σχήμα 4.24).



Σχήμα 4.24 Σχηματικό διάγραμμα συστήματος TDM και κυματομορφές

Μπορούμε να δούμε ότι η κλίμακα του χρόνου διαιρείται σε χρονικά διαστήματα, τα οποία κατανέμονται μεταξύ των διάφορων καναλιών. Όταν το σύστημα χρησιμοποιεί αναλογική διαμόρφωση (π.χ. PAM) τα διάφορα χρονικά διαστήματα διαχωρίζονται από ειδικά φυλαγμένα χρονικά διαστήματα, που χρησιμοποιούνται για να αποτρέψουν την διασταύρωση μεταξύ δυο καναλιών. Στο σύστημα που φαίνεται στο Σχήμα 4.24 τα σήματα μεταβιβάζονται με διαμόρφωση PAM

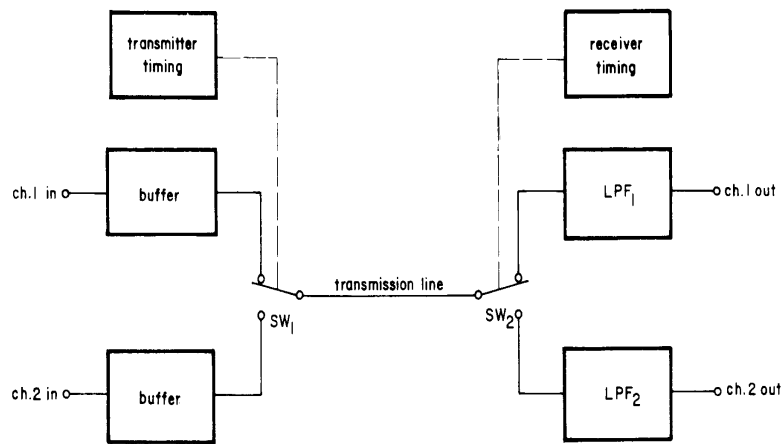
Το κύριο πλεονέκτημα του TDM απέναντι στο FDM σύστημα είναι το γεγονός ότι δεν είναι αναγκαία η ολίσθηση κατά συχνότητα στην TDM και αυτό σημαίνει ότι δεν απαιτούνται σύνθετοι διαμορφωτές και φίλτρα .

4.2.3 Πρακτικές θεωρήσεις στα συστήματα TDM

Σ` αυτήν την παράγραφο θα πάρουμε σαν παράδειγμα στην εξέταση μας ένα σύστημα PAM-TDM δυο καναλιών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.25. Όταν οι διακόπτες βρίσκονται στη θέση ch1, το κανάλι 1 συγκροτεί ένα κανάλι PAM με ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών LPF1 στην έξοδο για την αναγέννηση του σήματος. Όταν οι

διακόπτες είναι στη θέση ch2, το κανάλι 2 συγκροτεί ένα κανάλι PAM με ένα φίλτρο LPF2 για την αναγέννηση του σήματος.

Ένα από τα προβλήματα σ'ένα σύστημα TDM είναι ο συγχρονισμός των κυκλωμάτων χρονισμού του πομπού και του δέκτη.



Σχήμα 4.25 Σύστημα PAM – TDM δύο καναλιών.

Κατ' αρχάς η συχνότητα λειτουργίας, πρέπει να είναι η ίδια στον πομπό και στον δεκτή, διαφορετικά οι διακόπτες θα αλλάζουν θέση σε διαφορετικούς χρόνους. Υπάρχει ακόμα η δυνατότητα ο sw1 διακόπτης να είναι στη θέση ch1 ενώ ο sw2 θα είναι στην θέση ch2. Είναι ως εκ τούτου απαραίτητο να συγχρονίσουμε τους διακόπτες όχι μόνο κατά συχνότητα αλλά και κατά θέση. Το θέμα του συγχρονισμού θα συζητηθεί στην συνέχεια αυτού του κεφαλαίου.

Ένα άλλο πρόβλημα που εμφανίζεται στα συστήματα TDM που χρησιμοποιούν αναλογικούς παλμούς είναι εκείνο της διασταύρωσης. Επειδή το κανάλι μεταβίβασης δεν είναι ιδανικό θα παραμορφώνει τους παλμούς που μεταβιβάζονται μέσα από αυτό. Όταν μεταβιβάζεται ένας τετραγωνικός παλμός, το κανάλι μεταβίβασης μπορεί να εξασθενίζει τις υψηλές ή τις χαμηλές συχνότητες ή και τις δυο. Οι λαμβανόμενοι παλμοί εξόδου φαίνονται στο Σχήμα 4.26.

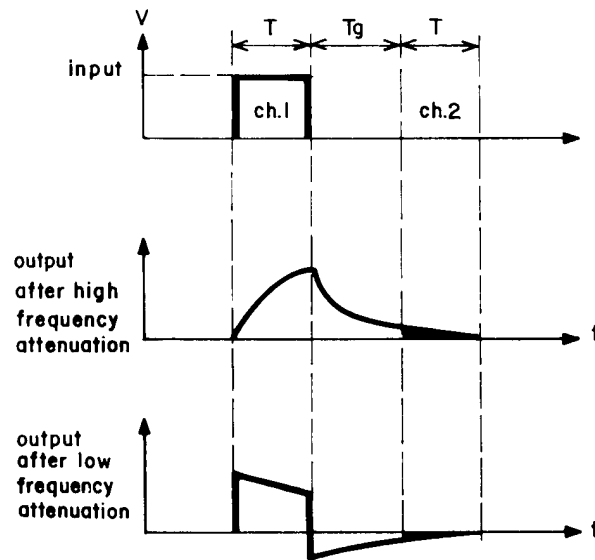
Οι σκιασμένες περιοχές του Σχήμα 4.26 δείχνουν την επικάλυψη ενός παλμού στον επόμενο παλμό. Η συμπεριφορά της γραμμής μεταβίβασης είναι παρόμοια με εκείνη RC κυκλώματος διέλευσης χαμηλών ή υψηλών συχνοτήτων.

4.2.4 Διασταύρωση οφειλόμενη σε εξασθένιση υψηλών συχνοτήτων

Οι επικαλύψεις σχηματίζουν μια σειρά παλμών, των οποίων η συχνότητα είναι ίση με τη συχνότητα δειγματοληψίας. Αυτή η παλμοσειρά μπορεί να αναλυθεί σε σειρά Fourier αποτελούμενη από μια συνεχή (dc) συνιστώσα και από άλλες συνιστώσες, των οποίων οι συχνότητες είναι αρμονικές της f_s . Μετά το φιλτράρισμα των χαμηλών

συχνοτήτων, θα παραμείνει μόνο η συνεχής συνιστώσα και αυτό θα είναι η συνεισφορά της διασταύρωσης στο σήμα εξόδου.

Αν η σταθερά χρόνου του ισοδύναμου RC κυκλώματος της γραμμής μεταφοράς είναι T_c , τότε το T_g πρέπει να διελέγχεται, έτσι, ώστε $T_g \gg T$ και $T \gg T_c$, επειδή το T_g (το διάστημα χρόνου που κρατιέται μεταξύ δυο διαδοχικών παλμών) διαλέγεται για να ελαχιστοποιήσει την διασταύρωση.



Σχήμα 4.26 Παλμοί εξόδου του καναλιού μεταβίβασης.

Το εμβαδό του παλμού στο κανάλι 1 δίνεται από:

$$A_{11} = \int_0^T V(1 - e^{-\frac{t}{T_c}}) dt = V(T + T_c e^{-\frac{T}{T_c}} - T_c) = VT \quad (4-10)$$

Το εμβαδό της επικαλυπτόμενης περιοχής δίνεται από:

$$A_{12} = \int_0^T [V(1 - e^{-T/T_c}) e^{-T_g/T_c}] e^{-t/T_c} dt = V(1 - e^{-T/T_c}) e^{-T_g/T_c} [T_c - T_c e^{-T/T_c}] = VT_c e^{-T_g/T_c}$$

$$(4-11)$$

Ο συντελεστής διασταύρωσης K ορίζεται σαν το εμβαδό της επικαλυπτόμενης περιοχής διαιρούμενο με το εμβαδό του παλμού, που σ'αυτήν την περίπτωση (υποθέτοντας ότι οι παλμοί και στα δυο κανάλια είναι ίσοι) είναι:

$$K_H = A_{12} / A_1 = A_{12} / A_2 = \frac{T_c}{T} e^{-T_g / T_c} \quad (4-12)$$

4.2.5 Διασταύρωση οφειλόμενη σε εξασθένηση χαμηλών συχνοτήτων

Με όμοιο τρόπο μπορεί ναδειχθεί ότι η διασταύρωση σ'αυτήν την περίπτωση δίνεται από:

$$A_{12} = VT^2 / T_c$$

$$A_1 = A_2 = VT$$

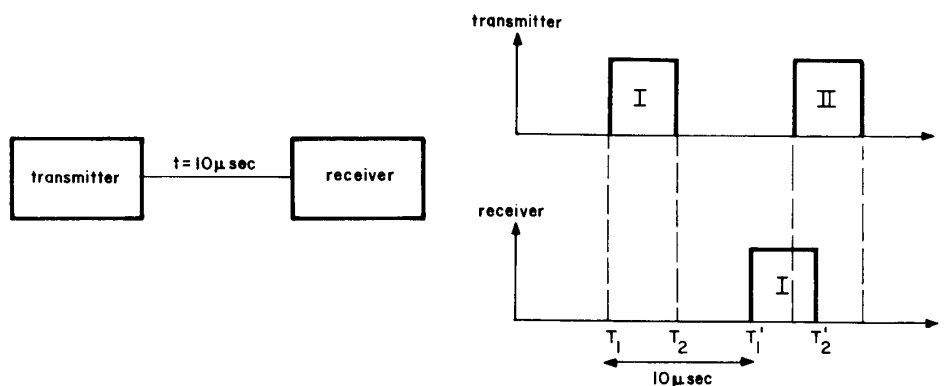
$$K_L = T / T_c$$

Στην περίπτωση της εξασθένησης υψηλών συχνοτήτων απαιτείται $T_c \ll T$, ενώ σ'αυτήν την περίπτωση η απαίτηση είναι $T_c \gg T$, που σημαίνει ότι στην περίπτωση μεταβίβασης με εξασθένηση τόσο υψηλών όσο και χαμηλών συχνοτήτων είναι στην πραγματικότητα αδύνατο ο περιορισμός της διασταύρωσης.

4.2.6 Συγχρονισμός

Έχει κιάλας δειχθεί γιατί ο συγχρονισμός είναι ουσιώδης και εκείνο που μένει τώρα να δούμε είναι το πως επιτυγχάνεται. Συγχρονισμός σημαίνει ότι ο πομπός και ο δεκτής λειτουργούν στην ίδια κλίμακα χρόνου, αλλά όχι κατ'ανάγκη σ'επιτελούν την ίδια λειτουργία την ίδια χρονική στιγμή. Αν ο χρόνος που απαιτεί ένα σήμα να φθάσει από τον πομπό στον δεκτή είναι $10\mu\text{sec}$ τότε η κλίμακα χρόνου του δεκτή είναι $10\mu\text{sec}$ πίσω από την κλίμακα του πομπού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.27.

Ως εκ τούτου εκείνο που έχει σημασία είναι ότι το T_1 στην κλίμακα χρόνου του δέκτη να είναι ισοδύναμο με το T_1 στην κλίμακα χρόνου του πομπού.



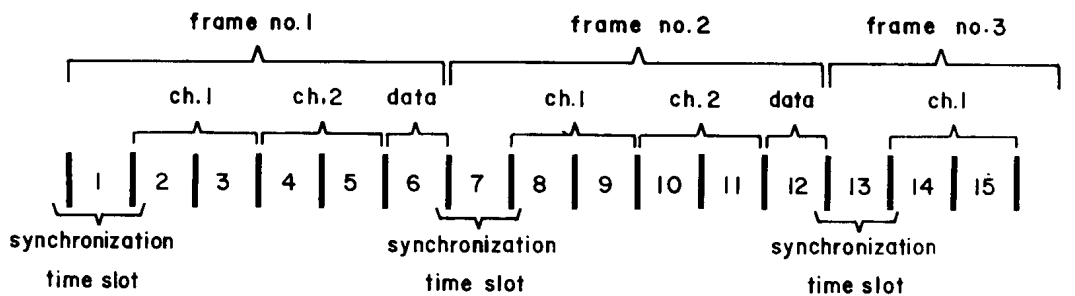
Σχήμα 4.27 Κλίμακες χρόνου του πομπού και του δέκτη.

Για το συγχρονισμό των κλιμάκων χρόνου πρέπει να σταλθούν από τον πομπό ένας ιδιαίτερος παλμός ή σειρά από παλμούς, οι οποίοι είναι διαφορετικοί από τους παλμούς πληροφορίας. Σ'ένα αναλογικό σύστημα (π.χ PAM) αυτό μπορεί να είναι ένας παλμός, ο οποίος είναι διαφορετικός από τους παλμούς πληροφορίας (π.χ. αντίθετης πολικότητας) και ο οποίος εισάγεται σε κανονικά διαστήματα. Σε ψηφιακά συστήματα χρησιμοποιούνται γενικά σε συγχρονισμό επαναλαμβανόμενες σειρές παλμών. Αυτό απαιτεί την ομαδοποίηση των διαστημάτων χρόνου (σχισμές χρόνου) κατά κάποιο ιδιαίτερο τρόπο με ενδιάμεσα χάσματα για τους παλμούς συγχρονισμού.

Το Σχήμα 4.28 δείχνει την διάταξη των σχισμών χρόνου σε ένα σύστημα TDM δυο καναλιών. Η βασική μονάδα καλείται πλαίσιο και αποτελείται από χρονικά διαστήματα. (χρονικές στιγμές time-slots). Μια χρονική στιγμή προορίζεται για τον παλμό συγχρονισμού και κάθε κανάλι καταλαμβάνει μια ή περισσότερες διαδοχικές σχισμές. Επιπρόσθετες χρονικές σχισμές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την μεταφορά δεδομένων ή σαν υπηρεσιακά κανάλια.

Εάν χρησιμοποιείται σειρά παλμών συγχρονισμού, τότε σε κάθε πλαίσιο στέλνεται ένας παλμός συγχρονισμού. Για να ολοκληρωθεί η σειρά απαιτεί την μεταβίβαση ενός αριθμού πλαισίων. Αυτή η ομάδα πλαισίων καλείται υπερπλαίσιο.

Ως εκ τούτου ένα υπερπλαίσιο περιλαμβάνει έναν αριθμό χρονικών σχισμών, το κάθε ένα από τα οποία έχει μια ιδιαίτερη συγκρότηση, που περιλαμβάνει είτε παλμούς πληροφορίας, παλμούς συγχρονισμού, δεδομένα είτε υπηρεσιακούς παλμούς (σ'ένα εμπορικό κύκλωμα TDM που εξυπηρετεί τηλεφωνικές κλήσεις απαιτούνται υπηρεσιακά κανάλια για την μεταβίβαση σημάτων που χρειάζονται για την λειτουργία του συστήματος).



Σχήμα 4.28 Τακτοποίηση ενός πλαισίου σ'ένα σύστημα TDM με δύο σχισμές χρόνου για κάθε κανάλι και μια σχισμή για μετάβιβαση data.

Το μειονέκτημα των αναλογικών παλμών συγχρονισμού είναι ότι μπορεί αυτοί οι παλμοί να παραμορφωθούν στην γραμμή μεταφοράς και να μην αναγνωριστούν σαν παλμοί συγχρονισμού στην λήψη ή ότι άλλος παλμός μπορεί να αναγνωριστεί λανθασμένα σαν παλμός συγχρονισμού. Γι'αυτούς τους λόγους χρησιμοποιούνται

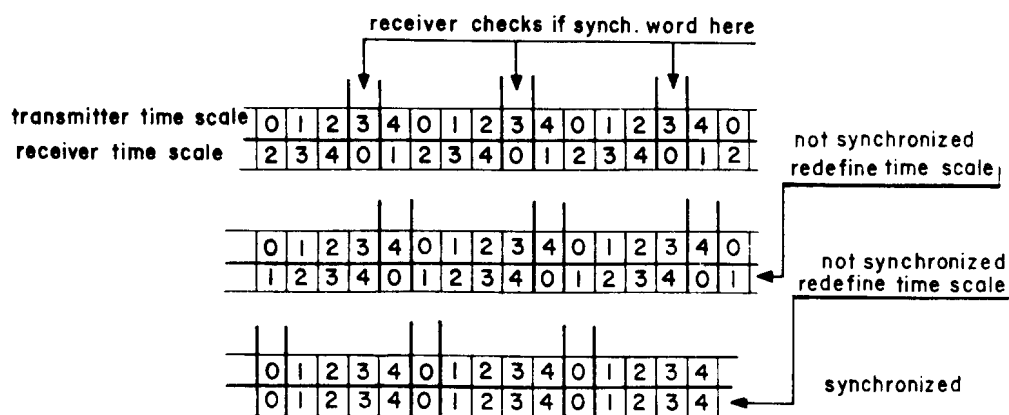
γενικά ψηφιακοί παλμοί συγχρονισμού και στα αναλογικά και στα ψηφιακά συστήματα.

4.2.7 Διεργασία συγχρονισμού

Μια σειρά ψηφιακών παλμών συγχρονισμού καλείται λέξη συγχρονισμού. Όπως είδαμε ένα **bit** της λέξης συγχρονισμού στέλνεται σε κάθε πλαίσιο. Ένα είδος διεργασίας συγχρονισμού περιγράφεται στο Σχήμα 4.29. Ο δέκτης αυθαίρετα προσδιορίζει την δική του κλίμακα χρόνου και μετά ελέγχει αν υπάρχει συγχρονισμός με την κλίμακα χρόνου του πομπού. Στο Σχήμα 4.29 κάθε πλαίσιο αποτελείται από πέντε χρονικά διαστήματα παριστώμενα με “0”, “1”, “2”, “3”, “4”.

Το **bit** συγχρονισμού βρίσκεται στο χρονικό διάστημα «0». Ο δεκτής ελέγχει αν τα **bit** που φτάνουν διαρκούντος του χρονικού διαστήματος «0» ανήκουν στην λέξη συγχρονισμού. Εάν συμβαίνει αυτό οι κλίμακες χρόνου είναι συγχρονισμένες. Εάν όχι όπως στο Σχήμα 4.29 τότε ο δεκτής ορίζει εκ νέου την κλίμακα χρόνου σε σχέση με την κλίμακα χρόνου του πομπού σταματώντας την κλίμακα χρόνου του για μια χρονική σχισμή. Το αποτέλεσμα φαίνεται στην δεύτερη γραμμή του Σχήματος 4.29 και πράγματι δείχνει ότι η κλίμακα χρόνου του δεκτή προχώρησε κατά ένα χρονικό διάστημα σε σχέση με την κλίμακα χρόνου του πομπού.

Αυτή η διεργασία συνεχίζεται ως ότου η κλίμακα χρόνου του δεκτή συγχρονιστεί με την κλίμακα χρόνου του πομπού και τα **bits** συγχρονισμού ληφθούν από το δεκτή στο «0» χρονικό του διάστημα. Αν η λέξη συγχρονισμού περιλαμβάνει **N bits** και το μήκος του πλαισίου είναι **M bits** ο απαιτούμενος χρόνος για το δεκτή να λάβει μια ολόκληρη λέξη συγχρονισμού είναι $M \cdot N$ χρονικά διαστήματα. Ο αριθμός των λανθασμένων ορισμών των κλιμάκων χρόνου είναι τουλάχιστον ίσος προς των αριθμό των **bits** στο πλαίσιο $-M$. Ως εκ τούτου ο μέγιστος χρόνος ο απαιτούμενος για τον συγχρονισμό είναι $(M \cdot N) \cdot N = M^2 \cdot N$ χρονικά διαστήματα, ενώ ο ελάχιστος χρόνος είναι $M \cdot N$.



Σχήμα 4.29 Διεργασία συγχρονισμού.

Ως εκ τούτου ο μέσος χρόνος για τον συγχρονισμό είναι :

$$T_{\text{synch(av)}} = \frac{1}{2}(M^2 \cdot N + M \cdot N) = \frac{1}{2}(M+1)N$$

Σ`ένα σύστημα που λειτουργεί με μια συχνότητα ρολογιού 80KHz κάθε χρονικό διάστημα είναι 12.5μsec. Εάν υπάρχουν 10 χρονικές σχισμές σ`ένα πλαίσιο και η λέξη συγχρονισμού είναι 7 **bits**, ο μέγιστος χρόνος για τον συγχρονισμό είναι:

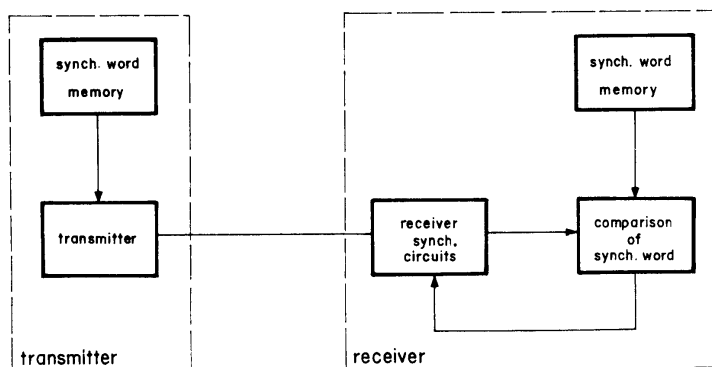
$$10 \cdot 10 \cdot 7 \cdot 12.5 \text{ μsec} = 8.75 \text{ μsec} \quad \text{και ο μέσος χρόνος είναι:}$$

$$1/2(10 \cdot 11 \cdot 7) \cdot 12.5 \text{ μsec} = 4812.5 \text{ μsec} = 4.812 \text{ msec}$$

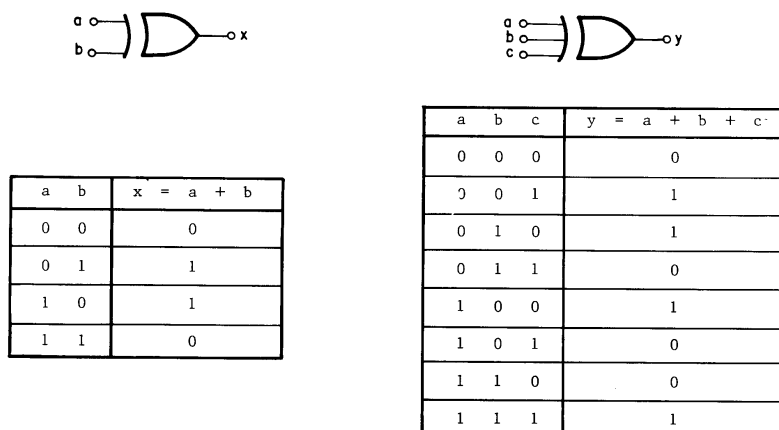
4.2.8 Παραγωγή λέξεων συγχρονισμού

Υπάρχουν δυο βασικές μέθοδοι παραγωγής λέξεων συγχρονισμού, μια δυναμική μέθοδος και μια στατική μέθοδος. Στην στατική μέθοδο η λέξη συγχρονισμού αποθηκεύεται σε μια μνήμη (π.χ ROM ή RAM) και διαβάζεται μετά ένα **bit** σε κάθε χρόνο από τα κυκλώματα συγχρονισμού του πομπού, με κάθε **bit** εισαγόμενο την κατάλληλη στιγμή (Σχήμα 4.30).

Στον δεκτή τα **bits** συγχρονισμού καταχωρούνται μέσα σε ένα καταχωρητή ολίσθησης και συγκρίνονται με την σωστή λέξη συγχρονισμού που είναι αποθηκευμένη σε μια μνήμη στα κυκλώματα συγχρονισμού του δεκτή . Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι οποιαδήποτε ψηφιακή λέξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν λέξη συγχρονισμού και μπορεί εύκολα να αλλάξει αν αυτό είναι απαραίτητο . Το κύριο μειονέκτημα είναι ότι ακόμα και αν λαμβάνεται η σωστή λέξη συγχρονισμού από τα κυκλώματα συγχρονισμού του δεκτή μπορεί να μην είναι στην ίδια σειρά όπως η λέξη που είναι αποθηκευμένη στον δεκτή και ως εκ τούτου η διεργασία συγχρονισμού πρέπει να το λάβει αυτό υπόψιν του. Αυτό γενικά επιμηκύνει την διεργασία και ο μέσος χρόνος συγχρονισμού είναι σχεδόν **N** φορές μεγαλύτερος απ` ότι στην δυναμική μέθοδο, όπου το **N** είναι ο αριθμός των **bits** στην λέξη συγχρονισμού.



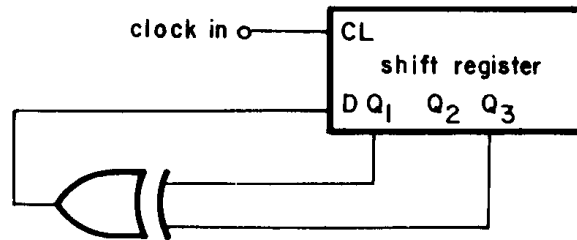
Σχήμα 4.30 Στατική παραγωγή της λέξης συγχρονισμού και φώρασή της.



Σχήμα 4.31 Πύλες XOR – Σύμβολα και Πίνακες.

Η Δυναμική μέθοδος παραγωγής λέξεων συγχρονισμού χρησιμοποιεί έναν καταχωρητή ολίσθησης με ανατροφοδότηση για την παραγωγή της λέξης συγχρονισμού. Όταν η είσοδος του καταχωρητή ολίσθησης είναι κάποια συνάρτηση των εξόδων του, παράγεται μια επαναλαμβανόμενη σειρά. Ο καλύτερος τρόπος για την πραγματοποίηση της ανατροφοδότησης είναι με την χρήση μιας πύλης, **OR**, η οποία είναι ένας αθροιστής ως προς 2. Το Σχήμα 4.31 δείχνει τους πίνακες αλήθειας και τα σύμβολα μιας **OR** δύο και τριών εισόδων. Με κάθε παλμό ορολογίου, ο δυαδικός αριθμός στον καταχωρητή ολίσθησης (ο οποίος φαίνεται στις εξόδους **Q1,Q2,Q3**) ολισθαίνει δεξιά. Ο αριθμός στην είσοδο δεδομένων **D** μπαίνει στον καταχωρητή ολίσθησης και εμφανίζεται στην έξοδο **Q1**, ενώ ο αριθμός στην βαθμίδα του καταχωρητή ολίσθησης ολισθαίνει έξω και χάνεται.

Ας ακολουθήσουμε την λειτουργία του κυκλώματος και ας υποθέσουμε ότι στην αρχή περιέχει τον αριθμό **100** (με άλλες λέξεις **Q1=1, Q2=0, Q3=0**).



Σχήμα 4.32 Γεννήτρια λέξης συγχρονισμού.

Επειδή $D = Q1 + Q3$ τότε $D = 1$ και ο αριθμός στον καταχωρητή ολίσθησης θα αλλάξει με τον ωρολογιακό παλμό από: **100** κατάσταση **1**

σε: **110** κατάσταση **2**

Τώρα $D=1$ και ο επόμενος αριθμός είναι: **111** κατάσταση **3**

« $D=0$ « « « « **011** κατάσταση **4**

κ.ο.κ. δίνοντας **101** κατάσταση **5**

010 κατάσταση **6**

001 κατάσταση **7**

100 κατάσταση **8**

Η κατάσταση 8 είναι η ίδια με την κατάσταση 1 και επειδή η επόμενη κατάσταση προσδιορίζεται πάντοτε από την παρούσα κατάσταση, το σύστημα θα προχωρεί μέσω των ίδιων καταστάσεων στην ίδια σειρά απεριόριστα. Οι αριθμοί στην έξοδο **Q1** θα σχηματίσουν σειρές των **7 bits**.

Αυτές οι σειρές είναι **1110100** και έχουν μερικά ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά. Κατ' αρχή, μπορούν να παραχθούν από έναν καταχωρητή ολίσθησης με χρήση ανατροφοδότησης με πύλη **OR**. Μετά αν αυτή η πύλη αθροιστεί σ' έναν αθροιστή με μέτρο 2 με μια άλλη σειρά η οποία είναι η αρχική σειρά ολισθημένη κατά έναν

Original series	$\overline{1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0}$ 1 1 1 0 1 0 0
Shifted series	0 0 $\overline{1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0}$ 1 1 1 0 1
Sum (mod. 2)	1 1 0 1 0 0 $\overline{1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0}$ 1

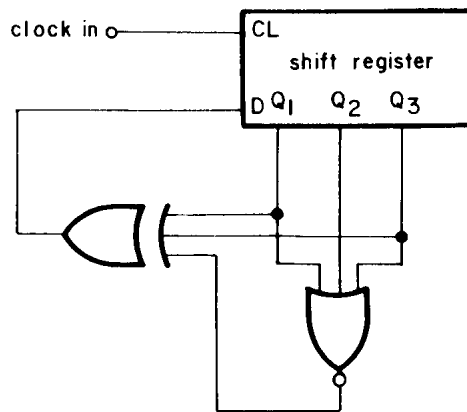
αριθμό **bits** το αποτέλεσμα είναι πάλι η ίδια σειρά π.χ. :

Μια σειρά ψηφιακών αριθμών με τις παραπάνω ιδιότητες καλείται ψευδοτυχαία ακολουθία.

Μια περισσότερο λεπτομερής εξέταση μας δείχνει ότι η ψευδοτυχαία ακολουθία έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

Έχουμε ήδη αναπτύξει ένα παράδειγμα ψευδοτυχαίας ακολουθίας, (**1110100**) που το μήκος της ($2^3 - 1 = 7$)**bits**. Ένα άλλο παράδειγμα είναι **110**, η οποία έχει μήκος ($2^2 - 1 = 3$)**bits** (έλεγξε ότι έχει τα χαρακτηριστικά ψευδοτυχαίας ακολουθίας).

Η γεννήτρια λέξης συγχρονισμού που φαίνεται στο Σχήμα 4.32 έχει πρόβλημα - δεν μπορεί να λειτουργήσει με αρχική κατάσταση **000**, επειδή τότε $D=0$ και η σειρά εξόδου είναι η μηδενική σειρά αποτελούμενη μόνο από 0.



Σχήμα 4.33 Βελτιωμένη γεννήτρια λέξης συγχρονισμού.

Το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 1.33 παρακάμπτεται αυτό το πρόβλημα. Η πύλη NOR εισάγει μια μονάδα στην είσοδο **D** εάν η έξοδος του καταχωρητή είναι **000**. Σημειώστε ότι σε κανονική λειτουργία, όταν παράγεται η ακολουθία, ο καταχωρητής ολίσθησης δεν περιλαμβάνει ποτέ **000** και ως εκ τούτου η πύλη NOR δεν έχει καμία επίδραση.

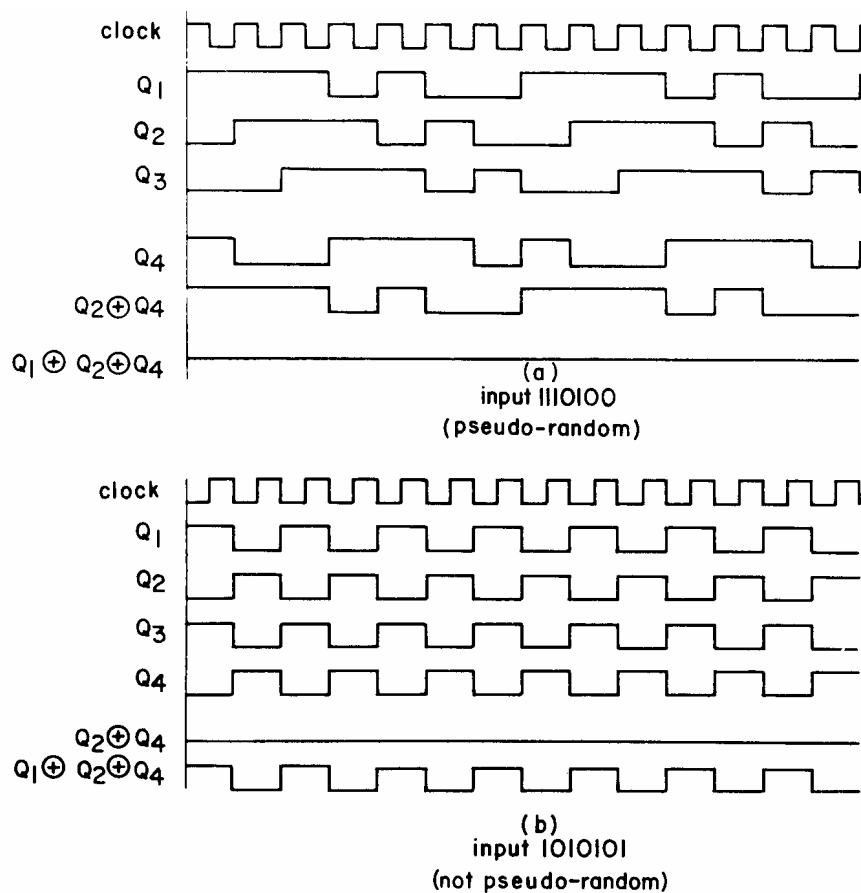
4.2.9 Ανίχνευση της λέξης συγχρονισμού

Το πλεονέκτημα της χρησιμοποίησης της ψευδοτυχαίας ακολουθίας σαν λέξη συγχρονισμού είναι στην φώραση της λέξης συγχρονισμού. Αυτό γίνεται κατά τον ακόλουθο τρόπο: Ο δεκτής ορίζει την κλίμακα χρόνου του και μετά αποθηκεύει τα υποτιθέμενα **bits** συγχρονισμού σ' έναν καταχωρητή ολίσθησης. Το Σχήμα 4.34 δείχνει το χρονικό διάγραμμα, όταν η είσοδος είναι μια ψευδοτυχαία λέξη συγχρονισμού **1110100**. Αν το **Q2** προστεθεί στο **Q4** παίρνεται η αρχική σειρά. Η

σειρά εισόδου εμφανίζεται στο **Q1**. Προσθέτοντας το **Q1** στο άθροισμα **Q2** και **Q4** θα πάρουμε μια σειρά από «0».

Αν η σειρά εισόδου είναι η λέξη συγχρονισμού το αποτέλεσμα του $Q1 \oplus Q2 \oplus Q4$ δεν θα είναι συνεπώς μηδέν όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.34.

Επειδή η είσοδος στον φωρατή συγχρονισμού είναι σειριακή (**bit προς bit**) η έξοδος του κυκλώματος άθροισης πρέπει να αποθηκευτεί, επειδή ο συγχρονισμός του δεκτού ή όχι εξαρτάται από μια σειρά και όχι μόνο από ένα bit. Αυτό γίνεται απαριθμώντας τον αριθμό των «0» και «1» στην σειρά εξόδου του αθροιστή.



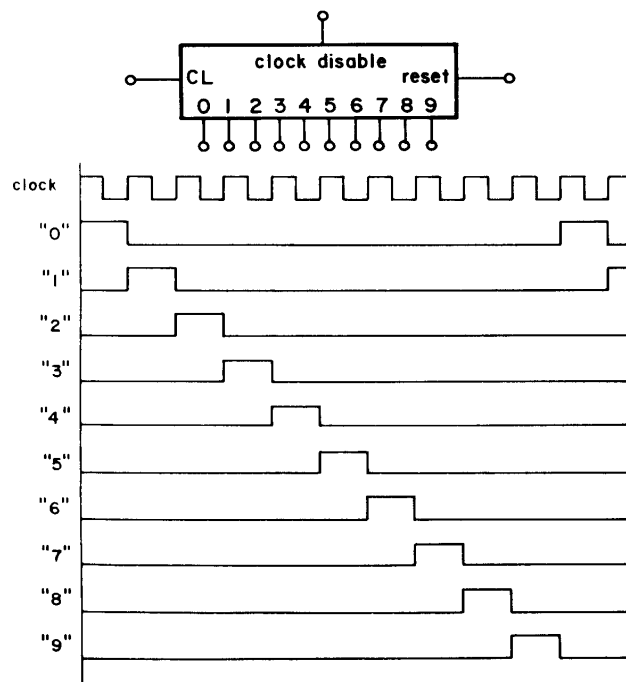
Σχήμα 4.34 Χρονικό διάγραμμα του ανιχνευτή συγχρονισμού: (a)για ψευδοτυχαία σειρά εισόδου

(b)για μη-ψευδοτυχαία σειρά εισόδου.

4.2.10 Κόκλωμα ανιχνευτή συγχρονισμού

Ένα από τα σπουδαία εξαρτήματα του ανιχνευτή συγχρονισμού, το οποίο επίσης εμφανίζεται και στον πομπό, είναι η γεννήτρια συγχρονισμού.

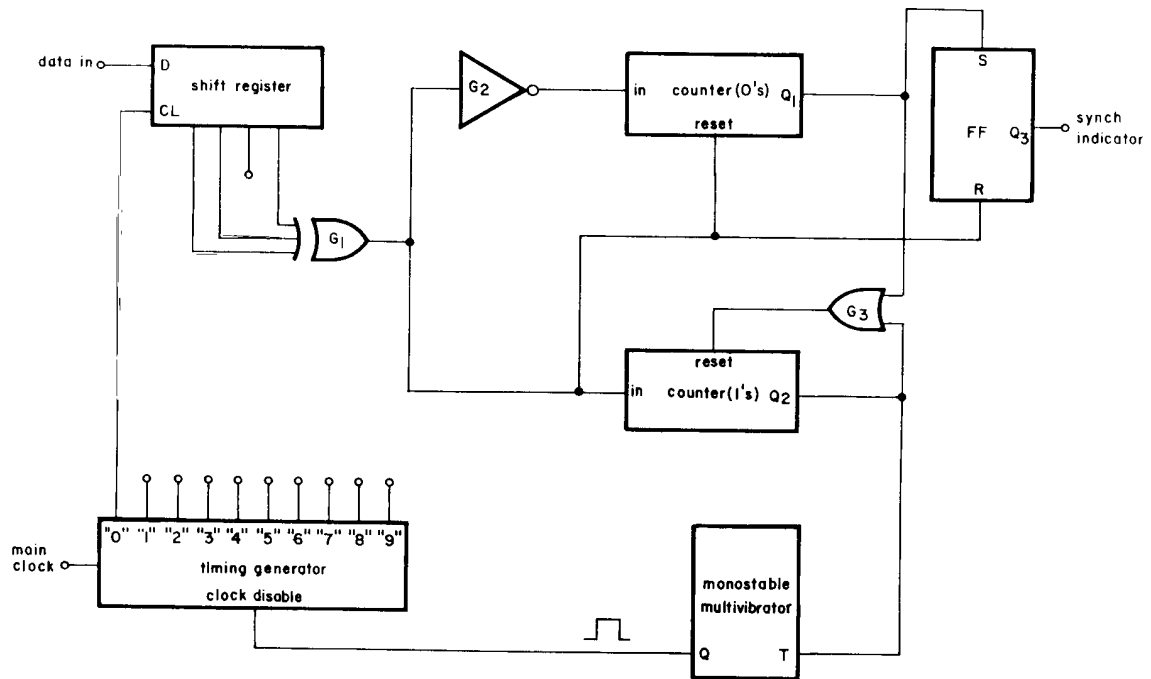
Σ'αυτή την περίπτωση είναι ένας δεκαδικός απαριθμητής **Johnson** ο οποίος είναι ένας απαριθμητής με δεκαδικές εξόδους . Κάθε έξοδος είναι σε υψηλή στάθμη για μια από τις δέκα περιόδους του ρολογιού όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.35. Όταν η είσοδος **clock disable** του ρολογιού είναι σε υψηλή στάθμη ο απαριθμητής παραμένει στη ίδια κατάσταση και οι παλμοί του ρολογιού δεν επιδρούν σ'αυτόν. Μια υψηλή στάθμη στην είσοδο **reset** θέτει την είσοδο «0» σε υψηλή στάθμη . Με σύνδεση μιας από τις εξόδους στην είσοδο **reset**, ο απαριθμητής θα επιστρέψει στο «0» μετά από οποιοδήποτε αριθμό παλμών μεταξύ 1 και 9. Μια ολόκληρη απαρίθμηση του απαριθμητή θα αποτελέσει το πλαίσιο. Θα παίρνουμε πάντα για χρονικό πλαίσιο διάστημα συγχρονισμού, το χρονικό διάστημα «0».



Σχήμα 4.35 Χρονικό διάγραμμα δεκαδικού απαριθμητή Johnson.

Το πλήρες κύκλωμα ανιχνευτή συγχρονισμού φαίνεται στο Σχήμα 4.36.

Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως ακολούθως : Η έξοδος της **OR** πύλης **G1** αποτελείται είτε από σειρά «0» είτε από «0» και «1». Στην περίπτωση της σειράς «0», ο πάνω απαριθμητής λαμβάνει μια συνεχή σειρά από «1» μέσω του ανάστροφes **G2** και όταν φτάσει σε πλήρη απαρίθμηση, το **Q1** πηγαίνει σε λογικό «1» και διεγείρει το flip-flop, το οποίο χρησιμοποιείται σαν ενδείκτης συγχρονισμού. Το **Q1** μηδενίζει επίσης των απαριθμητή των «1».



Σχήμα 4.36 Κύκλωμα ανιχνευτή συγχρονισμού.

Αν ο συγχρονισμός απωλέσθη για οποιαδήποτε αιτία, η **G1** θα παράγει σειρά από «0» και «1». Το πρώτο «1» θα μηδενίσει τόσο των απαριθμητή όσο και το flip-flop που δείχνει ότι ο συγχρονισμός έχει απωλέσθη. Αν μόνο ένα απλό «1» εμφανιστεί (π.χ. εξ αιτίας ενός λάθους) ο απαριθμητής των «0» θα απαριθμήσει πάλι προς ολόκληρη την κλίμακα και θα διεγείρει πάλι το flip-flop (set). Αλλά αν η κλίμακα χρόνου του δεκτού δεν είναι συγχρονισμένη με την κλίμακα χρόνου του πομπού λαμβάνει χώρα η ακόλουθη διεργασία :

Ο απαριθμητής των 1 απαριθμεί και τριγκάρει τον μονοσταθή πολυδομητή . Αυτός παράγει έναν παλμό, ο οποίος απαγορεύει στην γεννήτρια χρονισμού να λειτουργήσει για μια περίοδο του κύριου ωρολογίου και έχει σαν αποτέλεσμα την ολίσθηση της κλίμακας χρόνου του δεκτή σε σχέση με την κλίμακα χρόνου του πομπού κατά ένα χρονικό διάστημα . Ο απαριθμητής των 1 επίσης μηδενίζει και τον εαυτό του και το κύκλωμα ελέγχει πάλι, εάν ελήφθη η λέξη συγχρονισμού . Στο κύκλωμα του Σχήματος 4.36 η λέξη συγχρονισμού θα ανιχνευτεί μετά το πολύ από 9 ολισθήσεις της κλίμακας χρόνο .

Η απαρίθμηση ολοκλήρωσης της κλίμακας του απαριθμητή των 0 μπορεί να είναι μεγαλύτερη ή ίση του αριθμού των στην λέξη συγχρονισμού . Αν η λέξη συγχρονισμού είναι 1110100 τότε ο απαριθμητής των 0 πρέπει να έχει μια κλίμακα ολοκλήρωσης απαρίθμησης 8.

Η απαρίθμηση ολοκλήρωσης της κλίμακας του απαριθμητή των 1 μπορεί να είναι μικρότερη από αυτήν του απαριθμητή των 0 επειδή αυτή θα προσδιορίζει τον χρόνο

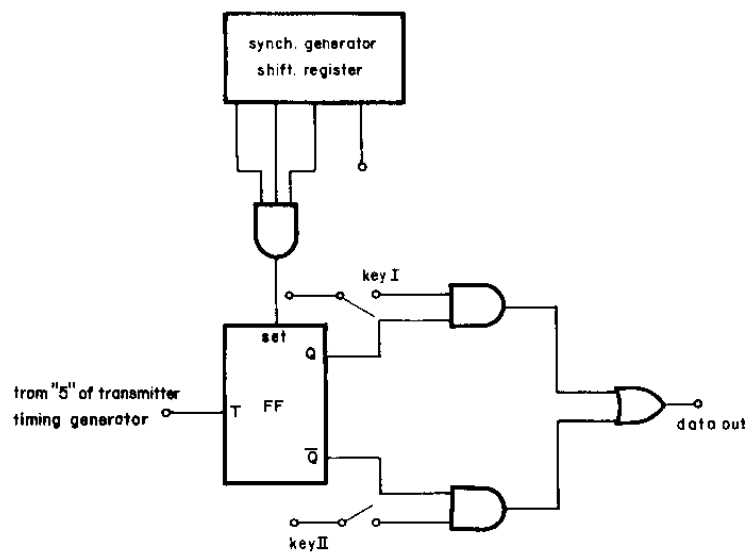
που χρειάζεται για συγχρονισμό. Αν ολόκληρη η κλίμακα απαρίθμησης του απαριθμητή των 0 είναι 8 τότε του απαριθμητού των 1 μπορεί να είναι 4.

Οι απαριθμητές που φαίνονται στο Σχήμα 4.36 είναι ασύγχρονοι. Αν χρησιμοποιούνται σύγχρονοι απαριθμητές πρέπει να συνδεθούν με το ρολοι επειδή, διαρκούντων των χρονικών διαστημάτων «1» μέχρι «9» το κύκλωμα ανίχνευσης δεν πρέπει να προχωρεί σε οποιαδήποτε αλλαγή, οποιοδήποτε από αυτά τα διαστήματα μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ρολοι των απαριθμητών.

4.2.11 Μεταβίβαση δυο καναλιών δεδομένων σε μια χρονική σχισμή.

Ακόμη και αν μόνο ένα χρονικό διάστημα (χρονική σχισμή) προσδιορίζεται για την μεταβίβαση δεδομένων, είναι δυνατόν να μεταβιβάσουμε περισσότερα από ένα κανάλια δεδομένα (data) πολυπλέκοντας τα.

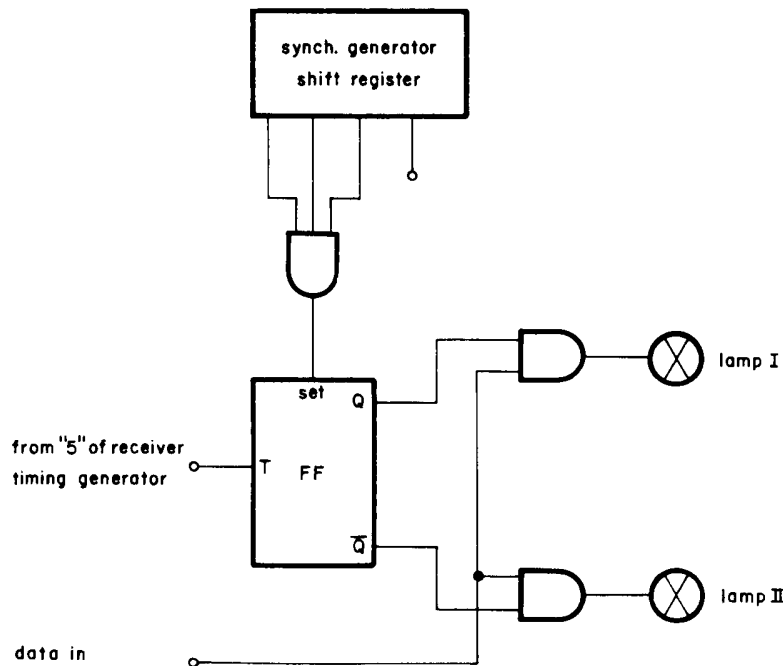
Ας πάρουμε σαν παράδειγμα δυο πλήκτρα **Morse** κάθε ένα από τα οποία διεγείρει μια διαφορετική λάμπα στον δεκτή . Η πολυπλεξία επιτελείται μεταξύ δυο διαδοχικών πλαισίων στο υπερπλαίσιο . Με άλλες λέξεις η χρονική σχισμή «5» προορίζεται για τα κανάλια των δεδομένων, τότε η έξοδος του πλήκτρου **Morse I** στέλνεται στα πλαίσια 1,3,5,7 από τα 7 πλαίσια του υπερπλαισίου και η έξοδος του πλήκτρου **Morse II** στέλνεται στα πλαίσια 2,4,6 .



Σχήμα 4.37 Κύκλωμα μεταβίβασης με πολυπλέκτη δεδομένων.

Αυτό απαιτεί χωριστά κυκλώματα χρονισμού, τα οποία βασίζονται στην λέξη συγχρονισμού . Το κύκλωμα του πομπού φαίνεται στο Σχήμα 4.37 . Όταν ο καταχωρητής ολίσθησης περιέχει 111 το flip-flop τριγκάρεται, έτσι ώστε $Q=1, \bar{Q}=0$.

Σ' αυτήν τη θέση το πλήκτρο **I** μπορεί να μεταβιβάσει . Όταν το flip-flop δεχθεί παλμό ορολογίου, αλλάζει κατάσταση και το πλήκτρο **II** μπορεί να μεταβιβάσει . Το κύκλωμα του δεκτή δεδομένων φαίνεται στο Σχήμα 4.38. και είναι παρόμοιο προς το κύκλωμα του πομπού . Σ' ένα πρακτικό κύκλωμα τα πλήκτρα συνδέονται μεσώ flip-flops για να έχουμε λειτουργία χωρίς αναπηδήσεις και οι λυχνίες συνδέονται με όμοιο τρόπο για να αποφύγουμε το τρεμοσβήσιμο.

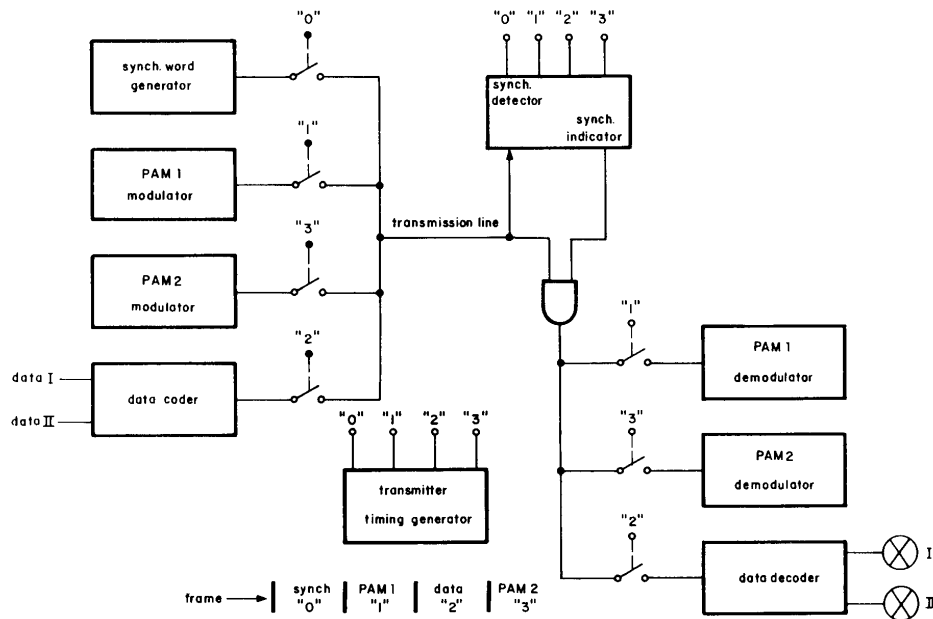


Σχήμα 4.38 Κύκλωμα λήψης με πολυπλέκτη δεδομένων.

4.2.12 Σύστημα TDB τεσσάρων καναλιών (Δυο κανάλια PAM και δυο κανάλια data)

Το μπλοκ διάγραμμα ολόκληρου του συστήματος TDM φαίνεται στο Σχήμα 4.39. με την διάταξη των χρονικών σχισμών στο πλαίσιο. Οι τέσσερις πύλες του πομπού ελέγχονται από την γεννήτρια χρονισμού . Κάθε μια κλίνει για μια χρονική σχισμή και συνδέεται με την γραμμή μεταφοράς ο κατάλληλος πομπός.

Στο άλλο άκρο της γραμμής μεταφοράς, στον δεκτή, ο ανιχνευτής συγχρονισμού πρέπει να συγχρονίσει την κλίμακα χρόνου του δεκτή πριν τα σήματα μεταφερθούν στους αποδιαμορφωτές PAM και στον αποκωδικοποιητή δεδομένων, τα οποία έχουν όλα μηδέν έξοδο πριν επιτευχθεί συγχρονισμός.



Σχήμα 4.39 Σύστημα TDM (PAM + data)

4.3 ΠΑΛΜΟΚΩΔΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Στο πρώτο κεφάλαιο έχει δειχθεί ότι τα συστήματα ψηφιακής επικοινωνίας έχουν ορισμένα προτερήματα συγκρινόμενα με τα αναλογικά συστήματα, ιδίως από την άποψη του λόγου σήματος προς θόρυβο (PCM). Ακόμα, η ψηφιακή πληροφορία, αποτελούμενη από ξεχωριστούς παλμούς έχει άμεση σχέση με την τεχνική πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου. Σ' αυτό το κεφάλαιο θα εξετάσουμε μια από τις κύριες μεθόδους ψηφιακής κωδικοποίησης αναλογικών σημάτων.

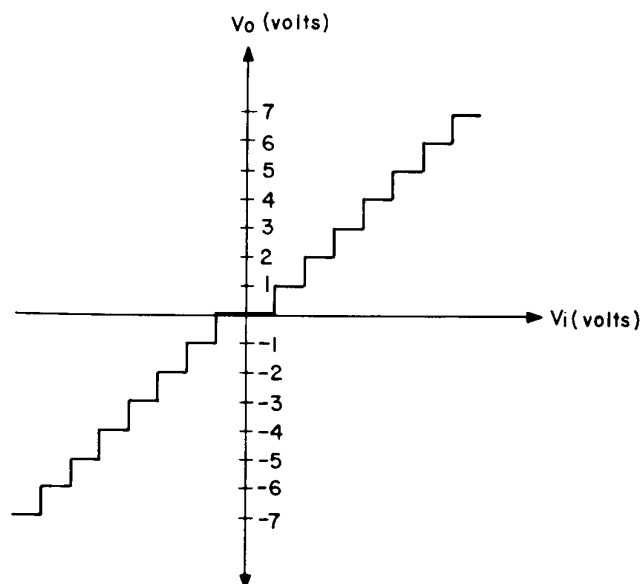
4.3.1 Αρχές Παλμοκωδικής Διαμόρφωσης

Επειδή οποιαδήποτε ψηφιακή αναπαράσταση ενός αναλογικού σήματος πρέπει να είναι διακεκριμένη, το πρώτο βήμα στην πορεία μετατροπής του αναλογικού σε ψηφιακό σήμα, είναι η δειγματοληψία του αναλογικού σήματος. Το δείγμα προσδιορίζεται από μια ψηφιακή τιμή σύμφωνα με το πλάτος του και ο δυαδικός αριθμός μεταβιβάζεται υπό μορφή ψηφιακών παλμών.

Η δειγματοληψία έχει κιάλας εξετασθεί και ως εκ τούτου θα σημειώσουμε μόνο ότι στα περισσότερα συστήματα μετατροπής A/D (Analog to Digital) απαιτείται δειγματοληψία με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα, επειδή το δείγμα πρέπει να διατηρείται σταθερό κατά την διάρκεια της επεξεργασίας του σήματος.

4.3.2 Κβαντοποίηση

Τα πλάτη των δειγμάτων είναι ακόμη συνεχή και κατά την διάρκεια της μετατροπής σε ψηφιακό σήμα είναι απαραίτητο να χρησιμοποιήσουμε έναν διακεκριμένο αριθμό πλατών, μια διεργασία που καλείται κ β α ν τ ο π ο ί σ η.



Σχήμα 4.40 Χαρακτηριστική Κβαντιστή

Το Σχήμα 4.40 δείχνει την χαρακτηριστική ενός γραμμικού κβαντιστού. Η έξοδος αποτελείται από ένα αριθμό διακριτών σταθμών τάσης (αριθμούμενες από -7 έως +7). Το κύκλωμα δειγματοληψίας και κβαντιστή αποτελεί τον μετατροπέα A/D με την ψηφιακή έξοδο εμφανιζόμενη σαν 1 από N διαφορετικές τάσεις. Το Σχήμα 4.41 δείχνει την έξοδο που παίρνουμε από έναν τέτοιο μετατροπέα όταν η είσοδος είναι ένα ημιτονικό σήμα.

4.3.3 Ψηφιακή αναπαράσταση των κβαντοποιημένων δειγμάτων

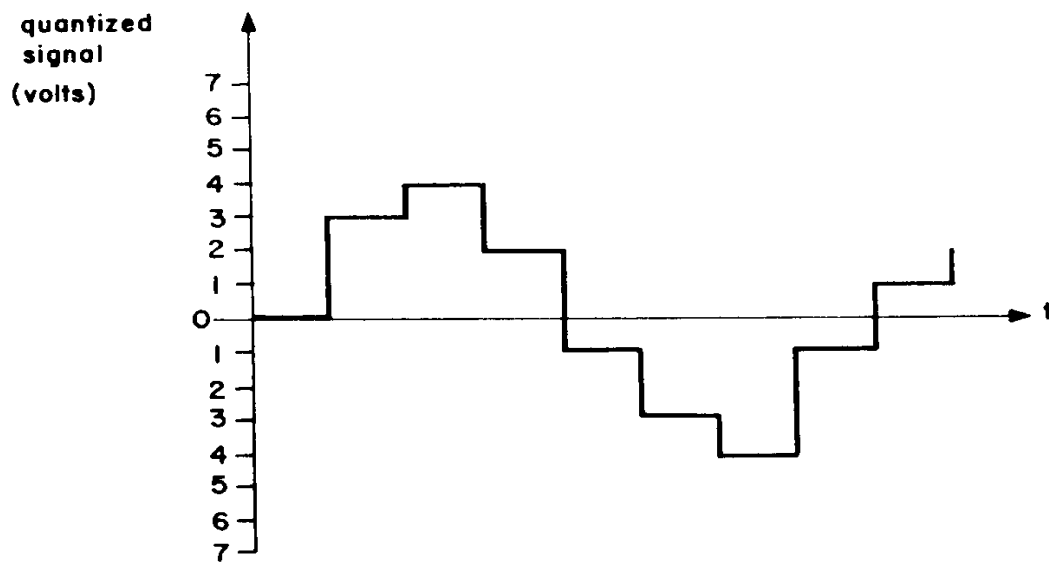
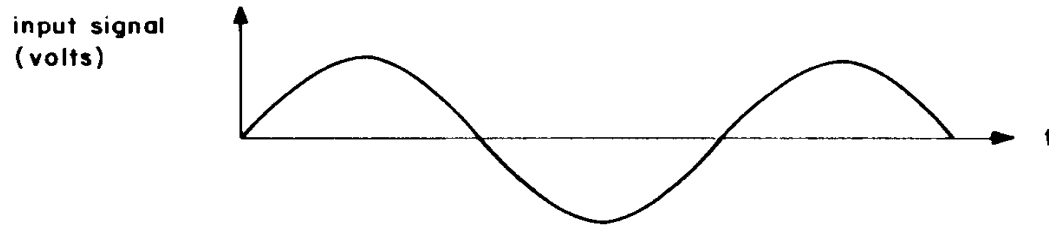
Αφού το αναλογικό σήμα μετατραπεί σε δείγματα και κβαντοποιηθεί είναι απαραίτητο να παράγουμε ψηφιακούς παλμούς για την αναπαράσταση κάθε στάθμης. Στην παλμοκωδική διαμόρφωση (PCM) η έξοδος αποτελείται από έναν δυαδικό αριθμό με n bits.

Στην περίπτωση του κβαντοποιημένου σήματος του Σχήματος 4.41, έχουμε 15 δυνατές στάθμες εξόδου (-7 έως +7) και ως εκ τούτου η δυαδική έξοδος θα έχει 4 bits (n=4).

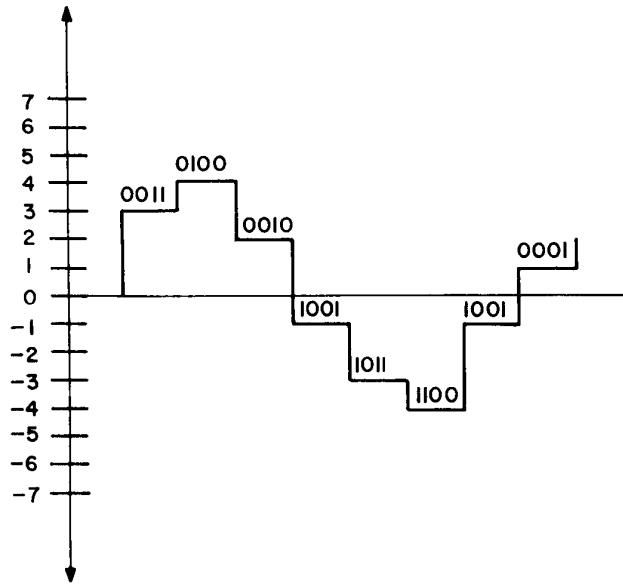
Είναι τώρα απαραίτητο να ορίσουμε έναν κώδικα, ο οποίος δίνει τον δυαδικό αριθμό εξόδου για κάθε στάθμη τάσης. Για παράδειγμα ας ορίσουμε τον ακόλουθο κώδικα:

-7V	1111	0V	0000
-6V	1110	1V	0001
-5V	1101	2V	0010
-4V	1100	3V	0011
-3V	1011	4V	0100
-2V	1010	5V	0101
-1V	1001	6V	0110
0V	1000	7V	0111

Χρησιμοποιώντας αυτόν τον κώδικα το κβαντισμένο σήμα του Σχήματος 4.41 θα αναπαρασταθεί από τους δυαδικούς αριθμούς, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.42.

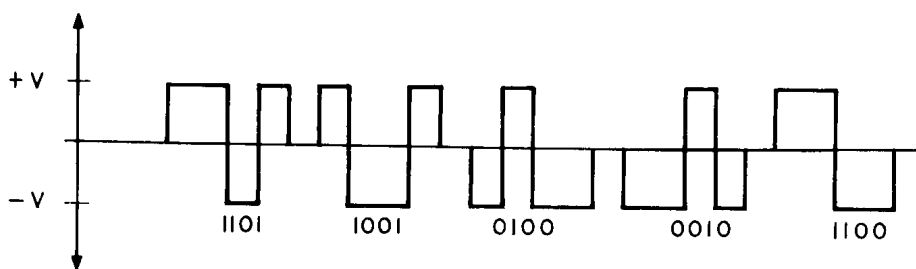


Σχήμα 4.41 A/D Μετατροπέας αποτελούμενος από Δειγματολήπτη και Κβαντιστή



Σχήμα 4.42 Δυαδική αναπαράσταση του κβαντισμένου σήματος

Αυτός ο κώδικας καλείται κώδικας BCD προσήμου και πλάτους. Τα τρία δεξιά ψηφία είναι η αναπαράσταση BCD του πλάτους του κωδικοποιημένου αριθμού. Το πρώτο αριστερά ψηφίο (ψηφίο με την μεγαλύτερη βαρύτητα) παριστάνει την πολικότητα του αριθμού: το 0 παριστάνει τους θετικούς αριθμούς, ενώ το 1 τους αρνητικούς αριθμούς. Έτσι, ο αριθμός 0001 παριστάνει τον +1, ενώ ο 1001 παριστάνει το -1. Σημειώνεται ότι ο αριθμός 0 παριστάνεται και από τους δύο 0000, 1000 δυαδικούς αριθμούς.



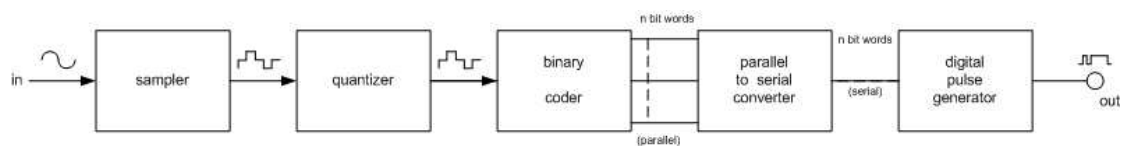
Σχήμα 4.43 Έξοδος παλμών PCM

4.3.4 Ψηφιακή αναπαράσταση των κβαντοποιημένων δειγμάτων

Εάν η δυαδική έξοδος παίρνεται παράλληλα, είναι απαραίτητο να μετατρέψουμε την παράλληλη δυαδική λέξη σε σειριακή δυαδική λέξη, αφού τα περισσότερα συστήματα ψηφιακών επικοινωνιών μεταβιβάζουν σειριακά την πληροφορία.

Η έξοδος του PCM θα αποτελείται από σειρά παλμών, η οποία σχηματίζει ομάδες από τετράδες παλμών, που αναπαριστούν έναν αριθμό (ή στάθμη ή δείγμα).

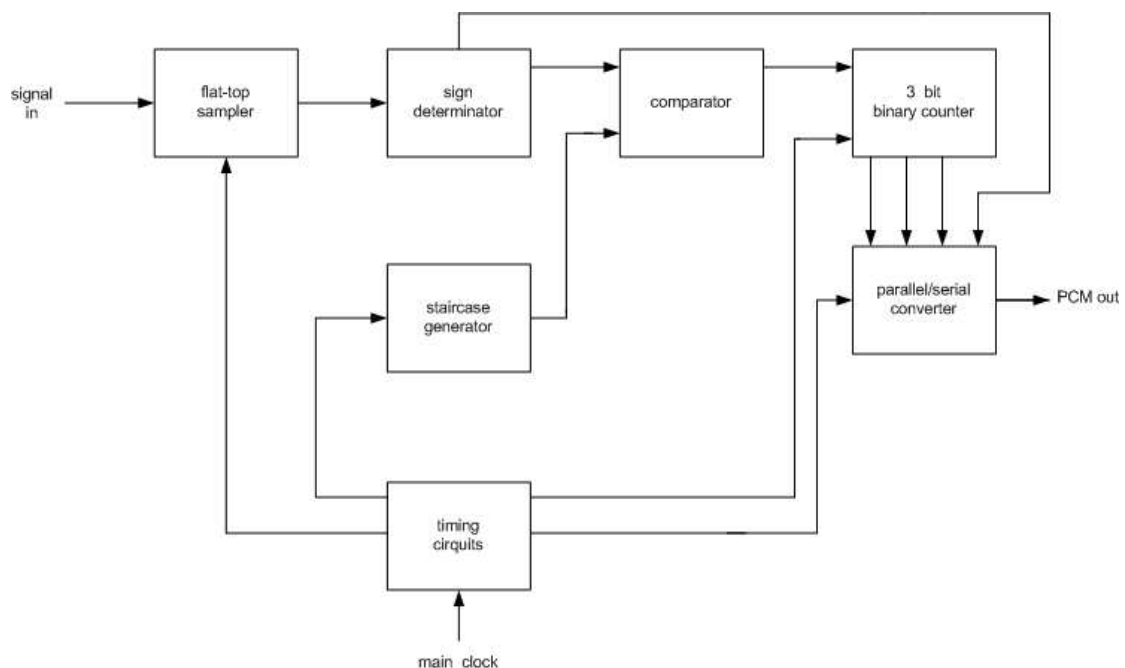
Το Σχήμα 4.43 μας δείχνει την έξοδο PCM για το σήμα των Σχημάτων 4.41 και 4.42, όπου οι παλμοί εξόδου είναι διπολικοί ψηφιακοί παλμοί: το +V αναπαρίσταται με 1 και το -V με 0. Μεταξύ κάθε αριθμού έχει αφεθεί ένα διάστημα ενός παλμού για να διευκολύνει την κατανόηση.



Σχήμα 4.44 Μπλόκ Διάγραμμα ενός PCM διαμορφωτή

Εφόσον η διευθέτηση των παλμών σε ομάδες των τεσσάρων (4) είναι σημαντική, μεταξύ των ομάδων των παλμών εισάγονται παλμοί συγχρονισμού για να επιτευχθεί σωστός συγχρονισμός στον αποδιαμορφωτή.

Το Σχήμα 4.44 δείχνει το μπλόκ διάγραμμα ολόκληρου του διαμορφωτή PCM με σχεδιασμένη σχηματικά την έξοδο κάθε βαθμίδα.



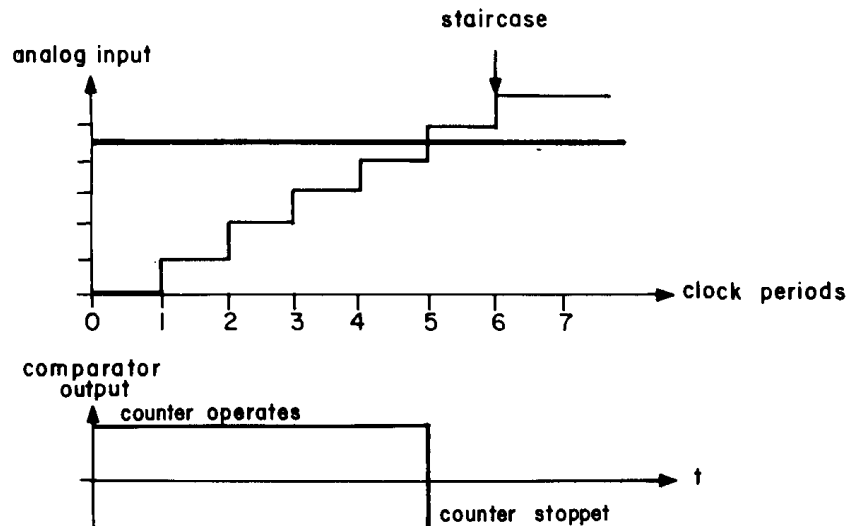
Σχήμα 4.45 Μπλόκ Διάγραμμα ενός πρακτικού PCM διαμορφωτή

Στις πρακτικές εφαρμογές ενός τέτοιου διαμορφωτή πολλά από τα μπλοκ συγχωνεύονται μέσα σε ένα απλό μπλοκ, το οποίο επιτελεί όλες τις λειτουργίες διαδοχικά (π.χ. δειγματοληψία, κβάντιση και δυαδική κωδικοποίηση).

4.3.5 Παράδειγμα ενός πρακτικού διαμορφωτή PCM

Το μπλοκ ενός παραδείγματος πρακτικού διαμορφωτή φαίνεται στο Σχήμα 4.45. Αυτός ο διαμορφωτής PCM στηρίζεται πάνω σ' ένα μετατροπέα A/D ψηφιακής ράμπας, που αποτελείται από μια γεννήτρια κλιμακωτής τάσης, συγκριτή και δυαδικό απαριθμητή. Αυτός ο ιδιαίτερος μετατροπέας A/D λειτουργεί μόνο με μονοπολικά αναλογικά σήματα και είναι ένας σύγχρονος μετατροπέας.

Η μετατροπή επιτελείται ως ακολούθως: στην αρχή της μετατροπής ο δυαδικός απαριθμητής τίθεται στο 000 και η γεννήτρια κλιμακωτής τάσης έχει 0V στην έξοδό της. Κάθε παλμός του ρολογιού κάνει τον απαριθμητή να προχωρήσει κατά 1 bit και αυξάνει την τάση της κλίμακας κατά ένα βήμα (Σχήμα 4.46).



Σχήμα 4.46 Κυματομορφές σε A/D μετατροπέα ψηφιακής ράμπας

Όταν η τάση κλίμακας περάσει την τάση της αναλογικής εξόδου, ο συγκριτής αλλάζει κατάσταση και σταματάει την απαρίθμηση. Ο αριθμός στον απαριθμητή είναι η ψηφιακή αναπαράσταση της αναλογικής τάσης εισόδου. Αυτός ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει μόνο με θετικές ή αρνητικές τάσεις εισόδου, αλλά τα αναλογικά σήματα είναι είτε θετικά είτε αρνητικά, ως εκ τούτου το αναλογικό σήμα εισόδου πρέπει να μετατραπεί από διπολικό σε μονοπολικό και η αρχική πολικότητα να ληφθεί υπ' όψιν. Η έξοδος του μετατροπέα κωδικοποιείται στον κώδικα BCD

προσήμου και πλάτους, για τον οποίο έχουμε ήδη μιλήσει, με ένα bit προσήμου (πολικότητας) και τρία bits πλάτους.

4.3.6 Προσδιορισμός προσήμου

Ο δειγματολήπτης με παλμούς με οριζόντια τα άνω άκρα έχει ήδη συζητηθεί και δεν θα μας απασχολήσει εδώ. Ένα σχηματικό διάγραμμα ενός προσδιοριστού προσήμου φαίνεται στο Σχήμα 4.47. Αυτό το κύκλωμα παράγει πάντα ένα αρνητικό σήμα εξόδου, ανεξάρτητα από την πολικότητα του σήματος εισόδου.

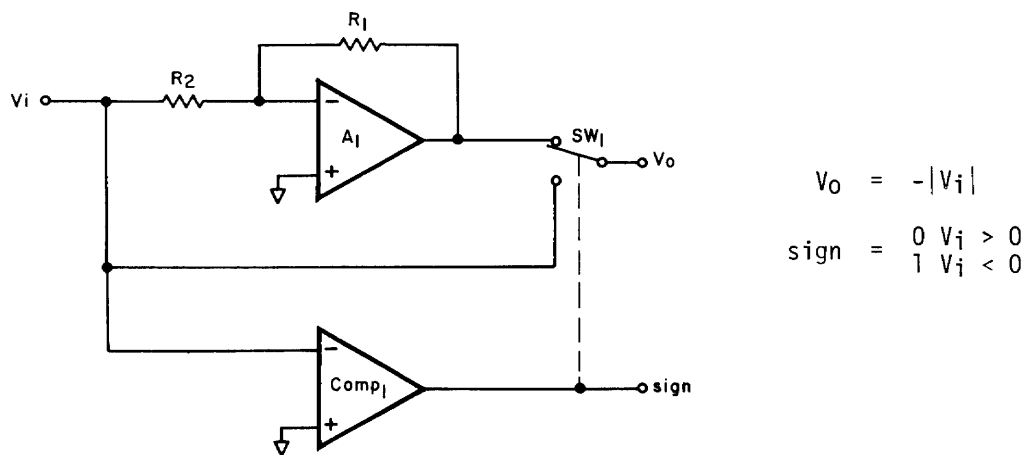
Αν $V_i > 0$, η έξοδος του συγκριτού είναι στο λογικό «0» και η έξοδος V_o λαμβάνεται από τον αναστρέφοντα ενισχυτή A_1 μοναδιαίας απολαβής.

Αν $V_i < 0$, η έξοδος του συγκριτού είναι στο λογικό «1» και η έξοδος συνδέεται απ' ευθείας στην είσοδο.

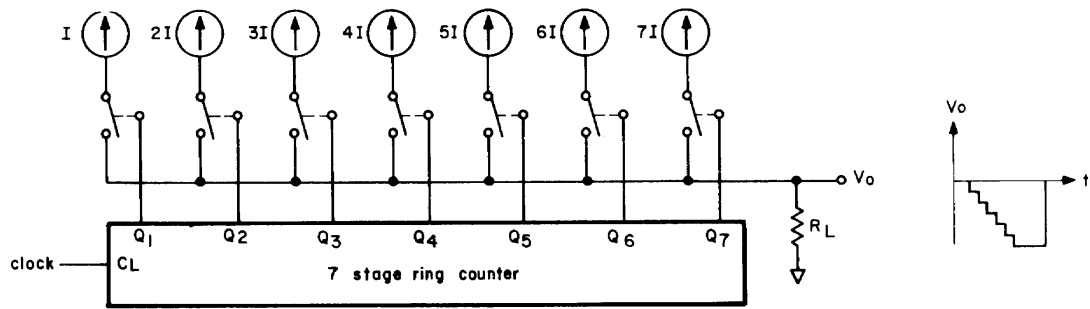
Έτσι, $V_o = -|V_i|$ και η έξοδος του συγκριτού δίνει το πρόσημο του σήματος εισόδου, σύμφωνα με τον κώδικα προσήμου και πλάτους – «0» για $V_i > 0$ και «1» για $V_i < 0$.

4.3.7 Γεννήτρια κλιμακωτής τάσης

Αυτή αποτελείται από επτά διακοπτόμενες πηγές ρεύματος, οι οποίες συνδέονται σε μια αντίσταση και οι οποίες διακόπτονται από έναν απαριθμητή δακτυλίου 7-βαθμίδων όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.48.



Σχήμα 4.47 Κύκλωμα Καθορισμού Προσήμου



Σχήμα 4.48 Γεννήτρια Κλιμακωτής Τάσης

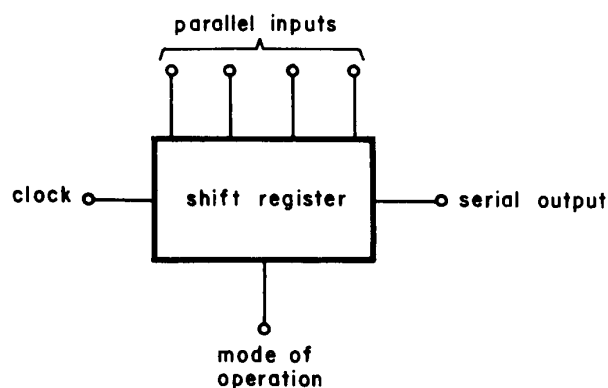
Η τάση εξόδου αποτελείται από βήματα ύψους $-I \cdot R_L$.

Στο κύκλωμα αυτό σ' οποιαδήποτε χρονική στιγμή μόνο ένας διακόπτης είναι κλειστός, είναι όμως δυνατό να κατασκευάσουμε γεννήτρια κλιμακωτής τάσης με 7 ίσες πηγές ρεύματος, η έξοδος των οποίων συνδέεται παράλληλα και αθροίζεται στην R_L .

4.3.8 Μετατροπείας παράλληλου-σειράς

Οι έξοδοι του δυαδικού απαριθμητή συνδέονται στις εισόδους ενός καταχωρητή ολίσθησης παράλληλης εισόδου σειριακής εξόδου. Όταν ο συγκριτής σταματά τον απαριθμητή, το αποτέλεσμα καταχωρείται μέσα στις τρεις από τις τέσσερις βαθμίδες του καταχωρητή ολίσθησης, με τον καταχωρητή ολίσθησης να λειτουργεί στον παράλληλο τρόπο του.

Η τέταρτη βαθμίδα φορτώνεται με το bit προσήμου, το οποίο προέρχεται από τον προσδιοριστή προσήμου. Ο καταχωρητής ολίσθησης λειτουργεί τώρα στον σειριακό του τρόπο και απελευθερώνεται ο αριθμός bit προς bit. Ο μετατροπείας παράλληλου σειράς φαίνεται στο Σχήμα 4.49.



Σχήμα 4.49 Μετατροπείας παράλληλων δεδομένων σε σειρά

4.3.9 Κυκλώματα χρονισμού

Το πιο σπουδαίο τμήμα του διαμορφωτή PCM είναι τα κυκλώματα χρονισμού και ελέγχου. Η σημασία τους εξηγείται ως ακολούθως: κατ' αρχήν επειδή ο διαμορφωτής είναι σύγχρονο ψηφιακό σύστημα η ορθή του λειτουργία εξαρτάται από τους διάφορους ωρολογιακούς παλμούς, επίσης οι παλμοί εξόδου πρέπει να είναι χρονισμένοι για να ταιριάζουν με ένα ψηφιακό σύστημα επικοινωνίας, π.χ. στην περίπτωση του TDM, το σύστημα λειτουργεί μαζί με άλλα συστήματα διαμόρφωσης/μεταβίβασης.

Ως εκ τούτου αν το κανάλι PCM λειτουργεί με ιδιαίτερα διάκενα χρόνου, ο διαμορφωτής PCM πρέπει να παράγει τους παλμούς εξόδου του, έτσι ώστε να ταιριάζουν μ' αυτά τα διάκενα.

Για να καταλάβουμε τον χρονισμό του διαμορφωτή PCM (ή οποιουδήποτε σύγχρονου ψηφιακού συστήματος), είναι απαραίτητο να σχεδιάσουμε το χρονικό διάγραμμα του συστήματος, που περιλαμβάνει όλους τους παλμούς ελέγχου και τις σχέσεις μεταξύ τους.

Το χρονικό διάγραμμα του διαμορφωτή PCM φαίνεται στο Σχήμα 4.50 και το κύκλωμα με όλες τις χρονικές εισόδους συνδεδεμένες, φαίνεται στο Σχήμα 4.51.

4.3.10 Λειτουργία του διαμορφωτού (χρονισμός)

Ο χρονισμός βασίζεται σε δυο βασικά ρολόγια CL_1 και CL_2 , όπου $CL_2 = \frac{1}{2} \cdot CL_1$.

Οι περίοδοι του CL_2 απαριθμούνται από 0 – 9.

Ο συνολικός κύκλος της μετατροπής του αναλογικού σήματος σε PCM χρειάζεται δέκα περιόδους CL_2 , που αποτελούνται από τα ακόλουθα βήματα:

Περίοδος 0: Γίνεται δειγματοληψία του αναλογικού σήματος και προσδιορίζεται η πολικότητα του.

Περίοδος 1,2,3

και μισή της 4: Σχηματίζεται η ψηφιακή ράμπα και συγκρίνεται με το σήμα εισόδου. Ο απαριθμητής απαριθμεί στον ρυθμό του CL_1 , έως ότου ο συγκριτής αναδείξει ότι η ψηφιακή ράμπα είναι περισσότερο αρνητική από το σήμα εισόδου.

Δεύτερο ήμισυ

της περιόδου 4: Το αποτέλεσμα του απαριθμητή φορτώνεται στον μετατροπέα παράλληλου/σειράς (P/S).

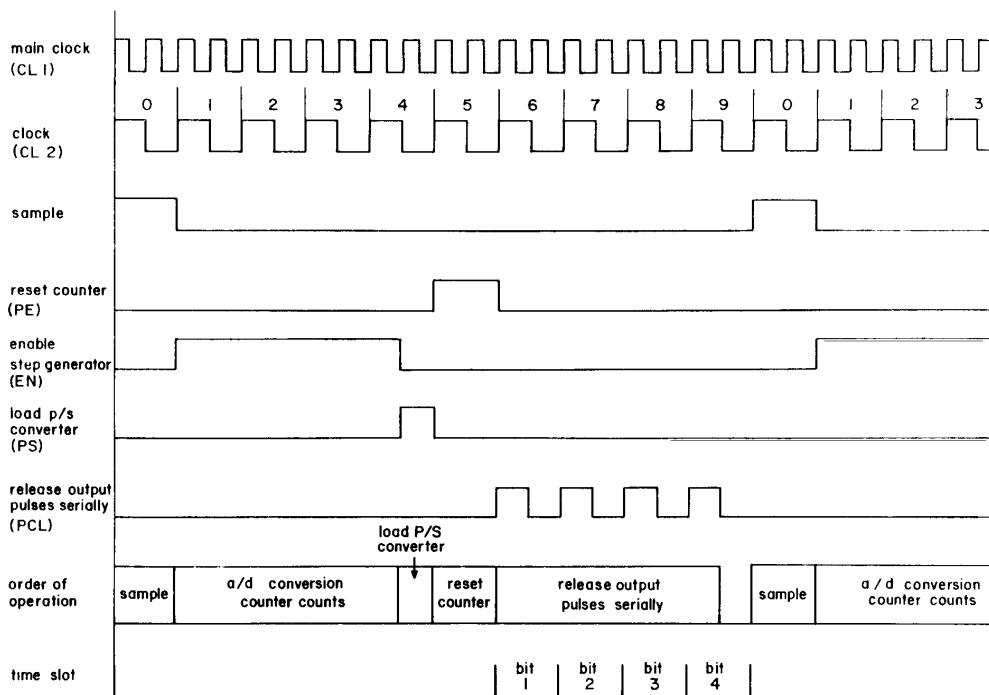
Περίοδος 5: Μηδενίζεται ο απαριθμητής.

Περίοδος 6,7,8

και το μισό της 9: Το σήμα PCM αφήνεται σειριακά από τον μετατροπέα παράλληλου/σειράς (P/S).

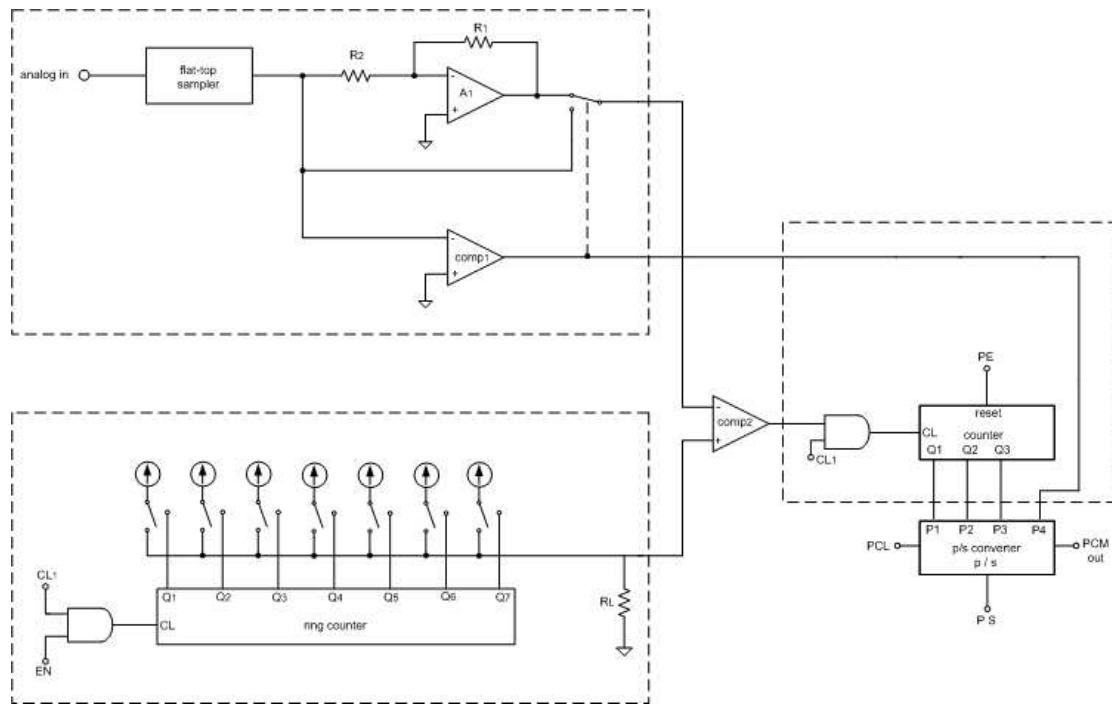
Περίοδος 10

=Περίοδος 0: Αρχίζει νέος κύκλος.



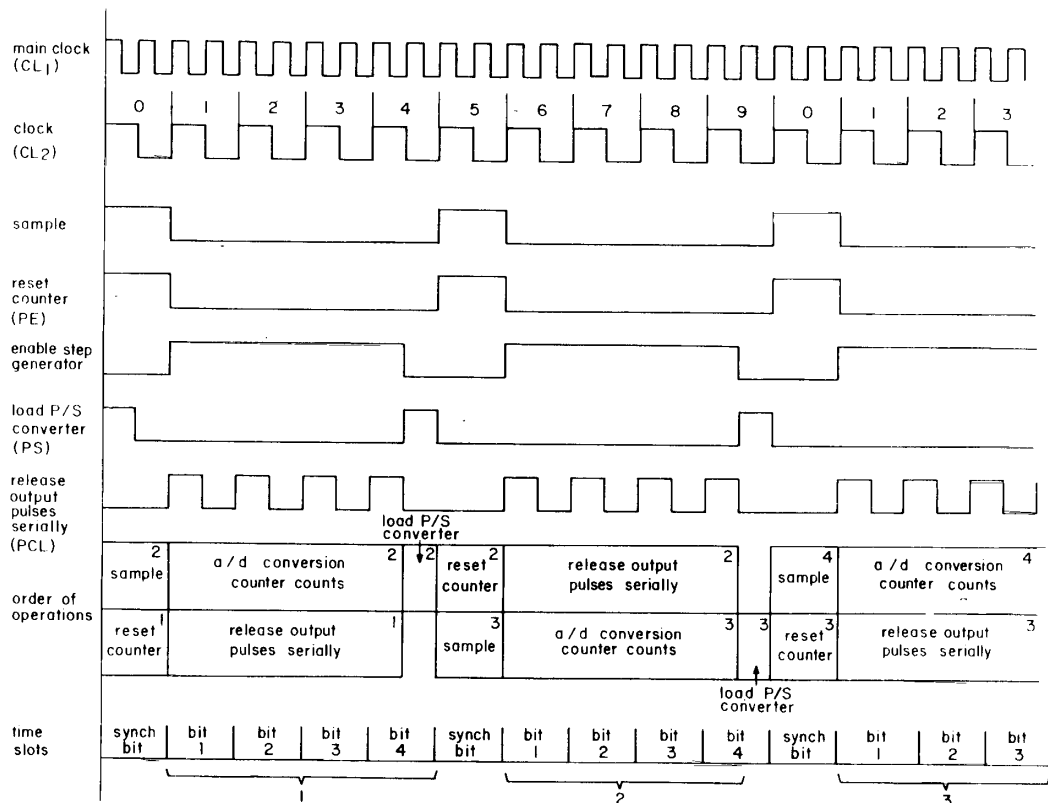
Σχήμα 4.50 Διάγραμμα χρονισμών διαμορφωτή PCM

Κατά την διάρκεια των περιοχών 0,1,2,3 και 4 ο δειγματολήπτης, προσδιοριστής προσήμου, η γεννήτρια κλιμακωτής τάσης και ο απαριθμητής λειτουργούν, ενώ ο μετατροπέας P/S δεν λειτουργεί. Κατά την διάρκεια των περιόδων 5,6,7,8 και 9 εκτός από τον μηδενισμό του απαριθμητού μόνο ο μετατροπέας P/S λειτουργεί. Το αποτέλεσμα αυτού είναι ότι ενώ ο μετατροπέας P/S απελευθερώνει παλμούς PCM, το υπόλοιπο μέρος του διαμορφωτή μπορεί να επεξεργαστεί το επόμενο δείγμα.



Σχήμα 4.51 Κύκλωμα PCM διαμορφωτή με εισόδους χρονισμού

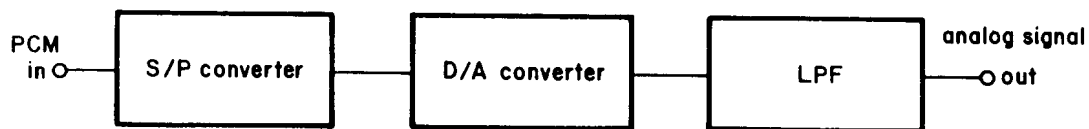
Το Σχήμα 4.52 δείχνει το χρονικό διάγραμμα του διαμορφωτή PCM, δείχνοντας πως η επεξεργασμένη ποσότητα πληροφορίας μπορεί να διπλασιαστεί.



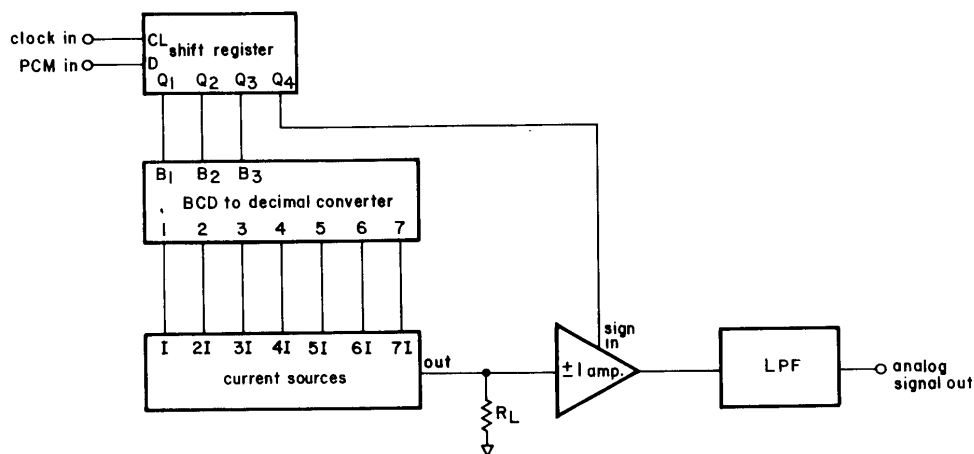
Σχήμα 4.52 Βελτιωμένο Διάγραμμα Χρονισμών Διαμορφωτή PCM

4.3.11 Αποδιαμορφωτής PCM

Ο αποδιαμορφωτής PCM είναι συνήθως απλούστερος από τον διαμορφωτή, επειδή ο χρονισμός αντιγράφεται από τον χρονισμό του διαμορφωτή και από τους παλμούς συγχρονισμού. Το Σχήμα 4.53 δείχνει το μπλοκ διάγραμμα του αποδιαμορφωτή PCM. Ο μετατροπέας σειράς / παράλληλου (P/S) λαμβάνει τους παλμούς PCM από την γραμμή μεταφοράς και μετατρέπει αυτούς σε παράλληλη δυαδική λέξη. Ο μετατροπέας ψηφιακού /σε αναλογικό παλμό σύμφωνα με τον ίδιο κώδικα που χρησιμοποιεί ο διαμορφωτής. Οι παλμοί παριστάνουν δείγματα του αναλογικού σήματος και περνώντας τους μέσα από ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων αναγεννιέται το αρχικό αναλογικό σήμα.



Σχήμα 4.53 Μπλόκ Διάγραμμα Αποδιαμορφωτή PCM

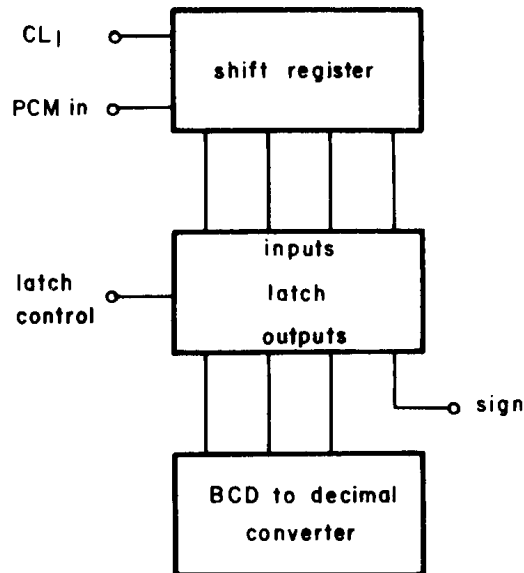


Σχήμα 4.54 Πρακτικός Αποδιαμορφωτής PCM

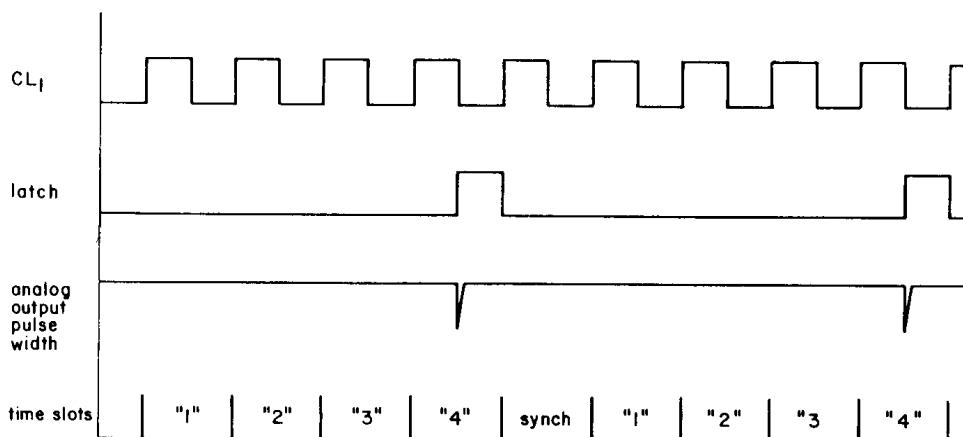
4.3.12 Πρακτικός αποδιαμορφωτής PCM

Το Σχήμα 4.54 δείχνει έναν πρακτικό αποδιαμορφωτή PCM. Ο καταχωρητής ολίσθησης είναι του τύπου σειριακής εισόδου / παράλληλης εξόδου. Ο μετατροπέας BCD σε δεκαδικό, μετατρέπει τα τρία bits πλάτους της λέξης PCM σε μια από τις 7 εξόδους. Κάθε έξοδος ελέγχει μια από τις 7 πηγές ρεύματος, την αντίστοιχη προς την έξοδο αυτή. Το ρεύμα μετατρέπεται σε τάση στην αντίσταση R_L .

Το επόμενο βήμα είναι ο προσδιορισμός του προσήμου του αναλογικού παλμού σύμφωνα με τον παλμό προσήμου της λέξης PCM. Αυτό γίνεται μέσω ενός ενισχυτή, του οποίου η απολαβή είναι είτε +1 είτε -1 σύμφωνα με μια είσοδο ελέγχου (το ηλεκτρονικό κύκλωμα είναι παρόμοιο με εκείνο του προσδιοριστού προσήμου στον διαμορφωτή).



Σχήμα 4.55 Τοποθέτηση Latch στον PCM διαμορφωτή



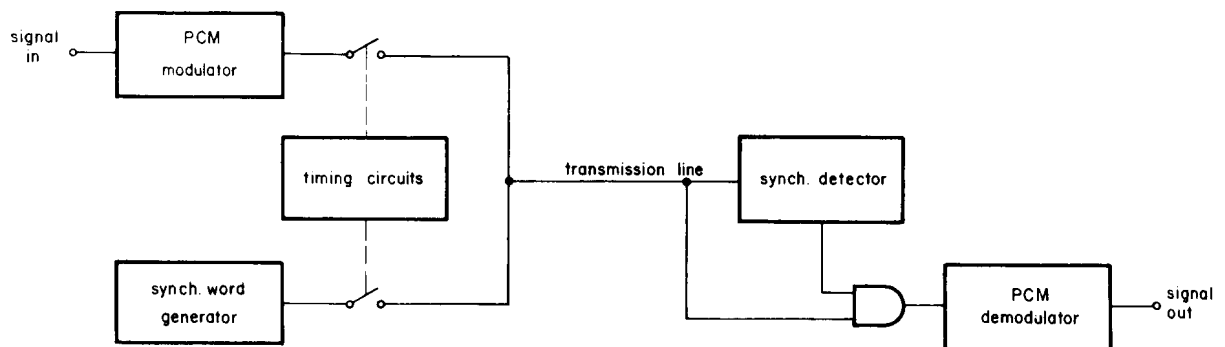
Σχήμα 4.56 Διάγραμμα Χρονισμών Αποδιαμορφωτή PCM

Επειδή η έξοδος του καταχωρητή ολίσθησης περιέχει μόνο την λέξη PCM για μια χρονική στιγμή, οι παλμοί εξόδου (πριν το φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων), θα έχουν πλάτος μιας σχισμής. Όπως δείχθηκε στο κεφάλαιο της δειγματοληψίας όσο ευρύτερος είναι ο παλμός, τόσο καλύτερα αναγεννιέται το σήμα. Είναι δυνατό να ευρύνουμε τον παλμό φορτώνοντας κάθε λέξη PCM για πέντε χρονικές σχισμές σ'

ένα κύκλωμα που καλείται latch. Αυτό εισάγεται μεταξύ του καταχωρητή ολίσθησης και του μετατροπέα BCD σε δεκαδικό, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.55. Όταν το άκρο ελέγχου του latch είναι σε υψηλή στάθμη («1») τα σήματα στις εισόδους του latch μεταφέρονται στις εξόδους του και όταν είναι σε χαμηλή στάθμη («0») οι εξόδοι παραμένουν στην ίδια κατάσταση.

Το Σχήμα 4.56 δείχνει το χρονικό διάγραμμα του αποδιαμορφωτή.

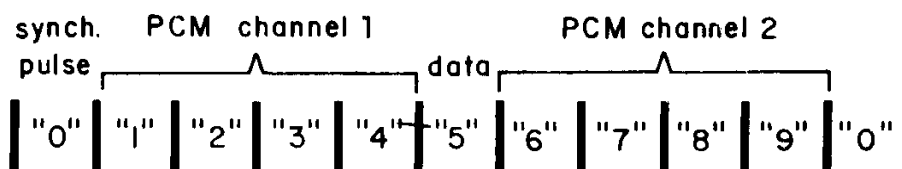
Το Σχήμα 4.57 δείχνει ένα ολόκληρο σύστημα τηλεπικοινωνίας ενός καναλιού.



Σχήμα 4.57 Σύστημα Επικοινωνιών PCM

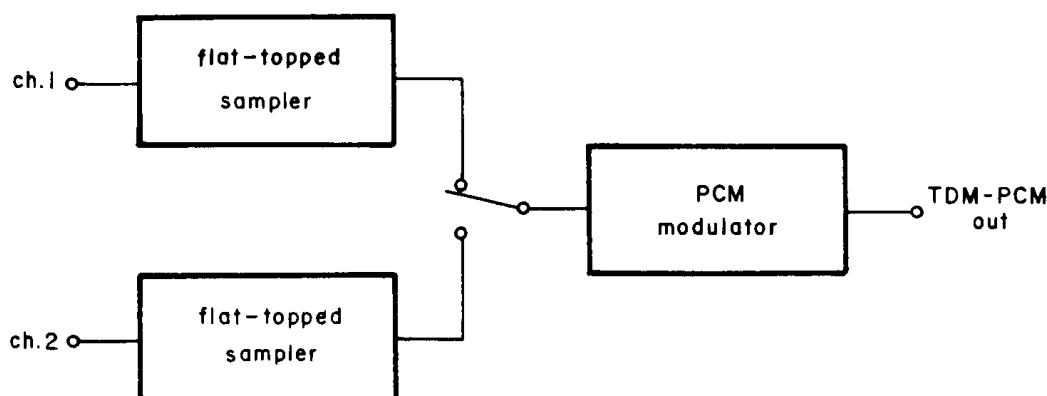
4.3.13 Πολυπλεγμένο PCM με διαίρεση χρόνου (TDM-PCM)

Το σύστημα PCM εύκολα οδηγείται σε πολυπλεξία. Επειδή στον διαμορφωτή PCM κάθε μετατροπή επιτελείται ανεξάρτητα από προηγούμενες μετατροπές, είναι δυνατό να χρησιμοποιήσουμε το ίδιο κύκλωμα για να διαμορφώσουμε δυο διαφορετικά κανάλια. Το κατάλληλο πλαίσιο φαίνεται στο σχήμα 4.58. Η χρονική σχισμή "0" είναι η χρονική σχισμή του παλμού συγχρονισμού, οι σχισμές "1", "2", "3" και "4" περιλαμβάνουν την λέξη PCM του καναλιού 1, η χρονική σχισμή "5" χρησιμοποιείται για μεταβίβαση δεδομένων, οι σχισμές "6", "7", "8" και "9" περιλαμβάνουν την λέξη PCM του καναλιού 2.



Σχήμα 4.58 Διευθέτηση Χρονοθυρίδων Δικάναλου Συστήματος TDM-PCM

Ο διαμορφωτής λειτουργεί, όπως ακριβώς περιγράφηκε στο Σχήμα 4.52 με τις χρονικές σχισμές, όπως ορίζονται στο Σχήμα 4.58. Εκείνο που χρειάζεται είναι ένας διακόπτης στην είσοδο του διαμορφωτή (μετά τον δειγματολήπτη), ο οποίος συνδέει τον διαμορφωτή στο κανάλι 1 και στο κανάλι 2 με το γύρισμα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.59. Ο διακόπτης επιλογής καναλιού αλλάζει θέση στην αρχή των χρονικών σχισμών "0" και "5" και κατά τη διάρκεια αυτών των χρονικών σχισμών, ο δειγματολήπτης δειγματοληπτεί τα σήματα εισόδου. Ο συγχρονισμός; είναι προφανώς σπουδαίος εδώ, όχι μόνο για να έχουμε σωστή επιλογή των bits της λέξης PCM, αλλά για να έχουμε συγχρονισμό των καναλιών. Το κανάλι δεδομένων μπορεί να είναι ένα απλό κανάλι, ή πολυπλεγμένο με την μέθοδο που περιγράφηκε στην ενότητα 4.2.



Σχήμα 4.59 TDM-PCM Διαμορφωτής με Επιλογικό Διακόπτη Καναλιών

4.4 ΣΗΜΑ ΚΑΙ ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PCM

Υπάρχουν δυο βασικά είδη θορύβου στην διαμόρφωση PCM: ένας είναι ο "συνήθης" θόρυβος βάσης, ενώ ο άλλος προκαλείται από την ίδια την διαδικασία της διαμόρφωσης PCM. Αυτό το δεύτερο είδος θορύβου προκαλείται από την διαδικασία κβάντισης, η οποία εδώ σημαίνει ότι το σήμα δειγματοληψίας προσεγγίζεται από το κβαντοποιημένο σήμα. Αυτός ο θόρυβος καλείται θόρυβος κβάντισης.

4.4.1 Θόρυβος κβάντισης

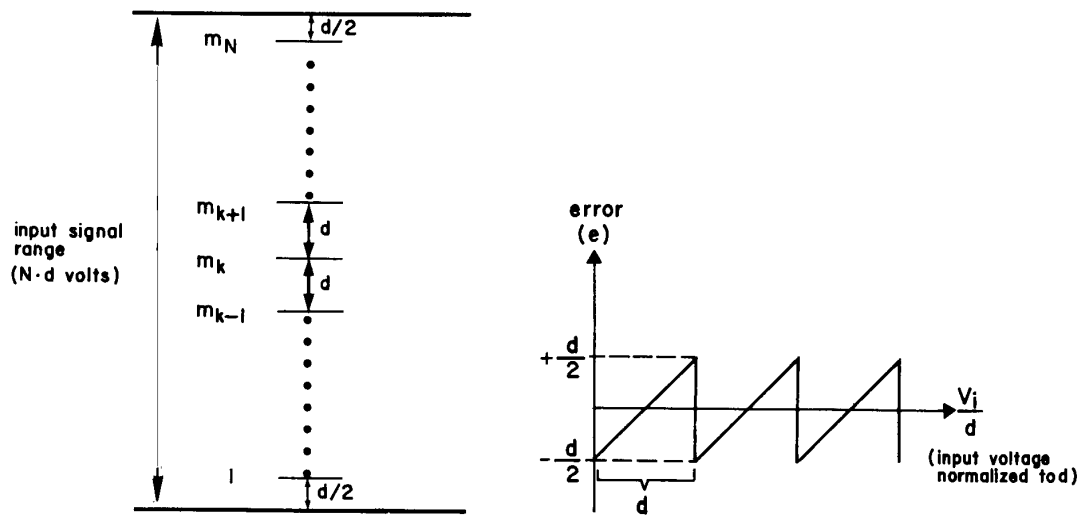
Το Σχήμα 4.60 δείχνει την περιοχή τάσης του αναλογικού σήματος εισόδου που διαιρείται σε N στάθμες κβάντισης. Υποθέτουμε ότι ο κβαντιστής επιλέγει την πλησιέστερη στάθμη στην στάθμη εισόδου, είτε αυτή η στάθμη ευρίσκεται κάτω ή επάνω από την στάθμη εισόδου. Σ' αυτήν την περίπτωση το σφάλμα εμφανίζεται σαν πριονωτό σήμα.

Η μέση ισχύ του θορύβου κβάντισης λαμβάνεται ολοκληρώνοντας το τετράγωνο της τάσης σφάλματος. Η πιθανότητα να είναι η τάση εισόδου μεταξύ των σταθμών $m_i - \Delta m$

και m_i+dm , ορίζεται σαν $P_i(m)dm$ και ως εκ τούτου το μέσο τετραγωνικό σφάλμα είναι:

$$\overline{e_q^2} = \int_{m_1-\frac{d}{2}}^{m_1+\frac{d}{2}} P_1(m)(m-m_1)^2 dm + \int_{m_2-\frac{d}{2}}^{m_2+\frac{d}{2}} P_2(m)(m-m_2)^2 dm + \dots + \int_{m_N-\frac{d}{2}}^{m_N+\frac{d}{2}} P_N(m)(m-m_N)^2 dm$$

(4-13)



Σχήμα 4.60 Στάθμες κβάντισης και σφάλμα κβάντισης

Επειδή η τάση εξόδου ευρίσκεται σε οποιοδήποτε σημείο μεταξύ δυο σταθμών

$P_i(m) = \text{const.} = P_i$ και η εξίσωση (4-13) γίνεται:

$$\overline{e_q^2} = \sum_{i=1}^N \int_{m_i-\frac{d}{2}}^{m_i+\frac{d}{2}} P_i(m)(m-m_i)^2 dm$$

(4-14)

Αντικαθιστώντας $x = m-m_i$ σε κάθε ένα από τα ολοκληρώματα δίνει:

$$\overline{e_q^2} = \sum_{i=1}^N P_i \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} x^2 dx = \sum_{i=1}^N P_i \cdot \frac{d^3}{12}$$

(4-15)

Η πιθανότητα η τάση εισόδου να είναι μεταξύ $m_i-d/2$ και $m_i+d/2$ είναι $P_i \cdot d$ σύμφωνα

με τον ορισμό μας. Ως εκ τούτου $\sum_{i=1}^N P_i \cdot d = P_1 \cdot d + \dots + P_N \cdot d$ είναι η πιθανότητα που

έχει η τάση εισόδου μεταξύ $m_i-d/2$ και $m_i+d/2$. Αλλά επειδή αυτό είναι η ολική περιοχή της τάσης εισόδου αυτή η πιθανότητα ισούται με 1.

$$\text{Έτσι:} \quad N_q = \overline{e_q^2} = \frac{d^2}{12} \quad (4-16)$$

όπου N_q ο θόρυβος κβάντισης.

Αν η είσοδος του κβαντιστού είναι ημιτονικό σήμα με πλάτος P.P. ίσο με $N \cdot d$ έχει τιμή ενεργής ισχύος:

$$S = \frac{N^2 d^2}{8} \quad (4-17)$$

Και ως εκ τούτου ο λόγος S/N_q δίνεται από τη σχέση:

$$S/N_q = \frac{\frac{N^2 d^2}{8}}{\frac{d^2}{12}} = 1.5 \cdot N^2 \quad (4-18)$$

Επειδή σε ένα σύστημα PCM ο αριθμός N των σταθμών κβάντισης αναπαριστάται με ένα δυαδικό αριθμό n -bit, $N = 2^n$.

Έτσι, η εξίσωση (4-18) γίνεται:

$$S/N_q = 1.5(2^n)^2 = 1.5(2n) \quad (4-19)$$

ή σε Decibel(dB):

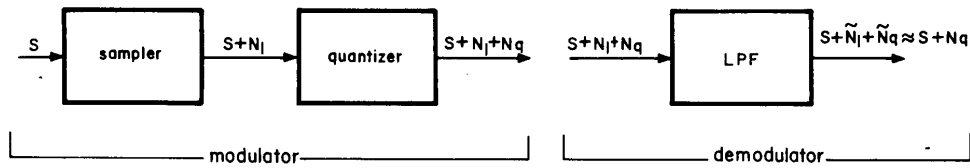
$$S/N_q = 10 \log 1.5 + 10 \cdot 2n \cdot \log 2 = 6n + 1.76 \quad (4-20)$$

Θα δείξουμε τώρα ότι η εξίσωση (1-20) προσεγγίζει τον λόγο S/N του όλου συστήματος διαμορφωτή-αποδιαμορφωτή (modem). Το Σχήμα 4.61 περιγράφει τον προσθετικό θόρυβο στο αρχικό σήμα εξ αιτίας της διεργασίας PCM.

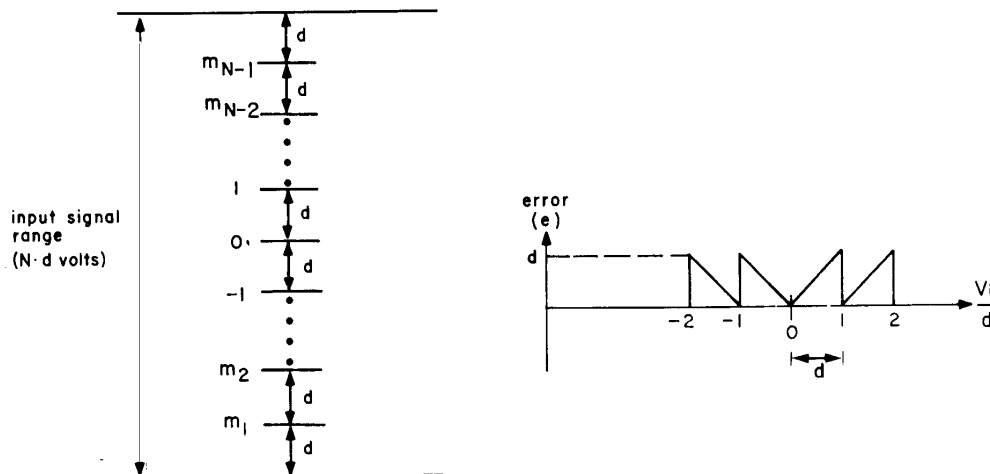
Η διαδικασία δειγματοληψίας προσθέτει θόρυβο N_1 στο αρχικό σήμα. Θεωρητικά, μπορεί να απομακρυνθεί με φιλτράρισμα, αλλά πρακτικά αυτό εξαρτάται από την ποιότητα του φίλτρου.

Το φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων απομακρύνει περισσότερο τον θόρυβο δειγματοληψίας N_1 και μερικά τον θόρυβο κβάντισης αφήνοντας $S+N'_1+N'_q$ όπου N'_1 ο παραμένων θόρυβος του N_1 και N'_q ο παραμένων θόρυβος κβάντισης. $N_1 \approx 0$ και ο N'_q μπορεί να παρθεί προσεγγιστικά N_q και ως εκ τούτου ο λόγος S/N του συστήματος δίνεται από την εξίσωση (4-20). Στην περίπτωση μας $n=4$ και επομένως:

$$SNR = 1.76 + 24 = 25.76\text{dB}$$



Σχήμα 4.61 Θόρυβος Συστήματος PCM Διαμόρφωσης-Αποδιαμόρφωσης



Σχήμα 4.62 Στάθμες Κβάντισης και Σφάλμα Κβάντισης για το διαμορφωτή-αποδιαμορφωτή που περιγράφηκε στην ενότητα 0

Αυτός είναι ο μέγιστος θεωρητικά επιτυγχάνόμενος λόγος σήμα/θόρυβος για $n=4$. Στην πραγματικότητα όμως $N_1 \neq 0$, επειδή το φίλτρο δεν είναι ιδανικό και όπως έχουμε ήδη δείξει, η δεύτερη πλευρική του δειγματοληπτημένου σήματος μπορεί να είναι αρκετά ισχυρή.

Στο σύστημα PCM που περιγράφηκε στην παράγραφο 0, η απόλυτη τιμή του δειγματοληπτημένου σήματος δεν καθορίζεται με την κβαντισμένη στάθμη την πλησιέστερη σ' αυτό, αλλά με την αμέσως πάνω από αυτή (για θετικές τάσεις η στάθμη είναι πάνω από το δείγμα, και για τις αρνητικές η στάθμη είναι κάτω από το δείγμα). Σ' αυτή την περίπτωση, το σφάλμα είναι το σήμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.62, και όχι αυτό που φαίνεται στο Σχήμα 4.60.

Σ' αυτή την περίπτωση το σφάλμα κβάντισης δίνεται από την εξίσωση (4.15) με όρια του ολοκληρώματος από 0 έως d.

$$\overline{e_q^2} = \sum_{i=1}^N P_i \int_0^d x^2 dx = \sum_{i=1}^N P_i \cdot \frac{d^3}{3} \quad (4-21)$$

όπου $P_i \cdot d$ είναι η πιθανότητα της τάσης εισόδου να είναι μεταξύ και επειδή:

$\sum_{i=1}^N P_i \cdot d = 1$, ο θόρυβος κβάντισης δίνεται από:

$$N_q = d^2/3 \quad (4-22)$$

Αν το σήμα εισόδου είναι ένα ημιτονικό σήμα με πλάτος $N \cdot d$ τότε ο λόγος S/N του διαμορφωτή - αποδιαμορφωτή PCM δίνεται από:

$$S/N_q = \text{SNR} = \frac{N^2 d^2}{\frac{d^2}{3}} = 0.375 N^2 = 0.375(2^{2n}) \quad (4-23)$$

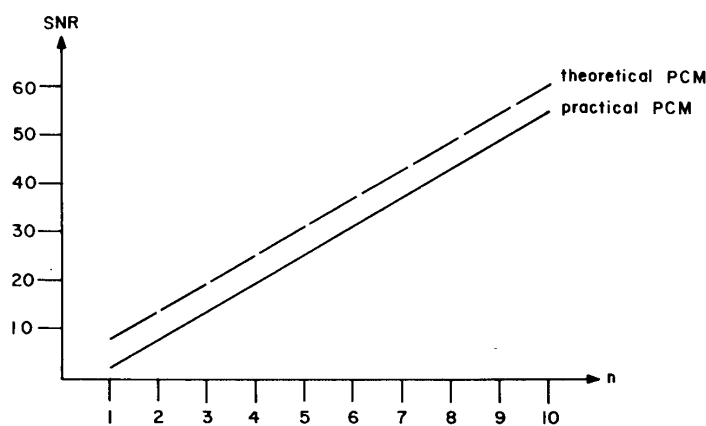
ή σε dB:

$$\text{SNR} = 6n - 4.26 \quad (4-24)$$

Ως εκ τούτου για τον διαμορφωτή - αποδιαμορφωτή PCM με $n=4$ ο λόγος σήμα/θόρυβος δίδεται από τη σχέση $\text{SNR} = 19.7\text{dB}$.

Αυτό το πρακτικό σύστημα έχει ένα μικρότερο λόγο σήμα/θόρυβο από το θεωρητικό σύστημα PCM που συζητήθηκε προηγουμένως, αλλά η ηλεκτρονική του πραγματοποίηση είναι περισσότερο απλή.

Το Σχήμα 4.63 δείχνει το λόγο σήμα/θόρυβο σ' ένα πρακτικό σύστημα PCM και σε ένα θεωρητικό σύστημα PCM συναρτήσει του αριθμού των bits στην δυαδική λέξη.



Σχήμα 4.63 Σηματοθορυβική σχέση συναρτήσει του [n] για ένα θεωρητικό σύστημα PCM και για ένα πρακτικό σύστημα PCM

4.5 ΣΥΜΠΙΕΣΗ – ΑΠΟΣΥΜΠΙΕΣΗ PCM

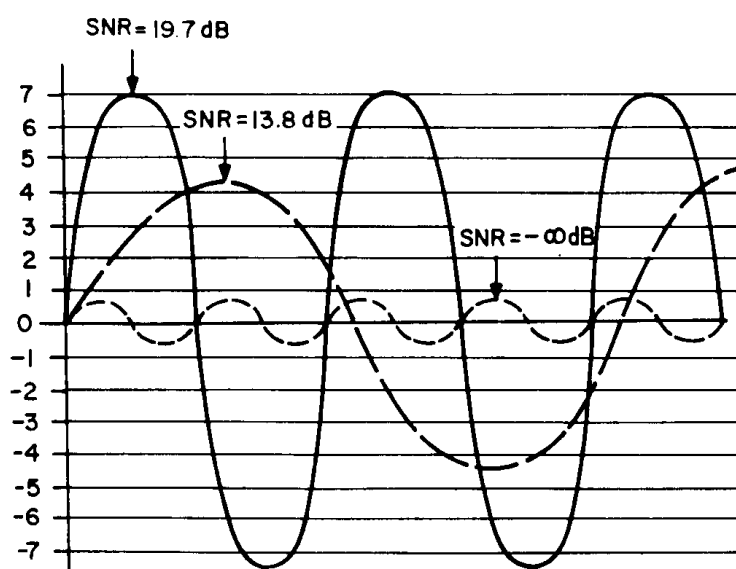
4.5.1 Μειονεκτήματα της γραμμικής κβάντισης

Ο λόγος σήμα/θόρυβος που υπολογίστηκε στην προηγούμενη ενότητα, ήταν για σήματα των οποίων το πλάτος από κορυφή σε κορυφή, ήταν ίσο με ολόκληρη την περιοχή τάσεων του κβαντιστή. Ο μέσος θόρυβος κβάντισης είναι ανεξάρτητος της τάσης του σήματος εισόδου και έτσι, όσο μικρότερο είναι το σήμα εισόδου, τόσο μικρότερος είναι ο λόγος σήμα/θόρυβος. Αυτό γίνεται ιδιαίτερα σημαντικό για σήματα μεγάλου πλάτους. Στην περίπτωση που το πλάτος του σήματος εισόδου είναι μικρότερο από την πρώτη στάθμη κβάντισης θα χαθεί ολοκληρωτικά.

4.5.2 Συμπίεση

Η παραπάνω επίδραση μπορεί να διορθωθεί με μη-γραμμική κατάταξη των σταθμών κβάντισης, έτσι ώστε να υπάρχουν περισσότερες στάθμες στα μικρά πλάτη σημάτων και λιγότερες στα μεγάλα πλάτη. Έτσι, πετυχαίνουμε την έμφαση των χαμηλών πλατών έναντι των υψηλότερων. Αυτή η διαδικασία καλείται συμπίεση (Σχήμα 4.64).

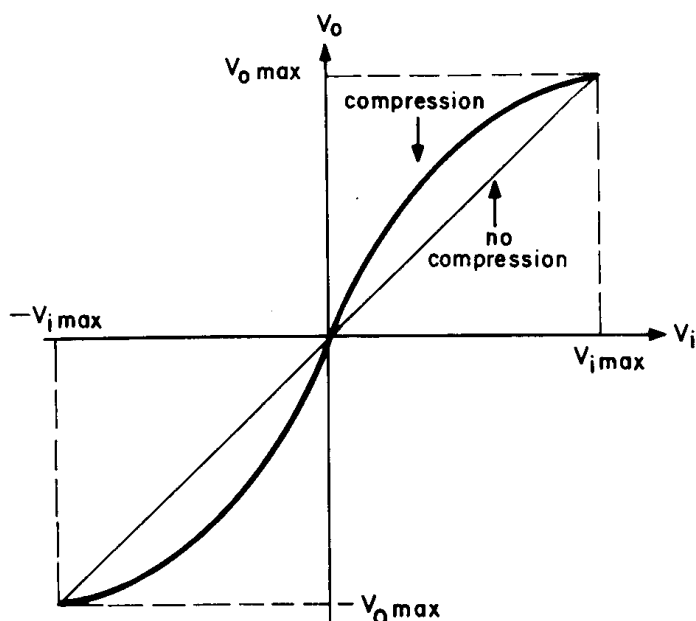
Η συμπίεση μπορεί να γίνει στο ίδιο το αναλογικό σήμα στην περίπτωση κατά την οποία ο κβαντιστής είναι γραμμικός. Το Σχήμα 4.65 δείχνει την χαρακτηριστική ενός τέτοιου αναλογικού συμπιεστή.



Σχήμα 4.64 Εξάρτηση της σηματοθορυβικής σχέσης SNR από το πλάτος το σήματος σε γραμμικό PCM κβαντιστή

Σ' ένα τέτοιο συμπιεστή τα σήματα χαμηλού πλάτους ενισχύονται περισσότερο από τα σήματα υψηλότερου πλάτους, έτσι ώστε στον κβαντιστή ο λόγος σήμα / θόρυβος

των σημάτων χαμηλού πλάτους μεγαλώνει, ενώ εκείνος των σημάτων μεγάλου πλάτους μικραίνει.



Σχήμα 4.65 Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου ενός τυπικού αναλογικού συμπιεστή

Στον αποδιαμορφωτή το συμπιεσμένο σήμα πρέπει «να αποσυμπιεστεί» και αυτό γίνεται σ' ένα κύκλωμα που καλείται «αποσυμπιεστής», του οποίου η χαρακτηριστική συμπληρώνει ακριβώς εκείνη του συμπιεστή. Η διαδικασία της συμπίεσης και αποσυμπίεσης καλείται στα αγγλικά *compranding*. Ένα από τα μειονεκτήματα της αναλογικής συμπίεσης - αποσυμπίεσης είναι η δυσκολία που υπάρχει στην προσαρμογή μεταξύ αποσυμπιεστή και συμπιεστή. Αυτή η δυσκολία παρακάμπτεται με την χρησιμοποίηση ενός μη- γραμμικού κβαντιστή.

Το Σχήμα 4.66 δείχνει τις στάθμες ενός τυπικού κβαντιστή με συμπίεση - αποσυμπίεση. Το σήμα που φαίνεται έχει πλάτος ίσο με 26% της συνολικής περιοχής τάσης, αλλά κβαντοποιείται με το 40% των σταθμών κβάντισης.

4.5.3 Λογαριθμική συμπίεση - αποσυμπίεση

Υπάρχουν πολλοί διαφορετικοί τρόποι να πάρουμε την συνάρτηση συμπίεσης - αποσυμπίεσης, αλλά οι περισσότερο κοινοί είναι οι συναρτήσεις λογαριθμικής συμπίεσης- αποσυμπίεσης, επειδή μπορούν εύκολα να πραγματοποιηθούν.

Διαλέγονται να ικανοποιούν τις ακόλουθες συνθήκες:

$$1. v_i=0 \Rightarrow v_o=0$$

$$2. v_{0max} = v_{imax}$$

Η συνθήκη 1 μπορεί να ικανοποιηθεί από την συνάρτηση:

$$v_0 = k \log\left(1 + \mu \frac{v_i}{v_{\max}}\right) \quad (4-25)$$

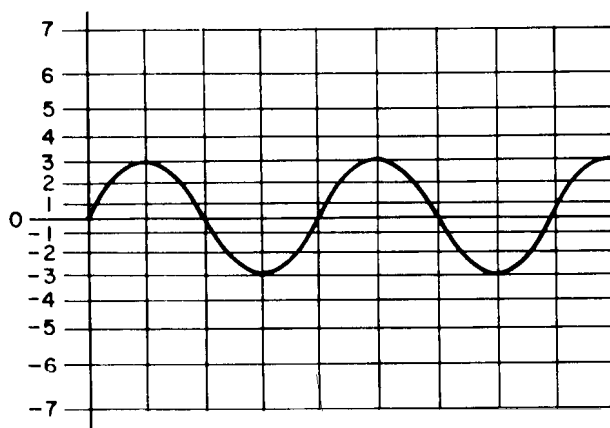
όπου k και μ σταθ. και $v_{\max}=v_{i\max}$. Η τιμή του k βρίσκεται από την συνθήκη 2. Αντικαθιστώντας $v_i = v_{\max} = v_{i\max}$ και $v_0=v_{0\max}=v_{\max}$, η εξίσωση (4-25) γίνεται:

$$v_{\max} = k \log\left(1 + \mu \frac{v_{\max}}{v_{\max}}\right) \Rightarrow k = \frac{v_{\max}}{\log(1+\mu)} \quad (4-26)$$

και ως εκ τούτου η συνάρτηση συμπίεσης- αποσυμπίεσης είναι:

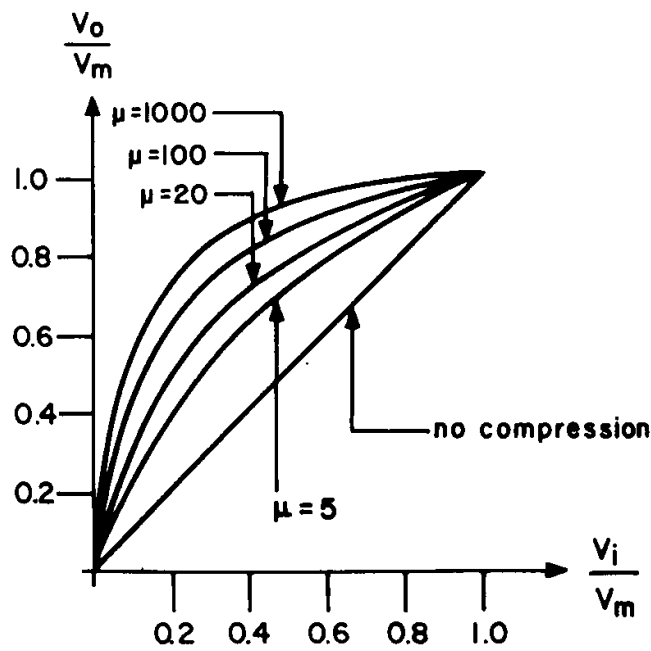
$$v_0 = \frac{v_{\max} \log\left(1 + \mu \frac{v_i}{v_{\max}}\right)}{\log(1+\mu)} \quad (4-27)$$

Το μ καλείται παράμετρος συμπίεσης αποσυμπίεσης.



Σχήμα 4.66 Κατανομή των επιπέδων κβάντισης ενός τυπικού συμπιεστή κβαντιστή

Το Σχήμα 4.67 δείχνει τμήμα της χαρακτηριστικής ενός λογαριθμικού συμπιεστή που ικανοποιεί την εξίσωση (4-27) για διαφορετικές τιμές του μ .



Σχήμα 4.67 Χαρακτηριστικές Λογαριθμικής Συμπίεσης

Οι χαρακτηριστικές που φαίνονται στο Σχήμα 4.67 ανήκουν σ' ένα αναλογικό λογαριθμικό συμπιεστή. Θα υπολογίσουμε τώρα τις στάθμες κβάντισης ενός κβαντιστή με συμπίεση - αποσυμπίεση.

4.5.4 Συμπιεσμένες – αποσυμπιεσμένες στάθμες κβάντισης

Οι στάθμες κβάντισης δίνονται από $V_i = V_m$ για $V_o = \frac{m V_{\max}}{N}$, όπου m είναι ο αριθμός της στάθμης και N ο ολικός αριθμός σταθμών.

Έτσι χειριζόμενοι την εξίσωση (4-27) έχουμε:

$$V_m = -\frac{V_{\max}}{\mu} [(1 + \mu)^{\frac{m}{N}} - 1] \quad m = 0, 1, 2, \dots, N \quad (4-28)$$

για θετικές στάθμες τάσεων και:

$$V_m = -\frac{V_{\max}}{\mu} [(1 + \mu)^{\frac{m}{N}} - 1] \quad m = 0, -1, -2, \dots, -N \quad (4-29)$$

για τις στάθμες αρνητικών τάσεων.

Αν αυτός ο κβαντιστής χρησιμοποιείται στο PCM modem, που περιγράφηκε στην ενότητα 4.4, θα χρησιμοποιηθούν μόνο οι αρνητικές στάθμες επειδή το σήμα εισόδου μετατρέπεται σε ένα σήμα εξ ολοκλήρου αρνητικό.

4.5.5 Λόγος σήμα/θόρυβος στη διαμόρφωση PCM με συμπίεση – αποσυμπίεση

Ο λόγος σήμα/θόρυβος της κβάντισης σ' ένα σύστημα διαμόρφωσης με συμπίεση – αποσυμπίεση δίνεται από:

$$S/N_q = \frac{\sqrt{3} N}{\log(1 + \mu) \sqrt{1 + \left(\frac{\rho}{\mu}\right)^2}} \quad (4-30)$$

όπου N ο αριθμός των σταθμών κβάντισης και $\rho = V_{\max}/V_{\text{rms}}$ που είναι ο λόγος της τάσης κορυφής προς την rms τάση του σήματος εισόδου.

Όταν $\mu \gg \rho$, η εξίσωση (4-30) γίνεται:

$$\text{SNR} = S/N_q = \frac{\sqrt{3} \cdot N}{\log(1 + \mu)} \quad (4-31)$$

Η εξίσωση (1-31) δείχνει ότι για μεγάλες τιμές του μ , ο SNR είναι ανεξάρτητος από το πλάτος του σήματος εισόδου, πράγμα που είναι το ίδιο με αυτό που ευχόμαστε να πάrouμε.

Στα πρακτικά συστήματα, για τα βέλτιστα αποτελέσματα, συνήθως έχουμε $10 < \mu < 100$.

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ

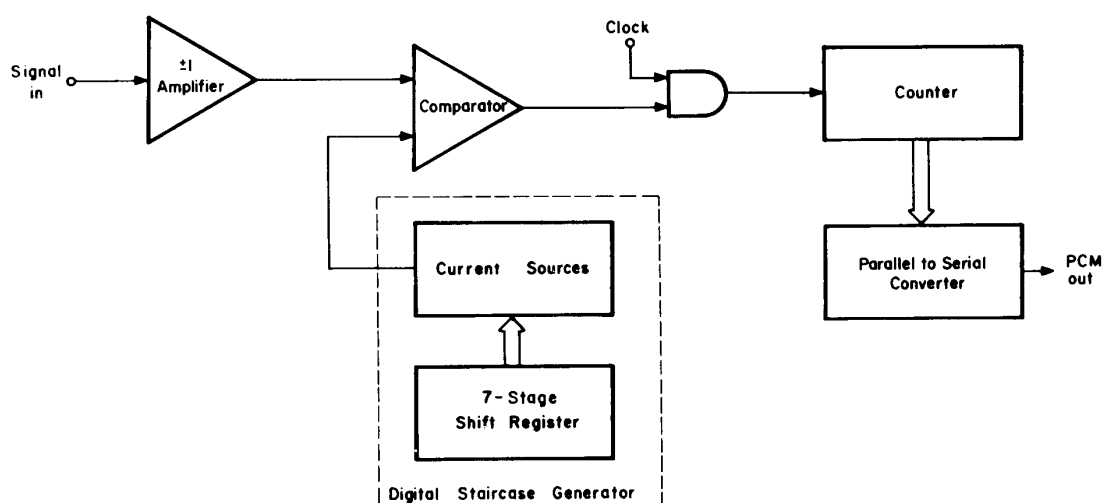
ΠΕΙΡΑΜΑ 1^ο

4.6 ΠΑΛΜΟΚΩΔΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ (PCM)

Στο πείραμα αυτό χρησιμοποιούνται οι μονάδες COM-6A/2, COM-6A/3, COM-6B/1 και COM-6B/2. Τροφοδοτούνται με +12V από την παροχή A, -12V από την παροχή B και +- 5V από την παροχή F.

4.6.1 Διαμορφωτής PCM

Το διάγραμμα ενός διαμορφωτή PCM δίνεται από το παρακάτω Σχήμα 4.68.

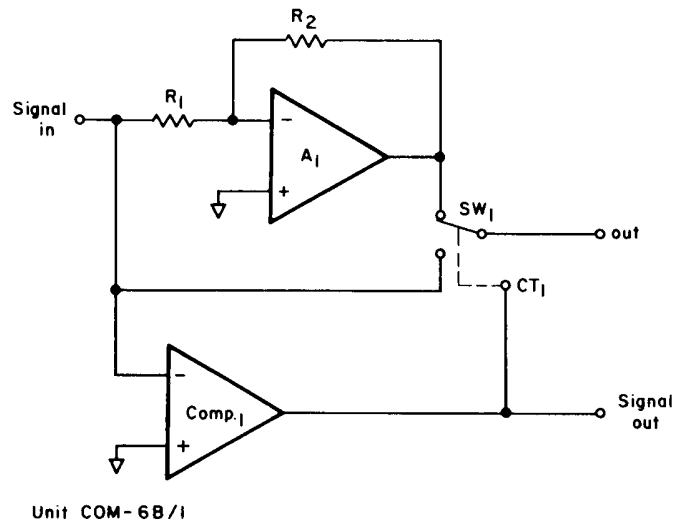


Σχήμα 4.68 Μπλόκ Διάγραμμα ενός Διαμορφωτή PCM

Η έξοδος αποτελείται από λέξεις PCM των 4-bit. Κάθε λέξη αποτελείται από ένα bit προσήμου (το MSB) και τρία bit πλάτους. Εκτός από τα στοιχεία του Σχήματος 4.68, υπάρχει και ένα κύκλωμα χρονισμού που εξασφαλίζει τη σύγχρονη λειτουργία του συστήματος.

4.6.2 Ενισχυτής $-|V|$

Θα μελετήσουμε τώρα τα διάφορα στοιχεία που συνιστούν το διαμορφωτή PCM. Για να κατασκευάσετε τον ενισχυτή $-|V|$ σχηματίστε το κύκλωμα του Σχήματος 4.69. Σχεδιάστε τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου την μια κάτω από την άλλη με σήμα εισόδου ημίτονο 1KHz, 2Vpp.



Σχήμα 4.69 ±1 Ενισχυτής

Ο παραπάνω ενισχυτής έχει έξοδο V_o που δίνεται από την σχέση $V_o = -|V_i|$.

Συνδέοντας την έξοδο του συγκριτή μέσω ενός αναστροφέα (G_2 στη μονάδα COM-6A/3) στο άκρο R_2 του διακόπτη SW_1 , η έξοδος θα είναι $V_o = -|V_i|$. Σχεδιάστε τις κυματομορφές εισόδου και εξόδου στην περίπτωση αυτή.

4.6.3 Λειτουργία του καταχωρητή ολίσθησης 7 βαθμίδων

Ο επταβάθμιος καταχωρητής ολίσθησης (SR) ελέγχει τις πηγές ρεύματος. Συνδέστε το κύκλωμα του Σχήματος 4.70. Τα σήματα "0" και "4" δίνονται από τον μετρητή χρονισμού του διαμορφωτή στη μονάδα COM-6A/1 συνδεδεμένου σαν μετρητή 5 βαθμίδων (με την έξοδο "5" συνδεδεμένη στην είσοδο R= RESET του Modulator) με συχνότητα χρονισμού 40KHz.

Σχεδιάστε ένα διάγραμμα χρονισμού των σημάτων στα ακόλουθα σημεία:

80KHz (CL), είσοδος D (EN), είσοδος R (PS) και εξοδοι Q1.....Q7 του επταβάθμιου καταχωρητή ολίσθησης.

Βεβαιωθείτε ότι έχετε κατανοήσει τη λειτουργία κάθε μέρους του κυκλώματος.

4.6.4 Πηγές ρεύματος

Ελέγξτε τον διακόπτη τρόπου λειτουργίας PCM στη μονάδα COM-6B/1 να είναι στη θέση LINEAR (γραμμικός) πριν την εκτέλεση κάθε μέρους του πειράματος.

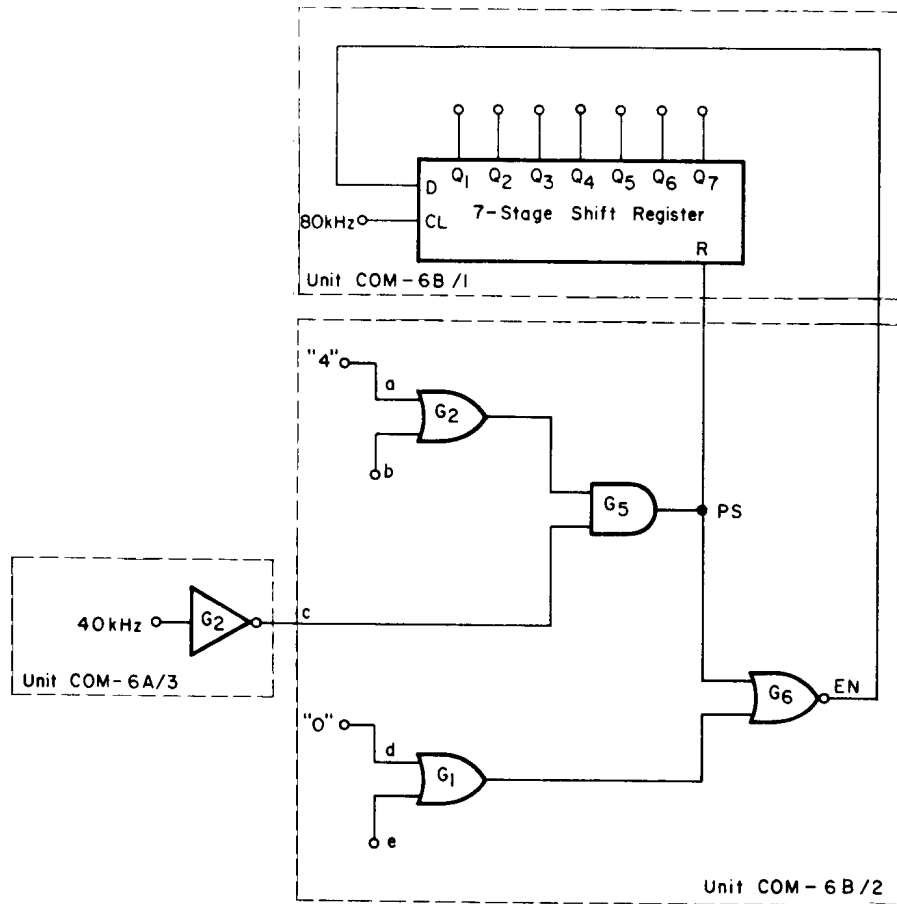
Συνδέστε τα +5V σε κάθε ένα από τα σημεία ελέγχου CI₁-CI₇ και μετρήστε την τάση στην R₃. Σημειώστε τις μετρήσεις σας στον παρακάτω πίνακα.

Σημεία Ελέγχου	Τάση στην R ₁ (Vrms)
CI ₁	
CI ₂	
CI ₃	
CI ₄	
CI ₅	
CI ₆	
CI ₇	

4.6.5 Ψηφιακή γεννήτρια κλιμακωτής κυματομορφής (STAIRCASE GENERATOR)

Συναρμολογήστε το κύκλωμα του Σχήματος 1.70 και συνδέστε τις εξόδους Q₁-Q₇ του επταβάθμιου καταχωρητή ολίσθησης στις εισόδους ελέγχου της πηγής ρεύματος CI₁-CI₇ αντίστοιχα. Σχεδιάστε ένα διάγραμμα χρονισμού της τάσεως επί της R₃ και του παλμού 80KHz.

Σημείωση: Η τάση στην R₃ καθυστερεί λίγο σε σχέση με τα 80KHz. Αυτό οφείλεται σε κύκλωμα υστέρησης στην είσοδο CL του καταχωρητή ολίσθησης.



Σχήμα 4.70 7-βάθμιος καταχωρητής ολίσθησης και κυκλώματα χρονισμού

4.6.6 Πλήρης διαμόρφωση PCM

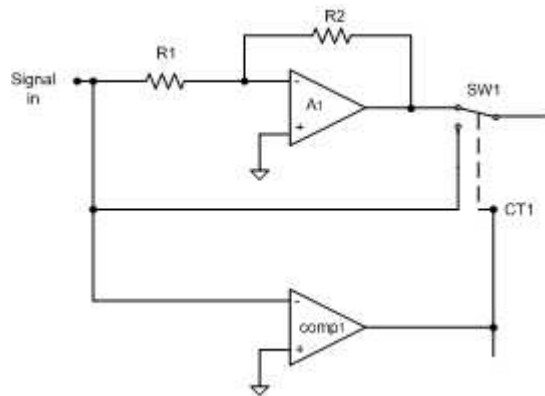
Για την διαμόρφωση ενός πλήρους διαμορφωτή PCM συναρμολογήστε το παρακάτω κύκλωμα του διαμορφωτή PCM .

1. Με σήμα εισόδου 1Khz ,2Vp-p στον προσδιοριστή προσήμου, ελέγχουμε αν έχει γίνει αντιστροφή του σήματος.
2. Από το σημείο πριν την αντίσταση R3 συνδέουμε στο (+) του Comp 2 και από το SW₁ στο (-) του Comp 2.
3. Απο την έξοδο του Comp 1 και το CT1 του A1, πηγαίνουμε στο P4 του *Parallel and Serial Converter*.

Συνδέστε τις εξόδους του επταβάθμιου καταχωρητή στις εισόδους ελέγχου ,τις πηγές ρεύματος CI₁-CI₇ ,αντίστοιχα.

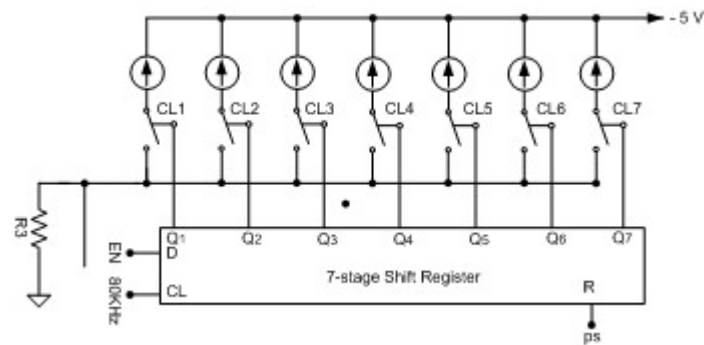
Σχεδιάστε ένα διάγραμμα χρονισμού της τάσεως επί της B3 και του παλμού 80 KHz.

Προσδιοριστής προσήμων :



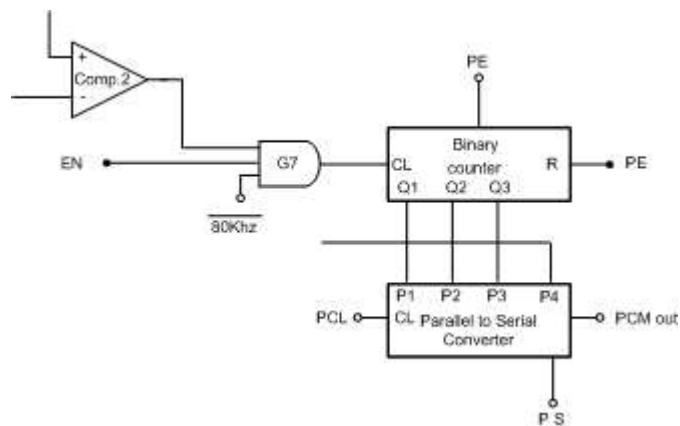
Σχήμα 1.1

Γεννήτρια κλιμακωτής τάσης :



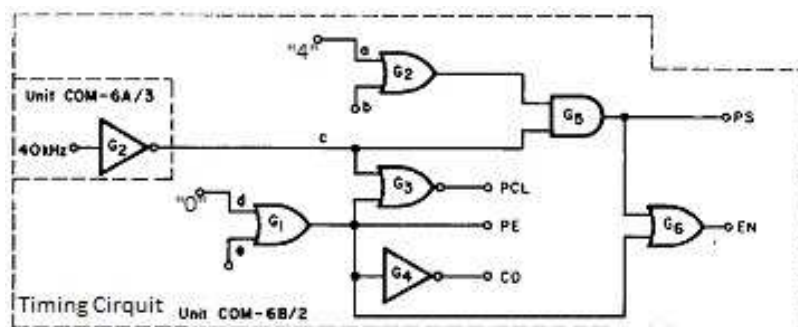
Σχήμα 1.2

Μετατροπέας σειριακού σε παράλληλο :



Σχήμα 1.3

Κύκλωμα χρονισμού :



Σχήμα 1.4

Τα σήματα "0" και "4" δίδονται από το μετρητή χρονισμού του διαμορφωτή στο μονάδα COM-6A/1 ,συνδεδεμένου σαν μετρητή 5 βαθμίδων (με την έξοδο "5" συνδεδεμένη στην είσοδο R-RESET (καθορισμού)) με παλμό 40 Khz και το CL του Modulator Timing Counter στα 80Khz.

Το κύκλωμα χρονισμού που αποτελείται από τις πύλες G₁-G₆ παρέχει τα σήματα ελέγχου χρονισμού του κυκλώματος (PS, PCL, PE, CO και EN). Οι έξοδοι πρέπει να συνδεθούν στις κατάλληλες εισόδους όπως δίνεται στο παραπάνω σχήμα (π.χ. η έξοδος PE χρονισμού θα πρέπει να συνδεθεί στην είσοδο R του δυαδικού μετρητή).

Η γεννήτρια βαθμωτής κυματομορφής πρέπει να συναρμολογηθεί όπως στην παράγραφο 0.

Σχεδιάστε ένα διάγραμμα χρονισμού των ακόλουθων σημάτων 80KHz, 40KHz, PS, PCL, PE, EN. Συνδέστε το κανάλι του παλμογράφου στην PCM OUT και σχεδιάστε το διάγραμμα που προκύπτει ,τι παρατηρείτε ;

Βεβαιωθείτε ότι έχετε κατανοήσει την λειτουργία του συστήματος πριν προχωρήσετε στο επόμενο στάδιο.

4.6.7 Διαμόρφωση PCM τάσεως DC

Συνδέστε το ποντεσιόμετρο (P₁) στην μονάδα COM-6B/2 μεταξύ των +5V και -5V και συνδέστε την έξοδό του στην είσοδο του διαμορφωτή.

Συνδέστε ένα κανάλι του παλμογράφου στην έξοδο του διαμορφωτή PCM και το άλλο κανάλι στην έξοδο χρονισμού PCL. Συγχρονίστε τον παλμογράφο με το σήμα χρονισμού PCL.

Μεταβάλλετε την τάση εισόδου από -3V έως +3V και σημειώστε τις τάσεις για τις οποίες αλλάζει η λέξη PCM.

4.6.8 Διαμόρφωση PCM σήματος χαμηλής συχνότητας

Αποσυνδέστε το ποντεσιόμετρο (P_1) από τον διαμορφωτή PCM και συνδέστε ένα ημίτονο 1KHz στη θέση του. Μεταβάλλετε το εύρος του μεταξύ 0 –2V_{pp} και σημειώστε τη μεταβολή της λέξης PCM.

4.6.9 Ανάλυση αποτελεσμάτων

Από τα αποτελέσματα της παραγράφου 4.6.7 σχεδιάστε ένα γράφημα της εξόδου του διαμορφωτή PCM συναρτήσει της τάσεως εισόδου.

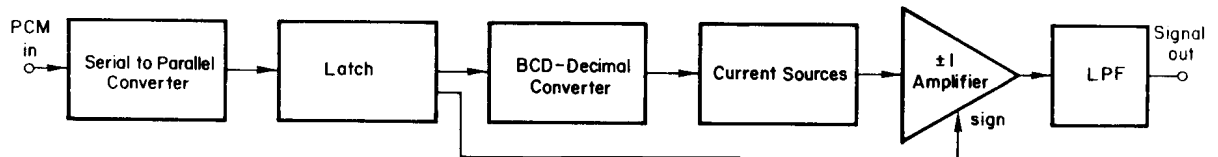
ΠΕΙΡΑΜΑ 2^ο

4.7 ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ PCM ΚΑΙ ΚΑΝΑΛΙ PCM

Στο πείραμα αυτό χρησιμοποιούνται οι μονάδες COM-6A/1, COM-6A/2, COM-6B/1, COM-6B/2 και COM-6B/3. Τροφοδοτούνται με +12V από την παροχή A, -12V από την παροχή B και +- 5V από την παροχή F.

4.7.1 Αποδιαμορφωτής

Το διάγραμμα του αποδιαμορφωτή PCM φαίνεται στο Σχήμα 4.72. Θα εξετάσουμε τις διάφορες βαθμίδες από τις οποίες αποτελείται ο αποδιαμορφωτής, οι περισσότερες από τις οποίες βρίσκονται στη μονάδα COM-6B/3.



Σχήμα 4.72 Κυκλωματικό Διάγραμμα του Αποδιαμορφωτή PCM.

4.7.2 BCD-δεκαδικός μετατροπέας και πηγές ρεύματος

Βεβαιωθείτε ότι ο διακόπτης λειτουργίας PCM στη μονάδα COM-6B/3 βρίσκεται στη γραμμική θέση.

Συνδέστε BCD δυαδικές λέξεις από 000 μέχρι 111 στις εισόδους B_1 , B_2 και B_3 του BCD-δεκαδικού μετατροπέα, (B_1 =LSB και B_3 =MSB), και καταγράψτε την τάση που αναπτύσσεται στην αντίσταση R_1 . Σημειώστε τις μετρήσεις σας στον παρακάτω πίνακα.

Δυαδικές Λέξεις BCD			Τάση στην R ₁ (V _{rms})
B3	B2	B1	
0	0	0	
0	0	1	
0	1	0	
0	1	1	
1	0	0	
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

4.7.3 ±1 Ενισχυτής

Για να εξετάσετε τον ±1 ενισχυτή συναρμολογήστε το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 1.73.

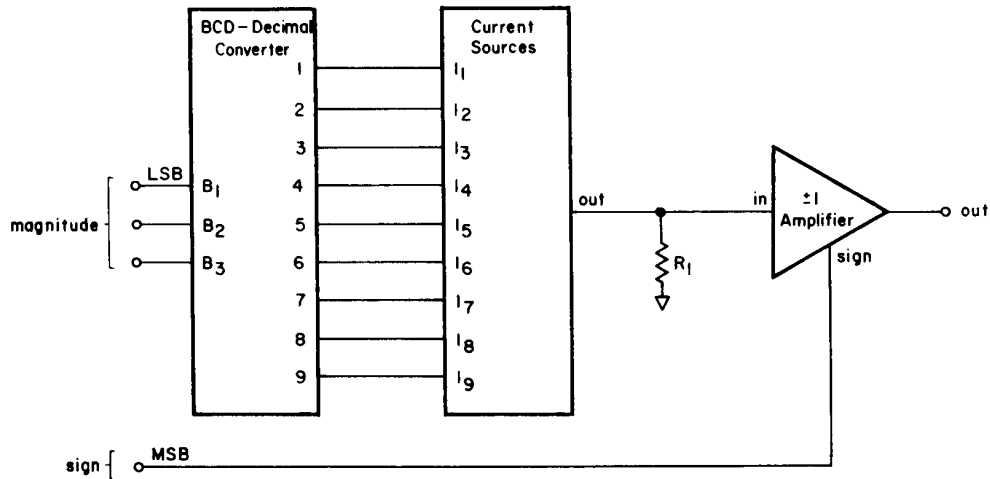
Θα δείξουμε τώρα πως ο ±1 ενισχυτής στην μονάδα COM-6B/3 ανασυγκροτεί την κυματομορφή εξόδου του -|V| ενισχυτή στην μονάδα COM-6B/1.

Συνδέστε την έξοδο του SW₁ στην μονάδα COM-6B/1 στην είσοδο του ±1 ενισχυτή στην μονάδα COM-6B/3 και συνδέστε την έξοδο προσήμου στην είσοδο προσήμου στην μονάδα COM-6B/3.

Συνδέστε ένα ημίτονο 2V_{pp} και συχνότητας 1KHz στην είσοδο A₁ της μονάδας COM-6B/1 και σχεδιάστε τις κυματομορφές που προκύπτουν στην είσοδο και την έξοδο του ±1 ενισχυτή της μονάδας COM-6B/3.

4.7.4 Ο PCM αποδιαμορφωτής σαν ένας D/A μετατροπέας

Ο αποδιαμορφωτής PCM φέρεται σαν ένας D/A μετατροπέας. Αυτό μπορεί να φανεί συναρμολογώντας το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.73. Συνδέστε τις δυαδικές λέξεις εισόδου στο κύκλωμα και καταγράψτε την τάση εξόδου σε κάθε περίπτωση.



Unit COM-6B /3

Σχήμα 4.73 D/A μετατροπέας

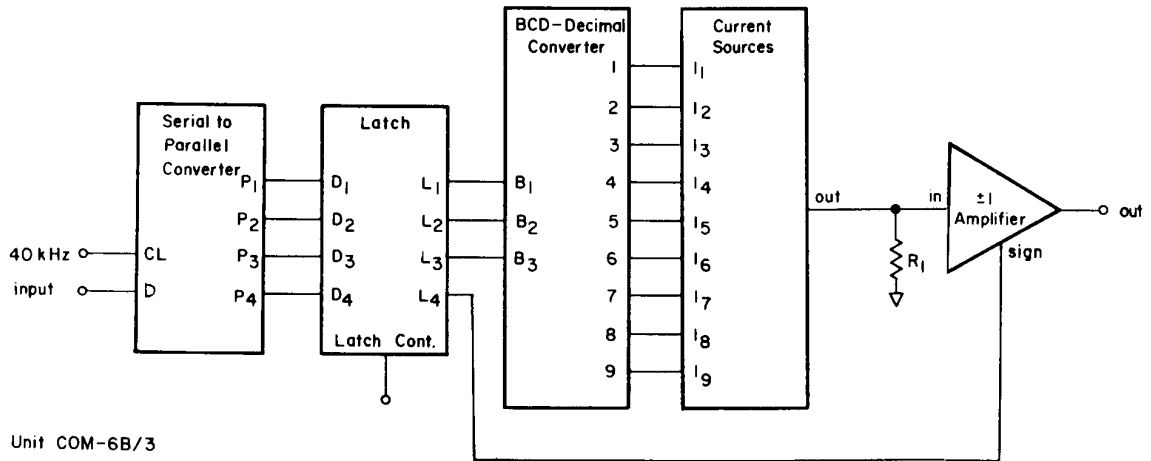
4.7.5 Πλήρης PCM αποδιαμορφωτής

Συναρμολογήστε το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.74 το οποίο είναι ένας πλήρης αποδιαμορφωτής PCM.

4.7.6 Κανάλι PCM – Εκπομπή dc σημάτων

Για να μπορέσετε να ελέγξετε τον αποδιαμορφωτή, είναι απαραίτητο να συναρμολογήσετε ένα ολοκληρωμένο κανάλι PCM που αποτελείται από ένα διαμορφωτή και ένα αποδιαμορφωτή.

Σημείωση: Το PCM out του “Parallel to Serial Converter” πρέπει να συνδεθεί με το input του “Serial to Parallel Converter”. Έτσι, θα γίνει η σύνδεση του διαμορφωτή με τον αποδιαμορφωτή.



Σχήμα 4.74 PCM αποδιαμορφωτής

Συνδέστε τον PCM διαμορφωτή που φαίνεται στο Σχήμα 4.71 στον PCM αποδιαμορφωτή. Η είσοδος Latch. Cont. του μονταλωτή (Latch) πρέπει να συνδεθεί στον έλεγχο χρονισμού PS του διαμορφωτή στην μονάδα COM-6B/2.

Συνδέστε το ποντεσιόμετρο P_1 στην μονάδα COM-6B/2 μεταξύ +5V και -5V και την μεσαία επαφή του στην είσοδο του διαμορφωτή PCM. Μεταβάλετε την τάση εισόδου του διαμορφωτή με μικρά βήματα από -3V έως +3V και μετρήστε την τάση εξόδου του αποδιαμορφωτή.

4.7.7 PCM κανάλι- Εκπομπή σημάτων χαμηλών συχνοτήτων

Συνδέστε ένα ημίτονο στην είσοδο του διαμορφωτή PCM με συχνότητα 100Hz και μέγιστο πλάτος 4V_{pp}.

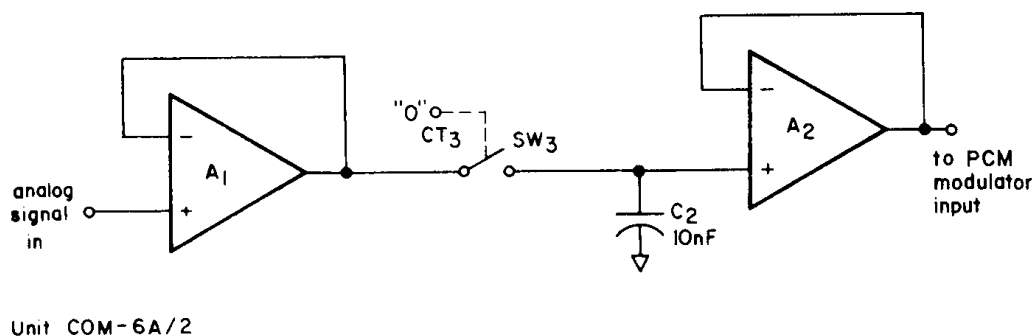
Σχεδιάστε την έξοδο του αποδιαμορφωτή και την είσοδο του διαμορφωτή. Αυξήστε την τάση του σήματος εισόδου πάνω από 4V_{pp} και σημειώστε την επίδραση στο σήμα εξόδου.

Εφόσον κάθε μετατροπή του αναλογικού σήματος σε μια PCM λέξη απαιτεί συγκεκριμένη χρονική περίοδο, το σήμα εισόδου δεν πρέπει να αλλάζει σημαντικά κατά τη διάρκεια του, αλλιώς το αποτέλεσμα δεν θα είναι ακριβές. Αυτό σημαίνει ότι η μέγιστη συχνότητα εισόδου είναι σχετικά χαμηλή.

Συνδέστε ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (από την μονάδα COM-6^A/1) στην έξοδο του αποδιαμορφωτή. Αυξήστε την συχνότητα του σήματος εισόδου και σημειώστε σε ποιά συχνότητα το σήμα εξόδου του αποδιαμορφωτή παραμορφώνεται πολύ.

4.7.8 Κανάλι PCM

Για να βελτιωθεί η απόκριση στη συχνότητα ενός συστήματος PCM, ένα κύκλωμα δειγματοληψίας και συγκράτησης προστίθεται στην είσοδο του διαμορφωτή. Αυτό το κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 4.75.



Σχήμα 4.75 Κύκλωμα Δειγματοληψίας και Συγκράτησης

Συνδέστε ένα ημίτονο 1KHz, 2Vpp στην είσοδο του κυκλώματος δειγματοληψίας και συγκράτησης. Αυξήστε την συχνότητα και σημειώστε σε ποιά συχνότητα το σήμα εξόδου παραμορφώνεται πολύ.

4.7.9 SNR μετρήσεις

Συνδέστε την έξοδο του LPF στην είσοδο του S/N διαχωριστή στην μονάδα COM-6A/1. Συνδέστε ένα ημίτονο συχνότητας f_1 στην είσοδο του διαμορφωτή. Αυξήστε το πλάτος του σήματος εισόδου από 0Vpp μέχρι 3Vpp με μικρά βήματα και υπολογίστε το SNR του σήματος εξόδου για κάθε πλάτος. Επαναλάβετε τις μετρήσεις για σήμα εισόδου, ημίτονο συχνότητας f_2 .

4.8 Ανάλυση Αποτελεσμάτων

- i. Από τα αποτελέσματα της παραγράφου 4.7.4 σχεδιάστε την γραφική της τάσης εξόδου του D/A μετατροπέα συναρτήσει της ψηφιακής λέξης εισόδου.
- ii. Από τα αποτελέσματα της παραγράφου 4.7.6 σχεδιάστε την γραφική παράσταση της τάσης εξόδου του διαμορφωτή συναρτήσει της τάσης εισόδου του διαμορφωτή. Η γραφική αυτή παράσταση δείχνει την γραμμικότητα του PCM καναλιού.
- iii. Σχεδιάστε τις γραφικές του SNR του σήματος εξόδου του αποδιαμορφωτή συναρτήσει του πλάτους του σήματος εισόδου του διαμορφωτή, χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα της παραγράφου θ.
- iv. Συμπεράσματα - Σχόλια.

QAM Διαμόρφωση (quadrature amplitude modulation)**5.1 εισαγωγή**

Η ορθογωνική διαμόρφωση πλάτους (Quadrature amplitude modulation, QAM) είναι μια τεχνική διαμόρφωσης που μεταφέρει την πληροφορία μεταβάλλοντας το πλάτος δύο ορθογώνιων φερόντων. Τα δύο αυτά φέροντα έχουν διαφορά φάσης 90°.

Το εκπεμπόμενο σήμα έχει τη μορφή :

$$s(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) + Q(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

Όπου είναι τα σήματα βασικής ζώνης (πληροφορία) που διαμορφώνουν τα δύο φέροντα και f_c είναι η φέρουσα συχνότητα.

Στο δέκτη τα δύο σήματα $I(t)$ και $Q(t)$ μπορούν να ανακτηθούν με τη χρήση ενός σύγχρονου αποδιαμορφωτή. Ένας τέτοιος αποδιαμορφωτής πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο σήμα χωριστά με ένα συνημίτονο και ένα ημίτονο. Εξαιτίας της ιδιότητας της ορθογωνικότητας των δύο αυτών φερόντων ,είναι δυνατόν να ανιχνευτούν τα δύο σήματα βασικής ζώνης.

Στη διαμόρφωση QAM δύο σήματα διαμορφώνονται από δύο φέροντα που διαφέρουν σε φάση κατά 90° .

Το φέρον $\cos(2\pi f_c t)$ αποκαλείται συμφασικό (in-phase) ή I-channel.

Το φέρον $\sin(2\pi f_c t)$ αποκαλείται ορθογωνικό (quadrature) ή Q-channel.

5.2 Ιδιότητες QAM

Η διαμόρφωση QAM μπορεί παραστατικά να θεωρηθεί σαν το μοίρασμα μιας διαδρομής αυτοκινήτου από τον οδηγό και ένα συνεπιβάτη. Κάθε σήμα έχει το δικό του φέρον. Η αποδιαμόρφωση είναι σχετικά απλή.

Προτέρημα: Διπλασιασμός της επίδοσης ως προς το εύρος ζώνης.

Μειονέκτημα: Ισχυρή απαίτηση για συγχρονισμό.

Ο δέκτης QAM πρέπει να είναι ομόδυνος, διαφορετικά εμφανίζεται διαφωνία (cross-talk), δηλαδή, ανάμειξη των δύο σημάτων .

5.3 Εφαρμογές QAM

Η πιο διαδεδομένη εφαρμογή της QAM είναι στην έγχρωμη τηλεόραση (NTSC και PAL) .Τα σήματα χρωμικότητας μεταδίδονται διαμορφωμένα κατά QAM παράλληλα με το σήμα φωτεινότητας .

5.4 QAM Ψηφιακή

Όπως και για πολλά ψηφιακά συστήματα διαμόρφωσης, το διάγραμμα αστέρα είναι μια χρήσιμη παράσταση. Στην QAM, τα σημεία αστερισμού συνήθως τοποθετημένα σε ένα τετραγωνικό πλέγμα με ίσες κάθετες και οριζόντιες απόστασεις, οστόσο και άλλες διαμορφώσεις είναι δυνατόν (π.χ. Cross-QAM). Δεδομένου ότι στις ψηφιακές τηλεπικοινωνίες τα δεδομένα είναι συνήθως δυαδικά, ο αριθμός των σημείων στο πλέγμα είναι συνήθως μια δύναμη του 2 (2,4,8 ...). Δεδομένου ότι η QAM είναι συνήθως τετράγωνο, κάποιες από αυτές είναι σπάνιες-οι πιο κοινές μορφές είναι 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM και 256-QAM. Με τη μετάβαση σε μια ανώτερης τάξης αστερισμό, είναι δυνατή η μετάδοση περισσότερων bits ανά σύμβολο. Ωστόσο, εάν η μέση ενέργεια του αστερισμού παραμείνει ίδια (μέσω της ορθής σύγκρισης), τα σημεία πρέπει να είναι πιο κοντά και είναι έτσι πιο επιρρεπή σε θόρυβο και άλλες αλλοιώσεις. Τα αποτελέσματα αυτά σε ένα υψηλότερο bit-error-rate καθώς και σε ανώτερης τάξης QAM μπορεί να αποδώσει περισσότερα δεδομένα λιγότερο αξιόπιστα από QAM χαμηλότερης τάξης, για σταθερή μέση ενέργεια στον αστερισμό.

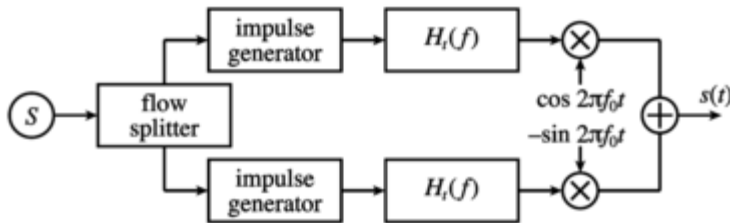
Εάν τα δεδομένα πέραν εκείνων που προσφέρονται από 8 - PSK, είναι πιο συνηθισμένο να κινηθεί προς QAM, δεδομένου ότι επιτυγχάνει μια μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ των παρακείμενων σημείων στο επίπεδο IQ διανέμοντας τα σημεία πιο ομοιόμορφα. Ο παράγοντας που περιπλέκει είναι ότι τα σημεία δεν είναι πλέον όλοι το ίδιο πλάτος και έτσι ο αποδιαμορφωτής πρέπει τώρα να ανιχνεύσει σωστά φάση και πλάτος, και όχι μόνο φάση.

64-QAM και 256-QAM χρησιμοποιούνται συχνά σε ψηφιακή καλωδιακή τηλεόραση και εφαρμογές καλωδιακού μοντεμ. Στις ΗΠΑ, 64-QAM και 256-QAM είναι συστήματα διαμόρφωσης για ψηφιακή καλωδιακή (βλέπε QAM δέκτη), όπως έχει τυποποιηθεί από το SCTE στο πρότυπο ANSI / SCTE 07 2000. Σημειώστε ότι πολλοί άνθρωποι μάρκετινγκ θα αναφέρονται σε αυτά ως QAM-64 και QAM-256. Στο Ηνωμένο Βασίλειο, 16-QAM και 64-QAM χρησιμοποιούνται σήμερα για την επίγεια ψηφιακή τηλεόραση (DVB-T και την Top Up TV).

5.5 Ιδανική δομή

5.5.1 Πομπός

Το ακόλουθο σχήμα δείχνει την ιδανική δομή ενός πομπού QAM, με μια φέρουσα συχνότητα f_0 και H_t την απόκριση συχνότητας του φίλτρου στον πομπού της:



Πρώτον, η ροή των bits που πρέπει να διαβιβάζονται είναι χωρισμένη σε δύο ίσα μέρη: αυτή η διαδικασία δημιουργεί δύο ανεξάρτητα σήματα για διαβίβαση. Είναι κωδικοποιημένα χωριστά σαν να επρόκειτο για μια διαμόρφωση κατά πλάτος (ASK). Στη συνέχεια, ένα κανάλι (το ένα "σε φάση"), πολλαπλασιάζεται επί το συνημίτονο, ενώ το άλλο κανάλι (το "τετραγωνισμένο") πολλαπλασιάζεται με ημίτονο. Με αυτό τον τρόπο υπάρχει μια φάση των 90° μεταξύ τους. Έχουν προστεθεί απλά το ένα στο άλλο και αποστέλλονται μέσω πραγματικού καναλιού.

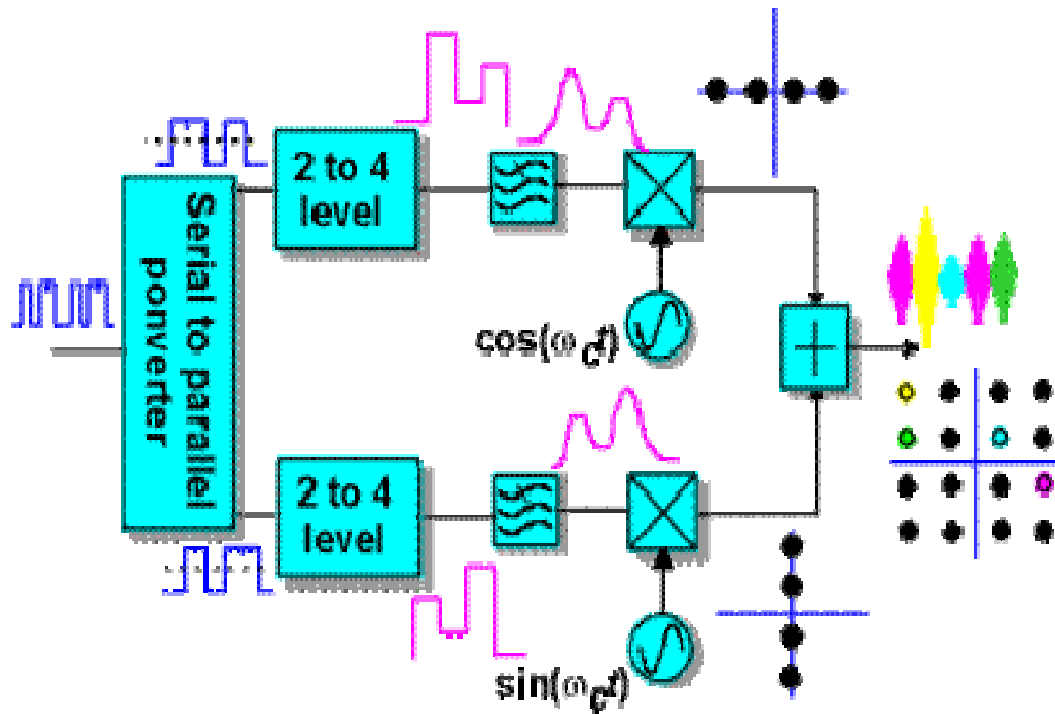
Το απεσταλμένο σήμα μπορεί να εκφραστεί με τη μορφή:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [v_c[n] \cdot h_t(t - nT_s) \cos(2\pi f_0 t) - v_s[n] \cdot h_t(t - nT_s) \sin(2\pi f_0 t)],$$

όπου $v_c[n]$ και $v_s[n]$ είναι οι τάσεις που εφαρμόζονται για την αντιμετώπιση της (νιοστή) και ημιτονικά και συνημιτονικά σήματα, αντίστοιχα.

5.5.2 Δημιουργία της διαμόρφωσης QAM

Η απλούστερη μορφή διαμόρφωσης QAM είναι στην πραγματικότητα το σύνολο συμβόλων της QPSK, το οποίο μπορεί να θεωρηθεί ως δύο ορθογώνιοι (με διαφορά φάσης 90°) φορείς διαμορφωμένοι κατά πλάτος, με στάθμες πλάτους $+A$ και $-A$. Αυξάνοντας τον αριθμό των σταθμών πλάτους κάθε φορέα σε τέσσερις, για παράδειγμα $\pm A$ και $\pm 3A$, προκύπτουν 16 δυνατοί συνδυασμοί συμβόλων στην έξοδο του πομπού, οι οποίοι απέχουν εξίσου στο διάγραμμα αστερισμού και αντιπροσωπεύονται από συγκεκριμένο πλάτος και φάση ο καθένας.

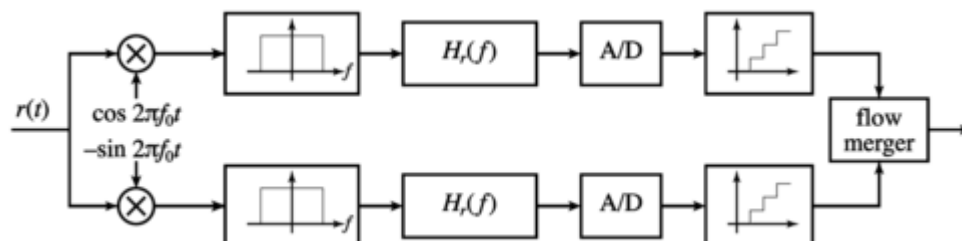


Δημιουργία διαμόρφωσης 16-QAM

Μπορεί να γίνει επιπλέον μορφοποίηση των παλμών με φιλτράρισμα των ακολουθιών συμβόλων εισόδου βασικής ζώνης με τον ίδιο τρόπο που θα γίνονταν στην περίπτωση της δυαδικής μετάδοσης ASK. Ο διαμορφωτής χρησιμοποιεί και πάλι την ορθογωνικότητα μεταξύ ημιτονικού και συνημιτονικού φέροντος και έτσι επιτρέπει την ανεξάρτητη ανίχνευση των δύο M-αδικών ακολουθιών δεδομένων ASK που εισέρχονται στον δέκτη.

5.5.3 Δέκτης

Ο δέκτης εκτελεί απλά την αντίστροφη διαδικασία του πομπού. Η δομή του είναι ιδανική φαίνεται στο παρακάτω σχήμα με r , H η λαμβανόμενη συχνότητα απόκρισης του φίλτρου:

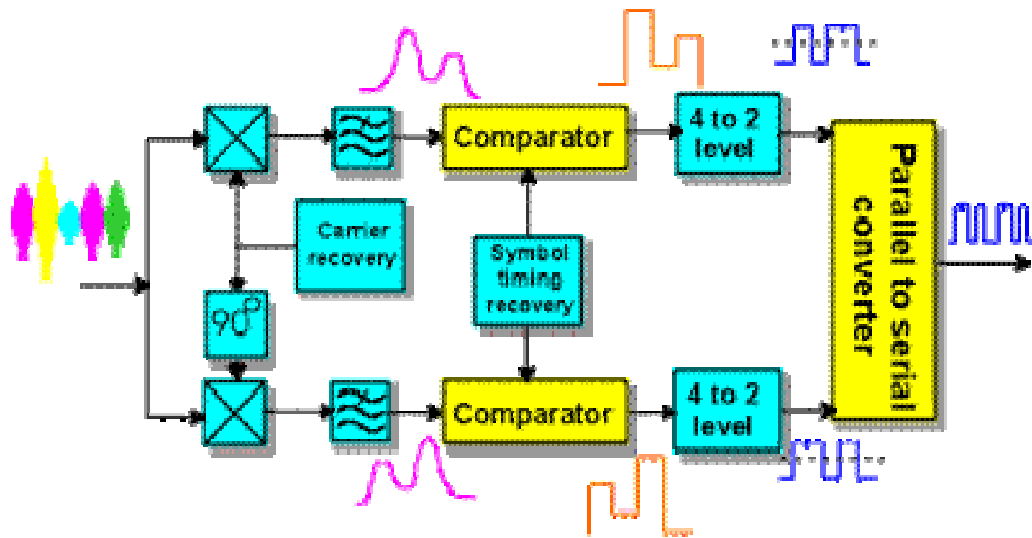


Πολλαπλασιάζοντας με συνημίτονο (ή ημιτονοειδές) και από ένα βαθυπερατό φίλτρο είναι δυνατή η εξαγωγή του στοιχείου σε φάση (ή σε τετραγωνισμό). Στη συνέχεια, υπάρχει μόνο ένας ASK αποδιαμορφωτής και δύο ροές των δεδομένων επιστρέφουν πίσω.

Στην πράξη, υπάρχει μια άγνωστη καθυστέρηση φάση μεταξύ του πομπού και του δέκτη που θα πρέπει να αποζημιωθεί από το *συγχρονισμό* των δεκτών του τοπικού ταλαντωτή, για παράδειγμα το ημίτονο και το συνημίτονο στο παραπάνω σχήμα. Όσον αφορά τις κινητές εφαρμογές, θα υπάρχουν συχνά αντισταθμίσεις κατά τη σχετική *συχνότητα*, καθώς, λόγω της πιθανής παρουσίας μετατόπιση Doppler ανάλογη με την σχετική ταχύτητα του πομπού και του δέκτη. Τόσο η συχνότητα και παραλλαγές φάση που θεσπίστηκε με το κανάλι, πρέπει να αντισταθμιστεί με κατάλληλη ρύθμιση το ημίτονο και το συνημίτονο στοιχεία, που απαιτεί μια *αναφορά φάση*, και συνήθως επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας ένα Phase-Locked Loop (PLL). Σε κάθε εφαρμογή, το χαμηλοπερατό φίλτρο θα είναι εντός $h_r(t)$: Εδώ γίνεται σαφέστερο.

5.6 Ανίχνευση της διαμόρφωσης QAM

Η διαμόρφωση QAM μπορεί, όπως και η QPSK, να αποκωδικοποιηθεί είτε με σύμφωνη είτε με διαφορικά σύμφωνη ανίχνευση. Το Σχήμα 5.2 παρουσιάζει τη σύμφωνη ανίχνευση QAM, για την οποία απαιτείται –όπως και στην QPSK– ανάκτηση των ορθογωνικών φερόντων. Εδώ βέβαια το πρόβλημα της αβεβαιότητας φάσης περιπλέκεται ακόμα περισσότερο καθώς στα δεδομένα υπάρχει πλέον και το στοιχείο του πλάτους.



Ανίχνευση της διαμόρφωσης 16-QAM

Στην έξοδο κάθε ορθογωνικού αποδιαμορφωτή προκύπτουν τα σύμβολα βασικής ζώνης πολλαπλών επιπέδων, τα οποία θα πρέπει πριν αναγνωριστούν από το κύκλωμα ανίχνευσης του δέκτη να υποστούν προσαρμοσμένο φιλτράρισμα.

5.7 Ορθογώνια QAM

Ορθογώνιοι αστερισμοί QAM είναι, γενικά, sub-optimal με την έννοια ότι δεν υπάρχει χώρος στα ανώτατα σημεία του αστερισμού για μια δεδομένη ενέργεια. Ωστόσο, έχουν το σημαντικό πλεονέκτημα ότι μπορεί εύκολα να μεταδοθούν ως δύο διαμόρφωση πλάτους παλμού (PAM) σημάτα σε φορείς τετραγωνισμού, και μπορεί εύκολα να αποδιαμορφωθούν.

Ο μη-τετραγωνικός αστερισμός, όπου εξετάζεται παρακάτω, κατορθώνει την επίτευξη οριακά καλύτερου bit error rate (BER) , αλλά είναι πιο δύσκολο κατά τη διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση.

Ο πρώτος ορθογώνιος αστερισμός QAM που συναντάμε συνήθως είναι 16-QAM, το διάγραμμα του οποίου παρατίθεται εδώ. Μια Gray κωδικοποιημένη bit-εκχώρηση δίδεται. Ο λόγος για την 16-QAM είναι συνήθως πρώτη, είναι ότι μια συνοπτική εξέταση αποκαλύπτει ότι 2-QAM και 4-QAM είναι στην πραγματικότητα δυαδική μετατόπιση φάσης πληκτρολόγησης (BPSK) και τετραγωνισμού μετατόπιση φάσης πληκτρολόγησης (QPSK), αντίστοιχα. Επίσης, το ποσοστό σφάλματος της 8-QAM είναι κοντά σε αυτό της 16-QAM (μόνο περίπου 0,5 dB καλύτερο) αλλά το ποσοστό σφάλματος είναι μόνο τα τρία τέταρτα από την 16-QAM.