

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα εργασία αποτελεί μια προσπάθεια παρουσίασης των ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων (ασυρμάτων) σε Γενικευμένα μοντέλα διάδοσης τα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν για συστήματα RF και για ασύρματες οπτικές επικοινωνίες στον ελεύθερο χώρο.

Χρησιμοποιώντας τεχνικές ολοκληρωτικών μετασχηματισμών και συγκεκριμένα τη θεωρία των μετασχηματισμών Mellin και της συνάρτησης H του Fox εξάγονται αναλυτικές εκφράσεις για μετρικές αξιολόγησης επίδοσης ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων όπως οι στατιστικές δεύτερης τάξης, η μέση πιθανότητα σφάλματος και η χωρητικότητα του καναλιού. Η ορθότητα των αναλυτικών εκφράσεων ελέγχεται μέσω προσομοιώσεων.

Στο 1ο κεφάλαιο παρουσιάζονται συνοπτικά οι σημαντικότερες ανακαλύψεις και τα πιο αξιόλογα επιτεύγματα στο χώρο των συστημάτων επικοινωνιών όπως επίσης επιχειρείται η βασική κάλυψη των απαραίτητων ορισμών που συνθέτουν τις τηλεπικοινωνίες.

Στο 2ο κεφάλαιο παρουσιάζονται εν συντομία οι βασικές αρχές των ψηφιακών διαμορφώσεων ως ακρογωνιαίο λίθο για την Ασύρματη Ψηφιακή Μετάδοση .

Στο 3ο κεφάλαιο αναπτύσσεται το ζήτημα των παρεμβολών στις Ασύρματες Επικοινωνίες που αποτελεί ένα από τα μεγαλύτερα προβλήματα καθώς επίσης και τρόποι αντιμετώπισης .

Στο 4ο και τελευταίο Κεφάλαιο παρουσιάζεται εκτενώς το ζήτημα των διαλείψεων στα συστήματα ασύρματης μετάδοσης .

Στον Παράρτημα υπάρχει ο κώδικας και η μαθηματική θεωρία στα ειδικά θέματα των Διαλείψεων έτσι όπως αυτά παρουσιάζονται στις τελευταίες παραγράφους του 4^{ου} Κεφαλαίου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Πρόλογος.....σελ.1

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

1.1 Ιστορική Αναδρομή των Τηλεπικοινωνιών.....σελ.5

1.2 Βασικοί Γενικοί Τηλεπικοινωνιακοί Ορισμοίσελ.10

1.3 Σήματα και Συστήματα Διακριτού Χρόνου..... σελ.14

1.4 Ο Διακριτός μετασχηματισμός Fourier σελ.21

1.5 Ασύρματες Επικοινωνίες-Συστήματα.....σελ.25

1.5.1 Εισαγωγή..... σελ.25

1.5.2 Το Φάσμα συχνοτήτων..... σελ.29

1.6 Κυψελωτά Συστήματα..... σελ.32

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

2.1 Εισαγωγήσελ.34

2.2 Διαμόρφωση Πλάτους AM (Amplitude Modulation)..... σελ.36

2.3 Διαμόρφωση Γωνίαςσελ.39

2.4 Ψηφιακές διαμορφώσεις σελ.42

2.4.1 Διαμόρφωση Πλάτους παλμού (Pulse Amplitude Modulation-
PAM)..... σελ.42

2.4.2 M-PAM Βασικής Ζώνης σελ.42

2.4.3 Διαμόρφωση Θέσεως Παλμού- PPM (Pulse Position
Modulation).....σελ.46

2.4.4 Δυαδικό -PPM..... σελ.47

2.4.5 Διαμόρφωση ολίσθησης φάσης PSK-(Phase Shift
Keying).....σελ.54

2.4.6 M - PSK..... σελ.54

2.4.7 DPSK- Διαμόρφωση διαφορικής ολίσθησης φάσης
(Diferential PSK)..... σελ.65

2.4.8 Ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους (Quadrature
Amplitude Modulation-QAM)..... σελ.70

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

Εισαγωγή..... σελ.77

3.1 Ομοδιαυλική παρεμβολή..... σελ.78

3.2 Περιορισμός της ομοδιαυλικής παρεμβολής..... σελ.82

3.2.1 Χρήση Κατευθυντικών Κεραιών για την Αντιμετώπιση της
Ομοδιαυλικής παρεμβολής σελ.83

3.3 Παρεμβολή Γειτονικών Διαύλων.....σελ.87

3.4 Διασυμβολική Παρεμβολή.....σελ.90

3.5 Παρεμβολή Ταυτόχρονης Εκπομπής..... σελ.91

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

Εισαγωγή.....σελ.94

4.1 Οι Διαλείψεις ως ένα Χωρικό Φαινόμενο..... σελ.94

4.2 Τα Είδη των Διαλείψεων..... ..σελ.99

4.3 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακος (Large Scale Fading).....σελ.105

4.4 Διαλείψεις Μικρής Κλίμακος (Small Scale Fading)..... σελ.110

4.4.1 Μετατόπιση Doppler..... σελ.112

4.4.2 Τύποι Διαλείψεων Μικρής Κλίμακος.....σελ.113

4.5 Μοντελοποίηση Επίπεδων Αργών Διαλείψεων..... σελ.121

4.5.1 Μοντέλα Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας.....σελ.121

4.5.1.1 Rayleigh.....σελ.121

4.5.1.2 Nakagami-*m*.....σελ.122

4.5.1.3 Weibullσελ.123

4.5.1.4 Γενικευμένη-Γάμασελ.124

4.5.2 Μοντέλα Διαλείψεων Μεγάλης Κλίμακας.....σελ.125	
4.5.2.1 Log-normalσελ.125	
4.5.2.2 Γάμασελ.126	
4.5.3 Μοντέλα Σύνθετων Διαλείψεωνσελ.126	
4.5.3.1 Nakagami-lognormalσελ.127	
4.5.3.2 Γενικευμένη-Κ.....σελ.128	
4.6 Εκτεταμένη Γενικευμένη-Κ (EGK) : Ένα νέο, απλό και γενικό μοντέλο για σύνθετα κανάλια διαλείψεων.....σελ.131	
Παράρτημα.....σελ.148	
Α.Συνοπτική-Μαθηματική Ανάλυση της FOX-H.....σελ.148	
Β. Πρόγραμμα υπολογισμού-αξιολόγηση της συνάρτησης FOX-H..σελ.151	
Γ. Πρόγραμμα προσομοίωσης EKG.....σελ.154	
Βιβλιογραφία.....σελ.156	

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

1.1 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ.

Η λέξη τηλεπικοινωνία προέρχεται από το αρχαίο ελληνικό επίρρημα **τηλέ-** που σημαίνει μακριά/από απόσταση και το ρήμα **κοινωνώ** που σημαίνει μετέχω , έρχομαι σε επαφή.

Η ανάγκη του ανθρώπου για επικοινωνία ήταν έμφυτη και έτσι τον οδήγησε στην αξιοποίηση της τεχνολογίας , με ιδιαίτερα έξυπνο και εφευρετικό τρόπο, προκειμένου να καταργήσει και να εκμηδενίσει την απόσταση και να πετύχει τρόπους απομακρυσμένης επικοινωνίας. Πρέπει να παρατηρήσουμε ότι σε κάθε ιστορική περίοδο το πολιτιστικό επίπεδο προσδιορίζονταν και από μια ανάλογης στάθμης ικανότητα για διεξαγωγή γρήγορης και αξιόπιστης επικοινωνίας- Δείκτης δηλαδή οικονομικής και κοινωνικής εξέλιξης κάθε χώρας , στο παρελθόν και στο σύγχρονο κόσμο , είναι τα επίπεδα της τηλεπικοινωνίας που αυτή διαθέτει.

Με το πέρασμα των Ετών παρατηρήθηκε η τάση για βελτιστοποίηση των τηλεπικοινωνιακών μέσων. Σίγουρα, επανάσταση έφερε η **γραφή, η τυπογραφία** και η εκμετάλλευση του ηλεκτρισμού που μας έδωσε τον **τηλέγραφο και το τηλέφωνο** αλλά και η βελτίωση των **μέσων μεταφοράς**. Ποτέ όμως στο παρελθόν, με την εξέλιξη της **Πληροφορικής** και με τις νέες τεχνολογίες , δεν υπήρξε η δυνατότητα ο άνθρωπος να βρεθεί σε παγκόσμια κλίμακα τόσο κοντά και με τόσες πολλές επικοινωνιακές δυνατότητες .

Ο πολιτισμός ποτέ ξανά δεν συνδεόταν σε τέτοιο βαθμό με κάποια νέα τεχνική επικοινωνίας. Σήμερα κυριαρχεί η πληροφορία και η ελεύθερη διακίνησή της , με φορέα έναν τηλεπικοινωνιακό κορμό που απλώνεται με το **Διαδίκτυο** , τις μεταφορές και τις **δορυφορικές επικοινωνίες** σε όλη τη γη. Αναπόφευκτα λοιπόν οδηγούμαστε προς μια πορεία συνεχής αναβάθμισης των **τηλεπικοινωνιακών δικτύων**.

Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα μέσου επικοινωνίας είναι το τηλέφωνο, μέσω του οποίου μπορούν να επικοινωνήσουν δύο άτομα, ανταλλάσσοντας φωνητικά μηνύματα σε πραγματικό χρόνο. Ένα άλλο παράδειγμα μέσου επικοινωνίας είναι η τηλεόραση, όπου κινούμενη εικόνα και ήχος μεταβιβάζεται σε ένα πλήθος αποδεκτών.

Επίσης, οι χρήστες του Διαδικτύου μπορούν να προσπελάσουν ή να ανταλλάξουν πληροφορίες οι οποίες αναπαρίστανται με μια ποικιλία μέσων (π.χ. κείμενο, ήχος ,εικόνα, γραφήματα, κινούμενη εικόνα κ.ά.).

Η μεταβιβαζόμενη πληροφορία δημιουργείται από μια πηγή πληροφορίας, μεταφέρεται μέσω ενός καναλιού επικοινωνίας και καταλήγει σε έναν ή περισσότερους προορισμούς.

Στην επικοινωνία μέσω τηλεφώνου, η οποία είναι μια αμφίδρομη επικοινωνία σημείου- με - σημείο, πηγές πληροφορίας αποτελούν τα μικρόφωνα των τηλεφωνικών συσκευών, ενώ οι αντίστοιχοι προορισμοί είναι τα ακουστικά των απέναντι συσκευών. Στο παράδειγμα της τηλεόρασης, όπου η πληροφορία μεταβιβάζεται ταυτόχρονα σε πολλούς αποδέκτες, πηγή πληροφορίας είναι το σύστημα λήψης εικόνας και ήχου, ενώ οι πιθανοί προορισμοί είναι όλες οι συσκευές τηλεόρασης. Τέλος, στο Διαδίκτυο, τα υπολογιστικά συστήματα αποτελούν συνήθως και την πηγή αλλά και τον προορισμό της πληροφορίας.

Ως **ψηφιακή πηγή πληροφορίας** ορίζουμε εκείνη την πηγή η οποία συνθέτει την πληροφορία της από ένα πεπερασμένο σύνολο συστατικών μηνυμάτων.

Για παράδειγμα, η γραφομηχανή αποτελεί μια ψηφιακή πηγή, καθώς μπορεί να δημιουργήσει ένα προκαθορισμένο πλήθος από αλφαριθμητικούς χαρακτήρες και σύμβολα. Ο ηλεκτρονικός υπολογιστής είναι επίσης μια ψηφιακή πηγή πληροφορίας, καθώς μπορεί και αναπαριστά οποιαδήποτε σύνθετη μορφή δεδομένων σε δυαδική μορφή, δηλαδή ως ακολουθία από 0 και 1. Στην ειδική αυτή περίπτωση, όπου η πληροφορία αναπαρίσταται σε δυαδική μορφή, θα λέμε ότι δημιουργήθηκε από μια δυαδική πηγή πληροφορίας.

Εάν η μεταβλητή αναπαράστασης της πληροφορίας μπορεί να πάρει οποιαδήποτε τιμή από ένα συνεχές σύνολο, τότε θα λέμε ότι η πληροφορία δημιουργήθηκε από μια αναλογική πηγή. Το μικρόφωνο είναι μια τυπική αναλογική πηγή πληροφορίας, καθώς η τάση εξόδου που περιγράφει το μεταδιδόμενο ήχο λαμβάνει τιμές από ένα συνεχές σύνολο τιμών.

Ένα ψηφιακό σύστημα επικοινωνίας μεταβιβάζει πληροφορία από μια ψηφιακή πηγή στους προορισμούς της.

Αντίστοιχα, ένα αναλογικό σύστημα επικοινωνίας μεταβιβάζει πληροφορία από μια αναλογική πηγή στους προορισμούς της.

Τα σύγχρονα ψηφιακά επικοινωνιακά συστήματα εμφανίζουν τα ακόλουθα συντριπτικά πλεονεκτήματα έναντι των αντίστοιχων αναλογικών συστημάτων:

- είναι πιο αξιόπιστα, γιατί παρουσιάζουν μεγαλύτερη ανοχή στην παρουσία θορύβου

και χρησιμοποιούν εξελιγμένες τεχνικές εντοπισμού και αντιμετώπισης σφαλμάτων,

- είναι πιο αποδοτικά, καθώς μπορούν να μεταβιβάσουν πολύ μεγαλύτερο όγκο πληροφορίας ανά χρονική μονάδα,

- είναι πιο ασφαλή, γιατί μπορούν να εκμεταλλευτούν πλήρως τα σύγχρονα συστήματα κρυπτογραφίας και, τέλος,

- είναι πιο οικονομικά, γιατί, αφενός, χρησιμοποιούν πιο αποδοτικές τεχνικές διαμοιρασμού επικοινωνιακών πόρων και, αφετέρου, υιοθετώντας σύγχρονα

συστήματα κωδικοποίησης, αφαιρούν την περιττή πληροφορία και συμπιέζουν τη μεταβιβαζόμενη κυκλοφορία.

Ως συνέπεια των παραπάνω πλεονεκτημάτων, τα ψηφιακά συστήματα επικοινωνίας γίνονται όλο και πιο δημοφιλή. Όλο και περισσότερες αναλογικές πηγές ψηφιοποιούνται πριν από τη μετάδοσή τους και επαναδομούνται στον προορισμό τους στην αρχική αναλογική τους μορφή, επιτρέποντας έτσι την αξιόπιστη, αποδοτική, ασφαλή και οικονομική μεταβίβαση της πληροφορίας τους από ψηφιακό σύστημα επικοινωνίας.

Ακόλουθα παρουσιάζονται συνοπτικά οι σημαντικότερες ανακαλύψεις και τα πιο αξιόλογα επιτεύγματα στο χώρο των συστημάτων επικοινωνιών :

- 1844 Ο Samuel Morse παρουσιάζει τον τηλεγράφο, το πρώτο σύστημα επικοινωνιών με τεχνητά μέσα μετάδοσης, το οποίο συνέδεε τις πόλεις των ΗΠΑ Baltimore και Washington, DC. Αυτό το πρώτο επικοινωνιακό σύστημα ήταν ψηφιακό, καθώς οποιαδήποτε πληροφορία αναπαρίστατο ως μια ακολουθία από τέσσερα σύμβολα: την τελεία, την παύλα, το κενό μεταξύ γραμμάτων και το κενό μεταξύ λέξεων.
- 1876 Ανακαλύπτεται το τηλέφωνο από τον Alexander Graham Bell. Με αυτή τη συσκευή η φωνή μετατρέπεται απευθείας σε αναλογικά ηλεκτρικά σήματα.
- 1901 Ο Guglielmo Marconi ανακαλύπτει το ασύρματο τηλεγραφικό σύστημα και εισάγει την έννοια των ραδιοεπικοινωνιών.
- 1905 Πραγματοποιείται η πρώτη μεταβίβαση φωνής και μουσικής σε ειδικές απομακρυσμένες συσκευές, οι οποίες θα μείνουν γνωστές ως ραδιόφωνα, από τον Reginald Fessenden.
- 1920 Εμφανίζονται οι πρώτες προγραμματισμένες ραδιοφωνικές εκπομπές στο Pittsburgh των ΗΠΑ.
- 1931 Διατίθεται και καθιερώνεται η τηλετυπική υπηρεσία.
- 1937 Ο Alex Reeves παρουσιάζει την τεχνική PCM, η οποία αποτελεί τη βασική τεχνική διαμόρφωσης στα σημερινά ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών.
- 1939 Ξεκινάνε οι εκπομπές τηλεοπτικών προγραμμάτων από το BBC.

- 1940 – 45 Κατά τη διάρκεια του Β' Παγκοσμίου πολέμου σημειώθηκαν ραγδαίες εξελίξεις στο χώρο των επικοινωνιών, κυρίως στους τομείς των ραδιοεντοπιστών (radars), των μικροκυματικών συστημάτων, της κρυπτογραφίας και των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.
- 1950 Χρησιμοποιείται η πολύπλεξη χρόνου στην τηλεφωνία, η οποία συντελεί στον αποδοτικό διαμοιρασμό των επικοινωνιακών συνδέσεων σε περισσότερα του ενός κυκλώματα φωνής.
- 1953 Ποντίζεται το πρώτο υπερατλαντικό υποβρύχιο τηλεφωνικό καλώδιο, το οποίο εξυπηρετούσε 36 κανάλια φωνής.
- 1962 Εκτοξεύεται ο TELSTAR I, ο πρώτος επικοινωνιακός δορυφόρος, ο οποίος μεταβίβαζε σήμα τηλεόρασης μεταξύ ΗΠΑ και Ευρώπης.
- 1966 Οι Kao και Hockman παρουσιάζουν το πρώτο σύστημα επικοινωνίας μέσω οπτικών ινών.
- 1969 Ξεκινάει το ARPANET, το πρώτο δίκτυο μεταγωγής πακέτων σε ευρεία περιοχή, το οποίο αποτέλεσε τον πρόγονο του Διαδικτύου.
- 1981 Από τον ιαπωνικό οργανισμό NHK παρουσιάζεται η πρώτη τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (High Definition TV, HDTV). Τέτοιες πρωτοεμφανιζόμενες υπηρεσίες εισάγουν στο χώρο των επικοινωνιών τις απαιτήσεις για δίκτυα υψηλών ταχυτήτων και για δίκτυα εγγυημένης ποιότητας εξυπηρέτησης.
- 1985 Στο Ηνωμένο Βασίλειο προσφέρεται για πρώτη φορά το τυποποιημένο ψηφιακό δίκτυο ενοποιημένων υπηρεσιών (Integrated Services Digital Network, ISDN).
- 1986 Στις ΗΠΑ παρουσιάζεται η τεχνολογία SDH/SONET, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάπτυξη δικτύων υψηλών ταχυτήτων.
- 1991 Αναπτύσσεται το σύστημα κυψελωτής επικοινωνίας GSM (Global System for Mobile communications), πάνω στο οποίο βασίστηκε η υπηρεσία της κινητής τηλεφωνίας στην Ευρώπη.

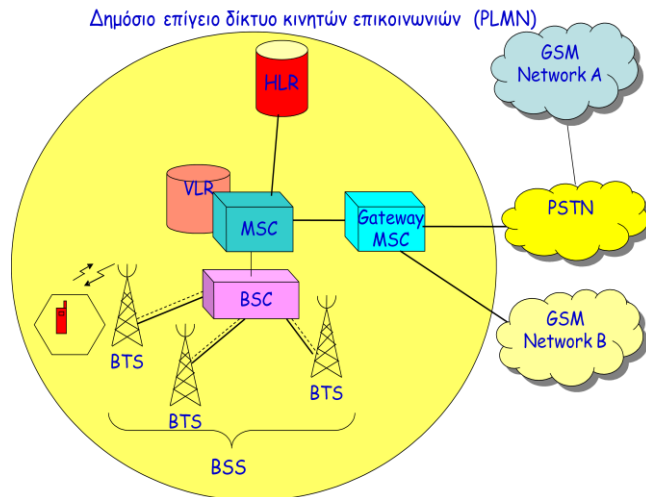
Στις μέρες μας, οι προσπάθειες της ερευνητικής κοινότητας στο χώρο των ψηφιακών επικοινωνιών επικεντρώνονται σε τρία σημεία: την ανάπτυξη επικοινωνιακών συστημάτων υψηλής απόδοσης, την ευρεία εφαρμογή κινητών συστημάτων επικοινωνίας για προσωπική χρήση και την καθολική επικράτηση των

συστημάτων μεταβίβασης δεδομένων για τη διάθεση ποικίλων υπηρεσιών πολυμέσων.

Ακολουθούν ονομαστικά οι εξελίξεις από το 1991 μέχρι πρόσφατα

(Κυψελωτά δίκτυα 2ης γενιάς)

➤ **GSM**



- DCS 1800
- HSCSD
- GPRS [μέχρι 160 kbps]
- IS-95 (CDMA)

(Συστήματα κινητών επικοινωνιών 3ης γενιάς)

- EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) [386 kbps, 8PSK]
- EGPRS (Enhanced GPRS) [3xGPRS]
- UMTS [144 kbps για οχήματα (μέχρι 50 km/h), 384 kbps για πεζούς, 2 Mbps για εσωτερικούς χώρους]

Η έρευνα δε σταματά και ήδη έχουμε εφαρμογές για Συστήματα κινητών επικοινωνιών 4ης γενιάς και στους σχεδιασμούς των εταιρειών τηλεπικοινωνιών 5ης και μεταγενέστερης .

1.2 Βασικοί Γενικοί Τηλεπικοινωνιακοί Ορισμοί:

Για να κατανοήσουμε τις Ψηφιακές Ασύρματες Επικοινωνίες πρέπει να δώσουμε κάποιους βασικούς Θεμελιώδης ορισμούς που αφορούν τη Θεωρία Σημάτων και των Τηλεπικοινωνιών .

- Τι είναι σήμα:

Ως *σήμα* ορίζεται ένα φυσικό μέγεθος το οποίο μεταβάλλεται σε σχέση με το χρόνο ή το χώρο ή με οποιαδήποτε άλλη ανεξάρτητη μεταβλητή ή μεταβλητές

Παραδείγματα:

- ✓ Σήμα ομιλίας
- ✓ Σήμα εικόνας
- ✓ Σεισμικά σήματα
- ✓ Ιατρικά σήματα

Από μαθηματική άποψη, ένα σήμα εκφράζεται ως συνάρτηση μιας η περισσότερων ανεξαρτήτων μεταβλητών.

$$t \rightarrow x(t)$$

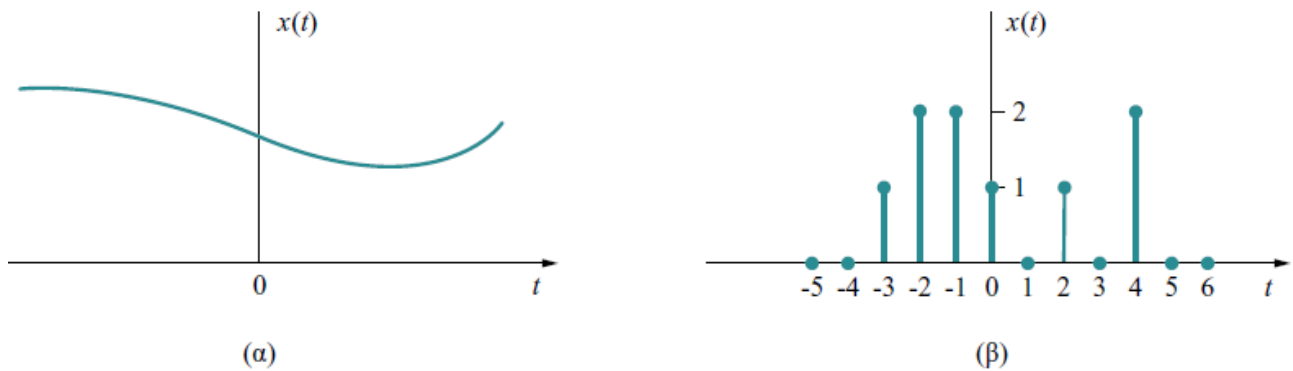
Η ανεξάρτητη μεταβλητή t είναι συνήθως ο χρόνος, ή οποία μπορεί να έχει και άλλη φυσική σημασία.

Με $x(t)$ συμβολίζεται η τιμή του σήματος τη χρονική στιγμή t .

- Σήματα Διακριτού και Συνεχούς χρόνου :

Ένα σήμα $x(t)$ ορίζεται ως σήμα *συνεχούς χρόνου* εάν η μεταβλητή t είναι συνεχής.

Εάν η t είναι διακριτή μεταβλητή, δηλαδή το σήμα $x(t)$ ορίζεται σε συγκεκριμένες διακριτές χρονικές στιγμές, τότε το σήμα $x(t)$ είναι ένα **σήμα διακριτού χρόνου**.



Σχήμα 1.2

Παράδειγμα (α) ενός σήματος συνεχούς χρόνου και (β) ενός σήματος διακριτού χρόνου

Τα κριτήρια χαρακτηρισμού ενός σήματος είναι (α) το πεδίο τιμών από το οποίο λαμβάνει τις τιμές του στο χρόνο και (β) η ύπαρξη περιοδικότητάς του, δηλαδή εάν μία συγκεκριμένη μορφή του σήματος επαναλαμβάνεται αυτούσια στο χρόνο ή όχι.

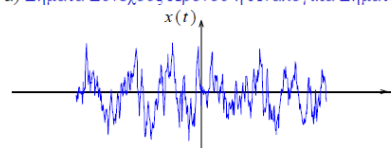
Με βάση το **πρώτο κριτήριο**, μπορούμε να χαρακτηρίσουμε ένα σήμα ως **αναλογικό** ή ως **ψηφιακό**,

ενώ σύμφωνα με το **δεύτερο κριτήριο** τα σήματα κατηγοριοποιούνται ως **περιοδικά** ή **μη περιοδικά**.

Επίσης μια ειδική και σημαντική κατηγορία αναλογικών περιοδικών σημάτων είναι τα **ημιτονικά σήματα**, τα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως στο χώρο των τηλεπικοινωνιών.

ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ

α) Σήματα Συνεχούς Χρόνου ή Αναλογικά Σήματα



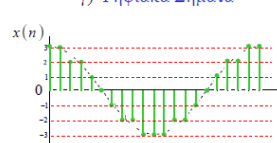
Γραφική αναπαράσταση ενός συνεχούς σήματος

β) Σήματα Διακριτού Χρόνου



Γραφική αναπαράσταση ενός διακριτού σήματος

γ) Ψηφιακά Σήματα



Γραφική αναπαράσταση ενός ψηφιακού σήματος

Σχήμα 1.2.1

- Σήματα Περιοδικά και Μη Περιοδικά:

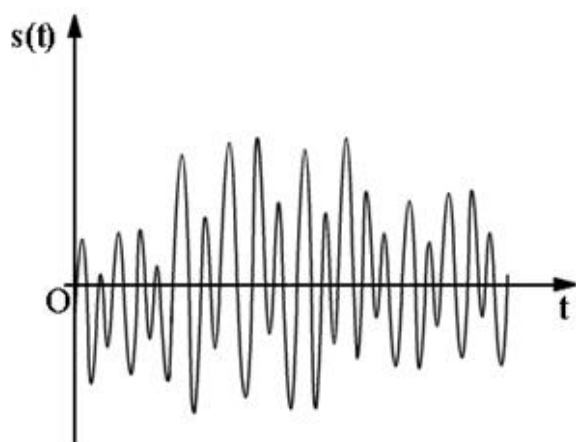
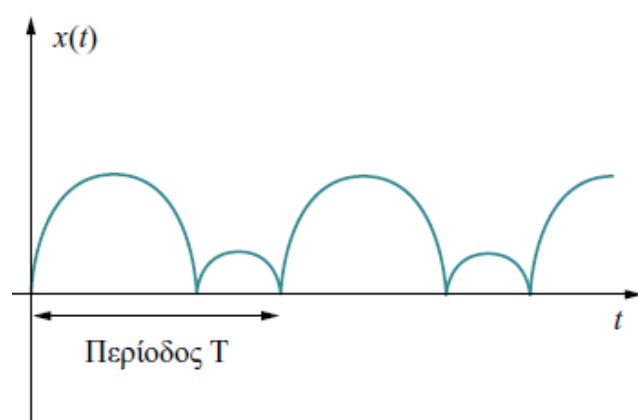
Στο σχήμα 1.2.2α απεικονίζεται ένα σήμα, στο οποίο μπορούμε εμφανώς να διακρίνουμε ένα τμήμα του, το οποίο επαναλαμβάνεται αυτούσιο κατά χρονικά διαστήματα διάρκειας T .

Αυτό το σήμα ονομάζεται περιοδικό και ο χρόνος T ονομάζεται περίοδος.

Η ιδιότητα των περιοδικών σημάτων εκφράζεται συνοπτικά από την ακόλουθη εξίσωση

$$x(t) = x(t + T), -\infty < t < +\infty \quad (1.2.1)$$

όπου η μικρότερη σταθερή T , με $T > 0$, που ικανοποιεί την εξίσωση (1.2.1) ορίζεται ως η βασική περίοδος του σήματος.



(α)

(β)

Σχήμα 1.2.2 (α) Περιοδικό Σήμα , (β) Μη περιοδικό σήμα

Την παραπάνω ιδιότητα της περιοδικότητας δεν μπορούμε να την εντοπίσουμε στο σχήμα 1.2.2.β.

Έτσι, αυτό το σήμα θα χαρακτηρίζεται ως *μη περιοδικό ή απεριοδικό*. Τα σήματα ομιλίας, μουσικής και το σύνολο σχεδόν των φυσικών σημάτων είναι μη περιοδικά.

- **Ημιτονικά Σήματα:**

Τα ημιτονικά Σήματα ή αλλιώς, οι ημιτονικές κυματομορφές είναι μια ειδική κατηγορία αλλά σημαντικότερη στο σύνολο των τηλεπικοινωνιών.

Στα ηλεκτρομαγνητικά μέσα μετάδοσης, το σήμα που διατρέχει το σύνδεσμο μεταξύ πομπού και δέκτη έχει ημιτονοειδή μορφή και ονομάζεται *φέρων σήμα (carrier)*.

Ένα ημιτονικό σήμα περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση

$$x(t) = A\cos(2\pi ft + \theta), \quad (1.2.2)$$

όπου A , f και θ είναι σταθερές, που ονομάζονται *πλάτος, συχνότητα και γωνία φάσης* αντίστοιχα και ο συμβολισμός **cos** αντιστοιχεί στη συνάρτηση συνημίτονου. Το ημιτονικό σήμα απεικονίζεται στο Σχήμα 1.2.3 και παρατηρούμε ότι είναι περιοδικό.

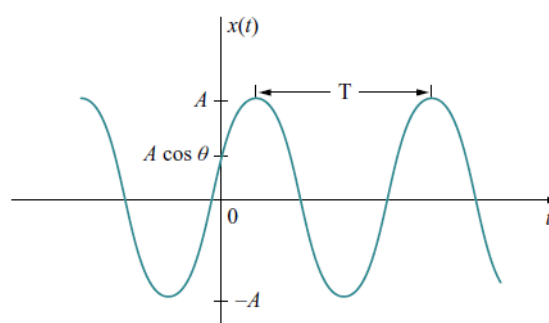
- **Τα χαρακτηριστικά ενός ημιτονικού σήματος:**

Ένα ημιτονικό σήμα χαρακτηρίζεται από τις τρεις σταθερές του: το πλάτος A , τη συχνότητα f και τη γωνία φάσης θ .

Ως πλάτος ενός ημιτονικού σήματος ορίζουμε τη μέγιστη απόστασή του από το μηδέν, ή αλλιώς, το ύψος της κορυφής του.

Επίσης, ως συχνότητα f ορίζουμε την αντίστροφη τιμή της περιόδου. Δηλαδή, εάν T είναι η περίοδος ενός ημιτονικού σήματος, τότε $f = 1/T$ είναι η συχνότητά του.

Η συχνότητα εκφράζει το πλήθος των εναλλαγών του σήματος στη μονάδα του χρόνου και η μονάδα μέτρησής της είναι το **Hz (Hertz)**, όπου το **1 Hz** σημαίνει μία εναλλαγή το δευτερόλεπτο.



Σχήμα 1.2.3

Ημιτονικό σήμα περιόδου T .

Τέλος, το ημιτονικό σήμα με μηδενική γωνία φάσης λαμβάνει τη μέγιστη τιμή του τη χρονική στιγμή 0 (δηλαδή, $x(0) = A$). Για να μετατοπίσουμε το σήμα στον άξονα του χρόνου, χρησιμοποιούμε τη γωνία φάσης θ .

1.3 Σήματα και Συστήματα Διακριτού Χρόνου

- Εισαγωγή:

Αναπόσπαστο κομμάτι των ψηφιακών επικοινωνιών είναι η κατανόηση των σημάτων και συστημάτων διακριτού χρόνου. Η επιστήμη της Ψηφιακής Επεξεργασίας σήματος Εξετάζει μεθόδους για την καλύτερη υλοποίηση των ψηφιακών επικοινωνιών, εμείς εδώ όμως θα σταθούμε σε βασικές αρχές για την πληρέστερη σύνδεση και το υπόβαθρο των ψηφιακών Ασύρματων Επικοινωνιών.

- Ορισμοί:

Ο χρόνος t εδώ είναι μια πραγματική μεταβλητή που παίρνει θετικές και αρνητικές τιμές. Μάλιστα μπορεί, τουλάχιστον θεωρητικά, να πάρει οποιαδήποτε πραγματική τιμή και για αυτό το λόγο ονομάζεται συνεχής ή αναλογικός χρόνος. Όμως, όλοι ακούμε, ότι ο κόσμος μας είναι ψηφιακός. Ακούμε για ψηφιακές συσκευές αναπαραγωγής ήχου, ψηφιακή τηλεόραση κ.λπ. Στον ψηφιακό κόσμο τα σήματά μας είναι ψηφιακά, δηλ. είναι ακολουθίες αριθμών. Μάλιστα, για να είμαστε περισσότερο ακριβείς, αυτοί οι αριθμοί είναι πεπερασμένης ακρίβειας, αφού για τη γραφή καθενός από αυτούς διατίθεται ένα συγκεκριμένος αριθμός ψηφίων (στο δυαδικό ή στο δεκαδικό σύστημα αρίθμησης).

Εκείνο που χαρακτηρίζει τα σήματα του ψηφιακού κόσμου, τα οποία και θα αποκαλούμε σήματα διακριτού χρόνου, είναι ότι οι τιμές αυτών αντιστοιχούν μόνο σε συγκεκριμένες χρονικές στιγμές του συνεχούς χρόνου t . Ας πάρουμε τα πράγματα από την αρχή: Έστω ότι έχουμε ένα πραγματικό σήμα $x(t)$ π. χ. το σήμα $x(t)=2e^t \sin 2t$. Ανά χρονικά διαστήματα μήκους T , όπου T θετικός αριθμός – μήκος χρονικού διαστήματος, θεωρούμε ή παίρνουμε τις τιμές του σήματος $x(t)$. Συγκεκριμένα, παίρνουμε τις τιμές του σήματος $x(t)$ τις χρονικές στιγμές $0, T, 2T, 3T, \dots, nT, \dots$, αλλά και τις χρονικές στιγμές $-T, -2T, -3T, \dots, -nT, \dots$.

Συνεπυγμένα μπορούμε να πούμε ότι παίρνουμε τις τιμές $x(nT)$, με n οποιονδήποτε θετικό ή αρνητικό ακέραιο αριθμό. Κατ' αυτόν τον τρόπο, από το σήμα $x(t)$ προκύπτει μια ακολουθία τιμών – δειγμάτων του, η $x(nT)$, $n \in \mathbb{Z}$, όπου \mathbb{Z} είναι το σύνολο των ακεραίων αριθμών (θετικών και αρνητικών).

Οι χρονικές στιγμές nT , $n \in \mathbb{Z}$, αποτελούν τον **διακριτό χρόνο**. Η διαδικασία του να πάρουμε τις τιμές $x(nT)$ του σήματος $x(t)$ ονομάζεται **δειγματοληψία** του σήματος $x(t)$, οι τιμές $x(nT)$ ονομάζονται δείγματα του σήματος $x(t)$ και το χρονικό διάστημα T που απέχουν μεταξύ τους οι στιγμές nT ονομάζεται **περίοδος**, ή **διάστημα ή βήμα της δειγματοληψίας**.

Εδώ γεννιέται ένα πολύ εύλογο ερώτημα: Ναι μεν οι τιμές του σήματος $x(t)$ που κρατάμε είναι άπειρες, αλλά πετάμε τιμές του σήματος $x(t)$ που είναι άπειρες φορές περισσότερες από αυτές. Δεν χάνουμε πληροφορία του σήματος $x(t)$ κατ' αυτόν τον τρόπο; Πού θα ξαναβρούμε τις τιμές που πετάξαμε, αν τις χρειαστούμε;

- Αν το σήμα $x(t)$ είναι τέτοιο ώστε το φάσμα πλάτους του, από κάποια συχνότητα f_x και πάνω, να έχει μηδενική τιμή, τότε από τα δείγματα $x(nT)$ που κρατήσαμε μπορούμε, θεωρητικά, να «αναδομήσουμε» και όλα όσα πετάξαμε, αρκεί το **βήμα της δειγματοληψίας T** να ικανοποιεί την ανισότητα $T \leq 1/(2f_x)$. Με άλλα λόγια, από την ακολουθία τιμών $x(nT)$ μπορούμε να αναδημιουργήσουμε πλήρως το σήμα $x(t)$, δηλ. να βρούμε τις ακριβείς τιμές του για όλες τις πραγματικές τιμές του συνεχούς χρόνου t , αρκεί τα δείγματα του σήματος $x(t)$ να έχουν ληφθεί αρκετά κοντά μεταξύ τους, δηλ. να μην έχουν ληφθεί πολύ αραιά. Αυτή η πολύ χρήσιμη πρόταση αποτελεί το **θεώρημα της δειγματοληψίας ή θεώρημα του Nyquist**. Η συχνότητα $2f_x$ ονομάζεται **συχνότητα Nyquist**.

Για λόγους συμβολισμού και συντομίας έχουμε το εξής: για τα δείγματα $x(nT)$ εισάγουμε τον συμβολισμό $x[n]$. Δηλ. γράφουμε $x[n]=x(nT)$. Έτσι λοιπόν παριστάνεται ένα σήμα διακριτού χρόνου. Αν από το σήμα διακριτού χρόνου $x[n]$ προκύψει, με κάποια διαδικασία, ένα άλλο σήμα διακριτού χρόνου $y[n]$, αυτό θα παριστάνει τις τιμές $y(nT)$, δηλ. τις τιμές που παίρνει ένα αντίστοιχο του $x(t)$ σήμα $y(t)$ του συνεχούς χρόνου. Έτσι, αν έχουμε ένα σήμα $x(t)$ του συνεχούς χρόνου t και σ' αυτό κάνουμε δειγματοληψία με περίοδο T , οπότε θα προκύψει το σήμα διακριτού χρόνου $x[n]$, μπορούμε να κάνουμε στο σήμα $x[n]$ μια επεξεργασία διακριτού χρόνου που τη λέμε ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Απ' αυτήν θα πάρουμε ένα νέο σήμα διακριτού χρόνου, έστω το $y[n]$. Από το σήμα $y[n]$ μπορούμε, με τη διαδικασία της αναδιαμόρφωσης και αντιστρόφων μετασχηματισμών, να πάρουμε το αντίστοιχο σήμα συνεχούς χρόνου $y(t)$. Κατ' αυτόν τον τρόπο, αντικαταστήσαμε την επεξεργασία του σήματος αναλογικού χρόνου $x(t)$ με δειγματοληψία, στη συνέχεια επεξεργασία διακριτού χρόνου και, τέλος, μετατροπή σήματος διακριτού χρόνου σε σήμα συνεχούς χρόνου.

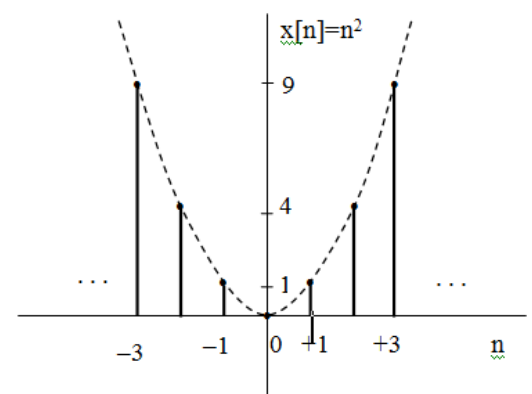
Η επεξεργασία ενός σήματος στο πεδίο του συνεχούς χρόνου γίνεται με ηλεκτρικά εν Αντιθέσει με την επεξεργασία σημάτων διακριτού χρόνου η οποία γίνεται (αφού πρώτα αυτά μετατραπούν σε σήματα πεπερασμένης ακρίβειας και παρασταθούν από ακολουθίες αριθμών που ο καθένας τους γράφεται με

συγκεκριμένο πλήθος ψηφίων) με τη χρήση ειδικών **ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (chips)** που ονομάζονται επεξεργαστές ψηφιακού σήματος.

Λαμβάνοντας σοβαρά όλα τα άνω σχετικά έχουμε κάνει μια εκτενή εισαγωγή στο αντικείμενο των σημάτων διακριτού χρόνου και τη σχέση τους με τα σήματα συνεχούς χρόνου, ας επικεντρώσουμε την προσοχή μας στα σήματα διακριτού χρόνου.

Ένα σήμα διακριτού χρόνου, το οποίο δίνεται ως μια πλήρως και σαφώς ορισμένη μαθηματική έκφραση του διακριτού χρόνου n , ονομάζεται **ντετερμινιστικό** σήμα. Φυσικά, ένα ντετερμινιστικό σήμα δεν είναι καθόλου ρεαλιστικό μοντέλο για ένα σήμα της πράξης, γιατί σχεδόν όλα τα σήματα της πράξης ένα βαθμό τυχαιότητας ή αβεβαιότητας. Αυτού του είδους τα σήματα ονομάζονται **στοχαστικά σήματα**.

Για ένα σήμα διακριτού χρόνου $x[n]$ πολύ συχνά σχεδιάζουμε τη γραφική του παράσταση στο πεδίο του διακριτού χρόνου n . Αυτός ο χρόνος αντιστοιχεί μόνο σε συγκεκριμένα σημεία του οριζόντιου άξονα των χρόνων, τα $0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$. Ο κατακόρυφος είναι ο άξονας των τιμών $x[n]$. Για κάθε χρονική στιγμή n σημειώνουμε στο επίπεδο των αξόνων το σημείο που έχει τετμημένη n και τεταγμένη $x[n]$, δηλ. σημειώνουμε το σημείο $(n, x[n])$. Αυτά τα σημεία δεν σχηματίζουν / δημιουργούν μια συνεχή καμπύλη, αλλά αποτελούν μια σειρά από «κουκίδες». Αν αυτές τις κουκίδες τις ενώσουμε νοητά με μια συνεχή καμπύλη, θα λάβουμε τη μορφή του σήματος συνεχούς χρόνου $x(t)$. Αποκτούμε καλύτερη αίσθηση του μεγέθους των τιμών του σήματος $x[n]$ αν κάθε χρονική στιγμή n σχεδιάσουμε και το αντίστοιχο ευθύγραμμο τμήμα που συνδέει την κουκίδα με το σημείο n του άξονα των χρόνων. Έτσι, για παράδειγμα, η γραφική παράσταση του σήματος $x(n)=n^2, n \in \mathbb{Z}$, είναι η ακόλουθη :



- Πράξεις σε ένα σήμα διακριτού χρόνου

α) Πρόσθεση με μια σταθερά. Από το σήμα $x[n]$ δημιουργούμε το σήμα $y[n]=x[n]+a$, προσθέτοντας στις τιμές του σήματος $x[n]$ την πραγματική σταθερά a . Αν η σταθερά a είναι θετικός αριθμός, η γραφική παράσταση του σήματος $y[n]$ λαμβάνεται από τη γραφική παράσταση του σήματος $x[n]$ με «ανέβασμά» της κατά a . Αν η σταθερά a είναι αρνητικός αριθμός, η γραφική παράσταση του $x[n]$ «κατεβαίνει» κατά την απόλυτη τιμή του a .

β) Πολλαπλασιασμός επί μια σταθερά. Από το σήμα $x[n]$ δημιουργούμε το σήμα $y[n]=ax[n]$, πολλαπλασιάζοντας τις τιμές του σήματος $x[n]$ επί την πραγματική σταθερά a . Η γραφική παράσταση του σήματος $y[n]$ λαμβάνεται από τη γραφική παράσταση του σήματος $x[n]$ αν για κάθε σημείο αυτής πολλαπλασιάσουμε την τεταγμένη του $x[n]$ επί a και στο καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων σημειώσουμε το σημείο που έχει τεταγμένη n και τεταγμένη $ax[n]$, δηλ. το σημείο $(n, ax[n])$.

γ) Χρονική μετατόπιση. Ας συγκρίνουμε τα σήματα $x[n]$ και $y[n]=x[n-n_0]$, με $n_0>0$. Οι τιμές που παίρνει το σήμα $y[n]$ είναι αυτές που παίρνει και το σήμα $x[n]$, αλλά τις παίρνει με καθυστέρηση n_0 χρονικών μονάδων. Με άλλα λόγια, την τιμή που παίρνει το σήμα $y[n]$ κάποια χρονική στιγμή την έχει πάρει και το σήμα $x[n]$ πριν από n_0 χρονικές στιγμές. Η γραφική παράσταση του σήματος $y[n]=x[n-n_0]$ είναι αυτή του σήματος $x[n]$ μετατοπισμένη δεξιά κατά n_0 χρονικές μονάδες.

Αν είναι $n_0 < 0$, το σήμα $y[n]$ λαμβάνεται από το σήμα $x[n]$ με χρονική προήγηση $|n_0|$ χρονικών μονάδων. Εναλλακτικά, το σήμα $y[n]=x[n+n_0]$, με $n_0>0$, λαμβάνεται από το σήμα $x[n]$ με χρονική προήγηση n_0 χρονικών μονάδων. Η γραφική παράσταση του σήματος $y[n]=x[n+n_0]$, με $n_0>0$, είναι αυτή του σήματος $x[n]$ μετατοπισμένη αριστερά κατά n_0 χρονικές μονάδες.

Με άλλα λόγια, την τιμή που παίρνει το σήμα $y[n]$ κάποια χρονική στιγμή την έχει πάρει και το σήμα $x[n]$ πριν από n_0 χρονικές στιγμές. Η γραφική παράσταση του σήματος $y[n]=x[n-n_0]$ είναι αυτή του σήματος $x[n]$ μετατοπισμένη δεξιά κατά n_0 χρονικές μονάδες.

δ) Χρονική αναστροφή: Έστω τα σήματα $x[n]$ και $y[n]=x[-n]$. Όποια τιμή παίρνει το σήμα $x[n]$ μια χρονική στιγμή n , την παίρνει και το σήμα $y[n]$, αλλά την αντίθετη χρονική στιγμή. Τα αντίστοιχα σημεία των γραφικών παραστάσεων των σημάτων $x[n]$ και $y[n]$ είναι συμμετρικά ως προς τον άξονα των τεταγμένων (τον άξονα των τιμών). Έτσι, η γραφική παράσταση του σήματος $y[n]$ είναι συμμετρική της γραφικής παράστασης του σήματος $x[n]$ ως προς τον άξονα των τεταγμένων.

ε) Χρονικό άθροισμα σήματος: Από το σήμα $x[n]$ δημιουργούμε το σήμα $y[n]=\sum_{k=-\infty}^n x[k]$. Αντίστοιχο σήμα στο πεδίο του συνεχούς χρόνου είναι το $y(t)=\int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau$. Η πράξη της άθροισης στο πεδίο του διακριτού χρόνου αντιστοιχεί στην πράξη της ολοκλήρωσης στο πεδίο του συνεχούς χρόνου.

στ) Χρονική διαφορά σήματος: Από το σήμα $x[n]$ δημιουργούμε το σήμα $y[n]=x[n]-x[n-1]$. Αντίστοιχο σήμα στο πεδίο του συνεχούς χρόνου είναι το $y(t)=\dot{x}(t)$. Η πράξη της εύρεσης της διαφοράς των διαδοχικών δειγμάτων ενός σήματος στο πεδίο του διακριτού χρόνου αντιστοιχεί στην πράξη της παραγωγίσης στο πεδίο του συνεχούς χρόνου.

ζ) Πράξεις μεταξύ δύο ή περισσότερων σημάτων:

✓ **Πρόσθεση δύο σημάτων:** Το σήμα $z[n]=x[n]+y[n]$ έχει κάθε χρονική στιγμή n τιμή ίση με το άθροισμα των τιμών των σημάτων $x[n]$ και $y[n]$. Για να σχηματίσουμε τη γραφική παράσταση του σήματος $z[n]$ στο πεδίο του χρόνου, σε κάθε σημείο του άξονα των χρόνων n σημειώνουμε το σημείο που έχει τεταγμένη ίση με το άθροισμα των τεταγμένων των αντίστοιχων σημείων των σημάτων $x[n]$ και $y[n]$.

✓ **Πολλαπλασιασμός δύο σημάτων:** Το σήμα $z[n]=x[n]\cdot y[n]$ έχει κάθε χρονική στιγμή n τιμή ίση με το γινόμενο των τιμών των σημάτων $x[n]$ και $y[n]$. Εδώ, ή θεωρούμε ότι οι τιμές των σημάτων μας είναι καθαροί αριθμοί ή αγνοούμε το ζήτημα της συνέπειας των μονάδων μέτρησής τους. Ως «προϊόν» του πολλαπλασιασμού δύο σημάτων είναι η ύψωση ενός σήματος στο τετράγωνο, σήμα $y[n]=x^2[n]$, ή, γενικά-επαγωγικά, η ύψωση ενός σήματος σε οποιαδήποτε θετική ακέραιη δύναμη.

✓ **Διαίρεση δύο σημάτων:** Αν και πολύ πιο σπάνια από τον πολλαπλασιασμό δύο σημάτων, μπορεί να προκύψει η ανάγκη δημιουργίας του σήματος-πηλίκου $x[n]/y[n]$ δύο σημάτων. Φυσικά, πρέπει να είναι $y[n]\neq 0$. Πιο συχνή είναι η ανάγκη δημιουργίας του αντιστρόφου ενός σήματος, $y[n]=1/x[n]$, με $x[n]\neq 0$. Επίσης, αρκετά συχνή είναι η ύψωση ενός σήματος σε μια μη ακέραιη δύναμη, ρητή ή άρρητη, θετική ή αρνητική. Το αντίστοιχο σήμα είναι $y[n]=x^a[n]$. Τώρα που ο εκθέτης είναι, εν γένει, πραγματικός αριθμός, το σήμα $x[n]$ πρέπει να έχει θετικές τιμές για να μπορεί αυτό να υψωθεί στον πραγματικό εκθέτη a . Πολύ συνηθισμένη είναι η περίπτωση $a=1/2$, δηλ. η εύρεση της τετραγωνικής ρίζας του (θετικού) σήματος $x[n]$.

✓ **Συνέλιξη δύο σημάτων:** Η συνέλιξη των σημάτων διακριτού χρόνου $x[n]$ και $y[n]$ είναι το σήμα $z[n]=\sum_{-\infty}^{+\infty} x[n-k]y[k]$. Η πράξη της συνέλιξης συμβολίζεται ως $x[n]\otimes y[n]$ και είναι πράξη αντίστοιχη της συνέλιξης δύο σημάτων συνεχούς χρόνου, που ορίζεται ως $\int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau)y(\tau)d\tau$. Αν τα σήματα $x[n]$ και $y[n]$ είναι αιτιοκρατικά, δηλ. αν για αρνητικά t είναι $x(t)=y(t)=0$, τότε ο μαθηματικός τύπος ορισμού της συνέλιξης παίρνει τη μορφή $x(t)\otimes y(t)=\int_0^t x(t-\tau)y(\tau)d\tau$. Ομοίως, αν τα σήματα διακριτού χρόνου $x[n]$ και $y[n]$ είναι αιτιοκρατικά, δηλ. αν, όπως ορίζουμε σε επόμενη σελίδα, έχουν

μηδενικές τιμές για αρνητικά n , τότε ο μαθηματικός τύπος ορισμού της συνέλιξης τους παίρνει τη μορφή $x[n] \otimes y[n] = \sum_{k=0}^n x[n-k]y[k]$. Αυτό είναι σχεδόν προφανές. Αφού είναι $y[k]=0$ για $k < 0$, το κάτω όριο άθροισης στον ορισμό της συνέλιξης των σημάτων $x[n]$ και $y[n]$ από $-\infty$ γίνεται 0. Επίσης, αφού είναι $x[n-k]=0$ για $n-k < 0 \Leftrightarrow n > k$, το πάνω όριο άθροισης από $-\infty$ γίνεται n .

Επίσης, για σήματα συνεχούς χρόνου ο τύπος ορισμού της συνέλιξης είναι ισοδύναμος με τον $x(t) \otimes y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)y(t-\tau)d\tau$. Αποδεικνύεται εύκολα ότι και στον διακριτό χρόνο ο τύπος ορισμού της συνέλιξης είναι ισοδύναμος με τον $x[n] \otimes y[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k]y[n-k]$.

- **Κατηγοριοποιήσεις των Διακριτών σημάτων:**

Τα σήματα κατατάσσονται σε διάφορες κατηγορίες, ανάλογα με το χρησιμοποιούμενο, κάθε φορά, κριτήριο. Μερικές κατηγοριοποιήσεις των σημάτων ακολουθούν:

α) Αιτιοκρατικά και μη αιτιοκρατικά σήματα: Ένα σήμα $x[n]$ που έχει μηδενική τιμή για όλα τα αρνητικά n ονομάζεται αιτιοκρατικό. Φυσικά, ένα σήμα που έχει μη μηδενικές τιμές για κάποια ή όλα τα αρνητικά n ονομάζεται μη αιτιοκρατικό.

β) Άρτια και περιττά σήματα: Ένα σήμα $x[n]$ ονομάζεται άρτιο αν, για όλες τις τιμές του χρόνου n , ισχύει η σχέση $x[-n]=x[n]$, δηλ. αν, για αντίθετες τιμές του χρόνου n , το σήμα παίρνει ίσες τιμές. Συνέπεια αυτού είναι η γραφική του παράσταση να έχει άξονα συμμετρίας τον άξονα των τεταγμένων. Σε χρονικά σημεία που ισαπέχουν από την αρχή των αξόνων τα «ύψη» του σήματος είναι ίσα. Αν το αριστερό ημιεπίπεδο που ορίζει ο άξονας των τεταγμένων το περιστρέψουμε γύρω από τον άξονα των τεταγμένων, το μέρος της γραφικής παράστασης του άρτιου σήματος, το οποίο βρίσκεται στο αριστερό ημιεπίπεδο, θα πέσει πάνω και θα ταυτιστεί με το μέρος της γραφικής παράστασης του σήματος, το οποίο βρίσκεται στο δεξιό ημιεπίπεδο.

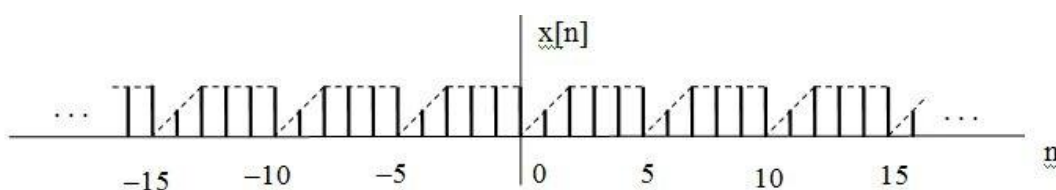
Ένα σήμα $x(t)$ ονομάζεται περιττό αν για όλες τις τιμές του χρόνου n ισχύει η σχέση $x[-n]=-x[n]$, δηλ. αν, για αντίθετες τιμές του χρόνου n , το σήμα παίρνει αντίθετες τιμές. Η γραφική παράστασή του έχει κέντρο συμμετρίας την αρχή των αξόνων. Σε χρονικά σημεία που ισαπέχουν από την αρχή των αξόνων τα «ύψη» του σήματος είναι αντίθετα (έχουν ίσα μήκη αλλά αντίθετα πρόσημα). Η εικόνα ενός άρτιου και ενός περιττού σήματος φαίνεται στο επόμενο σχήμα:



Για οποιοδήποτε περιττό σήμα $x[n]$ έχουμε $x[0]=0$. Όντως, αφού το σήμα $x[n]$ είναι περιττό, θα ισχύει η σχέση $x[-n]=-x[n]$ για κάθε τιμή του χρόνου n . Εφαρμόζοντας αυτή τη σχέση για $n=0$ παίρνουμε $x[-0]=-x[0]$, δηλ. $x[0]=-x[0]$, οπότε $2x[0]=0$, ήτοι $x[0]=0$.

γ) Περιοδικά Διακριτά σήματα:

Ένα σήμα διακριτού χρόνου $x[n]$ ονομάζεται περιοδικό, με περίοδο N , αν η μορφή του (η γραφική παράστασή του στο πεδίο του χρόνου) επαναλαμβάνεται αυτούσια ανά χρονικά διαστήματα μήκους N διακριτών χρονικών μονάδων (ή χρονικά διαστήματα N δειγμάτων). Αυτό είναι ισοδύναμο με το να πούμε ότι ισχύει η σχέση $x[n+N]=x[n]$ για κάθε n . Προφανώς, και τις χρονικές στιγμές $n+2N, \dots, n+kN, \dots, n-N, n-2N, \dots, n-kN, \dots$ το σήμα $x[n]$ παίρνει τις ίδιες τιμές. Δηλ., ανά χρονικά διαστήματα N δειγμάτων οι τιμές του σήματος $x[n]$ επαναλαμβάνονται αυτούσιες. Η περίοδος N είναι το μικρότερο χρονικό διάστημα για το οποίο συμβαίνει επανάληψη των τιμών του σήματος. Παράδειγμα περιοδικού σήματος είναι αυτό του σχήματος που ακολουθεί.



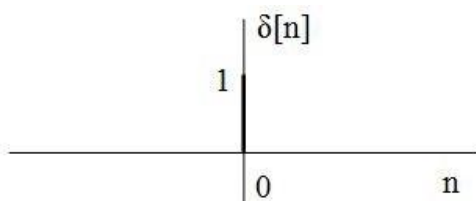
Παράδειγμα περιοδικού σήματος διακριτού χρόνου με περίοδο $N=5$.

- **Μερικά σήματα διακριτού χρόνου**

Αφού γνωρίσαμε τα ημιτονικά σήματα (πραγματικά και μιγαδικά) διακριτού χρόνου, ας δούμε μερικά ακόμα σήματα διακριτού χρόνου, τα περισσότερα των

οποίων λαμβάνονται με δειγματοληψία των αντίστοιχων σημάτων συνεχούς χρόνου.

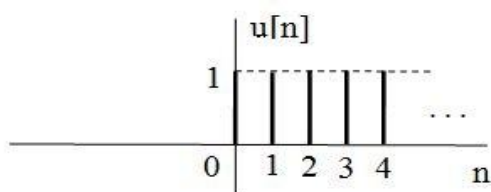
1) **Σήμα μοναδιαίου κρουστικού παλμού (unit impulse) ή απλώς μοναδιαίος παλμός $\delta[n]$** : Είναι αντίστοιχο της κρουστικής συνάρτησης $\delta(t)$, αλλά δεν προέρχεται από δειγματοληψία της ούτε έχει άπειρη τιμή. Ορίζεται να έχει τιμή 1, για $n=0$, και τιμή 0, για $n \neq 0$. Η γραφική της παράσταση ακολουθεί:



Ο μοναδιαίος κρουστικός παλμός διακριτού χρόνου.

Ας υπολογίσουμε τη συνέλιξη ενός σήματος $x[n]$ με τον μοναδιαίο κρουστικό παλμό $\delta[n]$. Είναι $x[n] \otimes \delta[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k] \delta[n-k]$. Αυτή η σχέση μας λέει ότι ένα σήμα $x[n]$ μπορεί να γραφεί ως το άθροισμα κρουστικών παλμών που βρίσκονται σε όλες τις χρονικές στιγμές επί τις τιμές που παίρνει το σήμα $x[n]$ αυτές τις χρονικές στιγμές.

2) **Βηματική συνάρτηση (step function) $u[n]$** : Είναι αντίστοιχη της βηματικής συνάρτησης συνεχούς χρόνου $u(t)$. Ορίζεται για $n \geq 0$ να έχει τιμή 1 και για $n < 0$ να έχει τιμή 0. Η γραφική της παράσταση ακολουθεί:



Η βηματική συνάρτηση διακριτού χρόνου $u[n]$.

1.4 Ο Διακριτός μετασχηματισμός Fourier .

Ο μετασχηματισμός Fourier $X(\Omega)$ του σήματος διακριτού χρόνου $x[n]$ ορίζεται ως

$$X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] e^{-j\Omega n} \quad (5.1)$$

Το παραπάνω γενικευμένο άθροισμα ορίζεται ως το όριο του αθροίσματος $\sum_{n=n_1}^{n_2} x[n] e^{-j\Omega n}$, όταν τα n_1 και n_2 τείνουν στο $-\infty$ και στο $+\infty$, αντίστοιχα. Ο $X(\Omega)$ είναι μια μιγαδική συνάρτηση της κυκλικής συχνότητας Ω , αφού ισχύει η σχέση $e^{-j\Omega(n+2\pi)} = e^{-j\Omega n}$.

$e^{j\Omega n} = \cos\Omega n - j\sin\Omega n$. Επίσης, ο $X(\Omega)$ είναι περιοδική συνάρτηση της κυκλικής συχνότητας Ω , με περίοδο 2π , αφού είναι $e^{-j(\Omega+2\pi)n} = \cos(\Omega+2\pi)n - j\sin(\Omega+2\pi)n = \cos\Omega n - j\sin\Omega n = e^{-j\Omega n}$. Μάλιστα, η τιμή 2π είναι το μικρότερο διάστημα επανάληψης των τιμών του $X(\Omega)$. Ας δούμε γιατί:

Αφού οι τιμές $x[n]$ μπορούν να είναι οποιεσδήποτε, το όποιο διάστημα επανάληψης των τιμών του $X(\Omega)$ θα είναι και διάστημα επανάληψης των τιμών του όρου $e^{-j\Omega n}$. Αν Θ είναι ένα τέτοιο διάστημα, θα έχουμε $e^{-j(\Omega+\Theta)n} = e^{-j\Omega n}$ για όλες τις τιμές του n . Αυτή η σχέση δίνει αμέσως ότι πρέπει να είναι $e^{-j\Theta n} = 1$ για όλες τις τιμές του n . Δηλ. πρέπει να είναι $\cos\Theta n - j\sin\Theta n = 1 \Leftrightarrow \cos\Theta n = 1$ και $j\sin\Theta n = 0$, για όλα τα n , πράγμα που συμβαίνει αν είναι $\Theta n = 2k\pi$, $k \in \mathbb{Z}$, για όλα τα n . Η ισχύς αυτής της σχέσης για $n=1$ δίνει ότι το Θ πρέπει να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του 2π . Τότε και το Θn θα είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του 2π . Το μικρότερο ακέραιο πολλαπλάσιο του 2π είναι το 2π . Επομένως, ο μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου $X(\Omega)$ του σήματος $x[n]$ είναι περιοδική μιγαδική συνάρτηση της κυκλικής συχνότητας Ω με περίοδο 2π . Πιο συχνά θεωρούμε ότι η κυκλική συχνότητα Ω παίρνει τιμές από $-\pi$ έως π και λιγότερο συχνά ότι παίρνει τιμές από 0 έως 2π .

Αφού ο μετασχηματισμός Fourier διακριτού χρόνου $X(\Omega)$ είναι μιγαδική συνάρτηση του Ω , γράφεται ως $X(\Omega) = R(\Omega) + jI(\Omega)$, όπου $R(\Omega)$ είναι το πραγματικό και $I(\Omega)$ το φανταστικό μέρος του. Ο $X(\Omega)$ έχει κάποιο μέτρο, το $|X(\Omega)|$, και κάποιο όρισμα, το $\text{Arg}\{X(\Omega)\}$.

Από τον $X(\Omega)$ μπορούμε να βρούμε το σήμα $x[n]$ μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier διακριτού χρόνου, ο οποίος δίνεται από τον τύπο:

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} X(\Omega) e^{j2\pi n \Omega} d\Omega \quad (5.2)$$

Η ολοκλήρωση μπορεί να γίνει και στο διάστημα $(-\pi, \pi]$ ή οποιοδήποτε άλλο διάστημα μήκους 2π μας εξυπηρετεί για τον υπολογισμό του ολοκληρώματος.

Αν το σήμα $x[n]$ είναι πεπερασμένης διάρκειας, π. χ. αν έχει μηδενικές τιμές έξω από το διάστημα $[N_1, N_2]$, ο ορισμός (5.1) παίρνει τη μορφή $X(\Omega) = \sum_{n=N_1}^{N_2} x[n] e^{-j\Omega n}$. Αυτό το άθροισμα υπάρχει πάντα, αρκεί ο $x[n]$ να μην απειρίζεται για κάποιο n στο διάστημα $[N_1, N_2]$. Αν, όμως, το σήμα $x[n]$ είναι άπειρης διάρκειας, είτε προς τις θετικές τιμές του n είτε προς τις αρνητικές είτε και προς τις δύο, το άθροισμα (5.1) μπορεί να μη συγκλίνει. Μη σύγκλιση σημαίνει το όριο του αθροίσματος $\sum_{n=n_1}^{n_2} x[n] e^{-j\Omega n}$, όταν τα n_1 και n_2 τείνουν στο $-\infty$ και στο $+\infty$, αντίστοιχα, είτε να μην υπάρχει είτε να υπάρχει και να είναι άπειρο, ανάλογα με το σήμα $x[n]$.

Ας δούμε μερικές ιδιότητες του μετασχηματισμού Fourier διακριτού χρόνου. Αυτές είναι ανάλογες και μοιάζουν πάρα πολύ με τις αντίστοιχες ιδιότητες του μετασχηματισμού Fourier των σημάτων συνεχούς χρόνου. Με $x[n]$, $y[n]$ κ.λπ. θα παριστάνουμε σήματα διακριτού χρόνου και με $X(\Omega)$, $Y(\Omega)$ κ.λπ. θα παριστάνουμε τους μετασχηματισμούς Fourier σημάτων διακριτού χρόνου, αντίστοιχα. Επειδή

συχνά συναντάμε και μιγαδικά σήματα, θα θεωρούμε ότι τα παραπάνω σήματα $x[n]$ είναι μιγαδικά. Αν είναι πραγματικά, θα το λέμε ρητά. Φυσικά, μια ιδιότητα που ισχύει για μιγαδικά σήματα ισχύει και για πραγματικά, αρκεί να έχουμε υπόψη μας ότι για πραγματικά σήματα ισχύει η σχέση $\overline{x[n]}=x[n]$. Η απόδειξη των ιδιοτήτων βρίσκεται στο Παράρτημα «Παράρτημα Η. Απόδειξη των ιδιοτήτων του μετασχηματισμού Fourier διακριτού χρόνου». Από εδώ και στο εξής, για λόγους απλότητας, δεν να αναγράφουμε τις λέξεις «διακριτού χρόνου», αφού με τέτοιου είδους σήματα ασχολούμαστε στο παρόν Κεφάλαιο.

Οι ιδιότητες του μετασχηματισμού Fourier ακολουθούν:

1) Για πραγματικό σήμα $x[n]$ ισχύει η σχέση $X(-\Omega)=\overline{X(\Omega)}$, δηλ. για αντίθετες τιμές του Ω , ο $X(\Omega)$ παίρνει συζυγείς τιμές. Συνέπεια αυτής της ιδιότητας είναι ότι το $R(\Omega)$ είναι άρτια και το $I(\Omega)$ είναι περιττή συνάρτηση της συχνότητας Ω . Επίσης, το $|X(\Omega)|$ είναι άρτια και το $\text{Arg}\{X(\Omega)\}$ είναι περιττή συνάρτηση του Ω . Η γραφική παράσταση του μέτρου $|X(\Omega)|$ του $X(\Omega)$ συνιστά το φάσμα πλάτους του σήματος $x[n]$ και η γραφική παράσταση του ορίσματος $\text{Arg}\{X(\Omega)\}$ του $X(\Omega)$ συνιστά το φάσμα φάσης αυτού.

2) Για κάθε σήμα $x[n]$ ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $x[-n]$ είναι ίσος με $X(-\Omega)$.

3) Για κάθε σήμα $x[n]$ ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $\overline{x[n]}$ είναι ίσος με $\overline{X(-\Omega)}$.

4) Γραμμικότητα: Ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $\alpha x[n]+\beta y[n]$ είναι ίσος με $\alpha X(\Omega)+\beta Y(\Omega)$.

5) Χρονική μετατόπιση: Ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $x[n-n_0]$ είναι ίσος με $e^{-j\Omega n_0}X(\Omega)$.

6) Ολίσθηση συχνότητας: Ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $e^{j\Omega_0 n}x[n]$ είναι ίσος με $X(\Omega-\Omega_0)$.

7) Συνέλιξη: Ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $x[n]\otimes y[n]$ είναι ίσος με $X(\Omega)\cdot Y(\Omega)$.

8) Γινόμενο: Ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $x[n]\cdot y[n]$ είναι ίσος με $X(\Omega)\otimes Y(\Omega)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}X(\Omega-\lambda)Y(\lambda)d\lambda$.

9) Παραγωγή στο πεδίο της συχνότητας: Ο μετασχηματισμός Fourier του σήματος $(-j)^n n^k x[n]$ είναι ίσος με $\frac{d^k X(\Omega)}{d\Omega^k}$.

10) Θεώρημα του Parseval: Ισχύει η ισότητα $E_{\text{ολ}}=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}|x[n]|^2=\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}|X(\Omega)|^2 d\Omega$.

ΠΙΝΑΚΑΣ

ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΥ FOURIER ΣΗΜΑΤΩΝ ΔΙΑΚΡΙΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ $x[n]$ ΚΑΙ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ FOURIER ΜΕΡΙΚΩΝ ΣΗΜΑΤΩΝ ΔΙΑΚΡΙΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ

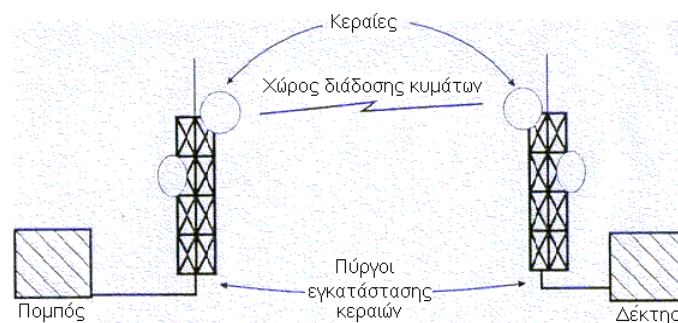
Σήμα	Μετασχηματισμός Fourier
$x[n]$	$X(\Omega)$
$x[-n]$	$X(-\Omega)$
$\overline{x[n]}$	$\overline{X(-\Omega)}$
$\alpha x[n] + \beta y[n]$	$\alpha X(\Omega) + \beta Y(\Omega)$
$x[n-n_0]$	$e^{-j\Omega n_0} X(\Omega)$
$e^{j\Omega_0 n} x[n]$	$X(\Omega - \Omega_0)$
$x[n] \otimes y[n]$	$X(\Omega) \cdot Y(\Omega)$
$x[n] \cdot y[n]$	$X(\Omega) \otimes Y(\Omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(\Omega - \lambda) Y(\lambda) d\lambda$
$(-j)^n n^k x[n]$	$\frac{d^k X(\Omega)}{d\Omega^k}$
$\delta[n]$	1
$u[n]$	$\frac{e^{j\Omega}}{e^{j\Omega} - 1}$
$a^n u[n], a \leq 1$	$\frac{e^{j\Omega}}{e^{j\Omega} - a}$
Ορθογωνικός παλμός $\pi[n] = u[n] - u[n-N]$	$\Pi(\Omega) = e^{-j(N-1)\Omega/2} \frac{\sin(\frac{N\Omega}{2})}{\sin(\frac{\Omega}{2})}$

1.5 Ασύρματες Επικοινωνίες-Συστήματα

1.5.1 Εισαγωγή

Με τον όρο ασύρματη τηλεπικοινωνία ή ραδιοζεύξεις, εννοούμε τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων (τα οποία μεταφέρουν τις πληροφορίες), στον χώρο υπεράνω της επιφάνειας της γης. Ένα σύστημα ασύρματης τηλεπικοινωνίας αποτελείται από τα εξής στοιχεία (σχήμα 1.5):

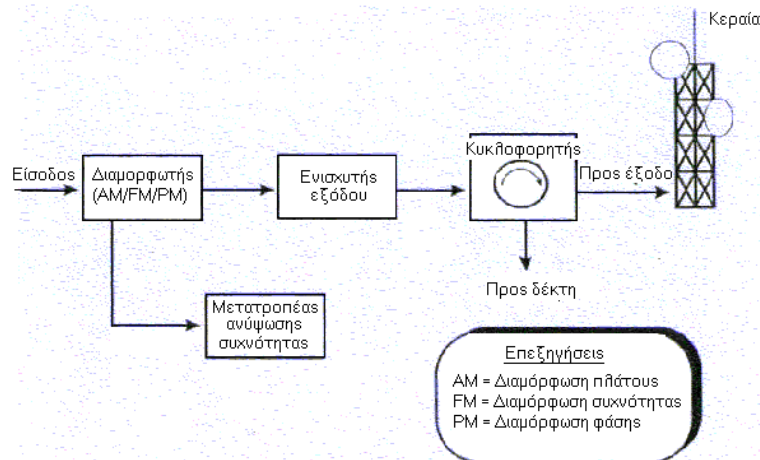
- τον **πομπό** (transmitter)
- τη **γραμμή τροφοδοσίας** (feeder) του πομπού με την κεραία εκπομπής
- την **κεραία εκπομπής** (transmitting antenna)
- το **χώρο διάδοσης** ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων (path)
- την **κεραία λήψεως** (receiving antenna)
- τη **γραμμή σύνδεσης** (feeder) της κεραίας λήψεως με το δέκτη
- το **δέκτη** (receiver)
- τους **πύργους εγκατάστασης** (tower) των κεραιών (όπου κρίνεται απαραίτητο)



Σχήμα 1.5: Βασικά στοιχεία ενός ασύρματου ραδιοσυστήματος.

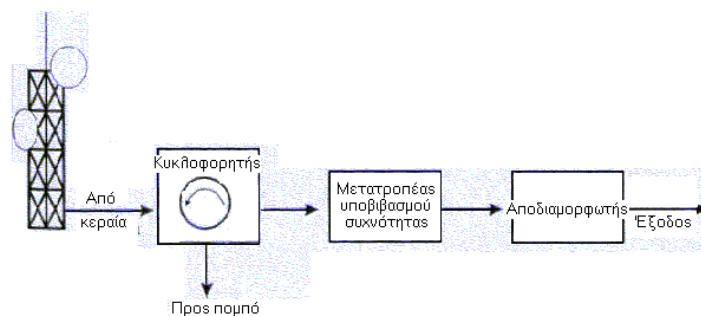
Ο **πομπός** (σχήμα 1.5.1) αποτελείται από τον διαμορφωτή (modulator) ο οποίος εφαρμόζει την προς μετάδοση πληροφορία σε ένα φέρον (carrier) σήμα, έναν προαιρετικό μετατροπέα συχνότητας (frequency up-converter) που ανυψώνει τη συχνότητα εισόδου – εξόδου, τον ενισχυτή εξόδου (output amplifier) ο οποίος

ενισχύει το σήμα για μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις και τον συζεύκτη κεραίας που χρησιμοποιεί έναν κυκλοφορητή (circulator) για να ενώσει ή να διαχωρίσει το λαμβανόμενο από το μεταδιδόμενο σήμα έτσι ώστε να χρησιμοποιείται η ίδια κεραία για εκπομπή και λήψη.



Σχήμα 1.5.1: Βασικά στοιχεία ενός πομπού.

Ο δέκτης (σχήμα 1.5.2) αποτελείται από επίσης έναν κυκλοφορητή (circulator) για το διαχωρισμό του λαμβανόμενου από το μεταδιδόμενο σήμα χρησιμοποιώντας την ίδια κεραία, το μετατροπέα συχνότητας (frequency down-converter) για τον υποβιβασμό της συχνότητας προς τα κάτω και τον αποδιαμορφωτή (demodulator) ο οποίος χρησιμοποιείται για την ανάκτηση της πληροφορίας από το φέρον κύμα.



Σχήμα 1.5.2: Βασικά στοιχεία ενός δέκτη.

Οι κεραιές εκπομπής και λήψεως πρέπει να επιλέγονται έτσι, ώστε να παρέχουν βέλτιστη απόδοση, υψηλή αξιοπιστία στη μετάδοση, ευκολία στην επιλογή συχνότητας και να εναρμονίζονται με τις διεθνείς συστάσεις. Για μετάδοση σημείου προς σημείο (point to point) οι κεραιές είναι ισχυρά κατευθυντικές σχήματος παραβολικού ή χοάνης.

Οι πύργοι εγκατάστασης των κεραιών παίζουν σημαντικό ρόλο στην επιτυχή διάδοση των ραδιοκυμάτων. Γι' αυτό, θα πρέπει να είναι ανυψωμένοι πάνω από τυχόν εμπόδια που υπάρχουν στη διαδρομή των ραδιοκυμάτων ώστε να εξασφαλίζεται η οπτική επαφή και να λαμβάνουν υπόψη τη σφαιρικότητα της γης. Οι παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπόψη για την επιλογή ενός πύργου είναι το κόστος, οι περιορισμοί λόγω νομοθεσίας, η κίνηση αεροσκαφών στην περιοχή, οι συνθήκες του εδάφους, ο καιρός (φόρτιση λόγω ανέμου) και τα χαρακτηριστικά των κυματοδηγών.

Η διάδοση κατά μήκος των γραμμών τροφοδοσίας εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά των γραμμών και των συνθέτων αντιστάσεων στα άκρα τους. Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από την κεραιά εκπομπής στην κεραιά λήψεως εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά των κεραιών εκπομπής και λήψεως και από τις φυσικές ιδιότητες της ατμόσφαιρας όπου πραγματοποιείται η διάδοση. Πρέπει να σημειωθεί ότι κατά τη διάδοση στην ατμόσφαιρα, υφίστανται μεταβολές τόσο τα πλάτη όσο και οι φάσεις των ηλεκτρικών σημάτων.

Για να μεταβιβαστεί η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια από την κεραιά εκπομπής στην κεραιά λήψεως, απαιτείται η συχνότητα των ρευμάτων που πραγματοποιούν την ακτινοβολία της ενέργειας να είναι αρκετά υψηλή και μεγαλύτερη ενός ορισμένου κατώτερου ορίου, το οποίο εξαρτάται από τις διαστάσεις των κεραιών. Επίσης ο χώρος υπεράνω της γης θεωρείται ως ένα μέσο ενιαίο, ομοιογενές και ισότροπο, έτσι ώστε μια ηλεκτρομαγνητική διαταραχή που παράγεται σε ένα σημείο του ελεύθερου χώρου, διαδίδεται προς όλες τις κατευθύνσεις γύρω από το σημείο αυτό. Συνεπώς για να πραγματοποιήσουμε

ταυτόχρονα δύο ή περισσότερες ραδιοηλεκτρικές ζεύξεις, απαιτούνται ειδικά τεχνάσματα ώστε να διακρίνουμε τα σήματα της μίας ζεύξεως από αυτά της άλλης. Οι τεχνικές που χρησιμοποιούνται είναι οι εξής:

- **Χρησιμοποίηση ζωνοπερατών φίλτρων**, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση χωρίς εξασθένηση κυματομορφών ορισμένων συχνοτήτων, ενώ εξασθενούν σημαντικά κυματομορφές άλλων συχνοτήτων. Για την πραγματοποίηση δύο ταυτόχρονων ραδιοζεύξεων, παράγονται δύο διαφορετικές φέρουσες συχνότητες και μετά την εκπομπή τους στον ελεύθερο χώρο υπάρχουν ταυτόχρονα και τα δύο ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Έτσι, τοποθετούμε στην είσοδο του δέκτη ένα φίλτρο, το οποίο επιτρέπει τη διέλευση σημάτων της επιθυμητής συχνότητας που είναι ίση ή παραπλήσια εκείνης που παράγεται στον πομπό.

- **Χρησιμοποίηση κατάλληλων κατευθυντικών κεραιών εκπομπής και λήψεως**. Υπάρχουν κεραιές εκπομπής, οι οποίες εκπέμπουν ισχυρά ηλεκτρομαγνητικά κύματα εντός ενός περιορισμένου κώνου, ενώ εκτός αυτού τα εκπεμπόμενα κύματα είναι τόσο εξασθενημένα που δεν επιδρούν σε άλλους δέκτες. Το ίδιο συμβαίνει και με τις κεραιές λήψεως. Η δυσκολία που προκύπτει από τον περιορισμό της ενέργειας εντός μιας προκαθορισμένης γωνίας, εξαρτάται από τις απαιτούμενες διαστάσεις των κεραιών σε συνάρτηση με τη συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Για παράδειγμα, η γωνία ακτινοβολίας μιας κεραιάς στο οριζόντιο επίπεδο, δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση $\alpha = 60\lambda/l$ μοίρες, όπου λ είναι το χρησιμοποιούμενο μήκος κύματος και l η οριζόντια διάσταση της κεραιάς. Έτσι, για μια στενή δέσμη ακτινοβολίας της τάξεως της 1 μοίρας, απαιτείται $l = 60\lambda$. Συνεπώς αν η χρησιμοποιούμενη συχνότητα είναι $f = 1$ MHz, τότε προκύπτει $l = 18$ Km (!), ενώ αν $f = 1$ GHz θα είναι $l = 18$ m (ισχύει $\lambda = c/f$, όπου $c = 3 \cdot 10^8$ m/s είναι η ταχύτητα του φωτός). Από τα παραπάνω προκύπτει ότι για κεραιές μεγάλης κατευθυντικότητας πρέπει να χρησιμοποιούνται οι υψηλότερες συχνότητες του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων.

- Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα ορισμένης συχνότητας υφίστανται ισχυρή απόσβεση κατά τη διάδοσή τους πέραν ορισμένων αποστάσεων. Έτσι είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν ηλεκτρομαγνητικά κύματα της ίδιας συχνότητας σε ταυτόχρονες ζεύξεις, σε περιοχές όμως που δεν βρίσκονται σε οπτική επαφή.

Από τα παραπάνω, προκύπτει ότι κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος ασύρματης τηλεπικοινωνίας, θα πρέπει να ληφθούν υπόψη τα εξής:

- Όσο υψηλότερη είναι η φέρουσα συχνότητα, τόσο μεγαλύτερο είναι το εύρος ζώνης και τόσο μικρότερες οι διαστάσεις των κεραιών για ορισμένο κέρδος (gain) των κεραιών. Αυτό όμως συνεπάγεται μικρότερη απόδοση και αξιοπιστία των ενισχυτών.
- Μεγάλες κεραιές, σημαίνει μεγάλο κέρδος αλλά και αύξηση του κόστους του σταθμού.
- Η τοποθέτηση κεραιών σε ψηλούς πύργους ή σε ψηλά βουνά, έχει ως αποτέλεσμα την κάλυψη μεγαλύτερων αποστάσεων αλλά και την αύξηση του κόστους κατασκευής και συντήρησης των σταθμών.
- Η πραγματοποίηση ραδιοζεύξεων με μεγάλο εύρος ζώνης είναι επιθυμητή διότι αυξάνεται η ικανότητα του συστήματος, όμως πολλές φορές μια δεύτερη παράλληλη ζεύξη μπορεί να αποτελεί μια καλύτερη οικονομικά και τεχνικά λύση.

1.5.2 Το Φάσμα συχνοτήτων

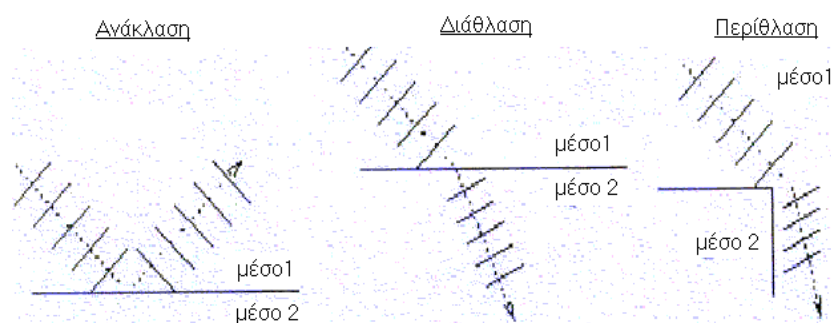
Το φάσμα συχνοτήτων που χρησιμοποιείται στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες περιγράφεται στον πίνακα 1.5.2.1 Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται στον ελεύθερο χώρο (το κενό) με ταχύτητα που είναι σταθερή και ανεξάρτητη της συχνότητας και είναι ίση με $c=3 \cdot 10^8$ m/s. Το μήκος κύματος λ του ηλεκτρομαγνητικού κύματος συχνότητας f δίνεται από τη σχέση $\lambda = c/f = 3 \cdot 10^8/f$, όπου λ δίνεται σε m και η συχνότητα f σε $Hertz$.

Οι υψηλότερες συχνότητες του φάσματος συχνοτήτων χρησιμοποιούνται γενικά σε ζεύξεις οπτικής επαφής. Για μικρότερες συχνότητες, ο περιορισμός της οπτικής επαφής έχει μικρότερη σημασία, επειδή τα κύματα αυτά εισχωρούν – λόγω του φαινομένου της περιθλάσεως (diffraction) – σε εκείνες τις περιοχές οι οποίες θα βρισκόνταν «υπό σκιάν». Το φαινόμενο της περιθλάσεως παίζει σημαντικό ρόλο στη ραδιοφωνία, αφού με τον τρόπο αυτό είναι δυνατή η ραδιοφωνική κάλυψη περιοχών που βρίσκονται υπό τη «σκιά» βουνών, οικημάτων κλπ. Επί της τροχιάς των ραδιοηλεκτρικών ακτίνων και κατά τρόπο που εξαρτάται από τις χρησιμοποιούμενες συχνότητες επιδρούν και άλλα φαινόμενα, όπως ανάκλαση (reflection), διάθλαση (refraction), διάχυση (diffusion) και απορρόφηση (absorption). Μερικά από τα προαναφερθέντα φαινόμενα περιγράφονται στο σχήμα 1.5.2.2

Πίνακας 1.5.2.1: Ταξινόμηση ραδιοηλεκτρικών κυμάτων

Ζώνη συχνότητας	Μήκος κύματος	Ονομασία συχνότητας (κυμάτων)	Σύμβολο	Χαρακτηρισμός κυμάτων	Χρήση
3 – 30 KHz	100–10 Km	Πολύ χαμηλή (μυριομετρικά)	VLF (Very low freq.)		Τηλεπ/νίες μεγάλης αποστάσεως
30–300 KHz	10 – 1 Km	Χαμηλή (χιλιομετρικά)	LF (Low freq)	Μακρά	Ραδιοφωνία, Ραδιοναυ-σιπλοΐα
0,3 – 3 MHz	1Km – 100m	Μέση (εκατομετρικά)	MF (Medium freq.)	Μεσαία	Ραδιοφωνία
3 – 30 MHz	100 – 10 m	Υψηλή (δεκαμετρικά)	HF (High Frequency)	Βραχεία	Ασύρματη τηλεφωνία μεγάλων αποστάσεων
30 – 300 MHz	10 – 1 m	Πολύ υψηλή (μετρικά)	VHF (Very High Frequency)	Υπερβραχεία	FM Ραδιοφωνία, Τηλεόραση, Τηλεπ/νία μεταξύ κινητών σημείων, Ραδιοναυσιπλοΐα

0,3 – 3 GHz	100 – 10 cm	Εξαιρετικά υψηλή (δεκατομετρικά)	UHF (Ultra High Freq)	Μικροκύματα	Τηλεόραση, Τηλεπ/νία μεταξύ κινητών σημείων, Ραδιοναυσιπλοία, Ραντάρ
3 – 30 GHz	10 – 1 cm	Υπερύψηλη (Εκατοστομετρικά)	SHF (Super High Freq)	Μικροκύματα	Ασύρματη τηλεφωνία, ραντάρ, δορυφορικές τηλεπ/νίες
30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Υπερβολικά υπερύψηλη (χιλιοστομετρικά)	EHF (Extra High Freq.)		



Σχήμα 1.5.2.2 : Φαινόμενα ανάκλασης, διάθλασης και περίθλασης.

Η εξασθένιση (attenuation) των ραδιοηλεκτρικών κυμάτων είναι συνάρτηση της χρησιμοποιούμενης συχνότητας και οφείλεται στα συστατικά της ατμόσφαιρας. Για συχνότητες μικρότερες των 3 GHz περίπου, τα αέρια της ατμόσφαιρας δεν παράγουν εξασθένιση των κυμάτων. Όμως για συχνότητες άνω των 3 GHz, η εξασθένιση που οφείλεται στην απορρόφηση ενέργειας από το ατμοσφαιρικό οξυγόνο και τους υδρατμούς, γίνεται αισθητή. Με την αύξηση της συχνότητας παρατηρείται και αύξηση της εξασθένισης, ενώ παράλληλα εμφανίζονται φαινόμενα «συντονισμού» για συχνότητες άνω των 20 GHz. Έτσι είναι δυνατόν σε ορισμένες συχνότητες άνω των 20 GHz, οι αποσβέσεις να είναι τόσο μεγάλες ώστε να προκαλούν διακοπή της ζεύξεως ακόμη και μικρού μήκους, της τάξεως μερικών km. Άλλοι παράγοντες όπως η βροχή, το χαλάζι, η ομίχλη και η νέφωση προκαλούν ισχυρές εξασθενήσεις στην περιοχή των μικροκυμάτων.

Για ραδιοζεύξεις της τάξεως μερικών χιλιάδων km επί της επιφάνειας της γης, σημαντικό ρόλο παίζει η ιονόσφαιρα, δηλαδή εκείνη η περιοχή της ατμόσφαιρας που βρίσκεται σε ύψος μεταξύ περίπου 80 και $1000 km$. Για συχνότητες μέχρι περίπου $30 MHz$ η ιονόσφαιρα δρα σαν κάτοπτρο ή καλύτερα σαν το μέσο που προκαλεί διάθλαση των ραδιοηλεκτρικών ακτίνων, δηλαδή προοδευτική κάμψη τους προς τα κάτω, ώστε οι ακτίνες να επιστρέφουν στη γη. Το ύψος όπου το κύμα υφίσταται ανάκλαση είναι συνάρτηση της συχνότητας του και της ηλεκτρονικής πυκνότητας της ιονόσφαιρας. Η ηλεκτρονική πυκνότητα εξαρτάται από την ηλιακή ακτινοβολία και συνεπώς η ιονοσφαιρική διάδοση είναι συνάρτηση του ημερήσιου χρόνου και της εποχής του έτους. Άρα, για να είναι εφικτή μία ζεύξη πρέπει να γνωρίζουμε τη σύνθεση και το ύψος της ιονόσφαιρας, ώστε να μεταβάλλεται η συχνότητα ζεύξεως μέσα σε διάστημα λίγων ωρών.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι η εκλογή συχνότητας είναι καθοριστικός παράγοντας για την υλοποίηση μιας ασύρματης ζεύξεως, έτσι ώστε να ελαχιστοποιούνται οι παρεμβολές μεταξύ των διαφόρων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

1.6 Κυψελωτά Συστήματα

Με την εισαγωγή των κυψελωτών συστημάτων, τα δίκτυα προσφέρουν υψηλής ποιότητας υπηρεσίες σε μεγάλο αριθμό χρηστών με περιορισμένο διαθέσιμο εύρος ζώνηςσυχνοτήτων.

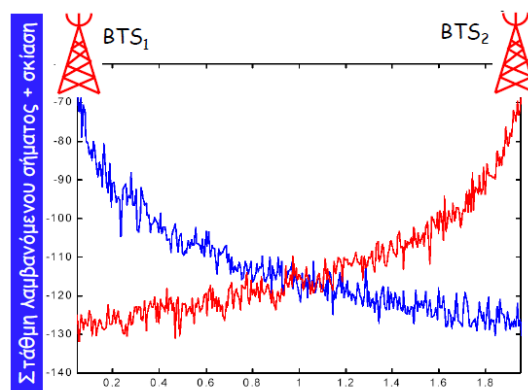
Η βασική ιδέα των κυψελωτών συστημάτων είναι ο περιορισμός της εκπεμπόμενης ισχύος από τους Σταθμούς Βάσης, ώστε να περιοριστεί η έκταση της κάλυψης σε μία μικρή γεωγραφική περιοχή, που καλείται **κυψέλη**, και η επαναχρησιμοποίηση των ραδιοδιαύλων του BTS (Σταθμός Βάσης) που χρησιμοποιείται για την ραδιοεπικοινωνία με τους Κινητούς Σταθμούς (MS) από άλλο BTS που βρίσκεται σε κάποια απόσταση.

Στα αναλογικά κυψελωτά συστήματα αλλά και σε αρκετά ψηφιακά, κάθε κυψέλη χρησιμοποιεί ένα μόνο τμήμα του διαθέσιμου φάσματος, και κυψέλες που απέχουν αρκετά μεταξύ τους μπορούν να επαναχρησιμοποιούν το ίδιο τμήμα του φάσματος.

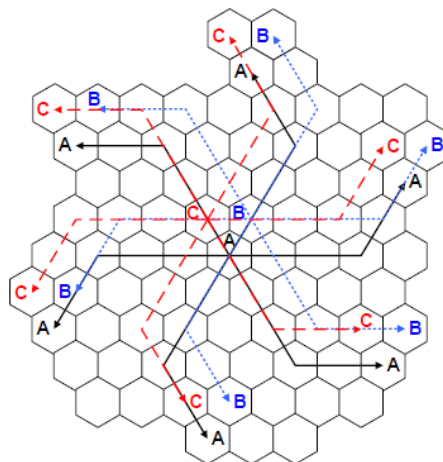
Στα CDMA κυψελωτά συστήματα, ακόμη και γειτονικές κυψέλες είναι δυνατό να χρησιμοποιούν τους ίδιους ραδιοδιαύλους.

Συνήθως κάθε κυψέλη εξυπηρετείται από ένα BTS και κατά την μετάβαση ενός χρήστη από μία κυψέλη σε μία νέα, το σύστημα φροντίζει τη σύνδεση του MS με το νέο BTS. Αν το MS βρίσκεται σε κατάσταση αναμονής, τότε συνήθως ανταλλάσσονται μηνύματα ελέγχου μεταξύ MS και δικτύου, ώστε να είναι πάντα γνωστή η κυψέλη στην οποία κινείται ο MS. Η διαδικασία αυτή καλείται και **περιαγωγή** (roaming) και καλύπτει επίσης την περίπτωση το MS να βρίσκεται σε περιοχή που εξυπηρετείται από διαφορετικό δίκτυο PLMN (σύστημα κινητών επικοινωνιών) από εκείνο στο οποίο είναι συνδρομητής.

Αν κατά τη μετάβαση του MS από μία κυψέλη σε άλλη υπάρχει κλήση σε εξέλιξη, τότε το δίκτυο συνήθως φροντίζει για την συνέχιση της κλήσης χωρίς διακοπή, συνδέοντας το MS στον νέο BTS. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται **μεταπομπή** (handover) και μπορεί να συμβεί ακόμη και μέσα στην ίδια κυψέλη, μεταφέροντας την κλήση σε ραδιοδίαυλο που παρουσιάζει καλύτερα ποιοτικά χαρακτηριστικά σε σχέση με τον εξυπηρετούμενο δίαυλο.



(Στο σημείο που τέμνονται οι 2 γραφικές έχουμε το κατώφλι απόφασης για διαπομπή.)



Σχεδίαση Κυψελωτού Συστήματος για $i=3, j=2$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

2.1 Εισαγωγή

Αναντίρρητα ένας από τους σημαντικότερους μηχανισμούς στις Ασύρματες επικοινωνίες είναι οι Διαμορφώσεις .Στο προηγούμενο εισαγωγικό κεφάλαιο είδαμε κάποιες εισαγωγικές έννοιες γενικές στις τηλεπικοινωνίες , στις ασύρματες επικοινωνίες , στη θεωρία σημάτων αλλά και άλλων εννοιών.

Σε αυτό το κεφάλαιο αφού κάνουμε μια σύντομη αναφορά στις αναλογικές διαμορφώσεις έτσι ώστε να κατανοήσουμε το τί είναι διαμόρφωση θα επεκταθούμε σε μια λεπτομερή αναφορά των Ψηφιακών Διαμορφώσεων.

Ο σκοπός ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι η μεταφορά πληροφορίας με τη μορφή σήματος μέσω ενός καναλιού το οποίο χωρίζει τον πομπό από τον δέκτη. Το κανάλι μπορεί να είναι είτε κάποια μορφή ενσύρματου μέσου (καλώδιο – ομοαξονικό, οπτική ίνα, κτλ...) είτε ο ελεύθερος χώρος που χωρίζει τις 2 κεραίες.

Το σήμα μπορεί να είναι είτε αναλογικό, είτε ψηφιακό (ψηφιακό μπορεί να γίνει και κάθε αναλογικό σήμα με την κατάλληλη κωδικοποίηση μέσω διαδικασιών δειγματοληψίας). Παρά το γεγονός ότι είναι τεχνικά δυνατό να γίνει η μεταφορά όλων των σημάτων μέσω ψηφιακού σήματος, υπάρχουν και χρησιμοποιούνται σήμερα πολλές εφαρμογές που χρησιμοποιούν αναλογικές εκπομπές (π.χ. ραδιοφωνικό και τηλεοπτικό σήμα).

Αναλογικό σήμα: - Τηλεόραση
- Ραδιόφωνο

Ψηφιακό σήμα: - Δίκτυα υπολογιστών
- Κινητή τηλεφωνία
- Ψηφιακή τηλεόραση (π.χ.DIGEA)

Η μετατροπή του σήματος (αναλογικού ή ψηφιακού) της πηγής σε σήμα το οποίο είναι κατάλληλο για μετάδοση από το χρησιμοποιούμενο μέσο λέγεται **διαμόρφωση (modulation)**. Η αντίστροφη διαδικασία στο δέκτη για τη μετατροπή του λαμβανόμενου σήματος στο βασικό σήμα ονομάζεται **αποδιαμόρφωση (demodulation)**.

Η ιδέα της αναλογικής διαμόρφωσης στηρίζεται στην αλλαγή κάποιας παραμέτρου ενός ημιτονοειδούς σήματος $c(t)$, το οποίο λέγεται **φορέας**, από κάποιο **πληροφοριακό σήμα** $m(t)$ προκειμένου να περάσει "άνετα" από το κανάλι. Στη συνέχεια, επιχειρείται μια καλύτερη εξήγηση της έννοιας αυτής. Η αναλογική διαμόρφωση εφαρμόζεται κυρίως σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα, που χρησιμοποιούνται στις ραδιοφωνικές εκπομπές, στα κινητά συστήματα επικοινωνίας κ.λ.π. Στα συστήματα αυτά τα πληροφοριακά σήματα, που πρέπει να μεταδοθούν, είναι η ανθρώπινη ομιλία και η μουσική και είναι "χαμηλού αρμονικού περιεχομένου" (περιέχουν συχνότητες από 5 ως 15 kHz περίπου), ενώ το κανάλι (η κεραία και η ατμόσφαιρα) συμπεριφέρεται ιδανικά ως ζωνοπερατό φίλτρο με την πιο χαμηλή συχνότητα γύρω στα 500 kHz. Συνεπώς, είναι προφανές ότι το κανάλι δε θα επιτρέψει τη μετάδοση των σημάτων .

Έτσι, αναγκάζεται κανείς να "φορτώσει" το προς μετάδοση πληροφοριακό σήμα σε κάποιο φορέα, ο οποίος είναι ένα ημιτονοειδές σήμα συχνότητας ω_c και ο οποίος "περνάει" από το κανάλι. Αυτή είναι στην ουσία η τεχνική της αναλογικής διαμόρφωσης.

Λαμβάνοντας υπόψη ότι ένα ημιτονοειδές σήμα έχει γενικά τη μορφή:

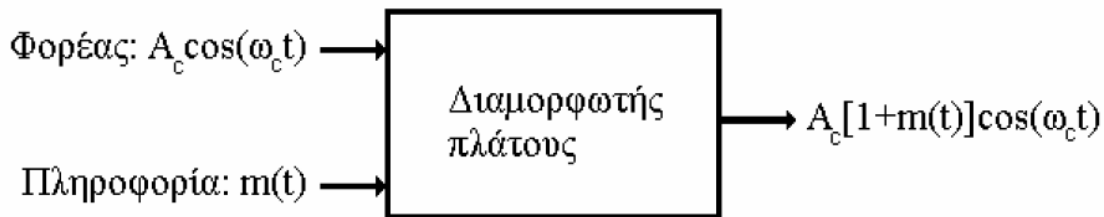
$$c(t) = A \cos[\theta(t)] \quad (2.1.1\alpha)$$

όπου

$$\theta(t) = \omega_c t + \phi(t) \quad (2.1.2\beta)$$

Από τα παραπάνω είναι φανερό ότι το σήμα χαρακτηρίζεται (α) από το **πλάτος** του A και (β) από τη **γωνία** του $\theta(t)$. Επομένως, αν το σήμα $c(t)$ είναι ο φορέας, τότε το πληροφοριακό σήμα $m(t)$ μπορεί να "φορτωθεί", δηλαδή να αλλάξει ή ακριβέστερα να διαμορφώσει είτε το πλάτος του φορέα είτε τη γωνία του. Έτσι, διακρίνονται δύο βασικά συστήματα διαμόρφωσης: τα **συστήματα διαμόρφωσης πλάτους (AM)** και τα **συστήματα διαμόρφωσης γωνίας**. Τα τελευταία, επειδή η γωνία του ημιτονοειδούς σήματος έχει δύο παραμέτρους, τη συχνότητα ω_c και τη φάση $\phi(t)$, διακρίνονται σε **συστήματα διαμόρφωσης συχνότητας (FM)** και σε **συστήματα διαμόρφωσης γωνίας (PM)**.

2.2 Διαμόρφωση Πλάτους AM (Amplitude Modulation)



Ο τρόπος υλοποίησης της διαμόρφωσης αυτής φαίνεται στο άνω σχήμα. Συγκεκριμένα, ο **φορέας** (ή αλλιώς το **φέρον σήμα**) είναι το ημιτονοειδές σήμα $c(t) = A_c \cos(\omega_c t)$, το **πληροφοριακό σήμα** είναι το $m(t)$, ενώ το **διαμορφωμένο κατά AM σήμα** είναι:

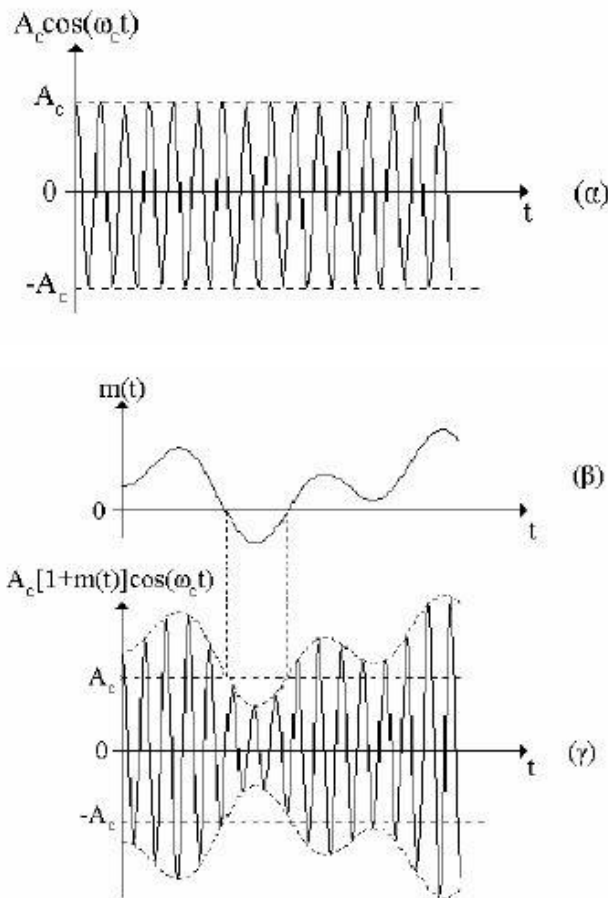
$$x(t) = A_c [1+m(t)] \cos(\omega_c t) \quad (2.2.1)$$

ή ισοδύναμα

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_c t) \quad (2.2.2)$$

$$\text{με } A(t) = A_c [1+m(t)] \quad (2.2.3)$$

Γίνεται φανερό ότι από τις εξισώσεις 2.2.2 και 2.2.3 η περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος $A(t)$ περιέχει το πληροφοριακό σήμα $m(t)$, ενώ εύκολα μπορεί να διαπιστωθεί ότι, όταν το πληροφοριακό σήμα $m(t)$ έχει τη μορφή του Σχήματος β, τότε το διαμορφωμένο σήμα AM είναι αυτό που φαίνεται στο Σχήμα γ. Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί το εξής: Η "έκταση" της διαμόρφωσης του φορέα από το πληροφοριακό σήμα δεν πρέπει να είναι αυθαίρετα μεγάλη. Συγκεκριμένα, για να έχει η περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος τη μορφή του πληροφοριακού σήματος θα πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη:



Σχήμα (α) Ο ημιτονοειδής φορέας, (β) το πληροφοριακό σήμα και (γ) το διαμορφωμένο σήμα AM.

$$A(t) = A_c[1+m(t)] \geq 0 \text{ ή ισοδύναμα } |m(t)| \leq 1 \quad (2.2.4)$$

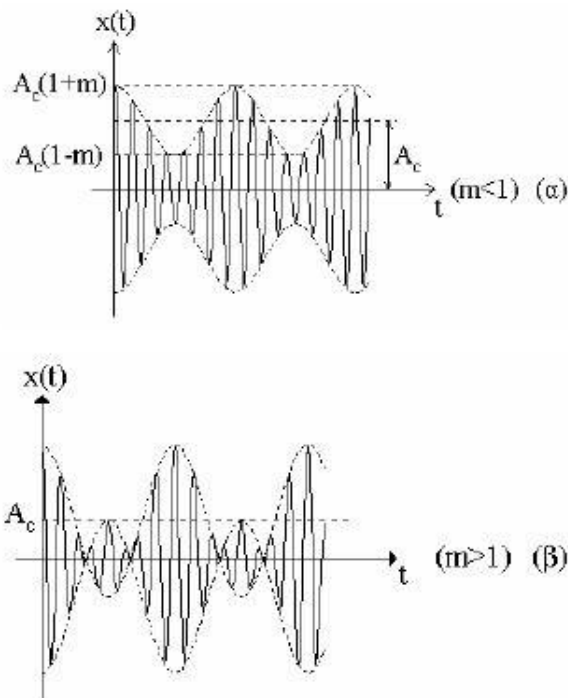
Για να γίνει καλύτερα κατανοητή η συνθήκη (2.2.4), ας υποτεθεί ότι το σήμα $m(t)$ είναι ένα ημιτονοειδές σήμα, δηλαδή $m(t) = m \cos(\omega_m t)$, με $\omega_m \ll \omega_c$.

Τότε το διαμορφωμένο σήμα AM είναι:

$$x(t) = A_c[1+m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) \quad (2.2.5)$$

Η περίπτωση $m < 1$ δίνεται στο Σχήμα 1.α, όπου η περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος είναι σαφώς της μορφής του πληροφοριακού σήματος του Σχήματος γ, ενώ στο Σχήμα 1. β έχει σχεδιαστεί η λεγόμενη παραμόρφωση της περιβάλλουσας $m > 1$.

Στην τελευταία περίπτωση, η περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος δεν είναι πια το $m(t)$, και το σήμα $x(t)$ λέγεται ότι είναι **υπερδιαμορφωμένο** ή ότι έχει υποστεί **υπερδιαμόρφωση**.



Σχήμα 1 (α) Το διαμορφωμένο σήμα με $m < 1$ και (β) με $m > 1$.

Ένας ποσοτικός τρόπος για τον προσδιορισμό της "έκτασης" της διαμόρφωσης είναι η χρησιμοποίηση του **δείκτη διαμόρφωσης m** , ο οποίος ορίζεται από τη σχέση:

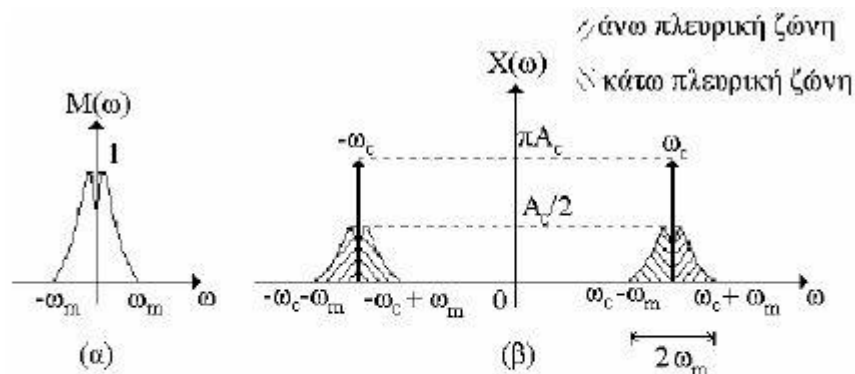
$$m = \frac{|A(t)|_{\max} - |A(t)|_{\min}}{|A(t)|_{\max} + |A(t)|_{\min}} \quad (2.2.6)$$

Σημειώνεται ότι όταν το πληροφοριακό σήμα είναι ημιτονοειδούς μορφής, τότε ο δείκτης διαμόρφωσης είναι το πλάτος του πληροφοριακού σήματος (για το λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκε και για τα δύο μεγέθη το ίδιο σύμβολο m). Φυσικά, το κριτήριο της υπερδιαμόρφωσης είναι $m > 1$, όπως αποδείχτηκε παραπάνω. Στη συνέχεια, θα βρεθεί το φάσμα του σήματος AM.

Από την εξίσωση (2.2.2) με χρήση των ιδιοτήτων του Μ/Σ *Fourier*, , μπορεί να βρεθεί ο Μ/Σ *Fourier* του διαμορφωμένου σήματος $x(t)$. Έτσι, υπολογίζεται ότι είναι:

$$X(\omega) = \pi A_c [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{A_c}{2} [M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)] \quad (2.2.7)$$

όπου $M(\omega)$ είναι ο Μ/Σ *Fourier* του πληροφοριακού σήματος $m(t)$. Από την εξίσωση (2.2.7) γίνεται φανερό ότι αν το $M(\omega)$ έχει τη μορφή του Σχήματος 2α, τότε το $X(\omega)$ θα είναι της μορφής που δίνεται στο Σχήμα 2β.



Σχήμα 2 . (α) Το φάσμα του πληροφοριακού σήματος $m(t)$ και (β) το φάσμα του διαμορφωμένου σήματος *AM*.

2.3 Διαμόρφωση Γωνίας

Η **διαμόρφωση γωνίας** (*angle modulation*) είναι ένας άλλος τρόπος διαμόρφωσης ημιτονικής κυματομορφής, στον οποίο η γωνία του φέροντος μεταβάλλεται σύμφωνα με το σήμα βασικής ζώνης, ενώ το πλάτος του φέροντος διατηρείται σταθερό.

Έχει καλύτερη συμπεριφορά ως προς το θόρυβο και την παρεμβολή σε σύγκριση με τη διαμόρφωση πλάτους, αλλά με κόστος την αύξηση του εύρους ζώνης

Υπάρχουν δύο μορφές **διαμόρφωσης γωνίας** που μπορούμε να διακρίνουμε: **διαμόρφωση φάσης** (*phase modulation, PM*) **διαμόρφωση συχνότητας** (*frequency modulation, FM*)

Αυτές οι δύο μέθοδοι διαμόρφωσης συνδέονται στενά και οι ιδιότητες της μιας μπορούν να προέλθουν από εκείνες της άλλης.

Στη γωνιακή διαμόρφωση, το διαμορφωμένο σήμα έχει τη μορφή

$$x_c(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \quad (2.3.1)$$

όπου $A_c \cos 2\pi f_c t$ είναι το φέρον του καναλιού και η φασματική γωνία $\phi(t)$ είναι συνάρτηση του σήματος μηνύματος $x(t)$.

Στα συστήματα γραμμικής διαμόρφωσης, η διαμόρφωση μεταβάλλει το πλάτος του φέροντος ανάλογα με το σήμα μηνύματος. Σ' αυτά τα συστήματα, το

φάσμα του διαμορφωμένου σήματος είναι βασικά το μετατοπισμένο φάσμα του σήματος μηνύματος και το εύρος ζώνης εκπομπής δεν υπερβαίνει το διπλάσιο του εύρους ζώνης του μηνύματος.

Στα συστήματα γωνιακής διαμόρφωσης παύουν να ισχύουν οι παραπάνω ιδιότητες.

Συγκεκριμένα, οι φασματικές συνιστώσες του διαμορφωμένου σήματος δε σχετίζονται με απλό τρόπο με το φάσμα του σήματος μηνύματος και επίσης το απαιτούμενο εύρος ζώνης εκπομπής είναι συνήθως κατά πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του

σήματος μηνύματος. Αυτά τα μειονεκτήματα αντισταθμίζονται με τη βελτιωμένη απόδοση των συστημάτων γωνιακής διαμόρφωσης παρουσία θορύβου.

Όπως προαναφέραμε υπάρχουν δύο κύριοι τύποι γωνιακής διαμόρφωσης, οι οποίοι διαφέρουν στη σχέση μεταξύ των $\phi(t)$ και $x(t)$:

- η διαμόρφωση φάσης (phase modulation – PM) και
- η διαμόρφωση συχνότητας (frequency modulation – FM).

Η εξίσωση (2.3.1) μπορεί να γραφεί ως

$$x_c(t) = A_c \cos\theta(t) \quad (2.3.2)$$

όπου $\theta(t) = \omega_c t + \phi(t)$ και $\omega_c = 2\pi f_c$

Για το διαμορφωμένο σήμα $x_c(t)$, ορίζουμε τη στιγμιαία συχνότητά του, $\omega_i(t)$, ως

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_c + \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (2.3.3)$$

Οι συναρτήσεις $\phi(t)$ και $d\phi(t)/dt$ είναι γνωστές ως η στιγμιαία απόκλιση φάσης και η στιγμιαία απόκλιση συχνότητας του $x_c(t)$ αντίστοιχα.

Διαμόρφωση φάσης

Στη διαμόρφωση φάσης, η στιγμιαία απόκλιση φάσης του διαμορφωμένου σήματος είναι ανάλογη του σήματος μηνύματος, δηλαδή

$$\phi(t) = k_f x(t) \quad (2.3.4)$$

όπου k_f είναι η σταθερά απόκλισης φάσης.

Οπότε, μπορούμε να εκφράσουμε το γωνιακά, κατά φάση, διαμορφωμένο σήμα ως

$$x_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + k_f x(t)] \quad (2.3.5)$$

Διαμόρφωση συχνότητας

Στη διαμόρφωση συχνότητας, η στιγμιαία απόκλιση συχνότητας του διαμορφωμένου σήματος είναι ανάλογη του σήματος μηνύματος, δηλαδή

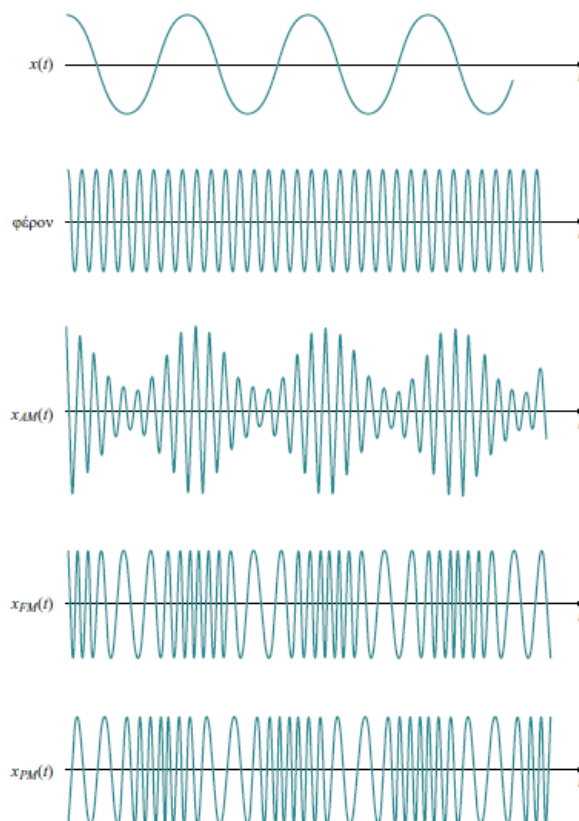
$$\frac{d\phi(t)}{dt} = k_f x(t) \Leftrightarrow \phi(t) = \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda \quad (2.3.6)$$

όπου k_f είναι η σταθερά απόκλισης συχνότητας και δεχόμαστε ότι τη στιγμή $t = -\infty$ η γωνία $f(-\infty)$ είναι μηδενική.

- ❖ Οπότε, μπορούμε να εκφράσουμε το γωνιακά, κατά συχνότητα, διαμορφωμένο σήμα ως

$$x_{FM}(t) = A_c \cos \left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda \right] \quad (2.3.7)$$

Στο επόμενο σχήμα απεικονίζονται τα σήματα AM, FM και PM που δημιουργούνται για τη μετάδοση ενός ημιτονικού σήματος μηνύματος. Παρατηρούμε ότι το πλάτος του διαμορφωμένου φέροντος FM και του PM είναι πάντοτε σταθερό. Επίσης, παρατηρούμε ότι οπτικά δεν μπορούμε να διακρίνουμε την κυματομορφή FM από αυτήν της PM.



Σχήμα: Τα σήματα AM, FM και PM που δημιουργούνται για τη μετάδοση ενός ημιτονικού σήματος μηνύματος.

{Έτσι τελειώσαμε τη σύντομη αναφορά μας στις βασικές αναλογικές διαμορφώσεις-σαφέστατα υπάρχουν και άλλες αλλά δεν αποτελούν αντικείμενο εξέτασης της παρούσης εργασίας.}

2.4 Ψηφιακές διαμορφώσεις

Αδιαφιλονίκητα οι ψηφιακές διαμορφώσεις άλλαξαν όλο το τρόπο σκέψευς αλλά και υλοποίησεως. Οι επικοινωνίες πλέον Ασύρματες και μη γίνονται με μεγαλύτερη ασφάλεια και αποδοτικότητα .

Στις ψηφιακές επικοινωνίες η διαμόρφωση ως έννοια είναι η αντιστοίχιση της ψηφιακής πληροφορίας-bits σε έναν (πεπερασμένο)αριθμό αναλογικών κυματομορφών οι οποίες είναι κατάλληλες για τη μετάδοση στο φυσικό μέσο .

2.4.1 Διαμόρφωση Πλάτους παλμού (Pulse Amplitude Modulation-PAM)

Με αυτή τη τεχνική (PAM) τα bits της πληροφορίας αντιστοιχίζονται στο πλάτος παλμών επιλεγμένης μορφής .Η μόνη διαφορά ανάμεσα στα εκπεμπόμενα σύμβολα είναι ένα χαρακτηριστικό και δεν είναι άλλο απο το πλάτος των παλμών και επομένως την ενέργεια.

2.4.2 M-PAM Βασικής Ζώνης

❖ Κατά την Εκπομπή:

Κατά την εκπομπή του **M-αδικού PAM** στην βασική ζώνη χρησιμοποιούνται τα σύμβολα-κυματομορφές $s_i(t)$, $i=1,2,\dots,M$, $M=2^K$
Τα οποία αντιστοιχούν σε **K** bits το καθένα διαμορφώνοντας το πλάτος ενός βασικού παλμού $g(t)$ με διάρκεια **T** και ενέργεια :

$$E_g = \int_0^T |g(t)|^2 dt$$

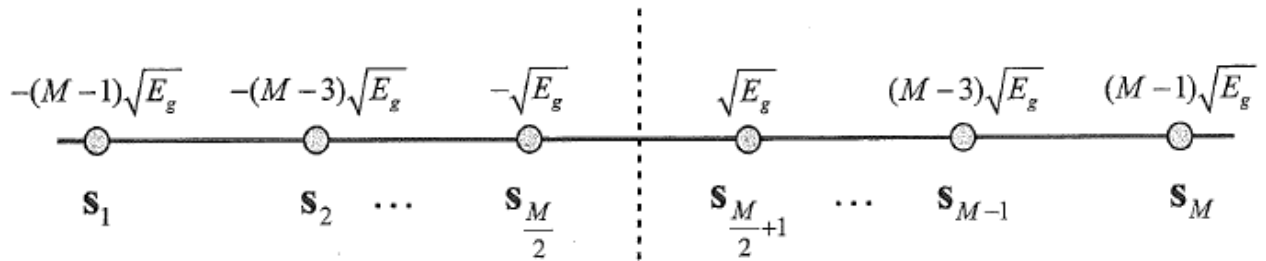
Οι κυματομορφές αυτές είναι :

$$s_i(t) = \begin{cases} (2i - M - 1)g(t), & t \in [0, T] \\ 0, & \text{Αλλου} \end{cases}, i=1,\dots,M$$

Η άνω σχέση περιγράφει ένα σύστημα M-PAM με άρτιο πλήθος συμβόλων .Ανάλογα μπορεί να περιγραφεί και το M-PAM με περιττό πλήθος συμβόλων .

Εφαρμόζοντας τη διαδικασία Gram-Schmidt την προηγούμενη άνω σχέση προκύπτει ότι ο χώρος των σημάτων είναι μονοδιάστατος(N=1).

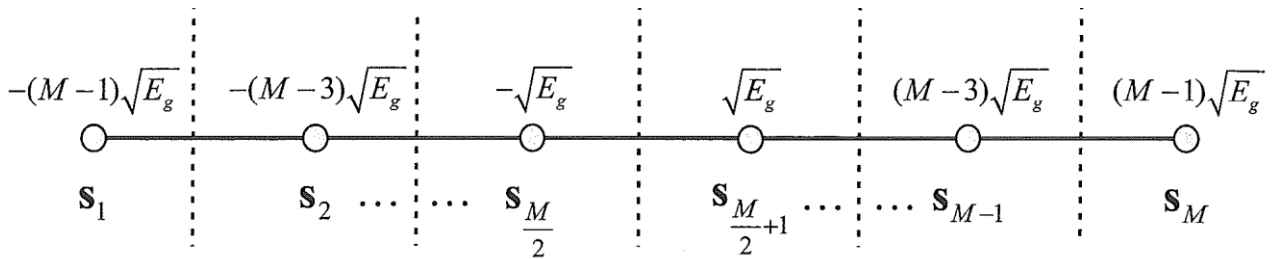
Στο επόμενο σχήμα απεικονίζεται ο Αστερισμός του M-PAM με άρτιο πλήθος συμβόλων και μπορεί να χρησιμοποιηθεί η Κωδικοποίηση Gray για την αντιστοίχιση των bits σε σύμβολα.



❖ **Κατά τη λήψη :**

Κατά τη λήψη έχουμε αποδιαμόρφωση των σημάτων M-PAM με την διέλευση του σήματος λήψης $r(t)$ από προσαρμοσμένο φίλτρο ή μέσω ενός συσχετιστή . Ακόλουθα γίνεται η ανίχνευση του συμβόλου και η αντίστροφη διαδικασία αντιστοιχίσεως των συμβόλων σε bits.

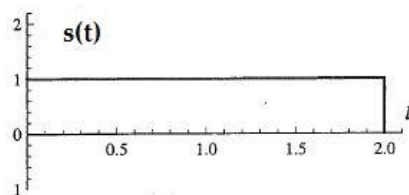
Σημαντικό ρόλο διαδραματίζουν τα κατώφλια απόφασης που έχουμε θέσει όπως φαίνονται στο ακόλουθο σχήμα:



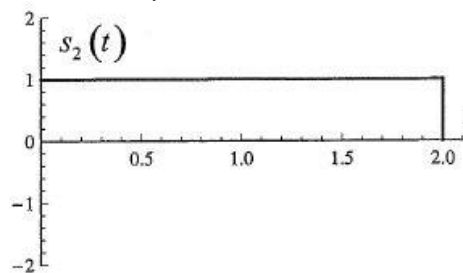
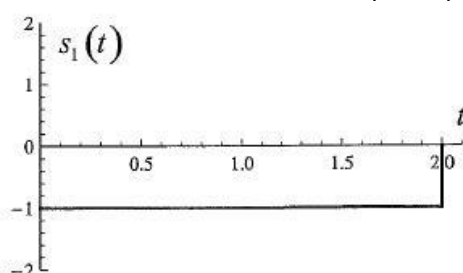
❖ **Αναπαράσταση κυματομορφών 2-PAM και 4-PAM:**

Για την καλύτερη κατανόηση θεωρώ σκόπιμο να σχεδιαστούν οι κυματομορφές εκπομπής διαδικου και τετραδικου PAM Αντίστοιχα θεωρώντας τον βασικό παλμο :

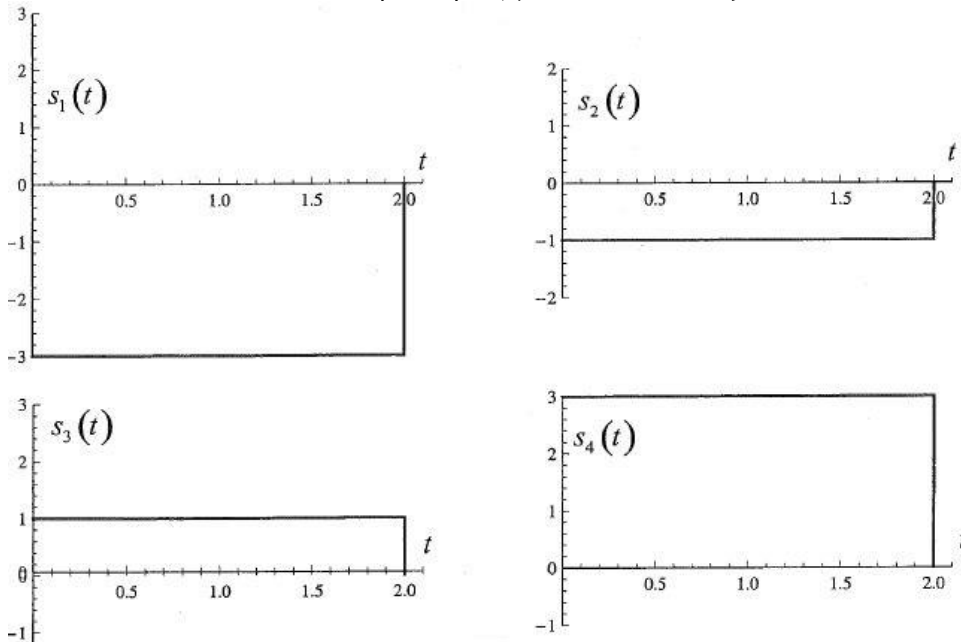
$$s(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0,2] \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases}$$



➤ Για το 2-PAM οι κυματομορφές είναι οι εξής:

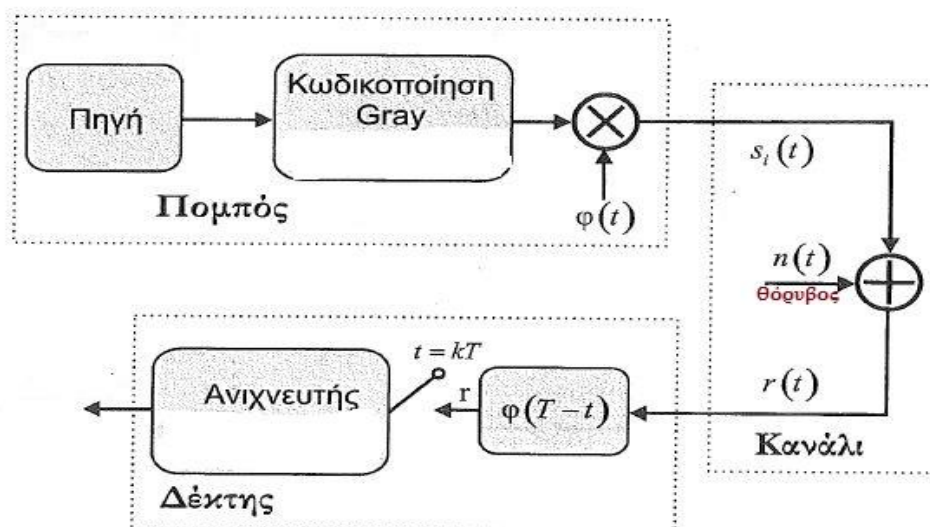


➤ Για το 4-PAM οι κυματομορφές είναι οι εξής:



❖ Σύστημα πομπού-δέκτη

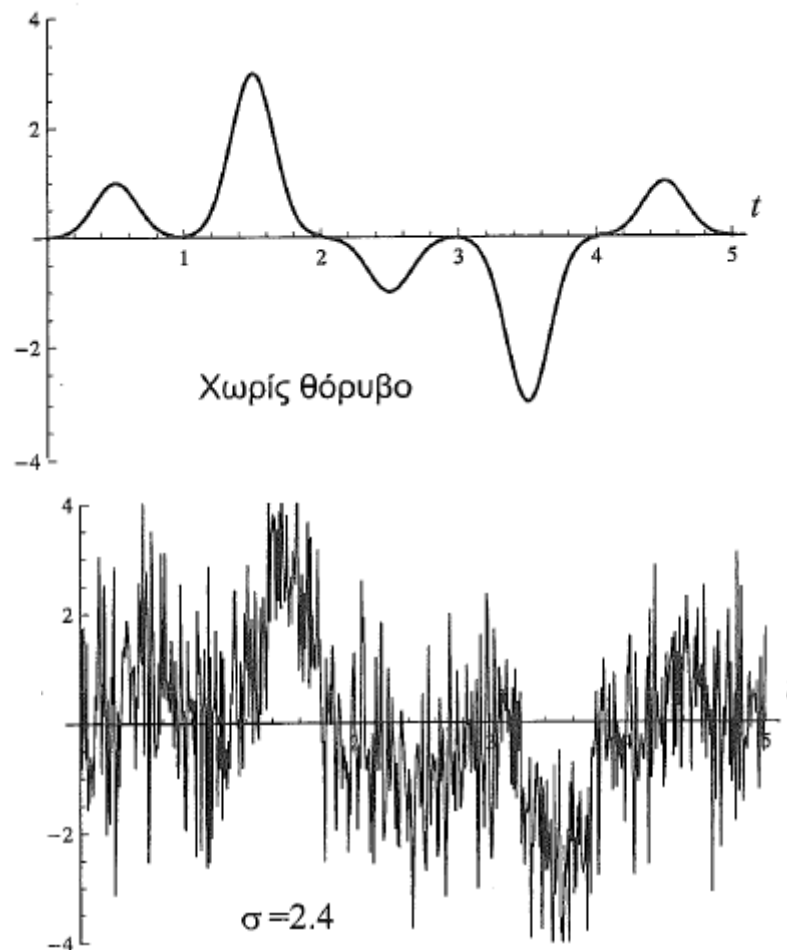
Αναμφίβολα το σχεδιαστικό κομμάτι σε ένα σύστημα είναι καθοριστικό όπως και τα μέρη που το απαρτίζουν για την κατανόησή του σκόπιμο είναι να δούμε το γενικό διάγραμμα του συστήματος πομπού-δέκτη ενός ψηφιακού τηλεπικοινωνιακού συστήματος βασικής ζώνης με διαμόρφωση M-PAM όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα :



πομπός Δέκτης M-PAM

❖ Επίδραση AWGN θορύβου στο σύστημα:

Είναι ολοφάνερο από το ακόλουθο σχήμα πως η επίδραση του θορύβου προκαλεί μια αλλοίωση στις κυματομορφές δυσχεραίνοντας έτσι την δουλειά του ανιχνευτή :

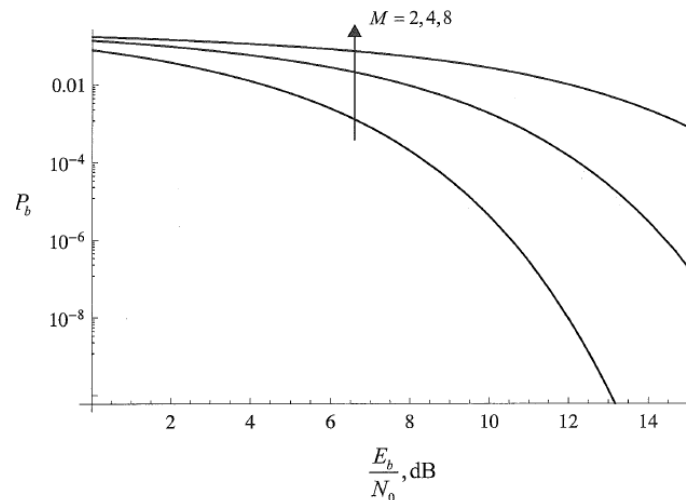


Έτσι αντιλαμβανόμαστε πως η Πιθανότητα σφάλματος αυξάνεται κατακόρυφα με την επίδραση του θορύβου.

Χρησιμοποιώντας δε κωδικοποίηση Gray και θεωρώντας υψηλές τιμές (> 20 dB) για τη σηματοθορυβική σχέση E_s/N_0 , η πιθανότητα σφάλματος bit μπορεί ικανοποιητικά να προσεγγιστεί για τη γενική περίπτωση του M-PAM ως εξής :

$$P_{b(M-PAM)} \simeq \frac{P_s}{\log_2 M} = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6E_b \log_2 M}{(M^2-1)N_0}} \right).$$

- Επίσης στο επόμενο σχήμα φαίνεται η πιθανότητα σφάλματος bit για M-PAM για διάφορες τιμές του M και της σηματοθορυβικής σχέσης E_b/N_0 σύμφωνα με τον προηγηθέντα προσεγγιστικό τύπο πιθανότητας σφάλματος bit M-PAM $-(P_{b(M-PAM)})$



❖ M-PAM-Εφαρμογές:

Τελειώνοντας με την παρουσίαση της ψηφιακής διαμορφώσεως οφείλω να αναφερθώ στις εφαρμογές αυτής σήμερα .Η διαμόρφωση M-PAM σπάνια χρησιμοποιείται στις μέρες μας σε πρακτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα αφού έχει ξεπεραστεί λόγω άλλων τεχνικών. Όμως χρησιμοποιείται ακόμη στο πρότυπο Ethernet για επικοινωνία σε τοπικά ενσύρματα δίκτυα υπολογιστών.

Πιο συγκεκριμένα το πρότυπο 100BASE-T2 Ethernet με λειτουργία στα 100 Mb/s αρχικά χρησιμοποιούσε 5-PAM σε τετρασύρματη γραμμή .

2.4.3 Διαμόρφωση Θέσεως Παλμού- PPM (Pulse Position Modulation):

Στη προηγούμενη παράγραφο όπως αναφέρθηκε, με την τεχνική M-PAM εκπέμπονται παλμοί-σύμβολα που διαφέρουν μεταξύ τους ως προς ένα μόνο χαρακτηριστικό το πλάτος των παλμών. Επομένως το M-PAM αποτελεί διαμόρφωση μίας διάστασης, ύπαρχει δηλαδή μία μόνο συνάρτηση βάσης στην .

Με τη Διαμόρφωση θέσης Παλμού-PPM η θέση των παλμών μεταβάλλεται στη διάρκεια μίας περιόδου T , με ανάλογη αντιστοίχιση των συμβόλων της μεταδιδόμενης πληροφορίας.

Καταυτόν το τρόπο τα εκπεμπόμενα σύμβολα διαφέρουν μεταξύ των ως προς δύο ή περισσότερα χαρακτηριστικά, δηλαδή τη θέση του παλμού σε διαφορετικά χρονικά διαστήματα εντός της περιόδου του συμβόλου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το PPM να είναι διαμόρφωση πολλών διαστάσεων.

Εν συνεχεία εξετάζουμε την περίπτωση του δυαδικού PPM και θα δοθούν και κάποια στοιχεία για το Μ-αδικό PPM (M-PPM).

2.4.4 Δυαδικό -PPM:

Όπως πράξαμε και στην ενότητα που παρουσιάσαμε το PAM έτσι και εδώ θα έχουμε την οπτική γωνία από τη μεριά του Πομπού-Εκπομπή και κατά τη Λήψη-Δεκτου- Ανιχνευτού .

❖ Εκπομπή :

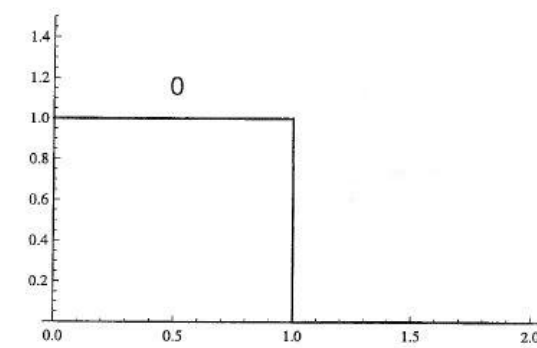
Όπως και στην περίπτωση των Μ-PAM, η μορφή του παλμού επιλέγεται με κριτήρια το διαθέσιμο εύρος ζώνης και την απόκριση του καναλιού.

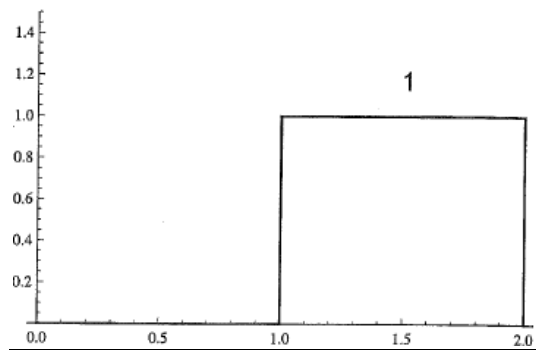
Κατά την εκπομπή του 2-PPM τα bits της πληροφορίας αντιστοιχούνται σε θέσεις τον παλμού σε δύο χρονικά διαστήματα διάρκειας $T/2$.

Έστω $g(t)$ ο βασικός παλμός διάρκειας $T/2$ τότε οι κυματομορφές εκπομπής είναι οι εξής:

$$\begin{cases} s_1(t) = g(t) & t \in [0, T]. \\ s_2(t) = g(t - \frac{T}{2}) \end{cases} \quad (\text{σχέση 2.4.4.1})$$

➤ Παράδειγμα σχεδίασης κυματομορφών εκπομπής 2-PPM με $T=2$ και $g(t)=1$:





Παρατηρούμε ότι οι κυματομορφές $S_1(t)$ και $S_2(t)$ είναι ορθογώνιες και έχουν την ίδια ενέργεια αφού ισχύει

$$\langle S_1(t), S_2(t) \rangle = 0$$

&

$$\mathcal{E}_g = \int_0^T |s_1(t)|^2 dt = \int_0^T |s_2(t)|^2 dt.$$

Μετά από πράξεις ολοκληρωμάτων για την περίπτωση τον ορθογωνίου παλμού με πλάτος A η ενέργεια θα είναι

$$\mathcal{E}_g = A^2 \frac{T}{2}$$

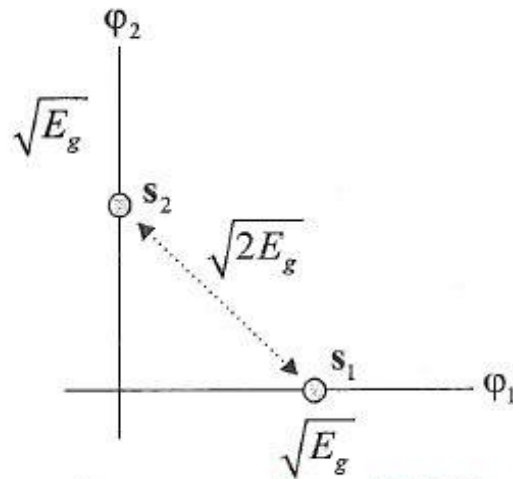
Αν Εφαρμόσουμε τη διαδικασία Gram-Schmidt προκύπτει ότι ο χώρος σημάτων του 2-PPM είναι διδιάστατος με συναρτήσεις βάσης:

$$\begin{cases} \phi_1(t) = \frac{s_1(t)}{\sqrt{\mathcal{E}_g}} \\ \phi_2(t) = \frac{s_2(t)}{\sqrt{\mathcal{E}_g}} \end{cases}$$

Τα διανύσματα στο χώρο βρίσκονται αν επιλύσουμε τις άνω σχέσεις ως προς τις εκπεμπόμενες κυματομορφές :

$$S_1 = \sqrt{\mathcal{E}_g} \phi_1 \quad \& \quad S_2 = \sqrt{\mathcal{E}_g} \phi_2$$

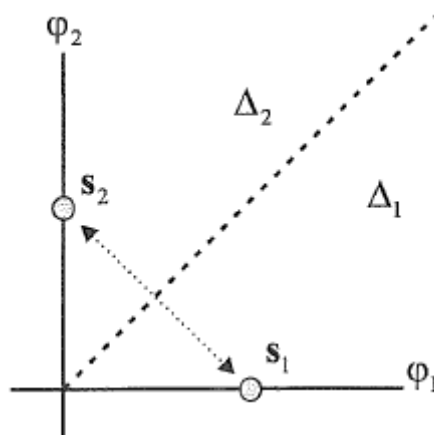
Με βάση λοιπόν τα Άνω μπορούμε να σχεδιάσουμε τον αστερισμό του Δυαδικού PPM . Στη βιβλιογραφία λόγω της ορθογωνιότητας των κυματομορφών $s_1(t)$ και $s_2(t)$, το 2PPM ονομάζεται και ορθογώνια σηματοδοσία .



Αστερισμός 2-PPM

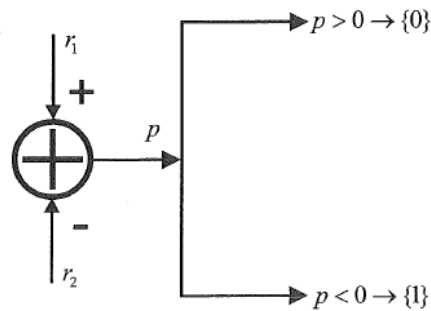
❖ Κατά τη λήψη :

Η αποδιαμόρφωση τον BPPM υλοποιείται με συσχετιστές ή προσαρμοσμένα φίλτρα. Με βάση τον άνω αστερισμό δημιουργούμε τα λεγόμενα κατώφλι απόφασης τα οποία θα λάβει υπόψιν του ο ανιχνευτής έτσι ώστε να πάρει τη βέλτιστη απόφαση και να έχουμε στην έξοδο το σωστό εκπεμπόμενο σύμβολο .Ας δούμε λοιπόν το κάτωθι σχήμα:



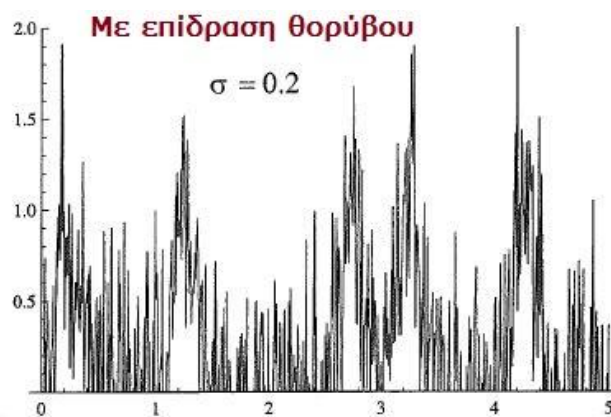
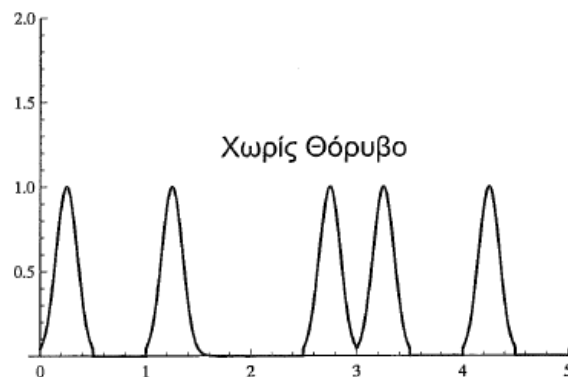
Κατώφλι-Περιοχές Απόφασης

Επίσης μια σχηματική διάταξη του Ανιχνευτή είναι η Ακόλουθη:



❖ Επίδραση AWGN θορύβου στο σύστημα:

Είναι αναφανδόν από το ακόλουθο σχήμα πως η επίδραση του θορύβου προκαλεί μια αλλοίωση στις κυματομορφές δυσχεραίνοντας έτσι την δουλειά του ανιχνευτή. Ας δούμε λοιπόν την ίδια κυματομορφή χωρίς θόρυβο και με την επίδραση θορύβου :



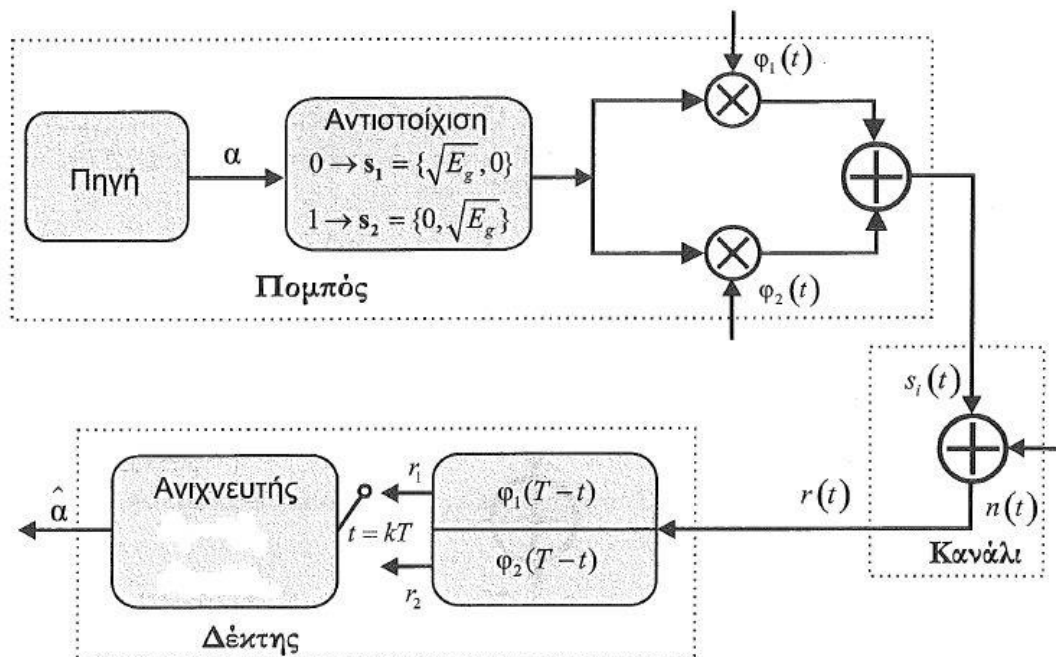
Από τα παραπάνω σχήματα παρατηρούμε ότι με την επίδραση του Θορύβου αυξάνεται η πιθανότητα να έχουμε κάποιο σφάλμα κατά την ανίχνευση. Παρατηρούμε δε από το 2-PPM έχουμε μια συμμετρία. Έτσι η συνολική πιθανότητα σφάλματος bit του 2-PPM για ισοπίθανα σύμβολα θα είναι:

$$P_{b(BPPM)} = \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{E_g}{N_0}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{E_g}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right),$$

αφού $E_g = E_b$.

❖ Σύστημα πομπού-δέκτη

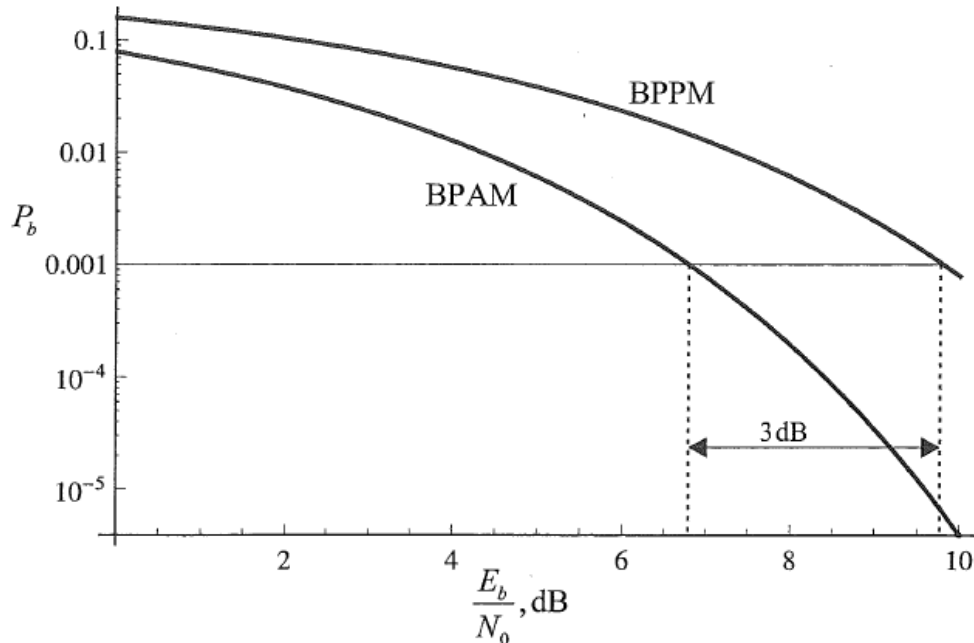
Αναντίρρητα όπως αναφέραμε και σε προηγούμενη παράγραφο η κυκλωματική σχεδίαση σε ένα σύστημα είναι καθοριστική όπως και τα μέρη που το απαρτίζουν για την κατανόησή του σκόπιμο είναι να δούμε το διάγραμμα του συστήματος πομπού-δέκτη ενός ψηφιακού τηλεπικοινωνιακού συστήματος με διαμόρφωση 2-PPM όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα :



Σύστημα Πομπού-Δέκτη για το 2-PPM

❖ Σύγκριση 2-PAM και 2-PPM :

Προτού γράψουμε τη κατακλείδα σκόπιμο είναι να αναφερθούμε στη σύγκριση των δυαδικών PAM & PPM.



Από το άνω σχήμα-γραφική παράσταση για διάφορες τιμές της σηματοθορυβικής σχέσης E_b/N_0 και παρατηρώντας τις σχέσεις

$$P_{b(BPPM)} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

&

$$P_{b(BPAM)} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

προκύπτει ότι το BPPM απαιτεί διπλάσια ενέργεια bit (δηλαδή 3 dB περισσότερη) από το BPAM προκειμένου να επιτευχθεί η ίδια πιθανότητα σφάλματος (π.χ για $P_b=0.001$ βλέπε άνω σχήμα).

❖ **Εφαρμογές PPM:**

Η διαμόρφωση PPM (δυαδική ή ανώτερης τάξης) έχει το πλεονέκτημα της εκπομπής παλμών με σταθερή ισχύ, αφού αυτοί έχουν σταθερό πλάτος και διάρκεια.

Παράλληλα όμως είναι ευαίσθητη σε λάθη από κακό συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη, επειδή το εκτιμώμενο χαρακτηριστικό είναι η θέση του παλμού στη διάρκεια μίας περιόδου.

Το PPM χρησιμοποιείται σε διάφορες εφαρμογές τόσο στις επικοινωνίες ραδιοσυχνοτήτων (RF) όσο και στις οπτικές επικοινωνίες, ενσύρματες και ασύρματες. Οι κυριότερες από αυτές είναι:

- ✓ Ασύρματος έλεγχος μοντέλων-παιχνιδιών αεροπλάνων, πλοίων και αυτοκινήτων. Η χρησιμοποίηση PPM σε αυτού του είδους τις εφαρμογές οφείλεται στην εύκολη ανίχνευση των συμβόλων στο δέκτη, κάτι που έχει ως συνέπεια τη χρήση δεχτών πολύ μικρού μεγέθους και χαμηλής πολυπλοκότητας.
- ✓ Ανάγνωση έξυπνων χαρτών από απόσταση σύμφωνα με το πρότυπο ISO-15693. Το σύστημα λειτουργεί σε συχνότητα 13.56 MHz και μπορεί να αναγνώσει χάρτες από απόσταση 1-1.5 μ.
- ✓ Σε συστήματα ασύρματης επικοινωνίας υπερευρείας ζώνης (Ultra WideBand) (IEEE P802.15 TG3α).
- ✓ Σε συστήματα ασύρματων οπτικών δικτύων εσωτερικών χώρων με υπέρυθρη ακτινοβολία (IEEE 802.11 Wireless Access Method and Physical Layer Specification).
- ✓ Σε συστήματα οπτικής επικοινωνίας μεταξύ δορυφόρων (Optical Inter-orbit Communications Engineering Test Satellite-OICETS)
- ✓ Σε επικοινωνίες διαστημικών αποστολών (deep-space communications).

2.4.5 Διαμόρφωση ολίσθησης φάσης PSK-(Phase Shift Keying):

Η διαμόρφωση Ολίσθησης Φάσης (PSK) είναι η ψηφιακή εκδοχή της αναλογικής διαμόρφωσης φάσης (PM) που εκθέσαμε στις αρχές του παρόντος κεφαλαίου.

Το PSK είναι αποκλειστικά ζωνοπερατή διαμόρφωση και η πληροφορία μεταφέρεται στη φάση ημιτονοειδών κυματομορφών της ίδιας συχνότητας και πλάτους (επομένως και ενέργειας).

Ακόλουθα, αφού παρουσιάσουμε συνοπτικά την γενική κατηγορία του M-αδίκου PSK (M-PSK), θα αναφερθούμε ιδιαίτερα στις περιπτώσεις του δυαδικού PSK (Binary PSK-BPSK) και του Τετραδικού PSK (Quaternary PSK-QPSK), τα οποία χρησιμοποιούνται περισσότερο σε πρακτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

2.4.6 M - PSK:

Όπως πράξαμε και σε προηγούμενες ενότητες που παρουσιάσαμε έτσι και εδώ θα έχουμε την οπτική γωνία από τη μεριά του Πομπού-Εκπομπή και κατά τη Λήψη-Δέκτη- Ανιχνευτού .

❖ Εκπομπή:

Θέλοντας να εκπέμψουμε κατά M-PSK χρησιμοποιούνται $M = 2^K$ κυματομορφές.

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta_i), & t \in [0, T] \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases}, i = 1, \dots, M \quad (\text{σχέση 2.4.5.1})$$

$$\text{Με } \theta_i = 2\pi(i-1)/M$$

Οι κυματομορφές $s_i(t)$ διάρκειας T μεταφέρουν πληροφορία K bits η κάθε μία, διαμορφώνοντας τη φάση θ_i , ενός φέροντος με συχνότητα f_c και πλάτος $\sqrt{\frac{2E_s}{T}}$

Από την σχέση 2.4.5.1 προκύπτει ότι όλες οι κυματομορφές έχουν σταθερή περιβάλλουσα ίση με :

$$V(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}}$$

Αυτή η ιδιότητα της σταθερής περιβάλλουσας κάνει δημοφιλή την διαμόρφωση M-PSK σε εφαρμογές που χρησιμοποιούνται ενισχυτές υψηλής ισχύος (high power amplifiers-HPA) με σχετικά μεγάλη μη-γραμμική περιοχή ενίσχυσης (π.χ. στις δορυφορικές επικοινωνίες).

Επίσης εκτός από σταθερή τιμή περιβάλλουσας οι κυματομορφές $S_i(t)$ έχουν και την ίδια ενέργεια συμβόλου.

$$\begin{aligned} \int_0^T s_i^2(t) dt &= \int_0^T \left(\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \right)^2 \cos^2(2\pi f_c t + \theta_i) dt \\ &= \frac{1}{2} \left[\int_0^T \left(\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \right)^2 dt + \int_0^T \left(\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \right)^2 \cos(4\pi f_c t + \theta_i) dt \right] \quad \text{(επειδή θεωρούμε ότι } f_c \gg 1/2T) \\ &= \frac{1}{2} \left[\int_0^T \left(\sqrt{\frac{2E_s}{T}} \right)^2 dt \right] = E_s, \end{aligned}$$

Αν $M = 2$ (BPSK) τότε $\theta_1 = 0$, $\theta_2 = \pi$ και οι χρησιμοποιούμενες κυματομορφές είναι:

$$\begin{cases} s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos 2\pi f_c t \\ s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -s_1(t). \end{cases}$$

Στην περίπτωση του BPSK η ενέργεια συμβόλου ταυτίζεται με την ενέργεια bit, δηλαδή $E_s = E_b$

Αν $M = 4$ η διαμόρφωση ονομάζεται Quadrature PSK -QPSK. Τότε $\theta_1 = 0$, $\theta_2 = \pi/2$, $\theta_3 = \pi$, $\theta_4 = 3\pi/2$ και οι κυματομορφές είναι:

$$\begin{aligned}s_1(t) &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos 2\pi f_c t, \\s_2(t) &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{\pi}{2}) = -\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \sin 2\pi f_c t, \\s_3(t) &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos 2\pi f_c t = -s_1(t), \\s_4(t) &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{3\pi}{2}) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \sin 2\pi f_c t = -s_2(t).\end{aligned}$$

❖ Διαγράμματα Αστερισμού:

Αν χρησιμοποιήσουμε τη τριγωνομετρική ταυτότητα:

$$\cos(a + b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b.$$

Τότε η σχέση 2.4.5.1 μπορεί να γραφεί ως εξής :

$$\begin{aligned}s_i(t) &= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta_i) \\&= \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \cos \theta_i \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{T}} \sin \theta_i \sin 2\pi f_c t,\end{aligned} \quad (\text{σχέση 2.4.5.2})$$

Εύκολα μπορούμε να επαληθεύσουμε ότι ο χώρος των σημάτων $S_i(t)$ έχει δύο διαστάσεις με ορθοκανονικές συναρτήσεις βάσεως :

$$\begin{cases} \phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos 2\pi f_c t. \\ \phi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin 2\pi f_c t. \end{cases}$$

Επίσης τα $S_2(t)$ γράφονται σαν γραμμικός συνδυασμός των $\phi_1(t)$ και $\phi_2(t)$ ως:

$$s_i(t) = (\sqrt{\mathcal{E}_s} \cos \theta_i) \phi_1(t) + (\sqrt{\mathcal{E}_s} \sin \theta_i) \phi_2(t).$$

Με το σύμβολο $S_i(t)$ να είναι :

$$s_i = \{ \sqrt{E_s} \cos \theta_i, \sqrt{E_s} \sin \theta_i \}$$

Από την σχέση 2.4.5.2 αντιλαμβανόμαστε ότι τα σήματα PSK αποτελούνται από το άθροισμα μίας συμφασικής (In-phase) συνιστώσας, η οποία διαμορφώνεται κατά πλάτος από το σήμα $\sqrt{E_s} \cos \theta_i$ και μίας ορθογώνιας (Quadrature) συνιστώσας, η οποία διαμορφώνεται κατά πλάτος από το $2\sqrt{E_s} \sin \pi/M$.

Οι συναρτήσεις βάσεις είναι επίσης γνωστές ως:

$$\phi_1(t) \rightarrow \mathbf{I},$$

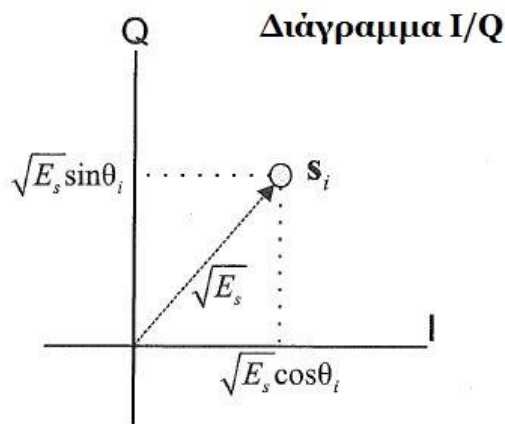
&

$$\phi_2(t) \rightarrow \mathbf{Q},$$

ενώ η γεωμετρική αναπαράσταση των σημάτων ως Διαγράμματα I/Q.

Τα διαγράμματα I/Q είναι ιδιαίτερα σημαντικά στη θεωρία των ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων γιατί περιγράφουν με ακρίβεια τις αλλαγές στη φάση και το πλάτος των σημείων-συμβόλων του αστερισμού.

Επιπρόσθετα, περιγράφουν τον τρόπο με τον οποίο τα σήματα δημιουργούνται στην πράξη στον πομπό και ανιχνεύονται στο δέκτη.



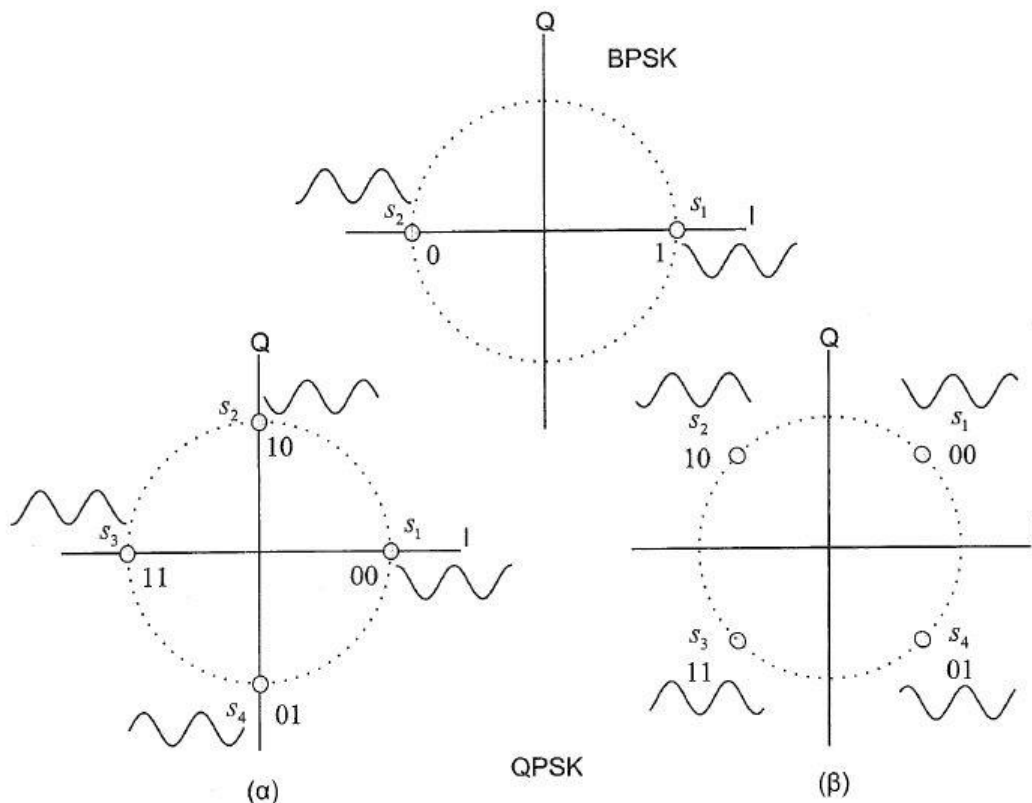
Στο άνω σχήμα φαίνεται ένα διάγραμμα I/Q για ένα σύμβολο PSK. Το διάγραμμα αυτό επιτρέπει την αναπαράσταση των σημάτων και ως μιγαδικούς αριθμούς, αν θεωρηθεί το I ως ο άξονας των πραγματικών και το Q των φανταστικών αριθμών.

Στο Σχήμα(A) σχεδιάζονται τα διαγράμματα I/Q και οι κυματομορφές εκπομπής, όταν χρησιμοποιήσουμε κωδικοποίηση Gray για τις διαμορφώσεις BPSK και QPSK.

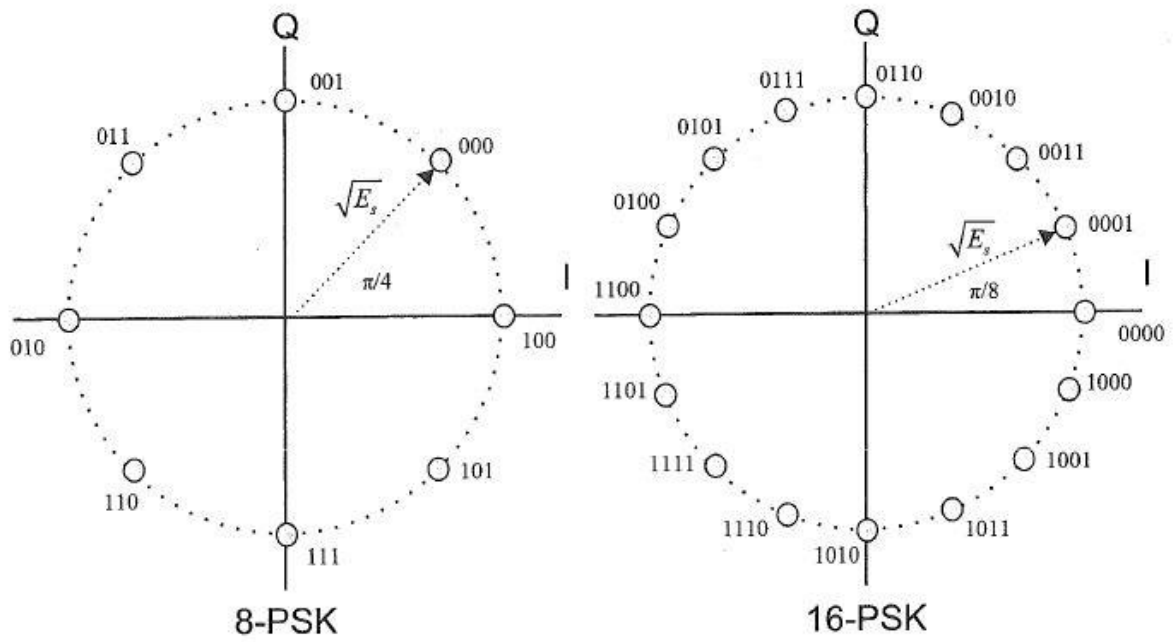
Στην περίπτωση τον 8-PSK ο αριθμός των χρησιμοποιούμενων κυματομορφών είναι $M = 2^K = 8$ και κάθε σύμβολο μεταφέρει πληροφορία $K = \log_2(8) = 3$ bits.

Το 16-PSK μεταφέρει πληροφορία 4 bits ανά σύμβολο ($K = 4$) και ο αριθμός των συμβόλων είναι $M = 2^K = 16$.

Οι αστερισμοί 8-PSK και 16-PSK καθώς και η αντιστοίχιση των bits σε σύμβολα σύμφωνα με τον κώδικα Gray σχεδιάζεται στο Σχήμα(B).



Σχήμα (A) - Διαγράμματα I/Q BPSK και QPSK



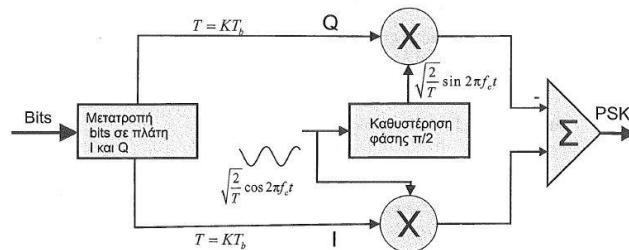
Σχήμα (B)-Διαγράμματα I/Q 8-PSK και 16-PSK

❖ Διαμορφωτές:

Όπως προανέφερα σε προηγούμενη παράγραφο τα διαγράμματα I/Q, εκτός από το να αναπαριστούν με ακρίβεια τις μεταβολές πλάτους και φάσης σε ένα αστερισμό, συνδέονται στενά και με το τρόπο που δημιουργούνται τα εκπεμπόμενα σύμβολα αλλά και με το τρόπο που ανιχνεύονται στο δέκτη.

Έτσι οι διατάξεις που χρησιμοποιούνται για το σκοπό ονομάζονται Διαμορφωτές και Αποδιαμορφωτές I/Q.

Μετά από αυτές τις παρατηρήσεις προχωρούμε στη σχηματική παρουσίαση του Διαμορφωτή I/Q ο οποίος φαίνεται στο κάτωθι σχήμα:



Διαμορφωτής I/Q

Η λειτουργία ενός διαμορφωτή I/Q φαίνεται μπορεί να περιγραφεί σύντοπα ως εξής:

- Για όλα τα σημεία τον αστερισμού καταγράφονται σε πίνακα οι συνιστώσες I και Q.
- Η ακολουθία των bits πληροφορίας χωρίζεται σε ομάδες των $K = \log_2 M$ bits για κάθε μία από τις οποίες παράγονται οι συνιστώσες I και Q με βάση τον προαναφερθέντα πίνακα.
- Η συνιστώσα I διαμορφώνει κατά πλάτος ένα φέρον :

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos 2\pi f_c t$$

- το οποίο παράγεται από ένα τοπικό ταλαντωτή ενώ η συνιστώσα Q διαμορφώνει κατά πλάτος την ορθογώνια εκδοχή του φέροντος:

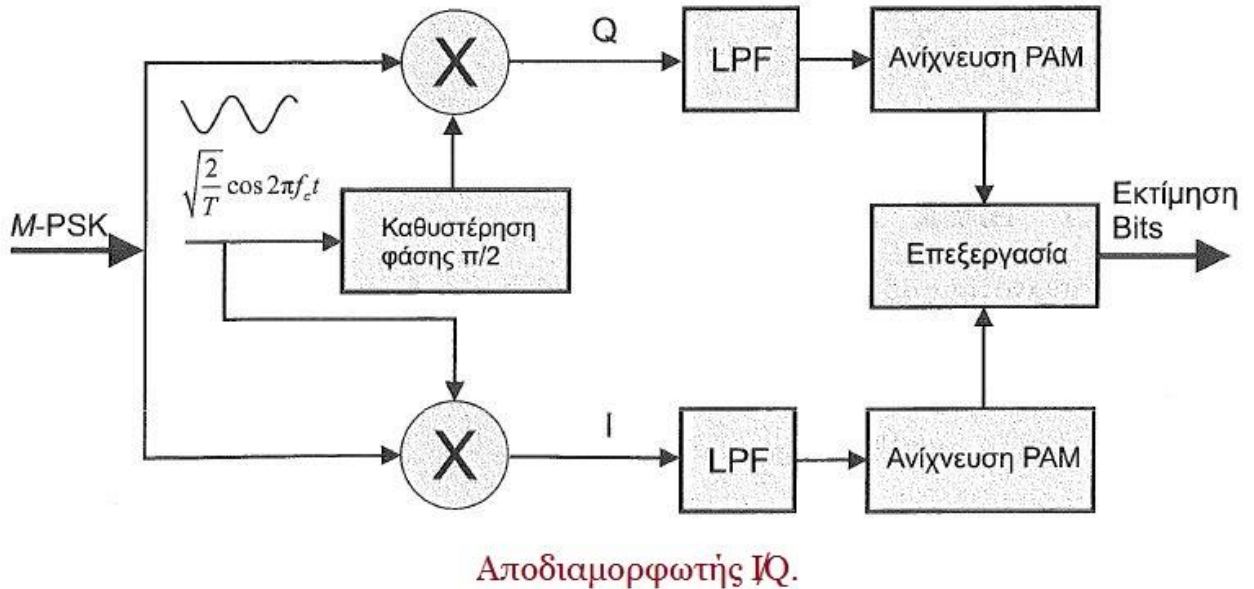
$$\phi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin 2\pi f_c t.$$

[Στο σημείο αυτό πραγματοποιείται και η μετατροπή του σήματος βασικής ζώνης σε ζωνοπερατό (σε συχνότητα f_c).]

- Η χρονική διάρκεια του συμβόλου στις διαμορφώσεις κατά πλάτος των συνιστωσών είναι $T = K Tb$.
- Τα δύο διαμορφωμένα κατά πλάτος σήματα εισάγονται σε ένα αιθροιστή, η έξοδος τον οποίου είναι το διαμορφωμένο σήμα.

❖ Λήψη-Αποδιαμόρφωση-Ανίχνευση:

Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη του Αποδιαμορφωτή I/Q :



Στην πλευρά του δέκτη πραγματοποιείται η αντίστροφη διαδικασία από αυτή του πομπού ώστε να εξαχθούν οι συνιστώσες I και Q, οι οποίες οδηγούνται σε χαμηλοπερατά φίλτρα για την απόρριψη των υψηλών συχνοτήτων και κατόπιν σε ανιχνευτές PAM.

Εν συνεχεία υλοποιείται η διαδικασία αντιστοίχισης των εκτιμωμένων συνιστωσών I και Q βασικής ζώνης σε ακολουθίες bits των K bits.

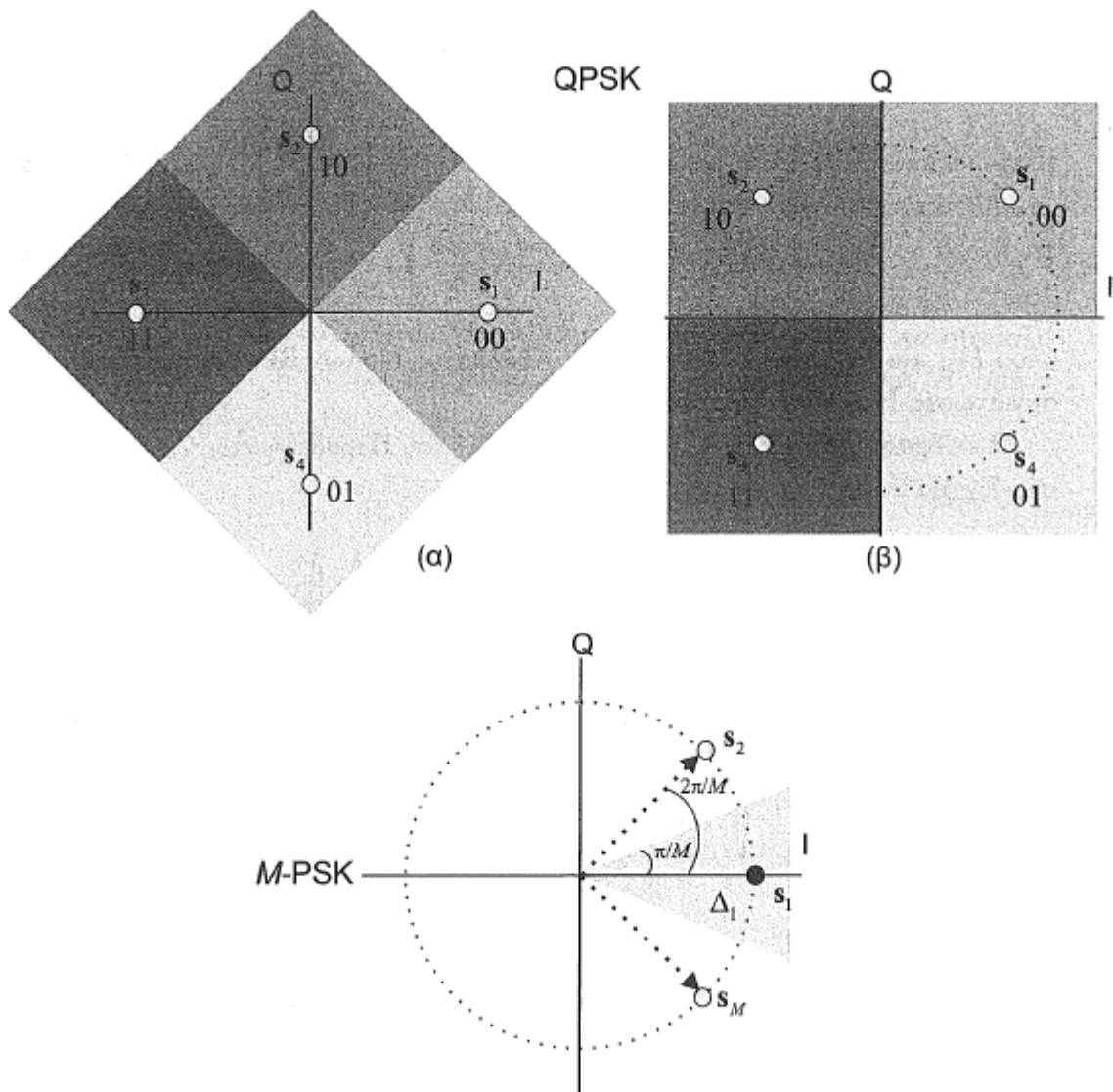
Με τον παραπάνω τρόπο η ανίχνευση στο δέκτη μετατρέπεται σε ανίχνευση δύο PAM σημάτων, ένα στην I και ένα στην Q συνιστώσα. (τα δύο αυτά PAM σήματα αποτελούνται από σύμβολα τα οποία δεν είναι σίγουρο ότι είναι ισαπέχοντα.)

Η χρήση αποδιαμορφωτή I/Q απαιτεί τη γνώση της φάσης του φέροντος στο δέκτη (σύμφωνη ανίχνευση), η οποία υλοποιείται συνήθως με χρήση PEE. Όμως τότε παρουσιάζονται ασάφειες της φάσης σε πολλαπλάσια του $2\pi/M$ επιβάλλοντας συχνά να είναι αναγκαία η διαφορική κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση των δεδομένων.

❖ Κατώφλια απόφασης:

Ο αστερισμός τον BPSK είναι ίδιος με αυτόν του BPSK οπότε οι περιοχές απόφασης και ο ανιχνευτής θα είναι ίδιος με αυτόν τον BPSK οπότε για λόγους συντομίας δε θα επαναλάβουμε τα σχήματα.

Σε ό,τι αφορά την περίπτωση του QPSK οι περιοχές απόφασης για τον Ανιχνευτή φαίνονται στο Επόμενο σχήμα, ενώ στο ίδιο σχήμα παρουσιάζονται και οι περιοχές απόφασης για τη γενική περίπτωση του M-PSK.



❖ Πιθανότητα Σφάλματος:

➤ BPSK:

Η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου (ή bit αφού $K = 1$) του BPSK θα είναι ίδια με αυτή του BPAM- οι δύο διαμορφώσεις έχουν τον ίδιο αστερισμό (αντίποδα σήματα).

$$P_{b(BPSK)} = P_{b(BPAM)} = Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}}\right),$$

➤ QPSK:

Στην περίπτωση του QPSK ο αποδιαμορφωτής I/Q ανιχνεύει δύο 2-PAM σήματα ένα στην I και ένα στην Q συνιστώσα. Άρα η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου θα είναι:

$$\begin{aligned} P_{s(QPSK)} &= 1 - (1 - P_{b,I})(1 - P_{b,Q}) \\ &= 1 - \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}}\right)\right] \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}}\right)\right] \\ &= 2Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}}\right) - Q^2\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}}\right) \end{aligned}$$

➤ M-PSK:

Στην περίπτωση του M-PSK όταν $M > 4$ δεν υπάρχει ακριβής μορφή για την πιθανότητα σφάλματος συμβόλου του M-PSK. Υπάρχει όμως μία πολύ καλή προσέγγιση για μεγάλες τιμές των E_s/N_0 και M η οποία είναι η ακόλουθη :

$$P_{s(M-PSK)} \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right).$$

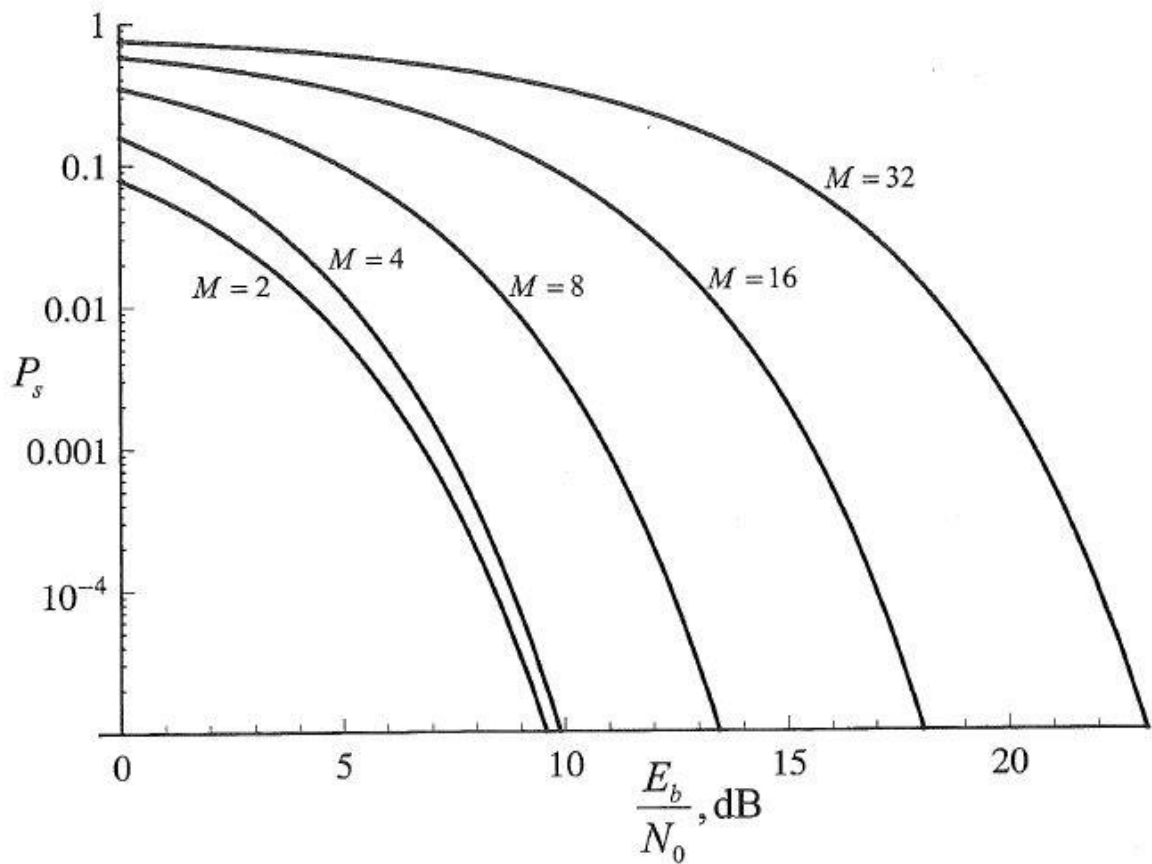
Ο υπολογισμός της πιθανότητας σφάλματος bit για το M-PSK είναι ιδιαίτερα πολύπλοκος αφού εξαρτάται από τον τρόπο αντιστοίχισης των bits στα σύμβολα.

Όταν χρησιμοποιείται κώδικας Gray και θεωρηθεί λειτουργία σε υψηλές τιμές του SNR, τότε τα πιθανά σφάλματα εμφανίζονται -με πολύ μεγάλη πιθανότητα- σε γειτονικά σύμβολα (αναφορικά με το σύμβολο που έχει σταλεί). Έτσι για

αστερισμό συμβόλων αποτελούμενα από K bits η πιθανότητα σφάλματος bit μπορεί να προσεγγιστεί ως

$$P_{b(M-PSK)} \approx \frac{P_{s(M-PSK)}}{K}.$$

Στο Επόμενο Σχήμα σχεδιάζεται η πιθανότητα σφάλματος συμβόλου του MPSK, όταν $M = 2, 4, 8, 16,$ και 32 :



Πιθανότητες σφάλματος συμβόλου για το M -PSK

2.4.7 DPSK- Διαμόρφωση διαφορικής ολίσθησης φάσης (Diferential PSK):

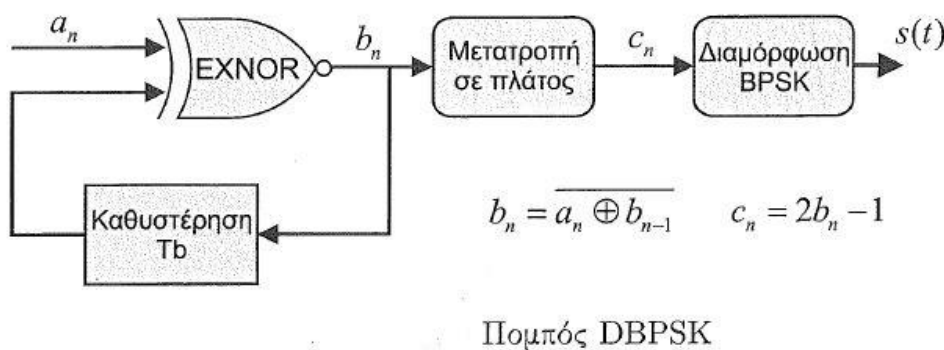
Ένα Από τα πλεονεκτήματα της DPSK είναι ότι δεν απαιτείται σύμφωνο σήμα αναφοράς στο δέκτη

❖ Πομπός DBPSK:

Με τη διαφορική κωδικοποίηση ένα bit 0 ή 1 διαμορφώνεται κατά DBPSK λαμβάνοντας υπόψη την κατάσταση του προηγούμενου bit.

Κατ'αυτόν τον τρόπο και με την υπόθεση ότι το λάθος ϵ στην εκτίμηση της φάσης από το PLL μεταβάλλεται αργά και είναι το ίδιο σε δύο διαδοχικά διαστήματα συμβόλου, η διαφορά φάσης μεταξύ δύο διαδοχικών κυματομορφών-συμβόλων 'θα είναι ανεξάρτητη από το ϵ

$$\Delta\theta = [\theta_{T_2} + \epsilon] - [\theta_{T_1} + \epsilon] = \theta_{T_2} - \theta_{T_1}.$$



Η διαφορική κωδικοποίηση υλοποιείται μέσω μίας πύλης EX-NOR και ενός Καθυστερητή που προκαλεί καθυστέρηση T_b . Η έξοδος της πύλης EX-NOR

$$b_n = \overline{a_n \oplus b_{n-1}}$$

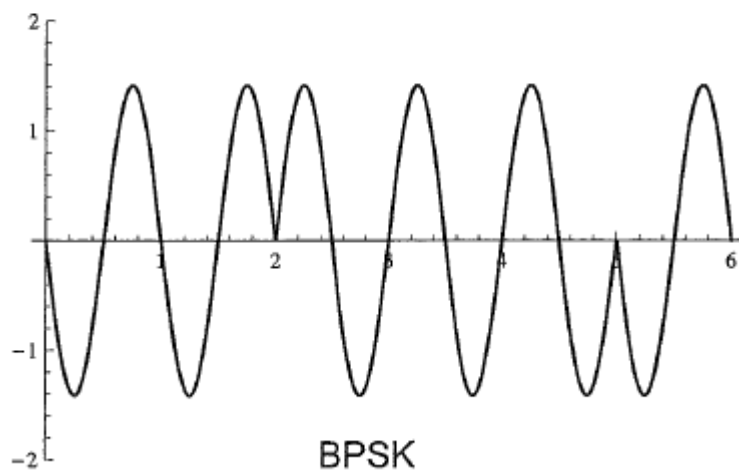
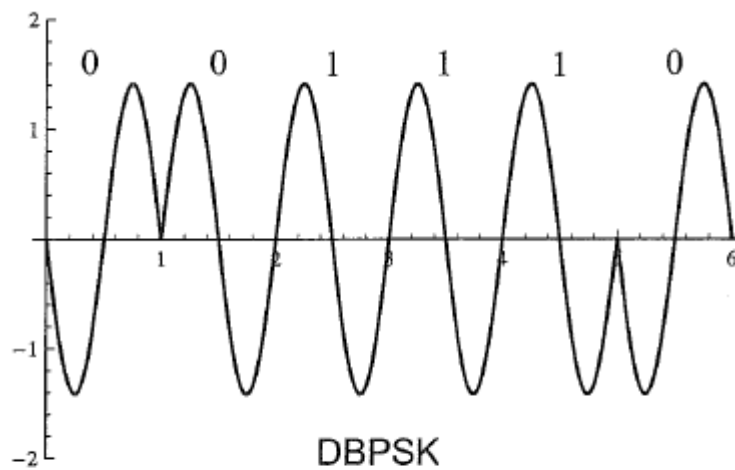
είναι 1 αν το bit πληροφορίας a_n και το προηγούμενο κωδικοποιημένο bit b_{n-1} είναι τα ίδια αλλιώς το b_n , είναι 0.

Κατόπιν τα κωδικοποιημένα bits μετατρέπονται σε πλάτη ± 1 και εκπέμπονται με BPSK αφού γίνει η αντιστοιχία στις φάσεις $\Theta_1 = 0$ και $\Theta_2 = \pi$.

Για να κατανοήσουμε μερικά μέρη του μηχανισμού έστω η ακολουθία

$a_n = \{001110\}$ θα δοθούν σε πίνακα τα διαφορικά κωδικοποιημένα bits και θα σχεδιαστούν στο πεδίο του χρόνου τα σήματα DBPSK και BPSK.

a_n		0	0	1	1	1	0
b_n	1	0	1	1	1	1	0
c_n	1	-1	1	1	1	1	-1
Θ_n	0	π	0	0	0	0	π



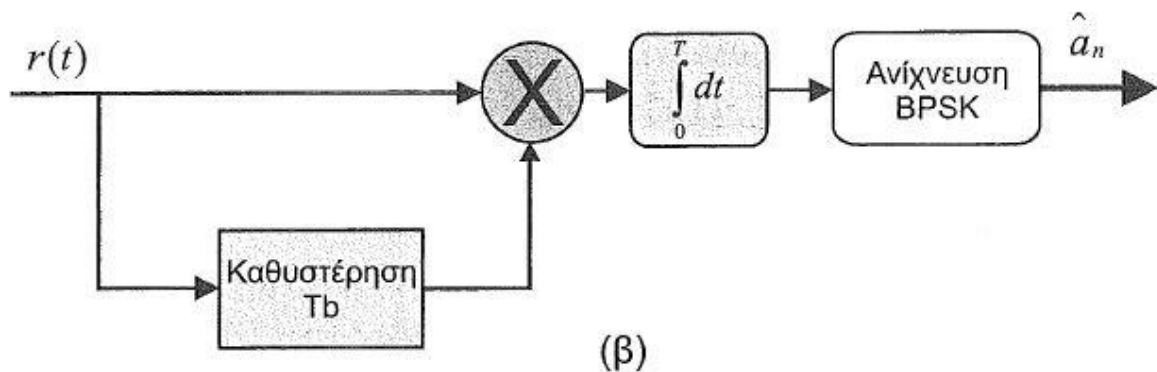
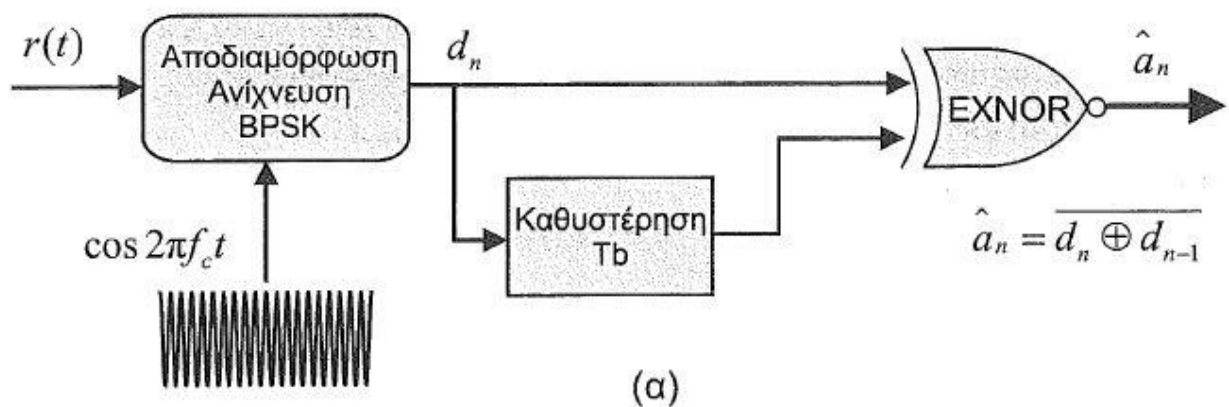
❖ Δέκτης DBPSK:

Η ονομασία DBPSK αναφέρεται τόσο στον τρόπο κωδικοποίησης της πληροφορίας (differential encoding) όσο και στη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης.

Ανάλογα με τη μέθοδο που ακολουθείται κατά την τελευταία το DBPSK διακρίνεται σε σύμφωνο και ασύμφωνο.

Το σύμφωνο DBPSK απαιτεί την εκτίμηση της απόλυτης τιμής της φάσης μέσω PLL και κατόπιν έπεται αποκωδικοποίηση των δεδομένων προκειμένου να ανακτηθεί η εκπεμπόμενη ακολουθία bit.

Αλλά η μέθοδος αυτή σπάνια χρησιμοποιείται στην πράξη σε αντίθεση με την ασύμφωνη διαφορική ανίχνευση η οποία δεν απαιτεί γνώση της φάσης του φέροντος.



Ασύμφωνοι δέκτες DBPSK

Η υλοποίηση του δέκτη του ασύμφωνου DBPSK μπορεί να γίνει με δύο τρόπους:

Ο δέκτης του Άνω Σχήματος (α) χρησιμοποιεί ένα τοπικά παραγόμενο φέρον το οποίο είναι σε συμφωνία ως προς τη συχνότητα με το λαμβανόμενο σήμα αλλά όχι απαραίτητα ως προς τη φάση.

Αφού αποδιαμορφωθούν και ανιχνευτούν τα διαφορικά κωδικοποιημένα δεδομένα d_n μέσω ενός δέκτη I/Q BPSK οδηγούνται στον αποκωδικοποιητή ώστε να εξαχθούν τα bits πληροφορίας a_n . Ο τελευταίος υλοποιείται (όπως και ο κωδικοποιητής) με μία πύλη EX-NOR και ένα καθυστερητή.

Μία εναλλακτική υλοποίηση ασύμφωνου δέκτη DBPSK που δεν απαιτεί γνώση της συχνότητας του λαμβανόμενου σήματος, είναι αυτή του Σχήμα (β) Ο χρησιμοποιούμενος πολλαπλασιαστής συσχετίζει το λαμβανόμενο σήμα με τη καθυστερημένη έκδοση αυτού κατά μία περίοδο συμβόλου.

Αν για παράδειγμα το λαμβανόμενο σήμα κέχει την ίδια φάση π με το r_{k-1} τότε η έξοδος του ανιχνευτή BPSK είναι 1, ενώ σε διαφορετική περίπτωση είναι 0. Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται και για την υπόλοιπη σειρά bits.

Σημειώστε ότι ο δέκτης του Σχήματος (α) είναι βέλτιστος όσον αφορά το BER, ενώ αυτός του (β) υπό-βέλτιστος, με πλεονέκτημα όμως την έλλειψη απαίτησης για ανάκτηση της συχνότητας του φέροντος.

❖ Πιθανότητα σφάλματος DBPSK:

Το DPSK υστερεί σε επιδόσεις συγκρινόμενο με το PSK, αφού τα σφάλματα διαδίδονται και σε γειτονικά σύμβολα εξαιτίας της συσχέτισης μεταξύ των αντίστοιχων κυματομορφών.

Η εύρεση της ακριβούς πιθανότητας σφάλματος για το ασύμφωνο M-αδικό DPSK είναι ιδιαίτερα δύσκολη. Όμως μπορεί να γίνει σύγκριση με το αντίστοιχο M-PSK αν ληφθεί υπόψη το γεγονός ότι το τελευταίο συγκρίνει το λαμβανόμενο

σήμα με μία "καθαρή" (χωρίς θόρυβο) αναφορά. Αυτό δε συμβαίνει στην περίπτωση τον DPSK όπου δύο σήματα με θόρυβο συγκρίνονται μεταξύ τους.

Έτσι μπορεί να συμπεράνει κάποιος ότι ο θόρυβος στο DPSK έχει διπλάσια ισχύ από αυτόν του M-PSK, οπότε η πιθανότητα σφάλματος θα είναι προσεγγιστικά δύο φορές χειρότερη (περίπου 3 dB). Αυτή η επίδοση βελτιώνεται σε υψηλά SNR όπου η επίδραση του θορύβου είναι μικρότερη.

Η πιθανότητα σφάλματος για το σύμφωνο DBPSK δίνεται ως

$$P_{b(DBPSK)} = 2Q \left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}} \right) \left[1 - Q \left(\sqrt{\frac{2\mathcal{E}_b}{N_0}} \right) \right],$$

ενώ η πιθανότητα σφάλματος για την περίπτωση τον (βέλτιστου) ασύμφωνου δυαδικού DBPSK δίνεται από το τύπο:

$$P_{b(DBPSK)} = \frac{1}{2} e^{-\frac{\mathcal{E}_b}{N_0}}.$$

❖ Εφαρμογές PSK:

Η διαμόρφωση PSK χρησιμοποιείται σε διάφορες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, οι κυριότερες από τις οποίες είναι:

- Συστήματα κινητών επικοινωνιών EGPRS (ονομαζόμενα και EDGE ή IMT Single Carrier (IMT-SC)). Τα συστήματα αυτά είναι μία εξέλιξη του GSM και επιτρέπουν μετάδοση σε μεγαλύτερες ταχύτητες, διατηρώντας όμως τη συμβατότητα με το GSM. Αν και το EGPRS μπορεί να θεωρηθεί σαν τεχνολογία κινητών επικοινωνιών 3ης γενιάς (3G) συνήθως αναφέρεται ως 2.75G.
- Συστήματα κινητών επικοινωνιών 3G και 3G+ (UMTS, WCDMA, HSDPA)
- Επικοινωνίες δεδομένων σε δίκτυο σταθερής τηλεφωνίας (πρότυπο ITU-T).
- Ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless LANs) σύμφωνα με τα πρότυπα 802.11b και 802.11g.

- Δορυφορικές επικοινωνίες.
- Βιομετρικά διαβατήρια, πιστωτικές χάρτες και γενικά σε περιπτώσεις αναγνώρισης με χρήση ραδιοσυχνοτήτων (Radio-frequency identification-RFID).
- Σύστημα ασύρματης επικοινωνίας Bluetooth 2.
- Συστήματα επίγειας και δορυφορικής ψηφιακής τηλεόρασης (DVB-T, DVBRCS).
- Συστήματα ασύρματης επικοινωνίας Worldwide Interoperability for Microwave Access-WiMAX.

2.4.8 Ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation-QAM):

Πρώτου αναφερθούμε σε αυτή τη τεχνική διαμόρφωσης πρέπει να πούμε ότι η τεχνική πολυπλεξίας δύο αναλογικών σημάτων ονομάζεται Quadrature Amplitude Multiplexing-QAM. Εν αντιθέσει εδώ η ονομασία QAM είναι γνωστή ως Ορθογώνια Διαμόρφωση Πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation-QAM) και χρησιμοποιείται ευρέως στις ψηφιακές επικοινωνίες.

Το Μ-αδικό QAM (M-QAM) προκύπτει από την τεχνική M-PSK αν καταργηθεί ο περιορισμός ίσης ενέργειας των ημιτονοειδών κυματομορφών στην σχέση 2.4.5.1. Τότε εκτός από τη φάση μεταβάλλεται και το πλάτος -ενέργεια. Οι κυματομορφές θα είναι οι εξής :

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_i}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta_i), & t \in [0, T] \\ 0, & \text{άλλού} \end{cases}, i = 1, \dots, M.$$

Αν θέλουμε να γράψουμε την παραπάνω σχέση σε μορφή I/Q τότε έχει την ακόλουθη μορφή:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_i}{T}} \cos \theta_i \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{2\mathcal{E}_i}{T}} \sin \theta_i \sin 2\pi f_c t$$

Επίσης οι συναρτήσεις Βάσης θα έχουν ίδια μορφή με αυτή του M-PSK :

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos 2\pi f_c t, \quad \phi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin 2\pi f_c t.$$

Επιπλέον τα $S_i(t)$ γραφόμενα ως γραμμικός συνδυασμός των $\phi_1(t)$ και $\phi_2(t)$ έχουν την εξής μορφή:

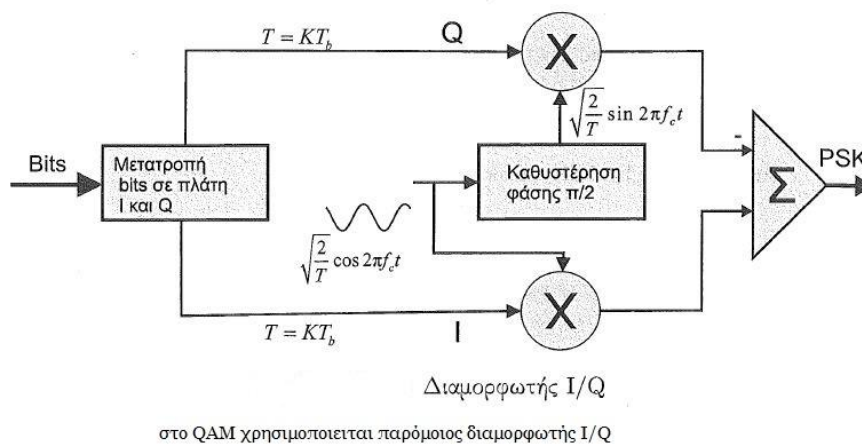
$$s_i(t) = (\sqrt{\mathcal{E}_i} \cos \theta_i) \phi_1(t) + (\sqrt{\mathcal{E}_i} \sin \theta_i) \phi_2(t)$$

Το ζητούμενο σύμβολο θα είναι το εξής:

$$s_i = \{ \sqrt{\mathcal{E}_i} \cos \theta_i, \sqrt{\mathcal{E}_i} \sin \theta_i \}.$$

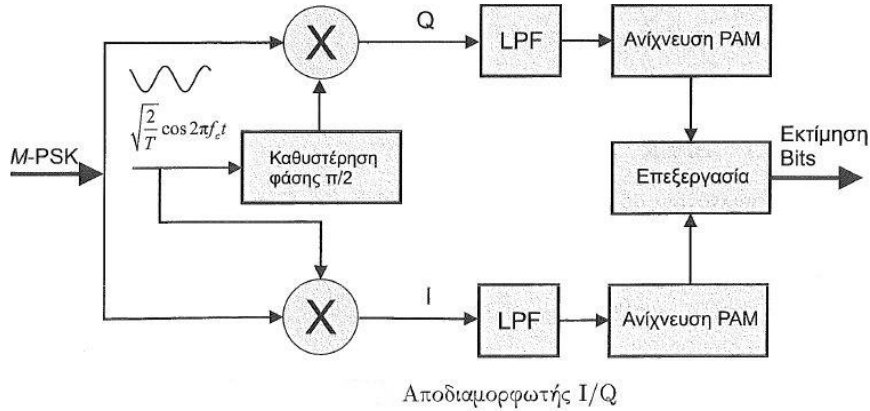
❖ Εκπομπή:

Κατά την εκπομπή χρησιμοποιείται ο ίδιος διαμορφωτής με αυτόν του PSK :



❖ Λήψη:

Κατά την λήψη-Ανίχνευση χρησιμοποιείται ο ίδιος αποδιαμορφωτής του M-PSK:



❖ Ενέργεια:

Η Μέση Ενέργεια συμβόλου στο M-QAM είναι η ακόλουθη :

$$\mathcal{E}_s = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \mathcal{E}_i,$$

Όπου σε αυτή τη σχέση \mathcal{E}_i είναι η ενέργεια του i -οστού συμβόλου του Αστερισμού.

Θεωρούμε δε σκόπιμο να παρουσιάσουμε τις δύο βασικές κατηγορίες αστερισμών του QAM:

❖ Ορθογώνιοι Αστερισμοί QAM:

Οι ορθογώνιοι αστερισμοί QAM δημιουργούνται από δύο σήματα PAM, το καθένα από τα οποία διαμορφώνει την I και την Q συνιστώσα.

Τα σήματα τον ορθογωνίου M-QAM έχουν τη γενική μορφή:

$$s_{ij}(t) = A_i \cos 2\pi f_c t - A_j \sin 2\pi f_c t,$$

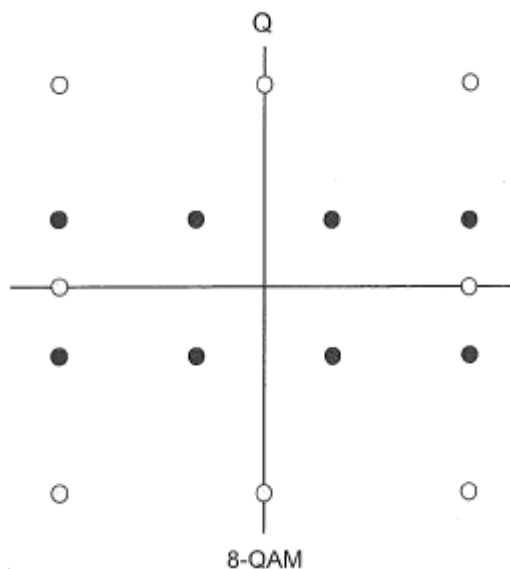
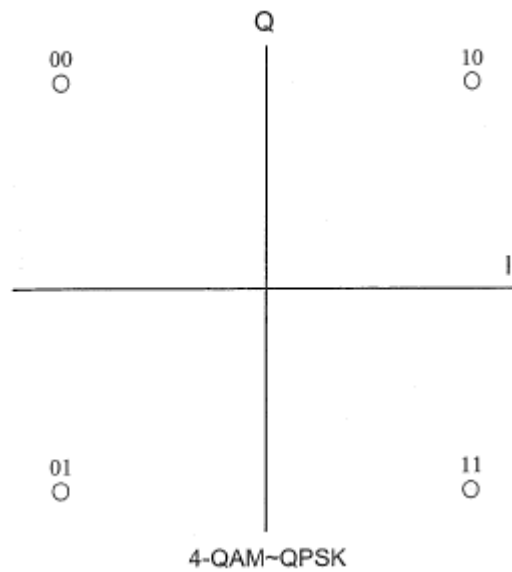
όπου τα $A_i, i = 1, 2, \dots, M_1$ και $A_j, j = 1, 2, \dots, M_2$ είναι τα πλάτη των δύο σημάτων M_1 -PAM και M_2 -PAM που διαμορφώνουν την I και την Q συνιστώσα αντίστοιχα.

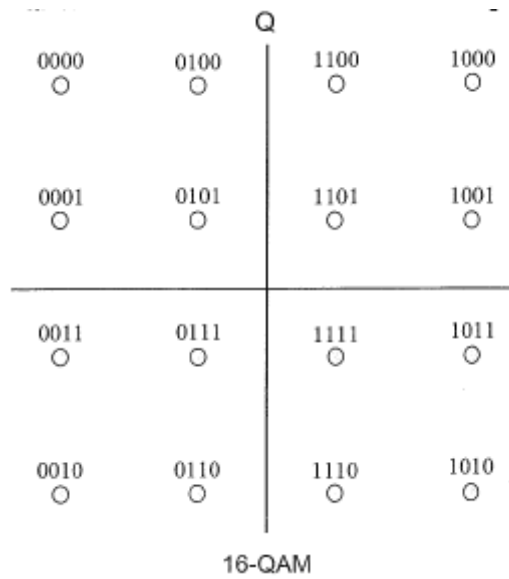
Επίσης αν και οι αστερισμοί που είναι ορθογώνιοι εν συγκρίσει με τούς μη ορθογώνιους παρουσιάζουν χειρότερες επιδόσεις (για $M > 16$), χρησιμοποιούνται

πολύ συχνά στην πράξη αφού έχουν το πλεονέκτημα της εύκολης διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Οι ορθογώνιοι αστερισμοί με $M_1 = M_2$ ονομάζονται τετραφωνικοί .

Αν $M_1 = 2^{K_1}$ & $M_2 = 2^{K_2}$ τότε $M = M_1 M_2 = 2^{K_1 + K_2}$ και κάθε σύμβολο τον M-QAM μεταφέρει πληροφορία ίση με $K_1 + K_2$ bits.

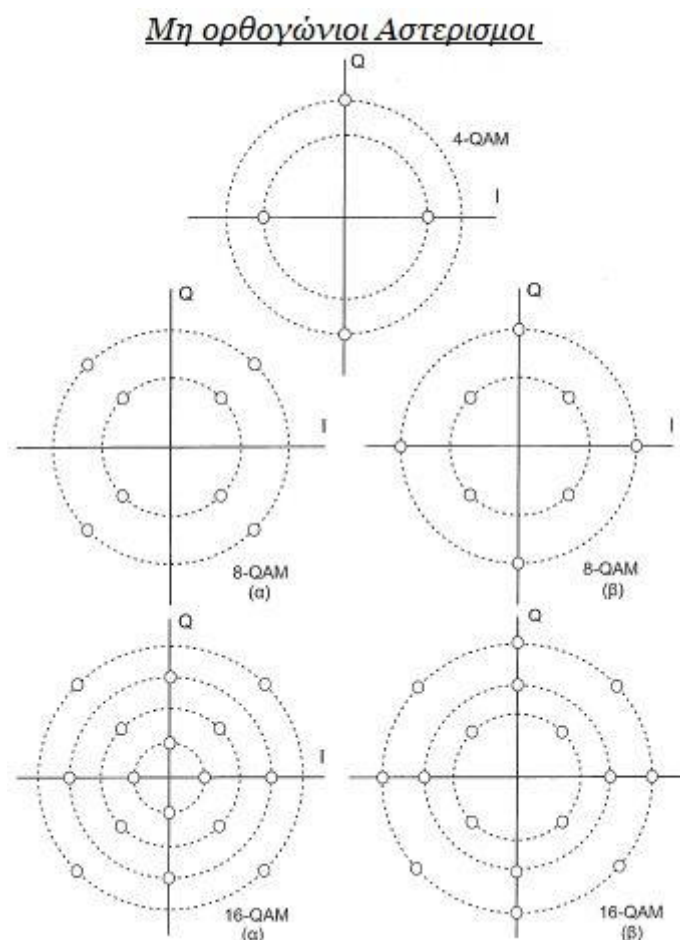
- Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζονται οι Ορθογώνιοι Αστερισμοί για M-QAM με $M=4, 8, 16$ αντίστοιχα :





❖ Μη-ορθογώνιοι αστερισμοί QAM

Οι μη-ορθογώνιοι σχηματισμοί QAM, οι οποίοι ονομάζονται και Amplitude Phase Shift Keying (APSK), μπορούν να προκύψουν με πολλούς διαφορετικούς τρόπους (ειδικά αυτοί $M > 16$). Στο Επόμενο Σχήμα φαίνονται μη-ορθογώνιοι αστερισμοί για 4-QAM, 8-QAM και 16-QAM.



❖ Πιθανότητα σφάλματος:

Τέλος θεωρούμε σκόπιμο να αναφέρουμε μία γενική σχέση που περιλαμβάνει όλες τις περιπτώσεις των ορθογώνιων αστερισμών -τετραγωνικών και μη, η οποία είναι όταν $M > 4$:

$$P_{s(M-QAM)} \leq 1 - \left[1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{3K}{M-1} \frac{\mathcal{E}_s}{N_0}}\right) \right]^2 \leq 4Q\left(\sqrt{\frac{3K}{M-1} \frac{\mathcal{E}_b}{N_0}}\right).$$

❖ Εφαρμογές QAM:

Η διαμόρφωση M-QAM χρησιμοποιείται σε πολλά πρακτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα, όπως:

- Συστήματα κινητών επικοινωνιών EGPRS, ονομαζόμενα και EDGE ή IMT Single Carrier (IMT-SC).
- Συστήματα κινητών επικοινωνιών 3G και 3G+ (UMTS, WCDMA, HSDPA).
- Σε διάφορους τύπους modems: [V90, 56 Kbps, 1024-QAM], [V34, 33.6 Kbps, 1024-QAM], [V33, 14.4 Kbps, 32-QAM], κ.λ.π.
- Ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless LANs) σύμφωνα με τα πρότυπα 802.11b και 802.11g.
- Δορυφορικές επικοινωνίες.
- Σε βιομετρικά διαβατήρια, πιστωτικές χάρτες και γενικά σε συστήματα αναγνώρισης με χρήση ραδιοσυχνοτήτων.
- Στο σύστημα ασύρματης επικοινωνίας Bluetooth 2.
- Στα συστήματα επίγειας και δορυφορικής ψηφιακής τηλεόρασης (DVB-T, DVB-RCS).

- Στα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας Worldwide Interoperability for Microwave Access-WiMAX.
- ❖ **Επίλογος 2ου Κεφαλαίου:**

Με την περάτωση λοιπόν αυτού του βασικού κεφαλαίου παρουσιάσαμε τις βασικότερες κατηγορίες ψηφιακών διαμορφώσεων οι οποίες χρησιμοποιούνται στις ασύρματες ψηφιακές επικοινωνίες και αποτελούν υπόβαθρο για την αντιμετώπιση διαφόρων προβλημάτων αλλά και έναυσμα για την καλύτερη διαχείριση του εύρους ζώνης ανάλογα φυσικά και με την ζητούμενη εφαρμογή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

❖ Εισαγωγή:

Αναντίλεκτα οι παρεμβολές στις ασύρματες κινητές ψηφιακές επικοινωνίες είναι ένα φαινόμενο το οποίο προκαλεί προβλήματα τόσο στην διεκπεραίωση τις επικοινωνίας όσο και στην ποιότητα της παρεχόμενης υπηρεσίας .

Προτού παρουσιάσουμε αυτό το φαινόμενο σκόπιμο είναι να δώσουμε ένα πολύ απλό παράδειγμα για να κατανοήσουμε το τί είναι γενικά η παρεμβολή: Έστω δύο συνομιλητές οι οποίοι θέλουν να αναπτύξουν διάλογο και δίπλα τους περνά κάποιο όχημα το οποίο κάνει θόρυβο . Έτσι ο ένας συνομιλητής ακούει ελάχιστα τον άλλο διότι ανάμεσά τους υπάρχει ο ήχος του οχήματος .Το όχημα εδώ δηλαδή παρεμβάλλει ανάμεσα στους συνομιλητές.

Στο κεφάλαιο αυτό θα προσπαθήσουμε να περιγράψουμε το φαινόμενο τις ομοδιαυλικής παρεμβολής καθώς και τρόπους αντιμετώπισης της .Επίσης θα αναφερθούμε στην Παρεμβολή γειτονικών διαύλων, στη Διασυμβολική παρεμβολή και τέλος στην Παρεμβολή Ταυτόχρονης Εκπομπής.

Έχοντας ασύρματη επικοινωνία δύο ακίνητων πομποδεκτών με σύνδεση ση μείον προς σημείο, ο κύριος παράγοντας που καταλύει την ποιότητα της επικοινωνίας είναι Θόρυβος που προέρχεται από τον άνθρωπο. Οι δύο πομποδέκτες στην περίπτωση αυτή αποτελούν ένα επικοινωνιακό περιβάλλον, το οποίο περιορίζεται μόνο από Θόρυβο.

Εάν ο ένας ή και οι δύο πομποδέκτες κινούνται, τότε η ποιότητα της επικοινωνίας επηρεάζεται επίσης και από τις διαλείψεις λόγω πολλαπλών διαδρομών. Σε ένα τέτοιο περιβάλλον, οι απαιτήσεις σε εύρος ζώνης, για τα διάφορα είδη διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται, μπορεί να περιοριστούν σε σχετικά χαμηλές τιμές, ανάλογα με την εκπεμπόμενη ισχύ ή το μήκος της επικοινωνιακής ζεύξης.

Εάν υπάρχουν πολλοί πομποδέκτες σε κάποια περιοχή, οι οποίοι επικοινωνούν μεταξύ τους και μερικοί από αυτούς χρησιμοποιούν διαύλους της ίδιας συχνότητας, ενώ άλλοι χρησιμοποιούν διαύλους με παραπλήσιες συχνότητες, έχουμε ένα επικοινωνιακό περιβάλλον, όπου ο κύριος παράγοντας που καθορίζει την ποιότητα της επικοινωνίας είναι οι παρεμβολές. Όλες οι συνθήκες που περιγράφηκαν για το περιβάλλον που περιορίζεται από Θόρυβο, ισχύουν και γι' αυτό το περιβάλλον με επιπρόσθετο στοιχείο τις παρεμβολές, λόγω ύπαρξης διαύλων της ίδιας ή παραπλήσιας συχνότητας σε μια ευρεία γεωγραφική περιοχή.

Οι παρεμβολές αποτελούν τον κυριότερο παράγοντα που επηρεάζει αρνητικά την επίδοση των κυψελωτών συστημάτων κινητών επικοινωνιών. Πηγή παρεμβολών μπορεί να είναι ένα άλλο κινητό στην ίδια κυψέλη, μια κλήση που εξελίσσεται σε γειτονική κυψέλη, άλλοι σταθμοί βάσης που λειτουργούν στην ίδια ζώνη συχνοτήτων, ή

οποιοδήποτε μη-κυψελωτό σύστημα που από αμέλεια εισάγει ενέργεια στη ζώνη συχνοτήτων τον κυψελωτού συστήματος. Παρεμβολή σε διάυλο ομιλίας προκαλεί διαφωνία, όπου ο χρήστης ακούει άλλη συνομιλία στο βάθος, λόγω κάποιας ανεπιθύμητης μετάδοσης όπως περιγράψαμε και στο απλό παράδειγμα στην αρχή της εισαγωγής. Στους διαύλους ελέγχου, η παρεμβολή οδηγεί σε απώλεια ή σε αποκοπή κλήσεων, λόγω σφαλμάτων στην ψηφιακή σηματοδότηση. Οι παρεμβολές είναι πιο σοβαρές στις αστικές περιοχές, λόγω τον μεγαλύτερης στάθμης Θορύβου RF και τον μεγάλο αριθμού σταθμών βάσης και κινητών. Οι παρεμβολές αποτελούν μεγάλο εμπόδιο στην αύξηση της χωρητικότητας και είναι συχνά η αιτία για την απόρριψη κλήσεων.

Τέλος πρέπει να τονίσουμε ότι οι δύο κύριοι τύποι παρεμβολών, που επιδρούν στα κυψελωτά συστήματα, είναι η ομοδιαυλική παρεμβολή και η παρεμβολή γειτονικών διαύλων.

3.1 Ομοδιαυλική παρεμβολή:

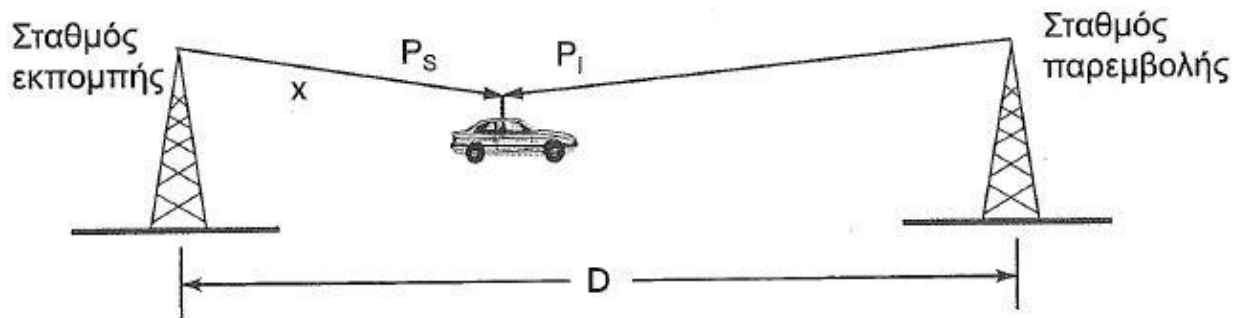
Σε ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών στην περιοχή κάλυψης του, για να επιτευχθεί καλύτερη εκμετάλλευση του διατιθέμενου φάσματος επαναχρησιμοποιούνται ραδιοδιάυλοι ίδιας συχνότητας σε διάφορες μη γειτονικές μεταξύ τους περιοχές.

Αυτή η επαναχρησιμοποίηση διαύλων -συχνοτήτων έχει ως αποτέλεσμα το να υπάρχουν πολλές κυψέλες στην περιοχή εξυπηρέτησης τον συστήματος, οι οποίες χρησιμοποιούν την ίδια ομάδα συχνοτήτων. Έτσι λοιπόν οι κυψέλες αυτές ονομάζονται ομοδιαυλικές κυψέλες. Η παρεμβολή δε μεταξύ σημάτων που προέρχονται από τέτοιες κυψέλες ονομάζεται ομοδιαυλική παρεμβολή και είναι η αμοιβαία παρεμβολή διαύλων της ίδιας συχνότητας, οι οποίοι λειτουργούν σε διαφορετικές θέσεις στην περιοχή κάλυψης τον κυψελωτού συστήματος. Εάν δεν ληφθούν τα κατάλληλα μέτρα η ομοδιαυλική παρεμβολή μπορεί να γίνει σοβαρό πρόβλημα. Σε αντίθεση με τον Θερμικό Θόρυβο, ο οποίος μπορεί να αντιμετωπισθεί με αύξηση τον λόγου σήματος προς Θόρυβο (SNR), η ομοδιαυλική παρεμβολή δεν μπορεί να καταπολεμηθεί μόνο με αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος, διότι, η αύξηση της ισχύος εκπομπής αυξάνει και την παρεμβολή στις γειτονικές ομοδιαυλικές κυψέλες.

Για να περιοριστεί η ομοδιαυλική παρεμβολή, θα πρέπει οι ομοδιαυλικές κυψέλες να απέχουν μεταξύ τους κάποια ελάχιστη απόσταση, ώστε να παρέχεται επαρκής απομόνωση όσο αφορά τη διάδοση. Σε ασύρματο περιβάλλον κινητών επικοινωνιών, όπου λαμβάνουν χώρα ταυτόχρονα δύο ή περισσότερες ομοδιαυλικές επικοινωνίες, ακόμη και η ύπαρξη μεγάλης απόκλισης στη διαμόρφωση φάσης (PM) ή συχνότητας (FM), σε διαμόρφωση ευρείας ζώνης, δεν βοηθάει στον περιορισμό της παρεμβολής.

Έστω P_s να είναι η στάθμη του λαμβανόμενου κανονικού σήματος και P_I η στάθμη του σήματος παρεμβολής, όπως διακρίνουμε και στο Σχημα.3.1, τότε ο λόγος σήματος προς παρεμβολή S/I είναι:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_s}{P_I} \quad (\text{σχέση 3.1})$$



Σχήμα 3.1 - Ομοδιαυλική Παρεμβολή

Και ο οποίος θα πρέπει να είναι μεγαλύτερος από κάποια αποδεκτή τιμή T . Στόχος στα κυψελωτά συστήματα κινητής τηλεφωνίας είναι να υπερβαίνει ο λόγος σήματος προς ομοδιαυλική παρεμβολή τα 18 dB για το 90% της περιοχής που καλύπτει το σύστημα. Ο αριθμός 18 dB βασίζεται στο γεγονός ότι, για τέτοιον λόγο σήματος προς παρεμβολή, το 75% των χρηστών θεωρούν εξαιρετική ή καλή την ποιότητα φωνής. Κατά γενική ομολογία λοιπόν ισχύει:

$$10 \log \frac{P_s}{P_I} > T \text{ dB} \quad (\text{σχέση 3.2})$$

όπου η τιμή T εξαρτάται από την προσφερόμενη υπηρεσία. Θεωρούμε ότι το μέγεθος της κυψέλης που καλύπτει κάθε σταθμός βάσης με την εκπεμπόμενη ισχύ του είναι σταθερό, οπότε η ομοδιαυλική παρεμβολή είναι ανεξάρτητη από την μεταδιδόμενη ισχύ σε κάθε περιοχή. Τούτο σημαίνει ότι το κατώφλι της στάθμης λήψης στο κινητό τερματικό ρυθμίζεται στο μέγεθος της κυψέλης.

Έστω ότι ο κάθε σταθμός βάσης καλύπτει κυκλική περιοχή ακτίνας R και ότι η απόσταση μεταξύ δύο ομοδιαυλικών σταθμών βάσης είναι D , τότε ο λόγος D/R

χρησιμοποιείται ως βασική παράμετρος για την μελέτη της ομοδιαυλικής παρεμβολής και ισχύει το εξής:

$$\alpha = \frac{D}{R} \quad (\text{σχέση 3.3})$$

Στις περιπτώσεις που χρησιμοποιούνται τετραγωνικές κυψέλες, R είναι η ακτίνα τον εγγεγραμμένου στο τετράγωνο κύκλου, ενώ όταν χρησιμοποιούνται εξαγωνικές, R είναι η ακτίνα τον περιγεγραμμένου κύκλου στο εξάγωνο. Το α ονομάζεται συντελεστής μείωσης ομοδιαυλικής παρεμβολής (co-channel interference reduction factor) και μπορεί να προσδιοριστεί για οποιονδήποτε απαιτούμενο λόγο σήματος προς παρεμβολή. Συνεπώς, μια καλή διάταξη για μεγάλη περιοχή με πολλές κεραίες θα πρέπει να βασίζεται στον συντελεστή α . Όταν ο συντελεστής α αυξάνει, η παρεμβολή μειώνεται. Επιπλέον, η απόσταση D στην εξίσωση (3.3) είναι συνάρτηση τον αριθμού K_i των κυψελών που παρεμβάλλουν στον ίδιο διάυλο (Σχήμα 3.2) και του λόγου S/I στο κινητό τερματικό που μας ενδιαφέρει. Έχουμε:

$$D = f(K_i, S/I) \quad (\text{σχέση 3.4})$$

Κατά την γενική περίπτωση, για τον υπολογισμό τον επιθυμητού λόγου σήματος προς παρεμβολή στον δέκτη, θα πρέπει να λάβουμε υπόψη, εκτός από την ομοδιαυλική παρεμβολή, και τον θόρυβο, οπότε θα έχουμε :

$$\frac{S}{N_0 + I} = \frac{S}{N_0 + \sum_{k=1}^{K_i} I_k} \quad (\text{σχέση 3.5})$$

όπου N_0 η στάθμη θορύβου στον δέκτη και $I_k, k = 1, \dots, K_i$ οι στάθμες ισχύος στον δέκτη από τους παρεμβάλλοντες πομπούς.

Στη συνέχεια θεωρούμε ότι ο εκθέτης απωλειών διαδρομής είναι n . Η ομοδιαυλική παρεμβολή μπορεί να γίνει αντιληπτή και στον σταθμό βάσης και στα κινητά

τερματικά της κεντρικής κυψέλης. Αν η παρεμβολή είναι πολύ μεγαλύτερη από τον θόρυβο, τότε ο λόγος S/I στα κινητά τερματικά της κεντρικής κυψέλης, ο οποίος οφείλεται στους παρεμβάλλοντες σταθμούς βάσης, είναι (κατά μέσον όρο) ο ίδιος με τον λόγο S/I που λαμβάνεται από τον σταθμό βάσης της κεντρικής κυψέλης και προκαλείται από κινητά τερματικά στις ομοδιαυλικές κυψέλες. Σύμφωνα και με την αρχή της αντιστροφής και λόγω της στατιστικής άθροισης στη ραδιοδιάδοση, οι δύο τιμές S/I μπορεί να είναι πολύ παραπλήσιες. Αν υποτεθεί ότι η στάθμη του τοπικού θορύβου είναι πολύ μικρότερη από τη στάθμη της παρεμβολής και συνεπώς μπορεί ο θόρυβος να αμεληθεί, τότε ο λόγος S/I, σε απόσταση R από τον κυρίως πομπό, μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$S/I = \frac{R^{-n}}{\sum_{k=1}^{K_I} D_k^{-n}} \quad (\text{σχέση 3.6})$$

Η οποία σχέση με τη χρήση της 4.3 μπορεί να μετατραπεί ως εξής:

$$S/I = \frac{1}{\sum_{k=1}^{K_I} \left(\frac{D_k}{R}\right)^{-n}} = \frac{1}{\sum_{k=1}^{K_I} \alpha_k^{-n}} \quad (\text{σχέση 3.7})$$

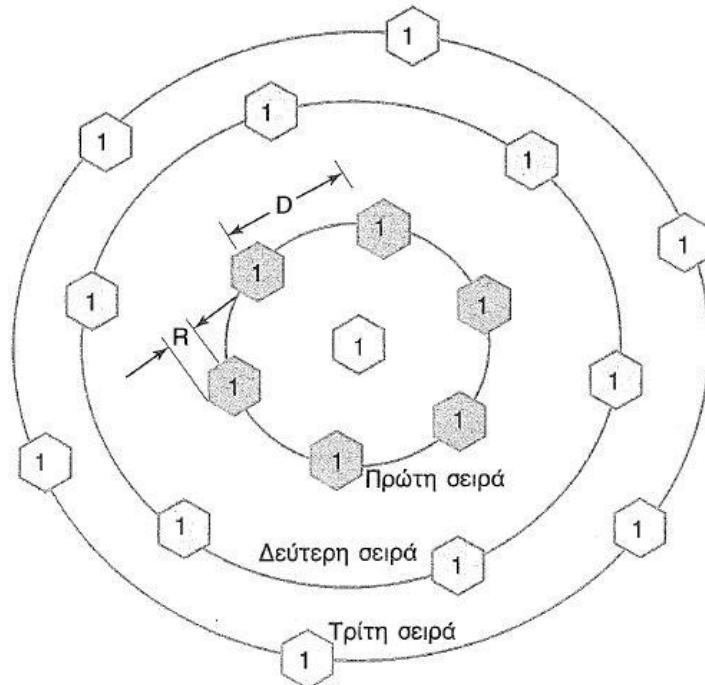
Με

$$\alpha_k = \frac{D_k}{R} \quad (\text{σχέση 3.8})$$

Ο οποίος είναι ο συντελεστής μείωσης της ομοδιαυλικής παρεμβολής από την k-στή παρεμβάλλουσα κυψέλη.

Σε κυψελωτά συστήματα, όταν χρησιμοποιούνται κανονικά πολύγωνα για την αναπαράσταση των κυψελών, οι σταθμοί βάσης των ομοδιαυλικών κυψελών δοθείσας κυψέλης είναι κορυφές κανονικών πολυγώνων ομόκεντρων τον αρχικού πολυγώνου. Υπάρχουν λοιπόν πολλές σειρές ομοδιαυλικών κυψελών και εξαρτάται από την ακρίβεια τον υπολογισμού της ομοδιαυλικής παρεμβολής το πόσες σειρές ομοδιαυλικών κυψελών θα ληφθούν υπόψη. Στο Σχήμα 3.2, φαίνονται οι σειρές των

κυψελών που παρεμβάλλουν, σ' ένα πλήρως εξοπλισμένο σύστημα με εξαγωνικές κυψέλες.



Σχήμα 3.2 -Σειρές Κυψελών που παρεμβάλλουν στην Κυψέλη 1

3.2 Περιορισμός της ομοδιαυλικής παρεμβολής:

Ο περιορισμός της ομοδιαυλικής παρεμβολής μπορεί να επιτευχθεί με τους εξής τρόπους:

- Αύξηση τον αριθμού των κυψελών στην ομάδα επαναχρησιμοποίησης
- Συνετή επιλογή στην κατανομή διαύλων
- Χρησιμοποίηση κατευθυντικών κεραιών
- Χρησιμοποίηση κατευθυντικών κεραιών σε συνδυασμό με την κατανομή διαύλων
- Χρησιμοποίηση διαφορικής λήψης.

Η χρήση μεγάλου αριθμού κυψελών ανά ομάδα επαναχρησιμοποίησης αυξάνει την απόσταση D μεταξύ των ομοδιαυλικών και κατά συνέπεια τον συντελεστή μείωσης ομοδιαυλικής παρεμβολής $\alpha = D/R$. Αυτό περιορίζει μεν τη στάθμη παρεμβολής στις κυψέλες, έχει όμως και την αρνητική επίπτωση να μειώνει την τηλεπικοινωνιακή

κίνηση που μπορεί να διεκπεραιώσει το σύστημα. Μια άλλη τεχνική, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά για τον περιορισμό της ομοδιαυλικής παρεμβολής, είναι η συνετή επιλογή στην κατανομή διαύλων. Η κατανομή διαύλων μπορεί να παρακολουθείται κατάλληλα, ώστε η ομοδιαυλική παρεμβολή να περιορίζεται, όσο είναι πρακτικά δυνατό. Αυτό μπορεί να βοηθήσει στον περιορισμό της ομοδιαυλικής παρεμβολής, τουλάχιστον κατά τις ώρες που δεν υπάρχει αιχμή.

Τέλος πρέπει να πούμε ότι δια τη μελέτη των τρόπων μείωσης της ομοδιαυλικής παρεμβολής θεωρούμε κατά κανόνα κυψελωτά συστήματα δύο διαστάσεων με εξαγωνικές κυψέλες.

3.2.1 Χρήση Κατευθυντικών Κεραιών για την Αντιμετώπιση της Ομοδιαυλικής παρεμβολής :

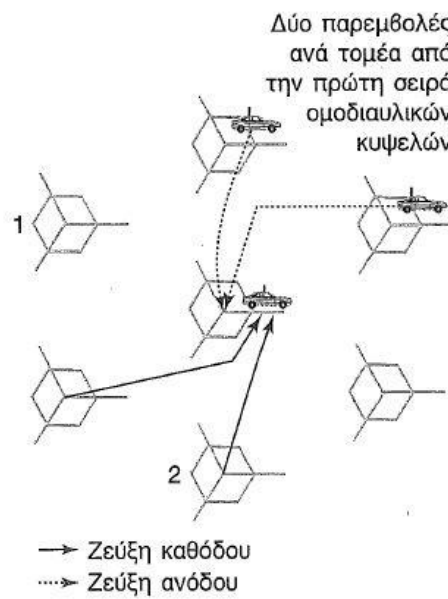
Αρχικά πρέπει να τονίσουμε πως η απόδοση του φάσματος στα ασύρματα συστήματα αυξάνει λόγω της επαναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων σε ομάδες κυψελών. Η απόδοση λόγω επαναχρησιμοποίησης είναι καλύτερη, όταν ο συντελεστής επαναχρησιμοποίησης K είναι μικρός, διότι, όσο το K αυξάνει, μειώνεται ο αριθμός των διαύλων που κατανέμονται σε κάθε κυψέλη.

Στη περίπτωση που έχουμε αύξηση της κίνησης, οπότε πρέπει να μειωθεί ο αριθμός K , χρησιμοποιούμε κατευθυντικές κεραιές για να περιορίζουμε ταυτόχρονα την ομοδιαυλική παρεμβολή. Στην περίπτωση αυτή, κάθε κυψέλη διαιρείται σε τρεις ή έξι τομείς και χρησιμοποιεί τρεις ή έξι κατευθυντικές κεραιές στον σταθμό βάσης, όπως φαίνεται στα Σχήματα 3.3 και 3.5 αντίστοιχα.

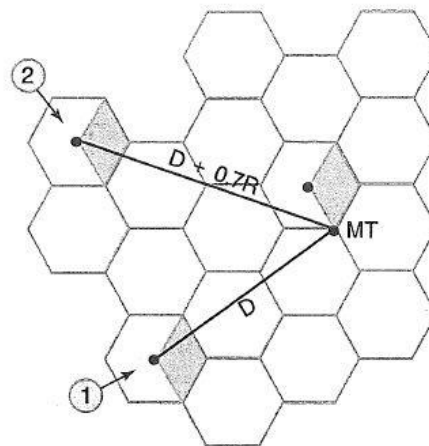
❖ Περίπτωση τριών Τομέων :

Η περίπτωση με τρεις τομείς και μία σειρά ομοδιαυλικών κυψελών να παρεμβάλλουν φαίνεται στο Σχήμα 3.3

Θεωρούμε τη δυσμενέστερη περίπτωση, όπου το κινητό τερματικό είναι στη Θέση που φαίνεται στο Σχήμα 3.4 όπου την περίπτωση αυτή, το κινητό τερματικό λαμβάνει το ασθενέστερο σήμα από τη δική του κυψέλη και αρκετά ισχυρές παρεμβολές από τις κυψέλες 1 και 2. Λόγω της χρησιμοποίησης κατευθυντικών κεραιών, ο αριθμός των κυψελών που παρεμβάλλουν περιορίζεται από έξι σε δύο .



Σχήμα 3.3 -Ομοδιαυλική παρεμβολή τριών τομέων



Σχήμα 3.4- Δυσμενέστερη περίπτωση για τομείς 120°.

Οι αποστάσεις των δύο σταθμών βάσης από το κινητό τερματικό είναι κατά προσέγγιση D και $D+0.7R$, αντίστοιχα. Ο λόγος S/I για τη δυσμενέστερη περίπτωση είναι :

$$S/I = \frac{R^{-n}}{(D)^{-n} + (D+0.7R)^{-n}} \quad (\text{Σχέση 3.9})$$

ή

$$S/I = \frac{1}{(\alpha)^{-n} + (\alpha+0.7)^{-n}} \quad (\text{Σχέση 3.10})$$

- Για την περίπτωση που έχουμε ομάδες επαναχρησιμοποίησης με επτά κυψέλες, οπότε $\alpha = 4.6$, καθώς και εκθέτη απωλειών διαδρομής $n = 4$, λαμβάνουμε $S/I = 285$ ή 24.5 dB. Παρατηρούμε, ότι ο λόγος S/I για κινητό που εξυπηρετείται από σταθμό βάσης με κατευθυντική κεραία 120° υπερβαίνει κατά πολύ τα 18 dB στη πιο δυσμενή περίπτωση. Είναι προφανές από τη σχέση (3.10), ότι η χρησιμοποίηση κατευθυντικής κεραίας περιορίζει την ομοδιαυλική παρεμβολή. Στην πραγματικότητα, κάτω από συνθήκες μεγάλου φορτίου, ο λόγος S/I μπορεί να είναι 6 dB μικρότερος, λόγω ανομοιομορφίας των περιοχών και μη συμμετρικής τοποθέτησης των κεραιών. Αλλά και στην περίπτωση αυτή, η τιμή των 18.5 dB που προκύπτει είναι ακόμη κατάλληλη.

❖ Περίπτωση Έξι Τομέων:

Στο σχήμα 3.5 βλέπουμε την περίπτωση με έξι τομείς και μία σειρά από παρεμβάλλουσες κυψέλες ενώ υπάρχει μόνο μια κυψέλη που παρεμβάλλει.

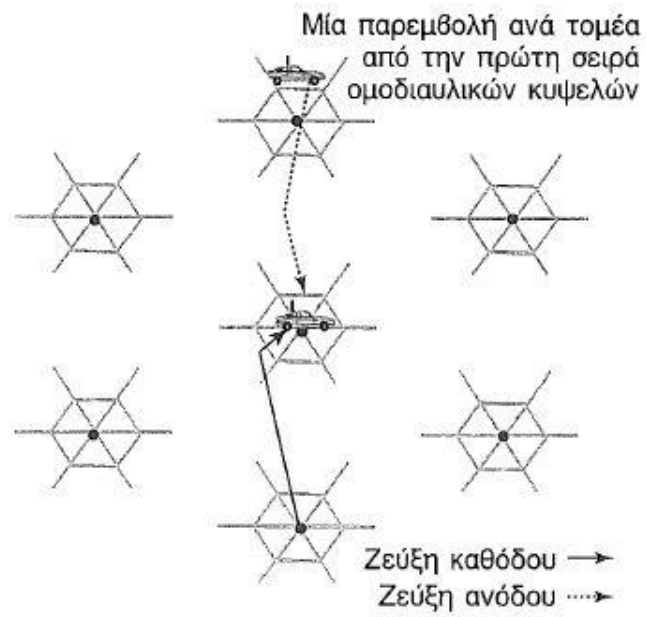
Στο Σχήμα 3.6 βλέπουμε την πιο δυσμενή περίπτωση. Επίσης η απόσταση του σταθμού βάσης από το κινητό τετραγωνικό είναι:

$$S/I = \frac{R^{-n}}{(D+0.7R)^{-n}} \quad (\text{σχέση 3.11})$$

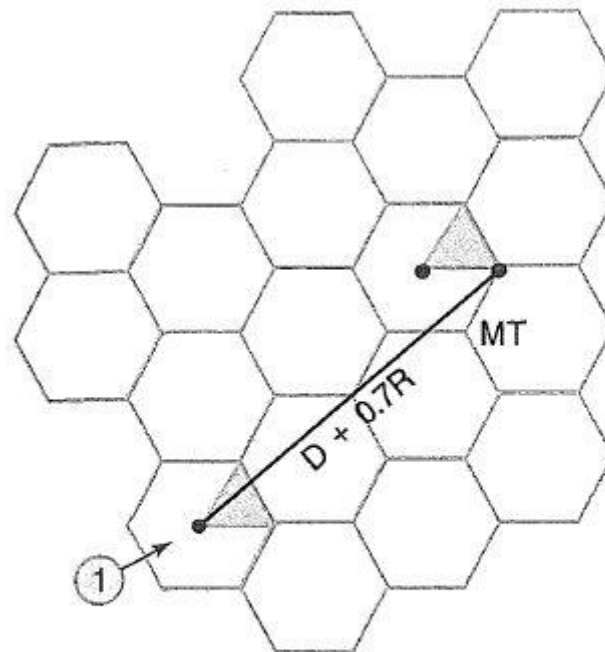
ή

$$S/I = (\alpha + 0.7)^n \quad (\text{σχέση 3.12})$$

Για ομάδες επαναχρησιμοποίησης με επτά κυψέλες, δηλαδή $\alpha = 4.6$, και για $n = 4$, η (3.12) δίνει $S/I = 789$ ή 29 dB. Το αποτέλεσμα αυτό δείχνει περαιτέρω μείωση της ομοδιαυλικής παρεμβολής. Αν αφαιρέσουμε και 6 dB για τον ίδιο λόγο που αναφέρθηκε προηγουμένως για κυψέλες με τρεις τομείς, η τιμή των 23 dB που προκύπτει είναι και πάλι ικανοποιητική. Για υψηλό φορτίο κίνησης, η διάταξη με έξι τομείς μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον περιορισμό των παρεμβολών. Ωστόσο, στην περίπτωση αυτή αυξάνει η πιθανότητα αποκλεισμού των κλήσεων.



Σχήμα 3.5- Ομοδιαυλική παρεμβολή με τομείς 60°.



Σχήμα 3.6- Δυσμενέστερη περίπτωση για τομείς 60°.

3.3 Παρεμβολή Γειτονικών Διαύλων:

Εν συγκρίσει με την ομοδιαυλική παρεμβολή η παρεμβολή γειτονικών διαύλων ελέγχεται ελαφρώς καλύτερα. Για την ελαχιστοποίηση της ομοδιαυλικής παρεμβολής, οι διάυλοι μιας κυψέλης επαναχρησιμοποιούνται σε άλλες κυψέλες που απέχουν επαρκώς. Με έναν παρόμοιον τρόπο, για να αποφευχθεί η παρεμβολή μεταξύ γειτονικών διαύλων, δεν κατανέμονται στη ίδια κυψέλη διάυλοι που είναι γειτονικοί στο φάσμα συχνοτήτων. Καταυτόν τον τρόπο κύριος παράγοντος που ρυθμίζει την παρεμβολή γειτονικών διαύλων είναι η συγκεκριμένη κατανομή διαύλων στην κυψέλη. Εν συνεχεία ο γειτονικός διάυλος του διαύλου που μας ενδιαφέρει είναι ο πλησιέστερος σε συχνότητα διάυλος που κατανέμεται στην ίδια κυψέλη και όχι ο αληθινά γειτονικός διάυλος στο φάσμα. Ωστόσο, υπάρχει παρεμβολή γειτονικών διαύλων ακόμη και αν οι παρεμβάλλοντες διάυλοι δεν είναι γειτονικοί στο φάσμα.

Αυτό συμβαίνει διότι, για σημαντικά πρακτικούς λόγους, οι ραδιοδιάυλοι δεν έχουν αυστηρά περιορισμένο εύρος ζώνης. Ο βαθμός, κατά τον οποίο αυτή η ατέλεια περιορίζει την επίδοση του συστήματος, είναι συνάρτηση της απόστασης των γειτονικών διαύλων, της απόκρισης του φίλτρου στην είσοδο του δέκτη, της επιλεκτικότητας του δέκτη, και της στατιστικής κατανομής του λόγου της στάθμης φέροντος τον επιθυμητού σήματος προς τη στάθμη φέροντος τον γειτονικού διαύλου. Υπάρχει παρεμβολή γειτονικών διαύλων εντός ζώνης και εκτός ζώνης. Η πρώτη είναι παρόμοια με την ομοδιαυλική παρεμβολή και δεν μπορεί να φιλτραρισθεί. Εδώ θεωρούμε την εκτός ζώνης παρεμβολή.

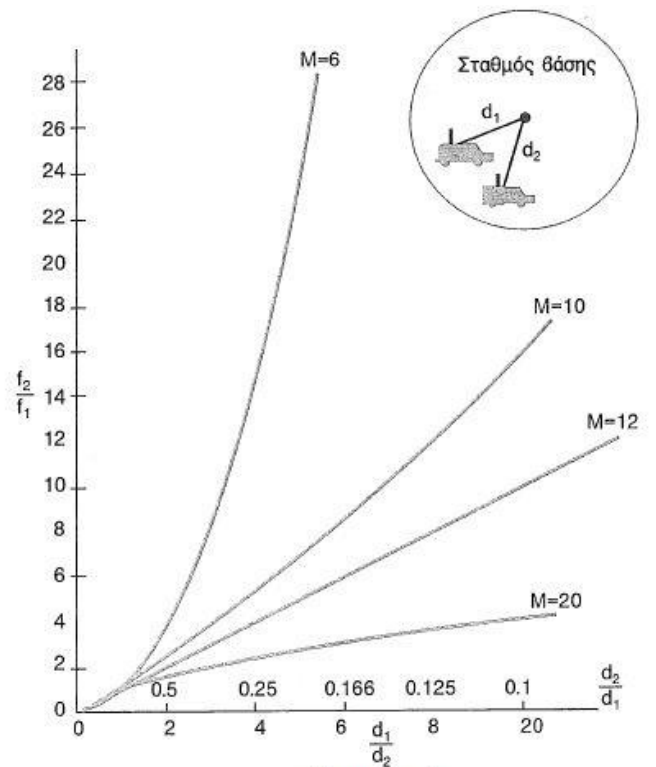
Έτσι τα χαρακτηριστικά των φίλτρων στον δέκτη μπορούν να λειτουργήσουν βοηθητικά στον περιορισμό αυτής της παρεμβολής. Υποθέστε ότι το φίλτρο στην είσοδο του δέκτη έχει κλίση M dB ανά οκτάβα και ότι το εύρος ζώνης κάθε ραδιοδιαύλου είναι W kHz. Η συχνότητα στην άκρη του διαύλου απέχει $W/2$ kHz από τη συχνότητα τον φέροντος. Αρχίζοντας από την άκρη του διαύλου, μπορούμε να έχουμε εξασθένηση M dB / οκτάβα και να τηρήσουμε την κλίση αυτή σε όλη την περιοχή συχνοτήτων. Αν φείναι η ακραία επιθυμητή συχνότητα τον διαύλου και f_2 είναι η συχνότητα που παρεμβάλλει, τότε η εξασθένηση A_s της f_2 λόγω απόστασής της από τη συχνότητα f_1 θα είναι:

$$A_s = M \log_2 \left(\frac{f_2}{f_1} \right) = \frac{M}{0.3} \log_{10} \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \text{ (dB)} \quad \text{(σχέση 3.13)}$$

Αν θεωρήσουμε εύρος ζώνης ραδιοδιαύλων 30 kHz, αν κάποια συχνότητα απέχει 240kHz από το κέντρο του επιθυμητού ραδιοδιαύλου, η εξασθένησή της, λόγω απόστασης από την επιθυμητή συχνότητα, μπορεί να βρεθεί θέτοντας στην εξίσωση (3.13) όπου $f_1 = 15$ kHz, $f_2 = 240$ kHz, και $M = 6$ dB / οκτάβα. Το αποτέλεσμα είναι $A_s = 24$ dB. το οποίο και σημαίνει ότι θα υπάρχει εξασθένηση 24 dB, αν η ισχύς λαμβάνεται 240 kHz μακρύτερα. Ταυτόχρονα με την εξασθένηση λόγω της απόστασης των συχνοτήτων στο φάσμα υπάρχει και η εξασθένηση λόγω της απόστασης των κινητών στον χώρο και της κατεύθυνσης της κεραίας. Η επιπρόσθετη εξασθένηση διαδρομής A_d είναι η εξής :

$$A_{d_{[dB]}} = 10n \log_{10} \left(\frac{d_1}{d_2} \right) \quad (\text{σχέση 3.14})$$

όπου d_1 και d_2 είναι οι αποστάσεις των δυο κινητών πηγών από τον σταθμό βάσης της κυψέλης και $d_1 > d_2$, όπως φαίνεται στο Σχήμα.3.6.



(Σχήμα 3.7)
Σχέση μεταξύ λόγου συχνοτήτων και λόγου αποστάσεων.

Αν θέλουμε να μην παρεμβάλει το σήμα τον πλησιέστερα προς τον σταθμό βάσης ευρισκόμενου κινητού, που είναι και ισχυρότερο, σε εκείνο του

απομακρυσμένου κινητού, θα πρέπει η εξασθένηση τον σήματος του πλησιέστερου κινητού λόγω απόστασης της συχνότητάς τον από εκείνη τον απομακρυσμένου να είναι τουλάχιστον ίση με την επιπρόσθετη εξασθένηση που υφίσταται το σήμα του απομακρυσμένου κινητού λόγω της μεγαλύτερης γεωγραφικής απόστασης του υπόψη κινητού από τον σταθμό βάσης. Για $A_d=A_s$ και μέσω των σχέσεων :

$$S/I = \frac{R^{-n}}{2(D-R)^{-n} + 2D^{-n} + 2(D+R)^{-n}}$$

και

$$A_d = 10n \log_{10} \left(\frac{d_1}{d_2} \right)$$

Έχω:

$$\left(\frac{d_1}{d_2} \right)^n = \left(\frac{f_2}{f_1} \right)^{M/3} \quad (\text{σχέση 3.15})$$

ή

$$f_2 = f_1 \left(\frac{d_1}{d_2} \right)^{3n/M} \quad (\text{σχέση 3.16})$$

Η εξίσωση (3.16) απεικονίζεται στο Σχήμα 3.7 για $n = 4$ και για διάφορες τιμές του M . Μόλις βρεθεί η συχνότητα f_2 , η απόσταση των διαύλων βρίσκεται από τη σχέση:

$$\text{Απόσταση διαύλων} = \frac{|f_2 - f_1|}{W} \quad (\text{σχέση 3.17})$$

όπου W είναι το εύρος ζώνης τον διαύλου. Η εξίσωση (3.16) δείχνει, ότι η παρεμβολή λόγω γεωγραφικής θέσης μπορεί να περιοριστεί, αν απομακρύνουμε τους διαύλους σε συχνότητα.

Εδώ πρέπει να δούμε τη σημαίνει "γειτονικός διάυλος". Υπάρχουν στην πραγματικότητα δύο ορισμοί, ένας για τους φυσικά γειτονικούς διαύλους και ένας για τους γειτονικούς διαύλους του συστήματος. Οι φυσικά γειτονικοί διάυλοι είναι διάυλοι διπλανοί μεταξύ τους στο φάσμα συχνοτήτων. Αυτοί οι φυσικά γειτονικοί διάυλοι επηρεάζουν τη σχεδίαση του συστήματος, έτσι ώστε να προσπαθούμε να τους

διακρίνουμε από γειτονικούς διαύλους τον συστήματος. Οι γειτονικοί δίαυλοι του συστήματος είναι εκείνοι οι δίαυλοι, από μια ομάδα διακεκριμένων διαύλων, των οποίων οι συχνότητες είναι πλησιέστερα μεταξύ τους. Αν π.χ. υπάρχουν 10 δίαυλοι που ο καθένας έχει εύρος ζώνης 30 kHz και η απόσταση μεταξύ δύο κοντινών (γειτονικών) διαύλων είναι 500 kHz, τότε το ολικό εύρος ζώνης των διαύλων είναι 5 MHz. Οι γειτονικοί δίαυλοι του συστήματος είναι εκείνοι που χρειάζονται αρκετό διαχωρισμό στο πεδίο της συχνότητας για να αποφευχθεί παρεμβολή μεταξύ γειτονικών διαύλων.

Η παρεμβολή μεταξύ γειτονικών διαύλων μπορεί να περιοριστεί αν ληφθούν υπόψη οι απώλειες από τις εξής συνθήκες:

- D =γεωγραφικός διαχωρισμός, D/R
- $|f_1 - f_2|$ = διαχωρισμός συχνότητας, $\Delta f = |f_1 - f_2|$

Άλλος τρόπος για τον περιορισμό της παρεμβολής είναι η χρησιμοποίηση κατευθυντικών δεσμών που να δείχνουν διαφορετικές οριζόντιες κατευθύνσεις και με διαφορετικές γωνίες κλίσης. Ο περιορισμός της παρεμβολής μεταξύ γειτονικών διαύλων με επιλογή συγκεκριμένων σχημάτων διαμόρφωσης δεν είναι τόσο αποτελεσματικός, εκτός αν χρησιμοποιείται σύστημα απλωμένου φάσματος.

3.4 Διασυμβολική Παρεμβολή:

Το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής θα ήθελε από μόνο του τουλάχιστον ένα κεφάλαιο για να αναλυθεί όμως εμείς εδώ θα προσπαθήσουμε μέσα σε λίγες γραμμές να πούμε τα κυριότερα περί αυτού του θέματος .

Η διασυμβολική παρεμβολή οφείλεται είτε σε σχετικά μεγάλη εξάπλωση της χρονοκαθυστέρησης σε μέσο που υπάρχει διάδοση μέσω πολλαπλών διαδρομών είτε σε σχετικά υψηλό ρυθμό ψηφιακής μετάδοσης. Σε μέσο με χρονική διασπορά, ο ρυθμός ψηφιακής μετάδοσης R_b περιορίζεται από το φαινόμενο της εξάπλωσης καθυστέρησης. Αν t_a είναι η rms τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης, τότε, αν απαιτείται χαμηλός ρυθμός εσφαλμένων bit θα πρέπει:

$$R_b < \frac{1}{2\tau_d} \quad (\text{σχέση 3.18})$$

Ο ρυθμός μετάδοσης R_b μπορεί να αυξηθεί, αν προστεθεί διαφορική λήψη. Η ανώτερη τιμή του R_b περιορίζεται από την εξάπλωση καθυστέρησης τον μέσου διάδοσης και η κατώτερη τιμή από το τυχαίο FM. Όταν το R_b υπερβαίνει την ανώτερη τιμή, εμφανίζεται διασυμβολική παρεμβολή.

3.5 Παρεμβολή Ταυτόχρονης Εκπομπής:

Ταυτόχρονη πληροφορία ονομάζεται αυτή που εκπέμπεται από δύο ή περισσότερους πομπούς, που λειτουργούν με το ίδιο φέρον. Δύο περιπτώσεις όπου έχουμε ταυτόχρονη εκπομπή φαίνονται στο Σχήμα 3.8. Δύο αναμεταδότες μεταφέρουν το ίδιο σήμα στο κινητό στην περίπτωση 1 και τρεις πομποί μεταφέρουν το ίδιο σήμα στην περίπτωση 2. Το πλεονέκτημα της χρησιμοποίησης ταυτόχρονης εκπομπής σε ευρεία περιοχή είναι η απλοποίηση της ταχείας μετάδοσης ή η απλοποίηση των επικοινωνιών από κινητό σε κινητό σε όλη την περιοχή. Η ταυτόχρονη εκπομπή μπορεί μερικές φορές να βελτιώσει την κάλυψη σε ένα ασύρματο σύστημα κινητών επικοινωνιών. Θεωρείται ότι δημιουργεί εκ προθέσεως πολλαπλές διαδρομές στο περιβάλλον. Ο δέκτης πρέπει να ανιχνεύσει το άθροισμα s_r των δύο εκπεμπόμενων σημάτων από τους δύο πομπούς:

$$s_r = A \sin(2\pi f_\alpha t + \phi_\alpha) + B \sin(2\pi f_\beta t + \phi_\beta) \quad (\text{σχέση 3.19})$$

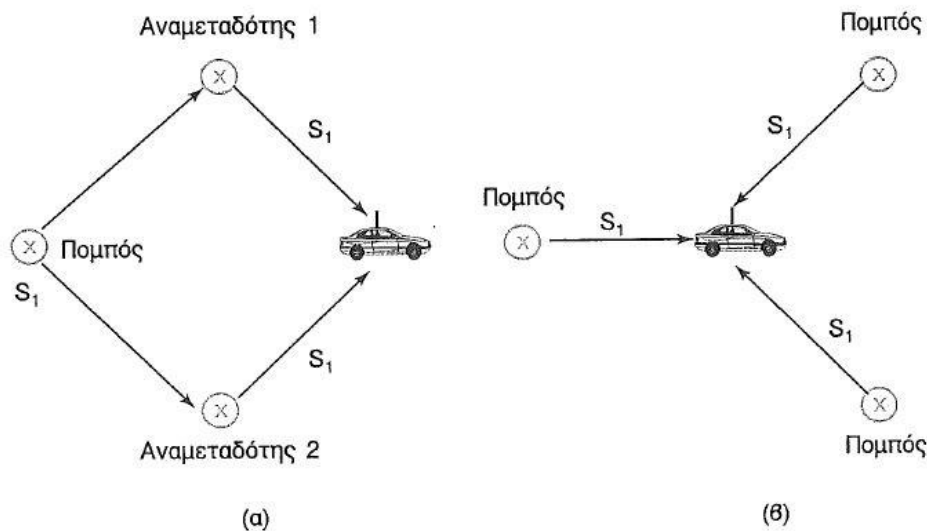
Όπου τα ϕ_α και ϕ_β μπορούν να αναπτυχθούν και ως εξής :

$$\phi_\alpha = \phi_{m\alpha} \sin(2\pi f_{m\alpha} t + \theta_\alpha) + \phi_{c\alpha} \quad (\text{σχέση 3.20})$$

$$\phi_\beta = \phi_{m\beta} \sin(2\pi f_{m\beta} t + \theta_\beta) + \phi_{c\beta} \quad (\text{σχέση 3.21})$$

Όπου $\phi_{m\alpha}$ και $\phi_{m\beta}$ είναι μέγιστες αποκλίσεις, $f_{m\alpha}$ και $f_{m\beta}$ είναι οι ακουστικές συχνότητες διαμόρφωσης, θ_α και θ_β είναι οι καθυστερήσεις φάσης των ακουστικών συχνοτήτων, και $\phi_{c\alpha}$ και $\phi_{c\beta}$ είναι οι καθυστερήσεις φάσης τον φέροντος RF από τους πομπούς A και B

αντίστοιχα. Στην ιδανική περίπτωση οι εξισώσεις (3.21) και (3.20) πρέπει να είναι ταυτόσημες για να εξαλείφεται η παρεμβολή λόγω ταυτόχρονης εκπομπής, με την προϋπόθεση ότι $f_a = f_b$.



Σχήμα 3.8-Περιβάλλον ταυτόχρονης εκπομπής. (α) Δύο αναμεταδότες μεταφέρουν το ίδιο σήμα (β) Τρεις πομποί μεταδίδουν το ίδιο σήμα.

Σε πραγματικό ασύρματο περιβάλλον κινητών επικοινωνιών, μπορεί να εμφανίζονται οι παρακάτω περιπτώσεις:

- i. $f_a \neq f_b$: Αυτή η περίπτωση προκαλεί μια κρουστική (beat) συχνότητα με τις αρμονικές της, λόγω της φώρασης FM στον δέκτη.
- ii. $f_{ma} \neq f_{mb}$: Οι αγωγοί που μεταφέρουν τις ακουστικές συχνότητες προς κάθε πομπό μπορούν να προκαλέσουν ολίσθηση συχνότητας. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ακουστική παραμόρφωση.
- iii. $\varphi_{ca} \neq \varphi_{cb}$: Η διαφορά φάσης στα δύο φέροντα προκαλεί στάσιμα κύματα στη ραδιοσυχνότητα. Μεταβάλλεται το πλάτος του φέροντος RF. Αυτή η περίπτωση υπάρχει πάντα στις κινητές επικοινωνίες.

- iv. $\theta_\alpha \neq \theta_\beta$: Διαφορά φάσης μεταξύ των δύο ακουστικών σημάτων διαμόρφωσης καταλήγει σε αρμονικές και σε απώλειες στο αποδιαμορφωμένο σήμα.
- v. $\varphi_{ma} \neq \varphi_{mb}$: Διαφορά πλάτους μεταξύ των δύο ακουστικών σημάτων διαμόρφωσης καταλήγει σε παρόμοια αποτελέσματα με την περίπτωση (iv).

Τέλος πρέπει να πούμε ότι η ταυτόχρονη εκπομπή είναι από τεχνική άποψη απαιτητική.

Οι κύριες απαιτήσεις είναι:

- ο καλός συγχρονισμός,
- ο καλός περιορισμός της διαφοράς φάσης των ακουστικών σημάτων
- και η διαφορά στάθμης ισχύος στους δύο πομπούς.

Στα συστήματα κινητής τηλεφωνίας, τα μηνύματα φωνής και τα μηνύματα δεδομένων δεν στέλνονται στον ίδιο δίαυλο. Συνεπώς, δεν υπάρχει παρεμβολή λόγω ταυτόχρονης εκπομπής.

Ωστόσο, παρεμβολή από ταυτόχρονη εκπομπή μπορεί να υπάρξει σε σύστημα τηλεειδοποίησης, όταν χρησιμοποιούνται πολλοί επαναλήπτες.

❖ Επίλογος 3ου Κεφαλαίου :

Περαίνοντας το 3ο Κεφάλαιο έχουμε αναφερθεί με συντομία αλλά και σαφήνεια στο θέμα των παρεμβολών , στις 2 κυριότερες κατηγορίες του, στους τρόπους αντιμετώπισης και σε άλλες 2 κατηγορίες παρεμβολών . Έτσι έχουμε μια καλή εικόνα περί του θέματος.

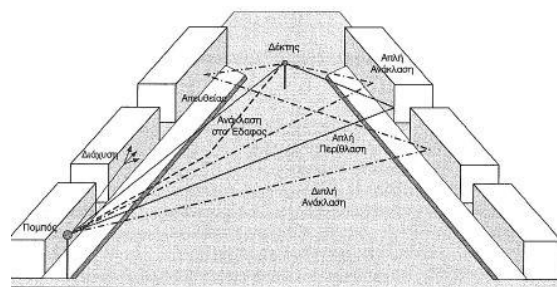
ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ

❖ Εισαγωγή:

Σε αυτό το κεφάλαιο που αποτελεί και το τελευταίο της παρούσης εργασίας θα αναφερθούμε στο φαινόμενο των Διαλείψεων. Θα αναφερθούμε στις διαλείψεις ως χωρικό φαινόμενο, τα είδη των διαλείψεων που είναι δύο. Θα εξετάσουμε εν συντομία το 1ο είδος διαλείψεων και θα προσπαθήσουμε να αναπτύξουμε λίγο περισσότερο το 2ο είδος διαλείψεων. Σαφέστατα στο Θέμα των διαλείψεων υπάρχουν μεγάλα κεφάλαια στη βιβλιογραφία που αφορούν τα στατιστικά μοντέλα περιγραφής των αλλά και ποικίλη μαθηματική ανάλυση. Ωστόσο Εμείς θα προσπαθήσουμε με σαφήνεια να θίξουμε το ζήτημα με τις απαραίτητες αναλύσεις μαθηματικής φύσεως χωρίς όμως να ξεφεύγουν από το ύψος της εργασίας μας. Ειδικά στις Τελευταίες Παραγράφους αλλά και στο Παράρτημα γίνεται σαφές η ανάγκη τόσο τις Μαθηματικής Προσέγγισης όσο και το προγραμματιστικό μέρος που το καλύπτει.

4.1 Οι Διαλείψεις ως ένα Χωρικό Φαινόμενο:

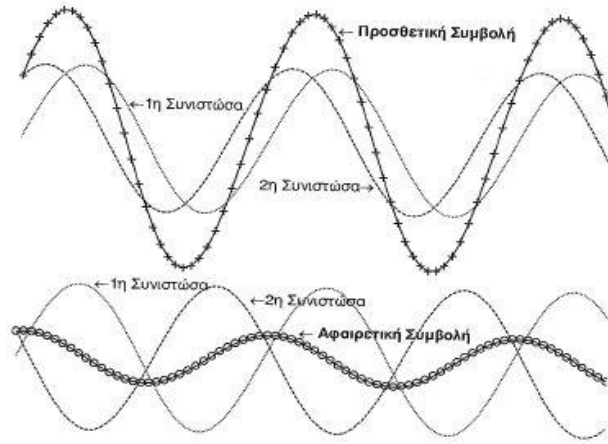
Έστω ότι έχουμε έναν σταθερό-ακίνητο δέκτη σε περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης, όπου εκπέμπεται ένα αδιαμόρφωτο φέρον και όπου διαδοχικές εκδόσεις του εκπεμπόμενου σήματος από πολλαπλούς μηχανισμούς διάδοσης εισέρχονται στο δέκτη, όπως διακρίνουμε στο Σχήμα 4.1.



Σχήμα 4.1

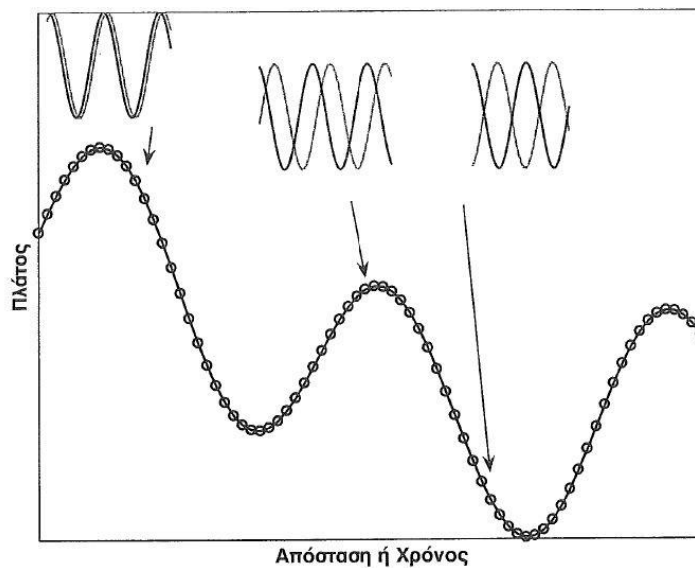
Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες καταφτάνουν στο δέκτη και καθε μια από αυτές με διαφορετική χρονική καθυστέρηση. Λόγω του διαφορετικού ηλεκτρικού μονοπατιού που διανύουν, η κάθε συνιστώσα έχει μια σχετική ολίσθηση φάσης. Η υπέρθεση των συνιστωσών κάθε χρονική στιγμή οδηγεί στην αθροιστική ή την αφαιρετική συμβολή των ραδιοκυμάτων, ανάλογα με τις σχετικές φάσεις των

συνιστωσών. Στο Σχήμα 4.2 έχουμε τις δύο ακραίες περιπτώσεις συμβολής δύο συνιστωσών.



Σχήμα 4.2- Συμβολή Διαδοχικών Εκδόσεων του Σήματος

Ας υποθέσουμε ότι ο Δέκτης κινείται τότε έχουμε ένα δυναμικό περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης στο οποίο υπάρχει συνεχής αλλαγή του ηλεκτρικού μήκους κάθε μονοπατιού διάδοσης και συνεπώς οι σχετικές ολισθήσεις φάσης μεταξύ των συνιστωσών μεταβάλλονται συναρτήσει της θέσης του δέκτη. Στο Σχήμα 4.3 απεικονίζεται η μεταβολή του πλάτους (περιβάλλουσας) του λαμβανόμενου σήματος για την απλή περίπτωση δύο εισερχόμενων συνιστωσών με σχετικές φάσεις που μεταβάλλονται με τη διαφορετική θέση του δέκτη.



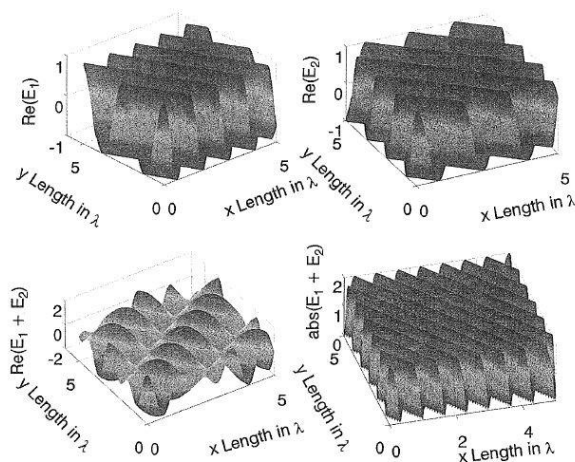
Σχήμα 4.3- Χωρική Μεταβολή της Περιβάλλουσας

Για να κατανοήσουμε το φαινόμενο, θεωρούμε δύο επίπεδα κύματα που περιγράφονται από τους φασιθέτες:

$$\begin{aligned}
 E_1 &= e_1 e^{-j\vec{k}_1 \cdot \vec{r}} \\
 &= e_1 e^{-j(k_{1x}r_x + k_{1y}r_y + k_{1z}r_z)} \\
 &= e_1 e^{-j[\sin(\theta_1)\cos(\varphi_1)r_x + \sin(\theta_1)\sin(\varphi_1)r_y + \cos(\theta_1)r_z]} \\
 E_2 &= e_2 e^{-j\vec{k}_2 \cdot \vec{r}} \\
 &= e_2 e^{-j(k_{2x}r_x + k_{2y}r_y + k_{2z}r_z)} \\
 &= e_2 e^{-j[\sin(\theta_2)\cos(\varphi_2)r_x + \sin(\theta_2)\sin(\varphi_2)r_y + \cos(\theta_2)r_z]}
 \end{aligned}
 \tag{σχέση 4.1}$$

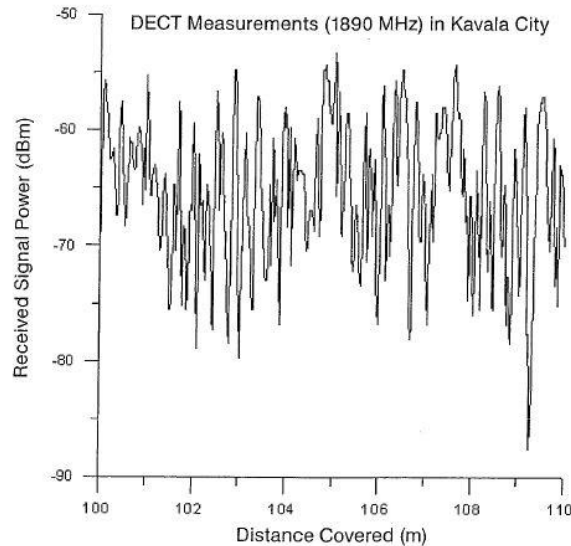
Για $t=0$ το πραγματικό μέρος των φασιθετών είναι ίσο με τη στιγμιαία τιμή του πεδίου.

Στο Σχήμα 4.4 έχουμε τις στιγμιαίες τιμές των δύο πεδίων, για $e_1=e_2=1$ και $\theta_1=\theta_2=90^\circ$, $\varphi_1=30^\circ$, $\varphi_2=60^\circ$, καθώς και εκείνη του αθροίσματος $E_{\text{total}}=E_1+E_2$. Επιπλέον, απεικονίζουμε το πλάτος του συνολικού πεδίου. Όλες οι τιμές αναφέρονται σε μια περιοχή έκτασης (5λ χ 5λ), όπου λ τό μήκος κύματος. Ανάλογα με το σημείο στο οποίο θα σταθεί ο δέκτης, η τιμή του λαμβανόμενου σήματος κυμαίνεται από 0 ως 2. Είναι προφανές το το χωρικό φαινόμενο των διαλείψεων.



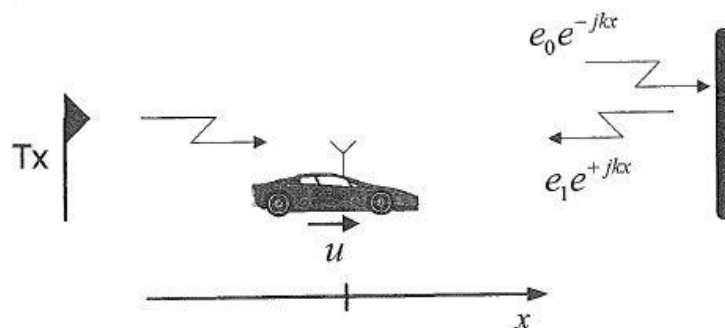
Σχήμα 4.4-Χωρική μεταβολή της περιβάλλουσας για δύο κύματα

Όμως αν δούμε το ζήτημα ρεαλιστικά υπάρχουν πολύ περισσότερες συνιστώσες στο δέκτη και η περιβάλλουσα έχει πιο περίπλοκη μορφή, όπως εκείνη στο Σχήμα 4.5. Για ένα δέκτη που κινείται στο χώρο, η εξάρτηση από την απόσταση μεταφράζεται σε εξάρτηση από το χρόνο, αλλά ο δέκτης παραμένει ένας σηματολήπτης στο χώρο των διαλείψεων.



Σχήμα 4.5- Λαμβανόμενη ισχύς συναρτήσει της απόστασης. Καταγραφή από μετρήσεις

Εύκολα κανείς μπορεί να παρατηρήσει ότι η συμβολή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών παράγει μια μορφή στάσιμου κύματος σε συνάρτηση με την απόσταση. Η μορφή του στάσιμου κύματος προκύπτει εύκολα αν έχουμε την περίπτωση που φαίνεται στο Σχήμα 4.6, όπου κινητός σταθμός κινείται απομακρυνόμενος με ταχύτητα u στον άξονα x από Σταθμό Βάσης που εκπέμπει ένα αδιαμόρφωτο φέρον.



Σχήμα 4.6

Για τα χρονικά μεταβαλλόμενα πεδία ισχύουν τα εξής :

$$\mathcal{E}_0 = e_0 \operatorname{Re} \left[e^{j(\omega t - kx)} \right] \quad \mathcal{E}_1 = e_1 \operatorname{Re} \left[e^{j(\omega t + kx)} \right] \quad (\text{σχέση 4.2})$$

Με $k=2\pi/\lambda$. όπου οι αντίστοιχοι φασιθέτες είναι οι εξής :

$$E_0 = e_0 e^{-jkx} \quad E_1 = e_1 e^{+jkx} \quad (\text{σχέση 4.3})$$

Το στάσιμο κύμα έχει την ακόλουθη μορφή:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_0 + \mathcal{E}_1 = e_0 \cos(\omega t - kx) + e_1 \cos(\omega t + kx) \quad (\text{σχέση 4.5})$$

ή με φασιθέτες :

$$E(x) = e_0 e^{-jkx} + e_1 e^{+jkx} = |E(x)| e^{-j|E(x)|} \quad (\text{σχέση 4.6})$$

Με κατ' αντιστοιχίαν πλάτος :

$$|E(x)| = \sqrt{(e_0 + e_1)^2 \cos^2(kx) + (e_0 - e_1)^2 \sin^2(kx)} \\ E(x) = \tan^{-1} \left[\frac{(e_0 - e_1) \sin(kx)}{(e_0 + e_1) \cos(kx)} \right] \quad (\text{σχέση 4.6})$$

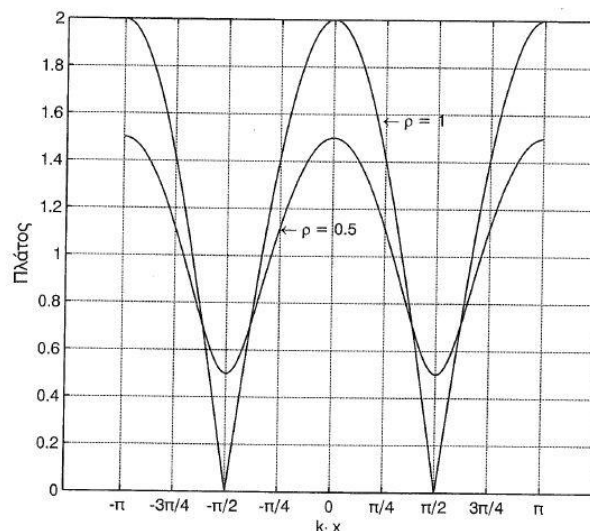
Με συντελεστή ανάκλασης $\rho=e_1/e_2=1$ έχουμε :

$$|E(x)| = 2e_0 |\cos(kx)| \quad (\text{σχέση 4.7})$$

Με $\rho=0.5$ έχουμε :

$$|E(x)| = \sqrt{(1.5e_0)^2 \cos^2(kx) + (0.5e_0)^2 \sin^2(kx)} \quad (\text{σχέση 4.8})$$

Όλα τα άνω περιγραφέντα μπορούν εύκολα να διακριθούν στον παρακάτω Σχήμα (4.7) όπου παρατηρούμε εύκολα ότι έχουμε εμφάνιση διαλείψεων κάθε $\lambda/2$.



Σχήμα 4.7- Πλάτος Στάσιμου Κύματος

4.2 Τα Είδη των Διαλείψεων:

Ας Υποθέσουμε δέκτη που κινείται σε περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης και καταγράφουμε τη στιγμιαία λαμβανόμενη ισχύ συναρτήσει της απόστασης, θα προκύψει κάτι ανάλογο με το Σχήμα 4.8.



Σχήμα 4.8-Υπέρθωση Διαλείψεων

Μπορούμε να διακρίνουμε δύο είδη διαλείψεων :**τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading)**, που εμπεριέχουν τα δύο από τα τέσσερα βασικά χαρακτηριστικά της ραδιομετάδοσης: τις απώλειες διάδοσης, δηλαδή τη μεταβολή της εξασθένησης με την απόσταση, και τη σκίαση, δηλαδή την τυχαία μεταβολή της εξασθένησης για δεδομένη απόσταση. Οι μεγάλης κλίμακας διαλείψεις εκφράζουν τη μέση εξασθένηση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της κίνησης σε μεγάλες περιοχές. Η στατιστική ανάλυση των αργών διαλείψεων δίνει ένα μέτρο των απωλειών διάδοσης συναρτήσεως της απόστασης. Επιπρόσθετα διακρίνουμε τις **διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading)** που περιγράφουν τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτους και φάσης) για μετατοπίσεις του κινητού σταθμού της τάξης του $\lambda/2$. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης και στη χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω μετατόπισης του δέκτη, αλλά και των σκεδαστών που συμμετέχουν στη διάδοση.

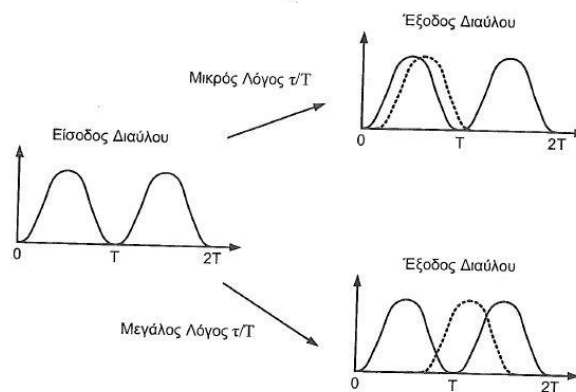
Βλέποντας μετά προσοχής το Σχήμα 4.8, βλέπουμε ότι η αφαιρετική συμβολή πολυδιαδρομικών συνιστωσών έχει ως αποτέλεσμα η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος να μειώνεται κατά δεκάδες dB, συνήθως 30 ή και περισσότερα B, σε σχέση με τη μέση τιμή του. Όταν η στιγμιαία ισχύς είναι χαμηλότερη από την απαιτούμενη τιμή των προδιαγραφών για την επίδοση της ζεύξης, αναφερόμαστε σε ραδιοδίαυλο που βρίσκεται σε ισχυρές διαλείψεις (deep fade). Επειδή συνήθως, κατά τη σχεδίαση των συστημάτων, υπάρχει ένα προβλεπόμενο περιθώριο ισχύος (link margin) της τάξης των 10-20dB για την αντιμετώπιση των διαλείψεων και άλλων υποβιβασμών του διαύλου, θεωρούμε ότι ο ραδιοδίαυλος είναι σε ισχυρές διαλείψεις, όταν η λαμβανόμενη ισχύς είναι κατά 10-20dB χαμηλότερη της μέσης λαμβανόμενης ισχύος. Γίνεται αντιληπτό, ότι η επιδείνωση του ρυθμού σφαλμάτων (BER), κατά τη διάρκεια που ο δίαυλος βρίσκεται σε ισχυρές διαλείψεις, είναι πολύ

άσχημη και εν μέρει μπορεί να βελτιωθεί, αυξάνοντας την ισχύ του εκπεμπόμενου σήματος. Η διάρκεια όμως των ισχυρών διαλείψεων είναι συνήθως μικρή και συνεπώς η αύξηση της ισχύος στον πομπό είναι σπατάλη. Κατά τη διάρκεια των ισχυρών διαλείψεων είναι αρκετά τα διαδοχικά bits τα οποία επηρεάζονται και, για το λόγο αυτό, αναφερόμαστε σε ριπές σφαλμάτων. Οι συνήθεις κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων μπορούν να διορθώσουν μέχρι κάποιο μικρό αριθμό διαδοχικών εσφαλμένων bits και άρα απαιτούνται και εφαρμόζονται διαφορετικές μέθοδοι για τις ριπές σφαλμάτων λόγω ισχυρών διαλείψεων, όπως η διαφορική λήψη, η κωδικοποίηση σε συνδυασμό με διεμπλοκή (coding-interleaving), και προσαρμοστικές (adaptive) τεχνικές διαμόρφωσης και κωδικοποίησης .

Έστω ότι το σήμα στο δέκτη είναι το άθροισμα δύο μόνο καθυστερημένων εκδόσεων του εκπεμπόμενου σήματος, τότε η κρουστική απόκριση του διαύλου είναι η ακόλουθη :

$$h(t) = A_0\delta(t - \tau_0) + A_1\delta(t - \tau_1) \quad (\text{σχέση 4.9})$$

όπου τ_0 και τ_1 , οι καθυστερήσεις των δύο μονοπατιών διάδοσης και A_0, A_1 τα αντίστοιχα πλάτη των αφικνούμενων σημάτων. Η σημαντική παράμετρος για το δίαυλο είναι η διαφορά των καθυστερήσεων $\tau = \tau_1 - \tau_0$, που καθορίζει το μέγεθος της χρονικής διασποράς (Delay Spread). Μεγάλες τιμές της παραμέτρου τ αντιστοιχούν σε πολυδιαδρομικές συνιστώσες που καταφθάνουν με μεγάλη καθυστέρηση ως προς την πρώτη αφικνούμενη συνιστώσα, με συνέπεια τη διασυμβολική παρεμβολή: Στο Σχήμα 4.9 απεικονίζεται η περίπτωση διασυμβολικής παρεμβολής ανάλογα με το μέγεθος του λόγου της χρονικής διασποράς τ , προς την περίοδο T , της ακολουθίας συμβόλων που εκπέμπεται στο δίαυλο.



Σχήμα 4.9- Διασυμβολική παρεμβολή (ISI)

Επιχειρώντας να υπολογίσουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του απλοποιημένου διαύλου έχουμε :

$$\begin{aligned} H(\omega) &= A_0 e^{-j\omega\tau_0} + A_1 e^{-j\omega(\tau_0+\tau)} \\ &= A_0 e^{-j\omega\tau_0} (1 + S e^{-j\omega\tau}) \end{aligned} \quad (\text{σχέση 4.10})$$

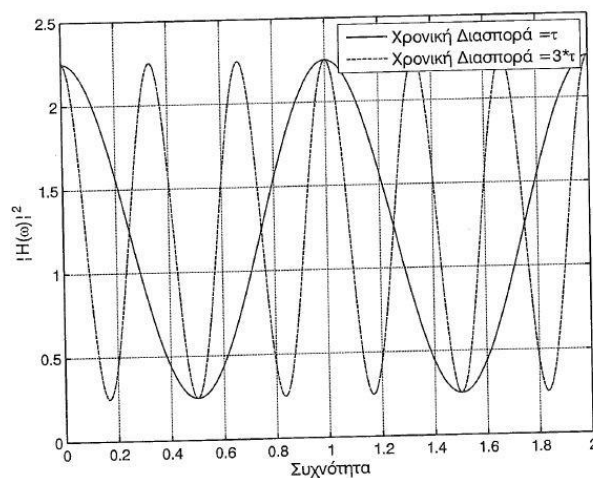
Με $S=A_1/A_0$ οπότε:

$$\begin{aligned} |H(\omega)| &= |A_0 (1 + S e^{-j\omega\tau})| \\ &= |A_0 + A_1 \cos(\omega\tau) - jA_1 \sin(\omega\tau)| \\ &= \sqrt{(A_0 + A_1 \cos(\omega\tau))^2 + (A_1 \sin(\omega\tau))^2} \end{aligned} \quad (\text{σχέση 4.11})$$

Και

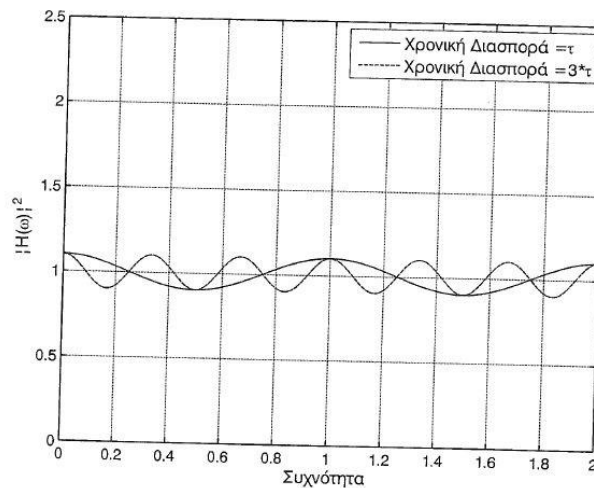
$$\begin{aligned} |H(\omega)|^2 &= A_0^2 + A_1^2 + 2A_0A_1 \cos(\omega\tau) \\ &= A_0^2 (1 + S^2 + 2S \cos(\omega\tau)) \end{aligned}$$

Διαπιστώνουμε ότι η μεταβολή είναι περιοδική, με περίοδο τ , όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.10. Έχουμε ότι το εύρος διακύμανσης εξαρτάται από το λόγο των πλατών των συνιστωσών S . Για μεγάλες τιμές του λόγου S , δηλαδή μεγάλο πλάτος της δεύτερης συνιστώσας ως προς την πρώτη, τα βυθίσματα γίνονται μεγάλα προκαλώντας αντίστοιχα μεγάλο εύρος μεταβολής του λαμβανόμενου σήματος.



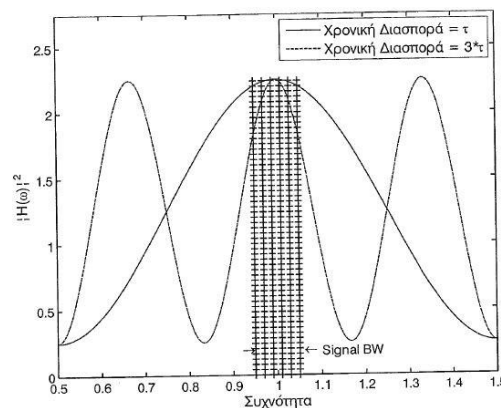
Σχήμα 4.10- Μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς για διαφορετική χρονική διασπορά και $A_1 / A_0 = 0.5$

Επίσης ισχύουν τα αντίστροφα για μικρές τιμές του λόγου S , όπως παρατηρούμε και στο Σχήμα 4.11.



Σχήμα 4.11- Διαφορετικός λόγος πλατών των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και $A_1 / A_0 = 0.05$

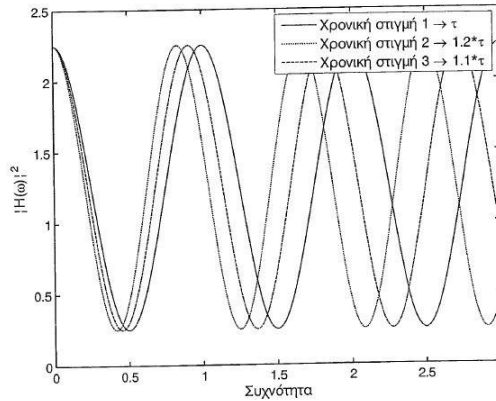
Έστω ένα σήμα με εύρος ζώνης B , όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12, τότε ανάλογα με το εύρος της χρονικής διασποράς τ , ο διάυλος επηρεάζει το σήμα είτε κατά τρόπο ομοιόμορφο, είτε κατά τρόπο επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα.



Σχέση εύρους ζώνης σήματος και χρονικής διασποράς διαύλου
Σχήμα 4.12

Η εξασθένηση που εισάγει ο διάυλος στην πρώτη περίπτωση είναι ανάλογη με τη σχετική τοποθέτηση του εύρους ζώνης του σήματος, σε βύθισμα ή κορυφή του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς. Βέβαια, κατά την κίνηση του δέκτη, η διαφορά στην καθυστέρηση μεταξύ των πολυδιαδρομικών συνιστωσών

μεταβάλλεται συνεχώς και συνεπώς η τοποθέτηση των κορυφών και των βυθισμάτων του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς ολισθαίνει πότε στη μια κατεύθυνση και πότε στην αντίθετη, μεταβάλλοντας ταυτόχρονα και την περίοδό της, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.13.



Σχήμα 4.13- Χρονικά μεταβαλλόμενη χρονική διασπορά

Συνεπώς, το εύρος ζώνης του σήματος θα ολισθαίνει σχετικά με τη συνάρτηση μεταφοράς οπότε η εξασθένηση που υφίσταται το σήμα θα μεταβάλλεται, οδηγώντας σε **επίπεδες διαλείψεις (flat fading)**. Στην περίπτωση που το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγάλο σε σχέση με την περίοδο μεταβολής του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς, τότε δύο συχνότητες, που απέχουν αρκετά μέσα στο εύρος ζώνης του σήματος, υφίστανται διαφορετική εξασθένηση και έτσι έχουμε **διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading)**. Σε σχέση και με το λόγο των πλατών S , είναι προφανές ότι ακόμη και μεγάλη διασπορά να παρουσιάζει ο διάυλος, αν ο λόγος S παίρνει μικρές τιμές, τότε δεν υπάρχει πρόβλημα διαλείψεων.

Αν θεωρήσουμε ότι το εκπεμπόμενο σήμα έχει ένα πεπερασμένο εύρος ζώνης, τότε πρέπει να εξετάσουμε πώς συμπεριφέρεται ο διάυλος στο συγκεκριμένο σήμα, θεωρώντας δύο φασματικές συνιστώσες που απέχουν μεταξύ τους όσο το εύρος ζώνης του σήματος.

Εάν οι δύο συχνότητες απέχουν λίγο μεταξύ τους, τότε τα διαφορετικά μονοπάτια διάδοσης έχουν σχεδόν το ίδιο ηλεκτρικό μήκος και για τις δύο συχνότητες και συνεπώς, τα πλάτη και οι φάσεις τους θα μεταβάλλονται με

παρόμοιο τρόπο. Αν και υπάρχουν διαλείψεις, οι δύο φασματικές συνιστώσες συμπεριφέρονται παρόμοια.

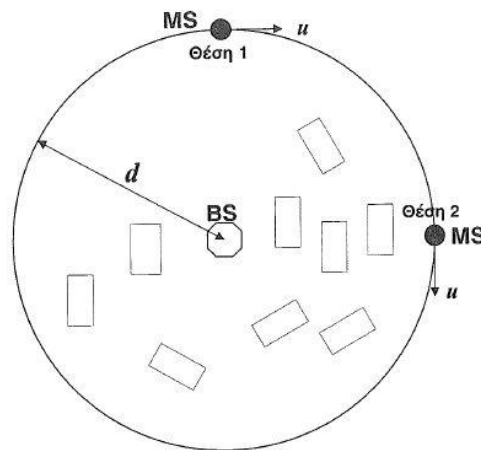
Μόλις η απόσταση μεταξύ των φασματικών συνιστωσών αυξηθεί, η συμπεριφορά στη μια συνιστώσα τείνει να γίνει ασυσχέτιστη με τη συμπεριφορά στην άλλη, γιατί πλέον κάθε μονοπάτι αντιπροσωπεύει διαφορετικό ηλεκτρικό μήκος για τις δύο συχνότητες και άρα, οι ολισθήσεις φάσης είναι διαφορετικές για τις δύο συχνότητες. Το πόσο ασυσχέτιστη είναι η συμπεριφορά στις δύο συχνότητες εξαρτάται από την έκταση των χρονικών καθυστερήσεων, δηλαδή το επιπλέον μήκος των μονοπατιών. Για μεγάλες καθυστερήσεις, οι ολισθήσεις φάσης των συχνοτήτων μπορεί να εκτείνονται σε πολλά ακτίνια ακόμη και αν η απόσταση των δύο συχνοτήτων είναι μικρή. Σήματα με εύρος συχνοτήτων μεγαλύτερο από εκείνο στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο θα παραμορφώνονται, επειδή τα πλάτη και οι φάσεις των φασματικών συνιστωσών στο λαμβανόμενο σήμα θα είναι διαφορετικά από εκείνα του εκπεμπόμενου σήματος. Οι διαλείψεις αυτές χαρακτηρίζονται επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα και εμφανίζονται ως μεταβολή στη λαμβανόμενη ένταση πεδίου σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

Αναφερόμενοι τώρα στο πεδίο του χρόνου, η χρονική διασπορά των πολυδιαδρομικών συνιστωσών οδηγεί σε διασυμβολική παρεμβολή (ISI), όταν η μέγιστη διαφορά στην καθυστέρηση των συνιστωσών είναι μεγαλύτερη από ένα τμήμα της διάρκειας ενός συμβόλου. Η διασυμβολική παρεμβολή προκαλεί υψηλούς ρυθμούς σφαλμάτων που δεν μειώνονται με την αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος, λόγω της ταυτόχρονης αύξησης της ισχύος της παρεμβολής.

Συνέπεια άμεση της ISI είναι η ανάγκη για μείωση των ρυθμών μετάδοσης. Απαιτούνται λοιπόν ψηφιακές τεχνικές για την αντιμετώπιση του φαινομένου, όπως η ισοστάθμιση, η διασπορά φάσματος, η διαμόρφωση πολλαπλών φερόντων ή η χρήση έξυπνων κεραιών.

4.3 Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακος (Large Scale Fading):

Πρώτα από όλα πρέπει να τονίσουμε ότι τα απλά μοντέλα απωλειών διάδοσης αναφέρονται σε μέσες τιμές και δε λαμβάνουν υπόψη το γεγονός ότι το περιβάλλον μπορεί να είναι εντελώς διαφορετικό σε δύο περιπτώσεις όπου πομπός και δέκτης απέχουν την ίδια απόσταση, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.14.



Σχήμα 4.14- Φυσική Επεξήγηση Φαινομένου Σκίασης

Τα ραδιοκύματα σκιάζονται από τα κτίρια και άλλες κατασκευές. Η σκίαση δεν είναι βέβαια ούτε απόλυτη ούτε απότομη, είναι συνήθως βαθμιαία, λόγω της ύπαρξης του φαινομένου της περίθλασης. Η λαμβανόμενη ισχύς είναι στην πραγματικότητα μια τυχαία μεταβλητή που εξαρτάται από τον αριθμό και τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών, που συμμετέχουν στη διάδοση. Οι τυχαίες μεταβολές του λαμβανόμενου σήματος, λόγω της παρουσίας των αντικειμένων στο χώρο διάδοσης, καλούνται συχνά και διαλείψεις σκίασης (shadow fading). Άρα, οι τιμές της λαμβανόμενης ισχύος μπορεί να είναι αρκετά διαφορετικές από τη μέση τιμή που προβλέπουν τα μοντέλα απωλειών διάδοσης. Οι μετρήσεις που έχουν γίνει σε ραδιοδιαύλους έχουν δείξει ότι η λαμβανόμενη ισχύς, εκφρασμένη σε λογαριθμική κλίμακα (dBm ή dBW), ακολουθεί κανονική (Gaussian) κατανομή, με τη μέση τιμή να καθορίζεται από το συντελεστή απωλειών διάδοσης και τυπική απόκλιση που εξαρτάται από το περιβάλλον.

Συνεπώς, έχουμε:

$$P_r(d) = \overline{P_r(d)} + \varepsilon_\sigma \quad (\text{dBm}) \quad (\text{σχέση 4.13})$$

όπου $\overline{P_r(d)}$ είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς σε απόσταση d και ε_σ είναι μια τυχαία μεταβλητή σε dB που ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ_{Pr} σε dB. Αν χρησιμοποιήσουμε το εκθετικό μοντέλο ή μοντέλο απλής κλίσης, τότε:

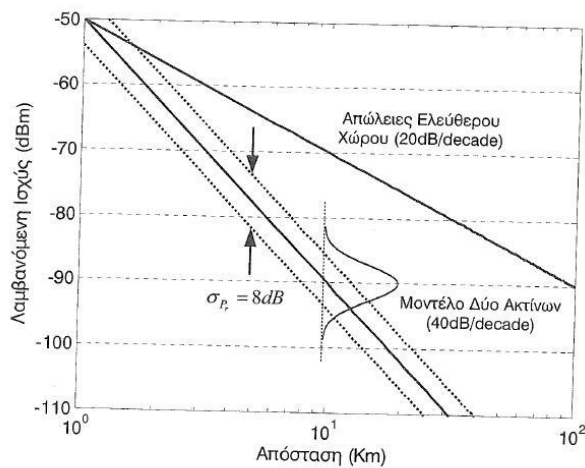
$$P_r(d) = \overline{P_r(d_0)} - 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \varepsilon_\sigma \quad (\text{dBm}) \quad (\text{σχέση 4.14})$$

$$PL(d) = \overline{PL(d)} + \varepsilon_{\sigma} \quad (dB) \quad (\text{σχέση 4.15})$$

$$PL(d) = \overline{PL(d_0)} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \varepsilon_{\sigma} \quad (dB) \quad (\text{σχέση 4.16})$$

όπου το σύμβολο $\overline{Pr(d_0)}$ υποδεικνύει τη μέση λαμβανόμενη ισχύ στην απόσταση αναφοράς d_0 , το σύμβολο $\overline{PL(d_0)}$ τη μέση τιμή των απωλειών διάδοσης. Όταν η κατανομή της λαμβανόμενης ισχύος, εκφρασμένης σε λογαριθμική κλίμακα, είναι κανονική, τότε την αποκαλούμε λογαριθμοκανονική (lognormal). Η μεταβλητή ε_{σ} αναπαριστά την απόκλιση της πραγματικής από τη μέση τιμή των απωλειών διάδοσης. Όσο πιο ακριβές είναι το μοντέλο απωλειών διάδοσης, τόσο μικρότερη είναι η τιμή της τυπικής απόκλισης. Συνήθεις τιμές είναι από 4dB ως 12dB με πιο τυπική εκείνη των 8dB. Επιπλέον, έχει παρατηρηθεί ότι η τυπική απόκλιση σ είναι ανεξάρτητη της απόστασης d .

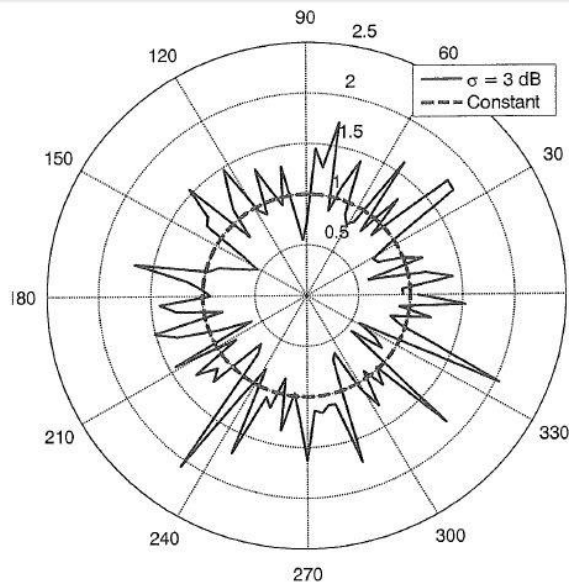
Στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζονται δύο μοντέλα κλίσης με το φαινόμενο της σκίασης υπερεπιθέμενο.



Λογαριθμοκανονική Κατανομή και Απώλειες Διάδοσης

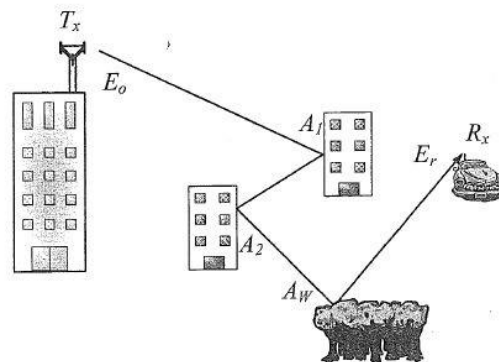
Σχήμα 4.15

Στο Σχήμα 4.16 παρατηρούμε την περιοχή κάλυψης, για σταθερή λαμβανόμενη ισχύ και για λογαριθμοκανονική κατανομή με $\sigma = 3dB$.



Σχήμα 4.16- Ακτίνα Κάλυψης για $\sigma = 3dB$

Μια φυσική εξήγηση της λογαριθμοκανονικής συμπεριφοράς δίνεται, αν θεωρήσουμε ότι το συνολικό μονοπάτι διάδοσης μπορεί να χωριστεί σε W επιμέρους τμήματα, που το καθένα έχει ανεξάρτητο συντελεστή εξασθένησης A_i , $i = 1, \dots, W$, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.17. Το πολλαπλασιαστικό φαινόμενο μετατρέπεται σε αθροιστικό, όταν λογαριθμίσουμε και, αν ο αριθμός των σκεδαστών W είναι μεγάλος, τότε, λόγω του Κεντρικού Οριακού Θεωρήματος, το λαμβανόμενο σήμα θα ακολουθεί κανονική κατανομή.



Σχήμα 4.17- Απεικόνιση της Λογαριθμοκανονικής Συμπεριφοράς

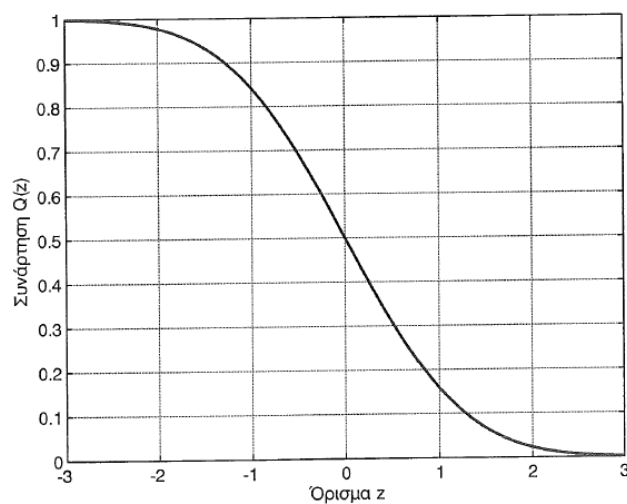
Συνεπώς έχω ότι Η Συνάρτηση Πυκνότητας Πιθανότητας της λαβανομένης ισχύος είναι η εξής :

$$p_{P_r}(x) = \frac{1}{\sigma_{P_r} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x - \mu_{P_r})^2}{2\sigma_{P_r}^2}\right] \quad (4.17)$$

Επίσης έχω ότι η πιθανότητα η λαμβανόμενη Ισχύς να είναι μεγαλύτερη από μια τιμή κατωφλίου γ :

$$\Pr[P_r > \gamma] = \int_{\gamma}^{\infty} p_{P_r}(x) dx = Q\left(\frac{\gamma - \mu_{P_r}}{\sigma_{P_r}}\right) \quad (\text{σχέση 4.18})$$

Η συνάρτηση $Q(z)$ αναπαρίσταται στο κάτωθι σχήμα:



Σχήμα 3.18: Η συνάρτηση $Q(z)$

4.4 Διαλείψεις Μικρής Κλίμακος (Small Scale Fading):

Αρχής γενομένης αυτής της παραγράφου οφείλουμε να αναφέρουμε ότι η μικρής κλίμακας διάλειψη ή απλώς διάλειψη -fading, χρησιμοποιείται για να περιγράψει τις γρήγορες διακυμάνσεις του πλάτους, των φάσεων ή καθυστερήσεις πολλαπλής διαδρομής ενός ραδιοσήματος σε μια σύντομη χρονική περίοδο ή απόσταση, έτσι ώστε να μπορούν να αγνοηθούν οι επιπτώσεις της απώλειας διαδρομής μεγάλης κλίμακας.

Η διάλειψη προκαλείται από παρεμβολή ανάμεσα σε δύο ή περισσότερες εκδοχές του μεταδιδόμενου σήματος που φτάνει στον δέκτη σε ελαφρώς διαφορετικούς χρόνους. Αυτά τα κύματα, που ονομάζονται κύματα πολλαπλής διαδρομής (multipath waves), συνδυάζονται στην κεραία του δέκτη για να δώσουν ένα συνιστάμενο σήμα, το οποίο μπορεί να ποικίλλει πολύ σε πλάτος και φάση, ανάλογα με την κατανομή της έντασης και του σχετικού χρόνου διάδοσης των κυμάτων και με το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος.

- Η πολλαπλή διαδρομή στο ραδιοκανάλι δημιουργεί αποτελέσματα διάλειψης μικρής κλίμακας. Τα τρία σημαντικότερα αποτελέσματα είναι:
 - Γρήγορες αλλαγές στην ισχύ σήματος σε μικρή διανυόμενη απόσταση ή χρονική περίοδο.
 - Τυχαία διαμόρφωση συχνότητας λόγω ποικίλων μετατοπίσεων Doppler σε διαφορετικά σήματα πολλαπλής διαδρομής και
 - Χρονική διασπορά (ηχώ) προκαλούμενη από καθυστερήσεις σε διάδοση πολλαπλής διαδρομής.

Σε αστικές περιοχές μεγάλης οικοδομικής κάλυψης, η διάλειψη λαμβάνει χώρα επειδή το ύψος των κινητών κεραιών είναι αρκετά κάτω από το ύψος των οικοδομών που τις περιβάλλουν, συνεπώς δεν υπάρχει μία διαδρομή οπτικής επαφής (line-of-sight) προς τον σταθμό βάσης. Ακόμη κι όταν υπάρχει οπτική επαφή, εξακολουθεί να υφίσταται πολλαπλή διαδρομή λόγω των ανακλάσεων από το έδαφος και τα περιβάλλοντα κτίρια. Τα εισερχόμενα ραδιοκύματα φτάνουν από διαφορετικές κατευθύνσεις με διαφορετικές καθυστερήσεις διάδοσης. Το σήμα που λαμβάνεται από το κινητό σε οποιοδήποτε σημείο στον χώρο μπορεί να αποτελείται από ένα μεγάλο πλήθος επίπεδων κυμάτων, που έχουν τυχαία κατανομημένα πλάτη, φάσεις και γωνίες άφιξης.

Αυτές οι συνιστώσες πολλαπλής διαδρομής συνδυάζονται διανυσματικά στην κεραία του δέκτη και μπορούν να προκαλέσουν την παραμόρφωση ή την διάλειψη στο σήμα που λαμβάνεται από το κινητό. Ακόμη κι όταν ένας κινητός δέκτης είναι στάσιμος, το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να παρουσιάζει διάλειψη οφειλόμενη στην κίνηση των αντικειμένων που τον περιβάλλουν στο ραδιοκανάλι.

Εξαιτίας της σχετικής κίνησης ανάμεσα στο κινητό και τον σταθμό βάσης, κάθε κύμα πολλαπλής διαδρομής αντιμετωπίζει μία μετατόπιση στην συχνότητα. Η μετατόπιση στην συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος, που οφείλεται στην κίνηση ονομάζεται μετατόπιση Doppler και είναι ευθέως ανάλογη με την ταχύτητα και την κατεύθυνση της κίνησης του κινητού, σε σχέση με την κατεύθυνση άφιξης του λαμβανόμενου κύματος πολλαπλής διαδρομής.

Εδώ οφείλουμε να αναφέρουμε και τους παράγοντες που επηρεάζουν στη διάλειψη Μικρής Κλίμακος:

- ✓ **Διάδοση πολλαπλής διαδρομής:** Η παρουσία ανακλαστικών και σκεδαστικών αντικειμένων στο κανάλι δημιουργεί ένα διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον, που καταναλίσκει την ενέργεια του σήματος σε πλάτος, φάση και χρόνο. Αυτές οι επιπτώσεις οδηγούν σε πολλαπλές εκδόσεις του μεταδιδόμενου σήματος, που φτάνουν στην κεραία λήψης, μετατοπισμένες μεταξύ τους σε χρονικό και χωρικό προσανατολισμό. Η τυχαία φάση και τα πλάτη των διαφορετικών συνιστωσών πολλαπλής διαδρομής προκαλούν διακυμάνσεις στην ισχύ του σήματος, συμπεριλαμβανοντας με αυτόν τον τρόπο διάλειψη μικρής κλίμακας, παραμόρφωση σήματος ή και τα δύο. Η διάδοση πολλαπλής διαδρομής συχνά επιμηκύνει τον απαιτούμενο χρόνο για να φτάσει το τμήμα ζώνης βάσης του σήματος στον δέκτη κι αυτό μπορεί να προκαλέσει κηλίδωση σήματος οφειλόμενη στην διασυμβολική (intersymbol) παρεμβολή.
- ✓ **Ταχύτητα του κινητού :** Η σχετική κίνηση ανάμεσα στον σταθμό βάσης και το κινητό οδηγεί σε τυχαία διαμόρφωση συχνότητας οφειλόμενη στις διαφορετικές μετατοπίσεις Doppler σε καθεμία των συνιστωσών πολλαπλής διαδρομής. Η μετατόπιση Doppler θα είναι

Θετική ή αρνητική ανάλογα με το αν ο κινητός δέκτης κινείται προς ή μακριά από τον σταθμό βάσης.

- ✓ **Ταχύτητα των περιβαλλόντων αντικειμένων** :Εάν βρίσκονται σε κίνηση αντικείμενα στο ραδιοκανάλι, επιφέρουν μια χρονικά κυμαινόμενη μετατόπιση Doppler στις συνιστώσες πολλαπλής διαδρομής. Εάν τα περιβάλλοντα αντικείμενα κινούνται με ρυθμό μεγαλύτερο του κινητού, τότε αυτό το αποτέλεσμα επικρατεί στην διάλειψη μικρής κλίμακας. Διαφορετικά, η κίνηση των περιβαλλόντων αντικειμένων μπορεί να αγνοηθεί, και μόνο η ταχύτητα του κινητού χρειάζεται να ληφθεί υπ' όψιν. Ο χρόνος συμφωνίας (coherence time) ορίζει την "κινητικότητα" του καναλιού και επηρεάζεται ευθέως από την μετατόπιση Doppler.
- ✓ **Το εύρος ζώνης μετάδοσης του σήματος** :Εάν το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου ραδιοσήματος είναι μεγαλύτερο από το "εύρος ζώνης" του καναλιού πολλαπλής διαδρομής, το λαμβανόμενο σήμα θα είναι παραμορφωμένο, αλλά η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος δεν θα εξασθενεί πολύ σε μια τοπική περιοχή (δηλ. η διάλειψη σήματος μικρής κλίμακας δεν θα είναι σημαντική). Το εύρος ζώνης του καναλιού μπορεί να προσδιοριστεί ποσοτικά από το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) που είναι σχετικό με την συγκεκριμένη δομή πολλαπλής διαδρομής του καναλιού. Το εύρος ζώνης συνοχής είναι ένα μέτρο της μέγιστης διαφοράς συχνότητας για την οποία τα σήματα εξακολουθούν να είναι έντονα συσχετισμένα στο πλάτος. Εάν το μεταδιδόμενο σήμα έχει στενό εύρος ζώνης σε σύγκριση με το κανάλι, το πλάτος του σήματος θα αλλάξει γρήγορα, αλλά το σήμα δεν θα παραμορφωθεί στον χρόνο. Καταυτόν το τρόπο τα στατιστικά στοιχεία ισχύος σήματος μικρής κλίμακας και η πιθανότητα εμφάνισης κηλίδωσης σήματος σε αποστάσεις μικρής κλίμακας είναι πολύ μεγάλα σε σχέση με τα συγκεκριμένα πλάτη και τις καθυστερήσεις του καναλιού πολλαπλής διαδρομής, καθώς και το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος.

4.4.1 Μετατόπιση Doppler:

Για την Πληρότητα του θέματος σκόπιμο είναι εδώ να ανοίξουμε μια παρένθεση και να παρουσιάσουμε την μετατόπιση Doppler.

Αν υποθέσουμε ότι ένα κινητό κινείται με σταθερή ταχύτητα v , σε ένα τμήμα διαδρομής μήκους d ανάμεσα στα σημεία X και Y , ενώ λαμβάνει σήματα από μια μακρινή πηγή S , όπως δείχνει η Εικόνα 4.4.1. Η διαφορά στα

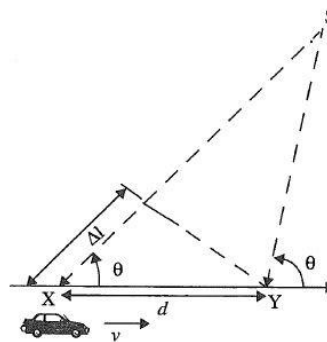
μήκη της διαδρομής που διανύεται από το κύμα από την πηγή S έως το κινητό στα σημεία X και Y είναι $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$, όπου Δt είναι ο χρόνος που απαιτείται για να διανύσει το κινητό την απόσταση από το X έως το Y και υποτίθεται ότι το θ είναι ίδιο στα σημεία X και Y, αφού υποτίθεται ότι η πηγή είναι πολύ μακριά. Η αλλαγή φάσης στο λαμβανόμενο σήμα που οφείλεται στην διαφορά των μηκών διαδρομής είναι η εξής :

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (\text{σχέση 4.1})$$

Η μετατόπιση Doppler δίδεται από το f_d :

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \theta \quad (\text{σχέση 4.2})$$

Η Σχέση (4.2) συσχετίζει την μετατόπιση Doppler με την ταχύτητα του κινητού και την χωρική γωνία ανάμεσα στην κατεύθυνση της κίνησης του κινητού και της κατεύθυνσης άφιξης του κύματος. Μπορεί να δειχθεί από την Εξίσωση (4.2) ότι αν το κινητό κινείται προς την κατεύθυνση άφιξης του κύματος, η μετατόπιση Doppler είναι Θετική ,δηλαδή η φαινομένη λαμβανόμενη συχνότητα αυξάνεται, και αν το κινητό κινείται απομακρυνόμενο από την κατεύθυνση άφιξης του κύματος, η μετατόπιση Doppler είναι αρνητική ,δηλαδή η φαινομένη λαμβανόμενη συχνότητα μειώνεται.



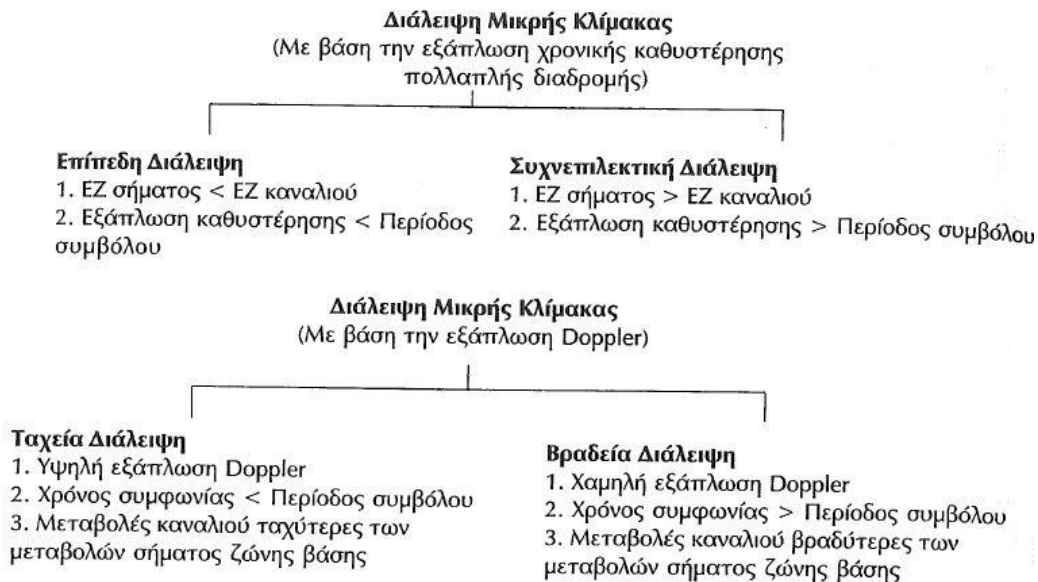
Απεικόνιση επιδράσεων Doppler.
Σχήμα 4.4.1

4.4.2 Τύποι Διαλείψεων Μικρής Κλίμακος:

Ο τύπος της διάλειψης που αντιμετωπίζεται από ένα σήμα διαδιδόμενο μέσω ενός κινητού ραδιοκαναλιού εξαρτάται από την φύση του μεταδιδόμενου σήματος σε σχέση με τα χαρακτηριστικά του καναλιού.

Ανάλογα με την συσχέτιση ανάμεσα στις παραμέτρους του σήματος

(όπως το εύρος ζώνης, την περίοδο συμβόλου κ.λπ.) και στις παραμέτρους καναλιού (όπως εξάπλωση καθυστέρησης rms και εξάπλωση Doppler), τα διαφορετικά μεταδιδόμενα σήματα θα υφίστανται διαφορετικών ειδών διάλειψη. Οι μηχανισμοί χρονικής διασποράς και διασποράς συχνοτήτων σε ένα κινητό ραδιοκανάλι οδηγούν σε τέσσερα ενδεχόμενα διακριτά αποτελέσματα, τα οποία εκδηλώνονται ανάλογα με την φύση του μεταδιδόμενου σήματος, το κανάλι και την ταχύτητα. Ενώ η εξάπλωση καθυστέρησης πολλαπλής διαδρομής οδηγεί σε χρονική διασπορά και συχνοεπιλεκτική διάλειψη, η εξάπλωση Doppler οδηγεί σε διασπορά συχνοτήτων και χρονοεπιλεκτική διάλειψη. Οι δύο μηχανισμοί διάδοσης είναι ανεξάρτητοι μεταξύ τους. Το σχήμα 4.4.2 παρουσιάζει ένα δένδρο των τεσσάρων διαφορετικών τύπων διάλειψης.



Τύποι διάλειψης μικρής κλίμακας-Σχήμα 4.4.1

❖ Με βάση την Εξάπλωση χρονικής Καθυστέρησης πολλαπλής διαδρομής:

➤ Επίπεδη διάλειψη

Εφόσον το κινητό ραδιοκανάλι έχει σταθερή απολαβή και γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης, που είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, τότε το λαμβανόμενο σήμα θα υποβάλλεται σε επίπεδη διάλειψη.

Αυτό το είδος διάλειψης είναι ιστορικά το συνηθέστερο είδος διάλειψης, που περιγράφεται στην τεχνική βιβλιογραφία. Στην επίπεδη διάλειψη, η δομή πολλαπλής διαδρομής του καναλιού είναι τέτοια, ώστε τα φασματικά χαρακτηριστικά του μεταδιδόμενου σήματος διατηρούνται στον δέκτη.

Ωστόσο η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος αλλάζει με τον χρόνο, λόγω των διακυμάνσεων στην απολαβή του καναλιού που προκαλούνται από την πολλαπλή διαδρομή. Τα χαρακτηριστικά ενός καναλιού επίπεδης διάλειψης φαίνονται στο Σχήμα 4.4.2.

Μπορεί να δειχθεί από το Σχήμα 4.4.2. ότι αν η απολαβή καναλιού αλλάζει με τον χρόνο, λαμβάνει χώρα μια αλλαγή του πλάτους στο λαμβανόμενο σήμα. Με τον χρόνο, το λαμβανόμενο σήμα $r(t)$ ποικίλλει σε απολαβή, αλλά το φάσμα της μετάδοσης διατηρείται. Σε ένα κανάλι επίπεδης διάλειψης, το αντίστροφο του εύρους ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος είναι πολύ μεγαλύτερο της εξάπλωσης χρονικής καθυστέρησης πολλαπλής διαδρομής του καναλιού και $h_b(t, \tau)$ μπορεί να προσεγγισθεί σαν να μην έχει υπερβάλλουσα καθυστέρηση, δηλαδή μια απλή συνάρτηση δέλτα με $\tau = 0$.

Τα κανάλια επίπεδης διάλειψης είναι επίσης γνωστά ως κανάλια κυμαινόμενου πλάτους και αναφέρονται μερικές φορές ως στενοζωνικά κανάλια, αφού το εύρος ζώνης του εφαρμοζόμενου σήματος είναι στενό σε σύγκριση με το εύρος ζώνης καναλιού επίπεδης διάλειψης. Τυπικά κανάλια επίπεδης διάλειψης προκαλούν έντονες διαλείψεις και μπορεί να απαιτούν 20 ή 30 dB μεγαλύτερη ισχύ πομπού προκειμένου να επιτευχθούν χαμηλοί ρυθμοί σφάλματος bit στην διάρκεια των έντονων διαλείψεων, σε σύγκριση με τα συστήματα που λειτουργούν σε κανάλια χωρίς διάλειψη. Η κατανομή της στιγμιαίας απολαβής των καναλιών επίπεδης διάλειψης είναι σημαντική για την σχεδίαση ραδιοζεύξεων και η συνηθέστερη κατανομή πλάτους είναι η κατανομή Rayleigh. Το μοντέλο Rayleigh καναλιού με επίπεδη διάλειψη υποθέτει ότι το κανάλι προκαλεί πλάτος που διακυμαίνεται στον χρόνο ανάλογα με την κατανομή Rayleigh.

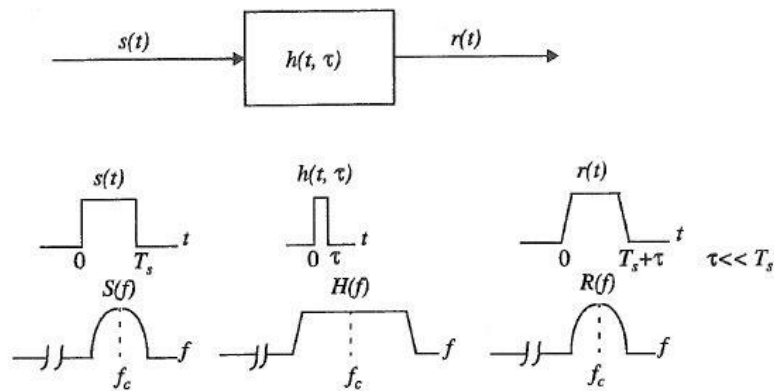
Ένα σήμα υφίσταται επίπεδη διάλειψη αν:

$$B_s \ll B_c \quad (\text{σχέση 4.4.2.1})$$

Και

$$T_s \gg \sigma_\tau \quad (\text{σχέση 4.4.2.2})$$

Με T_s να είναι το αντίστροφο του εύρους ζώνης (π.χ. περίοδος συμβόλου) και B_s να είναι το εύρος ζώνης, αντιστοίχως, της μεταδιδόμενης διαμόρφωσης, και σ_τ και B_c να είναι η εξάπλωση καθυστέρησης rms και το εύρος ζώνης συνοχής, αντιστοίχως, του καναλιού.



Χαρακτηριστικά καναλιού επίπεδης διάλειψης.
Σχήμα 4.4.2

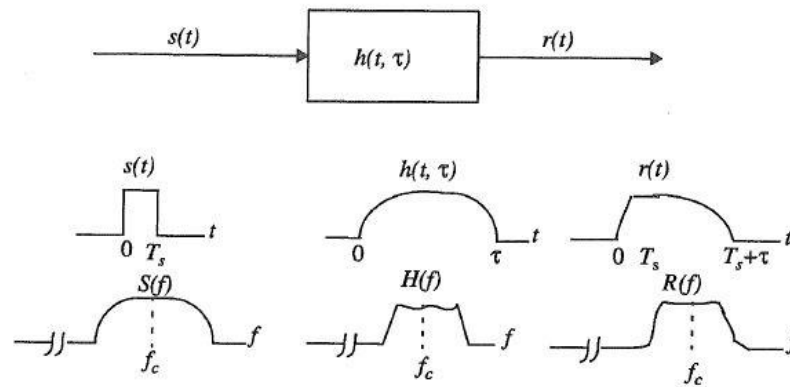
➤ Συχνοεπιλεκτική διάλειψη:

Αν το κανάλι έχει απόκριση σταθερής απολαβής και γραμμικής φάσης σε ένα εύρος ζώνης μικρότερο του εύρους ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, τότε το κανάλι δημιουργεί συχνοεπιλεκτική διάλειψη στο λαμβανόμενο σήμα. Υπό τέτοιες συνθήκες, η κρουστική απόκριση καναλιού έχει εξάπλωση καθυστέρησης πολλαπλής διαδρομής μεγαλύτερη του αντίστροφου του εύρους ζώνης της μεταδιδόμενης κυματομορφής μηνύματος. Όταν συμβεί αυτό, το λαμβανόμενο σήμα συμπεριλαμβάνει πολλαπλές εκδόσεις της μεταδιδόμενης κυματομορφής, που εξασθενούν (υπόκεινται σε διάλειψη) και καθυστερούν χρονικά και επομένως το λαμβανόμενο σήμα παραμορφώνεται. Η συχνοεπιλεκτική διάλειψη οφείλεται στην χρονική διασπορά των μεταδιδόμενων συμβόλων μέσα στο κανάλι. Έτσι το κανάλι προκαλεί διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Εξεταζόμενες στο πεδίο συχνοτήτων, ορισμένες συνιστώσες συχνοτήτων στο λαμβανόμενο φάσμα σήματος έχουν μεγαλύτερες απολαβές από άλλες.

Τα κανάλια συχνοεπιλεκτικής διάλειψης είναι πολύ δυσκολότερο να μοντελοποιηθούν από τα κανάλια επίπεδης διάλειψης, αφού κάθε σήμα πολλαπλής διαδρομής πρέπει να μοντελοποιηθεί και το κανάλι πρέπει να θεωρηθεί ως γραμμικό φίλτρο. Γι' αυτόν τον λόγο διεξάγονται ευρυζωνικές μετρήσεις πολλαπλής

διαδρομής και αναπτύσσονται μοντέλα από αυτές τις μετρήσεις. Κατά την ανάλυση κινητών συστημάτων επικοινωνίας, στατιστικά μοντέλα κρουστικής απόκρισης, όπως το μοντέλο διάλειψης Rayleigh δύο ακτινών (που θεωρεί ότι η κρουστική απόκριση απαρτίζεται από δύο συναρτήσεις δέλτα, οι οποίες εξασθενούν ανεξάρτητα και έχουν επαρκή χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους, για να προκαλέσουν συχνοεπιλεκτική διάλειψη στο εφαρμοζόμενο σήμα) ή μοντέλα δημιουργημένα με υπολογιστή ή μετρούμενων κρουστικών αποκρίσεων, χρησιμοποιούνται γενικώς για την ανάλυση της συχνοεπιλεκτικής διάλειψης μικρής κλίμακας.

Το Σχήμα 4.4.3 απεικονίζει τα χαρακτηριστικά ενός καναλιού συχνοεπιλεκτικής διάλειψης.



Χαρακτηριστικά καναλιού συχνοεπιλεκτικής διάλειψης.

Σχήμα 4.4.3

Για την συχνοεπιλεκτική διάλειψη, το φάσμα $S(f)$ του μεταδιδόμενου σήματος έχει εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής B_c του καναλιού. Εξεταζόμενο στο πεδίο συχνοτήτων, το κανάλι γίνεται συχνοεπιλεκτικό, όπου η απολαβή είναι διαφορετική για διαφορετικές συνιστώσες συχνότητας. Η συχνοεπιλεκτική διάλειψη προκαλείται από καθυστερήσεις πολλαπλής διαδρομής, που προσεγγίζουν ή υπερβαίνουν την περίοδο συμβόλου του μεταδιδόμενου συμβόλου. Τα κανάλια συχνοεπιλεκτικής διάλειψης είναι επίσης γνωστά ως ευρυζωνικά κανάλια αφού το εύρος ζώνης του σήματος $s(t)$ είναι ευρύτερο του εύρους ζώνης κρουστικής απόκρισης του καναλιού. Καθώς μεταβάλλεται ο χρόνος, το κανάλι ποικίλλει σε απολαβή και φάση στο φάσμα του $s(t)$, καταλήγοντας σε χρονικά μεταβαλλόμενη παραμόρφωση στο λαμβανόμενο σήμα $r(t)$.

Ένα σήμα υφίσταται συχνοεπιλεκτική διάλειψη αν:

$$B_s > B_c \quad (\text{σχέση 4.4.2.3})$$

Και

$$T_s < \sigma_\tau \quad (\text{σχέση 4.4.2.4})$$

Ένας συνήθης πρακτικός κανόνας είναι ότι ένα κανάλι υπόκειται σε επίπεδη διάλειψη αν $T_s \geq 10 \sigma_\tau$ και ένα κανάλι είναι συχνοεπιλεκτικό αν $T_s < 10 \sigma_\tau$, αν και αυτό εξαρτάται από τον συγκεκριμένο τύπο της χρησιμοποιούμενης διαμόρφωσης.

❖ **Με βάση την εξάπλωση Doppler:**

➤ **Ταχεία Διάλειψη :**

Ανάλογα με το πόσο γρήγορα αλλάζει το μεταδιδόμενο σήμα ζώνης βάσης σε σύγκριση με τον ρυθμό αλλαγής του καναλιού, ένα κανάλι μπορεί να ταξινομηθεί είτε ως κανάλι ταχείας διάλειψης είτε ως κανάλι βραδείας διάλειψης. Σε ένα κανάλι ταχείας διάλειψης, η κρουστική απόκριση καναλιού αλλάζει γρήγορα μέσα στην διάρκεια του συμβόλου. Δηλαδή, ο χρόνος συμφωνίας του καναλιού είναι μικρότερος της περιόδου συμβόλου του μεταδιδόμενου σήματος. Αυτό προκαλεί διασπορά συχνοτήτων (ονομάζεται επίσης χρονοεπιλεκτική διάλειψη), οφειλόμενη στην εξάπλωση Doppler, που οδηγεί σε παραμόρφωση σήματος. Εξεταζόμενη στο πεδίο συχνοτήτων, η παραμόρφωση σήματος, που οφείλεται στην ταχεία διάλειψη αυξάνει όσο αυξάνεται η εξάπλωση Doppler σχετικά με το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος.

Ένα σήμα υφίσταται ταχεία διάλειψη αν:

$$T_S > T_C \quad (\text{σχέση 4.4.2.5})$$

Και

$$B_S < B_D \quad (\text{σχέση 4.4.2.6})$$

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι όταν καθορίζεται ένα κανάλι ως κανάλι ταχείας ή βραδείας διάλειψης, δεν καθορίζεται αν το κανάλι είναι επίπεδης διάλειψης ή συχνοεπιλεκτικής φύσης. Η ταχεία διάλειψη ασχολείται μόνο με τον ρυθμό αλλαγής του καναλιού που οφείλεται στην κίνηση. Στην περίπτωση του καναλιού επίπεδης διάλειψης, μπορούμε να προσεγγίσουμε την κρουστική απόκριση απλώς με μία συνάρτηση δέλτα (χωρίς χρονική καθυστέρηση). Γι' αυτό, ένα κανάλι επίπεδης διάλειψης, ταχείας διάλειψης είναι ένα κανάλι στο οποίο το πλάτος της συνάρτησης δέλτα διακυμαίνεται ταχύτερα από τον ρυθμό αλλαγής του μεταδιδόμενου σήματος ζώνης βάσης. Στην περίπτωση ενός συχνοεπιλεκτικού καναλιού, ταχείας διάλειψης, τα πλάτη, οι φάσεις και οι χρονικές καθυστερήσεις οποιασδήποτε των συνιστωσών πολλαπλής διαδρομής μεταβάλλονται ταχύτερα από τον ρυθμό αλλαγής του μεταδιδόμενου σήματος. Στην πράξη, ταχεία διάλειψη λαμβάνει χώρα μόνο για πολύ αργούς ρυθμούς δεδομένων.

➤ **Βραδεία Διάλειψη:**

Σε ένα κανάλι βραδείας διάλειψης, η κρουστική απόκριση καναλιού αλλάζει με ρυθμό πολύ πιο αργό από το μεταδιδόμενο σήμα ζώνης βάσης $s(t)$. Σ' αυτήν την περίπτωση, το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι στατικό σε ένα ή πολλά διαστήματα μήκους αντίστροφου εύρους ζώνης. Στο πεδίο συχνοτήτων, αυτό σημαίνει ότι η εξάπλωση Doppler του καναλιού είναι πολύ μικρότερη από το εύρος ζώνης του σήματος ζώνης βάσης.

Ένα σήμα υφίσταται βραδεία διάλειψη αν:

$$T_S > T_C \quad (\text{σχέση 4.4.2.7})$$

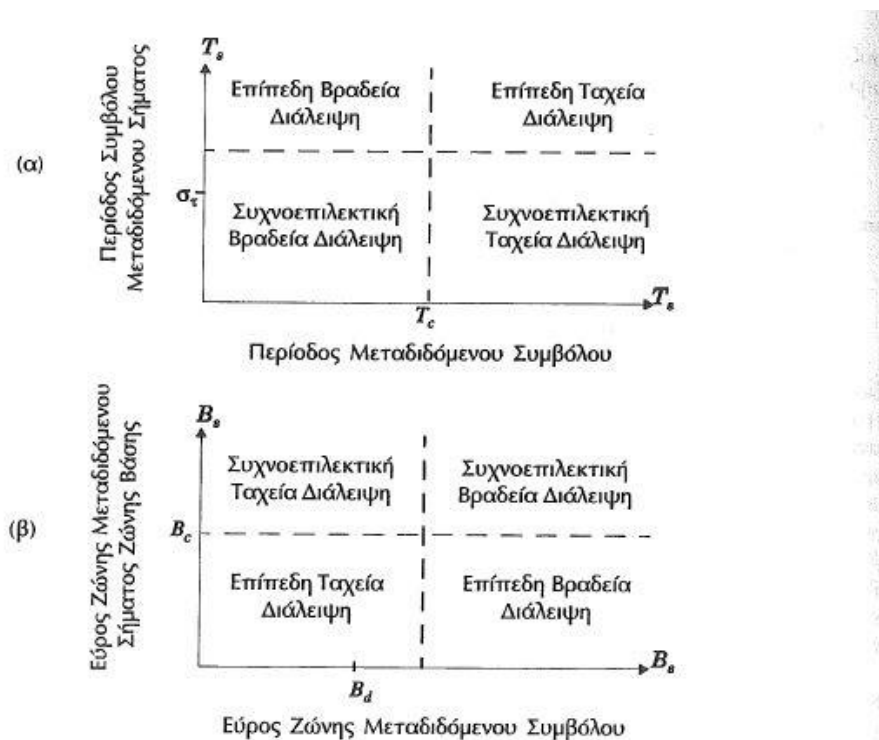
Και

$$B_S < B_D \quad (\text{σχέση 4.4.2.8})$$

Πρέπει να τονίσουμε ότι η ταχύτητα του κινητού (ή η ταχύτητα των αντικειμένων στο κανάλι) και η σηματοδότηση ζώνης βάσης καθορίζει αν ένα σήμα υφίσταται ταχεία διάλειψη ή βραδεία διάλειψη.

Η σχέση ανάμεσα στις διάφορες παραμέτρους πολλαπλής διαδρομής και στον τύπο της διάλειψης που συναντάται από το σήμα συνοψίζεται στο Σχήμα 4.4.4.

Τέλος θα πρέπει να τονιστεί ότι η ταχεία και η βραδεία διάλειψη αφορούν στην σχέση ανάμεσα στον χρονικό ρυθμό μεταβολής στο κανάλι και το μεταδιδόμενο σήμα και όχι σε μοντέλα απώλειας διαδρομής διάδοσης.



Σχήμα 4.4.4- Πίνακας που δείχνει τον τύπο διάλειψης που αντιμετωπίζει ένα σήμα ως συνάρτηση: (α) της περιόδου συμβόλου και (β) του εύρους ζώνης σήματος ζώνης βάσης.

4.5 Μοντελοποίηση Επίπεδων Αργών Διαλείψεων

Όταν οι ΔΜΙΚ επηρεάζουν συστήματα χαμηλού εύρους ζώνης, το λαμβανόμενο πλάτος του φορέα διαμορφώνεται από το πλάτος των διαλείψεων R , όπου R είναι μια τυχαία μεταβλητή (TM) με μέση τετραγωνική τιμή $\Omega = \mathbb{E}(R^2)$ όπου $\mathbb{E}(\cdot)$ η μέση τιμή, και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (ΣΠΠ) $f_R(x)$, η οποία εξαρτάται από τη φύση του περιβάλλοντος ασύρματης διάδοσης. Το σήμα αφού περάσει από ένα κανάλι διαλείψεων διαταράσσεται στο δέκτη από το λευκό προσθετικό Gaussian θόρυβο, additive white Gaussian noise (AWGN), ο οποίος τυπικά θεωρείται στατιστικά ανεξάρτητος από το πλάτος των διαλείψεων, και χαρακτηρίζεται από φασματική πυκνότητα ισχύος (ΦΠΙ) μιας πλευράς N_0 Watts/Hertz.

Η λαμβανόμενη στιγμιαία ισχύς σήματος μοντελοποιείται ως R^2 . Συνεπώς, ορίζουμε το στιγμιαίο SNR ανά σύμβολο ως $\gamma = R^2 E_s / N_0$ και το μέσο SNR ανά σύμβολο ως $\bar{\gamma} = \Omega E_s / N_0$, όπου $E_s = \mathbb{E}(|s|^2)$ είναι η ενέργεια ανά σύμβολο, με $|\cdot|$ να δηλώνει την απόλυτη τιμή. Για να μεταβούμε από τη ΣΠΠ της TM R στην αντίστοιχη ΣΠΠ του γ , πραγματοποιούμε την ακόλουθη αλλαγή μεταβλητών

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{f_R\left(\sqrt{\Omega\gamma/\bar{\gamma}}\right)}{2\sqrt{\bar{\gamma}\gamma/\Omega}}. \quad (4.5)$$

Ανάλογα με τη φύση του ασύρματου περιβάλλοντος διάδοσης, υπάρχουν διαφορετικά μοντέλα που περιγράφουν τη στατιστική συμπεριφορά του πλάτους των διαλείψεων.

Επομένως, υπάρχουν διαφορετικές κατανομές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ, διαφορετικές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΕΚ, και διαφορετικές για τη μοντελοποίηση των ΔΜΙΚ που συμβαίνουν σε συνδυασμό με ΔΜΕΚ. Παρακάτω παρατίθενται οι πιο σημαντικές κατανομές.

4.5.1 Μοντέλα Διαλείψεων Μικρής Κλίμακας

Οι διαλείψεις πολλαπλής διαδρομής δημιουργούνται εξαιτίας των δημιουργικών και καταστρεπτικών συνδυασμών τυχαία καθυστερημένων, ανακλούμενων, σκεδασμένων και διαθλασμένων συνθετικών του σήματος. Αυτό το είδος των διαλείψεων είναι σχετικά γρήγορο και συνεπώς “υπεύθυνο” για της διακυμάνσεις μικρής κλίμακας του σήματος όπως είδαμε προηγουμένως.

4.5.1.1 Rayleigh

Η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται συχνά για τη μοντελοποίηση διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής χωρίς διαδρομή με απευθείας ΟΕ. Συγκεκριμένα, όταν το συνολικό λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από μεγάλο αριθμό κυμάτων τότε στο δέκτη το λαμβανόμενο μιγαδικό σήμα, με την χρήση του κεντρικού οριακού θεωρήματος, μοντελοποιείται σαν μία Gaussian διεργασία. Σε αυτήν την περίπτωση το πλάτος των

Gaussian μιγαδικών διεργασιών ακολουθεί την κατανομή Rayleigh με ΣΠΠ

$$f_R(x) = \frac{2x}{\Omega} \exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0 \quad (4.6)$$

όπου το Ω αναπαριστά την παράμετρο κλίμακας (scaling parameter) της κατανομής. Η ΣΠΠ του γ , χρησιμοποιώντας την (4.5), δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0. \quad (4.7)$$

Η ροπογεννήτρια συνάρτηση (ΡΓΣ) του γ δίνεται από

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{1}{1 + s\bar{\gamma}} \quad (4.8)$$

ενώ οι ροπές από

$$\mu_\gamma(n) = \Gamma(1 + n)\bar{\gamma}^n \quad (4.9)$$

όπου $\Gamma(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Γάμα.

Το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh συμφωνεί πολύ καλά με πειραματικά δεδομένα για ασύρματα κινητά συστήματα όπου δεν υπάρχει διαδρομή ΟΕ μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη. Επίσης εφαρμόζεται στη διάδοση ανακλώμενων και διαθλασμένων διαδρομών από την τροπόσφαιρα, την ιονόσφαιρα και ασύρματων ζεύξεων μεταξύ πλοίων. Εδώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι σε αντίθεση με την κατανομή Rayleigh που διαθέτει φυσική υπόσταση, η εγκυρότητα των κατανομών που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια επιβεβαιώνεται, κυρίως, από πειραματικά δεδομένα.

4.5.1.2 Nakagami- m

Η ΣΠΠ της TM R που ακολουθεί την κατανομή Nakagami- m δίνεται από

$$f_R(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0 \quad (4.10)$$

όπου m είναι η παράμετρος μορφοποίησης (shaping parameter) των διαλείψεων Nakagami- m , της οποίας οι τιμές κυμαίνονται μεταξύ $0.5 \leq m < \infty$.

Χρησιμοποιώντας πάλι την (4.5), η ΣΠΠ του γ δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0. \quad (4.11)$$

Επιπλέον, η ΡΓΣ δίνεται από

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(1 + \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m} \quad (4.12)$$

και οι ροπές από

$$\mu_\gamma(n) = \frac{\Gamma(m+n)}{\Gamma(m)m^n} \bar{\gamma}^n. \quad (4.13)$$

Η κατανομή Nakagami- m περιλαμβάνει την Gaussian κατανομή για $m = 0.5$ και την κατανομή Rayleigh για $m = 1$ ως ειδικές περιπτώσεις. Σαν οριακή περίπτωση, για $m \rightarrow \infty$, η Nakagami- m συγκλίνει προς το κανάλι AWGN. Επιπλέον, χρησιμοποιώντας την κατανομή αυτή προσεγγίζεται πολύ καλά το περιβάλλον διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής και σε εσωτερικούς χώρους και σε εξωτερικούς χώρους .

4.5.1.3 Weibull

Η κατανομή Weibull είναι άλλη μια μαθηματική περιγραφή στατιστικού μοντέλου για το χαρακτηρισμό του πλάτους των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής, η οποία ειδικότερα σχετίζεται με ασύρματα κινητά συστήματα που λειτουργούν στα 800/900 MHz .

Η ΣΠΠ της TM R που ακολουθεί την κατανομή Weibull δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$f_R(x) = \beta \left[\frac{\Gamma(1+2/\beta)}{\Omega} \right]^{\beta/2} x^{\beta-1} \exp \left[- \left(\frac{x^2}{\Omega} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \right)^{\beta/2} \right], \quad x \geq 0 \quad (4.14)$$

όπου β είναι μια παράμετρος που επιλέγεται έτσι ώστε να ταιριάζει καλύτερα στα πειραματικά αποτελέσματα. Επιπλέον, για $\beta = 2$ η (4.14) περιγράφει την κατανομή Rayleigh.

Η ΣΠΠ του γ δίνεται από τον τύπο:

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\beta}{2} \left[\frac{\Gamma(1+2/\beta)}{\bar{\gamma}} \right]^{\beta/2} \gamma^{\beta/2-1} \exp \left[- \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \right)^{\beta/2} \right], \quad \gamma \geq 0 \quad (4.15)$$

και η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (ΑΣΚ) του γ δίνεται από την σχέση:

$$F_\gamma(\gamma) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\beta} \right) \right)^{\beta/2} \right], \quad \gamma \geq 0. \quad (4.16)$$

Πρέπει να τονίσουμε πως Η ΡΓΣ του γ δίνεται από

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left[\frac{\Gamma(1+2/\beta)}{\bar{\gamma}s} \right]^{\beta/2} \frac{\beta \lambda^{\beta/2} \sqrt{\kappa/\lambda}}{2 (\sqrt{2\pi})^{\kappa+\lambda-2}} G_{\lambda,\kappa}^{\kappa,\lambda} \left[\left(\frac{\Gamma(1+2/\beta)}{\bar{\gamma}} \right)^{\kappa\beta/2} \frac{\lambda^\lambda}{s^\lambda \kappa^\kappa} \middle| \begin{matrix} \Delta(1,1-\beta/2) \\ \Delta(\kappa,0) \end{matrix} \right] \quad (4.17)$$

όπου $G[\cdot]$ είναι η συνάρτηση Meijer- και $\Delta(x, y)$ είναι μία συνάρτηση που ικανοποιεί τη σχέση $\Delta(x, y) = y/x, (y+1)/x, \dots, (y+x-1)/x$.

Επιπρόσθετα πρέπει να πούμε πως, στην (4.17) τα κ, λ είναι θετικοί ακέραιοι κατάλληλα επιλεγμένοι έτσι ώστε να ικανοποιείται η ακόλουθη σχέση:

$$\frac{\lambda}{\kappa} = \frac{\beta}{2} \quad (4.18)$$

Πιο συγκεκριμένα, ανάλογα με την τιμή που θέλουμε να δώσουμε στο β , επιλέγεται το κατάλληλο ζεύγος τιμών για τα κ, λ , πχ. εάν θέλουμε $\beta = 2.5$ θα πρέπει $\lambda = 5, \kappa = 4$.

Τέλος οι ροπές του γ της Weibull δίνονται από τη σχέση:

$$\mu_\gamma(n) = \left[\frac{\bar{\gamma}}{\Gamma(1 + 2/\beta)} \right]^n \Gamma\left(1 + \frac{2n}{\beta}\right). \quad (4.19)$$

4.5.1.4 Γενικευμένη-Γάμα

Η κατανομή Γ_G , αποτελεί μια γενική κατανομή για τη μοντελοποίηση του πλάτους των διαλείψεων, η οποία περιλαμβάνει όλα τα προηγηθέντα μοντέλα καναλιού για τις διαλείψεις πολλαπλής διαδρομής. Αυτή η κατανομή παρουσιάστηκε από τον Stacy το 1962σαν γενίκευση των κατανομών Nakagami, Weibull και Rayleigh και παρά τις πολλαπλές δυνατότητες που παρέχει στη μοντελοποίηση καναλιών διαλείψεων, μόνο σχετικά πρόσφατα χρησιμοποιήθηκε στο πεδίο των ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων Η ΣΠΠ της TM R που ακολουθεί την κατανομή Γ_G δίνεται από:

$$f_R(x) = \frac{\beta m^m x^{m\beta-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^\beta\right), \quad x \geq 0 \quad (4.20)$$

ενώ η αντίστοιχη έκφραση της ΣΠΠ για την TM γ δίνεται από τη σχέση:

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\beta \gamma^{m\beta/2-1}}{2\Gamma(m) (\tau\bar{\gamma})^{m\beta/2}} \exp\left[-\left(\frac{\gamma}{\tau\bar{\gamma}}\right)^{\beta/2}\right], \quad \gamma \geq 0 \quad (4.21)$$

όπου $\tau = \Gamma(m)/\Gamma(m + 2/\beta)$. Μεταβάλλοντας τις τιμές των m, β η (4.21) απλοποιείται σε πολύ γνωστά μοντέλα, όπως για παράδειγμα για $\beta = 2, m = 1$ γίνεται η (4.7), για $\beta = 2$ γίνεται η (4.11) και για $m = 1$ γίνεται η (4.15).

Επιπλέον, για $\beta \rightarrow 0$ και $m \rightarrow \infty$ η (4.21) προσεγγίζει πολύ καλά την κατανομή log-normal, όπως θα δούμε παρακάτω.

Η ΑΣΚ της (4.21) δίνεται από:

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma) = 1 - \frac{1}{\Gamma(m)} \Gamma \left[m, \left(\frac{\gamma}{\tau\bar{\gamma}} \right)^{\beta/2} \right], \gamma \geq 0 \quad (4.22)$$

όπου $\Gamma(\cdot, \cdot)$ είναι η υψηλή ατελής συνάρτηση Γάμα .Η ΡΓΣ του γ δίνεται από :

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{\beta}{2\Gamma(m)} \frac{1}{(s\tau\bar{\gamma})^{m\beta/2}} \frac{\lambda^{m\beta/2} \sqrt{\kappa/\lambda}}{(\sqrt{2\pi})^{\kappa+\lambda-2}} G_{\lambda,\kappa}^{\kappa,\lambda} \left[\frac{\lambda^\lambda/\kappa^\kappa}{(s\tau\bar{\gamma})^{\kappa\beta/2}} \middle| \begin{matrix} \Delta(1,1-m\beta/2) \\ \Delta(\kappa,0) \end{matrix} \right]. \quad (4.23)$$

Τέλος, οι ροπές του γ της Γ_c δίνονται από:

$$\mu_\gamma(n) = (\tau\bar{\gamma})^n \frac{\Gamma(m + 2n/\beta)}{\Gamma(m)}. \quad (4.24)$$

4.5.2 Μοντέλα Διαλείψεων Μεγάλης Κλίμακας

Η απόδοση ενός ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος θα εξαρτάται μόνο από τη σκίαση εάν ο ασύρματος δέκτης μπορεί να εξάγει το μέσο όρο των γρήγορων διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής ή εάν χρησιμοποιείται ένα αποδοτικό σύστημα διαφορισμού σε μικρή κλίμακα για να ελαχιστοποιήσει τα αποτελέσματα των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής. Εμπειρικές μετρήσεις έχουν δείξει ότι η σκίαση και σε εσωτερικό και εξωτερικό περιβάλλον μπορεί να μοντελοποιηθεί από την κατανομή log-normal .

4.5.2.1 Log-normal

Η ΣΠΠ του SNR της κατανομής log-normal δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma\gamma} \exp \left[-\frac{(10 \log \gamma - \mu)^2}{2\sigma^2} \right], \gamma \geq 0 \quad (4.25)$$

όπου $\xi = 10/\ln 10$ και μ, σ είναι η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση του $10 \log \gamma$, αντίστοιχα, σε dB.

Η ΡΓΣ του γ δίνεται από την σχέση:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) \simeq \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \exp \left(10^{(\sqrt{2}\sigma x_n + \mu)/10} s \right) \quad (4.26)$$

όπου x_n και H_{x_n} είναι τα μηδενικά και οι συντελεστές βάρους του N_p τάξης πολυνομού Hermite αντίστοιχα. Οι ροπές του γ της κατανομής log-normal δίνονται από:

$$\mu_\gamma(n) = \exp \left[\frac{n}{\xi} \mu + \frac{1}{2} \left(\frac{n}{\xi} \right)^2 \sigma^2 \right]. \quad (4.27)$$

4.5.2.2 Γάμα

Το στατιστικό μοντέλο της κατανομής log-normal είναι πολύ σύνθετο, από μαθηματικής απόψεως, με αποτέλεσμα να μην είναι εφικτή η εξαγωγή εύχρηστων μαθηματικών εκφράσεων για την αναλυτική εξέταση της επίδοσης ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Αυτό είχε ως συνέπεια να αναζητούνται διαφορετικές προσεγγίσεις για τη μοντελοποίηση των ΔΜΕΚ. Ήδη από το 1974 είχε παρατηρηθεί ότι η (4.25) μπορεί να προσεγγιστεί ικανοποιητικά από τη ΣΠΠ της κατανομής Γάμα. Από τότε πολλές επιστημονικές εργασίες έχουν ασχοληθεί με αυτό το θέμα, αποδεικνύοντας, θεωρητικά και πειραματικά, ότι οι ΔΜΕΚ μπορούν να μοντελοποιηθούν με ικανοποιητικό τρόπο με την κατανομή Γάμα.

Η ΣΠΠ της ΤΜ γ , που ακολουθεί την κατανομή Γάμα, δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{k-1}}{\Gamma(k) \bar{\gamma}^k} \exp \left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right), \quad \gamma \geq 0 \quad (4.28)$$

όπου το $k > 0$ είναι η παράμετρος μορφοποίησης της κατανομής Γάμα.

Η ΡΓΣ δίνεται

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left[\bar{\gamma} \left(s + \frac{1}{\bar{\gamma}} \right) \right]^{-k} \quad (4.29)$$

και οι ροπές δίνονται από

$$\mu_\gamma(n) = \frac{\Gamma(k+n)}{\Gamma(k)} \bar{\gamma}^n. \quad (4.30)$$

4.5.3 Μοντέλα Σύνθετων Διαλείψεων

Το πολυσύνθετο περιβάλλον διάδοσης δημιουργείται όταν οι διαλείψεις πολλαπλής διαδρομής συνυπάρχουν με το φαινόμενο της σκίασης. Αυτό είναι συνήθως το σενάριο που παρατηρείται σε πυκνοκατοικημένες πόλεις με πεζούς και οχήματα κινούμενα με χαμηλή ταχύτητα.

Επίσης, αυτό το περιβάλλον διάδοσης εμφανίζεται σε επίγεια-κινητά δορυφορικά συστήματα (ΕΚΔΣ) και έχει προταθεί ένας μεγάλος αριθμός σύνθετων κατανομών για τη μοντελοποίηση του. Στον Πίνακα 4.1, παρατίθενται οι σημαντικότερες κατανομές πολλαπλασιαστικών ΔΜΕΚ για τη μοντελοποίηση του σύνθετου περιβάλλοντος διάδοσης που δημιουργείται στα ΕΚΔΣ. Κοινό χαρακτηριστικό

όλων αυτών των κατανομών είναι το ότι οι ΔΜΕΚ μοντελοποιούνται με την κατανομή log-normal, με ότι αυτό συνεπάγεται για τη μαθηματική πολυπλοκότητα των εξαγόμενων εκφράσεων.

Πίνακας 4.1: Προτεινόμενα μοντέλα για σύνθετο περιβάλλον διάδοσης.

Προτάθηκε	Χρονολογία	ΔΜΙΚ	ΔΜΕΚ
Hansen-Meno [64]	1977	Rayleigh	Log-normal
Corazza-Vatalaro [34]	1994	Rice	Log-normal
Tjhung-Chai [68]	1999	Nakagami	Log-normal
Xie-Fang [69]	2000	Beckmann	Log-normal

Όμως, όπως είδαμε και προηγουμένως υπάρχει μια εναλλακτική προσέγγιση σύμφωνα με την οποία οι ΔΜΕΚ μπορούν να μοντελοποιηθούν με την κατανομή Γάμα.

Ακολουθούν παρακάτω δύο σημαντικές σύνθετες κατανομές που ακολουθούν τις διαφορετικές αυτές φιλοσοφίες, και οι οποίες είναι κατάλληλες για τη μοντελοποίηση της σύνθετης αυτής Ζεύξης.

4.5.3.1 Nakagami-lognormal

Η σύνθετη αυτή κατανομή εφαρμόζεται εκεί όπου υπάρχει περιβάλλον διάδοσης με ΔΜΙΚ Nakagami- m σε συνδυασμό με ΔΜΕΚ log-normal.

Συγκεκριμένα όταν οι ΔΜΙΚ, που ακολουθούν την κατανομή Nakagami, συνυπάρχουν με πολλαπλούς σκεδαστές, η μέση ισχύς των διαλείψεων γίνεται T_M και μοντελοποιείται με την κατανομή log-normal .

Η ΣΠΠ σε αυτήν την περίπτωση δίνεται από

$$f_{\gamma}(\gamma) = \int_0^{\infty} \frac{m^m \gamma^{m-1}}{w^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{w}\right) \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma w}} \exp\left[-\frac{(10 \log w - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] dw. \quad (4.31)$$

Για την ειδική περίπτωση όπου το $m = 1$, οι ΔΜΙΚ ακολουθούν την Rayleigh κατανομή και η (4.31) απλοποιείται στην RL .

Η ΡΓΣ του γ που ακολουθεί την (4.31) δίνεται από:

$$\mathcal{M}_{\gamma}(s) \simeq \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \left[1 - 10^{(\sqrt{2}\sigma x_n + \mu)/10} \frac{s}{m} \right]^{-m} \quad (4.32)$$

και οι Ροπές:

$$\mu_\gamma(n) = \frac{\Gamma(m+n)}{\Gamma(m)m^n} \exp \left[\frac{n}{\xi} \mu + \frac{1}{2} \left(\frac{n}{\xi} \right)^2 \sigma^2 \right]. \quad (4.33)$$

4.5.3.2 Γενικευμένη-K

Όπως είδαμε ανωτέρω, χρησιμοποιώντας την κατανομή Γάμα αντί της lognormal για την περιγραφή των φαινομένων της σκίασης προκύπτουν σύνθετες κατανομές με σαφώς πιο εύχρηστες μαθηματικές εκφράσεις, όπως είναι η K και η K_G .

Εξαιτίας του γεγονότος ότι η αναλυτική περιγραφή των στατιστικών ιδιοτήτων των κατανομών K και K_G αποτέλεσε και ένα από τα ζητούμενα της παρούσης εργασίας θα δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στη μελέτη για την εξαγωγή τους.

Ας θεωρήσουμε ότι ένα κανάλι διάδοσης υπόκειται σε ΔΜΙΚ που μοντελοποιούνται με την κατανομή Nakagami- m . Εάν το κανάλι δεν επηρεάζεται από φαινόμενα σκίασης υπάρχει βεβαιότητα για την τιμή της μέσης ισχύος της (4.10), δηλαδή του Ω , σε κάθε χρονική στιγμή και άρα θεωρείται ντετερμινιστική.

Αντιθέτως με την παρουσία ΔΜΕΚ το Ω γίνεται τυχαίο (στοχαστικό) και μπορεί να μοντελοποιηθεί με την κατανομή Γάμα.

Με δεδομένες αυτές τις συνθήκες οι ΔΜΙΚ παύουν να είναι ανεξάρτητες από τις ΔΜΕΚ.

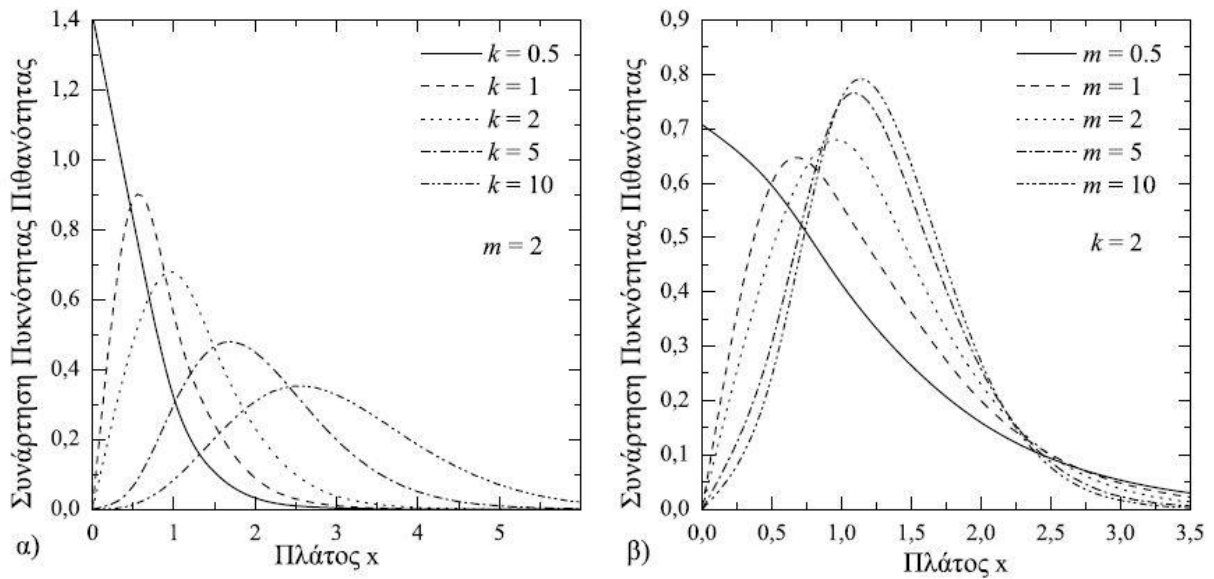
Συνεπώς για να υπολογιστεί η ΣΠΠ του πολυσύνθετου στατιστικού μοντέλου που προκύπτει, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί το θεώρημα ολικής πιθανότητας, στην υποσυνθήκη, ως προς το Ω , ΣΠΠ των ΔΜΙΚ ως

$$f_R(x) = \int_0^\infty f_{R|\Omega}(x|y) f_\Omega(y) dy \quad (4.34)$$

όπου η $f_{R|\Omega}(x|y)$ δίνεται από (4.10) και η $f_\Omega(y)$ από (4.28).

Αντικαθιστώντας τις παραπάνω δύο εξισώσεις στην (4.34), η ΣΠΠ της κατανομής K_G δίνεται από:

$$f_R(x) = \frac{4 m^{(\beta+1)/2} x^\beta}{\Gamma(m) \Gamma(k) \Omega^{(\beta+1)/2}} K_\alpha \left[2 \left(\frac{m}{\Omega} \right)^{1/2} x \right], \quad x \geq 0 \quad (4.35)$$



Σχήμα 4.6 : Η ΣΠΠ της κατανομής K_G για $\Omega = 1$ και για α) διάφορες τιμές του k , β) διάφορες τιμές του m .

με $\alpha = k - m$, $\beta = k + m - 1$, όπου τα k, m είναι οι παράμετροι μορφοποίησης της κατανομής που σχετίζονται με τη σφοδρότητα των διαλείψεων. Στην (4.35), το $K_\alpha(\cdot)$ είναι η δευτέρου είδους τροποποιημένη συνάρτηση Bessel τάξης α και το Ω είναι παράμετρος κλίμακας και ορίζεται ως

$$\Omega \triangleq \mathbb{E} \langle R^2 \rangle / k,$$

Αφού η K_G είναι κατανομή δύο παραμέτρων, η (4.35) μπορεί να περιγράψει πολλά μοντέλα διαλείψεων και σκίασης με τη χρήση διαφορετικών συνδυασμών τιμών για τα k και/ή m . Για παράδειγμα, για $k \rightarrow \infty$ η (4.35) προσεγγίζει την πολύ γνωστή κατανομή Nakagami m για $m = 1$, γίνεται η κατανομή K^2 και προσεγγίζει την κατανομή RL , ενώ για $m \rightarrow \infty$ και $k \rightarrow \infty$, η (4.35) προσεγγίζει το κανάλι AWGN. Στο Σχ. 4.6, αποτυπώνονται διάφορες μορφές της ΣΠΠ της ευέλικτης αυτής κατανομής.

Χρησιμοποιώντας την (4.5) στην (4.35), εξάγεται η ΣΠΠ του γ της κατανομής K_G ως

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{2 \Xi^{(\beta+1)/2} \gamma^{(\beta-1)/2}}{\Gamma(m) \Gamma(k)} K_\alpha \left[2 (\Xi \gamma)^{1/2} \right], \quad \gamma \geq 0 \quad (4.36)$$

$$\text{όπου} \\ \Xi = (km) / \bar{\gamma}.$$

Η ΑΣΚ της ΤΜ γ ορίζεται

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma) \triangleq \int_0^\gamma f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.37)$$

και μπορεί να εξαχθεί ως

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma) = \frac{(\Xi\gamma)^{(k+m)/2}}{\Gamma(m)\Gamma(k)} G_{1,3}^{2,1} \left[\Xi\gamma \left| \begin{matrix} 1-(k+m)/2 \\ \alpha/2, -\alpha/2, -(k+m)/2 \end{matrix} \right. \right], \gamma \geq 0. \quad (4.38)$$

Για μη ακέραιες τιμές του k μια διαφορετική και πολύ πιο απλή μαθηματική έκφραση για την ΑΣΚ του γ μπορεί να εξαχθεί, χρησιμοποιώντας μια εξίσωση στην (4.36), ως

$$\mathcal{F}_\gamma(\gamma) = \pi \csc(\pi\alpha) \left[\frac{(\Xi\gamma)^m {}_1F_2(m; 1-\alpha, 1+m; \Xi\gamma)}{\Gamma(k)\Gamma(1-\alpha)\Gamma(1+m)} - \frac{(\Xi\gamma)^k {}_1F_2(k; 1+\alpha, 1+k; \Xi\gamma)}{\Gamma(m)\Gamma(1+\alpha)\Gamma(1+k)} \right], \gamma \geq 0 \quad (4.39)$$

όπου η $\csc(\cdot)$ είναι η συνάρτηση συντέμνουσας και η ${}_pF_q(\cdot)$ είναι η γενικευμένη υπεργεωμετρική συνάρτηση, με p, q ακεραίους.

Η ΡΓΣ του γ ορίζεται ως

$$\mathcal{M}_\gamma(s) \triangleq \int_0^\infty \exp(-s\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.40)$$

και μπορεί να εξαχθεί με την αντικατάσταση της (4.36) σε αυτόν τον ορισμό ως

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \left(\frac{\Xi}{s}\right)^{\beta/2} \exp\left(\frac{\Xi}{2s}\right) W_{-\beta/2, \alpha/2}\left(\frac{\Xi}{s}\right) \quad (4.41)$$

όπου $W_{\lambda, \mu}(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Whittaker, .

Τέλος οι ροπές του γ που ορίζονται ως

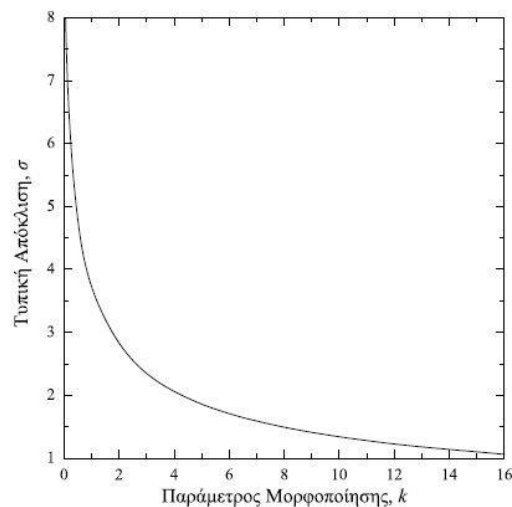
$$\mu_\gamma(n) \triangleq \int_0^\infty \gamma^n f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.42)$$

δίνονται από

$$\mu_\gamma(n) = \Xi^{-n} \frac{\Gamma(k+n)\Gamma(m+n)}{\Gamma(m)\Gamma(k)}. \quad (4.43)$$

Είναι πολύ ενδιαφέρον να μελετηθεί η περιοχή των τιμών που λαμβάνει η παράμετρος

μορφοποίησης k της κατανομής K_G συγκρινόμενη με την τυπική απόκλιση, σ , της κατανομής N_L . Αυτή η σύγκριση μπορεί να πραγματοποιηθεί με την εξίσωση των δύο πρώτων ροπών του SNR για τις δύο αυτές σύνθετες κατανομές, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (4.43) για την K_G και (4.33) για την N_L . Ακολουθώντας αυτήν τη διαδικασία, εξάγεται η σχέση μεταξύ των k και σ και τα αποτελέσματα αποτυπώνονται στο Σχ. 4.7. Είναι φανερό ότι όσο αυξάνεται το k , δηλαδή έχουμε μικρότερη επίδραση από ΔΜΕΚ, το σ αντίστοιχα μειώνεται και για $k \rightarrow \infty \Leftrightarrow \sigma \rightarrow 0$, όπως ήταν αναμενόμενο.



Σχήμα 4.7: Αντιστοιχία μεταξύ του παράγοντα μορφοποίησης k της κατανομής K_G και της τυπικής απόκλισης σ της κατανομής N_L .

4.6 Εκτεταμένη Γενικευμένη-K (EGK) : Ένα νέο, απλό και γενικό μοντέλο για σύνθετα κανάλια διαλείψεων.

Στην παρούσα εργασία, εισάγουμε μια γενικευμένη, σύνθετη κατανομή διαλείψεων (χρησιμοποιούμε τον όρο «εκτεταμένη, γενικευμένη-K, EGK») για να μοντελοποιήσουμε την περιβάλλουσα και την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος σε κανάλια χιλιοστομετρικού μήκους (με συχνότητα 60 GHz και πάνω) και οπτικά κανάλια ελεύθερου χώρου. Λαμβάνουμε τα στατιστικά πρώτης και δεύτερης τάξης της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος, που χαρακτηρίζεται από την σύνθετη κατανομή διαλείψεων EGK.

Συγκεκριμένα, εξάγονται εκφράσεις για τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας, την αθροιστική συνάρτηση κατανομής, το ρυθμό διέλευσης από επίπεδο, τη μέση διάρκεια διαλείψεων και τους κλασματικούς συντελεστές βάρους. Επιπροσθέτως, μετρήσεις απόδοσης, όπως το μέγεθος της διάλειψης, η μέση πιθανότητα σφάλματος bit, η πιθανότητα διακοπής, η μέση χωρητικότητα και η χωρητικότητα κατά τη διακοπή προσφέρονται σε κλειστή μορφή. Επιλεγμένα αριθμητικά και εξομοιωμένα από υπολογιστή παραδείγματα επιβεβαιώνουν την ακρίβεια της μαθηματικής ανάλυσης που παρουσιάζεται.

Η διάδοση των ραδιοκυμάτων σε χιλιοστομετρικό κύμα (με συχνότητα 60 GHz ή μεγαλύτερη) και στα οπτικά κανάλια ελεύθερου χώρου, είναι ένα σύνθετο φαινόμενο που χαρακτηρίζεται από τρία συσχετιζόμενα φαινόμενα : τις απώλειες διαδρομής, τη σκίαση (ή μακροχρόνια διάλειψη) και την πολυδιαδρομική διάδοση (ή βραχυχρόνια διάλειψη). Λόγω του γεγονότος της εξάρτησης της σκίασης και της πολυδιαδρομική διάδοσης από την ανάκλαση, την περίθλαση και τη σκέδαση, ενώ οι απώλειες διαδρομής εξαρτώνται από την απόσταση, συνήθως χρησιμοποιούνται Γκαουσιανά μοντέλα για τη μοντελοποίηση τέτοιων καναλιών, λόγω της μαθηματικής τους ευπείθειας. Η Γκαουσιανή προσέγγιση πράγματι οδηγεί, τόσο για τις συμφασικές όσο και για τις ορθογωνικές συνιστώσες των τυχαίων διανυσμάτων λήψης, σε γνωστά μοντέλα διάλειψης, υπό βραχυχρόνιες ή μακροχρόνιες συνθήκες διάλειψης, τόσο για τα επιθυμητά όσο και για τα σήματα παρεμβολής. Τα βραχυχρόνια μοντέλα κατανομής περιλαμβάνουν τα μοντέλα Rayleigh, Weibull, Rice, Nakagami-m, γενικευμένο Nakagami-m. Τα μακροχρόνια φαινόμενα μοντελοποιούνται από τη γνωστή λογαριθμοκανονική κατανομή. Αυτά τα μοντέλα διαλείψεων χρησιμοποιούνται συνήθως για να ταιριάξουν με τις εμπειρικές & πειραματικές μετρήσεις της περιβάλλουσας των τυχαίων λαμβανόμενων σημάτων. Ωστόσο, υπάρχουν καταστάσεις διαλείψεων, για τις οποίες καμία κατανομή δεν ικανοποιεί επαρκώς τα πειραματικά δεδομένα, παρόλο που κάποια μεμονωμένα παρουσιάζουν ένα βαθμό ικανοποίησής τους. Αυτό εμφανίζεται πιο έντονα για κανάλια χιλιοστομετρικού κύματος και οπτικά ελεύθερου χώρου, αφού οι διακυμάνσεις της πολυδιαδρομικής όδευσης και της σκίασης συμβαίνουν σχεδόν ταυτόχρονα και οδηγούν σε σύνθετα κανάλια διαλείψεων. Συνεπώς τα μοντέλα για τα σύνθετα αυτά κανάλια είναι ιδιαίτερα σημαντικά για τη σχεδίαση μελλοντικών ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Τα μοντέλα αυτά είναι σημαντικά στο να μας βοηθήσουν να καταλάβουμε, να μελετήσουμε και να αναλύσουμε διάφορα φυσικά προβλήματα στις ασύρματες

επικοινωνίες, όπως η επίδραση των παρεμβολών σε κυψελωτά συστήματα, δίκτυα πολλαπλών εισόδων & εξόδων (MIMO), συστήματα κατανεμημένων κεραίων, δίκτυα μετάδοσης πολλαπλών hops και οπτικές επικοινωνίες. Σε ένα τυπικό σενάριο διάδοσης σήματος, το λαμβανόμενο σήμα θα παρουσιάσει διαλείψεις που απαρτίζονται από ταχύτατες διακυμάνσεις γύρω από το μέσο επίπεδο. Θεωρούμε λοιπόν την τοπική μέση ισχύ των διαλείψεων λόγω πολυδιαδρομής ως τυχαία μεταβλητή, που κατανέμεται στο διάστημα $(0, +\infty)$ σύμφωνα με λογαριθμοκανονική κατανομή ή κατανομή Γάμμα. Για παράδειγμα, σε διάδοση χωρίς οπτική επαφή στα 60 GHz, η τυπική απόκλιση της σκίασης είναι μεγαλύτερη από αυτήν της διάδοσης στα 5 GHz, επειδή η σκίαση από κινούμενα αντικείμενα, στο μέγεθος ανθρωπίνου σώματος λόγω χάρη, είναι σημαντικότερη για το κύμα στη συχνότητα των 60 GHz. Ωστόσο, η επίδραση της περίθλασης (διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου πίσω από το εμπόδιο) είναι σαφώς μικρότερη σε σχέση με τη ζώνη των 5 GHz. Εν συντομία, το περιβάλλον αλλάζει πολύ γρήγορα σε σχέση με τη διακύμανση και τη μέση ισχύ του λαμβανόμενου σήματος. Επιπροσθέτως, σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα FSO, οι ατμοσφαιρικές αναταράξεις και οι διακυμάνσεις του δείκτη διάθλασης του μέσου μετάδοσης λόγω ανομοιογένειας στις αλλαγές της θερμοκρασίας και της πίεσης, αυξάνουν την τυπική απόκλιση της σκίασης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αυξημένη σημασία της αναγνώρισης μιας ομαλής συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας για να περιγράψουμε τα φυσικά προβλήματα που προκαλούν τα φαινόμενα σκίασης, έτσι ώστε να μελετήσουμε τα χαρακτηριστικά της απόδοσης των αναδυόμενων και μελλοντικών ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που θα λειτουργήσουν σε τέτοια περιβάλλοντα.

Επίσης Πρέπει να τονίσουμε πως, επικεντρώνουμε σε μια νέα κατανομή πιθανότητας, υπό τον όρο «γενικευμένη-K (EGK)», για να μοντελοποιήσουμε τις διαλείψεις σε περιβάλλοντα χιλιοστομετρικού κύματος και FSO. Η κατανομή έχει πέντε παραμέτρους και είναι η επέκταση της σύνθετης κατανομής διαλείψεων που έχει προταθεί στο παρελθόν. Επίσης έχει κάποιες καλές ιδιότητες και περιλαμβάνει όλες τις κατανομές διαλείψεων της βιβλιογραφίας ως είτε ειδικής ή οριακές περιπτώσεις.

➤ Εκτεταμένα, γενικευμένα-K κανάλια διαλείψεων

Ας ορίσουμε την EGK τυχαία διαδικασία ως:

$$\mathcal{R}(t) = \underbrace{\left(\left(\frac{\Omega_S}{\beta_s} \right)^{\xi_s} \sum_{\ell=1}^{m_s} \frac{S_{\ell}^2(t)}{2} \right)^{\frac{1}{2\xi_s}}}_{= S(t)} \underbrace{\left(\left(\frac{\Omega_X}{\beta} \right)^{\xi} \sum_{\ell=1}^m \frac{X_{\ell}^2(t)}{2} \right)^{\frac{1}{2\xi}}}_{= X(t)} \quad (1)$$

Όπου $S_{\ell}(t)$ και $X_{\ell}(t)$ δύο σύνολα από ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές, κατανομημένες κατά Rayleigh, με μέση μοναδιαία ισχύ $E[S_{\ell}^2(t)] = E[X_{\ell}^2(t)] = 1$, έτσι ώστε οι $S_{\ell}(t)$ και $X_{\ell}(t)$ είναι ένα ζευγάρι από ανεξάρτητες TM, που αναπαριστούν τη σκίαση και τη διάλειψη λόγω πολυδιαδρομικής όδευσης (μεγάλης κλίμακας και μικρής κλίμακας συνιστώσες αντίστοιχα). Παρατηρήστε ότι και οι δύο είναι κατανομημένες σύμφωνα με τη γενικευμένη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Nakagami-m με μέση ισχύ $E[S^2(t)] = \Omega_s$ και $E[X^2(t)] = \Omega_x$, όπου $E[\cdot]$ καταδεικνύει τον τελεστή αναμενόμενης τιμής. Στην εξίσωση (1), το m ($0.5 \leq m \leq +\infty$) και το ξ ($0 \leq \xi \leq +\infty$) αναπαριστούν την εικόνα διάλειψης (σοβαρότητα διαφοροποίησης / τάξη) και τον παράγοντα διαμόρφωσης της διάλειψης αντίστοιχα. Επίσης, το m_s ($0.5 \leq m_s \leq +\infty$) και το ξ_s ($0 \leq \xi_s \leq +\infty$) αναπαριστούν τον παράγοντα σοβαρότητας σκίασης και τον παράγοντα διαμόρφωσης διάλειψης αντίστοιχα. Τέλος, οι παράμετροι β & β_s ορίζονται ως $\beta = \Gamma(m+1/\xi)/\Gamma(m)$ και $\beta_s = \Gamma(m_s + 1/\xi_s)/\Gamma(m_s)$ (όπου $\Gamma(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Γ).

A. Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας

Η ΣΠΠ της περιβάλλουσας R του λαμβανόμενου σήματος, που παρουσιάστηκε στην εξίσωση (1) είναι γινόμενο των δύο τυχαίων μεταβλητών που ορίσαμε ($R = S \cdot X$) και έτσι, χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό Mellin, αναπαρίσταται σε γενική, συμπυκνωμένη μορφή που δίνεται στον ακόλουθο ορισμό:

Ορισμός 1: (Εκτεταμένη, γενικευμένη-K τυχαία μεταβλητή). Η κατανομή R ακολουθεί κατανομή EGK αν η ΣΠΠ της R δίνεται από:

$$p_R(r) = \frac{2\xi}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} \left(\frac{\beta_s\beta}{\Omega} \right)^{m\xi} r^{2m\xi-1} \Gamma \left(m_s - m \frac{\xi}{\xi_s}, 0, \left(\frac{\beta_s\beta}{\Omega} \right)^{m\xi} r^{2\xi}, \frac{\xi}{\xi_s} \right) \quad (2)$$

Όπου οι παράμετροι m ($0.5 \leq m \leq +\infty$), ξ ($0 \leq \xi \leq +\infty$), m_s ($0.5 \leq m_s \leq +\infty$), ξ_s ($0 \leq \xi_s \leq +\infty$) και $\Omega = \Omega_s \cdot \Omega_x$ ($0 \leq \Omega \leq +\infty$) έχουν οριστεί πιο πάνω, και όπου $\Gamma(\cdot, \cdot, \cdot, \cdot)$ είναι η εκτεταμένη ημιτελής συνάρτηση Γ , που ορίζεται ως

$$\Gamma(\alpha, x, b, \beta) = \int_x^{\infty} r^{\alpha-1} \cdot e^{-r-br^{-\beta}} dr$$

με τα $\alpha, \beta, b \in \mathbb{C}$ και $x \in \mathbb{R}^+$.

Στους υπολογισμούς που ακολουθούν, χρησιμοποιούμε έναν συμπυκνωμένο συμβολισμό, λ.χ. $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$, που καταδεικνύει ότι η R ακολουθεί κατανομή EGK με εικόνα διάλειψης m , παράγοντα διαμόρφωσης ξ , εικόνα σκίασης m_s , παράγοντα διαμόρφωσης σκίασης ξ_s και μέσες ισχύεις Ω .

Σύμφωνα με όσα γνωρίζουμε, η κατανομή EGK $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$ έχει το πλεονέκτημα της μοντελοποίησης των στατιστικών της περιβάλλουσας των πιο γνωστών ασύρματων και οπτικών καναλιών επικοινωνίας. Για παράδειγμα, χρησιμοποιώντας την εξίσωση και θέτοντας $\xi = 1$ και $\xi_s = 1$ στις παραμέτρους, παίρνουμε τη ΣΠΠ της γενικευμένης σύνθετης κατανομής K , δηλαδή:

$$p_R(r) = \frac{4}{\Gamma(m)\Gamma(m_s)} \left(\frac{mm_s}{\Omega}\right)^{\frac{m+m_s}{2}} r^{m+m_s-1} K_{m-m_s} \left(2r\sqrt{\frac{mm_s}{\Omega}}\right). \quad (3)$$

Επιπλέον, καθώς η παράμετρος σοβαρότητας m_s της σκίασης πλησιάζει το άπειρο, που σημαίνει ότι η κατανομή της σκίασης $S(t)$ στην εξίσωση (1) ακολουθεί την κατανομή δέλτα του dirac και η ΣΠΠ απλοποιείται στη γενικευμένη ΣΠΠ Nakagami- m^2 , που δίνεται από

$$p_R(r) = \frac{2\xi}{\Gamma(m)} \left(\frac{\beta}{\Omega}\right)^{m\xi} r^{2m\xi-1} \exp\left(-\left(\frac{m}{\Omega}\right)^\xi r^{2\xi}\right), \quad (4)$$

της οποίας ειδικές ή οριακές περιπτώσεις είναι γνωστές στη βιβλιογραφία ως κατανομή Rayleigh ($m_1 = 1, \xi_1 = 1$), εκθετική ($m_1 = 1, \xi_1 = 1/2$), ημι-κανονική ($m_1 = 1/2, \xi_1 = 1$), Nakagami- m ($\xi_1 = 1$), Γάμμα ($\xi_1 = 1/2$), Weibull ($m_1 = 1$), λογαριθμοκανονική ($m_1 \rightarrow \infty, \xi_1 \rightarrow 0$) και AWGN ($m_1 \rightarrow \infty, \xi_1 = 1$). Η πολυπλευρότητα και ευελιξία της κατανομής EGK προσφέρει μια ενοποιημένη θεωρία στη στατιστική μοντελοποίηση της περιβάλλουσας των περισσότερων ασύρματων/οπτικών καναλιών.

Να σημειωθεί ότι όλες οι κατανομές του Πίνακα I (ως ειδικές ή οριακές περιπτώσεις της κατανομής EGK) προτείνονται καθαρά από εμπειρική προσαρμογή δεδομένων από μετρήσεις σε μια στατιστική κατανομή με τις αντίστοιχες ιδιότητες ουράς $\lim_{r \rightarrow \infty} p_R(r)$ και $\lim_{r \rightarrow \infty} \frac{\partial p_R(r)}{\partial r}$. Αν προσεγγίζονται στο μηδέν για μεγάλες τιμές του r , τότε η πιθανότητα χαμηλών τιμών πλάτους μεγαλώνει, γιατί η συνθήκη $\int_0^\infty p_R(r) dr = 1$ ισχύει πάντα. Αυτές οι ιδιότητες ουράς δίνουν έμφαση στην κατανομή για χαμηλές τιμές πλάτους, όπως φαίνεται στην Εικόνα 1. Για παράδειγμα, η διακύμανση της Συνάρτησης Πυκνότητας Πιθανότητας $p_R(r)$ της EGK απεικονίζεται στην Εικόνα 1 για κατώφλια 3 dB (δηλαδή για τιμές του $r = \sqrt{2\Omega}, r = \sqrt{\Omega}, r = \sqrt{\Omega/2}$) έτσι ώστε να τονιστεί

το πώς αλλάζουν οι ουρές στις καμπύλες της ΣΠΠ της EGK συναρτήσει όχι μόνο του δείκτη διάλειψης m και του παράγοντα διαμόρφωσης διάλειψης ξ , αλλά και του παράγοντα διαμόρφωσης σκίασης ξ_s .

Σε κανάλι AWGN, η κατανομή του στιγμιαίου SNR ($G = \frac{R^2}{N_0}$) μπορεί να εκφραστεί άμεσα σε όρους μέσου SNR ($\bar{\gamma} \equiv E|G| = \frac{E[R^2]}{N_0} = \Omega/N_0$), με N_0 τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου AWGN. Η ΣΠΠ του G , που θα ονομάσουμε εκτεταμένη, γενικευμένη Γάμμα (EGG) ΣΠΠ, ορίζεται στον παρακάτω ορισμό:

Ορισμός 2: (Εκτεταμένη, γενικευμένη, τυχαία μεταβλητή Γάμμα). Η κατανομή ακολουθεί μια κατανομή EGG αν η ΣΠΠ της G δίνεται από

$$p_G(\gamma) = \frac{\xi}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} \left(\frac{\beta_s\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{m\xi} \gamma^{m\xi-1} \Gamma\left(m_s - m\frac{\xi}{\xi_s}, 0, \left(\frac{\beta_s\beta}{\bar{\gamma}}\right)^{m\xi} \gamma^\xi, \frac{\xi}{\xi_s}\right). \quad (5)$$

Στο κείμενο που ακολουθεί, χρησιμοποιούμε ένα συντομευμένο συμβολισμό $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ που δείχνει ότι η γ ακολουθεί κατανομή EGG με εικόνα διάλειψης m , παράγοντα διαμόρφωσης ξ , εικόνα σκίασης m_s , παράγοντα διαμόρφωσης σκίασης ξ_s και μέσες ισχύεις $\bar{\gamma}$.

B. Κλασματικοί συντελεστές βάρους

Είναι κρίσιμης σημασίας για διάφορους λόγους. Κατ'αρχήν, μεγέθη όπως ο SNR και ο AoF, μπορούν να υπολογιστούν μόνο χρησιμοποιώντας τους πρώτους και δεύτερους συντελεστές του SNR στην έξοδο του συνδυαστή διαφορισμού και χρησιμοποιούνται συχνά για χαρακτηρισμό συστημάτων διαφορισμού. Επιπροσθέτως, όπως είδαμε στη σχέση (24), συντελεστές υψηλότερης τάξης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να χαρακτηρίσουν τη στατιστική συμπεριφορά της στιγμιαίας κατανομής του SNR στην έξοδο για κάποια συστήματα διαφορισμού. Κατά δεύτερο λόγο, διάφοροι δείκτες μέτρησης απόδοσης μπορούν να υπολογιστούν (όπως φαίνεται στην εξίσωση (25)) χρησιμοποιώντας κλασματικούς συντελεστές βάρους αν δεν είναι διαθέσιμη η ΣΠΠ του SNR. Οι συντελεστές θα οριστούν στο επόμενο θεώρημα:

Θεώρημα 1: (Κλασματικοί συντελεστές βάρους της τυχαίας μεταβλητής EGK). Για $k \in \mathbb{R}^+$, ο συντελεστής βάρους τάξης k της περιβάλλουσας του σήματος $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$ δίνεται από τον τύπο

$$\mathbb{E} [\mathcal{R}^k] = \frac{\Gamma\left(m_s + \frac{k}{2\xi_s}\right) \Gamma\left(m + \frac{k}{2\xi}\right)}{\Gamma(m_s) \Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{\beta_s \beta}\right)^{\frac{k}{2}}. \quad (6)$$

Θα εξετάσουμε κάποιες ειδικές περιπτώσεις της σχέσης (6) για να ελέγξουμε την αναλυτική ορθότητά της. Αν ορίσουμε το συντελεστή διαμόρφωσης διάλειψης $\xi = 1$ και το συντελεστή διαμόρφωσης σκίασης $\xi_s = 1$, τότε η σχέση εκφυλίζεται στην [16, εξίσωση (7)], όπως αναμενόταν. Για άλλα κοινώς χρησιμοποιούμενα μοντέλα διαλείψεων, που παρατίθενται στον Πίνακα 1 ως ειδικές ή οριακές περιπτώσεις της περιβάλλουσας του σήματος $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$, ο συντελεστής βάρους τάξης k της περιβάλλουσας, μπορεί εύκολα να εξαχθεί.

Από το θεώρημα 1, ο συντελεστής βάρους τάξης k $\mathbb{E}[G^k]$, $k \in \mathbb{R}^+$ του $G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ μπορεί εύκολα να εξαχθεί ως:

$$\mathbb{E} [G^k] = \mathbb{E} [\mathcal{R}^{2k}] \Big|_{\Omega \rightarrow \bar{\gamma}} = \frac{\Gamma\left(m_s + \frac{k}{\xi_s}\right) \Gamma\left(m + \frac{k}{\xi}\right)}{\Gamma(m_s) \Gamma(m)} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\beta_s \beta}\right)^k. \quad (9)$$

Γ. Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής

Η Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής $P_R(r)$ της περιβάλλουσας του σήματος R ορίζεται ως η πιθανότητα να πέσει η περιβάλλουσα του σήματος που λαμβάνεται κάτω από ένα επίπεδο κατωφλίου r . Στο παρακάτω θεώρημα, δίνεται η αθροιστική συνάρτηση κατανομής της $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$.

Θεώρημα 2: (Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής της τυχαίας κατανομής EGK). Η Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής της περιβάλλουσας του σήματος δίνεται από μία από τις δύο ακόλουθες, ισοδύναμες σχέσεις (που απλά αναπαρίστανται διαφορετικά, σε όρους της συνάρτησης H του Fox):

$$P_{\mathcal{R}}(r) = \frac{1}{\Gamma(m_s) \Gamma(m)} H_{1,3}^{3,1} \left[\frac{\beta_s \beta}{\Omega} r^2 \left| \begin{matrix} (1, 1) \\ (m_s, \frac{1}{\xi_s}), (m, \frac{1}{\xi}), (0, 1) \end{matrix} \right. \right]. \quad (10)$$

$$P_{\mathcal{R}}(r) = 1 - \frac{1}{\Gamma(m_s) \Gamma(m)} H_{1,3}^{3,0} \left[\frac{\beta_s \beta}{\Omega} r^2 \left| \begin{matrix} (1, 1) \\ (m_s, \frac{1}{\xi_s}), (m, \frac{1}{\xi}), (0, 1) \end{matrix} \right. \right]. \quad (11)$$

Σε περίπτωση δυσκολίας υπολογισμού της συνάρτησης H του Fox, στη συνάρτηση 10 μπορεί να ενσωματωθεί η αναπαράσταση G του Meijer για τις ρητές τιμές των παραμέτρων ξ και ξ_s (δηλαδή, έστω $\xi = \frac{k}{l}$ και $\xi_s = \frac{k_s}{l_s}$, όπου k, l, k_s και l_s είναι τυχαίοι θετικοί ακέραιοι), μέσω των αλγεβρικών υπολογισμών που φαίνονται πιο κάτω:

$$P_{\mathcal{R}}(r) = \frac{\Phi}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} G_{k_s k, \ell_s k + k_s \ell, k_s k}^{\ell_s k + k_s \ell, k_s k} \left[\left(\frac{\beta_s \beta}{\Omega \Psi} \right)^{k_s k} \middle| \begin{matrix} -\Xi_{(-k_s k)}^{(k_s k)} \\ \Xi_{(m_s)}^{(\ell_s k)}, \Xi_{(m)}^{(k_s \ell)}, -\Xi_{(1-k_s k)}^{(k_s k)} \end{matrix} \right] \quad (12)$$

με το $\Phi = \sqrt{(2\pi)^{2-k \cdot l_s + k_s \cdot l}} (k \cdot l_s)^{m_s - \frac{1}{2}} (k_s \cdot l)^{m - \frac{1}{2}}$ και $\Psi = (k_s \cdot l)^{\frac{l}{k}} (k \cdot l_s)^{\frac{l_s}{k_s}}$, όπου $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$

είναι η συνάρτηση G του Meijer και οι συντελεστές ορίζονται ως $\Xi_{(a)}^{(m)} \equiv \frac{\alpha}{m}, \frac{\alpha+1}{m}, \dots, \frac{\alpha+m-1}{m}$ με το $\alpha \in \mathbb{C}$ και το $m \in \mathbb{N}$. Επιπροσθέτως, μπορούμε να προσεγγίσουμε την Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής με μεγάλη ακρίβεια ως το άθροισμα των ΣΠΠ $p_{\mathcal{R}}(r)$ με τη χρήση του τύπου GCQ, που συγκλίνει γρήγορα και σταθερά και δίνει ακριβές αποτέλεσμα με λίγους όρους. Το απόλυτο ολοκλήρωμα στον όρισμό της ΑΣΚ $P_{\mathcal{R}}(r) = \int_0^r p_{\mathcal{R}}(r) du$ μπορεί να εκτιμηθεί με ακρίβεια ως:

$$P_{\mathcal{R}}(r) = \frac{2\xi \left(\frac{\beta_s \beta}{\Omega} \right)^{m\xi}}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} \sum_{n=1}^N \varphi_n \frac{r^{2m\xi}}{\phi_n^{1-2m\xi}} \Gamma \left(m_s - m \frac{\xi}{\xi_s}, 0, \left(\frac{\beta_s \beta}{\Omega} \right)^{m\xi} (r\phi_n)^{2\xi}, \frac{\xi}{\xi_s} \right), \quad (13)$$

με $\varphi_n = \frac{\pi}{2N} \sin \left(\frac{2n-1}{2N} \pi \right)$ και $\phi_n = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left(\frac{2n-1}{2N} \pi \right)$ για $n \in \{1, 2, \dots, N\}$, όπου ο δείκτης τέλους της άθροισης N θα μπορούσε να πάρει την τιμή 30 ή περισσότερο για να έχουμε καλό επίπεδο ακρίβειας.

Με το θεώρημα 2 και πάλι, η ΑΣΚ $P_G(\gamma)$ του $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ μπορεί να ανακτηθεί αντικαθιστώντας τη (10) στη σχέση $P_G(\gamma) = P_{\mathcal{R}}(\sqrt{\gamma})$ και αλλάζοντας το $\Omega \rightarrow \bar{\gamma}$, δηλαδή

$$P_G(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} H_{1,3}^{3,1} \left[\frac{\beta_s \beta}{\bar{\gamma}} \gamma \middle| \begin{matrix} (1, 1) \\ (m_s, \frac{1}{\xi}), (m, \frac{1}{\xi}), (0, 1) \end{matrix} \right]. \quad (14)$$

D. Συνάρτηση Παραγωγής Συντελεστών

Χρησιμοποιώντας και τις δύο εναλλακτικές εκθετικές μορφές της Γκαουσιανής συνάρτησης σφάλματος, η ΣΠΣ του $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ είναι απαραίτητη σχετικά με τη μέση πιθανότητα εσφαλμένου συμβόλου των δεκτών που λειτουργούν σε ασύρματα κανάλια επικοινωνίας. Η ΣΠΣ του $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ δίνεται (σε κλειστή μορφή) από το ακόλουθο θεώρημα.

Θεώρημα 3: (Συνάρτηση Παραγωγής Συντελεστών της EGG τυχαίας μεταβλητής). Η Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής $\mathcal{M}_G(s)$ του στιγμιαίου SNR του $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ δίνεται από

$$\mathcal{M}_G(s) = \frac{1}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} \mathbb{H}_{1,2}^{2,1} \left[\frac{\beta_s \beta}{\bar{\gamma} s} \middle| \begin{matrix} (1, 1) \\ (m_s, \frac{1}{\xi}), (m, \frac{1}{\zeta}) \end{matrix} \right]. \quad (15)$$

Παρατηρείστε ότι, ακολουθώντας τα ίδια βήματα στην παραγωγή της συνάρτησης (12), η (15) μπορεί να αναπαρασταθεί σε όρους της συνάρτησης G του Meijer, για τις ρητές τιμές των παραμέτρων διαμόρφωσης $\xi = \frac{k}{l}$ και $\xi_s = \frac{k_s}{l_s}$, όπου k, l, k_s και l_s είναι τυχαίοι θετικοί ακέραιοι, δηλαδή

$$\mathcal{M}_G(s) = \frac{\Phi}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} G_{k_s k, \ell_s k + k_s \ell, k_s k}^{\ell_s k + k_s \ell, k_s k} \left[\left(\frac{\beta_s \beta \Gamma^2}{\bar{\gamma} \Psi} \right)^{k_s k} \middle| \begin{matrix} -\Xi^{(k_s k)} \\ (-k_s k) \\ \Xi^{(\ell_s k)}, \Xi^{(k_s \ell)} \\ (m_s), (m) \end{matrix} \right]. \quad (16)$$

Επιπροσθέτως, θέτοντας τιμή 1 για τις παραμέτρους διαμόρφωσης σκίασης και διάλειψης στις συναρτήσεις (15), (16) παράγεται η ΣΠΣ του στιγμιαίου SNR στην έξοδο ενός δέκτη που λειτουργεί σε γενικευμένα-Κ κανάλια, δηλαδή

$$\mathcal{M}_G(s) = \frac{1}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} G_{1,2}^{2,1} \left[\frac{m_s m}{\bar{\gamma} s} \middle| \begin{matrix} 1 \\ m_s, m \end{matrix} \right]. \quad (17)$$

Σχετικά με τις ειδικές ή τις οριακές περιπτώσεις της κατανομής EGK που φαίνονται στον Πίνακα I, η ΣΠΣ των άλλων, συχνά χρησιμοποιούμενων μοντέλων διαλείψεων μπορούν να βρεθούν με αντικατάσταση των αντίστοιχων τιμών του δείκτη διάλειψης m , του δείκτη σκίασης m_s , του παράγοντα διαμόρφωσης διάλειψης ξ και του παράγοντα διαμόρφωσης σκίασης ξ_s είτε στη συνάρτηση (15) ή στη (16).

➤ Στατιστική Δεύτερης Τάξης

Αναφερόμενοι στην (1), όταν οι $S(t)$ & $X(t)$ είναι περιβάλλουσες σημάτων σε κάποιο κανάλι διάλειψης με φαινόμενα σκέδασης, που υπόκεινται στο φαινόμενο Doppler σε ασύρματα κανάλια διάλειψης ή στο φαινόμενο αναταράξεων που οφείλεται στις διακυμάνσεις στο δείκτη διάθλασης του μέσου διάδοσης στα οπτικά κανάλια ελεύθερου χώρου, οι περιβάλλουσες σημάτων $S(t)$ & $X(t)$ είναι τυχαίες διεργασίες συσχετισμένες στο χρόνο και οι χρονικές παράγωγοί τους δεν είναι ανεξάρτητες από τις αντίστοιχες περιβάλλουσες αλλά ακολουθούν υπό συνθήκη Γκαουσιανές ΣΠΠ με μηδενικό μέσο με τις υπό συνθήκη διακυμάνσεις που ακολουθούν:

$$\sigma_{\dot{S}|S}^2 = \frac{\sigma_{S_t}^2}{2\xi_s^2} \left(\frac{\Omega_S}{\beta_s} \right)^{\xi_s} S^{2\xi_s(\frac{1}{\xi_s}-1)}, \quad (18a)$$

$$\sigma_{\dot{X}|X}^2 = \frac{\sigma_{X_t}^2}{2\xi^2} \left(\frac{\Omega_X}{\beta} \right)^{\xi} X^{2\xi(\frac{1}{\xi}-1)}, \quad (18b)$$

Όπου $\sigma_{\dot{S}_t} = \omega v_s / \sqrt{2}$ περιέχει τη v_s (σχετική ταχύτητα του αυτοκινήτου σε σχέση με τα εμπόδια που προκαλούν σκίαση) και ο κυματαριθμός δίνεται από τη σχέση $\omega = 2\pi/\lambda$, έτσι ώστε $\omega \cdot v_s = 2\pi \cdot f_s$, όπου f_s η μέγιστη ολίσθηση συχνότητας λόγω Doppler, που επηρεάζει το τμήμα της σκίασης. Επιπλέον, στη σχέση (18b), $\sigma_{\dot{X}_t} = \omega v_x / \sqrt{2}$ περιέχει τη v_x (σχετική ταχύτητα του αυτοκινήτου σε σχέση με τον πομπό) έτσι ώστε $\omega \cdot v_x = 2\pi \cdot f_x$, όπου f_x η μέγιστη ολίσθηση συχνότητας λόγω Doppler που επηρεάζει το τμήμα της διάλειψης λόγω πολυδιαδρομικής όδευσης. Στην ακόλουθη σχέση, θα υποθέσουμε πανομοιότυπη μέση ισχύ για όλα τα μέρη. Η χρονική παράγωγος της περιβάλλουσας που λαμβάνεται $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$, π.χ. \dot{R} μπορεί να εξαχθεί από $\dot{R} = \dot{S}X + S\dot{X} = \frac{\dot{S}R}{S} + S\dot{X}$. Ας σημειωθεί ότι η χρονική παράγωγος είναι Γκαουσιανή TM με μηδενικό μέσο με την υπό συνθήκη διακύμανση $\sigma_{\dot{R}|RS}^2 = \frac{R^2}{S^2} \sigma_{\dot{S}|RS}^2 + S^2 \sigma_{\dot{X}|RS}^2$, όπου $\sigma_{\dot{S}|RS}^2 = \sigma_{\dot{S}|S}^2$ και $\sigma_{\dot{X}|RS}^2 = \sigma_{\dot{X}|S}^2 = \sigma_{\dot{X}|X}^2$. Για σταθερό $S=u$ και $R=r$, η υπό συνθήκη διακύμανση προκύπτει από τη σχέση:

$$\sigma_{\dot{R}|RS}^2 = \frac{\sigma_{S_t}^2}{2\xi_s^2} \left(\frac{\Omega_S}{\beta_s} \right)^{\xi_s} u^{2\xi_s(1/\xi_s-1)} + \frac{\sigma_{X_t}^2}{2\xi^2} \left(\frac{\Omega_X}{\beta} \right)^{\xi} \left(\frac{r}{u} \right)^{2\xi(1/\xi-1)}. \quad (19)$$

Ενθυμούμενοι ότι η χρονική παράγωγος \dot{R} είναι Γκαουσιανή TM με μηδενικό μέσο με την υπό συνθήκη διακύμανση που δίνεται στη (19), η υπό συνθήκη ΣΠΠ $p_{\dot{R}|RS}(\dot{r}|RS)$ μπορεί να βρεθεί από

$$p_{\dot{R}|RS}(\dot{r}|RS) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\dot{R}|RS}} \exp\left(-\frac{\dot{r}^2}{2\sigma_{\dot{R}|RS}^2}\right) \quad (20)$$

κατανομημένη στο διάστημα $-\infty < \dot{r} < +\infty$.

Τέλος, αξιοποιώντας την υπό συνθήκη ΣΠΠ (20), η στατιστική 2^{ης} τάξης της περιβάλλουσας σε διάλειψη $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$ μπορεί να εξαχθεί όπως θα δούμε στην επόμενη παράγραφο.

A. Ρυθμός Διέλευσης Επιπέδου

Ο ΡΔΕ της περιβάλλουσας σε διάλειψη $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$ του κατωφλίου r ορίζεται ως ο ρυθμός με τον οποίο η τυχαία διεργασία EGK διασχίζει το επίπεδο r με αρνητική κατεύθυνση (προς τα κάτω). Χρησιμοποιώντας την κοινή ΣΠΠ της τυχαίας διεργασίας R της EGK περιβάλλουσας και της χρονικής παραγώγου της \dot{R} , μπορούμε να εξάγουμε τον ΡΔΕ ως ακολούθως:

$$L_{\mathcal{R}}(r) = \int_0^{\infty} \dot{r} p_{\mathcal{R}\dot{\mathcal{R}}}(r, \dot{r}) d\dot{r}, \quad (21)$$

όπου η κοινή ΣΠΠ $p_{\mathcal{R}\dot{\mathcal{R}}}(r, \dot{r})$ μπορεί να εκφραστεί σε όρους υπό συνθήκη ΣΠΠ ως ακολούθως:

$$p_{\mathcal{R}\dot{\mathcal{R}}}(r, \dot{r}) = \int_0^{\infty} p_{\dot{\mathcal{R}}|\mathcal{R}S}(\dot{r}|r, u) p_{\mathcal{R}|S}(r|u) p_S(u) du, \quad (22)$$

όπου η $p_{\dot{\mathcal{R}}|\mathcal{R}S}(\dot{r}|r, u)$ είναι η υπό συνθήκη Γκαουσιανή ΣΠΠ, όπως προαναφέρθηκε. Επίσης, η $p_S(u)$ είναι η γενικευμένη Nakagami-m ΣΠΠ, που αντιπροσωπεύει την κατανομή του τμήματος σκίασης της ληφθείσας περιβάλλουσας, ενώ $p_{\mathcal{R}|S}(r|u) = \frac{p_X(\frac{r}{u})}{u}$. Αντικαθιστώντας την (22) στην (21) και κάνοντας μαθηματικές μετατροπές, παίρνουμε:

$$L_{\mathcal{R}}(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \sigma_{\dot{\mathcal{R}}|\mathcal{R}S} p_{\mathcal{R}|S}(r|u) p_S(u) du. \quad (23)$$

Αντικαθιστώντας τη (19) στην (23), παίρνουμε την ακριβή λύση για το ΡΔΕ στην

$$L_{\mathcal{R}}(r) = 2\sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\xi_s \left(\frac{\beta_s}{\Omega_s}\right)^{\xi_s m_s} \xi \left(\frac{\beta}{\Omega_X}\right)^{\xi m}}{\Gamma(m_s) \Gamma(m)} \times \\ r^{2\xi m - 1} \int_0^{\infty} \sqrt{\frac{\sigma_{S\dot{S}}^2 \left(\frac{\Omega_s}{\beta_s}\right)^{\xi_s} \frac{r^2}{u^{2\xi_s}} + \frac{\sigma_{X\dot{X}}^2 \left(\frac{\Omega_X}{\beta}\right)^{\xi} \frac{u^{2\xi}}{r^{2\xi(1-\frac{1}{\xi})}}}{2\xi_s^2 \left(\frac{\Omega_s}{\beta_s}\right)^{\xi_s} \frac{r^2}{u^{2\xi_s}} + 2\xi^2 \left(\frac{\Omega_X}{\beta}\right)^{\xi} \frac{u^{2\xi}}{r^{2\xi(1-\frac{1}{\xi})}}}} \times \\ \exp\left(-\left(\frac{\beta_s}{\Omega_s}\right)^{\xi_s} u^{2\xi_s} - \left(\frac{\beta}{\Omega_X}\right)^{\xi} \left(\frac{r}{u}\right)^{2\xi} - 2(\xi_s m_s - \xi m) \log(u)\right) du. \quad (24)$$

Ας εξετάσουμε κάποιες ειδικές περιπτώσεις, ώστε να ελέγξουμε την αναλυτική απλότητα και ακρίβεια του αποτελέσματος. Όπως βλέπουμε στον Πίνακα I, αν δώσουμε την τιμή 1 στους παράγοντες διαμόρφωσης διάλειψης & σκίασης, η σχέση (24) μας δίνει το ΡΔΕ της γενικευμένης-K, όπως θα περιμέναμε. Είναι χρήσιμο να αναφερθεί ότι το παραπάνω ολοκλήρωμα μπορεί να υπολογιστεί αριθμητικά με την

επιθυμητή ακρίβεια, με τη βοήθεια πακέτων λογισμικού, ή εναλλακτικά μπορεί να εκτιμηθεί με ακρετή ακρίβεια σύμφωνα με τον κανόνα GCQ, αλλάζοντας τη μεταβλητή ολοκλήρωσης από u σε $\tan(u)$. Επιπροσθέτως, το παραπάνω ολοκλήρωμα μπορεί να προσεγγιστεί με τη βοήθεια της προσέγγισης Laplace. Διαφορετικά μπορούμε να εξάγουμε το παραπάνω ολοκλήρωμα χρησιμοποιώντας την επέκταση σε σειρά Taylor στον όρο $\sqrt{1+x} = \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=0}^N \binom{1/2}{n} (x^n \theta(1-x) + x^{1/2-n} \theta(x-1))$, όπου $\theta(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Θήτα του Heavyside. Μετά την εφαρμογή της επέκτασης σε σειρά Taylor και αλγεβρικούς μετασχηματισμούς, η (24) γίνεται ως ακολούθως:

$$L_{\mathcal{R}}(r) = \frac{\xi \sqrt{\frac{\Omega_S \sigma_{S_t}^2}{\beta_s} \left(\frac{\beta_s \beta}{\Omega_S \Omega_X} \right)^{m\xi} r^{2m\xi}}{\sqrt{\pi} \xi_s \Gamma(m) \Gamma(m_s)} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=0}^N \binom{1/2}{n} \left\{ \begin{aligned} & Q_{-n}(r) \int_0^{\frac{\xi_s}{\xi_s + \xi}} u^{(m_s+n) - \frac{\xi}{\xi_s}(m-n) - \frac{\xi_s-1}{2\xi_s} - 1} \exp\left(-u - \frac{\sigma_{X_t}^2 \xi_s^2}{\sigma_{S_t}^2 \xi^2} Q_1(r) u^{-\frac{\xi}{\xi_s}}\right) du + \\ & Q_{n-\frac{1}{2}}(r) \int_{\frac{\xi_s}{\xi_s + \xi}}^{\infty} u^{(m_s-n) - \frac{\xi}{\xi_s}(m+n) - \frac{\xi_s+1}{2\xi_s} - 1} \exp\left(-u - \frac{\sigma_{X_t}^2 \xi_s^2}{\sigma_{S_t}^2 \xi^2} Q_1(r) u^{-\frac{\xi}{\xi_s}}\right) du \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

με τη βοηθητική συνάρτηση $Q_n(r)$ να ορίζεται ως

$$Q_n(r) = \left(\frac{\sigma_{S_t}^2 \xi^2}{\sigma_{X_t}^2 \xi_s^2} \left(\frac{\beta_s \beta}{\Omega_S \Omega_X} \right)^{\xi} r^{2\xi} \right)^n \quad (26)$$

Η κλειστή μορφή του ΡΔΕ για την υπό διάλειψη περιβάλλουσα φαίνεται στην επόμενη σχέση:

$$L_{\mathcal{R}}(r) = \sqrt{\frac{\Omega_S \xi^2}{\pi \beta_s \xi_s^2} \sigma_{S_t}^2} \frac{r^{2m\xi} \left(\frac{\beta_s \beta}{\Omega_S \Omega_X} \right)^{m\xi}}{\Gamma(m) \Gamma(m_s)} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{n=0}^N \binom{1/2}{n} \left\{ \begin{aligned} & Q_{-n}(r) \gamma\left(\mathcal{P}_{-n} - \frac{\xi_s - 1}{2\xi_s}, Q_{\frac{\xi_s}{\xi_s + \xi}}(r), \frac{\sigma_{X_t}^2 \xi_s^2}{\sigma_{S_t}^2 \xi^2} Q_1(r), \frac{\xi}{\xi_s}\right) + \\ & Q_{n-\frac{1}{2}}(r) \Gamma\left(\mathcal{P}_n - \frac{\xi + 1}{2\xi_s}, Q_{\frac{\xi_s}{\xi_s + \xi}}(r), \frac{\sigma_{X_t}^2 \xi_s^2}{\sigma_{S_t}^2 \xi^2} Q_1(r), \frac{\xi}{\xi_s}\right) \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Με $\mathcal{P}_n = (m_s - n) - \frac{\xi}{\xi_s}(m + n)$, όπου $\gamma(\dots)$ είναι η εκτεταμένη ημιτελής συνάρτηση Γάμμα που ορίζεται ως $\gamma(\alpha, x, b, \beta) = \int_0^x r^{\alpha-1} e^{-r-b \cdot r^{-\beta}} dr$, όπου $\alpha, \beta, b \in \mathbb{C}$ και $x \in \mathbb{R}^+$.

Στην Εικόνα 2, ο ΡΔΕ για τα κανάλια διάλειψης EGK απεικονίζεται για διάφορες παραμέτρους. Η σκίαση αυξάνεται όταν ο δείκτης σκίασης $m_s \rightarrow \frac{1}{2}$ και ο παράγοντας

σκίασης $\xi_s \rightarrow \infty$, ή μειώνεται όταν $m_s \rightarrow \infty$ και $\xi_s \rightarrow 0$. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 2, η χειρότερη περίπτωση για τη σκίαση προκύπτει όταν $m_s \rightarrow \frac{1}{2}$ και $\xi_s \rightarrow 1$. Οι δείκτες σκίασης και πολυδιαδρομικής διάδοσης αυξάνονται και ο ΡΔΕ μειώνεται, όπως περιμέναμε.

Ο ΡΔΕ που δίνεται από τη σχέση (27) συγκλίνει γρήγορα. Η επιλογή για $N=1$ είναι αρκετή για μια προσέγγιση. Έτσι, η (27) μπορεί να προσεγγιστεί ως

$$L_{\mathcal{R}}(r) \approx \sqrt{\frac{\Omega_s \xi^2}{\pi \beta_s \xi_s^2} \sigma_{s\ell}^2} \frac{r^{2m\xi} \left(\frac{\beta_s \beta}{\Omega_s \Omega_X}\right)^{m\xi}}{\Gamma(m)\Gamma(m_s)} \left\{ \begin{aligned} & Q_0(r) \gamma \left(\mathcal{P}_0 - \frac{\xi_s - 1}{2\xi_s}, Q_{\frac{\xi_s}{\xi_s + \xi}}(r), \frac{\sigma_{X\ell}^2 \xi_s^2}{\sigma_{s\ell}^2 \xi^2} Q_1(r), \frac{\xi}{\xi_s} \right) + \\ & Q_{-\frac{1}{2}}(r) \Gamma \left(\mathcal{P}_0 - \frac{\xi + 1}{2\xi_s}, Q_{\frac{\xi_s}{\xi_s + \xi}}(r), \frac{\sigma_{X\ell}^2 \xi_s^2}{\sigma_{s\ell}^2 \xi^2} Q(r, 1), \frac{\xi}{\xi_s} \right) + \\ & \frac{1}{2} Q_{-1}(r) \gamma \left(\mathcal{P}_{-1} - \frac{\xi_s - 1}{2\xi_s}, Q_{\frac{\xi_s}{\xi_s + \xi}}(r), \frac{\sigma_{X\ell}^2 \xi_s^2}{\sigma_{s\ell}^2 \xi^2} Q_1(r), \frac{\xi}{\xi_s} \right) + \\ & \frac{1}{2} Q_{\frac{1}{2}}(r) \Gamma \left(\mathcal{P}_1 - \frac{\xi + 1}{2\xi_s}, Q_{\frac{\xi_s}{\xi_s + \xi}}(r), \frac{\sigma_{X\ell}^2 \xi_s^2}{\sigma_{s\ell}^2 \xi^2} Q_1(r), \frac{\xi}{\xi_s} \right) \end{aligned} \right\}. \quad (28)$$

B. Μέση Διάρκεια Διάλειψης

Η ΜΔΔ της περιβάλλουσας σε διάλειψη $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$ κάτω από το κατώφλι r ορίζεται ως η μέση διάρκεια, κατά την οποία η τυχαία διεργασία ΕΓΚ που αναπαριστά την περιβάλλουσα του ληφθέντος σήματος παραμένει κάτω από το επίπεδο r , αφού το διασχίσει κατεβαίνοντας, δηλαδή:

$$T(r) = \frac{P_{\mathcal{R}}(r)}{L_{\mathcal{R}}(r)}, \quad (29)$$

Τέλος, αντικαθιστώντας τις σχέσεις (10) & (27) στην (29), μπορούμε εύκολα να εξαγάγουμε τη ΜΔΔ της ληφθείσας περιβάλλουσας $R \sim K_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \Omega)$ κάτω από το κατώφλι r , η οποία απεικονίζεται στην Εικόνα 3 για διάφορα σενάρια.

IV. Μέτρα επίδοσης σε κανάλια διάλειψης ΕΓΚ

Σε αυτήν την παράγραφο, χρησιμοποιώντας τις εκφράσεις που εξήχθησαν στις προηγούμενες, οι εκφράσεις για τα μεγέθη AoF (Amount of Fading), ABEP (Average Bit Error Probability), OP (Outage Probability), AC (Average Capacity) & OC (Outage Capacity) για ψηφιακά συστήματα επικοινωνιών που λειτουργούν σε κανάλια

διάλειψης EGK, δίνονται σε κλειστή μορφή και η αναλυτική τους απλότητα και ακρίβεια ελέγχονται με προσομοιώσεις.

A. Ποσότητα Διάλειψης

Η ΠΔ που είδαμε στη σχέση (23) ως ένα ενοποιημένο μέτρο επίδοσης της σοβαρότητας της διάλειψης, είναι ένα σημαντικό μέτρο της επίδοσης σε ένα σύστημα διαφορισμού αφού μπορεί να αξιοποιηθεί για να παραμετροποιήσουμε την κατανομή του SNR του σήματος που λαμβάνεται. Με αναφορά στη σχέση 9, η ΠΔ της $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση:

$$AoF \equiv \frac{\text{var}[G]}{\mathbb{E}[G]^2} = \frac{\mathbb{E}[G^2]}{\mathbb{E}[G]^2} - 1 \quad (30)$$

Θεώρημα 4: (Ποσότητα Διάλειψης της EGK TM). Η ΠΔ της $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ δίνεται από τη σχέση:

$$AoF = \frac{\Gamma(m_s)\Gamma\left(m_s + \frac{2}{\xi}\right)\Gamma(m)\Gamma\left(m + \frac{2}{\xi}\right)}{\Gamma^2\left(m_s + \frac{1}{\xi}\right)\Gamma^2\left(m + \frac{1}{\xi}\right)} - 1. \quad (31)$$

Όπως βλέπουμε στη σχέση (31), όταν οι δείκτες διάλειψης $\{m_s, m\}$ ή/και $\{\xi_s, \xi\}$ αυξάνονται, η ΠΔ μειώνεται, όπως αναμενόταν.

B. Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Bit

Η στιγμιαία πιθανότητα σφάλματος bit, προσαρμοσμένη στο στιγμιαίο SNR $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ σε κανάλι λευκού αθροιστικού Γκαουσιανού θορύβου (AWGN) μπορεί να γραφτεί σε συμπιεσμένη μορφή ως:

$$P_E(G) = \frac{\Gamma(b, aG)}{2\Gamma(b)}, \quad a, b \in \left\{1, \frac{1}{2}\right\}, \quad (32)$$

όπου το a εξαρτάται από τον τύπο του σχήματος διαμόρφωσης (1/2 για ορθογώνια FSK, 1 για αντίποδη PSK), το b εξαρτάται από τον τύπο της τεχνικής ανίχνευσης (1/2 για ομόδυνη, 1 για ετερόδυνη) και το $\Gamma(\cdot, \cdot)$ είναι η συζυγής ημιτελής συνάρτηση Γάμμα. Χρησιμοποιώντας τη ΣΠΠ του στιγμιαίου SNR $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$, π.χ. την (5) και αξιοποιώντας την $P_E(G)$, η ABEP δίνεται από

$$\bar{P}_E = \int_0^\infty P_E(\gamma) p_G(\gamma) d\gamma \quad (33)$$

Τελικά, αντικαθιστώντας την (32) και την (5) στην (34), η ABEP στα κανάλια διάλειψης EGK δίνεται στην κλειστή μορφή από το ακόλουθο θεώρημα

Θεώρημα 5: (Μέση Πιθανότητα σφάλματος Bit σε κανάλια διάλειψης EGK). Έστω $G \sim G_G(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ ο στιγμιαίος SNR στην έξοδο δέκτη που λειτουργεί σε ασύρματα κανάλια διάλειψης EGK. Τότε, η ABEP \bar{P}_E στο δέκτη για ασύρματα κανάλια διάλειψης EGK δίνεται από:

$$\bar{P}_E = \frac{1}{2\Gamma(b)\Gamma(m_s)\Gamma(m)} H_{2,3}^{2,2} \left[\frac{\beta_s \beta}{a\bar{\gamma}} \left| \begin{matrix} (1-b, 1), (1, 1) \\ (m_s, \frac{1}{\xi}), (m, \frac{1}{\xi}), (0, 1) \end{matrix} \right. \right]. \quad (34)$$

Για να ελέγξουμε την αναλυτική ορθότητα, ας θεωρήσουμε κάποιες ειδικές περιπτώσεις της (34). Θέτοντας $\xi \rightarrow 1$ και $\xi_s \rightarrow 1$, η (34) απλοποιείται στην:

$$\bar{P}_E = \frac{1}{2\Gamma(b)\Gamma(m_s)\Gamma(m)} G_{2,3}^{2,2} \left[\frac{m_s m}{a\bar{\gamma}} \left| \begin{matrix} 1-b, 1 \\ m_s, m, 0 \end{matrix} \right. \right]. \quad (37)$$

που είναι η ABEP του δέκτη που λειτουργεί σε γνωστά σύνθετα κανάλια διάλειψης.

Όταν ο παράγοντας mS τείνει στο άπειρο, σημαίνει ότι δεν υπάρχει επίδραση της σκίασης στα κανάλια, η (34) απλοποιείται στη γνωστή ABEP των δυαδικών ψηφιακών σχημάτων διαμόρφωσης σε γενικευμένα Γάμμα κανάλια διάλειψης, δηλαδή

$$\bar{P}_E = \frac{1}{2\Gamma(b)\Gamma(m)} H_{2,2}^{1,2} \left[\frac{\beta}{a\bar{\gamma}} \left| \begin{matrix} (1-b, 1), (1, 1) \\ (m, \frac{1}{\xi}), (0, 1) \end{matrix} \right. \right]. \quad (38)$$

Εαν, στην ειδική περίπτωση όπου $\xi \rightarrow 1$ και $m_s \rightarrow \infty$, η (34) παίρνει την οικεία έκφραση της ABEP σε κανάλι επίπεδης διάλειψης Nakagami-m. Έτσι παίρνουμε:

$$\bar{P}_E = \frac{1}{2\Gamma(b)\Gamma(m)} G_{2,2}^{1,2} \left[\frac{\beta}{a\bar{\gamma}} \left| \begin{matrix} 1-b, 1 \\ m, 0 \end{matrix} \right. \right], \quad (39a)$$

$$= \left(\frac{a\bar{\gamma}}{m+a\bar{\gamma}} \right)^b \frac{\Gamma(m+b)}{2\Gamma(b)\Gamma(m+1)} \left(\frac{m}{m+a\bar{\gamma}} \right)^m {}_2F_1 \left[1, m+b; m+1; \frac{m}{m+a\bar{\gamma}} \right], \quad (39b)$$

όπου ${}_2F_1[.;.;.]$ η Γκαουσιανή υπεργεωμετρική συνάρτηση που είναι γνωστή και ορισμένη στη βιβλιογραφία. Επιπλέον, για την ειδική περίπτωση όπου $m = \xi = 1$, η (39a) απλοποιείται περαιτέρω στο γνωστό αποτέλεσμα $\bar{P}_E = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left(\frac{a\bar{\gamma}}{m+a\bar{\gamma}} \right)$

Η αναλυτική απλότητα και ακρίβεια της (34) ελέγχονται από προσομοιώσεις για ετερόδυνο BFSK, διαφορετικά ομόδυνο BPSK (DPSK) και ομόδυνο BPSK & BFSK στην εικόνα 4. Όπως βλέπουμε, με αύξηση του δείκτη διάλειψης, η ABEP μειώνεται γιατί μειώνεται η σοβαρότητα διάλειψης των καναλιών. Επιπλέον, καθώς η παράμετρος

διαμόρφωσης αυξάνεται, η ΣΠΠ της διάλειψης παίρνει κλίση γύρω από τη μέση ισχύ, που υπονοεί ότι η ABER μειώνεται.

C. Πιθανότητα Διακοπής & Χωρητικότητα Διακοπής

Η ΠΔ ορίζεται ως η πιθανότητα ο στιγμιαίος ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων να ξεπεράσει μια συγκεκριμένη τιμή ή ισοδύναμα, ο στιγμιαίος SNR να πέσει κάτω από ένα συγκεκριμένο κατώφλι γ_{th} , π.χ

$$P_{out} \triangleq \Pr(0 \leq \mathcal{G} < \gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} p_{\mathcal{G}}(\gamma) d\gamma \quad (40)$$

όπου $p_{\mathcal{G}}(\gamma)$ είναι η ΣΠΠ του στιγμιαίου SNR. Με άλλα λόγια, η ΠΔ P_{out} είναι η ΑΣΚ της ΤΜ \mathcal{G} , εκτιμώμενης στο γ_{th} . Έπειτα, χρησιμοποιώντας τη (14), προκύπτει εύκολα ότι $P_{out} = P_{\mathcal{G}}(\gamma_{th})$. Στην εικόνα 5, χρησιμοποιώντας την προηγούμενη σχέση ως συνάρτηση για το κανονικοποιημένο κατώφλι διακοπής $\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}$, η ΠΔ απεικονίζεται με διαφορετικές τιμές των γνωστών παραμέτρων. Όταν το m ή το ξ αυξάνονται, η ΠΔ μειώνεται γιατί μειώνεται η σοβαρότητα διάλειψης και η ΣΠΠ αποκτά κλίση γύρω από τη μέση ισχύ αντίστοιχα.

Η ΧΔ είναι άλλο ένα σημαντικό στατιστικό μετρο για την ποσοτικοποίηση της φασματικής απόδοσης των καναλιών διάλειψης και ορίζεται ως η πιθανότητα η στιγμιαία χωρητικότητα $C_{\mathcal{G}}$ να πέσει κάτω από ένα συγκεκριμένο κατώφλι C_{th} . Με τη βοήθεια της βιβλιογραφίας, με όρους της σχέσης (14) παίρνουμε την έκφραση $C_{out} = P_{\mathcal{G}}(2^{\frac{C_{th}}{W}} - 1)$.

D. Μέση Χωρητικότητα

Υποθέτουμε τη μετάδοση ενός σήματος εύρους ζώνης W μέσω καναλιού AWGN, τότε η χωρητικότητά του, κατά Shannon, ορίζεται ως $C_{\mathcal{G}}(G) \equiv W \log_2(1 + G)$, όπου $G \sim G_{\mathcal{G}}(m, \xi, m_s, \xi_s, \bar{\gamma})$ είναι ο στιγμιαίος SNR στη λήψη. Τότε, η ΜΧ $\bar{C}_{\mathcal{G}}$ μπορεί να εξαχθεί από το μέσο όρο της ΜΧ με την ΣΠΠ του $G \sim G_{\mathcal{G}}(m, 2\xi, m_s, 2\xi_s, \bar{\gamma})$, με $\bar{\gamma} = E\left[\frac{R^2}{N_o}\right] = \Omega/N_o$, π.χ.

$$\bar{C}_{\mathcal{G}} = W \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma) p_{\mathcal{G}}(\gamma) d\gamma \quad (41)$$

όπου η $p_{\mathcal{G}}(\gamma)$ δίνεται στην (5). Με μαθηματική επεξεργασία μπορούμε να πάρουμε τη ΜΧ σε κανάλια EGK στην κλειστή μορφή ως:

$$\bar{C}_{\mathcal{G}} = \frac{W}{\log(2) \Gamma(m) \Gamma(m_s)} H_{2,4}^{4,1} \left[\frac{\beta_s \beta}{\bar{\gamma}} \left| \begin{matrix} (0, 1), (1, 1) \\ (m_s, \frac{1}{\xi}), (m, \frac{1}{\xi}), (0, 1), (0, 1) \end{matrix} \right. \right]. \quad (42)$$

Αν θέσουμε $\xi = \xi_s = 1$, η (42) απλοποιείται στη ΜΧ των γενικευμένων-Κ καναλιών διάλειψης, δηλαδή

$$\bar{C}_\gamma = \frac{W/\log(2)}{\Gamma(m_s)\Gamma(m)} G_{2,4}^{4,1} \left[\frac{m_s m}{\bar{\gamma}} \middle| \begin{matrix} 0,1 \\ m_s, m, 0, 0 \end{matrix} \right]. \quad (43)$$

Η παραπάνω είναι πιο συμπυκνωμένη μορφή από άλλες που συναντάμε στη βιβλιογραφία. Επιπροσθέτως, όταν $\xi_s = 1$ & $m_s \rightarrow \infty$, σύμφωνα με τον Πίνακα I και χρησιμοποιώντας την αναπαράσταση Mellon-Barnes της (42), τότε αυτή απλοποιείται στη ΜΧ καναλιών διάλειψης Nakagami-m, σύμφωνα με την σχέση $\bar{C}_\gamma = \frac{W}{\log(2)\Gamma(m)} G_{2,3}^{3,1} \left[\frac{m}{\bar{\gamma}} \middle| \begin{matrix} 0,1 \\ m, 0, 0 \end{matrix} \right]$. Με αύξηση των συντελεστών, η ΜΧ αυξάνεται, ως αναμενόταν.

➤ Συμπεράσματα

Σε αυτή την παράγραφο, εισάγαμε μία πολύ γενική σύνθετη κατανομή διαλείψεων για τη μοντελοποίηση της περιβάλλουσας και της ισχύος του σήματος που λαμβάνεται σε κανάλια διαλείψεων, την οποία ονοματίσαμε «σύνθετη EGK κατανομή διαλείψεων». Επίσης μελετήσαμε στατιστική 2^{ης} τάξης, όπως ο ρυθμός διέλευσης επιπέδου και η μέση διάρκεια διάλειψης στα κανάλια αυτά. Τέλος, εξάγαμε εκφράσεις κλειστής μορφής για την ποσότητα της διάλειψης, τη μέση πιθανότητα σφάλματος bit, την πιθανότητα διακοπής κτλ στα κανάλια αυτά.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Στο παράρτημα αυτό παρουσιάζεται ο κώδικας και η μαθηματική θεωρία στα ειδικά θέματα των Διαλείψεων έτσι όπως αυτά παρουσιάζονται στις τελευταίες παραγράφους του 4^{ου} Κεφαλαίου.

Α.Συνοπτική-Μαθηματική Ανάλυση της FOX-H

Σε όλη την παρούσα εργασία, χρησιμοποιείται η συνάρτηση H του Fox για να ληφθούν αναλυτικές εκφράσεις για τις στατιστικές που διέπουν τον από άκρο σε άκρο λόγο σήματος προς παρεμβολές (SIR) και για σημαντικές παραμέτρους απόδοσης που μας ενδιαφέρουν, όπως η Μέση Πιθανότητα Σφάλματος Bit (ABEP), η μέση χωρητικότητα καναλιού και η πιθανότητα διάλειψης (OP). Παρακάτω συνοψίζονται τα γνωστά αποτελέσματα της συνάρτησης H του Fox, για να καταστήσουν την εργασία ευκολότερα προσβάσιμη:

Ορισμός 1: Η συνάρτηση H του Fox ορίζεται ως

$$H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} x & | & (a_p, A_p) \\ & | & (b_q, B_q) \end{matrix} \right] = \frac{1}{2\pi i} \int_C \frac{\prod_{j=1}^k \Gamma(b_j + B_j s)}{\prod_{j=n+1}^p \Gamma(a_j + A_j s)} \times \frac{\prod_{j=1}^n \Gamma(1 - a_j - A_j s)}{\prod_{j=k+1}^q \Gamma(1 - b_j + B_j s)} x^{-s} ds \quad (1)$$

Όπου το C είναι μία κατάλληλη καμπύλη που χωρίζει τους πόλους του $\Gamma(b_j + B_j s)$ από τους πόλους του $\Gamma(1 - a_j - A_j s)$.

Να σημειωθεί ότι για $A_j = B_j = 1$, η συνάρτηση εκφυλίζεται στην πιο οικεία συνάρτηση G του Meijer. Οι ακόλουθες ιδιότητες προκύπτουν ως άμεση συνέπεια του ορισμού της συνάρτησης H, με την εφαρμογή ορισμένων ιδιοτήτων των συναρτήσεων Γ .

Ιδιότητα 1 : Ισχύει ο τύπος:

$$H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} x & | & (a_p, A_p) \\ & | & (b_q, B_q) \end{matrix} \right] = H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} \frac{1}{x} & | & (1 - b_q, B_q) \\ & | & (1 - a_p, A_p) \end{matrix} \right] \quad (2)$$

Ιδιότητα 2 : Ισχύουν οι παρακάτω εκφυλισμένοι τύποι:

$$H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} x & | & (a_1, A_1), \dots, (a_p, A_p) \\ & | & (b_1, B_1), \dots, (b_{q-1}, B_{q-1}), (a_1, A_1) \end{matrix} \right] = H_{p-1, q-1}^{k, n-1} \left[\begin{matrix} x & | & (a_2, A_2), \dots, (a_p, A_p) \\ & | & (b_1, B_1), \dots, (b_{q-1}, B_{q-1}) \end{matrix} \right] \quad (3)$$

, δεδομένου ότι $n \geq 1$ και $q > k$ και

$$H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} x & | & (a_1, A_1), \dots, (a_{p-1}, A_{p-1}), (b_1, B_1) \\ & | & (b_1, B_1), \dots, (b_q, B_q) \end{matrix} \right] = H_{p-1, q-1}^{k, n-1} \left[\begin{matrix} x & | & (a_1, A_1), \dots, (a_{p-1}, A_{p-1}) \\ & | & (b_2, B_2), \dots, (b_q, B_q) \end{matrix} \right] \quad (4)$$

, δεδομένου ότι $k \geq 1$ και $p > n$.

Ιδιότητα 3: Η παρακάτω ταυτότητα ισχύει, όπου $h>0$.

$$\prod_{i=1}^r \left(x \frac{d}{dx} - c_i \right) \left\{ x^s H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} zx^h & | & (a_1, A_1), \dots, (a_p, A_p) \\ & | & (b_1, B_1), \dots, (b_q, B_q) \end{matrix} \right] \right\} = x^s \times \\ H_{p+r, q+r}^{k, n+r} \left[\begin{matrix} zx^h & | & (c_1, -s, h), \dots, (c_r, -s, h), (a_1, A_1), \dots, (a_p, A_p) \\ & | & (b_1, B_1), \dots, (b_q, B_q), (c_1, -s+1, h), \dots, (c_r, -s+1, h) \end{matrix} \right] \quad (5)$$

Σε όλη την παρούσα εργασία, οι ολοκληρωτικοί μετασχηματισμοί της συνάρτησης H του Fox χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή αποτελεσμάτων. Οι μετασχηματισμοί Mellin & Laplace της συνάρτησης αυτής, παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Μια σημαντική ιδιότητα της συνάρτησης H λέει ότι ο μετασχηματισμός Mellin του γινομένου δύο συναρτήσεων H είναι επίσης συνάρτηση H , όπως συνοψίζεται στο ακόλουθο θεώρημα:

Θεώρημα 1: Η ακόλουθη ολοκληρωτική ταυτότητα ισχύει:

$$\int_0^\infty x^{a-1} H_{u,v}^{s,t} \left[\begin{matrix} \sigma x & | & (c_u, C_u) \\ & | & (d_v, D_v) \end{matrix} \right] H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} \omega x^r & | & (a_p, A_p) \\ & | & (b_q, B_q) \end{matrix} \right] dx = \sigma^{-a} H_{p+v, q+u}^{k+t, n+s} \left[\begin{matrix} \frac{\omega}{\sigma^r} & | & (\tilde{a}_{p+v}, \tilde{A}_{p+v}) \\ & | & (\tilde{b}_{q+u}, \tilde{B}_{q+u}) \end{matrix} \right] \quad (6)$$

Όπου α, σ και ω είναι μιγαδικοί αριθμοί, $r>0$ και

$$(\tilde{a}_{p+v}, \tilde{A}_{p+v}) = \{(a_n, A_n), (1 - d_v - aD_v, rD_v)(a_{n+1}, A_{n+1}), \dots, (a_p, A_p)\}$$

$$(\tilde{b}_{q+u}, \tilde{B}_{q+u}) = \{(b_k, B_k), (1 - c_u - aC_u, rC_u)(b_{k+1}, B_{k+1}), \dots, (b_q, B_q)\}$$

Δεδομένου ότι ικανοποιούνται οι ακόλουθες συνθήκες

$$a^* \triangleq \sum_{j=1}^n A_j - \sum_{j=n+1}^p A_j + \sum_{j=1}^k B_j - \sum_{j=k+1}^q B_j > 0$$

$$b^* \triangleq \sum_{j=1}^t C_j - \sum_{j=t+1}^u C_j + \sum_{j=1}^s D_j - \sum_{j=s+1}^v D_j > 0$$

$$r > 0 |arg \sigma| < b^* \pi / 2 \quad |arg \omega| < a^* \pi / 2$$

$$R\{a\} + r \min_{1 \leq j \leq k} R \left\{ \frac{b_j}{B_j} \right\} + \min_{1 \leq h \leq s} R \left\{ \frac{d_h}{D_h} \right\} > 0$$

$$R\{a\} + r \max_{1 \leq j \leq n} R \left\{ \frac{a_j - 1}{A_j} \right\} + \max_{1 \leq h \leq t} R \left\{ \frac{c_{h-1}}{C_h} \right\} < 0$$

Μια άλλη ενδιαφέρουσα ιδιότητα της συνάρτησης H του Fox προβλέπει ότι, ο αντίστροφος μετασχηματισμός Laplace της είναι επίσης συνάρτηση H του Fox. Συγκεκριμένα ισχύει το παρακάτω θεώρημα:

Θεώρημα 2: Το παρακάτω ζεύγος μετασχηματισμού Laplace είναι έγκυρος:

$$L^{-1} \left\{ t^{-p} H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} at^\sigma & | & (a_p, A_p) \\ & | & (b_q, B_q) \end{matrix} \right]; t; x \right\} = x^{p-1} H_{p+1,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} ax^{-\sigma} & | & (a_p, A_p), (\rho, \sigma) \\ & | & (b_q, B_q) \end{matrix} \right] \quad (7)$$

Δεδομένου ότι $R\{s\} > 0, \sigma > 0, R\{\rho\} + \sigma \max_{1 \leq i \leq n} \left[\left(\frac{1}{A_i} \right) - \left(\frac{R\{a_i\}}{A_i} \right) \right] > 0$ και $|\arg a| < \pi(a^* - \sigma)$,

Όπου το a^* ορίζεται στο θεώρημα I.

Τέλος, εξετάζεται η επέκταση σε σειρές ισχύος της συνάρτησης H του Fox, που είναι χρήσιμες στην εξαγωγή ασυμπτωτικών αποτελεσμάτων για σημαντικές και ενδιαφέρουσες παραμέτρους μέτρησης. Συγκεκριμένα, ισχύει το παρακάτω θεώρημα:

Θεώρημα 3: Ας υποθέσουμε ότι οι πόλοι των $\Gamma(1 - a_j - A_j s)$, $j=1, \dots, n$ και $\Gamma(b_j + B_j s)$, $j=1, \dots, k$ δε συμπίπτουν. Τότε, για $\sum_{j=1}^q B_j - \sum_{j=1}^p A_j > 0, x \neq 0$ ή για $\sum_{j=1}^q B_j - \sum_{j=1}^p A_j = 0, 0 < |x| < \prod_{i=1}^p A_i^{-A_i} \prod_{j=1}^q B_j^{B_j}$, η συνάρτηση H έχει την παρακάτω επέκταση σε σειρές ισχύος:

$$H_{p,q}^{k,n} \left[\begin{matrix} x & | & (a_p, A_p) \\ & | & (b_q, B_q) \end{matrix} \right] = \sum_{j=1}^k \sum_{l=0}^{\infty} h_{jl}^* x^{\frac{b_j+l}{B_j}} \quad (8)$$

Όπου οι συντελεστές h_{jl}^* δίνονται από τη σχέση:

$$h_{jl}^* = \frac{(-1)^l \prod_{i=1, i \neq j}^k \Gamma(b_i - [b_j+l] \frac{B_i}{B_j})}{l! B_j \prod_{i=n+1}^p \Gamma(a_i - [b_j+l] \frac{A_i}{B_j})} \times \frac{\prod_{i=1}^n \Gamma(1 - a_i + [b_j+l] \frac{A_i}{B_j})}{\prod_{i=k+1}^q \Gamma(1 - b_i + [b_j+l] \frac{B_i}{B_j})} \quad (9)$$

Τελικά, όσον αφορά την υπολογιστική υλοποίηση της συνάρτησης H του Fox, σημειώνεται ότι ακόμα δεν είναι διαθέσιμη σε εμπορικά πακέτα λογισμικού μαθηματικών, όπως το Mathematica και το Maple. Ωστόσο, σε δύο πρόσφατες μελέτες αναπτύχθηκαν αριθμητικά αποδοτικές μέθοδοι για την αξιολόγηση της συνάρτησης με τη χρήση του Matlab και του Mathematica. Και οι δύο μέθοδοι βασίζονται στον ορισμό της συνάρτησης H του Fox, όπως δίδεται στο (1).

B. Πρόγραμμα υπολογισμού-αξιολόγηση της συνάρτησης FOX-H

(Mathematica®)

```
(* ***** *  
* FoxH Implementation Starts  
* ***** *)  
Clear[FoxH];  
(*FoxH Error Messages*)  
FoxH::NegativeTol = "The tolerance argument Δ is not greater than zero.";  
  
FoxH::InconsistentCoeffs = "The coefficients are inconsistent.";  
  
(*FoxH Options*)  
FoxHDefaultFractionTolerance = 0.001;  
FoxHDefaultDuplicationLimit = 50;  
FoxHDefaultWorkingPrecision = $MachinePrecision;  
Options[FoxH] = {  
FoxHFractionTolerance → FoxHDefaultFractionTolerance,  
FoxHDuplicationLimit → FoxHDefaultDuplicationLimit,  
FoxHWorkingPrecision → FoxHDefaultWorkingPrecision};  
(*FoxH Function Module*)  
FoxH[a, b, z, OptionsPattern[ {  
FoxHFractionTolerance → FoxHDefaultFractionTolerance,  
FoxHDuplicationLimit → FoxHDefaultDuplicationLimit,  
FoxHWorkingPrecision → FoxHDefaultWorkingPrecision}]]:=Module[  
{evaltol,evalprec,ra,rb,s,I,K,L,M,Pa,Pb,Qa,Qb,n,Z,  
G,R,A,B,T,Rmax,Rmin,value},  
(* The parameters a and b are such coefficient sequences of FoxH  
function that they are defined as  
  

$$\left\{ \left\{ \{a_1, A_1\}, \dots, \{a_n, A_n\} \right\}, \left\{ \{a_{n+1}, A_{n+1}\}, \dots, \{a_p, A_p\} \right\} \right\}$$

$$\left\{ \left\{ \{b_1, B_1\}, \dots, \{b_m, B_m\} \right\}, \left\{ \{b_{m+1}, B_{m+1}\}, \dots, \{b_q, B_q\} \right\} \right\}$$
  
where m,n,p and q are integers such that  $0 \leq m \leq q$  and  $0 \leq n \leq p$ , while  
 $a_i, b_j \in \mathbb{C}$  and  $A_i, B_j \in \mathbb{R}$  with  $1 \leq i \leq p$  and  $1 \leq j \leq q$ . The parameter,  
  
z is the specific value that FoxH is evaluated. *)  
evaltol = OptionValue[FoxHFractionTolerance];  
evalprec = OptionValue[FoxHWorkingPrecision] + 10;  
value = {}; A = B = {{}, {}}; ra = N[a]; rb = N[b];  
Rmin = -Infinity; Rmax = Infinity;
```

```
(*Rationalize the coefficients in order to use Legendre duplication formula*)
ra[[All, All, 2]] = Rationalize[#, evaltol]&/@a[[All, All, 2]];
rb[[All, All, 2]] = Rationalize[#, evaltol]&/@b[[All, All, 2]];
(*Find K factor which is the least common multiple of rationalized coefficients*)
K = Apply[LCM, Flatten[ {Denominator[#]&/@ra[[All, All, 2]],
Denominator[#]&/@rb[[All, All, 2]]}]];
(*Find the coefficient and the input value according to the K factor*)
G = K; Z = Power[z, K];
(*Compute the upper Alpha coefficients*)
Do[L = ra[[1, n, 2]]K;
Z = ZPower[L, L];
G = GSqrt[Power[L, 1 - 2ra[[1, n, 1]]]/Power[2 π, L - 1]];
A[[1]] = FlattenAt[ {A[[1]], 1 + ra[[1, n, 1]]/L - Range[1, L]/L},
{{1}, {2}}, {n, 1, Length[ra[[1]]]}];
(*Compute the upper Alpha Mellin function*)
Pa = Function[u, Product[
SetAccuracy[Gamma[1 - a[[1, n, 1]] - ua[[1, n, 2]]],
evalprec], {n, 1, Length[a[[1]]]}];
(*Compute the lower Alpha coefficients*)
Do[L = ra[[2, n, 2]]K;
Z = ZPower[L, L];
G = G/Sqrt[Power[L, 2ra[[2, n, 1]] - 1]/Power[2 π, L - 1]];
A[[2]] = FlattenAt[ {A[[2]], ra[[2, n, 1]]/L + Range[0, L - 1]/L},
{{1}, {2}}, {n, 1, Length[ra[[2]]]}];
(*Compute the lower Alpha Mellin function*)
Qa = Function[u, Product[
SetAccuracy[Gamma[a[[2, n, 1]] + ua[[2, n, 2]]],
evalprec], {n, 1, Length[a[[2]]]}];
(*Compute the upper Beta coefficients*)
Do[L = rb[[1, n, 2]]K;
Z = Z/Power[L, L];
G = GSqrt[Power[L, 2rb[[1, n, 1]] - 1]/Power[2 π, L - 1]];
B[[1]] = FlattenAt[ {B[[1]], rb[[1, n, 1]]/L + Range[0, L - 1]/L},
{{1}, {2}}, {n, 1, Length[rb[[1]]]}];
(*Compute the upper Beta Mellin function*)
Pb = Function[u, Product[SetAccuracy[Gamma[b[[1, n, 1]] + ub[[1, n, 2]]],
evalprec], {n, 1, Length[b[[1]]]}];
(*Compute the lower Beta coefficients*)
Do[L = rb[[2, n, 2]]K;
Z = Z/Power[L, L];
G = G/Sqrt[Power[L, 1 - 2rb[[2, n, 1]]]/Power[2 π, L - 1]];
B[[2]] = FlattenAt[ {B[[2]], 1 + rb[[2, n, 1]]/L - Range[1, L]/L}, {{1}, {2}},
{n, 1, Length[rb[[2]]]}];
(*Compute the lower Beta Mellin function*)
Qb = Function[u, Product[SetAccuracy[Gamma[1 - b[[2, n, 1]] - ub[[2, n, 2]]],
```

```
evalprec, {n, 1, Length[b[[2]]}]);  
(*Numerical value check*)  
A = N[A]; B = N[B]; G = N[G]; Z = N[Z];  
(*Compute the overall Mellin function*)  
M = Function[u, Pa[u]Pb[u]/Qa[u]/Qb[u];  
(*Compute the FoxH function*)  
T = Length[A[[1]]] + Length[A[[2]]] + Length[B[[1]]] + Length[B[[2]]];  
If[T ≤ OptionValue[FoxHDuplicationLimit],  
Print["Computing by Meijer's G Function"];  
value = GMeijerG[A, B, Z],  
Print["Computing by Contour Integration"];  
{Rmin, Rmax} = {Max[-Min[b[[1, All, 1]]/b[[1, All, 2]], -Infinity],  
Min[Min[1 - a[[1, All, 1]]/a[[1, All, 2]], Infinity]};  
If[Rmin == -Infinity, Rmin = Rmax - 2];
```

Γ. Πρόγραμμα προσομοίωσης EKG

```
%%%%%%%%%% Extended Generalized-K %%%%%%%%%%

clear all;
clc;
SIZE = 5000000;
SNR_dB = 10;
gb = 10^(0.1*SNR_dB);

%%% Generate Shadowing %%%%
ms = 7.14;
betas = 4.1;
Xis = gamma(ms)/gamma(ms+2/betas);
Cals = Xis*gb*(ms/gb)^(2/betas);
shadowing = Cals*(gamrnd(ms, gb/ms, 1, SIZE)).^(2/betas);

%%% Generate Fading %%%%
m = 3.34;
beta = 2.1;
Xi = gamma(m)/gamma(m+2/beta);
Cal = Xi*(m)^(2/beta);
fading = Cal*(gamrnd(m, 1/m, 1, SIZE)).^(2/beta);

data = fading.*shadowing;

%%%%%%%%%%Moments
n = 3;
mom_simulation = sum(data.^n)/SIZE;

%%% Theory %%%%
b = gamma(m+2/beta)/gamma(m);
bs = gamma(ms+2/betas)/gamma(ms);

mom_theory =
gamma(m+2*n/beta)*gamma(ms+2*n/betas)/(gamma(ms)*gamma(m))*(gb/(b*bs))^n;

p = 2.345;
MGF_sim = sum(exp(-p*data))/SIZE;
MGF_inv_sim = sum(exp(-p./data))/SIZE;

%%%%%%%%%% MGF Theory %%%%%%%%%%

z = bs*b/gb/p;
F = @(s)1/(2*pi*i)*gammaz(-
s).*gammaz(m+2/beta*s).*gammaz(ms+2/betas*s).*(z).^(-s);
MGF_theory = 1/(gamma(m)*gamma(ms))*quad(F,-1/2-20*i,-1/2+20*i);

%%%%%%%%%% MGF inv Theory %%%%%%%%%%

z1 = bs*b*p/gb;
```

```
F1 =  
@(s) 1/(2*pi*i)*gammaz(m+2/beta*s).*gammaz(ms+2/betas*s).*gammaz(s).*(z1).  
^(-s);  
%F1 = @(s) 1/(2*pi*i)*gammaz(m-2/beta*s).*gammaz(ms-2/betas*s).*gammaz(-1-  
s).*gammaz(-s).*gammaz(s)./gammaz(-s+1).*(z1).^s);  
MGF_inv_theory = 1/(gamma(m)*gamma(ms))*quad(F1,1/3-20*i,1/3+20*i);
```


ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- M. Simon and M-S Alouini, *Digital Communications over Fading Channels*, 2005, Wiley.
- Valentine A. Aalo, *Senior Member*, Kostas P. Peppas, *Member*, George P. Efthymoglou, Mohammed M. Alwakeel, and Sami S. Alwakeel, *Member*, 2014 «Serial Amplify-and-Forward Relay Transmission Systems in Nakagami- m Fading Channels With a Poisson Interference Field»
- F. Yilmaz, O. Kucur, and M.-S. Alouini, "Exact capacity analysis of multihop transmission over amplify-and-forward relay fading channels," in *Proc. IEEE Int. Symp. PIMRC*, 2010, pp. 2293–2298.
- Kostas P. Peppas 2012, 'A New Formula for the Average Bit Error Probability of Dual-Hop Amplify-and-Forward Relaying Systems over Generalized Shadowed Fading Channels', *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 1, no. 2, pp. 85-88.
- Kostas P. Peppas, Martin Zamkotsian, F. Lazarakis and Panayotis G. Cottis, "Unified Error Performance Analysis of Space Shift Keying Modulation for MISO and MIMO Systems Under Generalized Fading", *IEEE Wireless Communications Letters*, 2013, vol. 2, no 6, pp.663-666
- K. Peppas, F. Lazarakis, A. Alexandridis, and K. Dangakis, "Simple, accurate formula for the average bit error probability of multipleinput multiple-output free-space optical links over negative exponential turbulence channels," *Opt. Lett.*, vol. 37, no. 15, pp. 3243–3245, Aug. 2012.
- F. Yilmaz and M.-S. Alouini, "Product of the powers of generalized Nakagami- m variates and performance of cascaded fading channels," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, 2009, pp. 1–8.
- "Εισαγωγή στη Θεωρία Σημάτων και Συστημάτων," των Σ. Θεοδωρίδη, Κ.Μπερμπεριδης, Τυπωθήτω-Γιώργος Δάρδανος, 1998.
- Συστήματα Επικοινωνίας Simon Haykin, Michael Moher 5η Έκδοση Παπασωτηρίου ,2010

- Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος -Σήματα, Συστήματα και Φίλτρα Ανδρέα Αντρέα Αντωνίου , Εκδόσεις Τζιόλα.
- Ψηφιακή Ανάλυση Σήματος John G.Proakis , Dimitris G.Manolakis-Επιμέλεια Σ.Πακτίτη , Εκδόσεις Ίων .
- Αρχές Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων Herbert Taub-Donald L.Schilling 3η Έκδοση , Εκδόσεις Τζιόλα.
- Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών Α. Κανάτα, Φ.Κωνσταντίνου ,Γ.Πάντου Εκδόσεις Παπασωτηρίου .
- Εισαγωγή Στα Ασύρματα Συστήματα Bruce A.Black, Philip S .Dipiazza, Bruce A. Ferguson,David R. Voltmer , Frederick C. Bery , Εκδόσεις Μ.Γκιούρδας.
- Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών , Μ.Θεολόγου,2η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα.
- Συστήματα Τηλεπικοινωνιών John G. Proakis, Masoud Salehi , Μετάφραση :Κ. Καρούμπαλου, Ε.Ζέρβα ,Σ Καραμπογιάνης , Ε. Σαγκριώτης Έκδοση Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών .
- Ασύρματες Επικοινωνίες-Αρχές και Πρακτική, Theodose S. Rappaport , Επιστημονική Επιμέλεια Κωνσταντίνου Τσουκάτου, Εκδόσεις Μ.Γκιούρδας .
- Ψηφιακές Επικοινωνίες Θεωρία και εφαρμογές Bernard Sklar, Επιστημονική Επιμέλεια Ν. Μήτρου,2η Έκδοση Εκδόσεις Παπασωτηρίου
- Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα Γ. Καραγιαννίδη, Εκδόσεις Τζιόλα
- Ψηφιακές Επικοινωνίες-Σχεδίαση στη Πράξη, Andy Bateman ,Εκδόσεις Τζιόλα .
- Αναλογικές και Ψηφιακές Επικοινωνίες , Hwei P. Hsu, μετάφραση: Ιωάννης Ο. Βαργιάμπασης, Εκδόσεις Τζιόλα, 2002

- Νέο Αγγλο-Ελληνικό Λεξικό Τεχνικών Όρων ,Νικόλαος Απ. Πανταζής,
Εκδόσεις Καστανιώτη.
- Βικιπαίδεια ελεύθερη διαδικτυακή εγκυκλοπαίδεια :<https://el.wikipedia.org/>

Ευχαριστίες.....

*Στο σημείο αυτό θέλω να ευχαριστήσω τους Καθηγητές μου στο Πανεπιστήμιο Πελοποννήσου στο Τμήμα Πληροφορικής Και Τηλεπικοινωνιών για τις πολύτιμες γνώσεις που μου προσέφεραν και ειδικά τον Επιβλέποντα Καθηγητή μου **κ.Πεππα Κων/νο** Επίκουρο Καθηγητή για τη καθοριστική του Βοήθεια και τις στοχευμένες του παρατηρήσεις.*

Τέλος Θέλω να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους συμφοιτητές μου που ο καθένας τους με βοήθησε με τον τρόπο του.

Τρίπολη 12^{ος} 2016

Σπυρίδων Κανέλλος